千葉大学大学院融合理工学府

修士論文

ARA実験アンテナの最適化
及びニュートリノに対する感度の評価

平成31年3月提出

先進理化学専攻 物理学コース

17WM2112

久留須　賢太郎

概要

Askaryan Radio Array(ARA) 実験は宇宙から到来する超高エネルギーニュートリノを観測するために南極に巨大な検出器を建設中の国際プロジェクトである。ARA 実験は氷河中でのニュートリノ相互作用によって生じる粒子カスケードから Askaryan 効果により増幅された電波信号を観測する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。

本論文では ARA 実験のニュートリノ観測効率を向上させる為に、ARA 実験で使用するアンテナの性能の向上をおこなった。まずアンテナシミュレーションソフト XFdtd を用いて ARA 実験で用いる電波アンテナ感度をシミュレートし、実際に作成したアンテナの性能の電波暗室における測定結果と一致することを確かめた。また電波アンテナは実際には南極にて埋設するため、それらの環境を考慮した感度シミュレーションもおこない、南極における測定との一致も確認した。

次により多くのニュートリノ信号を捕えるために、電波アンテナの最適化をおこなった。まずアンテナシミュレーション上で最適化をおこない、実際に改良したアンテナを電波暗室にて測定することでその最適化を確かめた。最後に電波アンテナ最適化の影響を評価するために、ARA 検出器のニュートリノに対する感度のシミュレーションをおこない、ARA 実験におけるニュートリノに対する性能の向上を確認した。

この結果、シミュレーションでは平均を取ると Vpol アンテナで+13.5%、Hpol アンテナで+8.9%の性能向上を達成した。このシミュレーションによる結果は実際の電波暗室における測定でも確かめることが出来た。またこの最適化を ARA に適応することにより、ARA で期待される超高エネルギーニュートリノは、+3.5%増えることが分かった。この性能向上の値は ARA 実験に対して大きな影響を与えるものでは無かった。しかし、XFdtd を用いたシミュレーションと電波暗室測定の利得の一致は ARA において初めての結果となった。

目次

第 1 章 Introduction **1**
1.1 超高エネルギーニュートリノ天文学 1
1.1.1 高エネルギー宇宙線スペクトルと GZK ニュートリノ 2
1.2 高エネルギーニュートリノの検出原理 4
1.2.1 Askaryan 効果 5
1.3 ARA 実験と本研究の目的 6
1.3.1 ARA 実験の研究背景 6
1.3.2 Askaryan Radio Array(ARA) 実験 7
1.3.3 本研究の目的 9

第 2 章 ARA アンテナとその利得シミュレーション **11**
2.1 ARA で使用している電波アンテナ 11
2.1.1 オリジナルアンテナ 11
2.1.2 スリムアンテナ 12
2.1.3 アンテナの性能 : 利得 (Realized Gain) 14
2.2 XFdtd シミュレーション 15
2.2.1 Time-domain シミュレーション 15
2.2.2 NEC2 simulation との比較 18

第 3 章 ARA アンテナの利得測定 **19**
3.1 フリスの伝達公式を用いた実際のアンテナ利得の測定法 19
3.2 電波暗室における測定 21
3.2.1 電波暗室 A-METLAB 21
3.2.2 セットアップ 21
3.2.3 測定結果 25
3.3 南極における測定 40
3.3.1 スリムアンテナ測定 40
3.3.2 ARA ステーション較正測定 44

第 4 章 ARA アンテナの最適化 **49**
4.1 XFdtd を用いた電波アンテナの最適化 49
4.1.1 Vpol アンテナの最適化 49
4.1.2 Hpol アンテナの最適化 51

4.2 最適化アンテナの作成 54
4.3 反射測定 55
4.4 電波暗室における測定 57
4.4.1 測定結果 57

第 5 章 アンテナの最適化による ARA 全体の感度向上 63
5.1 ARASim 63
5.2 シミュレーションのセットアップ 65
5.3 結果 65

第 6 章 まとめ 69
6.1 結論と考察 69
6.2 今後の展望 70

第 A 章 dB(デシベル) 73
A.1 dB(デシベル) 73
A.2 dBi 73
A.3 dBm 74

第 B 章 FDTD 法 (Finite-Difference Time-Domain method) 75

第 1 章

Introduction

1.1 超高エネルギーニュートリノ天文学

宇宙の探査は、電波や可視光、X 線や γ 線といった電磁波を用いた観測方法を用いるのが一般的である。実際に電波天文学から γ 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、カミオカンデによる超新星ニュートリノ検出を皮切りに、PeV ニュートリノの観測を初めとする、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 1 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淵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ニュートリノの観測はまさにこの特徴を活かしたもので、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。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図 1.1 に示すように 10 Mpc(3,000 万光年) より先の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。

また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。高エネルギーのニュートリノを生み出すためには基となる陽子が高エネルギーに加速され光等と相互作用する必要があるからである。具体的には、活動銀河核や γ 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 γ 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]。特に本論文の主題である ARA が目指す 100 PeV を超えるエネルギーのニュートリノは次章で説明する超高エネルギー陽子が宇宙背景放射と相互作用する GZK 過程で生み出されると予測がされている。

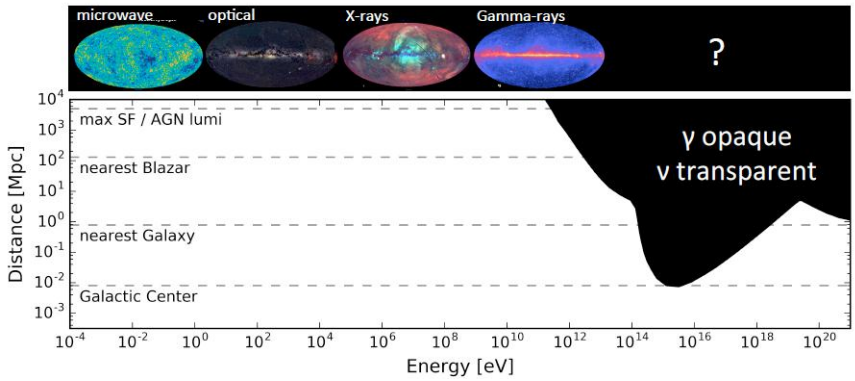


図 1.1: 宇宙を光で見渡せる距離。黒の領域はそのエネルギーの光では見ることが出来ない距離を表す。

1.1.1 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ブレーザージェットや γ 線バースト (GRB) が起源候補とされている超高エネルギー粒子線から生成されていると考えられている [2]。また、銀河系外から到来する宇宙線 (陽子) の最高エネルギーは 4×10^{19}eV と予測される。これを GZK(Greisen, Zatsepin, Kuzmin) 限界もしくは GZK カットオフをいう [3, 4]。4×10^{19}eV 以上の宇宙線はビッグバン由来の 2.7K の宇宙マイクロ波背景放射 (Cosmic Microwave Backgraund:CMB) との衝突によってエネルギーを失い、式 (1.1) で示すように Δ^+ 共鳴を起こし、1.5 億光年程度の距離を進む間に 4×10^{19}eV 以下になるというものである。

$$p+\gamma\rightarrow\Delta^+\rightarrow n+\pi^+(p+\pi^0) \tag{1.1}$$

Δ^+ 共鳴は、超高エネルギー宇宙線が宇宙マイクロ波背景放射と衝突してできた Δ^+ が強い相互作用により、10^{-24} 秒程度の時間で $\mathrm{n}+\pi^+$ または、$\mathrm{p}+\pi^0$ へと崩壊する反応である。このプロセスの反応断面積は、宇宙線が 4×10^{19}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、2 次粒子の崩壊は式 (1.2),(1.3),(1.4) のようにして、超高エネルギーニュートリノを生成する。

$$n \rightarrow p+e^-+\overline{\nu_e} \tag{1.2}$$
$$\pi^+ \rightarrow \mu^++\nu_\mu \tag{1.3}$$
$$\mu^+ \rightarrow e^++\nu_e+\overline{\nu_\mu} \tag{1.4}$$

中性子は、反電子ニュートリノを生成し、π^+ はミューニュートリノ (ν_μ) と μ^+ を経て電子ニュートリノ (ν_e)、ミューニュートリノ (ν_μ) を生成する。これらの宇宙線と宇宙背景放射との相互作用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。

Δ^+ 共鳴の閾値エネルギー (4×10^{19}eV) を超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 ニュートリノも同様に存在することが期待されている。先ほど述べたように超高エネルギー宇宙線は GZK カットオフにより 1.5 億光年より先には届かず、超高エネルギーの光子も宇宙マイクロ波背景放射などとの衝突によりエネルギーを失い 3,000 万光年に満たない伝搬距離になる。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宇宙マイクロ波背景放射と相互作用せず、遠方から飛来することが可能である。

図 1.2 に示すように、ニュートリノの元になる陽子や原子核を中心とする 1 次宇宙線のフラックス

$\frac{dN}{dE}$ は超高エネルギーになるにつれて $\frac{dN}{dE} \propto E^{-2.7}$ のべき関数的に減衰している [5]。このことは同時に我々の目標とするニュートリノ事象数もエネルギーと共に急速に減少することを示している。

2011 年から本格稼働している 1km^3 のチェレンコフ光ニュートリノ検出器の IceCube では 1 PeV を超えるエネルギーのイベントは 9 年間で 5 イベントしか観測できていない。また 10 PeV を超えるイベントは観測されておらず上限値が更新されていること [2] を考慮すると、同実験によりそれを超えるエネルギーの事象を 2 事象以上捕えることは非常に難しい。図 1.3 に IceCube の 6 年間のデータを用いた解析結果を示し、図 1.4 に IceCube の 9 年間の測定に基づいたニュートリノフラックスの上限値を示した。10PeV 以上の事象を観測できていない事から超高エネルギーニュートリノフラックスの上限値が制限されていることを示している。

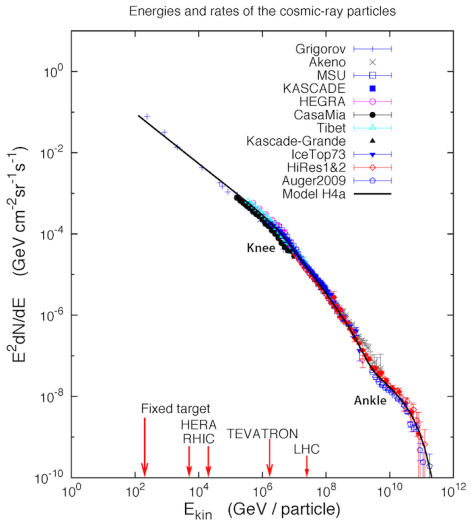


図 1.2: 事象のエネルギーに対する宇宙線のフラックス。高エネルギーになるにつれて宇宙線のフラックスは急激に減少している。

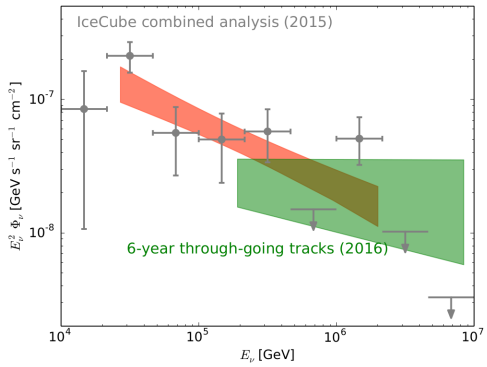


図 1.3: IceCube が 2009/03 ~ 2015/04 に観測した宇宙線ニュートリノのエネルギー分布 [2]。黒点はそれぞれのエネルギー領域におけるニュートリノ流量のフィットの結果を示している。また赤い領域は累乗分布仮定を用いたフィッティングの結果を示し、緑の領域は通過ミューオンの 6 年間の測定結果を示している。

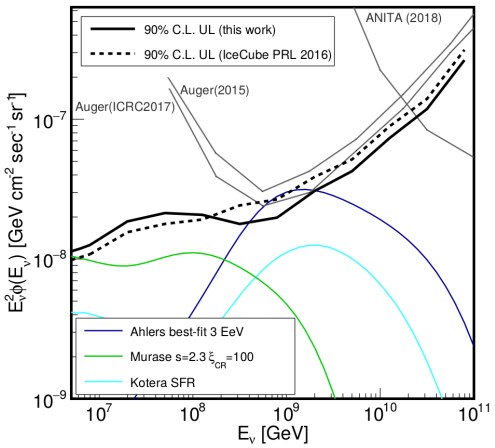


図 1.4: IceCube での 2008/04 ∼ 2017/03 の 9 年間における測定に基づいた 90%信頼度区間のニュートリノフラックス上限値 (実線)[6] と 2008/04 ∼ 2015/03 の 7 年間の測定によるニュートリノフラックス上限値 (破線)[7]。また宇宙線に陽子を仮定したモデルとして、Kotera 理論 [8]、Ahlers 理論 [9] そして Murase 理論 [10] を同時に示した。同様に他の実験から得られたニュートリノフラックスの上限値として、Auger(2015)[11]、Auger(ICRC2017)[12] そして ANITA[13] を示した。

1.2 高エネルギーニュートリノの検出原理

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、

$$\nu_l + N \rightarrow \nu_l + X(NC) \tag{1.5}$$
$$\nu_l + N \rightarrow l^{\pm} + X(CC) \tag{1.6}$$

の様になる。

N は媒質中の核子、l は荷電レプトン (e, μ, τ)、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。これら荷電粒子が南極の氷河中を媒質中の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。チェレンコフ光の粒子数 N と放射角には以下の関係がある。

$$\frac{d^2N}{dLd\lambda} = \frac{2\pi\alpha Z^2}{\lambda^2}\left(1 - \frac{1}{n^2\beta^2}\right) \tag{1.7}$$
$$\cos\theta = \frac{1}{n\beta} \tag{1.8}$$

ここで α は微細構造定数であり $\alpha = \frac{1}{137}$、Z は粒子の電荷、λ は波長、L は透過長、n は媒質中の屈折率、β は真空中の光速 c に対する媒質中の荷電粒子の速さの比である。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、$\theta \approx 55.8[deg]$ であることがわかる。

これらの荷電粒子からのチェ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ことが可能となる。IceCube 実験ではこの現象を可視光域で観測するため、数千個の光電子増倍管 (Photo Multi Tube:PMT) を氷

河中に埋設し、チェ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おこなう。一方 ARA 実験では、次節で説明する高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増幅過程である Askaryan 効果を利用することで、この現象を減衰長の長い電波領域で観測する。

1.2.1 Askaryan 効果

1962 年に G.A.Askar'yan によって預言された Askaryan 効果 [14] は、ニュートリノと高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で、チェレンコフ放射の電波極限での増幅効果と考えることができる。空気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群 (Compton、 Bhabha 及び Mollar 効果により生じる電子) の大きさが、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。

マクスウェル方程式よりフーリエ変換をおこなった電流 $\overrightarrow{J}$ によって作られる電場 $\overrightarrow{E}$ は以下の式 (1.9) で表すことができる。

$$\overrightarrow{E}(\overrightarrow{x},\omega) = \frac{e\mu_r}{2\pi\varepsilon_0 c^2} i\omega \int\int\int\int dt' d^3\overrightarrow{x}' \frac{e^{i\omega t' + ik|\overrightarrow{x}-\overrightarrow{x}'|}}{|\overrightarrow{x}-\overrightarrow{x}'|} \times \overrightarrow{J_\perp}(\overrightarrow{x}',t') \tag{1.9}$$

ここで $\overrightarrow{x}'$ は時間 t' における電磁シャワーの各粒子の位置であり $\overrightarrow{J_\perp}(\overrightarrow{x}',\mathrm{t}')$ は観測した $\overrightarrow{x}$ の方向に垂直な電流成分を表している。また ω は角周波数、k は波数ベクトル $\overrightarrow{k}$ の大きさ、μ_r は媒質中の透磁率、そして ε_0 と c はそれぞれ真空中の誘電率と光速を表す。この式はチェレンコフ放射を表す式であり、同時に Askaryan 効果も示している。ここから 1D 近似を加えることにより大まかな電場の強度を見積もり、Askaryan 効果の性質を考えていく [15]。1D 近似とは電磁シャワーについて進行方向とは垂直な方向の広がりを無視し、進行方向の広がりである電磁シャワーの長さのみを考え、電磁シャワーの速度を光速で一定とするものである。また簡単のため $\hat{\mathrm{n}}_{z'}$ をシャワー軸にとり $\overrightarrow{x}' = \overrightarrow{z}' = \mathrm{z}'\hat{\mathrm{n}}_{z'}$ とする。このとき $\overrightarrow{J_\perp}(\overrightarrow{x}',\mathrm{t}')$ は次のように近似することができる。

$$\overrightarrow{J_\perp}(\overrightarrow{x}',t') = Q(z')c\overrightarrow{n_\perp}\delta^3(\overrightarrow{z}' - ct'\hat{n_{z'}}) \tag{1.10}$$

さらにシャワー中心から観測点までの距離 $\mathrm{R} = |\overrightarrow{x}|$ がシャワーの長さ $\mathrm{L_s}$ によって定義される Fresnel 長 $\mathrm{R_s} = \pi \mathrm{n} \nu (\mathrm{L_s}\sin\theta/2)^2/\mathrm{c}$ より長いと仮定する。ここで n は媒質の屈折率、ν は電波の周波数、θ はシャワー軸と観測点の間の角度をそれぞれ表す。この近似おいて、電場の強度は式 (1.11),(1.12) で表される [15][16]。

$$R|\overrightarrow{E}(\nu,R,\theta_C)| \simeq 2.53\times10^{-7}\left[\frac{E_{em}}{1TeV}\right]\left[\frac{\nu}{\nu_0}\right]\left[\frac{1}{1+(\nu/\nu_0)^{1.44}}\right] VMHz^{-1} \tag{1.11}$$

$$E(\nu,R,\theta) = E(\nu,R,\theta_c) exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\theta-\theta_c}{\Delta\theta}\right)^2\right] \quad : \quad \Delta\theta \simeq 2.4^\circ \frac{\nu}{\nu_0} \tag{1.12}$$

ここで、R、θ_C、$\mathrm{E_{em}}$、ν_0 はそれぞれ電磁シャワーの中心から観測点までの距離、氷中におけるチェレンコフ放射角、電磁シャワーのエネルギー及びカットオフ周波数を表していて、$\nu_0 = 1.15\mathrm{GHz}$ である。式 (1.11) において右辺は観測電場が電磁シャワーのエネルギーと観測周波数に比例している事を示しているが、係数 $\left[\frac{1}{1+(\nu/\nu_0)^{1.44}}\right]$ は周波数からなるカットオフを表している。このカットオフは波長が電磁シャワーの大きさと同程度より短くなると、増幅効果が起こらなくなることを示してい

る。また式 (1.12) は観測場所がチェレンコフ角 θ_c から離れていたときの電場の減衰を示している。

この 1D 近似をおこなった時、図 1.5 に電場強度の周波数依存性を示した。点線で 1D 近似の結果を示し、実線は [16] による均一氷での電磁シャワーの 1D 近似をしていないシミュレーションの結果を示している。図 1.5 より、Askaryan 信号は 100MHz ∼ 1GHz に分布していることがわかる。

このような干渉効果は電波強度を電磁シャワーエネルギーの 2 乗に比例して増幅させる。このため電波の強度は検出可能な大きさとなる。ARA はこの干渉効果の信号増幅のため 100PeV 以上の超高エネルギー領域では電波が最大の信号になることを利用する。また氷中における電波の減衰長 (約 1,000m) は可視光の減衰長 (約 100m) よりも長いため、検出器の間隔を大幅に広げることができる。そのため ARA 実験では検出器として電波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おこなう。

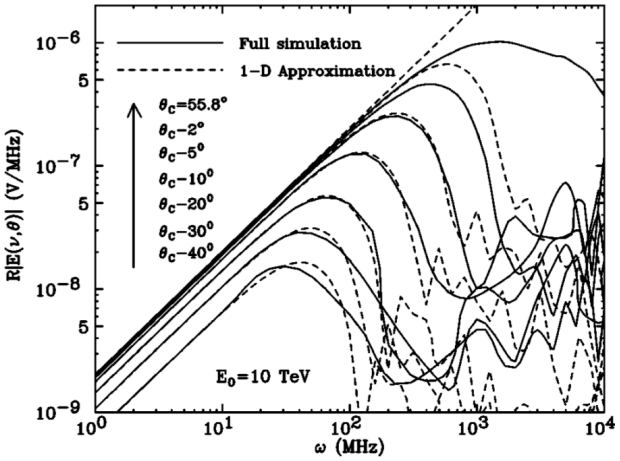


図 1.5: 10TeV の電磁シャワーにおける電場強度の周波数依存性。[15]

1.3 ARA 実験と本研究の目的

1.3.1 ARA 実験の研究背景

近年は様々な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。　高エネルギー、ニュートリノ天文学の道が切り拓かれた現在は、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 100 PeV 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。

前節でも述べたように、空気シャワーに比べて電磁シャワーのサイズ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の分布の大きさが、電波波長よりも十分に小さくなるため Askaryan 効果と呼ばれる干渉、増幅を起こす。この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の可視光の減衰長に対する優位性も相まって、10 PeV 以上になると可視領域におけるチェレンコフ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較して 1 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コスト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。

1.3.2 Askaryan Radio Array(ARA) 実験

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と Askaryan 効果を用いてニュートリノを観測するニュートリノ望遠鏡であり、表面積 100km^2 にも及ぶ巨大な検出器である。図 1.6 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、図 1.7 に 37 ステーションの完成予定図を示した。現在は図 1.8 に示される ARA1 ～ ARA5 の 5 つのステーションが完成している。

ARA 望遠鏡は 37 箇所のステーションで構成される。図 1.9 に 1 つのステーションの構成を示す。各ステーションには深さ 200m の 6 つのストリングがあり、2 つのストリングは較正用に 2 本のアンテナ、4 つのストリングに観測用に 4 本のアンテナの合計 20 本のアンテナが埋設されていて、図 1.9 中において約 20m の間隔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。図 1.10 に示すように、ストリング内のアンテナによって検出された信号は、まず最初にバンドパスフィルターと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 (LNA:Low Noise Amplifier) で増幅される。その後 Optical ZONU transmitter 内で信号増幅し光信号に変更され、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 receiver 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にかけられて 2 つに分けられる。一方は Dara AcQuisition(DAQ) のトリガーに、もう一方は信号デジタイザに転送される。

ARA は Askaryan 効果によって生じるあらゆる偏波の信号を検出し、再構成するために Vpol アンテナ (Vertical polarized antenna) と Hpol アンテナ (Horizontal polarized antenna) の 2 種類のアンテナを用いている。アンテナについての詳細は第 2 章にて述べる。

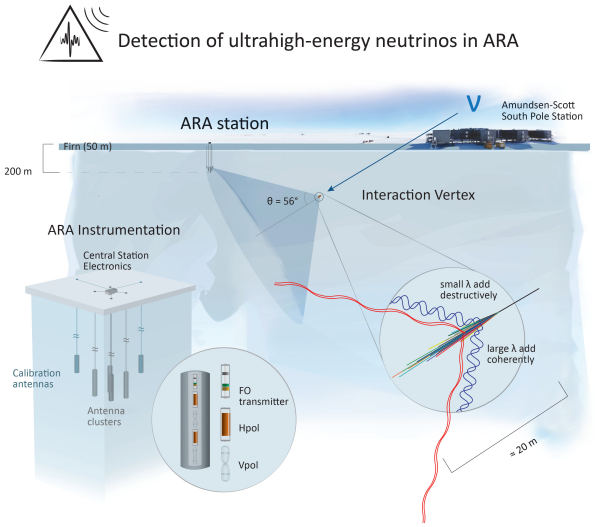


図 1.6: ARA 検出器の概観とニュートリノの検出方法のイメージ。ニュートリノと物質 (ここでは氷) が相互作用をおこし電磁シャワーからの電波放射をアンテナで捉える。電波強度は干渉効果により検出可能な強度になる。

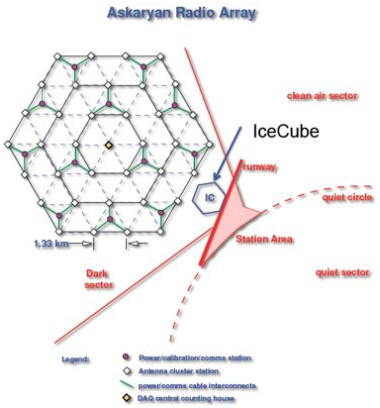


図 1.7: ARA ニュートリノ望遠鏡の完成予定図

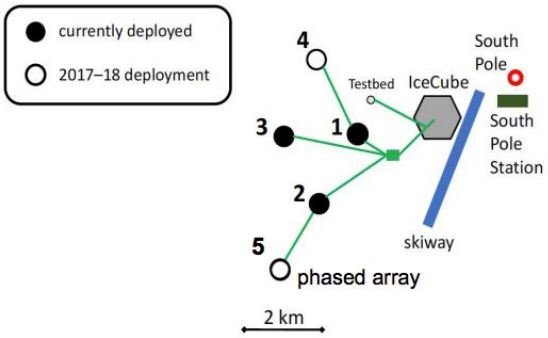


図 1.8: 建設された 5 つのステーション。2017 年から 2018 年の間のシーズンに 2 つのステーションが建設された。

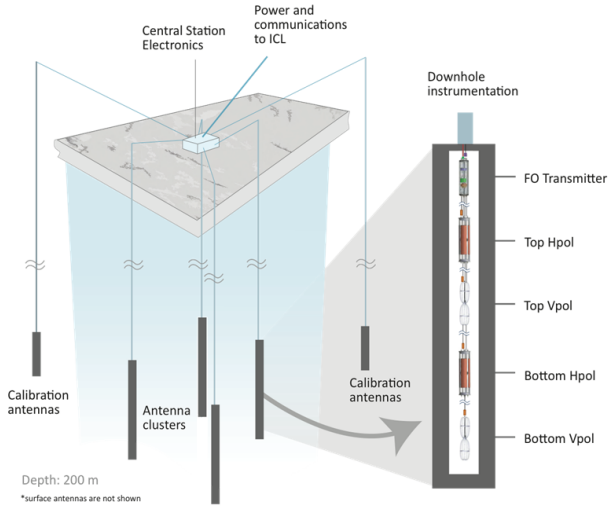


図 1.9: ARA ステーションの拡大図。4ヶ所の観測のための縦穴 (1 つ 1 つをストリングと呼ぶ) と、そこに埋設されたアンテナの較正のための 2ヶ所の縦穴がある。また各ストリングには 2 種類のアンテナが 2 本ずつ合計 4 本埋設されている。ICL は IceCube Laboratory の略称である。

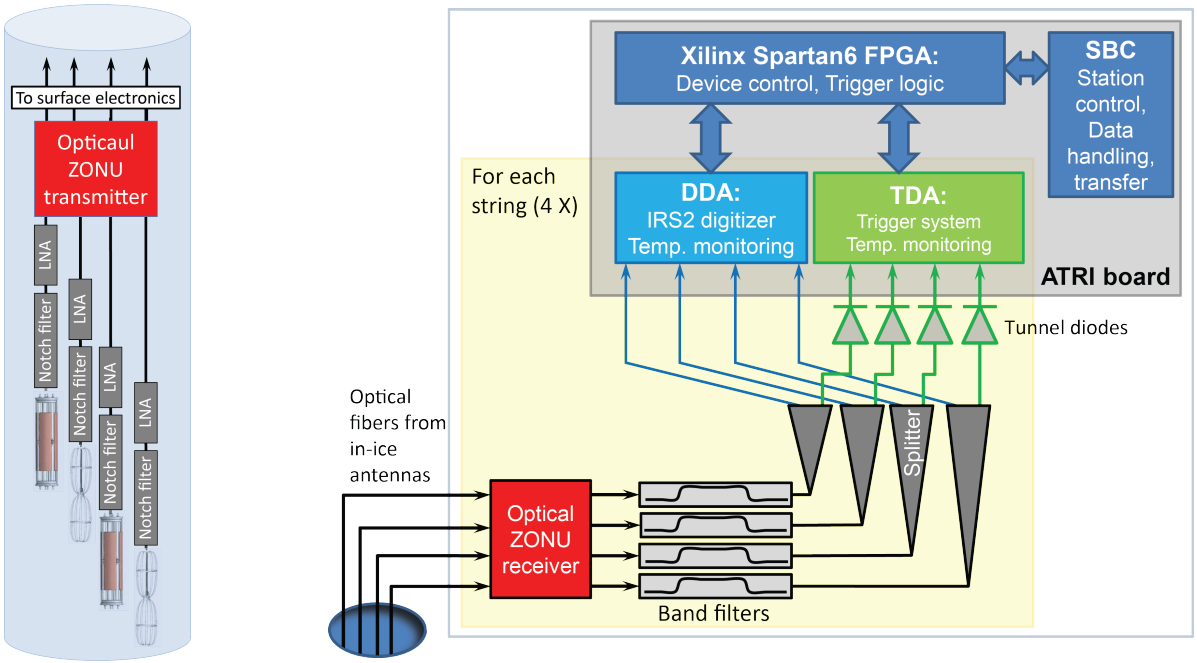


図 1.10: (左図)ARA ステーションにおける各ストリング内部のシグナルチェインを構成する各要素。(右図) 氷上における DAQ を構成する重要な要素。

1.3.3 本研究の目的

ARA 実験ではニュートリノが氷河と相互作用して生じる電波を観測するために、約 150MHz ～ 800MHz の周波数帯において、水平方向の電波に感度のある Vpol アンテナ (Vertical polarized antenna) と垂直方向の電波に感度のある Hpol アンテナ (Horizontal polarized antenna) の 2 種類の電波アンテナを用いている。これら 2 種類のアンテナはそれぞれ直交する偏波の電波に感度を持っていて、2 種類のアンテナを用いることで、ニュートリノの到来方向を特定することが可能となる。

これらの ARA 実験で使用する 2 種類のアンテナの感度は ARA のニュートリノに対する感度に大きく結びついている。

信号雑音比 (Signal to Noise ratio) を考えるとき、信号はアンテナの性能に比例して大きく観測されるが、ノイズはアンテナが受け取る熱雑音のみでなくシグナルチェインからのノイズも存在するためアンテナの性能のみでは決定されない。このノイズを N_{tot} とすると

$$N_{tot} = G_{sc} k B T_{tot} \tag{1.13}$$

$$= G_{sc} k B (t \cdot T_{ant} + T_{sc}(F-1)) \tag{1.14}$$

である [17]。ここで t はアンテナからケーブルへの送電効率を表し、T_{ant} と T_{sc} はそれぞれアンテナがある 200m の深さでの温度 247[K]、シグナルチェインの平均的な深さ 180m での温度 220[K] である。また G_{sc}、F はそれぞれシグナルチェインの利得とノイズファクターであり、想定からおよそ F=1.6 であることが分かっている。ここから例えばアンテナの最適化により送電効率が+15%になったとき、ノイズの増加は

$$\frac{N'_{tot}}{N_{tot}} = \frac{1.15 \cdot 247 + 220 \cdot 0.6}{1 \cdot 247 + 220 \cdot 0.6} \tag{1.15}$$

$$= 1.10 \tag{1.16}$$

となり、信号雑音比は 1.15/1.10=1.05 の向上となる。つまり、+15%の送電効率の改善により信号雑音比におけるしきい値を+5%下げることができることを示している。しきい値が下がるとより小さなエネルギーの信号も捕らえることができ、式 (1.11) より観測電場強度とエネルギーが比例関係なことより、+15%の感度のアンテナを用いたときの ARA の感度は、オリジナルのアンテナを用いたときの感度を $\frac{1}{\sqrt{1.05}}$ 低エネルギーにずらしたものと等価になる。またエネルギーしきい値が下がることは、イベント観測期待値が増えることを意味する。これは非常にまれな超高エネルギーニュートリノの観測にとっては少しでも統計量の増加に繋がり重要である。

本研究ではアンテナの感度を向上させるために、主に入力電力から放出電力への変換効率に注目した。Vpol アンテナについてはアンテナとケーブルを繋ぐ feed と呼ばれる部分を改良し、Hpol アンテナについては全体の長さやアンテナの金属箔の部分を改良した。また電波暗室にてオリジナルのアンテナや改良を加えたアンテナについて感度の測定をおこなうことで、シミュレーションに基づいたアンテナの性能の向上を実測データで確認する。その後に、ARA のニュートリノに対する感度を知るために、南極の氷河や ARA のレイアウトを考慮したシミュレーションをオリジナルのアンテナと最適化したアンテナについておこない、ニュートリノに対する感度の向上を調べた。

第 2 章

ARA アンテナとその利得シミュレーション

この章では、まず ARA で使用している電波アンテナについて紹介する。その後、アンテナの性能を知る上で用いた XFdtd シミュレーションソフトウェアを紹介し、得られた性能について述べていく。次の章ではアンテナの性能測定実験をおこない、この章で得られたシミュレーションからの性能と比較をおこなっていく。

2.1 ARA で使用している電波アンテナ

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、近距離の場合は球面波として、任意の方向から到達する直線偏波であり、偏波面に対して任意の角度で観測できる。そのため、各ストリングに埋められるアンテナはある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。また信号の相互作用の位置と観測した電波の偏波方向を知ることでニュートリノの到来方向を知ることができる。このような理由から ARA 実験では、鉛直方向にの偏波に感度を持つ Vpol アンテナ (Vertical polarized antenna)(図 2.1 最奥) と水平方向の偏波に感度を持つ Hpol アンテナ (Horizontal polarized antenna)(図 2.1 奥から 2 番目) を、第 1.3.2 節にて示したように 1 つのストリングにそれぞれ 2 本ずつ埋設している。これらのアンテナは第 1.2.1 節にて示した Askaryan 効果による電波を検出するために、150MHz ～ 800MHz に感度を持っていて、円柱軸に対して垂直方向からやってくる電波信号に最も感度を持っている。

2.1.1 オリジナルアンテナ

ARA では図 2.1 の写真において奥にある 2 種類のアンテナが現在 ARA で用いている電波アンテナである。直径は 14cm であり、南極に掘る 15cm の穴に入るように設計されている。

1 番奥のアンテナは Vpol アンテナであり、円柱軸と同じ方向の偏波に感度がある。Vpol アンテナは鳥籠のような形の金属骨が上下に別れてあり、アンテナの感度は主に中央のケーブルと繋がっている feed と呼ばれる部分から伸びる骨の角度に依存している。この Vpol アンテナは図 2.2 に示すようにストリングの下側の Vpol アンテナ (VpolBottom アンテナ) と地表側の Vpol アンテナ (VpolTop アンテナ) で feed の部分が異なっている。これは初期の Vpol アンテナの設計では VpolBottom アンテナのような円盤状の Plate feed であったが、南極に埋設する時に中央に VpolTop アンテナについて

は、下にある 2 つのアンテナから地表に伸びる 2 本のケーブルを通す必要が出てきた為、十字状の Cross feed を導入した。ARA の Vpol アンテナの基本モデルは Plate feed であるため、最適化の基準は Plate feed の Vpol アンテナにした。最適化ではこの中心にある feed 部分を変えることにより最適化した。

同様に奥から 2 番目のアンテナは Hpol アンテナであり、円柱軸に対して垂直方向の偏波に感度がある。このアンテナは外に貼ってある 4 枚の銅箔が電波を受信する部分となっている。また、各銅箔の間の干渉を防ぐ為、アンテナの内部には外直径 14.2mm のフェライトが 16 列挿入されている。

2.1.2 スリムアンテナ

また ARA では全てのステーションを早期安価に完成させるために、RAM ドリル (Rapid Air Movement Drill) の導入を検討している。図 2.3 にその掘削の様子を示した。RAM ドリルは通常のドリルよりも 10 倍程早く掘削することができ、厳しい環境の南極において短い時間で掘れる RAM ドリルは大きな費用削減にも繋がる。しかし、穴の深さが 200m 程から 100m 程まで浅くなり、穴の直径が 15cm から 10cm に減ってしまう為、通常のアンテナを使うことができない。そこで ARA では通常より細い直径 7.6cm のスリムアンテナ (図 2.1 手前 2 種) をサブプランとして作成している。
Vpol スリムアンテナには Plate feed のアンテナを設計、作成をしておらず、全ての feed は Cross feed となっている。これは Vpol オリジナルアンテナにて Cross feed を導入した際、Plate feed よりも Cross feed の方が利得が優れていることが分かった為である。

それぞれのアンテナの大きさを表 2.1 に纏めた。

図 2.1: ARA 実験で使用しているアンテナ。奥 2 つがオリジナルアンテナで、手前 2 つがスリムアンテナ。また銅の金属箔が貼ってあるのが Hpol アンテナで、金属籠が 2 つ繋がっているアンテナが Vpol アンテナ。

表 2.1: アンテナのサイズ一覧

アンテナの種類	長さ	直径
Vpol(オリジナル)	60 cm	14 cm
Hpol(オリジナル)	40 cm	14 cm
Vpol(スリム)	60 cm	7.6 cm
Hpol(スリム)	40 cm	7.6 cm

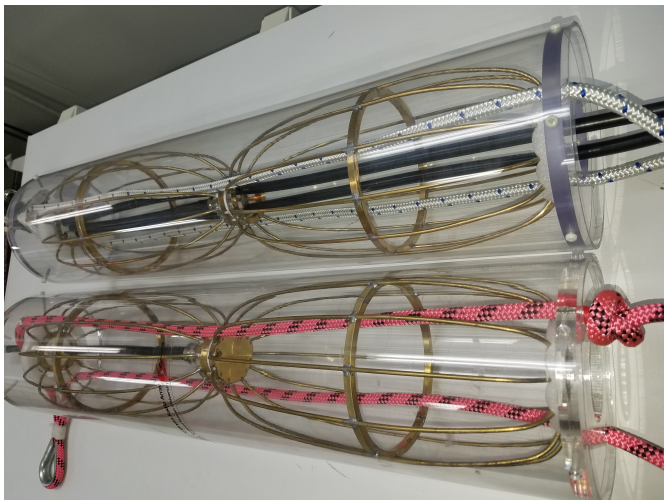


図 2.2: 2 種類の Vpol オリジナルアンテナ。手前が VpolBottom アンテナで、奥が VpolTop アンテナ。Top アンテナでは中央にケーブルが通る為、アンテナとケーブルを繋ぐ feed の部分の形が異なっている

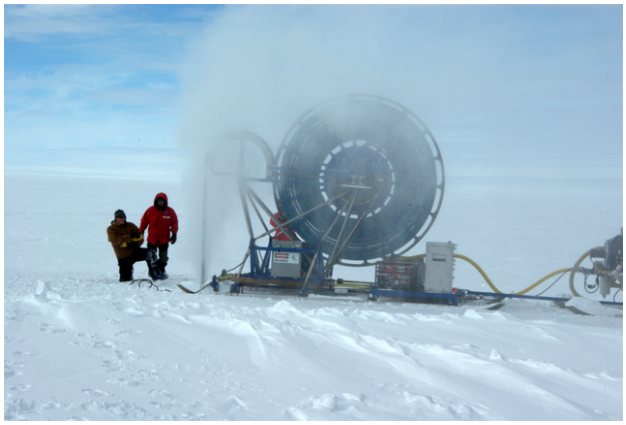


図 2.3: RAM ドリルが南極の氷を掘削している様子

2.1.3 アンテナの性能 : 利得 (Realized Gain)

アンテナの性能は一般的に利得 (Realized Gain) と呼ばれ、単位は無いか [dBi] を用いる。dBi は log スケールでの利得を表している。例えばアンテナからケーブルへの送電効率が完璧であるときを考える。アンテナに向かってある方向から電力 P_{in} の電波がやってきたときに同量の電力がケーブルに伝わった時、その方向に対するアンテナの利得が単位無しで表すと 1、dBi で表すと 0 dBi となる。仮に半分の電力が伝えられた時、その利得は単位無しでは 0.5、dBi では約-3.0 dBi となる。詳しい dBi の定義については付録 A 章に示した。

ここで、アンテナの利得は角度に依存する事から、角度の定義をおこなう。図 2.4 のようにアンテナの円柱軸方向に z 軸をとった時、最も感度のある方向である xy 平面に $\theta = 0$ をとる。ϕ 方向に関してはアンテナの対称性より特定の方向に軸を取ることが出来ない。ここでは x 軸に $\phi = 0$ をとる。

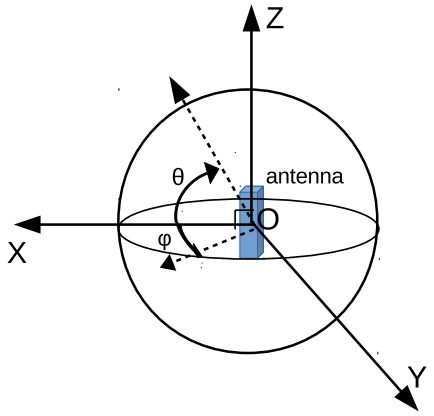


図 2.4: 角度の定義。

また、アンテナの感度の最適化をおこなうに当たり、角度依存性や周波数依存性がある以上、平均化した 1 つの値を定義する必要がある。dB のままで平均を取ると感度が全く無い角度や周波数では利得が負の無限大に発散するため、線形スケールに変換し変形し dB スケールに再変換することで平均利得を定義する。log スケールでの利得を G_{dB}、線形スケールでの利得を G_{linear} とすると以下のような関係性がある。

$$G_{linear}[dBi] = 10^{\frac{G_{dB}}{10}} \tag{2.1}$$

周波数の平均は ARA の周波数バンドフィルターである 150MHz ∼ 800MHz を基準にしている。また角度平均は ϕ 方向に関しては、軸に対して対象な形をしていて利得も均一であることが実験やシミュレーションから分かっているので、θ 方向のみの角度平均をとる。

$$G_{ave} = \frac{1}{4\pi\Delta f}\int d\Omega \int_{f-\frac{\Delta f}{2}}^{f+\frac{\Delta f}{2}} df\, G_{linear}(f,\Omega) \tag{2.2}$$

$$= \sum_{\theta=-90deg}^{90deg}\sum_{f=150MHz}^{800MHz} \frac{G_{linear}(f,\theta)\times cos\theta}{N_\theta N_f} \tag{2.3}$$

ここで N_θ、N_f はそれぞれ測定角度と測定周波数の bin 数を表し、$\cos\theta$ 項は立体角成分を表している。

2.2 XFdtd シミュレーション

XFdtd シミュレーションソフトは Remcom 社が提供している 3 次元電磁界解析ソフトウェアである。XFdtd は FDTD 法 (Finite-Difference Time-Domain method) を用いて 3 次元的に電磁場の広がりをシミュレートする。アンテナから放出される電磁場の広がりをシミュレートすることで、アンテナの利得を知ることができる。これは電波アンテナにおいては、電波の受送信は等価であることを利用している。

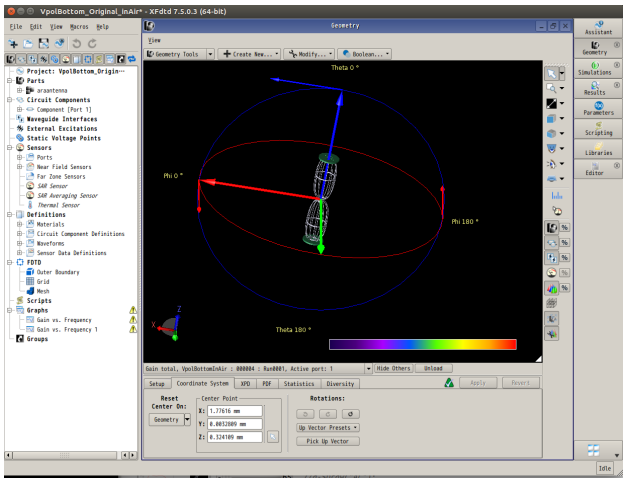


図 2.5: XFdtd ソフトウェアの画面の一例

FDTD 法とは空間を細かいセルに分解し、時間領域の Maxwell 方程式を連続的に計算することでシミュレートする。図 2.6 に示すように、セルの中に電磁場を辺の中央に電場を、面の中央に磁場を互い違いに定義する。このようにすると、例えば電流が無い自由空間において、ある時間 t の電場は $E(t,x,y,z)$ は、$t-\Delta t$ における周囲の磁場 $B(t-\Delta t, x\pm\Delta\frac{x}{2}, y, z)$、$B(t-\Delta t, x, y\pm\Delta\frac{y}{2}, z)$、$B(t-\Delta t, x, y, z\pm\Delta\frac{z}{2})$ によって表現することができる。詳細は付録 B 章に記した。

2.2.1 Time-domain シミュレーション

XFdtd を用いてアンテナの利得をシミュレートするとき、通常は無限遠に電波の受信センサーを設置し、アンテナへの入力電力と受信センサーにおける受信電力の比を取ることで利得を得る。しかし、南極の氷中におけるアンテナの利得を知ろうとすると、状況の再現のために図 2.7 に示すような氷のブロックを導入する必要がある。この時無限遠のセンサーではブロックとその外側の境界面において屈折や反射が起こり、正確な利得を得ることができない。

そこで氷ブロックの内側に別のセンサーを設置し、時間領域 (Time-domain) の電磁パルスの入力と受信を解析することで南極状況下でのアンテナ利得を計算する手法を導入する。このセンサーは $6\text{m}\times6\text{m}\times6\text{m}$ の氷の内側に、半径 2.8m の円を描くように置かれている。これはアンテナの鉛直軸の回転に対して利得の角度依存性が無い事から、1 つの円上のセンサーのみを用いている。また、電

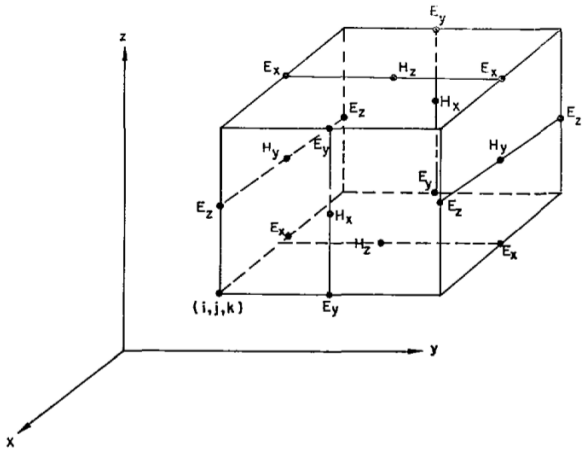


図 2.6: 場を分解したセルにおける電磁場の定義。電場は辺の中央に定義し、磁場は面の中央に定義する。

波の周波数を考えたとき 2.8m は十分遠方であり、氷のブロックの境界は電波を吸収するように設定したので、境界面からの反射等は無い。またこの氷ブロックの屈折率は状況に応じて変更することができ、空気中のシミュレーションをおこなうときは屈折率 n=1、氷中では n=1.78 を用いた。図 2.9 に南極の氷の屈折率の深さ依存性を示した [19]。基本的には深くなれば深くなるほど屈折率が大きくなり、150m を超えるとほぼ一定になり、ARA アンテナを埋設する 200m 付近では n=1.78 となる。

このシミュレーションの結果が図 2.10、図 2.11 である。角度の定義は前節と同様に図 2.8 に示したように円筒に対して垂直な方向に 0deg をとり、円筒方向に ±90deg をとった。ここでは各 30deg 毎のみの利得を表示しているが、シミュレーションは 5deg 間隔でおこなった。また円柱の回転方向に関しては、アンテナが軸に対して対象な形をしていて利得も均一であったため省略した。

図より、基本的には 0deg に最も感度を持っていて、90deg に近づけば利得は減っていくことが分かる。また直径 7.6cm のスリムアンテナは直径 14cm のオリジナルアンテナよりも全体的に感度が劣っていることがわかる。これはオリジナルアンテナにおいてアンテナとケーブルの間の送電効率の最適化をおこなっていた為、サイズを変更すると送電効率が悪くなってしまうことに主に由来している。

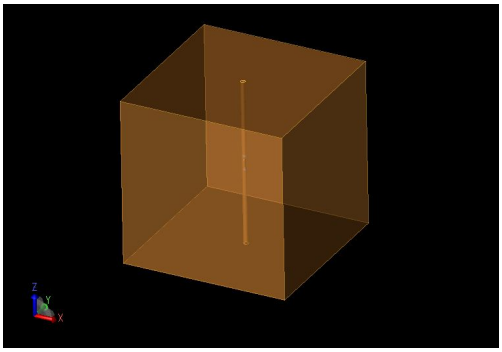


図 2.7: XFdtd における南極の状況の再現。6m × 6m × 6m の氷ブロックに直径 15cm の穴をあけ、その中心にアンテナを設置している。この内側にセンサーを設置することでアンテナの南極における利得をシミュレートすることができる。

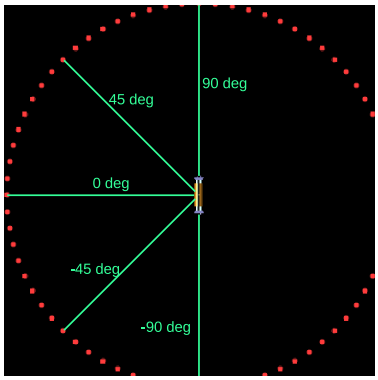


図 2.8: 6m × 6m × 6m の氷の内側に置かれたセンサー。半径 2.8m の円を描くように置かれている。

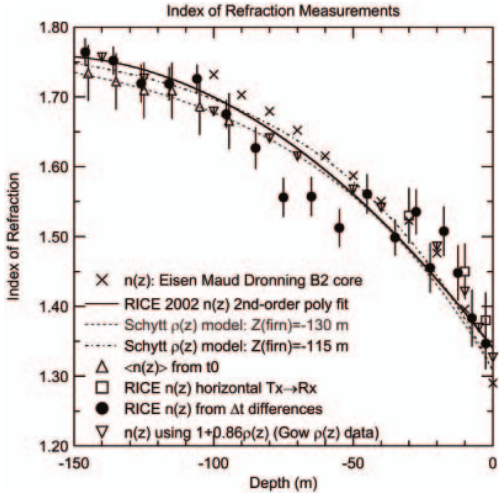
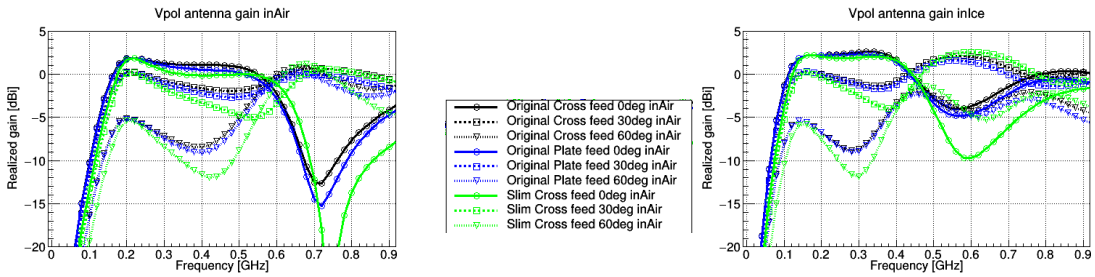


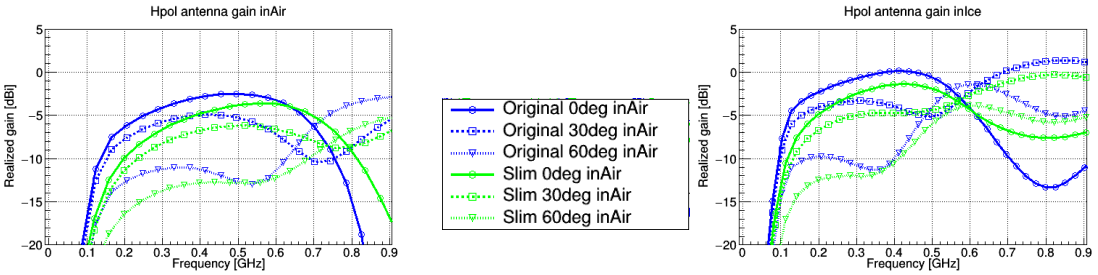
図 2.9: 南極の氷中の屈折率の深さ依存性。[19]



(a) 空気中 (n=1.0)

(b) 氷中 (n=1.78)

図 2.10: Vpol アンテナの利得



(a) 空気中 (n=1.0) (b) 氷中 (n=1.78)

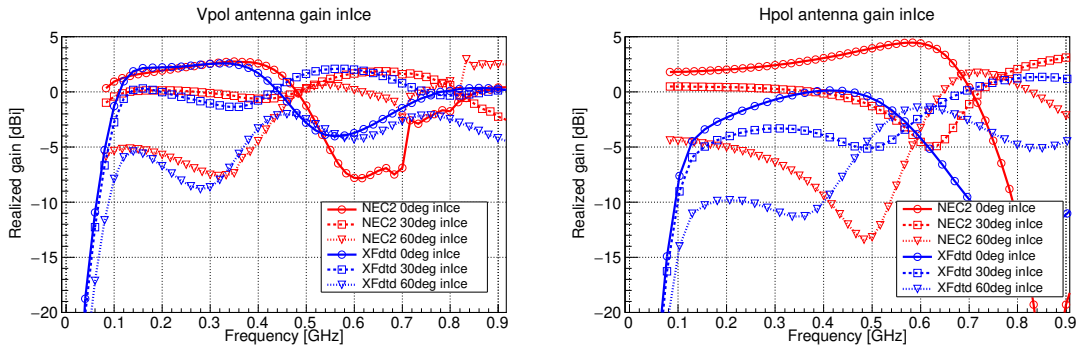
図 2.11: Hpol アンテナの利得

2.2.2 NEC2 simulation との比較

ARA では XFdtd シミュレーションソフトを導入する以前は NEC2(Numerical Electromagnetic Code) シミュレーションソフト [20] を使用していた。このシミュレーションソフトはモーメント法を使用したフリーの電磁界解析プログラムであり、引用先からダウンロードも可能である。モーメント法はアンテナの電流分布を区分関数で分解し、それぞれの要素から放出される電波を全て積分することによりアンテナの性能をシミュレートする。この方法は単純な線状のアンテナについての組み合わせのみならば非常に有用だが、Hpol アンテナのような面を用いたり、フェライトのような誘電体が存在するアンテナについては不得手であり、シミュレーションすることが非常に難しい。

そのため以前の ARA では、Vpol アンテナとしてバイコニカルアンテナを、Hpol アンテナとして単純なダイポールアンテナを用いて利得をシミュレートしていた。もちろん、ここから得られた利得は実際に ARA で用いているアンテナの利得とは大きく異なっていた。図 2.12 に ARA が使用していた NEC2 シミュレーションソフトによる利得と、XFdtd シミュレーションソフトによる利得の比較を示した。Vpol アンテナでは NEC2 シミュレーションで得られた利得と XFdtd シミュレーションで得られた利得はおおよそ一致しているが、Hpol アンテナでは NEC2 ではダイポールアンテナを使用していて、XFdtd での利得と大きく異なっている。

NEC2 シミュレーションの結果はアンテナを正確に表現できていなく、また図 2.7 に示していたような氷ブロックも再現できていない。そこで以降では基本的に XFdtd で得られた結果のみを用いていく。



(a) Vpol アンテナ (plate feed) (b) Hpol アンテナ

図 2.12: XFdtd シミュレーションソフトと NEC2 シミュレーションソフトの氷中における利得の比較

第 3 章

ARA アンテナの利得測定

この章では ARA アンテナの性能を測定し、第 2 章で得られた利得との比較をおこなう。測定実験は京都大学が所有している A-METLAB[21] における室温空気中の測定について議論し、南極における測定としてスリムアンテナ測定を紹介する。

3.1 フリスの伝達公式を用いた実際のアンテナ利得の測定法

アンテナ利得を知る上で、我々は図 3.1 のような FieldFox と呼ばれるベクトルネットワークアナライザと図 3.2 のようなバイコニカルアンテナを使用した。このベクトルネットワークアナライザは Port1(写真上左の端子) から電力 P_{Tx}[W] を流し、Port2(写真上右の端子) で受け取った電力 P_{Rx} の比を計測する。この電力比 (Power Ratio) は測定物が増幅器やケーブルのようなものであれば、その電力比は測定物の利得を表す。しかし、アンテナの利得を得るためにはフリスの伝達公式に電力比を代入する必要がある。フリスの伝達公式は以下で与えられる。

$$PR \equiv \frac{P_{Rx}}{P_{Tx}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi D}\right)^2 G_{Tx} G_{Rx} G_{Others} \tag{3.1}$$

ここで PR、P、λ、D 及び G はそれぞれ、電力比、電力 [W]、波長 [m]、アンテナ間の距離 [m] 及びアンテナの利得を表す。また添字の Tx、Rx はそれぞれ送信 (Transmit) と受信 (Receive) を表し、G_{Others} は較正しきれなかったケーブルやコネクタからの寄与や、ノイズ、電波暗室が吸収しきれず反射された電波等を含んだ項である。また係数 $\left(\frac{\lambda}{4\pi D}\right)^2$ は距離による信号の拡散 $\left(\frac{1}{4\pi D^2}\right)$ と、アンテナの実効面積が $\frac{\lambda^2}{4\pi}$ に依存していることから成り立っている。

この計算で用いる利得 G は計算の都合上、前節で述べた [dBi] と単位が異なっている。[dBi] は log スケールを用いた利得の表現方法だが、フリスの伝達公式では線形スケールに変換し直して代入をおこなう。式 (2.1) を参照して欲しい。

フリスの伝達公式を実際に用いるとき、2 つの解決しなければならないポイントがある。1 つ目は G_{Rx} を知るためには G_{Tx} を知っている必要があるという点であり、2 つ目は G_{Others} の存在である。

1 つ目の G_{Rx} を知るために G_{Tx} を知っている必要がある点に関しては、解決法が”利得が分かっているアンテナを片方に用いる”、”2 つの同じアンテナを用いる”の 2 通り存在する。このことで、未知のアンテナ利得を 1 つに減らすことができる。2 つ目の G_{Others} に関しては、全てのアンテナ利得の分かっている別の測定をおこなうことで求めることができる。

電波暗室での測定においては、性能の分かっているバイコニカルアンテナ (図 3.2) を用いることに

よってこれらの問題を解決した。また南極での測定では、そのような別のバイコニカルアンテナを用いることができなかったので、2 つの同一アンテナを用いて測定し、G_{Others} を別途測定することでアンテナ利得を得た。

図 3.1: ベクトルネットワークアナライザ：Keysight 社製 FieldFox N9913A

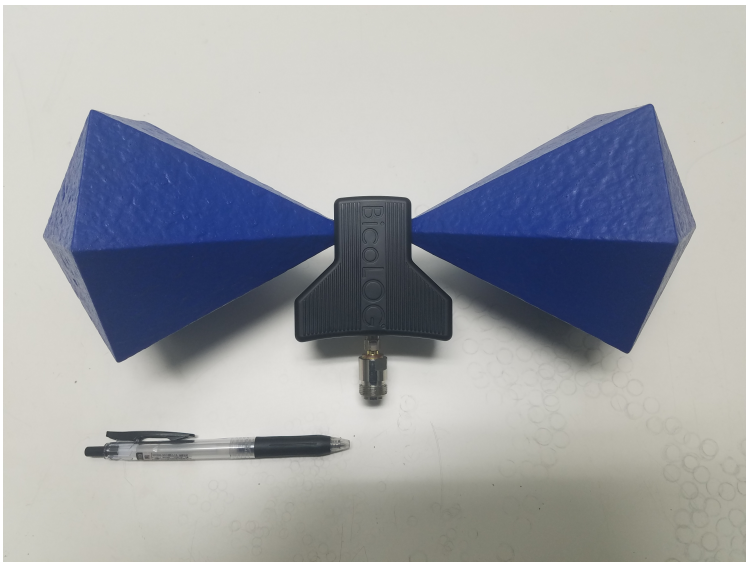


図 3.2: バイコニカルアンテナ:Aaronia 社製 BicoLOG20300。大きさの目安にボールペンを一緒に写した。

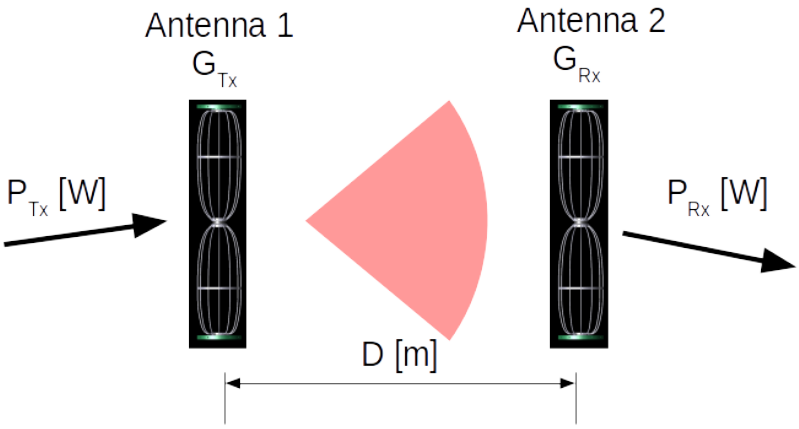


図 3.3: フリスの伝達方程式に用いられる変数の定義。送信電力と受信電力の比を用いることにより、アンテナの感度をしることができる。

3.2 電波暗室における測定

この節では実際にアンテナの性能を測定し、前節で得られた利得と比較をおこなった。アンテナの性能を測定するために、まず次節でフリスの伝達公式を用いたアンテナ利得の求め方を導入する。次に、我々がアンテナ利得を測定するために利用した、A-METLAB という京都大学が所有している巨大な電波暗室について紹介する。その後に、実際の測定で用いたセットアップと結果について述べていく。

この室温空気中における巨大な電波暗室を使用した測定実験は ARA 実験においてあまりおこなわれていなかった。これはシミュレーションが余り精度が良くなかったことや、ARA アンテナの用いる周波数に対して十分な体積を持つ電波暗室が希少であることが原因であり、今回の結果はシミュレーションの確かさやアンテナ利得の誤差を見積もることが出来た初めての測定となった。

A-METLAB 測定では、次章の最適化アンテナの利得も同様にして測定していたが、混乱を避けるためこの節ではオリジナルの ARA アンテナの利得についてのみ述べていく。

3.2.1 電波暗室 A-METLAB

電波領域に感度のあるアンテナの性能を測定するためには、部屋の周囲に電波吸収体のある電波暗室を利用する必要がある。また低い周波数帯域の測定には、より大きな電波吸収体や測定環境が必要になる。これは電波吸収体は基本的に大きいほど長波長 (低周波数) に対応することができ、より大きな部屋はアンテナ測定をする際に、フリスの伝達公式を適応するために波長に対して十分長い距離を確保する必要がある為である。

今回使用させていただいた電波暗室 A-METLAB(Advanced Microwave Energy Transmission LABoratory) [21] は京都大学の生存圏研究所 [22] の所有している全国・国際共同利用設備である。大きさは 18m(幅) × 17m(奥行き) × 7.3m(高さ) であり、ARA アンテナの用いる電波は最長で 2.0m($\Leftrightarrow$ 150MHz) なので十分な広さを持っているといえる。図 3.4 に内部の様子を示した。写真の床や壁、天井に全体的に設置されている青く細長い四角錐は電波吸収体であり、アンテナから放出された電波の床や壁による反射を減少させる。

この実験において、オリジナルのアンテナの他にスリムアンテナと本論の主題である改良された ARA アンテナの測定をおこなった。この章ではオリジナルアンテナとスリムアンテナについてシミュレーションとの比較をする。改良をされたアンテナに関しては後の第 4 章にて述べる。また Vpol オリジナルアンテナの測定は Cross feed のアンテナのみを使用し比較した。

3.2.2 セットアップ

電波暗室における測定は図 3.5 のようなセットアップでおこなった。Rx(Receiver : 送信) アンテナをターンデーブルの中央に置き、3.6m 離れたターンテーブルの外側に Tx(Transmitter : 受信) アンテナを配置した。また電力比を測定するネットワークアナライザの FieldFox は部屋の外に置き、40m のケーブルでアンテナと接続した。較正はアンテナのすぐ手前にておこなった為、これらのケーブルにおける信号の減衰の影響は除去できている。Tx アンテナには、図 3.2 のバイコニカルアンテナを使用した。

今回の電波暗室測定では、”2 つのバイコニカルアンテナによる較正測定”と”バイコニカルアンテナと ARA アンテナの本測定”の 2 つの測定により、ARA アンテナの利得を測定した。角度はアンテナが正面に相対した時を 0deg として、時計回りの回転に正をとった。較正測定に関しては 0deg の

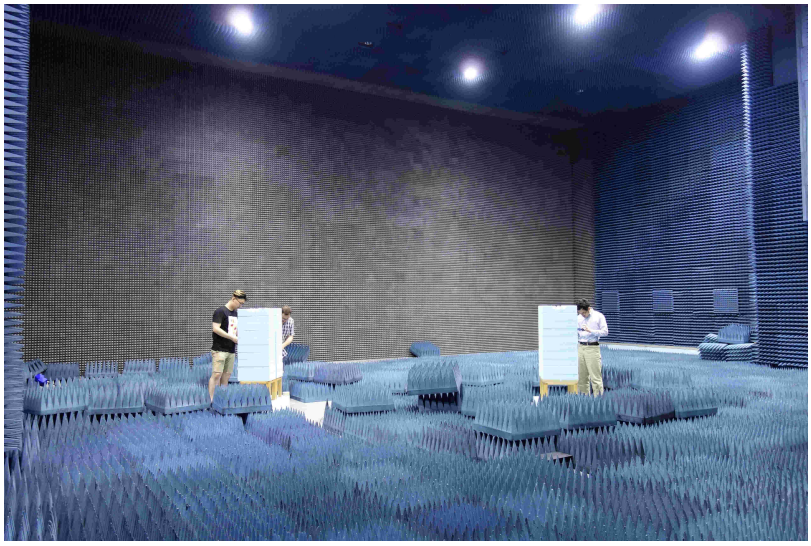


図 3.4: 電波暗室 A-METLAB の内部の様子

み測定した。ARA アンテナの本測定は −90 ∼ 90deg についておこない、オリジナルアンテナでは 30deg 間隔と 10deg 間隔で、スリムアンテナでは 30deg 間隔でのみ測定をおこなった。表 3.1 に測定回数の一覧を示す。ここで Vpol オリジナルアンテナと Hpol オリジナルアンテナで測定回数に違いがあるのは、中央に通るケーブルで Hpol アンテナではその影響が少ないが、Vpol アンテナでは影響が大きくシミュレーションでの再現ができていない為、本論文では除外しているためである。

表 3.1: 電波暗室測定における各アンテナの測定回数

	測定角度間隔と測定回数
Vpol オリジナルアンテナ	30deg 間隔:1 回、10deg 間隔:1 回
Hpol オリジナルアンテナ	30deg 間隔:3 回、10deg 間隔:1 回
Vpol スリムアンテナ	30deg 間隔:1 回
Hpol スリムアンテナ	30deg 間隔:1 回

FieldFox から得られた較正測定の電力比を PR_{bicone}、本測定の電力比を $PR_{antenna}$ とし、測定から得られた ARA アンテナの利得を $G_{antenna}$、バイコニカルアンテナの利得を G_{bicone} とすると、式 (3.1) より

$$PR_{bicone(f,0)} = \left(\frac{\lambda}{4\pi D}\right)^2 G_{bicone(f,0)} G_{bicone(f,0)} G_{Others} \tag{3.2}$$

$$PR_{antenna(f,\theta)} = \left(\frac{\lambda}{4\pi D}\right)^2 G_{bicone(f,0)} G_{antenna(f,\theta)} G_{Others} \tag{3.3}$$

式 (3.3) と式 (3.2) の比をとることにより波長 λ や距離 D、G_{Others} を取り除くと

$$\frac{PR_{antenna(f,\theta)}}{PR_{bicone(f,0)}} = \frac{G_{antenna(f,\theta)}}{G_{bicone(f,0)}} \tag{3.4}$$

が得られる。ここで測定に用いたバイコニカルアンテナは企業によって較正されていて、利得の代表値を用いることができる。この代表値を $G_{bicone,company}$ とし、式 (3.2) の $G_{bicone(f,0)}$ に代入し整理すると、

$$G_{antenna(f,\theta)} = \frac{PR_{antenna(f,\theta)}}{PR_{bicone(f,0)}} G_{bicone,company(f,0)} \tag{3.5}$$

となり、dB スケールに直すため $10\log_{10}$ を両辺に適応する。ここで利得 G は線形スケールでの利得を表していることから単位は [dBi] になり、電力比は単純な比を表しているため単位は [dB] となる。

$$G_{antenna(f,\theta)}[dBi] = PR_{antenna(f,\theta)}[dB] - PR_{bicone(f,0)}[dB] + G_{bicone,company(f,0)}[dBi] \tag{3.6}$$

となる。電波暗室の測定ではこの式を用いることで ARA アンテナの利得を得た。用いたデータとその出力を図 3.6 に示した。

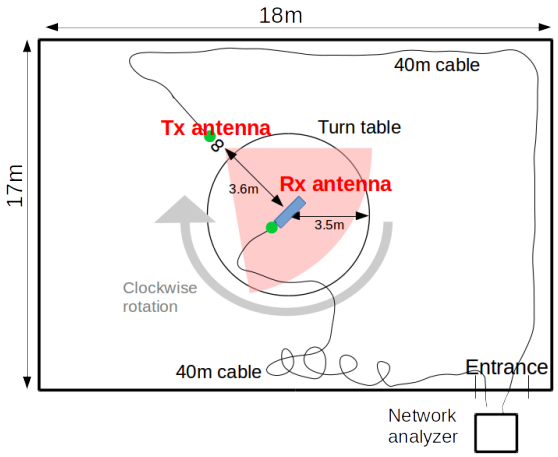
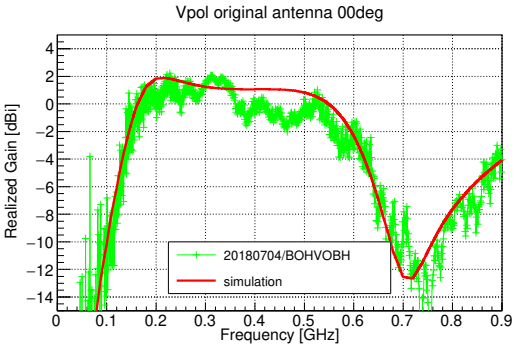
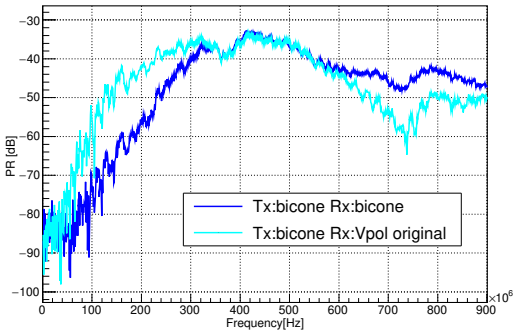


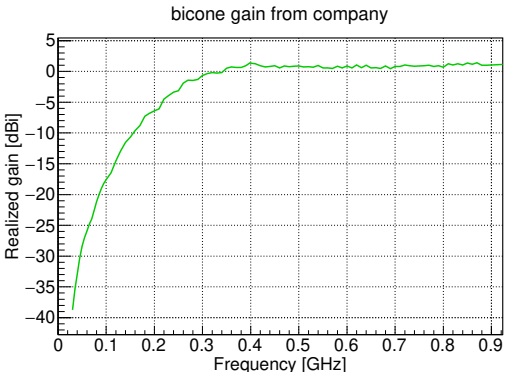
図 3.5: 電波暗室での測定の概要図。図の緑の点の位置で FieldFox の較正をおこなった。また角度は図のようにアンテナが正面に相対した時を 0 deg として、時計回りの回転に正をとった。



(a) アンテナ利得 ($G_{antenna}$) の一例。赤線はシミュレーションから得られた利得を、緑線は 2 つの測定から計算された利得を示す。



(b) 測定電力比 (青：較正測定 PR_{bicone}、水色：本測定 $PR_{antenna}$)



(c) バイコニカルアンテナの利得 ($G_{bicone,company}$)

図 3.6: フリスの伝達公式の計算で用いられたデータと出力

3.2.3 測定結果

この節では電波暗室の測定結果について議論する。前節で述べたように、アンテナの利得は較正測定と本測定の 2 つを用いて、式 (3.6) を適応することで得た。まずはオリジナルアンテナの結果から見ていき、その後スリムアンテナを見ていく。

3.2.3.1 オリジナルアンテナ

オリジナルアンテナはセットアップにて述べたように、−90 ∼ 90deg を 30deg 毎の測定に加えて、10deg 毎の測定もおこなった。図 3.7、図 3.8 に Vpol アンテナと Hpol アンテナの角度依存性を、図 3.9、図 3.10 に周波数依存性の測定平均を示した。ここで Vpol オリジナルアンテナは全て Cross feed での利得を示している。

また測定の統計誤差を計算する上で、スリムアンテナでは 1 回の測定しかおこなっていないことを考慮し、隣り合う 10 個の周波数の利得がほぼ同一であると仮定して、それらの平均と分散を計算することで 1 つの測定における測定誤差を求めた。その結果から複数測定に対して平均と誤差の伝搬を計算し、これを $G_{meas}(\theta, f) \pm \sigma_{meas}(\theta, f)$ とした。このことで全ての角度と周波数に関して平均と分散が得られ、シミュレーションとの差を定量的に計算することが出来た。

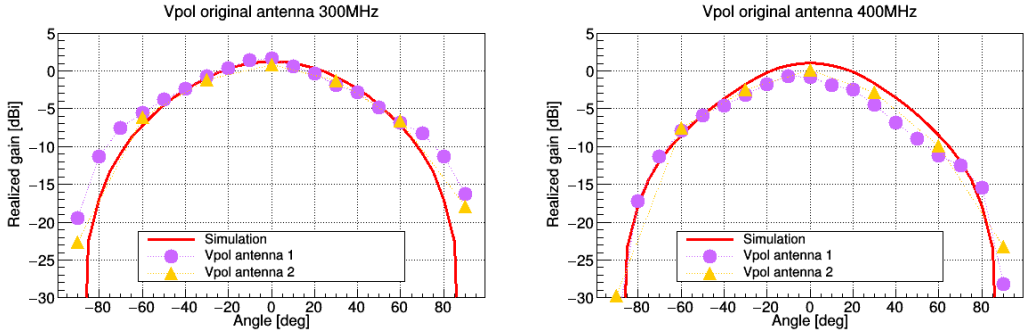
角度依存性のプロットでは、全てのプロットにおいて 90deg 付近でシミュレーションよりも高い利得を示している。これは FieldFox のノイズフロアからの系統誤差が主に影響しており、取り除くことが出来なかった。これはアンテナに依存しないので、Vpol アンテナと Hpol アンテナで 90deg 付近の利得が大きく変わらないことから確かめられる。

また、特に図 3.7c にあらわれているが、正の角度 30deg 付近に局所的な利得の減少が見られる。これは Rx アンテナから伸びているケーブルが原因と考えられ、図 3.5 を見ると正の角度のときにアンテナから伸びるケーブルが Tx アンテナの方を向くことが分かる。このケーブルが電波を妨げ、アンテナの利得が下がってしまったと考えられる。そのため周波数依存性プロットでは正の角度ではなく、負の角度でのプロットを示した。

次に周波数依存性について議論する。Vpol アンテナではシミュレーションと測定の差はおおよそ測定誤差の中に入っていて、Vpol アンテナのシミュレーションは現実をよく再現できているといえる。しかし、Hpol アンテナはシミュレーションと測定でおよそ 100MHz 程、周波数分布の違いが生じているように見える。これは Hpol アンテナのシミュレーションにおいて、用いられているフェライトの透磁率などの情報が存在せず、現状のシミュレーションでは一般的な値の 1 つを代入しているためである。このフェライトの透磁率の情報は利得に影響を与えることは分かっているが、正確なフェライトの情報は不明なため Hpol アンテナのシミュレーションは不定性が大きいのが現状である。

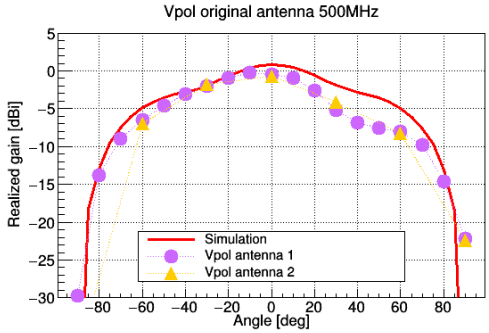
図 3.11、図 3.12 に利得の 2 次元プロットを示した。上左図がシミュレーションで、上右図が測定におけるアンテナ利得である。ここで利得は第 2.1.3 節にて紹介した線形スケールでの利得を示している。これは低い利得 (< -20dBi) よりも ARA アンテナにおいて重要な 1dBi 付近を強調する為であり、本質的には図 3.7∼ 図 3.10 を全ての角度、周波数について纏めただけのものである。

同時に、シミュレーションと測定の線形スケールにおける差分についても示した。ΔG が 0 に近い程シミュレーションと測定が一致していることを表す。また、下と左の図はそれぞれの周波数や角

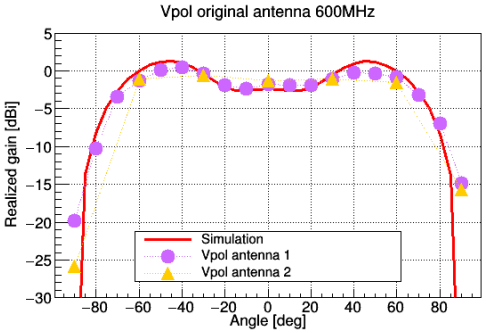


(a) 300MHz

(b) 400MHz

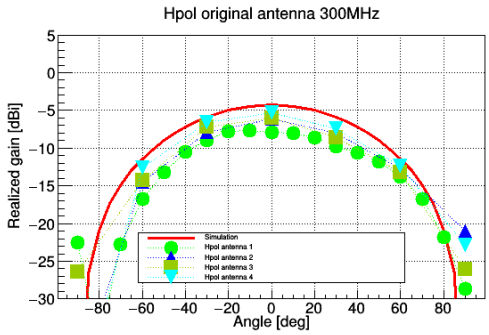


(c) 500MHz

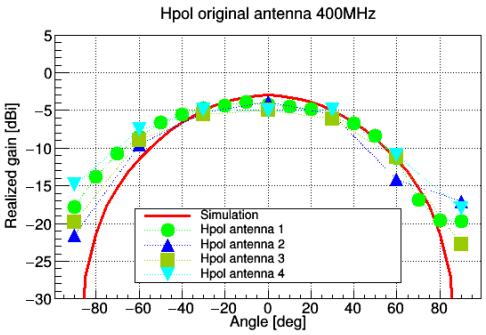


(d) 600MHz

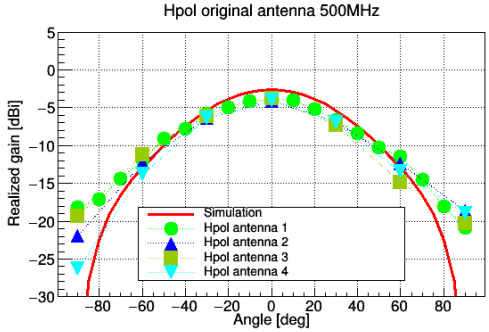
図 3.7: Vpol アンテナ (オリジナル) の角度依存性利得。



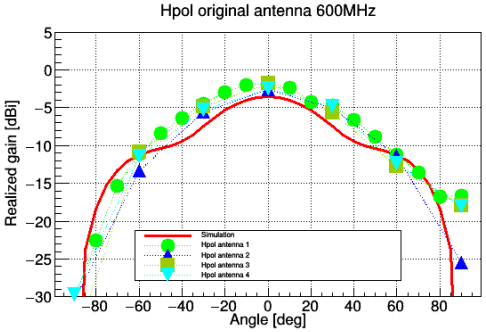
(a) 300MHz



(b) 400MHz



(c) 500MHz



(d) 600MHz

図 3.8: Hpol アンテナ (オリジナル) の角度依存性利得。

度における ΔG ついて平均と分散をとり投影した図である。

最後にシミュレーションと測定の差の平均と分散、またその一致度を示す $\frac{\chi^2}{\mathrm{NdF}}$ を求める。平均と分散、一致の度合いの計算は 150MHz ∼ 800MHz にておこなった。またそれぞれの計算は以下の式で示される。

$$\Delta G_{ave} = \sum_{angle=-90deg}^{90deg} \sum_{freq=150MHz}^{800MHz} \frac{(G_{meas}(\theta,f)\times cos(\theta) - G_{sim}(\theta,f)\times cos(\theta))}{N_\theta N_f} \tag{3.7}$$

$$\sigma_{\Delta G_{ave}} = \sqrt{\sum_{angle=-90deg}^{90deg} \sum_{freq=150MHz}^{800MHz} \frac{(\Delta G(\theta,f)\times cos(\theta) - \Delta G_{ave})^2}{N_\theta N_f}} \tag{3.8}$$

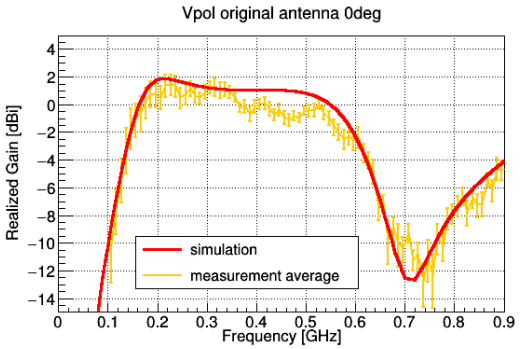
$$\frac{\chi^2}{NdF} = \frac{1}{N_\theta N_f} \sum_{angle=-90deg}^{90deg} \sum_{freq=150MHz}^{800MHz} \frac{((G_{meas}(\theta,f) - G_{sim}(\theta,f))\times cos(\theta))^2}{\sigma^2_{meas}(\theta,f) + \sigma^2_{sys}(\theta,f)} \tag{3.9}$$

ここで σ_{sys} は系統誤差を表し、ある角度周波数帯におけるシミュレーションと測定の差 ΔG_{ave} の比較的小さい範囲において $\frac{\sigma_{\Delta \mathrm{G_{ave}}}}{\mathrm{G_{sim,ave}}}$ を見積もることにより得た。このことで最低限見積もるべき系統誤差を得る。Vpol オリジナルアンテナでは-30deg, 0.2∼0.6GHz の領域における $\frac{\sigma_{\Delta \mathrm{G_{ave}}}}{\mathrm{G_{sim,ave}}} = 19.7\%$ から 20%を見積もり、Hpol オリジナルアンテナでは第 3.2.3.3 節にて詳細を述べる 100MHz の周波数移動をおこなった 0deg, 0.3∼0.7GHz における $\frac{\sigma_{\Delta \mathrm{G_{ave}}}}{\mathrm{G_{sim,ave}}} = 18.5\%$ から 19%を見積もった。

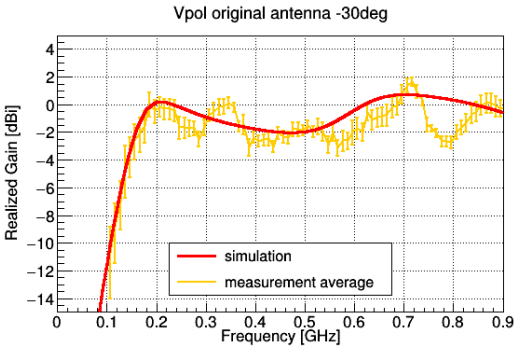
Vpol オリジナルアンテナと Hpol オリジナルアンテナについて計算したの結果が以下である。ここではシミュレーションの平均と差に関して、シミュレーションから得られた利得の平均で割ることによりその割合を計算した。その結果シミュレーションとの分散は、Vpol オリジナルアンテナでは 31.0%(≃ 1.17dB)、Hpol オリジナルアンテナでは 62.5%(≃ 2.11dB) ほどであった。Hpol アンテナで分散の値が Vpol アンテナの 2 倍大きいのは周波数分布の違いが影響している。

$$\frac{\Delta G_{ave}}{G_{sim,ave}} \pm \frac{\sigma_{\Delta G_{ave}}}{G_{sim,ave}} = \begin{cases} -17.8\% \pm 31.0\% & \text{(Vpol original)} \\ -4.0\% \pm 62.5\% & \text{(Hpol original)} \end{cases} \tag{3.10}$$

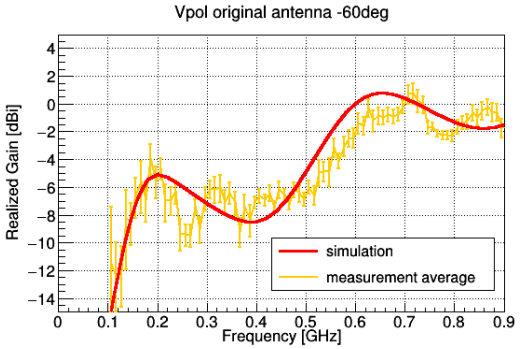
$$\frac{\chi^2}{NdF} = \begin{cases} 1.72 & \text{(Vpol original)} \\ 4.37 & \text{(Hpol original)} \end{cases} \tag{3.11}$$



(a) 0deg

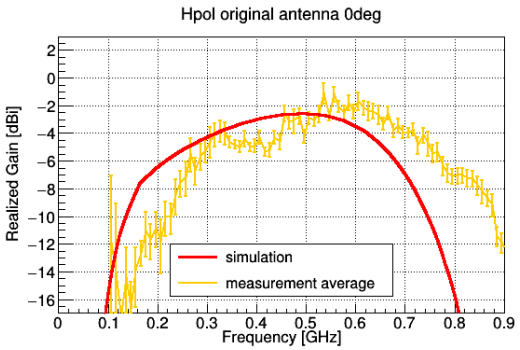


(b) -30deg

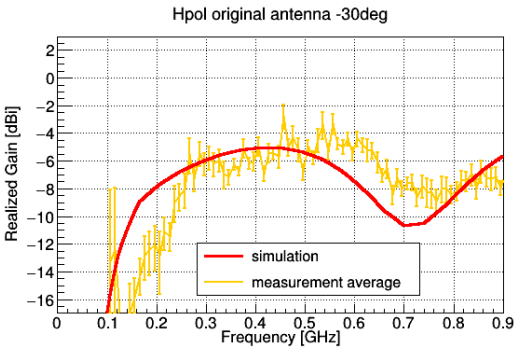


(c) -60deg

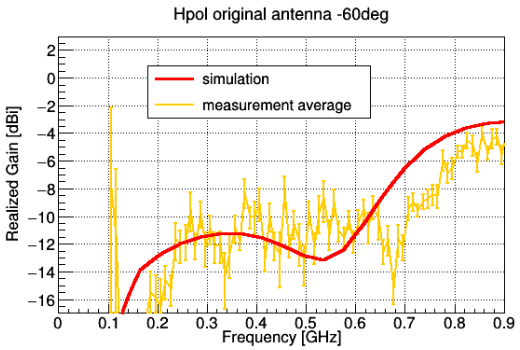
図 3.9: Vpol アンテナ (オリジナル) の周波数依存性利得。



(a) 0deg

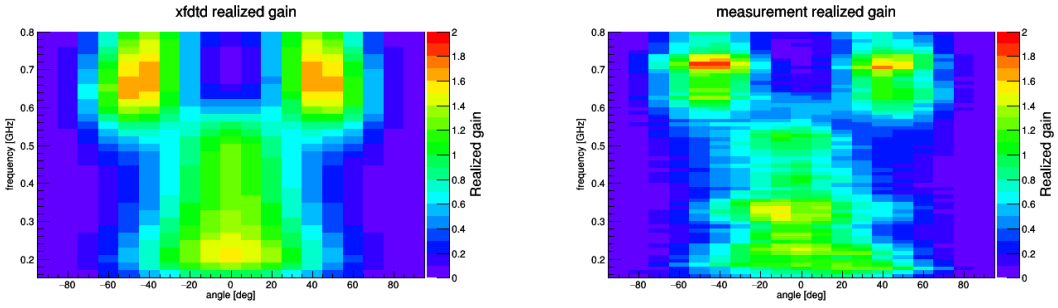


(b) -30deg



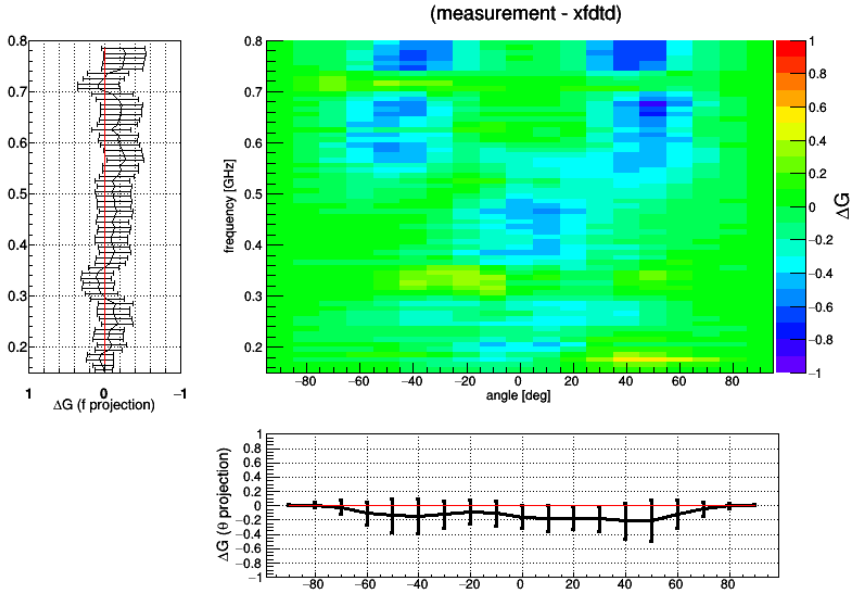
(c) -60deg

図 3.10: Hpol アンテナ (オリジナル) の周波数依存性利得。



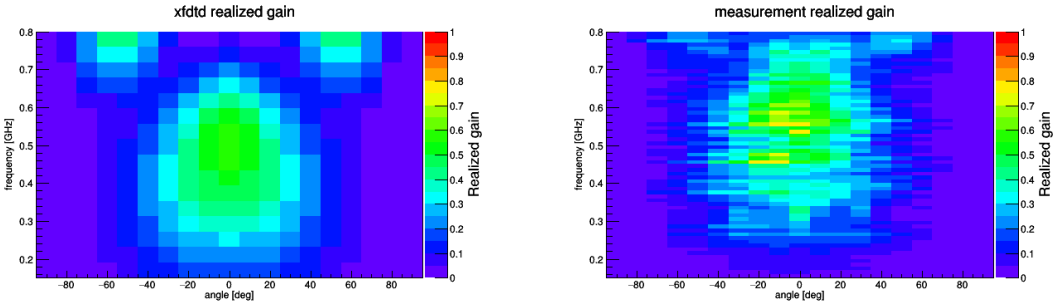
(a) シミュレーション

(b) 測定



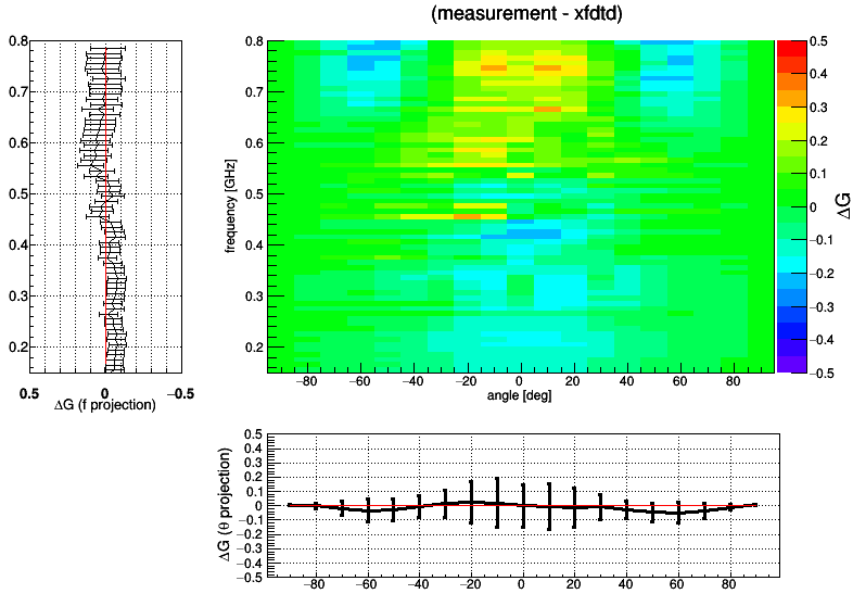
(c) 差分

図 3.11: Vpol アンテナ (オリジナル) の 2 次元プロット。



(a) シミュレーション

(b) 測定



(c) 差分

図 3.12: Hpol アンテナ (オリジナル) の 2 次元プロット。

3.2.3.2 スリムアンテナ

前節と同様にスリムアンテナについても見ていく。スリムアンテナは測定を 1 度しかおこなっていない為、統計誤差が大きく、特に Hpol スリムアンテナで大きく見られる。図 3.13、図 3.14 にそれぞれのアンテナ利得の角度依存性、図 3.15、図 3.16 に周波数依存性を示した。Vpol スリムアンテナはオリジナルアンテナと同様、多少のフラつきはあるものの、シミュレーションとおおよそ一致していた。しかし、Hpol スリムアンテナは大きくフラつき、またオリジナルアンテナで見られた周波数分布の違いが同様におこっている。

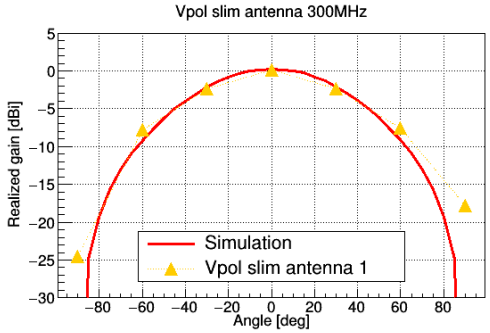
また Hpol オリジナルアンテナでも小さく見られていた事だが、Hpol スリムアンテナでも 100MHz 付近にピークが存在する。これは Hpol のオリジナルとスリムアンテナの両方で見られている為、一時的なノイズではなく Hpol の偏波が床等に反射しているものと考えられる。設置されているトゲトゲの電波吸収体は低周波数にはあまり効果が無い為、100MHz 程度より下で影響が出てきたと思われる。

図 3.17、図 3.18 にオリジナルアンテナと同様の 2D プロットを示した。オリジナルアンテナと違い、30deg 毎の測定しかおこなっていない為 2D プロットの解像度が荒くなっている。

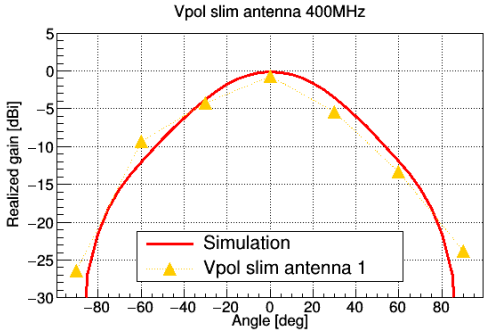
以下にオリジナルアンテナと同様に差の平均と分散、$\frac{\chi^2}{\mathrm{NdF}}$ の計算の結果を示した。ここで σ_{sys} は Vpol スリムアンテナは-30deg, 0.2GHz∼0.6GHz における $\frac{\sigma_{\Delta G_{\mathrm{ave}}}}{G_{\mathrm{sim,ave}}} = 25.0\%$ から 25%、Hpol スリムアンテナではオリジナルアンテナと同様に 100MHz の周波数移動をおこなった-60deg, 0.3GHz∼0.7GHz における $\frac{\sigma_{\Delta G_{\mathrm{ave}}}}{G_{\mathrm{sim,ave}}} = 50.0\%$ から 50%を見積もった。

$$\frac{\Delta G_{ave}}{G_{sim,ave}} \pm \frac{\sigma_{\Delta G_{ave}}}{G_{sim,ave}} = \begin{cases} -21.1\% \pm 33.7\% & \text{(Vpol slim)} \\ -38.4\% \pm 60.4\% & \text{(Hpol slim)} \end{cases} \tag{3.12}$$

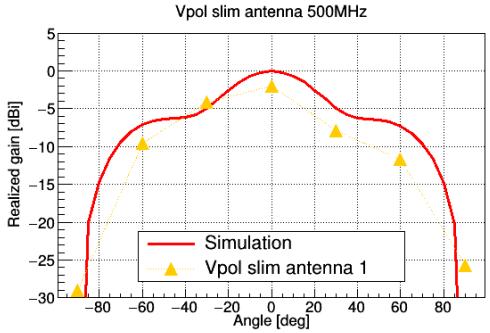
$$\frac{\chi^2}{NdF} = \begin{cases} 1.39 & \text{(Vpol slim)} \\ 2.66 & \text{(Hpol slim)} \end{cases} \tag{3.13}$$



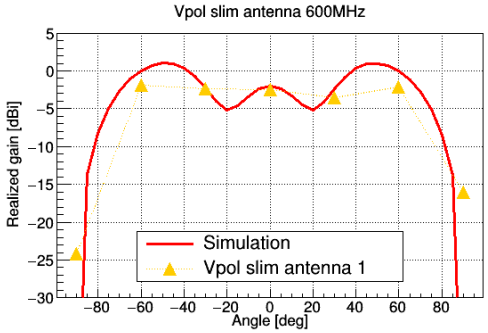
(a) 300MHz



(b) 400MHz

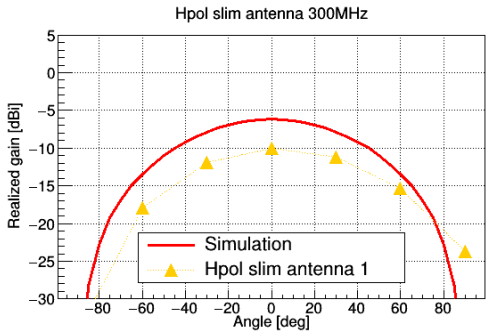


(c) 500MHz

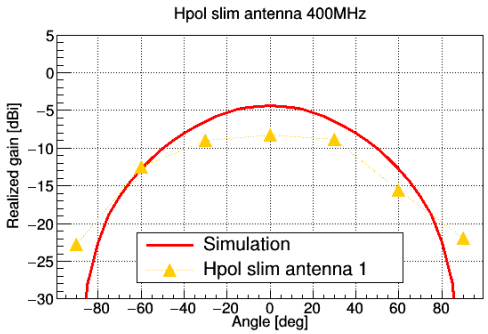


(d) 600MHz

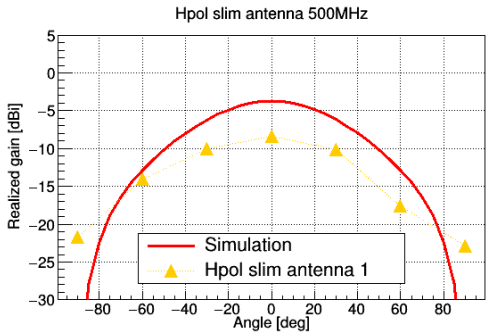
図 3.13: Vpol アンテナ (スリム) の角度依存性利得。



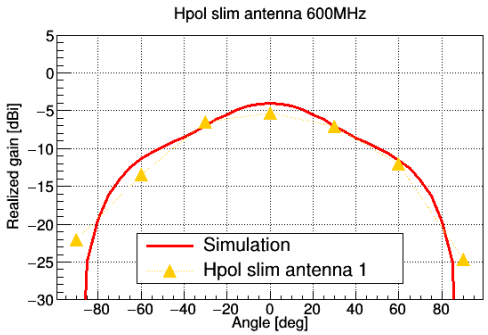
(a) 300MHz



(b) 400MHz

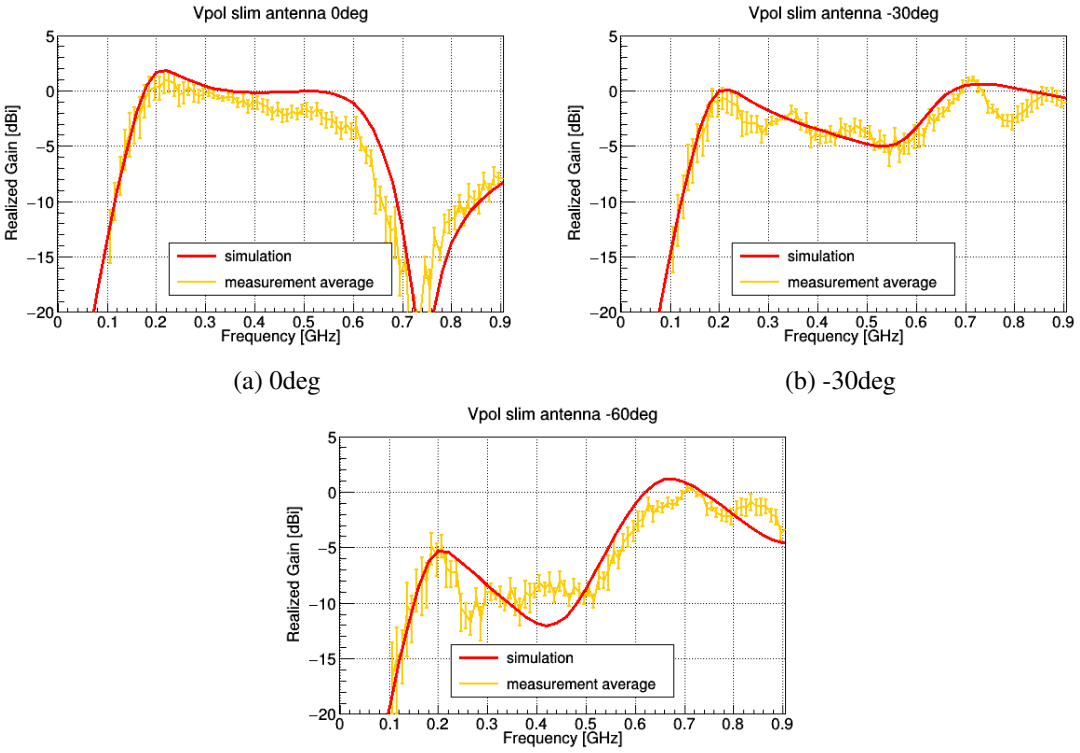


(c) 500MHz



(d) 600MHz

図 3.14: Hpol アンテナ (スリム) の角度依存性利得。

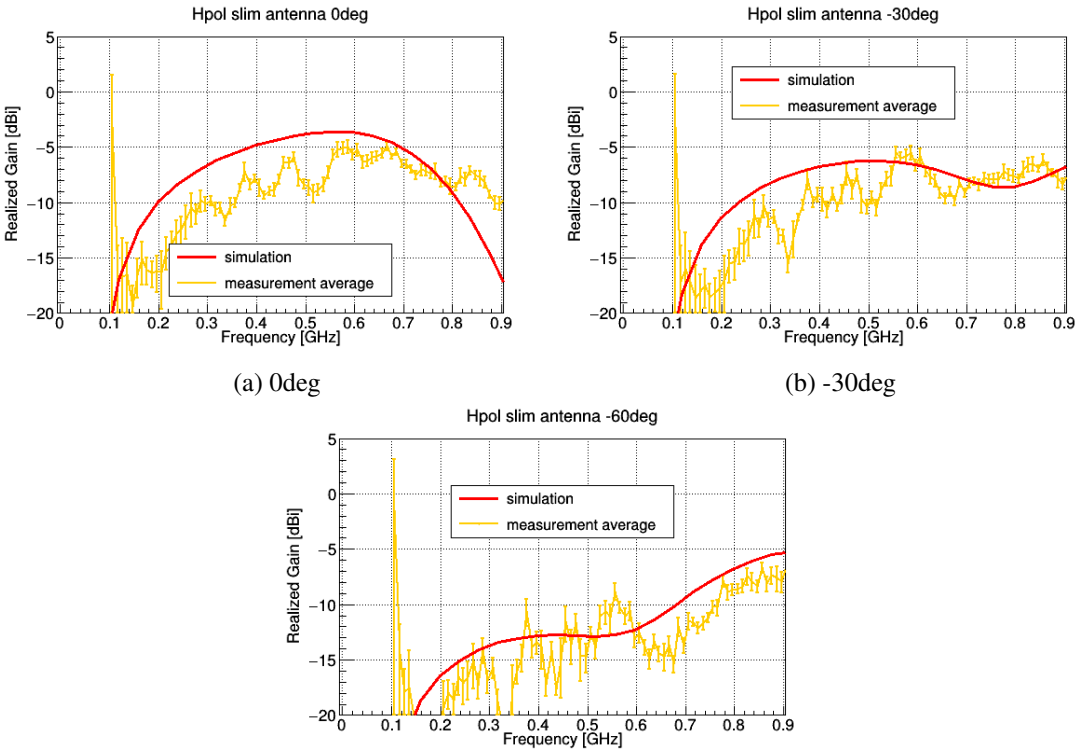


(a) 0deg

(b) -30deg

(c) -60deg

図 3.15: Vpol アンテナ (スリム) の周波数依存性利得。

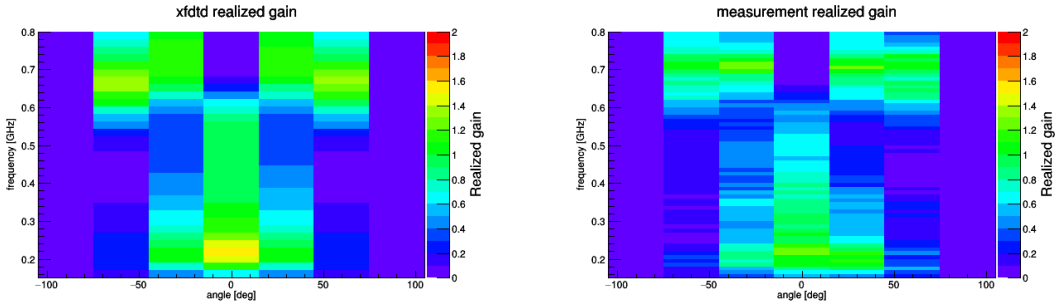


(a) 0deg

(b) -30deg

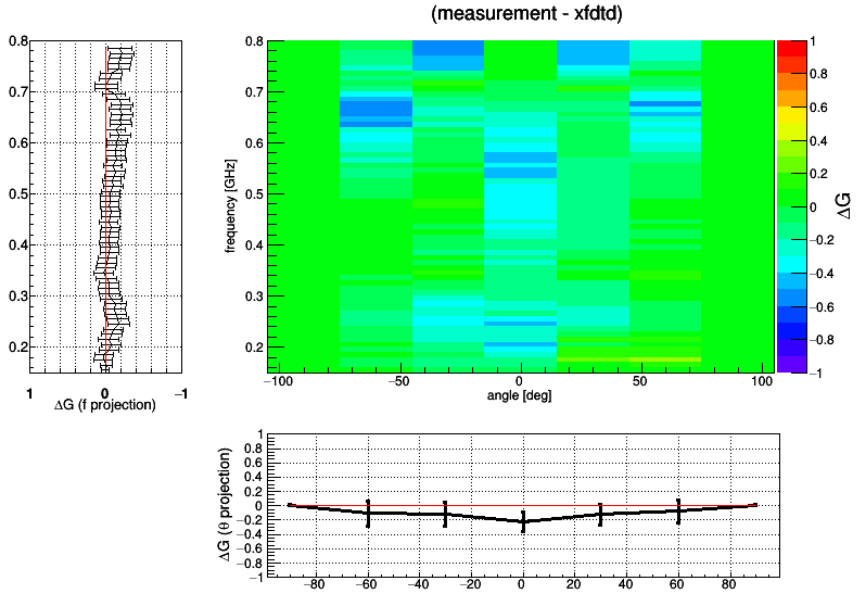
(c) -60deg

図 3.16: Hpol アンテナ (スリム) の周波数依存性利得。



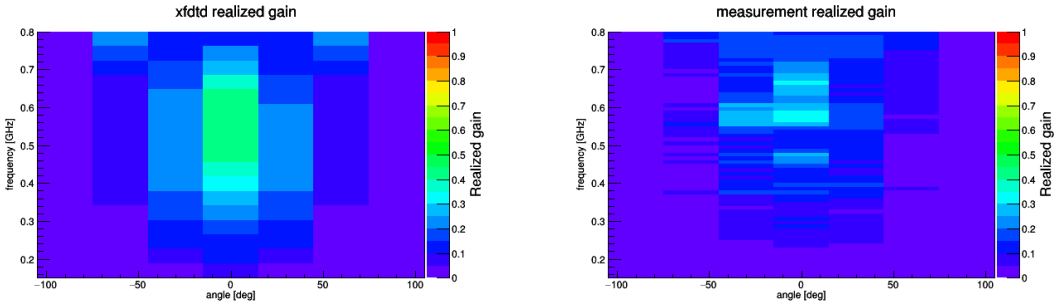
(a) シミュレーション

(b) 測定



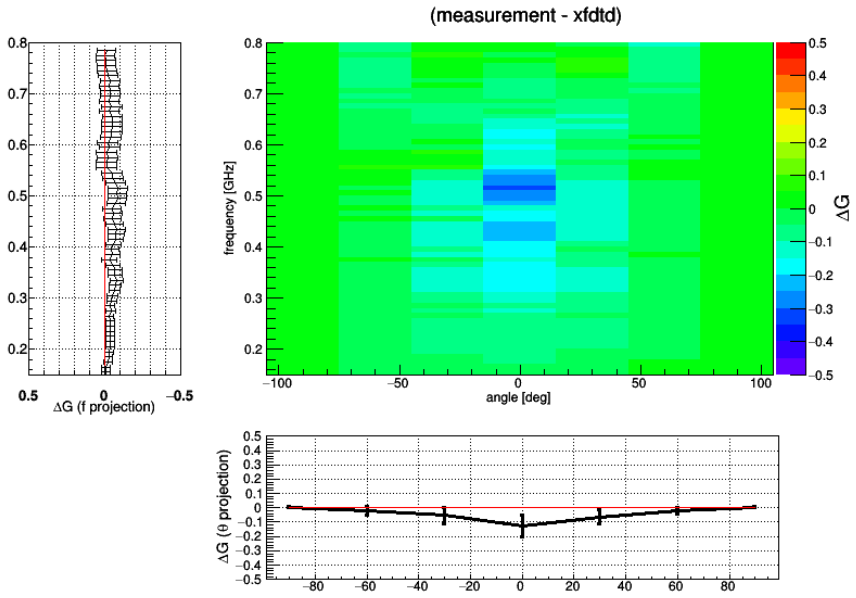
(c) 差分

図 3.17: Vpol アンテナ (スリム) の 2 次元プロット。



(a) シミュレーション

(b) 測定



(c) 差分

図 3.18: Hpol アンテナ (スリム) の 2 次元プロット。

3.2.3.3 Hpol アンテナにおける暫定的周波数移動解析

第 3.2.3.1 節及び第 3.2.3.2 節より、Hpol アンテナでは測定値の周波数分布をシミュレーションで再現できていないことが分かった。この節では暫定的ではあるものの、この違いをを角度に依存しない一様な周波数分布のズレであると仮定して解析をおこなった。つまり、Hpol アンテナシミュレーションにおいてその周波数を単純に+100MHz をして、その影響を調べた。この+100MHz は暫定的に定めた値であり、今後更なる解析が必要である。

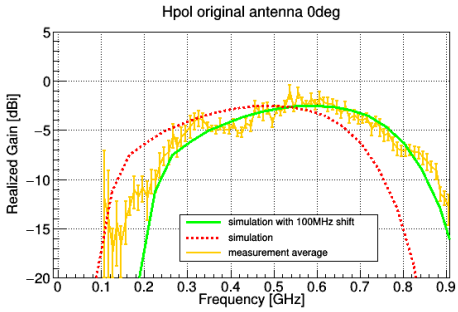
図 3.19、図 3.20 にシミュレーションを周波数移動した利得の分布を示した。周波数移動前の利得よりもよく測定から得られた利得に一致している。また同様に図 3.21、図 3.22 にシミュレーションの周波数を移動させたデータを用いた 2 次元差分プロットを示した。スリムアンテナはその影響がわかりづらいものの、オリジナルアンテナではシミュレーションと測定の差異が縮まったことが現れている。

最後に以下にその利得差分の周波数と角度の平均値を示した。$\frac{\chi^2}{\mathrm{NdF}}$ で用いた σ_{sys} は前節の解析と同じくオリジナルアンテナでは 19%、スリムアンテナでは 50%を用いた。

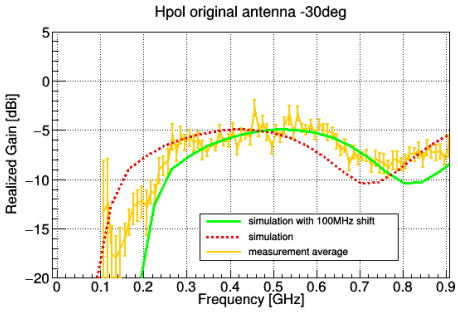
$$\frac{\Delta G_{ave}}{G_{sim,ave}} \pm \frac{\sigma_{\Delta G_{ave}}}{G_{sim,ave}}(with\ simulation\ shift) = \begin{cases} 5.8\% \pm 35.2\% & \text{(Hpol original)} \\ -28.7\% \pm 63.6\% & \text{(Hpol slim)} \end{cases} \tag{3.14}$$

$$\frac{\chi^2}{NdF}(with\ simulation\ shift) = \begin{cases} 0.66 & \text{(Hpol original)} \\ 0.91 & \text{(Hpol slim)} \end{cases} \tag{3.15}$$

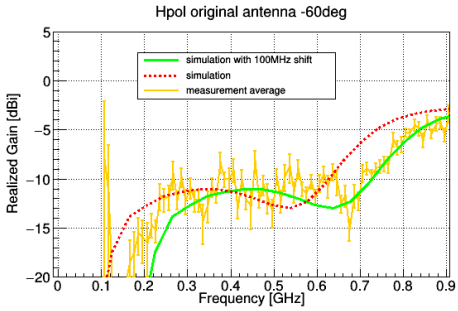
どちらのアンテナでも $\frac{\chi^2}{\mathrm{NdF}}$ の値が変更前に比べ半分以上下がった。この結果は暫定的な+100MHz という値に対して得られた数値であり、今後更なる解析でより改善される余地がある。しかし、重要な課題として残されているのはシミュレーションの現実を再現しきれていない部分の修正である。フェライトの性質は確かに 1 つの原因と思われるが、他の部分も含めてシミュレーションを見直す必要がある。



(a) 0deg

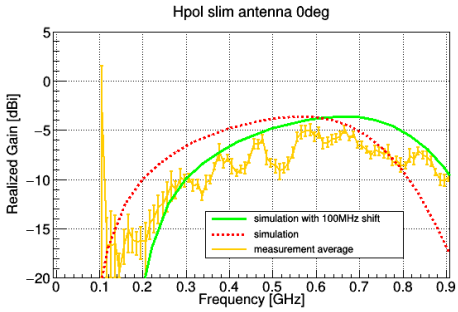


(b) -30deg

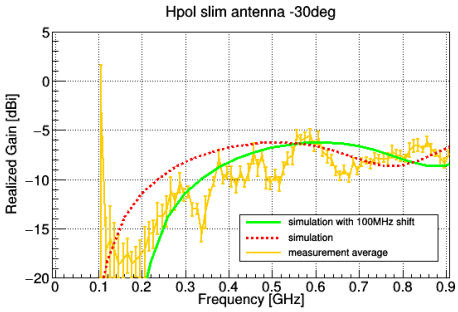


(c) -60deg

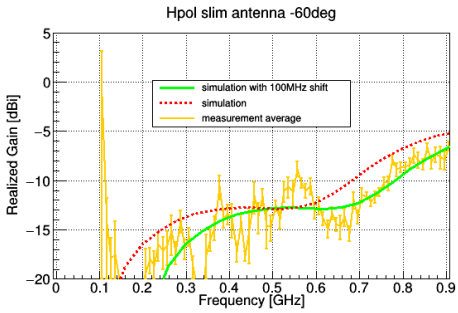
図 3.19: Hpol アンテナ (オリジナル) の周波数依存性利得。シミュレーションの周波数を+100MHz した。



(a) 0deg



(b) -30deg



(c) -60deg

図 3.20: Hpol アンテナ (スリム) の周波数依存性利得。シミュレーションの周波数を+100MHz した。

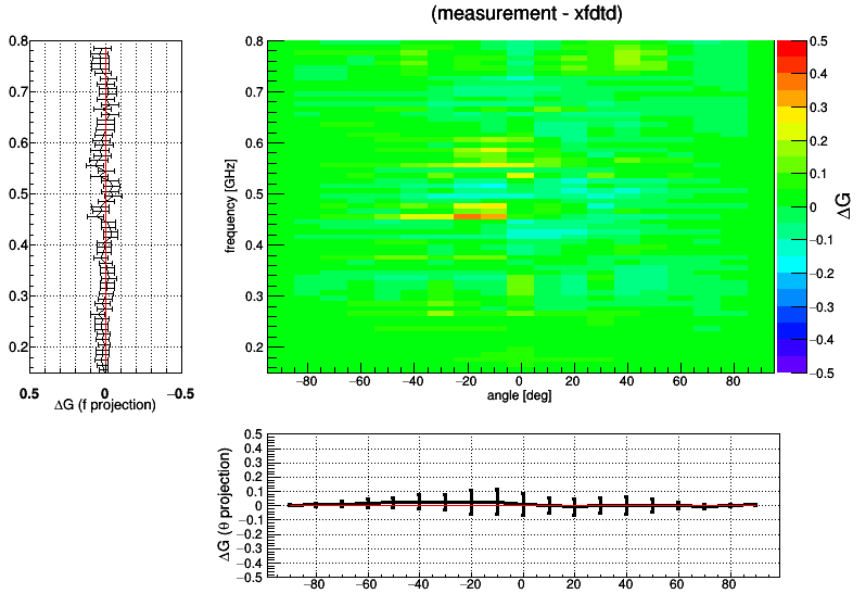


図 3.21: Hpol アンテナ (オリジナル) の 2 次元利得差分プロット。

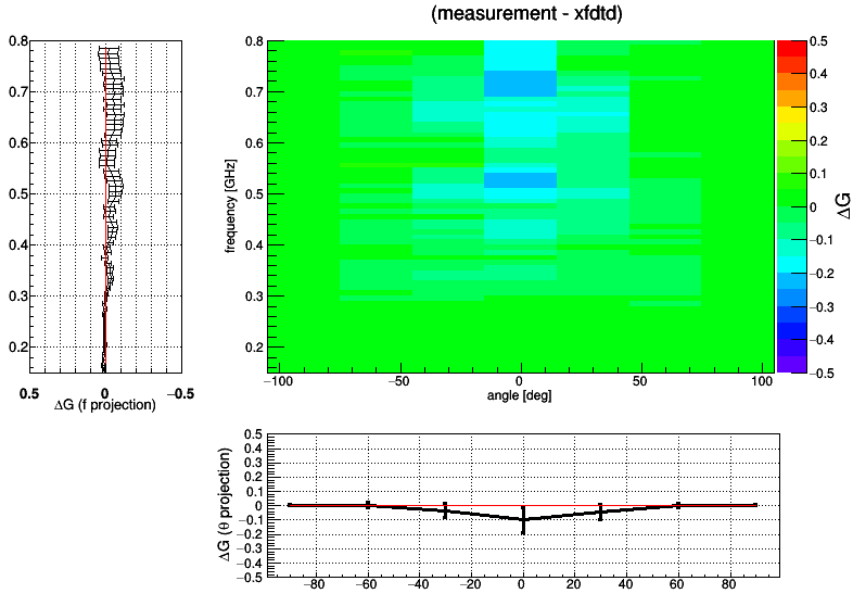


図 3.22: Hpol アンテナ (スリム) の 2 次元利得差分プロット。

3.2.3.4 まとめ

電波暗室測定の結果、Vpol アンテナについてはシミュレーションとおおよそ一致していることが分かったが、Hpol アンテナではシミュレーションとの間に周波数分布の違いが観測された。この違いは主に Hpol アンテナに使われるフェライトの情報が欠けていることに由来すると考えている。また、Hpol アンテナの測定における 100MHz 付近にピークがあらわれたが、これはバイコニカルアンテナと Hpol アンテナを用いた本測定において、Hpol アンテナから発せられた電波が床に反射したことが原因と考えられる。

表 3.2 に利得差分の周波数と角度で平均した平均値をまとめた。測定とシミュレーションの合いを表す $\frac{\sigma_{\Delta G_{ave}}}{G_{ave}}$ を見ると、Vpol オリジナルアンテナが 31.0%、Hpol オリジナルアンテナが 62.5%となった。この値が全ての領域を考慮した系統誤差になる。スリムアンテナをみると、Vpol スリムアンテナが 33.7%で Hpol スリムアンテナが 60.4%となり、オリジナルアンテナと同程度の結果が得られた。しかしこの全領域の計算では大きいので、シミュレーションと測定が比較的一致している領域において、最低限度としての系統誤差を求め、Vpol オリジナルアンテナでは 20%、Hpol オリジナルアンテナでは 19%、Vpol スリムアンテナでは 25%、Hpol スリムアンテナでは 50%とした。系統誤差はスリムアンテナはオリジナルアンテナよりも大きくなったが、これはスリムアンテナの測定は 1 回のみであり、オリジナルアンテナのように複数回の測定ができていないことが原因である。

また Hpol アンテナにおける周波数分布の違いを仮定した解析では、暫定的にシミュレーションの利得に対して+100MHz の移動を加えた。この結果、$\frac{\chi^2}{\mathrm{NdF}}$ の値を半分以上下げることに成功した。また、周波数移動の解析はあくまで暫定的なものであり、今後さらに改善できる可能性がある。

表 3.2: 利得差分の平均値のまとめ

	$\frac{\Delta G_{ave}}{G_{sim,ave}} \pm \frac{\sigma_{\Delta G_{ave}}}{G_{sim,ave}}$	$\frac{\chi^2}{NdF}$	σ_{sys}
Vpol original	-17.8% ± 31.0%	1.72	20%
Vpol slim	-21.1% ± 33.7%	1.39	25%
Hpol original	- 4.0% ± 62.5%	4.37	19%
Hpol slim	-38.4% ± 60.4%	2.66	50%
Hpol original (with shift)	5.8% ± 35.2%	0.66	19%
Hpol slim (with shift)	-28.7% ± 63.6%	0.91	50%

3.3 南極における測定

ARA では電波暗室での測定の他に、南極の環境下でもアンテナの性能を測定する実験をおこなった。電波暗室のような整えられた環境ではシミュレーションと測定利得の比較がよく出来たが、南極のような極限環境でもシミュレーションの結果と測定で一致が見られるかを確かめた。2017 年にスリムアンテナを用いた利得測定をおこない、同時に実際のステーションの信号伝搬モデルを用いてステーションの較正実験をおこなった。この結果を報告する。

3.3.1 スリムアンテナ測定

2017 年に南極でおこなわれたスリムアンテナ測定実験について紹介する。この実験により ARA の早期で安価な建設の為に、RAM ドリルを導入できるかを確かめた。RAM ドリルによって掘削された穴にスリムアンテナを入れ、アンテナの利得を測定した。この RAM ドリルの特徴は第 2.1.2 節にて述べたように、短期間で安価に穴を掘削できるという点に大きなメリットがあるが、穴の直径が小さくなり深さが浅くなるといった欠点がある。また第 2.2.1 節にて示したように、基本的にスリムアンテナはオリジナルアンテナよりも性能が悪くなっている。そのためこの実験により RAM ドリルの導入でスリムアンテナを用いることができる現在でも、オリジナルアンテナを用いているのが現状である。図 3.23 にその測定の様子を示した。

図 3.24 に実験の概要図を示す。RAM ドリルによって掘削された 18.2m 離れた 2 本の穴を用いて、片方に受信アンテナを、もう片方に送信アンテナを挿入した。それぞれのアンテナはケーブルを通してベクトルネットワークアナライザの FieldFox に接続して測定した。受信アンテナ側に繋がっている LNA(Low Noise Amplifier) と Amplifier(図 3.25 右) は共に、ケーブルや氷中の伝搬で減衰が激しい信号レベルを増幅させるために用いた。また Bias-tee(図 3.25 左) は LNA が作動するように、ケーブル中に直流信号を加える役割を持っている。

実験では受信アンテナを深さ 10m で固定し、送信アンテナの深さを変えることでアンテナ利得の角度分布を得た。各深さにおいて測定は 1 度のみ測定をおこない、Vpol スリムアンテナでは 15m と 35m で測定をおこない、Hpol スリムアンテナでは 15m、26m、35m の深さで測定をおこなった。

解析は電波暗室測定と同様にフリスの伝達公式を用いてアンテナの利得を得た。FieldFox の較正は図 3.24 における赤丸の所でおこない、後で受信側のケーブルや信号増幅器の利得を取り除いた。以下にフリスの伝達公式を再掲する。今回の実験では、バイコニカルアンテナを用いることが出来なかったので、式 (3.16) における G_{Others} をケーブルや信号増幅器のみと仮定し、送信アンテナと受信アンテナが同一であると仮定することにより、アンテナ利得を求めた。

$$PR_{(\theta)} = \frac{P_{Rx}}{P_{Tx}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi D}\right)^2 G_{Tx} G_{Rx} G_{Others} \tag{3.16}$$

$$= \left(\frac{\lambda}{4\pi D_{(\theta)}}\right)^2 G^2_{Slim\ antenna(\theta)} (G_{Cable} G_{Amp}) \tag{3.17}$$

図 3.23: スリムアンテナ測定において、スリムアンテナを RAM ドリルによって掘削された穴に入れようとしている写真。

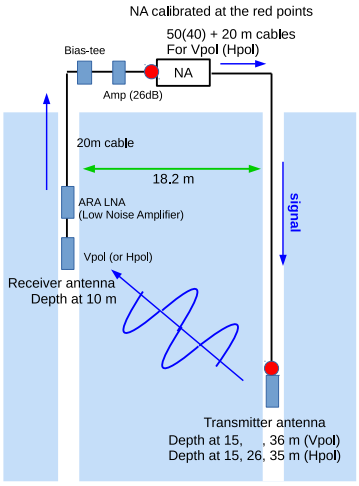


図 3.24: スリムアンテナ測定のセッティング図

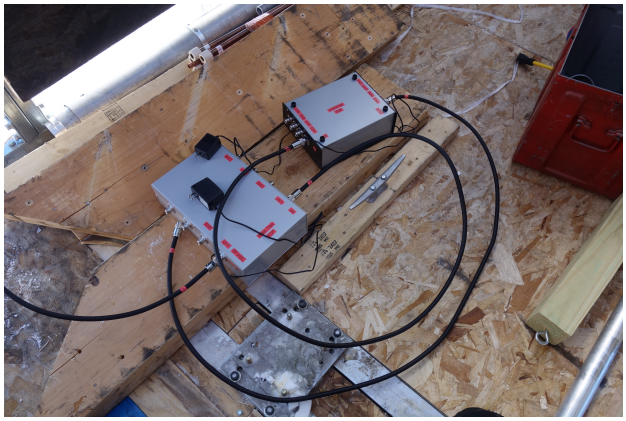
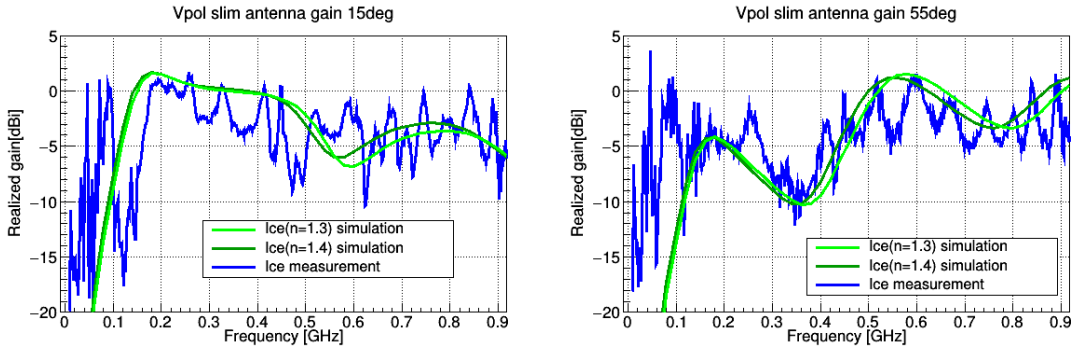


図 3.25: 写真右：Amplifier(26dB)、写真左:Bias-Tee

図 3.26 に Vpol スリムアンテナの利得と、図 3.27 に Hpol スリムアンテナの利得の解析結果を示した。ここでシミュレーションでは図 2.9 にて示した屈折率の深さ依存性を参照すると、深さ 10m ～ 40m では n = 1.3 ～ 1.4 となっているので、n=1.3,1.4 についてシミュレーションをおこない比較をおこなった。また Hpol アンテナではシミュレーションの利得について、デフォルトの値とともに+100 MHz の利得と+100/n MHz の利得を示した。これは電波暗室測定で用いたシミュレーションと測定の利得における周波数分布の違いを考慮したものであり、100/n MHz は氷中においてアンテナの利得は周波数依存性が n に比例して収縮することを利用している。

結果、Vpol スリムアンテナでも Hpol スリムアンテナでも ±2 ～ 3dB 程の大規模な振動が見られた。この結果は電波暗室測定のよりも大きな振動であり、南極の穴の中や南極の地面における反射が原因であると思われる。また、この測定においても Hpol アンテナではシミュレーションとの周波数分布の違いが見られ、シミュレーションの周波数分布を動かすことにより一定の解決が得られた。

表 3.3、表 3.4 に各角度における測定利得とシミュレーションの差分の周波数平均の値を示した。平均は 150MHz ～ 800MHz の範囲でおこなった。結果 Vpol アンテナでも Hpol アンテナでもおよそ 50%を超えていて、電波暗室測定よりも高い値となってしまった。南極における測定では電波暗室よりもノイズが多く測定誤差が大きくなってしまっていると考えられる。また、周波数分布の違いに関しても 100 MHz と 100/n MHz でどちらが適切かは判断できなかった。

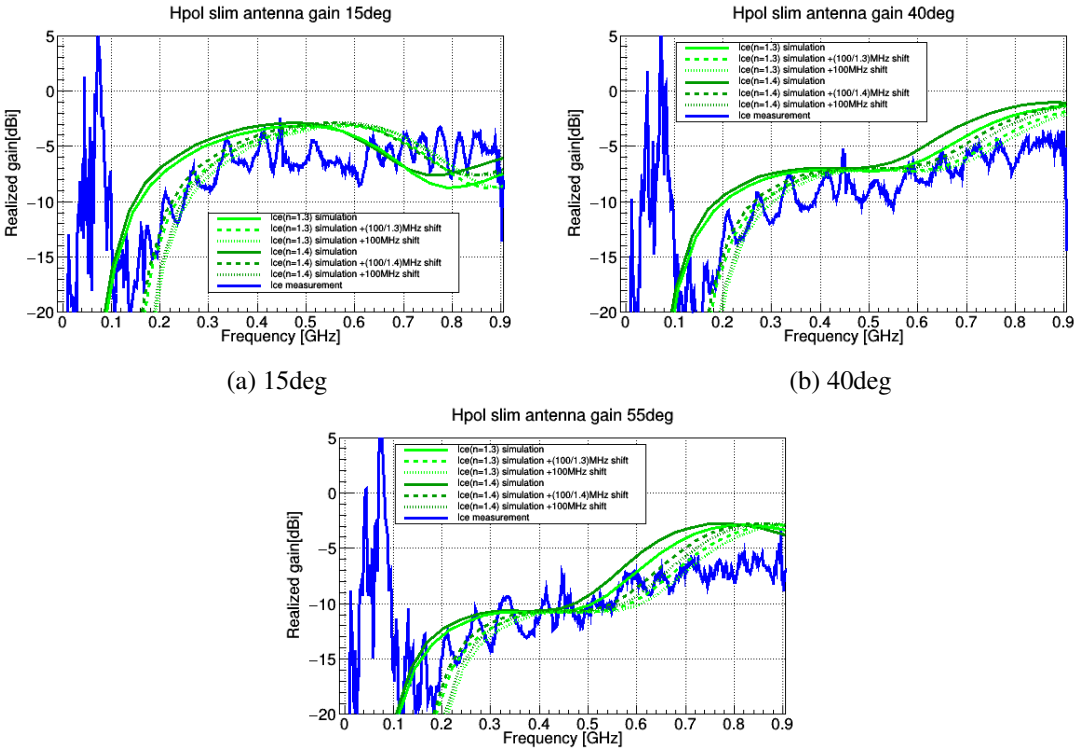


(a) 15deg (b) 55deg

図 3.26: Vpol アンテナ (スリム) の周波数依存性利得。

表 3.3: Vpol スリムアンテナの利得差分 $\left(\frac{\Delta G_{ave}}{G_{ave}} \pm \frac{\sigma_{\Delta G_{ave}}}{G_{ave}}\right)$

Vpol	15 deg	55 deg
n=1.3	-21.5%±50.5%	-18.8%±57.2%
n=1.4	-24.5%±49.4%	-16.0%±54.0%



(a) 15deg

(b) 40deg

(c) 55deg

図 3.27: Hpol アンテナ (スリム) の周波数依存性利得。

表 3.4: Hpol スリムアンテナの利得差分 $\left(\frac{\Delta G_{ave}}{G_{ave}} \pm \frac{\sigma_{\Delta G_{ave}}}{G_{ave}}\right)$

Hpol	15 deg	40deg	55 deg
n=1.3	-29.7%±53.2%	-40.0%±51.8%	-38.0%±68.3%
+(100/1.3)MHz shift	-26.7%±48.6%	-19.9%±34.7%	-9.7%±54.9%
+100MHz shift	-25.2%±48.7%	-12.6%±42.3%	2.6%±51.7%
n=1.4	-34.1%±54.4%	-49.7%±64.4%	-47.4%±74.4%
+(100/1.4)MHz shift	-31.2%±51.1%	-33.5%±48.8%	-28.1%±67.4%
+100MHz shift	-29.4%±51.1%	-25.1%±42.2%	-16.2%±62.4%

3.3.2 ARA ステーション較正測定

2015 年と 2017 年に実際のステーションを用いておこなわれたステーション較正実験について紹介する。この実験では図 1.9 における較正用のアンテナから信号を発し、メインのストリングにあるアンテナの受信信号を測定することで南極環境下におけるアンテナの性能を解析する実験である。

2015 年では較正アンテナの深さを固定して測定をおこない、2017 年では図 3.28 に示すように、実際の建設されたステーションにおいて較正用のアンテナを通常の位置である-200m から-150m まで高さを変え信号を発することにより、検出に使われるアンテナの利得の角度依存性を測定した。

送信側である較正用のアンテナの手前にはパルサー (発信機) があり、この較正されたパルサーから出る信号を送信アンテナが放出し、ステーションにある受信アンテナが受け取り DAQ を通して得られたデータを基に解析をおこなった。パルサーはノイズモードにセットされていて、図 3.29 ような周波数依存性を持つ信号を放出した。この入力信号 P_{in} に対して DAQ からの出力 S_{out} をみることで、アンテナの利得を得る。図 3.29 にて縦軸に用いた [dBm] は電力の単位を表し、定義は付録に示した。

今回の解析で用いたそれぞれの変数は図 3.30 に示すように定義した。以下に本測定における G_{Ant} を得るための計算を示した。なお、ここでは送信アンテナと受信アンテナは同一であると仮定している。

$$\frac{S_{in}}{P_{in}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 G_{Ant}^2 \tag{3.18}$$

$$S_{out} = G_{sc} S_{in} \tag{3.19}$$

ここで式 (3.18) はフリスの伝達公式を表し、式 (3.19) はシグナルチェインによる受信信号の増幅を示している。また G_{Ant} を得るために、較正測定とは別の通常の測定から得られたノイズ N_{tot} を解析し G_{sc} を求める。式 (1.14) より、以下のように G_{sc} とノイズとの関係式が示されていた。

$$N_{tot} = G_{sc} k B T_{tot} \tag{3.20}$$

$$= G_{sc} k B (t \cdot T_{ant} + T_{sc}(F-1)) \tag{3.21}$$

$$G_{sc} \approx \frac{N_{tot}}{kB(t \cdot 247[K] + 220[K](F-1))} \tag{3.22}$$

ここで k はボルツマン定数、B は測定のバンド幅である。また t はアンテナからケーブルへの送電効率を表していて、別測定より誤差が 10%程度であることが分かっているため、シミュレーションの値を代入した。F は実験室で測定によって推定されている。ここから G_{sc} が求まる。

式 (3.18)、式 (3.19)、式 (3.22) を用いることにより、アンテナの利得を得た。

$$G_{Ant} = \sqrt{\frac{1}{P_{in}} \left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right)^2 \frac{S_{out}}{N_{out}} \cdot kB(t \cdot 247[K] + 220[K](F-1))} \tag{3.23}$$

この実験は現在解析中である為、暫定的な結果を紹介する。図 3.31 に利得の周波数分布の一例を示し、図 3.32、図 3.33 に角度依存性分布を示した。ここで測定データは Vpol アンテナと Hpol アンテナについて 1 ステーションに 8 本あるので、5 deg 毎にそれぞれのアンテナのデータに関して平均と分散を求めた。また Hpol アンテナではスリムアンテナのデータの解析同様、シミュレーションの周波数移動したものも同時に示した。

電波暗室での測定と同様に周波数角度平均を求め、表 3.5 に示した。ここで ΔG_{ave} と $\sigma_{\Delta G_{ave}}$ について基準を $G_{meas,ave}$ にとったが、これは氷中シミュレーションの信頼性がそこまで大きくない為である。また $\frac{\chi^2}{NdF}$ を求めるための式 3.9 に用いる σ_{meas} を複数アンテナ、角度幅の平均をとった分散からとり、σ_{sys} は 20%とおいた。

結果 Vpol アンテナと Hpol アンテナの両方で系統誤差が 60%近くになり、測定から得られた平均的な利得はシミュレーションよりも高い値となった。また電波暗室測定では効果を示した Hpol アンテナの周波数移動も大きな効果を見せているとは言えないのが現状である。この測定とシミュレーションの 3dB 以上の乖離は電波暗室測定からするととても大きく、今後実験とシミュレーションの両方を疑って解析をおこなっていく必要がある。

表 3.5: 利得差分の平均値のまとめ

	$\frac{\Delta G_{ave}}{G_{meas,ave}} \pm \frac{\sigma_{\Delta G_{ave}}}{G_{meas,ave}}$	$\frac{\chi^2}{NdF}$
Vpol original	-28% ± 61%	10.7
Hpol original	-44% ± 62%	18.9

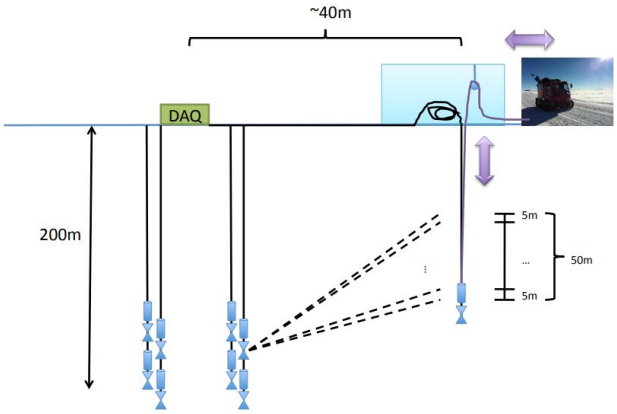


図 3.28: ステーションを較正実験の模式図。較正用アンテナを −200m ∼ −150m まで上げ下げして信号を出すことで、アンテナの利得を計測した。

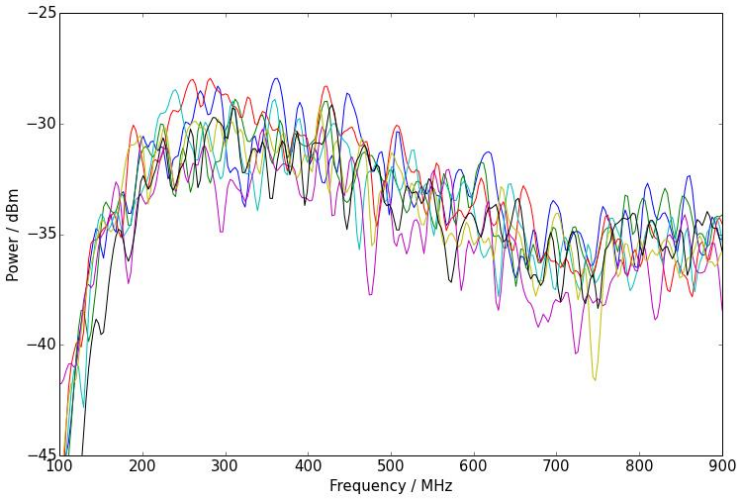


図 3.29: 較正測定に用いたパルサーのアウトプット。複数個のパルサーの測定の結果を示している。

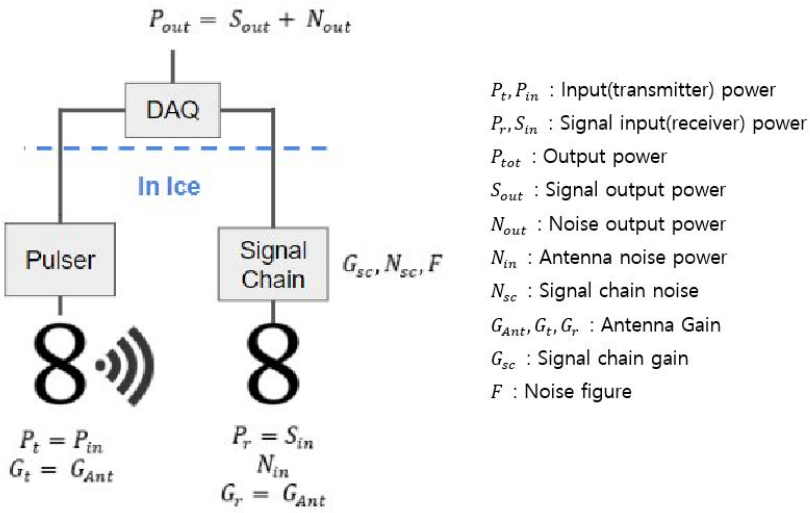
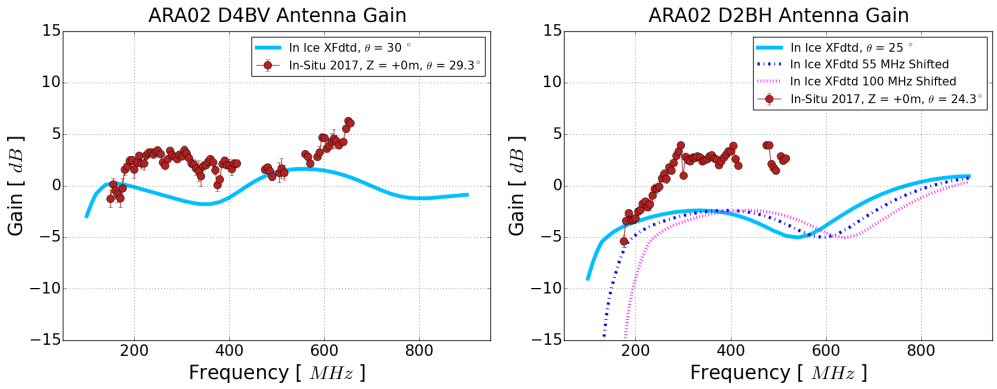
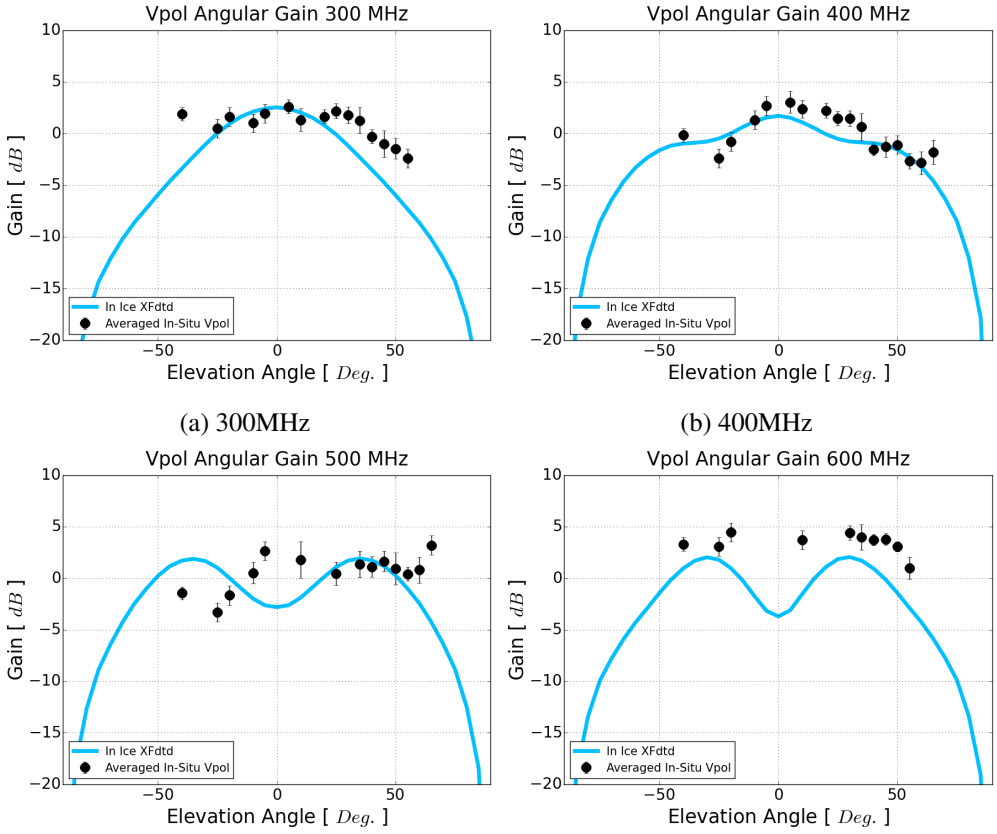


図 3.30: アンテナ利得を得る為に用いたパラメータのイメージ図。パルサーから P_{in} で供給された電力が送信アンテナから放出され、受信アンテナで受け取った電力 $P_r = S_{in}$ が Signal chain と DAQ を通して P_{out} で観測されるまでの過程における変数を定義している。



(a) Vpol アンテナ (b) Hpol アンテナ

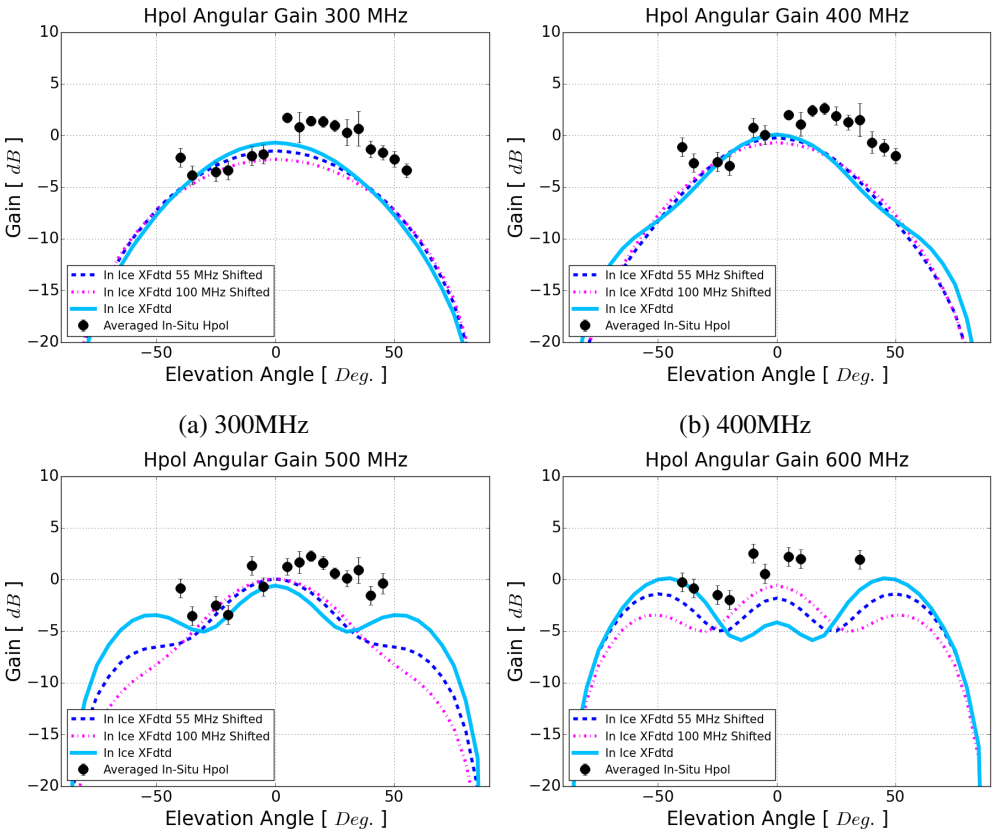
図 3.31: 利得の周波数分布の一例。ここで ARA02 はステーション名を、D*はストリングの名前を示し、BV は Bottom Vpol antenna、BH は Bottom Hpol antenna を示している。Hpol アンテナのシミュレーションの結果は通常の利得と同時に+100 MHz と+100/1.78 MHz の周波数移動をおこなった利得も示した。



(a) 300MHz (b) 400MHz

(c) 500MHz (d) 600MHz

図 3.32: Vpol アンテナの角度依存性利得。5 deg 毎に全てのアンテナに関して平均と分散を求めた。



(a) 300MHz (b) 400MHz

(c) 500MHz (d) 600MHz

図 3.33: Hpol アンテナの角度依存性利得。5 deg 毎に全てのアンテナに関して平均と分散を求めた。またシミュレーションの結果は通常の利得と同時に+100 MHz と+100/1.78 MHz の周波数移動をおこなった利得も示した。

第 4 章

ARA アンテナの最適化

この章では ARA アンテナの最適化について述べる。最適化はまず XFdtd にておこない、実際に制作し反射測定や電波暗室での利得測定をすることによりその性能を確かめた。また、この電波暗室の測定は前章の電波暗室測定と同時におこなった。

4.1 XFdtd を用いた電波アンテナの最適化

この節では XFdtd を用いたアンテナの最適化を述べていく。最適化は最初、XFdtd シミュレーションソフトが従来持っていた空気中 (n=1) における freq-domain 法によっておこなった。これはシミュレーション時間の短縮や、その時 Time-domain 法が開発段階だったことに由来する。その後、Time-domain 法を用いて氷中 (n=1.78) にて最適化パラメータ付近でいくつかシミュレーションをおこない最適化を確かめた。これらのシミュレーション方法に関しては第 2.2 節に詳細を述べた。

4.1.1 Vpol アンテナの最適化

Vpol アンテナの改良は中央のアンテナとケーブルを繋ぐ feed と呼ばれる部分 (図 4.1) を変更することでおこなった。それ以外の例えば feed 部分から伸びる骨の角度等は、最初に Vpol アンテナの 3D モデルを作成した際に最適化していた。

最初の ARA 実験の構想における Vpol アンテナは、図 4.2a のただの円盤状の feed が用いられていた。しかし実際の南極における状況では、1 つの穴に 2 種類 2 本づつの 4 本のアンテナを埋設するため、どうしても中央にケーブルを通す余裕が必要になった。そこで feed の部分を図 4.2b のように十字の形状にして作成し、円盤状の Plate feed と十字の Cross feed の 2 種類を用いてステーションを建設していた。

しかし、XFdtd シミュレーションソフトの導入及び Vpol アンテナの複雑な曲線部分の再現等がおこなわれ、詳細に Vpol アンテナの性能が分かってくると、円盤状の feed よりも十字状の feed を用いた Vpol の方が性能が良いことが分かった。私はここに着想を得て feed 部分を変えて最適化をおこなった。feed 部分はアンテナの放射角度分布には影響を与えないが、ケーブルから来た電力を電磁波に変換する効率に大きく影響を与える。空気中の Freq-domain 法の結果より、図 4.2 における Bar feed か 3/4 bar feed が従来の feed を用いたアンテナよりも優れていそうだと分かり、氷中シミュレーションで性能の向上を確かめた。

図 4.3、図 4.4 に Vpol オリジナルアンテナとスリムアンテナの feed の変更による周波数依存性の

グラフを示した。このシミュレーションは n=1.78 の氷中 Time-domain 法にて得られた利得である。図より、オリジナルアンテナにおいて Plate feed よりも Cross feed が全体的に優れていることが分かり、またどちらのアンテナにおいても Bar feed は Cross feed と同じ様な利得を示すが、感度のある 400MHz 付近では Bar feed の方が僅かに優れている。3/4 bar feed では 350MHz 付近に他の feed よりも大きな感度を示すものの、高周波数において大きく感度が落ちる結果となった。

次にこれらの利得についての平均を見ていく。平均は式 (2.3) に示した式を使い 150MHz ～ 800MHz でおこなった。平均値を見ると現在使われているオリジナルアンテナの Plate feed は Cross feed と比べて-0.45dBi(-9.8%) 性能が悪いということが分かった。また、Plate feed から Bar feed に変更することで、オリジナルアンテナで 0.55dBi(+13.5%) 向上し、スリムアンテナで Cross feed から Bar feed に変更することで 0.24dBi(+5.7%) 性能が向上することが分かった。

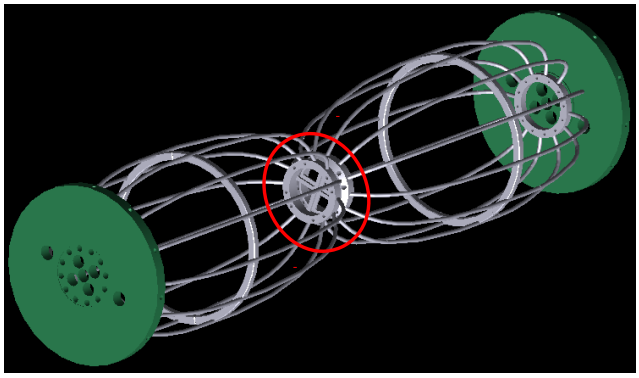
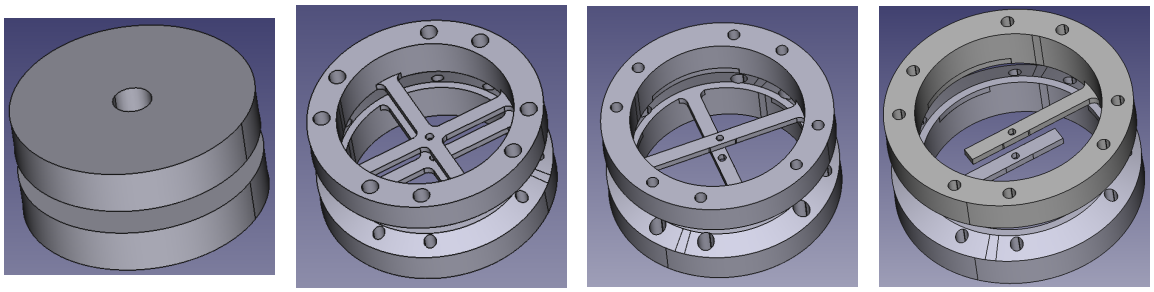
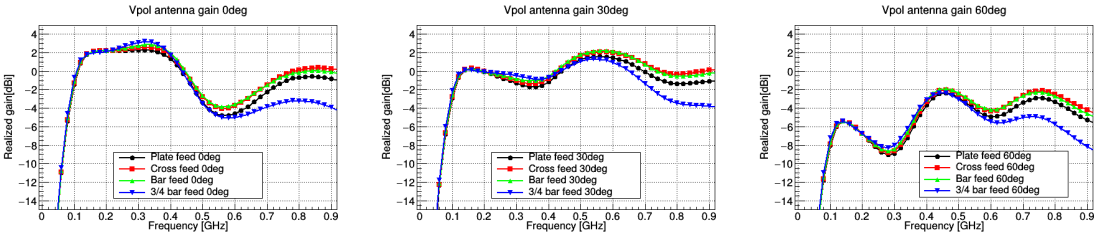


図 4.1: Vpol アンテナの斜めから見た図。真ん中に赤丸で囲った部分が feed と呼ばれている。



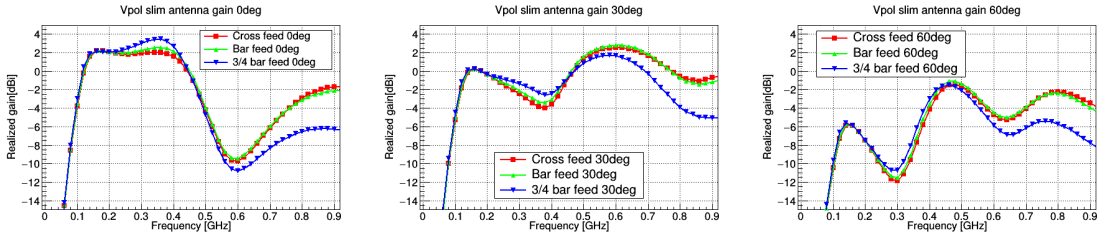
(a) Plate feed (b) Cross feed (c) Bar feed (d) 3/4 bar feed

図 4.2: Vpol アンテナの feed 部分の変更



(a) 0deg (b) 30deg (c) 60deg

図 4.3: Vpol アンテナの feed 部分の変更の利得 (氷中 n=1.78)



(a) 0deg (b) 30deg (c) 60deg

図 4.4: Vpol スリムアンテナの feed 部分の変更の利得 (氷中 n=1.78)

表 4.1: Vpol アンテナの feed を変更した時の平均利得 (氷中 n=1.78)

feed の種類	original	slim
Plate	-3.16 dBi	—
Cross	-2.71 dBi	-3.29 dBi
Bar	-2.61 dBi	-3.05 dBi
3/4 bar	-3.42 dBi	-3.67 dBi

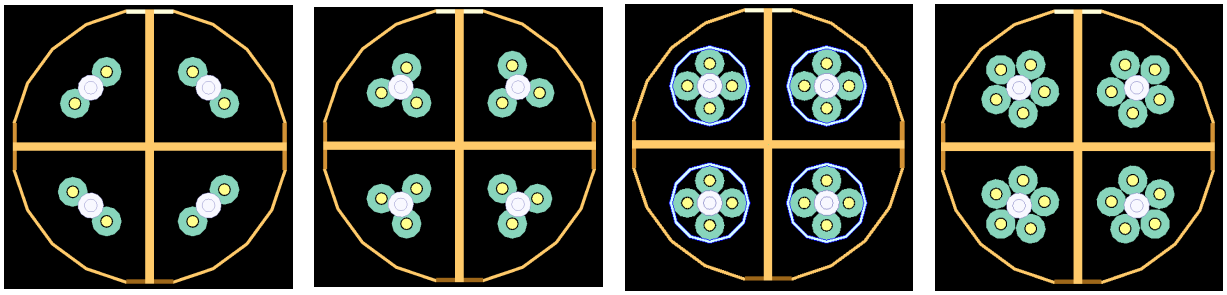
4.1.2 Hpol アンテナの最適化

Hpol アンテナは主に全体の長さと銅箔長、銅箔スリット幅を変えることにより最適化した。また中央にあるフェライトの数や配置に関しても最適化の検証をおこなった。

まずフェライトの変更を図 4.5 のようにフェライトの数を変えておこなった。フェライトは前章にて述べた様に、銅箔間の干渉による信号の減少を防ぐことが目標でありフェライトが電波を遮断することが分かっている。そのため、基本的には数が多ければより減少が無い信号をみることができる。フェライトの透磁率に関しては性能がわかっていない現状があるものの、前章の結果より実際の測定との違いは周波数依存性のみである事が分かったので、今回フェライトについても最適化をおこなった。

図 4.6 に Freq-domain 法による空気中の結果について示した。結果として、デフォルトであった 16 本のフェライトと 20 本のフェライトで大きな向上は見られなかった。そこで、アンテナの製造コストも考慮し、オリジナルアンテナではデフォルトの 16 本を採用することに決めた。

その他の変数は図 4.7 に表した変数を表 4.2 の様に変更をおこない、最適化をおこなった。最適化はフェライトの各ストリングの長さ、銅箔の長さ、銅箔の間隔の長さの 3 パラメータを変更しておこなった。図 4.8 に銅箔のスリット幅の最適化、図 4.9 にフェライト長と銅箔長の 2 つのパラメータでの最適化の結果を示した。それらの結果を統合したものが図 4.10 である。Vpol アンテナと同様に平均を計算すると、デフォルトの Hpol アンテナが-5.22[dBi] で最適化アンテナが-4.85[dBi] であり、0.37[dBi]=+8.9%の向上が得られた。



(a) 2 つのフェライト配置 (b) 3 つのフェライト配置 (c) 4 つのフェライト配置 (d) 5 つのフェライト配置

図 4.5: Hpol アンテナのフェライト部分の数の変更。Hpol アンテナをスライスしたものを示している。フェライトは緑色の円で表され、外側のオレンジの円は銅箔を表している。オリジナルは 4 つのフェライト配置。

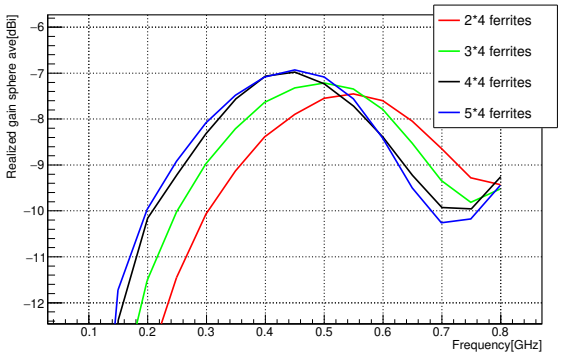


図 4.6: Hpol アンテナの中央のフェライトの数を変更した図。4 × 4 と 5 × 4 で大きく変わらないことが分かる。

表 4.2: Hpol アンテナ最適化変数

	オリジナル	最適化後
フェライト長	460 mm	400 mm
銅箔長	340 mm	175 mm
銅箔スリット幅	22 mm	35 mm
平均利得 (氷中 n=1.78)	-5.22 dBi	-4.85 dBi

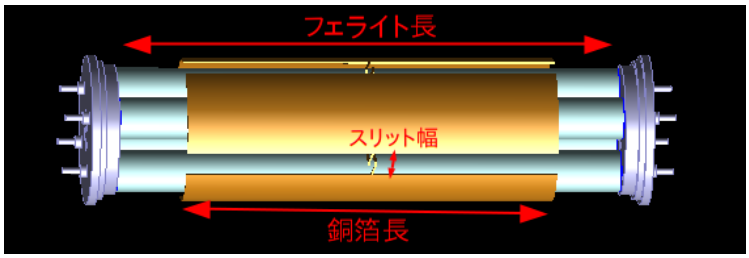
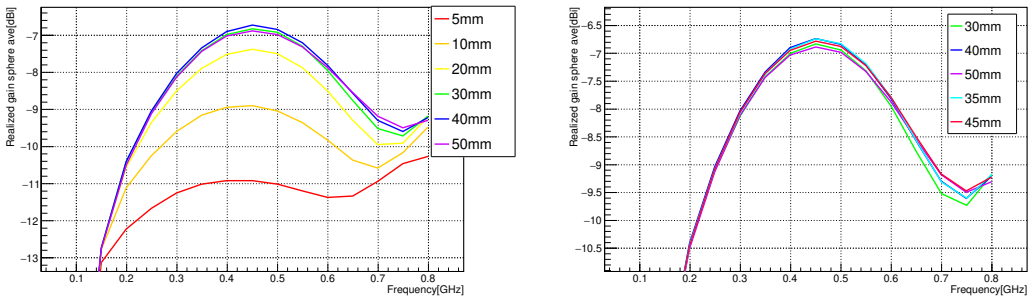


図 4.7: Hpol アンテナを横から見た図。赤で示した部分を改変した。



(a) 5mm ∼ 50mm (b) 30mm ∼ 50mm

図 4.8: Hpol アンテナのスリット部分の変更。右図は左図のパラメータ幅を小さくしたもの。(n=1:freq-domain 法)

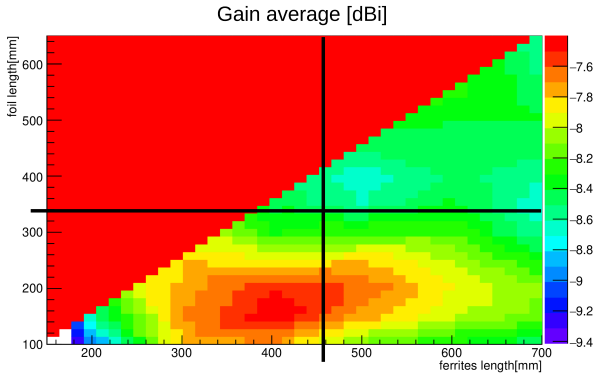
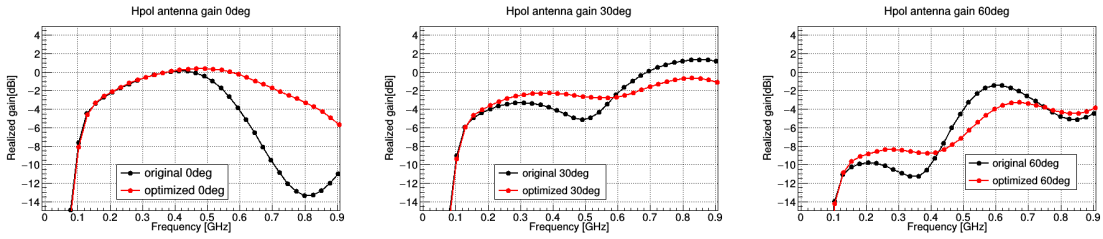


図 4.9: Hpol の銅箔の長さ (縦軸) をフェライトの長さ (横軸) を変えた時の平均利得の分布図。黒線はオリジナルの値を示している。(n=1:freq-domain 法)



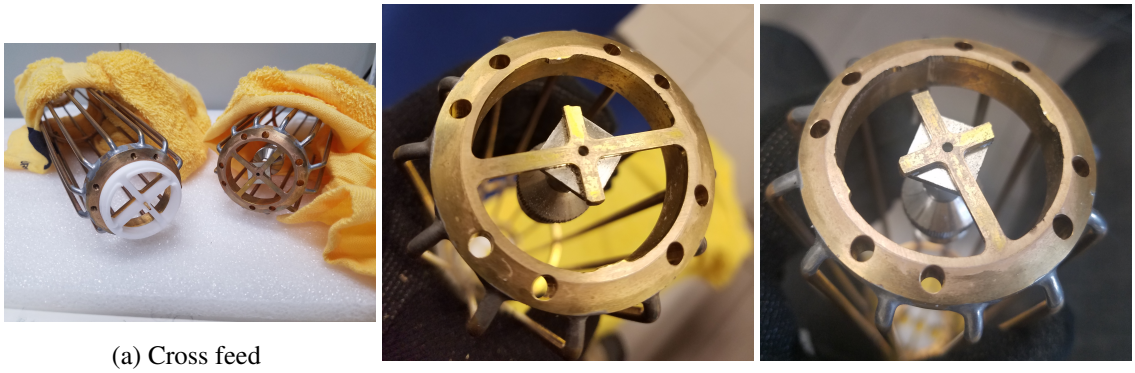
(a) 0deg (b) 30deg (c) 60deg

図 4.10: Hpol アンテナの変更による利得の変化 (氷中 n=1.78:Time-domain 法)

4.2 最適化アンテナの作成

測定にてシミュレーションの結果を確かめるため、実際のアンテナに改変を加えた。Vpol アンテナは図 4.11 のようにスリムアンテナの feed 部分を削って作成した。スリムアンテナにおける上下の Cross feed の部分をまず図 4.11b のように 2 本削り、3/4 bar feed にする時はもう 1 本を削った。組み立てる際には対称性を考慮し、互い違いに配置した。電波暗室の測定では Bar feed と 3/4 bar feed の合計 2 本の Vpol スリムアンテナを作成し、測定した。

Hpol アンテナは図 4.12 のように銅箔を切ることにより改変を加えた。デフォルトの 340mm から少しずつ切り落として、それぞれの段階で反射測定をおこなった。電波暗室の測定ではシミュレーションで最も良い 175mm と 100mm の銅箔長の Hpol アンテナを作成し、測定をおこなった。



(a) Cross feed

(b) Bar feed

(c) 3/4 bar feed

図 4.11: Vpol アンテナの feed 部分の変更

図 4.12: Hpol アンテナの銅箔部分の変更。
左から 340mm, 290mm, 240mm, 200mm, 175m, 150mm, 125mm, 100mm

4.3 反射測定

アンテナの変更をおこなうのと同時に反射測定をおこない、シミュレーションと比較をおこなった。測定はネットワークアナライザを用いて、図 4.13 における $PR_{ref} = \frac{P_{ref}}{P_{in}}$ を測定することにより、送電効率:TPC(Transmission Power Coefficient) を以下の計算式により求めた。この送電効率はアンテナが受け取った電力をどれほど電波として放出できるかを表し、アンテナの角度依存性を除いた全体としての性能を表す。

$$PR_{ref} = \frac{P_{ref}}{P_{in}} \tag{4.1}$$

$$P_{in} = P_{out} + P_{ref} \tag{4.2}$$

$$TPC = \frac{P_{out}}{P_{in}} \tag{4.3}$$

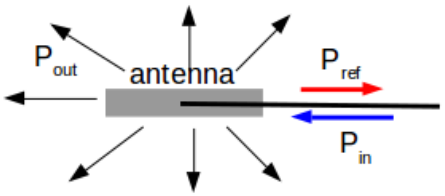


図 4.13: 送電効率の測定模式図。

Vpol アンテナの結果を図 4.14、Hpol アンテナの結果を図 4.15 に示す。Vpol アンテナでは Cross feed と Bar feed ではよくシミュレーションと一致しているが、3/4 bar feed では 0.5GHz まではよく一致しているが、0.5GHz より高周波数ではシミュレーションよりも良い値を示している。しかし次節の電波暗室では、全ての角度でシミュレーションと同じ高周波数で利得が低くなる傾向が現れている。詳しい原因は不明だが、3/4 bar feed では feed 部分の接続が不安定であったため、反射測定で PR_{ref} が低くなり、結果として送電効率が大きく出てしまったと考えられる。

Hpol アンテナでは、送電効率の周波数依存性は異なるものの、175mm 銅箔長が最も良いという結果はシミュレーションと一致した。この周波数依存性の違いは前章の電波暗室測定でも述べた通り、フェライトの情報不足に起因していると考えられ、およそ 100MHz ズレているということがここからも読み取れる。

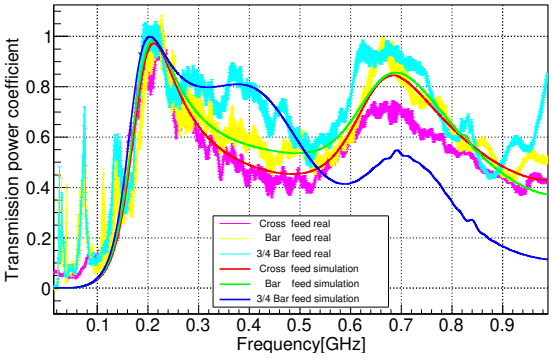
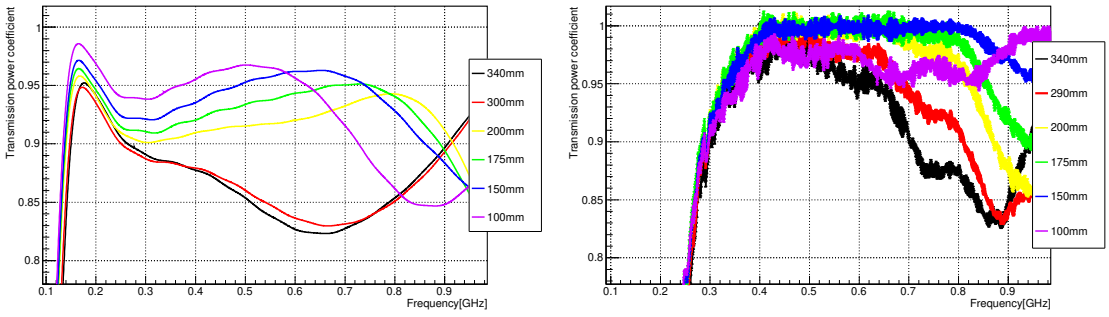


図 4.14: Vpol スリムアンテナの送電効率の feed 依存性



(a) simulation (b) measurement

図 4.15: Hpol アンテナの送電効率の銅箔長依存性

4.4 電波暗室における測定

電波暗室における測定は第 3.2 節の測定と同時におこなった。したがってセッティングは第 3.2.2 節と同様であり、バイコニカルアンテナによる較正測定と ARA アンテナを用いた本測定の 2 つの測定を用いて ARA アンテナの利得を得た。測定は −90deg ∼ 90deg を 30deg 毎におこない、それぞれの測定は 1 回ずつおこなった。

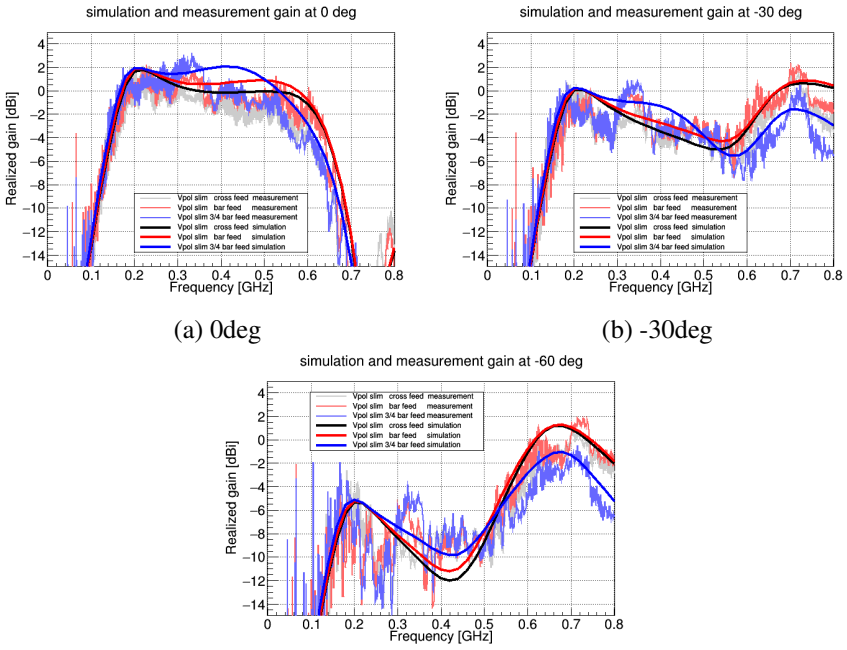
Vpol スリムアンテナでは Cross feed(デフォルト) と Bar feed、3/4 bar feed の 3 種類を測定し、Hpol アンテナでは銅箔の長さが 340mm(デフォルト)、175mm、100mm の 3 種類を測定し、比較をおこなった。

4.4.1 測定結果

まずはそれぞれの角度における周波数依存性について見ていく。図 4.16 に Vpol アンテナの結果を、図 4.17 に Hpol アンテナの結果について示した。Hpol アンテナについては電波暗室測定でも用いた 100MHz のズレを仮定したシミュレーションの利得を同時に示した。

全体的な傾向として、オリジナルと改変を加えたもので同じ様な利得のふらつきが見られた。このふらつきは前章のオリジナルアンテナの測定でも同様に見られていた。原因としてはアンテナの内部を通っているケーブルや、コネクション部分の反射、信号の床からの反射等が考えられる。

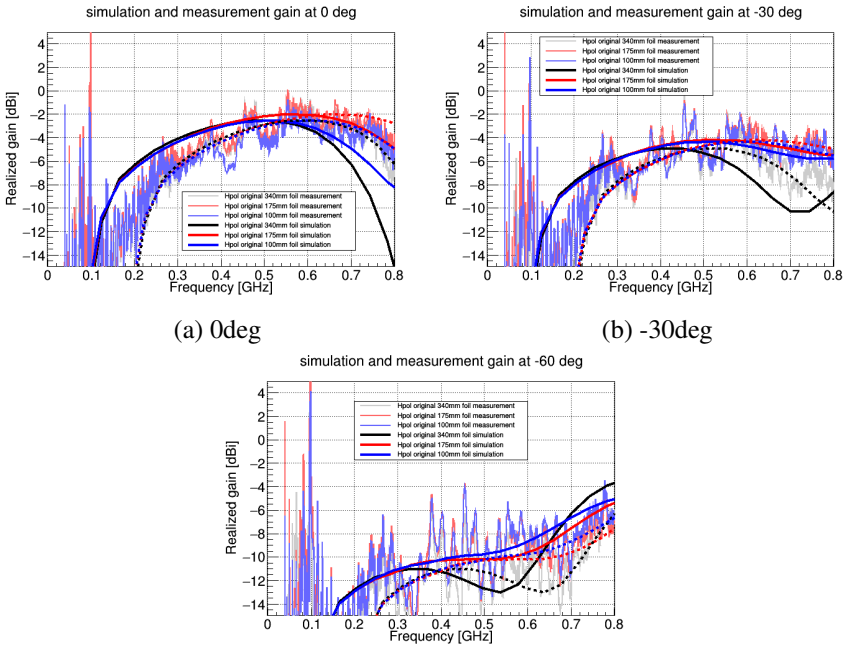
Vpol アンテナではふらつきがあるものの、利得の feed 依存性の傾向が測定結果に良く表れていて、低周波数帯においては 3/4 bar feed が良いものの高周波数では Bar feed が優れているというシミュレーションと同じ結果が得られた。また Hpol アンテナでは前章の結果と同様に、全体的な周波数傾向がシミュレーションとズレている。しかし 100MHz のズレを考慮したシミュレーションと比較してみると、よく一致していることが分かる。また銅箔長依存性についてはシミュレーションと同様、175mm が最も良い結果となっている。



(a) 0deg (b) -30deg

(c) -60deg

図 4.16: 改変を加えた Vpol スリムアンテナの利得。
黒：Cross feed、赤：Bar feed、青:3/4 bar feed



(a) 0deg (b) -30deg

(c) -60deg

図 4.17: 銅箔長を変更した Hpol オリジナルアンテナの利得。点線はシミュレーションを 100MHz 移動させた利得を表す。
黒:340mm、赤:175mm、青:100mm

次にデフォルトの利得と改変したアンテナの利得の差分を取り比較をおこなっていく。差分は各角度、周波数についておこない、最終的に平均をとりどれほどデフォルトから利得が向上したかをみていく。性能の向上は式 (4.4) にてシミュレーションと測定についてそれぞれ評価し、シミュレーションと測定の整合性については式 (4.5) で評価した。

$$\Delta G_{ave} = \sum_{\theta=-90deg}^{90deg} \sum_{f=150MHz}^{800MHz} \frac{(G_{mod}(\theta,f)\times cos(\theta) - G_{original}(\theta,f)\times cos(\theta))}{N_\theta N_f} \pm \sqrt{\sum_\theta \sum_f \frac{(G_{mod}(\theta,f)\times cos(\theta) - G_{original}(\theta,f)\times cos(\theta))^2}{N_\theta N_f}} \tag{4.4}$$

$$\Delta\Delta G_{ave} = \sum_\theta \sum_f \frac{(\Delta G_{meas}(\theta,f) - \Delta G_{sim}(\theta,f))}{N_\theta N_f} \pm \sqrt{\sum_\theta \sum_f \frac{(\Delta G_{meas}(\theta,f) - \Delta G_{sim}(\theta,f))^2}{N_\theta N_f}} \tag{4.5}$$

図 4.18〜図 4.21 に性能向上の周波数依存性を示した。各図群において (a) はシミュレーションにおける各角度のアンテナ利得の差分を表し、(b) は測定における各角度のアンテナ利得の差分を表す。そして (c) は式 (4.5) の角度周波数依存性を表し、これが 0 に近い程利得の向上率がシミュレーションと測定が良く一致していることを示している。(c) と同様に、(d) に Hpol アンテナではシミュレーションの利得を 100MHz ずらしたものとの解析の結果を示した。

Vpol スリムアンテナでは ΔG_{sim} が完全に角度依存性を持っていないが、これは feed 部分がアンテナの角度依存性にまったく影響を与えておらず、送電効率にのみ影響を与えていることが分かる。測定でもふらつきが多いものの傾向はシミュレーションと一致しており、ΔΔG がそれぞれの角度、周波数においてふらつきの範囲内で 0 に近いことが分かる。

Hpol アンテナでは ΔG が角度に依存しており、銅箔長が送電効率だけでなく放射パターンにも影響を与えていることが分かる。また ΔΔG をみると、測定とシミュレーションで大きく異なっていることが現れているが、周波数のズレを考慮した図 d を見るとおおよその傾向として改善されたことが読み取れる。

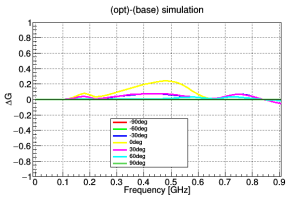
表 4.3、表 4.4 にそれぞれの角度周波数平均を示した。それぞれの差分について G_{ave} で割ることで差分の相対的割合を求めた。なお、ここで $\Delta G_{ave,sim}$ は測定と同様に空気中 (n=1.0) のデータを用いて、同じ角度、周波数幅でにて平均をおこなっているため、前章での結果とは異なった値を示している。$\Delta G_{ave,meas}$ を見ると、Vpol アンテナでも Hpol アンテナでも測定において最適化したものがオリジナルのアンテナより高利得を持つことが分かった。Vpol スリムアンテナでは+17.3%、Hpol アンテナでは+23.9%の性能向上が確かめられた。また $\Delta\Delta G_{ave}$ の分散項よりこの測定の系統誤差が分かり、この測定の性能向上は分散の範囲内であり、性能の向上を保証することは難しいことを表している。

表 4.3: Vpol スリムアンテナの性能比較

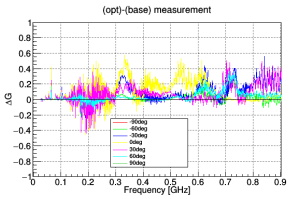
Vpol	(Bar feed)-(Cross feed)	(3/4 bar feed)-(Cross feed)
$\Delta G_{ave,sim}/G_{ave,sim,CrossFeed}$	+8.9% ± 16.2%	-1.6% ± 53.7%
$\Delta G_{ave,meas}/G_{ave,meas,CrossFeed}$	+17.3% ± 42.0%	+0.8% ± 63.2%
$\Delta\Delta G_{ave}/G_{ave,sim,CrossFeed}$	+4.8% ± 27.1%	+2.2% ± 40.5%

表 4.4: Hpol アンテナの性能比較

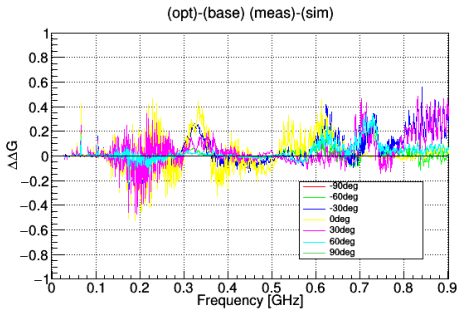
Hpol	(175mm foil)-(340mm foil)	(100mm foil)-(340mm foil)
$\Delta G_{ave,sim}/G_{ave,sim,Original}$	+27.7% ± 67.6%	+17.6% ± 43.2%
$\Delta G_{ave,meas}/G_{ave,meas,Original}$	+23.9% ± 45.1%	+8.0% ± 40.2%
$\Delta\Delta G_{ave}/G_{ave,sim,Original}$	-4.7% ± 43.1%	-10.0% ± 36.9%
$\Delta\Delta G_{ave}/G_{ave,sim,Original}$ with 100MHz shift	+5.1% ± 31.5%	-5.0% ± 28.5%



(a) simulation

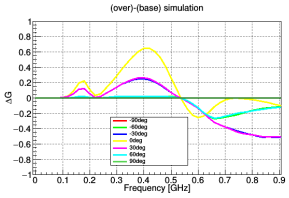


(b) measurement

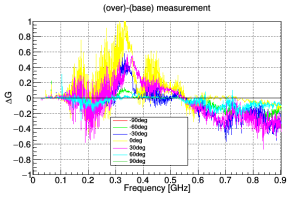


(c) measurement - simulation

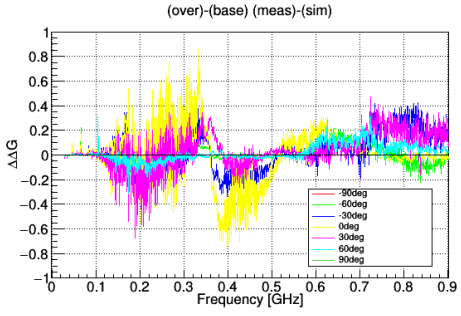
図 4.18: 改変を加えた Vpol スリムアンテナの利得差分
(Bar feed)-(Cross feed)



(a) simulation

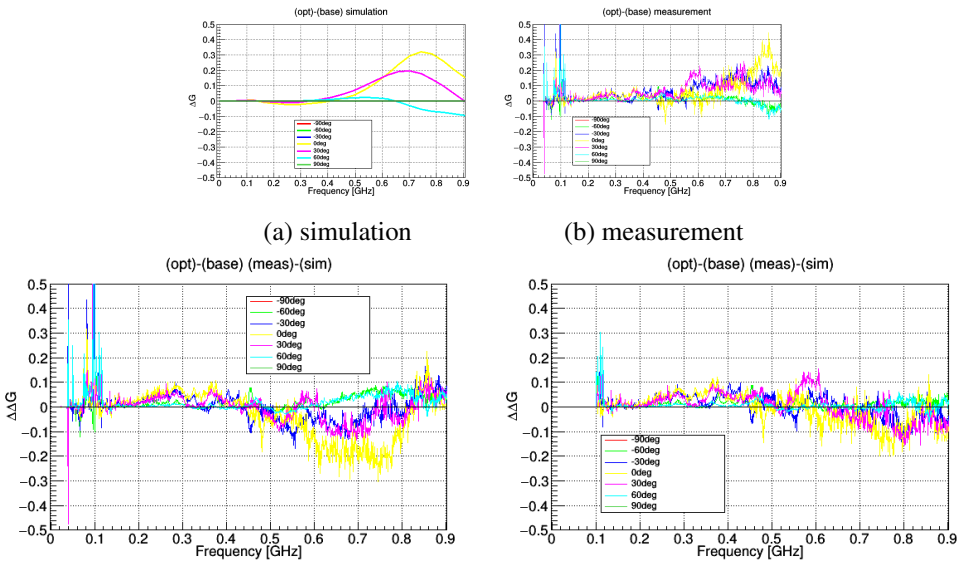


(b) measurement



(c) measurement - simulation

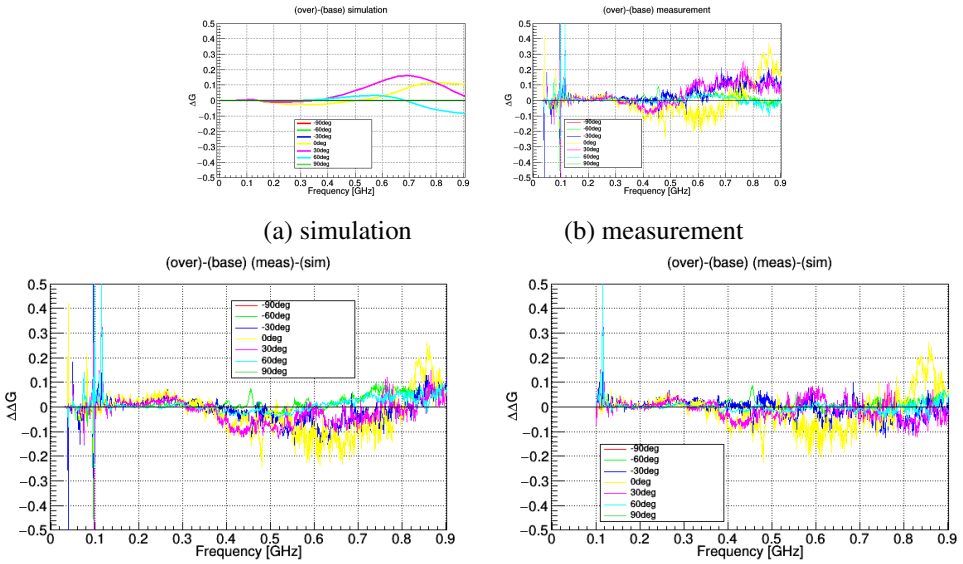
図 4.19: 改変を加えた Vpol スリムアンテナの利得差分
(3/4 bar feed)-(Cross feed)



(a) simulation (b) measurement

(c) measurement - simulation (d) measurement - simulation with shift

図 4.20: 銅箔長を変更した Hpol オリジナルアンテナの利得差分
(175mm foil)-(340mm foil)



(a) simulation (b) measurement

(c) measurement - simulation (d) measurement - simulation with shift

図 4.21: 銅箔長を変更した Hpol オリジナルアンテナの利得差分
(100mm foil)-(340mm foil)

第 5 章

アンテナの最適化による ARA 全体の感度向上

この章ではアンテナの改良が ARA 全体の感度にどれほどの影響を与えるかを調べる。ARA ではその感度計算のために ARASim というシミュレーションソフトウェアを開発している。このシミュレーションソフトウェアでは多くのニュートリノ信号をあらゆる方向から入射し、その信号をどの程度 ARA 実験が観測することができるのかといった点から ARA 全体のニュートリノにたいする感度を知ることができる。

本研究ではオリジナルの ARA アンテナと今回最適化した ARA アンテナについてそれぞれシミュレーションをおこない、その ARA のニュートリノに対する感度の影響を調べた。

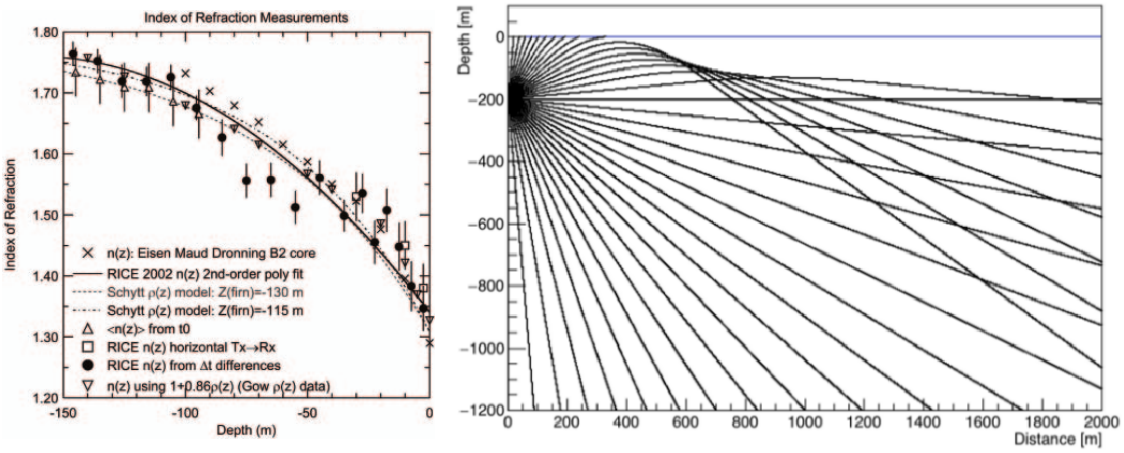
5.1 ARASim

ARASim[23] では、ARA 検出器を中心とした氷河中の球 (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 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, θ, ϕ) 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から信号が放出されるが、信号の軌跡は図 5.1a に再掲するように南極の氷は深さに依存している [19] ので、図 5.1b のように屈折する。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 (エネルギーの大きさによ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 [24]) とその位置 (r, θ, ϕ) 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粒子シャワー分布と高周波の放射は、理論上の予測値に基づいてモデリングされている [23]。アンテナに到達した信号の最終的な強さは、氷河中での高周波信号の減衰長 [25](深さに依存) やチェレンコフ角 (55.8°) 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アンテナとシグナルチェインの利得を考慮して、ある時間幅 (デフォルト:110ns) の中でノイズの RMS に対して十分高い時 (デフォルト:6.15 倍)、1 つのアンテナによる検出となる。そして、1 つのステーションにおいて、同じ偏波方向をもつアンテナの 8 本中 3 本が検

出されれば、事象として記録される。



(a) 南極の氷中の屈折率の深さ依存性。

(b) 氷中で信号がたどる軌跡。深さによる屈折角の違いから、場所によって軌跡が曲がる。

図 5.1: 南極氷河の屈折率の違いからくる軌跡の湾曲

ARA の全体の感度は実効面積 (Effective area)[m^2] で記述され、実効面積は以下の式で表現できる。

$$A_{eff}(E)[m^2] = \sum_{i=1}^{N_{trig}(E)} \frac{W_{trig}(E,i)}{N_{all}} \cdot A_{sim}[m^2] \tag{5.1}$$

ここで A_{eff}、N_{all}、N_{trig}、W_{trig}、そして A_{sim} はそれぞれ実効面積、シミュレーションに用いた事象の総数、トリガーされた事象数、検知された事象の ν 相互作用の確率を考慮した重み、そしてシミュレーションで用いた面積である。

またこの実効面積を用いることで、ある期間 T の間にどれだけのニュートリノを観測しうる可能性があるのかを計算することができる。

$$K(E) = \int 4\pi A_{eff}(E) T F(E) \cdot dE \tag{5.2}$$

ここで K(E)、F(E) はそれぞれ観測する可能性のある事象の個数、事象の頻度を表す。一般的に観測が難しい現象を観測しようとする際、ある期間で事象が何も観測出来なかった時、その事象が起こりうる頻度の上限値を統計的に計算することができる。この上限値を持ってその検出器の感度とすることがある。以下は [26] で記述される事象数 K(E) で 0 個のバックグラウンドを想定したとき事象が何も観測出来なかった時の、ポアッソン分布を仮定した 90%信頼度区間上限 ($F_{up}(E)$) を表す式である。

$$E^2 F_{up}(E) = E^2 \frac{1}{4\pi\, A_{eff}(E)\, T} \cdot \frac{K(E)}{\Delta E} \tag{5.3}$$

$$= E^2 \frac{1}{4\pi\, A_{eff}(E)\, T} \cdot \frac{2.44}{E \cdot ln(10) \cdot \Delta(log_{10} E)} \tag{5.4}$$

$$= E \frac{1}{4\pi\, A_{eff}(E)\, T} \cdot \frac{2.44}{ln(10)} \tag{5.5}$$

ここで観測期間 T は 10 年間を、ΔE は今回は対数表示で評価しているので $\Delta(\log_{10}E) = 1$ であり、また系統誤差を考慮しないとき、K(E) = 2.44 であることを用いている。

5.2 シミュレーションのセットアップ

ARASim をおこなうにあたってエネルギーは 10^{16}[eV] ~ 10^{21}[eV] を $10^{0.25}$[eV] 毎におこない、10^{16}[eV] ~ $10^{17.25}$[eV] では各々1,500,000 回、$10^{17.5}$[eV] ~ 10^{21}[eV] では各々300,000 回の事象をシミュレーションした。またシミュレーションは南極の氷河を再現したモードでおこない、まず 1 つのステーションについての実効面積を得た。その後、それぞれのステーションの同一性と独立性を仮定し、37 ステーション分実効面積を掛けあわせることで ARA 全体の実効面積を得た。

この状況についてまずオリジナルの ARA アンテナ (Vpol オリジナルアンテナと Hpol オリジナルアンテナ) を用いてシミュレーションをおこない、次に前 4 章にて最適化した ARA アンテナを用いてシミュレーションをおこなった。

5.3 結果

図 5.2 に ARASim から得られた実効面積を示した。今回の Xfdtd から得られた実効面積との比較をおこなった。図 5.2 下にはオリジナルのモデルと最適化をおこなったモデルとで得られた値との比を示した。また図 5.3 に実効面積から得られた ARA の感度を示した。実効面積のエネルギー依存性より、オリジナルのモデルと最適化したモデルでの違いは主に 10^{17}[eV] ~ 10^{19}[eV] において見られ高エネルギー側ではあまり向上がみられなかった。これはアンテナの性能の向上は信号雑音比 (S/N : Signal to Noise ratio) を向上させ事象の信号強度のしきい値を下げることができ、実効面積を低エネルギー側にずらしたものと等価になることから、実効面積のエネルギー依存性の傾きの小さい高エネルギー側では影響が小さいことに由来する。また低エネルギー側になるにつれ誤差が大きくなるのは、N_{trig} の数が少ないことが原因である。例えば $10^{16.5}$[eV] では 1,500,000　事象のうち 41 事象しかトリガーされず、10^{16}[eV] では 5 事象のみトリガーされなかった。結果として誤差はアンテナのモデル依存性よりも大きく、シミュレーション事象数の増加が求められている。

図 5.3 より、37 ステーションを用いた 10 年間の観測で 10^{18}[eV] において、オリジナルのモデルも最適化のモデルも Kotera 理論から予測されるニュートリノフラックス [27] をほぼカバーしており、ARA では GZK ニュートリノを観測できると予測されている。式 (5.2) より、各アンテナモデルを用いて 10 年間の観測を仮定したときの観測事象の期待値が以下の式 (5.6) で計算できる。ここでフラックスは Kotera 理論の上限値と下限値についてそれぞれ計算し比較した。また計算は図 5.3 より理論からもっとも観測が期待される 10^{18}[eV] を中心に 10^{17}[eV] ~ 10^{19}[eV] にておこなった。

$$K = \int_{10^{17}}^{10^{19}} 4\pi A_{eff}(E) TF(E) \cdot dE \tag{5.6}$$

$$= \sum_{E=10^{17}[eV]}^{10^{19}[eV]} 4\pi A_{eff}(E) TF(E) \cdot \frac{ln(10)\Delta(log_{10}E)}{E} \tag{5.7}$$

表 5.1 に計算の結果を示した。結果より、ARA は最適化アンテナモデルを用いることで約 3.3%多くの事象観測を期待できることが分かった。しかしこの性能の向上の値は大きいものではなく、オリジナルのモデルのアンテナでも十分に最適化されていたという結果となった。

表 5.1: ARA が 10 年間で期待する事象数と、最適化アンテナモデルを用いた時の事象数の向上率

期待される事象数	下限値	上限値
(オリジナルアンテナモデル)	7.4	104.4
(最適化アンテナモデル)	7.7	108.0
(最適化アンテナモデル)/(オリジナルアンテナモデル)	+3.6%	+3.5%

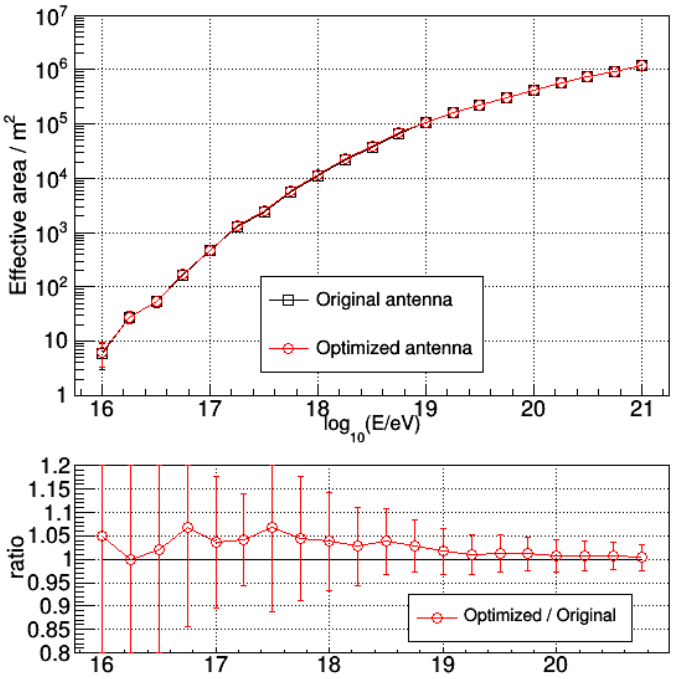


図 5.2: 実効面積のエネルギー依存性。

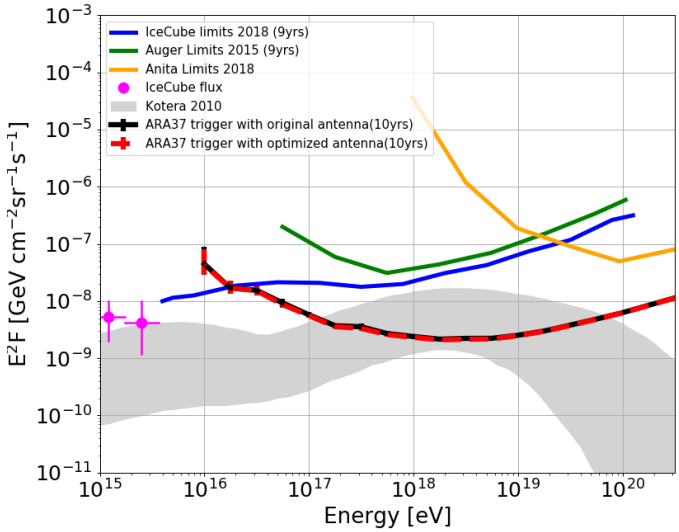


図 5.3: 超高エネルギーニュートリノを観測出来なかったときの 90%信頼度区間に基づくフラックスの上限値。理論値 (Kotera 2010) は [27] から得られた。また他の実験から得られた上限値として、IceCube[6]、Auger(2015)[11] そして ANITA[13] を示し、観測フラックスとして IceCube の解析結果 [2] を示した。

第 6 章

まとめ

6.1 結論と考察

本論文では、ARA 実験における超高エネルギーニュートリノの観測期待値を向上させるために、ARA で用いるアンテナの最適化による性能向上を研究した。アンテナの最適化は XFdtd シミュレーションソフトを用いておこない、実際の電波暗室における測定と比較することによりシミュレーションの結果を確認した。また、この電波暗室の測定では最適化をおこなったアンテナだけでなく、改変をおこなっていないオリジナルのモデルのアンテナについても測定、解析をおこないシミュレーションと実際の測定における誤差の見積りをおこなった。

電波暗室における測定から、Hpol アンテナにおいてフェライトの情報不足からくる 100MHz 程の周波数のズレが観測されたもののズレを考慮した解析の結果、約 30%の精度でシミュレーションと測定の利得が一致することが分かった。この結果は XFdtd シミュレーションが十分現実を再現出来ていることを示し、従来 ARA が使用してきた NEC2 シミュレーションソフトから得られた利得より XFdtd シミュレーションソフトの利得を使用するべきことが分かった。しかし、南極における ARA ステーション較正測定では系統誤差がおよそ 60%程であることから、電波暗室のような空気中の測定では XFdtd シミュレーションはアンテナの利得をよく説明できるが、南極の測定では測定誤差が大きいのが現状である。

ARA で用いるアンテナの最適化は氷中におけるシミュレーションにておこなった。Vpol アンテナについてはアンテナとケーブルを繋ぐ feed の部分を、Hpol アンテナでは全体の長さやアンテナの金属箔の部分について最適化をおこなった。その結果、平均で Vpol アンテナで+13.5%、Hpol アンテナで+8.9%の性能向上を達成した。またこのシミュレーションにおける最適化を、実際のアンテナに適応し電波暗室にて測定した。最適化のアンテナへの適応が限定的であったり、氷中ではなく空気中での測定であったりと最適化をおこなったシミュレーションの環境とは異なっているものの、Vpol アンテナでは Bar feed が Hpol アンテナではおよそ半分の長さの銅箔がオリジナルのアンテナより優れているというシミュレーションの最適化を裏付ける結果が得られた。

このシミュレーションにおける最適化を ARA の感度をシミュレーションする ARASim にて評価した結果、アンテナの最適化をおこなうことで+3.5%オリジナルのアンテナモデルより多くの超高エネルギーニュートリノの観測が期待できることが分かった。結果としてアンテナの最適化は ARA に大きな影響を与えることは無かったが、このアンテナ最適化の研究により現在のオリジナルのモデルでも十分性能の最適化がされていたことを確認できた。

6.2 今後の展望

今回の電波暗室測定では Vpol アンテナに関してはシミュレーションとよく一致した結果が得られたが、Hpol アンテナでは周波数のズレを観測した。このズレはフェライトの正確な情報を知らない事が主な要因と考えられている。そのため今後シミュレーションにおいてフェライトの性能をパラメータとし測定との比較をおこなうか、フェライト自体の性能を測定しシミュレーションに適応、比較をおこなう必要がある。

また氷中におけるシミュレーションも十分に完成しているとは言えていないのが現状である。南極における測定では利得のふらつきが大きく、シミュレーションとはおおよそ一致していたものの電波暗室測定ほどの精度で確かめることができていない。この測定の精度を上げることは 1 つの課題である。

最適化の結果については、超高エネルギーのイベントの期待値が大きく向上することは無かったものの、形状の改変は小さく設計の修正も容易であるため、既存のモデルから本研究で得られた最適化モデルへの変更をおこない少しでも世界初の超高エネルギーニュートリノ観測の礎となることを望む。

謝辞

本研究を遂行し、修士論文を作成するにあたり、お忙しい中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間瀬圭一助教、また日頃から実験や解析方法についてご助言を頂いた吉田滋教授、石原安野准教授に感謝の意を表します。

ARA 実験千葉大グループの Simon Archambault さん、Kim Myoungchul さんとは共に実験や議論をおこない、理解を深めることができました。また ICEHAP グループの Lu Lu さん、永井遼さん、牧野友耶さんの諸氏には、定期ミーティングで議論を深める機会や適切なアドバイスをいただきました。ICEHAP グループの秘書である高橋恵さんには様々な手続きの手助けをしていただきました。皆様に心より感謝いただきます。

付録 A 章

dB(デシベル)

A.1 dB(デシベル)

デシベルは 1/10 を表すデシ (deci) と 2 つの値の 10 進数における桁の差を表したベル (bel) を組み合わせた 2 つの値の比である。例えば A と B の比を考えたとき以下の式で定義される。

$$\frac{B}{A} = 10^{\frac{x[dB]}{10}} \tag{A.1}$$

$$x[dB] = 10\log_{10}\left(\frac{B}{A}\right) \tag{A.2}$$

にて表現される。例えばある信号増幅器 $P_{in} = 10^1[W]$ の信号を入力し、出力が $P_{out} = 10^3[W]$ であったとすると以下のようになる。

$$10\log_{10}\left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right) = 10\log_{10}\left(\frac{10^3}{10}\right) = 10\log_{10}10^2 = 10\times 2 = 20[dB] \tag{A.3}$$

A.2 dBi

アンテナの性能は一般的に利得 (Realized Gain) と呼ばれ、単位は [dBi] を用いる。dBi とは理想的な 3 次元空間において全方向に均一な感度を持つ完全無指向性アンテナ (isotrophic antenna) と、測定対象のアンテナとの感度の比を dB で表現したものである。この値が 1 を超えている時はアンテナがその方向に対して指向性を持っていることを示している。

A.3 dBm

電気工学においてデシベル (dB) は入力パワー (P_{in}[W]) に対する出力パワー (P_{out}[W]) の比であり

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = 10^{\frac{x[dB]}{10}} \tag{A.4}$$

$$x[dB] = 10\log_{10}\left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right) \tag{A.5}$$

にて表現される。dBm は上の定義において $P_{in} = 1[mW]$ としたときの結果であり

$$y[dBm] = 10\log_{10}\left(\frac{P_{out}}{1[mW]}\right) \tag{A.6}$$

である。

付録 B 章

FDTD法(Finite-Difference Time-Domain method)

FDTD 法 (Finite-Difference Time-Domain method) は日本語で有限差分時間領域法と表現される。時間領域の Maxwell 方程式を、空間を離散的なセルで表しセル間の電磁場の傾きを用いることで、微分を近似的に表現する。1966 年に Kane Yee によって基本的なアルゴリズムが提案された [18]。

MKS 単位系において Maxwell 方程式は

$$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \nabla \times \vec{E} = 0 \tag{B.1}$$

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \nabla \times \vec{H} = \vec{J} \tag{B.2}$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \tag{B.3}$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \tag{B.4}$$

となる。ここで $\vec{J}$,μ 及び ε は与えられているものとする。またシミュレーションをおこなう上で初期に電磁場は存在しないこととする。

直交座標系を考える ($\vec{A} = (A_x, A_y, A_z)$) と式 (B.1),(B.2) は

$$-\frac{\partial \vec{B_x}}{\partial t} = \frac{\partial \vec{E_z}}{\partial y} - \frac{\partial \vec{E_y}}{\partial z} \tag{B.5}$$

$$-\frac{\partial \vec{B_y}}{\partial t} = \frac{\partial \vec{E_x}}{\partial z} - \frac{\partial \vec{E_z}}{\partial x} \tag{B.6}$$

$$-\frac{\partial \vec{B_x}}{\partial t} = \frac{\partial \vec{E_y}}{\partial x} - \frac{\partial \vec{E_x}}{\partial y} \tag{B.7}$$

$$\frac{\partial \vec{D_x}}{\partial t} = \frac{\partial \vec{H_z}}{\partial y} - \frac{\partial \vec{H_y}}{\partial z} - J_x \tag{B.8}$$

$$\frac{\partial \vec{D_y}}{\partial t} = \frac{\partial \vec{H_x}}{\partial z} - \frac{\partial \vec{H_z}}{\partial x} - J_y \tag{B.9}$$

$$\frac{\partial \vec{D_x}}{\partial t} = \frac{\partial \vec{H_y}}{\partial x} - \frac{\partial \vec{H_x}}{\partial y} - J_z \tag{B.10}$$

図 B.1 のように点 (i,j,k) の座標を $(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z)$(i,j,k は整数) とし、時空間で定義される関数を

$$F(n\Delta t, i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \equiv F^n(i, j, k) \tag{B.11}$$

と定義する。セルでの電磁場を図 B.1 のように定義し、隣接セルとの有限差分をとることで微分を近似的に計算することができる。このとき式 (B.5) は

$$\begin{aligned}\frac{B_x^{n+1/2}(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}) - B_x^{n-1/2}(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2})}{\Delta t} \\ = \frac{E_y^n(i,j+\frac{1}{2},k+1) - E_y^n(i,j+\frac{1}{2},k)}{\Delta z} \\ - \frac{E_z^n(i,j+1,k+\frac{1}{2}) - E_z^n(i,j,k+\frac{1}{2})}{\Delta y}\end{aligned} \tag{B.12}$$

となり、式 (B.6),(B.7) も同様に表現できる。次に式 (B.8) は

$$\begin{aligned}\frac{D_x^n(i+\frac{1}{2},j,k) - D_x^{n-1}(i+\frac{1}{2},j,k)}{\Delta t} \\ = \frac{H_z^{n-1/2}(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k) - H_z^{n-1/2}(i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k)}{\Delta y} \\ - \frac{H_y^{n-1/2}(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}) - H_y^{n-1/2}(i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2})}{\Delta z} \\ + J_x^{n-1/2}(i+\frac{1}{2},j,k)\end{aligned} \tag{B.13}$$

となる。式 (B.9),(B.10) も同様に表現できる。これを全てのセルに対して計算すれば、電磁界の広がりを数値的に計算することが可能となる。

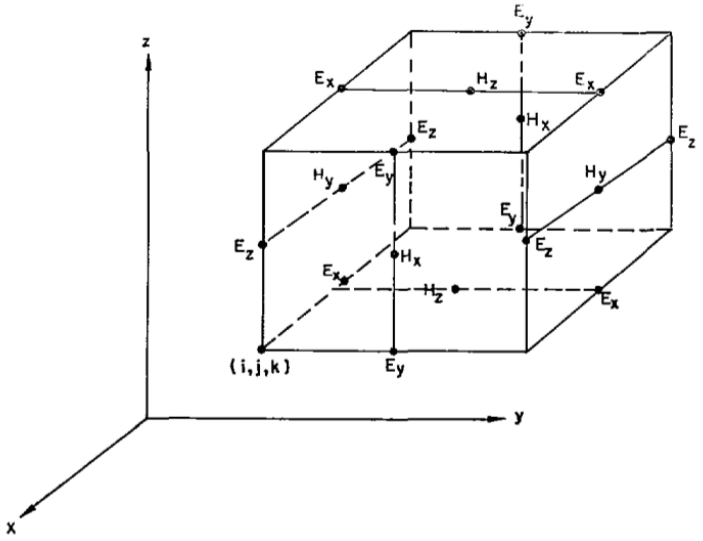


図 B.1: 場を分解したセルにおける電磁場の定義。電場は辺の中央に定義し、磁場は面の中央に定義する。

参考文献

[1] Shigeru Yoshida, Aya Ishihara ”Constraints on the origin of the ultra-high energy cosmic-rays using cosmic neutrino flux limits: An analytical approach” Phys, Rev. D85, 063002(2012).

[2] The IceCube Collaboration *et al*. ”Neutrinos and Cosmic Rays Observed by IceCube.” arXiv:1701.03731 (2017).

[3] Greisen, Kenneth. ”End to the Cosmic-Ray Spectrum?”. Physical Review Letters. 16 (17): 748-750. (1966).

[4] Zatsepin, G. T.; Kuz’min, V. A. ”Upper Limit of the Spectrum of Cosmic Rays”. Journal of Experimental and Theoretical Physics Letters. 4: 78-80. (1966).

[5] https://ara.wipac.wisc.edu/science

[6] The IceCube Collaboration *et al*. ”Differential limit on the extremely-high-energy cosmic neutrino flux in the presence of astrophysical background from nine years of IceCube data” Phys. Rev. D 98, 062003 (2018)

[7] M. G. Aartsen et al. (IceCube Collaboration), Phys. Rev. Lett. 117, 241101 (2016); M. G. Aartsen et al. (IceCube Collaboration), ibid. 119 259902(2017)

[8] K. Kotera, D. Allard, and A. V. Olinto, J. Cosmol. As- tropart. Phys. 2010, 013 (2010).

[9] M. Ahlers et al., Astropart. Phys. 34, 106 (2010).

[10] K. Murase, Y. Inoue, and C. D. Dermer, Phys. Rev. D90, 023007 (2014).

[11] A. Aab et al. (Pierre Auger Collaboration), Phys. Rev. D 91, 092008 (2015).

[12] Pierre Auger collaboration, Proceedings of Science 301(ICRC 2017), 972 (2017); https://pos.sissa.it/301/972/

[13] P. W. Gorham et al. (ANITA Collaboration), Phys. Rev. D 98, 022001 (2018).

[14] G.A.Askar’yan ”Excess Negative Charge of an Electron-Photon Shower And Its Coherent Radio Emission”(1962).

[15] J. Alvarez-Muiz, R.A. Vzquez, E. Zas ”Calculation Methods for Radio Pulses from High Energy Showers” Phys, Rev. D62, 063001(2000).

[16] E. Zas, F. Halzen, and T. Stanev, ”Electromagnetic pulses from high-energy showers: Implications for neutrino detection”Phys, Rev. D45, 362 (1992).

[17] The ARA collaboration *et al*., ”Performance of two Askaryan Radio Array stations and first results in the search for ultra-high energy neutrinos” Phys. Rev. D 93, 082003 (2016)

[18] Kane Yee ”Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell’s equations in isotropic media” IEEE Transactions on Antennas and Propagation (Volume: 14 , Issue: 3 , May 1966)

[19] I. Kravchenko, D. Besson, and J. Meyers, Journal of Glaciology 50, 522 (2004).

[20] NEC2 simulationhttps://www.nec2.org/

[21] 電波暗室 A-METLAB
http://www.rish.kyoto-u.ac.jp/metlab/AMETLAB.html

[22] 京都大学生存圏研究所
http://www.rish.kyoto-u.ac.jp/DCRP/METLAB.html

[23] P.Allison *et al*.(ARA), Astropart. Phys. 70, 62 (2015),arXiv:1404.5285

[24] A.Connolly, R. S. Thorne, and D. Waters, Phys. Rev.D 83, 113009 (2011).

[25] P.Allison *et al*.(ARA), Astropart. Phys. 35, 457 (2012)

[26] G. J. Feldman and R. D. Cousins, Phys. Rev. D 57, 3873 (1998)

[27] K. Kotera et al., Annual Review of Astronomy and Astrophysics 49, 119 (2011), http://dx.doi.org/10.1146/annurev-astro-081710-102620.