



**209km Cloudbounce Contact:
Narrow beamwidth (2.2 degree) 60 Luxeon
LED TX using small Fresnel lenses with VK7JG –**
photo courtesy of Alvin VK7NDQ.

NEW! NEW! NEW! DUBUS BOOK TECHNIK VIII

The new DUBUS Technik book 8 is available now. Size and number of pages is the same as with the previous books. On 390 pages you find the technical articles from DUBUS Magazine from the years 2006, 2007 and 2008. Some corrections and additions have been made.

The price for the book is again 25.00 Euro incl. shipment for DL and EU. Price for overseas airmail is also 25.00 Euro or 30.00 USD.

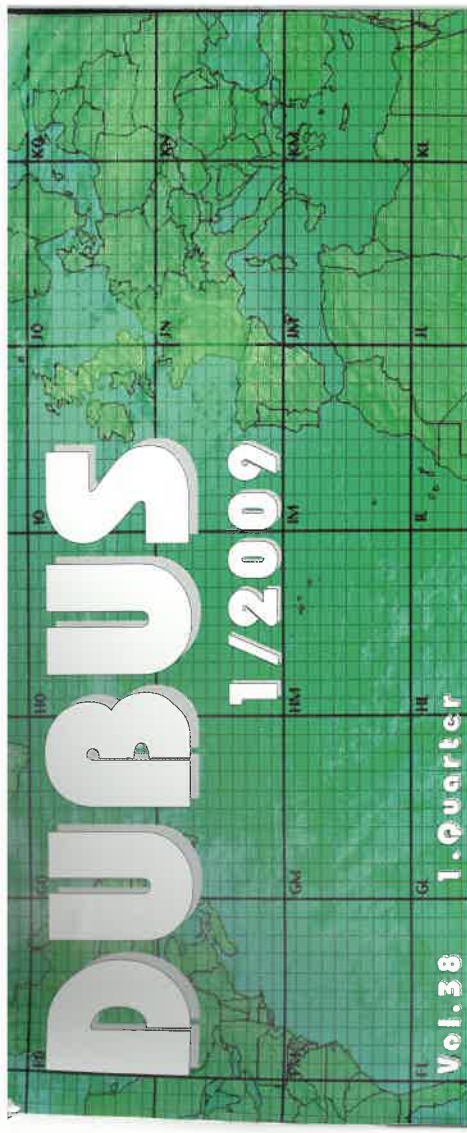
You can find the contents page on the DUBUS website at www.DUBUS.org You may order directly from DUBUS DL or via your local distributor. See also order form on page 3 in this issue.

You can pay by money transfer to our bank account or sending cash via mail. No credit cards, no paypal, sri!

Requests and orders please to
funk-telegramm@t-online.de or

DUBUS, Grützmlenweg 23, D-22339 Hamburg

www.DUBUS.org info@DUBUS.de

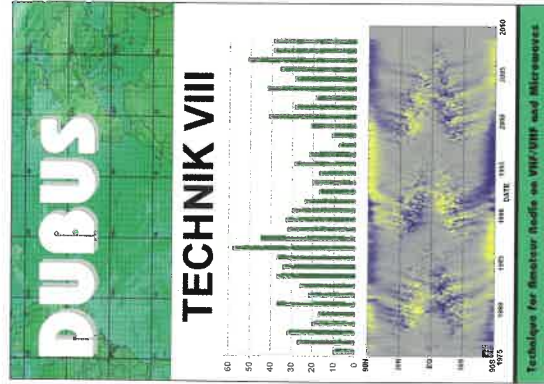


241 GHz Transverter



by DL2AM

Magazine for Amateur Radio on VHF/UHF and Microwaves



www.DUBUS.org

Editorial

Dear DUBUS Reader!

we welcome you to the first DUBUS issue of 2009!

We are happy to announce that we now have a new team of editors for the Microwave Europe column. Welcome Sam, G4DDK and Guy, F2CT. No need to introduce these very well known OPs further. We are looking for more team members from regions that are not covered yet, e.g. Scandinavia, Eastern EU, Italy, ON/PA etc.

We also have a new distributor for Norway, welcome Kjell, LA9CY, and thanks to Anders, LA8LF for the service in the last years!

The last weeks have been the hell in the VK3 area and many of us thought of our ham friends there. Our distributor Doug, VK3UM, was really very close to the big fires and many houses around him were lost and many people died. Fortunately he and his wife managed to escape and his property got only buried by a lot of ash. Amazing that he was able to send the VK/ZL 2009 subscribers list on time in mid February when there were still some minor fires burning. Thank you, Doug!

We want to remind everybody of taking part in the CW EU EME Contest in March, April and May. See rules in last DUBUS issue on page 108 or on www.dubus.org.

The regular CW activity events on 2m and 70cm are quite a success with good participation. For more info please check SM2CEW's website.

Please keep sending your reports and technical articles and if you have not yet renewed for 2009, please consider to do it now.

Thank you!

73 from Joe, DL8HCZ / CT1HZ and the DUBUS team!

Liebe DUBUS Leser!

Willkommen zur ersten DUBUS-Ausgabe des Jahres 2009!

Wir freuen uns, dass wir nun ein neues Team von Redakteuren für die Microwave Europe Rubrik haben. Willkommen Sam, G4DDK und Guy, F2CT. Es wird kaum nötig sein, diese sehr bekannten OPs weiter vorzustellen. Wir suchen aber noch weitere Team-Mitglieder aus Regionen, die bisher noch nicht abgedeckt sind, wie z.B. Skandinavien, Ost-EU, Italien, ON/PA usw.

Wir haben auch einen neuen Distributor für Norwegen: Willkommen Kjell, LA9CY, und danke Anders, LA8LF, für die Arbeit in den letzten Jahren!

Die letzten Wochen waren die Hölle im Gebiet von VK3 und viele von uns waren mit ihren Gedanken bei den dortigen Funkfreunden. Unser Distributor Doug, VK3UM, befand sich wirklich extrem nahe an den großen Feuern und viele Häuser dort verbrannten und es gab viele Tote. Zum Glück blieben er und seine Frau verschont und sein Besitz wurde lediglich mit einer dicken Ascheschicht begraben. Erstaunlicherweise konnte Doug dennoch die Aboliste aus VK/ZL für 2009 Mitte Februar schicken, obwohl dann sogar noch einige kleinere Feuer brannten. Danke, Doug!

Wir möchten nochmals alle erinnern, am CW EU EME-Contest im März, April und Mai teilzunehmen. Die Regeln stehen in der letzten DUBUS-Ausgabe auf Seite 108 und unter www.dubus.org.

Die regelmäßigen EME-Aktivitätswochenenden auf 2m und 70cm sind ein guter Erfolg mit einer zunehmenden Zahl von Teilnehmern. Mehr Infos dazu gibt es auf SM2CEW's Webseite.

Für Aktivitätsberichte und besonders technische Artikel sind wir weiterhin sehr dankbar. Falls das Abo für 2009 noch nicht verlängert wurde, wäre jetzt der richtige Zeitpunkt dafür. Vielen Dank!

73 von Joachim, DL8HCZ / CT1HZ und vom ganzen DUBUS-Team!

Over-The-Horizon Optical Communication

Part 2: Theory: Physics & Engineering Analysis

by Paul Edwards, VK7ZAS and Rex Moncur, VK7MO

This is Part 2 of a series of four articles in which we describe the theory & practice of recent low bit rate optical communication trials utilising forward scatter from clouds to communicate over the optical horizon. Since Part 1 was written the cloud scatter working distance has been significantly extended with JT65a signals being received over a 209 km¹ path at a signal to noise ratio of -6 dB on the WSJT scale. In this second part we address theoretical aspects of over the horizon cloud scatter communication with particular reference to the results obtained by the authors of Part 12 & we briefly discuss prospects for working at longer distances.

Amateurs familiar with forward scatter & aircraft enhancement modes of radio-communication will not be surprised at the similarities between radio & optical forward scatter propagation modes. Rex Moncur (VK7MO) noticed the similarities between the bistatic radar theory of aircraft-enhanced VHF propagation³, & the scattering of visible light by a typical cloud water droplet: because the scattering objects (the aircraft and the water drops) are both of the same order of size when measured in wavelengths they have similar scattering properties. In both cases their effective scattering area is much greater than their physical area because of constructive wave interference. One can visualise this as the water drops re-radiating the light they intercept like a high gain antenna, with significant gain relative to isotropic scattering in the forward direction. David Smith (VK3HZ) has produced a spreadsheet⁴ to calculate the scattering angle in relation to distance and cloud height which shows that at distances of 100 to 200 km the minimum scattering angle is in the range 5 to 7 degrees. The forward scattering of light from a cloud boundary involves multiple scattering by drops with a non-uniform size distribution & requires computer modeling for proper evaluation, but the single drop gain pattern (Figure 1) suggests that substantial scatter gains should be possible.

The requirement that the transmitter beam must satisfy aviation safety requirements⁵, limits the beam intensity & hence restricts the useable signal in the presence of sky noise & receiver noise to narrow bandwidths, of the order of a few Hertz or less, and low bit rates, of the order of 1 bps or less, at distances over 100 km. However, the use of narrow band, low bit rate communication

1 This result was achieved with a new narrow beamwidth (2.2 degrees) 60 LED transmitter; Report dated 24 November 2008 at <http://reast.asn.au/optical.php>

2 Rex Moncur, VK7MO; Justin Giles-Clark, VK7TW and Ken Sulman, VK7DY "Over the Horizon Optical Communications - Part 1" DUBUS 4/2008

3 Rex Moncur, VK7MO "Aircraft Enhancement - Some Insights from Bistatic Radar Theory" Proceedings of GippsTech 2000

4 David Smith, VK3HZ; personal communication

5 Australian Civil Aviation Safety Authority Advisory Circular AC 139-23 (0) April 2007 "Laser Emissions which may Endanger the Safety of Aircraft" <http://www.casa.gov.au/rules/1998casr/139/139c23.pdf>

protocols such as JT65⁶ and Jason⁷ open up the prospect of optical scatter DX over distances of hundreds of kilometres.

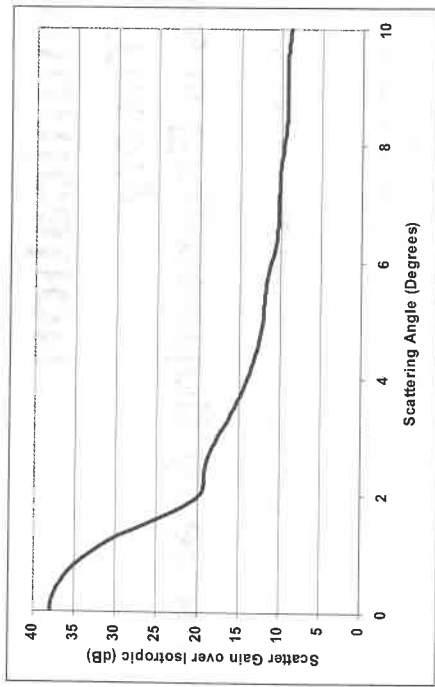


Figure 1: Shows scattering gain pattern⁸ of a 10 micron water drop at wave length 627 nm

2. Lightwave Link Budgets

2.1 Line of sight link loss

A light beam, like a radio-wave beam is subject to the inverse square law. With every doubling of the distance, the beam intensity (the irradiance) drops by 6dB as a result of geometrical spreading. In addition to this spreading loss, there will also be additional "extinction" losses due to absorption and scattering by molecules and aerosols. These extinction losses are highly variable. Even on a clear night these extinction losses will typically amount to at least 0.1 dB per kilometre at sea level for visible light⁹.

The received power, P_R / dBW_0 ¹⁰ will be equal to the power launched by the transmitter P_T / dBW_0 less the link loss, L / dB_0 , ie,

$$P_R = P_T - L \quad (1)$$

For a line of sight path of length d / km the link loss L / dB can be written in the same way as for a line of sight VHF link, with the addition of the extinction loss, $e / \text{dB per km}$:

$$L / \text{dB}_0 = 71 + 20 \log(d) + e d - G_L - 10 \log(A) \quad (2)$$

Here G_L = beam launcher power gain in dB relative to an isotropic radiator & A /square metres is the collecting area of the receiving aperture. For optical work it is more convenient to write this equation in terms of the transmitter half power beam width, $BW / \text{degrees}$, as:

$$L / \text{dB}_0 = 25 + 20 \log(d) + e d + 20 \log(BW) - 10 \log(A) \quad (3)$$

6 Joe Taylor, K1JT; "The JT65 Communications Protocol" (QEX, September-October 2005) <http://physics.princeton.edu/pulsar/K1JT/JT65.pdf>

7 Alberto di Bene, I2PHD "Jason" <http://digilander.libero.it/i2phd/jason/index.html>

8 Paul Laven, "Mie Scattering Plotting Program"; Graph based on 10 micron diameter spherical water drops with 20% size distribution <http://www.philipaven.com/mieplot.htm>.

9 Electro-Optics Handbook, Burfe; http://www.burfe.com/cgi-bin/byteserver.pl/pdf/Electro_Optics.pdf

10 Throughout this article we use the notation " / xxx" to indicate the units that apply to variables

For example, taking $e = 0.1 \text{ dB/km}$ at wavelength 630 nm and with the equipment used in the 209 km cloud scatter trial, the line of sight loss for a distance $d = 209 \text{ km}$; $BW = 15 \text{ degrees}$; & $A = 0.15 \text{ square metres}$ would be $L = 124 \text{ dB}_0$, so using equation (1), $P_R = 13 - 124 = -111 \text{ dBW}_0$ (-81 dBm_0) for $P_T = 13 \text{ dBW}_0$, as used in the trials.

The expected extinction loss would be less in the near infra red (850 nm) but more in blue light, indicating that longer wavelengths are to be preferred for optical "free-space" communication. As we shall see in the next section, the loss for a cloud scatter link over the same distance is much greater.

We have used a subscript "o" to indicate optical power (in dBW_0 or dBm_0), and optical power ratios (dB_0) and the subscript "e" to indicate electrical power dBW_e and power ratios (dB_e). For example, the link loss is a ratio of optical powers and is expressed in dB_0 . We shall keep the subscripts to help avoid confusion between the optical & the electrical domains, because, as explained in Section 2.2.5, an increase of 1 dB_0 in received optical power will translate into a 2 dB_e improvement in the (electrical) signal to noise ratio, when, as in these trials, the optical signal currents are much weaker than the dc shot noise current that defines the system noise floor. This surprising result was termed the "something for nothing" law in Part 1 of this series².

2.2 Scatter link loss

We can divide light propagation in a cloud scatter link into three parts:

- (1) a line of sight uplink to the target cloud layer,
- (2) light scattering by the target cloud layer and
- (3) a line of sight downlink from the cloud to the receiver aperture.

2.2.1 Uplink

The uplink beam illuminates a patch of cloud from which a fraction of the incident power emerges in the direction of the receiver. We can think of this cloud patch as a secondary antenna which receives power from the optical transmitter via the line of sight uplink & reradiates a part of that power with directional characteristics and effective gain, G_s / dB , determined by the physics of the individual droplet or ice crystal scattering processes, the structure & composition of the cloud^{11:12} and the scattering geometry.

We can distinguish two different cloud scattering geometries. The first, when the target cloud intercepts only part of the beam, corresponds to the usual small target radar situation: the power intercepted by the target cloud, which has been attenuated by spreading and extinction, is then attenuated again according to E.2 when it is re-radiated to the receiving aperture. The result is that the $6\text{dB}_0/\text{distance-doubling}$ spreading loss to the cloud becomes a $12\text{dB}_0/\text{distance-doubling}$ loss to the receiver. This is obviously unfavourable for DX communication.

The second case, where the beam illuminates a patch of a more extensive cloud layer, is more useful. In this case, although the surface brightness of the patch declines with distance according to the 6dB inverse distance-squared spreading loss law, surprisingly the uplink spreading loss can actually be neglected providing *all* of the transmitter power, less that lost by extinction, is available for scattering to the receiver, ie providing the angular field of view (FOV) of the receiver remains greater than the angular size of the illuminated cloud.

In this case the uplink loss is limited to extinction only and

$$L_r / \text{dB}_0 = e d_r \quad (4)$$

11 H.C. van der Hulst, "Light Scattering by Small Particles", Dover Publications, New York, 1981, p.230 et seq
12 Alex A. Kokhanovsky, "Cloud Optics", Atmospheric and Oceanographic Science Library, Springer, 34, ISBN -10 1-4020-3955-7(HB), Dordrecht, The Netherlands 2006

where d_1 is the uplink distance in km and e is the average extinction rate in dB / km. Because both the air density and the concentration of aerosols falls off with altitude, the extinction rate (in dB/km) to a low level cloud layer will typically be about 50% less than at sea level. We have adopted an average extinction rate of 0.1 dB per km in our estimation of uplink and downlink extinction losses in this paper. According to the Electro-optics Handbook, freely available off the web⁹, this is appropriate for a cloud scatter path from sea level to a cloud height of 1800m on an exceptionally clear night. However, extinction is highly variable and it is extremely sensitive to atmospheric conditions. One of the complications in estimating atmospheric extinction is the sharply peaked forward scattering pattern of aerosol particles. Because extinction coefficients⁹ are usually quoted for narrow fields of view, their use will tend to overestimate both uplink and downlink losses for the relatively wide beamwidths employed in these trials.

2.2.2 Cloud Scatter

The reflection of HF waves from the ionosphere and the reflection of light from a cloud layer are fundamentally different. The ionosphere acts as a mirror in which the angles of incidence & reflection are the same, but the cloud layer is a diffuse reflector as a result of the collective effects of scattering by many individual raindrops or ice crystals. The scattered power increases with the thickness of the cloud layer & is strongest in the forward direction, with relatively little true mirror reflection. The consequence is that a cloud layer illuminated by a light beam will be brightest when viewed from an angle close to the bore-sight of the incident up -beam, just as in the aircraft enhancement of a VHF signal³.

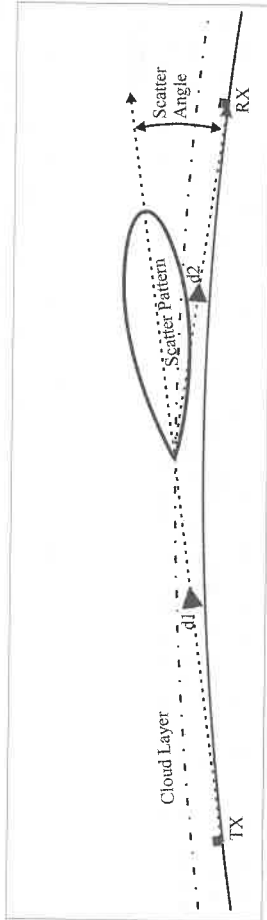


Figure 2: Conceptual cloud scattering geometry. Scatter gain pattern not to scale.

If the beam power launched from the transmitter is P_T / dBW_0 , then the cloud will act as a secondary source of optical power $P_T - L_1 = P_T - e d_1$ with effective gain, G_s / dBi and $\text{EIRP} = P_T + G_s - e d_1$ for the receiver situated at distance, d_2 / km from the cloud.

Alternatively, the surface brightness B_T of the cloud surface as seen from the direction of the receiver is a useful measure of the scattered light available to the receiver,

$$B_T / \text{dB}(W/m^2 \text{deg}^2) = P_T + G_L + 10 \log \rho - e d_1 - 20 \log d_1 - 71 \quad (5)$$

for transmitter power P_T / dBW_0 , beam launcher gain, G_L / dBi , and cloud reflectance, $\rho / \text{(per square degree)}$. The cloud reflectance depends critically on the angle of scattering. It is highest for small angles and drops off rapidly as the scattering angle increases beyond a few degrees. Since the scattering angle will be least at the mid point of the path, the scattering gain can be expected to be greatest for mid path scattering. The reflectance and the scattering gain are related by

$$G_s / \text{dBi} = 46 + 10 \log \rho / \text{(per deg}^2) \quad (6)$$

In the next section we show that the surface brightness is a particularly convenient parameter because the received optical power is just the product of the surface brightness ("radiance") and an important receiver design parameter known as the étendue, "throughput" or "light grasp", E .

We have used the measured SNR from the trials together with measured sky and receiver noise levels to estimate the received power levels, and hence the link losses. These results show that the overall link loss is consistent with scattering gains of around 10 dBi and an extinction loss rate of 0.1 dB/km on paths several hundred km long. However it is not possible to separate out these two contributions to the total link loss in the absence of an independent measurement of the extinction.

2.2.3 Downlink

The downlink loss, from E.2, (substituting G_s for G_L), is,

$$L_2 = 71 + 20 \log(d_2) + e d_2 - G_s - 10 \log(A), \quad (7)$$

However this does not tell the whole story. It assumes the receiver field of view FOV covers the entire illuminated cloud surface, and this is certainly not the case for the trials we have carried out to date - we will consider this issue later under Section 2.2.4.

The function of the receiver optics is to collect as much as possible of the modulated light power scattered from the cloud layer and as little as possible of the background skylight.

The first of these functions requires a large receiving aperture, A , such as a concave searchlight mirror or a large plastic Fresnel lens to focus the collected light onto the detector. The second of these two functions requires the angular field of view to be large enough (but no larger than) that needed to just cover the entire surface of the illuminated cloud.

The two numbers needed to specify the light collector are therefore its aperture area, $A / \text{square metres}$, and the $FOV / \text{degrees}$. These may be combined into a single number, the "throughput", or "étendue", $E / \text{(metre-deg squared)}$. The throughput is often limited by the area of the detector.

$$E / \text{(metre-degrees squared)} = A (FOV)^2. \quad (8)$$

The signal power collected is then,

$$P_R / \text{dBW}_0 = 10 \log E + 10 \log B_T - e d_2 \quad (9)$$

where $B_T / \text{watts per square degree per square metre}$, the surface brightness of the illuminated cloud is given by E.5, and the FOV does not exceed the angular size of the illuminated cloud patch as seen from the receiver.

The sky background power collected, a source of unwanted noise, is

$$P_{SB} / \text{dBW}_0 = 10 \log E + 10 \log(B_s \Delta\lambda) - e d_2 \quad (10)$$

where $B_s / \text{watts per square degree per square metre}$, per nanometre of spectral bandwidth ($\Delta\lambda$). We obviously want to maximise P_R and minimise P_{SB} .

If the system noise is dominated by sky noise, as it will be for an ultra-quiet PMT or APD receiver, every reduction of the spectral bandwidth $\Delta\lambda$ by a factor of 2 by an ideal (lossless) spectral filter will halve P_{SB} & so improve the SNR by 3dB, providing the bandwidth remains greater than the spectral width of the light emitter, 50 nm in these trials.

2.2.4 Scatter link power budget

The total link loss in dB₀, for total distance $d = d_1 + d_2 = 2d_1 = 2d_2$ (for mid-path scattering), from E.4 & E.7, is

$$L = L_1 + L_2 = 65 + 20 \log(d) + e d - G_s - 10 \log(A) + 10 \log(ML) \quad (11)$$

where we have added an additional loss term (ML) which takes account of the mismatch between the area of the illuminated cloud surface and the area of cloud actually within the receiver FOV (Figure 3). At the path mid point, $ML = (BW / FOV)^2$, providing the FOV is not obstructed by terrain and providing the FOV lies within the illuminated cloud area.

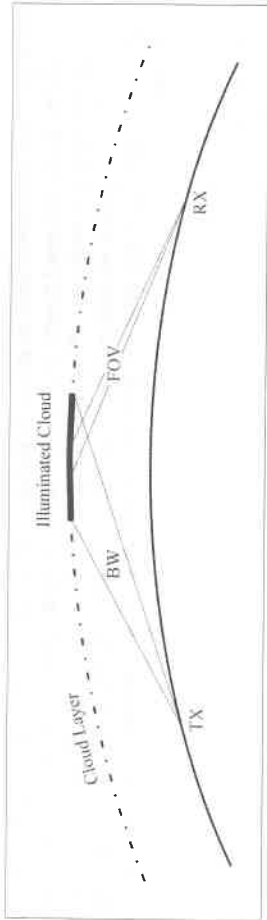


Figure 3: Shows example of mismatch loss where TX beamwidth is wider than RX Field of view (as in all our trials to date).

Figures 4, 5 & 6 show how the link loss varies with distance and receiver aperture, extinction loss and mismatch loss respectively. The graphs assume 10 dBi scatter gain and mid-path scattering. Except where specified the receiving aperture is 0.15 sq metres as for the 209 km trial, the extinction loss is assumed to be 0.1 dB/km and the mismatch loss is taken to be zero.

$$P_R / \text{dBW}_0 = P_T - L \quad (12)$$

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

If the receiver FOV & the transmitter BW are the same, then the maximum signal will be received for mid-path scatter.

For example, for the 209 km trial with the wide beam transmitter, the minimum link loss from receiver FOV of 1.6 degrees. In fact, in that trial, BW = 15 degrees, much greater than the cloud area & the cloud area visible to the receiver would incur a penalty of 10 log(ML) = 19.4 dB, making the overall scatter path loss, L = (160 - G_s) and the received power, P_R = P_T - L = 13 dBW - 160 + G_s = G_s - 147 dBW. The power received was actually estimated to be -134.3 dBW, from the measured SNR of 17 dB in 20 MHz bandwidth so from above, the scatter gain, G_s = 147 - 134.3 = 12.7 dB, and the estimated path loss was L = 147.3 dB. This can be compared with the estimated line of sight loss over the same distance of 124 dB with the same gear.

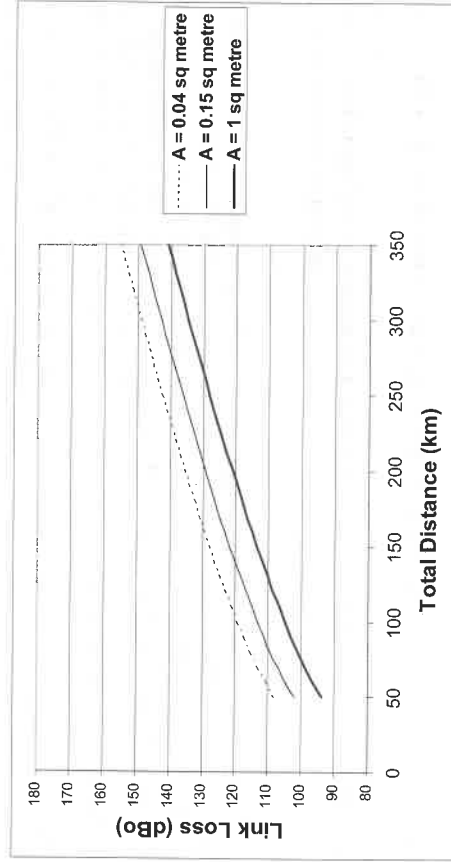


Figure 4: Shows variation of link loss with distance and RX aperture. 1 sq metre is the largest commercially available plastic Fresnel lens. The aperture used in the trials was 0.15 sq metre.

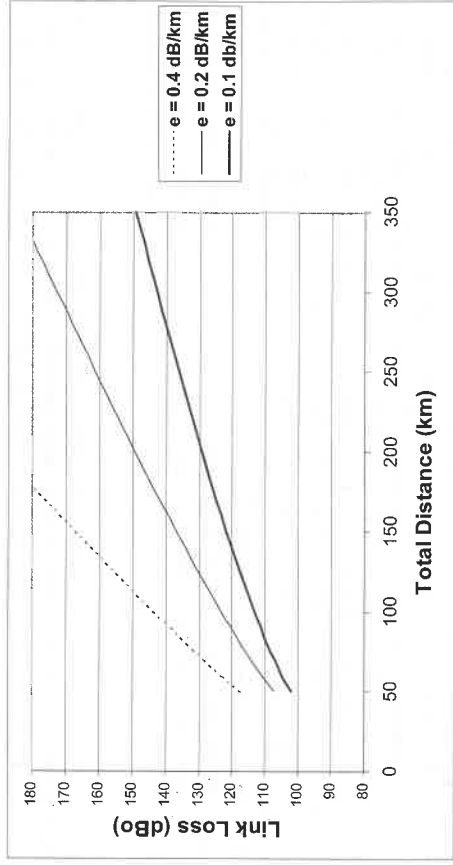


Figure 5: Shows variation of link loss with distance and extinction loss. 0.1 dB/km corresponds to narrow beam extinction in very clear air with sea level visibility at around 50 km; 0.4 dB/km relates to a sea level visibility of around 20 km⁹.

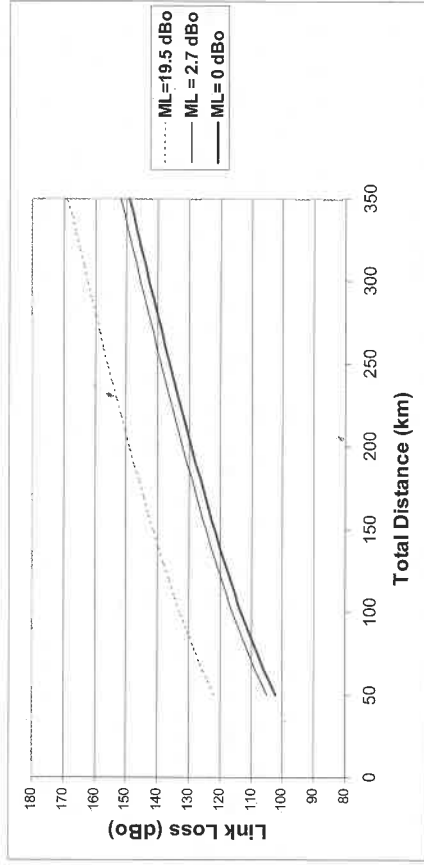


Figure 6: Shows variation of link loss with distance for three different values of mismatch loss. 19.4 dB represents the loss between the 15 deg beamwidth TX and the 1.6 degree APD RX. This loss is reduced to 2.7 dB when the narrow beam 2.2 deg TX is employed.

The received power is given by the transmitter power less the link loss ie: It is instructive to compare the line of sight losses (E.2) with the cloud scatter losses (E.7) to find the additional losses on a cloud scatter path in typical situations. On the basis of mid-path scattering which reduces the path length inverse square component of the scatter path by 6 dB this gives the additional loss for the cloud scatter path as:

$$L = G_s + G_L - 6 \quad (13)$$

For typical long paths the scatter gain G_s will be around 10 dBi giving the additional loss as:

$$L = G_L - 16 \quad (14)$$

For line of sight paths we can readily use very narrow beamwidths giving a gain (G_L) of around

50 dBo. This means that the line of sight link loss will typically be around 34 dBo less, giving a signal to noise ratio improvement of around 68 dB, thus demonstrating the inherent difficulty of cloud scatter compared with line of sight optical communication.

2.2.5 Lightwave detection

The function of the detector is to convert the light-wave signal power to an electrical signal, usually a current, I_P . This photocurrent is then amplified, filtered, and processed. Lightwave detectors are thus "square law" in character ie they respond to optical **power** (the **square** of the electric field strength), unlike radiowave detection which is **linear** in field strength. Because the electrical SNR (see E.23 & 24) depends on the square of the photo current & thus the square of the optical power, this is the origin of the "something for nothing" law² referred to earlier.

The conversion between the lightwave domain and the electrical domain is defined by the detector responsivity, $R_{es} = I_P / P_R$ usually quoted in the detector spec sheets in amps per watt of optical power. Responsivity is the product of two parameters: (1) the quantum efficiency **QE**, which is generally close to one (its maximum value), for semiconductor devices like PIN photodiodes & avalanche photodiodes (APDs), but much smaller, at least at the red and infra-red end of the spectrum, for vacuum photodiodes and photomultiplier tubes; & (2) the wavelength, λ .

The responsivity, R_{es} / amps per watt = **QE** λ / 1240

$$(15)$$

and $I_P = R_{es} P_R$,

$$(16)$$

with the wavelength λ in nanometres (nm) and the power in watts. For example, the Hamamatsu S8664-1010 APD¹³ used in the recent 111, 118, 165, 209 and 225 km trials had a **QE** of about 0.8 (80%) at wavelength $\lambda = 627$ nm (red light) and a corresponding responsivity of 0.40 A/W. This is the primary photoelectric responsivity. If the detector is operated with a dc gain of, say 50, then the overall device responsivity would be quoted as 20A/W. A typical cloud scatter signal power of, say, $P_R = -123$ dBW₀, would generate a primary photocurrent of $I_P = R_{es} P_R = 0.21$ pA, much less than the DC shot noise current generated by the sky background power, P_{SB} (see later). In the case of PMT and APD detectors with high internal current gain, the measured photocurrent will be much greater than this. Nevertheless, it is still usually convenient to quote signal levels as primary photocurrents, referred to the detector input by dividing the measured device current by the current gain of the detector.

2.3 Noise

Noise is the bottom line in the SNR equation. Three independent sources of noise contribute:

1. Shot noise originating in the detector and photo current amplifier.
2. Shot noise associated with the background sky and cloud brightness;
3. Shot noise in the detected signal photocurrent. This is usually swamped by the much stronger noise contributions of (1) & (2).

2.3.1 Shot Noise

Shot noise, essentially "granularity" noise, has its origin in the random generation and movement of photons, the fundamental quanta of light-wave energy, and electrons, the fundamental carriers of electric charge. It increases with bandwidth and DC current. Shot noise originates in the thermionic emission of electrons in vacuum tubes, in the photo-electric emission of electrons in photomultiplier tubes, in electron-hole generation by photons and by spontaneous electron-hole generation and recombination in semiconductors.

The mean square shot noise current in bandwidth **B** / Hz and DC current I_N / μ A, is:

$$\langle i_{sn}^2 \rangle > / (pA)^2 = 0.32 I_N B \quad (17)$$

¹³ Hamamatsu data sheet S8664 series APDs http://sales.hamamatsu.com/assets/pdf/parts_S/S8664_series.pdf

It is possible to measure the amplified DC current (I_W multiplied by detector gain) flowing through a light detector directly with a sensitive current meter (it is typically around 10 nA with a large area APD at room temperature). This measured DC current then characterises the performance of an optical receiver in much the same way as does the noise figure of a VHF receiver.

Just as a radio receiver noise temperature contains contributions from the sky, from cable losses and from the receiver itself, so the light-wave system contains contributions from the sky, the optical signal and the receiver.

Thus, if the lightwave receiver is characterised by internal DC shot noise current, I_{RN} , referred to the detector input, and the (unamplified) photocurrent induced by the sky background is I_{SB} , then:

$$I_W = I_{RN} + I_{SB} \quad (18)$$

This equation in conjunction with E.17 offers a means of calculating total system noise by measuring the DC current through the detector and dividing it by the DC gain of the detector. It also provides a basis for receiver noise calibration in which the equivalent system noise, I_{W} , can be measured by optically adding a measurable amount of shot noise with a LED. This can be done by measuring the corresponding DC detector current for which the noise power doubles, as in the measurement of radio receiver noise figure. There is an added complication to this measurement of noise in APDs due to gain noise arising from the noisy avalanche process¹⁴ see 2.3.3).

2.3.2 Detector noise

The detector and amplifier add noise to that already present at the input, thus lowering the SNR. The "dark" noise current is usually quoted in lightwave detector and transistor data sheets. It can be expressed as an equivalent dc shot noise current, I_{DW} . The dark current shot noise in PIN diode and APD detectors is due to thermal electron hole generation and recombination and the dark current noise in PMT detectors is mainly due to thermal emission of electrons from the cathode to the first dynode. It increases with both temperature and active detector area. Except in the case of high current gain detectors such as PMT detectors, there will usually also be a significant noise contribution from the post-detector amplifier, I_{AW} so it is appropriate to consider the total receiver noise as specified by current I_{RW} :

$$I_{RW} = I_{DN} + I_{AW} \quad (19)$$

2.3.3 Receiver noise

For unity gain detectors like a PIN diode, the detector noise current I_{DW} , and the post detector FET amplifier equivalent noise current I_{AW} , can be extracted from data sheets and added together as in E.19 to obtain the overall receiver noise current, I_{RW} . Alternatively, I_{RW} can be measured by the traditional "3dB noise increase" method, modified for optical application by the use of a LED as mentioned above. In the case of APD detectors, there is an additional factor to be taken into account – the current gain of the APD. This has three effects, one positive, one negative, and one of mainly nuisance value.

The positive effect is that the first stage AC current gain, M_{ac} suppresses the noise power contribution of the second stage by a factor M_{ac}^2 . The negative effect is the extra noise generated by the avalanche process. This is specified by an excess noise factor x^{14} . The third (nuisance value) effect is that any measured dc currents must be divided by the DC current gain M_{dc} in order to calculate the primary DC photocurrents needed to specify the shot noise power.

For APD current gain M_{ac} : excess noise factor, x ; recombination dark current I_{DN} ; FET noise figure F , & APD load resistance, R , then,

$$I_{RW} = I_{DN} M_{ac}^x + 4 k T_o F / R M_{ac}^2 \quad (20)$$

¹⁴ J. M. Senior, *Optical Fibre Communications 2nd edition*, Prentice Hall 1992

For sufficiently high AC gain M_{ac} , the FET noise and thermal load resistance noise will be suppressed and $I_{RW} = I_{DN} M_{ac}^x$. In any case, the receiver noise current,

$$I_{RW} = M_{ac}^x (I_{3dB}/M_{dc}) \quad (21)$$

where I_{3dB} is the measured increase in APD current required to give a 3dB increase above the measured dark noise power. So, in addition to I_{3dB} , the gains M_{dc} , M_{ac} and the excess noise factor, x are all needed to fully specify APD/FET noise, and so predict the SNR from a knowledge of the link loss.

The **Hamamatsu S8664-50k** APD¹³ used in earlier trials has a typical low frequency current gain of $M_{ac} = M_{dc} = 50$ at $V = 350V$; and excess noise factor $x = 0.2$, so $M^{0.2} = 2.2$. For $I_{3dB} = 0.9$ nA, $I_{RW} = (0.9/50) \cdot 2.2 = 0.04$ nA. This is close to the optimum operating point for weak signals. At lower voltages, the second stage FET/bias resistor noise contributes & raises the noise level. Use of the 3dB noise floor measurement technique, confirmed the second stage noise current to be $I_{RW} = 10$ nA as expected for a 10 MΩ APD bias resistance capacitively coupled to a 10 MΩ resistance in the gate of a 2N5437 FET voltage amplifier with unity noise figure. The positive effect of the APD gain was therefore a receiver noise reduction by a factor of more than 10/0.04 = 250 (24dB_e) relative to the PIN diode receiver used initially.

A larger area (100 mm²) **Hamamatsu S8664-1010** APD¹³ was used in the current trials to increase the FOV and reduce the mismatch loss (see E.11). This was coupled to a 2N5347 FET to give a calculated $I_{RW} = 0.4$ nA. However, this receiver was therefore significantly (10 dB_e) noisier, partly because of the higher dark current but also because of its lower AC gain, the latter due to the increased terminal capacitance of the device. Both of these are consequences of the larger area of the APD, illustrating the advantages of using the smallest detector area capable of providing the required receiver FOV.

2.3.4 Sky noise

From E.8, E.10 & E.16, the photocurrent due to the background sky & cloud brightness is;

$$I_{SB} = P_{SB} R_{es} = E B_s \Delta\lambda R_{es} = A (FOV)^2 B_s \Delta\lambda R_{es} \quad (22)$$

This equation shows why it is desirable to keep the FOV as small as possible, subject to the need to cover the illuminated cloud area. So, both the transmitter beamwidth and the FOV need to be kept as small as practicable. Once this has been done, the only way of further reducing shot noise in the night sky background is to reduce the spectral filter bandwidth, $\Delta\lambda$.

2.3.5 Signal to Noise Ratio

From E.18, the total noise floor for the link can be specified by a single DC current value, calculated as the sum of two measurable DC currents, the receiver noise current I_{RW} , and the dc sky/cloud background current I_{SB} , both referred to the input.

The total mean square noise current from E.17 and E.18 then forms the bottom line of the signal to noise ratio equation,

$$SNR = I_P^2 / I_{SN}^2 \quad (23)$$

so that, with I_P , the rms signal current measured in picoamps, I_{RW} in nanoamps, and B measured in mHz,

$$SNR / dB_e = 20 \log (I_P / pA) - 10 \log (I_{RW} / nA) - 10 \log (B / mHz) + 65 \quad (24)$$

It is worth noting that as the receiver noise floor is lowered, sky noise will usually become the limiting factor unless a very narrow band spectral filter, collimated laser beam & correspondingly narrow receiver FOV are used, involving difficult alignment procedures. We shall now use the preceding equations to calculate the optical power and electrical noise budgets for a scatter link operating over a distance of 209 km.

2.4 Scatter Link Budgets

2.4.1 Trial results

The transmitter used in the trials was on-off keyed (OOK) with a 50% duty cycle square waveform with first harmonic sine wave power of 3.5 dB_e below the 46W peak. So, the measured peak power $P_{TP} = 16.5$ dBW_e, average power = 13.5 dBW_e, and rms 1st harmonic signal power $P_T = 13$ dBW_e.

Most of the trials used a **Hamamatsu S8664-1010** APD¹³ /2N5347 FET combination in which the thermal noise contribution from the 5 megohm equivalent APD load resistance was significantly suppressed by the AC gain of the APD. For this receiver, $I_{RW} = 0.4$ nA with $I_N = 0.5$ nA on a dark night. We can use this value to calculate the sensitivity of this receiver. The threshold signal power from E.24, for the JT65 threshold SNR = -28 dB_e is P_R (threshold) = -132 dBW_e (-102 dBm₀). The maximum allowable link loss for a transmitted signal power of $P_T = 13$ dBW_e, is then $L(\max) = P_T - P_R$ (threshold) = -145 dBW_e.

A feature of the seven trials (Figure 7) was the small scatter in measured link loss L due to the combined effect of extinction, cloud scatter & mismatch loss [the terms $+ e d - G_s + 10 \log (ML)$ in E.11], despite the varying cloud cover, cloud height, link distance and station elevation. For a nominal extinction rate of 0.1 dB/km, the scatter gain estimates were in the range 8 - 15.6 dB_i, of the same order as expected from Figure 1, with the lower gain estimates for the 225 km trial in which the cloud cover was very light and the 66 km trial, probably due to poor alignment.

The results of all seven trials, over distances of 66, 118, 111, 165, 209 and 225 km are summarised in Figure 7 below, calculated from the measured signal to noise ratios, the measured noise floors and the transmitter power of $P_T = 13$ dBW_e. The curves are calculated for an extinction rate, $e = 0.1$ dB/km and mid path scattering with 10dB_i scatter gain from E.11.

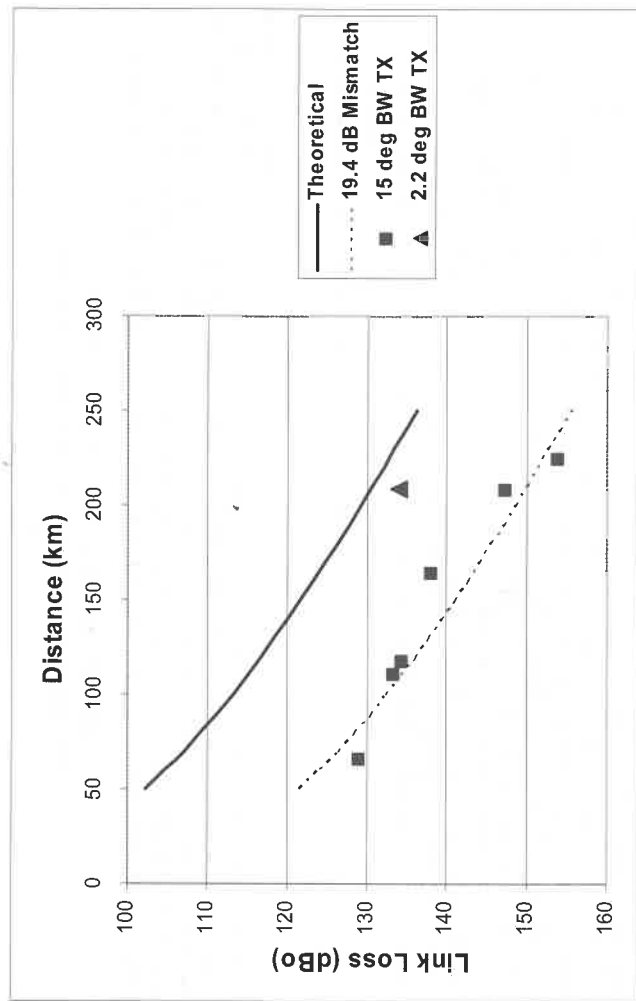


Figure 7: Trial results compared with theoretical models. Solid curve shows theoretical link loss for zero mismatch loss (refer Equation 11). Dotted curve assumes 19.4 dB_e mismatch loss as calculated for 15 degree beamwidth transmitter. Both curves are calculated for a 0.15 square meter RX, 0.1 dB_e/km extinction loss & 10dB_i scatter gain. Notice the good agreement with the dotted curve and the reduced link loss for 2.2 deg BW.

2.4.2 Performance of Present Equipment

Although the number of trials is limited and conditions such as cloud height and cover and sky brightness vary, nevertheless it is possible to make indicative estimates of performance with distance based on the link budget equations developed in this article and the best results received for each equipment arrangement. Figure 8 gives estimates for the three equipment arrangements used in these trials and suggests that with the narrow beamwidth TX and APD RX, JT65a will work to around 300 km and that this might be extended to around 350 km with Jason using at its most sensitive setting (-40 dB on the WSJT scale).

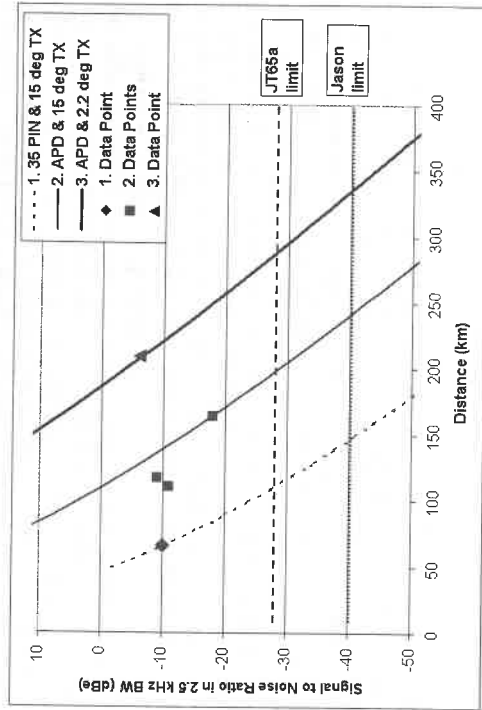


Figure 8: Estimated performance¹⁵ with distance for equipment arrangements used in trails

We have found that our data to be reasonably well fit by an extinction coefficient of 0.1 dB/km and a mid path scatter gain of 10 dBi but we are unable to separate these two highly variable factors. Extrapolation to longer distances, higher cloud and greater scattering angles is therefore somewhat speculative and thus invites investigation of an exciting new field through further cloud scatter trials worldwide using different equipment under different atmospheric conditions over longer distances.

2.4.3 Options to Improve Equipment Performance

Some options to improve equipment performance are:

- Signal Processing: A feature of cloud scatter at long distances is that the signals are very stable in amplitude, presumably due to the averaging affect of multiple clouds so there is little short term QSB. The use of baseband modulation (typically around 1000 Hz) means that frequency stability is related only to the baseband frequency and Doppler shift is not an issue. We have found that it is quite practical to work with bandwidths of 1 MHz and less to detect a tone at a level 30 dB lower than with JT65a. This provides a simple way to explore longer distance propagation. While we have not tested it on an optical path Jason at its slowest setting should give an improvement of around 12 dB over JT65a. If a whole evening can be devoted to a QSO then it should be possible to develop communication modes offering a 20 dB improvement over JT65a.
- Improved alignment techniques to direct the RX and TX in azimuth and elevation: The present trials suggest the potential to raise the signal by as much as 6 dB through better

¹⁵ The estimates are approximate only in that they make no allowance for variations in either extinction loss/km or scatter gain with path length and elevation angle.

alignment.

- Improved Beamwidth / Field of view matching: The present narrow beam transmitter is close to the practical limit in terms of size and beam intensity, so restricting further beam narrowing. Also, the receiver FOV is limited by the size of the detector. Nevertheless, a better match between the TX beam width BW and the receiver FOV could raise the signal by as much as 6 dB.
- Noise reduction: The current receiver is much less sensitive than a small area fibre optic receiver handling the same bit rate. This suggests there is scope for improving sensitivity by lowering detector noise, currently 10 dB greater than sky noise. While a smaller area detector has lower noise its use would reduce both the FOV and the matched beamwidth so cooling is a better option. Since dark current noise drops exponentially by about 3 dB for every 10 degrees of cooling, it should be possible to reduce dark noise well below the current sky noise level. Sky noise would then become the limiting factor. The 50 nm spectral width of the LED transmitter limits sky noise reduction by optical filtering to about 10 dB. The overall receiver sensitivity could thus be improved by as much as 20 dB by a combination of optical filtering and multistage Peltier cooling.
- Improved light collection efficiency: In this article we have assumed 100% aperture efficiency. However, a gain of several dB in signal collection may be possible with improved optics.
- Larger light collecting area: A one square metre Fresnel lens would reduce the link loss by 8 dB (E.11 & Figure 4) & increase the electrical signal by 16 dB. However a larger area detector would be needed to maintain the FOV at the cost of increased detector and sky noise. The increased noise could be partly suppressed by filtering and cooling but a better option to increase aperture area might be an array of smaller aperture receivers. Two units would give a 3 dB SNR improvement; four would give a 6dB improvement.

We have considered a move to a narrow spectral width laser transmitter to take advantage of narrower optical filtering, and higher peak power modulation techniques to enhance performance without increasing the average light intensity level. However such approaches present many challenges, both technical and operational that have not yet been explored.

Overall the measures listed above offer significant performance enhancements. However they are not all cumulative and they would require considerable experimental effort, time & expense.

2.4.4 Propagation Considerations

A key issue is that the clouds must be high enough to be visible at both ends. To date we have generally used stratus clouds which have a maximum height of around 2 km and would allow a maximum distance of around 300 km, increasing to 500 km if operations were from a 1 km high mountain at each end. Middle level cloud up to 5 km, such as altostratus, could extend the distance to around 700 km from mountains if they proved to be suitable. Above 5 km the most likely candidate is Cirrus but these tend to be optically thin. For those who live at latitudes around 50 to 60 degrees North and South it might be interesting to experiment with noctilucent clouds which are typically at around 80 km, but are also optically thin. We cannot rule out the possibility of other propagation mechanisms analogous to ducting at VHF or mirages which might allow extended distance operations. While we have looked at the possibility of EIME this seems to be well beyond the scope of the present techniques.

One factor favouring the extension of cloud scatter communication to longer distances is that the extinction loss in dB/km reduces with increasing altitude above sea level and longer distances will necessarily require scattering from higher altitude clouds. Extinction losses for both low and high altitude targets can be further reduced by operating from high mountains. On the other hand, as distance increases the scattering angle will also increase due to earth curvature resulting in reduced scattering gain as a result of the increased scattering angle and the reduced optical thickness of the cloud.

It is possible to reduce extinction losses and sky noise by using near-infra red wavelengths. However, IR does not have the "blink" protection of visible light and high power IR LEDs

focussed through lenses have the potential to damage eye sight when close to the transmitter. Those considering IR should do thorough research on the safety aspects. Further experimental and theoretical work is required before we can quantify the above issues. But what we can say is that there are some interesting possibilities to be explored if the equipment performance can be improved along the lines set out in Section 2.4.3. These include utilising the higher signal to noise ratio available at shorter distances to conduct phone QSOs via cloud scatter.

3. Conclusion

There is good agreement between the simplified theory developed in this article and the trial results. In particular the measured link losses, which reached 154 dB_o at 215 km, are consistent with inverse square spreading loss, diffuse reflection from water clouds with a typical scatter gain of 10 dBi and an extinction loss rate of 0.1 dB/km.

JT65a communication has been successfully trialled to a distance of 209 km & can probably be extended to 300 km using the present equipment. There is considerable scope to improve equipment performance and explore the potential of cloudbounce at longer distances.

4. Symbols, Abbreviations & Definitions

- A** = receiver aperture light collecting area in square metres.
APD = Avalanche Photo Diode-eg S8664-50K.
B = electrical bandwidth / Hz.
B_s = spectral brightness of the cloud or sky background, in W_o/deg²m²nm i.e. optical watts per square degree per square metre per nanometre of optical bandwidth.
B_T = brightness (radiance) of cloud surface, in W_o/m²deg² or dB (W_o/m²deg²). (**B_T** = **J. ρ**).
BW = transmitter full beam width in degrees, between half power points.
Δλ = effective spectral (optical) bandwidth of the detector / spectral filter combination, in nm.
d = diameter of the active (sensitive) region of the detector.
d = path distance between transmitter & receiver in km (= **d₁** + **d₂**).
d₁ = uplink distance (to scatterer).
d₂ = downlink distance (scatterer to receiver).
e = extinction loss in dB_o per km.
E = geometric factor (étendue) of the receiving optics, / (square metre-degrees)
EIRP = effective isotropic radiated power / dBW_o.
F = noise figure of the post-detector amplifier.
F_o = focal length of receiver telescope objective lens or mirror, in metres.
FOV = full angular field of view of the RX, measured in degrees to the 50% response angles
G_L = beam launcher power gain in dB_o relative to an isotropic radiator.
G_s = scatter gain, in dB_o, ie relative to isotropic scattering.
I_{3dB} = detector current increase for which the receiver noise power increases by 3 dB.
I_{AN} = DC shot noise current characterising the amplifier noise, referred to the detector input.
<I_{SN}²> = mean squared current noise. The "< >" symbol indicates an averaged (mean) value.
I_{DN} = DC dark detector current noise.
I_N = DC shot noise current characterising the system noise floor.
I_P = detector photocurrent; usually the rms signal current measured at (or referred to) the detector input.
I_{RN} = DC shot noise current characterising receiver noise floor, referred to the detector input.
I_{SB} = DC detector current due to sky background.
J = Irradiance (W_o/m²) of incident beam.
k = Boltzmann's constant, 1.3806503 × 10⁻²³ m² kg s⁻² K⁻¹
λ = light wavelength, measured in nanometres (nm). (1 nm = 1E-9 metre).
L = Link loss in dB_o; a ratio of optical powers.
L₁ = uplink power loss / dB_o.

L₂ = down link power loss / dB_o.

log = logarithm to base 10.

M_{ac} = AC gain of the detector.

M_{dc} = DC gain of the detector.

ML = solid angle mismatch between illuminated and visible cloud (ratio of areas).

PN = diode consisting of P- type, I (intrinsic) & N- type regions – eg BPW34 Photo Diode.

PMT = Photomultiplier tube.

P_R = Received power in dBW_o i.e. relative to 1W (optical).

P_{SB} = optical power received from the sky background, in dBW_o.

P_{TP} = Peak transmitter power / W_o.

P_T = Transmitter rms signal power in dBW_o.

QE = detector quantum efficiency, the probability of generating an electron hole pair, per incident photon.

R = detector load resistance.

R_{es} = detector responsivity, referred to the detector input, in A/W_o.

ρ = cloud reflectance, per square degree, for a particular scattering angle, **θ**.

SNR = ratio of average electrical signal power to average noise power (dB_e) in the electrical domain for a particular reference (or actual) signal processing bandwidth.

T_o = reference temperature (290K).

θ = Scattering angle; the angular difference between the scattered & incident light rays.

x = excess noise factor of APD.

5. Acknowledgements

We gratefully acknowledge the assistance of the following amateurs in the various trials: J Giles-Clark, VK7TW, K. Sulman, VK7DY; D. Smith, VK3HZ; B. Miller, VK3BJM; D. Clarke, VK3CY; J Gelston, VK7JG and A. de Quincey, VK7NDQ.



Narrow beamwidth (2.2 Degree) 60 Luxeon LED TX (rear) using small Fresnel lenses' with VK7JG - photo courtesy of Alvin VK7NDQ. (See also back cover)

Überhorizont-Kommunikation im optischen Bereich

Teil 2: Theorie: Analyse von Physik & Technik

von Paul Edwards, VK7ZAS und Rex Moncur, VK7MO

Dies ist der Teil 2 einer Serie von vier Artikeln, in denen wir die Theorie und Praxis von vor kurzem erfolgten Überhorizont-Verbindungsversuchen mit niedriger Bitrate im optischen Bereich mittels Vorwärtsscatter an Wolken erläutern. Seit dem Schreiben des ersten Teils, wurde die mittels Wolkenscatter überbrückte Distanz signifikant auf 209km¹ erhöht, wobei die JT65A-Signale ein Signal-Rauschverhältnis von -6dB auf der WSJT-Skala aufwiesen.

In diesem zweiten Teil behandeln wir die theoretischen Aspekte von Überhorizont-Kommunikation mittels Wolkenscatter im speziellen Bezug zu den Ergebnissen, die von den Autoren des ersten Teils² erhalten wurden und wir diskutieren kurz die Aussichten über weitere Distanzen zu arbeiten.

Amateure, die sich mit Vorwärtsscatter an Flugzeugen als Modus für Funkkommunikation auskennen, werden nicht über die Ähnlichkeiten zwischen Radio- und optischer Kommunikation überrascht sein. Rex Moncur (VK7MO) bemerkte die Ähnlichkeiten zwischen der bistatischen Radar-Theorie bei VHF-Ausbreitung über Flugzeugreflektionen³ und der Streuung von sichtbarem Licht durch einen typischen Wassertropfen in einer Wolke: Weil die beiden rückstreuenden Objekte (das Flugzeug und die Wassertropfen) beide in der selben Größenordnung im Maßstab zu den Wellenlängen liegen, haben sie ähnliche Eigenschaften bei der Streuung. In beiden Fällen ist aufgrund konstruktiver Welleninterferenz die effektive Fläche für die Rückstreuung viel größer als die jeweilige physikalische Größe. Man kann sich dies vorstellen als Wassertropfen, die das Licht wieder abstrahlen wie eine Hochgewinnantenne mit im Verhältnis zum istropen Scattern signifikantem Gewinn in die Vorwärts-Richtung.

David Smith (VK3HZ) hat eine Tabellenkalkulation⁴ angefertigt, um den Scatter-Winkel in Verhältnis zu Entfernung und Wolkenhöhe zu berechnen. Diese zeigt, dass bei Entfernungen von 100 bis 200km der minimale Scatter-Winkel im Bereich von 5 bis 7 Grad liegt. Das Vorwärtsscatter von Licht an einer Wolkenkante umfasst multiple Streuungen durch Tropfen mit einer nicht gleichförmigen Größenverteilung und erfordert zur genauen Bewertung eine Computersimulation. Das Gewinnmuster für einen einzelnen Tropfen (Abb. 1) jedenfalls legt nahe, dass ein beträchtlicher Scatter-Gewinn möglich sein sollte. Die Anforderung, dass der Strahl des Senders Luftsicherheitsbestimmungen⁵ entsprechen muss, limitiert dessen mögliche Intensität und beschränkt damit das nutzbare Signal in Anwesenheit von Himmelsrauschen und Empfängergeräuschen auf schmale Bandbreiten in der Größenordnung von einigen wenigen Hertz oder weniger bei niedrigen Bitraten im Bereich von 1 bps oder weniger bei Distanzen über 100km. Die Anwendung von schmalbandigen Kommunikationsprotokollen mit niedrigen Bitraten wie JT65⁶ und Jason⁷ eröffnen aber die Möglichkeit von optischem Scatter-DX über Entfernungen von hunderten von Kilometern.

¹ Dieses Ergebnis wurde mit einem neuen 60 LED Sender mit schmalen Öffnungswinkel (2.2 Grad) erreicht. Siehe Abb. 9. Dazu Bericht vom 24.11.2008 auf <http://reast.asn.au/optical.php>

² Rex Moncur, VK7MO, Justin Giles-Clark, VK7TW and Ken Sulman, VK7DY "Over the Horizon Optical Communications - Part 1" DUBUS 4/2008

³ Rex Moncur, VK7MO "Aircraft Enhancement - Some Insights from Bistatic Radar Theory" Proceedings of GippsTech 2000

⁴ David Smith, VK3HZ, personal communication

⁵ Australian Civil Aviation Safety Authority Advisory Circular AC 139-23 (0) April 2007 "Laser Emissions which may Endanger the Safety of Aircraft" <http://www.casa.gov.au/rules/1998casr/139/139c23.pdf>

⁶ Joe Taylor, K1JT; "The JT65 Communications Protocol" (QEX, September-October 2005) <http://physics.princeton.edu/pulsar/K1JT/JT65.pdf>

⁷ Alberto di Bene, I2PHD "Jason" <http://digilander.libero.it/i2phd/jason/index.html>

Abb. 1: Verlauf des Scattergewinns⁸ eines 10-Mikron-Wassertropfens bei einer Wellenlänge von 627 nm

2. Verbindungsbudgets bei Lichtwellen 2.1 Streckendämpfung bei Sichtlinie

Ein Lichtstrahl unterliegt - wie eine Radiowelle - einem umgekehrt quadratischen Gesetz. Mit jeder Verdoppelung der Entfernung fällt die Intensität des Strahls (Strahlungsdichte) um 6 dB als Resultat der geometrischen Ausdehnung ab. Zusätzlich zu diesem Verlust durch Ausdehnung gibt es „Extinktionsverluste“ durch Absorption und Streuung an Molekülen- und Aerosolen. Diese Extinktionsverluste schwanken stark. Sogar bei einer klaren Nacht summieren sie sich typischerweise auf mindestens 0.1 dB pro Kilometer für sichtbares Licht in Meereshöhe⁹.

Die empfangene Leistung P_R / dBW;¹⁰ wird gleich der vom Sender abgestrahlten Leistung P_T / dBW, minus der Streckendämpfung, L / dB, sein, d.h.,

$$P_R = P_T - L \quad (1)$$

Für einen Sichtlinien-Pfad der Länge d / km kann die Streckendämpfung L / dB nach Hinzufügen des Extinktionsverlustes e / dB per km in derselben Weise ausgedrückt werden, wie für eine quasioptische Strecke auf VHF:

$$L / \text{dB}_0 = 71 + 20 \log(d) + e \cdot d - G_L - 10 \log(A) \quad (2)$$

Hier ist G_L gleich dem Gewinn der Lichtquelle in dB gegenüber einem isotropen Strahler und A / qm ist die Sammelfläche der Öffnung des Empfängers. Für optisches Arbeiten ist es bequemer, diese Gleichung als Halbleistungsöffnungswinkel des Senders BW / Grad, anzugeben als:

$$L / \text{dB}_0 = 25 + 20 \log(d) + e \cdot d + 20 \log(BW) - 10 \log(A) \quad (3)$$

Nimmt man, z.B., $e = 0.1$ dB/km bei einer Wellenlänge von 630 nm und die Daten der Station, die bei dem 209-km-Wolkenscatter-Versuch verwendet wurde, trägt der Sichtlinienverlust $L = 124$ dB, für eine Entfernung $d = 209$ km mit $BW = 15$ Grad und $A = 0.15$ qm. Setzt man das in Gleichung (1), erhält man $P_R = 13 - 124 = -111$ dBW, (-81 dBm) mit $P_T = 13$ dBW, wie in den Tests verwendet.

Der erwartete Extinktionsverlust würde näher am Infrarot (850 nm) geringer sein, in Richtung Blau wäre er höher, was bedeutet, dass längere Wellenlängen für optische "Freiraum"-Übertragung bevorzugt werden sollten.

Wir haben den tiefgestellten Index "o" verwendet, um die optische Leistung (in dBW, oder dBm) und optische Leistungsrelationen (dB) zu beschreiben und den Index "e" für elektrische Leistungen (in dBW_e) und Leistungsverhältnisse (in dB_e). Zum Beispiel ist der Streckenverlust ein Verhältnis optischer Leistungen und er wird ausgedrückt in dB_e. Wir sollten diese Indizes beibehalten, um eine Verwechslung zwischen optischem und elektrischem Bereich zu vermeiden, weil, wie weiter unten im Abschnitt 2.2.5. erklärt, ein Ansteigen von 1 dB_e bei der empfangenen optischen Leistung zu einer Verbesserung von 2 dB_e beim (elektrischen) Signal-Rauschverhältnis führt, wenn - wie bei diesen Versuchen - die optischen Signalströme deutlich schwächer sind als das DC-Schrottrauschen, das das Systemrauschen definiert. Dieses überraschende Ergebnis wurde im Teil 1² dieser Artikelserie als das "Etwas-umsonst-Gesetz" eingeführt.

2.2 Scatterstreckenverlust

Wir können die Lichtausbreitung bei einer Wolkenscatterstrecke in 3 Teile einteilen:

- (1) Einen Sichtlinien-Üplink bis zur Ziel-Wolkenerschicht,
- (2) Lichtstreuung durch die Wolkenerschicht und
- (3) einen Sichtlinien-Downlink von der Wolke bis zur Empfänger-Öffnung.

⁸ Paul Laven, "Wie Scattering Plotting Program"; Graph based on 10 micron diameter spherical water drops with 20% size distribution - <http://www.philipaven.com/mieplot.htm>.

⁹ Electro-Optics Handbook, Burle; http://www.burle.com/cgi-bin/byteserver.pl/pdf/Electro_Optics.pdf

¹⁰ In diesem Artikel verwenden wir die Notation "/ xxx", um die zu den Variablen gehörigen Einheiten zu benennen

2.2.1 Uplink

Der Uplink-Strahl beleuchtet ein Stückchen der Wolke, von wo sich ein Teil der einfallenden Leistung in die Richtung des Empfängers ausbreitet. Man kann sich dieses Stückchen der Wolke als sekundäre Antenne vorstellen, die Leistung von einem optischen Sender über den Sichtlinien-Uplink erhält, und einen Teil davon mit Richtwirkung und effektivem Gewinn wieder abstrahlt. Der effektive Gewinn G_s / dB ist bestimmt durch die Physik des Streuprozesses des individuellen Tropfens oder Eiskristalls, die Struktur und Zusammensetzung der Wolke^{11,12} und die Geometrie der Scatterstrecke.

Man kann zwei verschiedene Geometrien beim Wolkenscattern unterscheiden: Die erste, bei der die Ziel-Wolke sich nur mit einem Teil des Strahls überschneidet, entspricht der bekannten Radar-Situation mit kleinem Zielobjekt. Die Leistung, die durch Ausweitung und Extinktion vermindert wurde und sich dann mit der Ziel-Wolke überschneidet, wird dann weiter gemäß Gleichung 2 abgeschwächt, wenn sie weiter zur Öffnung des Empfängers gesendet wird.

Das Ergebnis ist, dass der Ausweitungsverlust zur Wolke von $60B_0$ / Distanz-Verdoppelung dann ein Verlust von $12dB_0$ / Distanz-Verdoppelung bis zum Empfänger wird. Es ist klar, dass das nicht gerade günstig für DX-Verkehr ist.

Der zweite Fall, bei dem der Strahl eine ausgedehntere Wolkenschicht beleuchtet, ist brauchbarer. In diesem Fall kann, obwohl die Helligkeit der Oberfläche mit der Entfernung gemäß des quadratisch reziproken 6-dB-Gesetzes der Entfernungsaufweitung abnimmt, überraschenderweise der Aufweitungsverlust beim Uplink tatsächlich vernachlässigt werden, vorausgesetzt, die **komplette** Leistung des Senders, vermindert um den Extinktionsverlust, steht für das Scattern zum Empfänger hin zur Verfügung, d.h. vorausgesetzt, dass das schräge Sichtfeld des Empfängers größer bleibt als die schräge Fläche der beleuchteten Wolke. Für diesen Fall ist der Uplink-Verlust nur auf die Extinktion begrenzt und

$$L_1 / dB_0 = e \cdot d_1 \quad (4)$$

mit d_1 für die Uplink-Entfernung in km und e für die durchschnittliche Extinktion in dB / km. Weil sowohl die Dichte der Luft als auch die Konzentration von Aerosolen mit der Höhe abnehmen, wird die Extinktion (in dB/km) zu einer niedrigen Wolkendecke typischerweise etwa 50% niedriger sein als in Seehöhe. Wir haben in diesem Artikel eine durchschnittliche Extinktion von 0.1 dB pro km bei der Abschätzung der Uplink- und Downlink-Extinktionsverluste angenommen. Dies ist nach dem Electro-Optics Handbuch, das frei im Web verfügbar ist⁸, ein angemessener Wert für eine Strecke von Meereshöhe zu einer Wolkenhöhe von 1800m in einer extrem klaren Nacht. Die Extinktion schwankt jedoch sehr stark und ist extrem abhängig von den atmosphärischen Bedingungen.

Eine der Schwierigkeiten, die atmosphärische Extinktion abzuschätzen zu können, ist die Eigenschaft von Aerosol-Partikeln scharf begrenzt vorwärts zu streuen. Weil die Extinktionskoeffizienten⁹ üblicherweise für enge Sichtfelder angegeben werden, führt ihre Anwendung zu einer Überschätzung der Uplink- und Downlinkverluste bei den relativ großen Beamweiten, die in unseren Versuchen verwendet werden.

2.2.2 Wolkenscatter

Die Reflexion von Radiowellen an der Ionosphäre und die Reflexion von Licht an einer Wolkendecke sind fundamental verschiedene Dinge. Die Ionosphäre verhält sich wie ein Spiegel, bei dem Einfallswinkel und Ausfallswinkel gleich sind, die Wolkendecke aber verhält sich als diffuser Reflektor als Resultat gesammelter Streuungseffekte von vielen individuellen Regentropfen und Eiskristallen. Die gestreute Leistung erhöht sich mit der Dicke der Wolkenschicht und ist in Vorwärtsrichtung am größten, bei relativ wenig echter „Spiegelreflektion“. Die Folge ist, dass eine Wolkendecke, die durch einen Lichtstrahl illuminiert wird, am hellsten erscheint, wenn sie in einem Winkel betrachtet wird, der nahe der Mittelachse des einfallenden Strahls liegt, genau so wie bei Flugzeugscatter mit einem VHF-Signal³.

Abb. 2: Konzept der Wolkenscatter-Geometrie. Scatterform nicht maßstabsgetreu.

Wenn die Leistung des Strahls, der vom Sender abgestrahlt wird, P_T / dBW₀ ist, dann wirkt die Wolke als sekundäre Quelle optischer Leistung $P_T - L_1 = P_T - e \cdot d_1$ mit dem effektiven Gewinn G_s / dBi und $EIRP = P_T + G_s - e \cdot d_1$ für den Empfänger, der sich in der Entfernung d_2 / km von der Wolke befindet.

Alternativ ist die Oberflächenhelligkeit der Wolke B_T , wie sie aus der Richtung des Empfängers gesehen wird, ein nützliches Maß für das gestreute Licht, das für den Empfänger verfügbar ist.

$$B_T / dB (W/m^2 \cdot \text{deg}^2) = P_T + G_L + 10 \log \rho - e \cdot d_1 - 20 \log d_1 - 71 \quad (5)$$

mit der Senderleistung P_T / dBW₀, dem Gewinn der Abstrahlvorrichtung G_L / dBi und dem Wolkentrückstrahlungsvermögen ρ / (pro Grad²). Das Wolkentrückstrahlungsvermögen hängt kritisch vom Scatterwinkel ab. Es ist am höchsten für kleine Winkel und fällt schnell ab, wenn der Scatterwinkel über einige Grad hinaus ansteigt. Da der Scatterwinkel in der Pfadmitte am kleinsten ist, kann man den höchsten Scatter-Gewinn für Scattern in der Pfadmitte erwarten. Das Wolkentrückstrahlungsvermögen und der Scatter-Gewinn stehen folgendermaßen im Verhältnis:

$$G_s / dB_0 = 46 + 10 \log \rho / (\text{pro deg}^2) \quad (6)$$

Im nächsten Abschnitt zeigen wir, dass speziell die Oberflächenhelligkeit ein günstiger Parameter ist, weil die empfangene optische Leistung gerade das Produkt der Oberflächenhelligkeit ("Radiance") und einem wichtigen Parameter für das Empfängerdesign ist, der als étendue (=geometrische Ausdehnung) oder Lichtleitwert, E bekannt ist. Wir haben die bei unseren Versuchen gemessenen SNR zusammen mit den gemessenen Rauschpegeln des Himmels und der Empfänger verwendet, um die Höhe der Empfangsleistung abzuschätzen und damit die Strekenverluste. Diese Ergebnisse zeigen, dass der gesamte Strekenverlust beständig mit Scattergewinnen von um die 10 dBi verbunden ist und einem Extinktionsverlust von 0.1dB/km bei Strecken, die mehrere hundert km lang sind. Es ist jedoch nicht möglich, diese zwei Anteile einzeln für den gesamten Strekenverlust aufzuteilen, ohne eine getrennte Messung der Extinktion zu haben.

2.2.3 Downlink

Der Downlink-Verlust nach Gleichung 2, (G_s wird für G_L eingesetzt), ist,

$$L_2 = 71 + 20 \log(d_2) + e \cdot d_2 - G_s - 10 \log(A), \quad (7)$$

Dies spiegelt jedoch nicht die ganze Wahrheit wieder. Es wird angenommen, dass das Sichtfeld FOV des Empfängers die komplette beleuchtete Oberfläche der Wolke abdeckt und das ist mit Sicherheit nicht der Fall bei den Versuchen, die wir bis dato gemacht haben. Wir werden diesen Punkt später im Abschnitt 2.2.4 erörtern.

Die Funktion der Empfänger-Optik besteht darin, soviel der von der Wolkendecke gestreuten, modulierten Lichtleistung wie möglich zu sammeln und so wenig wie möglich vom Hintergrundlicht des Himmels.

Die erste dieser Funktionen erfordert eine große Öffnung, A , des Empfängers, so wie ein konkaver Scheinwerferspiegel oder eine große Fresnel-Linse aus Plastik, um das gesammelte Licht auf den Detektor zu fokussieren. Die zweite dieser Funktionen erfordert, dass das schräge Sichtfeld groß genug ist (aber auch nicht größer), die ganze Oberfläche der illuminierten Wolke gerade abzudecken.

Die beiden Zahlen, die nötig sind, um einen Lichtsammeler zu spezifizieren, sind deshalb dessen Öffnungsfläche A / qm und das Sichtfeld FOV / Grad. Diese können zu einer einzigen Zahl kombiniert werden, dem Lichtleitwert oder "étendue", E / (m Grad²). Der Lichtleitwert wird oft begrenzt durch die Fläche des Detektors.

$$E / (\text{m Grad}^2) = A (FOV)^2 \quad (8)$$

Die aufgenommene Signalleistung ist dann

$$P_R / dBW_0 = 10 \log E + 10 \log B_T - e \cdot d_2 \quad (9)$$

mit B_T / Watt pro Grad zum Quadrat pro Quadratmeter, der Oberflächenhelligkeit der illuminierten Wolke, gegeben durch Gleichung 5, wobei das Sichtfeld FOV vom Empfänger aus gesehen nicht die schräge Größe des illuminierten Wolkenteils überschreitet. Die aufgenommene Himmels hintergrundleistung, eine Quelle unerwünschten Rauschens, ist

$$P_{SB} / dBW_0 = 10 \log E + 10 \log(B_S \Delta\lambda) - e \cdot d_2 \quad (10)$$

mit B_S / Watt pro Grad zum Quadrat pro Nanometer der spektralen Bandbreite ($\Delta\lambda$).

Natürlich wollen wir P_R maximieren und P_{SB} minimieren.

Wenn das Systemrauschen durch das Himmelsrauschen dominiert wird, wie es bei einem extrem rauscharmen PMT- oder APD-Empfänger gegeben ist, wird P_{SB} durch jede Reduzierung der spektralen Bandbreite $\Delta\lambda$ um den Faktor 2,

11 H.C. van der Hulst, "Light Scattering by Small Particles", Dover Publications, New York, 1981, p. 230 et seq
12 Alex A. Kokhanovsky, "Cloud Optics", Atmospheric and Oceanographic Science Library, Springer, 34, ISBN -10 1-4020-3955-7(HB), Dordrecht, The Netherlands 2006

mittels eines idealen (verlustlosen) Spektralfilters, halbiert und verbessert so das SNR um 3dB, vorausgesetzt, dass die Bandbreite größer bleibt als die spektrale Breite des Lichtsenders, bei unseren Versuchen sind es 50nm.

2.2.4 Leistungsbudget der Scatterstrecke

Der gesamte Streckenverlust in dB_e für die gesamte Distanz $d = d_1 + d_2 = 2d_1 = 2d_2$ (für Scatter im Mittelpunkt der Strecke), aus Gleichung 4 und 7 ist

$$L = L_1 + L_2 = 65 + 20 \log(d) + e + d - G_s - 10 \log(A) + 10 \log(ML) \quad (11)$$

wobei wir einen zusätzlichen Term (ML) eingefügt haben, der das Maßverhältnis zwischen der illuminierten Wolktoberfläche und der Fläche der Wolke, die sich tatsächlich gerade innerhalb des Empfänger-Sichtfeldes befindet (siehe Abb. 3), berücksichtigt.

Beim Streckenmittelpunkt ist $ML = (BW / FOV)^2$, vorausgesetzt, dass das Sichtfeld FOV nicht durch das Terrain blockiert ist und, dass das Sichtfeld FOV innerhalb der illuminierten Wolktoberfläche liegt.

Abb. 3: Beispiel eines Fehlanpassungsverlustes, bei dem der Öffnungswinkel BW des Senders größer ist als das Empfängersichtfeld (FOV) - (wie in allen unseren bisherigen Versuchen).

Abb. 4, 5 und 6 zeigen wie der Streckenverlust mit der Entfernung und Empfängeröffnung, bzw. Extinktionsverlust und Fehlanpassungsverlust, variiert. Dabei wird ein 10dB_e Scattergewinn und ein Scatter am Streckenmittelpunkt angenommen. Außer wenn anders angegeben, ist die Öffnung des Empfängers 0,15 qm groß (wie bei dem 209km-Versuch), der Extinktionsverlust wird mit 0,1 dB/km angenommen und der Fehlanpassungsverlust mit Null.

$$\begin{aligned} P_R / \text{dBW}_0 &= P_T - L \\ &= P_T - 65 - 20 \log(d) + G_s + 10 \log(A) - e - d - 10 \log(ML) \end{aligned} \quad (12)$$

Wenn das Sichtfeld FOV des Empfängers und der Senderöffnungswinkel BW gleich sind, dann wird das maximale Signal bei Scatter am Streckenmittelpunkt empfangen.

Zum Beispiel ist beim 209-km-Versuch mit dem Sender mit dem weiten Strahl der minimale Streckenverlust nach Gleichung 11, $L / \text{dB} = (140.5 - G_s)$. Tatsächlich ist bei diesem Versuch mit $BW = 15$ Grad diese viel größer als das Empfänger-Sichtfeld FOV von 1,6 Grad. Beim Scatter am Streckenmittelpunkt wird dieses Missverhältnis zwischen illuminiert Wolkoberfläche und der für den Empfänger sichtbaren Wolkoberfläche einen Nachteil von $10 \log(ML) = 19.4$ dB_e einfließen, was den gesamten Streckenverlust macht zu $L = (160 - G_s)$ und die empfangene Leistung zu $P_R = P_T - L = 13$ dBW - $160 + G_s = G_s - 147$ dBW. Die tatsächlich empfangene Leistung wurde mit -134.3 dBW_e aus dem gemessenen SNR von 17 dB bei 20 MHz Bandbreite errechnet, so dass aus dem oben gesagten der Scattergewinn $G_s = 147 - 134.3 = 12.7$ dB_e ist, und der berechnete Streckenverlust $L = 147.3$ dB. Dies kann verglichen werden mit dem für die selbe Distanz errechneten Sichtlinienverlust von 124 dB bei gleicher Stationsausrüstung.

Abb. 4: Streckenverlust in Abhängigkeit von der Entfernung für verschiedene RX-Öffnungen. 1 qm hat die größte kommerziell verfügbare Fresnel-Linse. Die Öffnung, die bei den Versuchen verwendet wurde, war 0.15 qm groß.

Abb. 5: Streckenverlust in Abhängigkeit von der Entfernung für verschiedene Extinktionsverluste. 0.1 dB/km entspricht der Extinktion bei kleinem Öffnungswinkel in sehr klarer Luft bei einer Sicht von etwa 50km in Meereshöhe. 0.4 dB/km entspricht einer Sicht von etwa 20km in Meereshöhe.⁹

Abb. 6: Streckenverlust in Abhängigkeit von der Entfernung für drei verschiedene Werte des Fehlanpassungsverlustes. 19.4 dB_e stehen für den Verlust zwischen dem Sender mit 15 Grad Öffnungswinkel und dem 1.6-Grad-APD-Empfänger. Dieser Verlust reduziert sich auf 2.7 dB_e, wenn der Sender mit schmalen 2.2 Grad Öffnungswinkel verwendet wird.

Die empfangene Leistung ist gegeben durch die Senderleistung minus Streckenverlust, d.h. es ist aufschlussreich, die Verluste in der Sichtlinie (Gleichung 2) mit den Wolkenscatterverlusten (Gleichung 7) zu vergleichen, um die zusätzlichen Verluste bei einer Wolkenscatterstrecke unter typischen Bedingungen herauszufinden. Auf der Basis von

Scatter am Streckenmittelpunkt, was die reziproke quadratische Komponente der Länge der Scatterstrecke um 6 dB reduziert, ergibt folgendes den zusätzlichen Verlust für die Wolkenscatterstrecke:

$$L = G_s + G_L - 6 \quad (13)$$

Für typische lange Strecken, wird der Scattergewinn G_s um die 10 dB betragen, was einen typischen zusätzlichen Verlust bedeutet von:

$$L = G_L - 16 \quad (14)$$

Bei Sichtlinienstrecken können wir leicht sehr schmale Beamweiten verwenden, was einen Gewinn (G_L) von etwa 50 dB_e bedeutet. Das bedeutet, dass der Verlust bei Sichtlinienverbindung typischerweise etwa 34 dB geringer sein wird, was einer Verbesserung des Signal-Rauschverhältnisses von etwa 68 dB_e entspricht. Das verdeutlicht die mit Wolkenscatter verbundenen Schwierigkeiten verglichen mit optischer Kommunikation über freie Sichtlinien.

2.2.5 Lichtwellen-Detektion

Die Funktion des Detektors besteht darin, die Signalleistung der Lichtwelle in ein elektrisches Signal umzuwandeln, normalerweise einen Strom I_p . Dieser Photostrom wird dann verstärkt, gefiltert und ausgewertet. Lichtwellen-Detektoren haben deshalb die Eigenschaft wie ein „quadratisches Gesetz“, d.h. sie reagieren auf optische Leistung (dem Quadrat der elektrischen Feldstärke), ganz im Gegensatz zur Detektion von Radiowellen, welche linear zur Feldstärke erfolgt. Weil das elektrische Signal-Rauschverhältnis (siehe Gleichung 23 und 24) vom Quadrat des Photostroms abhängt und damit dem Quadrat der optischen Leistung, ist dies die Ursache des oben erwähnten „Etwas-für-Nichts-Gesetzes“.

Die Umwandlung zwischen dem Lichtwellen-Bereich und dem elektrischen Bereich wird bestimmt durch die Detektor-Empfindlichkeit (Responsivity) $R_{es} = I_p / P_R$, die normalerweise in den Datenblättern der Detektoren in Ampere pro Watt optischer Leistung angegeben ist.

Die Detektor-Empfindlichkeit ist das Produkt aus zwei Parametern: (1) Der Quanten-Effektivität QE , die im Allgemeinen nahe bei 1 (ihrem maximalen Wert) liegt, wenn es sich um Halbleiter wie PIN-Photodioden oder Avalanche Photodioden (APDs) handelt, aber deutlich geringer ist, zumindest am roten und infraroten Ende des Spektrums, bei Vacuum-Photodioden und Photomultiplier-Röhren; (2) Der Wellenlänge λ .

Die Detektor-Empfindlichkeit ist R_{es} / A pro $W = QE \lambda / 1240$

$$\text{und } I_p = R_{es} P_R, \quad (15)$$

$$\quad (16)$$

mit der Wellenlänge λ in Nanometer (nm) und der Leistung in Watt. Die Hamamatsu S8664-1010 APD¹³, die in unseren Versuchen über 111, 118, 165, 209 und 225 km verwendet wurde, z.B. hat ein QE von etwa 0.8 (80%) bei einer Wellenlänge $\lambda = 627$ nm (rotes Licht) und eine korrespondierende Empfindlichkeit von 0.40 A/W. Dies ist die primäre photoelektrische Empfindlichkeit. Wenn der Detektor mit einer DC-Verstärkung von $-$ sagen wir -50 arbeitet, dann würde die Gesamtempfindlichkeit mit 20 A/W angegeben werden. Eine typische Wolkenscatter-Signalleistung P_R von $-$ sagen wir -123 dBW_e würde einen primären Photostrom von $I_p = R_{es} P_R = 0.21$ pA hervorrufen, viel weniger als der Strom des Schrottrauschens, der durch die Hintergrundleistung des Himmels P_s (siehe weiter unten) hervorgerufen wird. Für den Fall von PMT- und APD-Detektoren mit hoher interner Stromverstärkung wird der gemessene Photostrom viel höher als dieser sein. Nichtsdestotrotz ist es normalerweise immer noch angebracht Signalpegel als primäre Photoströme anzugeben, bezogen auf den Detektor-Eingang, durch Teilen des gemessenen Stroms durch die Stromverstärkung des Detektors.

2.3 Rauschen

Das Rauschen ist der Nenner in der SNR-Gleichung. Drei unabhängige Quellen von Rauschen tragen dazu bei:

1. Schrottrauschen im Detektor und Photostromverstärker.
2. Schrottrauschen im Zusammenhang mit Himmels Hintergrund und der Wolkenhelligkeit.
3. Schrottrauschen im detektierten Photostromsignal. Dies wird normalerweise durch die viel stärkeren Anteile von 1. und 2. überdeckt.

¹³ Hamamatsu Datenblatt S8664 series APDs http://sales.hamamatsu.com/assets/pdf/parts_S/S8664_series.pdf

2.3.1 Schrotrauschen

Schrotrauschen, das "körnige" Rauschen, hat seinen Ursprung in der zufälligen Erzeugung und Bewegung von Photonen, den elementaren Quanten der Lichtwellen, und Elektronen, den elementaren Trägern elektrischer Ladung. Es nimmt zu mit der Bandbreite und der Gleichstromstärke.

Schrotrauschen entsteht bei der thermionischen Emission von Elektronen in Vakuumröhren, bei der photoelektrischen Emission von Elektronen in Photomultiplier-Röhren, bei der Elektronenlücken-Erzeugung durch Photonen und der spontanen Elektronenlücken-Erzeugung und Rekombination in Halbleitern.

Der mittlere quadratische Strom des Schrotrauschens in einer Bandbreite B / Hz und bei einem DC-Strom I_W / μA , ist:

$$\langle i_{sn}^2 \rangle / (pA)^2 = 0.32 I_W B \quad (17)$$

Man kann den verstärkten DC-Strom (I_W multipliziert mit der Detektorverstärkung), der durch einen Lichtdetektor fließt, direkt mit einem empfindlichen Strommessgerät messen (er beträgt typisch um die 10 nA bei einer großflächigen APD bei Raumtemperatur). Dieser gemessene Gleichstrom charakterisiert nun die Leistung eines optischen Empfängers in ziemlich gleicher Weise wie die Rauschzahl einen VHF-Empfänger.

So wie die Raumtemperatur eines Funkempfängers Anteil vom Himmel, Kabelverlusten und vom Empfänger selbst enthält, sind beim Lichtwellensystem Anteil vom Himmel, dem optischen Signal und dem Empfänger enthalten.

Folglich, wenn der Lichtwellen-Empfänger durch den internen DC-Schrotrauschstrom I_{RW} bezogen auf den Detektor-Eingang, charakterisiert ist, und der (unverstärkte) Photostrom, induziert durch den Himmels hintergrund, I_{SB} ist, dann ist

$$I_W = I_{RW} + I_{SB} \quad (18)$$

Diese Gleichung bietet in Verbindung mit Gleichung 17 eine Möglichkeit, das Gesamtsystemrauschen zu berechnen, in dem man den DC-Strom durch den Detektor misst und ihn durch die DC-Verstärkung des Detektors teilt. Das liefert auch eine Basis für die Rauschkalibrierung des Empfängers, bei der das äquivalente Systemrauschen I_W durch optisches Hinzufügen einer messbaren Menge Schrotrauschens mittels einer LED bestimmt werden kann. Das kann gemacht werden durch Messung des korrespondierenden DC-Detektorstroms bei dem sich die Rauschleistung verdoppelt, genau wie beim Messen der Rauschzahl eines Funkempfängers. Es gibt eine besondere Komplikation bei dieser Rausch-Messung bei APDs aufgrund von Verstärkungsruschen durch den rauschbehafteten Avalanche-Prozess¹⁴, siehe 2.3.3.

2.3.2 Detektor-Rauschen

Der Detektor und Verstärker fügen dem am Eingang bereits vorhandenen Rauschen weiteres Rauschen hinzu, so dass das SNR sich verschlechtert. Dieser "dunkle" Rauschstrom wird normalerweise in Datenblättern von Lichtwellen-Detektoren und Transistoren angegeben. Er kann ausgedrückt werden als ein äquivalenter DC-Schrotrauschstrom I_{AW} . Der dunkle Schrotrauschstrom bei PIN-Dioden und APD-Detektoren entsteht durch thermische Erzeugung von Elektronenlücken und Rekombination. Bei PMT-Detektoren entsteht er hauptsächlich durch thermische Emission von Elektronen von der Kathode zur ersten Dynode. Er steigt an mit der Temperatur und mit der aktiven Fläche des Detektors. Außer bei Detektoren mit hoher Stromverstärkung, wie PMT-Detektoren, gibt es üblicherweise auch einen signifikanten Rauschanteil vom Verstärker, der dem Detektor folgt: I_{AW} . Also ist es angemessen, das Gesamtempfängerrauschen anzunehmen als spezifiziert durch den Strom I_{RW} .

$$I_{RW} = I_{DN} + I_{AW} \quad (19)$$

2.3.3 Empfängerrauschen

Für Detektoren mit Verstärkungsfaktor 1, wie eine PIN-Diode, können der Detektorrauschstrom I_{DN} und der äquivalente Rauschstrom des dem Detektor folgenden Verstärkers I_{AW} aus den Datenblättern entnommen und wie in Gleichung 19 zusammenaddiert werden, um den Gesamtempfängerrauschstrom I_{RW} zu erhalten. Alternativ kann I_{RW} mit der traditionellen "3dB-Rauschanstiegsmethode" gemessen werden, die für optische Zwecke durch Verwendung einer LED, wie oben beschrieben, modifiziert wurde. Bei APD-Detektoren muß ein weiterer Faktor berücksichtigt werden: Die Stromverstärkung der APD. Diese hat drei Effekte, einen positiven, einen negativen und einen hauptsächlich störenden.

Der positive Effekt ist, dass die AC-Stromverstärkung M_{ac} der ersten Stufe den Beitrag der Rauschleistung der zweiten Stufe um den Faktor M_{ac}^2 unterdrückt. Der negative Effekt ist das extra Rauschen, das durch den Avalanche-Prozess entsteht. Dieses ist durch einen Zusatz-Rauschfaktor x^{14} spezifiziert. Der dritte (störende) Effekt ist, dass jeder gemessene Gleichstrom durch die DC-Stromverstärkung M_{dc} geteilt werden muss, um die primären DC-Photoströme berechnen zu können, die zur Spezifizierung der Schrotrauschleistung nötig sind.

Für APDs gilt mit Stromverstärkung M_{ac} , Zusatzrauschfaktor x , dunklem Rekombinationsstrom I_{DN} , FET-Rauschzahl F und APD Lastwiderstand R :

$$I_{RW} = I_{DN} M_{ac}^x + 4 k T_o F / R M_{ac}^2 \quad (20)$$

Bei ausreichend hoher AC-Verstärkung M_{ac} werden FET-Rauschen und thermisches Lastwiderstandsrauschen unterdrückt und $I_{RW} = I_{DN} M_{ac}^x$. Auf jeden Fall ist der Empfängerrauschstrom

$$I_{RW} = M_{ac}^x (I_{3dB} / M_{dc}) \quad (21)$$

wo I_{3dB} der gemessene Anstieg beim APD-Strom ist, der benötigt wird, um einen 3-dB-Anstieg über die gemessene dunkle Rauschleistung zu erhalten.

Es sind also neben I_{3dB} , auch die Verstärkungen M_{dc} , M_{ac} und der Zusatzrauschfaktor x komplett nötig, um das APD/FET-Rauschen ganz spezifizieren zu können und damit das SNR mittels des Streckenverlustes vorherzusagen zu können.

Die Hamamatsu S8664-50k APD¹³, die bei früheren Versuchen verwendet wurde, hat bei niedriger Frequenz eine typische Stromverstärkung von $M_{ac} = M_{dc} = 50$ bei $V = 350V$ und einem Zusatz-Rauschfaktor $x = 0.2$, so dass $M^{0.2} = 2.2$ ist. Für $I_{3dB} = 0.9$ nA ist $I_{RW} = (0.9/50) \cdot 2.2 = 0.04$ nA. Das ist nahe am optimalen Arbeitspunkt für schwache Signale. Bei niedrigeren Spannungen trägt das Rauschen der zweiten Stufe (von FET und Vorspannungswiderstand) zum Rauschen bei und erhöht den Rauschpegel.

Mittels der 3-dB-Rauschpegel-Meßtechnik wurde bestätigt, dass die 2. Stufe, wie erwartet, einen Rauschstrom I_{AW} von 10 nA hat, bei einem APD-Vorwiderstand von 10 M Ω , der kapazitiv gekoppelt ist an einen 10 M Ω Widerstand im Gate von einem 2N5437-FET-Spannungsverstärker mit Rauschzahl 1. Der positive Effekt der APD-Verstärkung war deshalb eine Rauschreduzierung beim Empfänger um einen Faktor von mehr als 10/0.04 = 250 (24 dB_a) in Relation zu dem ursprünglich benutzten PIN-Dioden-Empfänger.

Eine großflächigere (100 mm²) Hamamatsu S8664-1010 APD¹³ wurde bei den aktuellen Versuchen benutzt, um das Sichtfeld FOV zu vergrößern und den Fehlverhältnisverlust (siehe Gleichung 11) zu reduzieren. Diese wurde an einen 2N5347 FET gekoppelt, um einen errechneten I_{AW} von 0.4 nA zu erhalten. Aber dieser Empfänger war deshalb signifikant (10 dB_a) rauschender, z.T. aufgrund des höheren Dunkelstroms, aber auch aufgrund der geringeren AC-Verstärkung, letzteres wegen einer höheren Abschlußkapazität des Bauteils. Beides ist Folge der größeren Fläche der APD, was den Vorteil verdeutlicht, die kleinst mögliche Detektorfläche zu verwenden, um das gerade benötigte Sichtfeld FOV abzudecken.

2.3.4 Himmelsrauschen

Gemäß Gleichungen 8, 10 und 16 ist der Photostrom durch Himmels hintergrund und Wolkenhelligkeit:

$$I_{SB} = P_{SB} R_{es} = E B_s \Delta \lambda R_{es} = A (FOV)^2 B_s \Delta \lambda R_{es} \quad (22)$$

Diese Gleichung zeigt, warum es erstrebenswert ist, das Sichtfeld FOV - in Abhängigkeit der Abdeckung der illuminierten Wolkenfläche - so klein wie möglich zu halten.

Also sollten beides, Öffnungswinkel des Senders und das Sichtfeld FOV, so klein wie praktikabel gehalten werden. Ist das geschehen, ist der einzige Weg das Schrotrauschen des nächtlichen Himmels hintergrunds weiter zu reduzieren, die spektrale Filterbandbreite $\Delta \lambda$ zu verringern.

2.3.5 Signal-Rausch-Verhältnis

Aus Gleichung 18 kann das gesamte Grundrauschen für die Strecke durch einen einzelnen DC-Stromwert spezifiziert werden, der aus der Summe zweier meßbarer Gleichströme berechnet wird: Dem Empfängerrauschstrom I_{RW} und dem Himmels-/Wolken-Hintergrundgleichstrom I_{SB} , beide jeweils auf den Eingang bezogen.

14 J. M. Senior, Optical Fibre Communications 2nd edition, Prentice Hall 1992

Der gesamte mittlere quadratische Rauschstrom aus Gleichung 17 und 18 bildet dann den Nenner im Signal-Rauch-Verhältnis

$$SNR = I_p^2 / <i_{sn}^2 \tag{23}$$

so dass sich dann mit I_p , dem effektiven Signalstrom in pA, I_w in Nanoampere und B gemessen in mHz, ergibt:

$$SNR / dBe = 20 \log (I_p / pA) - 10 \log (I_w / nA) - 10 \log (B / mHz) + 65 \tag{24}$$

Es ist wert zu bemerken, dass wenn das Empfängergerauschen herabgesetzt wird, normalerweise das Himmelsrauschen zum limitierenden Faktor wird, es sei denn, dass ein sehr schmales spektrales Bandfilter, parallelstrahlige Laser und passende Empfangsrichtungen (FOV) verwendet werden, was schwierigere Ausrichtungsprozeduren voraussetzt. Nun wollen wir mittels der vorherigen Formeln die Budgets der optischen Leistung und des elektrischen Rauschens für eine Scatterstrecke von 209km berechnen.

2.4 Scatterstrecken-Budgets

2.4.1 Versuchsergebnisse

Der Sender, der in den Versuchen verwendet wurde, wurde an- und ausgetastet (on-off keyed, OOK) mit einem 50%igen Arbeitszyklus von Rechteckwellen mit einer Leistung der ersten harmonischen Sinuswelle von 3.5 dB₀ unter der 46-W-Spitze. Also ist die gemessene Spitzenleistung $P_{Tp} = 16.5$ dBW₀, die Durchschnittsleistung = 13.5 dBW₀ und die Signal-Effektivleistung der 1. Harmonischen $P_T = 13$ dBW₀.

Bei den meisten Versuchen wurde eine Kombination aus **Hamamatsu S8664-1010** APD¹³ und 2N5347 FET verwendet, bei der der Anteil des thermischen Rauschens, verursacht durch den 5 Megohm äquivalenten APD-Lastwiderstand, signifikant durch die AC-Verstärkung der APD herabgesetzt wurde. Für diese Empfänger ist $I_{w} = 0.4$ nA mit $I_w = 0.5$ nA bei einer dunklen Nacht. Wir können diesen Wert verwenden, um die Empfindlichkeit dieses Empfängers zu bestimmen. Die Schwelle der Signalleistung aus Gleichung 24 für die JT65-Schwelle eines SNR von -28 dB beträgt P_R (Schwelle) = -132 dBW₀ (-102 dBm₀). Der maximal zulässige Streckenverlust für eine gesendete Signalleistung von $P_T = 13$ dBW₀ ist dann $L(max) = P_T - P_R$ (Schwelle) = - 145 dBW₀.

Ein Befund der sieben Versuche (Abb. 7) war die geringe Streuung beim gemessenen Linkverlust L aufgrund des kombinierten Effekts von Extinktion, Wolkenscatter- und Fehlanpassungsverlust (die Terme $+ e - G_s + 10 \log (ML)$ in Gleichung 11), trotz der variierenden Wolkendecke, Wolkendecke, Entfernung und Stationshöhe. Für eine nominale Extinktionsrate von 0.1 dB/km lagen die berechneten Scattergewinne im Bereich von 8 bis 15,6 dB, d.h. in der selben Größenordnung wie aus Abb. 1 erwartet, mit den niedrigeren Gewinnwerten für den 225-km-Versuch, bei dem die Wolkendecke sehr dünn war und für den 66-km-Versuch, wahrscheinlich aufgrund schlechter Ausrichtung. Die Ergebnisse aller 7 Versuche über Entfernungen von 66, 118, 111, 165, 209 und 225km sind in Abb. 7 zusammengefasst; die Berechnungen erfolgten anhand der gemessenen Signal-Rauschverhältnisse, der gemessenen Rauschpegel und der Sendeleistung von $P_T = 13$ dBW₀. Die Kurven wurden berechnet mittels Gleichung 11 für eine Extinktionsrate von $e = 0.1$ dB/km und Scattern am Streckenmittelpunkt mit 10 dB_i Scattergewinn.

Abb. 7: Vergleich zwischen Versuchen und theoretischen Modellen. Die schwarze Linie zeigt den theoretischen Streckenverlust bei keinen Anpassungsverlusten (siehe Gleichung 11). Die gepunktete Kurve nimmt 19.4 dB₀ Anpassungsverlust an, so wie für einen Sender mit 15 Grad Öffnungswinkel angenommen. Beide Kurven sind berechnet für eine RX-Fläche von 0.15 qm, 0.1 dB₀/km Extinktionsverlust und 10dB_i Scattergewinn. Man beachte die gute Übereinstimmung zwischen der gepunkteten Kurve und dem reduzierten Streckenverlust für 2.2 Grad Öffnungswinkel.

2.4.2 Leistung der aktuellen Stationsausrüstung

Obwohl die Anzahl der Versuche begrenzt war, und die Bedingungen, wie Wolkendecke und Bedeckung und Himmelsrichtung variierten, ist es dennoch möglich, hinweisende Berechnungen der Leistung mit der Entfernung basierend auf den Link-Budget-Gleichungen, die in diesem Artikel entwickelt wurden, und den besten Ergebnissen, die für jede Equipment-Variante gemacht wurden, anzustellen.

Abb. 8 zeigt Berechnungen für die drei Equipment-Varianten, die in diesen Versuchen verwendet wurden und legt nahe, dass mit dem schmalen Öffnungswinkel und dem APD-RX JT65A bis etwa 300km funktionieren wird und, dass dies eventuell bis etwa 350km ausgedehnt werden kann mit der Betriebsart Jason in der empfindlichsten Einstellung (-40 dB auf der WSJT-Skala).

Abb. 8: Berechnete Leistung¹⁵ in Abhängigkeit der Entfernung für Equipment-Varianten, wie sie in den Versuchen verwendet wurden

Wir haben herausgefunden, dass unsere Daten sehr gut passen bei einem Extinktionskoeffizienten von 0,1 dB/km und einem Scattergewinn von 10 dB_i, aber wir sind nicht in der Lage, diese beiden sehr variablen Faktoren aufzutrennen. Eine Extrapolation auf längere Entfernungen, höhere Wolken und größere Scatterwinkel ist deshalb etwas spekulativ und lädt gerade deshalb zu einer Untersuchung eines spannenden neuen Feldes weiterer weitweirer Wolkenscatter-Versuche mittels verschiedenem Equipment und unter verschiedenen atmosphärischen Bedingungen über längere Distanzen ein.

2.4.3 Optionen zur Verbesserung der Stationsleistung

Einige Optionen zur Verbesserung der Stationsleistung sind:

- **Signalaufbereitung:** Eine Eigenschaft von Wolkenscatter bei langen Distanzen ist, dass die Signale aufgrund des mittleindenden Effektes vieler beteiligter Wolken sehr stabil in ihrer Amplitude sind, d.h. es gibt wenig kurzphasiges QSB. Die Verwendung einer Basisband-Modulation (typisch bei etwa 1000 Hz) bedeutet, dass die Frequenzstabilität nur abhängig von der Basisbandfrequenz und Dopplerverschiebung keine Bedeutung hat. Wir haben herausgefunden, dass es sehr praktikabel ist, mit Bandbreiten von 1 mHz (Millihertz) und weniger zu arbeiten, um einen Ton etwa 30 dB_e niedriger zu detektieren, als es mit JT65A erreicht werden kann. Das ermöglicht auf einfache Weise die Ausbreitung über größere Distanzen zu erforschen. Zwar haben wir es bei optischer Ausbreitung nicht getestet, aber der Mode Jason sollte bei seiner langsamsten Einstellung eine Verbesserung von etwa 12 dB_e gegenüber JT65A aufweisen. Sofern man bereit ist, einen ganzen Abend mit dem Kompletieren eines QSOs zu verbringen, sollte es möglich sein, Betriebsarten zu entwickeln, die etwa 20 dB_e Verbesserung gegenüber JT65A bieten.
- **Verbesserte Ausrichtungstechniken** für TX und RX in Azimut und Elevation. Die gegenwärtigen Versuche lassen vermuten, dass hier Aussicht auf den Gewinn von weiteren 6 dB_e besteht.
- **Verbesserte Anpassung** zwischen Öffnungswinkel und Sichtfeld: Der gegenwärtig verwendete Sender mit engem Strahl befindet sich nahe am praktikablen Limit bezüglich seiner Größe und Strahlintensität. Auch wird das Empfänger-Sichtfeld durch die Größe des Detektors begrenzt. Dennoch könnte eine noch bessere Anpassung zwischen TX-Strahlweite und Empfänger-Sichtfeld FOV das Signal um weitere 6dB_e anheben.
- **Rauschreduzierung:** Der gegenwärtig verwendete Empfänger ist viel unempfindlicher als ein Empfänger mit kleiner Öffnung aus der Glasfaseroptik bei gleicher Bitrate. Das legt nahe, dass es Raum gibt für eine Empfindlichkeitserhöhung durch Reduzieren des Defektorauschens, das gegenwärtig 10dB_e über dem Himmelsrauschen liegt. Zwar weist ein Detektor mit kleiner Fläche geringeres Rauschen auf, aber sein Einsatz würde Sichtfeld und den angepassten Öffnungswinkel reduzieren, so dass Kühlung die bessere Option ist. Da dunkles Stromrauschen exponentiell mit 3dB_e pro 10 Grad Abkühlung abfällt, sollte es möglich sein, das dunkle Rauschen deutlich unter das gegenwärtige Niveau des Himmelsrauschens abzusenken. Dann würde das Himmelsrauschen zum limitierenden Faktor. Die spektrale Bandbreite des LED-Senders von 50nm begrenzt die Reduzierung des Himmelsrauschens durch optisches Filtern auf etwa 10 dB_e. Die Gesamtempfindlichkeit des Empfängers könnte folglich um ganze 20dB_e durch eine Kombination aus optischem Filtern und mehrstufigem Pelitier-Kühlen verbessert werden.
- **Verbesserte Effektivität** bei der Lichtsammlung: In diesem Artikel haben wir 100% Effektivität für die Öffnung angenommen. Es ist kann jedoch ein Gewinn von einigen dB_e bei der Sammlung des Signals mittels verbesserter Optik möglich sein.
- **Größere Licht sammelnde Fläche:** Eine 1 qm große Fresnel-Linse würde den Streckenverlust um 8 dB_e reduzieren (Gleichung 11 und Abb. 4) und so das SNR um 16 dB_e verbessern. Jedoch würde ein großflächiger Detektor benötigt, um das Sichtfeld beizubehalten auf Kosten von vergrößertem Detektor- und Himmelsrauschen. Das stärkere Rauschen könnte zum Teil durch Filterung und Kühlung unterdrückt werden. Eine bessere Option die Öffnungsfläche zu vergrößern wäre eventuell eine Reihe von Empfängern mit kleinerer Öffnung.

¹⁵ Die Berechnungen sind nur darauf genähert, dass sie nicht erlauben, dass der Extinktionsverlust/km oder der Scattergewinn mit der Distanz oder dem Elevationswinkel variiert werden können.

Wir haben in Betracht gezogen, den Schritt zu Laser-Sendern mit enger Spektralweite zu gehen, um den Vorteil von engerem optischem Filtern zu haben, und zu Modulationstechniken mit höherer Spitzenleistung, um die Leistungsfähigkeit zu erhöhen, ohne das Niveau der durchschnittlichen Lichtleistung zu erhöhen. Solche Ansätze jedoch bringen viele Herausforderungen, sowohl technischer als auch betriebstechnischer Art, mit sich, die noch nicht erforscht sind. Insgesamt bieten die oben aufgelisteten Maßnahmen deutliche Leistungsverbesserungen. Sie wirken jedoch nicht alle kumulativ und würden beträchtlichen experimentellen Aufwand, Zeit und Geld benötigen.

2.4.4 Betrachtungen zur Ausbreitung

Eine Schlüsselbedingung ist, dass die Wolken hoch genug sein müssen, um von beiden Enden der Strecke sichtbar zu sein. Bis jetzt haben wir generell Stratus-Wolken verwendet, die eine maximale Höhe von etwa 2km aufweisen und damit eine maximale Entfernung von 300km ermöglichen können, was sich auf 500 km erhöht, wenn an beiden Enden von einem 1km hohen Berg gearbeitet wird. Mittelhohe Wolken bis zu 5km, wie Altostratus, könnten die Entfernung von Bergen aus bis 700km erweitern, wenn sie sich als verwendbar erweisen. Oberhalb 5km ist der nahegelegene Wolken-Kandidat Cirrus, aber dieser tendiert dazu optisch dünn zu sein. Für diejenigen, die im Bereich von etwa 50 bis 60 Grad nördlicher bzw. südlicher Breite leben, könnte es interessant sein, mit leuchtenden Nachtwolken (NLC) zu experimentieren, die sich typischerweise bei 80km Höhe befinden. Aber auch sie sind optisch dünn. Wir können die Möglichkeit anderer Ausbreitungsmechanismen nicht ausschließen, analog zum Ducting auf VHF oder zu Luftspiegelungen, was eventuell ein Arbeiten über weitere Distanzen ermöglichen könnte. Obwohl wir die Möglichkeit von EME betrachten haben, scheint dies außerhalb des Rahmens der gegenwärtigen Techniken zu liegen.

Ein begünstigender Faktor, Wolkenstreifenverbindungen auf längere Entfernungen ausdehnen zu können, ist die Tatsache, dass der Extinktionsverlust (dB/km) mit zunehmender Höhe über Meeresspiegel abnimmt und längere Entfernungen erfordern auf jeden Fall ja das Scattem an Wolken in größerer Höhe. Extinktionsverluste können für Ziele in niedriger und größer Höhe weiter reduziert werden, wenn man von hohen Bergen aus arbeitet. Andererseits vergrößert sich mit zunehmender Entfernung auch der Scatterwinkel aufgrund der Krümmung der Erde, was zu einem geringeren Scattergewinn führt, aufgrund des vergrößerten Scatterwinkels und der reduzierten optischen Dichte der Wolke. Es ist möglich, die Extinktionsverluste und das Himmelsrauschen durch Verwendung von Wellenlängen nahe am Infrarot zu verringern. IR hat aber nicht den „Blinkschutz“ von sichtbarem Licht und Hochleistungs-IR-LEDs, die mit Linsen fokussiert werden, haben das Potential, das Augenlicht zu schädigen, wenn man nahe am Sender ist. Wer also IR in Betracht zieht, sollte sich gründlich mit Sicherheitsaspekten beschäftigen. Weitere experimentelle und theoretische Arbeit ist nötig, bevor wir die oben angesprochenen Punkte quantifizieren können. Aber wir können davon ausgehen, dass es einige interessante Möglichkeiten zu entdecken gibt, wenn die Leistung der Gerätschaften entsprechend der Vorschläge in Abschnitt 2.4.3. verbessert werden kann. Das schließt auch die Ausnutzung besserer SNRs, die es bei kürzeren Distanzen gibt, für die Abwicklung von Fonia-QSOs via Wolkenscatter ein.

3. Schluß

Es wurde eine gute Übereinstimmung zwischen der in diesem Artikel entwickelten vereinfachten Theorie und den praktischen Versuchsergebnissen gefunden. Im Speziellen sind die gemessenen Streckenverluste, die 154 dB₀ bei 215 km erreichten, passend zu reziprok quadratischem Ausdehnungsverlust, diffuser Reflexion an Wasserdampfwolken mit einem typischen Scattergewinn von 10 dBi und einer Extinktionsverlustrate von 0.1 dB/km. JT65a Verbindungen wurden erfolgreich über Entfernungen von 209 km abgewickelt und können wahrscheinlich mit dem vorhandenen Equipment bis zu 300 km ausgedehnt werden. Es gibt einen erwägungswürdigen Rahmen, die Leistungsdaten des Equipments zu verbessern und das Potential von Wolkenscatter bei noch größeren Entfernungen zu erkunden.

4. Symbole, Abkürzungen & Definitionen

- A = lichtsammelnde Öffnungsfläche des Empfängers in Quadratmetern
- APD = Avalanche Photo Diode, z.B. S8664-50k
- B = elektrische Bandbreite in Hz
- B_s = spektrale Helligkeit der Wolke oder des Himmels hintergrundes in W₀/grad²m²nm, d.h. optische Watt pro Quadratgrad pro Quadratmeter pro Nanometer optischer Bandbreite
- B_T = Helligkeit (Radiance) der Wolktoberfläche in W₀/m²deg² oder dB(W₀/m²deg²). (B_T = J ρ)

- BW = voller Senderöffnungswinkel in Grad, zwischen den Halbleistungspunkten
- Δλ = effektive spektrale (optische) Bandbreite des Detektors und der Spektrafilter-Kombination in nm
- D = Durchmesser der aktiven (sensitiven) Region des Detektors
- d = Streckenentfernung zwischen Sender und Empfänger in km (= d₁ + d₂);
- d₁ = Uplink Entfernung (bis zum Scatterpunkt); d₂ = Downlink Entfernung (vom Scatterpunkt zum Empfänger)
- e = Extinktionsverlust in dB₀ pro km
- E = Geometrischer Faktor (Etendue) der Empfängeroptik / (Quadratmeter-Grad)
- EIRP = Effective isotropic radiated power in dBW₀
- F = Rauschzahl des Verstärkers nach dem Detektor
- F₀ = Fokallänge der Empfängerobjektivlinse oder des Spiegels in m
- FOV = Volles angulares Sichtfeld des Empfängers, gemessen in Grad bis zu den 50%-Winkeln
- G_L = Leistungsgewinn der Abstrahlrichtung in dB, bezogen auf einen isotropen Strahler
- G_s = Scattergewinn in dB, d.h. bezogen auf einen isotropen Scatter(punkt)
- I_{3dB} = Detektorstromanstieg bei dem die Empfängerleistung um 3dB ansteigt
- I_{AN} = DC-Schrotrauschstrom, der das Verstärkerrauschen charakterisiert, bezogen auf den Detektor-Eingang
- $\langle I_{\text{sig}} \rangle$ = mittlerer quadratischer Rauschstrom - Das "$\langle \cdot \rangle$" Symbol zeigt an, dass es sich um einen Durchschnittswert handelt
- I_{DN} = DC-Schrotrauschstrom für den dunklen Detektor
- I_N = DC-Schrotrauschstrom, der das Systemrauschen charakterisiert
- I_P = Photostrom des Detektors, normalerweise der Effektivstrom gemessen am (oder bezogen auf) den Detektor-Eingang
- I_{rw} = DC-Schrotrauschstrom, der das Systemrauschen charakterisiert, bezogen auf den Detektor-Eingang
- I_{SB} = DC-Detektorstrom aufgrund des Himmels hintergrundes
- J = Irradiance = Bestrahlungsichte (W₀/m²) des einfallenden Strahls
- k = Boltzmann-Konstante, 1.3806503 × 10⁻²³ m² K⁻¹
- λ = Wellenlänge des Lichtes, gemessen in Nanometern (nm). (1 nm = 10⁻⁹ m)
- L = Streckenverlust (Link loss) in dB₀ – ein Verhältnis optischer Leistungen
- L₁ = Uplink-Leistungsverlust in dB₀
- L₂ = Downlink-Leistungsverlust in dB₀
- log = Logarithmus zur Basis 10
- M_{ac} = AC-Verstärkung des Detektors
- M_{dc} = DC-Verstärkung des Detektors
- ML = beständiges Winkelmaßverhältnis zwischen illuminiertem und sichtbarer Wolke (Flächenverhältnis)
- P_{IN} = Diode bestehend aus P-, I (intrinsic) und N-Region – z.B. BPW34 Photodiode.
- PMT = Photomultiplieröhre
- P_R = Empfangene Leistung in dBW₀, d.h. bezogen auf 1W (optische Leistung)
- P_{SB} = optische Leistung empfangen vom Himmels hintergrund in dBW₀
- P_{TP} = Spitzenleistung des Senders, W₀
- P_T = Effektivleistung des Senders in dBW₀
- QE = Quanten-Effektivität des Detektors, die Wahrscheinlichkeit der Erzeugung eines Elektronenlückenpaares pro einfallendem Photon
- R = Detektorlastwiderstand
- R_{es} = Detektorempfindlichkeit bezogen auf den Detektoreingang in AW₀
- ρ = Wolkenreflexionsvermögen pro Quadratgrad, für einen bestimmten Scatterwinkel θ
- SMR = Verhältnis der gemittelten elektrischen Signalleistung und der gemittelten Rauschleistung (dB_e) im elektrischen Bereich für eine bestimmte Referenz- (oder tatsächliche) Signalbandbreite
- T₀ = Referenztemperatur (290K)
- θ = Scatterwinkel; die Winkel differenz zwischen den gestreuten und einfallenden Lichtstrahlen
- x = Zusatz-Rauschfaktor einer APD

5. Danksagung

Wir bedanken uns für die Unterstützung bei den verschiedenen Versuchen bei den folgenden Amateuren: J. Giles-Clark, VK7TW; K. Sulman, VK7DY; D. Smith, VK3HZ; B. Miller, VK3BJM; D. Clarke, VK3CY; J. Geiston, VK7JG und A. de Quincey, VK7NDQ.