

距離減衰を考慮した複数アンテナを用いた複素振幅推定

～近傍波源位置推定を元にした APES 法における推定精度評価～

7312626 工藤 義顕

1. 序論

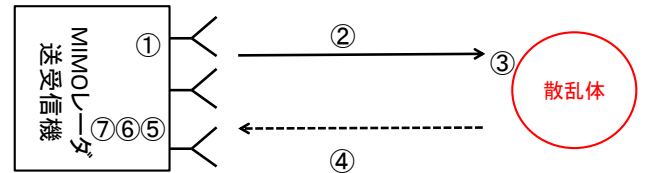
あらゆるものがネットワークにつながり急速に IT 化が進む中で生活が便利になると同時に盗聴やウイルスなどがもたらす情報セキュリティへの脅威も増しており様々な角度から高度な対応をしていくことが求められている。特に、無線通信においては、通信方法の性格上様々な脅威にさらされやすい。現在セキュリティ対策の一つとして MAC アドレスを利用したフィルタリングが用いられている。無線アクセスポイントに登録した MAC アドレスを持つ端末しか接続できないようにするというものである。しかし、MAC アドレスは暗号化されておらずさらに偽造可能である。そこで更なる無線機識別技術の向上が求められている。本稿では、無線機の識別に無線機が持つ固有の複素振幅を用いることを検討する。現在、レーダの分野において MIMO (multiple-input and multiple-output) の要素をレーダに取り入れた MIMO レーダ技術を元に散乱体の複素振幅を推定する研究が報告されている [1][2]。そのレーダ分野の技術を無線機識別の分野に用いる場合の一つの応用例として室内環境を想定する必要がある。課題として、球面波を想定した複素振幅推定を行うことや他の反射物からの反射波の影響を分離することなどがあげられる。球面波における複素振幅推定は、球面波モードベクトルを用いることで推定可能であることが報告されている [3]。反射物の分離に関しては、複素振幅の推定に優れるとされる APES (Amplitude and Phase Estimation) 法を用いた MIMO レーダによる複素振幅推定を行う際、被認証無線機の近い位置に反射物が存在した場合、反射物からの反射波を分離できず被認証無線機の複素振幅の推定精度が劣化するという問題が存在する。本稿においては、その解決手段として予め被認証無線機が発する電波を元に先に近傍界位置推定を行い、その情報を元に複素振幅推定を行うことで反射物が被認証無線機の近い位置に存在した場合の複素振幅の推定精度

が向上することを EVM (Error vector magnitude) を用いて示す。

2. 位置推定および複素振幅推定概要

2.1. レーダ分野における複素振幅推定

レーダ分野における複素振幅推定の概要を図 1 に示す。



- ① X : 送信信号データ行列
- ② A : 送信側球面波モード行列
- ③ B : 受信側球面波モード行列
- ④ β : 散乱体複素振幅
- ⑤ $Y = B\beta A^T X + Z$: 受信信号データ行列
- ⑥ アダプティブアレーにおける到来方向推定
- ⑦ 最小二乗法を用いたアルゴリズム

図1 複素振幅推定の概要

MIMO レーダは M_t 本の送信線形等間隔リニアアレーと M_r 本の受信線形等間隔リニアアレーから構成される。送信線形等間隔リニアアレー M_t は無相関の波を送り $x(n) \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$ ($n = 1, \dots, N$) で表される。ただし、 N はサンプルデータ数である。そして、送信データ行列 $X = \mathbf{C}^{M_t \times N}$ は(6)式の通りになる。

$$X = [x(1), \dots, x(N)] \quad (1)$$

L 個のターゲットが同じレンジビンにいた場合受信データ行列 $Y = \mathbf{C}^{M_r \times N}$ は(7)式で表される。

$$Y[y(1), \dots, y(N)] = B\beta A^T X + Z \quad (2)$$

$$A = [a(R_1, \theta_{t,1}), \dots, a(R_L, \theta_{t,L})] \quad (3)$$

$$B = [b(R_1, \theta_{r,1}), \dots, a(R_L, \theta_{r,L})] \quad (4)$$

$$\begin{aligned} & \mathbf{a}(\mathbf{R}_l, \boldsymbol{\theta}_{t,l}) \\ &= \left[\frac{1}{r_{t1,l}} e^{-j2\pi f_0 \tau_{t1,l}}, \dots, \frac{1}{r_{tM_t,l}} e^{-j2\pi f_0 \tau_{tM_t,l}} \right]^T \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} & \mathbf{b}(\mathbf{R}_l, \boldsymbol{\theta}_{r,l}) \\ &= \left[\frac{1}{r_{r1,l}} e^{-j2\pi f_0 \tau_{r1,l}}, \dots, \frac{1}{r_{rM_r,l}} e^{-j2\pi f_0 \tau_{rM_r,l}} \right]^T \end{aligned} \quad (6)$$

$$\boldsymbol{\beta} = \text{diag}\{\beta_1, \dots, \beta_L\} \quad (7)$$

ここで、 $\mathbf{y}(n)$ は n 番目の受信データサンプル、 $\mathbf{a}(\mathbf{R}_l, \boldsymbol{\theta}_{t,l})$ と $\mathbf{b}(\mathbf{R}_l, \boldsymbol{\theta}_{r,l})$ は、それぞれ球面波送信側モードベクトルと球面波受信側モードベクトルである。また $\mathbf{A} = \mathbf{C}^{M_t \times L}$ と $\mathbf{B} = \mathbf{C}^{M_r \times L}$ はそれぞれ送信側球面波モード行列と受信側球面波モード行列、 $[\tau_{t1,l}, \dots, \tau_{tM_t,l}]$ と $[\tau_{r1,l}, \dots, \tau_{rM_r,l}]$ は、それぞれ各送信アンテナから l 番目のターゲットまでの距離と l 番目のターゲットから各受信アンテナまでの距離、 $[\tau_{t1,l}, \dots, \tau_{tM_t,l}]$ と $[\tau_{r1,l}, \dots, \tau_{rM_r,l}]$ はそれぞれ各送信アンテナから l 番目のターゲットまで電波が到達する時間とターゲットで反射された電波が各受信アンテナに到達するまでの時間を表す。また、 $\boldsymbol{\theta}_{t,l}$ は、 l 番目のターゲットへの送信角度、 $\boldsymbol{\theta}_{r,l}$ は、 l 番目のターゲットからの受信角度、 β_l は、 l 番目のターゲットの複素振幅、 $\mathbf{Z} \in \mathbf{C}^{M_r \times N}$ は雑音項、 $(\cdot)^T$ は転置である。

受信信号データ行列 \mathbf{Y} に対してアダプティブアレーの到来方向推定[4]および最小二乗法を用いたアルゴリズムを適用することで複素振幅の推定が行われる。本稿では、複素振幅の推定に優れるとされる APES(Amplitude and Phase Estimation)法に着目する。APES 法は、送信して反射した信号と受信アンテナの入力信号の差分が小さくなるようにビーム走査を行うアルゴリズムである。(8)式に APES 法を用いた複素振幅推定式を示す。

$$\begin{aligned} & \boldsymbol{\beta}_{APES} = \\ & \frac{\mathbf{b}^H(\mathbf{R}_l, \boldsymbol{\theta}_r) \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{Y} \mathbf{X}^H \mathbf{a}^*(\mathbf{R}_l, \boldsymbol{\theta}_t)}{N[\mathbf{b}^H(\mathbf{R}_l, \boldsymbol{\theta}_r) \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{b}(\mathbf{R}_l, \boldsymbol{\theta}_r)] [\mathbf{a}^T(\mathbf{R}_l, \boldsymbol{\theta}_t) \mathbf{R}_{xx} \mathbf{a}^*(\mathbf{R}_l, \boldsymbol{\theta}_t)]} \end{aligned} \quad (8)$$

$$\mathbf{Q} = \mathbf{R}_{yy} - \frac{\mathbf{Y} \mathbf{X}^H \mathbf{a}^*(\mathbf{R}_l, \boldsymbol{\theta}_t) \mathbf{a}^T(\mathbf{R}_l, \boldsymbol{\theta}_t) \mathbf{X} \mathbf{Y}^H}{N^2 \mathbf{a}^T(\mathbf{R}_l, \boldsymbol{\theta}_t) \mathbf{R}_{xx} \mathbf{a}^*(\mathbf{R}_l, \boldsymbol{\theta}_t)} \quad (9)$$

\mathbf{R}_{xx} と \mathbf{R}_{yy} はそれぞれ送信データ相関行列、受信データ相関行列を表す。 $(\cdot)^*$ と $(\cdot)^H$ はそれぞれ複素共役、複素共役転置を表す。

複素振幅の推定は、送受信アレーアンテナのブロードサイド方向(0°)から測った角度で -90° から 90° にかけてメインビームを走査し(8)式の複素振幅がピークとなる点を探しその値を読み取る。

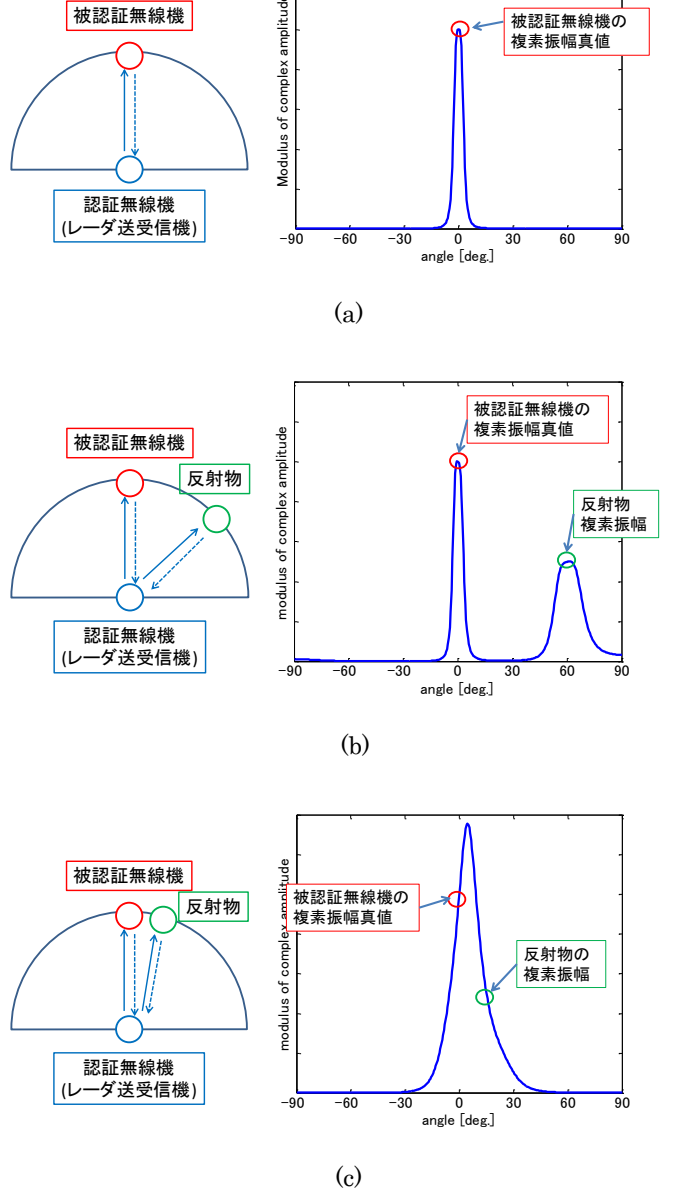


図2 APES法を用いた複素振幅推定(a)被認証無線機のみ (b)反射物が被認証無線機と離れて(60°)存在する場合(c)反射物が被認証無線機の近く(15°)に存在する場合

APES 法は、複素振幅推定に優れるが角度分解能に乏しいとされる。その概要を図2に示す。ただし被認証無線機は認証無線機に対して 0° の方向に存在し、被認証無線機と反射

物は認証無線機から等しい距離にあり反射物の複素振幅は被認証無線機の複素振幅よりも小さいものとする。

図 2(a)に示すようにターゲットが被認証無線機のみの場合、正しく複素振幅のピーク値が被認証無線機の方に現れていることが分かる、また図 2(b)に示す、反射物が被認証無線機と離れて(60°)存在する場合は被認証無線機の複素振幅のピーク値と共に反射物のピーク値が表れていることが分かる。しかし、二つのピーク値はしっかりと分離しており被認証無線機の複素振幅の推定にさほど影響がないことが分かる。しかし図 2(c)に示す反射物が被認証無線機の近く(15°)に存在する場合は、反射物からの反射波の影響を分離できずにピーク値が正しく表れていないことが分かる。その結果、被認証無線機の複素振幅の推定が正しく行われぬ。

2.2. 近傍界位置推定を元にした複素振幅推定

APES 法の特徴としてピーク値の分解ができない場合でもターゲット方向の複素振幅の値は、他の手法(Capon 法)に比べ比較的正しい値であることが知られている。そこで、本稿では、被認証無線機が信号を発することを前提条件とし、複素振幅の推定を行う前に、その被認証無線機が発する信号を元に近傍界位置推定を行う。そして、次に、APES 法を用いて被認証無線機の複素振幅の推定を行う際に、複素振幅のピーク値ではなく先に推定した角度方向の複素振幅の値を被認証無線機の複素振幅の値として読み取ることで推定精度が向上すると予想し評価を行っていく。

被認証無線機の位置推定の概要を図 3 に示す。

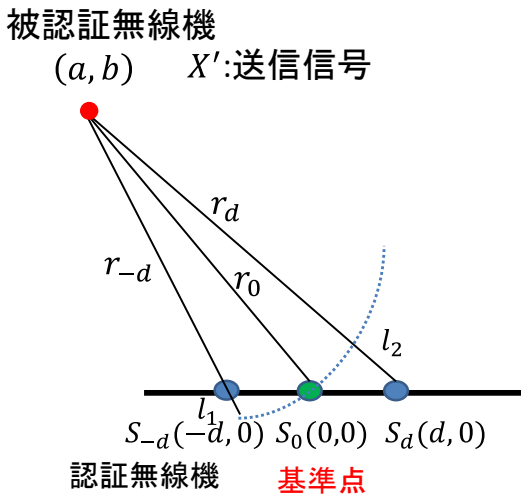


図 3 被認証無線機位置推定概要

認証無線機側で三本のアンテナを用いた被認証無線機の位置推定を行う[5]。被認証無線機が発する信号を X' 、認証無線機の中央のアンテナ S_0 を基準点(0,0)、アンテナ間隔を d 、 $(-d, 0)$ のアンテナを S_{-d} 、 $(d, 0)$ のアンテナを S_d 、被認証無線機の位置を (a, b) 、また S_0 、 S_{-d} および S_d と被認証無線機との距離をそれぞれ r_0 、 r_{-d} 、 r_d とし、 r_0 と r_{-d} の経路差および r_0 と r_d の経路差をそれぞれ l_1 、 l_2 とした場合 S_0 、 S_{-d} 、 S_d に対して次の(10) (11) (12)式が成り立つ。

$$S_0: a^2 + b^2 = r_0^2 \quad (10)$$

$$S_{-d}: (a + d)^2 + b^2 = r_{-d}^2 = (r_0 + l_1)^2 \quad (11)$$

$$S_d: (a - d)^2 + b^2 = r_d^2 = (r_0 + l_2)^2 \quad (12)$$

l_1 、 l_2 の値が決まれば r_0 、 (a, b) が求まることが分かる。次に l_1 および l_2 の求め方を示す。まず S_0 と S_{-d} 、 S_d それぞれの位相差を $\Delta\varphi_{-d}$ 、 $\Delta\varphi_d$ とすると l_1 、 l_2 は(13)、(14)式で求まる

$$l_1 = \frac{C(\Delta\varphi_{-d} + 360n)}{360f} \quad (13)$$

$$l_2 = \frac{C(\Delta\varphi_d + 360n)}{360f} \quad (14)$$

ここで C は光速、 f は周波数、 n は整数を表す。

3. シミュレーション評価

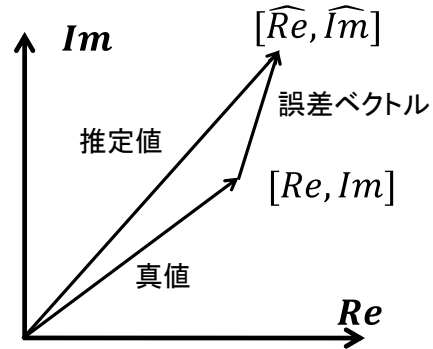


図 4 EVM 概念図

シミュレーションの評価指標 EVM(Error Vector Magnitude)を式(15)に示す。また、その概念図を図 4 に示す。

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N_t} \sum_{n_t=1}^{N_t} |B_{e,n_t} - B_{t,n_t}|^2}{\frac{1}{N_t} \sum_{n_t=1}^{N_t} |B_{t,n_t}|^2}} \quad (15)$$

分母には複素振幅真値ベクトルの大きさの二乗平均の平方根を用い、分子には実際の複素振幅の推定値と真値の差異(誤差ベクトル)の二乗平均の平方根を用いることで、複素振幅の

真値と推定値においてどれだけのずれがあるかを平均的な複素振幅推定値の大きさを規格化して表す。ここで N_t は試行回数、 B_{t,n_t} 複素振幅の真値、 B_{e,n_t} は複素振幅の推定値を表す。

シミュレーション諸元を表 1 に示す

表 1 シミュレーション諸元

試行回数 N_t	1000
アレー形状	等間隔リニアアレー
素子間隔 d	0.5λ
素子数 K	3
被認証無線機方向	0°
基準点ターゲット間距離 r_0	$1\lambda \sim 10\lambda$ (0.5λ 間隔)
ターゲット数(到来波数) L_t	1 または 2
位置推定スナップショット数 N_r	1024
位置推定到来波	無変調波
被認証無線機送信電力	1
位置推定SNR	50dB
被認証無線機複素振幅 B_t	1
複素振幅推定スナップショット数 N_c	512
角度サーチ間隔	0.5°
MIMO レーダ変調方式	QPSK
認証無線機送信電力	1
複素振幅推定SNR	50dB
反射物複素振幅 B_c	0.5
反射物到来角	$5^\circ \sim 60^\circ$ (5° 間隔)

3.1. 反射物の角度の違いによる複素振幅推定精度の評価

まず、ターゲット(被認証無線機、反射物)と基準点間の距離を固定(共に 3λ)し、反射物の位置する角度の違いによる複素振幅推定精度への影響の評価を行う。APES 法で複素振幅のピークをサーチしピーク値の値を読み取る方法を従来法、先に近傍界位置推定を行いその推定角度の値を読み取る方法を提案法とする。その推定結果を図 5 に示す。

従来法は、反射物が 30° 付近に位置した場合から、複素振幅の推定精度が劣化していることが分かる。それに対して提案法は、 10° 付近まであまり劣化しないことが分かる。反射物が 10° に位置した場合、提案法は、従来法に比べて被認証

無線機の複素振幅推定精度が約 20.6dB 改善していることが確認できる。

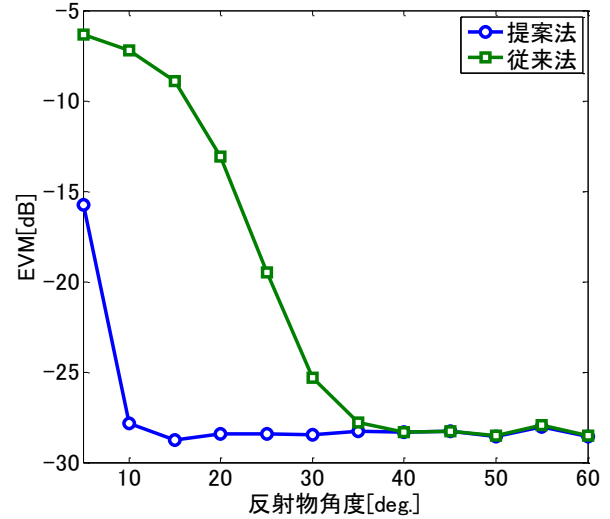


図 5 反射物の角度の違いによる複素振幅推定精度 (ターゲット基準点間 3λ)

3.2. 複素振幅推定値の距離特性

両手法の複素振幅推定値の距離特性について評価を行う。まず、反射物が存在せず被認証無線機のみが存在する場合の複素振幅推定の距離特性を図 6 に示す。

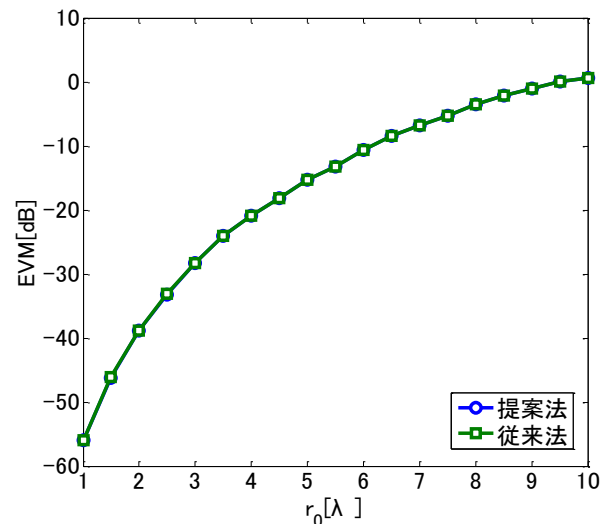
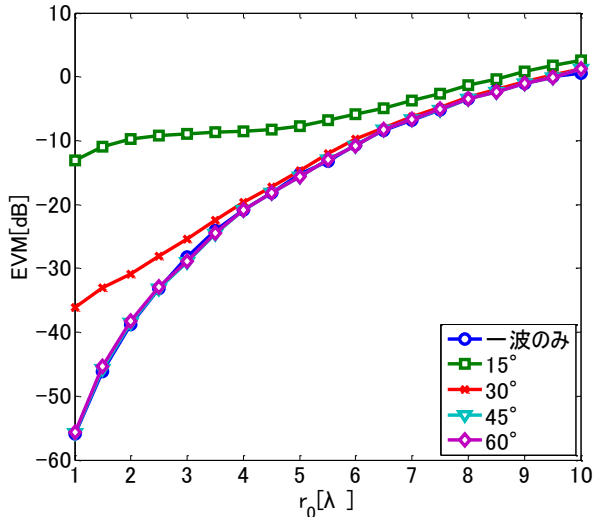


図 6 被認証無線機のみが存在する場合の複素振幅推定の距離特性

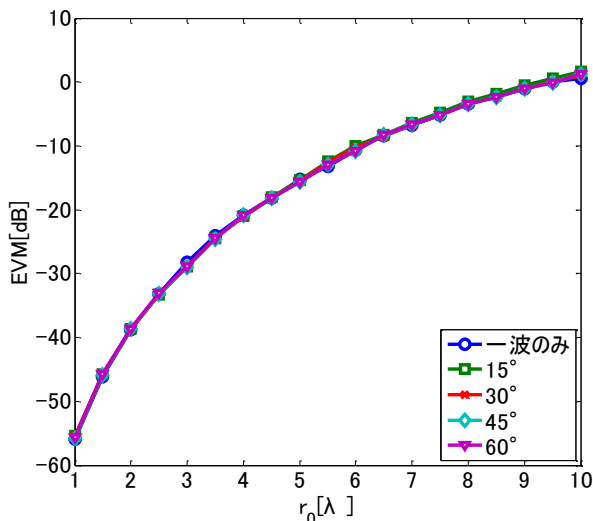
ターゲットが被認証無線機のみの場合には従来法も正しく複素振幅のピーク値が推定行えることから、従来法と提案法は、

ほぼ一致した形で距離減衰の影響で推定精度が劣化していくことが確認できる。

次に、反射物が 15° 45° 60° の位置に存在した場合の両手法の複素振幅推定の距離特性について図 7 に示す。



(a)



(b)

図 7 (a)従来法の反射物が存在した場合の複素振幅推定の距離特性(b) 従来法の反射物が存在した場合の複素振幅推定の距離特性

従来法は、反射物が 45° 60° と比較的被認証無線機と離れて存在する時は、ターゲットが被認証無線機のみの場合とほぼ一致した距離特性を示していることが分かる。しかし 30° 15° と被認証無線機の近い位置に存在した場合は、特に距離減衰

の影響が小さい認証無線機の近距離において推定精度が反射物からの反射波の影響で劣化していることが分かる。それに対して提案法は、反射物が 30° 15° と近い位置に存在した場合もターゲットが被認証無線機のみの場合とほぼ一致した距離特性を示しており提案法の有効性が確認できる。

4. まとめ

本稿では、APES 法を用いて被認証無線機の複素振幅推定を行う際、被認証無線機の近い位置に反射物が存在した場合、複素振幅のピーク値が正しく表れず、複素振幅の推定精度が劣化してしまうという課題に対して、被認証無線機が信号を発することを前提に、その信号を元に予め被認証無線機の位置を推定し、その推定値を元に複素振幅の推定を行うことで被認証無線機の近くに反射物が存在した場合の複素振幅の推定精度を向上させた。

文献

- [1] Jian Li, and Petre Stoica, "MIMO Radar Signal Processing", John Wiley and Sons, Inc., 2008.
- [2] P.Stoica , H.Li, and J. Li, A new derivation of the APES filter, IEEE Signal Process. Lett.6(8).pp.205-206,Aug.1999
- [3] T .Hayashi, N .Kikuma et al., Proceedings of ISAP, pp.1144-1147,Oct.2012.
- [4] 菊間信良, "アダプティブアンテナ技術"オーム社, 東京, 2003.
- [5] R. Shimoyama and K. Yamazaki, "Multiple acoustic source localization using ambiguous phase differences under reverberative conditions," Acoust. Sci. & Tech.,25,2004,p.p.446-456.

本研究に対する学会発表など

(A) 査読付き論文

なし

(B) 査読付き小論文

なし

(C) 査読なし論文

工藤 義顕, ○榎田 洋太郎, ○小澤 佑介: 「近傍波源距離推定を用いた Capon 法 MIMO レーダによる反射係数推定」, ワイドバンドシステム研究会(WBS)信学技報, Mar. 2014. (発表予定)

(D) 学会大会等の口頭発表・ポスター発表

工藤 義顕, ○榎田洋太郎: 「干渉波抑圧用可変帯域除去フィルタの過渡状態における SNR 評価」, 電子情報通信学会東京支部学生会研究発表会, B-17-185, 2012 年 3 月 3 日