

散乱波を用いたMIMOアンテナ複素指向性の測定

齋藤 公利[†] 本間 尚樹^{††} 陳 強[†]

[†] 東北大学 〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

^{††} 岩手大学 〒020-8551 岩手県盛岡市上田 4-3-5

E-mail: [†]masaitoh@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 小形 MIMO アンテナの複素指向性を同軸ケーブルを用いて測定した場合、ケーブルによる散乱や不要放射によって正確な測定結果を得ることができない。本報告では、指向性に影響する同軸ケーブルを用いずに、負荷変調された散乱波のみ観測することで被測定アンテナの複素指向性を測定する方法について述べる。また実験結果に基づき、提案手法により十分な精度で複素指向性を評価できることを明らかにする。

キーワード 複素指向性, MIMO アンテナ, チャンネル推定, 負荷変調

Measurement of Complex Radiation Patterns of MIMO Antenna Using Backscattering Waves

Masatoshi SAITOH[†], Naoki HONMA^{††}, and Qiang CHEN[†]

[†] Tohoku University 6-6-05 Aramaki Aza Aoba, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579 Japan

^{††} Iwate University Ueda, Morioka, Iwate, 020-8551 Japan

E-mail: [†]masaitoh@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract The coaxial cables seriously affect the measurement accuracy of the complex radiation patterns of the MIMO antenna due to the scattering and unwanted radiation from the cables. This report presents the measurement method that uses modulated backscattering wave from the antenna under test and estimates its complex radiation patterns without connecting the coaxial cables to it. The proposed measurement was carried out and it is revealed that the proposed method offers the complex radiation pattern measurement with sufficiently high accuracy.

Key words Complex radiation pattern, MIMO antenna, channel estimation, load modulation

1. ま え が き

近年、移動体通信システムにおいて通信速度や通信品質の向上が求められている。送受信機に複数のアンテナ素子を用いる MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 技術は、利用周波数帯域を広げることなく伝送容量を大幅に改善することができ、これらの要求を達成する手法として注目されている [1]。これに伴い、実装面積の限られた小形移動端末へ多数のアンテナ素子を配置するような MIMO アンテナ端末について検討が進められている [2] [3]。一方で MIMO アンテナ端末の重要な評価指標の 1 つとして複素指向性が知られている [4]。この複素指向性に基づいて、MIMO アンテナ素子の放射効率や、素子間の空間相関係数を評価することができる。特に MIMO 伝送において、空間相関係数は端末素子へ到来する信号の独立性を表すため重要である。

複素指向性測定の一般的な手法として同軸ケーブルを用いる

手法がある [5] [6]。VNA (Vector Network Analyzer) など位相特性を観測できる測定器に対し、同軸ケーブルを介して、被測定アンテナである MIMO AUT (Antenna Under Test) と観測アンテナを接続する手法である (以降、同軸測定系)。MIMO AUT と観測アンテナ間の透過特性を直接観測することで、複素指向性を評価できる。しかしながら、同軸測定系では MIMO AUT を同軸ケーブルを介し給電する必要がある。同軸ケーブルは構造上、外導体への漏れ電流に起因した不要放射を生じ、また外導体自体が散乱体になる。そのため小形 MIMO アンテナの放射特性には大きく影響を及ぼし、測定精度が劣化するという問題がある。したがって同軸測定系による複素指向性測定の際には、ケーブルの配置を十分に配慮する必要がある。

これまでに MIMO AUT に同軸ケーブルを接続せずに複素指向性を測定する方法として、1979 年に AUT からの散乱波により、素子指向性を推定する手法が報告されている [7]。しかしながら、本手法は散乱波の電力のみを取り扱うものであり、放

射指向性推定にとどまった．そのため位相特性が必要とされる MIMO アンテナへの適用は困難であった．一方，近年では変調散乱波を用いた MIMO AUT の S パラメータ推定法が提案されている [8]．文献 [8] では素子間結合推定を素子指向性推定へ拡張可能であると指摘されている．しかしながら位相特性推定はアンテナ素子の反射係数のみに限られ，素子間結合の位相特性推定については議論されていない．したがって，MIMO アンテナの評価としては不十分であった．

著者はこれまでに，負荷変調技術 [9] に基づき，観測アンテナと MIMO AUT 間のチャンネル応答を推定し，複素指向性の振幅・位相特性を算出する手法を提案してきた [10] [11]．提案測定システムは電波暗室内に配置された観測用送受信アンテナ及びアンテナ素子数 N の MIMO AUT より構成される．本手法では，まず MIMO AUT に対し任意の終端負荷のみを接続し，その終端負荷を変化させながら，負荷変調された散乱波を観測する．そして，観測された散乱波より導かれた連立方程式を解くことにより，観測アンテナと MIMO AUT 間のチャンネル応答を推定し，その推定結果より MIMO AUT の複素指向性を算出する．これにより，同軸ケーブルからの不要放射の影響を低減した複素指向性の評価が可能となる．これまでに，著者は数値シミュレーションに基づき，提案推定式によって MIMO アンテナの複素指向性が推定されることを明らかにした．また，雑音による推定精度への影響について考察を行ってきた．

本報告では，提案手法を適用した複素指向性測定を電波暗室において実施し，その実験結果について述べる．実験結果に基づき，提案手法の推定精度について考察し，実際の複素指向性測定においても，有効であることを明らかにする．

本報告の構成を以下に示す．2. では提案システムモデルを示し，複素指向性推定式の導出について述べる．3. では実験系及び実験結果を示し，提案手法の推定精度について考察を行う．

2. 複素指向性推定式

2.1 提案複素指向性測定システムモデル

図 1 は提案複素指向性測定システムモデルである．観測用送受信アンテナ及び N 素子の MIMO AUT が電波暗室内に配置される．観測アンテナはバイスタティック構成であり，MIMO AUT の方向に対し等しい動作利得を有している．また送受信アンテナは近接に配置されている．一方，MIMO AUT は観測アンテナから十分に離して配置されており，MIMO AUT のポートはそれぞれ既知の終端負荷 z_i によって終端される．ここで i は MIMO AUT のポート番号を示す．

図 1 の提案システムの等価回路モデルは図 2 のように書き表せる．図中の添字 T , R 及び M は送信アンテナ，受信アンテナ及び MIMO AUT のポートをそれぞれ示す．本報告では，送受信機のインピーダンスは基準インピーダンス z_0 に等しいものとする．

提案システムの S パラメータ行列 S_s は，送受信アンテナ素子及び MIMO AUT 素子を含む全アンテナ素子の反射及び素子間結合を示し，

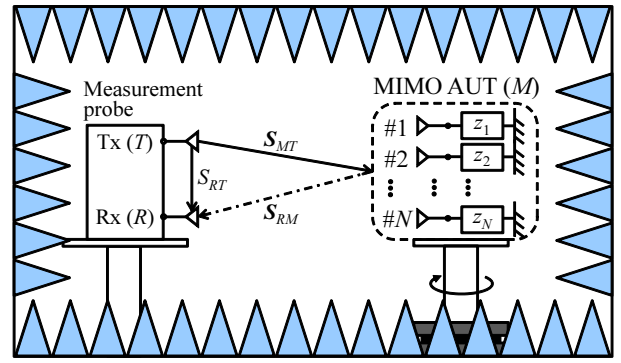


図 1 提案複素指向性測定システム

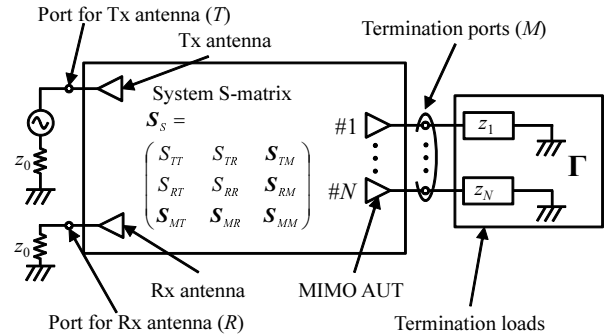


図 2 提案モデルの等価回路モデル

$$S_s(\theta, \phi) = \begin{pmatrix} S_{TT} & S_{TR} & S_{TM}(\theta, \phi) \\ S_{RT} & S_{RR} & S_{RM}(\theta, \phi) \\ S_{MT}(\theta, \phi) & S_{MR}(\theta, \phi) & S_{MM} \end{pmatrix} \quad (1)$$

と表される．また各行列及びベクトルの次元は，

$$S_{MT} = S_{TM}^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$$

$$S_{MR} = S_{RM}^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$$

$$S_{MM} \in \mathbb{C}^{N \times N}.$$

である． S_{TT} 及び S_{RR} はそれぞれ送信アンテナ素子及び受信アンテナ素子の反射係数を示す． S_{RT} は送受信アンテナ間の素子間結合を表す． S_{MM} は MIMO AUT の S パラメータ行列を示し，次元は $N \times N$ である． S_{MM} は MIMO AUT が小形である場合には，測定器からの影響により直接測定することが困難である．しかしながら，散乱波を用いて高精度に S_{MM} を推定する手法が過去に提案されており [8]，本検討では事前に観測されているものとする． S_{MT} は送信アンテナから MIMO AUT へのチャンネル応答を， S_{RM} は MIMO AUT から受信アンテナへのチャンネル応答をそれぞれ示す． S_{MT} 及び S_{RM} は MIMO AUT の複素指向性に対応しているが，MIMO AUT が小形である場合には直接測定することが困難である．提案手法では S_{MT} あるいは S_{RM} を直接測定することなく，送受信アンテナ間チャンネル応答のみから推定する．ここで，本報告では S_{MT} 及び S_{RM} は MIMO AUT の方向に依存し，その一方で S_{TT} , S_{RR} , S_{RT} 及び S_{MM} は MIMO AUT の方向には依存

せず、ほぼ一定であると仮定する。

次に MIMO AUT の終端条件 Γ を

$$\Gamma = \begin{pmatrix} \gamma_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \gamma_N \end{pmatrix} \in \mathbb{C}^{N \times N} \quad (2)$$

のように定義する。ここで、 γ_i は i 素子目の終端負荷の反射係数を示し、その負荷インピーダンス値を z_i とすると、 $\gamma_i = (z_i - z_0)/(z_i + z_0)$ と書き表せる。なお終端条件 Γ は事前に測定され既知であるものとする。

図 1 において観測される送受信アンテナ間チャンネル応答 H は式 (1) 及び (2) より、

$$H = S_{RT} + S_{RM}\Gamma(I - S_{MM}\Gamma)^{-1}S_{MT} \quad (3)$$

と表される。ここで I は単位行列、 $(\cdot)^{-1}$ は逆行列をそれぞれ示す。また図 1 では観測アンテナと MIMO AUT 間の距離が十分に離れていることから、式 (3) において往復のチャンネル応答はほぼ等しいものとする ($S_{RM}^T \simeq S_{MT}$)。式 (3) より、送受信アンテナ間のチャンネル応答は送受信アンテナ間結合 S_{RT} 及び散乱波成分により構成されることが分かる。また散乱波成分は送信アンテナ (T) より MIMO AUT (M) へ伝搬し、MIMO AUT (M) にて反射され、受信アンテナ (R) へ到達するパスであることが分かる。

2.2 複素指向性推定式の導出

i 番目 MIMO AUT 素子を例に複素指向性推定式の導出について述べる。まず 2 通りの終端条件を MIMO AUT のポートへ与える。 i 番目のポートには 2 通りの終端条件を与え、その他のポートは基準インピーダンス z_0 によって終端する。このとき、送受信アンテナ間で観測されるチャンネル応答は式 (3) より、

$$\begin{pmatrix} H_i^{(1)} \\ H_i^{(2)} \end{pmatrix} \simeq \begin{pmatrix} S_{RT} + \frac{\gamma_i^{(1)}}{1 - \gamma_i^{(1)} S_{MM,ii}} S_{MT,i}^2 \\ S_{RT} + \frac{\gamma_i^{(2)}}{1 - \gamma_i^{(2)} S_{MM,ii}} S_{MT,i}^2 \end{pmatrix} \quad (4)$$

と書き表される。ここで、 $H_i^{(j)}$ は j 通り目の終端負荷 $z_i^{(j)}$ によって i 番目 MIMO AUT 素子を終端した際に得られるチャンネル応答を示す。 $S_{MM,ii}$ は S_{MM} の i 番目の対角要素を示しており、 i 番目 MIMO AUT 素子の反射係数を意味する。また $S_{MT,i}$ は S_{MT} の i 番目の要素を示し、これは i 番目 MIMO AUT 素子の複素指向性に対応している。式 (4) より、送受信アンテナ間結合 S_{RT} は $H_i^{(1)} - H_i^{(2)}$ によって抑圧することができ、チャンネル応答 $S_{MT,i}$ は、

$$S_{MT,i} = \pm \sqrt{\frac{H_i^{(1)} - H_i^{(2)}}{\frac{\gamma_i^{(1)}}{1 - \gamma_i^{(1)} S_{MM,ii}} - \frac{\gamma_i^{(2)}}{1 - \gamma_i^{(2)} S_{MM,ii}}}}. \quad (5)$$

のように推定される。ただし式 (5) では $S_{MT,i}$ は一意ではないことが分かる。そのため解の選択が必要となるが、その決定手

法については後述する。以降では決定された解を $S'_{MT,i}$ と書き表す。

以上より、負荷変調技術によりチャンネル応答 $S_{MT,i}$ は推定され、 i 番目 MIMO AUT 素子の複素指向性 $D_{\text{est},i}$ はフリスの伝達公式に基づき、

$$D_{\text{est},i} = \frac{4\pi d S'_{MT,i}}{\lambda D_T} \quad (6)$$

のように算出される。ここで、 D_T は観測アンテナの MIMO AUT 方向の複素指向性、 d は観測アンテナと MIMO AUT 間の距離、 λ は真空中の波長をそれぞれ表す。その他の MIMO AUT 素子についても同様の手順で複素指向性を推定することが可能である。

2.3 推定チャンネル応答の解の決定法

提案手法では、式 (5) より S'_{MT} の符号の組合せが 2^N 通り存在する。ここでは、 S'_{MT} に対する符号の組合せの決定法について述べる。まず 2 通りの終端条件 $\Gamma^{(1)}$ 及び $\Gamma^{(2)}$ を MIMO AUT に与える。これらの終端条件はそれぞれ異なる条件であるとし ($\Gamma^{(1)} \neq \Gamma^{(2)}$)、また基準インピーダンス z_0 では終端しないものとする。このときに得られるチャンネル応答をそれぞれ $H^{(1)}$ 及び $H^{(2)}$ とし、送受信アンテナ間結合 S_{RT} の影響を $H^{(1)} - H^{(2)}$ によって除去する。ここでは、 $H^{(1)} - H^{(2)}$ を ΔH と定義する。一方で、推定されたチャンネル応答 S'_{MT} を用いて、 ΔH を同様に推定することが可能である。推定された ΔH は $\Delta H'$ と定義し、 2^N 通りの推定結果が存在する。このようにして得られた ΔH と $\Delta H'$ を比較することで、正しい S'_{MT} の符号の組合せを決定することが可能である。本報告では、 ΔH と $\Delta H'$ 間のチャンネル推定誤差が最も小さくなるように符号の組合せを選択することにより、 S'_{MT} の符号の組合せを決定した。

3. 実験系及び実験環境

3.1 実験系

図 3 に実験環境を示す。実験は電波暗室内で行われ、観測アンテナと MIMO AUT がそれぞれ配置されている。MIMO AUT は回転台上に固定されており、 ϕ 方向への回転が可能である。利用周波数を 2.38 GHz とし、観測アンテナと MIMO AUT 間の距離は 2 m で固定した。本実験は MIMO AUT の水平面指向性について行った。

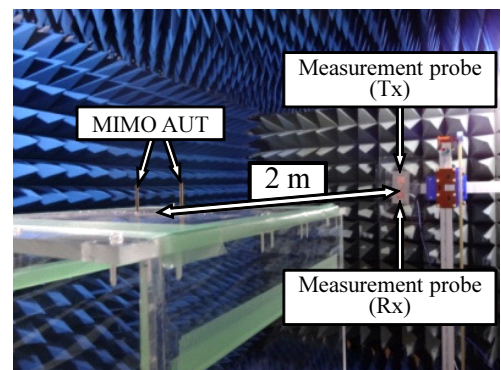


図 3 実験環境

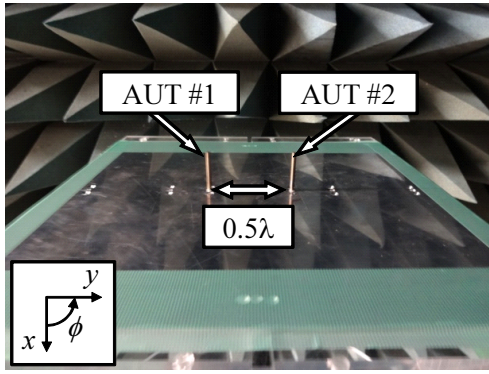


図 4 MIMO AUT として用いた 2 素子モノポールアンテナアレー

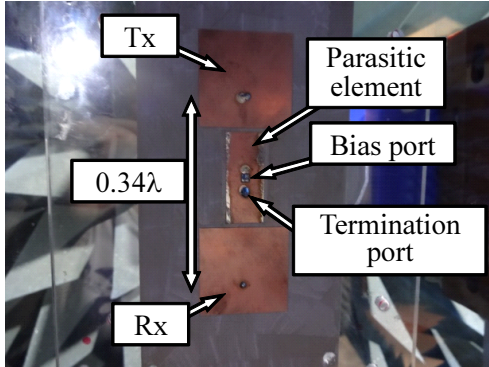


図 5 観測用マイクロストリップアンテナ

本実験で用いた MIMO AUT を図 4 に示す．素子間隔 0.5λ を有する 2 素子モノポールアンテナアレーを用いた．図 4 に示すように MIMO AUT は十分に大きな地板を有している．したがって，MIMO AUT に接続される測定器や終端負荷がアレー素子に与える影響は，十分に小さいものと考えられる．これにより，MIMO AUT に対して終端負荷のみを接続する提案手法と，同軸測定系による評価法を比較することが可能である．図 5 は本実験に用いられた観測アンテナである．同一形状を有する 2 素子マイクロストリップアンテナ及び無給電素子により構成される．送受信アンテナは十分近接に配置されており，素子間隔は 0.34λ である．無給電素子にはバラクタダイオード (HVU-316, Renesas Tech. Inc.) が装荷されており，バラクタダイオードへのバイアス電圧を制御することにより，送受信アンテナ間結合 S_{RT} を低減することが可能である．本実験ではバイアス電圧を 6 V とし， S_{RT} は -45 dB 程度である．

図 6 に実験系の構成を示す．送信アンテナには SG (R&S SMC100A) が接続されており，2.38 GHz の無変調信号が出力される．このとき送信電力は 20 dBm である．受信アンテナにて観測される送受信アンテナ間のチャネル応答は，ベースバンド信号にダウンコンバートされ，DAQ (National Instruments PCIe-6363) にて記録される．散乱波を負荷変調するために，観測したい MIMO AUT 素子のポートに対しては PIN ダイオード (HVU-187-E, Renesas Tech. Inc.) がバイアス T を介して接続されている．バイアス T にはバイアス電圧を印加するために BNC ケーブルが接続されている．バイアス電圧はバイアス信号発生器 (Yokogawa Electric Corp. VB8000 AR-

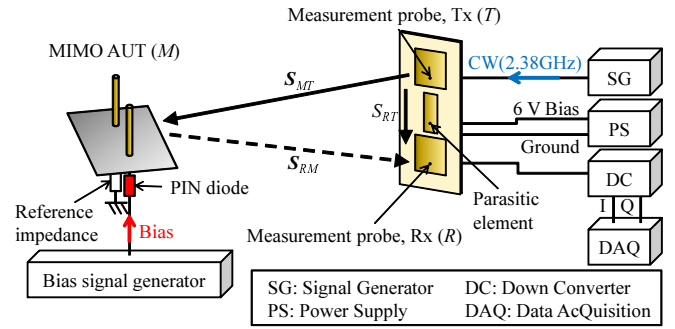


図 6 実験系の構成

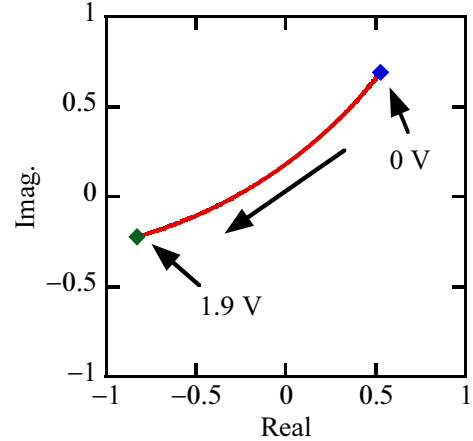


図 7 バイアス電圧に対する PIN ダイオードの反射係数の軌跡

BITRARY WAVEFORM GENERATOR) によって制御され，PIN ダイオードのインピーダンス値を変化させる．一方でその他の MIMO AUT 素子は基準インピーダンス z_0 にて終端する．本実験において，基準インピーダンスは 50Ω である．

本検討では，提案手法の精度を考察するために，観測アンテナと MIMO AUT 間のチャネル応答を同軸測定系により観測し，複素指向性を評価した．送信アンテナと MIMO AUT 間のチャネル応答 S_{MT} より評価された複素指向性を D_T とし，一方で受信アンテナと MIMO AUT 間のチャネル応答 S_{MR} より評価された複素指向性を D_R と定義する．本検討では， D_T と D_R の相乗平均 D_{exact} を提案手法の精度を評価するための基準データとする．したがって，提案手法により推定された複素指向性の推定誤差は

$$J_i(\theta, \phi) = \frac{|D_{est,i}(\theta, \phi) - D_{exact,i}(\theta, \phi)|^2}{|D_{exact,i}(\theta, \phi)|^2}, \quad (7)$$

と定義される．ここで， i は MIMO AUT 素子の素子番号を意味する．

4. 実験結果

図 7 に負荷変調に用いた PIN ダイオードの反射係数を示す．周波数は 2.38 GHz である．図中の軌跡は PIN ダイオードへの印加電圧を $0 \sim 1.9$ V まで変化させた時の反射係数の変化を表す．提案手法では 2 通りの終端負荷が必要とされるため，図中

に示すように 0 V 及び 1.9 V 時の反射係数を用いた。

図 8 及び図 9 に本実験により観測された複素指向性を示す。図中の線の軌跡は提案手法によって得られた複素指向性を示しており、マーカーは同軸測定系によって得られた基準データをそれぞれ示している。図より、提案手法により複素指向性の振幅及び位相特性を高精度に推定可能であることが分かる。また MIMO AUT の方位角 ϕ に対する推定誤差を図 10 に示す。これより、本実験において複素指向性の推定誤差は、MIMO AUT の方位角に依らず約 -20 dB 以下となり、高精度な複素指向性推定が可能であることが分かった。さらに、図 8 及び図 10 を比較することで、推定誤差が大きい方位角 ϕ は MIMO AUT において、動作利得の小さい角度に対応していることが分かる。このことから、推定誤差は MIMO AUT 自身の動作利得に依存することが考えられる。

また低動作利得以外の推定誤差の要因としてはチャンネル応答の観測誤差が考えられる。観測誤差はキャリブレーションの精度や測定器の性能に依存する。さらに、提案手法では、送信アンテナから MIMO AUT へのチャンネル応答と MIMO AUT から受信アンテナへのチャンネル応答がほぼ等しいものであると仮定しているが ($S_{RM}^T \simeq S_{MT}$)、厳密には往復のチャンネル応答は等しくならない。特に、MIMO AUT の構成が水平面に対して対象でない場合は、往復のチャンネル応答の間に大きな誤差が生じ、それに起因した推定誤差が生じると考えられる。

一方で、水平面内でパスが一様に到来すると仮定し、空間相関係数の計算を行った。推定された複素指向性と同軸測定系によって得られた複素指向性から求められた空間相関係数はそれぞれ、0.104 と 0.110 となった。この結果から、本実験においては動作利得の低い方向において誤差が残存するものの、十分な精度で空間相関係数を評価可能であることが明らかになった。

以上より、本実験のように観測アンテナと MIMO AUT 間距離を十分に設けるなど、提案手法に求められている条件を満たすことで、十分な精度で複素指向性を推定することが可能であり、また空間相関係数の評価も高精度に行えることが分かった。

5. む す び

本報告では散乱波を用いた MIMO アンテナ複素指向性測定法について実験的に精度の考察を行った。提案システムは観測用送受信アンテナ及び被測定アンテナによって構成され、被測定アンテナのポートには終端負荷のみを接続する。提案手法では、被測定アンテナにおいて負荷変調された散乱波を観測することにより、複素指向性を推定することができる。本稿では電波暗室内にて 2 素子モノポールアンテナアレーの複素指向性推定実験を行った。また同軸測定系による複素指向性測定結果と比較することにより、提案手法の推定精度を考察した。その結果、提案手法の推定誤差は最大約 -20 dB であり、十分に高精度な評価が可能であることが確認された。さらに水平面複素指向性を用いて空間相関係数の評価を行い、推定された複素指向性には誤差が残存するものの、空間相関係数の評価も高精度に行えることを確認した。以上より、提案手法は新たな MIMO アンテナ複素指向性測定法として有効であることを明らかにした。

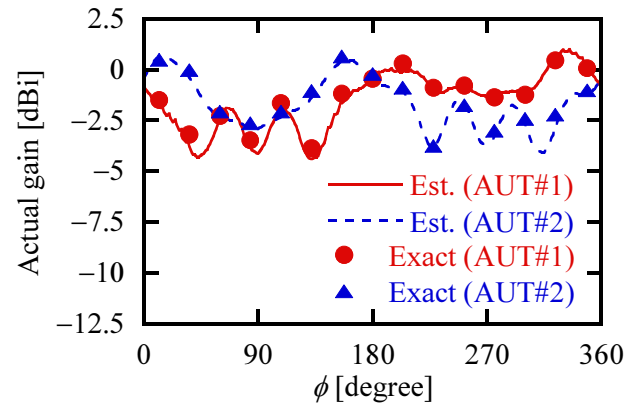


図 8 動作利得の比較

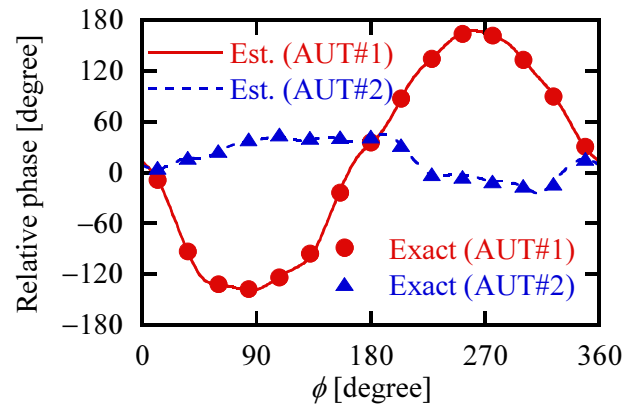


図 9 相対位相の比較

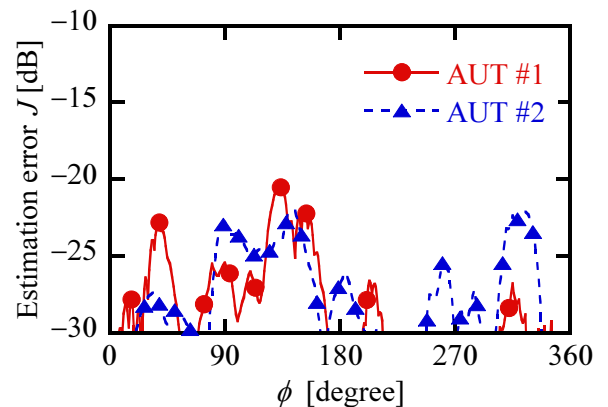


図 10 MIMO AUT の方位角 ϕ に対する推定誤差

謝 辞

本研究の一部は JSPS 科研費 (25709030) の助成を受けたものである。

文 献

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "Capacity when using diversity at transmit and receive sites and the Rayleigh-faded matrix channel is unknown at the transmitter," in Proc. WINLAB Workshop on Wireless Information Network, Mar. 1996.
- [2] N. Honma, K. Nishimori, Y. Takatori, A. Ohta, and K.

- Tsunekawa, "Proposal of compact three-port MIMO antenna employing modified inverted F antenna and notch antennas," 2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp.2613–2616, Jul. 2006.
- [3] R. A. Bhatti, S. Yi, and S. Park, "Compact antenna array with port decoupling for LTE-standardized mobile phones," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol.8, pp.1430–1433, 2009.
- [4] T. Taga, "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments," Vehicular Technology, IEEE Transactions, vol.39, no.2, pp.117–131, May 1990.
- [5] 深沢徹, 下村健吉, 大塚昌孝, "小形無線端末用のアンテナ測定における高精度測定法," 信学論 (B), vol.J86–B, no.9, pp.1895–1905, 2003年9月.
- [6] 天利悟, 山本温, 岩井浩, 小川晃一, "光ファイバ複素指向性測定系による端末アダプティブアレーの干渉波抑圧効果に関する検証," 信学技報, AP2006–60, pp.17–22, 2006年8月.
- [7] J. Appel-Hansen, "Accurate determination of gain and radiation patterns by radar cross-section measurements," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.27, no.5, pp.640–646, Sep. 1979.
- [8] B. Monsalve, S. Blanch, and J. Romeu. "Multiport small integrated antenna impedance matrix measurement by backscattering modulation," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.61, no.4, pp.2034–2042, Apr. 2013.
- [9] K. Terasaki, N. Honma, "Feasible load modulation technique using multiple antenna systems," Electronics letters, vol.48, no.18, pp.1090–1091, Aug. 2012.
- [10] 齋藤公利, 本間尚樹, 陳強, "負荷変調を用いた MIMO アンテナの複素指向性の推定法," 信学技報, AMT2014, 2014年4月
- [11] M. Saitoh, N. Honma, and Q. Chen, "Estimation method for complex radiation pattern of MIMO antennas using backscattering waves," Proc. of 2014 IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition, Sapporo, Hokkaido, Japan, pp. 217–218, 2014.