

負荷変調を用いた MIMO アンテナ複素指向性推定法の実験的精度評価

齋藤 公利, 陳 強 (東北大学大学院工学研究科),
本間 尚樹 (岩手大学工学部)

概要: 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, 負荷変調技術に基づく散乱波測定により, 複素指向性を推定する手法を提案する。以下では, 複素指向性推定式の導出について述べ, 実験結果に基づき提案手法の観測精度について考察を行う。

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

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対し複数アンテナを配置するような MIMO アンテナ端末について検討が進められている [1], [2]。

一方で MIMO アンテナにおいて重要な評価指標の1つとして複素指向性がある [3]。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, 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表す空間相関係数を評価することができる。

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, 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, 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り, 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。マルチアンテナシステムにおいて空間相関係数を評価するには, 複素指向性の振幅特性だけでなく, 位相特性を高精度に評価する必要がある。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, 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。

これまでに 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 [8]。しかしながら, 本手法は電力のみを取り扱うものであり, 素子指向性の振幅特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 MIMO AUT の S パラメータ推定手法が提案されている [9]。しかしながら推定式の特性上, 位相特性推定はアンテナ素子の反射特性のみに限られ, 素子間結合の位相特性推定は困難であった。そのため MIMO アンテナの評価としては不十分であった。

本報告では, 負荷変調技術 [10], [11] に基づき, 観測アンテナと MIMO アンテナ間のチャンネル応答を推定し, 複素指向性の振幅・位相を算出する手法を提案する。提案システムは電波暗室内に置か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。提案手法では MIMO AUT に対し任意の終端負荷のみを接続し, その際の送受信アンテナ間チャンネル応答を終端負荷を変化させながら複数回観測する。そして観測されたチャンネル応答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。本手法により, ケーブルや小形発振器を用いない高精度な複素指向性の評価が可能となる。以下では提案複素指向性推定式の導出を行い, 実験により本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. では提案手法で取り扱う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. では測定系の説明及び実験結果の報告をし, 実験結果に基づき提案手法の精度について考察を行う。

2. 複素指向性推定式

2.1 提案システムモデル

まず提案複素指向性推定システムモデルについて説明する。図 1 は本報告で取り扱うシステム構成をである。観測用送受信アンテナ及び N 素子の MIMO AUT が電波暗室内に置かれ, MIMO AUT は既知の終端負荷により終端されている。観測用送受信アンテナ同士は近接に配置され, 一方で MIMO AUT は送受信アンテナから十分に離して配置されているとする。 z_i は MIMO AUT の終端インピーダンスであり, ここで i は MIMO AUT のポート番号を示す。

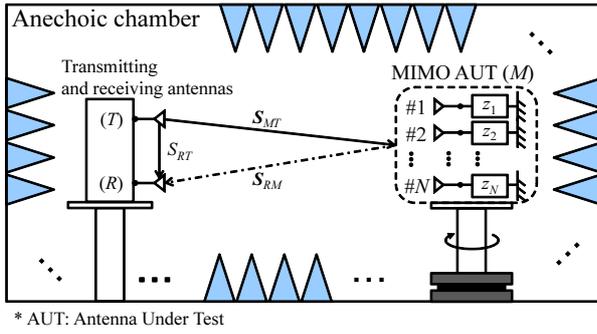


図 1: 提案複素指向性推定システムモデル

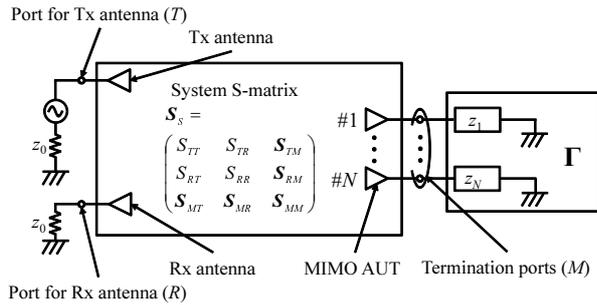


図 2: 提案システムの等価回路モデル

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．提案システムの S パラメータ 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，

$$S_S = \begin{pmatrix} S_{TT} & S_{TR} & S_{TM} \\ S_{RT} & S_{RR} & S_{RM} \\ S_{MT} & S_{MR} & S_{MM} \end{pmatrix} \in \mathbb{C}^{N+2 \times N+2} \quad (1)$$

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 のポートを示す． 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_{RT} は送受信アンテナ間の相互結合を示す． S_{MT} は送信アンテナと MIMO AUT 間のチャンネル応答を， S_{RM} は受信アンテナと MIMO AUT 間のチャンネル応答をそれぞれ示しており，これらのチャンネル応答が MIMO AUT の複素指向性に対応している．ここで， S_{TR} ， S_{TM} 及び S_{MR} はそれぞれ S_{RT} ， S_{MT} 及び S_{RM} と転置行列の関係にある．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．

本報告では，図 1 に示すように，送受信アンテナと MIMO AUT 間距離は十分に離れており，往復のチャンネル応答はほぼ等しいものとする ($S_{RM}^T = S_{MT}$)．また S_{RT} 及び S_{MT} を未知であるとし， S_{MM} の反射係数は事前に従来手法により推定されているものとする [9]．一方で式 (1) には S_{TT} ， S_{RR} 及び S_{MM} の素子間結合を記載しているが，提案推定式では利用しておらず，事前に

情報を取得する必要はない．

次に MIMO AUT の終端条件を以下のように定義する，

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

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．

2.2 複素指向性推定式の導出

続いて，負荷変調技術を用いた複素指向性の推定法について述べる．提案手法では，まず負荷変調技術を用いて，MIMO AUT の複素指向性に対応しているチャンネル応答 S_{MT} を推定し，その推定結果に基づいて複素指向性を逆算する．提案システムモデルにおいて，送受信アンテナ間で得られるチャンネル応答 H は式 (1) 及び (2) より，

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

と表される．これよりチャンネル応答 H は MIMO AUT の終端条件 Γ によって変化することが分かる．提案手法では，終端条件 Γ を複数回変化させながらチャンネル応答 H を観測し，その際に導かれる連立方程式を解くことにより，線形的にチャンネル応答 S_{MT} を推定することができる．以降では i 番目 MIMO AUT 素子に注目し，複素指向性推定式の導出を行う．

まず 2 通りの終端条件をそれぞれ以下のように定義する．

- (1) i 番目 MIMO AUT 素子のみを任意の負荷 $z_{i(1)}$ によって終端し，その他の全 MIMO AUT 素子を基準インピーダンス z_0 によって終端する．
- (2) i 番目 MIMO AUT 素子のみを任意の負荷 $z_{i(2)}$ によって終端し，その他の全 MIMO AUT 素子を基準インピーダンス z_0 によって終端する．

ここで，それぞれの負荷 $z_{i(1)}$ 及び $z_{i(2)}$ の反射係数を $\gamma_{i(1)}$ 及び $\gamma_{i(2)}$ と定義する．このときの送受信アンテナ間のチャンネル応答はそれぞれ式 3 より，

$$H_{i(1)} = S_{RT} + \frac{\gamma_{i(1)}}{1 - S_{MM}^{(i,i)} \gamma_{i(1)}} (S_{MT}^{(i)})^2 \quad (4)$$

$$H_{i(2)} = S_{RT} + \frac{\gamma_{i(2)}}{1 - S_{MM}^{(i,i)} \gamma_{i(2)}} (S_{MT}^{(i)})^2 \quad (5)$$

のように観測される．ここで $S_{MM}^{(i,i)}$ は i 番目 MIMO AUT 素子の反射係数を示し既知である．また終端負荷の反射係数も既知であるため，式 (4) 及び (5) より送信アンテナと i 番目 MIMO AUT 素子間のチャンネル応答 $S_{MT}^{(i)}$ は，

$$S_{MT}^{(i)} = \pm \sqrt{\frac{H_{i(1)} - H_{i(2)}}{\frac{\gamma_{i(1)}}{1 - S_{MM}^{(i,i)} \gamma_{i(1)}} - \frac{\gamma_{i(2)}}{1 - S_{MM}^{(i,i)} \gamma_{i(2)}}}} \quad (6)$$

のように推定される。ただし式 (6) では取り得る解が 2 つ存在し位相の選択が必要となる。本報告では位相の角度特性が連続性を保つように解を決定した。ここでは決定された解を $S_{est,MT}^{(i)}$ と定義する。

以上より、負荷変調技術によってチャネル応答 S_{MT} は推定され、MIMO AUT 素子の複素指向性 $D_{est}^{(i)}$ はフリスの伝達公式に基づき、

$$D_{est}^{(i)} = \frac{4\pi d}{\lambda_0} \frac{S_{est,MT}^{(i)}}{D_T} \quad (7)$$

のように逆算される。ここで D_T は送信アンテナの複素指向性を示し、 d は送信アンテナと MIMO AUT 間距離、 λ_0 は真空中における波長である。その他の MIMO AUT 素子についても同様の手順で推定することが可能である。したがって提案手法では $2N$ 通りの終端負荷構成により全 MIMO AUT 素子の推定が可能となる。ただし、それぞれの素子指向性は独立に推定されるため、負荷値は 2 通りで十分である。

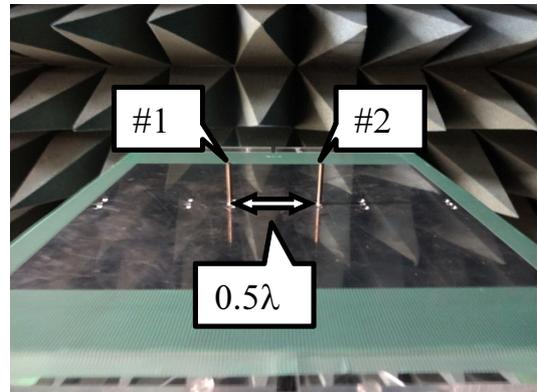
3. 測定系及び測定環境

本節では、測定系及び測定環境について説明する。まず本測定に用いられたアンテナについて述べる。MIMO AUT は図 3 (a) に示すような、素子間隔 $0.5\lambda_0$ を有する 2 素子モノポールアンテナアレーとした。また、観測用送受信アンテナは図 3 (b) のようなマイクロストリップアンテナ (MSA) である。上下が送受信用方形 MSA であり、中央は無給電素子である。無給電素子の背面にはバラクタダイオードが装荷されており、そのインピーダンス値は直流電圧によって変化させられ、これにより素子間結合 S_{RT} を制御可能である。本手法においては、送受信アンテナ間の結合 S_{RT} がダイナミックレンジに影響するため、事前にバラクタダイオードのインピーダンス値を制御し S_{RT} の調整を行っている。

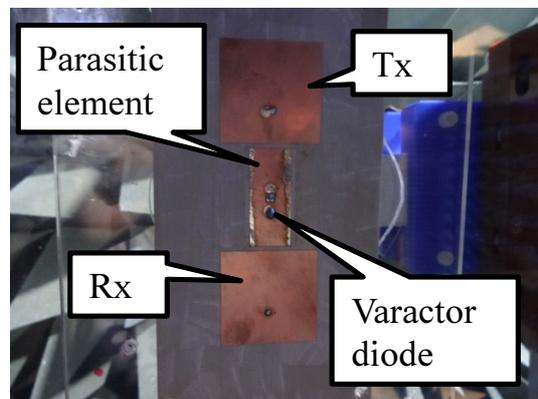
図 4 は本測定に用いられた測定環境である。送受信アンテナ及び MIMO AUT がそれぞれ電波暗室内に配置されている。MIMO AUT は回転台上に固定されており、これによって ϕ 方向への回転が可能となる。なお送受信アンテナと MIMO AUT 間の距離は $d_1 = 2 \text{ m}$ とした。

図 5 に測定系の構成を示す。2.38 GHz の無変調信号が SG (R&S SMB 100A Signal Generator) により生成され送信アンテナより出力される。信号は MIMO AUT にて可変インピーダンスによって変調され受信アンテナへ到達する。受信アンテナに到達した信号はダウンコンバートした後に、DAQ (NI PCIe-6363 Data Acquisition) によって記録される。本測定では、可変インピーダンスには PIN ダイオードが用いられており、そのインピーダンス値は任意波形生成器 VB8000 からのバイアスによって制御可能である。また送受信アンテナに装荷されているバラクタダイオードへは PS (PST-3201 Power Supply) が接続されており、これによりバラクタダイオードへの印加電圧制御を行う。

その他の測定条件については表 1 の通りである。



(a) MIMO AUT 用 2 素子モノポールアンテナアレー



(b) 送受信用マイクロストリップアンテナ

図 3: 測定に用いたアンテナ

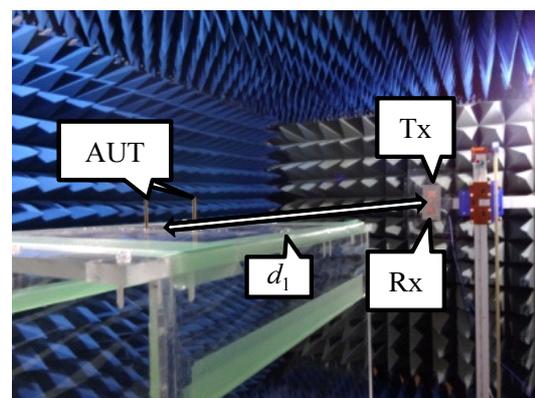


図 4: 電波暗室内の様子

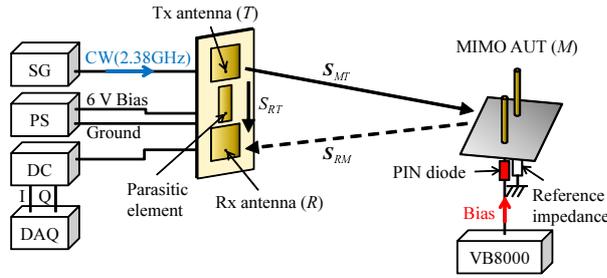


図 5: 測定系

表 1: 測定条件

Frequency	2.38 GHz
Tx and Rx antenna	Microstrip antenna
MIMO AUT	Monopole antenna array
Number of MIMO AUT (N)	2
Antenna distance d_1	2 m
Transmitting Power	20 dBm

提案手法と比較するために、 S_{MT} 及び S_{RM} をそれぞれ同軸ケーブルを用いて直接観測した。これより素子指向性 $D_{conv,T}$ 及び $D_{conv,R}$ をそれぞれ評価し、これらの相乗平均を従来法による複素指向性の評価結果 D_{conv} とした。

本報告では複素指向性推定誤差の定義を

$$J = \frac{\sum_{j=1}^L \frac{|D_{est(j)} - D_{conv(j)}|^2}{|D_{conv(j)}|^2}}{L} \quad (8)$$

とし、ここで L は観測点数を示している。

4. 測定結果

図 6 に本測定に用いた PIN ダイオードの 2.38 GHz 時の反射係数を示す。図中の軌跡は PIN ダイオードへのバイアス値変化に伴う反射係数の変化を表している。本測定においては、複素平面上で最も反射係数が離れている 0 V 時及び 1.9 V 時の反射係数を、負荷変調の際に用いるとする。

図 7 及び 8 は提案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。結果より振幅の最大誤差は 0.672 dB, 位相の最大誤差は 10.1° であることが確認された。また観測点全体での推定誤差は 0.187 % 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推定が可能であることが分かった。わずかに残存する誤差の原因として、提案手法では $S_{MT} = S_{RM}^T$ と仮定しているが、実際には MIMO AUT 構成や測定環境によって厳密には成立していないことが挙げられる。

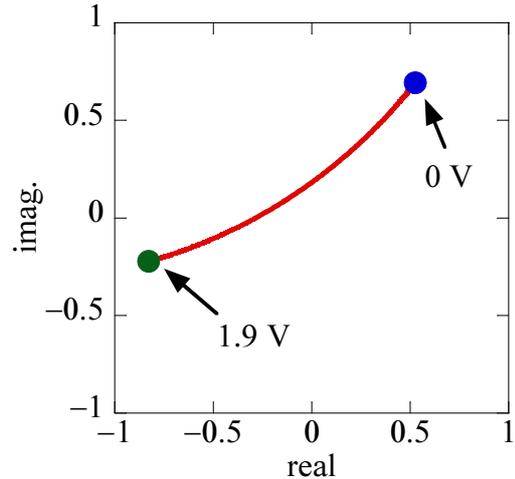


図 6: PIN ダイオードの反射係数

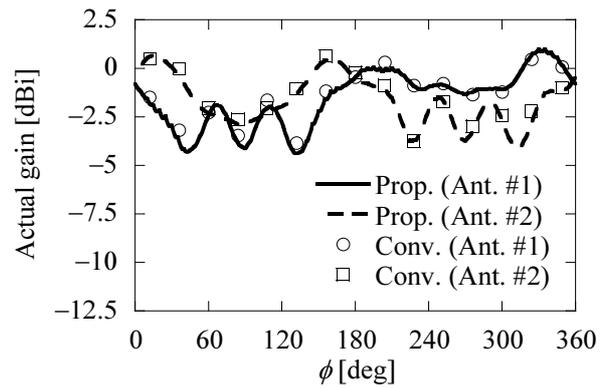


図 7: 複素指向性の振幅特性の比較

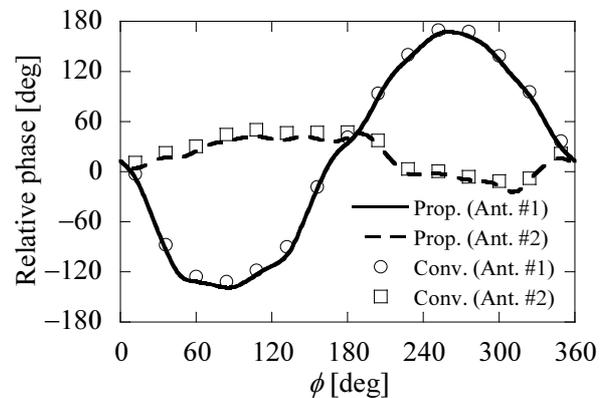


図 8: 複素指向性の位相特性の比較

5. むすび

本報告では、MIMO AUT に対し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、負荷変調を用いたチャネル応答推定に基づく複素指向性推定法を提案した。複素指向性推定式の導出を行い、MIMO AUT において散乱界の負荷変調を行うことで、全 MIMO AUT 素子の複素指向性を推定可能であることを示した。また電波暗室内にて、2 素子モノポールアンテナアレーの複素指向性推定を行った。提案手法と従来手法の間の推定誤差を評価したところ 0.187 % となり、高精度な推定が可能であることを確認した。以上より、提案手法は新たな MIMO アンテナ複素指向性推定法として有効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。

参考文献

- [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. Van Blaricum, "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, Sep. 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] 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.
- [9] B. Monsalve, S. Blanch, 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.
- [10] R. Want: "An introduction to RFID technology," IEEE Pervasive Computing, vol. 5, no. 1, Jan.–March 2006.
- [11] K. Terasaki, N. Honma, "Feasible load modulation technique using multiple antenna systems," Electronics letters, vol.48, no.18, pp.1090–1091, Aug. 2012.