

# 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所  
素粒子原子核専攻

学籍番号: 20111451  
石塚 光

平成 27 年 1 月 9 日

## 概要

宇宙マイクロ波背景放射（Cosmic Microwave Background; CMB）の温度異方性の精密測定により、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」などの未解決な問題がある。これらを解決する有力な理論が、インフレーション理論である。インフレーション理論は、宇宙初期の時空の指數関数的な膨張（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を用いて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て、比較的簡単に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ーが実装されている。そのため透過特性が悪く、使用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、クロック生成器の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がある。これら三つの問題を解決するために、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ローパスフィルターを排除して、帯域をおよそ 30% 広げることに成功した。消費電力も大きく、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。

以上より、MKID の読み出しに最適化した試作アナログ基板 RHEA は、策定した仕様通りに完成した。今後、実際の MKID を使っての使用実績を積み重ねるという課題は残るもの、GroundBIRD 実験で用いる 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・アップによる帯域の拡大、デジタル基板と分離した構成のため FPGA 商品の性能向上の恩恵を直ちに反映できる等の魅力的な伸びしろも有する。

# 目 次

<b>第1章 序論</b>	<b>3</b>
1.1 インフレーション理論と宇宙マイクロ波背景放射 . . . . .	3
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 . . . . .	3
1.1.2 インフレーションの模型—スローロール・インフレーション . . . . .	5
1.1.3 宇宙論的摂動 . . . . .	7
1.1.4 インフレーションのエネルギー・スケール . . . . .	8
1.1.5 CMB の偏光 . . . . .	9
1.2 CMB 偏光観測とその現状 . . . . .	10
1.2.1 CMB 偏光実験の過去、現在、未来 . . . . .	10
1.3 GroundBIRD 実験 . . . . .	11
1.3.1 スキャン・ストラテジー . . . . .	12
1.3.2 偏光応答の較正 . . . . .	13
1.3.3 冷却光学系 . . . . .	13
1.3.4 検出器 . . . . .	13
<b>第2章 超伝導検出器 MKID とその読み出し</b>	<b>15</b>
2.1 動作原理 . . . . .	15
2.2 周波数多重読み出し . . . . .	17
2.2.1 帯域と多重度の関係 . . . . .	17
2.3 読み出し系 . . . . .	17
2.3.1 読み出し系の構成と大まかな流れ . . . . .	18
2.3.2 DDC 方式による読み出し原理 . . . . .	21
2.4 市販品で構築したフロントエンド回路とその課題 . . . . .	25
2.4.1 デジタル基板 . . . . .	26
2.4.2 アナログ基板 . . . . .	28
2.4.3 解決すべき課題 . . . . .	30
<b>第3章 アナログ基板の仕様策定</b>	<b>33</b>
3.1 要求分析 . . . . .	33
3.1.1 帯域に対する要求 . . . . .	33
3.1.2 消費電力・発熱に対する要求 . . . . .	33
3.1.3 ユーザビリティに対する要求 . . . . .	33
3.1.4 要求分析を反映した解決方法 . . . . .	34
3.2 仕様策定 . . . . .	35

3.2.1 アナログ基板のブロック図 . . . . .	35
3.2.2 アナログ基板の仕様 . . . . .	37
<b>第4章 アナログ基板の設計と試作</b>	<b>38</b>
4.1 回路図設計—論理的に無矛盾かつシンプルな回路 . . . . .	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 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 . . . . .	44
4.3 試作 . . . . .	45
<b>第5章 試作アナログ基板の評価</b>	<b>48</b>
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
5.2 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 帯域の評価 . . . . .	54
5.3.1 評価方法 . . . . .	54
5.3.2 評価結果 . . . . .	56
5.4 評価結果まとめ . . . . .	57
5.5 さらなる高みを目指した改造案の検討 . . . . .	57
5.5.1 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 . . . . .	58
5.5.2 DAC のサンプリング周波数をさらに上げる . . . . .	58
<b>第6章 まとめ</b>	<b>59</b>
<b>付録 A 付録</b>	<b>61</b>
A.1 膨張する宇宙 . . . . .	61
A.2 ビッグバン宇宙模型 . . . . .	61
A.3 世界で開発されているフロントエンド回路とその特性 . . . . .	61
A.4 フロントエンド回路以外の読み出し系構成部品とその特性一覧 . . . . .	61
A.5 FFT 方式による MKID 読み出し原理 . . . . .	61
A.6 試作アナログ基板 RHEA の回路図、構成部品仕様一覧 . . . . .	61

# 第1章 序論

宇宙マイクロ波背景放射（Cosmic Microwave Background; CMB）の温度異方性の精密測定により、ビッグバン宇宙模型は今日、宇宙の標準模型として確立した。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」などの未解決な問題が存在する。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[1, 2]、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[3, 4, 5, 6]。この理論は、ビッグバン宇宙模型の問題であった「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 3 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  $H := \dot{a}/a$  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、 $a := a(t)$  は宇宙の膨張率を表し、スケール因子と呼び、 $\dot{a} := da(t)/dt$  である。この加速度的な急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、フリードマン的であるとして求めた地平線（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半径よりも大きければ、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。よって、地平線問題は解決する。

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。つまり、平坦性問題も解決する。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。よって、残存粒子問題も解決する。

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  $d_H := c/H$  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  $l_{\text{phys}}$  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。

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。

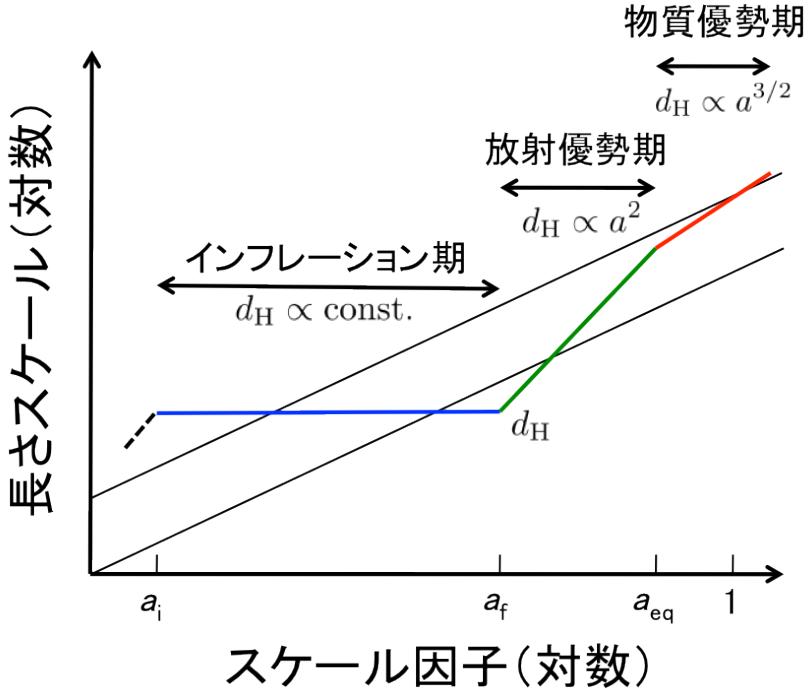


図 1.1: インフレーション理論におけるスケールの変化。太線は各期間のハッブル半径  $d_H$  の変化を表す。細線は共動スケール  $l_{\text{phys}}$  の変化を表す。下の細線は放射優勢期にハッブル半径に入る共動スケール、上の細線は現在のハッブル半径に入る共動スケールである。

いま、インフレーションが起きる前には、 $l_{\text{phys}}$  がハッブル半径の中に入っているとすると。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、 $l_{\text{phys}}$  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  $l_{\text{phys}}$  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、現在の地平線内に入ってくるスケールも、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。

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。

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

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・パラメーターが一定なので、

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

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。

### 1.1.2 インフレーションの模型—スローロール・インフレーション

以上より、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、AINSHUTAIN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。

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变性と一般座標変換不变性、運動方程式の時間に対する微分は2階までであるとすると、スカラー場のラグランジアン  $L$  が一意に定められる。

$$L = \int \sqrt{-g} d^3x \left[ -\frac{1}{2} g^{\mu\nu} \partial_\mu \phi \partial_\nu \phi - V(\phi) \right] \quad (1.3)$$

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

$$\mathcal{L} = a^3 \left[ \frac{\dot{\phi}^2}{2c^2} - V(\phi) \right] \quad (1.4)$$

となる。これより、オイラー-ラグランジュ方程式を求めるとき、

$$\ddot{\phi} + 3H\dot{\phi} + c^2 V'(\phi) = 0 \quad (1.5)$$

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、インフレーションという急膨張を引き起こすエネルギーが摩擦熱に変換されることでインフレーションを終わらせる機構になっている。

式(1.4)のラグランジアンをルジャンドル変換してハミルトニアンを求めれば、場のエネルギーを計算することができる。それを場の量で書きなおして、場のエネルギー密度  $\rho_\phi$  を求めると、

$$\rho_\phi = \frac{\dot{\phi}^2}{2c^2} + V(\phi) \quad (1.6)$$

となる。さらに、一様等方宇宙における保存則より、場の圧力  $p_\phi$  は

$$p_\phi = \frac{\dot{\phi}^2}{2c^2} - V(\phi) \quad (1.7)$$

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ときに、なんらかの理由によって真の真空ではない  $\phi = \phi_{\text{in}}$  という値にある。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  $\phi_0$  に向っ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、 $\phi_0$  のまわりを振動して急速にその真空のエネルギーを解放しインフレーションが終了する。

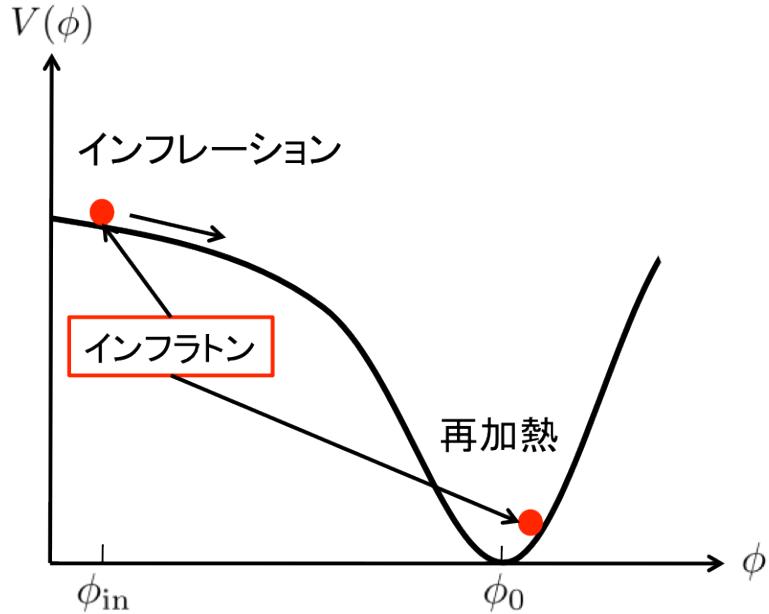


図 1.2: スローロール・インフレーション

この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(1.5)における加速度の項  $\ddot{\phi}$  が無視できるため、式(1.5)は、

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

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、フリードマン方程式は

$$H^2 = \frac{8\pi G}{3c^2}V(\phi) \quad (1.9)$$

と書ける。これらの近似は、スローロール条件と呼ばれ、その条件は以下の通り。

$$\dot{\phi}^2 \ll c^2V(\phi), \quad |\ddot{\phi}| \ll c^2|V'(\phi)| \quad (1.10)$$

また、式(1.8)–(1.10)により、ポテンシャルの微分に対する条件は、

$$\left(\frac{V'}{V}\right)^2 \ll \frac{24\pi G}{c^4}, \quad \left|\frac{V''}{V}\right| \ll \frac{24\pi G}{c^4} \quad (1.11)$$

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、式(1.8)–(1.10)より、

$$N = \int_{t_i}^{t_f} H dt = \int_{\phi_i}^{\phi_f} \frac{H}{\dot{\phi}} d\phi = -\frac{8\pi G}{c^4} \int_{\phi_i}^{\phi_f} \frac{V(\phi)}{V'(\phi)} d\phi \quad (1.12)$$

となる。よって、式(1.11)、(1.12)より、 $|\phi_f - \phi_i| \sim c^2 G^{-1/2}$  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

一様等方宇宙からの摂動を考える。

$$\phi(t, \mathbf{x}) = \bar{\phi}(t) + \delta\phi(t, \mathbf{x}), \quad g_{\mu\nu}(t, \mathbf{x}) = \bar{g}_{\mu\nu}(t) + \delta g_{\mu\nu}(t, \mathbf{x}) \quad (1.13)$$

ここで、 $\bar{\phi}$  と  $\bar{g}_{\mu\nu}$  は、背景場と一様等方な背景を表し、 $\delta\phi(t, \mathbf{x})$  と  $\delta g_{\mu\nu}(t, \mathbf{x})$  はその摂動を表す。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。

#### 1.1.3.1 スカラー摂動

スカラー摂動は、一様な超曲面上  $\xi$  の曲率摂動により与えられる [7]。

$$-\xi := \Psi + \frac{H}{\dot{\rho}} \delta\rho \quad (1.14)$$

式(1.14)は、スローロール・インフレーションの場合、

$$-\xi \approx \Psi + \frac{H}{\dot{\phi}} \delta\phi =: \mathcal{R} \quad (1.15)$$

と近似できる。スカラーゆらぎのパワースペクトルは、

$$\langle \mathcal{R}_k \mathcal{R}_{k'} \rangle = (2\pi)^3 \delta(\mathbf{k} + \mathbf{k}') P_{\mathcal{R}}(k), \quad \Delta_s^2 := \Delta_{\mathcal{R}}^2 = \frac{k^3}{2\pi^2} P_{\mathcal{R}}(k) \quad (1.16)$$

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。

$$n_s - 1 := \frac{d \ln \Delta_s^2}{d \ln k}, \quad \alpha_s := \frac{dn_s}{d \ln k} \quad (1.17)$$

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(1.15)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、

$$\langle \mathcal{R}_k \mathcal{R}_{k'} \rangle = \left( \frac{H}{\dot{\phi}} \right)^2 \langle \delta\phi_k \delta\phi_{k'} \rangle \quad (1.18)$$

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、ハップル・パラメーターを使って、

$$\langle \delta\phi_{\mathbf{k}} \delta\phi_{\mathbf{k}'} \rangle = (2\pi)^3 \delta(\mathbf{k} + \mathbf{k}') \frac{H^2}{2k^3} \quad (1.19)$$

となる。したがって、式 (1.16)、(1.18)、(1.19) 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。

$$\Delta_s^2(k) = \left( \frac{H}{2\pi} \right)^2 \frac{H^2}{2k^3} \Big|_{k=aH} \quad (1.20)$$

### 1.1.3.2 テンソル摂動

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

$$\langle h_{\mathbf{k}} h_{\mathbf{k}'} \rangle = (2\pi)^3 \delta(\mathbf{k} + \mathbf{k}') P_h(k), \quad \Delta_h^2 = \frac{k^3}{2\pi^2} P_h(k) \quad (1.21)$$

となる。2 つのモードを合わせたパワースペクトルは、

$$\Delta_t^2 := 2\Delta_h^2 = \frac{2}{\pi^2} \left( \frac{H}{M_{\text{pl}}} \right)^2 \Big|_{k=aH} \quad (1.22)$$

で与えられる。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。

$$n_t := \frac{d \ln \Delta_t^2}{d \ln k} \quad (1.23)$$

### 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  $\Delta_t^2$  をスカラーゆらぎの振幅  $\Delta_s^2$  で規格したパラメーターを定義する。

$$r := \frac{\Delta_t^2(k)}{\Delta_s^2(k)} \quad (1.24)$$

ここで、 $r$  はテンサー・スカラー比と呼ばれる。 $\Delta_s^2$  を固定して、 $\Delta_t^2 \propto H^2 \approx V$  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。

$$V^{1/4} \sim \left( \frac{r}{0.01} \right)^{1/4} \times 10^{16} \quad [\text{GeV}] \quad (1.25)$$

これより、 $r \geq 0.01$  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 ( $\approx 10^{16} \text{ GeV}$ ) と一致する。

実験サイドで考えれば、 $r$  を精密に測定することにより、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。つまり、理論家百家争鳴の時代に一石を投じることができる。

### 1.1.5 CMB の偏光

CMB は電子と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 偏光も偏光している。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、宇宙が非一様的であれば、散乱は非等方的になり、観測される CMB に偏光が残る（図 1.3）。

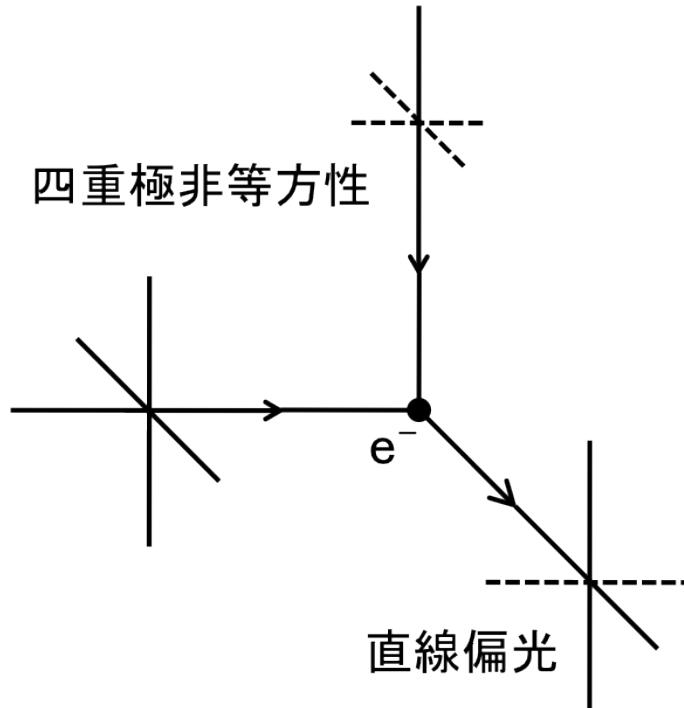


図 1.3: 非等方的なトムソン散乱により偏光がつくられる

CMB の偏光は、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。

$$\begin{pmatrix} E(\mathbf{l}) \\ B(\mathbf{l}) \end{pmatrix} := \begin{pmatrix} \cos 2\phi_l & \sin 2\phi_l \\ -\sin 2\phi_l & \cos 2\phi_l \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{Q}(\mathbf{l}) \\ \tilde{U}(\mathbf{l}) \end{pmatrix} \quad (1.26)$$

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  $\mathbf{l}$  との間の角度が  $\phi_l$  である。2 次元波数ベクトル  $\mathbf{l}$  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  $\mathbf{l}$  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  $\mathbf{l}$  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。

線形密度ゆらぎから生じる偏光は  $B$  モードを生じない。一般に、線形密度ゆらぎは各フーリエモードの重ね合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  $E$  モードと同様に生成される。

偏光の  $E/B$  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。

$$\langle E^*(\mathbf{l})E(\mathbf{l}) \rangle = (2\pi)^2 \delta^2(\mathbf{l} - \mathbf{l}') C_l^{EE} \quad (1.27)$$

$$\langle B^*(\mathbf{l})B(\mathbf{l}) \rangle = (2\pi)^2 \delta^2(\mathbf{l} - \mathbf{l}') C_l^{BB} \quad (1.28)$$

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、ハップル半径内減衰してしまうので、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、大角度スケールの  $B$  モードを観測する必要がある。

## 1.2 CMB 偏光観測とその現状

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ことなど魅力的な理論であるが、インフレーションの具体的な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。

### 1.2.1 CMB 偏光実験の過去、現在、未来

昨年、2013 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発表した [8]。発表されたテンサー・スカラー比は、 $r = 0.2_{-0.05}^{+0.07}$  で、 $r = 0$  を  $7.0\sigma$  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（前傾放射に感度がある観測周波数）の結果 [9] は、BICEP2 実験が仮定していた前傾放射よりも大きいことを示唆しており、BICEP2 の発見が前傾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 は、单一周波数（150 GHz; CMB 偏光強度が最も大きくなる周波数）で観測を行っているため、自身の実験で前傾放射の成分を差し引くことができない。そのため、前傾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、前傾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 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、前傾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 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。

現在のテンサー・スカラー比の上限値は、BICEP2 の主張をひとまず置くと、WMAP 実験とプランク実験によって得られた  $r < 0.11$  である。したがって、原始重力波起源の  $B$  モードを狙う次なる実験は、それよりも一桁以上小さい値  $r \sim 0.01$  が感度目標となる（衛星実験であればさらに一桁小さい  $r \sim 0.001$ ）。

### 1.3 GroundBIRD 実験

GroundBIRD 実験 [10] は、原始重力波起源による  $B$  モードの検出を目的とした地上実験である（図 1.4）。観測地は、標高 5,080 m にあるチリのアタカマ砂漠が第一候補に挙がっている。検出器は CMB 実験としてはじめて MKID を採用し、145 GHz と 200 GHz のふたつの周波数帯を観測する。観測領域は、大角度スケール ( $\gtrsim 1^\circ$ ) に焦点をあて、弱い重力レンズ効果がつくる  $B$  モードの影響の少ない領域に感度をもつ（図 1.5）。また、 $B$  モードの検出、 $r$  の上限値の更新というだけではなく、スペクトルの形を測定する。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。表 1.1 に GroundBIRD の特徴をまとめると。

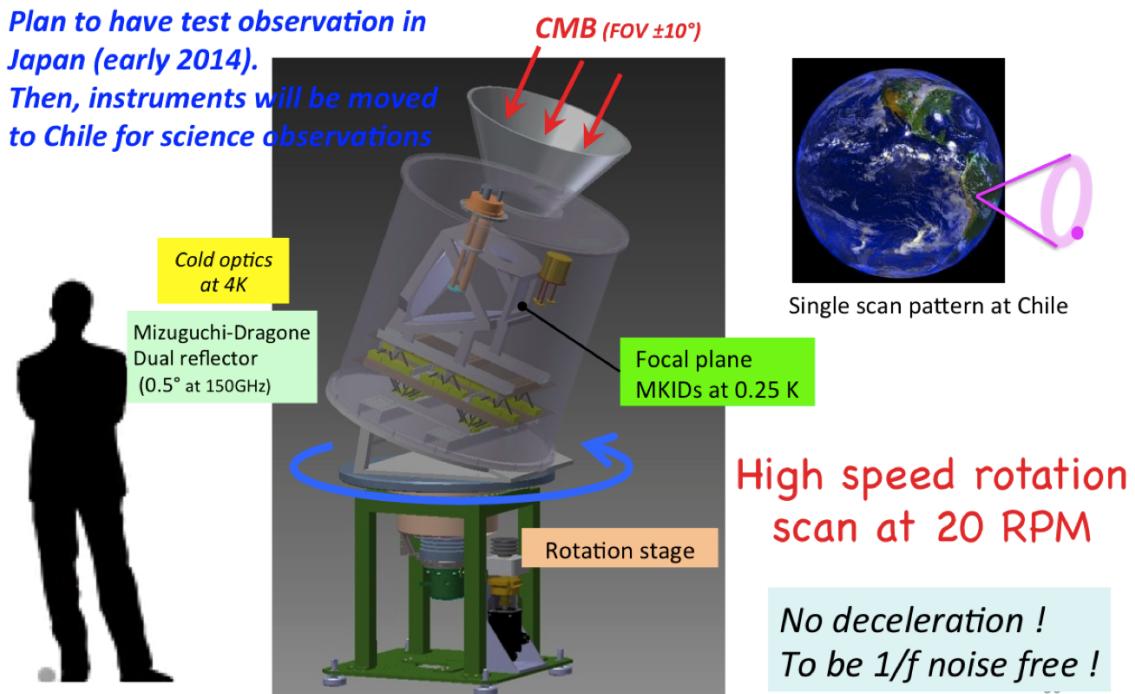


図 1.4: GroundBIRD の望遠鏡と回転台。GroundBIRD は望遠鏡自身が高速に回転（毎分 20 回転）して、CMB 偏光に変調をかける。これにより、 $1/f$  ノイズの影響を受けない測定が可能となる。

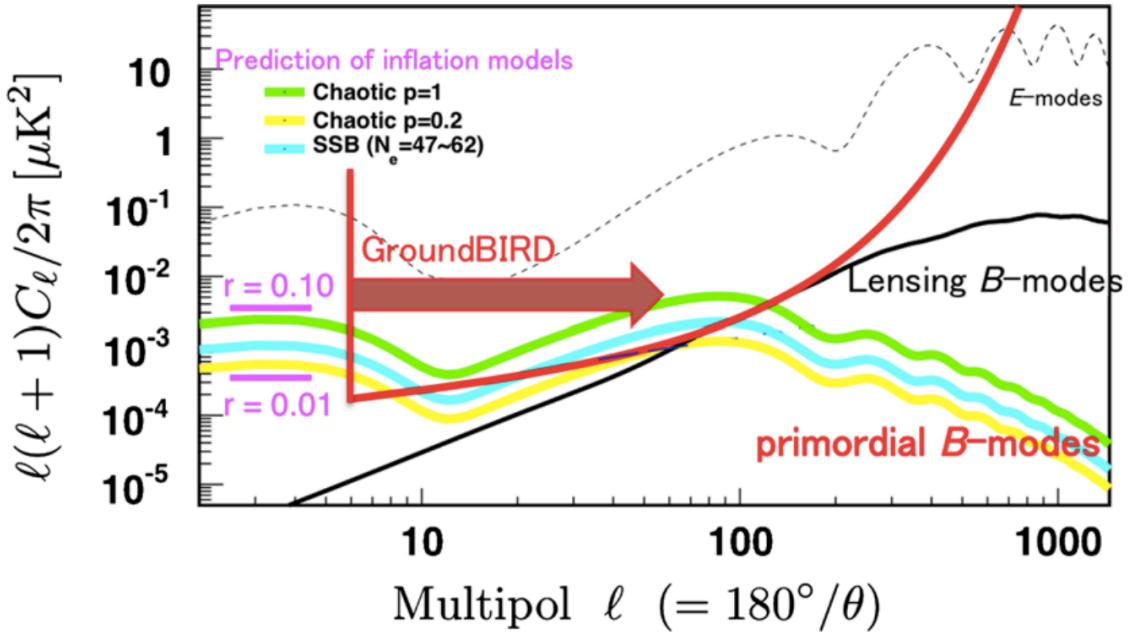


図 1.5: 予想される  $B$  モードのパワースペクトルと GroundBIRD の感度曲線。曲線は 2 年間の観測における信頼区間 95% の感度である。破線は  $\Lambda$ CDM 模型から予想される  $E$  モードのパワースペクトルで、既に複数の実験により観測されている [?, ?]。

表 1.1: GroundBIRD の特徴

項目	値・説明
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 · 220 GHz
角度分解能	$0.5^\circ$ @ 145 GHz · $0.3^\circ$ @ 220 GHz
スキャン速度	$120^\circ/\text{s}$
観測範囲	全天の 30%

### 1.3.1 スキャン・ストラテジー

GroundBIRD は、広い観測領域を観測する (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。GroundBIRD はこの  $1/f$  ノイズの影響を受けない領域で観測するために、望遠鏡自身が高速 (20 RPM) で回転しながら観測する。

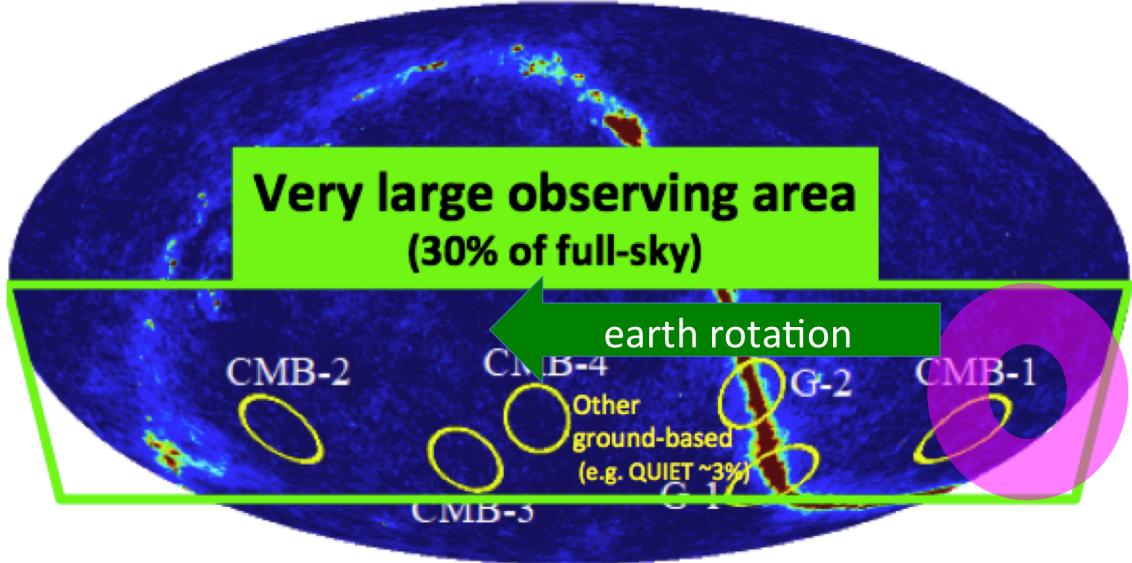


図 1.6: GroundBIRD の観測する領域。望遠鏡は天頂角に対して  $20^\circ$  傾けた状態で回転させ観測を行う。これにより、全天のおよそ 30%を掃く。地球の自転と望遠鏡の回転により、ドーナツ型のスキャンになる。

### 1.3.2 偏光応答の較正

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。一定周期で回転する偏光信号は、回転の 2 倍周期の変調信号となる。この偏光強度を X 軸方向のアンテナと Y 軸方向のアンテナについて比較することにより、ゲインの不揃いを較正する（図 1.7）。

### 1.3.3 冷却光学系

### 1.3.4 検出器

GroundBIRD は CMB 観測実験としてはじめて、検出器として超伝導共振器 MKID (Microwave Kinetic Inductance Detector) を採用する。検出器としての MKID の詳細は、次章で述べる。

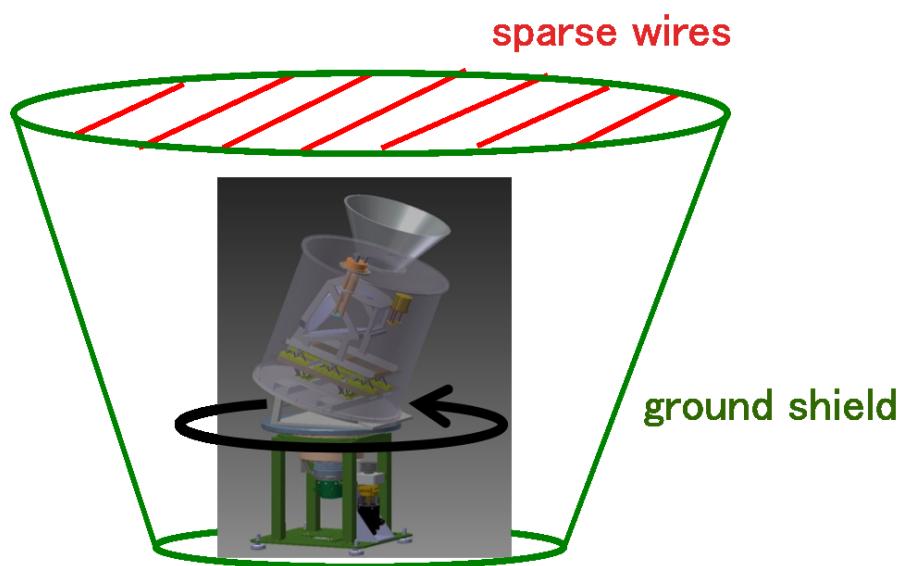


図 1.7: 望遠鏡の視野に金属線を平行に張る。望遠鏡が回転することにより、CMB の偏光信号が変調される。

# 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 [11, 12, 13]。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。

アンテナで受信した電波のエネルギーが共振器内の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として検出する (図 2.2(a)、(b))。共振周波数は 4–6 GHz に設定されることが多い。

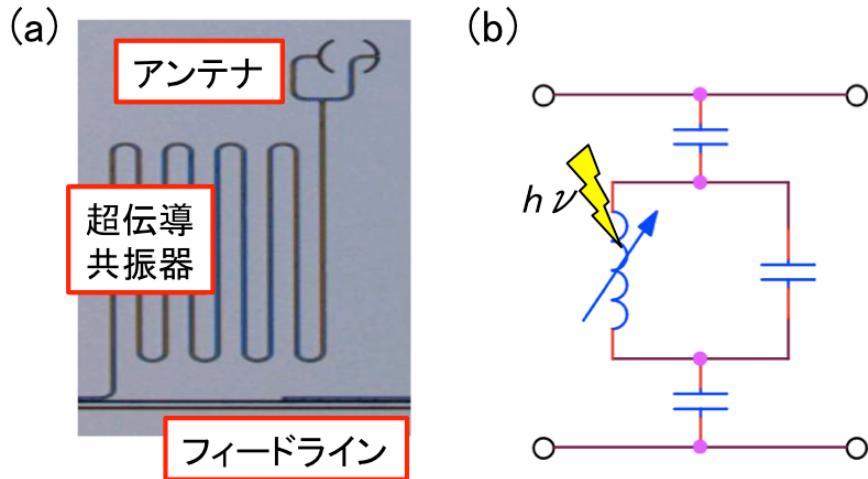


図 2.1: MKID 一素子の写真 (a) とその等価回路 (b)。MKID はアンテナと超伝導共振器、フィードラインからなり、超伝導共振器とフィードラインは AC 結合している。受信した電波のエネルギー  $h\nu$  が  $2\Delta$  より大きとき、超伝導状態の共振器内のクーパー対が解離し、 $N_{qp} = \eta h\nu / \Delta$  個の準粒子が生成する。共振器内の準粒子数変化にともなって、インダクタンスが変化する。これにより、共振状態が変化する。つまり、MKID は共振周波数の変化によって、受信信号の強度を測定する。

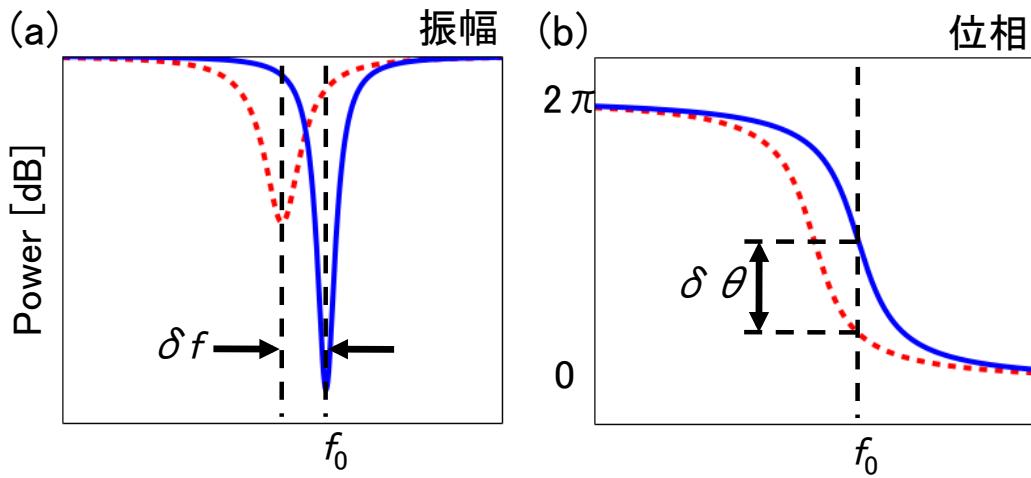


図 2.2: MKID への信号入射にともなう共振状態の変化は、共振周波数とその振幅、位相の変化として検出できる。読み出し系の役割は、これらの変化を計測することである。

## 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783個のMKIDを搭載する。室温系と冷却系をつなぐ読み出し線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。

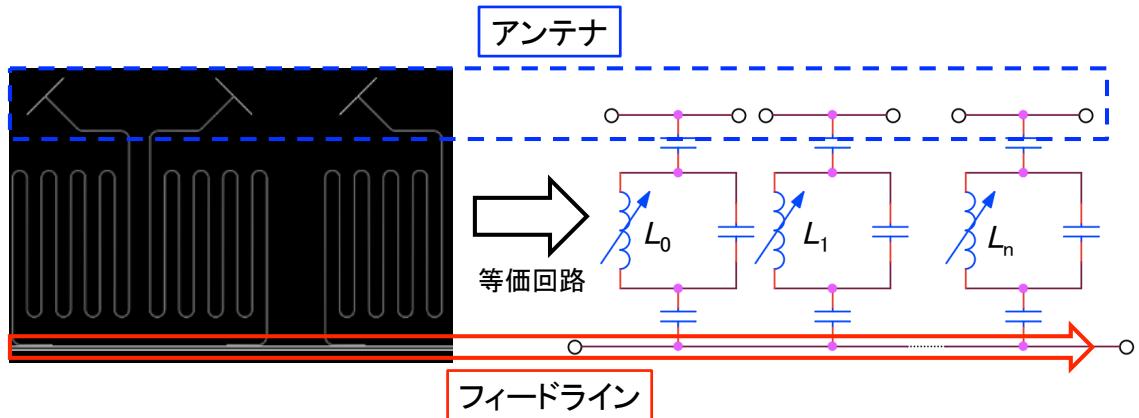


図2.3: 異なる共振周波数をもつ、多素子化したMKID（MKIDアレイ）の基板図とその等価回路。MKIDは周波数空間に信号を多重化し、それを一本のフィードラインで読み出す。

### 2.2.1 帯域と多重度の関係

前述のように、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2MHz程度と仮定すると、 $\pm 100\text{ MHz}$ の帯域幅の中に100個の多重度を定義できる<sup>1</sup>。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145GHz帯検出器においては、1モジュールあたり102個のMKIDが配置される。つまり、 $\pm 100\text{ MHz}$ の帯域を確保することが読み出し系への要求となる。

## 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[14]とFFT（Fast Fourier Transform）方

<sup>1</sup>ここで、 $\pm$ の符号は位相を表し、実効的な帯域は200MHzとなる。

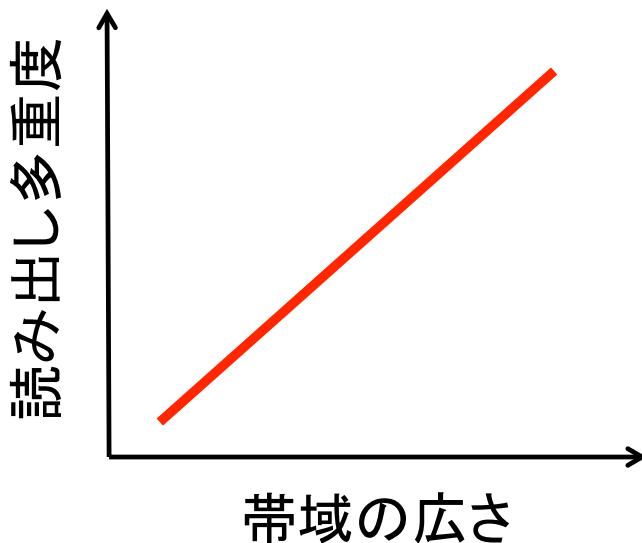


図 2.4: 読み出し系の帯域と多重度の関係。読み出し多重度の上限は、帯域の広さに比例する。つまり、広い帯域の読み出し回路ほど多重度を大きくできる。

式 [15] の二種類が存在し、本論文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。

### 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 output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。

本論文では、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、MHz/GHz コンバーターの構成要素の型番や特性一覧は付録 A.4 に記述する。

読み出しの大まかな流れは次のようになる：

1. デジタル基板で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 I/Q (In-phase/Quadrature-phase) ミキサーで 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 I/Q ミキサーでダウン・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。

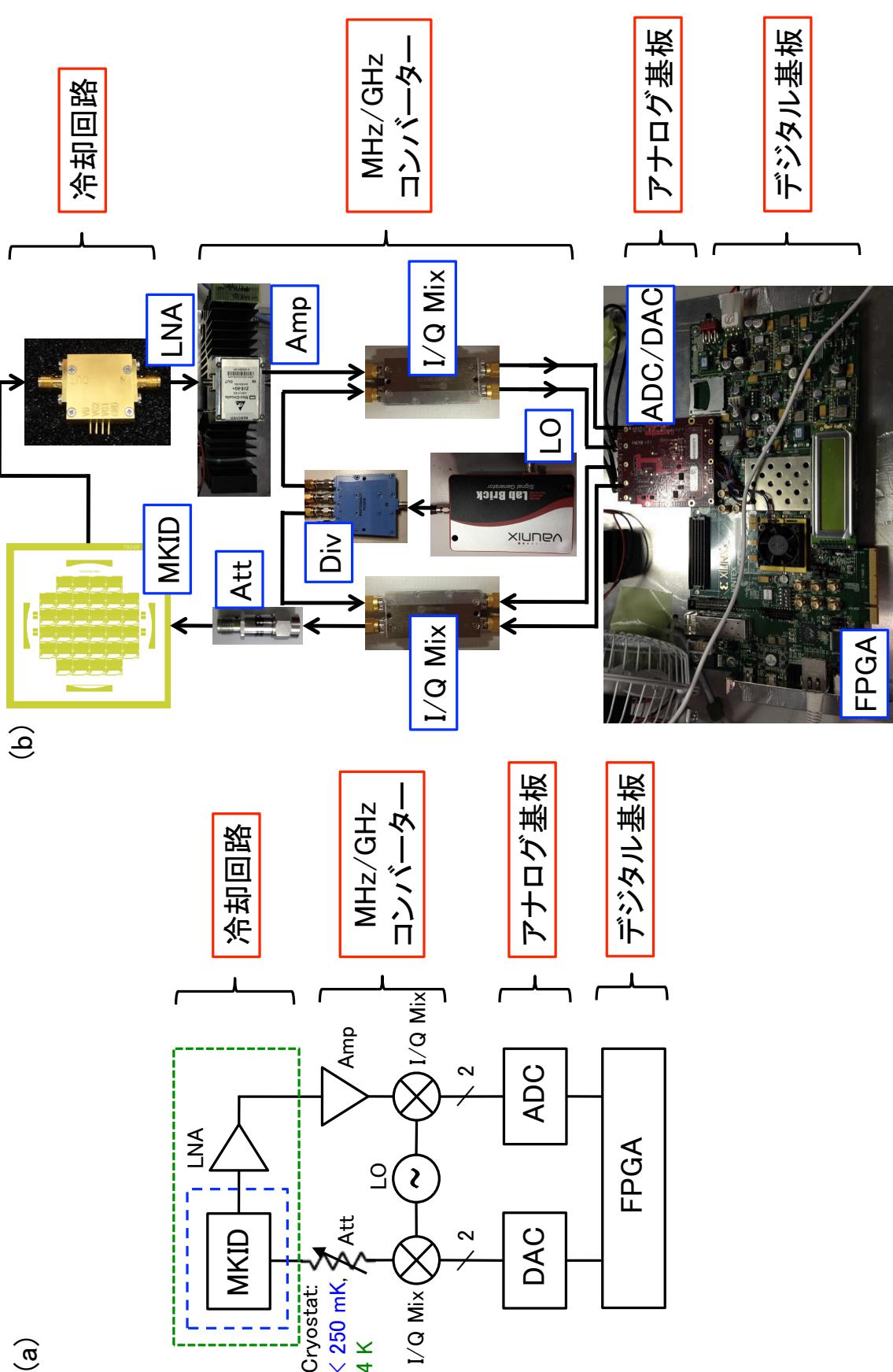


図 2.5: (a) MKID の読み出し系の概念図。 (b) 既存の読み出し系の各構成要素の写真。

### 2.3.2 DDC 方式による読み出し原理

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 との共振による信号の状態変化を図 2.6 に模式する。図 2.5 の I/Q ミキサー (I/Q Mix) は、構成要素に分解すると、2 つの混合器とハイブリッド・カプラーからなる。

分配器 (Div) と混合器 (Mix)、ハイブリッド・カプラー (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。

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

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

$$\text{Mix}(S_1, S_2) := S_1 S_2 \quad (2.2)$$

**Hyb,  $\text{Hyb}^{-1}$ :** ハイブリッド・カプラーは、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、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 ( $\text{Hyb}^{-1}$ )。

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

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

**MKID:** MKID は、ある信号の振幅  $A$  と位相  $\theta$  に対して次のような変換をする。

$$A \rightarrow A', \quad \theta \rightarrow \theta + \phi \quad (2.5)$$

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

$$\text{LPF}(S(t), \omega_c) := \sum_{\omega_i < \omega_c} e^{j\omega_i t} \quad (2.6)$$

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  $S_1(t), S_2(t)$  は、次のように書ける。

$$\begin{aligned} S_1(t) &:= \sum_{i=1}^N \cos \omega_i t, \quad (i = 1, 2, \dots, N) \\ S_2(t) &:= \sum_{i=1}^N \sin \omega_i t, \quad (i = 1, 2, \dots, N) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Div で分配した、LO 信号  $S_3(t) = A \cos \omega_{\text{LO}} t$  と DAC の出力信号  $S_1(t)$ 、 $S_2(t)$  を Mix で混合し、それらの信号をそれぞれ、 $S_{13}(t)$ 、 $S_{23}(t)$  とすると、

$$\begin{aligned} S_{13}(t) &:= \text{Mix}(S_1(t), S_3(t)) = \sum_{i=1}^N \frac{A}{2} \left\{ \cos(\omega_i + \omega_{\text{LO}})t - \cos(\omega_i - \omega_{\text{LO}})t \right\} \\ S_{23}(t) &:= \text{Mix}(S_2(t), S_3(t)) = \sum_{i=1}^N \frac{A}{2} \left\{ \sin(\omega_i + \omega_{\text{LO}})t + \sin(\omega_i - \omega_{\text{LO}})t \right\} \end{aligned} \quad (2.8)$$

となる。混合後の信号  $S_{13}(t)$ 、 $S_{23}(t)$  を Hyb で合成し、フィード信号  $S_{\text{feed}}(t)$  にする。

$$S_{\text{feed}}(t) := \text{Hyb}(S_{13}(t), S_{23}(t)) = \sum_{i=1}^N A \cos(\omega_i + \omega_{\text{LO}})t \quad (2.9)$$

### 2.3.2.2 MKID による変調

フィード信号  $S_{\text{feed}}(t)$  は、MKID により以下の変換を受ける。

$$S_{\text{feed}(t)} \rightarrow S'_{\text{feed}}(t) = \sum_{i=1}^N A'_i [\cos(\omega_i + \omega_{\text{LO}})t + \phi_i] \quad (2.10)$$

### 2.3.2.3 ダウン・コンバート

MKID により変換されたフィード信号  $S'_{\text{feed}}(t)$  は、 $\text{Hyb}^{-1}$  によって分解される。

$$\text{Hyb}^{-1}(S'_{\text{feed}}(t)) = \begin{cases} \sum_{i=1}^N A'_i \cos[(\omega_i + \omega_{\text{LO}})t + \phi_i] =: S'_1(t) \\ \sum_{i=1}^N A'_i \sin[(\omega_i + \omega_{\text{LO}})t + \phi_i] =: S'_2(t) \end{cases} \quad (2.11)$$

分解した信号  $S'_1(t)$ 、 $S'_2(t)$  は、再度 Mix で LO 信号  $S_3(t)$  と混合し、 $S'_{13}(t)$  と  $S'_{23}(t)$  を ADC に入力する。

$$\begin{aligned} S'_{13}(t) &:= \text{Mix}(S'_1(t), S_3(t)) = \sum_{i=1}^N \frac{A''_i}{2} \left\{ \cos(\omega_i t + \phi_i) + \cos[(\omega_i + 2\omega_{\text{LO}})t + \phi_i] \right\} \\ S'_{23}(t) &:= \text{Mix}(S'_2(t), S_3(t)) = \sum_{i=1}^N \frac{A''_i}{2} \left\{ \sin(\omega_i t + \phi_i) + \sin[(\omega_i + 2\omega_{\text{LO}})t + \phi_i] \right\} \end{aligned} \quad (2.12)$$

ここで、 $A''_i := A'_i A$  とした。

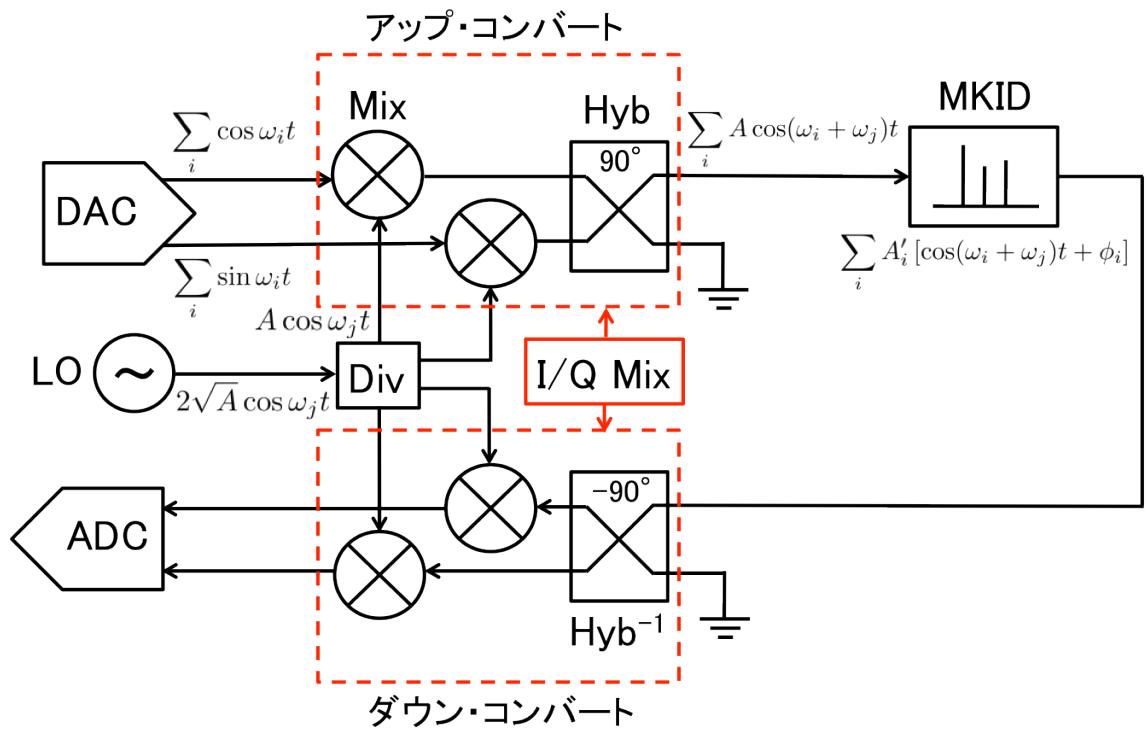


図 2.6: I/Q ミキサーを用いたアップ・コンバートとダウン・コンバート、MKID による変調

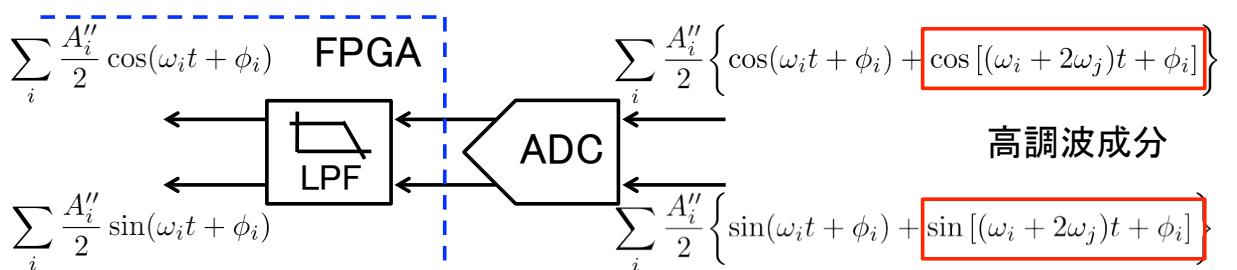


図 2.7: ADC へ入力した信号は、LO 信号による高調波成分を含んでいる。MKID の信号を取り出すために、デジタル基板上の FPGA に LPF (ローパス・フィルター) を実装する。

### 2.3.2.4 ダウン・サンプリング

次に、ADC に入力した信号を FPGA に実装した LPF を使って MKID の変調成分だけを取り出す。これをダウン・サンプリングと呼ぶ。

$$\begin{aligned} \text{LPF}(S_1'''(t), \omega_{\text{LO}}) &= \sum_{i=1}^N \frac{A_i''}{2} \cos(\omega_i t + \phi_i) = I(t) \\ \text{LPF}(S_2'''(t), \omega_{\text{LO}}) &= \sum_{i=1}^N \frac{A_i''}{2} \sin(\omega_i t + \phi_i) = Q(t) \end{aligned} \quad (2.13)$$

既存の読み出し系で、以上に述べた方法を用いて読み出した MKID の信号を図 2.8 に示す。式 (2.13) より、あるひとつの MKID についての  $I_k(t)$ 、 $Q_k(t)$  を得る。ここで、 $1 \leq k \leq N$  である。複素平面上の実軸に  $I_k(t)$  を虚軸に  $Q_k(t)$  描くと図 2.8(a) のようになる。

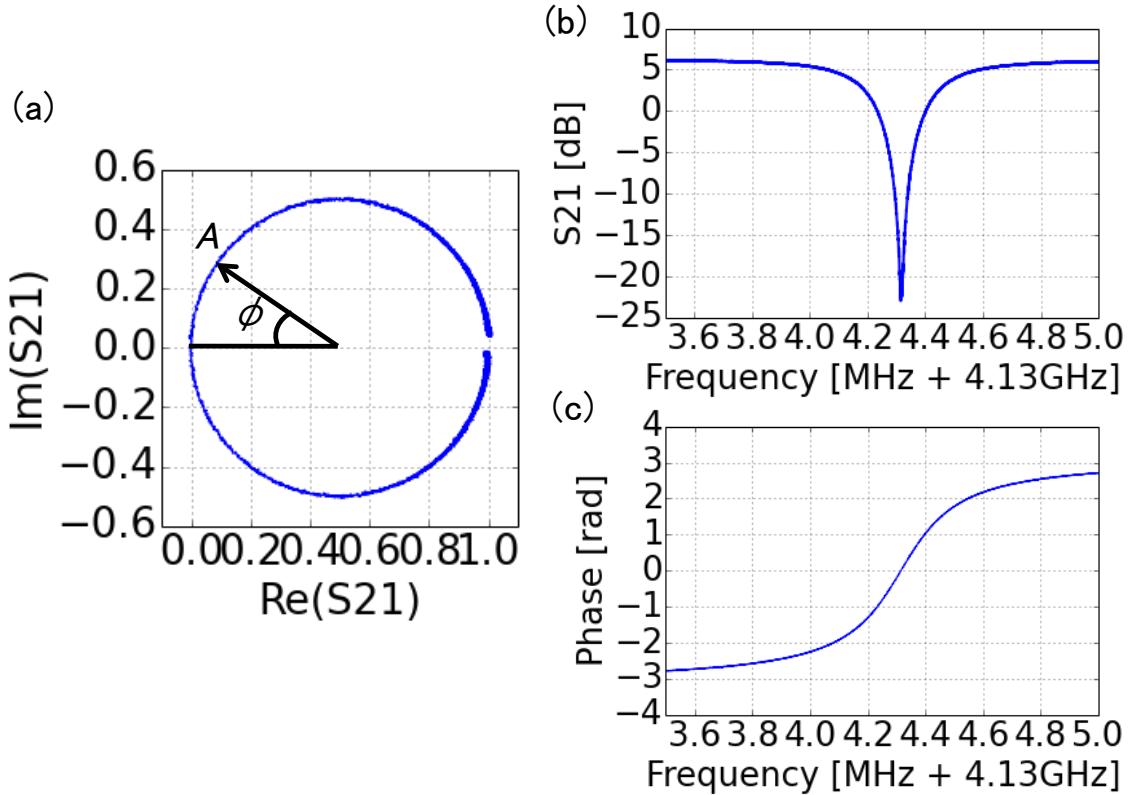


図 2.8: (a) 既存の読み出し系で読み出した MKID の信号を複素平面上に描写した図。振幅読み出し (b) と位相読み出し (c)。

## 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 2.5(b) 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。

## 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<sup>2</sup>により開発されている Kintex-7 FPGA 評価キット (KC705) [16] 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[17]」を用いて行った。

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
PCIe		1
GTXs		16
XADC Blocks		1
Total I/O Banks		10
Max User I/O		500

<sup>2</sup><http://xilinx.com/>

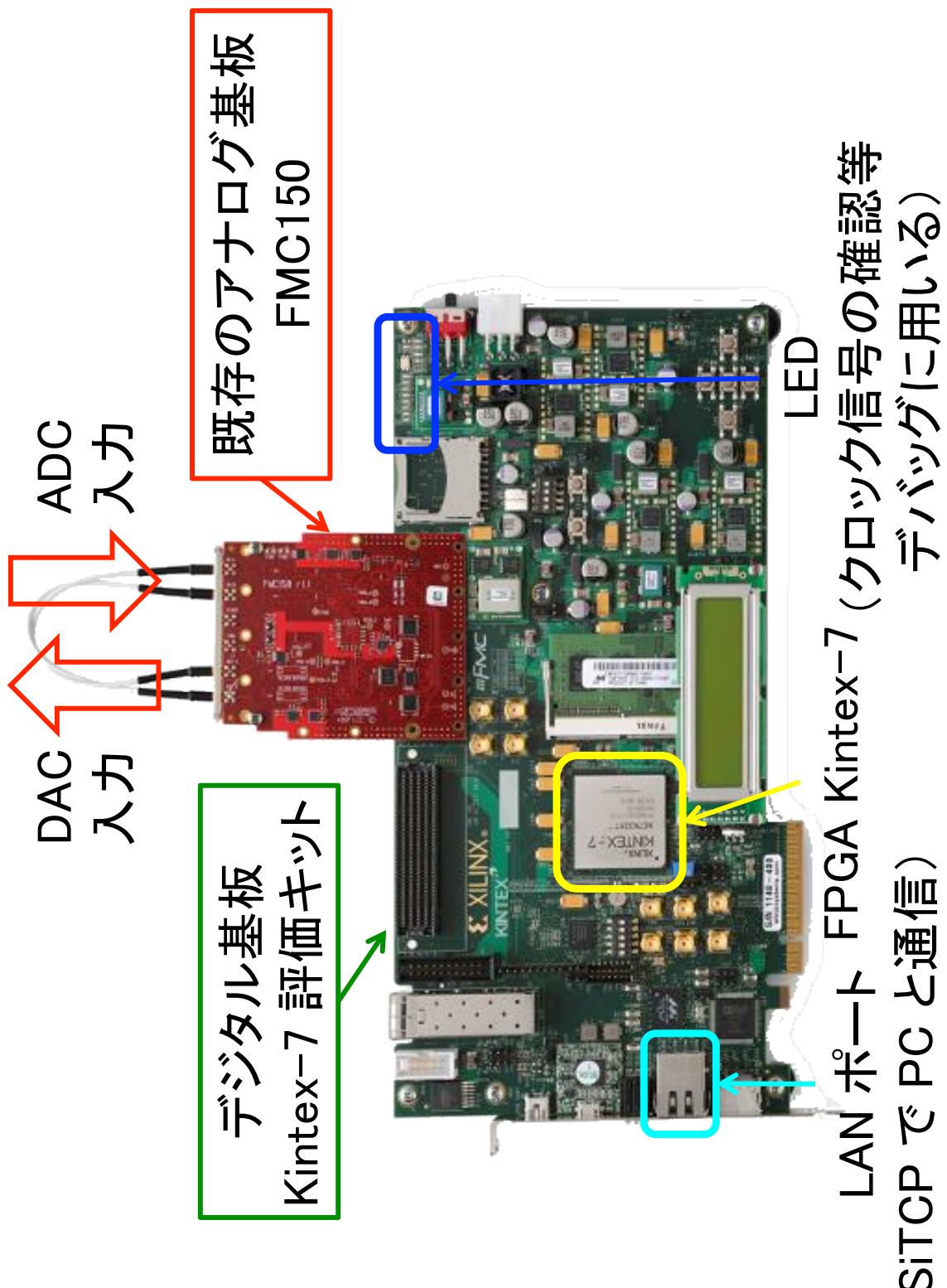


図 2.9: Kintex-7 FPGA 評価キット (KC705) と FMC150 で構成したフロントエンド回路。KC705 は、micro-USB や LAN、HDMI などのインターフェースが実装されている。また、FMC (Fpga Mezzanine Card) と呼ばれる拡張スロットがある。アナログ基板とはこの FMC で接続する。

## 2.4.2 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 社<sup>3</sup>のFMC150[?] という基板である（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。

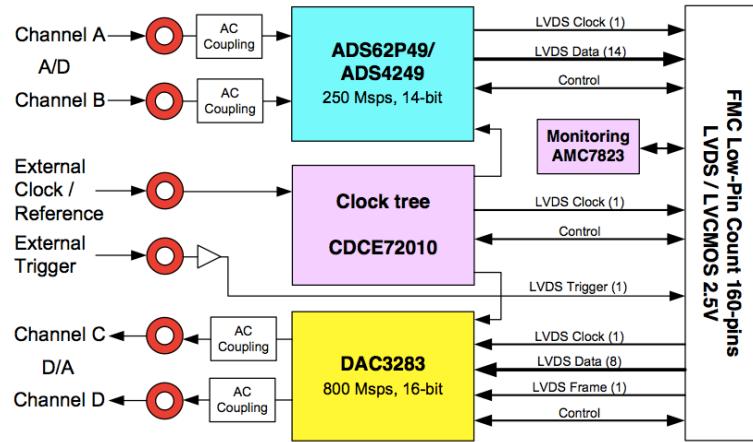


図2.10: FMC150のブロック図。FMC150は汎用通信機を対象として開発されているため、基板上でつくるクロックの他に、外部クロックを入力するポートやトリガーポートが実装されている。また、基板上にあるICが大きく発熱するため、基板温度をモニターするICが搭載されている。しかしながら、冷却装置は実装されていない（後述2.4.3を参照）。

---

<sup>3</sup><http://www.4dsp.com/>

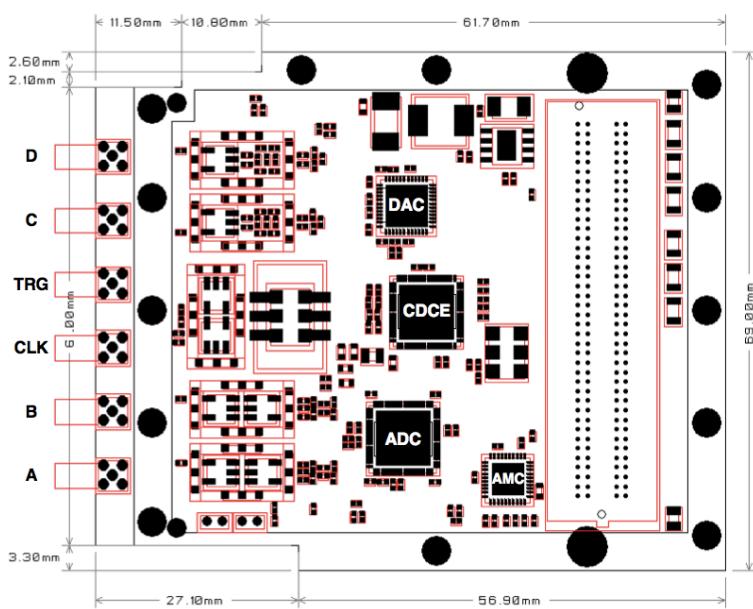


図 2.11: FMC150 の基板図の表面（第 1 層）。表面に主要 IC である ADC と DAC、PLL が実装されている。FMC150 は大きな電力を要するが、電源を供給する電源回路は裏面に実装されている。

### 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的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、もっと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・フィルター (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))。

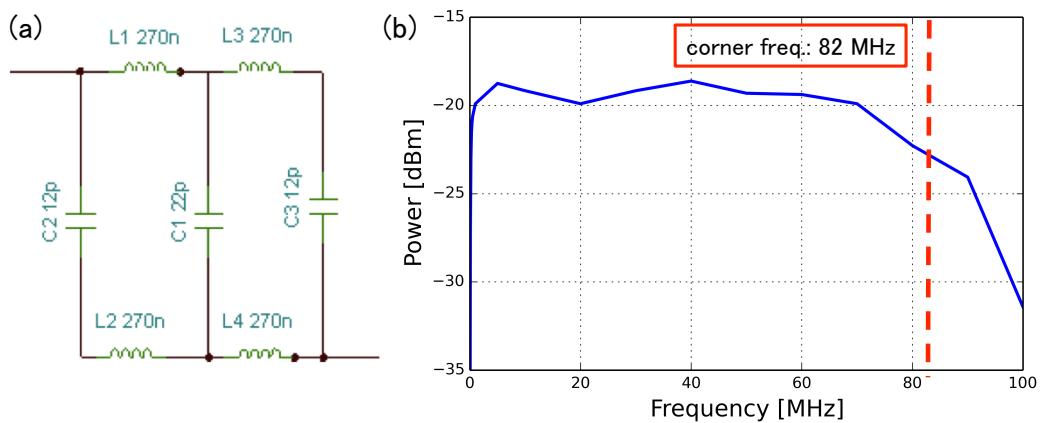


図 2.12: 第 5 次チエビシェフフィルター。コーナー周波数は 82 MHz に設計され、高周波は  $-124.9 \text{ dB/decade}$  で減衰する。

#### 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。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決定的な欠点がある。

また、図 2.13 のような、冷却ファンによる排熱処理を怠ると基板上の 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大きくとらなければならない。これも解決すべき重要な過大である。

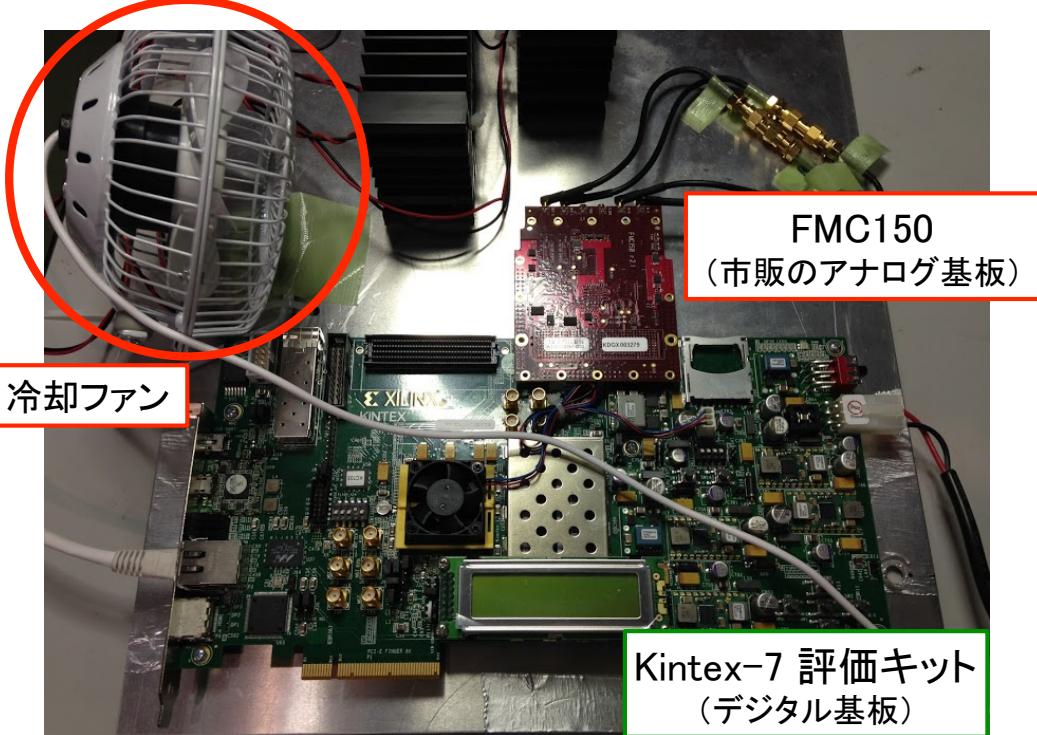


図 2.13: FMC150 のエアフローを向上させるために取り付けた USB 扇風機。IC の排熱処理は必須である。

### 2.4.3.3 ユーザビリティの毀損

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、水晶発振器の周波数は 245.76 MHz のものが搭載されている。しかし、MKID の読み出しに関しては、クロックを様々な周波数に分周して使うことはない。

クロックの周波数は ADC と DAC のサンプリング・レートを決めるため、できるだけ高い周波数のものが好ましいが、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、どの周波数にそれぞれの MKID の共振ピークがあるか測定する。次に、それぞれの共振についてを共振状態を定常測定する。このとき、ユーザーはある MKID の共振周ピーカ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 で読み出し系を構築した場合、12.288 kHz の倍数にする必要がある。これは、ユーザーにとって非常に使いづらく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、潜在的なバグを発生させる。

# 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) 消費電力の過大、3) ユーザビリティの毀損である。

### 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）まで、帯域を広げることができる。LPF を外すことにより、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、コネクターの先にユーザー定義の LPF 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 (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。このクロック・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するコストことも小さくする。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することで、より消費電力の低減を図る。具体的には、アナログ基板全体で、従来の消費電力の 50%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。これにより、ユーザーはある数 (MKID の共振周波数) に 12.288 を掛けたり、割ったりするような認知的負荷から開放される。ADC/DAC の入出力先のコネクターの規格も SMA に統一することで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。
- コネクターの規格を MMCX から SMA に変更する。

## 3.2 仕様策定

要求分析に基いて、新しいアナログ基板 RHEA<sup>1</sup>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。

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。

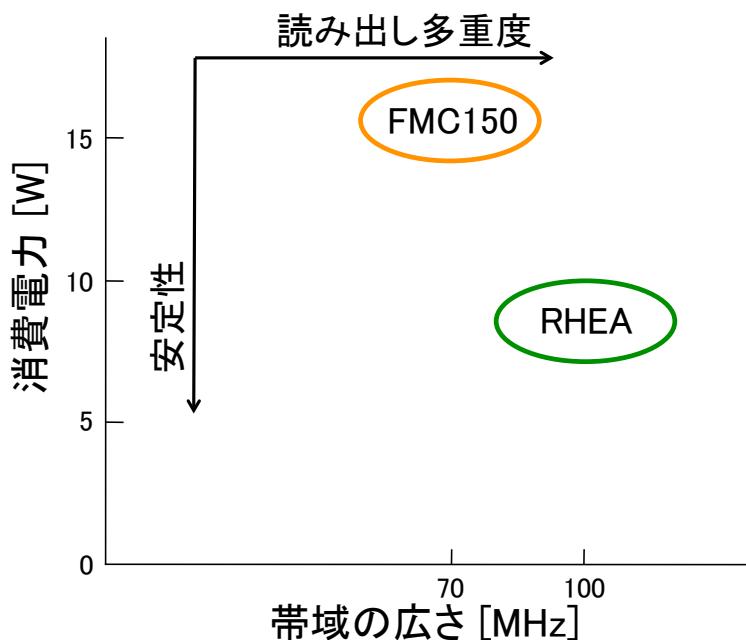


図 3.1: 回路における帯域の広さ（周波の高さ）と消費電力の関係

### 3.2.1 アナログ基板のブロック図

図 3.2 に RHEA のブロック図を示す。RHEA は 2 チャンネル 14-bit の ADC と 2 チャンネル 16-bit 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 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 (Fpga Mezzanine Card Low-Pin Count 160-pins) で行い、電源 (12 V · 3.3 V · 2.5 V) はこのコネクター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 コネクターを採用し、差動 50 Ω で AC 結合する。

<sup>1</sup>RHEA は、「Rhea is a High spEed Analog board」の略で、南米に生息する陸鳥 (ground bird) からの名を付けた。

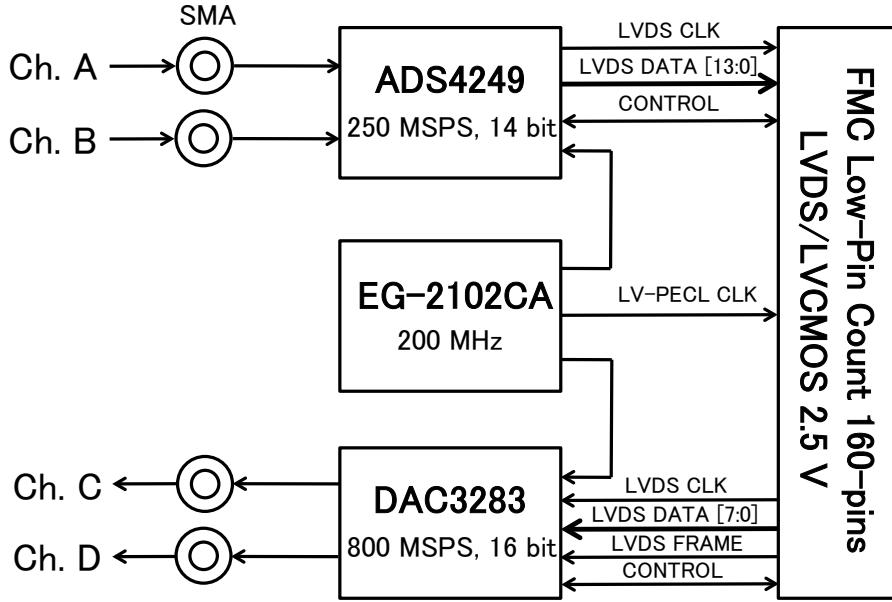


図 3.2: RHEA のブロック図

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

ADC と DAC のレジスターの設定・制御を行うための読み書きは SPI (Serial Peripheral Interface) で制御する。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 (ADS4249) は SPI 4-wire が実装されている。DAC はレジスター (Register Config 23) を書き換えることでどちらかをユーザーが選ぶことができるが (デフォルトでは SPI 3-wire<sup>2</sup>)、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。

---

<sup>2</sup>ただし、DAC のレジスター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 のレジスターのデフォルト値は、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、消費電力の比較である。消費電力でおよそ60%削減する。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) の主な特性

	RHEA	FMC150
ADC アナログ入力		
コネクター規格	SMA	MMCX
チャンネル数	2	2
分解能	14-bit	14-bit
入力電圧	2 V <sub>pp</sub>	2 V <sub>pp</sub>
入力インピーダンス	50 Ω (AC 結合)	50 Ω (AC 結合)
バンド幅	100 MHz	82 MHz
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
DAC アナログ出力		
コネクター規格	SMA	MMCX
チャンネル数	2	2
分解能	16-bit	16-bit
出力電圧	1 V <sub>pp</sub>	1 V <sub>pp</sub>
入力インピーダンス	50 Ω (AC 結合)	50 Ω (AC 結合)
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
オンボード・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
ADC デジタル出力		
データ幅	LVDS 7-pairs DDR/channel	LVDS 7-pairs DDR/channel
サンプリング周波数	200 MHz	245.76 MHz
DAC デジタル出力		
データ幅	LVDS 8-pairs DDR	LVDS 8-pairs DDR
サンプリング周波数	200 MHz	491.52 MHz
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回路設計に分けられ、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注力し、主に電気的特性を考慮して設計を行った。最後に試作したアナログ基板を紹介する。

## 4.1 回路図設計—論理的に無矛盾かつシンプルな回路

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。

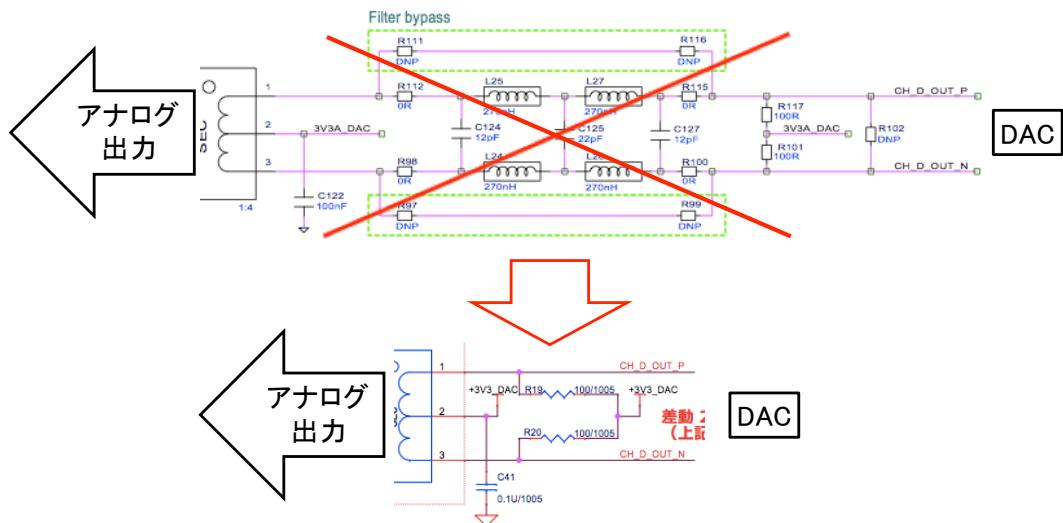


図 4.1: FMC150（既存の市販品、上）と RHEA（本研究、下）における DAC の出力部分の比較。LPF の排除と共に回路図の簡素化を図った。

#### 4.1.1.2 クロック生成器周辺

図4.1.1.2のように、消費電力を減らすため、PLL (CDCE72010; Texas Instruments) の代わりにクロック・ファンアウト・バッファ (ADCLK944; Analog Device) を搭載した。水晶発振器は、周波数が 245.76 MHz のもの (VS-705; Vectron) から 200.00 MHz のもの (EG-2102CA; Epson) に変更した。

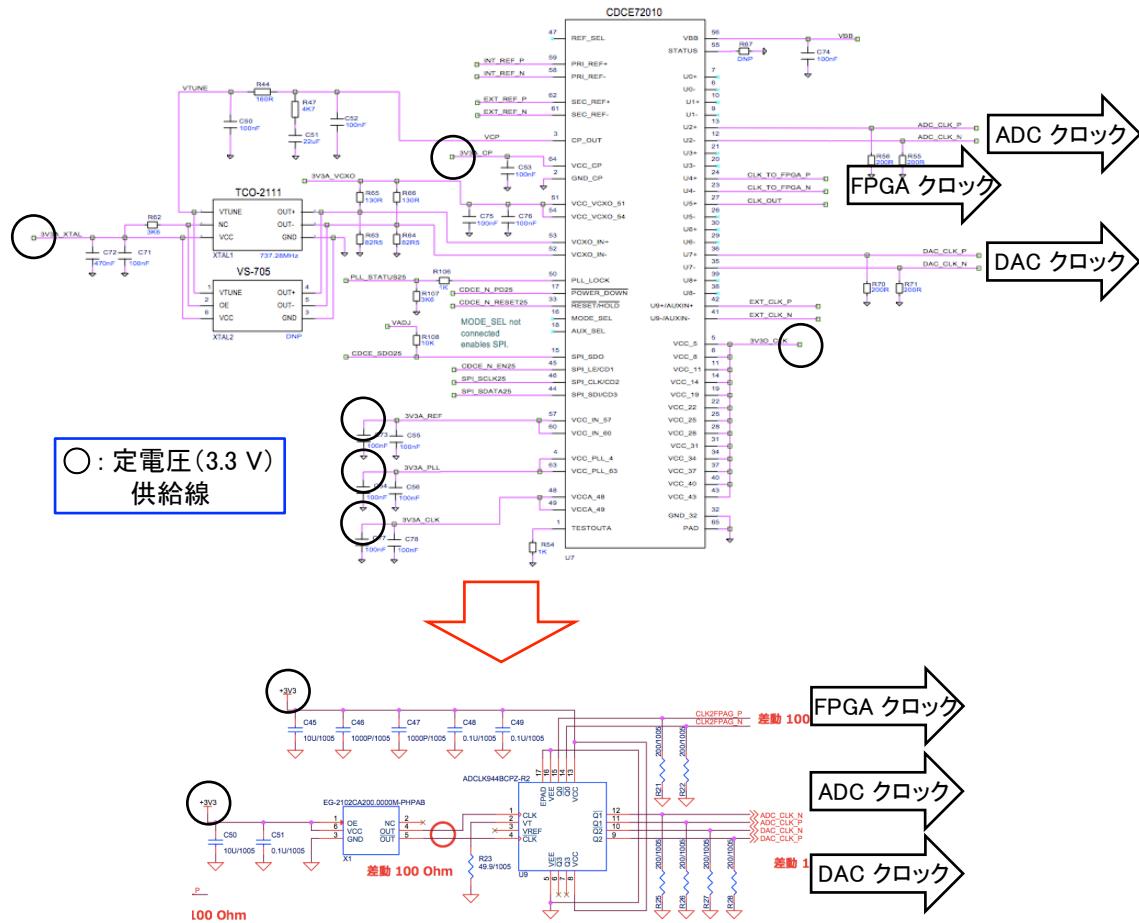


図 4.2: FMC150 (既存の市販品、上) と RHEA (本研究、下) におけるクロック生成器周辺の比較。ここでつくったクロックを ADC と DAC、FPGA へ入力する。クロック生成器周辺に限れば、消費電力はおよそ 80% (FMC150: 2.9 W + 0.29 + 0.25 W = 3.44 W、RHEA: 0.29 W + 0.33 W = 0.62 W) 抑えられ、配線数は 70%以上 (70 本から 20 本) 少なくなる。

#### 4.1.1.3 電源回路

PLL に供給していた 5 本の電源線 (内 1 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も見直した。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。

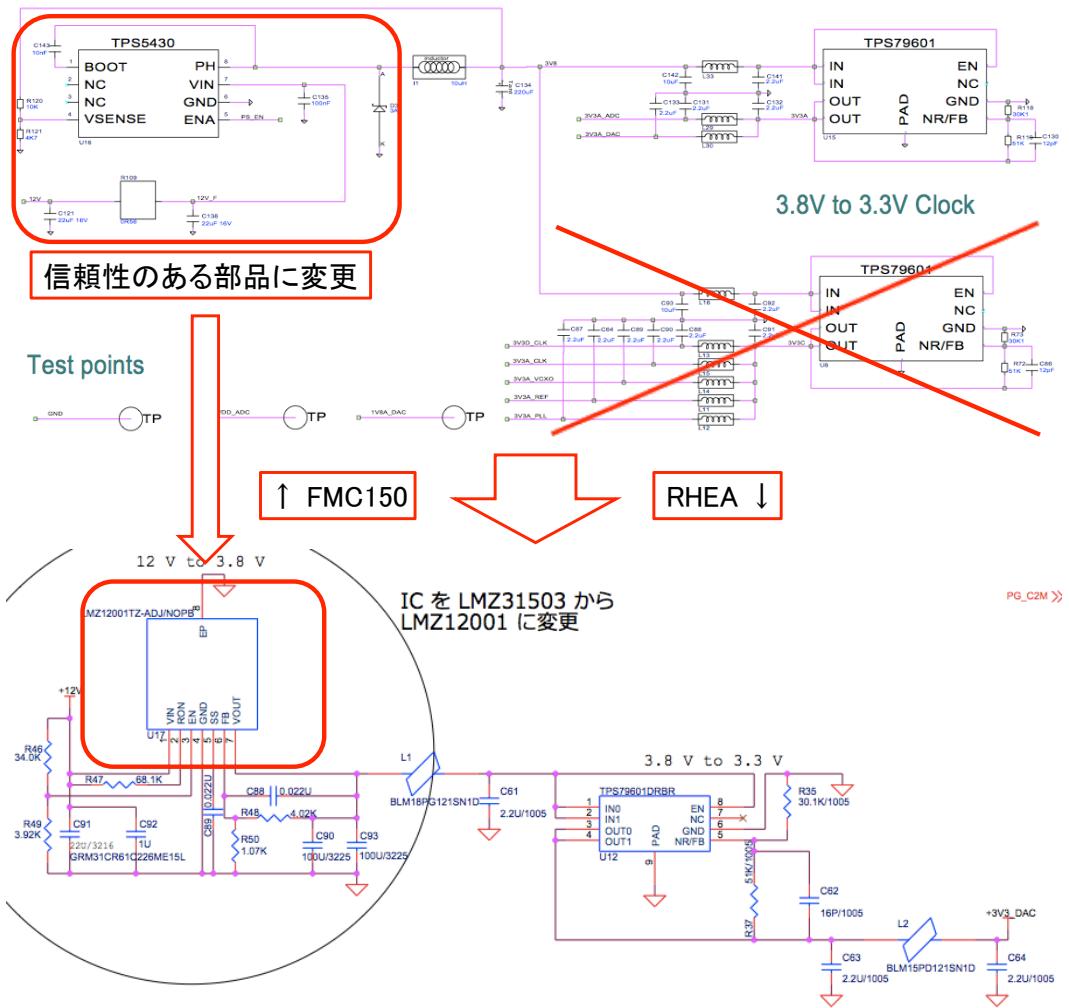


図 4.3: FMC150（既存の市販品、上）と RHEA（本研究、下）における電源回路の一部の比較。RHEA では PLL へ供給していた 3.3 V の電源がなくなるため、リニア・レギュレーターがひとつ不要になる。また、ADC も省電力タイプに変更したことにより、3.3 V の電源供給は DAC のみとなる（その代わりに ADC へ供給する 1.8 V の電源線がひとつ増えるが、レギュレーターなど IC の数は増えない）。そして、12 V から 3.8 V に降圧しているスイッチング・レギュレーターは TPS5430 から他の実験で信頼性のある LMZ12001 に変更する。

## 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 にすることで、ユーザビリティの向上を図る。

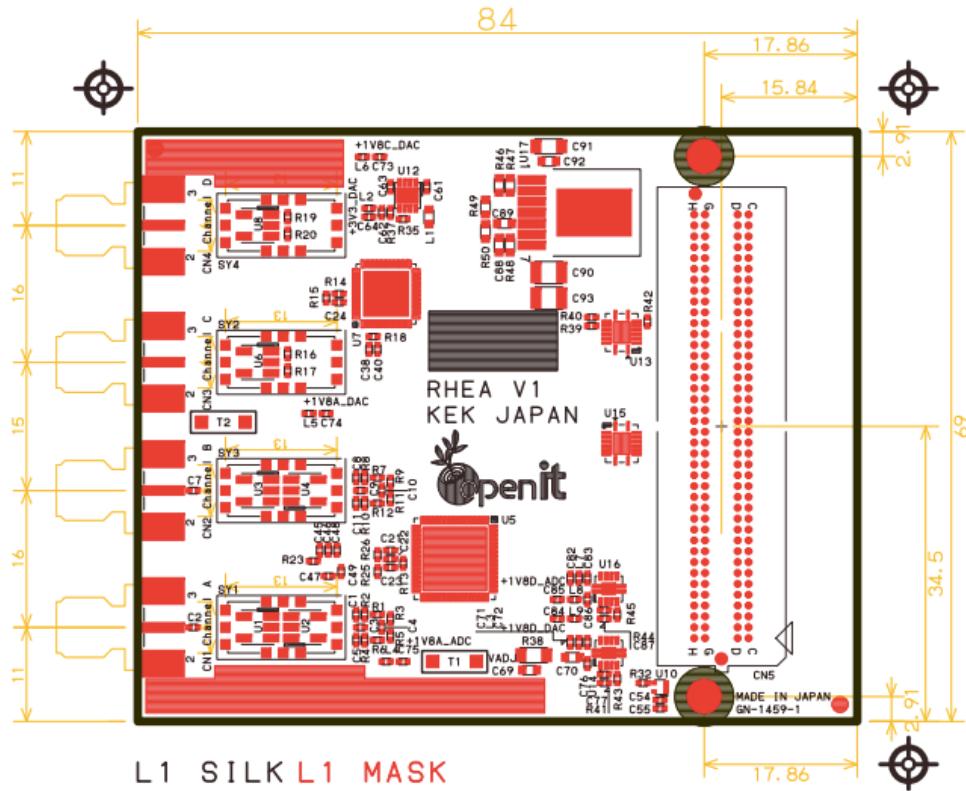


図 4.4: RHEA の基板図。アナログ入出力のコネクター規格を SMA に統一した。また、アナログ基板とデジタル基板を固定するためのネジ穴を用意した。これは、ユーザビリティの向上だけでなく実際の CMB 観測時においても安定した接続を保証した設計になっている。

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すことができる。また、信号の入出力の遅延時間は一定とみなし、それぞれの IC 間の配線遅延は無視する。グラウンドと電源線の配線による抵抗も無視して構わない。

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は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、高周波の IC になるほど、グラウンド・バウンス・ノイズ<sup>[?]</sup>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 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、 $\epsilon_{eff}$  は実効比誘電率である。(4.1) に、基板の実効比誘電率を 4 と仮定し代入すると、 $v_p \sim 1.5 \times 10^8 \text{ m/s}$  となり、基板上では 1 ns 当たり 15 cm 信号が伝搬する。

信号は矩形波で伝送され、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 のに示すように、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ということである。

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  $\lambda_{\text{RHEA}}$  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。これにより、RHEA に要求される配線精度は、75 mm/ $8 \sim 9.4$  mm になる。

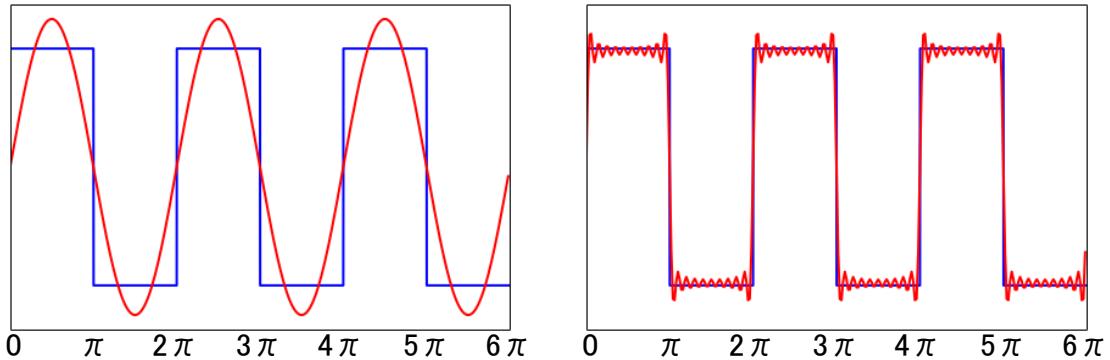


図 4.5: 正弦波と矩形波（左）と 10 倍高調波による矩形波の形成（右）。信号は矩形波で伝送され、矩形波は正弦波に分解される。左図のように基本正弦波の 10 倍までの高調波を足し合わせると、ほぼ矩形波に近い形となる。

#### 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に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。また、 $\omega$  は角周波数を表し、動作周波数  $f$  とは  $\omega = 2\pi f$  の関係にある。 $j$  は虚数単位である。

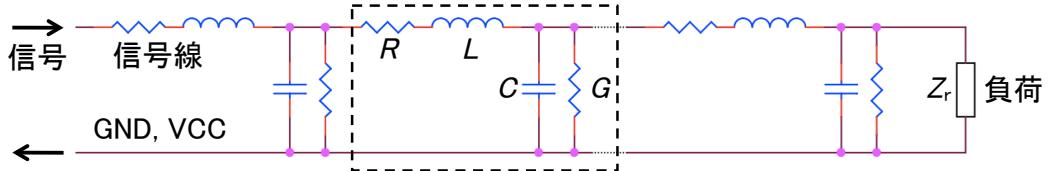


図 4.6: 伝送線の等価回路。 $R$ 、 $L$ 、 $G$ 、 $C$  はそれぞれ単位長さ当たりのレジスタンス、インダクタンス、コンダクタンス、キャパシタンスである。

この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、 $\Gamma$  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 で信号を伝搬している。たとえば、ADC と DAC のデータを伝搬している線がそうである。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。

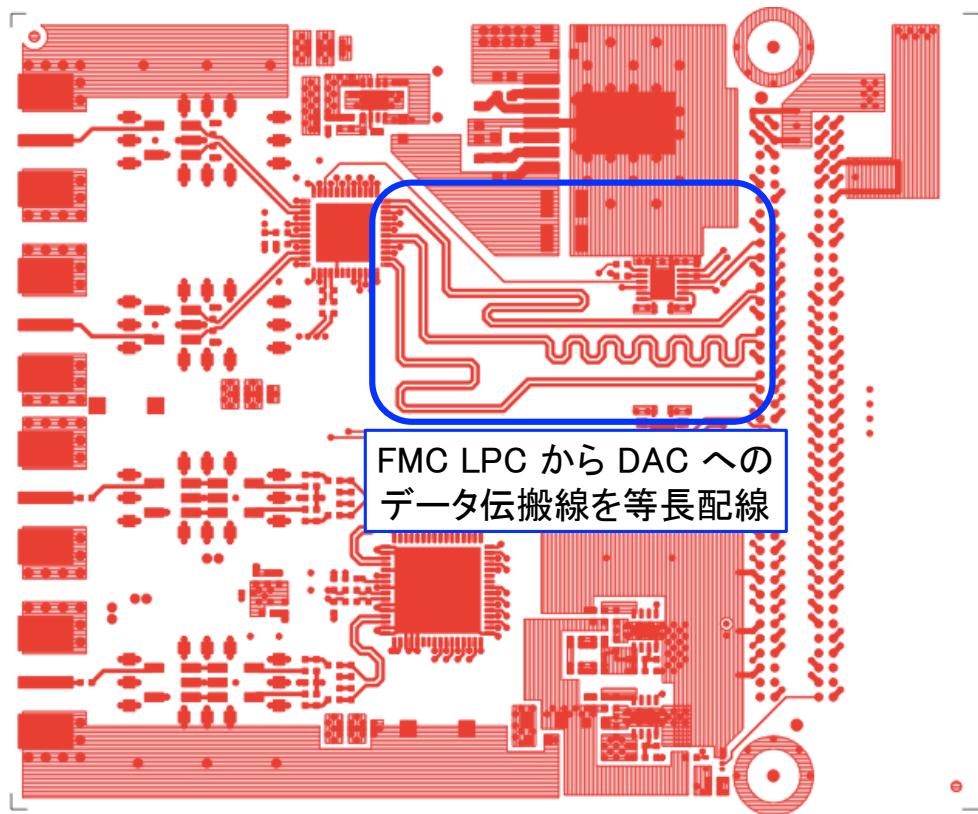


図 4.7: FMC LPC から DAC へのデータ信号の等張配線。この図では 3 つの対が等張に配線されていることが確認できる。残りの 4 対は内層で配線される。

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  $100 \Omega$  に設計している。ただし、DAC の差動信号は、 $200 \Omega$  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。この部分も工作精度の限界から、実際には差動  $100 \Omega$  になっている。

これら設計と実物の違いは、どこまで問題になるか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をするよりも、実際にものを作つてそれを評価してしまう方が低コストであると考える。また、この点は FMC150 も同様の実装になっているが、制作精度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。よつて、上述の設計に基いて試作することにした。

### 4.3 試作

アナログ基板の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。

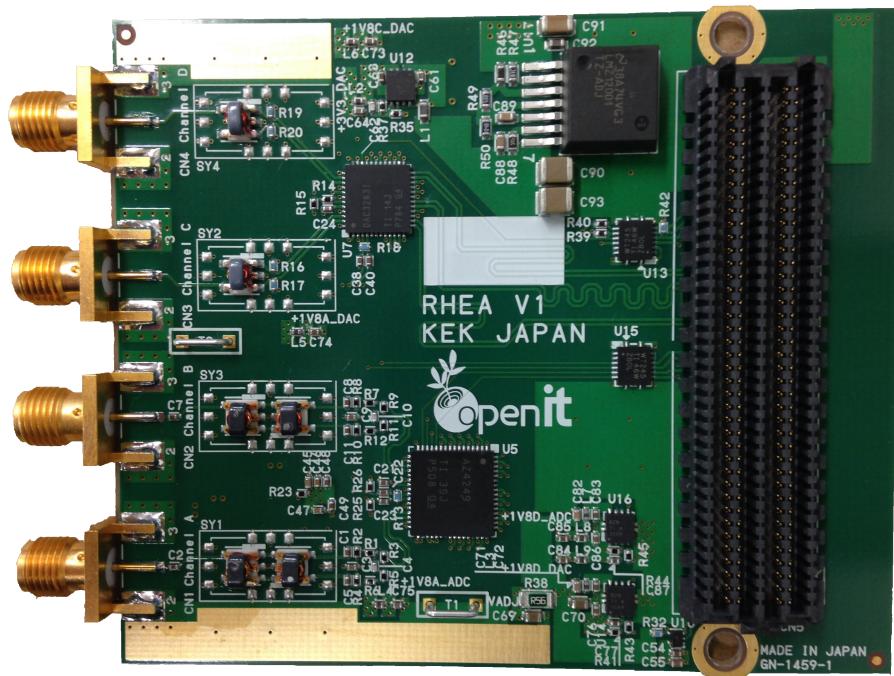


図 4.8: RHEA Ver. 1.0 (表面; L1)

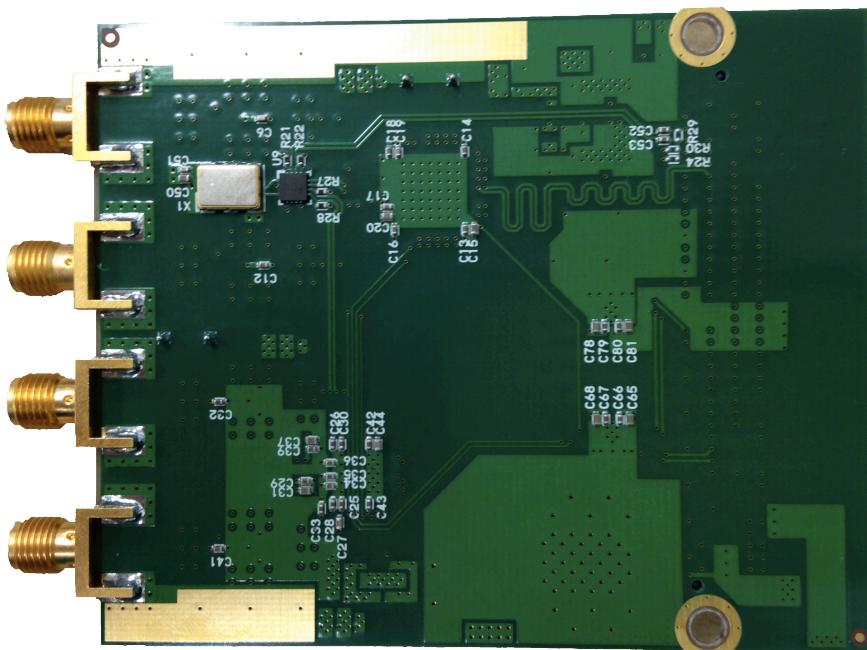


図 4.9: RHEA Ver. 1.0 (裏面; L8)

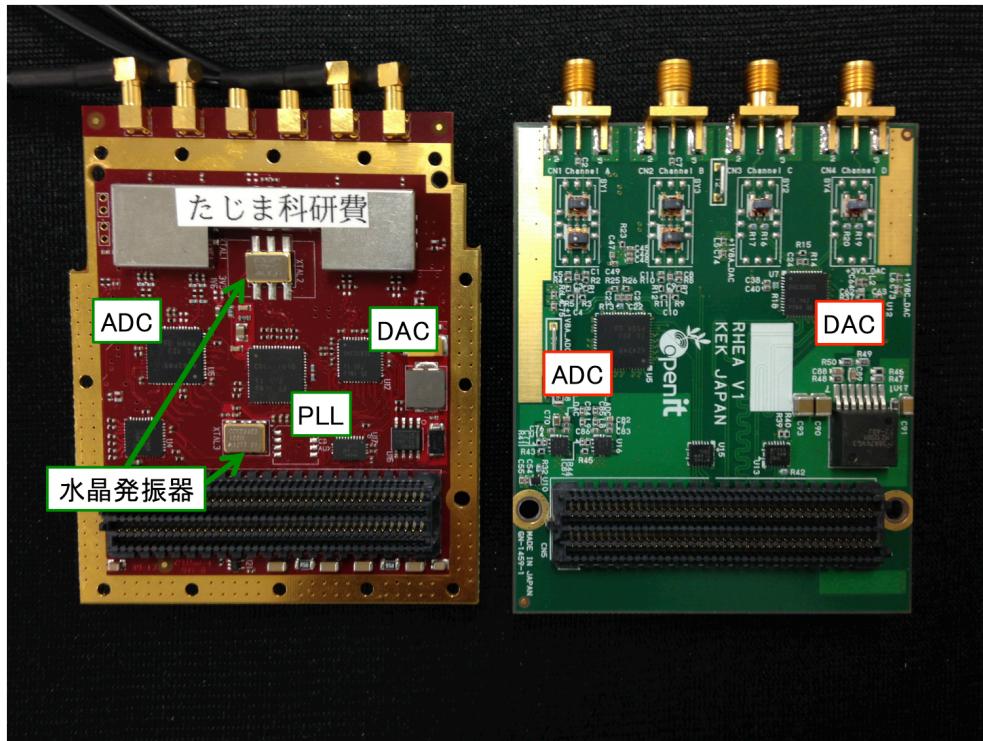


図 4.10: RHEA (本研究) と FMC150 (既存の市販品) の基板表面 (L1) の比較

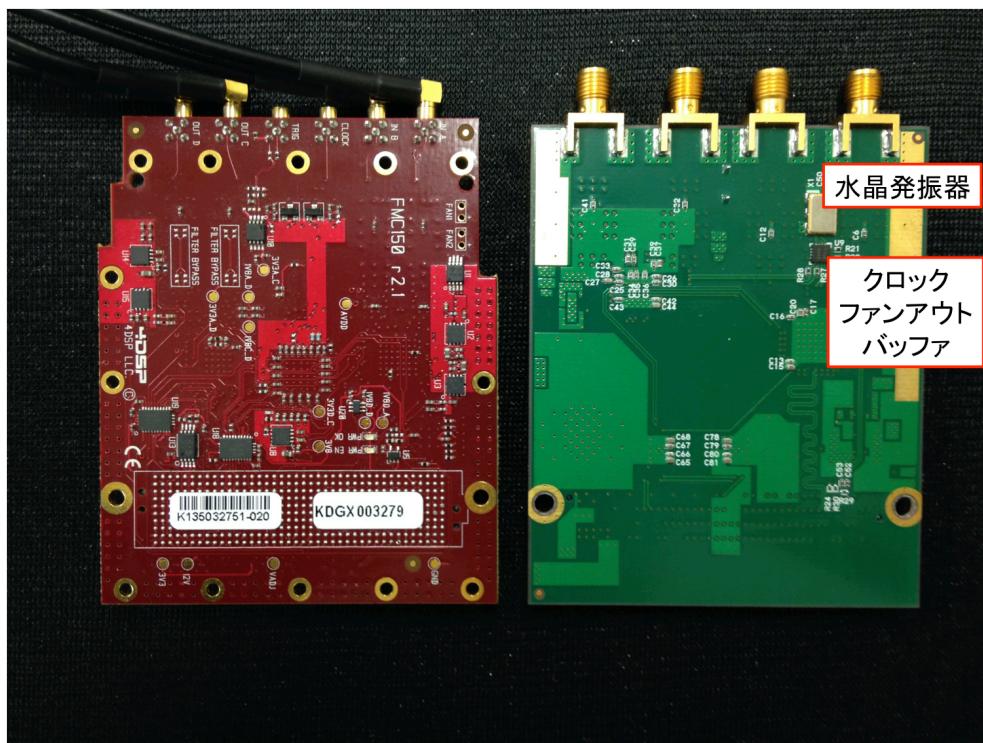


図 4.11: RHEA (本研究) と FMC150 (既存の市販品) の基板裏面 (L8) の比較。FMC150 と比較すると、部品数の少なさがひと目で確認できる。

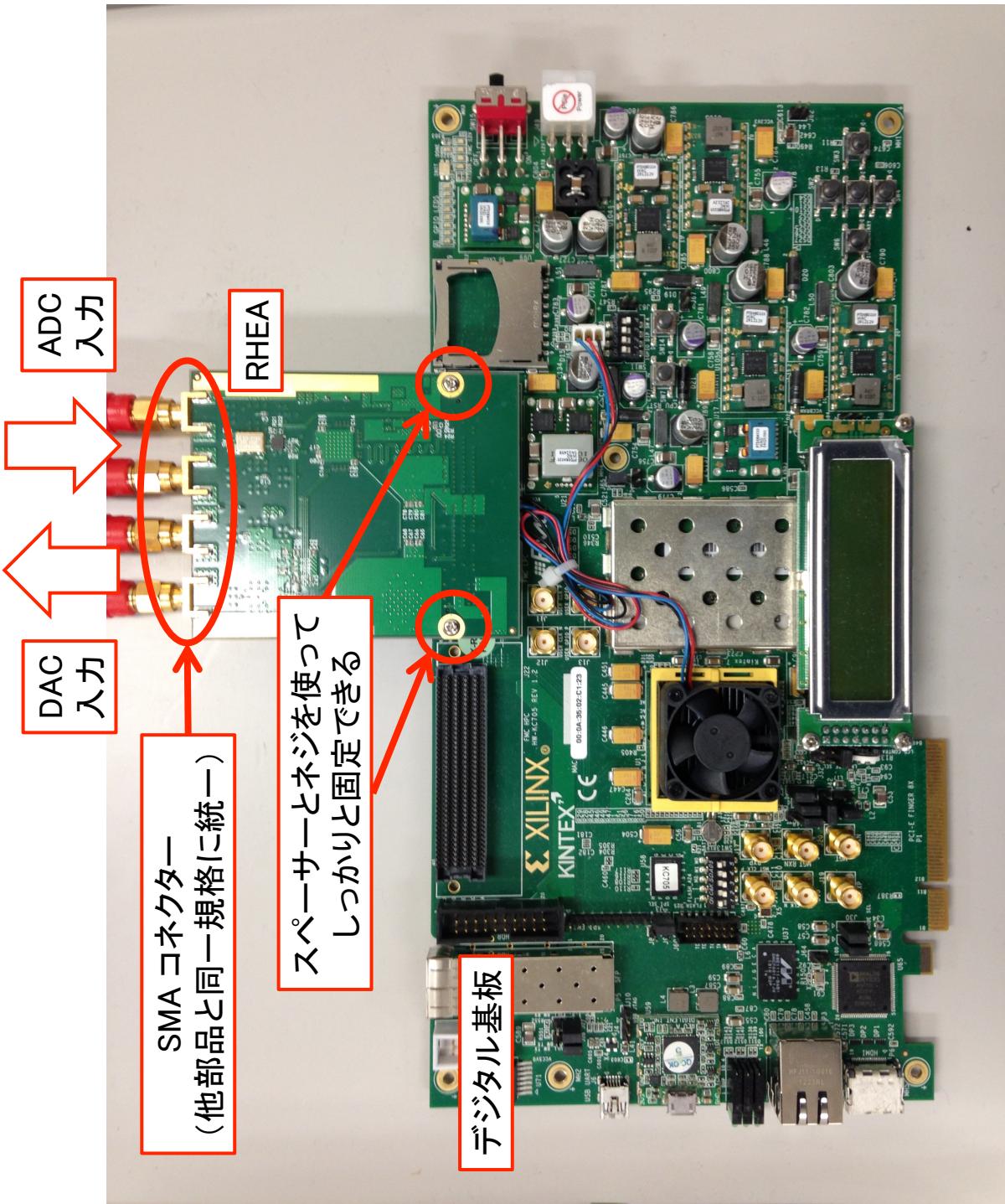


図 4.12: RHEA と Kintex-7 FPGA 評価キットによる新しいフロントエンド回路。RHEA は FMC コネクターの両端に基板を固定するネジ穴を開けているため、安定した接続を保証する。

# 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三つの改善を行った。ひとつ目は広帯域化、ふたつ目は消費電力の低減、そして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。クロック信号が矩形波としてみなせるか、また仕様どおりの振幅や周波数をもつか、オシロスコープを用いて確認する。なお、クロックの分配は図 3.2 のブロック図を参照。

### 5.1.1 基板納品時のトラブルとその解決

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 に出力することで、クロック信号の有無と大雑把な周波数を調べた（図 5.1）。

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、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。実装したカウンター回路は、一定周期でカウントアップしておらず、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。

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。

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。たとえば、RHEA で使用する ADC と DAC の入力クロックの信号規格は、LV-PECL であるため、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になっている。データシートを確認したところ、基板上のクロック・ファンアウト・バッファの配線方法は、LV-PECL になっており、この部分に問題がないことがわかった。

クロック・ファンアウト・バッファが正しく動作していることがわかったため、消去法で、水晶発振器をもう一度目視精査した。すると、水晶発振器の型番が回路図のものと異なって

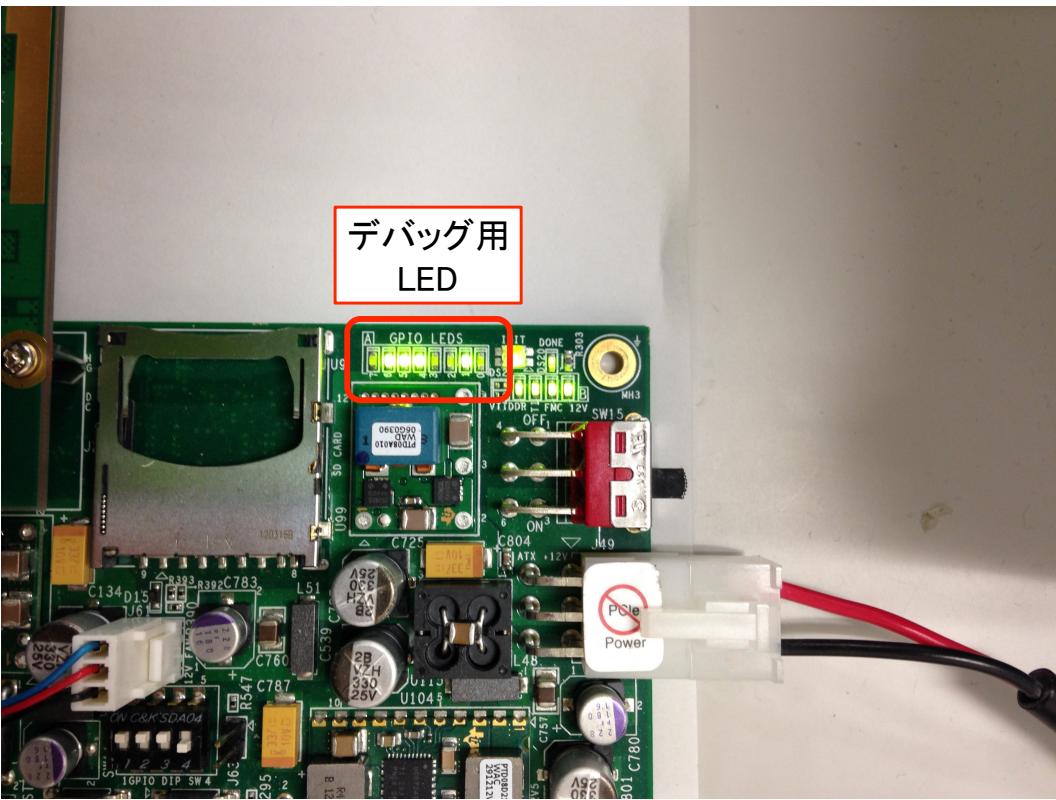


図 5.1: クロック信号の確認に使ったデジタル基板に実装されている LED。28-bit のカウンタを用意し、その最上位ビットを出力することで、200 MHz のクロックであれば、およそ 1 秒 (0.75 sec) の周期で LED が明滅する。

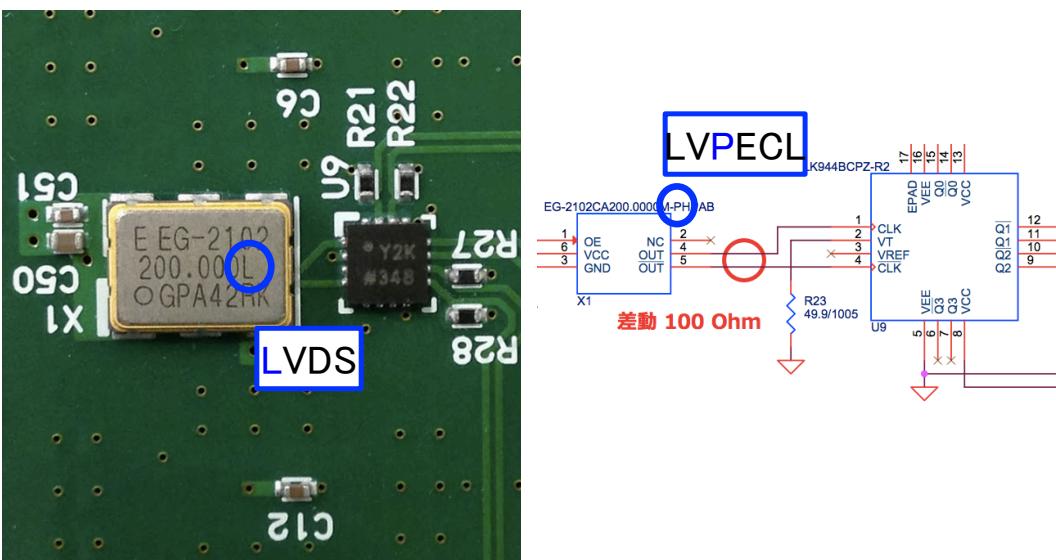


図 5.2: 納品時の水晶発振器（左）と回路図の該当箇所（右）。指定した回路図と異なる規格の発振器が実装されていた。

いることが判明した（図 5.2）。納品時に実装されていた水晶発振器の信号規格が、LVDS という信号規格であったため、正規の信号が出力されていなかった。（つまり、製作会社のケアレス・ミスであった。）

このトラブルは、水晶発振器を回路図どおりのものに替えることで解決した<sup>1</sup>。水晶発振器の IC の足は全部で 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ため、比較的簡単に IC の交換ができる。これについては、本章の「さらなる改善」にも関係する。LED での確認と共に、図 5.3 と図 5.4 に、それぞれ、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た。

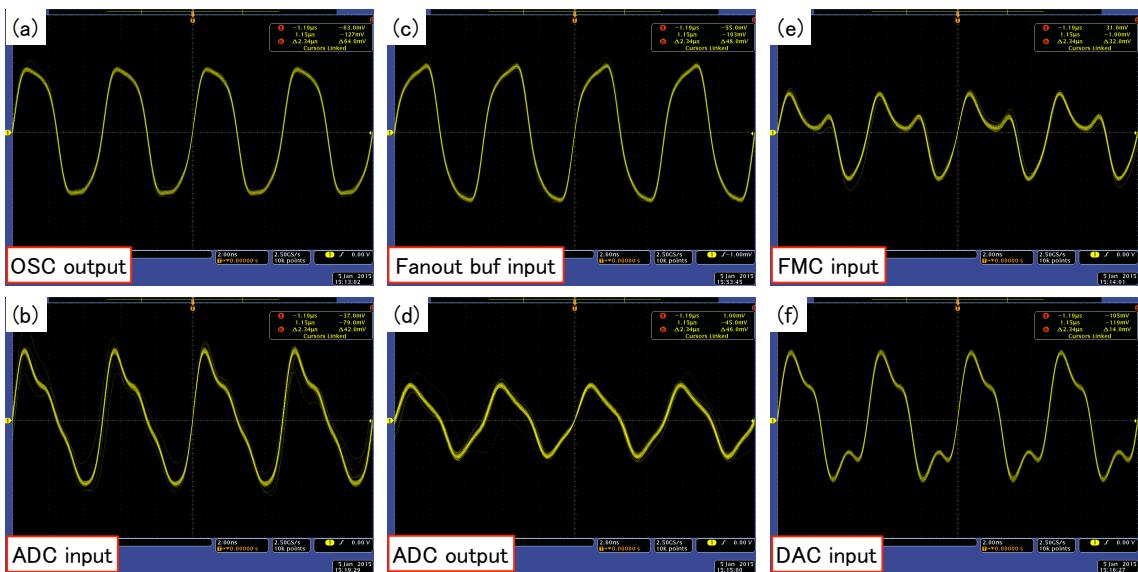


図 5.3: オシロスコープで測定した基板上の各場所におけるクロック信号。(a) 水晶発振器のクロック信号。(b) ADC へ入力しているクロック信号。(c) クロック・ファンアウト・バッファへ入力しているクロック信号。(d) ADC のサンプリング・クロック信号。(e) クロック・ファンアウト・バッファから FMC へのクロック信号（システム・クロック）。(f) DAC へ入力しているクロック信号。波形が歪んでおり矩形波に見えないが、これは差動出力の一端とグラウンドをパッシブ・プローブで測定しているためである。つまり差動信号の一端が開放されているためにコモン・モードが安定せず、反射の影響が見えている。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 5.4 のような構成で測定を行った。

<sup>1</sup>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。感謝の意を表したい。

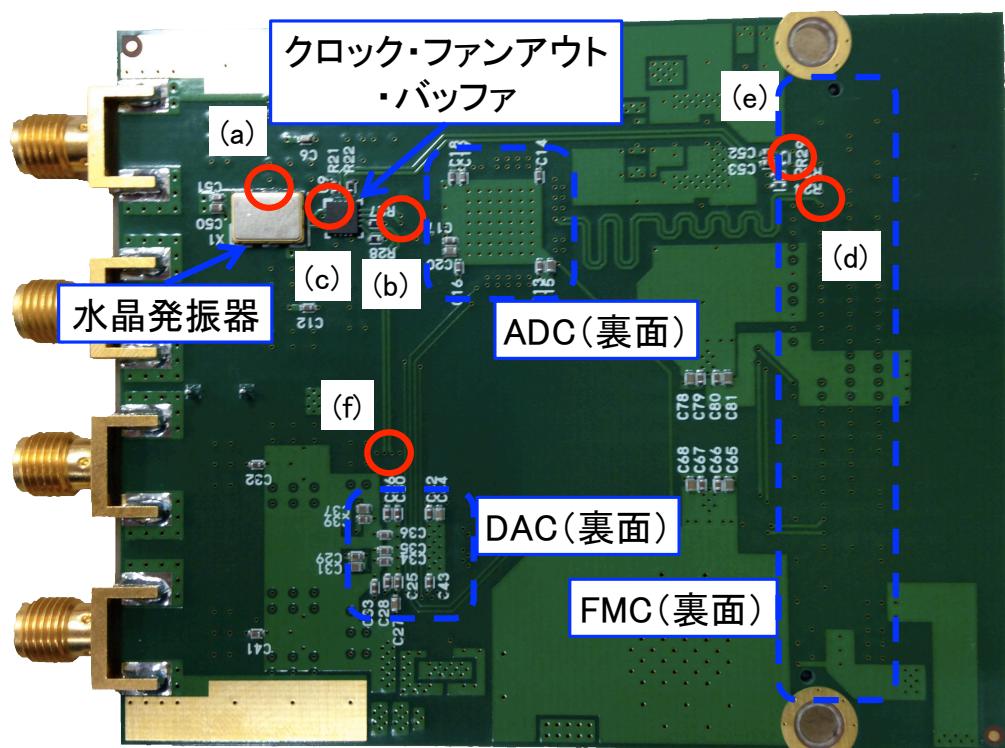


図 5.4: 図 5.3 において、オシロスコープでプローブした場所。クロック信号は差動信号であるため、通常は差動プローブを用いて測定する。ここでの目的は、IC を交換したことによる大雑把な信号の確認であるため、一方の差動信号は開放してパッシブ・プローブで測定している。

## 5.2 消費電力の評価

表3.1が示すように、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5.5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AC100Vから、ACアダプターでDC12Vに変換している。この測定では、直流電源で12V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。さらに、その値からデジタル基板（アナログ基板を抜いて測定）の電力消費を差し引いて、アナログ基板の消費電力を推定した。

図5.5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較正するために、デジタル基板上の12V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12Vの一定電圧がかかるようにする。図5.6に、実際の測定構成の写真を示す。

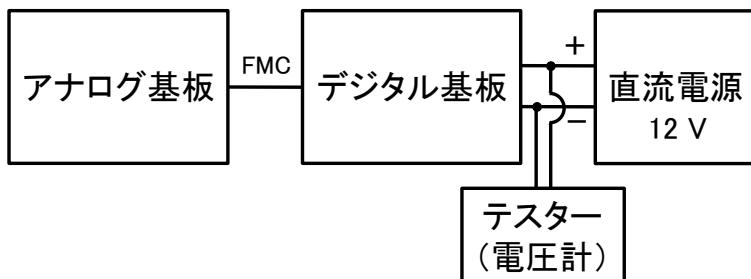


図5.5: 消費電力を測定するための装置構成。デジタル基板に供給するDC12Vを電流計の付いた直流電源から供給し、デジタル基板に流れた電流量を測定する。直流電源からデジタル基板間で発生する電圧降下を較正するために、デジタル基板上の12Vのピンとグラウンドピンの電圧差をテスターで測定する。

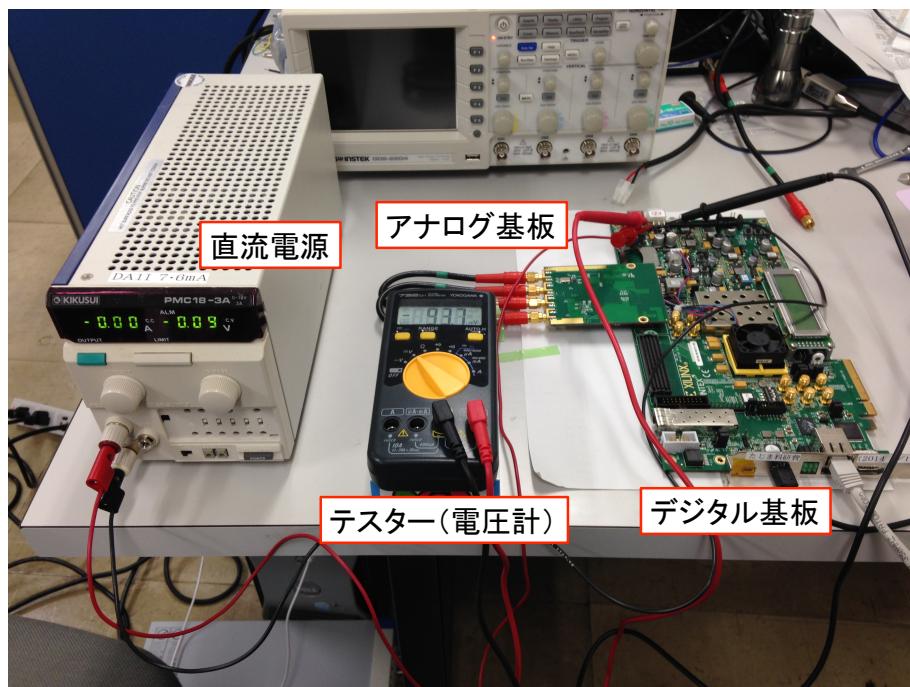


図 5.6: RHEA の消費電力の測定

## 5.2.2 評価結果

表 5.1 にデジタル基板の電力消費を差し引いた、それぞれのアナログ基板の消費電力の比較をまとめます。「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」が概ね達成されていることがわかる。また、消費電力が大きく、最も発熱していた PLL がなくなったことにより、必須であった USB 扇風機（図 2.13）が不要になった。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。

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 帯域の評価

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。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し、帯域の拡大を確認する。

### 5.3.1 評価方法

信号強度の測定は、図 5.7 のようにして行う。デジタル基板上にある FPGA で MHz 帯の周波数をもつ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上の DAC に送られ、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 5.8 に示す。

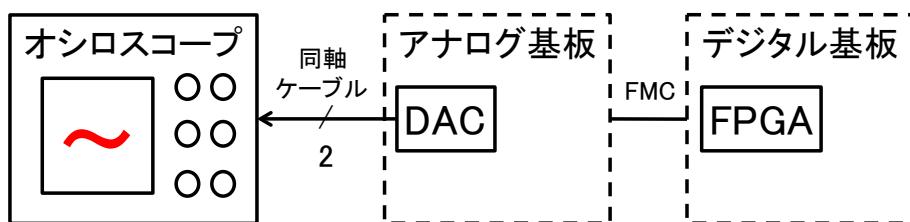


図 5.7: DAC の信号強度を評価するための測定方法。デジタル基板とアナログ基板は FMC で接続する。DAC からの信号は同軸ケーブルを伝ってオシロスコープに入力する。

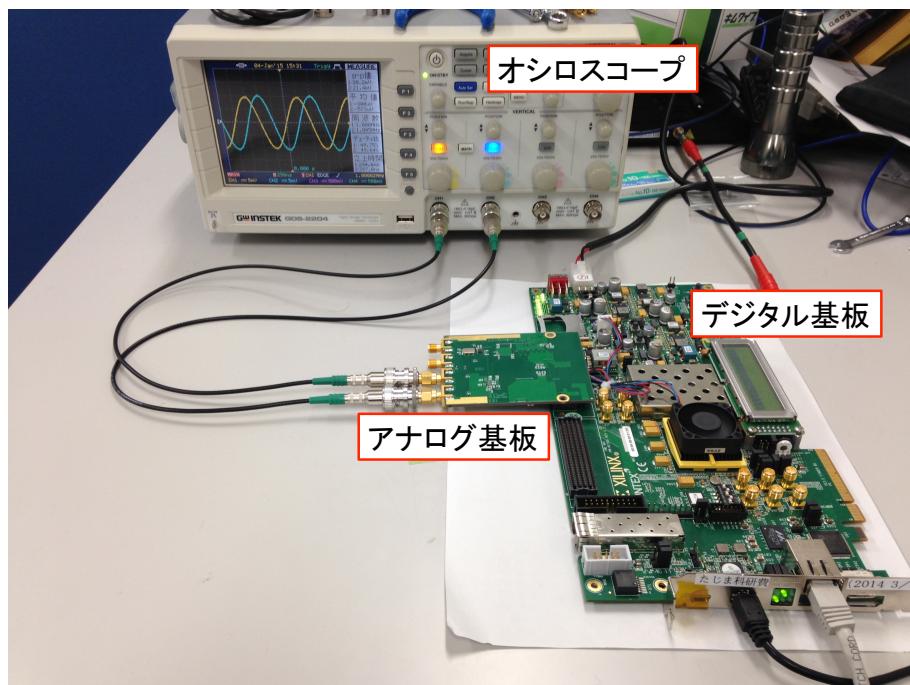


図 5.8: RHEA で 1 MHz の正弦波と余弦波を測定している様子

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。

### 5.3.2 評価結果

図 5.9 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 では高周波領域においても高い信号強度を維持していることが確認できる。

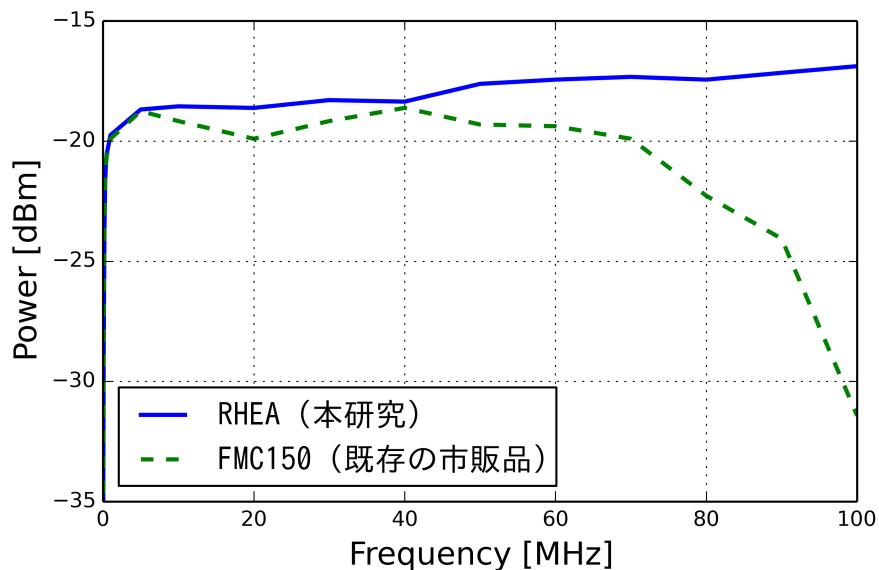


図 5.9: RHEA (本研究) と FMC150 (既存の市販品) における DAC の信号強度の比較。RHEA は高周波領域においても信号強度を維持している。数十 kHz までの直流成分は AC 結合しているため、両者とも信号強度が弱い。AC 結合は信号のベースラインのドリフトを防ぐので、このような高周波回路には必須である。

## 5.4 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  $\pm 100$  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. 発熱を抑制し、USB 扇風機が不要になった。また、コネクター規格を 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など、ユーザビリティが飛躍的に向上した。

今後、実際に MKID を使っての使用実績を積み重ねてくことも重要な課題であるが、ひとまず、GroundBIRD 実験の読み出し回路としての要求を満たすことを確認した。

## 5.5 さらなる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 (RHEA 改; 図 5.10) 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 (実効的には 50 MHz) の翼を広げる余地がある。

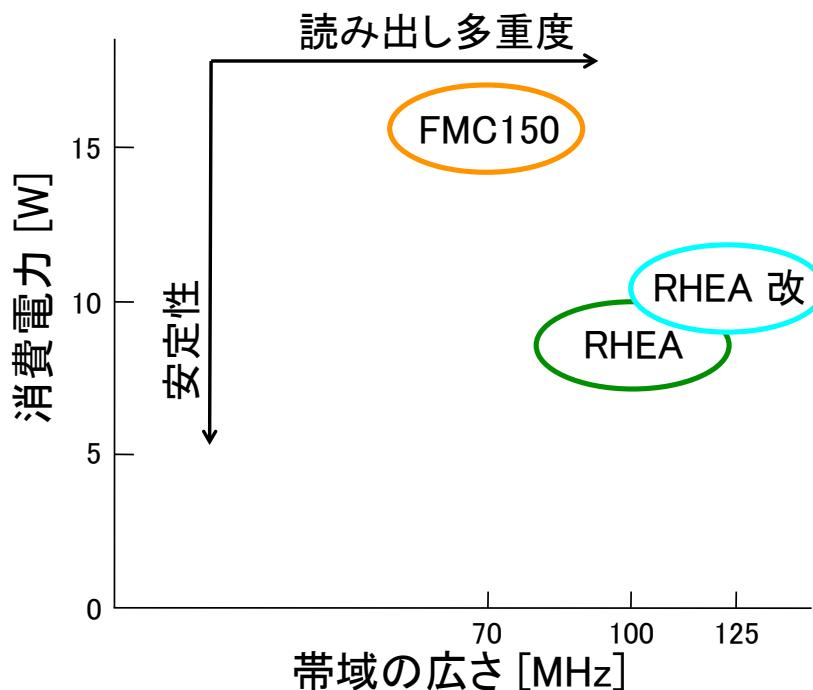


図 5.10: RHEA のさらなる改造により到達する境地

### 5.5.1 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。

### 5.5.2 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、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 CDCM1804<sup>2</sup>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。

---

<sup>2</sup><http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cdcm1804.pdf>

## 第6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 $\pm 100\text{ MHz}$ （実効帯域幅200MHz）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て構成しており、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
3. ユーザビリティの毀損

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
- コネクター規格の統一

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

1. 帯域 $\pm 100\text{ MHz}$
2. 消費電力7.9W（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

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USB扇風機も不要となった。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、一ユーザーとして、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ると使いやすくなったといえる。

以上より、MKID の読み出しに最適化した試作アナログ基板 RHEA は、策定した仕様通りに完成了。今後、実際の MKID を使っての使用実績を積み重ねるという課題は残るもの、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・アップによる帯域の拡大、デジタル基板と分離した構成のため FPGA 商品の性能向上の恩恵を直ちに反映できる等の魅力的な伸びしろも有する。

# 付録 A 付録

## A.1 膨張する宇宙

一様等方に膨張する宇宙の計量として、次のような計量を考える。

$$ds^2 = g_{\mu\nu}dx^\mu dx^\nu = -c^2dt^2 + a^2(t)\gamma_{ij}dx^i dx^j \quad (\text{A.1})$$

ここで、 $\gamma_{ij}$  は時間に依存しない 3 次元一様等方計量である。したがって、4 次元計量  $g_{\mu\nu}$  の各成分は、

$$g_{00} = -1, \quad g_{0i} = g_{i0} = 0, \quad g_{ij} = a^2\gamma_{ij}, \quad (\text{A.2})$$

となる。式 (A.2) から、クリストッフェル記号  $\Gamma^\mu_{\nu\rho}$  を求めると次のようになる。

$$\begin{aligned} \Gamma^0_{00} &= \Gamma^0_{0i} = \Gamma^i_{00} = 0, & \Gamma^0_{ij} &= \frac{a\dot{a}}{c}\gamma_{ij}, & \Gamma^i_{0j} &= \frac{\dot{a}}{ca}\delta^i_j, \\ \Gamma^i_{jk} &= \frac{1}{2}\gamma^{il}(\gamma_{lk,j} + \gamma_{jl,k} - \gamma_{jk,l}) \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

## A.2 ビッグバン宇宙模型

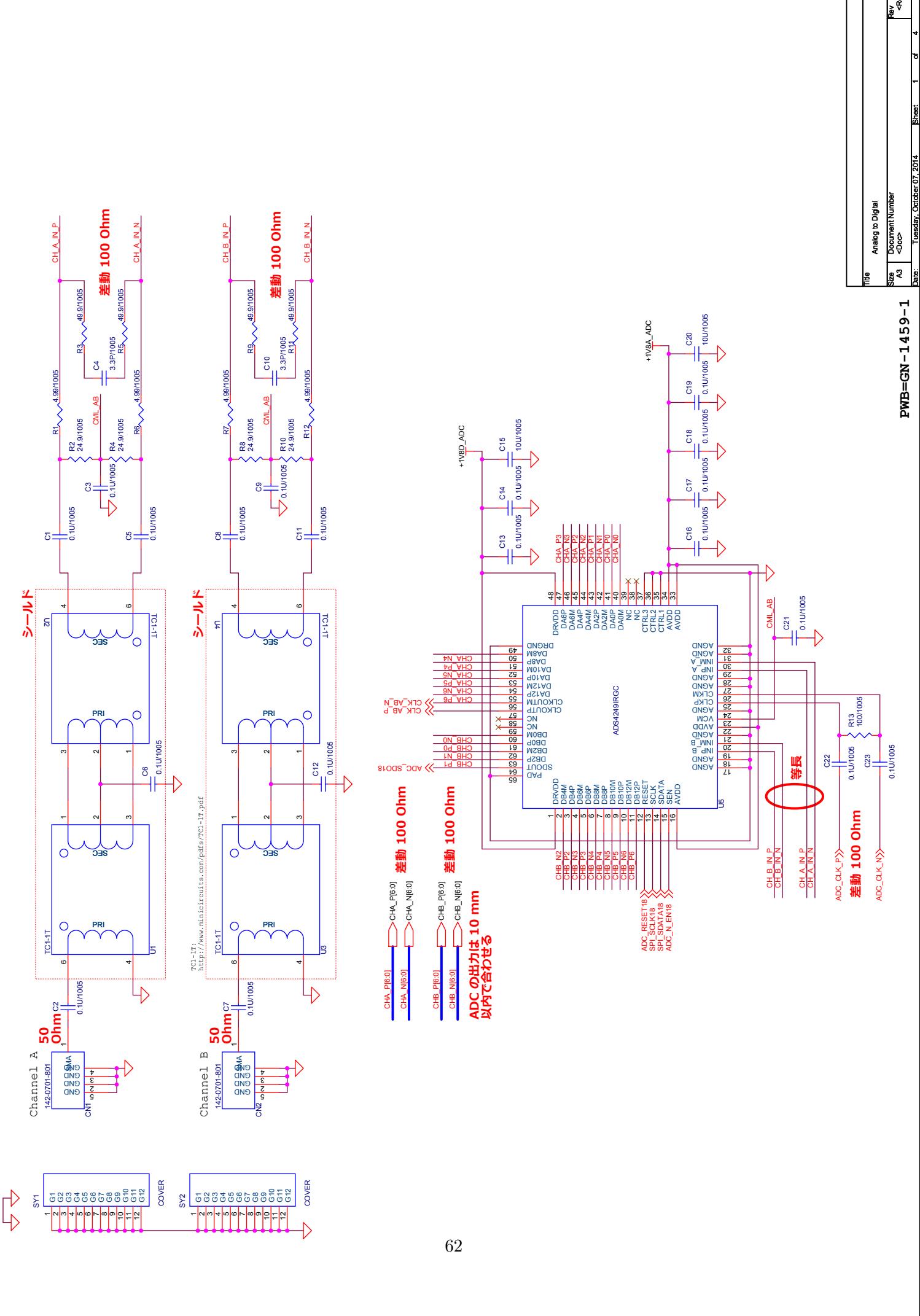
### A.2.0.1 ビッグバン宇宙模型の問題点

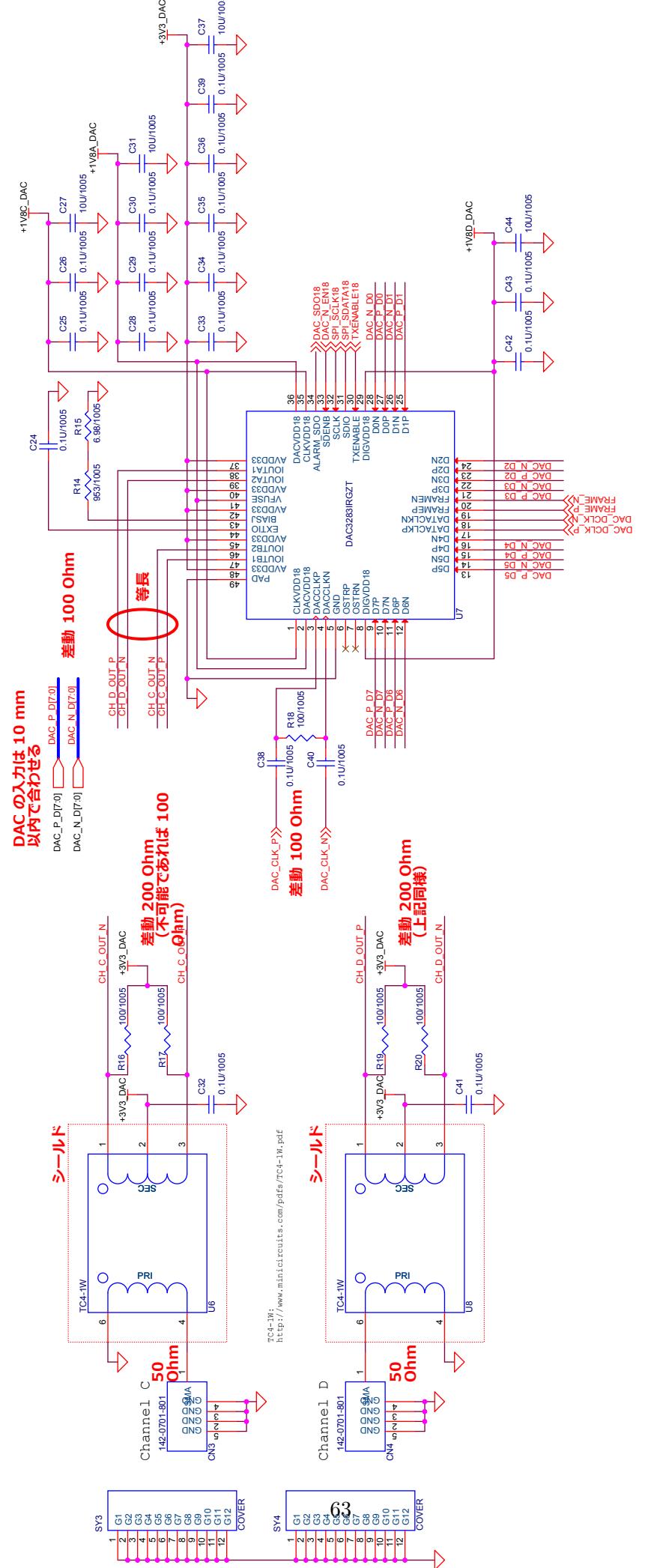
## A.3 世界で開発されているフロントエンド回路とその特性

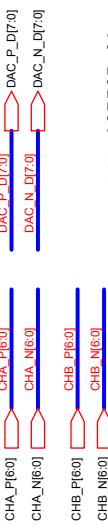
## A.4 フロントエンド回路以外の読み出し系構成部品とその特性一覧

## A.5 FFT 方式による MKID 読み出し原理

## A.6 試作アナログ基板 RHEA の回路図、構成部品仕様一覧

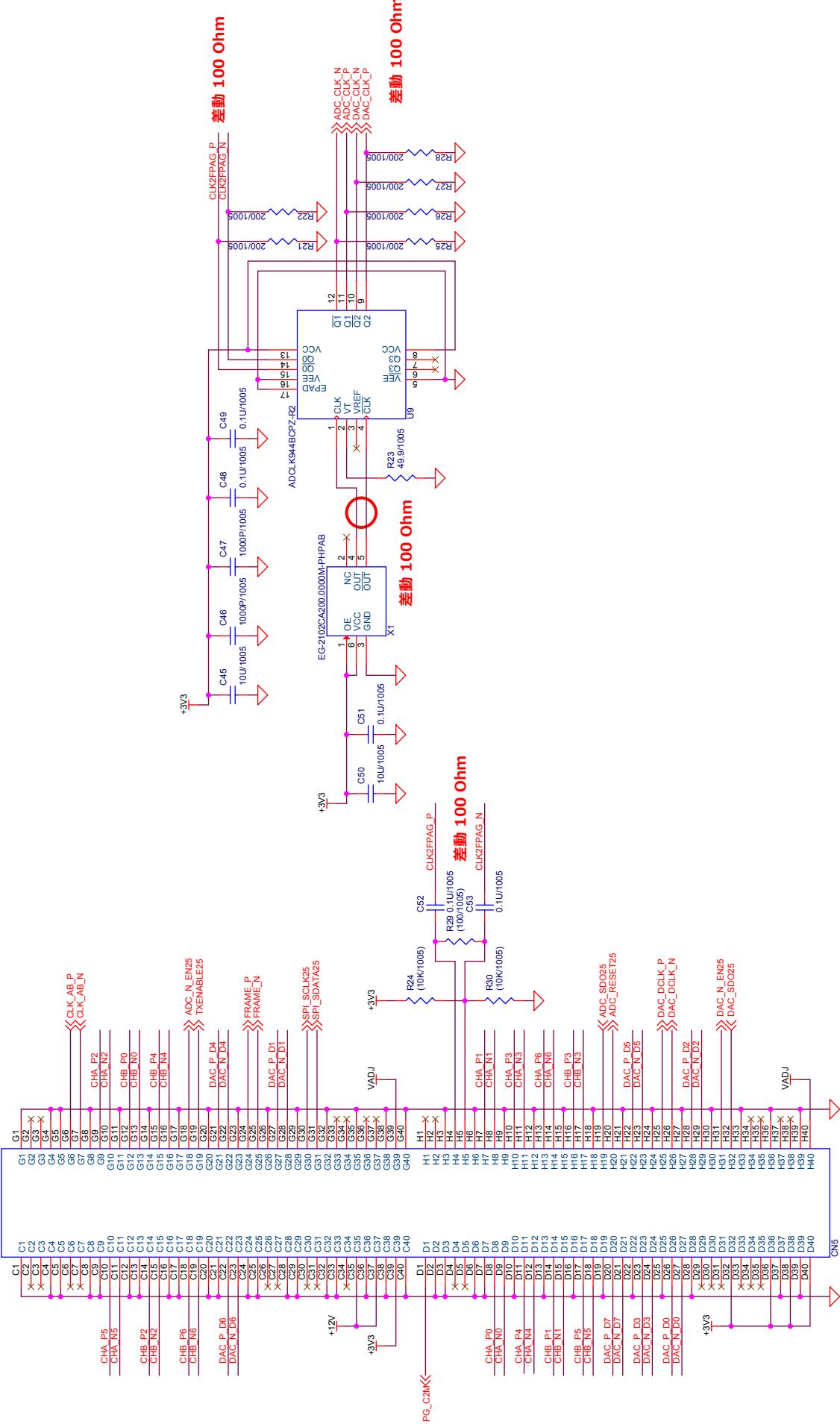






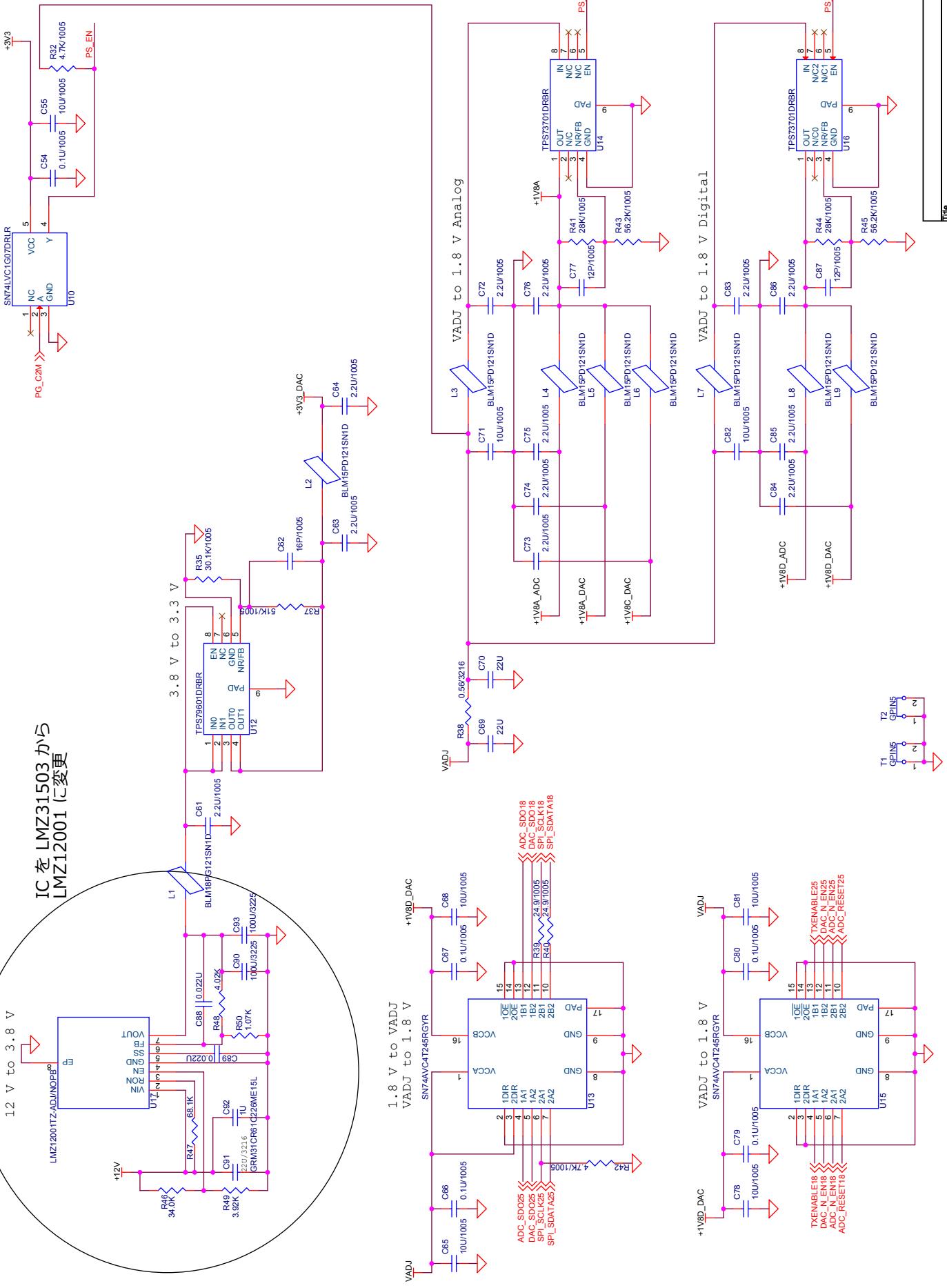
ASP-127797-01:  
http://www.samtec.com/documents/webfiles/cpdf/asp-127797-01.pdf

ASP-127797-01:  
http://www.samtec.com/documents/webfiles/cpdf/asp-127797-01.pdf



Title	FMC LPC Connector and Clock
Size	A3
Document Number	<Doc>
Date	Tuesday, October 07, 2014
Rev	C4
Sheet	3
Page	1

IC を LMZ31503 から  
LMZ12001 に変更



Title	Voltage Level Translation
Size	A3
Date	Tuesday, October 07, 2014

## 参考文献

- [1] 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.
- [2] D. Baumann. TASI Lectures on Inflation. 2009.
- [3] A. Starobinsky. A new type of isotropic cosmological models without singularity. *Physics Letters B*, Vol. 91, No. 1, pp. 99 – 102, 1980.
- [4] 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.
- [5] A. H. Guth. Inflationary universe: A possible solution to the horizon and flatness problems. *Phys. Rev. D*, Vol. 23, pp. 347–356, Jan 1981.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] Planck Collaboration *et al.* Planck intermediate results. XIX. An overview of the polarized thermal emission from Galactic dust. *ArXiv e-prints*, May 2014.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] B. A. Mazin. *Microwave Kinetic Inductance Detectors*. PhD thesis, California Institute of Technology Pasadena, California, 2004.
- [13] J. Gao. *The Physics of Superconducting Microwave Resonators*. PhD thesis, California Institute of Technology Pasadena, California, 2008.

- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] Xilinx. *KC705 Evaluation Board for the Kintex-7 FPGA User Guide*, 2014.
- [17] Xilinx. *Vivado Design Suite User Guide*, 2013.