

卒業論文

アダプティブアレーの リアルタイムデジタル補正に関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成15年2月28日提出

9944124 藤 辰男

要約

アダプティブアレーは空間を分割する技術として注目されている。この技術は、各アンテナ素子からの信号にアダプティブアルゴリズムを適用することにより指向性合成を行い、意図した方向にビームパターンを形成する。実装の複雑さや高いコストなどの障害は近年のデジタル信号処理技術によって解決されつつある。

アダプティブアレーはアンテナを配列させたものであり多チャネルである。チャネル間誤差は、アダプティブアルゴリズムに悪影響を与え、信頼性を損なう。そのため、信号に何らかの処理を施しその誤差を補正する必要がある。

本論文では、まず受信方式の検討を行い、受信機の概要として主に A/D 制御 BOX を解説した。A/D 制御 BOX の内容を全体の構成を示してから A/D ボード A/D マザーボード CPU ボードという 3 つの部分からなることを示し、それぞれの役割を説明した。また、IF サンプリングからデジタルダウンコンバート (DDC) を行いベースバンド信号になる信号処理の流れを示した。

次に、IF 段とベースバンドにおける誤差補正法を検討し、ベースバンドにおける補正が本研究に用いた A/D 制御 BOX では実装しやすいことがわかった。また、実際に受信機の誤差とその時間変化を計測した。その結果、受信機の校正を行っても時間経過によって大きく振幅位相誤差が現れることを確認し、到来方向推定のシミュレーションにおいても誤差補正が必要であることを示した。補正とそのリアルタイム性が必要なことを明らかにした。

最後に誤差補正の具体的な実装として遠方参照アンテナを用いる場合と近距離参照アンテナを用いる場合について検討と実験を行った。その結果、振幅位相誤差の大幅な改善が見られ、到来方向推定のシミュレーションにおいても補正の有効性を確認した。また、近距離参照アンテナの位置を 1λ から 5λ まで前後に移動させても大幅な改善が見られ、位置による差は見られなかった。遠方参照アンテナを用いての補正ウェイトのプログラムによる逐次更新を行った。その結果、時間経過においても安定した、誤差の少ない受信を継続することができた。

目次

第 1 章	序論	1
1.1	背景および目的	1
1.2	アダプティブアレーの基本原理	2
1.3	FPGA の概要	4
第 2 章	受信機の概要	6
2.1	受信方式	6
2.1.1	ダイレクトコンバージョン方式	6
2.1.2	スーパーヘテロダイン方式	7
2.1.3	Software Defined Radio(SDR)	8
2.2	システムの構成	8
2.2.1	DBF 受信機	9
2.2.2	16 チャンネル A/D 制御 BOX の構成	9
2.3	IF サンプリングからの信号処理	12
2.3.1	Digital Down Conversion (DDC)	13
2.3.2	Numerical Controlled Oscillator (NCO)	13
2.3.3	ローパスフィルタ	14
第 3 章	受信特性の誤差補正法	15
3.1	誤差補正法の検討	15
3.1.1	IF 段での補正法	15
3.1.2	ベースバンドでの補正法	16
3.2	誤差の計測	18
3.3	受信システムの特性	19
3.3.1	振幅・位相誤差特性	20
3.3.2	到来方向推定への影響	21
3.4	デジタル誤差補正の実装	23
3.4.1	遠方の参照アンテナによる補正	23

3.4.2	近距離の参照アンテナによる補正	25
3.4.3	遠方の参照アンテナによるウェイトの逐次補正	31
3.5	まとめ	33
第 4 章	結論	34
	謝辞	35
	参考文献	36

第 1 章

序論

1.1 背景および目的

近年、移動体通信の発展はめざましいものがあり、さらなる需要が見込まれる。加えて音声通話のみならず、画像や動画といった容量の大きなファイルを通信するため、更なる通信路の広帯域化が望まれている。そのため、分割多重接続をどの視点で行うかが重要であり、空間 (SDMA)・時間 (TDMA)・周波数 (FDMA)・電力 (CDMA) などが挙げられる。その中で、空間分割多重接続 (SDMA) 方式は周波数利用効率の向上、移動体に効率良く電力を集中できるなど利点が多く、次世代移動体通信において大きな期待を持たれている [1][2]。

アダプティブアレーは空間を分割する技術として注目されている。この技術は、各アンテナ素子からの信号にアダプティブアルゴリズムを適用することにより指向性合成を行い、意図した方向にビームパターンを形成する [3]。アナログベースの技術は、コントロールが困難であり、設備が大きくなってしまいうなど問題を含んでいる。実装の複雑さや高いコストなどの障害は近年のデジタル信号処理技術によって解決されつつある [4]。

デジタル信号処理でビーム制御を行う DBF(Digital Beam Forming) アレーアンテナは、高速かつ高精度なビーム走査やアダプティブヌル形成が可能であり、DSP(Digital Signal Processor) 等信号処理プロセッサの高速化とともに、開発が進められている。

DBF アンテナを構成する各チャンネルにはそれぞれ素子アンテナ、給電線路、増幅器、ダウンコンバータ、A/D 変換器等からなるが、それらの特性差などから各チャンネルの振幅位相値の間にばらつきが生じてしまう。誤差要因としては、素子アンテナの工作誤差、増幅器やフィルタの特性差、ローカル信号のずれ、周囲の構造の影響など各アンテナ素子からデジタル信号に変換されるまでの間のアナログ部が大きいと考えられる。アナログ機器は特性が温度などから影響を受け時間的に変動する。このような時間変化をもつ DBF アレーアンテナでは、各チャンネルの位相振幅誤差を測定し、これを校正してアンテナパターンの劣化を抑えることが求められる。つまり、ビーム走査、低サイドローブ化、ヌルビーム形

成などの所望のアンテナパターンを実現するには、各チャネルの振幅位相値を校正処理する必要がある。現在まで多くの校正法の研究がなされている。比較表を表 1.1 に示す。

表 1.1: 校正法の研究の比較

	参照信号の多さ	近距離アンテナ	リアルタイムの検討	デジタル
[5]	多	×	×	×
[6]	多	×	×	×
[7]	少	注		×
[8]	少		×	×

ただし、[7]において、参照信号は送信部からの信号を方向性結合器で複数の受信部へ帰還させている。

これらの研究には、実際に補正するにあたり表の全てを満足する研究はない。本研究は実装の観点から参照信号を近距離から送信し、リアルタイム補正をデジタルで行う事を目標とする。なお、本実験では振幅比・位相差の観点から遠方とは 100λ 以上、近距離とは 5λ 以下とする。また、リアルタイム補正は誤差要因の変化スピードより早くなければならないので、運動によるひずみや風などからの振動を考慮して、ウェイトの更新を 1 秒程度にする必要があると考えられる。

本論文の構成を示す。2 章では A/D 制御 BOX を解説することによって、受信した信号が IF 段においてサンプリングされ、デジタル信号処理をされている事を示す。3 章では、IF 段とベースバンドにおける誤差補正法を検討する。実際に受信機の誤差とその時間変化を計測し、補正とそのリアルタイム性が必要なことを明らかにする。また、誤差補正の具体的な実装として遠方参照アンテナを用いる場合と近距離参照アンテナを用いる場合について検討を行い補正の有効性を確認する。遠方参照アンテナを用いての補正ウェイトのプログラムによる逐次更新を行い、誤差の少ない受信を継続することを確認する。4 章で本研究のまとめを述べる。

1.2 アダプティブアレーの基本原理

アレーアンテナを構成するためのアンテナ素子の配列法は直線状、平面状、曲面状などいろいろ考えられるが、ここでは K 素子よりなるリニア (直線状) アレーを考える。

今、電波 (平面波) がブロードサイドから測って角度 θ の方向から到来したとする。ベースライン上の基準点での受信信号を $E_0(t)$ と表し、各アンテナ素子の受信特性は等しいとすると、 k 番目のアンテナ素子に誘起する電圧は次式で与えられる。

$$E_k(t) = E_0(t - \tau_k) \quad (k = 1, 2, \dots, K) \quad (1.1)$$

$$\tau_k = \frac{d_k \sin \theta}{c} \quad (1.2)$$

ここに、 c は伝播速度、 d_k は基準点より測った k 番目の素子の位置である。さらに、受信信号がアレー開口長 $|d_K - d_1|$ に対して十分狭帯域、すなわち帯域幅を Δf とすれば、

$$2\pi\Delta f \frac{|d_K - d_1|}{c} \ll 1 \quad (1.3)$$

であれば、 f を搬送波周波数として、 $E_0(t - \tau_k) \cong E_0(t) \exp(-j2\pi f \tau_k)$ とおくことができる。このとき式 (1.1) の第 k 素子の受信電圧は

$$E_k(t) = E_0(t) \exp(-j2\pi f \tau_k) \quad (1.4)$$

$$= E_0(t) \exp(-j2\pi f \frac{d_k}{c} \sin \theta) \quad (1.5)$$

$$= E_0(t) \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} d_k \sin \theta) \quad (1.6)$$

と表される。ここに、 $\lambda = c/f$ は搬送波の波長である。

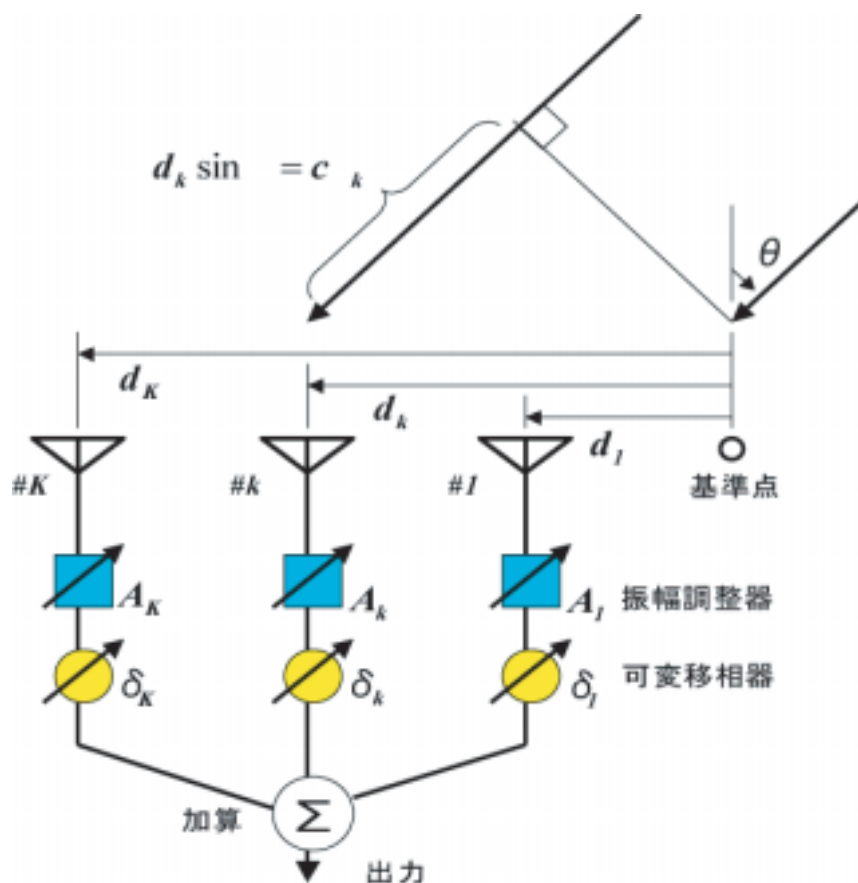


図 1.1: K 素子リニアアレーアンテナ

図 1.1 のように各素子の出力をそれぞれ振幅調整器 (増幅器または減衰器) と可変移相器を経て加算すると、合成出力 $E_{\text{sum}}(t)$ は

$$E_{\text{sum}}(t) = E_0(t) \sum_{k=1}^K A_k \exp(-j2\pi f \frac{d_k}{c} \sin \theta + j\delta_k) \quad (1.7)$$

$$= E_0(t)D(\theta, f) \quad (1.8)$$

$$D(\theta, f) \triangleq \sum_{k=1}^K A_k \exp\{-j(2\pi f \frac{d_k}{c} \sin \theta - \delta_k)\} \quad (1.9)$$

となる。ここに、 A_k 、 δ_k はそれぞれ k 番目の素子に掛けられる重み (実数) と移相量である。 δ_k は所望の受信信号の到来方向と素子の位置に応じて決められるが、ある角度 θ_0 方向から到来する信号 (所望信号) を受信したい場合は、一般に移相量を

$$\delta_k = 2\pi f \frac{d_k}{c} \sin \theta_0 = \frac{2\pi}{\lambda} d_k \sin \theta_0 \quad (1.10)$$

と選ぶ。すなわち、所望信号に関して移相器の出力での位相が各チャンネルにわたって揃うように定められる。それ以外の方向では、各チャンネルの出力のチャンネルが一致せず、互いにある程度の相殺が行われる。このようにアレーアンテナを用いると所望信号に対する利得が上がる。ただし、 d_k が大きい場合には、

$$2\pi f \frac{d_k}{c} \sin \theta_{gm} - \delta_k = 2m\pi \quad (m = \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (1.11)$$

を満足するような角度 $\theta_{gm} (\neq \theta_0)$ でも同相になって加算されるので、大きなアレー応答値を生ずる。これはグレーティングローブ (grating lobe) と呼ばれ、設計の段階で防止策がとられるのが普通である。

式 (1.9) の絶対値 $|D(\theta, f)|$ を角度 θ の関数として表したものは指向性パターンと呼ばれ、その最大値周辺をメインローブ (main lobe) と呼ぶ。その他にも局所的に極大値がいくつも存在するが、これらはサイドローブ (side lobe) と呼ばれる。また、ローブとローブの間の零点をヌル (null) という。

アンテナ素子が等間隔に配置されているときには、式 (1.7) は整次多項式の形となるので、数学的な手段を利用して A_k 、 δ_k を選ぶことにより、指向性パターンにおいて、サイドローブを全体的に低くしたり、あるいは特定の強力な不要波に対してその到来方向の応答値を零にしたりすることが可能である。しかし、到来する電波の到来方向が未知であったり、または変化する場合には、何らかの学習を行って得られた情報を利用し、最適の特性を作りあげることが必要になる。このような思想を背景にして生まれたシステムがアダプティブアレーである。

1.3 FPGA の概要

本研究で用いた A/D 制御 BOX にはデジタル信号処理を行うために FPGA により回路を構成する。このセクションでは FPGA の概要について述べる。

デジタル信号処理を行う LSI として FPGA (Field Programmable Gate Array) がある。FPGA は、内部の論理回路をユーザーが自由に変更できる。FPGA は論理ブロックとそ

れらを接続する配線および接続スイッチで構成されていて、配線の結線情報をプログラムして任意の回路を作る。構成を図 1.2 に示す。プログラムは HDL(Hardware Discription Language)で行う。本研究では VHDL を用いている。

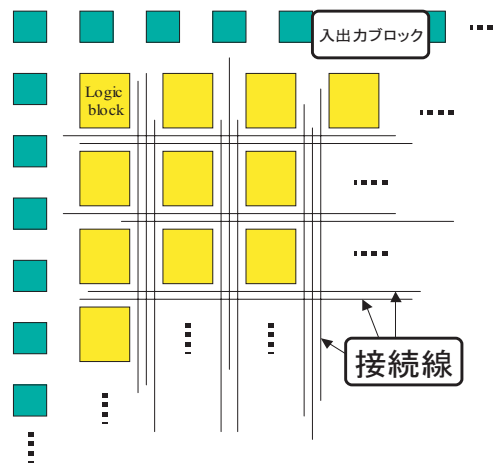


図 1.2: FPGA の構成

DSP(Digital Signal Processor) と ASIC(Application Specific Integrated Circuit) との違いを表 1.2 に示す。

表 1.2: FPGA、DSP、ASIC の違い

	FPGA	DSP	ASIC
言語	HDL 言語 (VHDL, VerilogHDL)	C 言語, アセンブラ	HDL 言語
パフォーマンス	高速 (ASIC に劣る)	低速	高速
並列処理	可	不可	可
柔軟性	(コンパイルが遅い)		× (書き換え不可)

DSP は並列処理ができないためにアレーアンテナにおいてリアルタイム処理をするのが困難である。ASIC は処理能力は高いが論理回路の変更ができない。一方、FPGA は論理回路の変更ができ、希望の回路を作ることができる。

第 2 章

受信機の概要

この章では、受信方式の検討を行い実験に用いた受信系を解説していく。アナログ・デジタル変換機 (Analog to Digital Converter, ADC) 制御 BOX を主に解説する。A/D 制御 BOX のハードウェア構成と IF 段でのサンプリングからの信号処理を解説する。

2.1 受信方式

2.1.1 ダイレクトコンバージョン方式

RF 信号を直接ベースバンドに変換をする方式で、中間周波数 (IF) に対してのフィルタやミキサを省略することができるため小型化、集積化に適している。モデル図を図 2.1 に示す。しかし、RF 周波数と LO 周波数が同一であるため、LO の電流が RF ミキサを経由して増幅されてしまい、DC 成分により信号のレベルが全体的に上にシフトする。そのため A/D, D/A のダイナミックレンジを有効利用できない DC オフセットという現象が生じる。また、IF 段を省いたために AGC (自動利得制御) を含め、回路全体を高い周波数で動作させねばならない [9]。

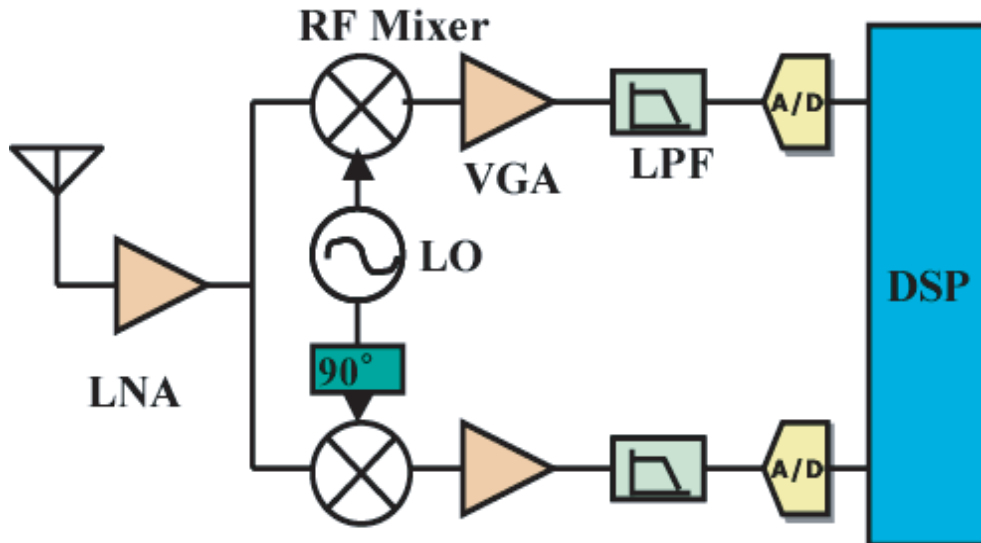


図 2.1: ダイレクトコンバージョン方式

2.1.2 スーパーヘテロダイン方式

現在主流の受信方式であり、搬送波 (RF) と局部発振器 (LO) をミキサに入力し周波数 $f_{RF} - f_{LO}$ となる中間周波数 (IF) にまで落とす。さらにこの IF を増幅回路により増幅する。この操作を数回繰り返すことにより所望の周波数に変換して所望の信号を得る方式である。この方式は、受信信号をいったん IF 信号に変換することによって、広い動作周波数範囲を要する回路を最小限に抑え、安定動作と選択特性の改善を図っている。雑音特性や安定性に優れているが、IF 段が複数必要であり、さらに IF フィルタの小型化が困難であるため、回路規模が大きくなってしまいう欠点がある。

Low-IF 方式

構成要素的にはスーパーヘテロダイン方式と変わらないが、IF 周波数をより低くすることで一般的なスーパーヘテロダイン方式では 3 段程度必要とする IF 段の段数を減らすことができる。そのため部品数を削減することができ、小型化を図ることができる。また、RF 周波数と LO 周波数が非常に近い周波数なので、回路の整合などの面からも同一周波数と考えて設計を行うことが可能であるという利点があり、ダイレクトコンバージョンにおける最大の問題点である DC オフセットによる影響も小さくてすむ [10]。

以上から本研究では、Low-IF 方式を用いて比較的低い IF 周波数を直接サンプリングし、デジタルでダウンコンバートすることによりベースバンド I,Q 信号を得る方式とした。そのためモデル図 2.2 に示すようにシンプルになる。

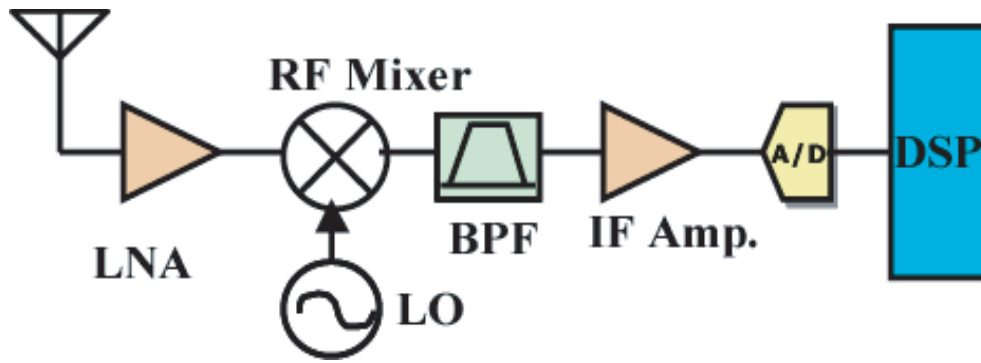


図 2.2: Low-IF 方式

2.1.3 Software Defined Radio(SDR)

SDRとはアンテナ受信信号をRF段においてサンプリングする理想的なアーキテクチャーである。アナログ素子をできる限り排しているため雑音特性や安定動作に優れ、ダウンコンバートをデジタルで行うためフィルタやミキサが必要なく受信システムの小型化が期待できる。また、ソフトウェアでの動作であるため、様々な周波数に対しても独立した受信装置を必要としないため、複数の周波数帯を持つマルチバンド移動体通信の実装において適している。しかし、RF信号を直接サンプリングするので、超高速のA/D変換器が必要となり実現が難しい。

2.2 システムの構成

本研究で使用した受信システムの構成を図 2.3 に示す。

アレーアンテナで受信したRF(Radio Frequency)信号をアナログ部のDBF受信機でIF(Intermediate Frequency)帯域まで周波数変換する。アナログIF信号をA/D変換機を用いてデジタルIF信号に変換する。デジタルダウンコンバート(DDC)をFPGAで行いベースバンドのI,Q信号を得る。補正などの必要にあわせてさらに信号処理を施しCPUからPCに送られる。

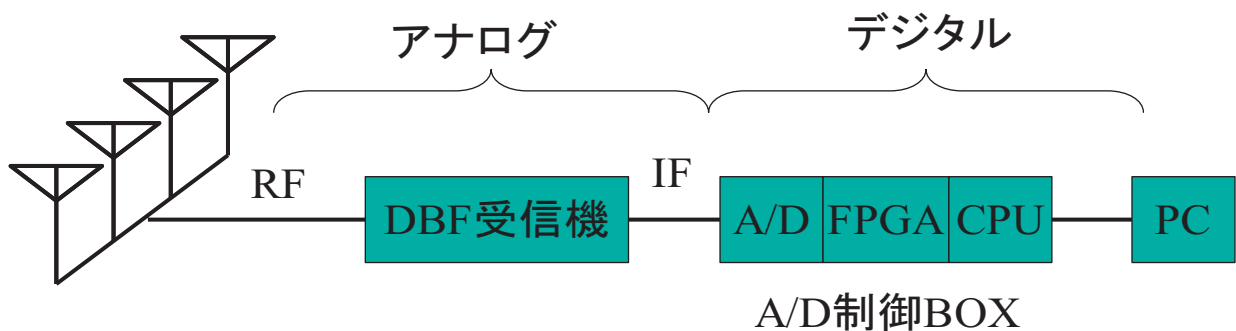


図 2.3: システムの構成

2.2.1 DBF 受信機

DBF 受信機の校正回路を含めたシステム構成を図 2.4 に示す。アレーブランチの各アンテナ素子から受信された信号を、増幅器と周波数変換器を通じて、IF 信号として出力する [11]。

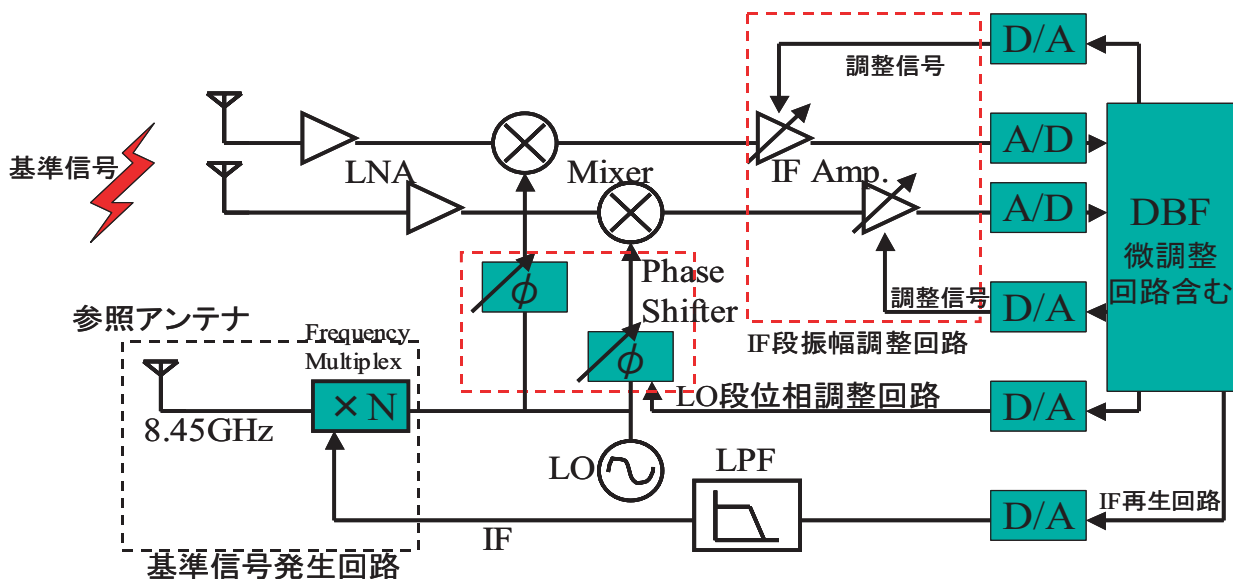


図 2.4: DBF 受信機の構成

2.2.2 16チャンネル A/D 制御BOXの構成

16チャンネル A/D 制御BOXの概観を図 2.5 に示す。大きく3つの部分から構成されている。ブロック図を図 2.6 に示す。



図 2.5: A/D 制御 BOX の概観

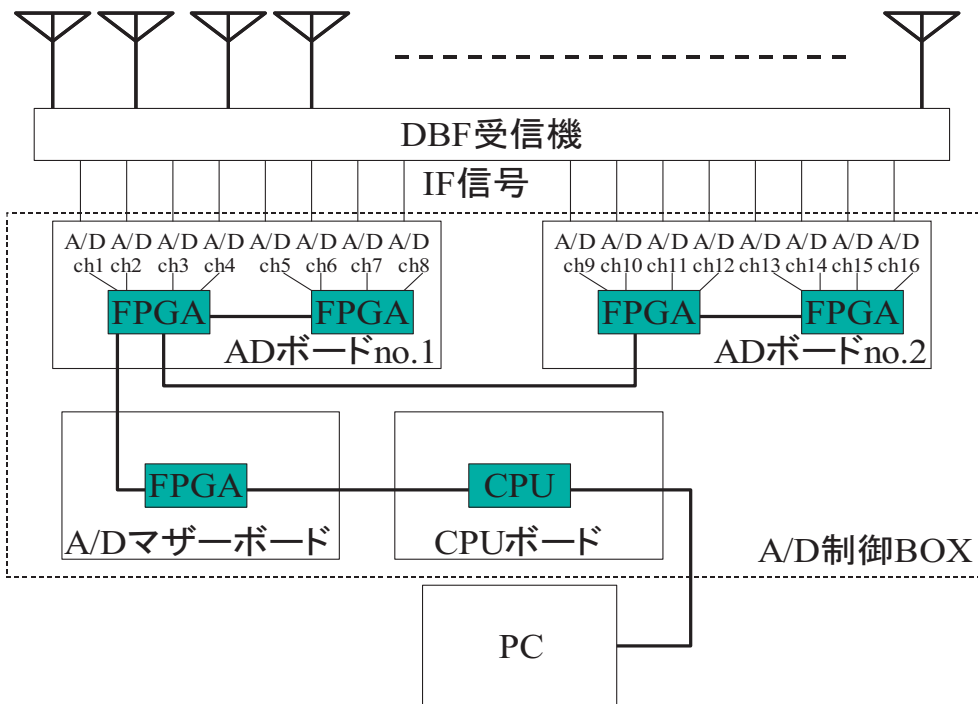


図 2.6: A/D 制御 BOX のブロック図

A/D ボード

アナログ信号をデジタル信号に変換し、デジタルダウンコンバート (DDC) 等基礎的信号処理を行っている。A/D 変換器はアナログ信号を 12bit のデジタル信号に変換する。最大

サンプリング周波数は 40MHz である。1 枚のボードで 8 チャンネル A/D 変換ができる。写真を図 2.7 に示す。

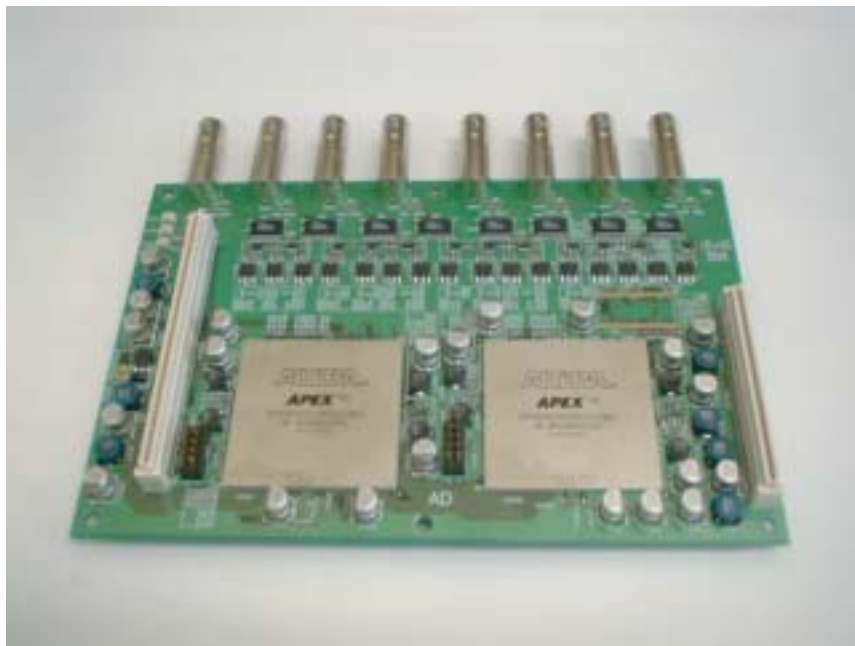


図 2.7: A/D ボードの概観

A/D マザーボード

アダプティブ処理アルゴリズムの計算などを行うための FPGA があり、A/D ボードの FPGA の制御も行っている。概観を図 2.8 に示す。



図 2.8: AD マザーボードの概観

CPU ボード

A/D 制御 BOX の制御を行っている。デバイスは Hitachi SH4 200MHz である。制御用 OS として NetBSD を用いている。PC とのインターフェースとして TCP/IP Ethernet port(100Base-T) が付属している。概観を図 2.9 に示す。



図 2.9: CPU ボードの概観

2.3 IF サンプリングからの信号処理

本研究で用いた A/D 制御 BOX は最大サンプリング周波数 40MHz である。そこで、4 倍オーバーサンプリングを行うと考えると、10MHz の IF 周波数まで許容できる。10MHz の IF 信号と想定すると IF 信号を直接デジタル化し、従来ベースバンドでのサンプリングと比べてアナログミキサーとローパスフィルターを除去することができる。しかし IF 信号であるため、ダウンコンバートをしてベースバンド帯にまで周波数変換しなければならない。本研究では NCO・ミキサー・ローパスフィルターをデジタルで実装することによりデジタルダウンコンバート (DDC) を実現した。このセクションではデジタルダウンコンバート (DDC) の構成を解説する。

2.3.1 Digital Down Conversion (DDC)

IF 周波数を 10MHz と想定すると、A/D 変換機のサンプリング周波数 40MHz で 4 倍オーバーサンプリングを行うことができる。その信号を図 2.10 のようなデジタルダウンコンバート (DDC) でベースバンド信号 I, Q を得る。

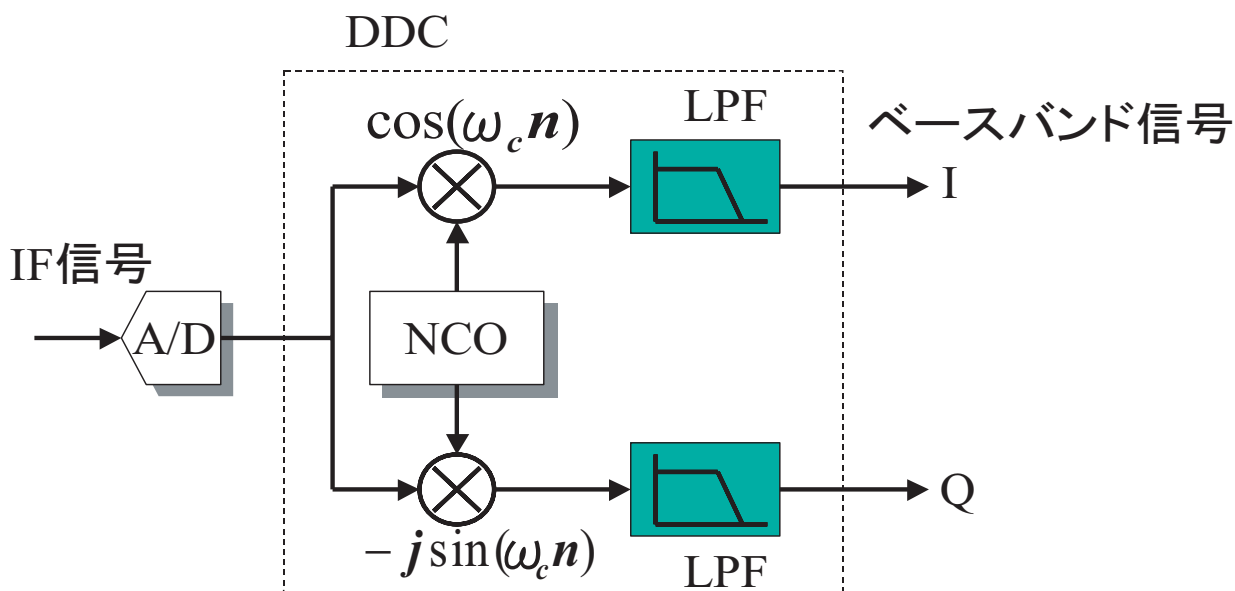


図 2.10: DDC の構成

2.3.2 Numerical Controlled Oscillator (NCO)

図 2.10 に示したように、DDC では $\sin \cos$ 信号を生成する NCO と、IF デジタル信号と NCO により生成された信号を掛け合わせるミキサーが必要である。4 倍オーバーサンプリングであるため、ローカルとしては図 2.11 のように $\cos \omega n = \{1, 0, -1, 0\}$, $-\sin \omega n = \{0, -1, 0, 1\}$ とシンプルに NCO で実装できる。

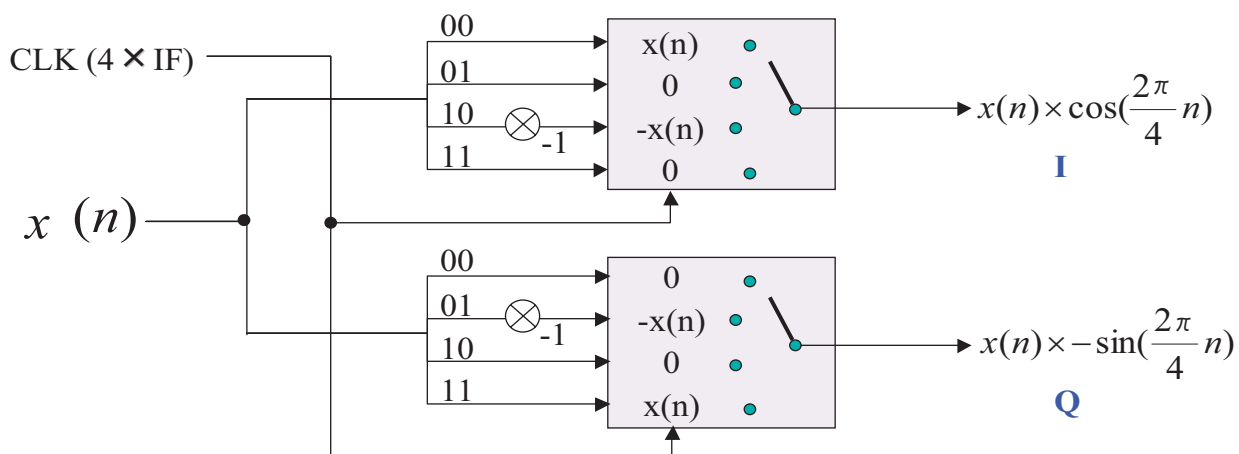


図 2.11: NCO の構成

2.3.3 ローパスフィルタ

NCO とミキサーでベースバンド IQ 信号に変換されたが、スイッチングでのダウンコンバージョンであるため、高調波成分が残っている。これを DDC 内部のローパスフィルタで除去し、ベースバンド IQ 信号を得ている。このフィルタは 8 タップであり、次式で表される。

$$y(n) = \sum_{n=1}^8 h(n)x(n) \quad (2.1)$$

ここで、 $y(n)$ は出力、 $x(n)$ は入力、 $h(n)$ はインパルス応答であり、 $h(n)$ の特性を図 2.12 に示す。10MHz で利得の落ちるローパスフィルタである。

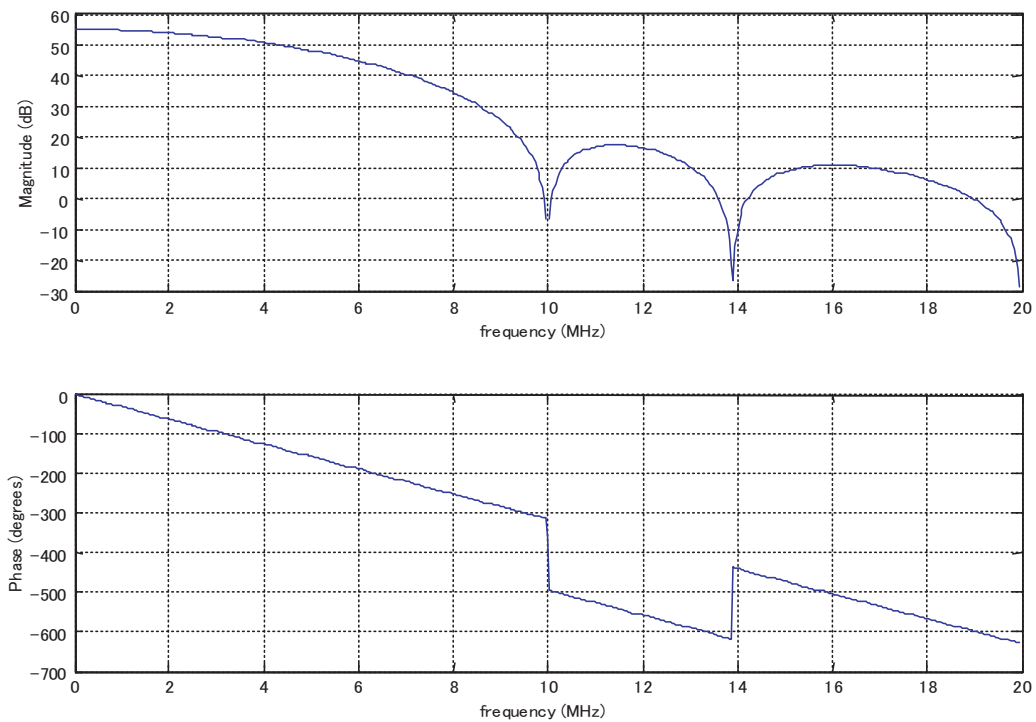


図 2.12: ローパスフィルタのインパルス応答

第 3 章

受信特性の誤差補正法

アンテナをアレイ化するにあたって、個々のチャネルの誤差を考慮する必要がある。受信系には様々な特性があり、同じ条件で受信した信号でも同じような出力にはならない。そのためアダプティブアレイの適切な処理を行う際に信頼性を失う。この章では、前章で解説した受信機を用い、誤差を補正するための各種方法や、その実験結果を示し、誤差補正の有効性を示す。

3.1 誤差補正法の検討

3.1.1 IF 段での補正法

この補正法は、入力アナログ IF 信号を A/D 変換した後、DDC する際に補正する方法である。

入力 IF 信号を $x(n)$ とすれば出力ベースバンド信号 $\tilde{x}(n)$ は

$$\tilde{x}(n) = e^{-j\omega n} x(n) \quad (3.1)$$

と表される。ここで、 ω はローカル信号としての周波数であり、NCO により実装される。

受信機の誤差が $Ae^{j\phi}$ としてある場合、それを補正する手段として NCO により補正することが考えられる。

$$\tilde{x}(n) = x(n)e^{-j\omega n} \frac{1}{A}e^{-j\phi} \quad (3.2)$$

つまり、NCO の生成する信号に $\frac{1}{A}e^{-j\phi}$ 乗じる。ブロック図を図 3.1 に示す。この方法は NCO の値を変えることから、NCO が $\{1,0,-1,0\}$ のシンプルなものではなく、FPGA への実装が難しい。

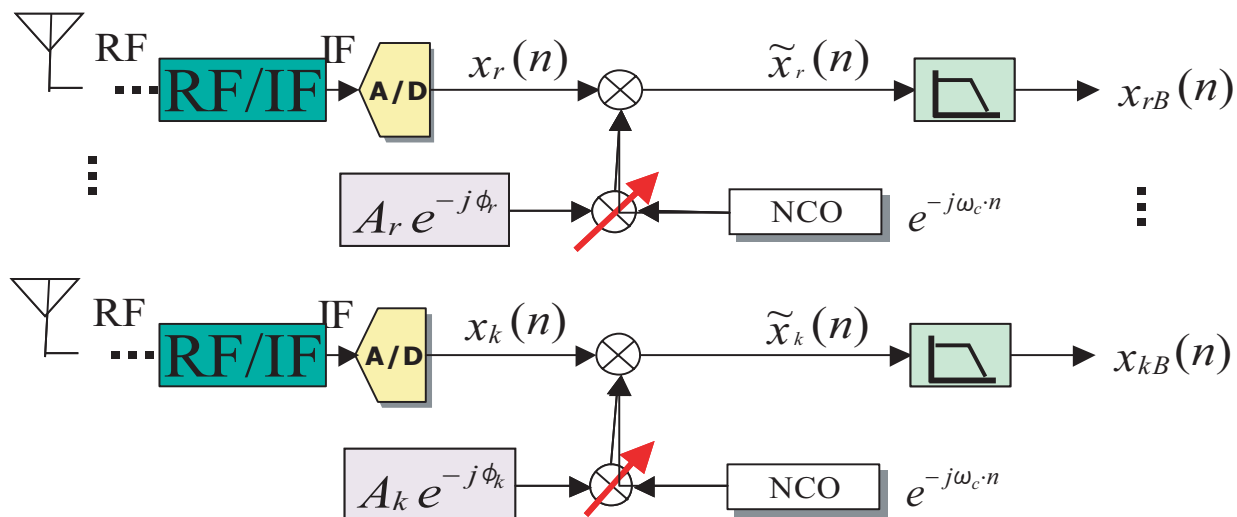


図 3.1: IF 段における補正

3.1.2 ベースバンドでの補正法

受信信号の振幅と位相を調整する方法として、図 1.1 のように直接、振幅調整器と移相器を用いることも考えられるが、 90° ハイブリッドを用いて、同相成分 (複素数の実部に相当) と直交成分 (複素数の虚部に相当) に分け、それぞれの振幅を独立に調整し合成する方法が一般的によく用いられる。図 3.2 に第 k 素子における 90° ハイブリッドと重み付け (ウェイト) 構成を示す。 90° ハイブリッドからの出力信号を $x_{I_k}(t)$ 、 $x_{Q_k}(t)$ で表すと、 90° ハイブリッドへの入力信号は $\sqrt{2}x_{Ik}(t)$ と表される。また、このチャンネルの合成出力を $y_k(t)$ で表す。

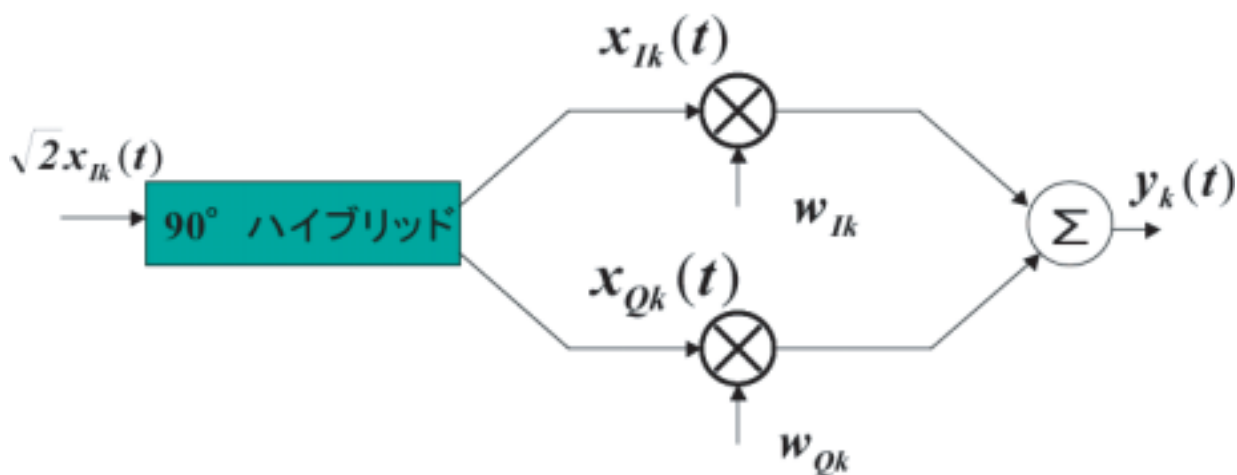


図 3.2: 90° ハイブリッドとウェイト構成

90°ハイブリッドは広帯域ハイブリッドであると仮定すると次式の関係式を得る。

$$x_{Qk}(t) = \hat{x}_{Ik}(t) \quad (3.3)$$

ここに、 $\hat{}$ は位相を90°遅らせることを表す。例えば、 $x_{Ik}(t) = \cos \omega t$ であれば、 $x_{Qk}(t) = \sin \omega t$ となる。そこで、複素信号 $\tilde{x}_k(t)$ と複素ウェイト \tilde{w}_k を次のように定義する。

$$\tilde{x}_k(t) = x_{Ik}(t) + jx_{Qk}(t) = x_{Ik}(t) + \hat{x}_{Ik}(t) \quad (3.4)$$

$$\tilde{w}_k = w_{Ik} + jw_{Qk} \quad (3.5)$$

式(3.4)が信号の複素表現である。同様に、 $y_k(t)$ の複素表現は次式で与えられる。

$$\tilde{y}_k(t) = y_k(t) + j\hat{y}_k(t) \quad (3.6)$$

さて、 k 番目のチャネルからの出力 $y_k(t)$ に着目しよう。から、

$$y_k(t) = w_{Ik}x_{Ik}(t) + w_{Qk}x_{Qk}(t) \quad (3.7)$$

と表される。さらに、 $y_k(t)$ の位相を90°遅らせた信号は

$$\hat{y}_k(t) = w_{Ik}\hat{x}_{Ik}(t) + w_{Qk}\hat{x}_{Qk}(t) \quad (3.8)$$

と表される。式(3.3)の関係および

$$\hat{x}_{Qk}(t) = \hat{\hat{x}}_{Ik}(t) = -x_{Ik}(t) \quad (3.9)$$

から、式(3.8)は

$$\hat{y}_k(t) = w_{Ik}x_{Qk}(t) - w_{Qk}x_{Ik}(t) \quad (3.10)$$

となる。それ故、解析信号 $\tilde{y}_k(t)$ は以上より次式のように表される。

$$\tilde{y}_k(t) = y_k + j\hat{y}_k \quad (3.11)$$

$$= w_{Ik}x_{Ik}(t) + w_{Qk}x_{Qk}(t) + j[w_{Ik}x_{Qk}(t) - w_{Qk}x_{Ik}(t)] \quad (3.12)$$

これは式(3.4)、(3.5)の $\tilde{x}_k(t)$ 、 \tilde{w}_k の定義から明らかなように

$$\tilde{y}_k(t) = \tilde{w}_k^* \tilde{x}_k(t) \quad (3.13)$$

とかける。ただし、上添字*は複素共役を表す。従って、 k 素子のアレーに対しては、その出力信号の解析的表現は次のように表される。

$$\tilde{y}(t) = \sum_{k=1}^K \tilde{y}_k(t) = \sum_{k=1}^K \tilde{w}_k^* \tilde{x}_k(t) \quad (3.14)$$

このように 90°ハイブリッドを用いれば、可変移相器を用いることなく位相を回転させることができる。この考えを用いれば遅延に起因する位相の回転を補正するのが容易にできる。

A/D 制御 BOX ではベースバンドにおいて IQ 信号を得ることができる。ブロック図を図 3.3 に示す。

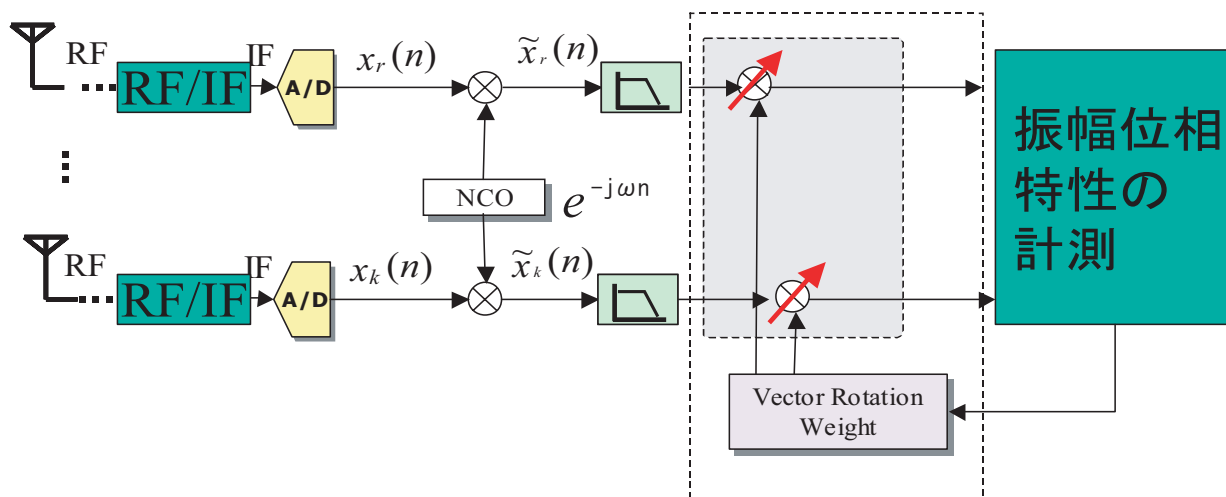


図 3.3: ベースバンドにおける補正

3.2 誤差の計測

補正をするためにはその誤差を計測しなければならない。1ch で受信した参照信号を $A_1 e^{j\theta_1}$ とし基準信号とする。kch で受信した参照信号 $A_k e^{j\theta_k}$ の基準信号に対する誤差は

$$\frac{A_k e^{j\theta_k}}{A_1 e^{j\theta_1}} = \frac{A_k}{A_1} e^{j(\theta_k - \theta_1)} \quad (3.15)$$

となり、振幅比と位相差という形で誤差を表現できる。

ベースバンドにおいては、I, Q 信号で考えることができるので、

$$\frac{A_k e^{j\theta_k}}{A_1 e^{j\theta_1}} = \frac{I_k + jQ_k}{I_1 + jQ_1} \quad (3.16)$$

$$= \frac{(I_1 I_k + Q_1 Q_k) + j(I_1 Q_k - I_k Q_1)}{I_1^2 + Q_1^2} \quad (3.17)$$

よって振幅比は $\frac{\sqrt{I_k^2 + Q_k^2}}{\sqrt{I_1^2 + Q_1^2}}$ 、位相差は $\tan^{-1} \frac{I_1 Q_k - I_k Q_1}{I_1 I_k + Q_1 Q_k}$ として求めることができる。

3.3 受信システムの特性

このセクションでは受信機の誤差とその時間変化を計測し、補正とそのリアルタイム性が必要なことを明らかにした。

本測定では、まず周波数 8.45GHz 帯の 8 素子パッチアレーアンテナを製作した [12]。次に電波暗室において #1 に対する #2 ~ #8 の振幅比・位相差を求めた。また、測定を 6 時間にわたって行い、特性の時間変動を求めた。

図 3.4 に直線配列アレーアンテナ間の振幅比・位相差を調べるための測定環境を示す。遠方の参照アンテナを仮定して電波暗室内に設置したログペリアンテナから表 3.1 に示す参照信号を送信する。その信号を表 3.2 の受信機で受信し振幅比・位相差を得た。

なお、遠方とは全てのアンテナ素子が 1° 以内の到来方向誤差におさまる範囲として 8 素子の場合 $100\lambda(3.55\text{m})$ 以上とする。本実験では受信パッチアンテナから送信ログペリアンテナまで 4m であった。

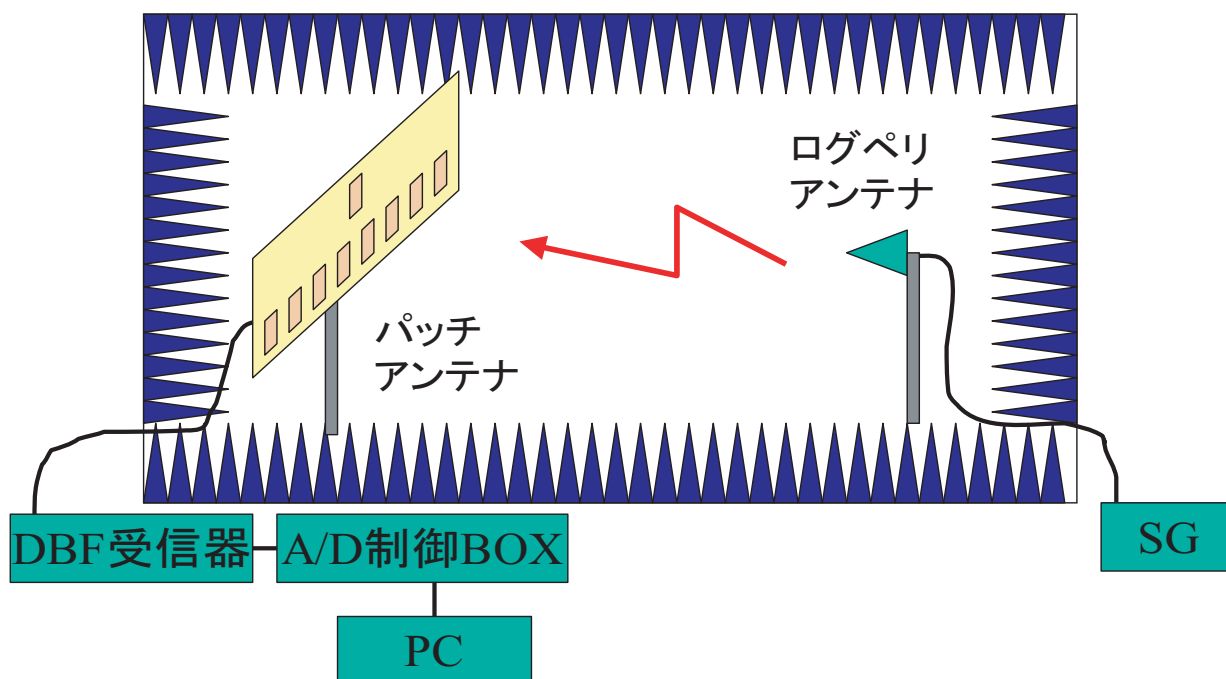


図 3.4: アレーアンテナ間の振幅比・位相差測定環境

表 3.1: 参照 (送信) 信号

波形	正弦波
キャリア周波数	8.45GHz
IF 周波数	10MHz
ベースバンド周波数	1MHz
送信周波数	8.461GHz

表 3.2: 受信機

パッチアレーアンテナ	
素子数	8 素子
素子間隔	0.5 λ
DBF 受信機	RF \Rightarrow IF (8.461GHz \Rightarrow 11MHz)
A/D	
サンプリング周波数	40MHz
DDC	IF \Rightarrow ベースバンド I,Q (11MHz \Rightarrow 1MHz)

3.3.1 振幅・位相誤差特性

いったん手動での校正を行ってから、振幅比・位相差特性を6時間にわたって測定した。図 3.5 に振幅比特性を、図 3.6 に位相差特性を示す。6 時間の間に、振幅比が 1.05 ~ 0.9 倍 (0.2dB ~ -0.46dB)、位相差が 6 ° ~ -2 ° に誤差が拡大した。また、手動での校正は位相差 2 ° ~ 3 ° の誤差を持ってしまう。

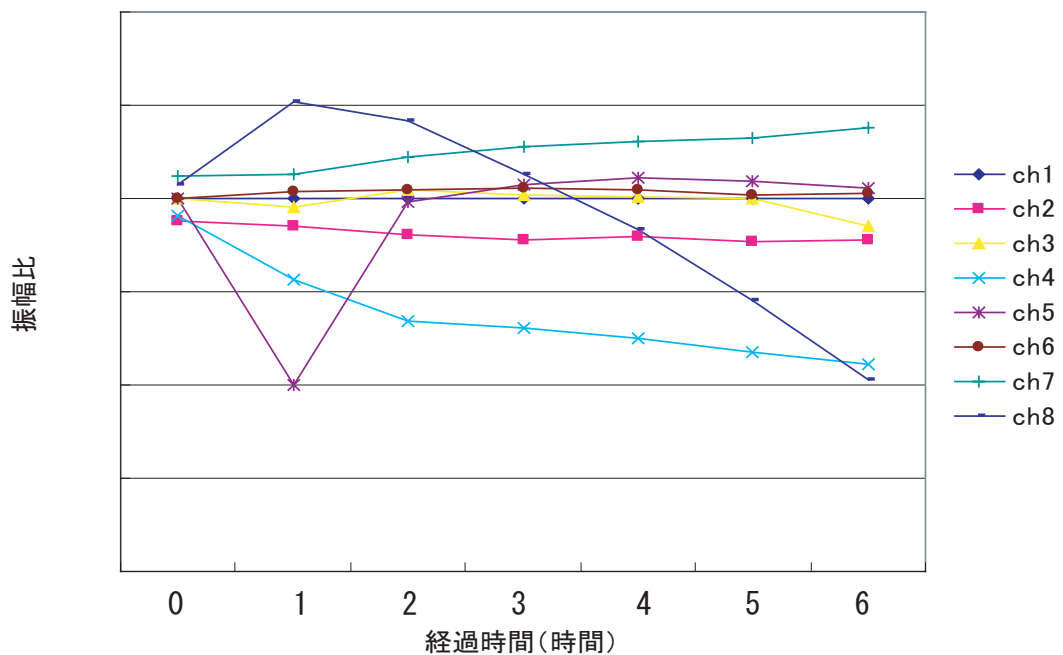


図 3.5: 受信機の振幅比特性の時間変動

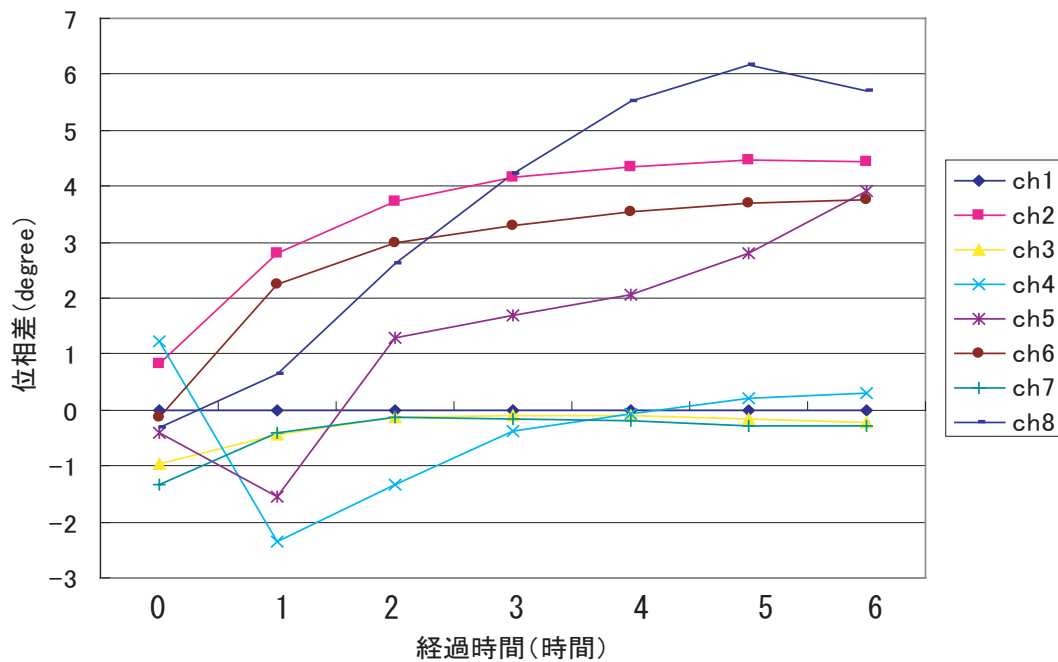


図 3.6: 受信機の位相差特性の時間変動

3.3.2 到来方向推定への影響

6 時間後の特性をもとに Root-MUSIC 法を用いて到来方向推定をおこなった。

表 3.3: Root-MUSIC

素子数	8 素子
素子間隔	0.5λ
到来波数	1 波
到来角	0°
SNR	20dB
スナップショット数	10 回
推定回数	2000 回

結果を図 3.7 に示す。推定角度の平均値は -0.1843° で分散は 0.0052 であった。

次に、図 3.8 に位相特性が 1° ずつ段階的に遅延 (合計 7° の位相差) している場合の到来方向を示す。推定角度の平均値は -0.3887° であった。

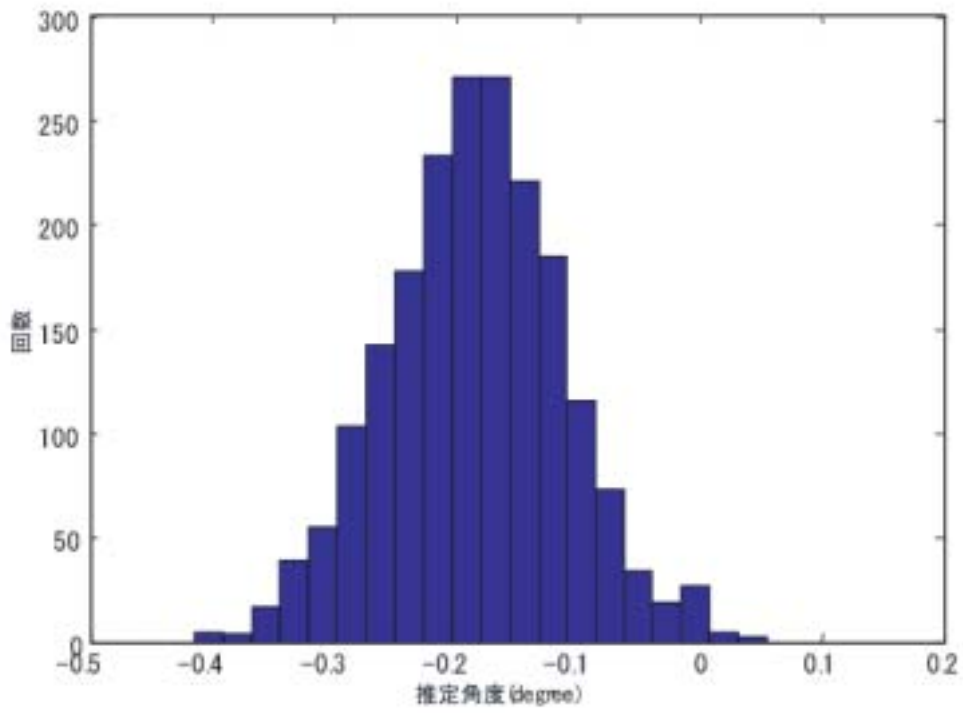


図 3.7: 到来方向推定

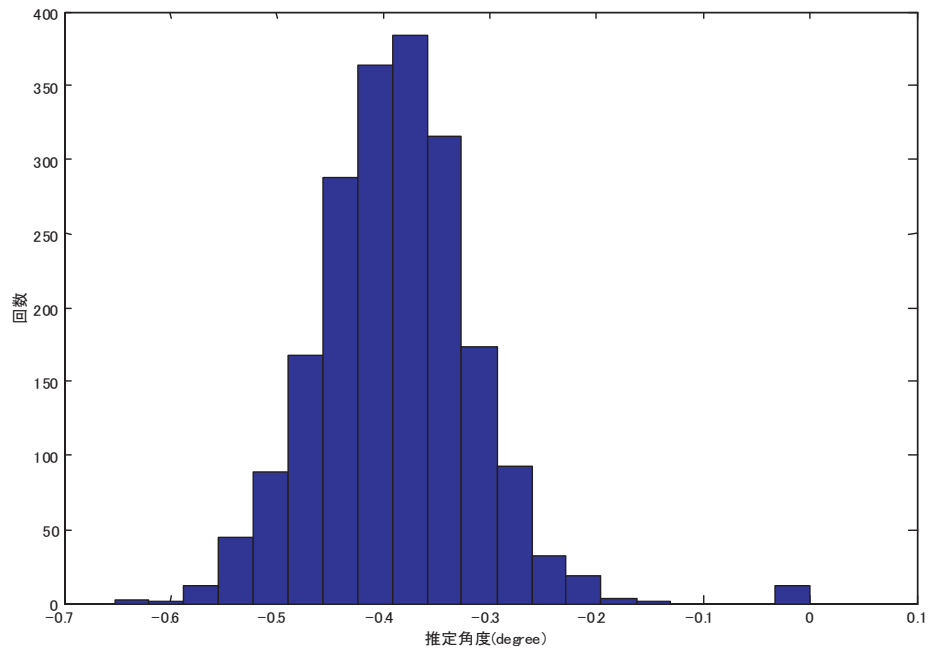


図 3.8: 特性が悪いときの到来方向推定

3.4 デジタル誤差補正の実装

前セクションでは受信機の誤差とその時間変化を計測し、補正とそのリアルタイム性が必要なことを明らかにした。このセクションでは具体的な実装方法とその結果を示し、補正の有効性を確認した。

3.4.1 遠方の参照アンテナによる補正

遠方の信号 X を受信するときの特性関数を H とすると、受信信号 Y は

$$Y = HX \quad (3.18)$$

となる。ここで、遠方の参照アンテナからの特性関数 H がいつでも入手できるならばそれで信号 Y を補正できる。

$$Z = \frac{1}{H}Y \quad (3.19)$$

$$= X \quad (3.20)$$

具体的には計測した振幅比・位相差を用いて

$$\frac{1}{H} = \frac{1}{Ae^{j\theta}} \quad (3.21)$$

$$= \frac{1}{A} \cos(-\theta) + j \frac{1}{A} \sin(-\theta) \quad (3.22)$$

と I,Q のウェイトを計算し、受信信号にかけて補正している。(3.1.2 ベースバンド段での補正法 (p.16) 参照)

振幅・位相誤差特性の改善

振幅比・位相差の測定を補正前と補正後で比較する。振幅比特性の改善を図 3.9 に、位相差特性の改善を図 3.10 示す。補正後は振幅比 0.9998 ~ 1.002 倍 (-0.0008dB ~ 0.009dB)、位相差 -0.145 ° ~ 0.129 ° と大幅に改善した。

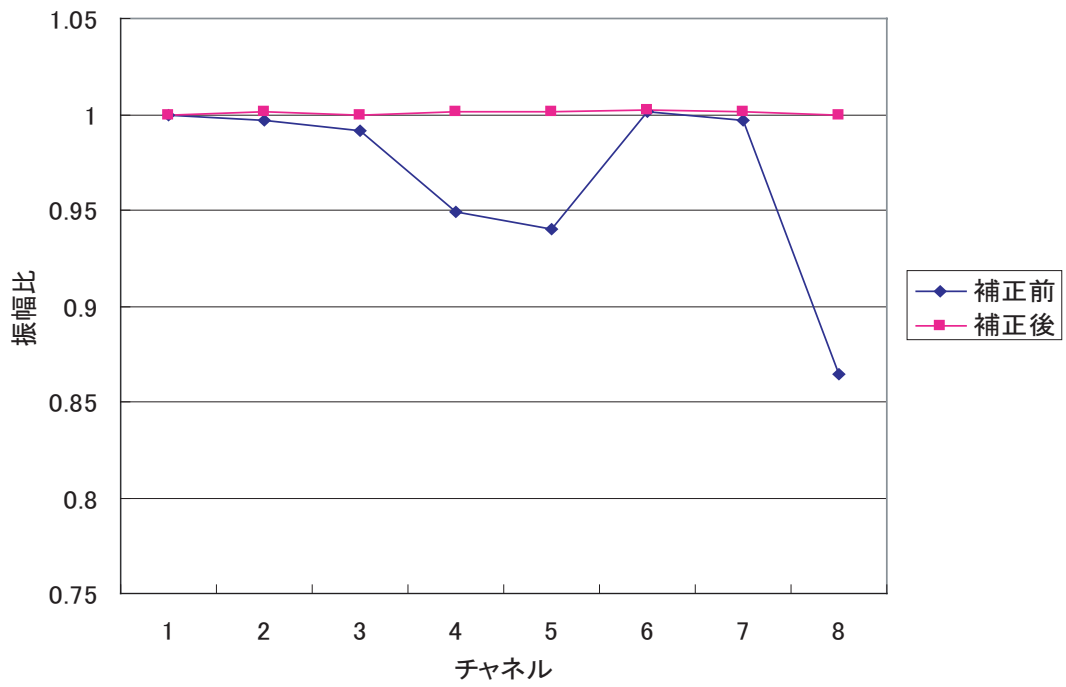


図 3.9: 遠方参照アンテナによる振幅比特性の改善

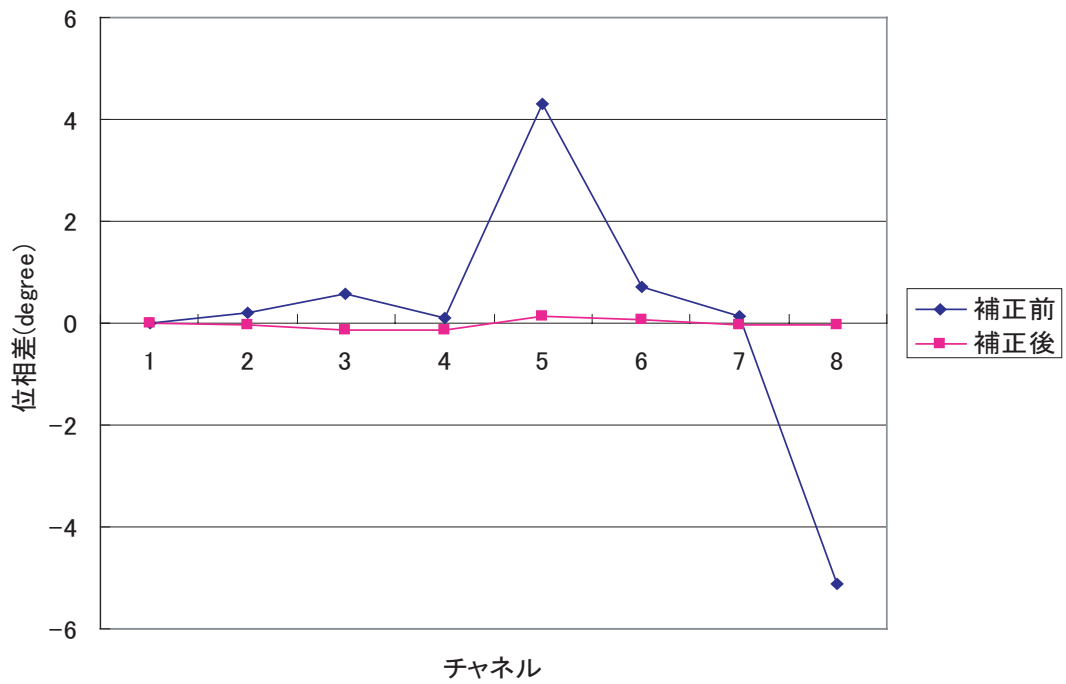


図 3.10: 遠方参照アンテナによる位相差特性の改善

到来方向推定の改善

改善した特性をもとに表 3.3(p.21) で Root-MUSIC 法による到来方向推定を行った。推定角度の平均値は -0.0515° 、分散は 0.0045 と改善した。

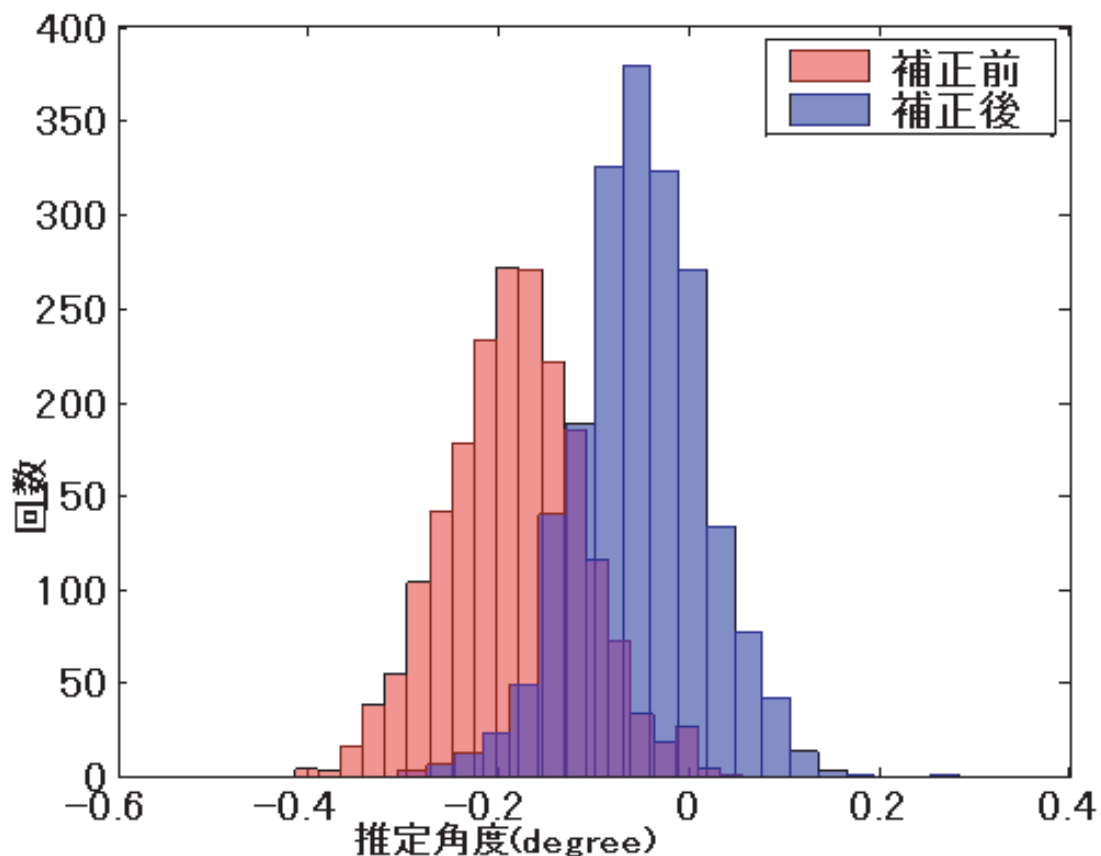


図 3.11: 遠方参照アンテナによる到来方向推定の改善

3.4.2 近距離の参照アンテナによる補正

遠方参照アンテナに比べて、近距離の参照アンテナを用いることで校正システムの外形がシンプルになり、外的要因が少なく精度の高い校正を行うことができる。

なお、近距離とは参照アンテナからの到来方向の誤差が最大 20° を超えてしまう領域として 5λ 以下とする。

遠方の信号 X を受信するときの受信機の特性格関数を H_{far} とすると、受信信号 Y は

$$Y = H_{far}X \quad (3.23)$$

ある一定時間が経過して、時間変動による受信機の特性格関数を H_{Δ} とすると、受信信号 Y

は

$$Y = H_{far}H_{\Delta}X \quad (3.24)$$

となる。ある時間の受信機の誤差は距離に関わらず、 H_{Δ} であるから、そのときの近距離信号による特性関数は $H_{near}H_{\Delta}$ となり、 H_{far}/H_{near} をかければ遠方信号 X を受信するときの受信機の特性関数 $H_{far}H_{\Delta}$ となる。

$$H_{near}H_{\Delta} \frac{H_{far}}{H_{near}} = H_{far}H_{\Delta} \quad (3.25)$$

つまり、近距離信号からの特性関数 H_{near} と遠方信号からの特性関数 H_{far} の組さえ既知なら、近距離信号のみで誤差補正できる。

また、それで受信信号 Y を補正すると出力信号 Z は

$$Z = \frac{1}{H_{far}H_{\Delta}}Y \quad (3.26)$$

$$= X \quad (3.27)$$

と受信機の誤差のない信号を出力することができる。つまり、1回の近距離・遠距離の参照信号を計測し比例係数を求めることで、以後近距離の参照信号のみでよい。

本実験では、近距離参照アンテナとしてパッチアンテナを用いた。位置はパッチアレーアンテナから 1λ 上方である。写真を図 3.12 に示す。

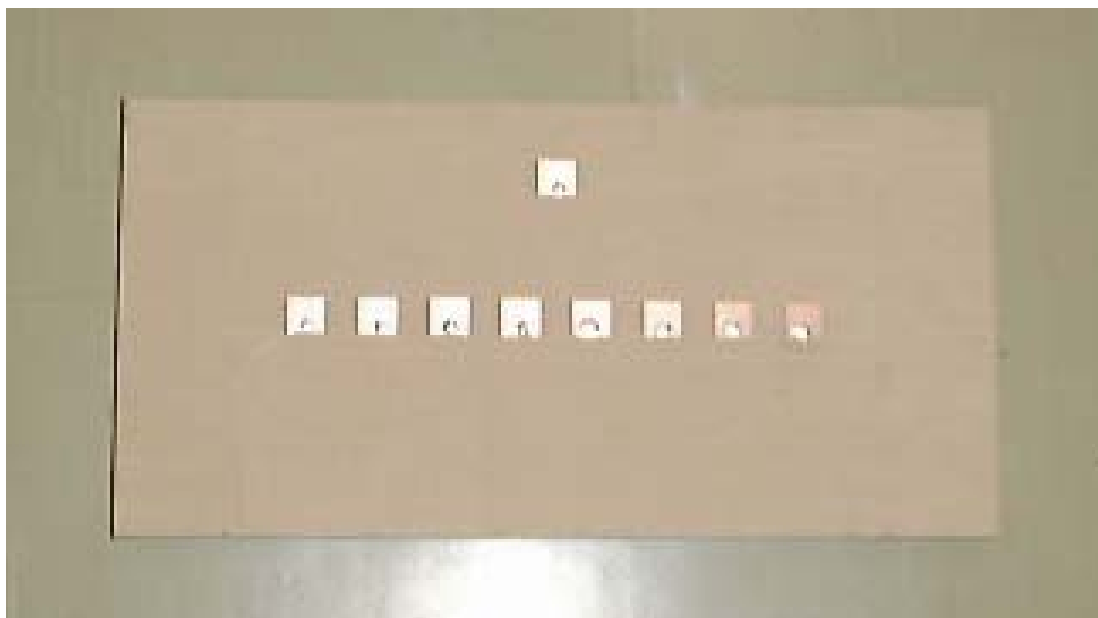


図 3.12: 校正用アンテナを持つパッチアレーアンテナ

振幅・位相誤差特性の改善

振幅比・位相差の測定を補正前と補正後で比較する。振幅比特性の改善を図 3.13 に、位相差特性の改善を図 3.14 示す。補正後は振幅比 1 ~ 1.002 倍 (0dB ~ 0.009dB)、位相差 0 ° ~ 0.197 ° と大幅に改善した。

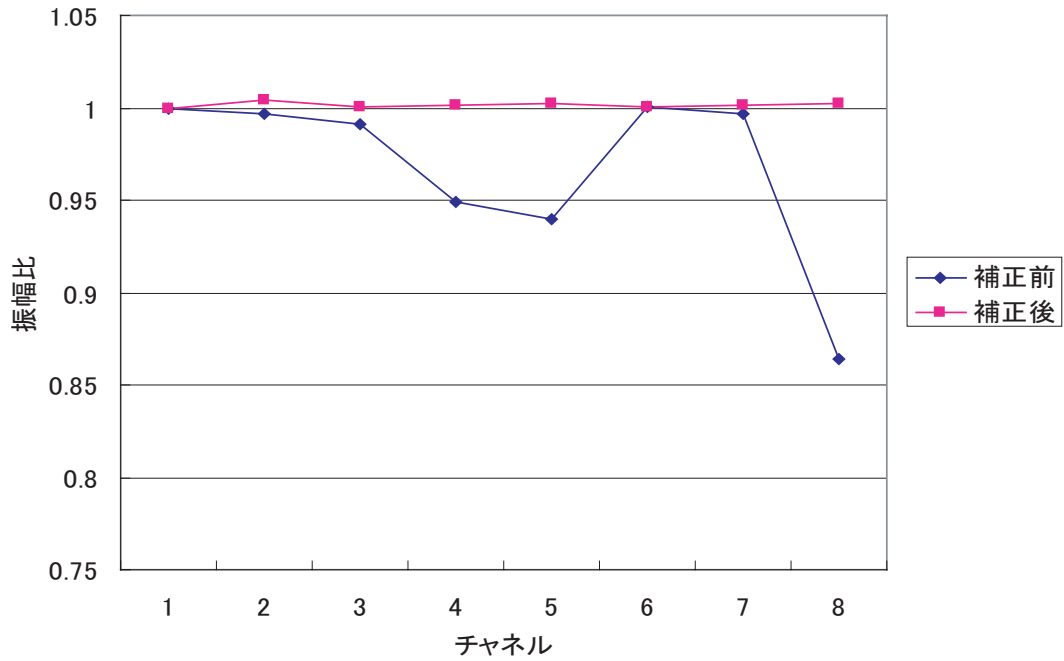


図 3.13: 近距離参照アンテナによる振幅比特性の改善

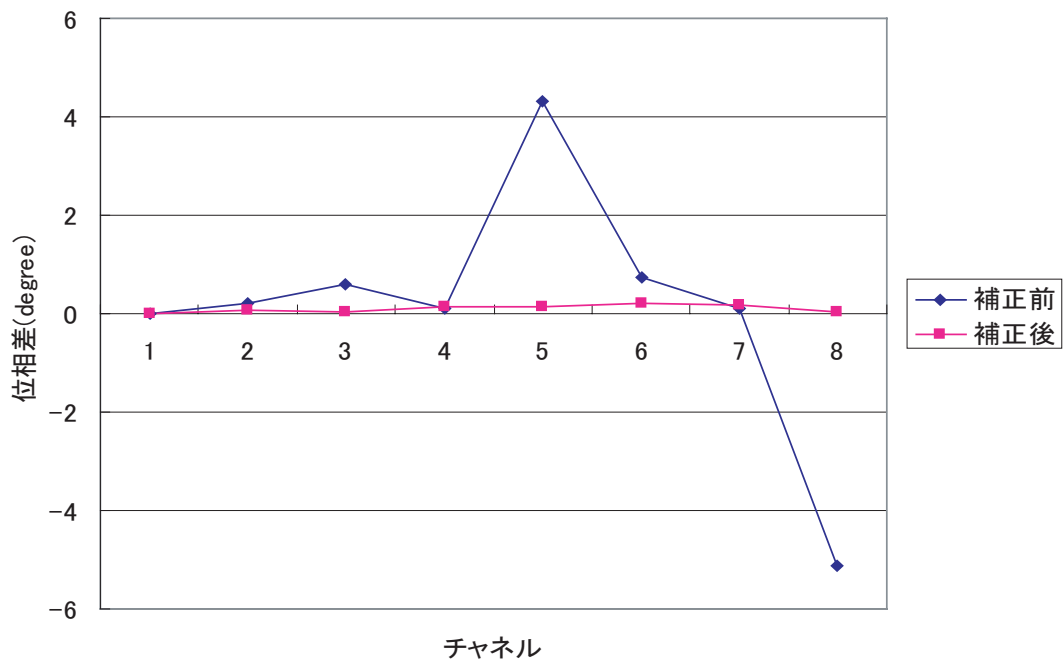


図 3.14: 近距離参照アンテナによる位相差特性の改善

到来方向推定の改善

改善した特性をもとに表 3.3(p.21) で Root-MUSIC 法による到来方向推定を行った。推定角度の平均値は -0.0661 °、分散は 0.0043 と改善した。

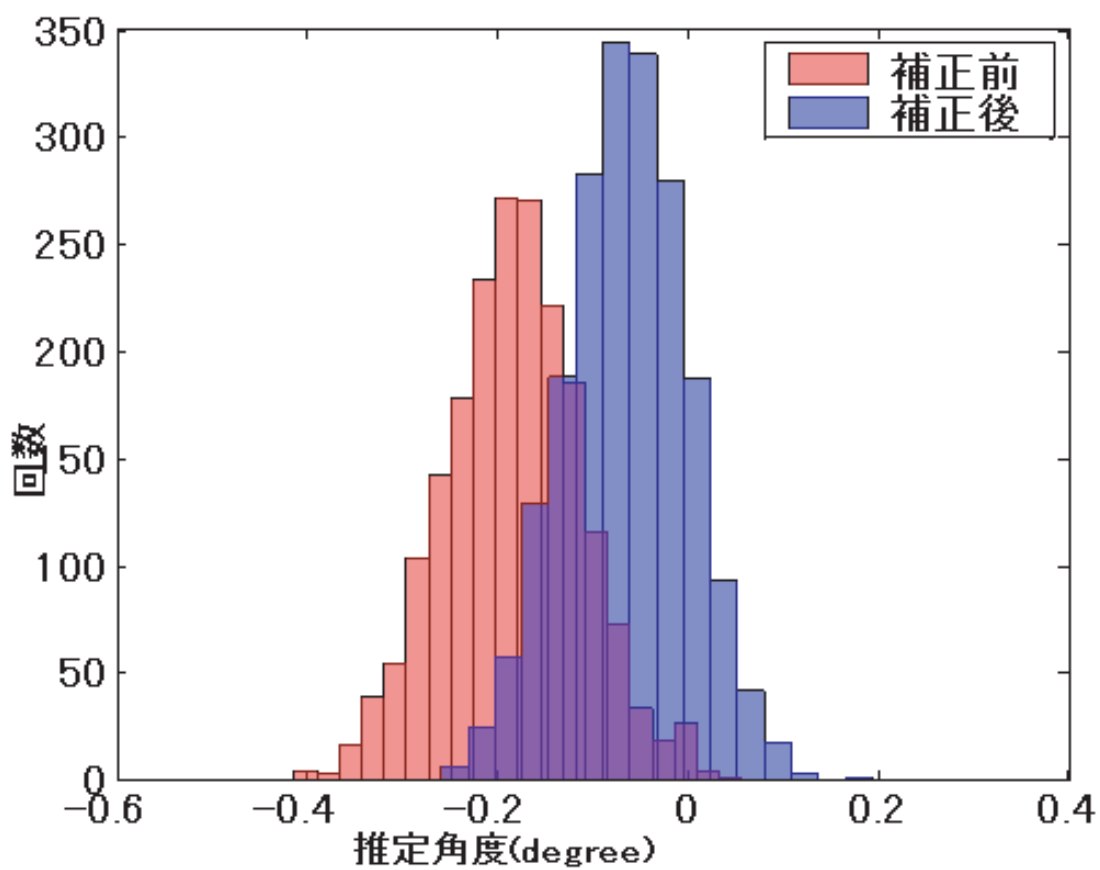


図 3.15: 近距離参照アンテナによる到来方向推定の改善

近距離アンテナの距離に関する検討

近距離参照アンテナの位置を変化させたときの実験を行った。その際近距離アンテナはパッチアンテナではなくスリーブアンテナを用いた。実験のモデルを図に示す。実験結果を図 3.17 と図 3.18 に示す。振幅比・位相差ともに距離による差は見られず、大きく改善した。これは、近距離アンテナと遠方アンテナの比例係数をあらかじめ測定するために、近距離アンテナの設置位置によらず遠方アンテナに対しての補正ができるためであると考えられる。

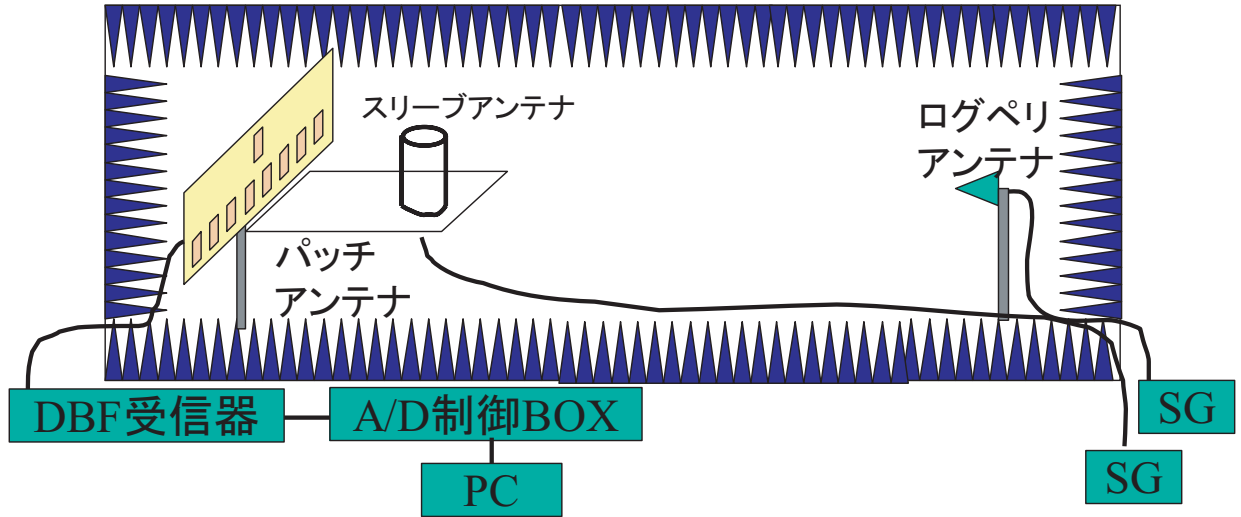


図 3.16: 近距離参照アンテナの距離による特性を計測するモデル図

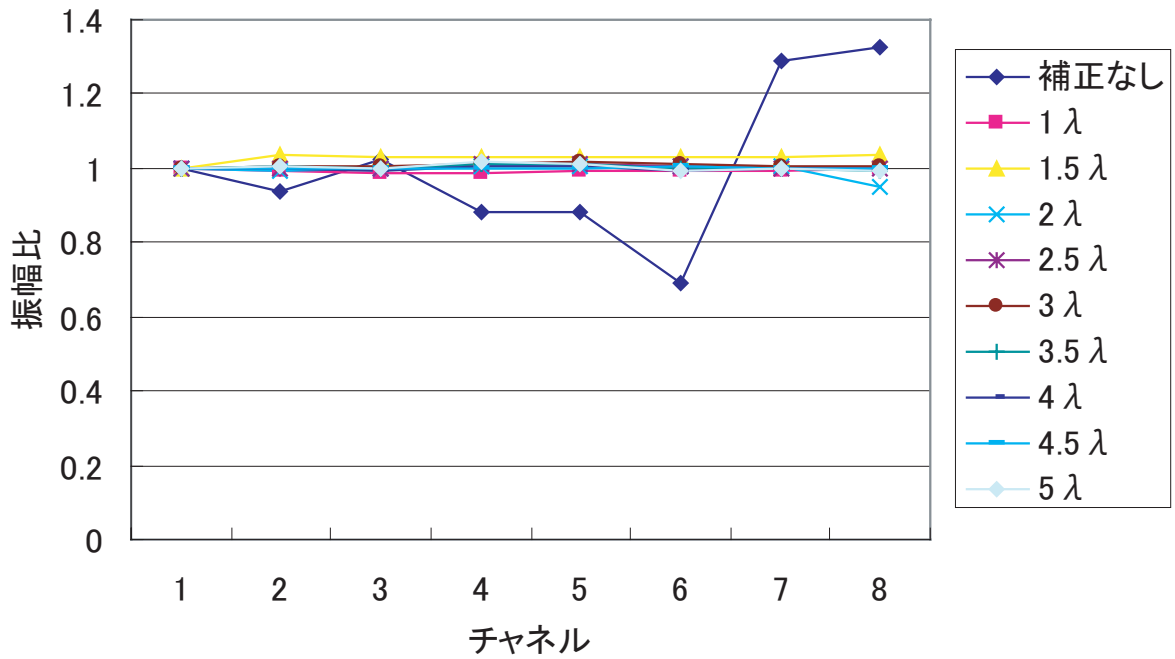


図 3.17: 近距離参照アンテナの距離による振幅比の補正誤差

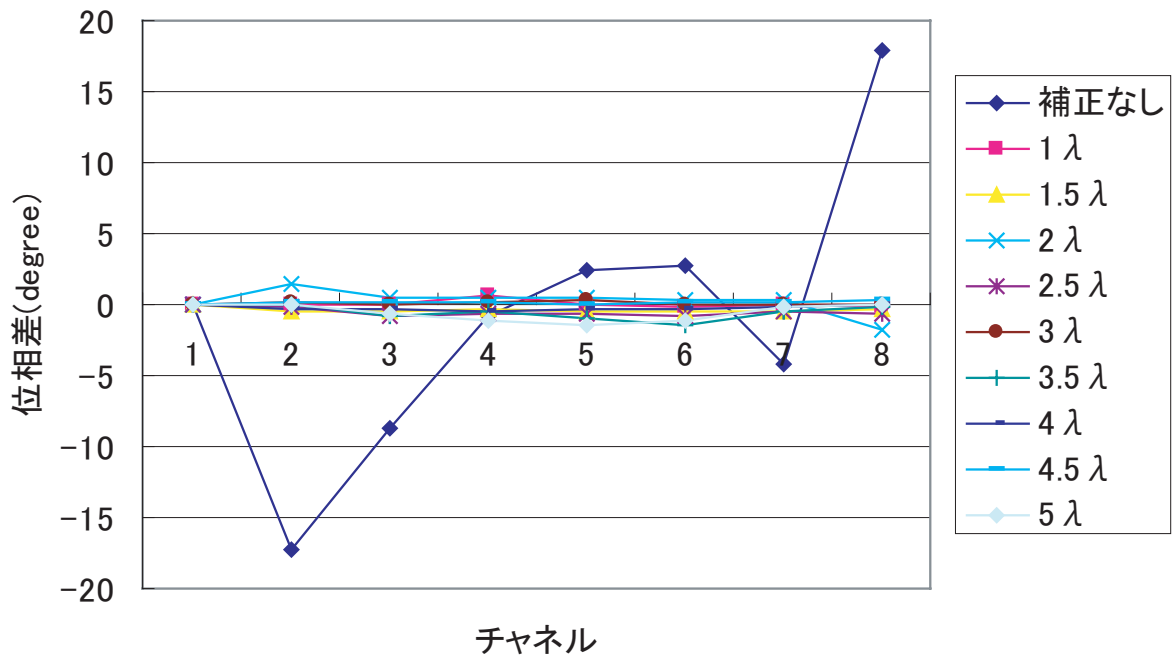


図 3.18: 近距離参照アンテナの距離による位相差の補正誤差

3.4.3 遠方の参照アンテナによるウェイトの逐次補正

遠方の信号 X を受信するときの特性関数を H_{far} として、時間変動による特性関数を H_{Δ} とすると、受信信号 Y は

$$Y = H_{far}H_{\Delta}X \quad (3.28)$$

となる。ここで、遠方信号からの特性関数 H_{far} で信号が補正されていれば出力 Z は

$$Z = \frac{1}{H_{far}}Y = H_{\Delta}X \quad (3.29)$$

となり、計測できる特性は H_{Δ} である。

ここで、特性 H_{Δ} を補正值である H_{far} とかけ、再び H_{far} として更新すれば、受信機の時間変動による誤差を小さく抑えることができる。同様にしてある時間において計測した H_{Δ} を用いて逐次更新していけばよい。

本研究において、受信機の特性は 1 時間ごとの測定でも傾向が読み取れるほどであった (3.3 参照 (p.19))。よって補正のためのウェイト更新頻度は 10 分間隔程度以下ならば十分な精度を得られる (位相差にして 1° 以下) と考えられる。

本実験では、30 秒間隔でウェイトを逐次更新した。

振幅・位相誤差特性

50 分間プログラムによる逐次補正を行った。図 3.19 に振幅特性を、図 3.20 に位相特性を示す。

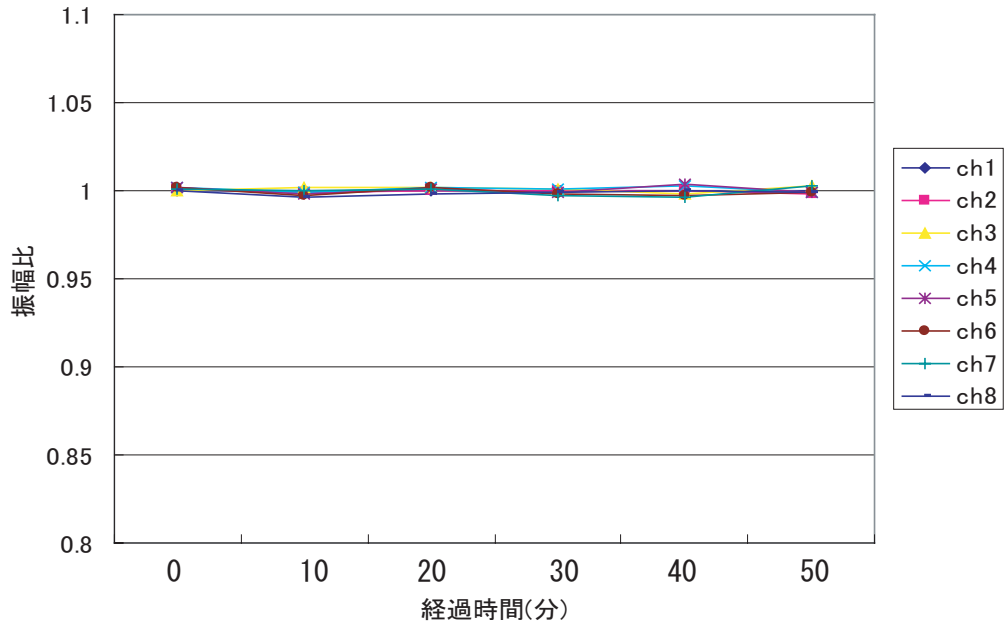


図 3.19: 振幅比特性の時間変動

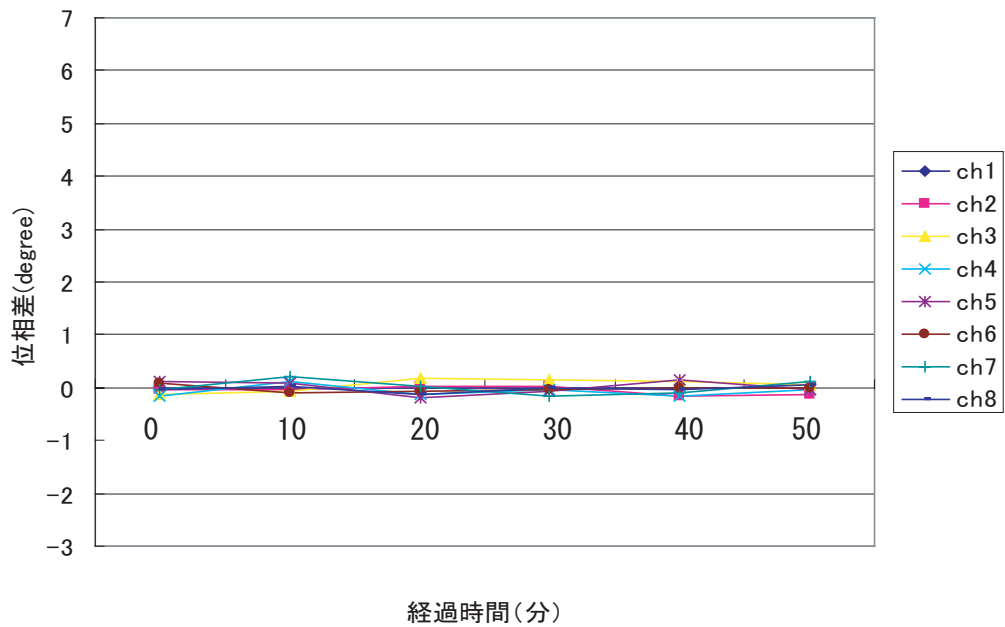


図 3.20: 位相差特性の時間変動

3.5 まとめ

この章では、受信機チャンネル間の補正法の検討を行った。

ベースバンドにおける I,Q 信号を用い、それぞれ独立なウェイトをかけることにより、振幅・位相操作を行う方法が実装に適していた。また、受信機の誤差とその時間変化を計測し、補正とそのリアルタイム性が必要なことを明らかにした。補正法の結果をまとめたものを表 3.4 に示す。補正が振幅・位相誤差を補正し、到来方向推定の精度を向上させている。

表 3.4: 補正法による特性の改善

	受信機特性 (補正なし)	遠方参照アンテナ	近距離参照アンテナ
振幅比 (最大) (dB)	1.17 倍 0.68dB	1.002 倍 0.009dB	1.002 倍 0.009dB
位相差 (最大)	8.51 °	0.27 °	0.20 °
到来方向推定	-0.1843 ° -0.3887 °(悪いとき)	-0.0515 °	-0.0661 °

近距離参照アンテナにおいては受信アンテナからの距離を 1λ から 5λ まで変えた実験も行った。その結果、どの距離においても大きく改善し、参照アンテナの距離によらないことを確認した。これは、一度遠方参照アンテナと近距離参照アンテナの特性を計測し比例係数を求めるためであると考えられる。しかし、1度は遠方の参照アンテナを用いるため、近距離参照アンテナでの補正の利点が半減してしまう。経路差による位相差やフリスの伝達公式を用いてウェイトを導出し近距離参照アンテナのみで補正することは今後の課題である。

また、遠方参照アンテナを用いる場合において、50 分間に渡り補正ウェイトの逐次更新を行うプログラムを作成し、時間的に変動しない信号を得ることを確認した。しかし、30 秒に 1 回程度の補正であり、また、CPU 上で C 言語で動作するため、大きな CPU 時間を消費する。FPGA 上で並列処理することがリアルタイム処理を行うにあたり今後の課題である。

第 4 章

結論

本論文では、まず受信機の概要として主に A/D 制御 BOX を解説した。FPGA を用いたハードウェアの構成ということで FPGA の説明と、A/D 制御 BOX の内容を全体の構成を示してから A/D ボード A/D マザーボード CPU ボードという 3 つの部分からなることを示し、それぞれの役割を説明した。また、IF サンプリングからデジタルダウンコンバート (DDC) を行いベースバンド信号になる信号処理の流れを示した。

次に、IF 段とベースバンドにおける誤差補正法を検討し、ベースバンドにおける補正が本研究に用いた A/D 制御 BOX では実装しやすいことがわかった。また、実際に受信機の誤差とその時間変化を計測した。その結果、受信機の校正を行っても時間経過によって大きく振幅位相誤差が現れることを確認し、到来方向推定のシミュレーションにおいても誤差補正が必要であることを示した。補正とそのリアルタイム性が必要なことを明らかにした。

最後に誤差補正の具体的な実装として遠方参照アンテナを用いる場合と近距離参照アンテナを用いる場合について検討と実験を行った。その結果、振幅位相誤差の大幅な改善が見られ、到来方向推定のシミュレーションにおいても補正の有効性を確認した。また、近距離参照アンテナの位置を 1λ から 5λ まで前後に移動させても大幅な改善が見られ、位置による差は見られなかった。遠方参照アンテナを用いての補正ウェイトのプログラムによる逐次更新を行い実験を行った。その結果、時間経過においても安定した、誤差の少ない受信を継続することができた。

今後の課題として、近距離参照アンテナによる補正が 1 度は遠方の参照アンテナを用いるため、近距離参照アンテナでの補正の利点が半減してしまう。そのため、近距離参照アンテナのみでの補正を行うこと。また、補正プログラムは CPU 上で C 言語で動作するため大きな CPU 時間を消費し、30 秒に 1 回程度の補正しか行えない。1 秒程度でウェイトを更新するリアルタイム処理とするために、FPGA 上で並列処理することによる補正の高速化、などが挙げられる。

謝辞

本研究を進めるにあたり、厳しくかつ丁寧に御指導下さった新井宏之教授に深く感謝致します。

また研究生活全般に渡って御指導下さった D1 の金ミン錫 (Minseok Kim) 先輩に深く感謝致します。

最後に研究生活を共に過ごした新井研究室, 市毛研究室の皆様に深く感謝致します。

参考文献

- [1] 鈴木達, 大鐘武雄, 小川恭孝, ”アダプティブアレーを用いた SDMA 方式におけるチャネルの利用効率” 電子情報通信学会論文誌, B, vol. J85-B, No.3, pp.346-353, 2002 年 3 月.
- [2] 山尾泰, 梅田成視, 大津徹, 中嶋信生, ”第 4 世代移動通信の展望-無線システムを中心とした課題について-” 電子情報通信学会論文誌, B, vol. J83-B, No.10, pp.1364-1373, 2000 年 10 月.
- [3] 菊間信良”アレーアンテナによる適応信号処理” 科学技術出版
- [4] 金ミン錫, ”A Study of Implementation of Digital Signal Processing for Adaptive Array Antenna” 横浜国立大学 工学研究科 新井研究室 修士論文, 平成 14 年 2 月.
- [5] 千葉建治郎, 山田寛喜, 山口芳雄, ”既知波源を用いたアンテナアレイ校正の実験的検証” 電子情報通信学会技術研究報告, vol.102, AP2002-41, pp.7-12, 平成 14 年 7 月.
- [6] 新井隆宏, 原六蔵, 山田寛喜, 山口芳雄, ”SRA のためのアンテナアレー校正法” 電子情報通信学会技術研究報告, vol.102, AP2002-18, pp.39-44, 2002 年 5 月.
- [7] 西森健太郎, 長敬三, 鷹取泰司, 堀俊和, ”TDD システム用アダプティブアレーのリアルタイム校正法の検討” 電子情報通信学会技術研究報告, vol.99, AP99-3, 1999 年 4 月.
- [8] 森康平, 新井宏之, ”参照アンテナを用いた DBF 受信機の校正法の検討” 電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-1-150, 2001 年 9 月.
- [9] 櫻澤成彰, ”ダイレクトコンバージョン受信機の回路構成法の研究” 横浜国立大学 工学研究科 新井研究室 修士論文, 平成 14 年 2 月.
- [10] 溝呂木上”Low-IF 方式受信機に関する研究” 横浜国立大学 工学部 新井研究室 卒業論文, 平成 14 年 2 月.
- [11] 森康平, 新井宏之, ”アクティブアンテナを用いた DBF 受信機と校正法の検討” 電子情報通信学会論文誌, B, vol. J85-B, No.3, pp.1549-1557, 2002 年 9 月.

[12] 新井宏之、”新アンテナ工学”、総合電子出版社、1996