

NAIST-IS-DD1061012

博士論文

圧縮センシングを用いた  
漏洩同軸ケーブル侵入者検出システムの信頼性向上

佐藤 智紀

2013年 3月 31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。

佐藤 智紀

審査委員：

岡田 実 教授 (主指導教員)

関 浩之 教授 (副指導教員)

東野 武史 准教授 (副指導教員)

# 圧縮センシングを用いた 漏洩同軸ケーブル侵入者検出システムの信頼性向上\*

佐藤 智紀

## 内容梗概

近年，鉄道線路内，空港，学校などの広域エリアでの不審者侵入の防止が重要な課題となっており，不審者侵入を検出するための高信頼性センシング技術に対する要求が高まっている．

センシング技術の1つとして，広範囲に検出領域をもつ漏洩同軸ケーブル (LCX : Leaky Coaxial cable) による侵入者検出が注目されている．この LCX を用いた侵入者位置検出システムは，送信，受信用の2本の LCX を設置し，送信ケーブルから測距用広帯域信号を送信する．受信ケーブルで得られた受信信号と送信信号との相互相関を求めることで，送信端と受信端の間のインパルス応答を求める．そして，このインパルス応答の変動量を測定することで侵入者の有無，及び位置の検出を行う．しかし，LCX を用いた侵入者検出システムは，熱雑音や風によるケーブルの揺れが原因となる誤検出が大きな問題となる．

この問題に対する解として，受信信号から遅延時間とドップラー周波数を示すチャンネル散乱行列を得ることで，侵入者成分と外乱成分を分離した上で侵入者の位置を推定する処理が考えられるが，従来手法である Least Square (LS) 方式を用いた場合，雑音成分が強くなると外乱成分の分離に影響を与え誤検出率を増大させてしまう．そこで，本論文では圧縮センシング (CS : Compressed Sensing) を用いた方式で雑音成分を除去した上でチャンネル散乱行列を得るアルゴリズムを提案する．CS は， $l_1$  再構成と呼ばれる問題を解くことでスパース解の推定を高

---

\*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-DD1061012, 2013年3月31日.

精度に行うことが可能であり，これを侵入者検出システムに用いることで誤検出率を改善することが可能になる．また，CS 方式において問題となる計算量増大に対する一つの対処として，CS 方式と LS 方式を組み合わせた方式も提案し，計算機シミュレーションを用いて 3 方式の誤検出率を比較し，評価を行った．その結果，LS 方式と比較して CS 方式及び組み合わせ方式の誤検出率がそれぞれ， $1/10$ ,  $1/5$  に改善されることが確認された．

次に，より大幅な計算量の削減を行うため，CS におけるスパース解の推定方式の一つである Matching Pursuit(MP) を用いて侵入者検出処理における計算量削減を図る手法を提案する．本検出システムのように検出処理を連続的に繰り返して行うことを考えた場合，ある時間  $t$  と  $t+1$  の間で侵入者の移動量は本システムにおいて判別可能な最小距離に比べてわずかであり，得られるインパルス応答において大きな変化が起こらないと考えられる．このことを利用すれば， $t$  の推定結果を  $t+1$  の推定に利用することで，処理時間を削減できる．そこで，スパース解の推定で  $l_1$  再構成問題を解く際に用いられる MP 方式における計算量削減アルゴリズムを提案する．計算機シミュレーションによる評価により，誤検出率を下げることなく，前回の推定結果を利用しない場合と比較して計算量を半分程度に下げることが可能であることを示した．

キーワード

LCX, 侵入者検出, 圧縮センシング, セキュリティ, レーダー, 計算量削減

# A High Reliability System for Intruder Detection using Leaky Coaxial Cables with 2D-Compressed Sensing\*

Tomonori Sato

## Abstract

There has been a great demand for wide-area intruder detection systems (IDS) for important public facilities such as air ports, rail tracks, military bases, schools and so on. As a wide-area surveillance system, the LCX (leaky coaxial cable) based IDS has been proposed. LCX based IDS is composed of a pair of LCX cables and an impulse response measuring equipment. It can detect intruders by making efficient use of time-variation of the impulse response.

In order to measure the time variation of the impulse response, LS (least square) algorithm has been proposed. Although LS is efficient in detecting the variation of the impulse response, it is sensitive to the disturbance due to thermal noise and motion of the obstacles surrounding the IDS. This implies that the LS algorithm based IDS does not satisfy the requirement in false detection probability performance.

In order to improve the false detection probability performance, this paper proposes the use of compressed sensing (CS) algorithm. The proposed CS-based IDS is capable of estimating the impulse response by making efficient use of the sparse characteristics in the impulse response. Computer simulation result

---

\*Doctoral Dissertation, Department of Information Systems, Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, NAIST-IS-DD1061012, March 31, 2013.

shows the proposed two-dimensional CS-based IDS can improve the false detection performance against the conventional LS-based one by 1/10. This paper also proposes the joint use of CS and LS algorithms for IDS and it can drastically reduce the computational cost without large degradation in the false detection performance.

Although the CS is effective for IDS, it requires huge computational cost. In order to implement CS algorithm, further reduction in computational cost is necessary. In this dissertation, we propose a modified matching pursuit (MMP) algorithm. The proposed algorithm makes use of the last estimate of the impulse response. The motion of the target is relatively slow compared with the measuring interval. That is, there is no major change in the next measurement in the impulse response. MMP can further reduce the computational cost by limiting the search range in the vicinity of impulse estimated at the last measurement. Computer simulation results show the proposed system can reduce the computational cost in the conventional CS-based algorithm.

**Keywords:**

LCX, Intruder detection, Compressed Sensing, security, RADAR , Low Complexity Algorithm

# 目次

第1章 序論	1
1.1. 研究背景	1
1.2. 漏洩同軸ケーブルによる侵入者検出の概要	3
1.2.1 LCX の概要	3
1.2.2 侵入者検出における利用	3
1.3. 研究目的	4
1.3.1 誤検出率の低減	4
1.3.2 CS における計算量削減	6
1.4. 本論文の構成	6
第2章 LCX を用いた侵入者位置検出システム	8
2.1. 緒言	8
2.2. LCX の構造と放射特性	8
2.3. スペクトル拡散方式	11
2.3.1 スペクトル拡散方式の特徴	11
2.3.2 干渉波除去	11
2.3.3 PN 系列	12
2.4. LCX を用いた侵入者検出システム	13
2.4.1 位置検出システムの種類	13
2.4.2 伝搬モデル	13
2.5. 結言	18
第3章 Least Square 方式を用いた位置検出システム	19
3.1. 緒言	19

3.2.	LS 方式を用いた検出処理	19
3.3.	2次元 LS 方式 (2D-LS)	22
3.4.	位置検出シミュレーション	23
3.4.1	侵入者がもたらすドップラー周波数	24
3.4.2	ケーブル揺れがもたらすドップラー周波数	26
3.4.3	位置検出	27
3.5.	結言	29
<b>第 4 章</b>	<b>Compressed Sensing を用いた位置検出システムの検出率向上</b>	<b>31</b>
4.1.	緒言	31
4.2.	CS の原理	31
4.3.	CS 方式を用いた検出処理	34
4.4.	2次元 CS 方式 (2D-CS)	35
4.5.	CS と LS を組み合わせ方式 (LS+CS)	37
4.6.	計算量	39
4.7.	位置検出シミュレーション	40
4.8.	結言	45
<b>第 5 章</b>	<b>Matching Pursuit による計算量削減</b>	<b>48</b>
5.1.	緒言	48
5.2.	MP の原理	48
5.3.	修正 MP 法による計算量削減	50
5.3.1	ピーク位置ベクトルの導出	50
5.3.2	MMP による検出方法	51
5.4.	シミュレーション評価	53
5.4.1	MMP の閾値設定における係数の評価	54
5.4.2	MMP における計算量の評価	55
5.5.	結言	55
<b>第 6 章</b>	<b>結論</b>	<b>60</b>
6.1.	本論文のまとめ	60



謝辭	62
參考文獻	63

# 目次

1.1	エリア別のセキュリティの形態	2
1.2	漏洩同軸ケーブル	4
2.1	LCX の構造	9
2.2	LCX の放射計算モデル	10
2.3	狭帯域干渉信号	12
2.4	LCX 侵入者検出システム	14
2.5	ブロックダイアグラム	14
3.1	散乱波強度の変化	23
3.2	シミュレーションモデル	25
3.3	侵入者の移動によるドップラー周波数	25
3.4	シミュレーションモデル	26
3.5	ケーブルの揺れによるドップラースペクトル	26
3.6	2次元LS方式によるチャンネル散乱行列	28
3.7	2次元LS方式にて得られたインパルス応答(ドップラー周波数1 Hz, 侵入者数1人)	30
3.8	2次元LS方式にて得られたインパルス応答(ドップラー周波数1 Hz, 侵入者数3人)	30
4.1	$l_1$ ノルムに基づく推定	32
4.2	$l_2$ ノルムに基づく推定	33
4.3	2次元CS方式におけるシステムモデル	36
4.4	LS+CS方式におけるシステムモデル	38
4.5	2次元LS方式によるチャンネル散乱行列	43

4.6	2次元CS方式によるチャネル散乱行列 . . . . .	43
4.7	ドップラー周波数 1Hz における比較 (侵入者数 1 人) . . . . .	44
4.8	ドップラー周波数 1Hz における比較 (侵入者数 3 人) . . . . .	44
4.9	誤検出率 . . . . .	46
4.10	DET 曲線 (CNR:20dB) . . . . .	46
4.11	侵入者数と誤検出率の関係 . . . . .	47
5.1	MMP 法のフローチャート . . . . .	52
5.2	Simulation Model . . . . .	55
5.3	$p$ の値を変化させた場合の誤検出率 . . . . .	56
5.4	$p$ の値を変化させた場合の処理時間 . . . . .	56
5.5	処理時間と誤検出率の関係 . . . . .	57
5.6	CNR ごとの反復回数 . . . . .	58
5.7	CNR ごとの処理時間 . . . . .	58
5.8	False Positive Rate . . . . .	59
5.9	False Negative Rate . . . . .	59

# 表 目 次

1.1	センシング技術の位置づけ . . . . .	2
3.1	シミュレーション諸元 . . . . .	24
4.1	シミュレーション諸元 . . . . .	41
4.2	処理時間 . . . . .	42
5.1	System Configuration . . . . .	54

# 第1章 序論

## 1.1. 研究背景

近年，鉄道線路内，空港，学校などの広域エリアでの不審者侵入の防止が重要な課題となっており，不審者侵入を検出するための高信頼性センシング技術に対する要求が高まっている．犯罪に対する安全性は，重要施設のように人の立ち入りが制限されている場所から，誰でも立ち入り可能な場所まで様々な状況で要求される [1]．セキュリティが求められる空間は以下の3つに分類することができる．

1. 重要施設はフェンスなどで物理的に遮断される立入禁止エリアである．この場合は侵入者は不審侵入者であり，人物の安定的発見が必要となる．
2. 許可された人間のみ立ち入り可能な領域ではアクセス制限が行われるため，顔認証などの個人認証が必要となる．
3. 不特定多数の人間が存在する空間では，カメラなどを用いて不審者と非不審者の区別が必要となる．

これらの空間の特徴を図 1.1 に示す．ここで，(1) の領域での侵入者検出に注目すると，これまで (1) のような屋外での侵入者検出におけるセンシング技術として用いられてきたのは，赤外線センサや光学カメラによる検出技術が一般的であり，これらは高い位置検出精度で侵入者を検出することが可能である [2]．これらの技術は光学センサによる検出システムであり，赤外線を通して見通し範囲内に入った侵入者の検出に限られる．一方で，(1) のような立入禁止区間は，広域にわたって侵入者検出を必要としており，建築物や地形の関係から見通しが

分類	(1)立ち入り禁止	(2)許可された人間のみ立ち入り可能	(3)誰でも自由に立ち入り可能
例	原子力プラント 浄水場など	オフィス、学校など	駅、空港など
セキュリティの形態	厳しい監視		ゆるやかな監視

図 1.1 エリア別のセキュリティの形態

表 1.1 センシング技術の位置づけ

センシング技術	分解能	検出領域
カメラ	解像度依存 (数 cm 程度)	カメラの視野内
赤外線	設置された線上の侵入者の有無のみ検出	赤外線路上
LCX	波長依存 (数十 cm ~ 数 m)	2 本の LCX で囲われた領域

よいとも限らない。このような状況で建物の外周の侵入者検出を行うには、複数のセンサを配置する必要がある。

このような背景から、(1)のような立入禁止エリアで広域における侵入者検出に適した技術として、漏洩同軸ケーブル (LCX: Leaky Coaxial cable) を利用した侵入者検出技術が近年注目されている [3][4][5]。

表 1.1 に、LCX を用いた侵入者検出と他の侵入者検出との比較を示す。この表から、カメラなどのセンサはある領域においてスポット的に監視を行う際に非常に有用であると言える。一方で LCX を用いた侵入者検出は、その分解能は高くはないが、単一のシステムで広域を監視可能である。これらの技術は相反するものではなく、組み合わせて用いることで、広域を高精度に監視可能であると考えられる。本論文では、LCX を用いた侵入者検出技術について述べる。

## 1.2. 漏洩同軸ケーブルによる侵入者検出の概要

### 1.2.1 LCX の概要

LCX は図 1.2 に示すような同軸ケーブルの一種であり、シールドにスロットを設け、電波を漏洩させることにより、ケーブル周囲の直線状の領域において通信を可能にするものである。昭和 57 年 6 月 23 日、10 年の歳月と 2 兆 8 千億円の工費をかけて建設された東北新幹線が開業した [6]。東北・上越新幹線では、全線にわたって LCX を布設した新しい方式の列車無線システムが採用されている。これは、回線品質、機能、周波数利用効率などの面で優れた画期的な列車無線システムである。我が国における LCX の開発は、空間波を用いた列車無線システムにおけるトンネル対策を目的として行われ、移動無線の普及とともに、電波不感区域の救済に多く用いられるようになった。この結果、LCX は、空間波を使用した移動無線システムと共存性があり、性能、使い易さの点で極めて優れた通信媒体で、空間波方式では得られない良好な回線品質をはじめとする多くの特長を有することが認められている。近年では鉄道路線の列車無線以外にもトンネル内のラジオ放送中継などにも LCX が利用されており、また地下鉄や地下街では少なからず伝搬遮蔽空間が存在し、火災や事故発生時の地上と地下の間の非常連絡網を確保する手段として多くの建物で LCX が敷設されている。この既存の通信基盤をそのまま侵入者位置検出システムに利用することで、新たな装置を必要とせずセキュリティを向上させることが可能となる [7]。

### 1.2.2 侵入者検出における利用

LCX を用いた侵入者検出システムが提案されている [3]。LCX を用いた侵入者位置検出システムは、送信、受信用の 2 本の LCX を平行に設置し、送信ケーブルから測距用広帯域信号を送信する。受信ケーブルで得られた受信信号と送信信号との相互相関を求めることで、送信端と受信端の間のインパルス応答を求める。そして、このインパルス応答の変動量を測定することで侵入者の有無、及び位置の検出を行う。受信端からの距離が遠いほど伝搬遅延時間が増大するため、送受



図 1.2 漏洩同軸ケーブル

信端から侵入者までの距離を推定することが可能となる。LCX は、曲線状に自由に配置することが可能であり、見通しのきかない領域であっても侵入者の検出を行うことができる。

## 1.3. 研究目的

### 1.3.1 誤検出率の低減

これまで述べてきた LCX 侵入者検出システムは広い範囲の侵入者検出を行うことを可能にする効果的なシステムである。しかし誤検出がしばしば発生するという問題がある。その原因としては、受信端からの距離が遠くなるなどで受信レ



ベルが低下した場合に熱雑音が無視できなくなることによるものと、風雨の影響で LCX が振動するなど、周辺の伝搬環境が変化することによるものが挙げられる [8]。これらの外乱によるインパルス応答の変動は侵入者によるそれと統計的性質が異なるため、信号処理を行うことにより誤検出問題を解決することができると考えられる。近年、圧縮センシング (CS : Compressed Sensing) と呼ばれる信号処理が注目されている。CS は推定しようとする状態ベクトルがスパース、すなわちその要素のほとんどが '0' であるという性質を有していれば少ない観測信号から高精度に状態ベクトルを推定することができるものである。本検出システムにおいて検出領域あたりの侵入者の数が数人であると仮定した場合、位置推定で得られる解は、侵入者がいる地点にピークが現れ、その他では近似的に '0' となるため、スパースなベクトルであるという条件を満たしている。このようなスパース解の推定問題において、CS は高精度な推定を行うことが可能なアルゴリズムであり、CS を適用することで誤検出率を低減することが可能になると考えられる [5]。一方、後者の風雨の影響による問題に関して、侵入者によるインパルス応答の変動は比較的低速であり、一方周囲の散乱物体の振動に起因する変動は高速であることが知られている。この性質を利用し、インパルス応答の時間変動の速さを示すドップラー周波数スペクトルを測定することで、風雨などの外乱により LCX の揺れがもたらす影響と侵入者成分を分離し、外乱のある環境における誤検出率の低減が可能になると考えられる。本論文では、この信号処理手法を便宜上 2 次元処理と呼ぶ。

そこで、本研究では CS 方式と 2 次元処理の両方を用いた検出アルゴリズムを提案し、その効果を検討する。外乱による影響を除去するための 2 次元処理に CS 方式を組み込むことで両原因を取り除くことが可能と考えられる。しかし、CS 方式は従来方式に対して演算量が多く、単純な 2 次元 CS 処理では実時間処理が難しい。そこで、従来方式と CS 方式を組み合わせ、誤検出率を低減しつつ演算量の増大を抑制する方式について検討する。本論文では、提案方式の有効性を示すため、計算機シミュレーションを行う。シミュレーションでは、従来方式、CS 方式、ならびにそれらを組み合わせた方式について、誤検出率及び演算量について比較し、評価を行う。

### 1.3.2 CS における計算量削減

CS 方式は、従来方式に対して外乱を除去し高精度な位置検出を可能とする。CS 法では  $l_1$  ノルムを用いたスパースベクトル復元法が広く用いられている。しかしこの手法は計算量が非常に大きいという問題がある。一方で、本検出システムでは侵入者検出を連続して繰り返し行うが、その際、推定結果として得られるインパルス応答の分解能は数  $m$  程度である。例えば帯域幅を 60MHz とした場合、分解能は 2.5 m となる。このとき侵入者の移動に伴う前後のインパルス応答の推定結果の変化は少ないと予想される。従って、前回の推定結果を次の推定に利用できれば、計算量を削減できると考えられる。そこで本研究では、スパースベクトルを復元する手法の一つである Matching Pursuit(MP) 法 [9] を修正することで、計算量の削減を行う手法を提案する。MP 法は状態ベクトルの全ピークごとに対応する観測ベクトルの期待値を用意し、実測の観測ベクトルと期待値との距離を探索、比較し、最も距離の短い期待値に対応するピークがあると判定するものである。このアルゴリズムにおいて、前回の推定結果に基づき、探索範囲を限定するアルゴリズムを提案し、計算量の削減を図る。前回の推定結果を利用する場合としない場合における計算量と、誤検出率について計算機シミュレーションを行い、評価を行う。

## 1.4. 本論文の構成

以下、本論文は以下のように構成されている。

第 2 章では、LCX の機能、及び使用法や、本研究において必要な要素技術について述べた後、LCX を用いた侵入者検出システムについて、その仕組みを説明する。

第 3 章では、従来方式を用いた上で侵入者検出を行う方式について述べ、さらにケーブルの揺れなどに考慮した検出方式として 2 次元解析について説明を行う。また計算機シミュレーションを行い、従来方式を用いた場合における問題点について述べる。

第 4 章では、まず CS 法についてその概要を述べ、次に CS 法を本検出システム

に適用する際のアルゴリズムを述べる．さらに，2次元解析に CS 法を適用する際のアルゴリズムについて説明した後，2次元 CS 処理を使う上で問題となる計算量削減方式について述べる．また，シミュレーションにより誤検出率，計算時間の評価を行い，従来方式と比較し評価を行う．

第5章では，CS 方式で問題となる計算量を削減する方式について述べる．まずスパースベクトル推定アルゴリズムである MP 法について述べた後，これを用いて本検出システムにおける計算量を削減する方式について述べる．シミュレーションでは従来手法と提案手法を比較し，評価を行う．

第6章は，本論文の結論であり，本研究で得られた成果の総括を行う．

## 第2章 LCXを用いた侵入者位置検出システム

### 2.1. 緒言

本章では，本研究に関連する要素及びシステムについてまとめる．まず本研究で用いられる LCX がもつ放射特性について説明を行う．位置検出の際に用いられるスペクトル拡散技術について説明した後，LCX を用いた侵入者位置検出システムについて述べる．

### 2.2. LCX の構造と放射特性

本節では LCX の構造，及びその放射特性について述べる．

図 2.1 に LCX の構造を示す．LCX は，図に示すように同軸ケーブルのシールド導体に開けられたスロットによって電波を送受信できるケーブル上のアンテナである．スロットの開け方で放射特性が決まり，放射性能に関する詳細は多くの研究がなされている [10].

LCX の構造にはいくつか種類があるが，ここでは使用周波数の半波長程度の間隔で開けられたスロット構造の LCX を利用する．スロット開口形態は図 2.1 に示すように交互にスロット角度が入れ替わる構成である．同軸ケーブル内の磁界は円筒座標系における  $\theta$  方向であり，ケーブル方向軸に対して角度  $\phi$  で切られたスロットは，スロット方向に磁界ポテンシャルが生じる．つまり，スロットアンテナと同じ動作となり，このスロット開口に沿って磁流が流れていると仮定できる．このスロットから半波長分離れた位置にはスロットの角度が  $(\pi - \phi)$  のスロットが開けられている．この点の同軸内部を伝搬する信号の位相は  $\pi$  だけず

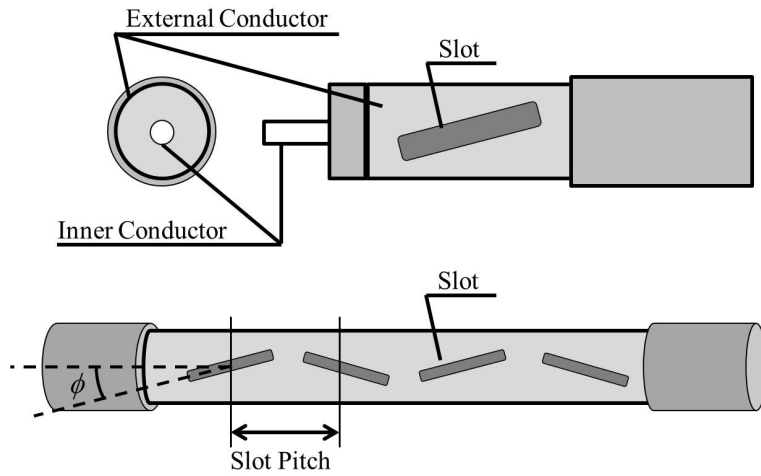


図 2.1 LCX の構造

れているため，結果的に各スロットにおいて磁流はほぼ同一の方向を向く．そのため，LCX はケーブル方向に半波長ピッチで並べられたスロットアンテナアレイとして動作する．

ここで，LCX からの放射電磁界を導く．図 2.2 に LCX のモデルを示す．ここで， $Z$  軸方向に流れる磁流源  $J_m$  を考える．この磁流源  $J_m$  により磁気型ヘルツベクトル  $\Pi^*$  は次式で表される．

$$\Pi^* = -j \frac{1}{4\pi\omega\mu} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{J}_m \frac{\exp(-jk_0 R)}{R} dZ \mathbf{i}_z, \quad (2.1)$$

ここで， $k_0$  は  $R$  方向の伝搬定数， $R^2 = r^2 + (z - z_0)^2$  とする．式 (2.1) を円筒座標系に変形すると，第 2 種ハンケル関数を用いて以下のようなになる．

$$\Pi^* = -\frac{J_m}{4\omega\mu} H_0^{(2)}(kr) e^{-k_z z_0} \mathbf{i}_z, \quad (2.2)$$

ここで， $k_0^2 = k^2 + k_z^2$  である．磁気型ヘルツベクトルによる電界，磁界ベクトルは以下のように示される．

$$\begin{aligned} \mathbf{E} &= -j\omega\mu\nabla \times \Pi^*, \\ \mathbf{H} &= \nabla\nabla \cdot \Pi + k^2\Pi. \end{aligned} \quad (2.3)$$

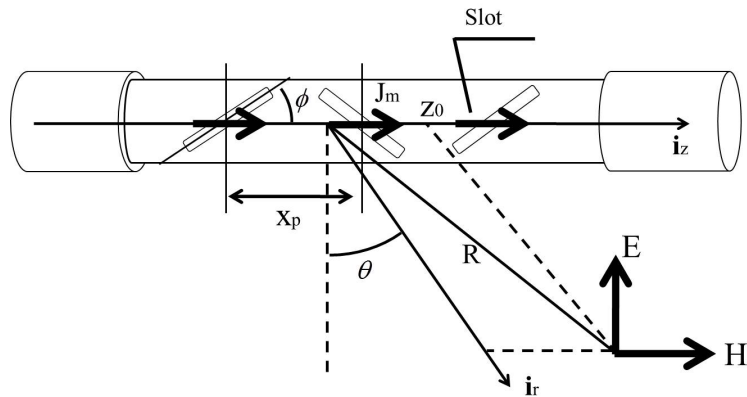


図 2.2 LCX の放射計算モデル

式 (2.3) に式 (2.2) を代入すると、以下の式が得られる。

$$\begin{aligned}\mathbf{E} &= j \frac{k J_m}{4} H_1^{(2)}(kr) e^{-jk_z z_0} \mathbf{i}_\theta, \\ \mathbf{H} &= j \frac{\omega \varepsilon J_m}{4} H_0^{(2)}(kr) e^{-jk_z z_0} \mathbf{i}_z,\end{aligned}\quad (2.4)$$

ここで、スロット開口は間隔  $P$  で開けられており、ピッチ間隔  $P$  と送信周波数 (波長  $\lambda$ ) の関係により LCX からの放射方向は次式で表される [7]

$$\cos \theta = \sqrt{\varepsilon_r + \frac{\mu \lambda}{2x_p}}, \quad (2.5)$$

ここで、 $\theta$  は LCX に対する放射角、 $\varepsilon_r$  は LCX の比誘電率である。 $\mu$  はモード番号であり、LCX は基本モードにより放射角が異なる。 $\mu = -1$  のとき基本モードとなる。式 (2.4) により、電界は  $\theta$  方向成分、磁界は  $z$  方向成分の偏波で放射されることが示された。ケーブルを地面に対し平行に配置した場合、電界の向きで見ると垂直偏波が放射される。侵入者は通常地面に対し直立するため、この偏波状態は侵入者の検出に有効である。

スロット開口角  $\phi$  を大きくすると、磁界ポテンシャルの差が大きくなり、磁流が増え放射電界強度が増大する。LCX の重要なパラメータにカップリングロスと伝送ロスがある。カップリングロスとはアンテナ利得に相当するもので、スロット開口角  $\phi$  に依存する。伝送ロスは放射に伴うケーブル方向の減衰量であり、

カップリングロスが小さいほど伝送ロスは大くなる．また伝送ロスにはケーブル内の誘電体損失も含まれる．

## 2.3. スペクトル拡散方式

侵入者検出アルゴリズムでは，主に Pseudorandom Noise(PN) 符号に基づいたスペクトル拡散を用いる．ここでは，スペクトル拡散及びそれを用いた侵入者検出アルゴリズムについて説明する．

### 2.3.1 スペクトル拡散方式の特徴

一般的に通信方式で用いられるスペクトル拡散方式とは，狭帯域変調とは異なり，変調後の信号に拡散符号を乗算することにより，帯域幅を元の変調信号よりも拡散させる変調方式の総称である．つまり，変調信号の周波数成分を広範な周波数に広げることから，この方式はスペクトル拡散方式と呼ばれている [11]．帯域幅の狭い変調方式では，変調信号の干渉や雑音に対するマージンが少ないので，わずかな混信や干渉によって通信に障害が起こりやすい．また，移動体通信においては，同一の周波数を離れた場所でも再利用したり，隣接したチャンネルとの周波数間隔を狭くしている．そのため同一チャンネルや隣接チャンネルによる干渉問題が起こっている．このような妨害波や干渉波が多数存在する環境下では，狭帯域化した信号では，伝送品質が著しく低下してしまう．ここで，干渉が少々あっても，それを排除することができるのであれば，狭帯域化するよりも周波数利用効率を高めることが可能となる．スペクトル拡散通信は，広い帯域幅を用いることで，妨害波，干渉波除去能力を著しく高めた方式である．

### 2.3.2 干渉波除去

スペクトル拡散信号が広帯域信号であるため，しばしば伝送帯域幅内に狭帯域の干渉波が混入する．しかし，スペクトル拡散通信は，狭帯域干渉に強い耐性を

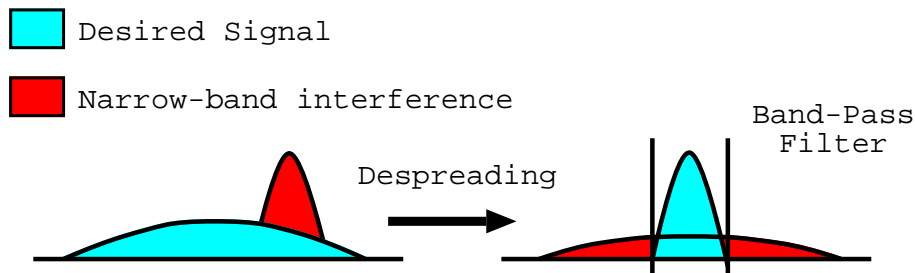


図 2.3 狭帯域干渉信号

もっている．図 2.3 に希望波と狭帯域干渉波の関係を示す．図 2.3 の左図は拡散された信号に狭帯域雑音加わった様子を示している．この狭帯域雑音加わった受信信号が受信側で拡散され，広帯域の信号を逆拡散し狭帯域信号に復調すると，図 2.3 の右図のように信号は元の狭帯域信号に逆拡散されて戻り，一方狭帯域の干渉は拡散されその電力密度が低下する．そして，逆拡散された信号にデータ信号用の帯域通過フィルタを通すことによって，スペクトル拡散を用いない通信に比べて拡散率分だけ干渉波を抑圧することができる．また，干渉波が中心数波付近にあり，かつ PN 符号の波形が矩形である場合は，拡散符号に用いる PN 系列のスペクトル形状が sinc 関数の形となり，中心付近の電力密度が盛り上がる．よって，干渉波のスペクトルが一様に拡散された場合と比較すると，中心付近で 2 倍近い電力密度となるため，干渉波の低減率は拡散率より減少することとなる．

### 2.3.3 PN 系列

スペクトル拡散において拡散符号のスペクトルは，帯域内で一様であることが望まれる．また，一様なスペクトルをもっていたとしても，符号の再現性が難しいと復調が困難となるため，復調を容易にするため周期性を持つことが望まれる．そして，PN 符号の時間同期の確立を容易にするために，1 周期の中で自己相関のピークが 1 つだけ存在し，自己相関がほぼ 0 であることが望まれる．このような条件を満たす拡散符号として，PN 系列 (擬似雑音) が挙げられ，本侵入者検出



アルゴリズムにおいても PN 系列符号が用いられる。

## 2.4. LCX を用いた侵入者検出システム

### 2.4.1 位置検出システムの種類

LCX を用いた位置検出方式がいくつか提案されている [4][12][13]。一本の LCX に 2 つの周波数の信号を送信する手法 [12] と 2 本の LCX を用い、広帯域信号を一方の LCX から送信し、他方の LCX で受信する手法 [4][13] に分類することができる。前者の方式は文献 [12] で示されているように 1 本の LCX を用いて位置検出を行っており、二つの無線周波数を利用している。一方後者の文献 [13] 及び文献 [4] は、送信用と受信用の 2 本の LCX を設置し、LCX 間の電界変動により侵入者の存在と、軸方向の位置検出を行っている。後者の方式はさらに LCX 間の伝搬特性の推定手法から 2 つに分類できる。本研究における位置検出方式では PN 符号を用いた相関器による推定アルゴリズムを用いている。また、文献 [13] では高速フーリエ変換 (FFT:Fast Fourier Transform) を用いた推定アルゴリズムが用いられている。これらは共に受信信号に対して送信符号または正弦波との相関をとることでインパルス応答を得るものであり、最小二乗法 (LS:Least Square) による近似を用いて解を導く手法といえる [14]。

本研究では、建物周辺やトンネル内、高速鉄道路線周辺において、既に通信用として設置されている LCX を流用し、単一の周波数帯で検出可能な [4][13] の方式を用いることとする。以下は後者の方式についての具体的な説明を述べる。

### 2.4.2 伝搬モデル

図 2.4 に本論文における LCX 侵入者検出システムの概観を示す。図に示す通り、建物など検出対象とする領域の周辺に送信用、受信用の 2 本の LCX を設置することで、ケーブルに囲まれた領域が検出領域となる。検出領域内に侵入者がいた場合、侵入者を中心とした散乱波が発生する。これを検出することでシステムは侵入者の存在を検出する [13]。

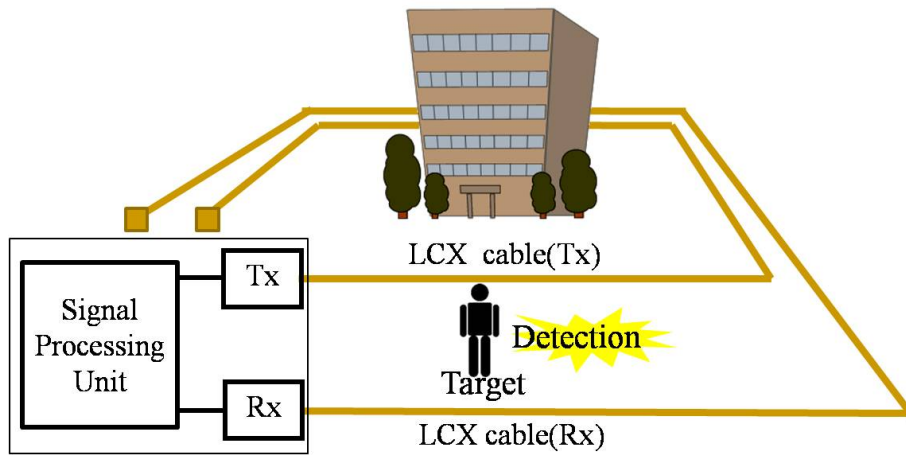


図 2.4 LCX 侵入者検出システム

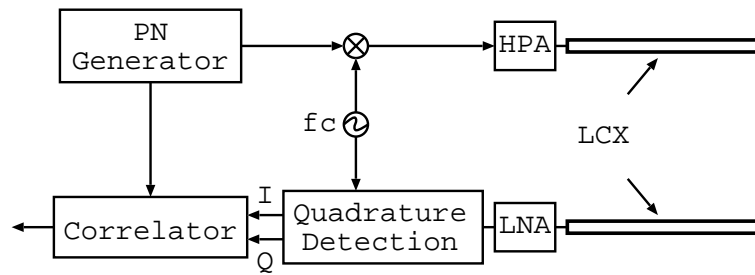


図 2.5 ブロックダイアグラム

図 2.5 に一般的な侵入者検出システムのブロックダイアグラムを示す．図に示す通り，発振器 (Oscillator) で生成された搬送波周波数  $f_c$  の搬送波と，PN 符号が乗算されてスペクトル拡散信号が生成される [11]．生成された信号は，HPA (High Power Amplifier) で増幅されたあと，送信ケーブルから送信される．

送信信号の等価低域表現 [15]  $x(t)$  は，次式で定義される．

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k f(t - kT_c) \quad (2.6)$$

ここで， $x_k \in \pm 1$  は符号長  $N$ ，チップ間隔  $T_c$  である PN 符号である．

$f(t)$  は

$$f(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_c}} & |t| \leq \frac{T_c}{2} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}, \quad (2.7)$$

で表されるパルス波形である． $x(t)$  の相関関数は以下の特性を有している．

$$\int_0^{NT_c} x(t)x^*(t-\tau)dt = \begin{cases} N & (\tau = 0) \\ \cong 0 & (\tau \neq 0) \end{cases} \quad (2.8)$$

$x(t)$  は，HPA で増幅され送信され，送信ケーブル，検出領域，受信ケーブルを経由し受信端にて受信される．このときの受信信号の等価低域表現は次式で表される．

$$y(t) = \int_{\tau=0}^{\infty} g(\tau; t)x(t-\tau)d\tau + z(t) \quad (2.9)$$

ここで， $g(\tau; t)$  は時刻  $t$  における伝搬路のインパルス応答である．また  $z(t)$  は加法性雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) 成分である．

相関器によって  $y(t)$  と  $x(t)$  の相互相関関数は

$$R(\xi) = \int_0^{NT_c} y(t+\xi)x^*(t)dt, \quad (2.10)$$

と表せる．ここで式 (2.10) に式 (2.9) を代入することで，相関関数は以下で表すことができる．

$$R(\xi) = \int_0^{\infty} \int_0^{NT_c} g(\tau; t)x(t+\xi-\tau)x^*(t)dtd\tau + z(t) \quad (2.11)$$

ここで， $0 \leq t \leq NT_c$  の範囲において， $g(\tau; t)$  の変化量は微小であり，以下のよう表すことができる．

$$g(\tau; t) = \tilde{g}(\tau) \quad (2.12)$$

従って，式 (2.11) は以下のように表すことができる．

$$R(\xi) = \int_0^{\infty} \tilde{g}(\tau) \int_0^{NT_c} x(t+\xi-\tau)x^*(t)dtd\tau + z(t) \quad (2.13)$$

ここでスペクトル拡散された相関関数は式 (2.8) のような性質をもつため，次式によって各受信点に対応したインパルス応答を求めることが可能となる．

$$R(\xi) = Ng(\tau) |_{\xi=\tau} \quad (2.14)$$

これにより，各遅延時間ごとのインパルス応答  $g(\tau)$  が得られる．2.2 節で述べたように，LCX の各スロットから放射される電波の位相はケーブル内を伝搬する電波の位相に依存する．放射電磁波は LCX の各放射孔から位相差を有する信号の放射の重ね合わせとなる．このことから，放射電磁波は指向特性をもつ [7]．ケーブルの特性及び使用する周波数により各送信 LCX のスロットから出た電波が受信される最も支配的な受信 LCX のスロットが決定されるため，遅延時間の増加がおおよそその距離の増加と近似できる．得られる  $g(\tau)$  は遅延時間ごとのインパルス応答を表す．これはケーブルの長手方向の距離情報に対応していると考えることが可能となる．

インパルス応答  $g(\tau; t)$  は，さらに定常状態におけるインパルス応答  $g^{normal}(\tau)$ ，侵入者による散乱波成分のインパルス応答  $g^{scat}(\tau; t)$ ，及びケーブルの揺れによる位相の変動量を表す外乱成分  $g^{dist}(t)$  により，以下のように表すことができる．

$$g(\tau; t) = (g^{normal}(\tau) + g^{scat}(\tau; t))g^{dist}(\tau; t) \quad (2.15)$$

侵入者が検出領域内に存在しない状態でのインパルス応答  $g^{normal}(\tau)$  は以下で表される．

$$g^{normal}(\tau) = \sum_{m=0}^{N_{txslot}} \sum_{n=0}^{N_{rxslot}} a_{m,n} \delta(\tau - \tau_{m,n}) e^{-j\theta_{m,n}} \quad (2.16)$$

ここで， $N_{txslot}$ ， $N_{rxslot}$  は送受信ケーブルのスロット数であり， $a_{m,n}$ ，及び  $\tau_{m,n}$  は送信側  $m$  番目のスロットから受信側  $n$  番目のスロットまでの伝搬路における振幅と遅延時間である．また， $g^{scat}(\tau; t)$  は侵入者によってもたらされる散乱波成分のインパルス応答を表す．侵入者の  $t$  秒後の位置  $p(t)$  は以下で表される．

$$p(t) = p_{init} + v_{obst}t \quad (2.17)$$

ここで  $p_{init}$  は侵入者の初期位置， $v_{obst}$  は侵入者の速度を表す．さらに侵入者の移動による位相回転量は次式で表される．

$$\Theta^{(t)} = \frac{2\pi p_{init}}{\lambda} + \frac{2\pi v_{obst}}{\lambda} t \quad (2.18)$$

ここで  $\lambda = C/f_c(m)$  は波長， $C = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$  は光速を示す．初期位相は

$$\theta'_{m,n} = \frac{2\pi p_{init}}{\lambda} \quad (2.19)$$

ドップラー周波数は

$$f_{obst} = \frac{v_{obst}}{\lambda} = \frac{v_{obst} C}{f_c} \quad (2.20)$$

とすると，このことから散乱波成分  $g^{scat}(\tau; t)$  は以下の式で表すことが可能となる．

$$g^{scat}(\tau; t) = \sum_{m=0}^{N_{txslot}} \sum_{n=0}^{N_{rxslot}} \frac{\lambda^2 \sigma_0}{(4\pi)^3 d_1^2 d_2^2} \delta(\tau - \tau'_{m,n}) e^{-j(\theta'_{m,n} + 2\pi f_{obst} t)} \quad (2.21)$$

で表される． $d_1, d_2$  はそれぞれスロット点  $m, n$  から散乱体までの距離であり， $\tau'_{m,n}$  は距離  $d_1 + d_2$  を伝搬する際の遅延時間であり， $\sigma_0$  は物体の有効断面積を表す．侵入者の移動速度を  $1.2 \text{ [m/s]}$ ，用いる信号の帯域幅  $60 \text{ MHz}$  とし，1回の検出処理で信号を  $1/32 \text{ [s]}$  の間隔で  $32$  シンボル分送信すると仮定すると本検出システムの解像度は  $2.5 \text{ m}$  程度となるのに対し， $32$  シンボル分の中で侵入者が移動することによる位置変化量は  $1.2 \text{ [m]}$  程度である．従って，検出システム上では侵入者の位置は変わらず，散乱波成分の位相のみが回転することと等価となる．

以上の議論から，得られるインパルス応答  $g(\tau; t)$  から， $g^{normal}(\tau)$  や  $g^{dist}(\tau; t)$  の成分を除去し，侵入者の位置を表す  $g^{scat}(\tau)$  を求めることで，位置検出を行う．

しかし，上記に示す従来方式では熱雑音成分などの影響により誤検出率が増加してしまう傾向があり，本論文の議論では，誤検出率を抑えつつインパルス応答  $g^{scat}(\tau; t)$  を得るための方式について述べる．

## 2.5. 結言

本章では、近年多くの場所において施設されている LCX について、その構造、及び放射特性をまとめ、LCX を用いた侵入者検出システムについて、その伝搬モデルを示した。次章以降では、従来方式における位置検出方式について述べ、その問題点を指摘した上で、提案方式について述べる。

# 第3章 Least Square方式を用いた 位置検出システム

## 3.1. 緒言

本章では、LCX 侵入者位置検出システムにおいて、従来の位置検出方式である、最小二乗法 (LS:Least Square) を用いた方式について述べ、さらに従来方式を拡張させ、ケーブルの揺れなどの外乱要素を分離し、得られるチャネル散乱行列から侵入者によるインパルス応答の散乱波成分を抽出する方式について述べる。その後、シミュレーションにより従来方式を用いた場合に得られるチャネル散乱行列を示し、従来方式を用いた際の問題点について述べる。

## 3.2. LS方式を用いた検出処理

第2章では、PN 符号を用いた相関器による推定アルゴリズムを示した。本節では前節の式 (2.9) が LS 方式によるアルゴリズムであることを示す。

式 (2.9) において、 $y_k = y(kT_c)$  とする。さらに、受信信号を表すベクトルを  $\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{2N-1}]^T$  とおき、インパルス応答を表すベクトルを  $\mathbf{g} = [g_0, g_1, \dots, g_{N-1}]^T$  とおく。このとき、受信信号ベクトルは次式で表すことができる [16]。

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}_{PN}\mathbf{g} + \mathbf{z} \quad (3.1)$$

ここで、 $\mathbf{X}_{PN}$  は PN 系列から構成される行列であり、以下で表される。

$$\mathbf{X}_{PN} = \begin{bmatrix} x_0 & 0 & \cdots & 0 \\ x_1 & x_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & x_1 & \ddots & 0 \\ x_{N-1} & \vdots & \ddots & x_0 \\ 0 & x_{N-1} & \ddots & x_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & x_{N-1} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

式 (2.8) の性質から行列  $\mathbf{X}_{PN}$  は

$$\mathbf{X}_{PN}^H \mathbf{X}_{PN} \doteq N\mathbf{E} \quad (3.3)$$

と近似することができる。ただし、 $\mathbf{E}$  は、 $N \times N$  の単位行列である。この時、求めたい伝搬路のインパルス応答ベクトル  $\mathbf{g}^{LS}$  は、次式で求められる。

$$\mathbf{g}^{LS} = \arg \min \|\mathbf{y} - \mathbf{X}_{PN}\mathbf{g}\|_2 \quad (3.4)$$

ただし、 $\|\mathbf{a}\|_2 = \sqrt{\sum |a_i|^2}$  は  $\mathbf{a}$  の  $l_2$  ノルムである。

従って、インパルス応答ベクトル  $\mathbf{g}^{LS}$  は以下の式を用いて求めることができる。

$$\mathbf{g}^{LS} = (\mathbf{X}_{PN}^H \mathbf{X}_{PN})^{-1} \mathbf{X}_{PN}^H \mathbf{y} \quad (3.5)$$

式 (3.3) で表される近似を用いると、インパルス応答ベクトル  $\mathbf{g}^{LS}$  は以下の式で表すことができる。

$$\mathbf{g}^{LS} = \frac{1}{N} \mathbf{X}_{PN}^H \mathbf{y} \quad (3.6)$$

第 2 章でも述べたように、得られる  $\mathbf{g}^{LS}$  はケーブルの長手方向の距離情報に対応していると考えることが可能である。

以上の議論において得られた  $\mathbf{g}^{LS}$  は外乱を考慮しない場合、侵入者の位置を示す  $\mathbf{g}^{scat}$  成分に  $\mathbf{g}^{normal}$  が足し合わされたものである。 $\mathbf{g}^{normal}$  は全遅延時間に対してピークがたつ直流成分となっているため、侵入者の情報のみを得るためには受信信号ベクトル  $\mathbf{y}$  からあらかじめ直流成分を取り除く必要がある。以下にはその方法を示す。



ある時間  $t$  における符号長  $N$  の受信信号ベクトル  $y$  を  $M$  回観測し，これを並べて得られる  $M \times N$  行列を  $\mathbf{Y}$  とする．行列  $\mathbf{Y}$  の行成分に対して DFT 処理を行うことで受信信号の周波数成分を得るが，このとき  $g^{normal}$  成分に対して  $g^{scat}$  成分は式 (2.22) に示した通り侵入者が動くことにより発生するドップラー周波数  $f_{obst}$  だけ位相が変化している．そこで，離散フーリエ変換 (DFT:Discrete Fourier Transform) を行い，DFT 後の受信信号から中心周波数成分を除去し，逆離散フーリエ変換 (IDFT:Inverse -) 処理を行うことで送信信号と散乱波成分  $g^{scat}$  のみが掛け合わされた信号の行列  $\mathbf{Y}_{DCcut}$  を得る．

以下のような処理を行い直流成分を除去する．

$$\mathbf{Y}_{DCcut} = \mathbf{X}_{DFT}^H \mathbf{X}_{DCcut} \mathbf{X}_{DFT} \mathbf{Y} \quad (3.7)$$

$\mathbf{X}_{DCcut}$  は，以下の  $M \times M$  行列で表される．

$$\mathbf{X}_{DCcut} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

また，行列  $\mathbf{X}_{DFT}$  は DFT 処理を示し，行列  $\mathbf{X}_{DFT}$  は以下で表すことができる．

$$\mathbf{X}_{DFT} = \begin{bmatrix} W^{0 \cdot 0} & W^{0 \cdot 1} & \cdots & W^{0 \cdot (M-1)} \\ W^{1 \cdot 0} & W^{1 \cdot 1} & \cdots & W^{1 \cdot (M-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W^{(M-1) \cdot 0} & W^{(M-1) \cdot 1} & \cdots & W^{(M-1) \cdot (M-1)} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

ここで，

$$W = e^{-j2\pi/M} \quad (3.10)$$

である．

次に得られた行列  $\mathbf{Y}_{DCcut}$  が次式で表されるものとする．

$$\mathbf{Y}_{DCcut} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{DCcut,0} \\ \mathbf{Y}_{DCcut,1} \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{DCcut,N-1} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

ここで、 $\mathbf{Y}_{DCcut,k} = [\mathbf{Y}_{DCcut,k,0}, \mathbf{Y}_{DCcut,k,1}, \dots, \mathbf{Y}_{DCcut,k,(N-1)}]$  は、 $\mathbf{Y}_{DCcut}$  の  $k$  行目を要素とする行ベクトルである．このベクトルを時間シンボルごとに並べ替え以下のベクトルを定義する．

$$\mathbf{y}_{DCcut} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{DCcut,0}^T \\ \mathbf{Y}_{DCcut,1}^T \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{DCcut,N-1}^T \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

得られた行列  $\mathbf{y}_{DCcut}$  は受信信号ベクトル  $\mathbf{y}$  から直流成分が取り除かれたベクトルであり，これに対して式 (3.6) 式を適用することで侵入者の位置を決定することが可能となる．

### 3.3. 2次元LS方式 (2D-LS)

LCX を用いた位置検出において問題となるのが風などの影響でケーブルが揺れた場合における誤検出である．そこで外乱成分  $g^{dist}(\tau)$  を取り除くことが必要となる．4章にて詳しく説明するが，ケーブルが揺れた場合に得られた信号のドップラー周波数を計測すると，ケーブルの振動数を基本振動として高周波成分まで広域に成分を持つ．一方で侵入者の移動が与える影響は，移動速度にもよるがドップラー周波数は比較的 low，また広域に成分を持つことはない．そこで，信号に含まれるドップラー周波数ごとに計測することで，侵入者と外乱の成分分離を図ることが可能となる．本節ではそのアルゴリズムについて説明する．

式 (3.6) で得られるインパルス応答ベクトル  $\mathbf{g}^{LS}$  を一定時間分観測する．時間  $t$  におけるインパルス応答ベクトルを  $\mathbf{g}_t^{LS}$  と書き直すと，これを行成分として得られる  $M \times N$  行列  $\mathbf{G}^{LS}$  は以下で表すことができる．

$$\mathbf{G}^{LS} = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_0^{LS^T} \\ \mathbf{g}_1^{LS^T} \\ \vdots \\ \mathbf{g}_M^{LS^T} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

ここで  $M$  は観測サンプル数を示す．この行列の列成分に対してそれぞれ FFT を行うことで，各遅延時間における周波数応答を表すチャネル散乱行列  $\mathbf{S}_{2dLS}$  を得

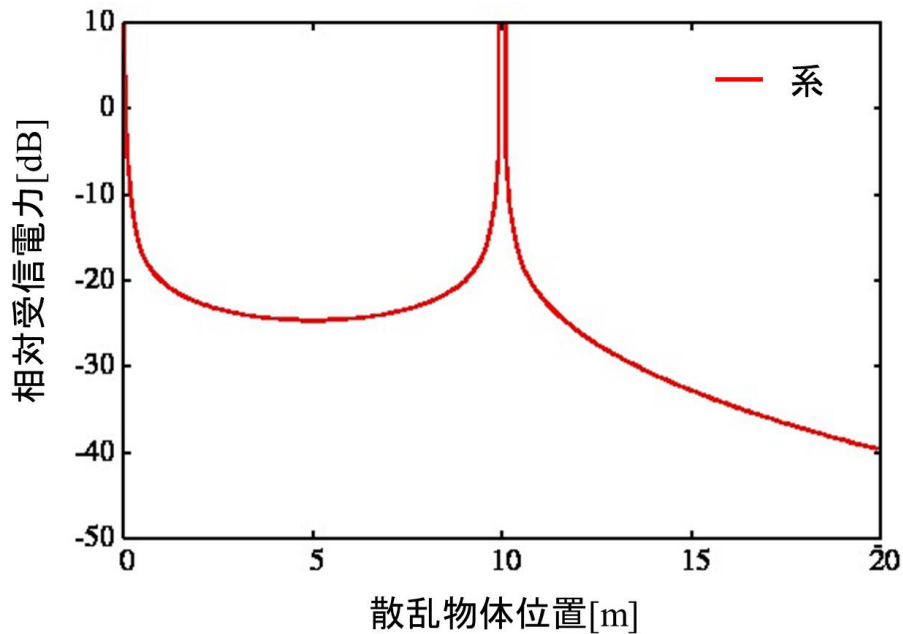


図 3.1 散乱波強度の変化

ることができる。

$$\mathbf{S}^{2dLS} = \mathbf{X}_{FFT} \mathbf{G}^{LS} \quad (3.14)$$

この処理により，侵入者の移動がもたらすドップラー周波数以上の周波数成分をもつ外乱を分離することが可能となり，外乱による誤検出を改善することが可能と考えられる。

### 3.4. 位置検出シミュレーション

本節では，シミュレーションに用いるパラメータとして侵入者，及びケーブルの揺れがもたらすドップラー周波数について述べ，計算機シミュレーションを行い，前節に示した 2D-LS 方式方式を用いた際のチャネル散乱行列を得て，その結果について考察を行う．シミュレーションでは，外乱はケーブルの振動をさすものとし，侵入者の移動やケーブルの振動によるドップラー周波数は電磁界解析に

表 3.1 シミュレーション諸元

Parameters	Values
LCX Length	50 [m]
Width between LCX Cables	10 [m]
Measurement Time	4 [s]
Frequency	300 [MHz]
Bandwidth	60 [MHz]
LCX Dielectric Constant	2.4
PN Code Size	63
FFT Size	32
Target Position	20 [m]

より求めることで実環境との近似を行う。外乱には、ケーブルが揺れる効果だけではなく、周辺の樹木や植木などの影響も考えられる。しかし、散乱波成分は式(2.22)で表されている通り、2本のケーブルの外側では、急速に減衰する。図3.1は、式(2.22)を0 m および 10 m の位置に LCX があると仮定した時の散乱波強度の変化を示す。散乱物体位置が 10 m を超えると急激に電力が低下することから、それほど大きな影響は無いと考えられ、このことから、本論文では、LCX の揺れによる外乱のみを考慮する。シミュレーション諸元を表 3.1 に示す。

### 3.4.1 侵入者がもたらすドップラー周波数

本節では侵入者がもたらすドップラー周波数を決定するため、以下のような電磁界解析シミュレーションを行う。まず図 3.2 に示すような検出領域モデルを設定する。検出領域内を侵入者がケーブルと平行方向に、受信端から遠ざかるように移動する。ここで移動速度は  $1.2 \text{ m/s}$  とする。送信側から正弦波を送信した場合の受信端における位相の回転量を計測し、ドップラー周波数の計測を行う。図 3.3 は電磁界解析シミュレーションの結果である。図が示す通り、侵入者の移動によりおよそ 1 Hz 程度のドップラー周波数が確認できる。以上から、本シミュ

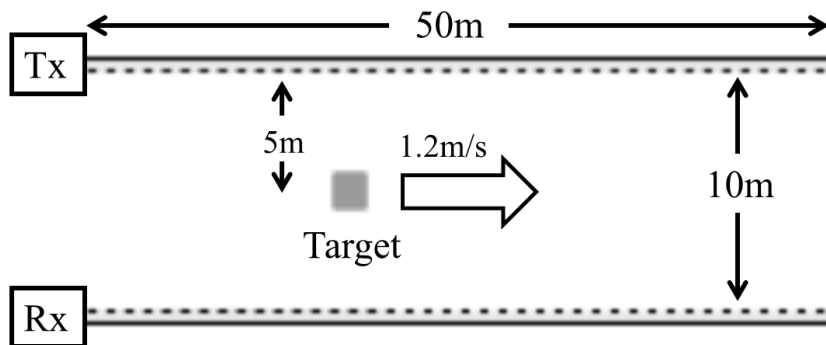


図 3.2 シミュレーションモデル

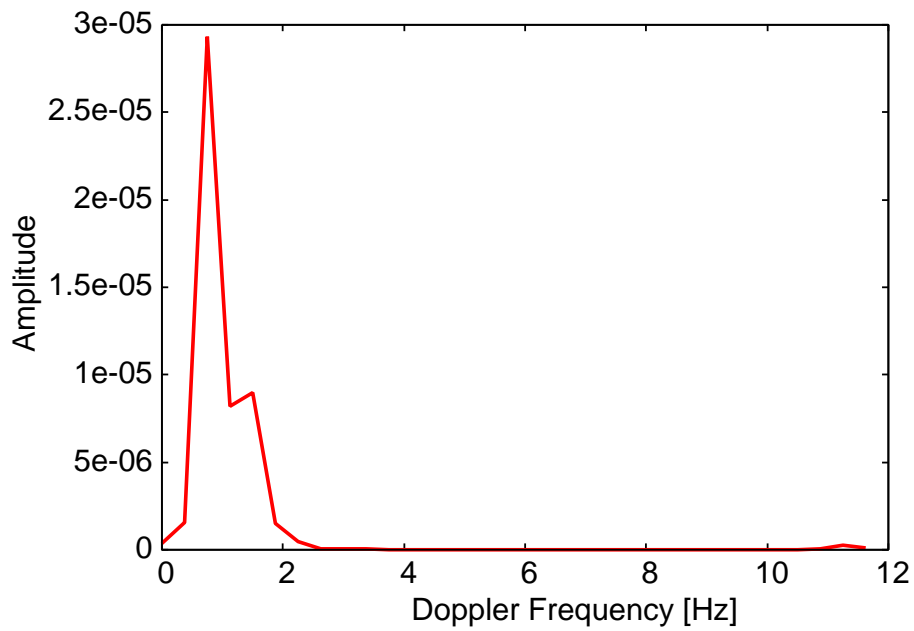


図 3.3 侵入者の移動によるドップラー周波数

レーションにおいて侵入者の移動速度は  $1.2 \text{ m/s}$  と設定すると、このときの侵入者の動きがもたらすドップラー周波数は  $1 \text{ Hz}$  相当となる。

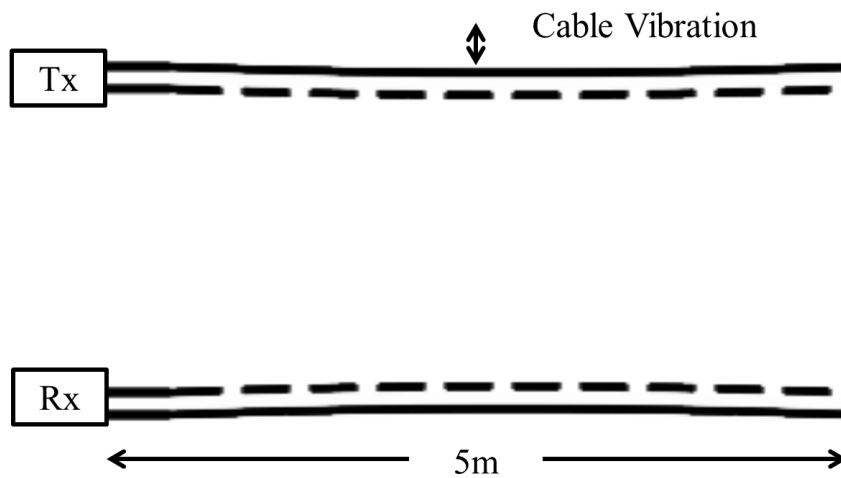


図 3.4 シミュレーションモデル

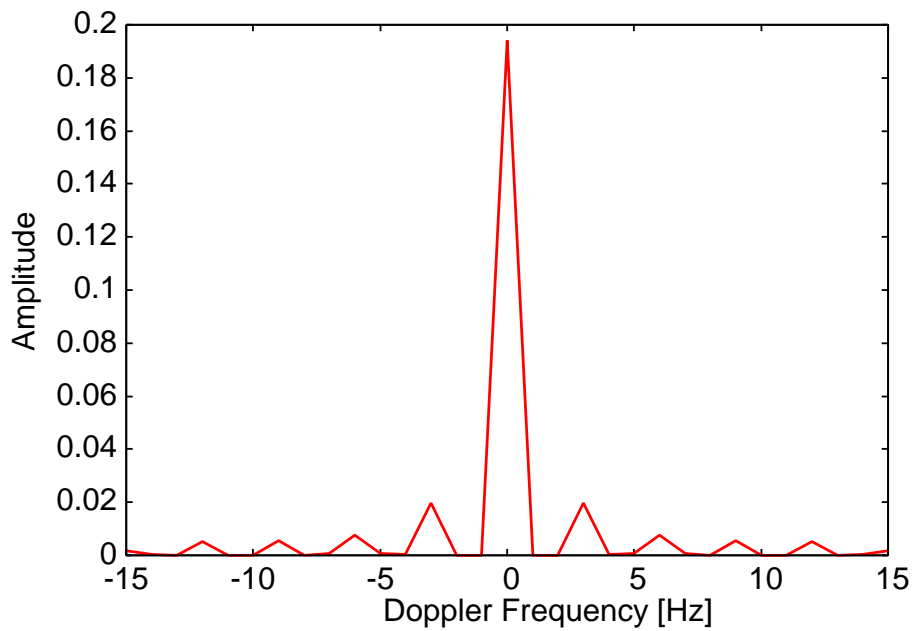


図 3.5 ケーブルの揺れによるドップラースペクトル

### 3.4.2 ケーブル揺れがもたらすドップラー周波数

前節と同様に電磁界解析シミュレーションを用いてケーブルの揺れがもたらすドップラー周波数について議論する。施設したケーブルが振動するとき、LCX を

弦とみなした場合，その振動周波数は以下の式で表すことができる．

$$f = \frac{k}{2l} \sqrt{\frac{F}{\rho}} \quad (3.15)$$

ここで， $\rho$  はケーブルの線密度， $F$  はケーブルを施設する際の水平張力， $l$  は固定端間のケーブルの長さであり，また  $k = 1, 2, 3, \dots$  である．そこで本シミュレーションでは，図 3.4 のようにケーブルが振動するモデルを設定する．ここで  $\rho = 0.6 \text{ kg/m}$  であり，ケーブルは  $5 \text{ m}$  ごとに  $F = 540 \text{ N}$  で固定されているものとして行う．前節同様に送信側から正弦波を送信した場合の受信端における位相の回転量を計測し，ドップラー周波数の計測を行う．図 3.5 は電磁界解析シミュレーションの結果である．図が示す通り， $0 \text{ Hz}$  地点に起こる直流成分に加え， $3 \text{ Hz}$  ごとに基本振動， $2$  倍振動， $3$  倍振動といった成分のドップラー周波数が確認できる．以上から，本シミュレーションにおいて外乱とはケーブルの揺れのみを指すものと仮定し，ケーブルの揺れに関して線密度や水平張力，固定端間のケーブル長のパラメータは上記のものを設定する．このときケーブルの揺れがもたらす位相変動量は上記の周波数成分に従うものとなる．

### 3.4.3 位置検出

本節では前節までに設定した移動する侵入者，ケーブルの揺れを仮定しシミュレーションを行う．計算機シミュレーションでは，中心周波数  $f_c = 300 \text{ MHz}$  の連続な正弦波を PN 符号を用いてスペクトル拡散処理を行い，送信信号として送信ケーブル端から放射し検出領域を伝搬させる．検出領域を伝搬した信号は受信ケーブル端に集約され，受信信号として上記の検出処理が行われる．

図 3.6 に 2 次元 LS 方式を用いて得られたチャネル散乱行列を示す．ここで受信信号に対する熱雑音電力の比率を表す CN 比 (CNR : Carrier to Noise Power Ratio) は  $20 \text{ dB}$  である．侵入者の数は 1 人とし，受信端からケーブルの入力端から長手方向に  $20 \text{ m}$  離れた地点から  $1.2 \text{ m/s}$  の速度で移動している．図 3.6 においてドップラー周波数が  $\pm 3 \text{ Hz}$  (破線枠内) のほとんどの領域において高いピークがたっているのが確認できるが，これはケーブルの揺れによる影響であり，基

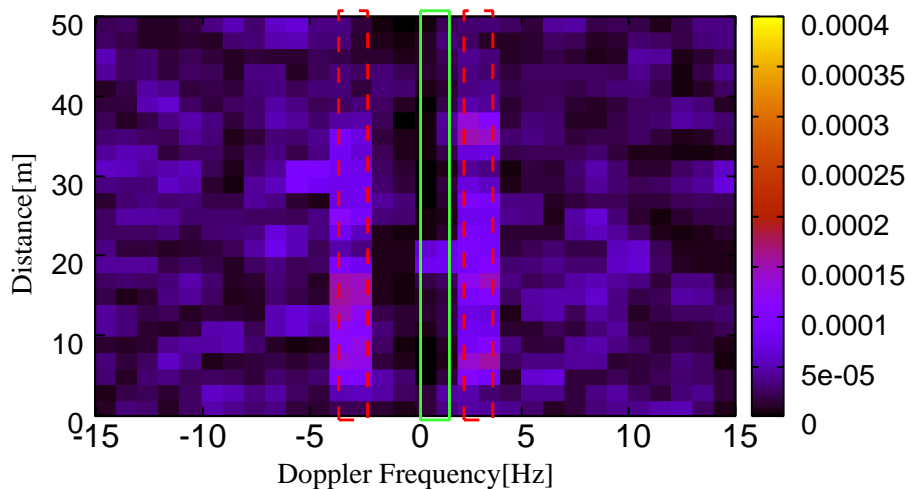


図 3.6 2次元 LS 方式によるチャネル散乱行列

本振動成分が現れている．また，侵入者成分は 1 Hz の領域の 20 m 付近に現れている．しかし，全体的に紫色が目立ち，熱雑音成分が強く現れていることが確認できる．

図 3.7 にドップラー周波数が 1 Hz の場合のインパルス応答のみを抜き出したものを示す．図から侵入者の存在する 20 m の地点以外にも不要成分が顕著に現れていることが確認できる．

さらに，図 3.8 に侵入者の数を 3 人にした場合における，ドップラー周波数 1 Hz のインパルス応答を示す．このとき侵入者はそれぞれ，受信端から 10 m, 20 m, 30 m 離れた地点に存在するとしてシミュレーションを行った．侵入者が増えた場合でも不要成分が現れていることが確認できる．

侵入者判定は，受信信号を解析し得られたインパルス応答ベクトルが，設定した閾値を越えた場合にそのインパルスが示す地点に侵入者が存在するとみなす．この時，図 3.7 や図 3.8 に示したように侵入者成分以外の不要成分がある場合，誤検出の原因となってしまう．従って，不要成分を除去し，侵入者成分のみを得ることが本検出システムにおける課題となる．



### 3.5. 結言

本章では，LCX 侵入者位置検出システムにおいて，従来方式である LS 方式，さらに従来方式を拡張させ，ケーブルの揺れなどの外乱要素を分離し，得られるチャンネル散乱行列から侵入者によるインパルス応答のみを得る 2 次元 LS 方式について述べた．シミュレーションにより従来方式では，インパルス応答に侵入者成分以外の不要成分が現れ，誤検出の原因となることを示した．次章から，この不要成分を除去する方式について述べる．

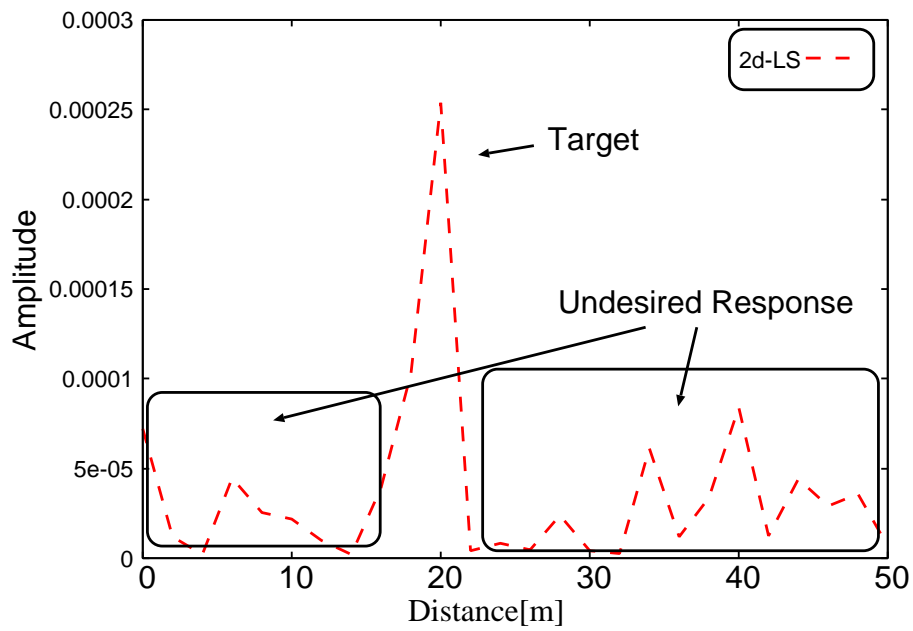


図 3.7 2次元LS方式にて得られたインパルス応答（ドップラー周波数1 Hz，侵入者数1人）

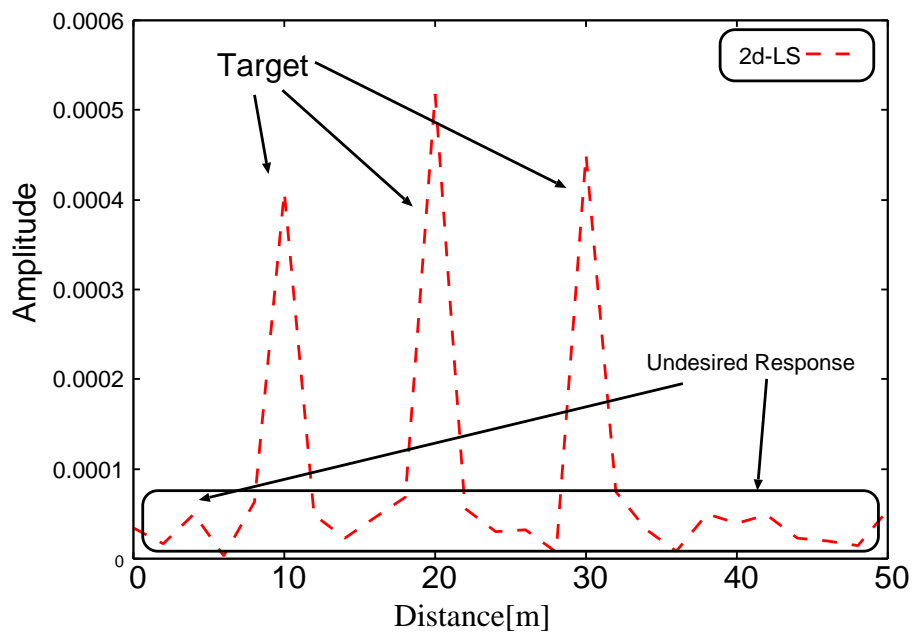


図 3.8 2次元LS方式にて得られたインパルス応答（ドップラー周波数1 Hz，侵入者数3人）

# 第4章 Compressed Sensingを用いた位置検出システムの検出率向上

## 4.1. 緒言

前章では、従来方式であるLS方式を用いた位置検出方式と、それを拡張させ、外乱による誤検出を改善する手法として2次元LS方式について述べた。しかし、LS方式を用いた場合、前章に示した通り、不要成分も同時に検出されてしまうことによる誤検出率の増加が問題となる。そこで、本研究ではスパースな未知ベクトルの推定に適した信号処理方式である圧縮センシング (CS: Compressed Sensing) に注目し、本検出システムに適用することで不要成分の除去を図る。本章では、CSの概要について説明するとともに、CSを用いた位置検出方式について述べる。また、CSを用いる際に問題となる計算量を削減するため、従来方式とCSを組み合わせた手法についても述べる。

## 4.2. CSの原理

CSは、未知ベクトルを線形観測に基づいて推定する手法であり、未知ベクトルがスパースな行列である場合に少ないサンプルで解を求めることに適した方式である [17][18]。

未知ベクトルを  $N$ 次元の実ベクトル  $g^l$  とする。ベクトル  $g^l$  に対する線形観測は、観測ベクトル  $x^l \in \mathfrak{R}^L$  を一つ選んで内積  $x^l \cdot g^l$  をとることに対応する。線形観測を  $L$  回行うものとし、対応する観測ベクトルを  $\{x_1^l, x_2^l, \dots, x_L^l\}$  とすると、 $g^l$

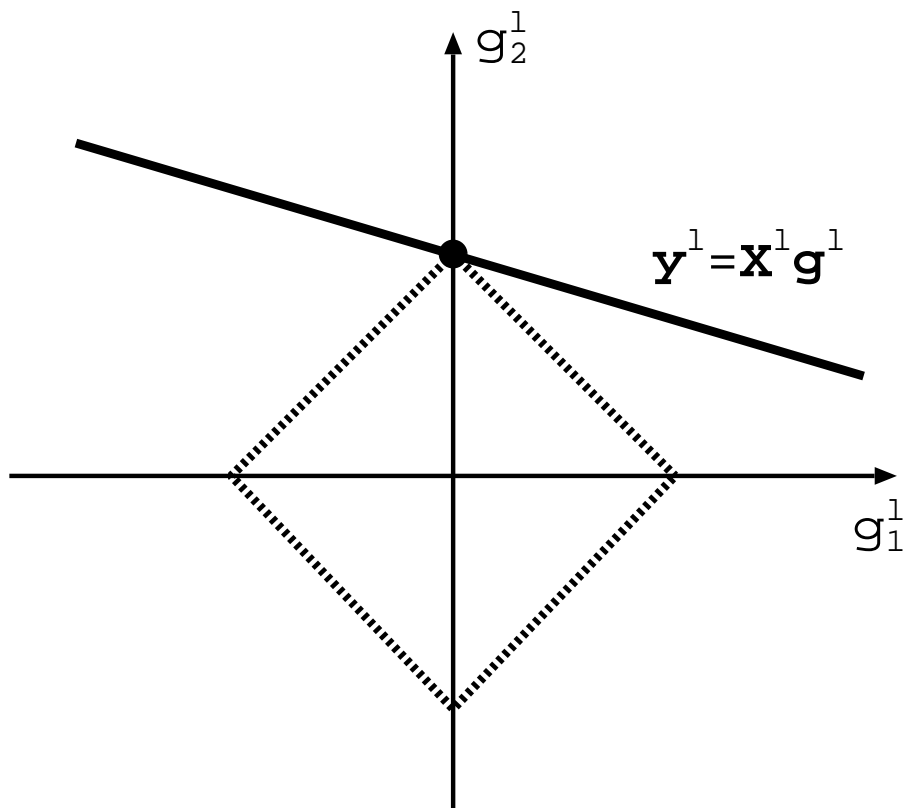


図 4.1  $l_1$  ノルムに基づく推定

に対する  $L$  回の線形観測は，大きさが  $L \times N$  の観測行列  $\mathbf{X}^l$  を用いて以下のように表すことができる．

$$\mathbf{y}^l = \mathbf{X}^l \mathbf{g}^l \quad (4.1)$$

ここで

$$\mathbf{X}^l = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1^{lT} \\ \mathbf{x}_2^{lT} \\ \vdots \\ \mathbf{x}_L^{lT} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

とする．ベクトル  $\mathbf{y}^l \in \mathbb{R}^N$  は  $L$  回の線形観測の結果を成分として持つベクトルである．センシング行列  $\mathbf{X}^l$  を既知としたとき，観測結果  $\mathbf{y}^l$  からベクトル  $\mathbf{g}^l$  を推定

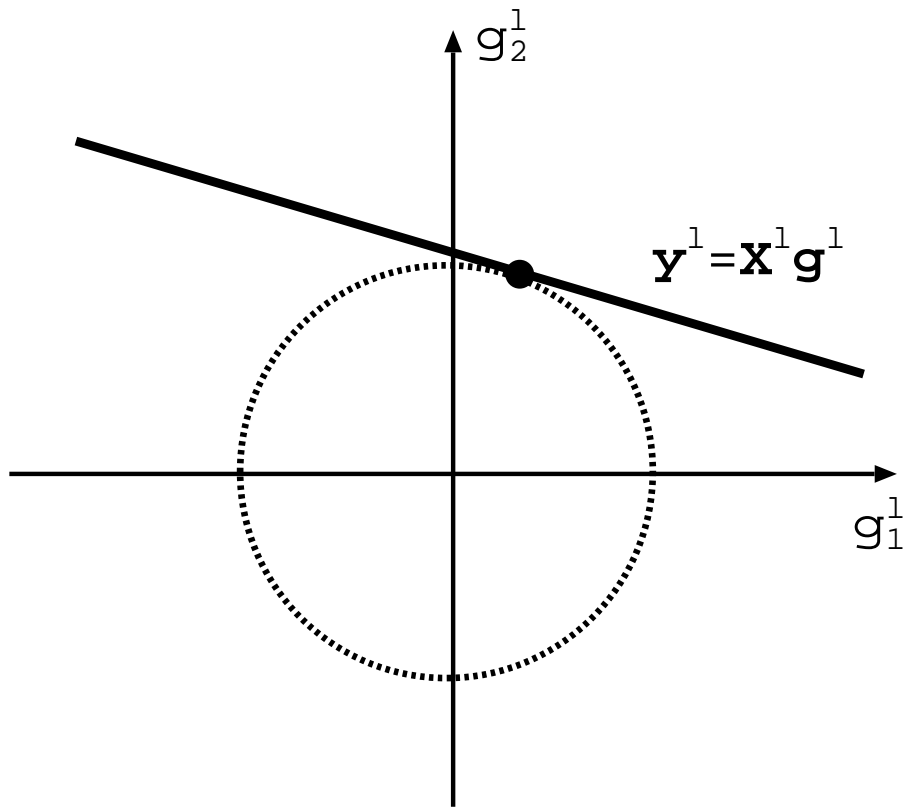


図 4.2  $l_2$  ノルムに基づく推定

することを考えた場合,  $g^l$  を正しく推定するためには  $L \geq N$  である必要があり,  $L < N$  であれば正しく推定することができない. しかし, ベクトル  $g^l$  がスパースであることが既知であるとして推定する問題を考えた場合,  $g^l$  の  $N$  個の成分のうち 0 でない値は高々  $K$  個と設定することができ, このとき  $L \geq K$  であればベクトル  $g^l$  を推定することが可能となる.

$g^l$  を推定する方法の一つとして, 以下の式によって表される  $l_1$  再構成と呼ばれる方式が考えられる.

$$\begin{aligned} \tilde{g}^{l(1)} &= \arg \min \left\| \tilde{g}^l \right\|_1 \\ &s.t. \ y^l = X^l g^l \end{aligned} \quad (4.3)$$

ただし,  $\|g^l\|_1 = \sum |g_i^l|$  は  $g^l$  の  $l_1$  ノルムである. つまり, 線形制約  $y^l = X^l g^l$  の

もとで  $l_1$  ノルムを最小化することによって  $g^l$  の推定を行う。この  $l_1$  再構成は、線形計画問題として定式化することができ、シンプレックス法や内点法で解くことが可能となる。 $l_1$  再構成をスパースベクトルの推定に適用すると、 $M < N$  であっても  $\tilde{g}^{l(1)} = g^l$  となる正しい推定結果を得ることが可能となる。図 4.1 は 2 次元平面において、1-スパースなベクトルを 1 次元の観測から得た制約条件式  $y^l = X^l g^l$  に基づいて解となるベクトル  $g^l = [0, 1]$  を推定する問題を図示したものである。また、図 4.2 は同様の問題を  $l_2$  ノルムに基づいて推定した場合を図示したものである。ここで  $N = 2, K = 1, M = 1$  とする。両図における正方形および円はそれぞれ  $l_1$  ノルム、および  $l_2$  ノルム一定の条件を表しており、これらと制約条件を表す直線が接触する点が推定された解に対応する。図から、解がスパースであることが判明している場合においては  $l_2$  ノルムに基づいた解は  $g_1^l$  の成分が不要成分となるのに対して  $l_1$  再構成の解は不要成分無しで推定することが可能であることがわかる。本研究では、LCX 侵入者検出システムにおいてこの  $l_1$  再構成に従った問題を設定することによって伝搬路を推定し、検出処理を行う。

### 4.3. CS 方式を用いた検出処理

本節では、Compressed Sensing(CS) を用いた位置検出手法について述べる。LS 方式のアルゴリズムは式 (3.4) に示した通り、 $l_2$  ノルムを導出する推定方法であり、このとき得られる解には熱雑音成分やサイドローブなど不要な成分を含む。一方、CS は  $l_1$  ノルムを導出する推定方法であり、解がスパースである場合に不要成分を抑圧し高精度な推定を可能とする [17][18]。そこでまず、以下にスパースの定義について述べる。

LS 方式では、式 (3.6) を用いて侵入者の位置を推定したが、ここで得られるインパルス応答において侵入者がもたらすピークの数  $N_p$ 、 $X_{PN}^H$  の行数を  $p$ 、列数を  $m$  とした場合、以下の条件を満たすとき CS を用いた推定が可能となる [19]。

$$O(N_p \log(m/N_p)) < p \quad (4.4)$$

今回の検出システムにおいては、 $m$  は検出領域の長手方向の距離から導かれる数、 $p$  は符号長を表す。例として、後述のシミュレーションに用いる値と同様に検出領

域の長手方向の距離を 50m , 使用する帯域幅を 60MHz , LCX の比誘電率を 2.4 , 符号長を 63 と仮定すると  $m$  は 30 と算出でき , また  $p$  は 63 となる . このとき , 本検出システムにおける状態は侵入者数に関わらず式 (4.4) を満たしており , CS により推定することができる .

次に CS を用いた散乱波成分のインパルス応答ベクトル  $\mathbf{g}^{CS}$  を求める手順を示す [20][21] .

$$\begin{aligned} \mathbf{g}^{CS} &= \arg \min \|\tilde{\mathbf{g}}\|_1 \\ \text{s.t.} \quad &\|\mathbf{X}_{PN}^H(\mathbf{y}_{DCcut} - \mathbf{X}_{PN}\tilde{\mathbf{g}})\|_\infty \leq \lambda \end{aligned} \quad (4.5)$$

ここで ,  $\lambda$  は雑音成分をどれだけ抑圧するかを表す量であり ,  $\sigma^2$  は雑音の分散とした場合 ,

$$\lambda = \sqrt{2N\sigma^2(1+a)\log N} \quad (4.6)$$

を満たした場合に , 得られるベクトル  $\mathbf{g}^{CS}$  と理想ベクトル  $\mathbf{g}$  との最小二乗誤差は ,  $1 - 2(\sqrt{\pi(1+a)\log N} \cdot N^a)^{-1}$  の確率で

$$\|\mathbf{g}^{CS} - \mathbf{g}\|_2^2 = O(N_p\sigma^2\log N) \quad (4.7)$$

となる [22] . ここで  $a$  は 0 以上の任意の数である .

上記の条件を満たす  $\tilde{\mathbf{g}}$  を線形計画法を用いて求めることで , 伝搬路のインパルス応答ベクトルを得る .

#### 4.4. 2次元 CS 方式 (2D-CS)

本節では , チャネル散乱行列を得るための 2次元解析アルゴリズムに CS を適用した場合の処理について述べる . 2次元解析に CS 方式を用いる際のシステムのブロックダイアグラムを図 4.3 に示す . 前節で示した CS は受信信号ベクトルとセンシング行列を用いてスパースな解を得る場合に高精度に解を得る手法である . 一方で , 2次元解析では式 (3.12) によって得られた直流成分を除去した受信信号ベクトル  $\mathbf{y}_{DCcut}$  に対して , 式 (3.6) に示す通り行列  $\mathbf{X}_{PN}$  の複素転置行列をか

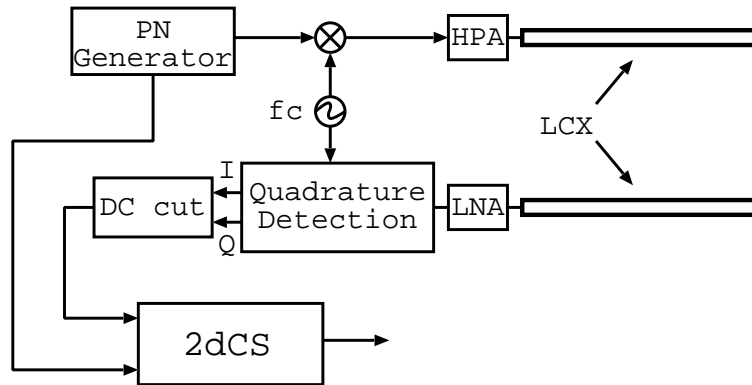


図 4.3 2次元 CS 方式におけるシステムモデル

けて得られた信号系列を一定時間分観測し，式 (3.13),(3.14) に示すような処理により，行列  $\mathbf{X}_{DFT}$  をかけてチャネル散乱行列を得る．この時，得られるチャネル散乱行列は侵入者を示す成分とケーブルの揺れがもたらす外乱成分が主要な成分である．この外乱成分は，ケーブルの振動周波数付近の周波数成分において検出領域全般にインパルスがたつことが考えられる．しかし，振動によるドップラー周波数成分の数を  $N_d$  とした場合， $M \times M$  の DFT 行列に対して式 (4.4) と同様に

$$O(N_d \log(M/N_d)) < M \quad (4.8)$$

を満たすとき，DFT 処理により得られる解は十分スパースであり，本検出システムにおいては振動周波数成分の数に関わらずチャネル散乱行列はスパースであると言える．従って， $\mathbf{X}_{PN}$  と  $\mathbf{X}_{DFT}$  を一つのセンシング行列として捉える場合，2次元解析は CS における線形計画問題として捉えることが可能となる．2次元解析処理において，行列  $\mathbf{X}_{PN}$  の複素転置行列をかけて得られた信号系列を一定時間分観測し，行列  $\mathbf{X}_{DFT}$  をかけるという処理は，一つのセンシング行列と捉えたとき以下で表される行列  $\mathbf{X}_{2dCS}$  の複素転置行列をかけることと等価である．

$$\mathbf{X}_{2dCS} = \mathbf{X}_{DFT}^{-1} \otimes \mathbf{X}_{PN} \quad (4.9)$$

ここでの  $\otimes$  はクロネッカー積を示す．

これを用いて，以下に示す問題を解くことで2次元解析における CS を用いて



チャンネル散乱ベクトル  $\mathbf{s}^{2dCS}$  を求める .

$$\begin{aligned} \mathbf{s}^{2dCS} &= \arg \min \|\tilde{\mathbf{s}}\|_1 \\ s.t. \quad &\|\mathbf{X}_{2dCS}^H (\mathbf{y}_{DCcut} - \mathbf{X}_{2dCS} \tilde{\mathbf{s}})\|_\infty \leq \lambda_{2dCS} \end{aligned} \quad (4.10)$$

ここでセンシング行列の行成分は ,  $N \times M$  となるため ,  $\lambda_{2dCS}$  は

$$\lambda_{2dCS} = \sqrt{2NM\sigma^2(1+a)\log NM} \quad (4.11)$$

であるとき , 得られるベクトル  $\mathbf{s}^{2dCS}$  と理想ベクトル  $\mathbf{s}$  との最小二乗誤差は ,  $1 - 2(\sqrt{\pi(1+a)\log NM} \cdot (NM)^a)^{-1}$  の確率で

$$\|\mathbf{s}^{2dCS} - \mathbf{s}\|_2^2 = O((N_d N + N_p)\sigma^2 \log NM) \quad (4.12)$$

となる .

得られたベクトル  $\mathbf{s}^{2dCS}$  は , 式 (3.12) と同様に遅延時間ごとのインパルス応答を時間シンボル順に並べたベクトルである .  $\mathbf{s}^{2dCS}$  を時間シンボルごとに切り分け , 時間  $t$  におけるインパルス応答を  $\mathbf{s}_t^{2dCS}$  とし , これを行成分として  $M \times N$  のチャンネル散乱行列  $\mathbf{S}^{2dCS}$  が求められる .

$$\mathbf{S}^{2dCS} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_0^{2dCS^T} \\ \mathbf{s}_1^{2dCS^T} \\ \vdots \\ \mathbf{s}_M^{2dCS^T} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

図 4.3 に上記に示した 2 次元解析に CS 方式を用いる際のシステムのブロックダイアグラムを示す .

## 4.5. CS と LS を組み合わせ方式 (LS+CS)

本節では CS 方式と LS 方式を組み合わせ外乱分離をした上で検出を行う方式を示す . 2 次元 CS 方式は , 式 (4.11) に示す通り , センシング行列  $\mathbf{X}_{2dCS}$  を用いて線形計画法にてチャンネル散乱行列を得る . しかし , 式 (4.9) に示される通り , センシング行列  $\mathbf{X}_{2dCS}$  は  $\mathbf{X}_{DFT}$  と  $\mathbf{X}_{PN}$  のクロネッカー積であるため , 行列のサイズが比較的大きくなり , 計算量が増大してしまう問題がある . そこで , 2 次元解

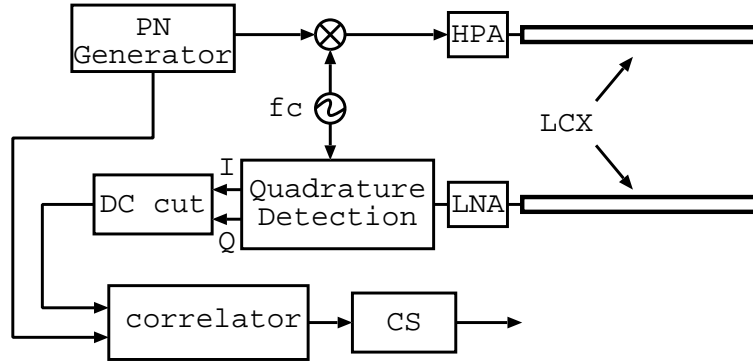


図 4.4 LS+CS 方式におけるシステムモデル

析で行われる 2 段階の処理の中で，スペクトル逆拡散処理は従来方式同様相関器を用いて行い，DFT 処理に関して CS を用いることで，CS に用いられるセンシング行列が  $\mathbf{X}_{DFT}$  のみになるため，全体的な計算量を削減しつつ，CS による熱雑音成分の抑圧を図ることが可能と考えられる．図 4.4 に本方式のブロックダイアグラムを示す．

まず式 (3.12) で示されるベクトルに対して式 (3.6) 同様 LS 方式を用いて距離ごとのインパルス応答を時間シンボルごとに並べたベクトル  $\mathbf{g}^{LS}$  を得る．

$$\mathbf{g}^{LS} = \frac{1}{N} \mathbf{X}_{PN}^H \mathbf{y}_{DCcut} \quad (4.14)$$

このベクトル  $\mathbf{g}^{LS}$  を次の処理における受信信号ベクトルとし， $\mathbf{X}_{DFT}$  をセンシング行列として CS を用いることでチャネル散乱ベクトル  $\mathbf{g}^{LS+CS}$  を得ることができる．

$$\begin{aligned} \mathbf{s}^{LS+CS} &= \arg \min \|\tilde{\mathbf{s}}\|_1 \\ s.t. \quad &\|\mathbf{X}_{DFT}^H (\mathbf{g}^{LS} - \mathbf{X}_{DFT} \tilde{\mathbf{s}})\|_\infty \leq \lambda_{LS+CS} \end{aligned} \quad (4.15)$$

ここで  $\lambda_{LS+CS}$  は

$$\lambda_{LS+CS} = \sqrt{2M\sigma^2(1+a)\log M} \quad (4.16)$$

であるとき，得られるベクトル  $\mathbf{s}^{LS+CS}$  と理想ベクトル  $\mathbf{s}$  との最小二乗誤差は， $1 - 2(\sqrt{\pi(1+a)\log M} \cdot M^a)^{-1}$  の確率で

$$\|\mathbf{s}^{LS+CS} - \mathbf{s}\|_2^2 = \Delta_{LS} + \Delta_{CS} \quad (4.17)$$

となる．ただし，

$$\Delta_{LS} = O(\sigma^2 M/N) \quad (4.18)$$

$$\Delta_{CS} = O(N_d N \sigma^2 \log M) \quad (4.19)$$

であり，それぞれスペクトル拡散処理，CS を用いた DFT 処理における誤差量を表す．

得られたベクトル  $\mathbf{s}^{LS+CS}$  は，式 (4.11) と同様に遅延時間ごとのインパルス応答を時間シンボル順に並べたベクトルである．式 (4.13) と同様，時間シンボルごとに切り分け，時間  $t$  におけるインパルス応答を  $s_t^{LS+CS}$  とし，これを行成分として  $M \times N$  のチャネル散乱行列  $\mathbf{S}^{LS+CS}$  を得る．

$$\mathbf{S}^{LS+CS} = \begin{bmatrix} s_0^{LS+CS^T} \\ s_1^{LS+CS^T} \\ \vdots \\ s_M^{LS+CS^T} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

## 4.6. 計算量

本節では，これまで説明した 3 方式についておおよその計算量を述べる．まず従来の LS 方式で処理を行う場合の計算量に関して，スペクトル逆拡散処理は拡散符号系列長  $N$  に対して

$$O(N^2) \quad (4.21)$$

また，3.2 では，簡略化のため DFT による処理を用いて説明したが，実際には FFT 処理を行うことで高速化が可能であり，そのとき計算量はサンプル数  $M$  に対して

$$O(M \log M) \quad (4.22)$$

で表される．拡散符号長  $N$  の受信信号が  $M$  サンプルある場合の 2 次元 LS 方式全体の計算量としては

$$O(N^2 M + N M \log M) \quad (4.23)$$

で表される．

一方で2次元CS方式を用いた場合の計算量は， $NM \times NM$ のサイズの行列による $l_1$ ノルム最小化処理が行われるため，

$$O(N^3M^3) \quad (4.24)$$

で示される計算量となる．

また，LS+CS方式に関しては，LS方式によるスペクトル逆拡散処理とCS方式によるFFT処理を用いるため，計算量は

$$O(N^2M + NM^3) \quad (4.25)$$

で表される．ここで，第1項は相関処理を $M$ サンプル分行う際の計算量，第2項は $N$ サンプル分のFFT処理をCSを用いて行う際の計算量を示す．

以上から，拡散符号長 $N$ が増加した場合において，2次元CS方式は $N^3$ に比例して計算量が増加するのに対して，LS + CS方式では $N^2$ に比例する項と $N$ に比例する項によって計算量が表される．

## 4.7. 位置検出シミュレーション

本節では，前節までに示したCSを用いた位置検出方式について，計算機シミュレーションによる評価を行う．侵入者や，外乱のパラメータについては，3.4.1，3.4.2で定めた値を用いるものとし，誤検出率を示す False Positive Rate(FPR), False Negative Rate(FNR)を測定する．侵入者判定は，受信信号を解析し得られたインパルス応答ベクトルに対して，設定した閾値を越えた場合にそのインパルスが示す地点に侵入者が存在するとみなす．このとき設定する閾値を可変とし，FPR, FNRの関係を示す Detection Error Tradeoff(DET) 曲線を示す．シミュレーション諸元を表4.1に示す．計算機シミュレーションでは，中心周波数は300 MHzの連続な正弦波をPN符号を用いてスペクトル拡散処理を行い，送信信号として送信ケーブル端から放射し検出領域を伝搬させる．検出領域を伝搬した信号は受信ケーブル端に集約され，受信信号として上記の検出処理が行われる．

表 4.1 シミュレーション諸元

Parameters	Values
LCX Length	50 [m]
Width between LCX Cables	10 [m]
Measurement Time	4 [s]
Frequency	300 [MHz]
Bandwidth	60 [MHz]
LCX Dielectric Constant	2.4
PN Code Size	63
FFT Size	32
Target Position	20 [m]

図 4.5 及び図 4.6 に CNR を 20 dB とした場合の 2 次元 LS 方式及び 2 次元 CS 方式を用いて得られたチャネル散乱行列を示す．ここでは侵入者は 1 人とし、受信端からケーブルの長手方向に 20 m 離れた地点から 1.2 m/s の速度で移動するものとしてシミュレーションを行った．図 4.5 は全体的に熱雑音成分が現れているが、図 4.6 においては、そのほとんどが抑圧され除去されていることが確認できる．また、各図においてドップラー周波数が  $\pm 3$  Hz (破線枠内) のほとんどの領域において高いピークがたっているのが確認できるが、これはケーブルの揺れによる影響であり、基本振動成分が現れている．また、また侵入者成分は 1 Hz の領域に現れており、図 4.7 にドップラー周波数が 1 Hz の場合のインパルス応答のみを抜き出したものを示す．LS 方式においては侵入者の存在する 20 m の地点以外にも不要成分が顕著に現れているのに対し、CS 方式では侵入者成分のみ検出できていることがわかる．また、LS+CS 方式に関しても、LS 方式と比較し多くの不要成分を除去できていることが確認できる．

さらに、図 4.8 に侵入者の数を 3 人にした場合における、ドップラー周波数 1 Hz のインパルス応答を示す．このとき侵入者はそれぞれ、受信端から 10 m、20 m、30 m 離れた地点に存在するとしてシミュレーションを行った．侵入者が増え

表 4.2 処理時間

Method	Time[s]
2D-LS	0.81
2D-CS	102.61
LS+CS	7.59

た場合でも LS 方式と比較し，CS 方式，LS+CS 方式が不要成分を除去できていることが確認できる．

次に，図 4.9 に CNR をパラメータとした場合の FNR について 2 次元 LS 方式，2 次元 CS 方式，及び LS+CS 方式の 3 方式の比較を示す．この図から，CNR との関係においても 2 次元 LS 方式に対して 2 次元 CS 方式が約 2 dB，LS+CS 方式が 1 dB 程度改善していることがわかる．また，この図から CNR がおよそ 20 dB 程度の環境であれば検出を行う上で十分であると考えられる．次に図 4.10 に CNR を 20 dB とした場合の DET 曲線を示す．また図 4.10 には，外乱がない状態での DET 曲線 (Without Disturbance) 及び外乱がある状況で 2 次元処理を施さない場合の DET 曲線 (1d-LS) も同時に示している．図から 2 次元 LS 処理を行うことにより，外乱の処理を行わない場合に比べ，外乱がない場合と同程度に検出誤り率を改善することができていることがわかる．また FPR が  $1 \times 10^{-4}$  のときの FNR を比較した場合，2 次元 LS 方式で  $4 \times 10^{-3}$  程度の検出誤り率であるのに対し，2 次元 CS 方式では  $3 \times 10^{-4}$ ，LS+CS 方式では  $7 \times 10^{-4}$  程度の検出誤り率であり，2 次元 CS 方式では誤り率を 1/10 程度，LS+CS 方式では 1/5 程度にまで改善できていることがわかる．

表 4.2 にそれぞれの手法を解析するのに必要となった処理時間を示す．これは，図 4.5 や図 4.6 といったチャネル散乱行列を得るための演算をそれぞれ 100 回行った際に必要となる処理時間である．表からわかる通り，2 次元 CS 方式は 2 次元 LS 方式に対して膨大な処理時間を必要とすることがわかる．本シミュレーションにおいては 1 回のチャネル散乱行列を得るために設定している計測時間は 4 s であるため，100 回の処理に必要な計測時間は 400 s であり，2 次元 CS 処理においても実時間内で処理が可能である．しかし実際に運用する際には PN 符号長  $N$

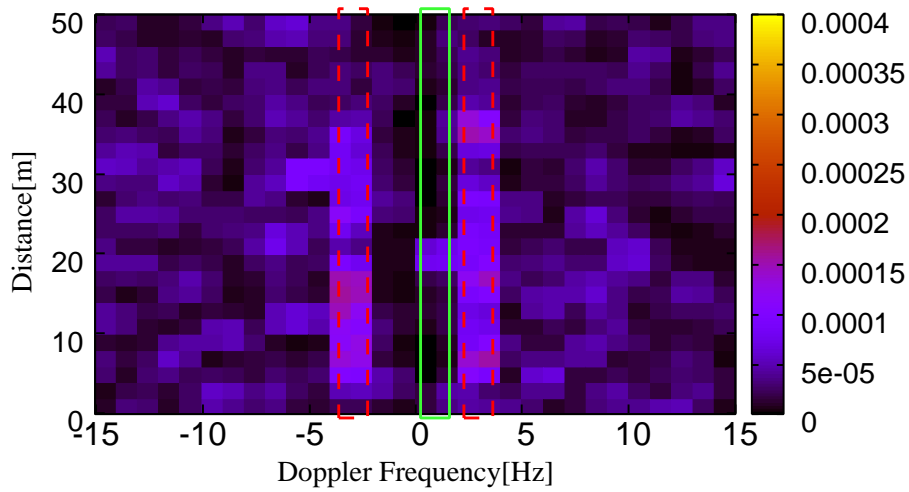


図 4.5 2次元 LS 方式によるチャネル散乱行列

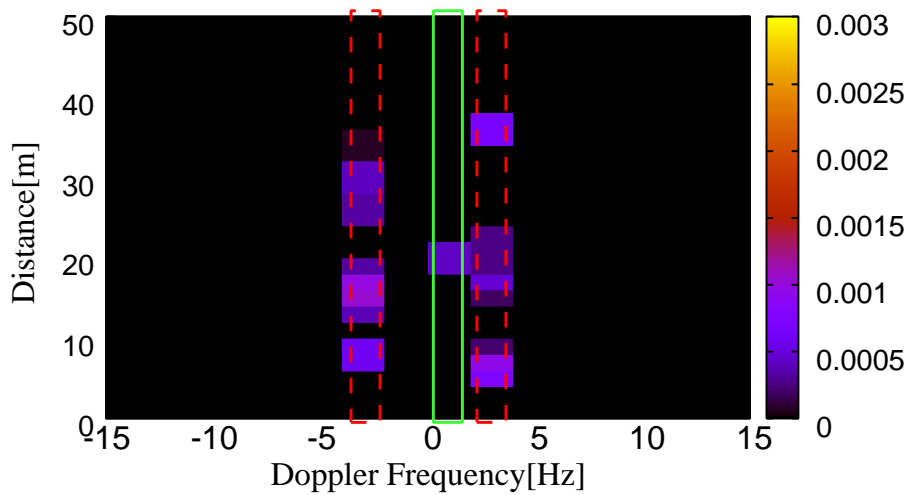


図 4.6 2次元 CS 方式によるチャネル散乱行列

は本シミュレーションで用いた値より大きな値である．例えば距離測定範囲を2倍の 100 m とした場合， $N$  の値も最低 100 必要となる．符号長を今回のシミュレーションで用いた値の 2 倍である 128 とした場合，CS 方式の計算量は  $N^3$  に比例するため  $2^3 = 8$  倍に増加すると予想され，実時間内での処理が難しくなる．一方 LS+CS 方式に関しても処理時間は増大しているが，2次元 CS 方式に比べ処

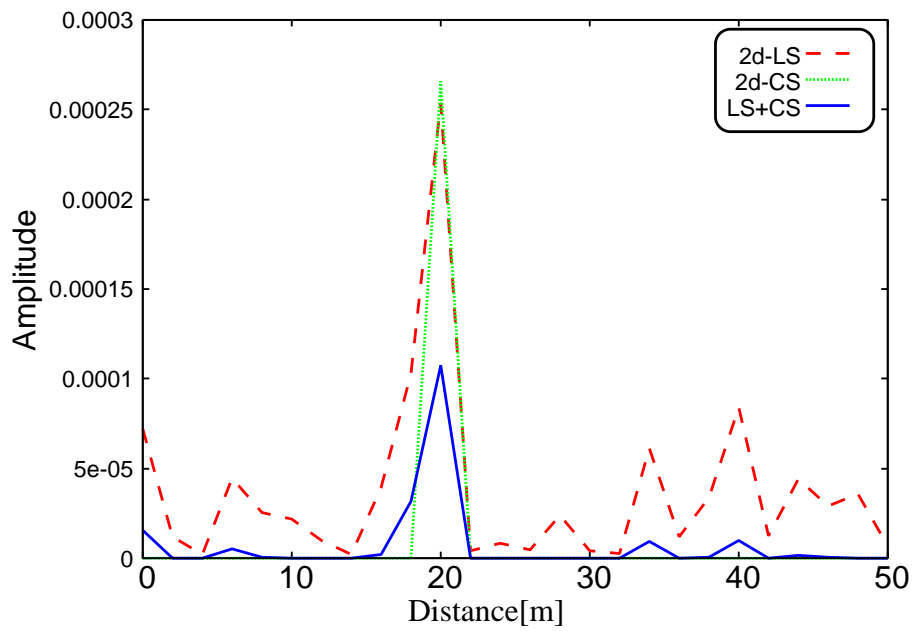


図 4.7 ドップラー周波数 1Hz における比較 (侵入者数 1 人)

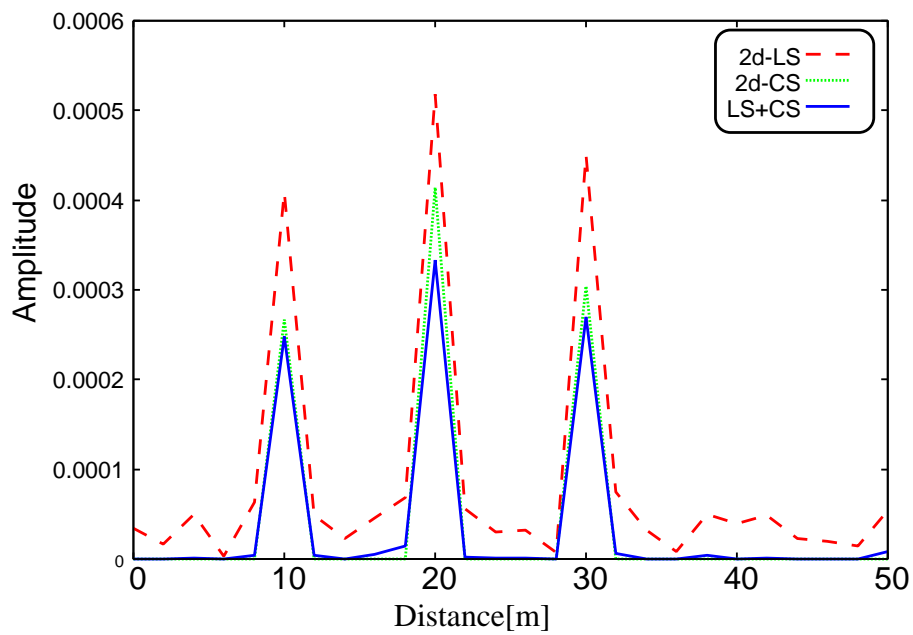


図 4.8 ドップラー周波数 1Hz における比較 (侵入者数 3 人)



理時間が抑えられていることが確認できる．また LS+CS 方式では 2 次元 LS 方式と同様に処理時間は  $N^2$  に比例するため，符号長の値を大きくした場合にも実時間処理が比較的容易であると考えられる．

次に，図 4.11 に同時に侵入する人数が変化した場合の誤検出率の変化の一例を示す．ここで，CNR は 20dB であり，各侵入者の位置に関してはランダムで配置される．4.3 に示したようにスパース性を満たしているにも関わらず，全ての方式で侵入者数が増えるに従い誤検出率が増加していることがわかる．これは侵入者同士が解像度より近い距離に設定された場合，その地点に一つの高いピーク値となって検出され，逆に受信端から距離の遠い地点の比較的低いピーク値が CS 処理により抑圧されているためである．

以上の議論から，2 次元 CS 方式は 2 次元 LS 方式と比較して誤検出率を改善していることが示された．一方で，2 次元 CS 方式は処理時間が増大する傾向があり，これに対して LS と CS の組み合わせ方式は計算量を改善していることが示された．しかし，LS+CS 方式は，2 次元 CS 方式と比較して誤検出率を犠牲にしており，スパース解を復元する上での計算量自体が改善されているわけではない．そこで，スパース解の復元における計算量改善に向けた検討が必要となる．

## 4.8. 結言

本章では，LCX 侵入者位置検出システムにおいて，CS を用いた位置検出方式について述べた．また，計算量削減のため，従来手法と CS 方式を組み合わせた手法についても述べ，3 手法について計算機シミュレーションを用いた評価を行った．シミュレーションにより，従来方式において見られた不要成分が提案方式では除去されていることを示した上で，誤検出率が改善されていることを示した．次章ではスパース解を復元する上での計算量削減に向けた検討を行う．

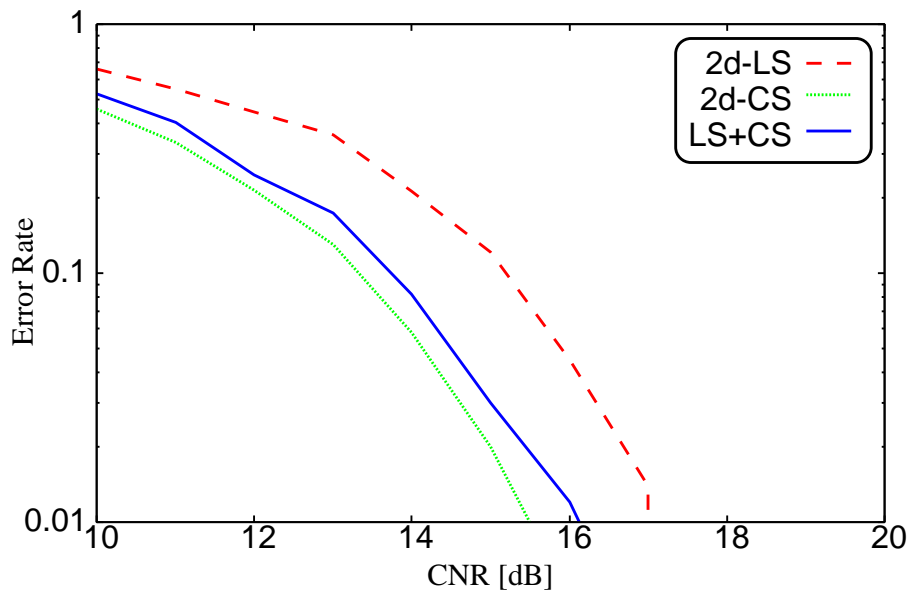


図 4.9 誤検出率

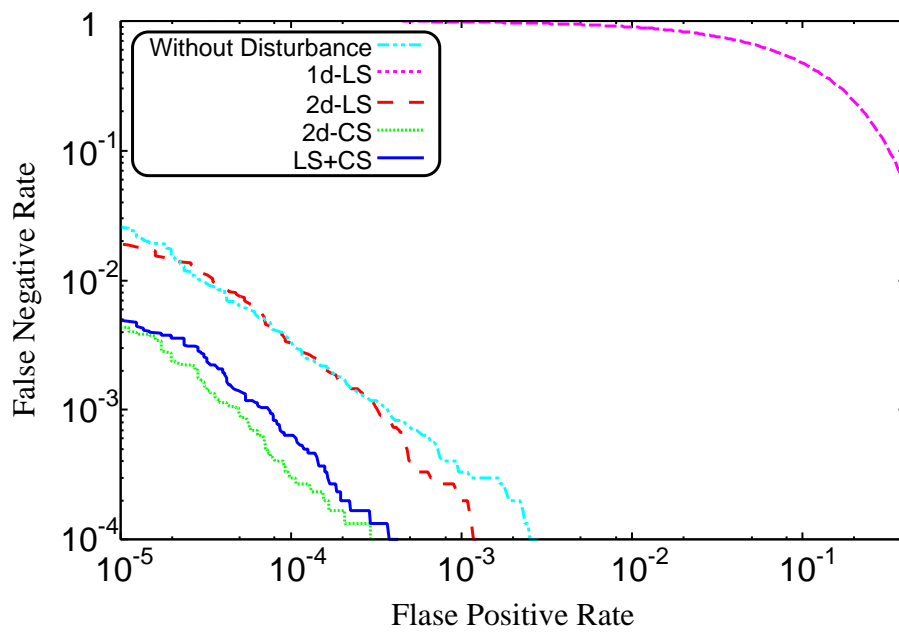


図 4.10 DET 曲線 (CNR:20dB)

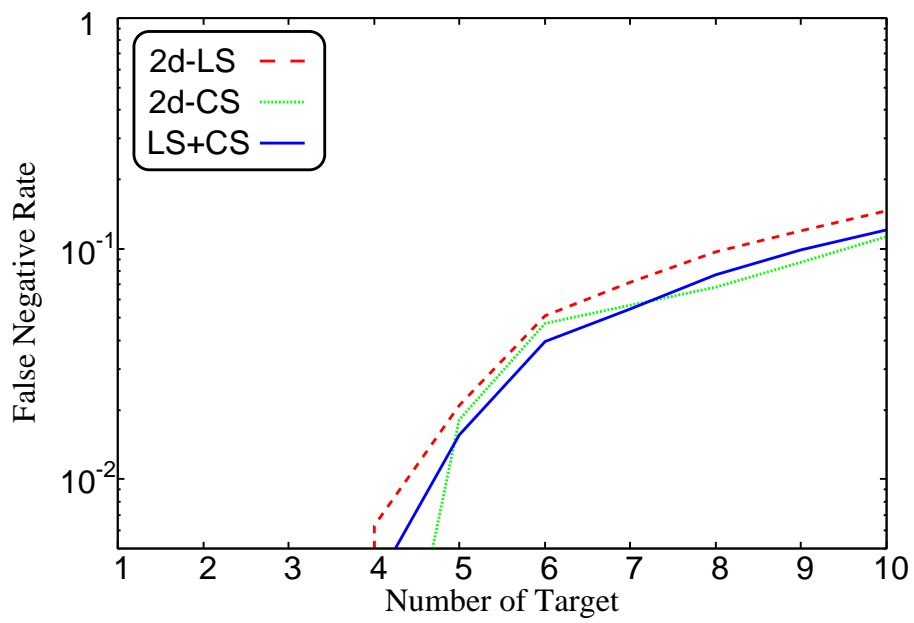


図 4.11 侵入者数と誤検出率の関係

# 第5章 Matching Pursuitによる計 算量削減

## 5.1. 緒言

前章まで、LCXを用いた侵入者検出システムについて、CSを用いることで誤検出率が改善可能であることを示した。また、従来方式と組み合わせることで、計算量を削減する方式についても述べた。しかし、スパースベクトルの推定において $l_1$ ノルム再構成による計算量が大きいため、更なる改善が必要とされている。本章では、 $l_1$ ノルム再構成を解く手法の1つである Matching Pursuit(MP)方式を説明するとともに、この方式を用いた計算量削減アルゴリズムを提案する。

## 5.2. MPの原理

本節では、まず圧縮センシングにおけるスパースベクトル復元法の1つであるMP方式について述べる。

まず、推定したい $N$ サイズで $m$ -スパースな希望信号ベクトルを $\mathbf{g}^{mp}$ とし、以下のシステムにおける問題を考える。

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{g}^{mp} \quad (5.1)$$

ここで、 $\mathbf{X}$ を $M \times N$ サイズのセンシング行列とし、 $\mathbf{y}$ を $M$ 次元の観測信号ベクトルとする。この問題において、希望ベクトル $\mathbf{g}^{mp}$ の中で値を持つ要素は $m$ 個であり、 $\mathbf{X}$ の列成分ベクトルを $[\mathbf{x}_0, \dots, \mathbf{x}_{N-1}]$ と表した場合、観測信号ベクトル $\mathbf{y}$ は、センシング行列 $\mathbf{X}$ の中から、 $\mathbf{g}^{mp}$ の非ゼロ成分に該当する要素番号の列成分を $m$ 列分取り出したもので構成される行列 $\mathbf{X}'$ との線型結合と考えることができる。

従って、スパース信号の復元において希望信号  $g^{mp}$  を得るためには、観測信号ベクトル  $y$  に対して  $X$  のどの列成分を取り出し内積をとるかが重要となる。このとき、列成分の選択方法として、 $X$  の列成分の中から  $y$  との相関の最も強い成分を選ぶという処理を複数回行う手法が考えられる。これを  $m$  回繰り返すことで、希望するスパースベクトルが得られる。

この復元処理の流れを以下に示す。

1. まず残余ベクトルとして  $r_0 = y$  , 番号  $\Lambda_0 = 0$  , 繰り返し回数  $i = 1$  を設定する。
2. 以下の処理を解くことで、番号  $\lambda_i$  を探索する。

$$\lambda_i(t) = \arg \max_{k=0, \dots, N-1} |\langle r_{i-1}, \phi_k \rangle| \quad (5.2)$$

3. ここまでに選んだ番号群  $\Lambda_i = \Lambda_{i-1} \cup \{\lambda_i\}$  に該当する列成分を  $X$  から取り出し、新たなセンシング行列  $X_i = [X_{i-1} x_{\lambda_i}]$  を作る。ここで、 $X_0$  は空行列である。
4. 以下に示す最小二乗法を用いて推定信号を得る。

$$g_i = \arg \min \|y - X_i g\|_2 \quad (5.3)$$

5. 推定ベクトルを用いて残余ベクトルを以下のように更新する。

$$r_i = y - X_i g_i \quad (5.4)$$

6. 繰り返し回数  $i$  を増やす。  $i < m$  もしくは平均電力が  $r_i > \eta_r$  であった場合にステップ 2 に戻る。ここで  $\eta_r$  はあらかじめ設定された残余ベクトルの閾値を示す。
7. 最終的に番号群  $\Lambda_m$  に非ゼロ要素を持つ希望ベクトル  $g^{mp}$  が推定される。

### 5.3. 修正MP法による計算量削減

本節では、前節で説明したMP方式を修正することにより計算量削減を行う。以下ではMP法を修正したModified Matching Pursuit(MMP)法について述べる。本侵入者検出システムでは、1回の処理で検出領域内のある時間における侵入者の有無を観測し、これを一定時間繰り返す。このとき、検出処理間の時間間隔が十分小さい場合、ある時間 $t$ で行われる処理と、その次に時間 $t+1$ で行われる処理の間で、検出領域内のインパルス応答の変化量が少ないことが予想される。そこで、CS処理を行った後、ある閾値 $\eta_p$ 以上の大きさをもつピーク値が検出された地点の位置情報を保持しておき、次のMP処理におけるStep 2において $\lambda_i(t)$ を推定する際に、保持している位置情報の付近のみを探索することで反復回数が減少し、計算量の削減を期待できる。本節では、MMP方式のアルゴリズム、及びその際の閾値の設定方法について述べる。

#### 5.3.1 ピーク位置ベクトルの導出

本侵入者検出システムでは時間 $t$ においてCS処理を行うことで、スパースなインパルス応答ベクトル $\mathbf{g}^{CS} = [g_0^{CS}, g_1^{CS}, \dots, g_{N-1}^{CS}]$ を得るが、その際あらかじめ設定された閾値 $\eta_p$ を越えた要素番号をピーク位置ベクトル $\mathbf{v}_{init}(t)$ として保持しておき、次の処理に用いる。ここで、 $\mathbf{v}_{init}(t) = [v_0^{init}, v_1^{init}, \dots, v_{N-1}^{init}]$ とすると、 $\mathbf{v}_{init}(t)$ は以下で表される。

$$v_k^{init} = \begin{cases} 1 & |g_k^{CS}| > \eta_p \\ 0 & |g_k^{CS}| \leq \eta_p \end{cases} \quad (5.5)$$

しかし、侵入者は移動するため、侵入者を示すピーク位置が次の処理結果から移動することが考えられる。そこで、インパルス応答ベクトル $\mathbf{g}^{CS}$ に以下の処理を行った後、ピーク位置ベクトル $\mathbf{v}(t)$ を得るものとする。

まず、インパルス応答ベクトル $\mathbf{g}^{CS}$ において、0でない要素の要素番号を $k$ としたとき、 $k$ 番目の要素の振幅の絶対値を半分にし、 $k-1$ 番目、 $k+1$ 番目の要

素に1/4ずつ割り振り，インパルス応答ベクトル  $g'^{CS}$  とする．このとき， $g'^{CS}$  は以下の式で表すことができる．

$$g_k'^{CS} = \frac{1}{2}g_k^{CS} + \frac{1}{4}g_{k-1}^{CS} + \frac{1}{4}g_{k+1}^{CS}. \quad (5.6)$$

次に  $g'^{CS}$  の振幅の平均値から閾値  $\eta_p$  を定める． $g'^{CS}$  において，この  $\eta_p$  以下の要素を0に置き換え， $g''^{CS}$  を得る．

$$g_k''^{CS} = \begin{cases} g_k'^{CS} & |g_k'^{CS}| \geq \eta_p \\ 0 & |g_k'^{CS}| < \eta_p \end{cases}. \quad (5.7)$$

この  $g''^{CS}$  において，以下の式に示すように，0ではない要素の要素番号を保持したものを時間  $t$  におけるピーク位置ベクトル  $\mathbf{v}(t) = [v_0, v_1, \dots, v_{N-1}]$  として保持する．

$$v_k = \begin{cases} 1 & |g_k''^{CS}| > 0 \\ 0 & |g_k''^{CS}| = 0 \end{cases}. \quad (5.8)$$

この処理のフローチャートを図 5.1 に示す．

この方式における  $\eta_p$  の決定に関して係数  $p$  の値が重要となるが，これに関しては 5.4.1 にて議論する．

### 5.3.2 MMP による検出方法

次に，時間  $t-1$  において求めたピーク位置ベクトル  $\mathbf{v}(t-1)$  を用いた MMP における具体的なアルゴリズムについて述べる．

5.2 のステップ 2 において以下のように探索を行う．

$$\lambda_i(t) = \arg \max_{k=\mathbf{v}(t-1)} |\langle \mathbf{r}_{i-1}, \phi_k \rangle| \quad (5.9)$$

ここでピーク位置ベクトル  $\mathbf{v}(t-1)$  は 5.3.1 で示した方式により時間  $t-1$  で行われた処理から得られたものである． $\mathbf{v}(t-1)$  は侵入者成分があると予想される要素には 1，それ以外の要素には 0 が入っているベクトルであり，1 が入っている要素番号のみを探索し処理を行うことで，探索回数が低減される．

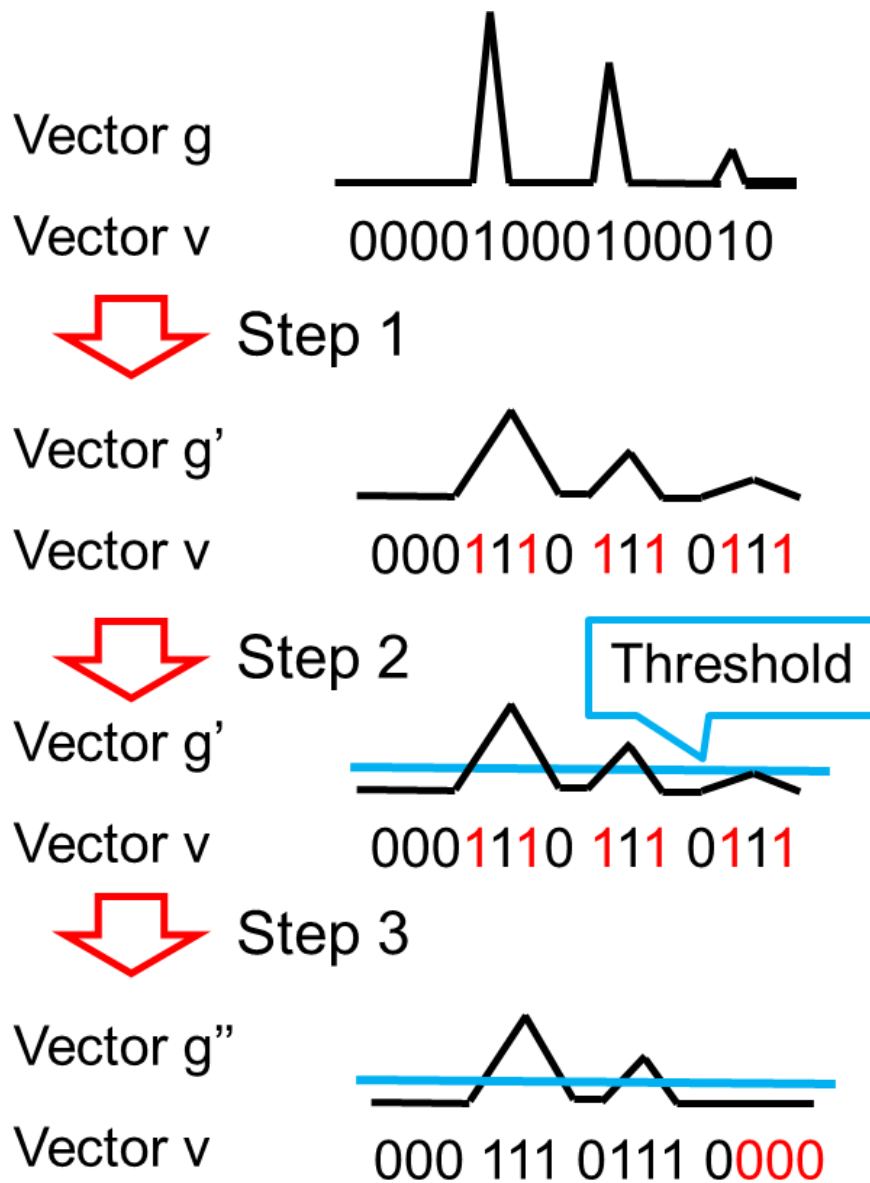


図 5.1 MMP 法のフローチャート

このとき  $v(t-1)$  を参照し，前回高いピーク値があった地点のみを探索し反復した場合，残余ベクトル  $r_i$  が閾値  $\eta_r$  以下にならないため，新たに  $\eta_r^{mmp}$  を以下の処理により決定し，これを残余閾値とする．



まず，時間  $t - 1$  における推定結果であるインパルス応答ベクトル  $\mathbf{g}_{t-1}^{CS}$  から，基準値  $\|\mathbf{y}_{t-1}^{mmp}\|_2$  を得る．ここで

$$\mathbf{y}_{t-1}^{mmp} = \mathbf{X}\mathbf{g}_{t-1}^{CS} \quad (5.10)$$

である．次に，時間  $t$  にて得られた等価低域信号ベクトルの電力を  $\|\mathbf{y}_t\|_2$  とすると，

$$\eta_r^{mmp} = \|\mathbf{y}_t\|_2 - \|\mathbf{y}_{t-1}^{mmp}\|_2 \quad (5.11)$$

検出領域の状態が急激に変わるということがない限り，インパルス応答の位置も急激に変わることはないため，前回の結果において値をもつ場所の前後のみを探索することで，反復回数が削減され，計算量の削減が期待できる．また， $\mathbf{v}(t-1)$  において 1 の要素数だけ反復を行うが，1 の要素数分だけ反復しても残余ベクトル  $\mathbf{r}_i$  が  $\eta_r^{mmp}$  以下にならない場合，検出領域の状態が変わったと判断し， $\mathbf{v}(t-1)$  を用いずに改めて Matching Pursuit を行う．

## 5.4. シミュレーション評価

本節では，シミュレーションにより，提案手法の有効性を示す．

本シミュレーションで用いる諸元を表 5.1 に示す．また，検出領域のモデルは図 5.2 に示す．検出領域は，LCX の長さが 50m，2 本の LCX の幅が 10m であり，LCX のスロット間隔を 0.5m と設定する．計算機シミュレーションでは，中心周波数は 300 MHz の連続な正弦波を PN 符号を用いてスペクトル拡散処理を行い，送信信号として送信ケーブル端から放射され検出領域を伝搬する．ここで LCX の比誘電率を  $\epsilon_{l_{cx}} = 2.4$  とし，領域内を通過する信号は  $v_{l_{cx}} = 1/\sqrt{\epsilon_{l_{cx}}}$  の速さで伝搬するものとする．また，受信端における CNR=25dB とする．検出領域を伝搬した信号は受信ケーブル端に集約され，受信信号として上記の検出処理が行われる．また，ターゲットは領域内を 1.2[m/s] で受信端から離れる方向に移動するものとし，Time Symbol 数  $N_t$  だけ繰り返し検出処理が行われるものとする．

表 5.1 System Configuration

Parameters	Values
LCX length	50 [m]
Width between LCXs	10 [m]
Time symbol( $N_t$ )	32
Frequency	300 [MHz]
bandwidth	60 [MHz]
$\varepsilon_{lcx}$	2.4
PN code size	63
Target speed	1.2[m/s]

#### 5.4.1 MMP の閾値設定における係数の評価

MMP 方式を用いる際に，5.3.1 に示したように閾値  $\eta_p$  を変化させることにより，誤検出率及び処理時間が変化する．ここで  $\eta_p$  は以下に示される係数  $p$  によって決定される．

$$p = \frac{\eta_p}{\sqrt{\|\mathbf{g}^{CS}\|_2}} \quad (5.12)$$

図 5.3 及び図 5.4 は CNR が 20dB，22dB，25dB において係数  $p$  を変化させた場合の FNR 及び処理時間を示す．ここで，CNR は受信信号に対する熱雑音の比率を表す．図から分かる通り，係数  $p$  の値を大きくすると，誤検出率は増加する一方で，処理時間は減少するトレードオフの関係となる．

例として CNR が 20dB，22dB の時の処理時間と誤検出率の関係を図 5.5 に示す．この図から，誤検出率を抑えるために必要な処理時間は 0.11[s]-0.12[s] 程度であり，図 5.3，図 5.4 から係数  $p$  の値は 1 前後の時にこれを満たすと考えられる．以降のシミュレーションでは，係数  $p$  を 1 と設定する．

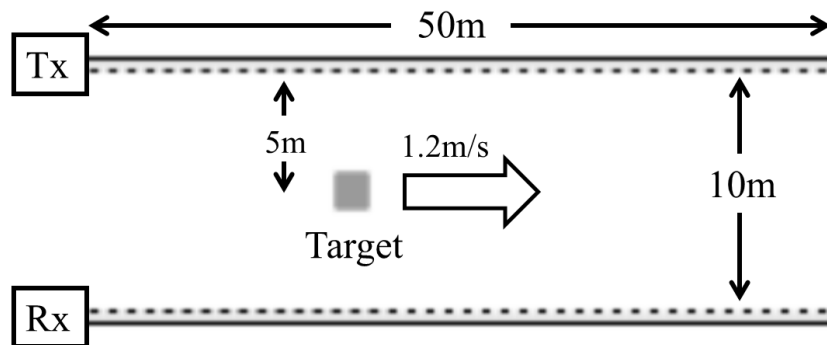


図 5.2 Simulation Model

#### 5.4.2 MMP における計算量の評価

図 5.6 と図 5.7 に、通常の CS 処理を行った場合と提案方式である前回の推定結果を検出処理に利用した場合のそれぞれについて検出処理に必要な反復回数と処理時間を示す。図から、提案方式を用いた場合に反復回数が半分程度になっており、それに伴い処理時間も半減していることがわかる。

次に従来方式と提案方式における検出精度として、図 5.9 と図 5.8 に FNR と FPR を示す。図 5.8 において、CNR が高くなると提案手法の FPR が下がっているが、これはノイズ成分が完全に除去されていることを示している。図からわかる通り、二つの手法による誤検出率はほぼ等しいことがわかる。以上から、提案方式が検出精度を維持しつつ、計算量を低減していることを示した。

### 5.5. 結言

本章では、CS におけるスパースベクトル推定方式である MP 方式について述べ、これを修正した計算量削減方式である MMP 方式を提案し、シミュレーションによる評価を行った。シミュレーションにより、提案方式を用いることで従来の MP 方式を用いた場合と比較して、誤検出率を同程度に保ったまま計算量が半分以下になることを示した。

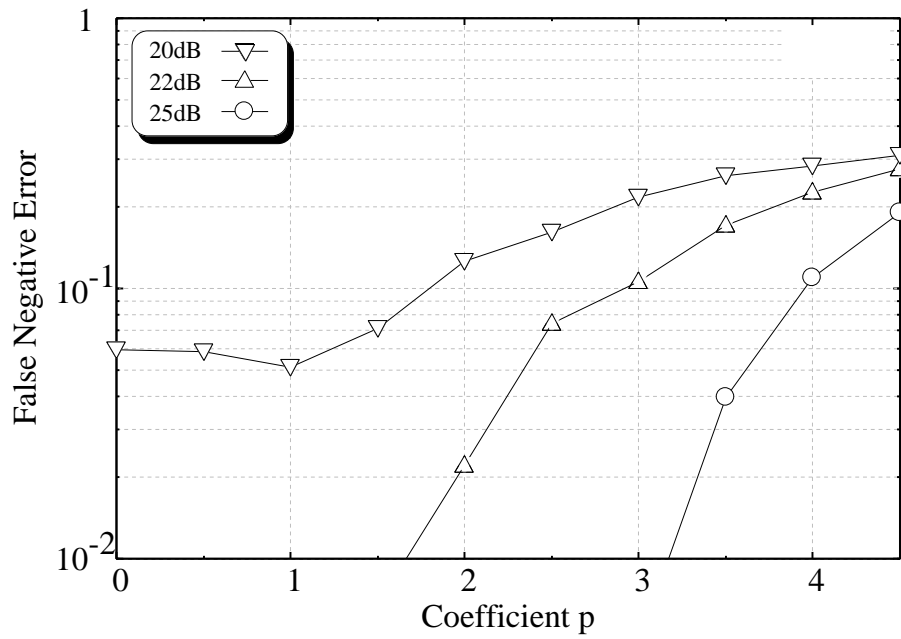


図 5.3  $p$  の値を変化させた場合の誤検出率

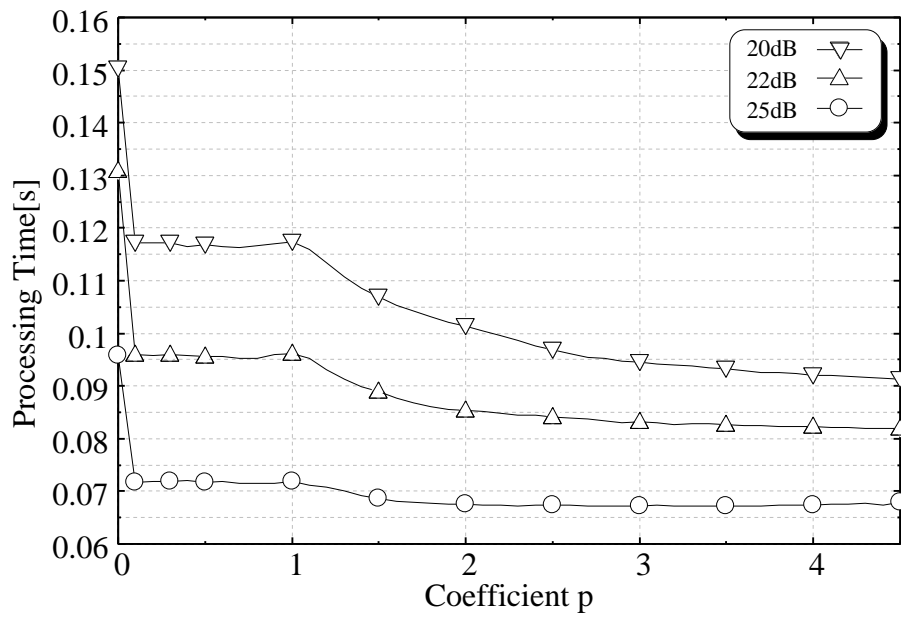


図 5.4  $p$  の値を変化させた場合の処理時間

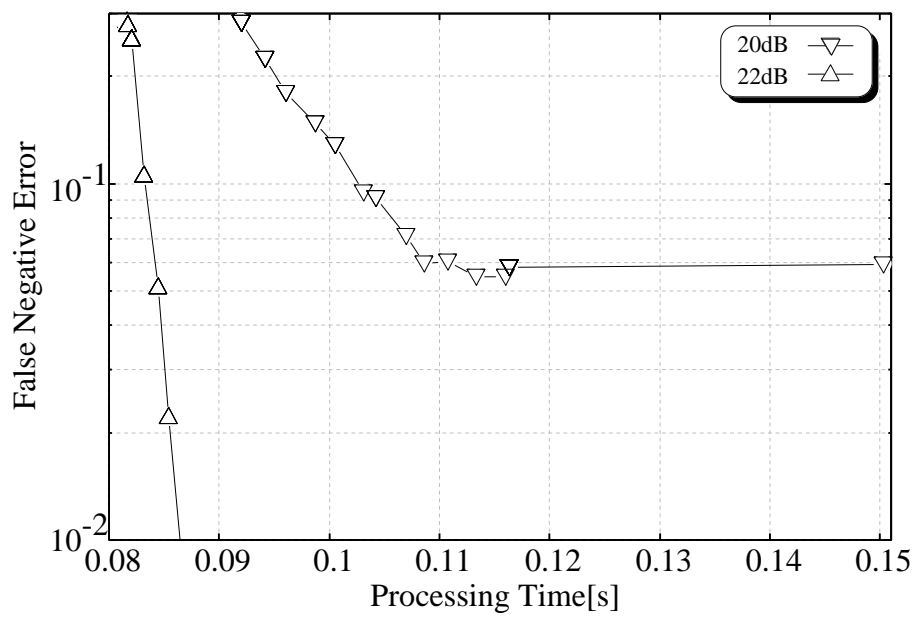


図 5.5 処理時間と誤検出率の関係

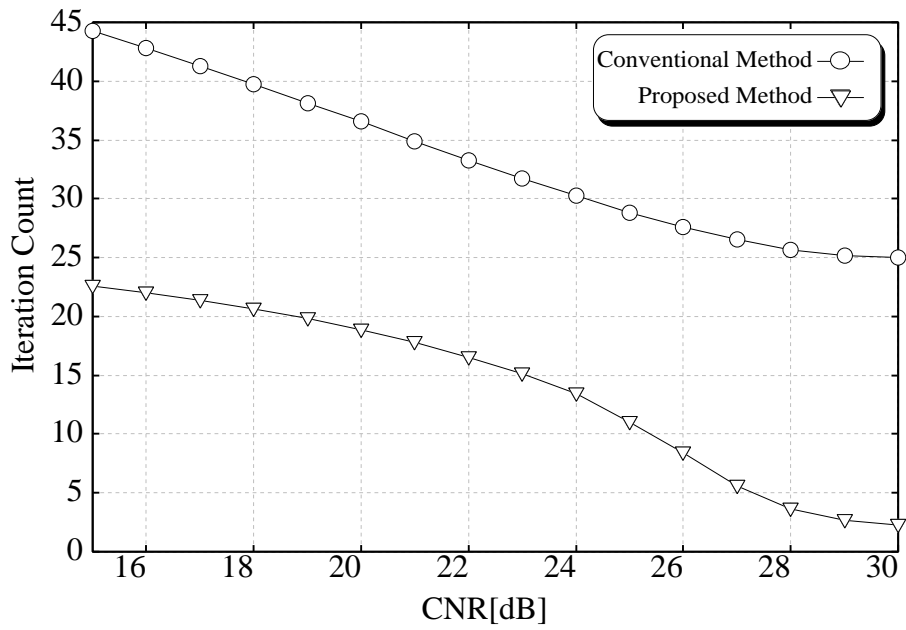


図 5.6 CNR ごとの反復回数

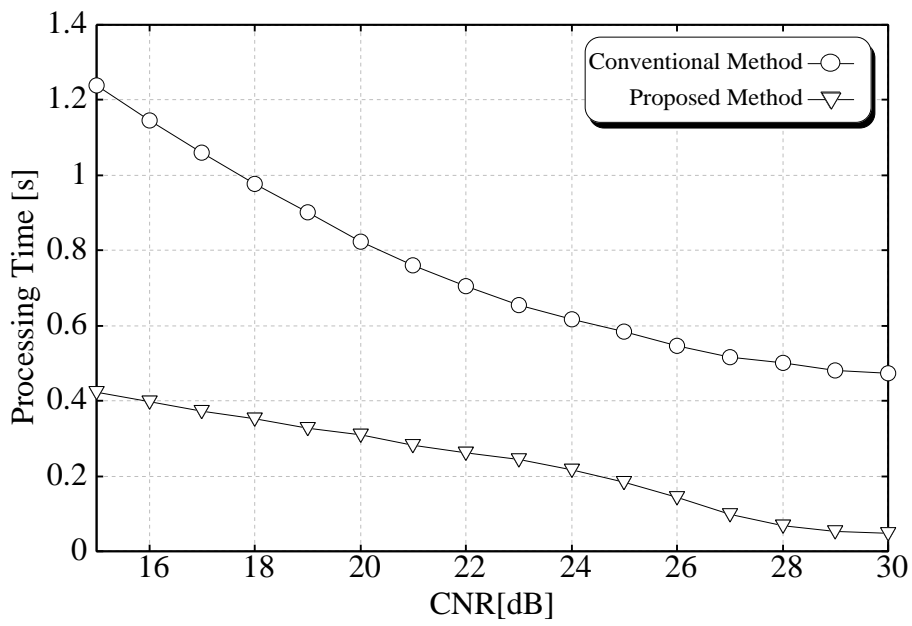


図 5.7 CNR ごとの処理時間

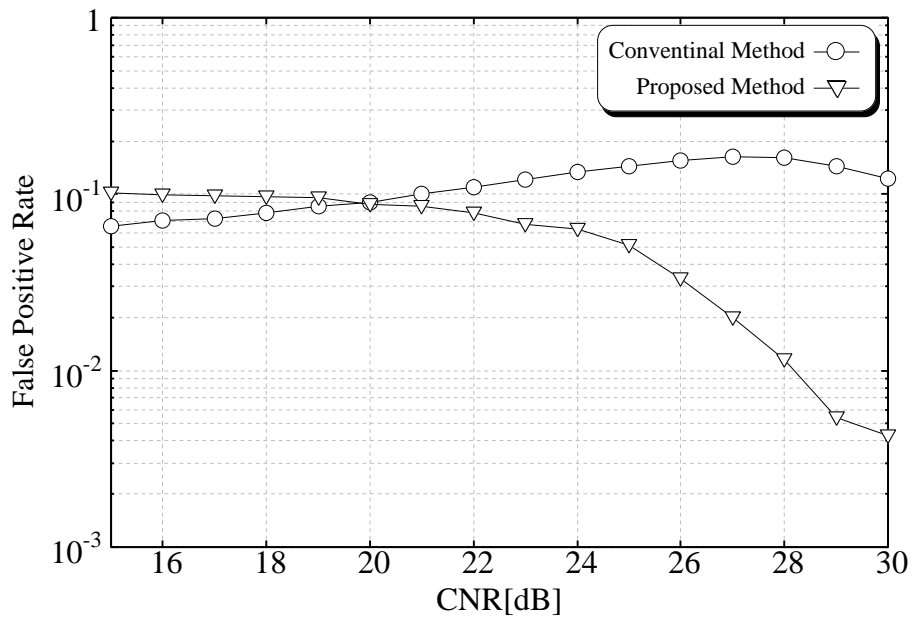


Figure 5.8 False Positive Rate

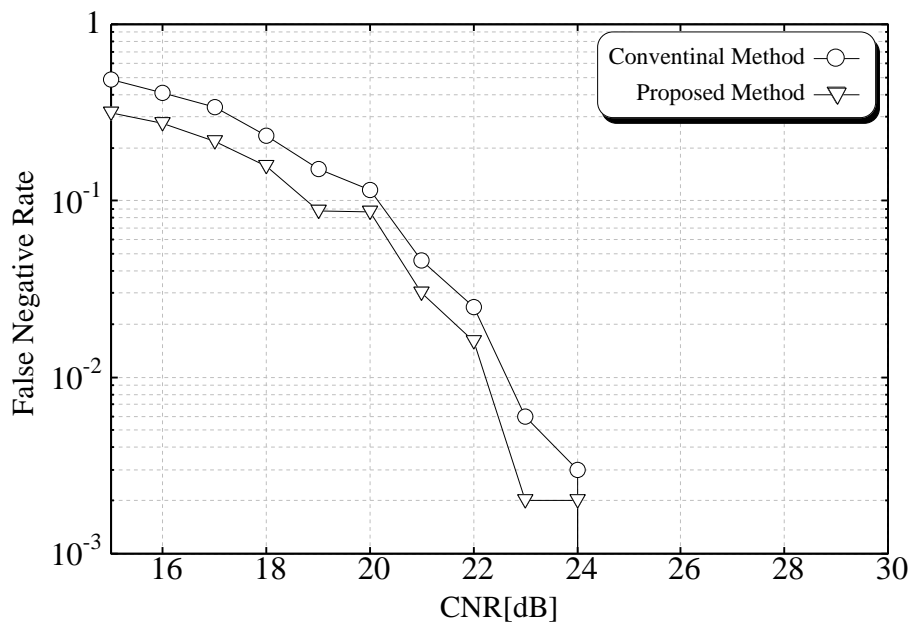


Figure 5.9 False Negative Rate

## 第6章 結論

### 6.1. 本論文のまとめ

本論文は、漏洩同軸ケーブル (LCX:Leaky Coaxial Cable) を用いた侵入者検出システムにおける研究成果をまとめたものである。以下に、本研究で得られた成果を総括する。

第3章では、従来方式である最小二乗法 (LS:Least Square) を用いた侵入者位置検出方式について述べ、さらにケーブルの揺れなどを考慮した検出方式として2次元解析について説明を行った。その後、位置検出シミュレーションを行い、得られるインパルス応答に不要成分が現れることを示し、誤検出の原因として本検出システムにおける課題を述べた。

第4章では、圧縮センシング (CS:Compressed Sensing) を用いた外乱分離手法を提案し、侵入者の成分と外乱の成分を分離可能であることを示した。さらに計算機シミュレーションを用いて従来方式を用いた2次元LS方式、2次元CS方式、及びLSとCSの組み合わせ方式について誤検出率及び処理時間を比較し評価を行った。その結果、以下のことを明らかにした。

- 誤検出率に関しては2次元LS方式に対して2次元CS方式、LS+CS方式でそれぞれを1/10, 1/5に改善していることを確認した。
- LS+CS方式においては2次元CS方式に対して演算量を削減することを確認した。

第5章では、CS方式における計算量削減に関する検討として、スパース解の復元方式の一つである Matching Pursuit について、前回の推定結果を次の推定に利用することで推定における反復回数を減らすアルゴリズムである MMP 方式



を提案した．計算機によるシミュレーションを行った結果，以下のことを明らかにした．

- 提案方式を用いる上で必要となる閾値を設定するために必要なパラメータの最適値を導出した．
- 前回の推定結果を利用しない従来の方式と比較して，提案方式は誤検出率を同程度に維持しつつ，反復回数及び処理時間を半分以下に削減することを確認した．

本研究により，LCX 侵入者検出システムにおいて，CS を用いてケーブルの揺れによる外乱が存在する場合の検出率の向上が可能であることが示された．さらに，CS を行う際に問題となる計算量について誤検出率を劣化させずに処理時間を削減することが可能となった．本論文では，散乱物体は2本のLCXケーブルの間に存在するものと仮定し，外乱要因としては熱雑音及びケーブルの揺れのみを考慮に入れて解析を行った．外乱に関しては，電磁界解析によりパラメータを用いることで実環境との近似を行った．しかし，LCXケーブルの周辺にある樹木などの振動する物体や，検出領域外の2本のケーブルの外側を移動する自動車や人などの散乱物体の影響が考えられる．今後，これらの散乱物体が存在する場合について，検討を行う必要がある．

LCX を用いた侵入者検出システムは，広域侵入者検出が可能であり，また現在通信用途として用いられている LCX の既存設備を併用可能である．本研究成果が LCX 侵入者検出システム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，本学情報科学研究科 岡田 実 教授には研究の機会を与えて頂き，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．

また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 関 浩之 教授に心から感謝致します．

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 助教に深く感謝します．また，准教授の頃だけでなく，退職後に至っても数々の貴重なご意見を頂いた本学情報科学研究科の 原 孝雄 元准教授に深く感謝します．研究のために数々の意見を頂いた本学情報科学研究科の 宮本 龍介 元助教に感謝致します．

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します．

最後にネットワークシステム学研究室での研究生生活において，数年間苦楽を共にしたネットワークシステム学研究室の博士後期課程の皆様，短い期間ながらも学生生活を共にしたネットワークシステム学研究室博士課程前期課程の皆様には深く感謝します．

以上の方々からご協力頂き，本論文をまとめ上げることが出来ました．ここに深く感謝の意を表し，厚く御礼申し上げます．

## 参考文献

- [1] 橋本 学 and 藤野 陽三. セキュリティ・防災分野におけるマシンビジョン技術の現状と展望. 電気学会 電子・情報・システム部門 論文特集号, 127(4):466–471, 2007.
- [2] 橋本 学. 映像監視における cv 実用技術の現状と課題. 情報処理学会研究報告. *CVIM*, [コンピュータビジョンとイメージメディア], 2005(112):55–62, 2005.
- [3] Kenji Inomata and Takashi Hirai. Microwave back-projection radar for wide-area surveillance system. *34th European Microwave Conference*, 3(11):1425–1428, Oct 2004.
- [4] 西川 健一, 東野 武史, 塚本 勝俊, and 小牧省三. 漏えい同軸ケーブルを用いた tdoa による端末位置検出方式. 電子情報通信学会論文誌, J92-B(1):320–327, Jan 2009.
- [5] Tomonori Sato and Minoru Okada. A study on detection accuracy for intruder detection system using leaky coaxial cable. *2012 International Conference on Embedded Systems and Intelligent Technology*, pages 167–170, Jan 2012.
- [6] 岸本 利彦 and 佐々木 伸. *LCX 通信システム*. 電気通信学会, 1982.
- [7] Jun Hong Wang and Kenneth K. Mei. Theory and analysis of leaky coaxial cables with periodic slots. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 49(12):1723–1732, Dec 2001.

- [8] 水谷 司, 藤野 陽三, 長山智則, 猪俣 憲治, 辻田 亘, and 鹿井 正博. 漏洩同軸ケーブルによる豪雨の線状モニタリング. 京都大学防災研究所年報, 54B:639–643, Oct 2011.
- [9] Joel A.Tropp and Anna C.Gilvert. Signal recovery from random measurement via orthogonal matching pursuit. *IEEE Transactions on Information Theory*, 53(12):4655–4666, Dec 2007.
- [10] S. Kim, G. Yun, and H. Park. Numerical analysis of the propagation characteristics of multiangle multislot coaxial cables with periodic slots. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(3):269–279, Mar 1998.
- [11] 丸林 元, 中川 正雄, and 河野 隆二. スペクトル拡散通信とその応用. 社団法人電子情報通信学会, 1998.
- [12] 猪又 憲治, 鷲見 和彦, 田中 健一, 山田 寛喜, and 山口 芳雄. 漏洩同軸ケーブルによる 2次元測位技術の基礎検討. 電子情報通信学会技術報告, SANE-2006(100):13–18, Oct 2006.
- [13] 猪又 憲治 and 平位 隆史. 漏洩同軸ケーブルによる広域周辺監視センサーの測距方式の検討. 電子情報通信学会技術報告, SANE2005(101):29–34, Feb 2006.
- [14] John G. Proakis and Masoud Salehi. *Digital Communications*. Mc Graw Hill.
- [15] Seymour Stein, J.Jay.Jones, and 関 英男. 現代の通信回路理論. 森北出版, 1970.
- [16] A. Goldsmith. *Wireless Communications*. New York: Cambridge University Press, 2005.
- [17] David L. Donoho. Compressed sensing. *IEEE transaction on Information Theory*, 52(4):1289–1306, Apr 2006.

- [18] Toshiyuki Tanaka. Mathematics of compressed sensing. *IEICE Fundamentals Review*, 4(1):39–47, June 2010.
- [19] R. Baraniuk, M.Davenport, R.A.DeVore, and and M.B.Wakin. A simple proof of the restricted isometry property for random matrices. *Constructive Approximation*, Jan 2007.
- [20] Waheed U.Bajwa, Jarvis Haupt, Gil Raz, and and Robert Nowak. Compressed channel sensing. *Conf. Information Sciences and Systems*, pages 5–10, Mar 2008.
- [21] Waheed U.Bajwa, Jarvis Haupt, Akbar M.Sayeed, and and Robert Nowak. Compressed channel sensing: A new approach to estimating sparse multipath channels. *Proceedings of the IEEE*, 98(6):1058–1076, June 2010.
- [22] Emmanuel Candes and Terence Tao. The dantzig selector: Statistical estimation when  $p$  is much larger than  $n$ . *Annals of Statistics*, 35(6):2313–2351, Dec 2007.

## 研究業績

### 査読付学術論文

1. 佐藤智紀, 東野武史, 岡田実, "2次元圧縮センシングによる漏洩同軸ケーブルを用いた高信頼性侵入者検出システム", 電子情報通信学会論文誌 A, J96-A(5) : May 2013.
2. Tomonori Sato, Ziji Ma, Takeshi Higashino, and Minoru Okada, " Low computational cost matching pursuit algorithm for LCX-based Intruder Detection System ", ECTI-SIT May 2013 (投稿中)

### 査読付国際会議発表

1. Tomonori Sato, Tadamasa Fukae, Ryusuke Miyamoto, Minoru Okada, "A Ray Tracing Model for Perimeter Intrusion Detection System Using RF-Coupled Leaky Coaxial Cables,"2010 International Workshop on Smart Info-Media Systems in Asia(SISA2010), Sep. 2010.
2. Tomonori Sato, Minoru Okada, "A Study on Detection Accuracy for Intruder Detection System Using Leaky Coaxial Cable," 2012 International Conference on Embedded Systems and Intelligent Technology, Jan. 2012.
3. Tomonori Sato, Ziji Ma, Takeshi Higashino, and Minoru Okada, "Low complexity algorithm for leaky coaxial cable based intruder detection system", 2013 International Conference on Embedded Systems and Intelligent Technology, Jan. 2013.
4. Ziji Ma, Tomonori Sato, Minoru Okada and Hideki Furudate, "ICI Cancellation Method for OFDM Systems using Compressed Sensing Based Channel Estimation," Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS2011), Chiang Mai, Thailand, Dec 2011.

5. Ziji Ma, Tomonori Sato and Minoru Okada, Compressed Sensing Based Low-Complexity Mobile Radio OFDM systems with Pre-equalization, IS-PACS 2012, New Taipei, Taiwan, China, Oct 2012.
6. Ziji Ma, Tomonori Sato and Minoru Okada, Compressed Sensing based ICI Cancellation Method for OFDM Systems, ICCE2012, Las Vegas, USA, Jan 2012.