

## 負荷変調を用いた MIMO アンテナの複素指向性の推定法

齋藤 公利<sup>†</sup> 本間 尚樹<sup>††</sup> 陳 強<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 東北大学大学院工学研究科通信工学専攻 〒 980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

<sup>††</sup> 岩手大学工学部 〒 020-8551 岩手県盛岡市上田 4-3-5

E-mail: <sup>†</sup>{masaitoh,chenq}@ecei.tohoku.ac.jp, <sup>††</sup>honma@iwate-u.ac.jp

あらまし MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) アンテナの重要な評価指標の 1 つに複素指向性がある。その測定方法として同軸ケーブル、小形発振器あるいは光ファイバケーブルを用いた方法があるが、いずれも測定精度あるいはコストなどに問題がある。本報告では MIMO アンテナにケーブルや小形発振器を接続せずに複素指向性を評価する手法として、MIMO アンテナに負荷変調方式を適用し、MIMO アンテナからの反射波情報により複素指向性を推定する手法を提案する。2 素子ダイポールアレーアンテナの数値シミュレーションを行い、観測アンテナ-MIMO アンテナ間距離が十分に大きく  $8\lambda$  以上とした場合に推定誤差を約 0.2%以下に、また 15 dB 程度の SNR (Signal-to-Noise Ratio) の際に十分な観測精度が得られることを示し、MIMO アンテナにケーブルや小形発振器を接続せずに複素指向性を評価することが可能であることを明らかにする。

キーワード 複素指向性, 負荷変調, MIMO アンテナ

## Estimating Complex Radiation Patterns of MIMO Antenna Using Load Modulation

Masatoshi SAITOH<sup>†</sup>, Naoki HONMA<sup>††</sup>, and Qiang CHEN<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Department of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University 6-6-05  
Aramaki Aza Aoba, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan

<sup>††</sup> Faculty of Engineering, Iwate University 4-3-5, Ueda, Morioka, 020-8551 Japan

E-mail: <sup>†</sup>{masaitoh,chenq}@ecei.tohoku.ac.jp, <sup>††</sup>honma@iwate-u.ac.jp

**Abstract** Complex radiation patterns is one of the figure of merit for MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) antenna. In general, complex radiation patterns are measured by using coaxial cables, small oscillators or fiber optic cables. However, by using conventional methods, either low accuracy, or high measurement cost is inevitable. In this report, a novel evaluation method of complex radiation patterns of MIMO antenna is presented. The proposed method estimates complex radiation patterns from channel responses obtained by switching the termination load of MIMO antennas. Because the proposed method estimates complex radiation patterns without using coaxial cable and small oscillators, the proposed method gives complex radiation patterns accurately in low cost. Results of the numerical simulation shows that the proposed method gives complex radiation patterns accurately when distance between observation antennas and MIMO antennas is larger than  $8\lambda$  in low noise environments.

**Key words** complex radiation patterns, load modulation, MIMO antenna

### 1. ま え が き

利用周波数帯域を広げずに伝送容量を向上させる手法として MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 伝送がある。マルチアンテナシステムに対し、空間信号処理を採用することにより、空間リソースの活用が可能となり、伝送容量の大幅な改善が期待される。これと同時に移動端末に複数のアンテナを配

置するようなマルチアンテナ端末について検討が進められている [1], [2]。

一方で移動端末において重要な評価指標として複素指向性がある [3]。この複素指向性に基づいて、小形化、内蔵化及び金属部品等による劣化低減を評価する放射効率や、特に MIMO 伝送構成の場合には端末アンテナへ到達する信号の独立性を評価する空間相関係数を求める事ができる。

従来の複素指向性評価手法として、同軸ケーブル、小形発振器あるいは光ファイバケーブルを用いた手法がある [4]–[7]。同軸ケーブルを用いる手法では、被測定対象である MIMO AUT (Antenna Under Test) に対し同軸ケーブルを通じ給電する必要があるため、同軸ケーブルからの不要輻射の影響により測定精度が劣化する。したがって、複素指向性評価の際には同軸ケーブルの配置に十分な考慮が必要とされる。また小形発振器を用いた測定系では、MIMO AUT に給電するための同軸ケーブルが不要となるため、不要輻射の影響のない高精度な測定が期待される。しかしながら、小形発振器を動作させるためのバッテリーが必要となるため、バッテリー消耗などに起因した出力変動に依る測定精度の劣化などが考えられる。また参照信号を取り出すことができないため、MIMO AUT の位相特性の評価が困難であるという問題がある。MIMO 伝送における空間相関係数を評価するには、複素指向性の振幅だけでなく、位相特性を高精度に測定することが必要である。一方で光ファイバケーブルを用いる手法では、MIMO AUT への給電系へ光電界センサを適用した光ファイバケーブルを導入する。この手法は多くの部品を誘電体で構成できるため、測定系からの不要輻射の影響がないという利点がある。また参照信号を取り扱えるため、複素指向性の位相特性を評価することが可能である。しかしながら光電界センサが非常に高価であることから評価コストが大きくなるという問題がある。

本報告では、MIMO AUT にケーブルや小形発振器を接続せずに複素指向性を評価する手法として、MIMO AUT に負荷変調方式 [8] を適用し、MIMO AUT からの反射波を観測することにより複素指向性を推定する手法を提案する。提案する複素指向性推定システムは観測用送信/受信アンテナ及びアンテナ数  $N$  の MIMO AUT より構成される。MIMO AUT に対し  $N + 1$  種の負荷インピーダンス構成を接続し、その際の送信–受信アンテナ間のチャネル応答のみを取り扱い、MIMO AUT が有する本来の素子指向性を推定する。これによってケーブルや小形発振器の影響のない複素指向性の評価が可能となる。以下では提案推定式の導出を行い、数値シミュレーションにより提案手法の精度について考察を行う。

本報告の構成を以下に示す。2. では本報告で取り扱う提案複素指向性推定システムの構成及び複素指向性推定式の導出について述べる。3. では数値シミュレーションで取り扱ったシミュレーションモデルについて説明する。4. ではシミュレーション結果について報告し、提案手法の精度について考察を行う。

## 2. 負荷変調を用いた複素指向性推定式の導出

図 1 は提案する MIMO アンテナ複素指向性推定システム構成である。観測用送信/受信アンテナ及び MIMO AUT が電波暗室内に配置され、送信/受信アンテナ間のチャネル応答より MIMO AUT の複素指向性を推定する。ここで、MIMO AUT 素子数を  $N$  と定義する。また MIMO AUT は既知の負荷インピーダンスにより終端されており、 $z_1 \sim z_N$  は #1 ~ # $N$  の MIMO AUT の負荷インピーダンスを示す。

本システム構成は、図 2 に示すようなシステムモデルに書き

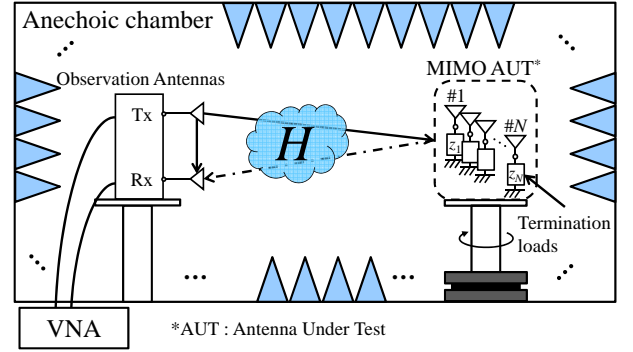


図 1 提案複素指向性推定システム構成

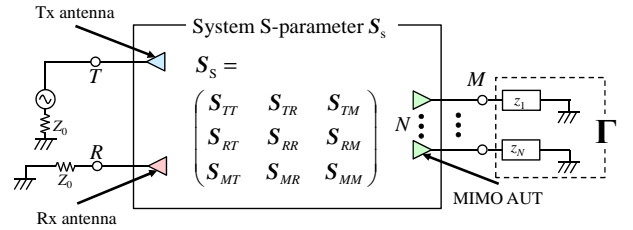


図 2 提案複素指向性システムモデル

表せられる。システムの  $S$  パラメータ  $S_s$  は、観測用送信/受信アンテナ及び MIMO AUT を含む全アンテナの反射及び素子間結合を示し、

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

と表される。ここで、 $T$ 、 $R$  及び  $M$  はそれぞれ送信アンテナ、受信アンテナ及び MIMO AUT のポートと定義する。これらの  $S$  パラメータのうち、 $S_{TT}$ 、 $S_{RR}$  及び  $S_{MM}$  はそれぞれ送信アンテナ、受信アンテナ及び MIMO AUT の  $S$  パラメータを示す。また  $S_{TM}$  及び  $S_{MT}$  は  $TM$  間のチャネル、 $S_{RM}$  及び  $S_{MR}$  は  $RM$  間のチャネルをそれぞれ示し、これらの  $S$  パラメータが MIMO AUT の複素指向性に関わる。なお、 $S$  パラメータの基準インピーダンスは  $z_0$  と定義する。提案手法では  $MT$  間チャネルあるいは  $RM$  間チャネルのいずれかの角度特性を推定することにより、MIMO AUT の全素子複素指向性を逆算する。次に MIMO AUT の終端条件を

$$\Gamma = \begin{pmatrix} \gamma_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \gamma_N \end{pmatrix} \quad (2)$$

と定義する。ここで  $\gamma_i$  を  $i$  番目の終端負荷インピーダンスの反射係数、 $z_i$  をそのインピーダンス値とすると、 $\gamma_i = (z_i - z_0)/(z_i + z_0)$  と表される。

本報告では  $TR$ – $M$  間距離は十分に離れており、 $TR$  間で観測される往復のチャネル応答がほぼ等しい ( $S_{MT} = S_{RM}^T$ ) ものとする。また MIMO AUT の  $S$  パラメータは複素指向性推定前に観測され既知であるとする。このときに得られる  $TR$  間

のチャネル応答は (1) 及び (2) より,

$$\begin{aligned} H &= S_{RT} + \mathbf{S}_{MT}^T \mathbf{\Gamma} (\mathbf{I} - \mathbf{S}_{MM} \mathbf{\Gamma})^{-1} \mathbf{S}_{MT} \\ &= S_{RT} + \mathbf{S}_{MT}^T \mathbf{\Psi} \mathbf{S}_{MT} \end{aligned} \quad (3)$$

と表される．提案手法では MIMO AUT の終端条件に対応している  $\mathbf{\Psi}$  を適切に与えることにより，未知数である  $\mathbf{S}_{MT}$  の推定を行う．まず (3) より全 MIMO AUT を基準インピーダンス  $z_0$  で終端した時に観測される  $TR$  間のチャネル応答  $H_0$  は，

$$H_0 = S_{RT} \quad (4)$$

と表される．これは  $T$  から  $R$  への直接波成分を示す．一方で  $i$  番目の MIMO AUT 素子のみを任意のインピーダンス  $z_i$ ，その他の素子を  $z_0$  で終端したときに観測される  $TR$  間のチャネル応答は，

$$H_i = S_{RT} + \mathbf{S}_{MT}^T \mathbf{\Psi}_i \mathbf{S}_{MT} \quad (5)$$

と表される．ここで  $\mathbf{\Psi}_i$  は既知の情報より構成されるため，事前に計算可能である．また

$$\Delta H_i = H_i - H_0 \quad (6)$$

より  $TR$  間の直接波成分の影響を除去することができ， $i$  番目の MIMO AUT 素子と  $T$  間のチャネル応答  $S_{MT}^{(i)}$  は，

$$S_{MT}^{(i)} = \pm \sqrt{\frac{1 - S_{MM}^{(i,i)} \gamma_i}{\gamma_i} \Delta H_i} \quad (7)$$

のように推定される．ただし取り得る解が 2 つ存在し，位相の選択が必要である．本稿では指向性の位相特性の連続性より解を選択した．以上より MIMO AUT 素子の複素指向性は，

$$D_M^{(i)} = \frac{4\pi d}{\lambda} \frac{S_{MT}^{(i)}}{D_T} \quad (8)$$

のように逆算される．ここで  $D_M, D_T$  はそれぞれ MIMO AUT 素子の複素指向性及び観測用送信アンテナの複素指向性を示し， $d$  は送信アンテナ-MIMO AUT 間距離， $\lambda$  は真空中における波長をそれぞれ示す．他素子についても同様の手順で求められ， $N + 1$  回のチャネル応答の観測により全素子指向性は推定される．

### 3. 数値シミュレーション条件

ここでは，数値シミュレーション条件について述べる．図 3 に提案手法における数値シミュレーションモデルを示す．観測用送受信アンテナは半波長ダイポールアンテナ，MIMO AUT 素子は 2 素子半波長ダイポールアンテナアレーであり，アレー素子間隔を  $d_2 = 0.5\lambda$  とし，送受信アンテナ間距離を  $d_3 = 0.5\lambda$  とした．周波数は 2.40 GHz である．

また提案手法と比較するため，図 4 のような構成において  $TM$  間のチャネル応答を直接観測し，素子指向性を算出した．このとき  $TM$  間距離  $d_4$  を  $32\lambda$  とした．

本報告では複素指向性推定誤差の定義を

### MIMO AUT ( $M$ )

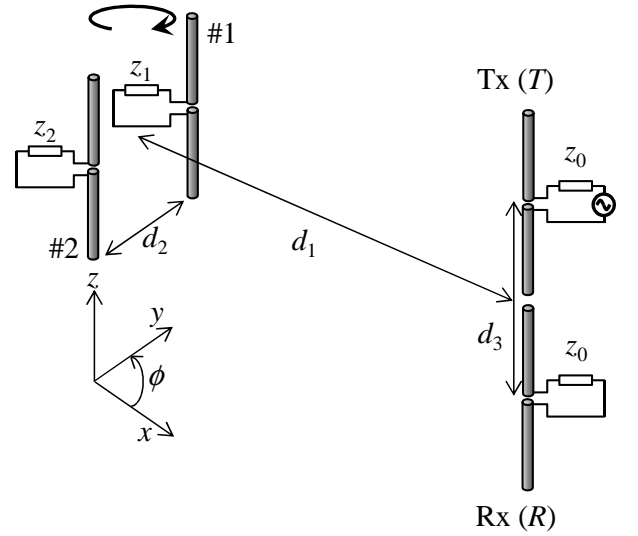


図 3 複素指向性評価の提案構成

### MIMO AUT ( $M$ )

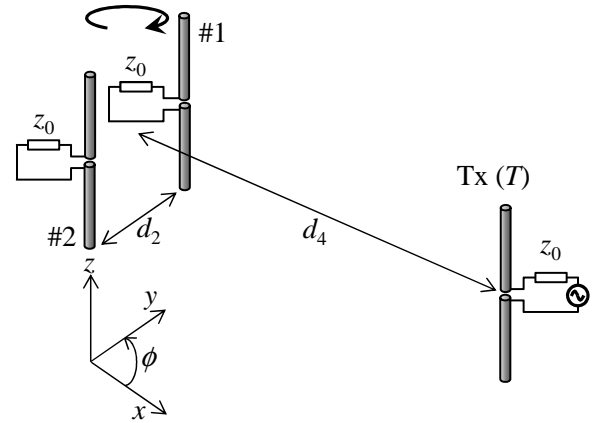


図 4 複素指向性評価の従来構成

$$J = \frac{\sum_{j=1}^L \frac{|D_{\text{Prop.}} - D_{\text{Exact}}|^2}{|D_{\text{Exact}}|^2}}{L} \quad (9)$$

とした．ここで  $D_{\text{Prop.}}$ ， $D_{\text{Exact}}$  はそれぞれ提案手法及び従来手法で得られた複素指向性を示し， $L$  は観測点数を示す．

## 4. 数値シミュレーション結果

ここでは，数値シミュレーション結果に基づき提案推定式の精度について考察する．まず 4.1 では，観測用アンテナ-MIMO AUT 間距離  $d_1$  を十分に離し，雑音電力を与えずに複素指向性を推定し，提案推定式の妥当性について考察する．4.2 では雑音電力を与えず，観測用アンテナ-MIMO AUT 間距離  $d_1$  を変化した際の複素指向性推定結果の精度について述べる．4.3 では観測用アンテナ-MIMO AUT 間距離  $d_1$  を固定し，雑音電力が与える推定精度への影響について考察する．各精度の評価は (9) に基づき行った．

### 4.1 提案推定式の妥当性

図 5 及び 6 は提案手法により推定された複素指向性と従来法

により観測された複素指向性の比較である。ここで Prop. は提案手法により推定された複素指向性を、Exact は従来構成において観測された複素指向性をそれぞれ示す。このとき観測用アンテナ-MIMO AUT 間距離  $d_1$  は  $16\lambda$  とし、雑音電力は含まないものとした。結果より振幅の最大誤差は  $0.0853$  dB、位相の最大誤差は  $2.88^\circ$  となり、観測点全体での推定誤差は  $0.24\%$  となることが確認された。このことから提案推定式により高精度な複素指向性の推定が可能であることが分かった。わずかに残存した誤差の原因として、提案構成では観測用アンテナに  $z$  方向への位置ずれが  $0.25\lambda$  存在することが考えられる。

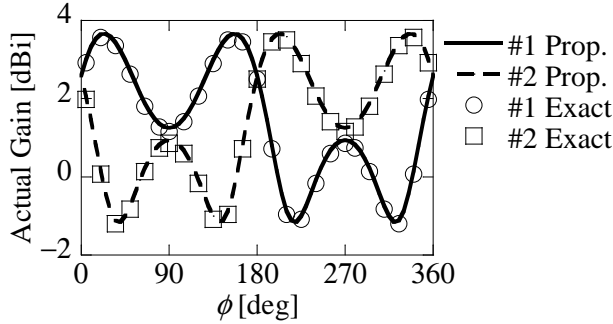


図5 複素指向性の振幅特性の比較。

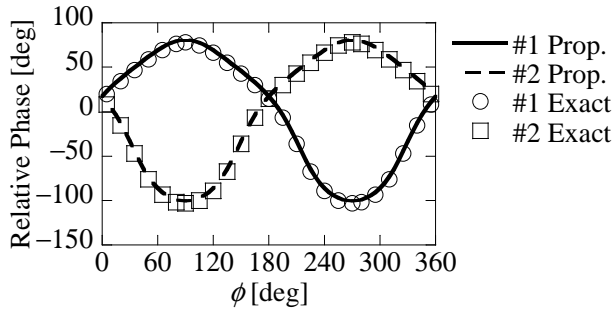


図6 複素指向性の位相特性の比較

#### 4.2 観測用アンテナ-MIMO AUT 間距離特性

観測用アンテナ-MIMO AUT 間距離  $d_1$  に対する推定誤差特性を図7に示す。このとき雑音電力は含んでおらず、また  $\phi = 0^\circ$  の複素指向性を評価に取り扱った。結果より  $d_1$  を大きくすることにより幾何光学近似が成り立ち、推定誤差は低減されることが分かった。特に  $8\lambda$  以上の場合は推定誤差を  $0.2\%$  程度以下に抑制できることが確認された。このことから、観測用アンテナ-MIMO AUT 間距離は  $8\lambda$  程度離すことにより、十分な推定精度が得られることが確認され、以降では  $d_1 = 8\lambda$  とし雑音電力特性を考察する。

#### 4.3 雑音電力特性

本報告では雑音による推定精度への影響を評価するため、SNR (Signal-to-Noise Ratio) を、

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \frac{\Delta H_i \overline{\Delta H_i}}{\sigma^2} \\ &= \frac{(H_i - H_0)(H_i - H_0)}{\sigma^2} \end{aligned} \quad (10)$$

のように定義した。ここで  $\sigma^2$  はガウス分布に従う雑音電力、 $\overline{\quad}$  は複素共役を示す。上式より本報告では、総受信信号から直接波成分を除いた反射波成分のみを所望信号と定義した。以降では SNR は特に断りがない場合には、(10) に則っているものとする。

雑音電力による推定誤差への影響を図8に示す。ここでも  $\phi = 0^\circ$  の複素指向性を取り扱った。反復回数は  $I = 1, 10$  とした。結果より SNR が  $15$  dB 程度の際に推定誤差が  $1\%$  以下に低減されることが確認された。特に反復回数を  $I = 10$  とすることにより、推定誤差を  $0.2\%$  以下に低減されることが確認された。

一方で直接波成分及び反射波成分間には約  $65$  dB 程度の電力比が確認された。また所望信号を総受信電力  $(S_{RT} + \Delta H_i) \overline{(S_{RT} + \Delta H_i)}$  とし SNR を評価した場合、高精度な推定には約  $80$  dB 以上の SNR が必要であることが確認された。したがって提案手法は低雑音な環境において特に有効であることが確認された。

## 5. むすび

本稿では、負荷変調方式を適用した MIMO アンテナの複素指向性推定法を提案した。複素指向性推定式を導出し、観測用アンテナ間のチャネル応答をアンテナ数  $N + 1$  回だけ観測することにより、全 MIMO アンテナ素子指向性を推定可能である

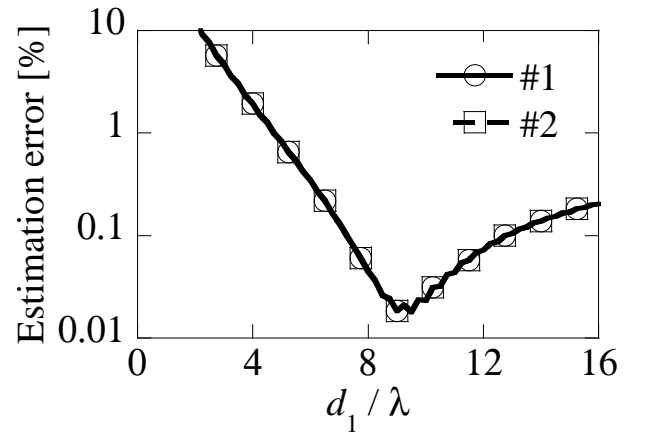


図7 観測用アンテナ-MIMO AUT 間距離  $d_1$  に対する推定誤差特性

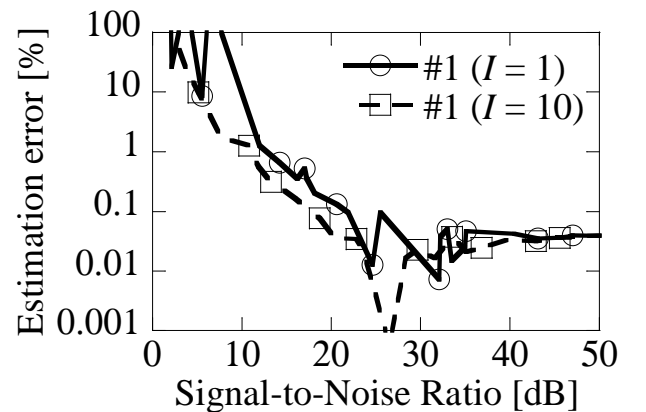


図8 SNR に対する推定誤差特性

ことを明らかにした．また数値シミュレーションを行い，本稿におけるシミュレーションモデルの場合，観測アンテナ-MIMO AUT 間距離を  $8\lambda$  以上，SNR を 15 dB 以上にすることにより，高精度な推定が可能であること確認した．以上より，提案手法により MIMO アンテナに対してケーブルや小形発振器を接続せずに複素指向性を評価することが可能であることを明らかにした．

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] L. Schulteis, C. Kuhnert, and W. Wiesbeck, "Three dual-band miniaturized inverted F antennas integrated in a PDA for MIMO applications," 2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp.3593-3596, July 2006.
- [2] P. Hongli, L. Qizhong, and S. Tang, "The implementation of compact multiple antennas for WCDMA MIMO handset," 2003 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.1, pp.479-482, June 2003.
- [3] 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.
- [4] M.L. VanBlaricum, "Photonic systems for antenna applications," IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol.36, no.5, pp.30-38, 1994.
- [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, Sept. 2003.
- [6] 廣瀬雅信, 黒川悟, 小見山耕司, "光伝送 RF ワンパスネットワークアナライザの試作," 電気学会計測研究会報告, IM-05-33, pp.79-82, June. 2005.
- [7] 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抑圧効果に関する検証," 信学技報, A- P2006-60, Aug. 2006.
- [8] K. Terasaki, N. Honma, "Feasible load modulation technique using multiple antenna systems," Electronics letters, vol.48, no.18, pp.1090-1091, Aug. 2012.