

市販の Wi-Fi 機器を用いた到来角推定手法に関する検討

福島 健¹ 村上 友規² アベセカラ ヒランタ² 藤橋 卓也¹ 猿渡 俊介¹ 渡辺 尚¹

概要：無線信号の変動を人や物を対象としたセンシングに利用するサービスの提案が活発化している。無線信号の中でも、特に CSI (Channel State Information) を利用したセンシングサービスが多く提案されている。しかしながら、既存の CSI を用いたセンシングサービスは特定のデバイスの利用を必要とするため、導入コストが高くなるという欠点が存在する。本稿では、安価なセンシングサービス実現を目的として市販の Wi-Fi 機器を用いた到来角推定の手法について検討する。市販の Wi-Fi 機器を利用した到来角推定では、位相の補正やノイズの影響が少ない位相の選択が必要である。そこで本稿では、市販の Wi-Fi 機器を用いて到来角を推定する際に発生する課題を解決する到来角推定手法を提案する。具体的には、1. compressed CSI 問題、2. 配線長問題、3. アンテナ間隔問題、4. アンテナ個体差問題の 4 つの課題をそれぞれ解決する手法を提案する。提案手法の性能を実環境で評価する。

1. はじめに

スマートフォンに無線 LAN や Bluetooth などの複数の無線規格が標準で組み込まれたり、LPWA (Low Power Wide Area) [1] などの IoT 向けの無線通信サービスが展開される中で、無線信号を利用した室内におけるセンシングサービスが多く提案されている。例えば、室内における人の位置測位 [2]、行動認識 [3]、日常屋内物の状態検知 [4]、人数推定 [5] 等である。無線信号の中でも、特に RSSI (Received Signal Strength Indicator) を利用したものがこれまで多く提案されている。RSSI は Wi-Fi や Bluetooth を利用する市販の無線通信端末を利用して簡易に取得できることが利点である。しかしながら、市販の無線通信端末で取得できる RSSI の分解能には限界があるため、精度の面で課題が残ることが知られている [6]。例えば、RSSI を用いた位置測位は精度が約 1.5 m から 3 m と室内におけるセンシングサービスとして利用することは困難である。

より詳細な情報を取得できる方法として、CSI を活用したセンシング手法の検討が進められている。CSI にはサブキャリア単位の受信電力と位相情報が含まれるため、RSSI よりも詳細な情報を取得することができる。CSI からは送信機と受信機間の到来角や伝搬遅延等の特徴量を高精度に算出できるため、安価に導入できる高精度なセンシング手法として注目を集めている。しかしながら、既存の CSI を用いたセンシング手法は一般的に Linux 802.11n CSI Tool [7] や Atheros CSI tool [8]、USRP (Universal Software Radio Peripheral) [9] 等の特定のデバイスの利用を前提としているため、汎用的な利用は困難である。

本稿では、安価で高精度なセンシング手法の実現を目的として、市販の Wi-Fi 機器を用いたセンシング手法の実現を目指す。既存の compressed CSI を用いたセンシングには compressed CSI と機械学習を用いたセンシング手法が提案されているが [10, 11]、環境毎に異なる学習モデルの構築が必要であるという欠点が存在する。Compressed CSI から直接的に到来角推定が可能になれば、市販の Wi-Fi 機器をそのまま用いた高精度な人の位置測位、混雑度推定、行動認識が可能となる。

しかしながら、市販の Wi-Fi 機器を用いて高精度な到来角の値を算出するためには、1) 市販の Wi-Fi 機器では、圧縮した CSI の情報である角度情報しか取得できない compressed CSI 問題、2) 個々のアンテナと AD (Analog to Digital) 変換器までの配線

の長さによってアンテナにて取得できる位相が変化する配線長問題、3) Wi-Fi 機器のアンテナの間隔が電波の半波長を超えている場合は位相の本来の値を取得できないアンテナ間隔問題、4) Wi-Fi 機器の筐体や基板はそれぞれ異なるために生じるアンテナ個体差問題の 4 つの課題を解決しなければならない。上記の 4 つの課題の詳細に関しては 2 節にて述べる。

以上の議論を基に、本稿では市販の Wi-Fi 機器を用いた到来角推定手法を提案する。提案手法は市販の Wi-Fi 機器が既に利用している compressed CSI を用いて到来角推定を行う。Compressed CSI 問題に対しては、compressed CSI に含まれる角度情報を用いて右特異ベクトルを復元することで解決する。配線長問題に対しては、事前に電波の到来角が 0 度の時の右固有ベクトルを元に補正することで解決する。アンテナ間隔問題に対しては、全てのアンテナの間隔が等しいと仮定して各アンテナの位相の回転を推定する位相補正手法を提案する。アンテナ個体差問題に対しては誤差が少ないようなアンテナを選択することで到来角推定に最適なアンテナの組み合わせを選択できるアルゴリズムを提案する。それぞれの解決方法の詳細は 3 節にて述べる。

提案手法の有効性を定量的に確認するために、大阪大学のシールドテント内と講義室にて実機を用いて提案手法の性能を評価した。評価の結果、提案手法はシールドテント内では約 9.07 度、講義室では約 10.19 度の誤差で到来角を推定できることを確認した。提案手法の計算時間はシールドテント内、講義室で共に約 0.6 秒以下の計算時間で到来角が推定できることを確認した。

本稿の構成は以下の通りである。2 節では、電波を用いた到来角推定手法に関して説明した後、市販の Wi-Fi 機器を用いた到来角推定における問題について説明する。3 節では、2 節で説明した問題を解決する到来角推定手法の内容について説明する。4 節では、提案手法のシールドテント内と実環境における性能評価を行う。5 節で関連研究についてまとめた後、6 節でまとめとする。

2. 研究目的と課題

本節では、電波を用いた到来角推定の概要と市販の Wi-Fi 機器を用いた到来角推定時において発生する課題について説明する。

2.1 電波による到来角推定

図 1 に、電波を用いた到来角推定手法の原理を示す。図 1 では受信機側にアンテナが N 本存在する状況を想定している。図 1 内の θ は到来角、 d はアンテナ間の距離、 $d\sin(\theta)$ は隣り合うアンテナ間の経路差を意味する。図 1 では全てのアンテナは等間隔で並んでいると仮定している。送信アンテナ 1 本から送信される電波

¹ 大阪大学大学院情報科学研究科

² 日本電信電話株式会社 NTT アクセササービスシステム研究所

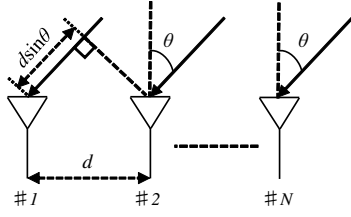


図 1 到来角によって生じる経路長差

を複数の受信アンテナで受信すると、受信側のアンテナでは到来角の値によって電波の経路に差が生じる。経路の違いによって受信するアンテナの位相の値も変化するため、各アンテナにおける位相を取得することで到来角を推定することができる。

送信機が受信機と十分に離れている場合、送信機のアンテナ 1 から受信機側の各アンテナに向けて送信される電波は全て同じ到来角であると仮定することができる。全アンテナに対する到来角が等しい場合、受信機のアンテナ i とアンテナ 1 の位相差は以下の式で表すことができる。

$$h_i = 2\pi f \frac{d(i-1)\sin(\theta)}{c} \quad (1)$$

h_i はアンテナ i とアンテナ 1 の位相差 ($i = 2, 3, \dots, N$), f は電波の周波数, c は光の速さを意味する。 $d(i-1)\sin(\theta)$ はアンテナ i とアンテナ 1 の間の距離 $d(i-1)$ によって生じる電波の経路差である。

一方で、Wi-Fi 通信にて MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 伝送時に利用する CSI 行列は以下の通りとなる。

$$\mathbf{CSI}_l = \begin{pmatrix} \text{csi}_{l,1,1} & \text{csi}_{l,1,2} \cdots & \text{csi}_{l,1,N} \\ \text{csi}_{l,2,1} & \text{csi}_{l,2,2} \cdots & \text{csi}_{l,2,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{csi}_{l,M,1} & \text{csi}_{l,M,2} \cdots & \text{csi}_{l,M,N} \end{pmatrix} \quad (2)$$

N は送信側のアンテナ数, M は受信側のアンテナ数, l はサブキャリアの番号を意味する。

CSI の値を用いて到来角推定を行うことを考えた場合, n 番目の送信アンテナから M 本の受信アンテナで受信した場合の CSI を $\mathbf{CSI}_{l,n}$, 受信アンテナ 1 で受信した信号の位相を θ , アンテナ i で受信した信号の振幅を a_i とすると, $\mathbf{CSI}_{l,n}$ は以下の式で表すことができる。

$$\mathbf{CSI}_{l,n} = \begin{pmatrix} a_1 e^{j\theta + j2\pi f_l \frac{0 \cdot d \sin(\theta)}{c}} \\ a_2 e^{j\theta + j2\pi f_l \frac{1 \cdot d \sin(\theta)}{c}} \\ a_3 e^{j\theta + j2\pi f_l \frac{2 \cdot d \sin(\theta)}{c}} \\ \vdots \\ a_M e^{j\theta + j2\pi f_l \frac{(M-1) \cdot d \sin(\theta)}{c}} \end{pmatrix} \quad (3)$$

アンテナ間の距離 d , 電波の周波数 f , 光の速さ c は既知の情報であるため, 式 (1) を用いて位相差から到来角 θ を算出することができる。

2.2 市販の Wi-Fi 機器を用いた到来角推定の課題

Wi-Fi 機器を用いたセンシングの導入を安価かつ容易にするためには, 市販の Wi-Fi 機器でセンシングが実現できる事が重要である。市販の Wi-Fi 機器を用いた到来角推定を実現するためには, 以下の 4 つの課題を解決しなければならない。

- (1) Compressed CSI 問題: 市販の Wi-Fi 機器から取得できるのは式 (2) の CSI ではなく CSI 行列から算出された右特異行列 \mathbf{V} を圧縮した値のみである。
- (2) 配線長問題: アンテナから AD 変換器までの配線長によって各アンテナで取得する位相にずれが生じる。
- (3) アンテナ間隔問題: 通常のアンテナアレイを使った到来角推定は半波長以下のアンテナ間隔である。それに対して, 市販の Wi-Fi 機器を用いる場合にはアンテナの間隔が半波長を超えているものが多い。
- (4) アンテナ個体差問題: Wi-Fi 機器の筐体や基板の特性によって, 各アンテナで取得できる CSI の精度にばらつきが生じる。

2.3 Compressed CSI 問題

Compressed CSI は IEEE 802.11ac [12] において規定された, MIMO 伝送時の CSI フィードバックの圧縮手法の 1 つである。

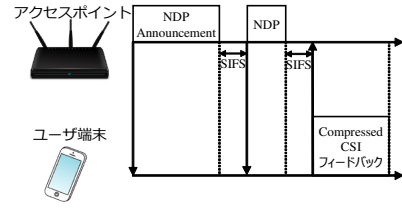


図 2 Compressed CSI を取得するためのフレームシーケンス

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ているため, 既存の到来角推定手法はそのまま利用することができない。

図 2 に compressed CSI を取得するためのフレームシーケンスを表す。図 2 のフレームシーケンスはアクセスポイントとユーザ端末間で行われる通信のフレームシーケンスである。アクセスポイントとユーザ端末間では, 初めにアクセスポイントが NDP (Null Data Packet) と NDPA (NDP Announcement) を送信する。ユーザ端末は受信した NDP を基に CSI を計算する。ユーザ端末は計算した CSI から compressed CSI を算出した後にアクセスポイントに compressed CSI を送信する。

Compressed CSI は CSI 行列に対して特異値分解とギブンス回転を行う事で算出される [13]。以下に CSI に対して特異値分解を行った後の式を表す。

$$\mathbf{CSI}_l = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H$$

\mathbf{S} は対角行列, \mathbf{U} は左特異行列, \mathbf{V} は右特異行列である。CSI 行列に対して特異値分解を行うことで \mathbf{S} , \mathbf{U} , \mathbf{V} が算出される。 \mathbf{V} に対してギブンス回転を行って算出される角度情報 ϕ , ψ が compressed CSI となる。 \mathbf{V} も CSI と同様にサブキャリア数だけ取得できるので, 角度情報もサブキャリア数だけ取得できる。

以下に行列 \mathbf{V} とギブンス回転により算出される角度情報 ϕ , ψ の関係を表す。

$$\mathbf{V} = \left[\prod_{k=1}^{\min(N, M-1)} [\mathbf{D}_k \prod_{l=k+1}^M \mathbf{G}_{l,k}^T(\psi_{k,k})] \right] \tilde{\mathbf{I}}_{N \times M} \quad (4)$$

\mathbf{D}_k は以下の式 (5) で表される。

$$\mathbf{D}_k = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{k-1} & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & e^{j\phi_{k,k}} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & 0 & e^{j\phi_{M-1,k}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (5)$$

$\mathbf{G}_{l,k}(\psi)$ は以下の式 (6) で表される。

$$\mathbf{G}_{l,k} = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{k-1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\psi) & 0 & \sin(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{I}_{l-k-1} & 0 & 0 \\ 0 & -\sin(\psi) & 0 & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{I}_{M-1} \end{pmatrix} \quad (6)$$

\mathbf{I}_{k-1} は $(k-1) \times (k-1)$ の単位行列である。 $\tilde{\mathbf{I}}_{N \times M}$ は (i, i) -要素以外が 0 であるような行列である。

Compressed CSI によって削減できるデータ量の具体例として, 送信アンテナが 4 本, 受信アンテナが 2 本, サブキャリア数が 52 の時に explicit feedback で用いられる CSI と compressed CSI のデータサイズを比較する。Explicit feedback で用いられる CSI は SNR の要素と CSI 情報から構成される。SNR のデータサイズは, 8 ビットのデータが受信アンテナの数だけ送信される。CSI 情報は, サブキャリア毎に振幅の情報が 3 ビット分, 信号の I/Q 平面の情報がそれぞれ 8 ビットずつ送信アンテナ数と受信アンテナ数を乗算した数だけ送信される。すなわち, explicit feedback で用いられる CSI のデータサイズは合計で $8 \times 2 + 52 \times (3 + 2 \times 4 \times 2 \times 8) = 6838$ ビットとなる。

Compressed CSI は SNR の要素と CSI 行列の位相情報を圧縮した角度情報から構成される。SNR のデータサイズは explicit feedback で用いられる CSI と同じく, 8 ビットのデータが受信アンテナの数だけ送信される。CSI 情報は, 送信アンテナが 4 本, 受信アンテナが 2 本の時には各サブキャリア毎に ϕ が 5 個, ψ が 5 個を合わせた 10 個の角度情報が送信される。ユーザがシン



図 3 実際に利用されるアクセスポイントの例

グループの場合、 ϕ は最大で 6 ビット、 ψ は最大で 4 ビットである。すなわち、compressed CSI のデータサイズは合計で、 $8 \times 2 + 52 \times (6 \times 5 + 4 \times 5) = 2616$ ビットとなる。

算出された 2 つのデータサイズから、送信アンテナが 4 本、受信アンテナが 2 本の場合 compressed CSI は explicit feedback で用いられる CSI に比べて約 40% にデータサイズを圧縮することに成功している。今後の無線通信においてはアンテナの数は増加する一方であると考えられるため、compressed CSI を用いた圧縮の重要性は増すと予想される。

2.4 配線長問題

理想的には CSI から取得できる位相の値は式 (3) のような値になる。しかしながら、実際にはアンテナ毎に AD 変換器までの配線長が異なるため、実際に取得できる位相値は式 (3) とずれが生じる。 τ_m ($m = 1, \dots, M$) を各アンテナと伝搬経路に応じて生じる位相の変化、式 (3) に対して配線長を加味した場合の CSI を $\text{CSI}'_{l,n}$ とすると、 $\text{CSI}'_{l,n}$ は以下の式で表される

$$\text{CSI}'_{l,n} = \begin{pmatrix} a_1 e^{j\Theta + j2\pi f_l \frac{0 \cdot d \sin(\theta)}{c} + j\tau_1} \\ a_2 e^{j\Theta + j2\pi f_l \frac{1 \cdot d \sin(\theta)}{c} + j\tau_2} \\ a_3 e^{j\Theta + j2\pi f_l \frac{2 \cdot d \sin(\theta)}{c} + j\tau_3} \\ \vdots \\ a_M e^{j\Theta + j2\pi f_l \frac{(M-1) \cdot d \sin(\theta)}{c} + j\tau_M} \end{pmatrix}$$

2.5 アンテナ間隔問題

電波から位相を取得する場合、受信アンテナ間の距離が電波の波長の半分以下の場合のみ本来の位相差を取得できる。CSI から取得できる受信アンテナ間の位相差を \tilde{h}_i とすると、 \tilde{h}_i の範囲は以下の式で表す事ができる。

$$-\pi < \tilde{h}_i \leq \pi \quad (7)$$

到来角を θ 、アンテナ i とアンテナ $i-1$ の間の距離を d 、周波数を f 、光の速さを c とした時、 $\tilde{h}_i = -2\pi f \frac{d \sin(\theta)}{c}$ となるため、式 (7) から $-2\pi f \frac{d \sin(\theta)}{c}$ の範囲は $-\pi < -2\pi f \frac{d \sin(\theta)}{c} \leq \pi$ となる。 d に着目すると、 $-\frac{c}{2f \sin(\theta)} < d \leq \frac{c}{2f \sin(\theta)}$ となる。 $-1 < \sin(\theta) \leq 1$ であるため、 $-\frac{c}{2f} < d \leq \frac{c}{2f}$ となる。波長 $\lambda = \frac{c}{f}$ と $d > 0$ より、 $d \leq \frac{\lambda}{2}$ が得られる。

しかしながら、MIMO 伝送の効率を高めるためにはアンテナ間の空間相関が低い方が望ましいため、市販の Wi-Fi 機器ではアンテナ間の距離が利用する電波の半波長よりも大きい場合がある。図 3 に本研究で利用した Wi-Fi 機器であるアクセスポイントの例を示す。5 GHz 帯の電波の波長は約 6 cm である。図 3 のアクセスポイントはアンテナの間隔が 3 cm よりも大きい。

到来角推定においてアンテナの間隔が半波長を超えると到来角が深い場合に隣接するアンテナ間の位相差が 1 回転を超えてしまうため、到来角を正しく推定できなくなる。具体例として、5.2 GHz 帯で各アンテナ間が 4 cm 離れていたアンテナを 4 本用いて到来角推定を行う場合を考える。図 4(a) に電波の到来角が 30 度かつ Antenna4 で観測された位相が 0 rad の場合に CSI を用いて取得すべき本来の位相を示す。到来角が 30 度でアンテナ間が 4 cm の場合には、アンテナ間の位相差は約 2.17 rad となる。Antenna4 で観測された位相が 0 rad だとすると Antenna3 での位相は約 2.17 rad、Antenna2 での位相は約 4.34 rad、Antenna1 での位相が約 6.51 rad となることが望ましい。しかしながら、CSI は複素数であるため、取得できる位相は $-\pi$ から π の間に制限される。図 4(b) に各アンテナにおいて実際に観測する位相を示す。Antenna4 で観測された位相が 0 rad だとすると Antenna3 での

位相は約 2.17 rad と等しいが、Antenna2 での位相は 1 回転して約 -1.92 rad、Antenna1 での位相も 1 回転して約 0.26 rad となる。図 4(c) に図 4(b) の実際に観測する位相を MUSIC 法を用いて推定した到来角を示す。30 度のところにピークは出ているものの、89 度、 -30 度、 -80 度にもピークが出てしまっている。

2.6 アンテナ個体差問題

レーダーなどにおいて到来角推定を行う目的で作られたアンテナアレイは各アンテナの受信環境はなるべく等しくなるように設計されている。しかしながら、2.5 節で述べたように、Wi-Fi 機器では MIMO 伝送の効率を高めるためにはアンテナ間の空間相関が低い方が望ましいため、各アンテナの受信環境は異なる方が望ましい。結果として、Wi-Fi 機器の CSI から取得できる位相はマルチパスやフェージングなどのノイズの影響がアンテナによって異なる場合がある。受信した信号が大きく異なるアンテナ同士の位相を用いて到来角を推定した場合、算出される到来角の値は本来の値から大きく異なる可能性がある。

3. 提案手法

5.2 節での議論を基に、本節では市販の Wi-Fi 機器から取得できる compressed CSI から到来角を推定する手法を提案する。

3.1 全体像

Compressed CSI を用いた到来角推定は以下の 4 つの手順で行う。

- (1) Compressed CSI を行列 \mathbf{V} に変換
- (2) 0 度の時に取得した値を用いて位相を補正
- (3) 総当たり法を用いて位相差が同じになるように補正
- (4) 最適なアンテナの組み合わせを MUSIC スペクトラムの尖度とピークの数に基づき算出

アンテナ間隔問題に関しては、各アンテナの位相の回転を推定して補正することで解決する。アンテナ個体差問題に関しては、最適なアンテナの組み合わせを MUSIC スペクトラムの尖度とピークの数を出して計算する。

3.2 Compressed CSI 問題の解決

2.3 節で述べた compressed CSI 問題は取得した角度情報を右特異行列 \mathbf{V} に戻すことで解決する。提案手法では出発角と到来角は等しく、また各アンテナにおける到来角は等しいと仮定する。上記の仮定を基にして、compressed CSI から復元できる行列 \mathbf{V} は Wi-Fi 機器の各送信アンテナの受信アンテナに対する CSI の位相値を平滑化した情報が含まれている事を利用する。

まず、式 (4)、式 (5)、式 (6) に compressed CSI に含まれる ϕ と ψ を代入して行列 \mathbf{V} を算出する。 N 行 M 列の行列 \mathbf{V} は以下の通りとなる。

$$\mathbf{V}_l = \begin{pmatrix} v_{l,1,1} & v_{l,1,2} & \cdots & v_{l,1,M} \\ v_{l,2,1} & v_{l,2,2} & \cdots & v_{l,2,M} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ v_{l,N,1} & v_{l,N,2} & \cdots & v_{l,N,M} \end{pmatrix}$$

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することができる。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 $\mathbf{V}_{1,i}$ は実数部分を A_n ($n = 1, \dots, N$) とすると以下の式で表すことができる。

$$\mathbf{V}_{1,i} = \begin{pmatrix} A_1 e^{j2\pi f_l \frac{(N-1) \cdot d \sin(\theta)}{c}} \\ A_2 e^{j2\pi f_l \frac{(N-2) \cdot d \sin(\theta)}{c}} \\ \vdots \\ A_N e^{j2\pi f_l \frac{0 \cdot d \sin(\theta)}{c}} \end{pmatrix} \quad (8)$$

3.3 配線長問題の解決

2.4 節にて述べた配線長問題に関しては、0 度の時に取得した行列 $\hat{\mathbf{V}}$ の値を用いて事前に補正を行う。行列 \mathbf{V} の補正は以下の 4 つの手順で行う。

- (1) 事前に到来角が 0 度の時の行列 $\hat{\mathbf{V}}$ を取得する
- (2) 到来角が 0 度の時の行列 $\hat{\mathbf{V}}$ の位相を計算する
- (3) アンテナ毎に全サブキャリアの位相の平均値を取得することで位相のずれ τ_N を算出する

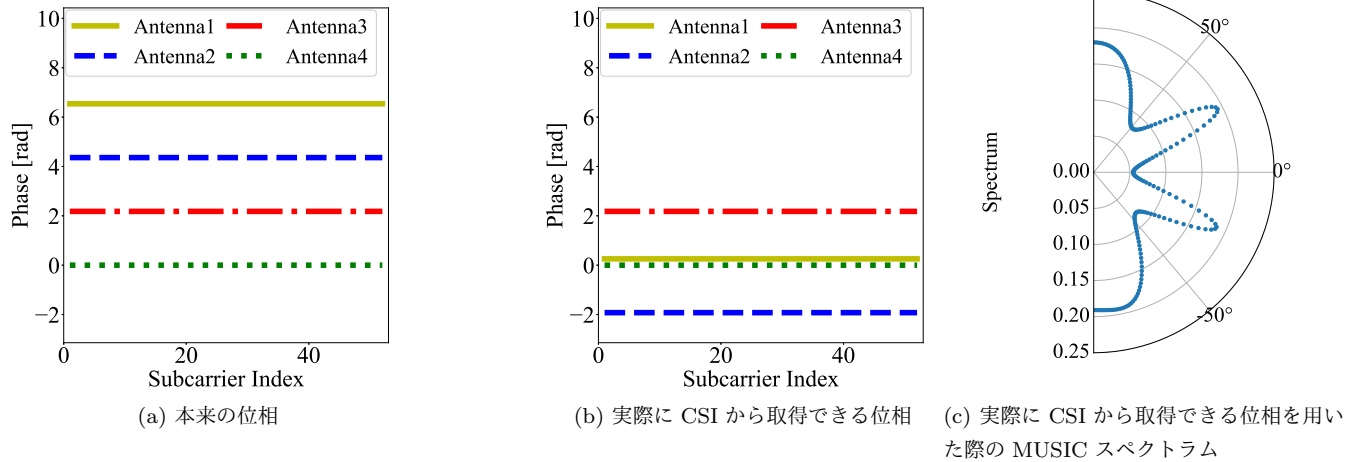


図 4 到来角が 30 度の時の位相と到来角の推定値

(4) 算出した位相のずれ τ_N を用いて推定に利用する行列 \mathbf{V} を補正する

0 度補正は本稿ではシールドメント内で取得した値を用いているが、実際には工場出荷時に補正を行うことを想定している。

まず、提案手法は実際に到来角を推定する前に 0 度の時の行列 $\hat{\mathbf{V}}$ の値を取得する。到来角が 0 度の時に取得できる行列 $\hat{\mathbf{V}}$ は以下の通りとなる。

$$\hat{\mathbf{V}}_{1,l} = \begin{pmatrix} \lambda_1 e^{j\tau_{N,l}} \\ \lambda_2 e^{j\tau_{N-1,l}} \\ \vdots \\ \lambda_N e^{j\tau_{1,l}} \end{pmatrix}$$

取得した行列 $\hat{\mathbf{V}}$ を基に τ_N を以下の式で算出する。

$$\tau_N = \frac{1}{C} \sum_{l=1}^C \tau_{N,l}$$

C はサブキャリアの総数を表す。

提案手法では、送信アンテナの各サブキャリアに対する位相のずれは等しいと仮定して、0 度の時に取得した全てのサブキャリアの平均を位相のずれとして算出する。本稿では、配線長問題によって生じる位相のずれはアンテナにのみ依存するとして、全サブキャリアに対して同じ位相のずれであると仮定している。事前に算出した τ_N の逆数を式 (8) に示す位相差に乗算することで、アンテナから AD 変換器までの配線長によって各アンテナで取得する位相のずれをキャリブレーションすることができる。

3.4 アンテナ間隔問題の解決

本節では 2.5 節で述べたアンテナ間隔問題を解決するアルゴリズムを提案する。アンテナ問題は、位相補正と周波数補正の 2 つを組み合わせで解決する。

位相補正

アンテナ間の距離 d が $d > \frac{\lambda}{2}$ の時、位相補正は、補正後の位相を h_i 、補正前の位相を \tilde{h}_i を用いて以下の式で行う。

$$h_i = \tilde{h}_i - \tilde{h}_1 + 2\pi r_i \quad (9)$$

\tilde{h}_i を式 (8) における $\hat{\mathbf{V}}$ から算出した位相、 r_i を位相の回転数とすると、 h_i は受信アンテナ 1 と受信アンテナ i の間の回転数も含んだ位相差を意味する。この時、位相の回転数 r_i が未知となる。式 (1) より、補正後の位相 h_{i+1} と h_i との関係は以下の式で表すことができる。

$$h_{i+1} = h_i + 2\pi f \frac{d \sin(\theta)}{c} \quad (10)$$

アンテナの間隔が等しいと仮定すると、隣接するアンテナ間の位相差は等しいため、式 (9)、式 (10) より以下の式を導出することができる。

$$r_1, r_2, \dots, r_N = \arg \min_{r_1, r_2, \dots, r_N} \sum_{i=1}^{N-2} (h_{i+2} - h_{i+1}) - (h_{i+1} - h_i) \quad (11)$$

$$\text{s.t. } 0 \leq |r_1| \leq |r_2| \leq \dots \leq |r_N| \leq |r_{\max}|$$

r_{\max} は位相の回転数 r_i の最大値を意味する。

r_{\max} はアンテナ 1 とアンテナ N の回転数を含めた位相差を元に算出することができる。アンテナ 1 とアンテナ N の回転数を含めた位相差は式 (1) から以下の式で表される。

$$h_N = 2\pi f \frac{(N-1)d \sin(\theta)}{c} \quad (12)$$

式 (9)、式 (7)、式 (12) より、以下の式が得られる。

$$-\pi < 2\pi f \frac{(N-1)d \sin(\theta)}{c} - 2\pi r_N \leq \pi \quad (13)$$

式 (13) を r_N について解くと以下の通りとなる。

$$f \frac{(N-1)d \sin(\theta)}{c} - \frac{1}{2} \leq r_N < f \frac{(N-1)d \sin(\theta)}{c} + \frac{1}{2} \quad (14)$$

$\theta = 90$ 度の時に r_N は r_{\max} と等しくなる。すなわち、式 (14) は以下のように表すことができる。

$$0 \leq f \frac{(N-1)d}{c} - \frac{1}{2} \leq r_{\max} < f \frac{(N-1)d}{c} + \frac{1}{2}$$

r_{\max} は整数であることから、

$$r_{\max} = \left\lceil f \frac{(N-1)d}{c} - \frac{1}{2} \right\rceil \quad (15)$$

となる。 $\left\lceil f \frac{(N-1)d}{c} - \frac{1}{2} \right\rceil$ は $f \frac{(N-1)d}{c} - \frac{1}{2}$ 以上で最小の整数を意味する。

周波数補正

このような位相補正したとしても、位相差の補正が正常に行われても到来角推定時には位相を複素数に変換して利用するため、MUSIC 法で計算される際に、再び位相差が $-\pi$ から π の値に変換されてしまう。そこで提案手法では、 $r_{\max} = 0$ となるように位相に対して周波数補正を行う。具体的には、式 (9) を用いて補正した位相 $\mathbb{H} = \{h_1, h_2, \dots, h_N\}$ に対して以下の式で周波数補正を行う。

$$\mathbb{H}' = \frac{f_{\text{calibrated}}}{f_{\text{raw}}} \mathbb{H} \quad (16)$$

\mathbb{H}' は MUSIC 法を用いて到来角を推定する際に入力する位相、 f_{raw} は実際に compressed CSI の取得時の周波数、 $f_{\text{calibrated}}$ は位相差が回転しないように位相を補正するための周波数である。 $f_{\text{calibrated}}$ の条件は $r_{\max} = 0$ と式 (15) より以下の通りとなる。

$$f_{\text{calibrated}} = \frac{c}{2(N-1)d}$$

3.5 アンテナ個体差問題の解決

2.6 節にて述べたアンテナ個体差問題に対して、提案手法では様々なアンテナの組み合わせを試しながら算出した MUSIC スペクトラムの尖度とピーク数を用いて最適なアンテナの組み合わせ

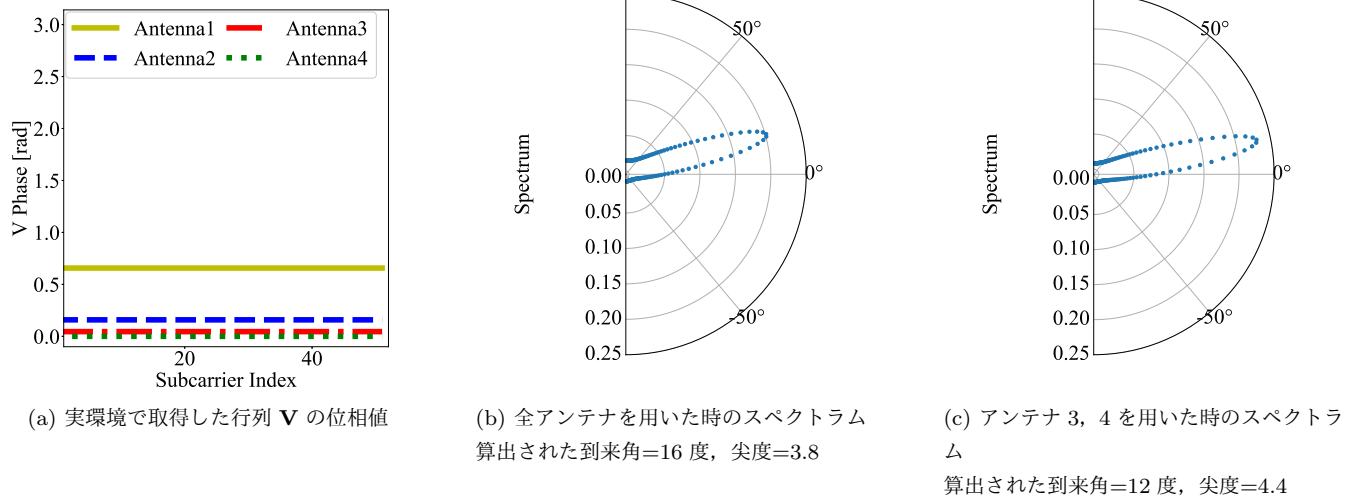


図 5 到来角が 10 度の時に実環境で取得した位相と到来角の推定値

を選択する。誤差が大きい位相を用いた場合の MUSIC スペクトラムは複数の到来角が算出されるため、ピークの数が増える。スペクトラムのピークの数を見ることによって到来角の本来の値以外でもピークが検出されるアンテナの組み合わせを除くことができる。さらに、ピークの数が増える MUSIC スペクトラムが複数抽出された場合は、ノイズの影響が少ない位相のみを用いて算出された MUSIC スペクトラムは尖度の値が高くなる事を利用する。

図 5 に利用するアンテナの組み合わせと算出される到来角の値と MUSIC スペクトラムの尖度の関係を示す。図 5(a) は実環境で到来角が 10 度の時に取得した行列 \mathbf{V} の値である。図 5 より、4 つ全てのアンテナを利用した場合よりもアンテナ 3, 4 の位相のみを利用した到来角推定の方が到来角推定の精度が高いことが分かる。図 5(b) では、図 5(a) の 4 つのアンテナを全てを用いて算出した MUSIC スペクトラムである。図 5(c) では 4 つのアンテナのうち、利用するアンテナをアンテナ 3 とアンテナ 4 を用いて算出した MUSIC スペクトラムである。図 5(b) のスペクトラムの尖度は約 3.8、図 5(c) のスペクトラムの尖度は約 4.4 である。

Algorithm 1 に、提案するアンテナ選択アルゴリズムを示す。**Algorithm 1** は \mathcal{S} から最も尖度が高く、かつピークの数が増えるスペクトラムである \hat{s} を返すアルゴリズムである。combinations(\mathbb{H}' , i) は \mathbb{H}' に含まれる位相の中から i 個の位相の組み合わせの集合を返す関数である。例えば、MATLAB では nchoosek(), Python では itertools.combinations() で実装することを想定している。music() は位相を引数として、MUSIC 法を用いて算出されるスペクトラムを返す関数である。findpeaks() はスペクトラム内のピークの数とピークの高さを返す関数である。MATLAB では findpeaks(), Python では scipy.signal.argrelemax() で実装することを想定している。kurtosis() はスペクトラムの尖度を返す関数である。MATLAB では kurtosis(), Python では scipy.stats.kurtosis() で実装することを想定している。 s は MUSIC 法を用いて算出されるスペクトラムである。全てのアンテナの組み合わせを用いて算出されたスペクトラムは \mathcal{S} に格納される。

4. 評価

3 節で提案した市販の Wi-Fi 機器を用いた到来角推定手法の性能を確認するために、実機を用いて到来角推定の精度と計算時間の評価を行った。

4.1 評価環境

図 6(a), 図 6(c) に実験場所であるシールドテント内を、図 6(b), 図 6(d) に実験場所である講義室の環境をそれぞれ表す。図 6(a) と図 6(b) では、赤ひし形がアクセスポイントの位置を、赤丸がユーザ端末の位置をそれぞれ意味している。アクセスポイントとユーザ端末はシールドテント内と講義室両方の実験で 2.5 m 離れた場所に設置した。図 6(a) に示すシールドテント内ではアクセス

Algorithm 1 Antenna selection algorithm

```

1:  $\mathbb{H}' \leftarrow$  calibrated phase with, Eq. 9 and Eq. 16
2:  $N \leftarrow$  the number of antenna
3:  $\mathcal{S} \leftarrow \emptyset$ 
4:  $p_{\min} \leftarrow \infty$ 
5:  $k_{\max} \leftarrow -\infty$ 
6: for  $i = 1, 2, \dots, N$  do
7:    $\mathcal{C} =$  combinations( $\mathbb{H}'$ ,  $i$ )
8:   for each  $H_{\text{select}} \in \mathcal{C}$  do
9:      $s =$  music( $H_{\text{select}}$ )
10:     $\mathcal{S} \leftarrow \mathcal{S} \cup \{s\}$ 
11:   end for each
12: end for
13: for each  $s \in \mathcal{S}$  do
14:   if  $p =$  findpeaks( $s$ )  $\leq p_{\min}$  then
15:      $p_{\min} = p$ 
16:     if  $k =$  kurtosis( $s$ )  $> k_{\max}$  then
17:        $k_{\max} = k$ 
18:        $\hat{s} = s$ 
19:     end if
20:   end if
21: end for each
22: return  $\hat{s}$ 

```

表 1 実機実験における変数とその値

変数名	値
周波数	5.2 GHz
アンテナの間隔	4.0 cm
試行回数	100 回
アクセスポイントのアンテナ本数	4
ユーザ端末のアンテナ本数	2
サブキャリア数	52
推定する到来角の範囲	-80 度から 80 度

ポイントとユーザ端末の周りに電波吸収体が設置されているため、マルチパスの影響による位相の変化が軽減される。ユーザ端末には Panasonic Let's note CF-SZ6 を利用した。アクセスポイントには、NTT アクセスサービスシステム研究所が開発した IEEE 802.11ac 対応のものを利用した。実験に利用したアクセスポイントはハードウェアやソフトウェア上の違いはなく、市販のアクセスポイントに比べてフィードバック間隔が高頻度となるように設定を変更したものである。提案手法は LoS 環境での利用を想定して

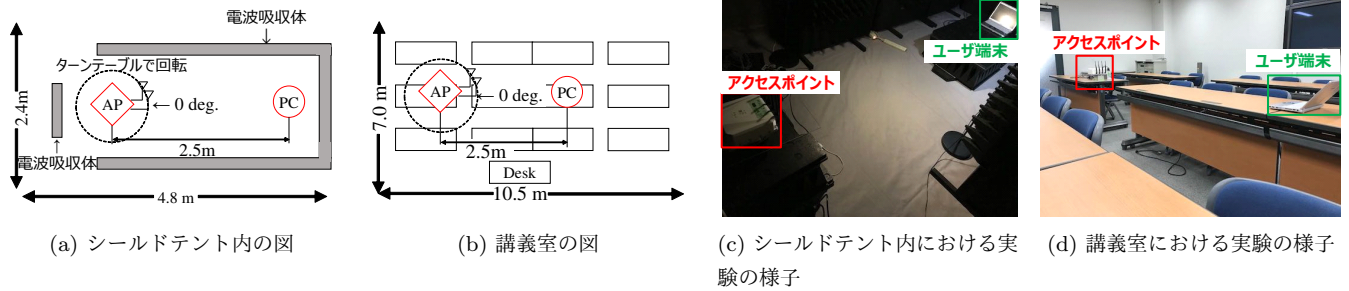


図 6 実験環境

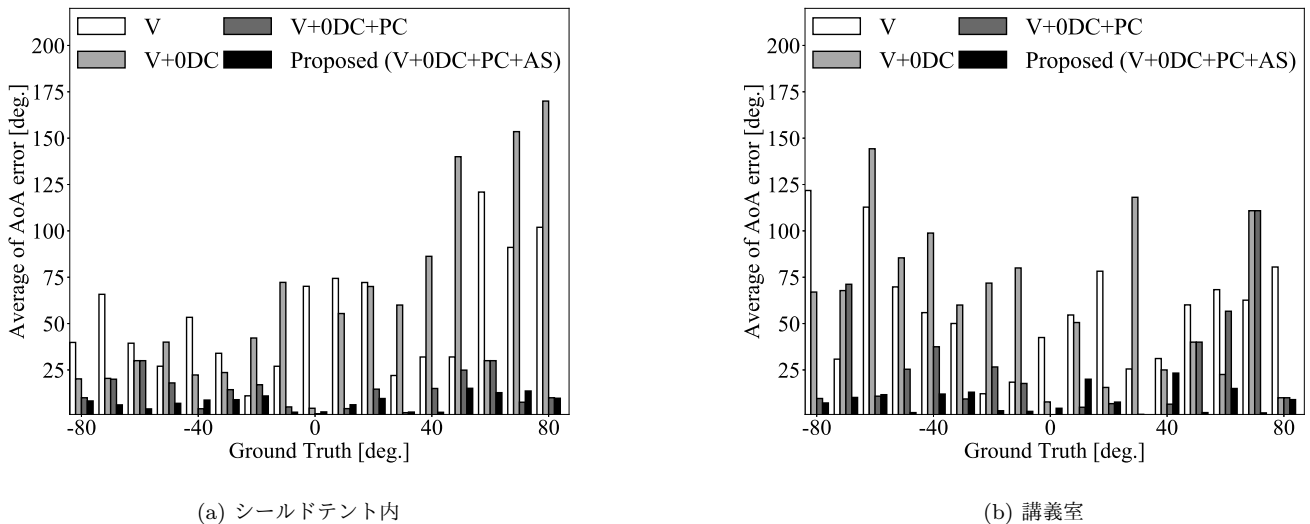


図 7 推定した到来角推定値の誤差の平均

いるため、アクセスポイントとユーザ端末間に障害物は存在しない。到来角の計算には MacBook Pro Mid 2017 (MPXT2J/A) を用いた。

表 1 に実験時の変数の値を示す。本実験において利用した compressed CSI の周波数は 5.2 GHz、実験に利用したアクセスポイントアンテナの本数は 4 本、アクセスポイントのアンテナの間隔は 4 cm、ユーザ端末のアンテナの本数は 2 本である。各角度における到来角推定の評価はそれぞれ 100 回ずつ行った。評価する到来角はターンテーブルを用いて -80 度から 80 度まで 10 度刻みで変化させた。

提案手法の各補正方法の性能を評価するために、以下の 4 つの手法を実装して評価を行った。

- (1) V: V は 3.2 節にて述べた compressed CSI から V 行列を復元して MUSIC アルゴリズムに入力して到来角推定を行ったものである。
- (2) V+0DC: 0DC (0 Degree Calibration) は 3.3 節にて述べた位相の補正方法である。3.3 節にて述べた位相の補正を行った後に 4 つのアンテナの位相情報を MUSIC アルゴリズムに入力して到来角を推定する。
- (3) V+0DC+PC: PC (Phase Calibration) は 3.4 節にて述べた位相の補正方法である。V+0DC+PC では、3.3 節と 3.4 節にて述べた位相の補正方法を行った後に 4 つのアンテナの位相情報を MUSIC アルゴリズム入力して到来角を推定する。
- (4) Proposed (V+0DC+PC+AS): AS (Antenna Selection) は 3.5 節にて述べた最適なアンテナの組み合わせを求める方法である。Proposed (V+0DC+PC+AS) は V, 0DC, PC, AS の処理を全て行うことで到来角を推定する提案手法である。

4.2 到来角の算出精度に関する評価

提案手法の到来角推定精度を評価するために、到来角の算出値と本来の値との差の絶対値を用いて推定誤差を評価した。図 7(a) と図 7(b) にシールドテント内と講義室における到来角の平均誤差をそれぞれ示す。図 7(a) と図 7(b) の縦軸は各角度で 100 回到来角推定を行った際の誤差の平均、横軸は推定した到来角の本来の

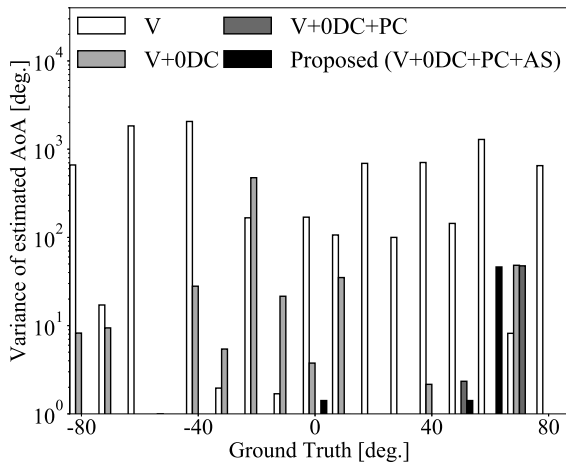
値である。

シールドテント内 (図 7(a)) における V, V+0DC, V+0DC+PC, proposed の全ての角度における誤差の平均は、それぞれ約 53.76 度、約 61.2 度、約 13.4 度、約 9.1 度であった。講義室 (図 7(b)) における V, V+0DC, V+0DC+PC, proposed の全ての角度における誤差の平均は、それぞれ 57.36 度、約 63.3 度、約 26.2 度、約 10.2 度であった。全ての角度における誤差の平均値から、シールドテント内と講義室どちらの環境においても提案手法 (proposed) の到来角の推定誤差が最も小さいことが分かる。また、シールドテント内と講義室での全ての角度における誤差の平均を比較すると、シールドテント内で算出した到来角の方が精度が高いことも分かる。一方で、一部の角度では提案手法よりも V+0DC+PC で算出した到来角の方が誤差が少ないことが分かる。

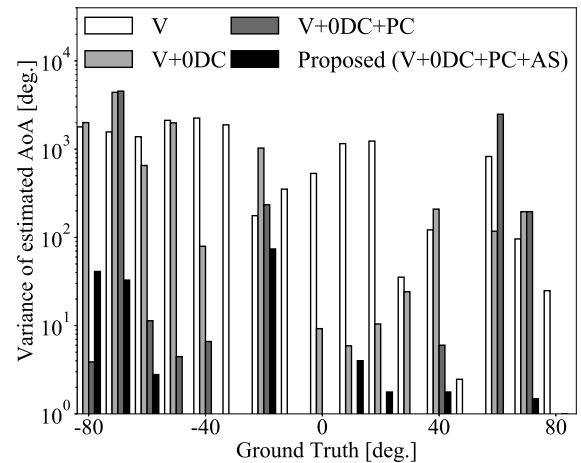
図 8(a) と図 8(b) にシールドテント内と講義室における到来角の推定値の分散をそれぞれ示す。図 8(a) と図 8(b) の縦軸は分散、横軸は推定した到来角の本来の値である。シールドテント内 (図 7(a)) における V, V+0DC, V+0DC+PC, proposed の全ての角度における分散の平均は、それぞれ約 506.37, 約 37.45, 約 3.13, 約 2.97 であった。講義室 (図 7(b)) における V, V+0DC, V+0DC+PC, proposed の全ての角度における分散の平均は、それぞれ 914.60, 約 630.89, 約 441.10, 約 13.37 であった。図 8(a) と図 8(b) から、シールドテント内、講義室のどちらの環境においても提案手法の分散が最も小さいことが分かる。また、全ての角度においていずれの手法もシールドテント内の方が分散の値が小さいことも分かる。さらに、図 7(b) と図 8(b) から、誤差の平均値と分散に必ずしも相関があるわけではないことが分かる。例えば、講義室における -20 度の時の提案手法の到来角推定における誤差の平均値は約 2.2 度であるが、分散の平均値は約 70 である。一方で講義室における 10 度の時の提案手法の到来角推定誤差の平均値は約 9.6 度であるが、分散の平均値は約 0.2 である。

4.3 到来角の計算時間に関する評価

図 9(a) と図 9(b) にシールドテント内と実環境における到来角推定の処理にかかる時間をそれぞれ示す。縦軸は到来角推定に要

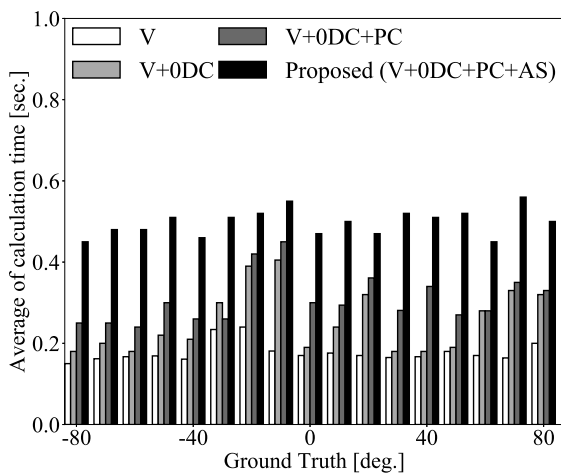


(a) シールドテント内

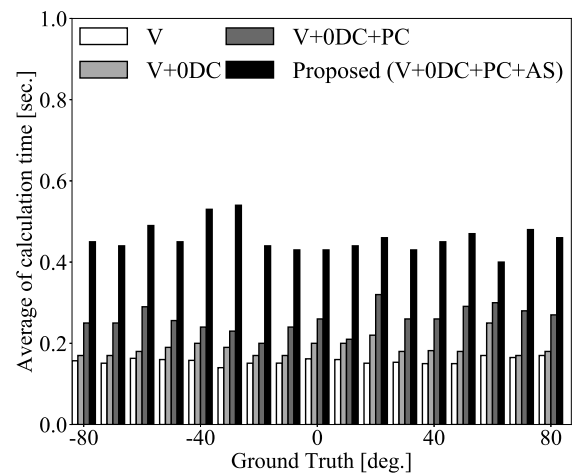


(b) 講義室

図 8 推定した到来角値の分散



(a) シールドテント内



(b) 講義室

図 9 到来角推定に要する計算時間

した時間、横軸は推定した到来角の本来の値である。図 9(a) と図 9(b) から、V, V+0DC, V+0DC+PC, proposed は角度に依らず計算時間が 1 秒以内に収まっていることが分かる。シールドテント内(図 7(a))における V, V+0DC, V+0DC+PC, Proposed の 1 回あたりの平均計算時間は、それぞれ約 0.18 秒, 約 0.25 秒, 約 0.30 秒, 約 0.50 秒であった。講義室(図 7(b))における V, V+0DC, V+0DC+PC, Proposed の 1 回あたりの平均計算時間は、それぞれ約 0.16 秒, 約 0.19 秒, 約 0.26 秒, 0.46 秒であった。

5. 関連研究

本研究は、ワイヤレスセンシングと到来角推定の研究と関連する。

5.1 ワイヤレスセンシング

ワイヤレスセンシングとは、電波を用いて人の動作・人数の推定 [2, 3, 5], 空間内の状態推定 [4, 14, 15] 等を行う研究である。ワイヤレスセンシングは大きく分類すると以下の 3 つに分類できる。

- (1) 物理層レベルを対象とした研究
- (2) CSI を対象とした研究
- (3) Compressed CSI を対象とした研究

物理層レベルを対象とした研究としては、USRP を用いて生成した OFDM 信号を用いて人の行動認識 [16], RFID (Radio-Frequency IDentification) タグを用いて取得できる位相シフトを用いた位置測位 [17], UWB (Ultra-Wide-Band) を用いたナイ

フ等の武器検知 [18] が挙げられる。しかしながら、実環境に展開して行く際には特定デバイスの導入によるコストの高騰が問題となる。

CSI を対象とした研究としては、位置測位に関する手法である SpotFi [19] や Chronos [2], 人の行動認識に関する手法である WiGest [20] が挙げられる。例えば SpotFi では、複数の Wi-Fi 機器にて CSI Tool を用いて到来角を推定することで約 40 cm 程度の誤差で位置測位に成功している。市販の無線 LAN チップを用いることで導入できるため、物理層レベルの研究に比べて実環境への展開は容易であると考えられる。しかしながら、CSI Tool や Atheros Tools で CSI を抽出できるのは現状では Intel 5300 NIC (Network Interface Card) [7] と Atheros 9580 NIC [8] だけであり、それ以外の無線 LAN チップではこれらのセンシング手法は導入できないという課題がある。

それに対して本研究は compressed CSI を用いた研究に分類される。Compressed CSI は、2.3 節で述べた通り IEEE 802.11ac で規定された通信方式であるため、市販の無線通信端末で既利用されている技術である。Compressed CSI を用いたセンシングに対する研究はまだ萌芽期にある。Compressed CSI を用いた研究としては、位置測位 [10], 物体検知 [11] 等が検討されている。

5.2 到来角推定に関する研究

到来方向推定は 1950 年代から軍用レーダの妨害抑制を目的として研究されてきたが、近年は移動体通信に対するビームフォーミングでの利用を想定した研究が盛んに行われている。到来角推定を行っている研究としては、人の位置測位を行う研究である

SpotFi や ArrayTrack [21], ミリ波を用いた Massive MIMO の通信のスループット向上やビームの形成 [22], 人の呼吸をトラッキングする BreathTrack [23] などへの応用を目的として, 様々な試みがなされている.

到来角の推定方法としては, RSSI と位相の 2 つの情報を利用した研究がなされている. RSSI を利用した到来角推定では, 信号を受信する端末の複数のアンテナを利用する. 複数のアンテナが受信する信号の RSSI はアンテナによって異なるため, アンテナ毎の RSSI の差分を算出することで到来角を推定する. 例えば, ALRD [24] では, 到来角が 0 度から大きくなるにしたがってアンテナ間の RSSI の差が大きくなることを利用して到来角を推定する. しかしながら, RSSI を用いた到来角推定は室内環境のようなマルチパスの影響が大きい場所では精度向上が困難であるという課題が存在する.

位相を用いた到来角推定では, 2.1 節で述べたように, 複数のアンテナを用いてアンテナ毎の信号の位相値の差分を用いて到来角を推定する. この時, 送信機と受信機とが無限遠離れており, 複数のアンテナに対する到来角は等しいと仮定する. 既存の到来角推定の研究のほとんどはアンテナアレーが直線状に並んでかつ等間隔かつ隣接するアンテナ間は半波長以下であることを前提としている. 位相を用いた到来角推定手法には beamformer 法, Capon 法, 線形予測法, 最小ノルム法, MUSIC 法, ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) 法など様々な方法が提案されている [25]. これらの手法を用いたとしても, 市販の Wi-Fi 機器を用いて到来角推定を行う場合には節に示した compressed CSI 問題, 配線長問題, アンテナ感覚問題, アンテナ個体差問題には対応する必要がある.

6. おわりに

本稿では, 市販の Wi-Fi 機器を用いた到来角推定手法の実現を目的として, IEEE 802.11ac で規定された CSI のフィードバック方式である compressed CSI を用いた到来角推定手法を提案した. 具体的には, 市販の Wi-Fi 機器を用いて到来角を推定するために compressed CSI 問題, 配線長問題, アンテナ間隔問題, アンテナ個体差問題の 4 つの問題を解消するための手法を提案した. 提案手法の到来角推定精度と計算時間に関する評価の結果, 提案手法はシールドドtent内での誤差が約 9.07 度, 講義室での誤差が約 10.19 度以内, 計算時間が約 0.6 秒以内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, JP17KT0042) の支援の下で行った.

参考文献

- [1] Li, S., Da, X. L. and Zhao, S.: 5G Internet of Things: A Survey, *Journal of Industrial Information Integration*, Vol. 10, pp. 1–9 (2018).
- [2] Vasisht, D., Kumar, S. and Katabi, D.: Decimeter-Level Localization with a Single WiFi Access Point., *Proceedings of the 13th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI'16)*, Santa Clara, CA, pp. 165–178 (2016).
- [3] Jiang, J. R., Lin, C. M., Lin, F. Y. and Huang, S. T.: ALRD: AoA Localization with RSSI Differences of Directional Antennas for Wireless Sensor Networks, *International Journal of Distributed Sensor Networks*, Vol. 9, No. 3, pp. 304–309 (2013).
- [4] Ohara, K., Maekawa, T. and Matsushita, Y.: Detecting State Changes of Indoor Everyday Objects using Wi-Fi Channel State Information, *Proceedings of the ACM on Interactive, Mobile, Wearable and Ubiquitous Technologies (IMWUT'17)*, Vol. 1, No. 3, pp. 1–28 (2017).
- [5] Saandeep, D. and Yasamin, M.: Crowd Counting Through Walls using WiFi, *Proceedings of the 2018 International Conference on Pervasive Computing and Communications (PerCom'18)*, Athens, Greece, pp. 1–10 (2018).
- [6] Mistry, H. P. and Nital, M.: RSSI Based Localization Scheme in Wireless Sensor Networks: A Survey, *Proceedings of the 2015 Fifth International Conference on Advanced Computing and Communication Technologies (ACCT'15)*, Haryana, India, pp. 647–652 (2015).
- [7] Halperin, D., Hu, W., Sheth, A. and Wetherall, D.: Linux 802.11n CSI Tool, <https://dhalperi.github.io/linux-80211n-csitool/>
Access on 15 January 2020.
- [8] Li, M. and Xie, Y.: Atheros CSI Tool, <https://wands.sg/research/wifi/AtherosCSI/>
Access on 15 January 2020.
- [9] Ettus Research: <https://www.ettus.com/>
Access on 15 January 2020.
- [10] Fukushima, T., Murakami, T., Abeysekera, H., Saruwatari, S. and Watanabe, T.: Evaluating Indoor Localization Performance on an IEEE 802.11ac Explicit-Feedback-Based CSI Learning System, *Proceedings of the IEEE 84th Vehicular Technology Conference (VTC 2019-Spring)*, Kuala Lumpur, Malaysia, pp. 1–6 (2019).
- [11] Murakami, T., Miyazaki, M., Ishida, S. and Fukuda, A.: Wireless LAN-Based CSI Monitoring System for Object Detection, *Journal of Electronics*, Vol. 7, No. 11 (2018).
- [12] IEEE: IEEE Standard for Information Technology–Telecommunications and Information Exchange Between Systems Local and Metropolitan Area Networks–Specific Requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, *IEEE Std 802.11-2016 (Revision of IEEE Std 802.11-2012)*, pp. 1–3534 (2016).
- [13] Perahia, E. and Stacey, R.: *Next Generation Wireless LANs: 802.11n and 802.11ac*, Cambridge university press (2013).
- [14] Fu, Z., Xu, J., Zhu, Z., Liu, A. X. and Sun, X.: Writing in the Air with WiFi Signals for Virtual Reality Devices, *IEEE Transactions on Mobile Computing*, Vol. 18, No. 2, pp. 473–484 (2019).
- [15] Zheng, X., Wang, J., Shangguan, L., Zhou, Z. and Liu, Y.: Design and Implementation of a CSI-Based Ubiquitous Smoking Detection System, *IEEE/ACM Transactions on Networking*, Vol. 25, No. 6, pp. 3781–3793 (2017).
- [16] Pu, Q., Gupta, S., Gollakota, S. and Patel, S.: Whole-Home Gesture Recognition using Wireless Signals, *Proceedings of the 19th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom'13)*, New York, NY, USA, pp. 27–38 (2013).
- [17] Hekimian-Williams, C., Grant, B., Liu, X., Zhang, Z. and Kumar, P.: Accurate Localization of RFID Tags using Phase Difference, *Proceedings of the 2010 IEEE International Conference on RFID (RFID'10)*, Orlando, FL, USA, pp. 89–96 (2010).
- [18] Zhunge, X. and Yarovoy, A. G.: A Sparse Aperture MIMO-SAR-Based UWB Imaging System for Concealed Weapon Detection, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 49, No. 1, pp. 509–518 (2011).
- [19] Kotaru, M., Joshi, K., Bharadia, D. and Katti, S.: SpotFi: Decimeter Level Localization using WiFi, *Proceedings of the ACM Conference on Special Interest Group on Data Communication (SIGCOMM'15)*, New York, NY, USA, pp. 269–282 (2015).
- [20] Abdelnasser, H., Harras, K. and Youssef, M.: A Ubiquitous WiFi-Based Fine-Grained Gesture Recognition System, *IEEE Transactions on Mobile Computing*, Vol. 18, No. 11, pp. 2474–2487 (2019).
- [21] Xiong, J. and Jamieson, K.: ArrayTrack: A Fine-Grained Indoor Location System, *Proceedings of the 10th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI'13)*, Berkeley, CA, USA, pp. 71–84 (2013).
- [22] Wu, K., Ni, W., Su, T., Liu, R. P. and Guo, Y. J.: Expeditious Estimation of Angle-of-Arrival for Hybrid Butler Matrix Arrays, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 18, No. 4, pp. 2170–2185 (2019).
- [23] Zhang, D., Hu, Y., Chen, Y. and Zeng, B.: BreathTrack: Tracking Indoor Human Breath Status via Commodity WiFi, *Journal of IEEE Internet of Things*, Vol. 6, No. 2, pp. 3899–3911 (2019).
- [24] Wang, Y., Yang, X., Zhao, Y., Liu, Y. and Cuthbert, L.: Bluetooth Positioning using RSSI and Triangulation Methods, *Proceedings of the 2013 IEEE 10th Consumer Communications and Networking Conference (CCNC'13)*, Las Vegas, NV, USA, pp. 837–842 (2013).
- [25] Krishnaveni, V., Kesavamurthy, T. and Aparna, B.: Beamforming for Direction-of-Arrival (DOA) Estimation-A Survey, *International Journal of Computer Applications*, Vol. 61, No. 11, pp. 1–8 (2013).