

修士論文

屋内MIMO-LCXシステムにおける場所ステアリング ベクトルを用いた二次元端末位置推定

白井 侯丞

奈良先端科学技術大学院大学

先端科学技術研究科

情報理工学プログラム

主指導教員: 岡田 実 教授

ネットワークシステム学 研究室（情報科学領域）

令和2年3月12日提出

本論文は奈良先端科学技術大学院大学先端科学技術研究科に
修士(工学) 授与の要件として提出した修士論文である。

白井 侯丞

審査委員：

岡田 実 教授	(主指導教員, 情報科学領域)
杉本 謙二 教授	(副指導教員, 情報科学領域)
東野 武史 准教授	(副指導教員, 情報科学領域)
Duong Quang Thang 助教	(副指導教員, 情報科学領域)

屋内 MIMO-LCX システムにおける場所ステアリング ベクトルを用いた二次元端末位置推定*

白井 侯丞

内容梗概

近年、屋内における無線端末の位置検出のために LCX(Leaky Coaxial cable) アンテナの利用が検討されている。これまでの研究では2本の LCX を平行に並べ、その両端をアンテナの結電点とすることで MIMO システムを構築し、信号の到来時間差から二次元的に位置推定を行ってきた。到来時間差を求めるためには周波数応答からインパルス応答を求める必要がある。その際に、MUSIC(Multiple Signal Classification) 法を用いることにより、限られた周波数帯域幅においても高精度な時間分解能の推定が行える。しかしこのシステムには、計算量の削減やシステムの簡略化という点で改善の余地がある。本研究では場所ステアリングベクトルを用いた新しい屋内端末二次元位置推定手法を考案した。シミュレーションを通じて、1本の LCX での二次元端末位置推定が可能であることを確認し、またその推定精度を評価した。

キーワード

漏洩同軸ケーブル、無線端末位置検出、MIMO、MUSIC 法、二次元位置推定、場所ステアリングベクトル

*奈良先端科学技術大学院大学 先端科学技術研究科 修士論文, 令和2年3月12日.

Two-dimensional terminal location estimation using location steering vector in indoor MIMO-LCX system*

Kosuke Shirai

Abstract

In recent years, using LCX (Leaky Coaxial cable) antennas has been studied for detecting the position of a wireless terminal indoors. In previous studies, a MIMO system was constructed by arranging two LCXs in parallel and using both ends as the antenna connection points. Then, position estimation has been performed two-dimensionally from the arrival time difference of the signal. To estimate the arrival time difference, it is necessary to obtain an impulse response from the frequency response. At this time, by using the MUSIC (Multiple Signal Classification) method, highly accurate time resolution can be estimated even in a limited frequency bandwidth. However, there is room for improvement in this system, such as reduction of the amount of calculation and simplification of the system. Therefore, in this research, I propose a new indoor terminal 2D position estimation method applying the MUSIC method. In this study, I devised a new indoor terminal 2D position estimation method using location steering vector. Through simulations, I confirmed that the system can estimate the two-dimensional terminal location with one LCX, and evaluated the estimation accuracy.

*Master's Thesis, Graduate School of Science and Technology, Nara Institute of Science and Technology, March 12, 2020.

Keywords:

LCX, Wireless terminal location detection, MIMO, MUSIC method, 2D position estimation, location steering vector

目 次

1. 序論	1
1.1 研究背景	1
1.2 本研究の目的	2
1.3 本論文の構成	3
2. LCX の構造と特性	4
2.1 LCX の構造	4
2.2 LCX の電界・放射特性	5
3. 信号到来時間差を利用した位置推定	7
3.1 LCX-MIMO システム	7
3.2 到来時間推定アルゴリズム	8
3.2.1 逆フーリエ変換	8
3.3 MUSIC 法	9
3.4 シミュレーション	11
3.4.1 チャネル応答測定	11
3.4.2 電波暗室における位置推定	11
4. 場所ステアリングベクトルを用いた位置推定	20
4.1 場所ステアリングベクトル	20
4.2 シミュレーション	22
4.2.1 1×1 SISO-LCX の場合	22
4.2.2 1×2 SIMO-LCX の場合	28
5. 結論	33
5.1 本論文のまとめ	33
5.2 今後の課題	33
謝辞	35

図 目 次

1	LCX の構造	4
2	LCX による電波不感知帯の改善	5
3	LCX の電界	6
4	LCX の放射角度	6
5	2×4 LCX-MIMO システム	14
6	電波暗室におけるチャネル測定	14
7	測定イメージ	15
8	周波数応答測定結果	16
9	ブロックダイアグラム	17
10	IFFT インパルス応答	17
11	MUSIC 擬似レスポンス	17
12	x 座標に対する推定誤差	18
13	絶対誤差による CDF	19
14	送信機 Tx から LCX への素波の伝搬	24
15	SISO-LCX システム	24
16	$P_{\text{music}}(x, y)$ の分布 (SISO-LCX システム)	25
17	提案手法と既存手法の x 座標に対する推定誤差 (SISO-LCX システム)	26
18	提案手法と既存手法の絶対誤差による CDF (SISO-LCX システム)	27
19	1×2 SIMO-LCX システム	29
20	$P_{\text{music}}(x, y)$ の分布 (1×2 SIMO-LCX システム)	30
21	提案手法と既存手法の x 座標に対する推定誤差 (1×2 SIMO-LCX システム)	31
22	提案手法と既存手法の絶対誤差による CDF (1×2 SIMO-LCX システム)	32

表 目 次

1	チャンネル測定条件	12
2	シミュレーション諸元	13
3	シミュレーション諸元	22

1. 序論

1.1 研究背景

近年、スマートフォンを始めとする無線通信端末の位置情報を用いたサービスが普及している [1]。従来の位置情報を用いたアプリケーションには、端末の位置情報を基に自身の居場所を把握し目的地へと案内するものや、写真を撮影した際に撮影場所を一緒に記録するもの、SNS(Social Networking Service) における位置共有などがある。また近年では、災害発生時の避難誘導や交通渋滞の緩和、店舗等へのアクセスと同時に消費者へサービスを提供するといった、よりリアルタイムな位置情報を必要とする新しいサービスが実践されている。これらのサービスの普及に伴い位置情報の価値は屋内外を問わず高まっており、高精度な位置推定技術が求められている。

一般的に、屋外での位置推定は GPS(Global Positioning System) が用いられている [2][3]。GPS は、経度、緯度、高さ、受信時間の 4 つのパラメータを少なくとも 4 つの衛星により測定し、未知数を求めることで位置推定を行う。しかし、屋内ではマルチパスの影響により 1~10m の測位誤差が生じると言われている。また地下においては、そもそも GPS 衛星からの電波を受信することができない。これらの理由から屋内での位置推定には GPS とは別の方式が必要となる。

現行の屋内位置検出手法として、IMES(Indoor MESSAGING System)[4] や、ZigBee、RFID(Radio Frequency Identifier)、無線 LAN(Local Area Network) 等を利用したシステムが挙げられる [5][6]。IMES は、JAXA が民間企業と協力して開発した日本独自の技術である。屋内に設置した送信機を通じて GPS と同じ電波を用いて受信機と通信することにより、GPS 補完・補強を行うことができる。ZigBee は端末に中継機能があり、これを用いて ZigBee 素子同士で通信を行い情報を伝える。RFID は、ID 情報を埋め込んだ RF タグから、近距離の無線通信によって情報をやりとりする。無線 LAN を用いた位置測定は、3 点以上のアクセスポイントを用いて三点測量方式により推定する手法や、事前に作成された電波強度のマップにより推定する手法などがある。また、複数のアレーアンテナを用いることで信号の到来角度や到来時間差による位置推定が屋内外で可能であることが検証さ

れている [7]。これらの手法は、アクセスポイントからの距離を基準にして GPS 衛星の電波が届かないエリアでのおおよその位置推定を可能にしている。しかしながら、より詳細な位置を推定するためには、アクセスポイントを増やし、複雑なネットワーク接続や計算処理が求められると考えられる。

一方、屋内や地下などの電波不感知帯における通信を可能とするために LCX(Leaky Coaxial cable) アンテナの利用が進められている [8]。これまでの LCX は外径が太く重量もあることから利用できる場所が限られており、主に新幹線や列車との無線通信や防災無線などに用いるためにトンネル、地下などに敷設され利用されてきた [9]。しかし近年では細径、軽量の LCX が開発され、また放射可能な周波数帯域も無線 LAN の仕様に合わせたものとなり [10][11]、室内における電波不感知帯の改善 [12] や通信の秘匿性の確保などといった様々な用途に用いることができる。

LCX の用途の一つとして、屋内端末位置推定への利用が検討されている。LCX を用いることで従来の通信で必要とされていた多数のアクセスポイントを 1 本のケーブルで補えるためだ。しかし、LCX はアンテナとしての特性が通常のアンテナとは大きく異なるため、従来の推定手法をそのまま用いることができない。そのため、LCX 向けの高精度な屋内位置推定手法の提案が求められている。

1.2 本研究の目的

我々の研究室では、これまでに信号の到来時間差を用いた屋内端末位置推定に関する検討を進めてきた [13]。先行研究では LCX を 2 本平行に並べ、その両端に受信機を取り付けることで MIMO-LCX システムを構築し、受信機における信号の到来時間差を求めることにより二次元位置推定を可能とした。その際、高分解能周波数推定手法である MUSIC(Multiple Signal Classification) 法を用いることで、狭い周波数帯域幅においても高精度な時間推定を行い、推定精度の向上を図った。しかしこの手法では、2 本の LCX を用いて少なくとも 3 つの信号到来時間を求める必要がある。二次元位置推定を信号到来時間差ではなく別のアプローチで行うことができれば、計算量の削減やシステムの簡略化につながるといえる。そこで本研究では、MUSIC 法に用いるステアリングベクトルを従来手法である

時間による関数ではなく、二次元座標の関数である場所ステアリングベクトルとして再定義し、MUSIC法の解析により直接座標を求める手法を提案する。提案手法を用いることで、従来は二次元推定に必要であったLCXを2本から1本に、必要な信号数を従来の3つから1つに削減できると期待される。研究では計算機上でのシミュレーションにより提案手法の動作を確認し、その推定精度を累積分布関数により定量的に評価する。

1.3 本論文の構成

本論文は、本章を含め5章構成となっている。

第2章では、LCXの構造と特性を説明する。第3章では、信号到来時間差を利用した位置推定と、逆フーリエ変換、MUSIC法の2つの手法の原理を説明した後、それらを用いて位置推定シミュレーションを行い特性を評価する。第4章では、提案手法である場所ステアリングベクトルを用いた位置推定について原理を説明し、シミュレーションにてその特性を評価する。最後に、第5章において本論文のまとめと今後の課題について述べる。

2. LCX の構造と特性

2.1 LCX の構造

図1にLCXの構造を示す。LCXは同軸ケーブルの外部導体に周期的にスロットが開けられた構造をしている。スロットから漏洩した波が互いに干渉し、特定の角度にピークを持つ指向性を有する。LCXを直線状に設置することによりケーブルに沿った直線上に広範囲に死角なく通信エリアを形成することができる。また漏洩電波によってカバレッジを形成するため、アンテナ利得は小さく、通常通信範囲はケーブルの近傍に限られる。そのため、アクセスポイント間の干渉の抑制や通信の秘匿性を高めることができる。

LCXは図2のように設置することで電波不感知帯を補正することができる。LCXのスロットは一定間隔ごとに開いており、一つ一つをアレーアンテナの素子と考えることができる。100mほどの長さのLCXに対して1台のアクセスポイントで通信を行うことができ、複数の部屋に渡って効率よく通信を行うことが可能となる。そのため、設置や維持にかかるコストを抑えることができる。

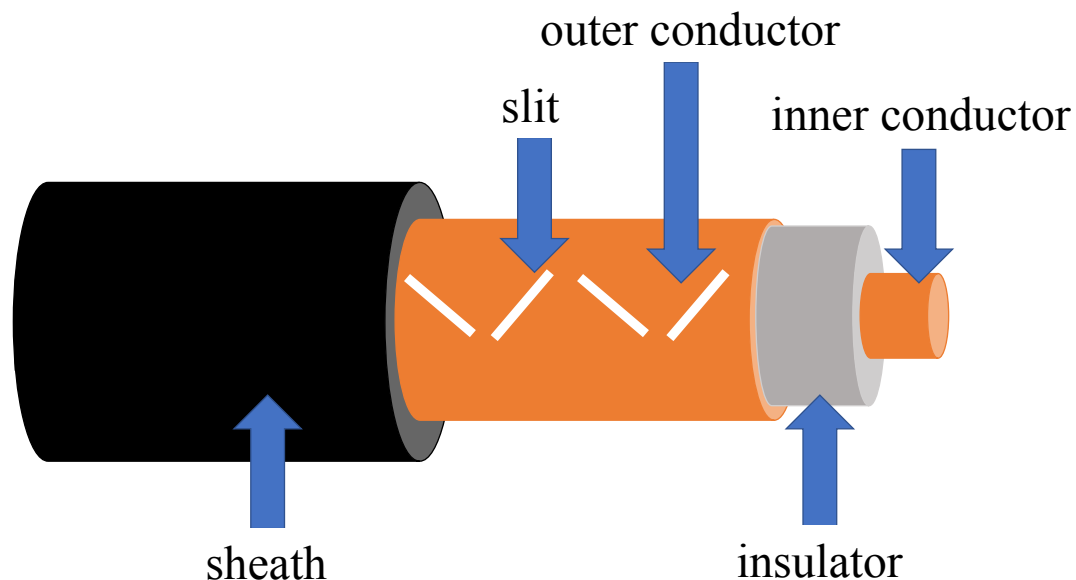


図 1: LCX の構造

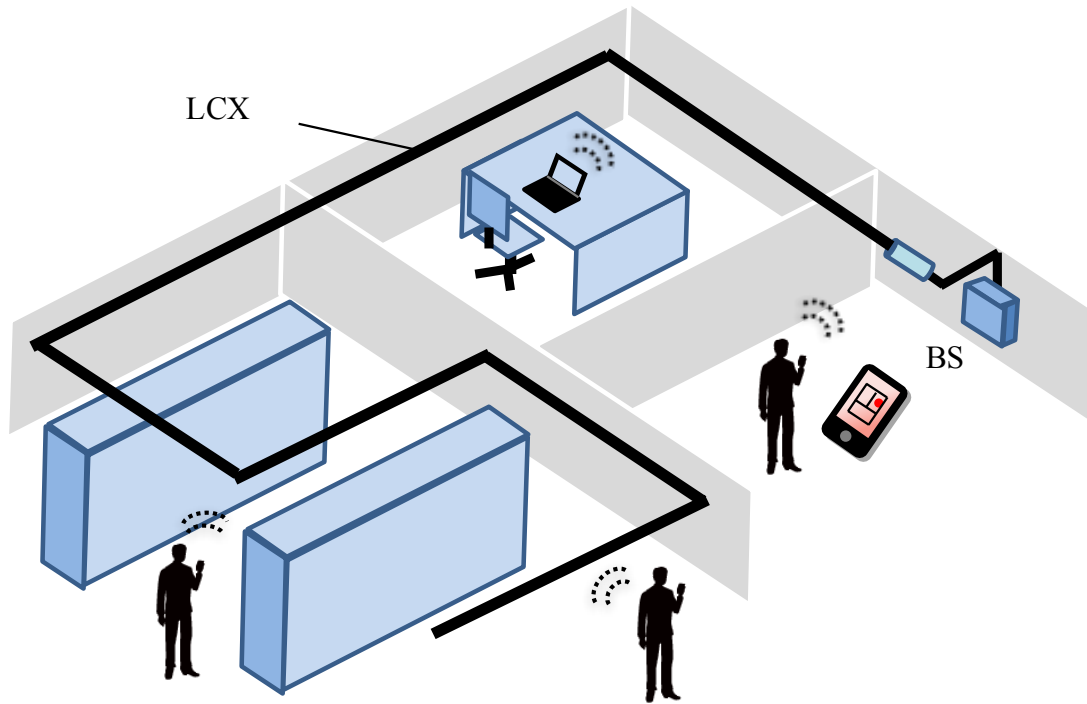


図 2: LCX による電波不感知帯の改善

2.2 LCX の電界・放射特性

LCX に電流が流れているとき、スロットより電磁波が放射される。その時の電流を I 、スロットの傾斜角を δ としたとき、電界強度 E は近似的に次式で表される。

$$E \propto I \sin \delta \quad (1)$$

また、電界強度のケーブル軸方向成分 E_z 、円周方向成分 E_ϕ は次式で表される。

$$E_z = E \sin \delta \propto I \sin^2 \delta \quad (2)$$

$$E_\phi = E \cos \delta \propto I \sin \delta \cos \delta = \frac{I}{2} \sin 2\delta \quad (3)$$

スロットから放射された電磁波は、相互に干渉し合い図4のような指向性を示す。電磁波の放射角 θ_m は次式で表される。

$$\theta_m = \sin^{-1} \left(\sqrt{\epsilon_r} + \frac{m\lambda}{P} \right), (m = -1, -2, \dots) \quad (4)$$

式(4)において、 ϵ_r は誘電体の比誘電率、 λ は波長、 P はスロット周期、 m はモード次数を表す。

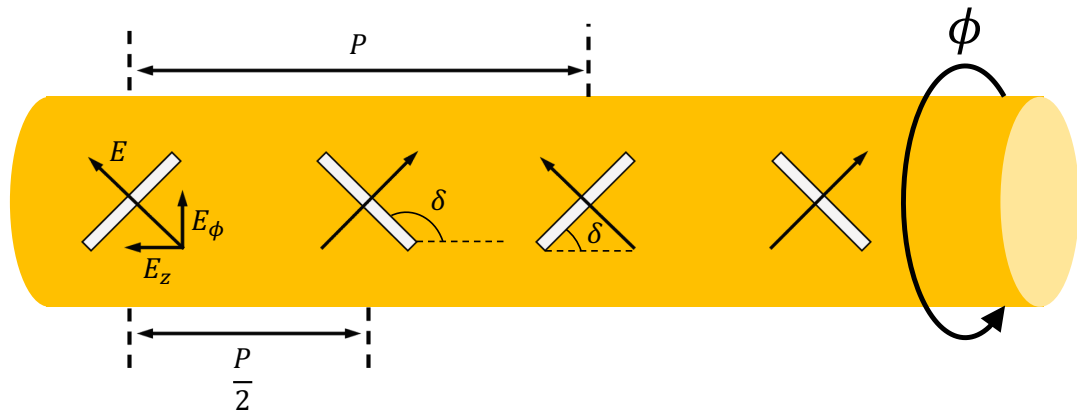


図 3: LCX の電界

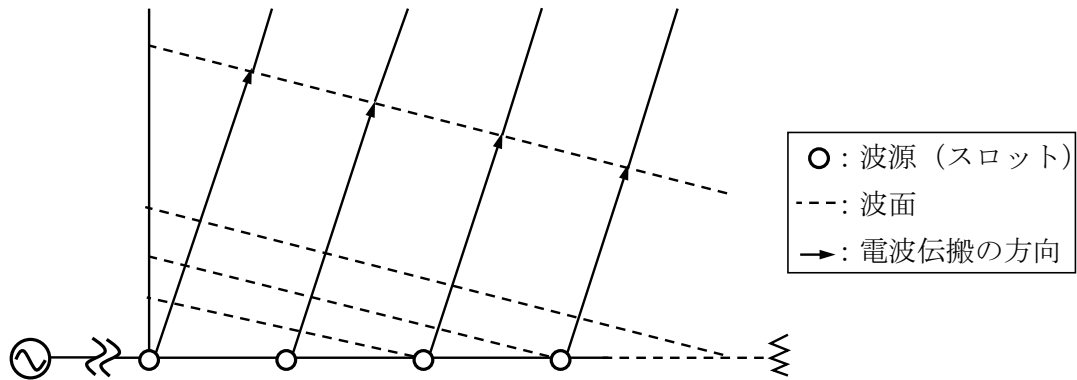


図 4: LCX の放射角度

3. 信号到来時間差を利用した位置推定

3.1 LCX-MIMO システム

LCXはケーブルの両端に受信機を設置することで、MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) アンテナとして利用することができる。図5ではLCXを2本平行に並べ、それぞれの両端に受信機 Rx を取り付けることで受信アンテナを port1、port2、port3、port4 の4本とし、端末側では送信端末 Tx のアンテナを port5、port6 の2本とした 2×4 MIMO システムとなっている。システム概要を説明する。本システムでは全長 L [m] の LCX_1 、及び LCX_2 を平行に2本並べている。LCX の中点を原点にとり、LCX に対して水平方向に x 軸を、垂直方向に y 軸を取る。位置 (x, y) に送信端末を設置し信号を送る。送信信号は LCX_1 に入射角 θ_1 で、 LCX_2 に入射角 θ_2 で入射する。送信信号が port n に到来する時間を τ_n とする ($n = 1, 2, 3, 4$)。ただし、本システムでは電波は幾何光学近似され直進するものと仮定する。 τ_1 から τ_4 を式で表すと式 (5) から式 (8) のように表される。

$$\tau_1 = \frac{1}{\mu c} \left(\frac{L}{2} - (y \tan \theta_1 + x) \right) \quad (5)$$

$$\tau_2 = \frac{1}{\mu c} \left(\frac{L}{2} - (y \tan \theta_1 - x) \right) \quad (6)$$

$$\tau_3 = \frac{1}{\mu c} \left(\frac{L}{2} - (y \tan \theta_2 + x) \right) \quad (7)$$

$$\tau_4 = \frac{1}{\mu c} \left(\frac{L}{2} - (y \tan \theta_2 - x) \right) \quad (8)$$

ここで、式中の c は光速を、 μ は LCX の波長短縮率を表している。これらの式を解くことで x 、 y を求めることができる。

$$x = \frac{\mu c(\tau_1 - \tau_2)}{2} = \frac{\mu c(\tau_3 - \tau_4)}{2} \quad (9)$$

$$y = \frac{c(\tau_1 - \tau_3)}{g(\theta_1, \theta_2, \mu)} = \frac{c(\tau_2 - \tau_4)}{g(\theta_1, \theta_2, \mu)} \quad (10)$$

ただし、 $g(\theta_1, \theta_2, \mu)$ は、

$$g(\theta_1, \theta_2, \mu) = \frac{1}{\cos \theta_1} - \frac{1}{\cos \theta_2} - \frac{1}{\mu}(\tan \theta_1 + \tan \theta_2) \quad (11)$$

である。

式 (9)、式 (10) より、 x 、 y は LCX の長さや伝搬距離によらず到来時間差から求めることができることがわかる。このような方式を TDOA(Time Difference Of Arrival) 方式と呼ぶ。

3.2 到来時間推定アルゴリズム

前節より信号の到来時間差がわかれば送信端末が位置する座標を求めることができることがわかった。そこで本節では到来時間差を求めるための方法を説明する。

実際の通信環境を考えた時、信号の到着時間を正確に測定することは見通し外及びマルチパス伝搬等の影響により困難である [14]。そこで本研究では、信号の周波数応答より時間応答を求めることとする。受信アンテナに周波数アナライザを取り付け、周波数応答を測定し、得られた周波数応答をもとに時間応答を求める。時間応答を求めるために2種類の手法を検討する。IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) と MUSIC(MUltiple SIgnal Classification) 法である。

3.2.1 逆フーリエ変換

無線通信におけるフーリエ変換とは、時間信号を周波数信号に変換するための計算法である [15]。また、逆フーリエ変換を用いることで、周波数信号を時間信号に変換することも可能となる。一般に、我々が取り扱う関数の大部分はフーリエ変換及び逆変換が可能であると考えられる [16]。フーリエ変換のうち、離散信号に適した形に直したものを、離散フーリエ変換、逆離散フーリエ変換という。周波数信号を $F(k)$ 、離散時間信号を $f(nT)$ としたときの離散フーリエ変

換と逆変換の式を式 (12) と式 (13) に示す。

$$F(k) = \sum_{n=0}^{N-1} f(nT) \exp \left(-j \frac{2\pi kn}{N} \right) \quad (12)$$

$$f(nT) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F(k) \exp \left(j \frac{2\pi kn}{N} \right) \quad (13)$$

式 (12)、式 (13) において、 T は離散時間信号のサンプリング間隔、 N はサンプリング点の数であり、 n, k は $0 \leq n, k \leq N-1$ を満たす整数である。フーリエ変換の時間分解能と周波数分解能は反比例の関係にあり、周波数帯域幅に依存する。周波数帯域幅を f_B とすると、周波数分解能 Δf は $\Delta f = \frac{f_B}{N}$ となり、時間分解能 Δt は $\Delta t = \frac{1}{f_B} = \frac{1}{N\Delta f}$ と表すことができる。本研究では、フーリエ変換、逆変換のアルゴリズムを高速化した FFT(Fast Fourier Transform)、IFFT を用いる。

3.3 MUSIC 法

MUSIC 法 [17][18] は、高分解能周波数推定の手法の一つである。しかし、その応用範囲は、信号到来方向の推定や電磁波の散乱メカニズムの解明、電磁波デバイスの時間領域推定など多岐に及んでいる [19]。本研究では MUSIC 法を到来信号の遅延時間検出に用いる。MUSIC 法は、出力信号から求めた相関行列の固有値、固有ベクトルと、仮想的に定義したステアリングベクトルを用いて高分解能推定を行う。原理を説明する。

周波数帯域中において N 個のサンプリング点があるとする。到来波数を d とする時、 k 番目の周波数 f_k における出力信号を $x(f_k)$ ($k = 1, \dots, N$) とおくと、入力信号 $s_i(f)$ ($i = 1, \dots, d$) との関係を次の様にモデル化できる。ここで、 τ_i は信号の伝達時間を表す。

$$x(f_k) = \sum_{i=1}^d a_{f_k}(\tau_i) s_i(f_k) + n(f_k) \quad (14)$$

ここで、 $n(f_k)$ は雑音である。 $a(\tau_i)$ は送信機から受信機までの伝達関数であり、以下のように表される。

$$a_{f_k}(\tau_i) = |A_i| \exp(-j2\pi f_k \tau_i) \quad (15)$$

式 (15) において $|A_i|$ は伝達関数のゲインを、 $\exp(-j2\pi f_k \tau_i)$ は位相を表す。

$$\mathbf{a}(\tau_i) = [a_{f_1}(\tau_i), \dots, a_{f_N}(\tau_i)]^T \quad (16)$$

とした時、式 (16) をステアリングベクトルと呼ぶ。また受信信号ベクトルを $\mathbf{x} = [x(f_1), \dots, x(f_N)]^T$ とする。

出力信号の相関行列 $\mathbf{R}_{xx}$ は受信信号ベクトルを用いて次式で表される。

$$\mathbf{R}_{xx} = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} \quad (17)$$

ここで、 $E\{\}$ はアンサンブル平均、 $\{\}^H$ はエルミート共役を表す。

$\mathbf{R}_{xx}$ の固有値 Λ 、固有ベクトル $\bar{\mathbf{E}}$ を、 $\Lambda = \{\lambda_1, \dots, \lambda_N\}$ 、 $\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_N$ 、 $\bar{\mathbf{E}} = [\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_N]$ とする。固有値を大きい順に並べ替えた時、それに対応する固有ベクトルのうちの初めの d 個は信号部分空間の基底ベクトルとなり、残りは雑音部分空間のベクトルとなる。信号部分空間を張る固有ベクトルを $\mathbf{E}_s = [\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_d]$ 、雑音部分空間を張る固有ベクトルを $\mathbf{E}_N = [\mathbf{e}_{d+1}, \dots, \mathbf{e}_N]$ とする。この時、 $\mathbf{E}_s$ は、ステアリングベクトル $\mathbf{a}(\tau_i)$ が張る空間の基底ベクトルとなることが知られている。また、信号部分空間と雑音部分空間は無相関であるため、雑音固有ベクトルは信号固有ベクトルとステアリングベクトルに直交する。

仮想的なステアリングベクトル $\mathbf{v}(\tau)$ を次のように定義する。

$$\mathbf{v}(\tau) = [\exp(-j2\pi f_1 \tau), \dots, \exp(-j2\pi f_N \tau)]^T \quad (18)$$

式 (18) が $\tau = \tau_i$ において信号のステアリングベクトルと一致する時 ($\mathbf{v}(\tau_i) = \mathbf{a}(\tau_i)$)、 $\mathbf{v}(\tau_i)$ もまた雑音固有ベクトルと直交するため、以下の式が成り立つ。

$$\mathbf{v}^H(\tau_i) \mathbf{e}_{d+1} = \dots = \mathbf{v}^H(\tau_i) \mathbf{e}_N = 0 \quad (19)$$

ここで関数 $P_{\text{music}}(\tau)$ を次のように定義する。

$$P_{\text{music}}(\tau) = \frac{\mathbf{v}^H(\tau) \mathbf{v}(\tau)}{\sum_{k=d+1}^N |\mathbf{e}_k^H \mathbf{v}(\tau)|} \quad (20)$$

式 (19) より式 (20) は $\tau = \tau_i$ において非常に大きな値を取り、その結果鋭いピークを持つことがわかる。 $P_{\text{music}}(\tau)$ を τ について掃引しピークを探索することにより信号の到来時間を求めることができる。以上が MUSIC 法の原理である。

MUSIC 法は変数 τ の範囲や刻み幅を自由に設定することができるため、IFFT と比較してより高分解能な推定を行うことができる。また信号の到来時間 τ を到来角度 θ 等に置き換えることにより様々な分野の解析に応用できる。

3.4 シミュレーション

3.4.1 チャネル応答測定

電波暗室において図 5 のシステムの伝搬路応答を測定した。測定の様子を図 6 に示す。測定条件を表 1 に示す。

測定は、図 7 のように y 座標を固定した上で、 x 座標を 0mm から 6.0198m まで 25.4mm ごとに 238 ポイントで端末を静止させ測定した。この測定を y 座標が 0.5m から 2.5m まで 0.5m ごとに変化させて行った。測定した周波数帯域は中心周波数 5.23GHz、周波数帯域幅は 125MHz とし、312.5kHz おきに各座標において 401 点測定した。LCX に関する諸元は、図 5 中の LCX の最大放射角が、 $\theta_1 = -11^\circ$ 、 $\theta_2 = -18^\circ$ 。LCX の長さは $L = 10\text{m}$ 、波長短縮率 $\mu = 0.83$ である。

測定の結果得られたチャネル応答の一部を図 8 に示す。

3.4.2 電波暗室における位置推定

3.3.1 において得られた測定結果を用いて、端末位置推定シミュレーションを行った。シミュレーション条件を表 2 に示す。ブロックダイアグラムを図 9 に示す。

まず、測定したチャネル応答から遅延時間を求めた。IFFT を用いた解析結果を図 10 に、MUSIC 法を用いた解析結果を図 11 に示す。

推定に使用した帯域幅は測定した周波数帯域のうち 20MHz、IFFT の時間分解能は帯域幅の逆数で求められるので、50nsec となる。一方、MUSIC 法の時間分解能 Δt は 1nsec とした。また、端末の座標は $(x, y) = (2.54, 2)$ とした。図 10, 図 11 より、同じ周波数応答から求めた時間応答だが、手法の違いにより波形に大きな違いが見られた。MUSIC 法を用いたほうが細かく時間分解能を指定することができ、ピーク値をより正確に算出しやすいといえる。

表 1: チャネル測定条件

LCX の長さ L [m]	10
LCX の波長短縮率 μ	0.83
最大放射角 θ [deg]	LCX1: -18 , LCX2: -11
中心周波数 f_c [GHz]	5.230
周波数範囲 [GHz]	5.1675 – 5.2925
周波数帯域幅 [MHz]	125
周波数刻み幅 Δf [kHz]	312.5
周波数ポイント数	401
到来波数 d	1
x 座標 (min-max: step) [m]	0 – 6.0198 : 0.0254
y 座標 (min-max: step) [m]	0.5 – 2.5 : 0.5

次に、この時間応答においてピークを取った時間 τ より、端末の座標を推定した。本シミュレーションでは、SNR(Signal-to-Noise power Ratio) が 20dB となるように白色ガウス雑音を計算機上で付加した。 x 座標は 0 から 5.0292m まで 25.4mm 毎に推定した。 y 座標は 2m で固定とした。MUSIC 法の時間分解能 Δt は、1, 10, 20, 30, 40, 50nsec と変化させて推定を行った。また、IFFT の時間分解能は 50nsec である。図 12 に $\Delta t = 1$ nsec として MUSIC 法を用いた場合と IFFT を用いた場合の x 座標と推定誤差との関係を示す。図 13 に絶対誤差を CDF(Cumulative Distribution Function) で示す。またそれぞれに目安となる誤差 ± 1 m となるラインも併せて表示した。

図 12 において、 x が 0 から 2m 付近においてどちらの手法も誤差が大きくなっている。これは、観測誤差の影響が大きいためであると考えられる。式 (??) にある通り、相関行列の精度を高めるためにはアンサンブル平均を取る必要があるが、今回の推定は一度行われた測定データのみを用いているため、部分的に精度が落ちてこのような結果になったものと考えられる。図 12 における 2 つの結果を比較すると、IFFT を用いた場合と MUSIC 法を用いた場合では MUSIC 法を用

表 2: シミュレーション諸元

中心周波数 f_c [GHz]	5.230
周波数帯域幅 B [MHz]	20
周波数範囲 (min-max) [GHz]	5.22 – 5.24
周波数刻み幅 Δf [kHz]	312.5
光速 c [m/s]	3.0×10^8
波長短縮率 μ	0.83
最大放射角 θ [deg]	LCX1: -18 , LCX2: -11
MUSIC 時間分解能 Δt [nsec]	1, 10, 40, 50
SNR[dB]	20
x 座標 (min-max: step)[m]	0 – 5.0292 : 0.0254
y 座標 [m]	2

いた時のほうが、推定精度が高いことがわかる。同じ周波数帯域を使った推定でも、使用する帯域幅によって時間分解能が制限される IFFT よりも、時間分解能を自由に決定できる MUSIC 法のほうがより正確な推定ができることがわかる。このことは図 13 からもいえる。図 13 からは MUSIC 法の時間分解能と絶対誤差との関係がわかる。MUSIC 法の時間分解能が 10nsec 以下のときは約 90% が誤差 1m 以下になるのに対し、時間分解能が 50nsec、または IFFT を用いた場合、誤差が 1m 以下になるのは 20% 以下にとどまった。MUSIC 法の時間分解能が大きくなるにつれ、図 11 に示した波形は粗くなり、波形がピークをとる時間を正確に算出することが困難になる。その結果、推定誤差が大きくなると考えられる。

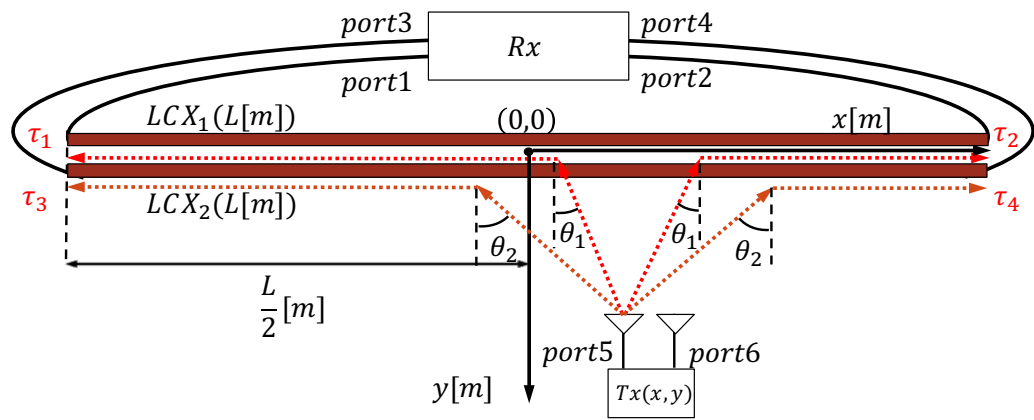


図 5: 2×4 LCX-MIMO システム

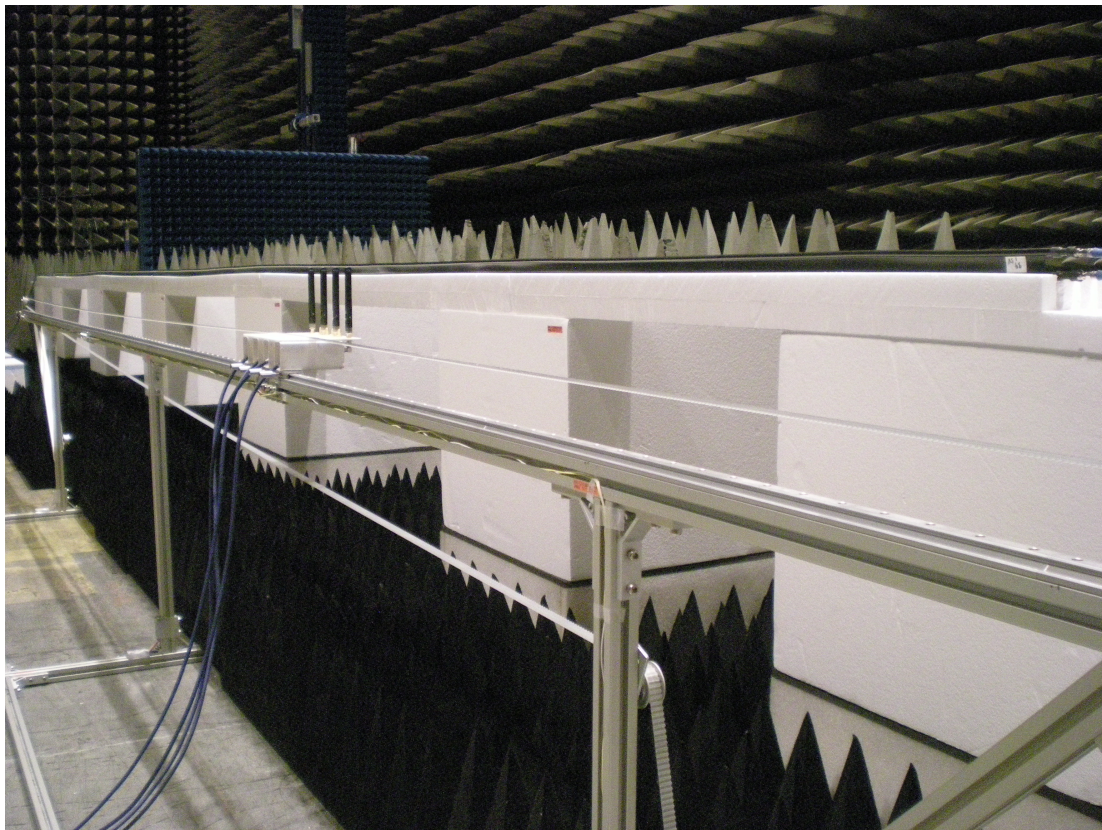


図 6: 電波暗室におけるチャネル測定

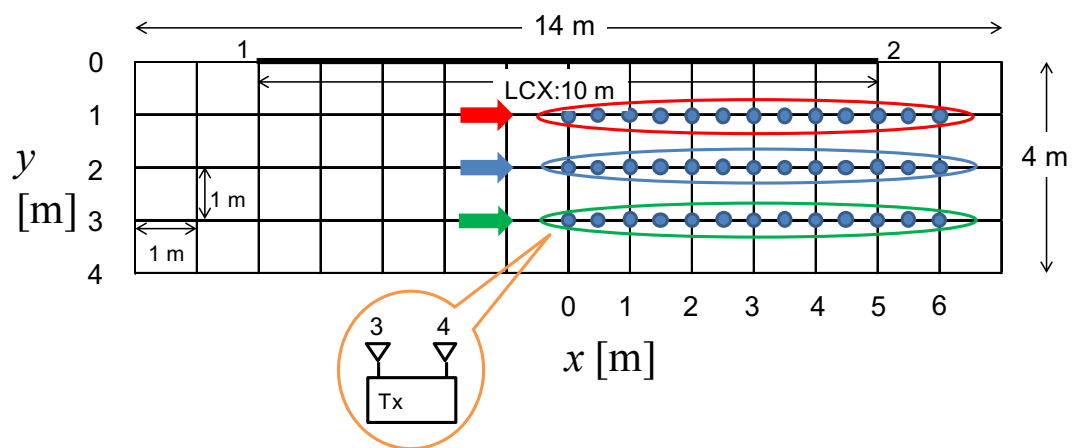


図 7: 測定イメージ

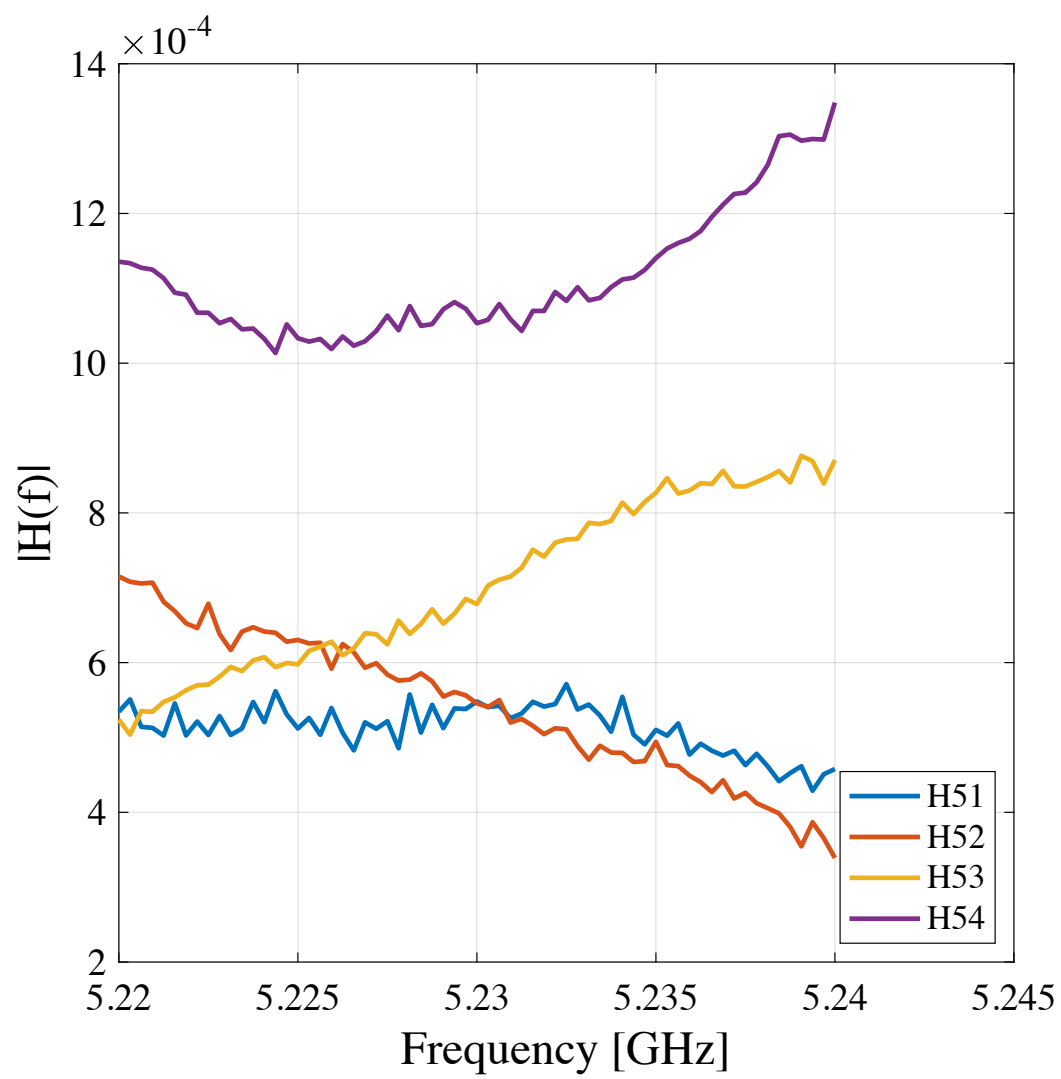
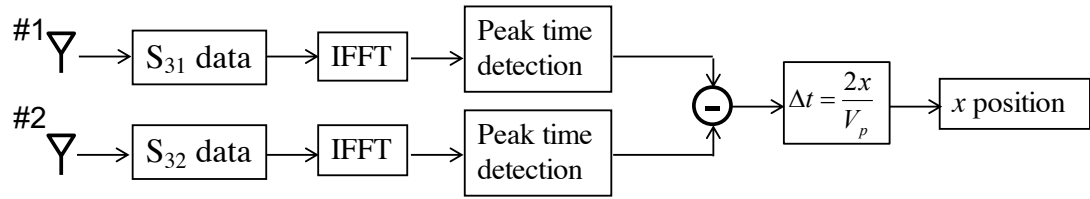
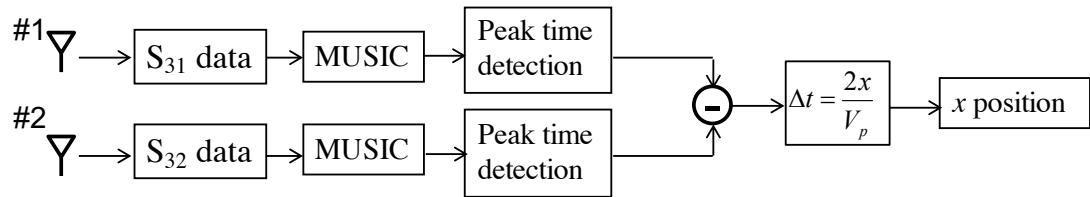


図 8: 周波数応答測定結果



(a) IFFT



(b) MUSIC

図 9: ブロックダイアグラム

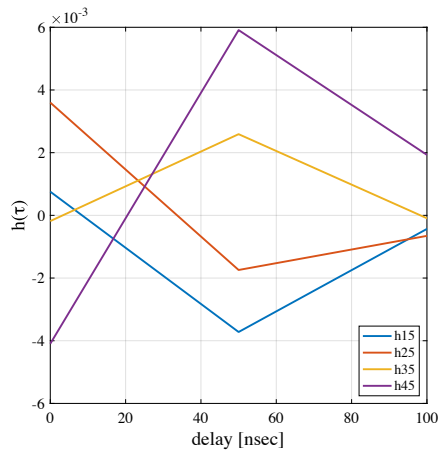


図 10: IFFT インパルス応答

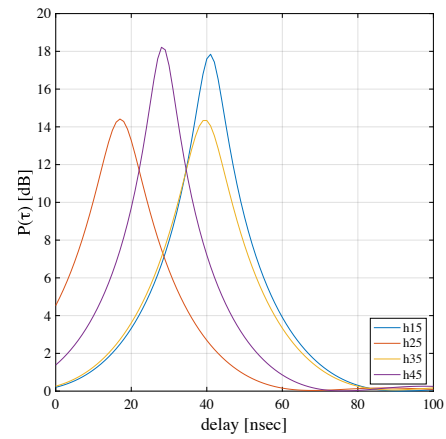


図 11: MUSIC 擬似レスポンス

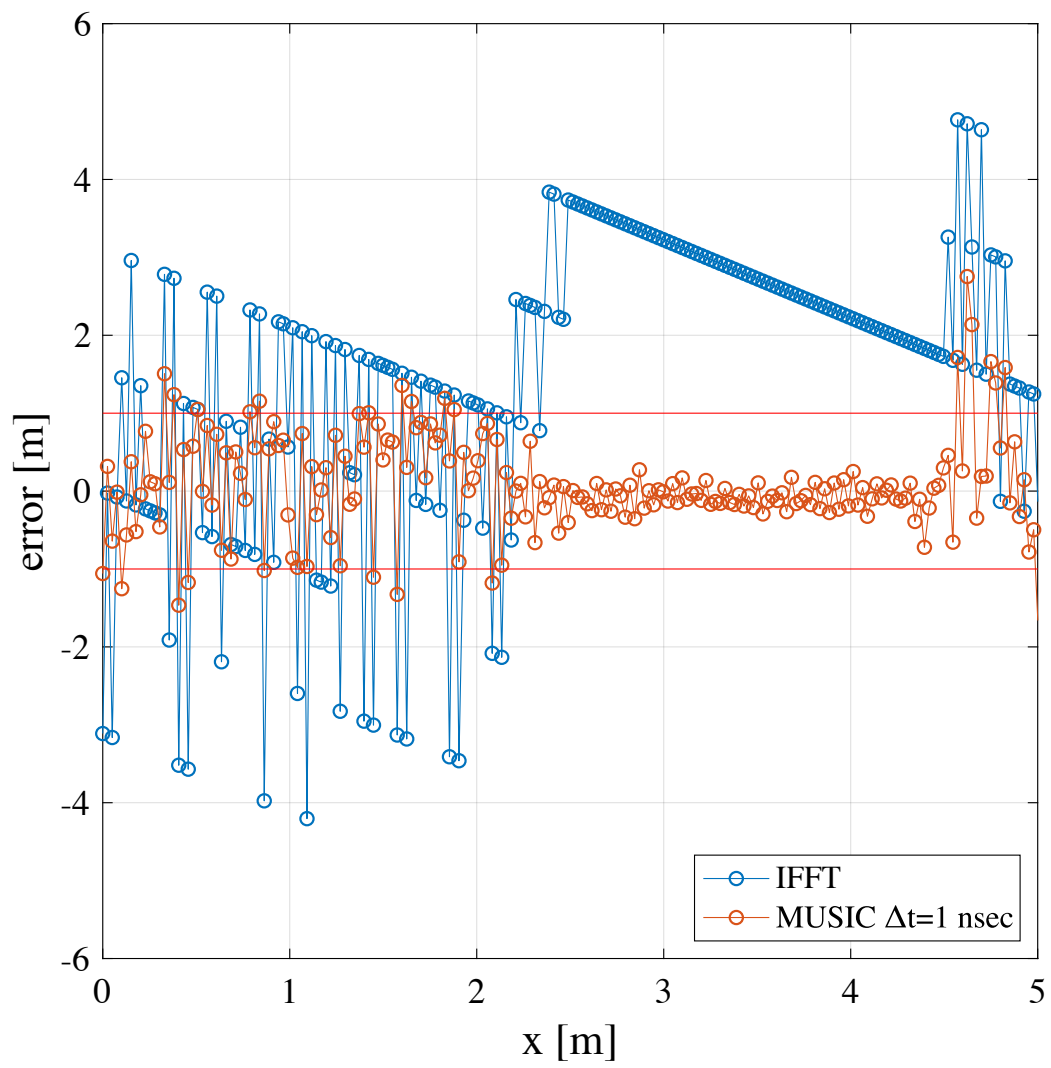


図 12: x 座標に対する推定誤差

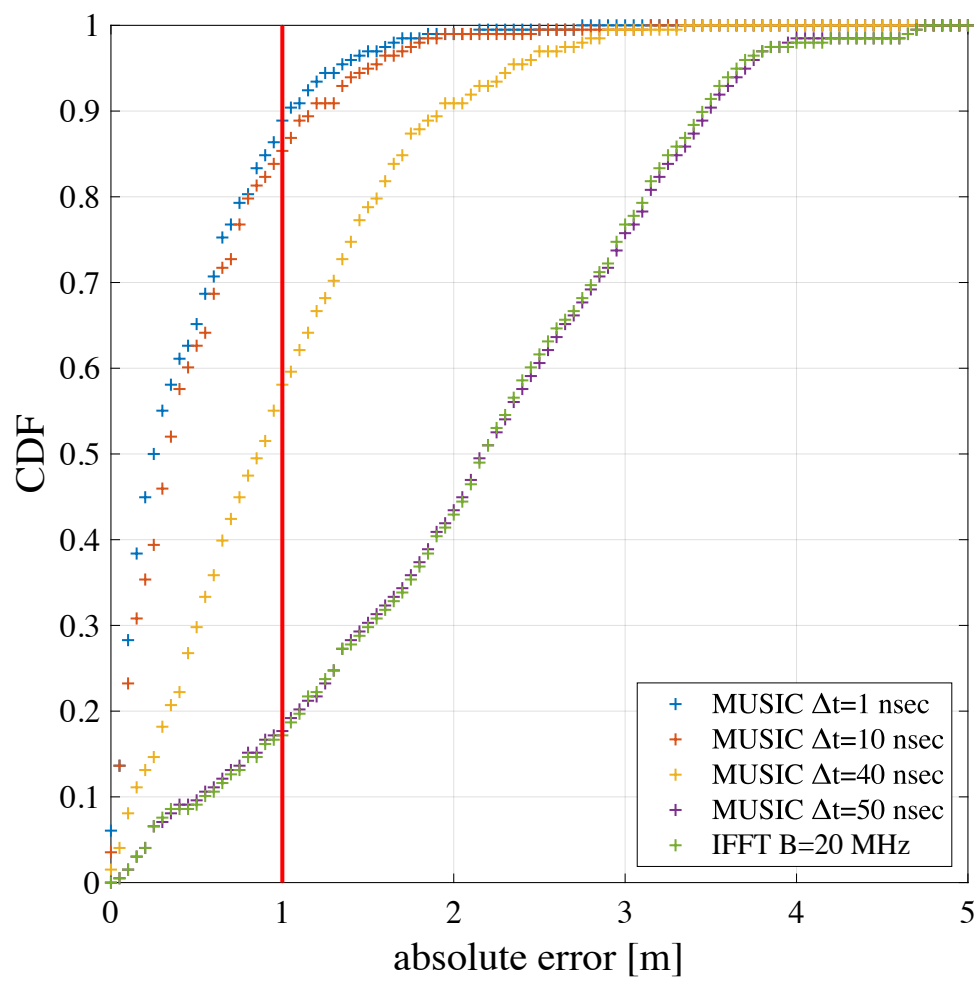


図 13: 絶対誤差による CDF

4. 場所ステアリングベクトルを用いた位置推定

前章では MUSIC 法にて仮定するステアリングベクトルを、時間の関数として位置推定を行った。本章では、ステアリングベクトルを場所の関数として再定義することで、LCX システムを用いた新たな位置推定手法を提案する。

4.1 場所ステアリングベクトル

従来の手法では、端末から送信された電波は互いに干渉し合い平面波として伝搬するものとして考えられてきた。提案手法では、端末からの電波を、あらゆる方向に直進する無数の素波の集まりとして考える。図 14 のように位置 (x, y) に設置してある送信端末 Tx より電波が送信される時、その電波は素波として LCX のスロットに入射し、受信機にて合成される。LCX のスロット数を Γ 、スロットインデックスを $\gamma (\gamma = 1, 2, \dots, \Gamma)$ とし、素波はすべてのスロットに入射されると考えると、式 (15) は次のように変形できる。

$$a_{f_k}(x, y) = \sum_{\gamma=1}^{\Gamma} A_{\gamma}(x, y) \exp(-j2\pi f_k \tau_{\gamma}(x, y)) \quad (21)$$

ただし、 $A_{\gamma}(x, y)$ は各素波の振幅であり、自由空間中の伝搬損失により定まる。また $\tau_{\gamma}(x, y)$ は各素波の信号伝達時間の関数であり、両者はそれぞれ以下の式で表される。

$$A_{\gamma}(x, y) = \frac{\lambda}{4\pi d_{\gamma}(x, y)} \quad (22)$$

$$\tau_{\gamma}(x, y) = \frac{x_{\gamma}}{\mu c} + \frac{d_{\gamma}(x, y)}{c} \quad (23)$$

式 (22)、式 (23) において、 $\lambda = \frac{c}{f_k}$ は素波の波長である。 $d_{\gamma}(x, y)$ は端末から LCX の γ 番目のスロットまでの距離、 x_{γ} は γ によって決まる x 軸上の LCX のスロット位置である。 $d_{\gamma}(x, y)$ は以下の式で表される。

$$d_{\gamma}(x, y) = \sqrt{(x - x_{\gamma})^2 + y^2} \quad (24)$$

式 (24) を、式 (22)、式 (23) に代入すると、以下ようになる。

$$A_\gamma(x, y) = \frac{\lambda}{4\pi\sqrt{(x - x_\gamma)^2 + y^2}} \quad (25)$$

$$\tau_\gamma(x, y) = \frac{x_\gamma}{\mu c} + \frac{1}{c}\sqrt{(x - x_\gamma)^2 + y^2} \quad (26)$$

以上を用いて、ステアリングベクトルを場所の関数として再定義すると、ある座標 (x_p, y_p) におけるステアリングベクトルは

$$\mathbf{a}(x_p, y_p) = [a_{f_1}(x_p, y_p), \dots, a_{f_N}(x_p, y_p)]^T \quad (27)$$

と定義される。

同様に、仮想的なステアリングベクトルを

$$\mathbf{v}(x, y) = [v_{f_1}(x, y), \dots, v_{f_N}(x, y)]^T \quad (28)$$

と定義し、TDOA 方式と同様に $\mathbf{v}(x_p, y_p) = \mathbf{a}(x_p, y_p)$ となるような座標 (x_p, y_p) を探索する。 $\mathbf{v}(x_p, y_p) = \mathbf{a}(x_p, y_p)$ の時、 $\mathbf{v}(x_p, y_p)$ は雑音固有ベクトル $\mathbf{e}_k$ と直交するため、

$$P_{\text{music}}(x, y) = \frac{\mathbf{v}^H(x, y)\mathbf{v}(x, y)}{\sum_{k=d+1}^N |\mathbf{e}_k^H \mathbf{v}(x, y)|} \quad (29)$$

が座標 (x_p, y_p) にてピーク値をとる。

提案手法と既存手法の最大の違いは、二次元位置推定をするために必要とするデータの数と LCX の本数である。第 3 章でも説明したとおり、TDOA を利用した位置推定では、二次元推定を行うために最低でも 3 つの信号到達時間 (τ_1, τ_2, τ_3) が必要であり、これらを求めるには 2 本の LCX が必要であった。一方、提案手法では二次元位置推定を行うために必要な情報は 1 つであり、それに伴って必要な LCX も 1 本である。既存手法と比べて LCX の本数を減らせることで設備の簡略化や、余った LCX を別の用途に用いるなどといったシステムの多様化に繋げることが見込まれる。

表 3: シミュレーション諸元

中心周波数 f_c [GHz]		5.230
周波数帯域幅 B [MHz]		20
周波数範囲 (min-max) [GHz]		5.22 – 5.24
周波数刻み幅 Δf [kHz]		312.5
光速 c [m/s]		3.0×10^8
波長短縮率 μ		0.83
LCX スロット間隔 [mm]		38
LCX スロットの数 Γ		263
MUSIC 座標分解能	x 座標 (min-max: step)[m]	0 – 6.0198 : 0.0254
	y 座標 (min-max: step)[m]	0 – 5 : 0.05
送信信号	x 座標 (min-max: step)[m]	0 – 5.0292 : 0.0254
	y 座標 [m]	2
SNR[dB]		0, 10, 20, 30, 40

4.2 シミュレーション

4.2.1 1×1 SISO-LCX の場合

4.1 において説明した原理が成り立つことを確認するため、図 15 に示す 1×1 SISO(Single-Input Single-Output)-LCX システムを想定しシミュレーションを行った。ただし本システムでは LCX の終端には抵抗が取り付けられており、入射した電波は終端にて反射しないものとする。シミュレーション条件を表 3 に示す。なお、本シミュレーションでは式 (??) における出力信号を次のように仮定して行う。

$$x(f_n) = a_{f_n}(x, y)s(f_n) + n(f_n) \quad (30)$$

図 16 に座標 $(x, y) = (2.54, 2)$ における擬似スペクトル $P_{\text{music}}(x, y)$ の分布を示す。本シミュレーションでは計算機上で SNR が 40dB となるように雑音を付加した。図 16 より擬似スペクトルが二次元的に分布しており、所望の座標において

ピークを持っている事がわかる。また、擬似スペクトルは x 軸に対して LCX の終端を起点に一定の角度で分布している事がわかる。MUSIC 法は、雑音空間を成す基底ベクトルに対して垂直に交わるステアリングベクトルを探索する解析手法であるので、所望の座標以外にも近しい角度を持つ座標においては小さなピークを持つためであると考えられる。

次に、擬似スペクトルより求めた座標と理論値との差を求め、既存手法と比較した。図 17 に x 軸に対する推定誤差を、図 18 には SNR を 0, 10, 20, 30dB と変化させた場合の提案手法と既存手法の絶対誤差を CDF で示す。図 17 より、提案手法の推定誤差は $\pm 2\text{m}$ 以内に収まっていることがわかる。一方で既存手法である TDOA を用いて位置測定をした場合の方が推定誤差が小さいという結果になった。提案手法と既存手法の差を CDF を用いて定量的に示した結果が図 18 である。図 18 において、既存手法においては誤差が 1m 以内となったのは約 90% であるのに対し、提案手法では 80% 以内にとどまった。一方で、SNR が 10dB 以上の場合は約 90% の確率で誤差が 1.5m 以内となっており、本手法が雑音に強い性質を持つことがわかった。

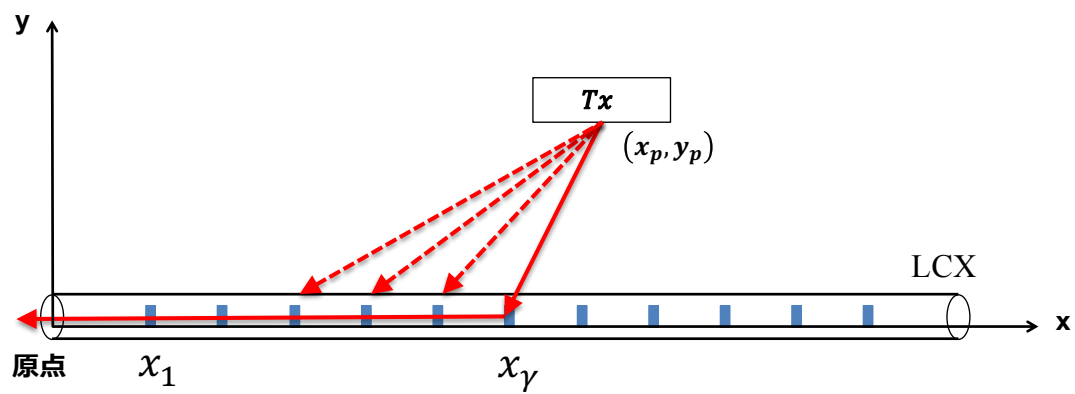


図 14: 送信機 Tx から LCX への素波の伝搬

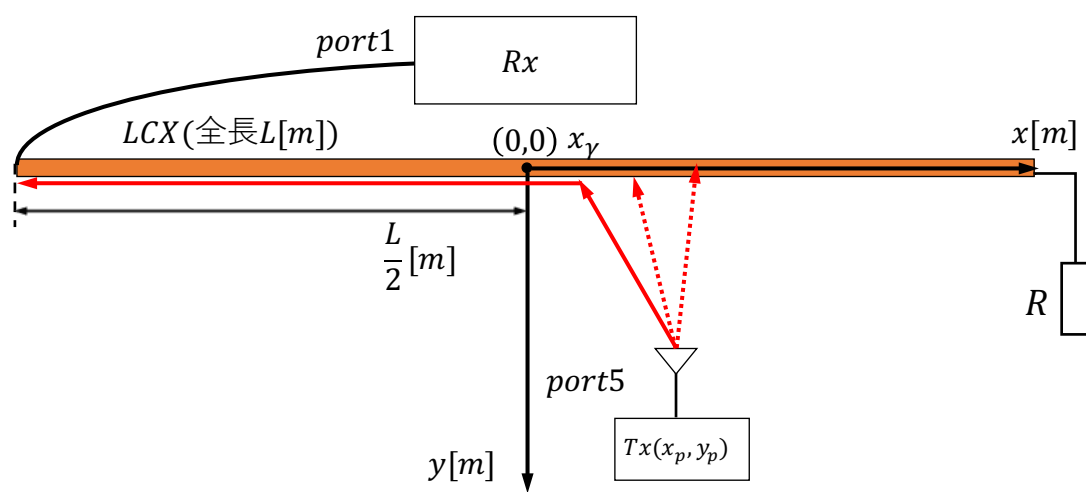


図 15: SISO-LCX システム

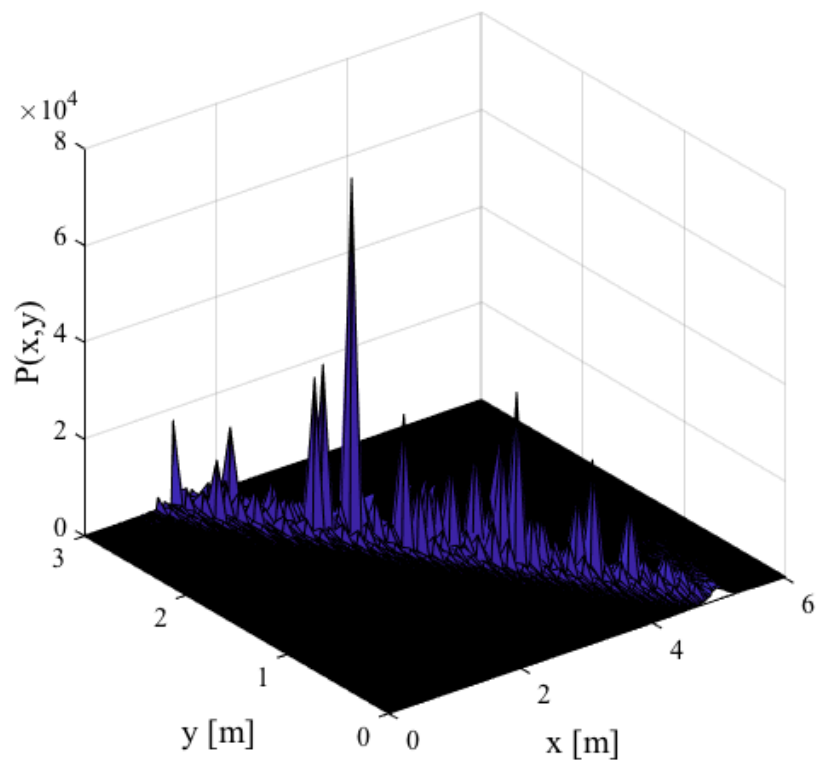


図 16: $P_{\text{music}}(x, y)$ の分布 (SISO-LCX システム)

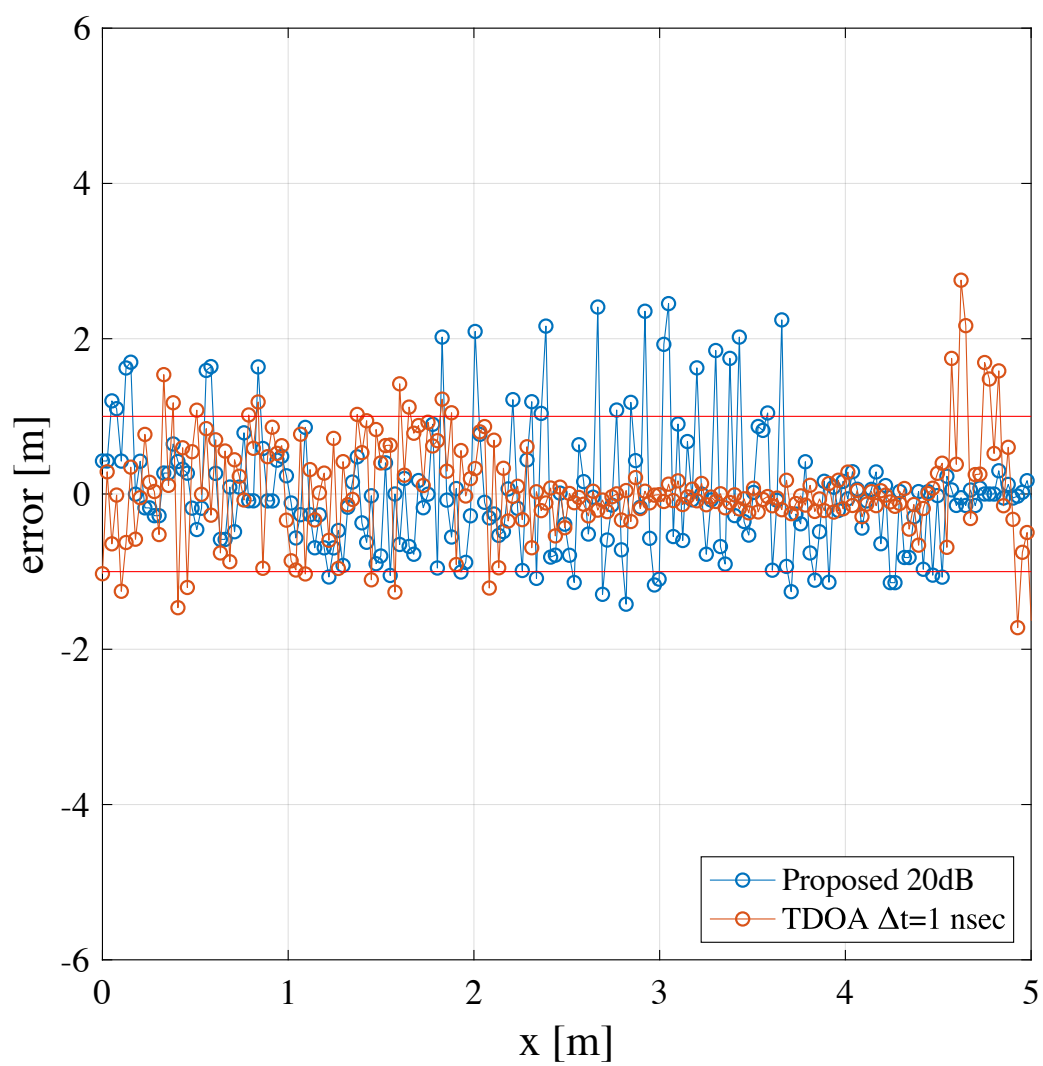


図 17: 提案手法と既存手法の x 座標に対する推定誤差 (SISO-LCX システム)

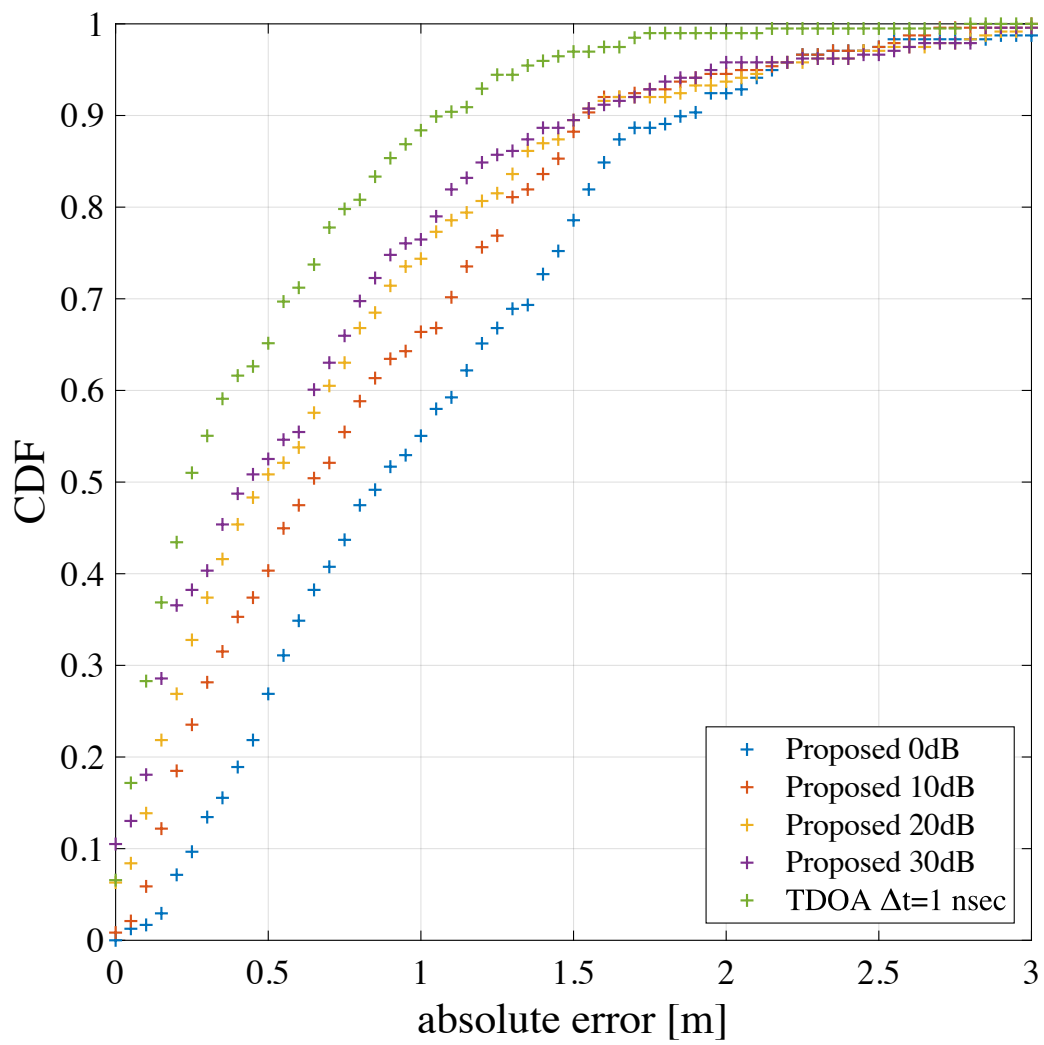


図 18: 提案手法と既存手法の絶対誤差による CDF(SISO-LCX システム)

4.2.2 1×2 SIMO-LCX の場合

4.2.1 において、提案手法がある程度の精度で 2 次元位置推定をすることができるものの、既存手法よりは推定精度が低いことがわかった。推定精度を改善するために LCX の両端に受信機を取り付けることで多出力通信を可能にするという特徴を用いる。

図 19 のように LCX の終端に port2 を取り付けることにより、 1×2 SIMO (Single-Input Multiple-Output)-LCX システムを考える。4.2.1 において擬似スペクトルは LCX の終端を起点に x 軸に対して一定の角度で分布することがわかった。同様の推定を port2 においても行うと LCX の始端を起点とした分布の擬似スペクトルが得られ、両者を足し合わせれば、所望の座標においてクロスするような擬似スペクトルが得られるはずである。

上記の仮定を検証するためにシミュレーションを行った。シミュレーション条件は表 3 と同様である。

初めに、座標 $(x, y) = (2, 54, 2)$ における擬似スペクトル $P_{\text{music}}(x, y)$ の分布を図 20 に示す。先程と同様に計算機上で SNR が 40dB となるように雑音を付加した。図 20 より擬似スペクトルが二次元的に分布し、尚且所望の座標において擬似スペクトルがクロスしており、ピークが非常に大きな値を持っていることがわかる。仮定通り SISO-LCX よりも高精度な位置推定が見込まれる。

次に、先程と同様に擬似スペクトルより求めた座標と理論値との差を求め、既存手法と比較した。図 21 には x 軸に対する推定誤差を、図 22 には SNR を 0, 10, 20, 30dB と変化させた場合の提案手法と既存手法の絶対誤差を CDF でそれぞれ示す。図 21 より、提案手法の推定誤差は 0m であり、既存手法である TDOA を用いて位置測定をした場合と比べ、推定誤差に大幅な改善が見られる。同様のことが図 22 からもいえる。図 22 からは、SNR が 0dB のときでも 90% の確率で推定誤差が 0.5m 以下に収まった。SNR が 20dB 以上のときには、ほぼ 100% の確率で理論値通りの推定ができており、提案手法が既存手法に対して非常に優れた性能を持つことがわかった。以上のことから、1 本の LCX であっても 2 つの信号を重ね合わせて推定することにより、高精度な位置推定を行うことができることがわかった。

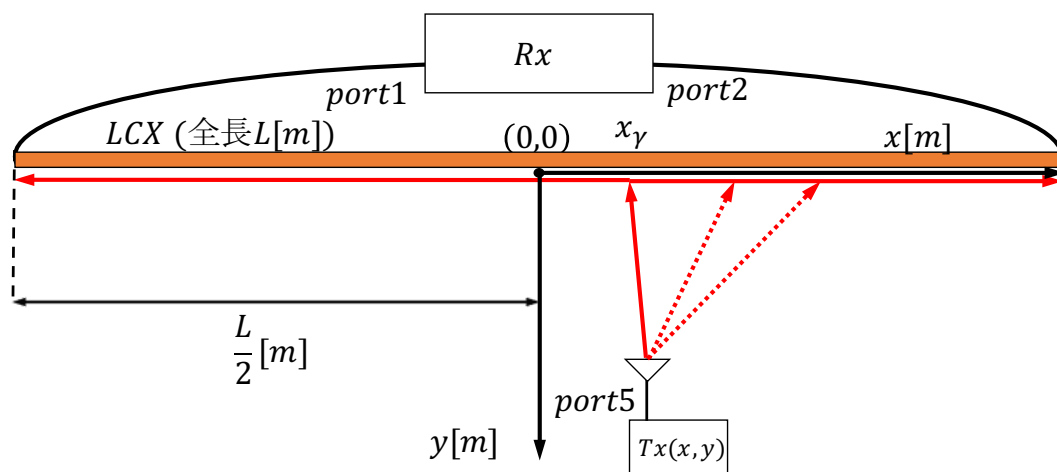


図 19: 1 × 2 SIMO-LCX システム

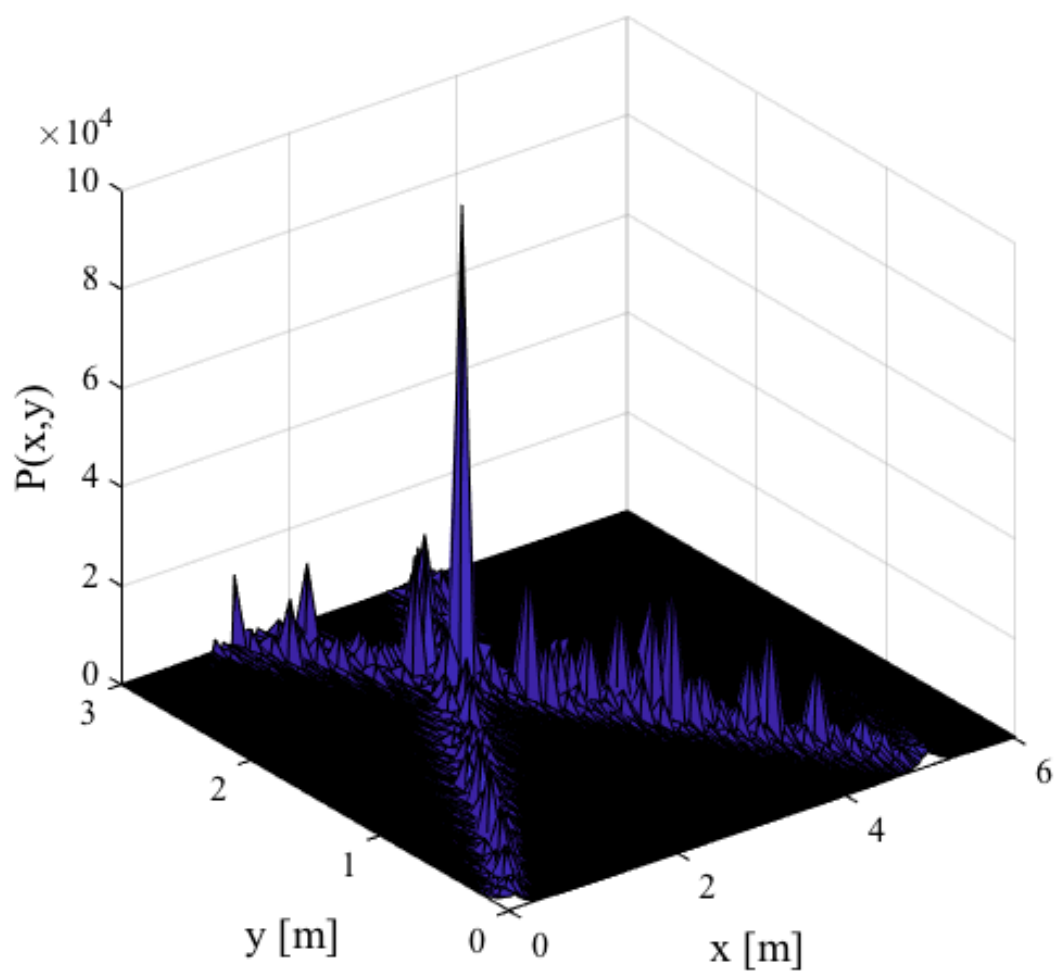


図 20: $P_{\text{music}}(x, y)$ の分布 (1×2 SIMO-LCX システム)

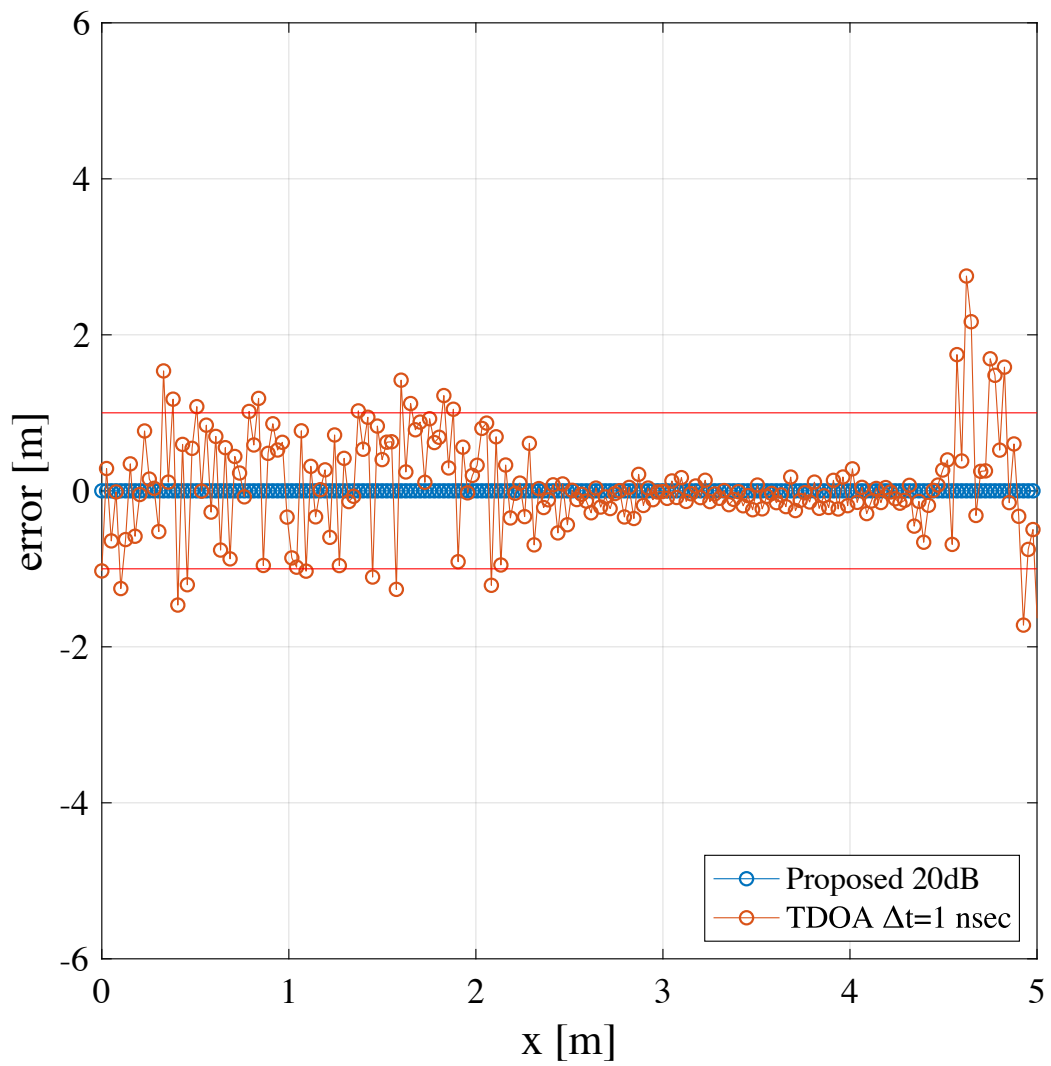


図 21: 提案手法と既存手法の x 座標に対する推定誤差 (1×2 SIMO-LCX システム)

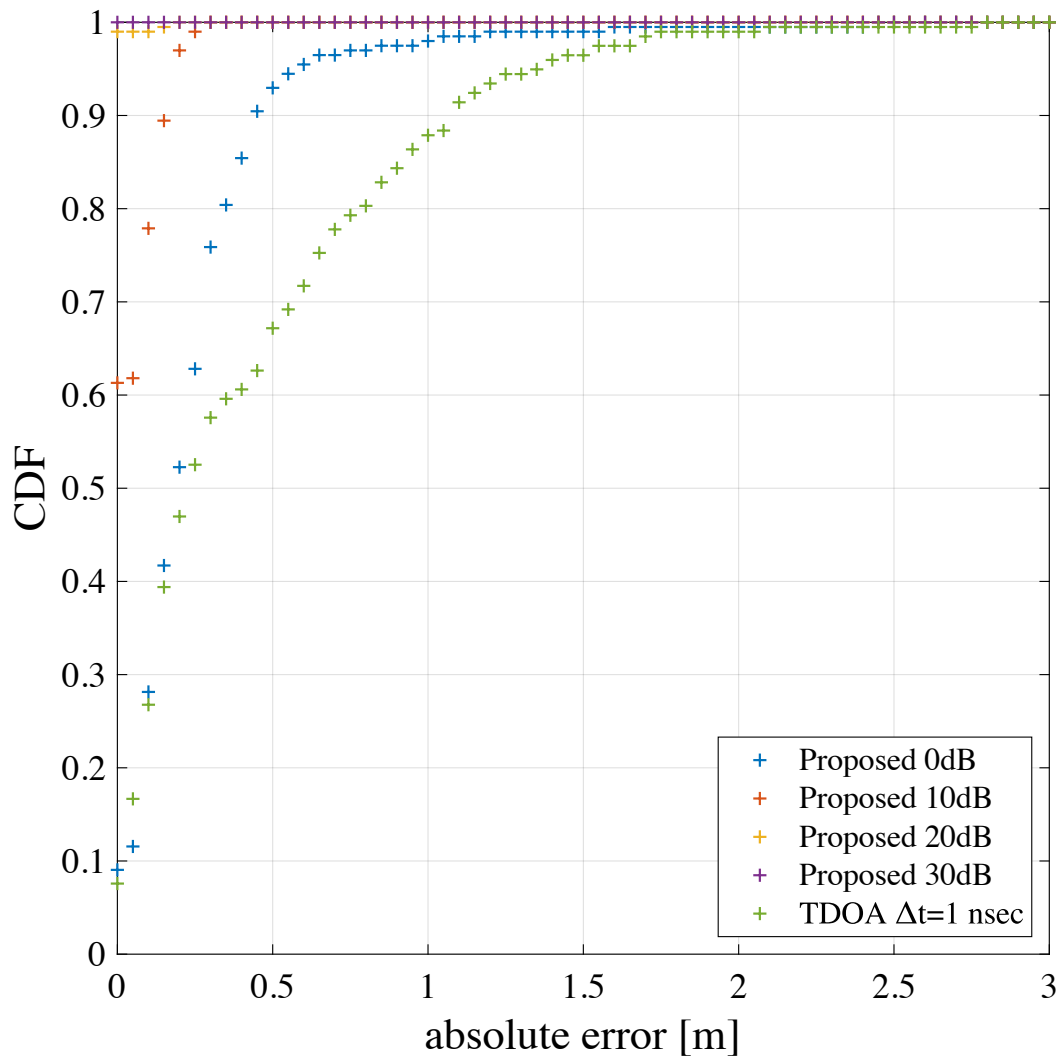


図 22: 提案手法と既存手法の絶対誤差による CDF(1×2 SIMO-LCX システム)

5. 結論

5.1 本論文のまとめ

本論文では、LCX システムにおける MUSIC 法を用いた二次元端末位置推定の新手法の提案をし、計算機上でシミュレーションを行った。

第 2 章では、LCX の構造と特性を説明し、LCX を通信に用いるときのメリットを説明した。

第 3 章では、既存手法である到来時間差を利用した位置推定の原理を解説し、LCX を 2 本用いて伝搬路の時間応答より二次元位置推定が可能であることを示した。また、周波数応答から時間応答を求める手法として、IFFT と MUSIC 法を用いた 2 通りの方法を解説し、シミュレーションによりその推定精度を示した。その結果、MUSIC 法を用いた手法は IFFT を用いた場合に比べ時間分解能の自由度が高く、高精度な位置推定が実現可能であることが確認できた。

第 4 章では、新手法として MUSIC 法で用いるステアリングベクトルを時間ではなく場所の関数として定義し直すことにより、推定精度の改善を図った。初めに SISO-LCX システムにより LCX1 本でも二次元位置推定ができることを確認した。一方で、推定精度は既存手法に及ばなかった。そこで、LCX の終端にも受信機を取り付け、SIMO-LCX システムとすることで推定精度の改善を図った。すると、推定精度がこれまでの結果よりも大幅に改善することがわかった。また、その推定精度は白色雑音に大きく影響されず、非常に高精度な推定が可能となることがわかった。

5.2 今後の課題

本研究では、MUSIC 法で用いるステアリングベクトルを時間ではなく場所の関数として定義し直すことにより、推定精度を改善することが確認できた。実際の通信環境では白色雑音以外の雑音成分も多数加わり、推定環境の劣化が見込まれる。以上を踏まえ、今後の課題としては、周波数応答の実測データによる特性

評価や、マルチパス環境、複数端末環境など実際の通信環境を想定した様々な特性評価をし、推定精度の検証を行うこと等が挙げられる。

謝辞

本研究に取り組むに当たり、多くの方にご指導ご鞭撻を賜りましたことを、ここに感謝いたします。

主指導教員であるネットワークシステム学研究室岡田実教授には、授業や研究を通してわかりやすく手厚いご指導を賜り、無線通信に関する知識を深めることができました。ありがとうございました。

副指導教員である知能システム制御研究室杉本謙二教授には、ご自身の専門の立場から私の研究への鋭いご指摘を賜り、より深い考察をすることができました。ありがとうございました。

副指導教員であり研究室においての担当教員である東野武史准教授には、日頃からお忙しい中合間を縫って何度も研究ミーティングを重ねていただきました。私が思うように結果が出ず悩んでいた時には、温かい励ましの言葉をいただきました。心より感謝いたします。ありがとうございました。

副指導教員の Duong Quang Thang 助教授には、ラボミーティング等の機会を通じて研究に関するアドバイスをいただきました。ありがとうございました。

2年間の学生生活を共にしたネットワークシステム学研究室的メンバーとは、日頃より研究に関するアドバイスや励まし合を通して仲を深め、最後まで全員で努力し、充実した学生生活を送ることができました。ありがとうございました。

参考文献

- [1] ” デジタル経済を支える ICT の動向,” 令和元年版情報通信白書, 総務省, 令和元年, pp.47-66, <https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/r01/pdf/n1200000.pdf>
- [2] B. ホフマン-ウェレンホフ, H. リヒテネガー, J. コリンズ著, 西修二郎訳 ”GPS 理論と応用,” 2014, 丸善出版
- [3] 久保信明, ” 図解よくわかる 衛星測位と位置情報,” 2018, 日刊工業新聞社.
- [4] 吉富進, ” 日本初の屋内外シームレス測位の実現へ,” 2003, Japan Aerospace Exploration Agency.
- [5] Samer S. Saab, and Zahi S. Nakad, ”A Standalone RFID Indoor Positioning System Using Passive Tags,” IEEE Transactions on industrial electronics, vol.58, no.5, pp.1961-1970, May 2011.
- [6] Hao Ni, Guangliang Ren, and Yilin Chang, ”A TDOA Location Scheme in OFDM Based WMANs,” IEEE Transactions on consumer electronics, vol.54, no.3, pp.1017-1021, August 2008.
- [7] 辻宏之, ” アレーアンテナを用いた屋内外の無線局位置推定の実験的検証,” 電子情報通信学会論文誌, Vol. J90-B No.9, 2007/9.
- [8] Kenji Inomata, Takashi Hirai, and Yoshio Yamaguchi, ”Two-Dimentional Target Location Estimation Technique Using Leaky Coaxial Cables,” IEICE Trans. commun., vol. E91-B, No.3 March 2008.
- [9] 川本真紀夫, ” 鉄道向け無線システムの概要,” 電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン, 11 巻 (2017-2018) 2 号 pp.112-117.
- [10] 鈴木文生, ”2.4GHz 無線 LAN 用細径漏洩同軸ケーブル LCX-5D,” 株式会社フジクラ.

- [11] 塚本悟司, 侯亜飛, 鈴木文生, 丹羽敦彦, "LCX(漏洩同軸ケーブル)を用いた無線 LAN システム," 電子情報通信学会通信ソサイエティマガジン 10 巻 (2016-2017)2 号, 電子情報通信学会, pp.86-91
- [12] Kenji Inomata, Takashi Hirai, and Yoshio Yamaguchi, "Two-Dimensional Target Location Estimation Technique Using Leaky Coaxial Cables," IEICE Trans. commun., vol. E91-B, No.3 March 2008.
- [13] Shuhei Oki, Takeshi Higashino and Minoru Okada, "Proposal of LCX-assisted Wireless Positioning using Modified Subspace Method," 2013 IEEE International Conference on Electronics Technology and Industrial Development, 23 Oct. 2013.
- [14] Josep Vidal, Montse Nájjar, and René Játiva, "High resolution time-of-arrival detection for wireless positioning systems" Vehicular Technology Conference, 1988, IEEE 38th, February 2002.
- [15] 岩波保則, "ディジタル通信," 2013, コロナ社.
- [16] E. Oran Brigham 著, 宮川洋, 今井秀樹訳, "高速フーリエ変換," 1989, 科学技術出版社.
- [17] Ralph O. SCHMIDT, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation," IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. AP-34, No.3, March 1986.
- [18] 浅野太, 西浦敬信, "『知識の森』2 群 6 編 3 章 音源定位," 2012, 電子情報通信学会, http://www.ieice-hbkb.org/files/02/02gun_06hen_03.pdf.
- [19] 小川恭孝, 伊藤精彦, "MUSIC 法による高分解能推定," 1996, T.IEE Japan, Vol. 116-A, No. 8.