

2016年度  
修士論文

ARA実験における  
信号転送モジュールの製作と較正

千葉大学大学院  
理学研究科 基盤理学専攻 物理学コース  
粒子線物理学研究室  
15SM2106  
磯部 晃

---

IceCube望遠鏡の高エネルギーニュートリノの観測により、いままでにニュートリノ天文学の扉が開かれようとしている。Askaryan Radio Array (ARA) 実験は、南極における超高エネルギーニュートリノ観測のための国際共同実験であり、氷河中のニュートリノ相互作用による粒子カスケードから放射される電波信号観測という新しい手法によって、100PeV以上の超高エネルギーニュートリノを世界に先駆けて検出することを目指している。南極においてARAは巨大なニュートリノ望遠鏡を建造中で、完成時の期待される感度はIceCube検出器の10倍にも及ぶ。より多くのニュートリノ信号を捕らえるために、氷河中200mに埋設された検出器であるアンテナからの高周波電気信号を、精度良く氷河表面に転送することが必要となる。私たちは、RF over Fiber (RFoF) 法を用いた信号転送モジュールを開発し、ARA検出器3ステーション分とバックアップのための1ステーション分の合計4ステーション分(16組)の信号転送モジュールを建造した。製作したモジュールの性能、信号増幅、応答及びモジュールによって付加されるノイズの大きさを理解するため、詳細なキャリブレーションを行った。また、南極で実際に検出器として使用しているアンテナと同タイプのものを用いて、End-to-Endの測定も行った。本論文では、キャリブレーション測定の内容について説明し、得られた結果がARAのニュートリノ検出効率及びエネルギーしきい値にどのように影響するか考察した。その結果、イベントのトリガーに対して、我々が製作した信号転送モジュールによって付加されるノイズ影響は最大で10%以下であり、ニュートリノ信号の検出のためには十分に小さい量であることが分かった。

# 目次

論文要旨	i
<b>第1章 Askaryan Radio Array実験</b>	1
1.1 超高エネルギーニュートリノ天文学 . . . . .	1
1.2 IceCube実験 . . . . .	3
1.3 ARA実験の研究背景と本研究の目的 . . . . .	3
1.4 Askaryan Radio Array実験 . . . . .	7
<b>第2章 信号転送モジュールの構成と製作</b>	11
2.1 信号転送モジュールの増幅率 . . . . .	11
2.2 信号転送モジュールの構成 . . . . .	12
2.3 モジュールを構成するデバイスの測定 . . . . .	14
2.4 組み立て . . . . .	21
<b>第3章 信号転送モジュールのキャリブレーション</b>	27
3.1 信号増幅率の測定 . . . . .	27
3.2 ノイズ指数測定 . . . . .	30
<b>第4章 End-to-End測定</b>	36
4.1 アンテナの絶対利得 . . . . .	36
4.2 LNA . . . . .	41
4.3 End-to-End測定の結果 . . . . .	43
<b>第5章 シミュレーション</b>	46
5.1 AraSimとは . . . . .	46
5.2 シミュレーションのセットアップ . . . . .	48
5.3 結果 . . . . .	49

目次	iii
第6章　まとめ	51
6.1　結論と考察	51
6.2　今後の展望	52
謝辞	59
参考文献	60

## 第1章

# Askaryan Radio Array実験

ニュートリノ天文学の意義とIceCube実験による成果について紹介し、ARA実験の概要とその可能性について説明する。

### 1.1 超高エネルギーニュートリノ天文学

宇宙を探査する方法は、電波や可視光、X線や $\gamma$ 線といった電磁波を用いた観測方法が一般的であり、実際に電波天文学から $\gamma$ 線天文学に至る幅広いスペクトル領域における研究・観測により、様々な物理現象や宇宙像が明らかにされてきた。その一方で、小柴昌俊東京大学名誉教授が2002年にノーベル物理学賞を受賞したことを皮切りに、これまでの電磁波を用いた観測方法とは一線を画す、ニュートリノ天文学分野への道が切り開かれた。

そもそも何故ニュートリノ放射を観測するのか。その理由の一つとして、光を通さない高密度・高温の物質あるいは放射場においてもニュートリノならば容易に通過することができる高い透過性を持つことがあげられる。このため、通常の電磁場観測では不可能な宇宙の深遠や天体深部の情報を得ることが可能になる。カミオカンデ実験における超新星・太陽ニュートリノの観測はまさにこの特徴を活かし、天体深部のダイナミクスを直接的に明らかにし我々に新しい知見をもたらした。

さらに高いエネルギー領域、具体的には $10^{15}$ eV (1PeV) 以上のニュートリノを観測することによってその意義は増す。まず一つ目に高エネルギーであってもニュートリノならば、宇宙背景放射に関係なく地球上に信号を届けることができる。PeV以上のエネルギー領域における電磁放射は、空間を満たす宇宙背景光子と電子対生成過程により相互作用をおこすので宇宙空間を進むことができない。つまり、銀河系外の広大な空間からの高エネルギー電磁放射を直接観測する術がない。その点、電荷がなく質量も非常に小さく弱い相互作用による影響しか受けないニュートリノならば、PeV以上の高エネルギー信号を我々に届けることが可能となる。二つ目に高エネルギーニュートリノの起源は高エネルギー宇宙線の起源と密接な関わりがある。なぜなら高いエネルギー領域でニュートリノを生成するためには、ミューオン崩壊によってニュートリノを生成する高エネルギーのパイ中間子が必要で、そのためにはパイ中間子を作り出す親のハ

ドロンが高エネルギーに加速されている必要があるからである。具体的には、活動銀河核や $\gamma$ 線バーストなどの膨大なエネルギー放射が見られる天体において、何らかの機構で加速された高エネルギー陽子が周辺の $\gamma$ 線やX線、可視光などと衝突するというプロセスが考えられる[1]。つまり、高エネルギー宇宙線の主成分である陽子が光子とパイオン生成過程を介して衝突する反応

$$p + \gamma \rightarrow \pi^\pm + X \quad (1.1)$$

$$\rightarrow \mu^\pm + \nu_\mu \quad (1.2)$$

$$\rightarrow e^\pm + \nu_e + \nu_\mu \quad (1.3)$$

である。この場合 $\gamma$ 線は電子との逆コンプトン散乱といった電磁過程でも生成されるため、 $\gamma$ 線検出だけで宇宙線ハドロンが加速されている直接的証拠を掴むことは難しいが、ニュートリノ検出によって長年の謎である超高エネルギー宇宙線起源の直接同定の可能性が広がる。

### 1.1.1 ニュートリノ検出原理

高エネルギー領域においてニュートリノの衝突断面積は増大し、地球を構成する元素中の陽子または中性子との反応により2次ニュートリノや荷電レプトン、ハドロンを生成する。反応の過程には、NC(Neutral Current interaction)反応とCC(Charged Current interaction)反応の2種類があり、

$$\nu_l + N \rightarrow \nu_l + X \text{ (NC)} \quad (1.4)$$

$$\nu_l + N \rightarrow l^\pm + X \text{ (CC)} \quad (1.5)$$

の様になる。

$N$ は媒質中の核子、 $l$ は荷電レプトン( $e, \mu, \tau$ )、 $X$ はハドロンである。ニュートリノには、電子ニュートリノ、ミューニュートリノ、タウニュートリノの3タイプが存在し、非常に低い確率で氷の中の水分子と衝突した際、それぞれに対応した荷電レプトンとハドロンを生成する。荷電粒子の中でミュー粒子は透過力が強く、粒子の軌跡に沿って光が観測されるトラック事象を引き起こす。一方、電子は電磁シャワーの大きさ( $\sim 10m$ )が検出器間の距離よりも小さい。この時放出される光は、何度も散乱を繰り返すため電子ニュートリノの到来方向の情報を得ることは難しい。また、タウ粒子はエネルギーが高いとタウ粒子特有のダブルバンジングと呼ばれる現象を引き起こし、他の荷電粒子の事象と区別される。これら荷電粒子が南極の氷河中を光速以上の速さで運動するとチェレンコフ光を放射する。チェレンコフ光の光子数 $N$ と放射角には以下の関係がある。

$$\frac{d^2N}{dLd\lambda} = \frac{2\pi\alpha Z^2}{\lambda^2} \left(1 - \frac{1}{n^2\beta^2}\right) \quad (1.6)$$

$$\cos\theta = \frac{1}{n\beta} \quad (1.7)$$

ここで $\alpha$ は微細構造定数であり $\alpha = \frac{1}{137}$ 、 $Z$ は粒子の電荷、 $\lambda$ は波長、 $L$ は透過長、 $n$ は媒質中の屈折率、 $\beta$ は光速 $c$ に対する荷電粒子の速さである。この関係性と電波に対する氷河中の光の屈折率が約1.78であることより $\theta \approx 55.8^\circ$ であることがわかる。

我々はこれらの荷電粒子からのチエレンコフ光を検出することで、その光量とタイミングの情報から、1次ニュートリノが持っていたエネルギーとその到来方向を推定し再構成する。IceCube実験ではこの現象を可視光領域で観測するため、数千個の光電子増倍管(Photo Multi Tube:PMT)を氷河中に埋設し、チエレンコフ光を検出することで宇宙からの超高エネルギーニュートリノの観測を行う。一方ARA実験では、密度媒質とニュートリノの反応により生成される電磁シャワーからの電波輻射過程であるAskaryan効果を利用することで、この現象を電波領域で観測する。そのためARA実験では検出器としてアンテナを氷河中に埋設し、検出した電気信号の大きさとタイミングから1次ニュートリノが持っていたエネルギーとその到来方向を推定し再構成することで、ニュートリノの観測を行う。

## 1.2 IceCube実験

IceCube実験装置は、日米欧の国際共同研究グループにより南極点直下の米国アムゼン・スコット基地に7年余りの歳月をかけて建設された超巨大ニュートリノ観測望遠鏡で、南極点直下の深氷河を衝突標的及びチエレンコフ輻射体として用いて $1\text{km}^3$ の検出容量をもたせた検出器である[2]。そこには、チエレンコフ光をとらえるDigital Optical Module (DOM) と呼ばれる球体の光センサー モジュール5160個が深氷河に埋設されている。DOM内にはデジタルデータを氷上へ送るためのデータ収集回路、電源、磁気シールドが内蔵されている。熱水ドリルで南極の氷河に深さ2450mの垂直の穴を86本掘り、それぞれ深さ1450mから2450mの間に60個のDOMが縦列に並べられている。また、全5160個分のModuleを合わせてArrayと呼んでいる(図1.1)。

各穴の直上の、氷の表面付近にもチエレンコフ光検出装置がありIceTopと呼ばれている。この装置は、雑音となる南極上空から振ってくるミュー粒子の空気シャワーを氷上で検出するためのもので、深部にあるメインのセンサー群と同時計測することで、不要なバックグラウンドを観測から除外することが出来る。

我々千葉大学ICEHAPグループは、実験装置が完成し完全運転に入った2012年の観測データの中からPeV( $10^{15}\text{eV}$ )以上の極めて高いエネルギーをもつ図1.2に示すニュートリノ信号を2事象とらえることに成功した[3]。これは宇宙起源のニュートリノの実在を示唆する世界初の観測結果である。

## 1.3 ARA実験の研究背景と本研究の目的

### 1.3.1 高エネルギー宇宙線スペクトルとGZKニュートリノ

超高エネルギーニュートリノは活動銀河核(AGN)や $\gamma$ 線バースト(GRB)が起源とされている超高エネルギー粒子線から生成されると考えられている。また、銀河系外から到来来る宇宙線(陽子)の最高エネルギーは $4\times 10^{19}\text{ eV}$ までといわれていて、これをGZK(Greisen, Zatsepin, Kuzmin)限界もしくはGZKカットオフといい、 $4\times 10^{19}\text{ eV}$ 以上の宇宙線は光子との衝突によってエネルギーを失い1.5億光年程度の距離を進む間に $4\times 10^{19}\text{ eV}$ 以下になるというものである。

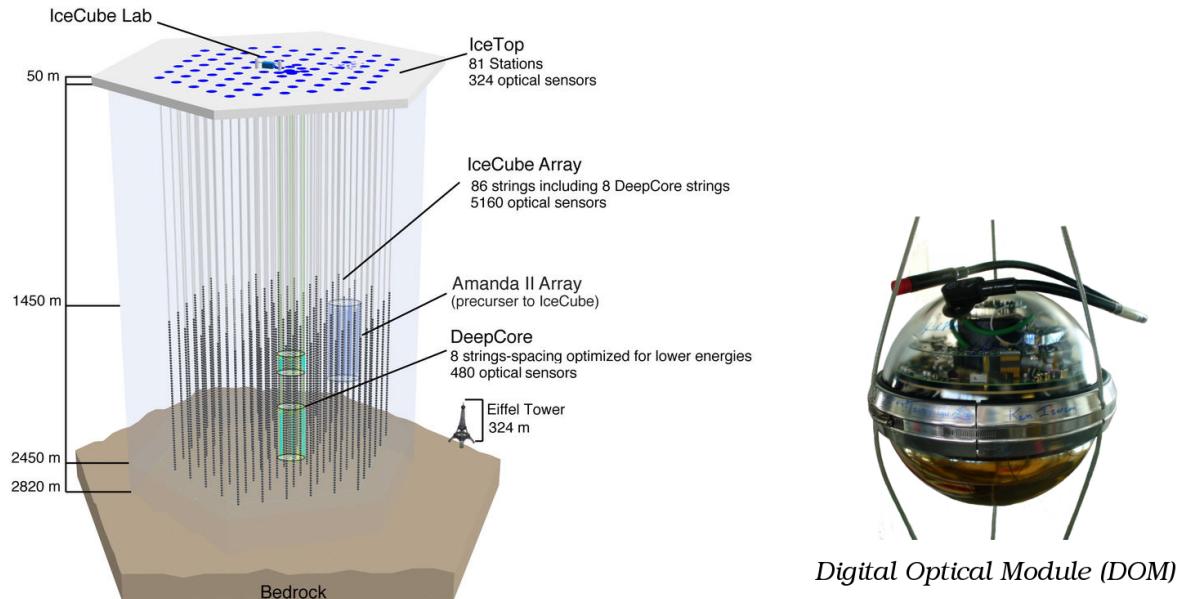


図1.1 IceCubeの模式図(左)とDOM(右)。各たて穴に右図のDOMが埋められていて、その合計は5160個である。

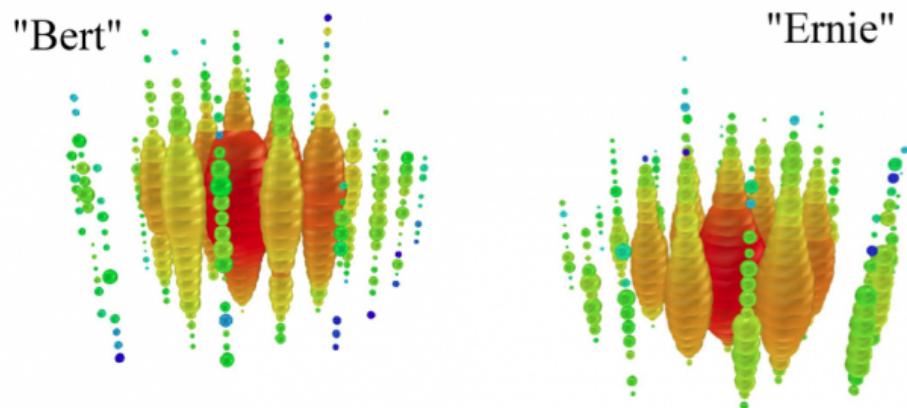


図1.2 高エネルギーニュートリノ事象 円の一つ一つはDOMを表していて、色は光子の到達時間を表す。赤いほど速く、青いほど遅い。円の大きさは観測された光電子数を表す。観測日時 Bert:8/9 2011, Ernie 1/3 2012

$10^{20}$  eV 以上の宇宙線は、宇宙背景輻射との衝突により式(1.8)で示すように $\Delta^+$ 共鳴を起こす。

$$p + \gamma \rightarrow \Delta^+ \rightarrow n + \pi^+ \quad (p + \pi^0) \quad (1.8)$$

$\Delta^+$ 共鳴は、強い相互作用( $10^{-24}$  s)で $n + \pi^+$ または、 $p + \pi^0$ へ崩壊する。このプロセスによるエネルギー損失は、宇宙線が $10^{20}$  eV 以上のエネルギーを保持することが可能である飛行距離を決定し、二次粒子の崩壊は、超高エネルギーニュートリノを生成する(式(1.9))。

$$\begin{aligned} n &\rightarrow p + e^- + \bar{\nu}_e \\ \pi^+ &\rightarrow \mu^+ + \nu_\mu \\ \mu^+ &\rightarrow e^+ + \nu_e + \bar{\nu}_\mu \end{aligned} \quad (1.9)$$

中性子は、反電子ニュートリノを生成し、 $\pi^+$ は  $\mu$ ニュートリノ( $\nu_\mu$ )と $\mu^+$ を経て電子ニュートリノ( $\nu_e$ )、 $\mu$ ニュートリノ( $\nu_\mu$ )を生成する。これらの過程により生成されたニュートリノをGZKニュートリノと呼ぶ。

$\Delta^+$ 共鳴の閾値エネルギーを越える超高エネルギー宇宙線が存在することは明らかになっているので、GZKニュートリノが存在することは確実視されている。また、宇宙はビッグバン由来の2.7Kの宇宙マイクロ波背景輻射(Cosmic Microwave Background : CMB)で充たされているため、超高エネルギー陽子はGZK過程でエネルギーを失い、その伝搬距離は1.5億光年となる。また、超高エネルギーの光子もCMBなどとの衝突によりエネルギーを失い1億光年ほどの伝搬距離となる。その一方、GZKニュートリノは相互作用が非常に小さいためCMBと相互作用せず、宇宙の最果ての137億光年程度の遠方から飛来することが可能であると考えられている。

### 1.3.2 ARA実験の研究背景

IceCube望遠鏡は宇宙からの高エネルギーニュートリノを観測し、高エネルギー領域におけるニュートリノ天文学の道が切り拓かれた。近年は短波長の光を用いることで可視光のみでは知り得なかった宇宙の描像が明らかになりつつある。しかしながら、PeV以上の高エネルギーの  $\gamma$  線は宇宙背景放射のマイクロ波に遮られ約10Mpc(約3千万年)以遠からは地球に到達することができない。その一方ニュートリノは殆ど物質と反応をしない粒子であり、その性質を用いることでこれまで観ることが出来なかった宇宙の最深部を見渡すことができる。

高エネルギーニュートリノの可能性が示されたいま、そのステージを発見から精密測定へと移行すべく IceCubeの拡張計画が議論されている。しかしそのコストは莫大で、また建設期間も10年以上かかるとみられている。そこで電波を用いたニュートリノ検出という新しい手法によってコストを大幅に削減し、いち早く100PeV以上の超高エネルギーニュートリノの検出を可能にするべく、国際共同実験Askaryan Radio Array(ARA) が始動した。図1.3に南極におけるARA検出器の概観とニュートリノ検出方法のイメージ図を示す。空気シャワーに比べ電磁シャワーのサイズが小さくなる固体媒質中ではm電波放射の担い手である過剰電子の間隔が、電波波長よりも十分に小さくなるため干渉を起こす。この様な現象をAskaryan効果

と呼ぶ。干渉効果は電波強度を電磁シャワーエネルギーの2乗にまで増幅させる。その強度は、氷中における電波の減衰長(約1000m)の可視光の減衰長(約100m)に対する優位性も相まって、 $10^{16} eV$ 以上になるとチエレンコフ(可視)光より大きな電波強度となる。そのため $10 PeV$ 以上の超高エネルギー領域では電波が最大強度の信号となり電波は超高エネルギーニュートリノを検出するために最適な信号となる。また、南極氷中での電波の減衰長は可視光のそれと比して一桁長いため、検出装置の間隔を長くとることが可能となり低成本で更なる巨大なニュートリノ望遠鏡の建造を実現できるようになる。

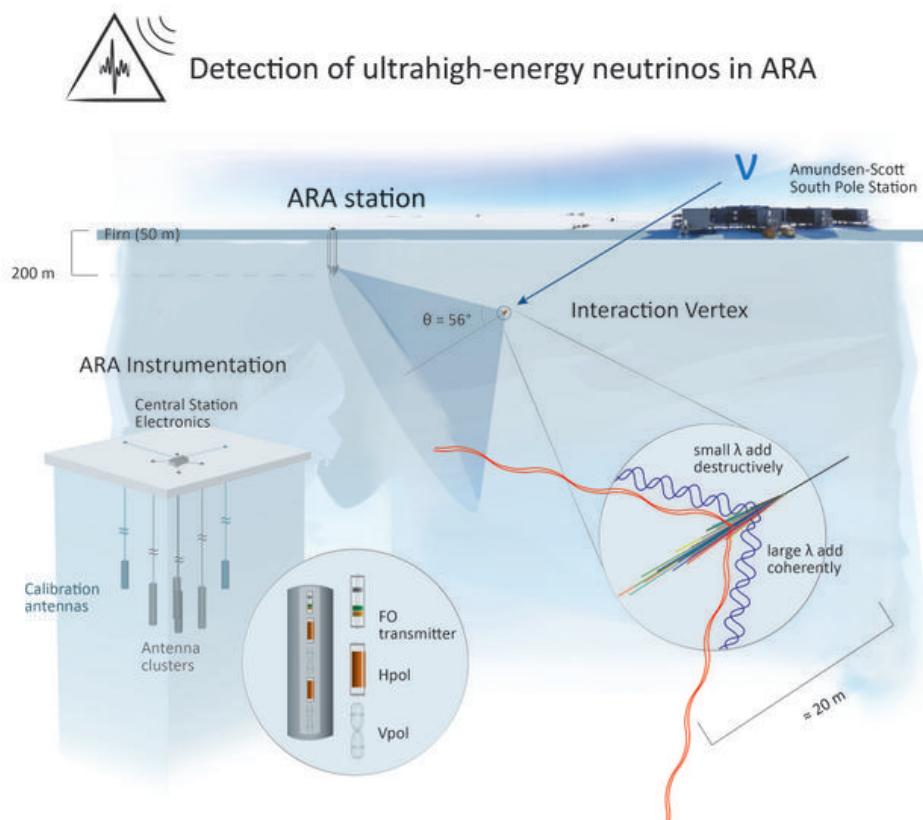


図1.3 ARA検出器の外観とニュートリノの検出方法のイメージ。ニュートリノと密度物質(ここでは氷)が相互作用をおこし電磁シャワーからの電波放射をアンテナで捉える。電波強度は干渉効果により検出可能な強度となる。

### 1.3.3 本研究の目的

ARAでは、氷中200mに埋設された検出器である2種類のアンテナによってニュートリノ事象からの高周波電気信号(150MHzから850MHz)を観測する。より多くのニュートリノ信号を捕らえるために、このアンテナからの高周波電気信号を精度良く氷河表面に転送することが必要となる。通常の同軸ケーブルでは外部からの雑音が印加されやすい。また、一般的な同軸ケーブルは、図1.4のように300MHzにおいて80dB/km(dB:デシベルについては付録中の式の項にある式6.1を参照せよ)もの信号損失を生じてしまう[4]。そこで我々は、RF over Fiber (RFoF) 法を用いた信号転送モジュールを開発し、ARA検出器3ス

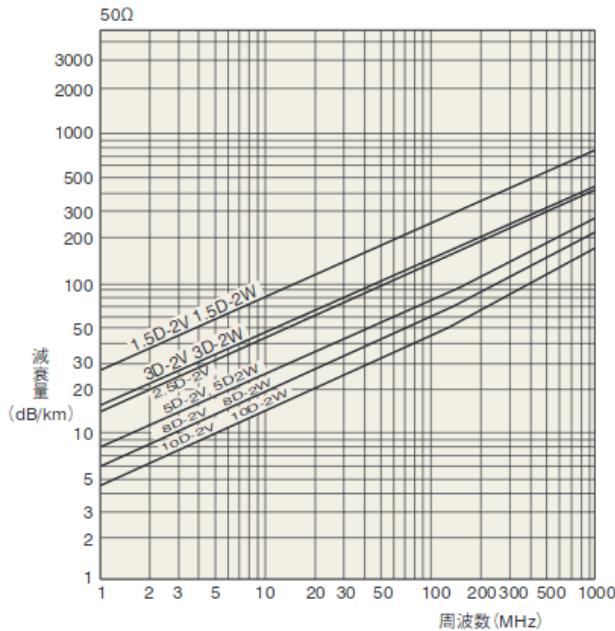


図1.4 古川電気工業社製の高周波同軸ケーブルの損失量。我々がの受信する信号の周波数帯である300MHz付近では200mで16dBの損失が生じる。

テーション分とバックアップのための1ステーション分の合計4ステーション16組の信号転送モジュールを建造した。製作したモジュールの性能、信号増幅、応答及びモジュールによって付加されるノイズの大きさを理解すること、実際の南極におけるセットアップを想定しアンテナやLow Noise Amplifier(LNA)とともに使用した場合での動作確認、そしてそれらのデータを元に、信号転送モジュールによって加算されるノイズによるARAのエフェクティブエリアへの影響をARAで使われているシミュレーション(AraSim)により推定と評価をすること、これら3点が本研究の目的である。

## 1.4 Askaryan Radio Array実験

### 1.4.1 Askaryan effect

1961年に G.A.Askaryan によって預言されたアスカリアン効果[5]は、ニュートリノと密度媒質との反応により発生する電磁シャワーからの電磁放射過程のこと、チレンコフ放射の電波極限での干渉効果と考えることができる。空气中で起こる空気シャワーに比べ、電磁シャワーの規模が小さくなる固体媒質中では、電波放射の担い手である過剰電子(Compton、Bhabha、Moller 効果により生じる電子)の間隔が、電波波長よりも十分に小さくなるため観測点で位相が合い干渉効果により放射強度が増加する。この様な干渉効果は電波強度を電磁シャワーエネルギーの2乗に比して増幅させるため、検出可能な電波強度となる。前述したように、ARAはこの干渉効果により信号増幅のため100PeV以上の超高エネルギー領域では電波が最大の信号となることを利用し、宇宙由来の超高エネルギーニュートリノの世界初観測を目指している。

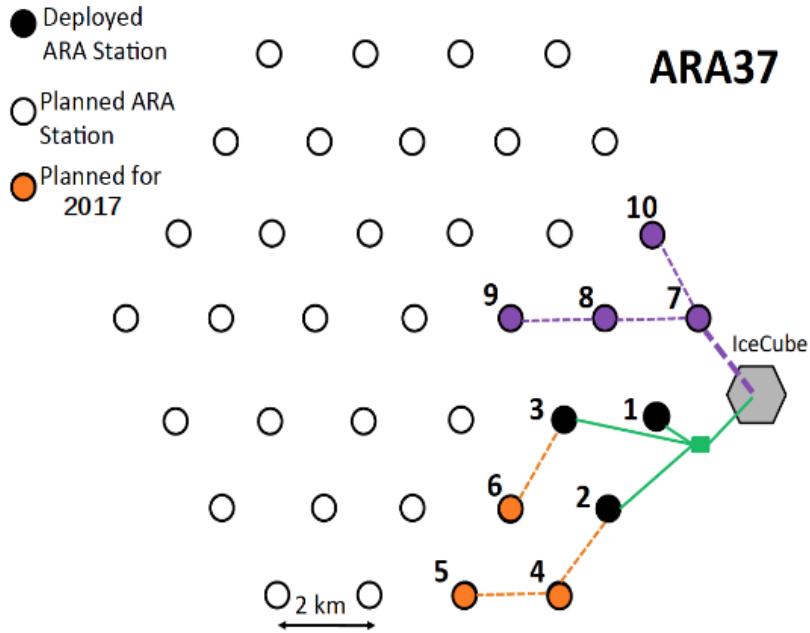


図1.5 建造中の南極点付近におけるARA望遠鏡の埋設予定図。白抜きの黒丸は建造予定のステーションを表し、黒く塗られた1、2、3は建造済みのステーション。オレンジで塗られた4、5、6は2017年度に埋設予定のステーションで、今回はこの3ステーション分の信号転送モジュールの製作と較正をおこなった。

ARAの構造やその特徴についての詳細は次節で言及する。

#### 1.4.2 Askaryan Radio Array (ARA)

ARAは南極点付近のIceCubeの隣に建造中で、南極における氷河との相互作用によるアスカリアン効果を検出するためのニュートリノ望遠鏡であり、表面積100平方キロメートルにも及ぶ巨大な検出器である。

ARA望遠鏡は37箇所のステーションで構成される。図1.6に1つのステーションの構成を示す。ステーションには深さ200mの4つのストリングがあり、図1.7に示すように、各ストリング(4ヶ所の観測のための縦穴)に4本ずつの合計16本のアンテナが埋設されていて、図1.6中において約20mの深さの立方体を形成している。これらのデザインはすでに埋設されている初期のステーションとシミュレーションの解析によって最適化された。ストリング内のアンテナによって検出された信号は、まず最初にノッチフィルターによって、アンテナの感度の悪い周波数帯と現地での通信で使われる周波数が除去される。続いて、低雑音増幅器 (Low Noise Amplifiers LNAs)で増幅される。その後、図1.8のOptical Zonu社製(OZ450)のRF over Fiberリンク(RFoFリンク)のトランスマッター(図1.8左)内で信号増幅し光信号に変換され、約200mの氷中を光ファイバーを通して転送され氷上にあるRFoFリンクのレシーバー(図1.8右)によって電気信号に再変換される。信号は氷上で再度フィルターで2つに分けられ、Data AcQuisition (DAQ)内のトリガー装置と信号デジタイザに転送される(図1.7)。今回の論文の主題にある信号転送モジュールは、このRFoFリンクのトランスマッター、200m光ファイバー、RFoFリンクのレシーバーまでの区間を指し、トランスマッターはDown

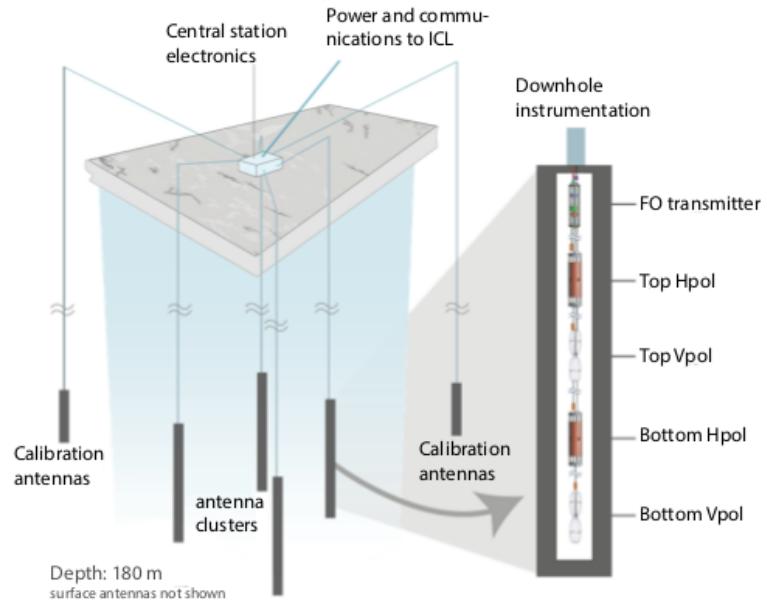


図1.6 ARA1ステーションの拡大図:4ヶ所の観測のための縦穴(一つ一つをストリングと呼ぶ)と、そこに埋設されたアンテナの較正のための2ヶ所の縦穴がある。また各ストリングには2種類のアンテナが2本ずつ(合計4本)埋設されている。ICLはIceCube Laboratoryの略称である。

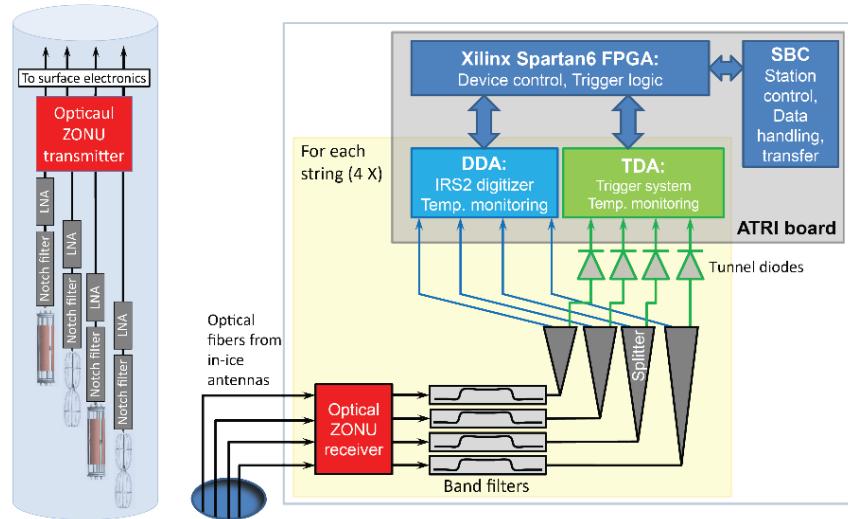


図1.7 左図:ARAステーションにおける各ストリング内部のシグナルチェインを構成する各要素。右図:氷上におけるDAQを構成する重要な要素。

hole Transmitter Module(DTM)に、レシーバーはFiber Optic Amplifier Module(FOAM)に組み込まれている。信号転送モジュールの詳細については、次章で言及する。Askaryan効果から生じる高周波信号は、ニュートリノの相互作用点が検出器(ステーション)から遠方の場合は近似平面波、近距離の場合は球状波として、任意の方向から到達する直線偏波の信号であり、偏波面に対して任意の角度で観測されうる。そのため、各ストリングに埋められるアンテナは、ある任意の偏波面の検出に対する偏りを避けるべく、直交する2つの偏波に対して感度を持たせる必要がある。このような理由から、各ストリングには、2本の水平

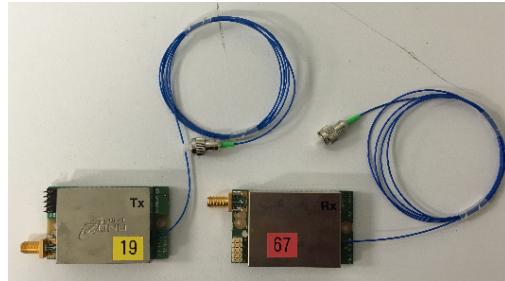


図1.8 RFoFリンクのトランスマッター(左)とレシーバー(右)。トランスマッターで信号増幅し電気信号を光信号に変換する。レシーバーでは、その光信号を、電気信号に変換する。

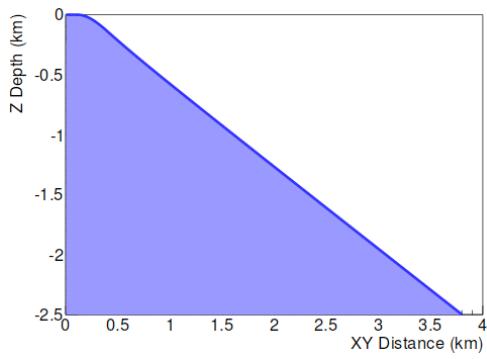


図1.9 万年雪内の、深さ25mにアンテナを埋設した場合の検出可能な領域のシミュレーション結果[6]。屈折率の深さによる違いから相互作用点からの信号が曲がってしまい、広い範囲で検出不可能となる。

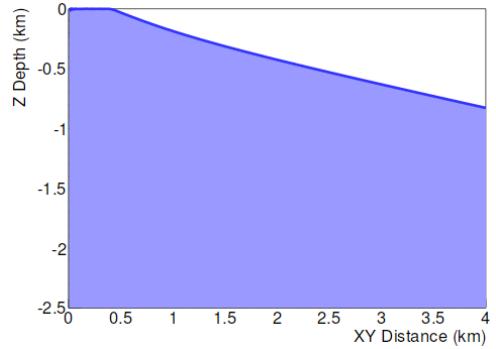


図1.10 深さ200mにアンテナを埋設した場合。深さ25mに埋設した場合と比べて、広い範囲からの信号が検出可能となる。

方向に感度のあるアンテナ(Hpol)と2本の垂直方向に感度のあるアンテナ(Vpol)が埋設されている。また、1PeVのシングルエレクトロンによって誘発される、Askaryan効果由来の電磁シャワーによる電場を時間領域においてZHSシミュレーションで計算[7]しフーリエ変換すると、その信号は主に100MHzから1GHzの周波数帯に分布していることがわかる。4本のアンテナはそのような信号を検出するために、150 MHz から 850 MHz の周波数領域に感度をもっている。最終的に、各ステーションは約2kmの間隔で図1.5のように六角形状に配置される予定で、それぞれのステーションは独立したニュートリノ望遠鏡として働く。

また、南極において氷河の温度と密度はその深さに依存し、氷河の屈折率は深さによって変化し[8]、アンテナの埋設される深さによって信号を検出できる容積は大きく変わる。万年雪( $\leq 150\text{m}$ )を含む上層部では屈折率の違いによる信号の軌跡の湾曲の影響が大きい[6]。そのため図1.9のシミュレーション結果に示すように、深さ25m(万年雪内)にアンテナを埋設した場合、ニュートリノが相互作用を起こした点からの信号が、アンテナに到達することが出来る領域が大幅に狭くなる。一方、万年雪より深い200mにアンテナを埋設すると、図1.10のように広い範囲に渡って信号を検出できるようになる。この結果から、アンテナは深さ170mから190mの間に埋設されている。また、氷河表面から深さ2km付近では-55°Cから-30°Cの極低温[9]となるため、周波数500 MHzで測定されたこの範囲での氷中における電波信号の平均減衰長は、820 mほど[10]となり光信号の約10倍の減衰長となる。

## 第2章

# 信号転送モジュールの構成と製作

ARAでは、氷中200mに埋設されているアンテナで検出した高周波電気信号を、-45°C付近の極低温において200m先の氷上まで転送しなければならない。ニュートリノからの信号は微弱で、少ない損失で精度良く転送しなければイベントの再構成をおこなうことは困難となる。そのため我々は、Radio Function over Fiver(RFoF)法を用いた信号転送モジュールを開発し、ARA検出器4ステーション分の16組の信号転送モジュールを建造した。本章では製作したモジュールの性能、信号増幅、応答及びモジュールによって付加されるノイズの大きさを理解するためのキャリブレーションについて言及する。

### 2.1 信号転送モジュールの増幅率

ARA検出器は100PeV( $=1 \times 10^{17}$ eV)以上の超高エネルギーニュートリノの検出を目指している。<sup>[11]</sup>において、ZHSシミュレーションを用いて $3 \times 10^{18}$ eVのニュートリノ(この場合の電磁シャワーのエネルギーは $100\text{EeV} = 1 \times 10^{20}$ eV)による電場の計算が行われた。その結果から、電場を $E$ と距離を $r$ (ニュートリノと氷河の相互作用によって発生する高周波信号の発生源と検出器との距離)とすると、 $3 \times 10^{18}$ eVのニュートリノ事象が形成する電場は $E_{3\text{ EeV}} = 1/r \times 150[\text{V/m}]$ となる。電場 $E[\text{V/m}]$ はベクトルポテンシャル $\mathbf{A}$ ([11]中の式(17))の時間 $t$ による偏微分( $E = -\partial \mathbf{A}/\partial t$ )の絶対値から求まる。これより $1 \times 10^{17}$ のエネルギーをもつニュートリノ事象が形成する電場は、 $E_{100\text{ PeV}} = 1/r \times 5[\text{V/m}]$ となる。また距離 $r$ を1kmと仮定すると、 $E_{100\text{ PeV}} = 1/r \times 5[\text{V/m}]$ より $5.0 \times 10^{-3}[\text{V/m}]$ 程度となる。さらに1kmの伝達による電波の減衰(電波の減衰長は約1kmで電場スケールでは $1/e^{1/2} \approx 0.6$ )を考慮すると、アンテナに到達する電場は、約 $3.0 \times 10^{-3}[\text{V/m}]$ となる。この値にアンテナの応答係数であるアンテナファクター $A_f[1/\text{m}]$ (詳細については付録の用語集で述べる)の逆数を乗じることにより、アンテナが出力する信号の電圧が求まる。

$$A_f = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\frac{1.8}{10^{G_a/10}}} \quad (2.1)$$

$G_a$ はアンテナの絶対利得で、 $\lambda[1/\text{m}]$ は信号のもつ波長である。ここではARAで使用されるVpolを想定し、信号の波長を300MHzと仮定すると図4.10のシミュレーションの結果から $G_a \approx 1[\text{dBi}]$ をもちいて $A_f \approx 7.5$ となる。よって $V = 1/A_f \times E[\text{V}]$ よりアンテナが出力する信号の電圧 $V[\text{V}]$ は $V \approx 4.0 \times 10^{-4}[\text{V}]$ となる。

ARAのDAQでは、ハワイ大学によって製作されたLABRADOR(Large Analog Bandwidth Recorder and Digitizer with Ordered Readout)[12]を用いた12ビットのADC(Analog-to-Digital Converter)によって、アナログ信号をデジタル信号に変換している。ADCの1カウントは1.6 counts/mVで、0.4Vから2.1Vでよいリニアリティを持つ。シグナルチェーン全体で80dBの利得があれば、上述のアンテナにおける信号は、0.66[V]となりADCのリニアリティの良いレンジに信号を引き上げることが可能となる。ARAのシグナルチェーンにおいてLNAで33dB、DAQで最大32dBの利得が得られるので、信号転送モジュールが要求される信号増幅率は15dB程度となる。

## 2.2 信号転送モジュールの構成

信号転送モジュールは、DTM : Down-hole Transmitter Module(図1.7:左図上方の赤い部分)、光ファイバー(200m)、FOAM : Fiber Optic Amplifier Module(図1.7:右図左下の赤い部分)から構成され、RFoF法を用いて氷中200mでアンテナによって検出された電波信号を少ない損失で精度良く転送し、DAQのダイナミックレンジに合うように信号を増幅する役割を担っている。

### Down-hole Transmission Module(DTM)

図2.1に示すDTMは、直径13cm、長さ46cmの円筒状の装置で、RFoFリンクのトランスマッターが組み込まれており、ストリングに埋設されている4本のアンテナからの電気信号を光信号に変換し約15dB(式(6.1))の信号増幅を行う。またDTM内のBias-Teeは外部からの12Vの直流(Direct Current:DC)電源を、DTM直下のLNAへ同軸ケーブルを通じて供給するためのものである。図中コネクターによって、トランスマッターと光ファイバーが接続される。LNAから送られてきた電気信号はBias-Teeを通過しトランスマッター内で光信号に変換、増幅されコネクターを経て光ファイバーに伝達される。

### Fiber Optic Amplifier Module

図2.2に示すようにFOAMにはRFoFリンクのレシーバーが組み込まれてあり、光ファイバーから送られてくる光信号を電気信号に変換しDAQへと伝達する。これまでのARAステーションにおけるFOAMには名前の通りアンプがレシーバー直後に挿入されていて、そこでストリング内の4本のアンテナからの信号4チャンネル(CH)を含むステーション全体の12CHの信号増幅率が等しくなるように調整していた。しかし、現行のモデルではFOAM内での増幅率の調整は行わず、DAQ内部に増幅器を配置し0dBから32dBの範囲において0.25dB刻みで各チャンネルの信号増幅率は調整される。

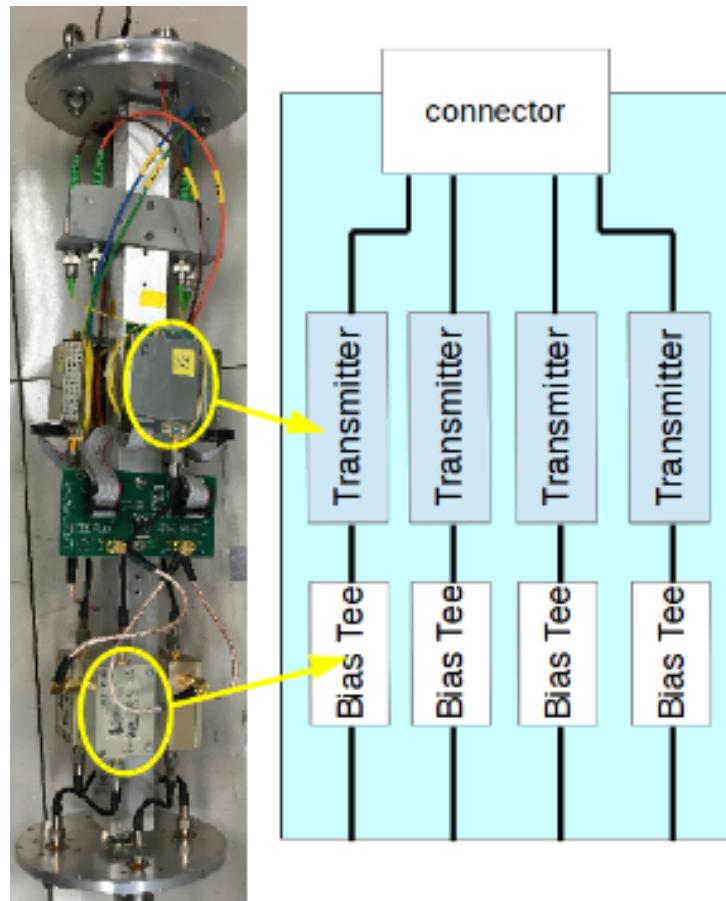


図2.1 DTMの模式図と内部の様子。アンテナからの信号はBias-Tee、トランスマッター、コネクターを通り光ファイバーに伝送される(図中下から上の方向)。

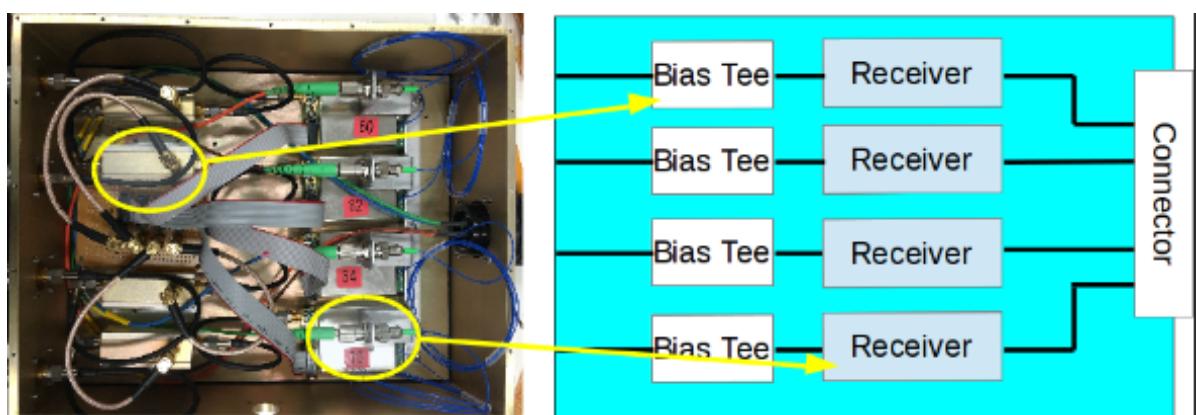


図2.2 FOAMの模式図と内部の様子。光ファイバーからの信号はコネクターを通り、レシーバー、Bias-Teeと伝わりDAQへ送られる(図中右から左の方向)。

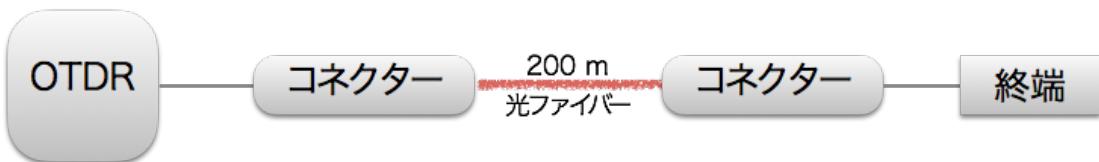


図2.3 セットアップの模式図：OTDRによる光ファイバーの測定



図2.4 Anritsu社製のOptical Time Domain Reflect meter

## 2.3 モジュールを構成するデバイスの測定

前述したように、信号転送モジュールは約15dBの増幅率を要求される。また、各チャンネル間の信号増幅率ばらつきはDAQのダイナミックレンジに収まる範囲でなければならない。DTMやFOAMを構成する各装置の動作特性を理解し、モジュールの製作にあたり最適な組み合わせを決定するため、それぞれの装置の動作確認と信号の増幅率や接続による損失の測定を行った。

### 2.3.1 200mの光ファイバー中での光信号の減衰測定

200mの光ファイバーにおける光信号の減衰による損失を図2.3のようなセットアップのもと図2.4のAnritsu社製のOptical Time Domain Reflectometer : OTDR(MT9082C2)を用いて測定した。OTDRはファイバー内に非常に短いパルス光を入射し、ファイバー内で発生する後方散乱光(図2.6)を検出することによって、ファイバー間での減衰長やコネクター類の插入による插入損失及び反射損失[13]を測定することができる。

OTDRからのデータは距離とパワー(デシベル)が含まれていて距離をx軸、パワーをy軸にとって描画すると、図2.7のようなプロットが得られる。



図2.5 光ファイバー(左)とコネクター(右)

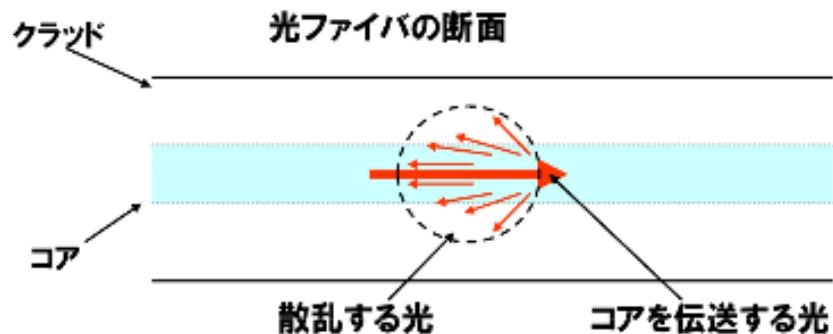


図2.6 光ファイバ内を伝送する光とその後方散乱光。

図2.7中の点3と点4を通る直線の傾きから、200m長の光ファイバ(図2.5左)内における光信号の減衰量を求めることができる。200m光ファイバは各ストリングごとに1本、1ステーションでは4本必要となり、3ステーション分とバックアップの1ステーション分の合計16本の光ファイバについて、200mの伝送における光信号の測定をおこなった。その結果は図2.8のようになった。図2.8は縦軸をカウント数、横軸を200m区間ににおける減衰量(dB)とし、16本の光ファイバ各4チャンネルの合計64チャンネルについての減衰量のヒストグラムである。平均値である0.2dBの減衰は光信号が約5%損失したことになるが、損失を含めた全体としての信号增幅率のチャンネル間でのばらつきが抑えられていればよく、期待される信号增幅率15dBに対して0.2dBは十分に小さいといえるので、200mの光ファイバの組み合わせについては考慮しないものとした。

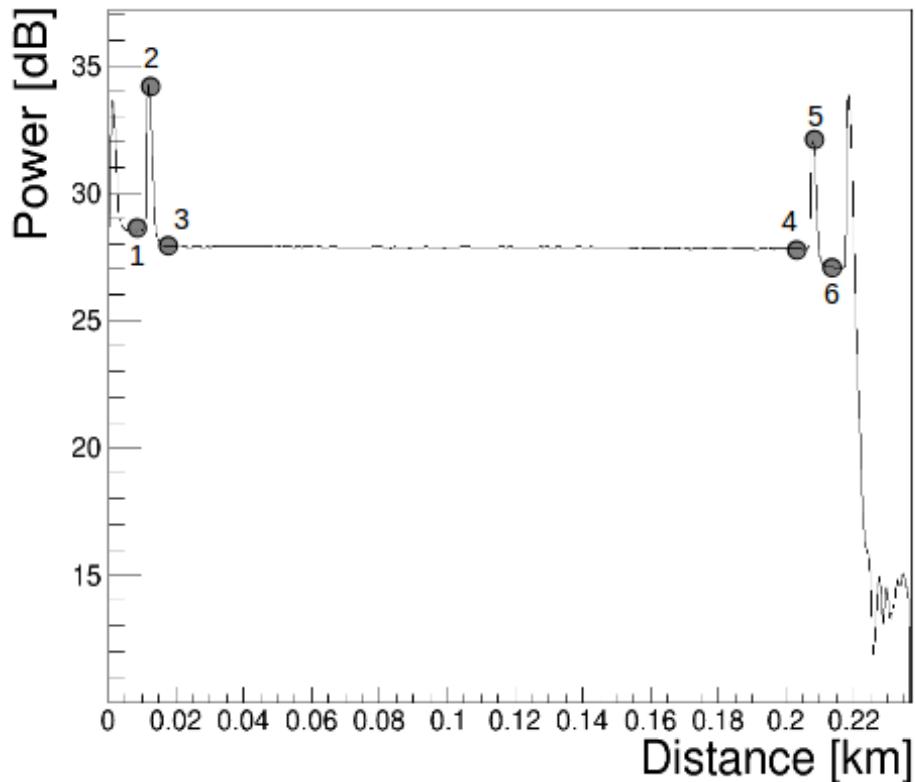


図2.7 OTDRによる測定結果：このプロットから得られる情報によって、各種の信号損失について理解することができる。例えば、点1と点3の高さからコネクターと光ファイバーの接続による損失が点3と点4を通る直線の傾きから、200mの長さの光ファイバでの減衰量がわかる(点及び数字は後付け)。

### 2.3.2 光ファイバーとコネクターの接続による信号の損失測定の原理

図2.3と同様のセットアップで、OTDRから測定したい装置を接続したファストパルスを入射することで、光ファイバーとコネクターの接続点における挿入損失と反射損失を測定することができる。光ファイバを相互接続すると必ず損失が発生する。コネクタによる挿入損失とは、そのデバイスをシステムに挿入したときのパワーの差である。たとえば、ある長さのファイバを用意して光を入射し、そこを通った光パワーを測定し測定値( $P_1$ )を記録する。次に、ファイバを半分に切断し2つの切断点を終端処理して接続し、もう一度光を入射して光パワーを測定し測定値( $P_2$ )を記録する。最初の測定値( $P_1$ )と2番目の測定値( $P_2$ )との差が挿入損失となる。つまり、ラインにコネクタを挿入したときの光パワーの損失が挿入損失である。

いま、OTDRから得られるデータはデシベル表示であるから、図2.7中の点1と点2の差を計算することによって、コネクタの挿入損失を計算される。点1と点3の差異による挿入損失は、図2.3中のOTDR直後の一つ目のコネクターにおける損失である。同様に、点4と点6の差異による損失は、図2.3中の光ファイバー直後の二つ目のコネクターによる挿入損失となる。また、図2.7中の点2や点5のようなピークは、接続点における反射損失の存在を表している。反射損失 $R$ とは、光ファイバー同士の接続面における光の反射量のことである。接続面における入力される光のパワーを $P_{in}$ 、反射される光のパワーを $P_{ref}$ とすると、反射損失 $R$ は

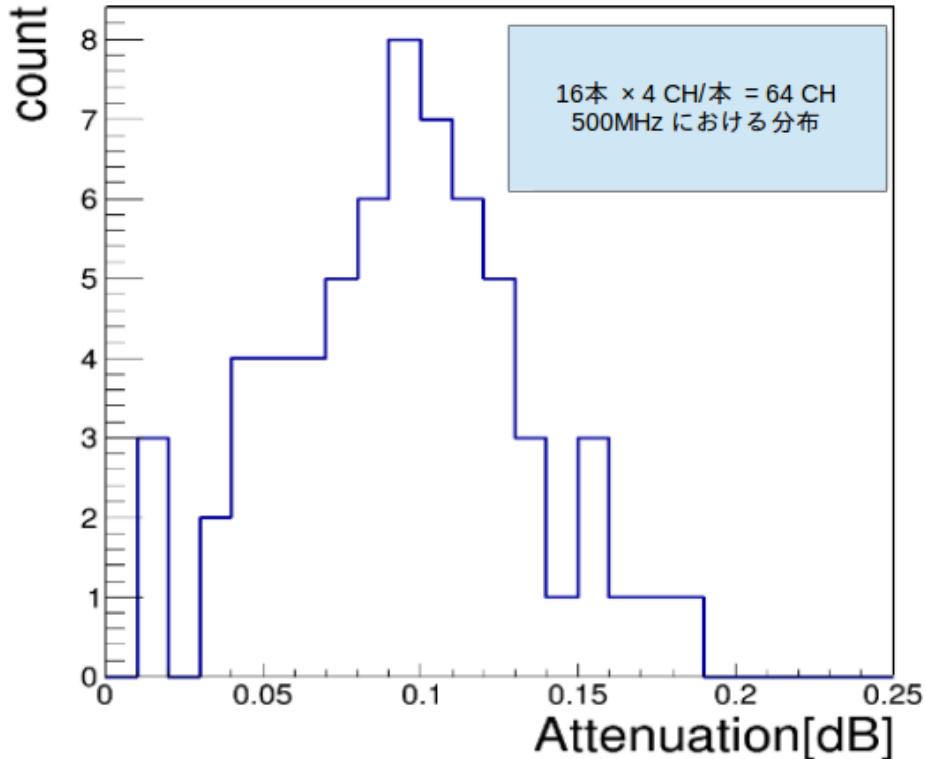


図2.8 500MHzにおける光ファイバ200m間での光信号の減衰量(dB)

以下のように表される。

$$R = -10 \log_{10} \frac{P_{\text{in}}}{P_{\text{ref}}} \quad (2.2)$$

図2.7中で番号を付していない、一つ目と四つ目のピークはそれぞれ、OTDRとコネクターの接続点による反射損失と、終端点において反射損失が存在している事を表している。一方、点2や点5と付した二つ目と三つ目のピークは、コネクターと光ファイバーの接続による反射損失の存在を示す。信号転送モジュールを建造するにあたり重要なのは、このコネクターと光ファイバーの接続による反射損失で、十分小さいと考えられる-50dB以下を基準値(式2.2より  $P_{\text{ref}} = 10^{-5} \times P_{\text{in}}$ )とした。反射損失Rは、たとえば点1と点2の高さから求まる。この高さをLとすると式(2.3)[13]で求まる。パラメータbsl(back scattering lebel : 後方散乱光レベル)の詳細については付録中の式(6.8)に記した。

$$R = -(10 \log_{10} \text{bsl} + 10 \log_{10}(10^{\frac{L}{5}} - 1)) \quad (2.3)$$

光ファイバー1本に対して二つのコネクターが必要となるので、16本の光ファイバーに対して全部で32個のコネクター各4CHの合計128CHについての挿入損失と反射損失のそれぞれを図2.3のセットアップで

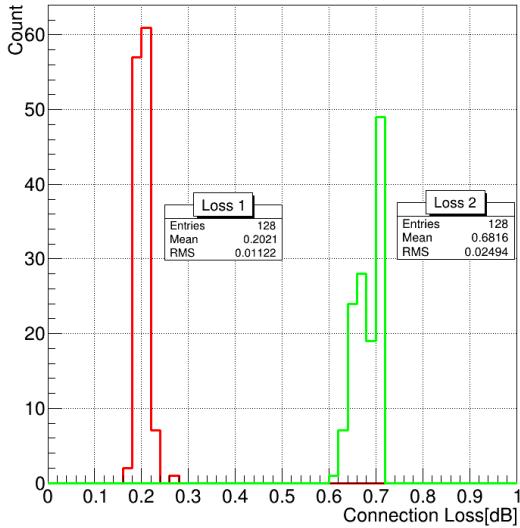


図2.9 コネクターから光ファイバーに入射される際の挿入損失(赤)と光ファイバーからコネクターに入射される際の挿入損失(緑)である。本文で述べたように、光信号の入射方向によって挿入損失が、見かけ上小さく計測されたり、大きく計測される。この効果は、両方向からのデータの平均を取ることで相殺される(図2.10)。

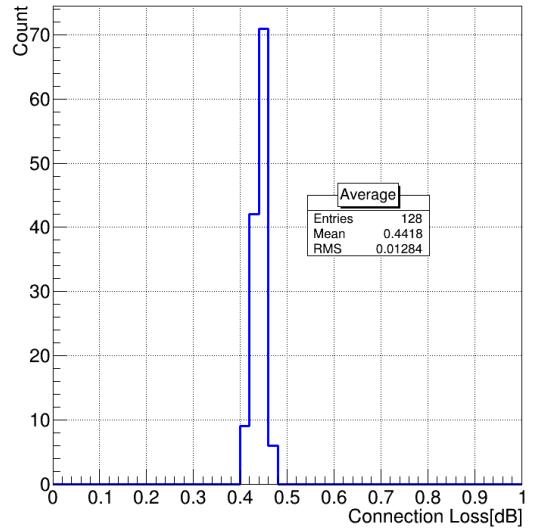


図2.10 見かけ上の効果をキャンセルした各チャンネルにおける挿入損失。各チャンネルとも0.4dB程度で十分に小さく、またばらつきもRMSで0.01ほどに抑えられている。

OTDR測定した。図2.9及び2.10と図2.11はそれぞれ、挿入損失と反射損失の結果である。

図2.9から光ファイバーからコネクターに光信号が侵入する場合のほうが、挿入損失が大きくなることがわかる。これは、光ファイバー内の屈折率とコネクター内の屈折率の違いに起因するもので、屈折率が良い( $N_1$ :屈折率が1に近い)ファイバーから良くない( $N_2 : N_2 > N_1$ )ファイバーに侵入する場合、見かけ上の挿入損失が大きくなる。また、逆の場合は見かけ上の挿入損失が小さくなる。そのため各コネクターについて両側から(1:光ファイバーからコネクターの向き、2:コネクターから光ファイバーの向き)の測定をそれぞれおこない、両者を足して2で割ることで、光ファイバー内の屈折率とコネクター内の屈折率の違いによる影響をキャンセルする(詳細の計算は付録を参照せよ)ことが出来る。その結果が図2.10である。32個の各コネクターの各4チャンネル、合計128チャンネルの挿入損失は約0.45dBであり、十分に小さい。

同様に反射損失においても、光信号が屈折率の良い( $N_1$ :屈折率が1に近い)ファイバーから屈折率の悪い( $N_2 : N_2 > N_1, N_1, N_2$ は屈折率)ファイバーに侵入する場合の方が反射損失は大きくなる。これは図2.11において、青い分布の方が赤い分布より全体的に右方向にシフトしていることからわかる。また、図2.11からわかるように基準とした-50dBより大きい範囲に、4つの反射損失の悪いチャンネルがみられる。-50dB付近と-45dB付近に見られるチャンネルは同じコネクターの同じチャンネル(127CH)のもので、それぞれ赤のイベントはコネクターから光ファイバーへ光信号が侵入する場合の、青のイベントは光ファイバーから

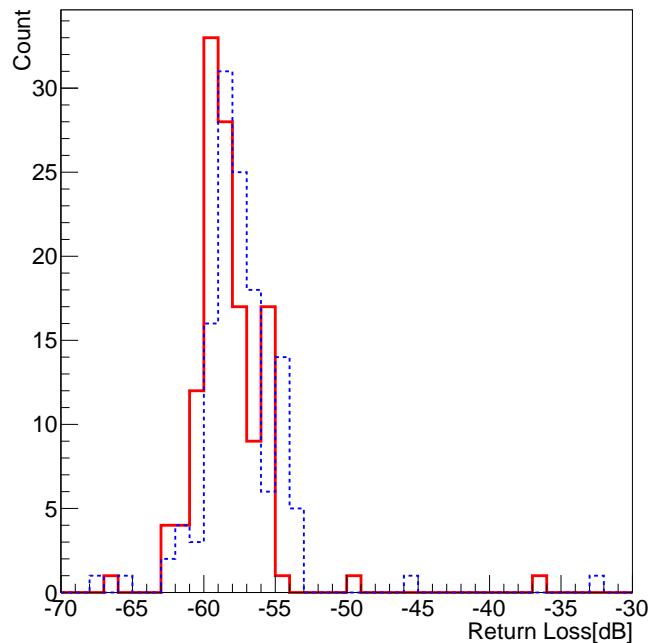


図2.11 反射損失の測定結果の分布。赤い分布は光信号がコネクターから光ファイバーに侵入する際の反射損失、光信号が光ファイバーからコネクターに侵入する際の反射損失。横軸:反射損失、イベント数の合計は128。

コネクターへ光信号が侵入する場合の反射損失である。同じく-35dB付近の二つの赤と青のイベントも同じコネクターの同じチャンネル(128CH)の反射損失である。これら二つの127CHと128CHはバックアップ用の信号転送モジュールに使われている。

### 2.3.3 RFoFリンクの増幅率の測定

DTM内で電気信号を光信号に変換するRFoFリンク(図2.15)のトランスマッターと、FOAM内で光信号を電気信号に変換するRFoFリンクのレシーバーについて、図2.12のようにこれら二つのデバイスの動作を確認するために、ベクトルネットワークアナライザ(図2.13)を用いて最小単位におけるRFoFリンクの信号増幅率を測定した。図2.13中の左下に2つのPORT(ポート)がある、左がPORT1、右がPORT2である。図2.14に示すように、ベクトルネットワークアナライザは、被測定物への入力信号に対するSパラメータ( $S_{11}$ 、 $S_{21}$ 、 $S_{12}$ 、 $S_{22}$ )と呼ばれる4種類の量を測定することで被測定物の性能を評価する。4種類のSパラメーターはそれぞれ次のように定義される。

- $S_{11}$ : PORT1から被測定物に入射した信号の一部が被測定物で反射される信号。
- $S_{21}$ : PORT1から被測定物に入射した信号がPORT2に伝送される信号。

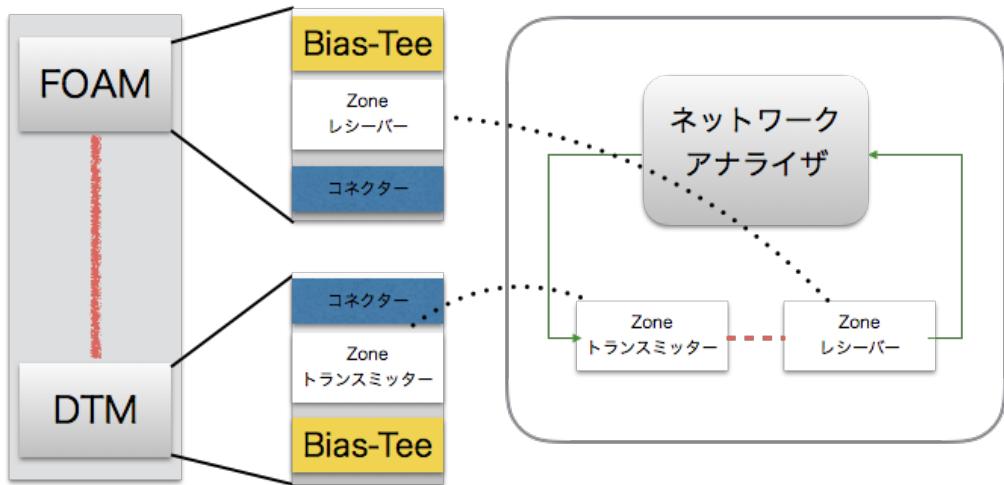


図2.12 RFoFリンクの信号増幅率測定のセットアップの模式図(一番左のDTMとFOAMを含んでいる図が信号転送モジュールを表している)。

- $S_{12}$ : PORT2から被測定物に入射した信号の一部が被測定物で反射される信号。
  - $S_{22}$ : PORT2から被測定物に入射した信号がPORT1に伝送される信号。
- いずれも実数と虚数の複素量で、実数は振幅に、虚数は位相に相当する。

信号増幅率測定では、このSパラメータのうち $S_{21}$ パラメータを用いることによって、被測定物に対する入射信号のパワーと、被測定物から伝送された出力信号のパワーの比を計算することで、被測定物の信号増幅率を知ることが出来る。

この原理を用いて、室温( $20^{\circ}\text{C}$ )と極低温( $-55^{\circ}\text{C}$ )でRFoFリンクの信号増幅率の測定をおこなった。極低温の測定は図(2.16:左)のような冷凍庫を用いた。図2.17はRFoFリンクの信号増幅率の測定結果で、横軸に周波数、縦軸に信号増幅率(Gain)をプロットしたものである。信号転送モジュール1台(4CH)につき4組のRFoFリンクが必要で、全16台分の合計64組のRFoFリンクの測定をおこなった。

RFoFリンクの組み合わせは、トランシミッターを一つに固定しレシーバーのリファレンスを取ったデータと、レシーバーを一つに固定しトランシミッターのリファレンスを取ったデータを用いて行った。最大のリファレンス値を持ったレシーバーと最小のリファレンス値を持ったトランシミッターを一組目とし、その次に大きいリファレンス値のレシーバーとその次に小さいリファレンス値のトランシミッターを二組目、などとし以下同様に順々に組み合わせを決定した。図2.18からランダムに組み合わせた場合と比して、測定から決定された組み合わせの場合では、 $-55^{\circ}\text{C}$ 、500MHzにおいて各チャンネル間のばらつきはRMSにして1.28dBから0.93dBに抑えられている。ここで、図2.18中でエントリー数が48となっているのは、当初(2014年度末)において3ステーション分48組のRFoFリンクしか購入していなかったためである。その後



図2.13 ベクトルネットワークアナライザ:HP8753C

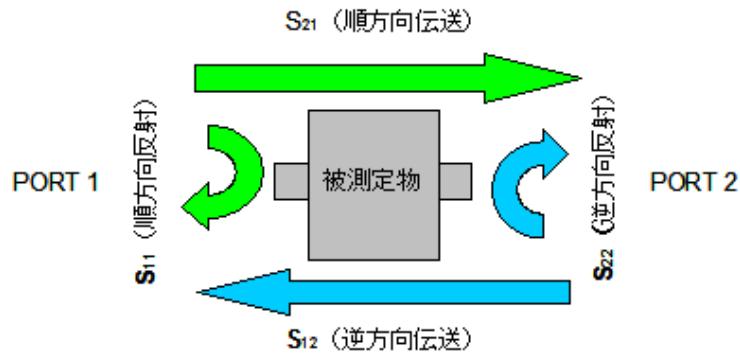


図2.14 ベクトルネットワークアナライザの測定原理。信号増幅率測定では、図2.13中のPORT1から信号を入力し、被測定物(ここではRFoFリンク)を通過し、PORT2へ伝送される。PORT1における信号のパワーとPORT2における信号のパワーの比から、信号増幅率が求まる。

(2016年初頭)に1ステーション分16組のRFoFリンクを購入した。この際、仕様変更(アンプの改善)が有り信号増幅率が良くなっていた。その差異について図2.19に示す。

## 2.4 組み立て

第2.3項で測定した信号転送モジュールを構成する個々の装置の信号増幅率や信号損失の測定結果から16台(バックアップを含む4ステーション分)の信号転送モジュールを建造した。前述したように、信号転送モジュールはDTM部分とFOAM部分に分かれており、それぞれを16台製作(図2.23)した。

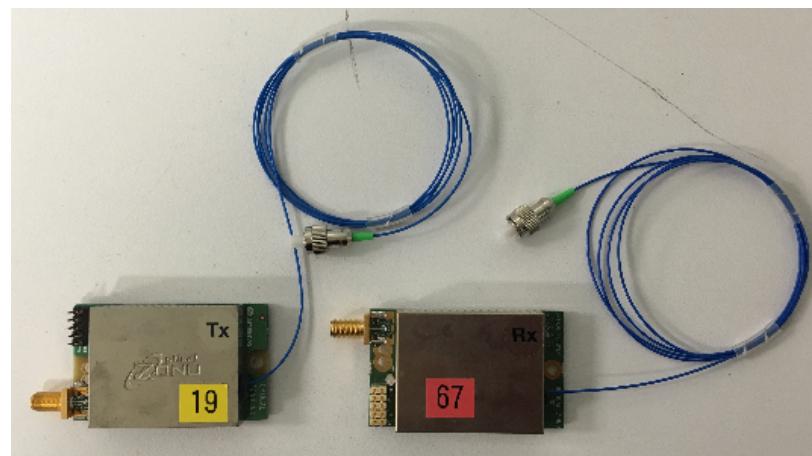
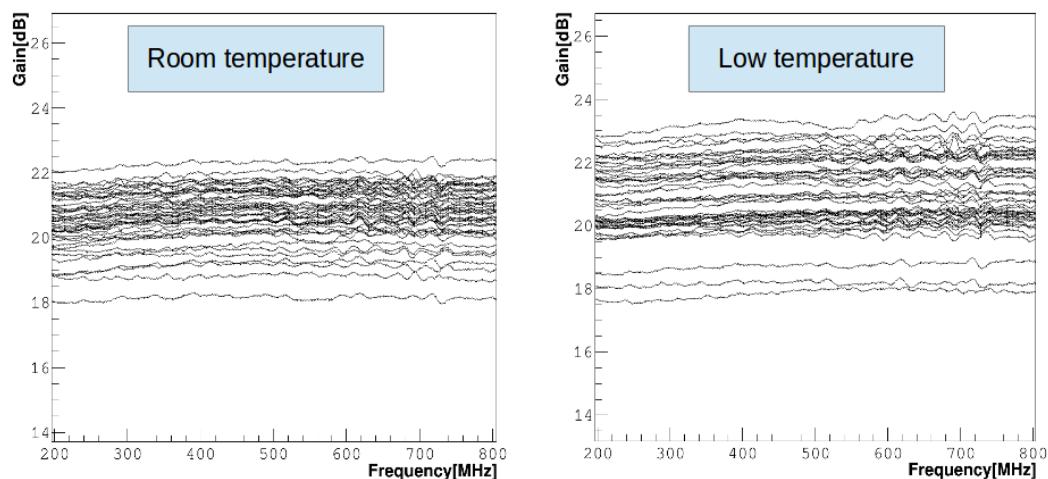


図2.15 RFoFリンクのトランスマッター(左)とレシーバー(右)



図2.16 冷凍庫(左)と冷凍庫内部におけるRFoFリンクの利得測定の様子(右)

図2.17 RFoFリンクの室温( $20^{\circ}\text{C}$ )における信号増幅率(左)と極低温( $-55^{\circ}\text{C}$ )における信号増幅率(右)。各プロットのイベント数は64。

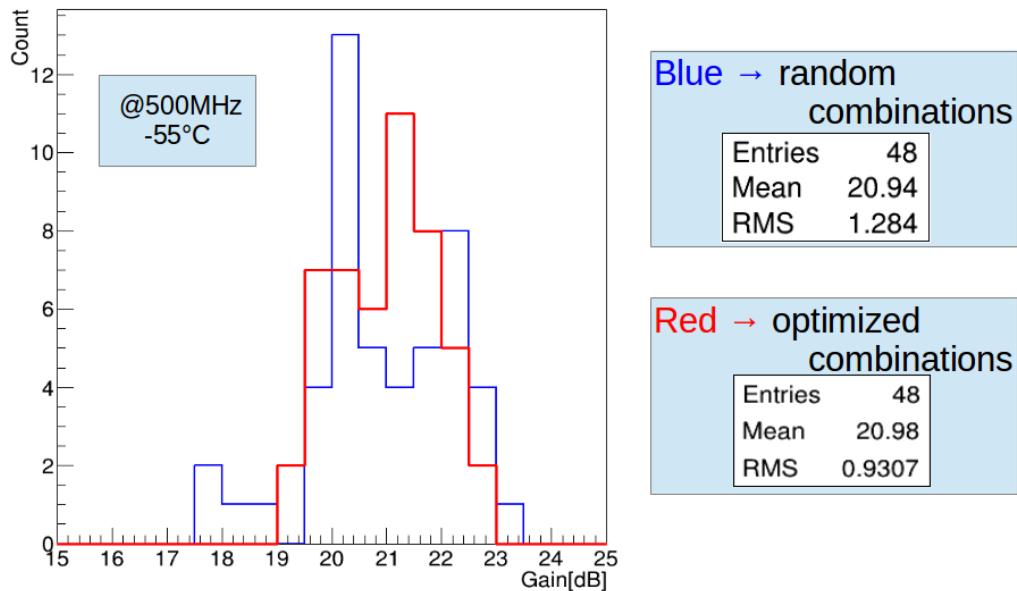


図2.18  $-55^{\circ}\text{C}$ 、500MHzにおける各チャンネルの信号増幅率。青い分布はランダムな組み合わせ、赤い分布はオプティマイズされた組み合わせ(RMS:1.28→0.93)。

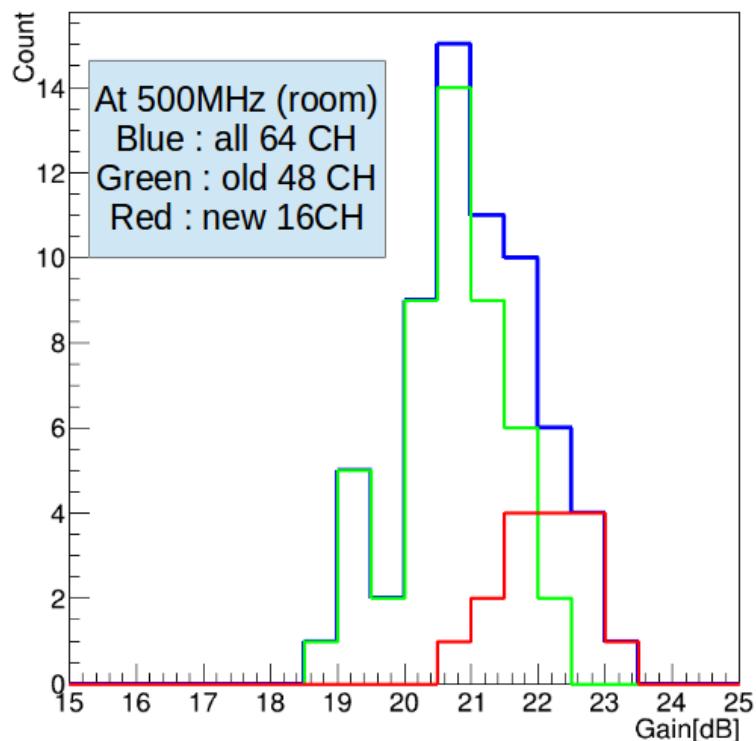


図2.19 室温、500MHzにおける新しいRFoFリンクと古いRFoFリンクの信号増幅率の比較。

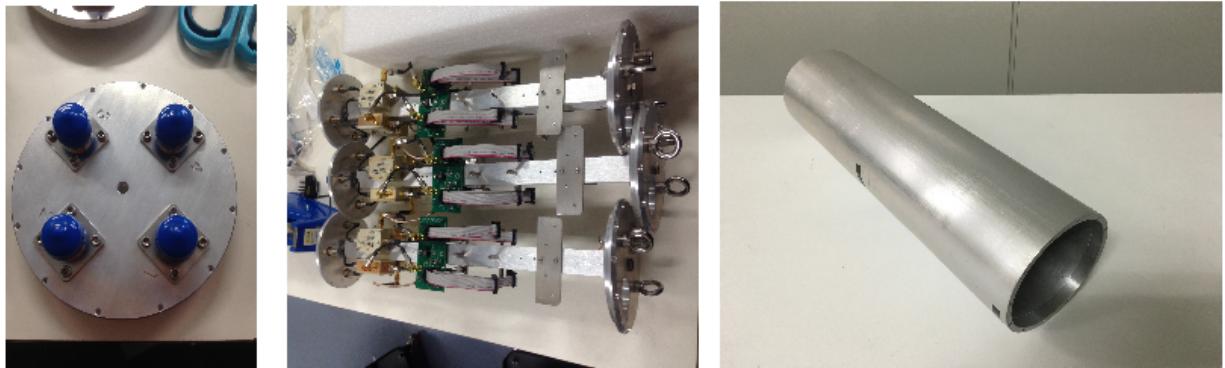


図2.20 浜野製作所が作成したDTMの金属パーツ。左:円筒の蓋になる部分で、N型コネクターが4チャンネルについており、各チャンネルがLNAを介してアンテナと接続される。真ん中:DTMの本体部分。Bias-Teeとパワーボードが取り付けられている。コネクターとトランスマッターはこの時点では取り付けられていない。右:本体部分を覆うシールド。外部からの雑音を防ぐ。

#### 2.4.1 DTM

DTMの本体部分やシールド部分金属パーツ(図2.20)は浜野製作所に依頼し加工していただいた。アンテナからの信号を伝送する同軸ケーブル(図2.21:左)にはワ力製作所の同軸ケーブルを使用した。Bias-Tee(図2.21:右)はMini-Circuit社製のものをARA国際共同実験のウィスコンシン大学グループによって改良されたものを使用している。Bias-Teeは直流成分(DC)の電流または電圧を高周波回路に挿入する際に用いられる。図2.21右中において、左方向への出力端はDCと高周波信号を伝送し、下向きの出力端はDC成分を伝送する。また、右方向への出力端は、高周波信号のみを伝送する。

#### 2.4.2 FOAM

FOAMの本体部分の箱はウィスコンシン大学から輸送されてきたものを、Bias-Tee(図2.21:右)はDTMと同様にMini-circuit社製のものをウィスコンシン大学で改良されたものをそれぞれ使用している。信号伝送用の同軸ケーブルもDTMと同様にワ力製作所の同軸ケーブル(図2.21:左)を使用した。Zonuリンクのレシーバーに電源を供給するための回路ボード(図2.22)は我々千葉グループが製作した。

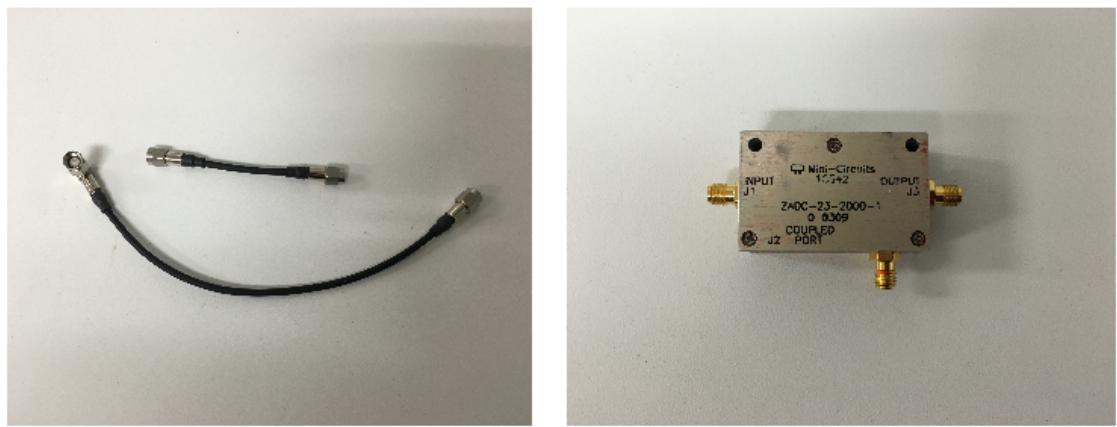


図2.21 ワカ製作所の同軸ケーブル:02W2461(左)とBias-Tee(右)

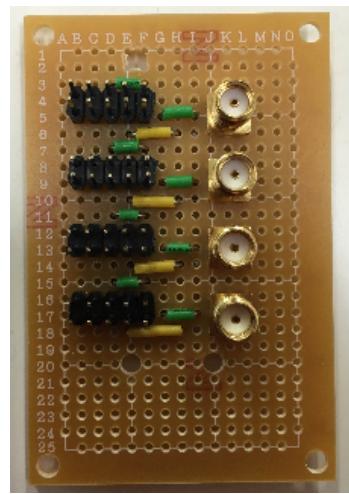


図2.22 FOAMの電源ボード:16枚作成した



図2.23 完成したDTM(左)とFOAM(右)

## 第3章

# 信号転送モジュールのキャリブレーション

建造した16台の信号転送モジュールについて、同軸ケーブルや光ファイバーによる減衰と各種コネクションによる損失を含めた、全体としての信号増幅率の測定を行った。また、信号がモジュール全体を通過する際に加算される熱雑音についても測定した。加算される熱雑音の量は、ニュートリノのエネルギーしきい値に直接関わってくるので重要な量となる。

### 3.1 信号増幅率の測定

図3.1のようなセットアップで、RFoFリンクの信号増幅率の測定と同様にベクトルネットワークアナライザ(図2.13)を用いて、信号転送モジュールの信号増幅率(DTM+200m光ファイバー+FOAM)を測定した。信号転送モジュール16台全64CHについて、冷凍庫内で-55°Cまで冷却し信号増幅率を測定した。500MHzにおける信号増幅率の分布(左)と周波数に対する各チャンネルの信号増幅率(右)を図3.3に示す。各チャンネル間のばらつきは13dBから23dBまでの間に収まっている。DAQでの信号増幅は0dBから32dBまで0.25dB刻みで調節できるので、この結果のばらつきは許容される。一番低い増幅率である13dBに各チャ

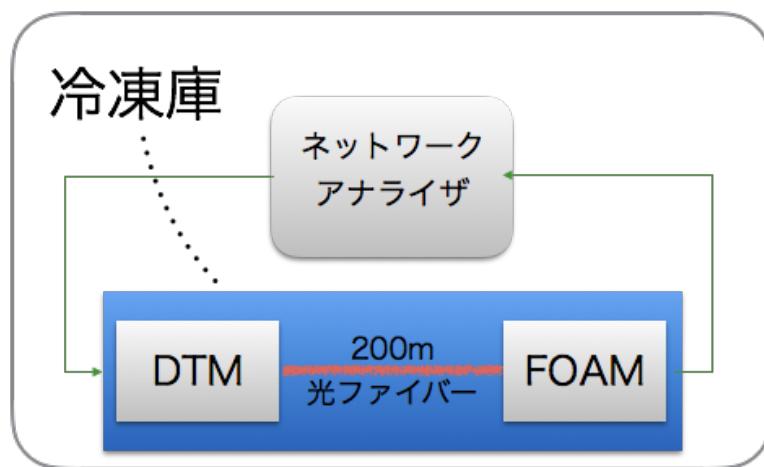


図3.1 信号転送モジュールの信号増幅率測定のセットアップ(模式図)



図3.2 信号増幅率測定の様子(左上:DTM、右上:FOAM、中央下:光ファイバー)

ンセルの増幅率を合わせると、システム全体(LNA+信号転送モジュール+DAQ)の信号増幅率は約78dBとなり検出される信号は十分に増幅される。

また、製作した信号転送モジュールについて、時間依存性の測定を行った。

室温( $25^{\circ}\text{C}$ )の状態から測定を開始し、同時に冷凍庫の電源も入れ冷却を開始した。12時間放置しデータを取りつけ解析をした。図3.4から、測定開始から約7時間までは信号増幅率に大きな変動が見られる。とくに冷凍庫の冷却が終了した4時間30分以後でも、信号増幅率の低下が見られた。このことから信号増幅率が安定するためには、8時間程度の待機時間が必要であることが分かった。この情報はモジュールの輸送先における、信号増幅率の低温環境における再現性を確認する際に必要な情報となる。

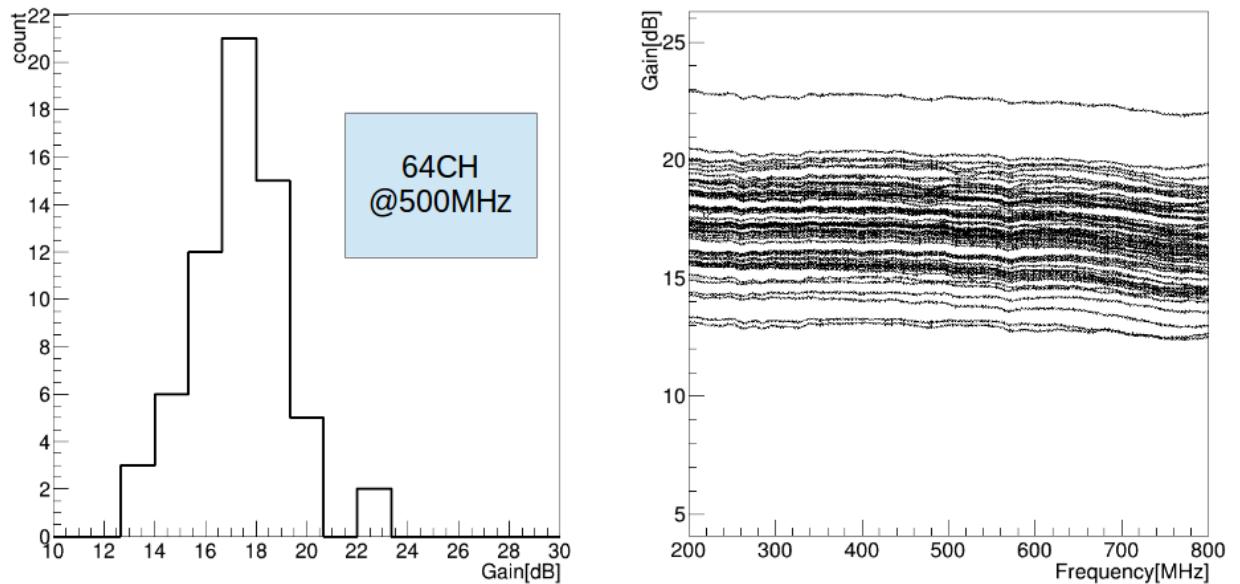


図3.3 信号転送モジュール全チャンネルの極低温における信号増幅率(右)とその500MHzにおける分布

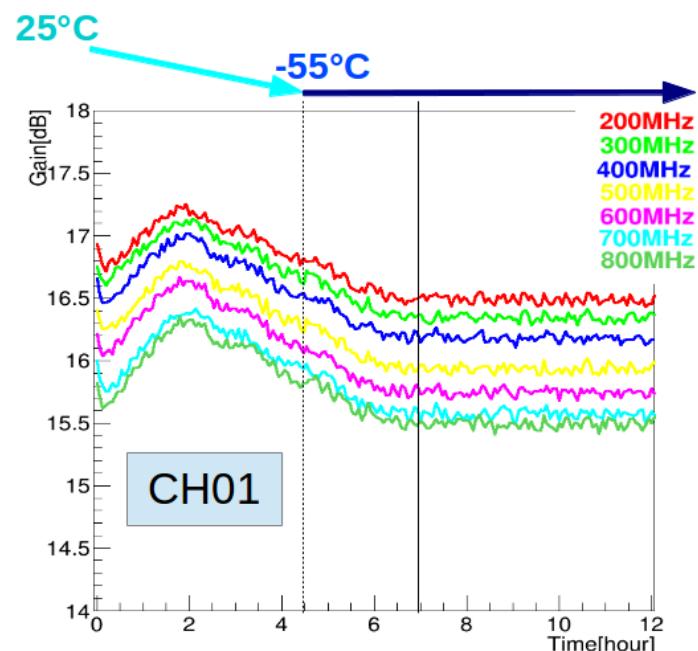


図3.4 信号転送モジュール(CH01)の信号増幅率の時間依存性

## 3.2 ノイズ指数測定

### 3.2.1 ノイズ指数とは

我々が検出を目指しているニュートリノからの信号は微弱な高周波信号であり、検出器(アンテナ)からDAQまでのシステム全体の各装置によって追加される雑音のために微弱な信号は覆い隠されることもある。ノイズ指数は低レベル信号の処理能力を評価するパラメータとなり、システム全体を評価するのに適しているだけでなく、システムを構成する各装置の評価にも適している。システムの各装置のノイズ指数と利得を制御することにより、システム全体のノイズ指数を直接制御することができる。ノイズ指数が分かると、システムの感度をシステムの帯域幅から評価することができる。

回路のノイズ特性を測定する理由は、システム内で発生するノイズによる問題を最小限に抑えることがある。ノイズによる問題に対処する一つの方法は、弱い信号を強くすることである。信号を受信するアンテナを大きくするなど、アンテナが受信するパワーの量を大きくする、すなわちアンテナの利得を上げることにより達成することが可能となる。しかし実際には経済的な制限があり、この様な方法をとることは難しくなる。とくにARAのコスト面において大部分を占めるのが南極氷河に穴を掘ることに有り、大きなアンテナを使用することはをそれだけ大きな穴を必要とし、費用がかさむことは避けられない。雑音に対するもう一つの方法は、システムの各装置で発生する雑音を小さくすることにある。ノイズ測定は、システム内の雑音を最小にするために必要不可欠なものとなる。いったん信号にノイズが加わると、システムの各装置は、雑音と正しい信号の変動とをもはや区別できなくなり、信号と雑音は一緒に処理される。たとえば利得によって信号レベルを上げても、結果的に雑音レベルも同じ量だけ上がることとなってしまう。

### 3.2.2 雜音(ノイズ)源

ノイズ測定によって測定される雑音は、電子機器内の通常の現象に起因する自然発生的なふらつきから成る。熱雑音(用語集参照)は、伝導電子とホールが有限な温度を持っているために、それらが振動することによって発生する。その振動の一部は、対象とする周波数帯域内にスペクトル成分を持つため、受信信号に対するノイズとなり、熱雑音によって発生するノイズのスペクトルは、RFとマイクロ波の周波数全体に渡りほぼ均一となる。熱源によってインピーダンス整合した負荷に送出されるパワーは、 $kTB$ (単位:W)である。ここで $k$ はボルツマン定数( $1.38 \times 10^{-23}$  [J/K])、Tは温度(単位: K)、Bはシステムの帯域幅である。出力パワーは帯域幅に比例し、帯域幅が2倍になると負荷に送出されるパワーも2倍になる。またショット・ノイズは、電流の持つ量子化された性質により発生する。その他のランダムな現象もその量子化された性質によりに発生し、ショット・ノイズと同様に雑音を発生する。その例は、半導体内のホール/電子対の発生と再結合(G-R雑音)、トランジスタのベースとコレクタ間のエミッタ電流の分割(パーティション・ノイズ)である。これらのノイズの発生メカニズムは、熱雑音と似た特性があり、周波数スペクトルは本質的に

均一で、RFとマイクロ波の周波数レンジ全体で同一のパワー密度になる。システムの各装置にはランダム雑音を生じる多くの原因があり、ノイズ特性としては通常、装置内のすべての原因から生じる雑音を結合した結果を考える。この結合した結果は、しばしばそれ全体が熱雑音から発生したものと見なされる。あるデバイスが、特定のノイズ温度であるということは、装置が物理的にその温度であるということを意味するのではなく、その装置の雑音パワーが、該当するノイズ温度を持つ熱源と等価であることを意味する。雑音温度は物理的温度に直接には対応しないが、装置の温度を室温より下げることにより、雑音指数を低くするなど、外部環境からの温度に依存する側面もある。

### 3.2.3 ノイズ指数の概念

Harold Friis [14] は1940年代に、入力端でのS/Nパワー比を出力端でのS/Nパワー比で除したものを、回路のノイズ・ファクタ( $F$ :式3.1)として定義した。

$$F = \frac{S_{\text{input}}/N_{\text{input}}}{S_{\text{output}}/N_{\text{output}}} \quad (3.1)$$

ノイズ指数は、次式に示すように $F$ の対数をとった量 $NF$ のことである。

$$NF = 10 \log_{10} F \quad (3.2)$$

と表される。回路のノイズ指数は、信号がある装置を通過するときのS/N比の減少、あるいは劣化度を示す。理想的な信号増幅器は、入力端における雑音を信号と同様に增幅し、その結果入力端と出力端で同じS/N比を維持する(入力端の雑音源は、しばしば地球の表面温度やシステム内の損失に関連した熱雑音)。しかし現実の信号増幅器では、信号増幅器自身から生じるいくらかの雑音が加わるので、S/N比が劣化する。つまりノイズ指数が低いということは、その装置の回路において雑音がほとんど追加されないということである。図3.5に、信号増幅器内部で追加される熱雑音による影響についての例を示す。図3.5(a)は信号増幅器の入力端における信号とノイズの関係を、図3.5(b)は信号増幅器の出力端の信号とノイズの関係を表している。入力端において信号はノイズレベルよりも40dB高くなっている。出力端においては、信号増幅器の利得によって信号は20dB増幅されている。またノイズのレベルも20dB増幅され、さらに信号増幅器自体のノイズも追加されている。このため出力信号とノイズレベルとのレベル差は、入力前の40dBから30dBとなっている。これはS/N比が劣化したことを意味し、この信号増幅器のノイズ指数は10dBということがわかる。ここで、 $S_i$ と $N_i$ を被試験デバイス(Device Under Test : DUT)の入力端での信号レベルとノイズレベル、 $S_o$ と $N_o$ は出力端での信号レベルとノイズレベル、 $N_a$ をDUTによって追加されるノイズ、 $G$ をDUTの利得とすると、式(3.1)から次式が求まる。

$$\begin{aligned} F &= \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \\ &= \frac{S_i/N_i}{GS_i/(N_a + GN_i)} \\ &= \frac{N_a + GN_i}{GN_i} \end{aligned} \quad (3.3)$$

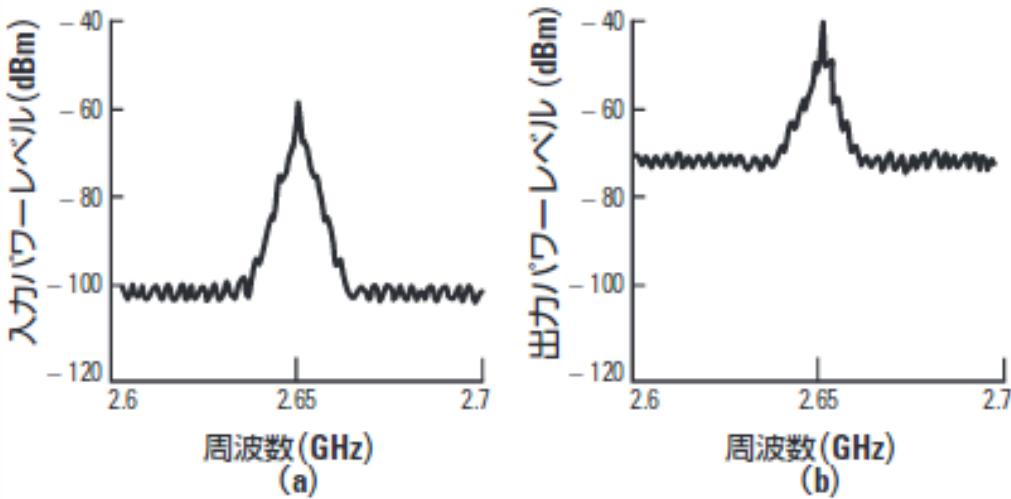


図3.5 信号増幅器の入力端(a)と出力端(b)における信号 / ノイズ対周波数特性の例。信号増幅器の回路から追加されたノイズにより、ノイズレベルの増加の方が信号レベルの増加より大きいことに注意。この雑音レベルの相対的な増加を、信号増幅器のノイズ指数として表す。

式(3.3)は、ノイズファクタの入力端におけるノイズ $N_i$ への依存性を示している。入力ノイズレベルは通常、信号源からの熱雑音であり $N_i = kT_B$ によって示される。

### 3.2.4 多段システムのノイズ指数

前述したようにノイズ指数の定義はトランジスタ一つからなる信号増幅器に対しても、あるいは複数の信号増幅器やケーブルなどからなるシステム全体にも適用することができる。システム内の各装置の各ノイズ指数と利得がわかれば、システム全体のノイズ指数を計算することができる。図(3.6)に示す2段回路について考えると、出力端のノイズは両方の信号増幅器による利得 $G_1$ 、 $G_2$ によって増幅される $kT_0B$ の信号源からのノイズ、第2段の利得 $G_2$ によって増幅される初段の信号増幅器による出力ノイズ $N_{a1}$ および第2段の信号増幅器による出力ノイズ $N_{a2}$ からなる。ノイズパワーの寄与は相関がないので単純に加算される。個々の信号増幅器のノイズファクタを記述する式(3.3)から、2段階からなる信号増幅器の出力ノイズは、初段の信号増幅器のノイズファクタを $F_1$ 、後段の信号増幅器のノイズファクタを $F_2$ とすると、

$$N_o = kT_0B G_1 G_2 \left[ F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \right] \quad (3.4)$$

のように求まる。このように、個々の信号増幅器のノイズファクタと利得を個別に測定しておくことによって、それら用いて構成されたシステム全体の出力ノイズを計算することができる。システム全体(2段階信号増幅)のノイズファクタ $F_{sys}$ は次式(3.5)で表される(計算過程は付録の式6.9を参照せよ)。

$$F_{sys} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (3.5)$$

上記の式の第2項 $(F_2 - 1)/G_1$ が、後段の信号増幅器からの寄与を表していて、これから、初段の利得が大きければ、後段の寄与は小さくなることがわかる。また、システム全体のノイズファクタは、初段のノイズ

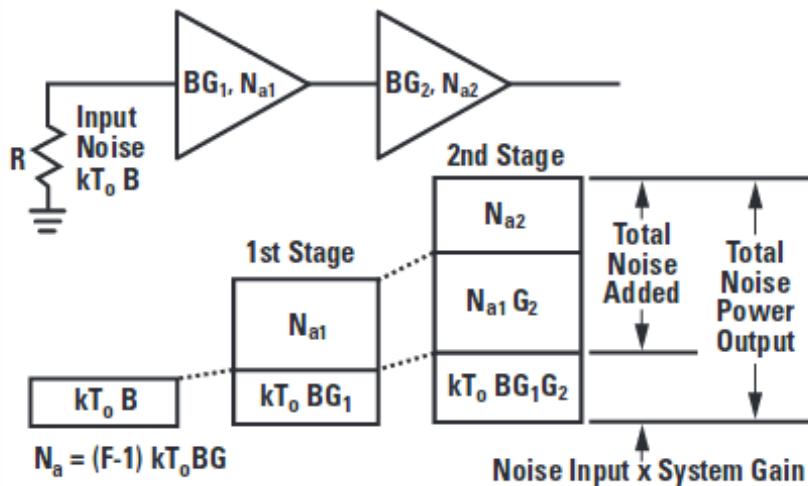


図3.6 第2段の信号増幅器による影響。2段目の信号増幅器では、1段目で加算された雑音も同様に信号増幅してしまう。また2段目自身からの雑音も加算される。式3.5からわかるように、2段目から加算されるノイズの影響は小さくなる。

の大きさに大きく依存しており、ここを改善することによりシステム全体のノイズを抑えることが可能となる。

同様の計算はn段の増幅器からなるシステムにも拡張することができ、以下のように計算される。

$$F_{\text{sys}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \cdots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \cdots G_{n-1}} \quad (3.6)$$

### 3.2.5 ノイズ指数測定のセットアップと測定方法

ARAではトリガーのしきい値を信号とノイズのS/N比から決めている。そのためシステム全体のノイズを知ることが重要で、建造した信号転送モジュールによって付加されるノイズによるシステム全体の影響について考慮する必要がある。検出したニュー・トリノからの信号のエネルギー推定に対して、システムのノイズが与える影響について理解するため、信号転送モジュールのノイズ指数測定を行った。エネルギーしきい値への影響の詳細については、第5章で言及する。本項では、実験のセットアップと測定結果について述べる。

図3.7のHP社製のノイズ指数メーター(HP8970B)を用いて信号転送モジュールのノイズ指数測定を、図3.8に示すセットアップでおこなった。ノイズ指数メーターから較正されたノイズソース(Agilent社製:346A、図3.9)に28Vの直流電圧が供給されると、ノイズソースで発生したノイズが同軸ケーブルを伝わり信号転送モジュールに伝達される。信号転送モジュールを通過したノイズは信号転送モジュール自体のノイズがさらに付加されノイズ指数メーターで測定される。その値をもとにノイズ指数が計算され、図3.7



図3.7 ノイズ指数メーター(HP8970B)：表示されているディジタル数値は、左から周波数、真ん中はDUT(Devise Under Test)の利得、右がノイズ指数、がそれぞれ表示される。

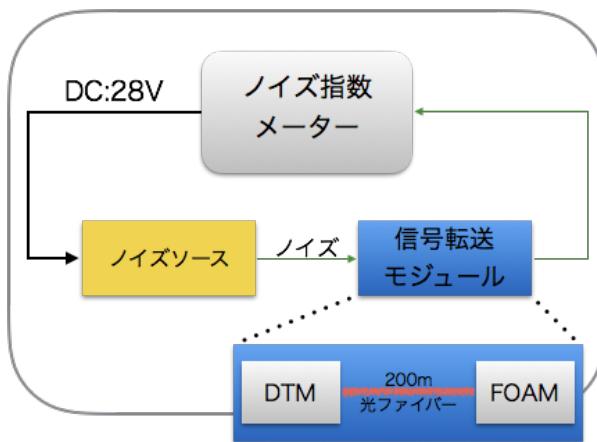


図3.8 ノイズ指数測定の模式図。Agilent社製(346A)のノイズソースからノイズを信号転送モジュールに入力し、出力をノイズ指数メーターで測定する。

中の一番右のディスプレイにデジタル表示される。

### 3.2.6 結果

信号転送モジュールのノイズ指数の測定結果を、図3.10と図3.11に示す。図中の赤点線は全64CH(モジュールは16台、各4CH)分のノイズ指数の分布、青いプロットは新しく(2016年)購入したRFoFリンクが組み込まれている信号転送モジュールの各チャンネルのノイズ指数分布、緑のプロットは以前(2014年)に購入したRFoFリンクが組み込まれている信号転送モジュールの各チャンネルのノイズ指数分布である。

ARAのシミュレーション(AraSim)では、信号転送モジュールによるノイズの影響は以前に測定された値が用いられている。ノイズの波形を決定する際に、熱雑音の温度を使いノイズの生成をおこなう。ノイズ指数と熱雑音(の合計: $T_{\text{tot}}$ )の関係式は以下の通りである。

$$\begin{aligned} T_{\text{tot}} &= T_{\text{ant}} + T(180m) \cdot (F_{\text{sys}} - 1) \\ F_{\text{sys}} &= F_{\text{LNA}} + \frac{F_{\text{RFoF}} - 1}{G_{\text{LNA}}} \end{aligned} \quad (3.7)$$



図3.9 Agilent社製(346A)のノイズソース。BNCケーブル(左端)で28Vの電源を入力し、N型ケーブル側(右端)からノイズが出力される。出力されるノイズの大きさは、較正值を使う。

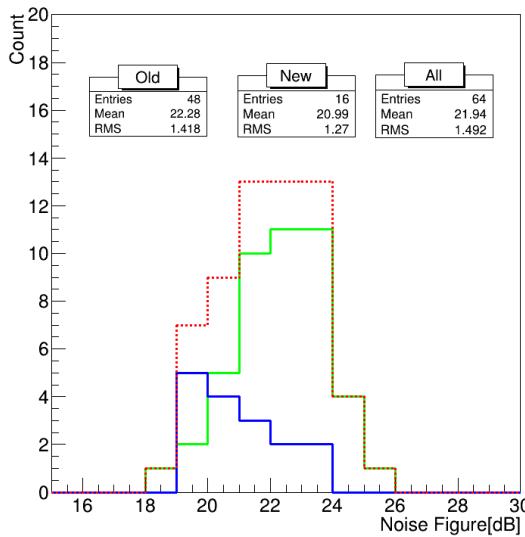


図3.10 信号転送モジュールのノイズ指数、300MHzにおける分布:16台合計64CH 赤点線:全64CH 青:2016年2月ごろ購入のRFoFリンクが組み込まれているチャンネル:16CH 緑:2014年ごろ購入のRFoFリンクが組み込まれているチャンネル:48CH

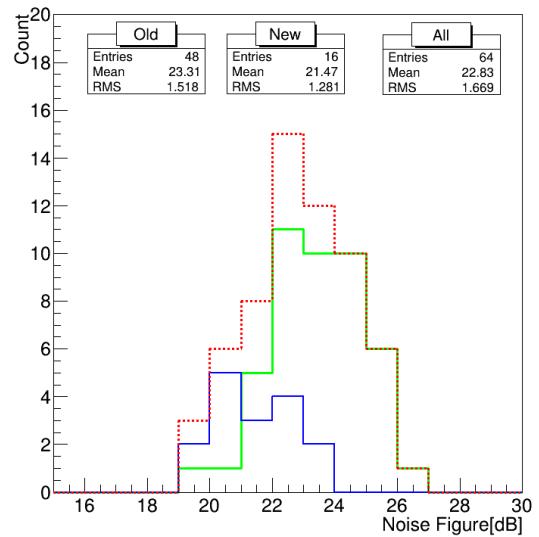


図3.11 信号転送モジュールのノイズ指数、500MHzにおける分布:16台合計64CH 赤点線:全64CH 青:2016年2月ごろ購入のRFoFリンクが組み込まれているチャンネル:16CH 緑:2014年ごろ購入のRFoFリンクが組み込まれているチャンネル:48CH

$$F = 10^{NF/10} \quad (3.8)$$

$T_{\text{ant}}$ はアンテナからのノイズで $T_{\text{ant}}=247\text{K}$ 、また $T(180\text{m})$ は深さ180mの氷河中における外部環境からのノイズで $T(180\text{m})=220\text{K}$ である。ARAでは、信号転送モジュールは2段目の信号増幅システムであり、アンテナで受信された信号はまず初めに、初段の信号増幅としてLNA(低雑音増幅器)に送られる。前述したように式(3.5)より、2段目の信号増幅器によって付加されたノイズの影響は小さいことがわかる。ARAで使われるLNAのノイズ指数は $NF_{\text{LNA}}=0.9\text{dB}$ であり、式(3.8)よりノイズファクターは $F_{\text{LNA}}=1.23$ となる。また、信号転送モジュールのノイズ指数を $NF_{\text{RFoF}}=28\text{dB}$ と仮定すると同様に、ノイズファクターは $F_{\text{RFoF}}=631$ と求まる。LNAの利得は33dBであるから、デシベルから線形に変換すると $G_{\text{LNA, linear}} \approx 1995$ となる。これより式(3.5)から全体のノイズファクターは $F_{\text{total}} \approx 1.54$ ( $NF_{\text{RFoF}}=28\text{dB}$ )と求まる。この値は、2015年に発表されたARAの最新結果[15]で使われているノイズファクターの値( $F=1.6$ )より良い値になっているため、我々が建造した信号転送モジュールが加算するノイズは十分に抑えられているという結論に至った。これらのノイズ指数から式(3.7)を用いて求まる信号転送モジュールによって付加される熱雑音の、AraSim(シミュレーション)におけるエネルギー推定への影響についても、詳細については第5章で言及する。

## 第4章

# End-to-End測定

実際に観測されるニュートリノからの高周波信号は、各ステーションの各ストリング内(図4.1)のアンテナで検出されLNAで信号増幅したのち、信号転送モジュールで光信号に変換され200m氷上へ転送され再び電気信号となりDAQへと送られる。アンテナで受信した信号に対する信号転送モジュールの応答を確認するため、電波無響室を使い、図(4.2)のようなセットアップでEnd-to-End測定をおこなった。End-to-End測定の目的は信号転送モジュールの実際のシグナルチェーン(図4.1中のようなアンテナ、LNA、信号転送モジュール)における応答を確認することである。そのためには、アンテナやLNAといった個々の要素の絶対利得を精度良く測定しておく必要がある。そうすることで、それら個々の要素の利得と、シグナルチェーン全体での測定から得られる利得との差をとることで、End-to-Endにおける信号転送モジュールの応答を抽出し評価することが出来る。

### 4.1 アンテナの絶対利得

ARA検出器の各ステーション(図1.6)の各ストリングには4本のアンテナが埋設されている。各ストリングには、2本の水平方向に感度のあるアンテナ(Hpol:図4.3下)と2本の垂直方向に感度のあるアンテナ(Vpol:図4.3上)が埋設されており、それらは周波数領域で150 MHz から 850 MHz に感度をもっている。前述し

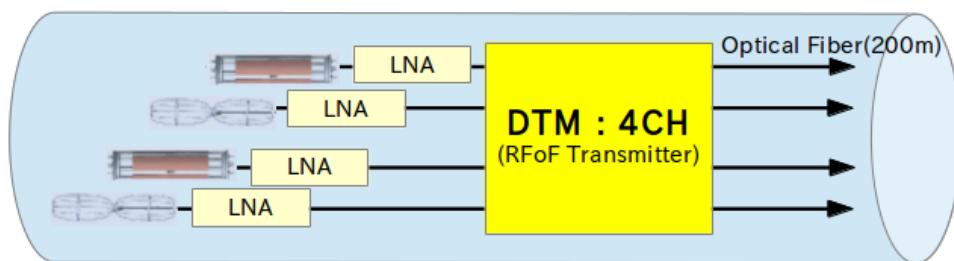


図4.1 各ストリングの模式図の拡大図。アンテナが埋設されている深さが約200m。高周波信号はDTM内で増幅されたのち、光信号に変換され光ファイバー内を通って氷上に伝送される。氷上ではFOAMによって再度電気信号に変換され、DAQへと伝送される。

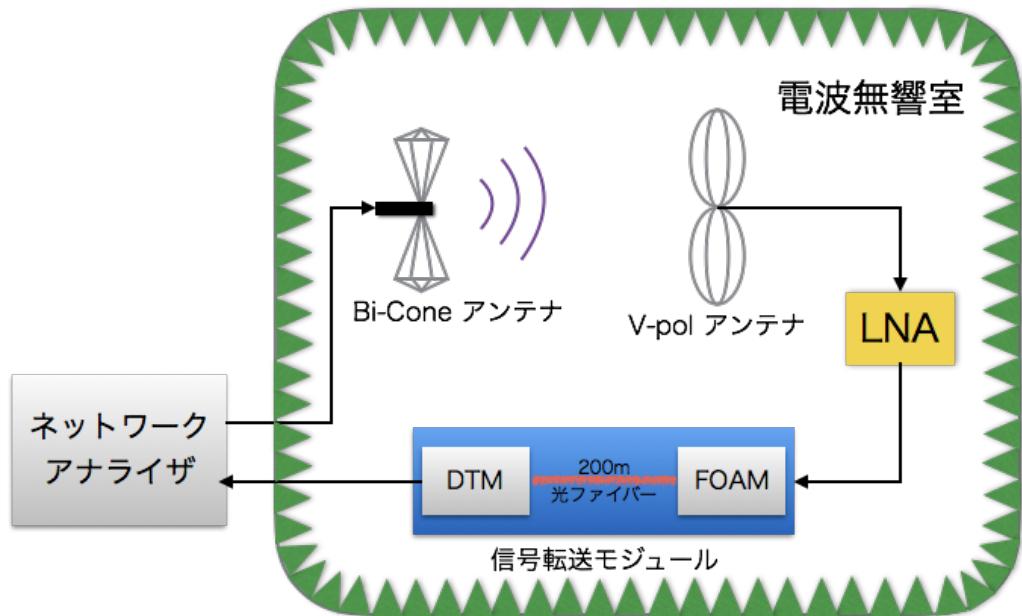


図4.2 End-to-End測定のセットアップ。外部からの影響を無くす(減らす)ため電波無響室内で測定した。



図4.3 上:Vpolアンテナ(ボトム)、下:Hpolアンテナ(ボトム)

たように、Askaryan効果から生じる高周波信号は、任意の方向から到達する直線偏波の信号であり、偏波面に対して任意の角度で観測されうる。そのため、各ストリングに埋められるアンテナは、ある任意の偏波面の検出に対する偏りを避けるべく、直交する2つの偏波に対して感度を持たせる必要がある。このような理由から、各ストリングには、2本の水平方向に感度のあるアンテナ(Hpol)と2本の垂直方向に感度のあるアンテナ(Vpol)が埋設されている。

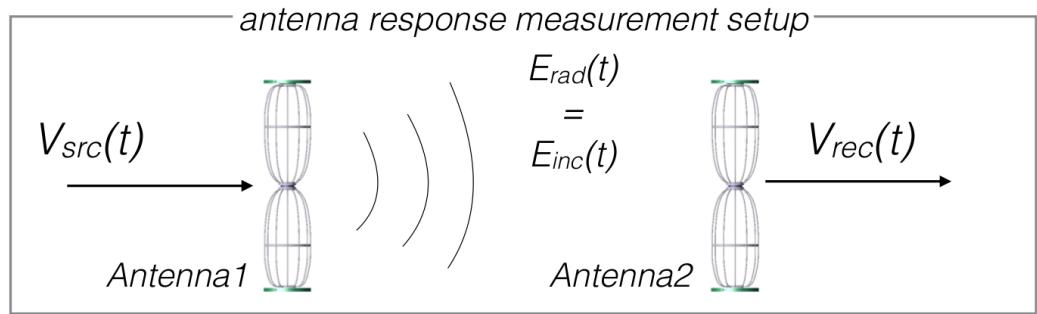


図4.4 アンテナの絶対利得を測定するための方法。時間領域で測定を行う。

#### 4.1.1 セットアップ

End-to-End測定を、南極で実際のARA検出器で使われている水平方向に指向性のあるVpolアンテナ(ボトム用)を使い行った。Vpol、Hpolそれぞれのアンテナはトップとボトムと呼ばれる2種類のタイプがあり、氷河内により表面に近い位置に埋設されるトップと、より深い位置に埋設されるボトムがある。トップ用には内部に、ボトム用より多数の信号用ケーブルが配置されてるためアンテナの性能が劣化する。本実験では、よりシンプルなボトム用のアンテナを使用した。初めにアンテナの利得の測定実験を図4.6のようなセットアップでおこなった。利得の測定は第2.3.3項で述べたベクトルネットワークアナライザを用いて、 $S_{21}$ パラメータを測定することによって行った。我々が保有しているアンテナの絶対利得を測定するアイディアとして、図4.4のように2本の同タイプのアンテナを向かい合わせタイムドメイン測定を行う方法が一番シンプルである。図4.4中の左側のソースとなるAntenna1に電圧 $V_{src}(t)$ の信号を入力すると $E_{rad}(t)$ の電場が放射される。この電場強度 $E_{rad}(t)$ を図4.4中の右側のレシーバーとなるAntenna2で受信する。両方のアンテナの応答が同じであると考えれば、受信する際の電場強度 $E_{rad}(t)$ は $E_{inc}(t)$ と等しいと考られ、Antenna2からの出力では電圧 $V_{rec}(t)$ の信号が測定される。 $E_{rad}(t)$ はAntenna1の利得 $h_1(t)$ と $V_{src}(t)$ をもちいて、 $E_{inc}(t)$ はAntenna2の利得 $h_2(t)$ と $V_{rec}(t)$ をもちいて、畳み込み積分の形でそれぞれ以下のように表す事が出来る。

$$\begin{aligned} \frac{E_{rad}(t)}{\sqrt{377\Omega}} &= \frac{1}{2\pi cr} h_1(t) \circ \frac{dV_{src}(t')/dt}{\sqrt{50\Omega}}, \quad t' = t - r/c \\ \frac{V_{rec}(t)}{\sqrt{50\Omega}} &= h_2(t) \circ \frac{E_{inc}(t)}{\sqrt{377\Omega}} \end{aligned} \quad (4.1)$$

$c$ は光速度、 $r$ はAntenna1とAntenna2との距離を、 $50\Omega$ はAntenna2に接続されているケーブルの負荷インピーダンスを、 $377\Omega$ は空気中のインピーダンスを表している。ここでAntenna1とAntenna2がまったく同じレスポンスを示すと仮定( $h_1(t)=h_2(t)$ )し、 $E_{rad}(t)=E_{inc}(t)$ をもちいて式の変形を行いフーリエ変換をかけることで、周波数領域のアンテナの利得 $h(\omega)$ を得ることができる以下の式のように得ることが出来る。

$$h(\omega) = \sqrt{\frac{2\pi cr}{j\omega \cdot e^{-jkr}} \cdot \frac{V_{rec}(\omega)}{V_{src}(\omega)}} \quad (4.2)$$

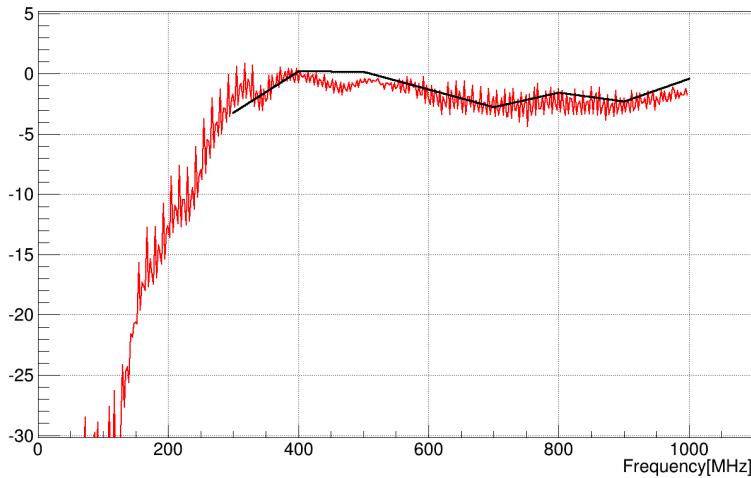


図4.5 黒線: Microwave Factory Co.,Ltd.によるBi-coneの校正值。赤線: 図4.4のようにタイムドメインで測定し、式4.2及び式4.1を用いて計算された周波数領域におけるBi-coneアンテナの絶対利得。

このように実際にARAで使われるアンテナを信号放射に使えば測定は単純になるが、電波無響室の設備上、放射側にARA用のアンテナを設置することが難しかった。かわりに図4.6のように信号を放射するアンテナとして図4.8のようなBi-coneアンテナを使用した。Bi-coneアンテナをソース側のアンテナとして使う場合も同様に利得を知っておく必要がある。通常は校正值をもちいるが、提供された校正值は300MHzから1500MHzまで100MHz刻みのデータ点しかなく不十分であった。そのためまず、図4.4の方法を用いてBi-coneアンテナの絶対利得を測定した。その結果を図4.5に示す。400MHzから500MHzにおいて、2dBほどの違いが見られるが、全体としては校正值を良く再現できている。このことから、測定によって得られた200MHz付近の応答は正しいものと解釈し、データの解析には、この測定から得られた値をもちいた。

このように、あらかじめその応答を測定しておいたBi-coneアンテナを用いて周波数領域におけるVpolアンテナの絶対利得をベクトルネットワークアナライザを用いて測定する。図4.6のセットアップでベクトルネットワークアナライザの $S_{21}$ パラメータにより測定される値は、Bi-coneとVpolアンテナの利得が合成された値 $g_{BV}$ (Bi-cone から Vpol、リニアスケール)としてデータが得られる。リニアスケールにおけるBi-coneの絶対利得を $g_{BA}$ 、Vpolの絶対利得を $g_{VA}$ と、アンテナ間の距離を $r$ とするとフリスの伝達公式(付録の式6.13)より、

$$g_{BV} = g_{BA} \times g_{VA} \times \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (4.3)$$

となる。 $(\lambda/4\pi r)^2$ の係数は、自由空間中の伝搬における損失である。これらを分解し、 $g_{BA}$ 、 $g_{VA}$ 個々の値を得ることは出来ない。また、自由空間中の伝搬における損失である係数 $(\lambda/4\pi r)^2$ をキャンセルアウトしたい。そこで、図4.7のセットアップによるBi-cone同士を対面させた、Bi-coneのリファレンス値の測定を行う。このセットアップでベクトルネットワークアナライザの $S_{21}$ パラメータにより測定される値は、2つ

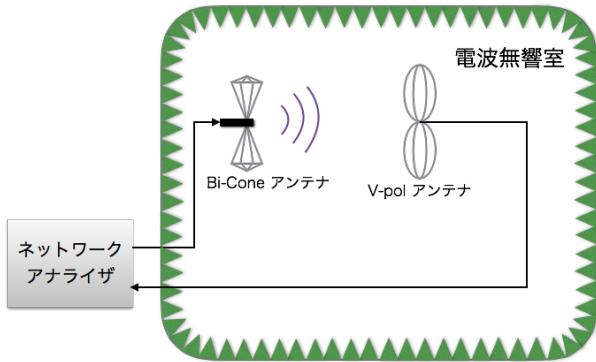


図4.6 Vpolアンテナ(ボトム)の測定のセットアップ

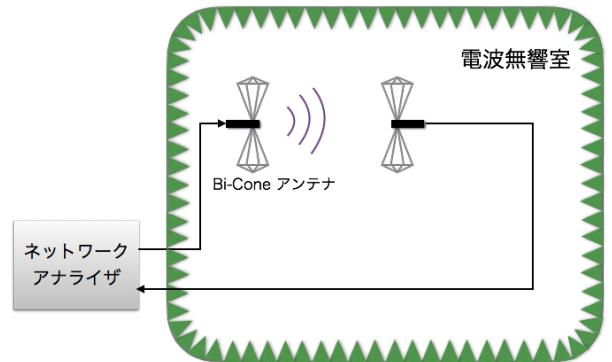


図4.7 Bi-coneアンテナの測定のセットアップ

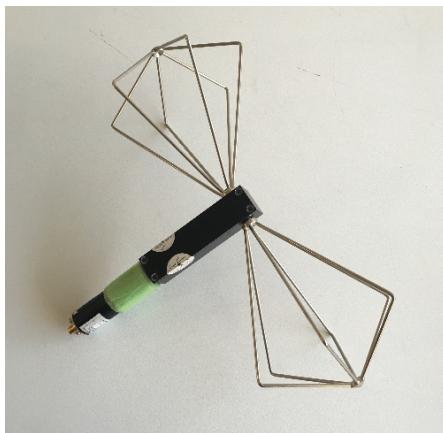


図4.8 Bi-coneアンテナ



図4.9 低雑音信号増幅器(Low Noise Amplifier:LNA)

のBi-coneアンテナの利得が合成された値 $g_{BB}$ (Bi-cone から Bi-cone、リニアスケール)となる。つまり、

$$g_{BB} = g_{BA} \times g_{BA} \times \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (4.4)$$

である。これら2式4.3、4.4より、係数 $(\lambda/4\pi r)^2$ はキャンセルされ、Vpolアンテナの絶対利得 $g_{VA}$ は、

$$g_{VA} = \frac{g_{BV}}{g_{BB}} g_{BA} \quad (4.5)$$

と表す事ができる。式4.5の両辺を対数表示すると、

$$10 \log_{10}(g_{VA}) = 10 \log_{10}(g_{BV}) - 10 \log_{10}(g_{BB}) + 10 \log_{10}(g_{BA}) \quad (4.6)$$

となる。Vpolアンテナの利得の測定値を $G_{meas,VA}$ [dB]、Bi-coneアンテナの利得の測定値を $G_{meas,BA}$ [dB](BA:Bi-cone Antenna)、Bi-coneアンテナの利得の校正値 $G_{C,BA}$ [dB](C:Company)を用い(今回は、自ら測定したものを用いた)、Vpolアンテナの絶対利得 $G_{abs,VA}$ [dB](VA:Vpol Antenna)をデシベルスケールに書き直すと、

$$G_{abs,VA} = G_{meas,VA} - G_{meas,BA} + G_{C,BA} \quad (4.7)$$

から計算される。

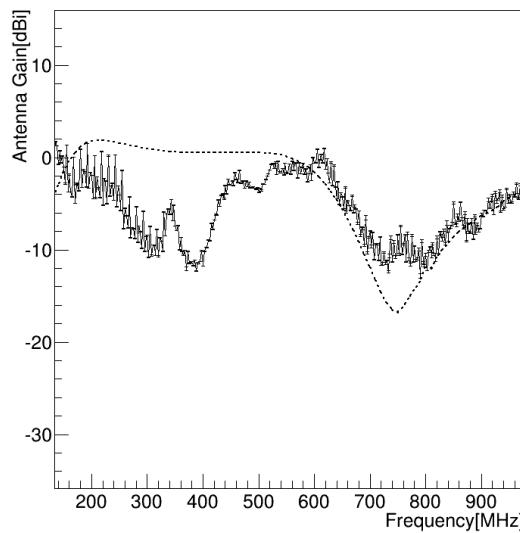


図4.10 実線: 各測定結果から式4.7より求まるVpolアンテナの絶対利得 $G_{\text{abs},\text{VA}}$ 。破線: シミュレーションによるアンテナの絶対利得。信号転送モジュールの応答測定では、相対的な値で十分であったのでシミュレーションとの合いが悪い。これは図4.14でも述べるように緩衝材の配置によるものである。

#### 4.1.2 測定結果及びアンテナ(Vpolボトム)の絶対利得

図4.10に、Vpolアンテナの利得とBi-coneアンテナの利得の測定値から式4.7を使って計算されるVpolアンテナの絶対利得 $G_{\text{abs},\text{VA}}$ を実線に示す。点線はそのシミュレーションでXFDTと呼ばれるシミュレーションソフトウェアを用いて計算した。今回のアンテナ測定はEnd-to-End測定の一環でおこなったため測定当初は絶対利得を重要視しないかった。信号転送モジュールを接続した場合としてない場合の測定値の相対的な差から求まる信号転送モジュールの利得と、信号転送モジュールのみで測定した場合の利得を比較することを考えていたため、電波無響室内の雑音や反射を防ぐための緩衝材などの配置が最適化されていなかった。そのため特に低い周波数領域でシミュレーションとの差が大きく現れてしまったが、今回の信号転送モジュールの利得測定の結果には影響を及ぼさない。

## 4.2 LNA

ARA検出器では、アンテナと信号転送モジュールとの間に図4.9のような低雑音信号増幅器(Low Noise Amplifier:LNA)を挿入し信号を増幅している。LNAの利得と、大きな信号に対するサチレーションの影響についての測定を図4.11のようなセットアップでそれぞれ行った。

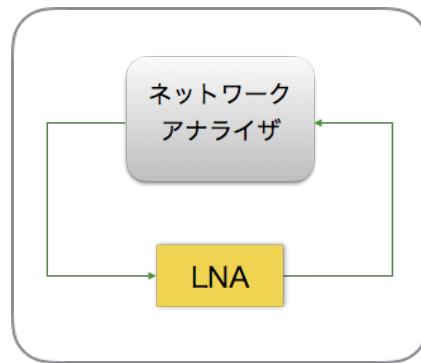


図4.11 LNAの利得測定の模式図

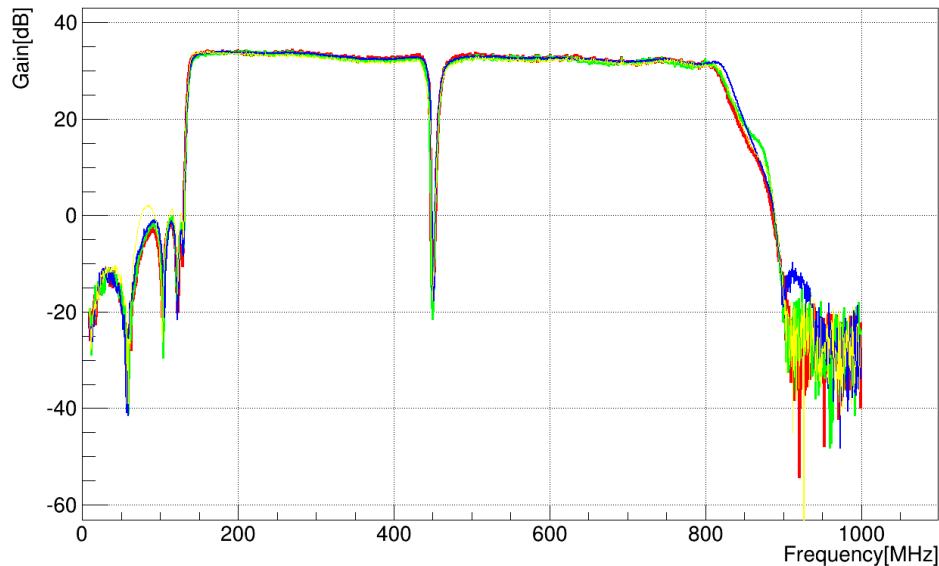


図4.12 LNAの利得の測定結果。4台すべてが信号増幅率約33dBで期待通りの作動をしている。450MHz付近をコミュニケーション通信として利用しているため、LNA内部のフィルターでカットしている。

#### 4.2.1 LNAの信号増幅率

図4.12はLNAの信号増幅率(dB)を周波数領域にたいしてプロットしたものである。LNAには450MHz付近に対するバンドパスフィルターが内蔵されている。これは南極でのコミュニケーション通信で使われる周波数帯をカットするためのものである。今回は2017年1月に行われる予定である、ARA実験のための新型アンテナの測定に使われる4台のLNAについて信号増幅率の測定を行った。このLNAを用いて、次節のEnd-to-End測定をおこなう。

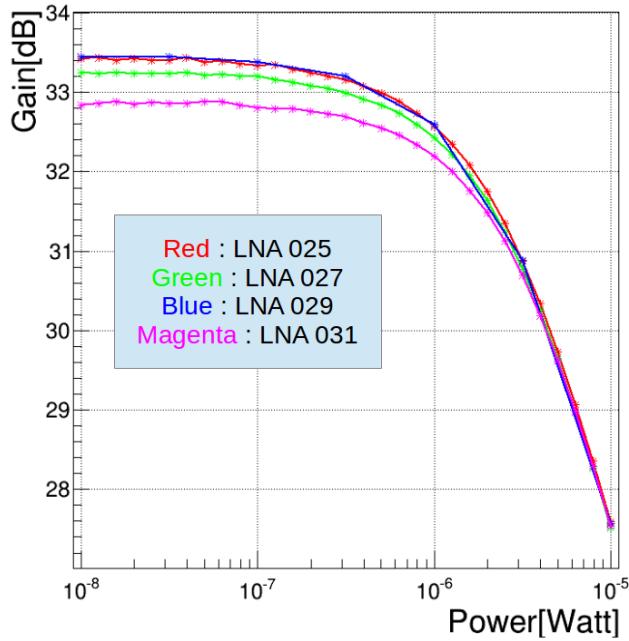


図4.13 500MHzにおけるLNAの利得の入力信号依存性。 $10^{-6}$ Wより大きい入力信号を受けると、信号增幅率は急激に低下するサチレーション現象が見られる。

#### 4.2.2 LNAのサチレーション現象

LNAに入力する信号をだんだんと大きくしていくと、LNAの利得はある入力信号の大きさをさかいに、急激に減少する。この現象をサチレーションと言う。入力パワーに対して、一定の信号増幅を得られていく時の利得の値から、利得が1dB減少したときの入力パワーをP1dBと呼ぶ。入力信号が $10^{-6}$ Wより大きくなると、各LNAともに1dB以上のサチレーションが見られるようになる。現行のシステムではこのサチレーションの影響は考慮されていないので、アンテナに非常に近い場所で起こったイベントでは、信号の大きさによってはLNAのサチレーションの影響を受け、信号を実際の値より小さく見積もってしまい、こうエネルギーニュートリノからの信号を過小評価してしまう可能性がある。シミュレーションのLNAデータについて、入力信号によってはサチレーションが起こることを組み込むことによって、この問題を解決することが出来るようになる。

### 4.3 End-to-End測定の結果

前述までのVpolアンテナとLNAと信号転送モジュールを用いて、電波無響室(図4.14及び図4.15)内で図4.2のようなセットアップで実際のARAの1ストリングのシステムにおいて、信号転送モジュールが期待通りの動作をするか確認するためのEnd-to-End測定を行った。

図4.16における黒線はVpolアンテナとLNAのみで測定した場合の受信した信号のパワーを、色付けされた4つのプロットはある信号転送モジュール(RFoF01)の全4チャンネル(CH01,02,03,04)の受信システム全



図4.14 電波無響室内での測定の様子1。写真の左端にみえるBi-coneアンテナから信号を放射し、中程に見える横向きに置かれているVpolアンテナで受信する。アンテナ手前の緩衝材は室内底面からの反射を防ぐ。左奥の白いポールは撤去不能で、アンテナの応答に少なからず影響を与える。



図4.15 電波無響室内での測定の様子2。右下に見えているのが200mの光ファイバーで、木製のドラムに巻きつけられている。DTMは光ファイバーの手前に置かれており、見えていない。アンテナ下方、緩衝材の裏側にFOAMが見える。

体(アンテナ、LNA、信号転送モジュール)における出力パワーを表している。また、図4.17の破線は、図4.16中の黒線のアンテナとLNAのみでの測定値に、信号転送モジュールの利得の測定(図3.2右)から得られた測定値を加算した、予測値である。一方実線は、アンテナ、LNA、信号転送モジュールをすべて接続して測定された値である。各周波数において、これらの予測値と実測値との差をとった分布が図4.18の右図である。極端に大きな変動はみられず、変動の平均も0.1dB程度となっている。製作された16台の信号転送モジュールは、2017年1月にアメリカのウィスコンシン大学に輸送され、DAQが完成したのち更なる大規模な全体システムとしての動作確認の測定を行い、2017年末には南極に埋設される予定である。

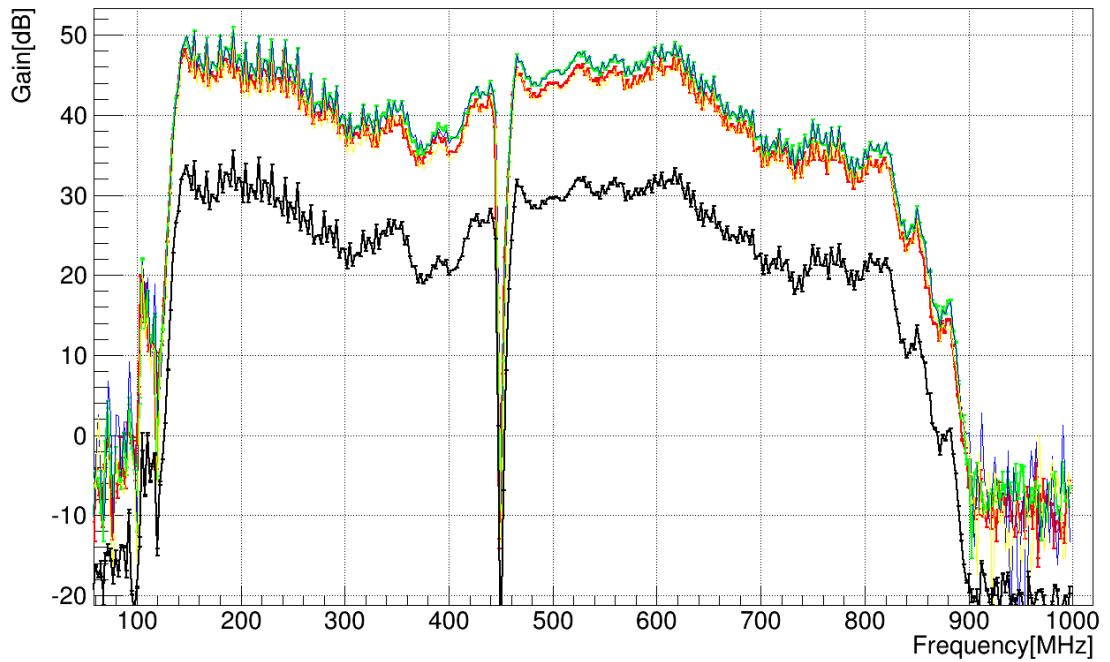


図4.16 アンテナ、LNA、信号転送モジュールを接続した際の全体としての利得。赤:CH01、緑:CH02、青:CH03、黄:CH04。黒線のプロットはアンテナとLNAのみ。したがって、それぞれ色付きの値と黒線との差が、信号転送モジュールによる利得。

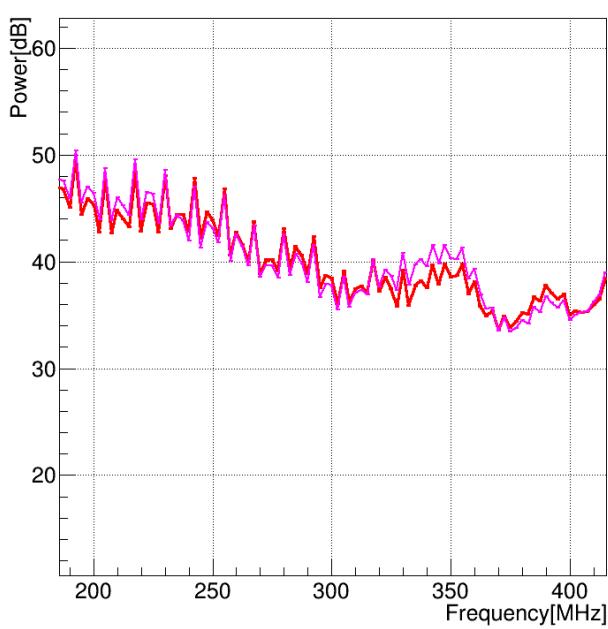


図4.17 CH01の実測値と予測値。実測値:赤と予測値:マジエンダ。予測値はアンテナとLNAのみの測定に信号転送モジュールのみで測定した信号増幅率を加算したもの。

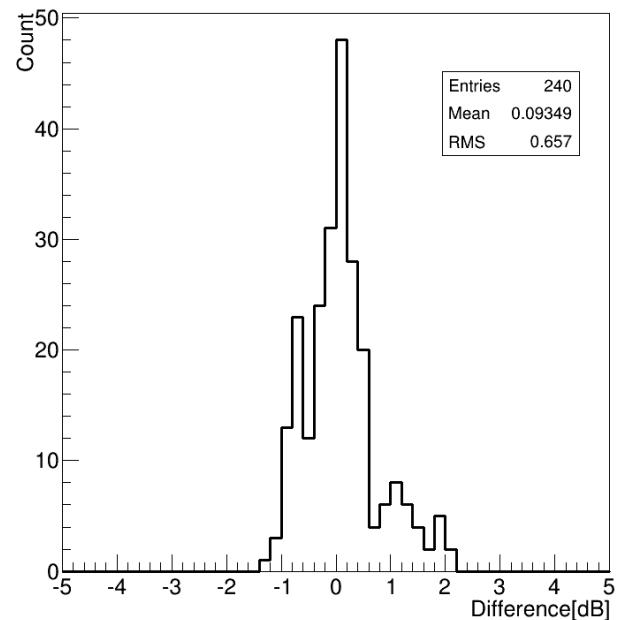


図4.18 CH01の実測値と予測値の差の分布(200MHzから800MHz)。差の平均は0.1dB程度となっている。

## 第5章

# シミュレーション

検出した信号からニュートリノのエネルギーや到来方向の推定をおこなうために、事前にシミュレーションを行う。シミュレーションでは、あるエネルギーのある方向から到来したニュートリノが、あるランダムな位置において氷と相互作用を起こしたとする。それによって生じた電波信号が氷中をどのように伝達し、その信号は実際にアンテナに到達するのか、到達した場合に信号は、各アンテナにどれくらいの強さで伝達されるのかといったことを計算し事前にシミュレートする。これにより実際に検出したニュートリノからの信号のエネルギーや到来方向の推定を行う。ARAではAraSimとよばれるシミュレーションソフトウェアによって、これらのシミュレーションがおこなわれている。

ARAのトリガーのしきい値は信号と雑音の比によってきまるが、AraSim内部で生成されるノイズは熱雑音の温度に依存する。現在のAraSimでは、信号の転送や増幅によって加算されるノイズの古い測定による値が用いられている。LNA及び我々が建造した信号転送モジュールが加算するノイズが、ARAのトリガーされるイベント数に対してどのような影響を及ぼすかを確認するためのシミュレーションをおこなった。

### 5.1 AraSimとは

AraSim[6]では、ARA検出器を中心とした氷河中の半球(もしくは円筒)内部でニュートリノ相互作用を発生させる。半球はシミュレートされたARAステーションを中心とし、半球の半径はプログラム内で自由に変更可能で、氷河の下の地表まで広げることが可能である。また、ニュートリノ相互作用は、指定された半径の半球内部のランダムな位置で発生させるモードと特定の位置( $r, \theta, \phi$ )で発生させるモードがある。生成されたそれぞれのニュートリノ相互作用について、その位置における氷河中の信号の軌跡(ray trace: 図5.1)をデータから探し、ARA検出器に到達することができる軌跡があればその点における重み(weight)の計算をおこなう。この重みはニュートリノが各点において、相互作用を起こす確率(エネルギー大きさに依るニュートリノ相互作用のクロスセクションに依存する[16])とその位置( $r, \theta, \phi$ )に到達するまでに地球内部を走った距離によって決まる(マントルやコアを通るか否かによって大きく変わる。)。ニュートリノのエネルギーもまた自由に決定することができ、シミュレーションされたニュートリノ相互作用によるカス

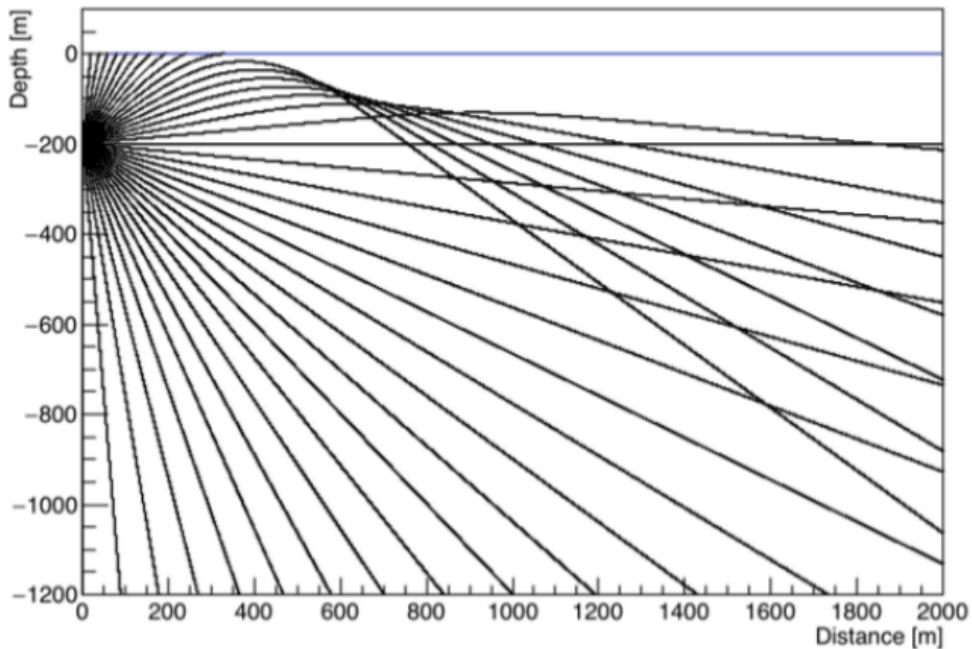


図5.1 氷中で信号がたどる軌跡。深さによる氷河の屈折率の違いから、場所によって軌跡が曲がる。

ケードと高周波の放射は、理論上の予測値に基づいてモデリングされている[6]。高周波信号の、ニュートリノの発生源からアンテナまでの軌跡は、氷中の屈折率のフィットモデル[17]によって計算され、アンテナに到達した信号の最終的な強さは、氷河中の高周波信号の減衰長[10](深さに依存)やチェレンコフ角( $55.8^\circ$ )に対するずれなどを考慮して算出される。

信号受信のトリガーはLNA、信号転送モジュール、DAQのキャリブレーション測定をおこなった後にモーデリングされ、アンテナの応答についてはNEC2とよばれるシミュレーションソフトウェアによって計算された。現在のARAの1ステーションのセットアップにおけるトリガーのロジックは、受信した信号のうち、同じ偏波(polarization)方向をもつアンテナの3本から8本がしきい値を越えた際にイベントとして記録される。

バックグラウンドとなる熱雑音は、3.2節で議論した、LNA、信号転送モジュール、アンテナ及び外部環境からのノイズを元に、熱雑音分布を用いてステーションの各アンテナごとにランダム決定される。現在のAraSimにおいてLNA、信号転送モジュール、アンテナ及び外部環境からのノイズ温度は、デフォルト値として $T_{\text{tot}}=325\text{K}$ が用いられている。式3.7から計算すると、デフォルトとしての信号転送モジュールのノイズ指数は $NF_{\text{RFoF,default}}=21.5\text{dB}$ とされていることがわかる。また、図3.11の信号転送モジュール全64チャンネルの平均値は22dBであり、我々が製作した信号転送モジュールは期待通りの動作をしていると言える。図3.11からもわかるように、全チャンネルのなかでノイズ指数のよくないチャンネルは $NF=28\text{dB}$ 程度ある。この場合の、LNA、信号転送モジュール、アンテナ及び外部環境からのノイズ温度の合計が $T_{\text{tot}}=368\text{K}$

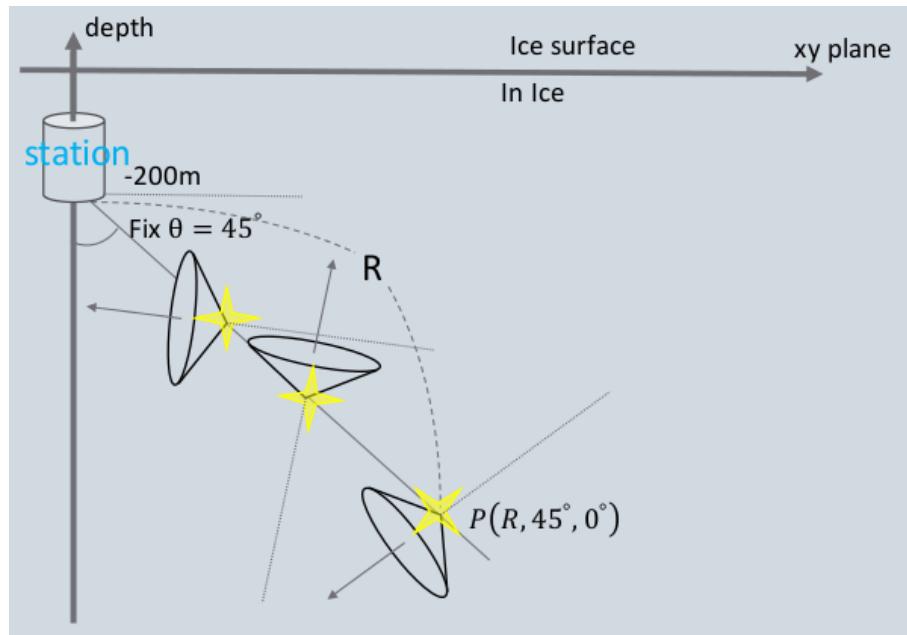


図5.2 シミュレーションのジオメトリ。検出器に到達する電波信号の角度を $45^\circ$ に固定し、様々な距離 $R$ でニュートリノ相互作用を生成する。各 $R$ において、325K、368Kの両方のノイズ温度で各々300,000イベントを生成しトリガー数をカウントする。

となる。325Kから368Kへの上昇は約13%であり、このノイズの増加がARA実験でトリガーされるイベント数に対しどのような影響を及ぼすのか検証するために、AraSimを用いてシミュレーションを行った。

## 5.2 シミュレーションのセットアップ

アンテナで検出される信号は、ニュートリノ相互作用が起こる位置と検出器との距離 $R$ に依存し、検出器から遠ざかるに連れて検出される信号は弱くなる。AraSimではDAQにおいて、信号のパワーとノイズのパワーのRMSの比が定められたしきい値より大きい場合にイベントはトリガーされ記録される。そのため、距離 $R$ が短い場合は、トリガーにかかるために十分な信号の強さであっても、距離が遠ざかるに連れ次第に弱まり、しきい値ぎりぎりの大きさになる。この様な、しきい値ぎりぎりの状況では、ノイズレベルの上昇による影響が見られるようになる。前述したように、我々が製作した信号転送モジュールの全チャンネルのうち、最もノイズ温度が高くなるチャンネルのノイズ温度 $T_{RFoF, bad}$ は368Kであり、AraSim内の初期値のノイズ温度 $T_{default}$ は325Kである。初期値である325Kから生成されるノイズの場合にはトリガーされていた信号が、このノイズ温度の約13%の上昇(325Kから368K)により、どれくらいトリガーされなくなるのかを確かめる。そのため、図5.2のように様々な距離 $R$ において、325K、368Kの両方のノイズ温度で各々300,000イベントを生成しトリガー数をカウントしそれらの比較を行った。

### 5.3 結果

図5.3に結果を示す。検出効率(Detection Efficiency : DE)を式5.1のように定義する。

$$DE = \frac{N_{trig}}{N_{all}} \quad (5.1)$$

$N_{trig}$ はトリガーされたイベント数で、 $N_{all}$ は発生させたニュートリノ相互作用の総数で300,000イベントである。上の図中の緑のプロットは325K(デフォルト)のノイズ温度から生成されたノイズを使った場合に、300,000イベントのうちトリガーされたイベント数の割合を、赤のプロットは368K(RFoFから付加されるノイズのうち、一番大きいノイズが付加されるチャンネルの値)のノイズ温度から生成されたノイズを使った場合に、300,000イベントのうちトリガーされたイベント数の割合をそれぞれ示している。図中にるように、相互作用を起こすニュートリノのエネルギー $E$ は $E = 10^{16.5}, 10^{17}, 10^{18}, 10^{19} [\text{eV}]$ とした。各エネルギーともすべての距離 $R$ において、ノイズが大きい場合(赤線)のほうが検出効率が悪くなっている。これら2つの場合についてのトリガーされたイベント数の比をとったものが下図の青いプロットとなる。ニュートリノ相互作用が起きる位置と検出器(アンテナ)の距離が遠ざかるに連れて、ノイズ温度の上昇による影響が大きくなっていることがわかる。ARAの各ステーションの間隔は2kmであるので、それぞれのステーションが半径1.5km以内の信号を確実に検出したい。1500m以内において特にARAにとって重要な100PeV( $E = 10^{17} [\text{eV}]$ )以上の信号へのノイズの影響は、10%以下におさまっている。この結果は、製作した信号転送モジュールの各チャンネルのノイズ温度の中で、一番高い値を持つチャンネルのノイズ温度を用いてシミュレートされたものである。各チャンネルのノイズ温度の平均値は約320Kである。このノイズ温度から生成されるノイズは、AraSim内の初期値から生成されるノイズより小さいので、我々が製作した信号転送モジュールのもつノイズ温度は十分に小さく抑えられており、信号検出への影響はない結論づけることができる。

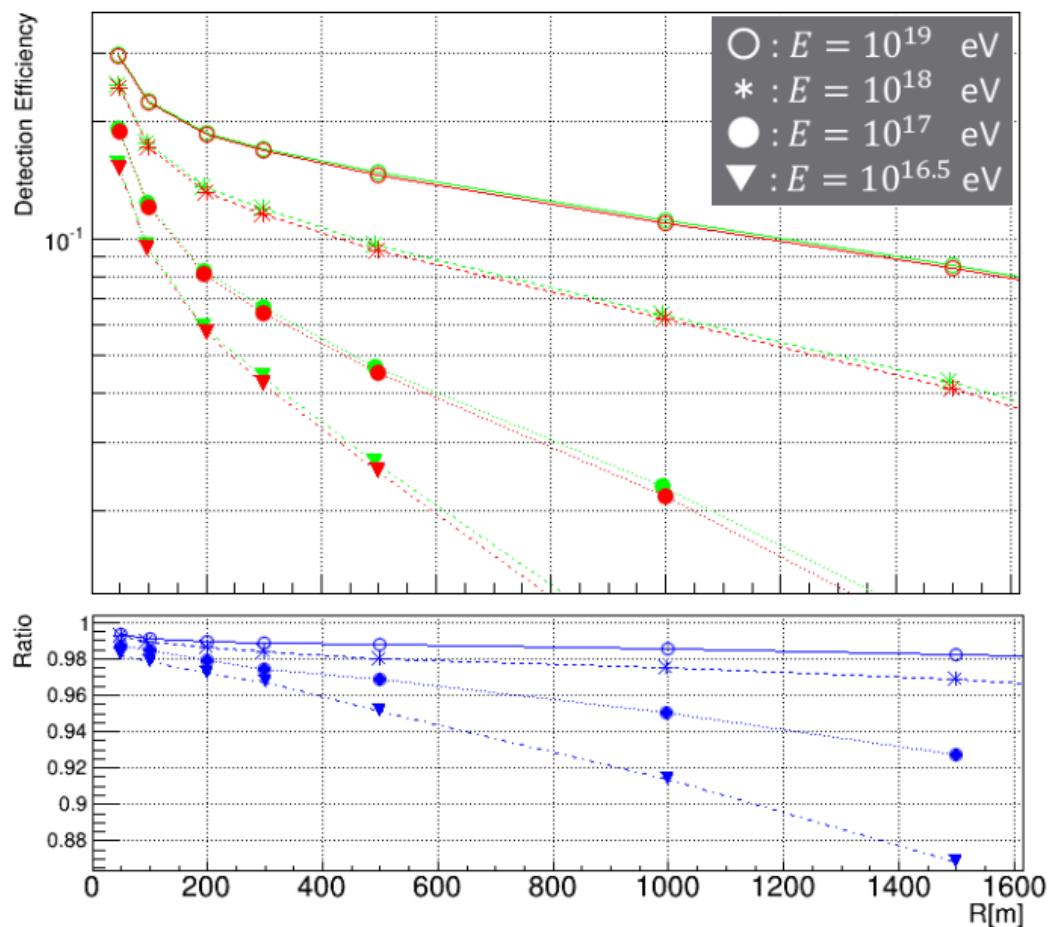


図5.3 上:各距離における検出効率。緑のプロットは325K(デフォルト)のノイズ温度から生成されたノイズを使った場合に、300,000イベントのうちトリガーされたイベント数の割合。赤のプロットは368K(RFoFから付加されるノイズのうち、一番大きいノイズが付加されるチャンネルの値)のノイズ温度から生成されたノイズを使った場合に、300,000イベントのうちトリガーされたイベント数の割合。  
下:各距離における上の図の緑と赤の比。

## 第6章

# まとめ

### 6.1 結論と考察

ARA実験において2017年に予定されている3ステーション(各ステーションに4つのストリング)の建造計画のための信号転送モジュール12台と1ステーション分のバックアップ4台の合計16台、4ステーション分の信号転送モジュールの製作が完了した。信号転送モジュールの信号増幅率は、各チャンネルともに信号をデジタイズするために十分な増幅率が得られた。また、チャンネルごとのばらつきは小さくDAQ内で調節可能な範囲に収まっている。信号転送モジュールによって加算されるノイズ温度は、一番高い値となるチャンネルの値(368K)をとった場合でも、ARAの最新の論文[15]に掲載されている値(379K)より小さい。アンテナ以降の各装置により付加されるノイズ温度を抑えられると、信号雑音比が改善されるため信号がトリガーされるか否かという点に直接効き、これまでであればトリガーされなかった信号が、次回建造分のステーションでは検出可能になる。

製作した信号転送モジュールのキャリブレーション完了後、アンテナ、LNA、信号転送モジュールと接続し、実際に南極で使用されるシグナルチェーンで測定をおこなった。測定は電波無響室を用いて行い、外部からの雑音の少ない南極氷河中の環境に近づけ測定をおこなった。室温でさらに空気中であるためアンテナの応答は南極の氷河中とは異なるが、信号転送モジュールを実際の観測で使用するアンテナとLNAと接続することで、アンテナで受信しLNAで増幅された信号に対する信号転送モジュールの応答を確認することができた。信号転送モジュールのみで測定した信号増幅率と、End-to-Endで測定した際の信号増幅率の差は0.1dBと非常に小さく、製作した信号転送モジュールは期待通りに作動している事がわかる。

またEnd-to-End測定をおこなうためのLNAの測定で、LNAのサチレーション現象が確認された。これは検出器に非常に近い場所でニュートリノ相互作用が生じ、アンテナによって巨大な信号( $10^{-6}$ Wからサチレーションが起こり始める)が検出された場合、その事象におけるエネルギーを低く見積もってしまうことを示唆する。LNAのサチレーションの影響をシミュレーションに組み込み、サチレーションが起きた場合の応答を理解することで、そのような事象のエネルギー推定を正しくおこなうことが出来るようになる。

100PeV以上、1500m以内のニュートリノ相互作用における、10%のノイズ温度の上昇によるトリガーさ

れるイベント数への影響は、10%に抑えられると予想された。

## 6.2 今後の展望

信号転送モジュールについては既にARA国際共同実験の米国グループのもとへ輸送済みで、DAQ完成後の大規模かつ長時間の測定完了後、2017年末には南極氷河中に埋設される予定である。アメリカ到着後の信号増幅率が我々が測定した値を再現していれば、特に大きな問題はない。南極からのデータを待つばかりである。

南極点における埋設作業の効率化を図るためにも、製作した信号転送モジュールの取扱いのための実用的なマニュアル作りを行いたい。また、ARA実験は建造中であり、今後も同様な信号転送モジュールの製作が行われると考えられる。特に低温における測定は冷却に時間がかかるため、RFoFリンク(トランスマッターとレシーバー)の組み合わせを決めるための測定に長い時間を費やした。今回の研究では一度に測定可能であったRFoFリンクは4組で全64組に対して多いとは言えない。今後は、今回よりさらに多い台数のモジュールの製作を一度に行うことが考えられるので、一度に測定できる組数を増やし時間短縮を行えるようになたい。

今回のシミュレーションによるノイズ温度の上昇による影響の検討は、トリガーされるイベント数に対する影響の予測のみにとどまってしまった。今後は、エフェクティブエリアと呼ばれるARA検出器全体の信号検出における有効面積に対して、ノイズ温度の上昇がどのような影響を及ぼすのか検討する必要がある。

論文の本題からはそれるが、LNAのサチレーションは大きな問題となる可能性があるため、シミュレーションを用いてしっかりと理解をする必要がある。場合によっては、我々が観測を目指しているGZKニュートリノからの信号を、LNAのサチレーションのためにそのエネルギーを低く推定してしまい、GZKニュートリノではないと判断してしまいかねない。そういうことを避けるためにも、今回の測定結果を元にサチレーション現象を理解し、シミュレーションを改善していく必要がある。

# 付録

## 式

- デシベルについて

入力パワーを $P_{\text{in}}[\text{W}]$ 、出力パワーを $P_{\text{out}}[\text{W}]$ とすると

$$x[\text{dB}] = 10 \log_{10} \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \quad (6.1)$$

となる。デシベルとは入力パワーに対する出力パワーの相対的な大きさ(小ささ)を表している。例えばある信号增幅器に $P_{\text{in}} = 10^1 \text{W}$ の信号を入力し、出力が $P_{\text{out}} = 10^2 \text{W}$ であったとすると、

$$10 \log_{10} \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = 10 \log_{10} \frac{100}{10} = 10 \times \log_{10} 10^1 = 10 \times 1 = 10[\text{dB}] \quad (6.2)$$

また一般的に、基準値を $1.0 \times 10^{-3} [\text{W}]$ とし、デシベルのように相対的な値として表示したものを作成する。

$$x[\text{dBm}] = 10 \log_{10} \frac{P_{\text{out}}}{1.0 \times 10^{-3}} \quad (6.3)$$

ある装置からの出力が $-10 \text{dBm}$ とは

$$-10[\text{dBm}] = 10 \log_{10} \frac{P_{\text{out}}}{1.0 \times 10^{-3}} \quad (6.4)$$

より、

$$P_{\text{out}} = 10^{\frac{-10 \text{dBm}}{10}} \times 10^{-3} = 10^{-4} [\text{W}] = 0.1 [\text{mW}] \quad (6.5)$$

を意味する。

- OTDRによる挿入損失測定における、見かけ上の挿入損失と真の値後方散乱光はレイリー散乱のうち信号の進行方向に対して正反対に進むものをさす。レイリー散乱光の強度は詳細は煩雑なので省くがその強度 $I$ はある物質にたいする光の屈折率を $n$ とすると、

$$I \approx \left( \frac{n^2 - 1}{n^2 + 2} \right)^2 \quad (6.6)$$

となり、屈折率が大きくなるとレイリー散乱光の強度も大きくなる。すなわち、後方散乱光が大きくなることがわかる。図6.1左において後方散乱光の小さい光ファイバから、大きい光ファイバに入射

した場合を考える。本来のこの点における挿入損失は図中のTであるはずだが、後方散乱光Eの影響で見かけ上の損失(この場合は利得に見える)Mは $M = -(E - T)$ となる。一方で、図6.1右のように後方散乱光の大きい光ファイバから、小さい光ファイバに入射した場合、真の挿入損失に後方散乱光が加算され見かけ上の損失M'は $M' = E + T$ となる。これら二式の平均をとることで、真の挿入損失Tを求めることが出来る。すなわち、

$$\frac{M + M'}{2} = \frac{-(E - T) + (E + T)}{2} = T \quad (6.7)$$

OTDRをもちいて両端からの測定を行うことで、これら二つのMとM'を得られ、図2.10の挿入損失

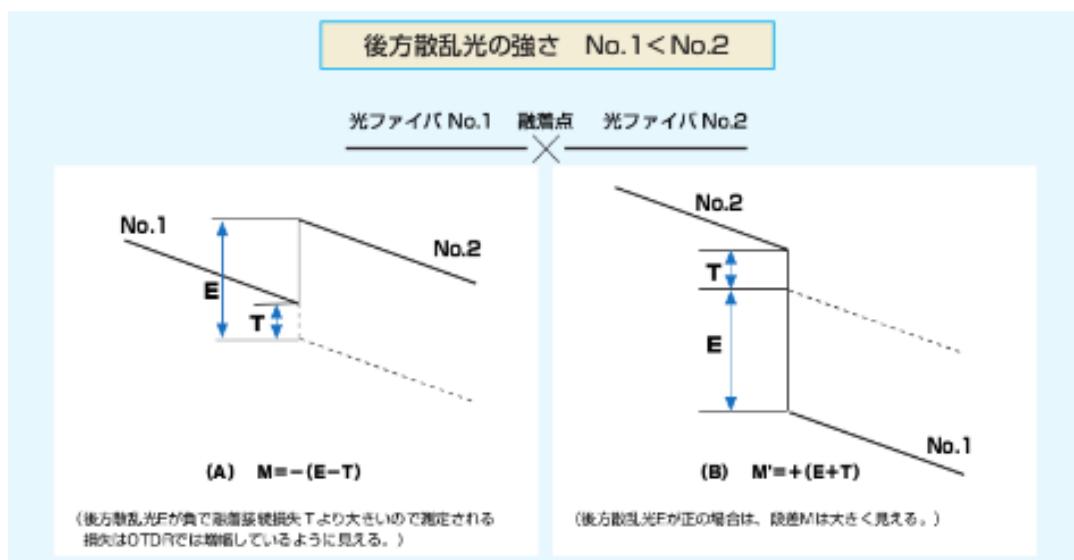


図6.1 見かけ上の損失から、真の挿入損失の導出方法。

を求めることが出来る。

- 反射損失のパラメータ

$$\begin{aligned}
 bsl &= S \cdot \alpha_R \cdot V \cdot \frac{W}{2} \\
 S &= K \cdot \frac{N_1^2 - N_2^2}{N_1^2} \\
 V &= \frac{C}{N_e} \\
 W &: パルス幅(sec) \\
 L &: ピークの高さ \\
 S &: 後方散乱係数 \\
 \alpha_R &: レイリー散乱損失 \\
 V &: 光ファイバー内の光の群速度 \\
 N_e &: 光ファイバー内の光の屈折率
 \end{aligned} \quad (6.8)$$

- 2段階信号増幅システムにおける出力ノイズの計算

初段の信号増幅器からの出力ノイズを $N_{o1}$ 、後段の信号増幅器からの出力ノイズを $N_o$ とすると、

$$\begin{aligned}
 N_{o1} &= kT_0BG_1 + N_{a1} \\
 N_o &= G_2 \times N_{o1} + N_{a2} \\
 &= (kT_0BG_1G_2 + N_{a1}G_2) + N_{a2} \\
 &= kT_0BG_1G_1 \left\{ \frac{kT_0BG_1G_2 + N_{a1}G_2}{kT_0BG_1G_2} + \frac{N_{a2}}{kT_0BG_1G_2} \right\} \\
 &= kT_0BG_1G_1 \left\{ \frac{kT_0BG_1G_2 + N_{a1}G_2}{kT_0BG_1G_2} + \frac{1}{G_1} \left( \frac{N_{a2} + kT_0BG_2}{kT_0BG_2} - 1 \right) \right\} \\
 &= kT_0BG_1G_2 \left[ F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \right]
 \end{aligned} \tag{6.9}$$

と求まる。

- 热雑音の計算

システム全体(LNA+RFoF)のノイズファクターは、

$$\begin{aligned}
 F_{\text{sys}} &= F_{\text{LNA}} + \frac{F_{\text{RFoF}} - 1}{G_{\text{LNA}}} \\
 F &= 10^{NF/10} \\
 G_{\text{linear}} &= 10^{G_{\text{dB}}/10}
 \end{aligned} \tag{6.10}$$

から求まる。ここで、 $G_{\text{LNA,dB}} = 33[\text{dB}]$ 、 $NF_{\text{LNA}}=0.9$ (公称値)、 $NF_{\text{RFoF}}=28$ (実測値)とすると、

$$\begin{aligned}
 F_{\text{sys}} &= F_{\text{LNA}} + \frac{F_{\text{RFoF}} - 1}{G_{\text{LNA,linear}}} \\
 &= 10^{0.9/10} + \frac{10^{28/10} - 1}{10^{33/10}} \\
 &\approx 1.23 + 0.32 \\
 &= 1.55
 \end{aligned} \tag{6.11}$$

以上から求まった $F_{\text{sys}}$ を次式に代入すると、

$$\begin{aligned}
 T_{\text{tot}} &= T_{\text{ant}} + T(180m) \cdot (F_{\text{sys}} - 1) \\
 &= 247[\text{K}] + 220[\text{K}] \cdot (1.55 - 1) = 368[\text{K}]
 \end{aligned} \tag{6.12}$$

が得られる。

- フリスの伝達公式送信に用いるアンテナの利得を $g_t$ 、送信電力を $P_{\text{in}}$ 、受信アンテナの利得を $g_r$ 、出力電力を $P_{\text{out}}$ とし両アンテナの距離を $r$ とすると、

$$P_{\text{out}} = \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 g_t g_r P_{\text{in}} \tag{6.13}$$

$\left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$ は自由空間伝搬損である。ベクトルネットワークアナライザが測定する $S_{21}$ パラメータは、

$P_{\text{out}}/P_{\text{in}}$ を測定するので、アンテナ測定においては、

$$S_{21} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 g_t g_r \tag{6.14}$$

となる。

- アンテナの絶対利得 $G_{\text{meas,VA}}$ [dB]の導出

初めに、2つのソース用のアンテナとリファレンス用のアンテナにおける測定を考える。リニアスケールにおけるそれぞれのアンテナの利得を $g_s$ 、 $g_r$ とすると、ベクトルネットワークアナライザの $S_{21}$ パラメータにより測定される値 $x$ は、

$$x = g_s \times g_r \quad (6.15)$$

となる。これらを分解し、 $g_s$ 、 $g_r$ 個々の値を得ることは出来ない。

次に、このリファレンス用のアンテナ(我々はBi-coneを使用した)を用いて、本来測定したいtestアンテナ(我々であればVpol)の測定を行う。リニアスケールにおける測定したいアンテナ(Vpol)の利得を $g_t$ とすると、ベクトルネットワークアナライザの $S_{21}$ パラメータにより測定される値 $y$ は、

$$y = g_r \times g_t \quad (6.16)$$

となる。これら二つの、式6.15及び式6.16から、測定したいtestアンテナの利得 $g_t$ は、

$$g_t = \frac{y}{x} \times g_s \quad (6.17)$$

となることがわかる。我々の測定は通常デシベルスケールで行われるので、式6.17は以下のように表される。

$$10 \log_{10}(g_t) = 10 \log_{10}(y) - 10 \log_{10}(x) + 10 \log_{10}(g_s) \quad (6.18)$$

各々を本文中の標識をつかって表すと、

$$\begin{aligned} G_{\text{abs,VA}} &= 10 \log_{10}(g_t) \\ G_{\text{meas,VA}} &= 10 \log_{10}(y) \\ G_{\text{meas,BA}} &= 10 \log_{10}(x) \\ G_{\text{C,BA}} &= 10 \log_{10}(g_s) \end{aligned} \quad (6.19)$$

となり、式4.7が求まる。

## 用語集

- アンテナファクター:  $A_f$  電波の輻射源から充分離れた場所では、その空間の電界強度 $E$ と、同一空間の単位面積を通過する電磁エネルギー密度 $P_u$ との間にはその空間に対する光の屈折率を $n$ 、真空中の特性インピーダンスを $Z_0$ とすると、ポインティングの定理から、

$$P_u = \frac{E^2 n}{Z_0} [\text{W/m}^2] \quad (6.20)$$

の関係がある。ここで $E$ [V/m]は電界強度である。一方、電界強度 $E$ [V/m]の空間に、有効開口面積 $A_e$ [m<sup>2</sup>]のアンテナを置いたとき、アンテナが吸収できる最大有効電力 $P_r$ [W]は、

$$P_r = A_e P_u [\text{W}] \quad (6.21)$$

また有効開口面積 $A_e$ は、波長を $\lambda$ 、アンテナ利得を $G_a$ [dB]とすると、

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} 10^{G_a/10} [\text{m}^2] \quad (6.22)$$

で表される。これと、氷河中の屈折率 $n$ 及び真空中の特性インピーダンス $Z_0=120\pi$ から $P_r$ は、

$$P_r = \left( \frac{\lambda^2 10^{G_a/10}}{4\pi} \right) \left( \frac{E^2 n}{120\pi} \right) \quad (6.23)$$

となる。アンテナ出力に接続された整合負荷 $R$ の端子電圧を $V$ とすると、有効電力 $P_0$ は、

$$P_0 = \frac{V^2}{R} \quad (6.24)$$

$$P_r = P_0 \quad (6.25)$$

でなければならないから、式6.23、式6.25より、

$$\frac{V^2}{R} = \left( \frac{\lambda^2 10^{G_a/10}}{4\pi} \right) \left( \frac{E^2 n}{120\pi} \right) \quad (6.26)$$

変形して、

$$\left( \frac{V}{E} \right)^2 = \left( \frac{\lambda^2 10^{G_a/10}}{4\pi} \right) \left( \frac{Rn}{120\pi} \right) \quad (6.27)$$

式6.27の平方根の逆数は、

$$\frac{E}{V} = \frac{\pi}{\lambda} \sqrt{\frac{480}{10^{G_a/10} R n}} = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\frac{120}{10^{G_a/10} R n}} \quad (6.28)$$

となる。すなわち、

$$E = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\frac{120}{10^{G_a/10} R n}} \times V \quad [\text{V/m}] \quad (6.29)$$

$$(6.30)$$

からアンテナファクター $A_f$ は、 $n$ に光の氷河中における屈折率 $n=1.32$ 、整合負荷 $R$ に $R=50\Omega$ を代入して、

$$\begin{aligned} A_f &= \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\frac{120}{10^{G_a/10} \times 50 \times 1.32}} \quad [1/\text{m}] \\ &= \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\frac{1.8}{10^{G_a/10}}} \quad [1/\text{m}] \end{aligned} \quad (6.31)$$

と求まる。

#### ● 热雑音

热雑音は粒子の一集合体が有限の温度を持つ結果として呈する運動エネルギーを示す。いくつかの粒子がイオン化している場合は、もし適當な伝送経路があれば、振動する運動エネルギーが他のデバイスと電気的に結合する。電圧の確率分布は二乗平均電圧について次式に示すガウス分布となる。

$$\overline{e_n^2} = 4kT \int_{f_1}^{f_2} R(f)p(f)df \quad (6.32)$$

$$p(f) = \frac{hf}{kT} (e^{\frac{hf}{kT}} - 1)^{-1} \quad (6.33)$$

ここで  $k$  はボルツマン定数 ( $1.38 \times 10^{-23}$  [J/K])、  $R$  は単位  $\Omega$  の抵抗、  $f$  は単位 Hz の周波数、  $f_1$  と  $f_2$  はその範囲で電圧が観測される帯域を指定し、  $h$  はプランク定数 ( $6.62 \times 10^{-32}$  [J·s]) である。100GHz以下の周波数については  $T=290$ [K]、  $1 > p(f) > 0.992$ 、つまり  $p(f) \approx 1$  であり、式(6.32)は次のようになる。

$$\begin{aligned} \overline{e_n^2} &= 4kTR(f_2 - f_1) \\ &= 4kTRB \end{aligned} \quad (6.34)$$

これより負荷に供給される有効電力は次のようになる。

$$\begin{aligned} P_a &= \frac{\overline{e_n^2}}{4R} \\ &= kTB \end{aligned} \quad (6.35)$$

$kTB$  の単位は J/s で、 W(ワット)と同じである。

- ノイズ密度

熱雑音は式(6.35)より、帯域幅  $B$  の広さに依存する。この式からわかるように、ノイズは周波数領域に対して一定であることがわかる(現実的にはノイズ源は無数にあるので、それらの重ね合わせにより、必ずしも一定とはならない)。つまり、熱雑音  $P_a$  を帯域幅  $B$  でわることによって、ノイズ密度を考えることができ、 [W/Hz] として表記される。また、式6.3を用いて、 [dBm/Hz] と書かれることもある。

## 謝辞

本研究を遂行し、修士論文を作成するにあたりお忙しいなか時間を割いていただき多くのご支援とご指導を頂いた指導教官である吉田滋教授、また日頃から実験や解析方法について助言を頂いた間瀬圭一助教、石原安野特任准教授に感謝の意を表します。

また、現ICEHAPグループの Lu Luさん、Simon Archambaultさん、Achim Stlさん及び以前に在籍されていた Matthew Relichさん、Romain Gaiorさん、桑原孝夫さん諸氏には、定期ミーティングでの議論の機会や数多くのアドバイスを頂きました。こころより感謝いたします。

同粒子線物理学研究室の河合秀幸准教授には助言だけでなく、加速器実験や素粒子実験などの様々なお話を聞かせていただきました。見識を広めることができ、自分の研究を見直す良い機会を与えていただき、ありがとうございました。

後輩の久留柄くんには実験の手伝い等をしていただき、大変に助かりました。ありがとうございました。

同級生で同じ研究室であった井戸寛人君、兼子菜緒見さん、小林篤史君にはお互いに研究の相談をしたり、発表練習をしたり助け合って共に成長させていただきました。また研究以外でも楽しい時間を共有でき、日々の励みになりました。ありがとうございました。特に井戸君とは同グループの一員としてだけでなく、私的な場でも相当な時間を共有し日々を共に過ごしてきたことは、とりわけ心の支えとなりました。本当にありがとうございました。

最後に、大学院まで進学させてもらった家族には大変感謝しています。ありがとうございました。

## 参考文献

- [1] Shigeru Yoshida, Aya Ishihara "Constraints on the origin of the ultra-high energy cosmic-rays using cosmic diffuse neutrino flux limits: An analytical approach" Physics Review D85, 063002 (2012).
- [2] IceCube collaboration, A. Achterberg *et al.*, Astropart. Phys.26, 155 (2006).
- [3] M. G. Aartsen *et al.*(IceCube Collaboration) "First Observation of PeV Energy Neutrinos with IceCube" PRL111,021103 (2013).
- [4] 電設資材ガイド2016-2017 古川電気工業  
<https://www.furukawa.co.jp/product/catalogue/pdf/densetu/pdf/zenbun.pdf>
- [5] G. A. Askaryan (1962). "Excess Negative Charge of an Electron-Photon Shower And Its Coherent Radio Emission"
- [6] P. Allison *et al.*(ARA), Astropart. Phys. 70, 62 (2015),arXiv:1404.5285 [astro-ph.HE].
- [7] J.Alvarez-Muñiz, A.Romero-Wolf, and E.Zas, Phys.Rev.D81,123009(2010).
- [8] I. Kravchenko, D. Besson, and J. Meyers, Journal of Glaciology 50, 522 (2004).
- [9] P. B. Price *et al.*, Proceedings of the National Academy of Sciences 99, 7844 (2002).
- [10] P. Allison *et al.*(ARA), Astroparticle Physics 35, 457 (2012).
- [11] J.Alvarez-Muñiz, A.Romero-Wolf, and E.Zas, Phys.Rev.D84,103003 (2011).
- [12] G.S.Varner, L.L. Ruckman, R.J. Nichol, J. Nam, J. Cao, M.Wilcox and P. Gorham, " Large Analog Bandwidth Recorder and Digitizer with Ordered Readout (LABRADOR) ASIC, " 25 Nucl. Instr. Meth. A483 (2007) 447-460.
- [13] F. P. Kapron *et al.*, " Fiber-optic Reflection Measurements Using OCWR and OTDR Techniques" JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY. VOL. 7 , NO. 8, AUGUST 1989.
- [14] Friis, H.T. "Noise Figures of Radio Receivers", Proc. of the IRE, July, 1944, pp.419-422.
- [15] T.Meures *et al.*, "Performance of two Askaryan Radio Array stations and first results in the search for ultra-high energy neutrinos" arXiv:1507.08991v2 [astro-ph.HE], 3, Aug, 2015.
- [16] A. Connolly, R. S. Thorne, and D. Waters, Phys. Rev.D 83, 113009 (2011).
- [17] I. Kravchenko, D. Besson, and J. Meyers, Journal of Glaciology 50, 522 (2004).