

Backscatter タグを用いた MUSIC 法による到来角推定の性能評価

山口 雄大¹ エルデーイ ヴィクトル¹ 内山 彰¹ 東野 輝夫²

概要：人や物の位置を把握するため、これまでに様々なセンサを利用した手法が提案されているが、充電や電池交換に伴う管理の手間は普及に向けた大きな課題の一つである。これに対し、我々は超低消費電力で動作する Backscatter タグを利用した位置推定を検討している。タグは Wi-Fi などの周囲の電波を散乱することで、反射波に周波数シフトを発生させる。基地局では、シフト周波数のピークを検出することで、タグの存在を検出できる。本研究では、到来角推定アルゴリズムとして一般に用いられる MUSIC 法を利用し、タグへの適用方法を設計するとともに、到来角推定の性能評価を行った。その結果、送信機、タグ、受信機間の距離の総和が 2m 以内の時、到来角推定誤差の中央値は 7 度となることが分かった。

キーワード：Backscatter, 到来角推定, MUSIC 法

1. はじめに

人や物の位置を把握するため、これまでに様々な手法が提案されている。スマートフォンの Wi-Fi, BLE や慣性センサを利用した手法は人の位置推定法として広く用いられている [1]。一方、物の位置推定では、対象が多数存在するため、Wi-Fi や BLE を利用すると充電や電池交換に伴う管理の手間が課題となる。このため、無線により給電可能な RFID を用いた位置推定手法が考案されている [2]。しかし、RFID を利用するためには RFID リーダーの導入が必要となり、特に家庭などにおいては導入コストが課題となる。

これに対して、既に普及しており導入コストの低い Wi-Fi を用いて、backscatter による位置推定を実現できれば、充電や電池交換の手間を大幅に抑えた位置推定が可能となる。Backscatter は周囲の端末から発信される Wi-Fi や Bluetooth などの電波の反射/吸収の状態を切り替えることで通信を行う技術である [3]。Backscatter は、タグ側で搬送波を生成する必要がないため、Wi-Fi や BLE と比べて 1000 分の 1 以下という超低消費電力での通信が可能である。

これまでに、backscatter を用いた位置推定手法の検討がいくつか進められている [4], [5], [6]。Backscatter を用いた位置推定では、Wi-Fi や BLE などを用いた位置推定 [1] と

異なり、位置推定の対象自身が電波を発信できない。このため、文献 [4] では、受信機で観測される backscatter 信号の変化は、Backscatter タグの位置だけでなく、送信機や受信機の位置によっても変化することが、特有の課題として挙げられている。我々が想定する家庭やオフィスにおいては、様々な位置に送受信機が設置されることが考えられるため、送受信機の位置に依存しない位置推定を実現することが望ましい。この目的を達成するため、本研究では、受信アンテナアレイを用いて Backscatter タグからの散乱波到来角を推定する。位置が分かっている 2 台以上の受信機で到来角推定を行うことで、三角測量の原理に基づき、タグの位置を推定できる [7]。本研究では、到来角推定アルゴリズムとして一般に用いられる MUSIC (Multiple Signal Classification) 法を利用し、Backscatter タグへの適用方法を設計するとともに、到来角推定の性能評価を行った。

搬送波との干渉を避けるため、Backscatter タグからの散乱波には周波数シフトを生じさせる。従って、到来角推定にあたっては、受信信号からシフト周波数成分のみを抽出する必要がある。このため、本研究では FFT (Fast Fourier Transform) により周波数領域において受信信号を分離し、シフト周波数成分のみを抽出する。このとき、送受信機やタグの周波数オフセットを考慮するため、シフト周波数に対してオフセット分のマージンを設ける。その後、IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) により、抽出した周波数スペクトラムを時間領域信号に変換し、MUSIC 法を適用する。

¹ 大阪大学大学院情報科学研究科

² 京都橋大学工学部情報工学科

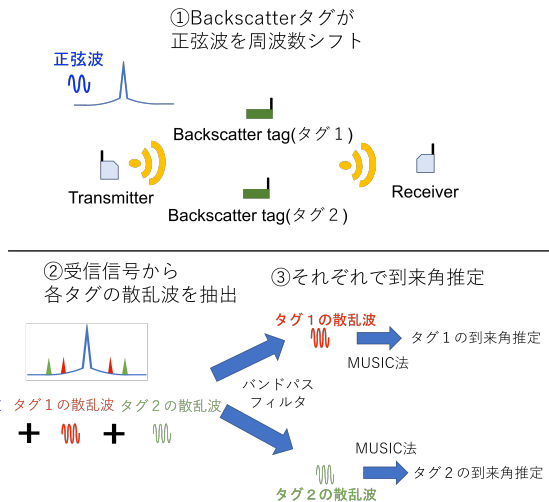


図 1: 提案手法の概要

性能評価のため、送信機から Backscatter タグまでの距離、Backscatter タグから受信機までの距離をそれぞれ変えて4本の受信アンテナアレイにより到来角推定を行った。その結果、送信機から Backscatter タグまでの距離と Backscatter タグから受信機までの距離の和が 2m 以内のとき、中央値 7° の誤差で到来角推定可能であることが分かった。

2. Backscatter タグの到来角推定法

2.1 概要

提案手法の概要を図 1 に示す。Exciter と呼ばれる送信機から無変調の搬送波（正弦波）を送信する。このため、Wi-Fi の OFDMA null subcarrier[8] などの利用を想定する。Backscatter タグ i には発振機が搭載されており、発振機の周波数 f_i に従ってアンテナのインピーダンスが切り替わる。これによって、タグからの電波の反射・吸収の 2 状態が切り替わる。このとき、Exciter からの搬送波の周波数を f_c とすれば、タグから散乱される電波（散乱波）には、周波数 f_i の波が重畳されることになる。この結果、搬送波の周波数 f_c に対して、 f_i だけの周波数シフトが生じる。この原理は、三角法の基礎において、

$$2 \sin f_c t \sin f_i t = \cos(f_c - f_i)t - \cos(f_c + f_i)t$$

であることから説明できる。上式は、周波数 f_c, f_i である 2 つの正弦波の積をとることで、周波数 $f_c + f_i, f_c - f_i$ の余弦波（位相が $\pi/2$ 遅れた正弦波）となることを示している。この際、搬送波の周波数 f_c に対して、 f_i と $-f_i$ の 2 つの周波数シフトが発生する。受信機では、受信信号の中から各タグの散乱波成分のみを抽出し、それぞれの散乱波信号に対して MUSIC 法を用いて到来角を推定する。

Backscatter は、自身で搬送波を生成しないため、 μW レベルの消費電力で通信を行うことができる。従って、充電や電池交換の手間がほとんど無いことから、人や物に多数

シフト周波数 299kHz の Backscatter タグの場合

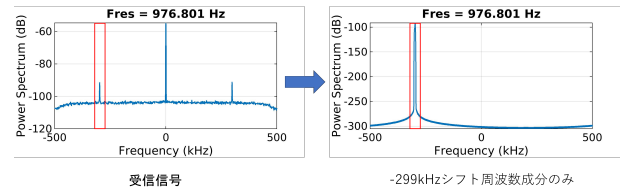


図 2: FFT による散乱波の抽出

のタグを付与することが可能である。これによって、家庭やオフィスなどにおいて人や物の位置を把握し、行動認識へ応用することを想定している。

2.2 散乱波の抽出

受信信号を FFT により周波数領域に変換し、抽出したい信号の周波数付近以外を 0 にしてから IFFT を適用することで、各 Backscatter タグのシフト周波数成分のみを抽出する。図 2 に周波数シフト 299kHz のタグの場合の例を示す。この例では、Backscatter タグは 299kHz 周波数シフトするように設定しているが、実際にはハードウェアの誤差により 300kHz 周波数シフトされるといった誤差が生じることが考えられる。この誤差を許容するため、Backscatter タグのシフト周波数に対し、マージン周波数 f_δ を設ける。すなわち、

$$[f_c - f_i - f_\delta, f_c + f_i + f_\delta]$$

以外の周波数成分を除去することで、Backscatter タグの散乱波を抽出する。本研究では、経験的に $f_\delta = 2.5[\text{kHz}]$ とした。

2.3 MUSIC 法

到来角推定には MUSIC 法 [9] を用いる。MUSIC 法は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推定を行う [10]。図 3 のように、D 個の送信機からアンテナ素子数 M の受信機に D 個の平面波がそれぞれ角度 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_D$ で到来する場合を考える ($M > D$)。この時アンテナアレイの受信信号ベクトル $x(t)$ は次のように表せる。

$$x(t) = As(t) + n(t)$$

ただし A は方向ベクトル、 $s(t)$ は信号源ベクトル、 $n(t)$ は雑音ベクトルである。また方向行列 A の列ベクトル $a(\theta_i)$ は方向ベクトルと呼ばれ、各アンテナ素子の相対位相を表している。これらはそれぞれ次のように表される。

$$s(t) = [s_1(t) \quad s_2(t) \quad \dots \quad s_D(t)]^T$$

$$A = [a(\theta_1) \quad a(\theta_2) \quad \dots \quad a(\theta_D)]$$

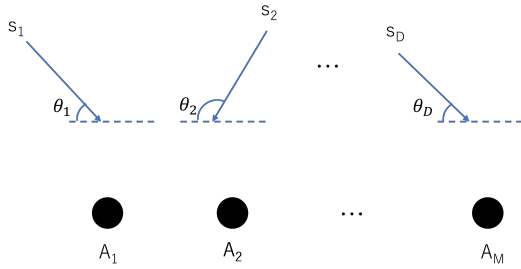


図 3: D 個の平面波とアンテナ素子数 M のアンテナアレイ

$$a(\theta_i) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j(2\pi/\lambda)\cos\theta_i} & e^{-j2(2\pi/\lambda)\cos\theta_i} \\ & \dots & e^{-j(M-1)(2\pi/\lambda)\cos\theta_i} \end{bmatrix}$$

上式 λ と d はそれぞれ信号の波長とアンテナ素子間隔である。この時 x の相関行列 R_{xx} は次のようになる。

$$R_{xx} = E\{xx^H\}$$

$E\{\}$ はアンサンブル平均, H はエルミート共役を表す。ここで R_{xx} の固有値と固有ベクトルをそれぞれ $\mu_m, e_m (m = 1, 2, \dots, M)$ として $\mu_1 \geq \mu_2 \geq \dots \geq \mu_M$ が成り立つとする。この時固有ベクトル $e_{D+1}, e_{D+2}, \dots, e_M$ は雑音固有ベクトルと呼ばれる。方向ベクトル $a(\theta)$ の θ が電波到来方向の時, 雑音固有ベクトルに直交する性質から下式が成り立つ。

$$e_m^H a(\theta_i) = 0 (m = D + 1, D + 2, \dots, M, i = 1, 2, \dots, D) \quad (1)$$

ここで関数 P_{music} を次のように定義する。

$$P_{music}(\theta) = \frac{a(\theta)^H a(\theta)}{\sum_{m=D+1}^M |e_m^H a(\theta)|^2} = \frac{a(\theta)^H a(\theta)}{a(\theta)^H E_N E_N^H a(\theta)}$$

$$E_N = \begin{bmatrix} e_{D+1} & e_{D+2} & \dots & e_M \end{bmatrix}$$

式 (1) から P_{music} は $\theta = \theta_i (i = 1, 2, \dots, D)$ で鋭いピークとなることが分かる。MUSIC 法は P_{music} に θ を順に代入してそのピークを求めることで到来角推定を行う。

2.4 周波数とアンテナ間隔

2.3 節で述べたように, MUSIC 法は雑音部分空間に直交する方向ベクトルを探索することで到来角を求める。しかし, もしアンテナ間隔が半波長を超えていれば, 雑音部分空間に直交する方向ベクトルが二つ存在することがあり, その時に曖昧さが生じる [11]。

例えばアンテナ間隔を $d[m]$, 信号の波長を $\lambda[m]$ として $d = 0.563$ となるアンテナアレイを考える。このアンテナアレイに対して 35° の方向から一つの信号が入射しているとき, $a(35^\circ) \simeq a(163^\circ)$ となることから 163° の辺りにもピークが現れることになる。これを確かめるため, MATLAB を用いてシミュレーションを行った。図 4 にシミュレーション結果を示す。 35° に加えて 164° にもピークが現れて

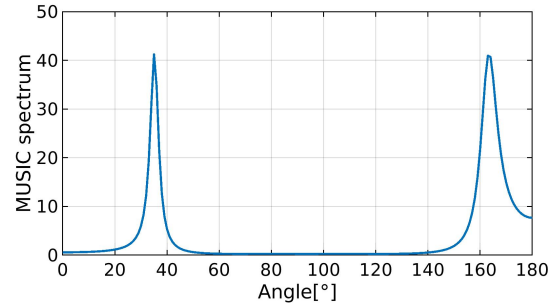


図 4: 到来角推定のシミュレーション結果 (アンテナ間隔 $d = 0.563\lambda$)

いることが確認できる。

受信機のアンテナ間隔を $d[m]$, 信号の波長を $\lambda[m]$ とした時, 到来角推定に必要な条件は次のように表せる。

$$d \leq \frac{\lambda}{2}$$

ここで搬送波の周波数を $f_c[\text{Hz}]$, 到来角推定をしたい Backscatter タグ i のシフト周波数を $f_i[\text{Hz}] (f_i > 0)$ とする。一般的に到来角推定においては, 受信機のアンテナ間隔は送信機が送信する搬送波の半波長に設定することから $c[\text{m/s}]$ を光速として次の式が成り立つ。

$$d = \frac{c}{f_c}$$

よってこのとき到来角推定を行う信号の周波数 f が満たすべき条件は

$$\frac{c}{f_c} \leq \frac{c}{f} \quad f \leq f_c \quad (2)$$

である。式 (2) を満たしてアンテナ間隔が信号の半波長以上になるように, 本研究では Backscatter タグの散乱波のうち, 負の周波数シフト $f_c - f_i[\text{Hz}]$ を用いる。

3. 性能評価

3.1 評価環境

到来角推定の性能を評価するために実験を行った。実験の環境を図 5 に示す。送信機と Backscatter タグ以外から発せられる電波の影響のない理想的な環境を想定しており, これを実現するために電波シールドテント内の環境で実験を行った。シールドテントの壁は電波を反射する素材で出来ており, 外側からの電波を遮断する。ただし, 内側で発生した電波により, シールドテント内は反射が激しい環境となるため, 電波の通り道を作るように電波吸収素材で周りを取り囲んだ。

Backscatter タグの散乱波の品質には, 送信機と Backscatter タグの距離 d_{Tx} , Backscatter タグと受信機の距離 d_{Rx} が大きく影響する。そのため実験ではこれら d_{Tx} , d_{Rx} を様々な距離に設定して到来角推定の性能評価を行った。実験を行った d_{Tx} と d_{Rx} の組を表 1 に示す。また, 受信機を回転台に乗せて回転させることで Backscatter タグと受信

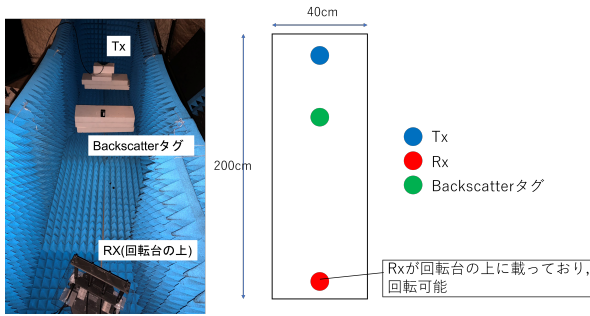


図 5: 実験環境

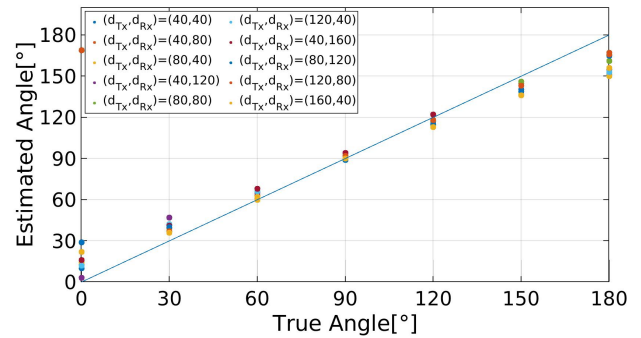


図 6: 各距離での到来角推定結果

機の角度，すなわち信号の到来角を $0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, \dots, 180^\circ$ の 7 種類に設定して実験を行った。

送信機と受信機には Ettus Research 社製の USRP X310 を使用した。送信機からは 2.45GHz の搬送波を送信して，受信機は 4 本からなる受信アンテナアレイを搭載しており，それぞれのアンテナ間隔は 2.45GHz の半波長の 6cm に設定した。またサンプリング周波数を 1MHz とした。Backscatter タグはシフト周波数が 299kHz の物を使用した。

性能評価のため，4 種類の評価を行った。まず，到来角推定の性能を評価するために，到来角推定可能な範囲を調べ，誤差の中央値を求めた。次に到来角推定に用いるサンプル数の最小値を調べるために，FFT に用いるサンプル数と MUSIC 法に用いるサンプル数をそれぞれ変化させたときの性能を評価した。最後に，到来角推定に用いるアンテナの本数と到来角推定の性能を評価した。

3.2 評価結果

3.2.1 到来角推定性能

サンプル数を 10000 に固定して，到来角推定を行った。図 6 に結果を示す。図中の横軸は真の到来角，縦軸は到来角の推定値であり，全ての位置関係での到来角推定結果をプロットしている。

この結果より，距離が $(d_{Tx}, d_{Rx}) = (120, 80)$ ，真の到来角が 0° のときに到来角の推定値が 169° となっていることが分かる。これは， $\hat{\theta} = 0^\circ + \delta$ と $\bar{\theta} = 180^\circ - \delta$ ($0^\circ \leq \delta \leq 30^\circ$) の時に，アンテナ間の位相差が近いことにより発生する。例えば， $\delta = 5^\circ$ とし， $\hat{\theta} = 5^\circ$ と $\bar{\theta} = 175^\circ$ の場合を考える。このとき，半波長離れた二つのアンテナ間の位相差はそれぞれ次のようになる。

$$e^{-i2\pi d \cos(5^\circ)/\lambda} = -0.9999 - 0.0120i$$

$$e^{-i2\pi d \cos(175^\circ)/\lambda} = -0.9999 + 0.0120i$$

これらは非常に近い値であるため，わずかなノイズが加わるだけで，真の到来角は 0° であるにも関わらず，推定値が 180° 付近となる可能性があり，誤差が大きくなる可能性がある [4]。

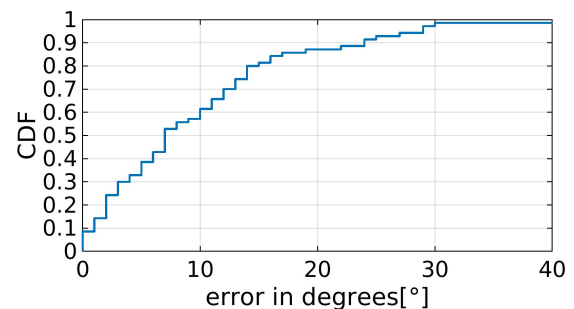


図 7: 到来角推定誤差の CDF

また， 90° よりも小さい角度では，正の向きに誤差が生じ， 90° よりも大きい角度では負の向きに誤差が生じる傾向がある。これは，MUSIC 法の到来角推定モデルにおいて，受信信号の到来角は全アンテナで共通と仮定していることに起因すると考えられる。特に Backscatter タグが受信機に近い場合に，それぞれのアンテナで到来角が少しずつ異なる傾向が顕著になるため，到来角推定モデルとの乖離が生じ，対称的に誤差が生じたと考えられる。この原因をより詳細に確認するためには，さらに信号源を受信機から遠ざけて実験をしたり，シミュレーションを行ったりする必要があると考えている。

各距離における中央絶対誤差は表 2 のようになった。この表からどの位置関係でも到来角推定ができていることが確認できる。さらに到来角推定誤差の CDF を図 7 に示す。このときの誤差の中央値は 7° となった。この結果から d_{Tx} と d_{Rx} の合計が 2m 以内のとき，中央値 7° の誤差で到来角推定可能であることが分かった。

3.2.2 サンプル数と到来角推定性能

3.2.1 節の性能評価は FFT に用いるサンプル数と MUSIC 法に用いるサンプル数を共に 10000 にして行った。しかし，リアルタイムで人や物の到来角推定を行うならば，サンプル数はなるべく少ない方が望ましい。そこでサンプル数を少なくして，計算時間を削減した場合の到来角推定性能を評価した。

まず，FFT に用いるサンプル数と MUSIC 法に用いるサンプル数を同じ N に設定して，性能評価を行った。結果を図 8 に示す。結果より，誤差の中央値はそれぞれ $7^\circ, 8^\circ, 15^\circ, 35^\circ$

表 1: d_{Tx} と d_{Rx} の組み合わせ

d_{Tx} [cm]	40	40	80	40	80	120	40	80	120	160
d_{Rx} [cm]	40	80	40	120	80	40	160	120	80	40

表 2: 各位置における絶対誤差の中央値

		d_{Rx}			
		40	80	120	160
d_{Tx}	40	7.0	5.0	5.0	11
	80	9.0	8.0	10	
	120	12	7.0		
	160	11			

であった。この結果は FFT の周波数分解能が大きく影響していると考えられる。FFT の周波数分解能 Δf はサンプリング周波数を f_s [Hz], サンプル数を N としたとき、次のように与えられる。

$$\Delta f = \frac{f_s}{N}$$

実験はサンプリング周波数 1MHz で行ったため、 N が 1000 のときの周波数分解能は 1[kHz], N が 100 のときの周波数分解能は 10[kHz] である。また、Backscatter タグのシフト周波数が 299kHz であることから、 $N = 100$ ではサンプル数が不十分であったと考えられる。したがって、結果からも FFT のサンプル数が 1000 であれば、中央値 8° となり到来角推定の性能としては十分であると言える。

次に、MUSIC 法のサンプル数をさらに減らすことを考える。FFT のサンプル数を 1000 に固定して MUSIC 法のサンプル数を 1000, 100, 10, 1 に設定して性能評価を行った。結果を図 9 に示す。 N_{FFT} は FFT に用いるサンプル数、 N_{MUSIC} は MUSIC 法に用いるサンプル数を表している。MUSIC 法のサンプル数が 1000, 100, 10, 1 のとき、誤差の中央値はそれぞれ $8^\circ, 8.75^\circ, 9^\circ, 9^\circ$ であった。よって FFT のサンプル数を 1000, MUSIC 法のサンプル数を 1 としたとき、到来角推定は中央値 9° の誤差で可能なことが分かった。

また、FFT のサンプル数を 1000, MUSIC 法のサンプル数を 1 にした場合の到来角推定結果を図 10 に示す。 0° と 180° に加えて 150° の性能がやや低いが、その他の角度では高い精度で到来角推定が行えている。以上から、理想的な環境では FFT のサンプル数を 1000, MUSIC 法のサンプル数を 1 としても到来角推定の性能としては十分だと考えられる。

ただし、本実験は理想的な環境で行ったため、受信信号が非常に安定していた。実環境では受信信号は不安定になるため、さらにサンプル数を増やす必要があると思われる。従って、FFT と MUSIC 法に用いるサンプル数は、FFT の周波数分解能や受信信号に含まれるノイズ量などから総合的に判断する必要がある。

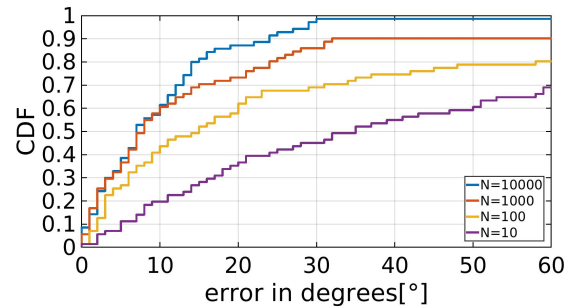


図 8: 各サンプル数での到来角推定誤差

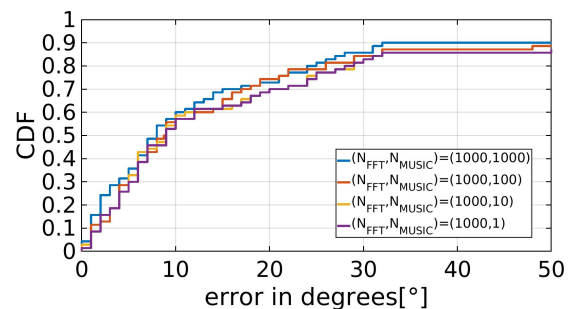


図 9: 各 MUSIC 法サンプル数での到来角推定誤差

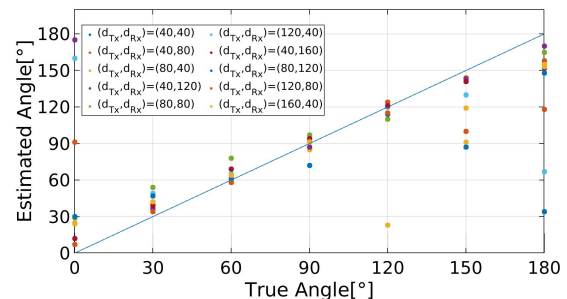


図 10: 到来角推定結果 (FFT のサンプル数 1000, MUSIC 法のサンプル数 1)

3.2.3 シフト周波数選択の影響

MUSIC 法を含む一般の到来角推定アルゴリズムでは、アンテナ間隔が信号の半波長以下であることが条件とされている。Backscatter タグで生じる周波数シフトは、その原理上、搬送波に対して正負の方向に対称に発生する。そこで、到来角推定に用いるシフト周波数を選択した場合の影響を評価するため、正負それぞれの周波数シフトに対して、到来角推定精度を比較した。いずれの場合も、FFT, MUSIC 法のサンプル数は 10000 とした。

結果を図 11 に示す。どちらの場合も中央絶対誤差は 7° になった。これは 2.45GHz の波長が 12.236cm であるのに対して、これを正の向きに 299kHz シフトした電波の波長が 12.234cm と 0.02mm しか変わらず、ほとんど影響を受

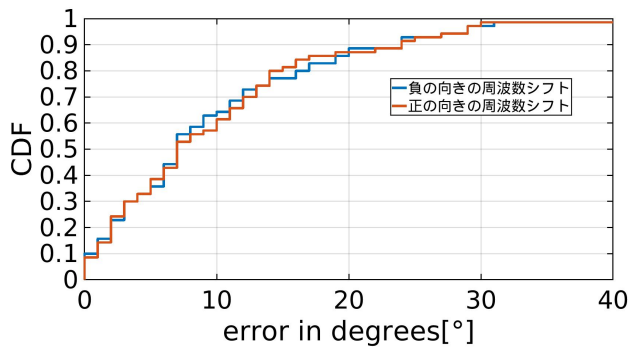


図 11: 各向きの周波数シフトを利用した到来角推定誤差

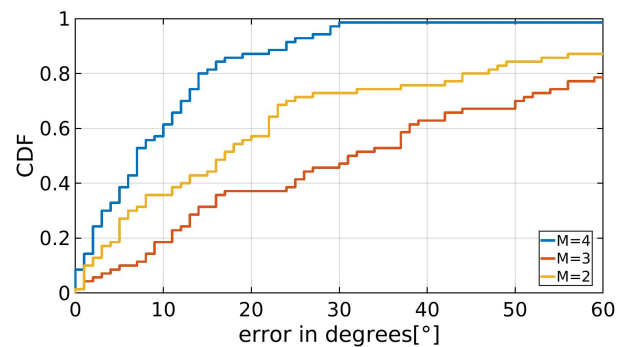


図 12: アンテナ本数と到来角推定誤差

けなかったためと考えられる。さらに Backscatter タグのシフト周波数の最大値は 1MHz 程度であるが、その場合も波長は 12.231cm で、0.05mm しか変わらないので、大きな影響は受けないと考えられる。しかし、到来角推定の性質上、アンテナ間隔よりも波長が短いほど到来推定の性能は低下するため、実際に到来角推定に影響が生じる周波数に関する評価をシミュレーションにより確認する必要があると考える。一方、Backscatter タグで想定されるシフト周波数においては、大きな影響は無いと考えられることから、正負それぞれのシフト周波数を活用した工夫が考えられる。例えば、負の方向の周波数シフトがノイズに埋もれてしまい、観測できないような状況では、正の方向のシフト周波数を利用することで、タグ検出における到来角推定の堅牢性を高めることができる。

3.2.4 アンテナ本数と到来角推定性能

到来角推定では、一般に受信機のアンテナ本数が多いほど性能が良い。そこで、到来角推定に用いるアンテナの本数を 2 本、3 本、4 本とした場合で性能を比較した。受信機のアンテナをそれぞれ 1, 2, 3, 4 として、アンテナ 2, 3 の 2 本の受信データから到来角推定を行った場合と、アンテナ 1, 2, 3 の 3 本の受信データを用いた場合と、全てのアンテナ 4 本を用いた場合で比較を行った。FFT のサンプル数、MUSIC 法のサンプル数はいずれも 10000 とした。

結果を図 12 に示す。M はアンテナ本数を表す。アンテナ本数が 2, 3, 4 本の場合で、中央絶対誤差はそれぞれ 7°, 31°, 17° となった。この結果は、アンテナ本数が増えれば到来角推定性能が向上するという事に反する。これは、アンテナ本数が 3 本の場合はアンテナの中心が回転の中心から外れていることが原因と考えられる。実験ではアンテナ 2, 3 の中点を中心として受信機を回転させた。アンテナ本数が 3 本の場合、アンテナアレイの中心は受信機の回転中心からわずかにずれるため、このずれが影響したと考えられる。今後、3 本の場合でもアンテナアレイの真ん中を中心として受信機を回転させ、結果を確かめる必要がある。

4. おわりに

本研究では、到来角推定アルゴリズムとして一般に用いられる MUSIC 法を利用し、Backscatter タグへの適用方法を設計するとともに、到来角推定の性能評価を行った。基地局からの搬送波を Backscatter タグが散乱することで、散乱波には周波数シフトが生じる。このため、FFT を用いて周波数領域において受信信号を分離し、シフト周波数成分のみを抽出する。その後、IFFT により、抽出した周波数スペクトラムを時間領域信号に変換し、MUSIC 法を適用することで Backscatter タグの到来角推定を行った。

Backscatter タグの到来角推定性能を評価するため、送信機、Backscatter タグ、受信機を様々な位置関係で設置して、実験を行った。その結果、送信機から Backscatter タグまでの距離と Backscatter タグから受信機までの距離の和が 2m 以内のとき、中央値 7° の誤差で到来角推定が可能であることが確認された。一方で、到来角推定は 0° 付近と 180° 付近では推定値が実際とは逆側になり、誤差が大きくなる場合があることも分かった。この対策として、文献 [4] のように到来角推定の特性を考慮した位置推定アルゴリズムを利用することが考えられる。また、複数受信機の配置を工夫することで、影響を緩和できる。

今後は、Backscatter タグを複数設置して、それぞれの到来角が推定可能かどうかを調査し、それら Backscatter タグのシフト周波数の値などを具体的に決定する必要がある。また、本研究で得られた到来角推定の結果に基づき、位置推定手法を設計していく予定である。

参考文献

- [1] F.Gu, X.Hu, M.Ramezani, D.Acharya, K.Khoshelham, S.Valaee, and J.Shang. Indoor localization improved by spatial context—a survey. *ACM Comput. Surv.*, Vol. 52, No. 3, 2019.
- [2] C.Li, L.Mo, and D.Zhang. Review on uhf rfid localization methods. *IEEE Journal of Radio Frequency Identification*, Vol. 3, No. 4, pp. 205–215, 2019.
- [3] C.Xu, L.Yang, and P.Zhang. Practical backscatter communication systems for battery-free internet of things: A tutorial and survey of recent research. *IEEE Signal*

- Processing Magazine*, Vol. 35, No. 5, pp. 16–27, 2018.
- [4] M.Kotaru, P.Zhang, and S.Katti. Localizing low-power backscatter tags using commodity wifi. In *Proceedings of the 13th International Conference on Emerging Networking EXperiments and Technologies*, pp. 251–262. Association for Computing Machinery, 2017.
 - [5] E.Soltanaghaei, A.Dongare, A.Prabhakara, S.Kumar, A.Rowe, and K.Whitehouse. Tagfi: Locating ultra-low power wifi tags using unmodified wifi infrastructure. Vol. 5, No. 1, 2021.
 - [6] S.Zhang, W.Wang, S.Tang, S.Jin, and T.Jiang. Robot-assisted backscatter localization for iot applications. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 19, No. 9, pp. 5807–5818, 2020.
 - [7] Trung-Kien Le and K. C. Ho. Joint source and sensor localization by angles of arrival. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 68, pp. 6521–6534, 2020.
 - [8] R.Zhao, F.Zhu, Y.Feng, S.Peng, X.Tian, H.Yu, and X.Wang. Ofdma-enabled wi-fi backscatter. In *The 25th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, 2019.
 - [9] R. Schmidt. Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 34, No. 3, pp. 276–280, 1986.
 - [10] 小川恭孝, 伊藤精彦. Music 法による高分解能推定. 電気学会論文誌. A, 基礎・材料・共通部門誌, Vol. 116, No. 8, pp. 671–677, 1996.
 - [11] C.Tan, A.R.Nix, and M.A.Beach. Problems with direction finding using linear array with element spacing more than half wavelength. In *Proceedings of the First Annual COST 273 Work Shop*, 2002.