

Wi-Fi AP を用いた到来角推定に関する一検討

松川 拓真[†] 加藤 空知[‡] 藤橋 卓也[‡] 村上 友規^{‡†} 渡辺 尚[‡] 猿渡 俊介[‡]

[†] 大阪大学工学部

[‡] 大阪大学大学院情報科学研究科

^{‡†} NTT アクセスサービスシステム研究所

1 はじめに

無線信号の変動から対象空間内にある人や物の情報をセンシングするサービスが広がりつつある。本稿では安価なセンシングサービスの実現を目指して市販の Wi-Fi 機器を用いた到来角推定手法を提案する。

2 Wi-Fi 機器を用いた到来角推定とその課題

到来角推定には MUSIC 法 [1] が広く用いられている。MUSIC 法ではアレイアンテナにおける受信信号の相関行列を固有値分解し、信号部分空間と雑音部分空間の直交性を利用して到来角を推定する。MUSIC 法を用いた到来角推定ではアレイの素子数が到来波数以上であることが求められるが、一般的なモバイル端末に具備されているアンテナは 2 本程度であることから MUSIC 法で精度よく到来角を推定するのは困難である。本稿では MUSIC 法に替わる手法として、逐次最適化によって到来角推定を実現する一手法である Sparse Recovery に着目して、少数のアンテナを具備した端末における CSI を用いた到来角推定について検討する。

2.1 Channel State Information

Channel State Information (CSI) は IEEE 802.11n 以降で規格化されている、送受信機間の周波数応答に関する情報である。具体的には、 M 本の送信アンテナと N 本の受信アンテナ間での通信に対して受信信号は次式のとおり定義できる。

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

ここで送信信号 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^M$ 、受信信号 $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^N$ 、加法的白色ガウス雑音 $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^N$ 、チャネル周波数応答 (Channel Frequency Response: CFR) $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ である。

また、IEEE 802.11a 以降の標準化規格では直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) 通信が広く用いられている。OFDM 通信では 1 つの通信チャンネルに複数のサブキャリアと呼ばれる伝送路が含まれていることから、各サブキャリアごとに CFR が得られる。各サブキャリアの CFR をまとめて伝送路の伝搬状態を表現したものが一般に CSI と呼ばれている。

2.2 Sparse Recovery を用いた到来角推定

本稿における到来角推定ではアンテナが直線上に配置された受信機を想定する。図 1 に等間隔に配置された N 本のアンテナへ信号が到来する様子を示す。送信機と受信機の距離が十分に離れていると仮定すると、信号の到来角が $\theta \in [-\pi, \pi]$ のとき、隣接するアンテナがそれぞれ受信する信号の位相差は $2\pi d \sin \theta / \lambda$ と表せる。ここで λ は信号の波長、 d はアンテナの間隔であり $d < \lambda/2$ を満たす。1 本目のアンテナを基準とすると、到来角が θ のときの各アンテナの位相シフトは以下のベクトルで表せる。

$$\phi(\theta) = [1 \ \Lambda(\theta) \ \cdots \ \Lambda(\theta)^{N-1}]^T \in \mathbb{C}^N \quad (2)$$

ただし $\Lambda(\theta) = \exp(-i2\pi d \sin \theta / \lambda)$ である。 $\phi(\theta)$ はステアリングベクトルと呼ばれる。さらに到来角領域 $[-\pi, \pi]$ を K 個の角度 $\theta_1, \dots, \theta_K$ に一樣に離散化すると、 K 個すべての到来角におけるステアリングベクトルを並べた行列を得る。

$$\Phi = [\phi(\theta_1) \ \cdots \ \phi(\theta_K)] \in \mathbb{C}^{N \times K} \quad (3)$$

Φ はステアリング行列と呼ばれる。

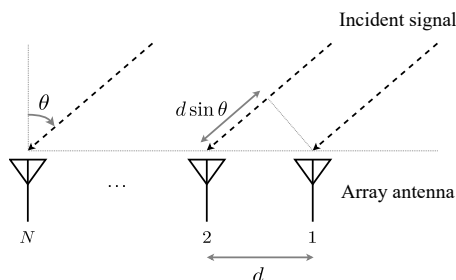


図 1: 到来角推定の原理

受信信号を $\mathbf{y} = [y_1 \ \cdots \ y_N]^T \in \mathbb{C}^N$ 、各到来角から入射する信号の振幅と初期位相を $\mathbf{x} = [x_1 \ \cdots \ x_K]^T \in \mathbb{C}^K$ とすると、重ね合わせの原理により以下の等式が成り立つ。

$$\mathbf{y} = \Phi \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (4)$$

ここで $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^N$ は加法的白色ガウス雑音を表す。ステアリング行列 Φ は事前に計算できるため、受信信号 \mathbf{y} を用いて式 (4) を \mathbf{x} について解くことで到来角を推定できる。ただし式 (4) は一般に劣決定系の方程式となることから、到来角を示す先鋭なピークを得るためには \mathbf{x} は非ゼロの要素が非常に少ない疎なベクトルであると制約しなければならない。このように、観測した信号を疎なベクトルを用いて再構成可能な表現に置き換える手法を Sparse Recovery と呼ぶ。ベクトルの疎性を保証するためには ℓ_0 ノルムの最小化を含めた以下の目的関数を最適化する必要がある。

$$\arg \min_{\mathbf{x} \in \mathbb{C}^K} \|\mathbf{y} - \Phi \mathbf{x}\|_2^2 + \kappa \|\mathbf{x}\|_0 \quad (5)$$

しかし一般に ℓ_0 ノルムの最小化は NP 困難な問題であるから、実装上は ℓ_1 ノルムに置き換えることで凸緩和して最適化を行う。

$$\arg \min_{\mathbf{x} \in \mathbb{C}^K} \|\mathbf{y} - \Phi \mathbf{x}\|_2^2 + \kappa \|\mathbf{x}\|_1 \quad (6)$$

この最適化によって、真の到来角に対応する要素近傍にのみ非ゼロの要素を持つ解を得る。

2.3 サブキャリア拡張

CFR はサブキャリアごとに計算されるため、すべてのサブキャリアにおける CFR を連結して Sparse Recovery に適用することができる。サブキャリアの数を L 、 l 番目のサブキャリアにおける位相シフト、 l 番目のサブキャリアにおける受信信号をそれぞれ $\Lambda_l(\theta)$ 、 $\mathbf{y}_l = [y_{l,1} \ \cdots \ y_{l,N}]^T$ とすると、式 (2) および (6) は次式のとおり拡張できる。

$$\phi(\theta) = \underbrace{[1 \ \Lambda_1(\theta) \ \cdots \ \Lambda_1(\theta)^{N-1}]}_{\text{subcarrier 1}} \ \cdots \ \underbrace{[1 \ \Lambda_L(\theta) \ \cdots \ \Lambda_L(\theta)^{N-1}]}_{\text{subcarrier L}} \quad (7)$$

$$\mathbf{y} = \underbrace{[y_{1,1} \ \cdots \ y_{1,N}]}_{\text{subcarrier 1}} \ \cdots \ \underbrace{[y_{L,1} \ \cdots \ y_{L,N}]}_{\text{subcarrier L}} \quad (8)$$

しかしながら、複数のサブキャリアを同時に利用して Sparse Recovery を実現する場合、サブキャリアごとにキャリア周波数が異なることに起因した Time of Flight (ToF) による位相シフトが課題となる。例えば ToF が 5 ns のとき、20 MHz 離れているサブキャリア間における位相差は $\pi/5 (= 2\pi \times 20 \text{ [MHz]} \times 5 \text{ [ns]})$ となる。受信信号の位相差に着目する到来角推定において、ToF による位相シフトの影響は無視できない。

既存手法 [2, 3] では到来角と同時に ToF を推定する方法が提案されているが、計算量が增大することや Carrier Frequency Offset (CFO) および Sampling Frequency Offset (SFO) による位相オフセットの影響を受けるなどの課題がある。本稿では ToF によって生じる位相シフトがアンテナ間で同一であることを利用して、各サブキャリアにおけるアンテナ間の相対的な位相差に着目することでサブキャリア間における位相差を除去する手法を提案する。

3 提案手法

本稿ではサブキャリア拡張によって生じるサブキャリア間における位相差を除去して到来角推定を実行する手法を提案する。

3.1 サブキャリア間における位相差の除去

ToF によって生じる位相シフトはサブキャリア間で異なるものの、あるサブキャリアにおけるアンテナ間では同一である。また、受信機のアンテナはオシレータを共有していることから CFO および SFO による位相オフセットもアンテナ間で同一である [2, 4]。以上の知見から、CSI Ratio [5] と同様のアイデアを用いて、各サブキャリアにおいて 1 本目のアンテナを基準として以下のように CSI の位相を補正する。

$$\hat{\mathbf{y}}_l = e^{-i\angle y_{l,1}} \mathbf{y}_l = e^{-i\angle y_{l,1}} [y_{l,1} \ \cdots \ y_{l,N}]^T \quad (9)$$

$\hat{\mathbf{y}}_l$ はもとの受信信号 \mathbf{y}_l から ToF, CFO および SFO から生じる位相差を除去したものである。したがって, 式 (8) と同様に $\hat{\mathbf{y}}$ を定義することで式 (6) の目的関数を以下のように新たに定める。

$$\arg \min_{\mathbf{x} \in \mathbb{C}^K} \|\hat{\mathbf{y}} - \Phi \mathbf{x}\|_2^2 + \kappa \|\mathbf{x}\|_1 \quad (10)$$

3.2 マルチパケット拡張

受信機が静止している場合や低速で移動している場合, 式 (10) の目的関数は [6] の手法を用いて複数のパケットから得られる CSI に対して拡張することができ, ノイズの影響を低減する効果が期待できる。 T 個のパケットから $\hat{\mathbf{y}}^1, \dots, \hat{\mathbf{y}}^T$ をそれぞれ得たとすると, $\hat{\mathbf{Y}} = [\hat{\mathbf{y}}^1 \ \dots \ \hat{\mathbf{y}}^T]$ とし, 同様に $\mathbf{X} = [\mathbf{x}^1 \ \dots \ \mathbf{x}^T]$ と定義することで式 (10) の目的関数を以下のように拡張できる。

$$\arg \min_{\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{K \times T}} \|\hat{\mathbf{Y}} - \Phi \mathbf{X}\|_F^2 + \kappa \|\mathbf{x}^{(\ell_2)}\|_1 \quad (11)$$

ここで $\mathbf{x}^{(\ell_2)} = [x_1^{(\ell_2)} \ \dots \ x_K^{(\ell_2)}]^T$, $x_k^{(\ell_2)} = \sqrt{\sum_{t=1}^T (x_k^t)^2}$ ($k \in \{1, \dots, K\}$) であり, $\|\cdot\|_F$ はフロベニウスノルムを表す。 $\mathbf{x}^{(\ell_2)}$ の定義は \mathbf{X} が時間方向ではなく空間方向について疎であることに起因する。さらに, 特異値分解を適用することで次元を削減することができる。 $\hat{\mathbf{Y}}$ の特異値分解を $\hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H$ と表す。ここで $(\cdot)^H$ は複素共役転置を表す。 $\hat{\mathbf{Y}}_s = \hat{\mathbf{Y}} \mathbf{V} \mathbf{I}_R$, $\mathbf{X}_s = \mathbf{X} \mathbf{V} \mathbf{I}_R$ とし, \mathbf{X}_s に対して $\mathbf{x}_s^{(\ell_2)}$ を同様に定義することで式 (11) の目的関数を以下のように新たに定めることができる。

$$\arg \min_{\mathbf{X}_s \in \mathbb{C}^{K \times R}} \|\hat{\mathbf{Y}}_s - \Phi \mathbf{X}_s\|_F^2 + \kappa \|\mathbf{x}_s^{(\ell_2)}\|_1 \quad (12)$$

なお \mathbf{I}_R は $T \times R$ ($T > R$) の単位行列である。

4 性能評価

提案手法による到来角推定の性能を評価するために市販の Wi-Fi 機器を用いた実験評価を行った。

4.1 評価環境

実験は屋外に送信機・受信機を設置して実施した。図 2 に実験環境を示す。送信機に ASUS RT-AC86U, 受信機に Intel AX210 ネットワークカードを具備した Let's Note CF-SX1 を使用した。送受信機間の距離は 3 m, 受信機のアンテナの間隔は 2.5 cm, 受信機のアンテナ数は 2 本とした。使用する通信チャネルは中心周波数 2.417 GHz, 帯域幅 20 MHz, サブキャリア数は 57 に設定した。上記の環境で到来角を -90 度から 90 度まで 10 度ずつ変化させながら, それぞれの到来角に対応する CSI を取得した。なお, CSI の取得には PicoScenes [7] を使用した。

4.2 評価結果

提案手法の基本的性能を明らかにするために, それぞれの到来角に対応する CSI を用いて到来角を推定した。より具体的には, 提案手法において導入した各手法による改善効果ならびに MUSIC 法に対する提案手法の改善効果をそれぞれ評価した。

図 3 に提案手法で導入した各手法を用いた場合における到来角推定誤差量の累積度数分布 (Cumulative Distribution Function: CDF) を示す。ここで Raw は Sparse Recovery ならびにサブキャリア拡張を用いた手法を表しており, 式 (6-8) にしたがう到来角推定に相当する。Ratio は 3.1 節で示したサブキャリア間における位相差を除去した手法を表しており, 式 (10) にしたがう到来角推定に相当する。Multi ならびに SVD は 3.2 節で示した複数パケットから得られた CSI を用いた手法, 特異値分解を用いた手法を表しており, それぞれ式 (11), 式 (12) にしたがう到来角推定に相当する。ここで到来角領域の分割数 $K = 181$ と定めた。また,

Multi におけるパケット数 $T = 3$, SVD におけるパケット数 $T = 10$, 到来角推定に用いる次元数 $R = 3$ とした。

評価結果から以下の 2 つのことがわかる。1 つ目は式 (9) による位相差の除去が有効であることである。位相差の除去をしていない Raw と位相差の除去をした Ratio を比較すると, Ratio がより高い推定精度を達成できている。2 つ目はマルチパケット拡張および特異値分解による精度の向上の効果が薄いことである。Ratio, Multi, SVD のそれぞれの精度にはあまり差が見られない。これは屋内と比べて電波の反射や干渉の影響が小さい屋外で実験したことが一要因として挙げられる。

図 4 に提案手法および MUSIC 法をそれぞれ用いた場合における到来角推定誤差量の累積度数分布を示す。ここで提案手法は式 (12) にしたがって, MUSIC 法は式 (8,9) に示したサブキャリア拡張および位相差の除去をした上でそれぞれ到来角を推定した。評価結果から少数のアンテナを具備した Wi-Fi 機器を用いる場合, 提案手法が MUSIC 法に比べてより高い精度を達成していることがわかる。提案手法による推定精度は多数のアンテナを用いた既存研究と比較して高くないものの, アンテナ数が 2 本という制約下での精度としては妥当だと言える。

5 おわりに

本稿では少数のアンテナを具備する Wi-Fi 機器を用いた到来角推定手法を提案した。実験評価から提案手法は MUSIC 法と比較してより高い精度で到来角を推定できることが分かった。

謝辞

本研究は JSPS 科研費 (JP19H01101), さきがけ (JPMJPR2032), NTT 研究所の支援の下で行った。

参考文献

- [1] Schmidt, R.: Multiple emitter location and signal parameter estimation, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 34, No. 3, pp. 276–280 (1986).
- [2] Kotaru, M., Joshi, K., Bharadia, D. and Katti, S.: SpotFi: Decimeter Level Localization Using WiFi, *Proceedings of the 2015 ACM Conference on Special Interest Group on Data Communication*, SIGCOMM '15, pp. 269–282 (2015).
- [3] Gong, W. and Liu, J.: RoArray: Towards More Robust Indoor Localization Using Sparse Recovery with Commodity WiFi, *IEEE Transactions on Mobile Computing*, Vol. 18, No. 6, pp. 1380–1392 (2019).
- [4] Vasisht, D., Kumar, S. and Katabi, D.: Decimeter-Level Localization with a Single WiFi Access Point, *Proceedings of the 13th USENIX Conference on Networked Systems Design and Implementation*, NSDI '16, pp. 165–178 (2016).
- [5] Zeng, Y., Wu, D., Xiong, J. and Zhang, D.: Boosting WiFi Sensing Performance via CSI Ratio, *IEEE Pervasive Computing*, Vol. 20, No. 1, pp. 62–70 (2021).
- [6] Malioutov, D., Çetin, M. and Willsky, A. S.: A sparse signal reconstruction perspective for source localization with sensor arrays, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 53, No. 8, pp. 3010–3022 (2005).
- [7] Jiang, Z., Luan, T. H., Ren, X., Lv, D., Hao, H., Wang, J., Zhao, K., Xi, W., Xu, Y. and Li, R.: Eliminating the Barriers: Demystifying Wi-Fi Baseband Design and Introducing the PicoScenes Wi-Fi Sensing Platform, *IEEE Internet of Things Journal*, Vol. 9, No. 6, pp. 4476–4496 (2022).

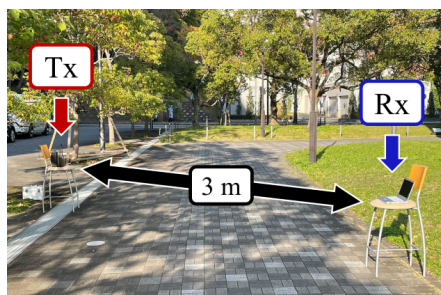


図 2: 実験環境

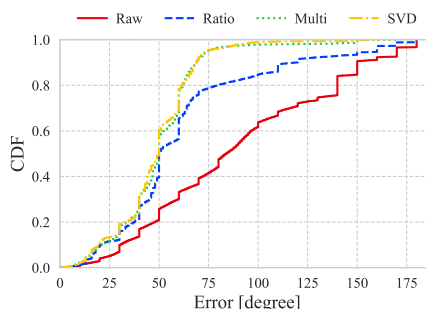


図 3: 提案手法の段階的性能評価

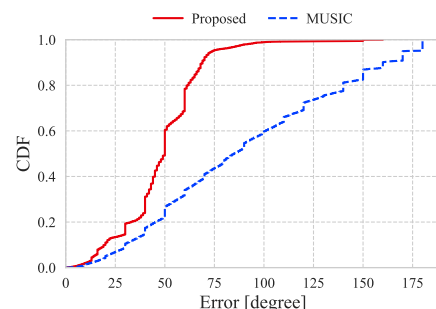


図 4: 提案手法と MUSIC 法の比較評価