

NAIST-IS-DD1061025

博士論文

微小ループアンテナアレイを用いた
無線タグ存在領域判定

渡部 進一

2016年6月15日

奈良先端科学技術大学院大学
情報科学研究科 情報システム学専攻

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
博士(工学) 授与の要件として提出した博士論文である。

渡部 進一

審査委員：

岡田 実 教授	(主指導教員)
杉本 謙二 教授	(副指導教員)
安本 慶一 教授	(副指導教員)
東野 武史 准教授	(副指導教員)

微小ループアンテナアレイを用いた 無線タグ存在領域判定*

渡部 進一

内容梗概

現在、無線技術およびモバイルコンピューティングの世界において、位置認識の技術が注目を集めている。位置情報を利用するユーザにとっては高精度な位置情報を必要とするものの他に、特定の領域内に存在するかどうかを知るだけで十分とするアプリケーションが存在する。また、携帯端末は回路やバッテリーの規模に制限があるため、可能な限り演算量が小さい位置検出手法が求められている。

応用事例によっては要求される検出精度が異なり、検出精度が高いほど検出に必要となる演算量および回路規模が大きくなるため、検出精度に応じた位置検出手法を選択する必要がある。従来の位置検出手法は、2次元、または3次元座標を検出するため、必ずしも利用の場面に適した検出精度ではなかった。位置検出を極限まで単純化したものが領域検出である。つまり、ある境界のどちら側の領域に存在するのかを判定することである。本論文では境界に送信機を設置し、送信機に対する相対的な領域を判定する手法を提案する。

受信機が送信機に対して2つの領域のどちら側に存在するかを検出するため、提案手法では、長波信号を直接拡散スペクトル拡散 (Direct-Sequence Spread Spectrum; DS/SS) 変調した信号を用いた送受信機のアンテナ構成を採用する。微小ループアンテナアレイにより送信機に対する2つの領域に異なる向きの磁界を発生させ、DS/SS信号の相関値を計算する簡易なデジタル信号処理により、それらの磁界の向きを検出することで領域判定を行う。

*奈良先端科学技術大学院大学 情報科学研究科 情報システム学専攻 博士論文, NAIST-IS-DD1061025, 2016年6月15日.

提案した受信機の復調器における信号処理を数学的モデルとして表し，導出したモデルに基づいて特性関数を用いた理論解析を行った．数値例により，理論解析がシミュレータの結果と十分一致していることを示した．理論解析とシミュレータに違いがあるが，誤り率 10^{-5} を達成する SN 比の差は最大 1.3dB であった．数値例により，送信機に対して上側の円状の領域で相関値が正に，下側の円状の領域で負に偏る事を示した．受信機の存在領域判定誤り率は 10^{-2} では送信機を中心に横方向に 2m，奥方向に 3m の範囲で判定可能であった．これにより，送信機から離れた境界付近や送信機から遠い場所での領域判定は難しいが，それ以外の場所では領域判定可能であることを示した．また，アンテナ間が近接していることによって発生する磁界の相互結合が領域判定精度および判定可能領域に与える影響は無視できるほど小さいことを示した．また，提案手法は受信信号強度のみを用いる既存手法に対して 0.2 倍から 0.4 倍の領域判定誤り率の改善が得られた．演算量を比較した結果，提案手法は最小二乗法を用いた既存手法に対して 2 桁以上の大幅な演算量の低減が可能であることを示した．提案手法で要求されるハードウェア規模を見積もった結果，ADC (Analog-to-Digital Converter) 3-bit，および Integrate and Dump フィルタ 5-bit で構成することができることを示した．

キーワード

微小ループアンテナアレイ，領域判定，磁界，拡張 M 系列，相関

Radio Positioning Based on Small-Loop Antenna Array*

Shinichi Watanabe

Abstract

Location-aware systems attract much attention in the fields of wireless technologies and mobile computing. There are several applications which only require the region identification of an object and not the precise position of the object. Battery capacity and digital circuit of a mobile device are limited, simple location detection technique is required.

Required detection size and accuracy are different by services. Since, high accuracy techniques needs high calculation cost and large hardware, we need to decide a detection technique according to required accuracy. Conventional techniques can detect coordinates in 2 or 3 dimensional space they are not always suited for any services. The simplest location detection is region determination. We determine the mobile device is in a certain region or not. This paper propose a technique that we set a transmitter on the border, a receiver determines relative position of the transmitter.

To determinate a tag's region, we use a signal modulated by Direct-Sequence Spread Spectrum; DS/SS and loop antenna array combination. The transmitter's small-loop antennas array makes different direction magnetic fields by 2 regions, we can detected the directions and determinate our region by simple signal processing. It is calculating a inner product of DS/SS signals.

*Doctoral Dissertation, Department of Information Systems, Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, NAIST-IS-DD1061025, June 15, 2016.

We derive a mathematical model of the proposed receiver from signal processing at receiver's demodulator, we theoretically analysis the model using characteristic function, and evaluate a difference between theoretically analysis and simulator. The theoretical analysis agrees with the simulation result. The difference is at most 1.3 dB at error rate of 10^{-5} . We can see in the figure that the inner product is positive with high probability in the upper half circular region. Meanwhile, we can see in the figure that the inner product is negative with high probability in the lower half circular region. Numerical example shows that the proposed technique can identify the region of 2 by 3 meters at the region determination error rate of less than 10^{-2} . We find region determination is difficult in the region distant from the transmitter and around border far from the transmitter. In the other area, we can determinate receiver's existing region. When two antennas are close to each other, some of the energy in one antenna is coupled to the other, which is referred to as mutual coupling. Numerical example shows that mutual coupling doesn't have much influence on detection accuracy and detection area. Region determination error rates of the proposed technique are 0.2 and 0.4 times as conventional technique based on RSS (Received Signal Strength). Amount of calculation in proposed technique is about 1% less than conventional technique based on least square. We evaluate hardware size, the proposed technique can be configured by 3-bit ADC (Analog-to-Digital Converter) and 5-bit Integrate and Dump filter.

Keywords:

Small-loop antenna arrays, Region determination, Magnetic fields, Extended M-sequence, Correlation

目次

第1章	序論	1
1.1.	研究背景	1
1.2.	研究目的	2
1.3.	本論文の構成	4
第2章	位置検出技術	6
2.1.	緒言	6
2.2.	位置検出技術の応用事例	6
2.3.	要素技術	7
2.4.	電波を利用した無線局端末の位置推定法	9
2.4.1	三角測量を利用した位置推定	10
2.4.2	AOA を利用した位置推定	10
2.4.3	位置指紋を利用した位置推定	12
2.4.4	近接を利用した位置推定	12
2.4.5	本研究の位置検出範囲	13
2.5.	結言	14
第3章	長波直接拡散スペクトル拡散信号とループアンテナを用いた領域判定	15
3.1.	緒言	15
3.2.	長波直接拡散スペクトル拡散信号とループアンテナを用いた領域判定の提案と概要	15
3.3.	磁界と領域の関係	16
3.4.	スペクトル拡散通信方式	17

3.4.1	拡散符号	19
3.5.	システムモデル	23
3.6.	受信信号の分析	25
3.6.1	1つのループアンテナの磁束密度	26
3.6.2	2つのループアンテナの磁束密度	27
3.6.3	起電力と受信アンテナの関係	28
3.6.4	受信信号の相関関数	28
3.6.5	相互結合の影響	29
3.7.	結言	30
第4章	性能評価	32
4.1.	緒言	32
4.2.	提案受信機の数学的モデル	33
4.3.	誤り率の理論解析	33
4.4.	判定誤り率の数値解析	37
4.5.	既存手法との比較	41
4.5.1	直線境界に対する判定誤り	42
4.5.2	閉路境界に対する判定誤り	45
4.5.3	演算量の比較	47
4.6.	ハードウェア規模と精度	49
4.7.	結言	52
第5章	結論	56
5.1.	まとめ	56
5.2.	今後の課題	57
	謝辞	59
	参考文献	61
	付録	67
A.	振幅と位相の統計的性質	67

A.1	レイリー分布	67
A.2	仲上-ライス分布	68
B.	研究業績	70
B.1	査読付学術論文	70
B.2	査読付国際会議	70
B.3	国内会議	70
B.4	受賞歴	71

目次

2.1	キーレスエントリーシステムの位置検出範囲	7
2.2	位置推定法	11
2.3	領域判定法	13
3.1	起電力と磁界の方向	17
3.2	アンテナ 1 本の時の磁界の向き	18
3.3	アンテナ 2 本の時の磁界の向き	19
3.4	アンテナ 3 本の時の磁界の向き	20
3.5	線形帰還シフトレジスタによる生成器	21
3.6	送信機のブロック	23
3.7	受信機のブロック	24
3.8	円形ループアンテナの配置図	25
3.9	2 つの円形ループアンテナの配置図	26
3.10	受信円形ループアンテナの配置	27
4.1	送信機の配置図	38
4.2	理論解析とシミュレータの領域判定誤り率	39
4.3	相関値 z_d が負となる確率 (相互結合なし)	40
4.4	相関値 z_d が負となる確率 (相互結合あり)	41
4.5	判定誤りトレードオフ (4m×4m)	43
4.6	2m×4m の空間	44
4.7	判定誤りトレードオフ (2m×4m)	44
4.8	判定領域とアンテナ配置	46
4.9	FPR	47

4.10 FNR	48
4.11 送信機のブロック図とビット数	50
4.12 ADC の分解能と領域判定誤り率の関係	52
4.13 Integrate and Dump フィルタの出現確率	53
4.14 Integrate and Dump フィルタのビット数と領域判定誤り率の関係	54

表 目 次

3.1	M 系列と拡張 M 系列の特徴	22
4.1	シミュレーション諸元	37
4.2	領域判定に必要となる演算回数	49
4.3	諸元	49
4.4	領域判定に必要となる演算回数	50
4.5	周波数パラメータ	51
4.6	入力信号とビットマッピング	51

第1章 序論

1.1. 研究背景

現在、無線技術およびモバイルコンピューティングの世界において、位置認識の技術が注目を集めている。位置情報に基づくアプリケーションの代表的なものに、カーナビゲーションシステムがある。カーナビゲーションシステムでは GPS (Global Positioning System) を用いて目的地までの運転経路情報を与える。このように屋外における位置検出には GPS が標準的な技術として利用されている。一方、屋内における位置情報を利用したサービスでは要求される検出精度、検出装置の複雑性、耐障害性、および検出範囲といった様々な要求を考慮した上で、適切な技術を選択しなければならない。位置検出技術の要素技術としては受信信号強度 (RSS: Received Signal Strength) や、到来時刻 (TOA: Time of Arrival)・到来時間差 (TDOA: Time Difference of Arrival) や到来方向 (AOA: Angle of Arrival) を利用したものがある [1]。RSS に基づく位置検出技術は、ターゲットから発せられた信号が距離減衰することを利用した位置検出技術である。受信信号強度からターゲットの 3 次元位置を算出するには、最低 3 個のノードおよびその環境における距離減衰のモデル化が必要となる。TOA および TDOA に基づく位置検出技術は、信号の伝搬時間を利用したものである。TOA および TDOA においても最低 3 個のノードを用いる必要があり、ノード間で正確な時刻同期が必要である。AOA を用いた位置推定は、ターゲットから発せられた信号である音波や電波が、どの方向から受信されたかを各ノードにおいて測定することを利用した位置検出技術である。到来方向の推定には、指向性を有するマイクやアンテナ、アレーアンテナを用いる必要がある [2]。

屋内における位置検出システムは、これまでに GPS 応用技術、RFID (Radio

Frequency identification), 携帯電話網利用技術, UWB (Ultra Wide Band), 無線 LAN (Local Area Network), bluetooth などを利用したシステムが数多く提案されている [3]. このような無線機を用いた位置検知システムの多くは一般に, 無線信号を送信し, 受信信号の強度や到来時間といった要素から物体の存在する位置を推定している. 推定する対象の位置を表現する方法としては 2 次元または 3 次元の座標情報を用いることが多く, 多くの手法は正確な位置を検出することを目的としている. しかし, 実際のサービスに利用する際には, その座標情報からその場所に関するデータを加工してユーザが使用する. 例えばキーレスエントリーシステムにおいては携帯する鍵が位置情報を取得し, 自動車の車内にあるか車外にあるかによってドアの解錠, 施錠およびエンジン始動といった動作を制限している. この時に必要な位置情報はある領域に存在するかどうかである. このように, 位置情報を利用するユーザにとっては高精度な位置情報ではなく, ある領域に存在するかどうかを知るだけでよいものも存在する [4].

1.2. 研究目的

本論文ではキーレスエントリーシステムにおいて位置を推定する対象を座標情報ではなく, 自動車の車内か車外かを判定する手法について検討する. 現在, キーレスエントリーシステムにおいて鍵が車内にあるかどうかを判定する領域判定では, ほとんどの場合車両内部の中心の 3 箇所に車両アンテナを配置して, 電界強度によって判定している. アンテナの位置, 向きおよび数は車両サイズにより決まるため, 車両の外側において一定の電界強度を超えないように, LF (Low Frequency) の電力をそれぞれのアンテナで調整する [5]. この手法では電力の調整が必要であること, 車両の境界付近での領域判定が困難であるといった問題がある. また, 特許では, 車両の運転席および助手席付近にアンテナを設置し, それぞれのアンテナから段階的に信号強度を強くしていき, 受信機においてそれらの信号強度が一定レベルを超えた際に応答信号を送信することで, 送信アンテナからの距離を推測し, 鍵の存在する領域を推定する手法 [6], および車内の中心に設置した 2 つの送信アンテナからの RSS が受信機において一定のレベルを超

えれば車内に存在すると判定し、車内の送信アンテナからの RSS が一定値以下であり、ドアに設置した車外側の 3 つの送信アンテナからの RSS が一定のレベルを超えれば車外に存在すると判定する手法が提案されている [7]. しかしながら、車外側のアンテナからの電波が車内に漏れる、または車内側のアンテナからの電波が車外に漏れるために判別精度が充分とは言えない [8]. そこで、車両の前部、中部、および後部の両側にアンテナを設置し、鍵から送信された信号を一番強く受信したアンテナ付近に鍵が存在すると判定する手法が提案されている [9]. しかし、この場合においても、受信信号の変動があり、特に境界付近において誤判定は避けられず、十分な精度を有するものではない. このような境界の内外を判別できるキーレスエントリー装置として、携帯機の位置が車両の内側に沿った際における複数の送信アンテナからの車両側から送信される信号の強度情報を複数有する内側データ群と、携帯機の位置が車両の外側に沿った際における複数の送信アンテナからの車両側から送信される信号の強度情報を複数有する外側データ群とを記憶したメモリを備え、車両（基地局）は車両側から送信される信号の強度情報が上記メモリに記憶された内側データ群と外側データ群のうちどちらのデータ群に近似するかを判別して位置情報を判別する手法が公開されている [8]. キーレスエントリーシステムを対象とするこれらの手法に類似した技術として小川 [10] らは、RSS を基にして基地局との距離を最小二乗法（LS: Least Square）によって推定した後、2 次元の座標情報を部屋ごとにマッピングすることで領域ごとの検出を行う方法を提案している. また、同論文では、移動局とあらかじめ学習させておいた各エリアの無線状況とを比較することにより、移動局の位置座標検知を高精度化する、エリア検出手法を提案している [10]. これらの手法ではそれぞれ最小 2 乗法による演算、トレーニングデータ取得・学習・新規データの判別といった処理が必要になるため、位置検出装置の設置コストや携帯端末の演算回路・バッテリー容量を考慮すると、検出したい物体を領域ごとに判定する手法として必ずしも適しているとは言えない. アクティブ RFID タグからの送信信号を基地局で計測し、その情報をサーバ等で集約して位置推定する手法では、移動局側の演算量は問題とはならないが、RF 信号を送信する必要があり消費電力の点で適用が難しい. 特に、キーレスエントリーシステムにおいては鍵の電池が

2, 3 年となっており, 鍵の位置検出には低演算量の手法が求められている.

これまでに, 筆者らは DS/SS 技術を基にした無線タグの簡易存在領域判定システムを提案している [11–15]. この手法では, まず, 物体がある領域に存在するかどうかを検出することを目的として, ある領域で反転する磁界の向きを形成するように 2 つのアンテナを組み合わせて配置する. その反転した磁界の向き単体では領域の検出は困難であるため参照用アンテナを配置する. この 2 つの磁界の向きを比較する際には干渉が無いことが望ましい. 関連する手法では複数のアンテナにそれぞれ直接拡散スペクトル拡散変調した信号とその信号に遅延を加えて送信すれば, ダイバーシチ効果が得られることが知られている [16], [17]. また, 拡張 M 系列ではピーク以外の特定のチップ数ずらした自己相関値は 0 となる [18]. 本論文における提案手法でも干渉を避けるため, 2 つの磁界ではそれぞれスペクトル拡散変調した信号とその遅延信号を使用する. 受信機において 2 つの信号の相関を計算することにより 2 つの磁界の内積がわかる. 2 つの磁界の内積は 2 つの領域で異なるため, 受信機は自身の存在する領域を判定することが可能となる.

本論文では, シミュレータと理論解析の比較を行うことで理論解析の有効性を示し, 理論解析を使用して判定可能となる領域の評価, 既存手法に対して大幅な演算量の増加を伴わずに誤り率の改善が可能であること, および簡易なハードウェアで構成可能であることを示す.

1.3. 本論文の構成

第 2 章では, 本研究で対象とする位置検出技術の応用事例について述べる. また, 位置検出で用いられる要素技術についても述べる. 第 3 章では, 受信機がどの領域に存在するかを簡易な装置および演算で判定する手法として, 領域ごとに異なる向きとなるように磁界を形成し, それらの磁界に DS/SS 信号を伝送し, その信号の相関値の値によって判定を行う長波直接拡散スペクトル拡散信号とループアンテナアレイを用いた領域判定手法を提案する. 第 4 章では, 理論解析のため受信機の解析モデルを示し, 解析モデルを用いた提案手法の誤り率を導出する.

また，数値例により，解析モデルを用いた評価とシミュレータを用いた評価を比較し，解析モデルの有効性を示し，既存手法と提案手法の検出精度，および既存技術と提案手法の演算量を比較し，提案手法の有用性を示す．さらに，ハードウェア規模と検出精度との関係を示すことにより，提案手法が簡易なハードウェアで構成可能であることを示す．最後に，第 5 章では，本研究で得られた結果を総括し，結論を述べる．

第2章 位置検出技術

2.1. 緒言

本章では、人や物体の位置を認識する技術の応用事例およびその検出精度について述べる。また、位置検出の要素技術を挙げ、その特徴や問題点を示す。計測装置と検出対象との関係についても述べることで本研究の位置付けを明らかにする。2.2 では、多岐に渡る人や物体の位置を認識する技術である位置検出技術の応用事例を示し、一様でないそれぞれの要求を示し、求められる位置検出技術について検討する。次いで、2.3 では、位置検出技術に用いられる様々な要素技術について述べ、2.4 では、電波を利用した位置推定システムに利用されている主な手法の原理と特徴を述べる。最後に本研究の位置検出範囲を述べる。

2.2. 位置検出技術の応用事例

位置検出技術の応用分野は多岐に渡る。その一方で、個々のサービスで必要とされる検出精度は様々である。ここでは、位置検出技術を用いた応用事例を示す。

- 食品・物流の履歴・・・食品や機械の部品にデバイス類を付帯し、移動の履歴、製造元を特定することができる。この場合はおおよその位置を知る必要があるため、数 m の精度で計測できる技術が必要となる。
- 歩行者ナビゲーション・・・人の存在する場所を特定し、場所に応じた情報を提供し、歩行者が目的の場所にたどり着く手助けをする。屋外では人の存在範囲を数 m 程度の精度で、屋内では数十 cm 程度の精度で検出することで目的地まで誘導することができると思われる。

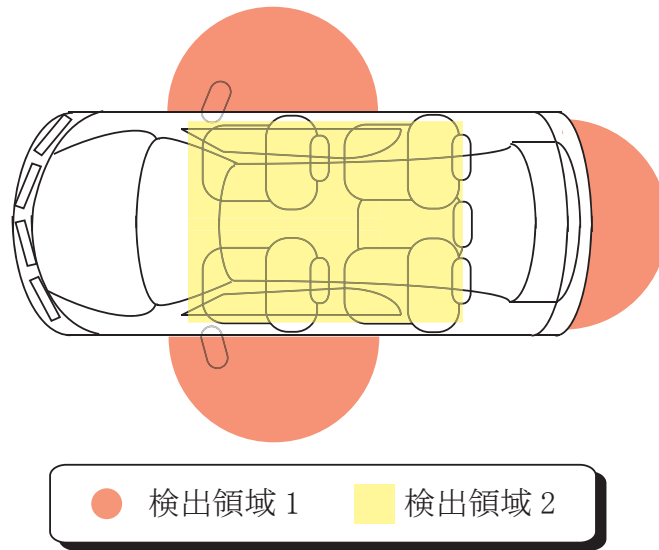


図 2.1 キーレスエントリーシステムの位置検出範囲

- キーレスエントリーシステム … 人が自動車付近に存在する場合に動作する。鍵を持った人が車外に存在する場合はドアの解錠，人が車内に存在する場合はドアの施錠をする。また，運転席に座っている場合にのみエンジン始動を可能とすることにより安全性を高めることができる。この場合の検出範囲は図 2.1 に示すように，人が自動車の中に存在する場合の検出範囲 1 か，外に存在する場合の検出範囲 2 のどちらかである。
- ホームネットワーク … 人の存在する場所に応じて温度・照明の管理および各種電化製品と協調して動作することができる。検出範囲はどの部屋に存在するか，さらには部屋のどの位置に存在するかである。

2.3. 要素技術

これまでに，様々な位置検出技術が提案されているが，その基本的な原理は共通している。構成要素は次の 2 つから成る。

- 環境中に設置されるインフラ

- 認識対象となる対象デバイス

対象デバイスは、何らかの通信媒体を介してインフラと通信を行い、その結果を利用してインフラとの相対位置を認識する。通信結果から位置を割り出す方式については、様々な方式がある。通信可能であることからインフラへの近接を認識する方式もあれば、通信時間から割り出した距離を利用した、TDOA、あるいは受信した信号強度を利用した RSSI を利用した三点測量の応用で測位する方法がある [19]。以下では、利用される通信方式と位置検出の事例を紹介する。

- 赤外線通信 … Active Badge [20] に代表される赤外線通信を利用した位置検出技術では、ユーザに赤外線ビーコンを装着させ、発信された赤外線を部屋ごとに設置された受信機で読み取る事でユーザの位置検出を行う。赤外線信号は壁等に反射するので指向性を持たず、位置検出は部屋単位のものとなる [21]。
- 超音波 … 超音波を用いた屋内測位システムには Cricket [22], Active Bat [23] および ZPS-3D [24] 等がある。これらのシステムでは、音波と電波の伝搬遅延差から距離を算出し、三点測量の原理によって測位を行っている。屋内環境におけるマルチパスの影響を受けやすい電波を用いた方式に比べ、高精度であることや電波法の制約を受けないことが挙げられる。
- RFID … 床などの環境側に RFID タグを複数貼付して、ウェアラブル機器や携帯機器、人が操作するカートなどに RFID を取り付ける。あらかじめ位置が判明しているタグを読み取ることで、ユーザの位置を検出する。安価に測定範囲を用意に拡張できる一方、コストと制度がトレードオフの関係にある [25]。読み取り装置から電波を発信し、タグ側が ID を送り返すパッシブ RFID 方式、タグ側から電波で ID を発信し続けるアクティブ RFID 方式がある。
- UWB … 数 GHz に渡るかなり広い帯域を使用して三点測量により位置を求める。インパルス方式 UWB はナノ秒以下の非常に短いパルス幅の電波を使用することでギガ bps レベルの高速通信を実現でき、電波の空中伝搬

時間を高精度に測定できる。このためリアルタイムに数 10 cm という非常に高い精度で位置の測定を行える [26].

- 無線 LAN … 無線 LAN 機能を持つ端末ならば、どのような端末でも、基本的な機能として BSSID (MAC アドレス) を受信できる。これにより、BSSID と基地局の位置をデータベースを保持していれば、BSSID を受信しただけで、端末の位置を推定することが可能になる [27]. アクセスポイントの位置を特定するためのデータベースを構築・運用することが最大の課題となるため、集合地を利用した方法 [28] が提案されている。位置を正確に測るのは難しく、おおむね 5m-100m 程度の範囲内で位置が推定されることが目安となっている [29].

位置検出方法は、それぞれ検出精度、能動性、インフラ導入コストといった観点について異なる特徴がある。理想的には、どのような環境、対象でも十分な分解能の位置を検出できる汎用技術が望まれるが、現時点では、常にセンチメートル分解能の位置検出を行うための技術的なめどは立っていない [19]. 一方で、本論文の 2.2 で述べたように、位置情報のニーズは異なる。したがって、必要に応じて適当な技術を選択する、あるいは組み合わせることによって、実効的な位置情報をこれらの応用に提供することができる。

このように、位置情報を用いた様々な応用分野が存在し、位置情報取得の多種多様な技術が開発されている。本研究では、ある限定的な検出範囲とし、簡易な手法によって位置検出を行うことにより、検知分解能、通信距離、導入・運用コストを満足する位置検出技術の実現を主眼とする。

2.4. 電波を利用した無線局端末の位置推定法

ここでは電波を利用した位置推定システムに利用されている主な手法の原理と特徴を、計測機器の配置の観点から簡潔にまとめる。信号の送信点を幾何的に求める方法として、三角測量を利用した位置推定、および角度を利用した位置推定を述べ、受信信号の伝搬特性の情報を利用した位置指紋を利用した位置推定、および近接を利用した位置推定について述べる。

2.4.1 三角測量を利用した位置推定

三角測量を利用した位置推定は、RSS, TOA/TDOA を用いる。RSS を用いる手法は、送受信間の伝搬モデルから距離若しくは範囲を計算し、3 つ以上の基地局を用いて位置を推定するものである。図 2.2 に、様々な位置推定法の概要を示す。まず、三角測量を利用した位置推定では図 2.4.1 のように計測装置において受信強度と伝搬モデルにより検出対象までの距離を推定し、各計測装置から推定した距離を円として求め、各円の交点を検出対象の存在する位置として推定する。受信信号強度のみを利用するため仕組みが簡単である。この手法では、マルチパスや見越し外環境などが位置推定誤差の原因となる。また、TOA 方式は計測装置と推定対象の伝搬時間を計測することで到達距離を求め、RSS と同様に図 2.4.1 のように距離から位置を推定する方式である。この方式では、すべての送信機と受信機が同期をとる必要があり、送信信号にはタイムスタンプが必要となる。このため時間精度が推定精度に影響を与える。一方、TDOA 方式では各受信機での到達時間差情報を利用し、基地局間での時間同期のみで位置を推定できるため TOA より実用的といえる [30]。この場合、GPS の時間信号が同期に利用できる。TOA や TDOA による手法では見越し内伝搬路を仮定し距離を推定するため、見越し外環境ではマルチパスなどにより、TOA や TDOA の推定値から推定された距離が実際と異なる場合があり、その結果位置精度が劣化する。また、受信点で TOA や TDOA を推定する際に、受信点でのマルチパス信号の影響を受ける場合がある [31,32]。このため、伝搬路のモデルを考慮した対策が必要となる、

2.4.2 AOA を利用した位置推定

計測装置と測定対象間の電波の到来方向を利用して位置を推定する手法の基本的な原理は、図 2.4.1 で示すように最低 2 つの計測装置で求められた方位により決定される 2 軸以上の軸の交点から位置を推定する。このため、計測装置において電波の到来方向を推定する必要があり、アレーアンテナを利用することが一般的である。AOA 方式は計測装置間で同期をとる必要はないが、AOA の推定精度

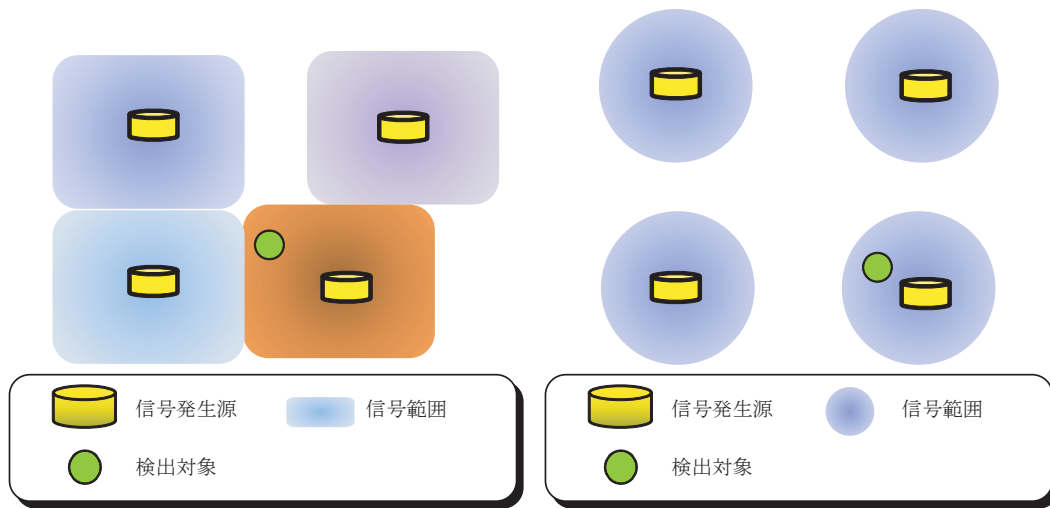
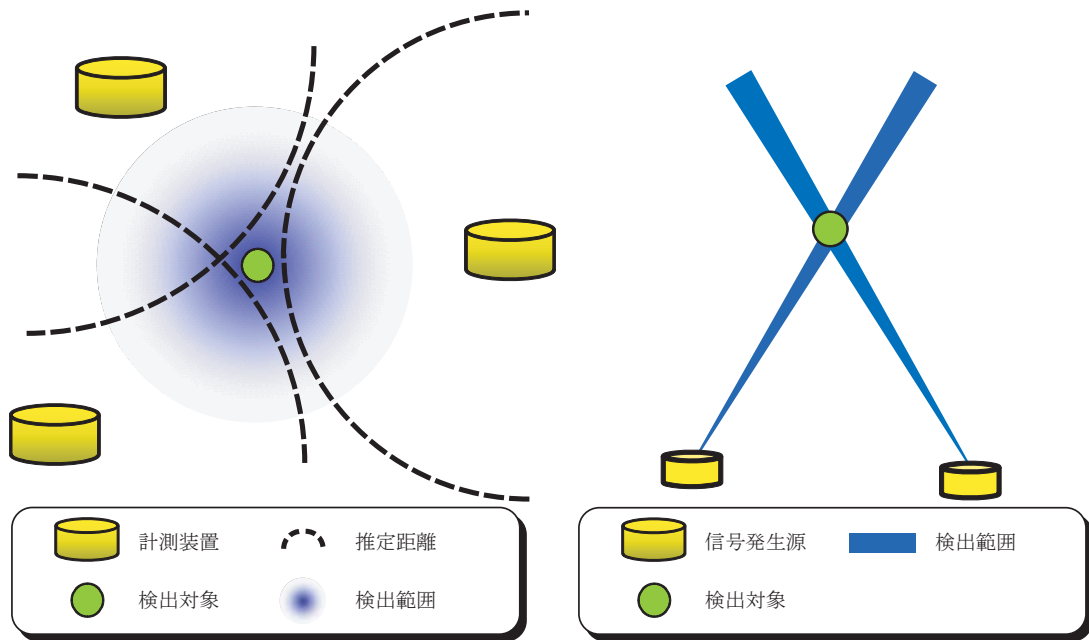


図 2.2 位置推定法

が位置推定精度に直接影響を与えるため、AOA 推定法やアレーアンテナのキャリブレーションなど検討すべき課題がある [33].

2.4.3 位置指紋を利用した位置推定

RSS, AOA や TDOA を利用する手法は、一般に非線形問題となる [34], また、見通し外環境やマルチパスが多い環境ではうまく動作しない場合がある。これは、建物が密集した地域や屋内における電波伝搬の複雑さに起因するとされている [35]. 一方、受信信号の伝搬特性の情報を利用した位置指紋方式は、都市部や屋内の位置推定には有利とされている [35–38]. この位置指紋方式の基本的な考え方は、図 2.4.1 のように信号発生源が複数存在した場合に、受信機で受信された信号パターンとあらかじめ用意しておいて位置に関するデータベースとのパターンマッチング手法により位置を求める方法である、パターンマッチングの情報は RSS, マルチパスによる遅延プロファイル特性, AOA, TOA が利用可能である [39,40]. この位置指紋法は、マルチパスや見通し外の場合でも位置を推定することができるという特徴を持つ [41]. 一方、この方式は屋外のような電波伝搬が変化しやすいアプリケーションへの適用には不向きである。これは、この手法がデータベースを必要とするため、電波伝搬が安定した状態を想定しているからである。また、パターンマッチングに使用する特徴量においてもいくつかの課題がある。例えば RSS を用いる場合、位置推定精度を良くするためには複数の位置に受信点を設置する必要がある。また、遅延プロファイルを用いる場合は、十分な時間分解能を得るために送信信号に広い帯域が必要であることや、遅延プロファイルを推定するばかりでなく、複雑な遅延プロファイルから特徴量を抽出し、パターンマッチングを行う必要がある [42]. さらに、事前にパターンを学習する必要があるため、事前の信号の取得、データベース化が必要である。

2.4.4 近接を利用した位置推定

図 2.4.1 のように信号発生源の近くに計測装置が位置していた場合に、信号発生源の近くに存在している、として位置推定する手法も存在している。これは屋

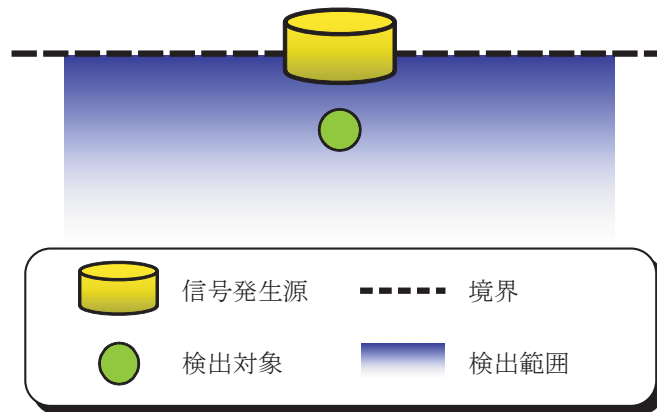


図 2.3 領域判定法

外では携帯電話網の基地局の信号強度から位置を推定する手法，および RFID を建物内や部屋の様々な場所に設置し，RFID の情報を読取ることで RFID の近くに存在していると判定する手法が該当する．この手法は簡易な手法であるが，検出分解能がその設置間隔に依存するため，詳細な位置情報を取得するためには送信機を密に配置しなければならないという問題がある．

2.4.5 本研究の位置検出範囲

ここまで述べたように，従来の位置検出手法においては，物体の位置を正確に測定するためには，測定装置と検出対象との距離や角度，信号の様々な情報を正確に測定する必要がある．本研究では，従来のように，計測装置で検出対象との距離の推定や，パターンマッチングを行うのではなく計測装置との相対的な位置関係から検出対象の存在している領域を検出する手法を提案する．本研究において提案する手法は，図 2.3 に示すように，ある信号発生源を境界として，2つの領域のどちら側にあるかを判定する領域判定法である．このような，物体の位置をある領域単位で判定することは，本章で述べたキーレスエントリーおよびホームネットワークといったアプリケーションにおいては実用上の不便がない．従来の 3 点測量の考え方に基づく位置検出手法を用いた場合，物体がある境界付近に存在する場合には高精度の検出でなければ正確に判定することができず，高価な

装置および演算量の大きい手法を用いなければならなかった。本研究の手法は原理的には AOA を用いる手法と似ているが、判定したい領域の境界に計測装置を設置して信号を計測するため、2つの領域のどちらに存在するかを判定する場合は、計測装置は1台で判定することが可能である。また、デジタル信号処理を用いて信号の角度を計測するため、高価で精密な装置でなく、安価で、導入が容易な手法である。

2.5. 結言

本章では、人や物体の位置を検出する技術の応用事例およびその検出精度について述べた。また、位置検出の要素技術を挙げ、その特徴や問題点を示し、計測装置と検出対象との関係についても述べることで本研究の位置付けを明らかにした。2.2では、多岐に渡る人や物体の位置を検出する技術である位置検出技術の応用事例を示し、一様でないそれぞれの要求を示し、求められる位置検出技術について検討し、次いで、2.3では、位置検出技術に用いられる様々な要素技術について述べ、2.4では、電波を利用した位置推定システムに利用されている主な手法の原理と特徴を述べた。最後に、本研究の領域単位の位置検出について説明した。

第3章 長波直接拡散スペクトル拡散 信号とループアンテナを用いた 領域判定

3.1. 緒言

本章では1つの計測装置を用いる室内におけるタグの存在領域判定手法を提案する。小型受信機が送信機に対して2つの領域のどちら側に存在するかを検出するため、提案手法では、長波信号をDS/SS変調した信号を用いた送受信機のアンテナ構成を採用する。送信機のアンテナ構成により送信機に対する2つの領域に異なる向きの磁界を発生させ、DS/SS信号を用いることによりそれらの磁界の向きを検出可能とする。本章ではまず、3.2にて長波直接拡散スペクトル拡散信号とループアンテナを用いた領域判定手法の提案をし、その概要を述べる。次に、3.3にて送信機のアンテナにより形成される磁界と場所を定性的に説明する。また、3.4にてスペクトル拡散通信方式についての説明をした後、3.5にて長波直接拡散スペクトル拡散信号とループアンテナを用いた領域判定のシステムモデルを、3.6にて磁束密度の分析と受信信号の関係について説明を行う。

3.2. 長波直接拡散スペクトル拡散信号とループアンテナを用いた領域判定の提案と概要

2.2で述べたように、様々な位置検出の応用事例が存在するが、高い検出分解能、または高い検出精度が求められる場合が存在する。しかしながら、2.3で述

べたように、高精度の位置検出は機器が複雑化する、演算量が増大する、といった傾向にある。一般に、無線を用いた位置検出手法では、無線機器に搭載される演算回路、および電池容量が制限されるため、演算量およびハードウェア容量の小さい位置検出手法が求められていると言える。そのため、検出する要求に応じた検出要素技術を用いて検出することが望ましい。一方、利用シーンの観点から位置検出技術を見ると、数 cm 単位の正確な位置情報が必要な場合だけでなく、ある部屋に存在しているかどうか、またはキーレスエントリーシステムのように自動車の中に存在しているか、外に存在しているかを判定するような、ある領域ごとに場所を検出すればよい場合も存在する。そこで、本研究ではある携帯端末側、すなわち受信機側の演算量およびハードウェア容量が小さく、ある領域に存在するかどうか、すなわち 2 つの領域のどちら側に存在しているかを判定する手法を提案する。本研究では、信号の伝送空間に形成される磁界に向きが存在し、その向きを検出することで、受信機が送信機に対する場所を検出できることを利用する。まず、複数のアンテナを組み合わせた送信機により 2 つの領域で異なる向きを持つ磁界を生成し、それらのアンテナとは別のアンテナにより参照用の磁界を形成する。2 つの領域で反転する磁界と、その磁界と比較するための基準となる磁界の相関を干渉なく計算するためにスペクトル拡散信号を用いる。

3.3. 磁界と領域の関係

一般に、無線通信を行う場合、送信機では、信号を電波に乗せて送信する。受信側では、送信機から送られた電波による電磁誘導によって起電力が発生し、電波に乗った信号を受信することができる。この時、図 3.1 に示すように、アンテナに対する磁界の到来方向によって、起電力の向き、すなわち信号の符号が変化する。送信機のアンテナに対する位置関係により、磁界の向きは変化する。1 つのアンテナを用いて電流を流した場合、瞬時的な磁界の向きは図 3.2 のように、 y 軸に対して反転している。さらに、2 つのアンテナを用いてお互いに反対向きに電流を流した場合、瞬時的な磁界の向きは図 3.3 のように、 x 軸および y 軸に対して反転する。この 3 本のアンテナを組み合わせた磁界の向きは図 3.4 のよう

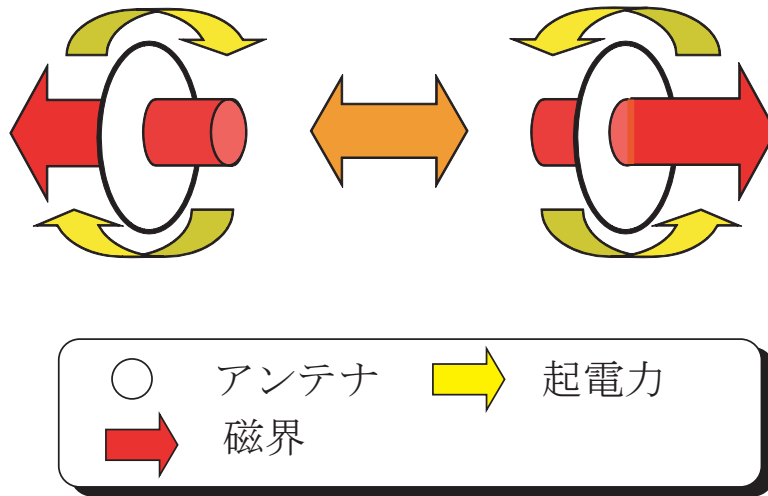


図 3.1 起電力と磁界の方向

になる。この場合の磁界は 1 本のアンテナを用いた場合の磁界 1 が y 軸対称, 2 本のアンテナを用いた磁界 2 が x 軸, y 軸に対称となるため, y 軸が正となる同図の上側の領域では同じ方向, y 軸が負となる同図の下側の領域では異なる方向を向いている。受信機がこれら 2 つの磁界の向きを比較することにより, 自身の存在する領域が y 軸の上側か下側かを判定することができる。各磁界をお互いに干渉させることなく比較するためには, それぞれの磁界を発生させる時間をずらす, 異なる周波数を使用する, 符号で分離する, 等の手段が考えられるが, 本研究では, 対干渉性を考慮して, スペクトル拡散信号の符号を用いて分離することとする。

3.4. スペクトル拡散通信方式

スペクトル拡散 (SS : Spread Spectrum) 通信を広く定義すると, 情報信号のスペクトルを最低限必要な帯域より広い帯域に広げて伝送する通信方式ということになる [43]。送信側では送るべき情報信号に拡散信号を変調 (すなわち乗算) し, スペクトルを広げて送信する。受信側では受信した信号に送信時に使用したものと同一拡散信号を復調 (乗算) することでスペクトルを元に戻す。SS 通信は以下のような性質を持つ。

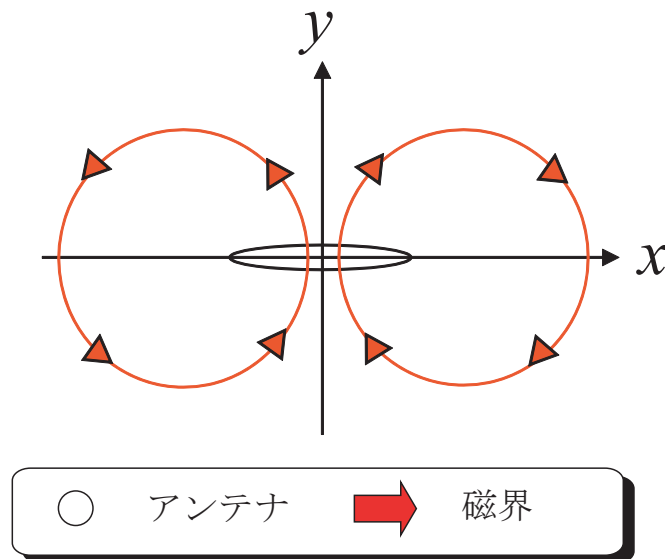


図 3.2 アンテナ 1 本の時の磁界の向き

- 秘話性

情報のスペクトルを拡散符号という暗号状の符号に基づき拡散するので、第三者が受信しても解読が困難である。

- 秘匿性

信号スペクトルを広げて送信するため、信号スペクトル密度が雑音スペクトル密度に対して小さい領域であるため、信号が雑音に埋もれた状態となり、信号の存在を確認することが困難になる。

- 耐妨害性

SS 通信では、送信機で、拡散操作によって送るべき狭帯域のスペクトルを広げ、受信機で、コヒーレントに全く同一の拡散操作（逆拡散）を行うことによって狭帯域信号を復元する。すなわち、狭帯域信号に一度拡散操作を施せばスペクトルが広がり、2 度同じ操作を施せばスペクトルは狭まる。伝送途中で、狭帯域の妨害雑音があわった場合、この狭帯域雑音は受信機で拡散操作を受けることによって、スペクトルが広がり電力密度スペクト

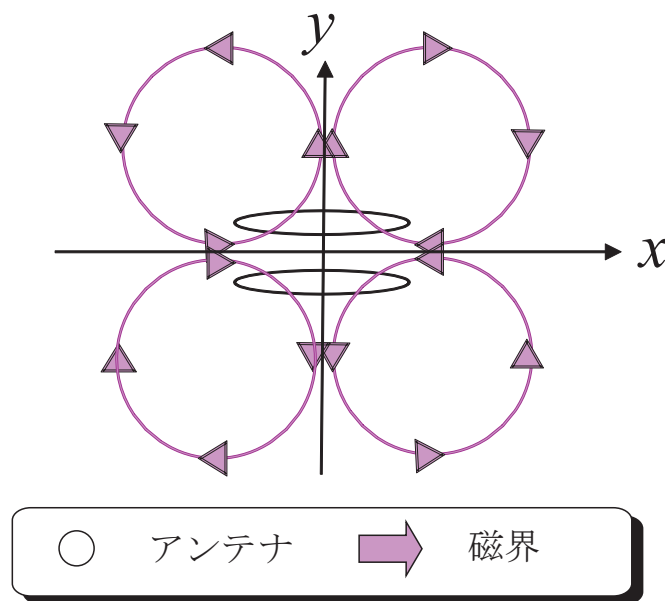


図 3.3 アンテナ 2 本の時の磁界の向き

ルが小さくなる。受信機の逆拡散出力では、信号スペクトルは狭帯域に圧縮され、雑音スペクトルは広げられているので、低域フィルタで信号を取り出せば妨害は抑圧される。また、信号スペクトル密度が小さいため、他への妨害とならない。

3.4.1 拡散符号

スペクトル拡散方式は、共存するほかのシステムに対して妨害を与えにくく受けにくいこと、情報の秘匿性・秘話性、符号分割多元接続および測距の機能などの多数の特徴を持っている。これらの特徴のほとんどは、送信する音声やデータなどの情報をそれらが有する周波数帯域よりもはるかに広い帯域に広げる拡散変調に用いる拡散符号の性質に基づいている。スペクトル拡散方式を応用したスペクトル拡散通信、スペクトル拡散測距システムにおいて、拡散符号の果たす役割は非常に大きく、システムの全体的な性能が拡散符号によって決定されると言っても過言ではない。

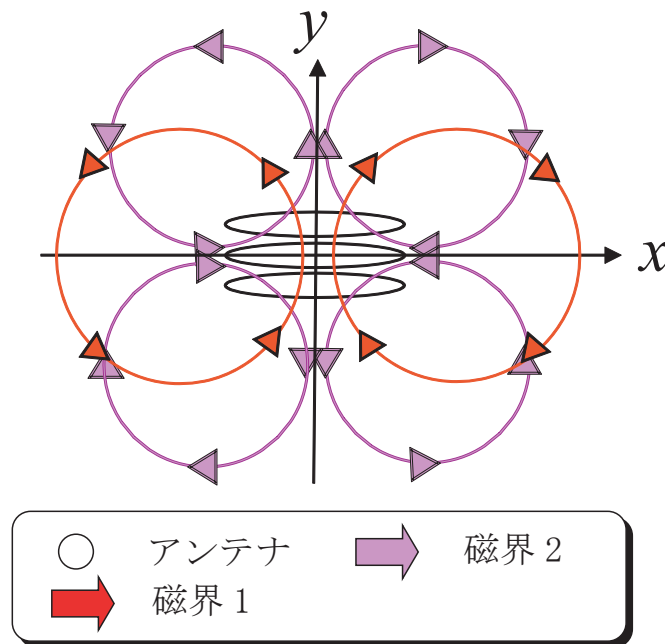


図 3.4 アンテナ 3 本の時の磁界の向き

拡散符号はスペクトル拡散に利用される，一定の周期をもった高速なデジタル信号である．拡散符号を構成する各ビットをチップ，拡散符号の 1 周期内のチップ数を拡散長と呼ぶ．周期 T を持つ信号 $c(t)$ と $c(t)$ を時間的に τ だけずらした信号 $c(t - \tau)$ の内積によって次のように定義される $R(\tau)$ を $c(t)$ の自己相関関数と言う．

$$R(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T c(t)c(t - \tau)dt \quad (3.1)$$

自己相関関数は信号あるいは系列とそれを時間的にずらしたものの類似度，すなわち，周期性を表し，周期信号や周期系列の自己相関値は周期関数となる．

M 系列

最も代表的な疑似雑音 (PN: Pseudo Noise) 系列として，最大周期シフトレジスタ (Maximum length shift register) 系列が知られ，M 系列と呼ばれている．

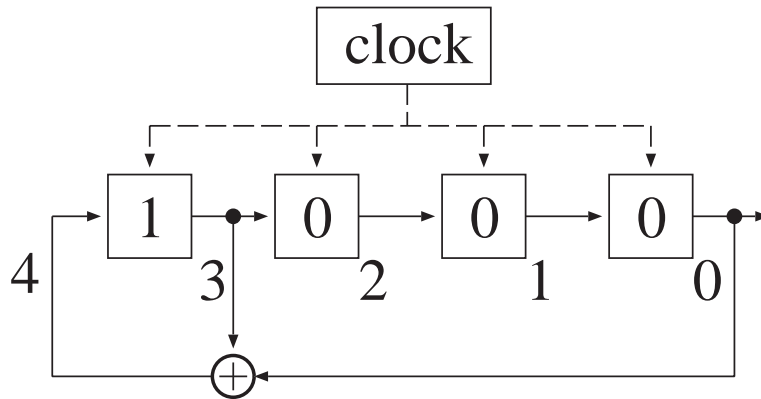


図 3.5 線形帰還シフトレジスタによる生成器

M 系列は図 3.5 のような排他的論理和による帰還タップをもつ線形シフトレジスタ (LFSR: Linear Feedback Shift Register) に全ゼロ以外の初期値を与えることにより生成される周期系列で, 周期 N が最大値 $N = 2^k - 1$ ($k: 2$ 以上の整数) を取る系列である. M 系列の自己相関値は以下のようなになる,

$$R(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{N+1}{N} \frac{|\tau|}{T_c}; & mT - T_c \leq \tau \leq mT + T_c \\ -\frac{1}{N}; & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.2)$$

ここで, m は整数とする. 熱雑音などの白色雑音は, 自己相関関数が位相差ゼロで鋭いピークをもち, 位相差ゼロ以外ではゼロとなる無相関な信号である. 式 (3.2) より, 狭義の PN 系列は位相差が周期の整数倍近傍以外で自己相関値が 0 に近い小さい値をとる. また, 1 周期中に現れる 0 と 1 (1 と -1) の個数がほとんどバランスしていることは, 雑音と同様に確率的なランダム性を意味する, このように雑音と似た性質をもつことから, 擬似雑音系列と呼ばれる.

拡張 M 系列

拡張 M 系列とは, 符号長 $N = 2^k - 1$ の M 系列に双極バランスを持つように 1 チップを付加することで生成される符号長 $N = 2^k$ の系列である. M 系列の要素は一般に, 0 成分が $2^{k-1} - 1$ 個, 1 成分が 2^{k-1} 個で構成される. 拡張 M 系列の要素は, M 系列に 0 成分を 1 チップ付加したもので, 0 成分, 1 成分とも

表 3.1 M 系列と拡張 M 系列の特徴

	符号長	自己相関特性	0 成分の数	1 成分の数
M 系列	$2^k - 1$	疑似直交	$2^{k-1} - 1$	2^{k-1}
拡張 M 系列	2^k	部分直交	2^{k-1}	2^{k-1}

に 2^k 個で構成され, 0, 1 の出現確率が完全に同一となるため, 特定のずれでは自己相関値が部分的に 0 となる, すなわち自己相関特性が部分直交であると言える. 表 3.1 に M 系列と拡張 M 系列の特徴を示す. 拡張 M 系列の自己相関値は, $\tau = 0$ で最大ピーク 1 をとる. $\tau \neq 0$ では一般に 0 近傍で 0 (直交点) を含めた複数の離散的な値を持つ. M 系列は巡回符号であるため, 拡張 M 系列の構築にあたり新たに 1 ビットを挿入するポイントが符号長と同一数の N 箇所存在する. このとき挿入ポイントにより自己相関関数に変化し, 特に最大ピーク値誤検出の原因となる二次ピークの大きさに差異が生じる. 先に述べた通り, 二次ピークをはじめとした自己相関関数の副次的なピークは, 最大ピーク点の捕捉の際の雑音余裕度を低下させる原因になる. 副次ピーク値がさほど大きな値でなければ問題は小さいが, 大きい場合は雑音や干渉が多い環境下では復調誤りが生じやすくなる. そこで, あらかじめ提案手法に適したビット挿入ポイントを探索しておく必要がある. 具体的な探索手順は次に示す 2 ステップである [44].

1. 自己相関の二次ピーク値が最少になるビット挿入ポイントを探索する.

その最小値を $R_{2p}(k)$ とすると, 一般に $R_{2p}(k) \geq R_{2p}(k+1)$ を満足し, 特に $k = 3, 4, 5$ の範囲では,

$$R_{2p}(k) = \frac{1}{2^{k-2}} \quad \text{for } k = 3, 4, 5 \quad (3.3)$$

となる.

2. 自己相関関数のサイドローブの総和が最少になる挿入ポイントを探索する.

自己相関のサイドローブの絶対値の総和 S_R は以下のようなになる.

$$S_R = \frac{1}{N} \sum_{\tau=1}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} |c(n) \cdot c(n-\tau)| \quad (3.4)$$

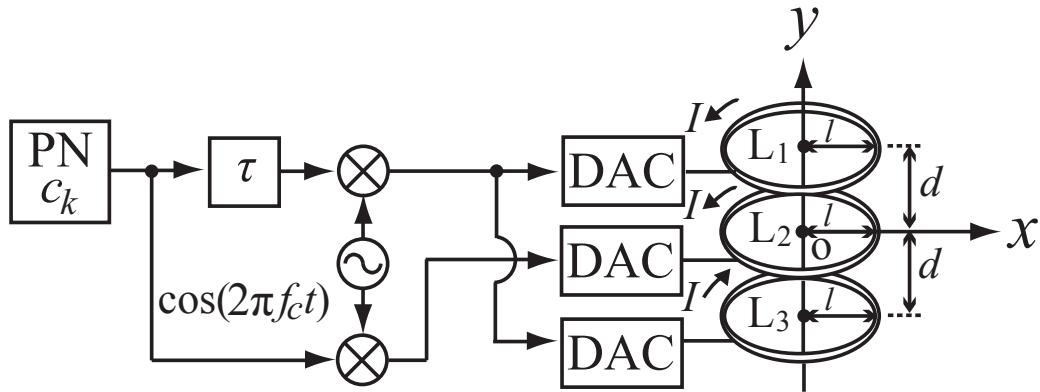


図 3.6 送信機のブロック

この探索法により，拡張 M 系列を新たに生成する．

3.5. システムモデル

送信機のブロックを図 3.6 に示す．送信アンテナは 3 つのループアンテナで構成されており，ループアンテナは y 軸を中心に互いに d だけ離して配置される．系列長 N の拡張 M 系列 c_k により搬送波周波数 f_c の正弦波を変調し，送信信号が生成される．送信信号の等価低域表現 $u(t)$ および帯域表現 $s_0(t)$ は次式で表される．

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k f(t - kT_c) \quad (3.5)$$

$$s_0(t) = \text{Re} [\exp(j2\pi f_c t) u(t)] \quad (3.6)$$

ここで， T_c はチップ周期， $\text{Re}[z]$ は z の実部，

$$f(t) = \begin{cases} 1; & |t| < T_c/2 \\ 0; & \text{otherwise} \end{cases}$$

はパルス波形である．送信信号は DAC (Digital-to-Analog Converter) によりアナログ波形に変換され送信される． L_2 を挟む 2 つのアンテナ L_1 および L_3 は拡散符号を τ だけ遅延させた信号 $c_{k-\tau}$ により搬送波周波数 f_c の正弦波を変調し

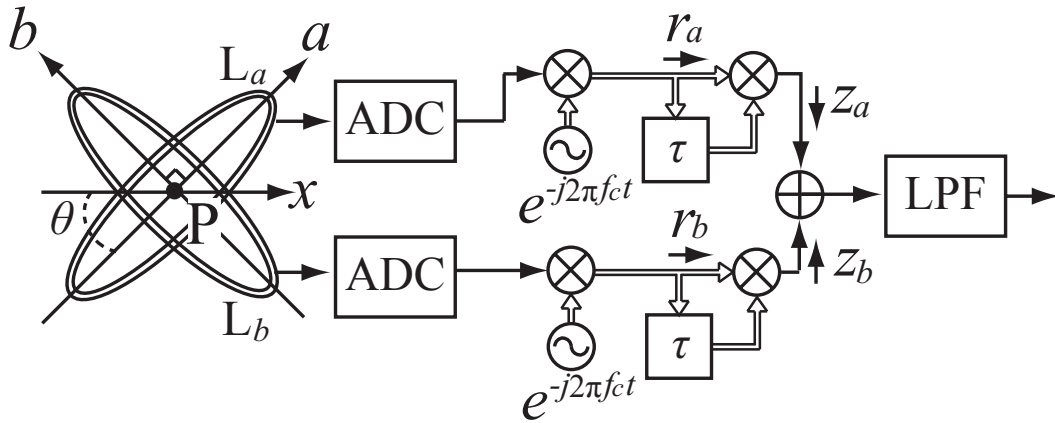


図 3.7 受信機のブロック

た送信信号が送信される． c_k はチップ長 N である． τ チップだけ遅延させた送信信号は次式で表される [18]．

$$s_D(t) = \text{Re} [\exp(j2\pi f_c t) u(t - \tau T_c)] \quad (3.7)$$

アンテナ L_1 および L_3 に流れる電流の向きは互いに反対向きになっているので，磁束は領域 $y > 0$ および $y < 0$ においては異なる符号を持つ．他方で， L_2 から発生した磁束は L_1 と同様である．複数アンテナ間の磁束を比較することにより，受信機の存在領域を判定することが可能となる．アンテナ L_2 の中心を通り， y 軸と直交する x 軸を定義する． x 軸を含む y 軸に対して直角な面を 2 つの領域の境界とするため，送信機を境界の中心に設置する．

受信機のブロックを図 3.7 に示す．2 つのアンテナ L_a ， L_b で受信された信号は ADC によりデジタル信号に変換され， $\exp(-j2\pi f_c t)$ を乗じる． x 軸と L_a の向きを向く a 軸の間の角度を θ と表す．アンテナ L_a および L_b の受信信号をそれぞれ $r_a(t)$ および $r_b(t)$ とする． $r_a(t)$ ， $r_b(t)$ と $r_a(t - \tau T_c)$ ， $r_b(t - \tau T_c)$ の相関 $Z_a = \text{Re}[r_a^*(t)r_a(t - \tau T_c)]$ ， $Z_b = \text{Re}[r_b^*(t)r_b(t - \tau T_c)]$ をそれぞれ計算した後，2 つの相関の和をローパスフィルタ (LPF) に通す．LPF 出力信号の符号により領域判定を行う．

送信機および受信機はキーレスエントリーシステムにおける車体に設置された送信機および鍵にそれぞれ対応している．受信機の高さやハードウェアコスト

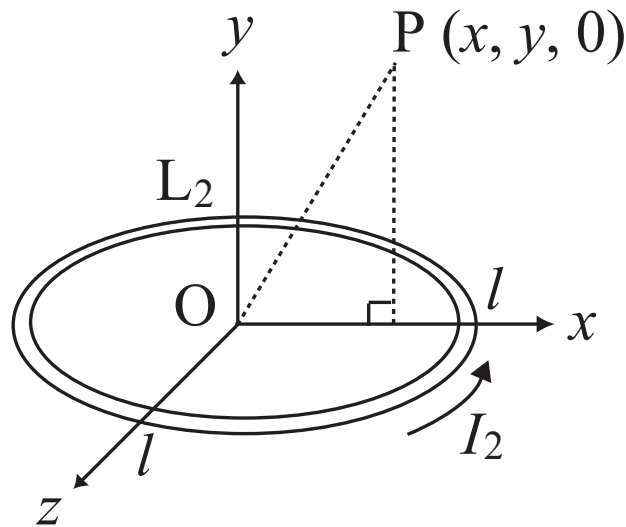


図 3.8 円形ループアンテナの配置図

が大きい場合に問題となるが、キーレスエントリーシステムの鍵は元々アンテナを複数備えている [45]。また、車体に設置された送信機も元々アンテナを 5 つまたは 6 つ備えているため [46–48]、本論文で提案する手法は送信機および受信機においてアンテナ数によるコストの増加はない。アンテナ L_1 およびアンテナ L_3 は互いの磁束密度を打ち消しているため、電力効率は悪い。ただし、送信機は自動車本体に取り付けるため、自動車本体のバッテリーを使用できる。そのため、電力が大きな問題とはならない。

3.6. 受信信号の分析

アンテナアレイで発生する信号の磁界は受信機の位置によって変化する。以下では磁界の向きを導出する。磁界の向きの違いを計算することによる受信機の存在領域判定法を示す。

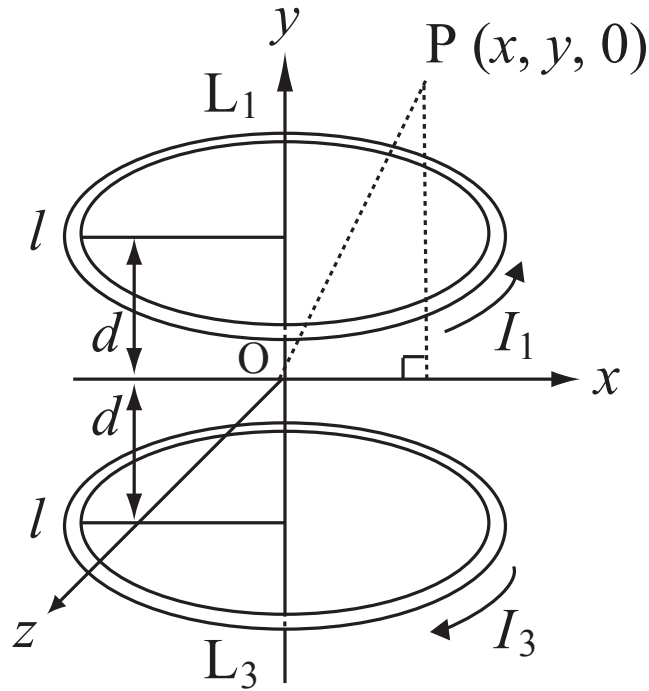


図 3.9 2つの円形ループアンテナの配置図

3.6.1 1つのループアンテナの磁束密度

図 3.8 にアンテナ L_2 の配置を示す．半径 l の円形ループアンテナに流れる電流を I_2 とする．図 3.8 に示すように $P(x, y, 0)$ を直交アンテナが信号を受信する点とする． $x-y$ 面における点 P の磁束密度ベクトルについて分析する．点 P における磁束密度はビオ・サバルの法則により次式で表される [49]．

$$B_{x1} = \frac{3\mu_0 I_2 l^2 xy}{4(x^2 + y^2)^{\frac{5}{2}}} \quad (3.8)$$

$$B_{y1} = \frac{\mu_0 I_2 l^2 (-x^2 + 2y^2)}{4(x^2 + y^2)^{\frac{5}{2}}} \quad (3.9)$$

ここで， μ_0 は自由空間の透磁率とする．

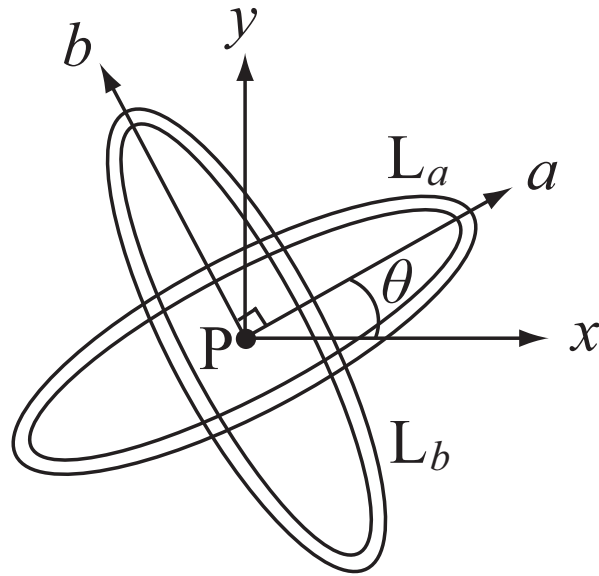


図 3.10 受信円形ループアンテナの配置

3.6.2 2つのループアンテナの磁束密度

図 3.9 に 2 つの円形ループアンテナ L_1 および L_3 の配置を示す. 2 つの円形ループアンテナをお互いに平行となる同じ中心軸上に配置する. そして, 2 つの円形ループアンテナに反対向きの電流を流す. L_1 および L_3 からの合成磁束密度は以下ようになる.

$$B_{x2} = \frac{3\mu_0 I_1 l^2 x (y - d)}{4 (x^2 + (y - d)^2)^{\frac{5}{2}}} - \frac{3\mu_0 I_3 l^2 x (y + d)}{4 (x^2 + (y + d)^2)^{\frac{5}{2}}} \quad (3.10)$$

$$B_{y2} = \frac{\mu_0 I_1 l^2 (-x^2 + 2(y - d)^2)}{4 (x^2 + (y - d)^2)^{\frac{5}{2}}} - \frac{\mu_0 I_3 l^2 (-x^2 + 2(y + d)^2)}{4 (x^2 + (y + d)^2)^{\frac{5}{2}}} \quad (3.11)$$

3.6.3 起電力と受信アンテナの関係

図 3.10 に受信円形ループアンテナの配置を示す。起電力は受信アンテナを通る磁束密度に比例するため、アンテナ L_a およびアンテナ L_b の起電力 V_a および V_b は次式で表される。

$$V_a = k_1 \langle \mathbf{B}_1, \mathbf{a} \rangle + k_2 \langle \mathbf{B}_2, \mathbf{a} \rangle \quad (3.12)$$

$$V_b = k_1 \langle \mathbf{B}_1, \mathbf{b} \rangle + k_2 \langle \mathbf{B}_2, \mathbf{b} \rangle \quad (3.13)$$

ここで、 $\mathbf{a} = (-\sin \theta, \cos \theta)$ および $\mathbf{b} = (\cos \theta, \sin \theta)$ は a および b の法線ベクトルとする。 $\mathbf{B}_1 = (B_{x1}, B_{y1})$ および $\mathbf{B}_2 = (B_{x2}, B_{y2})$ はアンテナ L_2 および組み合わせたアンテナ L_1 および L_3 の磁束密度のベクトル表現、 $\langle \mathbf{B}_1, \mathbf{a} \rangle$ は \mathbf{B}_1 および \mathbf{a} の内積を表す。定数 k_1 および k_2 は電流の時間微分および受信アンテナの大きさに比例する。

3.6.4 受信信号の相関関数

受信機では受信信号 $r_a(t)$ および遅延信号 $r_a(t - \tau T_c)$ の相互相関 z_a を計算する。式 (3.12) に示した起電力に比例した DS/SS 信号および雑音 n_a を受信機は受信する。 $r_a(t)$ は以下のようなになる。

$$r_a(t) = k_1 \langle \mathbf{B}_1, \mathbf{a} \rangle u(t) + k_2 \langle \mathbf{B}_2, \mathbf{a} \rangle u(t - \tau T_c) + n_a(t) \quad (3.14)$$

相関値 z_a は次式で表される。

$$\begin{aligned} z_a &= \frac{1}{T} \int_0^T r_a(t) r_a(t - \tau T_c) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T \left(\langle \mathbf{B}_1, \mathbf{a} \rangle k_1 \right)^2 u(t) u(t - \tau T_c) + \langle \mathbf{B}_1, \mathbf{a} \rangle \langle \mathbf{B}_2, \mathbf{a} \rangle k_1 k_2 u(t) u(t - 2\tau T_c) \\ &\quad + \langle \mathbf{B}_1, \mathbf{a} \rangle \langle \mathbf{B}_2, \mathbf{a} \rangle k_1 k_2 u^2(t - \tau T_c) + \langle \mathbf{B}_2, \mathbf{a} \rangle k_2 \right)^2 u(t - \tau T_c) u(t - 2\tau T_c) \\ &\quad + n_a(t) (\langle \mathbf{B}_1, \mathbf{a} \rangle k_1 u(t - \tau T_c) + \langle \mathbf{B}_2, \mathbf{a} \rangle k_2 u(t - 2\tau T_c)) \\ &\quad + n_a(t - \tau T_c) (\langle \mathbf{B}_1, \mathbf{a} \rangle k_1 u(t) + \langle \mathbf{B}_2, \mathbf{a} \rangle k_2 u(t - \tau T_c)) + n_a(t) n_a(t - \tau T_c) \Big) dt \end{aligned} \quad (3.15)$$

本論文では、 $\tau = \frac{N}{2}$ とするため $u(t - 2\tau T_c) = u(t)$ となる。また、 $u(t)$ は拡張 M 系列であるため、自己相関関数は次のように表現できる。

$$\begin{aligned} R(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T u(t)u(t - \tau T_c) dt \\ &= \begin{cases} 1; & \tau = mN \\ 0; & \text{otherwise} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.16)$$

ここで、 m は整数である。2 つの信号 $u(t)$ および $u(t - \tau T_c)$ には相関がないことが望ましい。式 (3.16) により相関値は以下のように表すことができる。

$$\begin{aligned} z_a &= 2 \langle \mathbf{B}_1, \mathbf{a} \rangle \langle \mathbf{B}_2, \mathbf{a} \rangle k_1 k_2 + \frac{1}{N} N_{a3} N_{a4} \\ &\quad - \frac{1}{N} (N_{a1} + N_{a2}) (\langle \mathbf{B}_1, \mathbf{a} \rangle k_1 + \langle \mathbf{B}_2, \mathbf{a} \rangle k_2) \end{aligned} \quad (3.17)$$

ここで、 N_{an} ($n = 1, 2, 3, 4$) および N_{bn} は雑音要素であり、その分散は $\frac{N_0 T}{2}$ となる。同様に z_b は次式で表される。

$$\begin{aligned} z_b &= 2 \langle \mathbf{B}_1, \mathbf{b} \rangle \langle \mathbf{B}_2, \mathbf{b} \rangle k_1 k_2 + \frac{1}{N} N_{b3} N_{b4} \\ &\quad - \frac{1}{N} (N_{b1} + N_{b2}) (\langle \mathbf{B}_1, \mathbf{b} \rangle k_1 + \langle \mathbf{B}_2, \mathbf{b} \rangle k_2) \end{aligned} \quad (3.18)$$

決定変数 $z_d = z_a + z_b$ は式 (3.17) および式 (3.18) から得られる。 $y \geq 0$ となる領域においては、組み合わせたアンテナ L_1 および L_3 による磁束密度の向きはアンテナ L_2 による磁束密度の向きと同じ方向を向いていると考えられる。そのため $z_d \geq 0$ となる。同様に、 $y \leq 0$ となる領域においては、組み合わせたアンテナ L_1 および L_3 による磁束密度の向きはアンテナ L_2 による磁束密度の向きと反対方向を向いていると考えられる。そのため $z_d \leq 0$ となる。以上より、 z_d の正負の符号を判定することにより、受信機の存在する領域が $y \geq 0$ あるいは $y \leq 0$ のどちらであるかを認識することが可能となる。

3.6.5 相互結合の影響

3 つの送信アンテナは近接しているため、互いのインダクタに影響を及ぼすと考えられる [50]。相互結合がある場合の送信機のアンテナ L_1 , L_2 , L_3 の電流お

よび電圧をそれぞれ I'_1, I'_2, I'_3 および V_1, V_2, V_3 とし, 自己インダクタンスを L , 結合インダクタンスを M とすると,

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega L & j\omega M_{12} & j\omega M_{13} \\ j\omega M_{12} & j\omega L & j\omega M_{23} \\ j\omega M_{13} & j\omega M_{23} & j\omega L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I'_1 \\ I'_2 \\ I'_3 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

となる. また, 相互結合を考慮しない場合の送信機のアンテナ L_1, L_2, L_3 に流れる電流をそれぞれ I_1, I_2, I_3 とすると,

$$V_1 = j\omega L I_1 \quad (3.20)$$

$$V_2 = j\omega L I_2 \quad (3.21)$$

$$V_3 = j\omega L I_3 \quad (3.22)$$

であり, 電流の流れる向きを考慮すると $I_3 = -I_1$ となり, $M_{12} = L \left(\frac{l}{d}\right)^2$, $M_{13} = \frac{L}{8} \left(\frac{l}{d}\right)^2$ となることから, I'_1, I'_2, I'_3 を I_1, I_2, I_3 から計算すると

$$I'_1 = \frac{1}{\Delta} \left(1 + \frac{1}{8} \left(\frac{l}{d}\right)^2 - 2 \left(\frac{l}{d}\right)^4 \right) I_1 + \frac{1}{\Delta} \left(\frac{1}{8} \left(\frac{l}{d}\right)^4 - \left(\frac{l}{d}\right)^2 \right) I_2 \quad (3.23)$$

$$= I'_3 \quad (3.24)$$

$$I'_2 = \frac{1}{\Delta} \left(1 - \frac{1}{64} \left(\frac{l}{d}\right)^4 \right) I_2 \quad (3.25)$$

となる. ただし,

$$\Delta = \frac{1}{8} \left(\frac{l}{d}\right)^6 - \frac{129}{64} \left(\frac{l}{d}\right)^4 + 1 \quad (3.26)$$

である.

式 (3.8) ~ (3.11) の I_1, I_2, I_3 を I'_1, I'_2, I'_3 におきかえることで相互結合の影響を考慮に入れた解析ができる.

3.7. 結言

本章では一つの計測装置を用いる室内におけるタグの存在領域検出手法を提案した. 小型受信機が送信機に対して2つの領域のどちら側に存在するかを検出す

るため、提案手法では、長波信号を DS/SS 変調した信号を用いた送受信機のアンテナ構成を採用した。送信機のアンテナ構成により送信機に対する 2 つの領域に異なる向きの磁界を発生させ、DS/SS 信号を用いることによりそれらの磁界の向きを検出可能とした。本章ではまず、3.2 にて長波直接拡散スペクトル拡散信号とループアンテナを用いた領域判定手法の提案をし、その概要を述べた。次に、3.3 にて送信機のアンテナにより形成される磁界と場所を定性的に説明した。また、3.4 にてスペクトル拡散通信方式についての説明をした後、3.5 にて長波直接拡散スペクトル拡散信号とループアンテナを用いた領域判定のシステムモデルを、3.6 にて磁束密度の分析と受信信号の関係について説明を行った。

第4章 性能評価

4.1. 緒言

本章では、提案システムの復調器における信号処理から数学的モデルを導出し、導出した数学的モデルに基づいて、特性関数を用いた理論解析を行い、数値解析からシミュレータとの精度の違いを評価する。その後、検出したい領域内で場所ごとに信号の相関値が負となる確率を数値例により示し、判定精度および判定可能となる領域を示す。また、アンテナ間が近接していることによる相互結合が領域判定精度および判定可能となる領域に与える影響を示す。既存手法との比較を行うため、まず、送信機1つのみを用いてRSSを利用した判定手法を既存手法として、検出判定精度を比較する。次に、複数の送信機を用いて最小二乗法を用いた領域ごとに判定する手法との演算量の比較を行う。本研究で要求されるハードウェア規模を見積もるため、ADCおよびIntegrate and Dumpフィルタの最大ビット数を制限した場合の検出精度を評価することにより、必要なビット数を示す。本章ではまず、4.2にて提案受信機の数学的モデルを示す。次に、4.3にて特性関数を用いた領域判定手法の理論解析を行う。また、4.4にて数値解析を行うことにより、シミュレータと比較した際の理論解析の妥当性、および判定可能となる場所を示す。さらに、相互結合の有無による、本手法への影響、および既存手法との演算量の比較を示す。4.5にて既存の位置検出技術の内、RSSを用いた領域ごとに判定する領域判定手法との精度の比較を示す。4.6にてハードウェア規模が異なる場合の検出精度を示す。

4.2. 提案受信機の数学的モデル

送信信号に追加の情報で変調されていないと仮定した場合、等価低域受信信号は次式で表わされる.

$$r(t) = h_0 u(t) + h_1 u(t - \tau T_c) + z(t) \quad (4.1)$$

ここで, $h_i (i = 0, 1)$ は, それぞれ拡散信号と拡散符号を遅延させた信号から受信した信号レベルとする. $z(t)$ は加法性白色ガウス雑音成分 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) である. 受信信号は次式で書き換えることができる.

$$r_k = h_0 c_k + h_1 c_{k+\tau} + z_k \quad (4.2)$$

ここで, $c_k = c(kT_b)$, $r_k = r(kT_b)$, および $\tau = \frac{N}{2}$ とする. また, $c_i (i = k, k+t-\tau)$ は拡散 M 系列の符号であり, $z_k = z(kT_c)$ はサンプリング後の AWGN 項である. 受信信号はこの後, 復調器にて処理される. 復調器における出力は次式で求められる.

$$u_k = \text{Re} [r_k r_{k+\tau}^*] \quad (4.3)$$

出力 u_k を N チップ分積分して得られた判定変数が次式で求められる.

$$y = \sum_{k=0}^{N-1} u_k \quad (4.4)$$

出力 y の正負により受信機の存在領域を判定する.

4.3. 誤り率の理論解析

ここでは位置判定誤り率の理論解析を行う. k チップ目の受信信号が次のベクトル形式で表現できるとする.

$$\mathbf{r}_k = [r_k, r_{\tau+k}, r_{N+k}]^T \quad (4.5)$$

このとき、受信信号ベクトルは次式で表すことができる。

$$\begin{aligned}\mathbf{r}_k &= h_0 \begin{pmatrix} c_k \\ c_{\tau+k} \\ c_{N+k} \end{pmatrix} + h_1 \begin{pmatrix} c_{\tau+k} \\ c_{2\tau+k} \\ c_{N+\tau+k} \end{pmatrix} + \mathbf{z} \\ &= h_0 \begin{pmatrix} c_k \\ c_{\tau+k} \\ c_k \end{pmatrix} + h_1 \begin{pmatrix} c_{\tau+k} \\ c_k \\ c_{\tau+k} \end{pmatrix} + \mathbf{z}\end{aligned}\quad (4.6)$$

ここで、 $c_{2\tau+k} = c_{N+k} = c_k$ となるのは c_k が符号長 N の巡回符号であるためである。また、

$$\mathbf{z} = [z_k, z_{\tau+k}, z_{N+k}]^T \quad (4.7)$$

である。受信信号ベクトルの共分散行列は次式で表すこととする。

$$\begin{aligned}\mathbf{R} &= \frac{1}{2} E[\mathbf{r}_k^* \mathbf{r}_k^T] \\ &= [\rho_{ik}]_{i,k=0,1,2}\end{aligned}\quad (4.8)$$

ここで i 行 k 列要素は次式で表される。

$$\rho_{ik} = \begin{cases} \sigma^2 & (i = k) \\ 0 & (i \neq k) \end{cases} \quad (4.9)$$

決定変数は次式の二次形式で表すことができる。

$$u_k = \mathbf{r}_k^H \mathbf{F} \mathbf{r}_k, \quad (4.10)$$

ここで、

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

は提案する復調部を二次形式で表現した行列である。

$X = y$ の確率密度関数を $p(X)$ とすると、

$$\begin{aligned}G(\xi) &= \int_{-\infty}^{\infty} p(X) e^{j\xi X} dX \\ &= \frac{\exp\left\{-\frac{\langle \mathbf{r} \rangle^T (\mathbf{R}^*) [\mathbf{I} - (\mathbf{I} - 2j\xi \mathbf{R}^* \mathbf{F})^{-1}] \langle \mathbf{r} \rangle\right\}}{\det(\mathbf{I} - 2j\xi \mathbf{R}^* \mathbf{F})}\end{aligned}\quad (4.12)$$

は、その特性関数である [51]. $\beta = 2j\xi\sigma^2$ と置くと,

$$\begin{aligned}
\det(\mathbf{I} - 2j\xi\mathbf{R}^*\mathbf{F}) &= \det(\mathbf{I} - \beta\mathbf{F}) \\
&= \begin{vmatrix} 1 & -\beta & 0 \\ -\beta & 1 & -\beta \\ 0 & -\beta & 1 \end{vmatrix} \\
&= 1 - 2\beta^2 \\
&= 1 + 8\xi^2\sigma^4
\end{aligned} \tag{4.13}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{I} - (\mathbf{I} - 2j\xi\mathbf{R}^*\mathbf{F})^{-1} &= \mathbf{I} - \frac{1}{1 - 2\beta^2} \begin{pmatrix} 1 - \beta^2 & -\beta & -\beta^2 \\ -\beta & 1 & -\beta \\ \beta^2 & -\beta & 1 - \beta^2 \end{pmatrix} \\
&= \frac{-\beta}{1 - 2\beta^2} \begin{pmatrix} \beta & 1 & \beta \\ 1 & 2\beta & 1 \\ \beta & 1 & \beta \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{4.14}$$

$$\langle \mathbf{r} \rangle^{T*} \begin{pmatrix} \beta & 1 & \beta \\ 1 & 2\beta & 1 \\ \beta & 1 & \beta \end{pmatrix} \langle \mathbf{r} \rangle = 6\beta |\bar{r}_0|^2 + 4\text{Re}[\bar{r}_0^* \bar{r}_\tau] \tag{4.15}$$

式 (4.12), (4.13), (4.14), および式 (4.15) から計算すると,

$$G(\xi) = \frac{\exp\left[\frac{-12\xi^2\sigma^2|\bar{r}_0|^2 + 4j\xi\text{Re}[\bar{r}_0^*\bar{r}_\tau]}{1 + 8\xi^2\sigma^4}\right]}{1 + 8\xi^2\sigma^4} \tag{4.16}$$

となり, X の r 次モーメントは特性関数の r 次微分を用いて次式で計算される.

$$E[X^r] = (-i)^r \left. \frac{d^r G(\xi)}{d\xi^r} \right|_{\xi=0} \tag{4.17}$$

式 (4.16) を式 (4.17) に代入すると y の平均および分散はそれぞれ $4\text{Re}[\bar{r}_0^*\bar{r}_\tau]$ および $24\sigma^2|\bar{r}_0|^2 + 16\sigma^4$ となる. 決定変数は以下のように与えられる.

$$y = \sum_{k=0}^{N-1} u_k \tag{4.18}$$

ここで、 u_k が統計的に独立であると仮定する。この仮定は正しくはないが、簡単のためこの性質を利用する。次に、決定変数 y の平均および分散はそれぞれ

$$\begin{aligned} m &= \sum_{k=0}^{N-1} 4\text{Re} [\bar{r}_k^* r_{\tau+k}] \\ &= 4Nh_0h_1 \end{aligned} \quad (4.19)$$

および

$$\begin{aligned} v^2 &= \sum_{k=0}^{N-1} (24\sigma^2 |\bar{r}_k|^2 + 16\sigma^4) \\ &= N \{12\sigma^2 (h_0^2 + h_1^2) + 8\sigma^4\} \end{aligned} \quad (4.20)$$

となる。決定変数はそれぞれの統計的に独立なランダム分散の和となるため、中央極限定理によりその分散は正規分布に近づく。誤り率は Q 関数を用いて次式で与えられる。

$$P = Q\left(\frac{m}{v}\right). \quad (4.21)$$

ここで、 $Q(x)$ は

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{x}{\sqrt{2}}}^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (4.22)$$

と定義される。2つのアンテナを使用した場合、誤り率は以下の式となる。

$$P = Q\left(\frac{m + m'}{\sqrt{v^2 + v'^2}}\right) \quad (4.23)$$

ここで、 m' および v'^2 はそれぞれもう一方のアンテナの平均および分散である。式 (4.19), (4.20) を式 (4.23) に代入すると誤り率は以下ようになる。

$$P = Q\left(\frac{2\sqrt{N}(h_0h_1 + h'_0h'_1)}{\sigma\sqrt{3(h_0^2 + h_1^2 + h_0'^2 + h_1'^2) + 4\sigma^2}}\right) \quad (4.24)$$

式 (4.24) より誤り率は受信電力 h_0, h_1, h'_0, h'_1 の関数である。受信電力はアンテナの利得、アンテナ間間隔、距離減衰といった様々な要素から計算可能である。

表 4.1 シミュレーション諸元

Channel model	AWGN
Spread spectrum	DS/SS
Modulation	BPSK
Spreading code	Extended M-sequence
Chip length N	16
Carrier frequency	144kHz
Transmission rate	1.2kbps
Distance between transmitter antennas d	0.025m
Antenna's radiuses l	0.01m

4.4. 判定誤り率の数値解析

本節では提案するシステムの領域判定誤り率を評価する。まず、理論解析とシミュレータによる結果を比較する。表 4.1 にシミュレーション諸元を示す。図 4.1 に送信機の配置図を示す。送信アンテナ L_2 を中心 $(x, y) = (0, 0)$ に設置し、他の 2 つの送信アンテナを $(x, y) = (0, \pm 0.025)$ に設置する。送信機全体ではループアンテナの直径 2 cm, 奥行き 5 cm となるため、自動車のドア内部に設置できる大きさである。受信アンテナは正面方向に 1m 離れた場所 $(x, y) = (0, 1)$ に設置する。 x 軸と受信アンテナ間の角度 θ は $\frac{\pi}{6}$ である。領域判定の誤りとなるのは決定変数が負である場合である。受信電力は遅延信号対直接信号の電力比 $h_1^2 + h_1'^2 : h_0^2 + h_0'^2$ を 1 : 1, 1 : 9, 1 : 25, 1 : 49 の 4 種類であるものとし、それぞれの受信アンテナの雑音電力は等しいと仮定する。2 本のアンテナで受信した 1bit 当たりの受信信号電力の和対雑音電力の和 $h_0^2 + h_0'^2 + h_1^2 + h_1'^2 : 2\sigma^2$ を 0dB から 25dB とする。図 4.2 に理論解析とシミュレータの領域判定誤り率特性を示す。理論解析とシミュレータは共に実環境での実験結果ではなく計算機上の評価結果である。理論解析において計算の簡略化のため、完全に同じ特性とはなっていない。ただし、理論解析がシミュレータの結果と十分一致していることが分かる。電力の割合が 1: 1 の時、理論解析とシミュレータに違いがあるが、その違

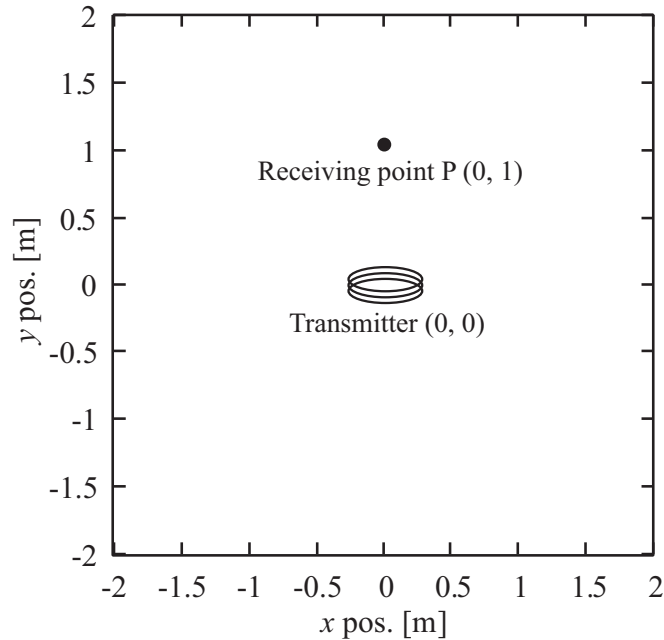


図 4.1 送信機の配置図

いは 10^{-5} において最大 1.3dB である。

次に、送信アンテナアレイの周辺で位置判定の決定変数（相関値）によって受信機の存在領域を判定可能となる領域を示す。キーレスエントリシステムにおいては車体の大きさからおよそ周囲 2 m の範囲で領域判定を行うため、送信アンテナアレイ周辺の領域のみを示している。すべての送信電力は等しいものとする。 $(x, y) = (0, 1)$ の P 地点において、1bit あたりの中心アンテナの信号対雑音電力 $h_0^2 + h_0^2 : \sigma^2$ は 30dB とする。30dB は車内の広い範囲において領域判定可能となる信号対雑音電力を実験的に求めた値である。図 4.3 に相関値 z_d の符号が負となる確率を示す。図 4.3 の上半分の円状の領域において内積の値が高い確率で正となることがわかった。同様に図 4.3 の下半分の円状の領域において内積の値が高い確率で負となることがわかった。これは送信アンテナ L_1 および L_3 の作る磁界と L_2 の作る磁界が y 軸が正の領域では同じ方向、 y 軸が負の領域では反対方向となるためである。また、原点から離れた場所では相関値の正と負が同じような確率となっており、領域の判定が困難であることも分かる。これは送

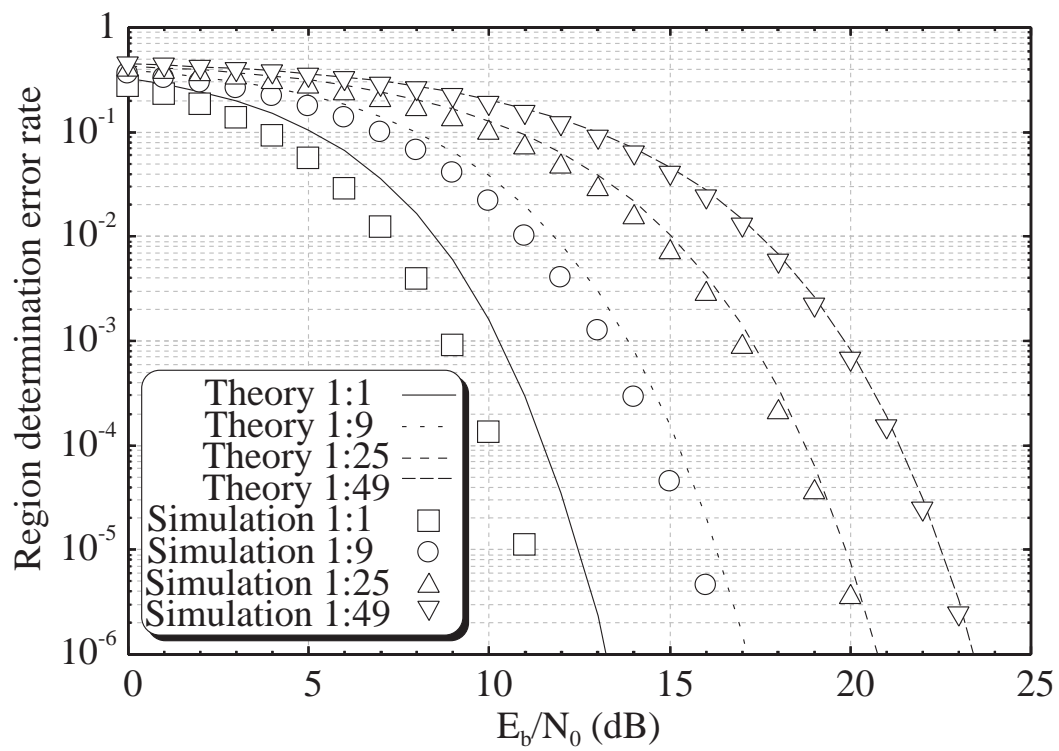


図 4.2 理論解析とシミュレータの領域判定誤り率

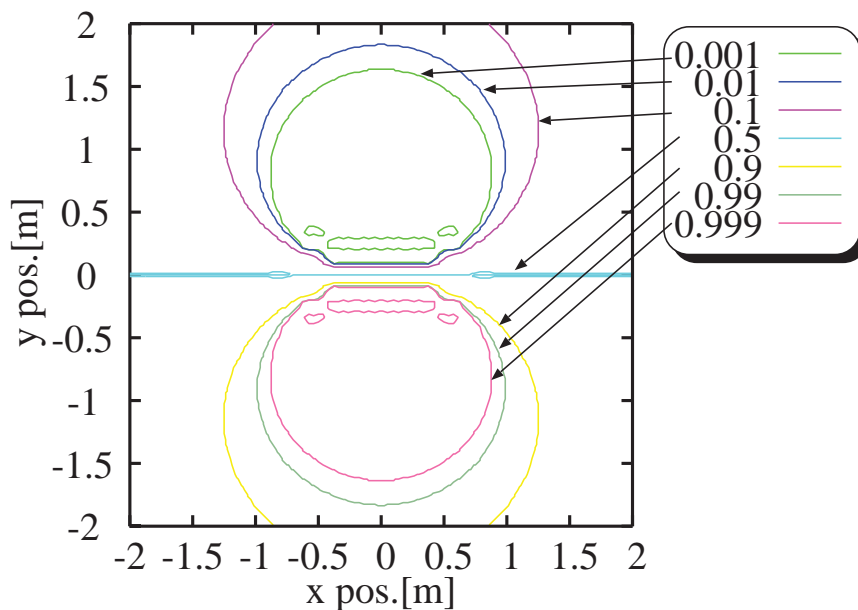


図 4.3 相関値 z_d が負となる確率（相互結合なし）

信アンテナレイから離れるため十分な受信信号電力を得られないためと考えられる。さらに、 y 軸および y 軸付近で x 軸が 1m 以上離れた場所においても相関値の正と負が同じような確率となり、領域の判定は困難である。これは L_1 および L_3 の作る磁界と L_2 の作る磁界が y 軸付近においては直交に近くなるため相関値が 0 に近い値となるためである。

図 4.4 に相互結合を考慮した場合に相関値 z_d の符号が負となる確率を示す。送信電力は図 4.3 と同等とする。図 4.3 と同様に図の上半分の円状の領域において内積の値が高い確率で正、下半分の円状の領域において内積の値が高い確率で負となる。図 4.3 と比較しても、ほとんど同じ領域で判定可能であることがわかる。これらの結果より、磁界結合は大きな影響はないことが分かる。以上のように、相関値の正負を利用して受信機が 2 つの領域のどちら側に存在しているか判定可能であることを示した。

本節では x - y 平面の 2 次元上で評価を行っているが、 x 軸方向と y 軸方向に垂直な z 軸方向を評価した x - z 平面の 2 次元の評価を行った場合、 x 軸を中心に回転した平面であり、 x - y 平面と同様の位置関係のため、 y 軸に対して円状の領域

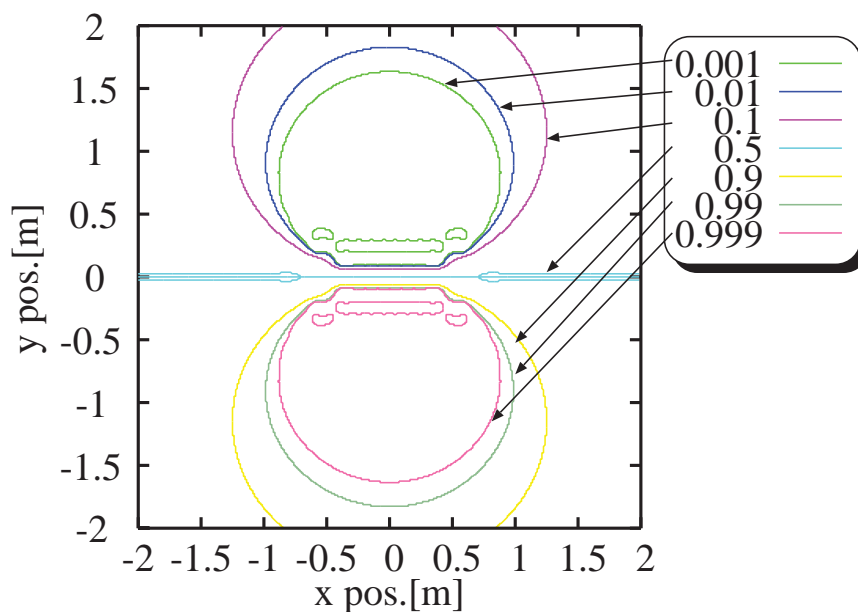


図 4.4 相関値 z_d が負となる確率 (相互結合あり)

で判定性能が高くなる同様の結果となる。x-y-z 空間の 3 次元では領域判定性能の等しい場所は図 4.4 の結果を x 軸を中心に回転した分布になると予想される。2 次元上でも 3 次元上でも送信機 1 台では、境界に近く送信機から離れた場所において領域判定性能が悪くなるが、境界上に複数設置して領域判定性能の悪い場所を補う事ができる。また、判定したい領域を囲むように送信機を設置する事により、より細かい領域単位の判定を行うように拡張することも可能である。

4.5. 既存手法との比較

ここでは、提案手法と既存手法の検出精度、演算量の評価を行う。検出精度に関しては送信機 1 台のみを用いて RSS を基にした手法 (RSS) を本論文で考案し、提案手法と RSS の比較を行う。演算量に関しては文献 [10] において提案されている LS を用いた手法と比較する。

4.5.1 直線境界に対する判定誤り

信号強度の大きさのみで存在領域を評価する手法 (RSS) と本論文で提案する領域判定手法の判定誤り率の比較を行う。RSS はある信号強度を閾値として設定し、その閾値を超えた場合、送信機の周辺領域に存在すると判定し、閾値を下回った場合、遠くの領域に存在すると判定するものとする。

$4m \times 4m$ の領域において、 $(x, y) = (0, 1)$ の点 B に送信機を配置し、受信機は自身が $y > 0$ の領域と $y < 0$ の領域のどちらに存在しているかを判定する。多重波伝搬路に見通し波のように強い到来波が 1 波加わっている場合、受信信号の複素包絡線は、中心極限定理より、平均がこの強い到来波の複素振幅となるような複素ガウス分布に従う。このとき、振幅は仲上-ライス分布に従う [52]。アンテナは無指向性、受信信号の電力は送信機からの距離の 2 乗に反比例すると仮定し、送信信号と帯域制限された雑音による受信信号の包絡線の振幅分布は原点 $(x, y) = (0, 0)$ における信号対雑音電力 30dB とする仲上-ライス分布に従うものとする。本論文で提案した手法は図 4.1 の原点 $(x, y) = (0, 0)$ にアンテナを設置し、 $(x, y) = (0, 1)$ の点 P における信号対雑音電力 30dB とする。 $x = 0$ を除く図 4.1 の空間で x 方向、 y 方向それぞれ 10cm ごとに領域判定を行い、 $y < 0$ および $y > 0$ のそれぞれの領域で平均の領域判定誤り率を計算する。 $y < 0$ の領域に存在する時に $y > 0$ と判定する確率を FPR (False Positive Rate), $y > 0$ の領域に存在する時に $y < 0$ と判定する確率を FNR (False Negative Rate) とする。図 4.5 に領域判定の電力の閾値を様々に設定した時の既存手法 (RSS) および本論文で提案した手法 (proposal) の FPR に対する FNR を示す。図 4.5 において RSS は閾値により性能が変化する。そのため、必要となる性能に応じて閾値を設定する必要がある。一方、提案手法は 2 つの磁界の向きの違いを決定変数 z_d の正負の符号によって判定する。閾値 0 として判定しているため、図 4.5 では 1 点のみを示している。図 4.5 より、RSS では、FPR および FNR が約 0.4 において同じ誤り率 (Equal Error Rate: EER) となる。一方、本論文の手法は FPR および FNR が共に約 0.16 であり、従来手法に対して 0.4 倍の誤り率となることが分かる。提案手法の判定誤り 0.16 は図 4.3 の相関値 z_d の符号が負となる確率からすると大きく見える。 $x < -1$ または $1 < x$ の範囲では 0.1 から 0.5

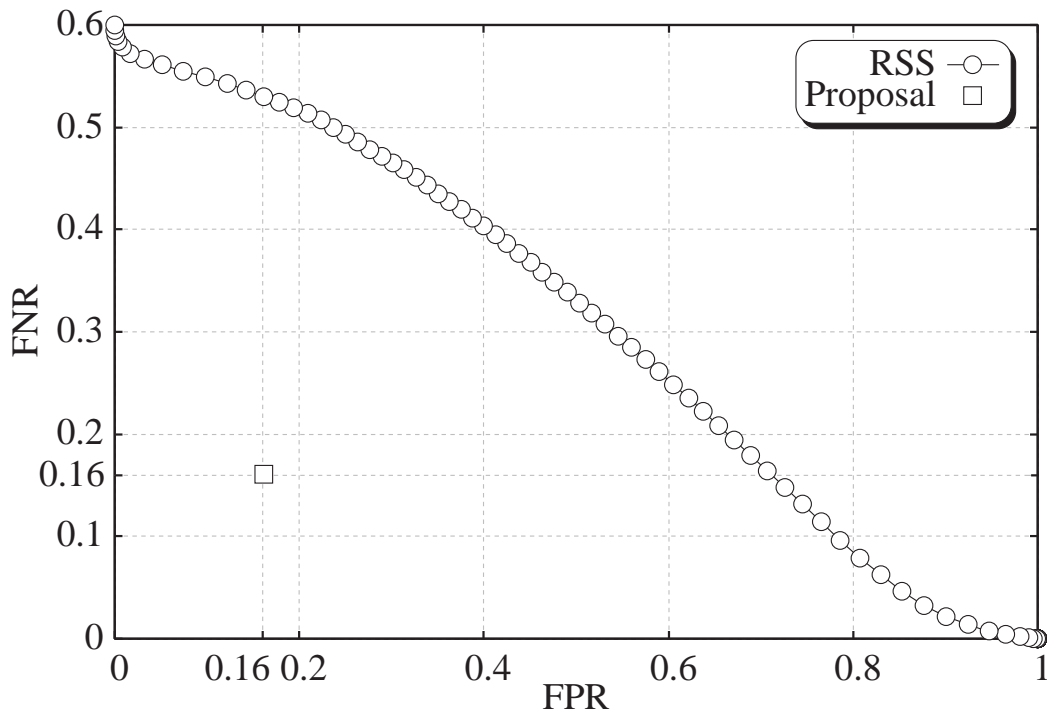


図 4.5 判定誤りトレードオフ (4m×4m)

の判定誤りとなるため，平均した場合の領域判定性能を劣化させていると予想される．次に，異なる広さで誤り率を比較するため， $x < -1$ および $1 < x$ を除いた $2\text{m} \times 4\text{m}$ の領域においても同様に判定誤りトレードオフを求める．図 4.7 に図 4.6 の $2\text{m} \times 4\text{m}$ の領域において領域判定の電力の閾値を様々に設定した時の既存手法 (RSS) および本論文で提案した手法 (proposal) の FPR に対する FNR を示す．提案手法の領域判定誤り率は空間 $-2 \leq x \leq 2$ では 0.16，空間 $-1 \leq x \leq 1$ では 0.03 であることから空間 $-2 \leq x \leq -1$ および空間 $1 \leq x \leq 2$ の領域では判定誤り率 0.29 となることから y 軸方向から離れると大きく性能が劣化する事が分かる．図 4.7 より，RSS の EER は約 0.145 である．一方，提案手法は FPR および FNR が共に約 0.03 であり，RSS に対して 0.2 倍の誤り率となることが分かる．これらの結果より， $|y| > 2$ の送信機から離れた領域では $|y| > 2$ の領域に対して RSS，提案手法共に精度が悪いこと，および RSS に対して提案手法の精度が良いことが分かった．以上のように，受信電力の閾値で判定する簡易な手

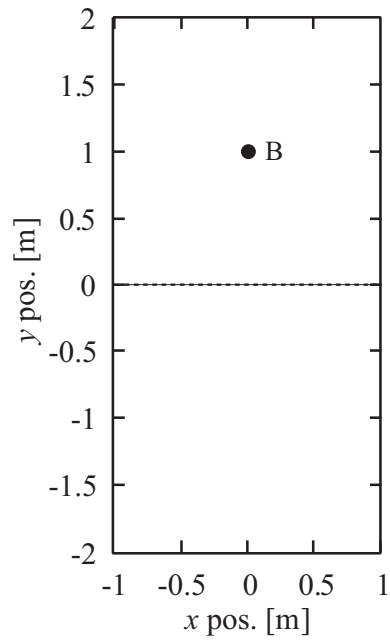


図 4.6 2m×4m の空間

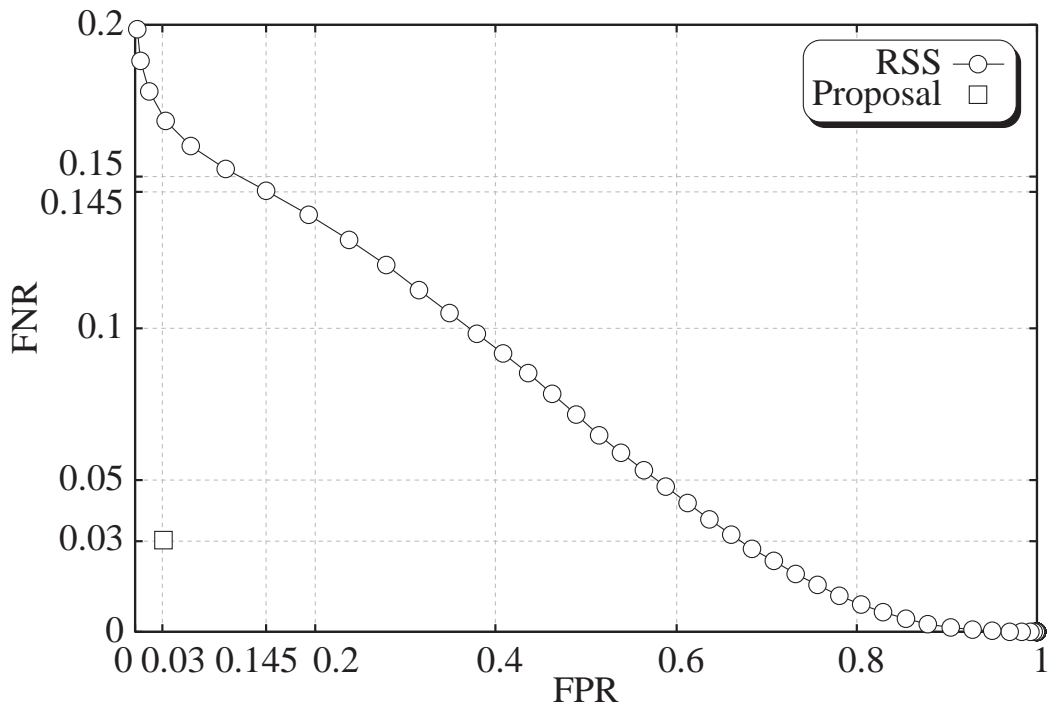


図 4.7 判定誤りトレードオフ (2m×4m)

法であるが、検出誤り率は提案手法に 0.2 倍 から 0.4 倍 と劣っていると言える。

4.5.2 閉路境界に対する判定誤り

RSS を用いる方式ならびに提案方式を用いて閉路を境界とする領域判定を行う場合には、複数の送信機が必要である。文献 [10] において提案されている RSS を基に、LS を用いた位置推定アルゴリズム (LS) と提案方式の検出誤り率の比較を行う。LS は、まず電界強度の伝搬損失 L_k より送信機から対象までの距離 d_k を推定する。

$$d_k = 10^{\frac{L_k}{20}} \quad (4.25)$$

ここで、送信機 k の位置 (x_k, y_k) が既知であるとし、求める推定対象の位置を (X, Y) とすると、推定対象から送信機 k までの距離 D_k は (4.26) に示す式となる。

$$D_k = \sqrt{(X - x_k)^2 + (Y - y_k)^2} \quad (4.26)$$

複数の送信機について (4.25) と (4.26) を考慮して、 D_k と d_k の誤差 2 乗和の評価式 (4.27) の $F(X, Y)$ が最小となる場所の座標 (X, Y) を推定結果とする。

$$F(X, Y) = \sum_{k=1}^n (D_k - d_k)^2 \quad (4.27)$$

検出範囲は $4\text{m} \times 4\text{m}$ の平面、2 つの領域のどちら側に存在するかを判定する。図 4.8 に閉路をモデル化した判定領域およびアンテナ配置を示す。 $-1.0 < x < 1.0$, $-0.8 < y < 0.8$ を内部領域、内部領域を除く $-2.0 \leq x \leq 2.0$, $-2.0 \leq y \leq -2.0$ を外部領域とし、受信機が外部領域に存在する時に内部領域と判定する確率を FPR、受信機が内部領域に存在する時に外部領域と判定する確率を FNR とする。 $A(0.0, 0.8)$, $B(1.0, 0.0)$, $C(0.0, -0.8)$, $D(-1.0, 0.0)$ にそれぞれアンテナを配置する。ここでの A, B, C, D は送信機であり、受信機は内部領域および外部領域のどこかに存在するものとする。LS では評価関数 $F(X, Y)$ は X, Y ともに 0.1m ごとの境界線上を除いた合計 1609 点を評価する。送信アンテナは無指向性、送信信号の電力は距離の 2 乗に反比例すると仮定し、送信信号と帯域制限された雑音による受信信号の包絡線の振幅分布は原点 $(x, y) = (0, 0)$ における信号

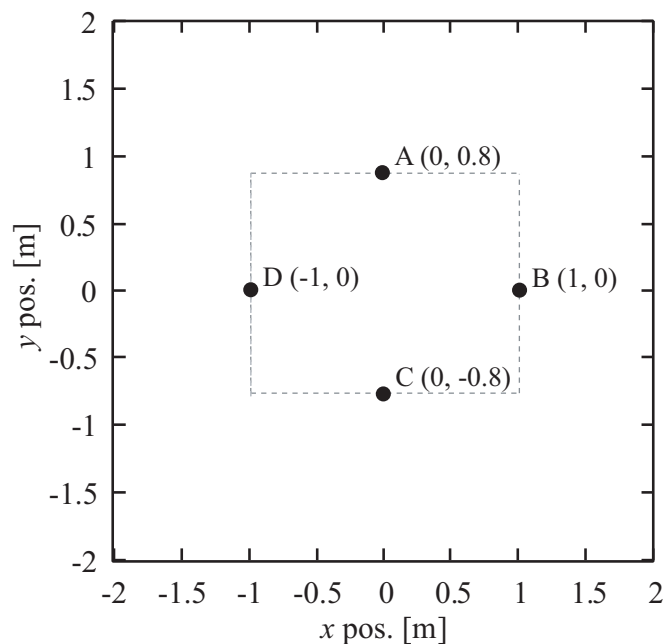


図 4.8 判定領域とアンテナ配置

対雑音電力 5dB から 47dB とするライス分布に従うものとする．提案方式においても送信機から 1m 離れた点における信号対雑音電力が 5dB から 47dB となる送信電力とする．ここで，4 つのアンテナそれぞれによる信号は時間を分ける等により互いに無相関であると仮定する．4 つのアンテナによる信号すべてにおいて内部と判定した場合，受信機は内部に存在すると判定し，1 つでも外部と判定した場合，受信機は外部に存在すると判定する．FPR を図 4.9 に示す．LS では $F(X, Y)$ が最小となる (X, Y) が複数存在する場合もあったが，それらの解の内部，および外部の判定結果は同じであった．提案方式は E_b/N_0 の値 30dB 程度までは FPR の変化が少なく，30dB 以上では E_b/N_0 の値により FPR が低下する． E_b/N_0 17dB 以下では LS に対して提案方式の FPR が低いが， E_b/N_0 17dB 以上では提案方式に対して LS の FPR が低い．FPR が 10^{-2} の点では LS に対して提案方式は所要 E_b/N_0 が約 17dB 高いことが分かる．FNR を図 4.10 に示す．LS では $F(X, Y)$ が最小となる (X, Y) が複数存在する場合もあったが，それらの解の内部，および外部の判定結果は同じであった． E_b/N_0 の値に関わらず提案方式に対して LS の FNR が低く，FNR が 10^{-2} の点では LS に対して提案

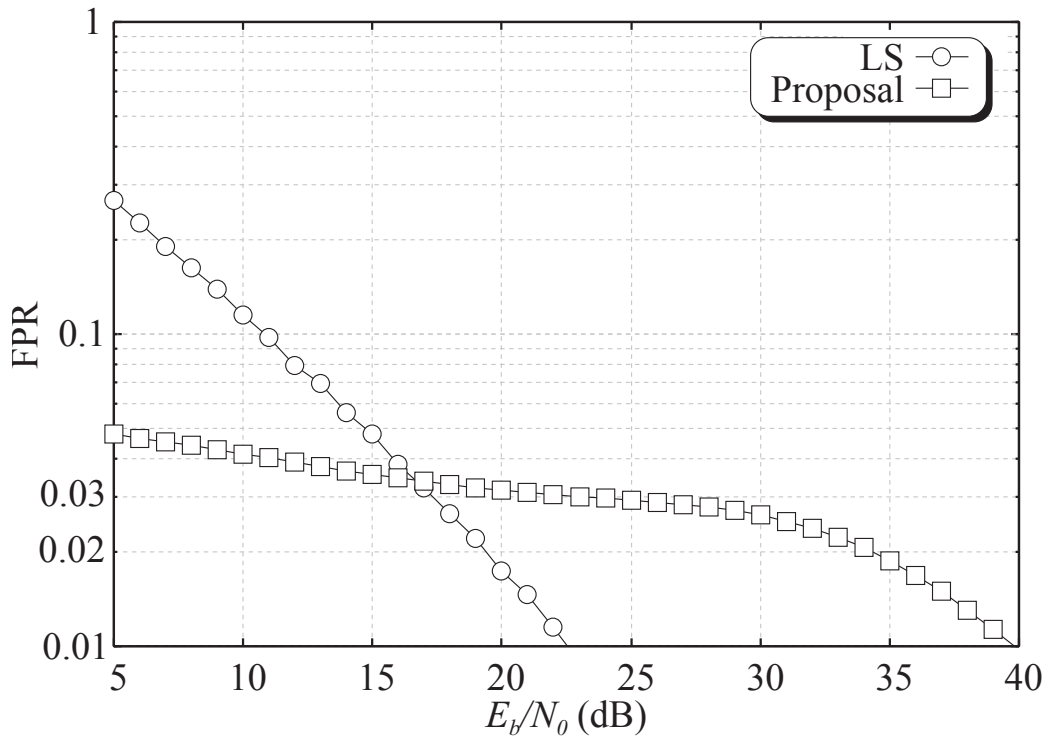


図 4.9 FPR

方式は所要 E_b/N_0 が約 21dB 高いことが分かる．提案方式は 4 つの送信機の内一つでも境界の外側と判定すると外部領域と判定するため，外部領域と判定しやすく，4 つの送信機の内誤り率の悪い部分に影響されるため，提案方式は LS に対して FNR が悪くなると考えられる．

4.5.3 演算量の比較

ここでは各方式による演算量を比較する． $F(X, Y)$ の検索数を h ，送信機数を n ，拡散符号長を N とする．LS を用いた位置検出方式は (4.25) による演算量は除算 1 回，べき乗 1 回，(4.26) による演算量は加算 3 回，乗算 2 回，平方根の計算 1 回，(4.27) による演算量は (4.25) および (4.26) による演算を n 回繰り返して足し合わせるため，合計で加算 $5n - 1$ 回，乗算 $3n$ 回，除算 n 回，べき乗 n 回，平方根 n 回となる．(4.27) は $F(X, Y)$ の検索数 h 回計算するため，加算

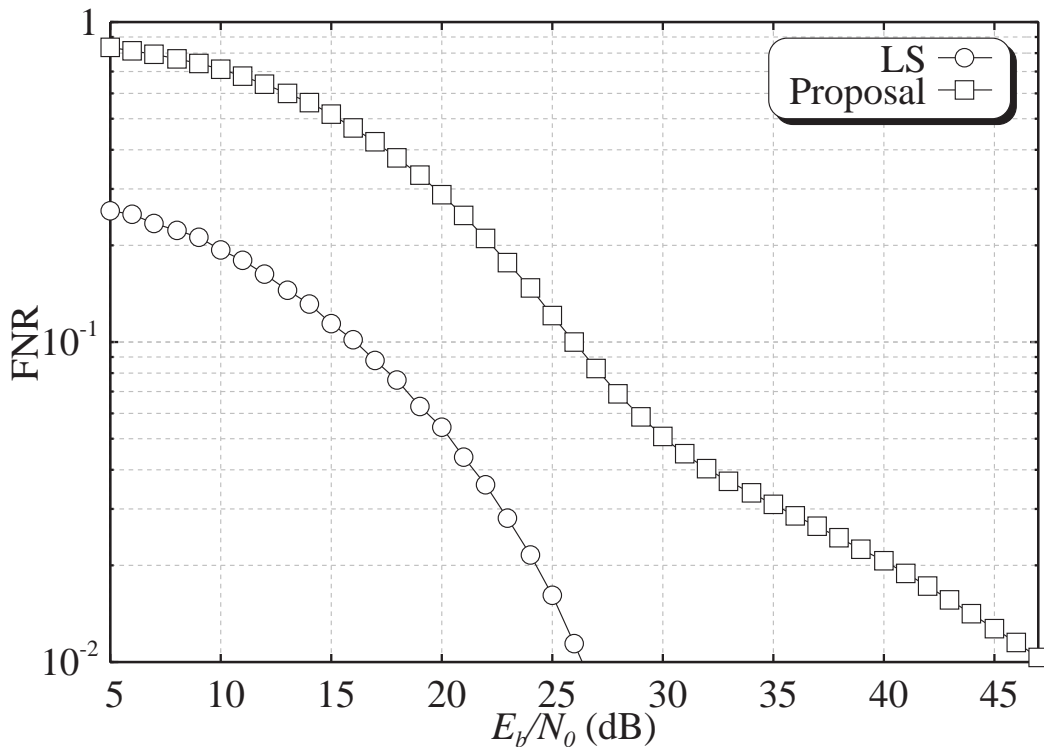


図 4.10 FNR

$(5n - 1)h$ 回, 乗算 $3hn$ 回, 除算 hn 回, べき乗 hn 回, 平方根 hn 回となる. 提案方式では (3.15) のように Z_a および Z_b を計算後, $Z_d = Z_a + Z_b$ の演算を基地局数 n 回繰り返すため, 加算 $(2N - 1)n$ 回, 乗算 $2Nn$ 回となる.

以上の LS を用いた位置推定方式, および提案方式の演算量を表 4.2 に示す. 図 4.8 の検出範囲を境界上を除いて 0.1m ごとに検索する場合, 1609 点の検索数および送信機数 4 となる. 演算量の比較のための諸元を表 4.3 に示す. LS を用いた位置推定アルゴリズムおよび提案方式の演算量を表 4.4 に示す. 表 4.4 の結果より提案方式は加算回数および乗算回数において 2 桁以上演算量が少なく, 演算量の大きなべき乗および平方根の演算も必要ないことがわかる. LS は評価関数を X, Y の数だけ計算するため演算量と精度がトレードオフの関係となり, 今回の評価においては演算量が大きなものとなった. 一方, 提案方式では 2 シンボルの信号から相関を計算するという簡易な手法であるため, LS に対して 2 桁の

表 4.2 領域判定に必要となる演算回数

方式	加算	乗算	除算	べき乗	平方根
LS	$(5n - 1)h$	$3hn$	hn	hn	hn
提案方式	$(2N - 1)n$	$2Nn$	0	0	0

表 4.3 諸元

$F(X, Y)$ の検索数 h	1609
送信機数 n	4
拡散符号長 N	16

大幅な演算量の低減が期待できる。

4.6. ハードウェア規模と精度

ここではハードウェア規模が変化した場合の検出精度の評価を行う。本論文の手法は簡易なデジタル信号処理で実現できるため、ハードウェア規模を縮小できる。ADC と Integrate and Dump フィルタの最大ビット数を変化させた場合の特性の変化をオーバーサンプリング比 30, バンドパスフィルタを通した信号が ADC でデジタル信号に変換され、Integrate and Dump フィルタを通して相関値を計算するモデルとして、計算機シミュレーションにより評価する。

まず、ハードウェア規模および図 4.11 に示す ADC のビット分解を評価する。表 4.5 は受信回路に求められる周波数パラメータを示す。ADC のサンプリング周波数は 576kHz とする。図 4.12 に ADC の最大ビット数を制限した場合の E_b/N_0 に対する領域判定誤り率を示す。図 4.12 において Ideal, 3-bit, 2-bit, 1-bit の曲線がそれぞれ ADC の最大ビット数 64-bit, 3-bit, 2-bit, 1-bit の時の E_b/N_0 に対する領域判定誤り率を示す。ADC のビット数を大きくするほど特性が良く、 10^{-5} では 64bit に対して 1-bit, 2-bit, 3-bit がそれぞれ約 1.2dB, 0.4dB, 0.25dB の劣化となる。

表 4.4 領域判定に必要となる演算回数

方式	加算	乗算	除算	べき乗	平方根
LS	3.1×10^4	1.9×10^4	6.4×10^3	6.4×10^3	6.4×10^3
提案方式	124	128	0	0	0

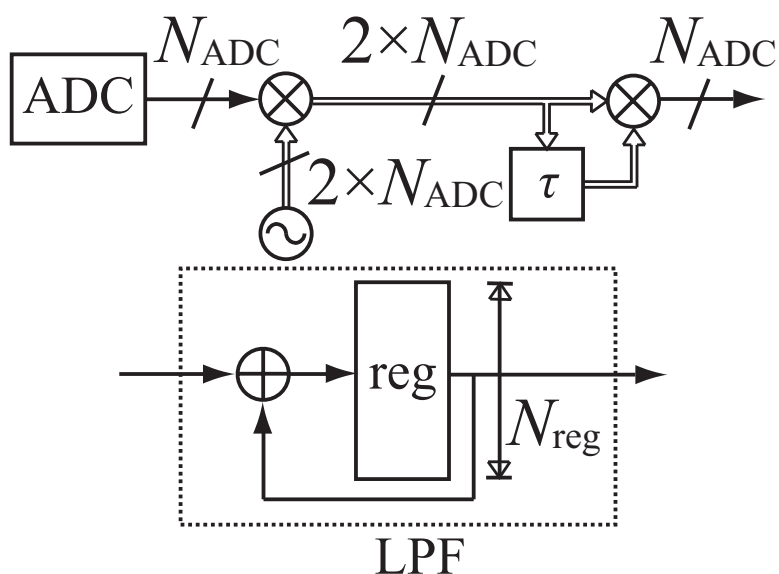


図 4.11 送信機のブロック図とビット数

次に、Integrate and Dump フィルタに必要となるビット数を評価する。まず、Integrate and Dump フィルタに入力される信号を最大何ビット必要となるかを評価する。図 4.13 に ADC の最大ビット数が 3-bit の場合に、1000 回 Integrate and Dump フィルタに入力された信号を表 4.6 に従って割り当てた時の出力ビット数の出現確率を示す。図 4.13 より、ほとんどの信号が 6-bit 以内に収まることが分かる。また、 E_b/N_0 が 0dB の場合 7-bit 必要となる場合もあるが、必要レベル数の増加は雑音に起因するため、本来必要となるわけではない。以上より、本研究の手法を計算するためには 6 レベルの Integrate and Dump フィルタを使用すればよいと考えられる。図 4.14 に ADC の最大ビット数が 3-bit の場合に Integrate and Dump フィルタの最大ビット数を制限した場合と ADC および Integrate and

表 4.5 周波数パラメータ

拡散符号長 N	16
搬送波の周波数	144kHz
伝送速度	1.2kbps
サンプリング周波数 l	576kHz

表 4.6 入力信号とビットマッピング

入力信号	出力ビット数
0, 1	1
-1, 2	2
-3, -2, 3, 4	3
-7 ~ -4, 5 ~ 8	4
-15 ~ -8, 9 ~ 16	5
-31 ~ -16, 17 ~ 32	6
-63 ~ -32, 33 ~ 64	7
-127 ~ -64, 65 ~ 128	8

Dump フィルタが 64-bit 使用できる場合を理想曲線とした E_b/N_0 に対する領域判定誤り率を示す。Integrate and Dump フィルタのビット数を大きくするほど特性が良く、 10^{-5} では ADC: 3bit, Integrate and Dump フィルタ : 64-bit に対して約 1.3dB の劣化となる。また、理想曲線に対し Integrate and Dump フィルタ : 5-bit, 64-bit は共に 0.25dB の劣化となる。図 4.13 からは Integrate and Dump フィルタが 6-bit 必要であったが、特性を評価した結果、5-bit でも十分な精度となることが分かった。以上の結果から、本論文の手法は ADC 3-bit, Integrate and Dump フィルタ 5-bit で構成することができると言える。

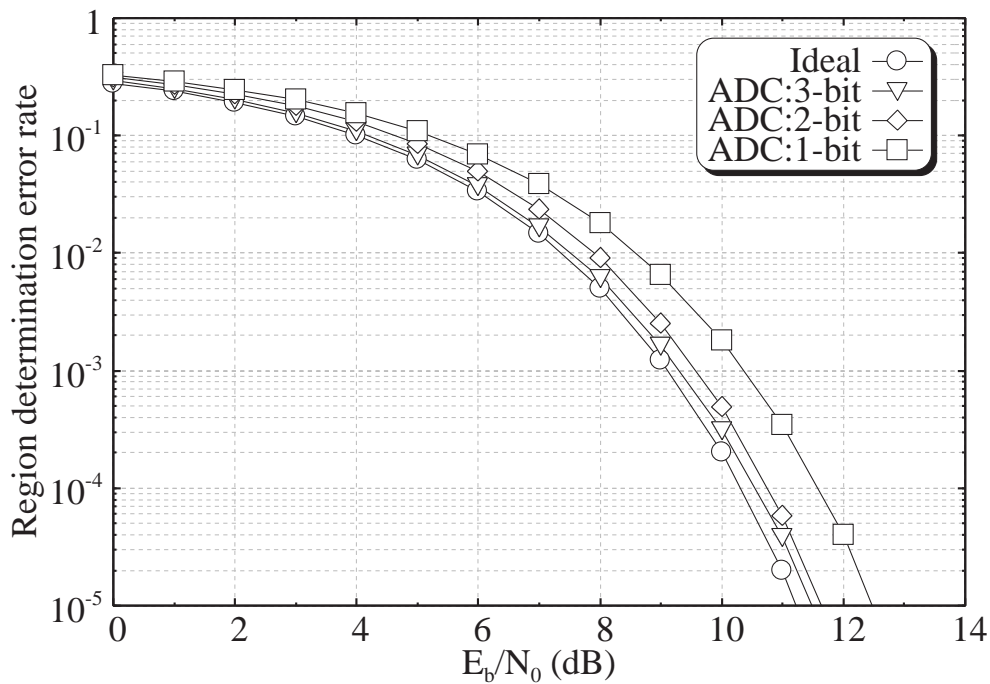


図 4.12 ADC の分解能と領域判定誤り率の関係

4.7. 結言

本章では、提案受信機の復調器における信号処理から数学的モデルを導出し、導出した数学的モデルに基づいて、特性関数を用いた理論解析を行い、数値解析からシミュレータとの精度の違いを評価した。数値例により、理論解析がシミュレータの結果と十分一致していることが分かった。また、電力の割合が 1: 1 の時、理論解析とシミュレータに違いがあるが、その違いは 10^{-5} において最大 1.3dB であった。その後、検出したい領域内で場所ごとに信号の相関値が負になる確率を数値例により示し、判定精度および判定可能となる領域を示した。数値例の結果、送信機に対して相関値が上側の領域で円状に正に、下側の領域で負に偏る結果となった。これにより、送信機から離れた境界付近や送信機から遠い場所での領域判定は難しいが、それ以外の場所では領域判定可能であることを示した。また、アンテナ間が近接していることによる相互結合が領域判定精度および判定可能となる領域に与える影響は大きくないことを数値例により示した。既存手法と

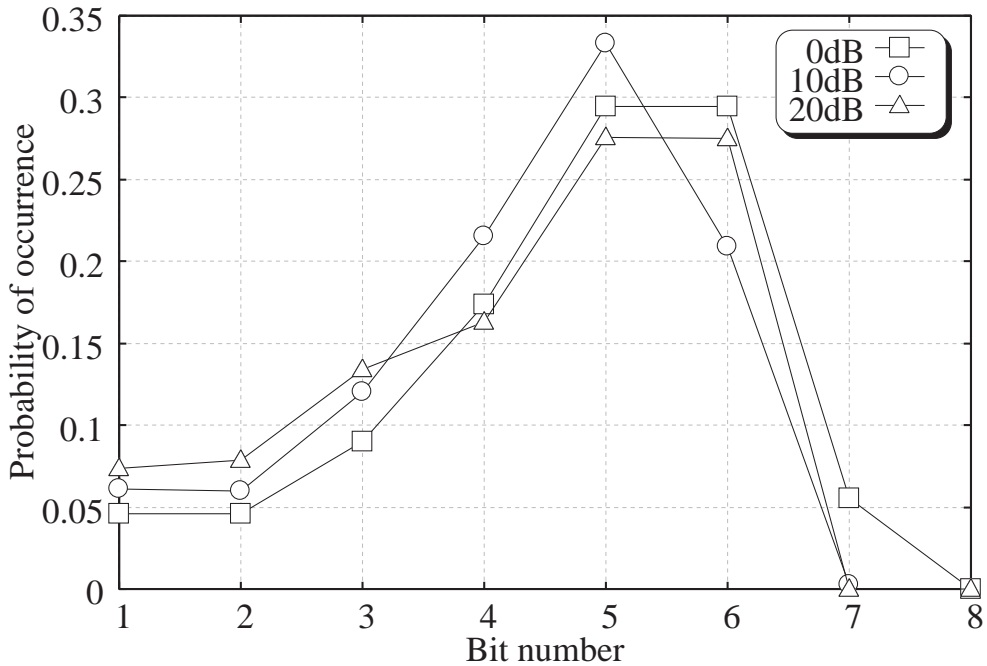


図 4.13 Integrate and Dump フィルタの出現確率

の比較を行うため、まず、送信機 1 つのみを用いて RSS を利用した判定手法を既存手法として、検出判定精度を比較した。FPR および FNR の一致する確率を比較した結果、提案手法は RSS を利用した既存手法に対し、約 0.4 倍から約 0.2 倍の誤り率となることを示した。次に、複数の送信機を用いて最小二乗法を用いた領域ごとに判定する手法との演算量の比較を行った結果、提案手法は LS を用いた既存手法に対して 2 桁以下の演算量であることを示した。本研究で要求されるハードウェア規模を見積もるため、ハードウェア容量が異なった場合の検出精度との関係性を評価した結果、本論文の手法は ADC 3-bit , Integrate and Dump フィルタ 5-bit で精度をほとんど落とすことなく構成することができることを示した。本章ではまず、4.2 にて提案受信機の数学的モデルを示した。次に、4.3 にて特性関数を用いた領域判定手法の理論解析を行った。また、4.4 にて数値解析を行うことにより、シミュレータと比較した際の理論解析の妥当性、および判定可能となる場所を示した。さらに、相互結合の有無による、本手法への影響、および既存手法との演算量の比較を示した。4.5 にて既存の位置検出技術の

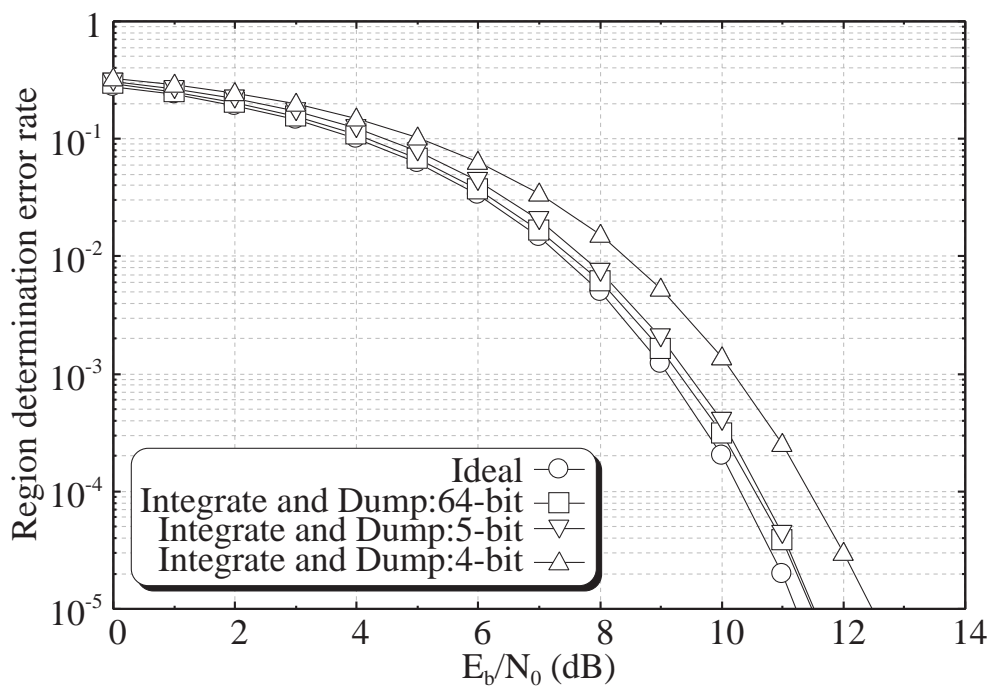


図 4.14 Integrate and Dump フィルタのビット数と領域判定誤り率の関係

内, RSS を用いた領域ごとに判定する領域判定手法との精度の比較を示した. 4.6
にてハードウェア規模が異なる場合の検出精度を示した.

第5章 結論

5.1. まとめ

現在、無線技術およびモバイルコンピューティングの世界において、位置認識の技術が注目を集めている。屋外では GPS が標準的な位置検出技術として利用されている一方、屋内における位置情報を利用したサービスでは要求される検出精度、検出装置の複雑性、耐障害性、および検出範囲といった様々な要素を考慮しなければならないため、適切な技術を選択しなければならない。キーレスエントリーシステムにおいては携帯する鍵が位置情報を取得し、位置情報に応じた動作を行うが、この時に必要な位置情報はある領域に存在するかどうかである。このように、位置情報を利用するユーザにとっては高精度な位置情報ではなく、ある領域に存在するかどうかを知るだけでよいものも存在する。また、携帯端末は回路やバッテリーに制限があるため、簡易な位置検出手法が求められている。本研究では、簡易な回路および演算量で構築可能な領域ごとに判定を行う位置検出手法について検討を行った。

第3章では、微小ループアンテナアレイを用いた無線タグ存在領域判定手法を提案した。小型受信機が送信機に対して2つの領域のどちら側に存在するかを判定するため、提案手法では、長波信号を DS/SS 変調した信号を用いた送受信機のアンテナ構成を採用した。送信機のアンテナ構成により送信機に対する2つの領域に異なる向きの磁界を発生させ、DS/SS 信号を用いることによりそれらの磁界の向きを検出可能とした。

第4章では、提案受信機の復調器における信号処理から数学的モデルを導出し、導出した数学的モデルに基づいて、特性関数を用いた理論解析を行い、数値解析からシミュレータとの精度の違いを評価した。数値例により、理論解析がシ

シミュレータの結果と十分一致していることが分かった。また、電力の割合が 1: 1 の時、理論解析とシミュレータに違いがあるが、その違いは 10^{-5} において最大 1.3dB であった。その後、検出したい領域内で場所ごとに信号の相関値が負になる確率を数値例により示し、判定精度および判定可能となる領域を示した。数値例の結果、送信機に対して相関値が上側の領域で円状に正に、下側の領域で負に偏る結果となった。受信機の存在領域判定誤り率を 10^{-2} とする領域は送信機を中心に横方向に 2m、奥方向に 3m の範囲であった。これにより、境界付近や離れた場所での領域判定は難しいが、送信機に対して正面では領域判定可能であることを示した。また、アンテナ間が近接していることによる相互結合が領域判定精度および判定可能となる領域に与える影響は小さいことを数値例により示した。また、提案手法は受信信号強度のみを用いる既存の判定手法に対して 0.2 倍から 0.4 倍の位置判定誤り率となった。演算量を比較した結果、提案する手法は既存の最小二乗法を用いる位置検出手法に対して 2 桁以上の大幅な演算量の低減が可能であることを示した。本研究で要求されるハードウェア規模を見積もるため、ハードウェア容量が異なった場合の検出精度との関係性を評価した結果、本論文の手法は ADC 3-bit, Integrate and Dump フィルタ 5-bit で構成することができることを示した。

5.2. 今後の課題

本研究ではソフトウェアシミュレーションで自由空間における検出範囲、検出精度、およびハードウェア規模について評価を行った。実機を作成して、実環境での評価、および、室内等の遮蔽物がある場合、特に、自動車の金属で囲まれた場所における判定範囲および判定誤り率の変化を評価したい。さらに、提案手法はキーレスエントリーシステムだけでなく、存在領域を知るだけでよい他のアプリケーションにも応用可能であることから、部屋のドアに取り付けて入退室を判定する、といった屋内ナビゲーション等の応用システムを考えることが今後の課題となる。

また、実機動作時の消費電力を計測し、キーレスエントリーシステムの鍵の動

作時間の延長，および実用上問題ないと考えられる 10 年程度の動作時間にするため，通信システムまで含めた鍵の動作アルゴリズムの考案も実用上重要である．

今後は上記のような課題項目について，簡易存在領域判定システムの実用化を目指して検討していく方針である．本研究成果が位置検出技術の発展に貢献できることを願う．

謝辞

本研究を行うにあたり，的確なご指導と温かいご教示を賜り，研究室生活についてもご配慮いただきました本学情報科学研究科 岡田 実 教授に深謝致します。博士前期課程からの5年間，本当に温かく見守って頂きました。研究をはじめ，あらゆる物事に対して本質を見極め，追求していく姿勢を今後も見習いたいと思います。研究室の様々な事柄を指揮してくださって，本当に感謝しております。

お忙しい中時間を割いて頂き，副指導教員として多大に御助言，御教示を賜りました本学情報科学研究科 杉本 謙二 教授に心から感謝致します。ゼミナールでの中間発表の折，分野の違いによって生じる思い込みに気付く事ができ，視野が広がったことに感謝しております。また，プレゼンテーションでは私にとって数少ないお褒めの言葉を頂いたことにも感謝しております。温かいご指導，ありがとうございました。

お忙しい中時間を割いて頂き，副指導教員として多大に御助言，御教示を賜りました本学情報科学研究科 安本 慶一 教授に心から感謝致します。ゼミナールでの中間発表の折，実装の観点からの的確な質問を頂きまして，その後の研究の評価手法に活かすことができ，感謝しております。また，想定される問題点を指摘頂きまして，既存手法との関係で研究を見直すことができました。的確なご指導，ありがとうございました。

本学情報科学研究科 東野 武史 准教授には副指導教員として貴重なご意見を頂き，ご指導賜りましたこと感謝致します。研究室ゼミでは，熱心な質問とコメントにより鍛えて下さったことを感謝しております。先生のおかげで新しい，それまで以上に活気のある研究室となったことに感謝しております。また，終始熱心な御指導，御鞭撻を賜りましたこと，ここに厚く御礼申し上げます。

本学情報科学研究科 原 孝雄 元准教授には数々の貴重なご意見を頂き感謝して

おります。琉球大学工学部（兼担理工学研究科）齋藤 将人 准教授（元本学情報科学研究科助教），明治大学理工学研究科 宮本 龍介 専任講師（元本学情報科学研究科助教）には貴重なご意見を頂き，ご指導賜りましたこと感謝致します。研究のために数々の貴重なご意見，ご協力を頂いた本学情報科学研究科の 馬 子驥 元助教に深く感謝しております。学生の間は模範的な学生として，助教になられてからも研究室の様々な仕事をして頂いて感謝しております。研究室ゼミでは気付かなかった視点から質問を頂き，評価方法を見つめ直すきっかけとなりました。学生として，また先生として大変お世話になりました。

研究室生活において，秘書の 鬼追 美樹 様には，物品の購入や旅費の手配等，様々な手続きをして頂いた事に感謝しております。鬼追様のおかげで事務的な作業に時間を取られること無く，研究に集中することができました。縁の下の力持ちとして，大変お世話になりました。ありがとうございました。

本研究をすすめるにあたり，ゼミなどでの熱心な討論や意見，更に深夜におよんで微にいり細にわたりご協力を頂い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感謝致します。共に研究内容について討論し，切磋琢磨し，気分転換のために，趣味や食事について語り合った 佐藤 智紀 氏，研究室内の計算機管理・説明をして頂き，個人的な自動車の修理まで行なってくれた 石黒 剛大 氏に感謝しております。研究室の優秀な先輩・後輩に心より感謝申し上げます。

最後に，私の研究活動を暖かく見守り，これまで育ててくれた父 克彦，母 玲子，そして兄 優一 に深く感謝致します。

参考文献

- [1] S. Gezici, “A survey on wireless position estimation,” *Wireless Personal Communications*, Vol.44, No.3, pp.263–282, Feb. 2008.
- [2] 峰野博史, 肥田一生, 水谷美穂, 宮内直人, 楠和浩, 水野忠則, “移動機器連携ロケーショントラッキング方式の提案,” 一般社団法人情報処理学会, 情報処理学会研究報告, vol.2004–GN–51, pp.1–6, Mar. 2004.
- [3] H. Liu, H. Darabi, P. Banerjee, and J. Liu, “Survey of wireless indoor positioning techniques and systems,” *IEEE Trans. Syst., Man Cybern. C, Appl. Rev.* vol.37, no.6, pp.1067–1080, Nov. 2007.
- [4] Y. Gu, A. Lo, and I. Niemegeers, “A survey of indoor positioning systems for wireless personal networks,” *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol.11, no.1. pp.13–32, First Quarter, 2009.
- [5] J. Kamouaa, “Turn-Key Passive Entry/ Passive Start Solution,” *Automotive Compilation*, vol.10, pp.29–35, Act. 2013.
- [6] 田中康弘, 熊崎武, “車両用スマートキーの携帯機探索装置, 及び携帯機探索方法,” 特開 2012-107377, Jun. 2012.
- [7] 山口日出明, “タイヤ空気圧監視システムおよびキーレスエントリーシステム搭載車両および送信ユニット位置検出方法,” 特開 2007-276642, Jul. 2007.
- [8] 永岡秀一, 早坂哲, 中嶋智, “キーレスエントリー装置,” 特開 2007-2654, Jan. 2007.
- [9] 石塚義章, “車両用ランプ制御装置,” 特開 2008-184770, Aug. 2008.

- [10] 小川智明, 吉野修一, 清水雅史, “学習機能を用いたロケーション検出方法の検討,” 一般社団法人電子情報通信学会, 電子情報通信学会技術研究報告, RCS 2002-107, pp.13-18, Jul. 2002.
- [11] 渡部進一, 齋藤将人, 岡田実, “直接拡散方式を用いた超小型センサの存在領域検出法,” 一般社団法人電子情報通信学会, 電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集, vol.2009 no.2, pp.392, Sep. 2009.
- [12] 渡部進一, 齋藤将人, 岡田実, “長波直接拡散スペクトル拡散信号とループアンテナアレイを用いた無線タグの簡易存在領域判定システム,” 一般社団法人電子情報通信学会, 電子情報通信学会技術研究報告, WBS 2009-32, pp.43-47, Oct. 2009.
- [13] S. Watanabe, M. Saito, and M. Okada, “Simple radio positioning system based on direct sequence spread spectrum,” IEEE Radio and Wireless Symposium 2010, New Orleans, USA, pp.172-175, Jan. 2010.
- [14] 渡部進一, 宮本龍介, 岡田実, “長波直接拡散スペクトル拡散信号と複数のループアンテナアレイを用いた無線タグの簡易存在空間判定システム,” 一般社団法人電子情報通信学会, 電子情報通信学会技術研究報告, SIS 2010-44, pp.53-57, Dec. 2010.
- [15] S. Watanabe, and M. Okada, “Region determination error rate performance of simple radio positioning system based on direct sequence spread spectrum,” International Conference on Embedded Systems and Intelligent Technology 2012, Nara, Japan, pp.30-33, Jan. 2012.
- [16] 坂耕一郎, 片山正昭, 山里敬也, 小川明, “室内無線通信における DS/SS 信号を用いた送信ダイバシティ方式,” 一般社団法人電子情報通信学会, 電子情報通信学会総合大会講演論文集, 1996, pp.237, Mar. 1996.
- [17] Y. Ikai, M. Katayama, T. Yamazato, and A. Ogawa, “A new acquisition scheme of a DS/SS signal with transmit and receive antenna diversity,” ICC '99, pp.1256-1261, Jun. 1999.

- [18] U.-C. G. Fiebig, “Auto-and crosscorrelation properties for extended m-sequences and related sequences,” Proc. IEEE ISSSTA '94, vol.2, pp.406–410, Oulu, Finland, Jul. 1994.
- [19] 別所正博, 小林真輔, 越塚登, 坂村健, “ユビキタスコンピューティングと屋内環境の位置認識,” 一般社団法人電子情報通信学会誌, vol.92, no.4, pp.249–255, Apr. 2009.
- [20] R. Want, A. Hopper, V. Falcao, and J. Gibbons, “The active badge location system,” ACM Transactions on Information Systems, vol.10, no.1, pp.91–102, Jan. 1992.
- [21] 黒川高弘, 高橋甲介, 中西英之. “床面 RFID センサ「インテリマット」の開発,” 情報処理学会研究報告 ヒューマンコンピュータインタラクション, vol.2007, no.68, pp.49–56, Jul. 2007.
- [22] N.B. Priyantha, A. Chakraborty, and H. Balakrishnan, “The cricket location-support system,” Proceedings of the 6th annual international conference on Mobile computing and networking, vol.10, no.1, pp.32–43, Aug. 2000.
- [23] A. Hapter and A. Hopper, “A New Location Technique for the Active Office,” IEEE Personal Communications, vol.4, no.5, pp.43–47, 1997.
- [24] 古川機械金属株式会社, “超音波三次元位置測位システム ZPS-3D 概要紹介,” http://www.incom.co.jp/topics/copro_img/furukawa/gaiyo.pdf
- [25] 椎尾一郎, “RFID を利用したユーザ位置検出システム,” 一般社団法人情報処理学会, 情報処理学会研究報告, vol. 88, pp.45–50, May 2000.
- [26] 中尾浩一, “屋内測位技術の動向について,” 応用技術株式会社, テクニカルレポート, vol. 22, no. 9, pp.47–52, Dec. 2014.
- [27] 河口信夫, “Locky.jp : 無線 LAN を用いた位置推定とその応用,” 一般社団法人電子情報通信学会, 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 107, no. 106, ITS2007–16, pp.1–4, Jul. 2007.

- [28] 暦本純一, 塩野崎敦, 末吉隆彦, 味八木崇, “Placeengine: 実世界集合知に基づく WiFi 位置情報基盤,” インターネットコンファレンス 2006, pp.755–784, 2006.
- [29] “PlaceEngine beta”, <http://www.placeengine.com/show/about>
- [30] Y.T.Chan and K.C. Ho, “A simple and effect estimator for hyperbolic location,” IEEE Trans. Signal Proc., vol.42, no.8, pp.1905–1915, Aug. 1994.
- [31] N. Khajehonouri and A.H. Syed, “A non-line-of-sight equalization scheme for wireless cellular location,” Proc.IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol.6, pp.VI549–52, Apr. 2003.
- [32] W. Hahn and S.Tretter, “Optimum processing for delay–vector estimation in passive signal arrays,” IEEE Trans. Inf. Theory, vol.19, no.5, pp.605–614, Sep. 1973.
- [33] A. Pages–Zamora, J.V. Manzano, and D.H. Brooks, “Closed-form solution for positioning based on angle of arrival measurements,” Proc. 13th IEEE Int.Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, pp.1522–1526, Lisbon, Portugal, Sep. 2002.
- [34] ”川端学, 朝生雅人, 斎川貴彦, 服部武, “セルラーシステムにおける最ゆう推定法に基づく TDOA システムの位置検出性能評価 (マルチメディアシステム), ” 一般社団法人電子情報通信学会, 電子情報通信学会誌. B, 通信, vol.87, no.2, pp.285–291, Dec. 2004.
- [35] S. Goulin, C. Jie, G. Wei, and K.J.R. Liu, “Signal processing techniques in network-aided positioning: a survey of state-of-the-art positioning designs,” IEEE Signal Process. Mag., vol.22, no.4, pp.12–23, Jul. 2005.
- [36] S.Mangold and S. Kyriazakos, “Applying pattern recognition techniques based on hidden Markov models for vehicular position location in cellular

- networks,” Proc. IEEE 50th Vehicular Technology Conference, vol.2, pp.780–784, Sep. 1999.
- [37] K. Kaemarungsi and P. Krishnamurthy, “A non-line-of-sight equalization scheme for wireless cellular location,” Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol.6, pp.VI549–52, Apr. 2003.
- [38] L. Xinrong, K. Pahlavan, M. Latva-Aho, and M. Ylianttila, “Indoor geolocation using OFDM signals in HIPERLAN/2 wireless LANs,” Proc. PIMRC2000, vol.2, pp.1449–1453, Sep. 2000.
- [39] P. Bahl, and V.N. Padmanabhan, “RADAR: An in-building RF-based user location and tracking system,” Proceedings of INFOCOM 2000, pp.755–784, 2000.
- [40] C.Nerguizian, C. Despins, and S. Affes, “A framework for indoor geolocation using an intelligent system,” 3rd IEEE Workshop on WLANs, pp.1–38, Boston, Sep. 2001.
- [41] Y. Gwon, R. Jain, and T. Kawahara, “Robust indoor location estimation of stationary and mobile users,” Proc. Twenty-third Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies (INFOCOM 2004), vol.2, pp.1032–1043, Mar. 2004.
- [42] 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,” 一般社団法人電子情報通信学会誌, vol.J90-B, no.9, pp.784–796, Sep. 2007.
- [43] 丸林元, 中川正雄, 河野隆二, “スペクトル拡散通信とその応用,” 一般社団法人電子情報通信学会, May 1998.
- [44] 増野淳, 森広芳照, “電力線通信における拡張 M 系列を用いた SS-CSK 変調,” 修士論文, 京都大学, Mar. 2005.
- [45] 岡光淳, 曾根章, “マツダアドバンストキーレスエントリー&スタートシステム,” 2005 年マツダ技報, pp.67–70, Jun. 2005.

- [46] “プリウス取扱説明書,” トヨタ自動車株式会社, pp.57, Oct. 2012.
- [47] “Fit オーナーズマニュアル,” 本田技研工業株式会社, pp.71, 2012.
- [48] “セレナ取扱説明書,” 日産自動車株式会社, pp.32, 2012.
- [49] 渡辺政夫, 青柳晃, “工科の物理 3 電磁気学,” 倍風館, Jan. 1991.
- [50] 伊勢敏史, 熊谷貞俊, 白河功, 前田肇, “回路理論” コロナ社, pp.113, Oct. 2001.
- [51] M. Schwartz, W.R. Bennett, and S. Stein, “Communication systems and techniques,” IEEE Press, pp.594, Nov. 1995.
- [52] 高田潤一, “移動体衛星通信のための電波伝搬再入門,” 一般社団法人電子情報通信学会, 電子情報通信学会技術研究報告. SAT, 衛星通信 , pp.13–16, Feb. 2002.
- [53] 進士昌明, “無線通信の電波伝搬,” 一般社団法人電子情報通信学会, pp.100–102, Mar. 1992.

付録

A. 振幅と位相の統計的性質

多重伝搬モデルから一般に導かれる統計分布について、物理的イメージならびにそれから得られる諸特性について述べる。

A.1 レイリー分布

多重伝搬モデルでは、時刻と共に不規則に変動する受信電界強度 $e(t)$ を次式で表す。

$$\begin{aligned} e(t) &= x(t) \cos \omega_c t + y(t) \sin \omega_c t \\ &= r(t) \cos(\omega_c t + \theta) \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

但し、

$$x(t) = \sum_{j=1}^n e_j \cos(\omega_j t + \phi_j) \quad (\text{A.2})$$

$$y(t) = \sum_{j=1}^n e_j \sin(\omega_j t + \phi_j) \quad (\text{A.3})$$

ω_c : 搬送波の角周波数

e_j : 高調波成分の振幅

ω_j : 高調波成分の角周波数

ϕ_j : 高調波成分の初期位相

受信アンテナに到来する端数 n が大きくなると、対数の法則により上式は近似的にガウス過程になり、振幅 $x(t)$, $y(t)$ の変動は互いに独立な正規分布で近似でき

る。この場合、合成波レベル $r(t)$ は $\sqrt{(x(t)^2 + y(t)^2)}$ であり、位相角 θ は一様分布に従う。 $x(t)$ および $y(t)$ の確率密度関数が次式に示す正規分布で近似 (平均値はゼロにしてある) できるため、合成波レベル $r(t)$ の確率密度関数は、以下に示すように求められる。

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{A.4})$$

$$f(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{A.5})$$

$$x = x(t), y = y(t), r = r(t), \sigma^2 = x, y \text{ の分散}$$

x, y は独立変数であるから変数が分離でき、かつ θ は一様分布するので、

$$f(r, \theta) dr d\theta = f(x) \cdot f(y) \cdot |J|^{-1} dx dy \quad (\text{A.6})$$

となる。上式に、

$$x = r \cdot \cos \theta \quad (\text{A.7})$$

$$y = r \cdot \sin \theta \quad (\text{A.8})$$

$$|J|^{-1} = r \quad (\text{A.9})$$

を代入し θ で積分すると、 r の確率密度関数 $f(r)$ は、

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{A.10})$$

と求められる。この分布をレイリー分布という。実際の移動無線伝搬路においては、1~99% 程度の確率値の高い範囲内においてレベル変動がレイリー分布で近似できる。これに反し、見通し内マイクロ波無線伝搬路では、定常時近辺では近似精度が悪く、多重波干渉が強く受信レベルが低下した確率値の低い領域のほうが近似度がよい。

A.2 仲上-ライス分布

市街地の移動伝搬路において、送受信アンテナ間に見通しがあるような場合には、移動局近傍のビルからの散乱波に加えて、安定な直接波が存在する。このよ

うな伝搬路は 3 波モデルの特別な場合であり, 1 定常波+レイリー変動波になる.
 c を定常波レベルとすると (A.10) は次式に示すように書き換えられる.

$$x = c + r \cdot \cos \theta \quad (\text{A.11})$$

$$y = r \cdot \sin \theta \quad (\text{A.12})$$

(A.11) および (A.12) を (A.4) および (A.5) に代入し確率密度関数を求めると以下のようなになる.

$$\begin{aligned} f(r) &= \int_0^{2\pi} p(r, \theta) d\theta \\ &= \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{c^2 + r^2}{2\sigma^2}\right) \int_0^{2\pi} \exp\left(\frac{cr}{\sigma^2} \cos \theta\right) d\theta \\ &= \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{c^2 + r^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{cr}{\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

ここで, I_0 は 0 次の変形ベッセル関数を表す.

この分布が仲上-ライス分布である. すなわちレイリー分布は, 仲上-ライス分布の特殊 ($c = 0$) な一例といえる [53].

B. 研究業績

B.1 査読付学術論文

1. S. Watanabe, and M. Okada, “Hardware evaluations of simple radio positioning system based on direct sequence spread spectrum,” ECTI-CIT 2015, vol.9, no.2, pp. 93–100, Nov. 2015.

B.2 査読付国際会議

1. S. Watanabe, M. Saito, and M. Okada, “Simple radio positioning system based on direct sequence spread spectrum,” IEEE Radio and Wireless Symposium 2010, New Orleans, USA, pp.172–175, Jan. 2010.
2. S. Watanabe, and M. Okada, “Region determination error rate performance of simple radio positioning system based on direct sequence spread spectrum,” International Conference on Embedded Systems and Intelligent Technology 2012, Nara, Japan, pp.30–33, Jan. 2012.

B.3 国内会議

1. 渡部進一, 齋藤将人, 岡田実, “直接拡散方式を用いた超小型センサの存在領域検出法,” 一般社団法人電子情報通信学会, 電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集, vol.2009, no.2, pp.392, Sept. 2009.
2. 渡部進一, 齋藤将人, 岡田実, “長波直接拡散スペクトル拡散信号とループアンテナアレイを用いた無線タグの簡易存在領域判定システム,” 一般社団法人電子情報通信学会, 電子情報通信学会技術研究報告, WBS 2009–32, pp.43–47, Oct. 2009.
3. 渡部進一, 宮本龍介, 岡田実, “長波直接拡散スペクトル拡散信号と複数のループアンテナアレイを用いた無線タグの簡易存在空間判定システム,” 一

般社団法人電子情報通信学会, 電子情報通信学会技術研究報告, SIS 2010-44,
pp.53-57, Dec. 2010.

B.4 受賞歴

1. 2010 年度奈良先端技術大学院大学優秀学生奨学制度にて表彰
2. 2012 年度電子情報通信学会関西支部学生会功労賞受賞