

到来方向・偏波推定のためのアレーアンテナの校正法の研究(継続)

平 山 裕 名古屋工業大学工学部助教

1 はじめに

GPS受信装置の小型化により、今日では、携帯電話のような小型端末においても、どこにいても自分の居場所が分かる利便性を享受できるようになった。しかしながら、GPSによる測位は、GPS衛星が見通しにある場合しか行えず、部屋の中での位置推定や、屋外であってもビルに囲まれて衛星が見通せないような場所では行うことができない。現在、市場が急成長しているRFIDタグや、将来の成長が期待される家庭内ロボットでは、部屋の中において、無線装置の場所を高精度に推定することが望まれている。

UHF帯を用いたRFIDタグは、タグの内容を読み書きするだけでなく、その位置を知ることができれば、例えば図書館において希望の本が棚のどの位置にあるのか、学生の出席管理システムにおいてどの学生がどこに着席しているかを知ることができ、大変有用である。また、家庭内ロボットを実用化するためには、ロボットが自分の位置を高精度に知る必要がある。

このようなシステムを実現するためには、アレーアンテナを用いて無線装置が発する電波の到来方向、および距離を推定することが必要である。これまでの多くのアレーアンテナのアプリケーションでは、電波の発信源は十分遠方にあり、到来波が平面波とみなせる環境にあったため、到来波の到来方向のみが推定可能であった。一方、室内における電波源の位置推定の場合、電波源までの距離がアレーアンテナの開口長に対して十分大きいとは言えず、到来波を球面波と見なすことができる。この場合、波源の方向のみならず、球面波の曲率半径を元にして、波源までの距離をも推定することができる。しかしながら、アンテナ間のわずかな位相差をもとにして距離を推定するため、高精度な位相測定が必要となる。

MUSICアルゴリズムなどの高分解能到来方向推定アルゴリズムを用いれば、理論的には十分な推定精度が得られるはずである。しかしながら実際には、アレーアンテナの製作誤差、アンテナ間の相互結合、室内の反射物による多重伝搬などにより、理論的な推定精度を得ることは難しい。そのため、これらの誤差をモデル化し、ソフトウェアにより誤差を取り除くための手法が必要となる。

誤差をソフトウェアで除去するためには、既知の到来方向の電波を測定することにより校正をすることが必要となる。室内の多重伝搬の影響も含めた誤差を取り除くためには、アンテナが設置された現場で測定を行い、校正することが必要である。このため、校正法は簡便であることが重要である。

誤差の原因として素子間相互結合によるもの、アンテナ素子の位置誤差によるものを考慮した、シミュレーションをベースとした研究が多数発表されている。しかしながら、実際の装置では、受信系の位相・振幅誤差、アンテナのグラウンド板による影響など多くの誤差要因があり、これら全てをシミュレーションに組み込むことは困難である。したがって、実測に基づきシミュレーションの正当性を検証し、これまでシミュレーションに考慮されてこなかった誤差原因を発見することは大変重要である。

本研究の目的は、昨年度に引き続き、アレーアンテナシステムを実際に構築し、シミュレーション結果と比較することによって、より高精度なアレーアンテナの校正法を提案することである。

2 アレーアンテナシステムの構築

2-1 全体の構成

構築したアレーアンテナシステム全体のブロック図を図1に示す。送信系では、デジタル変調された高周波信号を出力する。受信系は、アレーアンテナ装置、受信装置、局部発振器、サンプル及記憶装置から構成される。

実際の装置では、受信側で位相同期とシンボル同期を確立する必要があるが、本システムでは、送信システムから位相同期信号とシンボル同期信号を取り出して受信側でこれらを使用することにより、同期がとれた状態を模擬している。

RX System

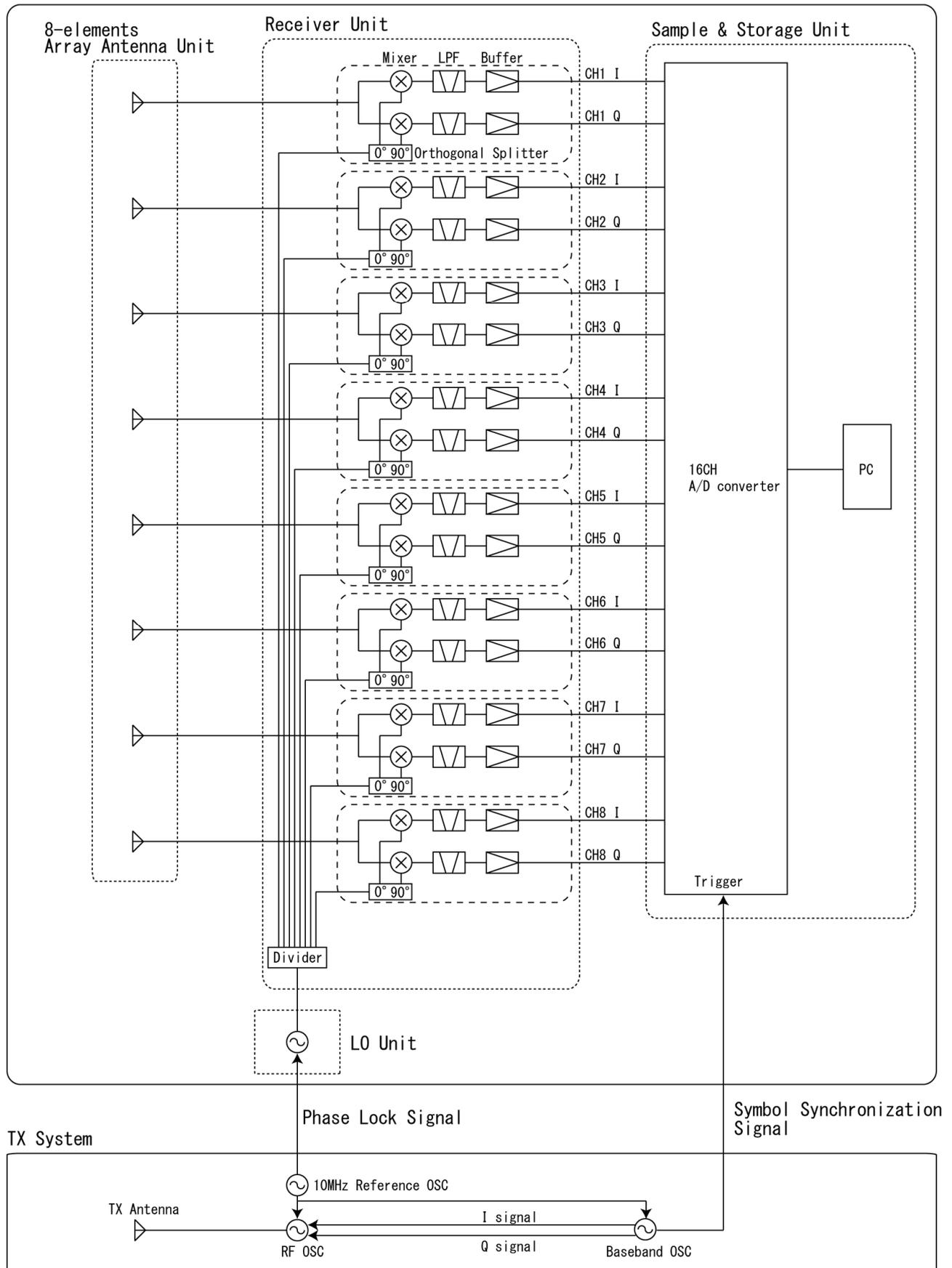


図1 構築したアレーアンテナシステムのブロック図

表 1 構築したアレーアンテナシステムの諸元

アンテナ部	
使用周波数	2.45GHz
素子形式	1 / 4 波長モノポールアンテナ
アレー素子数	8 素子
アレー間隔	1 / 2 波長
受信部	
受信周波数範囲	800MHz～2.7GHz
受信方式	ダイレクトコンバージョン 直交復調器
第 3 次インターセプトポイント	11.5dBm
直交検波器位相誤差	最大±3°
直交検波器振幅誤差	最大 0.3dB
ベースバンド帯域幅	3MHz
サンプリング部	
サンプリングレート	500kHz
電圧分解能	12bit

2-2 送信部

ベースバンド信号発生器により、デジタル変調された I チャネル、Q チャネルのベースバンド信号を発生させる。同時に、トリガ信号を受信系のサンプリング装置に供給することにより、シンボル同期を模擬する。発生されたベースバンド信号は、高周波発振器から出力された信号を変調させ、アンテナから発射される。これらの機器は 10MHz の基準発振器に同期されている。さらに、受信側の局部発振器にもこの基準信号を供給することにより、位相同期を模擬している。また、実験は電波暗室内で行った。

2-3 受信部

構築したシステムの諸元を表 1 に示す。

(1) アレーアンテナ

図 2 に、構築したアレーアンテナの写真を示す。グラウンド板としてアルミ板、エレメントとして真鍮パイプを用いた。特別なマッチング回路やバランは持たず、2.45GHz で反射が最小になるように調整してある。

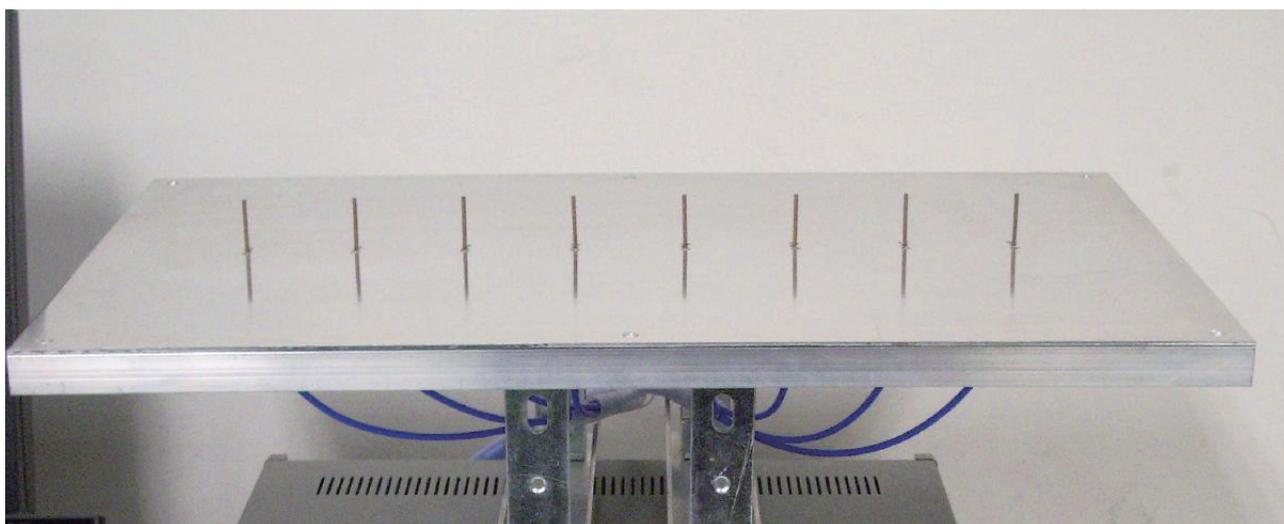


図 2 構築したアレーアンテナ

アレーアンテナの誤差要因の大きなものとして、アンテナ素子間の相互結合によるものが考えられる。表2に、ネットワークアナライザを用いてアンテナ素子間の相互結合量を測定した結果を示す。表の対角成分はアンテナの反射係数であり、それ以外は結合係数である。この表より、隣接素子では最大-15.83dBの相互結合があることが分かる。また、アンテナの反射係数も-30.48dBから-23.54dBと、7dBほどのばらつきがあることが分かる。

表2 構築したアレーアンテナの結合係数および反射係数

		TX antenna							
		1	2	3	4	5	6	7	8
R X a n t e n n a	1	-23.54dB/ 133.4°	-15.83dB/-179.9°	-23.74dB/- 4.2°	-27.47dB/ 165.8°	-29.56dB/- 15.7°	-32.03dB/ 163.0°	-35.00dB/ 1.7°	-38.90dB/ 171.5°
	2	-15.83dB/-179.9°	-27.61dB/ 142.8°	-16.16dB/-179.5°	-23.52dB/- 22.7°	-25.1dB/ 164.3°	-30.86dB/- 11.9°	-33.41dB/ 162.4°	-37.05dB/- 17.6°
	3	-23.74dB/ -4.2°	-16.16dB/-179.5°	-26.64dB/ 152.1°	-16.08dB/-174.5°	-24.64dB/- 6.5°	-26.27dB/ 160.8°	-30.43dB/- 7.8°	-32.60dB/-167.9°
	4	-27.47dB/ 165.8°	-23.52dB/- 22.7°	-16.08dB/-174.5°	-24.05dB/ 167.2°	-16.14dB/-172.5°	-23.83dB/- 19.9°	-26.85dB/ 174.0°	-29.83dB/- 12.4°
	5	-29.56dB/- 15.7°	-25.1dB/ 164.3°	-24.64dB/- 6.5°	-16.14dB/-172.5°	-27.30dB/ 159.6°	-16.13dB/-178.2°	-23.35dB/- 7.4°	-27.45dB/ 173.5°
	6	-32.03dB/ 163.0°	-30.86dB/- 11.9°	-26.27dB/ 160.8°	-23.83dB/- 19.9°	-16.13dB/-178.2°	-26.38dB/ 148.9°	-16.63dB/ 177.5°	-22.51dB/- 13.4°
	7	-35.00dB/ 1.7°	-33.41dB/ 162.4°	-30.43dB/- 7.8°	-26.85dB/ 174.0°	-23.35dB/- 7.4°	-16.63dB/ 177.5°	-30.48dB/ 155.0°	-16.21dB/-169.3°
	8	-38.90dB/ 171.5°	-37.05dB/- 17.6°	-32.60dB/-167.9°	-29.83dB/- 12.4°	-27.45dB/ 173.5°	-22.51dB/- 13.4°	-16.21dB/-169.3°	-24.10dB/ 134.1°

(2) 復調部

アレーアンテナの出力は、受信機に入力され、ベースバンド信号が復調される。構築したアレー受信機の内部の写真を図3に示す。8個のアンテナに対してそれぞれI信号とQ信号を復調するため、16チャンネルのベースバンド信号が出力される。8個の受信回路の特性のばらつきや、受信機までの配線での振幅・位相のばらつきが、受信信号の誤差の原因として考えられる。

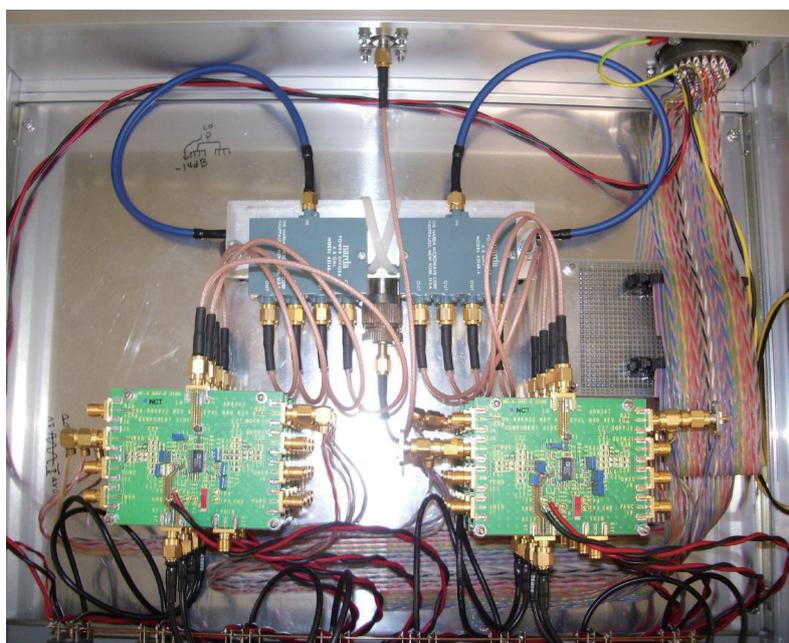


図3 構築したアレー受信機の内部

(3) サンプリング部

受信部から出力された、計 16 チャンネルのベースバンド信号は、サンプラーによりサンプリングされて、計算機に取り込まれる。第 k 番目のアンテナで、時刻 t におけるスナップショットで観測された I 成分、Q 成分の電圧をそれぞれ $v_k^I(t)$, $v_k^Q(t)$ とすると、受信信号ベクトル $\mathbf{x}(t)$ は、次のように表される。

$$\mathbf{x}(t) = \left[v_1^I(t) + jv_1^Q(t), K, v_k^I(t) + jv_k^Q(t), K, v_8^I(t) + jv_8^Q(t) \right]^T \quad (1)$$

相関行列 \mathbf{R}_{xx} は次のように表され、この行列をもとに、到来方向推定が行われる。

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)] \quad (2)$$

ここで、 $E[\]$ はアンサンブル平均を表す。

アレーアンテナの素子位置誤差、相互結合、グラウンド板による影響、受信系の誤差が無ければ、測定により得られた相関行列は真の相関行列となる。しかしながら、実際にはこれらの影響が無視できないため、測定された受信信号から、真の受信信号を推定する手法が必要となる。

(4) 信号処理部

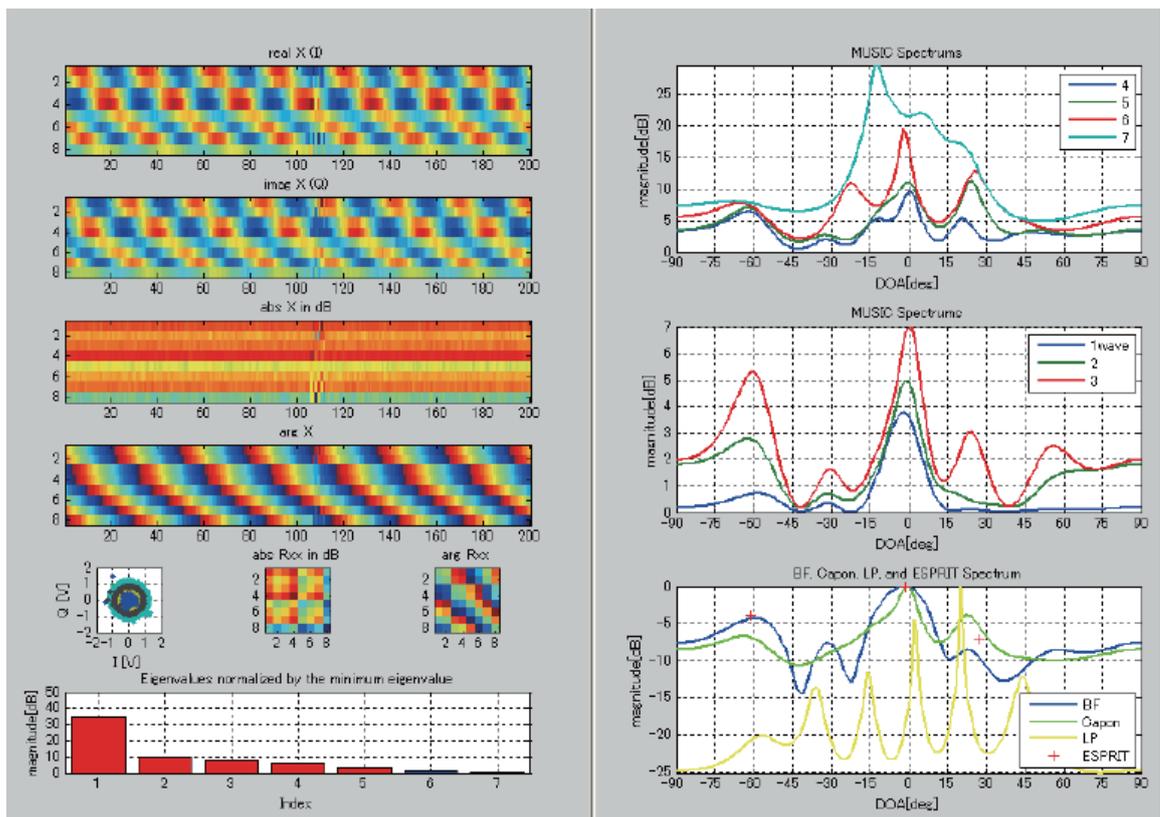


図 4 構築した受信信号取り込み・解析ソフトウェア

電子計算機上で動作するソフトウェアにより、受信信号は取り込まれ、解析される。構築したソフトウェアの画面を図 4 に示す。受信した受信信号ベクトル、コンスタレーション、相関行列、相関行列の固有値分布、および Beamformer 法、Capon 法、LP 法、MUSIC 法、ESPRIT 法による到来方向推定結果を表示する能力を持つ。受信された信号はファイルに保存され、オフラインで校正法のアルゴリズムの開発に使用することができる。

2-4 構築した受信機の基本特性

(3) 各チャンネルの入力電力対出力電力特性

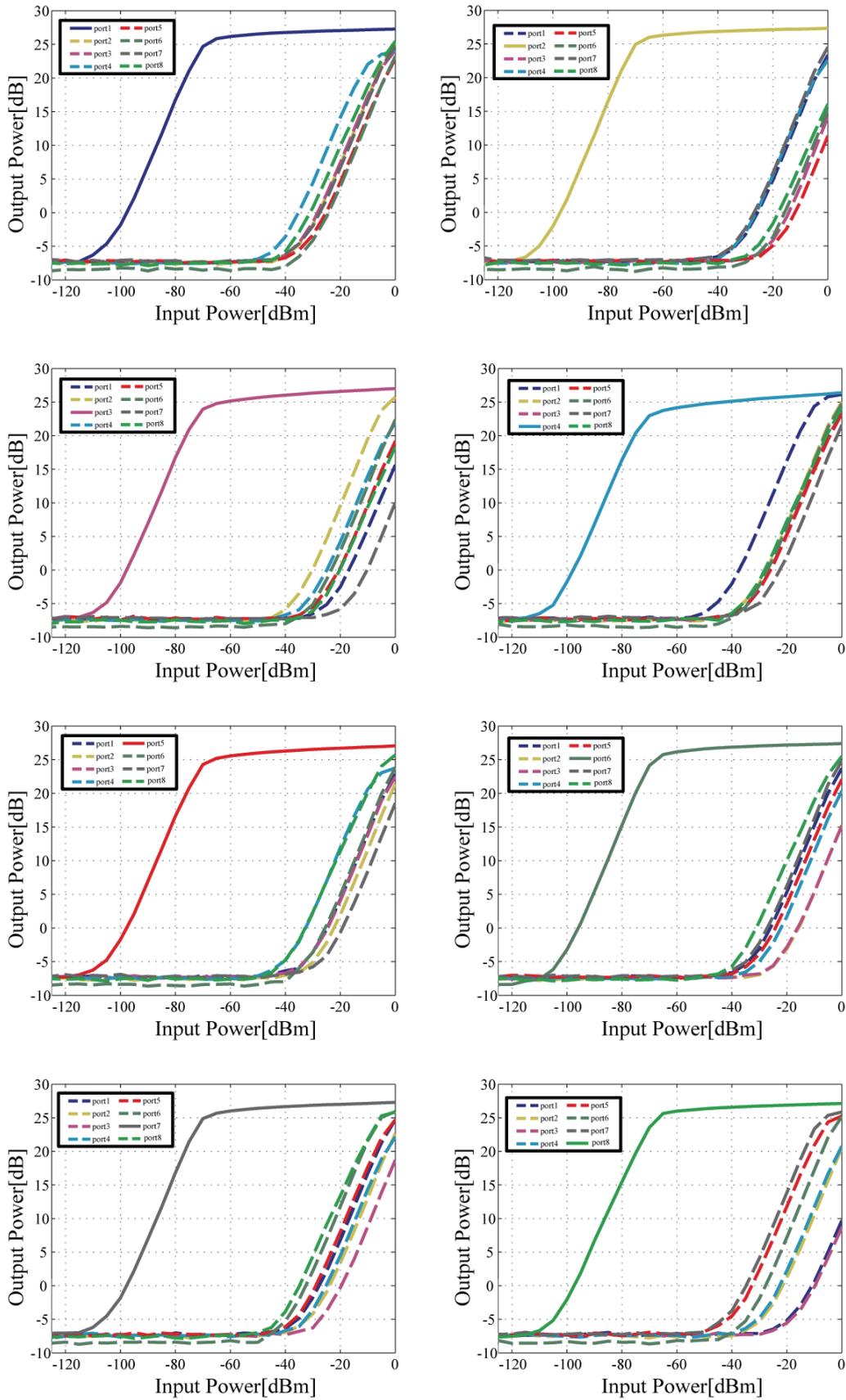


図5 各チャンネルの入力電力-出力電力特性とチャンネル間漏洩電力

各チャンネルの雑音電力、直線度、飽和受信電力、およびチャンネル間結合を調べるために、実験を行った。第1チャンネルから第8チャンネルまで、一つのチャンネルに信号発生器を接続して2.45GHzの搬送波を入力し、他の7個の入力は整合終端を接続して、受信機への入力電力を変化させたときの出力電力の特性を観測した。図5に結果を示す。

内部雑音電力は、入力電力換算で約-110dBmであることがわかる。また、入力電力が約-70dBmで飽和することもある。このことから、製作した受信機のダイナミックレンジは約40dBであることがわかる。ノイズレベル付近で、入力と出力の関係が直線から外れているのは、AGCが効いているためだと考えられる。入力が-50dBm以下の領域では、ほかのチャンネルへの漏洩電力はノイズレベル以下であるが、-50dBmを超えると、ほかのチャンネルへの漏洩が確認できる。しかしながら、この領域ではすでに目的とするチャンネルの入力が飽和しているため、問題にはならないと考えられる。また、ほかのチャンネルへの漏洩電力は、電力を入力するチャンネル、観測するチャンネルそれぞれでばらつきがあることがわかる。

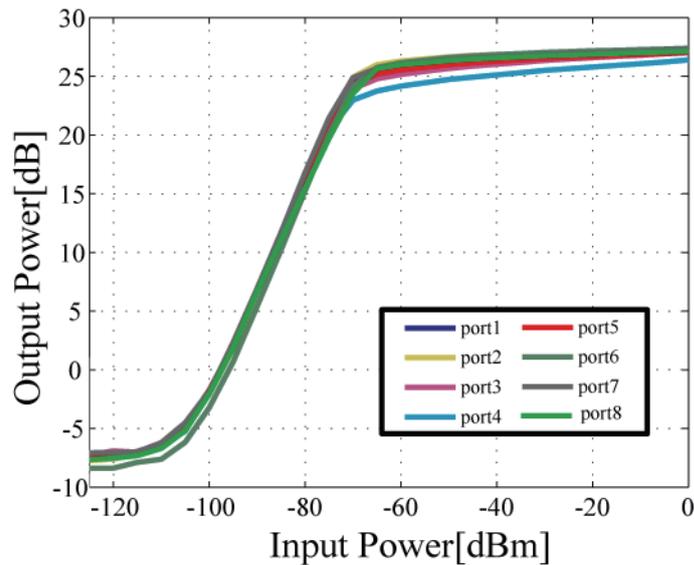


図6 各チャンネルの入力電力-出力電力特性のばらつき

各チャンネルのばらつきを調べるために、電力を入力したチャンネルの出力電力特性を、図6に示す。雑音電力レベルに3dB程度のばらつきがあることがわかる。また、直線領域、および飽和領域のレベルにも、最大で3dB程度のばらつきがあることがわかる。

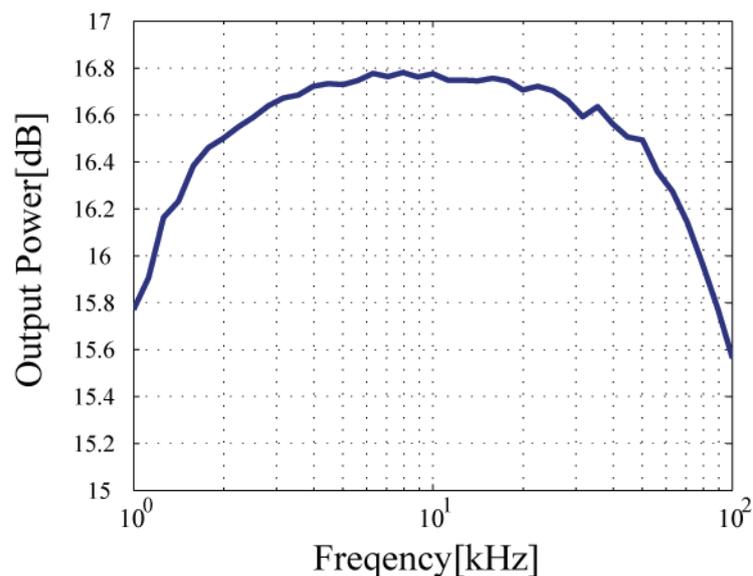


図7 第1チャンネルの周波数特性

復調されるベースバンド信号の歪みを調べるために、入力に搬送波 2.45GHz、電力-80dBm の信号を入力し、正弦波で振幅変調をかけ、変調周波数を 1kHz から 100kHz まで変化させたときの出力電力を測定した。チャンネル 1 に信号を入力したときの結果を図 7 に示す。ベースバンド周波数 1kHz から 90kHz の範囲で、出力電力の変動が 1dB に収まっていることが確認できた。

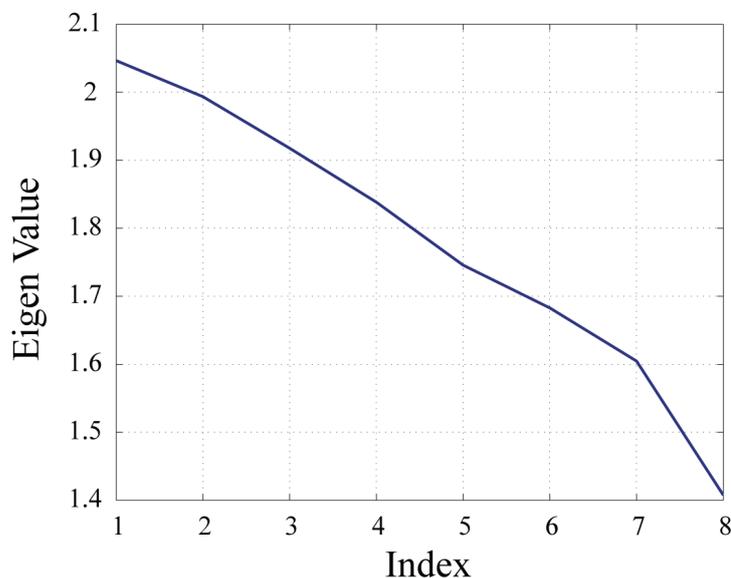


図 8 雑音の相関行列の固有値分布

多くの到来方向推定アルゴリズムは、雑音が無相関、すなわち、雑音の相関行列は単位行列であることを前提としている。製作したアレー受信機においてこの前提が成立しているかを確認するために実験を行った。全ての入力を $50\ \Omega$ で終端し、雑音のみが受信される状態にした。この状態で観測される受信信号行列の相関行列をもとめ、その固有値分布を計算した。結果を図 8 に示す。雑音が無相関であれば、全ての固有値が同じ値になるはずである。ところが、最小固有値と最大固有値の間に、0.65dB の違いが見られた。

これらのばらつきや、雑音の相関の影響を、キャリブレーションにより除去することが求められる。

3 校正法の原理

3-1 受信信号モデル

構築した装置により得られた受信信号ベクトル $\mathbf{x}(t)$ は、次のようにモデル化することができる。

アレーアンテナに L 波の電波が入射しているものとする。第 l 波の到来角、モードベクトル、時刻 t における複素振幅をそれぞれ θ_l , $\mathbf{a}(\theta_l)$, $s_l(t)$ とすると、

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{l=1}^L \mathbf{M} \mathbf{a}(\theta_l) s_l(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3)$$

ただし、

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)] \quad (4)$$

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_L(t)]^T \quad (5)$$

であり、 $\mathbf{n}(t)$ は雑音信号ベクトルである。また、行列 \mathbf{M} は、アレーの誤差を表すアレー誤差行列である。行列 \mathbf{M} が分かれば、実際に得られた受信信号ベクトルから真の受信信号ベクトルが求まるため、アレー誤

差の校正が行える。ただし、 \mathbf{M} は受信信号の到来方向によって異なるため、到来方向ごとの \mathbf{M} を用意しておく必要がある。

3-2 重み付き校正法

実際のアレーアンテナを用いて、到来方向が既知である N 波の参照信号を、個別に受信する。第 i 番目の参照信号を受信したときに得られる受信信号ベクトル $\mathbf{x}_i(t)$ は次のように表現される。

$$\mathbf{x}_i(t) = \mathbf{M}\mathbf{a}(\hat{\theta}_i)\hat{s}_i(t) + \mathbf{n}_i(t) \quad (6)$$

また、このときの相関行列は

$$\mathbf{R}_i = E[\mathbf{x}_i(t)\mathbf{x}_i^H(t)] \quad (7)$$

となる。次に、合計 N 個の \mathbf{R}_i から、誤差行列 \mathbf{M} を推定する。 \mathbf{a}_{ei} を、 \mathbf{R}_i の最大固有値に対する正規化固有ベクトルとすると、

$$\mathbf{M}\mathbf{a}(\hat{\theta}_i) = c_i\mathbf{a}_{ei} \quad (8)$$

となる。ここで、 c_i は複素定数である。評価関数 J を、

$$J = \sum_{i=1}^N \omega_i \left\| \mathbf{M}\mathbf{a}(\hat{\theta}_i) - c_i\mathbf{a}_{ei} \right\|^2 = \left\| (\mathbf{M}\mathbf{A} - \mathbf{A}_e\Lambda)\mathbf{W}^{1/2} \right\|_F^2 \quad (9)$$

として、 J を \mathbf{M} と Λ について最小化することにより、 \mathbf{M} が推定できる。ただし、

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\hat{\theta}_1), \dots, \mathbf{a}(\hat{\theta}_N)] \quad (10)$$

$$\mathbf{A}_e = [\mathbf{a}_{e1}, \dots, \mathbf{a}_{eN}] \quad (11)$$

$$\Lambda = \text{diag}\{c_1, \dots, c_N\} \quad (12)$$

$$\mathbf{W} = \text{diag}\{\omega_1, \dots, \omega_N\} \quad (13)$$

であり、 ω_i は、到来方向に対する重み付けである。アレーの校正を実行する前に、あらかじめ Beamformer 法により、到来方向のおおよその見積もりをしておき、その方向に重みをつけて \mathbf{M} を推定することが、本手法の特徴である。

\mathbf{M} の推定値 $\hat{\mathbf{M}}$ は、次式により求められる。

$$\hat{\mathbf{M}} = \mathbf{A}_e\Lambda\mathbf{W}\mathbf{A}^H(\mathbf{A}\mathbf{W}\mathbf{A}^H)^{-1} \quad (10)$$

3-3 実験結果

前節で述べた校正法の有効性を調べるために、実験を行った。電波暗室にアレーアンテナを設置し、 -90 度から $+90$ 度まで 1 度間隔で電波を入射した。周波数は 2.45GHz を用いた。結果を図 9 に示す。横軸は到来方向であり、縦軸は推定誤差である。赤線は提案法である重み付け校正法を用いて校正を行った場合、黄線は重み付けを行わずに校正を行った場合、青線は校正を行わない場合、緑線は校正は行わないが到来方向 0 度が実際の 0 度になるように補正を行った場合を示す。また、黒線は推定誤差の理論限界を示す Cramér-Rao bound Bound を示す。重み付けを行った校正法により、到来方向推定誤差が大幅に減少していることが分かり、提案法の有効性が検証された。

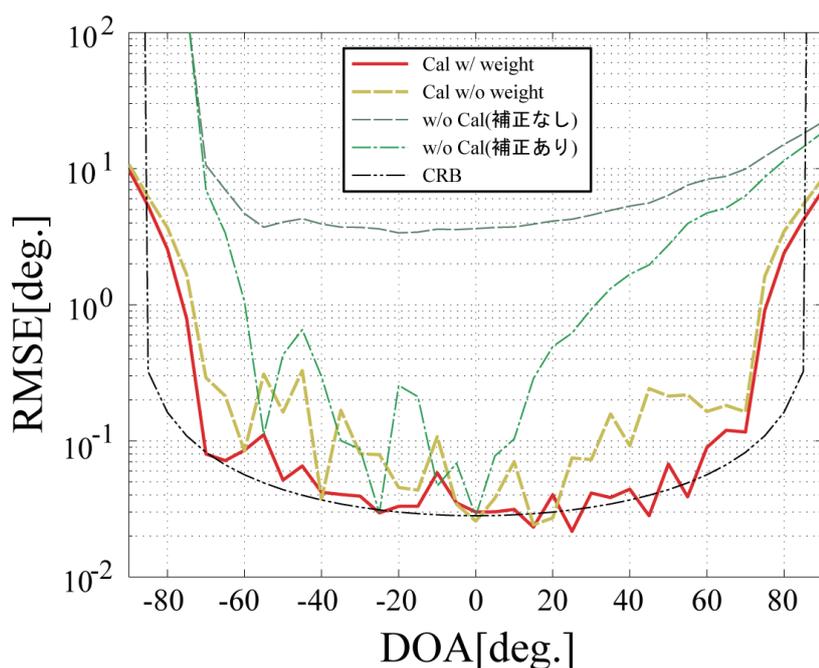


図9 校正前、校正後の到来方向推定誤差

4 むすび

8素子アレーアンテナシステムを構築し、ハードウェア、ソフトウェアともに動作することを確認した。また、重み付け校正法によるアレー校正法を提案し、従来の重み付けなし校正法より誤差が減少したことを実験により確認した。

今回は到来波が1波のみの環境で実験を行ったが、複数の到来波がある場合での実験も行い、校正法の更なる改善を行っていく予定である。

【参考文献】

- [1] C.M.S. See "Sensor array calibration in the presence of mutual coupling and unknown sensor gains and phases", IEEE Electronics Letters, vol.30, No.5, pp.373-374, March 1994.

〈発表資料〉

題名	掲載誌・学会名等	発表年月
Improvement of Array Calibration Method for DOA Estimation by Using Weighted Reference Signals	Proceedings of ISAP2007	2007年8月
An experimental consideration on spatial correlation and minimum eigenvalue for MIMO system using polarizatoin,	Proceeding of EuCAP 2007	2007年11月
SAGE アルゴリズムを用いた DOA 推定のためのアレーアンテナ校正法	電子情報通信学会 信学技報	2008年3月