

修士論文

DBF アレーアンテナを用いた到来方向推
定に関する研究

A Study of DOA Estimation using DBF
Array Antenna

指導教官 新井宏之 助教授

平成 14 年 2 月 12 日提出

横浜国立大学 工学研究科 電子情報工学専攻

00DD012 井上 祐樹

要約

アダプティブアレーアンテナは適応的に指向性制御できるアンテナで、高速移動通信を実現する要素技術として注目されている。このアンテナは主に軍用レーダにおける妨害波の除去を目的として研究され、その後現在までさまざまなアルゴリズムが提案され改善が行われてきた。このアンテナを移動通信に適用するとき問題となるのが最適なアルゴリズムの選択である。移動通信では、電波の到来状況を把握することが難しい。さらに、アンテナや回路といったハードウェアの誤差の影響も考慮する必要がある。

本論文では、移動通信用 DBF アレーアンテナ受信システムを構築し、ハードウェアの誤差の影響に関する実験的検討を行った。評価方法には高分解能到来方向推定アルゴリズムとして知られる MUSIC 法による到来方向推定を採用した。到来方向推定はアダプティブアレーと別に発展してきたが、その原理は密接に関係している。このため、ハードウェアの誤差の影響を検討するにあたり、到来方向推定を用いるのは適切と考えられる。到来方向を変化させ、電波暗室で到来方向推定を行った。推定誤差が到来方向によって変動する結果を得た。

この変動について、アレーアンテナの素子指向性を含めたシミュレーションにより、素子指向性の歪みが主な原因であることを明らかにした。さらに、素子間隔を僅かに変化したシミュレーションを行った。これより、素子間隔が僅かに大きい場合と小さい場合で誤差の傾向が大きく変化することを明らかにした。さらに、素子位置を正規分布の乱数により与えた時の推定誤差について検討を行い、素子位置のばらつきによる素子指向性の歪みが推定誤差に大きな影響を与える事を確認した。素子指向性の影響が大きいことから、方向ベクトルを素子指向性により補正する実験を行った。その結果誤差は低減したが、周波数が高くなると素子指向性の測定に誤差が大きくなることも確認された。また、アレー素子数を増やした場合、数度程度の誤差の変化が見られアレーの正面方向に関して誤差が低減する傾向がみられた。

以上の結果より、DBF アレーアンテナシステムの誤差の原因を明らかにし、到来方向推定誤差についてはアレーアンテナの素子指向性の影響が最も大きいことを明らかにした。

目次

第 1 章	序論.....	4
第 2 章	電波暗室における到来方向推定.....	6
2.1	DBF アレーアンテナシステム.....	6
2.2	推定アルゴリズム.....	11
2.3	到来方向推定モデル.....	11
2.4	キャリブレーション.....	17
2.5	到来方向と推定誤差.....	21
第 3 章	推定誤差と補正方法.....	24
3.1	送受信間距離の影響.....	24
3.2	アレー素子指向性歪みの影響.....	27
3.3	アレー素子位置誤差の影響.....	35
3.4	アレー方向ベクトルの補正.....	44
3.5	素子数と推定誤差.....	48
第 4 章	結論.....	53
	謝辞.....	54
	参考文献.....	55
	発表文献.....	56

第 1 章

序論

移動通信の進展はめざましく、音声通信が中心であった移動通信も電子メールやインターネット接続などのサービスが急速に普及している。しかし、通信速度が低速なため、高度なマルチメディア対応のサービスを提供するには不足である。最近では IMT-2000 方式による携帯電話サービスが開始されたが、最大下り 384kbps、上り 64kbps であり移動中では品質が大幅に低下する。第 4 世代移動通信を考えると、最大 100Mbps、移動中でも 40Mbps の伝送速度の実現が目標となる。

高速通信には信号の広帯域化が有効であるが、通信に使用できる周波数帯域は限られており帯域の不足が問題となる。さらに、移動通信では伝搬路が見通しになることはほとんどなく、建物の反射・回折・散乱により多重伝搬路になるため、信号の広帯域化によりマルチパスフェージングによるシンボル間干渉が深刻になる。これらの解決策として有力と考えられるのは、アンテナの指向性を制御することにより、空間的な処理を行う方法である。アレーアンテナは複数のアンテナを配列し各素子の振幅および位相を独立に制御することにより、指向性特性を変化することができる。これを応用し、アレーアンテナの指向性を適応的に制御するシステムがアダプティブアレーアンテナ[1]である。アダプティブアレーアンテナは主に軍用レーダにおける妨害波の除去を目的として研究され、その後現在までさまざまなアルゴリズムが提案され改善が行われてきた。移動通信等への応用には装置の小型化・低価格化が課題と考えられてきた。近年では、LSI 技術の進歩により以前に比べると小型・低価格なものが実現できるようになった。

移動通信の基地局に適用する場合を考えると、各移動局からの電波に対しビームを向けその他の移動局の電波に対してはヌルを向ける指向性を適応的に各移動局それぞれに形成するような重み付けをし、それぞれの移動局からの信号を受信するという操作が考えられる。送信はこの逆の操作で可能だが、上りと下りで周波数が異なる場合には伝搬特性が異なるため単純にはいかない。最適なアダプティブアルゴリズム・設定条件の選択は重要な課題である。一般にアルゴリズムに関する評価はシミュレーションに行われ

る。しかし、移動通信の環境での遅延波除去はレーダにおける妨害波の除去の環境と異なり大変複雑であり、電波の到来状況の的確なモデル化は難しい。さらに、アンテナや回路といったハードウェアの誤差の影響も考慮する必要がある。これらより、ハードウェア及びアルゴリズムそれぞれ単体の評価だけでなく、実際にシステムを構成した上での総合的な評価が有効であると考えられる。

アダプティブアンテナを実現するシステムとしては DBF (Digital Beam Forming) アレーアンテナ[2]が挙げられる。その原理はアレーアンテナの各素子で受信された信号を A/D 変換しデジタル信号処理することにより、任意の方向にビームを形成するものである。無線通信システムとデジタル信号処理の融合がこのシステムの特徴となっている。DBF アレーアンテナはアレーアンテナ・DBF 送受信機・A/D,D/A 変換機・デジタル信号処理回路により構成される。DBF 送受信機を製作する際には各アンテナ素子間の受信特性が等しくなるような工夫をする必要がある。しかし、実際には環境により特性差を生じるためこれを補正するキャリブレーションの操作が欠かせない。

本論文では、実際の受信機及び既存のアルゴリズムを用いて移動通信用 DBF アレーアンテナ受信システムを構築し、MUSIC 法による到来方向推定の正確さを評価基準としてハードウェアの影響に関する検討を行った。

まず第 2 章では、DBF アレーアンテナシステムについて述べたあと、そのシステムを用いた電波暗室内における到来方向推定の仕組み・キャリブレーション方法を示す。さらに、この装置を用いて到来方向を変化させた場合の推定誤差を明らかにする。第 3 章では、到来方向推定誤差について検証し、その原因および補正方法について述べる。第 4 章を本論文のまとめとする。

第 2 章

電波暗室における到来方向推定

アダプティブアレーアンテナは適応的に指向性制御できるアンテナで、高速移動通信を実現する要素技術として注目されている。ソフトウェア上では適応フィルタなどと同じ技術であるが、実際はアンテナや回路といったハードウェアの誤差の影響やそのキャリブレーションなどにより条件が変化するため、システム全体を考慮してソフトウェアを設計する必要がある。そこで、ハードウェアの影響を明らかにするために理想的な環境である電波暗室における到来方向推定についてそのシステムと結果について検討する。

2.1 DBF アレーアンテナシステム

DBF アレーアンテナの構成を図 2-1 に示す。アレーアンテナで受信した信号を DBF 受信機により 1MHz の IF 信号に変換する。それを PC に搭載された PCI バスの A/D ボードで 5MS/s で同時サンプリングし PC に保存する。さらに、この保存された信号をオフライン処理し、到来方向推定を行う。DBF 受信機は、ISM バンド (Industrial, Scientific and Medical Band) の 2.6GHz 帯及び次世代移動通信の利用周波数帯の候補として考えられる 8.45GHz 帯の 2 つを用意した。

アレーアンテナには半波長間隔の直線アレーを用いた。図 2-2 に示すように各素子は水平面無指向性のスリーブアンテナで構成されている。アレーアンテナの素子間隔誤差および素子間相互結合は表 2-1 に示すとおりである。到来方向推定アルゴリズムについては、次節で解説する。

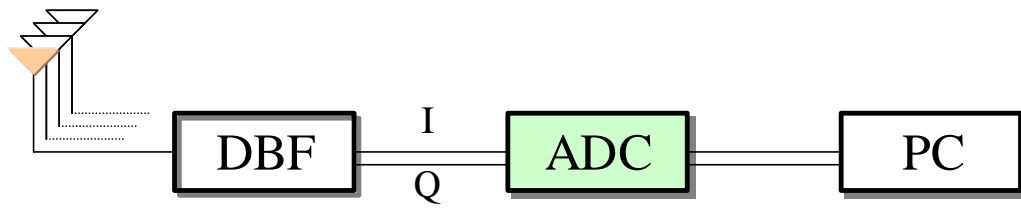


図 2-1 DBF アレーアンテナの構成

2.6GHz 用 DBF 受信機を図 2-3(a)に示す。これは 2.6GHz 高周波入力信号の位相及び振幅 ($I \cdot Q$) を 4 チャンネル同時測定することができる。各チャンネルで位相・振幅を微調整でき、外部発信器を使用して送受信間の同期をとることもできる。その他の仕様は表 2-2 にまとめた。8.45GHz 用 DBF 受信機を図 2-3(b)に示す。これは RF ユニットと IF ユニット及び制御ユニットで構成され、8.45GHz 高周波入力信号の位相及び振幅 ($I \cdot Q$) を 8 チャンネル同時測定することができる。各チャンネルの位相及び振幅は電気的に可変する事ができ校正が可能である。これらの受信機の設計に際しては、次の 1-4 に注意した。

1. 高周波入力から IQ 出力までの電気的長さを同一にする。
2. ミキサーに入力する局発信号の位相・振幅を同一にする。
3. 外部要因に対して回路の特性 (位相・利得) が影響されにくい設計にする。
4. 各チャンネル独立した位相・振幅調整回路を設ける。

このように設計した DBF 受信機の回路を図 2-4 に示す。その他の仕様は表 2-3 にまとめた。



(a) 2.6GHz



(b) 8.45GHz

図 2-2 使用したアレーアンテナ

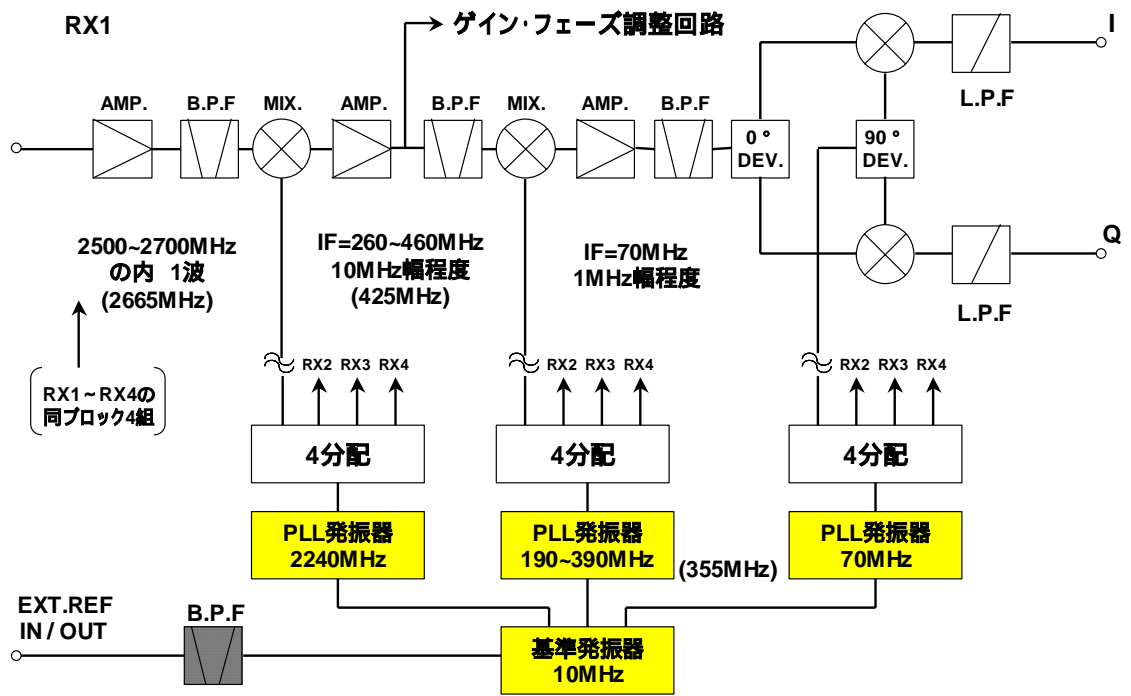


(a) 2.6GHz

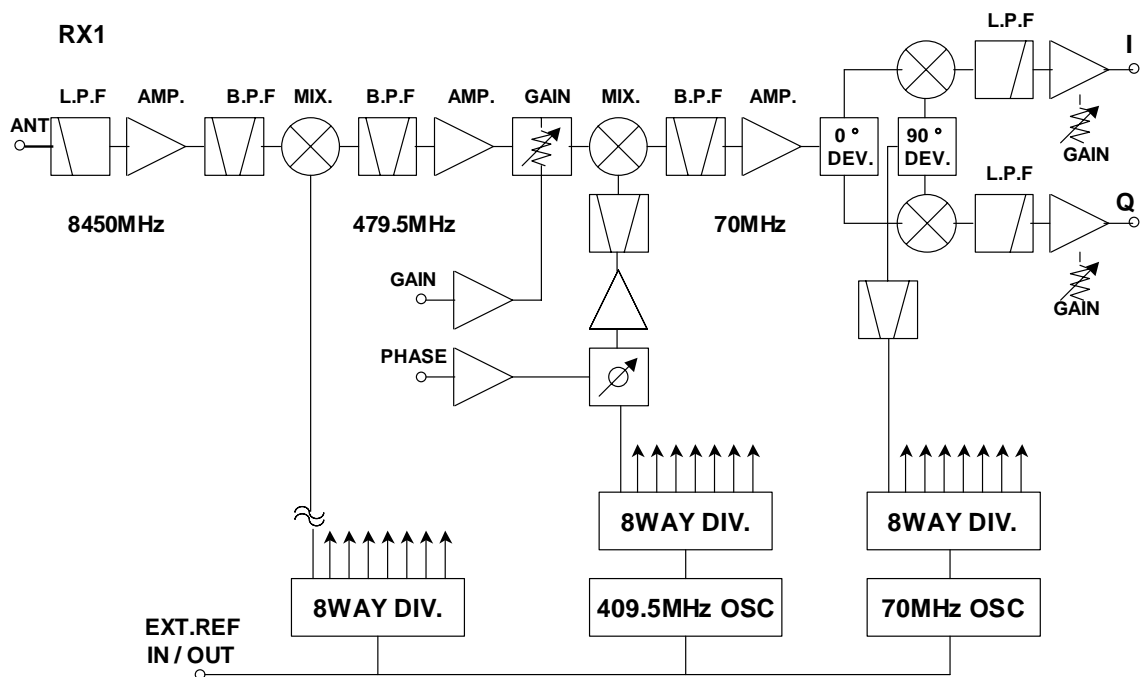


(b) 8.45GHz

図 2-3 DBF 受信機



(a) 2.6GHz



(b) 8.45GHz

図 2-4 DBF 受信機のブロック図 (1ch)

表 2-1 アレーアンテナの特性

	素子間隔誤差	素子間相互結合
2.6GHz 用	$\pm 6.2 \times 10^{-3} \lambda$ 以内	-14dB 以下
8.45GHz 用	$\pm 6.2 \times 10^{-2} \lambda$ 以内	-13dB 以下

表 2-2 2.6GHz 帯受信機の仕様

受信周波数	2660 ~ 2670MHz
チャンネル数	4
出力信号	直交検波 I・Q 出力
出力電圧	$\pm 2.5V$ (5Vp-p)
位相調整	± 90 度

表 2-3 8.45GHz 帯受信機の仕様

受信周波数	8400 ~ 8600MHz
チャンネル数	8
出力信号	直交検波 I・Q 出力
出力電圧	$\pm 2.0V$ (4Vp-p)
制御回路電圧	DC 0 ~ 5V
振幅調整	$\pm 5dB$
位相調整	± 90 度

2.2 推定アルゴリズム

アレーアンテナを用いた到来方向推定のアルゴリズムはその基本原理から主にビーム走査を用いるものとヌル走査を用いるものに分けられる。ビーム走査を用いるものには Beamformer 法・Capon 法があり、ヌル走査を用いるものには、線形予測法・最小

ノルム法・MUSIC 法がある。ビーム走査を用いるアルゴリズムではビーム幅が角度分解能を決めるため、角度分解能を上げるにはアレーの素子数を増やし開口長を広げることが必要である。一方、ヌル点を用いれば角度分解能を向上させることができる。以上に挙げたアルゴリズムは、アレーの方向ベクトルが既知であればアレー配列は任意である。特殊なアルゴリズムとしては、2つの同一サブアレーを用いる ESPRIT 法がある。これらのアルゴリズムを表 2-4 にまとめた。

この中で MUSIC 法・ESPRIT 法は超高分解能なアルゴリズムとして知られる。これらのアルゴリズムは相関行列の固有値展開を用いるなど計算方法が類似している。大きな違いは上に述べたようにアレー方向ベクトルに関する違いである。実際の推定ではアレー方向ベクトルはキャリブレーションの段階で測定する。この測定は推定精度に直接影響し、電波の反射等のない環境で行う必要があり大変な作業となる。ESPRIT 法では2つのサブアレーが同一でサブアレー間の方向ベクトルが既知なことが条件であり、サブアレー内部のアレー配置・アレー方向ベクトルは推定に必要な。しかし、実際にはサブアレー間の特性を同じにすることは難しい。なぜなら、まったく同一のサブアレーを2つ作ったとしてもアンテナの相互結合により特性が変化してしまうためである。結局 ESPRIT 法を用いた場合には、その結合を補償する行列を測定する操作が必要となる。

到来方向推定はアダプティブアレーと別に発展してきたが、その原理は密接に関係している[1]。例えば、アダプティブアレーにおける不要波の除去は、不要波の方向にヌルを向ける動作であり、不要波の方向推定と対応する。このため、アダプティブアレーシステムのハードウェアの問題点を検討するにあたり、到来方向推定を用いるのは適切と考えられる。

表 2-4 到来方向推定アルゴリズム

種類	ビーム走査	ヌル走査	その他
アルゴリズム	Beamformer 法 Capon 法	線形予測法 最小ノルム法 MUSIC 法	ESPRIT 法
アレーアンテナ条件	アレーの方向ベクトルが既知		2つのサブアレーが同一でサブアレー間の方向ベクトルが既知

MUSIC(Multiple Signal Classification)法[3]について簡単に解説する。K 素子のアレーアンテナに L 個の波が到来している場合について考える。このとき、時刻 t におけるアレーアンテナ各素子の出力信号 $x(t)$ を以下のように表す。

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(t) &= [\mathbf{x}_1(t) \quad \mathbf{x}_2(t) \quad \cdots \quad \mathbf{x}_K(t)]^T \\ &= \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t)\end{aligned}\tag{2.1}$$

ここで、

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1) \quad \mathbf{a}(\theta_2) \quad \cdots \quad \mathbf{a}(\theta_L)]\tag{2.2}$$

$$\mathbf{a}(\theta) = [a_1(\theta) \quad a_2(\theta) \quad \cdots \quad a_K(\theta)]^T\tag{2.3}$$

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t) \quad s_2(t) \quad \cdots \quad s_L(t)]^T\tag{2.4}$$

$$\mathbf{n}(t) = [n_1(t) \quad n_2(t) \quad \cdots \quad n_L(t)]^T\tag{2.5}$$

と表される。 $\mathbf{a}(\theta)$ は θ の方向に対する各素子の振幅比・位相差を表すベクトルで、一般的に方向ベクトル (ステアリングベクトル・モードベクトル) と呼ばれる。 $\mathbf{s}(t)$ は波源の信号を表す複素ベクトル、 $\mathbf{n}(t)$ は各素子の雑音ベクトルである。

このとき、 $\mathbf{x}(t)$ の相関行列は次式のように表される。

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{xx} &= E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)] \\ &= \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I}\end{aligned}\tag{2.6}$$

ここで、

$$\mathbf{S} = E[\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)]\tag{2.7}$$

と表される。S は波源の信号の相関行列であり、E[] はアンサンブル平均、H はエルミート共役を示す。

\mathbf{R}_{xx} の固有値、固有ベクトルを λ_k 、 \mathbf{e}_k ($k=1,2,\dots,K$) とおくと、

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{xx} &= \sum_{k=1}^K \lambda_k \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^H \\ &= \mathbf{E} \mathbf{\Lambda} \mathbf{E}^H\end{aligned}\tag{2.8}$$

と表すことができる。

ここで、 \mathbf{E} は \mathbf{e}_k を列とする行列、 $\mathbf{\Lambda}$ は λ_k を要素とする対角行列である。

各到来波の相関が低く各信号が雑音と無相関ならば、 \mathbf{R}_{xx} の固有値は次式のような関係を持つ。

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L > \lambda_{L+1} = \dots = \lambda_K = \sigma^2\tag{2.9}$$

つまり、固有値は信号成分と雑音成分に分けられる。信号成分、雑音成分の固有値の行列をそれぞれ $\mathbf{\Lambda}_S$ 、 $\mathbf{\Lambda}_N$ とし、それに対応する雑音固有ベクトル、信号固有ベクトルの行列をそれぞれ \mathbf{E}_S 、 \mathbf{E}_N とすると、式(2.8)は

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{E}_S \mathbf{\Lambda}_S \mathbf{E}_S^H + \mathbf{E}_N \mathbf{\Lambda}_N \mathbf{E}_N^H\tag{2.10}$$

と表すことができる。

式(2.6)と式(2.10)を比較すると \mathbf{E}_N に含まれる雑音固有ベクトルと \mathbf{A} に含まれる方向ベクトルは直交することが導かれる。

$$\begin{aligned}\mathbf{e}_j^H \mathbf{a}(\theta_i) &= 0 \\ i &= 1, \dots, L \\ j &= L+1, \dots, K\end{aligned}\tag{2.11}$$

この関係から MUSIC 法では次の関数を用いて到来方向推定を行う。

$$\begin{aligned}
P_{MUSIC}(\theta) &= \frac{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)}{\sum_{j=L+1}^K \left| \mathbf{e}_j^H \mathbf{a}(\theta) \right|^2} \\
&= \frac{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{E}_N\mathbf{E}_N^H\mathbf{a}(\theta)}
\end{aligned} \tag{2.12}$$

分母が方向ベクトルと雑音固有ベクトルの内積となっているので、式(2.11)を満たす θ で $P_{MUSIC}(\theta)$ は無限大になる。この θ を変化させて $P_{MUSIC}(\theta)$ をプロットしたものはMUSICスペクトラムと呼ばれ、そのピークにより到来方向推定ができる。

以上のMUSIC法の原理より、推定には次のような条件がつく。まず、各到来波の相関が低く各信号が雑音と無相関である必要がある。さらに、その到来波数 L は、アレーアンテナの素子数 K より少ない必要がある。また、方向ベクトル $\mathbf{a}(\theta)$ と到来波数 L が正確にわかっていないと正確な推定ができない。

各到来波の相関が高い場合には、相関を抑圧するために空間平均法(Spatial Smoothing Preprocessing)により前処理を行う方法が提案されている。

2.3 到来方向推定モデル

前節に述べたアルゴリズムを移動通信システムへ適用し推定誤差の検証を行った。図2-5のような到来方向推定モデルを定める。送信アンテナを動かすと精度の良い実験を行うのが困難である。そこで、送信アンテナは固定したままで受信アレーアンテナをローテータ上に配置し回転させることで、到来方向を変化させるモデルを考えた。受信アレーアンテナの回転中心を原点とする xy 座標を定め、 x 軸に対する受信アレーアンテナの角度を θ_r 、 y 軸に対する送信アンテナの方向を θ_t とおく。このとき、受信アレーアンテナを基準に考えると到来方向 θ_{DOA} は

$$\theta_{DOA} = \theta_t - \theta_r \tag{2.13}$$

で表される。例えば、送信アンテナを y 軸上に配置した($\theta_t = 0$)場合には、 $\theta_{DOA} = -\theta_r$

となる。

推定角度を θ_{eDOA} とすると、到来方向推定誤差 $\Delta\theta$ は

$$\Delta\theta = \theta_{eDOA} - \theta_{DOA} \quad (2.14)$$

で定義する。

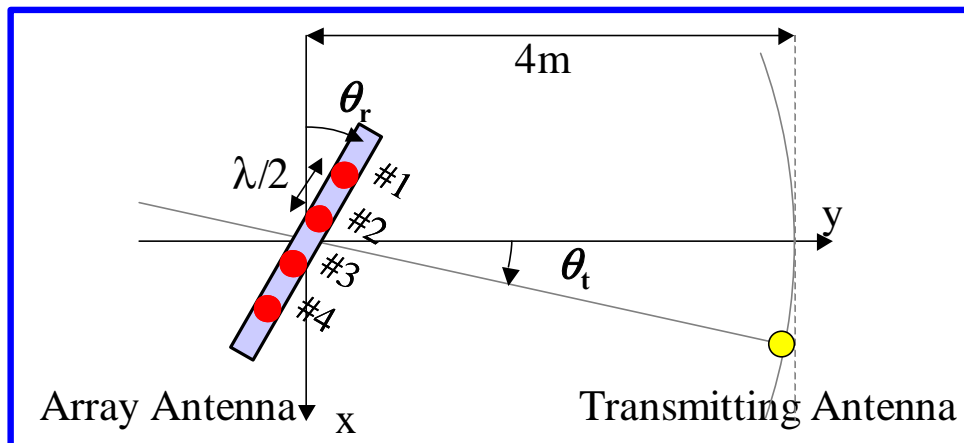


図 2-5 送信源 1 波のモデル

アレーが等間隔リニアアレーの場合、 $\theta_t = \theta_r = 0$ の状態で各素子は x 軸の負の方向から正の方向に番号を振り、アレーの中心が原点となるように配置する。基準素子を第 1 素子とし、各素子の受信特性が等しいとすると、アレーアンテナの方向ベクトル $\mathbf{a}(\theta)$ の成分は

$$\begin{aligned} a_k(\theta) &= \exp\left[j2\pi \frac{f}{c} d(k-1) \sin \theta\right] \\ &= \exp\left[j \frac{2\pi}{\lambda} d(k-1) \sin \theta\right] \end{aligned} \quad (2.15)$$

$k = 1, \dots, K$

ここで、 d は素子間隔、 f は搬送波周波数、 λ は搬送波の波長を表す。例えば 4 素子半波長間隔のリニアアレーの場合、方向ベクトルは

$$\mathbf{a}(\theta) = [1 \quad e^{j\pi \sin \theta} \quad e^{j2\pi \sin \theta} \quad e^{j3\pi \sin \theta}]^T \quad (2.16)$$

となる。

2.4 キャリブレーション

DBF 受信機は、ケーブル、周波数変換器、フィルタ等で構成されている。これらの特性はチャンネルごとに異なり、時間・温度等によって変化する。このため、チャンネル間で特性に差を生じ、到来方向推定やアダプティブ処理を行う際に問題となる。キャリブレーションはこの差を調節し、チャンネル間の特性をそろえることが目的である。

本研究では、測定前に電波暗室内でアレーの正面方向に送信アンテナがある状態（図 2-5 で $\theta_i = \theta_r = 0$ ）で、正弦波信号を送信し、DBF アレーアンテナ各チャンネルの受信信号の位相と振幅を調整するキャリブレーションを行った。到来波が平面波であることを仮定すると、各素子の受信信号は等しくなる。

図 2-7、図 2-8 にそれぞれ 2.6GHz 及び 8.45GHz における $\theta_i = \theta_r = 0$ での受信信号の第 1 素子に対するキャリブレーション後の各素子の振幅比、位相差を示す。この結果からキャリブレーションは振幅で 2dB、位相では 0.4 度程度の誤差でチャンネル間のばらつきを抑えられていることが分かる。

しかし、以上の調整が正確に行えたとは仮定しても誤差を含んでいる。これは、上の方法ではアレーへの到来波に平面波を仮定しており、 $\theta_i = \theta_r = 0$ の状態で送信アンテナからアレー各素子への伝搬距離が等しいとしているが、実際はアレー素子ごとに伝搬距離が異なるためである。これについては 3.1 で考察する。

以上の方法は電波暗室内で行う場合には一番簡単な方法であるが、実際は特別な環境下でなくともキャリブレーションできる必要がある。アレーアンテナの近傍に送信の基準アンテナを設ける方法や、アンテナをのぞいた DBF 受信機のみをキャリブレーションする方法が考えられる。これらの方法についても検討する必要がある。

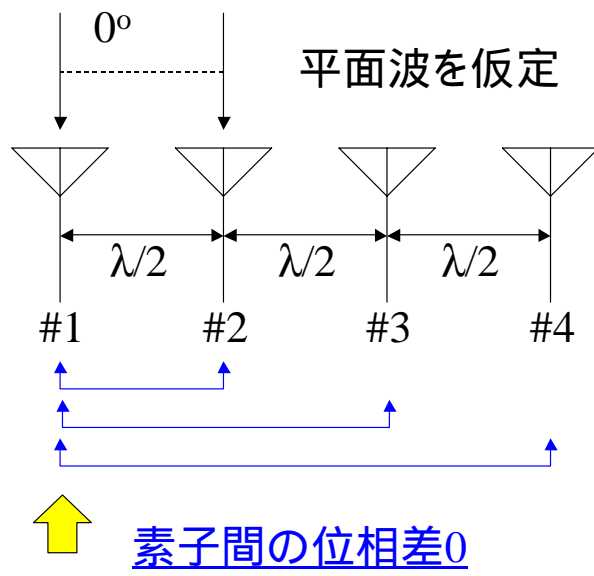
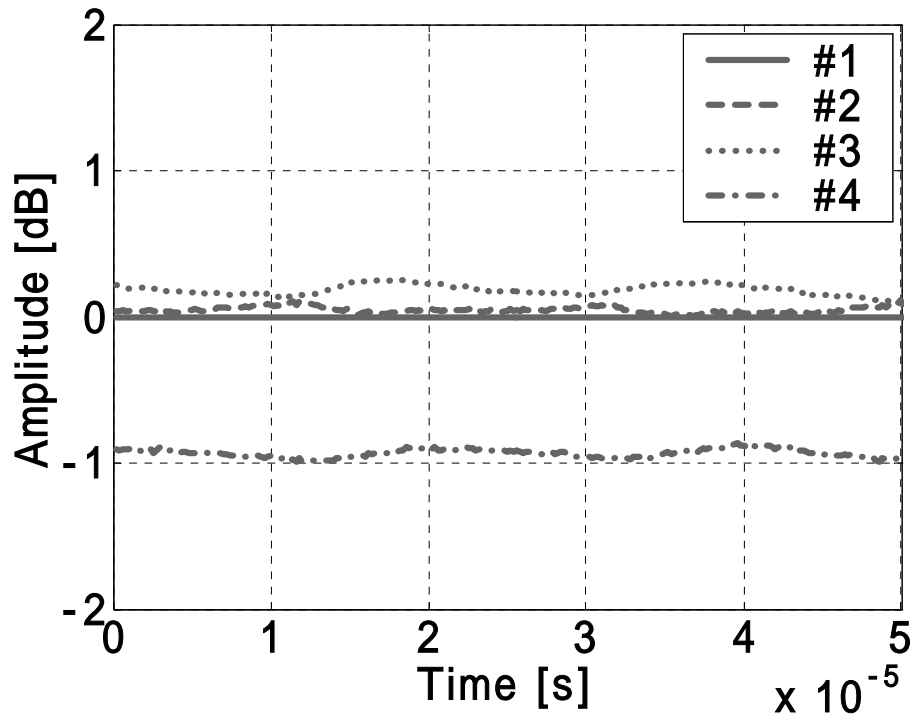
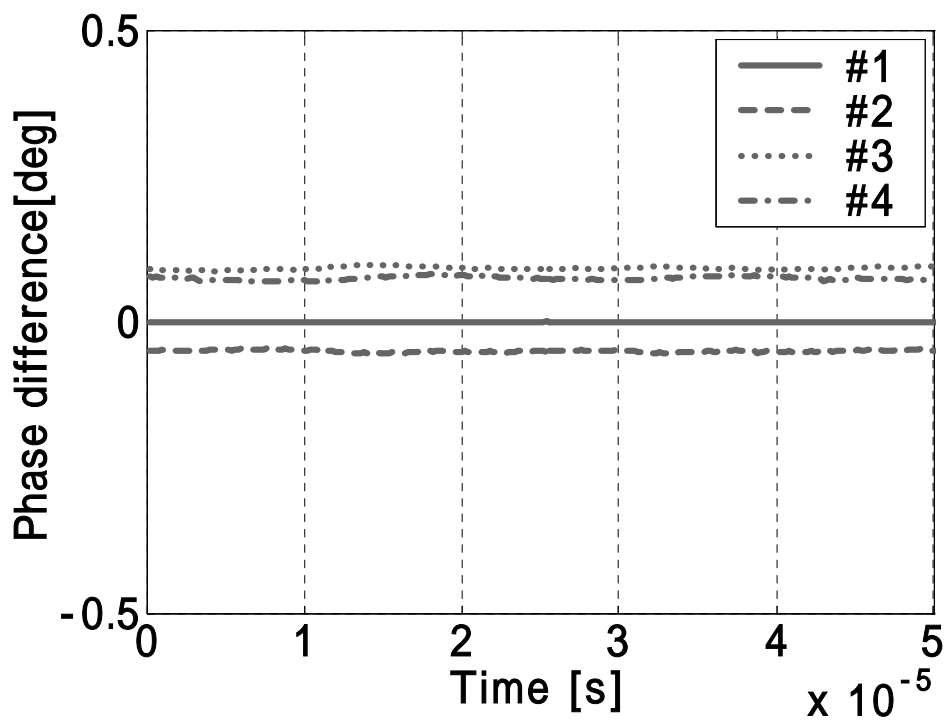


図 2-6 キャリブレーションモデル

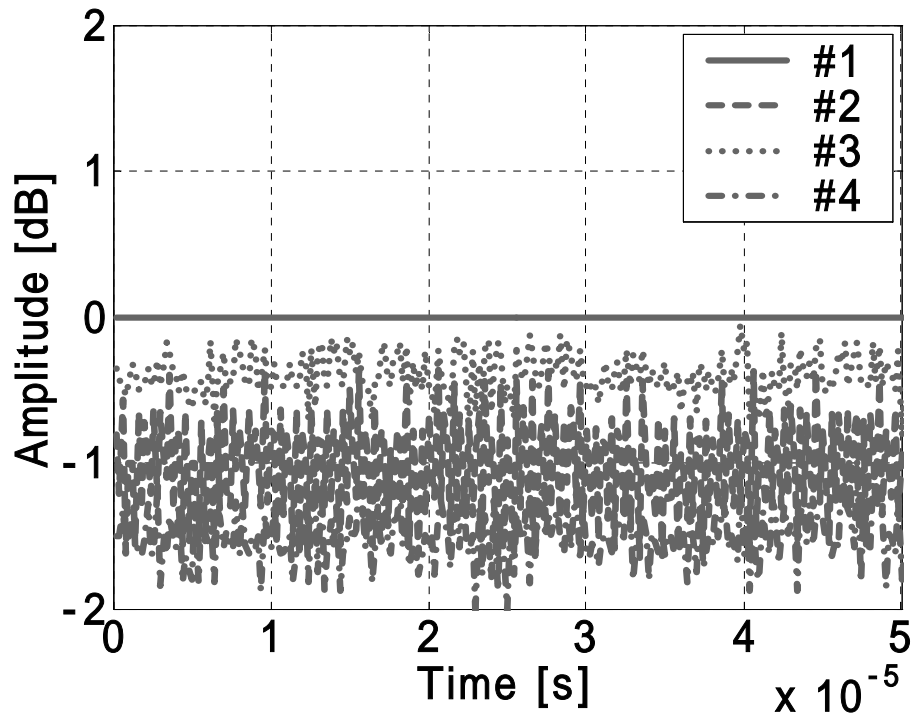


(a) 振幅比

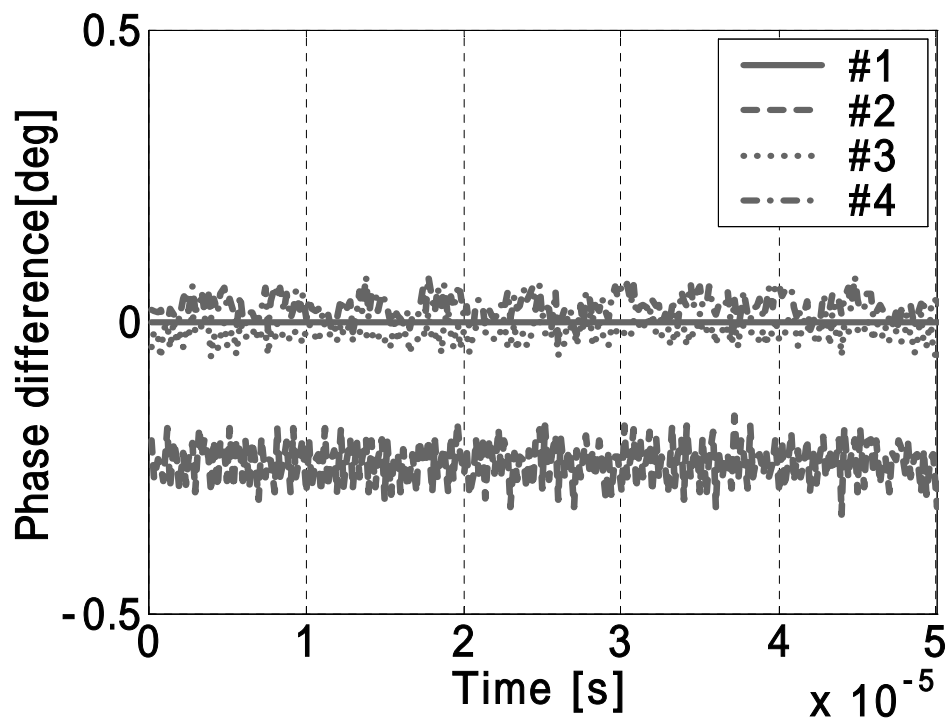


(b) 位相差

図 2-7 キャリブレーションの誤差 (2.6GHz)



(a) 振幅比



(b) 位相差

図 2-8 キャリブレーションの誤差 (8.45GHz)

2.5 到来方向と推定誤差

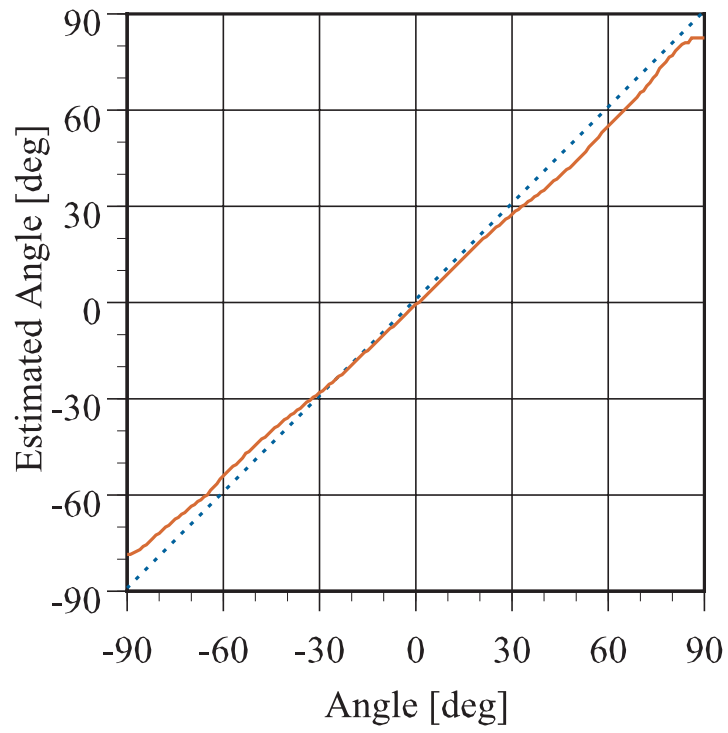
以上に述べたシステムを用いて到来方向推定を行った。推定条件を表 2-5 にまとめた。アレー方向ベクトルには理論値である式(2.16)を使用した。到来方向 θ_{DOA} に対する推定誤差の変化を調べるために θ_i を 1 度おきに ± 90 度変化させ測定した。

表 2-5 推定条件

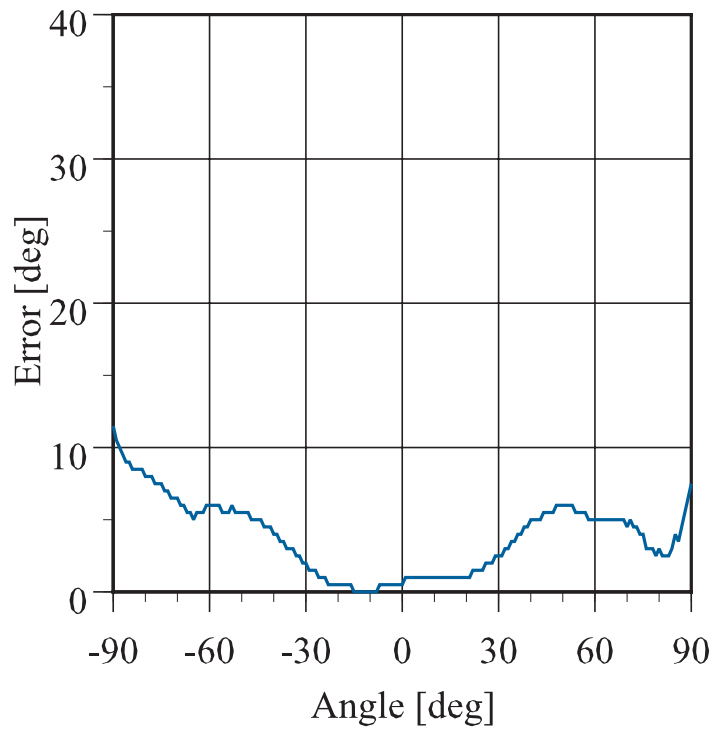
アレーアンテナ	4 素子半波長間隔リニアアレー
推定アルゴリズム	MUSIC 法
アレー方向ベクトル	式(2.16)
送信アンテナ	1 素子 ($\theta_i = 0$)
使用周波数	2.665GHz, 8.45GHz
中間周波数	1MHz

2.6GHz における MUSIC 法による推定結果及び推定誤差を図 2-9 に示す。(a)の実線は推定結果 θ_{DOA} を表し、点線は到来方向 θ_{DOA} を表す。(b)はその差である推定誤差 $\Delta\theta$ を表す。到来方向 θ_{DOA} が ± 30 度付近では誤差が3度以内に収まっているが、平均して4度程度の誤差があり方向によって変化する。同様に 8.45GHz における MUSIC 法による推定結果及び推定誤差を図 2-10 に示す。到来方向 θ_{DOA} が ± 60 度付近では誤差が5度以内に収まっているが平均して3度程度の誤差があり方向によって変化する、 ± 90 度の付近では誤差が大きく30度以上ある。

以上の結果より、2.6GHz、8.45GHz どちらの場合にも、到来方向 θ_{DOA} が ± 30 度付近ではほぼ正確な推定ができるが、到来方向によっては推定誤差が大きくなっている。このように、到来方向によって推定誤差が変動している要因としては、アレー方向ベクトルが理論値である式(2.16)から大きく外れていることが考えられる。この推定誤差について次章で検討する。

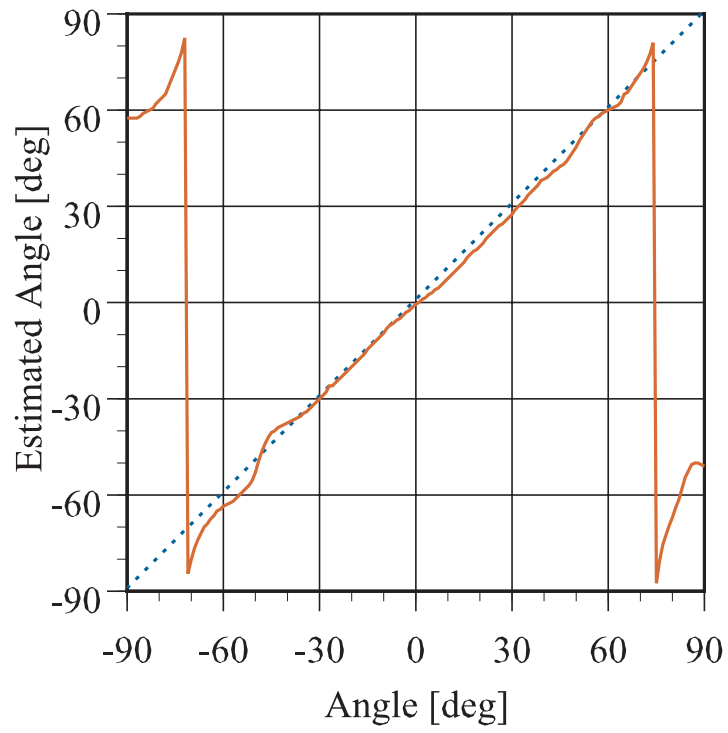


(a) 推定結果

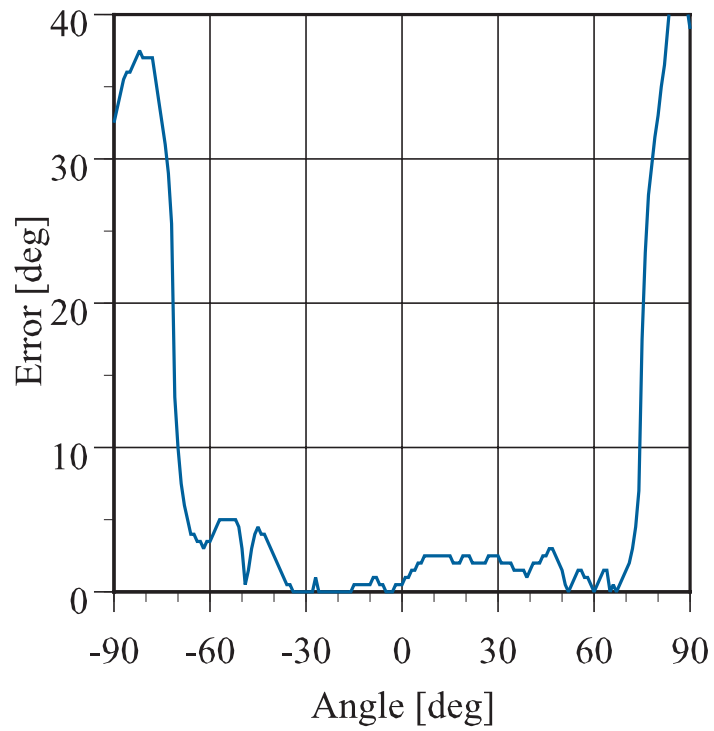


(b) 推定誤差

図 2-9 到来方向推定結果 (2.6GHz)



(a) 推定結果



(b) 推定誤差

図 2-10 到来方向推定結果(8.45GHz)

第 3 章

推定誤差と補正方法

アダプティブアレーアンテナの性能は各チャネル間の位相・振幅の正確さにより大きく左右される。前章より、到来方向によって推定誤差が変動することが明らかになった。これはアレー方向ベクトルが理論値から外れていることを示している。この原因としてはアレー素子間の相互結合、素子間隔誤差、送受信間距離の近接による各アレー素子の位相、振幅誤差が挙げられる。本章では、誤差についてさまざまに条件を変化させたモデルでシミュレーションを行い誤差の原因を明確にし、その解決策について検討する。シミュレーションは前章のモデルで行う。ただし、伝搬損失、送受信間距離は考慮せず平面波を仮定し、受信機の特性は線形であるとした。また、雑音は特に考慮していない。この理想的な条件のシミュレーションでは誤差は生じない。

3.1 送受信間距離の影響

2.4 で述べたように、キャリアレーションはアレーへの到来波に平面波を仮定しており、 $\theta_i = \theta_r = 0$ の状態で送信アンテナからアレー各素子への伝搬距離が等しいとしている。しかし、図 3-1 に示すように実験では送受信間が 4m であり、実際は約 0.8mm の伝搬距離の差が素子(#1,#4)と素子(#2,#3)の間にあるため、素子間隔が半波長の場合 2.6GHz, 8.45GHz でそれぞれ約 2.5 度, 0.8 度の位相誤差を含む。伝搬距離の差を ΔY_k 、位相誤差を $\Delta \omega_k$ として一般的に表すと次の式ようになる。

$$\Delta Y_k = \sqrt{Y_k^2 + \left[d(k-1) - \frac{d(K-1)}{2} \right]^2} - \sqrt{Y_k^2 + \left[\frac{d(K-1)}{2} \right]^2} \quad (3.1)$$

$k = 1, \dots, K$

$$\Delta\omega_k = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta Y_k \quad (3.2)$$

ここで、 Y_k は送受信間距離を表す。

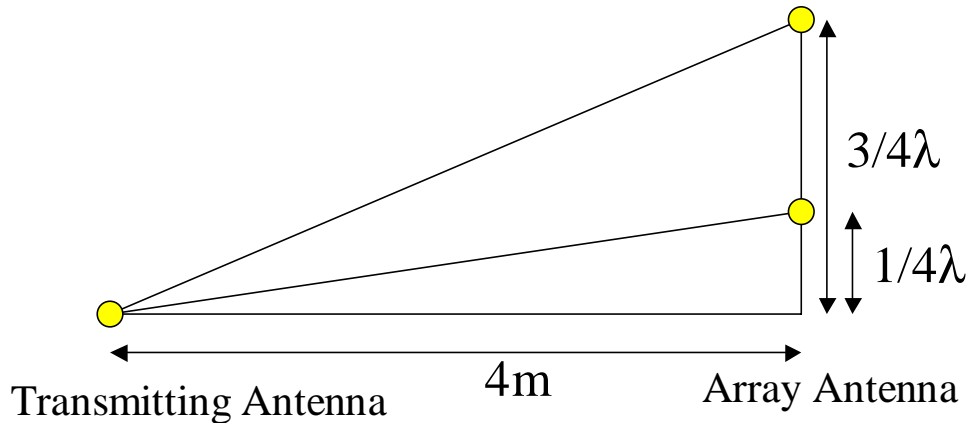
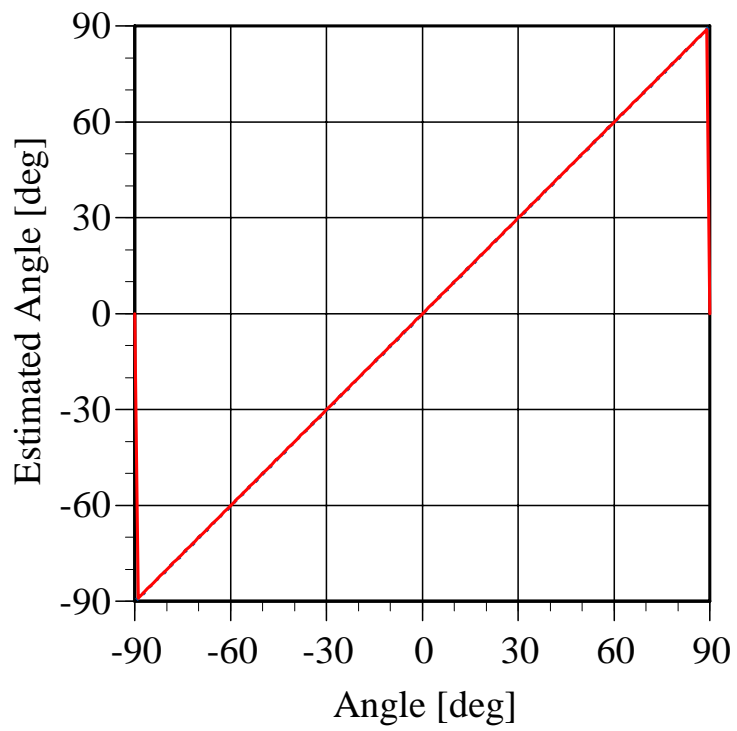


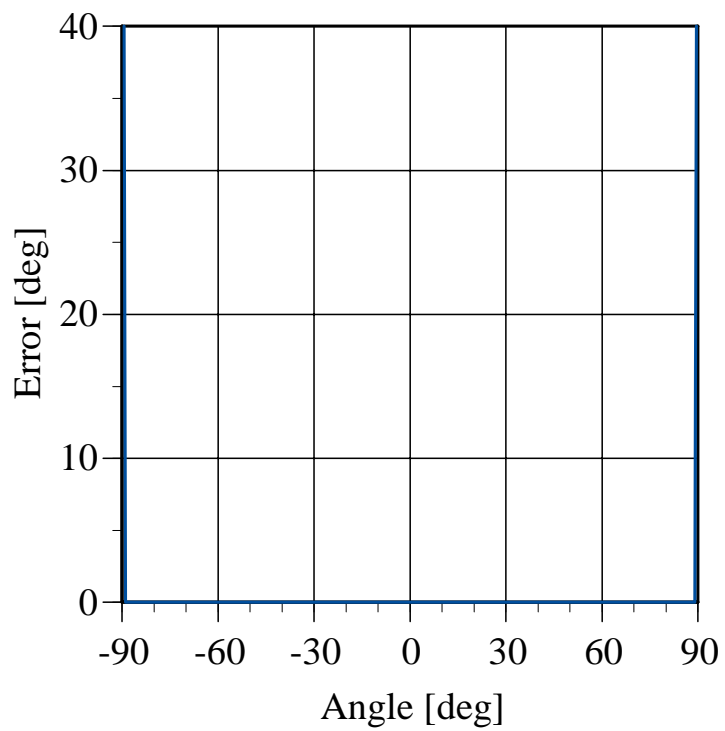
図 3-1 伝搬距離の差

この誤差について考察するために、2.6GHz で $Y_k = 4, K=4$ の条件のもとでこの位相差を意図的に含めたシミュレーションを行った。このとき素子間の距離誤差、位相誤差はそれぞれ $\Delta Y_d < 7.1 \times 10^{-3} \lambda$ 、 $\Delta\omega < 2.6^\circ$ となる。図 3-2 にこのときの推定結果を示す。推定誤差は生じていないことが分かる。これは、推定では MUSIC 法の分解能を 0.5 度に設定しているため、誤差が ± 0.25 度以内で収まっていると考えられる。

この検討から送受信間距離の影響は MUSIC 法の分解能よりも小さく、4m の送受信間距離では推定誤差が生じない。つまり、素子間の距離誤差、位相誤差がそれぞれ $\Delta Y_d < 7.1 \times 10^{-3} \lambda$ 、 $\Delta\omega < 2.6^\circ$ 以内であれば誤差が ± 0.25 度以内で収まるといえる。



(a) 推定結果



(b) 推定誤差

図 3-2 到来方向推定結果 (送受信間距離含 シミュレーション)

3.2 アレー素子指向性歪みの影響

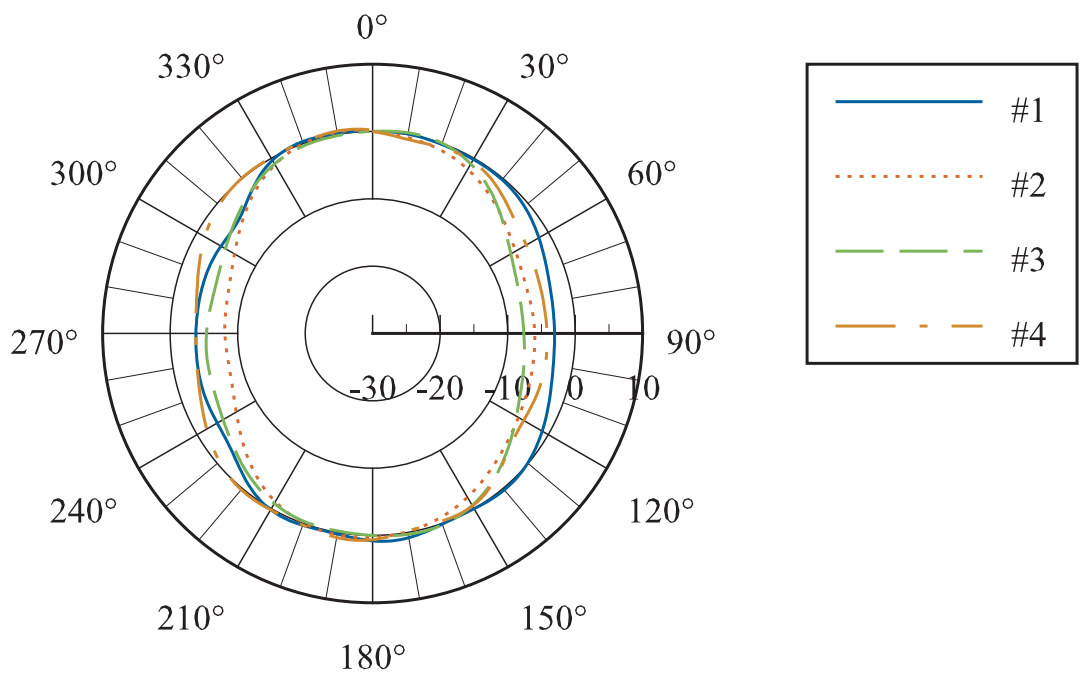
アレーアンテナの素子指向性はアンテナの相互結合により歪み、相互結合はアンテナの素子間隔や素子形状等により変化する。素子指向性とはアレーアンテナのk番目の素子のみを励振し他の素子を整合負荷で終端したときのk番目素子の指向性である。式(2.15)は各素子の特性が等しいとした場合のアレー方向ベクトルの理論値である。この歪みが到来方向推定に与える影響について考察する。

推定誤差について議論する前に、実験での指向性の歪みの測定値を示す。図 3-3 に 2.6GHz に各素子の指向性の測定値を示す。各値は角素子の 0 度の値を基準に規格化している。方向により振幅で 10dB、位相では 30 度程度の変動がある。特に、±90 度の範囲のみ取り出したものが図 3-4 である。8.45GHz についても同様に図 3-5、図 3-6 に示す。方向により振幅で 15dB、位相では 180 度程度の変動がある。これが到来波の位相、振幅に影響し推定誤差を生じる。特に、±90 度の付近で素子間のばらつきが大きくなっている。これは、リニアアレーにおいて素子間隔のばらつきがこの方向の各素子の指向性に大きく影響するためと考えられる。

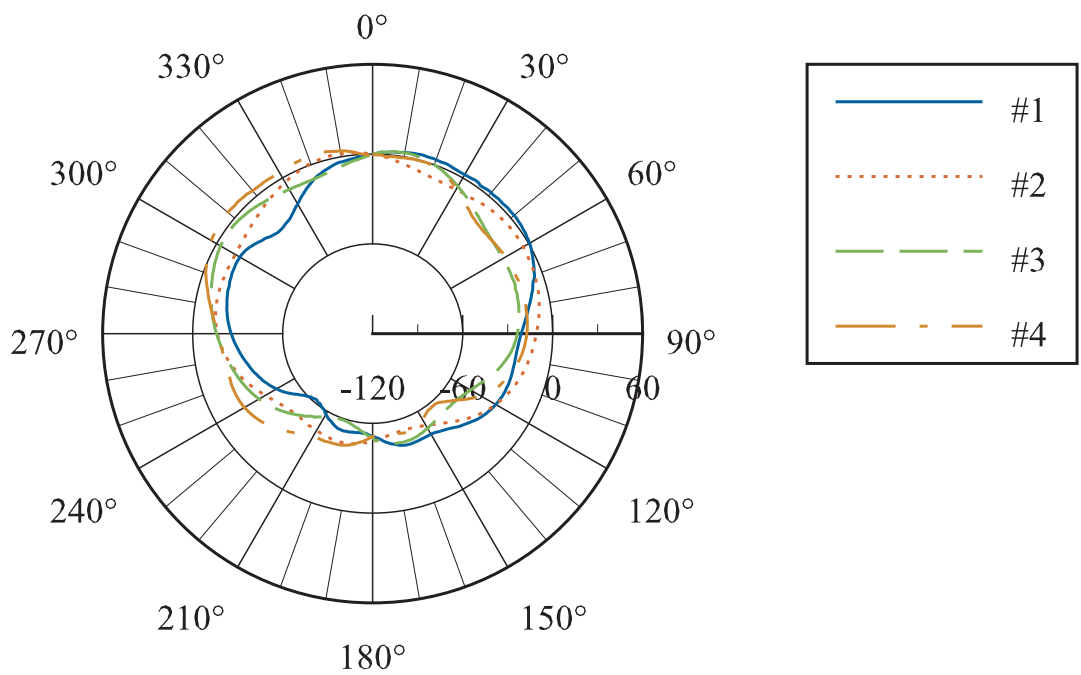
以上のように実験では到来方向により素子指向性にかなり大きな変動が生じている。実験では素子間隔誤差があるため、純粋な相互結合の影響を考えることが難しい。そこで、つぎにモーメント法を用いてアレー素子指向性を解析し、その指向性の影響を含めたシミュレーションについて検討する。モーメント法により解析した指向性を図 3-7、図 3-8 に示す。各値は角素子の 0 度の値を基準に規格化している。方向により振幅で 5dB、位相では 50 度程度の変動がある。素子位置誤差考慮していないため、純粋に相互結合の影響でアレー素子指向性が歪んでいると考えられる。

このアレー素子指向性を含めたシミュレーションにおける MUSIC 法による推定結果を図 3-9 に示す。これはアレー素子指向性以外の信号劣化要因を考慮していない理想的なシミュレーションだが、最大 3 度、平均して 1 度程度の誤差があり方向によって変化する。さらに、素子間の指向性特性がばらついている部分で誤差が大きくなっていることも確認できる。以上のシミュレーションにより、振幅で 5dB、位相では 50 度程度のアレー素子指向性の歪みにより、最大 3 度、平均して 1 度程度の MUSIC 法による推定結果に誤差が生じることを確認した。

これらの検討から、アレー素子指向性歪みの影響は 2.6GHz、8.45GHz それぞれの場合について振幅で 10dB、位相では 30 度程度の変動、振幅で 15dB、位相では 180 度程度の変動を生じており、2.5 に述べた MUSIC 法による推定誤差に影響していると考えられる。シミュレーションによる検討から振幅 5dB、位相で 50 度程度の変動では、最大 3 度、平均して 1 度程度の誤差を生ずる事を確認した。

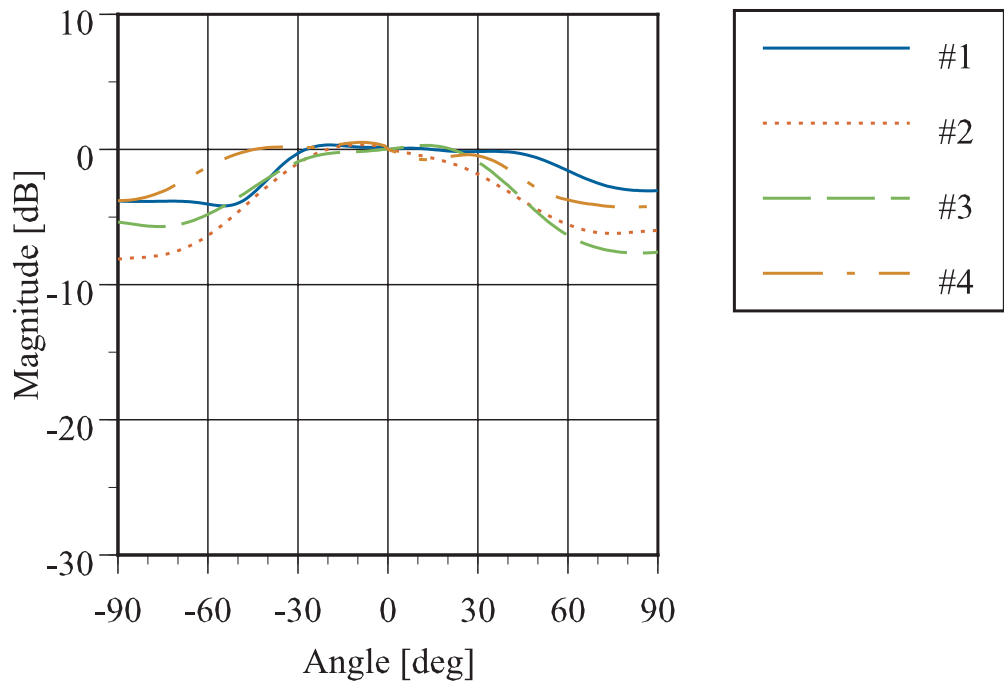


(a) 振幅

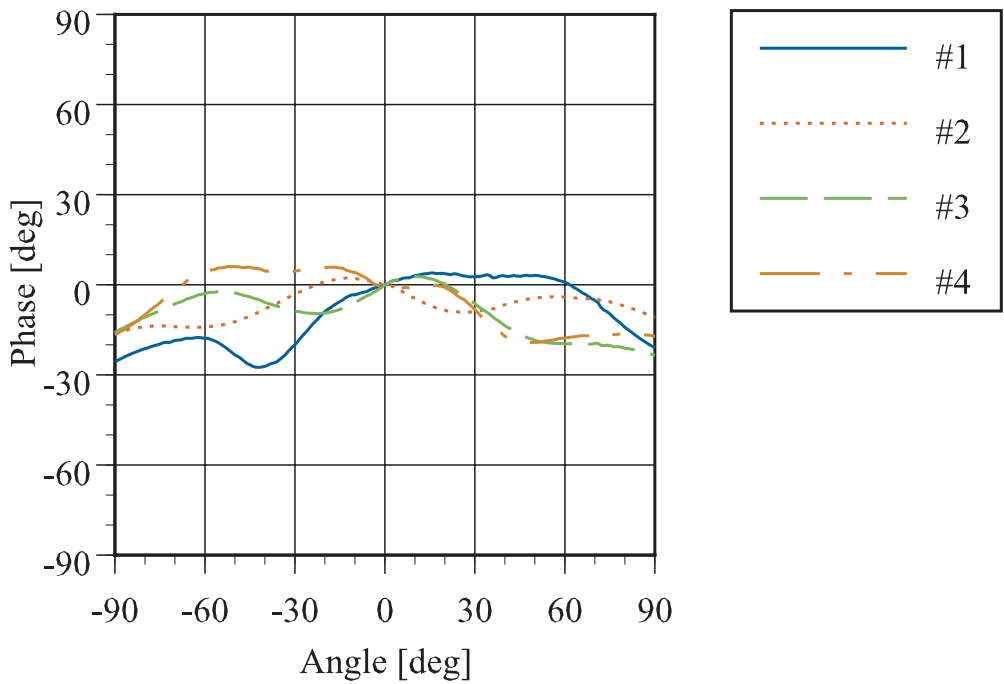


(b) 位相

図 3-3 各素子の指向性 (2.6GHz 測定値)

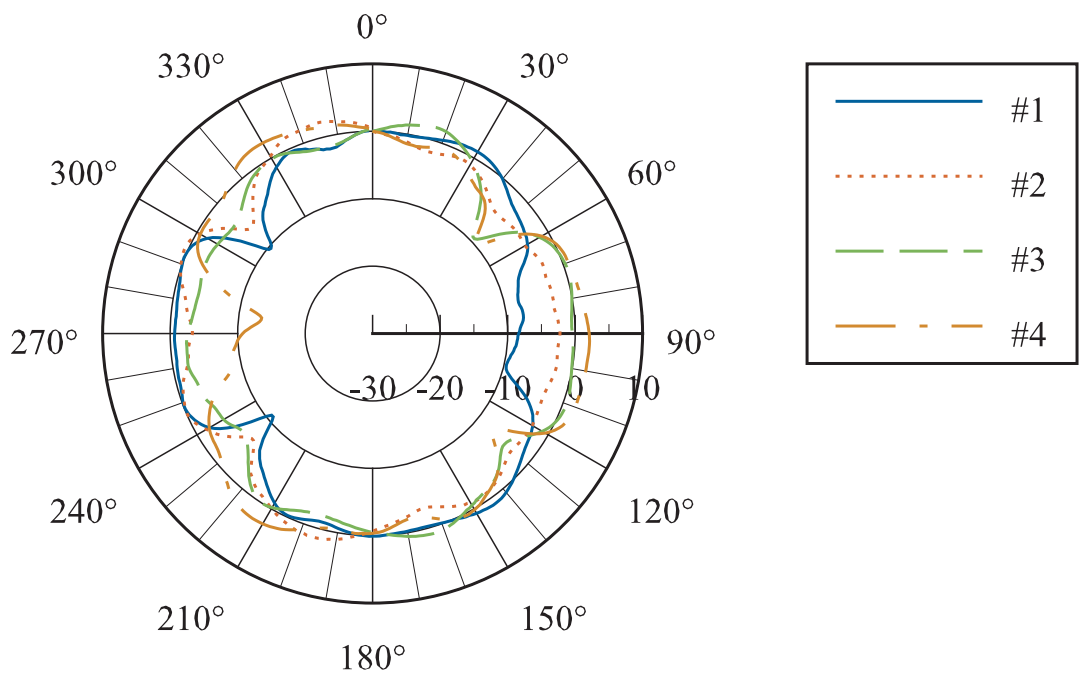


(a) 振幅

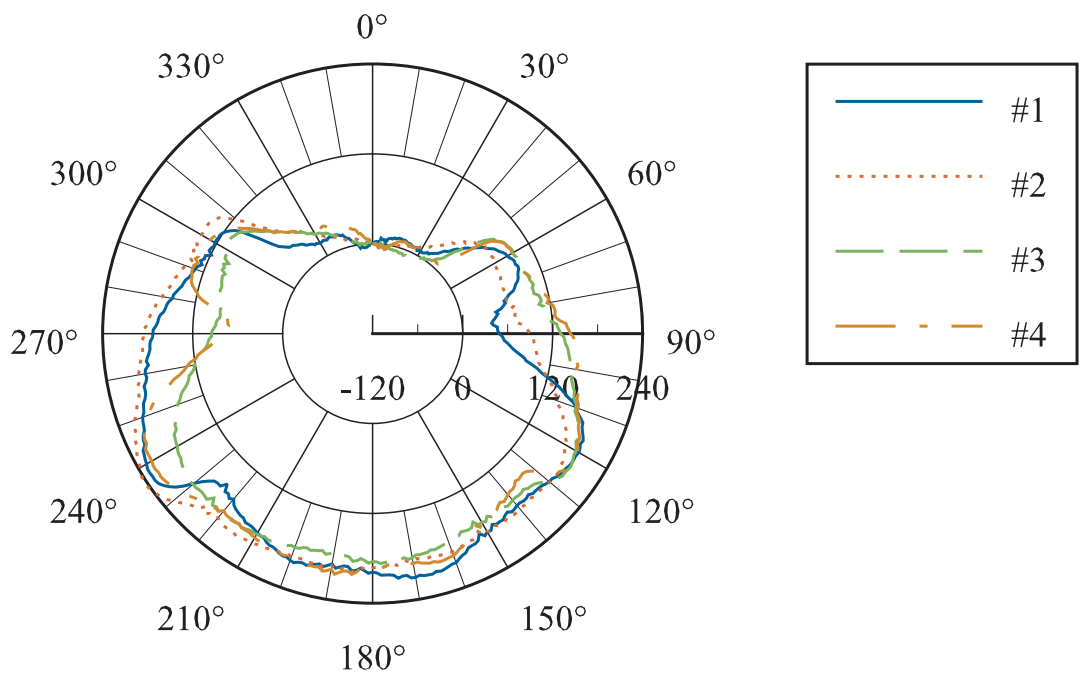


(b) 位相

図 3-4 各素子の指向性 ±90 度範囲 (2.6GHz 測定値)

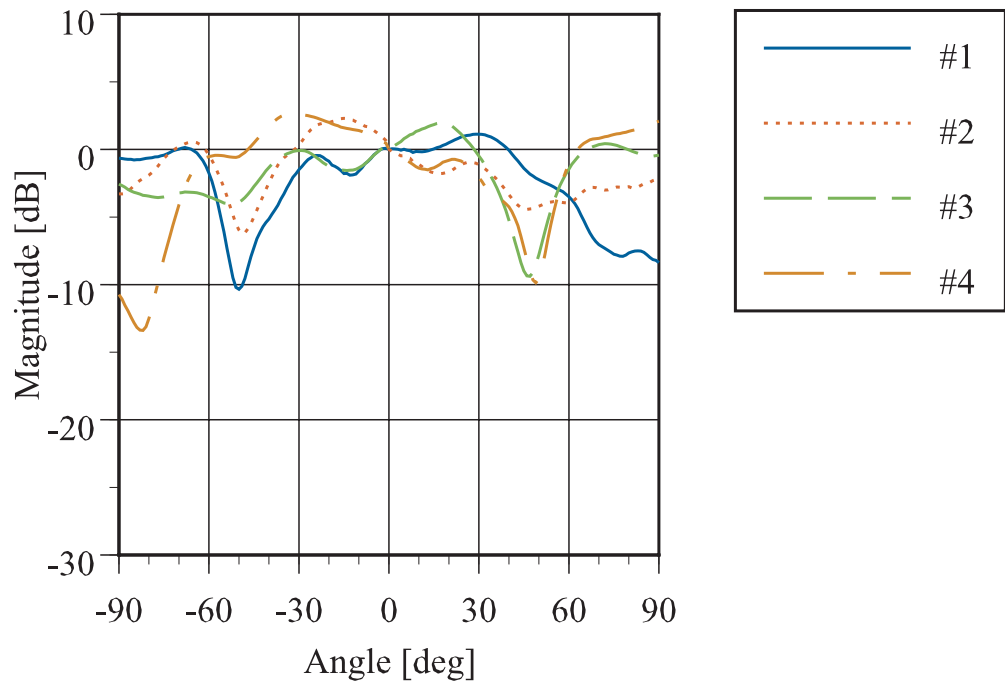


(a) 振幅

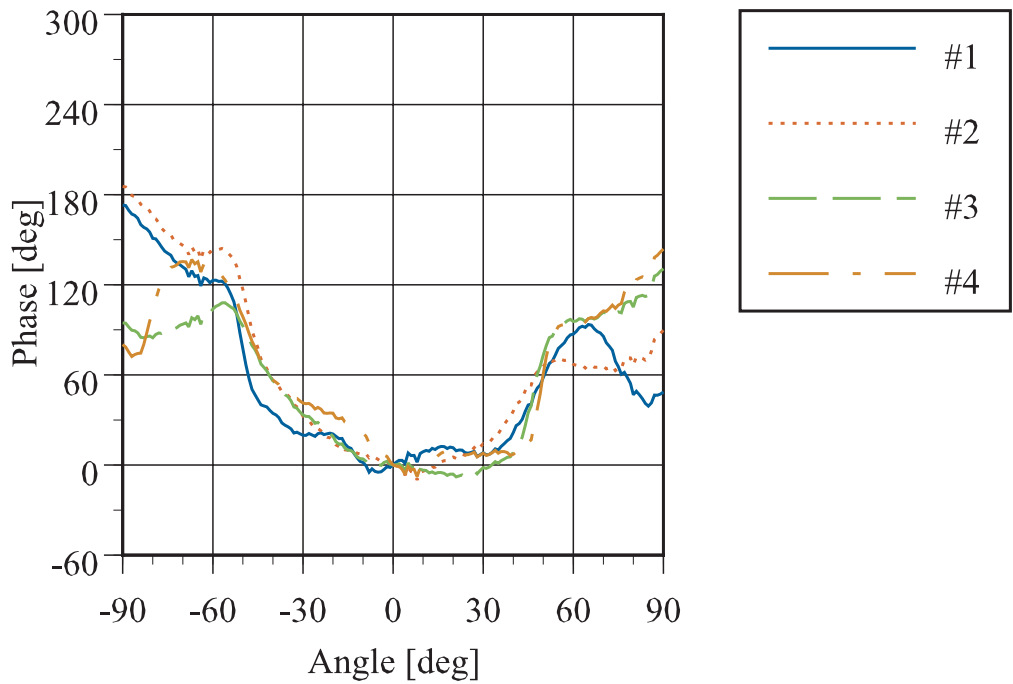


(b) 位相

図 3-5 各素子の指向性 (8.45GHz 測定値)

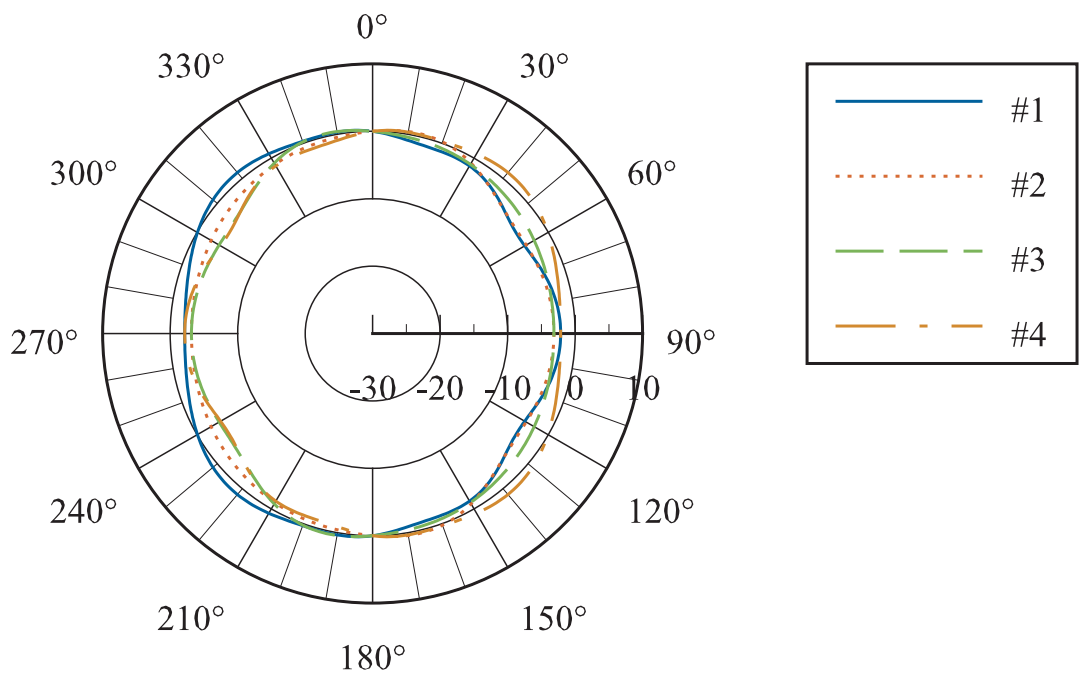


(a) 振幅

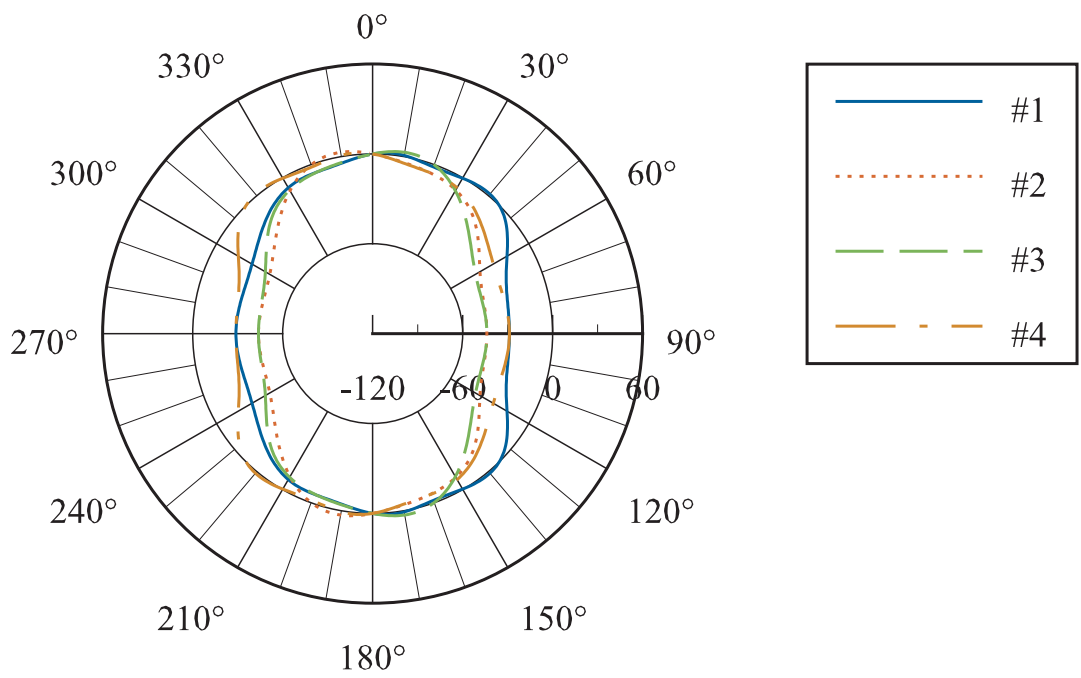


(b) 位相

図 3-6 各素子の指向性 ±90 度範囲 (8.45GHz 測定値)

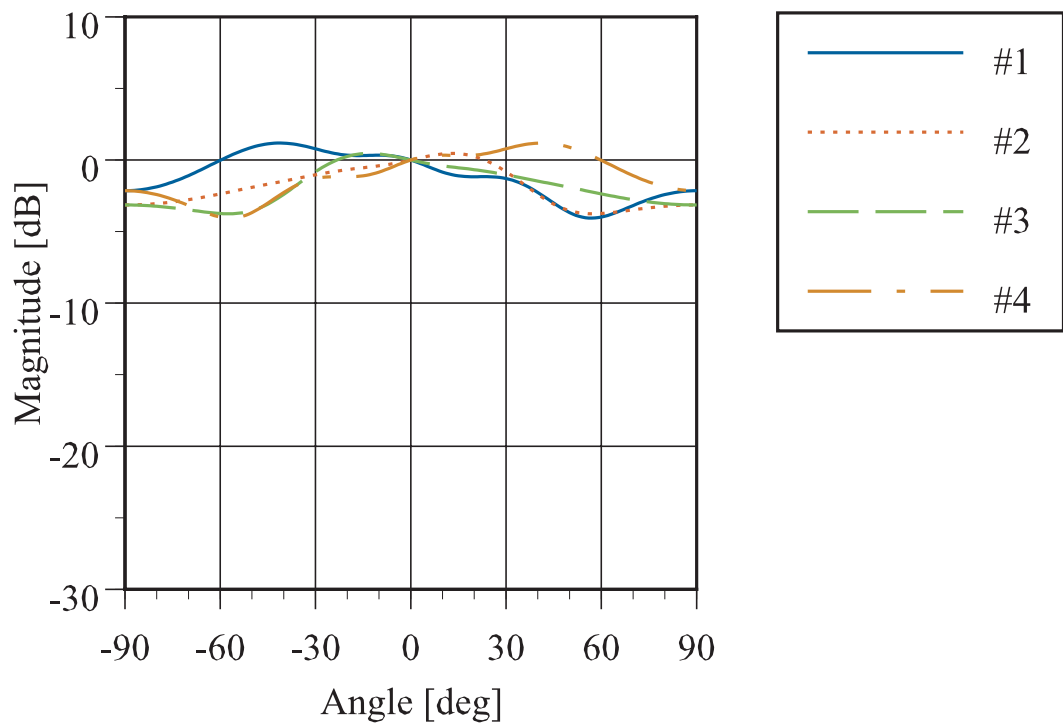


(a) 振幅

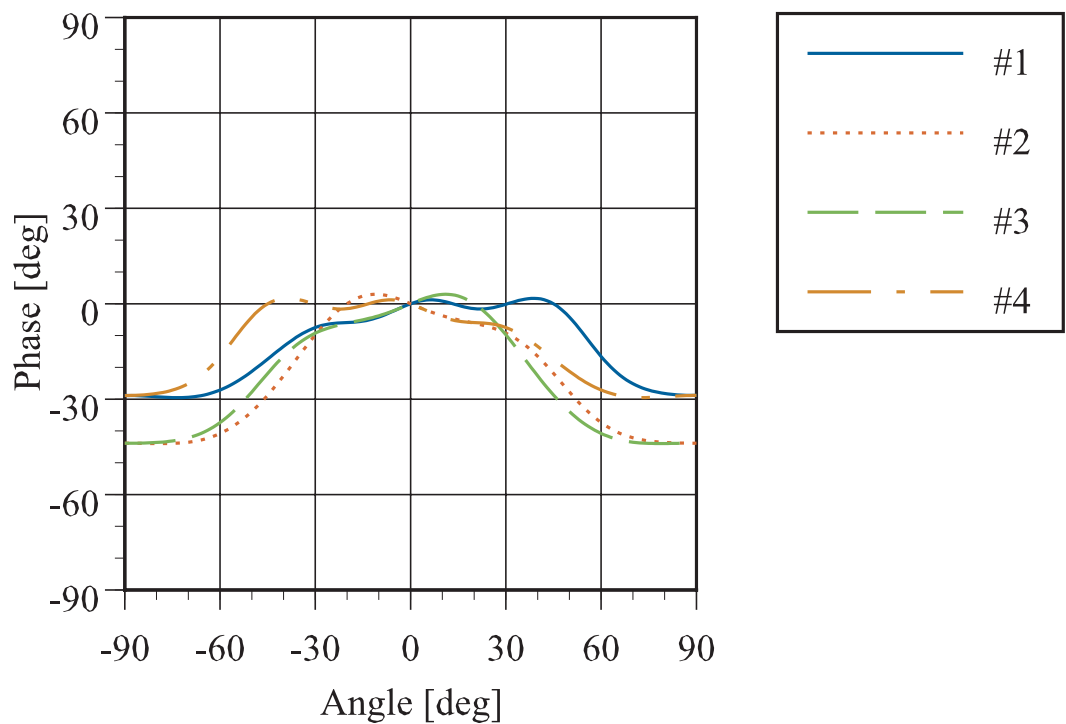


(b) 位相

図 3-7 各素子の指向性 (8.45GHz モーメント法)

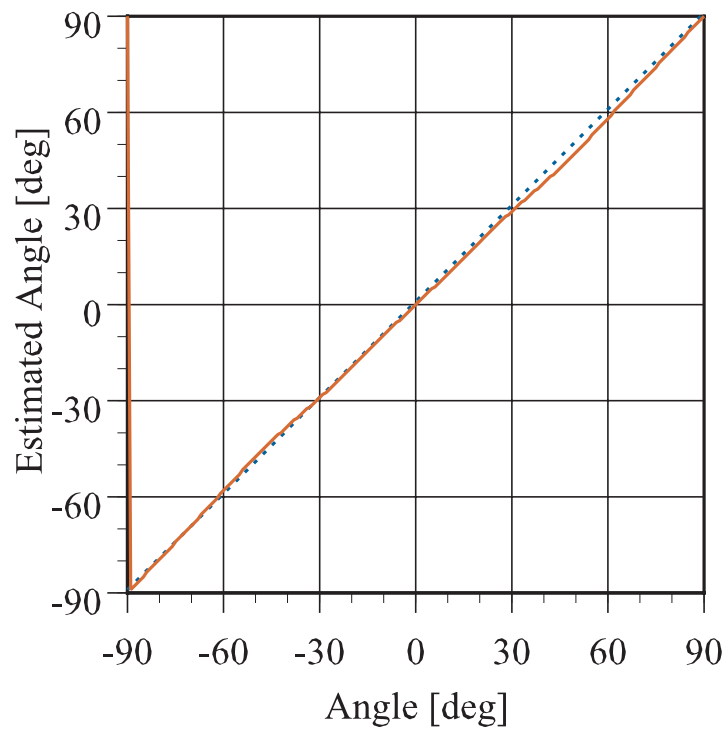


(a) 振幅

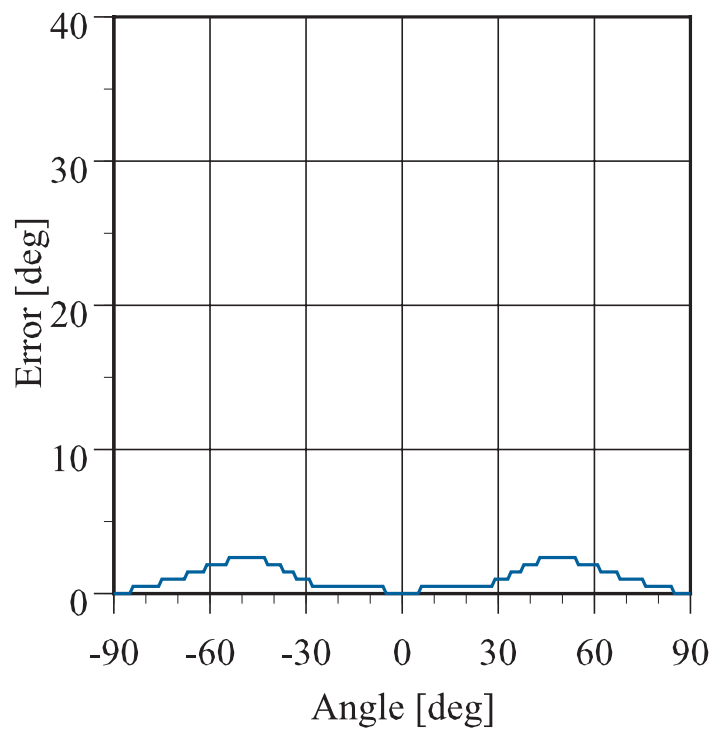


(b) 位相

図 3-8 各素子の指向性 ± 90 度範囲 (8.45GHz モーメント法)



(a) 推定結果



(b) 推定誤差

図 3-9 到来方向推定結果 (素子指向性含 シミュレーション)

3.3 アレー素子位置誤差の影響

アレー素子位置の誤差も実際にアダプティブアレーを用いる場合には無視できない。なぜならば、この誤差は相互結合に影響を与えるためアレー素子指向性に大きく影響を及ぼすと考えられるためである。そこで、素子間隔を半波長から僅かに変化させてモーメント法により指向性を解析し、シミュレーションにより MUSIC 法による到来方向推定について述べる。ただし、アレー素子位置の誤差を考えているため、推定に用いる方向ベクトルは式(2.15)で変化させない。素子間隔の僅かな大小により到来方向に対する誤差を確認する。

まず、素子間隔を $0.5\lambda+1\times 10^{-2}\lambda$ (8.45GHz で 0.35mm) に設定しモーメント法により解析した指向性を図 3-10、図 3-11 に示す。各値は角素子の 0 度の値を基準に規格化している。方向により振幅で 6dB、位相では 50 度程度の変動がある。この指向性を含めたシミュレーションにおける MUSIC 法による推定結果を図 3-12 に示す。ただし、推定に用いた方向ベクトルは素子間隔 0.5λ のままである。 ± 30 度以内では誤差はなく、 ± 60 度以内では誤差は 1.5 度程度、それ以上で誤差が大きくなっている。次に、素子間隔を $0.5\lambda-1\times 10^{-2}\lambda$ (8.45GHz で 0.35mm) に設定しモーメント法により解析した指向性を図 3-13、図 3-14 に示す。各値は角素子の 0 度の値を基準に規格化している。方向により振幅で 7dB、位相では 60 度程度の変動がある。

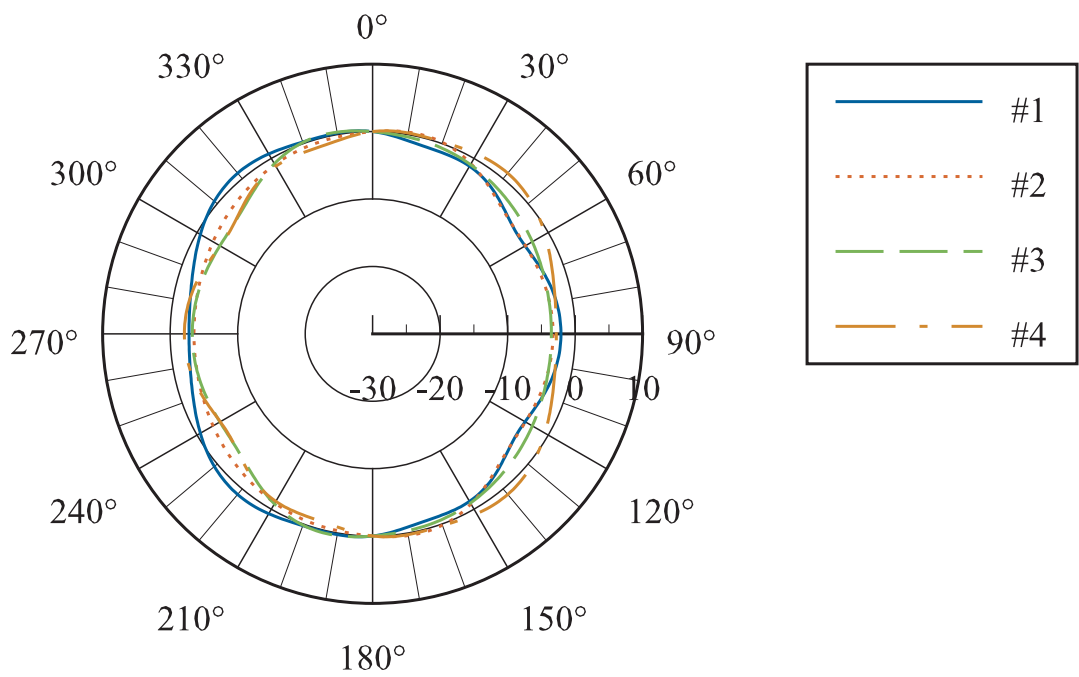
上の指向性を含めたシミュレーションにおける MUSIC 法による推定結果を図 3-15 に示す。ただし、推定に用いた方向ベクトルは素子間隔 0.5λ のままである。誤差は単調増加し、 ± 60 度以内では誤差は 3 度程度、それ以上で誤差が大きくなっている。

以上より、 ± 60 度以内について考えると $+1\times 10^{-3}\lambda$ (8.45GHz で 0.35mm) の素子間隔誤差の場合には、振幅で 6dB、位相では 50 度程度の変動を生じ 1.5 度程度の誤差、 $-1\times 10^{-3}\lambda$ の場合には、振幅で 7dB、位相では 60 度程度の変動を生じ、3 度程度の誤差となる。

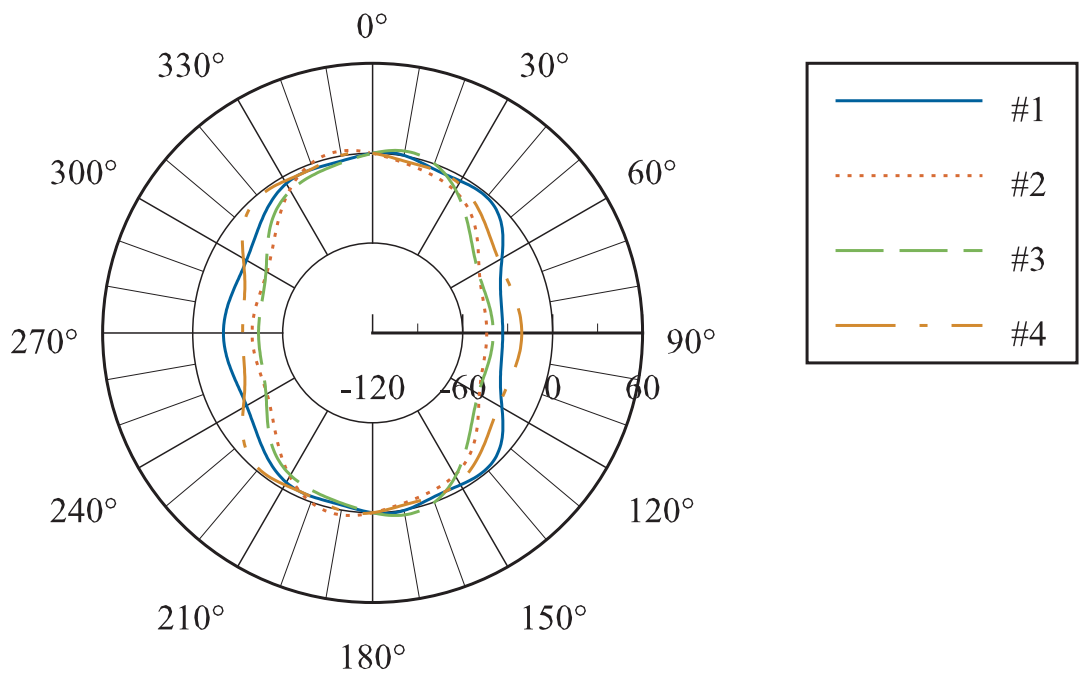
さらに、図 3-9、図 3-12 と図 3-15 を比較すると、 ± 60 度以内の誤差を考えると素子間隔誤差がない場合よりも素子間隔が $0.5\lambda+1\times 10^{-2}\lambda$ 場合に誤差が最も抑えられていることが分かる。これは、素子間隔を $+1\times 10^{-2}\lambda$ とすることで、 ± 60 度以内の範囲での指向性変化が抑えられたものと考えられる。

8.45GHz 帯 DBF 受信機を用いた実験により以上のシミュレーションを確認した。ただし、素子間隔についてはその変化が微小であるため、 $\lambda/2$ より大きい場合と小さい場合の 2 通りのみ行った。また、アレー素子にスリーブアンテナを用いた。図 3-16 にその推定誤差を示す。到来方向が負の方向ではシミュレーション結果とほぼ同様の傾向となった。結果が左右対称とならなかったのはアレーアンテナの素子間隔が製作誤差の影響と考えられる。 ± 60 度以内の誤差を考えると、大きくした場合に誤差が抑えられてい

る。以上により実験的にも素子間隔の影響が確認された。

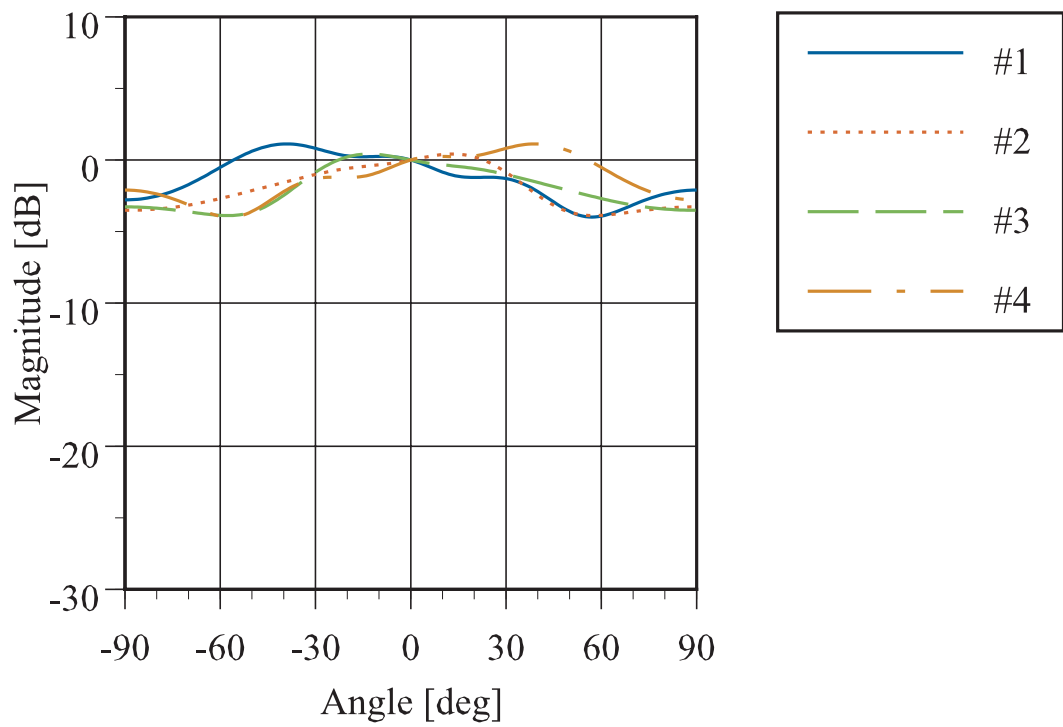


(a) 振幅

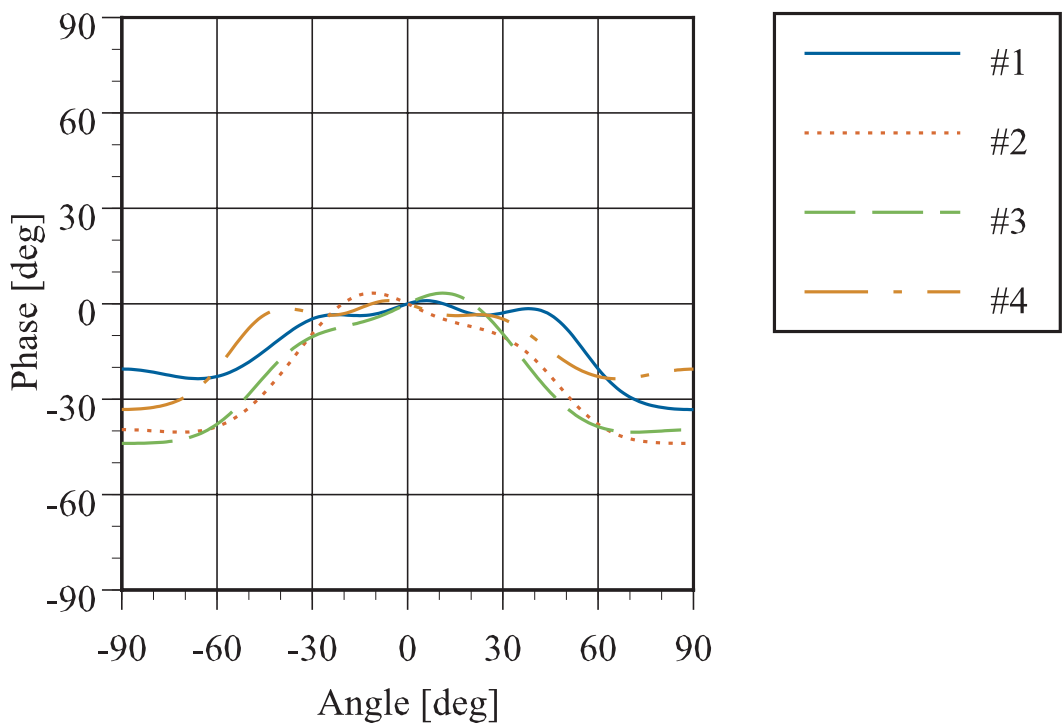


(b) 位相

図 3-10 各素子の指向性 (8.45GHz モーメント法 素子間隔 $0.5\lambda + 1 \times 10^{-2}\lambda$)

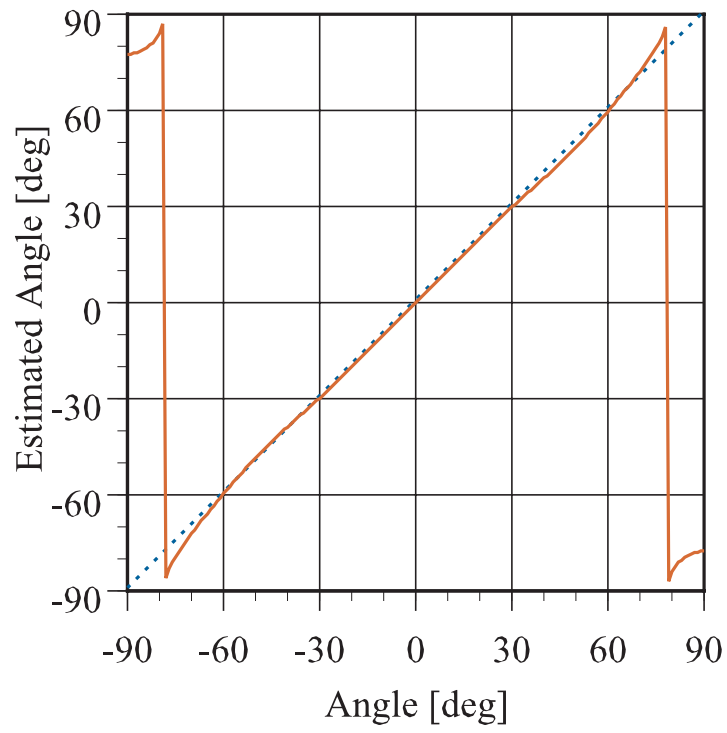


(a) 振幅

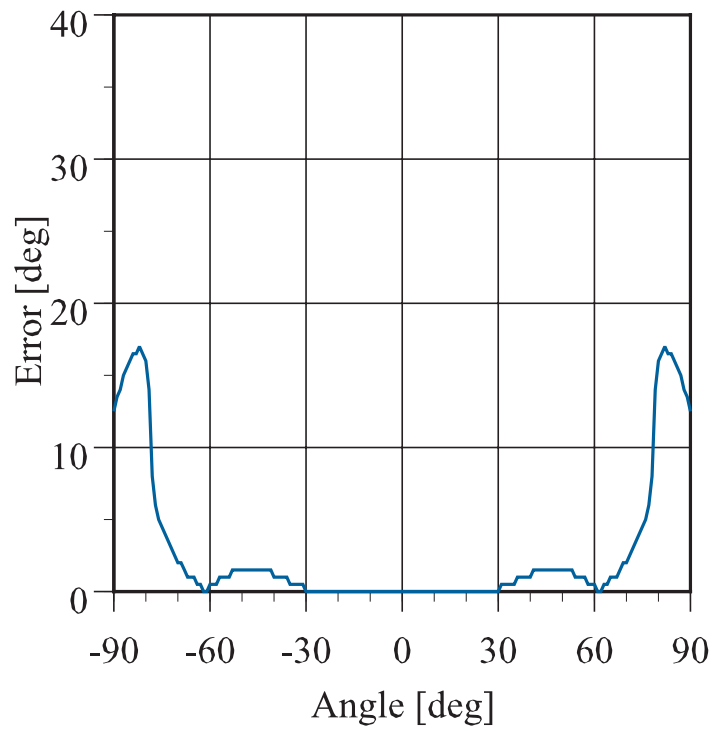


(b) 位相

図 3-11 各素子の指向性 ±90 度範囲 (8.45GHz モーメント法 素子間隔 $0.5\lambda + 1 \times 10^{-2}\lambda$)

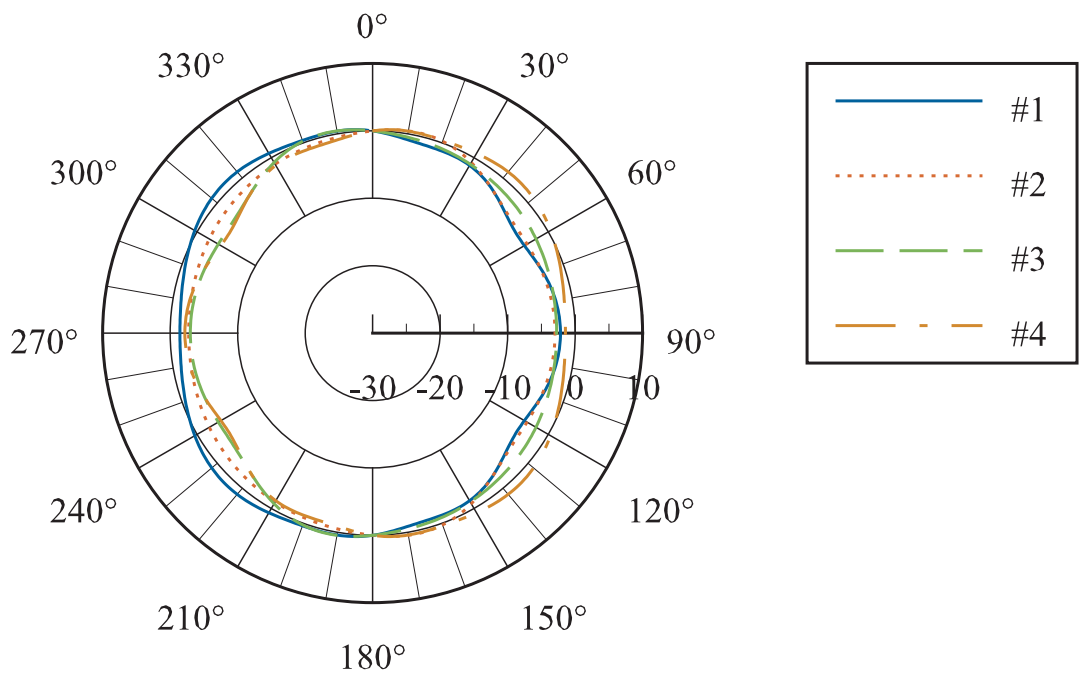


(a) 推定結果

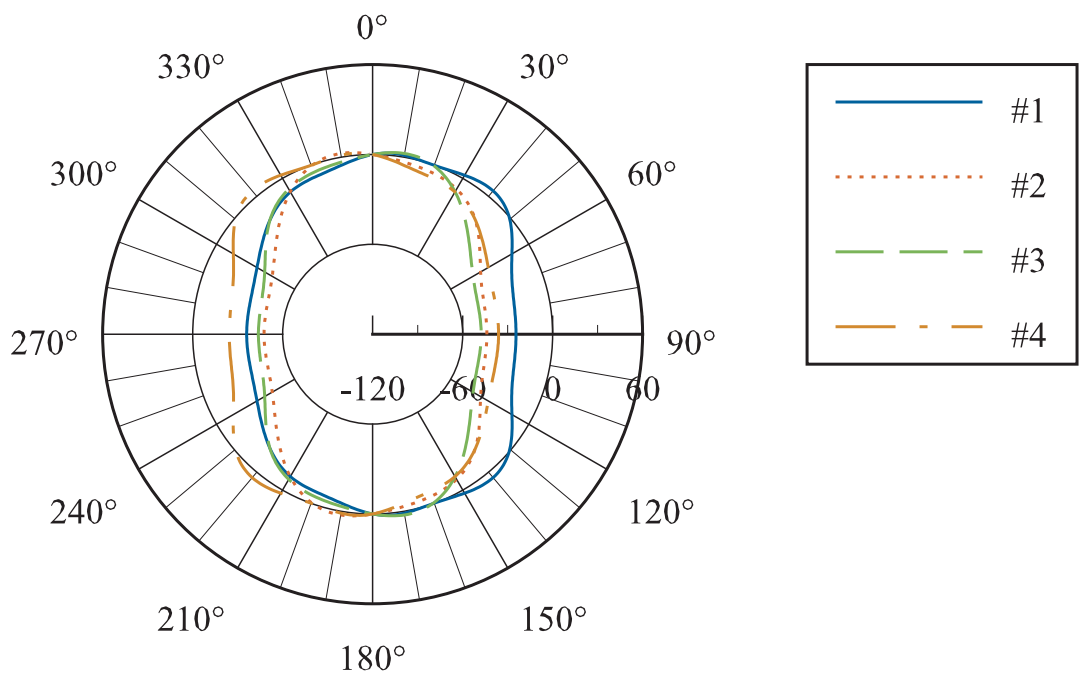


(b) 推定誤差

図 3-12 到来方向推定結果 (素子指向性含 素子間隔 $0.5\lambda+1 \times 10^{-2}\lambda$ シミュレーション)

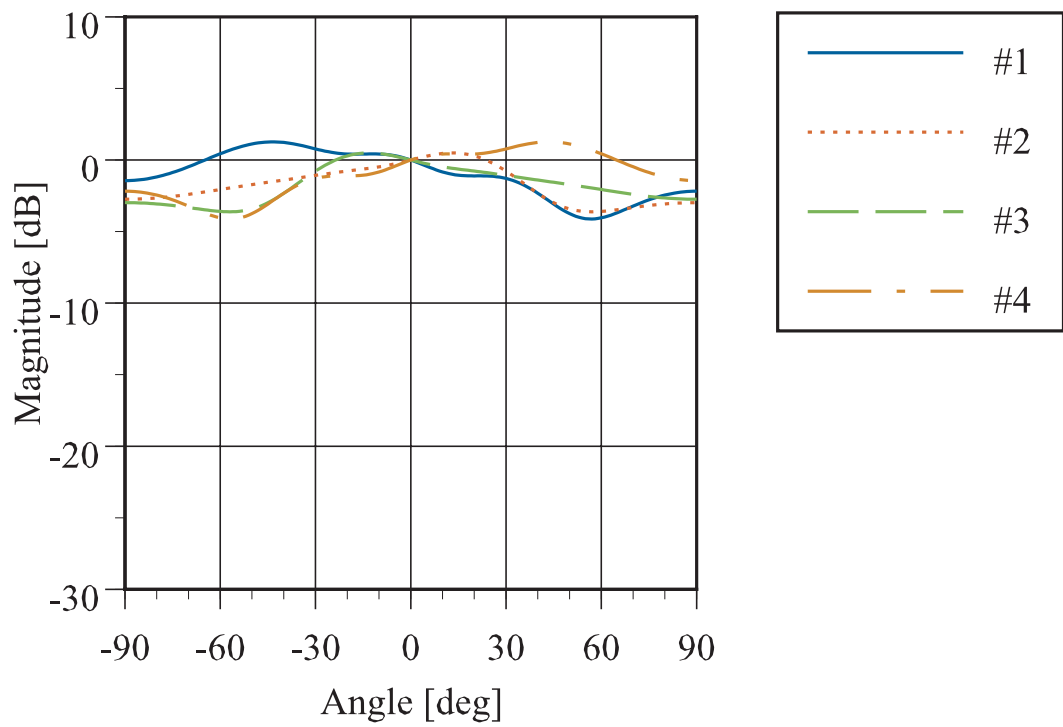


(a) 振幅

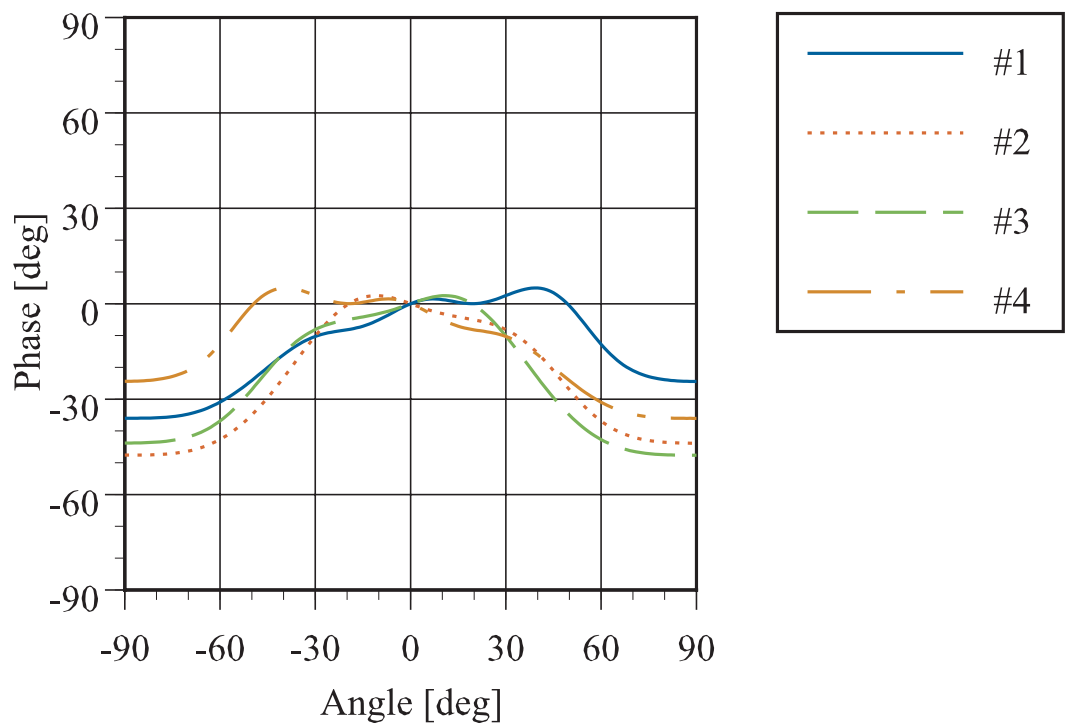


(b) 位相

図 3-13 各素子の指向性 (8.45GHz モーメント法 素子間隔 $0.5\lambda - 1 \times 10^{-2}\lambda$)

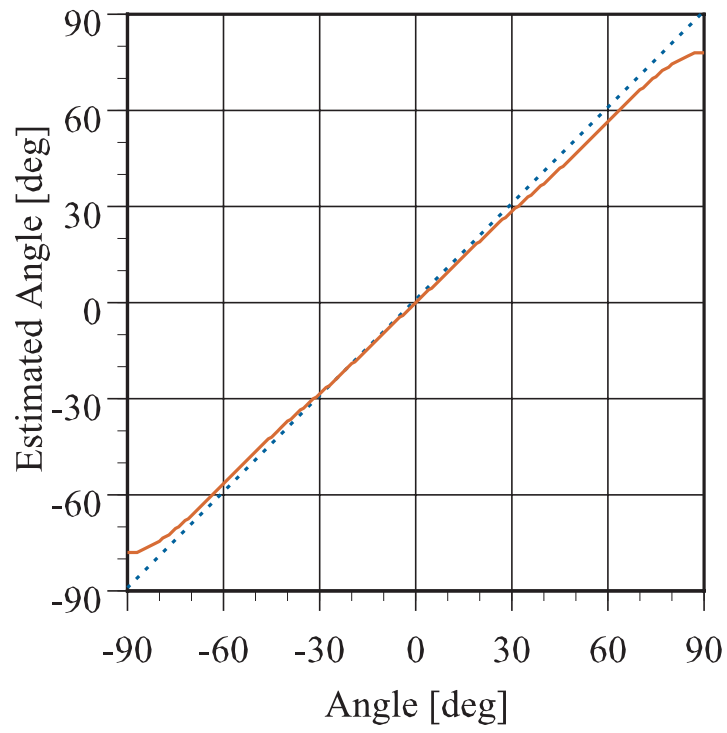


(a) 振幅

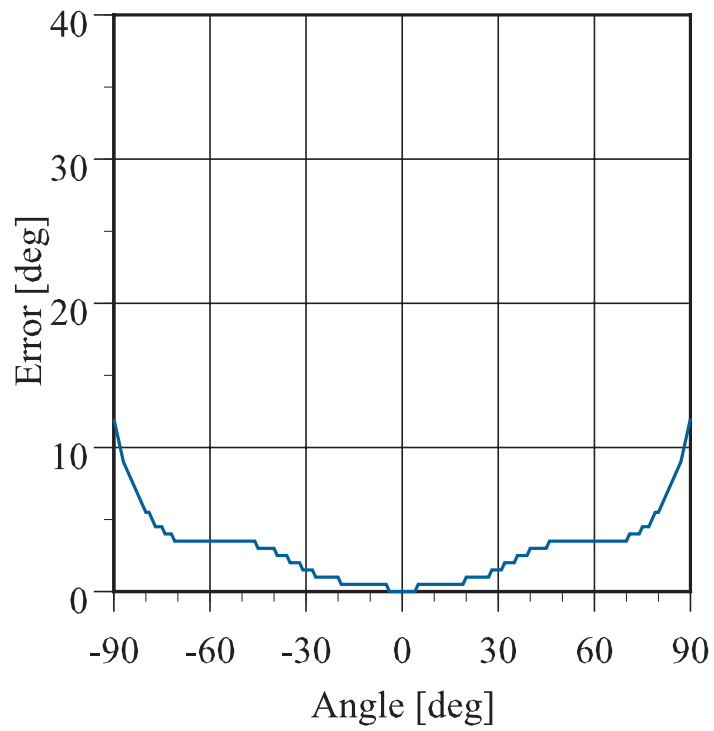


(b) 位相

図 3-14 各素子の指向性 ± 90 度範囲 (8.45GHz モーメント法 素子間隔 $0.5\lambda - 1 \times 10^{-2}\lambda$)



(a) 推定結果



(b) 推定誤差

図 3-15 到来方向推定結果 (素子指向性含 素子間隔 $0.5\lambda-1 \times 10^{-2}\lambda$ シミュレーション)

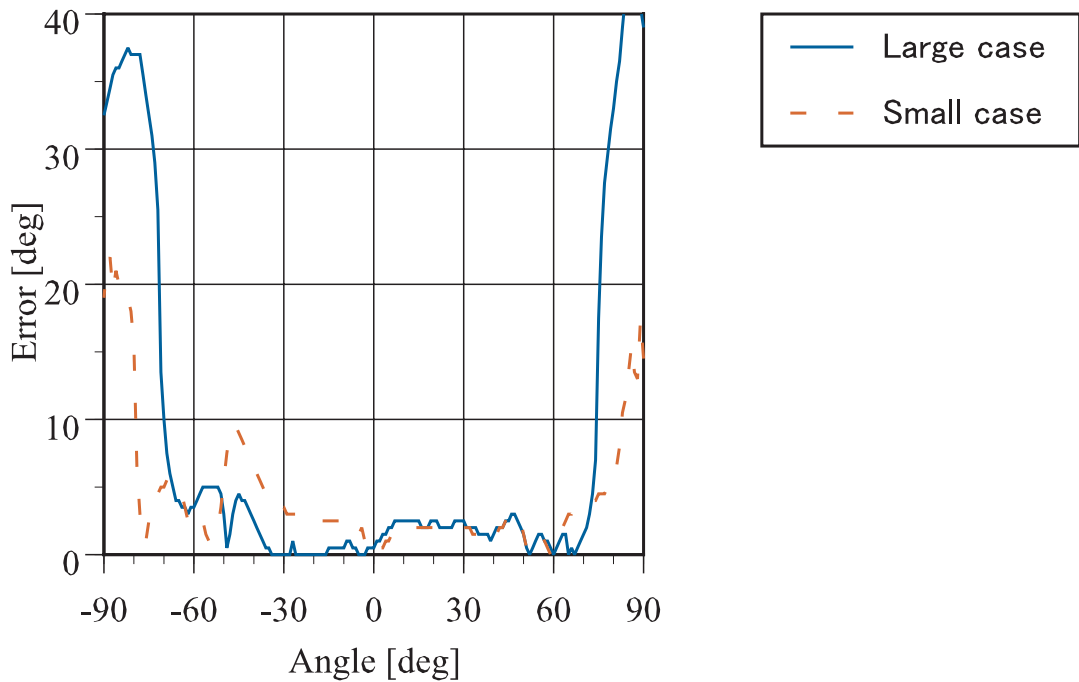


図 3-16 推定誤差 (実験値)

以上のように素子間隔に誤差を加える検討を行ってきたが、実験において素子位置の誤差は正規分布状になると考えられる。そこで、素子位置を正規分布の乱数により与えた時の推定誤差について検討を行った。分布は図 3-17 に示すように、99.7%の確率で半径 $\pm 0.5\text{mm}$ 以内($\pm 0.014\lambda$)になるような 2 次元の正規分布で与え、到来方向推定シミュレーションを行った。これまでの検討と同様に 8.45GHz でモーメント法により素子指向性を計算した。試行回数は 1 万回である。

このときの推定誤差の度数分布を図 3-18 に示す。各度数はそれぞれの方向での最大度数で正規化している。到来方向が 0 度では推定誤差がほぼ正規分布をしているが、それ以外の到来方向では分布が左右対称にならず、正規分布から大きく外れていることが分かる。さらに、到来方向が ± 30 度の範囲では誤差の分布が ± 15 度以内に収まっているが、それ以上の角度では分布がばらついている。これは実験の結果とも一致する。

以上より、 $\pm 0.014\lambda$ 程度の素子位置のばらつきによる素子指向性のゆがみが推定誤差に大きな影響を与え、到来方向が ± 30 度の範囲では ± 15 度以内の誤差を生じ、それ以外の範囲では分布がばらつくことが確認された。

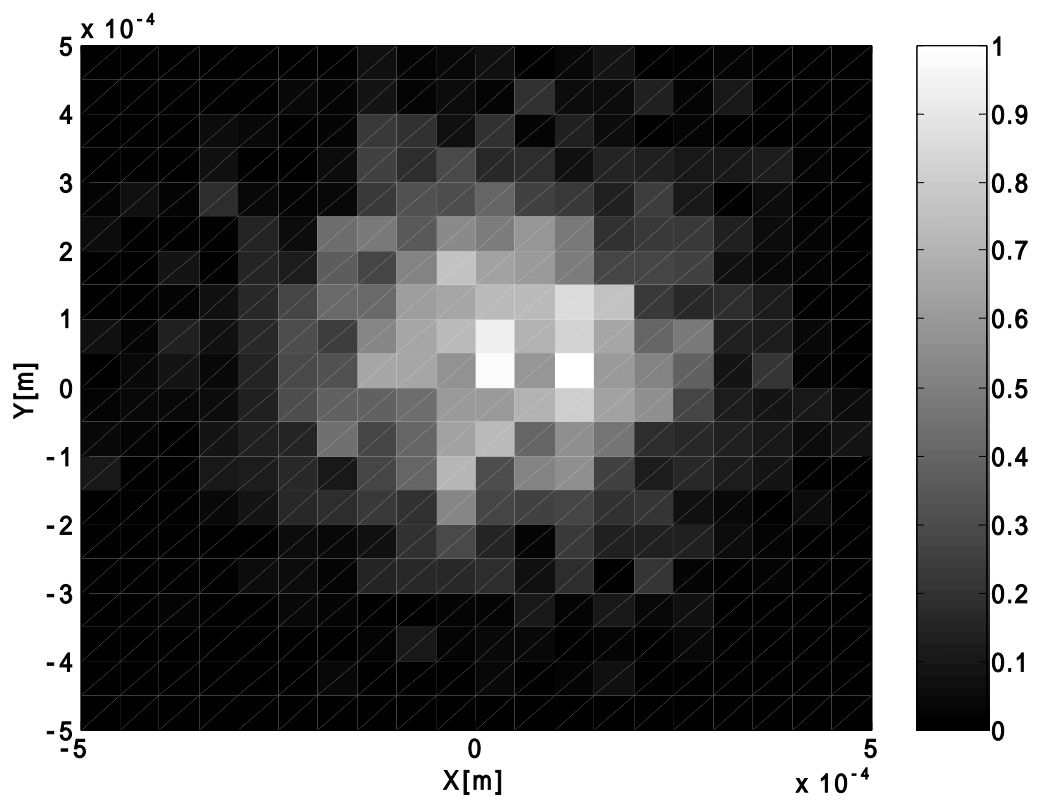


图 3-17 素子位置分布

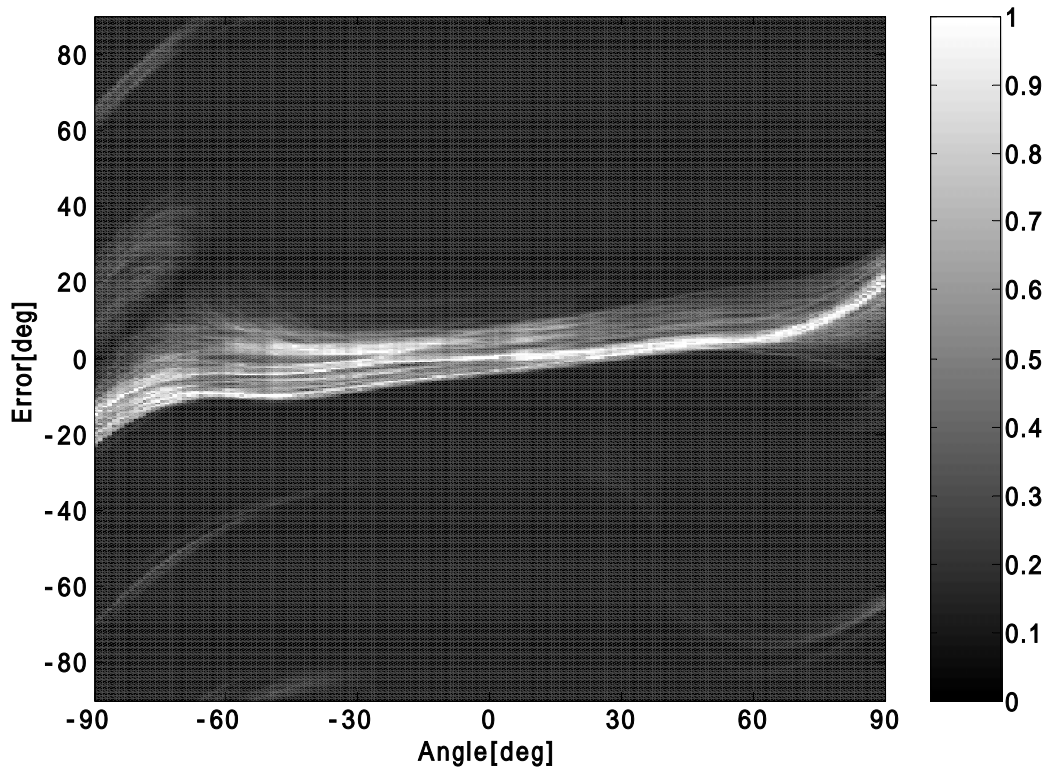


図 3-18 推定誤差の分布 (シミュレーション)

3.4 アレー方向ベクトルの補正

以上の検討よりアレーアンテナの素子指向性歪みの影響は無視できないことが分かる。そこで、式(2.15)の方向ベクトルを素子指向性により補正することを考える。これは、素子指向性を測定しておき、それより方向ベクトルを計算する方法である。第 k 素子の素子指向性を複素ベクトル $F_k(\theta)$ で表せば、方向ベクトル $a_k(\theta)$ は次式で計算される。

$$a_k(\theta) = \frac{\mathbf{F}_k(\theta)}{\mathbf{F}_1(\theta)} \quad (3.3)$$

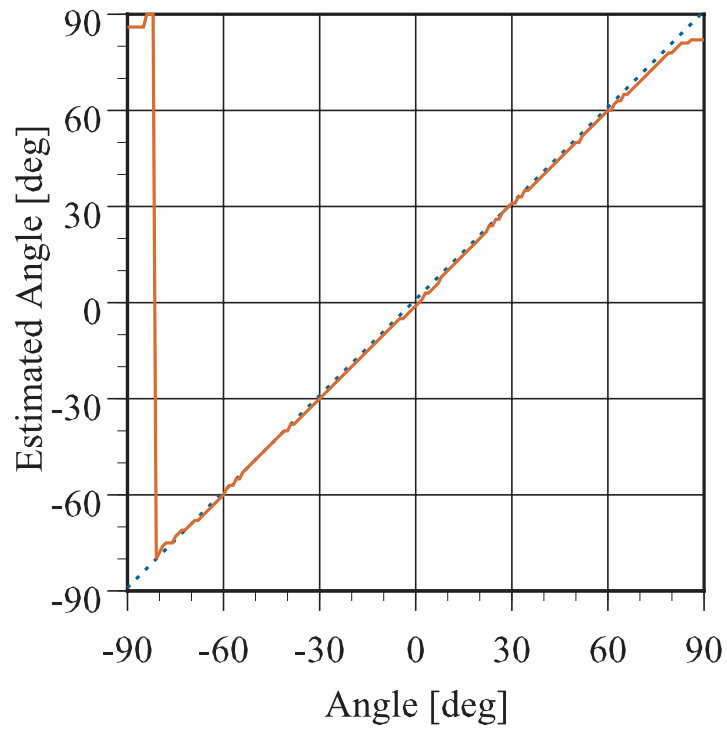
$$k = 1, \dots, K$$

ただし、指向性の測定値は θ に対して不連続なため、方向ベクトル $a_k(\theta)$ は離散的になる。このため、この方向ベクトルはビームまたはヌル走査を行うアルゴリズムで有効であるが、Root-MUSIC法、ESPRIT法などの方向ベクトルを関数として計算するアルゴリズムには適用できない。これらのアルゴリズムに関しては、アレーアンテナ間の結合行列を計算し、その逆行列を受信信号ベクトルに掛け合わせて補正する方法が提案されている[4]。

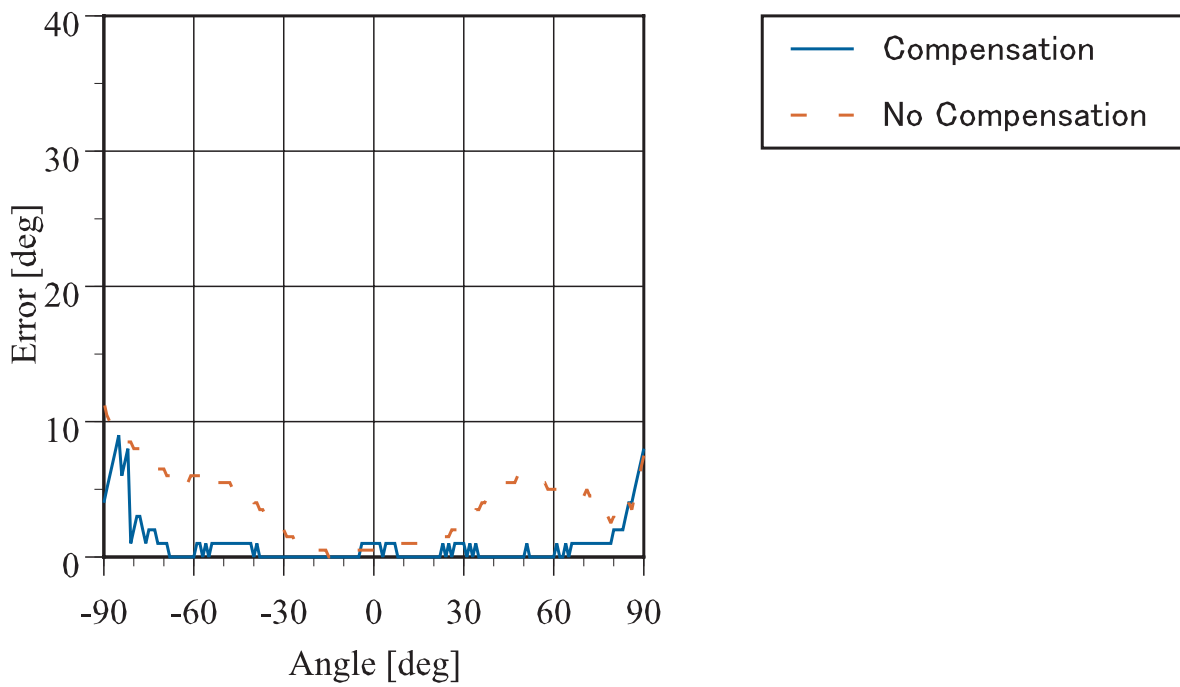
方向ベクトルを素子指向性により補正する場合、指向性の測定精度が問題となる。そこで、実際に実験でこの補正を行い推定誤差の低減効果を調べる。アレーアンテナの素子指向性は電波暗室内で1素子ずつ測定し、このとき他の素子は終端している。式(3.3)により求めた方向ベクトルを用いてMUSIC法による到来方向推定を行った。2.6GHz、8.45GHzの推定結果をそれぞれ図3-19、図3-20に示す。推定誤差において点線は方向ベクトル補正前の推定誤差である。

2.6GHzにおいては、 ± 60 度の範囲ではほぼ正確に推定できており、補正しない場合に比べ誤差が大幅に減少している。これは、補正によりアレー素子指向性の歪みの影響を低減できることを示している。8.45GHzにおいては、補正しない場合に比べ誤差が減少する傾向がみられるが、逆に増大している方向もある。これは、2.6GHzに比べ周波数が高くなったため、素子指向性の測定誤差が大きくなり、補正が十分行えていないことを示している。

以上より、周波数が低い2.6GHzの場合にはこの補正が有効であることを確認できた。しかし、指向性の測定精度が推定誤差に大きく影響することも分かった。

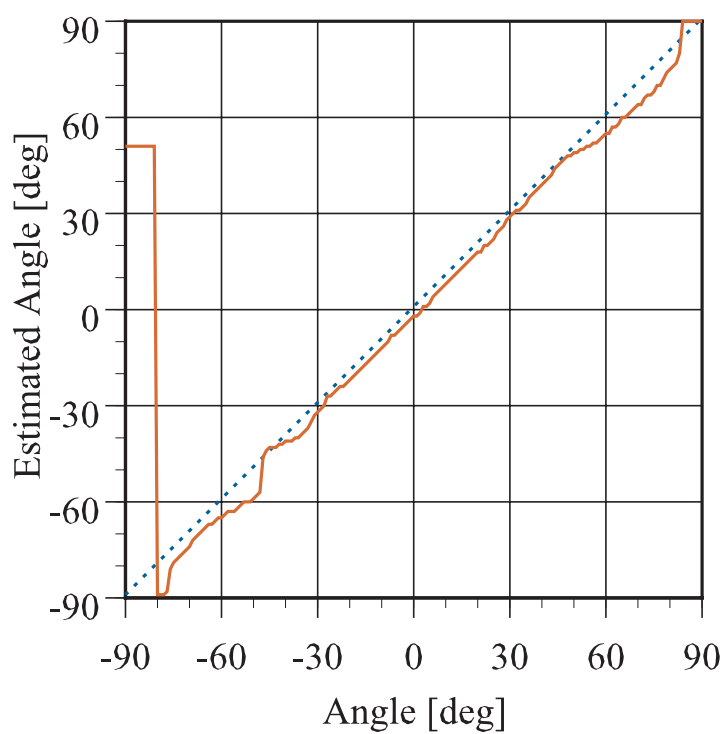


(a) 推定結果

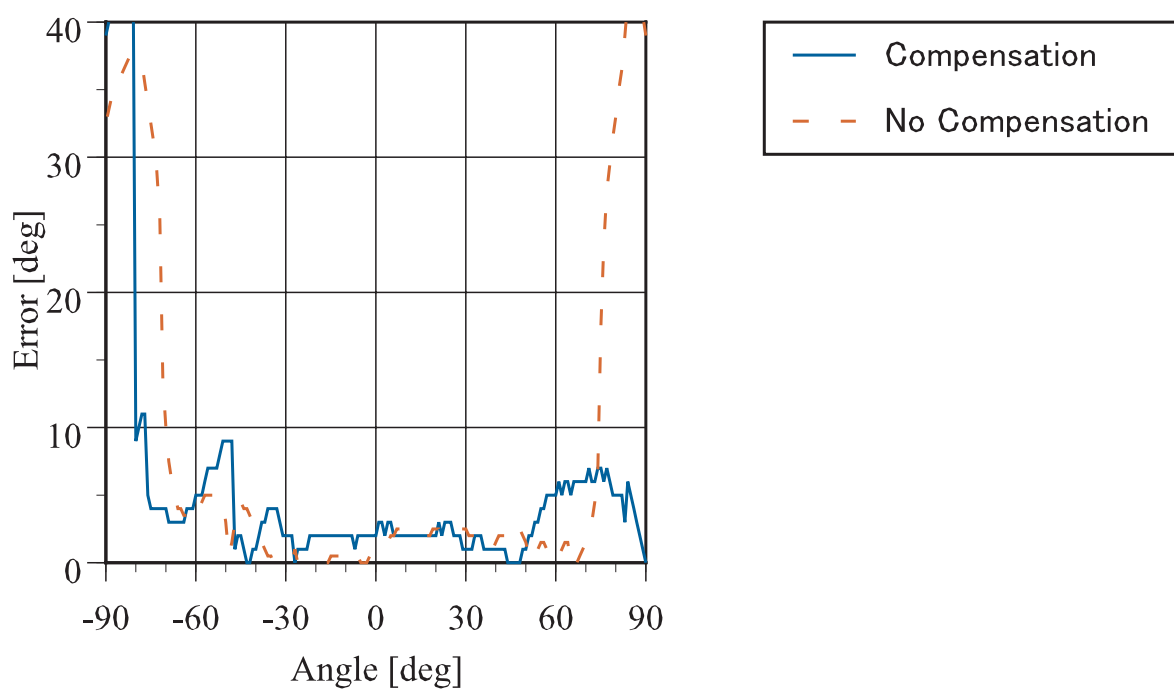


(b) 推定誤差

図 3-19 到来方向推定結果 (素子指向性による補正 2.6GHz 実験)



(a) 推定結果



(b) 推定誤差

図 3-20 到来方向推定結果 (素子指向性による補正 8.45GHz 実験)

3.5 素子数と推定誤差

以上の検討は4素子のアレーアンテナについて行ったが、ここでは、素子数と推定誤差について検討する。MUSIC法においてアルゴリズム上では素子数は到来波数に関係するため1波の推定誤差には特に関係がない。しかし、素子数が増えると素子指向性の変化の影響があると考えられる。

素子指向性を考慮したシミュレーションの結果を図3-21に示す。素子数が増えると全体的に誤差が減少する傾向がある。これは、素子数の増加により素子指向性のばらつきが抑えられるためと考えられる。ただし、誤差は、素子数を増やした場合にも依然として存在する。

このときの4素子・5素子それぞれの素子指向性の比較を示す。どちらの場合も外側の2素子が他の素子に比べ特性が外れている事がわかる。

そこで、アレーアンテナの外側に終端した素子(ダミー素子)を置いた場合について検討した。この場合、外側の素子の影響が低減されることが考えられる。4素子について外側に2素子ダミー素子を置いた場合と置かない場合の比較を図3-23に示す。 ± 40 度付近で誤差が抑えられていることが確認できる。しかし、 ± 60 度以上では逆に誤差が大きくなっていることも分かる。

以上の考察によりアレー素子数を増やすと、到来方向推定誤差が低減することを確認した。しかし、この変化は微小で誤差を無くすことはできない。また、ダミー素子を用いた場合にも同様の結果となり、素子指向性の影響が大きいことが確かめられた。

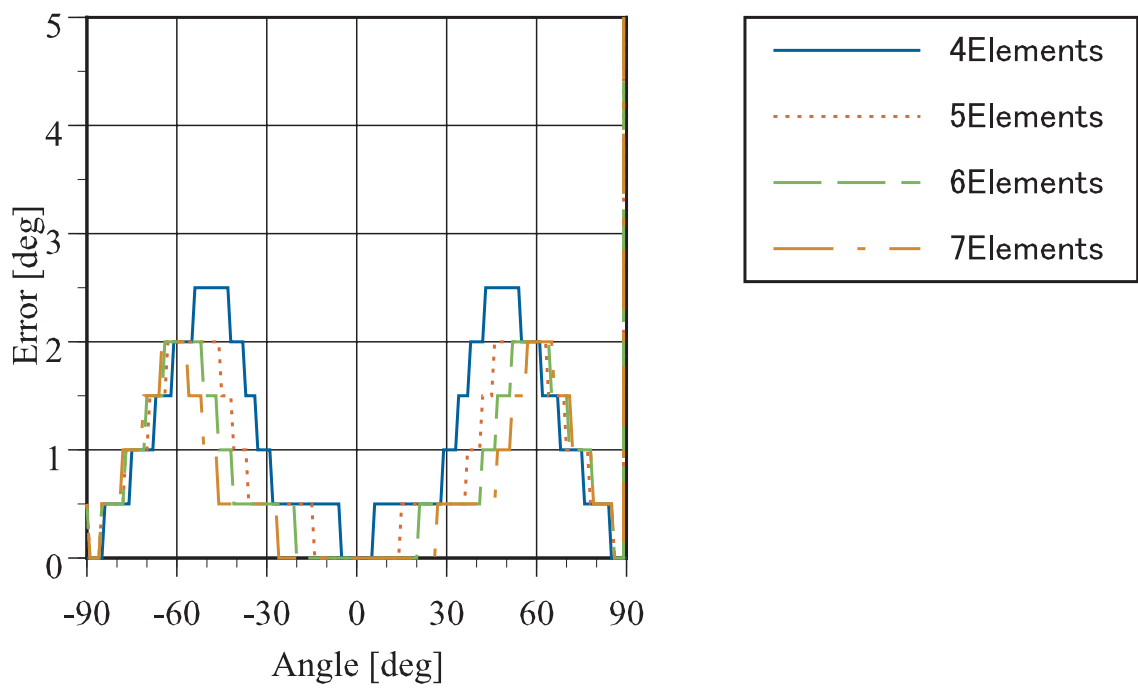
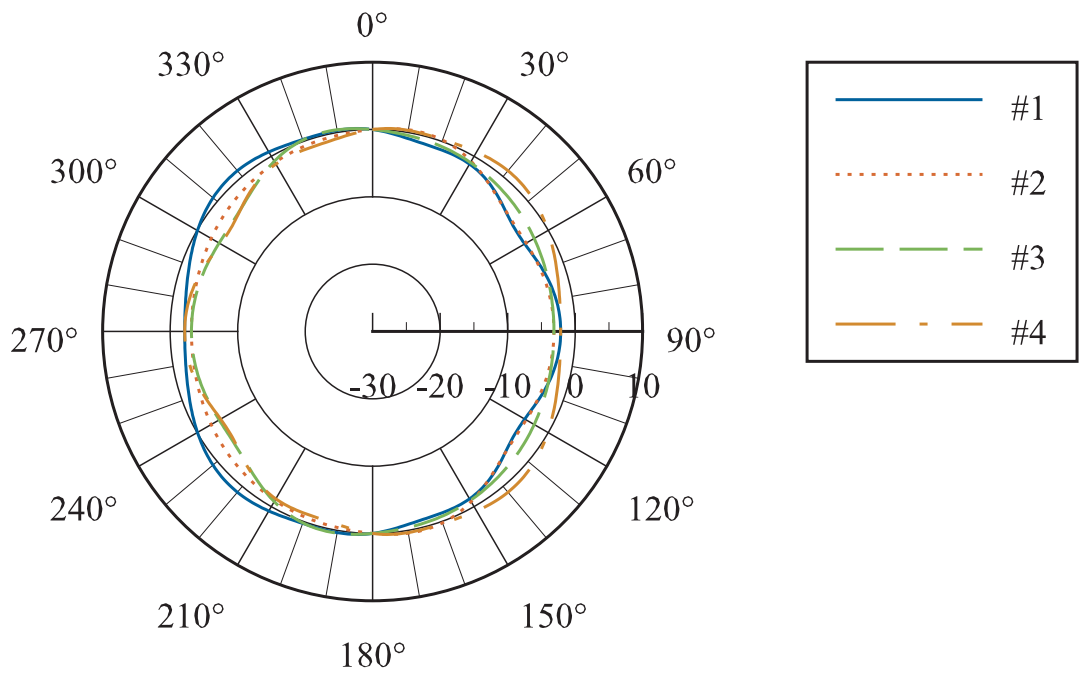
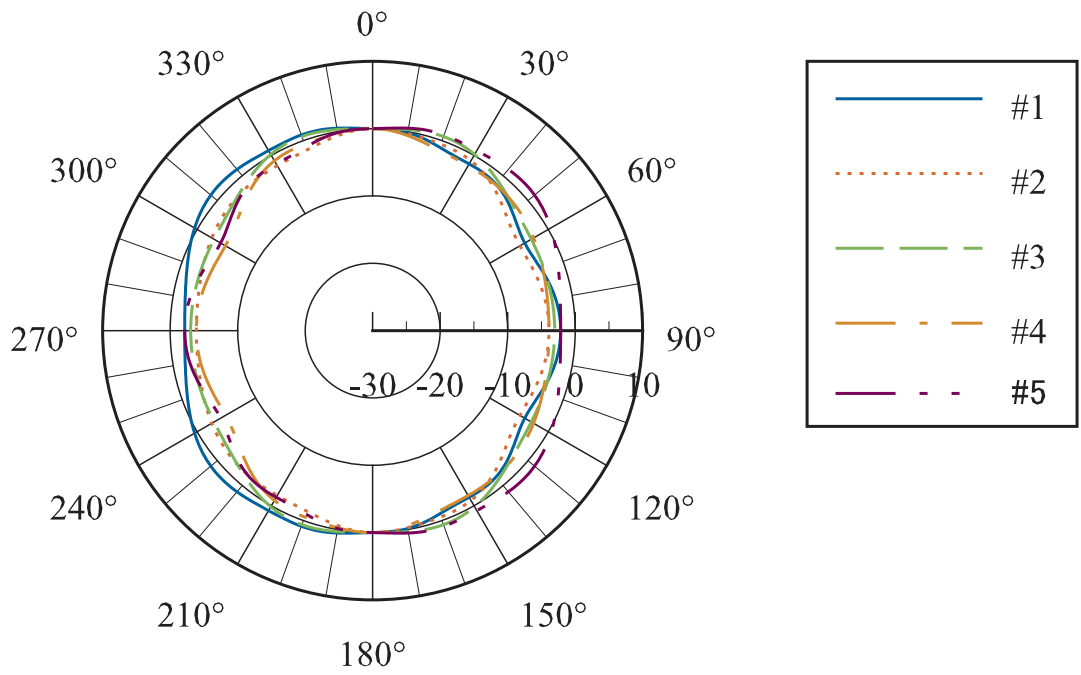


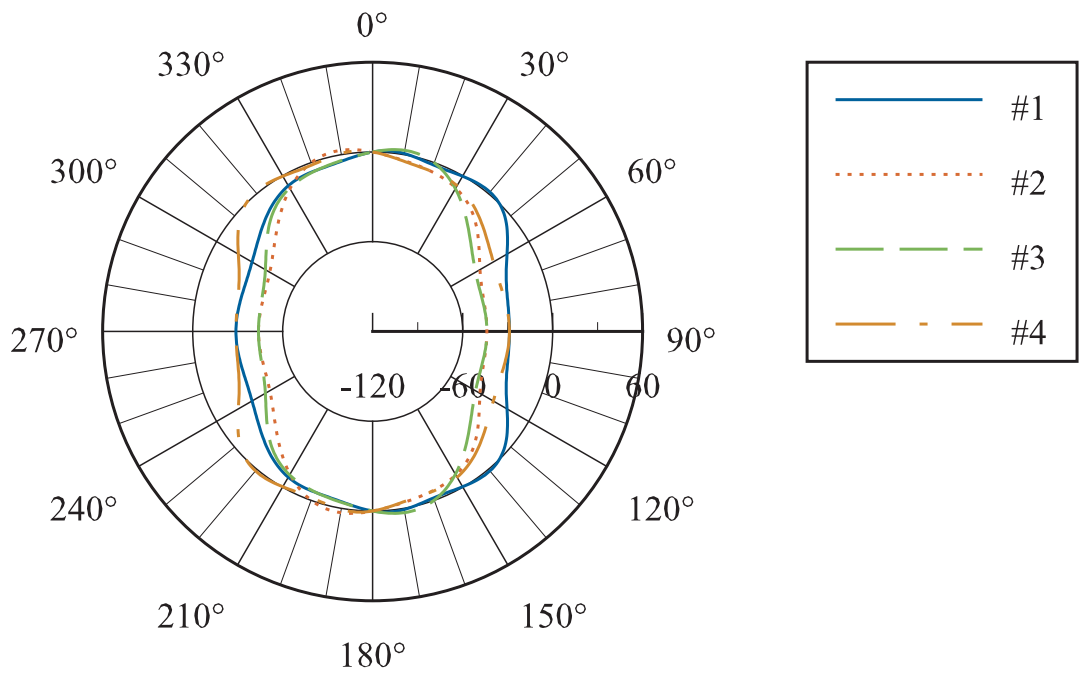
図 3-21 素子数を変化させたときの推定誤差 (素子指向性含 シミュレーション)



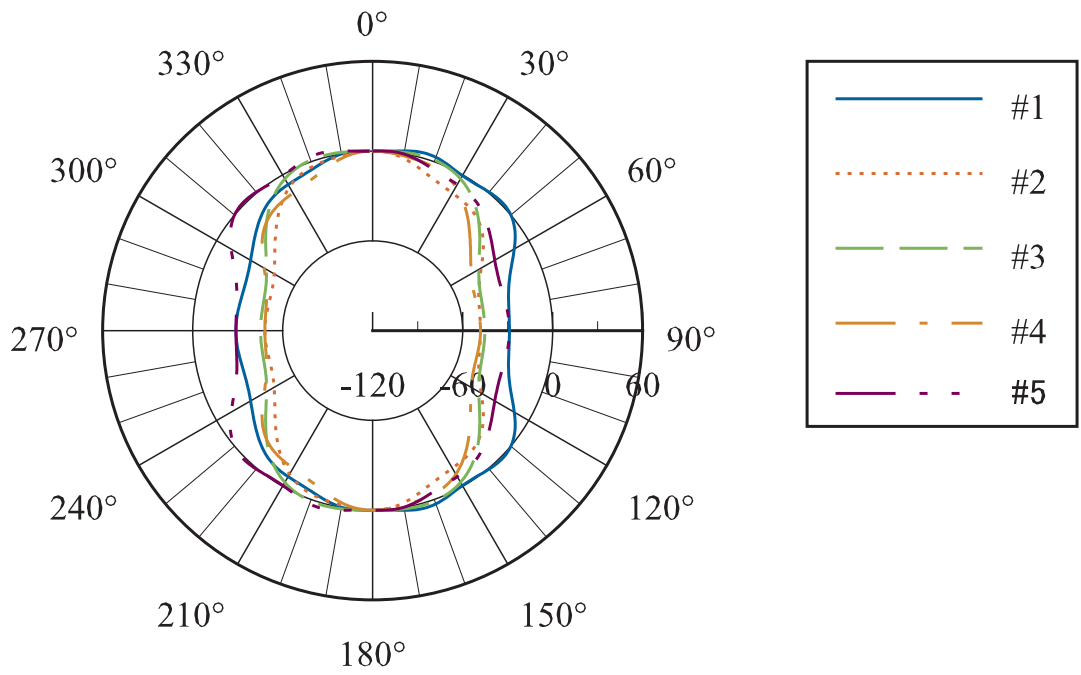
(a) 4 素子振幅



(b) 5 素子振幅



(c) 4 素子位相



(d) 5 素子位相

図 3-22 4,5 素子の素子指向性比較 (8.45GHz モーメント法)

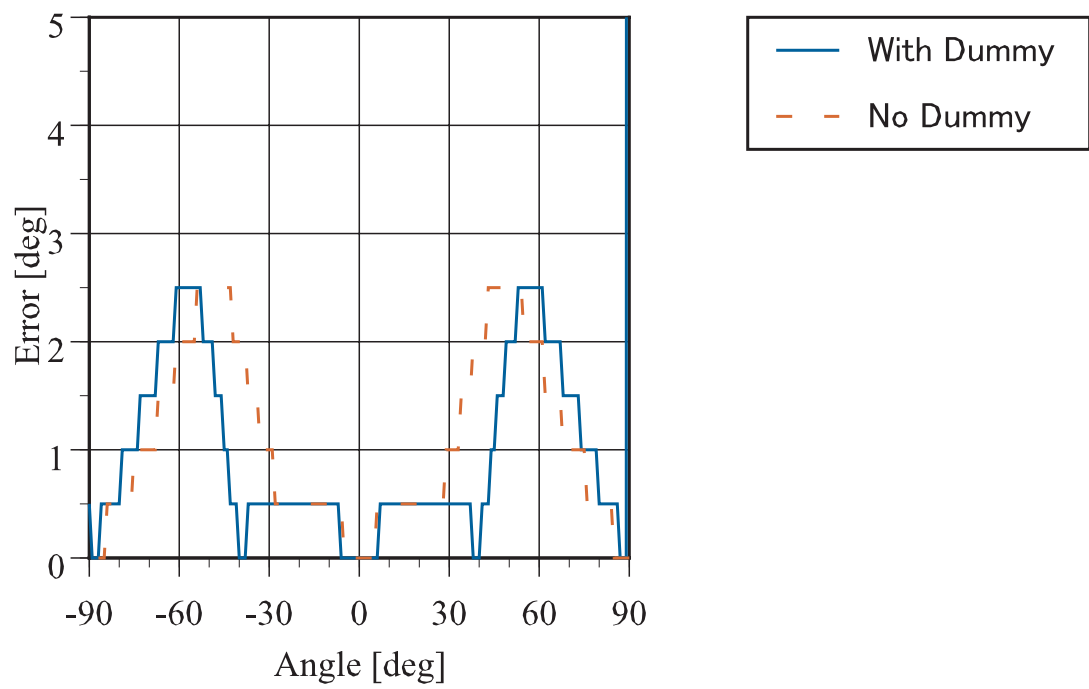


図 3-23 ダミー素子を置いたときの推定誤差 (8.45GHz モーメント法)

第 4 章

結論

本論文では、アダプティブアレーアンテナを移動通信に適用するための基礎的な研究として、2.6GHz 帯及び 8.45GHz 帯 2 つの DBF アレーアンテナシステムを構築し到来方向推定について検討した。到来方向を変化させ、電波暗室で到来方向推定を行った。推定誤差が到来方向によって変動する結果を得た。

この変動について、アレーアンテナの素子指向性を含めたシミュレーションにより、素子指向性の歪みが主な原因であることを明らかにした。さらに、素子間隔を僅かに変化したシミュレーションを行った。これより、素子間隔が僅かに大きい場合と小さい場合で誤差の傾向が大きく変化することを明らかにした。さらに、素子位置を正規分布の乱数により与えた時の推定誤差について検討を行い、素子位置のばらつきによる素子指向性のゆがみが推定誤差に大きな影響を与える事を確認した。素子指向性の影響が大きいことから、方向ベクトルを素子指向性により補正する実験を行った。その結果誤差は低減したが、周波数が高くなると素子指向性の測定に誤差が大きくなることも確認された。また、アレー素子数を増やした場合、数度程度の誤差の変化が見られアレーの正面方向に関して誤差が低減する傾向がみられた。

以上の結果より、DBF アレーアンテナシステムの誤差の原因を明らかにし、到来方向推定誤差についてはアレーアンテナの素子指向性の影響が最も大きいことを明らかにした。

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助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 D3 の森康平氏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の皆様に深く感謝致します。

参考文献

- [1] 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, 東京, 1998.
- [2] 三浦龍, 千葉勇, 田中豊久, 唐沢好男, "DBF による移動体衛星通信用セルフビームステアリングアレーアンテナの構成法", 信学論, Vol.J79B-II, no.8, pp.448-458, Aug. 1996.
- [3] R.O.Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation," IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol.34, no.3, pp.276-280, Mar. 1986.
- [4] H.Steyskal, and J.S.Herd, "Mutual coupling compensation in small array antennas," IEEE Trans., vol.AP-38, no.12, pp.1971-1975, Dec. 1990.
- [5] 大鐘武雄, 小川恭孝, "アダプティブアレーと移動通信[I] : 移動通信伝搬路への適用," 電子情報通信学会誌, vol.81, no.12, pp.1254-1260, Dec. 1998.
- [6] 大鐘武雄, 小川恭孝, "アダプティブアレーと移動通信[II] : アルゴリズム," 電子情報通信学会誌, vol.82, no.1, pp.55-61, Jan. 1999.
- [7] 大鐘武雄, 小川恭孝, "アダプティブアレーと移動通信[III] : 干渉除去とフェージング対策への応用," 電子情報通信学会誌, vol.82, no.2, pp.181-188, Feb. 1999.
- [8] 大鐘武雄, 小川恭孝, "アダプティブアレーと移動通信[IV・完] : 到来方向推定," 電子情報通信学会誌, vol.82, no.3, pp.264-271, Mar. 1999.

発表文献

- [1] Y. Inoue, K. Mori, and H. Arai, "DOA error estimation using 2.6GHz DBF array antenna," Asia-Pacific Microwave Conference (APMC2001), volume2, pp.701-704, Taipei, Taiwan, R.O.C., Dec.2001.
- [2] Y. Inoue, K. Mori, and H. Arai, "DOA Estimation in consideration of the Array Element Pattern," The IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference, Birmingham, Al, May 2002.
- [3] 井上祐樹, 森康平, 新井宏之, 渡辺和憲, 河野隆二, "DBF 受信機による電波暗室内標準伝搬路モデル," 信学会ソ大会, no.B-1-27, pp.27, Sept. 2000.
- [4] 井上祐樹, 森康平, 新井宏之, "DBF アレーアンテナを用いた到来方向推定誤差の検討," 信学総大, no.B-1-44, pp.62, Mar. 2001.
- [5] 井上祐樹, 森康平, 新井宏之, "2.6GHz および 8.45GHz 帯 DBF アレーアンテナを用いた到来方向推定誤差と補正方法の検討," 信学技報. A・P, アンテナ・伝播, vol.101, no.231, pp.19-24, Jul. 2001.
- [6] 井上祐樹, 森康平, 新井宏之, "DBF アレーアンテナ方向ベクトルと到来方向推定誤差," 信学会ソ大会, no.B-1-33, pp.39, Sept. 2001.
- [7] 井上祐樹, 森康平, 新井宏之, "リニアアレー素子間隔の微小変化と到来方向推定誤差," 信学総大, Mar. 2002.

- [8] K. Mori, Y. Inoue, H. Arai, K. Watanabe, R. Kohno, "The DOA Estimation using the Low Cost DBF Array Antenna," Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP200), no.4, pp.1645-1648, Fukuoka, Japan, Aug. 2000.
- [9] K. Mori, Y. Inoue, K. Ichige, and H. Arai, "Experiments of DOA Estimation by DBF Array Antenna at 2.6GHz," IEICE Trans., Comm., vol. E-84-B, no.1, pp.1871-1875, July 2001.
- [10] K. Mori, Y. Inoue, and H. Arai, "A digital beam forming by using low cost receiver at 2.6 GHz," IEE International Conference on Antennas and Propagation (ICAP2001), Manchester, UK., Apr. 2001.

[11] K. Mori, Y. Inoue, M. Kim, K. Ichige. and H. Arai, "DBF array antenna systems at 8.45 GHz," IEEE Antennas and Propagation International Symposium (APS2001), Boston, U.S.A, Jul. 2001.

[12] 森康平, 井上祐樹, 新井宏之, 渡辺和憲, 河野隆二, "室内伝搬環境における低コスト DBF 受信機を用いた到来方向推定," 信学会ソ大会, no.B-1-26, pp.26, Sep. 2000.