

NAIST-IS-MT1651025

修士論文

漏えい同軸ケーブルアンテナの 並列配置によるビームフォーミング

沖本 雄大

2018 年 3 月 14 日

奈良先端科学技術大学院大学
情報科学研究科 情報科学専攻

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

沖本 雄大

審査委員：

岡田実	（主指導教員）
林優一	（副指導教官）
東野武史	（副指導教官）
Duong Quang Thang	（副指導教官）

漏えい同軸ケーブルアンテナの 並列配置によるビームフォーミング*

沖本 雄大

内容梗概

トンネル内部や地下街において漏えい同軸ケーブル (LCX:Leaky CoXial cable) というアンテナが緊急用無線として各地で導入されている. 近年, 端末間の無線通信において, 無関係な端末との干渉を避けるための技術の重要性が高まっている. ビームフォーミングは空間多重化ができるので干渉を防ぐためには適切な手法である. 本研究では漏えい同軸ケーブルを並列に複数配置することによるビームフォーミングが可能であるかを計算機シミュレーションを用いて検証する.

キーワード

修士論文, 奈良先端科学技術大学院大学

*奈良先端科学技術大学院大学 情報科学研究科 情報科学専攻 修士論文, NAIST-IS-MT1651025, 2018 年 3 月 14 日.

Research on beamforming method using LCX*

Yuta Okimoto

Abstract

An antenna called LCX (Leaky CoXial cable) is introduced in various places as an emergency radio in tunnel inside and underground shopping district. In recent years, in technology of avoiding interference with unrelated terminals in wireless communication between terminals Beamforming is an appropriate method to prevent interference because it can be spatially multiplexed. In this study, it is necessary to calculate whether beamforming by arranging multiple leaky coaxial cables in parallel is possible. Verify using simulation.

Keywords:

Master's Thesis, NAIST

*Master's Thesis, Department of Information Science, Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, NAIST-IS-MT1651025, March 14, 2018.

目次

図目次		v
第 1 章	はじめに	1
1.1	背景	1
1.2	研究の目的	3
1.3	本論文の構成	3
第 2 章	漏洩同軸ケーブル	4
2.1	緒言	4
2.2	LCX の特性	5
2.2.1	LCX の構造	5
2.2.2	LCX の放射機構	5
2.2.3	放射角と指向特性	6
2.2.4	伝送損失	8
第 3 章	ビームフォーミング	10
3.1	緒言	10
3.2	システム構成	10
3.3	アレイアンテナ	11
3.3.1	概要	11
3.3.2	リニアアレイ	11
3.4	FDTD 法	14
3.4.1	FDTD 法の概要	14
3.4.2	マクスウェルの方程式と時空間の差分方程式	15
3.4.3	FDTD 法の定式化	15
3.5	シミュレーション	18
3.5.1	放射電磁界解析	22
3.5.2	等利得合成時の指向性制御	27
3.5.3		28

3.6	結言	29
第 4 章	結論	30
4.1	本論文のまとめ	30
4.2	今後の課題	30
謝辞		31
参考文献		32

図目次

1.1	[出典] 総務省平成 29 年版 情報通信白書, 「IoT デバイス数とスマホ出荷台数の推移及び予測」	2
1.2	[出典] 三菱電技報, 「東海道新幹線デジタル列車無線システムの構成」	2
2.1	LCX の構造	5
2.2	ジグザグスロット配列と電界の成分	6
2.3	LCX における電磁波伝搬方向と波面の関係	7
3.1	システム構成	10
3.2	K 素子リニアアレイアンテナ	12
3.3	3 次元解析モデルにおける電磁界の配置	16
3.4	3 次元単位セル拡大図	16
3.5	LCX モデルのサイズ	18
3.6	LCX モデルの回路構成図	19
3.7	信号の時間波形	19
3.8	解析モデル図	21
3.9	電界センサーの配置	22
3.10	LCX の指向特性 (X-Y 面)	23
3.11	LCX の指向特性 (X-Z 面)	23
3.12	LCX のスロット開口方向に置ける指向特性パターン比較 (X-Z 面) .	24
3.13	LCX2 本の指向特性 (X-Y 平面)	25
3.14	LCX2 本の指向特性 (X-Z 平面)	25
3.15	LCX のスロット開口方向に置ける指向特性パターン比較 (X-Z 面) .	26
3.16	LCX2 本で重みを変化させた場合の角度 ϕ に対する絶対利得 ($\theta = -10^\circ$)	27

第 1 章 はじめに

1.1 背景

近年, ユビキタス社会の実現に向けて, IoT(Internet of things) 機器が急速に普及している. IoT とは世の中の様々なものがインターネットに接続することによって制御することができたり, 情報を取得することができる仕組みのことである. 図 1.1 のように IoT 機器の数は今後も線形的に増加すると予想されており, 高い成長性が見込まれている市場であることがわかる [1]. この IoT 市場の拡大の背景にはスマートフォンの普及や, 第 5 世代移動通信システムである 5G が 2020 年にサービスを開始予定していること, LPWA(Low Power Wide Area) という低消費電力で広域通信が可能な通信システムが開発されたことが挙げられる.

このように通信端末の増加に伴い, 端末間の通信においての無関係な端末との干渉を避けるための技術の重要性が高まっている. 干渉を避けるための手段としては, 東芝の通信距離が異なる 60GHz 帯ミリ波無線システムの共存を可能にする干渉制御技術 [2] や, モノ向け利用を加速する広域無線アクセスへの取り組み [3] で想定されているビーコンなどが挙げられる.

一方で, 電波不感地対策として, 漏えい同軸ケーブル (LCX:Leaky CoXial cable) というアンテナが古くから使用されている. 空間波無線とは違い, 山間部やトンネル, 地下街などの地形条件に左右されない安定した転送が可能であり, 特にリニアセル環境においてその特性が重用される. また, 図 1.2 に示す東海道新幹線デジタル列車無線システムは 2009 年にそれまでアナログ方式で運用されていた無線技術をデジタル化したもので, データ通信を利用した新たなアプリケーションニーズに対応可能となった [4]. さらに近年では, 新たな近距離無線通信システムとして, 従来の LCX に比べて軽量, 細径で設置が容易になった無線 LAN 用の LCX が開発されている [5]. このように, 今後 LCX は様々なシーンでの利用が予想される. しかし, LCX を用いた通信では, その伝搬特性が通常のアンテナとは大きく異なるので, その点を踏まえ IoT 関連の分野での LCX 使用を想定し, 他端末への干渉を防ぐためのビームフォーミングを適応することができるかを検証する.

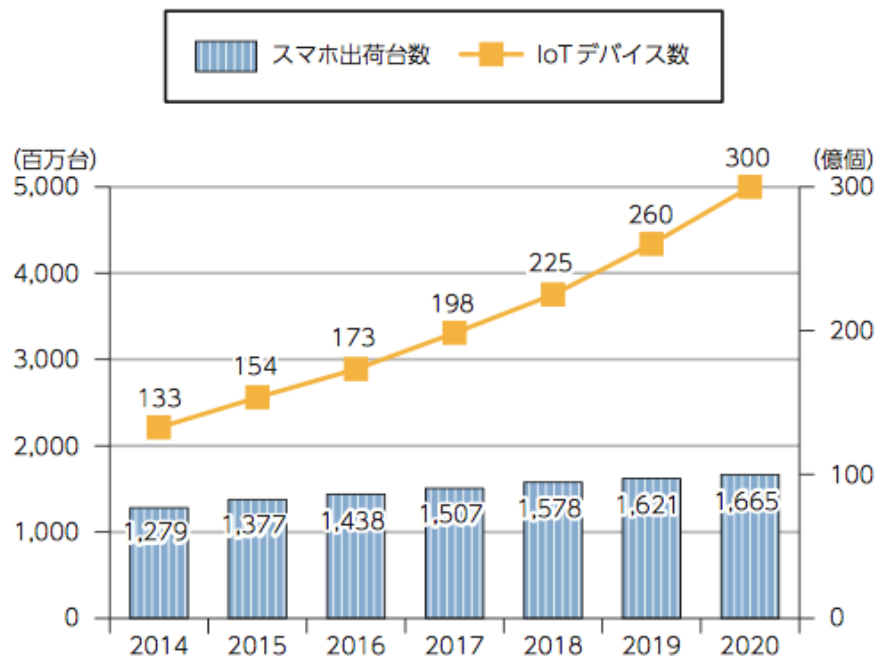


図 1.1: [出典] 総務省平成 29 年版 情報通信白書, 「IoT デバイス数とスマホ出荷台数の推移及び予測」

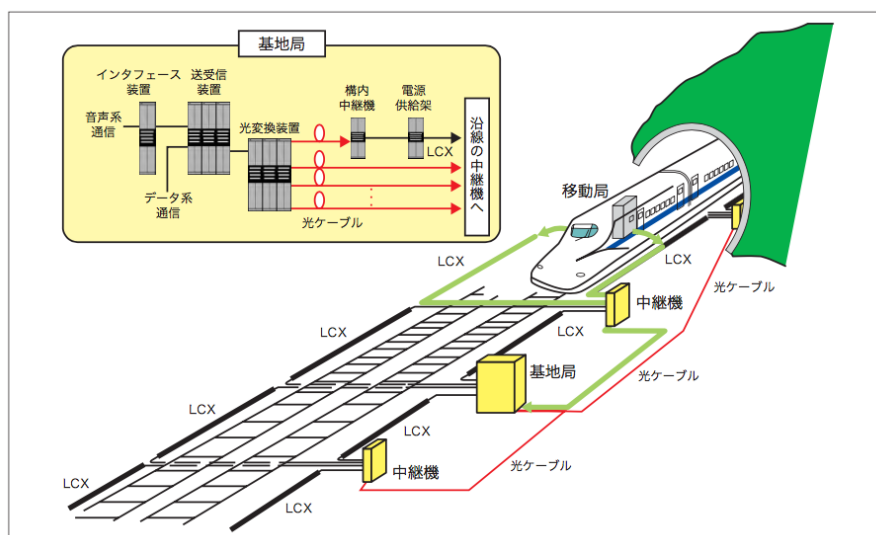


図 1.2: [出典] 三菱電技報, 「東海道新幹線デジタル列車無線システムの構成」

1.2 研究の目的

これまでの LCX の研究は,LCX を用いての端末位置推定 [6], 複数の LCX を用いての MIMO システム [7] についての検討などが発表されている. しかし, LCX を複数本並べた場合の電磁界の分布については検討されておらず, 指向特性の制御ができるのかどうかは定かではない. 本稿では LCX を複数本用いた場合の LCX の長手方向, 半径方向についての電磁界分布を解析し, 位相を制御することによってビームフォーミングが可能なかを明らかにする. これらの提案手法は計算機シミュレーションを用いてシステムの評価を行う.

1.3 本論文の構成

本論文の構成は以下の通りである.

第 2 章では, まず LCX の構造や特性について原理を説明し, 第 3 章ではシステムモデルについて説明し, アレイアンテナの原理について述べる.

次に計算機シミュレーションの手法である FDTD 法について説明し, シミュレーションの諸元, 解析モデルを示す. そして計算機シミュレーションによる提案手法の性能評価を行う.

第 4 章では本研究の結論と今後の研究課題について述べる.

第 2 章 漏洩同軸ケーブル

2.1 緒言

漏えい同軸ケーブル (LCX:Leaky Coaxial cable) は、同軸ケーブルの外部導体に、長さ方向に周期的なスロットと呼ばれる電波漏れ機構を設け、ケーブル内部を伝送する電磁波の一部が電波として外部に放射されるように設計されたアンテナである。この電波漏れ機構を設けた点を除けば、一般の同軸ケーブルとその構成は同様のである。LCX は高周波伝送線路としての性質と、アンテナとしての性質を併せ持ち、ケーブルを敷設することで線状の広い無線通信領域を確保できるという特徴がある。そのため、列車無線や道路上通信などの、線状または帯状のサービスエリアを必要とする移動通信に利用されることが多い。

LCX の開発の歴史は古く、1960 年代より東海道新幹線の計画段階における列車無線のトンネル内不感問題を切掛として、技術的に検討が行われるようになり、盛んに研究が進められた経緯がある。1989 年に東海道新幹線の列車無線設備として LCX が導入され、その後 20 年にわたりアナログ方式が運用されてきたが、2009 年には最新のデジタル無線技術を活用したデジタル方式に更新された。LCX を用いたデジタル列車無線システムは、列車内と地上の基地局間における高品質・大容量のデータ通信を提供し、新幹線利用客向けの車内インターネット接続サービスとしての利用だけでなく、車両機器の監視情報のリアルタイム伝送や、新聞社が配信している文字ニュースを車内テロップ表示するサービスにも利用されている。

他にも、電波の伝搬特性の悪いトンネル内部などで、自動車向けの移動体用通信設備としても幅広く使用されており、道路トンネル内では、消防無線、警察無線用の通信設備としても運用されている。また、電波不感地を解消するための無線通信補助設備として、LCX が利用されている例もある。地下街や地下鉄などで火災や事故が発生した場合、外部の警察や消防機関と連絡を行う必要があるが、これらの場所は外部からの電波が届かず、地上と地下で相互に連絡を取るのは困難であるため、LCX を無線通信補助設備として用いることで外部との無線通信を確保している。

2.2 LCX の特性

2.2.1 LCX の構造

図 2.1 に LCX の構造を示す. 図に示すように LCX は, 中心導体, 絶縁体, 外部導体, シースで構成されており, 外部導体に対してケーブルの長手方向に細長いスロットが周期的に設けられている. このスロット機構を除けば, その構造は一般の同軸ケーブルと同等である. LCX のスロット形状は様々な形状のものが提案されているが, 本論文では図 2.1 に示す通り, 代表的に使用されているジグザグ配列を想定する. スロットの間隔は一定であり, アレイ構造であるため本稿で使用する LCX はスロットアレイアンテナとして解析が可能である.

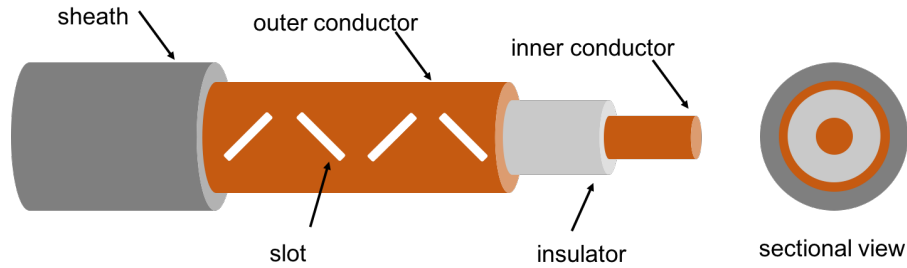


図 2.1: LCX の構造

2.2.2 LCX の放射機構

本項では, LCX が電磁界を形成する放射機構について述べる. LCX の中心導体と外部導体との間に電圧を印加することで, 各導体に電流が流れる. 外部導体に設けられたスロットは, 外部導体中をケーブル軸方向に流れる電流によって励振され, これに伴い各スロットから電磁波の放射が発生する. 各スロット面に発生する電界は, 図 2.2 のようになり, スロットの傾斜角 δ とスロット上に発生する電界強度 E の関係は, 近似的に次式で表される.

$$E \propto I \sin \delta \quad (2.2.1)$$

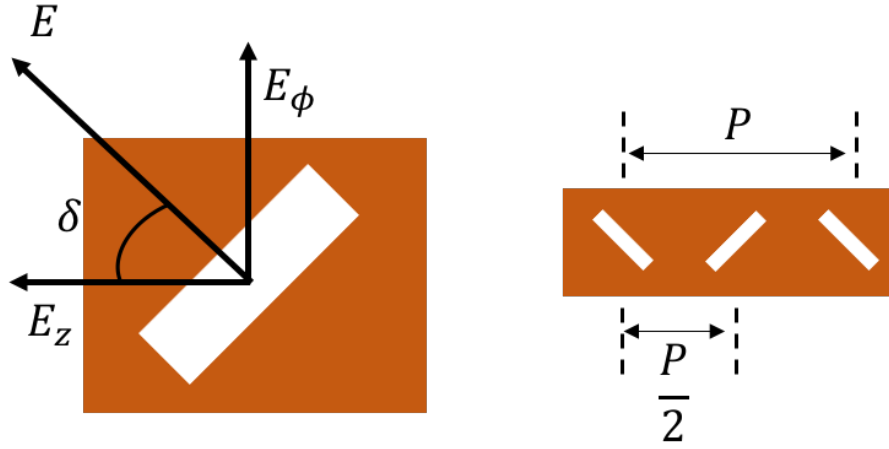


図 2.2: ジグザグスロット配列と電界の成分

E のケーブル軸方向の成分を, E_z のケーブル円周方向の成分 E_ϕ をとすると

$$E_z = E \sin \delta \propto I \sin^2 \delta \quad (2.2.2)$$

$$E_\phi = E \cos \delta \propto I \sin \delta \cos \delta = \frac{I}{2} \sin 2\delta \quad (2.2.3)$$

ここで I は外部導体に流れる電流を意味する. このようにスロット傾斜角を変化させることで, 波源強度が変化する.

2.2.3 放射角と指向特性

LCX は, 各スロットを波源として周期的に配列した, アレーアンテナとして機能する. それぞれの波源 $S_i, S_{i+1}, \dots$ から同一の強度で放射された電磁波は相互に干渉し, 図 2.3 で示すように, LCX 全体で見ると指向性を有して電磁界が形成される. LCX における電磁波の放射角度 θ は, 次式で表される.

$$\theta_m = \sin^{-1} \left(\frac{1}{\nu} + \frac{m\lambda}{P} \right) \quad (2.2.4)$$

ν は波長短縮率, m は LCX のモード番号, P はスロット間隔を表す. 式 (2.4) で表される放射波は m 次モードの放射波と呼ばれ, $m = -1$ の時に基本モードとなる. 一般的に波長短縮率 ν は $\nu < 1$ であるため, θ_m の実数解が存在するた

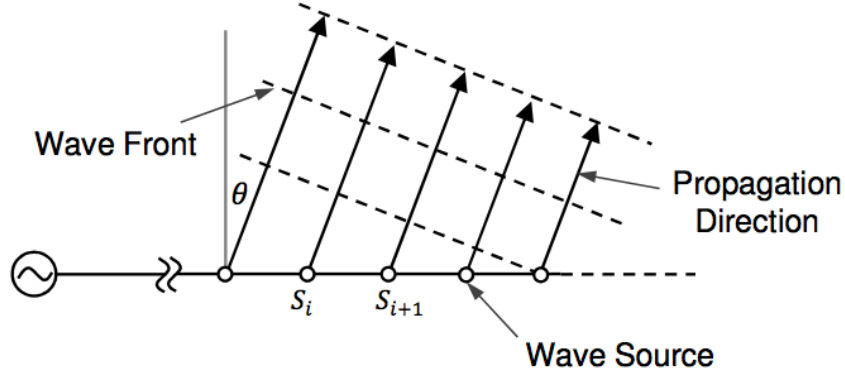


図 2.3: LCX における電磁波伝搬方向と波面の関係

めには $m < 0$ である必要がある. LCX の波長短縮率は, 中心導体と外部導体間に存在する絶縁体部分と, 中空部分の体積比ならびに材料で決まる比誘電率 ϵ_r より,

$$\nu = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.2.5)$$

として表される. 式 (2.2.4) は各モードに対する放射角を表しており, サイドローブやヌル点については求めることができない. そこで全角度についての放射パターン $D(\theta, f)$ は次式で表される.

$$D(\theta, f) = \frac{1}{2} |\mathbf{v}^T \mathbf{a}(\theta)|^2 \quad (2.2.6)$$

$\mathbf{a}(\theta)$ は方向 θ から到来する単位振幅の平面波に対するモードベクトルを表し,

$$\mathbf{a}(\theta) = \left[e^{-j\frac{2\pi f}{c}d_1 \sin \theta} e^{-j\frac{2\pi f}{c}d_2 \sin \theta} \dots e^{-j\frac{2\pi f}{c}d_N \sin \theta} \right] \quad (2.2.7)$$

で表される. c は自由空間中の波の速度であり, f は中心周波数である. $\mathbf{v}$ は

$$\mathbf{v} = [L_1 \exp(-jk'd_1), \dots, L_1 \exp(-jk'd_1)]^T \quad (2.2.8)$$

と表される. ここで $\mathbf{L}_n$ は n 番目の結合損, k' はケーブル内を伝搬する波の数, d_n は n 番目のスロットの基準点からの距離を表す. スロット間隔が等しく, 傾斜角の

符号が交互に入れ替わり, さらに傾斜角の絶対値が全てのスロットに等しい場合, ベクトル $\mathbf{L}$ は

$$\mathbf{L} = [L_0, -L_0, L_0, -L_0, \cdot \cdot \cdot] \quad (2.2.9)$$

で表される. L_0 は $\delta \geq 0$ で正, $\delta \leq 0$ で負となる.

2.2.4 伝送損失

ケーブル内で伝搬する高周波の伝送損失 α は, 中心導体及び外部導体の抵抗による損失 α_r , ケーブルの誘電体損失 α_g , 放射に伴う損失 α_R の和として与えられ, 次式で表される.

$$\alpha = \alpha_r + \alpha_g + \alpha_R \quad (2.2.10)$$

放射量の多いケーブルほど伝送損失は増加するが, 放射による損失が抵抗損失及び誘電体損失と比較して無視できる程少ない場合は, LCX の伝送損失は通常のコアケーブルの伝送損失と等しいと考えてよい. 電波の放射量を多くすると, スロット周辺の電流の乱れによる影響で抵抗損失が増加し, LCX の伝送損失は放射による損失以上に増加する. ケーブルの抵抗損失 α_r 及び誘電体損失 α_g は, それぞれ次式で表される.

$$\alpha_r = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\mu_0 \rho_1}{\pi}} \left(\frac{K_1}{d_1} + \frac{K_2}{d_2} \right) \frac{1}{Z_0} \sqrt{f} \quad (2.2.11)$$

$$\alpha_g = \frac{\pi \sqrt{\epsilon_r} \tan \delta}{c} f \quad (2.2.12)$$

μ_0 は真空の透磁率, ρ_1 は銅の誘電率, K_1 及び K_2 は内部導体及び外部導体の導電係数, r_1 及び r_2 は内部導体及び外部導体の直径, ϵ_r はケーブル絶縁体の比誘電率, $\tan \delta$ は絶縁体の誘電正接, c は光速, f は動作周波数を表す. また, Z_0 はケーブルの特性インピーダンスであり,

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} \ln \left(\frac{r_2}{r_1} \right) \quad (2.2.13)$$

と表される.

第 3 章 ビームフォーミング

3.1 緒言

本章では, LCX を用いたビームフォーミングシステムについて説明した後, システム構成やシステムの評価について述べる. これまで LCX ケーブルに関する研究は LCX ケーブル単体での性能評価や複数本並べる場合においても, その指向特性についての考察はなされていなかった. 本システムは, LCX ケーブルを平行に 2 本並べ, リニアアレイの構成にした際に, 指向特性がどのように変化するのか, またどの程度まで制御することができるのかを計算機シミュレーションによって評価し, 本システムの有用性について検証を行った.

3.2 システム構成

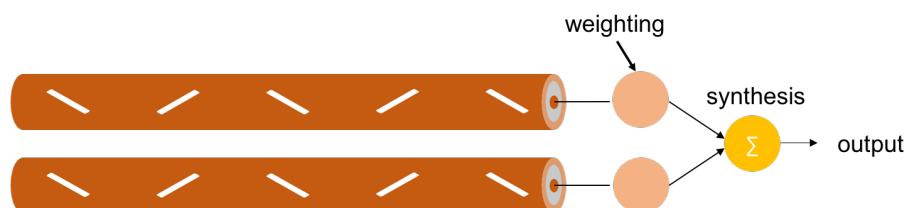


図 3.1: システム構成

提案するシステム構成を図 3.1 に示す. ビームフォーミング (beamforming) は電波を細く絞って, 特定の方向に向けて集中的に発射する技術である. この技術を使えば, 基地局 (電波を発射する装置) と端末との間での電波干渉を減らし, より遠くまで電波を届けることができる. 図 3.1 では 2 本の LCX ケーブルが並んでいるが, 最終的には本システムでは複数本の LCX ケーブルを用いたリニアアレイシステムでのビームフォーミングの実現を想定している. LCX 単体でもスロットアレイの要素が含まれているが, LCX をリニアアレイシステムの 1 素子として見ることで 3 次元的に指向特性を制御することを目的としている.

3.3 アレイアンテナ

3.3.1 概要

アレイアンテナ (array antenna) とは複数個のアンテナを配列し、各々の素子の励振の振幅及び位相を独立に制御できるようにしたアンテナシステムである。電氣的に放射素子の振幅・位相を制御することでアンテナの指向性の制御を容易に行うことができるという特徴がある。放射素子の配列法に応じて直線状に配置するリニアアレイ (linear array)、平面状に配置するプレーナアレイ (planer array)、円形状に配置するサーキュラーアレイ (circular array)、任意の形状に配置するコンフォーマルアレイ (conformal array) などの種類がある。アレイアンテナは複数個の素子アンテナと素子アンテナを励振する給電回路により構成される。素子アンテナとしてはダイポールアンテナなどの線状アンテナや、スロットアンテナ、マイクロストリップアンテナなど低利得で幅の広いアンテナが広く用いられる。アレイアンテナでは、素子アンテナの種類、配列方法、給電回路による素子アンテナの励振方法などによって、単一のアンテナではできない様々な指向性を形成することができる。

また、指向特性の適応制御を行うアレイアンテナシステムは、アダプティブアレイと呼ばれる。アダプティブアレイアンテナは、空間的な信号処理により干渉波の影響を低減する技術のことであり、受信環境に応じて、アンテナビームパターンを適応的に変化させることができる。受信特性を改善するため、通常は干渉波到来方向へ著しく利得の低いヌルを向けるようなビームパターンを生成している。

3.3.2 リニアアレイ

図に K 個の素子で構成されるリニアアレイを示す。

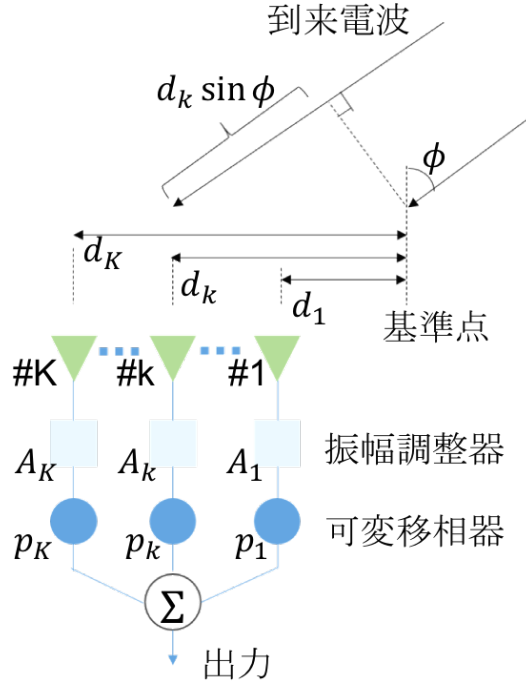


図 3.2: K 素子リニアアレイアンテナ

電波がブロードサイドから測って角度 ϕ から到来したとする．ベースライン上の基準点での受信信号を $E_0(t)$ と表し，各アンテナ素子の受信特性は等しいとすると， k 番目のアンテナ素子に誘起する電圧は次式で与えられる．

$$E_k(t) = E_0(t - \tau_k) \quad (k = 1, 2, \dots, K) \quad (3.3.1)$$

$$\tau_k = \frac{d_k \sin \phi}{c} \quad (3.3.2)$$

ここで， c は伝搬速度， d_k は基準点より測った k 番目の素子の位置である．さらに，受信信号がアレイ開口長 $|d_K - d_1|$ に対して十分狭帯域，すなわち，

$$2\pi\Delta f \frac{|d_K - d_1|}{c} \ll 1 \quad (3.3.3)$$

であれば， f を搬送波周波数として， $E_0(t - \tau_k) \cong E_0 \exp(-j2\pi f \tau_k)$ とおくことができる．ここで Δf は受信信号の帯域幅のことである．このとき式 (3.3.1) の第 k

素子の受信電圧は

$$E_k(t) = E_0(t) \exp(-j2\pi f \tau_k) \quad (3.3.4)$$

$$= E_0(t) \exp\left(-j2\pi f \frac{d_k}{c} \sin \phi\right) \quad (3.3.5)$$

$$= E_0(t) \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} d_k \sin \phi\right) \quad (3.3.6)$$

と表される．ここに、 $\lambda = c/f$ は搬送波の波長である．

図 3.2 のように各素子の出力をそれぞれ振幅調整器 (増幅器または減衰器) と可変移相器を経て加算すると、合成出力 $E_{sum}(t)$ は

$$E_{sum}(t) = E_0(t) \sum_{k=1}^K A_k \exp\left(-j2\pi f \frac{d_k}{c} \sin \phi + jp_k\right) \quad (3.3.7)$$

$$= E_0(t) D(\phi, f) \quad (3.3.8)$$

$$D(\phi, f) \triangleq \sum_{k=1}^K A_k \exp\left\{-j\left(2\pi f \frac{d_k}{c} \sin \phi - p_k\right)\right\} \quad (3.3.9)$$

となる．ここに、 A_k, p_k はそれぞれ k 番目の素子に掛けられる重みと移相量である． $D(\phi, f)$ は、アレイアンテナの伝達関数を表し、 p_k は所望の受信信号の到来方向を素子の位置に応じて決められるが、ある角度 ϕ_0 方向から到来する信号を受信したい場合は、一般に移相量を

$$p_k = 2\pi f \frac{d_k}{c} \sin \phi_0 \quad (3.3.10)$$

$$= \frac{2\pi}{\lambda} d_k \sin \phi_0 \quad (3.3.11)$$

と選ぶ．すなわち所望信号に関して移相器の出力での位相が各チャンネルに渡って揃うように定められる．それ以外の方向では、各チャンネルの出力の位相が一致せず互いにある程度の相殺が起こる．このようにアレイアンテナを用いると所望信号に対する利得が上がる．ただし、 d_k が大きい場合には、

$$2\pi f \frac{d_k}{c} \sin \phi_{gm} - p_k = 2m\pi (m = \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (3.3.12)$$

を満足するような角度 $\phi_{gm} (\neq \phi_0)$ でも同相になって加算されるので、大きなアレイ応答値を生ずる．これはグレーティングローブ (grating lobe) と呼ばれ、設計の段

階で防止策がとられるのが一般的である。

式 (3.3.9) の絶対値 $|D(\phi, f)|$ を角度 ϕ の関数として表したものは指向性パターンと呼ばれ、その最大値周辺をメインローブ (main lobe) と呼ぶ。その他にも局所的に極大値がいくつも存在するが、これらはサイドローブ (side lobe) と呼ばれる。またローブとローブの間の零点をヌル (null) という。サイドローブ方向に不要波源が存在した場合には、それ相当の受信電圧が誘起される。もし、不要波と所望信号との電界強度比がサイドローブとメインローブの比の逆数よりも大きければ、アンテナ系の出力端においてすら、信号が不要波よりも劣勢となる。

また、式 (3.3.9) の $D(\phi, f)$ は、周波数 f によっても変化することがわかる。例えば、ある特定の ϕ 方向のアレイ応答値の周波数特性は、 $|D(\phi, f)|$ を周波数 f の関数としてプロットすれば得られる。この周波数特性を利用して、周波数変動に伴うメインローブやヌル点の変化を見ることができるので、指向性パターンとともにアレイアンテナの特性評価に用いられる。

3.4 FDTD 法

3.4.1 FDTD 法の概要

FDTD 法 (Finite-difference time-domain method; FDTD method) とは、電磁場解析の一手法。日本語では時間領域差分法、有限差分時間領域法などとも呼称される。マクスウェルの方程式に Yee アルゴリズムを使い差分を求めることにより解を得る方法のことである。1966 年に K.Yee の独特なメッシュ構造を考案したところからあり、その後 ATaflove らが発展させ、現在の電磁界解析方法が誕生した。G.Mur や J.Berenger による効率的な吸収境界条件が提案されて以来、FDTD 法は電磁界の解析に急速に使われるようになった。この解析法は、これまでのモーメント法をはじめとしたスペクトル領域における各種電磁界解析法に比べ、汎用性、広帯性、非線形問題への対応といった面で優れている。

3.4.2 マクスウェルの方程式と時空間の差分方程式

マクスウェルの方程式を以下に示す.

$$\nabla \times \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = -\frac{\partial \mathbf{B}(\mathbf{r}, t)}{\partial t} \quad (3.4.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H}(\mathbf{r}, t) = \frac{\partial \mathbf{D}(\mathbf{r}, t)}{\partial t} + \mathbf{J}(\mathbf{r}, t) \quad (3.4.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D}(\mathbf{r}, t) = \rho(\mathbf{r}, t) \quad (3.4.3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B}(\mathbf{r}, t) = 0 \quad (3.4.4)$$

電界を $\mathbf{E}[\text{V/m}]$, 磁界を $\mathbf{H}[\text{A/m}]$, 電束密度を $\mathbf{D}[\text{C/m}^3]$, 磁束密度を $\mathbf{B}[\text{T}]$ とする. マクスウェルの方程式 (3.4.3), (3.4.4) は式 (3.4.1), (3.4.2) の両辺の発散をとり, これに電荷保存の法則と初期条件を代入することによって導けるものであり独立した式ではない. よって FDTD 法の定式化にはファラデーの法則とアンペールの法則を用いる. これらを空間領域, 時間領域において差分化し, 電磁界強度を求める.

任意の座標位置 (i, j, k) , 時間ステップ n における関数 F を

$$\mathbf{F}^n(i, j, k) = \mathbf{F}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (3.4.5)$$

と定義すると, 2 次の項までを考慮した空間及び時間差分は次式で表される.

$$\frac{\partial \mathbf{F}^n(i, j, k)}{\partial x} = \frac{\mathbf{F}^n(i + \frac{1}{2}, j, k) - \mathbf{F}^n(i - \frac{1}{2}, j, k)}{\Delta x} \quad (3.4.6)$$

$$\frac{\partial \mathbf{F}^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{\mathbf{F}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - \mathbf{F}^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k)}{\Delta t} \quad (3.4.7)$$

が得られる.

3.4.3 FDTD 法の定式化

3 次元的に電界と磁界の配置を示したものが, 図 3.3(a) であり, より一般的には 図 3.3(b) のように表される. これが 3 次元の FDTD 法で用いられる電界と磁界の基本的な配置であり, 電界と磁界は空間的に交互に配置されている. 時間に関する差分は式 (3.4.7) のように半ステップだけずれた時間での値から求めること

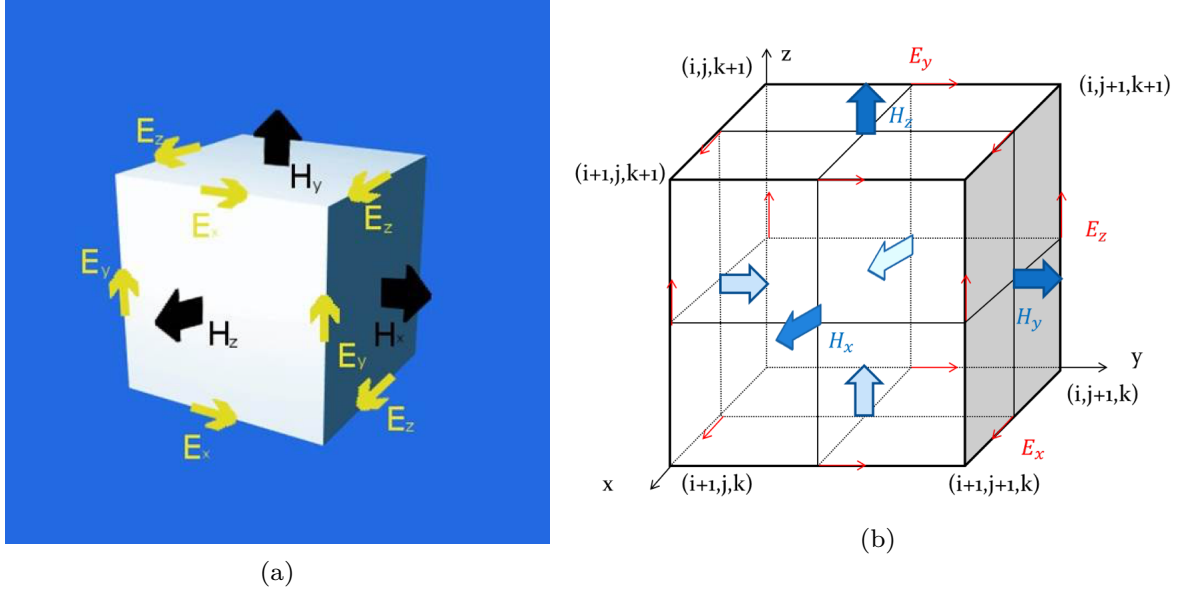


図 3.3: 3次元解析モデルにおける電磁界の配置

ができる．先ほどの図 3.3(b) の原点に近い $\mathbf{E}_z$ に注目する．座標 $(i, j, k + \frac{1}{2})$ における電界成分を拡大すると図 3.4 のように表される．

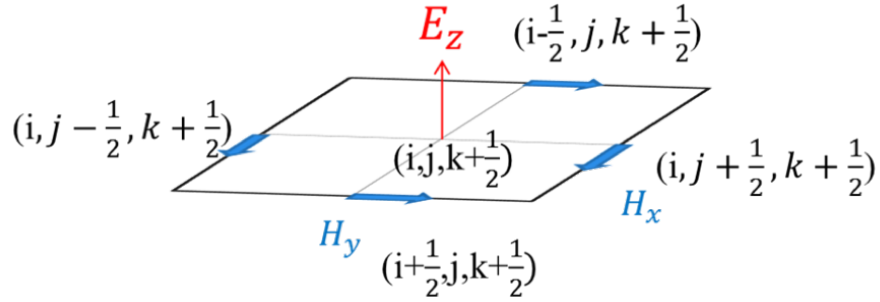


図 3.4: 3次元単位セル拡大図

電界の z 成分を例に挙げると，次式で表される．

$$\begin{aligned} E_z^n \left(i, j, k + \frac{1}{2} \right) &= C_{EZ} \left(i, j, k + \frac{1}{2} \right) E_z^{n-1} \left(i, j, k + \frac{1}{2} \right) \\ &+ C_{EZLX} \left(i, j, k + \frac{1}{2} \right) \left\{ H_z^{n-\frac{1}{2}} \left(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2} \right) - H_z^{n-\frac{1}{2}} \left(i - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2} \right) \right\} \end{aligned}$$

$$-C_{EZLY}\left(i, j, k + \frac{1}{2}\right) \left\{ H_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}\right) - H_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j - \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}\right) \right\} \quad (3.4.8)$$

ただし

$$C_{EZLX}\left(i, j, k + \frac{1}{2}\right) = \frac{\frac{\Delta}{\varepsilon} \frac{\sigma(i, j, k + \frac{1}{2})}{2\varepsilon(i, j, k + \frac{1}{2})}}{1 + \frac{\sigma(i, j, k + \frac{1}{2})\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k + \frac{1}{2})}} \frac{1}{\Delta x} \quad (3.4.9)$$

$$C_{EZLY}\left(i, j, k + \frac{1}{2}\right) = \frac{\frac{\Delta}{\varepsilon} \frac{\sigma(i, j, k + \frac{1}{2})}{2\varepsilon(i, j, k + \frac{1}{2})}}{1 + \frac{\sigma(i, j, k + \frac{1}{2})\Delta t}{2\varepsilon(i, j, k + \frac{1}{2})}} \frac{1}{\Delta y} \quad (3.4.10)$$

ε は誘電率, σ は伝導率を表す. ここでは z 成分について表しているが, E_y, E_z についても同様に表すことができる.

また, 計算結果の精度を維持するためには, 空間の差分値 $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ が波長 λ の $1/10$ 以下でなければならない. さらに, 有限差分項の安定性のために時間の差分値 Δt は, 次の条件を満たす必要がある.

$$v_{max}\Delta t \leq \left(\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.4.11)$$

ここで v_{max} は解析モデル中で使われる電磁波の最大の位相速度であり, Δt の値はこの条件を満たす範囲内で設定すれば問題ない.

3.5 シミュレーション

表 3.1: LCX 諸元

スロットピッチ P [mm]	38
スロット幅 W [mm]	2
スロット長 H [mm]	12
スロット角度 γ [度]	45
LCX 全長 [mm]	3000
内部導体直径 $r1$ [mm]	2
絶縁体直径 $r2$ [mm]	5
外部導体の厚み [mm]	0.1

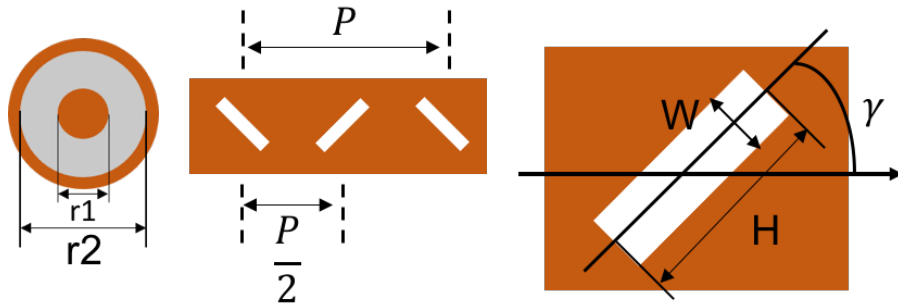


図 3.5: LCX モデルのサイズ

本項では，使用する LCX のモデルの構成について述べる．LCX モデルの構成を表 3.1, 図 3.5 に示す．LCX のモデルは，中心導体，絶縁体，外部導体の 3 つの部位で構成されている．中心導体は半径 1mm のケーブルであり，その外部を厚さ 1.5mm の絶縁体が覆い，さらに厚さ 0.1mm の外部導体が全体を覆う構造となっている．各部位の材料としては，中心導体及び外部導体には銅を使用しており，絶縁体には誘電率が低いため優れた絶縁材料として高い性能のポリエチレンを使用している．先で述べたように同軸中の電磁波の伝搬速度は周囲の媒体の誘電率によって変化する．今回のシミュレーションで絶縁体として使用したポリエチレンの誘電

率は 1.44 であるため，LCX モデルの波長短縮率 ν は式 (2.2.5) より 0.833 となる．ケーブルから電磁波を漏洩させるため，外部導体には図 3.5 で示すように一定間隔でスロットを設けている．

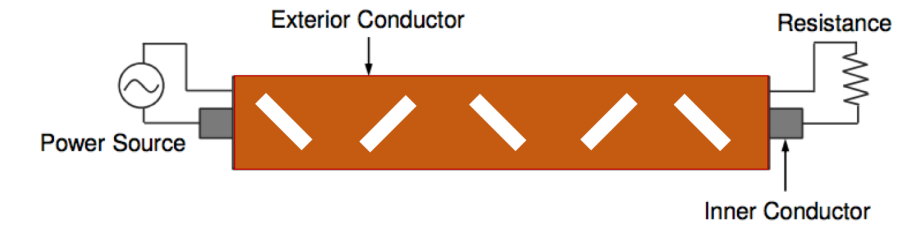


図 3.6: LCX モデルの回路構成図

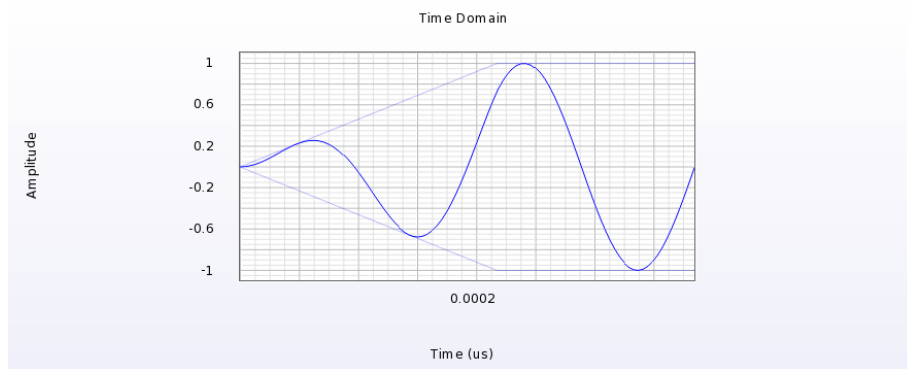


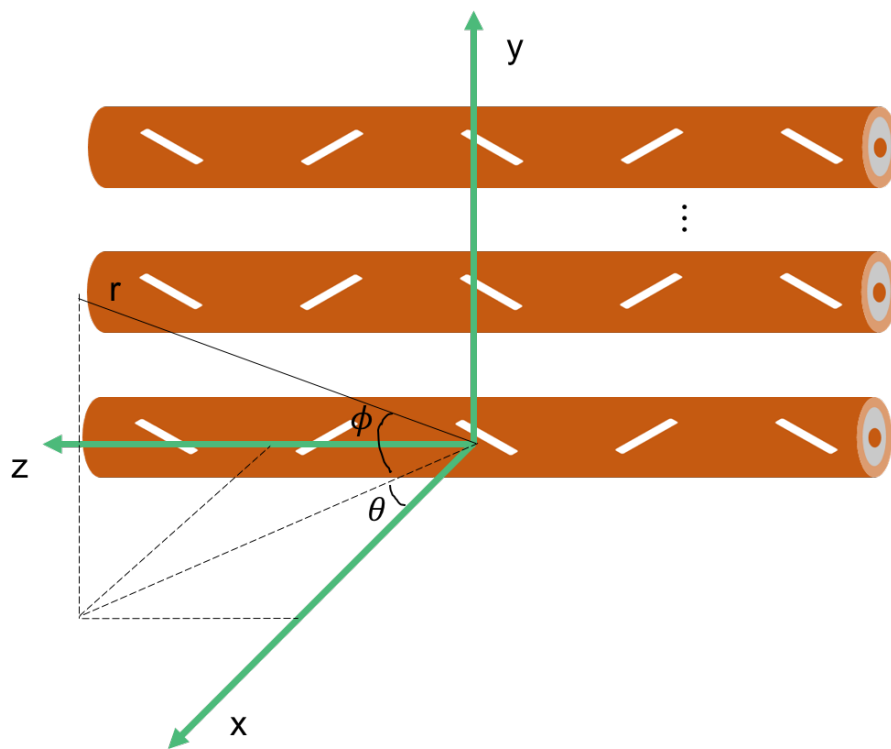
図 3.7: 信号の時間波形

本項では，指向特性を検証する．図 3.6 に，LCX モデルの回路構成を示す．LCX の一方の先端に 10V の交流電源及び信号源を取り付け，中心導体と外部導体を接続する．さらに，もう一方の先端にはインピーダンス整合をとるために $50\ \Omega$ の終端抵抗を取り付ける．LCX の特性インピーダンスと終端抵抗のインピーダンスを合わせることで，信号が LCX の終端で反射するのを防いでいる．図 3.7 に，信号波形及び周波数成分を示す．5.2 GHz の周波数の信号を使用して，LCX モデルの電磁界シミュレーションを行った．以下にシミュレーション諸元を示す．

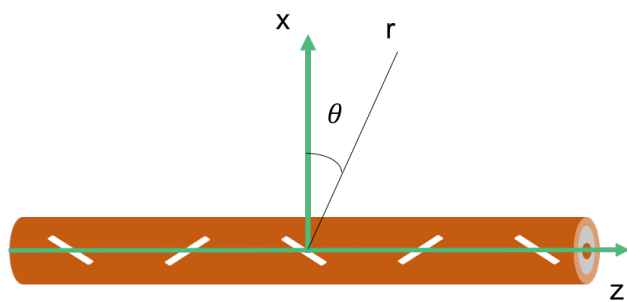
表 3.2: LCX 諸元

評価周波数	5.2 GHz
終端抵抗	50Ω
内部導体材料	Cu(導電率 $5.8 \times 10^7 S/m$)
外部導体材料	Cu
絶縁体	polyethylene (比誘電率 1.44)
波長短縮率	0.833
解析手法	FDTD 法

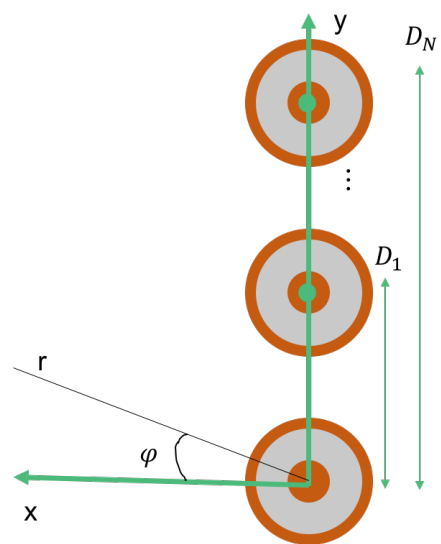
また, 三次元的な指向特性の評価になるため, 3 次元解析モデルと 2 次元の解析モデルを図 17 に示す. θ と ϕ については定義域をそれぞれ $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$, $0^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$ とする.



(a) 3次元解析モデル (x-y-z)



(b) 2次元解析モデル (x-z)



(c) 2次元解析モデル (x-y)

図 3.8: 解析モデル図

3.5.1 放射電磁界解析

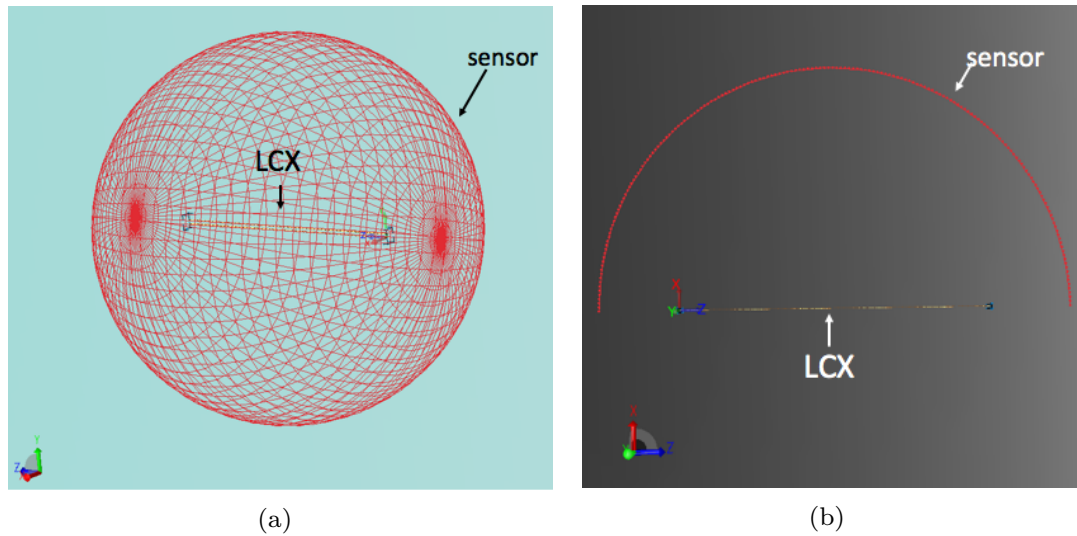


図 3.9: 電界センサーの配置

LCX の指向特性を計測するために図 3.9 のように LCX に対して電界センサーを 2 次元と 3 次元, 2 つ配置して実験を行った. 図 3.9(a) のような LCX モデル全体を覆う球状の電界センサを配置し, 3 次元空間における LCX モデルのアンテナ利得の計測を行った. 次に, 図 3.9(b) のような半円状の電界センサを, LCX のスロットの開口面に配置して, LCX のスロット方向のアンテナ利得を計測した. 以下に 2 次元と 3 次元の 2 つのセンサーで得られたシミュレーション結果を示す.

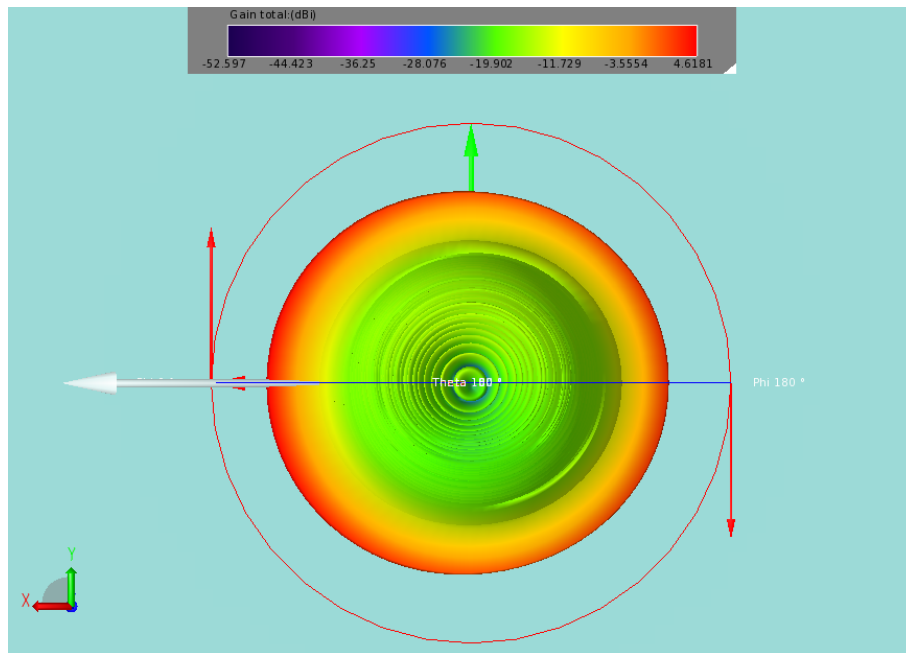


図 3.10: LCX の指向特性 (X-Y 面)

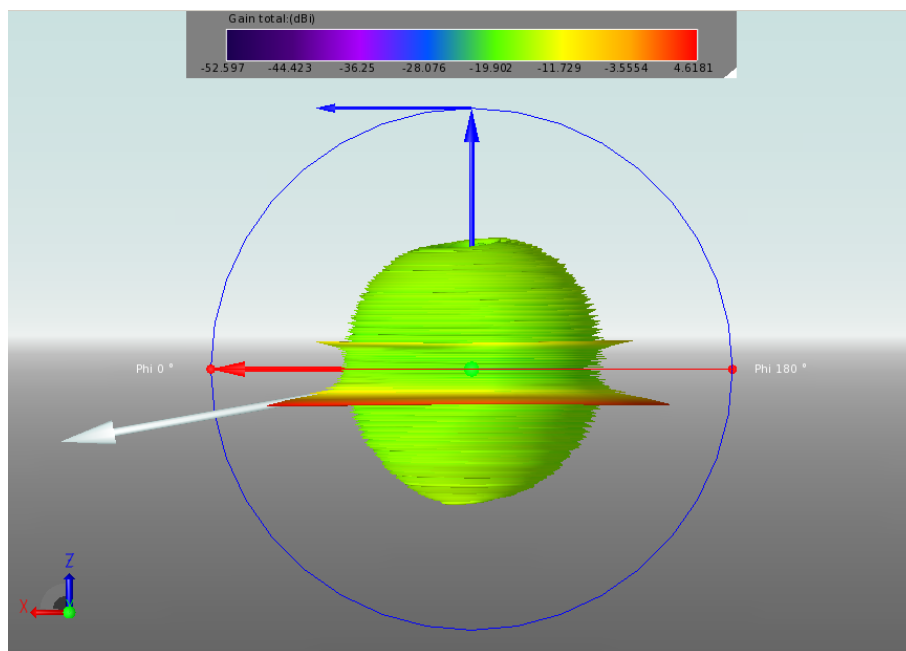


図 3.11: LCX の指向特性 (X-Z 面)

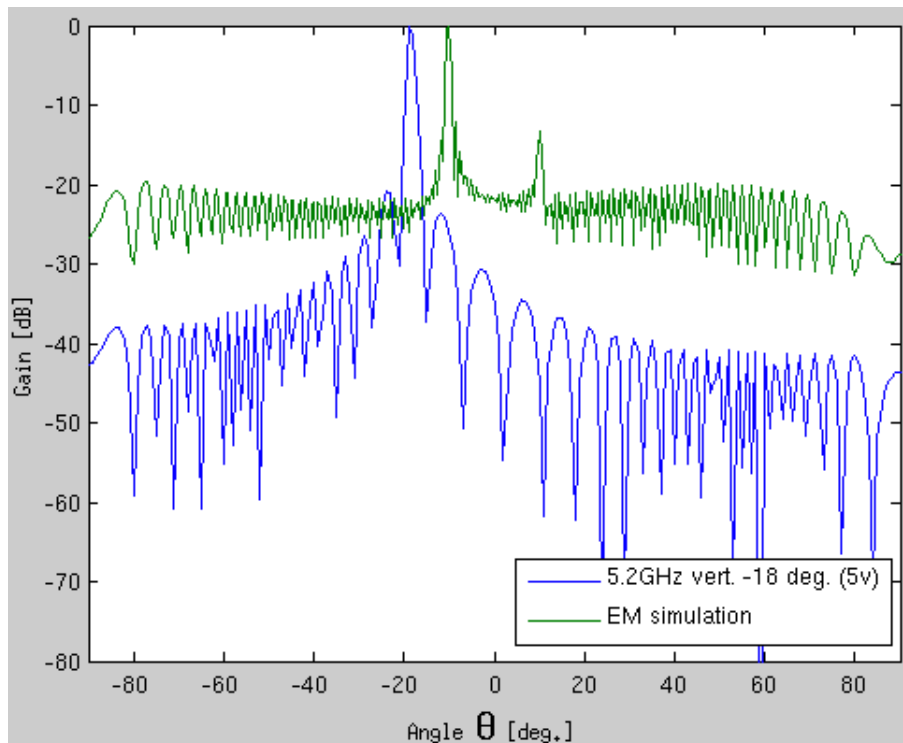


図 3.12: LCX のスロット開口方向に置ける指向特性パターン比較 (X-Z 面)

まず、図 3.10 と図 3.11 で最低値が黒色で-52.597dBi, 最高値が赤色の 4.6181dBi であり、この範囲内のアンテナの絶対利得を表示している。LCX は Z 軸上に沿って配置されている。スロットの開口方向は X 軸の正の方向である。また、絶対利得である dBi は基準にアイソトロピックアンテナを用いる場合の利得のことであり、そのほかにも様々な単位がある。今回は球面状に指向特性が広がるアイソトロピックアンテナに対しての LCX アンテナの特性を明確にするために絶対利得を採用している。この 2 つの図より、スロットの開口方向にわずかに強く漏れ出し、ある 1 点の円周上に強い指向特性を持っていることがわかる。次に、図 3.12 に LCX のスロット開口方向における最大値で正規化した指向特性パターンを示す。青線が式の理論式で緑の線がシミュレーションで得られた結果である。最大放射角とその付近のサイドローブに差はあるが、概ね理論式と一致していることがわかる。サイドローブの値に約 10~20dB ほどの差が見られるが、これは理論式では考慮していなかった回折や LCX の形状からなる差であると考えられる。

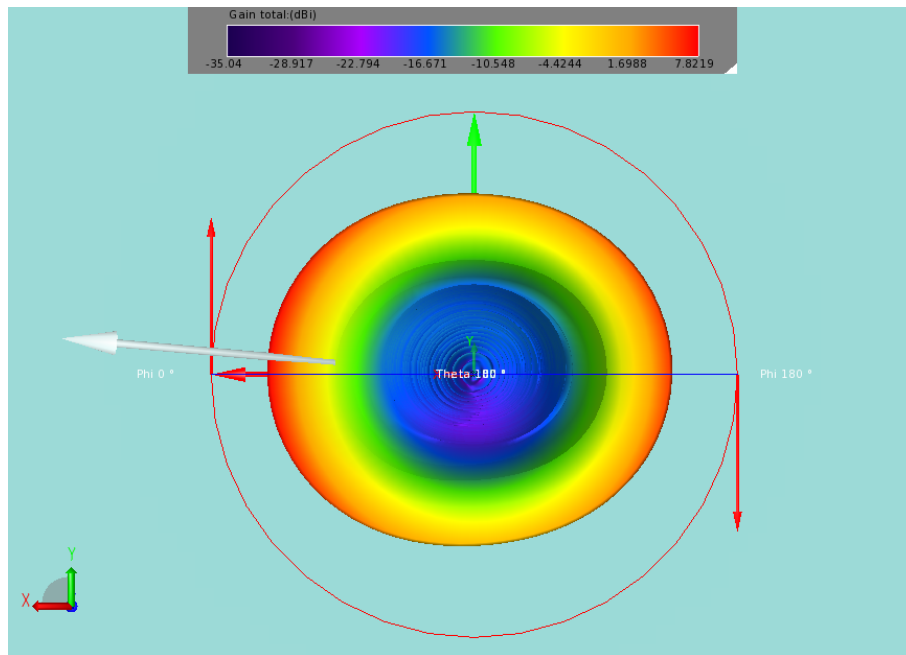


図 3.13: LCX2 本の指向特性 (X-Y 平面)

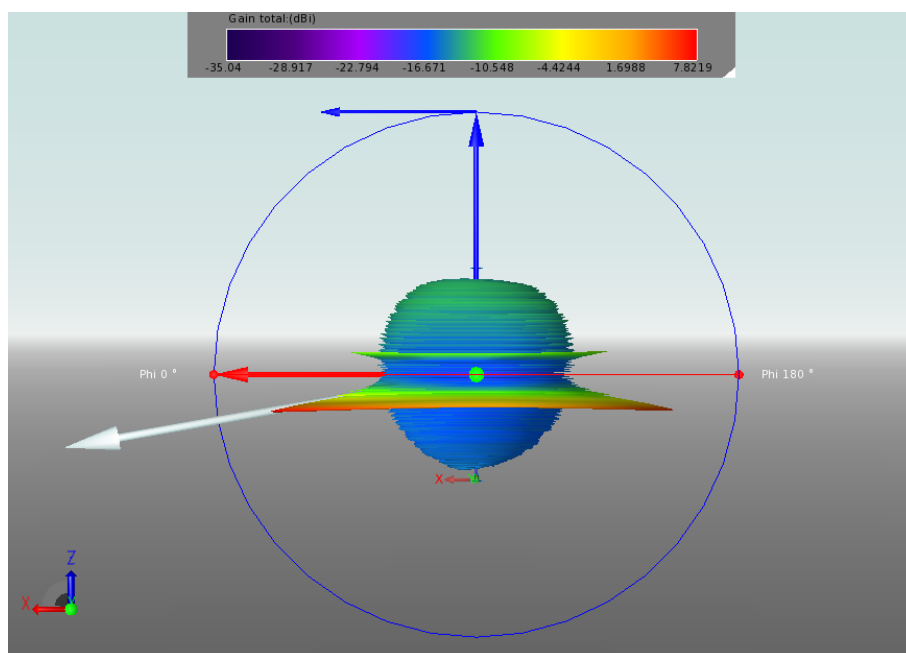


図 3.14: LCX2 本の指向特性 (X-Z 平面)

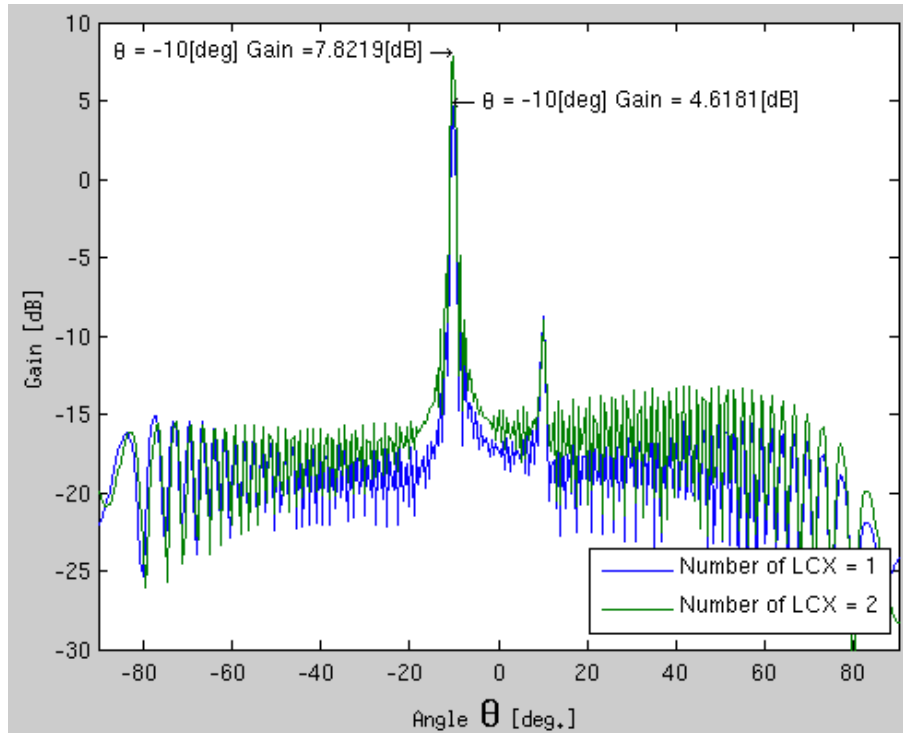


図 3.15: LCX のスロット開口方向に置ける指向特性パターン比較 (X-Z 面)

次に LCX を Y 軸上に 2 本配置させた場合の電磁界シミュレーションの結果を示す。なお、この 2 本の LCX のスロットパターンは同一である。LCX 間の距離 D_1 は $\lambda/4$ に設定している。2 本の LCX にはそれぞれ同位相の交流電圧 10V をかけており、振幅、位相はともに変えていない。図 3.13 と図 3.14 で最低値が黒色で -35.04dBi、最高値が赤色の 7.8219dBi であり、LCX1 本の時と比べ X 軸の正負ともに絶対利得が高いことがわかる。これは紛れもなく素子数が 2 本のリニアアレイの特性である。

また図 3.15 では LCX のスロット開口方向の指向特性パターンを LCX1 本と 2 本で比較した。LCX が 1 本の場合では -10 度に最大放射角があり利得が 4.6181dBi なのに対して、2 本の場合では最大放射角は変わらず -10 度で利得は 7.8219dBi となっている。

3.5.2 等利得合成時の指向性制御

図 3.16 に LCX2 本で重みを変化させた場合の角度 ϕ に対する絶対利得を示す.

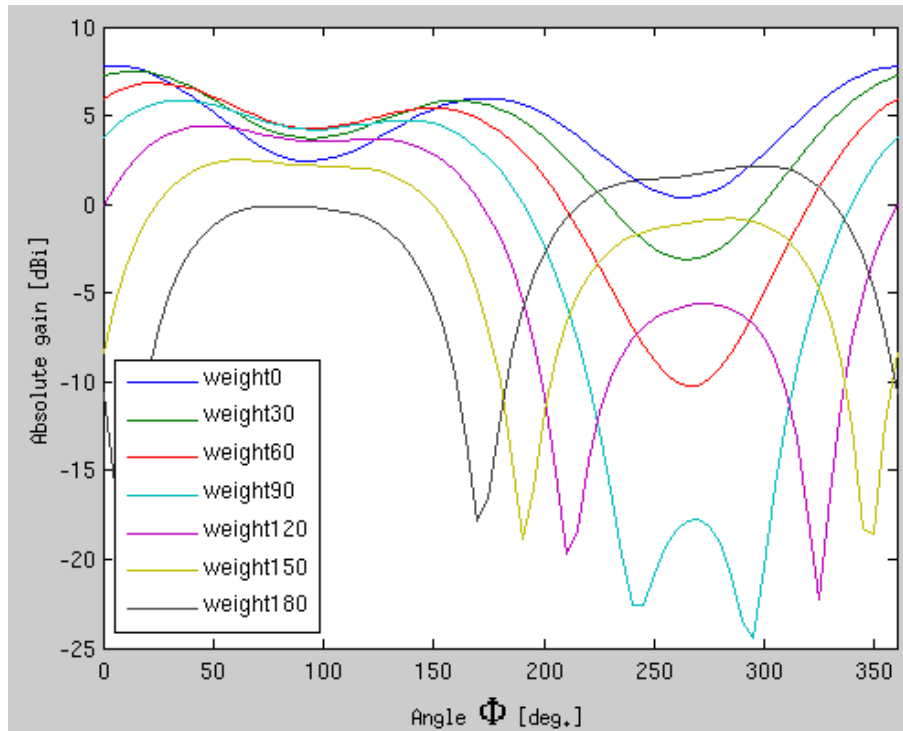


図 3.16: LCX2 本で重みを変化させた場合の角度 ϕ に対する絶対利得 ($\theta = -10^\circ$)

ここでの横軸 ϕ とは図 3.8(c) の z 軸を中心とした角度のことである. この図 3.16 では図 3.15 で示した最大放射角-10 度に焦点をあて, その角度に対して角度 ϕ の絶対利得の変化に注目した. 2 本使用している LCX の片方の印加電圧の位相を 0 度から 30 度ずつ, 180 度まで変化させた. 図 3.16 より, 最大放射角が重みを変化させることにより推移していることがわかる. 特に重みが 180 度の変化が顕著で $\phi = 0$ 度と $\phi = 180$ 度で波の打ち消し合いが起きていることがわかる.

表 3.3: 重みを変化させた場合の各パラメータ

phase shift[度]	ピーク角 [度]	ピーク値 [dBi]	ピーク比 [dBi]	半値角 [度]
0	5	7.8219	7.447851	98
30	15	7.49971	10.62073	100
60	25	6.84316	17.07096	202
90	35	5.83713	28.46493	189
120	45	4.41039	26.64759	157
150	60	2.51114	21.36344	124
180	300	2.17596	21.66326	117

また、重みを変化させた場合のピーク角、ピーク値、ピーク比、半値角を表 3.3 に示す。ここでのピーク角は図 3.8(c) の ϕ の $0^\circ \sim 359^\circ$ 中の絶対利得が最大の角度のことで、ピーク値はその最大値の絶対利得のことである。ピーク比は絶対利得の最大値から最低値を減算した値である。角はピーク値から 3dBi 下がった角距離で表す角度である。

3.6 結言

本章では FDTD 法による電磁界解析を行い, LCX を用いてのビームフォーミングが可能であるかを検証した. シミュレーションを行うにあたり, 実際の LCX と同素材, 同設計の LCX のモデルを作成した. LCX 単体での特性と LCX を平行に 2 本並べた状態での特性, 重みを変化させた場合の特性評価を行った. 本章で扱った LCX を並列配置させるシステムでは, 重みを変化させることで指向性を制御することが目的であったが, 概ね可能であることがわかった. また, LCX 間の距離はどの程度まで離すことが可能なのかを検証した.

第 4 章 結論

4.1 本論文のまとめ

本論文では、端末間の無線通信における干渉を防ぐための手段として、LCX アンテナの並列配置によるビームフォーミングシステムにおける研究成果をまとめたものである。

第 3 章では、電磁界シミュレーターである EMPro を使用して FDTD 法による電磁界解析を行った。シミュレーション上で一般に普及している LCX のモデルを同素材で作成し、そのモデルを使用した。LCX のモデルの指向特性理論値と比較し、概ね同様の特性を有していることを確認した。LCX を並列に 2 本配置させた場合のスロット開口方向の指向特性を計測した。また LCX を並列に 2 本配置させ、片方の LCX にかかる印加電圧の位相を変化させた場合の指向特性を計測し、結果として指向性の制御が可能であることを示した。

4.2 今後の課題

本研究で提案した LCX の並列配置によるビームフォーミングシステムでは指向性の制御が可能であることがわかったが、まだ検討すべき課題がある。まず初めに本論文では LCX を 2 本使用したが、素子数を増やした場合に、指向性の制御がどの程度可能なのかを検証する必要がある。

次に、LCX の並列配置によるビームフォーミングシステムの定式化である。3 次元での定式化では、LCX が円柱形状であるため回折などを考慮する必要があり、複雑になることが予想される。

謝辞

本研究を進めるにあたって、貴重な研究の機会を与えていただいた、本情報科学研究科 岡田実教授に心より感謝の意を示します。また、日頃より熱心なご指導とご鞭撻を賜りましたこと、心より御礼を申し上げます。

また、副指導教員として多大なご助言を賜りました本学情報科学研究科 林優一教授に厚く御礼申し上げます。

本学情報科学研究科 東野武史准教授には、本研究を行うにあたり、指導教員として数々のご助言やご指導いただきました。多忙の中東野准教授より頂いたご教示は研究活動を行うにあたり、非常に有益なものとなりました。心より御礼を申し上げます。

本学情報科学研究科 Duong Quang Thang 助教授には、研究活動において貴重なご意見とご指導を賜りました。感謝の意を表します。

最後に、研究をはじめとする様々な意見や討論を交わした本学情報科学研究科 ネットワークシステム学研究室の皆様には感謝と御礼を申し上げます。

以上の方々からのご協力をいただき、本論文を完成させることができました。ここに深く感謝の意を表し、厚く御礼を申し上げます。

参考文献

- [1] 総務省平成 29 年版 情報通信白書, “IoT デバイス数とスマホ出荷台数の推移及び予測”, <http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/h29/pdf/index.html>
- [2] 株式会社東芝, “通信距離が異なる 60GHz 帯ミリ波無線システムの共存を可能にする干渉制御技術を開発,” 2016. http://www.toshiba.co.jp/rdc/detail/1608_01.htm
- [3] NTT 未来ねっと研究所, NTT 西日本, “モノ向け利用を加速する広域無線アクセスへの取り組み,” 2017. www.ntt.co.jp/journal/1701/files/jn20170122.pdf
- [4] 岩永伸理, 千田晴康, 越馬淳, 久保博嗣, “東海道・山陽新幹線デジタル列車無線システム,” 三菱電機技報 83 巻 6 号 p367-307, 2009.
- [5] 株式会社フジクラ, “2.4GHz 無線 LAN 用細径漏洩同軸ケーブル LCX-5D,” フジクラ技報 NO.123, 2012.
- [6] 西川健一, 東野武史, 塚本勝俊, 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 B, 92.1: 320-327, 2009.
- [7] 沖修平, 侯亜飛, 東野武史, 岡田実. “LCX を用いた 4×4 MIMO システムにおける無線端末の二次元位置検出,” 映像情報メディア学会技術報告 39.4 (pp. 45-48). 一般社団法人 映像情報メディア学会 2015.
- [8] 岸本利彦, 佐々木伸, “LCX 通信システム,” (社) 電気電子情報通信学会, 1991.
- [9] 後藤尚久, “アンテナの科学,” 講談社, 1987.

- [10] 高橋徹, “知識の森,” 電子情報通信学会 4 群 2 編 7 章, 2013. <http://www.ieice-hbkb.org/portal/>
- [11] 菊間信良, “アレーアンテナによる適応信号処理,” 科学技術出版, 1998.
- [12] 塚本悟司, 侯亜飛, 鈴木文生, 丹羽敦彦, “LCX(漏えい同軸ケーブル) を用いた無線 LAN システム,” 通信ソサイエティマガジン No.38, 2016.
- [13] Kenji Inomata, Takashi Hitai, Yoshio Yamaguchi, Hiroyoshi Yamada, “Two-Dimensional Target Location Estimation Technique Using Leaky Coaxial Cables,” IEICE TRANAS COMMUN, VOL.E91-B, NO.3 MARCH. 2008.
- [14] 宇野 亨, “FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析,” コロナ社, 1998.
- [15] 橋本 修, 阿部琢美, “FDTD 時間領域差分法入門,” 森北出版, 1996.
- [16] 橋本 修, “実践 FDTD 時間領域差分法,” 森北出版, 2006.