

修士論文

到来方向推定誤差抑制用の 箱型金属壁付きパッチアレーアンテナに関 する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成16年2月10日提出

02GD130 角 比呂武

要約

移動通信においてはマルチパスフェージングの発生などの問題点が存在する．電波伝搬路は多重波伝搬路となっていることが多く，電波伝搬構造を詳細に把握するために到来方向を正確に推定する技術が望まれている．このような問題点を解決するために，本論文ではアダプティブアレーアンテナを実現するシステムである DBF アレーアンテナを用いた到来方向推定誤差について検討を行っている．

推定誤差にはアレーアンテナの素子間相互結合が強く影響することから，どの程度影響を及ぼすかをシミュレーションした．アンテナ素子数が増加すれば相互結合が抑制されることはもちろんであるが，相互結合が -30dB 以下であれば推定誤差はある一定値に収束する．そこで相互結合が -30dB 以下となるようなアンテナを製作することを目標とし，これを受信アンテナとして用いることとする．相互結合を抑制する方法として様々な手法が挙げられる．素子間隔を広くすることは最も簡単な手法であり，それ以外にもチョーク構造やスロットを付けるといったことも考えられる．

素子の回りを箱型の金属で囲んだ箱型金属壁付きパッチアレーアンテナを提案する．パッチ部分の周りに金属壁を箱型に設置することで，周りのアンテナ素子に電流が流れないようにし，結合を抑制しようというものである．周波数帯は 5GHz ，素子数は受信機のチャンネル数 4 素子とした．金属壁の長さや高さ等のパラメータをシミュレーションで最適化することにより，相互結合抑制を図る．その結果，目標値である -30dB 以下を実現することができた．

シミュレーション結果を確認するため，箱型金属壁付きパッチアレーアンテナを製作し測定した結果，相互結合は -30dB 以下を達成し，指向性については正面方向 (± 30 度方向) で歪みの無い良好な特性を得ることができた．このアンテナを用いて到来方向推定実験を行った結果，到来波 1 波，無相関波 2 波の場合について，指向性に歪みが無い正面方向 (± 30 度方向) に対しては，金属壁を付けることで推定誤差を抑制することができた．以上の結果から，相互結合の小さい箱型金属壁付きパッチアレーアンテナが到来方向推定誤差抑制に有効であることを明らかにした．

目次

第1章 序論	1
第2章 到来方向推定の諸元およびパターン補正	4
2.1 DBF アレーアンテナシステムについて	4
2.2 受信アンテナについて	7
2.3 MUSIC 法について	10
2.4 パターン補正法について	14
2.5 到来方向推定誤差の比較	16
第3章 箱型金属壁付きアンテナを用いた場合の到来方向推定	21
3.1 相互結合の到来方向推定誤差への影響について	21
3.2 相互結合抑制の手法例	23
3.3 箱型金属壁付きパッチアンテナ	27
3.3.1 2素子についての金属壁最適化	27
3.3.2 4素子についての金属壁最適化	35
3.4 箱型金属壁付きアンテナを用いた到来方向推定実験	42
3.4.1 箱型金属壁付きアンテナの製作	42
3.4.2 箱型金属壁付きアンテナを用いた到来方向推定	45
第4章 結論	49
謝辞	50
参考文献	51
発表文献	52

第 1 章

序論

移動体通信の発展はここ数年特に目覚ましいものがある。携帯電話においては加入者が 8000 万人を突破し、第 3 世代と呼ばれるサービスが普及の兆しを見せ始めている。第 3 世代とは音声中心であった従来と比べ、音声だけでなく高速なデータ伝送を目的としたモバイル・マルチメディア通信サービスのことであり、その技術は ITU (国際電気通信連合) が標準化を進める世界共通の規格 IMT-2000 (International Mobile Telecommunication 2000) に基づいている。IMT-2000 のメリットとしては、次の三つが挙げられる。まず第一に、通信速度が高速であるという点である。移動時では最大 384kbps、静止時で 2Mbps の伝送速度の通信が可能であり、また上り下り非対称通信機能によってテレビ電話などの動画通信サービスも実現できる。第二に、従来に比べて高音質の会話ができる点である。これは CDMA (Code Division Multiple Access) 方式をベースにしているためである。そして第三に、拡散時には擬似ノイズを使うために秘匿性を保つことが可能である点であり、盗聴防止に期待が寄せられている。また、今までは日本では PDC (Personal Digital Cellular) や PHS (Personal Handy Phone)、欧州では GSM (Global System for Mobile) と各国で異なる規格であったために諸外国の携帯電話とは通話することができなかったが、IMT-2000 は国際規格であるためにグローバルローミングが可能である。しかし実際は、日本でも欧州主導の W-CDMA (Wide-band Code Division Multiple Access) 方式と米国主導の CDMA2000 方式に分かれてしまっているのが現状である。

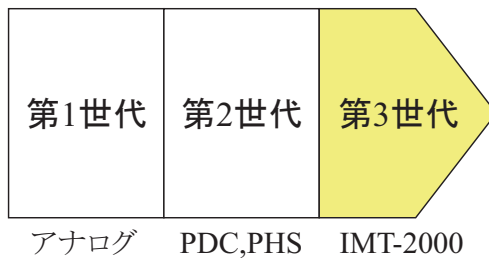


図 1.1: 携帯電話の進化

移動体通信の通信速度は高速になってきているが、高速デジタル通信を行うにはまだ不足である。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には限りがあり、帯域の不足が問題となっている。移動通信においては電波伝搬路が見通しになることはなく、建物などの反射、回折、散乱などにより多重伝搬路となるため、多重波が互いに干渉してマルチパスフェージングが発生する。各多重波には伝搬遅延時間差があるため、高速信号伝送時には周波数選択性フェージングとなり、誤り率特性が劣化してしまう。解決策として、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が考えられる。各々の素子の励振の振幅および位相を独立に制御することができる、アレーアンテナを用いることが有効である。さらに指向特性の適応制御を行うアレーアンテナシステムがアダプティブアレーアンテナである [1]。

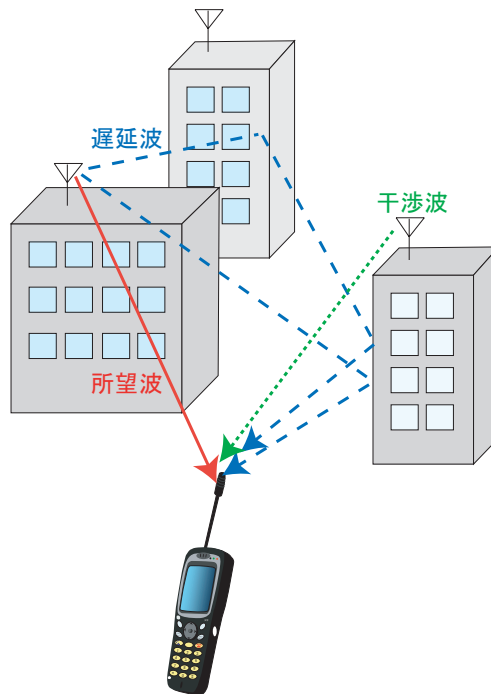


図 1.2: 多重波伝搬環境

アダプティブアレーアンテナを実現するシステムとして、DBF(Digital Beam Forming)アンテナが挙げられる。その原理は、各素子で受信された信号を A/D 変換し、デジタル信号処理をすることで、任意の方向にビームを形成するものである。DBF アレーアンテナは、アレーアンテナ、DBF 送受信機、A/D および D/A 変換機、デジタル信号処理回路により構成される。一方、移動通信において電波伝搬構造を詳細に把握するためには、多重到来波の分離推定が重要となる。また、不法電波の発信源を特定するためにも電波の到来方向を正確に推定する技術が望まれる。様々な到来方向推定アルゴリズムの検討が行われているが、実際のアレーアンテナを使用した場合、素子の配置誤差等が存在し、正確な到来方向推定を行えるとは限らないので、実際に実験を行って補正する必要がある [2]。

次世代移動体通信の利用周波数帯の候補であった 8.45GHz 帯の DBF 受信機を用いて到来波が 1 波、更には 2 波の場合について、8 素子のパッチアレーアンテナ製作して到来方向推定実験を行い、その推定誤差について検討を行った。到来方向推定アルゴリズムには超高分解能推定アルゴリズムの一つである MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) 法 [3] を使用した。キャリブレーションについては、正面から到来する信号に対して受信機のチャンネルごとに位相と振幅を揃える操作を行った。さらにパターン補正を行い、推定誤差の推移を検討した。推定誤差を小さくするためには受信アンテナの素子間相互結合の影響を考慮しなければならない [4]。結合行列を定義することで相互結合を補償するという方法 [5] もあるが、本論文では実際に相互結合の小さいアンテナを製作することで実験的に推定誤差の推移を検討した。まず、相互結合がどの程度推定誤差に影響するかをシミュレーションで検証し、相互結合の目標を得るために、アンテナ素子の周りを箱型の金属壁で囲んだ、箱型金属壁付きパッチアレーアンテナを提案した。金属壁の最適パラメータを確認した後、製作を行い、到来波 1 波、無相関波 2 波について到来方向推定実験を行った。

本論文の構成として、第 2 章で DBF アレーアンテナのシステムや到来方向推定アルゴリズム、受信アンテナのパターンを用いた補正方法について述べた後に、到来方向推定実験の諸元および推定実験結果を示す。第 3 章では推定誤差に影響を及ぼす素子間相互結合について触れ、相互結合の小さいアンテナとして箱型金属壁付きパッチアンテナを提案し、2 章と同様にその推定実験結果を示す。最後に第 4 章を本論文のまとめとする。

第 2 章

到来方向推定の諸元およびパターン補正

様々な到来方向推定アルゴリズムの検討が行なわれているが，実際のアレーアンテナを使用した場合，素子の配置誤差等が存在し，正確な到来方向推定を行えるとは限らない．そこで，実際に実験を行って補正する必要があるため，受信アンテナを製作し，電波暗室内にて到来方向推定実験を行う．本章では到来方向推定実験に関する測定システムの諸元および到来方向推定アルゴリズム，パターン補正方法等について述べ，最後にパターン補正法の適用の有無による到来方向推定誤差の違いを比較，検討する．

2.1 DBF アレーアンテナシステムについて

DBF アレーアンテナの基本的な構成を図 2.1 に示す．送信アンテナから送信された信号をアレーアンテナで受信し，DBF 受信機により RF 信号を IF 信号に変換する．その信号を A/D ボードによりサンプリングし，PC によりオフライン処理をする構成になっている．信号を受信する時には各素子ごとに受信信号の振幅と位相を揃えることでキャリブレーションを行っている．DBF 受信機については 2～8GHz 帯用と 8.45GHz 帯用の 2 つを用意した．本章では 8.45GHz 帯用のみを用いており，2～8GHz 帯用については次章で用いている．これら 2 つの受信機を図 2.2，図 2.3，ブロック図をそれぞれ図 2.4，図 2.5 に，仕様を表 2.1 に示す．8.45GHz 帯用受信機については RF 信号を受信する RF ユニットと，変換した IF 信号を受信する IF ユニットに分かれており，入力信号の振幅（I 成分）と位相（Q 成分）を同時に測定することが可能である．2～8GHz 帯用受信機に関しては RF 部と IF 部が一体となっており，出力信号は I 成分のみとなっている．

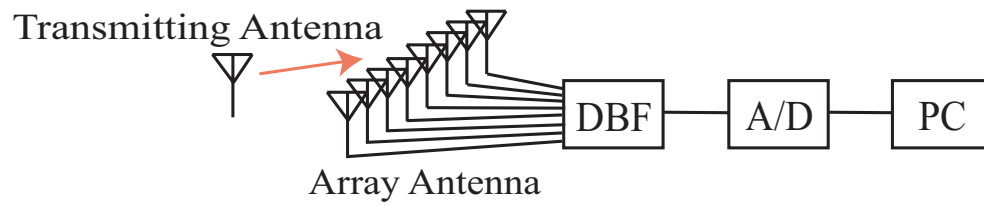


図 2.1: DBF アレーアンテナの基本構成図



図 2.2: DBF 受信機 (8.45GHz)



図 2.3: DBF 受信機 (2 ~ 8GHz)

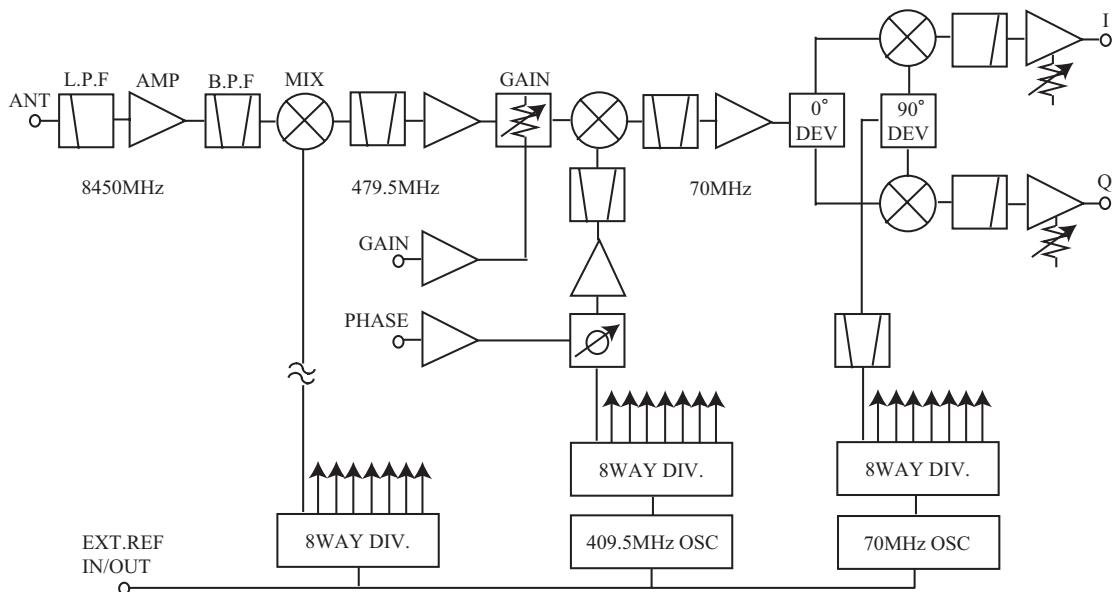


図 2.4: DBF 受信機ブロック図 (8.45GHz)

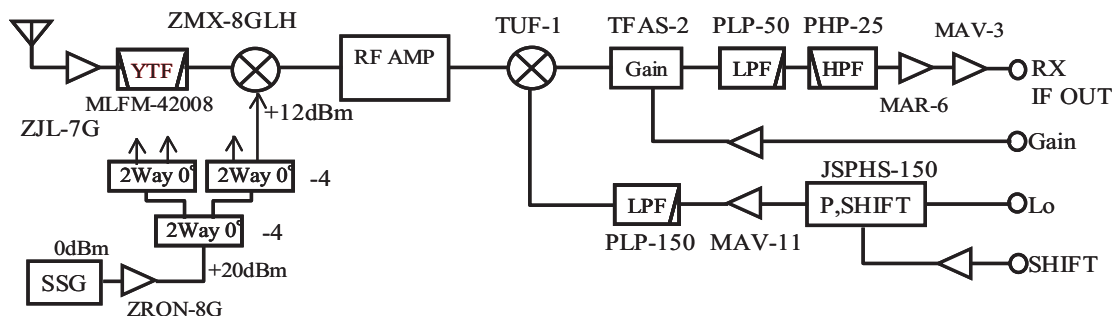


図 2.5: DBF 受信機ブロック図 (2 ~ 8GHz)

表 2.1: 受信機の仕様 (左:8.45GHz 帯用 , 右:2 ~ 8GHz 帯用)

受信周波数	8400MHz ~ 8600MHz	受信周波数	2000MHz ~ 8000MHz
チャンネル数	8	チャンネル数	4
出力信号	直交検波 I・Q 出力	出力信号	I 出力のみ
出力電圧	±2.0V (4Vp-p)	出力電力	±10dBm
制御回路電圧	DC0 ~ 5V	総合利得	30dB 以上
振幅調整	±5dB	位相調整	±90 度
位相調整	±90 度	利得調整	0 ~ -20dB

2.2 受信アンテナについて

到来方向推定を行う際，到来波の振幅と位相の情報が必要となる．これらの情報には受信アンテナの配置誤差が強く影響することが知られている．正しく到来方向推定を行うためにはアンテナの配置誤差を小さくする必要がある．配置誤差の小さな受信アンテナとして，平面アンテナであるパッチアンテナを用いることを考える [6]．アンテナのモデル図を図 2.6 に示す．アンテナを設計する際の手順を述べる．共振波長を λ ，誘電体基板の誘電率を ϵ_r とすると管内波長 λ_g は次式で表すことができる．

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.1)$$

パッチの一边の長さを管内波長 λ_g の半波長とする．この一边に平行な軸方向（図 2.6 では y 軸方向）に給電点をオフセットする．アンテナ素子数は 8 素子とし，周波数帯は次世代移動通信の利用周波数帯の候補の一つであった 8.45GHz 帯とした．誘電体基板の誘電率は 3.47 とし，アンテナ間の距離は共振波長の半波長とした．図 2.6 のようにアンテナ素子の番号を端から順に 1 から 8 とした．このモデルに沿って製作したアンテナを図 2.6 に示す．アンテナを製作した後，ネットワークアナライザで S パラメータを測定し，さらにパターン測定器で指向性を測定した．最も中央の素子である 4，5 素子目の S パラメータの結果を図 2.8 に，4 素子目の水平面（ xz 面）指向性を図 2.9 に示す．S パラメータの結果より，どの素子も 8.45GHz で共振しており，パッチアンテナであることから相互結合も -16.88dB と小さい値であることが確認できた．また，指向性については正面方向に対しては強いビームが出ているが， ± 90 度方向に対しては歪みが生じており，到来方向推定を行う際にも影響があるのものと考えられる．パッチアンテナは平面アンテナであることから， ± 90 度方向の指向性についてはどうしても歪みが生じてしまう．そこで，到来方向推定を行う際には ± 90 度方向は考えず正面方向のみの議論をすることとする．

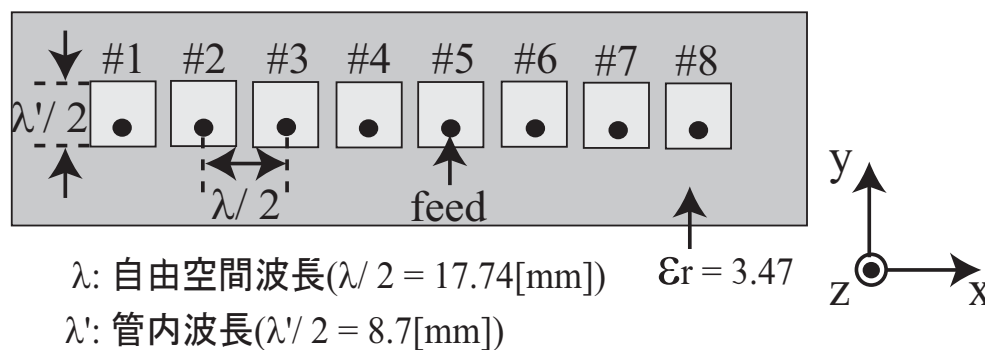


図 2.6: 8 素子パッチアレーアンテナのモデル図



図 2.7: 製作した 8 素子パッチアレーアンテナ

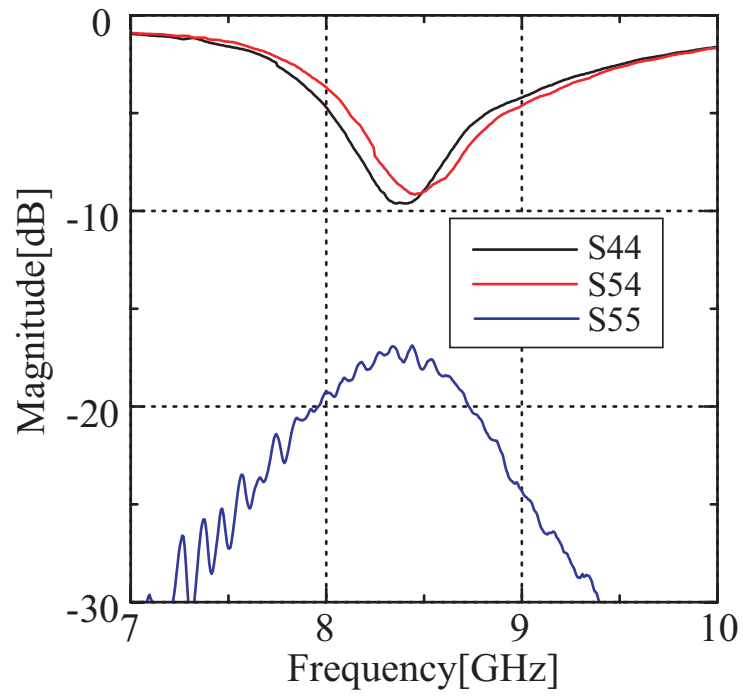


図 2.8: Sパラメータ

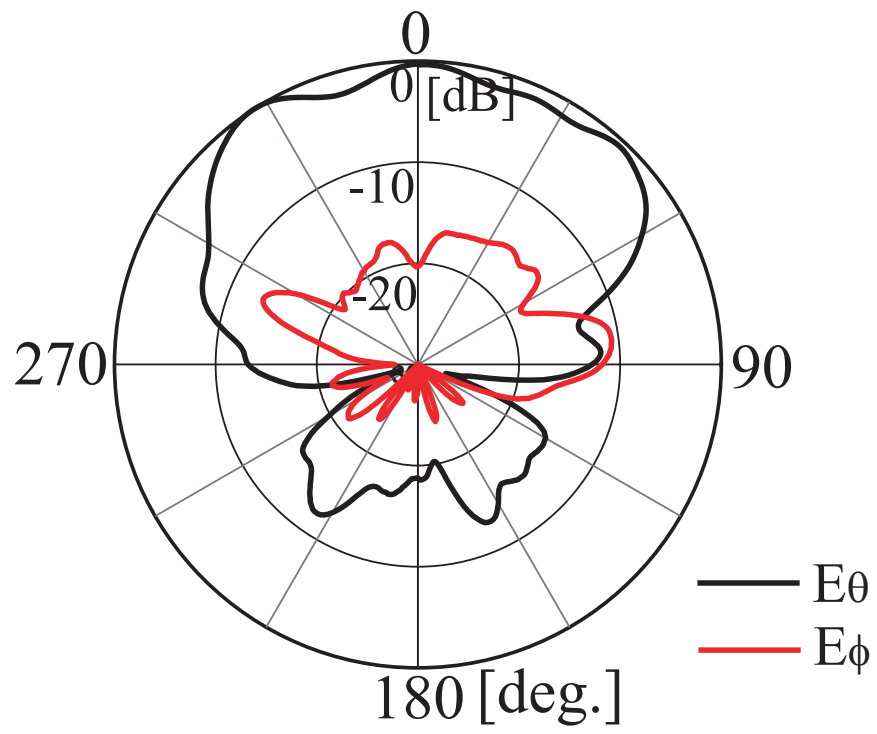


图 2.9: 水平面指向性 (4 素子目)

2.3 MUSIC 法について

到来方向推定を行うにあたり，さまざまな到来方向推定アルゴリズムが提案されてきた．ビーム走査を用いた Beamformer 法や Capon 法，ヌル（零点）走査を用いた最小ノルム法や MUSIC 法，更には二つの同一サブアレーを用いる ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) 法などがある [7] ．このうち，MUSIC 法と ESPRIT 法は超高分解能推定アルゴリズムと呼ばれている．本論文では MUSIC 法について簡単に説明する．

素子数 K ，到来波数 L の場合を考える．この時，ある時刻 t におけるアレーアンテナの出力信号 $\mathbf{x}(t)$ は次のように表すことができる．

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(t) &= [x_1(t), x_2(t), \dots, x_K(t)] \\ &= A\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t)\end{aligned}\quad (2.2)$$

ここで，

$$A = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)] \quad (2.3)$$

$$\mathbf{a}(\theta) = [a_1(\theta), a_2(\theta), \dots, a_K(\theta)]^T \quad (2.4)$$

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_L(t)]^T \quad (2.5)$$

$$\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_L(t)]^T \quad (2.6)$$

と表される． $\mathbf{a}(\theta)$ は θ の方向に対する各素子の振幅比・位相差を表し，方向ベクトルと呼ばれており， A は方向行列となる．また， $\mathbf{s}(t)$ は波源からの入力信号ベクトル， $\mathbf{n}(t)$ は各素子の内部雑音ベクトルである．このような表現をした場合， $\mathbf{x}(t)$ の相関行列は次式で表される．

$$\begin{aligned}R_{xx} &= E [\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^T(t)] \\ &= ASA^H + \sigma^2 I\end{aligned}\quad (2.7)$$

ここで，

$$S = E [\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^T(t)] \quad (2.8)$$

σ^2 は熱雑音電力である．

まずは熱雑音が存在しない場合について考える．到来波が互いに無相関な状態であれば S は対角行列となり，ランクは L でフルランクとなる．方向行列 A も到来波の到来角度が異なればその列ベクトルは独立となりランクは L のフルランクとなる．したがって，この場合の入力相関行列 $R_{xx} = ASA^H$ はランク L の非負定値エルミート行列であることが導か

れる．この行列の固有値を μ_i ($i = 1, 2, \dots, K$) , 対応する固有ベクトルを e_i ($i = 1, 2, \dots, K$) で表すと ,

$$ASA^H e_i = \mu_i e_i \quad (i = 1, 2, \dots, K) \quad (2.9)$$

と表せ , その固有値は実数で

$$\mu_1 \geq \mu_2 \geq \dots \mu_L > \mu_{L+1} = \dots \mu_K = 0 \quad (2.10)$$

という関係をもつ . また , 対応する固有ベクトルは

$$e_i^H e_k = \delta_{ik} \quad (i, k = 1, 2, \dots, K) \quad (2.11)$$

である (エルミート行列の固有値は実数であり , エルミート行列の異なる固有値に対応する固有ベクトルは互いに直交する) . ただし , δ_{ik} はクロネッカーのデルタである .

熱雑音が存在する場合は ,

$$\begin{aligned} R_{xx} e_i &= (ASA^H + \sigma^2 I) e_i \\ &= ASA^H e_i + \sigma^2 e_i \\ &= \mu_i e_i + \sigma^2 e_i \\ &= (\mu_i + \sigma^2) e_i \quad (i = 1, 2, \dots, K) \end{aligned} \quad (2.12)$$

と表され , 熱雑音が無い時の相関行列の固有値に熱雑音電力が上乘せされただけで固有ベクトルは熱雑音の有無には無関係であることがわかる . そこで ,

$$\lambda_i = \mu_i + \sigma^2 \quad (2.13)$$

とにおいて相関行列 R_{xx} の固有値を表すと ,

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \lambda_L > \lambda_{L+1} = \dots \lambda_K = \sigma^2 \quad (2.14)$$

という関係式を得る . したがって , 相関行列の固有値を求め , 熱雑音電力 σ^2 より大きい固有値の数から到来波数 L を推定することができる . 以後は到来波数が正確に推定できたとして説明を行う .

ここで , 熱雑音電力に等しい固有値に対応する固有ベクトルに着目する .

$$R_{xx} e_i = (ASA^H + \sigma^2 I) e_i = \lambda_i e_i = \sigma^2 e_i \quad (i = L + 1, \dots, K) \quad (2.15)$$

と表されるので ,

$$ASA^H e_i = 0 \quad (i = L + 1, \dots, K) \quad (2.16)$$

が導かれる . 更に行列 A と S がフルランクであることから ,

$$A^H e_i = 0 \quad (i = L + 1, \dots, K) \quad (2.17)$$

$$\mathbf{a}^H(\theta_l)\mathbf{e}_i = 0 \quad (l = 1, 2, \dots, L; i = L + 1, \dots, K) \quad (2.18)$$

となる．これは熱雑音電力に等しい固有値に対する固有ベクトルはすべて到来波の方向ベクトルと直交することを意味している．アレーアンテナの指向性パターンで考えると，固有ベクトル $\mathbf{e}_{L+1}, \dots, \mathbf{e}_K$ をアレーアンテナのウエイトベクトルとして用いた場合，到来波の方向に指向性のヌルが向けられることになる．よって，電力最小化の観点から全ての到来方向にヌルを作ることは容易に納得できる．

到来方向推定に話を戻す． $K-L$ 個の固有ベクトルは各々がアレーアンテナのウエイトベクトルである．

$$P_{MN_1}(\theta) = \frac{1}{|\mathbf{e}_{L+1}\mathbf{a}(\theta)|^2} \quad (2.19)$$

$$P_{MN_2}(\theta) = \frac{1}{|\mathbf{e}_{L+2}\mathbf{a}(\theta)|^2} \quad (2.20)$$

$$\vdots \quad (2.21)$$

$$P_{MN_K}(\theta) = \frac{1}{|\mathbf{e}_{L+K}\mathbf{a}(\theta)|^2} \quad (2.22)$$

というように $K-L$ 個の最小ノルム法による角度スペクトラムを構成できる．MUSIC 法ではそれぞれの角度スペクトラムの虚像（スプリアス）をできるだけ排除し，共通の真の到来方向を指し示すスペクトラムのみを取り出すために，これらをそのまま平均するのではなく，

$$\frac{1}{\frac{1}{P_{MN_1}} + \frac{1}{P_{MN_2}} + \dots + \frac{1}{P_{MN_{K-L}}}} \quad (2.23)$$

とし，あたかも抵抗素子の並列接続のように合成する．抵抗の並列接続と考えれば，ある一つの抵抗（最小ノルム角度スペクトラム関数の一つ）が偶然大きくなっても全体の合成抵抗はあまり影響を受けず，すべての抵抗が同時に大きくなった時に合成抵抗が大きくなるので上式のねらいが理解できる．

式 (2.21) を整理し， $\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)$ を掛けて正規化すると，

$$P_{MU}(\theta) = \frac{1}{\sum_{i=L+1}^K |\mathbf{e}_i^H \mathbf{a}(\theta)|^2} \times \mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta) \quad (2.24)$$

$$= \frac{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{E}_N\mathbf{E}_N^H\mathbf{a}(\theta)} \quad (2.25)$$

$$\mathbf{E}_N = [\mathbf{e}_{L+1}, \dots, \mathbf{e}_K] \quad (2.26)$$

と表される．これは通常，MUSIC スペクトラムと呼ばれ， θ に対するスペクトラムの L 個のピークを探すことにより $\{\theta_1, \dots, \theta_L\}$ を求める．こうして到来方向が求めれば，逆行列演算（一般逆行列演算）により，

$$\mathbf{S} = (\mathbf{A}^H\mathbf{A}^{-1})\mathbf{A}^H(\mathbf{R}_{xx} - \sigma^2\mathbf{I})\mathbf{A}(\mathbf{A}^H\mathbf{A})^{-1} \quad (2.27)$$

を計算し、この行列 S の第 i 対角成分から第 i 到来波の受信電力 (強度) が得られる。なお、式 (2.13) から分かるように、内部雑音に等しい最小固有値を少なくとも一つ確保するため、アレーの素子数については $K \geq L+1$ が必要条件になる。

また、MUSICによる方向推定の後、方向行列 (モード行列) により到来波の再生 (signal copy または signal reconstruction) すなわち分離受信を最尤法に基づいて次式のように行うことができる。

$$\hat{S}(t) = (A^H A)^{-1} A^H \mathbf{x}(t) \quad (2.28)$$

ここで、 $\hat{S}(t)$ は波源からの入力信号ベクトル $s(t)$ の推定値である。これは、

$$\mathbf{W}^H = (A^H A)^{-1} A^H = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_L]^H \quad (2.29)$$

とおけば、 \mathbf{W} の第 l 列ベクトル \mathbf{w}_l が第 l 到来波を選択受信するためのアレーの最適ウエイトということになる。

2.4 パターン補正法について

本節では到来方向推定誤差を少なくするためにアレーアンテナの指向性を用いて誤差を補正するパターン補正法について述べる．まずは到来波が無相関波である場合について考える．図 2.6 において第 1 素子目を基準素子とし，各素子の受信特性が等しいとすると，アレーアンテナの理想的な方向ベクトル $\mathbf{a}(\theta)$ の成分 $a_k(\theta)$ は，次式ようになる．

$$\begin{aligned} a_k(\theta) &= \exp \left[j2\pi \frac{f}{c} d(k-1) \sin \theta \right] \\ &= \exp \left[j \frac{2\pi}{\lambda} d(k-1) \sin \theta \right] \quad (k = 1, \dots, K) \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$(2.31)$$

ここで， d は素子間隔， f は搬送波周波数， λ は搬送波の波長である．よって，8 素子リニアアレーの理想方向ベクトルは，

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, e^{j\pi \sin \theta}, e^{j2\pi \sin \theta}, \dots, e^{j7\pi \sin \theta}] \quad (2.32)$$

となる．

ここで，到来波が 1 波の場合に得られた各素子に対する入力信号の I, Q 成分をこの方向ベクトルの各成分とすることを考える．第 k 素子目の入力信号を $I_k + jQ_k$ とすると，方向ベクトルは次式ようになる．

$$\mathbf{a}(\theta) = [I_1 + jQ_1, I_2 + jQ_2, \dots, I_8 + jQ_8] \quad (2.33)$$

しかし到来波が相関性の高い場合には，相関を抑えるために空間平均法をしなければならない．空間平均法とは，全体のアレーから同じ配列をする部分アレー（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という方法である．この操作により，到来波が相関波である時の相関行列は K 行 K 列とはならない．方向ベクトルも K 列とはならないため，このままではパターン補正法を用いることができないため，別の操作が必要となる．そこで，方向ベクトルにも空間平均法と同様，サブアレーを取り出して平均を取る方法を用いることにする．例として，図 2.10 のように 8 素子のアレーアンテナでサブアレー数を 7 とした場合を考えると，次式のような方向ベクトルが 2 個できる．

$$\mathbf{a}(\theta) = [I_1 + jQ_1, I_2 + jQ_2, \dots, I_7 + jQ_7] \quad (2.34)$$

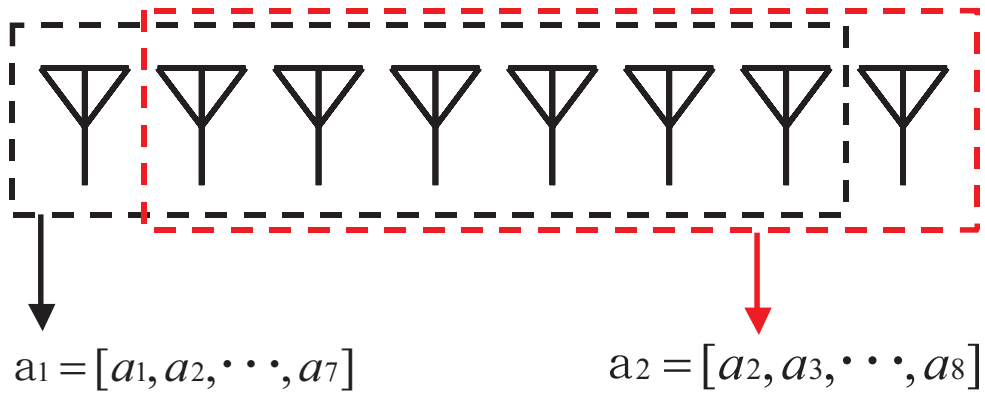
$$\mathbf{a}(\theta) = [I_2 + jQ_2, I_3 + jQ_3, \dots, I_8 + jQ_8] \quad (2.35)$$

これら 2 つの方向ベクトルを平均すると，次式のような方向ベクトルができる．

$$\mathbf{a}(\theta) = \left[\frac{(I_1 + jQ_1) + (I_2 + jQ_2)}{2}, \frac{(I_2 + jQ_2) + (I_3 + jQ_3)}{2}, \dots, \frac{(I_7 + jQ_7) + (I_8 + jQ_8)}{2} \right] \quad (2.36)$$

到来波が相関波の場合，このように複数のサブアレーからなる方向ベクトルを平均したものを，パターン補正法使用時の方向ベクトルとする．

このようにパターン補正法を適用した場合の推定誤差の変化を実験にて確認する．電波暗室内での測定であるため，推定誤差はそれほど大きくはならないことが予想される．そのため，推定誤差が1度以内となることを目標とすることにする．



$$(a_1 = I_1 + jQ_1, a_2 = I_2 + jQ_2, \dots, a_8 = I_8 + jQ_8)$$

図 2.10: サブアレーからなる方向ベクトル (素子数 8, サブアレー数 7とした場合)

2.5 到来方向推定誤差の比較

以上述べてきた内容を踏まえて、電波暗室内にて到来方向推定実験を行う。本節では、到来方向推定実験の測定システムについて述べ、パターン補正法を用いた時の推定誤差の変化について考察を行うこととする。到来波については1波、無相関波2波、相関波2波の場合について実験を行った。

まずは到来波が1波の場合について実験を行った。到来波が1波の場合の測定システムを図2.11に示す。測定方法としては、まずローテータ(回転台)にアレーアンテナを、その正面方向に送信アンテナであるログペリアンテナを設置する。送信アンテナからは1MHzの正弦波信号に変調をかけて送信する。ただしこの時のローカル周波数は8.45GHzである。そして、正面方向に対するアレーアンテナの角度 θ_r を1度おきに ± 90 度変化させ、DBF受信機により受信する。その後A/D変換を行い、PCによってオフライン処理をする。この際、到来方向推定アルゴリズムにMUSIC法を用いた。

パターン補正法を用いない場合と用いた場合の推定誤差を図2.12に示す。アレーアンテナであるパッチアンテナは配置誤差が小さく、今回は電波暗室内での測定であるために、パターン補正法を用いない場合でも推定誤差は ± 60 度方向においても3度以内となっていることが確認できる。しかし、パターン補正法を用いた場合の推定誤差を見ると、補正法を用いない場合に比べて全体的に推定誤差が小さくなっており、 θ_r が ± 30 度以内では0度となっていることが確認できる。目標値である1度以内ということを考えると、正面方向に対しては目標値を達成できていると思われる。すなわちパターン補正法によって推定誤差を抑制することができたということがわかる。

次に、到来波が2波の場合について述べる。1波の場合と異なる点は送信アンテナが2つである点と、相関性の有無でシステムを若干だけ変更しなければならない点である。到来波が無相関波の場合と相関波の場合の測定システムをそれぞれ図2.13、図2.14に示す。無相関波の場合については0.1MHzと1MHzの正弦波信号を、相関波の場合については共に1MHzの正弦波信号をそれぞれ送信アンテナから送信している。また、送信アンテナにはログペリアンテナではなく、スリーブアンテナを使用した。

到来波が無相関波である場合、パターン補正法の使用前後の推定誤差をそれぞれ図2.15、図2.16に示す。1波の場合と同様に、パターン補正法を用いることで全体的に推定誤差が小さくなっていることが確認できる。正面方向に関してはパターン補正後の推定誤差が1度以内となっていることもわかり、パターン補正法が推定誤差の抑制に有効であることが示された。次に到来波が相関波である場合について、パターン補正法の使用前後の推定誤差をそれぞれ図2.17、図2.18に示す。パターン補正前の推定誤差については正面方向では3度以内と良好であるが、パターン補正を用いた後の推定誤差は、パターン補正前とそれほど変化しておらず1度以内とはなっていない。原因としては、方向ベクトルの定義の仕方に問題があるものと推測される。しかしサブアレー数を変化させても同様の結果となっ

たため、パターン補正法は到来波が相関波の場合には使用することができない．そのため、到来方向推定誤差を抑制するために別の方法を用いなければならないこととなる．その方法については次章で述べることとする．

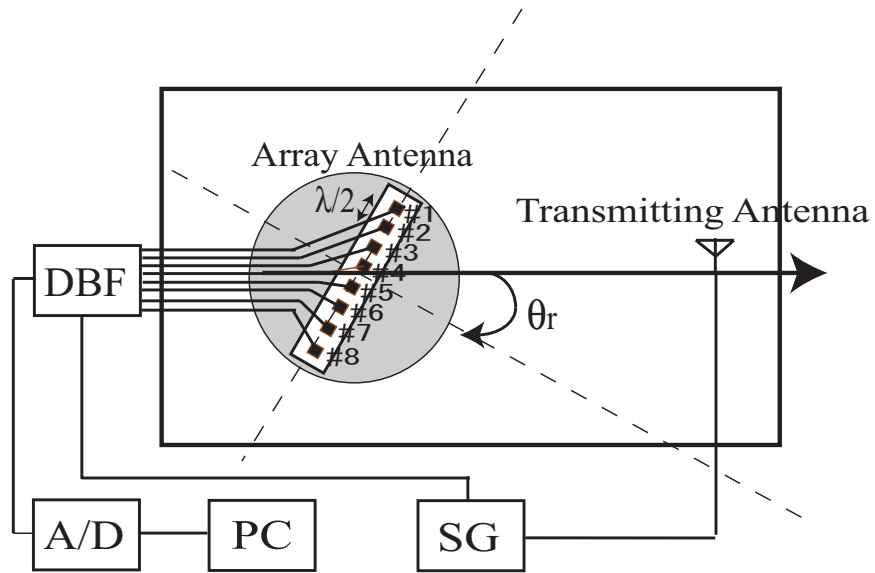


図 2.11: 到来方向推定誤差測定システム (到来波: 1 波)

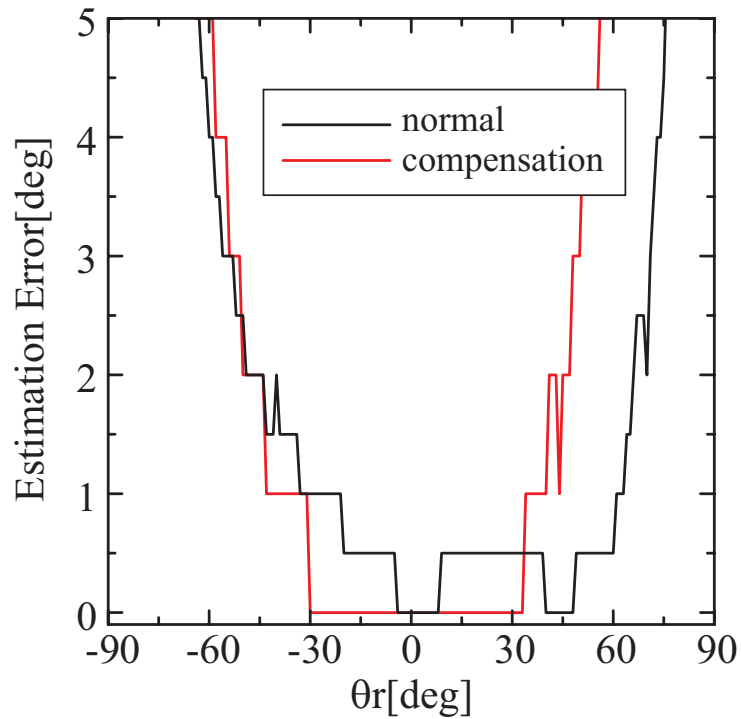


図 2.12: パターン補正法による到来方向推定誤差の変化 (到来波: 1 波)

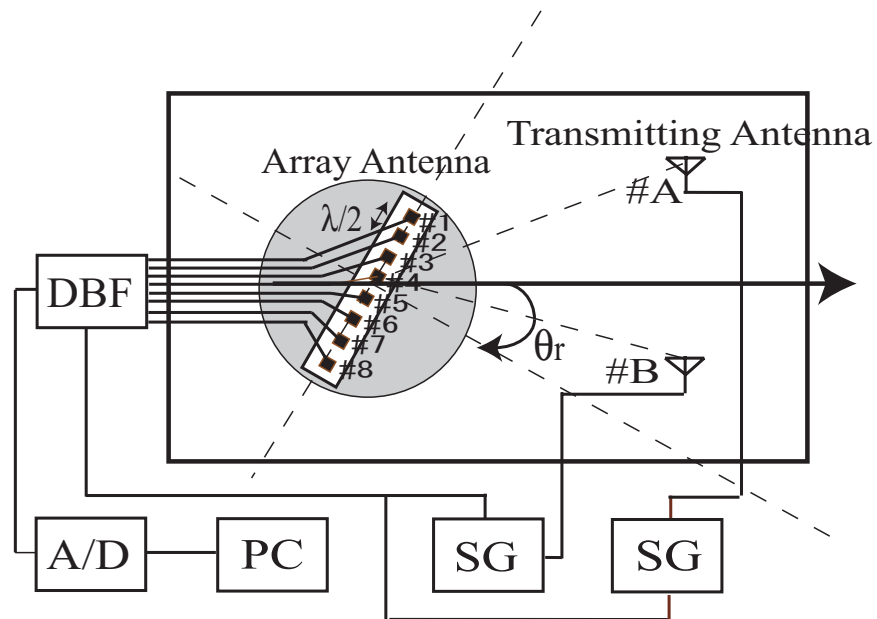


図 2.13: 到来方向推定誤差測定システム (到来波: 無相関波 2 波)

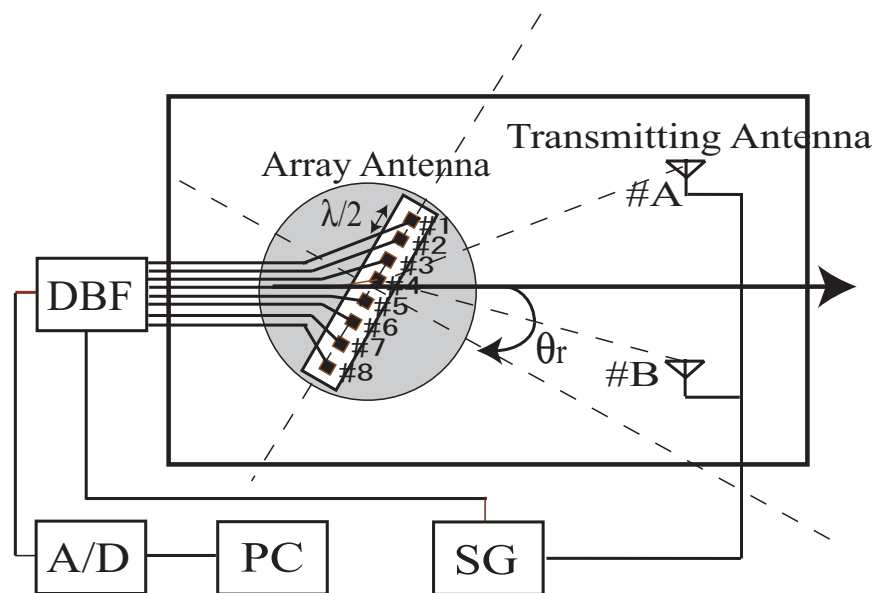


図 2.14: 到来方向推定誤差測定システム (到来波: 相関波 2 波)

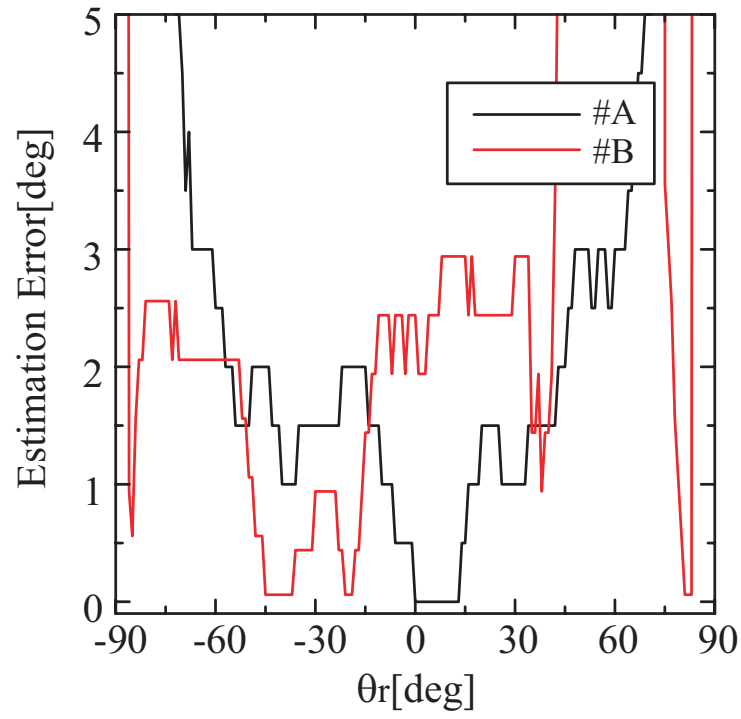


図 2.15: 補正前の到来方向推定誤差 (到来波: 無相関波 2 波)

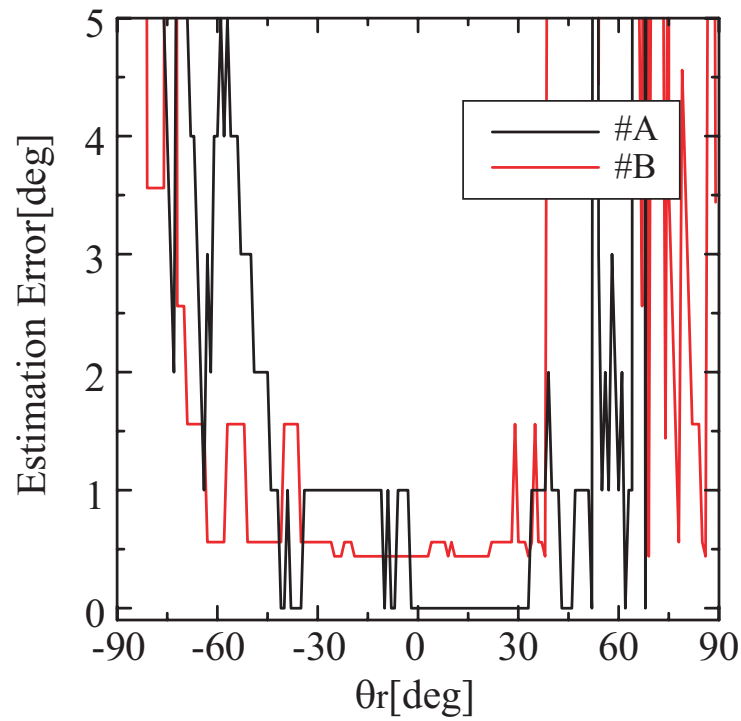


図 2.16: 補正後の到来方向推定誤差 (到来波: 無相関波 2 波)

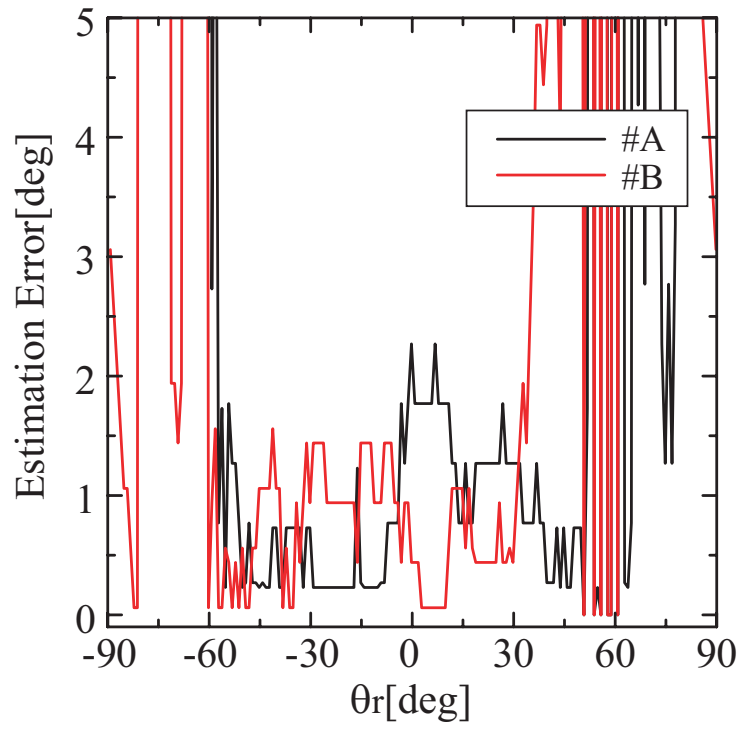


図 2.17: 補正前の到来方向推定誤差 (到来波: 相関波 2 波)

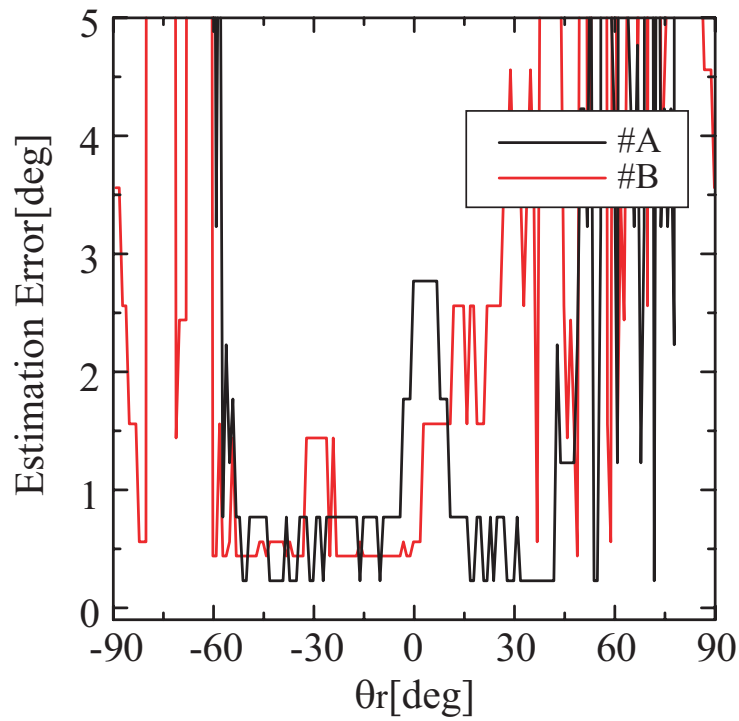


図 2.18: 補正後の到来方向推定誤差 (到来波: 相関波 2 波)

第 3 章

箱型金属壁付きアンテナを用いた場合の到来方向推定

到来方向推定誤差にはアンテナ素子間の相互結合が強く影響する．そこでまず相互結合が推定誤差にどの程度影響するのかを検討し，相互結合が小さいアンテナとして，箱型金属壁付きパッチアンテナを提案する．シミュレーションにて金属壁の最適化を行い，相互結合が小さいことを確認した後，実際に製作を行う．諸特性を確認した後，アンテナを用いて到来方向推定を行い，推定誤差が小さくなることを実験で検証する．これらの過程と結果について本章で述べる．

3.1 相互結合の到来方向推定誤差への影響について

到来方向推定を行うにあたり，受信アンテナの素子間相互結合が到来方向推定誤差に強く影響することが知られている．受信アンテナの素子数も到来方向推定誤差に影響を及ぼす．アンテナ素子数および相互結合がどの程度推定誤差に影響するのかをシミュレーションで検討する．シミュレーション内容は相互結合を -10dB から -50dB まで変化させ，ESPRIT 法でそれぞれの場合の推定誤差を計算する．アンテナ素子数についても $4, 8, 12, 16, 20$ と増加させ，同様に推定誤差を計算した．結果を図 3.1 に示す．素子数の増加に伴い推定誤差が小さくなることは明らかだが， -30dB 以下に相互結合を抑制することで推定誤差が小さくなり，ある一定の値に収束していくことがわかる．例えば，アンテナ素子数が 12 素子とした場合，相互結合が -30dB 以下となると推定誤差が 0.5 度程度に収束している．相互結合が -30dB 以下となるような受信アンテナを提案し，シミュレーションによる結果を示していくこととする．

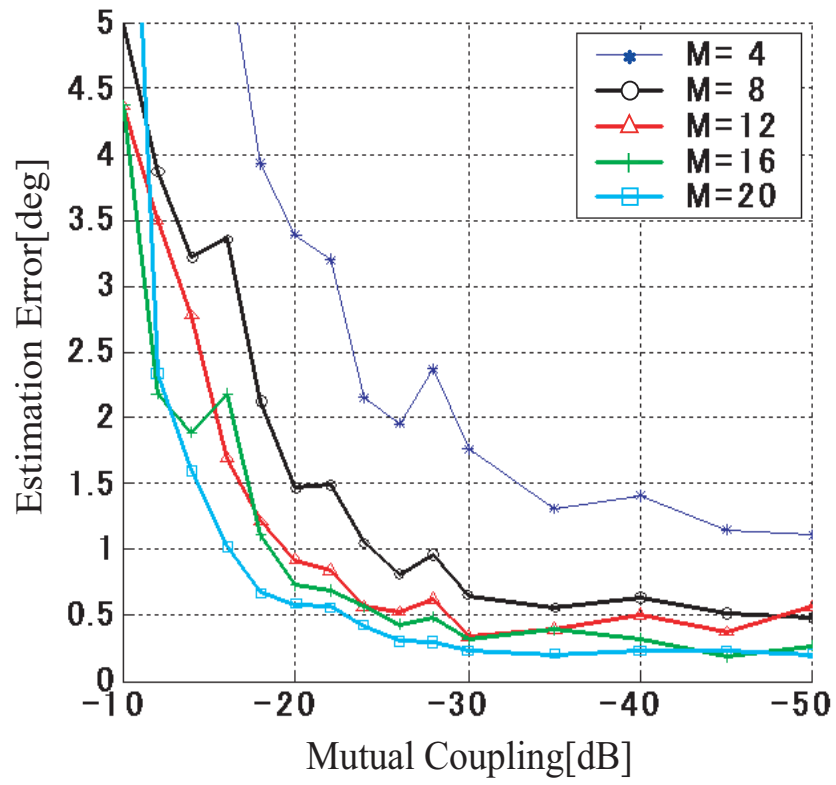


図 3.1: 推定誤差に対する相互結合の影響 (M:アンテナ素子数)

3.2 相互結合抑制の手法例

相互結合の抑制には様々な手法が存在する．最も簡単な手法は，単純にアンテナ素子間の距離を長くすることである．これ以外については，アンテナ素子間に溝があるチョーク構造やスロットを設けるといった手法がある．

図 3.2 のように，チョーク構造となる場合の原理を述べる．入射波が進行方向に進んだ時，途中に溝があることで反射波が生じる．この反射により，通常は進行方向および逆方向に反射波が進む．しかし溝の長さ L が $L = \frac{\lambda}{4}$ となる場合，定常状態では入射波と溝で生じた反射波（進行方向に進む波）は逆相となり，互いが打ち消されて波が進行しなくなる．素子間にチョーク構造を設けた場合，隣の素子方向には波が進んでいけないため，相互結合が抑制されることが予想される．図 3.3 のように，2 素子パッチアンテナの素子間にチョーク構造を設けた場合についてシミュレーションを行う．チョーク構造の有無による相互結合の変化を図 3.4 に示す．相互結合はどちらも -16dB 程度と，チョーク構造の有無による変化は見られなかった．

スロットアンテナの原理を示す．図 3.5 のように，無限地板導体に長さ L ，幅 W ($L \ll W$) の切れ込みを入れる場合を考える．スロット幅の狭い方に電源を接続すると，図のように電界と磁界を生じる．電界はスロットの両端で 0 となるため， $L = \frac{\lambda}{2}$ となる電界の定在波を生じるとスロットが共振する．スロットを素子間に付けた場合，同様の共振が起こることによって相互結合が抑制されることが期待できる．スロットを付ける場合については，2 素子パッチアレーで検討している例が存在する [8]．図 3.6 のような構成となるが，この場合は受信および送信アンテナ 1 素子ずつとなっており，それぞれ周波数が異なっている．受信 2 素子としてシミュレーションを行った結果を図 3.7 に示すが，周波数が異なっている場合と違い，スロットによる相互結合の抑制は見られなかった．

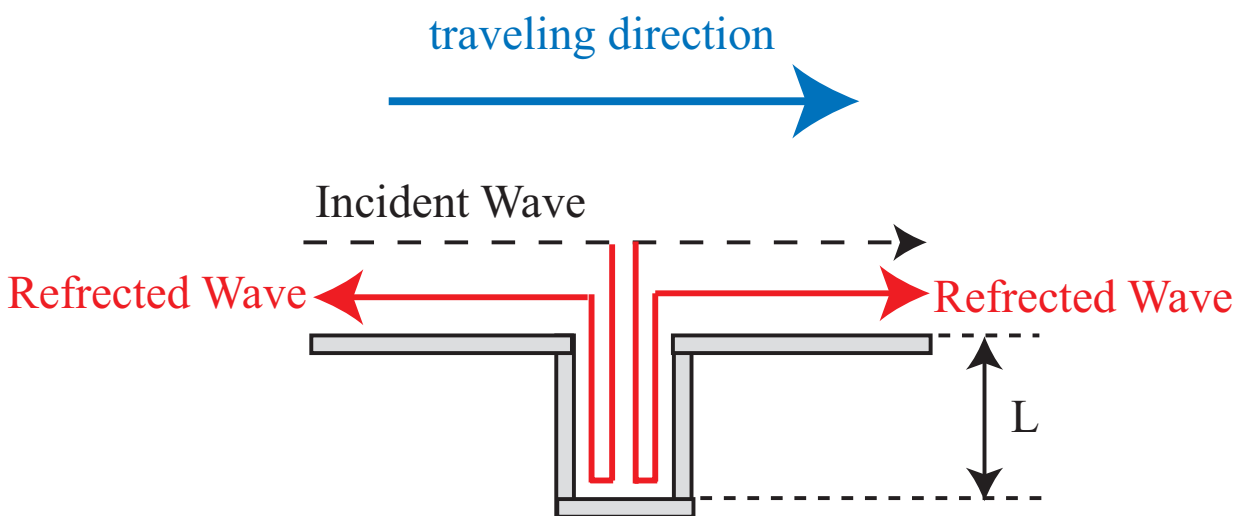


図 3.2: チョーク構造

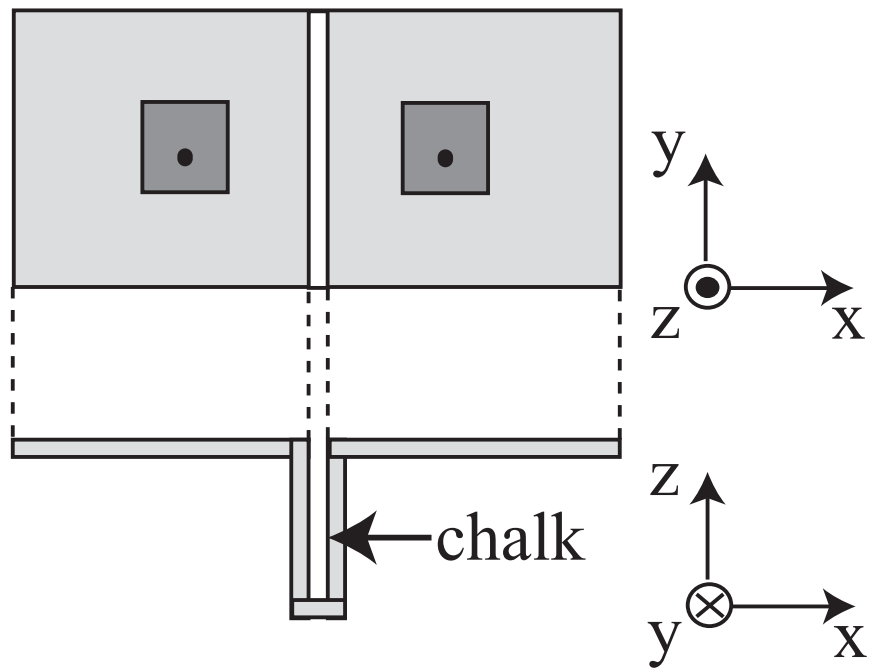


図 3.3: アンテナ素子間にチョーク構造を有する場合のモデル

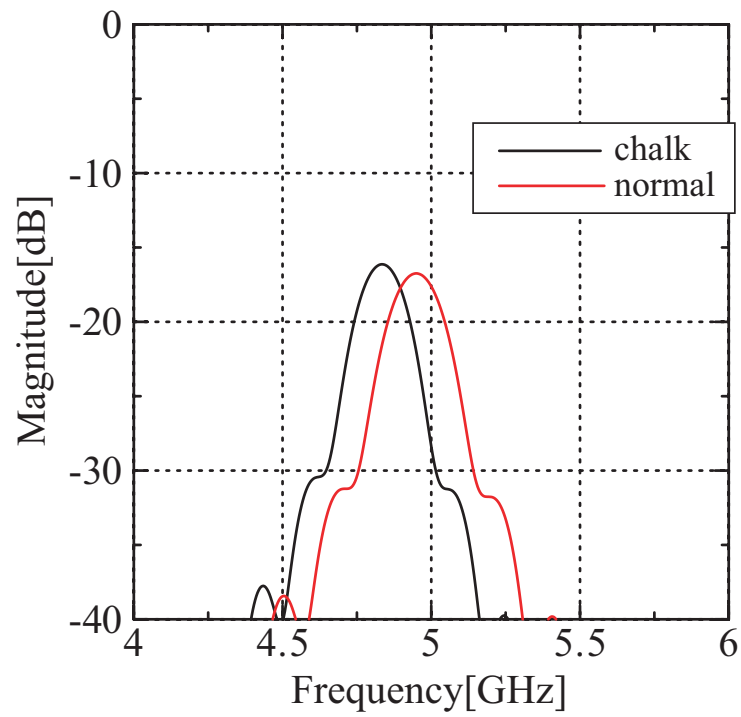


図 3.4: チョーク構造の有無による相互結合の比較

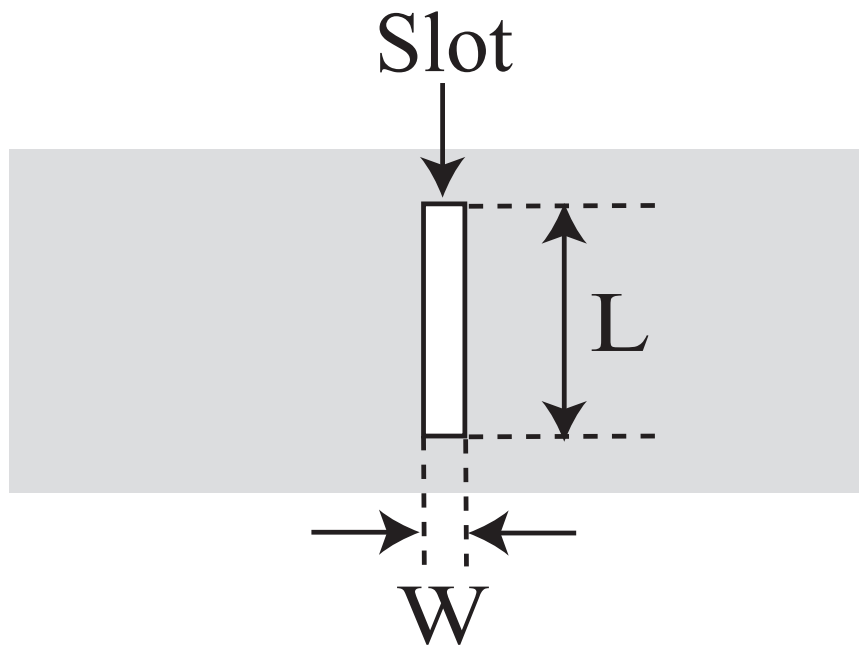


図 3.5: スロットアンテナ

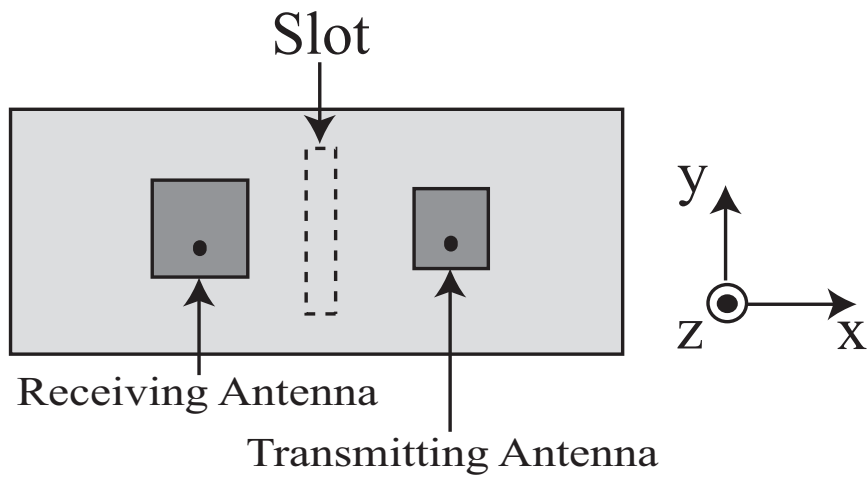


図 3.6: アンテナ素子間にスロットを有する場合のモデル

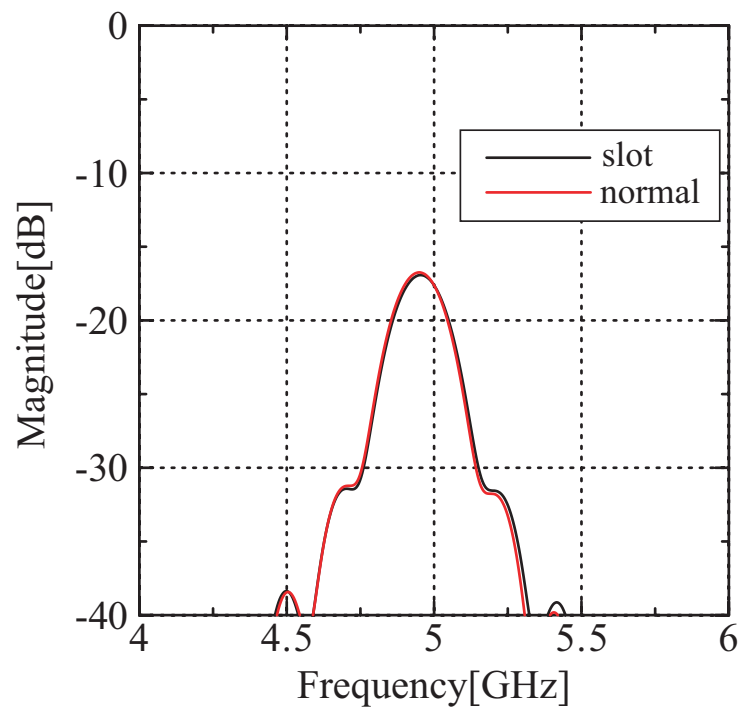


図 3.7: スロットの有無による相互結合の比較

3.3 箱型金属壁付きパッチアンテナ

3.3.1 2素子についての金属壁最適化

相互結合を抑制するために、図 3.8 のような箱型金属壁付きパッチアレーアンテナを提案する。このアンテナはパッチ部分の周りに金属壁を箱型に設置することで、周りのアンテナ素子に対する電界の影響を減少させ、結合を抑制しようというものである。地板を箱型にする検討は過去に行われてきたが、相互結合については言及していない [9]。素子を覆う金属壁のパラメータを変化させていくことで、相互結合の抑制が期待される。シミュレーションを行うにあたって、高効率化を計るため、まずは 2 素子でシミュレーションを行い、相互結合が -30dB 以下となる形状を見つけた後に、4 素子で相互結合が -30dB 以下となるかどうか確認を行う。シミュレータには電磁界解析ソフト MicroWave Studio を使用している。金属壁の最適化を行う際に、以下の 3 つのパラメータを変化させていくことを検討した。

- ・ 金属壁の長さ L
- ・ x 軸に平行な金属壁の高さ h_x
- ・ y 軸に平行な金属壁の高さ h_y

始めに L についての最適化を行う。 $h_x = \frac{1}{4}$, $h_y = \frac{1}{8}$ と固定し、 L を変化させた。 $L = \frac{1}{2}$ とすると隣の素子に付けられた金属壁と接してしまい、更に $L = \frac{1}{4}$ とするとパッチ部分と金属壁が接してしまうことから、 $L = \frac{3}{8}$ (金属壁が接しない場合)、 $\frac{1}{2}$ (金属壁が接する場合) の場合についてシミュレーションを行った。この時の相互結合の変化を図 3.9 に示す。この結果から、 L については金属壁には接しない、 $L = \frac{3}{8}$ の場合が最適であり、相互結合は -21.14dB となることを確認した。

次に h_x についての最適化を行う。先程と同様に、 $L = \frac{3}{8}$, $h_y = \frac{1}{4}$ と固定し、 h_x を $\frac{1}{8}$, $\frac{1}{4}$, $\frac{3}{8}$, $\frac{1}{2}$ と変化させた。この時の相互結合の変化を図 3.10 に示す。この結果から、 h_x については $h_x = \frac{1}{4}$ の場合が最適であり、相互結合は -22.57dB となることを確認した。同様に h_y についての最適化も、 $L = \frac{3}{8}$, $h_x = \frac{1}{4}$ と固定し、 h_y を $\frac{1}{8}$, $\frac{1}{4}$, $\frac{3}{8}$, $\frac{1}{2}$ と変化させた。この時の相互結合の変化を図 3.11 に示す。 $h_y = \frac{3}{8}$, $h_y = \frac{1}{2}$ の場合についてはアンテナの整合が取れなかったため、 h_y については $h_y = \frac{1}{8}$ の場合が最適であることを確認し、相互結合は先程と同様に -22.57dB であった。以上の結果より、金属壁の最適パラメータは $L = \frac{3}{8}$, $h_x = \frac{1}{4}$, $h_y = \frac{1}{8}$ となった。また、 h_x および h_y をそれぞれ $\frac{1}{8}$, $\frac{1}{4}$, $\frac{3}{8}$, $\frac{1}{2}$ と変化させた場合の相互結合を表 3.1 に示す。斜線部については整合が取れていないこ

とを示している．この結果より， $h_x < h_y$ となる場合は整合が取れない傾向にある．給電点の位置がパッチの中心に近づいてしまい，アンテナとして動作しなくなってしまうことが原因であると考えられる．

先に示したシミュレーションにより，金属壁を付けることで相互結合が抑制できることを確認したが，目標値である -30dB には到達していない．そのため更なる工夫をすることで相互結合を抑制する必要がある．次に金属壁を x 軸方向に折り曲げることを考える．この時のアンテナのモデル図を図 3.12 に示す．折り曲げた長さを d として d を 1mm ， 2mm ， 3mm ， 3.75mm （隣の素子の金属壁と接する場合）と変化させた．この時の相互結合の変化を図 3.13 に示す．この結果から， d については $d=3\text{mm}$ の場合が最適であり，相互結合は -25.93dB となることを確認した．しかし未だ目標値を達成してはいないため，更に z 軸逆方向に金属壁を折り曲げることを考える．この時のアンテナのモデル図を図 3.14 に示す．折り曲げた長さを h_y' として h_y' を $\frac{h_y}{4}$ ， $\frac{h_y}{2}$ ， $\frac{3h_y}{4}$ ， h_y （隣の素子の金属壁と接する場合）と変化させた．この時の相互結合の変化を図 3.15 に示す．この結果から， h_y' については $d=\frac{3h_y}{4}$ の場合が最適であり，相互結合は -29.99dB となることを確認した．相互結合が急激に下がった原因は，折り曲げ構造が図で示したチョーク構造となっているためであると考えられる．相互結合についてはやや目標値には到達していないため，更に x 軸逆方向に折り曲げることを考える．この時のアンテナのモデル図を図 3.14 に示す．折り曲げた長さを d' として d' を 1mm ， 2mm ， 3mm （金属壁と接する場合）と変化させた．この時の相互結合の変化を図 3.17 に示す．この結果から， d' については $d=2\text{mm}$ の場合が最適であり，相互結合は -30.05dB と目標値である -30dB を達成したことを確認した．

金属壁を折り曲げることで，2 素子時の相互結合については目標値を達成した．そこで最後に 4 素子にした時に目標値を達成できるのかをシミュレーションで確認する．この時の S パラメータを図 3.18 に示す．この結果から，相互結合は -24.15dB と 2 素子時よりも約 6dB 高くなったことがわかる．この原因としては，2 素子から 4 素子となったことで外側にアンテナ素子が付き，この素子との結合も加わってしまうことで高くなってしまったと考えられる．

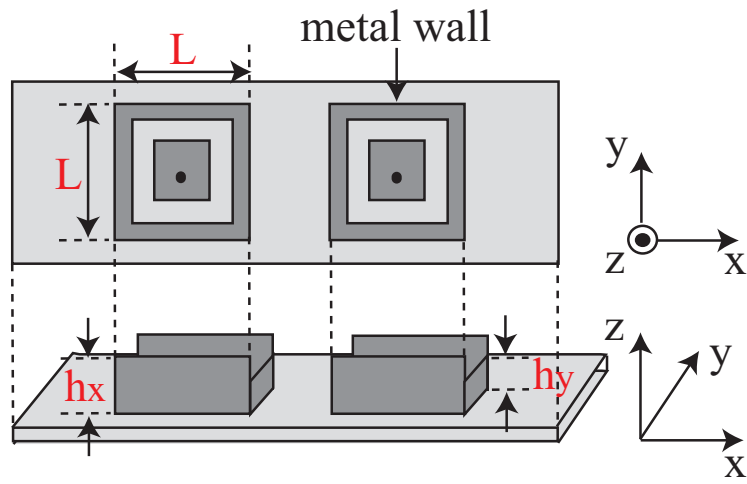


図 3.8: 箱型金属壁付きパッチアレーアンテナ (2 素子)

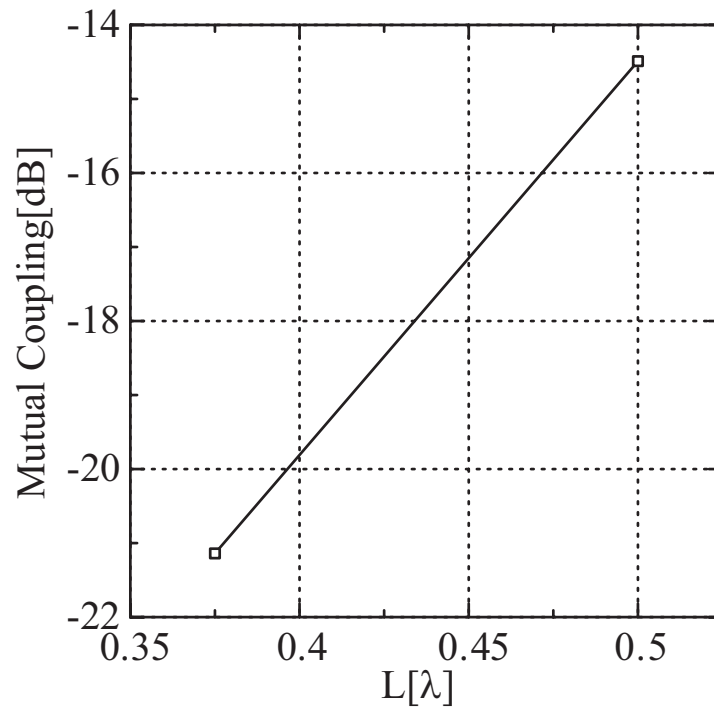


図 3.9: L に対する相互結合の変化

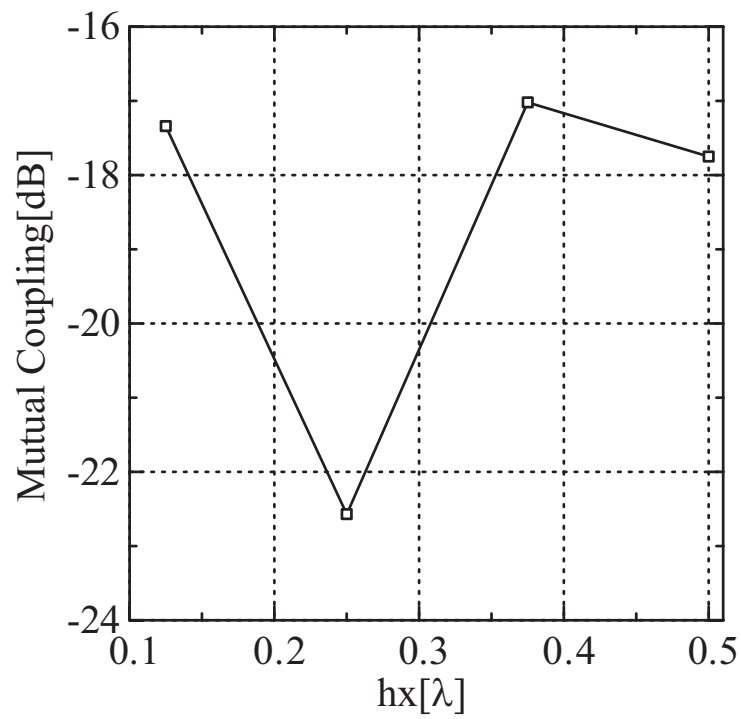


図 3.10: hx に対する相互結合の変化

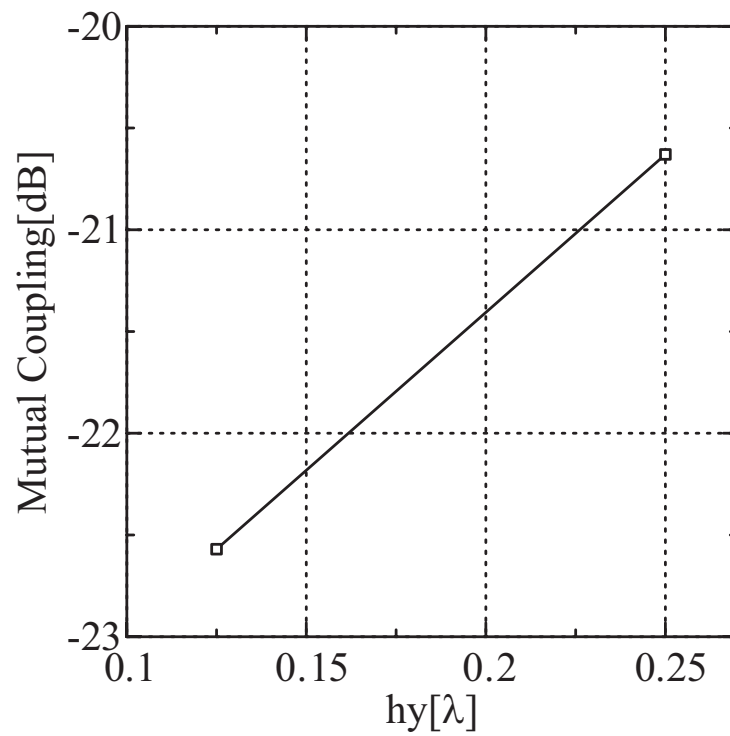


図 3.11: hy に対する相互結合の変化

表 3.1: h_x, h_y を変化させた時の相互結合 ($L = \frac{3}{8}$)

h_y/h_x	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{3}{8}$	$\frac{1}{2}$
$\frac{1}{8}$	-17.34dB	-22.57dB	-17.02dB	-17.75dB
$\frac{1}{4}$	整合取れず	-20.63dB	-19.57dB	整合取れず
$\frac{3}{8}$	整合取れず	整合取れず	- 整合取れず	整合取れず
$\frac{1}{2}$	整合取れず	整合取れず	整合取れず	整合取れず

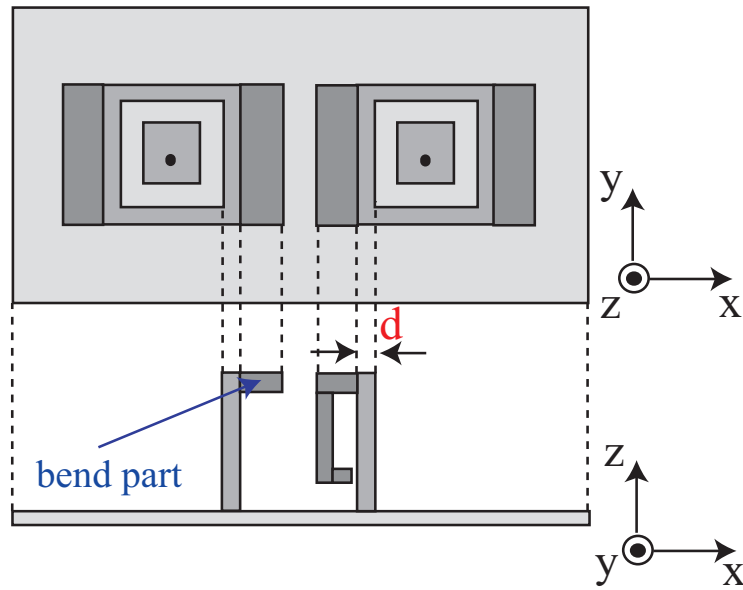


図 3.12: 金属壁を折り曲げた場合のモデル図

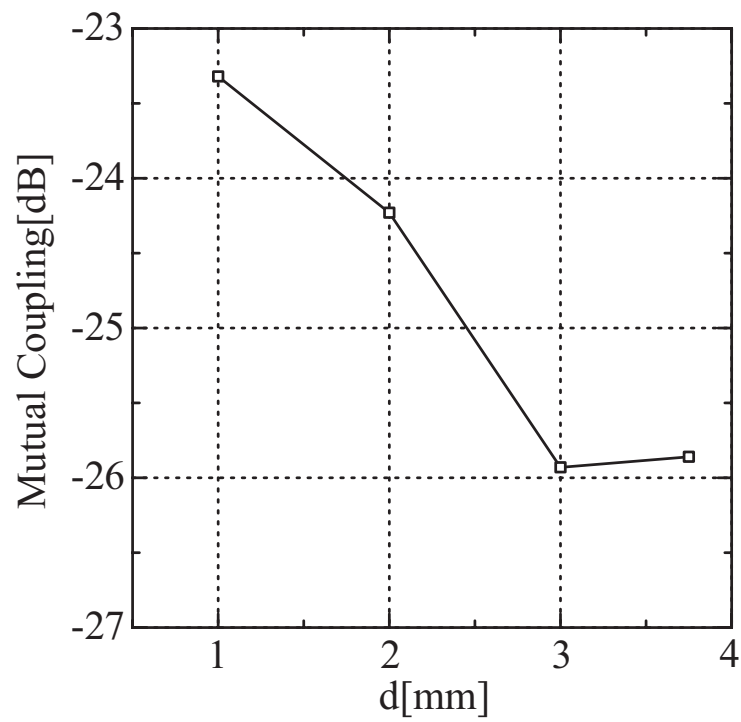


図 3.13: d に対する相互結合の変化

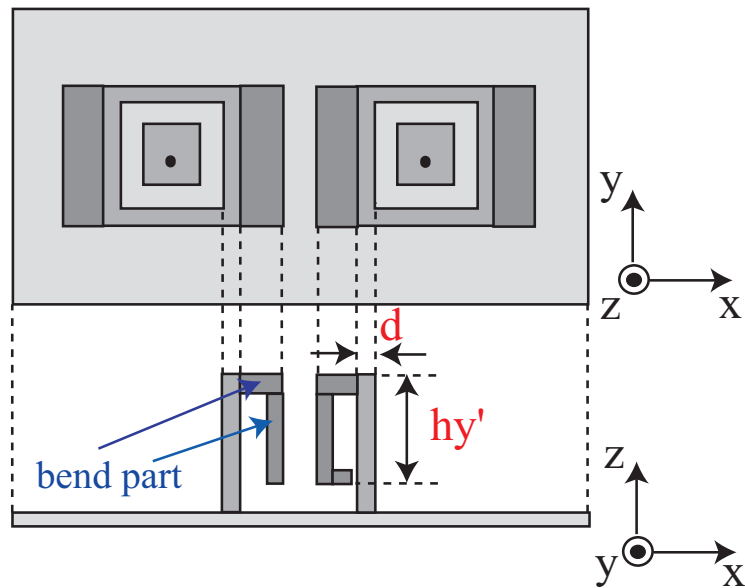


図 3.14: 金属壁を折り曲げた場合のモデル図

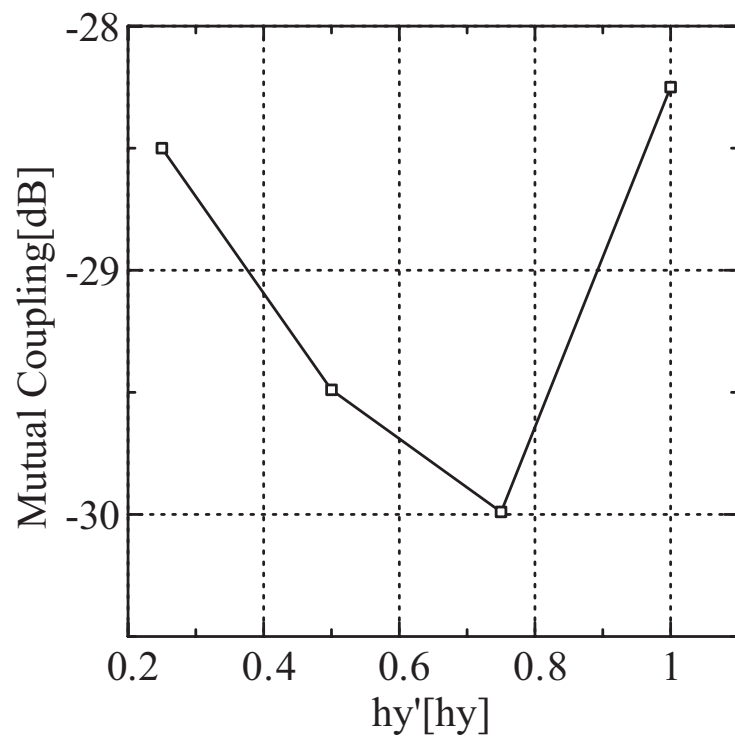


図 3.15: hy' に対する相互結合の変化

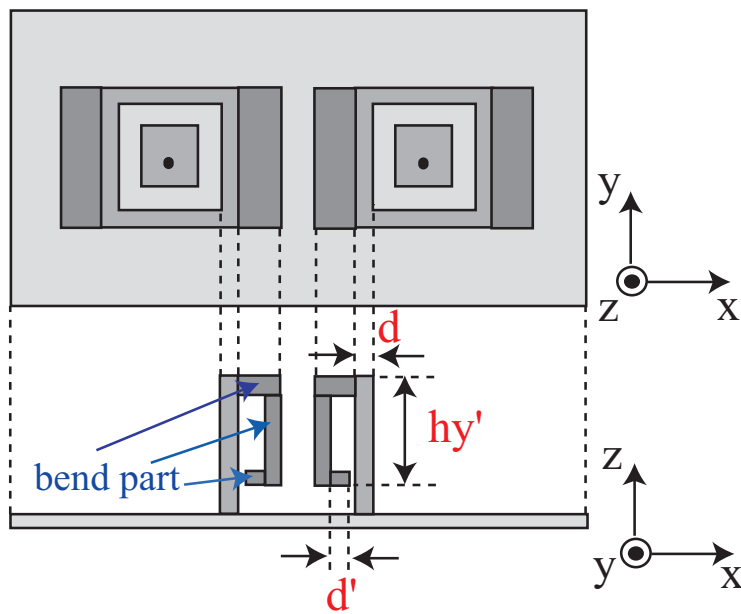


図 3.16: 金属壁を折り曲げた場合のモデル図

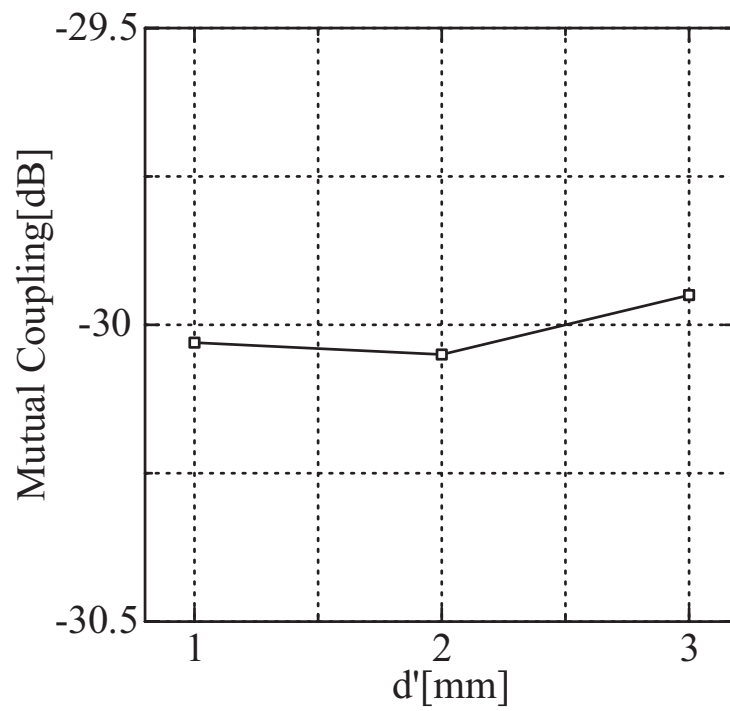


図 3.17: d' に対する相互結合の変化

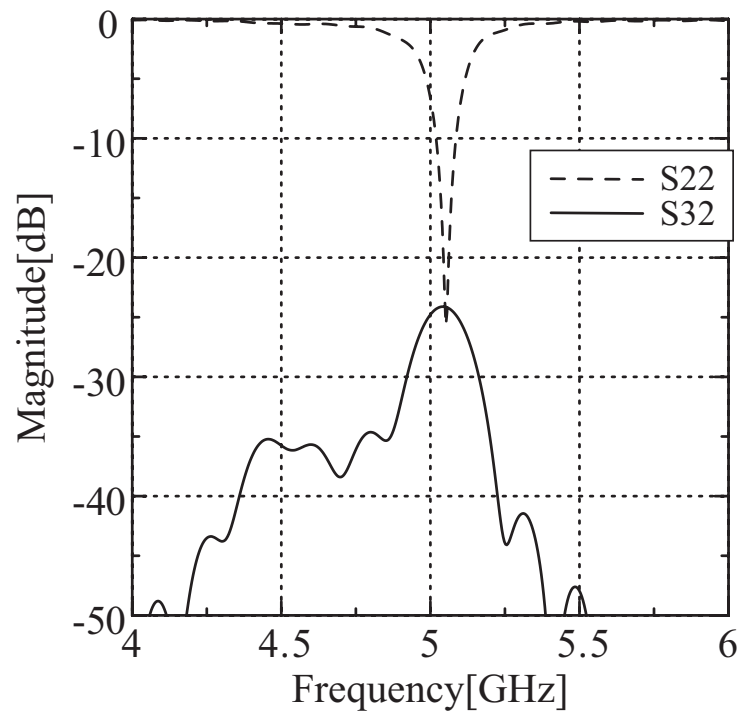


図 3.18: 箱型折り曲げ金属壁を付けた場合の S パラメータ (4 素子)

3.3.2 4素子についての金属壁最適化

前小節で示した金属壁を折り曲げるモデルは複雑な形状となってしまう、隣の素子の金属壁との空間も狭いことから現段階以上の相互結合抑制を期待することは難しく、その上製作が困難となってしまうことが考えられる。別の方法を用いることで相互結合を抑制を検討することが必要となる。パッチを正方形ではなく長方形とすることを考える。パッチアンテナを長方形にすることで相互結合を抑制している例が報告されている [10]。以下、原理を示す。給電点を y 軸にオフセットした場合、 y 軸方向の長さは共振周波数に影響してしまうため、 x 軸方向の長さを変化させることとなる。図 3.20 のように、磁流 J_M は x 軸と平行な方向に流れる。この磁流により電界 E が形成される。パッチを長方形にした場合も磁流の強さは変化しないため、電界も変化することはない。しかし、パッチ間の距離は変化するため、相互結合に影響を及ぼすと考えられる。まずシミュレーションによって、長方形パッチアンテナの効果を確認する。

図 3.19 のような 4 素子の長方形パッチアレーアンテナを考える。給電点については y 軸方向にオフセットしているため、パッチについては y 軸方向の長さ b は変化させずに、 x 軸方向の長さ a を $0.5b, 0.8b, b, 1.2b, 1.5b$ と変化させる。この時の相互結合の変化を図 3.21 に示す。この結果から、 a を短くしていくごとに相互結合が抑制されていくことが確認できる。そこで、 $a=0.5b$ として再び箱型金属壁の最適化を行っていくこととする。

図 3.22 のような箱型金属壁付き長方形パッチアレーアンテナを考える。パッチの長さについては $a=0.5b$ とし、素子数は 4 素子である。金属壁の最適化を行う際に、以下の 4 つのパラメータを変化させていくことを検討した。

- ・ x 軸に平行な金属壁の高さ h_x
- ・ y 軸に平行な金属壁の高さ h_y
- ・ x 軸に平行な金属壁の長さ L_x
- ・ y 軸に平行な金属壁の長さ L_y

始めに h_y についての最適化を行う。 h_y 以外のパラメータの初期値については、2 素子時の最適値である $L_x = \frac{3}{8}, L_y = \frac{3}{8}, h_x = \frac{3}{4}$ と固定し、 h_y を $\frac{1}{10}, \frac{1}{8}, \frac{3}{20}, \frac{1}{5}, \frac{1}{4}$ と変化させた。この時の相互結合の変化を図 3.23 に示す。 $h_y = \frac{1}{4}$ の場合についてはアンテナの整合が取ることができなかつたため、 h_y については $h_y = \frac{1}{5}$ の場合が最適であり、相互結合は -24.99dB となることを確認した。同様に h_x についての最適化も、 $L_x = \frac{3}{8}, L_y = \frac{3}{8}, h_y = \frac{1}{5}$ と固定し、 h_x を $\frac{1}{5}, \frac{1}{4}, \frac{3}{10}$ と変化させた。 $h_x = \frac{1}{4}$ 以外の場合についてはアンテナの整合を取ることができなかつたので、 h_x については $h_x = \frac{1}{4}$ の場合が最適であると判断した。この時の相互結合は -24.99dB である。以上の結果から、金属壁の高さについて

は $h_x = \frac{1}{4}$, $h_y = \frac{1}{5}$ が最適値となることが確認できた。

次に L_x についての最適化を行う。 $L_y = \frac{3}{8}$, $h_x = \frac{1}{4}$, $h_y = \frac{1}{5}$ と固定し, L_x を $\frac{1}{4}$, $\frac{3}{10}$, $\frac{3}{8}$, $\frac{2}{5}$ と変化させた。この時の相互結合の変化を図 3.24 に示す。 $L_x = \frac{1}{4}$, $\frac{3}{10}$ の場合についてはアンテナの整合が取ることができなかったが, L_x については $L_x = \frac{3}{8}$ の場合に相互結合は -24.99dB となることを確認した。

L_y についての最適化を行う。 $L_x = \frac{3}{8}$, $h_x = \frac{1}{4}$, $h_y = \frac{1}{5}$ と固定し, L_y を $\frac{3}{10}$, $\frac{3}{8}$, $\frac{2}{5}$, $\frac{1}{2}$ と変化させた。この時の相互結合の変化を図 3.25 に示す。 $L_y = \frac{1}{2}$ の場合についてはアンテナの整合が取ることができなかったため, L_y については $L_y = \frac{2}{5}$ の場合が最適であり, 相互結合は -27.18dB となることを確認した。しかし, これでは相互結合が目標値を達成しないため, 次に $L_x = \frac{2}{5}$ とする場合を考える。固定する高さについては $L_x = \frac{3}{8}$ の場合と同様に, $h_x = \frac{1}{4}$, $h_y = \frac{1}{5}$ とし, L_y を $\frac{3}{10}$, $\frac{3}{8}$, $\frac{2}{5}$, $\frac{1}{2}$, $\frac{3}{5}$, $\frac{5}{8}$ と変化させた。この時の相互結合の変化を図 3.26 に示す。この結果から, L_y については $L_y = \frac{1}{2}$ の場合が最適であり, 相互結合は -30.70dB と目標値である -30dB を達成することを確認した。以上の結果から, 金属壁の長さについては $L_x = \frac{2}{5}$, $L_y = \frac{1}{2}$ が最適値となることが確認できた。

箱型金属壁付き長方形パッチアレーアンテナの最適化は以上のようになるが, 長方形パッチアンテナには帯域が狭いという問題点が存在する。実際にアンテナを製作して実験ということになると, ある程度の帯域はあったほうがよい。金属壁のパラメータは変化させずにパッチを正方形に戻して再びシミュレーションを行った。Sパラメータの比較を図 3.27 に示す。相互結合は -30.94dB と目標値である -30dB を達成している。 -10dB での帯域を比較すると, 長方形の場合が 24MHz 程度であるのに対し, 正方形にした場合は 48MHz 程度となっており, 帯域が広く取れていることが確認できた。そこで, このアンテナを製作するアンテナとして採用することとした。

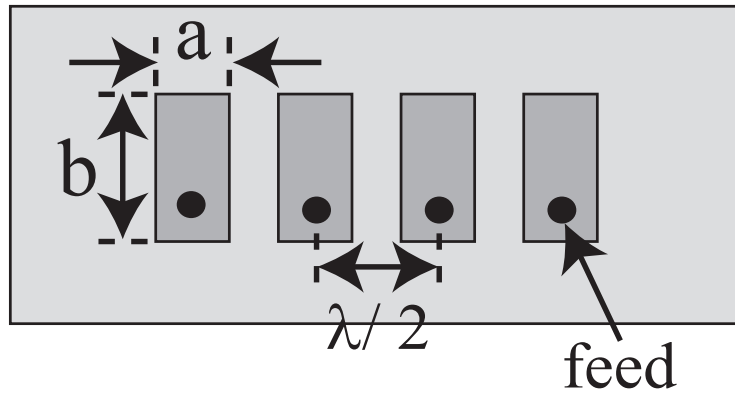


図 3.19: 長方形パッチアンテナ

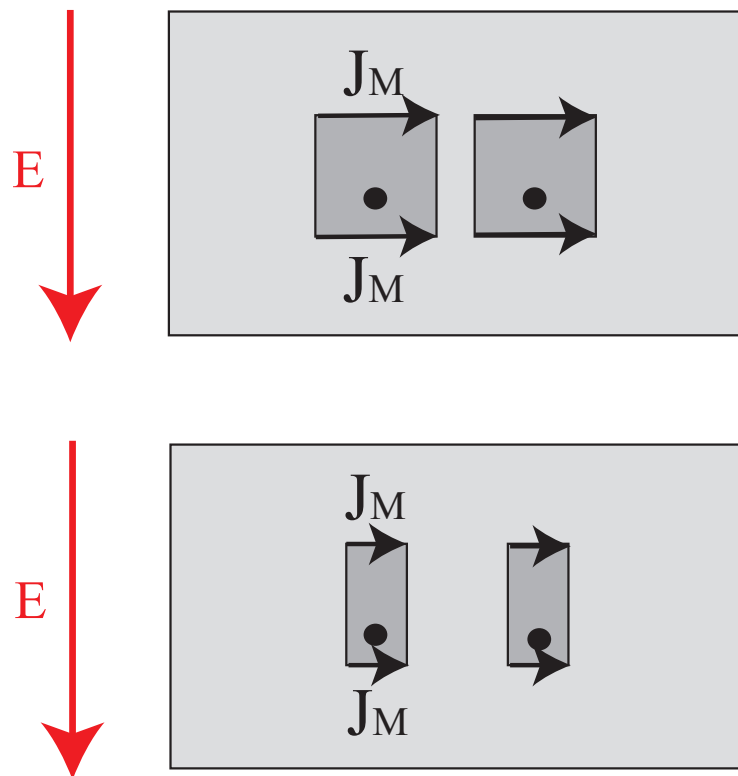


図 3.20: 磁流モデル (上: 正方形パッチ, 下: 長方形パッチ)

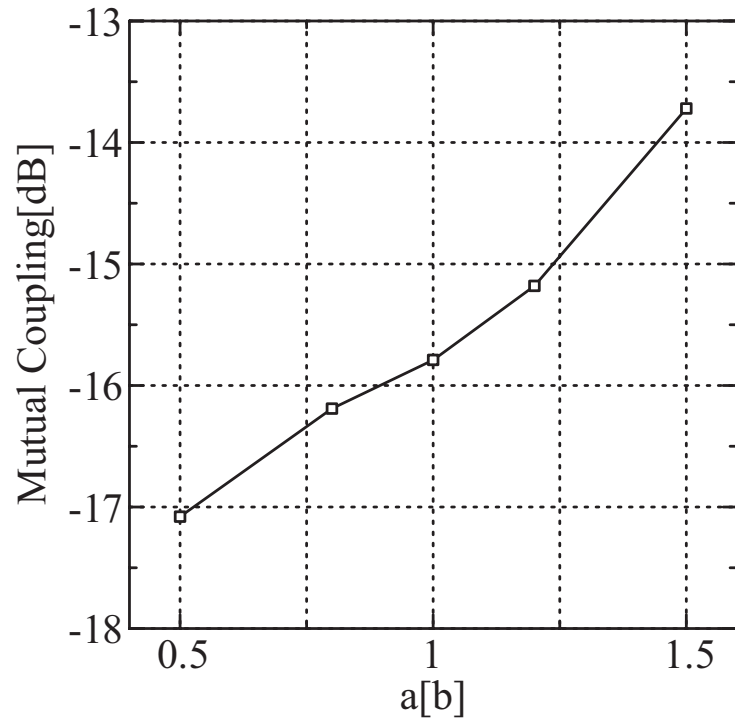


図 3.21: a を変化させた時の相互結合の変化

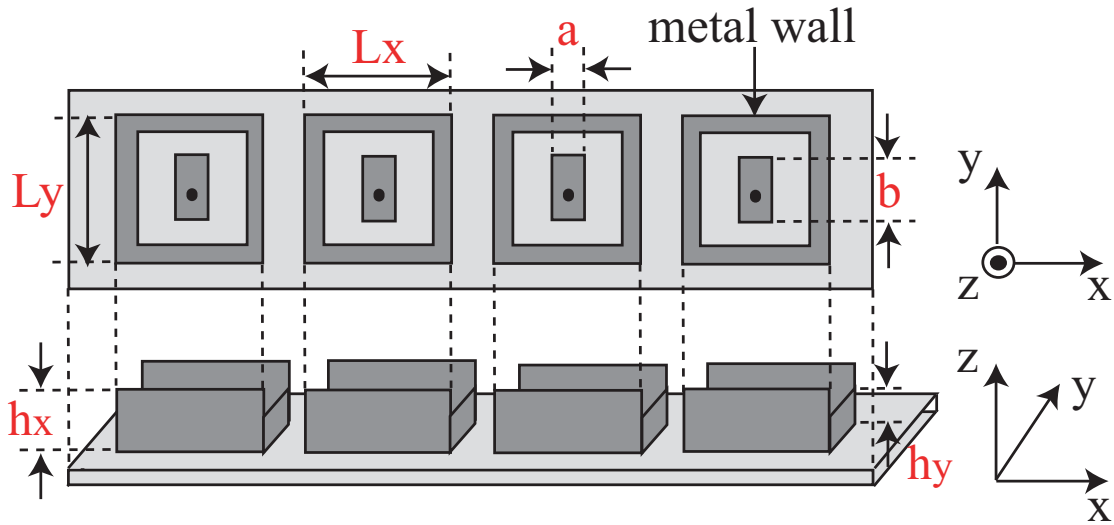


図 3.22: 箱型金属壁付き長方形パッチアレーアンテナ

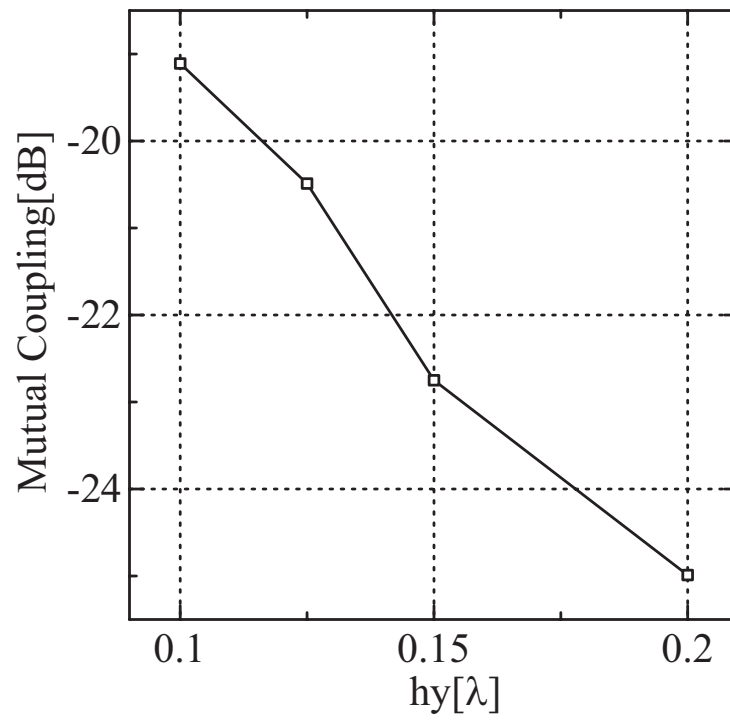


図 3.23: hy を変化させた時の相互結合の変化

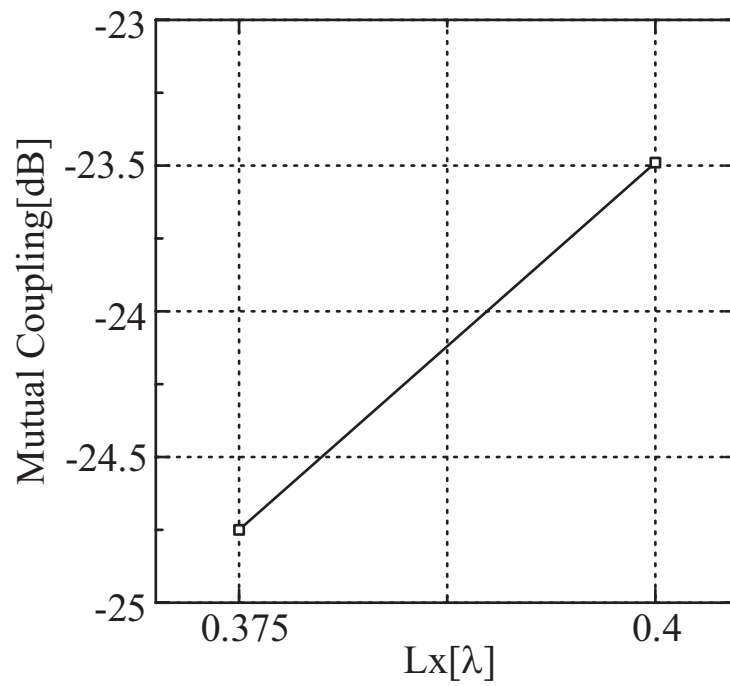


図 3.24: L_x を変化させた時の相互結合の変化

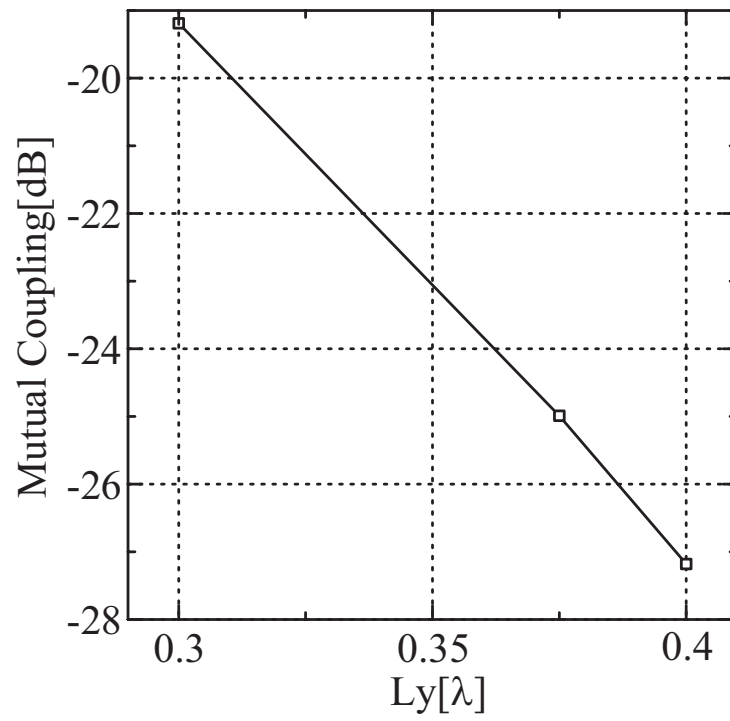


図 3.25: L_y を変化させた時の相互結合の変化 ($L_x = \frac{3}{8}$)

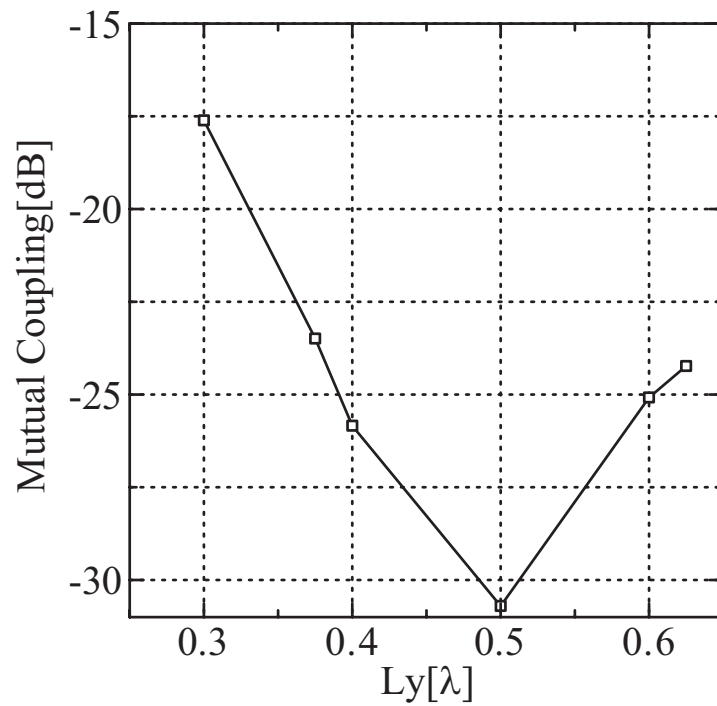


図 3.26: L_y を変化させた時の相互結合の変化 ($L_x = \frac{2}{5}$)

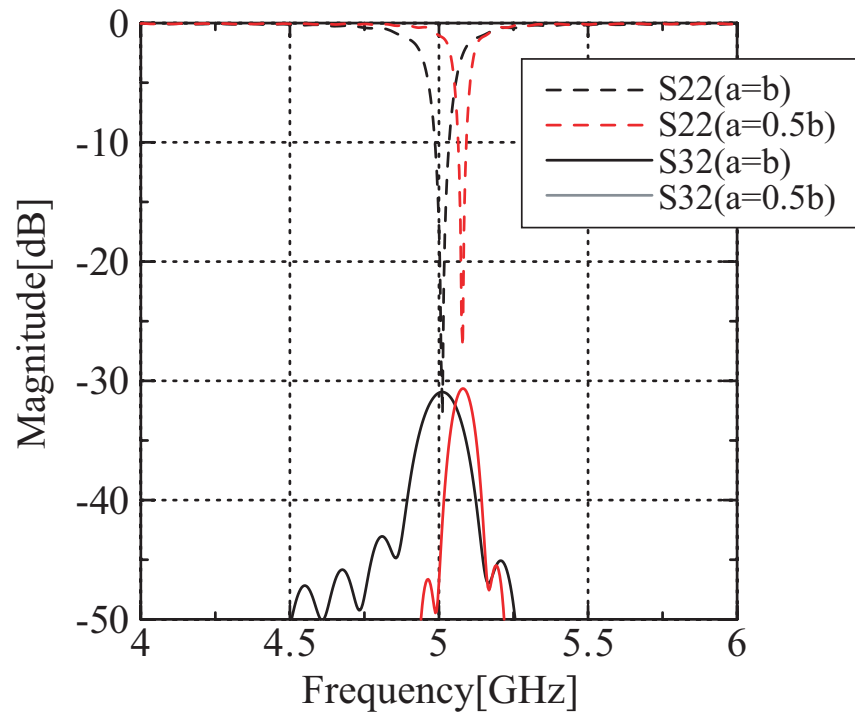


図 3.27: パッチの長さ a を変化した時の S パラメータ

3.4 箱型金属壁付きアンテナを用いた到来方向推定実験

3.4.1 箱型金属壁付きアンテナの製作

前節で最適化を行った箱型金属壁付き4素子パッチアレーアンテナおよび箱型金属壁の付いていない4素子パッチアレーアンテナも同時に製作し、諸特性の比較を行うこととする。まずは製作した箱型金属壁付き4素子パッチアレーアンテナを図3.28に示す。製作をする際に、パッチ周りに溝を掘り金属壁を差し込む形にするなどの工夫をすることで、製作誤差をなるべく小さくするようにした。製作を行った後にSパラメータをネットワークアナライザによって測定した。その結果を図3.29、図3.30に示す。相互結合については製作後も -30dB 以下となっており、各素子共に整合が取れていることが確認できた。また、金属壁の有無による水平面(xz 面)指向性の変化を図3.30に示す。金属壁を付けることで正面方向へのビームが少し狭くなっており、 ± 90 度方向の指向性には歪みが生じてしまっているが、 ± 30 度方向に関しては歪みも無く、金属壁をつけていない時の指向性に比べてもほぼ変化が無い。よって到来方向推定を行う際には問題が無いものと考えられる。そこで以下、到来方向推定誤差の検討をする際には ± 30 度方向のみについて議論をしていくこととする。

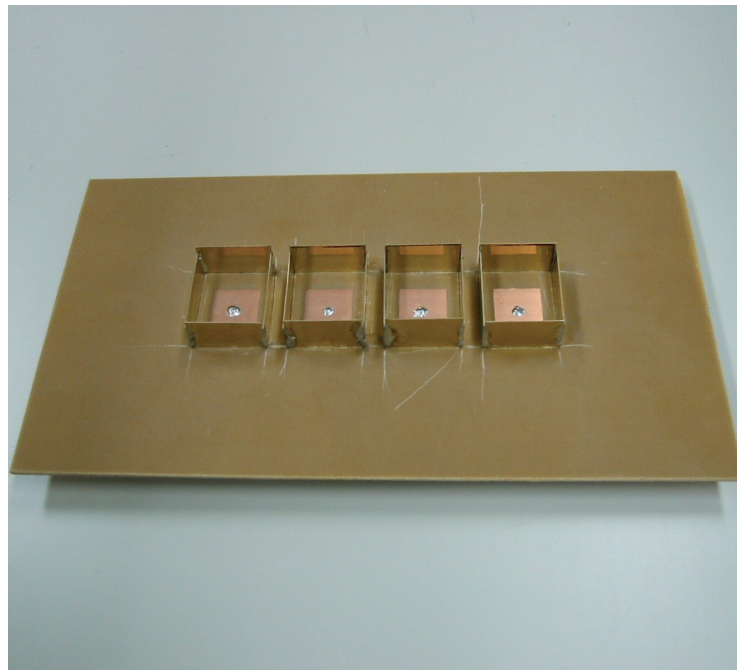


図 3.28: 製作した箱型金属壁付きパッチアレーアンテナ

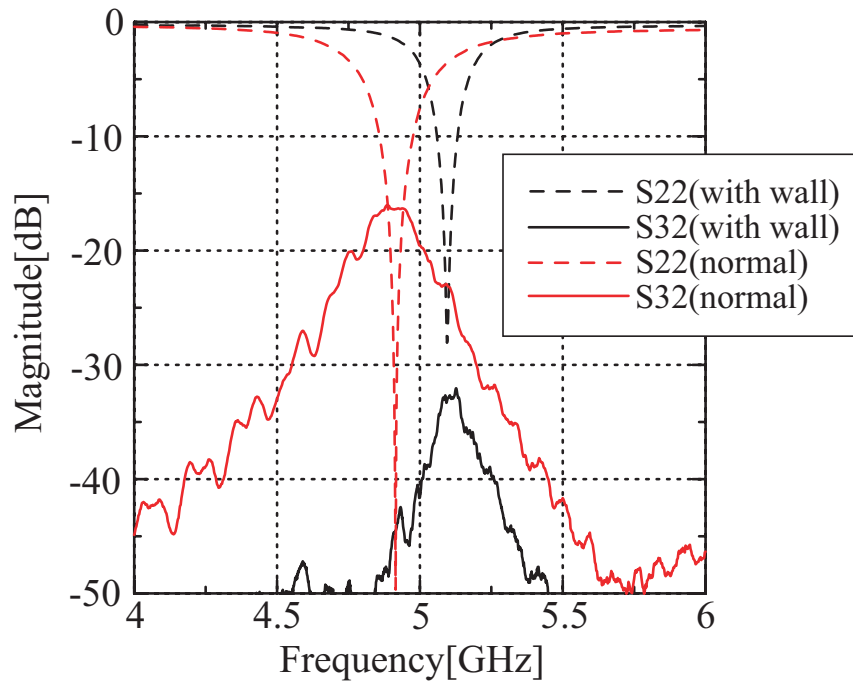


図 3.29: Sパラメータの変化

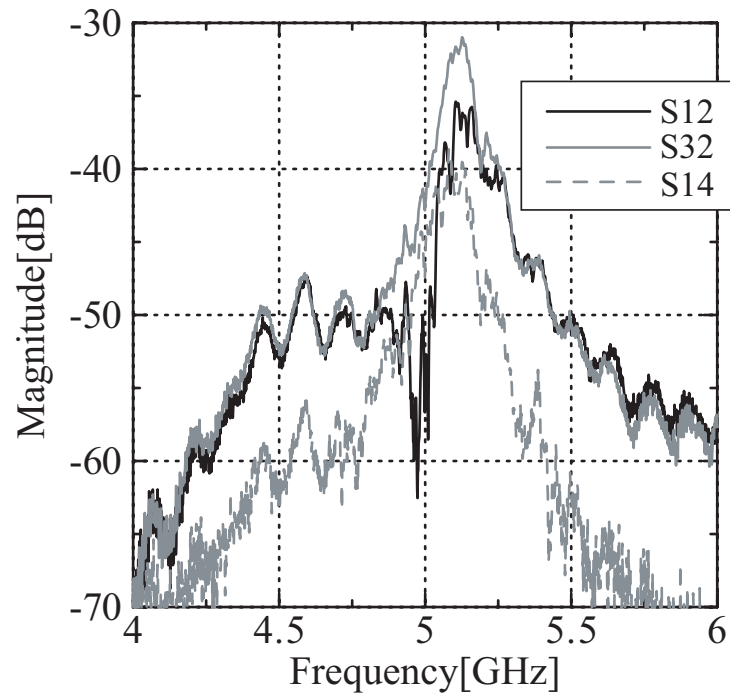


図 3.30: 金属壁付きアンテナにおける各素子ごとの結合値

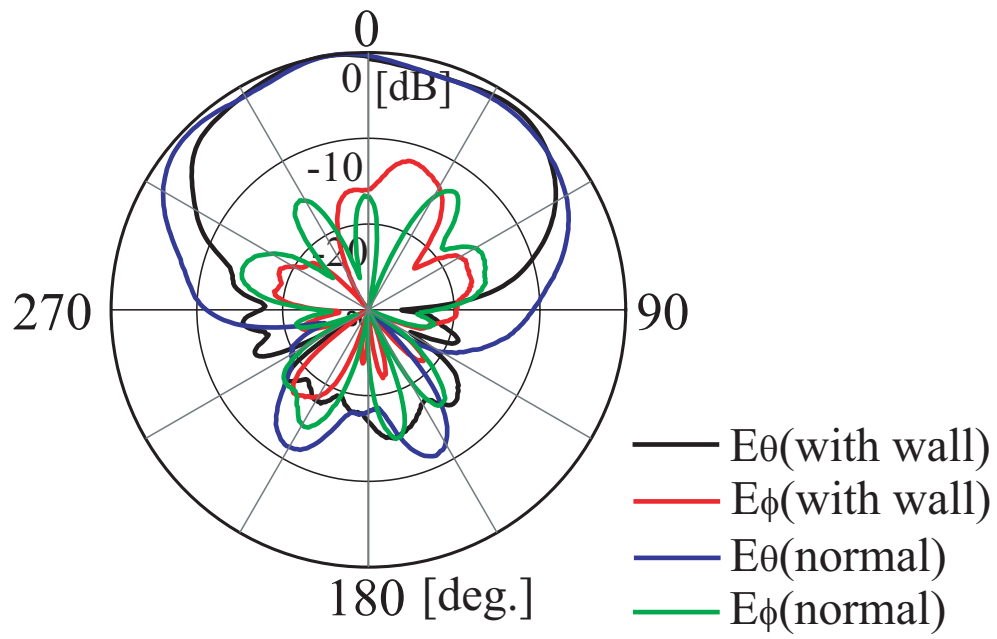


図 3.31: 指向性の変化

3.4.2 箱型金属壁付きアンテナを用いた到来方向推定

製作した箱型金属壁付きパッチアレーアンテナを用いて到来方向推定実験を行う。金属壁付きパッチアレーアンテナを用いた時の到来方向推定誤差の変化について本小節で示す。また、到来波については1波、無相関波2波の場合について実験を行った。

まずは到来波1波の場合について述べる。測定システムは前章と同様であり、図3.31のようになる。送信アンテナはログペリアンテナを用いており、アレーアンテナに対して0度の位置に設置した。金属壁を付けた時と付けない時の推定誤差を図3.32に示す。到来方向である0度を中心に、金属壁付きアンテナの指向性が歪んでいない ± 30 度方向に対しては、金属壁を付けたことで推定誤差が抑制されていることが見て取れる。ここで -30 度から $+30$ 度までの推定誤差の平均値をそれぞれ計算してみると、金属壁を付けない場合は 0.934 度であり、金属壁を付けた場合は 0.590 度と数値的にも低くなっていることが確認できた。この結果から、到来波1波の場合については、金属壁を付けたことで推定誤差が抑制できていることが確認できた。

次に到来波が無相関波2波の場合について述べる。測定システムは図3.31のようになる。送信アンテナについては前章と同様にスリーブアンテナを用いており、アレーアンテナに対する角度 α, β が共に 11 度となるような位置に設置した(図3.33)。すなわち到来方向は -11 度、 11 度となる。金属壁をつけない時の推定誤差を図3.34に、金属壁をつけた時の推定誤差を図3.35にそれぞれ示す。ただし、破線は到来方向である -11 度、 11 度を表している。ここで、1波の時と同様に -30 度から $+30$ 度までの推定誤差の平均値をそれぞれ計算する。ただし、到来方向が0度ではないために、それぞれの送信アンテナからの到来角を中心とした -30 度から $+30$ 度までの推定誤差の平均値を計算する。すなわち、送信アンテナ#Aからの到来波については -41 度から 19 度、送信アンテナ#Bからの到来波については -19 度から 41 度の時の推定誤差を平均する。計算した平均値を表3.2に示す。この結果から、無相関波2波の場合についても金属壁を付けたことで推定誤差が抑制できていることが確認できた。

以上の結果より、相互結合を小さくした箱型金属壁付きパッチアレーアンテナが到来方向推定誤差を抑制することに対して有効であることが示された。しかし、製作したアンテナは各素子ごとに利得や指向性のばらつきが見られた。これはアンテナの製作誤差によるものであるが、利得や指向性のばらつきが推定誤差に影響を及ぼすことは明白である。さらに素子数も4素子と少ないため、推定誤差が劣化しているのは否めない。推定誤差を劣化させているこれらの要素を改善させていくことが今後の課題である。

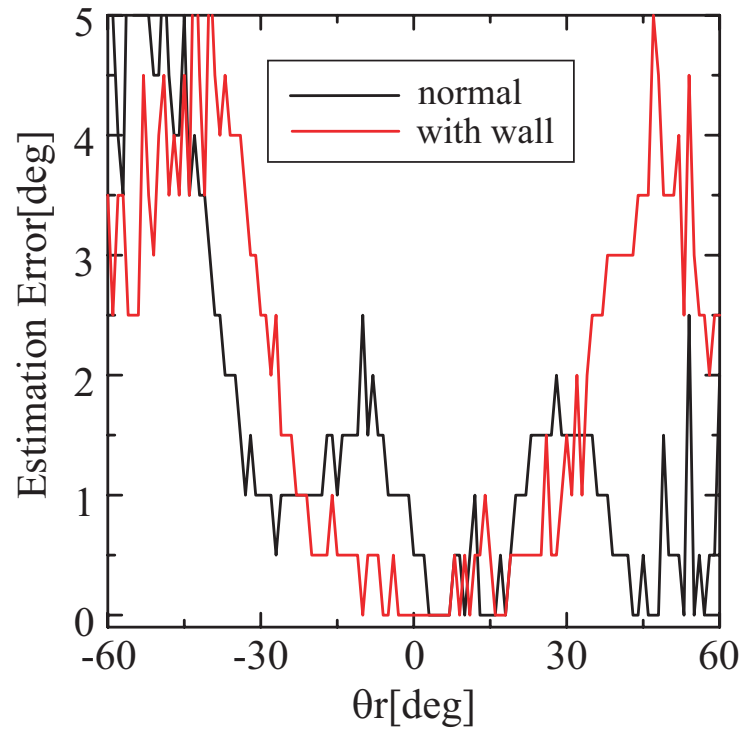


図 3.32: 到来方推定誤差の変化 (送信波:1波)

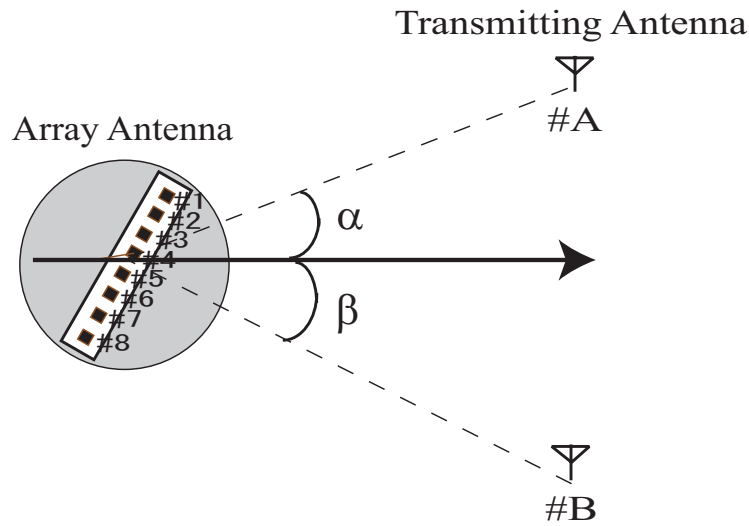


図 3.33: アレーアンテナと送信アンテナのなす角度

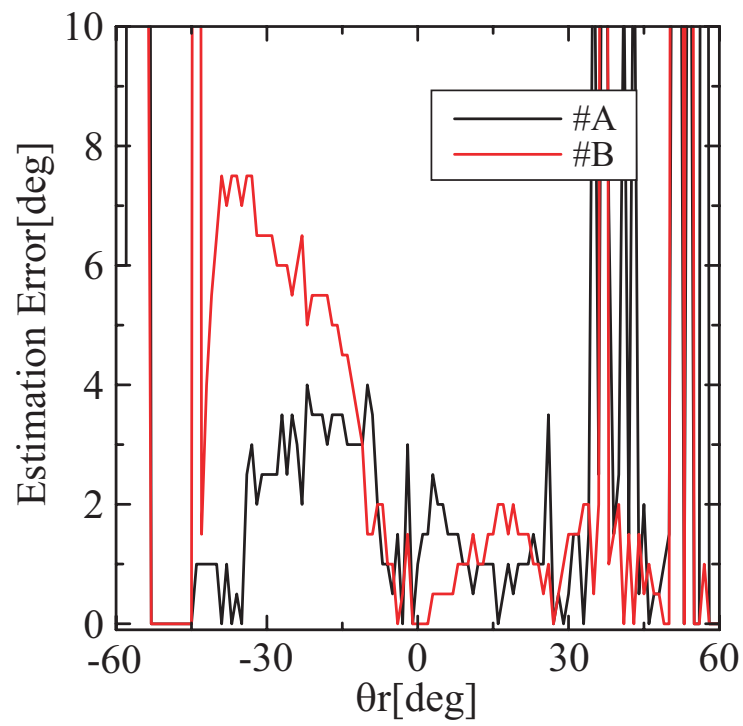


図 3.34: 金属壁を付けない場合の到来方推定誤差 (送信波:無相関波 2 波)

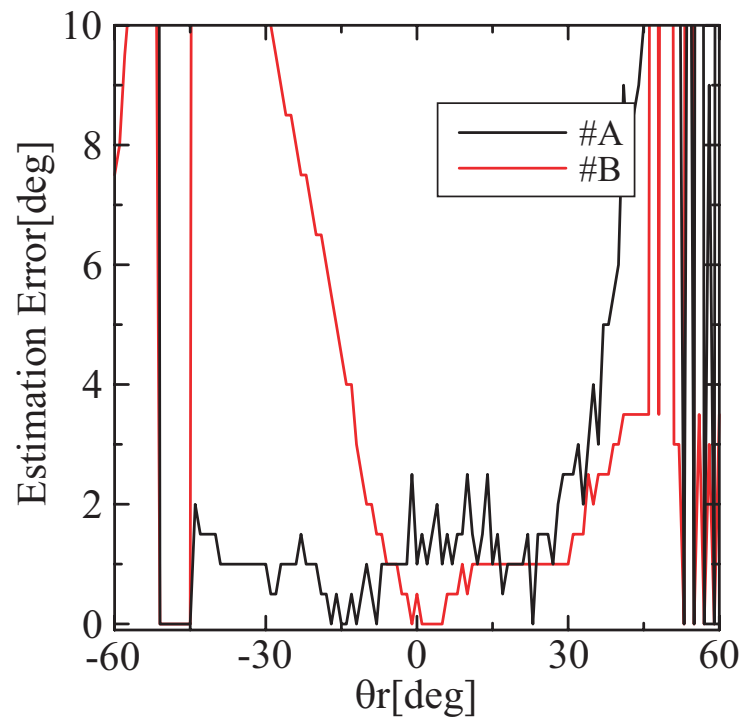


図 3.35: 金属壁を付けた場合の到来方推定誤差 (送信波:無相関波 2 波)

表 3.2: 到来方向推定誤差の平均値 (±30 度方向について)

	送信アンテナ #A からの到来波	送信アンテナ #B からの到来波
金属壁を付けない場合	1.893 度	2.377 度
金属壁を付けた場合	1.025 度	1.663 度

第 4 章

結論

本論文では、DBF アレーアンテナシステムを用いた到来方向推定における到来方向推定誤差について検討した。推定誤差にはアレーアンテナ素子の配置誤差が影響することから、配置誤差の少ないアレーアンテナとして平面アンテナであるパッチアンテナを用いた。

また、推定誤差に強く影響を及ぼす要因としてアレーアンテナの素子間相互結合が挙げられる。相互結合がどの程度誤差に影響を及ぼすかシミュレーションを行った。アンテナ素子数が増加すれば相互結合は抑制され、相互結合が -30dB 以下であれば推定誤差はある一定値に収束することを確認した。例えば、アンテナ素子数が 12 素子とした場合、相互結合が -30dB 以下となると推定誤差が 0.5 度程度に収束する。そこで相互結合が -30dB 以下となるようなアンテナを製作することを目標として検討を行った。

このような相互結合の値を実現するため、素子の回りを箱型の金属で囲んだ箱型金属壁付きパッチアレーアンテナを提案した。周波数帯は 5GHz 、素子数は受信機のチャンネル数である 4 素子とした。金属壁の長さや高さ等のパラメータを最適化することにより、シミュレーションでは相互結合については目標値である -30dB 以下となるパラメータを確認した。

シミュレーション結果を受け、箱型金属壁付きパッチアレーアンテナを製作した。相互結合は -30dB 以下を達成し、指向性についてはアンテナの正面に対して ± 30 度方向で歪みの無い良好な特性を得ることができた。このアンテナを用いて到来方向推定実験を行った結果、到来波 1 波、無相関波 2 波の場合について、指向性に歪みが無い正面方向に対しては、金属壁を付けることで推定誤差を抑制することができた。

以上の結果から、相互結合の小さい箱型金属壁付きパッチアレーアンテナが到来方向推定誤差抑制に有効である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教授に深く感謝致します。

また研究生生活全般に渡って御指導下さった D3 の道下尚文氏、D2 の井上祐樹氏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, 市毛研究室の皆様にも深く感謝致します。

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, 1998
- [2] 井上 祐樹: ”DBF アレーアンテナを用いた到来方向推定に関する研究”, 横浜国立大学工学研究科 電子情報工学専攻 修士論文, 2000.
- [3] R.O.Schmidt: ”Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation”,IEEE Transactions on Antennas and Propagation,Vol.34, No.3, pp.276-280, 1986
- [4] K.Mori , Y.Inoue, K.Ichige and H.Arai: ”Experiments of DOA Estimation by DBF Array Antenna at 2.6GHz”,IEICE Trans. Comm.,Vol.E84-B, No.7, pp.1871-1875, 2001
- [5] HANS STEYSKAL, JEFFREY S. HERD.: ”Mutual Coupling Compensation in Small Array Antennas”,IEEE Transactions on Antennas and Propagation,Vol.38, No.12, pp.1971-1975, 1995
- [6] 新井宏之: ”新アンテナ工学”, 総合電子出版社, 1996
- [7] R.Roy, T.Kailath: ”ESPRIT-Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Techniques”,IEEE Transactions Accoust., Speech & Proc., Vol.37, No.3, pp.984-995, July 1989.
- [8] 山根貴宏, 恵比根佳雄.”送受信マイクロストリップアンテナの相互結合量低減法に関する一検討”, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-1-152, 2003年9月.
- [9] 宮崎 功旭: ”繭型指向性を有する室内用壁面設置型アンテナの研究”, 横浜国立大学 工学研究科 電子情報工学専攻 修士論文, 2000.
- [10] 深川隆, 長谷川誠, 福地孝志, 辻宏之, 吉本繁壽: ”移動体通信アンテナのためのマイクロ波到来方向推定実験装置の検討”, 信学技法,1997 A・P96-177, February 1997.

発表文献

[1] 角比呂武，井上祐樹，新井宏之.” 2つの送信波が存在する時の到来方向推定誤差について”，電子情報通信学会ソサイエティ大会，B-1-11，2002年9月.

[2] 角比呂武，井上祐樹，新井宏之.” 2つの送信波が存在する時の到来方向推定誤差について”，電子情報通信学会総合大会，B-1-115，2003年3月.

[3] 角比呂武，井上祐樹，新井宏之.” 素子間相互結合を抑制した5GHZ帯箱型金属壁付きパッチアレーアンテナ”，電子情報通信学会総合大会，B-1-115，2004年3月（予定）.