

修士論文

MBF アンテナのヌル形成法に関する研究

A Study on Null Forming Method for
Microwave Beam Forming Antennas

指導教官 新井 宏之 教授

平成17年2月7日提出

横浜国立大学大学院 工学府 物理情報工学専攻

電気電子ネットワークコース

03GD101 青山 洋光

要約

無線による大容量データ通信に対する需要が高まっている．伝送帯域が数十 MHz から数百 MHz という広帯域な無線通信を行う場合，電波の反射や回折によるマルチパス干渉が大きな特性劣化の原因となる．マルチパス干渉の影響を除去し，通信特性を向上させるために，アダプティブアレーアンテナ等の指向性制御技術を小型端末に適用する研究が盛んに行われている．アダプティブアンテナを適用するためには DBF(Digital Beam Forming) による適応信号処理を実現する必要があるが，DBF の実現にはアンテナ素子数分の受信機と A/D 変換器が要求されるため回路規模が大きくなり，リアルタイム適応信号処理の実現には高速な信号処理が要求されるため，回路規模やコストの制限が厳しい小型端末へのアダプティブアンテナの適用は困難なのが現状である．

そこで本論文では，適応信号処理を行わない簡易な指向性制御として，MBF(Microwave Beam Forming) アンテナを用いた任意方向へのヌル制御について検討を行った．MBF アンテナはウェイトに可変アナログ移相器を用いて RF 帯でビーム形成を行うアンテナであり，ビーム形成器の出力のみを観測するため，受信機及び A/D 変換器は一系統でよく低コストな指向性制御が実現できる．また，あらかじめ求めておいた幾つかのヌルパターンを通信特性に応じて適宜切り替えることで，複雑な信号処理を行わずに通信特性の向上が期待できる．MBF アンテナは簡易な構造であるが，その反面通常の指向性制御アルゴリズムを適用できないという問題がある．本論文では MBF アンテナ用の結合行列推定法とヌル形成法について解析的，及び実験的検討を行った．まず，系全体の結合を表す結合行列を推定する方法としてビームスペース結合行列推定法を提案した．アレー指向性を切り替えて受信信号の振幅位相を測定することで結合行列の推定が行えることを示し雑音や誤差の影響を低減するために最小二乗法を用いた結合推定についても検討を行った．次に，相互結合の影響を考慮して位相制御のみでヌルを形成する方法について検討し，結合行列を考慮しながら位相摂動を与えることで任意方向へのヌル形成が行えることを示した．また，結合状態によってヌル形成に必要な移相量がどのように変化するかについても検討した．そしてスリーブアンテナ及び容量装荷型モノポールアンテナを用いて MBF アンテナを試作し，電波暗室内での実験により各手法の有効性を確認した．

目次

第1章	序論	1
第2章	MBF アンテナの結合推定及びヌル形成法	4
2.1	MBF アンテナの構成	4
2.2	ビームスペース結合行列推定法	6
2.2.1	原理	6
2.2.2	最小二乗法による推定誤差低減効果	8
2.3	結合を考慮した位相制御のみによるヌル形成法	13
2.3.1	原理	13
2.3.2	ヌル形成に必要な移相量	17
第3章	結合推定及びヌル形成実験	22
3.1	スリーブを用いた MBF アンテナ	22
3.1.1	MBF アンテナの試作	22
3.1.2	実験結果	26
3.2	容量装荷型モノポールを用いた MBF アンテナ	30
3.2.1	容量装荷型モノポールアンテナの設計	30
3.2.2	実験結果	34
第4章	結論	38
	謝辞	40
	参考文献	41
	発表文献	43
	付録	43

付録 A	移相器誤差推定法に関する検討	44
A.1	改良型 REV 法 [15]	44
A.2	最小二乗法を用いた推定法	45

第 1 章

序論

無線による大容量データ通信に対する需要が高まっている．伝送帯域が数十 MHz から数百 MHz という広帯域な無線通信を行う場合，電波の反射や回折によるマルチパス干渉が大きな特性劣化の原因となる．このような干渉を低減するために，基地局等の大型機器では適応的に所望の信号のみを受信し不要な干渉信号を除去する Adaptive Array Antenna (AAA) [1] の研究が盛んに行われており，実験的にもその有効性が確かめられている．一方，移動機等の小型端末ではアンテナを切り替えて受信する空間ダイバーシチ [2] が実用化されているが，更なる特性向上のために AAA 等の指向性制御技術を適用することが検討されている．AAA は一般にアレーアンテナ各素子からの信号をベースバンドに変換し，A/D 変換してからデジタル信号処理を行う DBF(Digital Beam Forming) の構成をとる (図 1.1)．DBF の利点は信号処理に必要な情報をすべてデジタルで得られることであるが，各アンテナ素子ごとに高周波増幅器や周波数変換器を含む受信機 (Rx) と高速な A/D 変換器が必要となるため回路規模が大きくなるという問題がある．この問題を克服するために RF 帯でのアナログ信号処理によるアダプティブアンテナが提案されているが [3]–[5]，適応信号処理をリアルタイムで実行するためには高速な信号処理が要求されるため回路規模やコストの制限が厳しい小型端末への AAA の適用は困難なのが現状である．

小型端末に適した低価格指向性制御アンテナとして，マイクロ波帯でビーム形成を行う MBF(Microwave Beam Forming) アンテナがある [6]．MBF アンテナの特徴は，(1) ウェイトは可変移相器による位相制御のみ，(2) ビーム形成器の出力のみをデジタル信号に変換，の 2 点であり，受信機と A/D 変換器を 1 系統で済ませることができるが通常の指向性制御アルゴリズムを適用できないという問題がある．MBF アンテナにおいて任意の指向性制御を実現するためにはこれらの特徴を考慮した新しいアルゴリズムが必要となる．そこで本論文では，MBF アンテナを用いて任意の方向にヌルを形成するための結合行列推定法及びヌル形成法をについて検討する．ヌル形成は素子数が少ない小

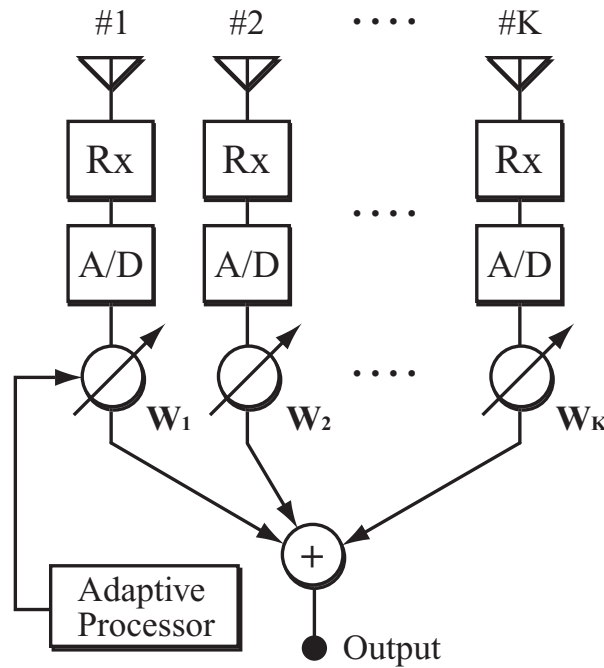


図 1.1: DBF アダプティブアレーアンテナの構成

型端末においても容易に実現でき，室内データ通信など準静的な環境において干渉波除去による特性改善が期待できる．ヌル形成の手順としては，通常はオムニ指向性で待機し，通信特性 (BER 等) が悪化した場合に事前に求めておいた幾つかのヌルパターンを切り替えて特性が改善する状態を探するという例が考えられる．このような処理を行うことで高速な適応信号処理を行わず簡易なシステムで通信特性の改善が期待できる．

MBF アンテナはアンテナ直下にビーム形成器を接続しているため，正確な指向性制御のためにはアンテナ相互結合を含むビーム形成器全体の結合を補正する必要がある．結合の影響は結合行列と呼ばれる行列で表現することができ，すでにいくつかの推定法が提案されている．Steyskal 等 [7] は測定したアレー素子指向性のフーリエ係数として結合行列の要素を求める方法を提案している．この手法はフーリエ級数展開に基づいているためリニアアレーにしか適用できなかったが，稲葉等 [8] によって任意形状アレーに適用できるように発展された．しかし，これらの手法はいずれもアレーアンテナ各素子からの信号を必要とするため，MBF アンテナのようにビーム形成器の出力信号しか観測できない場合には適用できない．そこで，まず MBF アンテナに適用可能な結合推定法としてビームスペース結合行列推定法を提案する．提案手法は各アレー素子信号を観測する代わりに，アレー指向性を切り替えてビーム形成器出力信号の振幅位相を測定することで結合行列の推定を行うことができる．次に相互結合の影響を考慮して位相制御のみでヌルを形成する方法について検討する．位相のみでヌルを形成する方法として

は位相摂動を与える方法 [9], [10] などが提案されているが, いずれも相互結合の影響までは考慮していない. 一般に相互結合の影響を補正する場合, 結合行列の逆行列をアンテナウェイトに乗算するが, 位相だけでなく振幅の調整も必要となるため MBF アンテナには適用できない. そこで [9], [10] の方法を発展させて結合行列を考慮しながら位相摂動を与えることで任意方向へのヌル形成を行う.

本論文の構成は, まず次章で結合行列推定及びヌル形成の原理について示し, シミュレーションによる各種検討を行う. 第 3 章ではスリーブアンテナ及び容量装荷型モノポールアンテナを用いた MBF アンテナの試作を行い, ヌル形成特性について実験的検討を行う. 第 4 章を本論文の結論とする.

第 2 章

MBF アンテナの結合推定及びヌル形成法

2.1 MBF アンテナの構成

MBF アンテナは可変アナログ移相器によりビーム形成を行うアレーアンテナである。図 2.1 に一般的な構成例を示す。任意配列されたアレーアンテナによって受信された RF 信号は、移相器によって重み付けされ電力合成器で加算される。ここまでの処理はすべてマイクロ波帯で行われる。電力合成器の出力信号は周波数変換され、A/D 変換されて信号処理に用いられる。従って受信機及び A/D 変換器は一系統でよく、低コストな指向性制御が実現できる。この K 素子任意配列 MBF アンテナにウェイト \mathbf{W}_m を与えた状態で角度 θ_n から到来する 1 波を受信する場合を考える。信号の到来方向 θ_n に対するアレーアンテナの方向ベクトルを \mathbf{V}_n とすると、ビーム形成器からの出力信号 y_{mn} は位相基準の信号で正規化して

$$y_{mn} = \mathbf{W}_m^T \mathbf{V}_n \quad (2.1a)$$

$$\mathbf{W}_m = [w_{m1} \dots w_{mk} \dots w_{mK}]^T = [e^{j\rho_{m1}} \dots e^{j\rho_{mk}} \dots e^{j\rho_{mK}}]^T \quad (2.1b)$$

$$\mathbf{V}_n = [v_1(\theta_n) \dots v_k(\theta_n) \dots v_K(\theta_n)]^T \quad (2.1c)$$

と表せる。式 (2.1) において T は行列もしくはベクトルの転置を示し、 ρ_{mk} は k 素子目の移相器の移相量を示している。水平面内 360 度方向に対してヌル制御を行うために、本論文では図 2.2 に示すような無指向性素子 4 素子による $\lambda_0/4$ 間隔の矩形アレーについて検討を行う。 $\lambda_0/4$ 間隔矩形アレーを用いる利点としては、(1) アレーアンテナの小型化、(2) 同相励振した場合にオムニ指向性が得られる、の 2 点が挙げられる。4 素子 $\lambda_0/4$ 間隔矩形アレーの場合、方向ベクトル \mathbf{V}_n の要素は式 (2.2) のようになる。

$$v_k(\theta_n) = \exp \left[j\pi \cos \{ \theta_n - \pi(k-1)/2 \} / 2\sqrt{2} \right] \quad (k = 1, 2, 3, 4) \quad (2.2)$$

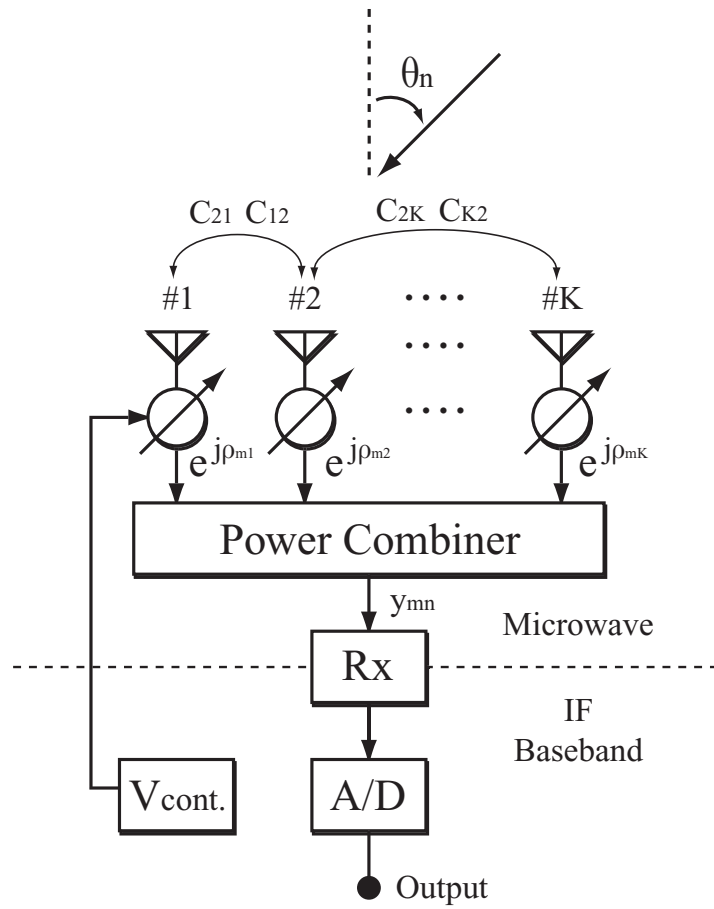


図 2.1: MBF アンテナの構成

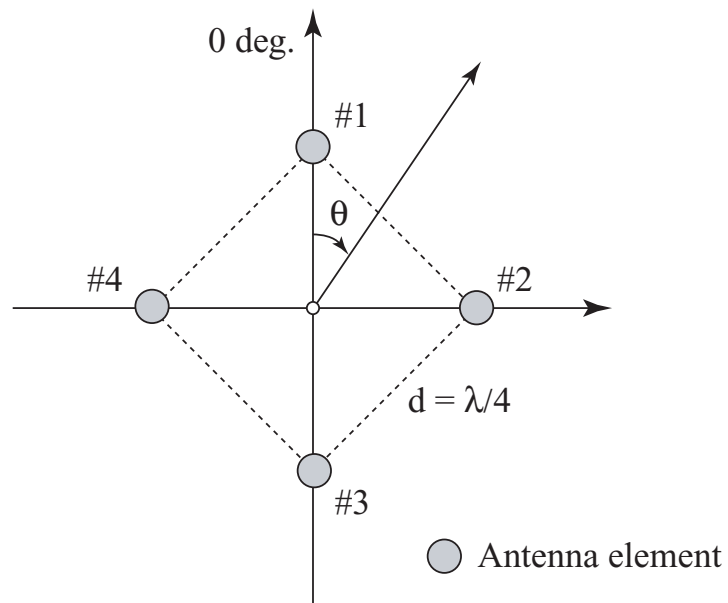


図 2.2: 4 素子矩形アレー素子配置図 (Top view)

MBF アンテナはアンテナ直下にビーム形成器を接続しているため，アンテナ，移相器を含めたビーム形成器の各ブランチ間に相互結合が存在することになる．その影響は結合行列 C を用いて表すことができ，相互結合の影響を考慮して式 (2.1) を書き直すと式 (2.3) のようになる．

$$y_{mn} = \mathbf{W}_m^T \mathbf{C} \mathbf{V}_n \quad (2.3a)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_{11} & \dots & c_{1K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{K1} & \dots & c_{KK} \end{bmatrix} \quad (2.3b)$$

2.2 ビームスペース結合行列推定法

2.2.1 原理

相互結合の影響を補正して正確な指向性制御を行うためには結合行列 C が既知である必要がある．MBF アンテナの結合行列をビーム形成器の出力信号のみから推定するために，本論分で提案するビームスペース結合行列推定法について説明する． K 素子アレーアンテナの場合， C は $K \times K$ の複素定数行列となり，求めるべき未知数は K^2 個である．アンテナのみを考える場合はアレー形状に対称性があれば結合行列にも対称性が表れその分未知数を少なくできるが，ビーム形成器まで含めて考える場合は回路の特性によっては必ずしも対称性が保証されないと考えられる．従って未知数は K^2 個として推定を行う． K^2 個の未知数を求めるためには K^2 個の線形独立な関係式が必要である．そこで，式 (2.3) においてウェイトを K 回 ($m = 1, 2, \dots, K$) 変化させ指向性を切り替え，それぞれの指向性に対して K 方向 ($n = 1, 2, \dots, K$) からの既知信号を受信することで K^2 個の関係式が得られる．以上をまとめて行列で示せば

$$\mathbf{Y} = \mathbf{W}^T \mathbf{C} \mathbf{V} \quad (2.4a)$$

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_{11} & \dots & y_{1K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{K1} & \dots & y_{KK} \end{bmatrix} \quad (2.4b)$$

$$\mathbf{W} = [\mathbf{W}_1 \quad \dots \quad \mathbf{W}_m \quad \dots \quad \mathbf{W}_K] \quad (2.4c)$$

$$\mathbf{V} = [\mathbf{V}_1 \quad \dots \quad \mathbf{V}_n \quad \dots \quad \mathbf{V}_K] \quad (2.4d)$$

となる． \mathbf{Y} ， \mathbf{W} ， \mathbf{V} はすべて $K \times K$ の正方行列なので，式 (2.5) のように逆行列を用いて結合行列 C を求めることができる．

$$\mathbf{C} = (\mathbf{W}^T)^{-1} \mathbf{Y} \mathbf{V}^{-1} \quad (2.5)$$

代表的なモーメント法シミュレータである NEC2 [11] を用いてビームスペース結合行列推定法の評価を行う。アレー形状と配置は図 2.2 とし，アンテナ素子には $\lambda_0/2$ ダイポールアンテナを用いた。結合推定に必要な信号数とウェイト数はそれぞれ $K = 4$ である。推定用の信号到来方向とウェイト振幅位相値を表 2.1，2.2 にそれぞれ示す。推定の手順は，まず移相器の位相を表 2.2 W_1 の値に設定し最初の指向性を形成する。そして表 2.1 に示した $\theta_1 \sim \theta_4$ 方向から既知信号を受信すると $y_{11} \sim y_{14}$ が得られる。同様にウェイト $W_2 \sim W_4$ に対しても， $\theta_1 \sim \theta_4$ 方向からの既知信号を受信すれば行列 Y の全ての要素を得ることができる。 Y が得られれば行列 W, V は既知なので式 (2.5) から結合行列 C を求めることができる。実際の NEC2 でのシミュレーションにおいては，移相器の位相値を変化させる代わりにアンテナ給電電圧の位相を変化させ，各方向からの信号を測定して受信信号を得る代わりに，対応する方向での複素（振幅・位相）放射指向性を用いた。提案法との比較のための一般的な方法として，アンテナの S パラメータから結合行列を求める手法 [12] を用いた。図 2.3 のように K 素子アレーアンテナを K ポートの等価回路で表し，給電する i ポート以外を回路の特性インピーダンス Z_0 で終端しているとき，式 (2.6) のように S パラメータから結合行列を求めることができる。

提案手法で推定した結合行列と S パラメータから導出した結合行列の比較を表 2.3 に示す。2 つの結合行列の要素は少しの誤差はあるもののほぼ同様な値が得られており，提案手法の有効性が確認できる。この誤差は結合行列の導出法の違いに由来するもので，提案手法のように外部信号（遠方界）を用いる推定法の方が S パラメータから導出する方法よりも正確な結合行列が得られるという報告がある [12]。

$$S = \begin{bmatrix} s_{11} & \cdots & s_{1K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{K1} & \cdots & s_{KK} \end{bmatrix} \quad \begin{cases} s_{ii} = 1 - 2I_i Z_0 / V_g \\ s_{ji} = -2I_j Z_0 / V_g \end{cases} \quad (i, j = 1, 2, \dots, K) \quad (2.6a)$$

$$Z = Z_0(I_0 + S)(I_0 - S)^{-1} \quad (I_0 : \text{unit matrix}) \quad (2.6b)$$

$$C = Z^{-1} \quad (2.6c)$$

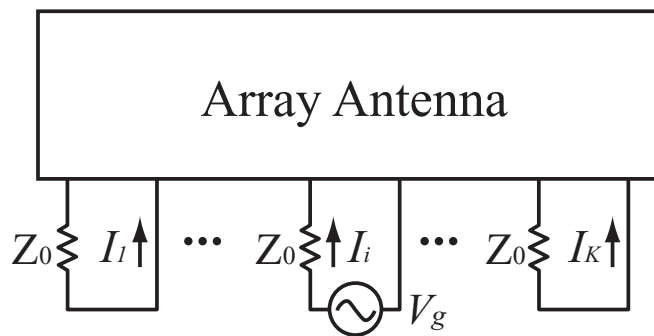


図 2.3: K 素子アレーの K ポート等価回路モデル

表 2.1: 結合行列推定に用いた信号の到来方向 (DOA)

θ_n	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4
DOA	0°	90°	180°	270°

表 2.2: 結合行列推定に用いたウェイト (振幅・位相)

W_m	#1	#2	#3	#4
W_1	1∠90°	1∠90°	1∠0°	1∠0°
W_2	1∠0°	1∠90°	1∠0°	1∠90°
W_3	1∠180°	1∠0°	1∠90°	1∠180°
W_4	1∠0°	1∠0°	1∠0°	1∠180°

表 2.3: 結合行列の要素比較

		c_{11}	c_{12}	c_{13}
C の要素 (S パラメータより算出)	振幅 [dB]	0.00	-5.62	-17.63
	位相 [deg.]	0.00	133.02	-163.55
C の要素 (提案手法)	振幅 [dB]	0.00	-6.41	-16.87
	位相 [deg.]	0.00	136.25	-160.90

2.2.2 最小二乗法による推定誤差低減効果

前項では, MBF アンテナの結合行列がビーム形成器の出力信号から推定できることを NEC2 のシミュレーションにより確認した. しかし実際の測定環境では様々な雑音, 誤差などによる推定精度の低下が考えられる. そこで, ここでは推定に用いるウェイト数と信号数を K 以上として最小二乗法を用いた場合の推定誤差低減効果について考察する. W を $K \times R$ 行列, V を $K \times S$ 行列として式 (2.4) をベクトル形式で書き直すと,

$$\mathbf{y} = (V^T \otimes W^T)\mathbf{c} \equiv G\mathbf{c} \quad (2.7)$$

と表せる. ここで \mathbf{y} は行列 Y の各列を順に並べて (第 i 列の下に第 $i+1$ 列を置く) 構成した $RS \times 1$ ベクトルとする. 同様に \mathbf{c} は行列 C から構成した $KK \times 1$ ベクトルとする. \otimes はクロネッカー積で, 次式のように定義される.

$$A \otimes B \equiv (a_{ij}B) \quad (2.8)$$

ただし, A, B はそれぞれ $m \times n, p \times q$ 行列を, a_{ij} は行列 A の要素 ($i = 1, \dots, m : j = 1, \dots, n$) を示しており, $A \otimes B$ は $mp \times nq$ 行列となる. なんらかの測定誤差を含んでいる場合, 式 (2.7) は $RS \times 1$ の誤差ベクトル e を用いて次式のようになる.

$$\mathbf{y} = G\mathbf{c} + e \quad (2.9)$$

最小二乗法を用いて誤差ベクトル e を最小にするベクトル c を求めると

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{c}} |\mathbf{e}|^2 = -2G^H \mathbf{y} + 2G^H G \mathbf{c} = 0 \quad (2.10)$$

$$\mathbf{c} = (G^H G)^{-1} G^H \mathbf{y} = G^+ \mathbf{y} \quad (2.11)$$

となる. ここで H は行列もしくはベクトルの共役転置であり, $^+$ は擬似逆行列と呼ばれ, 次式のように定義されている [13]. $rank(A)$ は行列 A の階数である.

$$A^+ \equiv \begin{cases} A^H(AA^H)^{-1} & (rank(A) = m) \\ (A^H A)^{-1}A^H & (rank(A) = n) \end{cases} \quad (2.12)$$

式 (2.11) は以下の手順によって行列形式に戻すことができる.

$$\begin{aligned} \mathbf{c} &= G^+ \mathbf{y} = (V^T \otimes W^T)^+ \mathbf{y} \\ &= ((V^T)^+ \otimes (W^T)^+) \mathbf{y} \end{aligned} \quad (2.13)$$

$$C = (W^T)^+ Y V^+ \quad (2.14)$$

以上より, 式 (2.5) に最小二乗法を適用することは逆行列を擬似逆行列にすることと等価であることがわかる. 擬似逆行列演算を行うのが行列 W と V なので, ウェイト数と信号数のどちらかもしくは両方を増やすことで結合推定精度の向上が期待できる.

最小二乗法の効果を確認するために誤差を加えた結合推定のシミュレーションを行う. 加える誤差は移相器の位相誤差と白色雑音である (図 2.4). 移相器の設定誤差を想定して一様分布する乱数で位相誤差を与え, 平均 0 の乱数で白色雑音を与えた. 出力 SNR は白色雑音と受信信号の平均電力比とした. シミュレーションの諸元を表 2.4 に示す. シミュレーションの評価関数には, 推定した結合行列を用いて再現した指向性 $\hat{A}P$ ($\hat{A}P_{mn} = y_{mn}$) と元々の指向性 AP の角度ごとの絶対誤差の平均として, 式 (2.15) のように定義した平均指向性誤差 (Mean Pattern Error : MPE) を用いる.

$$MPE \equiv \frac{1}{I\Theta} \sum_{m=1}^I \sum_{n=1}^{\Theta} |AP_{mn} - \hat{A}P_{mn}| \times 100 \quad [\%] \quad (2.15)$$

ここで I, Θ はそれぞれ平均に用いるパターン数と角度数である. 図 2.5 に示すように MPE が小さいほど結合行列の推定精度は高く指向性の形成精度は高くなる.

表 2.4: 最小二乗法 特性確認シミュレーション諸元

アレー形状	4 素子 $\lambda_0/4$ 間隔矩形アレー (図 2.2)
推定用 ウェイト数 : R	4 ~ 16 個 (0 ~ 120 度の間で一様分布する乱数)
推定用 信号数 : S	4 方向 (0, 90, 180, 270 度) , 361 方向 (0 ~ 360 度)
位相誤差 : E	0 ~ 10, 30, 50 度の間で一様分布する乱数
MPE	$I = 8, \Theta = 361$ で 50 回繰り返し計算して平均

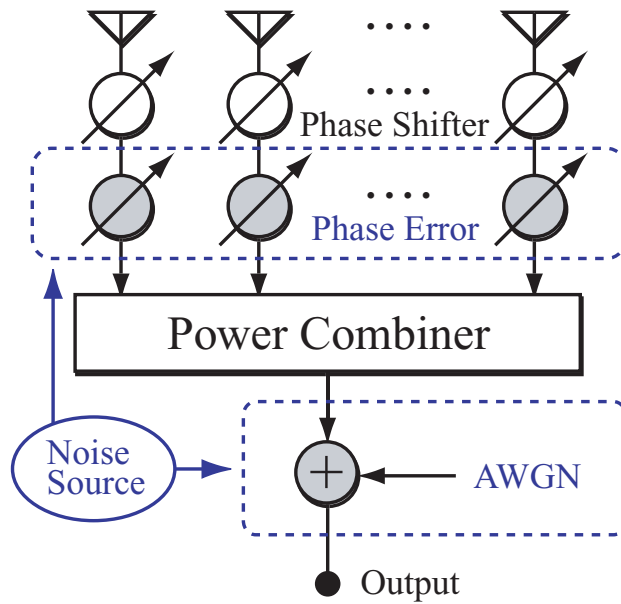


図 2.4: MBF アンテナの誤差モデル

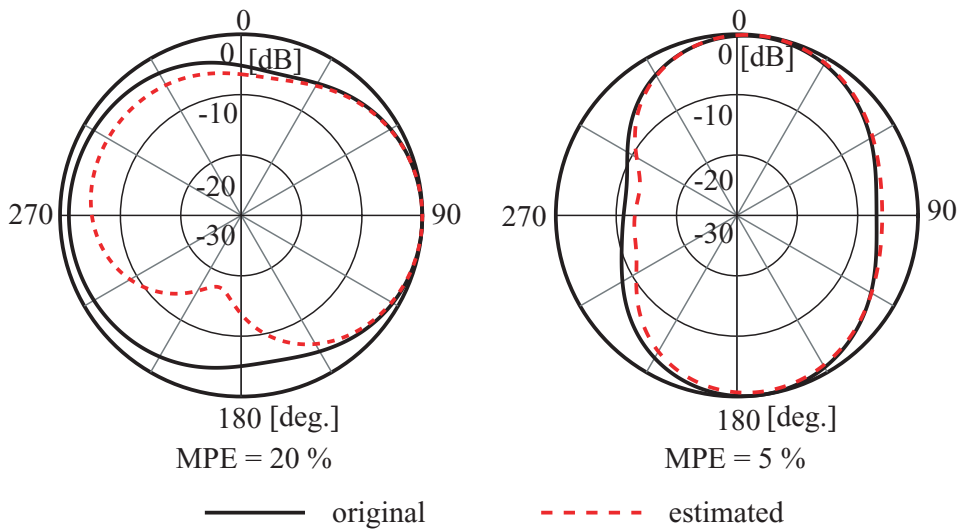
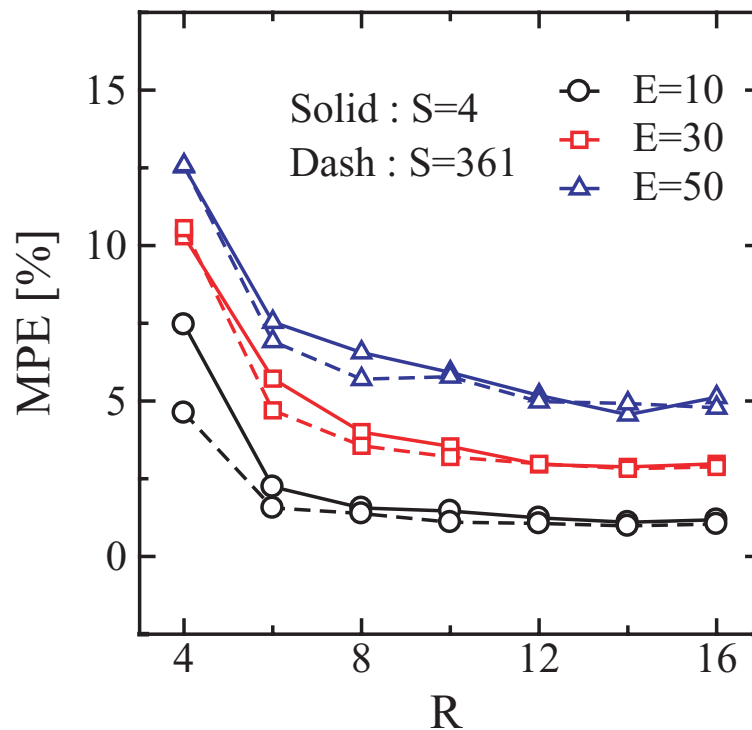


図 2.5: 指向性の形成精度と MPE の関係

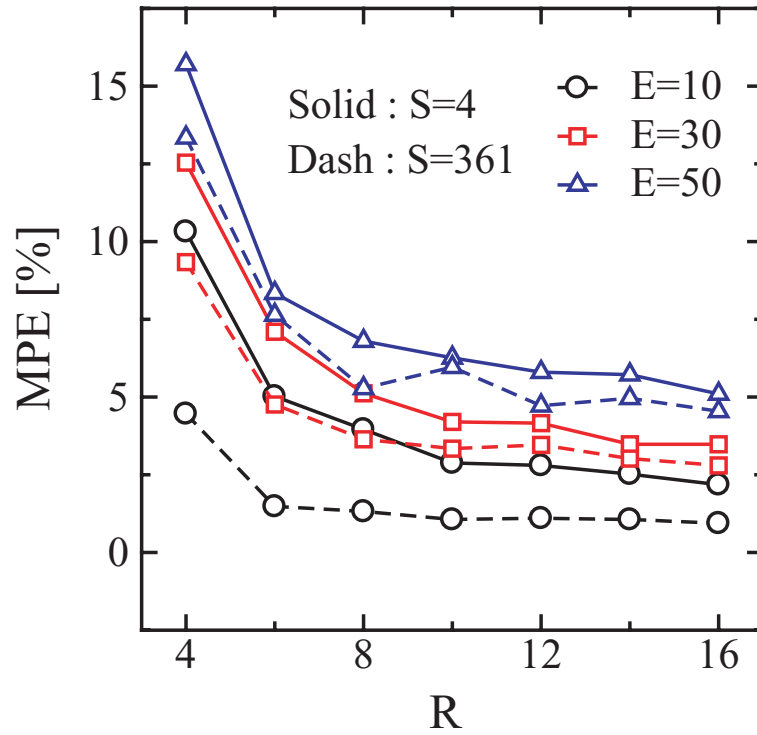
位相誤差 E をパラメータとしてウェイト数 R を増やした時の MPE 特性を図 2.6(a), (b) に示す．電波暗室など雑音の影響が少ない環境を想定して (a) SNR=30dB の場合と，少し雑音を加わった状態として (b) SNR=20dB の場合について検討した．図中において信号数 $S=4$ のときを実線で， $S=361$ のときを破線で示している． R が増えていくと，(a), (b) どちらの場合においても MPE が減少して推定精度が向上していることがわかる．一方， S を増やした場合 (a) ではほとんど改善効果がみられず，(b) においても E が小さい場合以外改善がみられない．また，位相誤差がまったく無い ($E=0\text{deg.}$) 状態で SNR をパラメータとしてウェイト数 R を増やした場合についても検討した (図 2.6(c))．位相誤差がない場合には， R, S どちらを増やしても推定精度が改善していることがわかる．以上をまとめると次のように言える．

- ウェイト数 R を増やすと白色雑音及び位相誤差の影響を低減できる．
- 信号数 S を増やすと白色雑音の影響は低減できるが，位相誤差は低減できない．

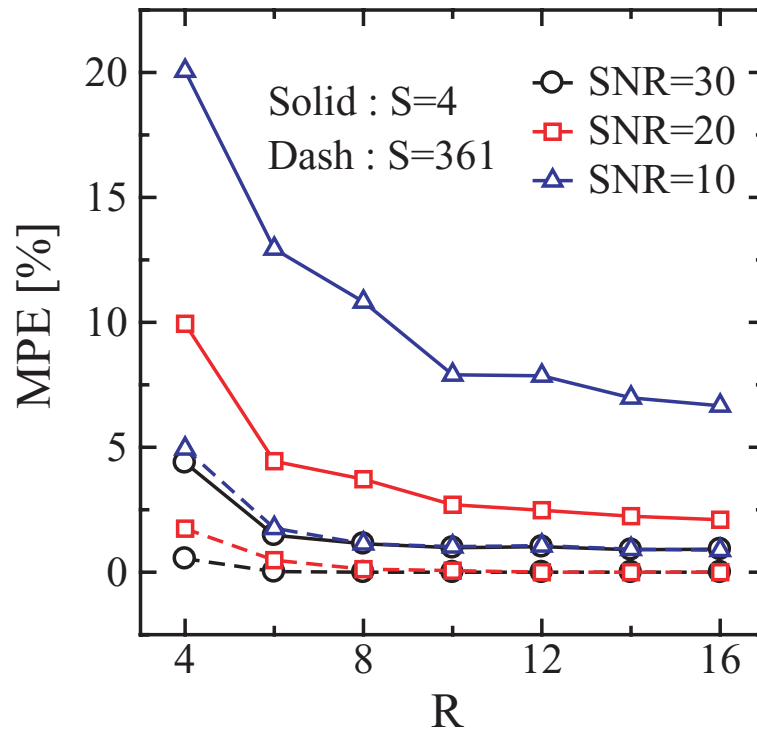
つまり，位相誤差がある場合には信号数よりもウェイト数を増やす方が効果的であり，SNR が悪化した場合に信号数を増やすことで，さらなる改善が期待できる．



(a) SNR = 30 dB の場合



(b) SNR = 20 dB の場合



(c) E = 0 deg. の場合

図 2.6: 最小二乗法の効果

2.3 結合を考慮した位相制御のみによるヌル形成法

2.3.1 原理

推定した結合行列 C を用いて、結合の影響を考慮しながら位相制御のみでヌル（指向性の零点）を形成する方法について説明する．相互結合が存在する K 素子 MBF アンテナにおいて任意のウェイト W_m に位相摂動を与えて θ_n 方向にヌルをつくる場合を考える．ヌルであれば θ_n 方向での受信電力は零となるので式 (2.3) より

$$y'_{mn} = \{\text{diag}(\mathbf{W}_m) \Phi\}^T C \mathbf{V}_n = 0 \quad (2.16a)$$

$$\Phi = [e^{j\phi_1} \dots e^{j\phi_k} \dots e^{j\phi_K}]^T \quad (2.16b)$$

と表せる．式 (2.16) において $\text{diag}(\cdot)$ は括弧内のベクトルの要素を対角成分に持つ行列を示しており、 Φ は摂動ウェイトベクトルである．この時 k 素子目の移相器の移相量は $\rho_{mk} + \phi_k$ となる．実際の移相器の移相量は限られているため、少ない移相量でヌルを形成する必要がある．即ち式 (2.16) を拘束条件として位相摂動量の二乗和を最小にする拘束条件付き極値問題と考えることができる [9], [10]．ヌルを N 個形成する場合、この極値問題は式 (2.17) のように表せる．

$$\phi^T \phi \rightarrow \min$$

$$\text{subject to } \mathbf{L} = \mathbf{0}, \mathbf{L}^* = \mathbf{0} \quad (2.17a)$$

$$\phi = [\phi_1 \dots \phi_k \dots \phi_K]^T \quad (2.17b)$$

$$\mathbf{L} = [y'_{m1} \dots y'_{mn} \dots y'_{mN}]^T \quad (2.17c)$$

ここで ϕ は摂動ベクトルを示し、 L はヌルの方向を示す拘束条件ベクトルである．また $*$ は複素共役を示し、 0 は N 次元零ベクトルである．ラグランジュの未定係数法より極小化する評価関数 $Q(\phi)$ は式 (2.18) のようになる．

$$Q(\phi) = \phi^T \phi + \Lambda^T \mathbf{L} + \Lambda^H \mathbf{L}^* \quad (2.18a)$$

$$\Lambda = [\lambda_1 \dots \lambda_n \dots \lambda_N]^T \quad (2.18b)$$

ここで Λ は未定係数ベクトルを示している．ここで計算を容易にするために位相摂動量を十分小さいものと仮定して Φ をテイラー展開し、 $\Phi \simeq \mathbf{I} + j\phi$ と近似する（ \mathbf{I} は K 次

元単位ベクトル)。極値を求めるために式 (2.18) を ϕ で偏微分して 0 とおくと式 (2.19) を得る。

$$\frac{\partial}{\partial \phi} Q = 2\phi + j(P\Lambda - P^*\Lambda^*) = 0 \quad (2.19)$$

ただし P は式 (2.20) のように定義される値で、 V はヌルを形成する方向の方向ベクトルを並べた行列を示す。

$$P \equiv \text{diag}(\mathbf{W}_m) CV \quad (2.20)$$

$$V = [\mathbf{V}_1 \dots \mathbf{V}_n \dots \mathbf{V}_N] \quad (2.21)$$

以上より摂動ベクトル ϕ は式 (2.22) のように求められる。

$$\phi = -j\frac{1}{2}(P\Lambda - P^*\Lambda^*) \quad (2.22)$$

拘束条件 $L = 0$, $L^* = 0$ に式 (2.22) を代入して変形すれば未定係数ベクトル Λ は式 (2.23) のようになる。

$$\begin{bmatrix} \Lambda \\ \Lambda^* \end{bmatrix} = 2 \begin{bmatrix} -P^T P & P^T P^* \\ P^H P & -P^H P^* \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P^T \mathbf{I} \\ P^H \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

よって式 (2.22) , (2.23) より結合が存在する場合にヌルを $\theta_n (n = 1, 2, \dots, N)$ 方向に形成する位相摂動量が求まる。ただしこの摂動量は微小であるため一度の摂動では十分なヌルが得られない場合がある。そこで次の更新式によりウェイトを更新して式 (2.22) , (2.23) の計算を繰り返すことで任意の方向にヌルを形成することができる。

$$\mathbf{W}_{m+1} = \text{diag}(\mathbf{W}_m) \Phi \quad (m = 1 \dots M) \quad (2.24)$$

表 2.5: 結合含むヌル形成法 シミュレーション諸元

アレー形状	4 素子 $\lambda_0/4$ 間隔矩形アレー (図 2.2)
結合行列 : C	単位行列, 提案法で推定した C (表 2.3)
初期ウェイト : \mathbf{W}_1	\mathbf{I}
ヌル数 : N	1, 2
摂動回数 : M	10

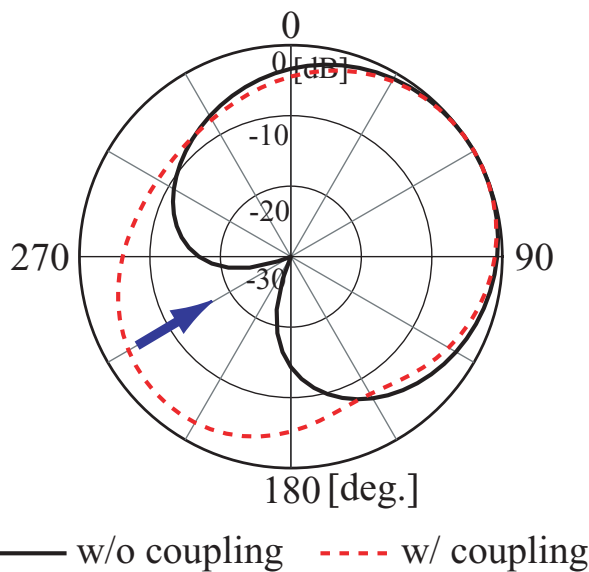


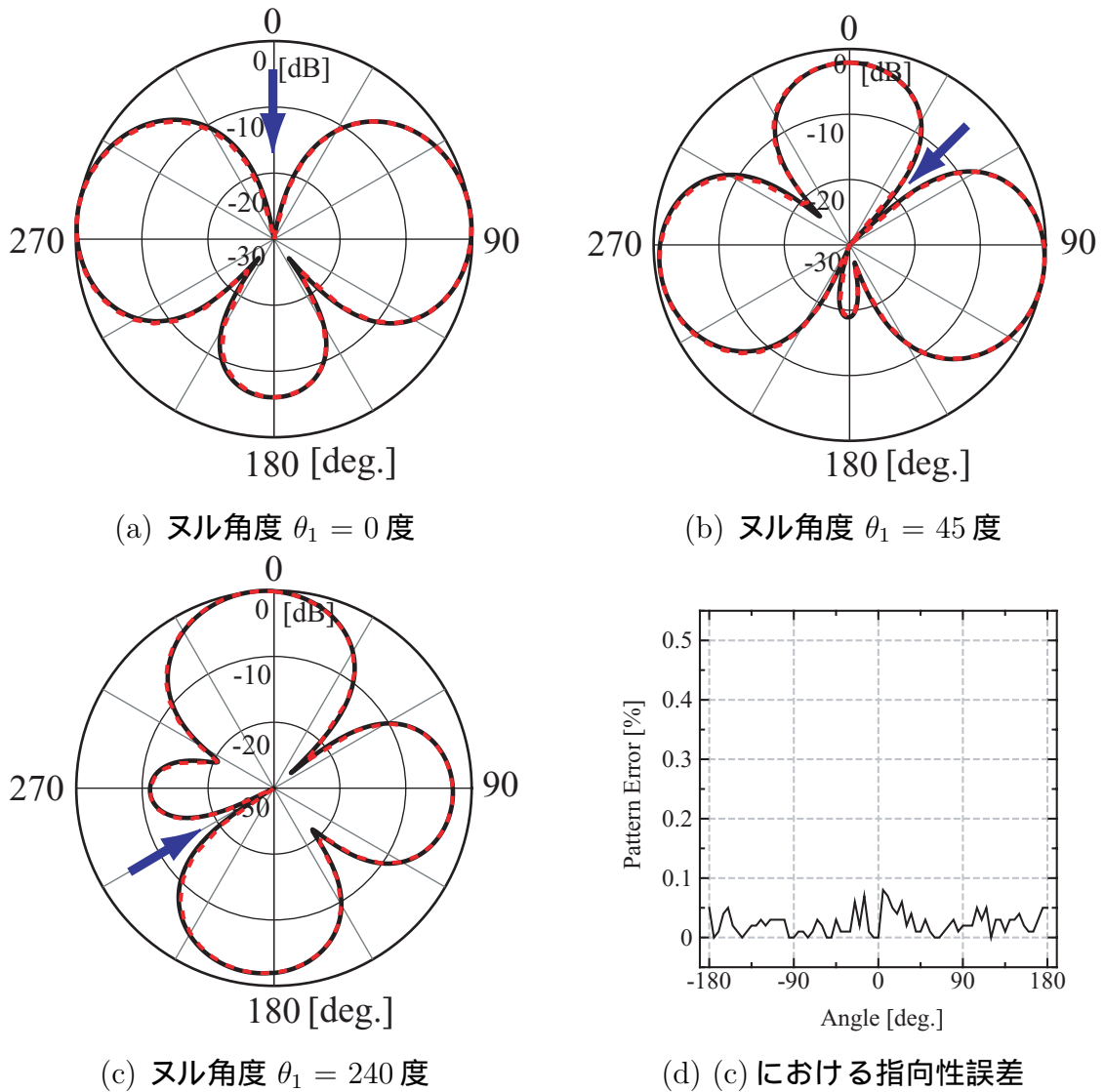
図 2.7: 結合を考慮しないで求めたウェイトを用いた指向性

結合を考慮した移相制御のみによるヌル形成法を評価するために，表 2.5 のような諸元でシミュレーションを行う．最適なヌル形成用ウェイトは式 (2.22)，(2.23)，(2.24) と推定した結合行列 C を用いて導出した．まず，結合がヌル形成に与える影響を調べるために結合を考慮せずに (C を単位行列として) 求めたウェイトを用いて理想的に形成した指向性と NEC2 で同様のウェイトを与えて形成した指向性の比較を行う．ヌルを 240 度に形成するよう指定した図 2.7 において，結合を考慮していない指向性ではヌルが形成できているが考慮している NEC2 の指向性ではヌルが形成できていない．結合の影響によって指向性が崩れていることがわかる．

次に，表 2.3 において提案法により推定した結合行列を用いてヌル形成ウェイトとその指向性を求め，NEC2 で同様のウェイトを与えて形成した指向性との比較を行う．導出したヌルを 0，45，240 度に形成するウェイトを表 2.6 に示し，これらのウェイトを与えて形成した指向性を図 2.8(a)，(b)，(c) にそれぞれ示す．図中において実線が推定した C から計算した指向性で，破線が NEC2 の指向性である．2 つの指向性は非常によく一致しており同図 (d) に示すようにその誤差は全角度において 0.1% 以下である．以上の結果より結合を含むヌル形成法及びビームスペース結合推定法の有効性が確認できる．また， $N = 2$ としてヌルを 2 つ形成する場合についても検討を行った (図 2.9)．図中において実線が結合を考慮せず形成した指向性で，破線が結合を考慮した指向性である．結合が存在しない場合にはヌルが二つ形成されているが，結合が存在する場合にはヌルが一つも形成できていない．これは相互結合によって互いのウェイトが影響し合い，アレーの自由度が低下しているためと考えられる．

表 2.6: 導出したヌル形成用ウェイト

θ_1	w_1	w_2	w_3	w_4
0° (a)	1∠35.7°	1∠-62.7°	1∠72.9°	1∠-62.7°
45° (b)	1∠-175.4°	1∠22.8°	1∠134.8°	1∠14.6°
240° (c)	1∠-78.1°	1∠77.0°	1∠-96.7°	1∠43.0°



— Estimated - - - - NEC2

図 2.8: ヌル形成特性

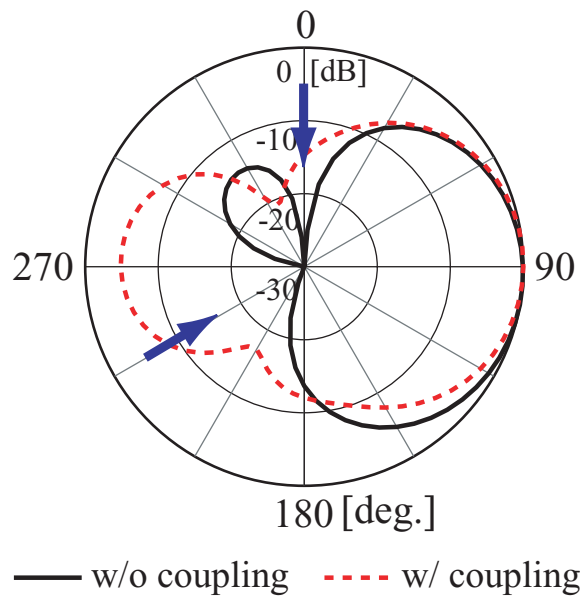


図 2.9: $N = 2$ の場合 ($\theta_1 = 0$ 度, $\theta_2 = 240$ 度)

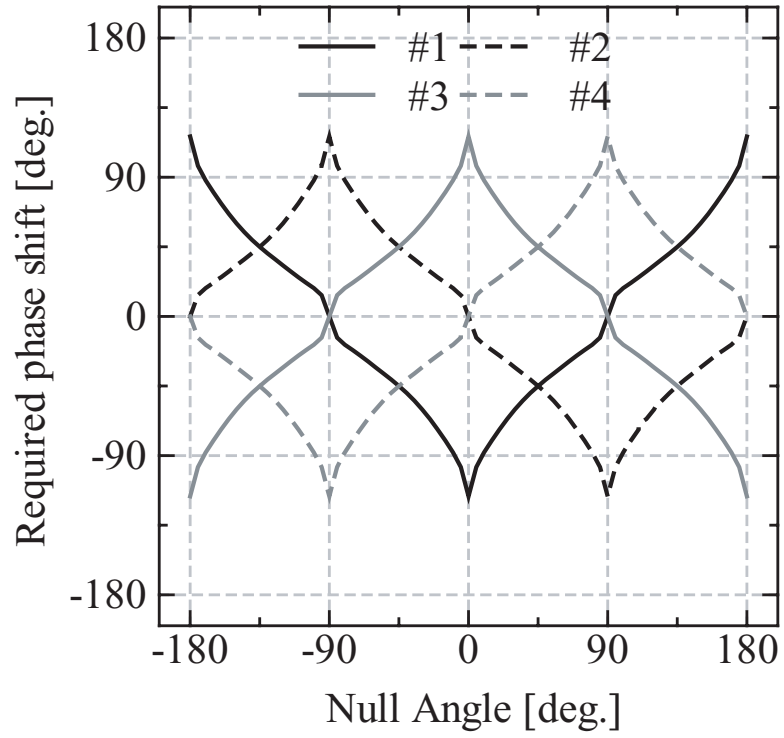
2.3.2 ノル形成に必要な移相量

結合行列を推定することで MBF アンテナにおいてもノル形成が可能であることがわかった。ここでは、ノルを水平面内 360 度走査するために必要な各移相器の移相量について調べる。シミュレーションの諸元を表 2.7 に示す。

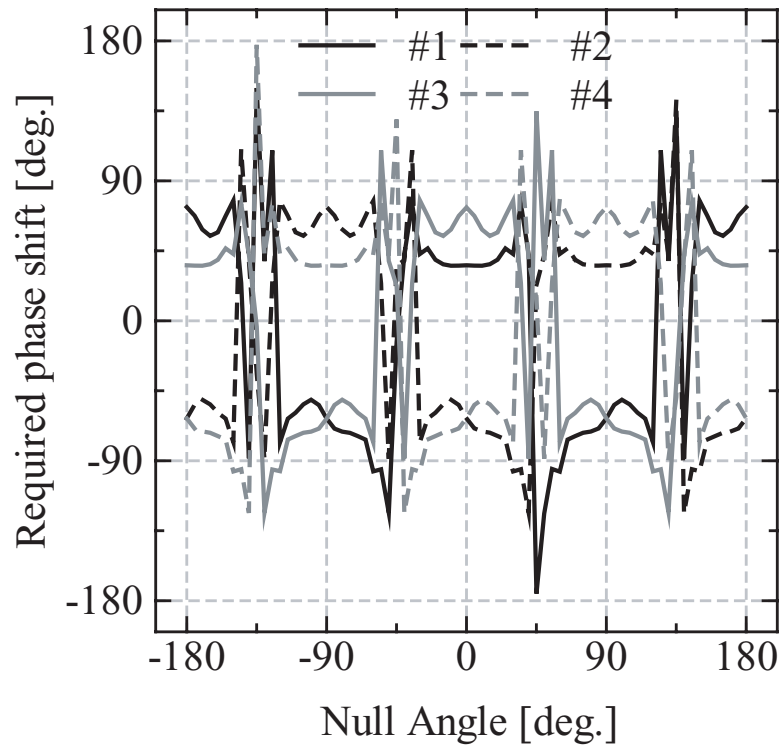
表 2.7: ノル形成に必要な移相量 シミュレーション諸元

アレー形状	間隔 $d = \lambda_0/4, \lambda_0/3, \lambda_0/2$, 配置は図 2.2 と同様
結合行列: C	単位行列, 提案法で推定した C (表 2.3)
初期ウェイト: W_1	I
ノル数: N	1 ($\theta_n = -180 \sim 180$ 度, 5 度間隔)
摂動回数: M	30

ノル角度 θ_n を $-180 \sim 180$ 度まで 5 度ずつ変化させた時の前項のノル形成法を用いて求めた各移相器の必要移相量の変化を図 2.10, 図 2.11, 図 2.12 に示す。各図はそれぞれ、素子間隔 $\lambda_0/4, \lambda_0/3, \lambda_0/2$ の 4 素子矩形アレーにおいて (a) 結合がない場合, と (b) ある場合を示している。図 2.11(b) 中の灰色の帯はノルが形成できなかった角度範囲を示している。ただし、ここでいうノルとは最大値で正規化した指向性における -100dB 以下の落ち込みのことである。

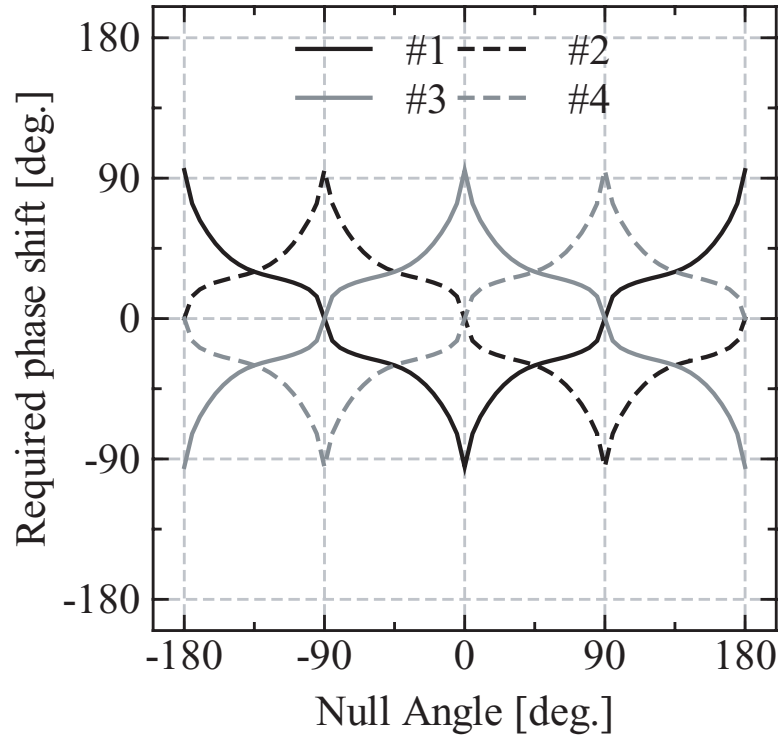


(a) 結合なし

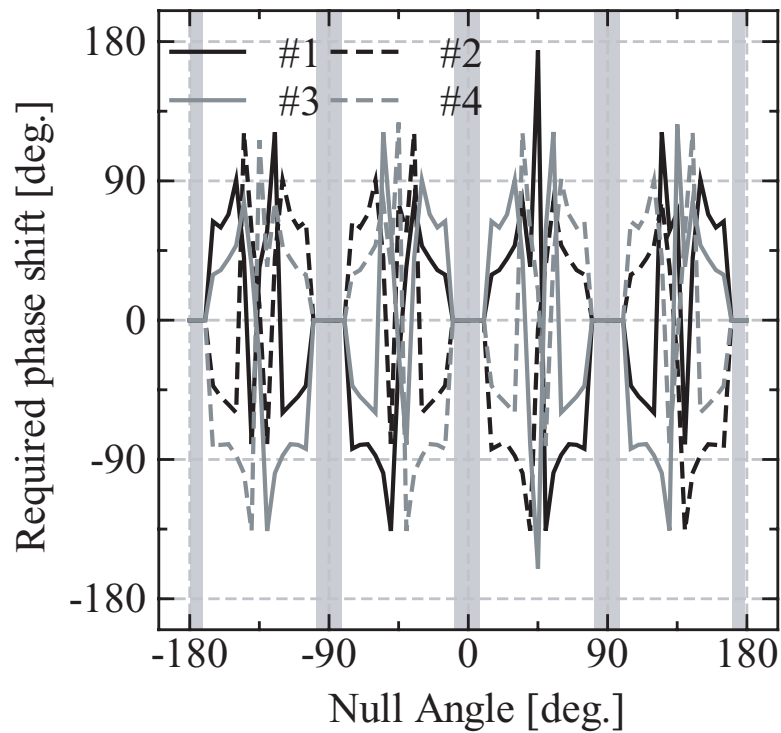


(b) 結合あり

図 2.10: 4 素子 $\lambda_0/4$ 間隔矩形アレー の必要移相量

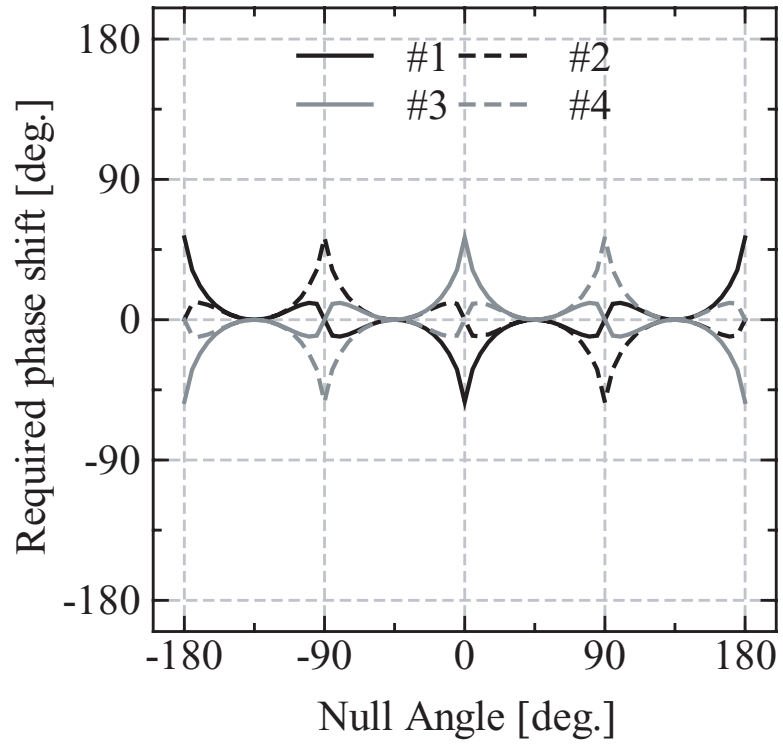


(a) 結合なし

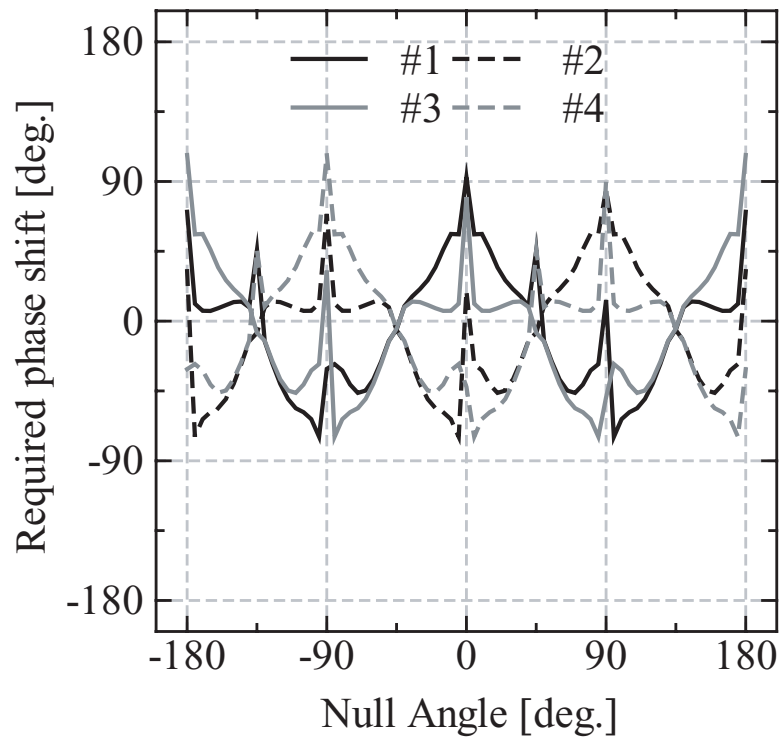


(b) 結合あり (灰色の帯はヌルが形成できなかった角度範囲)

図 2.11: 4 素子 $\lambda_0/3$ 間隔矩形アレー の必要移相量



(a) 結合なし



(b) 結合あり

図 2.12: 4 素子 $\lambda_0/2$ 間隔矩形アレー の必要移相量

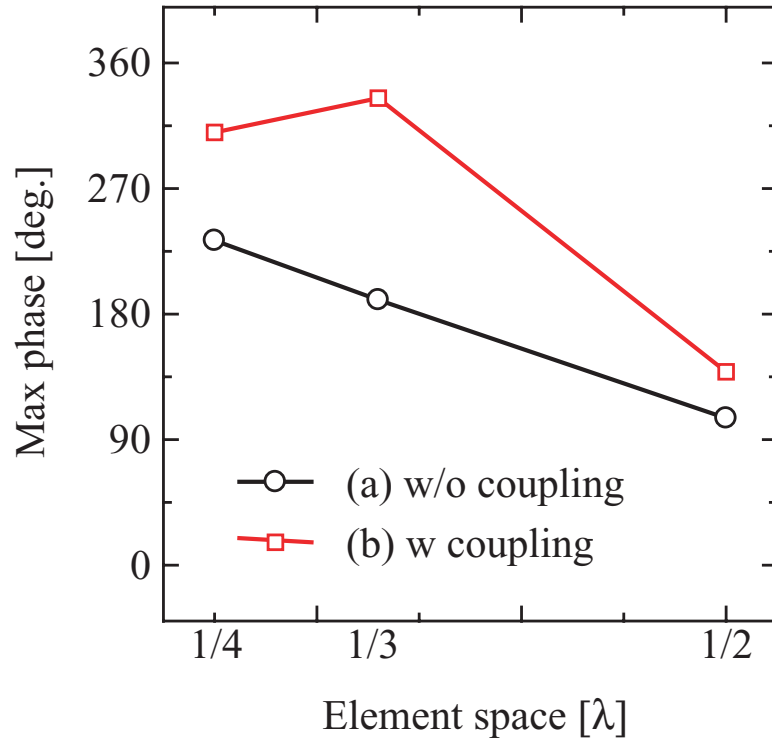


図 2.13: 素子間隔による必要移相量の変化

アレー形状に対称性があるため、結合がない (a) の場合は位相の変化が規則性を持っているが、結合がある (b) の場合は規則性はみられるものの非常に激しく変化しており各位相が互いに影響しあっている様子が見られる。また (a) に比べて (b) の方が必要移相量が増える傾向にあり、結合によって低下した自由度を移相量を増やすことで補っていると考えられる。

図 2.13 は素子間隔が変化したときの必要移相量の変化を示したものである。縦軸はヌルを 360 度走査するために必要な移相量で、各角度ごとの必要移相量を最小値で正規化してその中の最大値を示している。(a) では素子間隔に反比例して必要な移相量が減少しているが、(b) では $\lambda_0/3$ のときが最大で $\lambda_0/2$ で再び減少している。 $\lambda_0/3$ 間隔では図 2.11(b) に示すように結合によってヌルができない角度があり、 $\lambda_0/2$ 間隔では同相励振時にオム二指向性が得られないため、結合が存在する実際の MBF アンテナに適した素子間隔は $\lambda_0/4$ であるといえる。

第 3 章

結合推定及びヌル形成実験

3.1 スリーブを用いた MBF アンテナ

3.1.1 MBF アンテナの試作

各アルゴリズムの実験的評価を行うために MBF アンテナの試作を行った。スリーブアンテナで構成された $\lambda_0/4$ 間隔矩形アレーとアナログ移相器及びマイクロストリップ電力合成器で構成されたビーム形成器を組み合わせて MBF アンテナとした。なお設計周波数は移相器の動作周波数に合わせて 2.0 GHz とした。

ビーム形成器に用いた移相器は図 3.1 に示すようなチップタイプのバラクタ移相器で DC バイアス電圧によってバラクタの容量を変化させて位相の調整を行う。所望の位相値を与える電圧は、測定した電圧対位相特性からスプライン補間によって決定した。移相器の特性を図 3.2 に示す。図 3.2(b) において挿入損失が 4 dB となっているが、これは 1 つのチップが 2 つの移相器で構成されており分配損失が含まれているためである。3 dB の分配損失を考慮すると移相器単体での挿入損失は約 1 dB である。

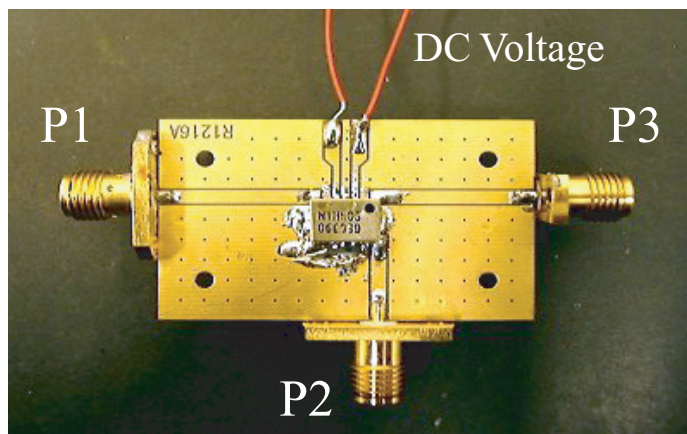
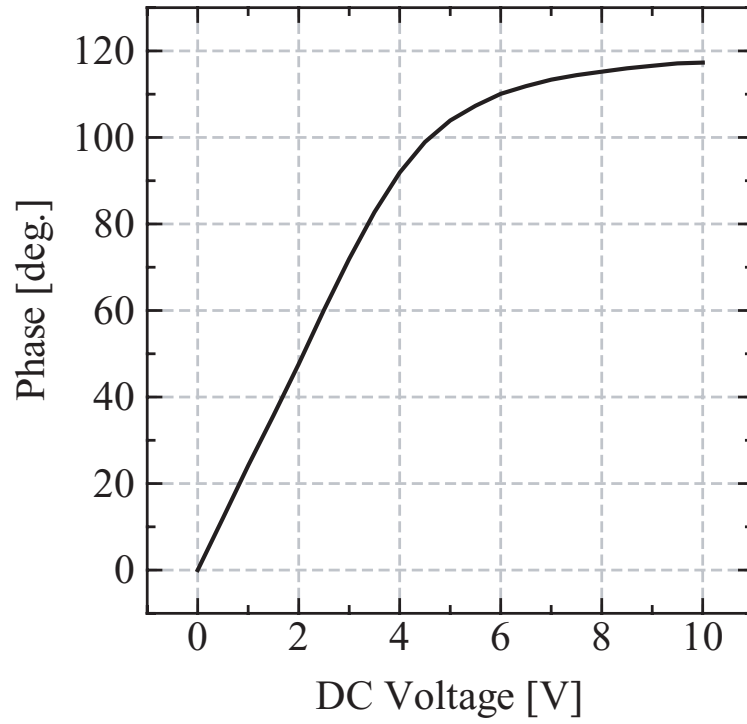
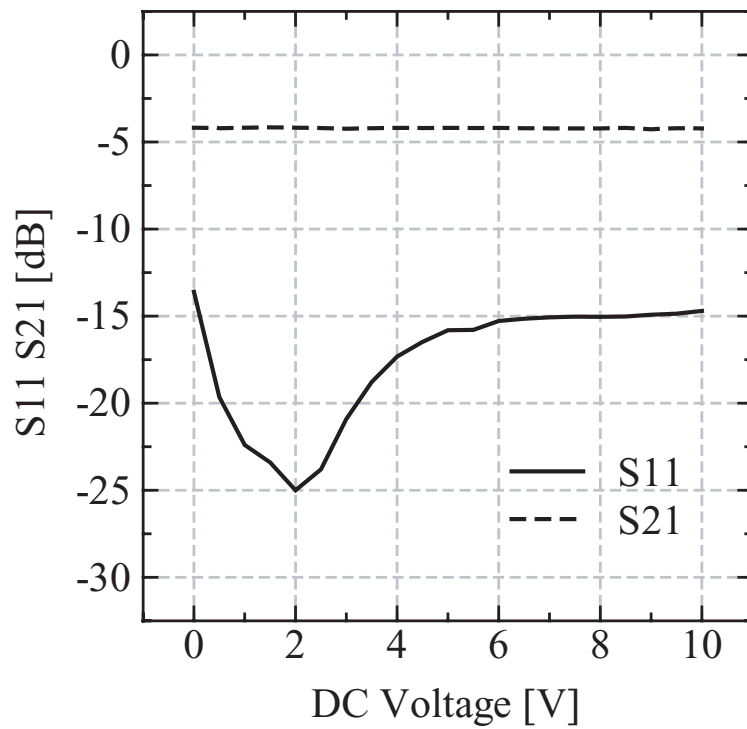


図 3.1: アナログ移相器



(a) 電圧位相特性



(b) Sパラメータ

図 3.2: アナログ移相器の特性 (2.0 GHz)

電力合成器は、ウィルキンソン電力合成器 [14] をマイクロストリップラインで構成した (図 3.3) 。試作した合成器の特性を図 3.4 に示す。2.0 GHz 近辺で良好なリターンロス特性を得ており、挿入損失も約 0.2dB と非常に小さい。上記回路とスリーブアンテナを組み合わせ、試作した MBF アンテナと、その同相励振時の指向性を図 3.5、図 3.6 にそれぞれ示す。同相励振によりオムニ指向性が得られていることが確認できる。

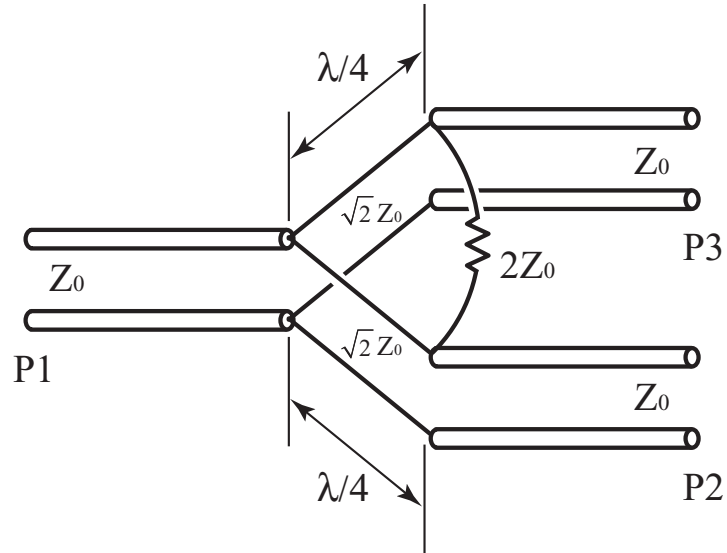


図 3.3: ウィルキンソン電力合成器

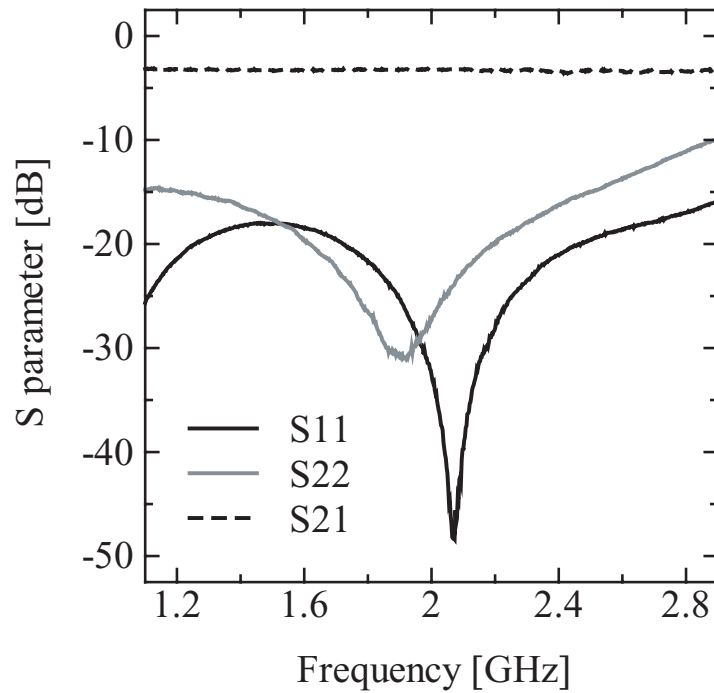


図 3.4: 電力合成器の特性 (測定結果)

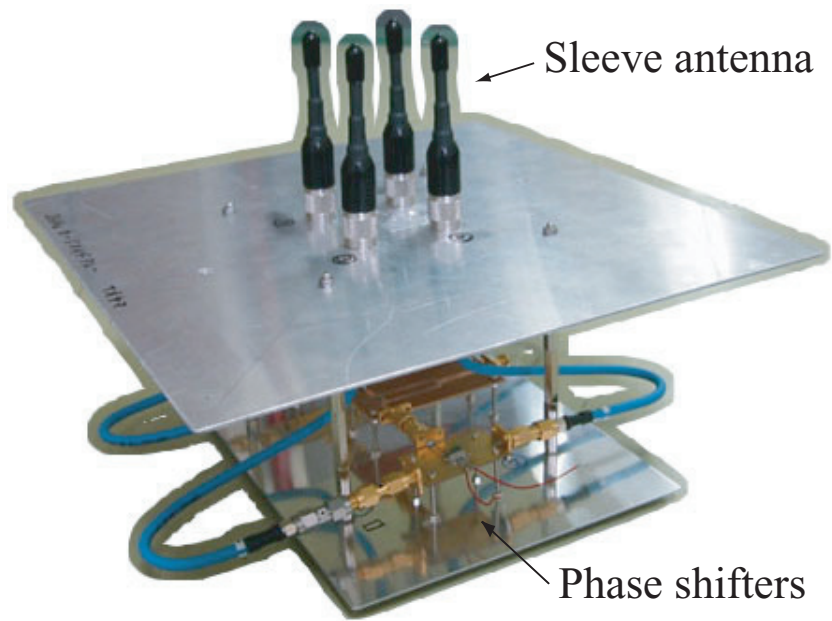


図 3.5: 試作した MBF アンテナ (スリーブアンテナの場合)

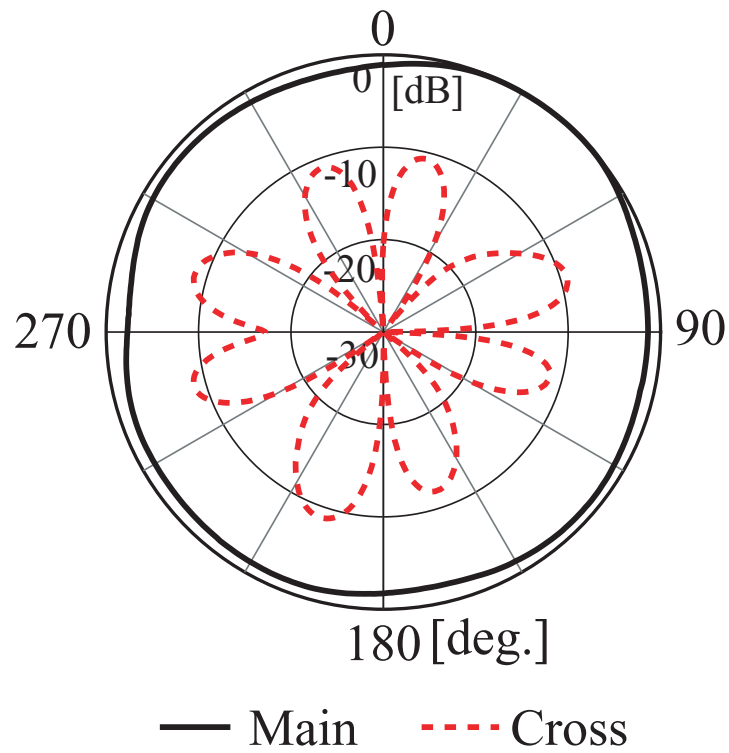


図 3.6: MBF アンテナ 水平面内測定指向性 (スリーブアンテナの場合)

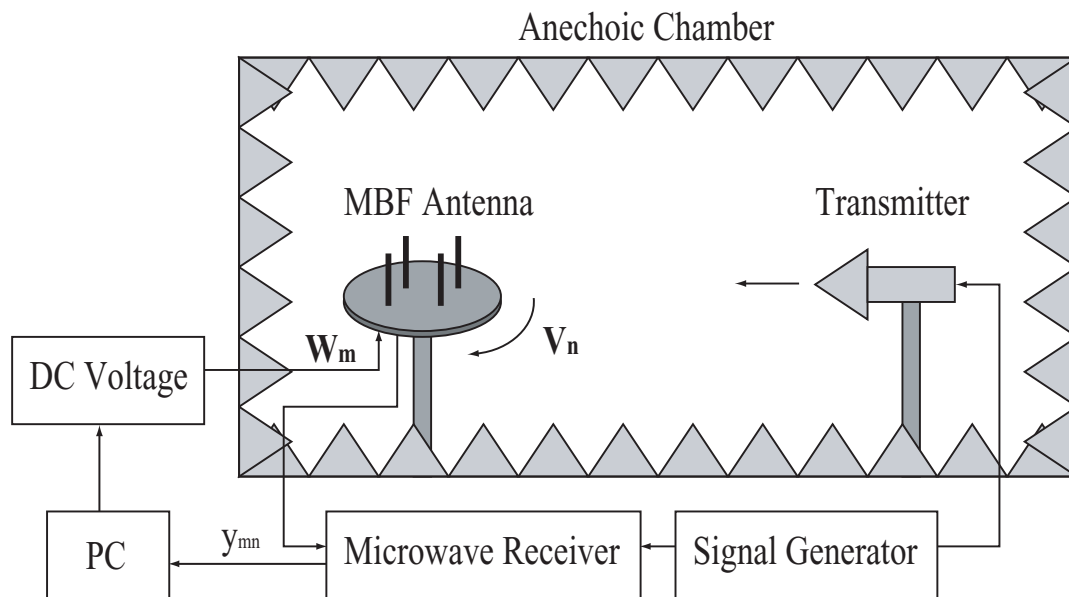


図 3.7: 実験環境

3.1.2 実験結果

図 3.7 に示す実験環境においてビームスペース結合行列推定法及び結合を考慮した位相制御のみによるヌル形成法の評価を行った．全ての測定は電波暗室内で行い，ログペリアンテナから送信した信号をローテータ上の MBF アンテナで受信する．受信信号は PC に取り込んで処理し，移相器の位相値は PC に接続された電圧源によって制御する．結合行列推定においては最小二乗法を適用し，ウェイト数 $R=16$ ，信号数 $S=361$ ($-180 \leq \theta \leq 180$ 度) とした．ヌル形成においてアルゴリズムの諸元は表 2.5 と同様で $N=1$ とした．実験の手順は以下の通りである．

1. 移相器の電圧を W_m に対応する値に設定する．
2. Tx からの既知信号をマイクロ波受信機で受信，正規化し受信信号 y_{mn} を得る．
3. ローテータを回転させて DOA(V_n) を変え同様の測定を行う．
4. 測定した行列 Y と既知の行列 W, V を用いて結合行列 C を推定する．
5. 推定した C からヌル形成ウェイトを導出し，ヌルパターンを測定する．

ヌルを 100, 120, 135, 225 度に形成するウェイト (表 3.1) を与えて測定した指向性を図 3.8 に示す．図中において実線が推定した C から計算した指向性で，破線が実測指向性である．2 つはよく一致しており結合推定及びヌル形成法の有効性が確認できる．

表 3.1: 使用したヌル形成用ウェイト (スリーブアンテナの場合)

θ_1	w_1	w_2	w_3	w_4
100° (a)	1∠0.0°	1∠107.5°	1∠71.1°	1∠4.4°
120° (b)	1∠0.0°	1∠109.3°	1∠57.8°	1∠26.4°
135° (c)	1∠0.0°	1∠110.8°	1∠39.0°	1∠20.9°
225° (d)	1∠0.0°	1∠6.2°	1∠73.4°	1∠108.3°

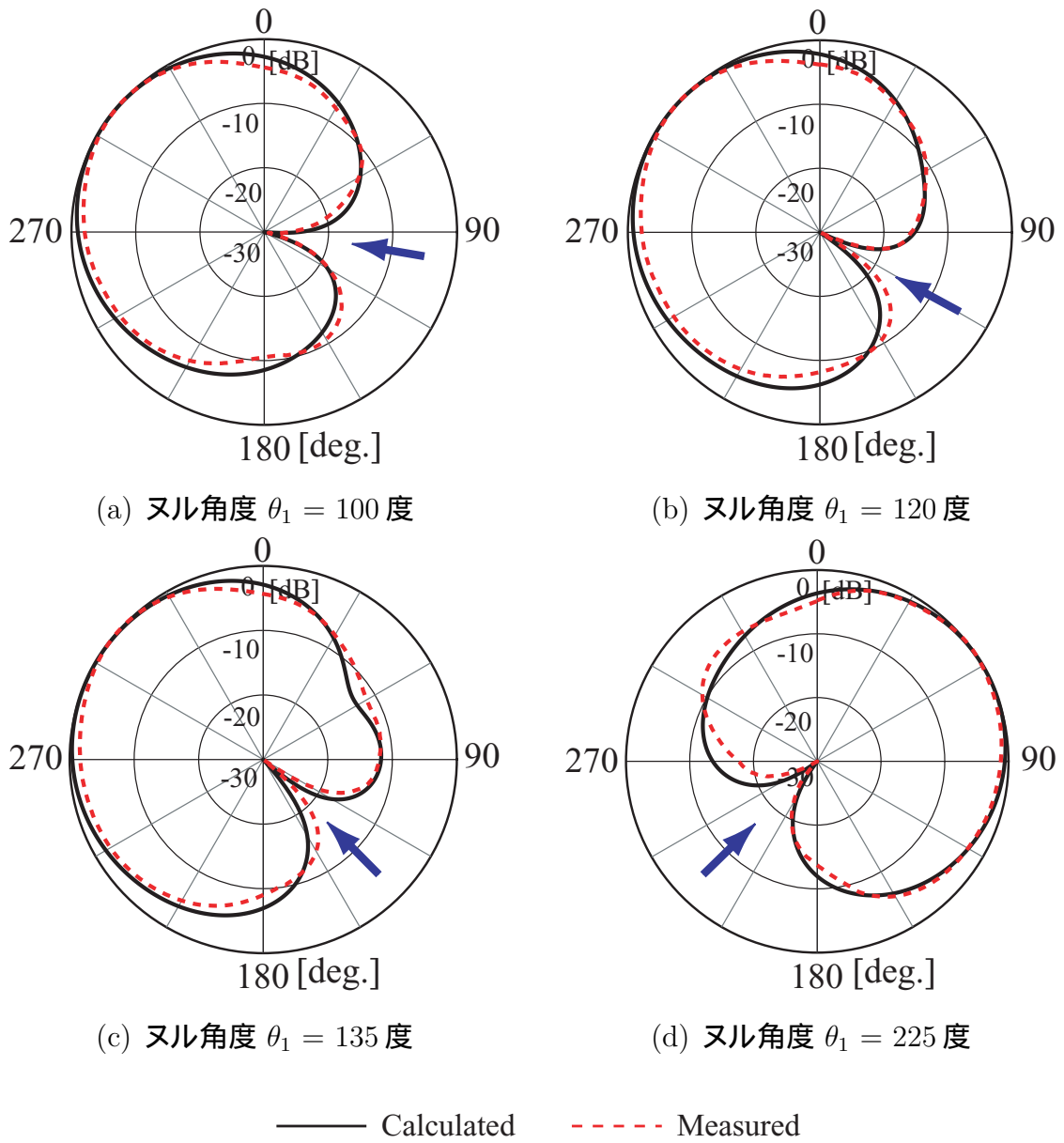


図 3.8: ヌル形成特性 計算結果と実験結果の比較 (スリーブアンテナの場合)

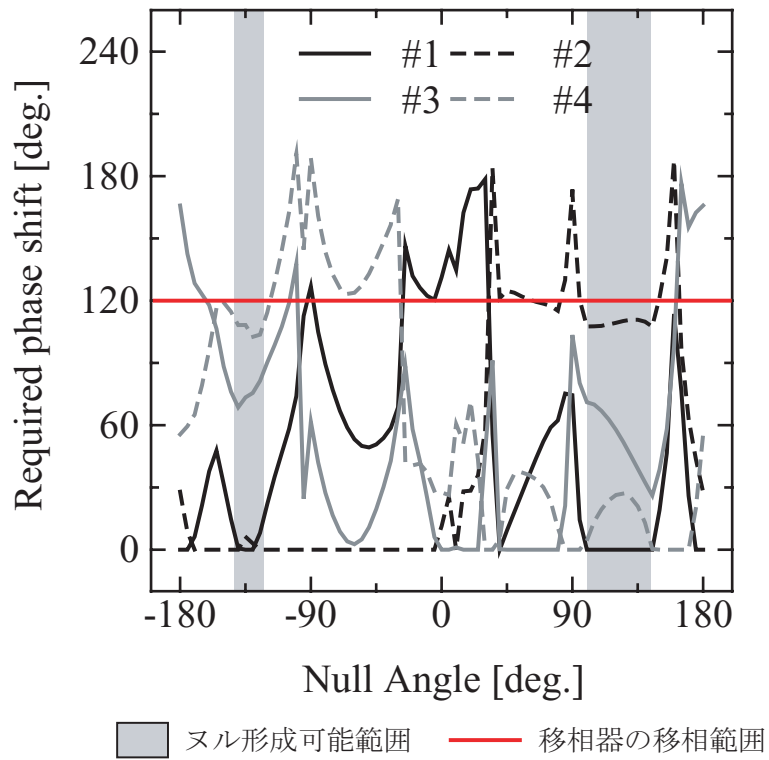


図 3.9: ヌル形成に必要な移相量 (スリーブアンテナの場合)

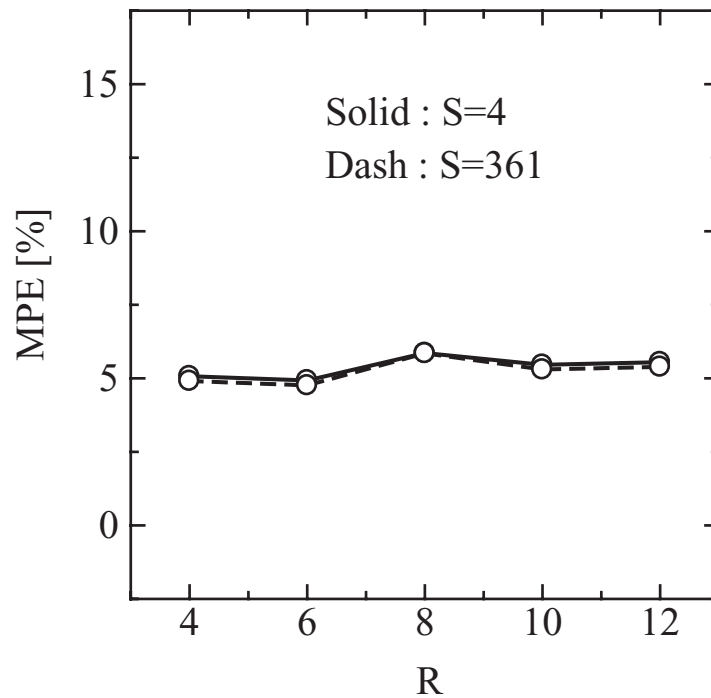


図 3.10: 最小二乗法の効果 (スリーブアンテナの場合)

本実験において，ヌルを5度刻みで360度走査するために必要な移相量を図3.9に示す．ただし各角度ごとの必要移相量はその角度での最小移相量で正規化している．前章においてシミュレーションした $\lambda_0/4$ 間隔矩形アレーの必要移相量(約300度)と実験結果(約200度)は大きく異なっており，結合がない場合(約230度)よりも少なくなっている．この原因としては，シミュレーションに用いたダイポールとスリーブの結合状態に違いがあることと，移相器の特性などビーム形成器の影響が考えられ，必要な移相量が結合状態など回路特性に大きく依存することがわかる．また，ヌルが任意方向に形成できることを確認することが必要だが移相器の移相量が約120度と限られているため実際には図中の灰色の帯で示してある範囲でしかヌル形成を確認することができなかった．しかし，灰色の帯の範囲ではヌルが形成できていることから200度の移相量で任意方向にヌル形成可能であると考えられる．

最小二乗法の効果を確認するために，ウェイト数を増やした時のMPEの変化を図3.10に示す．ただしMPE計算において $I=16$ ， $\Theta=361$ とした．ウェイト数 R ，信号数 S どちらを増やしてもMPEは5%程度のまま改善しておらず，誤差や雑音が少ないことを示している．参考までに， $R=S=4$ として推定した結合行列を用いて計算した指向性と図3.8(b)，(d)との比較を図3.11に示す．2つの指向性はよく一致しており，本MBFアンテナを用いて電波暗室内で結合推定を行う場合は， $R=S=K$ としても高精度の推定が行えることがわかる．

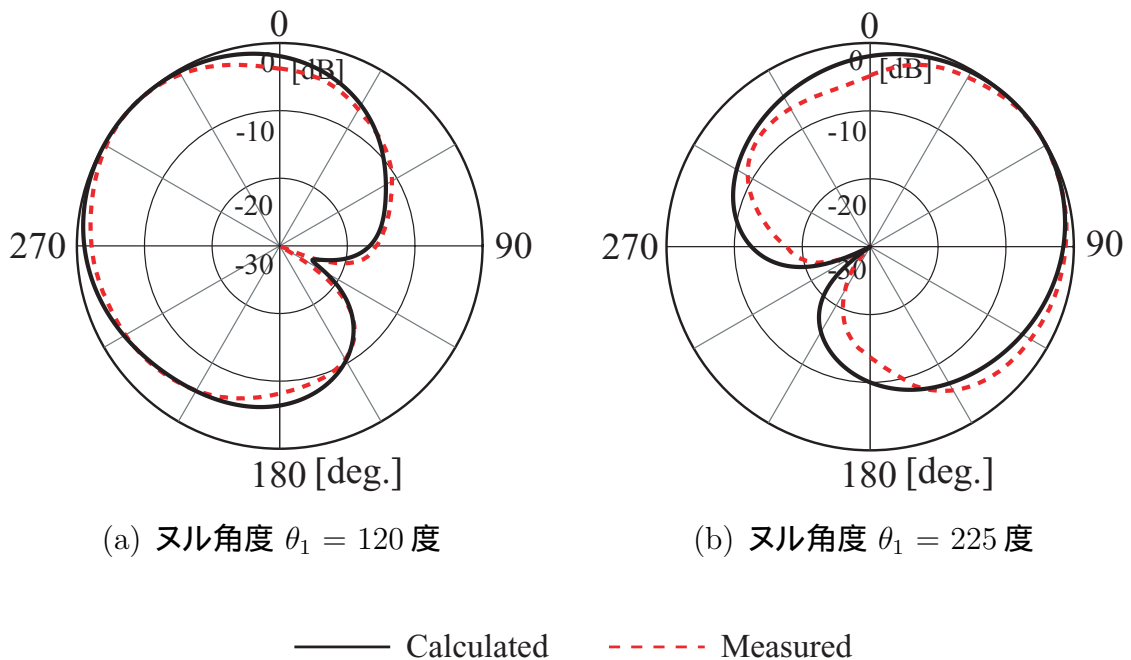


図 3.11: $R=4$, $S=4$ の場合

3.2 容量装荷型モノポールを用いた MBF アンテナ

3.2.1 容量装荷型モノポールアンテナの設計

前節では，スリーブアンテナを用いた MBF アンテナのヌル形成特性について検討し，水平面内任意方向にヌル形成可能であることを実験的に確かめた．しかし，MBF アンテナを携帯端末に実装することを考えると，スリーブをアレー化して設置するのは大きさの面から考えて現実的ではない．そこで，本節ではアレーアンテナを低姿勢化するために容量装荷型モノポールアンテナ (Top Loaded Monopole Antenna : TLMA) を用いた構成について検討する．TLMA はモノポールアンテナを低姿勢化したもので，図 3.12 に示すように給電プローブの先に板を設置した構造で，指向性はモノポールとほぼ等しい．低姿勢の容量装荷型アンテナの放射抵抗は数オーム程度と小さい．これは，板上を流れる電流が地板によって生じるイメージ電流に打ち消されるためである．したがって，放射に寄与するのは地板に垂直な素子のみで，この長さが短くなれば放射抵抗が小さくなる．給電点付近にショートピンを置くと，折り返し型アンテナとなり放射抵抗も増加する．しかし，放射抵抗の周波数特性に共振を生じ，アンテナの帯域が狭くなる [2] ．

TLMA の解析モデルを図 3.13 に示す．広帯域通信を想定して帯域 100 MHz を設計の目標とする．上板の大きさを $a \approx \lambda_0/4$ として共振周波数を決め，給電点とショートピンの間隔 c 及び板の高さ b を調整してマッチングと帯域を確保した．設計周波数は移相器の動作周波数に合わせて 2.0 GHz とし，解析には Agilent Technologies 社 Momentum を用いた．

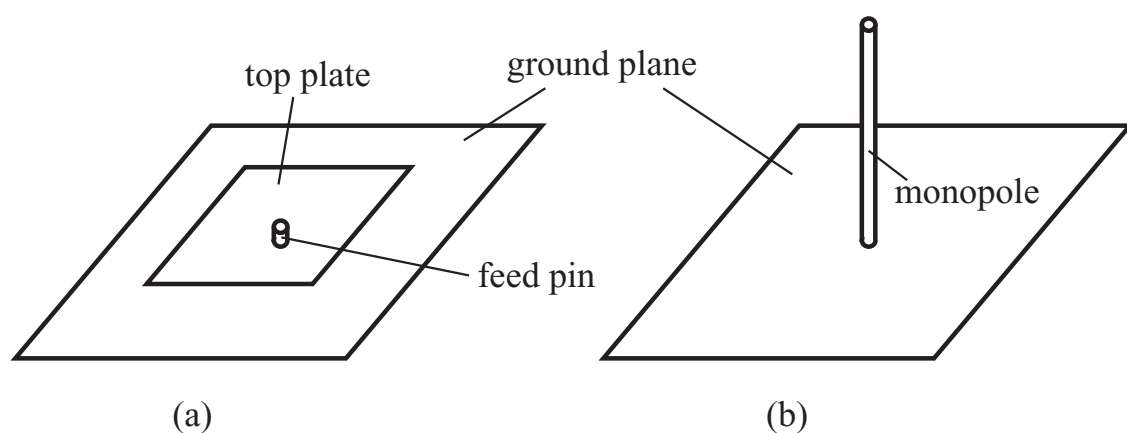


図 3.12: TLMA(a) とモノポールアンテナ (b)

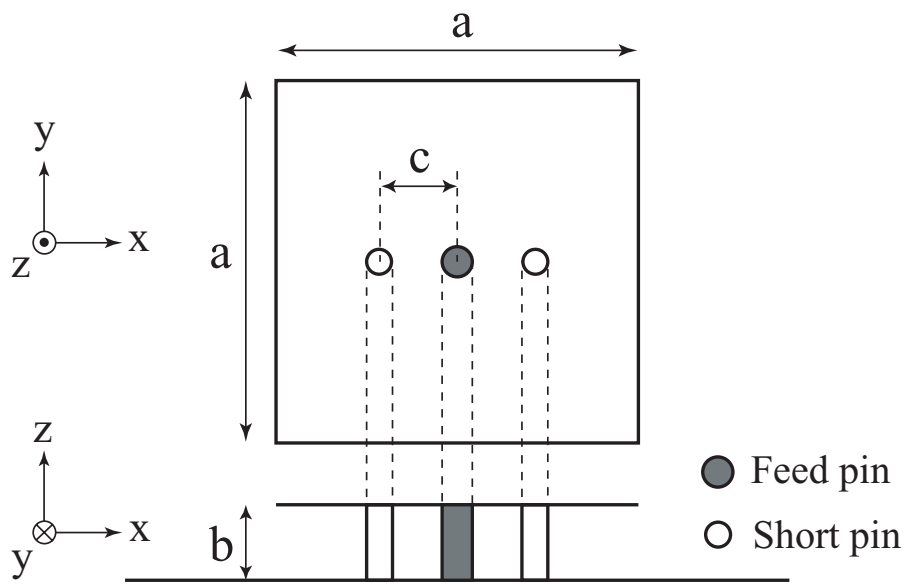


図 3.13: TLMA 解析モデル

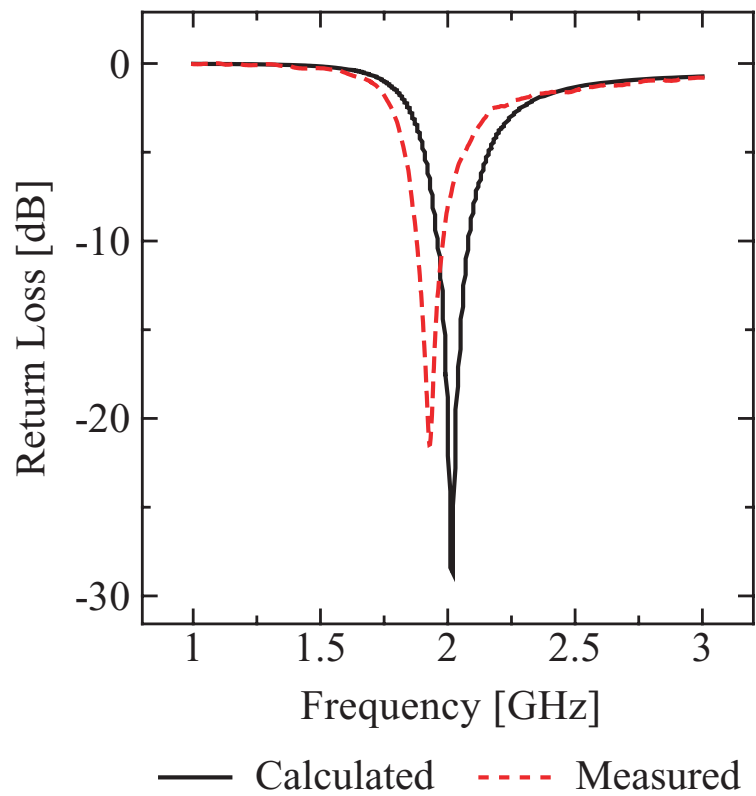


図 3.14: 1 素子 TLMA リターンロス特性

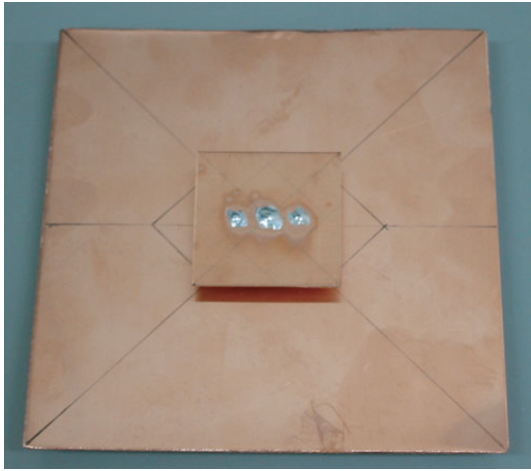


図 3.15: 試作した 2.0 GHz TLMA

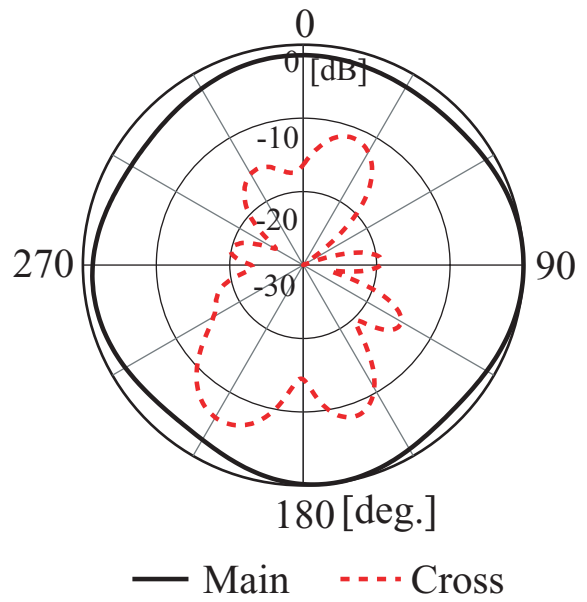


図 3.16: 水平面内指向性

$a = 34.5, b = 5, c = 7$ [mm] としたときのリターンロス特性を図 3.14 に、試作したアンテナを図 3.15 に示す。リターンロスは、実線が解析結果で破線が測定結果である。計算では 2.02 GHz を中心に 120 MHz の帯域（リターンロスが -10 dB 以下の帯域）が得られたが、実験では中心周波数が 90 MHz 低下して 1.93 GHz となり、100 MHz の帯域となった。周波数のずれの原因としてはパッチサイズや高さにおける製作誤差が考えられる。試作した TLMA の水平面内（XY 面内）での指向性を図 3.16 に示す。地板が小さいため若干交差偏波が大きく出ているが、ほぼオムニに近い指向性が得られていることが確認できる。

次に、試作した TLMA をアレー化して TLMA-MBF アンテナを試作した。位相制御回路には前節と同様のものを用い、設計周波数は同様に 2.0 GHz とした。図 3.17 に試作した TLMA-MBF アンテナを示す。素子間隔 d はスリーブの時と同様に $\lambda_0/4$ とすべきだがアンテナの大きさの都合上 $d = \lambda_0/3$ として試作した。しかし、 $d = \lambda_0/3$ の場合でも $\lambda_0/4$ と同様に同相励振によってオムニ指向性を得ることができる。図 3.18 に示すように試作した TLMA-MBF アンテナを同相励振した場合の指向性は、スリーブアンテナの時（図 3.6）と同様にオムニ指向性である。なお、測定の座標は図 2.2 と同じである。また、試作したアレーアンテナのみでのリターンロス特性を図 3.19 に示す。すべてのアンテナ素子において同じ特性のリターンロスが得られており、素子ごとのばらつきが少ないことがわかる。

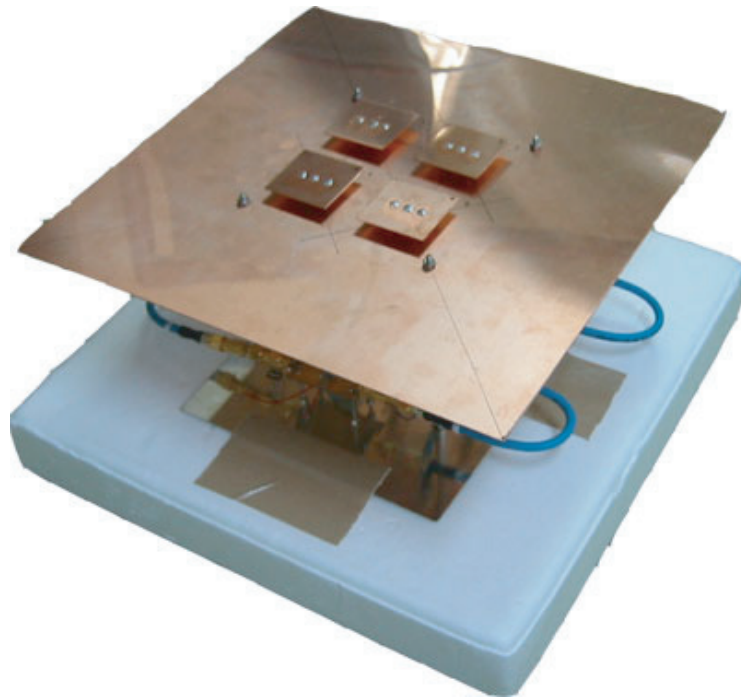


図 3.17: 試作した MBF アンテナ (TLMA の場合)

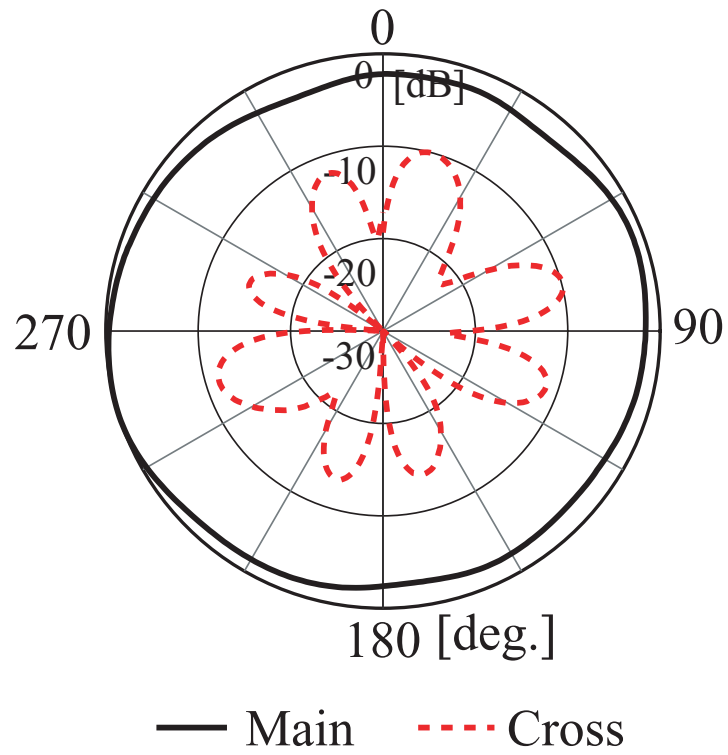


図 3.18: MBF アンテナ 水平面内測定指向性 (TLMA の場合)

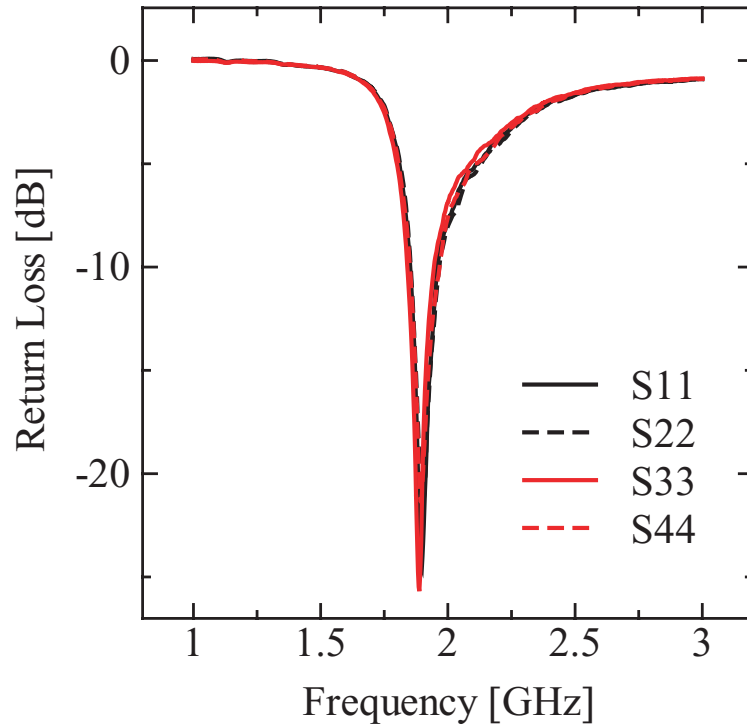


図 3.19: TLMA アレー リターンロス特性測定結果

3.2.2 実験結果

前節と同様に，図 3.7 に示す実験環境において結合推定及びヌル形成実験を行い，TLMA-MBF アンテナの評価を行った．結合行列推定においては最小二乗法を適用し，ウェイト数 $R=16$ ，信号数 $S=361$ ($-180 \leq \theta \leq 180$ 度) とした．ヌル形成においてアルゴリズムの諸元は表 2.5 と同様で $N = 1$ とした．実験の手順も前節と同様である．

ヌルを 60, 120, 180, 330 度に形成するウェイト (表 3.2) を与えて測定した指向性を図 3.20 に示す．図中において実線が推定した C から計算した指向性で，破線が実測指向性である．2 つの傾向はよく一致しており TLMA-MBF アンテナの動作が確認できる．しかし，図 3.20 (c) などのように十分なヌルが形成できない場合もあり，スリーブの場合に比べて指向性の形成精度が低くなっている．

図 3.21 にヌル形成に必要な移相量を示す．図中の灰色の帯で示してある部分が今回用いた移相器の移相範囲内でヌルが形成できる角度であるが，スリーブの場合と比較して範囲が広くなっており，必要移相量が減少していることを示している．360 度のヌル走査に必要な移相量は約 160 度である．必要移相量が減少した原因としては，TLMA では結合状態が異なることと，回路特性の影響が考えられる．

表 3.2: 使用したヌル形成用ウェイト (TLMA の場合)

θ_1	w_1	w_2	w_3	w_4
60° (a)	1∠16.2°	1∠101.9°	1∠0.0°	1∠68.6°
120° (b)	1∠6.6°	1∠96.9°	1∠0.0°	1∠74.0°
180° (c)	1∠26.9°	1∠44.0°	1∠103.4°	1∠0.0°
330° (d)	1∠97.1°	1∠0.0°	1∠54.8°	1∠23.9°

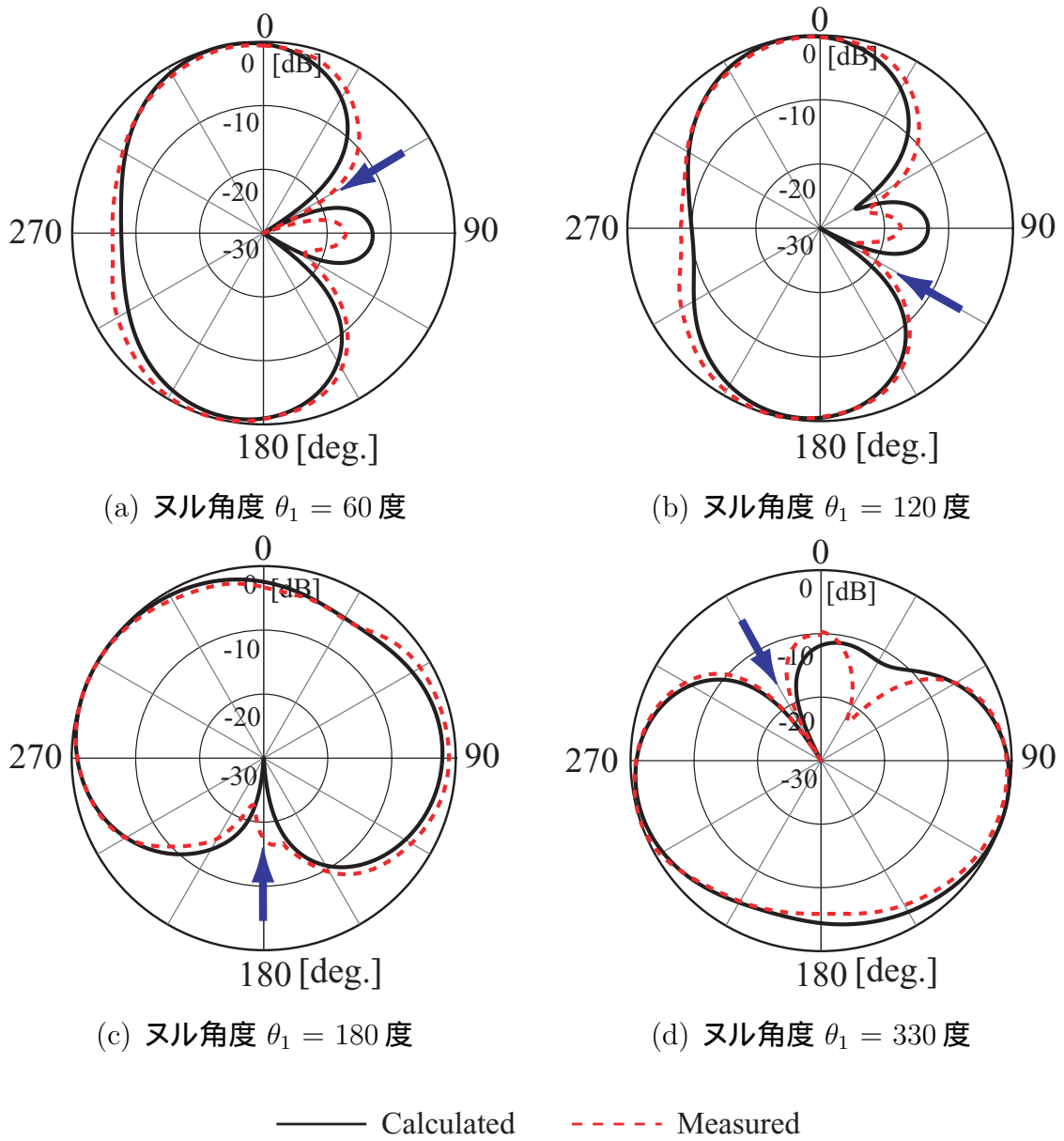


図 3.20: ヌル形成特性 計算結果と実験結果の比較 (TLMA の場合)

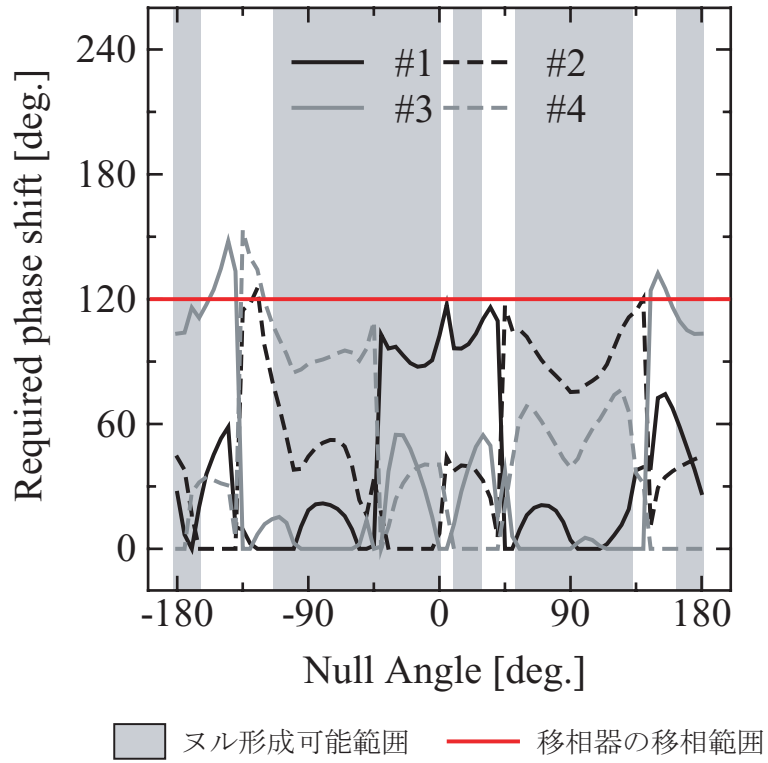


図 3.21: ヌル形成に必要な移相量 (TLMA の場合)

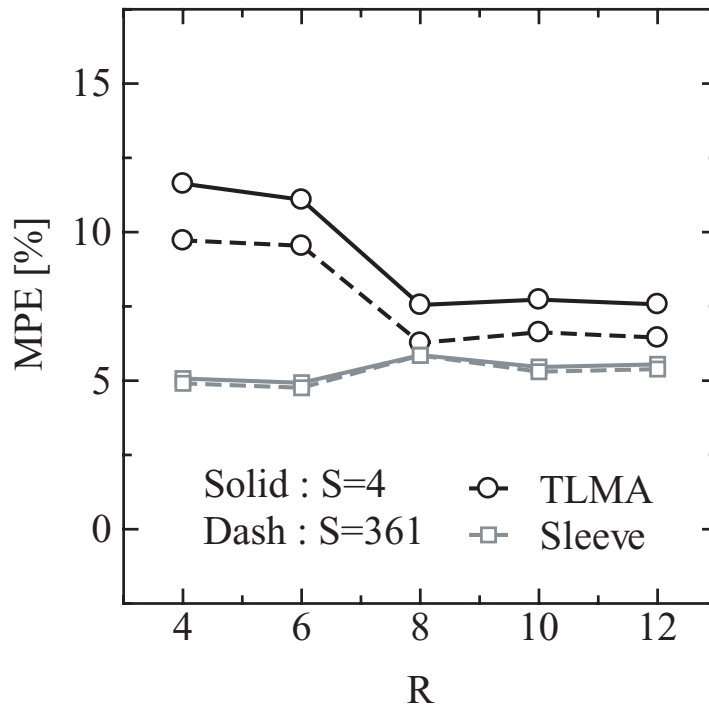


図 3.22: 最小二乗法の効果 (TLMA の場合)

ウェイト数を増やした時の MPE の変化を示した図 3.22 を用いて，最小二乗法の効果を検討する．ただし MPE 計算において $I=16$ ， $\Theta = 361$ とした．図中において信号数 $S=4$ のときを実線で， $S=361$ のときを破線で示し，スリーブアンテナを用いた時の結果も併せて示している．全体的にスリーブに比べて TLMA の MPE は大きく，指向性の形成精度が低くなっていることがわかる．TLMA において MPE は， $R=S=K(=4)$ の最小観測数時では 12% と非常に大きいですが，ウェイト数 R を増加させることで 7.5% 程度まで，信号数 S も増加させることで最小 6.5% 程度まで減少している．この結果から，最小二乗法による誤差低減効果が確認でき，前章のシミュレーション結果との比較から，ウェイトの位相誤差及び SNR の悪化が推定精度低下の原因として予想できる．スリーブアンテナの時と比べてこれらの誤差が増加した原因としては，スリーブと TLMA の結合状態の違いが考えられる．図 3.23 に示すように，今回使用したスリーブアンテナと TLMA の実測 S パラメータを比較すると，2.0 GHz においては TLMA の方が結合が大きくなっている．結合が大きいことで指向性制御により高精度の補正が要求され，結果として誤差が増加していると考えられる．また，スリーブの中心周波数は 2.3 GHz 近辺であるが，そこと比較しても TLMA の中心周波数 1.9 GHz 近辺での結合の方が大きいことから，一般に TLMA の方がスリーブアンテナよりも結合が大きいといえる．

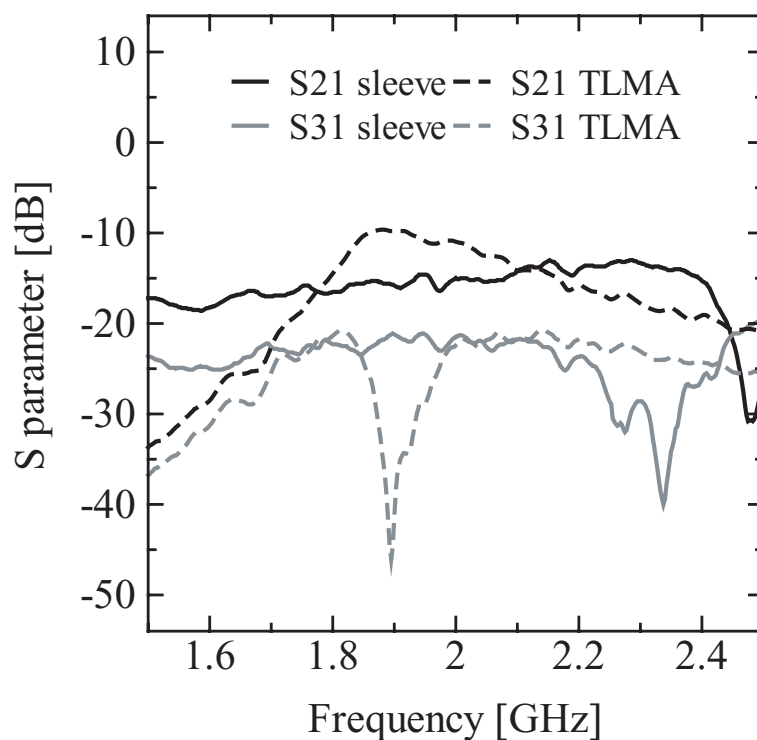


図 3.23: スリーブと TLMA の相互結合の比較

第 4 章

結論

本論文では，小型端末に適した低価格指向性制御アンテナである MBF アンテナを用いて，結合の影響を考慮して任意の方向にヌルを形成する方法について検討を行った．

まず，アレー合成出力しか観測できない状態で結合行列を推定するために，ビームスペース結合行列推定法を提案した． K 素子アレーの場合，ウェイトを K 回変化させ指向性を切り替え，それぞれの指向性に対して K 方向からの既知信号を受信することで結合行列の推定が行えることを NEC2 のシミュレーションにより明らかにした．また，測定に誤差や雑音を含む場合には，推定に用いるウェイト数ならびに信号数を増やし，最小二乗法を適用することで推定精度が向上できることを示した．

次に，相互結合の影響を考慮して位相制御のみでヌルを形成する方法について検討した．文献 [9]，[10] の方法を発展させて，結合行列を考慮しながら位相摂動を与えることで結合が存在する場合でも任意方向にヌルが形成できることを示した．また，4 素子矩形ダイポールアレーを用いたシミュレーションにより，水平面内 360 度に対してヌル形成を行うために必要な移相量について調べた．必要な移相量は，結合がない場合，素子間隔 $d=\lambda_0/4$ のとき約 230 度， $d=\lambda_0/3$ のとき約 190 度， $d=\lambda_0/2$ のとき約 105 度で，素子間隔に反比例して減少することがわかった．これに対して結合がある場合は， $d=\lambda_0/4$ のとき約 300 度， $d=\lambda_0/3$ のとき約 330 度， $d=\lambda_0/2$ のとき約 140 度であり，相互結合によって必要な移相量が大きく変化することがわかった．

スリーブアンテナ，TLMA を用いて実際に MBF アンテナを試作し，電波暗室内での実験により各手法の有効性を検証した．スリーブ-MBF アンテナでは，推定した結合行列から計算した指向性と実際に測定した指向性がよく一致しており，結合推定及びヌル形成法の有効性を確認した．スリーブ-MBF アンテナでの測定誤差及び雑音は非常に小さく，最小二乗法を用いず $S=R=K$ として結合行列推定を行っても十分精度のよい結果が得られることがわかった．また，360 度ヌル形成に必要な移相量は約 200 度であった．TLMA-MBF アンテナでも，計算した指向性と測定した指向性の傾向はよく一致してい

るが、十分なヌルが形成できない場合もあり、指向性の形成精度がスリーブアンテナの場合に比べ低下していた。このように、TLMA-MBF アンテナでは測定誤差及び雑音の影響がみられたが、推定に用いるウェイト数、信号数を増やすことで結合行列の推定精度が向上しており、最小二乗法の効果を確認した。誤差が増加した原因としてアンテナの結合状態の違いを挙げ、スリーブアンテナに比べて TLMA の方が結合量が多いことを示した。また、360 度ヌル形成に必要な移相量は約 160 度であった。移相量が実験において大幅に減少している理由としては、シミュレーションに用いたダイポールと実験に用いたアンテナの結合状態の違いと、ビーム形成器の影響による結合状態の変化が考えられる。ヌル形成に必要な移相量はシミュレーションの場合と同様、結合状態に大きく依存することがわかった。

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，アンテナ設計に関して多大なご協力をいただいた防衛大学校の道下尚文氏ならびに研究に関する的確なアドバイスをいただいたシャープ株式会社の佐藤文代さんに深く感謝致します．そして，研究生活全般に渡って丁寧に御指導下さった博士課程3年の井上祐樹氏をはじめとする新井研究室の皆様にも深く感謝致します．最後に，進学のお機会を与えてくれた家族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, 1998.
- [2] 新井宏之, “新アンテナ工学,” 総合電子出版社, 1996.
- [3] J. Cheng, Y Kamiya, and T. Ohira, “Adaptive Beamforming of ESPAR Antenna Based on Steepest Gradient Algorithm,” *IEICE*, vol.E84-B, no.7, pp1790-1800, July 2001.
- [4] 田野哲, 大平孝, “ポリフェーズフィルタを応用した M-CMA アダプティブアレーの構成と特性,” *信学論 (B)*, vol.J84-B, no.10, pp1796-1807, Oct. 2001.
- [5] 大平孝, 飯草恭一, “電子走査導波器アレーアンテナ,” *信学論 (C)*, vol.J87-C, no.1, pp12-31, Jan. 2004.
- [6] 大平孝, 行田弘一, 田野哲, “マイクロ波信号処理によるアダプティブビーム形成と電子制御導波器 (ESPAR) アンテナの提案,” *信学技報*, AP99-61, pp9-14, July 1999.
- [7] H. Steyskal and J. S. Herd, “Mutual Coupling Compensation in Small Array Antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propagt.*, vol.AP-38, no.12, pp.1971-1975, Dec. 1990.
- [8] 稲葉敬之, 坂本禎治郎, 三浦龍, 大堂雅之, 荒木純道, “アレーアンテナの初期校正に関する検討,” *信学論 (B)*, vol.J85-B, no.10, pp1757-1769, Oct. 2002.
- [9] H. Steyskal, “Simple Method for Pattern Nulling by Phase Perturbation,” *IEEE Trans. Antennas Propagt.*, vol.AP-31, no.1, pp164-166, Jan. 1983.
- [10] 高梨喜之, 片木孝至, 別段信一, 水澤丕雄, 野口啓介, 千葉勇, “アレーアンテナの位相制御による零点形成,” *信学技報*, AP2003-181, pp7-10, Nov. 2003.
- [11] “The unofficial Numerical Electromagnetic Code Archives,”
<http://www.qsl.net/wb6tpu/swindex.html>

- [12] 山田寛喜, 原六蔵, 小川恭孝, 山口芳雄, “アレーアンテナの素子間相互結合校正法とその精度に関する比較検討,” 信学技報, AP2002-218, pp179-186, March 2003.
- [13] ラオ=ミトラ 著, 渋谷政昭, 田辺国土 訳, “一般逆行列とその応用,” 東京図書株式会社, 1973.
- [14] 川崎繁男, 中谷彰文, “マイクロ波平面回路の CAD 設計 I -受動回路,” リアライズ社, 1996.
- [15] 竹村暢康, 大塚昌孝, 千葉勇, 佐藤眞一, “フェーズドアレーアンテナの合成電界振幅位相を用いたアレー素子電界及び移相器誤差の推定法 – 改良型素子電界ベクトル回転法 –,” 信学論 (B), vol.J85-B, no.9, pp1558-1565, Sep. 2002.

発表文献

- [1] 青山洋光, 新井宏之, “移相器を用いたカージオイド指向性の相互結合補正,” 信学ソ大, B-1-197, 新潟大学, 9月, 2003年.
- [2] 青山洋光, 新井宏之, “ABF アンテナの相互結合行列推定法及びヌル形成法に関する検討,” 信学総大, B-1-251, 東京工業大学, 3月, 2004年.
- [3] Hiromitsu AOYAMA, Hiroyuki ARAI, “Mutual Coupling Matrix Estimation and Null Forming Methods for MBF Antenna,” ISAP'04, 3A2-3, Sendai, Japan, Aug., 2004.
- [4] 青山洋光, 新井宏之, “容量装荷型モノポールアンテナを用いた MBF アンテナ,” 信学ソ大, B-1-150, 徳島大学, 9月, 2004年.

付録 A

移相器誤差推定法に関する検討

アナログ移相器を用いてビーム形成を行う場合、事前に測定した移相器特性を用いてビーム制御を行うがアンテナと接続した際の不連続などによって移相器特性に誤差が生じる場合がある。文献 [15] では移相器誤差をアレー動作状態において推定する改良型 REV 法を提案しているが移相量が 360 度必要なため、移相量が少ない場合には適用できない。そこで文献 [15] の手法に最小二乗法を適用する検討を行う。

A.1 改良型 REV 法 [15]

K 素子の任意配列アレーアンテナにおいて、 θ 方向から到来する 1 波を受信する場合を考える。 k 番目のアンテナ以外の合成受信信号を y_{off} 、 k 番目のアンテナの素子受信信号を x_k 、そのアンテナに接続されている移相器の設定位相を Δ_m 、移相器誤差を A_{mk} とすると測定されるアレー全体での合成受信信号 y_m は

$$y_m = e^{j\Delta_m} A_{mk} x_k + y_{off} \quad (\text{A.1})$$

と表せる。位相 Δ_m を M 回 ($m = 1, 2, \dots, M$) 変化させた時の式 (A.1) の右辺と左辺との差の二乗和の平均 σ^2 を評価関数として次式のように定義する。

$$\sigma^2 \equiv \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \left| e^{j\Delta_m} A_{mk} x_k + y_{off} - y_m \right|^2 \quad (\text{A.2})$$

A_{mk} を推定するための条件は次のようになる (* は共役)。

$$\frac{\partial \sigma^2}{\partial A_{mk}^*} = 0 \quad (\text{A.3})$$

$$\frac{\partial \sigma_A^2}{\partial y_{off}^*} = 0 \quad (\text{A.4})$$

$$\sigma_A^2 \equiv \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |A_{mk}|^2 \quad (\text{A.5})$$

$$\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M A_{mk} = 1 \quad (\text{誤差平均が } 1) \quad (\text{A.6})$$

これらの条件より設定位相が Δ_m の時の移相器誤差は式 (A.7) のように推定できる .

$$A_{mk} = \frac{y_m - y_{off}}{x_k} e^{-j\Delta_m} \quad (\text{A.7})$$

ただし y_{off} , x_k は次式のようになる .

$$y_{off} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M y_m \quad (\text{A.8})$$

$$x_k = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M y_m e^{-j\Delta_m} \quad (\text{A.9})$$

式 (A.8) , (A.9) の高精度な推定値を得るためには Δ_m を等間隔で $0 \sim 360$ 度変化させて y_m を測定する必要がある . このため移相量が少ない場合本手法は適用できない .

A.2 最小二乗法を用いた推定法

位相を変化させた時の受信信号の実部と虚部がコサインカーブを描くことに注目して , 最小二乗法を用いて少ない移相量で移相器誤差を推定する方法について示す . 式 (A.1) において移相器誤差 A_{mk} を誤差平均 \bar{A}_k と平均との差 A'_{mk} に分離すると式 (A.10) を得る .

$$\begin{aligned} y_m &= e^{j\Delta_m} (\bar{A}_k + A'_{mk}) x_k + y_{off} \\ &= e^{j\Delta_m} \bar{A}_k x_k + y_{off} + e_m \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

$$e_m \equiv e^{j\Delta_m} A'_{mk} x_k \quad (\text{A.11})$$

位相 Δ_m を M 回 ($m = 1, 2, \dots, M$) 変化させた時の y_m を並べて行列を用いて表すと

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_M \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} e^{j\Delta_1} & 1 \\ e^{j\Delta_2} & 1 \\ \vdots & \vdots \\ e^{j\Delta_M} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{A}_k x_k \\ y_{off} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_M \end{bmatrix} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{S}\mathbf{p} + \mathbf{e} \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

となる . 誤差平均 \bar{A}_k との差 A'_{mk} を最小にするような p を求める評価関数は次式のようになる .

$$\begin{aligned} \mathbf{e}^H \mathbf{e} &\rightarrow \min \\ \mathbf{e} &= \mathbf{y} - \mathbf{S}\mathbf{p} \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

評価関数を式 (A.13) のように取ることで，誤差がまったくない場合 ($\bar{A}_k = 1, e=0$) に y の実部，虚部が描くはずのコサインカーブを予測して，少ない移相量で移相器誤差を推定することができる．式 (A.13) を p に関して偏微分して極値を求めると， p の推定値は式 (A.14) のようになる (+ は擬似逆行列) ．

$$\begin{aligned} p &= (S^H S)^{-1} S^H y \\ &= S^+ y \end{aligned} \tag{A.14}$$

求まった $\bar{A}_k x_k, y_{off}$ を用いると，設定位相が Δ_m の時の移相器誤差は式 (A.15) のように推定できる．

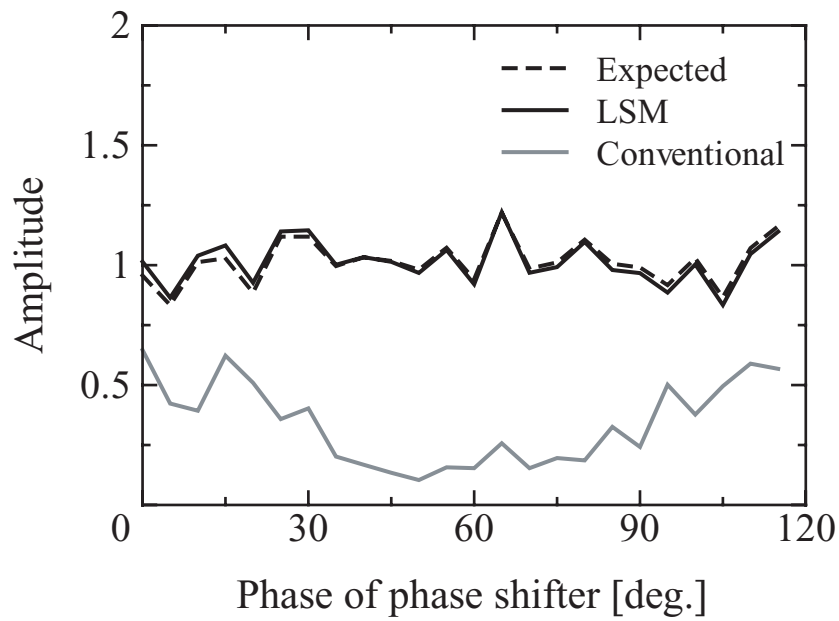
$$\frac{A_{mk}}{\bar{A}_k} = \frac{y_m - y_{off}}{\bar{A}_k x_k} e^{-j\Delta_m} \tag{A.15}$$

このように誤差平均 \bar{A}_k が 1 でない場合には平均との比しか推定することができない．平均が 1 の場合 (条件式 (A.6) を満たす場合) には式 (A.7) と一致し，誤差特性を直接推定することができる．

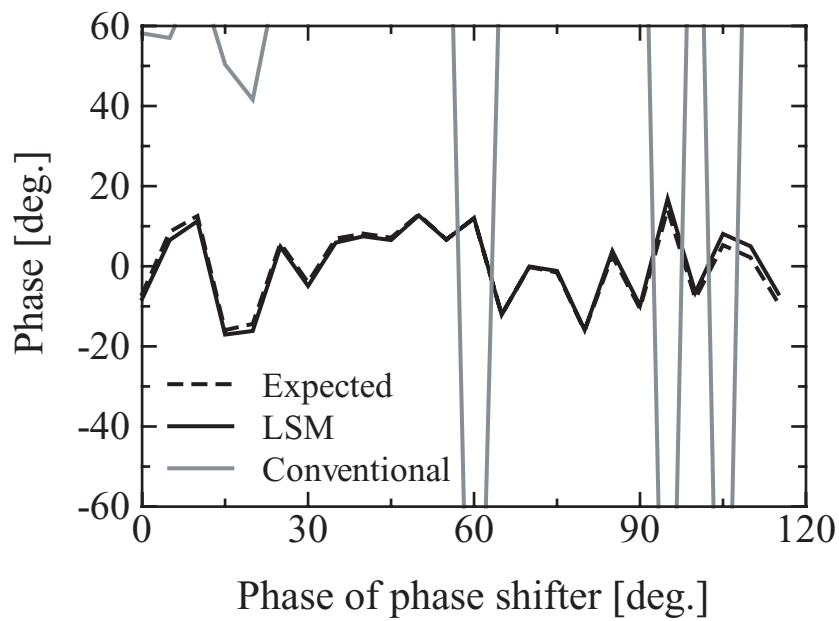
移相器に乱数で誤差を与えて誤差推定のシミュレーションを行った．シミュレーションの諸元を表 A.1 に示す．図 A.1 はあるアンテナ 1 素子の位相を変化させたときの誤差特性を示したものである．(a) は振幅，(b) は位相誤差をそれぞれ示す．図中の各線はそれぞれ実際の誤差，最小二乗法を用いた場合の推定値，従来法 (改良型 REV 法) による推定値を示している．従来法では移相量が少ないためにまったく推定できていないのに対して最小二乗法を用いた方法では実際の誤差特性とよく一致している．

表 A.1: シミュレーション諸元

アンテナ	4 素子矩形アレー
素子間隔	$\lambda/4$
信号到来方向 θ	0°
移相範囲	$0 \sim 115^\circ$ (5° step)
振幅誤差特性	$N(1, 0.1^2)$
位相誤差特性	$N(0, (10^\circ)^2)$



(a) 振幅誤差



(b) 位相誤差

図 A.1: 移相器誤差推定結果