

IEEE 802.11ac/ax の広帯域性を活用した到来角推定の高精度化に関する初期的検討

大平 峻平[†] 林 健太郎[‡] 加藤 空知[†] 尾原 和也^{‡†} 村上 友規^{‡†} 藤橋 卓也[†] 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

^{††} 日本電信電話株式会社コミュニケーション科学基礎研究所

^{‡‡} 日本電信電話株式会社アクセスサービスシステム研究所

1 はじめに

既に展開された Wi-Fi のアクセスポイントを用いて数 cm の精度で位置測位をすることができれば、屋内で数 m の精度で行っている現在のユーザ・ナビゲーションをより正確に行ったり、ドローンなどのロボットの自律走行を屋内で行ったりすることができるようになる。屋内向けの位置測位技術としては、文献 [1][2] ではアンテナの間隔が半波長以下で構築された実験系において、到来角推定を用いて数 cm の精度の技術が提案されている。しかしながら、IEEE 802.11ac や ax などの市販の Wi-Fi アクセスポイントを用いて到来角推定を行う場合には、アクセスポイントの実装によってはアンテナの間隔が半波長を超えていることで到来角の候補が複数になるという問題がある。この問題に対して、本稿では、IEEE 802.11ac/ax の広帯域性に着目して、80 MHz の帯域幅で取得できる CSI の値を網羅的に用いて複数の到来角候補から真の到来角を抽出するアルゴリズムを提案するとともに、本技術の有効性をシミュレーション評価によって明らかにする。

2 IEEE 802.11ac/ax Wi-Fi 機器を用いた到来角推定の課題

2.1 CSI を用いた到来角推定

Wi-Fi 電波の伝搬情報として CSI (Channel State Information) がある。CSI は送信アンテナと受信アンテナとの間における電波の振幅と位相の情報を表す。現在の Wi-Fi 規格としてよく扱われている IEEE 802.11ac/ax では、MIMO-OFDM の通信方式に従ってデータが変調されるため、サブキャリア軸および複数のアンテナに起因した空間軸の CSI が取得できる。

$\mathbf{CSI}_{l,N}$ を、1 つの送信源から l 番目のサブキャリアを用いて送信した信号を N 本の受信アンテナで受信したときの CSI とする。 i 本目の受信アンテナが受信した信号の位相を ϕ_i 、振幅を a_i とすると、 $\mathbf{CSI}_{l,N}$ は以下の式で表される。

$$\mathbf{CSI}_{l,N} = \begin{pmatrix} a_1 e^{j\phi_1} \\ a_2 e^{j\phi_2} \\ \vdots \\ a_N e^{j\phi_N} \end{pmatrix} \quad (1)$$

図 1 に受信アンテナを N 本直線上に配置した受信機を想定する。各受信アンテナは無指向性であるとし、無限遠離れた位置に存在する 1 波源からの信号がある角度 θ ($-\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$) から到来するものとした。雑音がないものとする、受信アンテナ 1 と受信アンテナ i における到来信号の位相差 ϕ_i は、アンテナ 1 とアンテナ i の経路差 $d_i \sin(\theta)$ に従って次の通りになる。

$$\phi_i = 2\pi f_l \frac{d_i \sin(\theta)}{c} \quad (2)$$

ここで、 f_l は l 番目のサブキャリアにおける電波の周波数、 c は光の速度である。このとき、式 (2) から $\mathbf{CSI}_{l,N}$ は以下の式で表される。

$$\mathbf{CSI}_{l,N} = \begin{pmatrix} a_1 e^{j\phi_1} \\ a_2 e^{j(\phi_1 - \phi_2)} \\ a_3 e^{j(\phi_1 - \phi_3)} \\ \vdots \\ a_N e^{j(\phi_1 - \phi_N)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 e^{j\phi_1} \\ a_2 e^{j(\phi_1 - 2\pi f_l \frac{d_2 \sin(\theta)}{c})} \\ a_3 e^{j(\phi_1 - 2\pi f_l \frac{d_3 \sin(\theta)}{c})} \\ \vdots \\ a_N e^{j(\phi_1 - 2\pi f_l \frac{d_N \sin(\theta)}{c})} \end{pmatrix} \quad (3)$$

式 (3) のように、CSI によって得られる各アンテナの位相差が、アンテナ間の経路差によって生じる位相差と等しくなることから、到来角 θ を逆算することができる。

2.2 Compressed CSI 問題

IEEE 802.11ac/ax Wi-Fi 機器を用いた到来角推定を実現するためには、まず、IEEE 802.11ac/ax では CSI を圧縮した compressed CSI

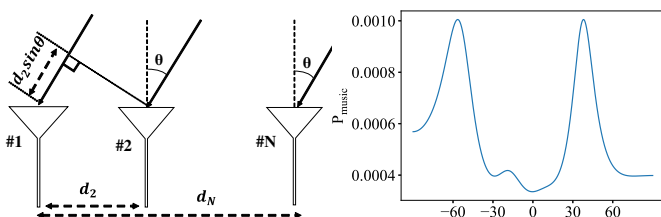


図 1: 到来角推定の原理

図 2: アンテナ間隔問題

しか抽出できないという問題を解決する必要がある。Compressed CSI は IEEE 802.11ac において規定された、MIMO を活用した送信ビームフォーミングのための CSI フィードバックの圧縮手法の 1 つである。CSI の圧縮方式には implicit feedback と explicit feedback の 2 種類のフィードバック形式があるが、compressed CSI は explicit feedback で使用されている方式である。Compressed CSI には CSI の情報が圧縮した形で含まれるため、既存の到来角推定手法をそのまま利用することができない。

2.3 配線長問題

次に、各アンテナから AD 変換器までの配線長が異なるという問題を解決する必要がある。一方で、多くの IEEE 802.11ac/ax Wi-Fi 機器では各アンテナの配線長が異なることから、式 (2) の位相差以外にも配線長の違いによる位相差が生じてしまう。

τ_i ($n = 1, \dots, N$) を各アンテナの配線長に応じて生じる位相変化、式 (3) に対して配線長を加味した場合の CSI を $\mathbf{CSI}'_{l,N}$ とすると、 $\mathbf{CSI}'_{l,N}$ は以下の式で表される。

$$\mathbf{CSI}'_{l,N} = \begin{pmatrix} a_1 e^{j\phi_1 + \tau_1} \\ a_2 e^{j(\phi_1 - 2\pi f_l \frac{d_2 \sin(\theta)}{c} + \tau_2)} \\ a_3 e^{j(\phi_1 - 2\pi f_l \frac{d_3 \sin(\theta)}{c} + \tau_3)} \\ \vdots \\ a_N e^{j(\phi_1 - 2\pi f_l \frac{d_N \sin(\theta)}{c} + \tau_N)} \end{pmatrix} \quad (4)$$

2.4 アンテナ間隔問題

最後に、IEEE 802.11ac/ax Wi-Fi 機器においてアンテナの間隔が半波長よりも大きいという問題を解決する必要がある。2.1 節で述べた到来角推定の原理は受信アンテナの間隔が半波長以下であることが前提となっている。また、既存の Wi-Fi 機器を前提とした到来角推定では、アンテナの間隔が半波長以下の実験系で実現されている。しかしながら、実際の IEEE 802.11ac/ax Wi-Fi 機器では、アンテナの間隔は MIMO 伝送を行うために半波長以上の場合がある。

アンテナ間隔問題は、CSI から取得できる受信アンテナ間の位相差 \tilde{h}_i の範囲が $-\pi$ から π であることに起因して生じる。推定する到来角を θ 、真の到来角を $\hat{\theta}$ 、アンテナ i とアンテナ 1 の距離を d_i 、周波数を f 、光の速さを c とすると、推定する到来角 θ と真の到来角 $\hat{\theta}$ の間には次の関係が成り立つ。

$$2\pi f \frac{d_i \sin(\theta)}{c} = 2\pi f \frac{d_i \sin(\hat{\theta})}{c} + 2r\pi \quad (5)$$

ただし、 r は整数である。式 (5) を満たす r が $r = 0$ 以外にも存在するとき、推定到来角 θ は真の到来角 $\hat{\theta}$ 以外の値をとりうる。アンテナ 1 とそれ以外のアンテナとの間隔 d_2, d_3, \dots, d_N の最大公約数が半波長以上であるとき、推定到来角 θ が真の到来角 $\hat{\theta}$ 以外にも発生する。5.2GHz 帯における電波の波長は約 6cm である。図 2 に、4 本の受信アンテナを 4 cm 間隔で一直線に並べ、到来角を 30 度としたときの MUSIC スペクトラムを示す。周波数は 5.17GHz とした。図 2 では、真の到来角 30 度とは別に約 -60 度の位置にも同じ高さのピークが存在しているため、推定する到来角を 1 つに絞ることができない。約 -60 度の位置のピークの方が少しも高ければ、約 -60 度が推定される到来角となる。

3 提案手法

2 節の議論を基に、IEEE 802.11ac/ax 対応の Wi-Fi 機器から取得できる compressed CSI から広帯域性を利用して到来角を推定する手法を提案する。

3.1 Compressed CSI 問題の解決

Compressed CSI 問題は、文献 [3] の手法を用いて compressed CSI を右特異行列 \mathbf{V} に戻すことで解決する。行列 \mathbf{V} は右特異行列であるため、行列 \mathbf{V} をなす特異ベクトルは CSI の各送信アンテナの受信アンテナに対する位相差を平滑した値と近似できる。出発角と到来角が等しいと仮定すると、行列 \mathbf{V} の列ベクトルから 1 本の送信アンテナから N 本の受信アンテナの位相差を取得できるとみなすことができる。すなわち、行列 \mathbf{V} の 1 列目の列ベクトル $\mathbf{V}_{1,l,N}$ は、実数部分を A_n ($n = 1, \dots, N$) とすると、以下の式で表される。

$$\mathbf{V}_{1,l,N} = \begin{pmatrix} A_1 e^{j2\pi f_l \frac{(N-1) \cdot d \sin(\theta)}{c}} \\ A_2 e^{j2\pi f_l \frac{(N-2) \cdot d \sin(\theta)}{c}} \\ \vdots \\ A_N e^{j2\pi f_l \frac{0 \cdot d \sin(\theta)}{c}} \end{pmatrix} \quad (6)$$

3.2 配線長問題の解決

配線長問題は、既知の到来角のもとで取得した行列を使い、キャリブレーションを行うことで解決する。はじめに、到来角が0度の時の行列 $\hat{\mathbf{V}}$ を事前に取得しておく。到来角が0度の時に取得できる行列 $\hat{\mathbf{V}}$ は以下の式で表される。

$$\hat{\mathbf{V}}_{l,N} = \begin{pmatrix} \hat{A}_1 e^{j\tau_{N,l}} \\ \hat{A}_2 e^{j\tau_{N-1,l}} \\ \vdots \\ \hat{A}_N e^{j\tau_{1,l}} \end{pmatrix} \quad (7)$$

実際に到来角推定を行うとき、行列 \mathbf{V} を補正した \mathbf{V}' は以下の式で表される。

$$\mathbf{V}'_{l,N} = |\mathbf{V}_{l,N}| e^{(j\psi_{l,N} - j\hat{\psi}_{l,N})} \quad (8)$$

ここで、 $\psi_{l,N}$ は $\mathbf{V}_{l,N}$ の位相ベクトル、 $\hat{\psi}_{l,N}$ は $\hat{\mathbf{V}}_{l,N}$ の位相ベクトルとする。

3.3 アンテナ間隔問題の解決

アンテナ間隔問題の解決には、真の到来角がどのサブキャリアを用いても不変であること、IEEE 802.11ac/ax が 80 MHz の広帯域での通信が可能であることを利用する。式 (5) において、 $\lambda = \frac{c}{f}$ であることから次式が得られる。

$$\sin(\theta) = \sin(\hat{\theta}) + \frac{\lambda}{d_i} r \quad (9)$$

式 (9) から、周波数 f_l, f_m のサブキャリアを用いるとき、次の式が成り立つ。

$$\sin(\theta_l) - \frac{\lambda_l}{d_i} r_l = \sin(\theta_m) - \frac{\lambda_m}{d_i} r_m \quad (10)$$

また、整数 r の最大値 r_{max} について次の式が成り立つ。

$$r_{max} = \left\lfloor \frac{d_i}{\lambda} - \frac{1}{2} \right\rfloor \quad (11)$$

IEEE 802.11ac において、5.2 GHz 帯、周波数幅 80 MHz で通信を行うとき、compressed CSI は 234 種類のサブキャリア分取得できる。サブキャリアの周波数は最大で約 5.25 GHz であり、最小で約 5.17 GHz である。これを波長で表すと、約 5.7 cm と約 5.8 cm である。また、IEEE 802.11ac/ax Wi-Fi 機器においてアンテナの間隔 d_i は最大でも約 20 cm ほどだと考えられる。このとき、式 (11) より、式 (10) における r_l と r_m の最大値は 4 である。 r_l と r_m が -4 から 4 のいかなる場合を想定しても、 $r_l = 0$ かつ $r_m = 0$ 以外に $\sin(\theta_l) = \sin(\theta_m)$ を満たす整数 r_l, r_m は存在しない。すなわち、真の到来角以外の推定到来角は異なるということになる。

このような観点から、compressed CSI の複数のサブキャリアを用いた到来角推定手法を提案する。まず、異なるサブキャリアで取得した compressed CSI を元に、それぞれのサブキャリア毎の MUSIC スペクトラムを算出する。これを掛け合わせると、真の到来角の部分にはピークが高く維持したまま、それ以外の推定到来角のピークを抑制することができる。具体的には、到来角 θ の算出を以下の式で行う。

$$\theta = \arg \max_{-\pi < \theta < \pi} \prod_{l=1}^L P_{\text{music}}(\mathbf{V}'_{l,N}, \theta) \quad (12)$$

$P_{\text{music}}(\mathbf{V}'_{l,N}, \theta)$ は位相セット $\mathbf{V}'_{l,N}$ の到来角 θ に対する MUSIC 法における尤度を返す関数である。図 3 は、実際にサブキャリア数 $L = 234$ の場合に到来角が 30 度の時の $\prod_{l=1}^L P_{\text{music}}(\mathbf{V}'_{l,N}, \theta)$ の出力を示す。30 度の位置に高いピークが存在することがわかる。

4 評価

4.1 評価環境

3.3 節に示した IEEE 802.11ac/ax の広帯域性を利用した到来角推定手法の有効性を検証するために、提案手法を Python で実装して計算機シミュレーションで評価を行った。シミュレーションは、CPU とし

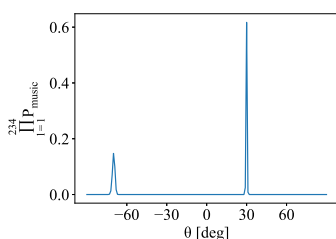


図 3: 提案手法における MUSIC スペクトラム

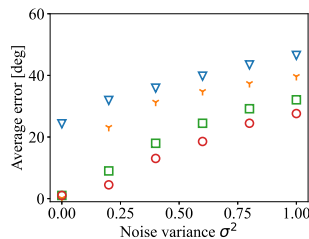


図 4: アンテナの間隔が半波長を超えている場合

て通常時 1.3 GHz、ターボブースト時 3.9 GHz の Intel(R) Core(TM) i7-1065G7 CPU、RAM が 16 GB の HP Spectre x360 で行った。シミュレーションでは、受信アンテナ数が 4、送信アンテナ数が 1、受信アンテナの間隔は半波長を超える場合は 4 cm、半波長以下の場合は 2 cm、送信アンテナと受信アンテナの距離は 10 m、周波数帯は 5.2 GHz、チャンネルはマルチパスを考慮しない AWGN (Additive White Gaussian noise) チャンネルとした。また、評価では到来角を -90 度から 90 度までの 1 度ずつ変化、サブキャリア数を 1, 10, 100, 234 の 4 パターン、試行回数は 100 回、雑音を変化させた。雑音は平均 0、分散 σ^2 の正規分布に従うものとした。

4.2 評価結果

まず、雑音に対する到来角の推定誤差の評価を行った。図 4 にアンテナの間隔が 4 cm である場合、図 5 にアンテナの間隔が 2 cm である場合の評価結果をそれぞれ示す。誤差の主な原因は、図 2 のように、真の到来角よりも尤度の高い他の角度を到来角と推定しているためである。図 4、図 5 より、以下の 3 つのことが分かる。1 つ目は、雑音の大きさに関わらず、サブキャリアを多く利用すればするほど到来角の推定精度が向上することである。例えば、ノイズの分散が 1.0 の時にサブキャリアを 1 つだけ使った場合は推定誤差が約 46.5 度であるのに対して、サブキャリアを 234 個使うと推定誤差が約 59.4 % の約 27.6 度となる。2 つ目は、アンテナの間隔が半波長以上であったとしても、広帯域性を利用することでアンテナの間隔が半波長以下かつサブキャリアを 1 つしか使わなかった場合よりも性能が高くなる場合があることである。例えば、ノイズの分散が 1.0 の時にアンテナの間隔が半波長以下かつサブキャリアを 1 つだけ使った場合は推定誤差が約 34.3 度であるのに対して、アンテナの間隔が半波長以上かつ 234 個のサブキャリアを使うと推定誤差が約 27.6 度となる。3 つ目は、提案手法を用いたとしても、サブキャリアを利用する数が等しければアンテナの間隔が半波長以下の方が到来角推定の精度が高いことである。例えば、ノイズの分散が 1.0 の時にアンテナの間隔が半波長以上かつ 234 個のサブキャリアを用いた場合は推定誤差が約 27.6 度であるのに対して、アンテナの間隔が半波長以下かつ 234 個のサブキャリアを使うと推定誤差が約 2.0 度となる。

次に、推定に要する計算コストの評価を行った。図 6 に評価結果を示す。横軸がサブキャリア数、縦軸が 1 回の推定に要した時間である。図 6 より、サブキャリア数と計算時間は比例の関係にあることが分かる。提案手法では、最も計算量がかかるのは MUSIC 法の処理である。現在のシミュレーションプログラムではサブキャリア毎にシングルスレッドで順番に MUSIC 法を用いているが、MUSIC 法の計算をマルチスレッドで処理することで複数コアを利用した高速化を実現することも可能であると考えている。

5 おわりに

本稿では、IEEE 802.11ac/ax の広帯域性に注目して、80 MHz の帯域幅で取得できる CSI の値を網羅的に用いて複数の到来角候補から真の到来角を抽出するアルゴリズムを提案した。現在、実機での実証を進めている。

謝辞

本研究は JSPS 科研費 (JP19H01101, JP17KT0042), JST さきがけ (JPMJPR2032) の支援の下で行った。

参考文献

- [1] M. Kotaru, K. Joshi, D. B. and Katti, S.: SpotFi: Decimeter level localization using WiFi, *ACM Conference on Special Interest Group on Data Communication*, pp. 269–282 (2015).
- [2] Vasisht, D., Kumar, S. and Katabi, D.: Decimeter-Level Localization with a Single WiFi Access Point, *13th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI 16)*, Santa Clara, CA, USENIX Association, pp. 165–178 (2016).
- [3] Murakami, T., Miyazaki, M., Ishida, S. and Fukuda, A.: Wireless LAN-Based CSI Monitoring System for Object Detection, *Electronics*, Vol. 7, No. 11, pp. 290:1–290:11 (2018).

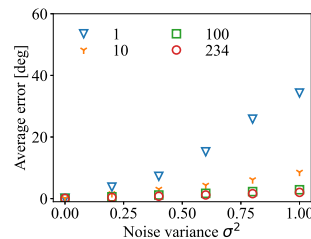


図 5: アンテナの間隔が半波長以下の場合

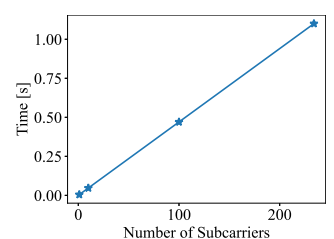


図 6: 到来角推定に要する時間