

修士論文

超伝導検出器MKIDの周波数多重読み出し用
フロントエンド回路の開発

総合研究大学院大学
高エネルギー加速器科学研究科
素粒子原子核専攻

石塚 光

平成 27 年 1 月
(2015 年)



概要

宇宙マイクロ波背景放射 (Cosmic Microwave Background; CMB) の温度異方性等の精密測定により、ビッグバン宇宙模型は宇宙の標準模型として今日定着している。しかし、この模型には「地平線問題」・「平坦性問題」・「残存粒子問題」等の未解決問題が存在する。インフレーション理論は、宇宙初期における時空の加速度膨張 (インフレーション) によって、これらの問題を一挙に解決する。インフレーションは原始重力波を生成し、その痕跡は CMB の偏光地図上に大角度スケール ($\gtrsim 1^\circ$) の非対称パターン「*B* モード」として観測できる。つまり、CMB 偏光を広い領域にわたって観測することが重要である。

GroundBIRD 実験はこの原始重力波による *B* モードの検出を目的とした地上実験である。一般に、観測領域を制限するのは検出器の $1/f$ ノイズであり、その影響を取り除くためには、出来る限り高速なスキャン変調 (視野を周期的に切り替える観測) を達成することが重要である。GroundBIRD は望遠鏡自身を高速で回転して (毎分 20 回転)、CMB 実験で最も速いスキャン変調を実現する。超伝導検出器 MKID (Microwave Kinetic Inductance Detector) は、時間応答性に優れているため、この高速スキャン変調に適した検出器である。

CMB 観測用の MKID は、極低温 ($\lesssim 250$ mK) で動作するため、冷却光学系への熱流入を抑えることが肝要である。MKID は一本の読み出し線で多数の素子を読み出すことが容易なため、配線数を大幅に低減することができる。現在、市販の ADC/DAC 基板 (アナログ基板) と FPGA (Field-Programmable Gate Array) 評価基板を組み合わせ、読み出し系を構成している。しかしながら、この市販品にはローパス・フィルタ (LPF) が実装されているため、帯域が制限されている。これは結果として、読み出し多重度を制限する。また、クロック生成器周辺が必要以上に複雑で使い勝手が悪い。さらに、消費電力が大きく動作が不安定という致命的な問題も抱えている。これら三つの問題を解決すべく、広帯域かつシンプル・省電力な構成のアナログ基板の開発を行った。

本研究で開発した RHEA は、MKID の読み出しに最適化したアナログ基板である。帯域を制限していた原因である LPF を排除して、帯域をおよそ 30% 広げること成功した。消費電力が大きく、現在の用途に不釣合いな位相同期回路 (PLL) の代わりに、必要最低限の機能をもったクロック・ファンアウト・バッファを搭載し、回路の簡素化と省電力性を向上した。その他種々の IC を選定しなおし、さらに電源回路を見直すことで、フロントエンド回路全体の消費電力は、従来の半分に抑えることができた。これらの改善は、回路全体の簡素化と同時に、ユーザーによる制御ファームウェアのコーディングの容易さをもたらす。

以上、本研究は MKID の読み出しに最適化したアナログ基板 RHEA を試作し、策定した仕様性能を満たすことを確認した。今後、実際に MKID を使って使用実績を積み重ねるといった課題は残るものの、GroundBIRD 実験に搭載する MKID の読み出し系として満足することを確認した。また、クロック・アップによる帯域拡大の余地、デジタル基板と分離した構成がもたらす、FPGA 商品の性能向上の恩恵を直ちに反映できる自由度など魅力的な伸びしろも有する。

目次

第 1 章 序論	4
1.1 インフレーション理論と宇宙マイクロ波背景放射	4
1.1.1 ビッグバン宇宙模型の限界とインフレーション理論の導入	4
1.1.2 スローロール・インフレーション	6
1.1.3 宇宙論的摂動	8
1.1.4 インフレーションのエネルギー・スケール	10
1.1.5 CMB の偏光	10
1.2 原始重力波起源 B モード観測の現状	12
1.3 GroundBIRD 実験	12
1.3.1 スキャン・ストラテジー	14
1.3.2 回転冷却光学系	14
1.3.3 MKID	16
1.3.4 偏光応答の校正	18
第 2 章 超伝導検出器 MKID とその読み出し	19
2.1 動作原理	19
2.2 周波数多重読み出し	20
2.2.1 帯域と多重度の関係	20
2.3 読み出し系	21
2.3.1 読み出し系の構成と大まかな流れ	22
2.3.2 DDC 方式による読み出し原理	24
2.4 市販品で構築したフロントエンド回路とその課題	29
2.4.1 デジタル基板	30
2.4.2 アナログ基板	31
2.4.3 解決すべき課題	32
第 3 章 アナログ基板の仕様策定	34
3.1 要求分析	34
3.1.1 帯域に対する要求	34
3.1.2 消費電力・発熱に対する要求	34
3.1.3 ユーザビリティに対する要求	34
3.1.4 要求分析を反映した解決方法	35
3.2 仕様策定	35
3.2.1 アナログ基板のブロック図	36

3.2.2	アナログ基板の仕様	37
第4章	アナログ基板の設計と試作	38
4.1	回路図設計—論理的に無矛盾かつシンプルな回路を目指す	38
4.1.1	新旧回路図の比較	38
4.2	基板図設計—論理記号を現実世界に落とし込む	41
4.2.1	信号の伝搬速度	42
4.2.2	特性インピーダンスと反射ノイズ	42
4.2.3	実際の基板の配線	43
4.3	試作	45
第5章	試作アナログ基板の評価	48
5.1	クロック信号の確認	48
5.1.1	基板納品時のトラブルとその解決	48
5.1.2	クロック分配の安定性評価	50
5.2	消費電力の評価	52
5.2.1	評価方法	52
5.2.2	評価結果	54
5.3	基板上ICの発熱量の評価	54
5.3.1	評価方法	54
5.3.2	評価結果	54
5.4	DACアナログ信号の評価	56
5.4.1	評価方法	56
5.4.2	評価結果	56
5.5	ADC線型性の評価	58
5.5.1	評価方法	58
5.5.2	評価結果	59
5.6	変調・復調読み出し帯域の評価	60
5.6.1	評価方法	60
5.6.2	評価結果	61
5.7	読み出しノイズレベルの評価	62
5.7.1	評価方法	62
5.7.2	評価結果	64
5.8	評価結果まとめ	66
5.9	さらなる高みを目指した改造案の検討	66
5.9.1	水晶発振器を交換してADC/DACのサンプリング周波数をあげる	67
5.9.2	DACのサンプリング周波数をさらに上げる	67

第 6 章 MKID の読み出し試験	68
6.1 試験方法	68
6.2 試験結果	69
第 7 章 まとめ	70
付 録 A 世界で開発されているフロントエンド回路との比較・位置づけ	72
A.1 NIKEL	72
A.2 MUSIC Readout	74
A.3 本研究との比較	75
付 録 B 外部 LPF の評価	77
B.1 評価方法	77
B.2 評価結果	77
付 録 C 冷却回路と MHz/GHz コンバーターの構成部品一覧	79

第1章 序論

宇宙マイクロ波背景放射 (Cosmic Microwave Background; CMB) の温度異方性等の精密測定により、ビッグバン宇宙模型は、宇宙の標準模型として定着している。しかし、この模型には「地平線問題」・「平坦性問題」・「残存粒子問題」等の未解決問題が存在する。本章では、これらを解決する有力な理論として、インフレーション理論について述べ、この理論を検証する CMB 偏光観測とその現状についてまとめる。最後に、本研究で開発するフロントエンド回路のアプリケーションとなる GroundBIRD 実験の概要について述べる。

1.1 インフレーション理論と宇宙マイクロ波背景放射

1.1.1 ビッグバン宇宙模型の限界とインフレーション理論の導入

インフレーション理論は、1981年に発表された、初期宇宙の進化を記述する理論である [1–4]。この理論は、ビッグバン宇宙模型の問題だった「地平線問題」・「平坦性問題」・「残存粒子問題」を一挙に解決する。これら三つの問題は、宇宙初期がフリードマン的な宇宙であるために存在する。そこで、インフレーション理論では、宇宙初期のある一定期間をフリードマン的ではなく、ド・ジッター的であったと仮定する。このド・ジッター的な期間 (インフレーション期) は、ハッブル・パラメーター $H \equiv \dot{a}/a$ が一定となるため、 $a \propto e^{Ht}$ となり、時空が指数関数的に引き伸ばされる。ここで、 $a \equiv a(t)$ は宇宙の膨張率を表し、スケール因子と呼び、 $\dot{a} \equiv da(t)/dt$ である。この加速度膨張をインフレーションと呼ぶ。

インフレーション期が存在すると、フリードマン的な宇宙の地平線 (粒子地平線) は、実際の地平線ではなくなる。インフレーション期以前に因果関係を持っていた時空の2点は、インフレーションによって急激に引き離される。その共動距離が現在の見かけの地平線よりも大きければ、現在の宇宙が地平線よりも大きなスケールで因果関係を持っていたとしても問題にはならない。さらに、インフレーションは時空の曲率を急激に小さくする。インフレーション期が十分長ければ、曲率はゼロに漸近してゆき宇宙は平坦になる。また、インフレーション期以前に生成された残存粒子の密度も、インフレーションによって急激に小さくなる。

フリードマン的な宇宙における見かけの地平線を表す量として、ハッブル半径 $d_H \equiv c/H$ を考える。宇宙のある場所に固定された任意の2点を考え、その物理的距離を l_{phys} とする。この距離はスケール因子 a に比例し、これらの長さの時間変化は図 1.1 のようになる [5]。インフレーションの始まる時刻と終わる時刻をそれぞれ、 t_i 、 t_f とし、それに対応するスケール因子を $a_i = a(t_i)$ 、 $a_f = a(t_f)$ とする。ここで、インフレーションが起きる前には、 l_{phys} がハッブル半径の中に入っており、そのスケールで宇宙は一様になっているとする。インフ

レーション期 $t_i < t < t_f$ に入るとハッブル・パラメーターはほぼ一定値をとり、 $d_H = \text{const.}$ 、 $l_{\text{phys}} \propto e^{Ht}$ となる。これにより、 l_{phys} は指数関数的に大きくなり、ハッブル半径を超える。インフレーションが終わった後 $t > t_f$ では再び、放射優勢のフリードマン的な宇宙になり、ハッブル半径の増加率が l_{phys} のそれを上回るようになる。こうして一度ハッブル半径の外へ出たスケールが再びハッブル半径内に戻る。つまり、現在、地平線内にあるスケールも、インフレーション以前に因果関係を持つことが可能となる。

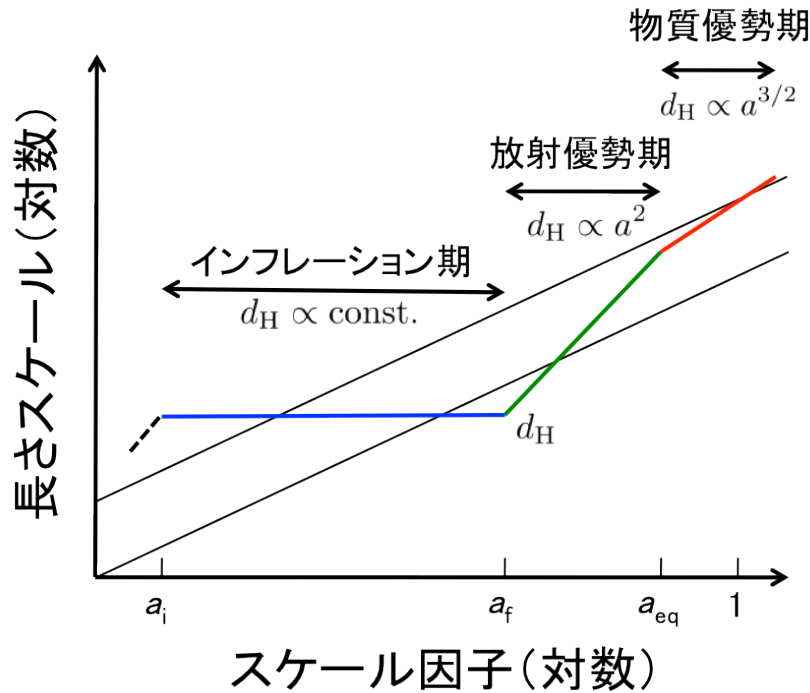


図 1.1: インフレーション理論におけるスケールの変化。太線は各期間のハッブル半径 d_H の変化を表す。細線は共動スケール l_{phys} の変化を表す。下の細線は放射優勢期にハッブル半径に入る共動スケール、上の細線は現在のハッブル半径に入る共動スケールである。

どのくらいの期間インフレーションが起きればよいか調べるために、インフレーション前後のスケール因子の比をとり、それを対数表示した量 N を定義する。

$$N \equiv \ln \left[\frac{a(t_f)}{a(t_i)} \right] = \int_{t_i}^{t_f} H dt \quad (1.1)$$

ここで、 N は膨張指数と呼ばれる。インフレーション中は、ハッブル・パラメーターがほぼ一定なので、

$$N \simeq H(t_f)(t_f - t_i) \quad (1.2)$$

となる。したがって、膨張指数はインフレーション中の膨張率とその持続時間に比例する。

地平線問題を解決するためには、現在のハッブル半径に対応する共動距離が、インフレーションが始まる時のハッブル半径に対応する共動距離よりも小さくなければならない。

$$\frac{c}{H_0} < \frac{c}{a(t_i)H(t_i)} \quad (1.3)$$

また、インフレーション中は、ハッブル・パラメーターがほぼ一定であることから、式(1.3)は、

$$\frac{a(t_f)}{a(t_i)} > \frac{a(t_f)H(t_f)}{H_0} \quad (1.4)$$

となる。このとき、インフレーションが終わってから放射優勢期が始まるまでの間に、スケール因子や膨張率が変わらないと仮定すると、放射優勢期が始まる時刻のエネルギー密度 ρ_r を用いて、式(1.4)は、

$$\frac{a(t_f)}{a(t_i)} > \frac{\rho_r^{1/4}}{0.037h \text{ [eV]}} \quad (1.5)$$

と表せる [6, p. 221]。ここで、 h は無次元化したハッブル定数で $h \equiv H_0/100 \text{ [km/s/Mpc]}$ と定義される。 $\rho_r \sim 10^{16} \text{ GeV}$ 、 $h = 0.7$ とすると、 $N \gtrsim 60$ となる。

1.1.2 スローロール・インフレーション

前述のように、インフレーション理論は、宇宙初期にド・ジッター的な宇宙が実現すると仮定している。ド・ジッター的な宇宙は、アインシュタイン方程式に宇宙定数を導入することにより実現するが、宇宙定数は語義どおり定数なので、インフレーションを始めたり、終わらせたりすることができない。インフレーションを引き起こし、終わらせる仕組み（模型）が必要である。

一般に、インフレーションの模型を考えるときは、なんらかのスカラー場などによって、一時的に現れた真空のエネルギーがド・ジッター的な宇宙を実現していると考えられる。そのようなスカラー場をインフラトン場と呼ぶ。

ここでは簡単のために、インフラトン場が実スカラー場 $\phi(x)$ である場合を考え、量子ゆらぎについて平均したインフラトン場の有効ポテンシャルを $V(\phi)$ とする。作用積分のローレンツ不変性と一般座標変換不変性、運動方程式の時間に対する微分は2階までと仮定すると、スカラー場 ϕ のラグランジアン L が一意に定められる。

$$L = \int \sqrt{-g} d^3x \left[-\frac{1}{2} g^{\mu\nu} \partial_\mu \phi \partial_\nu \phi - V(\phi) \right] \quad (1.6)$$

ここで、 L は共動座標 x^i による積分であり、 $g = \det(g_{\mu\nu})$ は計量テンソルの行列式である。

一様等方宇宙を考えると、スカラー場は時間のみの関数となり、 $\sqrt{-g} \propto a^3$ である。したがって、単位共動体積あたりのラグランジアン \mathcal{L} は、

$$\mathcal{L} = a^3 \left[\frac{\dot{\phi}^2}{2c^2} - V(\phi) \right] \quad (1.7)$$

となる。これより、オイラー-ラグランジュ方程式は、

$$\ddot{\phi} + 3H\dot{\phi} + c^2 V'(\phi) = 0 \quad (1.8)$$

となる。ここで、 $V'(\phi) = dV(\phi)/d\phi$ である。この方程式は、摩擦を受けながら1次元ポテンシャルの中を運動する粒子の描像と等価である。つまり、宇宙膨張は摩擦の役割をして、場の進化を抑制している。

式 (1.7) のラグランジアンをルジャンドル変換し、ハミルトニアンを求めれば、このスカラー場のエネルギーを計算することができる。これより、場のエネルギー密度 ρ_ϕ と圧力 p_ϕ は、

$$\rho_\phi = \frac{\dot{\phi}^2}{2c^2} + V(\phi) \quad (1.9)$$

$$p_\phi = \frac{\dot{\phi}^2}{2c^2} - V(\phi) \quad (1.10)$$

となる。ここで、 $\dot{\phi} = 0$ のとき、 $V(\phi)$ は一定となる。これは宇宙定数のエネルギー密度と圧力に一致する。つまり、インフレーション理論に必要なド・ジッター的な宇宙がこのスカラー場によって実現されている。

インフレーションを起こす例として、図 1.2 のようなポテンシャルを考える。このスカラー場は、インフレーションが始まる時に、なんらかの理由によって真の真空ではない $\phi = \phi_{\text{in}}$ という値をもっている。スカラー場の値はポテンシャルの最小点である真の真空 ϕ_0 に向けてゆっくり落ちていき、インフレーションを起こす。そして、 ϕ_0 のまわりを振動して急速にそのエネルギーを解放し、インフレーションが終了する。

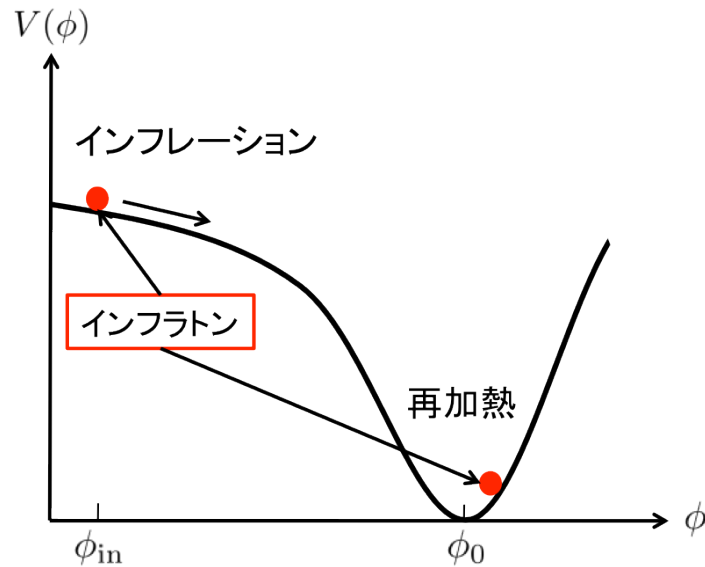


図 1.2: インフレーションを引き起こすポテンシャルとインフラトン場の移り変わり

インフレーションの期間は、曲率を現在の宇宙のように小さくするために、十分長く起きる必要がある。そのため、ポテンシャルの形はある程度制限される。インフラトンの描像が摩擦を受けながら、ポテンシャル中をゆっくりと運動する粒子の運動と等価であることは先に述べた。この摩擦が十分大きければ、すぐに摩擦とポテンシャルがつりあい、ある一定の終端速度をもった状態に落ち着く。このときは、式 (1.8) における加速度の項 $\ddot{\phi}$ が無視できる。よって、式 (1.8) は、

$$3H\dot{\phi} + c^2V'(\phi) = 0 \quad (1.11)$$

となる。ここで、スカラー場の真空のエネルギーが卓越しているとすると、フリードマン方

程式は、

$$H^2 = \frac{8\pi G}{3c^2} V(\phi) \quad (1.12)$$

と書ける。これらの近似はスローロール条件と呼ばれ、その条件は以下である。

$$\dot{\phi}^2 \ll c^2 V(\phi), \quad |\ddot{\phi}| \ll c^2 |V'(\phi)| \quad (1.13)$$

また、式 (1.11)–(1.13) より、ポテンシャルの微分に対する条件は、

$$\left(\frac{V'}{V}\right)^2 \ll \frac{24\pi G}{c^4}, \quad \left|\frac{V''}{V}\right| \ll \frac{24\pi G}{c^4} \quad (1.14)$$

である。これより、式 (1.1) で表されるインフレーションの膨張指数 N は、

$$N = \int_{t_i}^{t_f} H dt = \int_{\phi_i}^{\phi_f} \frac{H}{\dot{\phi}} d\phi = -\frac{8\pi G}{c^4} \int_{\phi_i}^{\phi_f} \frac{V(\phi)}{V'(\phi)} d\phi \quad (1.15)$$

となる。式 (1.14)、(1.15) より、インフレーション開始時と終了時の場の距離 $|\phi_f - \phi_i|$ が $c^2 G^{-1/2}$ 程度より大きい値であれば、 N は十分大きくなる。つまり、十分長いインフレーションは、このように比較的小さな傾きを持つポテンシャルによって起こる。

1.1.3 宇宙論的摂動

宇宙は完全に一様等方ではない。これは星や銀河が存在していることから自明である。そこで、一様等方宇宙からの摂動を考える [7]。

$$\phi(t, \mathbf{x}) = \bar{\phi}(t) + \delta\phi(t, \mathbf{x}), \quad g_{\mu\nu}(t, \mathbf{x}) = \bar{g}_{\mu\nu}(t) + \delta g_{\mu\nu}(t, \mathbf{x}) \quad (1.16)$$

ここで、 $\bar{\phi}(t)$ と $\bar{g}_{\mu\nu}(t)$ は一様成分を表し、 $\delta\phi(t, \mathbf{x})$ と $\delta g_{\mu\nu}(t, \mathbf{x})$ はその摂動を表す。この計量における線素 ds^2 は、

$$\begin{aligned} ds^2 &= g_{\mu\nu} dx^\mu dx^\nu \\ &= -(1 + 2\Phi) dt^2 + 2aB_i dx^i dt + a^2[(1 - \Psi)\delta_{ij} + E_{ij}] dx^i dx^j \end{aligned} \quad (1.17)$$

で表される。ここで、 B_i 、 E_{ij} は、

$$\begin{aligned} B_i &\equiv \partial_i B - S_i, \quad (\partial^i S_i = 0), \\ E_{ij} &\equiv 2\partial_{ij} E + 2\partial_{(i} F_{j)} + h_{ij}, \quad (\partial^i F_i = 0, \quad h^i{}_i = \partial^i h_{ij} = 0) \end{aligned} \quad (1.18)$$

である。実空間における、スカラー・ベクトル・テンソル摂動は、それぞれ分解できることが知られており、独立に考えられる。また、ベクトル摂動 S_i 、 F_i は、宇宙の膨張にしたがって減衰する成分であるとしてここでは扱わない。

テンソル摂動は、座標変換

$$\begin{aligned} t &\rightarrow t + \alpha \\ x^i &\rightarrow x^i + \delta^{ij} \beta_{,j} \end{aligned} \quad (1.19)$$

に対して不変（ゲージ不変）だが、スカラー摂動は次のような変換を受ける。

$$\Phi \rightarrow \Phi - \dot{\alpha} \quad (1.20)$$

$$B \rightarrow B + a^{-1}\alpha - a\dot{\beta} \quad (1.21)$$

$$E \rightarrow E - \beta \quad (1.22)$$

$$\Psi \rightarrow \Psi + H\alpha \quad (1.23)$$

また、スカラー場の摂動 $\delta\phi$ は

$$\delta\phi \rightarrow \delta\phi - \dot{\phi}\delta t \quad (1.24)$$

と変換される。

1.1.3.1 スカラー摂動

スカラー摂動は、一様な超曲面上 ξ の曲率摂動により与えられる [8]。

$$-\xi \equiv \Psi + \frac{H}{\dot{\rho}}\delta\rho \quad (1.25)$$

式 (1.25) は、スローロール・インフレーションの場合、

$$-\xi \approx \Psi + \frac{H}{\dot{\phi}}\delta\phi \equiv \mathcal{R} \quad (1.26)$$

と近似できる。スカラーゆらぎのパワースペクトルは、

$$\langle \mathcal{R}_{\mathbf{k}} \mathcal{R}_{\mathbf{k}'} \rangle = (2\pi)^3 \delta(\mathbf{k} + \mathbf{k}') P_{\mathcal{R}}(k), \quad \Delta_s^2 \equiv \Delta_{\mathcal{R}}^2 = \frac{k^3}{2\pi^2} P_{\mathcal{R}}(k) \quad (1.27)$$

となる。ここで、 $\langle \dots \rangle$ は、ゆらぎのアンサンブル平均である。パワースペクトルのスケール依存性を考えるとき、次のような指標が用いられる。

$$n_s - 1 \equiv \frac{d \ln \Delta_s^2}{d \ln k}, \quad \alpha_s \equiv \frac{dn_s}{d \ln k} \quad (1.28)$$

ここで、スケール不変であるとき、 $n_s = 1$ である。spatially-flat ゲージを考えると、式 (1.26) において $\Psi = 0$ となり、 \mathcal{R} とインフレーションのスカラー場の関係は、

$$\langle \mathcal{R}_{\mathbf{k}} \mathcal{R}_{\mathbf{k}'} \rangle = \left(\frac{H}{\dot{\phi}} \right)^2 \langle \delta\phi_{\mathbf{k}} \delta\phi_{\mathbf{k}'} \rangle \quad (1.29)$$

となり、スローロール・インフレーションにおける、スカラー場 ($m_\phi \ll H$) の量子ゆらぎは、ハッブル・パラメーターを使って、

$$\langle \delta\phi_{\mathbf{k}} \delta\phi_{\mathbf{k}'} \rangle = (2\pi)^3 \delta(\mathbf{k} + \mathbf{k}') \frac{H^2}{2k^3} \quad (1.30)$$

となる。したがって、式 (1.27)、(1.29)、(1.30) より、スカラー場がつくるゆらぎのパワースペクトルは次のようになる。

$$\Delta_s^2(k) = \left(\frac{H}{2\pi} \right)^2 \frac{H^2}{2k^3} \Bigg|_{k=aH} \quad (1.31)$$

1.1.3.2 テンソル摂動

テンソル摂動には2つのモード h_{ij} ($h \equiv h^+, h^\times$) が存在する。このテンソルゆらぎのパワースペクトルは、

$$\langle h_{\mathbf{k}} h_{\mathbf{k}'} \rangle = (2\pi)^3 \delta(\mathbf{k} + \mathbf{k}') P_h(k), \quad \Delta_h^2 = \frac{k^3}{2\pi^2} P_h(k) \quad (1.32)$$

となる。2つのモードを合わせたパワースペクトルは、

$$\Delta_t^2 \equiv 2\Delta_h^2 = \frac{2}{\pi^2} \left(\frac{H}{M_{\text{pl}}} \right)^2 \Big|_{k=aH} \quad (1.33)$$

で与えられる。ここで、 $M_{\text{pl}} \equiv (8\pi G)^{-1/2}$ はプランク質量である。スケール依存性の指標は、スカラー摂動のときと同様にして、次のように定義される。

$$n_t \equiv \frac{d \ln \Delta_t^2}{d \ln k} \quad (1.34)$$

1.1.4 インフレーションのエネルギー・スケール

テンソルゆらぎの振幅 Δ_t^2 をスカラーゆらぎの振幅 $\Delta_s^2 \sim 10^{-9}$ で規格したパラメーター r を次のように定義する。

$$r \equiv \frac{\Delta_t^2(k)}{\Delta_s^2(k)} \quad (1.35)$$

ここで、 r はテンサー・スカラー比と呼ばれ、原始重力波の相対的な大きさを表す。 Δ_s^2 を固定して、 $\Delta_t^2 \propto H^2 \approx V$ であるとすると、テンサー・スカラー比とインフレーションのエネルギー・スケールは、一対一に対応する。

$$V^{1/4} = 1.06 \times \left(\frac{r}{0.01} \right)^{1/4} \times 10^{16} \text{ [GeV]} \quad (1.36)$$

つまり、実験によって r を測定すれば、インフレーションのエネルギー・スケールに制限を加えることができる。たとえば、 $r \sim 0.01$ のとき、インフレーションのエネルギー・スケールは素粒子の大統一理論 (GUT) のエネルギー・スケール ($\approx 10^{16}$ GeV) 程度となる。微視的な世界を記述する素粒子理論と巨視的な世界を記述する宇宙理論が同程度のエネルギー・スケールを示唆することは興味深い。

1.1.5 CMB の偏光

CMB は、最終散乱面における、光子と電子のトムソン散乱によって生じたものである。一般に、トムソン散乱は偏光を生じるため、CMB も偏光している。一様等方な宇宙では、散乱によって生じる偏光は等方化されて消えてしまうが、宇宙が非一様であれば、散乱は非等方的になり、観測する CMB 地図上に偏光のゆらぎが残る (図 1.3)。

CMB の偏光パターンは、次の E モードと B モードに分解することができ、次のように定義する。

$$\begin{pmatrix} E(\mathbf{l}) \\ B(\mathbf{l}) \end{pmatrix} \equiv \begin{pmatrix} \cos 2\phi_l & \sin 2\phi_l \\ -\sin 2\phi_l & \cos 2\phi_l \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{Q}(\mathbf{l}) \\ \tilde{U}(\mathbf{l}) \end{pmatrix} \quad (1.37)$$

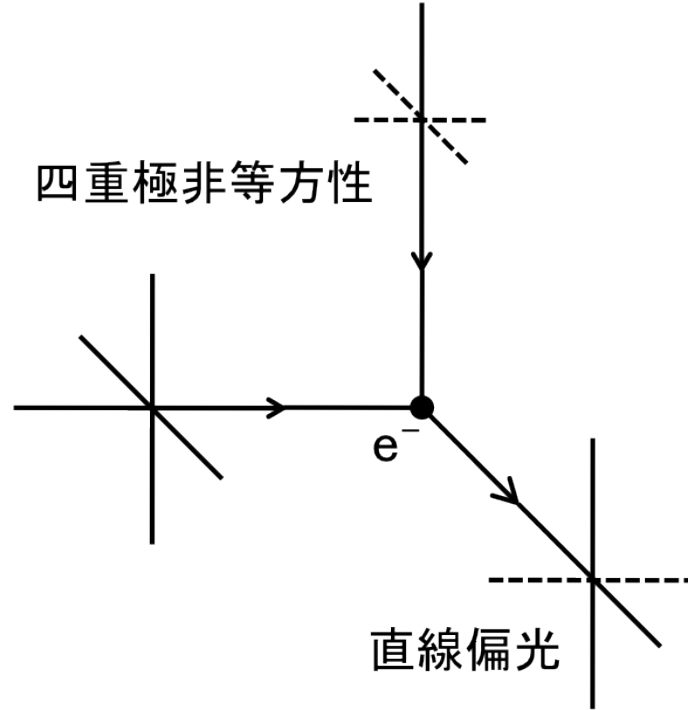


図 1.3: 非等方的なトムソン散乱により偏光がつけられる

ここで、 \tilde{Q} 、 \tilde{U} は、ストークス・パラメーターの 2 次元フーリエ変換であり、第 1 軸と 2 次元波数ベクトル l との間の角度が ϕ_l である。2 次元波数ベクトル l をもつ温度ゆらぎのフーリエモードに対して、 E モードはそのゆらぎの方向 l に平行、または垂直な方向への偏光成分である。 B モードは l から 45 度傾いた方向への偏光成分である。一般に、直線偏光はこの 2 つのモードの重ね合わせからなる。

密度ゆらぎ（スカラー摂動に由来するゆらぎ）から生じる偏光は、 B モードを生じない。一般に、密度ゆらぎは各フーリエモードの重ね合わせで与えられるため、そこから生じる偏光は E モードのみである。

B モードが生じる原因は、ふたつ考えられる。ひとつ目は、弱い重力レンズ効果である。重力レンズ効果により、光は進行方向を変える。このとき、重力レンズの効果は、最終散乱面のゆらぎとはほとんど関係がないので、1 次的な温度ゆらぎから幾何学的に決まる E/B モードの区別ができなくなる。ふたつ目は、重力波によるものである。重力波は空間を非等方に歪めるので、光の散乱時に偏光を生じる。重力波による空間の歪みは、重力波の波数ベクトルと垂直な平面の方向になる。このため、密度ゆらぎの場合と異なり、 B モードも E モードと同様に生成される。

E/B モードの検出は、パワースペクトルを観測量として求められる。 E/B モードのパワースペクトル C_l^{EE} 、 C_l^{BB} は次のように定義される。

$$\langle E^*(l)E(l') \rangle = (2\pi)^2 \delta^2(l-l') C_l^{EE} \quad (1.38)$$

$$\langle B^*(l)B(l') \rangle = (2\pi)^2 \delta^2(l-l') C_l^{BB} \quad (1.39)$$

重力波のパワースペクトルへの寄与は、密度ゆらぎによる寄与よりも小さい。重力波の振幅

は、ハッブル半径内で減衰するので、小角度スケールのパワースペクトルへの寄与は小さくなる。重力波が寄与すると、大角度スケールの温度パワースペクトルだけが強められる。逆に、弱い重力レンズ効果のパワースペクトルへの寄与は、小角度スケール ($\mathcal{O}(0.1^\circ)$) で大きくなる。つまり、インフレーションによる重力波（原始重力波）を観測するためには、大角度スケール ($\gtrsim 1^\circ$) の B モードを観測する必要がある。

1.2 原始重力波起源 B モード観測の現状

インフレーション理論は、ビッグバン宇宙模型の問題を一挙に解決し、また、現在の宇宙構造の種になる微小なゆらぎをつくれるなど魅力的な理論であるが、インフレーションの模型は多種多様に存在するため、実際にこの宇宙がどの模型を採用しているのかわかっていない。そこで、実際にこの宇宙を観測して、これらの模型に制限を課す方法が考えられる。特に CMB 偏光の精密測定は、インフレーション模型を制限する有力な方法のひとつである。

昨年、2014年3月に BICEP2 実験が、原始重力波起源の B モードを発見したと報告した [9]。報告されたテンサー・スカラー比は、 $r = 0.2_{-0.05}^{+0.07}$ であり、 $r = 0$ を 7.0σ で棄却するというものだった。同年5月に発表されたプランク実験の 353 GHz 帯（前景放射に感度がある観測周波数帯）の結果 [10] は、BICEP2 実験が観測した領域の前景放射が、仮定していたよりも大きいことを示唆しており、BICEP2 実験の発見が前景放射由来でないことを有意に棄却できないという見方が強まった。

BICEP2 実験は、単一周波数（150 GHz 帯；CMB の偏光強度が最も大きくなる周波数帯）で観測を行っているため、自身の実験で前景放射の成分を差し引くことができない。そのため、前景放射の模型を使ってその値を見積もるか、同じ領域を観測している他の実験と協力して、前景放射を見積らなくてはならない（あるいはその両方）。これからの CMB 実験に必要な要素は、原始重力波起源の B モードを定量的に正しく見積もるために、前景放射に関する情報も合わせて測定することである。つまり、以下に述べる GroundBIRD 実験 [11] やその他の実験 [12] のように、複数の周波数帯を同時に観測できることが要求される。

WMAP 実験とプランク実験に代表される CMB の無偏光成分のゆらぎを主とする（間接的な測定も含めた）統合解析が与えるテンサー・スカラー比の上限値は、 $r < 0.11$ である。したがって、原始重力波起源 B モードを狙う近未来実験は、それよりも一桁以上小さい値 $r \sim 0.01$ が観測目標となる。

1.3 GroundBIRD 実験

GroundBIRD 実験は、原始重力波起源による B モードの幅広い角度スケール（数度から数十度）にわたるスペクトル測定を目的とした地上実験である（図 1.4）。北半球と南半球からの複数点観測による全天観測を目指しており、その観測候補地は、スペイン領・カナリア諸島とチリ・アタカマ高地である。検出器は CMB 実験としてはじめて MKID（Microwave Kinetic Inductance Detector）を採用し、145 GHz 帯と 220 GHz 帯のふたつの周波数帯を観測する。幅広い大角度スケールに焦点をあてた観測は、テンサー・スカラー比の測定（ま

たは上限値の制限) というだけではなく、 B モードスペクトルの特徴的な形も測定する。特に、 $l \leq 10$ の再電離がつくる山と $l \sim 100$ の再結合がつくる山を測定することは、インフレーションの模型を精査する上で重要である。さらに、大角度スケールに焦点をあてた観測は、弱い重力レンズ効果がつくる B モードの影響が少ないという特徴をもつ (図 1.5)。表 1.1 に GroundBIRD の特徴をまとめる。

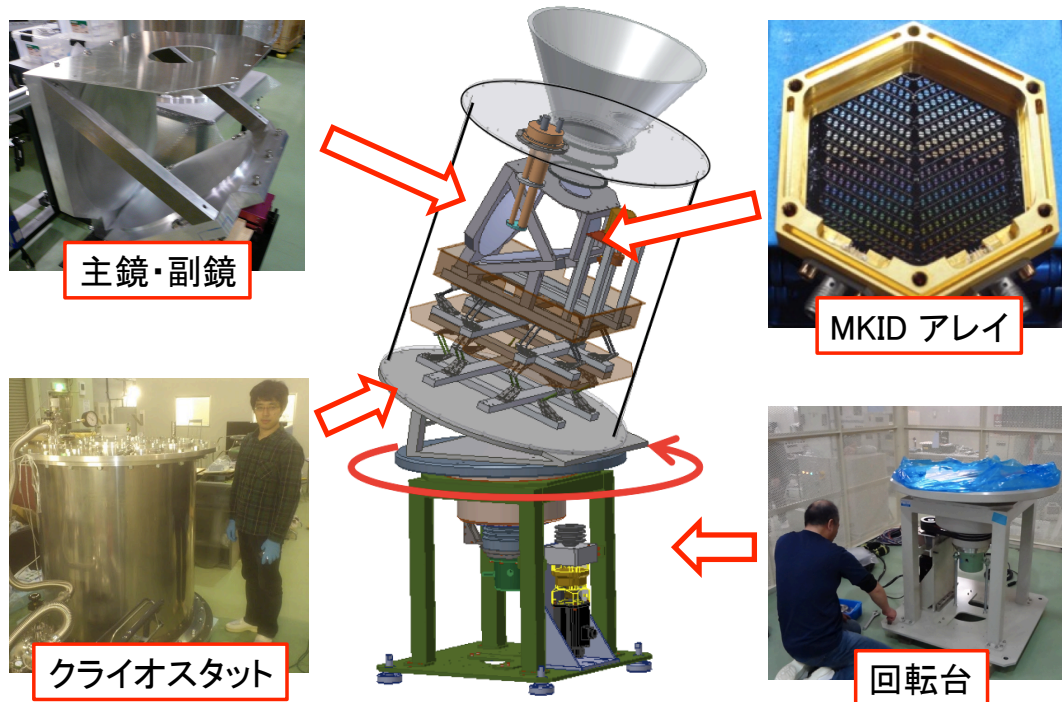


図 1.4: GroundBIRD 実験の望遠鏡と回転台。GroundBIRD は望遠鏡自身が高速に回転 (毎分 20 回転) して、検出する CMB 偏光に変調をかける。これにより、 $1/f$ ノイズの影響を受けない測定が可能となる。水口-ドラゴン条件下の主鏡・副鏡は、4 K に冷却して熱雑音を小さくする。検出器は MKID (Microwave Kinetic Inductance Detector) を採用し、145 GHz 帯と 220 GHz 帯を同時観測する。

表 1.1: GroundBIRD の特徴

開口径	300 mm
光学系	クロス-ドラゴン反射光学系
視野	$\pm 10^\circ$
検出器	MKID (レンズ-アンテナ結合型)
観測帯域	145 GHz \cdot 220 GHz
角度分解能	$0.5^\circ @ 145 \text{ GHz} \cdot 0.3^\circ @ 220 \text{ GHz}$
スキャン速度	$120^\circ/\text{s}$
観測範囲	全天の 30% (1 台)

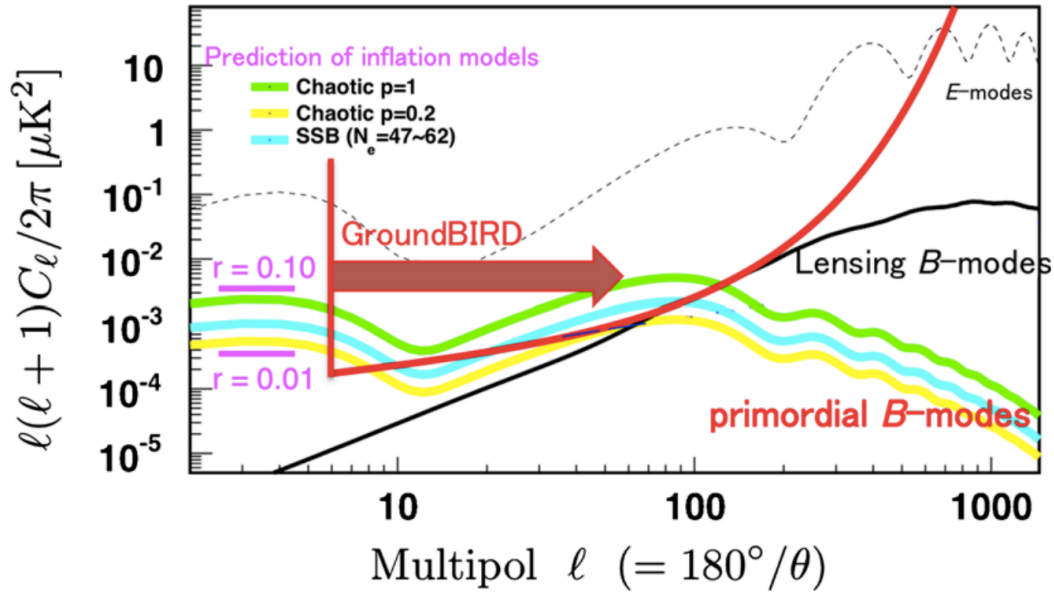


図 1.5: 予想される B モードのパワースペクトルと GroundBIRD の感度曲線。曲線（「GroundBIRD」と矢印が着いた曲線）は2年間の観測における信頼区間95%の感度である。破線は Λ CDM 模型から予想される E モードのパワースペクトルで、既に複数の実験により観測されている [13,14]。

1.3.1 スキャン・ストラテジー

GroundBIRD 一台の観測領域は、全天のおよそ30%である（図1.6）。一般に、観測領域を制限するのは、検出器のベースラインのゆらぎに起因する $1/f$ ノイズである。この影響を取り除くためには、出来る限り高速なスキャン変調（視野を周期的に切り替える観測）を行うことが重要である。GroundBIRD は、望遠鏡自身を分速20回 ($f_{\text{scan}} \sim 0.33$ Hz) で回転することにより、検出器の $1/f$ ノイズの影響を受ける周波数帯 ($f_{\text{knee}} \leq 0.1$) を避けて観測を行うことができる。

1.3.2 回転冷却光学系

回転台上の光学系は、水口-ドラゴン条件下に設置した主鏡・副鏡と MKID を充填した焦点面から構成される（回転冷却光学系、図1.7） [15,16]。この光学系の冷却は、二種類の冷凍機によって行う。ひとつはパルス管冷凍機（Pulse Tube Cooler; PTC¹）で、40 K まで冷却可能な40K ステージと4 K まで冷却可能な4K ステージからなる。もうひとつはヘリウム吸着式冷凍機（He-10^{2,3}）で、800 mK まで冷却可能な He4 ステージと300 mK まで冷却可能な He3I ステージ、250 mK まで冷却可能な He3U ステージからなる。室温から250 mK までの冷却は、段階的に行う。各構成要素は次のようになる。

¹<http://www.cryomech.com/products/cryorefrigerators/pulse-tube/pt415/>

²<http://www.chasecryogenics.com/>

³三つのステージのそれぞれのヘリウム (^4He , ^3He , ^3He) の質量数の和をとって「He-10」と呼ばれる。

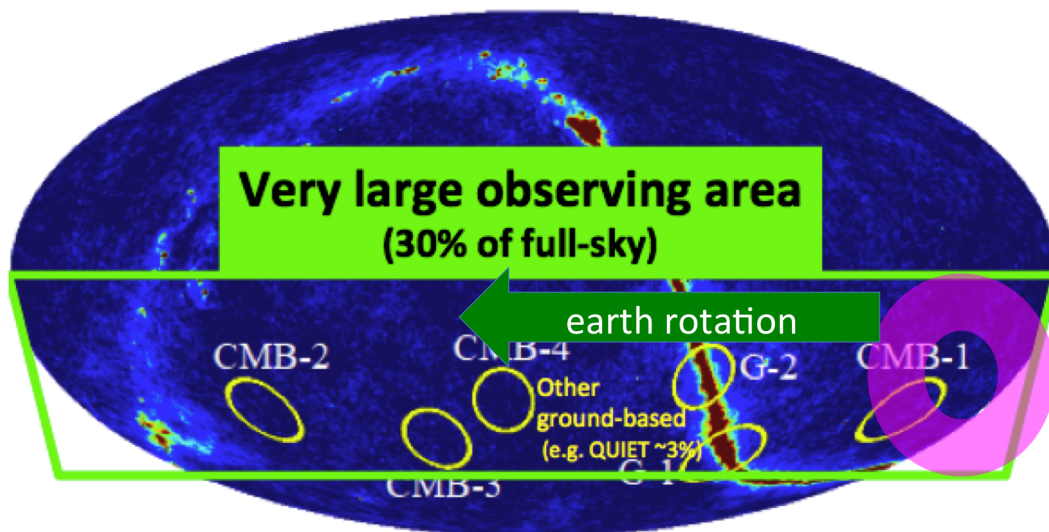


図 1.6: GroundBIRD のスキャン・ストラテジー。望遠鏡は天頂角に対して 20° 傾けた状態で回転しながら観測を行う。地球の自転 ($15^\circ/\text{hour}$) と望遠鏡の回転 (分速 20 回) により、全天のおよそ 30% を掃く。スキャン・パターンはドーナツ型になる。

40K シールド

PTC 40K ステージにより冷却された無酸素銅のシールド。主にクライオスタット側面の放射熱を防ぐ。

4K シールド

PTC 4K ステージにより冷却された無酸素銅のシールド。主に 40K シールドからの熱放射を防ぐ。

4K ヒートリンク

PTC 4K ステージからの純アルミのヒートリンク。主鏡・副鏡の冷却と、He-10 He4 ステージの冷却に用いる。

250mK ヒートリンク

He-10 He3U ステージからの純アルミのヒートリンク。MKID を充填した焦点面を冷却する。

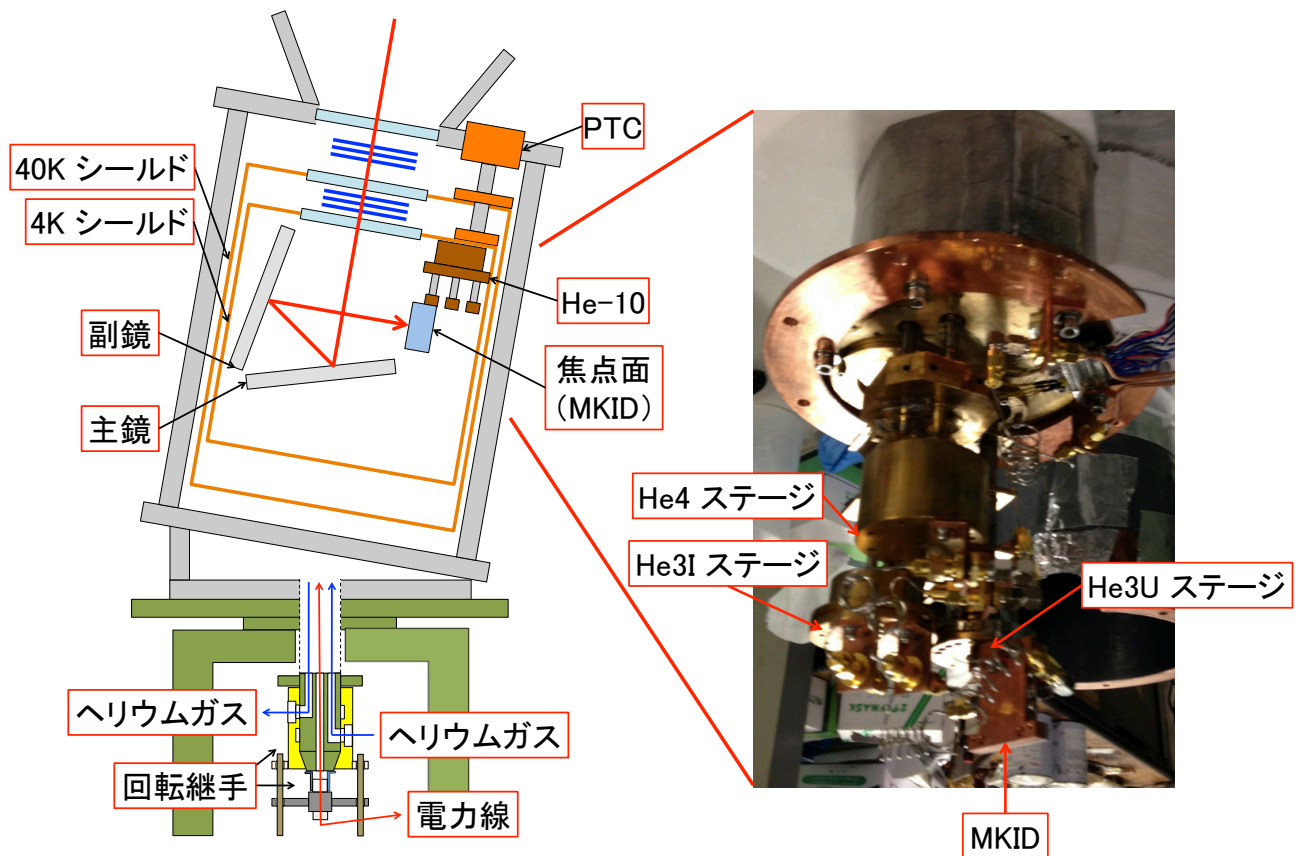


図 1.7: 回転冷却光学系。冷凍機 (PTC) を循環するヘリウムガス線 (^4He) と電力線 (AC200 V) は、回転台下の 2 種類の回転継手によって接続する。電力線は AC100 V も合わせて接続し、回転台上の他の電子機器 (読み出し系等) の電源として使用する。クライオスタット内は、室温 ($\sim 300\text{ K}$) から $\sim 250\text{ mK}$ の焦点面までを段階的に冷却し、熱放射を防ぐために、表面温度を 40 K と 4 K に保った二層のシールド (40K シールド、4K シールド) が施される。これにより、主鏡・副鏡は、 $\sim 4\text{ K}$ に、MKID を充填した焦点面は $\sim 250\text{ mK}$ に保たれる。

1.3.3 MKID

GroundBIRD に搭載する MKID は、いくつかの協力機関によって開発が進められている。その内のひとつである国立天文台による MKID アレイの特徴と焦点面の設計をそれぞれ表 1.2 と図 1.8 に示す。

前景放射 (銀河由来の放射成分、図 1.9) を見積もるために焦点面中央に 220 GHz 帯に感度をもつ MKID ウエハーを置き、その周りに B モード探索用の 145 GHz 帯に感度をもつ MKID ウエハーを並べる。前景放射の成分は主に、宇宙塵 (ダスト) による熱放射で高周波領域で大きくなる特徴がある。

表 1.2: GroundBIRD に搭載する MKID アレイの特徴

観測帯域 [GHz]	$D_{\text{pixel}}(3\lambda)$ [mm]	NET [$\mu\text{K}\sqrt{\text{s}}$]	ピクセル [pix/枚]	ウエハー [枚]	MKID [個]	NET _{array} [$\mu\text{K}\sqrt{\text{s}}$]
145	6.0	250	52	6	624	10
220	4.1	380	112	1	224	26

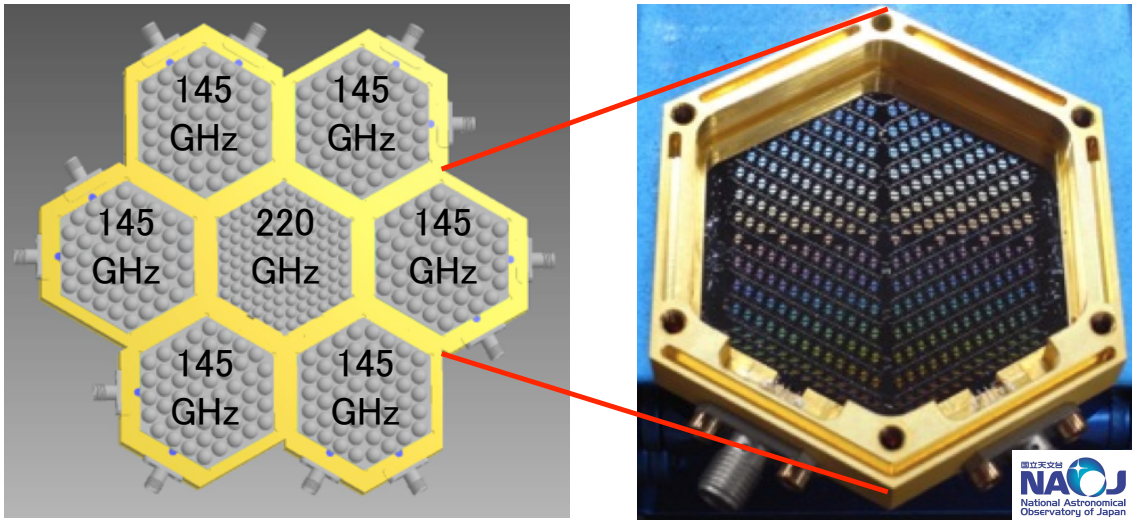


図 1.8: 国立天文台による GroundBIRD の焦点面のデザイン。焦点面中央に 220 GHz 帯に感度をもつ MKID ウエハーが置かれ、その周りに 145 GHz 帯に感度をもつウエハーが並ぶ。

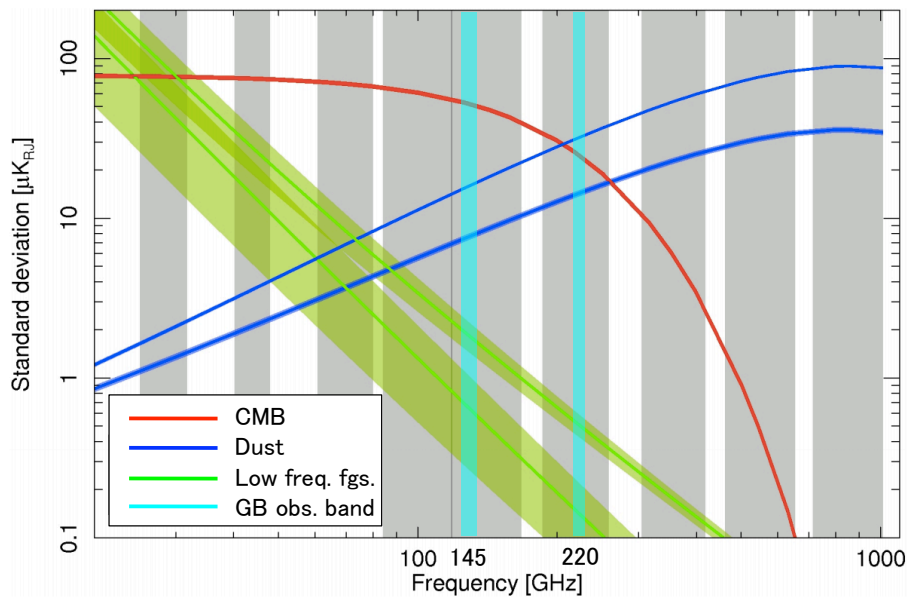


図 1.9: 銀河由来の放射成分と予想される CMB のスペクトル [17]。赤線は CMB の温度異方性、青線はダストの熱放射、緑線はシンクロトン放射や自由-自由放射のスペクトルを表す。シアン線は GroundBIRD の観測周波数帯を表し、145 GHz 帯で CMB の観測を、220 GHz 帯でダストの熱放射成分を見積もる。

1.3.4 偏光応答の較正

図 1.5 が示すように、予想される B モードの信号は、 E モードの信号よりも 10 倍、あるいは 100 倍以上小さい。したがって、系統誤差の抑制が重要となる。GroundBIRD は、望遠鏡の回転を利用して、観測を行いながら偏光応答の較正を行う (図 1.10)。一定周期で回転する偏光信号は、回転の二倍周期の変調信号となる [18]。この偏光信号への応答性を X 軸方向のアンテナと Y 軸方向のアンテナで比較して較正する。これにより、無偏光 \rightarrow 偏光信号へのクロス・トークを 0.1% 未満の精度で抑制できる。

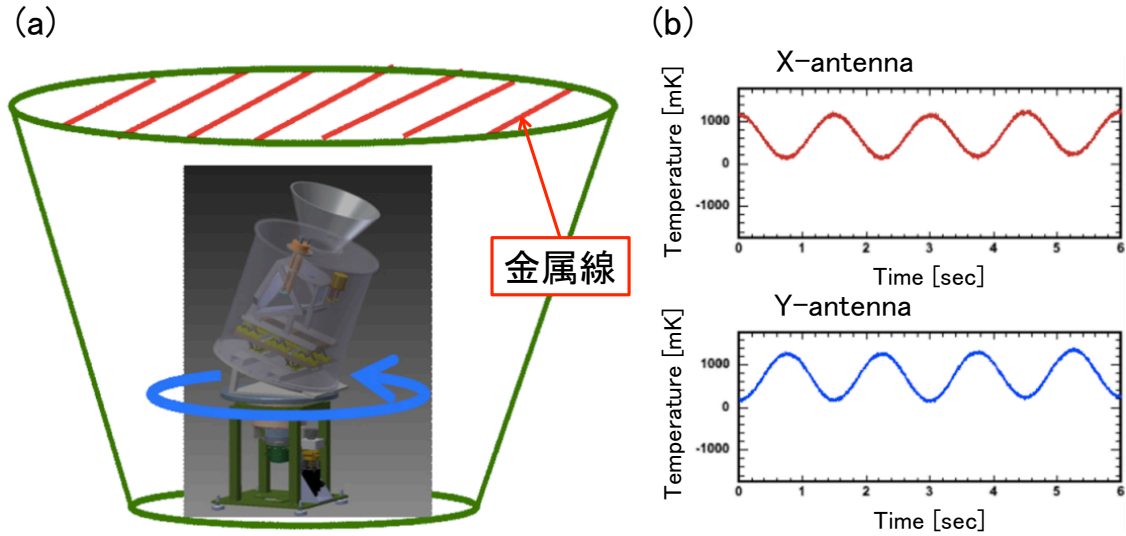


図 1.10: (a) 望遠鏡の視野に金属線を平行に張る。望遠鏡が回転することにより、金属線周辺の光子が反射し、それを受けて検出器が応答する。これにより、 X 軸方向のアンテナと Y 軸方向のアンテナの応答性を較正する。(b) アンテナ結合型 MKID における偏光応答のシミュレーション。

第2章 超伝導検出器MKIDとその読み出し

本章では、MKIDの動作原理の概要とその読み出し方法について述べる。MKIDの利点のひとつである周波数多重読み出しについて述べたあとに、市販のアナログ基板を用いた読み出し系の概要とその不満点を挙げる。本論文の目的は、これらの不満を解消する新たなアナログ基板の開発である。

2.1 動作原理

Microwave Kinetic Inductance Detectors (MKID) は、2003年に発明された超伝導検出器である [19–21]。図2.1(a)に示すように、MKIDは電波を受信するアンテナと超伝導共振器、フィードライン（読み出し線）から構成される。図2.1(b)に示すように、MKIDはLC回路のひとつとみなせる。共振器はそれぞれ固有の共振周波数 $\omega = 1/\sqrt{LC}$ をもつ。ここで、 L は共振器のインダクタンス、 C は共振器とフィードラインのAC結合するときのキャパシタンスを表す。

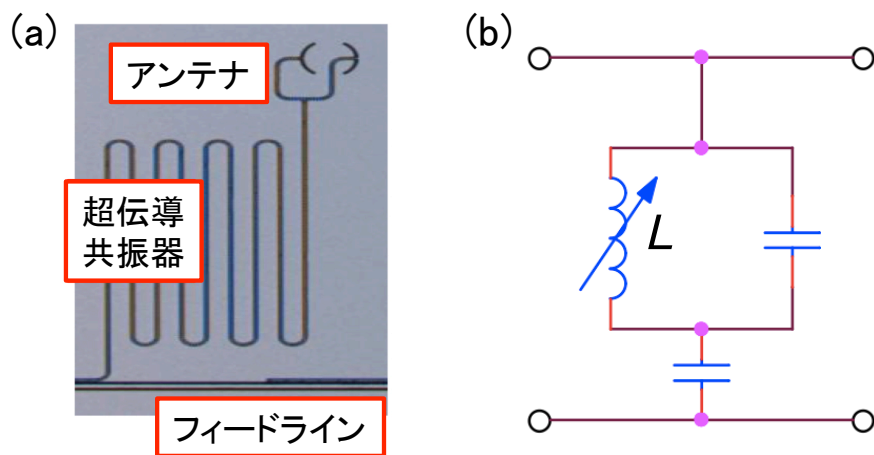


図2.1: MKID一素子の写真(a)とその等価回路(b)。MKIDはアンテナと超伝導共振器、フィードラインからなり、超伝導共振器とフィードラインはAC結合している。受信した電波のエネルギー $h\nu$ が 2Δ より大ききとき、超伝導状態の共振器内のクーパー対が解離し、 $N_{qp} = \eta h\nu/\Delta$ 個の準粒子が生成する。共振器内の準粒子数変化に伴って、インダクタンスが変化する。これにより、共振状態が変化し、受信信号の強度が測定できる。

アンテナで受信した電波のエネルギーが共振器内クーパー対のギャップエネルギーより大きいと、それを解離する。このとき、共振器のインダクタンスが変化する。MKIDはその変

化を共振状態の変化（振幅・位相の変化）として検出する（図 2.2）。共振周波数は 4–6 GHz に設定されることが多い。

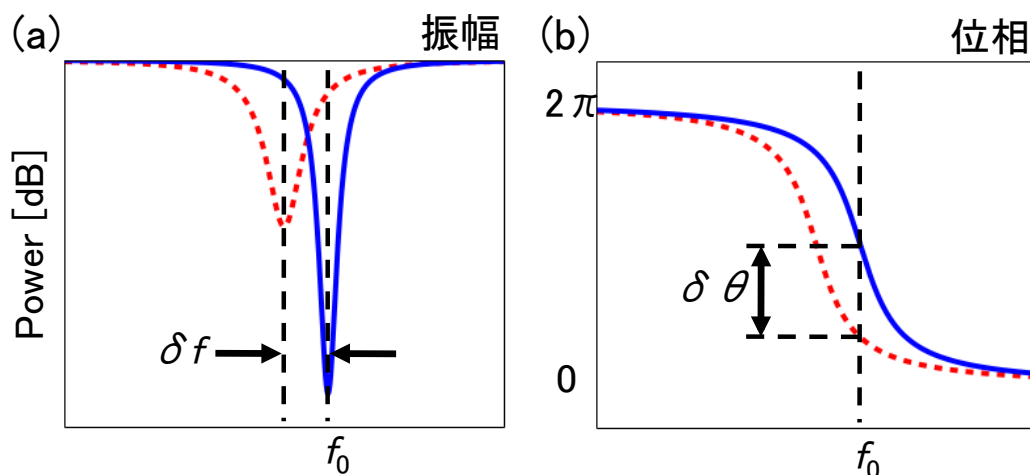


図 2.2: MKID への信号入射にともなう共振状態の変化は、共振周波数とその振幅、位相の変化として検出できる。読み出し系の役割は、これらの変化を計測することである。

2.2 周波数多重読み出し

次世代の CMB 偏光観測にとって、検出器の多素子化は重要な課題である。前章で述べたように、GroundBIRD は 848 個の MKID を搭載する。室温系と冷却系をつなぐフィードラインからの熱流入の抑制が肝要となる。この鍵を握るのが信号の多重化である。

信号の多重化には、周波数分割多重と時間分割多重、空間分割多重、符号分割多重など、様々な技術が存在する。MKID は共振器の長さによって、個々の共振周波数を調整することができる。図 2.3 に示すように、共振周波数の異なる MKID をフィードライン上に並べれば、周波数空間に信号を多重化できる。つまり、MKID は周波数分割多重読み出しに最適な検出器である。

2.2.1 帯域と多重度の関係

上述のように、読み出し多重度の数は、ある帯域にいくつの共振ピークを定義するかで決まる。例えば、個々の MKID の共振周波数の間隔を 2 MHz 程度と仮定すると、 ± 100 MHz の帯域幅の中に 100 個の多重度を定義できる¹。つまり、帯域の広さと多重度は比例関係にある（図 2.4）。MKID の共振間隔は、その製作精度と共振の鋭さに依存する。図 2.8 に見るように、既に十分な共振の鋭さを有する。GroundBIRD の 145 GHz 帯検出器においては、1 ウエハーあたり 104 個の MKID が配置される。つまり、 ± 100 MHz の帯域を確保することが読み出し系への要求となる。

¹ここで、 \pm の符号は位相を表し、実効的な帯域幅は 200 MHz となる。

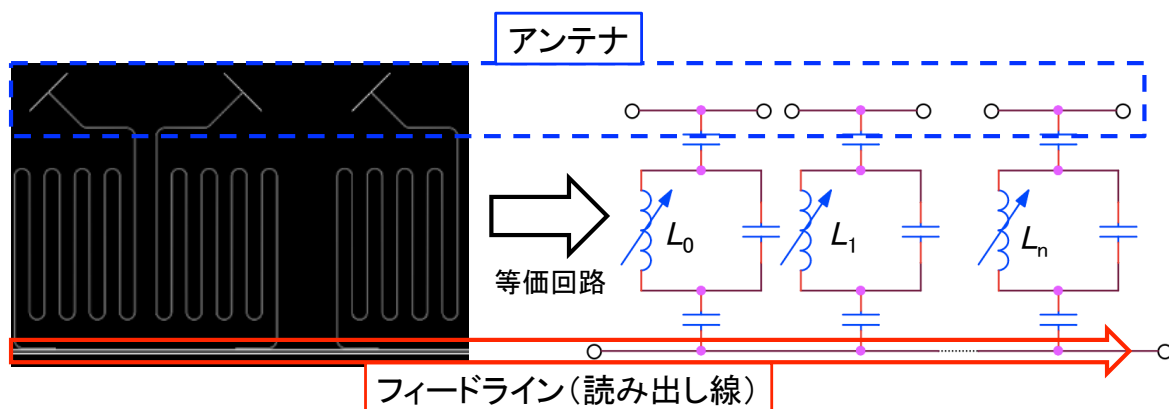


図 2.3: 異なる共振周波数をもつ、多素子化した MKID (MKID アレイ) の基板図とその等価回路。MKID は周波数空間に信号を多重化し、それを一本のフィードラインで信号を読み出す。

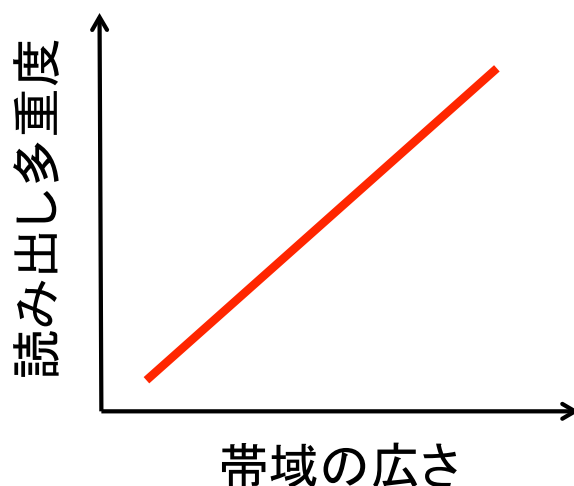


図 2.4: 読み出し系の帯域と多重度の関係。読み出し多重度の上限は、帯域の広さに比例する。つまり、広い帯域の読み出し回路ほど多重度を大きくできる。

2.3 読み出し系

読み出し系は MKID の共振ピークの振幅と位相の変化を測定する。MKID の読み出し方法には、DDC (Direct Down-Conversion) 方式 [22] と FFT (Fast Fourier Transform) 方式 [23] の二種類が存在し、本研究では共振周波数をより高い精度で設定できる (つまり、検出感度を最大限に発揮できる) という観点から、DDC 方式による読み出しに注力した開発を行う [24]。

2.3.1 読み出し系の構成と大まかな流れ

読み出し系の構成を図 2.5(a) に示す。読み出し系は大きく 4 つの要素に分けられる。

冷却回路

MKID と LNA (Low Noise Amplifier) を含めたクライオスタット内にある読み出し部分。

MHz/GHz コンバーター

MKID に入力するフィード信号 (読み出し用変調信号) を MHz 帯から GHz 帯に変換 (アップ・コンバード)、また、MKID を通った後に出力されるフィード信号を GHz 帯から MHz 帯に変換 (ダウン・コンバート) する部分。

アナログ基板

デジタル変調信号をアナログ信号に変換して送信し、入力したアナログ信号を受信してデジタル信号に変換する部分。

デジタル基板

アナログ基板に渡すデジタル信号を生成し、またデジタル信号を受け取り情報を処理する (信号復調等を行う) 部分。

本研究では、アナログ基板とデジタル基板をまとめてフロントエンド回路と呼ぶ。なお、冷却回路と MHz/GHz コンバーターの構成要素の部品一覧は、付録 C にまとめる。

読み出しの大まかな流れは次のようになる:

1. デジタル基板上で DDS (Direct Digital Synthesizer) を用いてデジタル変調信号を生成し、アナログ基板の DAC (Digital to Analog Converter) でアナログ変調して出力する。変調信号とは、複数の周波数 (本研究の場合は、100 MHz 以下の MHz 帯) を重ね合わせた信号である。
2. 局所発振器 (LO) で出力した基準信号 (通常、数 GHz 程度) と DAC から出力したアナログ変調信号 (MHz 帯) を GHz 帯にアップ・コンバートしてフィード信号とする。
3. フィード信号を MKID に入力する。MKID の共振器の共振によってフィード信号が変化する。アンテナ入力信号を共振状態 (振幅と位相) の変化として計測する。
4. MKID の共振情報を含むフィード信号を LNA で増幅する。
5. 増幅した信号と 2. の基準信号をダウン・コンバードする。
6. アナログ基板の ADC (Analog to Digital Converter) で MKID により変調された信号をデジタル変換し、デジタル基板で復調し、それぞれの MKID の共振ピークの振幅と位相の変化を測定する。

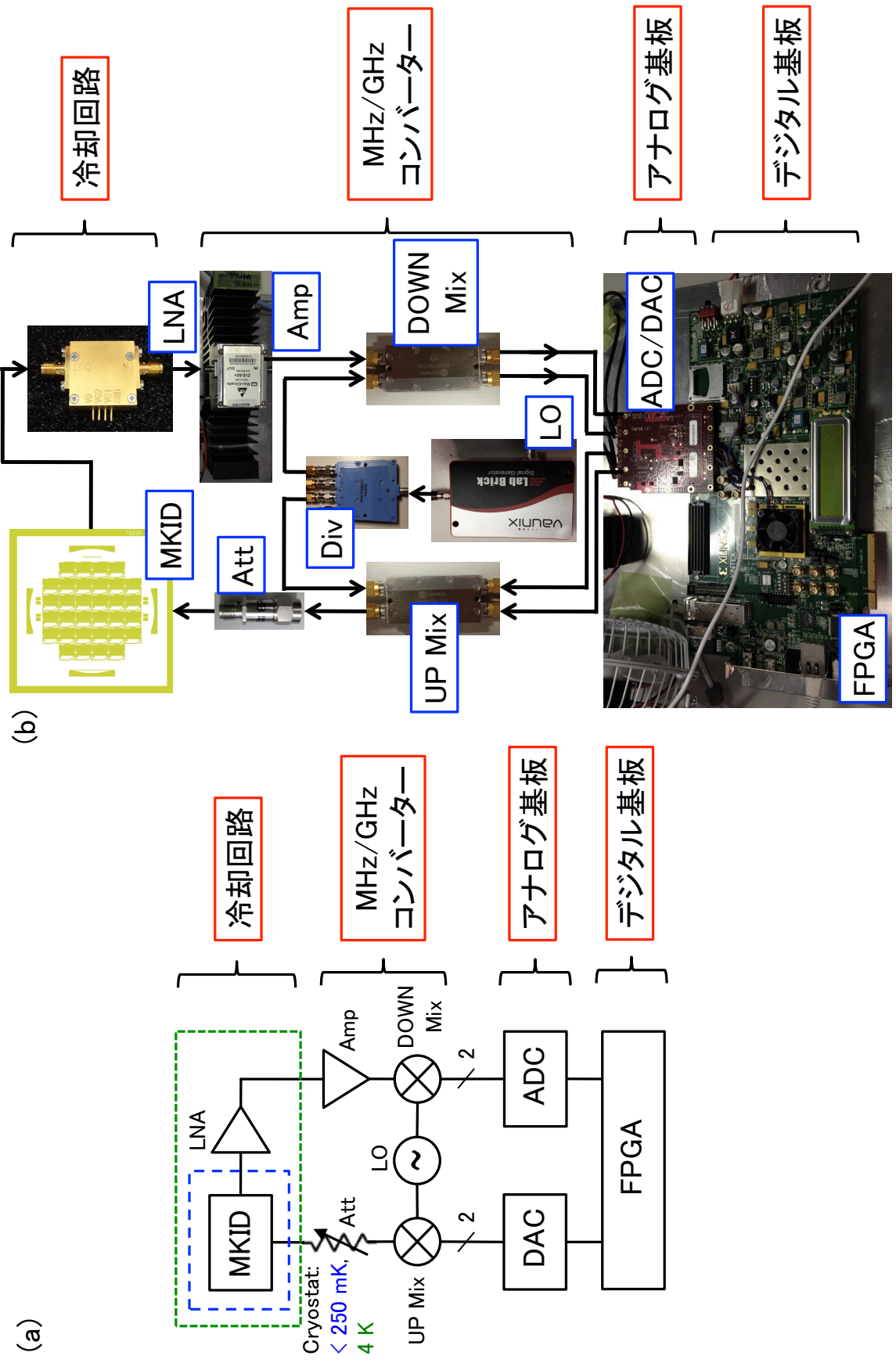


図 2.5: (a) MKID の読み出し系の概念図。(b) 既存の読み出し系の各構成要素の写真。

2.3.2 DDC 方式による読み出し原理

図 2.5 の UP/DOWN Mix²は、構成要素に分解すると、2つの混合器とハイブリッド・カップラー、ローパス・フィルターからなる。これを使ったアップ・コンバートとダウン・コンバートを含むフィード信号の合成・分離と、MKID による共振の状態変化を図 2.6 に模式する。

分配器 (Div) と混合器 (Mix)、ハイブリッド・カップラー (Hyb)、MKID、ローパス・フィルター (LPF) は、理想的な素子であるとして次のように定義する。

Div: 分配器は、信号のエネルギー E を $1/n$ に等分配する。

$$\text{Div}(E, n) \equiv \frac{E}{n} \quad (2.1)$$

Mix: 混合器は、2つの信号 S_1 と S_2 を混合 (乗算) する³。

$$\text{Mix}(S_1, S_2) \equiv 2S_1S_2 \quad (2.2)$$

Hyb, Hyb⁻¹: ハイブリッド・カップラーは、2つの入力信号 $S_1(\theta_1)$ 、 $S_2(\theta_2)$ に対し、位相を保存したもの (0 回転) と位相を $\pi/2$ 回転したものを合成 (和算) する (Hyb)。逆に、1つの入力信号 $S_{12}(\theta_1, \theta_2)$ に対しては、位相を保存したものと位相を $-\pi/2$ 回転したものに分解する (Hyb⁻¹)。

$$\text{Hyb}(S_1(\theta_1), S_2(\theta_2)) \equiv S_1(\theta_1) + S_2\left(\theta_2 + \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.3)$$

$$\text{Hyb}^{-1}(S_{12}(\theta_1, \theta_2)) \equiv \begin{cases} S_1(\theta_1) \\ S_2\left(\theta_2 - \frac{\pi}{2}\right) \end{cases} \quad (2.4)$$

LPF: LPF は、ある信号 $S(t) = \sum_i e^{j\omega_i t}$ に対し、周波数 ω_c より大きい項をゼロにする。

$$\text{LPF}(S(t), \omega_c) \equiv \sum_{\omega_i < \omega_c} e^{j\omega_i t} \quad (2.5)$$

これらの素子を使って、DDC 方式による、 N 個の MKID の多重読み出しを考える。簡単のために、DAC から出力する信号は 1 に規格化し、個々の MKID の共振周波数を $f_i (= \omega_i/2\pi)$ 、LO の周波数を $f_{\text{LO}} (= \omega_{\text{LO}}/2\pi)$ とする。

2.3.2.1 アップ・コンバート

DAC の出力信号 $C_{\text{DAC}}(t)$ 、 $S_{\text{DAC}}(t)$ は、次のように書ける。

$$\begin{aligned} C_{\text{DAC}}(t) &\equiv \sum_{i=1}^N \cos \omega_i t, \quad (i = 1, 2, \dots, N) \\ S_{\text{DAC}}(t) &\equiv \sum_{i=1}^N \sin \omega_i t, \quad (i = 1, 2, \dots, N) \end{aligned} \quad (2.6)$$

²実際には、Miteq 社の IQ Modulator IRM0208LC2A と IQ Demodulator IRM0208LC2Q を用いる。

³この後の計算を簡単にするために、便宜的に係数を 2 に選んだ。

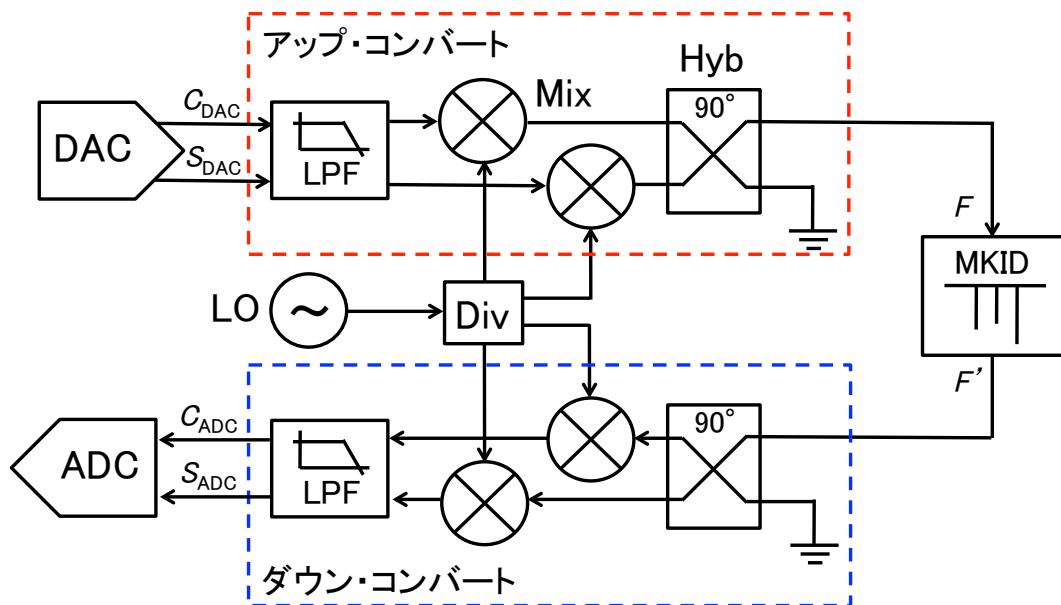


図 2.6: アナログ基板出力後のアップ・ダウンコンバートを含むフィード信号の合成・分離と MKID の共振による信号の状態変化の模式図

Div で分配した、LO 信号 $\cos \omega_{LO} t$ と DAC の出力信号 $C_{DAC}(t)$ 、 $S_{DAC}(t)$ を Mix で混合し、それらの信号をそれぞれ、 $S_{UP}(t)$ 、 $S_{UP}(t)$ とすると、

$$\begin{aligned}
 C_{UP}(t) &\equiv \text{Mix}(C_{UP}(t), \cos \omega_{LO} t) = \sum_{i=1}^N \left\{ \cos(\omega_i + \omega_{LO})t - \cos(\omega_i - \omega_{LO})t \right\} \\
 S_{UP}(t) &\equiv \text{Mix}(S_{UP}(t), \cos \omega_{LO} t) = \sum_{i=1}^N \left\{ \sin(\omega_i + \omega_{LO})t + \sin(\omega_i - \omega_{LO})t \right\}
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

となる。混合後の信号 $C_{UP}(t)$ 、 $S_{UP}(t)$ を Hyb で合成し、フィード信号 $F(t)$ にする。

$$F(t) \equiv \text{Hyb}(C_{UP}(t), S_{UP}(t)) = \sum_{i=1}^N 2 \cos(\omega_i + \omega_{LO})t \tag{2.8}$$

2.3.2.2 MKID による共振状態の変化

フィード信号 $F(t)$ は、MKID により、振幅を A 倍、位相が ϕ 変化する。

$$F(t) \rightarrow F'(t) = \sum_{i=1}^N 2A_i \cos[(\omega_i + \omega_{LO})t + \phi_i] \tag{2.9}$$

2.3.2.3 ダウン・コンバート

MKID を透過したフィード信号 $F'(t)$ は、 Hyb^{-1} によって分解される。

$$\text{Hyb}^{-1}(F'(t)) = \begin{cases} \sum_{i=1}^N 2A_i \cos [(\omega_i + \omega_{\text{LO}})t + \phi_i] \equiv C'_{\text{UP}}(t) \\ \sum_{i=1}^N 2A_i \sin [(\omega_i + \omega_{\text{LO}})t + \phi_i] \equiv S'_{\text{UP}}(t) \end{cases} \quad (2.10)$$

分解した信号 $C'_{\text{UP}}(t)$ 、 $S'_{\text{UP}}(t)$ は、再度 Mix で LO 信号 $\cos \omega_{\text{LO}}t$ と混合する。

$$\begin{aligned} C'_{\text{DOWN}}(t) &\equiv \text{Mix}(C'_{\text{UP}}(t), \cos \omega_{\text{LO}}t) = \sum_{i=1}^N A_i \left\{ \cos(\omega_i t + \phi_i)t + \cos [(\omega_i + 2\omega_{\text{LO}})t + \phi_i] \right\} \\ S'_{\text{DOWN}}(t) &\equiv \text{Mix}(S'_{\text{UP}}(t), \cos \omega_{\text{LO}}t) = \sum_{i=1}^N A_i \left\{ \sin(\omega_i t + \phi_i)t + \sin [(\omega_i + 2\omega_{\text{LO}})t + \phi_i] \right\} \end{aligned} \quad (2.11)$$

そして、LPF を介して ADC に入力する。

$$\begin{aligned} C_{\text{ADC}}(t) &\equiv \text{LPF}(C'_{\text{DOWN}}(t), \omega_c) = \sum_{i=1}^N A_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \\ S_{\text{ADC}}(t) &\equiv \text{LPF}(S'_{\text{DOWN}}(t), \omega_c) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i t + \phi_i) \end{aligned} \quad (2.12)$$

ここで、 ω_c ($\sim 2\pi \times 500$ MHz) は、 ω_{LO} ($\sim 2\pi \times 4$ GHz) 成分を含む高調波を落とすカットオフ周波数である。

2.3.2.4 復調—デジタル基板上における各周波数での共振状態の抽出

図 2.7 に示すように、ADC に入力した信号は、FPGA (Field-Programmable Gate Array) に実装した DDS (Direct Digital Synthesizers) で生成される信号 $\cos \omega_j t$ 、 $\sin \omega_j t$ ($j = 1, 2, \dots, N$) を使った演算により、各周波数 ω_j 毎に同位相 (In-Phase) 成分 $I_j(t)$ 、直交位相 (Quadrature-Phase) 成分 $Q_j(t)$ を抽出する。

$$\begin{aligned} I_j(t) &\equiv C_{\text{ADC}}(t) \cos \omega_j t + S_{\text{ADC}}(t) \sin \omega_j t \\ &= \sum_{i=1}^N A_i \cos [(\omega_i - \omega_j)t + \phi_i] \\ &= A_j \cos \phi_j + \sum_{i \neq j} A_i \cos [(\omega_i - \omega_j)t + \phi_i] \\ Q_j(t) &\equiv -C_{\text{ADC}}(t) \sin \omega_j t + S_{\text{ADC}}(t) \cos \omega_j t \\ &= \sum_{i=1}^N A_i \sin [(\omega_i - \omega_j)t + \phi_i] \\ &= A_j \sin \phi_j + \sum_{i \neq j} A_i \sin [(\omega_i - \omega_j)t + \phi_i] \end{aligned} \quad (2.13)$$

となる。 $I_j(t)$ 、 $Q_j(t)$ 信号の第二項（高調波項）を平均化等の LPF⁴で落とせば、周波数 ω_j における共振の状態変化（振幅 A_j と位相 ϕ_j ）の情報が読み出せる。

$$\begin{aligned} I_j(t) &\equiv \text{LPF}(I_j(t), \omega_c) = A_j \cos \phi_j \\ Q_j(t) &\equiv \text{LPF}(Q_j(t), \omega_c) = A_j \sin \phi_j \end{aligned} \quad (2.14)$$

ここで、 $\omega_c t$ は $\omega_c t \gg \phi_i$ を満たすカットオフ周波数 ω_c である。

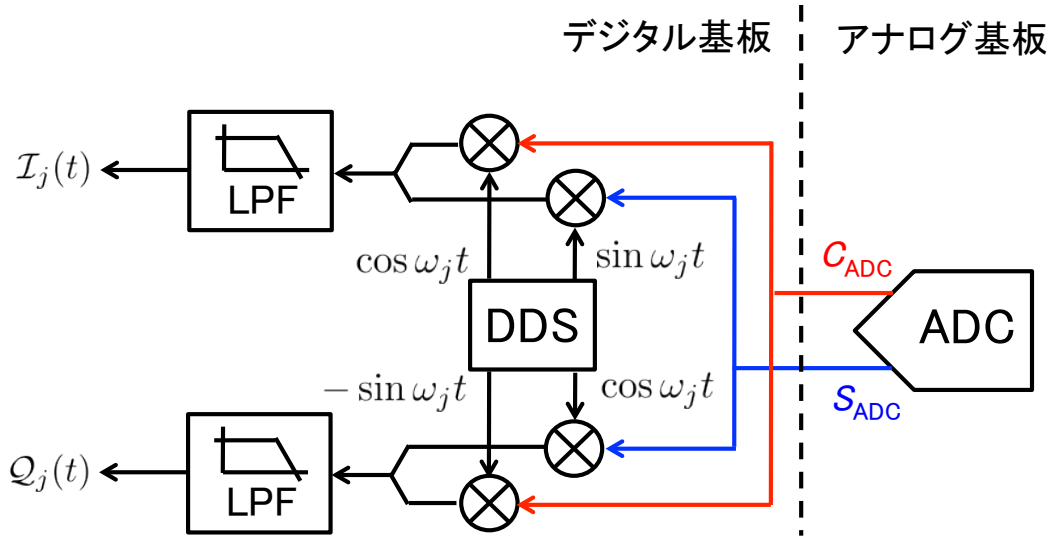


図 2.7: デジタル基板上の FPGA に実装した周波数 ω_j における共振状態を抽出するロジックの模式図。DDS (Direct Digital Synthesizer) によって生成したデジタル変調信号を用いて復調する（同位相成分 $I_j(t)$ と直交位相成分 $Q_j(t)$ を抽出）。

2.3.2.5 多重化する周波数の設定に関する注意点

たとえば、平均化を行う時間幅を $\Delta t \equiv 2\pi/\omega_c$ とおいたとき、式 (2.13) の高調波項をゼロとするためには、 $(\omega_i - \omega_j) \times \Delta t = 2\pi n$ (n は整数) という条件を満たす必要がある。この条件が破れるとスパイク・ノイズが発生する。

微弱な信号の検出においては、ノイズの定常性は必須であり、このスパイク・ノイズの影響は避けなければならない。つまり、CMB 観測へのアプリケーションにおいては、設定周波数間隔 Δf_{ij} は、以下の条件を満たす必要がある。

$$\Delta f_{ij} = \frac{n}{\Delta t} \quad (n \text{ は整数}) \quad (2.15)$$

これは上述のスパイク・ノイズを避ける条件と同じである。長期にわたる観測の中で、設定周波数の微調整は頻繁に繰り返される。つまり、この条件を直感的に定義できる周波数クロックを選定し、実装することが、使いやすいフロントエンド回路を開発する上で重要な点となる（3.1.3 を参照）。

⁴本研究の FPGA ロジックとしては、一定時間の区間積分として実装している。

2.3.2.6 MKID の共振状態の測定例

既存の読み出し系を用いて、以上に述べた方法で読み出した MKID の信号を図 2.8 に示す。式 (2.14) より、ある MKID の信号 $\mathcal{I}_j(t)$ 、 $\mathcal{Q}_j(t)$ を複素平面上の実軸と虚軸にとると、図 2.8(a) のような円が描ける。したがって、振幅 A_j と位相 ϕ_j は、次のように表せる。

$$A_j = \sqrt{\mathcal{I}_j^2(t) + \mathcal{Q}_j^2(t)}$$

$$\phi_j = \arctan\left(\frac{\mathcal{Q}_j(t)}{\mathcal{I}_j(t)}\right)$$
(2.16)

共振周波数の近傍（図 2.8(a) の原点付近）で振幅と位相を読み出した例が図 2.8 の (b)、(c) である。

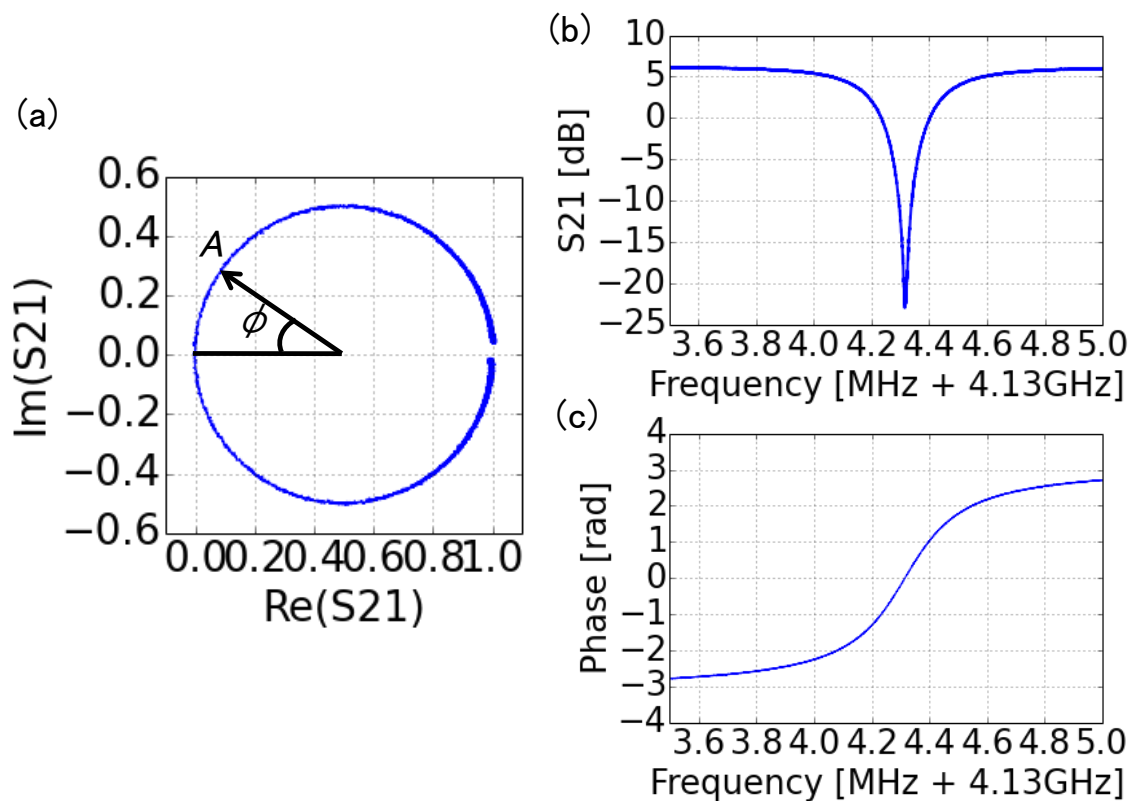


図 2.8: 既存の読み出し系による MKID の読み出し例。(a) DDC (Direct Down-Conversion) 方式によって、実際に読み出した MKID の応答を複素平面上に描写した図。変調・復調信号の周波数を変えながら測定を行った。(b)、(c) は変調周波数に対する振幅と位相の変化を表す。ここで、 $\text{Re}(S_{21})$ と $\text{Im}(S_{21})$ は、 $\mathcal{I}_j(t)$ と $\mathcal{Q}_j(t)$ に比例する量として定義される。これらは (2.4) に後述するフロントエンド回路を使って測定した。

2.4 市販品で構築したフロントエンド回路とその課題

既存の市販品のみで構成したフロントエンド回路を図 2.9 に示す。デジタル基板とアナログ基板の概要についてまとめた後、その解決すべき課題について議論する。

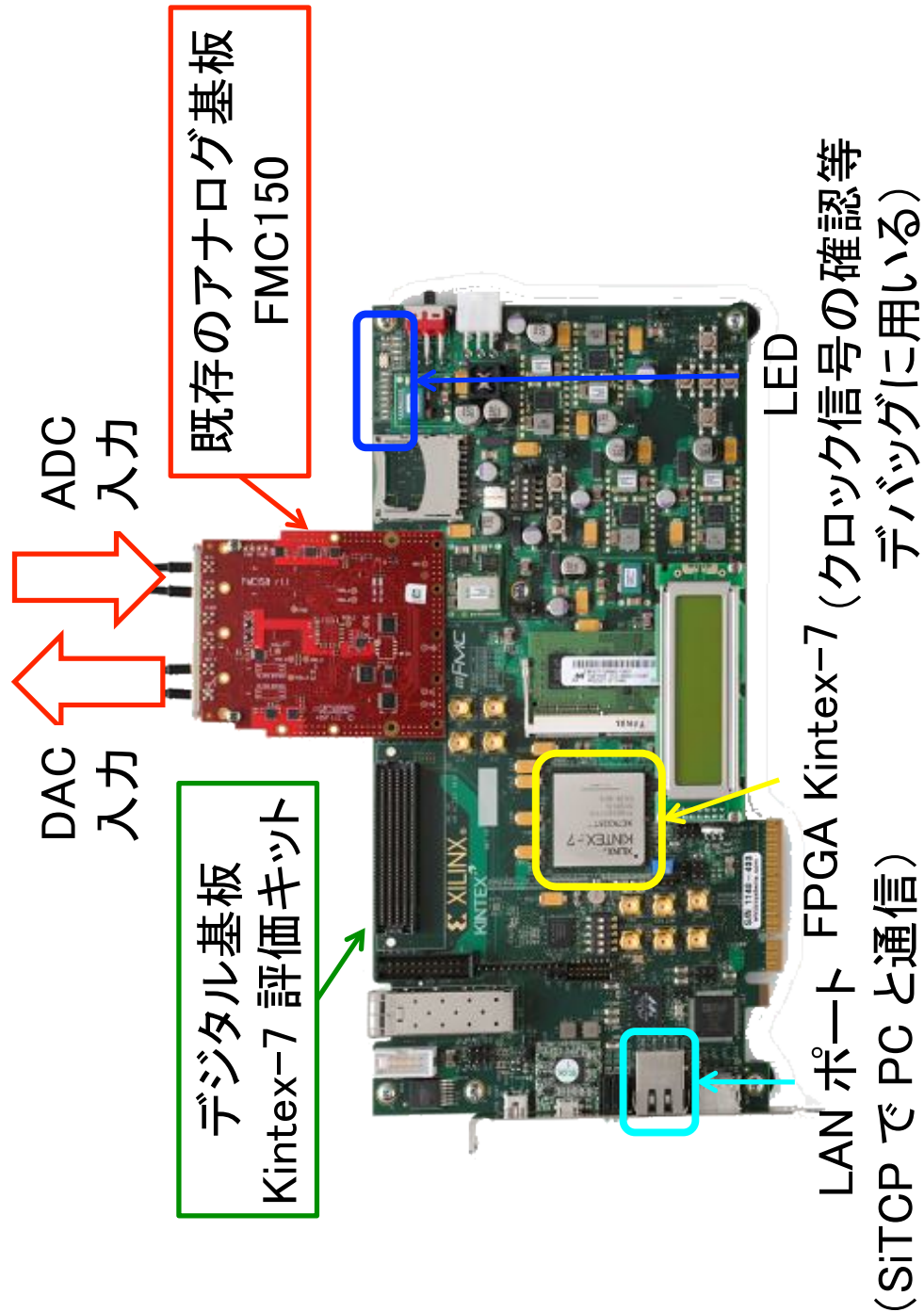


図 2.9: Kintex-7 FPGA 評価キット (KC705) と FMC150 で構成したフロントエンド回路。KC705 は、micro-USB や LAN、HDMI などのインターフェースが実装されている。また、FMC (Fpga Mezzanine Card) と呼ばれる拡張スロットがある。アナログ基板とはこの FMC で接続する。

2.4.1 デジタル基板

2.4.1.1 Kintex-7 FPGA 評価キット

デジタル基板は、Xilinx (<http://xilinx.com/>) により開発・販売されている Kintex-7 FPGA 評価キット (KC705) [25] を用いる (図 2.9 の緑色の基板)。FPGA とは Field-Programmable Gate Array の略で、文字通りフィールド (ユーザー側) でプログラム可能な論理ゲートをアレイ化したデバイスである。FPGA はユーザーが設計から実装まで行うことができ、仕様や設計を開発途中で変更しやすいという特徴がある。これにより、ASIC (Application Specific Integrated Circuit) 等と比べて、開発費・開発期間などの開発コストを大幅に削減することができる。

KC705 は Kintex-7 FPGA (表 2.1) を搭載し、アナログ基板と接続するために用いる FMC (Fpga Mezzanine Card) インターフェースが実装されている。また、このデジタル基板で処理したデータは、イーサネットを用いて、PC 等のオフラインに転送する。ハードウェアのコーディングや論理合成、実装、FPGA へのダウンロードは、統合開発環境「Vivado Design Suite [26]」を用いて行う。

表 2.1: Kintex-7 FPGA (XC7K325T) の主な特性

Logic Cells		326,080
CLBs	Slices	50,950
	Max Distributed RAM [Kb]	4,000
DSP	Slices	840
	18 Kb	890
Block RAM Blocks	36 Kb	445
	Max [Kb]	160,020
CMTs		10
PCle		1
GTXs		16
XADC Blocks		1
Total I/O Banks		10
Max User I/O		500

2.4.2 アナログ基板

2.4.2.1 FMC150

既存の読み出し系で用いているアナログ基板は、4DSP (<http://www.4dsp.com/>) の FMC150 [27] である (図 2.9 の赤い基板)。図 2.10、2.11 にそれぞれ FMC150 のブロック図と基板図を示す。このアナログ基板の仕様は、次章の「アナログ基板の仕様策定」の最後にまとめる。

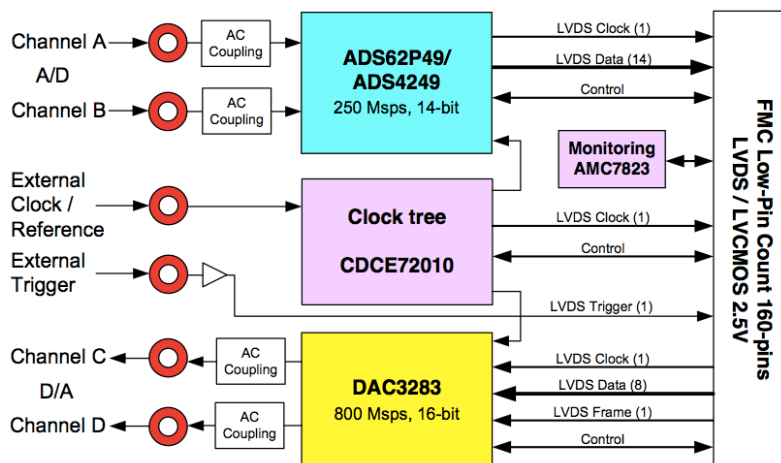


図 2.10: FMC150 のブロック図。FMC150 は汎用通信機を対象として開発されているため、基板上でつくるクロックの他に、外部クロックを入力するポートやトリガーポートが実装されている。また、基板上にある IC が大きく発熱するため、基板温度をモニターする IC が搭載されている。しかしながら、冷却装置は実装されていない (後述 2.4.3.2 を参照)。

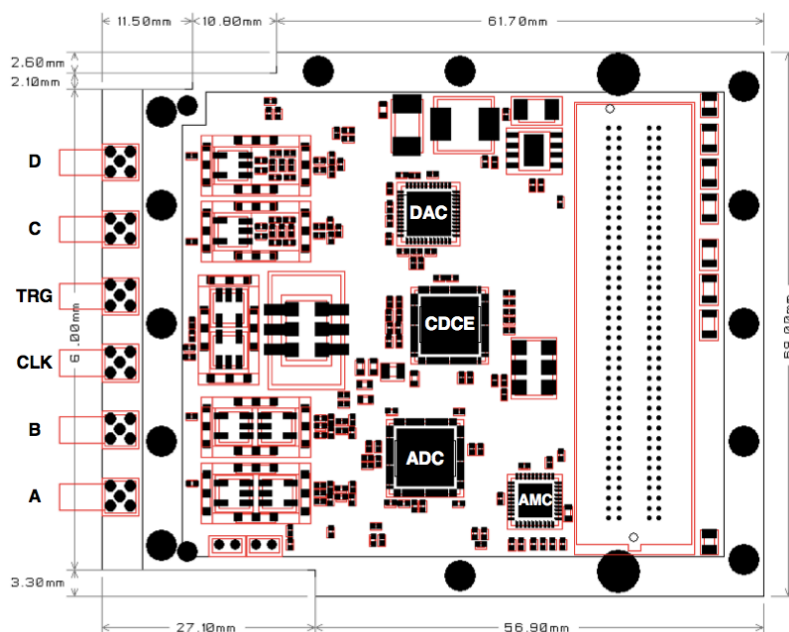


図 2.11: FMC150 の基板図の表面 (L1)。主要 IC である ADC と DAC、PLL (位相同期回路) が実装されている。電源を供給する電源回路は、裏面に実装されている。

2.4.3 解決すべき課題

FMC150 は ADC や DAC の性能は MKID の読み出し系として利用可能である。しかし、読み出し系には不必要な機能が実装されているために、その性能を十分に活かせていない。また、性能以外にもユーザーの利便性を阻害する仕様が解決すべき課題として存在する。

2.4.3.1 LPF による帯域の制限

読み出しの多重度は帯域の広さに比例する。MKID の利点を最大化するためには、最も重要な要素である。

多重読み出しするためには、なるべく広い帯域を確保する必要がある。FMC150 は図 2.12(a) のようなローパス・フィルタ（LPF）が実装されているため、70 MHz 以上で出力強度が急激に下がる（図 2.12(b)）。

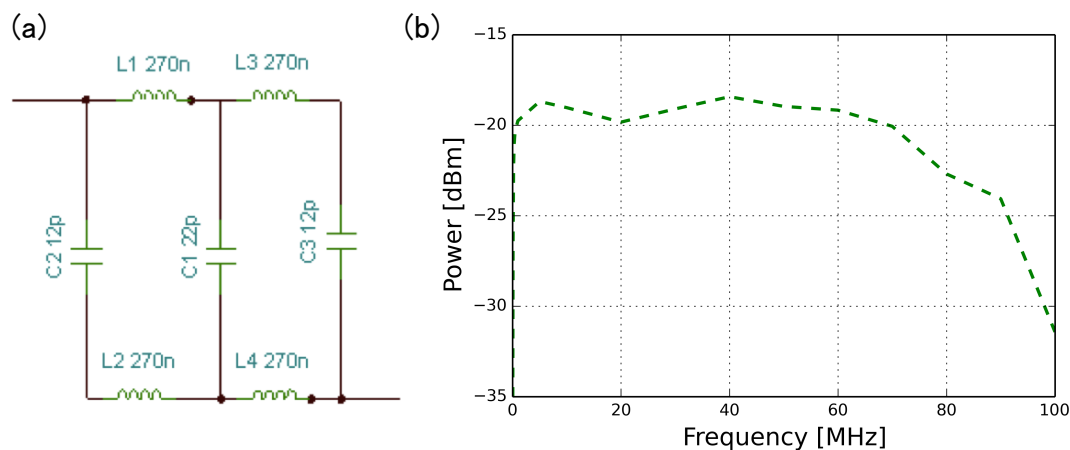


図 2.12: FMC150 に実装されている LPF（ローパス・フィルタ）である。第 5 次チェビシェフ・フィルタの回路図（左）と DAC 出力の周波数依存性（右）。コーナー周波数は 82 MHz に設計され、高周波は -124.9 dB/decade で減衰する。

2.4.3.2 消費電力・発熱の過大

消費電力の問題は、主に IC の発熱の問題として表れる。IC は動作温度以上になると、意図せぬ誤動作をする蓋然性が高まる。また、電源を供給しているデジタル基板が電力供給過多で、頻繁に強制シャットダウンすることが確認されている。つまり、安定動作が保証されていないという致命的な問題が存在する。これではとても CMB 観測に用いることはできない。

また、図 2.13 に示すような、外付け冷却ファンによる排熱処理を怠ると、基板上的 IC が熱破損する。CMB 偏光観測は空気の薄い高地で行うため、排熱に対する安全マージンを大きくとらなければならない。これも解決すべき重要な課題である。

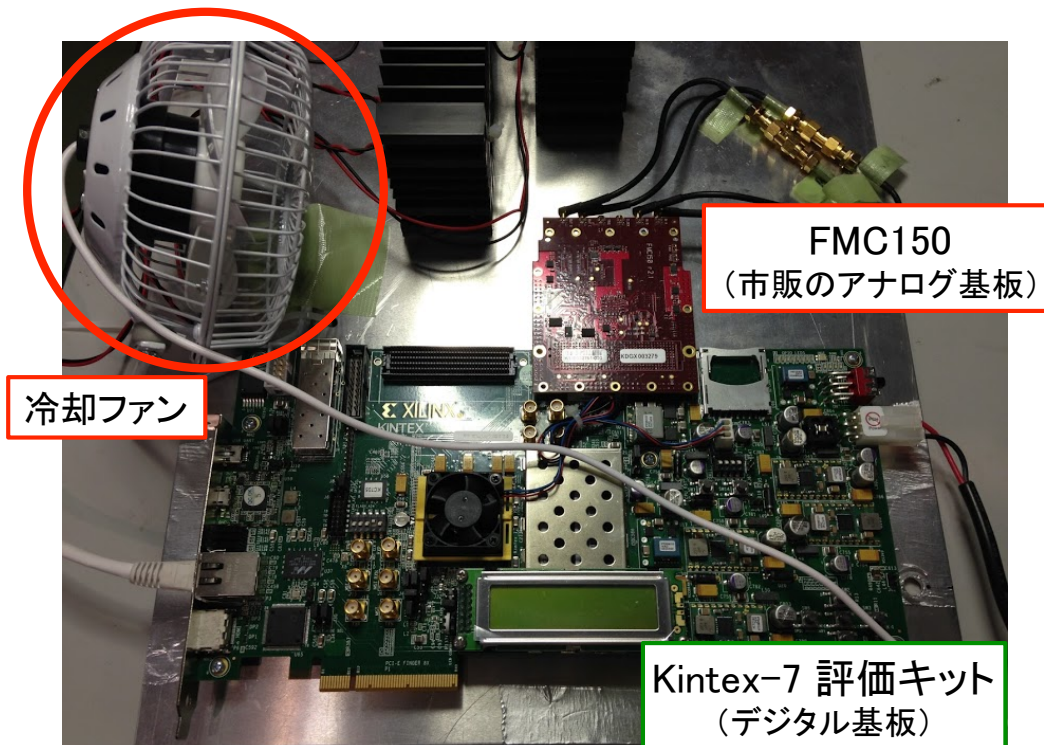


図 2.13: FMC150 のエアフローを向上させるために取り付けられた冷却ファン（ここでは、USB 扇風機を使用）。FMC150 は IC の排熱処理が必須である。

2.4.3.3 ユーザビリティの損失

FMC150 は元来、汎用通信機を対象として開発されているため、クロックを分周して使うことを前提に設計されている。そのため、周波数 245.76 MHz の水晶発振器が搭載されている。しかし、MKID の読み出しでは、クロックを分周することはない。

クロックの周波数は、ADC と DAC のサンプリング・レートを決定するため、できるだけ高い周波数が好ましいが、周波数分解能の値も重要である。実際に MKID の測定を行う際は、まず帯域全体をスイープして、どの周波数に個々の MKID の共振ピークがあるか計測する。次に、それぞれの共振ピークについて共振状態を定常測定する。このとき、ユーザーはある MKID の共振ピーク付近に周波数を設定する必要がある。その際、指定する周波数は、分解能の倍数に設定しなければならない。たとえば、FMC150 で読み出し系を構成した場合、12.288 kHz の倍数にする必要がある。これは、ユーザーに余計な計算を強いるため、誤った測定を誘発する。

また、読み出し系は冷却回路や MHz/GHz コンバーターで数 GHz の信号を扱うため、同軸ケーブルのコネクターは SMA (Sub-Miniature version A) コネクターを用いている。一方で、FMC150 は MMCX (Micro-Miniature Coaxial) を採用している。コネクターの規格が不揃いであると、ユーザーの生産性を下げる。また、ユーザー側に規格変換のための余計なコネクター等の接続部品が増えることは、潜在的なバグを内包する。

第3章 アナログ基板の仕様策定

本章では、要求分析に基づいた仕様策定を行う。従来のアナログ基板と比較した改良点について整理し、試作したアナログ基板の概要をまとめる。

3.1 要求分析

前章で述べたように、市販のアナログ基板には三つの解決すべき課題があった：1) LPF による帯域の制限、2) 消費電力・発熱の過大、3) ユーザビリティの損失である。

3.1.1 帯域に対する要求

1) の最も簡単な解決案は、問題となる LPF を実装しないことである。これにより、原理的には DAC の最大出力周波数（サンプリング周波数の半分；ナイキスト周波数）まで、帯域を広げることが可能である。LPF を実装しないことにより、高周波ノイズの漏れ込みが懸念されるが、これは DAC の出力後、コネクタの先に高いカットオフ周波数をもつユーザー定義の LPF（付録 B 参照）を取り付けることで、帯域を制限することなく容易に対応できる。

3.1.2 消費電力・発熱に対する要求

2) は市販のアナログ基板に搭載されている IC の中で、最も消費電力が大きい部品である PLL（位相同期回路；Typ. 2.9 W）の代わりに、クロック・ファンアウト・バッファ（Typ. 0.29 W）を用いて消費電力を抑制する。クロック・ファンアウト・バッファは、PLL と異なり FPGA による制御が不要であるため、ファームウェアのコーディング・コストも小さくする。その他に、ADC を同等の性能でより省電力なパッケージを選択して、より消費電力の低減を図る。具体的にアナログ基板全体で、従来の消費電力の半分を目指す。電力消費の削減は、発熱に対する課題も同時に解決する。

3.1.3 ユーザビリティに対する要求

3) はユーザビリティを損なう原因である水晶発振器をユーザーが直感的に使うことができる周波数分解能にするために、整数倍の周波数をもつ水晶発振器に変更する（2.3.2.5 参照）。これにより、ユーザーはある数（MKID の共振周波数）に 12.288 をかけたり、わったりするような認知的負荷から開放される。ADC と DAC のアナログ信号を入出力するコネクタ規格も SMA に統一することで、ユーザーの作業効率に改善をもたらす。

3.1.4 要求分析を反映した解決方法

以上、三つの課題に対する解決方法をまとめると、次のようになる:

- DAC の出力部分にある LPF を排除する。
- 位相同期回路 (PLL) の代わりにクロック・ファンアウト・バッファを用いる。
- 水晶発振器を整数倍の周波数のものに変更する。
- コネクタの規格を MMCX から SMA に変更する。

3.2 仕様策定

要求分析に基づいて、新しいアナログ基板 RHEA¹の仕様を策定する。読み出し系の性能を決める上で、広帯域性 (高速化・高周波化) と省電力性 (低電圧化・低電流化) をどう両立させるかが重要な点となる。

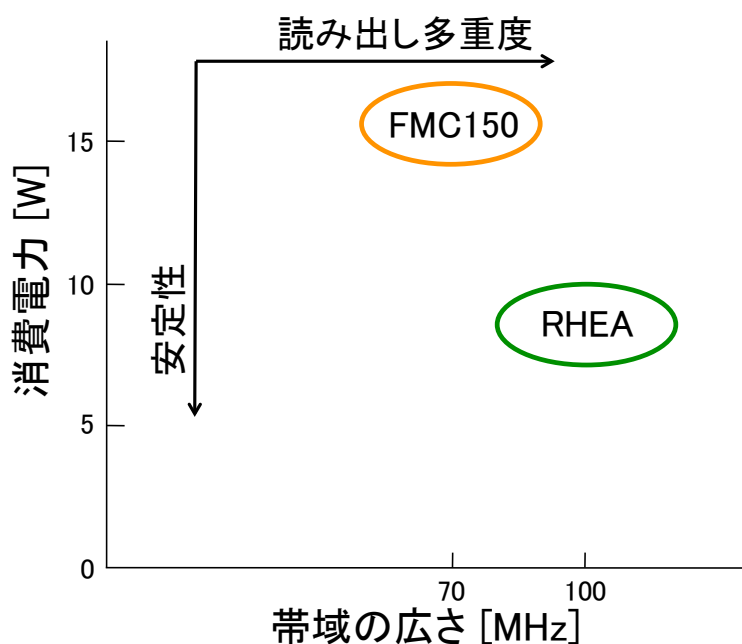


図 3.1: 回路における帯域の広さ (動作周波数の大きさ) と消費電力の関係

一般に回路の高速化・高周波化と低電力化はトレードオフの関係にある (図 3.1)。回路は高速化・高周波化するほど、不要電磁波が増加し、他の電子機器に影響を与える。また、低電圧化や低電流化、動作マージンの減少により、ノイズ・マージンが低下することで、不要電磁波を受けて誤作動する蓋然性も高くなる。そのため、今回は大きな冒険は避け、帯域の拡大は 30%程度を目指し、消費電力の低減と安定性・ユーザビリティの向上に重きをおいて仕様を策定した。

¹RHEA は、「Rhea is a High spEed Analog board」の略で、南米に生息する陸鳥 (ground bird) から名前を付けた。

3.2.1 アナログ基板のブロック図

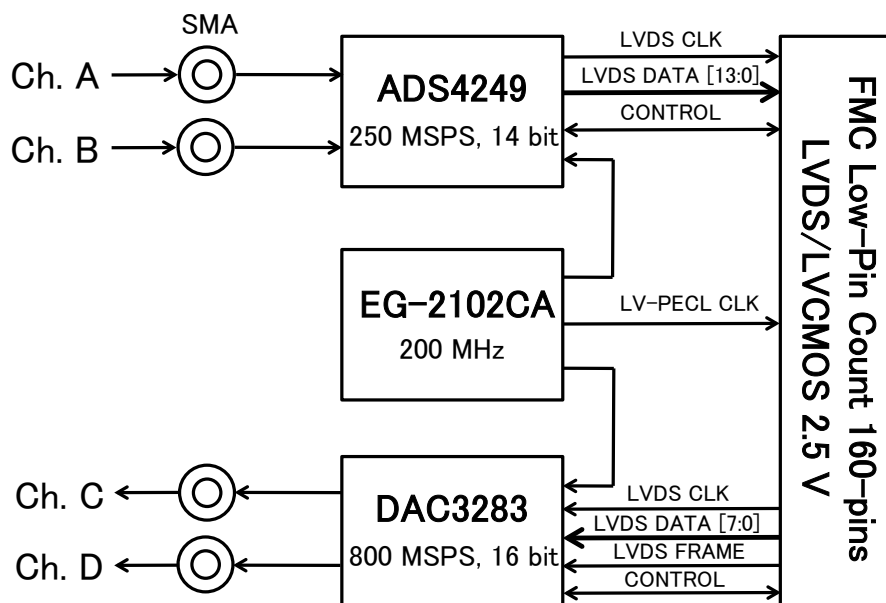


図 3.2: RHEA のブロック図

図 3.2 に RHEA のブロック図を示す。RHEA は 2 チャンネル 14 ビットの ADC と 2 チャンネル 16 ビットの DAC を搭載し、それぞれに水晶発振器から分配した 200 MHz のクロックを入力する。また、このクロックは FMC LPC (Fpga Mezanine Card Low-Pin Count 160-pins) を介して FPGA にも入力しており、これをシステム・クロックとして使うことを想定している。デジタル基板との接続は FMC LPC で行い、電源 (12 V · 3.3 V · 2.5 V) はこのコネクタを介してデジタル基板から供給される。ADC と DAC の入出力ポートは SMA コネクタを採用し、差動 50 Ω で AC 結合する。

デジタル基板からアナログ基板への ADC と DAC へのデータ伝送は、200 MHz の差動信号 (LVDS) で行う。データ幅はそれぞれ 14 ビットと 16 ビットで、DDR (Double Data Rate) でデータを読み書きする。

ADC と DAC のレジスタ制御は、SPI (Serial Peripheral Interface) で行う。SPI には書き込みと読み込みを一本の線で行う SPI 3-wire と書き込みと読み込みを別の線で行う SPI 4-wire とがあり、ADC は SPI 4-wire が実装されている。DAC はレジスタ (Register Config 23) を書き換えることで選択できるが (デフォルトでは SPI 3-wire²)、RHEA は ADC と DAC 共に SPI 4-wire で制御する。これにより、ADC と DAC を統一的に制御することが可能となり、FPGA の資源を節約できる。

²ただし、DAC のレジスタの初期設定はデフォルトとは限らない。実際、RHEA に搭載した DAC のレジスタのデフォルト値は、いくつか異なっており、SPI 制御は 4-wire に設定されていた。ファームウェアの開発者は、このような初期設定の確認を必ず行うべきである。

3.2.2 アナログ基板の仕様

表 3.1 に RHEA と FMC150 の主な仕様比較を示す。FMC150 と比べて帯域の広さ・省電力性・ユーザビリティを改善した。特に注目すべき点は、消費電力の大幅な削減である。ここで、主要 IC は ADC と DAC、水晶発振器、クロック・ファンアウト・バッファ (RHEA)、PLL (FMC150) である。

表 3.1: RHEA (本研究) と FMC150 (既存の市販品) の主な仕様比較

	RHEA	FMC150
クロック		
信号規格	LV-PECL	LV-PECL
周波数	200.00 MHz	245.76 MHz
位相ジッター	0.3 ps	0.19 ps
分配	ファンアウト・バッファ	PLL
周波数許容偏差	$\pm 100 \times 10^{-6}$	$\pm 50 \times 10^{-6}$
ADC		
コネクタ規格	SMA	MMCX
チャンネル数	2	2
分解能	14-bit	14-bit
サンプル・レート	200 MSPS	245.76 MSPS
入力電圧	2 V _{pp}	2 V _{pp}
入力インピーダンス	50 Ω	50 Ω
入力フィルター	AC 結合	AC 結合
SNR	72.8 dBFS @ $f_{in} = 20$ MHz	73.4 dBFS @ $f_{in} = 20$ MHz
SFDR	80 dBc @ $f_{in} = 20$ MHz	89 dBc @ $f_{in} = 20$ MHz
データ幅	LVDS 7-pairs DDR/channel	LVDS 7-pairs DDR/channel
DAC		
コネクタ規格	SMA	MMCX
チャンネル数	2	2
分解能	16-bit	16-bit
サンプル・レート	200 MSPS	491.52 MSPS
出力電圧	1 V _{pp}	1 V _{pp}
出力インピーダンス	50 Ω	50 Ω
出力フィルター	AC 結合	AC 結合 + LPF
NSD	162 dBc/Hz @ $f_{out} = 10.1$ MHz	162 dBc/Hz @ $f_{out} = 10.1$ MHz
SFDR	85 dBc @ $f_{out} = 20.1$ MHz	85 dBc @ $f_{out} = 20.1$ MHz
データ幅	LVDS 8-pairs DDR	LVDS 8-pairs DDR
主要部の消費電力		
ADC/DAC	1.56 W	2.25 W
クロック生成部	0.62 W	3.44 W

第4章 アナログ基板の設計と試作

本章では前章の仕様に基づいた RHEA の設計について述べる。設計は回路図設計と基板図設計に分けられ、前者は論理的に矛盾のないシンプルな構成を目指して設計を行った。後者は回路図で表現される論理記号をいかに現実に落としこむかに注力し、主に電気的特性を考察して設計した。最後に試作したアナログ基板 RHEA を紹介する。

4.1 回路図設計—論理的に無矛盾かつシンプルな回路を目指す

前章の要求分析で挙げた三つの解決方法に着目し、FMC150（既存の市販品）と RHEA（本研究）の回路図を比較しながら RHEA の回路図設計について述べる。ここで述べる以外の部分は、基本的に FMC150 を踏襲している。詳細な回路図は付録??に集録する。

4.1.1 新旧回路図の比較

4.1.1.1 LPF（ローパス・フィルター）

図 4.1 に示すように、DAC の出口にあったキャパシターとインダクターからなる LPF を排除した。もうひとつのチャンネルも同様である。

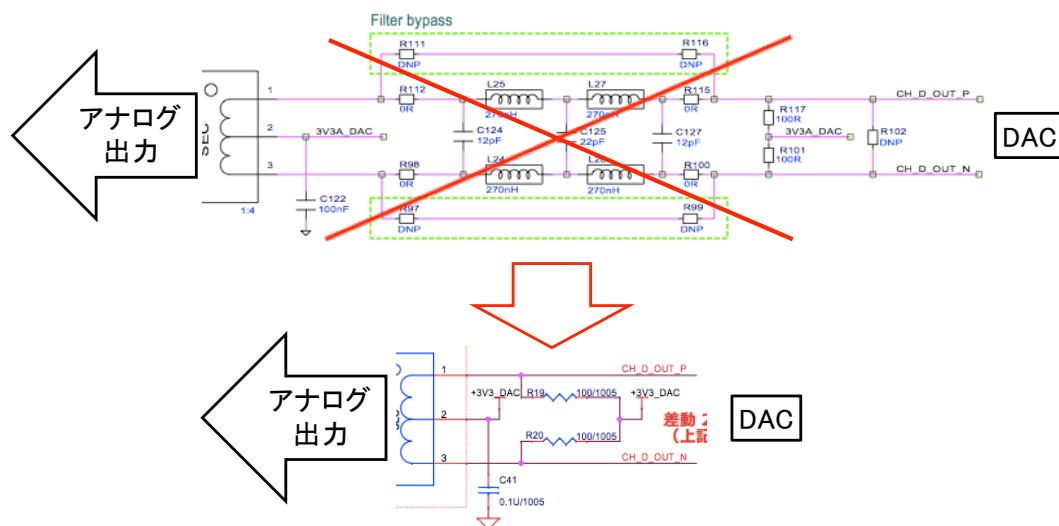


図 4.1: FMC150（既存の市販品、上）と RHEA（本研究、下）における DAC の出力部分の比較。LPF の排除と共に回路図の簡素化を図った。

4.1.1.2 クロック生成器周辺

図 4.2 に示すように、消費電力を減らすため、PLL (Texas Instruments, CDCE72010) の代わりにクロック・ファンアウト・バッファ (Analog Devices, ADCLK944) を搭載した。水晶発振器の発信周波数は、245.76 MHz (Vectron, VS-705) から、200.00 MHz (Epson, EG-2102CA) に変更した。

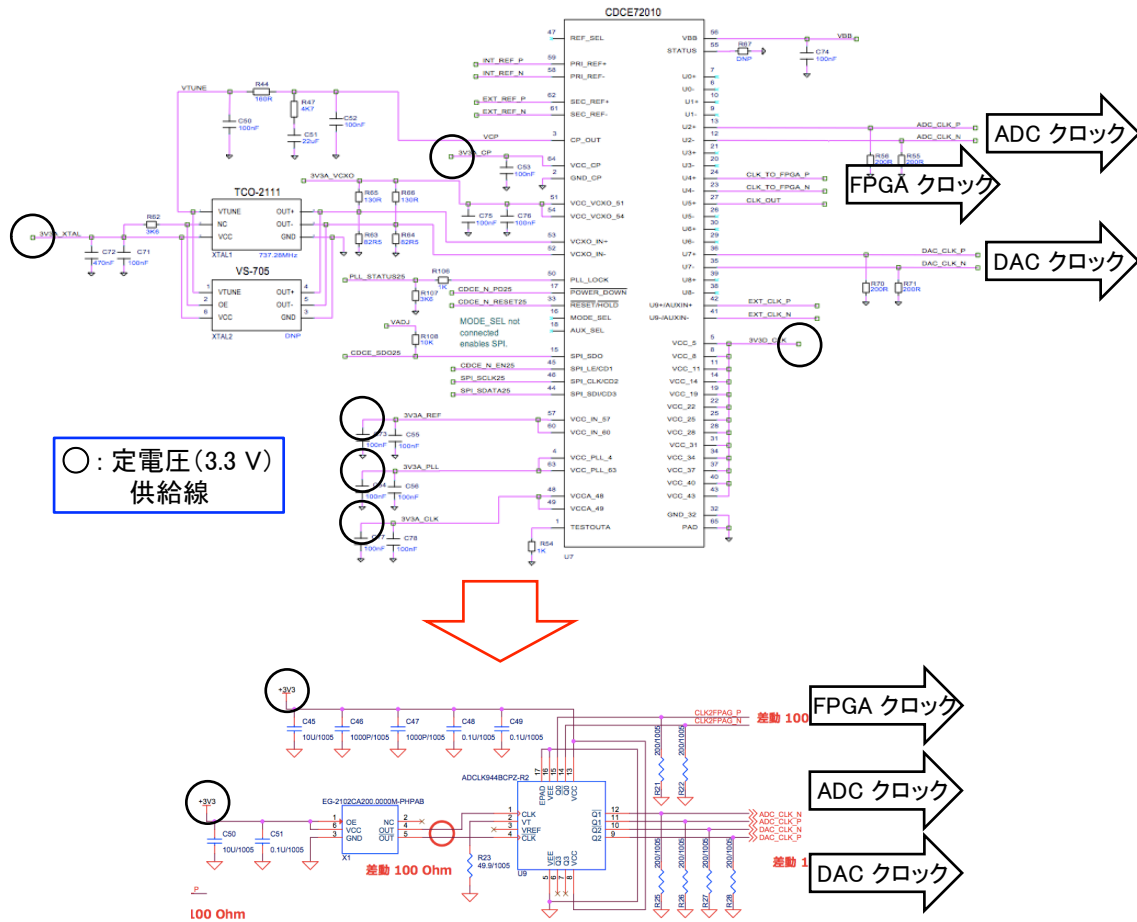


図 4.2: FMC150 (既存の市販品、上) と RHEA (本研究、下) におけるクロック生成器周辺の比較。生成したクロックは、ADC と DAC、FPGA へ入力する。クロック生成器周辺に限れば、消費電力はおよそ 80% (FMC150: 2.9 W + 0.29 + 0.25 W = 3.44 W、RHEA: 0.29 W + 0.33 W = 0.62 W)、配線数は 70%以上 (70 本から 20 本) 抑制する。

4.1.1.3 電源回路

上述のように、PLL に供給していた 6 本の電源線 (内 2 本は水晶発振器の電源) がなくなるため、電源回路も縮小される。実際的には、リニア・レギュレーター (3.8 V から 3.3 V に降圧) がひとつ不要になる。

また、その上流にあるスイッチング・レギュレーター (12 V から 3.8 V に降圧) とその受動部品から構成される回路の見直しも行った。ここはこのアナログ基板上で最も高い電圧が生

じる部分であり、読み出し系の不安定化の原因のひとつである電力の供給不足に関係していると考えられる。FMC150ではTPS5430 (Texas Instruments) というスイッチング・レギュレーターを用いていたが、これを他の実験で実績のあるLMZ12001 (Texas Instruments) に変えることで、より安定な電源供給を行い、読み出し系全体としての安定化を図る。

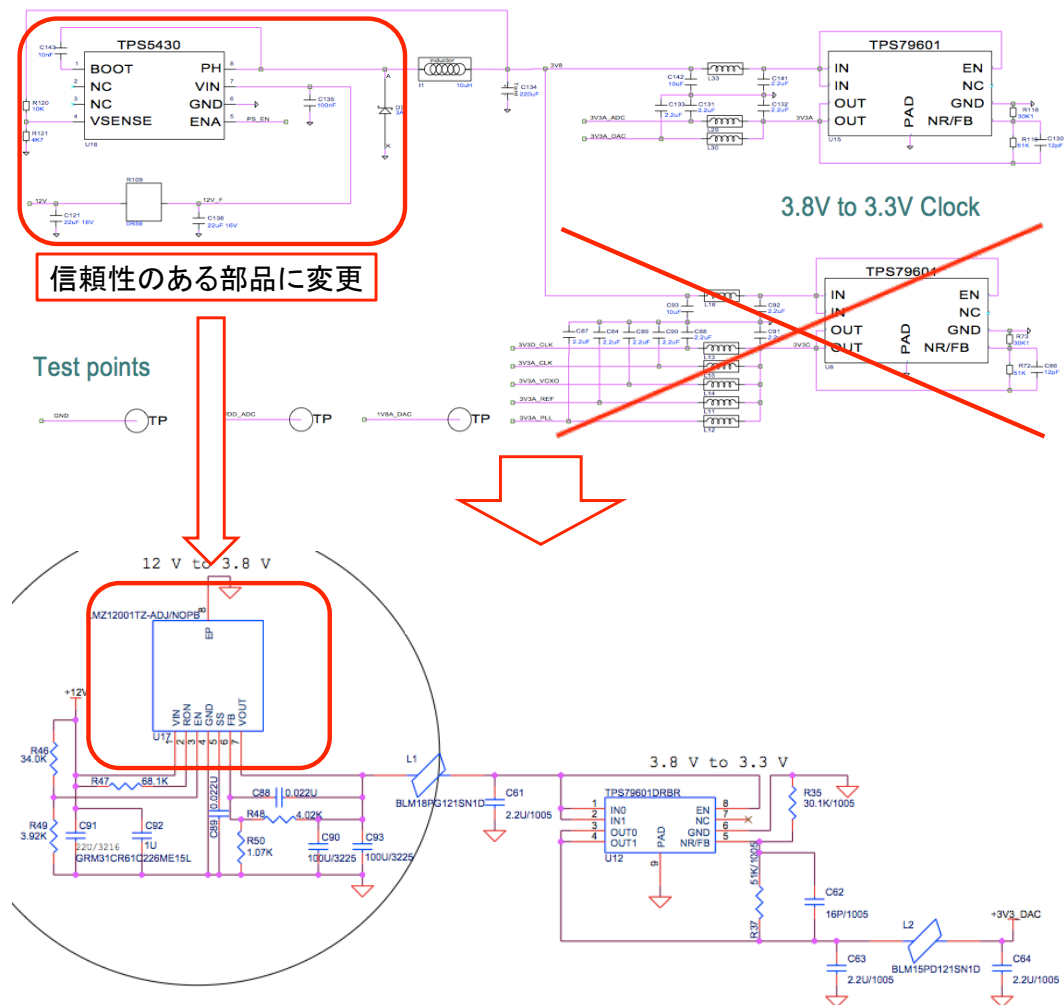


図 4.3: FMC150 (既存の市販品、上) と RHEA (本研究、下) における電源回路の一部の比較。RHEA においては、PLL へ供給していた 3.3 V の電源がなくなるため、リニア・レギュレーターがひとつ不要になる。また、ADC を省電力タイプのパッケージに変更することにより、3.3 V の電源供給は DAC のみとなる (その代わりに ADC へ供給する 1.8 V の電源線がひとつ増えるが、レギュレーター等の IC は増えない)。そして、12 V から 3.8 V に降圧するスイッチング・レギュレーターは、TPS5430 (Texas Instruments) から他の実験で信頼のある LMZ12001 (Texas Instruments) に変更する。

4.2 基板図設計—論理記号を現実世界に落とし込む

図 4.4 は回路図に基づき設計した基板図である。基板の大きさは、従来のアナログ基板とほぼ同じ 69×84 mm で、合計 7 つの層からなる。また、アナログ入出力のコネクター規格を SMA にしてユーザビリティの向上を図る。

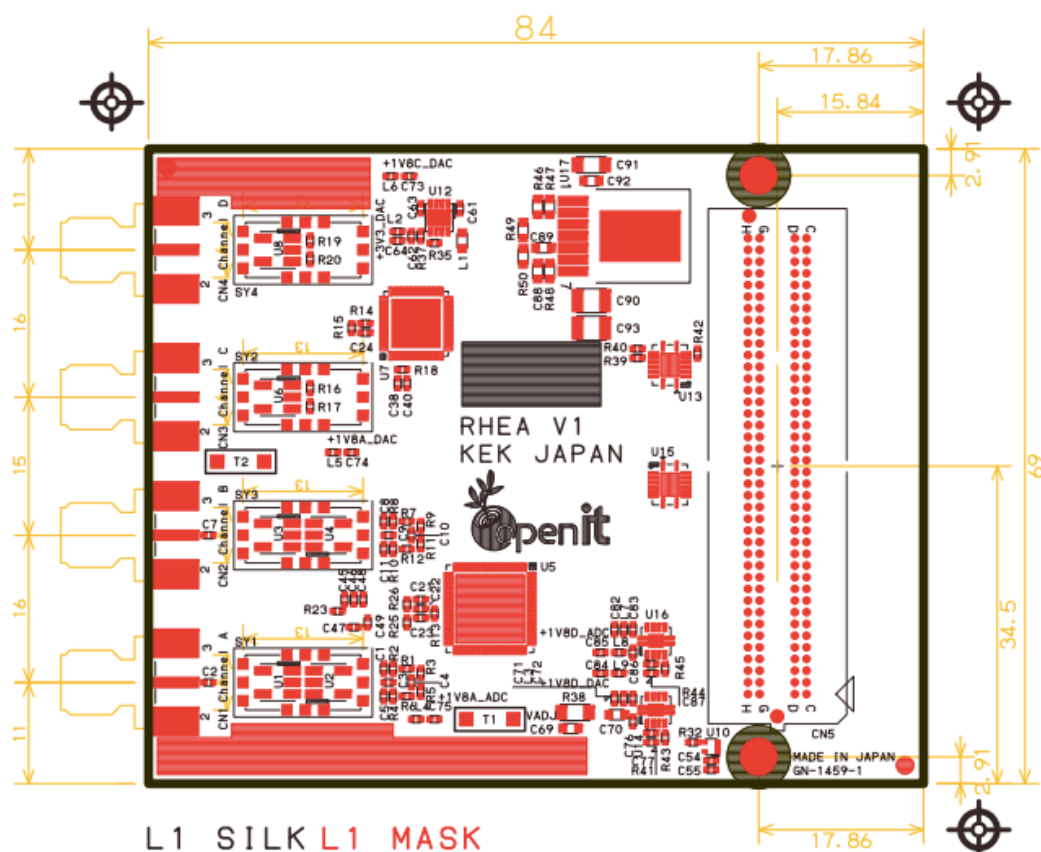


図 4.4: RHEA の基板図 (表面; L1)。アナログ入出力のコネクター規格を SMA に統一した。また、アナログ基板とデジタル基板を固定するためのネジ穴を用意した。これはユーザビリティの向上だけでなく、CMB 観測時において、安定した接続を保証するためでもある。

一般に、回路設計は動作周波数によって設計手法が異なる。動作周波数が低い回路では、クロックは完全な矩形波とみなせる。また、信号の入出力の遅延時間は一定とみなして、それぞれの IC 間の配線遅延はゼロとする。グラウンドと電源線の配線による抵抗も無視する。

一方で、動作周波数が高い回路では、インダクタンスとキャパシタンス成分の影響が無視できなくなる。動作周波数が低い回路で矩形波とみなせたクロックは、動作周波数が高くなると高調波成分を考慮する必要がある。また、信号の遅延や反射、クロストークも大きな問題となる。電源線の配線も、高周波になるほど、グラウンド・バウンス・ノイズが大きくなるため、グラウンドと電源線のインピーダンス整合が重要となる。

4.2.1 信号の伝搬速度

基板上を伝わる信号の伝搬速度 v_p は、

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad [\text{m/s}] \quad (4.1)$$

で表される。ここで、 c は真空中の光の速さ、 ϵ_{eff} は実効比誘電率である。基板の実効比誘電率を 4 と仮定して、式 (4.1) 代入すると、 $v_p \sim 1.5 \times 10^8$ m/s となる。したがって、基板上で信号は、1 ns あたり 15 cm 伝搬する。

信号は矩形波で伝送する。矩形波はフーリエ級数を用いて、式 (4.2) に表されるような無限の正弦波に分解される。

$$S(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin[2\pi(2k-1)ft]}{2k-1} \quad (4.2)$$

図 4.5 に示すように、矩形波の周期と同じ正弦波（基本正弦波; $k = 1$ ）に 10 倍までの高調波を足し合わせると（10 倍高調波; $k = 10$ ）、ほぼ矩形波が再現される。逆に言えば、信号を正確に伝送するためには、10 倍高調波程度は正確に伝送する必要がある [28]。

動作周波数 200 MHz の RHEA の 10 倍高調波は 2 GHz になる。したがって、この高調波の基板上における波長の長さ λ_{RHEA} は、

$$\lambda_{\text{RHEA}} = \frac{v_p}{f} = \frac{1.5 \times 10^8 \text{ m/s}}{2 \text{ GHz}} = 75 \quad [\text{mm}] \quad (4.3)$$

となる。一般に、信号線の長さが 10 倍高調波に近い $1/8$ 波長を超えると信号の遅れなどの問題が発生する。したがって、RHEA に要求される配線精度は、 $75 \text{ mm}/8 \sim 9.4 \text{ mm}$ 程度になる。

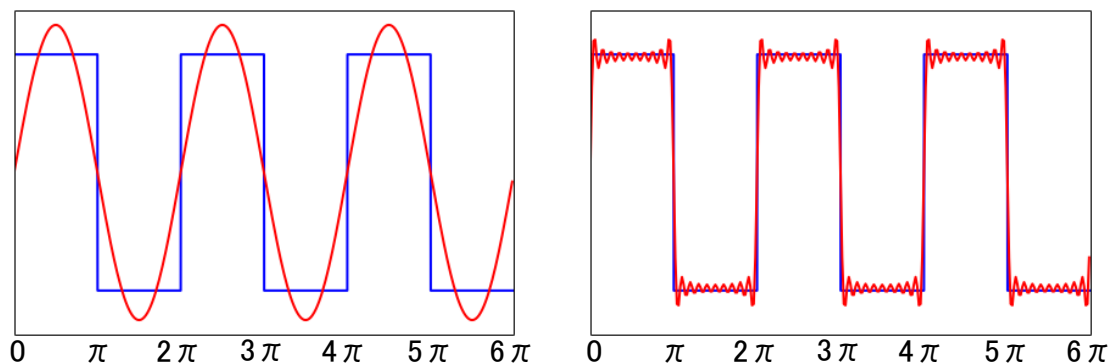


図 4.5: 正弦波と矩形波（左）と 10 倍高調波による矩形波の形成（右）。信号は矩形波で伝送され、矩形波は正弦波に分解される。左図のように基本正弦波の 10 倍までの高調波を足し合わせると、ほぼ矩形波に近い形となる。

4.2.2 特性インピーダンスと反射ノイズ

図 4.6 に示すように、動作周波数が高い回路には、グラウンドと信号線の間インダクタンスとキャパシタンス、レジスタンス成分が存在する。グラウンドと信号線からなる伝送線

の特性インピーダンス Z_0 は、

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad [\Omega/\text{m}] \quad (4.4)$$

で与えられる。ここで、 R 、 L 、 G 、 C は、それぞれ単位長さあたりのレジスタンス、インダクタンス、コンダクタンス、キャパシタンスである。また、 ω は角周波数を表し、動作周波数 f と $\omega = 2\pi f$ の関係にある。 j は虚数単位である。

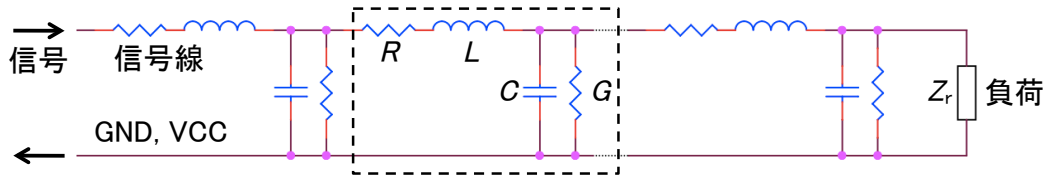


図 4.6: 伝送線の等価回路。 R 、 L 、 G 、 C はそれぞれ単位長さ当たりのレジスタンス、インダクタンス、コンダクタンス、キャパシタンスである。

特性インピーダンスの値が一定でない場合、(4.5) 式で表される信号の反射が発生する。

$$\Gamma = \frac{Z_r - Z_0}{Z_r + Z_0} \quad (4.5)$$

ここで、 Γ は反射係数、 Z_r は入力インピーダンスである。

動作周波数が高い回路の場合、 Z_0 が一定である必要がある。特性インピーダンスは信号線の導体幅や厚さ、グラウンド間の絶縁間隙、比誘電率で決まるため、高周波の回路になるほど高い工作精度が求められる。

4.2.3 実際の基板の配線

RHEA のいくつかの信号線は 200 MHz で信号を伝送している。たとえば、ADC と DAC のデータ伝送線がそうである。先の考察から、これらの信号線は、9.4 mm 以上の精度で配線する必要がある。実際の基板は、差動信号における対、たとえば、図 4.7 の DAC ヘデータを伝送する差動信号対の配線精度は、 ± 1 mm である。また、対ではないが同種の信号線の配線精度は、 ± 2 mm である。したがって、実際の基板における配線精度は十分満足する。

基板内の差動配線の特性インピーダンス（差動インピーダンス）は、100 Ω に設計している。ただし、DAC の差動信号は、200 Ω の差動インピーダンスにしている。一般に、差動インピーダンスが大きくなれば、その分だけ導体幅・厚さなどを小さくする必要がある。つまり、高い工作精度を要求する。

この部分は IC のピン間隔が狭いために、実際には差動 100 Ω にせざるを得ない。この設計と実物の違いは、どこまで問題になるかを事前にシミュレーションするのは難しい。というより、事前にシミュレーションするよりも、実際にものを作ってそれを評価してしまう方が低コストであると判断した。また、この点は FMC150 も同様の実装（差動信号インピーダンス 200 Ω にしていない）であるが、このことが原因となって誤動作するような問題は確認されていない。したがって、上述の設計に基いて基板を試作することにした。

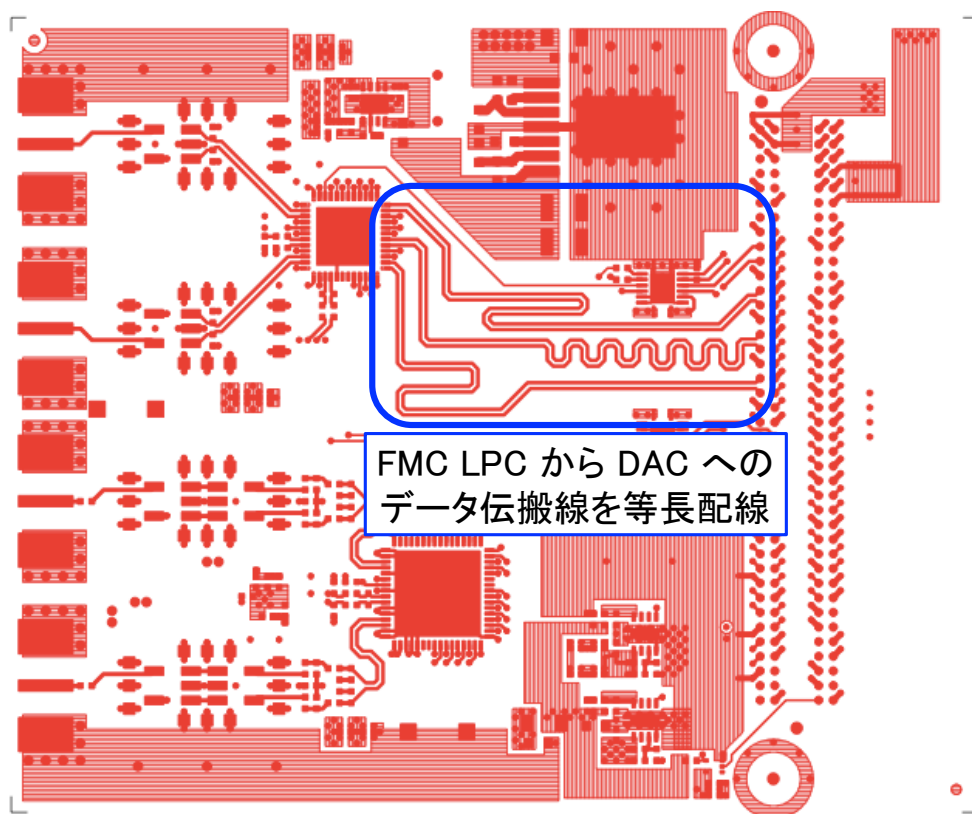


図 4.7: FMC LPC から DAC へのデータ信号の等張配線。3 対のデータ線が等張配線されていることが確認できる。それぞれの対は ± 1 mm の精度で、対同士（ここでは 3 対）は ± 2 mm の精度で等張配線される。残りの 4 対は内層で等張配線される。

4.3 試作

アナログ基板の基板図設計と製作は、プリント基板製作会社「(有) ジー・エヌ・ディー」(<http://www.gn-d.jp/>) に依頼した。試作したアナログ基板 RHEA の写真を図 4.8、4.9 に、FMC150 との比較を図 4.10、4.11 に示す。また、RHEA による新しいフロントエンド回路を図 4.12 に示す。このアナログ基板 RHEA の評価を次章で行う。

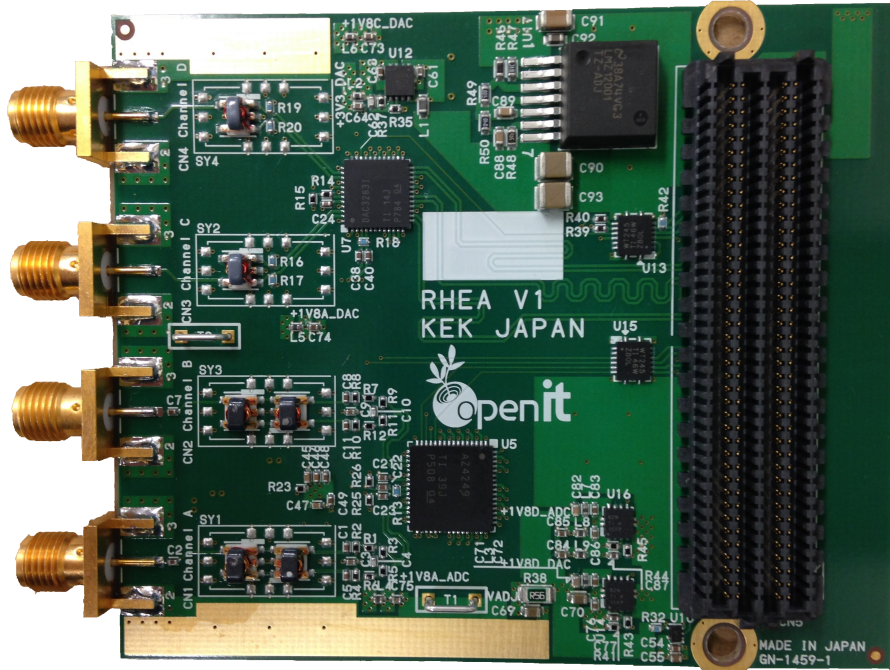


図 4.8: RHEA Ver. 1.0 (表面; L1)

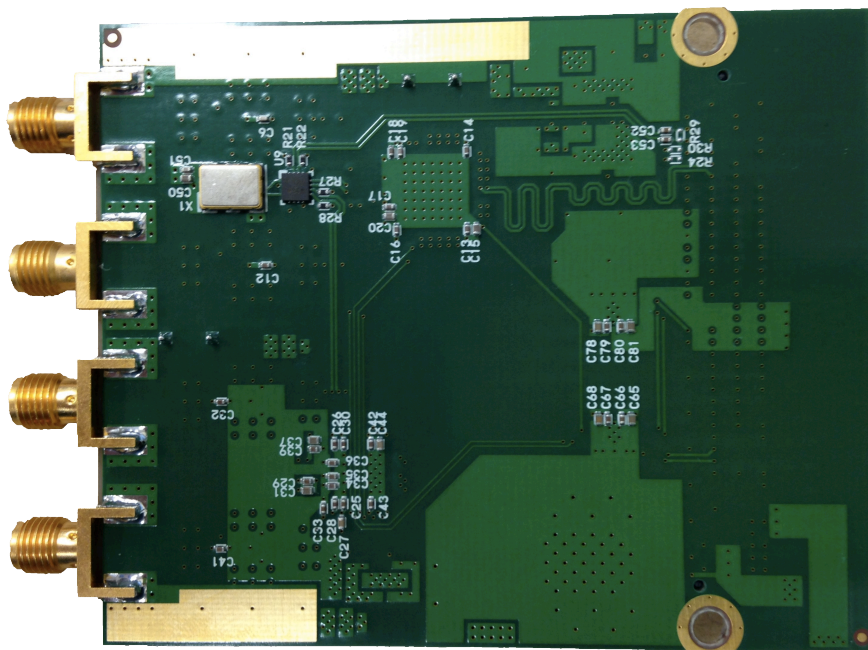


図 4.9: RHEA Ver. 1.0 (裏面; L8)

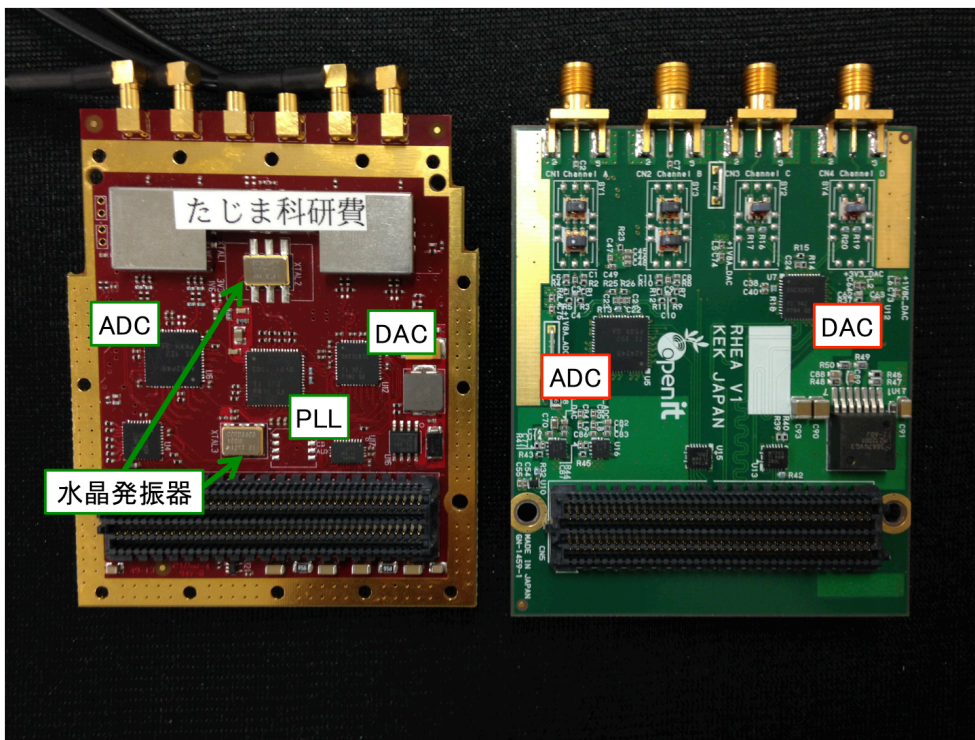


図 4.10: RHEA (本研究) と FMC150 (既存の市販品) の基板表面 (L1) の比較 おもてめん

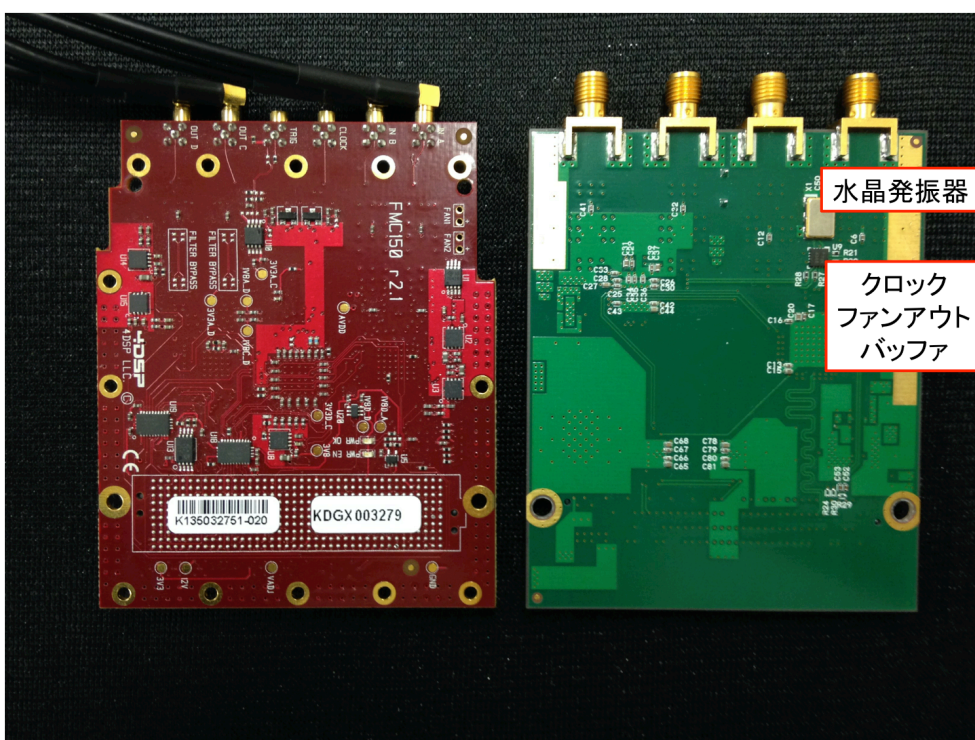


図 4.11: RHEA (本研究) と FMC150 (既存の市販品) の基板裏面 (L8) の比較。FMC150 と比較すると、部品数の少なさがひと目で確認できる。

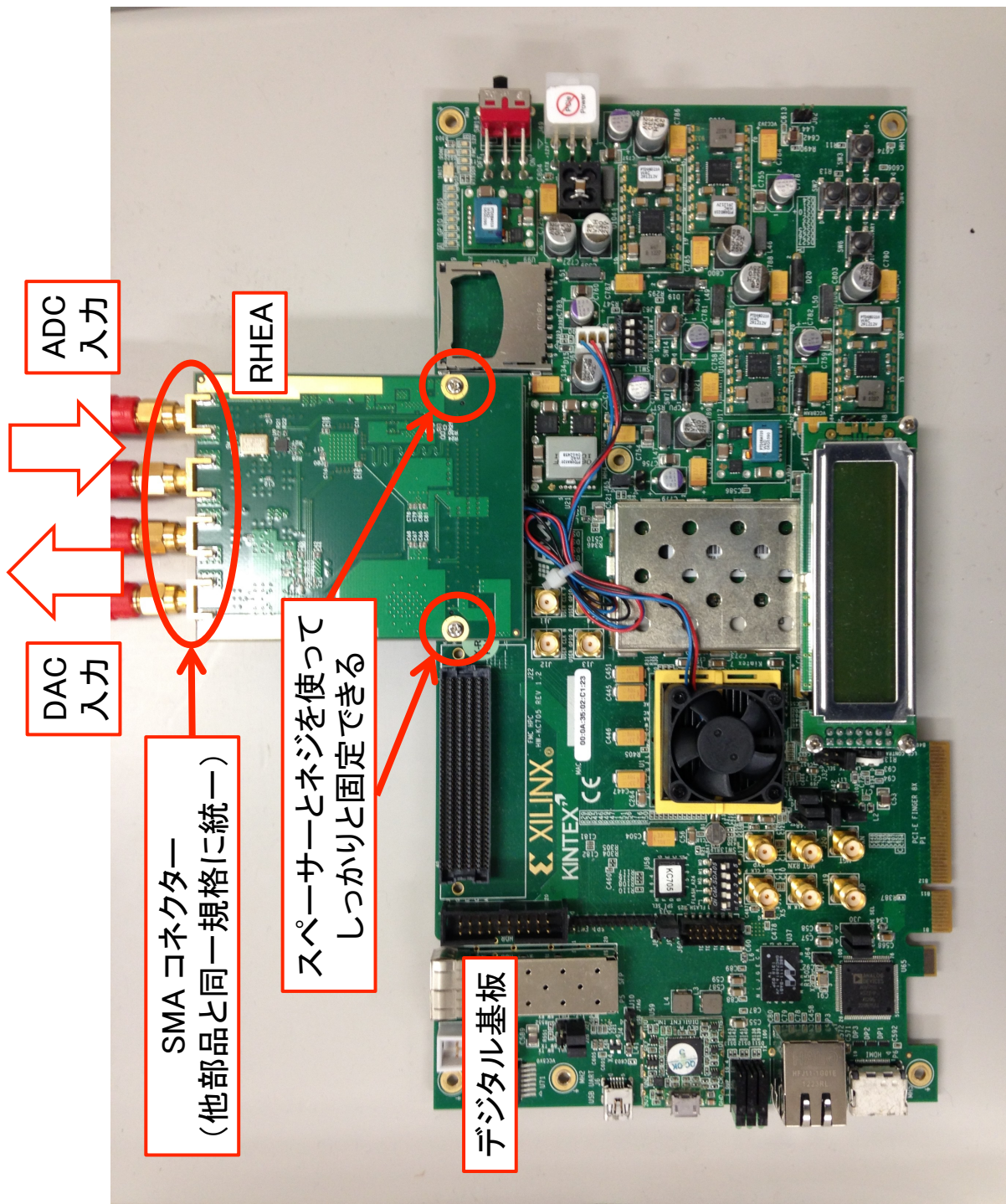


図 4.12: RHEA と Kintex-7 FPGA 評価キットによる新しいフロントエンド回路。RHEA は FMC コネクタの両端に基板を固定するネジ穴を開けているため、安定した接続を保証する。

第5章 試作アナログ基板の評価

RHEA は従来のアナログ基板に対して3つの改善を行った。1つ目は広帯域化、2つ目は消費電力・発熱の低減、3つ目がユーザビリティの向上である。本章ではこれらの要求を満たしているか否かの評価を行う。

5.1 クロック信号の確認

試作基板の動作確認として、クロック信号の確認を行った。4章で議論したように、信号は矩形波で伝送する。分配したクロック信号が矩形波としてみなせて、かつ、仕様どおりの精度であることを確認する（クロックの分配は図3.2のブロック図を参照）。期待どおりのクロック信号を確認してはじめて、ユーザビリティの向上が保証できる。

5.1.1 基板納品時のトラブルとその解決

5.1.1.1 不具合の発見

納品された試作基板のクロック信号を確認するために、カウンター回路をデジタル基板上のFPGAに実装し、カウンターの上位ビットをLEDに出力して明滅させ、クロック信号の有無と大雑把な周波数を調べた（図5.1、5.2）。

調べたクロック信号は、ADCのサンプリング・クロックとクロック・ファンアウト・バッファからのクロック（システム・クロック）で、ともに200 MHzのクロック信号である。しかし、LEDの明滅は一定周期ではなく、仕様のクロック信号から予想されるものと大きく異なった。さらに、ADCのサンプリング・クロックとシステム・クロックも同期していなかった。のっけから想定外の問題に直面した。

そこで、オシロスコープを用いてクロック信号の波形を確認した。まず、クロック信号を生成している水晶発振器の出力をプローブすると、200 MHz周期のクロック信号が確認できた。次に、クロック・ファンアウト・バッファの出力をプローブしてみると、グラウンドのノイズを増幅したような信号が見えるだけで、クロック信号とは異なることが判明した。

5.1.1.2 原因の究明

まず、クロック・ファンアウト・バッファを精査することにした。クロック・ファンアウト・バッファは、信号規格によって配線方法が異なる。RHEAで使用するADCとDACの入力クロックの信号規格は、LV-PECLである。したがって、クロック・ファンアウト・バッファは、LV-PECLのクロック信号を入力し、同規格の信号を3つに分配して出力する設計

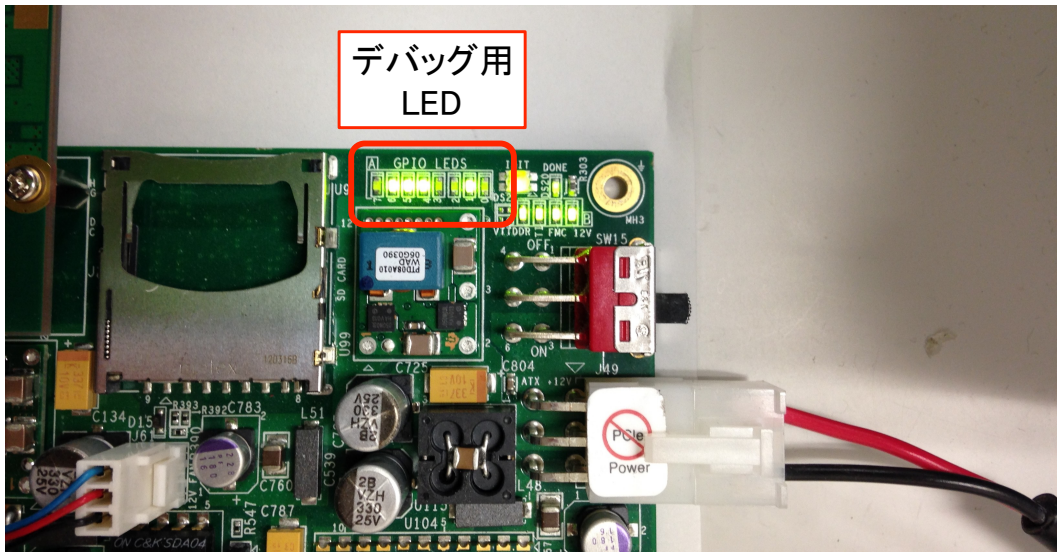


図 5.1: クロック信号の確認に使ったデジタル基板に実装されている LED。表示するクロック周期を $1/2^{28}$ にダウン・サンプルして出力する (28 ビット目の値を LED に出力する)。200 MHz のクロックであれば、およそ 0.75 s 周期で明滅する。図 5.2 も参照。

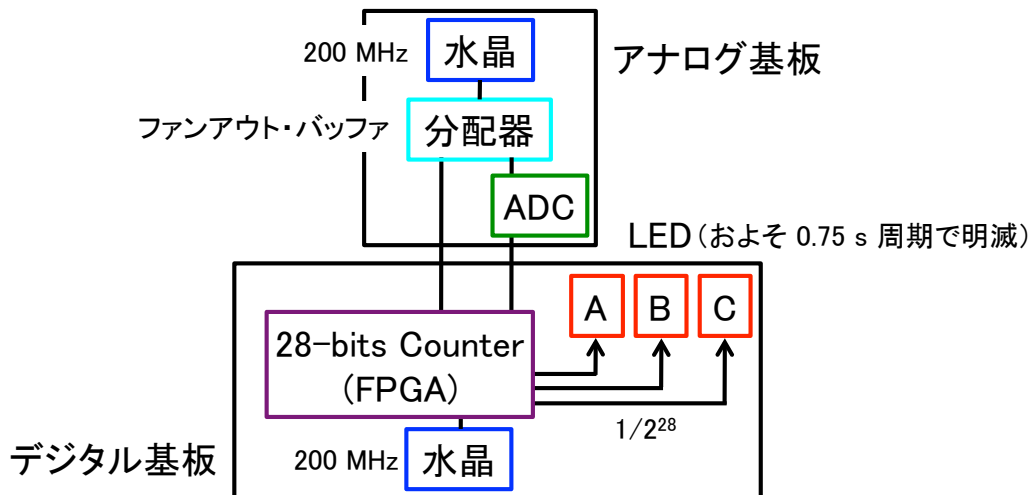


図 5.2: 分配したクロック信号をデバッグ用 LED を用いて評価する構成のブロック図

になっている。回路図とデータシート、チップの型番を確認・比較したところ、たしかに両者の配線方法は LV-PECL で一致しており、クロック・ファンアウト・バッファには問題がないことを改めて確認した。

クロック・ファンアウト・バッファに間違いがないとなると、次に怪しいのは、大本の水晶発振器である。そこで回路図と基板上に実装されている水晶発振器を目視で精査しなおしてみた。すると、水晶発振器の型番が回路図のものと異なっていることが判明した (図 5.3)。納品時に実装されていた水晶発振器の信号規格は、LVDS であった。つまり、クロック・ファンアウト・バッファが待ち構えている LV-PECL とは規格が異なる。これがクロック信号が正しく分配されていない原因であった。(つまり、実装時における製作会社のケア

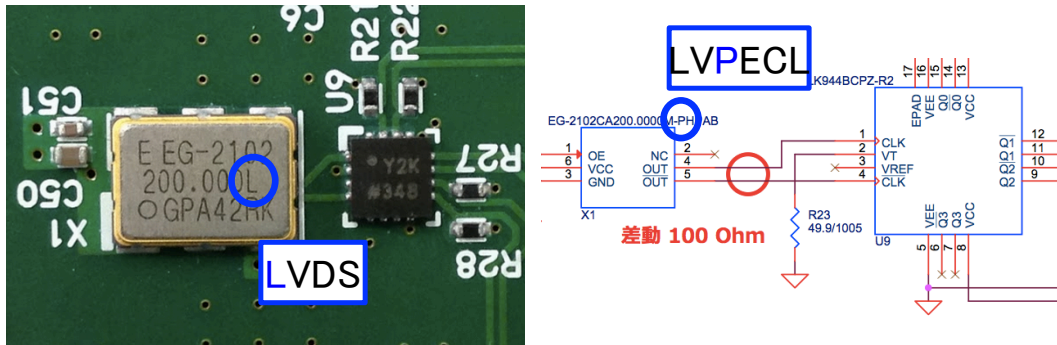


図 5.3: 納品時の水晶発振器（左）と回路図の該当箇所（右）。指定した回路図と異なる規格の発振器が実装されていた。

レス・ミスであった。)

5.1.1.3 不具合の解決とその確認

このトラブルは水晶発振器を回路図どおりの LV-PECL 製品に手作業で交換して解決した¹。水晶発振器 (Epson, EG-2102CA²) の IC ピンは、全部で 6 本あり、半田面は 1.6 mm × 1.5 mm、ピン同士の間隔は最小で 2.54 mm と ADC や DAC などの他の IC と比較してピン同士の間隔マージン大きいいため、手作業でも交換可能である。これについては、本章の最後に議論する「さらなる高みを目指した改造案の検討」にも関係する。

LED での確認と共に、図 5.4 と図 5.5 に、水晶発振器の交換後にオシロスコープで測定したクロック信号とその測定方法を示す。すべてのクロックが正しく出力されていることが確認できる。ここで、全体的に波形が歪んでおり矩形波に見えないのは、差動信号の一端を開放し、もう一方をパッシブ・プローブで計測しているためである。厳密には、オシロスコープでの差動信号計測は、パッシブ・プローブではなく、差動プローブを用いる必要がある。ここでは、クロック信号の分配を確認することが目的であるため、このような構成で測定を行った。

5.1.2 クロック分配の安定性評価

上述のように、水晶発振器を交換したことで信号の有無と大雑把な周波数を確認した。しかし、伝送したクロックの波形精度が十分な精度であるか否かは保証されていない。万が一、クロックを分配する部分 (クロック・ファンアウト・バッファ) でカウント漏れ等が発生している場合は、大きな問題である。そこで、アナログ基板から FPGA に分配入力するクロック (図 5.4(d)、(e)) とデジタル基板上の別クロックを比較して、その周期安定性を評価した。

¹水晶発振器の取り外しと再実装は、KEK の池野正弘氏に行っていただいた。この場をかりて、感謝の意を表します。

²<http://www.epsondevice.com/docs/qd/ja/DownloadServlet?id=ID000768>

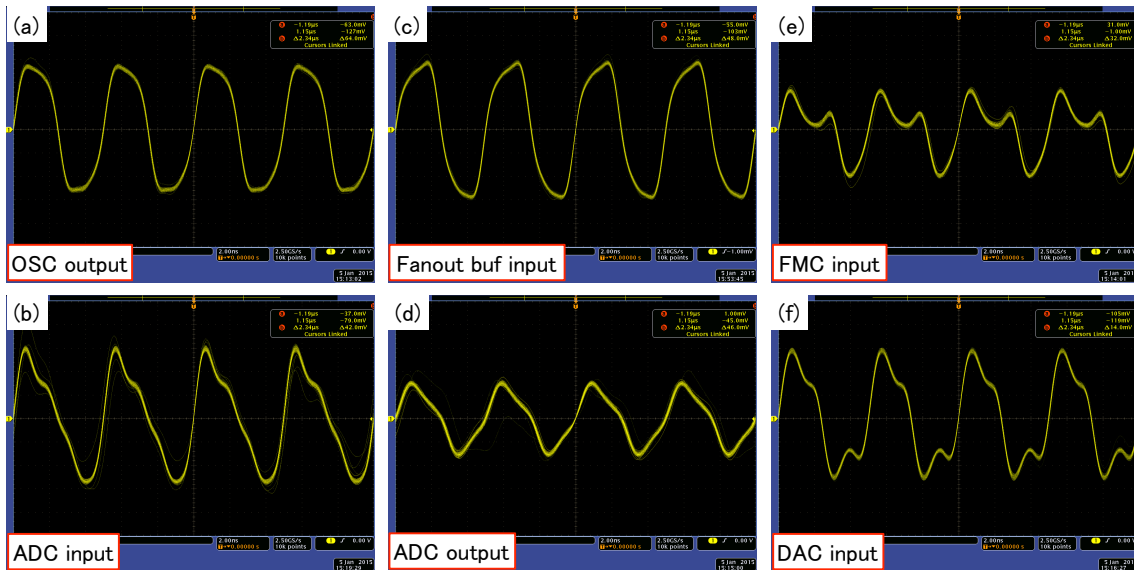


図 5.4: オシロスコープで測定した基板上の各場所におけるクロック信号。(a) 水晶発振器のクロック信号。(b) ADC へ入力しているクロック信号。(c) クロック・ファンアウト・バッファへ入力しているクロック信号。(d) ADC のサンプリング・クロック信号。(e) クロック・ファンアウト・バッファから FMC へのクロック信号 (システム・クロック)。(f) DAC へ入力しているクロック信号。全体的に、波形が歪んでおり矩形波に見えないが、これは差動出力の一端とグラウンドをパッシブ・プローブで測定しているためである。つまり差動信号の一端が開放されているためにコモン・モードが安定せず、反射の影響が見えている。本来、オシロスコープで差動信号を読む際は、差動プローブを用いて測定する。ここでは、水晶発振器を交換したことによるクロック信号の変化を確認することが目的であるため、図 5.5 のような構成で測定を行った。

5.1.2.1 評価方法

5.1.1 と同様に、図 5.1、5.2 に示した構成で分配・伝送したクロックの 28 ビット目の値を LED に出力する (各クロックを $1/2^{28}$ にダウン・サンプルして、各 LED の明滅周期をみる)。ADC から出力するクロック (図 5.4(d)) とクロック・ファンアウト・バッファからのクロック (図 5.4(e)) を基準クロック (Kintex-7 評価キットに搭載される 200 MHz のシステム・クロック) と比較する (図 5.2)。これらのクロックを一定時間数え上げて、それらの一致精度を評価する。なお、水晶発振器の周波数安定性に対する仕様値は、1 パルスあたり最大 $\pm 10^{-4}$ のズレである。

5.1.2.2 評価結果

各 LED の明滅が同期していることを確認した後で、およそ 24 時間後に再び明滅の同期性を計測した。アナログ基板から分配したふたつのクロックによる LED 明滅タイミングは、0.1 秒未満で一致し、それらとデジタル基板上の基準クロックによる LED 明滅タイミング

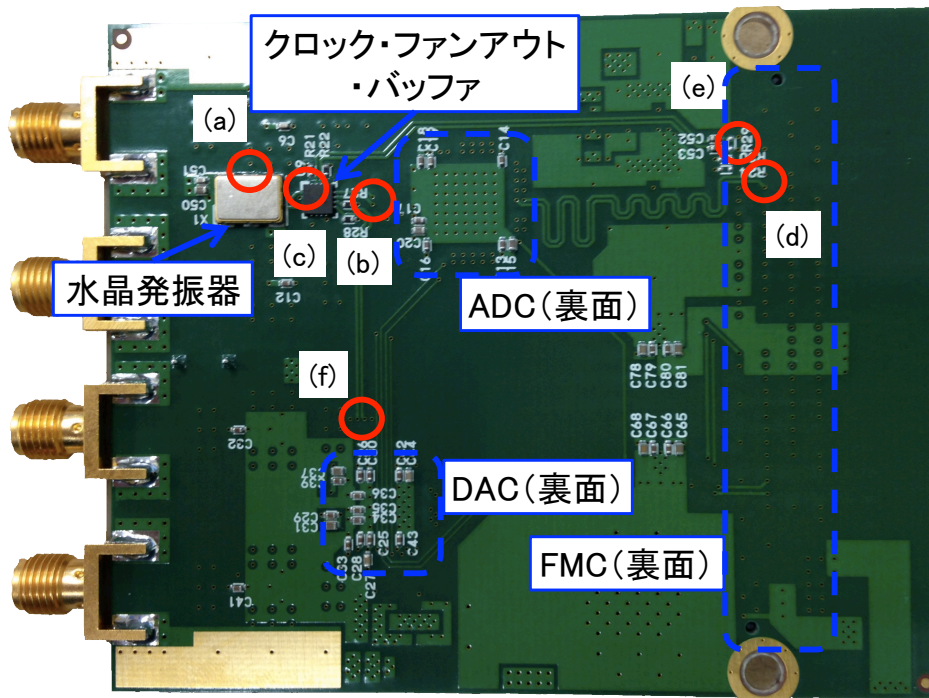


図 5.5: オシロスコープでプローブした場所。クロック信号は差動信号であるため、通常は差動プローブを用いて測定する。ここでの目的は、IC を交換したことによる大雑把な信号の確認であるため、一方の差動信号は開放してパッシブ・プローブで測定している。

のズレは、0.1 秒程度であった。これは 1 パルスあたり最大 $\pm 10^{-5}$ のズレであり、水晶発振器の仕様値より一桁良い。さらに、分配による影響はそれよりも小さいことも確認した。

5.2 消費電力の評価

表 3.1 で示したように、RHEA は PLL の排除や電源回路の見直し、ADC の省電力版への変更により、大幅に消費電力を削減する狙いがある。そこで、直流電源とそれに内蔵する電流計を用いて従来のアナログ基板と RHEA とで消費電力の比較を行う。

5.2.1 評価方法

消費電力の測定は、図 5.6 のようにして行う。アナログ基板の電源は、FMC を介してデジタル基板から供給される。デジタル基板は、通常 AC100 V から、AC アダプターで DC12 V に変換している。本測定では、直流電源で 12 V をつくり、その電流量をモニターして、デジタル基板とアナログ基板の総消費電力を計算する。そして、その値からデジタル基板（アナログ基板を抜いて測定）の消費電力を差し引いて、アナログ基板の消費電力を算出した。

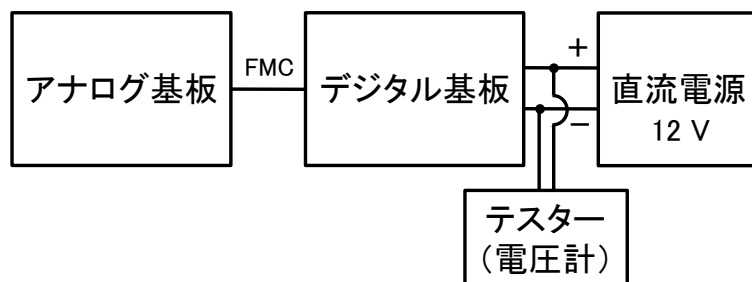


図 5.6: 消費電力を測定するための装置構成。デジタル基板に供給する DC12 V を電流計の付いた直流電源から供給し、デジタル基板に流れた電流量を測定する。直流電源からデジタル基板間で発生する電圧降下を校正するために、デジタル基板上の 12 V のピンとグラウンド・ピンの電圧差をテスターで測定する。

図 5.6 のテスターは、直流電源とデジタル基板間で発生する電圧降下を校正するために、デジタル基板上の 12 V のピンとグラウンド・ピンの電圧差をテスターで測定し、すべての測定で 12 V の一定電圧が印加されるようにする。図 5.7 に、実際の測定構成の写真を示す。

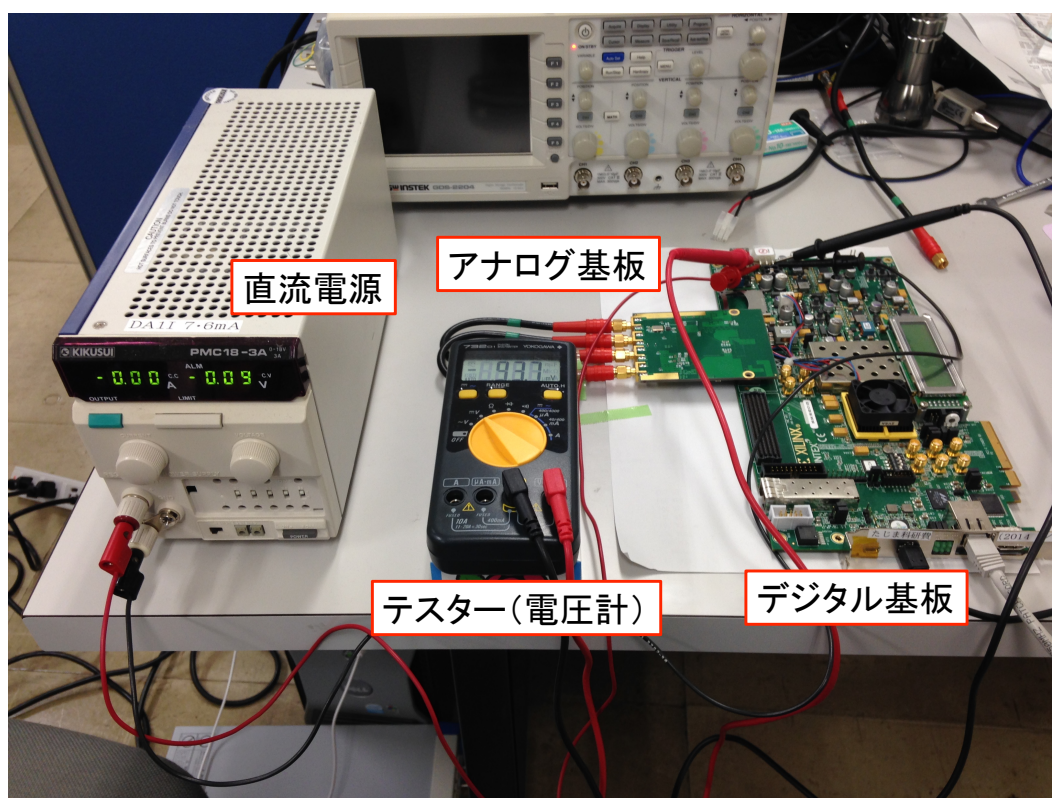


図 5.7: RHEA の消費電力の測定

5.2.2 評価結果

表 5.1 にデジタル基板の消費電力を差し引いたそれぞれのアナログ基板の消費電力の比較をまとめる。「状態」は読み出し系の動作状態を表す。仕様策定の目標値である「従来の消費電力の半分」が達成されていることがわかる。

表 5.1: RHEA（本研究）と FMC150（既存の市販品）の消費電力の比較

状態	消費電力 [W]		電力比 (RHEA/FMC150)
	RHEA	FMC150	
待機状態	1.8	5.9	0.31
読み出し多重度 1	4.7	11.4	0.41
読み出し多重度 32	7.9	15.1	0.52

5.3 基板上 IC の発熱量の評価

図 2.13 で示したように、従来のアナログ基板は排熱処理が必須である。一般に、消費電力の大きい IC は、発熱量も大きくなる。したがって、消費電力の改善を行った RHEA は、従来よりも発熱量が小さくなると期待される。そこで、両者の基板表面温度を測定し比較する。

5.3.1 評価方法

赤外線サーモグラフィ (Keysight, U5855A) を使って、アナログ基板を含めたフロントエンド回路の基板表面温度を計測する。その際、フロントエンド回路の状態を「読み出し多重度 32」に設定して、基板上の IC の温度が一定になるまで待ち測定を行う。冷却ファンによる排熱を行った場合とそうでない場合の二通りを測定した。ただし、FMC150 においてファンなしの場合は、温度が一定になる前に IC が熱破損する可能性があるため、基板表面温度の最大値が 70°C を超えた段階で測定を中断した。

5.3.2 評価結果

RHEA と FMC150 の基板表面温度の測定結果を図 5.8 に示す。RHEA の基板表面温度が FMC150 のそれに比べて、ほとんどすべての場所で 20–30°C 以上小さいことが確認できる。また、RHEA はファンなしの状態でも基板表面の最高温度が 40°C を超えていないことがわかる。したがって、RHEA は冷却ファンなしで安定に動作する。これは読み出し系の簡素化の点からも大きな進展である。

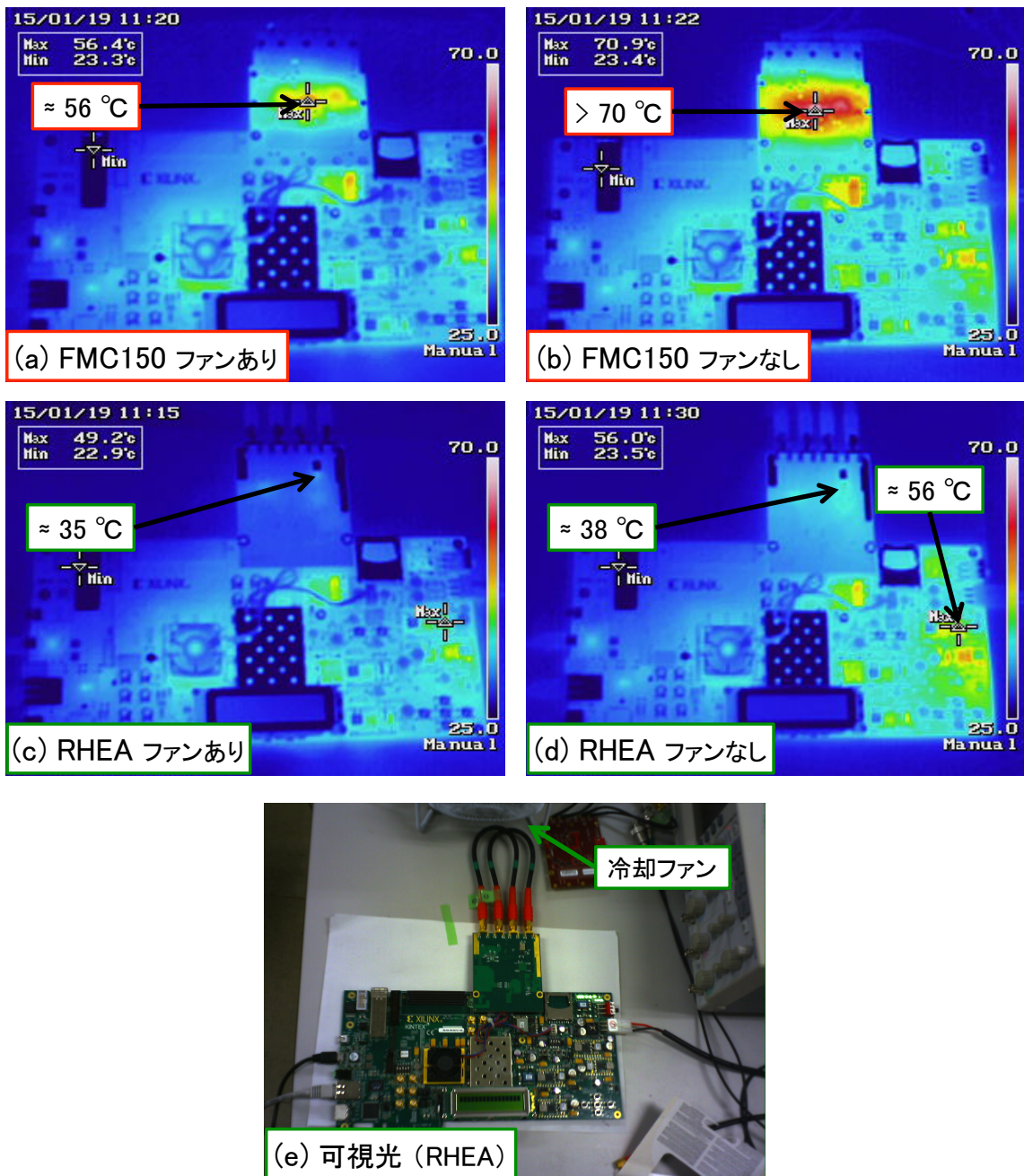


図 5.8: 赤外線サーモグラフィによる RHEA（本研究）と FMC150（既存の市販品）の基板表面温度の比較。RHEA と FMC150 のファンあり・ファンなしをそれぞれ比較すると、どちらにおいても RHEA の基板表面温度の方が小さいことが確認できる。また、FMC150 ファンあり (a) と RHEA ファンなし (d) を比較しても、RHEA の方が表面温度が小さいことがわかる。FMC150 ファンなし (b) 以外の測定は、温度が安定するまで 1-2 分待った後の測定結果である。一方、(b) においては、IC が熱破損する温度まであげるわけにはいかないので、基板の最高表面温度が 70°C を超えた段階で測定を中断している（ファンのスイッチを切ったのち、わずか十秒程度）。

5.4 DAC アナログ信号の評価

図 4.1 で示したように、RHEA には帯域を制限する LPF (ローパス・フィルター) が存在しない。そこで、実際に 100 MHz まで DAC の信号強度が減衰しないことをオシロスコープを用いて測定する。

5.4.1 評価方法

信号強度の測定は、図 5.9 のようにして行う。デジタル基板の FPGA で、MHz 帯の正弦波と余弦波のデジタル信号を生成する。生成したデジタル信号は、FMC を介してアナログ基板の DAC に送り、DAC でデジタル信号をアナログ信号に変換する。そして、そのアナログ信号の強度をオシロスコープで測定する。実際に測定している様子を図 5.10 に示す。

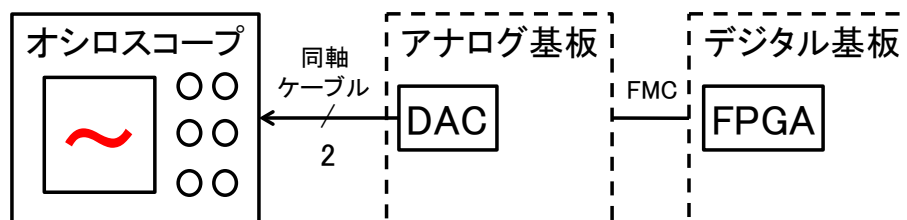


図 5.9: DAC の信号強度の評価方法。デジタル基板とアナログ基板は FMC で接続する。DAC の信号は同軸ケーブルを伝ってオシロスコープに入る。

信号強度 P は、出力した正弦波 (余弦波) の最大値と最小値の電圧差 V_{pp} を測定し、次の式でエネルギーに変換する。

$$P = 10 \log_{10} \left(\frac{V_{pp}^2}{R} \times \frac{1}{1000} \right) \quad [\text{dBm}] \quad (5.1)$$

ここで、 R は終端抵抗を表し、 $R = 50 \Omega$ である。

5.4.2 評価結果

図 5.11 に RHEA と FMC150 の DAC からの信号強度の比較を示す。FMC150 では LPF により、高周波数領域において、その信号強度が減衰していた。一方、RHEA は高周波数領域においても高い信号強度を維持している。

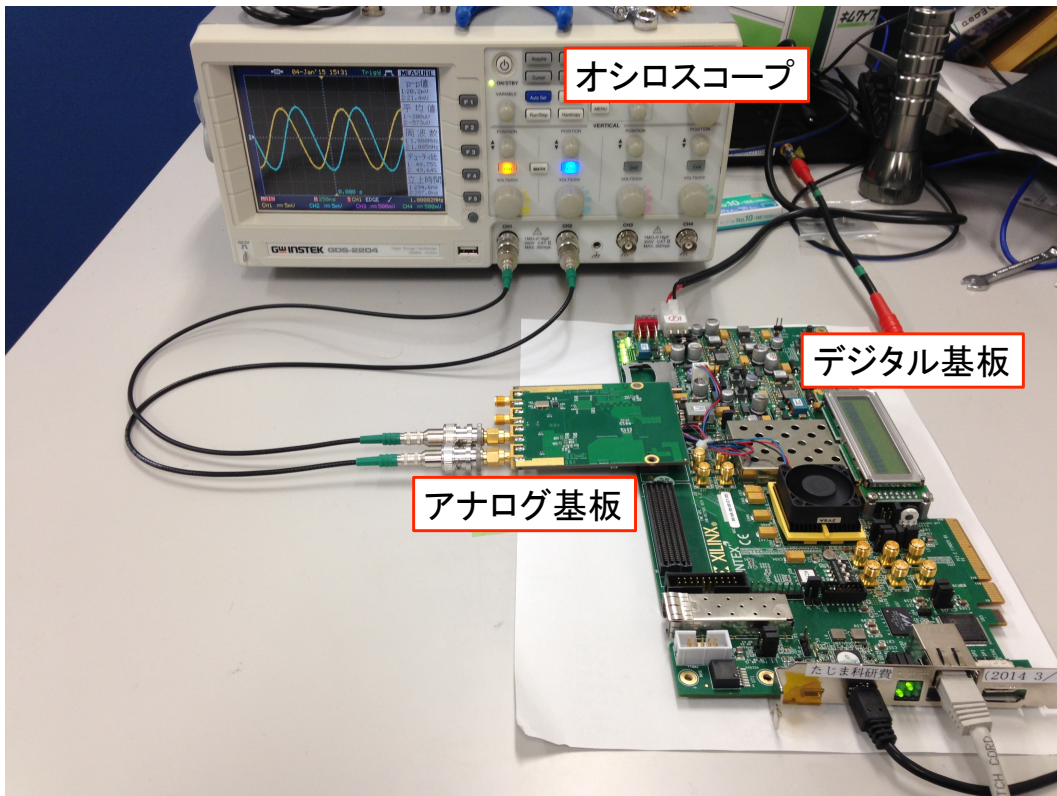


図 5.10: RHEA で 1 MHz の正弦波と余弦波を測定している様子

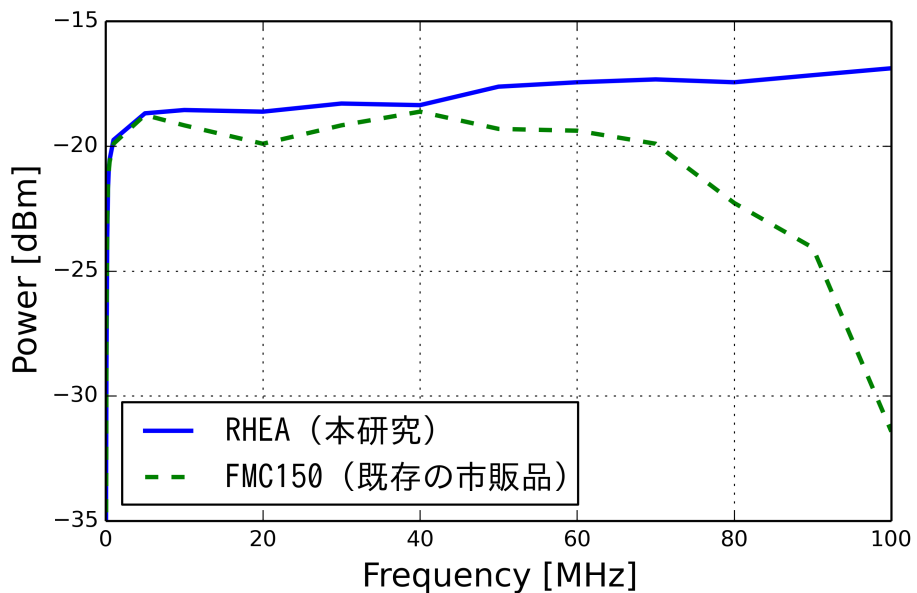


図 5.11: RHEA (本研究) と FMC150 (既存の市販品) における DAC アナログ出力の比較。RHEA は高周波においても信号強度を維持している。ゼロヘルツから数十キロヘルツまで直流成分は、AC 結合しているため、両者ともに信号強度が小さい。AC 結合は信号のベースラインのドリフトを防ぐための一般的な処置のひとつである。

5.5 ADC 線型性の評価

アナログ信号をデジタル信号に変換する際、ADC の誤差を見積もることは重要である。この節では RHEA に搭載した ADC の線型性を評価するために、基準信号源 (WF1974) を用いて、入力電圧に対する変換電圧を測定し、その誤差が十分小さいことを確認する。

5.5.1 評価方法

線型性の評価は、図 5.12 に示すように、基準信号源と ADC をつなぎ、基準信号 (正弦波) の振幅を変化させて (周波数・位相は固定)、変換電圧を測定する。測定した値は、直線でフィットして、傾きと切片をそれぞれ求め、誤差を推定する。図 5.13 に実際の測定環境を示す。

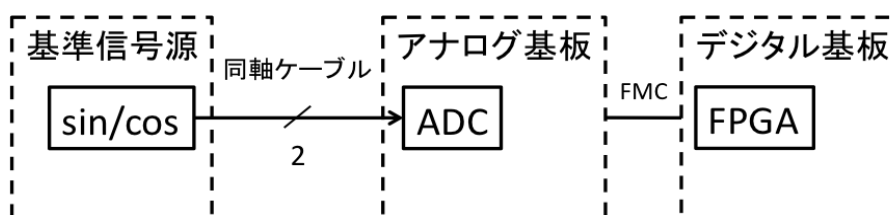


図 5.12: 基準信号源 (WF1974) からの入力電圧を変化させて、ADC のフルスケール・レンジ ($V_{pp} = 2.0 \text{ V}$) における変換電圧を測定する。

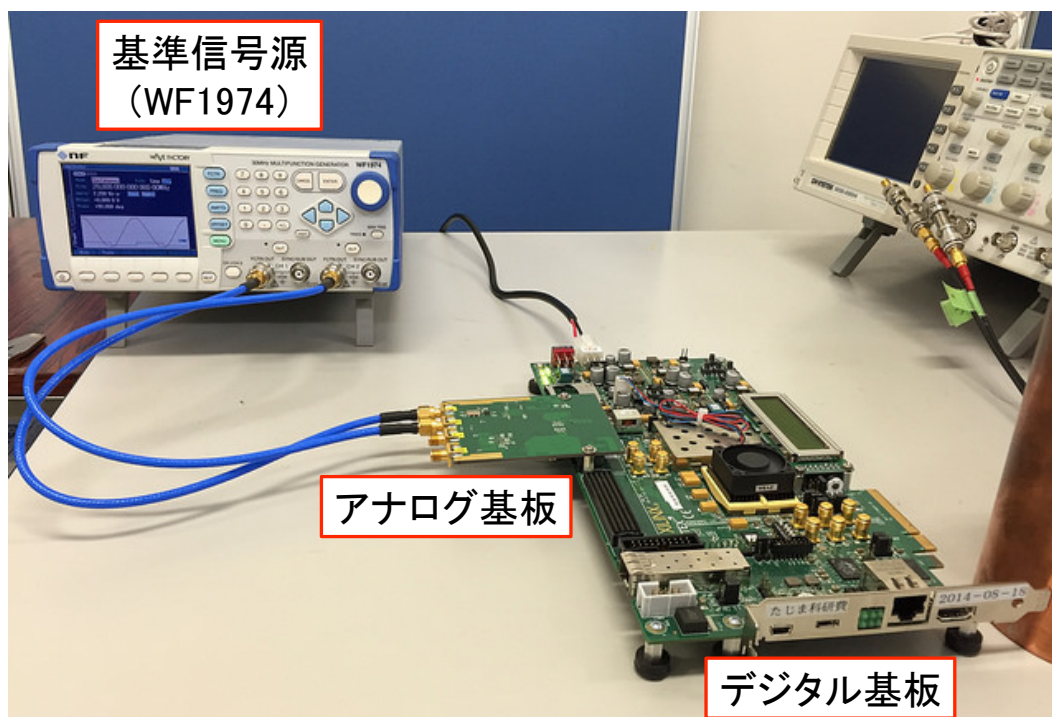


図 5.13: 線型性評価の装置構成。基準信号源 (WF1974) と ADC は 30 cm の同軸ケーブル (SMA 端子) で接続する。

5.5.2 評価結果

図5.14に基準信号の入力電圧を変化させたときのADCの電圧値とそのフィット結果を示す。フィッティングにより求めたチャンネルA、Bのパラメータはそれぞれ、

$$\begin{aligned} y_A &= (0.82 \pm 1.07 \times 10^{-4})x + 0.00 \pm 1.09 \times 10^{-4} \\ y_B &= (0.82 \pm 1.35 \times 10^{-4})x + 0.00 \pm 1.37 \times 10^{-4} \end{aligned} \quad (5.2)$$

である。ADCの分解能が14ビットであることを考慮すると、 $\sim 10^{-4}$ 程度の誤差は妥当な値であり、仕様も満足する。よって、両チャンネルともに、ADCフルスケール・レンジ ($V_{pp} = 2.0 \text{ V}$) において、十分な線型性をもつことを確認した。

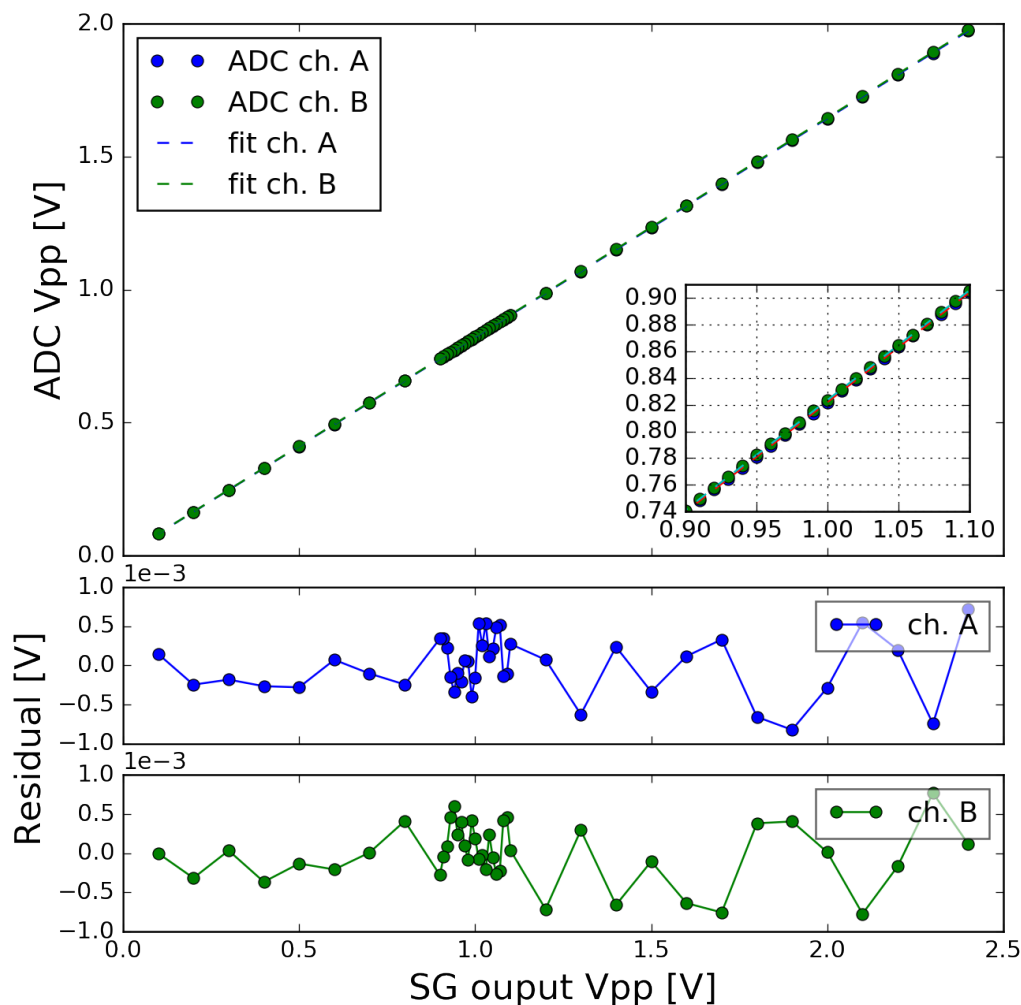


図 5.14: 入力電圧を変化させたときのADCの変換電圧値（上）と残差（下）。フルスケール・レンジ ($V_{pp} = 2.0 \text{ V}$) において、チャンネルA、Bともに十分な線型性が確認できる。

5.6 変調・復調読み出し帯域の評価

図 5.11 で示したように、RHEA は高周波 ($> 70 \text{ MHz}$) でアナログ出力が減衰しないため、より広い帯域が期待できる。そこで、アナログ基板の DAC と ADC を直接つないで、メガヘルツ帯における透過特性を測定し、従来の市販品 (FMC150) と比較して帯域の拡大をみる。また、その帯域が GroundBIRD 実験の要求値 200 MHz を満たすことを確認する。

5.6.1 評価方法

帯域の測定は、図 5.15 に示すように、デジタル基板上的 FPGA に 1 チャンネルの復調回路を実装し、アナログ基板の DAC と ADC を直接つないで、読み出し周波数ごとに透過特性を計測する。図 5.16 に実際の測定環境を示す。

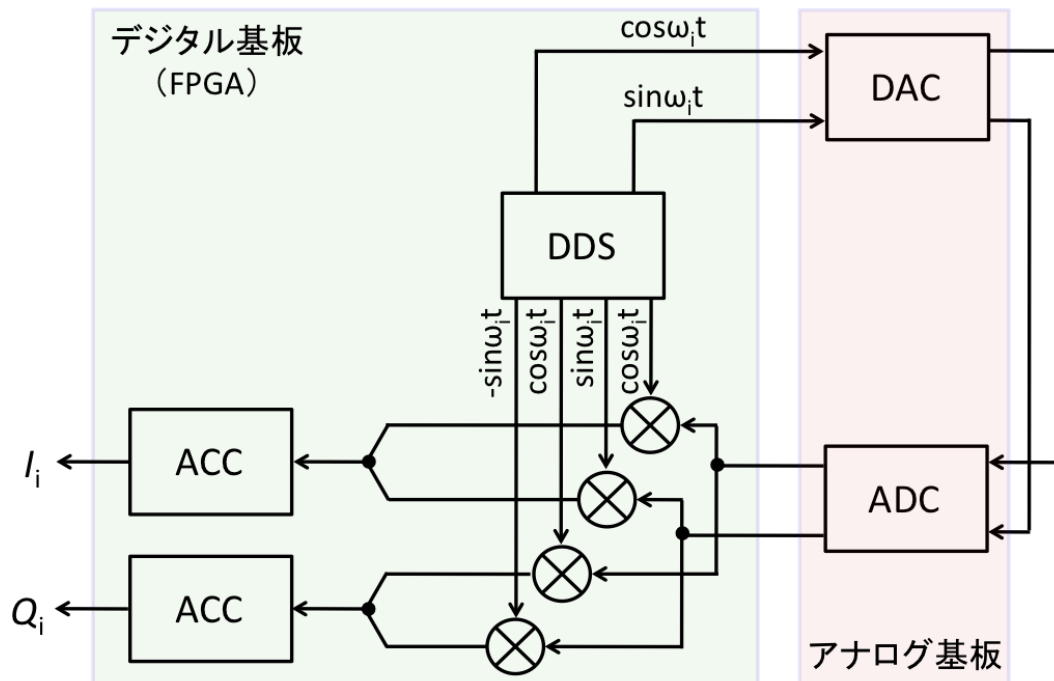


図 5.15: FPGA に実装した DDS (direct digital synthesizer) 信号を DA-AD 変換し、復調回路より振幅と位相を計測する。ACC (accumulator) は累算器を表し、式 (2.14) の第二項以下の高調波成分をカットする LPF (式 (2.14)) として機能する。

具体的な計測の流れは次のようになる:

1. DDS (direct digital synthesizer) でメガヘルツ帯のデジタル信号 (正弦波・余弦波) を生成する。
2. DAC でデジタル信号をアナログ信号に変換する。
3. 同軸ケーブルを介して、ADC でアナログ信号をデジタル信号に変換する。

4. FPGA に実装した復調回路（「2.3.2.4 復調—デジタル基板上における各周波数での共振状態の抽出」参照）で $I(t)$ と $Q(t)$ を計算し、振幅と位相を計測する。
5. 1. から 4. を各周波数について行う。

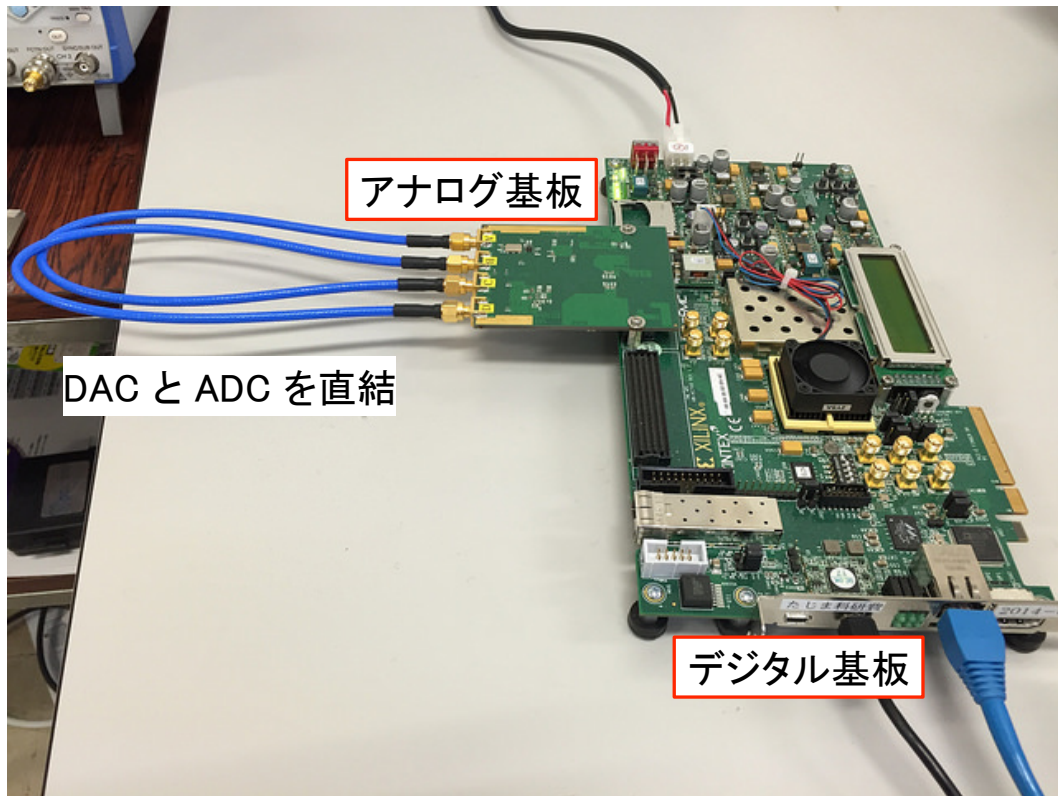


図 5.16: フロントエンド回路の帯域と電気的特性（5.7 節参照）を測定するための装置構成。DAC と ADC は 30 cm の同軸ケーブル（SMA 端子）で接続する。電気的特性を評価する際は、FPGA に実装した復調回路はバイパスして、ADC のデータをオフライン（PC）に転送し、その後に復調を行いノイズレベルを算出する。

5.6.2 評価結果

図 5.17 に RHEA と FMC150 の帯域の比較を示す。FMC150 は高周波 (> 70 MHz) において、LPF による信号減衰により帯域が制限されていることがわかる。一方、RHEA は高周波においても帯域を維持しており、GroundBIRD 実験の要求値（帯域 200 MHz）を満たすことが確認できる。

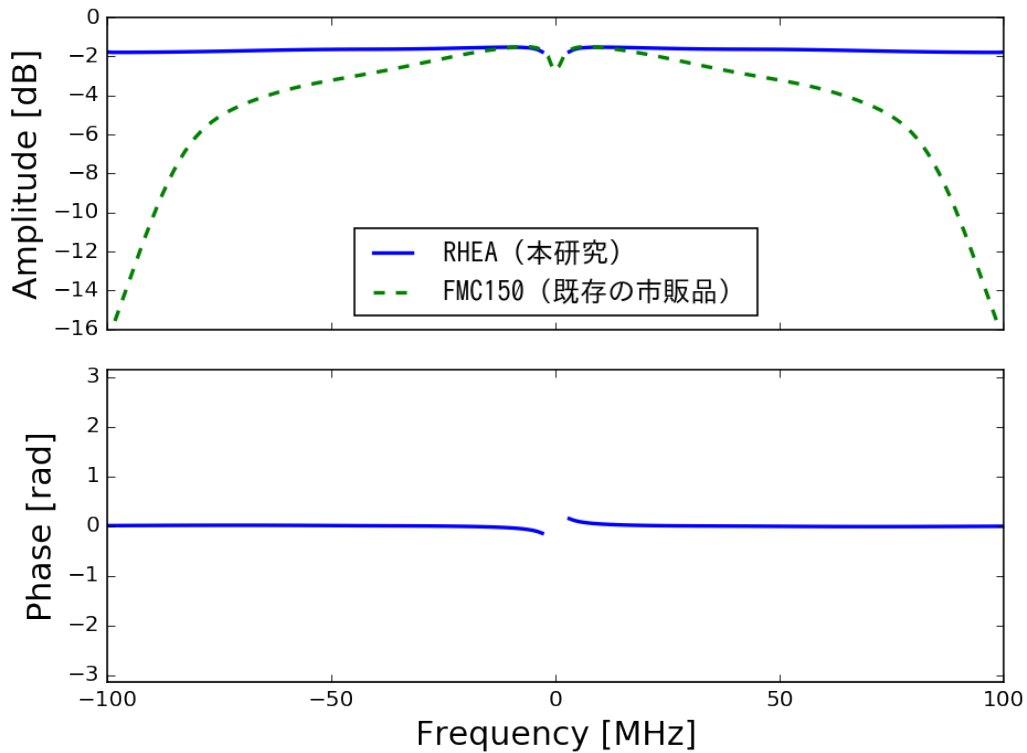


図 5.17: RHEA (本研究) と FMC150 (既存の市販品) における帯域の比較。振幅 (上)・位相 (下) 読み出しともに、 ± 100 MHz の帯域をカバーしていることが確認できる。

5.7 読み出しノイズレベルの評価

フロントエンド回路のノイズレベルは、実験における他の要素 (たとえば、検出器やプリアンプなど) のノイズレベルよりも十分小さくなければならない。本節ではフロントエンド回路の電気的特性を計測し、それがアナログ基板の仕様を満足することをみる。

最後に位相読み出しのノイズレベルについて議論して、それが GroundBIRD 実験の要求値 ($< 10^{-5}$ rad) を満たすことを確認する。

5.7.1 評価方法

フロントエンド回路の電気的特性は、図 5.18 に示すように (「5.6 帯域の評価」と同様の装置構成。図 5.16 も参照。)、アナログ基板の DAC と ADC を直接つないで計測する。具体的には DAC から正弦波を出力し、それを AD 変換したデータから、フィッティングによりパラメータを推定する (電気的特性の詳細な評価方法は参考文献 [29] を参照)。

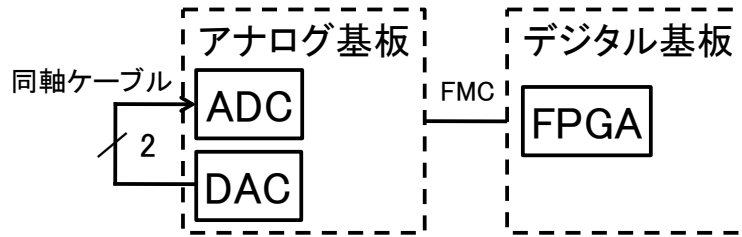


図 5.18: DAC の信号（正弦波）を ADC で変換し、取得データのベストフィットから SINAD（式 (5.4)）と ENOB（式 (5.5)）を計測する。ENOB からデジタル回路で行う復調ロジックをシミュレートして、フロントエンド回路のノイズレベルを見積もる。

5.7.1.1 SINAD とは

SINAD (signal-to-noise-and-distortion ratio) は、信号の二乗平均平方根 (root-mean-square; rms) と NAD (noise-and-distortion) の二乗平均平方根との比を表す量である。SINAD は SNR (signal-to-noise ratio) に非線型性由来の歪 (distortion) を加味した量で、信号とノイズに対するより実的な指標である。

NAD は取得したデータのベストフィットから次のように求められる。

$$\text{NAD} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{n=1}^M (x[n] - x'[n])^2} \quad (5.3)$$

ここで、 $x[n]$ は取得データ、 $x'[n]$ は取得データのベストフィット、 M サンプル数である。

そして、SINAD は式 (5.3) を用いて次のように表される。

$$\text{SINAD} = \frac{A_{\text{rms}}}{\text{NAD}}, \quad A_{\text{rms}} = \frac{(\text{ベストフィットの振幅})}{\sqrt{2}} \quad (5.4)$$

5.7.1.2 ENOB とは

ENOB (effective number of bits) は、ADC の実効的な分解能を表す量である。ENOB と SINAD は式 (5.5) のような関係がある。

$$\begin{aligned} \text{ENOB} &= \log_2(\text{SINAD}) - \frac{1}{2} \log_2(1.5) - \log_2\left(\frac{2G \times A}{\text{FSR}}\right) \\ &= \log_2(\text{SINAD}) - \log_2\left(\frac{2G \times A}{\text{FSR}}\right) - 0.292 \end{aligned} \quad (5.5)$$

ここで、 G はゲイン、 A はベストフィットの振幅、FSR は ADC のフルスケール・レンジ (full-scale range) を表し、本測定では $G = 1$ 、 $\text{FSR} = 2$ である。

以下ではこの ENOB をもとに、フロントエンド回路のノイズレベルについて議論する。

5.7.1.3 位相読み出しのノイズレベル

フロントエンド回路における位相読み出しのノイズレベルは、「2.3.2.4 復調—デジタル基板上における各周波数での共振状態の抽出」で定義した式 (2.13) と (2.14) を計算して求める。ノイズレベル算出の流れは次のようになる：

1. 式 (2.13) の $C_{ADC}(t)$ 、 $S_{ADC}(t)$ にそれぞれ、式 (5.5) より求めた実効的分解能 (ENOB) と DDS 信号 (16 ビット) を代入して $I_j(t)$ と $Q_j(t)$ を計算する。
2. 式 (2.14)、(2.16) より、位相 ϕ とその標準偏差 σ_ϕ を見積もる。式 (2.14) の LPF は、標本数 20 万の算術平均で行う。

5.7.2 評価結果

図 5.19 に DAC からの入力信号振幅 ~ 1.0 V、周波数 4.0 MHz のときのノイズスペクトルを示し、図 5.20 にフロントエンド回路の電気的特性の周波数依存性を示す。

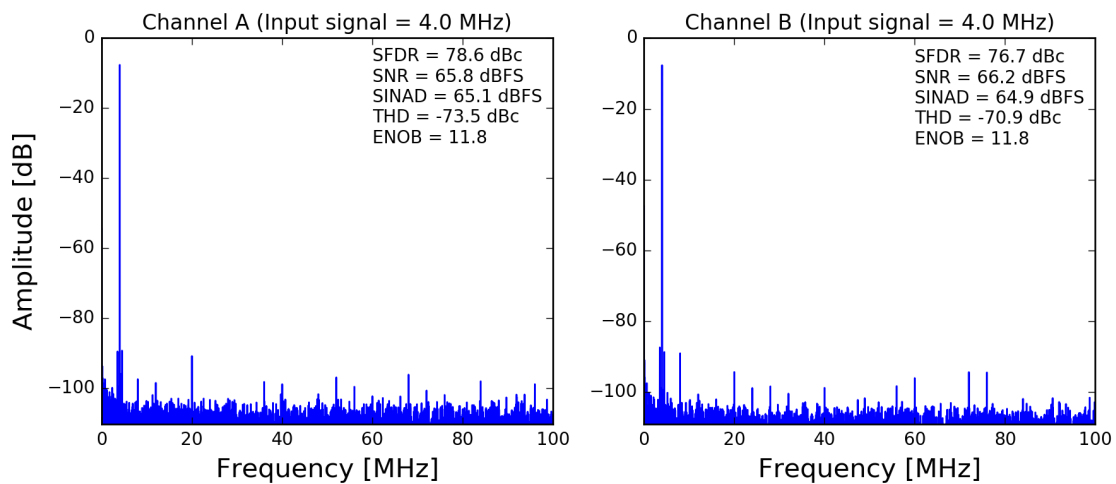


図 5.19: DAC から $V_{pp} \sim 1.0$ V、4.0 MHz の信号を AD 変換して求めたフロントエンド回路のノイズスペクトルと電気的特性。信号に対して、ノイズフロア・ディストーションともに十分小さく、IC の仕様値を満足することを確認した。

図 5.19、5.20 は、アナログ基板の仕様 (DAC/ADC のデータシートから予想される値 [30,31]) を満足する。また、ENOB から算出されるフロントエンド回路における、位相読み出しのノイズレベルは、128 チャンネル同時読み出しの場合で $\sim 10^{-7}$ rad であり、GroundBIRD 実験の要求値 $< 10^{-5}$ rad を満たすことを確認した (図 5.21)。

本測定による見積もりにおいて、位相読み出しのノイズレベルは要求値より十分小さく、たとえ 1,000 素子同時読み出しを実装しても、十分低いノイズレベルを実現する。

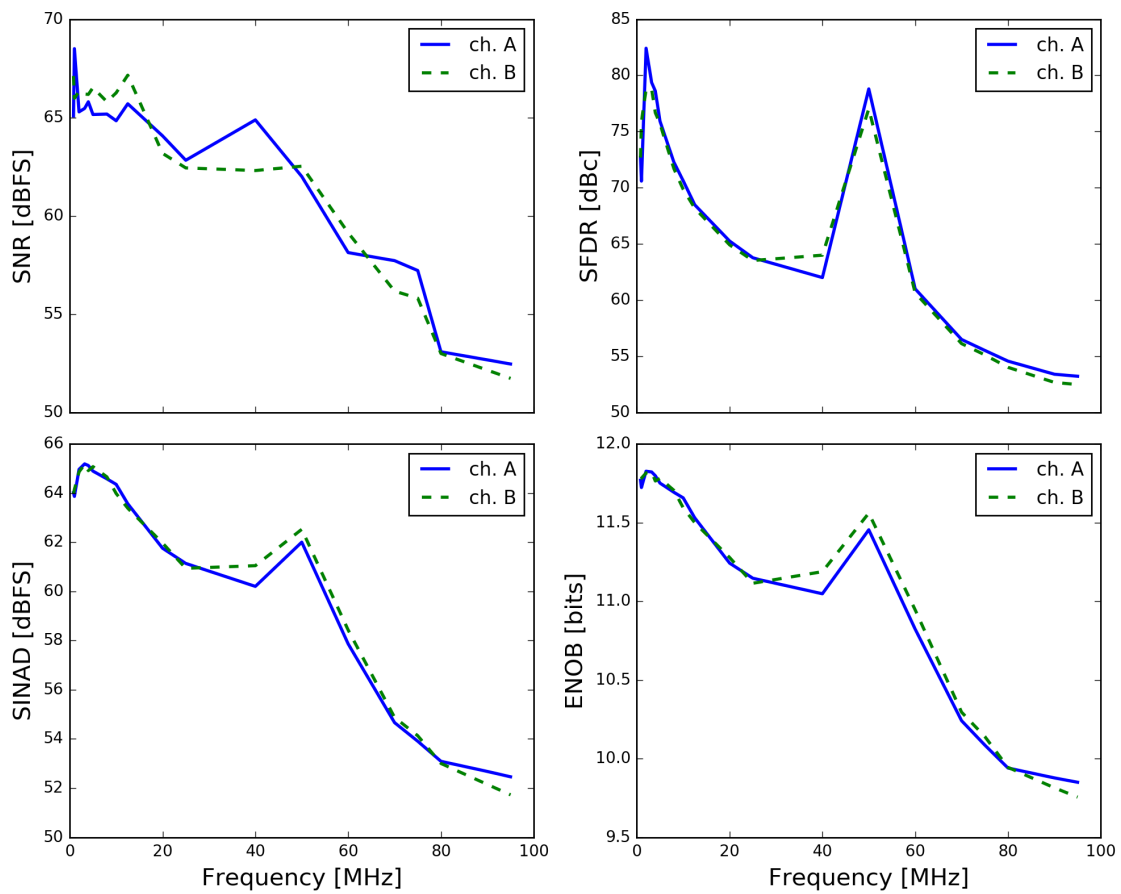


図 5.20: 電気的特性の周波数依存性

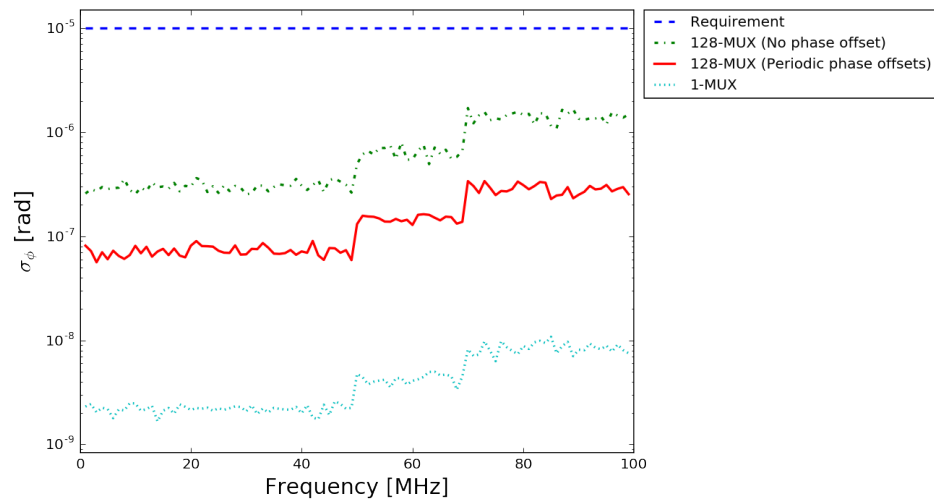


図 5.21: 位相読み出しのノイズレベル。128 素子同時読み出しにおいて、GroundBIRD 実験の要求値 $< 10^{-5}$ rad を達成した。また、128 素子同時読み出しにおいて、実線で示したそれは、各チャンネルの奇数番目と偶数番目の位相を 180° ずらす (45° と 225°) ことで、実効的な分解能を向上させる手法をとった場合を示し、もう一方は位相がすべてのチャンネルで同じ場合を示す。

5.8 評価結果まとめ

以上より、評価結果をまとめると次のようになる:

1. 帯域は ± 100 MHz に広がり、従来よりおよそ 30% 広帯域化した。
2. 消費電力は、読み出し多重度 32 の状態で 7.9 W であり、従来のおよそ半分になった。
3. 発熱量を抑制し、外部冷却ファンが不要になった。また、コネクタ規格を SMA に統一したことや基板の固定構造の実装、ユーザーが使用しやすいクロック周波数への変更等、ユーザビリティが飛躍的に向上した。
4. アナログ基板の仕様を満たす十分な線型性を確認した。
5. 位相読み出しにおいて、ノイズレベル $< 10^{-5}$ rad を達成した。

今後、実際に MKID を使って使用実績を積み重ねていくことが重要な課題であるが、ひとまず、GroundBIRD 実験のフロントエンド回路として、要求を満たすことを確認した。

5.9 さらに高みを目指した改造案の検討

アナログ基板 RHEA のさらなる改造案 (RHEA 改; 図 5.22) として、ADC と DAC のサンプリング周波数をより高くすることが考えられる。RHEA に搭載している ADC (ADS4249) と DAC (DAC3283) の最大サンプル・レートはそれぞれ、250 MSPS と 800 MSPS である。つまり、RHEA にはあと 25 MHz 翼を広げる余地がある。

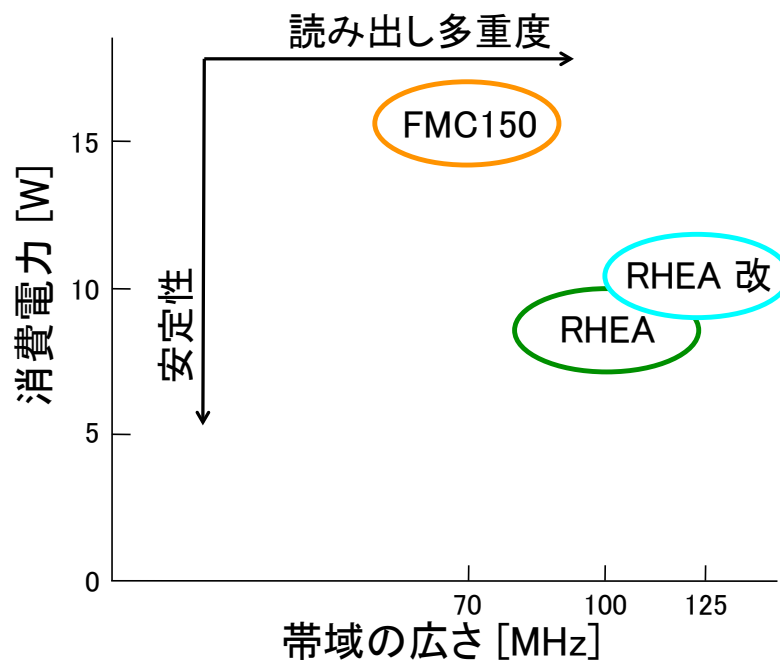


図 5.22: RHEA のさらなる改造により到達する境地

5.9.1 水晶発振器を交換して ADC/DAC のサンプリング周波数をあげる

ADC と DAC のサンプリング周波数は読み出し系の帯域を決定する大きな要素である。そこで、これらのサンプリング周波数を ADC の最大サンプリング・レートである 250 MHz にする。つまり、水晶発振器の周波数を 250 MHz に変更する。これにより、帯域を 125 MHz まで拡大する。

この水晶発振器の変更は、5.1.1 「基板納品時のトラブルと解決」で述べたように、半田ごてを使えば現在の RHEA を使って行うことができるため、比較的簡単に試すことができる。

5.9.2 DAC のサンプリング周波数をさらに上げる

DAC3283 には出力波形をそれぞれ 2 倍、4 倍に補完する機能が実装されている。RHEA ではこの補完機能は使用していないが、DAC のサンプリング周波数を 200 MHz から 800 MHz にすることで、最大 4 倍の補完機能を使用することが可能となる。これにより、高周波でもよりなめらかな波を生成することが可能となり、ノイズ耐性を向上できる。

4 倍の補完機能を実装するために必要な変更は次のふたつである：

1. 水晶発振器の周波数を 200 MHz から 800 MHz にする。
2. クロック・ファンアウト・バッファを分周器機能付きのものにする。

前款で述べたように、1. は比較的簡単に変更することができる。一方、2. は水晶発振器が出力した 800 MHz のクロック信号を DAC にはそのまま入力し、ADC と FPGA には 4 分周 (200 MHz) して入力する。たとえば、Texas Instruments の CDCM1804³ を使うとこの回路を実現することができる。ただし、この変更は回路図の変更を要し、新しい基板を作りなおす手間を伴う。

³<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cdcm1804.pdf>

第6章 MKIDの読み出し試験

最後に、本研究で開発したフロントエンド回路を読み出し系（2.3節）に組み込んで、振幅・位相それぞれについて読み出し試験を行い、MKIDがつくる典型的な共振状態を確認する。

6.1 試験方法

MKIDの読み出しは、図6.1のような構成で行う。基本的な構成は、「2.3読み出し系」と同様だが、本測定では、アップ・コンバートを二つのミキサー（MIX）とハイブリッド・カップラー（HYB）で、ダウン・コンバートをIQ Demodulator（DEM）でそれぞれ行う。また、常温に設置した後段の増幅器は使用しない。

MKIDは $\lambda/4$ 型のNb-MKIDで、300 mKまで冷却して測定する。図6.2に実際の測定環境の一部（MHz/GHzコンバーターとフロントエンド回路）を示す。

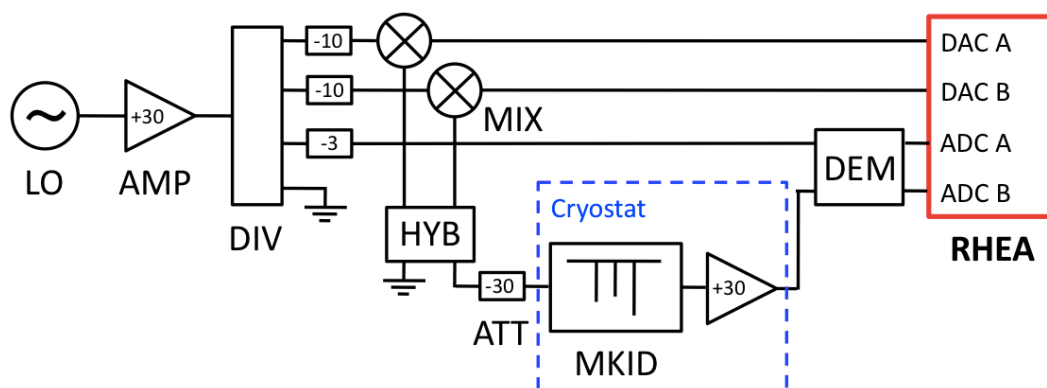


図 6.1: 読み出し試験の装置構成。局所発振器（LO）は 5.57 GHz、-10 dBm に設定し、室温増幅器（AMP）で増幅後、分配器（DIV）を介して、混合器（MIX）と IQ Demodulator（DEM）に交流信号を入力する。本測定では、アップ・コンバートを二つの混合器と一つのハイブリッド・カップラー（HYB）で実現している。増幅器と減衰器（ATT）の数字は増幅量と減衰量を表し、単位はデシベル（dB）である。MKID は $\lambda/4$ 型 Nb-MKID を 300 mK に冷却し、冷却増幅器は 4 K で動作する HEMT 増幅器を使用した。

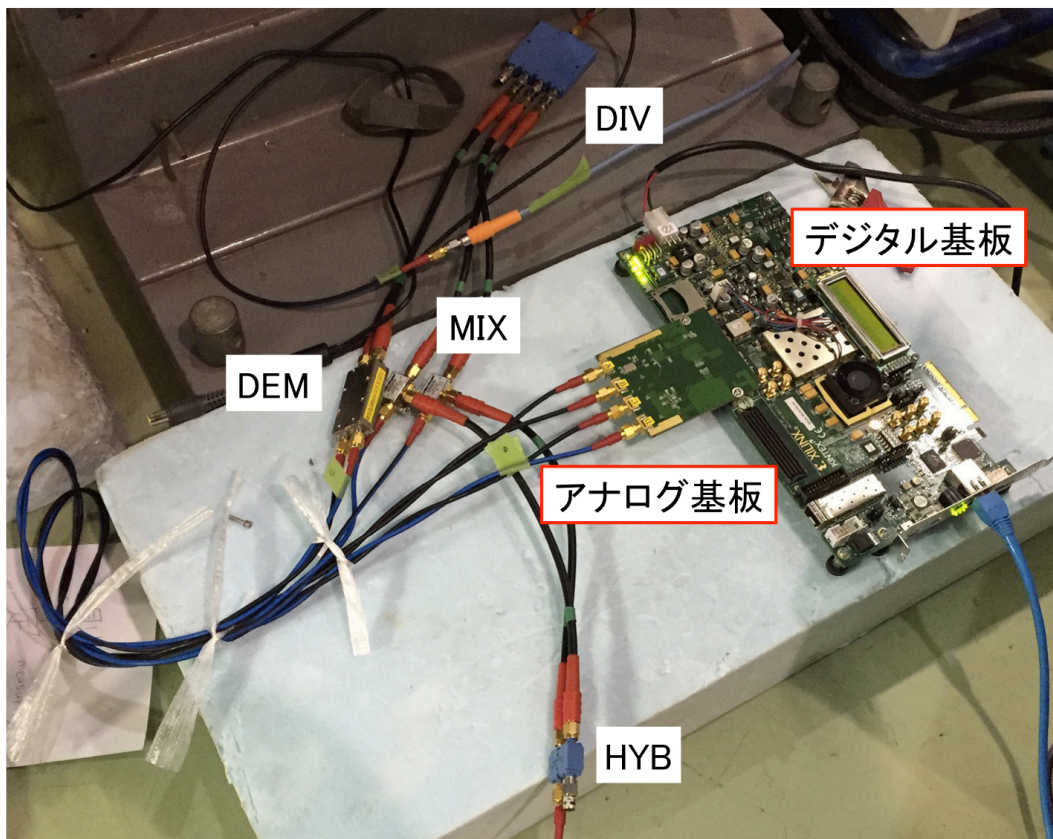


図 6.2: 読み出し系の MHz/GHz コンバーターとフロントエンド回路

6.2 試験結果

図 6.3 に MKID の共振に対する振幅・位相読み出し結果を示す。MKID のつくる典型的な共振が振幅・位相ともに測定できていることが確認できる。

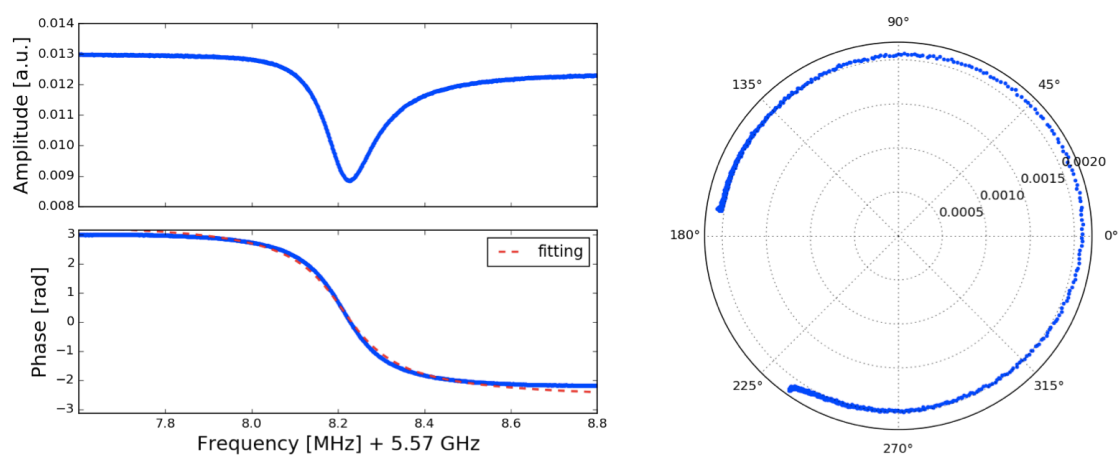


図 6.3: MKID の共振に対する振幅・位相読み出しの例

第7章 まとめ

次世代のCMB偏光観測において、検出器の多素子化とその多重読み出しは重要な要素である。MKIDは多素子化、多重読み出しに優れた検出器であり、その特性を最大化する読み出し系の開発が急務である。特に、GroundBIRD実験のためには、帯域 ± 100 MHz（実効帯域幅200 MHz）を達成することが重要である。

日本国内において、既存の読み出し系は、汎用通信機用の市販品を組み合わせ構成しており、実際にそれを使ってMKIDの開発研究を行っている。しかしながら、その構成要素であるアナログ基板（FMC150）には、以下の解決すべき課題が存在する：

1. LPF（ローパス・フィルター）による帯域の制限（つまり、読み出し多重度の制限）
2. 消費電力・発熱の過大、それに起因する動作不安定性
3. ユーザビリティの損失

これらの課題を解決するために、MKIDの読み出しに最適化した新しいアナログ基板「RHEA」の開発を行った。RHEAは、次のような方法で課題の解決を図った：

- 帯域を制限しているLPFの排除
- クロック分配方式の簡素化（PLLからクロック・ファンアウト・バッファへの変更）
- 水晶発振器の周波数の変更
- コネクタ規格の統一

そして、これらの解決方法を実装したRHEAを試作した。その特性を評価し、以下のことを確認した：

1. 帯域 ± 100 MHz
2. 消費電力7.9 W（読み出し多重度32での使用時）
3. 外部冷却装置の不要に代表される、高いユーザビリティの実現
4. アナログ基板の仕様を満たす十分な線型性
5. 位相読み出しにおいて、ノイズレベル $< 10^{-5}$ radを達成
6. 実際のMKIDを用いた共振状態の確認

帯域は従来のアナログ基板と比較しておよそ 30% 拡大した。消費電力は従来のおよそ半分になり、必須であったファンの冷却も不要となった。ユーザビリティの向上は、今後のユーザーからの反応が待たれるが、いちユーザーとして、このフロントエンド回路の定性的な評価を述べると、読み出し系の状態制御や装置構成の変更等、従来のフロントエンド回路と比べて使いやすくなったといえる。また、フロントエンド回路の線型性や電気的特性、ノイズレベルについても GroundBIRD 実験の要求値を満足する結果を得た。最後に、実際の MKID を用いて共振を確認し、本研究で開発したフロントエンド回路が、ハードウェア・ソフトウェア共に、MKID の読み出し系として測定可能な状態に仕上がった。

以上、本研究は MKID の読み出しに最適化したアナログ基板 RHEA を試作し、それが策定した仕様を満たすことを確認した。今後、実際の MKID を使った使用実績を積み重ねるといって残るものの、GroundBIRD 実験で用いる MKID の読み出し系として満足するアナログ基板である。また、クロック・アップによる帯域拡大の余地、デジタル基板と分離した構成がもたらす FPGA 商品の性能向上の恩恵を直ちに反映できる自由度などの魅力的な伸びしろも有する。

付録 A 世界で開発されているフロントエンド回路との比較・位置づけ

MKID を用いた CMB 実験の稼働実績はまだないが、ミリ波帯での天文観測はすで実績がある [32]。そこで、本章では世界で開発されているフロントエンド回路をいくつか紹介し、各々の特徴についてまとめる。これらと本研究の比較から、本研究の世界的な位置づけを整理する。

A.1 NIKEL

NIKEL (New Iram KID ELectronics) は、NIKA (New Iram KID Array) のフロントエンド回路である。NIKA は 400 ピクセルの MKID を搭載し、150 GHz 帯と 240 GHz 帯の 2 帯を観測できる。5 組の DAC と FPGA をそれぞれ並列化し、さらに個々の信号をアップ・コンバートする LO の周波数を 100 MHz ずつシフトすることにより、読み出し帯域 500 MHz を実現している。

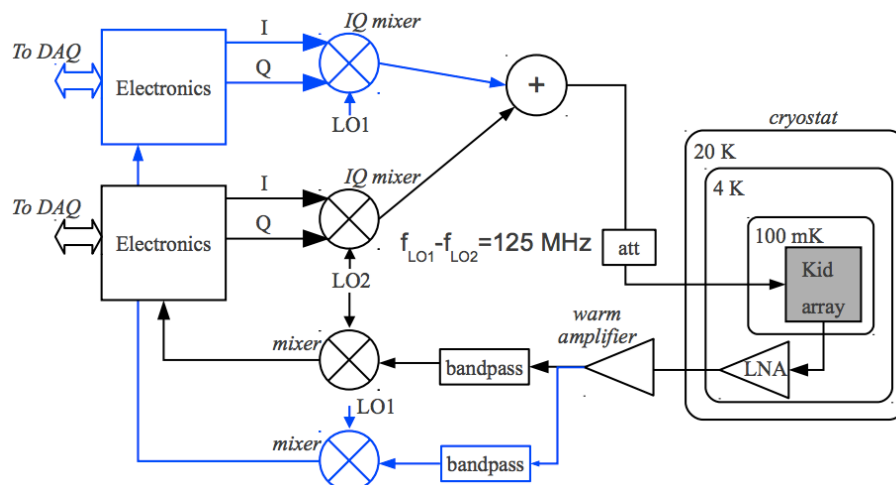


図 A.1: 一世代前の NIKA の読み出し系の模式図 [33]。図の「Electronics」の部分が一世代前の NIKEL に相当する。5 組の DAC と FPGA を並列化し（図では 2 個、最新版は 5 個並列接続）、アップ・コンバート（ダウン・コンバート）する際に用いる各 LO の周波数の差を DAC の最大出力周波数 125 MHz（最新版は 100 MHz）として、DAC の数に比例して帯域を増す設計である。

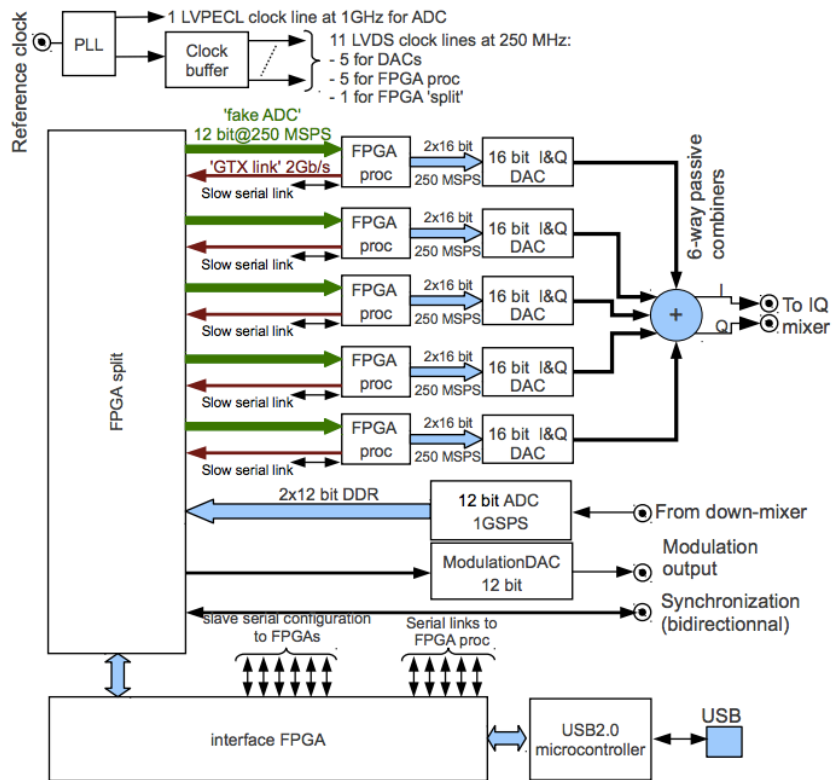


図 A.2: NIKEL の基板構成。5つの DAC を並列接続して、帯域 500 MHz のフィード信号を生成する。フィード信号は、高速 ADC (1 チャンネル、1 GSPS) ひとつでデジタル変換する。データ転送は USB 経由で行う。

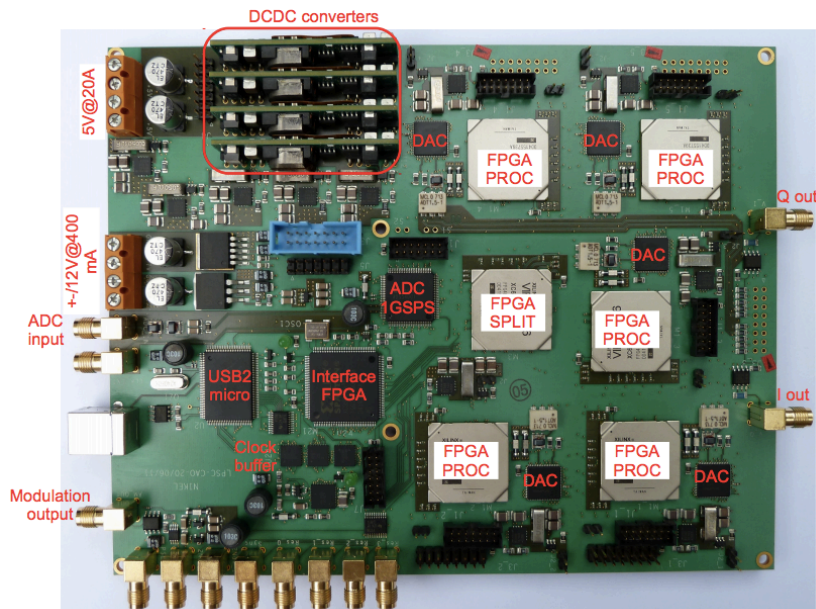


図 A.3: NIKEL の基板写真。基板は 14 層からなり、大きさは 184 mm×153 mm である。

A.2 MUSIC Readout

MUSIC Readout [34] は、MUSIC (the Multiwavelength Submillimeter kinetic Inductance Camera) [35] のフロントエンド回路である。MUSICは2,304個 (576 spatial pixels) のMKIDを搭載し、345と288、226、152 GHz帯の合計4帯を観測できる。2つの1チャンネルADCと1チャンネルDACをそれぞれ同期・並列化して、帯域550 MHzを実現している。アナログ基板とデジタル基板ROACH (Reconfigurable Open Architecture Computing Hardware) は分離でき、後者はCASPER (Collaboration for Astronomy Signal Processing and Electronics Research) により開発されたMKID専用基板である。

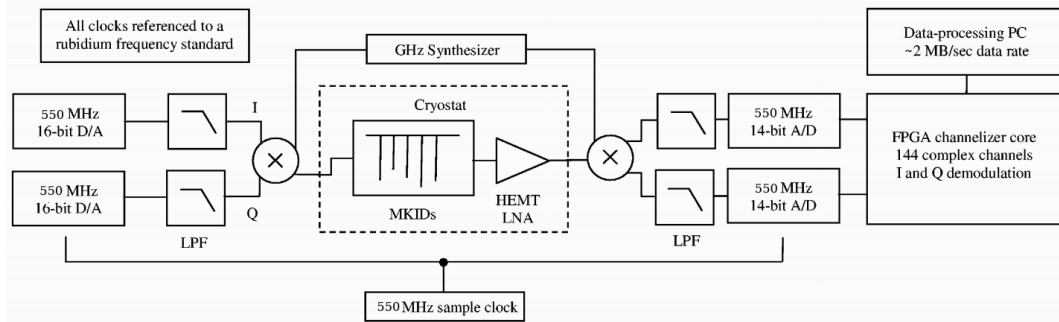


図 A.4: MUSIC の読み出し系の模式図 [35]。同期した2つのDACでI/Q信号をそれぞれ生成し、同期した2つのADCでそれらをデジタル変換する。

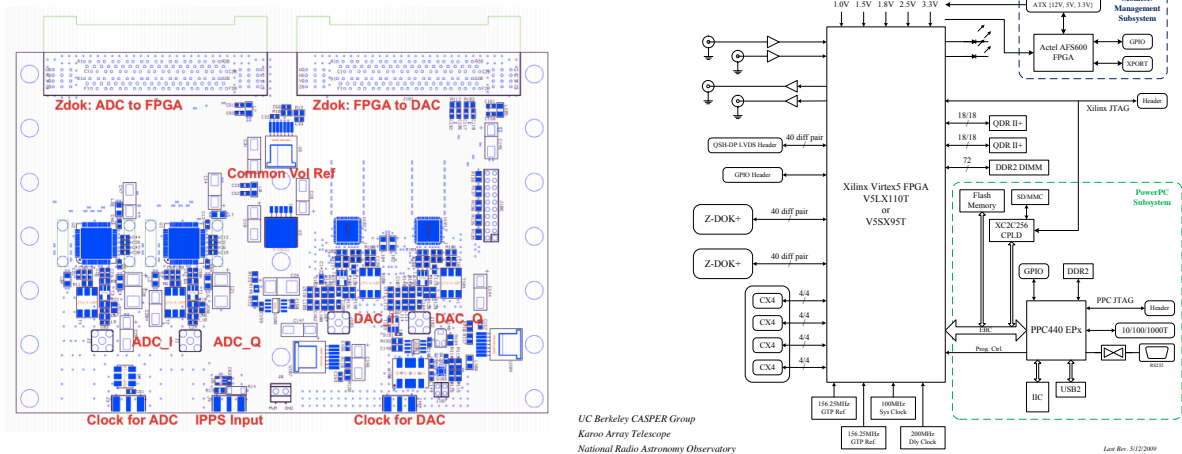


図 A.5: MUSIC のアナログ基板の基板図 (左) とデジタル基板のブロック図 (右) [34]。デジタル基板 (ROACH) は読み出し系の各構成要素 (低雑音アンプ、アナログ基板等) への電力供給も行う。また、ROACHは基板上にPower-PCを搭載しており、外部へのデータ転送はPPC-Linux経由で行う。

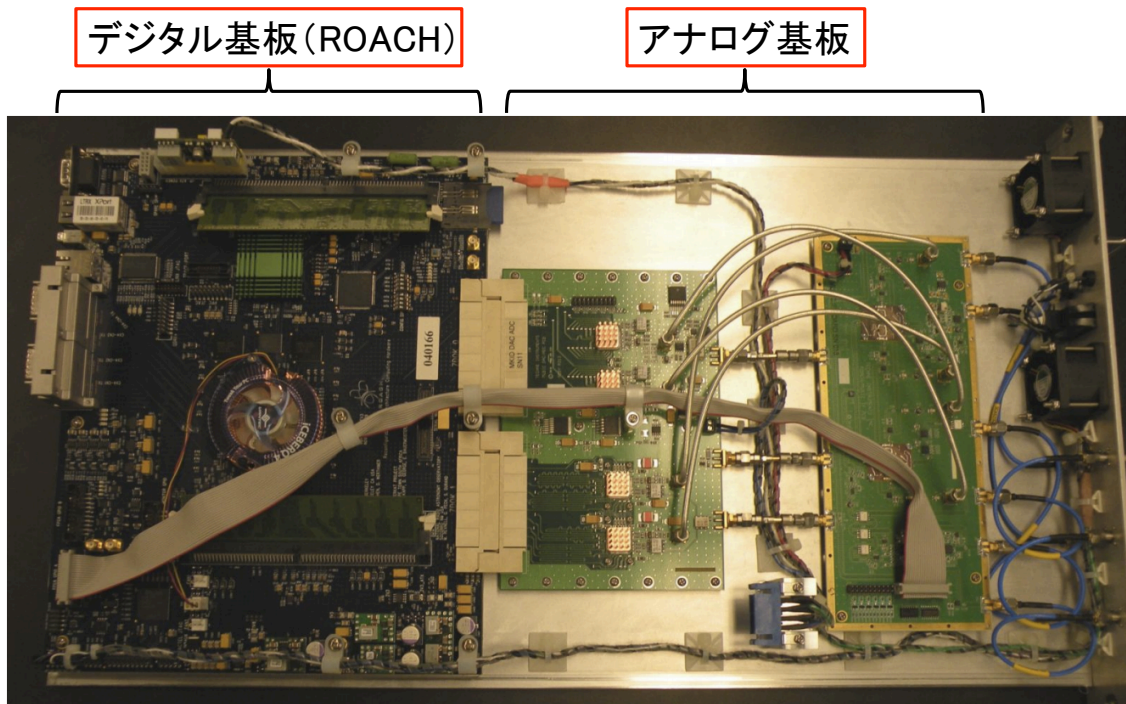


図 A.6: MUSIC Readout のデジタル基板 (ROACH) とアナログ基板の写真

A.3 本研究との比較

本研究で開発したアナログ基板 RHEA と Kintex-7 FPGA 評価キットを組み合わせ構成した新フロントエンド回路と世界で開発されているフロントエンド回路の比較を表 A.1 にまとめる。

本研究のフロントエンド回路は、アナログ基板とデジタル基板のハードウェアが独立している。つまり、常に最新版の FPGA (2015 年 1 月時点で、Xilinx が販売する最新版は 7 Series¹) を適用できるという大きな拡張性を有する。また、問題が発生した場合や機能を拡張する際に、役割が分割している方が対処しやすい。ADC と DAC をそれぞれに並列化をしていないため、帯域は比較的狭いが、ADC のビット分解能が高い分だけより広いダイナミック・レンジを有する。さらに、他のフロントエンド回路と比べて読み出し系の構成がシンプルである。それは基板の写真や消費電力の小ささからも見て取れる。また、最新のデジタル機器の使用によって、復調信号の高い読み出しレートを実現している。GroundBIRD 実験の高速スキャンに最適なフロントエンド回路である。

¹<http://www.xilinx.com/products/silicon-devices/fpga.html>

表 A.1: 世界で開発されているフロントエンド回路と本研究の比較。本研究は、必要最低限の帯域を実現した上で、高いビット分解能と省電力性、高い読み出しレートを達成している。また、ユーザビリティも高くデジタル基板には高い拡張性も有する。

		本研究	NIKEL	MUSIC
読み出し方式		DDC	DDC	FFT
実効総帯域 [MHz]		200	500	550
FPGA	Family	Kintex-7*	Vertex-6	Vertex-5
	搭載総数	1	6	1
ADC	チャンネル数	2	1	1
	分解能 [bit]	14	12	12
	Sample Rate [MSPS]	200	1,000	550
	搭載総数	1	1	2
DAC	チャンネル数	2	2	1
	分解能 [bit]	16	16	16
	Sample Rate [MSPS]	200	250	550
	搭載総数	1	5	2
通信規格		GbE	USB 2.0	GbE**
復調信号の読み出しレート [Hz]		10,000	953	100
消費電力 [W]		23	100	38

* Xilinx 社から新しい Family が発売された場合、すぐに適用可能。

** 基板上搭載の PPC-Linux 経由。

付録B 外部LPFの評価

3.1.1「帯域に対する要求」で述べたように、RHEAはLPF（ローパス・フィルター）を実装していない。そのため、高周波ノイズの漏れ込みが懸念される。これに関しては、アナログ出力後にユーザー定義のLPF（外部LPF）を取り付けることで容易に対処できる。その候補となるLPFの性能評価を行った。

B.1 評価方法

LPFの特性評価は、ベクトル・ネットワーク・アナライザ（Vector Network Analyzer; VNA, Keysight N5224A）を用いて、Sパラメータを測定をした。図B.1に測定するLPF（Mini-Circuits SLP-100+¹）とその測定の様子を示す。

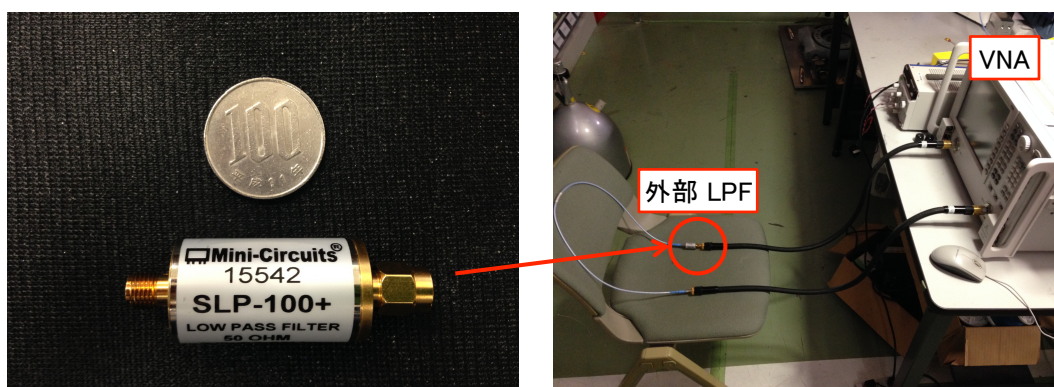


図 B.1: 外部LPF（ローパス・フィルター）とその透過率測定

B.2 評価結果

評価結果を図B.2に示す。使用する帯域（ ≤ 100 MHz）において、十分な透過が確認できる。また、高周波ノイズも十分小さいことがわかる。したがって、アナログ基板で生成した信号の高周波ノイズが気になる場合には、このLPFを取り付けることで対応可能である。

¹<http://www.minicircuits.com/pdfs/SLP-100+.pdf>

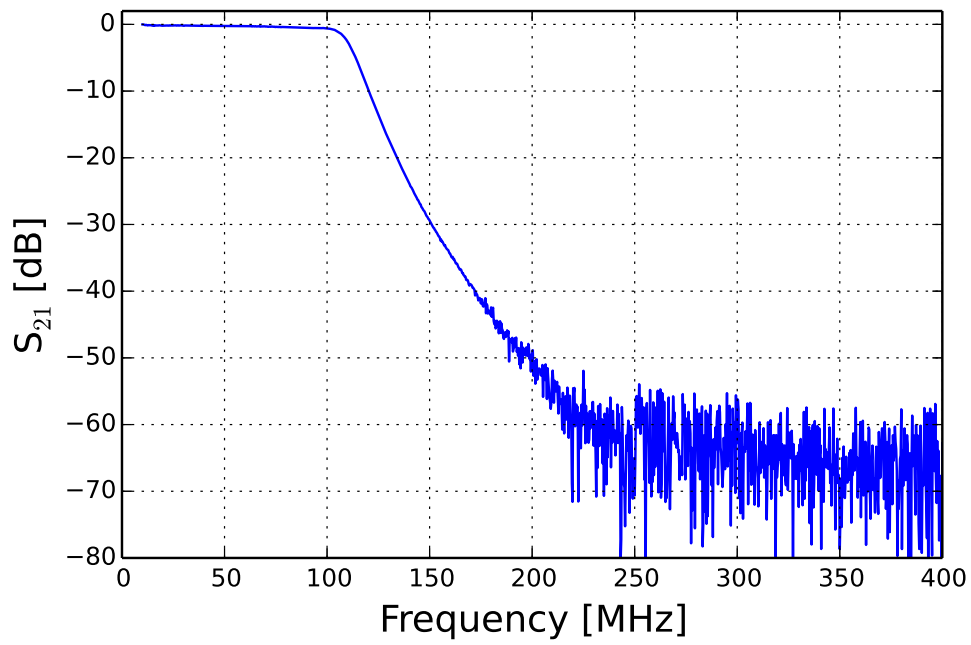


図 B.2: 外部 LPF (ローパス・フィルター) の透過率

付録C 冷却回路とMHz/GHzコンバーターの構成部品一覧

冷却回路と MHz/GHz コンバーターを構成する部品一覧を表 C.1 にまとめる。これらの部品を用いて構成する読み出し系は、図 2.5 を参照。

表 C.1: フロントエンド回路以外の読み出し系構成部品一覧

	型番	製造元
混合器	ZX05-83-S+	Mini-Circuits
減衰器 (10 dB)	BW-S10W2+	Mini-Circuits
減衰器 (30 dB)	BW-S30W2+	Mini-Circuits
増幅器	ZVE-8G+	Mini-Circuits
分配器	PE2018	Pasternack
ハイブリッド・カップラー	PE2054	Pasternack
信号発生器 (LO)	LMS-802	Vaunix Technology
低雑音増幅器 (LNA)	Cryo1-12SN443D	Caltech
IQ Modulator	IRM0208LC2A	Miteq
IQ Demodulator	IRM0208LC2Q	Miteq

謝辞

本論文の執筆に関しては、多くの方々の協力・支援をいただきました。この場をかりて、篤く御礼申し上げます。

羽澄昌史教授には、私がCMB実験に興味を持つきっかけ——研究の第一原因——を与えてくださいました。それまで理論志望だった私は、先生の「加速器などの人工の実験では、到底検証できない究極理論も、宇宙に存在する『天然の』実験場なら検証できる」という言葉に胸を躍らされました。当時の言葉は今でも私の励みになっています。

田島治准教授には、本論文すべての章にわたる助言から、朝のモーニング・コールに至るまで、ありとあらゆる面でお世話になりました。また、何かと弱気になりがちな私の文章（と心）を強く鍛え上げていただきました。もし、本文を読んでRHEAが遅しくみえたなら、それは先生の教育によるものです。先生の尽力がなければ、本論文は仕上がっていないはずです。

長谷川雅也助教には、執筆中のふとした合間に、声をかけていただいたり、差し入れをくださったりと何かと気を使ってくださいました。この束の間休息がなければへこたれていたかもしれません。これも、下妻を愛する先生の恩寵であるならば、下妻市民であって良かったと心から思います。

池野正弘氏には、回路図設計から基板図設計の確認作業に至るまで多くの時間を割いていただきました。初心者である私に回路設計のいろはを教えてくださいました。また、氏の「神業」によって助けられました。

岐部佳朗氏には、氏が残した読み出し系に関する様々なコード群の恩恵に授かりました。古文書を解読する考古学者が、それを書いた人、あるいは当時の人々や文化に思いを馳せ、畏敬の念を抱くように、私もまた、氏に対し深く敬意を払います。

美馬覚氏には、MKIDに関する一般的な話から当事者にしかわからないコアな話まで様々な教えていただきました。実際に検出器をつくっている人の意見がすぐに聞けることは、読み出し系を開発する上で非常に参考になりました。

小栗秀悟氏には、研究・開発に関するあらゆることについて、具体的な指南や議論をしていただきました。また、デバック作業に夜遅くまで付き合ってもらったり、私の理解が浅い部分を的確に見抜き、わかりやすく教授していただきました。氏の自らの頭で考え抜く姿勢は、私に一つの独立な視点を与えました。

長崎岳人氏には、VNAを用いた透過率測定に協力していただきました。また、測定したデータの解釈についても議論していただきました。

Jihoon Choiさんには、OrCADの使い方を日本語で教えてくださいました。氏の国や言語を超えた思いやりには、いつも助けられました。

富田望さんには、読み出し系に関するファームウェアやソフトウェアのコーディングなど

具体的な問題に対する良き相談相手になってもらいました。膨大な VHDL コード群を魔法 (Lisp) を使って可視化したり、測定スクリプトを高速化したりと、とても頼もしい存在でした。

その他、GroundBIRD グループや KEK CMB グループ、Open-It/若手の会、国立天文台、理化学研究所、KEK の皆様、そして、本研究の基板を製作していただいた「(有) ジー・エヌ・ディー」の宮沢氏と吉田氏など、本研究に関わるすべての方々に感謝致します。

最後に、私が大学・大学院で学問をすることを赦し、自由にふるまうことを許してくれた家族に感謝します。

参考文献

- [1] A. Starobinsky. A new type of isotropic cosmological models without singularity. *Physics Letters B*, Vol. 91, No. 1, pp. 99 – 102, 1980.
- [2] K. Sato. First-order phase transition of a vacuum and the expansion of the universe. *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*, Vol. 195, pp. 467–479, May 1981.
- [3] A. H. Guth. Inflationary universe: A possible solution to the horizon and flatness problems. *Phys. Rev. D*, Vol. 23, pp. 347–356, Jan 1981.
- [4] A. D. Linde. A new inflationary universe scenario: A possible solution of the horizon, flatness, homogeneity, isotropy and primordial monopole problems. *Physics Letters B*, Vol. 108, pp. 389–393, February 1982.
- [5] 松原隆彦. 現代宇宙論—時空と物質の共進化. 東京大学出版会, 2010.
- [6] S. ワインバーグ, 小松英一郎 (訳) . ワインバーグの宇宙論 [上] —ビッグバン宇宙の進化. 日本評論社, 2013.
- [7] D. Baumann. TASI Lectures on Inflation. 2009.
- [8] J. M. Bardeen, P. J. Steinhardt, M. S. Turner. Spontaneous creation of almost scale-free density perturbations in an inflationary universe. *Phys. Rev. D*, Vol. 28, pp. 679–693, Aug 1983.
- [9] P. A. R. Ade *et al.* Detection of B-Mode Polarization at Degree Angular Scales by BICEP2. *Physical Review Letters*, Vol. 112, No. 24, p. 241101, June 2014.
- [10] Planck Collaboration *et al.* Planck intermediate results. XIX. An overview of the polarized thermal emission from Galactic dust. *ArXiv e-prints*, May 2014.
- [11] S. Oguri *et al.* GroundBIRD Experiment: Detecting CMB Polarization Power in a Large Angular Scale from the Ground. *Journal of Low Temperature Physics*, Vol. 176, pp. 691–697, September 2014.
- [12] 複数周波数帯を搭載した CMB 偏光観測実験の例をいくつかあげる:
- Keck Array: <http://www.cfa.harvard.edu/CMB/keckarray/>
 - SPTpol., SPT-3G: <http://pole.uchicago.edu/>
 - SIMONS ARRAY: <http://bolo.berkeley.edu/polarbear/future-plans/>

- ACTPol : <http://www.princeton.edu/act/>
- LiteBIRD: <http://litebird.jp/>

- [13] A. C. S. Readhead *et al.* Polarization observations with the cosmic background imager. *Science*, Vol. 306, No. 5697, pp. 836–844, 2004.
- [14] E. Komatsu *et al.* Seven-year wilkinson microwave anisotropy probe (wmap) observations: Cosmological interpretation. *The Astrophysical Journal Supplement Series*, Vol. 192, No. 2, p. 18, 2011.
- [15] S. Oguri *et al.* Cryogenic cooling with cryocooler on a rotating system. *Review of Scientific Instruments*, Vol. 84, No. 5, pp. –, 2013.
- [16] S. Oguri *et al.* Note: Sub-kelvin refrigeration with dry-coolers on a rotating system. *Review of Scientific Instruments*, Vol. 85, No. 8, pp. –, 2014.
- [17] Planck Collaboration *et al.* Planck 2013 results. i. overview of products and scientific results. *A&A*, Vol. 571, p. A1, 2014.
- [18] O. Tajima *et al.* Novel Calibration System with Sparse Wires for CMB Polarization Receivers. *Journal of Low Temperature Physics*, Vol. 167, pp. 936–942, June 2012.
- [19] P. K. Day *et al.* A broadband superconducting detector suitable for use in large arrays. *Nature*, Vol. 425, No. 6960, pp. 817–821, October 2003.
- [20] B. A. Mazin. *Microwave Kinetic Inductance Detectors*. PhD thesis, California Institute of Technology Pasadena, California, 2004.
- [21] J. Gao. *The Physics of Superconducting Microwave Resonators*. PhD thesis, California Institute of Technology Pasadena, California, 2008.
- [22] O. Bourrion, A. Bideaud *et al.* Electronics and data acquisition demonstrator for a kinetic inductance camera. *Journal of Instrumentation*, Vol. 6, No. 06, p. P06012, 2011.
- [23] S. J. C. Yates *et al.* Fast fourier transform spectrometer readout for large arrays of microwave kinetic inductance detectors. *Applied Physics Letters*, Vol. 95, No. 4, pp. –, 2009.
- [24] Y. Kibe *et al.* Low noise readout system for mkids with frequency-domain multiplexing technique towards application of cmb observation. In *LTD-15 Proceedings*, 2014.
- [25] Xilinx. *KC705 Evaluation Board for the Kintex-7 FPGA User Guide*, 2014.

- [26] Xilinx. *Vivado Design Suite User Guide*, 2013.
- [27] 4DSP. *FMC150 User Manual*, 2010.
- [28] 電子材料, Vol. 44, , 2005.
- [29] Ieee standard for terminology and test methods for analog-to-digital converters. *IEEE Std 1241-2010 (Revision of IEEE Std 1241-2000)*, pp. 1–139, Jan 2011.
- [30] Texas Instruments. *Dual-Channel, 16-Bit, 800 MSPS, Digital-to-Analog Converter (DAC)*, 2012.
- [31] Texas Instruments. *Dual-Channel, 14-Bit, 250-MSPS Ultra-Power ADC*, 2012.
- [32] A. Monfardini *et al.* A dual-band millimeter-wave kinetic inductance camera for the iram 30 m telescope. *The Astrophysical Journal Supplement Series*, Vol. 194, No. 2, p. 24, 2011.
- [33] O. Bourrion *et al.* NIKEL: Electronics and data acquisition for kilopixels kinetic inductance camera. *Journal of Instrumentation*, Vol. 7, p. 7014, July 2012.
- [34] S. McHugh *et al.* A readout for large arrays of microwave kinetic inductance detectors. *Review of Scientific Instruments*, Vol. 83, No. 4, p. 044702, April 2012.
- [35] P. R. Maloney *et al.* *Music for sub/millimeter astrophysics*, 2010.