

NAIST-IS-MT1651116

修士論文

LCX-MIMO システムにおける TLS-ESPRIT 法を用
いた無線位置検出の実験的検討

矢萩 拓夢

2018 年 3 月 5 日

奈良先端科学技術大学院大学
情報科学研究科 情報科学専攻

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

矢萩 拓夢

審査委員：

岡田 実 教授	(主指導教員)
笠原 正治 教授	(副指導教員)
東野 武史 准教授	(副指導教員)
Duong Quang Thang 助教	(副指導教員)

LCX-MIMO システムにおける TLS-ESPRIT 法を用いた無線位置検出の実験的検討*

矢萩 拓夢

内容梗概

近年、無線通信機器の位置情報の需要が高まっている．位置情報取得の 1 つの手法として漏洩同軸ケーブル (LCX:Leaky Coaxial cable) を利用したものがある．本研究では LCX を用いて無線端末から送信された信号の到来時間差を利用することによって端末位置を推定する．先行研究では LCX-MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) を用いて 1 次元、2 次元位置推定を行っていた．また、MUSIC(Multiple Signal Classification) 法を適応することで推定精度を向上させた．本研究では新たに ESPRIT(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique) 法を用いた位置推定を提案する．使用する周波数帯域幅や付加雑音を変化させることによって MUSIC 法、ESPRIT 法のどちらが推定精度が高くなるかを比較検討する．

キーワード

漏洩同軸ケーブル, 無線端末位置検出,MIMO, 無線 LAN,MUSIC 法,ESPRIT 法

*奈良先端科学技術大学院大学 情報科学研究科 情報科学専攻 修士論文, NAIST-IS-MT1651116, 2018 年 3 月 5 日.

An empirical investigation of wireless position detection using TLS-ESPRIT method in LCX-MIMO system*

Takumu Yahagi

Abstract

In recent years, demand for position information of wireless communication devices has increased. As one method of obtaining position information, there is one using a leaky coaxial cable (LCX: Leaky Coaxial cable). In this research, we estimate the terminal position by using the arrival time difference of the signal transmitted from the wireless terminal by using LCX. In the previous research, one-dimensional and two-dimensional position estimation was performed using LCX-MIMO (Multiple-Input Multiple-Output). And, by applying MUSIC (Multiple Signal Classification) method, estimation accuracy was improved. In this research, we propose a new position estimation using ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique) method. Comparison is made as to which one of the MUSIC method and the ESPRIT method can improve the estimation accuracy by changing the frequency bandwidth to be used and the additional noise.

Keywords:

LCX, Wireless positioning, MIMO, MUSIC algorithm, Wireless LAN, ESPRIT algorithm

*Master's Thesis, Department of Information Science, Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, NAIST-IS-MT1651116, March 5, 2018.

目次

図目次	v
第 1 章 序論	1
1.1 研究背景	1
1.2 関連研究	2
1.2.1 屋内位置推定法	2
1.2.2 LCX を用いた位置推定法	2
1.3 本研究の目的	3
1.4 本論文の構成	3
第 2 章 LCX を用いた端末位置推定	4
2.1 LCX の特性	4
2.1.1 LCX の電界・放射特性	5
2.1.2 LCX-MIMO システム	7
2.2 周波数分解能と時間分解能	9
2.3 無線 LAN を用いたチャネル推定	9
2.4 実験における観測帯域幅の設定	11
2.5 逆フーリエ変換を用いた端末位置推定	12
2.5.1 2×2 LCX-MIMO システムにおける 1 次元端末位置推定	12
2.5.2 4×4 LCX-MIMO システムにおける 2 次元端末位置推定	13
2.5.3 測定と計算の流れ	15
2.5.4 時間応答推定	17
第 3 章 高分解能周波数推定を用いた端末位置推定	24
3.1 到来時間推定アルゴリズム	24
3.1.1 MUSIC 法	25
3.1.2 ESPRIT 法	27
3.2 アルゴリズムの特性評価	31
3.2.1 MUSIC 法の特性評価	31

3.2.2	ESPRIT 法の特性評価	37
3.3	使用周波数帯域幅を考慮した評価	39
3.4	SNR を考慮した評価	41
3.5	2 次元端末位置推定	43
第 4 章	結論	46
4.1	本論文のまとめ	46
4.2	今後の課題	46
謝辞		47
参考文献		48

図目次

2.1	LCX の構造	4
2.2	LCX の電界	5
2.3	LCX の放射特性	6
2.4	LCX の終端抵抗	8
2.5	LCX-MIMO	8
2.6	フレーム構成	10
2.7	5GHz 帯のチャンネル割り当て	11
2.8	1 次元位置推定システム	12
2.9	2 次元位置推定システム	14
2.10	測定範囲	16
2.11	ブロックダイアグラム	16
2.12	2 地点における観測周波数 (帯域幅 20MHz)	18
2.13	$x=1.016$ における逆フーリエ変換による時間応答	19
2.14	$x=2.0066$ における逆フーリエ変換による時間応答	19
2.15	周波数帯域幅 80MHz のときの各地点における時間応答	21
2.16	周波数帯域幅 80MHz のときの各地点における時間応答の差	21
2.17	周波数帯域幅 80MHz のときの各地点における推定位置	22
2.18	逆フーリエ変換による推定位置の絶対誤差 (LCX_1)	23
2.19	逆フーリエ変換による推定位置の絶対誤差 (LCX_2)	23
3.1	MUSIC 法での $\bar{\mathbf{E}}$ の構造	26
3.2	周波数測定ポイントのグループ分け	28
3.3	ESPRIT 法での $\bar{\mathbf{E}}$ の構造	28
3.4	$x=1.016$ における MUSIC 法 (疑似分解能 5ns) を適応した場合の 時間応答	32
3.5	$x=2.0066$ における MUSIC 法 (疑似分解能 5ns) を適応した場合 の時間応答	32

3.6	x=1.016 における MUSIC 法 (疑似分解能 1ns) を適応した場合の 時間応答	33
3.7	x=2.0066 における MUSIC 法 (疑似分解能 1ns) を適応した場合 の時間応答	33
3.8	x=1.016 における MUSIC 法 (疑似分解能 0.5ns) を適応した場合 の時間応答	34
3.9	x=2.0066 における MUSIC 法 (疑似分解能 0.5ns) を適応した場合 の時間応答	34
3.10	MUSIC 法による推定位置の絶対誤差 (LCX_1)	36
3.11	MUSIC 法による推定位置の絶対誤差 (LCX_2)	36
3.12	ESPRIT 法による推定位置の絶対誤差	38
3.13	周波数帯域幅を変化させたときの位置推定誤差 (LCX_1)	40
3.14	周波数帯域幅を変化させたときの位置推定誤差 (LCX_2)	40
3.15	MUSIC 法において SNR を変化させたときの位置推定誤差	42
3.16	ESPRIT 法において SNR を変化させたときの位置推定誤差	42
3.17	2 次元端末位置推定を行ったときの y 座標の絶対誤差	44
3.18	MUSIC 法を用いたときの時間応答	45
3.19	ESPRIT 法を用いたときの時間応答	45

第 1 章 序論

1.1 研究背景

近年、情報通信機器を通じて様々な個人情報が収集、蓄積され多くの事業・サービスに利用されている。その情報通信機器の中でスマートフォン、タブレット型端末、ウェアラブル端末の利用率、利用時間は増加傾向にあり、これら無線通信機器が個人情報収集において主要なものとなっている [1]。

そのような無線通信機器を用いたサービスの中に端末の位置情報を利用したものがある。端末の位置情報を地図に反映し自身の位置を知ることや、写真の撮影場所として記録すること、位置情報を用いたゲームなどにも利用されている [2]。また、防災や交通などにも位置情報は利用され、今後ますます位置情報の需要は高まっていくと考えられる [3]。幅広い分野で位置情報が用いられるため屋内外を問わず位置情報が取得できることや、視覚障害者移動支援やロボットの遠隔操作など人や物の動きをより良くサポートするためにより高精度な位置情報が必要となることが予測される。

屋外位置推定は GPS(Global Positioning System) が一般的に用いられているが、GPS 衛星からの電波を受け取ることができない地下では用いることができない。屋内はマルチパスの影響により 1~10m の測位誤差があると言われている。そのため、GPS からの距離を測定せずに送信機に記録された位置情報を受信機に送信する IMES(Indoor MESSaging System)[4] や、Wi-Fi のアクセスポイントと無線通信機器の通信を位置情報の測位に利用することで位置推定をする技術 [5] など屋内でも位置推定を行うことができる技術が研究されている。

一方、通信放送用の電波が届かない電波不感知においてで通信を行うために LCX (漏洩同軸ケーブル:Leaky Coaxial cable) アンテナが古くから利用されている。LCX は列車や新幹線との無線通信や、防災無線用に通信を行うために主にトンネルや地下などに敷設されて利用されている。LCX は外径が太く、重いことから設置できる場所が限られていた。近年には取り扱いの容易な細径、軽量の LCX が開発されており、室内の敷設が容易となっている [6][7]。放射可能な周波数も上がり、特に Wi-Fi システムに対応した LCX が現れた。本研究ではこの LCX を用いて端

末位置推定を行う。

1.2 関連研究

屋内外を問わない位置推定の研究は様々な観点から行われている。GPS を用いた位置推定は受信機が衛星送信電波を受信し、緯度、経度、高さ、時刻の測定を行い位置を推定する。その際、最低 4 個の衛星を選択する必要があるため、衛星電波の見通し外となる屋内や地下などでは位置推定を行うことが困難となる [8]。そのため、屋内位置推定の多くは衛星電波を用いない方式がとられている。

1.2.1 屋内位置推定法

屋内でも位置推定を行うことができる技術として、Wi-Fi や Beacon を用いたものがある。アクセスポイントの位置を基準とし、そこからの電波強度から位置を位置推定する方法や 3 点以上のアクセスポイントの位置と電波強度を用いて三点測量方式で位置推定する方法や、事前に電波強度のマップを作成し、それを利用し位置推定する方法などがある [9][10]。これらの方法はアクセスポイントからの距離を知ることには適しているが、より詳細な位置を推定するときにアクセスポイントを増やす必要がある。その際、環境に適した基地局の設置やアクセスポイントとネットワークの接続などを行う必要があるためシステムが複雑になると考えられる。

1.2.2 LCX を用いた位置推定法

LCX は 1 本でケーブルの長手方向に広範囲のエリアをカバーすることができるため、システムが簡易化でき設置も容易である。長手方向にエリアをカバーできるため、新幹線や地下鉄、トンネルなどでの無線通信に使われている [11]。この LCX を用いて車や端末の位置を推定する研究が行われている [12][13]。これらの研究では LCX の電波の放射特性と信号の到来時間を利用することで位置を推定している。[13] の研究では LCX-MIMO (Multiple Input Multiple Output) を用いて、高精度な位置推定を行っている。

1.3 本研究の目的

先行研究 [13] では 1 本の LCX を用いた位置推定、また 2 本の LCX を用いた LCX を用いた位置推定が行われていた．その際高分解能周波数推定法として用いられる MUSIC(MUltiple SIgnal Classification) 法を適用させ、フーリエ変換の制限を超えた時間分解能を得ることによって高精度位置推定を行えることを明らかにした．本研究では MUSIC 法ではなくもう 1 つの高分解周波数推定である ESPRIT(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique) 法を用いて MUSIC 法との位置推定の精度の差を比較する．ESPRIT 法は観測周波数の隣り合う計測ポイントの位相のずれから到来時間を推定する．複数のポイントでの計算を利用するため、大きな推定誤差は生じないと考えた．観測周波数が広ければ計測ポイント数が増え、LCX は広帯域を観測することができるので、LCX に適すると考えられた．本研究では実際の端末の位置と推定した端末の位置の誤差を 1m 以下にすることを目標とする．また、LCX からの距離による精度の差や雑音の強さによる精度の差などを考慮したときにどちらが適切であるかを明らかにする．

1.4 本論文の構成

本論文は以下のように構成される．

第 2 章では本研究に用いる LCX、端末位置推定システムの説明を行い、逆フーリエ変換による端末位置推定を行い、評価する．

第 3 章では MUSIC 法と ESPRIT 法の解説を行い、それぞれの特性を評価する．次に使用する周波数帯域幅や SNR によって推定誤差がどのように変わるのかを観察し、最後に 2 次元端末位置推定についての評価を行う．

第 4 章では本論文のまとめと今後の課題について述べる．

第 2 章 LCX を用いた端末位置推定

本研究では端末から LCX に送信された信号の到着時間を LCX の両端で測定をし、それぞれの到着時間の差から位置推定を行う。信号の到着時間は信号の周波数応答を時間応答に変換することにより求める。周波数応答は OFDM 信号のロングトレーニングシンボルより推定を行う。本章では LCX について説明した後、位置推定方法、MUSIC 法、ESPRIT 法について説明をする。

2.1 LCX の特性

同軸ケーブルは内部導体を絶縁体、外部導体、被覆の順に覆ったケーブルである。漏洩同軸ケーブル (LCX: Leaky Coaxial cable) は同軸ケーブルの外部導体にスロットと呼ばれる切れ込みを周期的に入れ、電磁波の漏洩を発生させる。スロットから放射した電磁波は指向性を有するが、スロットの切れ込みの空け方、スロットの間隔によって放射される電磁波のピーク角度が変化する。LCX の構造を図 2.1 に示す。スロットが周期的に並んでいることは、アレーアンテナの素子が並んでいるように考えられる。そのため LCX はケーブルに沿った細長く広範囲のエリアをカバーすることができる。また電磁波は LCX からの距離が離れるほどに微弱になっていくため、必要なエリアのみをカバーすることができる。

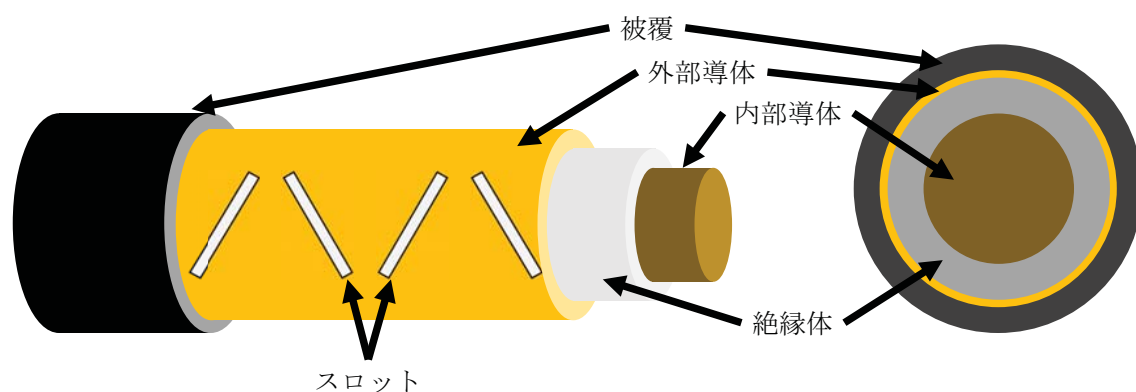


図 2.1 LCX の構造

2.1.1 LCX の電界・放射特性

導体に電流が流れているとき、それぞれのスロットから電磁波が放射される．電界強度を E としたとき図 2.2 のように表せられる．電流を I , スロットの傾斜角を δ としたとき、 E は近似的に次式のように表される．

$$E \propto I \sin \delta \quad (2.1.1)$$

また、ケーブル軸方向の成分を E_z 、ケーブル円周方向の成分を E_ϕ とすると次式のように表される．

$$E_z = E \sin \delta \propto I \sin^2 \delta \quad (2.1.2)$$

$$E_\phi = E \cos \delta \propto I \sin \delta \cos \delta = \frac{I}{2} \sin 2\delta \quad (2.1.3)$$

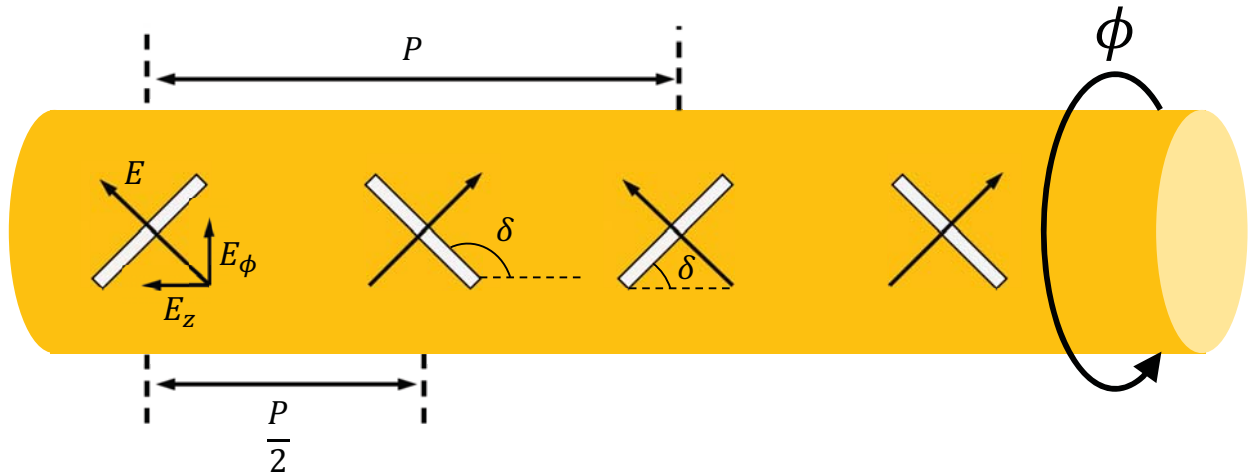


図 2.2 LCX の電界

LCX のそれぞれのスロットから放射された電磁波は相互に干渉しあい指向性を有する．図 2.3 に LCX の電磁波の伝搬を示す．LCX の電磁波の放射角度 θ は次式で表される．

$$\theta_m = \sin^{-1}\left(\frac{1}{\nu} + \frac{m\lambda}{P}\right) \quad (m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (2.1.4)$$

ν は波長短縮率、 m はモード次数、 P はスロットの間隔、 λ は波長を表す．式 2.1.4 において

$$\left|\frac{1}{\nu} + \frac{m\lambda}{P}\right| > 1 \quad (2.1.5)$$

となるとき θ_m は実数とならないので放射波は生じない．式 2.1.4 において

$$\left|\frac{1}{\nu} + \frac{m\lambda}{P}\right| \leq 1 \quad (2.1.6)$$

となるとき実数解が存在し、放射波が生じる．一般的に波長短縮率は $\nu < 1$ となるため、実数解を持つためには $m < 0$ となる必要がある．放射波が生じるとき m 次モードの放射波と呼ばれ、 $m = -1$ のとき基本のモードとなる．

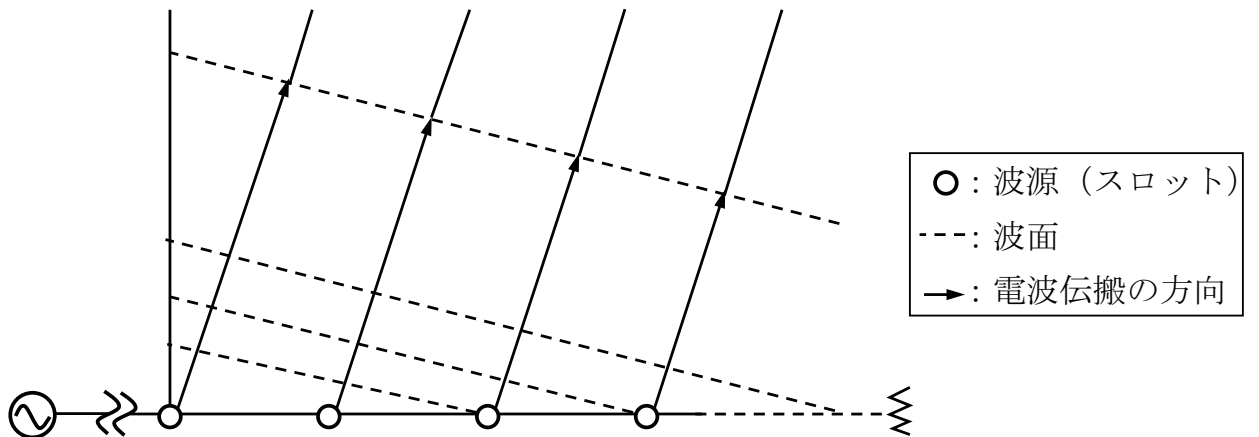


図 2.3 LCX の放射特性

2.1.2 LCX-MIMO システム

LCX には図 2.4 のように送受信機が取り付けられた側と反対側に終端抵抗がある．終端抵抗によってケーブル内での信号の反射を抑えることができ、元の信号と反射信号の干渉を抑えられる．1 本の LCX で MIMO を行うことができる LCX-MIMO システムが国際電気通信基礎技術研究所 (ATR) によって提案されている．図 2.5 のように LCX の両端に送受信機を取り付けるので、図 2.4 よりも多い伝搬路を確保できる．このシステムによって高いスループットが実現可能であることを報告されている [7][15]．

本研究では位置検出法として TDOA(Time Difference Of Arrival) を用いる．送信機から送信された電波が受信機に到達するまでの時間を知ることで送受信機間の距離を測定する TOA(Time Of Arrival) という方式もある．この方法では送受信機の時刻を同期し、信号発射時の時刻を知る必要がある．TDOA は信号発射時の時刻を必要とせず、2 つの信号の到来時間の差を求めることで距離を測定することができる．TOA の場合、1 つの信号で 1 次元の推定、2 つの信号で 2 次元の推定を行うことができるが TDOA の場合、2 つの信号で 1 次元の推定、4 つの信号で 2 次元の推定となる．図 2.5 に示すように LCX-MIMO システムでは 1 つの信号から 2 つの到来時間を求めることができるので TDOA は適すると考えられる．

本研究ではこの LCX-MIMO システムを用いて、 2×2 LCX-MIMO システムでの 1 次元端末位置推定、 4×4 LCX-MIMO システムでの 2 次元端末位置推定を行う．

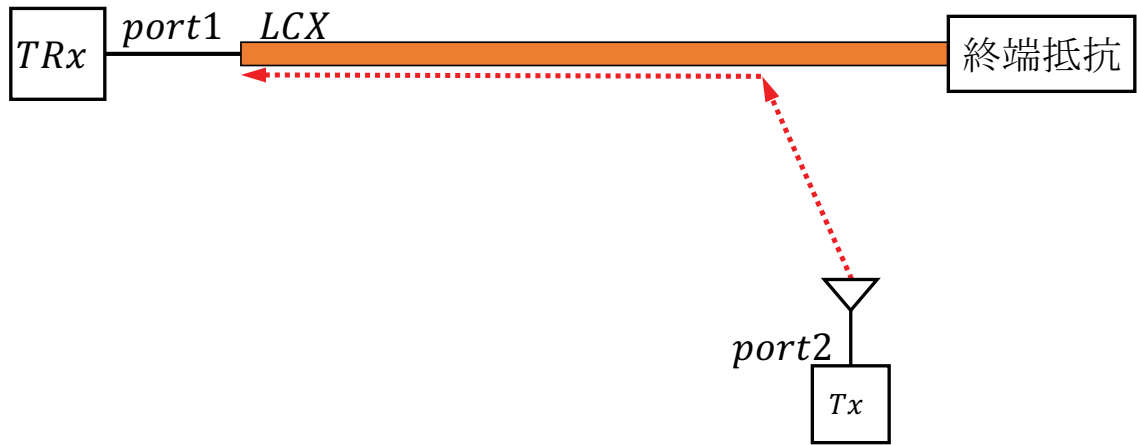


図 2.4 LCX の終端抵抗

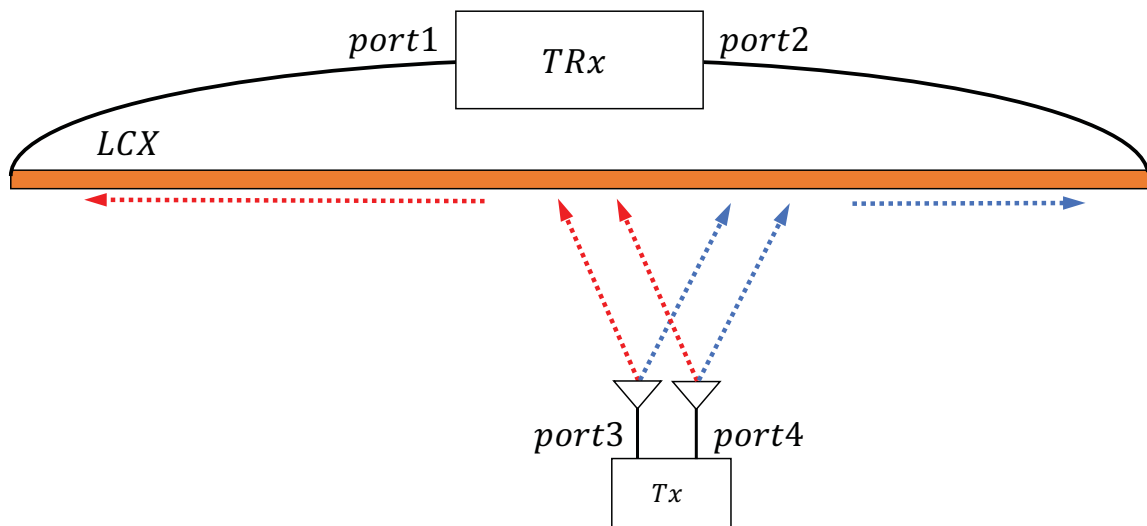


図 2.5 LCX-MIMO

2.2 周波数分解能と時間分解能

端末位置推定に必要な信号の到来時間は信号の周波数応答から求める．周波数帯域内で N 個のサンプリング点があるとき、周波数応答 $\mathbf{H}_k$ ($k = 0, \dots, N - 1$) は以下のように表される [14],

$$\mathbf{H}_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_n \exp \left(-j \frac{2\pi}{N} kn \right). \quad (2.2.1)$$

ここで h_n はインパルス応答である．周波数帯域幅を f_{BW} とすると周波数分解能 Δf は $\Delta f = \frac{f_{BW}}{N}$ と表すことができる．これより時間分解能は周波数帯域幅と逆数の関係にあるので、時間分解能 Δt は

$$\Delta t = \frac{1}{f_{BW}} = \frac{1}{N\Delta f}, \quad (2.2.2)$$

と表せる．

2.3 無線 LAN を用いたチャネル推定

信号の到来時間を推定するために信号の周波数を推定する必要がある．ここで端末が無線 LAN 標準規格である IEEE802.11a に基づいた OFDM 信号を送信することを仮定する．802.11a のフレームには最初に送信されるショート・トレーニング・シンボルとロング・トレーニング・シンボルがある．図 2.6 にロング・トレーニング・シンボルとデータフレームの構成を周波数領域と時間領域の 2 次元表現で示す．同じ信号が 10 回繰り返されるショート・トレーニング・シンボルは無線パケット信号の検出やシンボル・タイミング検出などに用いられる．通常の OFDM シンボルを 2 つ並べたロング・トレーニング・シンボルは 52 本のサブキャリア全てに既知の入力を割り当てた信号として規定されており、サブキャリアごとの基準振幅・位相の検出に用いられる．このロング・トレーニング・シンボルを用いて $\mathbf{H}_k$ を推定する．

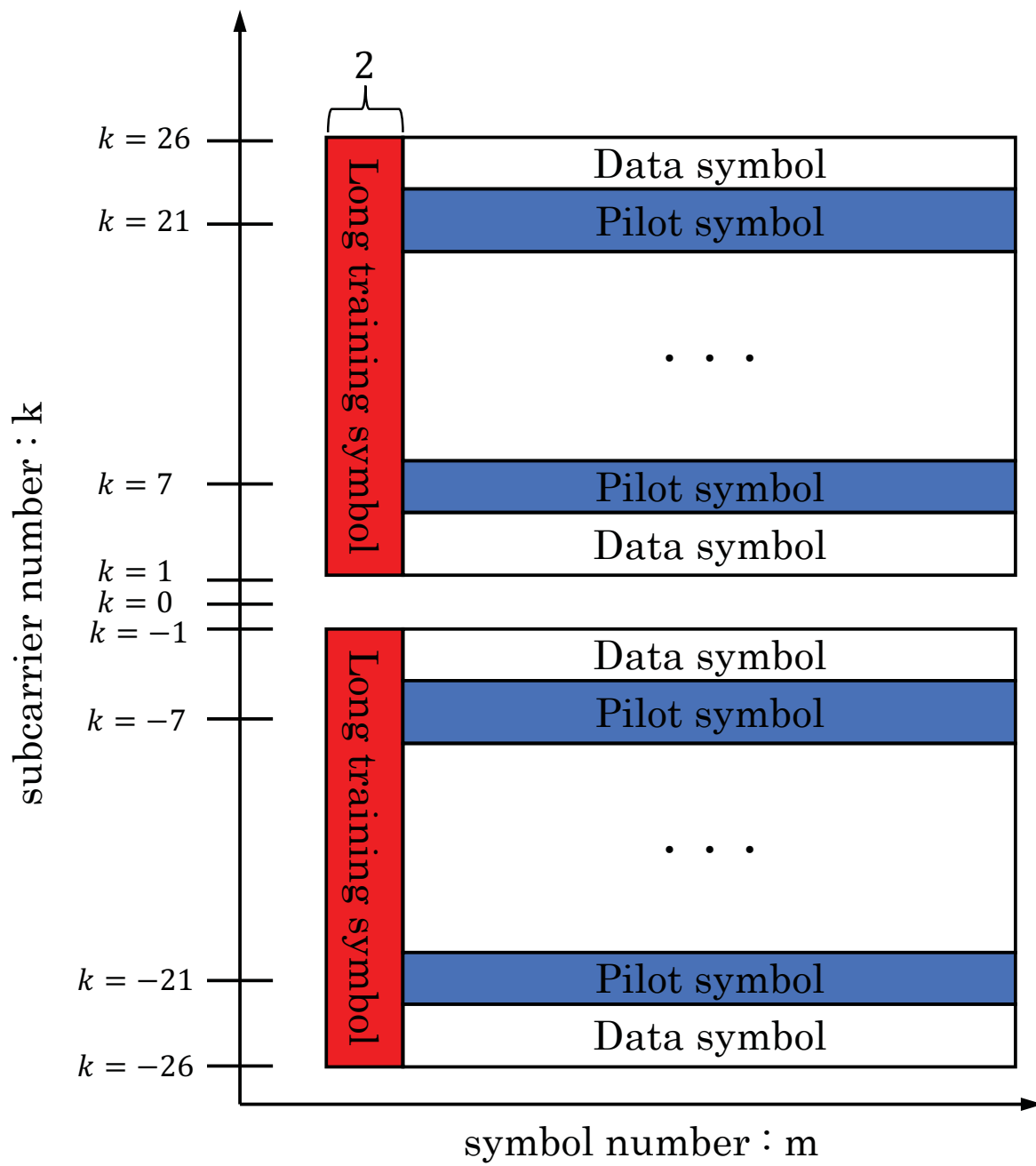


図 2.6 フレーム構成

2.4 実験における観測帯域幅の設定

IEEE 802.11a では使用可能な帯域幅が 20MHz であったが、IEEE 802.11n では使用可能な帯域幅が 20/40MHz に、IEEE 802.11ac では 80/160MHz となった。図 2.7 に 5GHz 帯におけるチャンネル割り当ての図を示す。802.11n、802.11ac では隣り合う複数のチャンネルを同時に利用することによって使用帯域幅を増加することが可能となっている。図 2.7 の青線で囲むように 2 つのチャンネルを使用したときは帯域幅が 40MHz、赤線で囲むように 4 つのチャンネルを使用したときは帯域幅が 80MHz となる。802.11ac では最大 8 つのチャンネルを利用でき帯域幅が 160MHz とすることができる。複数の帯域を使用することにより帯域幅は増加するが、人が多い場所においては使用できるチャンネルを減らすことになるので不向きとなる。そのため本研究において使用する帯域は 20、40、80MHz の 3 つとする。

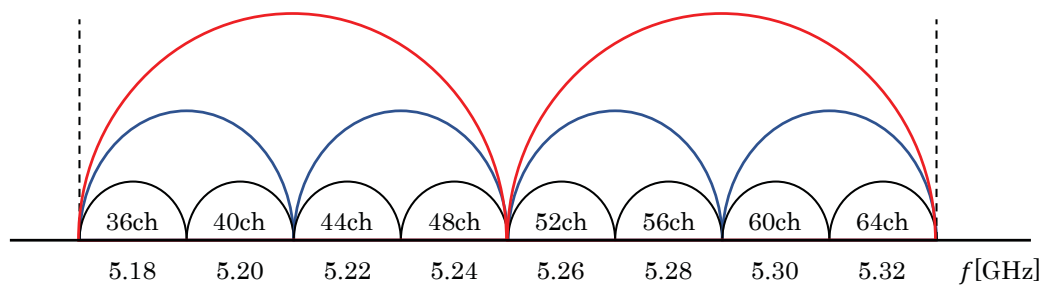


図 2.7 5GHz 帯のチャンネル割り当て

2.5 逆フーリエ変換を用いた端末位置推定

2.5.1 2×2 LCX-MIMO システムにおける 1 次元端末位置推定

図 2.8 に LCX を用いた 1 次元端末位置推定システムを示す．信号が LCX の両端に到達する時間 τ_1 、 τ_2 は幾何学的に以下の式で表される．

$$\tau_1 = \frac{y}{c \cos \theta} + \frac{1}{c\nu} \left(\frac{L}{2} + x - y \tan \theta \right) \quad (2.5.1)$$

$$\tau_2 = \frac{y}{c \cos \theta} + \frac{1}{c\nu} \left(\frac{L}{2} - x - y \tan \theta \right) \quad (2.5.2)$$

c は光速、 ν は LCX の波長短縮率、 L は LCX の全長、 θ は LCX の最大放射角、 x, y は送信端末の座標を表す．このとき y の値は既知であるとする．式 (2.5.1) と式 (2.5.2) の差から以下の式が表される．

$$\tau_1 - \tau_2 = \frac{2x}{c\nu} \quad (2.5.3)$$

式 (2.5.3) から各到来信号の時間差から端末の x 座標を推定することができる．

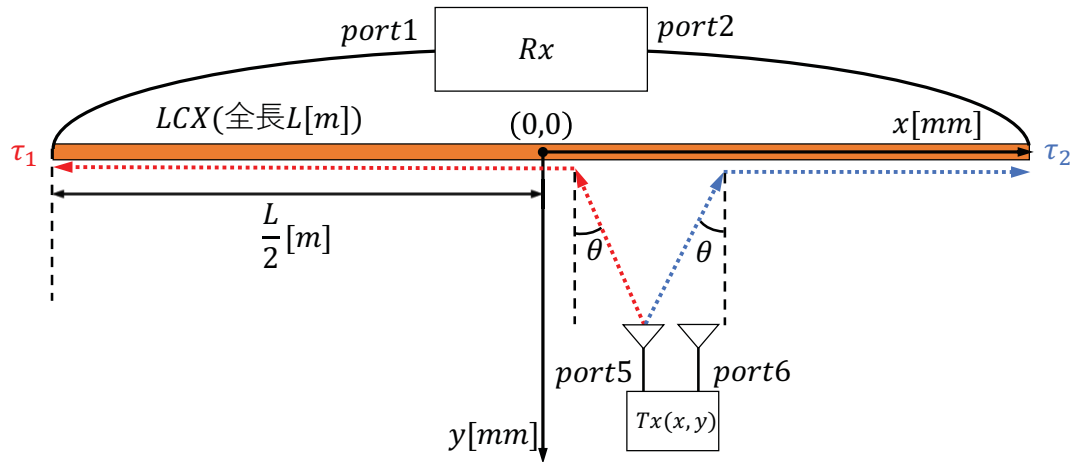


図 2.8 1 次元位置推定システム

2.5.2 4 × 4LCX-MIMO システムにおける 2 次元端末位置推定

図 2.8 に LCX を用いた 2 次元端末位置推定システムを示す．信号が 2 本の LCX の両端に到達する時間 τ_1 、 τ_2 、 τ_3 、 τ_4 は幾何学的に以下の式で表される．

$$\tau_1 = \frac{y}{c \cos \theta_1} + \frac{1}{c\nu_1} \left(\frac{L}{2} + x - y \tan \theta_1 \right) \quad (2.5.4)$$

$$\tau_2 = \frac{y}{c \cos \theta_1} + \frac{1}{c\nu_1} \left(\frac{L}{2} - x - y \tan \theta_1 \right) \quad (2.5.5)$$

$$\tau_3 = \frac{y}{c \cos \theta_2} + \frac{1}{c\nu_2} \left(\frac{L}{2} + x - y \tan \theta_2 \right) \quad (2.5.6)$$

$$\tau_4 = \frac{y}{c \cos \theta_2} + \frac{1}{c\nu_2} \left(\frac{L}{2} - x - y \tan \theta_2 \right) \quad (2.5.7)$$

c は光速、 θ_1 、 θ_2 はそれぞれの LCX の最大放射角、 ν_1 、 ν_2 はそれぞれの LCX の波長短縮率、 x 、 y は送信端末の座標を表す．式 (2.5.3) と同様に到来時間の差は以下のように表される．

$$\tau_1 - \tau_2 = \frac{2x}{c\nu_1} \quad (2.5.8)$$

$$\tau_3 - \tau_4 = \frac{2x}{c\nu_2} \quad (2.5.9)$$

式 (2.5.8) と式 (2.5.9) から各到来信号の時間差から端末の x 座標を推定することができる．式 (2.5.4) と式 (2.5.6)、式 (2.5.5) と式 (2.5.7) より以下の式が導かれる．

$$y = \frac{c(\tau_1 - \tau_3)}{g(\theta_1, \theta_2, \nu)} \quad (2.5.10)$$

$$y = \frac{c(\tau_2 - \tau_4)}{g(\theta_1, \theta_2, \nu)} \quad (2.5.11)$$

このとき、 $g(\theta_1, \theta_2, \nu)$ は以下の式で表される．

$$g(\theta_1, \theta_2, \nu) = \frac{1}{\cos \theta_1} - \frac{1}{\cos \theta_2} - \frac{1}{\nu} (\tan \theta_1 + \tan \theta_2) \quad (2.5.12)$$

上記の式より端末の y 座標を推定することができる．

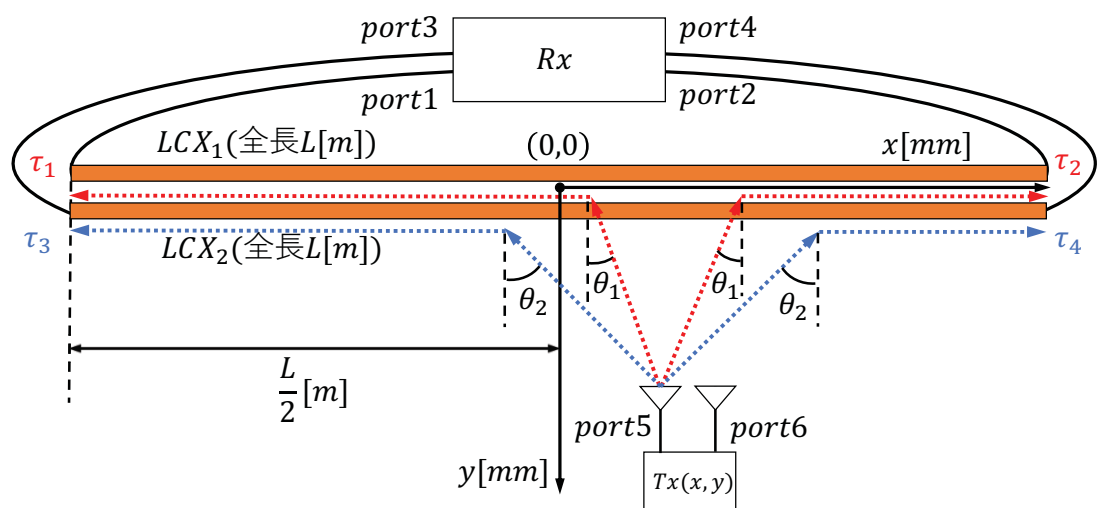


図 2.9 2次元位置推定システム

2.5.3 測定と計算の流れ

電波暗室内において LCX の中点を原点として座標を定め、図 2.10 に示す範囲に端末を設置し測定を行った。端末の y 座標が 1.0 のとき、 x 座標が 0 から 6.0198 までの 238 ポイントで端末を静止させ測定を行った。 y 座標が 2.0 のときも同様に測定を行った。計算の流れを表すブロックダイアグラムを図 2.11 に示す。送信機から LCX に送信された信号は LCX の両端からそれぞれ受信機に送られる。得られた S パラメータは逆フーリエ変換によりそれぞれ処理され時間応答が生成される。時間応答の最大値を求めることからピーク時間を求め、2 つのピーク時間の差から端末の x 座標を求める。

S パラメータに付加雑音を加えることで SNR を定める。以下に付加雑音 $n_{add}(f)$ の式を示す。

$$n_{add}(f) = \sqrt{\frac{|H(f)|^2}{snr0}}(a + ib) \quad (2.5.13)$$

$$snr0 = 10^{\frac{SNR}{10}} \quad (2.5.14)$$

SNR はそのとき定めた SNR の値を代入する。 a と b はランダム変数である。周波数の 2 乗平均を SNR の値で割った後、根号を求める。求めた数値とランダム生成した複素数を掛け合わせることで付加雑音を生成する。

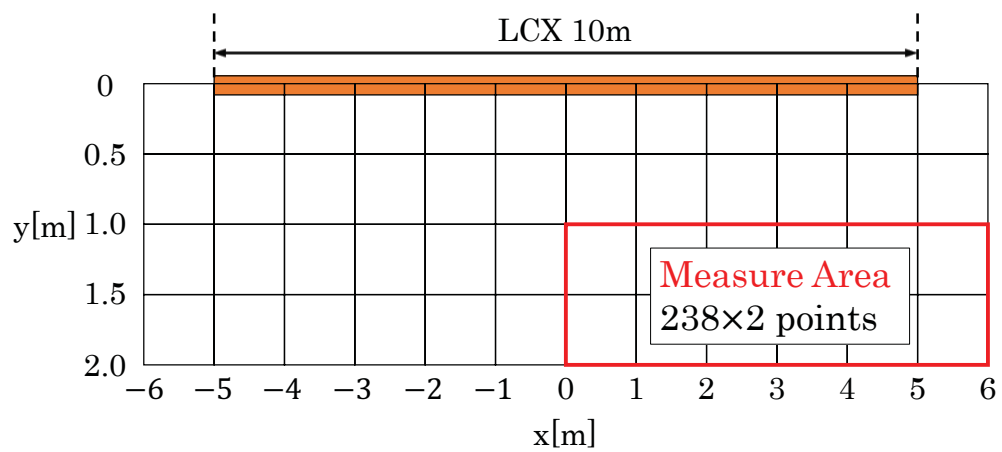


図 2.10 測定範囲

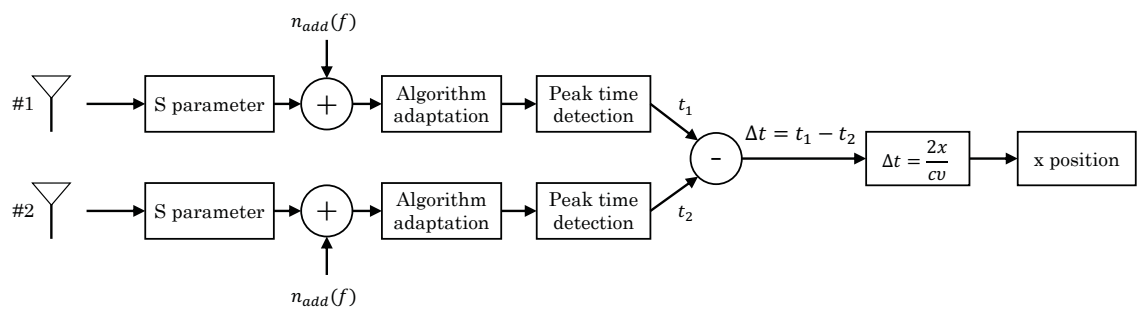


図 2.11 ブロックダイアグラム

2.5.4 時間応答推定

図 2.10 のように座標をとるとき、 (x,y) が $(1.016,1)$ 、 $(2.0066,1)$ の点における観測周波数を図 2.12 に示す．計算諸元を表 2.1 に示す．周波数帯域幅は 20MHz とし、SNR は 20dB とした．図 2.9 で示すように port5 から送られた信号が port1,2,3,4 に送られたときそれらの時間応答を $h_{15}, h_{25}, h_{35}, h_{45}$ とする．また、 h_{15}, h_{25} に対応するのが LCX_1 、 h_{35}, h_{45} に対応するのが LCX_2 とする．図 2.13、2.14 に観測周波数から求めた時間応答のグラフを示す．周波数帯域幅が 20MHz であるので時間分解能は 50ns となる． $h(\tau)$ が最大値であるときの x 軸の値をピーク時間とする．図 2.13 では全て 50ns がピーク時間、図 2.14 では h_{15} が 100ns、それ以外は 50ns がピーク時間となる．求めたピーク時間から x 座標を求めると実際の x 座標が 1.016 であるとき、どちらも 0m と求まり、実際の x 座標が 2.0066 であるとき、6.225、0m と求まった．数 m 単位で推定誤差が生じることがわかった．

ここで到来時間の差と x 座標の関係について考える．到来時間の差を $\Delta\tau$ とおく．式 (2.5.3) より x 座標が 1 動くとき、端末が 1m 移動するとき $\Delta\tau$ は約 8ns 変化する．つまり 1m 以下の推定精度を持つためには 8ns 以下の時間分解能が必要となる．今回の場合時間分解能が 50ns であるため、距離分解能は約 6m となった．そのため数 m 単位で推定誤差が生じることとなった．

表 2.1 計算諸元

データサイズ	65
観測周波数 [GHz]	5.17-5.19
帯域幅 [MHz]	20
周波数ビン [kHz]	312.5
FFT サイズ	128
到来信号数	1
LCX 全長 [m]	10
最大放射角 [deg]	$LCX_1:-18, LCX_2:-11$
波長短縮率 ν	0.83
光速 [m/s]	3.0×10^8
SNR[dB]	20

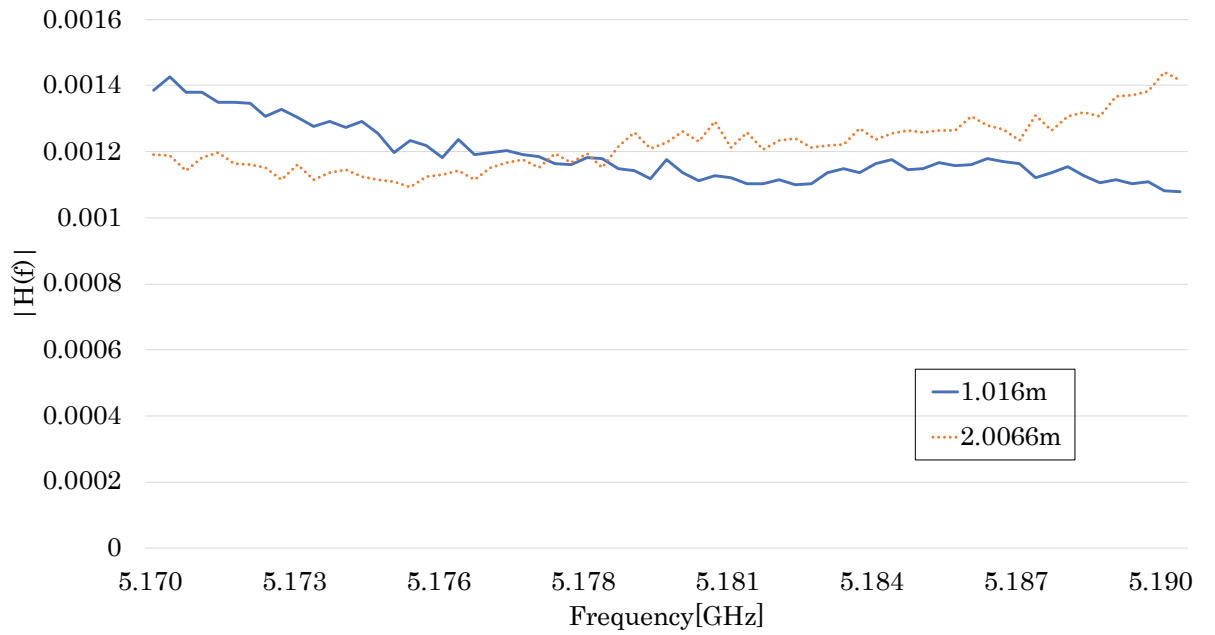


図 2.12 2 地点における観測周波数 (帯域幅 20MHz)

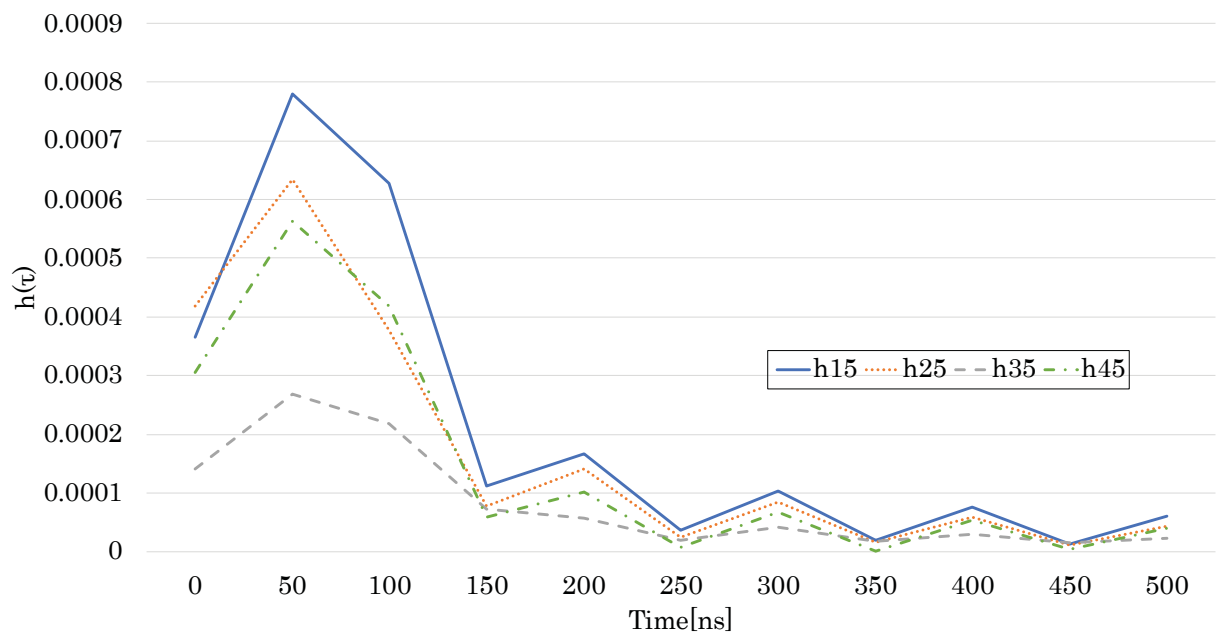


図 2.13 $x=1.016$ における逆フーリエ変換による時間応答

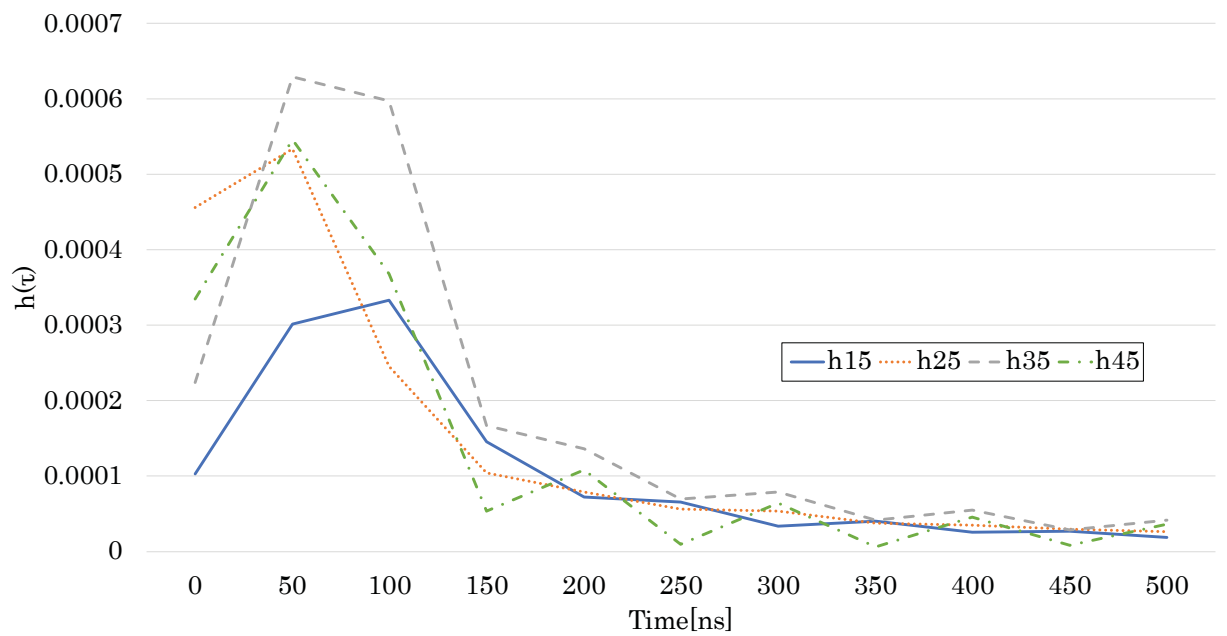


図 2.14 $x=2.0066$ における逆フーリエ変換による時間応答

表 2.2 計算諸元

データサイズ	257
観測周波数 [GHz]	5.17-5.25
帯域幅 [MHz]	80
周波数ビン [kHz]	312.5
FFT サイズ	512
到来信号数	1
LCX 全長 [m]	10
最大放射角 [deg]	$LCX_1:-18, LCX_2:-11$
波長短縮率 ν	0.83
光速 [m/s]	3.0×10^8
SNR[dB]	20

表 2.2 に次の実験の計算諸元を示す．y 座標は 1、x 座標は全ての点において計算を行った．先ほどと同じように各点において観測周波数から時間応答、ピーク時間を求めた．周波数帯域幅は 80MHz であるので、時間分解能は 12.5ns となる．図 2.15 に x 座標全点におけるピーク時間の推定結果を表したグラフを示す．端末が LCX の端に近づくにつれ h15,h35 のピーク時間は大きくなり、h25,h45 のピーク時間は小さくなることがわかる．図 2.16 に LCX_1 、 LCX_2 での時間応答の差 $\Delta\tau$ を求めた結果を示す．Theory は式 (2.5.3) から求めた理論値を表している．図 2.17 に各地点における位置推定の結果を示す．Theory は端末が実際にある x 座標を表す．時間応答の差を示した図 2.16 と似た形をしており、時間応答の差が位置推定の精度に結び付くことがわかる．

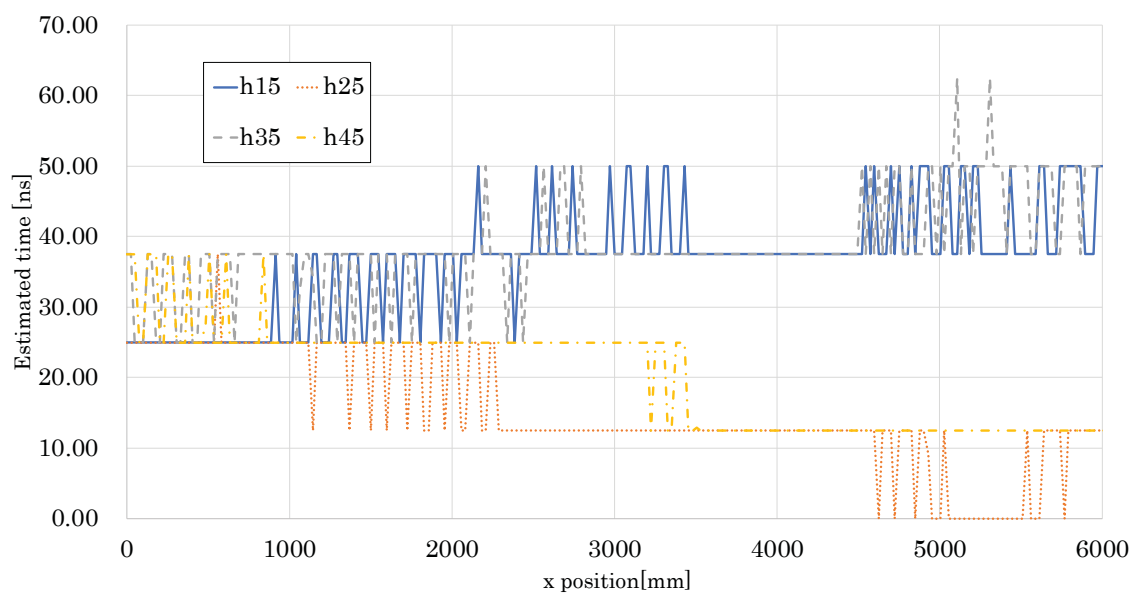


図 2.15 周波数帯域幅 80MHz のときの各地点における時間応答

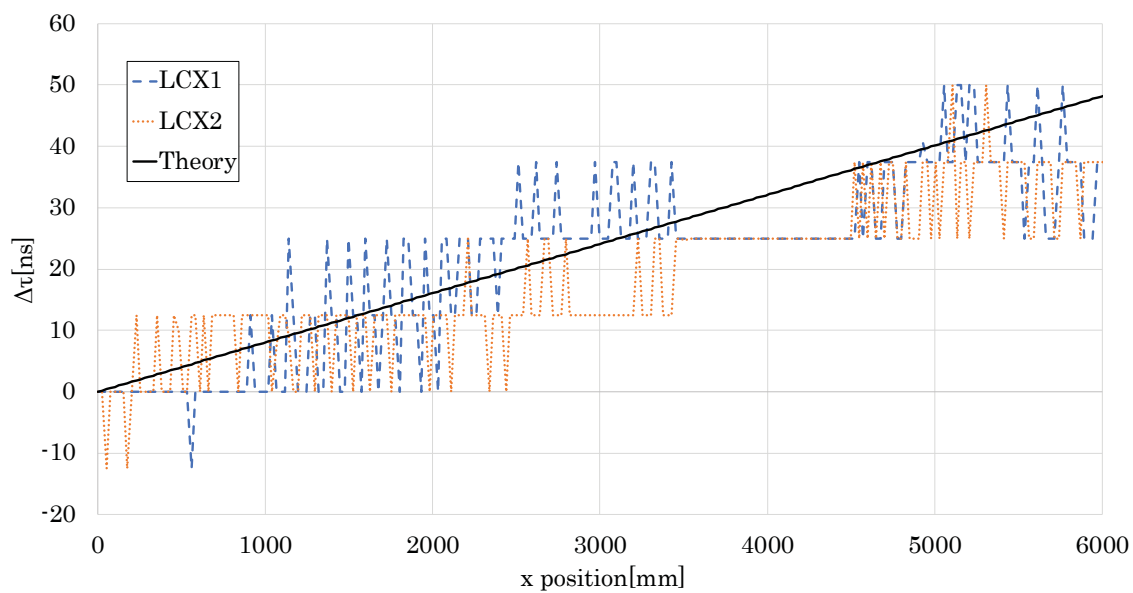


図 2.16 周波数帯域幅 80MHz のときの各地点における時間応答の差

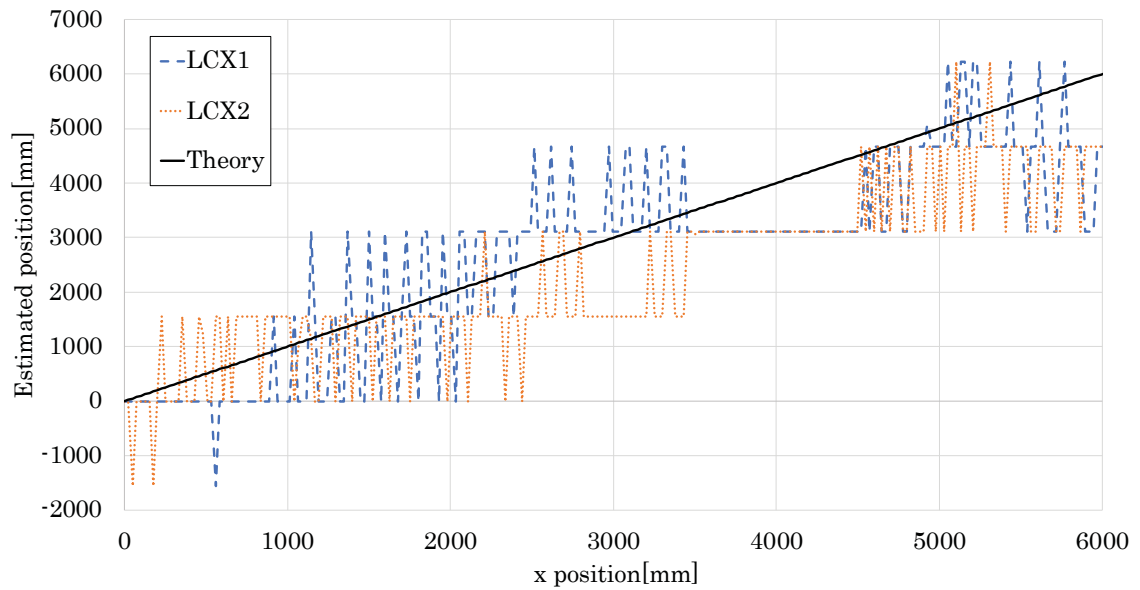


図 2.17 周波数帯域幅 80MHz のときの各地点における推定位置

図 2.18、2.19 に逆フーリエ変換を用いて端末位置推定したときの絶対誤差を CDF(Cumulative Distribution Function) を用いて表す．使用周波数帯域幅は 20、40、80MHz とし、FFT サイズは 128、256、512、それら以外は表 2.2 と同様に設定する．いずれの帯域幅を用いた推定においても 1m 以下の誤差を達成するのは 7 割以下という結果になった．多数の無線端末の位置推定を行うためには狭い帯域幅を用いた状況で位置推定を行うことが求められる．そのため逆フーリエ変換ではない別の方法で高い時間分解能を達成する必要がある．次章ではより高精度な端末位置推定ができる高精度時間推定の解説をする．

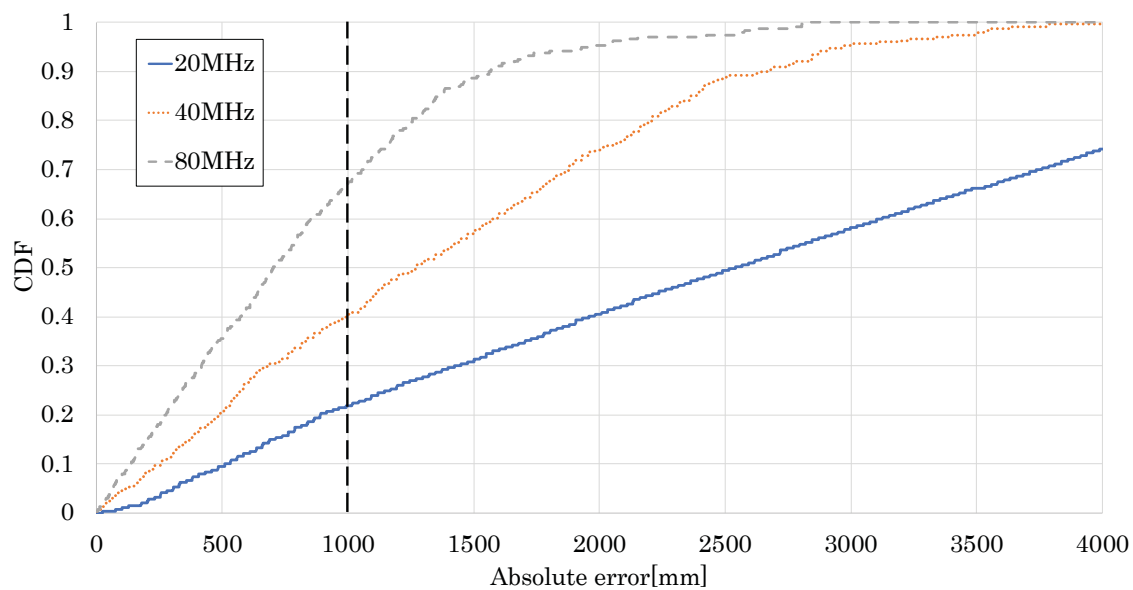


図 2.18 逆フーリエ変換による推定位置の絶対誤差 (LCX_1)

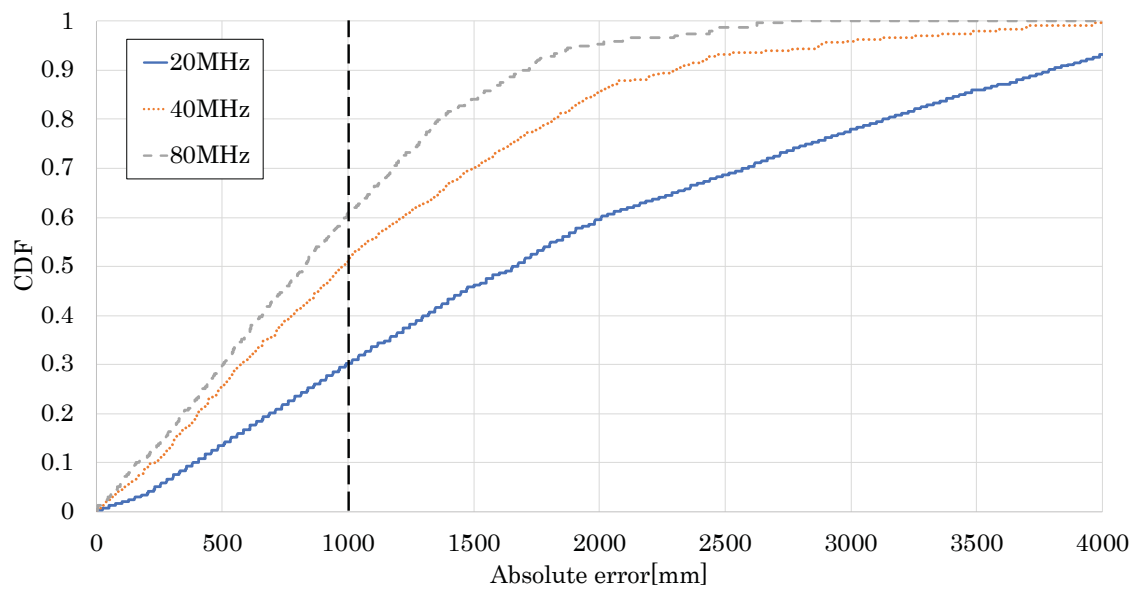


図 2.19 逆フーリエ変換による推定位置の絶対誤差 (LCX_2)

第 3 章 高分解能周波数推定を用いた端末位置推定

3.1 到来時間推定アルゴリズム

2.5.4 節で示したように逆フーリエ変換による端末位置推定では高精度の位置推定を達成できない．時間分解能 8ns 以下を達成する場合、 125MHz 以上の周波数帯域幅が求められる．IEEE 802.11ac では 160MHz の周波数帯域幅を確保することができ、その時の時間分解能は 6.25ns となる．この場合大部分のチャンネルを 1 つの端末が占有することとなる．多くの端末が存在する環境下では狭い帯域幅を利用した端末位置推定が必要とされるため、 160MHz の帯域幅を用いることは不適となる．逆フーリエ変換を用いた時間分解能では不十分であるため、より大きな時間分解能を求めるために MUSIC 法、ESPRIT 法の 2 つのアルゴリズムを適用する．

3.1.1 MUSIC 法

MUSIC 法は信号の相関行列の固有値、固有ベクトルを用いて信号の解析を行う。使用する周波数帯域中での測定ポイントの数を N 個、測定ポイントの番号を i ($i = 1, \dots, N$)、到来信号の数を d とする。入力信号 $s_i(f)$ 、出力信号 $\mathbf{x}(f)$ 以下のように表せると仮定する。

$$s_i(f) = u(f_i) \cos(\omega_0 t + v(f_i)) \quad (3.1.1)$$

$$x_i(f) = \sum_{i=1}^d \mathbf{a}(\tau_i) s_i(f) + \mathbf{n}(f) \quad (3.1.2)$$

$u_i(f)$ は振幅、 $v_i(f)$ は位相、 $\mathbf{n}(f)$ は雑音である。 $\mathbf{a}(\tau_i)$ はフーリエ演算子で構成されるベクトルであり、以下のように構成する、

$$\mathbf{a}(\tau_i) = [\exp(-j2\pi f_1 \tau_i), \exp(-j2\pi f_2 \tau_i), \dots, \exp(-j2\pi f_N \tau_i)]^T. \quad (3.1.3)$$

ここで T は行列の転置を表す。 $\mathbf{s}(f) = [s_1(f), \dots, s_d(f)]^T$ 、 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\tau_1), \dots, \mathbf{a}(\tau_d)]$ 、 $\mathbf{x} = [x_1(f), \dots, x_N(f)]$ とすると式 (3.1.3) は以下のように表せる。

$$\mathbf{x}(f) = \mathbf{A}\mathbf{s}(f) + \mathbf{n}(f) \quad (3.1.4)$$

出力信号の相関行列 $\mathbf{R}_{xx}$ は次式で表される。

$$\mathbf{R}_{xx} = E\{\mathbf{x}(f)\mathbf{x}^H(f)\} \quad (3.1.5)$$

$E\{\}$ はアンサンブル平均、 H はエルミート共役を表す。式 (3.1.4)、(3.1.5) より $\mathbf{R}_{xx}$ は以下のように表される。

$$\mathbf{R}_{xx} \stackrel{\text{def}}{=} \mathbf{A}\mathbf{R}_{SS}\mathbf{A}^H + \sigma^2 \Sigma_n \quad (3.1.6)$$

このとき、 $\mathbf{R}_{SS} = E\{\mathbf{s}(f)\mathbf{s}^H(f)\}$ である。 $\mathbf{R}_{xx}$ の固有値、固有ベクトルを $\mathbf{\Lambda}$ 、 $\bar{\mathbf{E}}$ とする。 $\mathbf{\Lambda} = \{\lambda_1, \dots, \lambda_N\}, \lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_N, \bar{\mathbf{E}} = [\mathbf{e}_1 | \dots | \mathbf{e}_N]$ とする。 $\bar{\mathbf{E}}$ を図 3.1 のように信号の固有値に対応する固有ベクトル $\mathbf{E}_S = [\mathbf{e}_1 | \dots | \mathbf{e}_d]$ と雑音に対応する固有ベクトル $\mathbf{E}_N = [\mathbf{e}_{d+1} | \dots | \mathbf{e}_N]$ に分ける。雑音の固有ベクトルに対応する $\mathbf{E}_N$ に

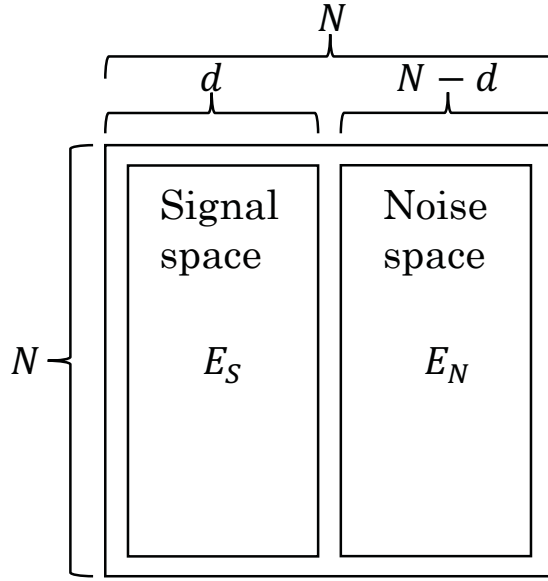


図 3.1 MUSIC 法での $\bar{\mathbf{E}}$ の構造

よって張られる雑音部分空間と信号部分空間は直交しているため、以下の式が成り立つ．

$$\mathbf{e}_m^H \mathbf{a}(\tau_i) = 0 \quad (m = d + 1, \dots, m) \quad (3.1.7)$$

上記の式の関係から以下の式で表される疑似スペクトルを生成する．

$$\mathbf{P}(\tau) = \frac{\mathbf{a}^H(\tau) \mathbf{a}(\tau)}{\mathbf{a}^H(\tau) \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{a}(\tau)} \quad (3.1.8)$$

この疑似スペクトルのピークを探索することで到来信号の遅延時間を検出する．このとき、疑似スペクトルの分解能の大きさを設定することができる．

以下に MUSIC 法の手順をまとめる．

1. 測定値から相関行列 $\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{x}(f) \mathbf{x}(f)^H$ を求める．
2. $\mathbf{R}_{xx}$ から固有値 Λ 、固有ベクトル $\bar{\mathbf{E}}$ を求める．
3. 固有値を大きさ順に並び替え、雑音固有ベクトル $\mathbf{E}_N$ を求める．
4. $\mathbf{P}(\tau) = \frac{\mathbf{a}^H(\tau) \mathbf{a}(\tau)}{\mathbf{a}^H(\tau) \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{a}(\tau)}$ を計算し、 d 個のピーク値をとる τ が求める遅延時間となる．

3.1.2 ESPRIT 法

ESPRIT 法は到来信号の位相差を用いて信号の解析を行う．使用する周波数帯域中での測定ポイントの数を $N+1$ 個、到来信号の数が d 波とする．このとき測定ポイントは等間隔に Δf だけ離れて並んでいるとする．図 3.2 のように受信信号を $\mathbf{x}(f)$ と $\mathbf{y}(f)$ の 2 つに分けるとする．入力信号が式 (3.1.1) であるとき、 $\mathbf{x}(f)$ 、 $\mathbf{y}(f)$ での受信信号は以下のように表される．

$$\mathbf{x}(f) = \mathbf{A}\mathbf{s}(f) + \mathbf{n}_x(f), \quad (3.1.9)$$

$$\mathbf{y}(f) = \mathbf{A}\Phi\mathbf{s}(f) + \mathbf{n}_y(f), \quad (3.1.10)$$

ここで、

$$\Phi = \text{diag}\{\exp(-j\gamma_1), \dots, \exp(-j\gamma_d)\}, \quad \gamma_k = 2\pi\Delta f\tau_k \quad (3.1.11)$$

$$\mathbf{a}(\tau_i) = [\exp(-j2\pi f_1\tau_i), \exp(-j2\pi f_2\tau_i), \dots, \exp(-j2\pi f_N\tau_i)]^T \quad (3.1.12)$$

$\mathbf{z}(f)$ 、 $\bar{\mathbf{A}}$ を以下のように定義する．

$$\mathbf{z}(f) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(f) \\ \mathbf{y}(f) \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{A}}\Phi\mathbf{s}(f) + \mathbf{n}_z(f) \quad (3.1.13)$$

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{A}\Phi \end{bmatrix}, \quad \mathbf{n}_z(f) = \begin{bmatrix} \mathbf{n}_x(f) \\ \mathbf{n}_y(f) \end{bmatrix} \quad (3.1.14)$$

$\mathbf{z}(f)$ の相関行列 $\mathbf{R}_{zz}$ を式 (3.1.5) と同様に求め、 $\mathbf{R}_{zz}$ の固有値、固有ベクトルを $\mathbf{\Lambda} = \{\lambda_1, \dots, \lambda_{2N}\}, \lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_m, \bar{\mathbf{E}} = [\mathbf{e}_1 | \dots | \mathbf{e}_{2N}]$ とする．信号の固有値に対応する固有ベクトルを $\bar{\mathbf{E}}_S$ とする． $\bar{\mathbf{E}}$ とステアリングベクトルが張る部分空間はどちらも信号部分空間となるため、 d 次の正則な行列 T が唯一存在する．

$$\bar{\mathbf{E}}_S = \bar{\mathbf{A}}T \quad (3.1.15)$$

図 3.3 のように $\mathbf{E}_S$ を (N, d) 行列の $\mathbf{E}_X$ 、 $\mathbf{E}_Y$ に分ける．

$$\bar{\mathbf{E}}_S = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_X \\ \mathbf{E}_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}T \\ \mathbf{A}\Phi T \end{bmatrix} \quad (3.1.16)$$

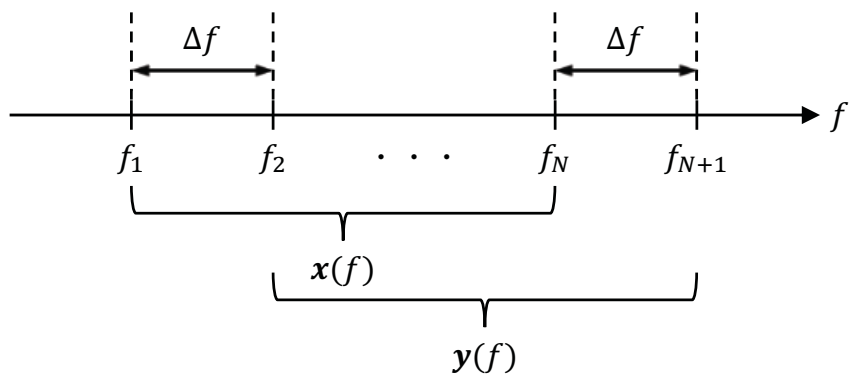


図 3.2 周波数測定ポイントのグループ分け

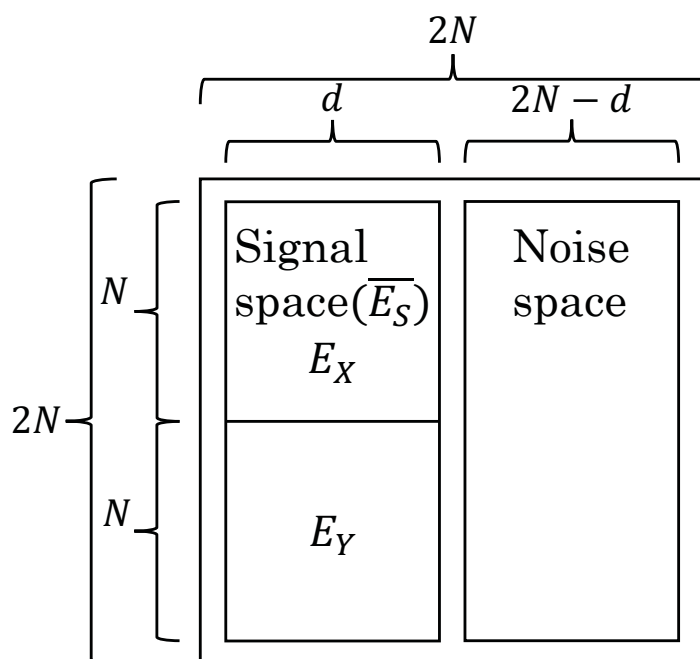


図 3.3 ESPRIT 法での $\bar{\boldsymbol{E}}$ の構造

$\mathbf{E}_X$ と $\mathbf{E}_Y$ の関係より以下の式が成り立つ.

$$\mathbf{E}_X \mathbf{\Psi} = \mathbf{E}_Y \quad (3.1.17)$$

$$\mathbf{\Psi} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{\Phi} \mathbf{T} \quad (3.1.18)$$

式 (3.1.18) から $\mathbf{\Phi}$ を求めることによって、時間 τ_k を求めることができる. $\mathbf{T}$ 、 $\mathbf{\Phi}$ は $\mathbf{\Psi}$ の固有値行列、固有値ベクトルに対応しており、 $\mathbf{\Psi}$ は $\mathbf{E}_X$ 、 $\mathbf{E}_Y$ より求めることができる. この $\mathbf{\Psi}$ を求める際に LS(Least-Squares) 法と TLS(Total Least-Squares) 法のどちらかが用いられる. TLS 法の方が精度が高いため、本研究では TLS 法を用いる [16].

TLS 法は $\mathbf{E}_X$ 、 $\mathbf{E}_Y$ には測定の際に誤差が含まれているため、誤差を最小化し $\mathbf{\Psi}$ を求めるという考えである. $\mathbf{E}_X$ 、 $\mathbf{E}_Y$ に含まれる誤差の行列を $\mathbf{R}_X$ 、 $\mathbf{R}_Y$ とするとき、

$$[\mathbf{E}_X + \mathbf{R}_X] \mathbf{\Psi} = \mathbf{E}_Y + \mathbf{R}_Y \quad (3.1.19)$$

上記の式を以下のように変形する.

$$[(\mathbf{E}_X + \mathbf{R}_X)(\mathbf{E}_Y + \mathbf{R}_Y)] \begin{bmatrix} \mathbf{\Psi} \\ -\mathbf{I}_d \end{bmatrix} = 0 \quad (3.1.20)$$

ここで $\mathbf{I}_d$ は単位行列である. 上記の式を満たす $\mathbf{\Psi}$ を見つける必要がある.

$\mathbf{E}_{XY} = \mathbf{E}_X \mathbf{E}_Y$ とし、 $(2d, 2d)$ のエルミート行列、ランクが d の $\mathbf{E}_T = \mathbf{E}_{XY}^H \mathbf{E}_{XY}$ とする. $\mathbf{E}_T$ を以下のように固有値展開する.

$$\mathbf{E}_T = \mathbf{V} \mathbf{U} \mathbf{V}^H \quad (3.1.21)$$

$\mathbf{V}$ 、 $\mathbf{U}$ はそれぞれ $\mathbf{E}_T$ の固有ベクトル、固有値の行列であり、共に $(2d, 2d)$ の行列である. $\mathbf{E}_T$ がエルミート行列であることから $\mathbf{V} \mathbf{V}^H = \mathbf{I}_{2d}$ が成り立ち、 $\mathbf{U}$ は以下のように表すことができる [17].

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_d & \mathbf{0}_{12} \\ \mathbf{0}_{21} & \mathbf{0}_{22} \end{bmatrix} \quad (3.1.22)$$

$\mathbf{U}_d$ は (d, d) の行列、 $\mathbf{0}_{12}$ 、 $\mathbf{0}_{21}$ 、 $\mathbf{0}_{22}$ は要素が全て 0 である (d, d) の行列である. $\mathbf{V}$ を以下のように 4 つの (d, d) 行列に分けると、 $\mathbf{V}_{12}$ 、 $\mathbf{V}_{22}$ の部分が $\mathbf{0}_{12}$ 、 $\mathbf{0}_{22}$ に対

応する.

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{11} & \mathbf{V}_{12} \\ \mathbf{V}_{21} & \mathbf{V}_{22} \end{bmatrix} \quad (3.1.23)$$

$\mathbf{V}_{12}$ 、 $\mathbf{V}_{22}$ を用いて以下の式を表すことができる.

$$[(\mathbf{E}_X + \mathbf{R}_X)(\mathbf{E}_Y + \mathbf{R}_Y)] \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{12} \\ \mathbf{V}_{22} \end{bmatrix} = 0 \quad (3.1.24)$$

式 (3.1.20) と式 (3.1.24) を見比べたとき、 $\mathbf{V}_{22}$ を単位行列 $-\mathbf{I}_d$ と揃えると一致させることができる. 式 (3.1.24) の両辺に $-\mathbf{V}_{22}^{-1}$ を掛けることで一致させることができ、以下の式が得られる,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{\Psi} \\ -\mathbf{I}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{V}_{12}\mathbf{V}_{22}^{-1} \\ -\mathbf{V}_{22}\mathbf{V}_{22}^{-1} \end{bmatrix}. \quad (3.1.25)$$

これより $\mathbf{\Psi}$ を求めることができる.

以下に ESPRIT 法の手順をまとめる.

1. 測定値から相関行列 $\mathbf{R}_{zz}$ を求める.
2. $\mathbf{R}_{zz}$ から固有値行列 Λ 、固有ベクトルの行列 $\bar{\mathbf{E}}$ を求める.
3. 固有値を大きさ順に $\bar{\mathbf{E}}$ 内の固有ベクトル列を並び替え、信号に対応する固有ベクトル行列 $\mathbf{E}_S$ を求め、 $\mathbf{E}_X$ 、 $\mathbf{E}_Y$ に分割する.
4. $\mathbf{E}_{XY} = \mathbf{E}_X \mathbf{E}_Y$ とし $\mathbf{E}_T = \mathbf{E}_{XY}^H \mathbf{E}_{XY}$ から行列 $\mathbf{E}_T$ を求める.
5. $\mathbf{E}_T$ を固有値分解し、固有ベクトル行列 $\mathbf{V}$ を求める.

$$\mathbf{E}_T = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_X^H \\ \mathbf{E}_Y^H \end{bmatrix} [\mathbf{E}_X | \mathbf{E}_Y] = \mathbf{V} \mathbf{U} \mathbf{V}^H \quad (3.1.26)$$

6. $\mathbf{V}$ から $\mathbf{V}_{12}$ 、 $\mathbf{V}_{22}$ を求める.

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{11} & \mathbf{V}_{12} \\ \mathbf{V}_{21} & \mathbf{V}_{22} \end{bmatrix}. \quad (3.1.27)$$

7. $\mathbf{\Psi} = -\mathbf{V}_{12}\mathbf{V}_{22}^{-1}$ を計算し、 $\mathbf{\Psi}$ の固有値展開をし、 Φ を求める.
8. i 番目の信号に対応する固有値を ϕ_i とし、以下の式から τ_i を求める.

$$\tau_i = -\frac{\arg \phi_i}{2\pi \Delta f} \quad (3.1.28)$$

3.2 アルゴリズムの特性評価

3.2.1 MUSIC 法の特性評価

2.5.4 節と同様に (x,y) が $(1.016,1)$ 、 $(2.0066,1)$ の点における時間推定を MUSIC 法を用いて行う．表 3.1 に計算諸元を示す．周波数帯域幅は 20MHz とし、SNR は 20dB とした．図 3.4～3.9 に MUSIC 法を用いたときの時間応答の概形を示す．MUSIC 法は時間の疑似分解能を設定することができ、図はそれぞれ 5ns、1ns、0.5ns として時間応答の推定を行った． $\log_{10}P(\tau)$ が最大値となることをピーク時間とした． (x,y) が $(1.016,1)$ のとき、h15 のピーク時間を見ると、それぞれ 30ns、31ns、31.5ns と徐々に詳細に観測できていることがわかる．

表 3.1 計算諸元

データサイズ	65
観測周波数 [GHz]	5.17-5.19
帯域幅 [MHz]	20
周波数ビン [kHz]	312.5
MUSIC 法の疑似時間分解能 [ns]	5,1,0.5
到来信号数	1
LCX 全長 [m]	10
最大放射角 [deg]	$LCX_1:-18, LCX_2:-11$
波長短縮率 ν	0.83
光速 [m/s]	3.0×10^8
SNR[dB]	20

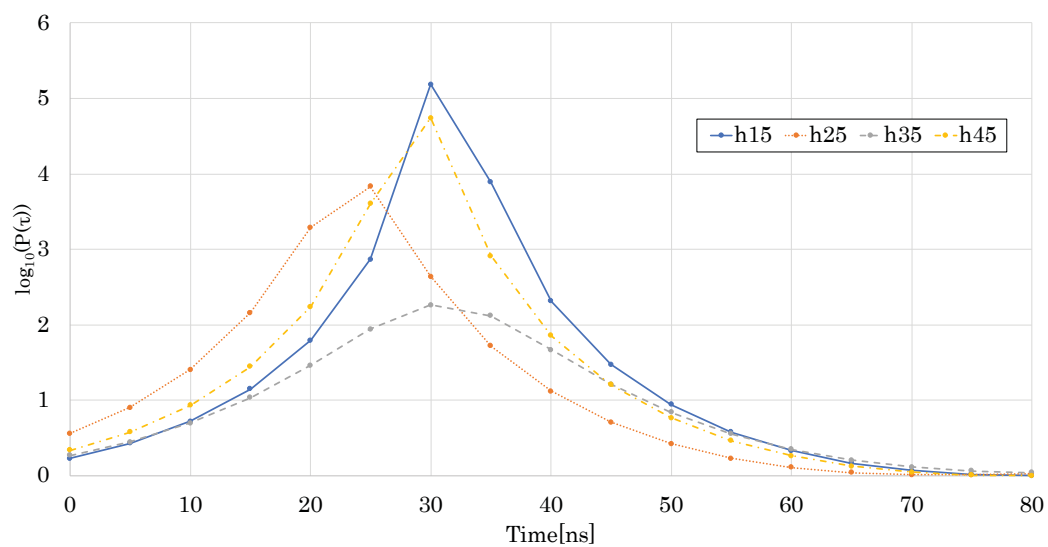


図 3.4 $x=1.016$ における MUSIC 法 (疑似分解能 5ns) を適応した場合の時間応答

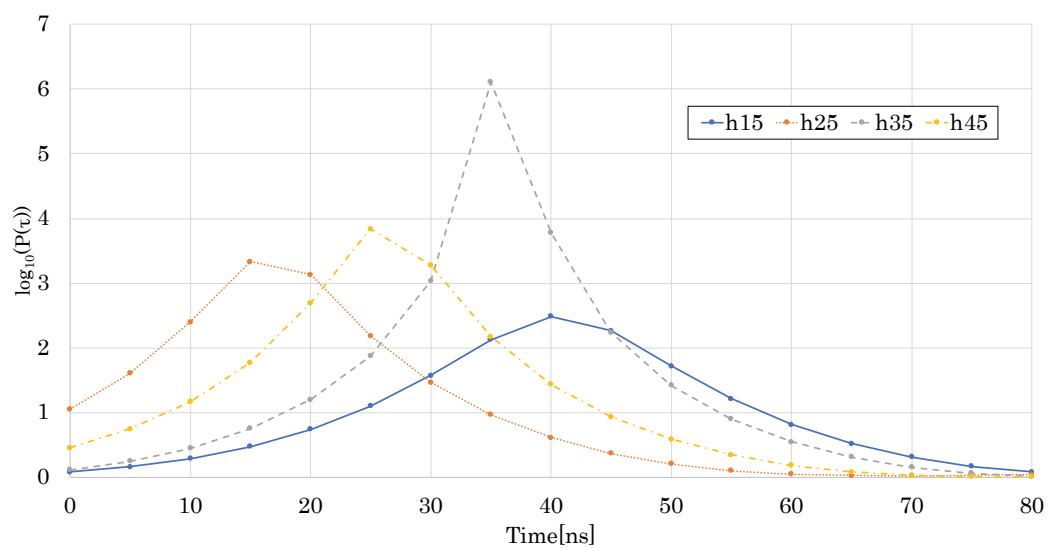


図 3.5 $x=2.0066$ における MUSIC 法 (疑似分解能 5ns) を適応した場合の時間応答

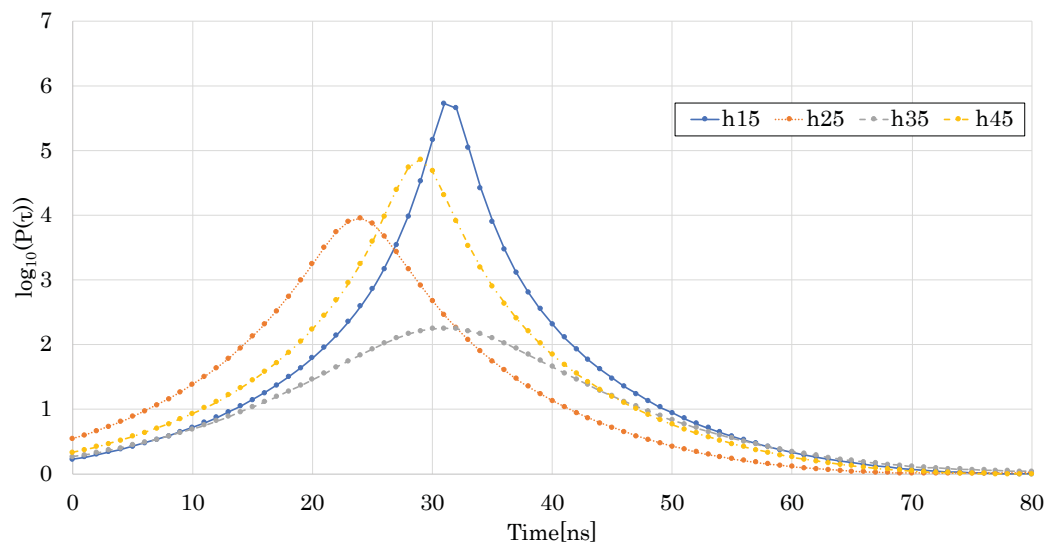


図 3.6 $x=1.016$ における MUSIC 法 (疑似分解能 1ns) を適応した場合の時間応答

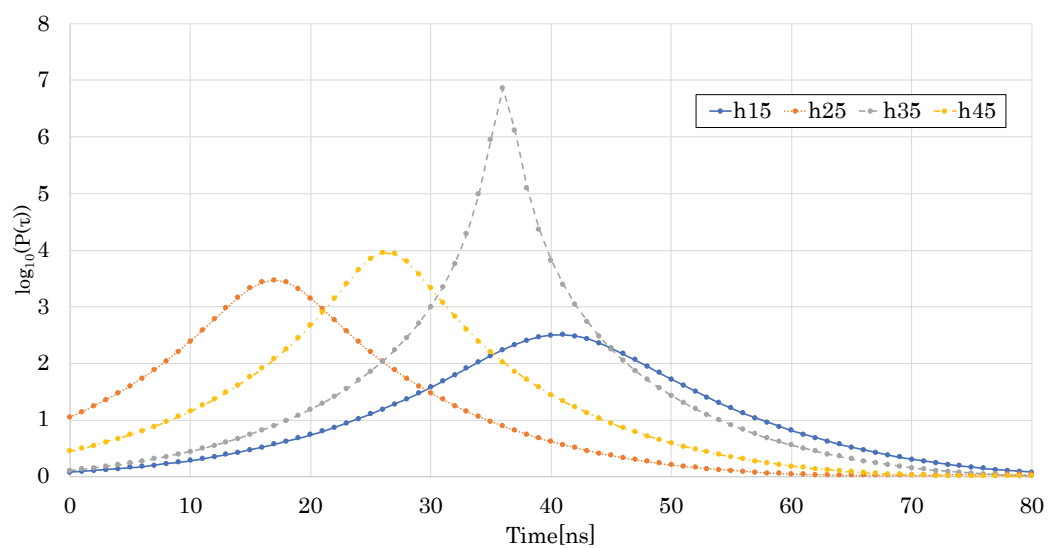


図 3.7 $x=2.0066$ における MUSIC 法 (疑似分解能 1ns) を適応した場合の時間応答

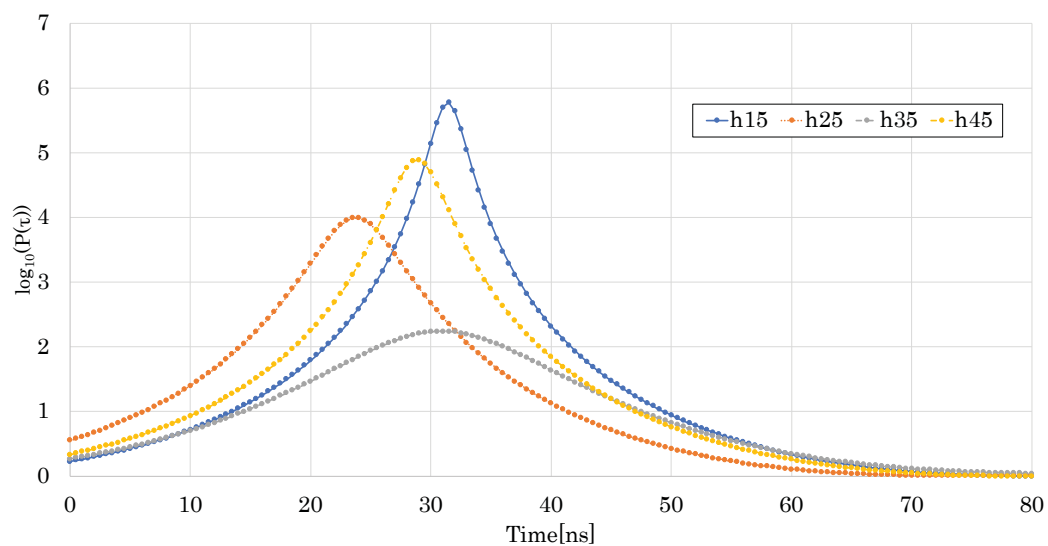


図 3.8 $x=1.016$ における MUSIC 法 (疑似分解能 0.5ns) を適応した場合の時間応答

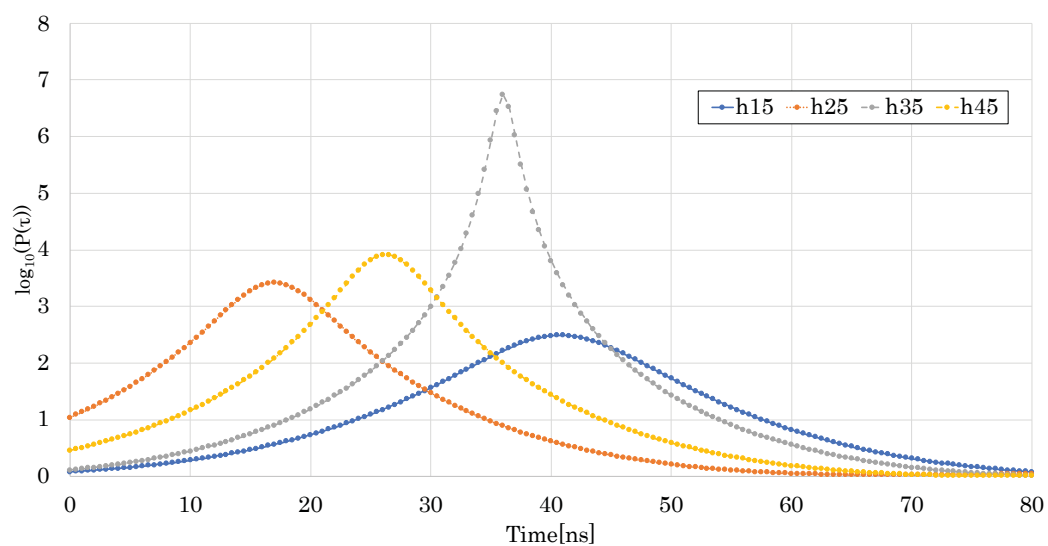


図 3.9 $x=2.0066$ における MUSIC 法 (疑似分解能 0.5ns) を適応した場合の時間応答

次に全ての測定点においての時間推定、位置推定を行い、絶対誤差を CDF で表したグラフを図 3.10、3.11 に示す．逆フーリエ変換を用いた推定よりも高精度な推定ができていることがわかる．疑似分解能を 10、5、1ns と大きくするにつれ、全体的な推定精度は向上するが、0.5、0.1、0.05ns と変化させたところ推定精度に大きな差は見られなかった．疑似分解能は限度なしに大きくすることができるが、大きい疑似分解能によって間違った推定時間を細かく分析している可能性もある．疑似分解能を 10、5、1ns と上げた位置推定精度が向上したのは推定時間が数 ns 単位で誤っていた箇所があるからだと考えられる．それ以降は細かく時間を取ることで実際の推定時間に近づくこともある一方で誤った推定時間に近づいてしまうことがあるため、精度の差が見られなくなったのだと考えられる．図 3.11 で 500mm 以下の範囲で疑似分解能を 10ns に設定した MUSIC 法が最も推定精度が良くなっているのは疑似分解能を大きくしたときに間違った推定時間に近づいているからであると考えられる．誤った推定時間は疑似分解能を大きくしても数値が細かくなるばかりで正しい推定時間結果に変わることはない．疑似分解能を大きく設定することで計算量も増えることと、疑似分解能を 1ns 以上に設定したときに精度に大きな差が見られないことからこれ以降では MUSIC 法の疑似分解能を 1ns と設定し、評価を行っていく．

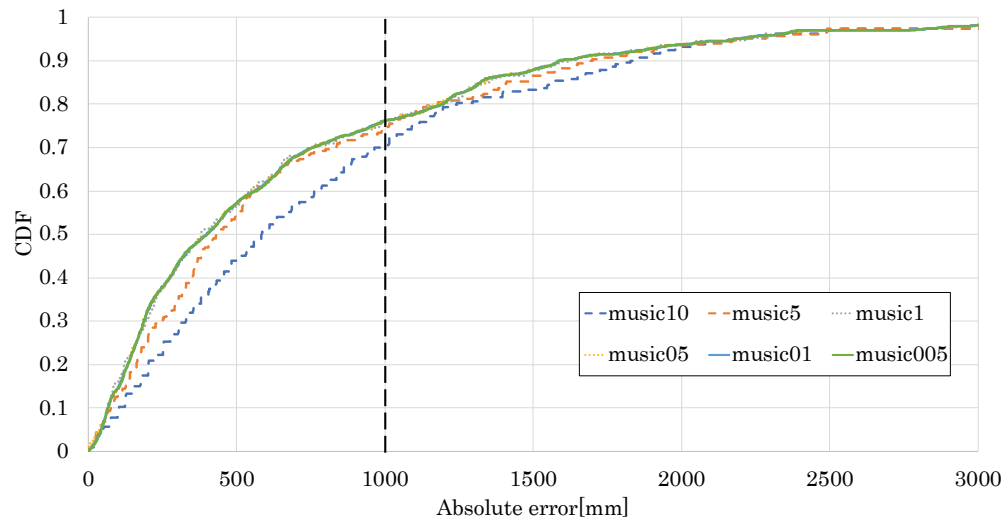


図 3.10 MUSIC 法による推定位置の絶対誤差 (LCX_1)

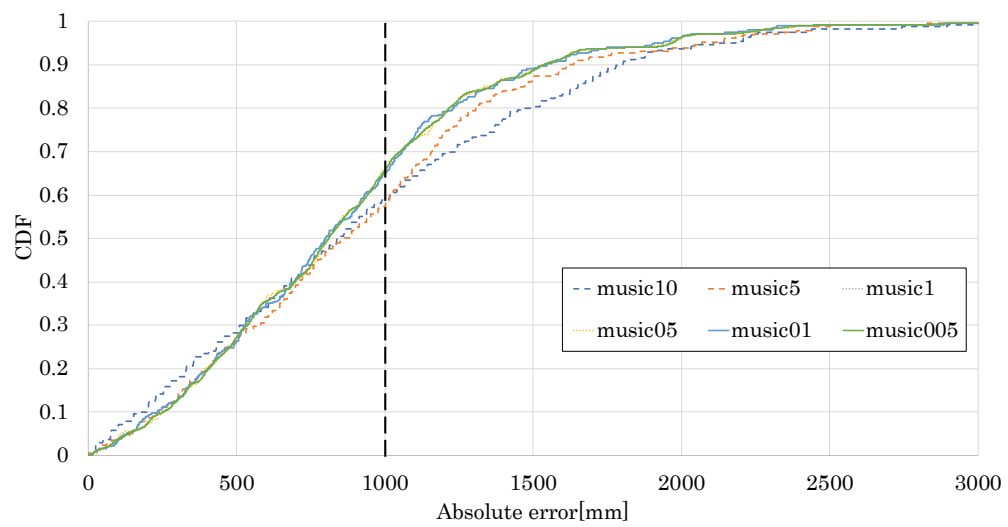


図 3.11 MUSIC 法による推定位置の絶対誤差 (LCX_2)

3.2.2 ESPRIT 法の特性評価

2.5.4 節と同様に (x,y) が $(1.016,1)$ 、 $(2.0066,1)$ の点における時間推定を MUSIC 法を用いて行う．計算諸元は表 3.1 と同様とする．表 3.2 に ESPRIT 法を用いたときの時間応答を示す．求めた数値は小数第 4 位で四捨五入している．ESPRIT 法は逆フーリエ変換や MUSIC 法を用いたときと異なり、1 つの応答時間が結果として出力される．分解能を設定することはできないが式 (3.1.28) から計算して応答時間を求めるので、詳細な値まで求めることができる．次に全ての測定点においての時間推定、位置推定を行い、絶対誤差を CDF で表したグラフを図 3.12 に示す．ESPRIT 法を用いた位置推定でも逆フーリエ変換を用いた推定よりも高精度な推定ができていることがわかる．

表 3.2 計算諸元

	x=1.016 での時間応答	x=2.0066 での時間応答
h15 での時間応答 [ns]	31.569	40.810
h25 での時間応答 [ns]	24.697	17.748
h35 での時間応答 [ns]	30.776	36.245
h45 での時間応答 [ns]	28.276	26.121

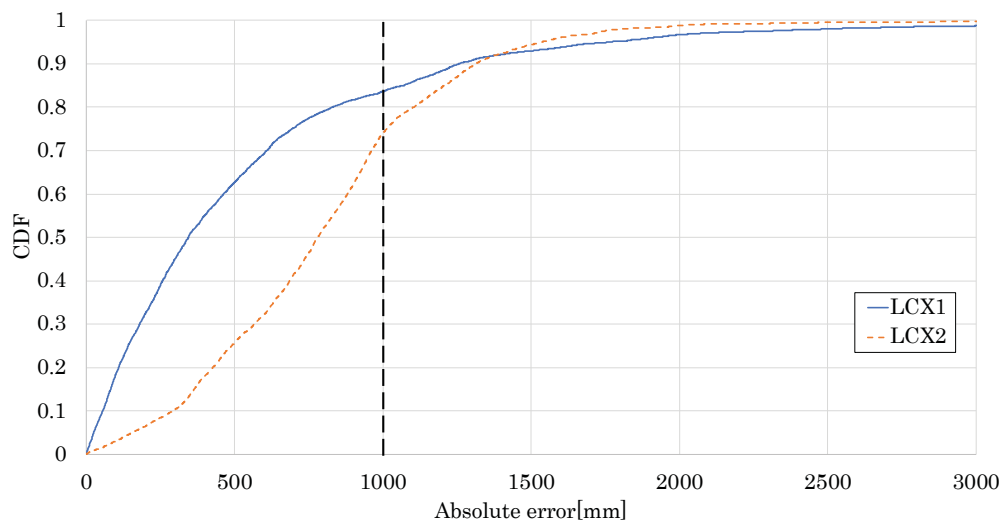


図 3.12 ESPRIT 法による推定位置の絶対誤差

3.3 使用周波数帯域幅を考慮した評価

図 3.13、3.14 に周波数帯域幅を変化させたときの MUSIC 法、ESPRIT 法を用いた端末位置推定を行った結果を示す．計算諸元を表 3.3 に示す．両方の図においても ESPRIT 法の推定精度が優れていることがわかる．図 3.14 の LCX_2 を用いた推定において、推定誤差が 1m 以下の範囲では帯域幅が 20MHz での ESPRIT 法の推定は、帯域幅が 80MHz での MUSIC 法の推定よりも精度が良いという結果になった．また、図 3.13 の帯域幅が 80MHz での ESPRIT 法の推定では推定誤差が 50cm の範囲に収まっているのが約 9 割という結果となった．この結果から帯域幅に関わらず ESPRIT 法を用いた方が推定精度が向上するということがわかった．

表 3.3 計算諸元

データサイズ	257
観測周波数 [GHz]	5.17-5.25
帯域幅 [MHz]	20,40,80
周波数ビン [kHz]	312.5
MUSIC 法の疑似時間分解能 [ns]	1
到来信号数	1
LCX 全長 [m]	10
最大放射角 [deg]	LCX_1 :-18, LCX_2 :-11
波長短縮率 ν	0.83
光速 [m/s]	3.0×10^8
SNR[dB]	20

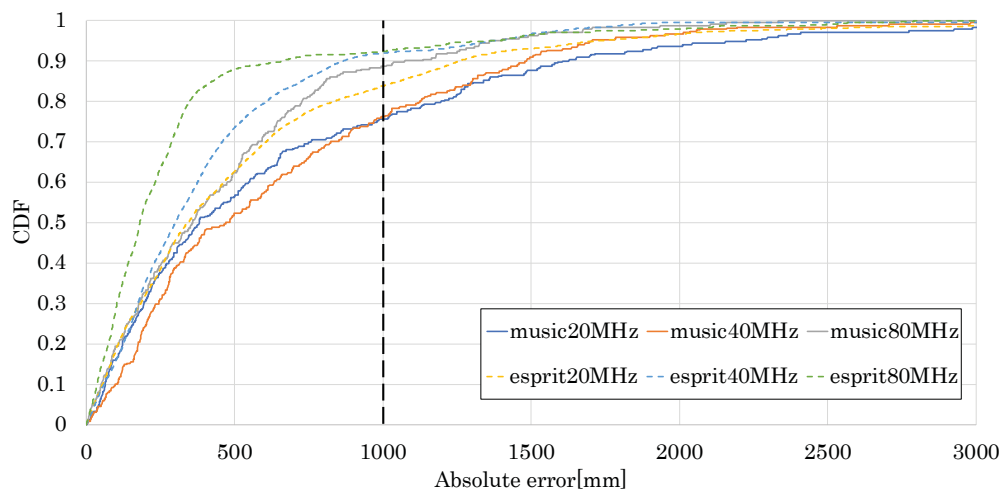


図 3.13 周波数帯域幅を変化させたときの位置推定誤差 (LCX_1)

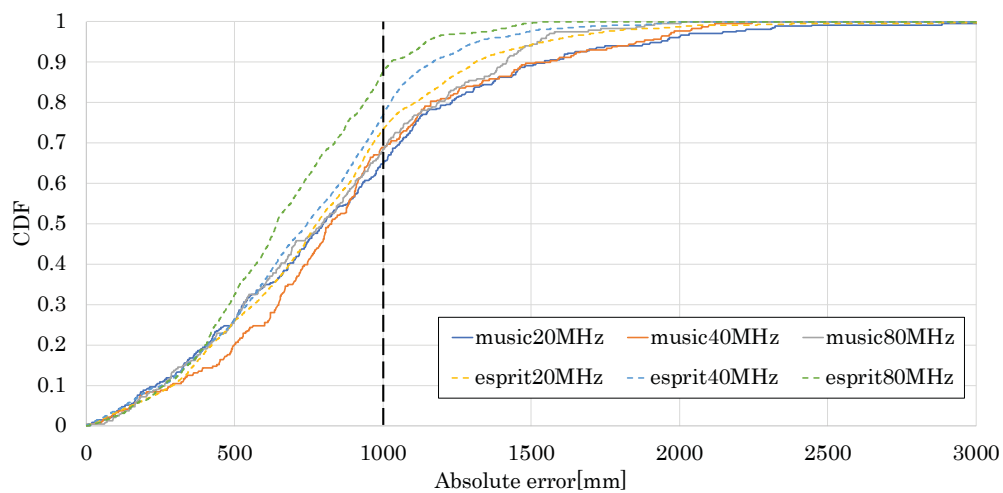


図 3.14 周波数帯域幅を変化させたときの位置推定誤差 (LCX_2)

3.4 SNR を考慮した評価

図 3.15、3.16 に SNR を変化させた時の MUSIC 法、ESPRIT 法を用いた端末位置推定を行った結果を CDF を用いた形で示す。SNR を変化させている点、帯域幅を 80MHz に固定し、 LCX_1 のみを使用した。他は表 3.3 と同様の計算諸元である。図 3.15 の MUSIC 法を用いた端末位置推定では SNR が -20dB のときのみ他の推定との差が見られた。この結果から MUSIC 法は雑音に対して強い端末位置推定ができると考えられる。 -20dB という非常に強い雑音では信号の原型がなくなってくるため、推定が困難になったと考えられる。図 3.16 の ESPRIT 法を用いた端末位置推定では SNR による推定の差が見られた。この結果から ESPRIT 法による推定は雑音に弱いことがわかる。MUSIC 法では悪くても 1m 以下の誤差は 8 割を達成していたが、ESPRIT 法の場合であると悪い場合は 1 割も達成することができない。

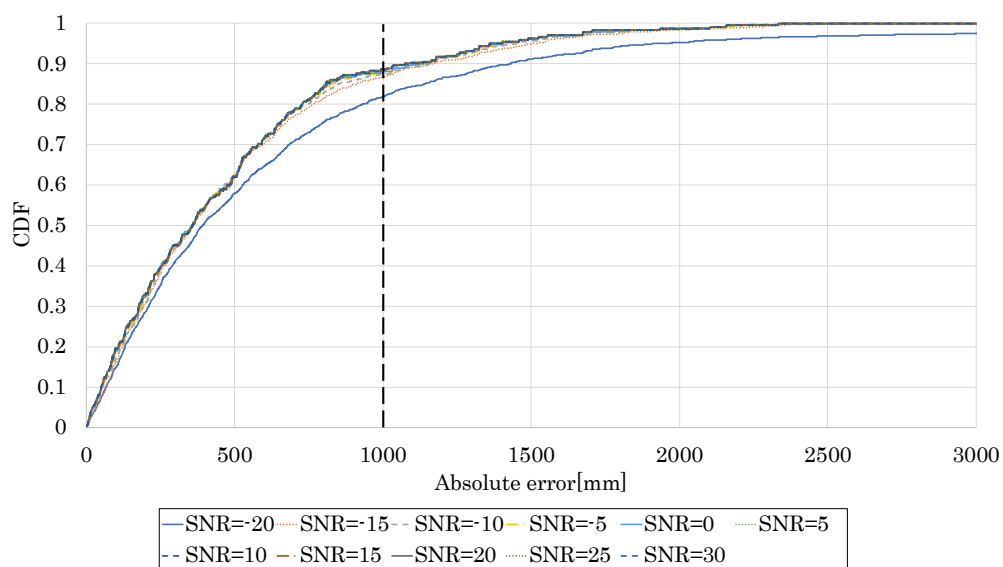


図 3.15 MUSIC 法において SNR を変化させたときの位置推定誤差

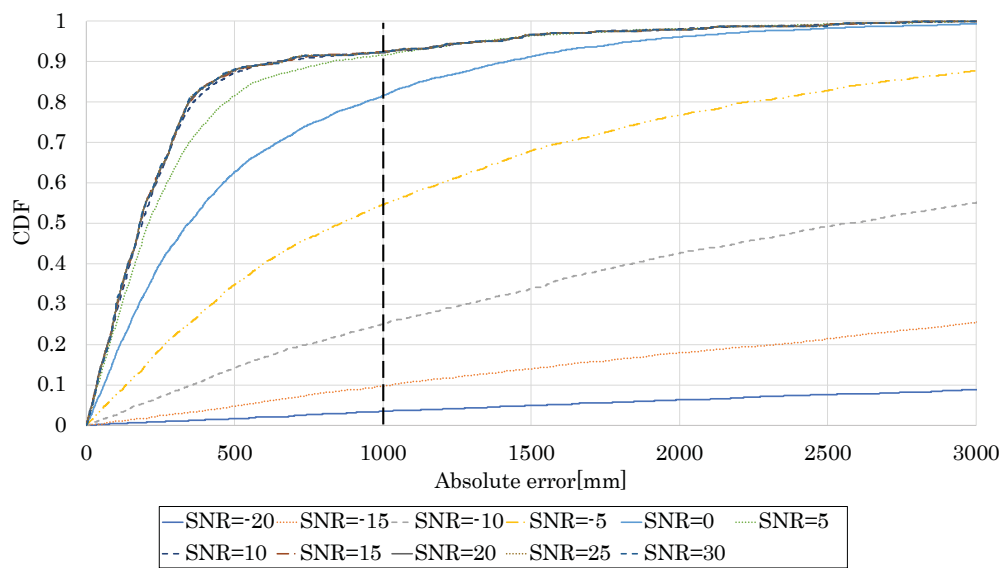


図 3.16 ESPRIT 法において SNR を変化させたときの位置推定誤差

3.5 2次元端末位置推定

2次元端末位置推定は1次元端末位置推定とは異なり、 x 、 y 座標がどちらもわからない状態から計算を行う。 x 座標はこれまで行った方法と同様の求め方であるので、 y 座標の推定結果のみを示す。図 3.17 に逆フーリエ変換、MUSIC 法、ESPRIT 法を用いたときの2次元端末位置推定の結果を誤差で示す。表 3.4 に計算諸元を示す。 y 座標の推定は m の単位で誤差が発生した。 x 座標が 0~4m の範囲では逆フーリエ変換は 7m 付近の誤差が多いこと、MUSIC 法は 2~4m の誤差が多いこと、ESPRIT 法は 1m 付近の誤差が多いことが確認できた。MUSIC 法と比べて ESPRIT 法は誤差のブレ幅が小さいことが確認できる。ここで図 3.18、3.18 に MUSIC 法と ESPRIT 法を適応したときの時間応答のグラフを示す。 (x, y) 座標の y が 1、 x 座標は全ての計測地点の値をとる。MUSIC 法と比べて ESPRIT 法は計測した値、線に大きなブレが見られない。2次元端末推定では4つの時間応答を利用するので、この時間のブレ幅が小さければ y 座標の推定もブレが小さくなる。図 3.18、3.18 の x 軸が 4000~5000 の範囲では値のブレが小さいため、図 3.17 での同範囲もブレが小さいことが確認できる。

表 3.4 計算諸元

データサイズ	257
観測周波数 [GHz]	5.17-5.25
帯域幅 [MHz]	80
周波数ビン [kHz]	312.5
FFT サイズ	512
MUSIC 法の疑似時間分解能 [ns]	1
到来信号数	1
LCX 全長 [m]	10
最大放射角 [deg]	$LCX_1:-18, LCX_2:-11$
波長短縮率 ν	0.83
光速 [m/s]	3.0×10^8
SNR[dB]	20

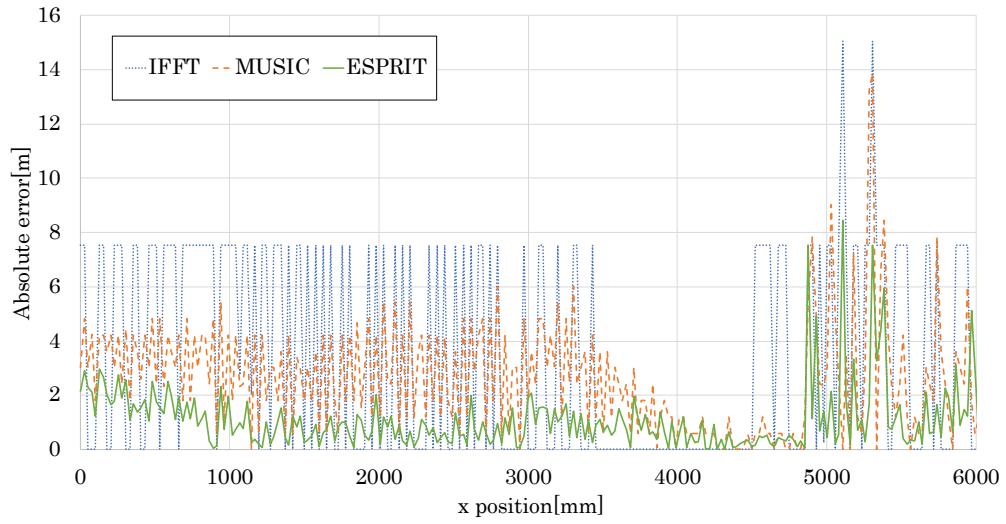


図 3.17 2次元端末位置推定を行ったときの y 座標の絶対誤差

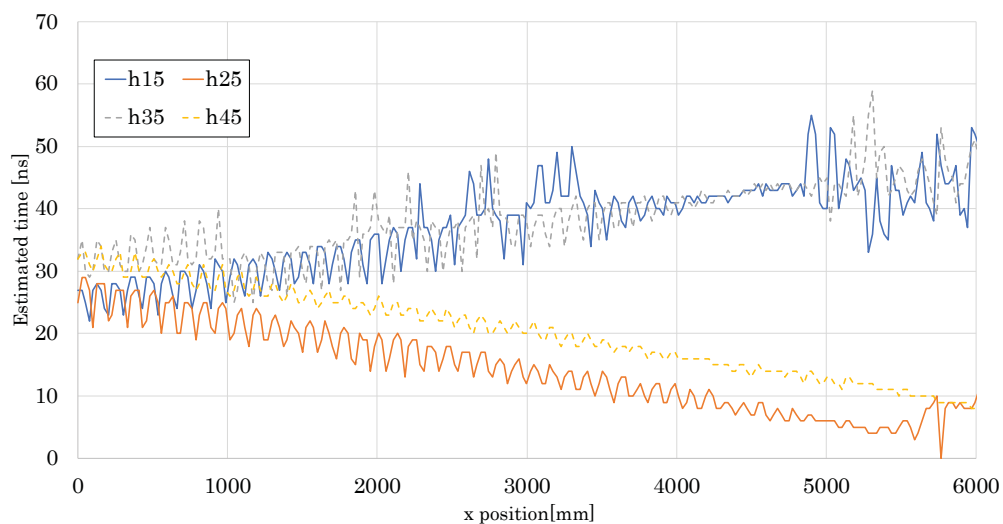


図 3.18 MUSIC 法を用いたときの時間応答

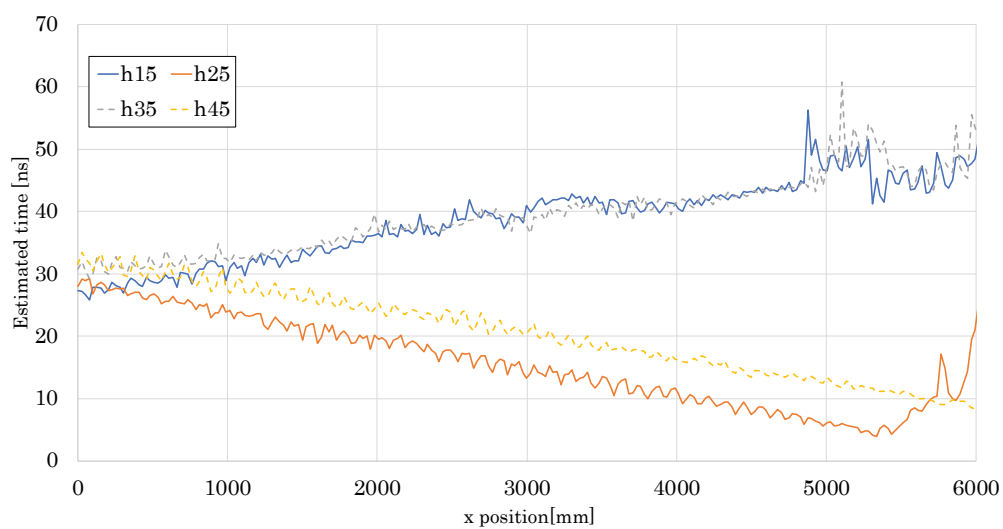


図 3.19 ESPRIT 法を用いたときの時間応答

第 4 章 結論

4.1 本論文のまとめ

本論文は、LCX を用いた高精度端末位置推定を MUSIC 法、ESPRIT 法を適用させて行った。

第 2 章では LCX の特性を解説し、実験のシステムを解説した。その後逆フーリエ変換を用いた測定結果を示し、位置推定精度が不十分であることを確認した。

第 3 章では MUSIC 法と ESPRIT 法の仕組みを解説し、それぞれの特性を確認した。使用周波数帯域幅を変化させ、端末位置推定を行うと雑音が少ない環境下では MUSIC 法よりも ESPRIT 法の方が推定精度が高いことが確認できた。また、雑音が多い環境下では ESPRIT 法の推定精度は急激に落ち込むが、MUSIC 法の推定精度はあまり変わらないことが確認できた。2 次元端末位置推定では誤差 1m 以内の高精度な推定を行うことはできなかった。このとき、時間応答のブレは 2 次元端末推定に誤差に大きな影響を与えることが確認できた。

4.2 今後の課題

本研究により雑音が少ない環境下では ESPRIT 法は MUSIC 法と比べて高い推定精度を持つことができることを確認した。今回の実験では到来信号の数が 1 として実験を行っていた。MUSIC 法も ESPRIT 法も到来信号の数を検出することが途中必要となるが、本実験では計算上到来信号の数を 1 として設定していたためどのような基準で到来信号の数を定めるか考える必要がある。また、到来信号が 2 つ以上の場合も同様に ESPRIT 法が高精度な推定をできるのか確認する必要がある。到来信号が 1 つの場合でもフェージングの影響でどのように推定精度が変化するかを検証する必要がある。

謝辞

本研究に取り組むにあたって多くの方々に御指導と御支援を頂きました。心より深く感謝します。本学情報科学研究科岡田実教授には、本研究に取り組む機会を与えて頂いたことを心より感謝の意を示します。日頃から温かく見守っていただけたことを感謝致します。

本学情報科学研究科東野武史准教授には、指導教員として日頃より数多くの御助言、御指導を頂いたことを深く感謝致します。迷惑をお掛けしたことも大変多かったのですが、丁寧に対応していただいたこと感謝しています。

本情報科学研究科 Duong Quang Thang 助教には、指導教員として御助言、御指導を頂いたことを深く感謝致します。お声掛けを頂けたときは元気を頂きました。心より感謝致します。

最後に充実した学生生活を共にした、本学情報科学研究科、ネットワークシステム学研究室の皆様には多くの御助力、御助言、御支援を頂きました。私が入院しているときにも皆様に来ていただけて大変力になり、元気が出ました。心より深く感謝の意を表し、厚く御礼を申し上げます。

参考文献

- [1] “ICT サービスの利用動向,” 情報通信白書, 総務省, 平成 29 年, pp.2-13,281-282, <http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/h29/pdf/index.html>.
- [2] “位置情報を提供して利用しているサービス・機能,” 位置情報の利用に対する意識調査, 総務省情報通信政策研究所, 平成 26 年 5 月, pp.10-12, <http://www.soumu.go.jp/iicp/chousakenkyu/data/research/survey/telecom/2014/location-info.pdf>.
- [3] “各ユースケースの概要,” 位置情報に関するプライバシーの適切な保護と社会的活用の両立に向けた調査研究, 総務省, 2016, pp.4-8, http://www.soumu.go.jp/main_content/000429414.pdf.
- [4] “IMES とは,” IMES Consortium, http://imesconsortium.org/?page_id=148(最終アクセス: 2017 年 12 月 10 日).
- [5] “緊急時等における位置情報の取扱いに関する検討会 報告書 位置情報プライバシーレポート ~位置情報に関するプライバシーの適切な保護と社会的利活用の両立に向けて~,” 位置情報プライバシーレポート, 総務省, 平成 26 年 7 月, pp.6-8, http://www.soumu.go.jp/main_content/000434727.pdf(最終アクセス: 2017 年 12 月 10 日).
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 齋藤忠男, 立川敬二, “移動通信ハンドブック,” オーム社, 1995, pp.432-436.
- [9] 藤田迪, 佐々木威, 河口信夫, “地下鉄構内の制約条件を利用した無線 LAN 位置推定手法,” IPSJ SIG Technical Reports, 2008-UBI-19(27), pp.153-157.
- [10] Jingjing Yang, Zhihui Wang, Xiao Zhang, “An iBeacon-based Indoor Positioning Systems for Hospitals,” International Journal of Smart Home Vol.

9, No. 7 (2015), pp. 161-168.

- [11] 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 p. 112-117.
- [12] 辻田亘, 猪又憲治, 仲嶋一, 平位隆史, “漏洩同軸ケーブルを用いた車両位置計測技術に関する一検討,” 計測自動制御学会論文集 Vol.50, No.5, 418/423(2014).
- [13] 沖 周平, “LCX-MIMO リニアセルシステムにおける MUSIC 法を用いた高精度端末位置推定,” 奈良先端科学技術大学院大学, 2015.
- [14] 辻井重男, “デジタル信号処理の基礎,” コロナ社, 1988.
- [15] 岡田実, 東野武史, 熊谷智明, 有吉正行, 塚本悟司, 侯亜飛, 阿野進, 鈴木文生, 丹羽敦彦, “漏洩同軸ケーブルによる高密度配置リニアセル MIMO システムの研究開発,” 奈良先端科学技術大学院大学, 株式会社国際電気通信基礎技術研究所, 株式会社フジクラ, ICT イノベーションフォーラム 2015.
- [16] R.Roy, T.Kailath, “ESPRIT-Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques,” IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing Volume: 37, Issue: 7, Jul 1989.
- [17] 柳井晴夫, 竹内啓, “射影行列・一般逆行列・特異値分解,” 東京大学出版会, 1983, pp.111-117.