

修士論文

マルチパス環境における到来方向推定精度 への振幅制限の影響

Effects on Limiting Amplitude for DOA Estimation Accuracy under Multipath Environment

指導教官 新井 宏之 教授

平成18年1月31日提出

04GD132 清野 愛子

要約

移動体通信においてはマルチパスによる複雑な伝搬環境を把握するために電波の到来方向など伝搬環境の諸パラメータを推定することが必要とされており，MUSIC(MUltiple SIgnal Classification) 法や ESPRIT(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) 法などの超分解能と呼ばれる推定アルゴリズムが注目されている．これらの手法を用いた DOA(Direction Of Arrival) 推定システムの構築が望まれており，リアルタイムなシステムの動作を実現するためには高速でかつ正確な DOA 推定を行う必要がある．

DOA 推定のためのマルチチャネル受信機は受信信号の正確な振幅，位相情報を持つことが必要とされるが，一般的な受信機には各チャネルにマルチパスによる受信電力の変動を一定とするための振幅制限回路が含まれている．この振幅制限により受信信号が変化してしまうため DOA 推定精度が劣化するという問題がある．これを防ぐためにはそれぞれの受信チャネルにおいて AGC(Automatic Gain Control) の利得情報を持たなければならず，受信機の構成が複雑になる．主な振幅制限法としては各チャネル独立に振幅制限を行う方法と，各チャネル共通の振幅増幅率を用いて制限を行う方法が挙げられる．各チャネル独立に制限を行う場合には，リミッタや AGC などが使用され，各チャネルの振幅増幅率は全て異なる．一方，各チャネル共通の振幅増幅率を用いる場合には，AGC やコンプレッサが使用される．

本論文では，DOA 推定システムにおいて最適な振幅制限方法をシミュレーションにより評価を行い，各素子共通の振幅増幅率を用いて振幅制限を行う共通 AGC システムとする必要があることを示した．シミュレーションでは，各チャネル独立に AGC を動作させた場合には到来波 4 波群の推定誤差は 5bit で 13.7 deg. と非常に大きなものとなったが，共通 AGC では推定誤差は 5bit で 1.06 deg と推定精度の劣化を抑えることができた．また，受信機の AGC，ADC のダイナミックレンジを削減することで ADC(Analog to Digital Converter) のビット数を削減し信号処理の付加を軽減できるので，高速で低コストなシステムを実現できる．そこでダイナミックレンジの削減が DOA 推定精度に及ぼす影響について明らかにするために，AGC - ADC のダイナミックレンジと DOA 推定精度の関係についてシミュレーションを行い，受信機に必要なダイナミックレンジは 5bit 以上であるという結果を得た．

目次

第1章	序論	1
1.1	研究背景	1
1.2	到来方向推定システム	2
1.2.1	マルチチャネル受信機	2
1.2.2	アレーアンテナモデル	5
1.2.3	到来方向推定アルゴリズム	6
1.3	研究目的	12
第2章	DOA 推定精度への振幅制限の影響	15
2.1	MUSIC 法における推定精度の劣化	15
2.2	シミュレーションモデル	16
2.2.1	マルチパスモデル	16
2.2.2	シミュレーション諸元	21
2.3	各チャネル独立に振幅制限するシステムにおける推定結果	23
2.3.1	リミッタ	23
2.3.2	AGC	25
第3章	共通 AGC システムによる到来方向推定	28
3.1	共通 AGC システム	28
3.2	独立に振幅制限するシステムにおける DOA 推定結果	30
3.2.1	AGC	30
3.2.2	コンプレッサ	32
3.2.3	圧縮比の推定誤差に与える影響	35
3.3	量子化誤差の推定精度への影響	37
3.4	振幅制限方法による推定精度の比較	42
3.5	受信電力変動への追従時間	42

3.6	ESPRIT アルゴリズムによる到来方向推定システム	46
第 4 章	結論	49
謝辞		51
発表文献		52
参考文献		53
付録 A	空間平均法	55

第 1 章

序論

1.1 研究背景

様々な通信技術の発展により，移動体通信は今日の社会において多大な役割を担うまでに成長している．例えば携帯電話などのモバイル端末では，音声通話に加えてデータ通信を行うことが一般的になっており，より大容量で高速な移動にも耐性がある通信技術が求められている．通常陸上移動体通信においては，図 1.1 に示したように陸上の建物により電波の反射，回折，散乱が起こり，多数のパスとなって伝搬する [1]．特に移動局から発せられる電波は付近の建物など多数の散乱体に反射するため散乱を起こし，その散乱体からの電波が基地局へと入射するため角度広がりと呼ばれる現象が起こる [2]．結果として移動通信では直接波や遅延波，他セルからの干渉波などが混在する非常に複雑な多重波伝搬となり，その結果フェージングが生じ通信品質の劣化が起こる．この問題を解決するために干渉波や遅延波を抑圧するアダプティブアレーアンテナが提案され，盛んに研究がなされている [3][4]．また，マルチパスによる複雑な伝搬環境を把握するために電波の到来方向，到来波数，到来波の電力など伝搬環境の諸パラメータを推定することが必要とされている．特に到来方向は重要なパラメータであることから到来方向推定アルゴリズムの研究が盛んに行われており，MUSIC 法 [5] や ESPRIT 法 [6] などの超分解能と呼ばれる手法が注目されている．これらの手法を用いた到来方向推定システムの構築が望まれており，リアルタイムなシステムの動作を実現するためには高速でかつ正確な到来方向推定 (DOA: Direction of Arrival) を行う必要がある．

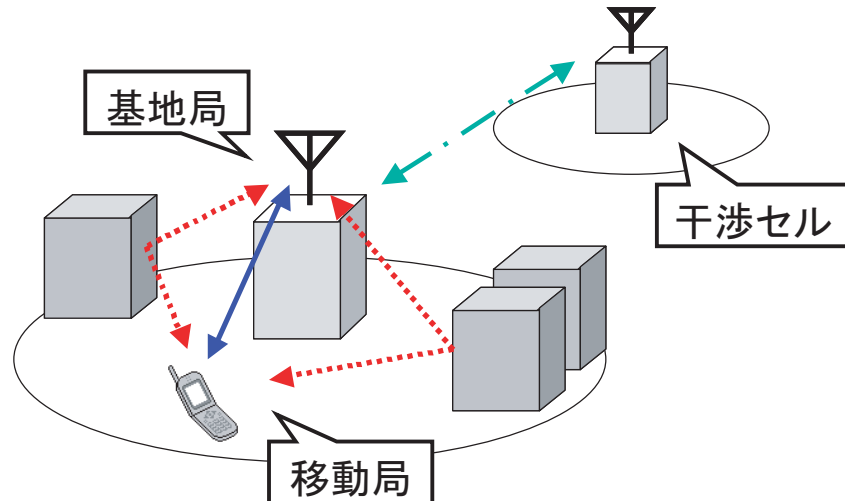


図 1.1 : マルチパス

1.2 到来方向推定システム

1.2.1 マルチチャネル受信機

DOA 推定のためのマルチチャネル受信機は，正しい到来方向を得るために受信信号の正確な振幅，位相情報を持つことが必要とされる．しかし図 1.2 に示すような一般的な受信機には，各チャネルにマルチパスによる受信電力の変動を一定とするための振幅制限回路が含まれている [7][8]．図 1.3 にマルチパスによるアレー受信電力の変動を示す．この振幅制限により受信信号が変化してしまうため DOA 推定精度が劣化するという問題がある [9]．これを防ぐためにはそれぞれの受信チャネルにおいて AGC(Automatic Gain Control) の利得情報を持ち，量子化後の信号処理で利得を元に戻してやらなければならない，受信機の構成が複雑になる．

振幅制限を行う際に使用されている主な方法としては，図 1.4 のように各チャネル独立に振幅制限を行う方法と，図 1.5 のように各チャネル共通の振幅増幅率を用いて制限を行う方法が挙げられる．各チャネル独立に制限を行う場合には，振幅制限回路としてリミッタや AGC などが使用され，各チャネルにおける振幅増幅率は全て異なる．一方，各チャネル共通の振幅増幅率を用いる場合には，振幅制限回路として AGC やコンプレッサが使用され，最大のダイナミックレンジを持つチャネルを基準として振幅増幅率が決定される．このときの各チャネルのゲインは全て同一である．このようなシステムは共通 AGC と呼ばれる．

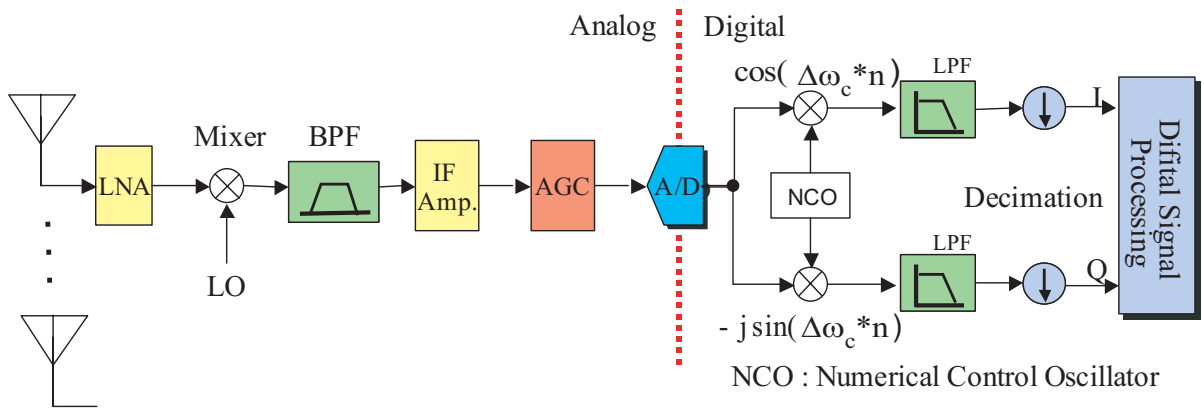


図 1.2 : 一般的なマルチチャネル受信機

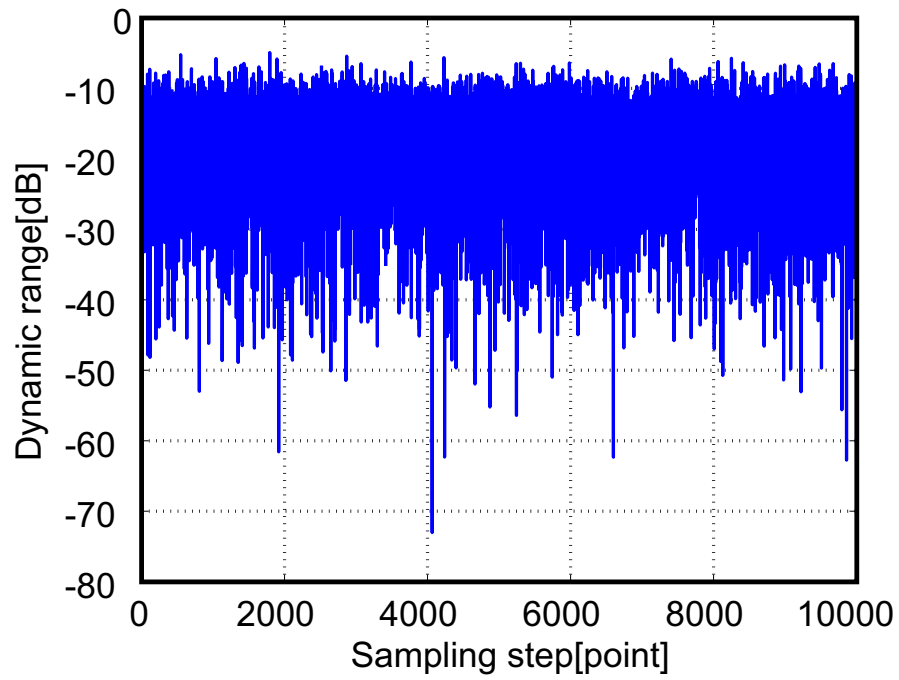


図 1.3 : アレー受信電力の変動

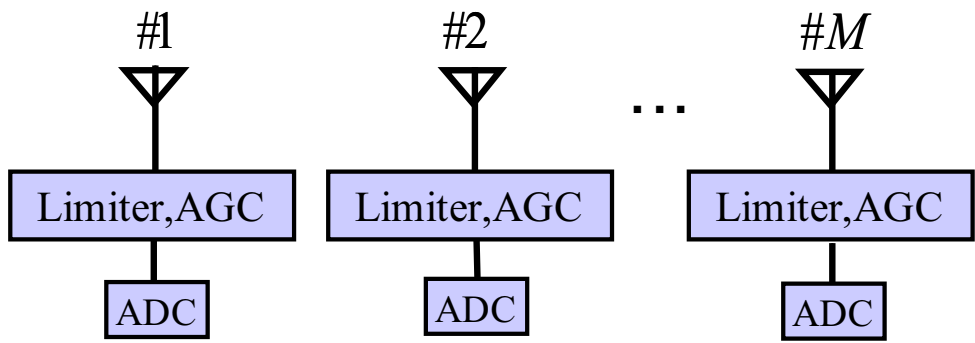


図 1.4 : 各チャンネル独立に振幅制限を行うシステム

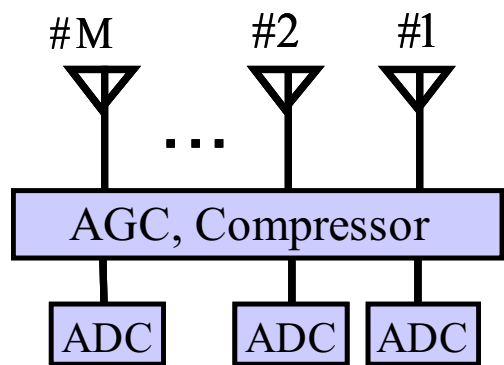


図 1.5 : 各チャンネル共通に振幅制限を行うシステム

1.2.2 アレーアンテナモデル

アレーアンテナによる信号処理を行う場合，信号を行列やベクトルで扱うと非常に簡易に表現でき便利である．ここでは図 1.6 に示すような等間隔リニアアレーアンテナのモデルを使って説明する [10][11]．本論文では，信号帯域が搬送波周波数よりも十分狭いという仮定のもとで検討を行う．図 1.6 は間隔 d で並ぶ M 素子のアレーアンテナに，到来角 θ_l の平面波が入射する様子を表す．到来波が L 波入射とした場合，それぞれの信号波形と到来角を $F_l(t)$, $\theta_l (l = 1, 2, \dots, L)$ と表した場合，それぞれの方向ベクトル $a(\theta_l)$ は第 1 番目のアレーで受信される信号の位相を基準にすると，次のように表せる．

$$a(\theta_l) = \left[\exp(-j\frac{2\pi}{\lambda} \sin \theta_l), \dots, \exp(-j\frac{2\pi}{\lambda} (M-1)d \sin \theta_l) \right]^T \quad (1.1)$$

これを用いると，各素子で受信されるアレー入力信号ベクトル $X(t)$ は次のように表現できる．

$$X(t) = AF(t) + N(t) \quad (1.2)$$

$$A = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_L)] \quad (1.3)$$

$$F(t) = [F_1(t), F_2(t), \dots, F_L(t)]^T \quad (1.4)$$

上式において， $N(t)$ は各素子で観測される熱雑音ベクトルである．ここで，素子間の入力信号の相関特性（コヒーレンス）を表す相関行列 R_{xx} は以下のように定義される [10]．

$$\begin{aligned} R_{xx} &= E[X(t)X^H(t)] \\ &= ASA^H + \sigma^2 I \end{aligned} \quad (1.5)$$

$$S = E[F(t)F^H(t)] \quad (1.6)$$

ここで $E[\cdot]$ は期待値（アンサンブル平均）を求める操作を表す． S は信号相関行列と呼ばれる行列で，到来波がすべて互いに無相関であれば角到来波の入力電力を対角成分とし，その他の要素は全て 0 となる．

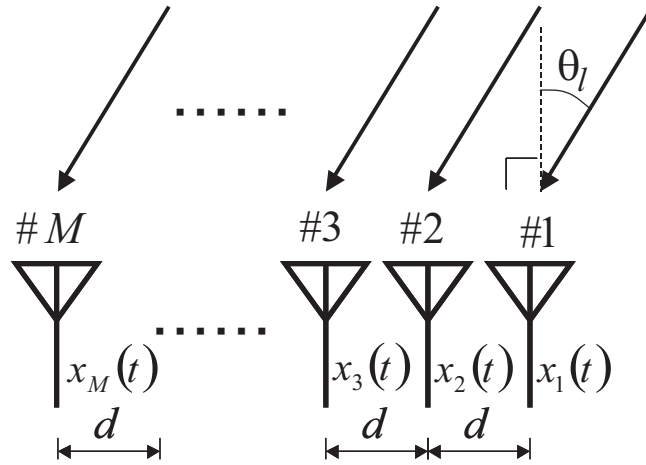


図 1.6 : 等間隔リニアアレーアンテナのモデル

1.2.3 到来方向推定アルゴリズム

アレーアンテナを用いた到来方向推定アルゴリズムには、様々なアルゴリズムが提案されている。ここでは、最も計算負荷が小さいビームフォーマ法と、超分解能と呼ばれ非常によく知られている MUSIC 法，ESPRIT 法の原理について簡単に説明する。

(a) ビームフォーマ法

ビームフォーマ法はもっとも基本的な手法で、図 1.7 に示したような一様励振アレー指向性のメインローブ（メインビーム）を全方向に走査させ、アレーの出力電圧の変化を角度分布（角度スペクトラム）としてプロットし、そのピークから到来方向と到来波の電力を読み取るというものである。メインローブの方向を θ 方向に傾けるためには、共相条件により各アレーのウェイトを

$$a(\theta) = [\exp(-j\frac{2\pi}{\lambda} \sin \theta), \dots, \exp(-j\frac{2\pi}{\lambda} (M-1)d \sin \theta)]^T \quad (1.7)$$

とすればよい。 $a(\theta)$ はモードベクトルと呼ばれる。このモードベクトルを用いて、各 θ に対するアレー出力電力値は

$$P_{out}(\theta) = \frac{1}{2} a^H(\theta) R_{xx} a(\theta) \quad (1.8)$$

という θ の関数として表され、通常はこれを正規化した

$$P_{BF}(\theta) = \frac{P_{ont}}{a^H(\theta)a(\theta)/2} = \frac{a^H(\theta)R_{xx}a(\theta)}{a^H(\theta)a(\theta)} \quad (1.9)$$

をビームフォーマ法による角度スペクトラムと呼ぶ。こうして得られたスペクトラムのピークから到来方向と到来波の電力を読み取ることができる。(0, 30)deg. 方向から電波が到来したときのビームフォーマスペクトラムを図 1.7 に示した。図 1.7 からわかるようにビームフォーマ法は分解能がビーム幅に大きく依存する、つまりアレー素子数に大きく依存するため次に述べる固有値分解を用いた MUSIC 法と比較すると分解能が低いという欠点があり、正確な到来方向を得るためには素子数の多いアレーアンテナを用いる必要がある。

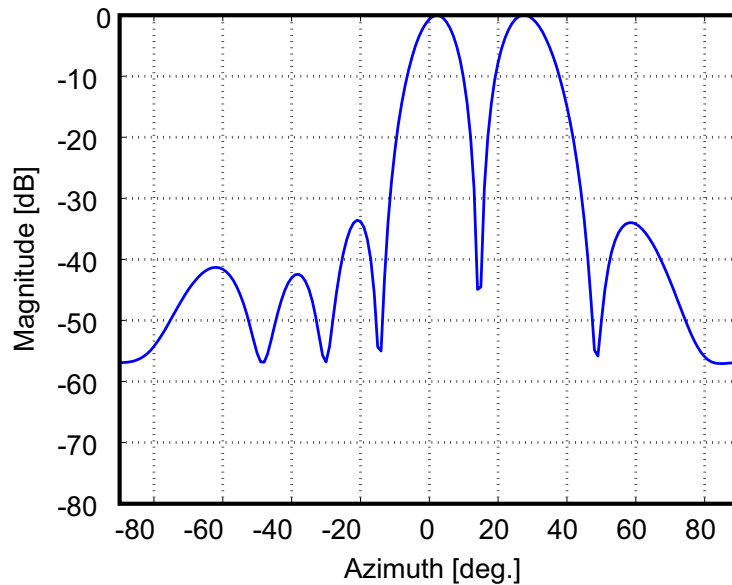


図 1.7 : ビームフォーマスペクトル

(b) MUSIC 法

MUSIC(MUltiple SIgnal Classification) 法は受信信号の相関行列 R_{xx} の固有値, 固有ベクトルを用いる手法であり, 単純なビーム走査であるビームフォーマ法に比べて分解能が高い. ここではその原理について簡単に述べる. 節 1.2.2 で述べたように, 受信信号の相関行列 R_{xx} は式 (2.2) より

$$\begin{aligned} R_{xx} &= E[X(t)X^H(t)] = ASA^H + \sigma^2 I \\ S &= E[F(t)F^H(t)] \end{aligned} \quad (1.10)$$

である. このとき相関行列 R_{xx} はランク L のエルミート行列となり, その固有値 $\lambda_i (i = 1, 2, \dots, M)$ と固有ベクトル $v_i (i = 1, 2, \dots, M)$ により分解することができる.

$$\begin{aligned} R_{xx} &= ASA^H + \sigma^2 I \\ &= V\Lambda V^H \end{aligned} \quad (1.11)$$

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_M \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$$V = [v_1, v_2, \dots, v_M] \quad (1.13)$$

このように R_{xx} に対して固有値分解を行うと, 固有値 λ_i と固有ベクトル v_i が得られる. このとき R_{xx} の固有値は

$$\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_L \geq \lambda_{L+1} = \dots = \lambda_M = \sigma^2 \quad (1.14)$$

となることが知られている. ここで式熱雑音電力に等しい $M - L$ 個の固有値に対応する固有ベクトルで張られる空間を雑音空間, 熱雑音より大きい L 個の固有値に対応する固有ベクトルで張られる空間を信号空間と呼び, これらは互いに直交補空間の関係にある. これを用いると相関行列 R_{xx} は次のように分けることができる.

$$R_{xx} = V_s \Lambda_s V_s^H + V_u \Lambda_u V_u^H \quad (1.15)$$

$$= V_s \Lambda_s V_s^H + \sigma^2 V_u V_u^H \quad (1.16)$$

$$V_s \equiv [v_1, \dots, v_L], V_u \equiv [v_{p+1}, \dots, v_M] \quad (1.17)$$

ここで Λ_s は 1 から L 個までの固有値を対角成分に持ち、それ以外は全て 0 である行列、 Λ_u は $L + 1$ から M 個までの固有値を対角成分に持ち、それ以外は全て 0 である行列である。式 (1.10) と式 (1.17) の両辺に V_u と V_u^H を左右からかけて整理すると、

$$V_u^H A = 0 \quad (1.18)$$

が導かれ、これより雑音空間のベクトルと行列 A を構成している到来方向の方向ベクトルが直交することがわかる。このことを利用したのが MUSIC 法で、式 (1.7) で表されるモードベクトルのうち、雑音ベクトルとの内積が 0 となる角度が到来方向ということになる。MUSIC 法でも前節のビームフォーマのように、スペクトラムを定義してそのピークから到来方向を推定する。ただし、ビームフォーマと違いピークの高さと到来波の電力は無関係なので、電力については別途計算する必要がある。

$$P_{MUSIC} = \frac{a^H(\theta)a(\theta)}{a(\theta)\hat{V}_u\hat{V}_u^H a(\theta)} \quad (1.19)$$

^ は推定値の意味

(0, 30)deg. 方向から電波が到来したときの MUSIC スペクトラムを図 1.8 に示した。ビームフォーマスペクトラムに較べてピークが鋭く、分解能が大きいことが確認できる。本論文では、MUSIC 法を使用して到来方向推定を行う。ここまでは到来波は全て無相関という前提で説明をしてきたが、到来波の中に相関波が存在する場合は信号（波源）相関行列 S のランクが L よりも小さくなり、MUSIC 法による推定が正しく行えない。そうした場合は、空間平均法により相関抑圧を行い信号相関行列 S のランク回復をした上で MUSIC 法を行う必要がある。空間平均法の詳細については付録 A を参照されたい。

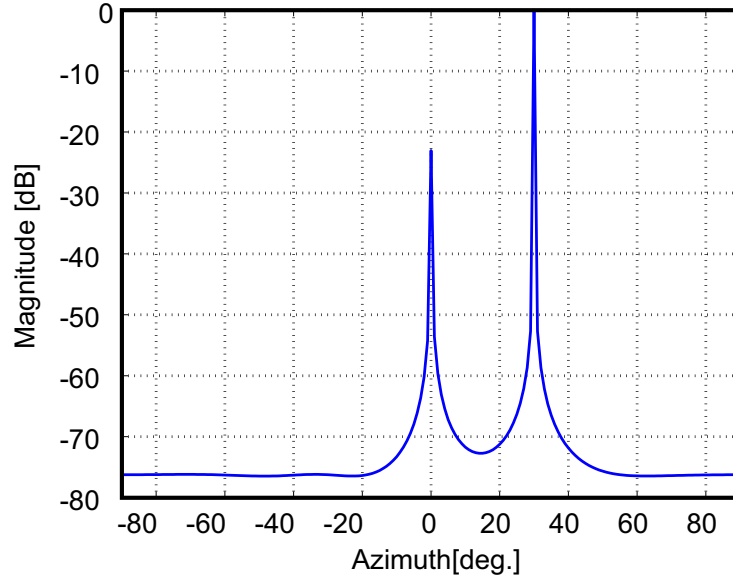


図 1.8 : MUSIC スペクトラム

(c) ESPRIT 法

ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) 法は MUSIC 法と同様に受信信号の相関行列 R_{xx} の固有値, 固有ベクトルを用いる手法で MUSIC 法と共に超分解能としてよく知られており, サブアレーアンテナ間の回転不変式の関係に基づき到来方向を求めるものである. 以下に ESPRIT 法の原理について簡単に説明する.

図 1.9 のように, リニアアレーアンテナにおいて隣り合った 2 つのサブアレーアンテナを考える場合, その 2 つのサブアレーの関係は式 (1.20), 式 (1.21) のように表すことができる.

$$x_1(n) = As(n) + u_1(n) \quad (1.20)$$

$$x_2(n) = AsB(n) + u_2(n) \quad (1.21)$$

このとき, これらの自己相関および相互相関は以下のように与えられる.

$$R_{x_1x_1} = E\{x_1(n)x_1(n)^H\} = AR_uA^H + \sigma^2I \quad (1.22)$$

$$R_{x_1x_2} = E\{x_1(n)x_2(n)^H\} = AR_uB^HA^H + \sigma^2J_1 \quad (1.23)$$

$$J_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

信号源に相関がない場合，式 (1.22) と式 (1.23) の雑音分散の項を取り除くと

$$\begin{aligned} C_{x_1x_1} &= R_{x_1x_1} - \sigma^2 I = AR_u A^H \\ C_{x_1x_2} &= R_{x_1x_2} - \sigma^2 J_1 = AR_u B^H A^H \end{aligned} \quad (1.25)$$

となり，以下の式が導かれる．

$$C_{x_1x_1} - \gamma C_{x_1x_2} = AR_u (I_k - \gamma B^H) A^H \quad (1.26)$$

行列 A と R_u はランク K であるため，上記ペンシル行列の固有値は式 (1.27) で与えられる式の根と等しくなる．

$$|I_k - \gamma B^H| = 0 \quad (1.27)$$

リニアアレーの場合には $B = \text{diag}(e^{-j\pi \sin \theta_1}, \dots, e^{-j\pi \sin \theta_K})$ となるため，固有値との関係は式 (1.28) となり，固有値を求めることにより到来方向が推定できる．

$$\gamma_k = (B)_{kk} = e^{-j\pi \sin \theta_k}, k = 1, \dots, K \quad (1.28)$$

この原理をもとに TLS-ESPRIT と呼ばれる手法が提案されている [10][11] ．

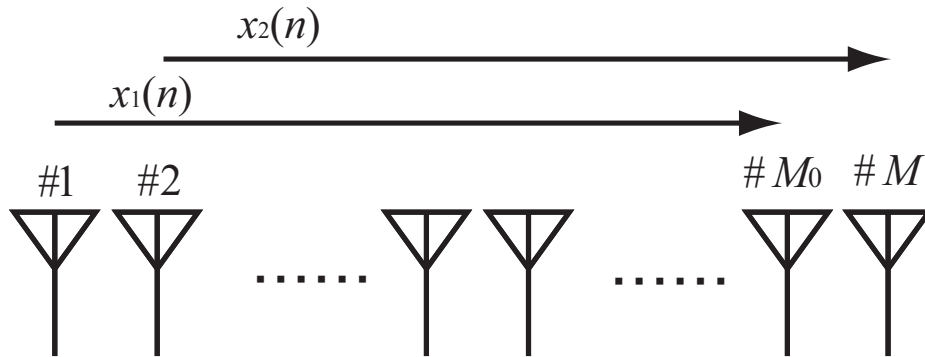


図 1.9 : サブアレーの配置

1.3 研究目的

マルチチャネル受信機における振幅制限法は，1.2.1 で示したように各チャネル独立に行う方法と，各チャネル共通で行う方法とが挙げられる．本論文では，到来方向推定システムにおける最適な振幅制限法をコンピュータシミュレーションにより推定精度と回路構成の観点により評価する．本論文では，より正確な DOA 推定を行うため，高分解能の MUSIC 法，ESPRIT 法などの固有値分解に基づいたアルゴリズムを採用する．これらのアルゴリズムは相関行列の固有値分解を行うため，計算付加が大きくなってしまいうという欠点があるが，受信機の AGC，ADC(Analog to Digital Converter) のダイナミックレンジを対応させて削減することで ADC のビット数を削減し，信号処理の負荷を軽減することができる．そのため，高速かつ低コストなシステムを構築が可能となる．しかし，ダイナミックレンジの削減が DOA 推定精度に及ぼす影響については未だ明らかにされていない．そこで本論文では，AGC，ADC のダイナミックレンジと DOA 推定精度の関係について検討を行い，受信機に必要なダイナミックレンジを明らかにする．

本論文で取り扱う振幅制限方法は，図 1.4 のような各素子独立に振幅制限を行うシステムにおいて振幅制限回路としてリミッタと AGC を用いた場合(図 1.10，図 1.11)と，図 1.5 のような共通 AGC において AGC とリミッタを用いた場合(図 1.12，図 1.13)とする．図 1.10 は各チャネルにリミッタを用いた場合を示しており，各チャネルにおいて受信信号の振幅がダイナミックレンジ DR を越えたときに振幅をカットするように働く．図 1.11 は各チャネルに AGC を使用した場合で，各チャネルの振幅がダイナミックレンジ DR となるようなゲインを用いて振幅制限を行う．このときの各チャネルの受信信号のダイナミックレンジが異なるため，AGC のゲインも異なる値となる．次に，図 1.11 は共通 AGC として AGC を適用する場合で，最大のダイナミックレンジを持つチャネルの振幅がダイナミックレンジ DR となるようにゲインを決定し，全てのチャネルで同一のゲインを使用して振幅を制限する．最後に図 1.13 は共通 AGC として AGC の代わりにコンプレッサを適用する．これらの振幅制限方法について検討を行っていくものとする．

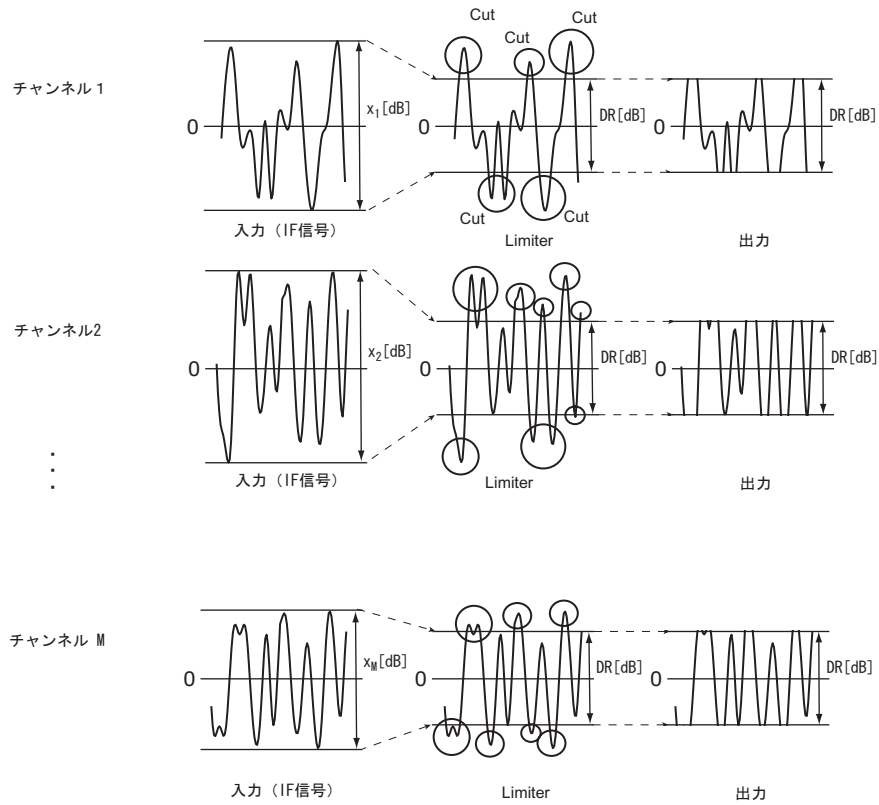


図 1.10 : 各チャンネル独立に振幅制限を行うシステム (リミッタ)

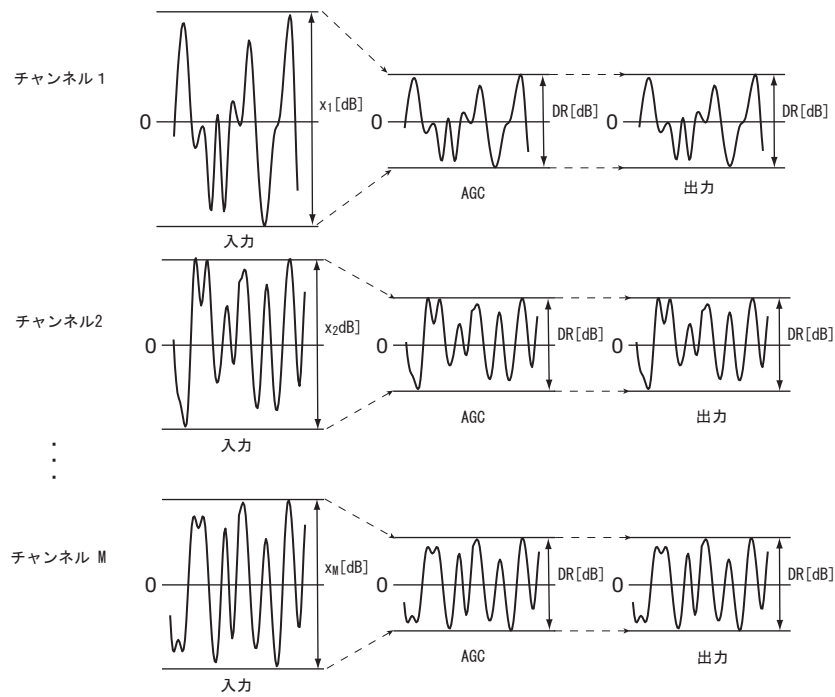


図 1.11 : 各チャンネル独立に振幅制限を行うシステム (AGC)

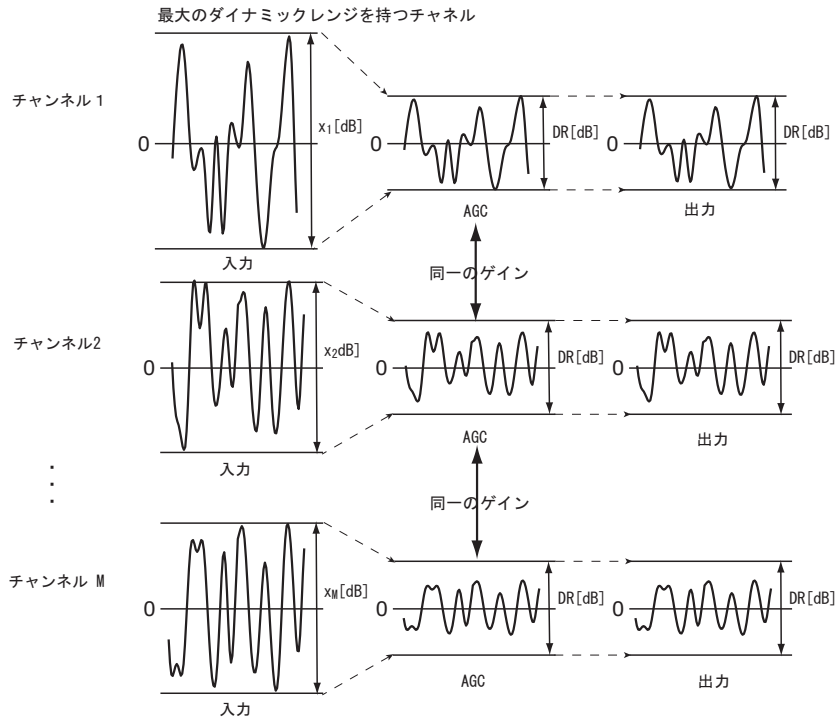


図 1.12 : 共通 AGC (AGC)

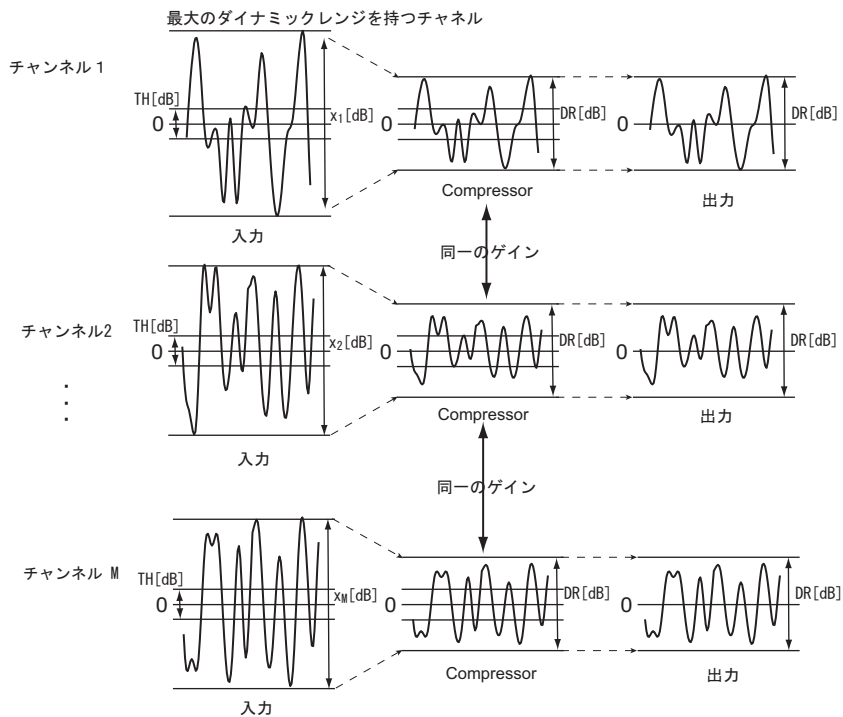


図 1.13 : 共通 AGC (コンプレッサ)

第 2 章

DOA 推定精度への振幅制限の影響

2.1 MUSIC 法における推定精度の劣化

はじめに，MUSIC 法を用い手到来方向を推定する際に振幅制限によるアレー受信信号情報の変化が DOA 推定精度に及ぼす影響について簡単に説明する．

各素子の振幅増幅率を g_1, g_2, \dots, g_M とするとき，図 2.1 のように各チャネル独立に振幅制限を行った後のアレー受信信号 $Y(t)$ は，式 (2.1) のように表される．

$$\begin{aligned} Y(t) &= GX(t) \\ G &= \text{diag}\{g_1, g_2, \dots, g_M\} \end{aligned} \quad (2.1)$$

ここで， M はアレー素子数， $X(t)$ はアレー受信信号である．アレー受信信号の相関行列 R_{xx} は，式 (2.2) で計算されるので，振幅制限後の信号の相関行列 R_{yy} は式 (2.3) のように表される．

$$\begin{aligned} R_{xx} &= E[XX^H] \\ R_{yy} &= E[YY^H] \\ &= E[(GX)(GX)^H] \\ &= E[GXX^HG^H] \\ &= GR_{xx}G^H \end{aligned} \quad (2.2) \quad (2.3)$$

式 (2.3) の行列は式 (2.2) の相関行列と相似でないため，固有値，固有ベクトルが異なるものとなる．1.2.3 で示したように，MUSIC 法は相関行列の雑音部分空間における固有ベクトルとモードベクトルが直交することを利用して DOA を推定するため，振幅制限後の固

有ベクトルが受信信号の相関行列と異なるものとなるこの場合には DOA 推定が不可能となる。

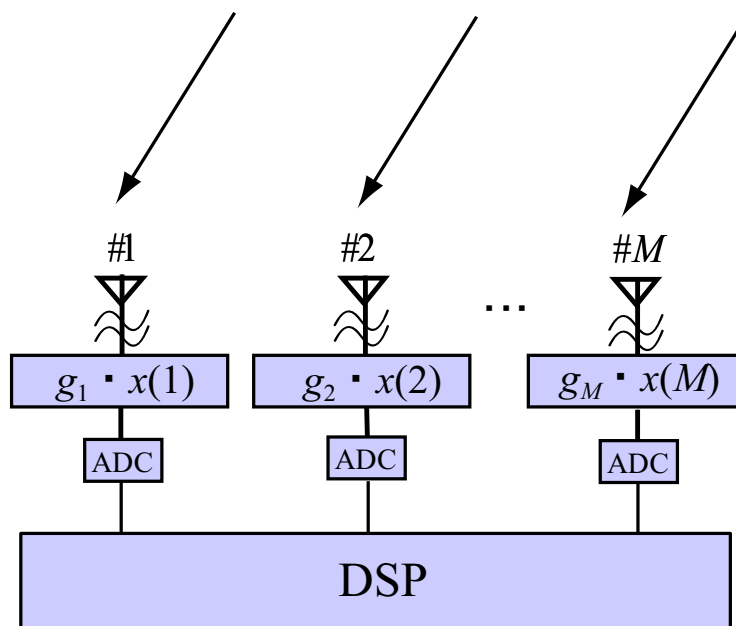


図 2.1 : 各チャネル独立に振幅制限を行う場合

2.2 シミュレーションモデル

2.2.1 マルチパスモデル

本論文では、実際の伝搬環境を模擬したモデルによって提案手法の評価を行っていく。ここではそのマルチパスモデルを示す。序論で述べたように、陸上移動通信では建物などによる電波の反射、散乱によってマルチパスが生じる。そして移動局の移動によりドップラーシフトが起こり、結果としてフェージングが生じる。これらを考慮したものが図 2.2 に示したマルチパスモデルである。

図 2.2 に示したモデルで、到来波の各素波（波源）の信号が全部で L 波とし、これらを複素到来信号ベクトル $s_c(t)$ として表現すると、式 (2.4) のようになる [12]。

$$s_c(t) = \exp(j\zeta(t)) \begin{bmatrix} \sqrt{P_1} \exp j\{2\pi[f_c + f_D \sin \theta_1]t + \alpha_1\} \\ \sqrt{P_2} \exp j\{2\pi[f_c + f_D \sin \theta_2]t + \alpha_2\} \\ \vdots \\ \sqrt{P_L} \exp j\{2\pi[f_c + f_D \sin \theta_L]t + \alpha_L\} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

ここで， $\exp(j\zeta(t))$ は変調シンボル， $P_l (l = 1, 2, \dots, M)$ は各素波電力， f_c はキャリア周波数， $f_D = \frac{vf_c}{c}$ は最大ドップラー周波数（ v は移動体速度， c は光速）， θ_l は図の向きに定義した各素波の到来方向，そして α_l は各素波の初期位相である．なお，移動体速度は時刻に依存しない一定値とする． l 番目 ($l = 1, 2, \dots, L$) の素波は移動体の移動によるドップラー効果によって到来角に応じた周波数偏移 $f_D \sin \theta_l$ を受ける．これらの各素波が多数重なることにより受信信号にフェージングが起き，その振幅は大きく変動する．各素波について初期位相がランダムの場合に，受信信号の電力はレイリー (Rayleigh) 分布則に従って変動する [1][2]．

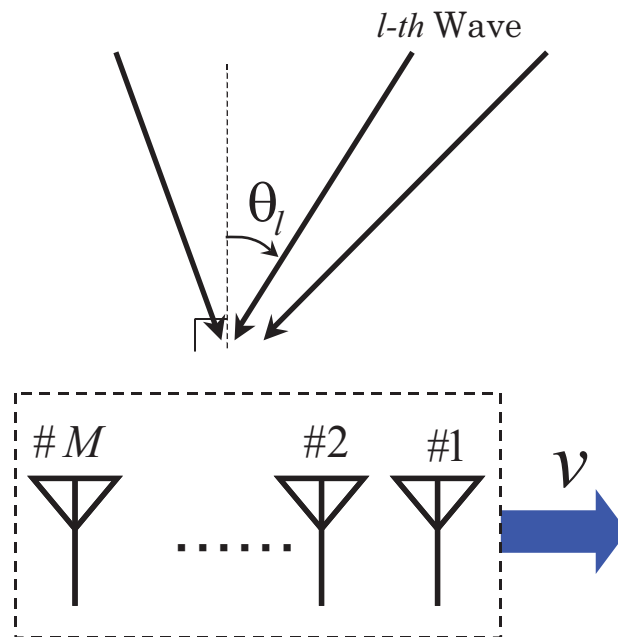


図 2.2 : マルチパスモデル

次に図 2.3 のように，アレーアンテナが移動通信の基地局に設置されている場合を考える．通常は基地局と移動機の間は見通しになってはおらず，移動局周辺のいくつかの散乱体からの電波（散乱波）が基地局に入射するものと考えられる．この散乱波は，到来方向 θ を中心として，ある広がった範囲 $\Delta\theta$ 内に分布して波群を形成して基地局アンテナに入射してくる．このような現象を角度広がりという．こうした場合従来の到来方向推定アルゴリズムでは波数の推定もうまくいかず，さらに到来方向推定精度が劣化するという問題がある [13]．そこで角度広がりが存在する環境においても有効な DOA 推定システムについて検討を行うため，角度広がりを持つ波が到来してくるモデルを用いてシミュレーションを行う．

移動通信の一般的な環境であるレイリーフェージング環境においては，角度広がりのプロファイル（電力分布）は基地局側は移動局を中心とした正規分布であると仮定するのが一般的である [2]．このとき， θ_0 を分布の中心角度， σ を正規分布の標準偏差をすると電力分布は次式のように表せる．

$$P(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{(\theta - \theta_0)^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (2.5)$$

分布の標準偏差 σ は角度広がり の程度を示すものとしてよく用いられる．実際の移動通信環境において， σ は観測点の位置，アンテナ高などで変化するが，約 $1 \sim 10$ [deg] 程度であることが報告されている [14]．

このようなある角度範囲から多数の散乱波（素波）がアンテナに到来するという現象をシミュレーションするためのモデルとして，様々なモデルが提案されており，特に移動局を中心にした円周上に等間隔に散乱点を配置し，それらから位相がバーストごとにランダムに変わる平面波が受信アレーアンテナに入射していると考えられるモデルがよく用いられている [15]．本論文では，この角度広がりモデルを先述したマルチパスモデル（図 2.2）に加えることにより到来波を生成する．到来波モデルを図 2.4 に示す．図は l 番目の波群が，中心角を θ_l としてアレーアンテナに入射している様子を表している．各波群中には散乱波が N_{sc} 個含まれているとし，散乱波には番号 i ($i = 1, 2, \dots, N_{sc}$) がつけられている．波群については番号 l ($l = 1, 2, \dots, L$) をつけている．このとき第 l 番目の波群の第 i 番目の散乱波の到来角 θ_{il} は $\pm\Delta\theta/2$ 内に正規分布している．このとき， θ_{il} 方向から入射する信号 $S_{il}(t)$ は式 (2.4) より，

$$S_{il}(t) = \exp(j\zeta_{il}(t))\sqrt{P_{il}} \exp j\{2\pi[f_c + f_D \sin \theta_{il}]t + \alpha_{il}\} \quad (2.6)$$

と表すことができる． $\zeta_{il}(t)$, P_{il} , α_{il} の意味はそれぞれ第 l 番目の波群中 i 番目の散乱波の変調信号，電力，初期位相である．このとき同じ波群内の散乱波同士の相関は完全相関，つ

まり次式が成り立つとする．

$$\zeta_{1l}(t) = \zeta_{2l}(t) = \cdots = \zeta_{N_{sc}l}(t) \quad (2.7)$$

$$\alpha_{1l} = \alpha_{2l} = \cdots = \alpha_{N_{sc}l} \quad (2.8)$$

次に，この $S_{il}(t)$ を用いて l 番目の波群の N_{sc} 個の散乱波が入射した場合，アレーアンテナの m 番目 ($m = 1, 2, \dots, M$) の素子で受信される信号を表すと，次のようになる．

$$X_{ml}(t) = \sum_{i=1}^{N_{sc}} S_{il}(t) \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} d(m-1) \sin \theta_{il} \right\} \quad (2.9)$$

各波群の受信信号が式 (2.9) のように表されるので，波群が全部で L 個ある場合 m 番目の素子で受信される受信信号 $X_m(t)$ は次のように表すことができる．

$$X_m(t) = \sum_{l=1}^L \{X_{ml}(t) + n_m(t)\} \quad (2.10)$$

$n_m(t)$ は m 番目で観測される雑音信号である．

以上のような角度広がりを考慮した到来波モデルを用いて，到来方向推定を行う．例として， $L = 4$ 個の波群波が到来し各波群の散乱波数を 30 としたとき，8 素子のアレーアンテナで受信を行った場合の，1 チャンネルの受信信号電力をプロットしたものを図 2.5 に示す．図は累積確率分布表示となっており，横軸は実効値によって正規化した電力値を示す．実線がチャンネル 1 の受信電力，破線はレイリー分布曲線を示している．これより，アレー受信信号電力の累積確率分布はほぼレイリー分布となっており，図 2.4 のモデルによりレイリーフェージング波を生成できることが確認できる．

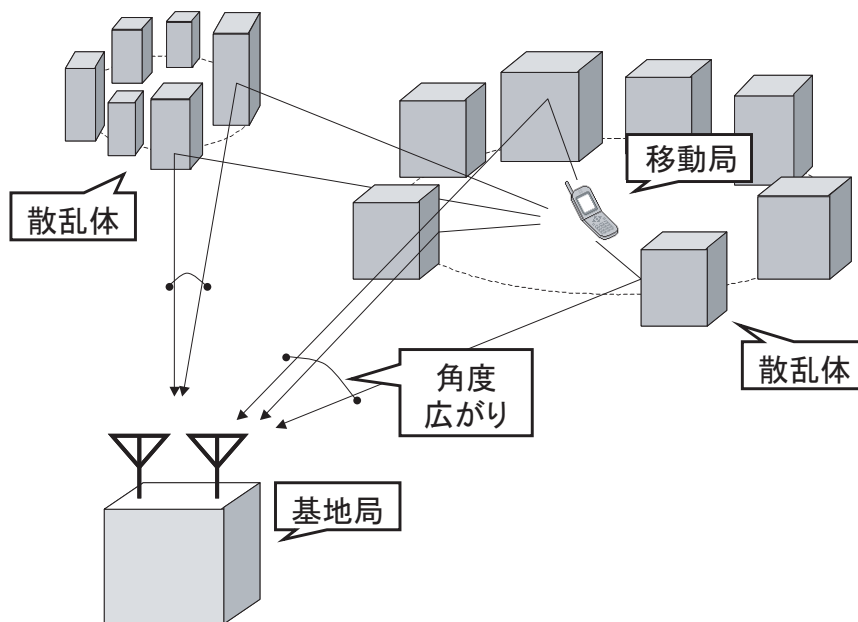


図 2.3 : 角度広がり の発生

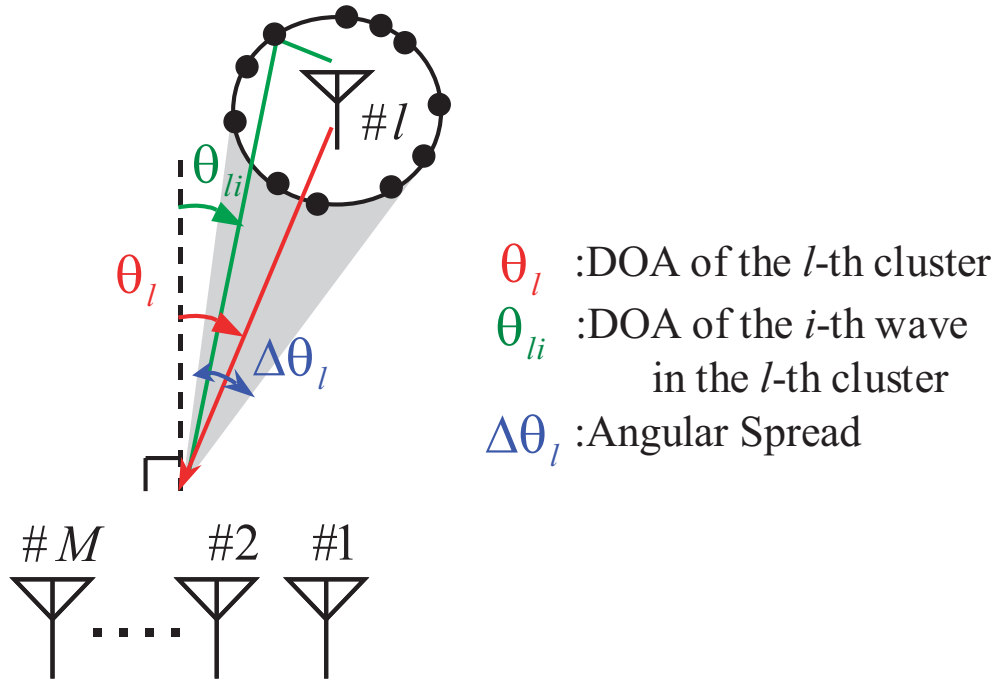


図 2.4 : 角度広がり を考慮したモデル

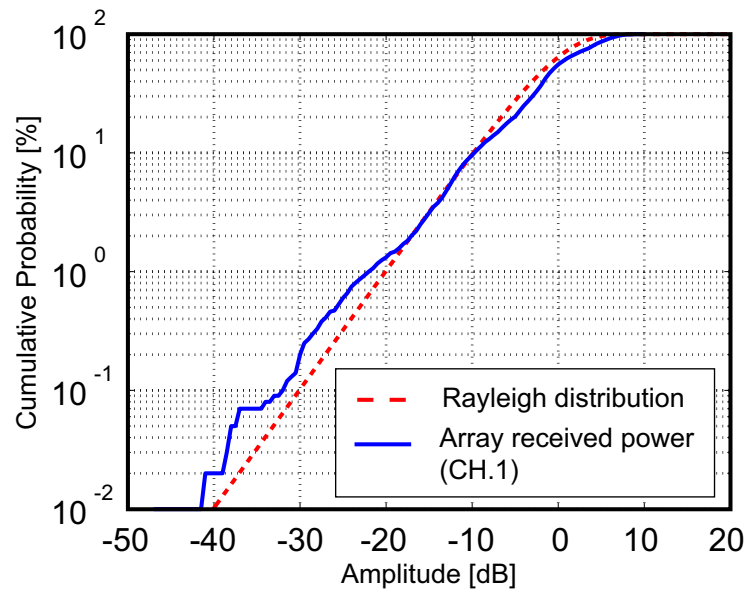


図 2.5 : アレー受信信号の累積確立分布

2.2.2 シミュレーション諸元

図 2.4 に示したモデルを使用してシミュレーションを行う。シミュレーション諸元を表 2.1 に示す。受信アンテナとして 8 素子半波長間隔のリニアアレーアンテナを使用し、このアンテナは一定の速度 40km/h で移動している。このときの最大ドップラー周波数は約 74Hz である。実際にアレーアンテナを用いて DOA 推定や指向性制御を行う場合には、各アレー素子のばらつきや変化による利得誤差や位相誤差の問題や、アンテナをアレー状に配置することにより生じる素子間相互結合の誤差の問題が生じる [17]。これらの誤差が存在する状態で MUSIC 法を用いると到来方向推定精度は著しく劣化する。したがって、アレーに含まれている利得や位相および素子間相互結合などの誤差校正手法が重要となっている。本研究においても、アレーアンテナの素子間相互結合とアンテナ校正を考慮したシミュレーションを行う。アレーアンテナの素子間相互結合は NEC2 で計算し、文献 [18] の方法でアンテナを校正する。到来波一波群中の散乱波数は 30 波とし、角度広がり標準偏差 $\delta\theta_i$ は 3deg. とする。受信機の感度は -10dBm であると仮定し、アレー受信信号の平均電力は -10dBm とする。このとき、受信アレーアンテナにおいて到来波自体が分布を持っているため、推定角度も分布を持っている形で得られわずかに誤差が生じるが、ここでは広がり中心角を真の到来方向として、中心からはずれたものは全て推定誤差として取り扱う [16]。推定誤差は RMSE で評価を行い、式 (2.11) のように計算される。ここで、 N は試行回数、 θ_i は推定された到来方向、 θ_0 は真の到来方向を表す。

$$RMSE = \sqrt{\left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |\theta_i - \theta_0|^2\right)} \text{ [deg.]} \quad (2.11)$$

表 2.1 : シミュレーション諸元

信号	QPSK 信号
搬送波周波数	2GHz
シンボルレート	1MHz
サンプリングレート	5MHz
最大ドップラー周波数	74Hz
アレー形状	8 素子半波長間隔リニアアレー
空間平均法 (サブアレー素子数)	F/B 法 (5)
スナップショット	100 点
散乱波数	30 波
角度広がり標準偏差	3 deg.
到来方向	(-10, 15, 30) deg. (-28, -10, 15, 30) deg.
平均 SNR	20 dB
平均受信電力	-10 dBm

2.3 各チャネル独立に振幅制限するシステムにおける推定結果

図 1.4 のように各チャネル独立に振幅を制限するときの到来方向推定精度をシミュレーションにより評価する．振幅制限回路としては，各チャネルにリミッタを適用する場合と，各チャネルに AGC を適用する場合について計算を行う．リミッタ，ADC と ADC のダイナミックレンジ DR を対応させ，ダイナミックレンジを削減することにより推定誤差に及ぼす影響について検討する．リミッタ，AGC のダイナミックレンジと ADC の分解能は式 (2.12) のように対応させる．

$$DR = 20 \log_{10} \left(\frac{2^N - 1}{A} \right) \text{ [dB]} \quad (2.12)$$

ここで N は ADC の分解能であり， A はダイナミックレンジの基準となる値である．ノイズレベルやバイナリ信号レベルを基準とすることが一般的であるが，本論文では変調後のバイナリ信号 (QPSK 信号) のレンジをダイナミックレンジの基準として計算を行う．

2.3.1 リミッタ

各チャネル独立にリミッタを適用し，ADC の入力レンジに合わせて受信信号の振幅を制限をした場合のシミュレーション結果について示す．リミッタのダイナミックレンジ DR と ADC の分解能は式 (2.12) のように対応させる．リミッタモデルを図 2.6 に示す．アレー受信信号のダイナミックレンジが DR よりも大きいとき，ADC の入力レンジからはみ出る部分の振幅はリミッタによりカットされる．4 波群が $(-28, -10, 15, 30)$ deg. 方向から入射する場合，3 波群が $(-10, 15, 30)$ deg. 方向から入射する場合について推定を行った．推定結果を図 2.7 図 2.8 に示す．横軸をダイナミックレンジ (ADC のビット数)，縦軸を推定誤差とした．横軸における は振幅制限と量子化をともしない場合の推定誤差を表す．図 2.7 において 8bit 以上で誤差が非常に小さくなっているが，これはアレー受信信号のダイナミックレンジが 8bit 以下で，リミッタが全く動作していないためである．リミッタが動作している 7bit の平均 RMSE は非常に大きく 11.4 deg. であり，ダイナミックレンジが小さくなって振幅がカットされる幅が大きくなるほど推定誤差も増大している．4 波到来時も同様に，アレー受信信号のダイナミックレンジは 9bit 以下であるため，9bit 以上ではリミッタが動作せず推定誤差は小さいが，8bit では平均 RMSE が 4.36 deg. と劣化し，さらにダイナミックレンジが小さくなるにつれて推定誤差が増大した．リミッタは通信用受信機によく使用されているが，本モデルのように受信アレーアンテナが移動しているような各チャネルの受信電力の変動が大きい場合にはあまり向いていない．しかし，あまり

受信電力の変動が少ない比較的静的な環境においては非常に有効な振幅制限方法である。

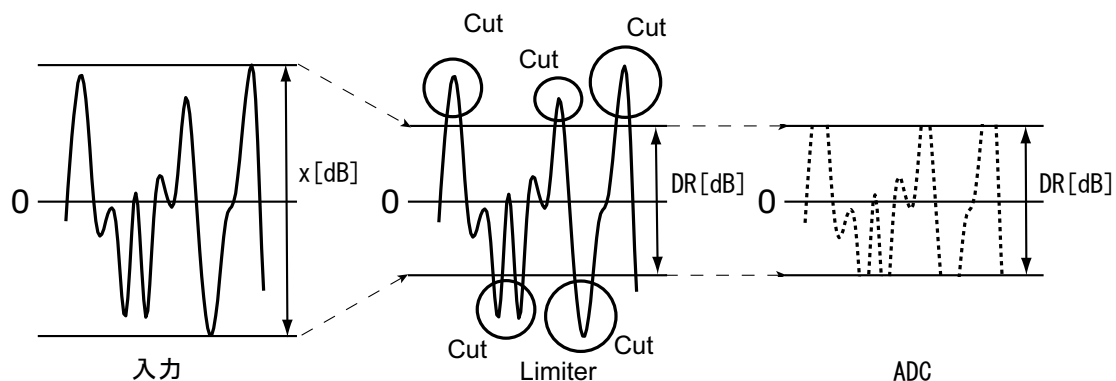


図 2.6 : リミッタモデル

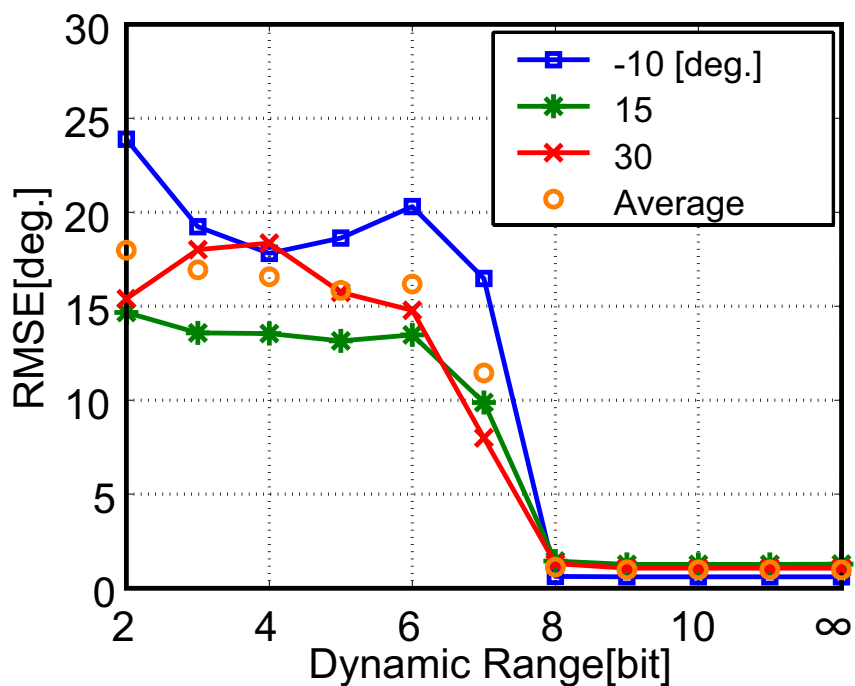


図 2.7 : リミッタにより振幅制限行ったときの推定誤差 (3 波到来時)

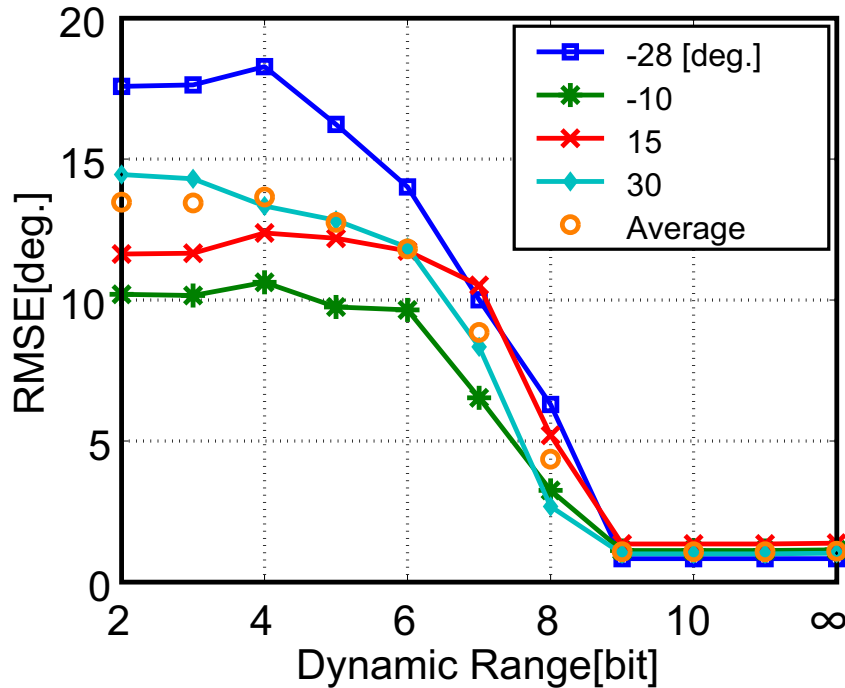


図 2.8 : リミッタにより振幅制限行ったときの推定誤差 (4 波到来時)

2.3.2 AGC

次に、各チャネル独立に AGC を適用して受信信号の振幅を制限した場合についてのシミュレーションを行う。AGC のダイナミックレンジと、ADC の分解能はリミッタの場合と同様に式 (2.12) のように対応させる。AGC モデルを図??に示す。受信信号が AGC に入力され、 DR dB に制限されて ADC で量子化される。AGC のダイナミックレンジの補償は ± 1 dB とし、ADC に入力する際に ADC のレンジを超えた場合には、リミッタによりカットされる。AGC のゲインは一回の試行で一定であるとし、AGC のコントロール電圧は一回前の試行の電力により決定される。4 波群が $(-28, -10, 15, 30)$ deg. 方向から入射する場合、3 波群が $(-10, 15, 30)$ deg. 方向から入射する場合について推定を行った。推定結果を図 2.10 図 2.11 に示す。各素子独立に AGC を動作させたときには、AGC 後の信号の相関行列はアレー受信信号の相関行列と相似でないためダイナミックレンジを十分に取っても正しい DOA を得ることができず、5bit における平均 RMSE が 15.7 deg. と非常に大きい。4 波到来の場合も同様にダイナミックレンジを十分に取っても非常に大きな推定誤差が生じた。AGC を使用して振幅を制限するような受信機においては、各素子独立に AGC を動作させると受信信号情報が変化してしまい、DOA 推定ができないことが確認された。このよ

うに各素子で独立に振幅を制御するような場合には，AD 変換後の信号に振幅増幅率を掛け合わせる処理を行う必要がある．本研究では，できるだけ信号処理の負荷を軽減してシステムを高速化するため，受信機のアナログ部分のみで振幅制限を行うことを前提としている．このため，各チャンネルで AGC を独立に動作させる方法は使用できない．

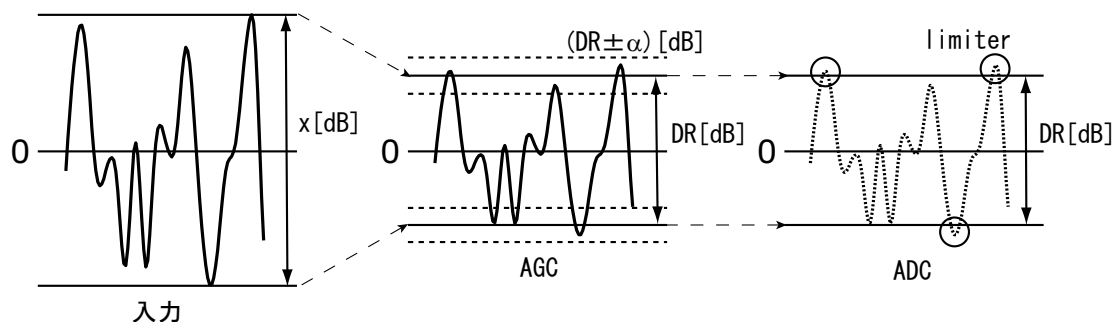


図 2.9 : AGC モデル

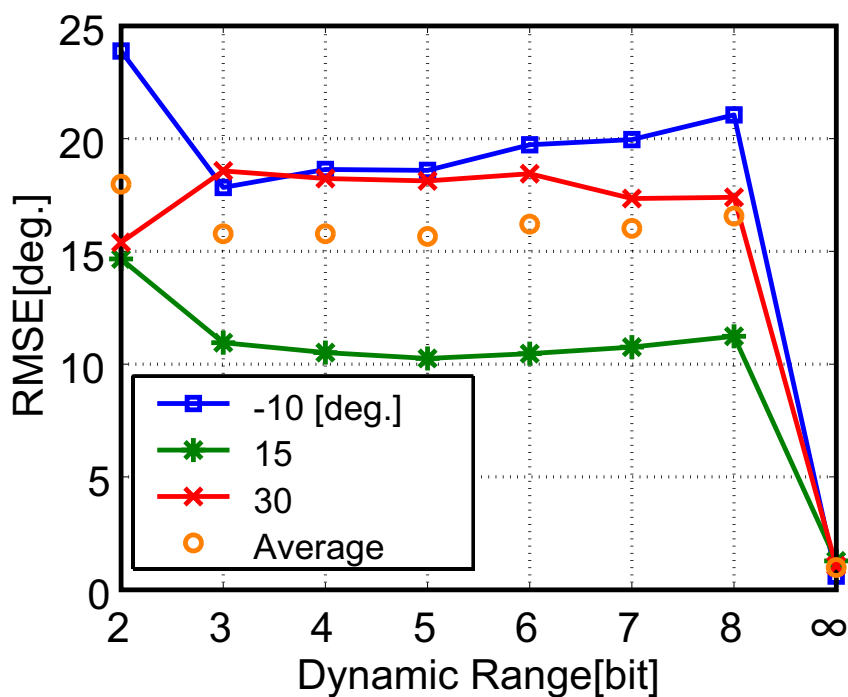


図 2.10 : AGC により振幅制限行ったときの推定誤差 (3 波到来時)

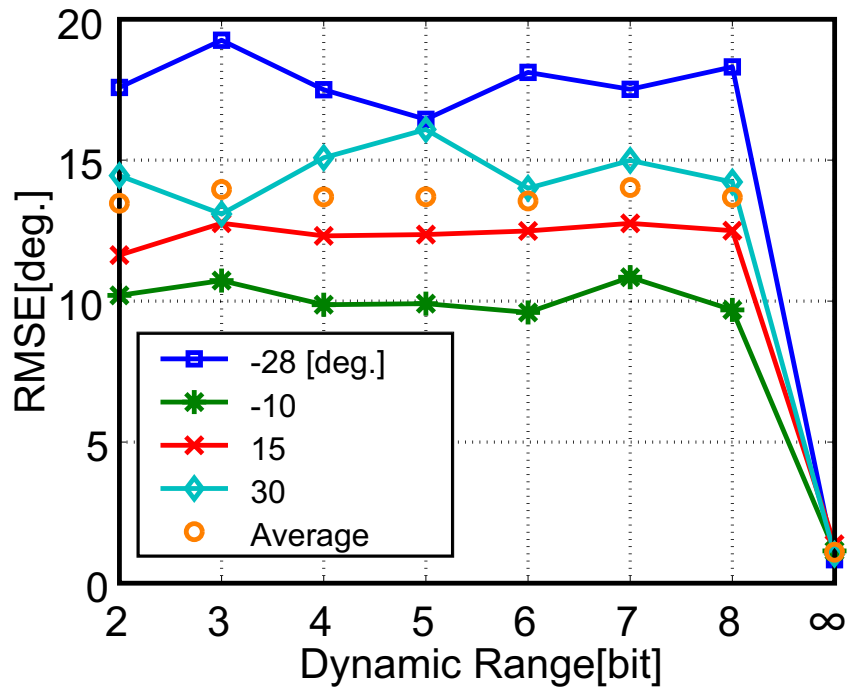


図 2.11 : AGC により振幅制限行ったときの推定誤差 (4 波到来時)

第 3 章

共通 AGC システムによる到来方向推定

3.1 共通 AGC システム

2 章で説明したように，各チャンネル独立に振幅制限を行うとアレー受信信号の持つ情報が変化してしまうため正しい到来方向を得ることができない．しかし，図 3.1 のように各チャンネルの振幅増幅率を全て同一 ($g_1 = g_2 = \dots = g_M$) として振幅制限を行う場合，式 (3.1) で表される振幅制限後の受信信号の相関行列はアレー受信信号の相関行列と相似な行列となるため，推定精度の劣化を防ぐことができる．

$$\begin{aligned} R_{yy} &= G^2 R_{xx} \\ G &= \text{diag}\{g, g, \dots, g\} \end{aligned} \quad (3.1)$$

各チャンネルの振幅増幅率を全て同一とした場合には推定誤差は ADC の分解能にのみ依存し，振幅制限によらないこととなる．各チャンネルのゲインを全て同一とするためには，最大のダイナミックレンジを持つチャンネルを基準として振幅増幅率を決定する必要がある．具体的には，図 3.2 のように各チャンネルの検波電圧を最大値回路に通し基準となるチャンネルを決定し，可変ゲインアンプコントロール電圧を出力するような回路とすればよい．

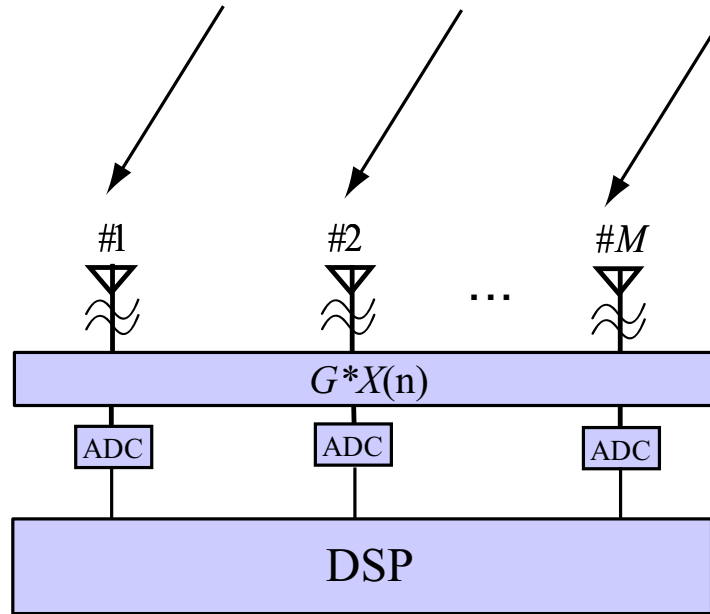


図 3.1 : 共通 AGC システム

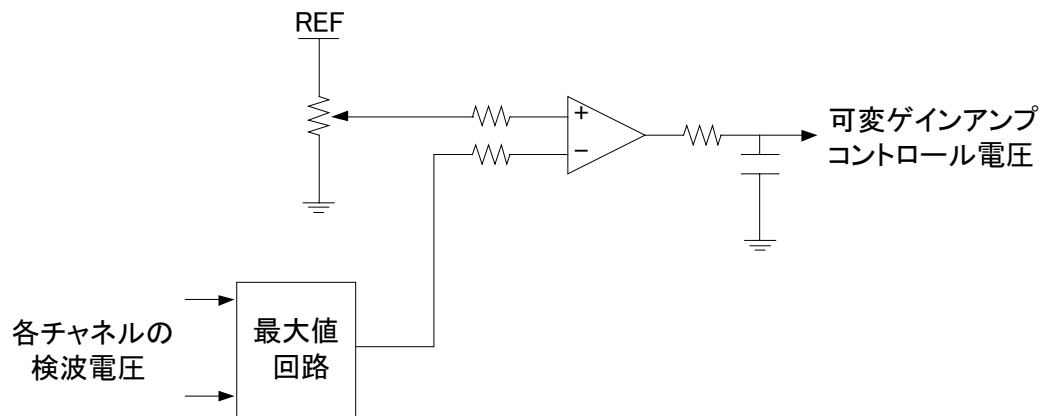


図 3.2 : 共通 AGC 回路の構成例

3.2 独立に振幅制限するシステムにおける DOA 推定結果

3.2.1 AGC

図 3.2 のように，各素子に AGC を適用して振幅制限を行う場合の推定結果について示す．シミュレーション諸元は表 1 に示したものと同様とする．4 波群が (-28, -10, 15, 30) deg. 方向から入射する場合，3 波群が (-10, 15, 30) deg. 方向から入射する場合について推定を行った．最大の電力を持つチャンネルを基準として振幅増幅率を決定し，各チャンネルの AGC のゲインは全て同一として推定を行う．また，AGC のゲインは一回の試行で一定とし，AGC のコントロール電圧は一回前の試行の電力により決定される．ここではスナップショットは 100 点であるので AGC が動作する間隔は 100 点間隔で，受信信号はその間は同じゲインで振幅制限される．その際使用されるゲインはその前の 100 点における平均受信電力から求められる．AGC のダイナミックレンジの補償は可変ゲインアンプ LMH6502 のゲインマッチング値を参考に ± 0.6 dB とする [19]．推定結果を図 3.3，図 3.4 に示す．3 波群，4 波群到来どちらの場合においてもダイナミックレンジ 5bit 以下で推定誤差が非常に小さく，振幅制限を行わないときとほぼ同等の推定誤差となっている．5bit における 3 波の平均 RMSE は 1.06 deg. であり，4bit においては 1.46 deg. とわずかに劣化した．また 5bit における 4 波の平均 RMSE は 1.23 deg. であり，4bit においては 3.32 deg. と劣化した．これより，全素子共通で AGC を動作させることは推定精度の劣化を抑えるために有効であり，受信機のダイナミックレンジは 5bit 以上必要であることが明らかとなった．

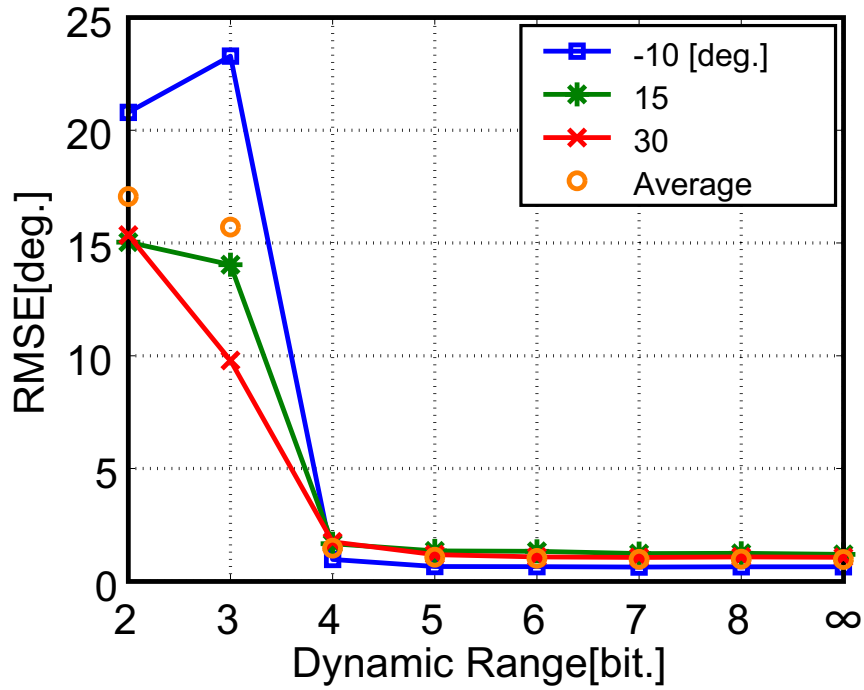


図 3.3 : 共通 AGC により振幅制限行ったときの推定誤差 (3 波到来時)

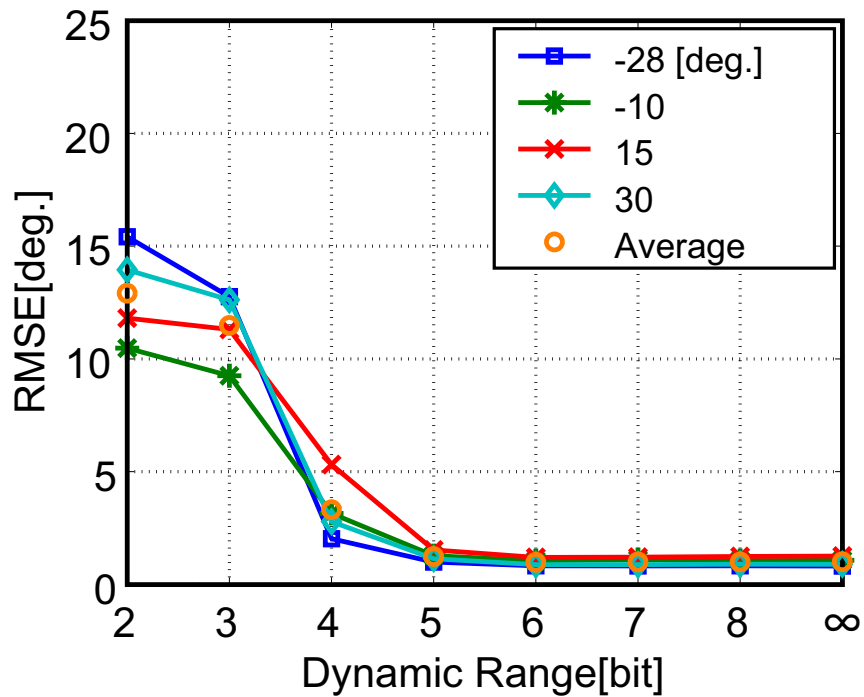


図 3.4 : 共通 AGC により振幅制限行ったときの推定誤差 (4 波到来時)

3.2.2 コンプレッサ

提案した DOA 推定システムの実現が容易であるコンプレッサを用いて振幅制限を行う場合について検討する．コンプレッサは，基準以上の入力があったときに，出力信号の圧縮を開始する回路である．この「基準」のことを「THRESHOLD(LEVEL)」(スレッシュヨールドレベル)と呼ぶ．スレッシュヨールドが低いと，小さい入力から圧縮を開始し，スレッシュヨールドが高いと，大きな入力があるまでは圧縮をしない．それに対して，スレッシュヨールド以上の入力に対してどのくらい出力を圧縮するのかを決めるのが「RATIO」(圧縮比)である．レシオは「C : 1」のように比率を表示し，これは「入力 : 出力」を表わしている．図 3.5 はレシオを変化させたときの入出力の関係を示している．例えば圧縮比が 3 : 1 であるときには，非常に大きな入力であっても出力はスレッシュヨールド以上にはならないということになる．図 3.6 は圧縮比が 3 : 1 で，スレッシュヨールドを変化させたときの入出力の関係を表している．スレッシュヨールドより C dB 大きくなると出力レベルが 1 dB 変化するような圧縮比 C:1 のコンプレッサを想定し，入力レベルがスレッシュヨールドより大きくなるとコンプレッサが動作する．図 3.7 にコンプレッサモデルを示す．ダイナミックレンジ x dB の信号がコンプレッサに入力され，スレッシュヨールドを超えていたときには $1/C$ に圧縮され，超えていないときにはそのまま ADC で量子化される．このとき圧縮回路のダイナミックレンジ補償は AGC のときと同様に ± 0.6 dB とし，ADC 入力時にダイナミックレンジ y dB を超えた場合，はみ出た分の振幅はリミッタによりカットされる．スレッシュヨールドは圧縮後のダイナミックレンジとコンプレッサ-ADC のダイナミックレンジが一致するように式 (3.2) で決定される．

$$TS = \frac{C(DR - x)}{C - 1} \text{ [dB]} \quad (3.2)$$

ここで x は入力信号のダイナミックレンジを表す．本論文では，送信 1000 サンプルの信号から求めた x を受信信号のダイナミックレンジとして使用し，コンプレッサのスレッシュヨールド TS を決定する．

コンプレッサを使用して振幅制限を行ったときの推定誤差をシミュレーションにより計算する．シミュレーション諸元は AGC を用いた場合と同様とする．圧縮比 C は 3 とし，コンプレッサのゲインは一回の試行で一定とし，一試行前の電力によりゲインを決定する．推定結果を図 3.8，図 3.9 に示す．共通 AGC を使用したときと同様にダイナミックレンジが 5bit 以上のとき推定誤差は一定で，非常に小さな値となった．5bit における 3 波の平均 RMSE は 1.01 deg. であり，4bit においては 1.21 deg. とわずかに劣化した．また 5bit における 4 波の平均 RMSE は 1.61 deg. であり，4bit においては 2.51 deg. と劣化した．圧縮比

3:1dB のコンプレッサを使用した場合にも AGC とほぼ同等の推定結果を得ることができた。DOA 推定における振幅制限の手段としてコンプレッサは有効である。

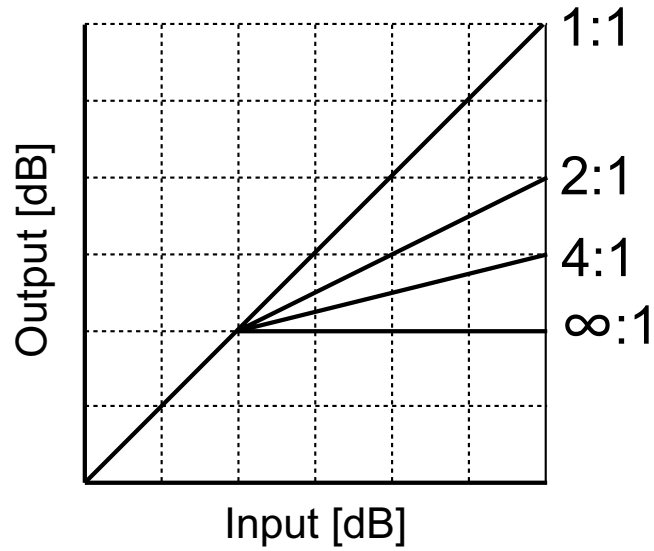


図 3.5 : 圧縮比を変化したときの入出力の関係

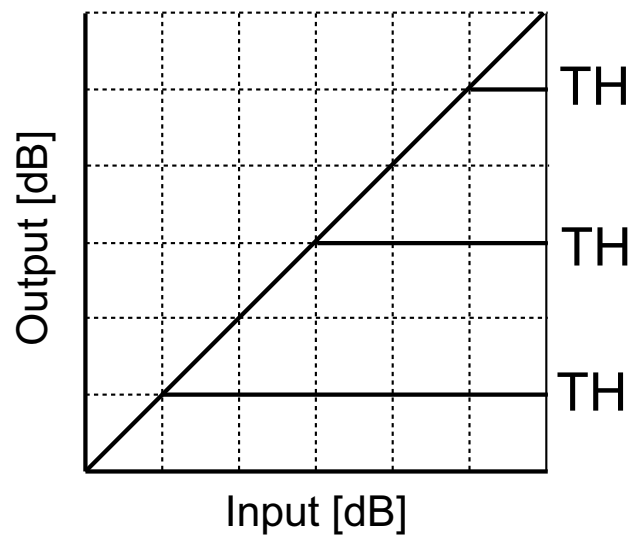


図 3.6 : 圧縮比 においてスレッシュヨルドを変化したときの入出力の関係

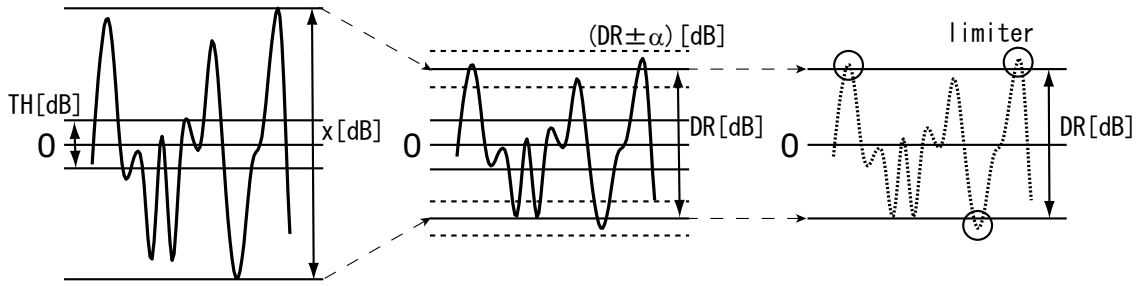


図 3.7 : コンプレッサモデル

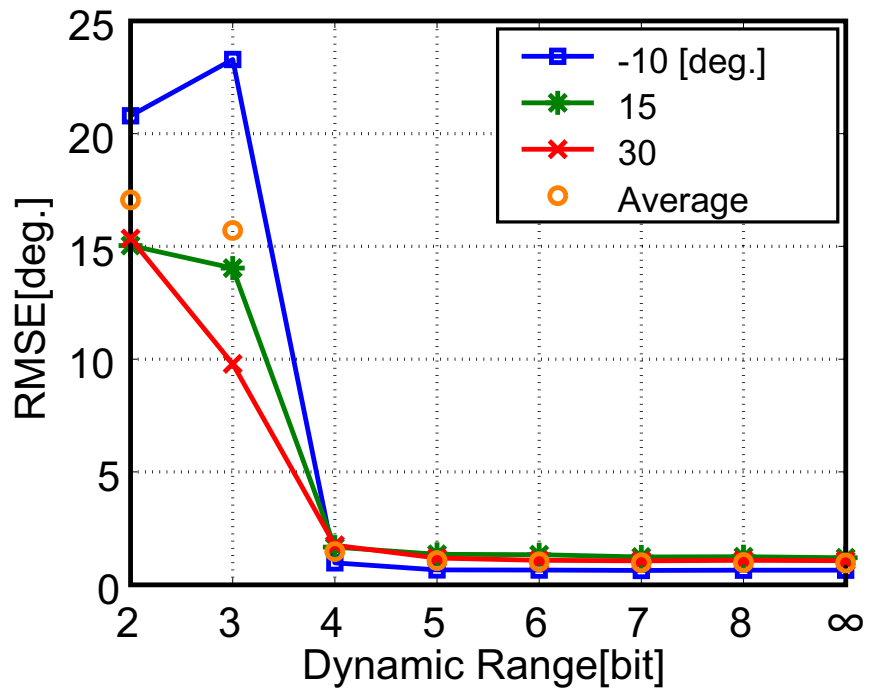


図 3.8 : コンプレッサにより振幅制限行ったときの推定誤差 (3 波到来時)

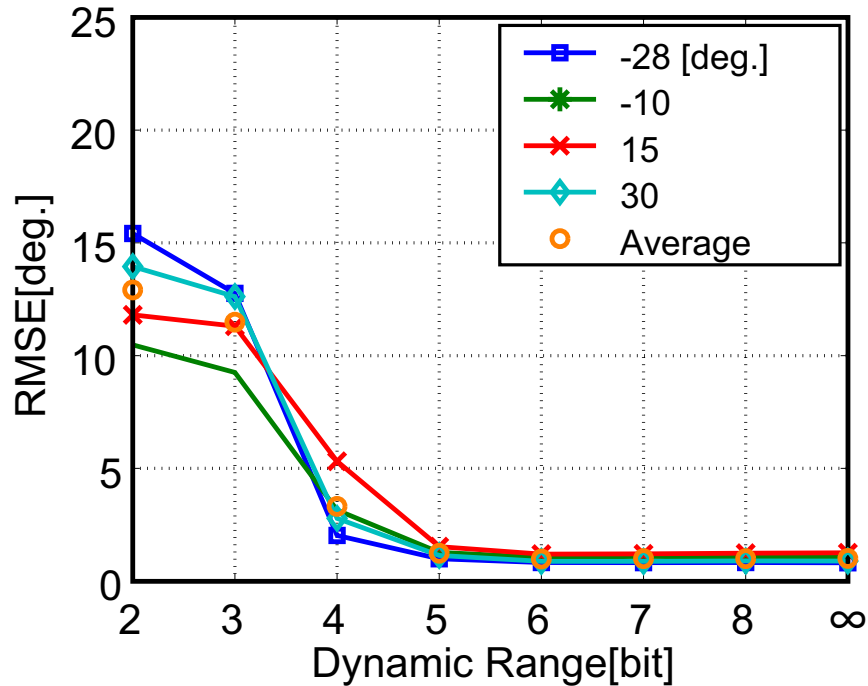


図 3.9：コンプレッサにより振幅制限を行ったときの推定誤差 (4 波到来時)

3.2.3 圧縮比の推定誤差に与える影響

次に圧縮比が推定誤差に与える影響について検討を行う。圧縮比 C を 2 から 20 まで変化させ、到来波 4 波群のときの推定誤差を計算した。コンプレッサのスレッシュホールド TS は式 (3.2) で決定するため、圧縮比によって変化する。また、圧縮比の推定精度への影響を明白にするためコンプレッサのダイナミックレンジ補償は ± 0 dB とする。推定結果を図 3.10 に示す。横軸が圧縮比、縦軸が推定誤差を表している。圧縮比が大きくなっても推定誤差はほぼ一定で、圧縮比 C は推定誤差に影響しないことがわかる。これは入力のダイナミックレンジとコンプレッサ-ADC のダイナミックレンジが一致するようにスレッシュホールドを決定しているため、常に正確に振幅制限できているためである。図 3.11 にスレッシュホールドを固定してコンプレッサを動作させたときの推定結果を示す。 $C = 3$ で最適となるスレッシュホールドを用いてシミュレーションを行っているため、 $C = 3$ となるときに最も誤差が小さくなっており、圧縮比が大きくなるにつれてわずかに推定誤差が増大している。到来方向推定システムを構築する際には最適な圧縮比とスレッシュホールドを決定するため使用環境における入力のダイナミックレンジをある程度把握し、環境によってコンプレッサのスレッシュホールドと圧縮比を変更する必要がある。

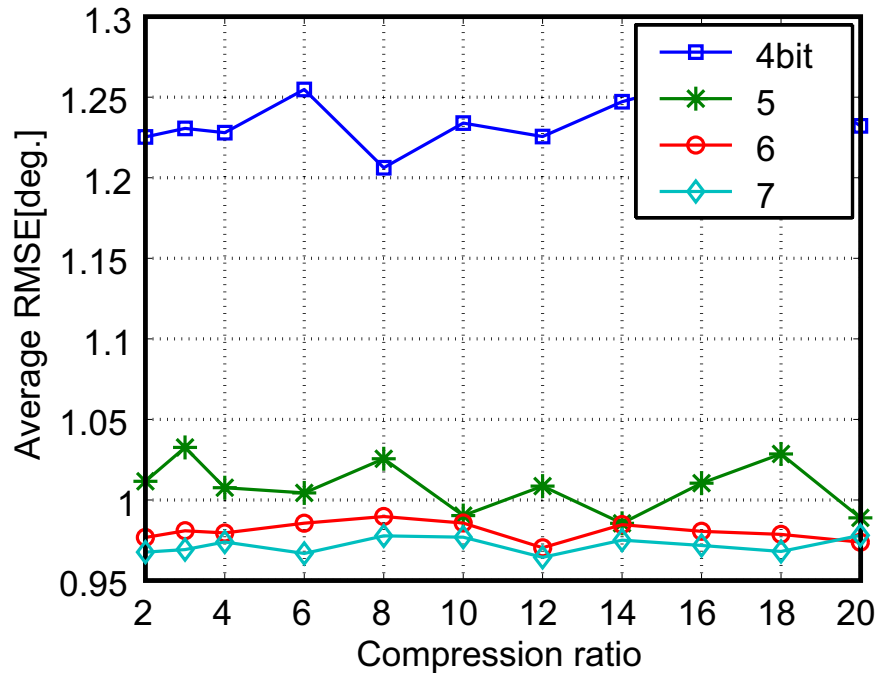


図 3.10 : 圧縮比 C の推定誤差に及ぼす影響 (3 波到来時)

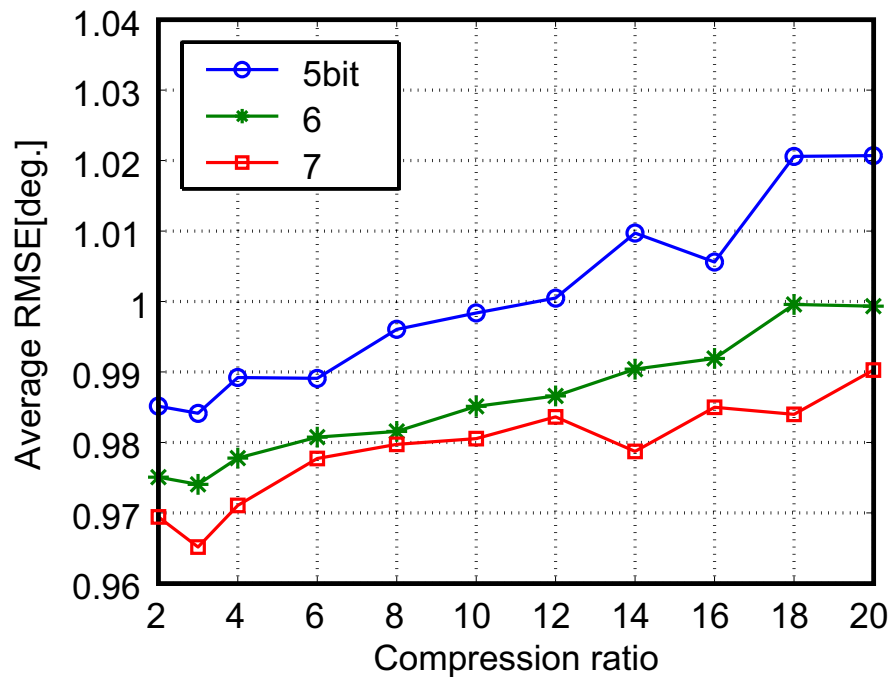


図 3.11 : 圧縮比 C の推定誤差に及ぼす影響 (スレッシュヨルド固定, 3 波到来時)

3.3 量子化誤差の推定精度への影響

3.1で説明したように共通AGCとして振幅制限を行うとき、理想的なAGCを用いて正確に受信信号が制限されている場合には、DOA推定精度は振幅制限にはよらず量子化誤差のみによることとなる。ここまでにADC-AGCのダイナミックレンジ DR は5bit以上必要であるという結果を得たが、これは5bit以下では量子化誤差が大きくなっていることが主な原因であると考えられる。そこで、ここでは量子化誤差と推定精度の関係について検討する。図3.12は(-10, 15, 30)deg.方向から3波群が到来して来たとき、アレー受信信号 $X(t)$ を共通AGCにより振幅制限し、量子化したときのI成分の量子化誤差を全素子で統計し、ヒストグラムで表したものである。シミュレーション諸元は表1で示したものと同様である。このとき、量子化誤差 X_{error} は式(3.3)のように計算される。

$$X_{error} = \{X(n) - \tilde{X}(n)\}/wid \quad (3.3)$$

ここで、 $X(n)$ はある時刻 n における振幅制限後のアレー受信信号、 $\tilde{X}(n)$ は n 番目の量子化された離散信号、 wid は量子化幅を表している。式(3.3)で計算される誤差は量子化幅で規格化されているので、 X_{error} の値は $\pm 0.5\text{LSB}$ 以内となる。LSB(Least Significant Bit)とはアナログ入出力範囲を分解能 n bitで等分した時の1bit分のアナログ量のことをさす単位であり、最下位ビットと呼ばれる[20]。図3.12より、2bitにおいては誤差の最大値である ± 0.5 付近に誤差の分布が多くなっており、量子化誤差が非常に大きいことがわかる。3bitにおいては、2bitの場合よりも誤差の分布はどの大きさにおいても等しい発生確率に近づいているが、 ± 0.5 付近にピークが現れている。4bitではさらにフラットに近くなり、5bitにおいてはほぼフラットで、量子化誤差は一様な分布を示している。図には示していないが、6bit以降の量子化誤差の分布は5bitのものと同様となった。図3.13は4波群が到来してきたときの受信信号の量子化誤差のヒストグラムである。3波群の場合と同様に2bitにおいては誤差の最大値である ± 0.5 付近に誤差の分布が多くなっており、量子化誤差が非常に大きい。3bitにおいては、2bitの場合よりも誤差の分布はどの大きさにおいても等しい発生確率に近づいているが、 ± 0.5 付近にピークが現れている。4bitでは3波群到来の場合よりも ± 0.5 付近に誤差が多く分布している。このため4bitにおける4波群到来時の推定誤差は3波群の場合よりも大きくなっていると考えられる。5bit以降においては誤差の分布はほぼフラットで、量子化誤差は一様な分布を示している。振幅制限回路としてAGCとコンプレッサを使用したときのダイナミックレンジ削減に対する量子化誤差を図3.14~図3.17に示す。横軸はダイナミックレンジをビットで表したもので、縦軸は量子化誤差 X_{error} のRMSEである。素子ごとにRMSEを計算したものと、全素子で平均

したものをプロットしている．全ての場合において 5bit までの量子化誤差はほぼ一定で，4bit においてわずかに誤差が増大し，3bit，2bit とダイナミックレンジが小さくなるにつれてさらに誤差が増大している．このように量子化誤差の分布と 3.2 で示した DOA 推定精度の傾向は一致しており，推定精度の劣化は量子化誤差によって発生しているといえる．

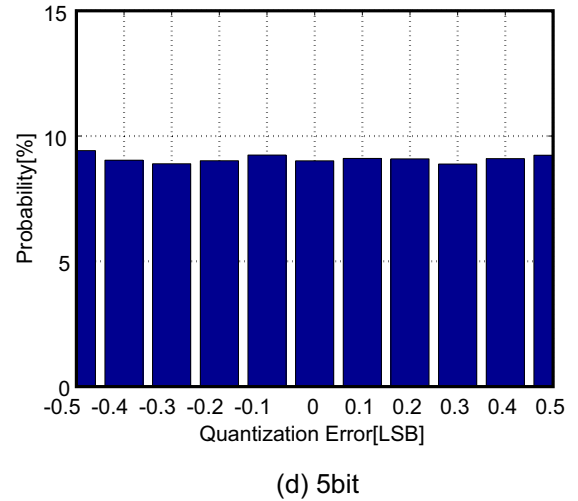
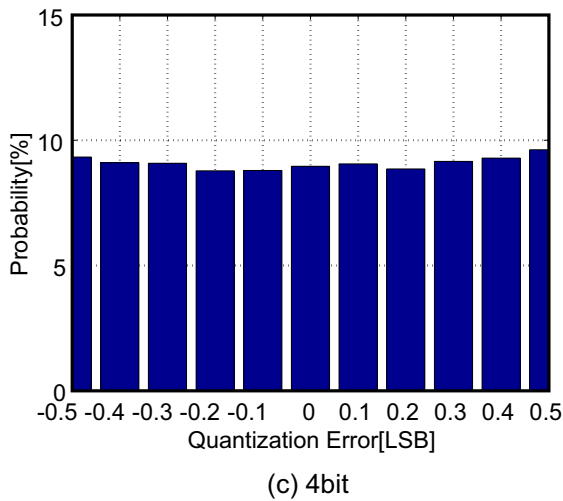
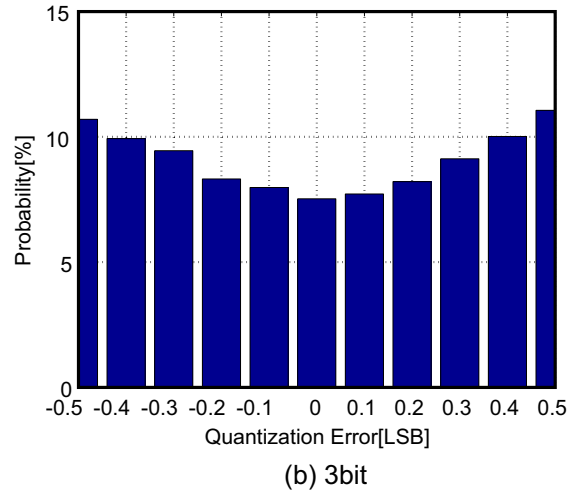
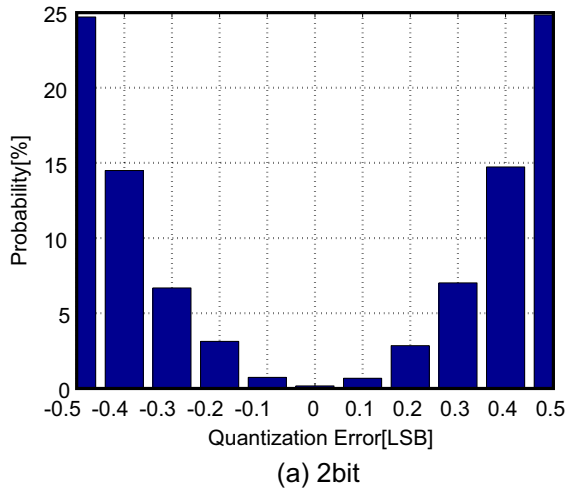
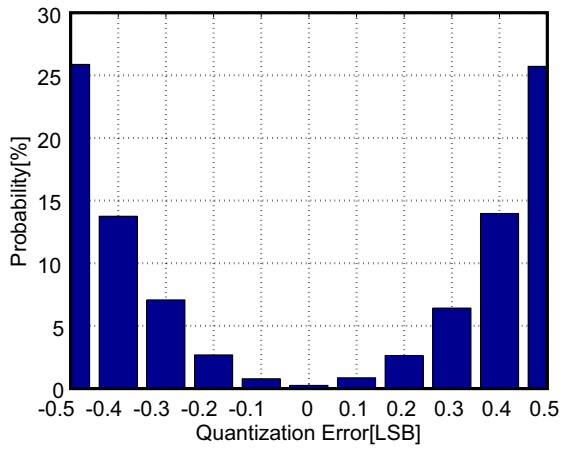
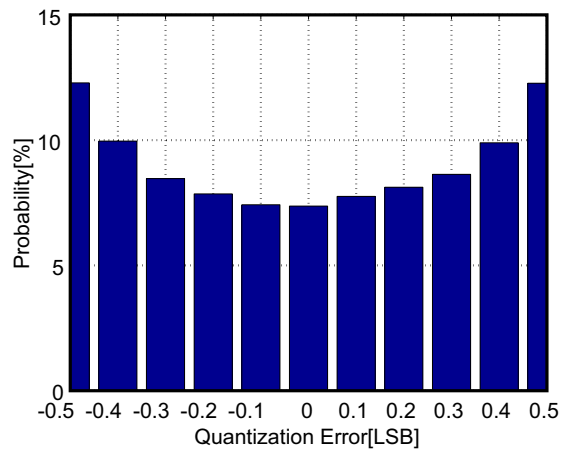


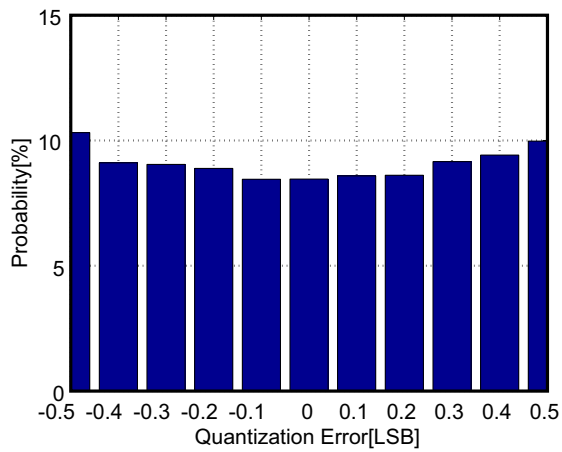
図 3.12 : 3 波群到来時における量子化誤差の分布



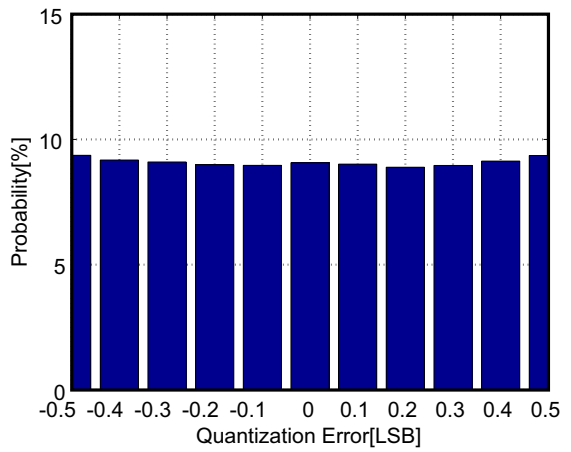
(a) 2bit



(b) 3bit



(c) 4bit



(d) 5bit

図 3.13 : 4 波群到来時における量子化誤差の分布

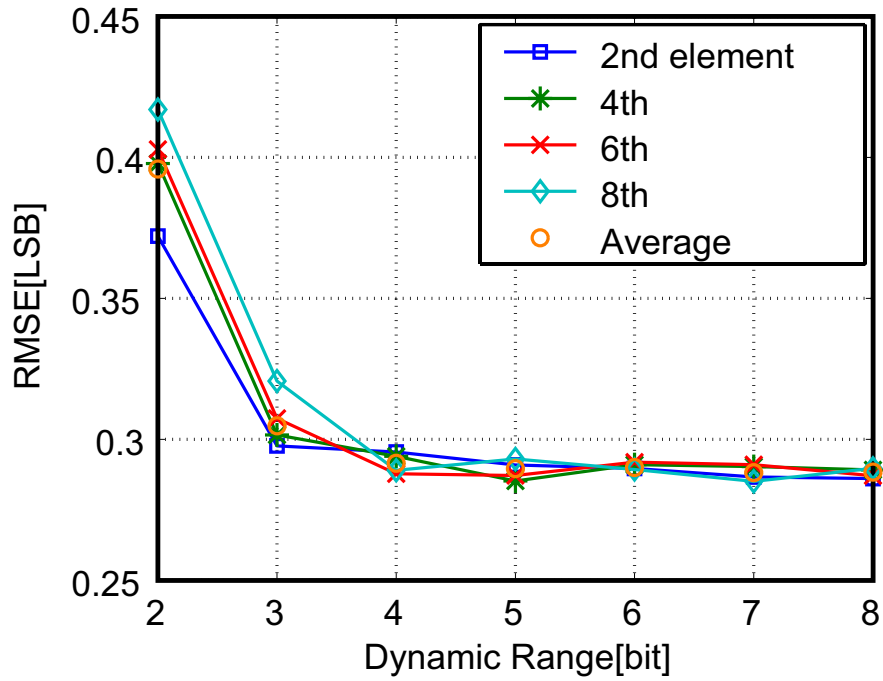


図 3.14 : AGC により振幅制限行ったときの量子化誤差 (3 波到来時)

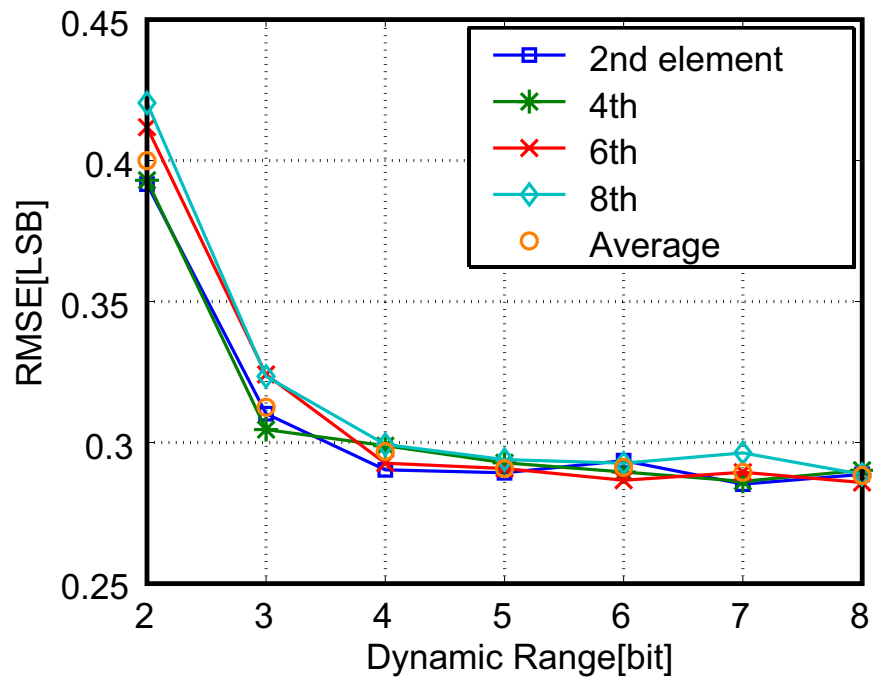


図 3.15 : AGC により振幅制限行ったときの量子化誤差 (4 波到来時)

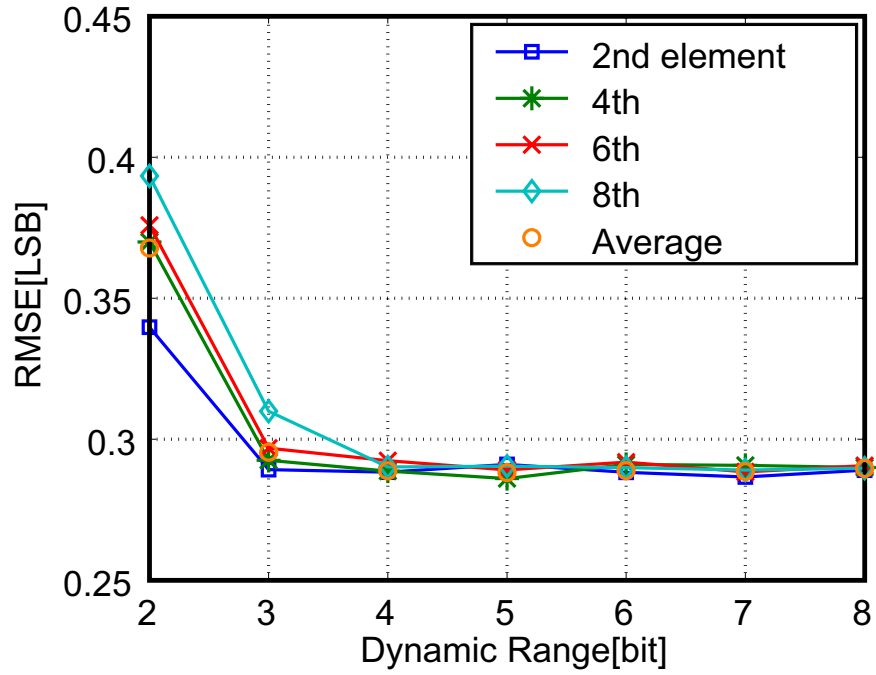


図 3.16 : コンプレッサにより振幅制限行ったときの量子化誤差 (3 波到来時)

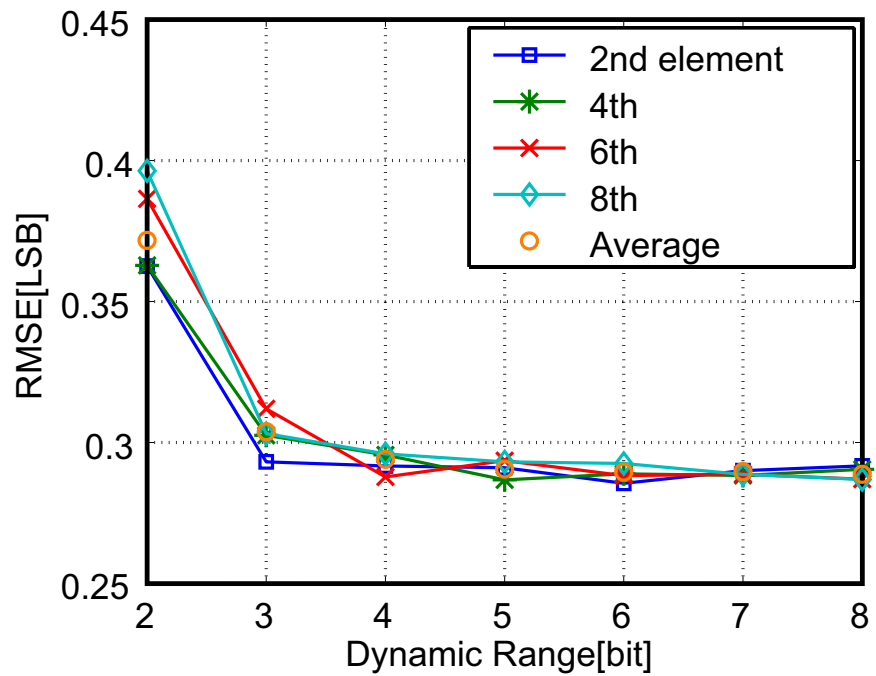


図 3.17 : コンプレッサにより振幅制限行ったときの量子化誤差 (4 波到来時)

3.4 振幅制限方法による推定精度の比較

ここまでに各チャンネル独立に振幅制限を行う場合(リミッタ, AGC)と各チャンネル共通の振幅増幅率を用いて振幅制限を行う場合(AGC, コンプレッサ)の振幅制限が到来方向推定精度に及ぼす影響についてシミュレーションを行った。それぞれの結果を比較したものを表2に示す。各チャンネル独立に振幅制限を行うときには、ダイナミックレンジを十分に取っていても推定誤差が大きいのに対して、共通AGCとしたときには比較的小さなダイナミックレンジでも推定精度の劣化を抑えることができている。各素子で共通の振幅増幅率を用いなければならないことは明らかである。さらに共通AGCとしての構成が容易であることから振幅制限回路としてはコンプレッサの使用が最適であると考えられる。各素子共通で振幅制限を行う場合の6bitにおける推定誤差が振幅制限を行わないときの推定誤差よりもわずかに大きくなっているが、これは一試行前のダイナミックレンジを使用してゲインを決定しているためである。

表 3.1 : 各振幅制限法による平均推定誤差の比較 (3 波群到来時)

	各素子独立		各素子共通	
	リミッタ	AGC	AGC	コンプレッサ
		×		
3bit[deg.]	16.94	15.78	15.71	10.71
4bit[deg.]	16.57	15.79	1.46	1.21
5bit[deg.]	15.84	15.66	1.06	1.01
6bit[deg.]	16.18	16.21	1.02	0.98
振幅制限なし [deg.]	0.80			

3.5 受信電力変動への追従時間

3.4まではAGC, コンプレッサのゲインを一回の試行で一定として動作させていた。このときのコンプレッサのゲインの推移を図3.18に示す。横軸がコンプレッサのゲイン変更の試行回数, 縦軸がゲインを表す。このときゲインは受信電力の変動に追従して試行ごとに約 $\pm 2 \sim 3$ dB変化している。ADC-振幅制限回路のダイナミックレンジを2bitから8bit

まで変化させたときのゲインの値は約-40~5 dBの間でシフトしており，実際に移動体通信の送受信機で使われている可変ゲインアンプを使用すれば実現できる．しかし，一回の試行100点で一回ゲインを変更する場合には，シンボルレートが1 MHzでサンプリング周波数が5 MHzであることから，時間にして 20×10^{-6} s間隔でAGCやコンプレッサを動作させることとなる．これは非常に高速であり，一回の試行で一回AGCのゲインを変化させるのは困難である．

そこで，到来方向推定システムに最適であると考えられるコンプレッサを使用してこのような高速ではなく，到来波のドップラー周期程度の時間でゆっくりと振幅制限を行った場合の推定精度への影響について検討を行う．受信アレーアンテナは一定の速度40 km/hで動いているので，最大ドップラー周波数は約74Hzであり，ドップラー周期は0.0135 sである．一回の試行で一定のゲインとなる時間(20×10^{-6} s)からドップラー周期の半分の時間(6.75×10^{-3} s)まで動作間隔を変更し，シミュレーションを行った．シミュレーション諸元は表1に示したものと同様とする．3波群が(-10, 15, 30) deg. 方向から入射する場合について推定を行った．結果を図3.20に示す．横軸は動作間隔を1/ドップラー周期として示し，縦軸は推定誤差とした．動作間隔がドップラー周期の1/100より短いとき，推定誤差は動作間隔を一回の試行で一定としたときの推定誤差に収束している．時間により変動するアレー受信電力に追従するためにコンプレッサは高速に動作する必要があるためである．図3.20より，ドップラー周期の1/100より短い時間，本論文で用いているシミュレーション諸元においては1.35 msより早い時間で，動作すれば推定誤差の劣化を抑えることができることが明らかとなった．しかし，推定誤差はドップラー周期で動いているときよりもわずかに0.01~0.02 deg.程度増大するのみであり，ドップラー周期程度の間隔で動作させれば十分であるといえる．このようにAGCを受信電力の変動がない程度にゆっくりとかける場合には，ADCの分解能を十分に生かしきれず量子化誤差が増大するため推定誤差がわずかに大きくなるが，ゲインの値は図3.18に示したものに比べてゲイン変更の試行によらず一定となり，同じ環境でシステムを動作させる限りはほとんどゲインを変更する必要がないという利点がある．図3.19にドップラー周期の1/5(2.7×10^{-3} s)で動作させたときのコンプレッサのゲインの推移を示した．図3.21にドップラー周期の1/5の間隔でコンプレッサを動作させたときの推定誤差を示した．5bit以上では誤差が一定で，このときの平均RMSEは0.847[deg.]であった．これにより，一回の試行で一回コンプレッサのゲインが変わる場合の結果と同様であることが確認できる．

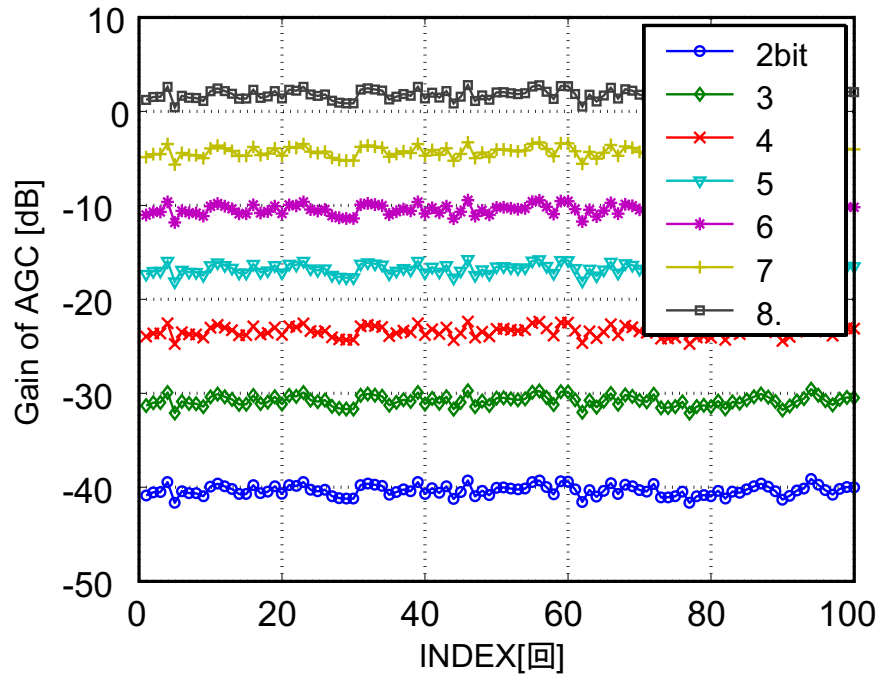


図 3.18 : 一回の試行で一回コンプレッサが動作するときのゲインの推移 (3 波到来時)

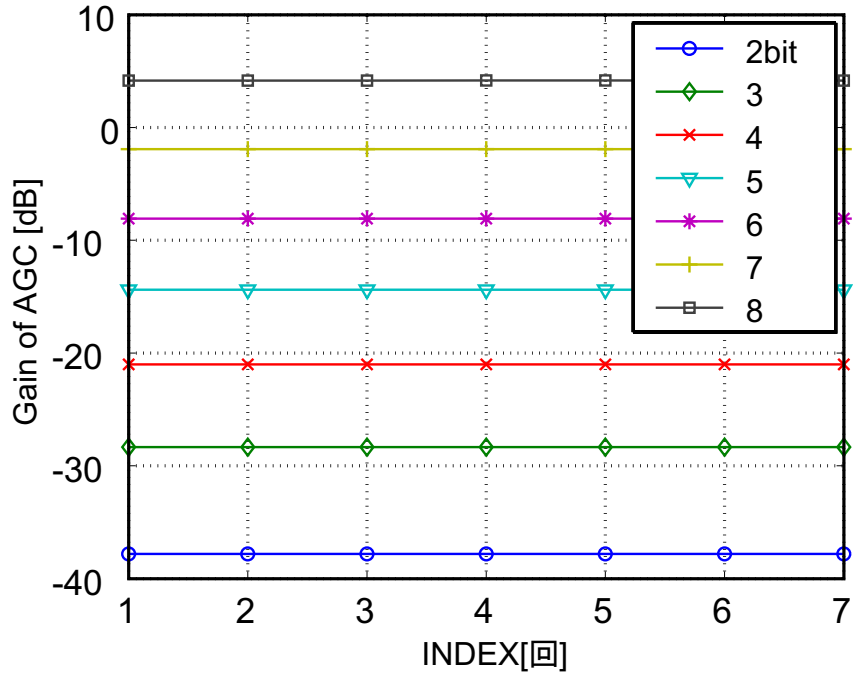


図 3.19 : ドップラー周期 1/5 でコンプレッサが動作するときのゲインの推移 (3 波到来時)

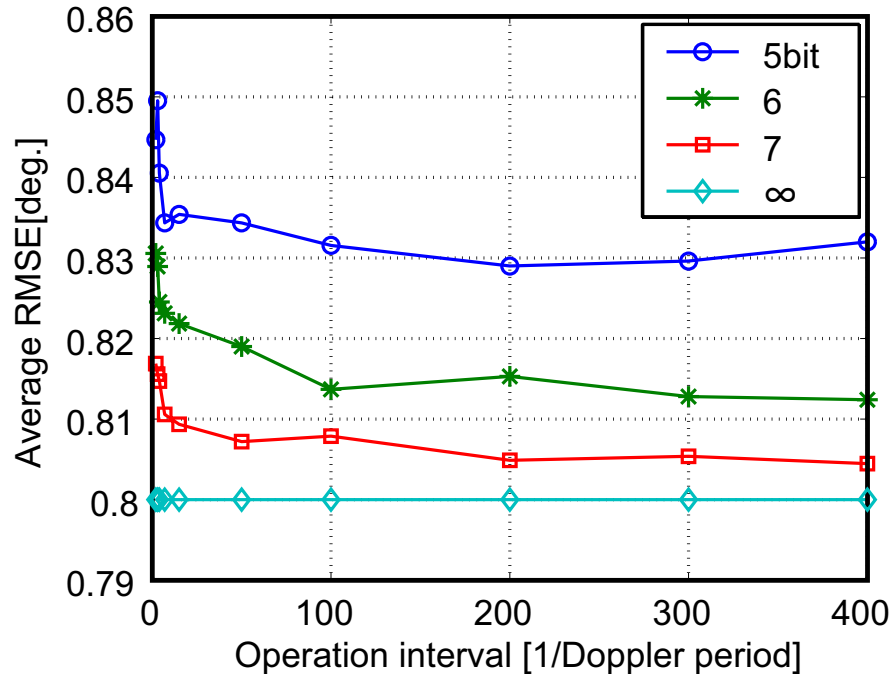


図 3.20 : 動作間隔が変化したときの推定誤差 (3 波到来時)

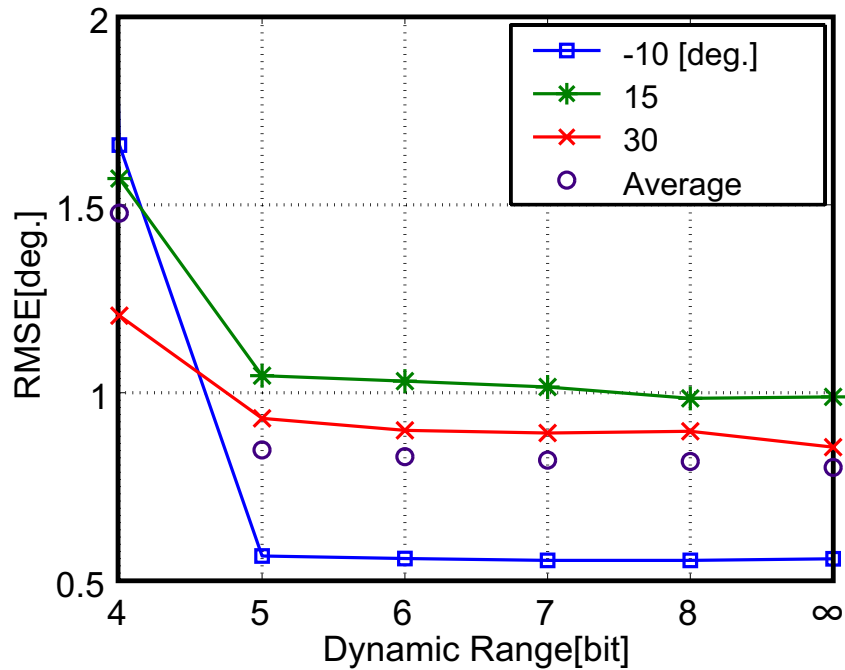


図 3.21 : ドップラー周期*(1/5) 間隔で動作したときの推定誤差 (3 波到来時)

3.6 ESPRIT アルゴリズムによる到来方向推定システム

これまでに、到来方向推定アルゴリズムとして MUSIC 法を用いるシステムについて検討を行ってきた。ここでは、MUSIC 法と共に超分解能として知られよく使用されている ESPRIT アルゴリズムを用いるシステムについて検討を行う。前述したように、MUSIC 法も ESPRIT 法も共にアレー受信信号の相関行列を基にして到来方向を推定するアルゴリズムである。ESPRIT 法を使用するときにも式 (2.3) のようにアレー受信信号の相関行列と振幅制限後の信号の相関行列が相似でないものとなるために DOA 推定が不可能であり、振幅制限方法としては共通 AGC システムを使用する必要がある。また、振幅制限がほぼ正確に行われる場合、DOA 推定誤差には量子化誤差が大きく影響を及ぼすことになるため、MUSIC 法を使用した場合とほぼ同様の結果をなることが予想される。

DOA 推定システムに最適であると考えられるコンプレッサを用いて振幅制限を行う場合について検討する。共通 AGC を用い、各チャンネルの振幅増幅率は全て同一であるとする。4 波群が (-28, -10, 15, 30) deg. 方向から入射する場合、3 波群が (-10, 15, 30) deg. 方向から入射する場合について推定を行った。最大の電力を持つチャンネルを基準として振幅増幅率を決定する。また、コンプレッサのゲインは一回の試行で一定とし、一試行前の電力によりゲインを決定する。図 3.7 に示したコンプレッサと同じものを使用し、コンプレッサの圧縮比 C は 3 とする。シミュレーション諸元は表 1 に示したものと同様である。推定結果を図 3.22, 図 3.23 に示す。ダイナミックレンジが 5bit 以上のとき推定誤差は一定で、非常に小さな値となった。5bit における 3 波の平均 RMSE は 1.09 deg. であり、4bit においては 1.22 deg. と推定誤差はわずかに増大した。また 5bit における 4 波の平均 RMSE は 1.59 deg. であり、4bit においては 2.09 deg. と大幅に劣化した。このように、ESPRIT 法を使用するときにも共通 AGC システムは有効であり、受信機のダイナミックレンジは 5bit 以上必要であるという結果となった。

表 3.2 で MUSIC 法を用いた場合との推定誤差の比較を行った。推定誤差は、4 波群または 3 波群の全試行における推定誤差の RMSE を平均したものとした。表 3.2 より正しい DOA を得られているダイナミックレンジにおいては、MUSIC 法による推定誤差と ESPRIT 法による推定誤差はほぼ等しいものとなった。MUSIC 法と ESPRIT 法はスナップショット数が 100 程度であれば、到来方向が極端に近接でない限りほぼ同様の推定精度が得られることが明らかとされている [21][22]。特に振幅制限を行わないときには MUSIC 法のほうが推定誤差がわずかに小さくなっている。これは到来方向を (-10,15,30) deg. (-28,-10,15,30) deg. と設定しており、さらに MUSIC 法における MUSIC スペクトラムのビーム走査を 1deg. ずつにしているため、スペクトラムにおけるピークのわずかな誤差が吸収されているためで

表 3.2 : MUSIC 法 , ESPRIT 法による DOA 推定誤差の比較

	MUSIC		ESPRIT	
	3 波	4 波	3 波	4 波
4bit[deg.]	1.21	2.51	1.22	2.10
5bit[deg.]	1.01	1.61	1.09	1.60
6bit[deg.]	0.98	1.50	1.06	1.49
振幅制限なし [deg.]	0.80	1.00	0.91	1.12

あると考えられる .

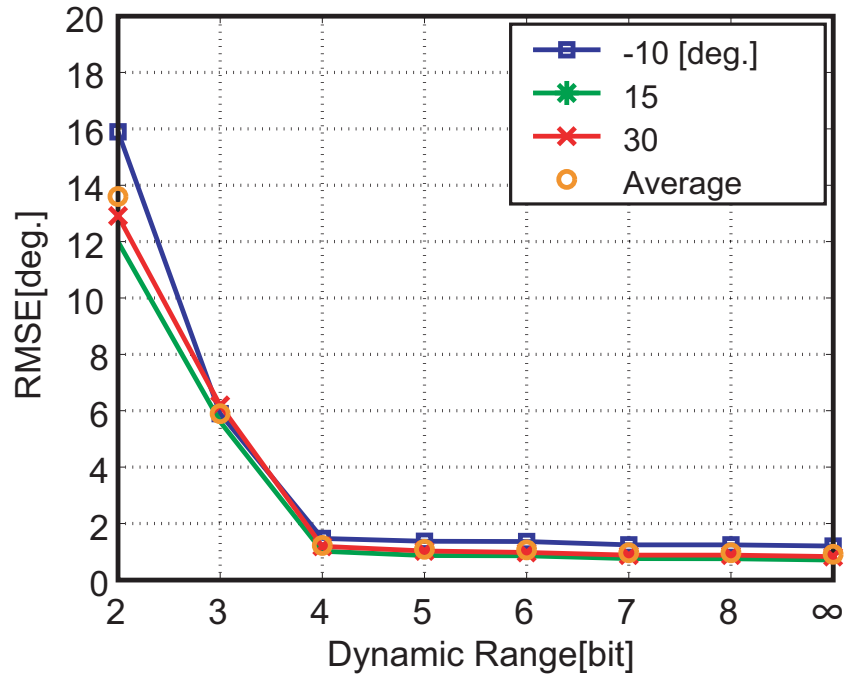


図 3.22 : コンプレッサにより振幅制限行ったときの推定誤差 (3 波到来時)

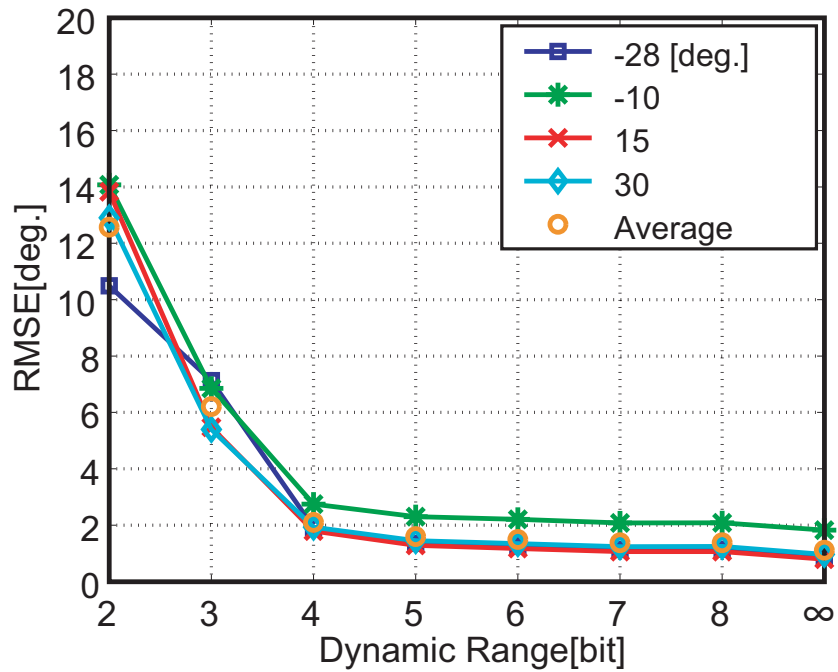


図 3.23 : コンプレッサにより振幅制限行ったときの推定誤差 (4 波到来時)

第 4 章

結論

本論文では MUSIC 法による高速な到来方向推定システムの構築を目的として、振幅制限回路とダイナミックレンジを対応させたときのダイナミックレンジと到来方向推定精度の関係について到来波に角度広がりがあるモデルを用いたシミュレーションにより明らかにした。以下に結果をまとめた。

- 各チャンネル独立で振幅制限をしたときには MUSIC 法による推定が行えないことを示し、全チャンネル共通の振幅増幅率として振幅制限を行う共通 AGC とする必要があることを示した。
- シミュレーションにおいて、各チャンネル独立に AGC を動作させた場合には到来波 4 波群の推定誤差はダイナミックレンジが 5bit で 13.7 deg. と非常に大きなものとなったが、全素子共通の振幅増幅率を用いる共通 AGC を使用した場合にはダイナミックレンジが 5bit で推定誤差が 1.06 deg. と推定精度の劣化を抑えることができた。
- 共通 AGC システムを実現しやすいコンプレッサを使用して振幅制限を行う場合について検討し、AGC を使用する場合とほぼ同等の性能を得ることができることを示した。
- AGC とコンプレッサのどちらを使用したときにもダイナミックレンジが 5bit 以上のとき推定誤差が一定で、4bit 以下ダイナミックレンジが小さくなるにつれて推定誤差も増大しており、受信機の AGC - ADC のダイナミックレンジは 5bit 以上必要であるという結果を得た。
- コンプレッサの圧縮比とスレッシュホールドの推定精度に及ぼす関係について検討を行い、コンプレッサを用いてシステムを構築する際には使用環境における入力のダイナ

ミックレンジをある程度把握しておき，環境によって圧縮比とスレッシュホールドを変更する必要があることを示した．

- 誤差の主な要因であると考えられる量子化誤差の分布と推定誤差の関係について検討を行い，量子化誤差とダイナミックレンジの関係は推定誤差とダイナミックレンジの関係と一致しており，DOA 推定誤差が増大する原因は量子化誤差であるということ を明らかとした．
- 到来方向推定アルゴリズムとして ESPRIT 法を使用するシステムについて検討を行い，MUSIC 法を用いたときと同様にダイナミックレンジが 5bit 以上で推定誤差が一定となり，受信機のダイナミックレンジは 5bit 以上必要であるという結果を得た．

謝辞

本研究を進めるにあたり，熱心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，研究に関する知識および的確なアドバイスを下さった市毛弘一助教授に深く感謝致します．
最後に研究生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．

発表文献

- [1] 清野愛子, 新井宏之, “マルチパス環境における到来方向推定精度への AGC の影響,” 信学総大, B-1-232, 2005 年 3 月.
- [2] A.Kiyono, H.Arai, “Effects on AGC for DOA Estimation under Multipath Environments,” ISAP 2005, WE3-2, August 2005.
- [3] 清野愛子, 新井宏之, “マルチパス環境における到来方向推定精度への振幅制限への影響,” 信学ソ大, B-1-261, 2005 年 9 月.
- [4] 清野愛子, 新井宏之, “マルチパス環境における MUSIC 法による到来方向推定への振幅制限の影響,” 信学技報, 2005 年 10 月.

参考文献

- [1] 進士 昌明編, 安達文幸 [ほか] 共著, “移動通信”, 丸善株式会社. 1989.
- [2] 唐沢 好男, “デジタル移動通信の電波伝搬基礎”, コロナ社. 2003.
- [3] W. F. Gabriel, “Adaptive Processing Array System, ” Proc. IEEE, vol. 80, No. 1, pp. 152-162, Jan. 1992.
- [4] H. Krim and M. Viberg, “Two decades of array signal processing research,” IEEE Signal Process. Mag., vol. 13, No.4, pp.67-94, Jul. 1996.
- [5] R.O. Schmidt, ”Multiple emitter location and signal parameter estimation,” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.AP34, no.3, pp.276-280, March 1986.
- [6] R.Roy and T.Kailath, ”ESPRIT-Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques,” IEEE Trans. Acoust.,Speech and Signal Processing, vol.37, no.7, pp.984-995, July 1989.
- [7] M.Kim , K.Ichige and H.Arai, ”Implementation of FPGA based fast unitary MUSIC DOA estimator,” IEICE Trans. Electron., vol.E87-C, no.9, pp.1485-1494, Sept. 2004.
- [8] 平明德 , 石津文雄 , 三宅真, “ 広帯域 TDMA 通信システムにおける AGC 出力分布に関する検討, ”信学論 , Vol.J83-B , No.9 , pp.1226-1233 , Sept. 2000.
- [9] 松崎枝里子 , 新井宏之, “ マルチパス環境下の到来方向推定精度への振幅制限の影響, ” 信学総大 , B-1-232 , March 2003.
- [10] 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, 1998.
- [11] 辻 宏之, “CD series No.4, MATLAB プログラム事例解説 アレーアンテナ”, 株式会社トリケップス, 2001.

- [12] 濱村昌則, 太刀川信一, “ 車速感応型適応アンテナ, ” 信学論 (A), vol.J84-A, no.7, pp.959-968, July 2001.
- [13] 宇佐美 星治, 菊間 信良, 稲垣 直樹, “Unitary ESPRIT による角度広がりをもつ到来波の角度分解, ” 信学技報, AP2000-134, pp.51-58, Oct. 2000.
- [14] 今井哲朗, 森慎一, “ 広帯域移動伝搬における時空間パスモデルの提案, ” 信学技報, AP-2002-10, pp.55-60, April 2002.
- [15] R.B.Ertel, Paulo Cardieri, K.W.Sowerby, T.S.Rapp -aport and J.H.Reed, “ Overview of Spatial Channel Models for Antenna Array Communication Systems, ” IEEE Personal Communications, IEEE, vol.5, no.1, pp.10-22, Feb. 1998.
- [16] D. Astely and B. Ottersten, “The Effects of Local Scattering on Direction of Arrival Estimation with MUSIC, ” IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 47, No. 12, pp. 3230-3234, Dec. 1999.
- [17] B. friedlander and A.J. Weiss, “Direction Finding in the Presence of Mutual Coupling, ” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 39, No. 3, pp. 273-284, March 1991.
- [18] 新井隆宏, 原六蔵, 山田寛喜, 山口芳雄, “ 既知波源を用いたスーパーレゾリューションアレー校正法について, ” 信学論 (B), vol.J86-B, no.3, pp.527-535, March 2003.
- [19] LMH6502 Datasheet, Natinal Semiconductor Corporation, June 2004. Web document is available at <http://www.national.com/jpn/> .
- [20] AD9430 Datasheet, Analog Device, 2002. Web documents are available at <http://www.analog.com/> .
- [21] 品川仁, 市毛弘一, 新井宏之, “ 各種 DOA アルゴリズム実装における特性の比較検証, ” 信学技報, AP2001-220, pp.71-76, March 2003.
- [22] J.S.JEONG, K.Sakaguchi, J.Takada and K.Araki, “ Performance of MUSIC and ESPRIT for Joint Estimation of DOA and Angular Spread in Slow Fading Environment, ” IEICE Trans., Commun., vol.E85-B, No.5, May 2002.

付録 A

空間平均法

ここでは、受信信号の相関行列 R_{xx} に施す空間平均法について補足説明を行う。第1章で MUSIC 法の原理を述べた際に触れたが、相関性干渉波がアレーに入射する場合相関行列のランクが正しい値を示さず、固有値展開を用いる手法では正しく到来方向推定を行うことができない。そこでその対処法として、空間平均法がある。空間平均法の基本原理は、相関のある波の位相関係は受信位置で異なるので、受信点を適当に平行移動させて相関行列を求めればその平均効果により相互相関値が低下するというものである。通常は、物理的にアレーアンテナを動かすことはせず、全体のアレーアンテナから同じ配列を持つサブアレーを複数個取り出し、それらからの相関行列を平均する方法をとる。本論文では、Forward-Backward(F/B) 空間平均法を用いた。まず、全アレー (M 素子) の入力ベクトルのうち、 N 素子からなる第 n サブアレー (K 素子) の入力ベクトル $X_n(t)$ を取り出し、第 n 部分相関行列を求める。

$$X = [x_n(t), x_{n+1}(t), \dots, x_{n+K-1}(t)]^T \quad (n = 1, 2, \dots, N) \quad (\text{A.1})$$

$$R_{xx}^n = E[X_n(t)S_n^H(t)] \quad (n = 1, 2, \dots, N) \quad (\text{A.2})$$

ここで各部分相関行列に一様重み付けを行うことにより空間平均後の相関行列 \bar{R}_{xx} が得られる。これを一様空間平均法という。

$$\bar{R}_{xx} = \sum_{n=1}^N \frac{1}{N} R_{xx}^n \quad (\text{A.3})$$

$$= E[X_n(t)X_n^H(t)] \quad (n = 1, 2, \dots, N) \quad (\text{A.4})$$

次に、一様空間平均にもうひとつ工夫重ねた F/B 空間平均法について説明する。 M 素子の全アレーの入力ベクトルを $X(t)$ とすると、その複素共役を取り成分を逆順に並べたベクトル

(Backward ベクトル) は, 次のように表すことができる.

$$X_b(t) = [x_M^*(t), x_{M-1}^*(t), \dots, x_1^*(t)]^T = JX^*(t) \quad (\text{A.5})$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & \cdots & 1 & 0 \\ \vdots & & \vdots & \vdots \\ 1 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

行列 J を用いて並べ替えた Backward ベクトルと, もとの相関行列 $R_{xx}^f = R_{xx}$ を用いて, 新たな相関行列 R_{xx}^{fb} を次のように定義する.

$$R_{xx}^{fb} = \frac{R_{xx}^f + R_{xx}^b}{2} \quad (\text{A.7})$$

これに対して先に述べた一様空間平均を施す手法を, Forward-Backward(F/B) 空間平均法という.