

博士論文

超広帯域アンテナの
設計手法に関する研究

A study on the design method
of ultra-wideband antenna

指導教官 新井 宏之 教授

横浜国立大学大学院

工学府 物理情報工学専攻

電気電子ネットワークコース

14SD104 昆 輝

平成29年3月

要約

無線通信技術と移動体端末の機能拡張により、個人が所有する携帯端末の機能は通話やメールだけでなく、画像や動画のような大容量データのやりとりや、インターネット閲覧機能、さらには端末の位置表示機能が手軽に行えるようになり、利便性が益々向上している。一方で、このような機能拡張による利便性の向上は、トラヒックの増加や既存システムとの干渉のような問題と繋がるため、これらの問題を解決するための技術の開発も並行して求められている。

さらに近年では、社会の高齢化が進んでいることから、できるだけ人的な資源を掛けずに身体情報を効率的に収集することができるヘルスケアデバイスに注目が集まっている。ヘルスケアデバイスに期待されている役割には、心電・脈拍・体温などの身体データを収集することが想定される。これらのデータの収集に無線を使うことによって、人的資源を効率的に運用でき、身体データの誤記入防止にも繋がる。しかしながら、無線を使ったヘルスケアデバイスの特性上、人体近傍に機器を配置してデータ通信を行うことによる人体への電波吸収についても考慮する必要がある。また、テキストファイルのような形式だけでなく画像や動画のような比較的大きいデータとして身体データを扱う場面が予測できる。このように、データ通信量の拡張に応えるための手段の一例として、高い周波数の利用や帯域幅の拡張などが有効となる。

そこで、周波数3.4 GHzから10.25 GHzを利用することができるUWB (Ultra-Wide band) 技術に注目が集まっている。UWB技術は、6.85 GHzもの非常に広い帯域幅を有していることから大容量データ通信に適した特性を持っていると判断できるが、UWBで使用する帯域内には既存システムも存在する。この対策として、UWBで使用する等価等方放射電力EIRP (Effective Isotropically Radiated Power) は-41.3 dBm / MHzと極めて低い電力レベルを使用する。これにより、既存システムとの干渉は微弱となる。以上のような特性を持つため、UWBはヘルスケアデバイスのような人体の近傍で大容量データ通信を行うアプリケーションとの相性が非常に良い。

さらにUWBは、変調方式によっては他の使用方法も検討されている。UWBを使った無線方式は二つに大別することができる。一つはMB-OFDM(Multi Band - OFDM)やDS-UWB(Direct Sequence - UWB)のような搬送波による変調を行った方式と、もう一つは狭義のインパルス無線(IR-UWB : Impulse Radio - UWB)を活かした方式である。前者は大

容量データ通信に適しており、10 m 以下の近距離ではあるものの 110 Mbps 以上の高速通信が可能であり、ヘルスケアデバイスなどはこの方式に該当する。MB-OFDM を使った手法では、UWB が使用できる帯域幅をおよそ 500 MHz 毎に分割し、特定の帯域の通信が困難となった場合に他のバンドで補完することでバンド全体で安定した通信を実現する方式である。この方式は直交化した複数のサブキャリアを使って信号伝送を行うため、マルチパス伝送路の周波数選択性フェージングによる影響が受け難い利点がある。

後者は、センサーネットワークとして測距（正確に距離を測定すること）を行うための方式である。搬送波による変調を行わない IR-UWB 方式は、時間軸分解能の高いパルスを用いることでターゲットから反射して帰ってくるまでの時間を利用して測距を行う。UWB の信号を使った測距の精度は数十 cm 程度と非常に高精度な結果を得ることができる。

既存の測距技術には、GPS (Global Positioning System) が最も有名な端末の位置推定技術として知られている。GPS 技術は、電波時計の時刻補正やカーナビゲーションシステム等で広く利用されており、今日の我々の生活で目にする機会は非常に多いが、その使用は屋外環境に限定される。その理由は、特に都市部のような建造物の多い地域において、衛星からの信号が GPS 受信機に到達するまでの経路で障害物による遮断や反射が生じるためである。しかし近年では、屋内環境においても高精度な位置推定を行う技術の需要が高まってきていることから UWB 技術に期待が集まっている。

以上のことから、UWB 技術はヘルスケアデバイスや測距のような使い方に有効であることが分かる。そこで本論文では、それらの使用方法に適したアンテナの設計手法について提案する。

UWB で使用するアンテナに求められる技術的な要求は非常に高く、まず UWB の帯域幅を満足することが挙げられる。一般に周波数帯域幅を広くするには、アンテナサイズを大きくする必要があるが、実用面を考慮するとアンテナサイズは小形であることが望ましい。このことはヘルスケアデバイスのような、人体に装着して使用するアプリケーションとなれば必須条件である。故に、UWB アンテナの広帯域化・小形設計手法に着目した報告例は多く存在する。これらの報告の、目的に対する効果は示されているが、アンテナサイズを制限している例は少ない。

また測距で使用するアンテナに求められる特性には、測定面内で一様な放射パターンと反射特性の位相成分（群遅延）に線形性が求められる。一様な放射パターン、すなわち無指向性アンテナに関する報告は数多く存在するが、パターンを評価する具体的な指標を用いている報告例は少ない。従来から広帯域な特性を有する形状として用いられてきた例であっても、放射パターンに不均一性を有する例は多い。

さらに群遅延に注目した報告例であっても、ダイポールアンテナや八木アンテナのような代表的なアンテナ形状の群遅延を見積もった報告はあるが、これらのアンテナの群遅延の値は無視できない程度であることが示されている。これを踏まれた良好な群遅延特性を

得るためのアンテナ設計手法に関する報告は未だ無い。

以上を踏まえて、本論文で提案する UWB アンテナの設計手法に関する提案は以下のよう示していく。

第二章では、アンテナの入力インピーダンスを用いた群遅延特性の算出方法について述べる。はじめに位置推定で主に用いられる推定手法について説明を行う。次に代表的な通信モデルを使って、群遅延が支配的に発生する箇所について説明する。その後、測距を行う上で実際に要求されている精度について、文献を用いて確認を行う。これを基に、本論文での目標値の設定について言及する。ここで設定した目標値を満足するための評価式の算出の過程を示す。最後にモノポールアンテナをモデルに、給電素子の設計条件を可変したときの入力インピーダンスの推移から、目標値を満足するための設計指針を提示する。

第三章では、第二章で検討した設計指針を踏まえたモノポールアンテナの設計を行う。設計アンテナの特性は、従来から超広帯域アンテナとして用いられてきた代表的な形状三種と比較することでその有効性を確認する。無指向性の評価では、平均利得からの偏差が ± 1.5 dB 以内となれば無指向性と判断するという指標を使って定量的に評価する。また群遅延の評価では、素子形状と結果の因果関係について考察を行う。提案形状の放射パターンは評価指標に基づいて検証した結果、無指向性であることが分かり、さらに群遅延特性の評価では 0.2 ns から 0.4 ns 程度となり、30 cm 程度の精度となることが分かった。

第四章では、ヘルスケアデバイスで使用するための小形 UWB アンテナの設計手法について報告を行う。小形 UWB アンテナの設計では、ループ素子とスロットを使ったインピーダンス整合を提案する。

ループ素子とスロット素子を使ったインピーダンス整合によって、設計したアンテナの S_{11} 特性は UWB の周波数帯域で -10 dB を満足し、アンテナサイズは先行例と比較しても小形であることが分かった。

さらに設計した UWB アンテナの群遅延特性は 1 ns 程度であることが分かり、このアンテナを測距で使用した場合の精度は 60 cm 程度となることが明らかになった。従って、要求されている測距の精度によっては、このヘルスケアデバイス用のアンテナは測距に使用することも可能であると判断できる。

この章では、ヘルスケアデバイス用のアンテナとして、ペンダントタイプへの応用についても検討する。ペンダントタイプとして利用する場合、常に人体に近接した状態で使用するため、低い入力レベルで使用する UWB であっても、人体方向への不要な放射を抑制し、自由空間方向への放射を強くすることが望ましい。そこで反射板を用いた手法を提案する。実装するアンテナは設計した小形 UWB アンテナを使用する。このとき、ペンダントアンテナのサイズが大きくなることを回避するために、反射板には切り込みを加える。切り込みを加えることで、ペンダントの厚みを薄くしたときに発生するインピーダンス不整合を低減することができる。すなわち、Low band では切込み部が機能し、High band では

反射板との間隔が機能するような切込み形状とする。そのように設計することで、低背でありながら著しいインピーダンス不整合がなく、かつ UWB 帯で単方向的なパターンを形成することができる。

また装着者の動作によって変化するアンテナの姿勢に対応するために、反射板の両面にアンテナを実装し、二つのアンテナの受信信号強度 (RSSI : Received Signal Strength Indicator) を測定する。自由空間側に配置されたアンテナの RSSI レベルが高くなったときに、SPDT (Single Pole Double Throw) スイッチを用いて給電切り替えを行うことを想定する。設計した反射板付き UWB アンテナの効果を確かめるために、人体の近傍にアンテナを配置した時の特性を評価する。人体はシミュレーションではファントムモデルを使用し、実測では実人体を使って測定する。測定した結果、設計した反射板を用いることで自由空間側と人体側に配置した二つのアンテナの RSSI レベルの差は明確になった。この結果を SPDT スイッチの切り替え条件とすることで常に自由空間側への給電を行うことが期待できる。

目次

第 1 章	序論	1
1.1	研究の背景	1
1.2	超広帯域無線 (UWB)	4
1.2.1	歴史と定義	4
1.2.2	他周波数との干渉	6
1.2.3	通信の範囲	7
1.3	UWB 通信方式による標準化	9
1.4	UWB の通信方式	10
1.4.1	MB-OFDM	11
1.4.2	DS-UWB	13
1.4.3	IR-UWB	13
1.5	モノポールアンテナの基本的動作	14
1.6	本論文の構成	14
1.7	測定諸元	15
第 2 章	測距用アンテナの設計指針に関する検討	18
2.1	まえがき	18
2.2	各位置検出技術	19
2.2.1	RSSI 方式	20
2.2.2	TOA 方式	20
2.2.3	AOA 方式	21
2.3	群遅延とその発生源について	22
2.4	IR-UWB を使った測距原理	24
2.5	通信距離	26
2.6	超広帯域無線を使った測距の要求仕様	28
2.7	アンテナ群遅延を補償するための先行例	29
2.8	判別式の導出	30
2.9	アンテナ形状と群遅延特性の関係	32

第 3 章	測距用オムニ指向性アンテナの設計	41
3.1	まえがき	41
3.2	提案アンテナの形状	42
3.3	オムニ指向性アンテナの従来形状と提案形状	46
3.3.1	UWB アンテナの放射パターン・効率	49
3.3.2	群遅延特性	56
第 4 章	ヘルスケアデバイス用ペンダントアンテナの設計	58
4.1	まえがき	58
4.2	アンテナ小型化・広帯域化手法	60
4.2.1	ループ素子を使ったプリントアンテナの広帯域化	60
4.2.2	モノポール素子長の最良値に関する検討	67
4.2.3	ループ素子付きモデルの放射パターン	69
4.2.4	スロットによるインピーダンス整合	71
4.3	設計アンテナの特性	73
4.3.1	寸法および新規性について	73
4.3.2	S_{11} 特性	74
4.3.3	放射パターン・効率	75
4.3.4	アンテナ群遅延	76
4.4	人体装着を考慮した反射板付きアンテナの検討	78
4.4.1	アンテナ構成と所望の動作について	78
4.4.2	反射板切り込みの検討	78
4.5	人体装着時の RSSI レベルの測定	83
4.5.1	受信信号強度の測定結果	83
4.6	第三章検討アンテナとの給電群遅延	86
第 5 章	結論	88
	謝辞	92
	参考文献	93
	研究業績	105

第 1 章

序論

1.1 研究の背景

19 世紀に Maxwell によって電磁波の存在が予言された後, Hertz が行った実証実験を基に, Marconi が無線通信の実用化を成した [1]. その後, 20 世紀に Fleming De Forest が 2 極管, 3 極管を発明したことで通信技術の革新的な発展となった. さらに, 第二次世界大戦中のレーダー技術の発展に伴って, 電磁波の利用範囲は無線通信技術から計測技術へと拡大され, 戦後に Bardeen らが発明したトランジスタ以降, 集積回路をはじめとした通信工学, 電子工学の発展は目ざましい.

近年の電磁波の利用は, 遠隔地にある計測器とのデータ通信を目的とした技術だけでなく, 制御技術であるテレコントロール技術としても利用されている. その他にも, 医療技術や電子レンジのような加工技術にも応用されるなど, 利用の範囲が次第に拡大している. 現在, 我々が電波として利用可能な周波数の範囲は 3×10^{12} Hz 以下の電磁波と国際的に決められており, 電波の利用は電波法で定められている. 電波は周波数によって図 1.1 に示すように, その呼称が定められている [2]. 電波を利用した代表的な無線通信機器である携帯電話は, 移動しながら通話が可能な無線通信技術として誕生した. 日本における携帯電話の黎明期には, ショルダーバックのように携帯するショルダーホン [3] が 1985 年に登場した. 当初は携帯電話の重量がおよそ 3 kg もあったが, その後の小型化技術の進化によって, 2016 年現在のスマートホンタイプの携帯電話の重量は 100 g から 200 g 程度のモデルが主流となり, 気軽に持ち運びできるようになった. また, 携帯電話本来の使用用途である通話機能以外にも, 現在では画像や動画のような大容量データのやりとりや, ウェブページ閲覧機能, さらに端末の位置表示機能が備わるなど, 携帯電話の利便性は益々向上し, 我々の生活に欠かせない存在となった [4] が, 一方で利用者一人ひとりが必要とするデータ通信量は飛躍的に増加した. 図 1.2 は日本国内における総トラフィック量を示しており, このデータからも明確な増加傾向が見て取れる [5]. このように増加するトラフィック量

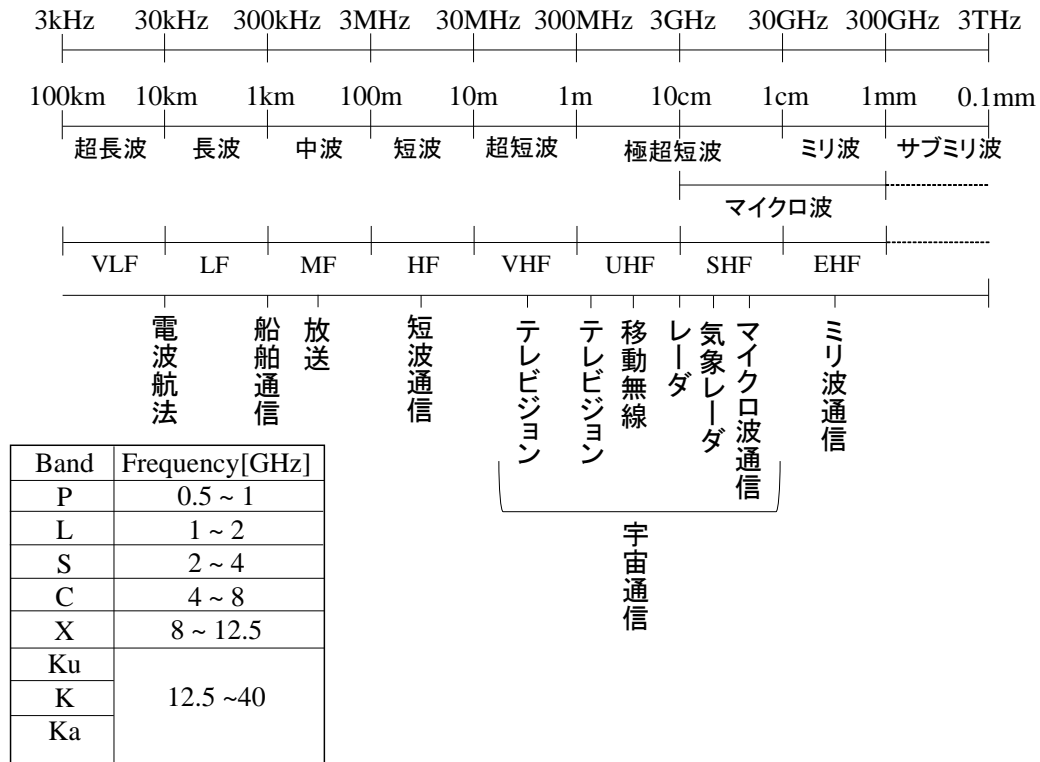


図 1.1: 周波数の分類

を満足するために、周波数を無制限に拡張し通信設備を整えれば、必要とするデータ通信を実現できる可能性はあるが、周波数資源は有限であるため、その利用を各人および各事業者の自由に委ねると電波の混信により円滑な通信ができなくなることが危惧される。そのため各事業者への周波数資源の公平な割り当てだけでなく、周波数資源の能率的な利用については古来から非常に注目され、盛んに研究が行われている [6]。さらに技術の進歩により、携帯端末に位置推定機能も備わるようになった。端末の位置表示技術としては GPS 技術 [7] が最も広く知られている。今日の GPS 技術を使ったアプリケーションには携帯電話だけでなく、カーナビゲーションシステムなどにも利用されている。

GPS の起源は、米国によって運用されている衛星測位システムであり、軍事用として打ち上げた約 30 個の GPS 衛星のうち、端末使用者の上空にある数個の衛星からの信号を GPS 受信機で受け取ることによって現在の位置を知ることができる。GPS は元来の軍事用途だけでなく、民間機の安全な航行のためにその利用を非軍事的な範囲にも開放され、現在のように気軽に利用できるようになった。

GPS 信号は L 帯域における二つの周波数で放送される。L1 信号は 1575.42 MHz で L2 信号は 1227.60 MHz を使用する。L1 帯は全ユーザーが利用することができる標準測位コードを含んでおり、C / A (シグネチャ) コード と P (精密) コードの二つの異なる疑似ラン

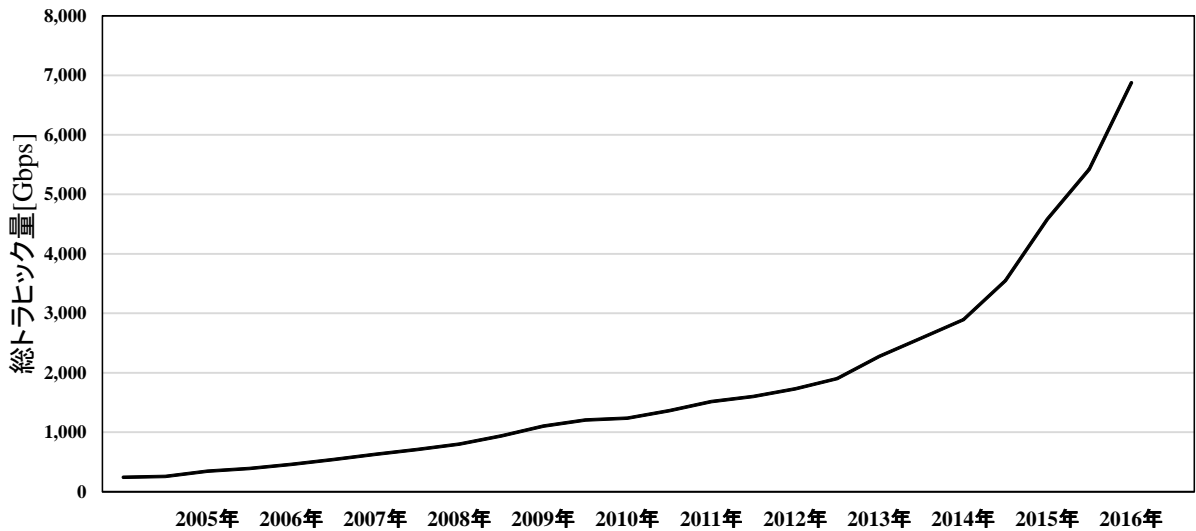


図 1.2: 日本のブロードバンド契約者の総トラフィック

ダム雑音コードを使用し，L2帯は変調したPコードを含んでおり，電離層遅延の計測に使用することができる [8]．C/Aコードは標準測位サービスとして民間での使用が可能であり，Pコードは軍事目的にのみ使用することが許されている．

GPS衛星が発信する信号には，衛星に搭載された原子時計からの時刻データや衛星の天体暦（軌道）の情報などが含まれている．この信号を受信機が受け取ることで，電波の発信時刻を測定して，発信と受信の時刻差に対して電波の伝搬速度を掛けることで衛星からの距離を算出することができる [9]．すなわちGPSはユーザーの位置を決定するために，電波の到着時間を使用する．

電波の真空中での伝搬速度は式 (1.1) で与えられ光速と一致する．

$$c = 2.9979 \times 10^8 [m/s] \quad (1.1)$$

波長 λ と周波数 f との関係は式 (1.2) で与えられる．

$$\lambda = \frac{c}{f} [m] \quad (1.2)$$

GPS技術は，これまでに述べたような使用方法以外にも電波時計の時刻補正などでも採用されるなど我々の生活で恩恵を受ける機会が多いが，GPS技術を使った位置推定は屋外での利用に限定される．その理由として，特に都市部のような建造物の多い見通し外 (NLOS : Non-Line-Of-Sight) では，天頂方向から到来するGPS信号が屋根などの障害物によって

反射,あるいは遮断されることで受信機まで信号が到達しないことや,到達しても経路が最短とならないことから推定精度が悪く,実用に耐えられないためである.

GPS技術を使って正確な位置推定をするためには衛星の位置,信号の遅延およびターゲットまでに到達する正確な時間の三つの成分が既知とならなければならない.言い換えればGPSを使った位置推定は衛星と受信機までの経路に障害物がなく,見通しがあることが必要条件となる.しかしながらこの条件を満たすことは容易ではない.なぜなら建物だけでなく樹木や丘のような遍在する存在でさえもGPS信号の妨げとなり,正確な位置推定を行うための障害となるためである.すなわち,見通し外環境での位置推定はユーザーが求める可用性,正確性,信頼性さらに安全性を実現することが困難であると判断できる.

しかし近年では,倉庫や工場のような屋内環境における作業者の動線の可視化やセキュリティの向上,さらにフォークリフト等の安全管理ならびにショッピングモールなどにおける目的店舗までのナビゲーションのような利用方法が検討されており,屋内環境での高精度な位置推定技術への期待が次第に高まってきている [10][11].

1.2 超広帯域無線 (UWB)

1.2.1 歴史と定義

屋内における位置推定(測距)を行うための技術として超広帯域無線(UWB: Ultra-Wide Band)が注目されている. UWBは元来,1960年代に米国で開発された軍用インパルスレーダーに始まり [12],その後米国の連邦通信委員会(FCC: Federal Communications)が1998年に産業界の要望を受けて意見公募を開始し,その4年後に免許不要な無線局としてUWB無線システムの民間利用を認可した. UWB方式は,送信機の帯域幅が500 MHz以上または比帯域幅 = (帯域幅) / (中心周波数) が20%以上を占める伝送方式と定義されている. このようにUWBは占有帯域幅のみで定義され,周波数を特定しているわけではないが,本論文では,IEEE(The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 米国電気電子技術者協会) 802.15で規定されている周波数について議論する. IEEE 802.15で分類されている周波数として,日本で使用することができるのは3.4 GHzから4.8 GHzのLow band(帯域幅1.4 GHz)および7.25 GHzから10.25 GHzのHigh band(帯域幅3 GHz)である [13]. 第3世代のWideband CDMA(Code Division Multiple Access)移動通信では5 MHz / 2,200 MHz = 0.23%, 2.4 GHz帯のスペクトル拡散(SS: Spread Spectrum)無線LAN(Local Area Network, IEEE 802.11b)では22 MHz / 2,450 MHz = 0.9%などと比較するとUWB方式の広帯域性が顕著となる [14].

送信される信号のパルス幅は占有帯域幅と逆比例するため,UWBで使用するパルスは数百ピコ秒から数ナノ秒の非常に短い範囲となる. そのためUWBで使用する信号は高い時間軸分解能を持つことになるため,高精度な測距に適している. さらに入力電力が占有

帯域幅に対して拡散されるため、低電力密度で使うことができる。それにより他の電子機器が発する電磁波との干渉を相互に低減することができる。他にも広帯域であることの利点として高速伝送に適していることが挙げられる。通信路容量を表す理論式として式(1.3)のシャノン・ハートレーの定理がある [15].

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (1.3)$$

この式は通信路上に誤りなしで転送可能なデータの最大容量を表している。式中の W は信号の帯域幅 [Hz], P は信号電力 [W], N_0 は雑音の片側電力スペクトル密度 [W/Hz] を意味している。この式から明らかなように伝送速度は帯域幅を拡張するか、SN 比を大きくすることで向上が可能である。従って、UWB のような広帯域特性を活かすことで高速データ伝送を実現することが可能となる。UWB 方式はこの利点により半径 10 m の範囲で最大 110 Mbps、半径 3 m の範囲で最大 480 Mbps を実現できる。この性能は無線通信でありながら有線方式の USB 2.0 の伝送速度と同等の性能である。

このような UWB 技術を使った USB プロトコルとしてワイヤレス USB (WUSB : Wireless Universal Serial Bus) が提案されている [16]。ワイヤレス USB は USB 規格を拡張して有線の利点と安全性、さらに速度を確保しながら短距離での無線通信として使用することができる規格である。適用するアプリケーション例にはデジタルカメラ、ビデオカメラ、ハードディスクドライブ、DVD 機器のような比較的大容量のデータ転送への応用が検討されている。

WUSB 規格は 2004 年 2 月に推進団体 Wireless USB Promoter Group が発足され、LSI コーポレーション (元 Agere Systems), ヒューレット・パッカード, インテル, マイクロソフト, NEC, フィリップス, サムスン電子が参加している。

WUSB では UWB の超広帯域な周波数帯域幅を利用し、スペクトラム拡散を適用して使用する。物理層・MAC 層の規格には MB-OFDM 方式を採用している。この方式を採用することで通信距離 3 m で 480 Mbps 程度、10 m で 110 Mbps 程度の性能を実現する可能性を持っている。

現在我々の生活に広く普及している USB は表 1.1 に示すように 1996 年 1 月にベースとなる USB 1.0 が発表され、1998 年 9 月に改良版に当たる USB 1.1 が発表された。この規格から PC 等の周辺機器に搭載されるようになり、さらに 2000 年 4 月には USB 1.1 の 40 倍もの伝送速度を実現することが可能な USB 2.0 が発表された。そして、2005 年 5 月には無線方式でありながら有線方式である USB 2.0 と変わらない伝送速度を保持できることを前提に開発された WUSB 1.0 が発表された。WUSB は周波数帯域幅を拡張することによって理論的には 1 Gbps の伝送速度が実現できるとされている [17]。この WUSB が普及することによって、従来の有線方式で使用されてきた様々な機器のケーブルレス化が期待できる。比較として WUSB と他の主要な無線通信規格との特徴を表 1.2 に示す。

表 1.1: 有線方式から無線方式への発展

規格名	USB 1.0	USB 1.1	USB 2.0	WUSB 1.0
有線 or 無線	有線	有線	有線	無線
最大伝送速度	12 Mbps	12 Mbps	480 Mbps	480 Mbps
開発年月	1996.1	1998.9	2000.4	2005.5

表 1.2: WUSB と他の主要な無線通信規格

規格名	WUSB	IEEE 802.11 a/b/g/n	Bluetooth 3.0
周波数	3.4 GHz から 10.25 GHz	2.4 GHz / 5 GHz	2.4 GHz
伝送速度 (距離)	480 Mbps (3 m), 110 Mbps (10m)	450 Mbps (100 m)	24 Mbps (100 m 以下)
変調の方式	MB-OFDM	DSSS, DBPSK, DQPSK, CCK, OFDM 等	GFSK

1.2.2 他周波数との干渉

これまで述べたように、超広帯域を活かした無線通信は高速伝送に有利であるが、その反面で既存システムとの干渉についても十分考慮する必要がある。UWB が占める帯域には、移動中継無線機器などを含む固定マイクロ放送、レーダー (海上・航空・気象)、衛星通信、アマチュア無線、電波天文さらに無線 LAN (802.11a) などが存在する。この他にも帯域外ではあるが携帯電話、GPS、Bluetooth、ZigBee 等が存在するため、これらが使用する周波数に対して UWB 無線の漏洩電力が与える干渉にも配慮する必要がある。

米国 FCC は UWB の電波が既存システムからの電波と干渉しないように無線規則 Part 15.209 (Radiated Emission Limits : General Requirements) に基づいて図 1.3 に示すような UWB 電力スペクトル・マスクを発表した [18]。これによれば UWB デバイスが使用することができる等価等方放射電力 (EIRP: Equivalent Isotropically Radiated Power) は -41.25 dBm となっている。EIRP は無指向性アンテナを前提とした規制値である。この値はパソコンから発生するノイズ以下程度であるため既存システムへの干渉レベルは大きくないと判断できるが、Low band の 3.4 GHz から 4.8 GHz においては、High band よりも通信距離が長いと他周波数を検知、および回避する技術である干渉軽減機能 (DAA : Detect and Avoid) を付けることが義務付けられている [19]。DAA とは、利用する電波が他の周波数を利用しているシステムに干渉を及ぼす恐れがあるときに、周波数あるいは送信電力を

制御して干渉を軽減する機能である。DAA に関する技術的条件の確立と並行して、ETSI (European Telecommunications Standards Institute, 欧州電気通信標準化機構)[20] では、技術適合試験方法の検討も進行している。現状、DAA 付きでの EIRP レベルは-41.3 dBm / MHz, DAA 無しでは-70.0 dBm / MHzに制限される。図 1.4 は UWB と従来の狭帯域通信および無線 LAN などのスペクトル拡散方式の送信電力密度を比較しており、UWB 通信の送信電力レベルの低さと広帯域性が見て取れる。

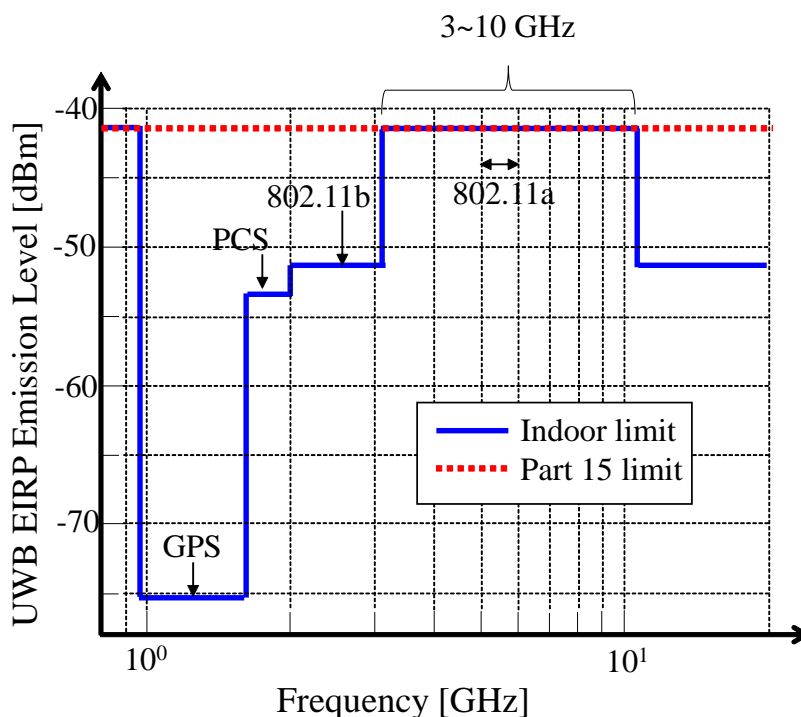


図 1.3: UWB 電力スペクトルマスク

1.2.3 通信の範囲

無線ネットワークは通信エリアの範囲によって図 1.5 のように分類される [21]。現在 WPAN (Wireless Personal Area Network) は商用化に向けて盛んに標準化や法制化が研究開発とともに推進されているシステムであり、UWB 技術は WPAN の中でも有望な技術として非常に注目されている。UWB が特に注目を浴びている理由は、Bluetooth 以下の小電力であるにもかかわらずデータ・レートが 100 倍以上の性能が達成できる点にある。WPAN は複数のコンピュータやデジタルビデオカメラ、TV さらにプリンタ等の情報機器に組み込ませることで無線 LAN のように基地局を介すことなく相互に通信が可能となる、いわゆるユビ

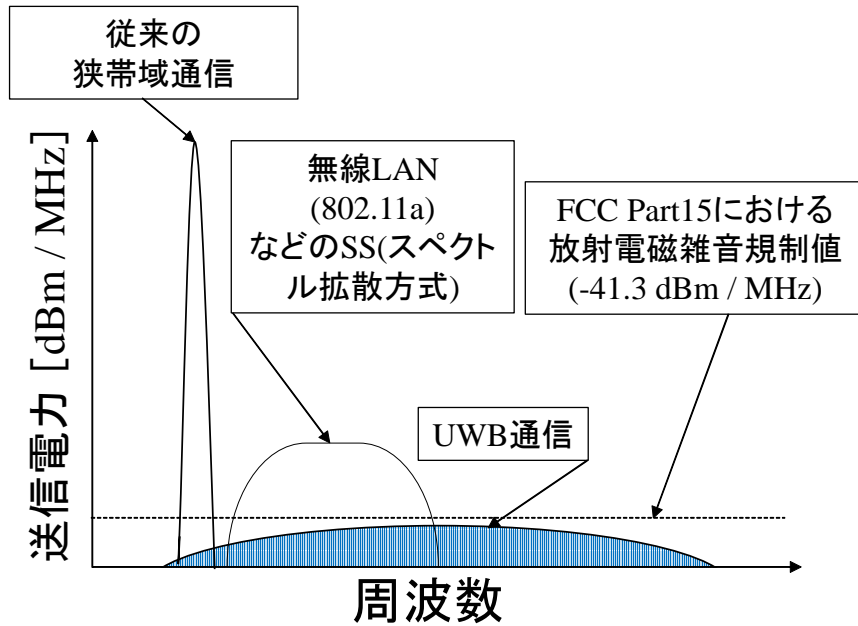


図 1.4: UWB 通信方式の帯域幅と送信電力の規制値

キタネットワークを構築することができる。WPAN の伝送範囲は 10 m から 20 m 程度の小規模であるが、動画ファイルなどの大きなデータを伝送することができる。WPAN の使用用途は非常に広く、無線 LAN や Bluetooth 等と同様の使い方だけでなく、PC や他の通信機器間の無線接続、さらに AV 機器や照明器具などの家電製品の制御、そして RFID (Radio Frequency Identifier) 用途など多岐に渡る [22]。

無線端末	[通信距離]				
	1 m	10 ~ 75 m	100 m	50 km	全国(基地局を介して)
	短距離無線	無線PAN	無線LAN	無線MAN	無線WAN
	RF-ID	UWB	11b/a/g/n	WiMAX	LTE
	DSRC	Bluetooth		WiBro	i-BURST
	NFC	Zigbee		DECT	IMT-Advance

図 1.5: 通信エリアの分類

1.3 UWB 通信方式による標準化

UWB 無線システムが分類されている WPAN においては、IEEE 802 委員会内の作業委員会 (TG: Task Group) によって、図 1.6 のように各タスクグループの役割が分類されている [23].

標準化タスクグループ (TG)	標準名称	最大伝送速度	最大通信距離	備考
802.15.1	Bluetooth	1Mbps	10 m	2.4 GHz帯使用
802.15.2	Coexistence	-	-	WPANとWLANの共存モデル/メカニズムの開発
802.15.3	High Rate	11Mbps以上	-	2.4 GHz帯使用.
802.15.3a	UWB (High Rate)	110M~1Gbps	10 m	802.15.3の高速通信用の修正規格
802.15.4	Zigbee (Low Rate)	250 kbps	75 m	2.4 GHz帯使用. センサーネットワーク用途
802.15.4a	UWB (Low Rate)		30 m	測距機能が必須(精度数十cm程度). 高精度センサーネットワーク用途

図 1.6: IEEE 802.15 による分類

タスクグループ (TG)1 では、Bluetooth (2.4 GHz 帯) の周波数を使った通信性能 1 Mbps 程度を想定した使用が想定されている。無線 PAN の先駆けとして普及した Bluetooth の通信範囲は数 m 程度であり、簡易な情報のやりとりを行うのに用いる。使用するアプリケーション例は、PC 用のマウスやキーボードのような周辺機器の操作、さらにスマートフォンでの文字情報や音声情報のような比較的低速でも制御することができるデジタル情報を対象としている。

TG2 では、無線 LAN との干渉についての対策および共存を図るためのメカニズムについて検討している。無線 LAN は基本的にアクセスポイントを経由してインターネットと接続する。無線 LAN の通信範囲はビルなどの建造物全体であり、複数のユーザーが複数の機器と相互に接続するネットワークを構築する。無線 LAN に対して、無線 PAN は身近にあ

る機器同士で直接接続することができる。消費電力は無線 LAN に比べて非常に小さいため、データ通信用途では無線 LAN の方が適しているが、機器同士を直接接続する場合には、アクセスポイントを経由しない無線 PAN を利用の方が安価にシステムを構築することができる。また無線 PAN の通信範囲は1つの部屋程度を想定し、一人のユーザーが複数の機器と通信するのに適したネットワークである。無線 LAN と無線 PAN に共通して挙げられることは、共に通信対象の歩行速度程度の移動に対応できることである。このように無線 LAN と無線 PAN には共通している点もあるが、両者の明確な違いは通信範囲の規模である。そのため互いに干渉しないメカニズムが必要となる。

TG3 では、2.4 GHz 帯を使用した 11 Mbps 以上の高速通信用途について検討している。TG4 では、ZigBee[24] を利用した低データ・レート、省電力、センサーネットワークとしての電氣的仕様を規定している。ZigBee の最大伝送速度は 250 kbps 程度と非常に低速であるが、安価で消費電力が小さいため電池で駆動する超小型機器への実装に適している。ZigBee の通信範囲は 75 m 程度である。

TG3a では、TG3 の修正規格として 2002 年 11 月に 100 Mbps 以上の高速通信用途として発足された。これまで TG3 では、免許不要の 2.4 GHz 帯を使用していたが、TG3a の修正規格では UWB 方式が採用された。最大伝送速度は変調の方式によって異なり、MB-OFDM では 480 Mbps 程度、DS-UWB 方式では Low Band の使用で 450 Mbps、Full Band の使用で 1.8 Gbps 程度を想定している。

さらに TG4a では、TG4 の修正規格として 2004 年 3 月に低速であるが、高精度の測距能力を備える無線アドホックネットワークとして発足された。TG4a の発足目的は監視用途および測距用途である。要求される測距の分解能は数十 cm 程度で他にも耐干渉能力を備えていることと比較的遠距離 (30 m 以下) までの伝送が求められている [25]。表 1.3 および表 1.4 に TG3a および TG4a で要求されている技術的仕様を示す。また使用されるアンテナは外部に露出した部品であるため、衝撃や加力の影響を受けやすいことからアンテナが堅牢に作られていることが求められる。

1.4 UWB の通信方式

UWB で使用する無線方式は二つに大別される。一つは搬送波 (キャリア) による変調を行った直接拡散方式、周波数ホッピングなどの周波数拡散や OFDM などのマルチキャリア方式である。

もう一つは狭義の UWB 無線であるインパルス無線方式 (IR-UWB) である。以下でこれらの特徴について述べる。

表 1.3: IEEE 802.15.3a の技術条件

項目	要求仕様
伝送速度	110 Mbps から 480 Mbps
通信品質	自動再送要求無しで PER が 8 % 以下, 前方誤り訂正有りで BER が 10^{-9} 以下
消費電力	100 mW 以下
最大端末数	256 (ネット当たり)
最大同時ネット数	4
想定共有システム	IEEE 802.11a/b, IEEE 802.15.1/3/4, PHS, 携帯電話, GPS 等
変調方式	MB-OFDM あるいは DS-UWB

表 1.4: IEEE 802.15.4a の技術条件

項目	要求仕様
伝送速度	100 kbps から 27 Mbps
測距機能	数十 cm 程度の精度で測距できること
モビリティ	歩行, 作業用運搬車両のトラッキング性能を有すること
共存性と耐干渉性	既存システムに対する影響の考慮, 室内環境を想定した高マルチパス・高ノイズ環境でも動作可能であること
消費電力	6.2 mW 以下
通信距離	30 m 以下程度
通信方式	IR-UWB
アンテナ	無指向性であること

1.4.1 MB-OFDM

MB-OFDM (Multi Band - Orthogonal Division Multiplexing, マルチバンド直交周波数分割多重) 方式は図 1.7 に示すように UWB が使用できる帯域を 14 バンドに分割し, 1 バンド当たり 528 MHz を割り当て, さらに 5 つのチャンネルにグループ化する. 14 バンドに分割することで特定の帯域の通信が難しいときは他のバンドで補完することで, バンド全体で安定した通信を実現することができる [17]. 各バンドは QPSK (Quadrature Phase Shift Keying, 4 相位相変調) で 1 次変調を行い, 2 次変調で周波数ホッピング・スペクトル拡散方式と OFDM 変調を使用してデータを運ぶ. 2 次変調の際, 各バンドで 128 本の OFDM

キャリアが使用される。OFDM キャリアの基本周波数は 4.125 MHz でありキャリアの本数である 128 を乗じることで 1 バンドの 528 MHz となる。これが MB-OFDM 信号としてアンテナから送信される場合の 1 つの OFDM シンボルの帯域幅となる。

OFDM 方式 [26] はマルチキャリア伝送方式の一つでサブキャリア同士を直交させることで互いに干渉を回避し、サブキャリアのスペクトルの一部が重なった状態で伝送してもデータ・シンボル（送信信号）を復調することができるため周波数の利用効率が高くなる。さらに、直交化された複数のサブキャリアで信号伝送を行うためマルチパス伝送路の周波数選択性フェージングによる影響が受けにくい。また、OFDM 方式は地上デジタル放送や無線 LAN 標準の 802.11a/g さらに無線 MAN 標準の 802.16 (WiMAX) などでも採用されるなど広く普及している。

周波数ホッピング・スペクトル拡散 (FH-SS : Frequency Hoping Spread Spectrum) 方式 [27] は搬送波の周波数をホッピング・パターンと呼ばれる特定のパターンに従って時間的に切り替えることで、複数の周波数を飛び跳ねるような形態で拡散する方式である。ホップする周波数をホッピングチャンネルと呼び、これが多いほど妨害・干渉・傍受に対して堅牢性がある。その理由として高速に周波数をホッピングすることで信号が妨害を受ける確率が減少し、ノイズに対して有利となるためである。さらにホッピング・パターンが暗号の役割を果たすためパターンの規則性が分からなければ通信の傍受を受けず、ある程度の秘匿性も期待できる。

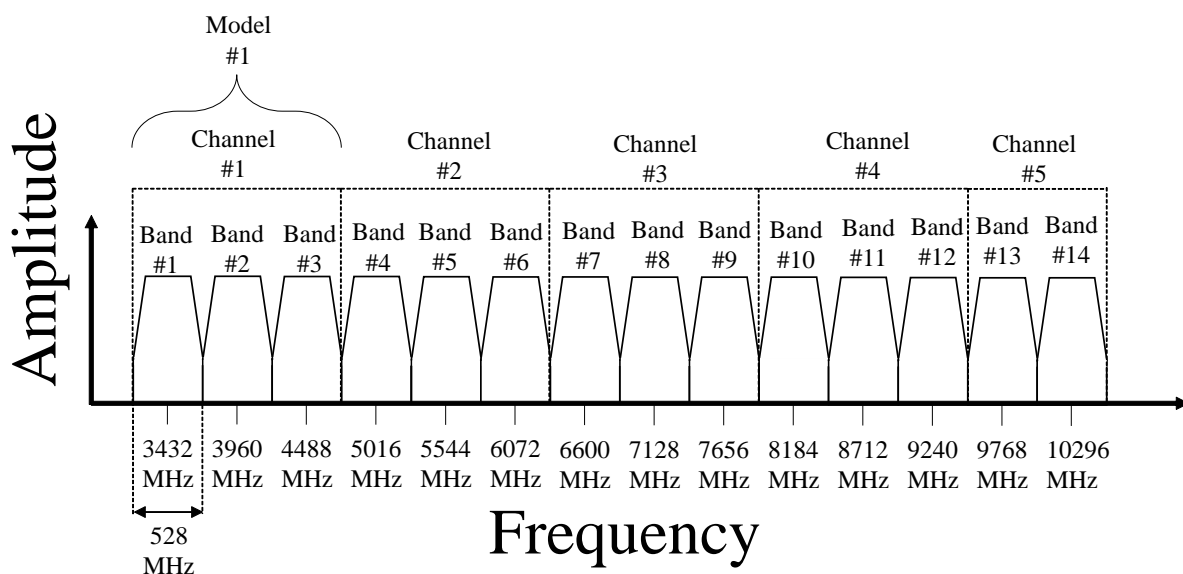


図 1.7: MB-OFDM のバンド構成

1.4.2 DS-UWB

DS-UWB (Direct Sequence - UWB, 直接拡散 UWB) 方式 [28] は UWB で割り当てられた 3.4 GHz から 4.8 GHz の Low band と 7.25 GHz から 10.25 GHz の High band の二つのバンドを使用する通信方式である。この方式は、一次変調 (情報変調) された狭帯域信号に拡散符号を乗算することで占有周波数帯域幅を広帯域に拡散する特徴を持つ。具体的にはデータ信号列をチップと呼ばれる細かい単位に分割し PRSC (Pseudo - Random Spreading Code, スペクトル拡散通信で変調に使用する疑似ランダム拡散符号) を変調することで帯域幅を広げる。

スペクトル拡散 (SS : Spread Spectrum) は第二次世界大戦中に開発された技術であり、変調された周波数スペクトルを拡散させる技術である。スペクトル拡散は、送信信号を広帯域に拡散するため干渉に対して強い特徴を持つ。その理由として、拡散を利用することで特定のノイズにさらされたとしても信号の消失割合が少なく、一次変調のみのときと比較して受信側で復調できる可能性が高くなるためである。また拡散時に暗号を組み込むことができるため秘匿性も高い。

MB-OFDM との決定的な違いはキャリア当たりの帯域幅である。MB-OFDM では OFDM の 1 キャリアの占める帯域が 4.125 MHz なのに対して DS-UWB は 1.4 GHz (Low Band) または 3 GHz (High Band) と両者の差は 3 桁もある [30]。

1.4.3 IR-UWB

IR-UWB 方式は先に述べた 2 つの手法とは異なり、搬送波による変調を用いずに 1 ns 以下の非常に短いインパルス状のパルス信号列を無線で送受信する方式である。そのため IR-UWB の無線 PAN への応用においては図 1.3 に示すような FCC のスペクトル・マスクを満足し、さらに 5 GHz 帯 (無線 LAN : 802.11a の周波数帯) に信号成分を持たないようなパルス送受信が必要となる。インパルス信号は連続信号と比較すると、壁などに対して貫通性が高い性質がある。そのため、この性質を利用して目標物体までの距離を測定する技術が期待されている。

インパルス信号波は変調を行わないため、MB-OFDM 方式での正弦信号や余弦信号とは異なり、信号に遅延があると送信波形と受信波形が同一になるという性質はない。特に遅延を持つインパルスの重なり合いは信号の歪みに繋がる。歪みはフィルタなどを使用して補正することも可能であるが、受信信号をチャネル特性で割った商を求める演算であるため、歪みによって信号の値が 0 近くになってしまった部分については雑音を増幅するだけの結果となり、信号の歪みを完全に除去することはできない。また屋内環境においてはマルチパスで発生するインパルスの数が数十となることがあり、このことを考慮した回路を実現することは極めて困難である。

1.5 モノポールアンテナの基本的動作

次章において、モノポールアンテナを使った設計手法に関する議論を行う。そこで、モノポールアンテナの基本的な動作原理についてここで説明する。

まず図 1.8 に示すようなモノポールアンテナモデルを考える。xy 平面に無限サイズの地板を想定し、z 軸上に給電素子が在るものとする。給電素子に電流 J が流れたとき、 $-z$ 軸方向に流れるイメージ電流 J' を考えることができ、 $z=0$ の点における xy 面上での電界成分は無限地板であるため互いに打ち消し合いゼロとなる。イメージ電流から給電素子に流れる電流によって、モノポールアンテナは半波長ダイポールと等価の働きをする。モノポールアンテナの水平面における放射パターンは無指向性となり、垂直面では八の字となる。両者の違いとして、モノポールアンテナはダイポールアンテナの半分となることから、モノポールアンテナの入力インピーダンスはダイポールアンテナの半分となる。

無指向性とは測定面内における均一な放射パターン、すなわち一様な電力分布を意味する。このようなパターンが求められるアプリケーション例には携帯電話、FM ラジオ、トランシーバーや基地局などがある。無指向性の放射パターンを有するアンテナタイプには、モノポールの他にダイポールアンテナ、スロットアンテナ、ディスクアンテナなどがある。モノポールアンテナがダイポールと等価な特性を得るためには無限サイズの地板を用いることが必要であるが、実際にそのような大きさの地板を用意することは現実的でないため、有限サイズの地板で代用しなければならない。そこで [31] のように、無限地板とほぼ等価の入力インピーダンスとなるサイズを選択することで所望の特性をえることが可能となる。現実問題として、アンテナを設置する場所は制限される場合が多いため、このような考慮は非常に重要である。

1.6 本論文の構成

本論文の流れを図 1.9 に示す。

第二章では、測距で使用するためのアンテナ設計指針に関する検討を行う。高精度な測距を行うためには、アンテナ自体の群遅延特性を低いレベルにする必要があることを説明する。次に実際の使用で、要求されている精度を文献によって説明し、本論文が任意に設定する目標値を決定する。続いて、その目標値を満たすための評価式について、算出の過程を示しながら説明する。検討に用いるアンテナはモノポールタイプとし、アプリケーションはアクセスポイントとする。素子の長さや幅の設計条件を変えたときの特性の推移から、群遅延特性の低いアンテナの設計指針を示す。

第三章では、第二章で検討した設計指針を適用したアンテナ設計を行う。提案するアンテナ形状の各部分が、特性に対して与える効果を段階的に説明する。最終的な提案形状は、UWB アンテナとして従来から用いられてきた形状と比較することで有効性を確認する。測

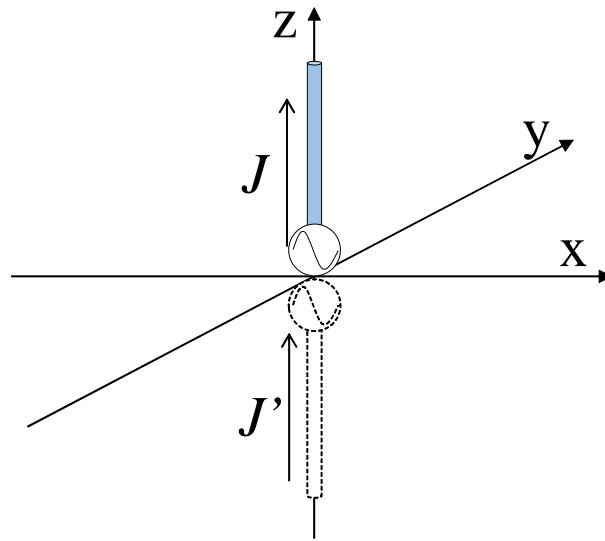


図 1.8: モノポールアンテナの動作

距で使用するアンテナに要求される特性として、放射パターンの均一性と群遅延特性の低さが求められるため、放射パターンの評価では、任意に設定した指標を満たすことができるかを確認し、群遅延の評価では、第二章で提示した評価式を使って行う。その際、シミュレーションで計算した結果と比較することで評価式の妥当性を検証する。

第四章では、ヘルスケアデバイスで使用する小形 UWB アンテナの設計手法について検討を行う。具体的には、プリント基板を用いて、ループ素子とスロット素子を使ったインピーダンス整合について検討する。さらに人体に装着して使用することを想定して、人体方向への放射を抑制し、自由空間方向への放射を強くすることができる反射板形状について検討する。反射板の効果はシミュレーションではファントムモデルを使用し、実測では実人体を使用して検証する。さらに、第三章で設計したアンテナとの給電点群遅延を評価することによる測距用途の可能性についても検討する。

1.7 測定諸元

シミュレーションの結果は CST Microwave studio[32] を使って計算している。各モデルのセルサイズは計算精度を損なわないよう最も短い波長の $1/10$ 以下となるように設定している。

実測における S パラメータ、入力インピーダンス特性の測定は Key sight 社 N5222A ベクトルネットワーク・アナライザを使って測定している [33]。

また放射パターンの測定では、図 1.10 に示すように電波吸収体を外周、天面および底面

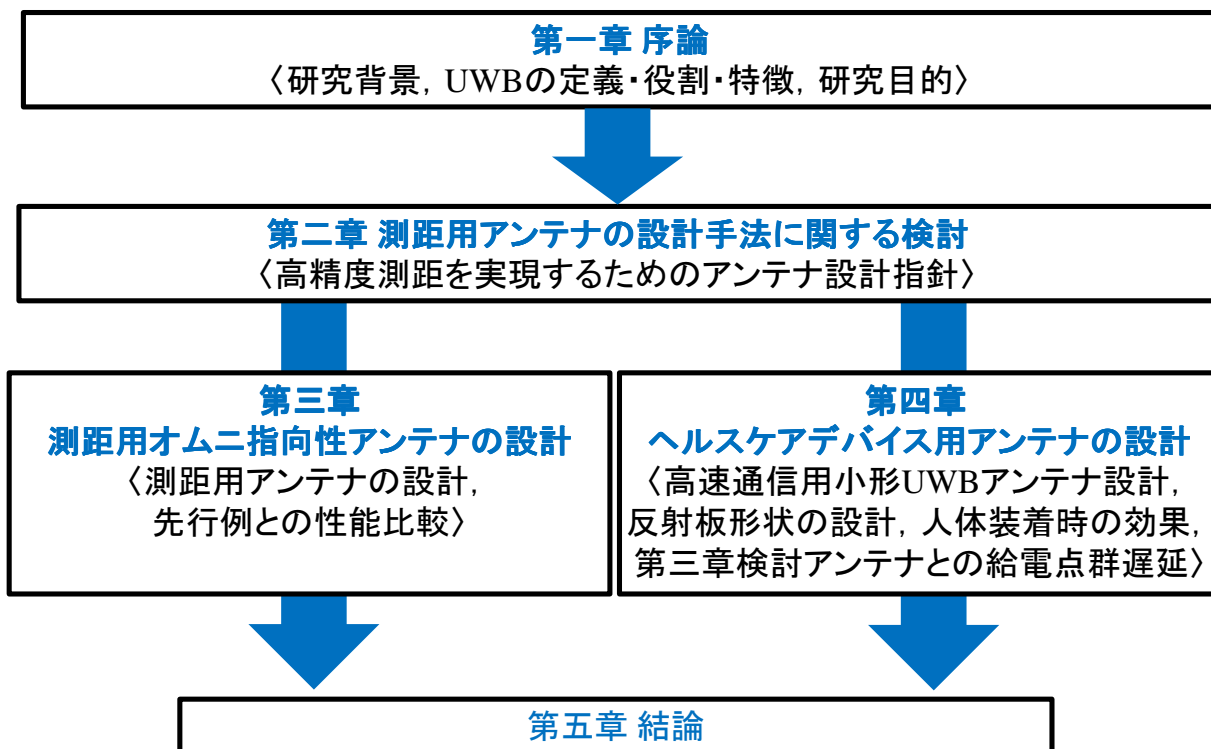


図 1.9: 論文の流れ

の合計6面に貼った暗室を使用している。送受信アンテナ間距離は3 mとし、両アンテナにはベクトルネットワーク・アナライザのポートから給電ケーブルを繋ぎ、PCを経由して制御およびデータの授受を行っている。このように指向性アンテナを使うことで、背面からの反射の影響を極力受けずにパターンを計測することができる。アンテナを支持する測定治具には、アンテナ特性に影響を与えないように比誘電率が空気とほぼ同等である発泡ポリスチロールなど選択している。

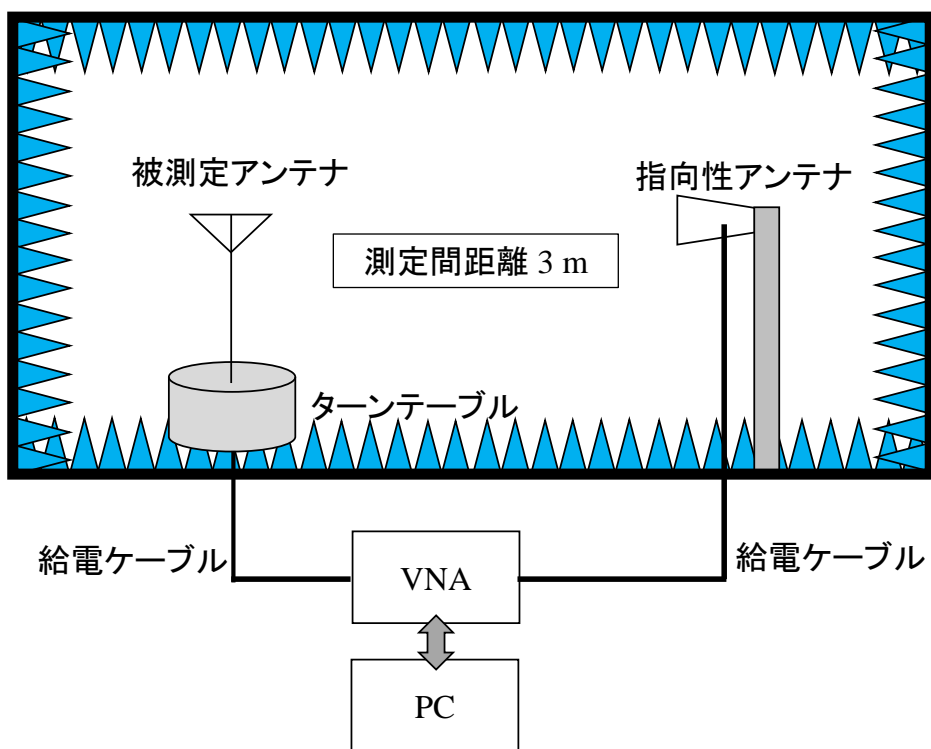


図 1.10: 測定環境

第 2 章

測距用アンテナの設計指針に関する検討

2.1 まえがき

屋内位置推定システムの使用用途の一例として、工場などにおける無人搬送車や倉庫内カートなどのような産業分野への応用、さらにショッピングモールなどにおける目的店舗までのナビゲーションのような商業用途などがある。

産業用および商業用において位置推定を行う対象は、いずれも屋内で移動しながら通信を行う必要があるため、自身の位置を正確に把握し、ターゲットとの位置関係を正確に把握することが重要である。また移動する対象の動線の最適化や、人的な資源を掛けずに機器を効率的に管理すること、さらにそれらの機器の制御に役立てることができる。

近年ではこのような位置情報の管理だけでなく、ID (Identification) 認証用無線タグのリアルタイム通信により、オフィスへの入退室管理や歩行者を検知することが可能である。また、照明やエアコンなどの家電電源の制御のような発展的な使用方法が計画されている [34]。

従来用いられてきた無線システムには、特定小電力無線や無線 LAN さらに ZigBee などが既に広く普及している。しかし、これらの規格の多くは測距機能が全く備わっていないか、あるいは備わっていても精度が不十分で要求されている仕様を満足できないため、実用に至っていない。そこで屋内で高精度測距を実現することができる技術が望まれている。

このような課題を解決することができる技術として UWB が注目を集めるようになった。それは、UWB の広帯域特性を活かすことによって、測距精度数十 cm 程度を実現することが可能であるためである。

このような UWB を使った測距用途においては、搬送波による変調を行わない IR-UWB 方式を利用する [35][36]。IR-UWB を使った測距においては、帯域幅と逆比例の関係にあるパルス幅が測距精度と直接的に関係する。つまり、UWB の帯域によって生成されるパルスの幅は極めて微小幅であり、その特性を活かすことで高精度測距を実現することができ

るため注目を集めている。

以上のようなことから本章では、測距で使用するアンテナの設計指針について検討する。搬送波による変調を行わない IR-UWB 方式においては、アンテナ自体の特性が測距精度と直結する。従って、設計するアンテナに求めるべき特性を明らかにする必要がある。

2.2 各位置検出技術

無線センサーネットワークの位置検出技術は距離依存型と、距離非依存型の 2 タイプに大別することができる。

前者は RSSI (Received Signal Strength Indicator) 方式や TOA (Time of Arrival) 方式のことを指す。これらの方式は各アクセスポイント間の電波の受信強度や到達時間を測定することでターゲットまでの距離を算出する手法である。

後者の方式は、配置された位置が既知であるアクセスポイントを用いて、互いの位置関係を利用することでターゲットの位置を推定する手法であり、AOA (Angle of Arrival) などがそれに該当する。この方式は、前者よりも高い位置推定精度を得ることができるが、アレーアンテナ等の指向性アンテナを二つ以上用いるため、導入コストが高いことがデメリットである。

屋内環境における無線を使った位置推定には UWB の他に、Wifi や Bluetooth を使った先行例がある [37][38] が、その推定精度は要求されている精度に対して不十分である [39]。近年、屋内環境で位置情報を正確に把握することへの要求が高まっていることから、他の技術についても検討がなされている。検討されている技術には二次元バーコード、RFID、可視光通信、IMES (Indoor Messaging System) などがある。

RFID を使った位置推定では、RFID タグを位置マーカとして任意の場所に設置して位置推定を行う。しかし、RFID の通信距離は数 cm 程度であるため、運用できる場面は極めて限定的である。また通信距離を伸ばすためにバッテリーを搭載したアクティブ RFID を用いることでこの弱点をカバーすることができるが、バッテリーの寿命にも注意を払う必要性が発生する。

Wifi を使用した位置推定では、PlaceEngine[40] や Skyhook[41] などがある。Skyhook は物理アドレスと独自のアルゴリズムを用いた Wifi ポジショニングシステムで、その精度は 20 m から 30 m でターゲットデバイスの位置を特定することができる。

これらの他にも、位置指紋 (Location fingerprint) に基づいた位置検出手法 [42] がある。この方式は、設置位置が既知のアクセスポイントで受信した信号の特徴量と、予め用意しておいた伝搬損失のリファレンスモデルとの照合により位置を推定する手法である。信号の特徴量には、受信信号強度 (RSSI) やマルチパスによる遅延特性、到来方向 (AOA)、到来時刻 (TOA) や到来時間差 (TDOA : Time Difference of Arrival) の情報を用いる。

センサーネットワークのアクセスポイントは小形かつ低コストであることが求められる。さらに電源供給の制約があるため AOA のような距離非依存型と比べて簡易にシステムを構築することができる点から距離依存型の方式が有力である。これはコスト面だけではなく、距離依存型が構成やアルゴリズム次第で推定精度を改善する可能性があるためである。以下に、代表的な推定方式に関する説明を示す。

2.2.1 RSSI 方式

RSSI に基づく位置検出技術は、ターゲットから発信された電波の距離減衰を利用した推定手法である。この方式の位置推定アルゴリズムは、ターゲットの位置を推定するために二つのステップを必要とする。

第一のステップでは、各アクセスポイントにおける RSSI と距離の関係を調べた伝搬損失のリファレンスモデルを作成すること。第二のステップはターゲットからの RSSI を測定し、リファレンスモデルと照らし合わせることで距離を換算することである。

図 2.1 に推定手法の概念図を示す。このようにターゲットと三つ以上のアクセスポイント間における受信強度を測定し、そのレベルを伝搬損失のリファレンスモデルと照らし合わせることで円の半径を決定し、各円の交わる点を推定位置とする手法である。この手法は受信強度のみを利用するため構成が簡易であるが、マルチパスや見通し外環境においては環境による影響を受けやすく、伝搬損失のリファレンスモデルを事前に準備しておくことが必要となる。また測定を行う部屋に配置されている物体の位置の変化や、基準となる端末の位置を固定する必要があるなど制約も多く、実用への課題が多い [42][43]。

ただし、センサーネットワークを想定したデバイスの多くは信号を出力する機能を有しているため、要素を追加する必要が無いことは利点である。さらに推定精度を高めるための報告例 [44][45] として、各アクセスポイント毎に伝搬損失のリファレンスモデルを用いることで、物品の配置などの使用環境の事前の調査を省いて推定する手法が提案されている。

2.2.2 TOA 方式

他にも距離依存型の推定手法として、電波到来の時間差を用いることでターゲットの位置を推定する手法に TOA がある。図 2.2 に示すように、アクセスポイントとターゲット間における電波の伝搬時間差を使ってターゲットの位置を決定する手法である。そのため信号の送信側と受信側の正確な時刻同期が必要となる [46]。TOA 方式による位置推定は GPS と類似している。

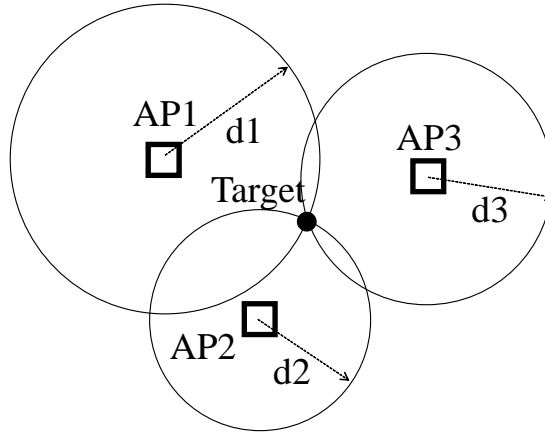


図 2.1: RSSI を用いた位置推定の概念図

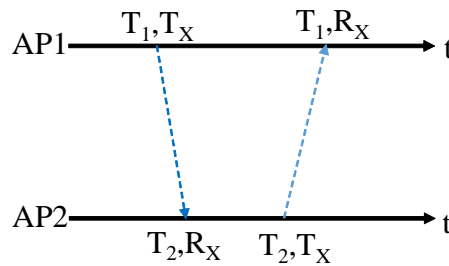


図 2.2: TOA を用いた位置推定の概念図

2.2.3 AOA 方式

距離非依存型の推定手法として、アクセスポイントとターゲット間の電波の到来方向情報から位置推定を行う手法がある [47][48].

推定の方法は、図 2.3 に示すように、位置が既知であるアクセスポイントを使って、ターゲットまでの距離を測定することで電波の到来角度を一義的に決定する手法である。この方式は RSSI 方式と同様に、電波の経路に障害物があると反射や回折により正確な位置推定ができないため、見通しがある環境でしか一定の成果は期待できない点に課題がある。二箇所以上のアクセスポイントが必要であり、RSSI 方式や TOA 方式に比べて必要数は少ないが、アレーアンテナなどの指向性アンテナを用いるため、一箇所当たりの導入コストが比較的高い。

以下に各位置検出技術の精度についてその特徴を表 2.1 にまとめる。

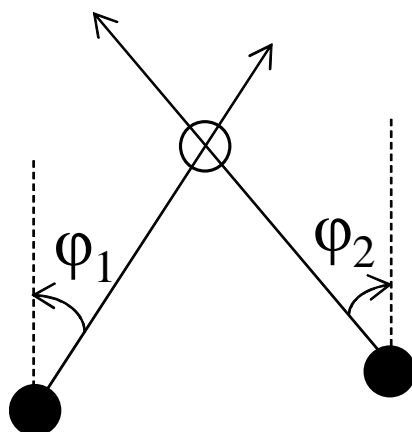


図 2.3: AOA を用いた位置推定の概念図

表 2.1: 各位置検出技術の特徴

方式	必要なデータ	アクセスポイント数	精度	備考
RSSI	信号強度	3 以上	低	構成が簡易
TOA	伝搬時間	3 以上	中～高	送受信側の時刻同期が必要
AOA	到来方向	2 以上	高	アレーアンテナ等の指向性アンテナが必要

2.3 群遅延とその発生源について

群遅延は、信号波が回路の素子を通過するときの位相特性であり、式 (2.1) のように表すことができる。

$$\tau_d = -\frac{d\theta}{d\omega} \quad (2.1)$$

ここで θ および ω は、アンテナの位相と角周波数をそれぞれ意味している。理想的な群遅延特性は位相の傾きが小さく、また線形性が求められる。位相の傾きは遅延量を意味する。遅延量に光速 c を乗じた分だけ検出した結果からの誤差が生じる。線形性は信号の安定性を意味する。

群遅延の発生箇所について議論するために、図 2.4 のような測定系を考える。使用するアンテナはオムニパターンを有するものと仮定する。

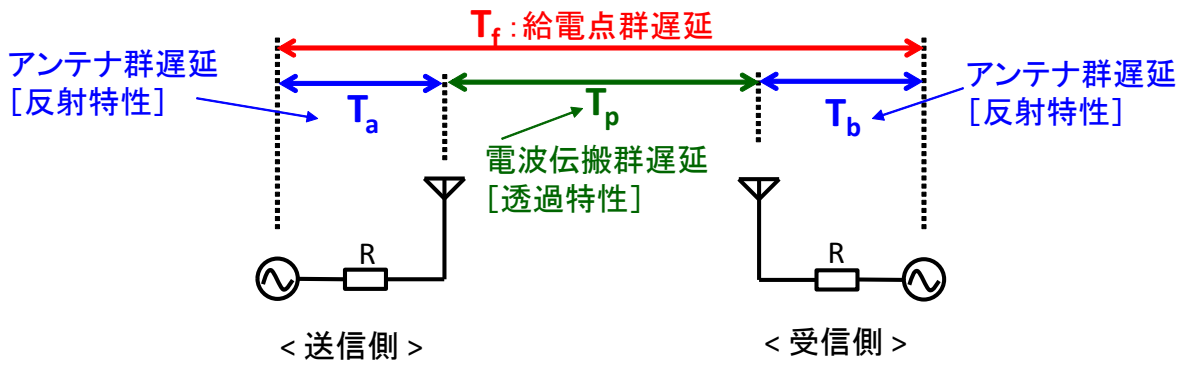


図 2.4: 群遅延の発生源について

図中の T_a および T_b は送受信アンテナの群遅延でありアンテナの反射特性によって算出される値である。 T_p は送受信アンテナ間の透過特性によって決まる電波伝搬群遅延、 T_f は給電点群遅延であり式 (2.2) に示すように、送受信アンテナの群遅延と電波伝搬群遅延の和によって得ることができる。

$$D_T = D_a + D_b + D_p \quad (2.2)$$

位相特性は式 (2.3) を使って計算することができる。式中の S は S パラメータを意味する。

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\operatorname{Re}(S)}{\operatorname{Im}(S)} \quad (2.3)$$

すなわちアンテナの群遅延を得るには反射特性を、電波伝搬群遅延を得るには透過特性をそれぞれ角周波数あるいは単位時間で微分すれば、群遅延特性を得ることができる。また電波伝搬群遅延 T_p は、透過特性が距離に大きく依存するため、送受信アンテナ間距離が 10λ 程度となれば、ほぼ無視できる程度の小さな値となることが知られている [49]。よって、このような通信モデルにおける支配的な群遅延の発生源はアンテナ部であり、良好な測距を行うためにはアンテナ群遅延を抑制する手法について検討する必要がある。

この課題に対して、アンテナの周波数特性を考慮して波形を整形することでアンテナから出力される信号の歪みを補償する手法がある [50]。この報告の手法の効果は示された課題に対して有効であることが示されている。

本論文では、アンテナ自身の群遅延特性を実用上問題にならないレベルにまで抑制することで信号の補償操作の手間を省くことが期待できるアンテナ設計手法について提案する。

2.4 IR-UWBを使った測距原理

これまで良好な測距を行うための条件を確認するために、簡易的な通信モデルを用いて群遅延が支配的に発生する箇所について確認してきた。次にインパルス信号を用いて測距を行う原理について説明する。

インパルス信号を用いた測距では、対象物に対して送信した信号が反射して受信されるまでの時間から距離を算出する、いわゆる TOA 方式を採用している。インパルスとは時間軸が無限小で、高さが無限大のパルスを指す。言い換えれば周波数帯域幅が無限大で高さが一定ということになるが、現実にはこのような特性を持った信号を発生させることはできないため概念として捉える [51]。測距で使用するインパルス信号のパルス幅を狭くするほど（周波数帯域幅を広くするほど）、ターゲットまでの距離を正確に測定することができる。その精度は、UWB のような超広帯域特性を利用した場合には数十 cm 程度の精度を実現することが可能となる。この手法を使って位置推定に応用する場合には、複数のアクセスポイントを用いて測距を行い、測定結果を半径とした円を描くことでターゲットの位置を推定することが可能となる。

測距の原理について説明する。空気中の電波の伝搬速度は光速 c にほぼ等しく、信号の遅延時間 τ_d を使ってターゲットまでの距離 r を式 (2.4) のように表現することができる。

$$r = \frac{c(t + \tau_d)}{2} \quad (2.4)$$

また、測距可能な最小距離は原理的に送信が終わる時間によって式 (2.5) のように表現できる。

$$r_{min} = \frac{c\Delta t}{2} \quad (2.5)$$

Δt は遅延を含む信号のパルス幅である。パルス幅は図 2.5 に示すように立ち上がりから立ち下がりまでの幅のことを指す。従って、図中の t_1 がパルス幅、 t_2 がパルス間隔で t がパルスの周期となる。パルス幅は周波数帯域幅の逆数で式 (2.6) のように表現できる。

$$f = \frac{1}{t} \quad (2.6)$$

図 2.5 から式 (2.7) が成り立つ。

$$t = t_1 + t_2 \quad (2.7)$$

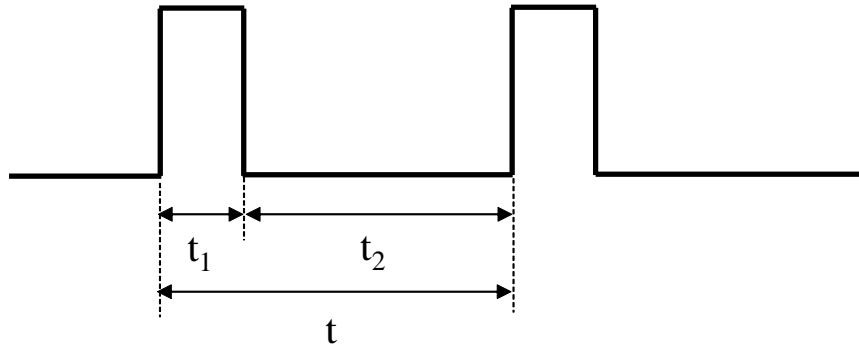


図 2.5: パルス幅について

これに従って，UWB Low bandと High band のパルス幅を計算してみる．日本国内で割り当てられた UWB Low band の周波数帯域は 3.4 GHz から 4.8 GHz であるから，帯域幅は 1.4 GHz となり，パルス幅は 0.71 ns となる．High band においては 7.25 GHz から 10.25 GHz であるから帯域幅は 3 GHz であり，パルス幅は 0.33 ns となる．この結果を距離に換算すれば，Low band では 213 mm，High band では 99 mm が最小の計測距離となる．

厳密には，これにアンテナの送受信を切り替える時間を加算することになるが，切り替えに使用する装置の性能に依存するため具体的な数値の議論は行わない．

Δt とパルス間隔との比を，ピーク送信電力と乗じることで平均送信電力を求めることができる．さらに式 (2.5) は距離分解能 Δr として式 (2.8) のように表すことができる．

$$\Delta r = \frac{c\Delta t}{2} \quad (2.8)$$

距離分解能を小さく，すなわち高精度にするにはパルス幅を小さくする必要がある．パルス幅とパルスの占有帯域幅 B との間には式 (2.9) および式 (2.10) のような関係がある．

$$B \cong \frac{1}{\Delta t} \quad (2.9)$$

$$\Delta r \cong \frac{c}{2B} \quad (2.10)$$

すなわち距離分解能はパルスの占有帯域幅に反比例し，周波数帯域幅に比例する．帯域幅が広くなると，信号帯雑音比 (S/N) が小さくなり計測できる距離が短くなる．従って，分解能と計測できる距離は相反する関係となる [52]．

通常の変調では，搬送波に情報を載せる際に波形は大きく乱れ，情報量の多い信号ほどノイズのような波形に近づいて来る．インパルスラジオでは，搬送波の周期よりも短い間

隔で入力波形の ON, OFF を切り替えることで通信を行う。インパルスラジオの伝達波形は、正弦波のような規則的な波の形状をしておらず、鋭いスパイク状の波形、すなわちインパルスが重なり合うことで波形が無秩序に並んでいるように見えるため、ノイズのようにも見える。また、この波形は制限なく広がった占有帯域幅を取っているようにも見えるが、インパルスが発生する一瞬だけしか情報量を持っていない。

図 2.6 に IR-UWB を使った測距原理の概念図を示す。送信機から出力したパルス信号は、主にアンテナ自体の位相特性によって遅延が生じることは既に述べたとおりである。その遅延を含んだパルス信号がターゲットによって反射し、送信機に帰ってくるまでの時間差を使って距離を推定する。ターゲットの位置検出はパルス信号のピーク点を用いる。パルス波形はアンテナの周波数特性を時間波形に変換することで得られるため周波数特性の振幅が一定、かつ位相の線形が望まれる [53]。

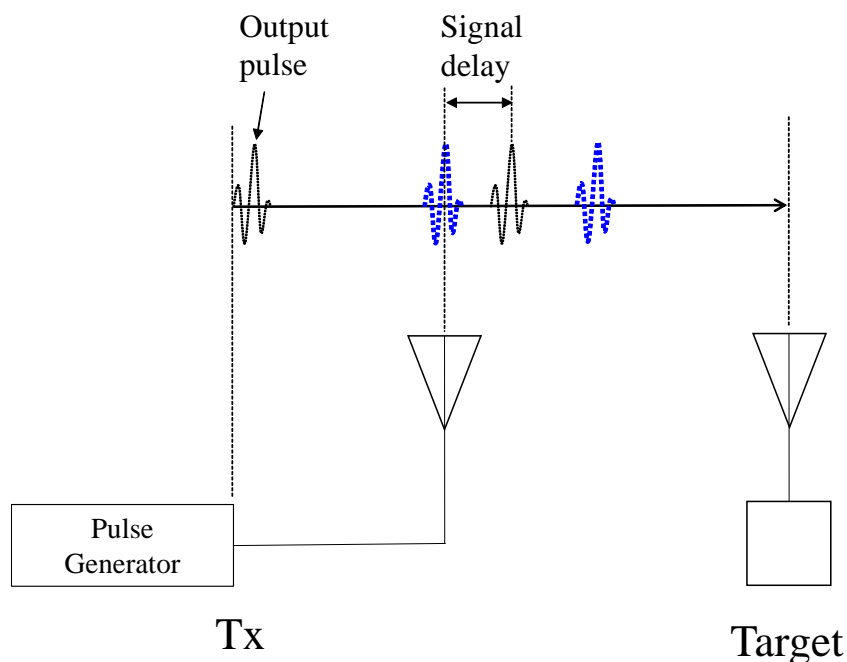


図 2.6: 測距の原理, 概念図

2.5 通信距離

既に述べたように UWB は低消費電力であるため通信距離が短い。しかしながら、高速伝送だけでなくセンサーネットワーク用途から考えて、通信距離は長い方が実用的である。そこで、この節では通信の距離を延長するために必要な条件について議論する。

まず、現状の通信距離を正確に見積もる必要がある。しかしながら、通信距離は受信機自体の性能にも大きく依存することから具体的な数値の議論は行わず、通信距離に影響を与える特性について説明を行う。

まず自由空間における受信信号 P_r を表す式 (2.11) について確認する [54].

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (2.11)$$

式中 P_t は送信電力、 G_t , G_r は送受信アンテナの利得、 d はアンテナ間距離である。

UWB の周波数帯域 3.4 GHz から 10.25 GHz まで全て使用した場合の最大送信出力は式 (2.12) のようになる。Bluetooth の最大送信電力は 1 mW であるため、UWB を使用した場合はその約半分となる。

$$P_t = -41.25 \text{ dBmW/MHz} + 10 \log(6850) = 0.52 \text{ mW} \quad (2.12)$$

受信機の性能を決定するのは雑音のレベルであり、受信信号の帯域幅と雑音指数 (NF : Noise Factor) で決まる。この雑音レベルは、熱雑音電力とシステム間雑音の和で表すことができる。熱雑音電力は常温雑音電力 (-174 dBm/Hz) と受信機の帯域幅 B 、受信機の雑音指数 F により $kTBF$ として算出することができる。システム間雑音が無い場合、デバイスからの干渉は受信機の熱雑音に加算される。結果 $kTBF$ に対してどの程度まで許容できるかが問題となる。

UWB デバイスからの許容干渉電力については、被干渉システムの $kTBF$ に対して -20 dB から -6 dB までで計算されるのが通例である [17]。使用する周波数を同様に 3.4 GHz から 10.25 GHz とした場合、受信機における平均雑音電力は式 (2.13) のようになる。

$$N_x = -174 \text{ dBm/Hz} + 10 \log(6.85 \text{ GHz}) + 13 = -62.6 \text{ dBm} \quad (2.13)$$

式中の 13 dB は NF とシステムロスの和として仮定した。次に式 (2.11) を距離 d について整理すると式 (2.14) となる。

$$d = \frac{\lambda}{2} \sqrt{\frac{P_t G_t G_r}{\pi P_r}} \quad (2.14)$$

送受信アンテナを同一とする場合には式 (2.15) のように書き換えることができる。

$$d = \frac{\lambda G}{2} \sqrt{\frac{P_t}{\pi P_r}} \quad (2.15)$$

傾向を示すために、基準アンテナの利得を G_1 とし、そのときの通信距離を d_1 とする。これに対して、被測定アンテナの利得を G_2 とし、そのときの通信距離を d_2 とする。

これらで比をとると式 (2.16) のようになる。

$$\frac{d_2}{d_1} = \frac{\frac{\lambda G_2}{2} \sqrt{\frac{P_t}{\pi P_r}}}{\frac{\lambda G_1}{2} \sqrt{\frac{P_t}{\pi P_r}}} \quad (2.16)$$

これらを整理すると式 (2.17) となる。

$$\frac{d_2}{d_1} = \frac{G_2}{G_1} \quad (2.17)$$

つまり、基準アンテナに対して 3 dB、すなわち送受信側の合計で 6 dB の利得差がある場合は、式 (2.18) となる。

$$\frac{d_2}{d_1} = \frac{2G_1}{G_1} = 2 \quad (2.18)$$

まとめると、送受信アンテナを基準となるアンテナに対して 3 dB 高い利得のアンテナに変更すれば、通信距離が 2 倍となる。このとき送受信どちらかだけを利得 G_2 のアンテナに変更した場合は、式 (2.18) の結果に平方根がかかり 1.41 倍となる。この結果を使用することで、現状の通信距離に対して不足しているアンテナ利得を簡易的に見積もることができる。

2.6 超広帯域無線を使った測距の要求仕様

ここでは屋内測距で要求されている精度について確認する。表 2.2 は、利用する場面別の測位対象間隔をまとめている [55]。この資料によると、測位対象が最も近接したときに識別しなければならない距離の間隔は 1 m 程度となる。すなわち、送受信アンテナそれぞれが持つ誤差要因が 500 mm 未満、群遅延に換算すれば 1.67 ns 程度となる。しかしこの値は、精度 1 m を満足するための限界値であるため、他の要素から群遅延が発生した際には仕様を満足できない可能性がある。従って、アンテナ群遅延はある程度余裕を持った目標値とする必要がある。そこで本論文では、より高精度な測距を目指すために送受信器それぞれの群遅延特性が 0.5 ns、すなわち測位誤差 150 mm 以下を目標精度と設定し、これを満足するためのアンテナ設計指針について検討する。

表 2.2: 利用シーン毎の測位対象間隔

名称	測位対象	測位対象の近接間隔
工場での安全確認, 作業の見える化	設備機材, 作業者	2 m (作業範囲), 1 m (通路の幅)
店舗で顧客や店員の動線の見える化	店員, 店内の顧客	1.5 m (通路の幅)
オフィスロボットのナビゲーション	移動するロボット, 経路上の障害物	1 m (通路の幅)
自動車生産ライン作業支援	移動する製品, 設備機材, 作業者	1 m
イベント会場におけるトラッキング	観覧者	1 m
ショッピングセンター等のカート管理	ショッピングカート	2 m
ハンズフリー入退出制御, 来客の移動範囲制限	来客等	2 m
デジタル教科書の管理	座席で使用される教科書, 保管されている教科書	1 m
オフィス環境における照明制御	作業者	3 m
オフィス環境におけるOA機器セキュリティ制御	作業者	1 m
オフィス環境における物理セキュリティ制御	作業者	2 m
療養環境における医療機器所在管理	医療機器	2 m

2.7 アンテナ群遅延を補償するための先行例

ここではアンテナ群遅延を抑制することを目的とした先行例と, 提案する手法との違いについて報告する. 堀 [50] らの報告では, 給電点から見てアンテナの手前にフィルタを入れることで, アンテナから発生する群遅延を補償する手法を提案している. この手法の特徴は, アンテナ特性を予め把握した上でフィルタを設計するため, 理論的には位相の線形性と傾きも設計することが可能となる. そのため理想的な群遅延特性が獲得できる可能性

が利点として挙げられるが、フィルタを追加の要素としてシステムに組み込むため、構成が複雑となる不利点もある。

一方、本論文が提案する手法では、アンテナ群遅延をアンテナ自体で抑制するため、ある程度の群遅延の値までであればフィルタのような追加要素なしでシステムを構築することができる。提案手法の不利点としては、目標とする群遅延の値以内での特性の歪みまでは抑制することができない点にある。先行例と提案手法との違いをまとめると、要求されている精度に対してアンテナだけで対応できない場合にはフィルタを使用し、それ以外ではアンテナ自体で抑制する手法を選択すればよい。

他にも減結合回路を用いた先行例 [56] がある。この報告では、複数のアンテナを用いた際に発生する相互結合に対して減結合回路と使い、群遅延特性の抑制に伝送線路の長さを調整することで位相の調整を行っている。この手法はある特定の周波数においては有効であるが、群遅延特性改善の効果は周波数が高くなるに従って弱くなるため、UWB のような広帯域特性への適用は困難である。

他には平面ダイポールアンテナの群遅延を評価した例 [57] がある。この報告では、素子の形状を台形にすることで広帯域となり、UWB 帯において良好な VSWR を得ている。群遅延特性についても評価しているが、その値は帯域内において ± 5 ns、これを誤差精度に換算すれば 3 m (送受信で同一のアンテナを使用した場合) となるため実用で要求されている精度 1 m を満足することができない。

ボウタイアンテナを用いた例 [58] では、群遅延特性の偏差が ± 0.1 ns と非常に良好な結果を示しているが、その動作原理については明らかにされておらず、設計指針の提示には至っていない。

さらにアンテナ自体の群遅延が優れた報告例もあるが [59][60]、こちらもアンテナの動作原理にまで言及しておらず、設計指針を提示している例は未だない。

以上のようにフィルタを用いた報告では、理論的に優れた群遅延特性を得ることが可能となるが、アンテナ自体で対策を取った例を見ると、ボウタイのような特定の形状においては良好な結果が得られるが、それを踏まえた設計指針の提示例は無い。

2.8 判別式の導出

ここでは UWB 方式を用いた測距において実用で要求されている測距精度 1 m を満足し、かつ本研究で設定した目標精度 150 mm (群遅延値 0.5 ns) を満たすための条件式について検討を行う。

まず既に提示した式 (2.1) に $\omega = 2\pi f$ を代入し、式 (2.19) のように書き直す。

$$\tau_d = \frac{-1}{360} \times \frac{d\theta}{df} [ns] \quad (2.19)$$

ここで目標値である群遅延の値 $\tau_d=0.5$ ns を代入し、 df の値を 0.1 GHz と設定する。

ここで df の値の妥当性について説明する。アンテナ共振時にリアクタンスの値 (位相) が正負逆転するため急激に変化する。この変化によって、式 (2.19) から分かるように位相の変化と群遅延の値には比例関係があるため群遅延のピークが発生する。そのため df の値の設定は、共振周波数近傍で位相が急峻に変化する傾きを観測できる値に設定する必要がある。本ケースでは df を 0.1 GHz と設定しているが、この値自体に大きな意味は無く、この値を二倍にしても半分にしても理論的な疑義は生じ得ないが、共振点付近の位相の傾きを観測することができる程度の値とすることが重要である。

この式 (2.19) を $d\theta$ で整理すると $d\theta = -\pi / 10$ となる。すなわち、アンテナの位相特性が傾きを観測できる 2 点 (ここでは共振周波数とそこから 0.1 GHz ずらした点) の位相の変化量が $\pi / 10$ 以下となれば、目標値に設定した群遅延の値である 0.5 ns を満足することになる。

シミュレーションでは群遅延の算出に S パラメータを使用しているが、実測ではスミスチャートを使ってアンテナのリアクタンス成分が 0Ω となる点を観測すれば、容易かつ正確に測定することができるため、本手法では入力インピーダンス特性に基づいた判別式を提案する。

そこで S パラメータを用いて表現した式 (2.3) を入力インピーダンス Z で表現した式 (2.20) に変形する。

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\operatorname{Re}(Z)}{\operatorname{Im}(Z)} \quad (2.20)$$

まず S_{11} を Z および Z_0 を使って表現すると次の式 (2.21) のようになる。

$$S_{11} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (2.21)$$

Z はアンテナの入力インピーダンス、 Z_0 は特性インピーダンスであり、それぞれ式 (2.22) および式 (2.23) のように表される。

$$Z = R + jX \quad (2.22)$$

$$Z_0 = 50 \quad (2.23)$$

ここで式 (2.21) に式 (2.22) および式 (2.23) を代入して式 (2.24) を得る。

$$S_{11} = \frac{R + jX - 50}{R + jX + 50} \quad (2.24)$$

最終的に実部 (抵抗成分) と虚部 (リアクタンス, 位相成分) とに分けて表現したいため, 便宜的に $A = R + 50$, $B = R - 50$ と任意の変数を使って置き換えることで式 (2.25) を得る.

$$S_{11} = \frac{AB + X^2}{A^2 + X^2} + j \frac{X(A - B)}{A^2 + X^2} \quad (2.25)$$

右式中の第 1 項は実部, 第 2 項は虚部に対応しており, これらで比を取ると式 (2.26) となる.

$$\frac{Re}{Im} = \frac{R^2 + X^2 - 2500}{100X} \quad (2.26)$$

さらに, 式 (2.26) に対して偏角をとることで式 (2.27) を得る.

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{R^2 + X^2 - 2500}{100X}\right)[deg.] \quad (2.27)$$

式 (2.27) は, 任意の周波数における位相の値を表している. 従って, この周波数に対して $d\theta$ ずらした点との差が位相差, すなわち $d\theta$ となる.

以上を整理してまとめると式 (2.28) および式 (2.30) のように表現することができる.

$$|d\theta| = \left| \tan^{-1}\left(\frac{\Delta Im}{\Delta Re}\right) \right| \leq \frac{\pi}{10} \quad (2.28)$$

$$|d\theta| = \left| \tan^{-1}\left(\frac{(R_2 - R_1)^2 + (X_2 - X_1)^2 - 2500}{100(X_2 - X_1)}\right) \right| \leq \frac{\pi}{10} \quad (2.29)$$

下付き文字の 1 および 2 は任意の 2 点での抵抗 R とリアクタンス X を意味している. この式を用いることで共振点近傍の群遅延だけでなく任意の周波数における群遅延を容易に算出することができる.

2.9 アンテナ形状と群遅延特性の関係

この節では, 提案した判別式 (2.28) および式 (2.30) を使って, 目標とする群遅延値を満足するためのアンテナ設計条件について検討する. 既に述べたように, 群遅延を抑制する

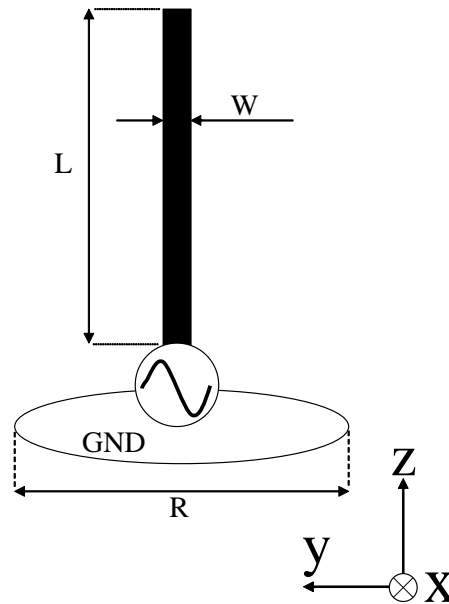


図 2.7: モノポールモデル

手法の先行例としてフィルタを用いれば理論的には所望の群遅延特性を設計することができる。しかしながら、費用面やスペースの拡張が許容できないケースにおいて、良好な群遅延特性が要求されたときにアンテナ自体で解決することができれば、測定系に要素を追加する必要がなくなり、費用とスペースの拡張を回避できる。

そこでまず、設計指針を提案するための具体的な検討方法について説明する。給電される素子形状の設計条件をパラメータとする。パラメータを変化させたときの入力インピーダンス特性の変化を観測する。観測した結果を提案した条件式に代入することで、良好な群遅延特性を得るためのアンテナ設計指針として提案する。

想定しているアプリケーションは測距用アクセスポイントである。アクセスポイント設置のしやすさを加味して、モノポールアンテナをベースモデルとする。図 2.7 に検討で使用するモノポールアンテナのモデルを示す。パラメータは給電素子の素子長 L と素子幅 W を変化させたときの入力インピーダンス特性を観測する。

モノポールの地板の直径 R は 88 mm とした。これは UWB 帯の最低周波数である 3.4 GHz の 1 波長に相当する。[31] によると、モノポール地板のサイズをおよそ 1 波長とすることで、無限大地板の入力インピーダンス特性と比較してほとんど差が無いことが分かっている。そのため、地板によるインピーダンス特性は周期的に発生するが、サイズによる特性の変化がほとんど無視できるため、本論文においては地板サイズ決定のためのリファレンスとして参考になっている。

給電素子はガラスエポキシ基板 (FR-4, 厚み 1mm, 比誘電率 4.4) を使用し, 地板の中心に配置する. 設計指針を検討するにあたり, UWB 帯の Low band のみ, あるいは High band のみに対応したアンテナがそれぞれ必要になる場面を想定し, Low band では 3 GHz の波長 λ_L , High band では 7 GHz の波長 λ_H を用いてパラメータを設定する.

実際に Low band では, 他の周波数を使用する無線システムとの混信を回避するために, DAA などの干渉軽減機能を実装することが最大送信電力を使用するための条件として義務付けられている. そのため High band のみに対応したアンテナが求められるケースが考えられる.

一方で, Low band を利用する利点としては通信距離にある. 式 (2.30) は, 自由空間伝搬損失を表しているが, この式が表現しているように周波数が高くなるほど自由空間伝搬損失が大きくなることが分かる.

$$L = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{4\pi df}{c}\right)^2 \quad (2.30)$$

従って, Low band の中心周波数を 4.1 GHz, High band の中心周波数を 8.75 GHz とすれば自由空間伝搬損失は 2.1 倍もの差が付くことになる. この結果は通信距離に対して直接的に影響を与える. 故に, 要求される通信距離に応じて周波数帯を選択して使用するケースが予測できるため, Low band および High band の両方に対応したアンテナの設計指針を提示する必要がある.

検討モデルであるモノポールアンテナの給電素子において, 変化させるパラメータはアンテナの素子長 L を 0.15λ から 0.5λ に設定する. このような範囲に設定することで, 4分の1波長または2分の1波長で動作するアンテナを設計するときに対応させることができる. もう一つのパラメータであるアンテナの素子幅 W の変化範囲は 1 mm から 5 mm とする. 以上のように二つのパラメータを変化させたときの入力インピーダンス特性の変化を確認する. Low band の確認結果を図 2.8 および図 2.9 に, High band の確認結果を図 2.10 および図 2.11 に示す.

グラフは横軸に周波数を取り, 縦軸に抵抗 R あるいはリアクタンス X のスケールを示している. また素子長 L を変化させたときの結果毎にグラフを分けて示しており, 同一グラフ中には W を 1 mm から 5 mm に変化させたときの結果を示している.

これらの結果について傾向的に読み取れる点を述べると, まず Low band では, 素子幅 W の値が大きくなると R の値は小さくなり, X の値の変化量は小さくなる傾向がある. 素子長 L が増すと共振周波数が低域にシフトし, $0.2\lambda_L$ 以上では帯域内に高次モード [61] が発生する. すなわち素子幅 W が大きくなると, 抵抗 R とリアクタンス X の変化の割合は小さくなり, 帯域幅が拡張する傾向にある.

High band における傾向では, Low band と同様に抵抗 R の値は素子幅 W が小さくなるほど増加し, X の変化量は素子幅 W が小さくなるほど大きくなる. しかし, Low band と

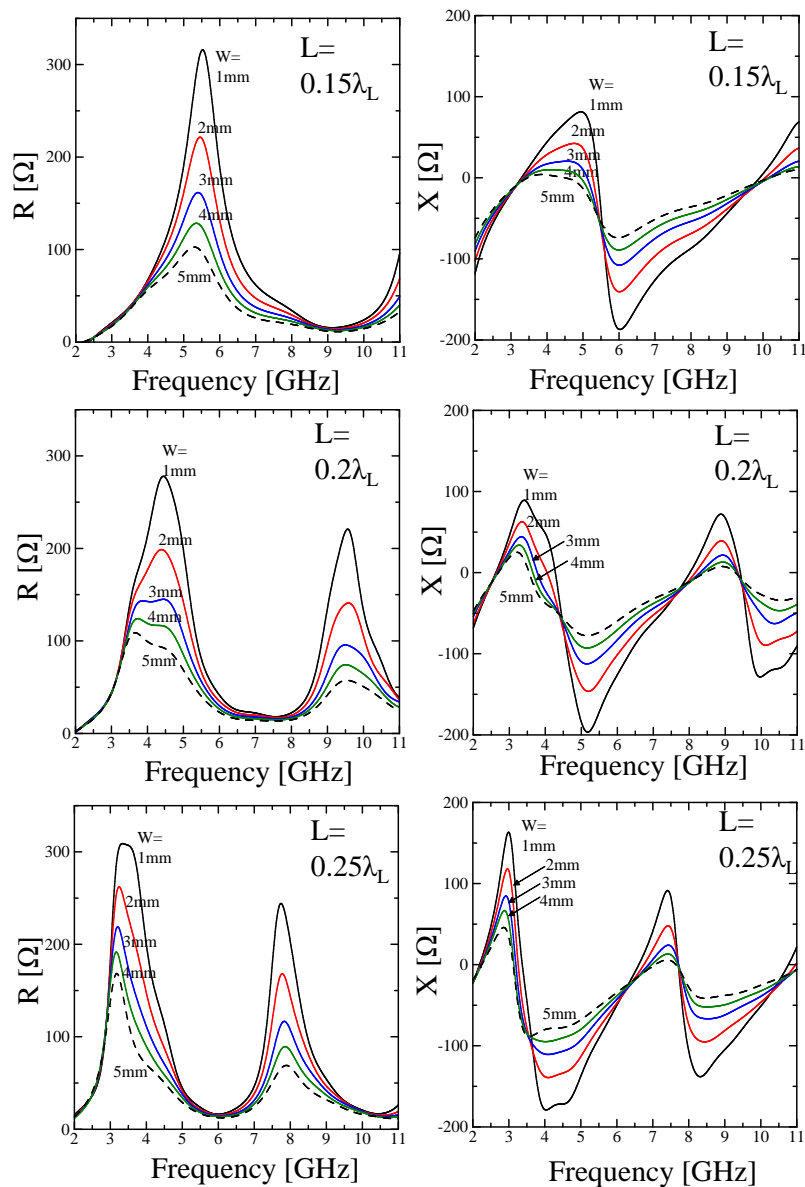


図 2.8: 素子設計条件変化時の R, X の特性 ($0.15\lambda_L$ から $0.25\lambda_L$)

比較すると抵抗 R とリアクタンス X の変化の割合の小ささが確認できる。さらに素子長 L が $0.5\lambda_H$ 以上となると帯域内に高次モードの発生が確認できる。このときの特性の変化量は Low band の $0.2\lambda_L$ あるいは $0.25\lambda_L$ と同程度であることから、周波数による依存の結果であると判断できる。

図 2.8 から図 2.11 までの結果は、モノポールアンテナの給電素子の設計パラメータを変化させたときの入力インピーダンスの周波数特性を示している。それぞれのバンドに対応した設計指針を提示するために、3 GHz および 7 GHz での入力インピーダンスの変化につ

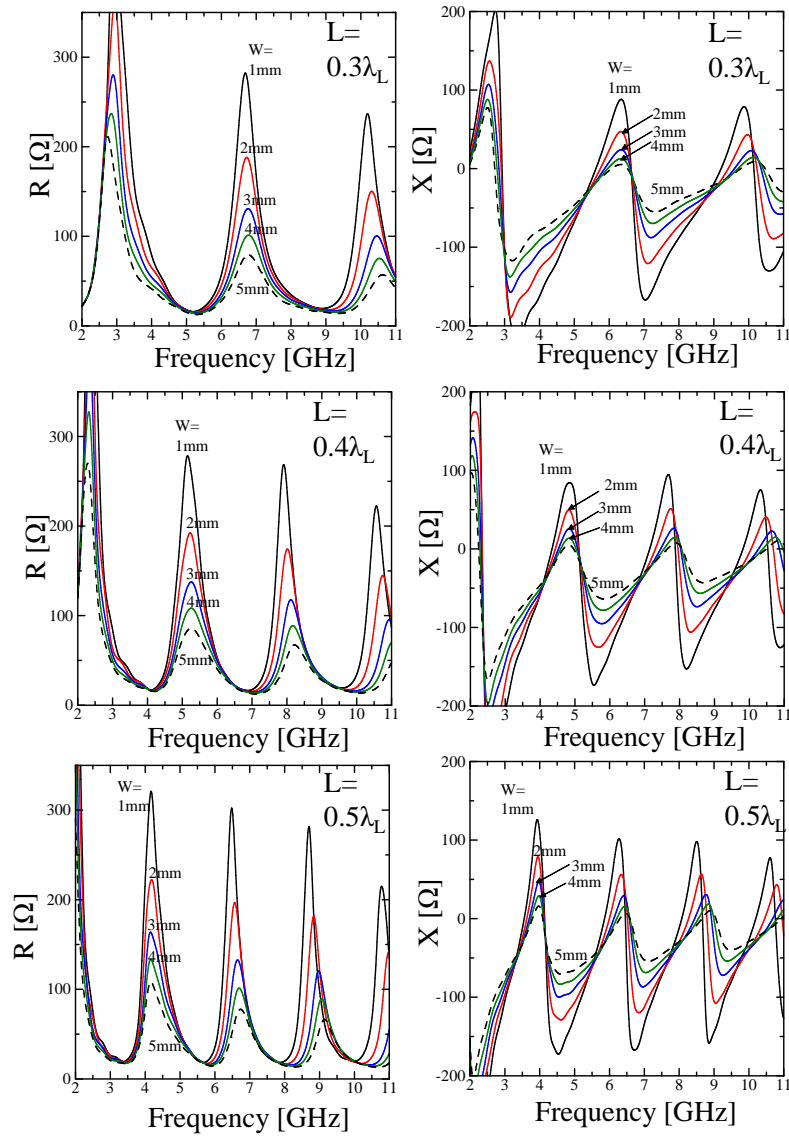


図 2.9: 素子設計条件変化時の R, X の特性 ($0.3\lambda_L$ から $0.5\lambda_L$)

いてまとめた結果を図 2.12 に示す。

抵抗 R の結果に着目すると、3 GHz の素子長 L 、素子幅 W を変化させたことによる抵抗 R の変化量は 10Ω 未満、7 GHz でも 5Ω 程度であることが見て取れる。これに対して、リアクタンス X の 3 GHz での変化量を見ると、およそ 30Ω 程度であり 7 GHz の変化量は 13Ω 程度であることが分かる。つまり、抵抗 R の変化量に対してリアクタンス X の変化量はおよそ 3 倍の差があることが分かる。傾きの小さい位相特性 (群遅延) のアンテナを設計するためには、抵抗 R とリアクタンス X の変化量が等しいことが理想である。そのため、抵抗 R とリアクタンス X の変化量が周波数に応じて常に等しくなるような形状とする

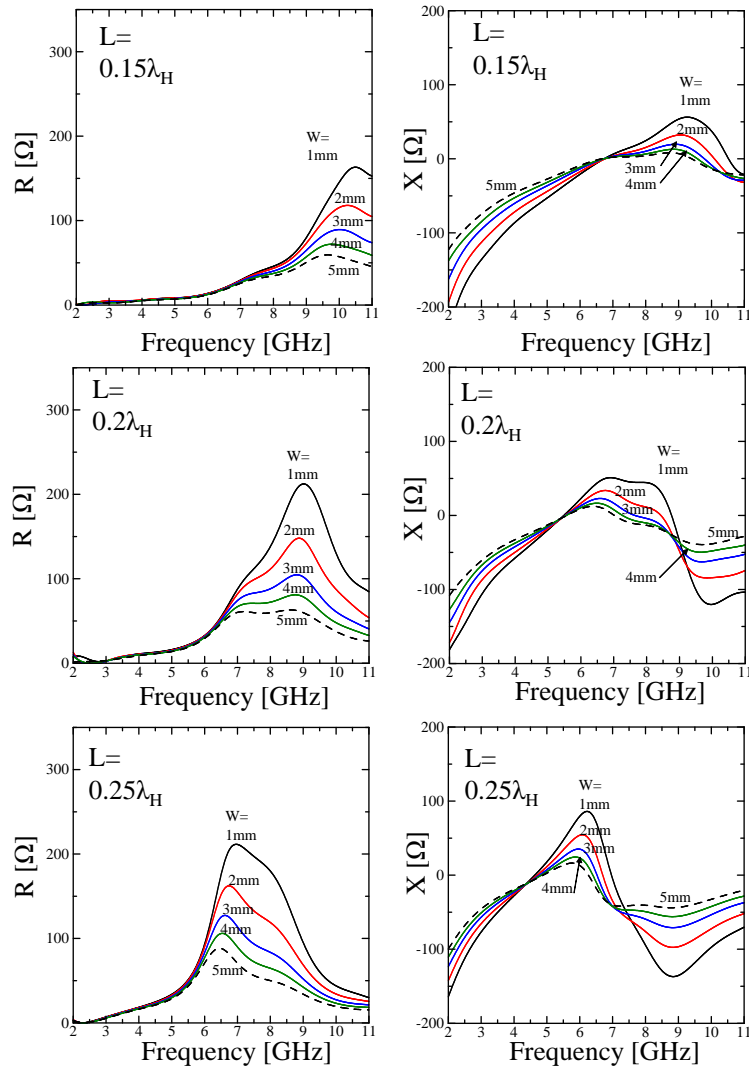


図 2.10: 素子設計条件変化時の R, X の特性 ($0.15\lambda_H$ から $0.25\lambda_H$)

か、比較的短い素子長で共振するアンテナを設計することで、抵抗 R とリアクタンス X のそれぞれの変化量の偏りを小さくすることができる。

次に、検討したモノポールアンテナの給電素子の設計パラメータを変化させたときに得られた入力インピーダンスの結果を、提案した式 (2.28) あるいは式 (2.30) に代入して計算した群遅延の結果を図 2.13 に示す。グラフは周波数 3 GHz および 7 GHz の結果をまとめている。グラフの左縦軸に $d\theta$ 、右縦軸に群遅延の値を示している。ここで誤解を回避するために付記しておくが、図 2.13 に示す結果を利用することで必ず良好な群遅延特性を持ったアンテナを設計できるという意味では無く、あくまでもこの結果は図 2.8-図 2.11 までの入力インピーダンス特性の推移から算出した結果であり、素子のパラメータを変化させた

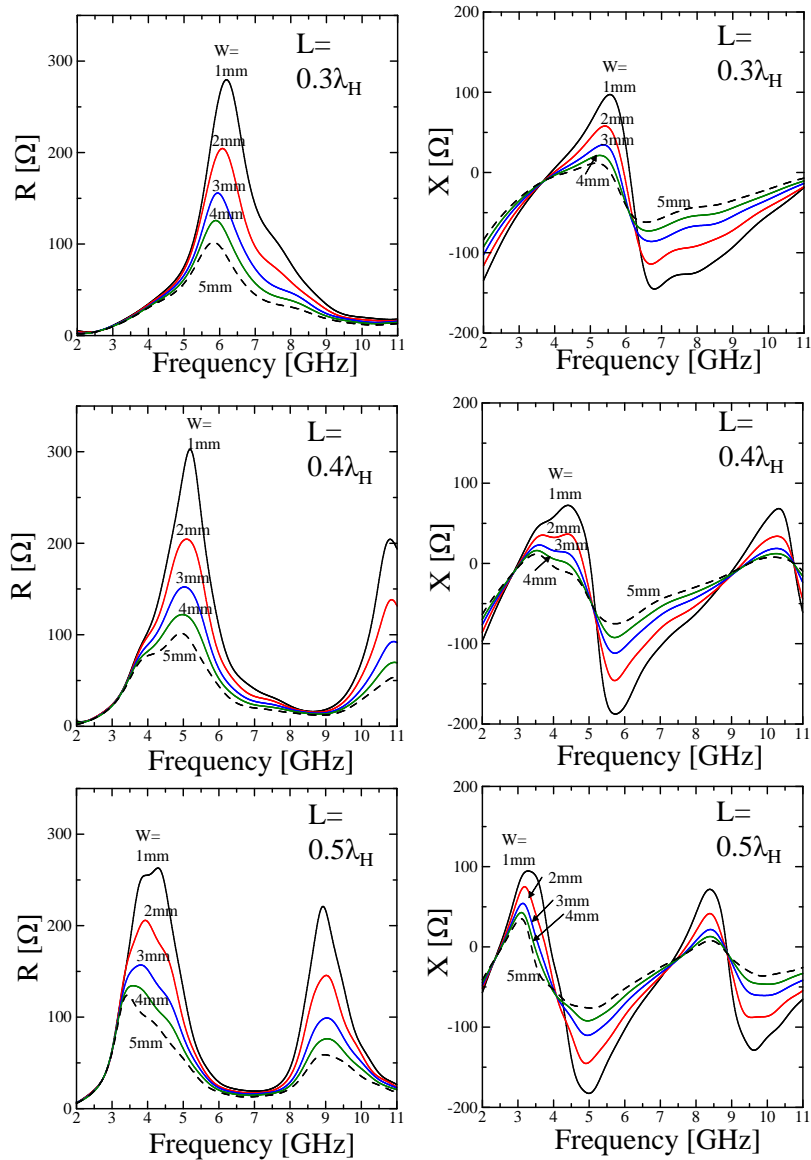


図 2.11: 素子設計条件変化時の R,X の特性 ($0.3\lambda_H$ から $0.5\lambda_H$)

際の共振状態については考慮していないことに留意する必要がある。

以上のことから、モノポールアンテナの素子設計条件を可変させたときの入力インピーダンス特性の推移から算出した、目標群遅延値を満足するためのアンテナ設計指針を以下に示す。アンテナ共振周波数を 3 GHz に設定した場合には、 $0.2\lambda_L$ 程度以下の素子長、素子幅 3 mm 程度以上とする。アンテナ共振周波数を 7 GHz に設定した場合には、 $0.4\lambda_H$ 程度以下の素子長、素子幅 2 mm 程度以上とすることで、目標値である群遅延の値 0.5 ns を満足できる可能性が高い。

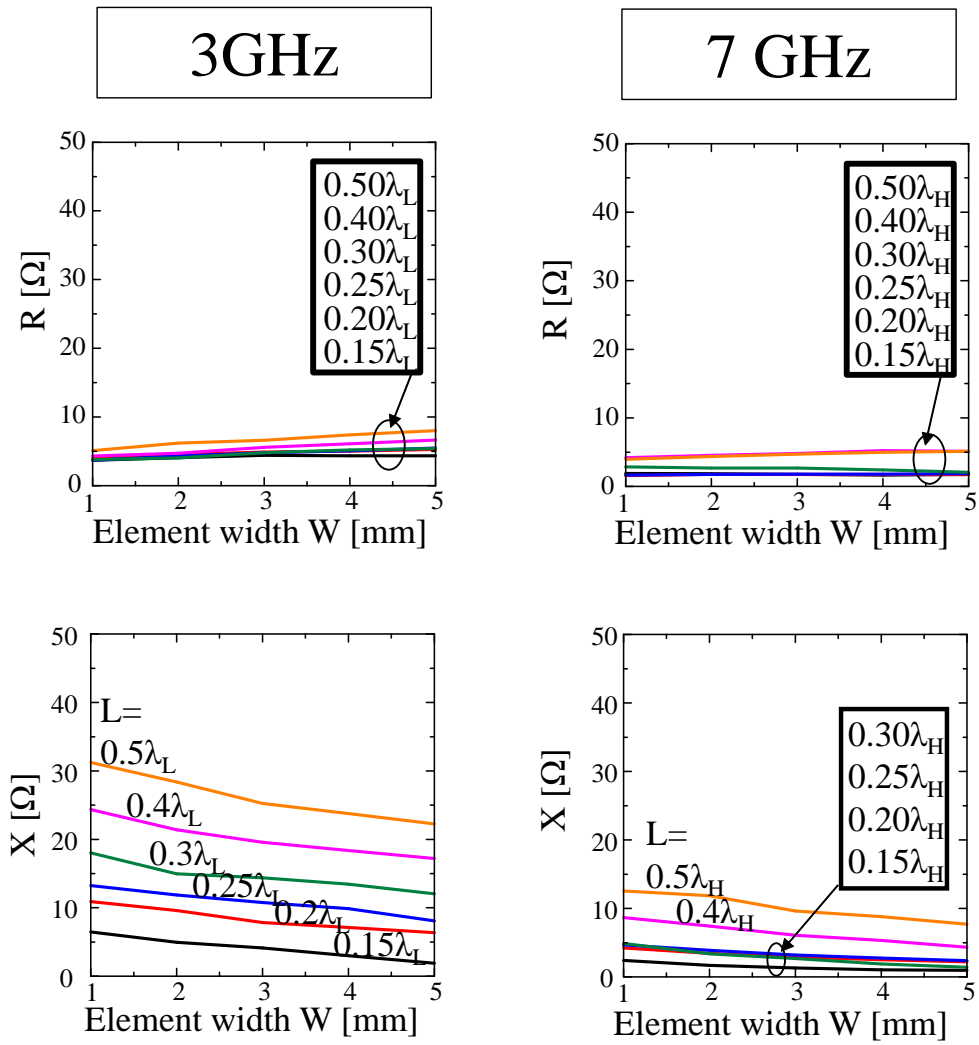
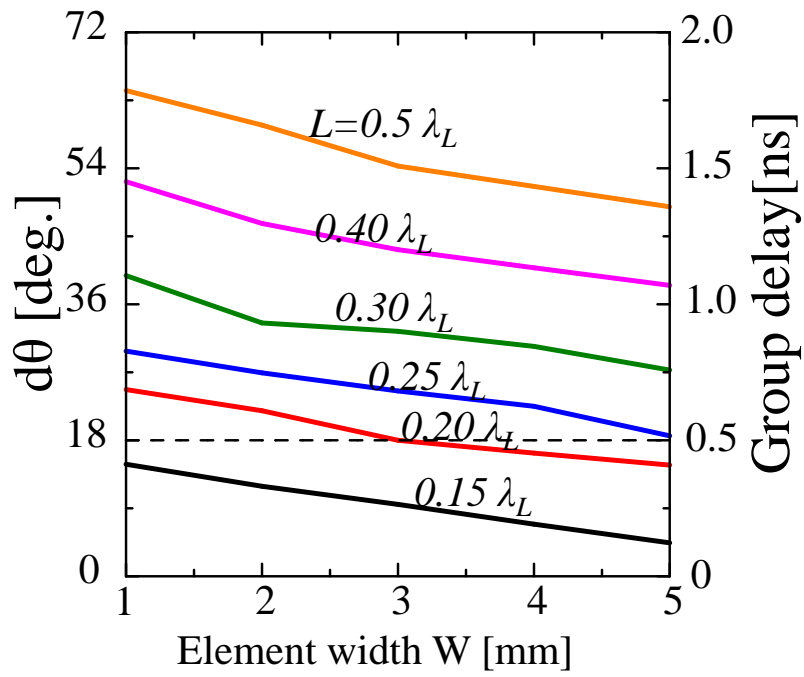
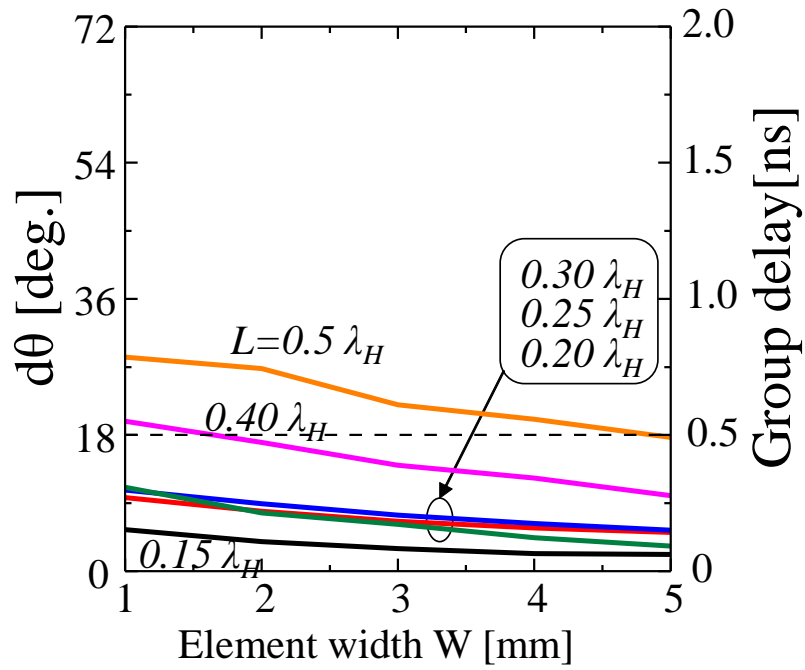


図 2.12: パラメータ変化時の 3 GHz および 7 GHz における R , X の特性



3 GHz



7 GHz

図 2.13: 素子設計条件と群遅延の関係

第 3 章

測距用オムニ指向性アンテナの設計

3.1 まえがき

無線を使った位置推定，方位測定あるいは方向探知は複数個の異なった受信位置において信号を送受信すれば自己の位置を確定することができる技術として，船舶や航空機などで使用することを目的に発展した歴史を持つ [62]．無線方位の歴史は無線通信の歴史と同じくらいに古く，マルコーニが太平洋を横断して無線通信を成功させたのが 1901 年に対して，J.Stone Stone によって無線方向探知が試みられたのが 1902 年である．その後の第二次世界大戦中 (1939～1945) にはロランなどの新しい無線方位技術が生み出された．

ロラン (LORAN: Long Range Navigation) は，パルス波を使い，二箇所に設置された地上の無線局間で信号を送受信し，到達時間差から距離を算出するシステムで，1942 年に米国で運用が開始された技術である [63]．使用する周波数によって名称が分類され，ロラン A は 1750 ～ 1950 kHz，ロラン C は 100 kHz を使う．このような地上用の電波測位システムの展開を経て，NNSS (Navy Navigation Satellite System) が米海軍によって開発され，1967 年には民間使用が認められた．これによって地球全体をサービスエリアとした人工衛星による衛星航法システムが普及した．NNSS は，数機の衛星機で地球全体をカバーするもので，測位の間隔は数時間毎であるが，測位誤差が数百 m 程度で推定できるため，1990 年ごろまでにはおよそ 10 万隻もの商船に搭載された [64]．その後，実時間で稼働する連続測位システムの要求に応えるべく，米国空軍と海軍は 1973 年に GPS の技術開発に着手し，1993 年に完成した．GPS は，米国が運用している衛星測位システムであるが，他にもロシアが運用する GLONASS (Global Navigation Satellite System) や欧州連合 (EU) によって運用計画されている Galileo がある．このように無線測位技術は軍事用途として普及してきたが，民間での使用が認可されてから，カーナビゲーションシステムに GPS 技術が用いられるなど，現在の我々の生活に深く浸透している．

人や物の位置を知ることは，行動の決定や位置固有の情報を知るためだけでなく，任意

の位置での天気などの情報を得ることもできるため重要である。カーナビゲーションシステムでは、誤差が数 m 程度であっても許容できる場面も多いが、工場や部屋などの屋内環境における人や物の位置情報や対象物の動線の管理では、誤差が 1 m 以下程度の精度でなければ意味をなさない場合がある [65]。

このように無線センサーネットワークは、物流管理、環境管理、セキュリティさらに構造物管理などさまざまな分野で注目されている。無線センサーネットワークの多くのアプリケーションは、小形かつ安価で、電力供給の無い状況で使用することを想定している。

本章では、屋内環境における高精度な測距を実現するためのアンテナ設計例について議論する。既に述べたように、屋内位置推定には超広帯域 (UWB) 方式を用いることが適している。それは UWB がもともとレーダー技術から発展したことからも分かるように、微小パルスを使用することによる時間軸分解能が高い利点を活かせるためである。そのため UWB が分類されている TG4a においては、測距機能が必須となる。

アンテナの具体的な設計指針については、第二章で検討した結果に基づいて素子長および素子幅を決定する。それにより、第二章での検討結果が実際に良好な群遅延特性となるかを検証する。さらに測距用アンテナとして要求される条件には、他に無指向性であることも挙げられる。超広帯域アンテナの無指向性に関する先行例は多数あるが、本論文ではその中でも代表的な形状を比較対象として評価する。

3.2 提案アンテナの形状

第二章で検討した結果から、Low band では素子長 L が 0.2λ 以下かつ素子幅 W が 3 mm 以上とし、ハイバンドでは素子長 0.4λ 以下かつ素子幅 1 mm 以上とすることで群遅延の目標値である 0.5 ns を実現する可能性が高いことを示した。ただし、このときのアンテナの共振状態は問わないものとする。また 802.11a (5GHz 帯) との干渉を回避するためのバンドギャップ機能を素子形状に加えて提案する。図 3.1 に提案アンテナの設計概念を示す。この時点では素子幅の議論はせず、基本的な構成について説明する。まず Shape 1 について、Element #1 および #2 のように素子長を同じ長さ (ここでは 12 mm とする) に設定して構成する。Element #1 だけのときと Element #2 を加えたとき、さらに Shape 2 のように Element #3 を追加したときの S_{11} 特性を図 3.2 に示す。

このように Element #1 に Element #2 を付けることで帯域幅が大幅に改善していることが分かる。この理由を明らかにするために図 3.3 に示すような線状アンテナを使って考察する。Shape 1 は図中下部のように分解して考えることができ、Element #1 および Element #2 はそれぞれ直列共振 [66] している。今回のように同じ共振周波数を有する素子を分岐させて構成することによって、給電点電流値を高めることができ、広帯域となったと考えられる。

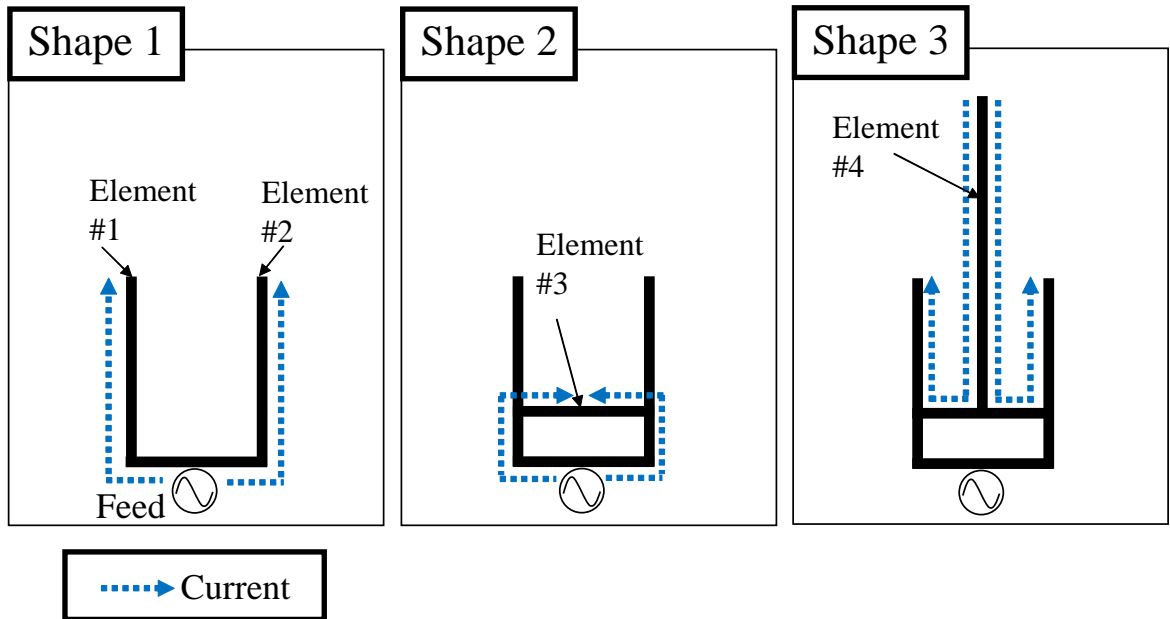


図 3.1: 提案アンテナ設計の概念

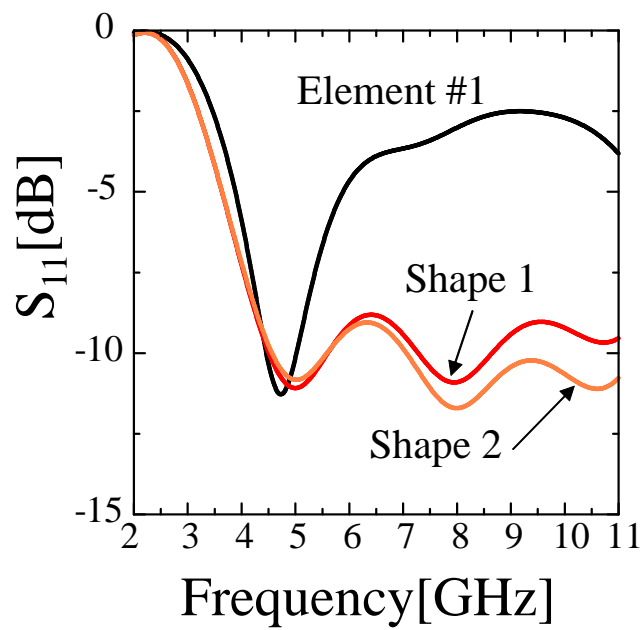


図 3.2: S_{11} 特性: Shape 1 および Shape 2

さらに Element #3 を追加することで、およそ 7 GHz より高い周波数帯域での特性改善が見て取れる。Shape 2 が高域で機能した理由としては素子面積の拡大が寄与していると考え

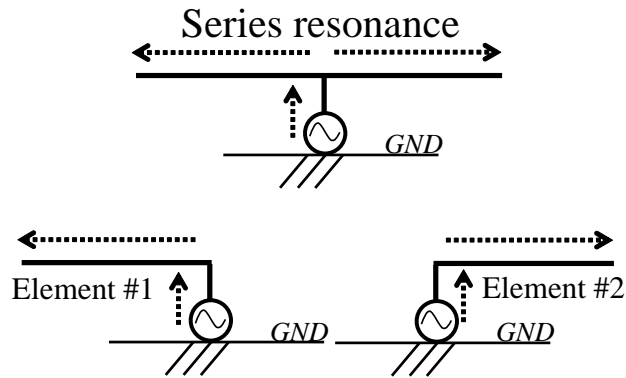


図 3.3: 直列共振モードの動作概念図

られる。Element #3 による効果はそれほど大きくないが、この素子を付けることで Shape 3 で Element #4 を付けたときに電流経路が迂回し、アンテナの小型化へと繋がる。このように電流経路を迂回させて小型化を図る手法には、他にメアンダライン・アンテナ [67] がある。

次に、Shape 3 の S_{11} 特性を図 3.4 に示す。Element #4 を付けることで、Low band および High band において S_{11} 特性が -10 dB 以下となり、さらにおよそ 5 GHz から 7 GHz の範囲でバンドギャップを有していることが分かる。これにより 802.11a との干渉低減が期待できる。

さらに Element #4 の配置により、Element #1 と Element #2 で逆相に流れる電流が発生する。同一アンテナ上で逆相に流れる電流が存在すると、その経路に対応した波長で共振するが、この場合には互いに相殺するため給電点電流値が減少する。このような原理は並列共振モード [68] と呼ばれ、携帯端末用のアンテナ等に使用されており、マルチバンド化や広帯域化の手法として知られている。並列共振の動作概念図を図 3.5 示す。

並列共振モードは、それぞれ異なる共振周波数で単共振するアンテナを組み合わせることで、新たに共振モードを誘起させることができる。この概念図では、説明を簡易にするために横方向に素子を展開しているが、本検討のようにそれぞれの素子が天頂方向を向いた場合には、互いの素子状には相殺する電流が発生する。このように直列共振モードと並列共振モードのような異なるモードを組み合わせた複合モード励振 [69] はアンテナの小形・広帯域化に有効である。

第二章の検討結果を踏まえて設計した提案アンテナ形状を図 3.6 に示す。アンテナは厚さ 1 mm の FR-4 基板を用いて作製した。Low band 対応の素子幅は 3.5 mm、High band 対応の素子幅は 1 mm とした。提案アンテナの S_{11} 特性は図 3.4 の通りであり、素子長についての議論は後述する。

提案アンテナの共振モードを明らかにするために図 3.7 に示すスミスチャートと図 3.8 に

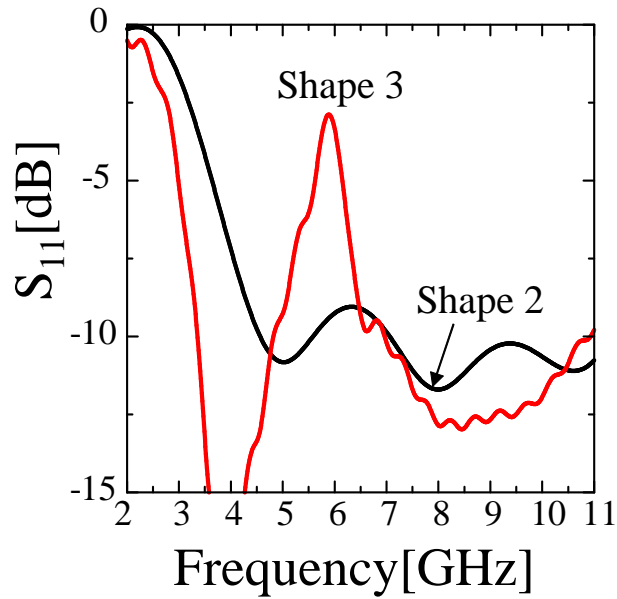


図 3.4: S_{11} 特性: Shape 3

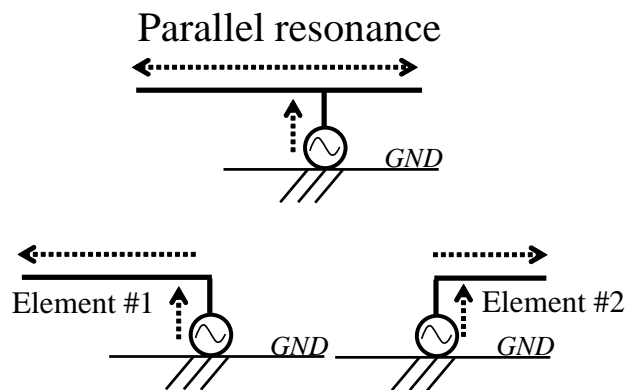


図 3.5: 並列共振モードの動作概念図

示す電流分布を確認する。

スミスチャートおよび電流分布の結果から、提案アンテナの第一直列共振は 3.23 GHz で発生し、第一並列共振する 4.91 GHz に至るまでが Element #4 に流れる電流によって機能していることが分かる。さらに、6.07 GHz において第二直列共振が発生している。図 3.4 の結果から、この周波数近傍において給電点電流値の減少が確認できる。これは Element #4 から Element #1 および Element #2 に流れる逆相電流によって発生している。すなわち、このような直列共振モードであっても、素子上に流れる電流の向きが逆方向であるときに

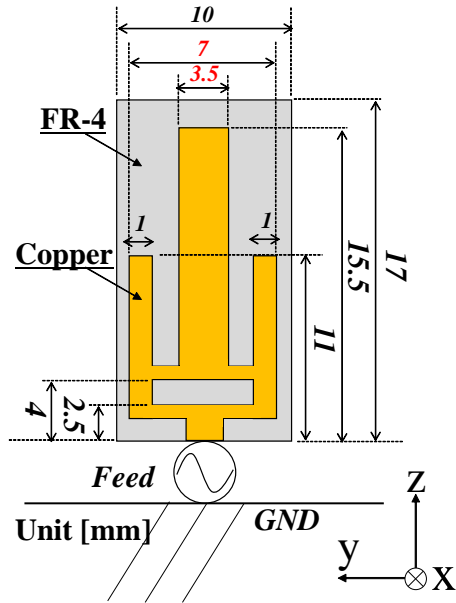


図 3.6: 提案するアンテナの形状

は相殺され、バンドギャップを形成することが分かる。さらに 6.77 GHz で第二並列共振し、9.7 GHz で第三直列共振している。このとき Element #1 と Element #2 が主に機能していることが電流分布から見て取れる。まとめると、提案アンテナは Low band では Element #4 が主に機能し、High band では Element #1 と Element #2 が機能している。つまり、このアンテナは大きく分けて二つの共振によって動作していると判断できる。この考察はスミスチャートに現れている二つの kink (結び目状の軌跡)[117] から見て取れる。

3.3 オムニ指向性アンテナの従来形状と提案形状

従来からオムニ指向性 UWB アンテナとして使用されてきた代表的形状を評価し、提案形状と比較することで有効性を確かめる。図 3.9 に比較対象の形状を示す。形状は円形、三角形、円錐形の三種とし構成はモノポールアンテナとする。

地板は直径 88 mm の円形地板を使用し、素子は地板の中央に配置する。地板の大きさは 3.4 GHz の一波長に相当するサイズを選択している。このような大きさの有限地板選択する理由は、無限地板の入力インピーダンス特性と比較して差分がほとんどないためである [31]。

これらの形状を提案アンテナとの比較対象として選択した理由は、円形および三角形については同じプリントアンテナで、これらの形状をベースに設計パラメータを変化させた例が多数存在していること、また円錐形については、軸対称の立体形状とすることで放射

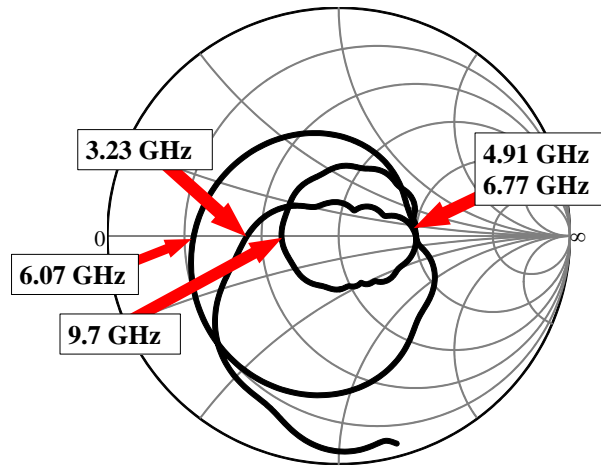


図 3.7: 提案アンテナのスミスチャート

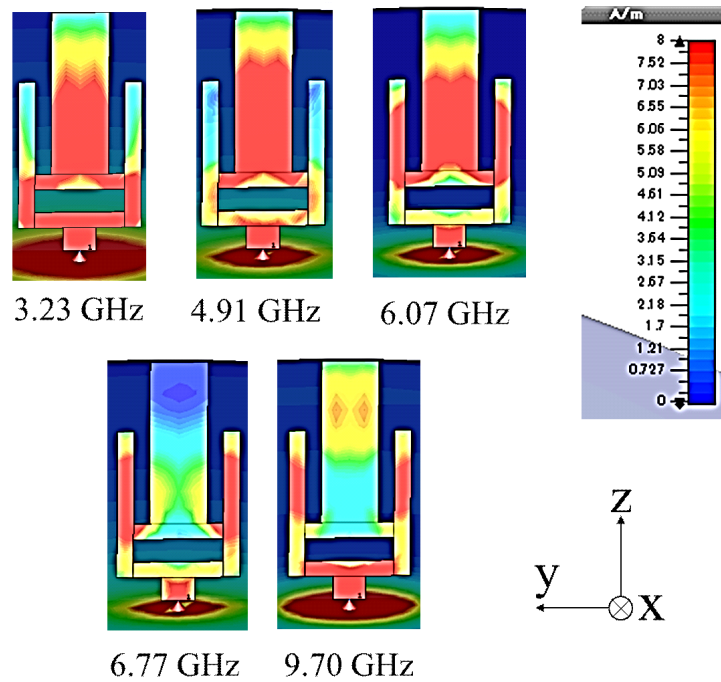


図 3.8: 提案アンテナの電流分布

パターンや位相特性において優れた報告例があるため、これらを選択した [70]-[80]. 円形と三角形は提案アンテナと同様に 1 mm 厚の FR-4 基板を使用し、円錐形は銅を使用している. 各形状に記載の寸法は, UWB 帯で S_{11} 特性が -10 dB 以下を満足できることを条件に任意に設計している.

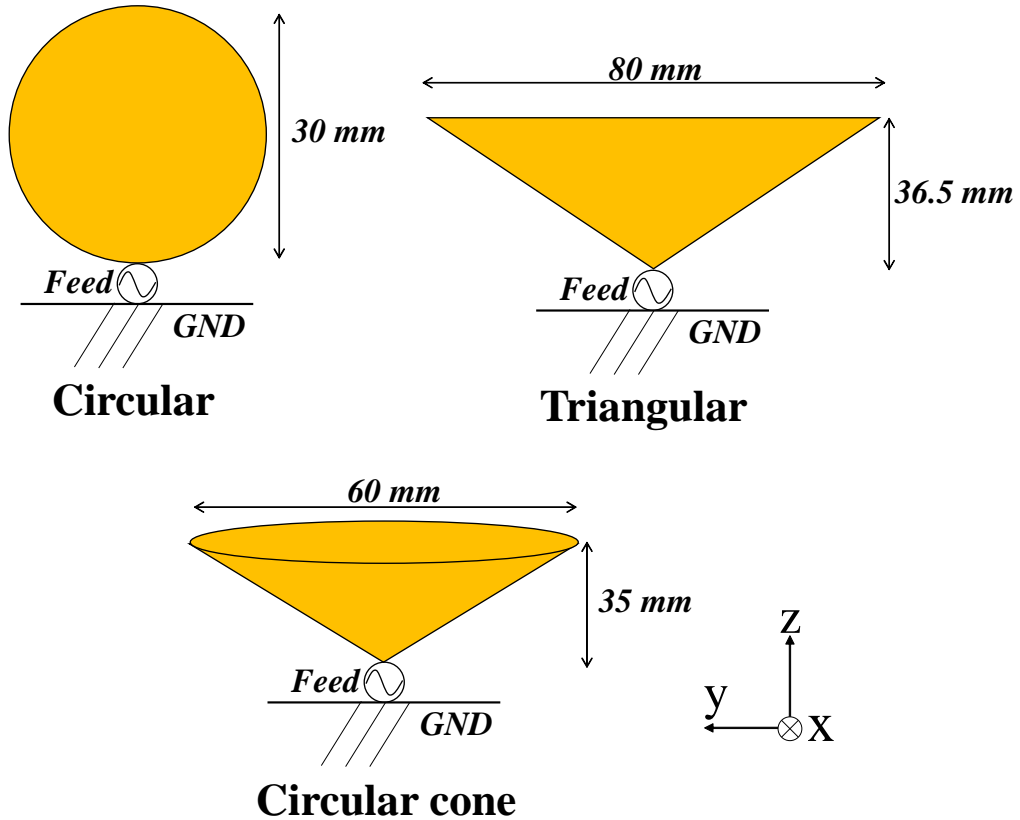


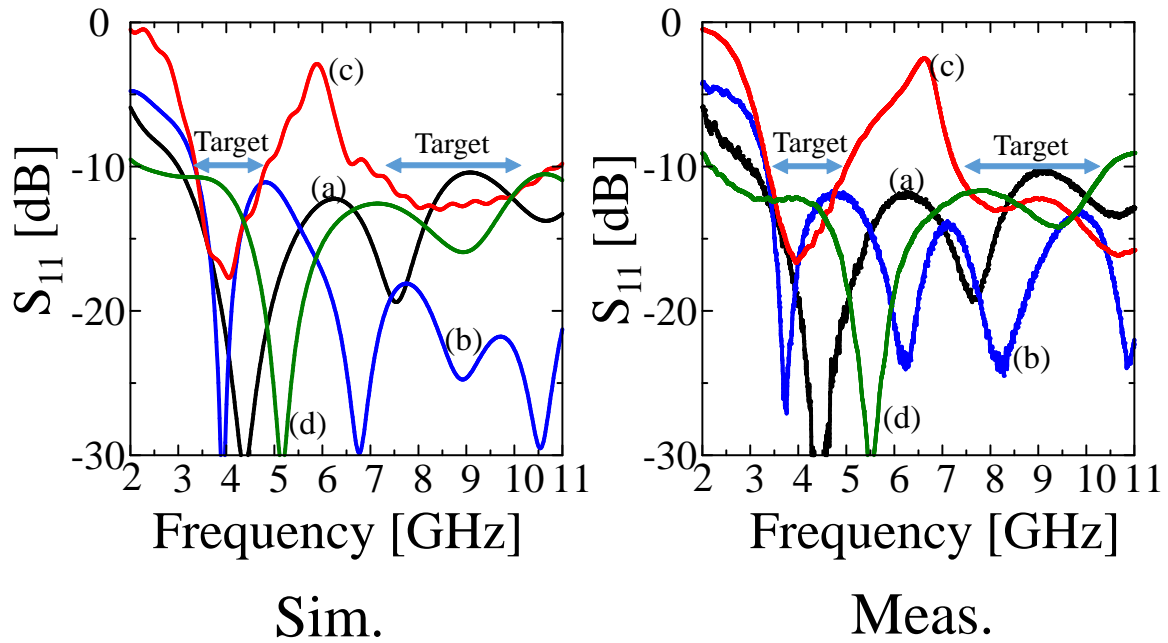
図 3.9: 代表的な UWB アンテナ形状

シミュレーションおよび実測の S_{11} 特性の結果を図 3.10 に示す。全ての形状が所望の周波数帯域で -10 dB を満足していることが分かる。シミュレーションと実測の結果のズレは製作・測定誤差が関係していると考えられる。

さらに各アンテナの動作を理解するために、入力インピーダンスを図 3.11 に示し、各共振周波数における電流分布を図 3.12 に示す。入力インピーダンスの結果から、各アンテナに対して共通して言えることは、提案アンテナの入力インピーダンスに対して、スミスチャートで確認できる kink のサイズが小さいことが挙げられる。このように kink のサイズが小さいことは周波数による入力インピーダンスの変動の小ささを意味する。

また、これらのアンテナは直列共振と並列共振を繰り返して動作していることが分かるが、これは提案アンテナの動作とは異なり、互いに打ち消し合う動作ではなく、アンテナ上に発生する波長毎の節によって発生した並列共振であると図 3.5 から判断できる。つまりこれらのアンテナは、単一素子上において周期的に流れる電流によって直列共振と並列共振を繰り返して動作していると考えられる。

これらの形状と提案形の異なる点は、提案形が異なる共振周波数を持つアンテナを組み



(a) Circular (b) Triangular (c) Proposed (d) Circular cone

図 3.10: 各 UWB アンテナの S_{11} 特性

合わせることで複合モードを発生させているのに対して、他の形状は、高次モードを多数発生させることでインピーダンス整合を行っている点にある。

3.3.1 UWB アンテナの放射パターン・効率

オムニ指向性に関する報告であっても、明確な指標を設けてパターンを評価している例は少ない [70]-[80]. そこで本論文では、水平面内 (xy 面) の利得の偏差が平均利得に対して ± 1.5 dB 以内となることがオムニ指向性と判断できる指標として各アンテナを評価する. 評価指標を設ける意義としては、802.15.4a で要求される条件として測距に使用されるアンテナは周波数に依らず無指向性であることが望まれるためである.

ここで、 xy 面での放射パターンについてシミュレーションと実測の結果を図 3.13 に示す. パターン形状から、周波数特性に依らず無指向性と判断できるのは、提案形と円錐形であることが分かる. 円形と三角形のパターンは、Low band ではある程度の均一性が見えるが、High band ではパターンのバラつきが目立つ.

シミュレーションおよび実測の放射パターンに評価指標を用いて確認した結果を図 3.14 に示す. 縦軸の 0 dB は平均利得で規格化している. これらの結果から、平均利得からの偏差が ± 1.5 dB 以内となるのは、提案形と円錐形であることが分かった. 実測の結果には歪

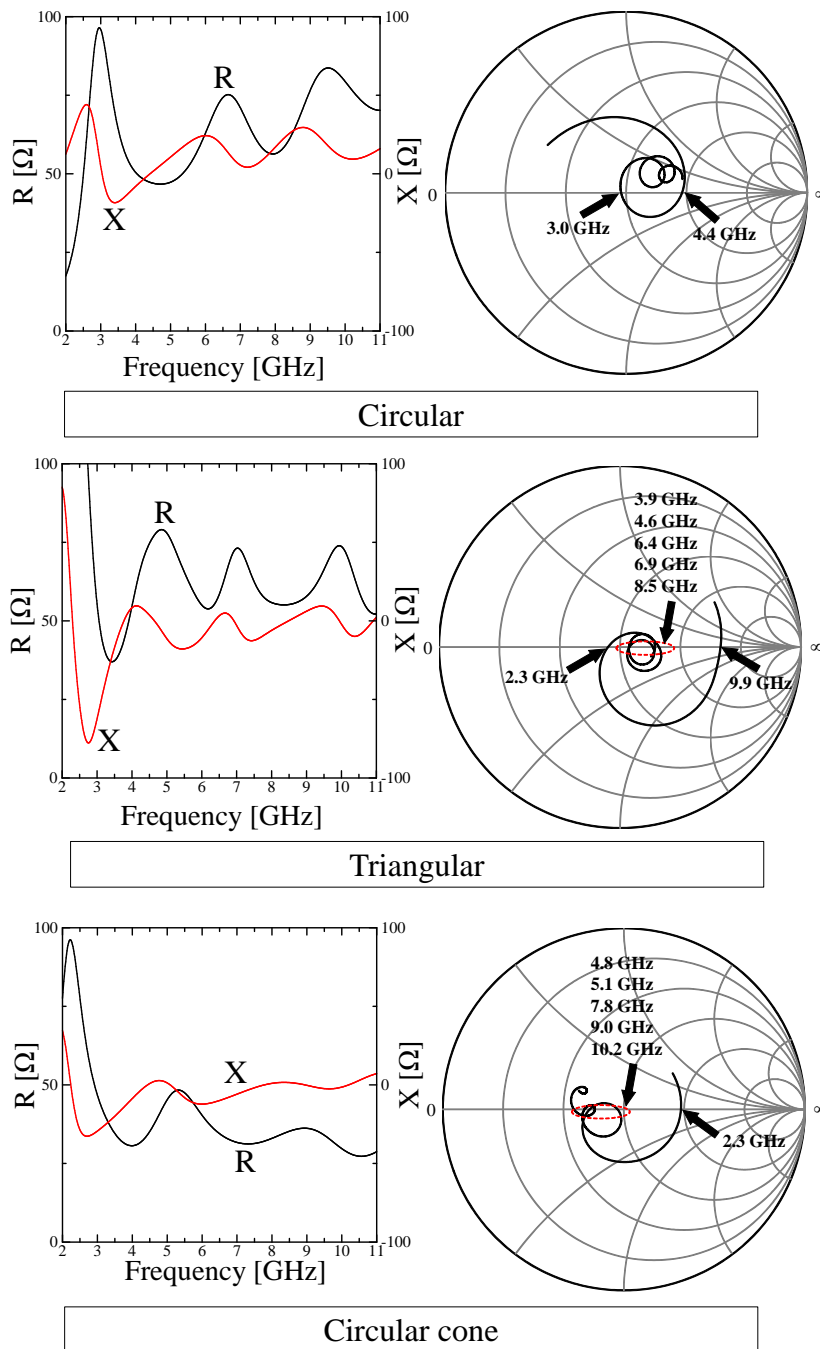


図 3.11: 各 UWB アンテナの入力インピーダンス

みが発生しているが、その傾向はシミュレーションと同様である。歪みは測定ケーブルが受ける、測定環境から反射の影響と考えられる。

このような結果となった要因として、 xy 面におけるアンテナの大きさの不均一性が関係していると考えられる。オムニ指向性を得ようとする、アンテナの細径化が考えられ

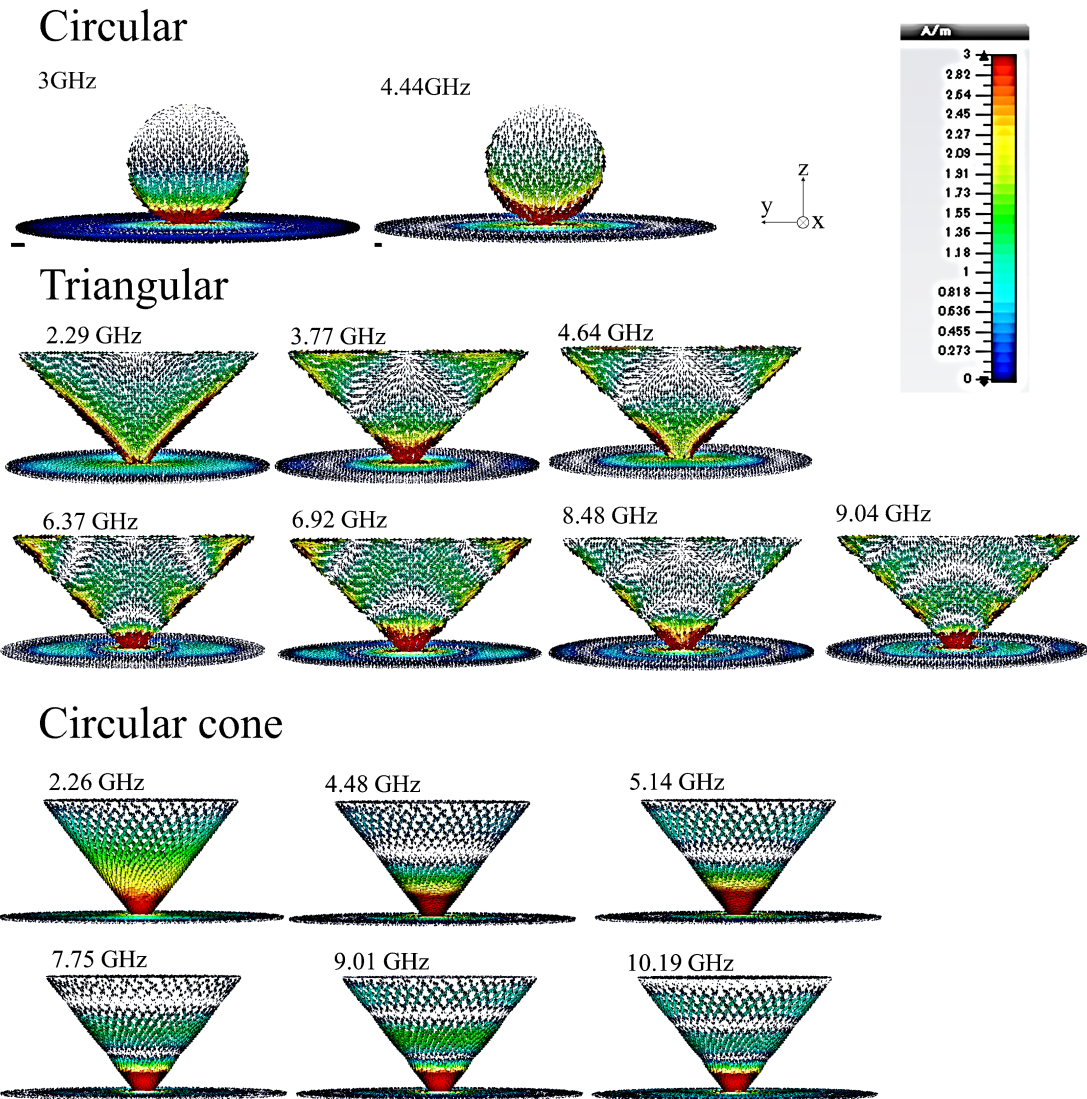


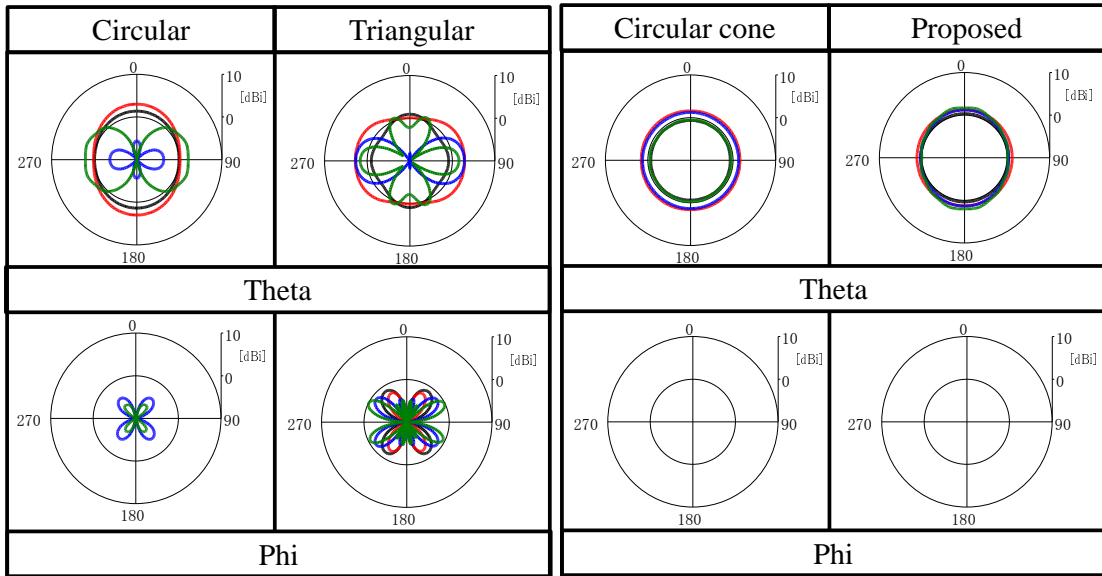
図 3.12: 各 UWB アンテナの電流分布

る [86] が、円錐形のように xy 面で波長に対して比較的大きな面積を持っていても、測定面では円形で、かつ均一であるためオムニパターンになったと考えられる。これに対して、円形と三角形のアンテナはプリントアンテナの特性上、測定面においてアンテナの大きさが不均一であるためオムニパターンとならなかったと考察できる。一方で提案アンテナもプリントアンテナであるが、オムニパターンとなったのは測定面におけるアンテナの不均一性が波長に対して小さかったためと考えられる。つまりオムニパターンを得るためには、測定面においてアンテナの構成が均一に見えることが重要であるが、たとえ不均一な形状であっても、その部分が波長に対して十分小さく、かつ主要な放射部分に均一性があれば、小さい偏差でオムニパターンを得ることができる。

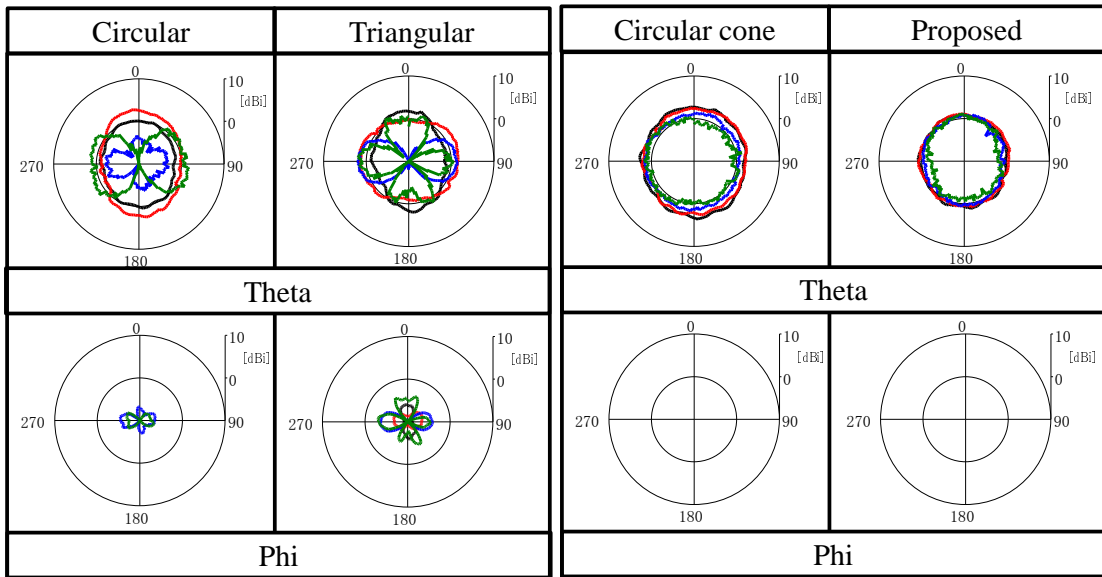
各 UWB アンテナの放射効率を図 3.15 に示す。放射効率 η は [121] を参考にし、入力電力 P_{in} に対するアンテナからの全放射電力 P_{rad} との比で計算して求めた。計算には式 (3.1) を用いている。

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (3.1)$$

結果から各 UWB アンテナの放射効率は、所望の帯域内 (3.4 GHz から 4.8 GHz および 7.25 GHz から 10.25 GHz) において -1 dB を超える良好な数値を示していることが分かった。提案アンテナにおいては、 S_{11} の結果から分かるようにおよそ 5 GHz から 6.5 GHz でバンドギャップがあり、該当する周波数での放射効率の明らかなリジェクション効果が見て取れる。リジェクションのレベルはおよそ 6 GHz 近傍で 10 dB 程度であることが分かる。つまり、提案形状を用いることで、フィルタを用いずに 802.11a (5 GHz) との干渉量をおよそ 10 dB 軽減させることができる。



Sim.



Meas.

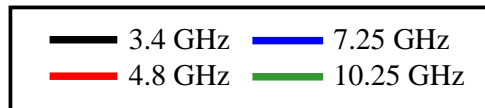


図 3.13: xy 面 放射パターン

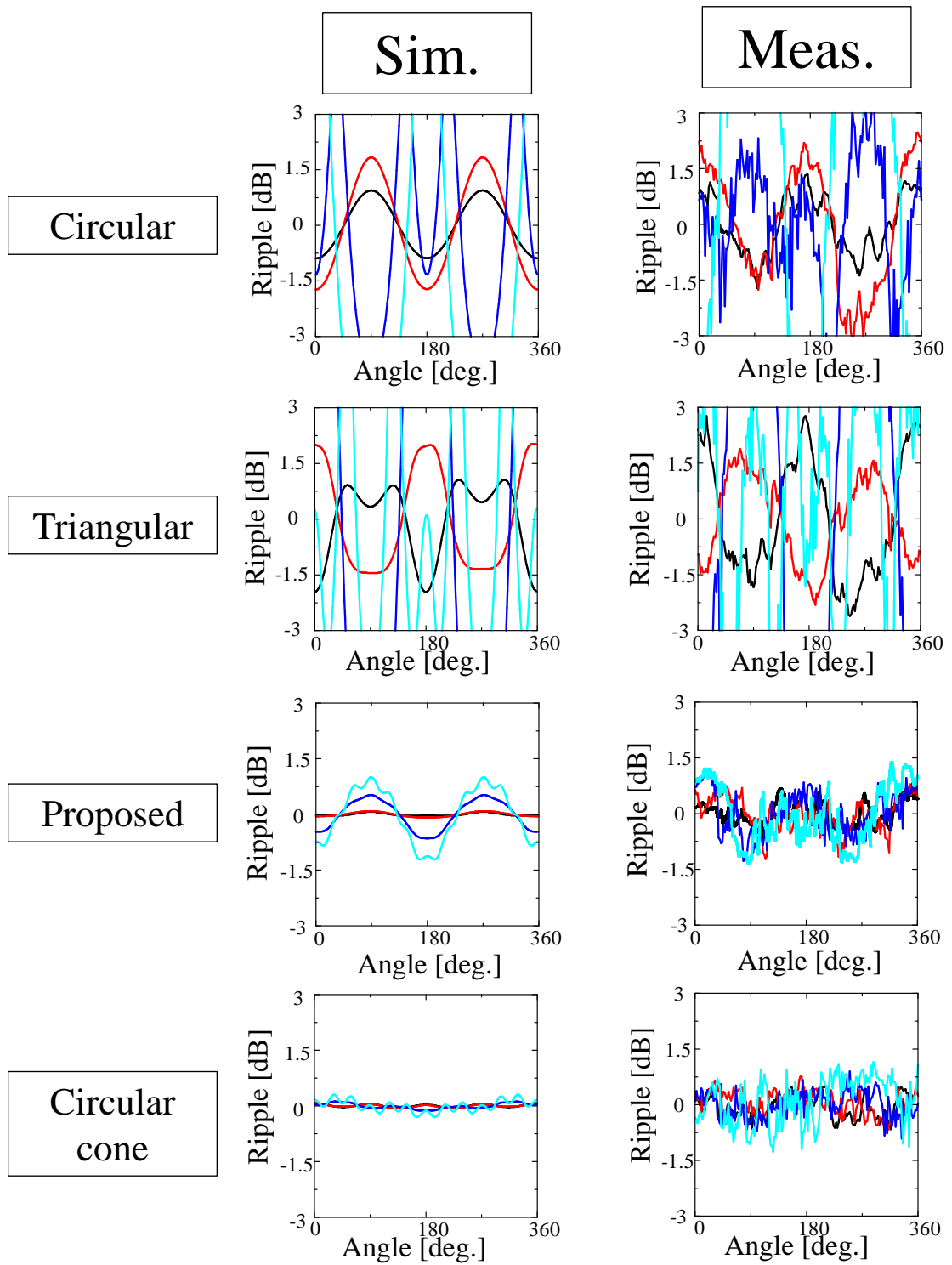


図 3.14: xy 面 放射パターンの偏差

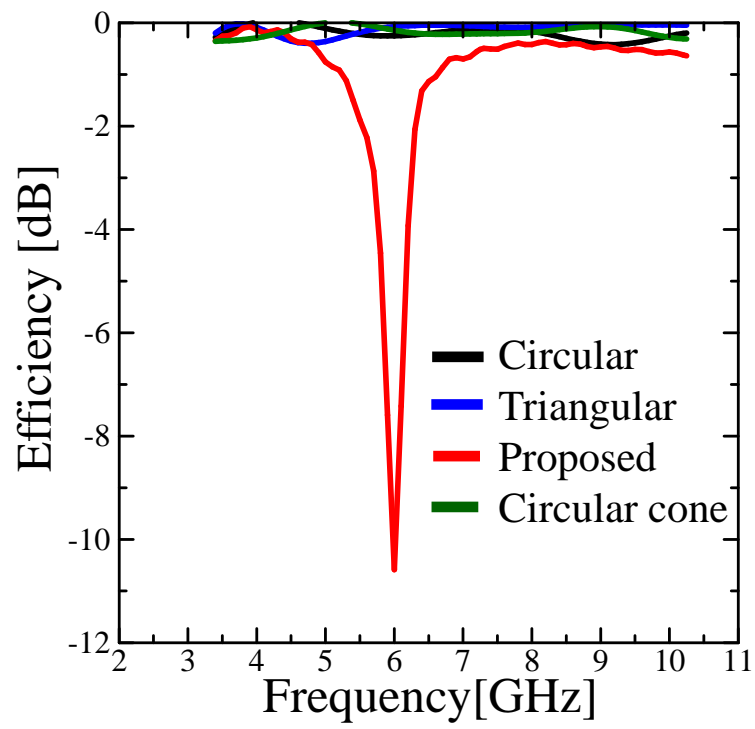


图 3.15: 放射效率

3.3.2 群遅延特性

群遅延特性は式 (2.1) が表しているように、位相の変化によって決定される特性である。従って、アンテナ共振時に起こる位相の急激な変化を捉える必要があり、言い換えれば、群遅延特性はアンテナの共振点について評価すべきである。

しかしながら、位相の変化すなわち傾きを評価するには二点で特性を観測する必要がある。その2点の間隔のとり方は、帯域幅に対して十分小さい値に設定することは第二章で述べた通りである。

図 3.16 に、各アンテナのシミュレーションおよび評価式から算出した群遅延特性の結果を示す。既に述べたように、シミュレーションは S パラメータを使って計算し、評価式は入力インピーダンスを使って計算している。この結果から、シミュレーションおよび評価式の形状毎の結果は概ね一致し、評価式が期待通りの機能を果たしていることが確認できた。各共振周波数においてシミュレーションの結果と完全に一致しない原因は、 df の設計の仕方に依存すると考えられる。提案形状は 6.07 GHz において目標値である 0.5 ns を越えているが、UWB 使用帯域外であるため問題とならない。

各アンテナ形状の動作原理を明らかにするために、アンテナが共振時の動作している素子長 L と抵抗 R の値を表 3.1 に示す。放射抵抗の値は式 (4.2) を使って計算している。この結果から、素子長 L が提案形以外は全て 0.35λ 以上となり、抵抗値 R も提案形と比較して大きくなっているため、群遅延の値も比例して大きくなったと考えられる。

表 3.1: 各 UWB アンテナの共振に要する素子長と R の値

Element shape	Element length λ @ Resonance frequency	R [Ω]
Circular	0.34 @ 3.03 GHz	92.8
Triangular	0.47 @ 2.29 GHz	175
Circular cone	0.35 @ 2.26 GHz	96.5
Proposed	0.16 @ 3.23 GHz	21.1

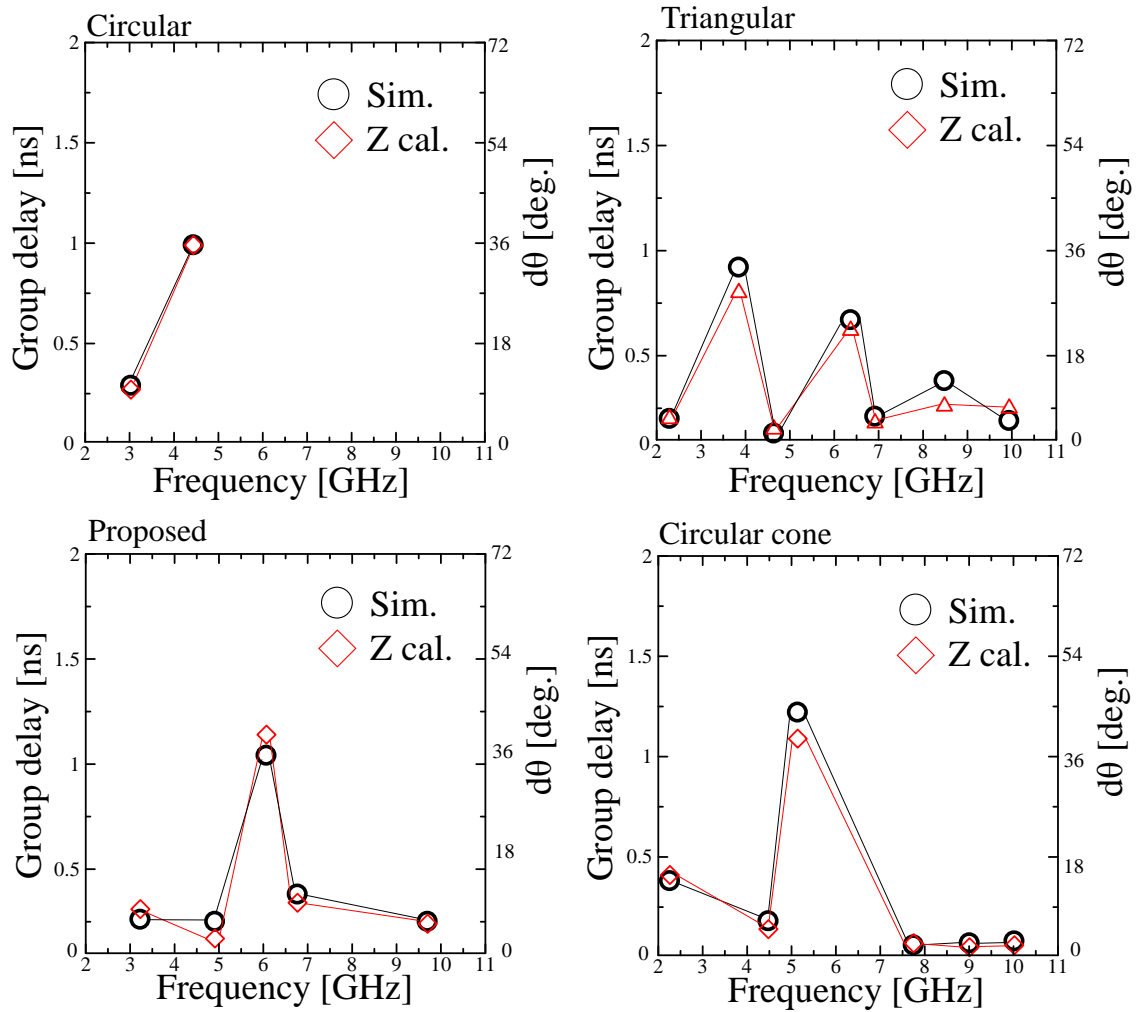


図 3.16: シミュレーションおよび評価式から算出した群遅延特性

第 4 章

ヘルスケアデバイス用ペンダントアンテナ の設計

4.1 まえがき

これまで測距で使用するアンテナの設計手法について検討してきたが，本章では，ヘルスケアデバイスで使用するための広帯域アンテナの設計手法についての議論にシフトする。

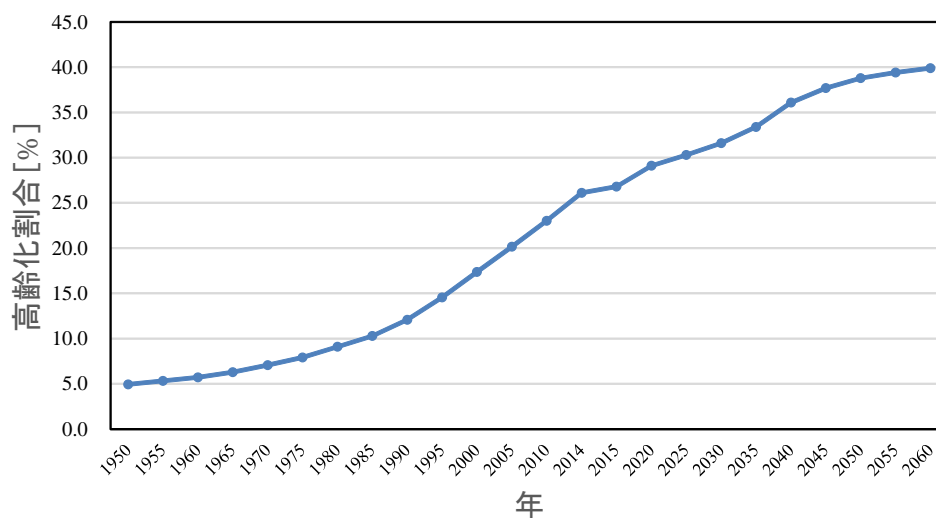


図 4.1: 日本の高齢化割合 (予測含む)

65 歳以上の人を高齢者とする高齢化率は，図 4.1 に示すように 1950 年以降常に上昇傾向にある．この要因は，出生率の低下と医療技術の進歩による死亡率の改善によるものとされている．2016 年時点での高齢化率は 25% を越え，今後も上昇することが予想されて

いる。高齢化率の増加は少子化と連動し、それによって発生する介護者不足は深刻な問題である [101]。そこで、出来る限り人的な資源を掛けずに体温、血圧、さらに脳波や心電といった身体に関わる情報を無線で収集および自動的に管理するような効率的な技術の需要が高まっている。このように無線を通じて身体情報を管理することは労働力の代替、人件費の削減さらに人的ミスの回避など利点は数多く挙げられる。

そこで、以上に述べたような課題を解決するために、本章ではヘルスケアデバイス用 UWB アンテナの設計手法について提案する。UWB アンテナの EIRP は -41.3 dBm / MHz であり、PC から発生するノイズレベル程度であるため、電波による人体への負担は小さい。さらに、日本国内においては 3.4 GHz から 10.25 GHz の帯域幅 6.85 GHz が使用できるため、高速通信にも適している。UWB を使用することで通信距離 10 m 程度に制限されるが 110 Mbps 程度のデータ・レートを実現することができる。それにより、送信するデータ形式に制約を設けず、画像や動画のような大容量データであっても無線での管理が可能となる。ヘルスケアデバイスは情報を収集したい期間においては、常に人体に装着した状態となる。従ってデバイスの存在が日常生活に支障が出ないように、小形であることが要求される。

そこで本論文では、小形 UWB アンテナの設計手法と、反射板形状の設計に分けて検討を行う。しかしながら、周波数帯域幅とアンテナサイズは一般に比例関係にある [103]-[105]。そのため、小形 UWB アンテナの設計は容易ではなく、その手法については盛んに研究されている。以下にその一例を挙げていく。

素子をボウタイ形状とする例がある [107]。素子の開き角を 90° 程度にすることで自己補対構造 [108][109] となり、非帯域幅がおよそ 160% の広帯域特性が得られる [106]。しかし、ボウタイアンテナは半波長ダイポールアンテナの線状導体を双扇形に構成することで広帯域化を図るため、アンテナは大型化する。

他にも素子形状を葉状とする手法がある [110] が、こちらもボウタイアンテナと同様に半波長ダイポールアンテナをベースにし、線状導体を葉状に拡大することで広帯域としている。

さらに、モノポールアンテナの地板上にスロットを配置することでインピーダンス整合を行う手法がある [113]。この手法はアンテナサイズが大きくならずに広帯域化となる点に有効性がある。またプリントアンテナであるため、容易に加工を行うことができ、良好な歩留まりが期待できる。

他にも、モノポール素子の周囲にループ素子を配置することで広帯域化とする例がある [115]。この文献では、モノポール素子自体にスロットを加えることで 802.11a (5 GHz 帯) でバンドギャップを形成している。

さらに UWB アンテナを使った指向性制御の報告例がある。山本 [116] は、UWB 帯に対応した葉状アンテナの放射パターンを単方向とする手法について、反射板を用いた手法を

提案している。アンテナは壁面等に配置された場合を想定し、壁面を反射板と見立てて検討されている。

壁面装着を想定して検討された例は他にもある [119]。提案されているアンテナは壁面を反射板と想定し、アンテナを適切な間隔で備え付けることで単方向パターンを得ている。このように全体のサイズに制限を設けなければ、アンテナと反射板との間隔を入力インピーダンスに悪影響が出ない程度に離しても単方向パターンを得ることができるが、実用において無制限にアンテナサイズを確保できる場面はほとんど無く、多くの場合小型化が要求される。

他の単方向パターンを得るための報告には、アンテナにEBG (Electrical Band Gap) と呼ばれる切り込みを加えることでパターンを操作する手法がある [120]。この手法では、地板上に垂直に構成したモノポールに提案手法を施すことでパターンを制御しているが、VSWRの劣化が著しい。さらに立体構造が許される場面での使用に限定される。

以上のようにUWBアンテナの小形設計手法および指向性制御に関する報告例は多数あり、利用する場面に応じてアンテナ構成を決定する必要がある。

4.2 アンテナ小型化・広帯域化手法

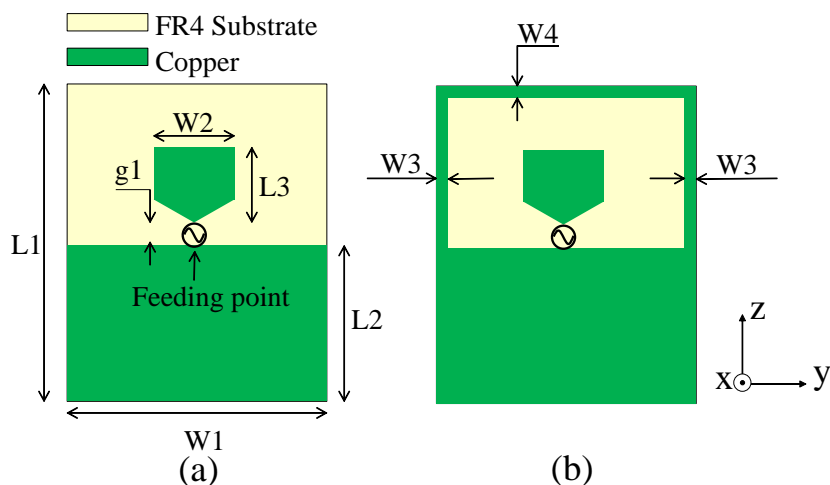
アンテナを小型化する場合、アンテナ性能が劣化することが多い。アンテナサイズが小さくなると、アンテナQ値が高まって周波数特性が狭帯域となり、放射効率や利得が低下するなどの弊害が伴う。しかしながら、アンテナサイズを無制限に大きくしては設置するスペースを確保することが困難となる場合もある。従って小型化をする際には、アンテナ性能が使用用途に対して十分な特性を満たすことができるかを考慮した上で決定する必要がある。

本章では、ヘルスケアデバイス用として人体近傍で使用することを想定したサイズでのUWBアンテナを提案する。

4.2.1 ループ素子を使ったプリントアンテナの広帯域化

ここでは、小形UWBアンテナの設計手法として、ループ素子を使ったインピーダンス整合について検討する。母材は比誘電率 $\epsilon_r = 4.4$ 、厚み 1.6 mm のガラスエポキシ基板 (FR-4) を使用する。片面基板で、銅箔の厚みは 18 μm とする。給電は 40 GHz まで対応できる 2.2 ϕ のセミリジッドケーブル [81] を使用する。図 4.2 に、基本モデルとなるモノポールアンテナとループ素子付きの形状を示す。モノポールアンテナの素子形状は線状素子であるが、このようにホームベース状に拡張することで広帯域化が期待できる [82]。

他にもプリントモノポールアンテナの素子形状を円形 [83], 半円形 [84] また涙滴形 [85] にし, 広帯域特性を得る先行例は多数ある. このような手法は広帯域化の手段としては一般的であり, 本論文においても参考とした. このホームベース形モノポールの周囲を囲むように, ループ素子を図 4.2 (b) に示すよう配置する. ループ素子は地板の両端部から, 基板の外周に沿うように導体を展開している.



(a) ホームベース形モノポール (b) ループ素子付き

$W1 = 21, W2 = 6.4, W3 = 1, W4 = 0.5, L1 = 25.5, L2 = 12, L3 = 6.5, g1 = 0.5,$
unit[mm]

図 4.2: 検討したプリントアンテナの形状について

ホームベース形モノポールアンテナとループ素子を付けた形状の S_{11} 特性を図 4.3 に示す. モノポールアンテナの帯域幅はおよそ 5.3 GHz から 7.1 GHz までが -10 dB 以下となり, 中心周波数を最もレベルの落ちている 6 GHz としたときの比帯域幅は, およそ 30 % であり広帯域であると判断できる.

また, アンテナの動作を理解するために入力インピーダンスの実部と虚部, さらにスミスチャート上での特性について確認する. モノポールアンテナの特性を図 4.4 に示す. さらに共振周波数と共振点における抵抗値, さらに式 (4.2) を使って算出した共振時の素子長を表 4.1 に示す. これらの結果から, モノポールアンテナは 4.7 GHz で第一直列共振し, 9.9 GHz で第一並列共振していることが分かる. スミスチャートには Kink がないことから, このアンテナは直列共振モードで動作していると判断できる. さらに共振時の素子長の計算結果から, 4.7 GHz は 4 分の 1 波長で動作し, 9.9 GHz は 2 分の 1 波長で動作していることが分かる. 共振時の素子長が 4 分の 1 波長よりの短い理由は, 式 (4.1) に示す誘電体基板の波長短縮効果が起因していると考えられる.

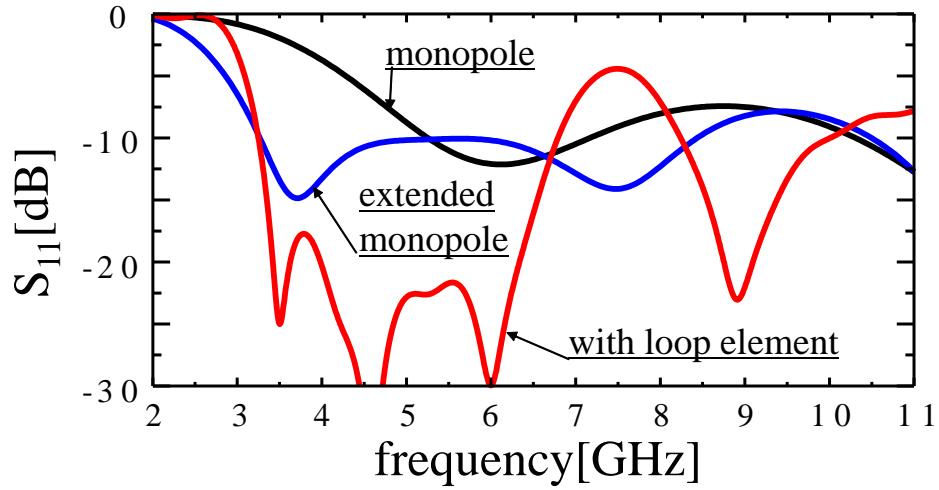


図 4.3: ループ素子を使ったときの S_{11} 特性への効果

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.1)$$

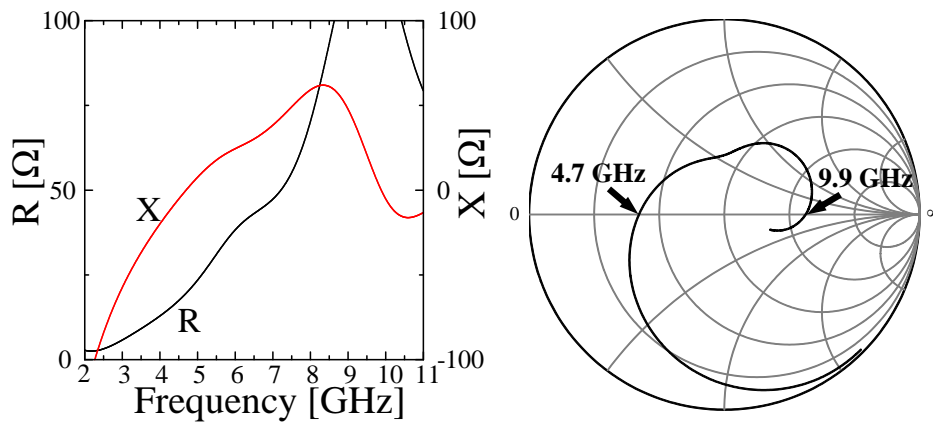


図 4.4: モノポール単体の入力インピーダンス

$$R = 80\pi^2 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \quad (4.2)$$

次にループ素子を付けることで、ローバンドにおいて大幅な特性の改善が確認できる。帯域幅は 3.3 GHz から 6.8 GHz までの 3.5 GHz で S_{11} の値が -17.5 dB 以下となった。

表 4.1: モノポールの共振周波数および放射抵抗

f_0 [GHz]	R [Ω]	Wavelength [λ]
4.7	19.6	0.16
9.9	121.4	0.39

ループ付きアンテナの入力インピーダンス特性を図 4.5 に示し、共振周波数と共振時の放射抵抗、素子長を表 4.2 に示す。さらに、モノポール素子とループ素子の関係を明らかにするために電流分布と電界分布を図 4.6 および図 4.7 に示す。電流分布と電界分布を確認する理由として、電流分布では、共振周波数における素子上の電流の強弱から、共振に寄与している素子を特定するために観測し、電界分布では、素子間に発生する結合の強弱を考察するためである。

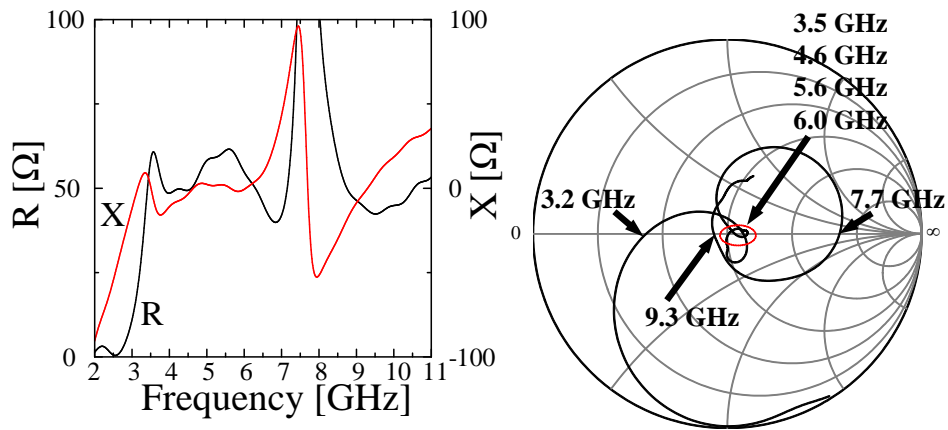


図 4.5: ループ付きモデルの入力インピーダンス

表 4.2: ループ付きの共振周波数および放射抵抗

f_0 [GHz]	R [Ω]	Wavelength [λ]
3.2	21.8	0.17
3.5	58.3	0.27
4.6	50.8	0.25
5.6	61.5	0.28
6.0	54.0	0.26
7.7	188.1	0.49
9.3	43.5	0.23

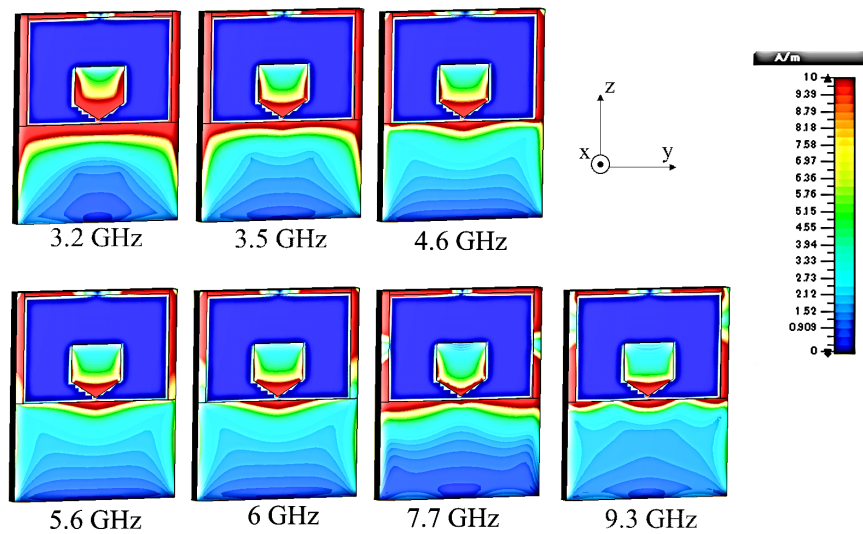


図 4.6: ループ素子付きモデルの電流分布

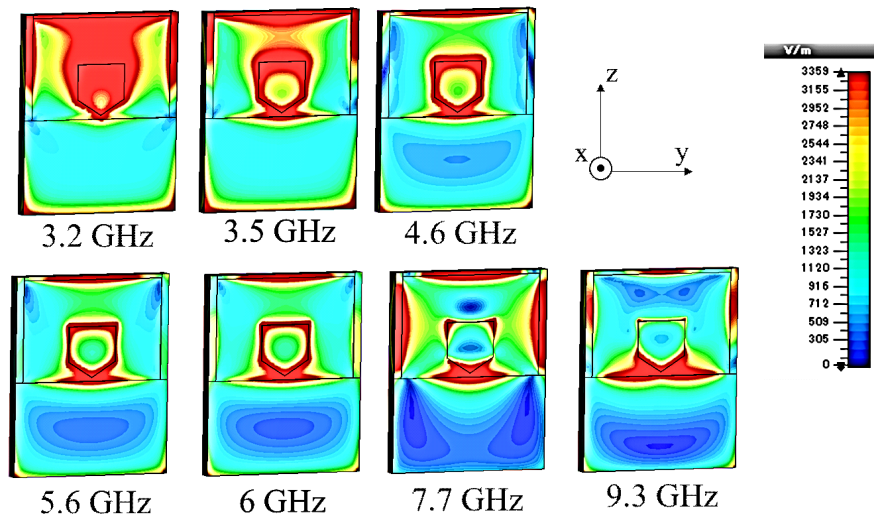


図 4.7: ループ素子付きモデルの電界分布

結果から、第一直列共振時の周波数は 3.2 GHz となり、モノポール単体の第一共振周波数 4.7 GHz に対して 1.5 GHz 低域にシフトしていることが分かった。第一共振時の素子長は、モノポール単体のときでは 0.16λ に対して、ループ素子付きでは 0.17λ とほぼ一致していることから、どちらもモノポール素子が動作していると判断できる。ループ素子を付けることによる低域へのシフトは、ループ部がモノポール素子にとってのマッチング素子

として動作しているためと考えられる。さらに、3.5 GHz から 6.0 GHz での共振点は放射抵抗および素子長がほとんど変化せず、4分の1波長で動作している。これはモノポール素子とループ素子との間で多重に共振しているため、スミスチャート上に kink を含む軌跡となったと考えられる。このように占有周波数帯域幅に対して短い間隔での共振が繰り返される時、抵抗 R とリアクタンス X の値が共振時に多少変化するが、その程度はあまり大きくないことが確認できる。7.7 GHz においては、放射抵抗が 188.1Ω と高く、約半波長で動作していること、さらに電流分布と電界分布からループ素子が寄与していることが分かる。9.3 GHz では、電流・電界分布から見て、モノポール素子が地板との間隔によってインピーダンス整合されていると考えられる。まとめると、ループ素子自体の共振は 7.7 GHz であり、他の共振点はモノポール自体の共振と、ループ素子によるインピーダンス整合で発生した共振点であると判断できる。

次にモノポール延長モデルの入力インピーダンスを図 4.8 に示し、共振周波数と共振時の放射抵抗、素子長を表 4.3 に示す。

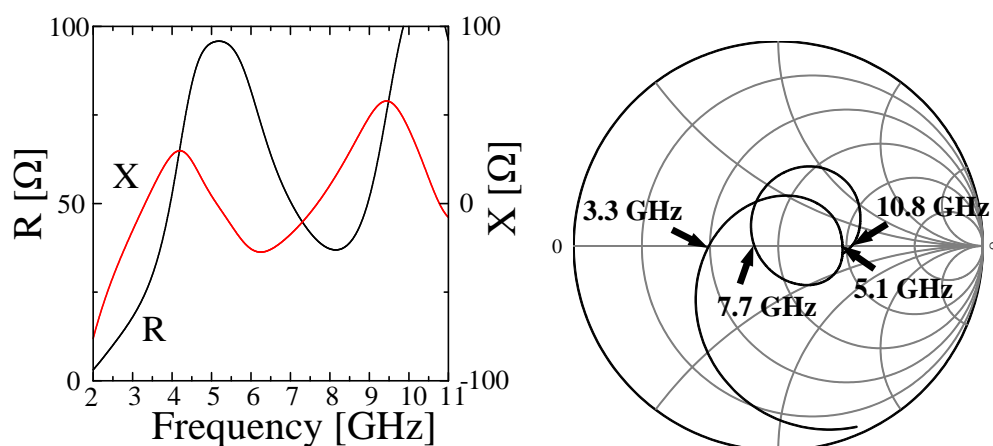


図 4.8: モノポール延長モデルの入力インピーダンス

表 4.3: モノポール延長モデルの共振周波数および放射抵抗

f_0 [GHz]	R [Ω]	Wavelength [λ]
3.3	24.8	0.18
5.1	95.8	0.35
7.7	39.6	0.22
10.8	106.1	0.37

3.3 GHzでの第一直列共振時の素子長は 0.18λ であり、モノポール単体モデルでの第一直列共振時の素子長 0.16λ と同程度であった。放射抵抗は、モノポール単体モデルでは 19.6Ω 、 $L3$ 部延長モデルでは 24.8Ω となり、 5.2Ω 高くなっているが、これはモノポール素子を延長したことによる影響であると考えられる。

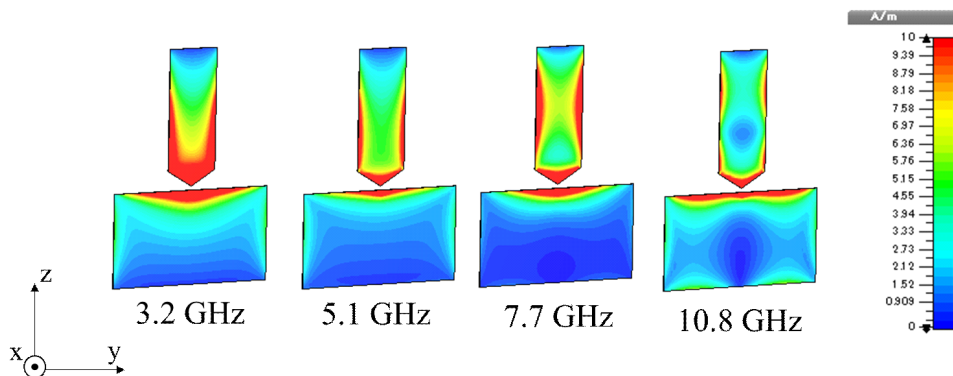


図 4.9: モノポール延長モデルの電流分布

図 4.9 に示す、モノポール延長モデルの電流分布を考察すると、5.1 GHz においてはモノポール素子と地板の外周部分に電流分布が強く現れ、共振に寄与していることが分かる。3.2 GHz においても地板に電流が流れているが、これは地板全体に電流が流れていることから 5.1 GHz の動作とは異なると判断できる。

次に電流分布を用いて、共振周波数 7.7 GHz の動作を説明する。電流は地板にはほとんど流れず、給電素子部が支配的に動作していることが分かる。この動作は 3.2 GHz および 5.1 GHz の共振モードとは明らかに異なる。このように一つのアンテナに異なるモードが存在すると、スミスチャートの軌跡上に kink が現れる。このようにアンテナの入力インピーダンス特性に kink を形成することは、抵抗 R とリアクタンス X の変化を小さくすることと繋がるため、広帯域化の有効な手法として知られている [118]。10.8 GHz においては、給電素子および地板ともに電流が流れているが、どちらにおいても電流の節が発生していることが確認できる。これはアンテナサイズが 10.8 GHz の共振周波数にとっては比較的大きいサイズであることを意味している。このことは共振時の素子長が 0.37λ 、すなわち波長短縮効果を考慮すれば半波長近くで動作していることと、 106.1Ω と比較的高い抵抗値を示していることから判断できる。以上のようにベースとなるモノポールモデルに対して、ループ素子を付けたときと素子を延長したときのモデルの特性比較を行った。その結果、モノポール単体での帯域幅は 5.3 GHz から 7.1 GHz となり、比帯域幅は中心周波数 6 GHz で計算すると約 30 % となった。モノポール単体でこのような広帯域特性となった要因は素子形状をホームベース形としたことが寄与している。

次に、設計したモノポールアンテナの $L3$ 部を延長したモデルとループ素子を付けたと

きの特性を評価した。モノポール素子の $L3$ 部は、モノポール単体モデルおよびループ素子付きモデルでは 6.5 mm、延長モデルでは 18.5 mm とした。この数値の根拠は、両モデルの第一共振周波数が一致するように決定した寸法である。その結果、 $L3$ 部延長モデルの帯域幅は 3.2 GHz から 8.5 GHz となり、 S_{11} 特性はおよそ -10 dB から -15 dB となり、ループ素子付きの帯域幅は 3.2 GHz から 6.7 GHz で S_{11} のレベルはおよそ -10 dB から -30 dB となった。帯域幅だけで判断すれば、 $L3$ 部延長モデルの方が優れているが、本アンテナはヘルスケアデバイス用途として、人体近傍に配置したときの整合損失や反射板を実装したときの挿入損失も加味する必要がある、そのため S_{11} のレベルには余裕を持たせる必要がある。従って、帯域幅だけでなく S_{11} のレベルが良好なループ素子付きモデルを選択する。

4.2.2 モノポール素子長の最良値に関する検討

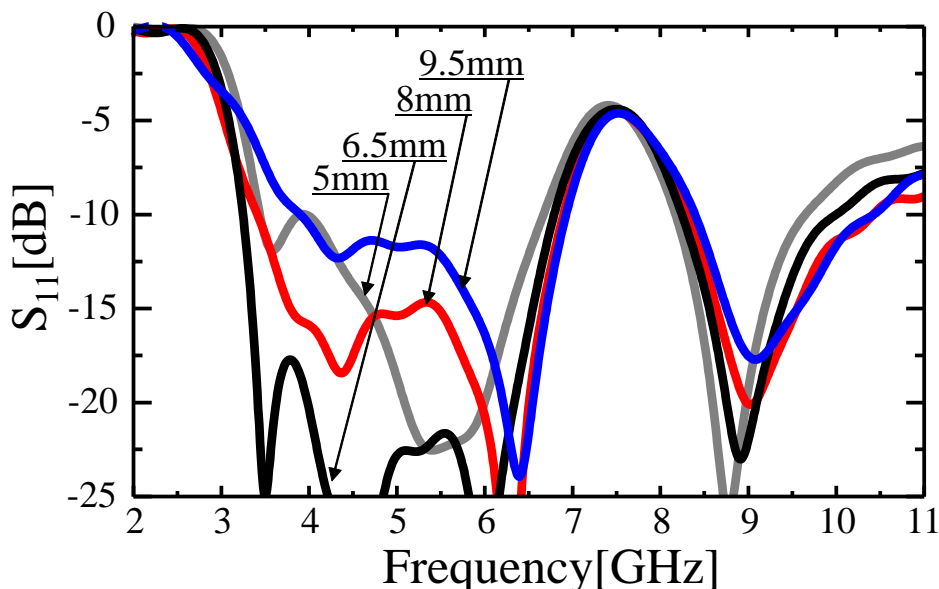


図 4.10: S_{11} 特性 : $L3$ 部の値変更

前小節で検討したホームベース形モノポールアンテナの組み合わせとして、ループ素子を使用した方が $L3$ 部延長モデルの入力インピーダンスよりも使用目的を考慮すれば優れていることを説明してきた。ループ素子付きモデルの寸法は暫定的に決定していたが、ループ素子との組み合わせにおける最良値を検討する必要がある。そこで、モノポール素子とループ素子との間に発生する結合が $L3$ 部を変化させることによって、 S_{11} 特性に与える影響を確認する。 $L3$ 部の変更範囲は、5 mm から 9.5 mm までの 1.5 mm 刻みとする。 S_{11} 特性の確認結果を図 4.10 に示す。

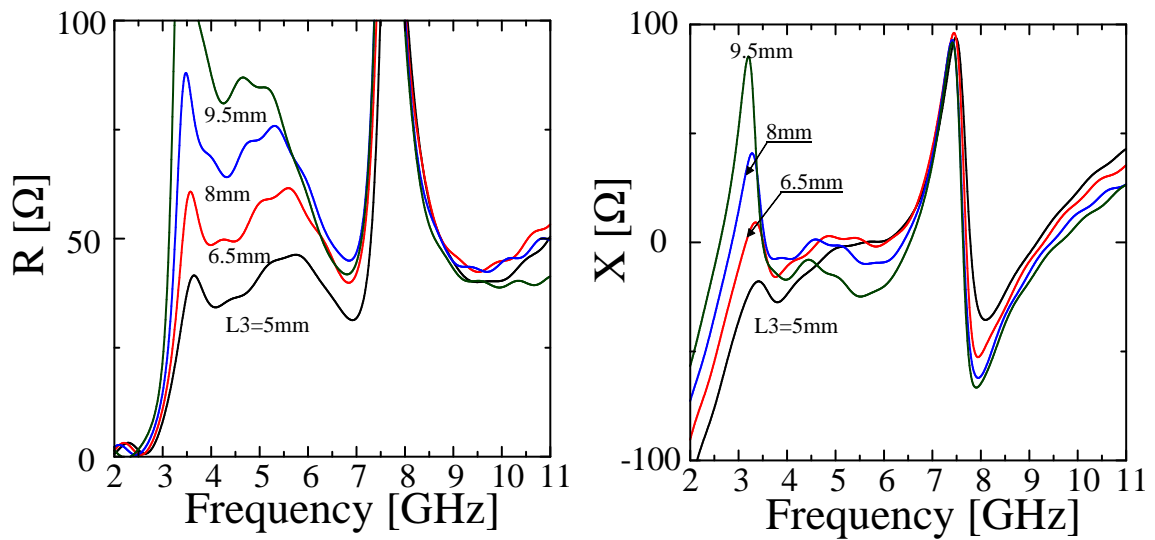


図 4.11: L_3 部の値変更時の R と X

この結果から、 L_3 部の長さを 6.5 mm とした時の特性が最も良いことが分かる。このような結果となった原理を明らかにするために、 L_3 部変更時の抵抗値 R とリアクタンス X の変化を図 4.11 に、スミスチャートを図 4.12 にそれぞれ示す。

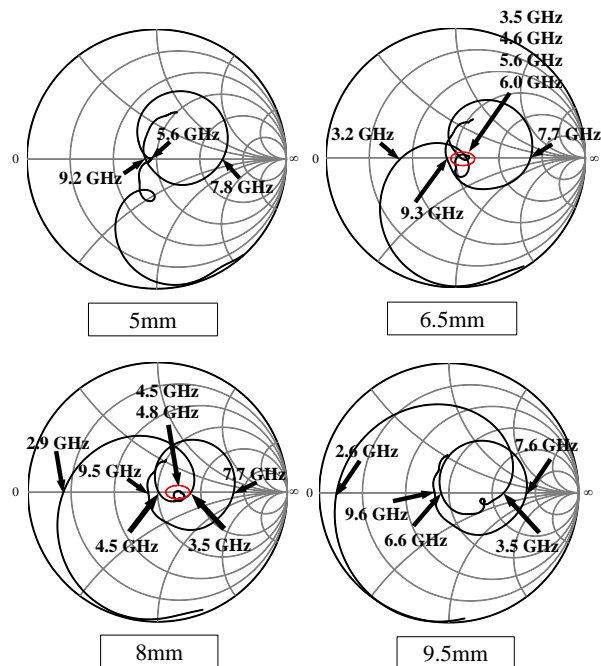


図 4.12: L_3 部の値変更時のスミスチャート

R と X の結果から $L3$ 部を長くするにしたがって、High bandの抵抗値はほとんど変化しないが、Low bandでは高くなるのが分かる。共振状態は $50\ \Omega$ 近傍であるため、 $L3$ が $6.5\ \text{mm}$ のときに最も良い値を示していることが分かる。High bandの特性がほとんど変化しないのは、モノポールがHigh bandにほとんど寄与していないためである。リアクタンスにおいても、High bandでの特性の変化は抵抗値と同じ理由から変化が無く、Low bandにおいては、特に $3.5\ \text{GHz}$ よりも低域側での変化が目立つ。共振状態は $0\ \Omega$ 近傍であるため、こちらも $L3$ が $6.5\ \text{mm}$ のときに最も良い特性を示していることが分かる。スミスチャートを確認すると、それぞれの結果にはkinkが存在することが分かる。素子長が短くなるに従ってkinkの位置が左下の方へ移動していることが確認できる。この推移から、モノポール素子とループ素子間に発生する結合によって、容量性の整合が発生していると判断できる。つまり、 $L3 = 6.5\ \text{mm}$ のときに最も良い入力インピーダンスとなったのは、多重共振によって発生したkinkの位置を素子間の分布容量によって共振状態となるインピーダンスに整合したためと考察できる。なお、 $L3$ の値が最良となったときのモノポール素子とループとの間隔は $6\ \text{mm}$ であった。

4.2.3 ループ素子付きモデルの放射パターン

前小節では、ループ素子が入力インピーダンスに与える影響について説明し、モノポール素子を延長したときよりも望ましい特性を得られることを示してきた。そこで以降の検討では、ループ素子付きモデルをベースとして検討するものとする。本小節では、ループ素子が放射パターンに与える影響について説明する。ループ素子付きモデルと、モノポール単体モデルの放射パターンを図4.13に示す。測定周波数は、Low bandとHigh bandそれぞれの始点と終点である $3.4\ \text{GHz}$ 、 $4.8\ \text{GHz}$ 、 $7.25\ \text{GHz}$ そして $10.25\ \text{GHz}$ の四点で確認する。 zx 面と yz 面における $3.4\ \text{GHz}$ から $7.25\ \text{GHz}$ の放射パターンを確認すると、モノポールからの放射が強く、ループ素子は放射パターンにほとんど寄与していないことが分かる。一方、 zx 面の $10.25\ \text{GHz}$ 、 E_φ の結果を確認するとループ素子からの放射が確認できる。つまり、 zx 面と yz 面における $3.4\ \text{GHz}$ から $7.25\ \text{GHz}$ においては、ループ素子はインピーダンス整合にのみ有効であり、放射パターンには寄与せず、 zx 面の $10.25\ \text{GHz}$ のみで放射パターンに寄与していることが分かる。このように yz 面でほとんど放射パターンに寄与しない理由は、ループアンテナがループを構成している面に対して垂直に電波を放射する特徴を持っているためである。

次にモノポールアンテナとループ素子付きアンテナの放射効率を評価する。モノポールアンテナおよびループ付きアンテナの放射効率を表4.4に示す。結果から、ループ素子を付けることで $3.4\ \text{GHz}$ の数値が $2.4\ \text{dB}$ 、 $4.8\ \text{GHz}$ で $0.8\ \text{dB}$ 改善し、 $7.25\ \text{GHz}$ で $1.4\ \text{dB}$ 劣化していることが分かった。このような結果となった原因には、図4.3に示した S_{11} の結果が影響していると考えられる。つまり、ループを付けることで $3.3\ \text{GHz}$ から $6.8\ \text{GHz}$ にお

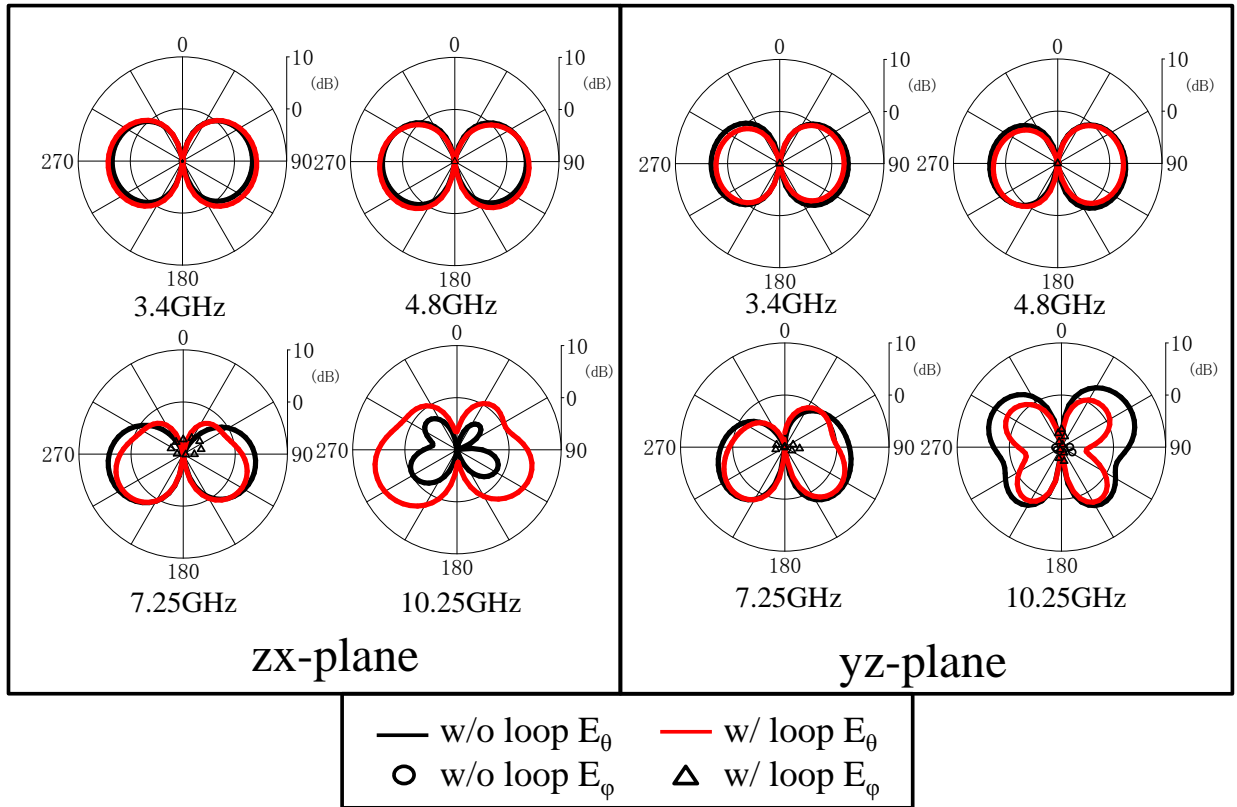


図 4.13: ループ素子有無の放射パターン

いてモノポール単体の状態よりも良好な特性となっているが、6.8 GHz からおよそ 8 GHz まではモノポール単体の特性の方が良いためである。

表 4.4: アンテナの放射効率

周波数 [GHz]	モノポールアンテナの放射効率 [dB]	ループ付きアンテナの放射効率 [dB]
3.4	-2.6	-0.2
4.8	-1.0	-0.2
7.25	-1.0	-2.4
10.25	-0.8	-0.8

4.2.4 スロットによるインピーダンス整合

本小節では図 4.3 に示した S_{11} 特性において、-10 dB を満足していない周波数帯の改善をするためにスロットを追加素子として用いたインピーダンス整合を行う。スロットの形状や配置位置については [113] を参考とし、アンテナ給電点近くの地板上に配置する。そのようにスロットを配置することで、給電点に集中する電流と鎖交し、インピーダンス整合を行うことができる。

また、設計したアンテナによって適した形状とするために図 4.14 に示すようなスロットにベンドを加えた時の効果を確認する。スロットを二つ配置している理由は、7 GHz 近傍だけでなく、10 GHz 近傍でも共振点を作り、インピーダンス整合を行うためである。給電点から見て内側のスロットが 10 GHz、外側のスロットが 7 GHz に対応するように設計している。なお、スロットの寸法は誘電体基板の波長短縮効果を考慮して決定している。

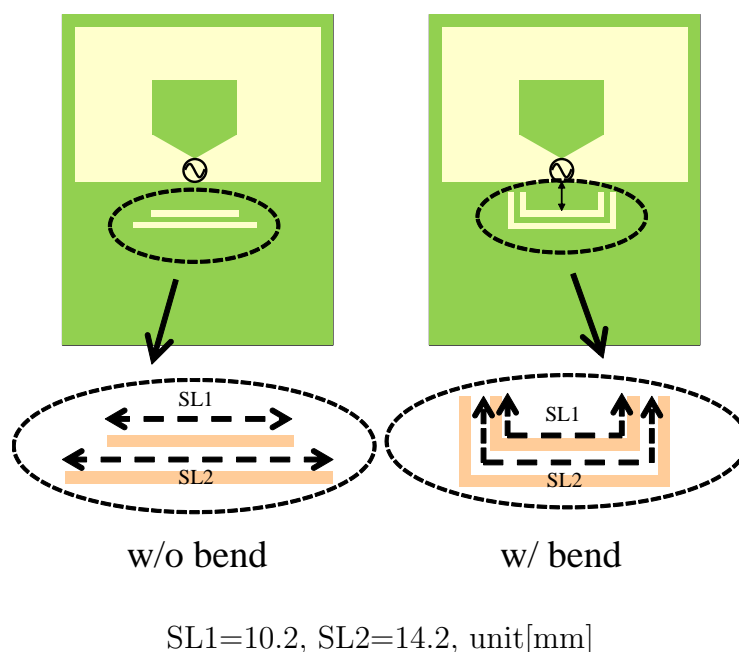


図 4.14: スロットの形状

スロットを付けたときの S_{11} 特性を図 4.15 に、ベンドなしモデルの入力インピーダンスを図 4.16 に、ベンドありモデルの入力インピーダンスを図 4.17 に示す。 S_{11} の結果から、ベンドを付けることでスロットが共振し、ベンドを加えることでおよそ 7.5 GHz と 10.5 GHz で共振していることが分かる。ベンド有無の入力インピーダンスを確認すると、ベンドを付けたときの方が明らかに kink の数が多く、かつ結び目の大きさが小さいことが見て取れる。 R と X の変化を見ても、ベンドありモデルでは共振条件 ($R = 50 \Omega$, $X = 0 \Omega$) を何度も交差し、かつ偏差の小さい特性を示している。一方、ベンドなしモデルではバラつき

が大きくインピーダンス整合に有効に寄与していないことが見て取れる。

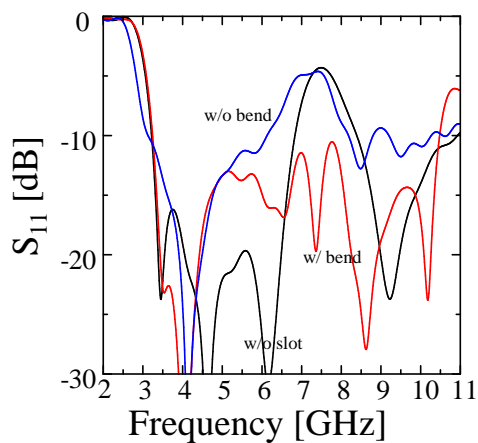


図 4.15: S_{11} 特性 : スロット曲げの効果

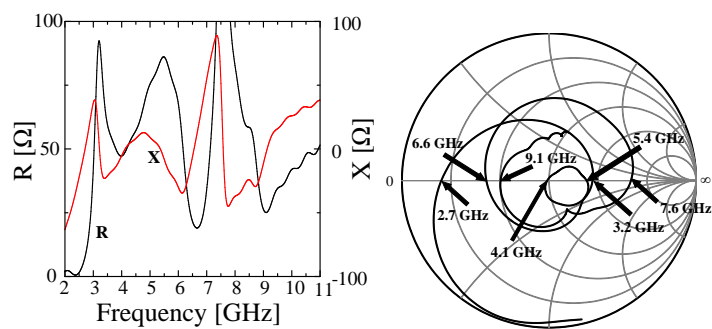


図 4.16: ベンドなしモデルの入力インピーダンス

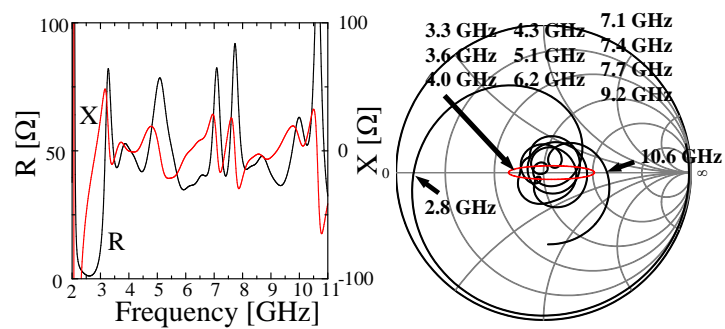
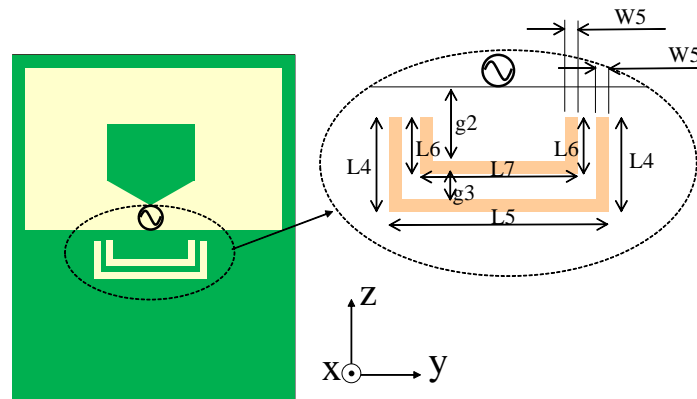


図 4.17: ベンドありモデルの入力インピーダンス

以上のことから、設計したループ素子付きアンテナの給電点の近くにバンドを付けたスロットを配置することで、UWB帯において S_{11} 特性が-10 dB以下を満足することを示した。

4.3 設計アンテナの特性

4.3.1 寸法および新規性について



$$W5=0.5, L4=3.1, L5=8, L6=2.1, L7=6, g2=2.5, g3=0.5, \text{unit [mm]},$$

図 4.18: スロット付きモデル

これまでに検討したアンテナ設計条件を反映した形状を図 4.18 に示す。この形状を提案する UWB アンテナの最終的な形状とする。提案アンテナのサイズは $21 \text{ mm} \times 25.5 \text{ mm}$ 、厚みは 1.6 mm となった。提案アンテナのように、ループ素子およびスロットを用いた設計例は他にもあるため、ここでそれらの先行例と提案アンテナとの違いについて明らかにする。

[115] では、ループ素子を用いた設計例として、モノポールアンテナの周囲にループ素子を配置することで広帯域特性を得ている。この手法は、本論文が提案している形状でも用いており、類似点として判断できる。さらにこの文献では、モノポール素子にスロットを設けることで、入力インピーダンスにバンドギャップを備えている。バンドギャップを作る目的は 802.11a (5 GHz 帯) との干渉を低減させるためのものである。本論文においては、スロット素子はインピーダンス整合のために使用していることから、この点については相違点と判断できる。

他の先行例として、スロット素子を使ってインピーダンス整合を行っている例がある [113]。この例では、モノポールの地板部分にスロット素子を設けることでインピーダンス整合を行っており、スロットの形状についても、提案アンテナと同様に両端を折り曲げた形状を

使用している。このように両端を折り曲げることで、給電点に集中する電流と鎖交できるため、良好な結果が得られている。提案形状においても、スロット両端部を折り曲げることによる効果は明らかとなっており、先行例との類似点と見ることができる。

[114]でも、ループ素子あるいはリング共振器を用いた手法が提案され、有効性が示されている。本論文においても、最適なパラメータを選択することで良好な特性を得ること分かった。

先行例として挙げた [113] および [115] と、提案アンテナとの類似点と相違点について明らかにする。[115] との類似点は、ループ素子をモノポール素子の周辺に配置することで広帯域化を図るという点である。一方、相違点は、提案アンテナはループ素子とスロット素子を共に広帯域化の手法として利用し、組み合わせることで有効性を示している点に違いがある。以上の点が、本論文が提案する手法の新規性である。

4.3.2 S_{11} 特性

提案する小形 UWB アンテナのシミュレーションおよび実測の S_{11} 特性を図 4.19 に示す。

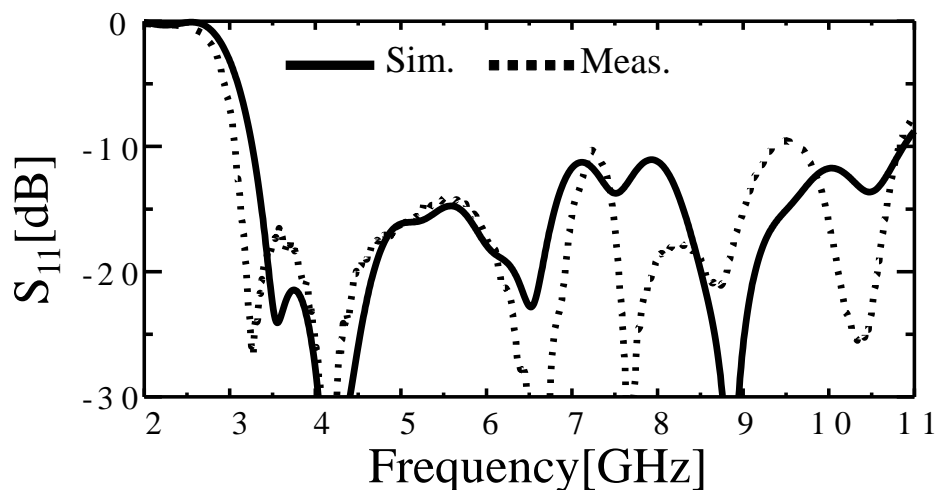


図 4.19: 提案アンテナの S_{11} 特性

この結果から、国内で使用することができる UWB 帯 (3.4 GHz から 10.25 GHz) において -10 dB 以下を満足できたことが見て取れる。実測の結果はシミュレーションとの比較から、共振周波数にズレが確認できるが、概ね一致していることが分かる。提案する UWB アンテナの特徴として、モノポール素子、ループ素子さらにスロット素子を組み合わせることによる効果の重畳により、このような広帯域特性を得ることができている。

4.3.3 放射パターン・効率

提案アンテナの放射パターンを図 4.20 に示し，動作を考察するため電流分布を図 3.8 に示す。

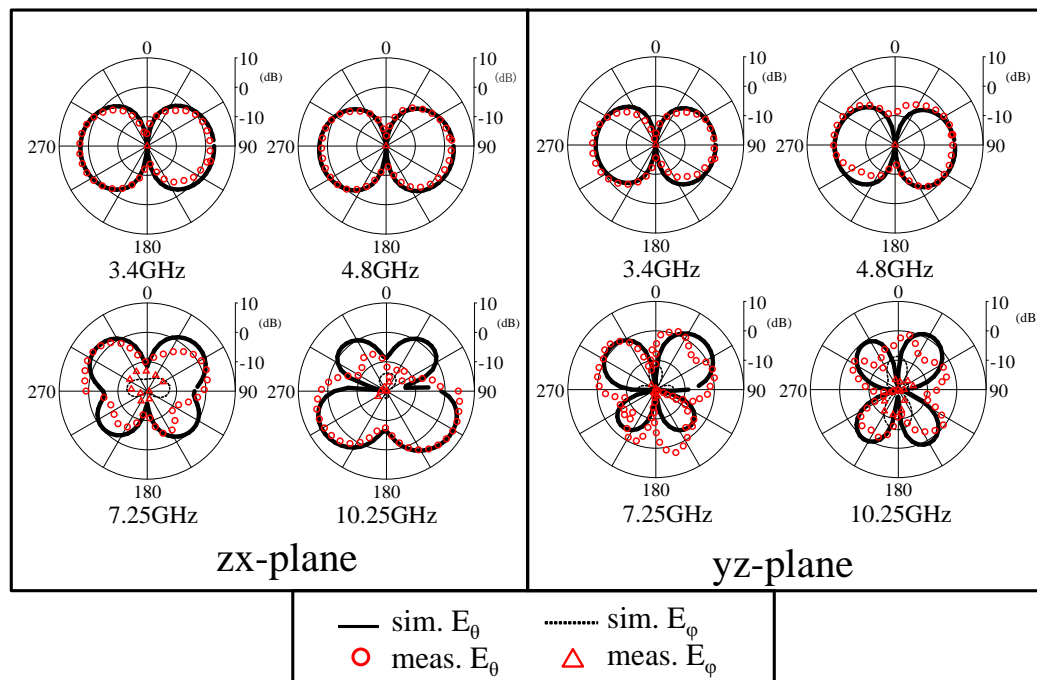


図 4.20: 放射パターン

放射パターンは zx 面および yz 面について，シミュレーションと実測の結果を示している．二つのスロット素子は，給電点から見て外側はおよそ 7 GHz，内側はおよそ 10 GHz で動作することが S_{11} 特性から分かっている．スロット無し状態での放射パターンである図 4.13 結果との比較から，スロットを付けることによって，7.25 GHz から 10.25 GHz におけるパターンの割れが確認できる．電流分布を確認すると，7.25 GHz および 10.25 GHz において，3.4 GHz および 4.8 GHz では現れていない節が，ループ上およびスロットの中央部分で見取れる．この節部分がパターンのヌルに対応していると考えられる．これは実測においても同様の傾向が確認できる．また 3.4 GHz から 7.25 GHz まではループ素子が共振に強く寄与し，各スロットの共振は 7.25 GHz および 10.25 GHz でそれぞれ確認できる．

次に，提案アンテナの放射効率を表 4.5 に示す．この結果から，放射パターンにヌルが現れているものの，それによる放射効率への大幅な影響はないことが分かる．また実測との一致は良い．

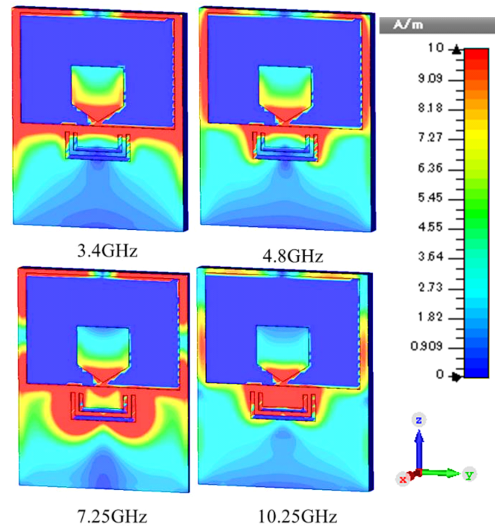


図 4.21: 電流分布

表 4.5: 提案プリントアンテナの放射効率

周波数 [GHz]	放射効率 Sim. [dB]	放射効率 Meas. [dB]
3.4	-0.2	-0.3
4.8	-0.4	-0.9
7.25	-1.9	-2.4
10.25	-1.5	-2.0

4.3.4 アンテナ群遅延

ここまでアンテナの広帯域化の手法として、ループ素子とスロット素子を使ったときの効果と、その動作原理について確認を行ってきた。ここでは、これらの素子を組み合わせることによる群遅延特性への影響について議論する。群遅延の評価には提案した判別式を使って、各共振周波数について行う。アンテナの群遅延の評価結果を図 4.22 に示す。モノポール単体での $d\theta$ は低いレベルとなっているが、これにループ素子を付けることで 7.7 GHz において非常に大きな値となることが分かる。表 4.6 は、各素子が共振に要する素子長を式 (4.2) で計算した結果をまとめている。この結果からループ素子は約半波長で動作し、抵抗値が 188Ω と高い値となっている。二章で検討した結果から分かるように、半波長で動作するアンテナの抵抗 R とリアクタンス X の変化量のバランスは High band であっても大きな差が発生するため群遅延 ($d\theta$) の値が大きくなったと考えられる。しかし、スロットをつけることで $d\theta$ の値は約 36 deg. (\equiv 群遅延値が 1.0 ns) となった。その理由として、外側のスロットの共振周波数が 7.36 GHz 、抵抗値 R が 51.32Ω であり、ループ素子による共振

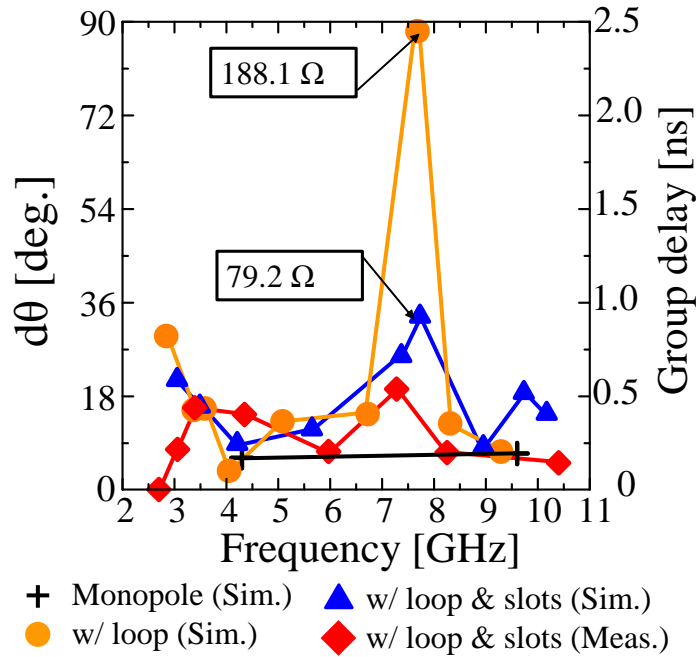


図 4.22: 群遅延特性

の近傍でスロットが共振していることによる効果により 79.2 Ω にまで低くなったと考えられる。つまり提案するアンテナの群遅延は、複数の素子の入力インピーダンス特性の重畳によって 1 ns 程度の値となっている。実験結果と比較すると、僅かな共振点のズレや値の違いなどがあるが、同様の傾向が確認できる。

本検討のように、ループ素子およびスロット素子を使って、インピーダンス整合を行う先行例はあるが [113][115]、それによって群遅延に与える影響まで検討した例はなく、この点は本論文の新規性と判断できる。

表 4.6: 共振に要する素子長と R の値

Element	Element length λ @ Resonance frequency	R [Ω]
Monopole	0.16 @4.69 GHz	19.6
Loop	0.49 @7.69 GHz	188.1
Outer slot	0.25 @7.36 GHz	51.32
Inside slot	0.19 @10.26 GHz	28.99

4.4 人体装着を考慮した反射板付きアンテナの検討

4.4.1 アンテナ構成と所望の動作について

ここでは、ヘルスケアデバイス用として人体にアンテナを装着することを考慮した反射板形状について検討する。反射板と給電素子との間隔は通常 $\lambda/4$ 程度とするのが一般的であるが、UWBのような超広帯域なアンテナでは、最低周波数と最高周波数の波長がおおよそ3倍となるため、通常の配置では所望の動作を得ることができない。そのため反射板に切り込み構造を加えることで周波数選択機能を付与する。先行例として、超広帯域アンテナに反射板を付けることで単方向となる報告はあるが[107][123]、反射板のサイズは壁面などを想定しているため制約がなく、人体への装着には適さない。

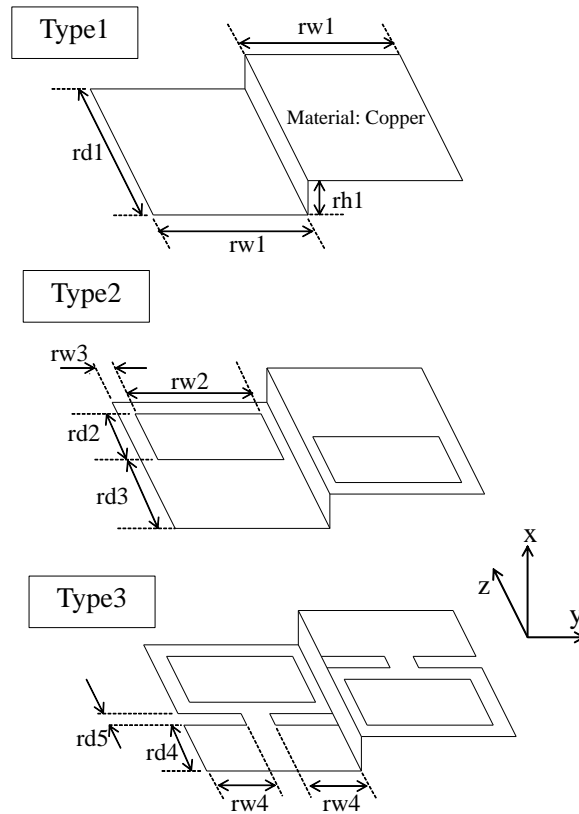
そこで本論文では、用途を考慮して反射板サイズを $40 \text{ mm} \times 60 \text{ mm}$ 、厚みを 10 mm と設定して検討する。さらに使用者の動作による反射板の姿勢の変化に対応することが必要である。そこで、反射板の両面にアンテナを配置し、給電を切り替えることで常に自由空間方向のアンテナが動作するような構造を考える。反射板を挟んでアンテナを二つ配置すると、全体の厚みが大きくなってしまう。それを回避するために、反射板に階段状の段差を付けることで、一素子配置のときの厚みを維持することができる。給電の切り替えはSPDT (Single pole double through) スイッチ [126] を使って行うことを想定する。SPDT スイッチは、一つの入力に対して切替えの条件を与えることで二極のいずれかを選択する仕組みを有している。給電切り替えの判断には、両面に配置されたアンテナの受信信号強度を測定することで決定する。受信信号強度は、受信機に入力される受信信号の強度を表す数値であり、その算出は、電界強度分布を使って式 (4.3) のように求めることができる [124][125]。式中の電界強度分布の単位は $[\mu\text{V}/\text{m}]$ 、RSSI は $[\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}]$ である。

$$E = 10^{\frac{\text{RSSI}}{20}} \quad (4.3)$$

この測定結果により、RSSI レベルの高い側を選択し、給電切り替えを行うことで両面に配置された二つのアンテナの内、自由空間側に配置されたアンテナへ給電することができる。

4.4.2 反射板切り込みの検討

図 4.23 に、提案する段差付き反射板形状と追加する切り込みの寸法について示す。Type1 は、反射板に段差を付けて切り込みを加えていない形状である。Type2 は、実装するアンテナのモノポール素子部分との結合を低減させるための切り込みを加えた形状であり、Type3 は、ループ素子との結合を低減させるための切り込みを加えた形状である。切り込み部の形状が z 軸方向で 180° 異なる理由は、同軸ケーブルの引き回しを考慮したためである。



rw1=30, rd1=40, rh1=10, rw2=25, rw3=2.5, rd2=19, rd3=20, rw4=15, rd4=15, rd5=3,
thickness=0.15, unit[mm]

図 4.23: 反射板の形状

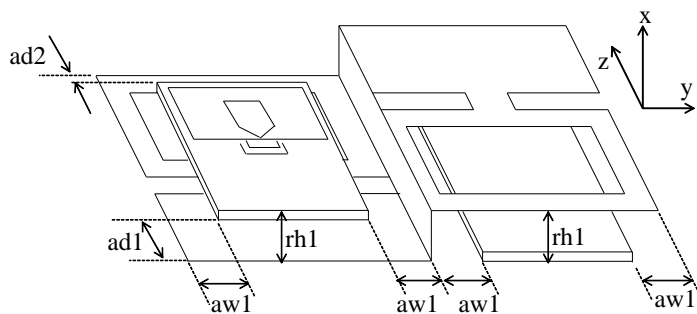
次に、アンテナの実装位置と S_{11} 特性を図 4.24 および図 4.25 に示す。アンテナ導体面は、反射板とは反対面に配置している。給電素子と反射板との間隔は 10 mm (3.4 GHz の 0.11 λ) とする。図 4.25 の結果から、Type1 のように切り込みを加えていない状態では、Low band における著しい劣化が見て取れる。これは金属物近接による不整合と判断できる。

次に Type2 および Type3 のような切り込みを加えることによって S_{11} 特性の劣化低減が確認できる。このような切り込み形状を加えることで S_{11} 特性の劣化改善に有効であることが確認できた。比較のため、図 4.2 のモノポールアンテナの $L3$ 部を 18.5 mm に延長したモデルを、Type 3 の反射板形状に実装した結果を図 4.25 に示す。この結果から、反射板に加える切り込み形状と素子形状を対応させることが、このような近接配置 (3.4 GHz の約 0.11 λ) としたときの特性劣化を抑制することに有効であると判断できる。

以上の結果から、最終的な反射板形状を Type3 として実測による評価を行う。S パラメータのシミュレーションおよび実測の結果を図 4.26 に示す。 S_{11} および S_{22} は、アンテナ単体から劣化するが -8.5 dB 程度、通過特性は -17.5 dB 程度となった。 S_{11} および S_{22} を VSWR

に換算すればおよそ 2.2, 通過特性はおよそ 2 % の干渉量と換言できることから, 十分実用に対応できると判断する.

反射板付きアンテナの製作モデルを図 4.27 に示す.



rh1=10, aw1=4.5, ad1=7, ad2=7.5, unit[mm]

図 4.24: 反射板とアンテナの位置関係

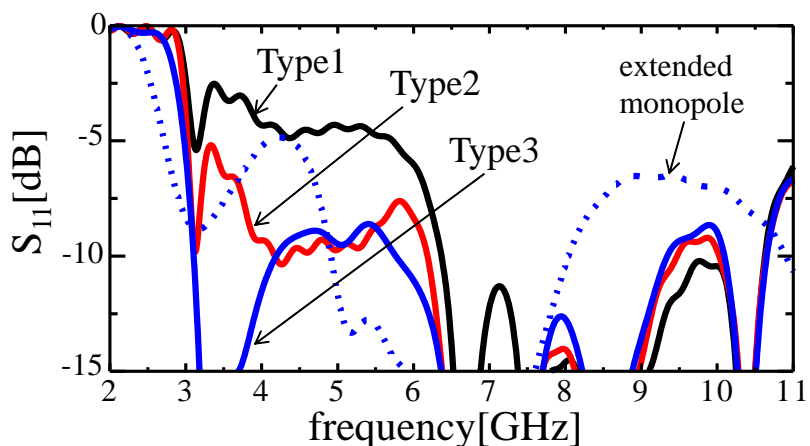


図 4.25: 反射板形状別 S_{11}

zx 面および yz 面の放射パターンのシミュレーションおよび実測の結果を図 4.28 に示す. 反射板は zx 面の 270° 方向にある. それぞれの測定周波数の結果から, 反射板方向への放射が抑制されていることが分かる. 反射板を付けることによる評価についてはファントムモデルおよび実人体を用いた検証で行う.

反射板付きアンテナの放射効率を表 4.7 に示す.

次に反射板を付けたときの群遅延特性を図 4.29 に示す. 反射板を付けることにより, 4 GHz, 7 GHz, 9 GHz さらに 10 GHz の近傍においてピークを示していることが分かる. こ

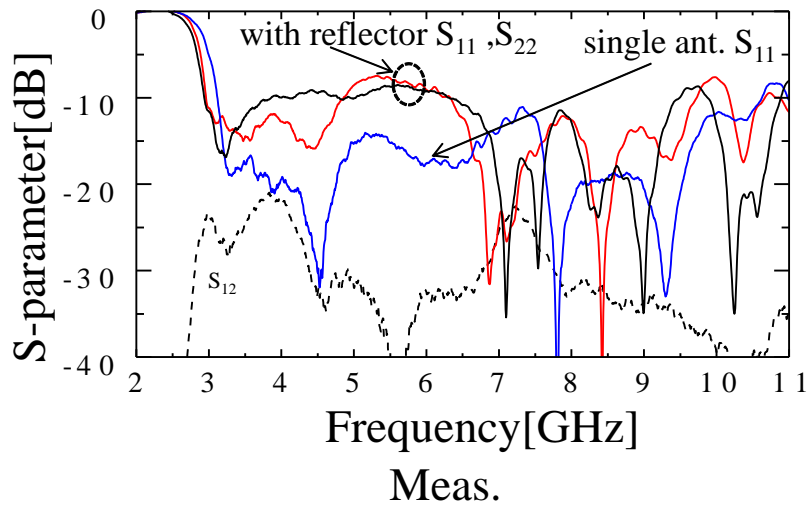
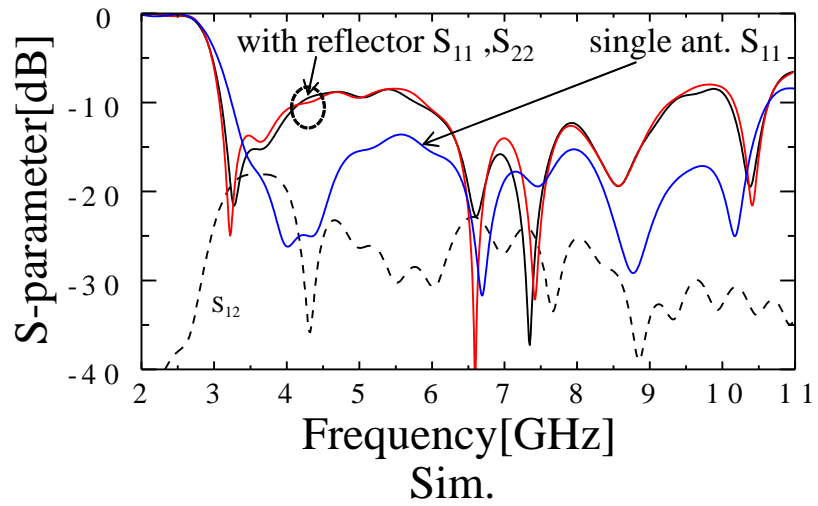


図 4.26: 反射板付きアンテナの S_{11}

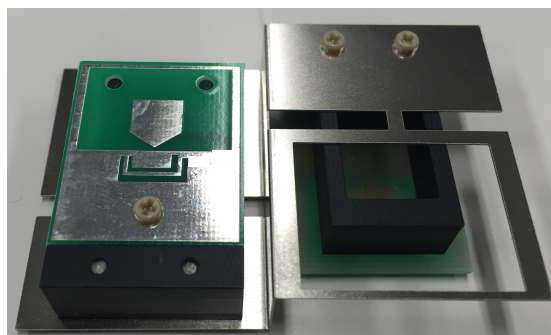


図 4.27: 作製した反射板付きアンテナ

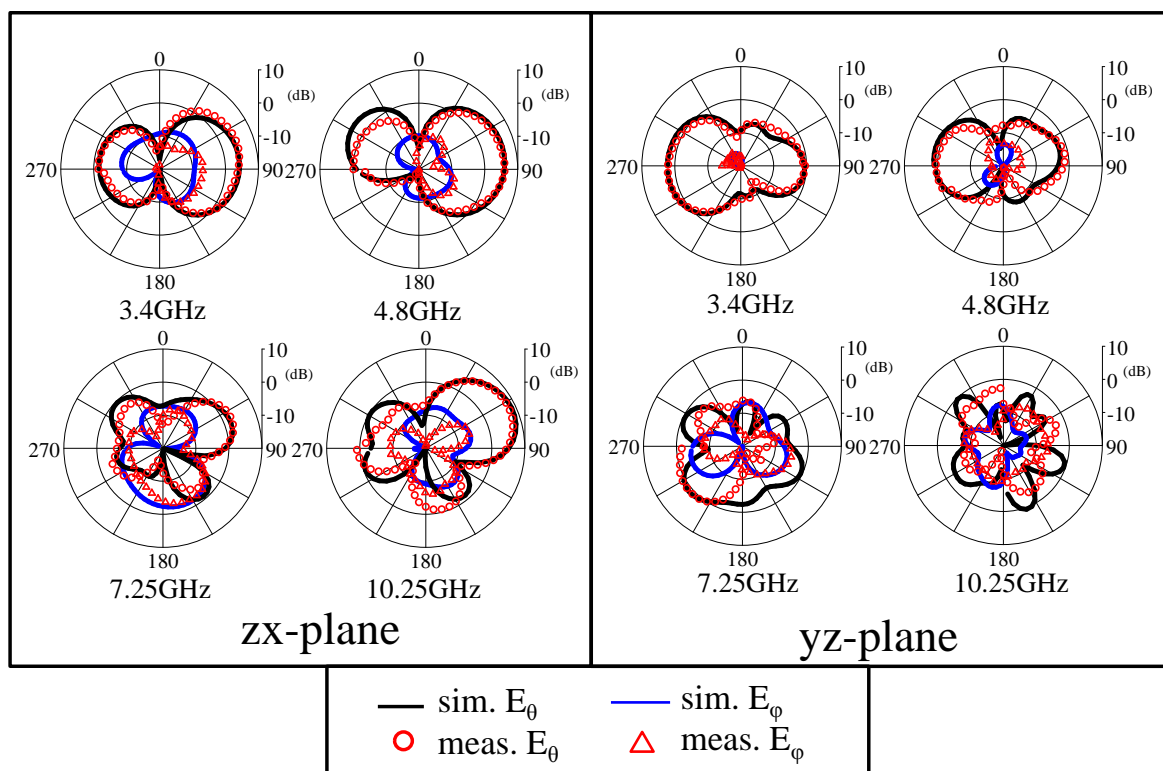


図 4.28: 放射パターン

表 4.7: 反射板つきアンテナの放射効率

周波数 [GHz]	放射効率 Sim. [dB]	放射効率 Meas. [dB]
3.4	-0.3	-0.4
4.8	-0.8	-1.0
7.25	-1.1	-1.5
10.25	-1.6	-2.1

れらは表 4.6 から分かるように、給電素子のモノポール、ループさらにスロットの各共振周波数に対応していることが分かる。共振周波数が表の結果に対してシフトしているのは、反射板を付けたことによる影響であると考えられる。

この結果をまとめると、反射板を付けていない状態での群遅延特性は 1 ns 以下程度 (精度 300 mm)、反射板を付けることにより 1.88 ns 以下程度 (精度 498 mm) となることが分かった。

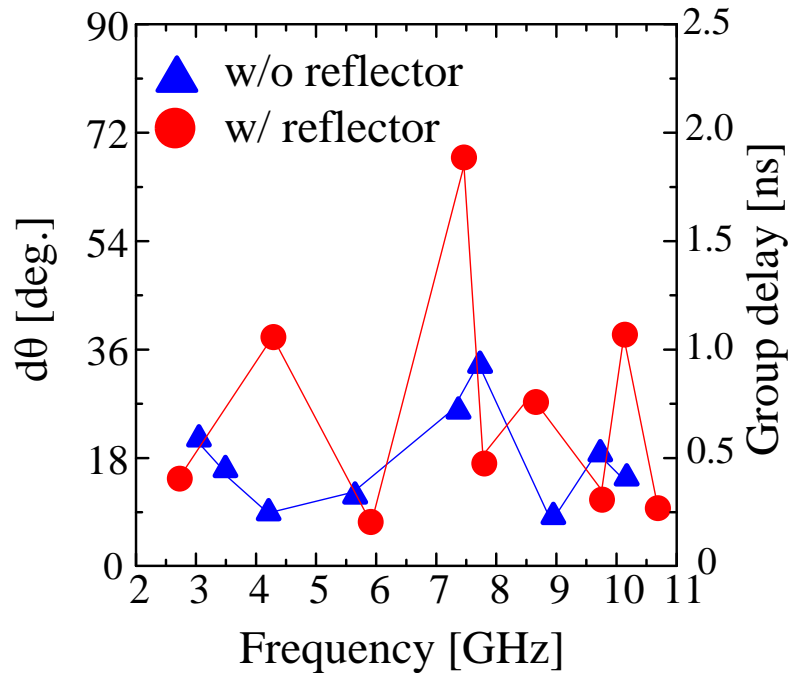


図 4.29: 群遅延：反射板有り無し

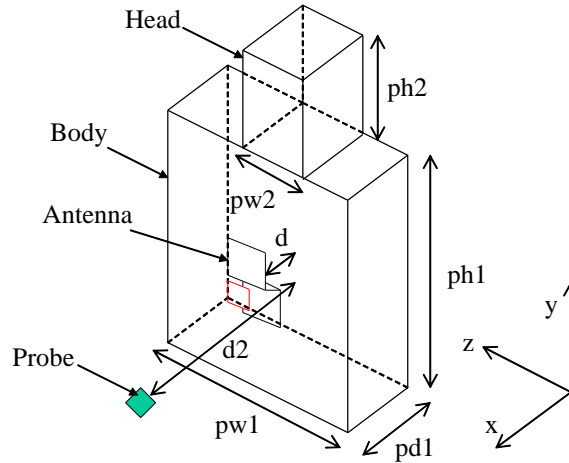
4.5 人体装着時の RSSI レベルの測定

設計した反射板付きアンテナの効果を検証するために、人体に装着したときの RSSI レベルを測定することで確かめる。RSSI の測定において、シミュレーションではファントムモデルを使用し、実測では実人体を使用して測定する。図 4.30 にシミュレーションで用いたファントムモデルの形状を示す。Body と反射板付きアンテナとの間隔 d をパラメータとし、使用者の衣服やケースの厚み等を考慮して d の値変更の範囲を 2 mm から 10 mm とし、測定用プローブと人体との距離 d_2 を 150 mm とした。反射板を付けない状態での測定は、アンテナ特性に影響を与えずに姿勢を保持するために発泡スチロールを使って固定した。

表 4.8 にファントムの電気定数の周波数毎の値を示す。本論文では、人体部位の詳細な電気定数を設定したときの不均一性を考慮せず、均一な組成比のファントムを用いて特性評価を行う。均一な組成比のファントムは、Gabriel らの実験値 [127] に $2/3$ を乗じることで $\pm 10\%$ 以内の差異で人体の電気定数を模擬したファントムと見ることが出来る [128]。

4.5.1 受信信号強度の測定結果

反射板がある時と無いときの RSSI のシミュレーションおよび実測の測定結果を図 4.31 に、また放射パターンを図 4.32 に示す。図中の ant.1 は自由空間側、ant.2 は人体側に対応



pw1=500, pd1=100, ph1=500, pw2=150, ph2=200, d=parameter, d2=150, unit[mm]

図 4.30: RSSI レベルの測定条件

表 4.8: ファントムモデルで使用した電気定数

周波数 [GHz]	比誘電率 ϵ_r	導電率 $\sigma[S/m]$
3	34.7	1.4
4	33.9	2.0
5	33.0	2.7
6	32.1	3.5
7	31.2	4.3
8	30.3	5.2
9	29.4	6.1
10	28.5	7.1

している。RSSI レベルの測定結果から、人体とアンテナとの間隔 d の値が小さく、かつ周波数が低くなるほどレベル差が大きくなる傾向が見て取れる。この結果の原因は、波長が起因した結果と言える。通常、アンテナに人体が近接すると不整合損を増加させて放射特性を劣化させる。それは、人体を構成する媒質が多くの水分を含んでいることから高い誘電率となり、これの近接により、アンテナの周波数特性は低域にシフトし、無線部分とのインピーダンス不整合を発生させるためである。さらに人体は損失性媒質であるためアンテナから放射される電力を吸収する性質を持つ [131][132]。さらにこのときの放射パターンを確認する。測定面は zx 面および xy 面である。結果は人体とアンテナとの間隔を 2 mm とし、自由空間側のアンテナのシミュレーション結果である。人体の位置は zx 面では 270

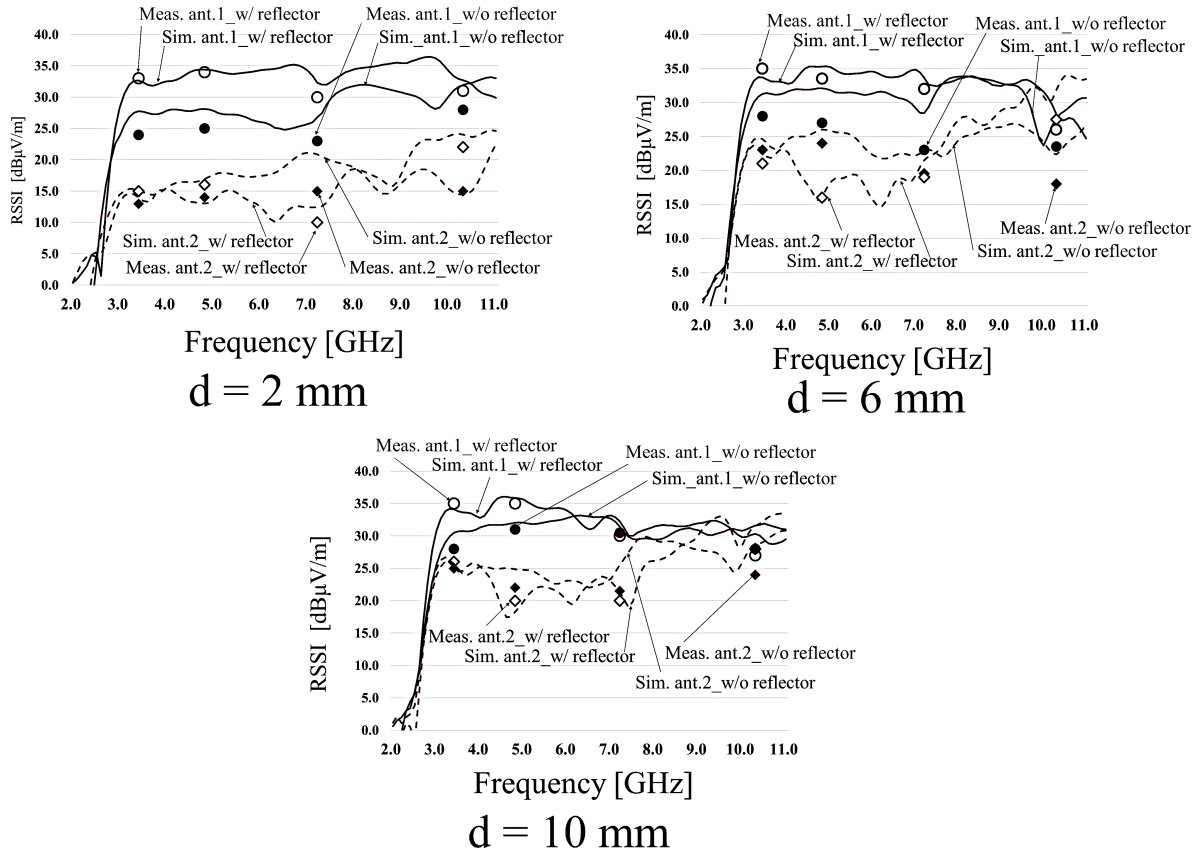


図 4.31: RSSI レベル測定結果

° 方向, xy 面では 180 ° 方向にある. この結果から, 反射板を付けることで自由空間方向への利得の向上が確認できる. RSSI レベルとこの結果から, 人体に装着した反射板が有効に機能して, 自由空間方向への利得を向上させたと考察できる.

ここで反射板付きアンテナの利得を表 4.9 に示し, 通信距離への影響について考察する. 仮に, 0 dBi の利得を有するアンテナを基準とし, 送受信側どちらか一方を設計した反射板付きアンテナにしたとき, 周波数毎の通信距離は 3.4 GHz では 4.2 倍, 4.8 GHz では 6.3 GHz 倍, 7.25 GHz では 2.6 倍, 10.25 GHz では 8.4 倍となる. EIRP レベルが低いことによる UWB システムの通信距離の短さに対して, このような利得を向上させたアンテナを使用することで大幅な改善が期待できる.

表 4.9: 反射板付きアンテナの利得

	3.4 GHz	4.8 GHz	7.25 GHz	10.25 GHz
Gain [dBi]	4.2	6.3	2.6	8.4

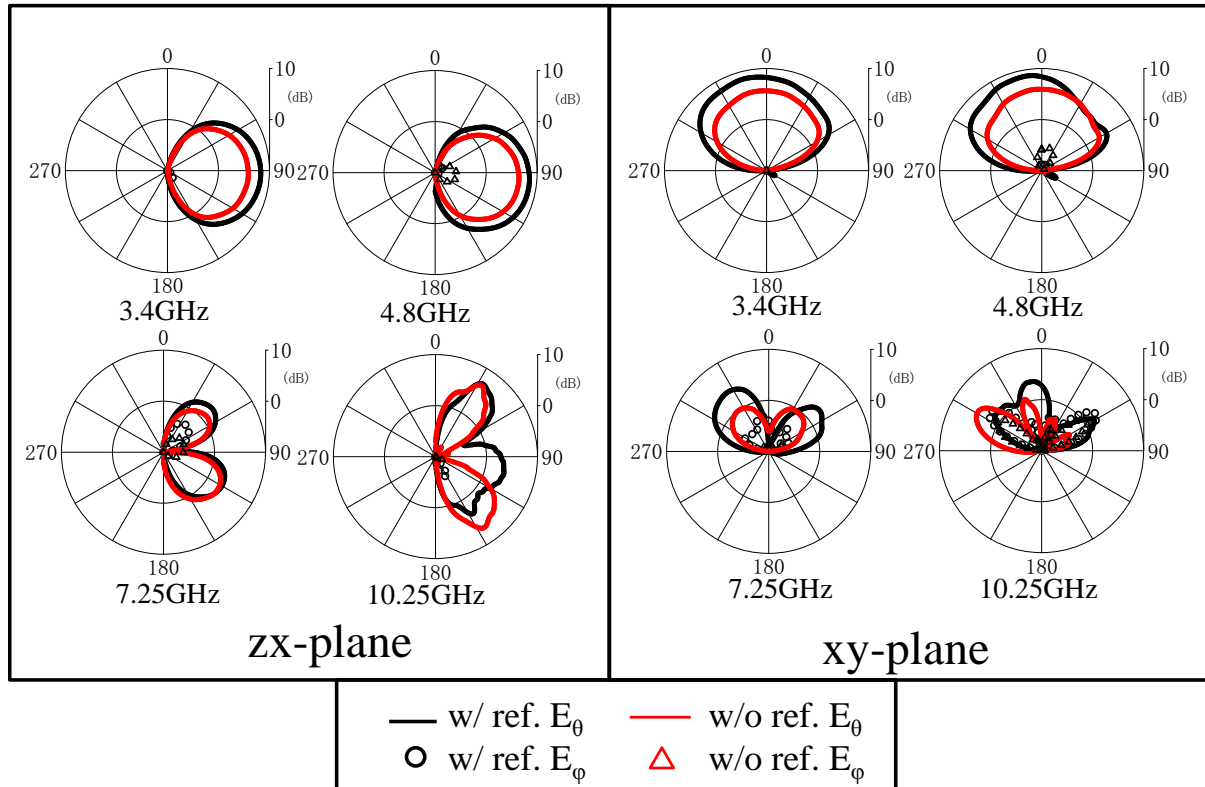


図 4.32: 放射パターン

4.6 第三章検討アンテナとの給電群遅延

この節では、これまでに高速通信用として検討してきた小形プリントアンテナおよび反射板付きアンテナが、測距に応用できるかを検証する。これまではアンテナ群遅延に注目してきたが、測距する際には、給電点群遅延に注目して議論する必要がある。そこで、第三章検討アンテナをアクセスポイントとし、本章で検討したアンテナとを組み合わせたときの給電点群遅延を議論することで、測距用途への応用の可能性を検討する。図 4.33 に送受信側で組み合わせるアンテナの種類を示す。簡単のため、図に示すように第三章検討アンテナを a とし、本章で検討した小形アンテナを b、反射板付きアンテナを c とする。給電点群遅延は a と a、a と b、さらに a と c で組み合わせるときで確認する。

確認した結果を表 4.10 に示す。本研究で任意に設定したアンテナ群遅延は 0.5 ns であった。給電点群遅延では、電波伝搬群遅延が 10λ 以上となればほぼ無視できるため、送受信アンテナの群遅延の和と考えることができる。すなわち、本研究における目標精度は 300 mm となる。これを満足することができるのは、結果から a - a の組み合わせだけであった。しかしながら、表 2.2 に示したように、実際に要求されている精度としては 1000 mm 以下であることから、a - b および a - c の組み合わせであっても実用に対して、十分に適用でき

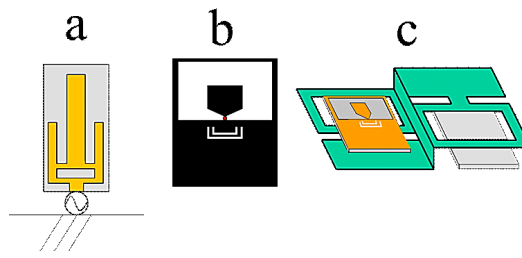


図 4.33: 送受信で組み合わせるアンテナの種類

ると判断できる。この結果は、アンテナの周波数特性を考慮せずに、群遅延のピーク値の和によって算出している。すなわち、示した値は上限と見ることができる。

表 4.10: 検討したアンテナの給電点群遅延

組み合わせ	給電点群遅延 [ns]	精度 [mm]
a - a	0.8	240
a - b	1.4	420
a - c	2.28	684

第 5 章

結論

本論文は、測距用およびヘルスケアデバイス用の UWB アンテナの設計手法に関する報告を行ってきた。本章では各章ごとのまとめを示し、本論文の結論とする。

• 第二章

測距用 UWB アンテナの設計手法に関する研究として、高精度な測距を実現するためのアンテナ設計指針について検討を行ってきた。

まず、検討を行う上で解決すべき課題を明らかにするために、測距では、群遅延特性が測距精度に重要な影響を与えることを説明した。その上で、群遅延が支配的に発生する箇所を基本的な通信モデルを用いて説明した。測距精度と直結する給電点群遅延は、アンテナ群遅延と電波伝搬群遅延の総和であることを示した。電波伝搬群遅延は、送受信間距離が 10λ 程度となれば、ほとんど無視できる値となることから、提示した通信モデルにおいて、支配的な群遅延の発生源となるのはアンテナ部分であることを述べた。さらに実際に要求されている測距精度について文献を用いて説明し、それを踏まえた上で本論文における目標値を設定した。それによって明らかとなった課題を解決するために、設計するアンテナが目標とする群遅延の値を満足することができるかを簡易的に判断することができる判別式の検討を行った。シミュレーションでは、S パラメータから群遅延を算出しているが、実測ではスミスチャートを使った方が共振点 ($X = 0$) およびその点での抵抗値を観測し易いという理由から、入力インピーダンス特性で表現した判別式を提案した。

本論文においては、アクセスポイントをアプリケーションとし、モノポールアンテナをベースモデルとした。その給電素子の設計条件を変化させたときの入力インピーダンスの推移から、設計指針を決定する。また、UWB 帯の Low band のみ、あるいは High band のみに対応したアンテナがそれぞれ必要になる場面を想定し、そのような場面にも対応できるように 3 GHz および 7 GHz における特性の変化を観測した。パ

ラメータ変化の範囲は、4分の1波長または2分の1波長で動作するアンテナが必要となったときにも対応できるように、アンテナの素子長 L を 0.15λ から 0.5λ に設定した。また、アンテナの素子幅 W の値は 1 mm から 5 mm の範囲とした。ただし、このときのアンテナの共振条件は考慮せず、入力インピーダンスの推移のみから設計指針についての考察を行っている。それを踏まえた上で特性を確認した結果、アンテナの素子長が長くなるほど抵抗の変化量とリアクタンスの変化量の差が大きくなることが分かった。理想的な群遅延特性を得るためには、抵抗とリアクタンスの変化量が等しいことが条件である。従って、なるべく短い素子長で動作するアンテナを設計することが良好な群遅延を得るためには重要であることを示した。具体的なアンテナの寸法を提示するために、入力インピーダンス特性の結果を提案した式に代入して群遅延値を算出した。その結果、 3 GHz を共振周波数として設定した場合には $0.2 \lambda_L$ 程度以下の素子長で、素子幅 3 mm 程度以上とし、共振周波数を 7 GHz とした場合には、素子長 $0.4 \lambda_H$ 程度以下、素子幅 2 mm 程度以上とすることで 0.5 ns 以下を満足できる可能性を示した。

● 第三章

この章では、測距用アンテナの設計として、第二章で検討した結果を反映させることでその有効性を確認した。設計したアンテナの有効性の検証をするために、従来から無指向性の UWB アンテナとして報告されてきた円形、三角形および円錐形を比較対象とした。

測距用アンテナには、良好な群遅延特性だけでなく、水平面内において無指向性であることも求められるため、本論文においては、平均利得からの偏差が $\pm 1.5 \text{ dB}$ 以内となればオムニパターンと判断するという評価指標を使って各アンテナの特性を評価した。その結果、評価指標を満足することができたのは提案形と円錐形であった。

オムニパターンを得るためには、測定面内におけるアンテナ形状の不均一性の程度が関係していることを考察した。つまり、提案形のパターンがオムニパターンとなったのは、アンテナ形状の不均一性が波長に対して小さかったためであり、ある程度パターンの歪みはあるものの、評価指標を超過するレベルにはならなかったためと考えられる。

次に提案した判別式を用いて群遅延特性を評価した結果、目標値 0.5 ns を満足することができたのは提案形と円錐形であった。提案形が目標値を満足できたのは、共振時の素子長が他の形状と比較して短いためと考えられる。この考察は、第二章で検討したモノポールアンテナの素子設計条件を変化させたときの入力インピーダンスの推移から算出した結果を以って裏付けることができる。同様の理由から、円形および三角形の群遅延特性が目標値を満足できなかったと判断できる。提案した判別式の妥

当性は、シミュレーションで算出した各 UWB アンテナの結果と比較することで確認した。

以上の結果から、提案形を測距用のアンテナとして用いた場合、測距精度 30 cm 程度の要求仕様であれば対応できる可能性があることを示し、有効性を提示した。

● 第四章

この章では、ヘルスケアデバイス用アンテナの設計手法に関する研究について報告している。まず、UWB アンテナを小形に設計する手法として、ループ素子とスロット素子を用いたインピーダンス整合について議論している。設計するアンテナは、プリント基板を使っている。モノポールアンテナをベースモデルとし、給電素子の形状をホームベース形とすることで広帯域に有効であることを示した。このホームベース形モノポールアンテナの周囲に、ループ素子を配置することで、共振周波数を低域にシフトされることができ、またこれにより帯域幅の拡張にも有効であることを示した。ループ素子が広帯域化に有効である理由は、給電素子との結合によって発生する容量がインピーダンス整合に寄与しているためであった。スロットを使った手法では、給電点に流れ込む電流に対して鎖交するように両端を折り曲げたスロットを複数配置することで、スロットが共振し、インピーダンス整合に有効であることを示した。

次に人体にアンテナを装着することを想定した、反射板形状について検討した。人体方向への放射を抑制し、自由空間方向への放射を強めることができ、かつ良好な S_{11} 特性となる反射板形状について検討した。反射板の大きさは人体への装着を考慮して $40 \text{ mm} \times 60 \text{ mm}$ 、厚み 10 mm に制限した。UWB 帯の全域に対応させるため、反射板に切り込みを加えることで、周波数選択機能を付与した。つまり、Low band では切り込みが機能し、インピーダンス不整合を低減する。High band では、反射板と給電素子との間隔が機能するように設計した。設計した反射板を実装した UWB アンテナの S_{11} 特性は、アンテナ単体から劣化するが、十分に実用域で動作していることが分かった。さらに素子間の通過特性も、良好であった。反射板への切り込み形状の有効性は、モノポール延長モデルを実装することで検証した。その結果から、切り込み形状は、給電アンテナの形状と対応させて設計することで有効に機能することが分かった。反射板付き UWB アンテナの放射パターンは、自由空間方向への放射を強め、反射板方向への放射を抑制していた。

設計したアンテナの群遅延は、反射板なしで 1 ns 程度 (精度 300 mm)、反射板有りでは 1.88 ns (精度 498 mm) となった。

反射板の効果は人体に装着したときの RSSI レベルを測定することで検証した。人体は、シミュレーションではファントムモデルを使用し、実測では実人体を用いた。RSSI レベルは、反射板の両面に配置された二つのアンテナについて、人体の前方に配置され

たプローブを使って測定した。その結果、自由空間側に配置されたアンテナの RSSI レベルは、人体側のレベルと比較して 5 dB 以上の差が付いていることが確認できた。RSSI レベルの差は、人体とアンテナとの間隔が近く、低周波になるほど顕著であった。この結果を利用することで、常に自由空間側に配置されたアンテナへ給電するための条件とすることができる。

さらに、第三章で検討したアンテナと組み合わせたときの給電点群遅延について確認することで測距用途への可能性を検証した。

謝辞

本研究を進めるにあたり、終始懇切なるご指導御鞭撻を賜りました横浜国立大学工学研究院教授 新井宏之博士に心から感謝の意を表します。

本論文に関してご助言を頂きました、横浜国立大学工学研究院准教授 久我宣裕博士に深く感謝の意を表します。また博士論文の審査において、大変有益なご助言を賜りました横浜国立大学工学研究院教授 馬場俊彦博士，足立武彦博士，准教授 市毛弘一博士に深く感謝の意を表します。

この論文は筆者が大学院在学中の研究成果だけでなく、スタッフ株式会社に入社してから研究した成果を積み上げた成果物です。入学の機会を与えてくださった、スタッフ株式会社 会長 福井洋二氏，顧問 佐藤和夫氏，荒兼典行氏に深く感謝致します。

また、直接の上司として日頃より御指導ならびに叱咤激励を賜りました、スタッフ株式会社技術本部電気設計部 本部長 執行役員 千葉修二氏に深く感謝致します。

また、進学にあたり、様々な手続きのご対応を賜りました、スタッフ株式会社 常務取締役 中山和則氏に深く感謝致します。

また、本研究を進めるにあたり、大変有益なご助言を賜りましたスタッフ株式会社技術本部電気設計部 関根秀一博士に深く感謝致します。

さらに、大学院在籍中、様々な面においてご助言をくださった研究室先輩の内田大輔博士，安部健太氏，相良光毅氏，水野温貴氏，泉琢人氏，米山直樹氏，浅井威郎氏，Shen Wang 博士，Rohani Binti Baker 博士ならびに研究室同期の大倉拓也博士，上坂昂司氏，萩原賢治氏，堀裕介氏，顧宏亮氏，また博士課程後期メンバーの杉本義喜氏，橋口弘氏，Thomas Basikolo 氏，Tran Thi Lan 氏ならびに博士課程前期，学部生のメンバーにも深く感謝致します。

本論文はここに挙げさせて戴いた方々だけでなく、数多くの皆様の多大なるご指導と御協力の賜物であることを付記して、心から感謝の意を表します。

最後に、筆者が就労学生となることに理解を示し、本論文作成まで全面的に協力してくれた妻 恵子と娘 咲穂に感謝します。

参考文献

- [1] 電波博物館, 電波の歴史
<http://www.cleandenpa.net/museum/gaku/g02.html>
- [2] 総務省, 我が国の電波の使用状況
<http://www.tele.soumu.go.jp/resource/search/myuse/usecondition/wagakuni.pdf>
- [3] NTT ドコモ歴史展示スクエア <http://history-s.nttdocomo.co.jp/>
- [4] Wikipedia, 日本における携帯電話
<https://ja.wikipedia.org/wiki/日本における携帯電話>
- [5] 清瀬健. "我が国のインターネットにおけるトラヒックの集計・試算." 日本データ通信 206 (2015): 8-11.
- [6] 総務省, 電波資源拡大のための研究開発の実施
<http://www.tele.soumu.go.jp/j/sys/fees/purpose/kenkyu/>
- [7] 安田明生. "GPS 技術の展望." 電子情報通信学会論文誌 B 84.12 (2001): 2082-2091.
- [8] National Instrument
<http://www.ni.com/tutorial/7139/ja/>
- [9] 坂井丈泰. "A. 1 GPS/GNSS の基礎知識." (2007).
- [10] Chong, Chia-Chin, Ismail Guvenc, and 渡辺富士雄. "屋内位置情報サービスを実現する UWB を用いた測距・測位技術." NTT DoCoMo テクニカル・ジャーナル 17.1 (2009): 40-46.
- [11] Ogawa, Akira, Takaya Yamazato, and Tomoaki Ohtsuki. "Information and signal processing for sensor networks." IEICE transactions on fundamentals of electronics, communications and computer sciences 87.10 (2004): 2599-2606.
- [12] 野田正樹. "高速 UWB (Ultra Wideband) 通信 最新動向." 情報処理 49.12 (2008): 1445.

- [13] 総務省, 超広帯域無線システムの無線局の周波数表
<http://www.tele.soumu.go.jp/resource/search/share/pdf/musensisutemu.pdf>
- [14] 電子情報通信学会, 超広帯域 (UWB) 無線通信と今後の高度無線アクセス技術.
<http://www.journal.ieice.org/conts/kaishi-wadainokiji/200405/200405-2.html>
- [15] Shannon, Claude Elwood. "Communication in the presence of noise." Proceedings of the IRE 37.1 (1949): 10-21.
- [16] Wikipedia WirelessUSB
<https://ja.wikipedia.org/wiki/WirelessUSB>
- [17] 阪田史郎. UWB/ワイヤレス USB 教科書. p.16, インプレス R and D, 2006.
- [18] FCC Part15, "Radio frequency devices." FCC, USA. 2003.
- [19] 野田正樹 (株). "高速 UWB (Ultra Wideband) 通信 最新動向." 情報処理 49.12 (2008): 1445.
- [20] ETSI
<http://www.etsi.org/>
- [21] 阪田史郎. "無線 PAN/LAN/MAN/WAN の最新技術動向." ユビキタス ITS シンポジウム, <http://www.itsforum.gr.jp/Public/J3Schedule> P 14.
- [22] 石上忍, 河野隆二. "2-3 超広帯域無線通信 (UWB)(2. 無線通信と EMC)(; 小特集; ユビキタスネットワーク時代の EMC)." 電子情報通信学会誌 87.10 (2004): 835-838.
- [23] Mandke, K., Nam, H., Yerramneni, L., and Zuniga, C. "The evolution of UWB and IEEE 802.15. 3a for very high data rate WPAN." EE 381K-11 Wireless Communications UWB Group, The University of Texas at Austin (2003).
- [24] ZigBee
<http://www.zigbee.org/>
- [25] 河野隆二. "通信の常識をひっくり返す無線ブロードバンドの核心 UWB (前編) 数ギガの帯域で数百メガ以上を高速伝送." 日経コミュニケーション 465 (2006): 152-157.
- [26] Wikipedia, 直交周波数分割多重方式
<https://ja.wikipedia.org/wiki/直交周波数分割多重方式>

- [27] Schwartz, Sorin M. "Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS) vs. Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) in the Broadband Wireless Access and WLAN Arenas." white paper (2001).
- [28] Cain, Peter. "Direct-sequence UWB signal generation and measurement." RF Design (2004).
- [29] Wikipedia, スペクトラム拡散
<https://ja.wikipedia.org/wiki/スペクトラム拡散>
- [30] 高田潤一. "UWB のためのアンテナ伝搬技術." マイクロウェーブ・ワークショップ 2003 (2003).
- [31] Hahn, R., and J. Fikioris. "Impedance and radiation pattern of antennas above flat discs." IEEE Transactions on Antennas and Propagation 21.1 (1973): 97-100.
- [32] CST
<https://www.cst.com/>
- [33] Keysight
<http://www.keysight.com/ja/pdx-x201875-pn-N5222A/>
- [34] 中川洋一, 深川隆, and 向井裕人. "マイクロ波 UWB タグの一点測位技術開発 (特集 無線応用技術)." パナソニック技報 57.1 (2011): 54-59.
- [35] Liu, H., Darabi, H., Banerjee, P., and Liu, J. "Survey of wireless indoor positioning techniques and systems." IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews) 37.6 (2007): 1067-1080.
- [36] Gezici, S., Tian, Z., Giannakis, G. B., Kobayashi, H., Molisch, A. F., Poor, H. V., and Sahinoglu, Z. "Localization via ultra-wideband radios: a look at positioning aspects for future sensor networks." IEEE signal processing magazine 22.4 (2005): 70-84.
- [37] 小西秀典, 大木哲史, 金井謙治, and 甲藤二郎. "Wi-Fi を用いた Indoor Fingerprint Localization における精度の検討." マルチメディア, 分散, 協調とモバイル (DICOMO2013) シンポジウム論文集 (2013): 1111-1115.
- [38] 佐藤智美, 小宮山哲, 下田雅彦, 劉渤江, and 横田一正. "Bluetooth の電波強度を用いた位置推定方式の検討." DEIM Forum. 2011.
- [39] 吉澤菜津子, 遠藤貴裕, and 永見健一. "屋内位置情報における推定技術の開発と新しいサービスの展開について." Intec Technical Journal 13 (2013): 44-51.

- [40] 曆本純一, 塩野崎敦, 末吉隆彦, and 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 (2006): 95-104.
- [41] Skyhook
<http://www.skyhookwireless.com/>
- [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." 電子情報通信学会論文誌 B 90.9 (2007): 784-796.
- [43] Weiss, Anthony J. "On the accuracy of a cellular location system based on RSS measurements." IEEE transactions on vehicular technology 52.6 (2003): 1508-1518.
- [44] Yamada, I., Ohtsuki, T., Hisanaga, T., and Zheng, L. "An indoor position estimation method by maximum likelihood algorithm using RSS." SICE, 2007 Annual Conference. IEEE, 2007.
- [45] Nishi, Yusuke, and Tomoaki Ohtsuki. "A distributed localization with unknown attenuation coefficient in wireless sensor networks." 2008 14th Asia-Pacific Conference on Communications. IEEE, 2008.
- [46] 峰野博史, 肥田一生, 水谷美穂, 宮内直人, 楠和浩, and 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 (位置情報の利用)." 情報処理学会研究報告. GN,[グループウェアとネットワークサービス] 2004.31 (2004): 1-6.
- [47] Hata, Masaharu, and Takayoshi Nagatsu. "Mobile location using signal strength measurements in a cellular system." IEEE Transactions on Vehicular Technology 29.2 (1980): 245-252.
- [48] 川端学, 朝生雅人, 斎川貴彦, and 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." 電子情報通信学会論文誌 B 87.2 (2004): 285-291.
- [49] 田邊勇二, 上野伴希, and 馬場孝明. "アンテナ自身の群遅延に関する解析及び測定." 電子情報通信学会論文誌 B 90.12 (2007): 1274-1283.
- [50] 趙海燕, 藤元美俊, and 堀俊和. "プレフィルタリングによるアンテナの群遅延歪み補償 (衛星, アンテナ・伝搬技術及び一般)." 電子情報通信学会技術研究報告. A・P, アンテナ・伝播 106.40 (2006): 97-100.
- [51] Wikipedia インパルス応答
<https://ja.wikipedia.org/wiki/>

- [52] レーダーにおける距離計測とパルス圧縮技術
<http://www-lab26.kuee.kyoto-u.ac.jp/tsato/ds/corona-comp.pdf>
- [53] 坂野秀樹, 陸金林, 中村哲, 鹿野清宏, and 河原英紀. "時間領域平滑化群遅延を用いた短時間位相の効率的表現方法." 電子情報通信学会論文誌 D 84.4 (2001): 621-628.
- [54] 高田潤一. "電波伝搬の基礎理論." マイクロウェーブ・ワークショップ (2004).
- [55] 総務省, "UWB 無線センサーネットワークの周波数共用条件に関する調査検討", 平成 23 年 3 月.
- [56] 牧村英俊, 西本研悟, 深沢徹, and 宮下裕章. "アンテナ間結合位相の群遅延に対応した広帯域減結合回路." 電子情報通信学会技術研究報告. A・P, アンテナ・伝播 114.76 (2014): 13-18.
- [57] 堀田篤, 岩崎久雄. "UWB・無線 LAN 対応広帯域平面ダイポールアンテナの検討." 電子情報通信学会論文誌 B 89.9 (2006): 1633-1640.
- [58] 大沼克己, 矢口英士, and 岩崎俊. "B-1-149 ネットワークアナライザを用いた超広帯域ボウタイアンテナの群遅延特性の測定 (B-1. アンテナ・伝播 B (アンテナ一般), 通信 1)." 電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集 2005.1 (2005): 149.
- [59] Bahadori, Keyvan, and Yahya Rahmat-Samii. "A miniaturized elliptic-card UWB antenna with WLAN band rejection for wireless communications." IEEE transactions on antennas and propagation 55.11 (2007): 3326-3332.
- [60] Powell, Johnna, and Anantha Chandrakasan. "Spiral Slot Patch Antenna and Circular Disc Monopole Antenna for 3.1-10.6 GHz Ultra Wideband Communication." ISAP 2004 8 (2004): 1-10.
- [61] 伊藤公一, 官寧, and 古屋洋高. "1 つの放射エレメントで構成した携帯電話用マルチバンドアンテナ." フジクラ技報 115 (2008): 1-5.
- [62] 伊藤庸二, 後藤三男. "無線方位測定器". コロナ社. 1957.
- [63] 小野房吉. "電波航法の新しい測位原理 (一般解)." 水路部研究報告 18 (1983): p137-144.
- [64] B.Forssell, "Radionavigation System", P226, Prentice Hall, 1991.
- [65] 大槻知明. "位置推定技術." 信学技報 (2009): 1-5.
- [66] 峯邑隆司, 鈴木裕道, and 大場功. "チューナブルアンテナ技術." 東芝レビュー 61.7 (2006): 33-36.

- [67] 野口啓介, 東海林英明, 水澤丕雄, 山口尚, 奥村喜久, and 別段信一. "小形メアンダラインアンテナのインピーダンス特性." 電子情報通信学会論文誌. B-II, 通信 II-無線通信・無線応用 81.2 (1998): 183-184.
- [68] 関根秀一, and 庄木裕樹. "並列共振モードを用いた T 型モノポールアンテナ." 電子情報通信学会論文誌 B 86.2 (2003): 200-208.
- [69] 野口啓介. "複合モード励振による小形・平面アンテナの広帯域化."
- [70] Honda, Satoshi, et al. "A disk monopole antenna with 1:8 impedance bandwidth and omni-directional radiation pattern." Proceedings of the International Symposium on antennas and propagation Japan. Vol.4.,1992.
- [71] 本田聡, et al. "広帯域円板モノポールアンテナについて." テレビジョン学会技術報告 15.59 (1991): 25-30.
- [72] 本田聡, 伊藤猷顯, 神保良夫, 関一. "広帯域円板モノポールアンテナについて." テレビジョン学会技術報告 15.59 (1991): 25-30.
- [73] 久我宣裕, 斉藤一寿, 山田浩嗣, and 新井宏之. "B-1-130 広帯域直交円板モノポールアンテナ." 電子情報通信学会総合大会講演論文集, 2003(1), 130.
- [74] Hou, Xuebin, Clive Parini, and Stuart Gregson. "Planar near-field measurement on an omni-directional UWB antenna." 2007 International workshop on Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications. IEEE, 2007.
- [75] Lin, C-C., et al. "A planar triangular monopole antenna for UWB communication." IEEE Microwave and Wireless Components Letters 15.10 (2005): 624-626.
- [76] Alipour, A., and H. R. Hassani. "A novel omni-directional UWB monopole antenna." IEEE Transactions on Antennas and Propagation 56.12 (2008): 3854-3857.
- [77] 谷口琢也, 小林岳彦. "UWB 測定用アンテナの開発 (UWB システム/一般)." 電子情報通信学会技術研究報告. MW, マイクロ波 103.76 (2003): 13-16.
- [78] Alipour, A., and H. R. Hassani. "A novel omni-directional UWB monopole antenna." IEEE Transactions on Antennas and Propagation 56.12 (2008): 3854-3857.
- [79] Yu, D., Zhai, W., Xie, G., and Zhang, L. "A novel omni-directional UWB biconical antenna with band-notched." Proceedings of 2011 IEEE CIE International Conference on Radar. Vol. 2. IEEE, 2011.

- [80] Yang, Z., Jinghui, Q., Wenbin, G., and Caitian, Y. "Novel ultra-wide band omnidirectional dipole antenna." Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2012 International Conference on. Vol. 3. IEEE, 2012.
- [81] セミリジッドケーブル
<https://www.repic.co.jp/pdf/catalog/Microwave-cables-EN.pdf>
- [82] Cho, Young Jun, et al. Cho, Y. J., Kim, K. H., Hwang, S. H., and Park, S. O. European Conference on Wireless Technology, 2005.. IEEE, 2005.
- [83] Liang, J., Chiau, C. C., Chen, X., and Parini, C. G. "Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems." IEEE Transactions on antennas and propagation 53.11 (2005): 3500-3504.
- [84] 瀬川敏雄, et al. "Top Loading 半円板モノポールアンテナ." 電子情報通信学会技術研究報告. A・P, アンテナ・伝播 93.465 (1994): 9-16.
- [85] Suh, Seong-Youp, Warren L. Stutzman, and William A. Davis. "A new ultrawideband printed monopole antenna: The planar inverted cone antenna (PICA)." IEEE Transactions on Antennas and Propagation 52.5 (2004): 1361-1364.
- [86] 松野宏己, 中野雅之, and 新井宏之. "Halo アンテナを用いた細径無指向性偏波共用基地局アンテナ (マイクロ波ミリ波, 一般)." 電子情報通信学会技術研究報告. A・P, アンテナ・伝播 112.216 (2012): 43-48.
- [87] Low, Z. N., J. H. Cheong, and C. L. Law. "Low-cost PCB antenna for UWB applications." IEEE antennas and wireless propagation letters 4 (2005): 237.
- [88] 田邊勇二. "広帯域アンテナの最適化設計及び特性評価に関する研究: 早稲田大学審査学位論文 (博士)." (2011).
- [89] Chong, Chia-Chin, Ismail Guvenc, and 渡辺富士雄. "屋内位置情報サービスを実現する UWB を用いた測距・測位技術." NTT DoCoMo テクニカル・ジャーナル 17.1 (2009): 40-46.
- [90] 堀俊和. "広帯域・マルチバンドプリントアンテナ." 電子情報通信学会論文誌 B 87.9 (2004): 1130-1139.
- [91] 倉本晶夫. "平面型の UWB アンテナ." NEC 技報 58.2 (2005): 68-73.

- [92] Yu, Ding, et al. "A novel omni-directional UWB biconical antenna with band-notched." Proceedings of 2011 IEEE CIE International Conference on Radar. Vol. 2. IEEE, 2011.
- [93] 阪田史郎. UWB/ワイヤレス USB 教科書. インプレス R and D, 2006.
- [94] Wood, Stephen R., and Roberto Aiello. Essentials of UWB. New York: Cambridge University Press, 2008.
- [95] 中村年宏, and 岩崎久雄. "阻止帯域を有する UWB 用平面モノポールアンテナ." 電子情報通信学会論文誌 B 89.9 (2006): 1624-1632.
- [96] Wang, X., et al. "CPW-fed band-notched monopole antenna for UWB applications." Antennas, Propagation and EM Theory, 2008. ISAPE 2008. 8th International Symposium on. IEEE, 2008.
- [97] Choi, Seok H., et al. "A new ultra- wideband antenna for UWB applications." Microwave and optical technology letters 40.5 (2004): 399-401.
- [98] 虫明康人, and 安達三郎. "基礎電波工学." 共立出版 (1970): 158.
- [99] 竹丸善紀, 藤井威生, 神谷幸宏, and 鈴木康夫. "アンテナの位相特性を考慮した UWB 通信方式の検討." 電子情報通信学会技術研究報告. A・P, アンテナ・伝播 103.491 (2003): 7-10.
- [100] 総務省 統計局 2014 年 9 月
- [101] 上林千恵子. "介護人材の不足と外国人労働者受け入れ."
- [102] 朽久保修, 山末耕太郎. "情報通信技術を活用したヘルスケアネットワークシステム." 電子情報通信学会誌 90.8 (2007): 636-641.
- [103] 新井宏之. "アンテナの電氣的体積について." 電子情報通信学会技術研究報告. A・P, アンテナ・伝播 93.40 (1993): 57-62.
- [104] 徳丸仁. "電氣的小形アンテナ." 電子情報通信学会論文誌 B 71.11 (1988): 1206-1212.
- [105] 森下久. "小形携帯端末用アンテナ: 設計概念から将来展望まで." 電子情報通信学会論文誌 B 88.9 (2005): 1601-1612.
- [106] Hori, T., and M. Fujimoto. "Optimum design of bow-tie antennas suitable for broadband antenna array." The European Conference on Antennas and Propagation: Eu-CAP 2006. Vol. 626. 2006.

- [107] 伊藤禎宣, 飴谷充隆, 山本学, 野島俊雄. “UWB 用反射板付き葉状ボウタイアンテナの二次元アレー化に関する検討.” 電子情報通信学会論文誌 B, 91(9), 1029-1036.
- [108] Mushiake, Yasuto. “The input impedance of a slit antenna.” Joint Convention Record of Tohoku Sections of IEE and IECE of Japan. 1948.
- [109] Mushiake, Yasuto. “CREATION OF THE NOVEL TECHNOLOGIES FOR ANTENNAS IN JAPAN WITH PARTICULAR EMPHASIS ON SELF-COMPLEMENTARY ANTENNAS.” proc. Int. Symp. Antenna Propagat. 2004.
- [110] 山本学, 藤田壮, and 野島俊雄. “UWB 無線用葉状ボウタイスロットアンテナ.” 電子情報通信学会論文誌 B 95.9 (2012): 1181-1184.
- [111] Abdelraheem, A. M., Abdalla, M. A., and Sharaf, M. “UWB-notched antenna for nearby WiMAX systems interference immunity.” In 30th National Radio Science Conference (NRSC2013), April 16-18, 2013, April 16-18 (pp. 123-131).
- [112] 松田洋一, 小池雄真, 後藤恵介, 松井泰樹, and 若林敏雄. “誘電体基板の上にプリントした阻止帯域を有する超広帯域平面アンテナに関する研究 (学生若手発表および一般).” 映像情報メディア学会技術報告 35.10 (2011): 27-30.
- [113] M. Rostamzadeh, S. Mohamadi, J. Nourinia, Ch. Ghobadi, and M. Ojaroudi. “Square Monopole Antenna for UWB Applications With Novel Rod-Shaped Parasitic Structures and Novel V-Shaped Slots in the Ground Plane.” IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. (AWPL), vol. 11, pp. 446-449, 2012.
- [114] W. Lui, C. Cheng, and H. Zhu, “Improved Frequency Notched Ultrawideband Slot Antenna Using Square Ring Resonator.” IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 55, no. 9, pp. 2445-2450, Sept. 2007.
- [115] K. Chawanonphithak, C. Phongcharoenpanich, S. Kosulvit, and M. Krairiksh. “5.8 GHz Notched UWB Bidirectional Elliptical Ring Antenna Excited by Circular Monopole with Curved Slot,” Proc. Asia-Pacific Microwave Conference (APMC) 2007, Bangkok, Thailand, Dec. 2007.
- [116] 飴谷充隆, 山本学, 野島俊雄, 伊藤精彦. “反射板付き UWB プリントダイポールアンテナの基礎的検討.” 電子情報通信学会技術研究報告. A・P, アンテナ・伝播, 106(140), 31-36.
- [117] 西本研悟. “移動体通信用アンテナの高性能化に関する研究.” (2016).

- [118] 西本研悟, 深沢徹, 宮下裕章, and 小西善彦. "スライド構造の共振を利用した小型端末用アンテナの広帯域化方法." 電子情報通信学会論文誌 B 96.9 (2013): 1019-1027.
- [119] Wu, Q., Jin, R., Geng, J., and Su, D. "On the performance of printed dipole antenna with novel composite corrugated-reflectors for low-profile ultrawideband applications." Antennas and Propagation, IEEE Transactions on 58.12 (2010): 3839-3846.
- [120] Fukusako, Takeshi, and Keisuke Tanaka. "Control of Radiation Pattern in UWB Antenna using an EBG Structure.", 2006 Inter-national symposium on antennas and propagation (ISAP2006), Singapore, p. 104 and 4-page CD-ROM paper, Nov. 2006.
- [121] 石井望, 新井宏之. "アンテナ放射電力測定法に関する国内研究動向." 電子情報通信学会論文誌 B 95.5 (2012): 607-617.
- [122] 電子情報通信学会 "アンテナ工学ハンドブック 第2版" オーム社, p276, 2008-07.
- [123] 長敬三. "ループ素子で構成した周波数選択性反射板付ダイポールアンテナ." 電子情報通信学会技術研究報告. A・P, アンテナ・伝播 113.192 (2013): 45-49.
- [124] 横井直明, 川原靖弘, 胡清華, 保坂寛, 酒田健治. "PHS 測位を用いた高精度位置補正法." マイクロメカトロニクス, 52(198), 45-55.
- [125] 社団法人 電波産業会 : 第二世代コードレス電話システム 標準規格 (RCR STD-28), 3.3 版, pp.42, 2000.
- [126] Chien Jen Wang, Christina F. Jou and Ying Chou Shih "A microstrip leaky-wave antenna with beam-switchable scanning radiation." IEEE Microwave conference, 2000 Asia-Pacific, pp.1339-1342, 03 Dec 2000-06 Dec 2000
- [127] Gabriel, S., R. W. Lau, and Camelia Gabriel. "The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz." Physics in medicine and biology 41.11 (1996): 2251.
- [128] 伊藤公一, and 高橋応明. "パーソナルエリア通信端末による人体電磁波エネルギー吸収量評価システムの構築."
- [129] 滝本拓也, 大西輝夫, 齊藤一幸, 高橋応明, 伊藤公一. "UWB 通信帯域における広帯域生体等価固体ファントムの有効性評価." 電子情報通信学会論文誌 B, 89(9), 1806-1814.
- [130] 802.15.6-2012 -IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 15.6: Wireless Body Area Networks, 2012.

- [131] 渡辺聡一, 多氣昌生, and 野島俊雄. "携帯無線機のアンテナ入力インピーダンスに対する人体頭部との相互作用による影響." 電子情報通信学会論文誌 B 79.9 (1996): 557-565.
- [132] 小柳芳雄, 河井寛記, 小川晃一, and 伊藤公一. "全身等価楕円柱ファントムを用いた 150 MHz 帯ヘリカルアンテナの局所 SAR と放射特性に関する検討." 電子情報通信学会論文誌 B 85.5 (2002): 664-675.
- [133] D. Lewis. "802.15. 6 call for applications-response summary." IEEE P802 15 (2008).
- [134] Kraus, John D. "Antennas." (1988).
- [135] Liang, Jianxin. Antenna study and design for ultra wideband communication applications. Diss. University of London, 2006.
- [136] Powell, Johnna. Antenna design for ultra wideband radio. Diss. Massachusetts Institute of Technology, 2004.
- [137] Quintero Diaz de Leon, Gabriela. "Analysis and Design of Ultra-Wideband Antennas in the Spectral and Temporal Domains." (2010).
- [138] Bellusci, Giovanni. Ultra-wideband ranging for low-complexity indoor positioning applications. TU Delft, Delft University of Technology, 2011.
- [139] Orndorff, Aaron Michael. Transceiver design for ultra-wideband communications. Diss. Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004.
- [140] Kumar, Dhunish. DESIGN AND ANALYSIS OF MICROSTRIP ANTENNAS FOR ULTRA-WIDE BAND APPLICATIONS. Diss. National Institute of Technology Rourkela, 2014.
- [141] Parikh, Hemish K. An RF System Design for an Ultra Wideband Indoor Positioning System. Worcester Polytechnic Institute, 2008.
- [142] Kinzie, Nicola Jean. "Ultra-Wideband Pulse Doppler Radar for Short-Range Targets." (2011).
- [143] Wentzloff, David D. Pulse-based ultra-wideband transmitters for digital communication. Diss. Massachusetts Institute of Technology, 2007.
- [144] Lam, Hung-Jui. Ultra-wideband antenna in coplanar technology. Diss. University of Victoria, 2007.

- [145] Yavari, Mohammadreza. "Indoor Real-Time Positioning Using Ultra-Wideband Technology." (2015).
- [146] Chiu, David Sung-Tat. "Ultra Wideband Augmented GPS." *Masters Abstracts International*. Vol. 48. No. 01. 2009.
- [147] Steiner, Christoph. *Location Fingerprinting for Ultra-wideband Systems: The Key to Efficient and Robust Localization*. Vol. 11. Logos Verlag Berlin GmbH, 2010.
- [148] Meaamar, Ali. *An Ultra-Wideband Receiver Front-end*. Diss. The Nanyang Technological University, 2010.
- [149] Malik, Tahir. "Ultra-Wideband (UWB) communication using carrierless amplitude phase modulation." (2016).
- [150] Kagawa, Toshinori, Huan-Bang Li, and Ryu Miura. "Evaluation of IR-UWB Positioning System in Shopping Mall."
- [151] Fontana, Robert J. "Recent system applications of short-pulse ultra-wideband (UWB) technology." *IEEE Transactions on microwave theory and techniques* 52.9 (2004): 2087-2104.

研究業績

学術論文

昆輝, 新井宏之. ”超広帯域特性を有する単方向小形アンテナの設計法について” 電子情報通信学会論文誌 B 99.2 (2016): 78-87.

国際会議（口頭発表）

Akira Kon and Hiroyuki Arai. “Built-in Pendant Antenna for Wireless Healthcare Applications” IEEE 2016 International Workshop on Electromagnetic (iWAT2016), Feb.29-Mar.2,2016,Cocoa beach, Florida, USA.

国際会議（ポスター発表）

Akira Kon, and Hiroyuki Arai. “Study of A Small Antenna with Ultra-Wideband Characteristics ”,IEEE International Workshop on Electromagnetic (iWEM2014), August 4-6, 2014, Sapporo,Hokkaido,Japan.

国内学会（口頭発表）

昆輝, 新井宏之, 高瀬実. ”人体影響低減のための携帯電話用内蔵アンテナの設計法” 電子情報通信学会技術研究報告. A・P, アンテナ・伝播 113.151 (2013): 19-22.

