

博士学位論文

超広帯域無線応用システムの研究

2014年3月

北九州市立大学大学院 国際環境工学研究科

情報工学専攻

中村 僚兵

超広帯域無線応用システムの研究

要旨

近年、高度情報化社会の発展や超高齢化社会の到来に伴って人々の「安全・安心・便利な社会の実現」への要求が高まっており、超広帯域（UWB：Ultra-wideband）無線技術を活用した近距離超高速無線通信や電波センサの研究開発が活発に行われている。UWB 無線技術は帯域幅 500MHz 以上の超広帯域を占有することで近距離高速無線通信が可能となるためデスク周辺機器間の通信や自動車内の電装品同士を繋ぐハーネスの無線化まで応用が期待されている。また、数 ns 以下の超短パルスを送信する UWB-IR（Impulse Radio）方式は高精度な距離情報を取得できるため電波センサへの応用が期待されている。しかしながら、UWB 無線技術を用いた通信及び電波センサシステムには実用化に対していくつか課題がある。そこで本論文では、UWB 無線応用システムの実用化に向けた重要事項と各種課題について検討する。

第 2 章では UWB 無線技術の特徴や利点などについて説明した後、実用化となるための主要な課題を述べ解決すべき方向性を示す。第 1 に、UWB 無線は送信出力が雑音レベル以下と制限されているため、受信側において信号対雑音電力比（SN 比：Signal to Noise Ratio）をいかに良好に保つかが大きな課題である。第 2 の課題は超短パルスを受信するための高価な高速 AD 変換器が受信機に必要な点である。また、超広帯域を占有することから既存または将来の無線システムとの周波数共用が想定されており、干渉検知・回避機能（DAA：Detect and Avoid）の具備が電波法によって規定されている。そこで第 3 に、DAA 機能をどのようにして実装するかも実用化への課題である。

第 3 章では近距離高速無線通信システムについて自動車内の超広帯域電波伝搬特性と SN 比を改善するための方法について検討を行う。ここでは、様々な車内無線伝送路に対して乗客によってどのように車内電波伝搬特性が変化するか実験的に検討する。また車内の電波が窓を通して車外へ漏えいし、並走車両などに干渉を引き起こすことが考えられるため、車外への漏えいについても検討している。次に、UWB 無線技術がスマートフォンなどの小型移動端末に应用されることを想定し、これら端末へ負担を掛けることなく SN 比を改善する方法について検討している。

第 4 章では UWB-IR 方式を用いた電波センサシステムの実現のための課題についてその

解決策を検討する。ここでは、高速 AD 変換器を必要とせず、他の無線システムの使用する帯域を避けて超広帯域が利用可能なステップド FM 方式による UWB 無線センサを提案し、計算機シミュレーション及び実験によりその有効性について検討している。周波数帯域を避けること（スペクトルホール）によってレンジサイドローブ特性などが劣化するがその特性劣化を補償する方法についても検討している。また、スペクトルホールによる干渉回避と共に干渉検知方法についても検討し、本方式が内在する DAA 機能の性能についても明らかにしている。

第 5 章では第 4 章において提案したステップド FM 方式による UWB 無線センサのアプリケーションとして屋内侵入者検知を挙げ、その実用化を目指した検討を行う。ここでは試作したセンサ装置を用いて実証実験を行い、その侵入検知特性について検討している。本センサは従来の電波センサと異なり侵入者の有無だけでなくその距離まで推定することが可能であるため、これまで困難であった訪問者など建屋への接近者と侵入者を分離識別して誤検知を改善できる。さらに送受信アンテナを中心に任意の半径ゾーン（同心円領域）を複数設定し、推定する侵入者の距離情報から各ゾーンへの接近や通過を検出することにより、例えば‘注意’、‘危険’、‘侵入’など段階的な警報レベルを設定することも期待できる。

本論文では近距離超高速無線通信や電波センサなどの UWB 無線応用システムの実用化への課題を解決し、実用化への道筋を示している。

Ultra-wideband Radio Technology and its Applications

Abstract

Recently, the people's requirements for the realization of safe, secure and convenient society are increased with the advent of super-aging society and the development of advanced information society. Ultra-wideband (UWB) radio systems and applications such as high speed wireless communications and high precision wireless sensor have attracted considerable attention in order to realize the requirements. UWB radio is expected to be applied to indoor and in-vehicle wireless communications because it offers high multipath tolerability by using a bandwidth wider than 500MHz. Also, UWB impulse radio (IR) which offers high precision ranging capability by transmitting ultra-short time pulse less than 1ns is expected to apply to wireless sensor. However there are some problems to practical use of the UWB radio systems and applications. In this thesis, the important issues and solutions of problems are presented and investigated for the practical realization.

In Chapter 2, the important issues and solutions of problems are presented, after explaining the features and advantages of UWB radio. Firstly, it is important to improve the signal to noise ratio (SNR) in the receiver since the transmit power is restricted to less than the noise level of general-use electronic devices. Secondly, it requires any high speed AD devices to synchronize and detect the received nanosecond pulse. Finally, some interference detection and avoidance (DAA) scheme must be employed to allow the UWB radio to coexist with other wireless systems.

For realization of the high speed short range communication system, the in-vehicle wireless propagation characteristics and the SNR improving method are investigated in Chapter 3. First, the effect of passengers on in-vehicle UWB propagation channel is revealed and the outside interference is also investigated. Next, the effective SNR improving method without additional signal processing device is investigated for small mobile terminal such as tablet and smart-phone.

In Chapter 4, the use of stepped-FM scheme is proposed as the solution for problems of UWB-IR sensor system. The proposed scheme which does not require any high speed AD devices can coexist with other wireless systems since spectrum holes (non-activated within a portion of the radio spectrum) are easy to be designed over specific bandwidth. The effect of spectrum hole on the sensing performance is investigated by computer simulation and measurement. In addition, the interference detection method is investigated and then it is revealed that the scheme inherently offers DAA function without additional device.

In Chapter 5, indoor intruder detection is focused as one of the application of UWB sensor employing the stepped-FM scheme, and discussed with the aim of practical use. The sensor can detect not only the motion of an intruder but also the distance unlike the conventional wireless sensor. Therefore, false detection by some motion outside a house such as visitor is expected to be significantly improved. It is basically a multi zone intruder alarm system, for example it can alarm 'caution', 'danger', and 'intrusion' for three radius zones. In order to discuss the performances, measurements were conducted by using a fabricated sensor.

The problems for practical use of UWB radio systems can be solved by the proposed scheme and some directions are made clear.

目次

第 1 章	序論.....	1
1.1	緒言.....	1
1.2	電波の応用分野.....	2
1.2.1	無線通信技術.....	4
1.2.2	電波センサ技術.....	7
1.3	本論文の構成.....	11
1.4	結言.....	11
第 1 章	参考文献.....	12
第 2 章	超広帯域無線応用システムとその実用化への重要事項及び課題.....	13
2.1	緒言.....	13
2.2	超広帯域無線技術.....	13
2.2.1	超広帯域無線通信.....	17
2.2.2	超広帯域無線センサ.....	25
2.3	実用化への重要事項及び課題.....	28
2.3.1	通信用途.....	28
2.3.2	センサ用途.....	29
2.4	結言.....	30
第 2 章	参考文献.....	31
第 3 章	超広帯域無線による近距離高速通信.....	34
3.1	緒言.....	34
3.2	自動車内電波伝搬特性.....	34
3.2.1	マイクロ波帯 UWB の車内伝搬特性と車外への漏えい.....	35
3.2.2	60GHz 帯 UWB の車内伝搬特性と車外への漏えい.....	46
3.2.3	マイクロ波帯と 60GHz 帯の比較.....	55
3.3	タイムリバーサル法による通信特性改善.....	62
3.3.1	タイムリバーサル法.....	62
3.3.2	伝送路推定誤りによる通信特性への影響.....	65
3.4	結言.....	71
3.4.1	自動車内電波伝搬特性.....	71
3.4.2	タイムリバーサル法による通信特性改善.....	72
第 3 章	参考文献.....	73
第 4 章	ステップド FM 方式を用いた超広帯域無線センサ.....	75

4.1	緒言.....	75
4.2	ステップドFM方式.....	76
4.2.1	ステップドFM方式.....	76
4.2.2	スペクトルホール.....	79
4.3	レンジスペクトルの実験的検討.....	90
4.4	干渉検知・干渉回避技術.....	103
4.4.1	干渉検知・干渉回避処理の方法.....	103
4.4.2	干渉検知の実験的検討.....	105
4.5	結言.....	110
	第4章 参考文献.....	112
第5章	超広帯域無線センサによる屋内侵入者検知.....	113
5.1	緒言.....	113
5.2	侵入者検知方法.....	114
5.3	実験方法と結果.....	117
5.3.1	実験環境と方法.....	117
5.3.2	検知特性.....	120
5.3.3	各ゾーンへの侵入検知率.....	127
5.4	実証実験.....	128
5.4.1	実験環境と侵入シナリオ.....	128
5.4.2	実験結果.....	132
5.5	結言.....	135
	第5章 参考文献.....	136
第6章	結論.....	137
	謝辞.....	140
	研究業績.....	141

第1章 序論

1.1 緒言

近年，高度情報化社会の発展や超高齢化社会の到来に伴って人々の「安全・安心・便利な社会の実現」への要求が高まっている．例えば，スマートフォンやタブレットといった情報端末の台頭による大容量な情報コンテンツに対する快適で便利な通信，家庭内の高齢者の事故や侵入犯罪の防止・早期発見などにわたって様々な要求がある．そこで，このような人々の要求の実現の一端を担う「電波」が我々の生活に欠かせない身近なものとなっている．具体的には，無線 LAN (Local Area Network) や LTE (Long Term Evolution) を初めとした高速無線通信技術，また上述した事故・犯罪を検知するための電波センサ技術などが検討されている．特に近年では，超広帯域 (UWB : Ultra-wideband) 無線と呼ばれる無線技術を応用して近距離超高速無線通信や高信頼・高精度な電波センサの実現へ向けた研究開発が活発に行われている．しかしながら，UWB 無線技術を用いた通信及び電波センサシステムには実用化に対していくつか課題がある．そこで本論文では，UWB 無線技術の通信及び電波センサへの応用の可能性とその実用化に向けた重要事項と各種課題の解決策について検討する．本研究によって UWB 無線応用システムの実用化，そしてその早期普及が期待できる．

本章では，本研究の背景および意義を述べるとともに，UWB 無線技術の通信・電波センサへの応用に至るまでの，従来の無線通信・電波センサ技術について述べる．

1.2 電波の応用分野

電波を用いたワイヤレス（無線通信）は、人々の日常生活にとって欠かせないものとなっている。今日、テレビやラジオ放送を始め、さらには携帯電話、スマートフォンなどの移動体通信として、あるいは衛星通信や長距離幹線用の伝送メディアとして広く利用されている。さらに、「いつでも」、「どこでも」、「だれとでも」という究極の通信を目指したパーソナル通信の実現へと展開が図られている。ここで、電波の性質に着目した利用法は（1）情報の伝送、（2）情報の探索、さらに（3）物質への作用の三つに大きく分類される[1-1]。

三次元の空間内の一点から放射された電波は球面上に無限に伝わり、広い範囲に電波を送ることが出来る。（1）の情報の伝送とは、電波のこの性質を利用するもので、電波に情報をのせて、遠くへ、あるいは広い地域に、また動く対象へ情報を伝える。ここで、電波に情報をのせて伝達するには、音声や画像、データなどの情報を電気信号に変え、それによって電波の振幅、周波数、あるいは位相のいずれかを変化させる（変調）ことにより達成される[1-2], [1-3]。

電波は、空間内では光速で直進し、物体に当たれば反射し、また物体自身から出ている電波を受信すれば、その物体の位置だけでなく状態がわかる。（2）の情報の探索は、電波のこの特質により離れた場所にある物体の検知やその状態を探るのに電波が有効に利用される。その代表的なものがレーダ・センサ（以下、電波センサ）で、航空機や船舶などの位置を精度よく知ることが出来る[1-5]-[1-8]。そのほか、雨雲の状態を知る気象レーダや地球の資源を探る探査レーダなどがある[1-9], [1-10]。これらは電波を発射し、物体から反射して返ってくる電波を受けて、その存在や様子を知るものである。物体その物から出ている電波を受けて、物体の情報を得る場合もあり、天体からくる電波を受けて観測を行う、電波天文観測などがこの例である。また、カーナビゲーションや車載レーダを初めとして、自動車や道路利用者への新たなサービス提供および交通輸送の安全、快適、効率的なシステムの実現を目指して ITS（高度道路交通システム）も開発が進められている[1-11], [1-12]。さらに、我々の生活により身近なものとして、ホームセキュリティセンサや家庭内の転倒や浴室での溺水などの事故を検知する状態監視センサ、呼吸や心拍を監視する生体情報モニタリングセンサなども活発に研究開発され始めている[1-13]-[1-15]。

一方、電波を物質に充てると物質内の電荷の状態が変わり、分子が運動する。その運動が分子の結合に反応すると熱が発生する。この性質の利用により物質の加温、加熱などが行える。（3）の物質への作用とは、電波のこの特質を利用するもので、物質に作用させて加熱したり、殺菌したりするほか、電子や陽子など素粒子を加速して大きなエネルギーを得る、などがある[1-16], [1-17]。

このように電波は、その特質に着目した多種多様な分野で幅広く利用されている（表

1.1). そこで、本章では我々の生活に密接で且つ技術的にも著しい発展を見せている電波の応用分野として（１）の情報の伝送（無線通信）に必要な変調の基本技術やその代表的な通信方式と（２）の電波センサの基本技術や方式について説明する。

表 1.1 電波の主な利用

電波の利用（性質）	具体例
情報の伝送 （直進）	衛星通信（固定局間通信） テレビ放送 携帯電話 データ通信（無線 LAN・Bluetooth など） アマチュア無線
情報の探索 （反射，回折，透過）	車載レーダ セキュリティセンサ 状態監視センサ（転倒・溺水） 生体情報モニタリングセンサ（呼吸・心拍） 地表・地中・宇宙 探査 電波天文 GPS
物質への作用	加熱 加温 加速

1.2.1 無線通信技術

電波を使った無線通信方式では、伝送すべき元信号またはベースバンド信号が、映像や音声のようなアナログ信号であれ、データのようなデジタル信号であれ、原信号をそのまま電波として放射し通信することはできない。従って、搬送波と呼ばれる、より高い周波数の波に元信号情報または変調信号を乗せる操作が行われ、これを変調と呼ぶ。他方、受信側で搬送波から元のベースバンド信号を取り出す操作が復調または検波と呼ばれる[1-1]-[1-3]。

振幅 A_c 、周波数 f_c 、位相 ϕ_c の搬送波は $A_c \cos(2\pi f_c t + \phi_c)$ と表せるが、これら三つのパラメータのいずれかをベースバンド信号で変化させることによって、搬送波に情報を乗せることが可能である。ここで、変化させるパラメータに対応して以下の三つの変調方式が存在する。

- (1) 振幅 A : 振幅変調 (AM : Amplitude Modulation) 方式
- (2) 周波数 f : 周波数変調方式 (FM : Frequency Modulation) 方式
- (3) 位相 ϕ : 位相変調方式 (PM : Phase Modulation) 方式

元信号がアナログ波形の場合にはアナログ変調、デジタル波形の場合にはデジタル変調と呼ぶ。アナログ変調は連続的に行われるが、デジタル変調の場合には「1」と「0」に対応した振幅、周波数、位相の状態が決められ、不連続的にこの二つの状態を変化させる方法がとられる。この場合、アナログ変調における AM, FM, PM に対応して振幅シフトキーイング (ASK : Amplitude Shift Keying), 周波数シフトキーイング (FSK : Frequency Shift Keying), 位相シフトキーイング (PSK : Phase Shift Keying) と呼ぶ。

(a) 位相シフトキーイング (PSK)

ここで、現在のデジタル通信方式において最も基礎的かつ一般的な PSK 方式について説明する[1-1], [1-3]。PSK は、振幅、周波数ともに一定な正弦搬送波を用い、その位相を伝送符号に対応して変化させる方式で、符号誤り率および帯域幅の両面において優れているため、現在多くの無線通信システムにおいて使用されている通信方式である。

PSK 波は、変調波 (ベースバンド信号) $s(t) = A_p \cos \omega_p t$ によって搬送波 $u(t) = A_c \cos[\omega_c t + \phi]$ の位相を変化させることで得ることができる。すなわち

$$v_{PSK} = A_c \cos[\omega_c t + cs(t) + \phi] \quad (1.1)$$

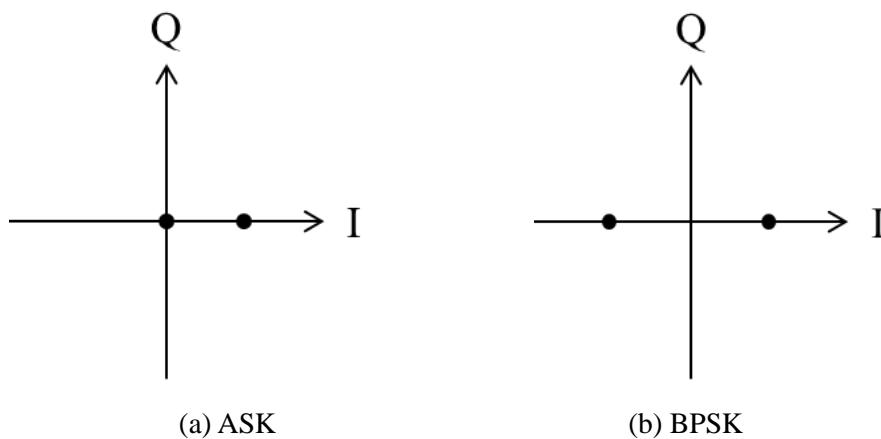
ここで、 c は定数であり、また位相情報の不確定性を除くため $|cs(t)| \leq \pi$ なる条件をつける。この場合、

$$v_{PSK} = A_c \cos[cs(t)] \cos(\omega_c t + \phi) - A_c \sin[cs(t)] \sin(\omega_c t + \phi) \quad (1.2)$$

と表される。 $s(t)$ が2値で、 $cs(t) = 0, \pi$ の場合をBPSK(Binary-PSK)という。また、 $s(t)$ が4値で、 $cs(t) = \pm\pi/4, \pm3\pi/4$ の場合をQPSK(Quadrature-PSK)という。QPSKは搬送波の位相の直交性を利用することによって同じタイムスロットにBPSKの2倍の情報(2ビット)を送ることができる。また、同じ情報量であれば、パルス幅を2倍にすることによりビットレートを1/2に低くすることができる。すなわちスペクトルの広がりを1/2とすることができる。

(b) 多値変調

QPSKのように、同じタイムスロット内に多数の情報を送出することによって無線周波数を有効に活用することができ、これを多値変調と呼ぶ[1-1], [1-3]。このためには、搬送波の直交性を利用すると同時に、位相、振幅またはそれらの組み合わせを利用して多値化するが、特に M 値の直交振幅変調を M 値QAM(Quadrature AM)とよぶ。周波数利用効率としては2値の場合に比例して $\log_2 M$ 倍にすることができ、伝送容量も多値数に比例して大きくなる。図1.1にこれまで説明したいくつかのデジタル変調方式の信号点配置図(搬送波の位相-振幅空間におけるベクトル表示)を示す。図1.1から多値化を進めると、隣接する信号の間隔が狭くなり、誤りなく信号点を識別するための余裕がなくなる。すなわち、雑音に対する耐性が低下するため、求めうる通信性能に合わせて通信方式を選択する必要がある。



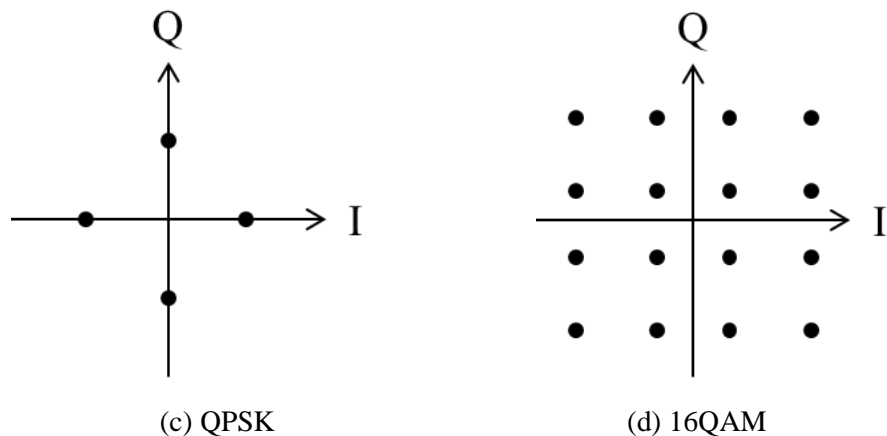


図 1.1 デジタル変調の信号点配置図の例

(c) デジタル変調波の復調

PSKのようなデジタル変調波の復調では、大別して同期検波と非同期検波とがある。同期検波では、受信搬送波と周波数及び位相が完全に同期した基準搬送波（テンプレート波形）を再生し、これと受信波との乗積を作ってその低周波成分を低域通過フィルタなどでろ波することによりベースバンド復調出力を得る[1-1], [1-3]。一方、非同期検波は同期検波のように受信機内で搬送波同期再生を行わない方法であり、ASK, FSKなどに用いられる包絡線検波、PSKに用いられる遅延検波などが有る。特に遅延検波は、検波用の基準波として1ビット分遅らせた受信派をそのまま使用し、隣接するタイムスロットとの位相変化量を検出する。従って、受信機内で搬送波を生成する必要がなく、回路構成が非常に簡易であるが、受信信号、基準信号ともに雑音の影響を受けているため、同一雑音条件では通信特性が劣化する。

(d) スペクトル拡散

(b)では周波数の利用効率の高い変調方式として、信号の占有帯域幅を狭くできる多値変調について述べた。これに対してスペクトル拡散通信方式は、信号の占有帯域幅を大幅に広げ、そのかわりに雑音や干渉に強くする方式であり、これまで携帯電話や無線LANにも応用されている[1-1], [1-18]。帯域幅拡大の程度は用途にもよるが、従来のPSKに比べて数倍から数千倍の帯域幅を使う。スペクトル拡散通信方式の特徴を以下に示す。

- (1) 拡散することにより信号のスペクトルは広がり、電力密度が極端に低くなるため、他の通信システムへの干渉を小さくできる。また混信が少なくでき、多くの電波が混在する中で希望波だけ高い信号対雑音電力（SN）比で受信できる。
- (2) 拡散時の符号を利用者ごとに異ならせれば、同一周波数を同時に多数の利用者が使っても、相互に干渉せずに通信、すなわち符号多重による多元接続が行え

る。

スペクトル拡散の方法としては直接拡散 (DS : Direct Sequence) と周波数ホッピング (FH : frequency hopping) の 2 種類があり, ここでは直接拡散方式について説明する. 図 1.2 に直接拡散方式の原理を示す. スペクトル拡散通信方式では, 変調を 2 段階に分けて行い, 最初の変調を一次変調, つぎを二次変調とよぶ. 一次変調では通常の狭帯域伝送で用いる PSK などに変調し, 二次変調において疑似乱数系列 (PN : Pseudorandom Noise) とよばれる拡散符号を乗積する. ここで, PN 系列は一次変調におけるパルス幅に比べて十分短いため (数分の 1 から数千分の 1), 周波数スペクトルが広帯域に拡散される. 一方受信側では送信側で用いた PN 系列と同じ系列を再度乗積することで (逆拡散), もとの一次変調信号に復元し, その後, 通常の PSK 復調などを行い, 元の情報に復調する. 受信側で同一の PN 系列を乗積するため例えば干渉波が加わった場合には干渉波のみ受信機内でスペクトル拡散されるため, 電力密度の低い雑音へ変換される.

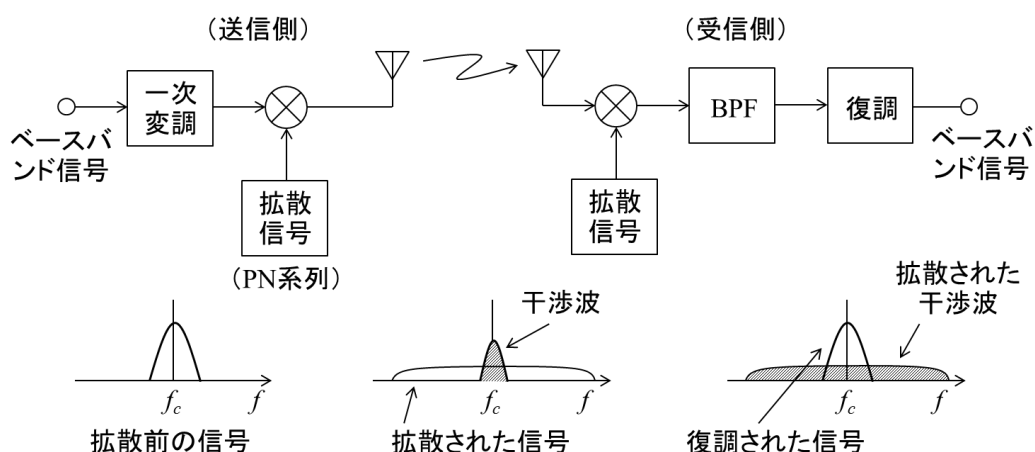


図 1.2 直接拡散 (DS) の伝送系

1.2.2 電波センサ技術

電波は, 光速で直進性があり物体にあると反射する特性があるために, その反射波等を利用して離れた場所または動いているものの情報を探り出すセンシングができる. このような電波を利用してセンシングを行うものは一般にレーダ・センサと呼ばれており (本論文では電波センサとよぶ), 現在, 我々の生活にも大きな関わりが生まれつつある. 電波センサとしての歴史が長く一般的なものに航空機や船舶などの位置や動きを探知する航空機レーダと船舶レーダ, 雨雲の領域等を探知して気象予報を行う気象レーダがある[1-5]-[1-10]. 特に近年では, 安全・安心な社会実現への要求の高まりから, 車

両周辺の状況をセンシングする車載レーダが活発に研究開発され実用化され始めている[1-11], [1-12]. またさらに生活に身近な家庭においても電波センサは, ホームセキュリティセンサや室内での転倒や浴室での溺水などの事故を検知する状態監視センサ, 呼吸や心拍を監視する生体情報モニタリングセンサなどで活発に研究開発され始めている[1-13]-[1-15]. ここで, 電波センサに用いられる代表的な変調方式について説明する.

(a) CW 方式

CW (Continuous Wave) 方式はその名の通り, 連続波信号を送受信する方式であり, 反射信号のドップラーシフトから対象の動きを検出する方式である[1-5], [1-7]. すなわち, 送信機より送信された CW 信号が対象に反射され受信されると, その対象に動きがある場合, 受信信号にドップラーシフトが発生するため送受信信号間に周波数差が発生する (ドップラー周波数). 従って, これらの送信受信信号を乗積し, そのドップラー周波数を計算することで対象の動きの有無やその接近速度を推定することができる. しかしながら, 送信信号と受信信号の時間差を直接計測する方法がないので対象までの距離を知ることはできないという欠点がある.

(b) FM-CW 方式

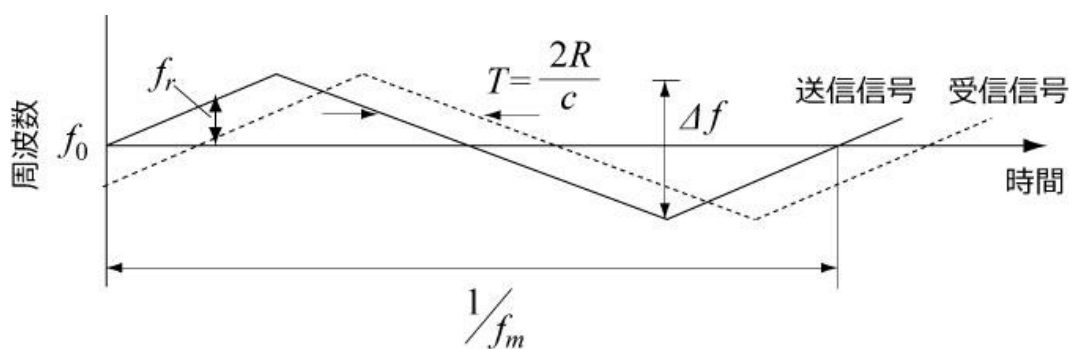
連続波の送信信号に適当な変調を施せば CW 方式の長所をあまり損なわずに対象までの距離を計測できる. FM-CW (Frequency Modulation Continuous Wave) 方式とは CW 信号に周波数変調を施した送信信号を用いるものである[1-5], [1-6].

ここで本方式の原理について簡単に説明する. 送信信号として, 図 1.3 (a)の実線に示すように周波数変調を三角波の繰り返しで施したものを使うとすると, 距離 R のところにある対象からの反射信号の周波数は図の点線のように変化する. このとき, 送信信号と反射信号のビート周波数 (送信信号と反射信号の周波数差) は図 1.3 (b)のようになる. ここで, 反射信号のビート周波数を f_r , 周波数変調の繰り返し周波数を f_m , 周波数変調の周波数偏移幅を Δf , 光速を c (電波の進行速度: 3.0×10^8 m/s) とすると, 対象距離には次の関係があり, ビート周波数により距離が決まることがわかる.

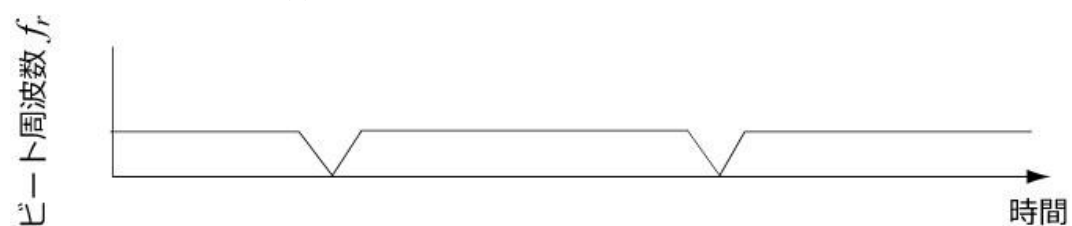
$$f_r = \frac{4 \cdot R \cdot f_m \cdot \Delta f}{c} \quad (1.3)$$

対象が移動している場合は, ドップラー効果により送信信号と受信信号の周波数は図 1.4 (a)のようになり, ビート周波数も図 1.4 (b)のように変化する. これは対象に対するビート周波数にドップラー周波数が重畳したものであり, 変調サイクルごとにそれらの和と差の周波数となる. 従って, これらを別々に計測することで対象の距離によるビー

ト周波数と対象の移動によるドップラー周波数を計算することができる。すなわち、対象の距離と速度を求めることができる。しかしながら、連続波を送信するためレーダに近接した対象の検出ができないなどの問題点がある。

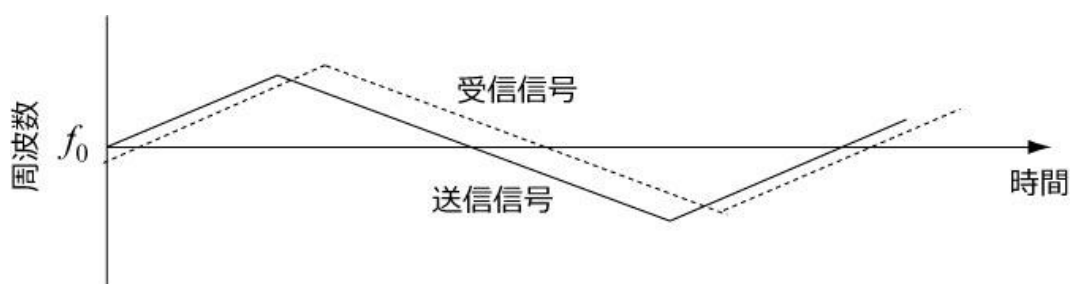


(a) 三角波による CW 信号の周波数変調

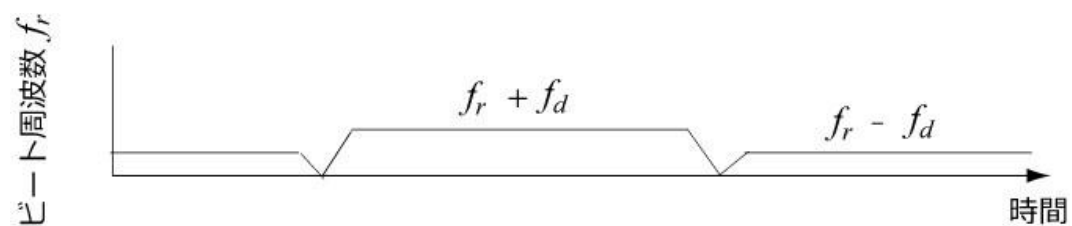


(b) ビート周波数

図 1.3 FM-CW 方式の測距原理 (対象：静止)



(a) 三角波による CW 信号の周波数変調



(b) ビート周波数

図 1.4 FM-CW 方式の測距原理 (対象：移動)

(c) パルス変調方式

パルス変調方式は文字通り図 1.5 のように、送信アンテナから短いパルス状に変調された信号をパルス繰返し周期 (PRI : Pulse Repetition Period) ごとに送信し、対象からの反射信号が受信アンテナに戻るまでの時間 τ を計測することで対象までの距離 R を次式のように推定する[1-7].

$$R = \frac{c\tau}{2} \quad (1.4)$$

なお、パルス変調方式の送受信アンテナは特殊な用途のものを除いて共用されるのが一般的である.

次に近接する 2 つの対象を分離して確認できる最少距離差 (距離分解能) ΔR は送信するパルス信号の帯域幅 BW によって決まり、パルスの時間幅を T と仮定すると次式のように表される.

$$\Delta R = \frac{c}{2BW} = \frac{cT}{2} \quad (1.5)$$

式(1.5)から距離分解能の向上 (高精度な対象検出及び距離推定を可能にする) にはパルス信号の帯域幅を広帯域にする必要があることがわかる. なお、現在運用されているパルス変調方式の帯域幅は狭帯域センサで数百 kHz ($\Delta R =$ 数百 m), 広帯域センサで数~数十 MHz ($\Delta R =$ 数十 m) 程度である.

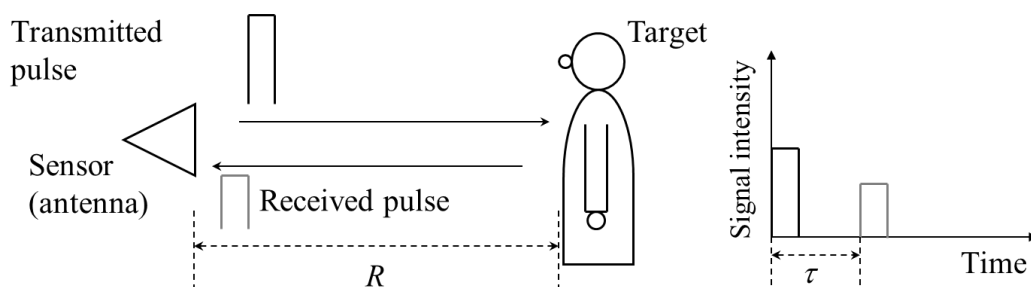


図 1.5 パルス変調方式の測距原理

1.3 本論文の構成

図 1.6 に本論文の構成を示す。第 2 章では UWB 無線技術の特徴や利点について説明した後，応用分野として近距離高速無線通信や電波センサシステムを挙げ，それらシステムの実用化への重要事項や各種課題について説明する。第 3 章では UWB 無線技術を用いた近距離高速無線通信システムの実現を目指して 2 つのアプローチを行う。第 4 章では UWB 無線技術を用いた電波センサシステムの課題の解決策として新しい UWB 無線センサ方式を提案し，その有効性について検討する。第 5 章では第 4 章において提案するセンサ方式を用いた電波センサのアプリケーションとして屋内侵入者検知を挙げ，その実用化を目指した検討を行う。

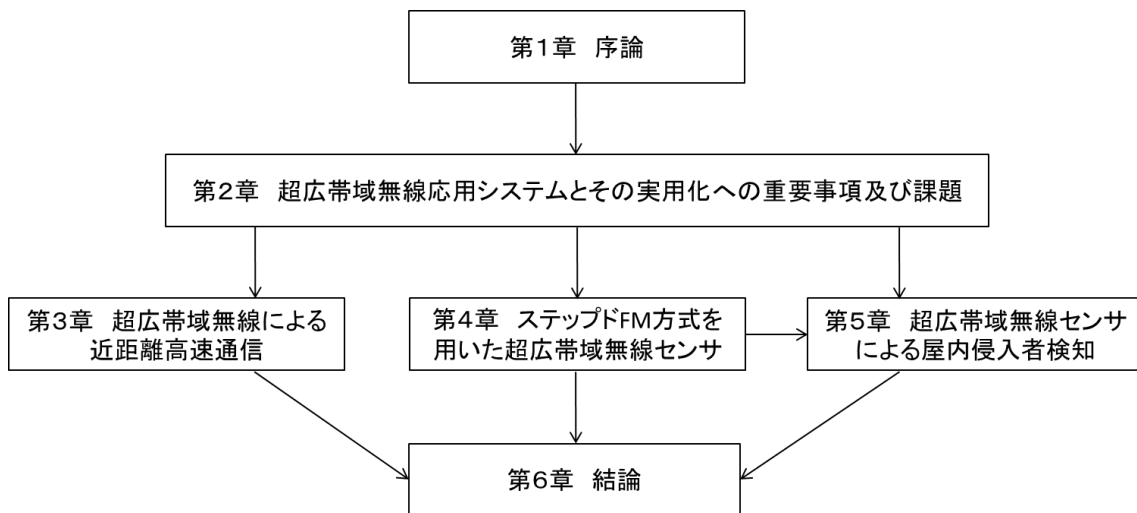


図 1.6 本論文の構成

1.4 結言

本章では本研究の背景について述べ，現在我々の生活に必要不可欠となっている電波の幅広い応用分野について説明した。また，従来の無線通信と電波センサ技術の概要や変調方式について説明し，それぞれの特徴についても述べた。

第 1 章 参考文献

- [1-1] 大友功, 小園茂, 熊澤弘之, ワイヤレス通信工学 (改訂版), コロナ社, 2002.
- [1-2] 植松友彦, よくわかる通信工学, オーム社, 1995.
- [1-3] 滑川敏彦, 奥井重彦, 通信方式, 森北出版株式会社, 1990.
- [1-4] 神谷幸宏, MATLAB によるデジタル無線通信技術, コロナ社, 2008.
- [1-5] M.I. Skolnik, Introduction to Radar Systems (second edition), McGraw-Hill, New York, 1980.
- [1-6] M.I. Skolnik, Radar Handbook (second edition), McGraw-Hill, New York, 1990.
- [1-7] 吉田孝, レーダ技術, 電子情報通信学会, 1984.
- [1-8] 関根松夫, レーダ信号処理技術, 電子情報通信学会, 1991.
- [1-9] 小特集, “電波とリモートセンシング,” 日本リモートセンシング学会誌, 12, 1, pp.43-101, 1988.
- [1-10] Doviak R.J. and Zrnic D.S., “Doppler Radar and Weather Observations,” Academic Press, Orlando, 1984.
- [1-11] 高羽禎雄, “ITS の意義と基本概念,” 電子情報通信学会誌, 83(7), pp.528-530, July 2000.
- [1-12] 稲葉敬之, 柳沢基, 荒木純道, “車載用レーダのための二段階測角方式,” 信学論 (B), vol.J86-B, no.8, pp.1652-1658, Aug. 2008.
- [1-13] M. Nishi, K. Shin, T. Yoshida, “Proposal of Multiple Detection Method in Human Detection System using Terrestrial Digital TV Waves,” IEEJ Trans. EIS, vol.132, No.4, 2012.
- [1-14] S. Ikeda, H. Tsuji, T. Ohtsuki, “Indoor Event Detection with Signal Subspace Spanned by Eigenvector for Home or Office Security,” IEICE Trans. E92-B, no.7, pp. 2406–2412, July 2009.
- [1-15] N. Celik, R. Gagarin, H.S. Youn, M.F. Iskander, “A Noninvasive Microwave Sensor and Signal Processing Technique for Continuous Monitoring of Vital Signs,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol.10, 2011.
- [1-16] 塚越常雄, 畠山賢一, “マイクロ波加熱処理への電波吸収体技術の応用に関する基礎的検討,” 信学技報, EMCJ, vol.93, no.454, pp.21-28, Jan. 1994.
- [1-17] 須賀良介, 高富哲也, 伊集院太一, 橋本修, 渡邊慎也, 渡辺敦夫, “マイクロ波を用いた食品の均一殺菌に関する基礎検討: 並列 FDTD 法を用いた解析の有効性について,” 信学技報, MW, vol.61, no.105, pp.23-27, May 2005.
- [1-18] 横山光雄, スペクトル拡散通信システム, 科学技術出版社, 1988.

第2章 超広帯域無線応用システムとその 実用化への重要事項及び課題

2.1 緒言

第1章では電波の幅広い応用分野について説明し、従来の無線通信及び電波センサ技術の概要について述べた。本章では近距離高速無線通信や高精度な周辺状態センシングが可能な無線技術として大きく注目されている UWB 無線技術の特徴や利点について説明した後、その応用分野と実用化への重要事項や各種課題について述べる。ここでは UWB 無線技術の応用分野として通信用途と電波センサ用途を挙げて当該技術に関連する内容を含めながらそれぞれ説明する。

2.2 超広帯域無線技術

UWB 無線技術の起源は、1980 年代後半より米国国防総省 DARPA (Defense Advanced Research Project Agency) の軍事研究の一環として、壁などの障害物を通過してその向こう側に存在する物体の認識を可能にするレーダ技術として検討されていたものである。その後、1994 年の米国による軍事機密扱いの制限撤廃、1998 年の法制度変更に関する米国連邦通信委員会 FCC (Federal Communication Commission) による諮問開始を経て、2002 年 2 月には FCC が UWB 無線技術を正式に認可し民間での利用を許可したことから、各国で急速に盛んな研究が通信やセンサ (レーダ) 分野で行われ始めた。

UWB 無線技術は図 2.1 に示すように 3~30GHz の周波数帯であるマイクロ波帯に位置する「3.1~10.6GHz の 7.5GHz 幅 (米国)」というかなり広い周波数帯域を使用する無線技術であり、500MHz 以上の帯域幅または比帯域幅 (中心周波数に対する帯域幅) が 20%以上を利用するものと定義とされている[2-1]-[2-3]。図 2.2 に UWB 信号と従来の通信システムの狭帯域信号の周波数スペクトルを示す。UWB 信号は従来の通信システムの中でも比較的広帯域である無線 LAN (WLAN : IEEE802.11a/n) などのスペクトル拡散通信と比較してもその占有帯域が極めて広帯域なものとなることから、他の既存の無線システムへの与干渉を考慮して電力スペクトル密度 (PSD) が -41.3dBm/MHz に制限されている[2-4]。

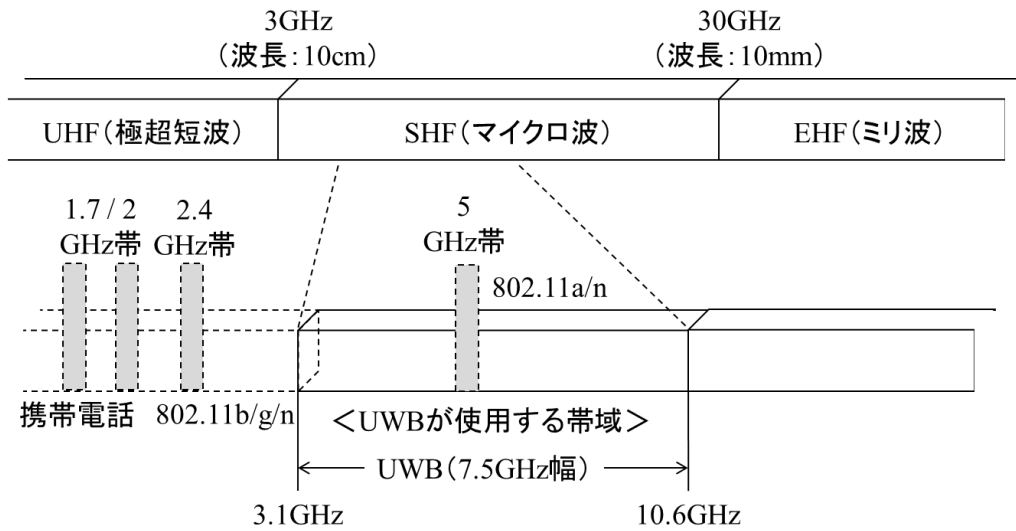


図 2.1 UWB 無線が使用する周波数帯域

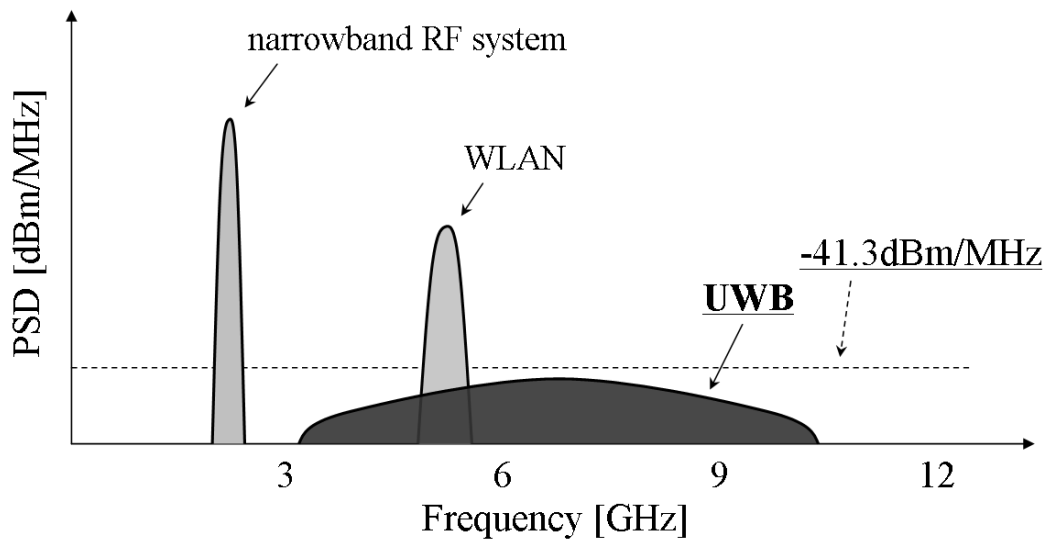


図 2.2 狭帯域信号と UWB 信号の周波数スペクトル

(a) UWB 無線利用機器の法規制 (干渉検知・回避技術の具備)

UWB 無線利用機器では使用帯域に他の無線システムが存在する場合，少なからず与干渉・被干渉問題が生じる．ここで，表 2.1 に日本における UWB 無線の仕様周波数帯域の電波使用状況を示す[2-1]．表 2.1 から UWB 無線の仕様帯域では多くの無線システムが運用されていることが確認でき，これらのシステムと干渉する可能性が考えられる．そのため UWB 無線は各周波数によって最大送信出力がそれぞれ制限されており，図 2.3 に日本における UWB 無線のスペクトルマスクを示している[2-6]．図 2.3 から現在，日本では UWB 無線が利用できる周波数帯域が 3.4~4.8GHz (ローバンド) 及び 7.25~

10.25GHz (ハイバンド) の 2 つの帯域に分けられている[2-5]. また, ローバンドでは WiMAX や第 3・4 世代移動通信システムなどの社会において比較的重要な無線システムの利用が考えられているため, UWB 無線利用機器には電波送信前にこれらの無線システムの有無を検知し, もし当該機器が利用する周波数帯に無線システムが存在すれば, そのシステムへの干渉を回避する機能(干渉検知・回避機能(DAA: Detect and Avoid))を備えることが要求されている[2-5]. 具体的には DAA 機能の具備の有無によって UWB 無線利用機器の最大送信可能出力が異なっており, DAA 機能有りでは-41.3dBm/MHz 以下, 無しでは-70dBm/MHz 以下と制限されている. なお, DAA 機能無しの一70dBm/MHz 以下の送信出力は計測器であっても観測することが比較的難しいと考えられており, DAA の導入が実質的に条件となっている. また図 2.4 に世界各国の UWB 無線利用機器の運用における法規制を示す[2-6]. 図 2.4 から米国以外の国ではいずれかの周波数で DAA 機能の導入が必要であることがわかる. したがって, 世界的傾向としても DAA 機能の導入が UWB 無線の課題の 1 つといえる.

表 2.1 日本における UWB 無線の使用周波数帯の電波利用状況

周波数帯(MHz)	主な用途等
3000-3400	船舶の航行用レーダー
3400-3600	IMT-2000 の地上系に特定された周波数帯
3400-3456	放送事業者の音声番組中継
3456-3600	放送事業者の TV 番組中継 2012 年 11 月 30 日まで使用可能
5850-5925, 6425-6570, 6870-7125	放送事業者の TV 番組中継
3400-4800, 7250-10250	屋内限定の大容量データ通信用
3600-4200, 4400-4900	固定通信システムの使用は 2012 年 11 月 30 日まで
4500-4800, 6725-7025	固定衛星業務用の国際的なプランバンド
4900-5000, 5030-5091	無線アクセスシステム 5030-5091MHz の使用は 2012 年 11 月 30 日まで
5000-5150	将来の航空機自動着陸誘導システム (MLS) のため保留
5250-5372.5	公共機関等の気象レーダー
5770-5850	DSRC
8025-5400	地球探査衛星からのデータ伝送として利用
8400-8500	科学衛星からのデータ伝送として利用

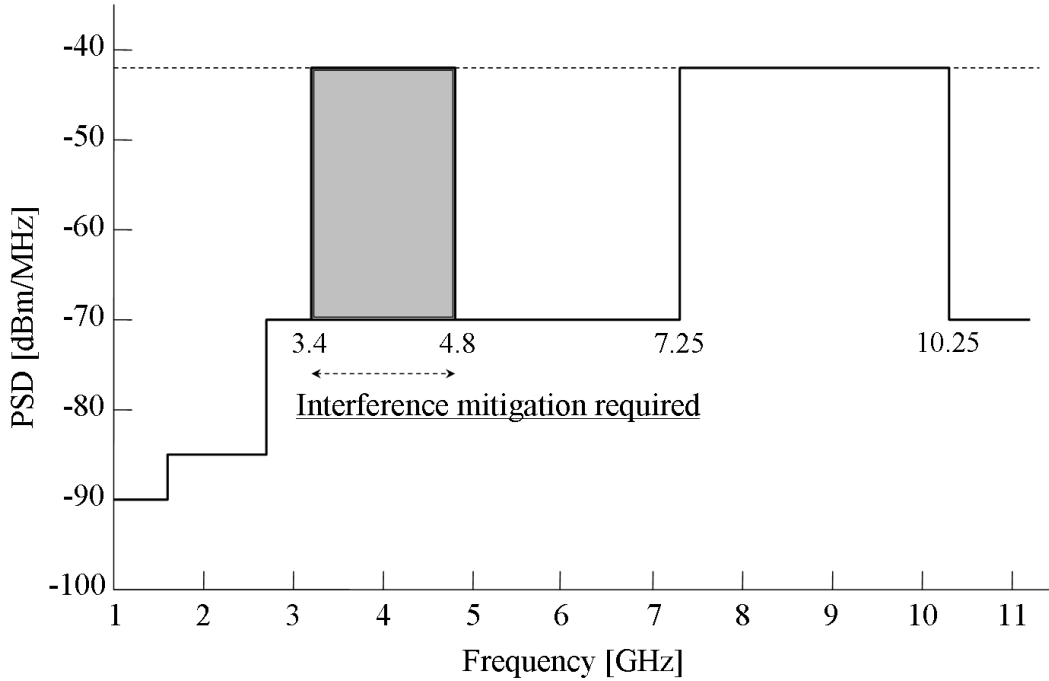


図 2.3 日本における UWB 無線のスペクトルマスク

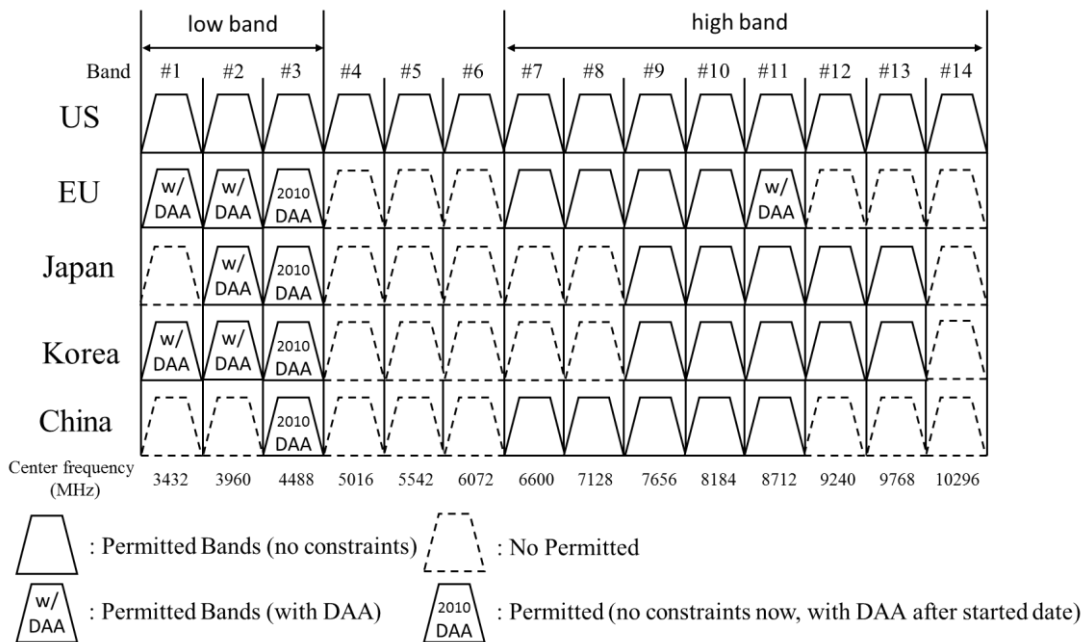


図 2.4 各国の UWB 無線利用機器の運用における法規制

(b) UWB 無線デバイスの利用形態

また、FCC は UWB 無線デバイスの認可に当たって、既存システムへの干渉を防ぐためデバイスの利用形態を次の 3 種類に分類している[2-1]-[2-3].

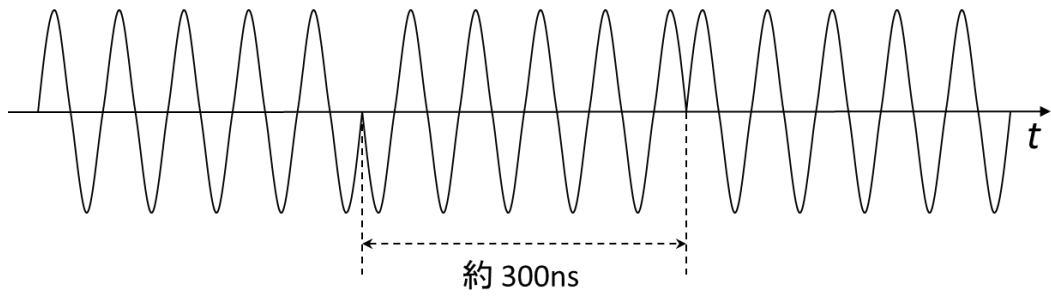
- (1) 一般の家庭, オフィス用途の近距離高速通信システム (無線 PAN / LAN : Personal / Local Area Network)
- (2) 地中探査センサ, 壁面の反対側に存在する物体を探索するセンサ, 医療診断などへの応用を対象とした探査映像化電波センサシステム
- (3) 衝突防止などを目的とした周辺監視用車載レーダ (22GHz から 29GHz までを使用)

まず, (1)の UWB 無線通信に関してはその実現方法として大別して, 従来の UWB 無線の流れを組んだインパルス無線 (IR : Impulse Radio) 方式, またはその発展形であり, 1.2.1 節において説明したスペクトル拡散方式を用いた直接拡散 CDMA 方式 (DS-CDMA または DS-UWB) と帯域の利用効率とマルチパスに対する性能に着目したマルチバンド OFDM (MB-OFDM) 方式の 2 通りの方式がある. 本論文では UWB 無線通信方式の中でも最初に注目を集め現在でも中心的な役割を果たす UWB-IR 方式の概要や特徴を 2.2.1 節において説明する. その後, 2.2.2 節において UWB-IR 方式を用いた電波センサの特徴や測距性能などを説明する.

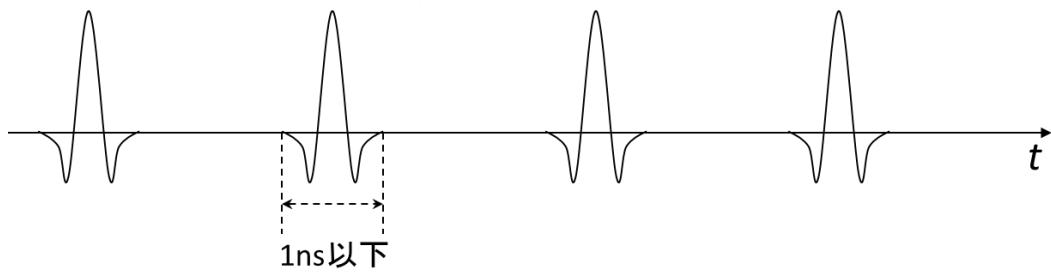
2.2.1 超広帯域無線通信

(a) UWB-IR 方式による無線通信の概要と特徴

UWB 無線通信ではオフィスのデスク周りの情報機器間 (PC~スマートフォンなどの移動端末間など) の無線通信のような個人の身の回りの通信である無線 PAN や無線 LAN, 家庭内の情報家電を無線でつなぐホームリンク, またさらに自動車内の電装品間を繋ぐハーネスの無線化 (自動車内無線通信) などへの応用が想定されている[2-2], [2-3]. UWB-IR 方式は図 2.5 に示すように従来の狭帯域無線の送信波と異なり, 1ns 以下の超短パルスを送受信する方式であり, 数 100Mbps の近距離超高速無線伝送が期待できる[2-1]-[2-3], [2-7]. また超短パルスを送受信するため, 優れたマルチパス耐性が得られる特徴がある. 本方式は送受信機の構成が簡易であり, 図 2.6 にその一般的な構成を示す. 送信機ではパルス発生器によって生成された超短パルスに対して各変調を行った後に送信し, 受信部では同期検波によって信号が相関検出される. なお, 情報信号の変調方式にはパルスのオン・オフ (OOK : On Off Keying), 極性 (BPSK : Binary Phase Shift Keying), 位置 (PPM : Pulse Position Modulation) などがある[2-8]-[2-10].

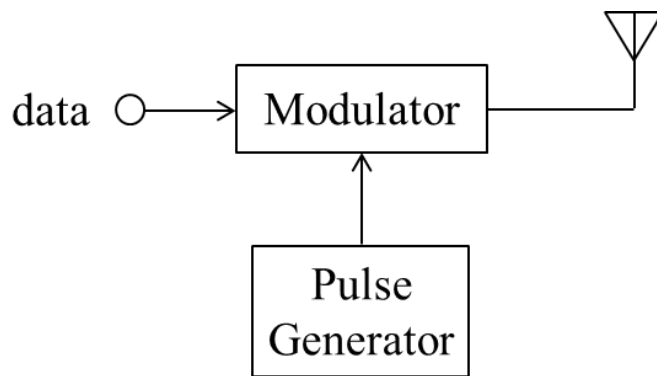


(a) 狭帯域信号波形

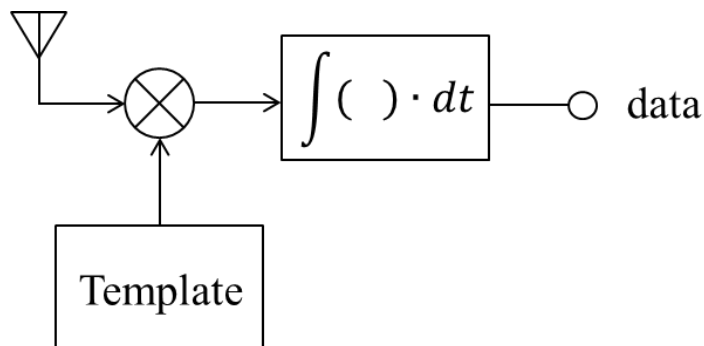


(b) UWB-IR 信号波形

図 2.5 狭帯域信号波形と UWB-IR 信号波形の比較



(a) 送信機側



(b) 受信機側

図 2.6 一般的な UWB-IR の送受信機の構成

(b) マルチパス

マルチパスとは図 2.7 のように送信された信号が固定物や地面などによって反射, 回折, 透過し, 複数の経路 (パス) から信号エネルギーの分散された信号を受信する様子を指す[2-11]. 送信アンテナ (Tx) から受信アンテナ (Rx) へ直接受信される信号を直接波と呼び, 反射, 回折, 透過を経て受信機に到達した信号を遅延波と呼ぶ. また, 直接波が存在する無線伝送路環境を見通し内 (Line of Site : LOS) 環境, 直接波が存在しない伝送路環境を見通し外 (Non-Line of Site : NLOS) 環境と呼ぶ. ここで, 受信機では複数の経路から同一の信号が受信されるためそれぞれの信号により干渉を起こすが, これをマルチパス干渉 (フェージング) と呼ぶ. 図 2.8 にパルス幅によるマルチパス干渉の違いを示す. ここで, 図 2.8 に表されるようなマルチパスの受信遅延時間に対する信号強度 (受信信号電力) 分布を遅延プロファイルと呼ぶ. 図 2.8 (a) はパルス幅が長い場合の受信信号を例示しているが, 第 3 波と第 6 波, 第 7 波のピークが他のマルチパスに埋もれており, またそれぞれの信号が互いに干渉していることがわかる. 一方, 図 2.8 (b) は UWB-IR のようなパルス幅が短い場合の受信信号を例示しているが, 図 2.8 (a) と異なりマルチパス分解能が高く, マルチパス干渉は見られない. このようにパルス幅が短くすることでマルチパス干渉を受けにくくなり, すなわちマルチパス耐性が向上する.

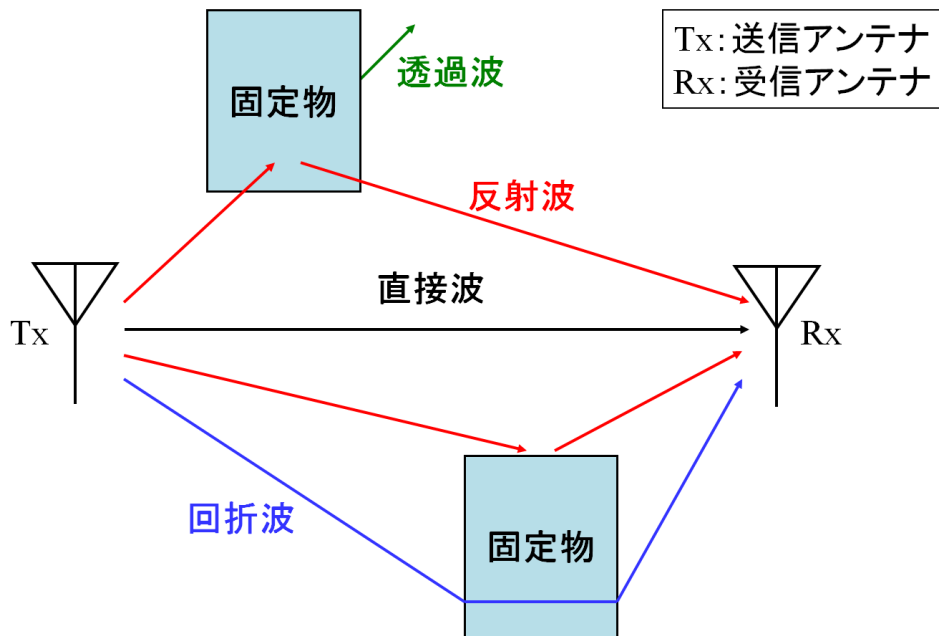
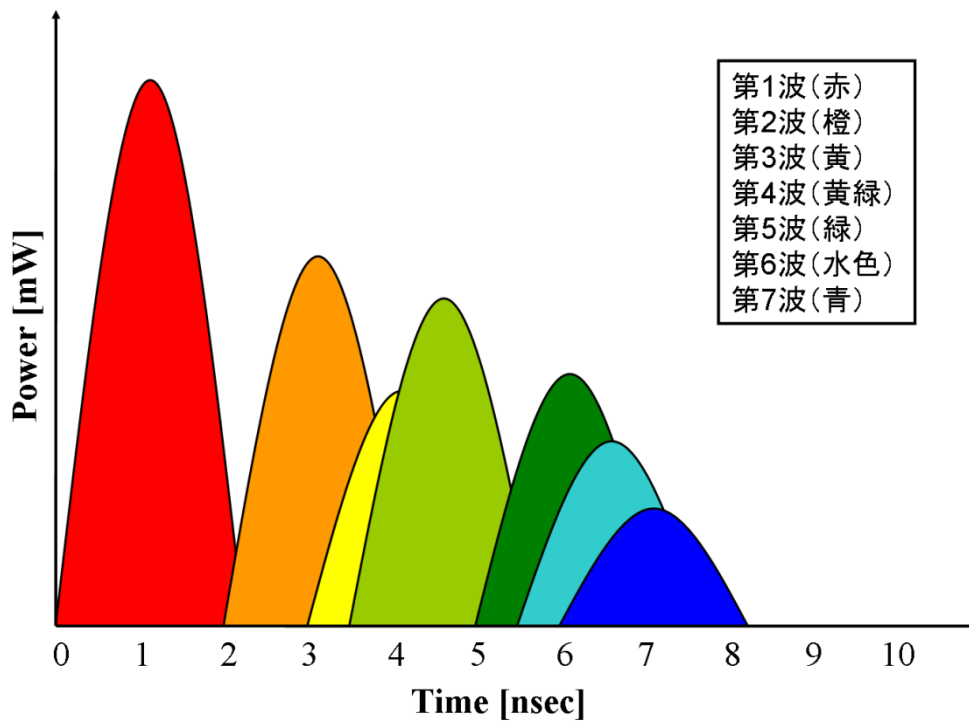
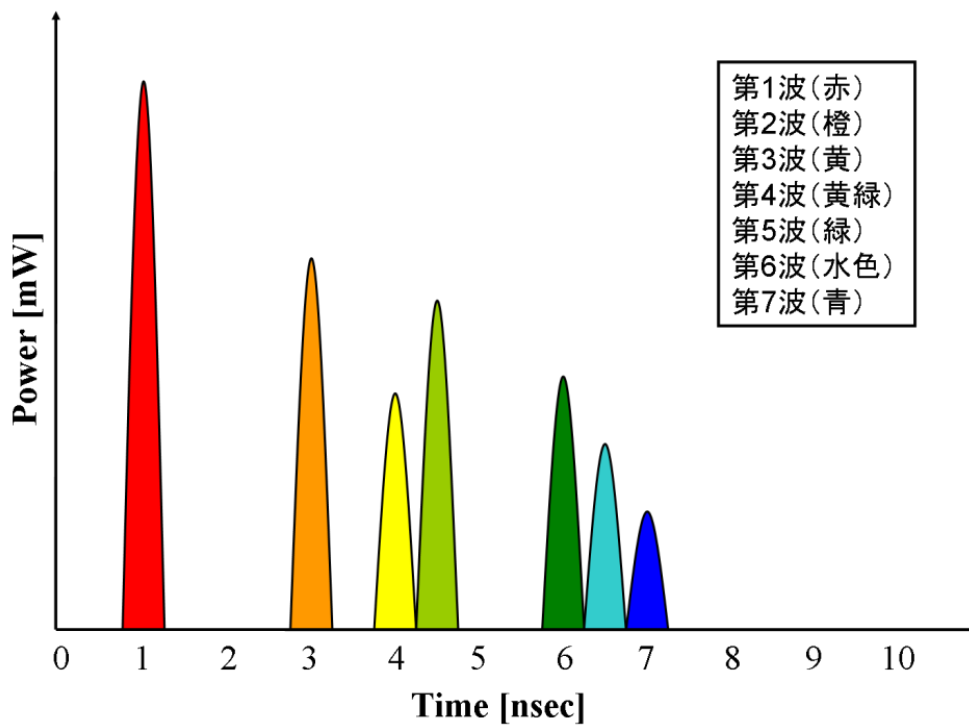


図 2.7 マルチパスの様子



(a) パルス幅が長い場合の遅延プロファイル



(b) パルス幅が短い場合の遅延プロファイル

図 2.8 パルス幅によるマルチパス干渉の違い

(c) Rake 合成

前節で説明したように無線通信では様々な遮蔽物や反射物によりマルチパスが発生し、通信品質 (SN 比) が劣化する. 特に UWB 無線技術は電波法の規制により送信出力が極めて小さいため SN 比をいかに改善するかが重要な課題である.

スペクトル拡散などの広帯域無線通信方式の通信品質を向上させる方法の一つに Rake 合成 (または Rake 受信) とよばれる技術がある[2-12], [2-13]. Rake 合成とは受信機においてマルチパスを合成することで SN 比を改善する手法であり, UWB-IR 方式は図 2.8(b)で示したようにマルチパス分解能が高いため Rake 合成がしやすく有効な手段として知られている[2-14], [2-15]. 図 2.9 に Rake 合成するための受信回路構成を示す (Rake 受信機). 図 2.6(b)で示した同期検波器を複数並列に並べ, 各マルチパスに合わせたタイミングでそれぞれ別に相関検出した後, それら信号を合成することで SN 比を改善する. そのため, SN 比の改善の度合いは同期検波器の数に依存する. しかしながら, 合成するパスの数だけ同期検波器が必要となるため回路構成が複雑になり, また各パスの振幅や位相を推定 (伝送路推定) する必要があるため受信機の大型化や消費電力の増加につながるという課題がある.

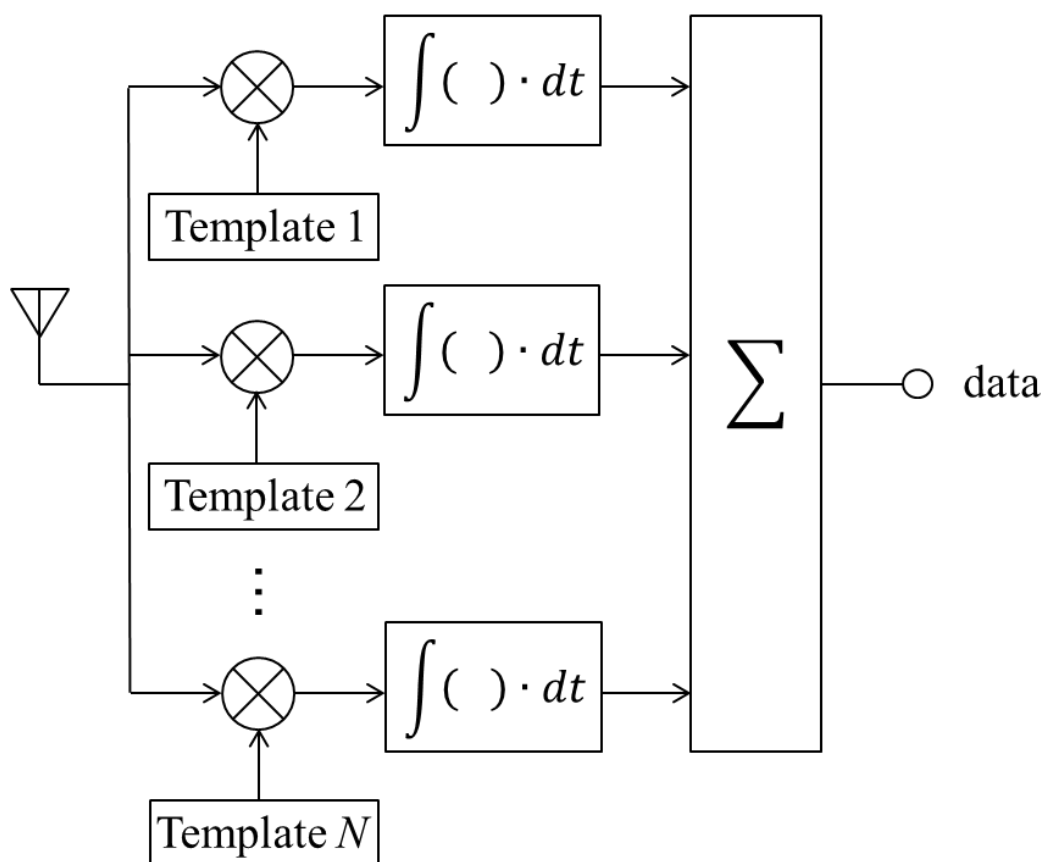


図 2.9 Rake 受信機の構成

(d) 屋内電波伝搬モデル

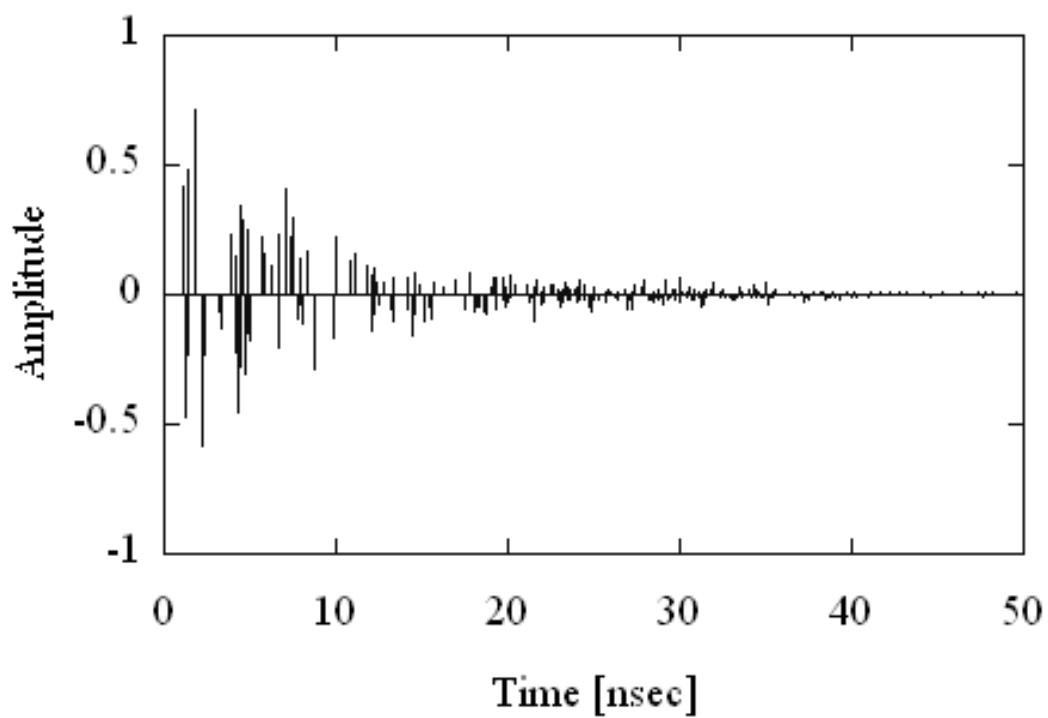
図 2.7 に示されるように屋内は反射物や遮蔽物が多数存在し、多くのマルチパスが発生する電波伝搬環境にある。無線通信システムの回線設計に際してはこのような電波伝搬上のさまざまな要因によって発生する信号劣化が問題となり、これを定量的に評価できる伝搬モデル（伝送路モデル）が重要な役割をもつため、屋内環境の伝搬モデル化が行われている[2-11], [2-16], [2-17]。伝搬モデルの構築では各環境における電波伝搬特性を統計的に表現する必要があり、測定実験と電磁界理論をベースに構築される。電波伝搬モデルを用いることで計算機シミュレーションによる研究開発の促進やシステム設計の効率化などの恩恵がある。

UWB 無線通信は家庭やオフィス用途の近距離通信システムへの応用が想定されており、IEEE 802.15.3a/4a WG（ワーキング・グループ）において S-V（Saleh-Valenzuela）モデルをベースとした様々な屋内伝搬モデルの検討が行われている[2-18]-[2-21]。例えば、IEEE 802.15.3a は PDA（Personal Digital Assistant）とコンピュータの同期化や、テレビと STB（放送信号を受信して視聴可能な信号に変換する装置）の接続などが想定されている通信速度が高速な規格であり、表 2.2 に示すような 4 つの伝搬環境のモデル（CM）が用意されている。ここで、例として図 2.10 に CM1 と CM2 によって生成したインパルス応答をそれぞれ示す。

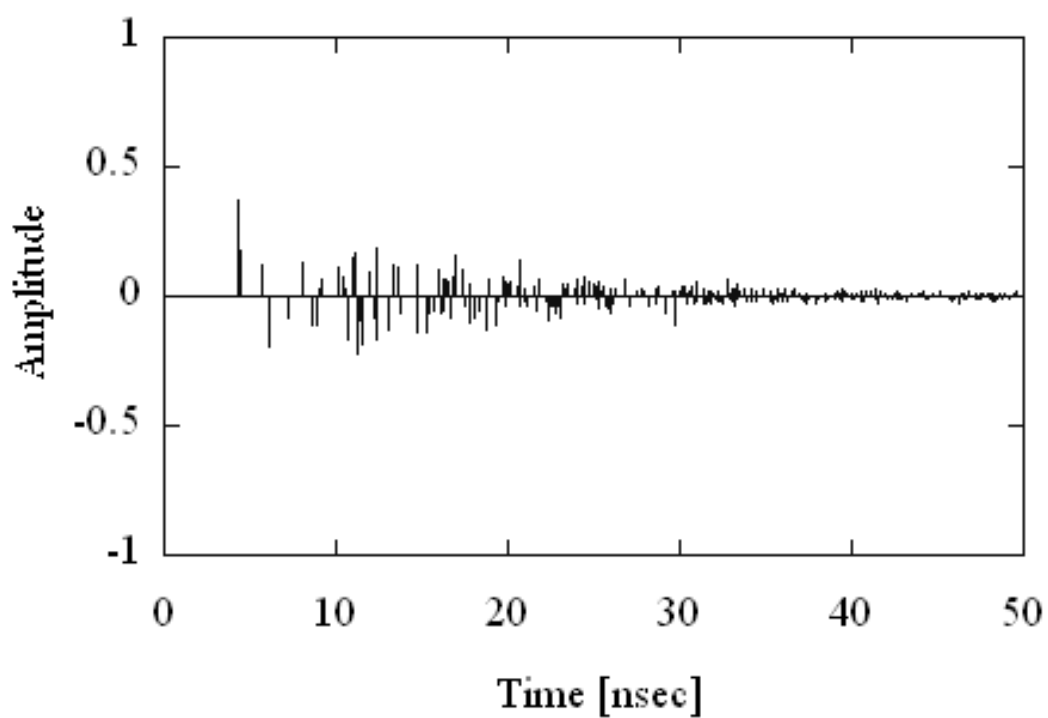
表 2.2 IEEE 802.15.3a の伝搬モデル

モデル名	CM1	CM2	CM3	CM4
環境	住居	住居	住居	住居
見通し	LOS	NLOS	LOS	NLOS
想定通信距離 [m]	0-4	0-4	4-10	※1

※1 CM4 は極端な見通し外環境を想定しているため値が存在しない



(a) CM1 (LOS)



(b) CM2 (NLOS)

図 2.10 IEEE 802.15.3a の伝搬モデルのインパルス応答の例

(e) 伝搬遅延特性

マルチパス環境の状態を特徴づける重要な指標として平均遅延と遅延スプレッドがある。ここで、図 2.11 に遅延プロファイルのイメージ図を示す。図中の遅延プロファイル $p(\tau)$ における τ_m , σ_τ がそれぞれ平均遅延, 遅延スプレッドを意味しており, 遅延量の平均値, 標準偏差として次式で与えられる[2-11].

$$\tau_m = \frac{1}{P_R} \int_0^\infty \tau p(\tau) d\tau \quad (2.1)$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{1}{P_R} \int_0^\infty (\tau - \tau_m)^2 p(\tau) d\tau} \quad (2.2)$$

ここで, P_R はマルチパスの平均電力で

$$P_R = \int_0^\infty p(\tau) d\tau \quad (2.3)$$

である。なお, 積分範囲は信号が特定の閾値以上になる最初から最後の時刻を表しており, 閾値 (カットオフレベル) は遅延プロファイルの平均雑音レベルを基準に任意のレベル以上に設定される。上記, 平均遅延と遅延スプレッドを合わせて伝搬遅延特性と呼ばれており, 特に遅延スプレッドは伝送路のマルチパス波がどの程度遅延広がりをもって到来するかを定量的に表す指標として, 通信システム設計や伝搬モデルを構築する際にも重要とされている。

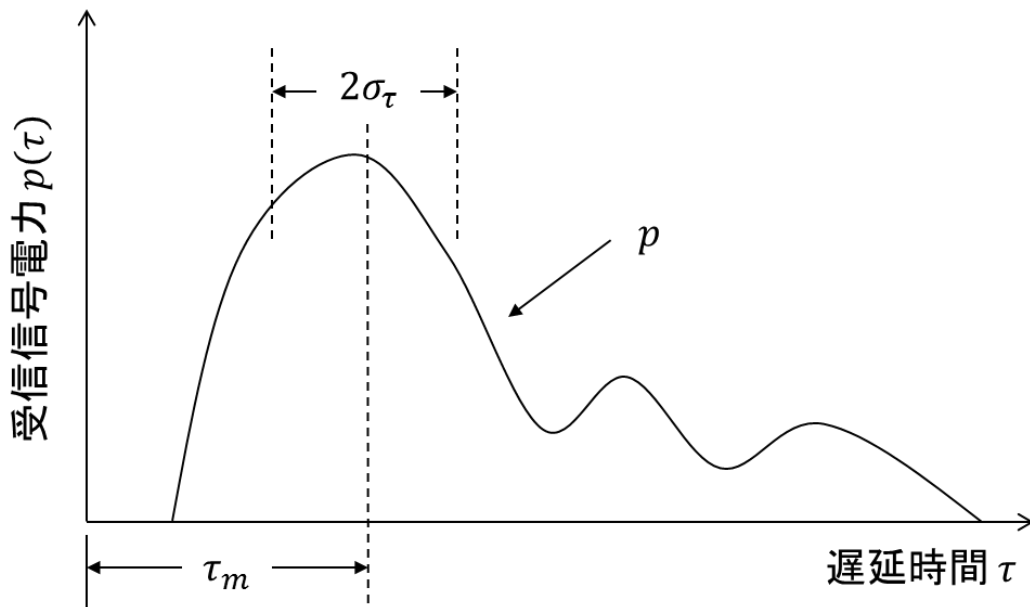


図 2.11 遅延プロファイルのイメージ図

(f) ミリ波帯 UWB 無線通信

現在, スマートフォン等の情報端末の台頭によりユーザーが取り扱う情報の大容量化が進んでいる. そこで, ホットスポットサービスやオフィス・住宅における無線 PAN/LAN の高速化を目的としてミリ波と呼ばれる高周波数帯において超広帯域を利用する“超高速ギガビット無線 PAN/LAN の研究開発”が推進されており, 標準規格として IEEE 802.15.3c/IEEE 802.11ad が策定されている[2-22], [2-23]. 前節までで説明したマイクロ波帯を用いた UWB 無線ではその伝送速度として数 100Mbps 程度が期待できるが, これらの規格では文字通り数 G~数 10Gbps の超高速通信が期待でき, HD 動画などを瞬時に伝送することなどが想定されている. ここで, これらの規格では何れも 60GHz 帯 (57~64GHz または 59~66GHz) のミリ波が使用されるが, ミリ波帯はほとんど利用されていない周波数帯のため数 GHz という広い帯域幅の確保が容易なことが大きなメリットである[2-24]. このため, 変復調によっては簡単な回路構成が採用でき且つアンテナは小口径で所望の利得が達成できる. しかしながら, 60GHz 帯はその電波伝搬特性から大きな伝搬損失があるため, その実現のために使用が想定される各環境においてその損失を把握し補償する必要があることが課題である.

2.2.2 超広帯域無線センサ

(a) UWB-IR 方式による電波センサの概要と特徴

UWB-IR 方式は 2.2.1 節(a)で説明したように数 ns 以下の超短パルスを送信するためマルチパス耐性に優れており高速通信が期待できる方式であったが, 超短パルスの送受信により得られる恩恵は通信用途に限られず, その多様性から電波センサ用途に対しても大きな利点がある. 屋内状態監視センサなどの電波センサを仮定した場合, 屋内は対象を含めた様々な反射物が存在する厳しいマルチパス環境であることが予想され, 従来の狭帯域信号を用いたパルス変調方式などではマルチパス干渉により対象の検出ができない可能性があると考えられる. 1.2.2 節(c)で説明したようにパルス変調方式による電波センサの測距精度(距離分解能)を向上するためにはパルス信号の帯域幅を広帯域化すればよく, その方法の一つとして UWB-IR 方式を用いた電波センサ(UWB 無線センサ)が近年大きく注目されている[2-25], [2-27].

UWB 無線センサの応用分野としては, 送信出力の関係から近・中距離(~30m)の使用に限られるが上述した高い距離分解能を有しているため, アドホックネットワークにおけるワイヤレスセンサ端末, ホームセキュリティセンサ, 医療分野における小型呼吸監視センサ, 介護施設用の高齢者状態監視センサ, 地雷等の埋没物探査レーダ, ITS 分野における車載レーダなどの幅広い分野で活発に研究開発されている[2-25]-[2-30].

(b) レンジプロファイル

UWB 無線センサが通信と異なる点は一組の送受信アンテナ（または一つのアンテナを送受信で共用）から超短パルスを送信し、対象を含む様々な反射物から反射して返ってきた複数の反射信号、すなわちマルチパスを再度受信することである。図 2.12 に UWB 無線センサによって得られる遅延プロファイルのイメージを示すが、横軸を式 (1.4) に従って距離に変換しており、このように遅延プロファイルの横軸を距離に変換した分布をレンジプロファイルと呼ぶ。図 2.12 から様々な反射信号が受信されるが図 2.8 で説明したようにマルチパス分解能（ここでは距離分解能と呼ぶ）が高いため、対象やその他の信号を分離識別することが期待できる。

UWB-IR 方式による通信では同期検波により相関検出されることで情報が復調されていた。一方、UWB 無線センサにおいて必要な情報はセンサ周辺の反射信号の分布であるレンジプロファイルであり、受信アンテナによって受信された UWB-IR 信号は AD 変換器によってデジタル信号へ変換された後、レンジプロファイルとして各種信号処理される。

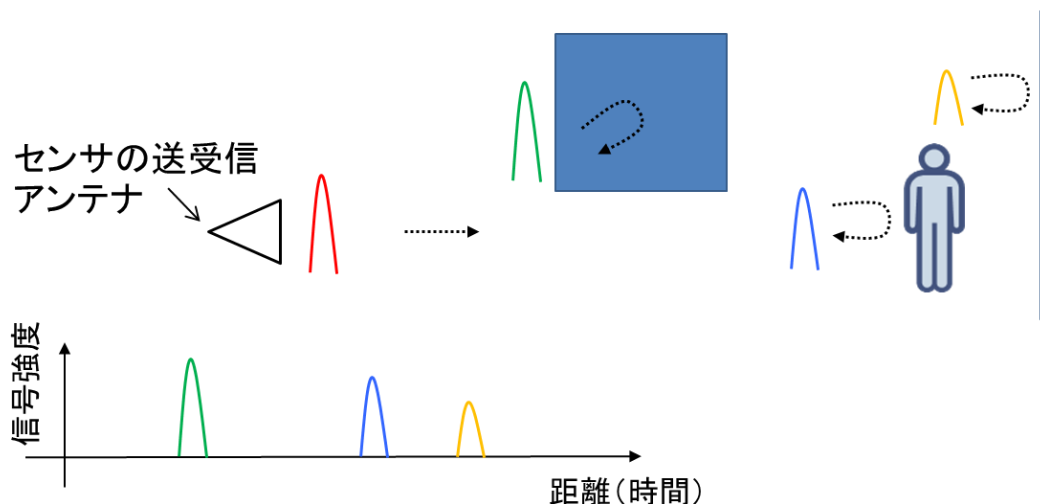


図 2.12 レンジプロファイルのイメージ

(c) センサの測距性能

UWB 無線センサの基本的な測距性能を定量的に評価する際に重要になる指標として、レンジプロファイルにおける距離分解能、そしてレンジサイドローブ特性がある。図 2.13 に計算機シミュレーションにより点目標をセンサに対して 2.2m の距離に設置した場合のレンジプロファイルを示す。図 2.13 から目標物の存在する 2.2m の距離に置いて鋭いピーク（メインローブ）が発生しており、またピーク周辺にサイドローブが視認できる。このようなメインローブ周辺に発生するサイドローブを本論文ではレンジサイドローブと呼ぶ。

センサが対象を検知または測距する際に最も多い手段がレンジプロファイル上の閾値判定であるが、そのとき問題となるのがレンジサイドローブである。レンジサイドローブは目標物からの純粋な反射信号ではないため、例えばレンジサイドローブが閾値を超えてしまった場合に誤検知が発生してしまう。そのためセンサの性能を評価する上でレンジサイドローブ特性は重要な指標となっている。なお、距離分解能は式(1.5)のように帯域幅から数学的に算出したり、メインローブの幅から評価できる。

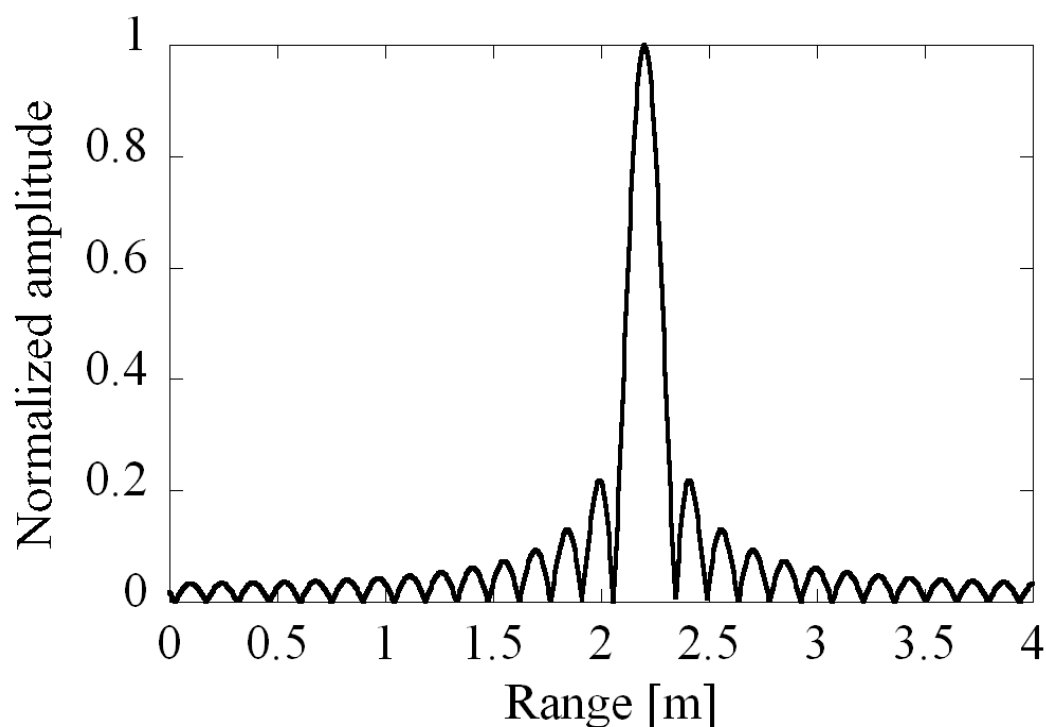


図 2.13 レンジプロファイルの例 (点目標 : 2.2m)

(d) センサの誤警報特性

前項ではセンサの測距性能について説明したが、誤警報（誤検知）特性もセンサの検知性能を評価する上で重要な指標である。センサの検知性能は対象からの反射信号強度とレンジサイドローブや受信機雑音または対象以外からの反射信号（不要信号）といった広義の雑音強度との差に依存する[2-31], [2-32]。しきい値判定によると、雑音という自然現象のもとで次の4通りの事象があり得る。

- (1) 信号があるときに、“信号あり”と判定
- (2) 信号があるときに、“信号なし”と判定
- (3) 信号がなく雑音のみのときに、“信号あり”と判定
- (4) 信号がなく雑音のみのときに、“信号なし”と判定

(1)と(4)が正しい判定であり，(2)と(3)は誤りである．このような判定による検知性能は“検知確率 P_D ”と“誤警報確率 P_N ”で規定する． P_D は(1)の判定の確率であり， P_N は(3)の誤り判定の確率である．閾値を下げれば P_N は大きくなるが P_D も大きくなり，また，閾値を上げれば両方とも小さくなる．一般に，センサの検知性能を規定するときは， P_N を指定した上で， P_D が所定の値以上になることを要求する．

2.3 実用化への重要事項及び課題

2.2 節で説明したように UWB 無線技術は通信やセンサ用途において従来技術に対して多くの利点があり，活発に研究開発されている．しかしながら，UWB 無線技術を応用したシステムの実用化のためにはいくつか検討すべき重要事項や解決すべき課題がある．そこで，本節では UWB 無線応用システムの実用化への重要事項及び課題について挙げ，第3章以降において検討する内容及び提案していく解決策へと繋げる．

2.3.1 通信用途

通信用途ではその実用化へ向けて以下のような事項や課題が挙げられる．

- (1) 使用が想定される伝送路環境の電波伝搬特性の検討
- (2) UWB 無線の低い送信出力による通信品質 (SN 比) 劣化への対策

(1) 電波伝搬特性の検討

(1)に関して，2.2.1(d)において電波伝搬特性の検討や伝搬モデル化の重要性を説明した．これまでに，当初より UWB 無線通信の応用分野として想定されていた環境であるオフィスや家庭では，UWB 無線の電波伝搬特性が明らかにされており，伝搬モデル化も行われている[2-18]-[2-21]．一方，自動車内は金属のフレームで覆われた厳しいマルチパス環境にあり，UWB 無線の優れた耐マルチパス性から自動車内無線通信においても応用が期待されているが，これまでその伝搬特性の報告は少なく，また十分な議論に至っていないことが現状であった．そこで，第3章 3.2 節において，UWB 無線による自動車内無線通信の実現を目指して車内の UWB 電波伝搬特性について検討する[2-33]．ここでは，乗客が車内へスマートフォンなどの情報端末を持ち込むことも想定しており，今後一般的になるであろう 60GHz 帯ミリ波による UWB 無線通信についても考慮し，従来のマイクロ波帯に加えて 60GHz 帯の伝搬特性についても明らかにする[2-34]．

(2) 通信品質劣化への対策

UWB-IR 方式の通信特性劣化の対策として Rake 合成があり，SN 比の改善の度合いは受信側の同期検波器の数に依存すること，そのため受信機の大型化や消費電力の増加に

繋がることを説明した。ここで、UWB 無線通信ではホームリンクなどの商用電源に繋がれた機器間の通信だけでなく、WPAN や WLAN の電力消費の限られた移動端末（小型且つバッテリー駆動）への応用が想定されている。また、このようなアプリケーションでは PC などのアクセスポイント（AP）から各端末へのダウンリンク通信が主である。従って、情報を受信する側の移動端末において SN 比を改善する必要がでてくるが、Rake 合成は上述した理由から用いることが困難である。そこで、第 3 章 3.3 節において端末に負担を掛けることなく SN 比を向上する手法であるタイムリバーサル法について検討を行う [2-35], [2-36].

2.3.2 センサ用途

センサ用途ではその実用化へ向けて以下のような事項や課題が挙げられる。

- (1) レンジプロファイル計測に必要な高速 AD 変換器への対策
- (2) UWB 無線利用機器の運用上の法規制（干渉検知・回避技術の具備）

(1) 高速 AD 変換器への対策

アンテナから受信された UWB-IR 信号は AD 変換器によってデジタル信号へ変換された後、高分解能レンジプロファイルとして各種信号処理される。しかしながら、送信部では数 ns 以下の超短パルスを生成し、また受信部ではそのパルスを高速同期及び検出する超広帯域・高速デバイスを必要とし、ハードウェア構成も複雑で高価になると考えられる。例えば、1GHz の帯域幅をもつ UWB 無線センサを仮定すると、最低でも 2~4GHz の高速 AD 変換器が必要になる（価格にして数十万~数百万円）。

(2) 他の無線システムとの共存

2.2 節(a)で説明したように UWB 無線利用機器には DAA 機能の具備が実質的に必須とされており、これまでに通信用途を想定した UWB 無線応用システムの DAA 方法については様々な検討がされている [2-37]-[2-39]。しかしながらセンサ用途を想定した UWB 無線応用システムの DAA 方法についてはこれまで報告されておらず、UWB 無線センサの実用化のために重要な検討事項である。

本論文では(1)と(2)で挙げた課題を解決するために、第 4 章で超広帯域・高速デバイスを必要とせず、また DAA 機能を内在した新たな UWB 無線センサ方式であるステップド FM 方式による超広帯域電波センサを提案し、その有効性について検討する [2-40], [2-41]。また、第 5 章では提案方式による UWB 無線センサのアプリケーションとして屋内侵入者検知を挙げ、実用化を目指した検討を行う [2-42]。

2.4 結言

UWB 無線は、1980 年代後半より軍事研究の一環として、壁などの障害物を通過してその向こう側に存在する物体の認識を可能にするレーダ技術として研究されてきた。しかしその多様性から、利用形態は近距離高速通信システム、地中探査センサ、医療診断などへの応用を対象とした探査映像化電波センサシステム、車載レーダなど多岐にわたる。そこで本章では、まず UWB 無線技術の特徴および実運用の際の法規制などを中心に説明した。次に UWB 無線技術の応用分野として通信用途とセンサ用途に分けてそれぞれ関連する技術的内容も含めながらその詳細を説明した。そして最後に本研究の主題である UWB 無線応用システムの実用化への重要事項と課題について述べた。通信用途とセンサ用途に分けた重要事項と課題は以下の通りである。

【通信用途】

- (1) 使用が想定される伝送路環境の電波伝搬特性の検討
- (2) UWB 無線の低い送信出力による通信品質 (SN 比) 劣化への対策

【センサ用途】

- (1) レンジプロファイル計測に必要な高速 AD 変換器への対策
- (2) UWB 無線利用機器の運用上の法規制 (干渉検知・回避技術)

以上は実用化に向けた非常に重要な内容であるが、現在、これらの内容に対する道筋を示した研究が行われているとは言い難いのが現状である。そこで、本論文では、以降の章においてこれらの重要事項や課題に対して検討及び解決方法を提案し、計算機シミュレーションや実験を通して当該事項を明らかに、また提案手法の有効性を確認しながら研究を進めて UWB 無線応用システムの実用化の道筋を示していく。

第2章 参考文献

- [2-1] 総務省, 電波利用ホームページ (<http://www.tele.soumu.go.jp>) .
- [2-2] 阪田史郎, ワイヤレス・ユビキタス, 株式会社秀和システム, 2004.
- [2-3] 阪田史郎, ``UWB/ワイヤレス USB 教科書, 株式会社インプレス, 2006.
- [2-4] 守倉正博, 久保田周治, 802.11 高速無線 LAN 教科書, 株式会社インプレス, 2005.
- [2-5] ARIB 標準規格, ``UWB (超広帯域) 無線システム標準規格,`` ARIB STD-T91 1.1 版, 電波産業界, 2008.
- [2-6] 眞田幸俊, ``超広帯域無線システムの高速化展望,`` 通信ソサイエティマガジン, no.11, 2009.
- [2-7] 河野隆二, ``超広帯域 (UWB) ワイヤレス通信の基礎と動向 (インターフェース: Chapter 5) ,`` インターフェース, Feb. 2003.
- [2-8] 上郷直也, 尾保手茂樹, 鹿子嶋憲一, ``OOK を用いた UWB-IR 通信システムに関する検討,`` 信学技報, WBS, vol.105, no.620, pp.64-73, Feb. 2006.
- [2-9] S. Gezici, H. Kobayashi, A.F. Molisch, ``Performance Evaluation of Impulse Radio UWB Systems with Pulse-based Polarity Randomization in Asynchronous Multiuser Environments,`` Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC2004), vol.2, pp.908-913, March 2004.
- [2-10] F. Troesch, F. Althaus, A. Wittneben, ``Pulse Position Precoding Exploiting UWB Power Constraints,`` Proc. of 2005 IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC2005), pp.395-399, June 2005.
- [2-11] 唐沢好男, デジタル移動通信の電波伝搬基礎, コロナ社, 2003.
- [2-12] 神谷幸宏, MATLAB によるデジタル無線通信技術, コロナ社, 2008.
- [2-13] 奥山祐一郎, 大石邦夫, ``マルチパス環境下における DS/CDMA 通信のためのブラインドレイク受信機,`` 信学技報, SST, vol.99, no.703, pp.1-6, March 2000.
- [2-14] D. Cassioli, M.Z. Win, F. Vatalaro, A.F. Molisch, `` Effects of spreading bandwidth on the performance of UWB RAKE receivers,`` Proc. of IEEE International Conference on Communications (ICC2003), vol.5, pp.3545-3549, May 2003.
- [2-15] T. Ezaki, T. Ohtsuki, ``Rake Performance for UWB-IR System with SISO and MISO,`` IEICE Trans. Commun., vol.E88-B, no.10, pp.4112-4116, Oct. 2005.
- [2-16] 細矢良雄, 電波伝搬ハンドブック, リアライズ社, 1999.
- [2-17] 進士昌明, 無線通信の電波伝搬, 電子情報通信学会, 1992.
- [2-18] A.Saleh, R.Valenzuela, ``A Statistical Model for Indoor Multi-path Propagation,`` IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 5, no.2, pp.128-137, Feb. 1987.
- [2-19] J.Foerstor, et al., ``Channel modeling sub-committee report final,`` IEEE P802.15-02/490r1-SG3a, Feb. 2003.

- [2-20] A.F. Molisch, K. Balakrishnan, D. Cassioli, C.C. Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster, K. Siwiak, ``IEEE 802.15.4a channel model – final report,’’ IEEE P802.15-04/662r0-SG4a, Nov. 2004.
- [2-21] H.T.T. Trieu, 羽田勝之, 滝沢賢一, 高田潤一, ``ストアドチャンネルを用いた UWB 伝送特性評価の有効性検証,’’ 電学技報, IM-06-21, pp.31-35, June 2006.
- [2-22] T. Baykas, C.S. Sum, Z. Lan, J. Wang, et al., ``IEEE 802.15.3c: the first IEEE wireless standard for data rates over 1 Gb/s,’’ IEEE Communications Magazine, vol.49, no.7, pp.114-121, July 2011.
- [2-23] E. Perahia, M.X. Gong, ``Gigabit Wireless LANs an overview of IEEE 802.11ac and 802.11ad,’’ ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review, vol.15, no.3, pp.23-33, July 2011.
- [2-24] 上羽正純, 東充宏, 清水聡, ``高周波数帯無線による超高速化,’’ 通信ソサイエティマガジン, no.11, 2009.
- [2-25] Z.Xiao, K.C.Yi, B.Tian, Y-C.Wang, ``UWB Localization for NLOS under Indoor Multipath Channel : Scheme and TOA Estimation,’’ IEICE Trans. Commun., vol.E91-E, no.10, pp.3391-3394, Oct. 2008.
- [2-26] 寺坂圭司, 東桂木謙治, 松波勲, 梶原昭博, ``UWB-IR による屋内侵入者検知に関する検討,’’ 信学論(B), vol.J90-B, no.1, pp.97-100, Jan. 2007.
- [2-27] 東桂木謙治, 寺坂圭司, 中畑洋一郎, 松波勲, 梶原昭博, ``UWB-IR 電力遅延プロファイル変動を用いた非接触呼吸モニタリング,’’ 信学技報, WBS2007-112, Feb. 2008.
- [2-28] M. Otsu, R. Nakamura, and A. Kajiwara, ``Elderly-care Monitoring Sensor Using Stepped-FM UWB Scheme,’’ Proc. of 2012 IEEE Sensor Application Symposium (SAS2012), pp.151-154, Feb. 2012.
- [2-29] 森敬一郎, 河野隆二, ``UWB 地中レーダによる埋設物位置検出法の検討,’’ 第 32 回情報理論とその応用シンポジウム(SITA2009), Proc. of The 32nd Symposium on Information Theory and its Applications (SITA2009), pp.714-719, Dec. 2009.
- [2-30] 松波勲, 中村僚兵, 梶原昭博, ``UWB 車載レーダによる複数移動目標追尾のための実験的検討,’’ 信学論(B), vol.J95-B, no.12, pp.1662-1667, Dec. 2012.
- [2-31] Skolnik M.I., Introduction to Radar Systems (second edition), McGraw-Hill, NewYork, 1980.
- [2-32] 関根松夫, レーダ信号処理技術, 電子情報通信学会, 1991.
- [2-33] 中村僚兵, 中畑洋一郎, 大田恭平, 松波勲, 梶原昭博, ``セダン車内における超広帯域無線伝播特性—乗客の影響と車外への漏えい—,’’ 信学論(B), vol.J94-B, no.2, pp.300-303, Feb. 2011.
- [2-34] 中村僚兵, 梶原昭博, ``60GHz 帯の車内広帯域無線伝搬特性について,’’ 信学論

- (B), vol.J95-B, no.2, pp.302-308, Feb. 2012.
- [2-35] R. Nakamura, H. Ishikawa, and A. Kajiwara, "Performance of Pre-Rake Diversity Combining in UWB-IR Communications," Proc. of 6th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS'2012), 5pages, Gold Coast, Australia, Dec. 2012.
- [2-36] H. Ishikawa, A. Matsumoto, R. Nakamura, and A. Kajiwara, "Time-Reversal UWB-IR Considering Channel Estimation Error," Proc. of 2013 IEEE Radio Wireless Symposium (RWS2013), pp.283-285, Austin, USA, Jan. 2013.
- [2-37] 大野光平, 井家上哲史, "UWB の周波数共存問題における DAA 技術に関する一検討," 信学技報, WBS2006-29, pp.31-36, Oct. 2006.
- [2-38] 滝沢賢一, 山口博久, 望月拓志, 清水達也, 盧鋒, "超広帯域無線システム用 DAA に関する信号検出性能評価 (その 2)," 信学技報, WBS2009-24, pp.99-104, July 2009.
- [2-39] Electronic Communications Committee (ECC), ECC REPORT 120, "Technical requirements for UWB DAA (Detect and Avoid) devices to ensure the protection of radiolocation services in the bands 3.1-3.4GHz and 8.5-9GHz and BWA terminals in the band 3.4-4.2GHz," Kristiansand, June 2008.
- [2-40] 中村僚兵, 梶原昭博, "ステップド FM 方式を用いた超広帯域マイクロ波センサ," 信学論(B), vol.J94-B, no.2, pp.274-282, Feb. 2011.
- [2-41] 大津貢, 中村僚兵, 梶原昭博, "ステップド FM による超広帯域電波センサの干渉検知・回避機能," 信学論(B), vol.J96-B, no.12, pp.1398-1405, Dec. 2013.
- [2-42] 中村僚兵, 太田勇輝, 毛屋伸康, 梶原昭博, "屋内侵入者検知用超広帯域ステップド FM センサシステムの実験的検討," 電学論(C), vol.134, no.3, March 2014. (掲載予定)

第3章 超広帯域無線による近距離高速通信

3.1 緒言

本章では UWB 無線技術を用いた近距離高速無線通信システムの実現を目指して大きく分けて「自動車内伝搬特性の検討」と「タイムリバーサル法による通信特性の改善」の2つのアプローチを行い、3.2 節、3.3 節でそれぞれ詳説する。

3.2 自動車内電波伝搬特性

近年、高度道路交通システム社会の到来を目指して車内のエレクトロニクス化が進んでおり、快適性やエンターテインメント性向上のために車内無線通信（IVC : Intra-vehicle Communication）の研究が活発に行われている。IVC では、例えば車載サーバとの無線アクセスやシートモニタへの高精度動画伝送などが考えられており、近距離用高速無線通信技術の導入が大きく期待されている。このように車内で無線 LAN を構築することによって車内空間の快適化だけでなく、車体重量軽減による低炭素化に向けて大きく貢献できる。しかし車内の多くは金属で覆われた狭い閉空間で厳しいマルチパス環境にあり、また乗客などによって伝送路特性が大きく変動する。これまで耐マルチパスに優れた UWB 無線を用いた無線ハーネスが提案され、マイクロ波帯（3.1~10.6GHz）において送受信共に指向性または無指向性アンテナによる車内伝搬特性が検討されている[3-1], [3-2]。また高速バス内での伝搬特性についても検討されている[3-3]。

一方、近年屋内では 60GHz 帯ミリ波を用いた近距離 UWB 無線通信が大きく注目されている[3-4], [3-5]。60GHz 帯は各国で免許不要の帯域として割り当てられており、その広い帯域幅や伝搬特性からマイクロ波帯以上の超高速伝送が期待でき、またアンテナ等のハードウェアを小型化できるといった特徴がある。さらに、回折損失や大気減衰が大きいいため他の無線システムに干渉を与えにくいといった利点もある[3-5]。そこで 60GHz 帯 UWB 無線を IVC に応用することで伝送特性の改善が期待でき、さらに、並走する車両等への干渉を軽減することが期待できる。これまで指向性アンテナによる伝搬特性や指向性アンテナを回転させることで伝送特性を改善する手法について報告されているが、端末に無指向性アンテナを用いた場合については検討されていない[3-6], [3-7]。しかしながら、車内での移動端末を想定した場合には水平面無指向性アンテナの利用が好ましいと考えられる。

本節では車内での移動端末を想定し、無指向性アンテナによる車内 UWB 無線伝搬特

性について検討している。ここではまず、マイクロ波帯 UWB (3.1~10.6GHz) において様々な車内伝送路に対して乗客によってどのように伝搬特性が変化するか実験的に検討する。また車内の無線が窓を通して車外への漏洩し、並走車両や他の無線システムなどに干渉を引き起こすことが考えられる。これまで車内無線の車外への影響に関する報告は行われていない。そこで車外への漏洩についても検討している。次に、60GHz 帯ミリ波 (57~64GHz) UWB の伝搬特性について実験的に検討する。ここでは乗客が与える車内伝搬特性への影響について計測し、マイクロ波帯と比較・検討している。また、これまでにミリ波帯の電波がどれほど車外へ漏えいするのかについては報告されていないため、マイクロ波帯と同様に車外の伝搬損についても計測し、マイクロ波帯の結果と比較・検討している。

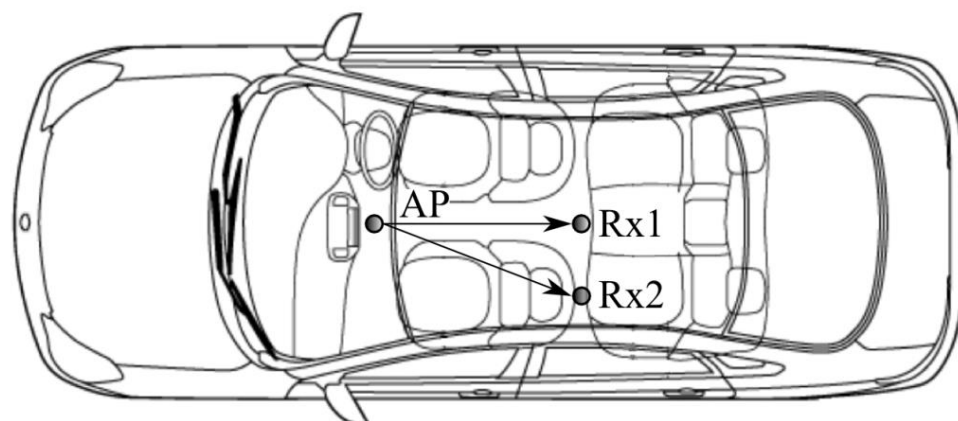
まず 3.2.1 項でマイクロ波帯の車内伝搬特性と車外への漏えいについて検討する。次に 3.2.2 項でマイクロ波帯と同様に 60GHz 帯の車内伝搬特性と車外への漏えいについて検討する。その後、3.2.3 項ではこれらマイクロ波帯と 60GHz 帯の伝搬特性について比較・検討する。

3.2.1 マイクロ波帯 UWB の車内伝搬特性と車外への漏えい

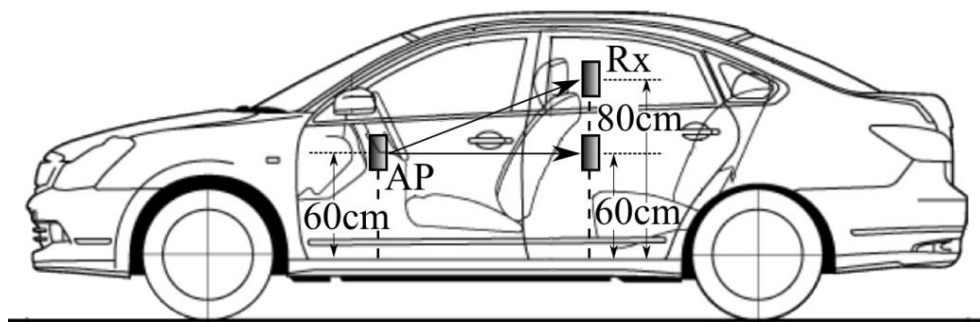
3.2.1.1 測定環境と測定方法

本項では図 1 に示すようにセダン車 (2001 年/パルサーCJ-II, 1.69×4.34×1.38m³) のダッシュボード前の $H=60\text{cm}$ に送信アンテナ (AP) を固定し、直接波 (LOS) が存在する Rx1 と座席シートによって LOS が遮断された Rx2 に無指向性受信アンテナ (端末) を設置して伝送路を計測した。また窓は全て閉め、図 1 のように端末アンテナの高さ H は 60cm と 80 cm (窓より $\pm 10\text{cm}$) について検討した。ここで端末に無指向性アンテナを用いた場合には AP と端末共に指向性アンテナを用いた[3-1]と比較して多くのマルチパスが発生し、また乗客によって伝搬遅延特性も大きく変化すると考えられる。そこで乗客数に対する遅延スプレッドについて検討する。次に AP で放射された電波が車外へ漏洩するが、AP アンテナの指向性や高さによってどのように車外へ放射されるのかについても検討する。

ベクトルネットワークアナライザ (VNA : Agilent 8722ET) を車外に設置し、周波数特性 (PSD : Power Spectrum Density) と VNA のタイムドメイン機能を利用して車内及び車外の伝送路の遅延プロファイルを計測し、その結果を PC に転送しオフラインで解析した[3-8]。また車外の測定エリアは並走車両への影響を想定して運転席側の 4m×6m のエリアを 25cm 間隔で約 360 ポイント測定した。表 1 にその計測諸元を示す。なお、伝搬遅延特性の検討におけるカットオフレベルは平均雑音レベルから 10dB 以上とした。



(a) 上面



(b) 側面

図 3.1 車内測定環境

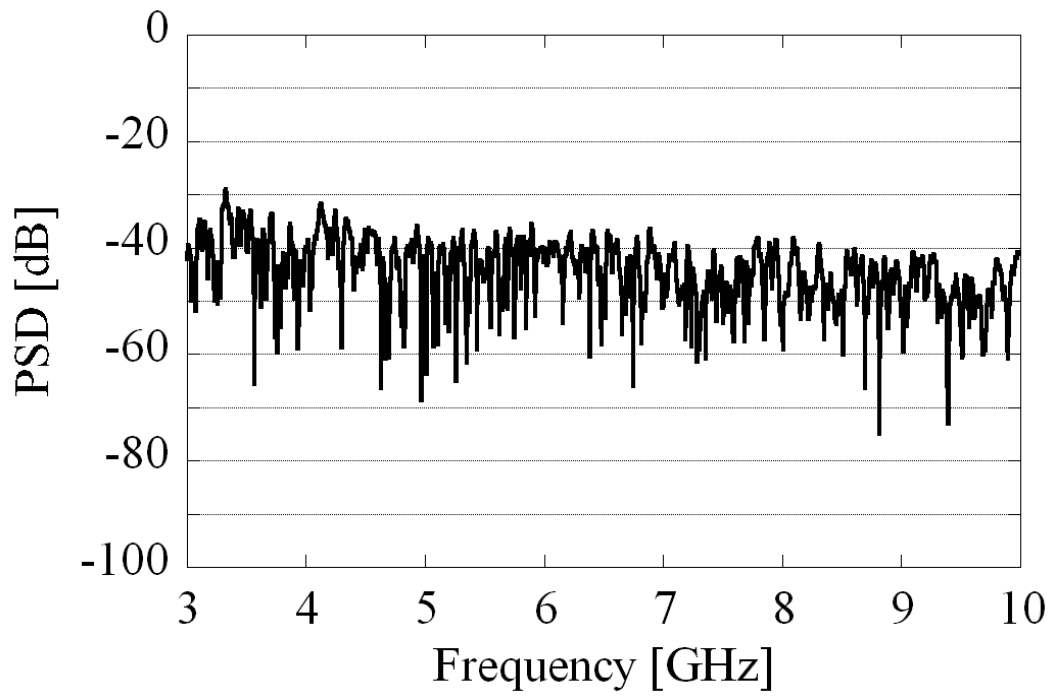
表 3.1 計測緒元

Bandwidth	5GHz~8GHz
Antenna	AP : Omni-directional antenna (1.8dBi) Directional antenna (10dBi) Rx : Omni-directional antenna (1.8dBi)
Polarization	Vertical-Vertical
Antenna height	± 10cm above window
Transmit power	-12dBm
Data	Frequency / time domain data
Sweep data point	1601
IF bandwidth	3000Hz
Averaging	16

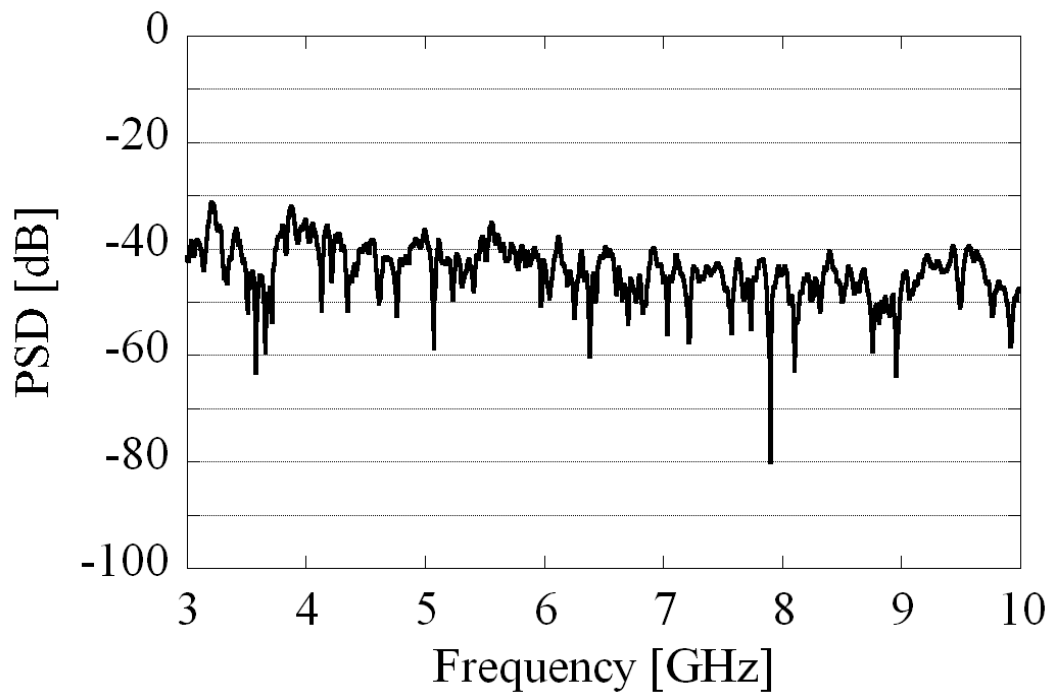
3.2.1.2 車内測定結果

(a) 周波数特性と遅延プロファイル

車内の広帯域周波数特性の例として、無人状態における AP-Rx1 伝送路を図 3.2 (a) に示す。ここで AP のアンテナは無指向性、端末アンテナの高さ H は 80cm である。図 3.2 (a) から LOS が存在するにも関わらず 10dB 以上の鋭い落ち込みが頻繁に発生し、全帯域で激しい選択性フェージングを引き起こしている。一方、車内に 4 人の乗客がいる場合には図 3.2 (b) のように一定の帯域内で落ち込む頻度が減っている。これは車内で発生したパスが 4 人の乗客の体によって散乱し（信号エネルギーが損失し）、選択性フェージングを引き起こすマルチパスの影響が緩和されているためである。そこで AP に無指向性および指向性アンテナを用いた場合について AP-Rx1 伝送路の電力遅延プロファイルを図 3.3(a)(b) に示す。図 3.3 (a) から乗客によって経路長が約 3m (10nsec) 以上のマルチパス（散乱波）の信号強度が大きく減衰しており、AP に指向性アンテナを用いても図 3.3 (b) から同様の傾向が見られることがわかる。次に LOS がシートによって遮断された AP-Rx2 間 (O-LOS) における電力遅延プロファイルを図 3.4 に示す。図 3.4 から第 1 到来波の信号強度は比較的大きく、LOS 伝送路と比較して 3~5dB 低い。これは透過または回折損が小さいためであると考えられる。また LOS と同様に車内はマルチパスが厳しく、その影響は 4 人の乗客によって緩和されることが確認できる。そこで次節で乗客によってどれほど車内の伝送路状況の指標である遅延スペクトルを測定し変化があるのか検討する。

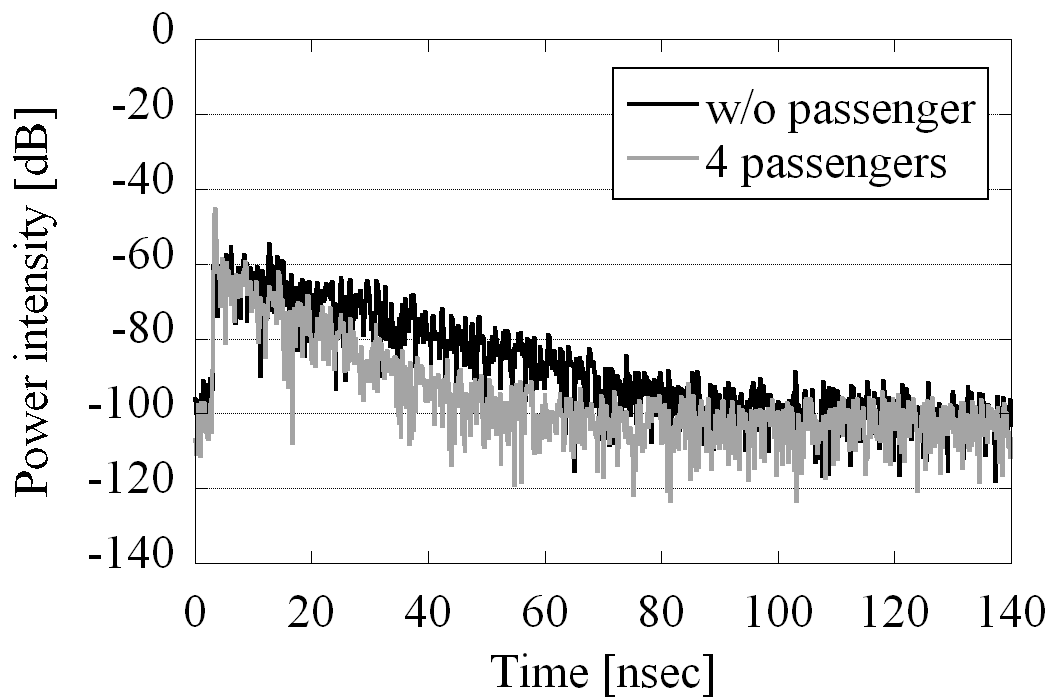


(a) 無人の場合

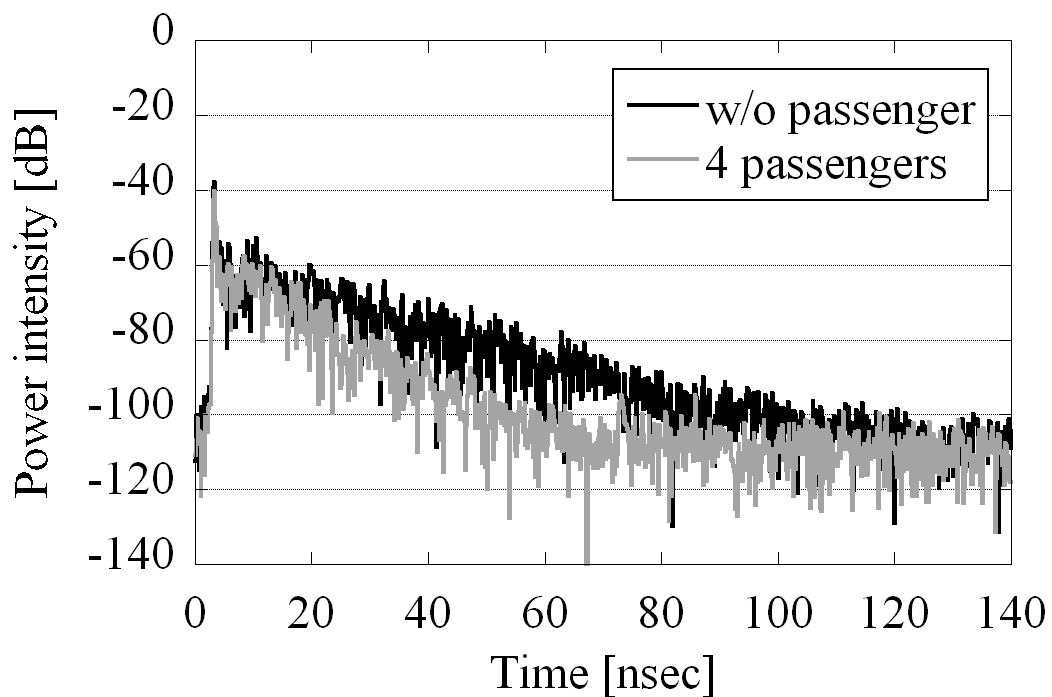


(b) 4人乗客した場合

図 3.2 LOS 伝送路での周波数特性 (AP-Rx1 間)

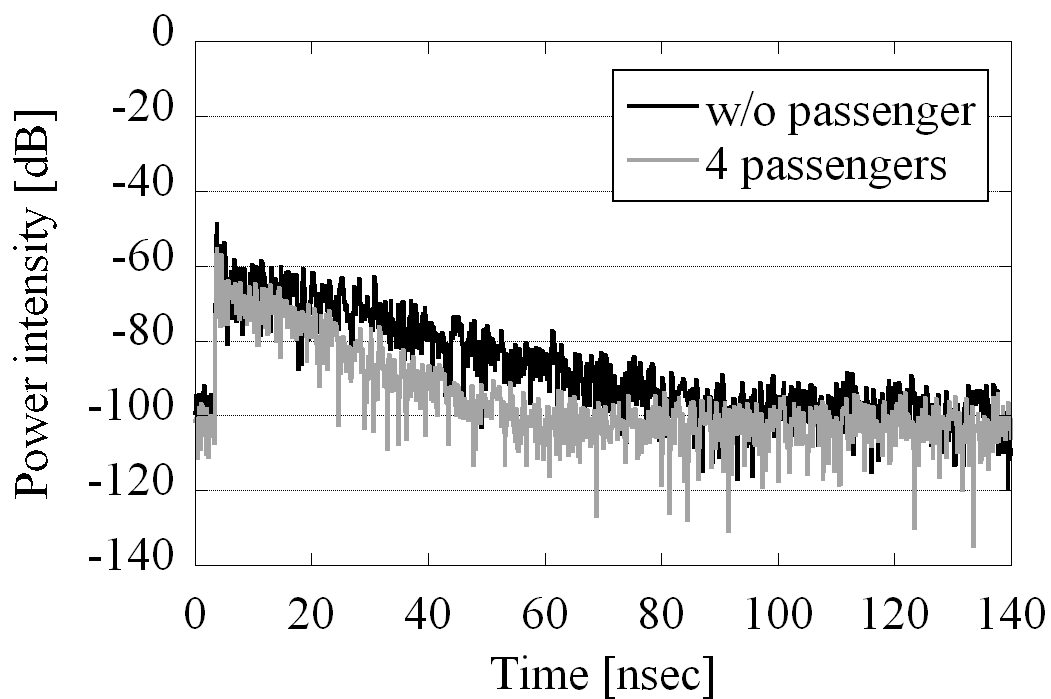


(a) 無指向性アンテナ

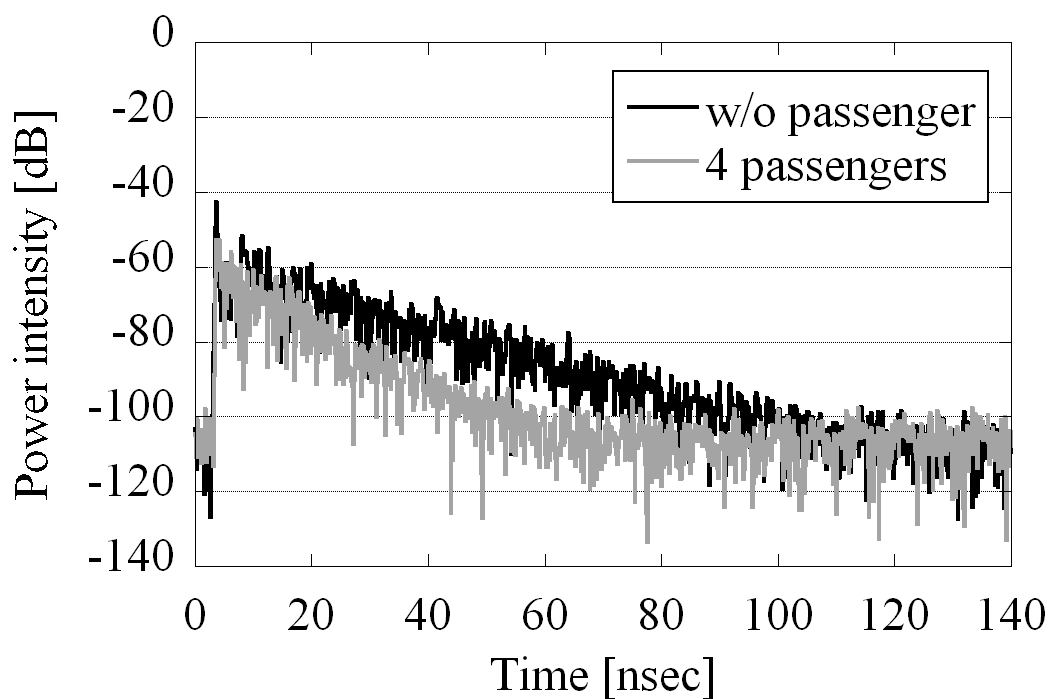


(b) 指向性アンテナ

図 3.3 電力遅延プロファイル (AP-Rx1 間)



(a) 無指向性アンテナ



(b) 指向性アンテナ

図 3.4 電力遅延プロファイル (AP-Rx2 間)

(b) 伝搬遅延特性

乗客数を1~4人と増加させた場合の AP-Rx1 (LOS) の遅延スプレッドを図 3.5 に示す。なお、乗客は運転席から後部座席へ順に座った。図 3.5 から車内が無人では遅延スプレッドの値は約 17nsec であるが乗客が増えるに従って減少し、4人乗客した場合には約 9nsec と大きく減少している。これは上述したように直接波以外の多くのパスが乗客の体によって遮断そして散乱されるために遅延スプレッドが小さくなっている。また端末アンテナの高さ H による違いは約 1nsec と小さい。これは大きな直接波が存在し、またマルチパス環境に顕著な差が見られないからである。従って乗客が4人では H による違いは見られない。なお、AP および端末ともに指向性アンテナを用いた文献[3-1]と比べて遅延スプレッドが大きい。次に図 3.6 に AP-Rx2 間 (O-LOS) での遅延スプレッドを示す。遅延スプレッドの値は約 10~18nsec であり、LOS 伝送路と同様に乗客数と共に遅延スプレッドは減少している。しかし、LOS 伝送路と比較して3人までの乗客に対する減少傾向は小さい。また無人ではアンテナの高さ H によって約 2nsec の違いが生じている。これは図 3.1 に示すように直接波を遮断しているシート ($H=60\text{cm}$) とヘッドレスト ($H=80\text{cm}$) の損失の違いであると考えられる。また LOS 伝送路と比較して遅延スプレッドに大きな違いは見られない。これは直接波を遮断しているシートやヘッドレストによる遮断損失が小さいためである。

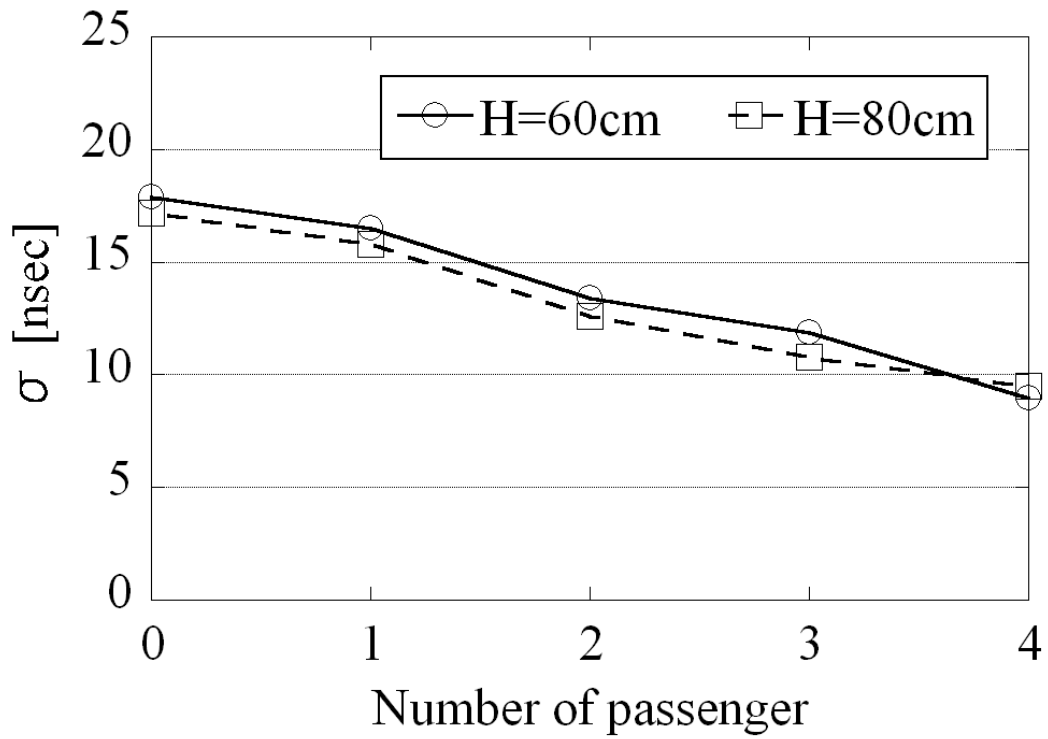


図 3.5 乗客に対する遅延スプレッド (AP-Rx1 間)

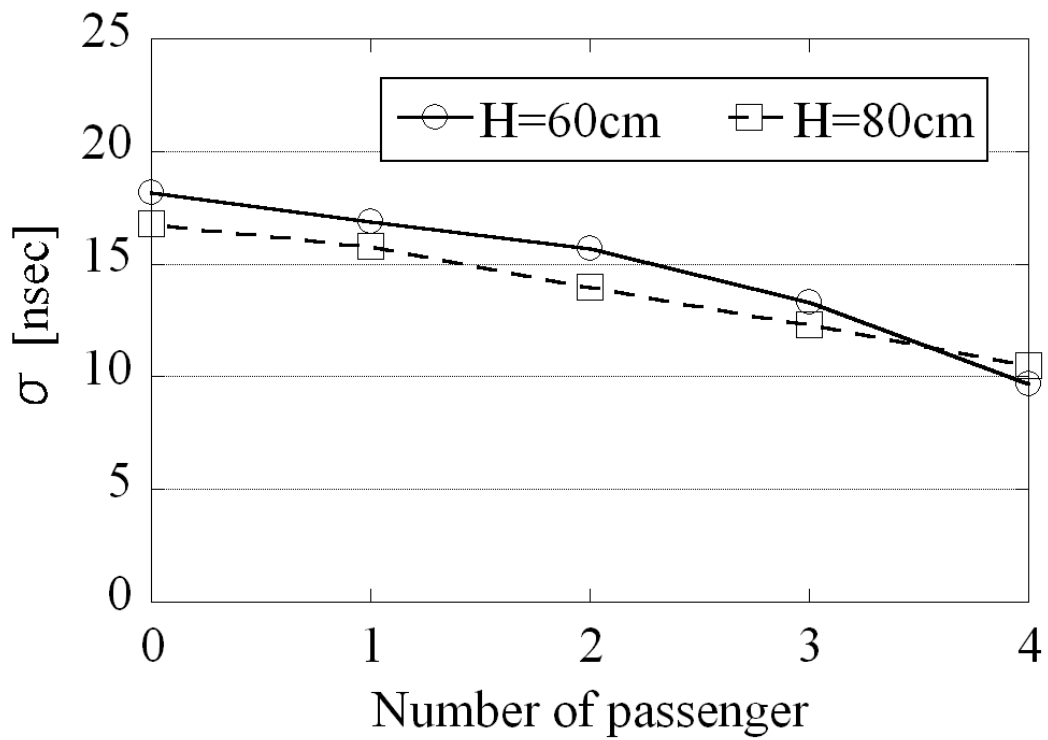


図 3.6 乗客に対する遅延スプレッド (AP-Rx2 間)

3.2.1.3 車外測定結果

本項では車内の電波が主に窓から放射されていると考え、どのように車外へ漏洩しているか検討する。なお、APを送信源とし運転席にのみ乗客が座っており、車外の受信アンテナは地面から高さ $H_o=80\text{cm}$ （車両の窓より約 10cm 低い）と 100cm （車両の窓より約 10cm 高い）について計測した。また AP に使用した無指向性および指向性アンテナの 1m 離れた地点の受信電力はそれぞれ -49dBm 、 -38dBm である。図 3.7 は車外の受信電力分布である。AP に無指向性アンテナを用いているため車両の横方向や前方向に強い電波が放出されているが、これは自動車の窓がある部分であり、金属フレームがある車の斜め前方や斜め後方では、電力が小さくなっている。また $H_o=100\text{cm}$ では車両から 1.5m 付近まで直接波が存在し、またそれ以降も回折損も小さいので $H_o=80\text{cm}$ と比較して漏洩が大きくなっている。例えば、 $H_o=100\text{cm}$ では AP から横に 3m 離れた場所で約 60dB の減衰に対し、 $H_o=80\text{cm}$ では約 80dB の減衰でその差は約 20dB である。また運転席の人体によって横方向の広範囲に散乱しているが後方には強く放射されていない。次に AP に指向性アンテナを用いた場合の車外受信電力分布を図 3.8 に示す。図 3.8 からアンテナの指向性により車外への漏洩はかなり抑えられているが $H_o=100\text{cm}$ では斜め横および後方では図 3.7 と同様な傾向を示している。なお、車両前方に放射が見られるがこれは AP から放射された電波が運転席の人体によって散乱されたものと考えられる。また $H_o=80\text{cm}$ では回折損も増え、車外への漏洩は小さいことが分かる。

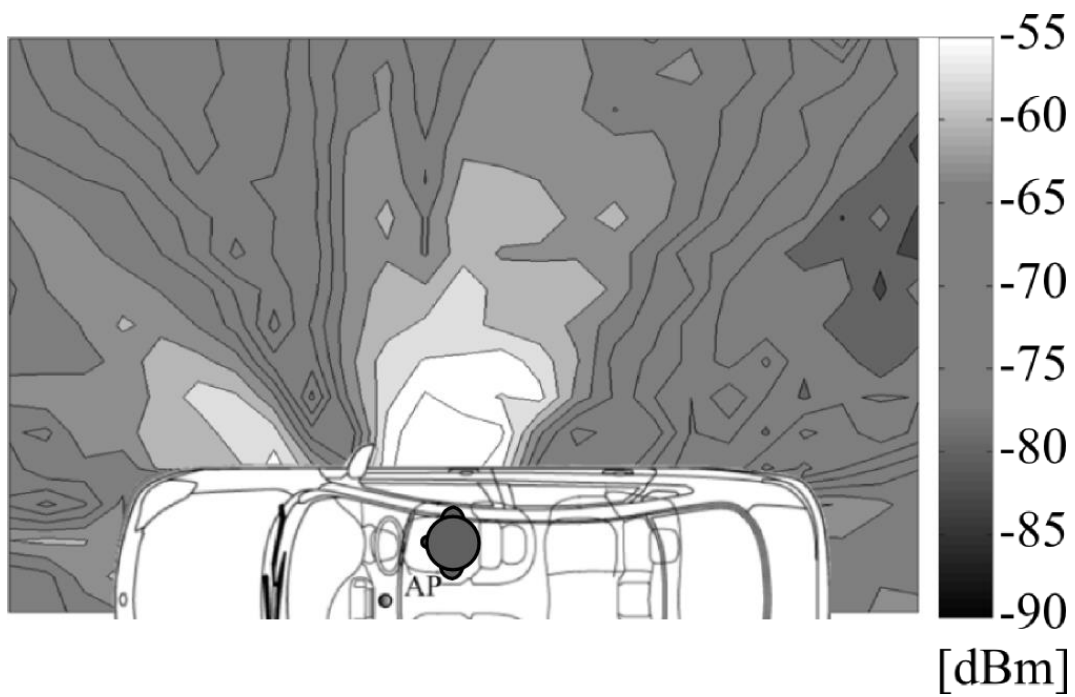
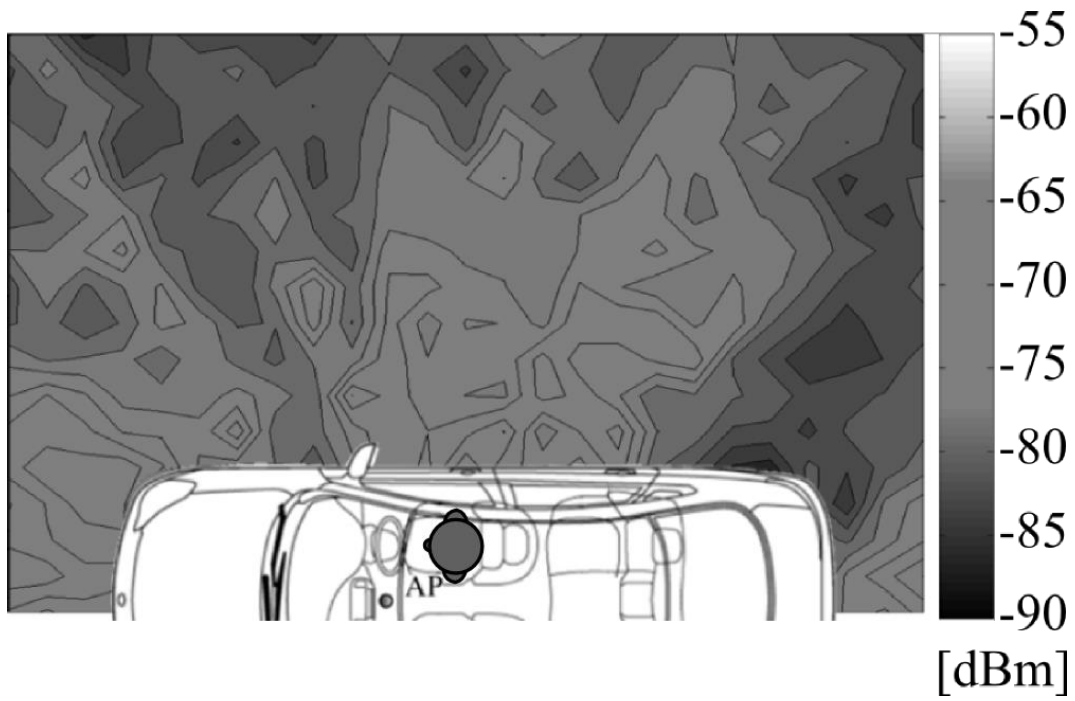
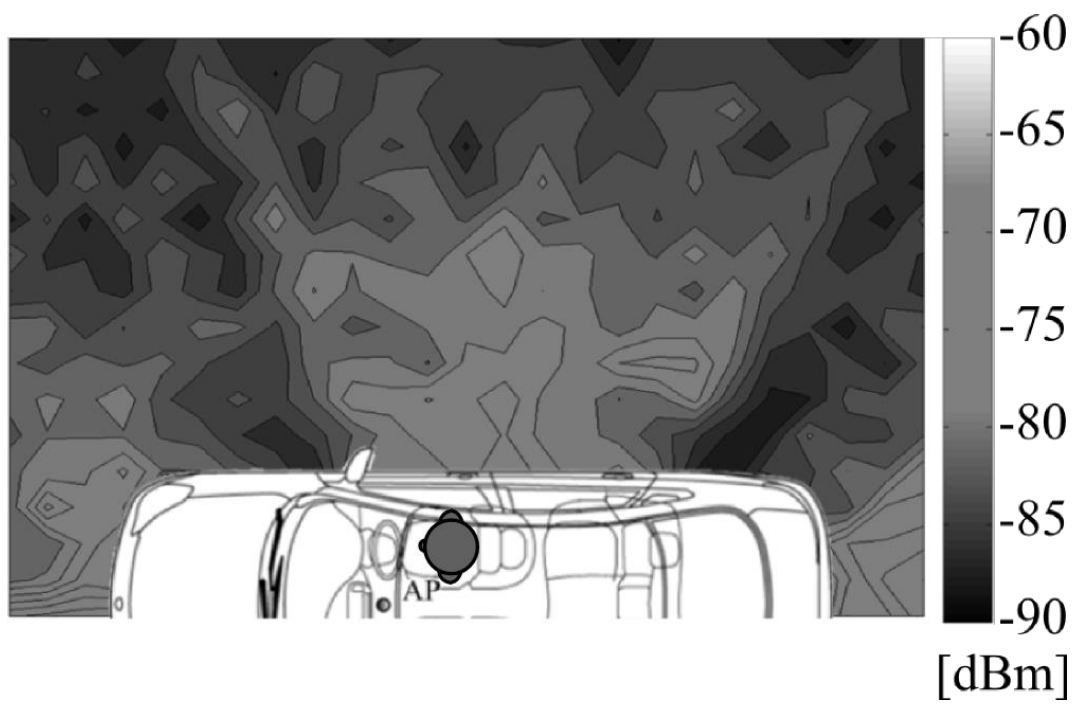
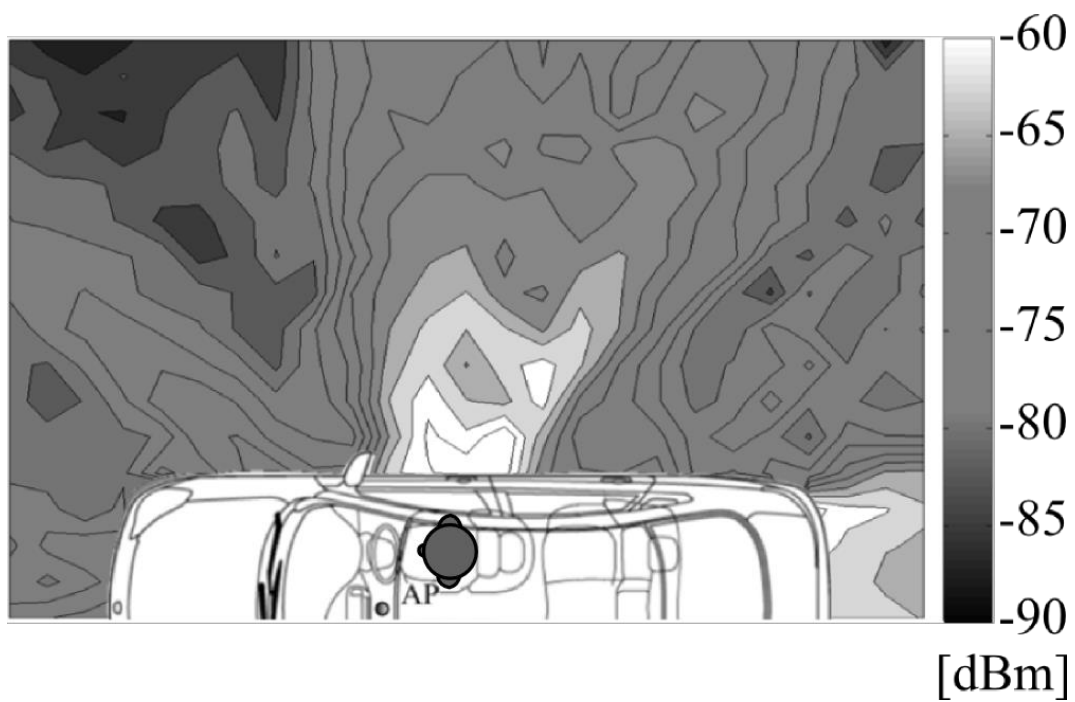


図 3.7 車外受信電力分布 (AP : 無指向性アンテナ)



(a) $H_o=80\text{cm}$



(b) $H_o=100\text{cm}$

図 3.8 車外受信電力分布 (AP : 指向性アンテナ)

3.2.2 60GHz 帯 UWB の車内伝搬特性と車外への漏えい

3.2.2.1 測定環境と測定方法

図 3.9 に示すようにハッチバックセダン（2009 年/プリウス，幅：1.75×長さ：4.46×高さ：1.49m³）のダッシュボード前に指向性アンテナ（AP：10dBi 標準ホーンアンテナ）を車床から高さ 70cm（窓下 10cm）に設置し，受信側として無指向性アンテナ（端末）を複数の位置に設置しながら各無線伝送路の計測を行った．ここで，端末は直接波が存在する Rx1 と直接波が座席シートによって遮断された Rx2 の位置に車床から 75cm（窓下 10cm）の高さに設置した．なお，車外への漏えいを少なくするために AP に指向性アンテナを用いており，AP と端末のアンテナ高を窓下 10cm に設定している．また，各端末位置の測定に伴い，乗客数を変化させて計測しており，その乗車の順番は運転席，助手席，助手席側の後部座席，運転席側の後部座席の順で乗車した．

測定ではベクトルネットワークアナライザ（VNA：Agilent E8363B PNA）をミリ波コントローラ（Agilent N5260A）とミリ波ヘッド（OML WR-12）と組合せ，キャリブレーション後に各アンテナを接続して計測を行った．ここで，表 3.2 に計測諸元，また使用した指向性アンテナの 61GHz における主要な放射特性（放射角と放射強度）を表 3.3 に示す．なお，周波数特性と VNA のタイムドメイン機能を利用して各伝送路の平均電力遅延プロファイル（以下，遅延プロファイル）を計測し，その結果を PC に転送しオフラインで解析した[3-9]．ここで，中心周波数 f_c は 61GHz で帯域幅 BW は 1GHz に設定した．また，時間サイドローブ抑圧の観点から信号スペクトルに窓関数を掛けており，その 6dB パルス幅 Δd は次式で表される．

$$\Delta d = \frac{1.96 \cdot c}{BW} \quad (3.1)$$

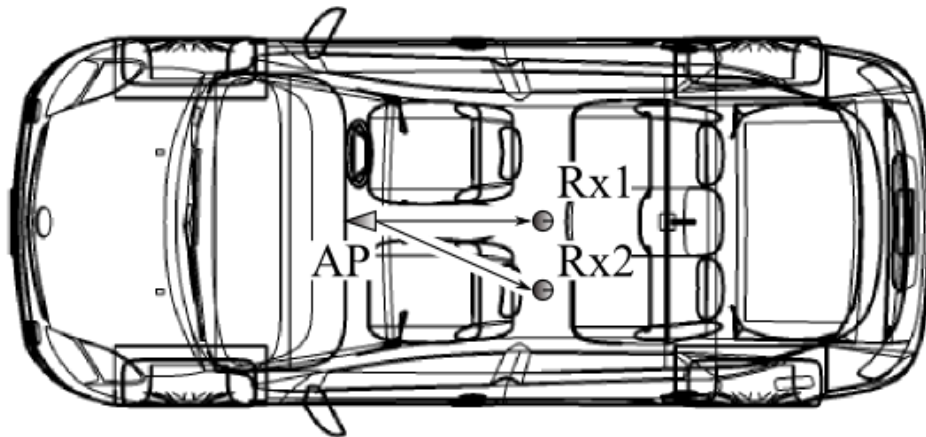
ここで， c は光速で $c=3 \times 10^8$ m/s である．

また，車外の測定エリアは図 3.10 のように AP の設置位置から運転席側の後方に向かって 4m×4m のエリアを 25cm 間隔で格子状に約 230 ポイント測定した．なお，乗客は運転席のみに乗せ，受信アンテナには無指向性アンテナを用いて，地面から 95cm の高さ（車床から 70cm の高さに相当）に設置した．

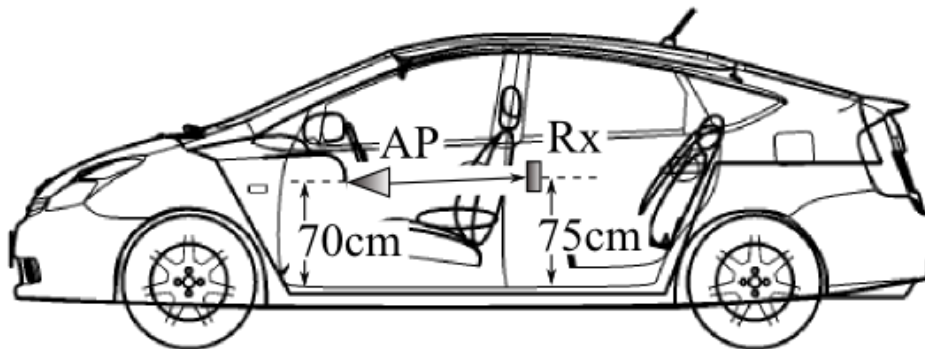
ここで，伝搬遅延特性の検討におけるカットオフレベルは平均雑音レベルから 10dB 以上とした．また，本項では上述したように車外への電波の漏えいについても考慮しており，次式で表される伝搬損について検討している[3-10]．

$$L_f(d) = 20 \log \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda} \right) + 10\gamma \cdot \log \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (3.2)$$

ここで， γ は伝搬係数， λ は波長， d は距離， d_0 は基準距離である．



(a) 上面



(b) 側面

図 3.9 車内測定環境

表 3.2 計測緒元

Frequency	60.5~61.5GHz
Antenna	AP : Standard gain horn (10dBi)
	Rx : Omni-directional (5dBi)
Polarization	Vertical-vertical
Antenna height	-10cm from window frame height
Transmit power	5dBm
Data	Frequency / time domain
Sweep data point	1601
IF bandwidth	3000Hz
Averaging	16
Average noise figure	-105dB

表 3.3 アンテナ放射特性 (61GHz)

Polarization	Beam-width		
	-3dB	-5dB	-10dB
E-plane	64°	82°	114°
H-plane	46°	52°	76°

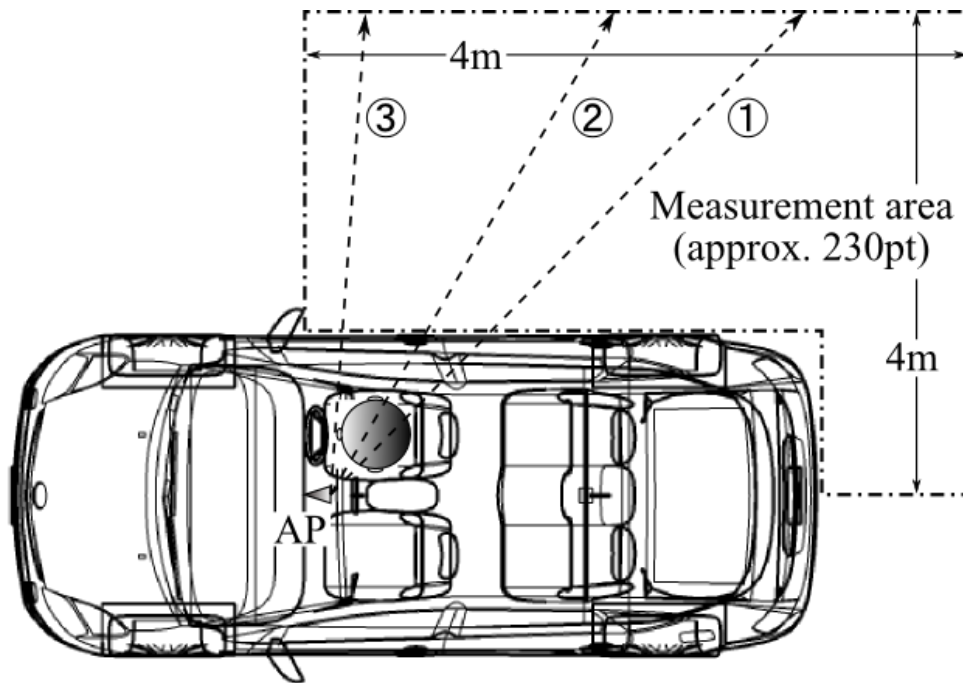
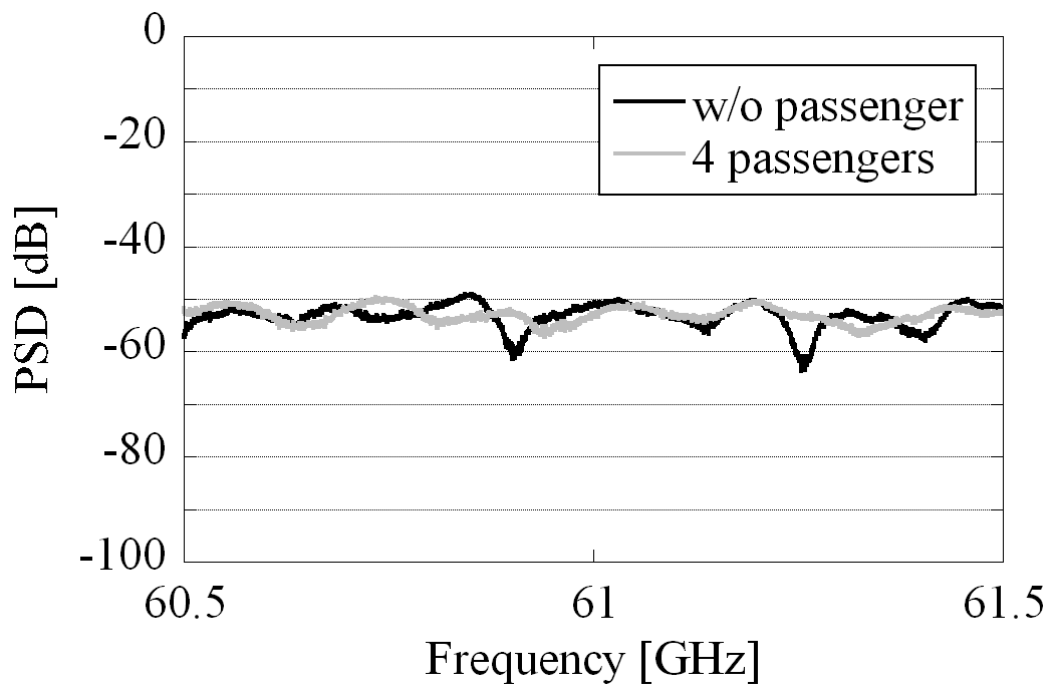


図 3.10 車外測定環境

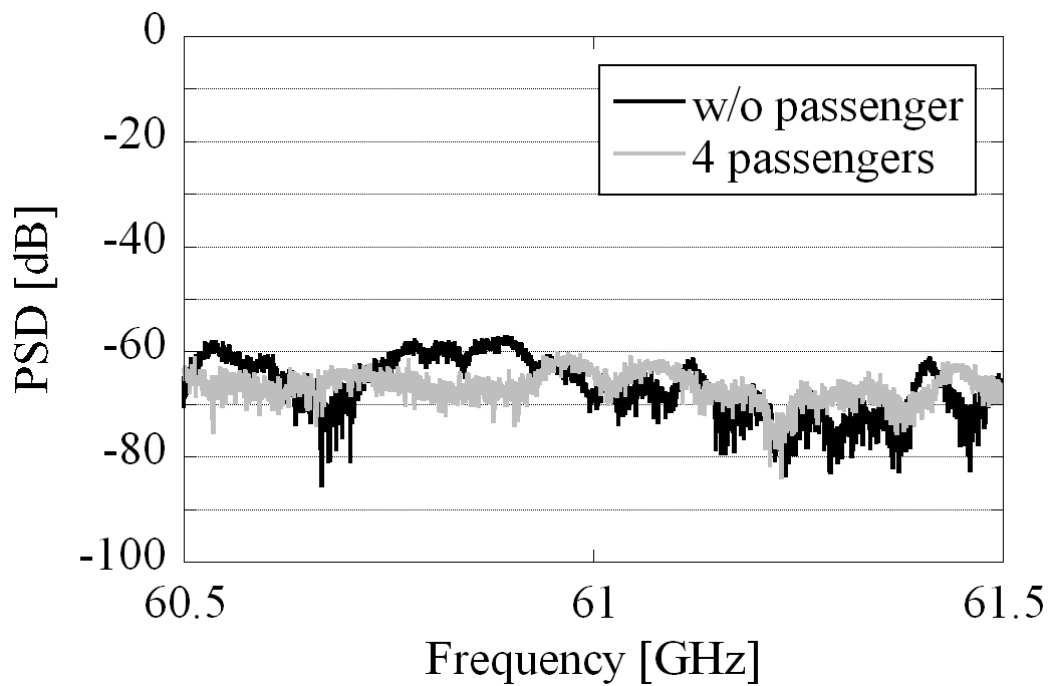
3.2.2.2 車内測定結果

(a) 周波数特性と遅延プロファイル

本項では端末位置と乗客によって車内の周波数特性と遅延プロファイルがどのように変化するかを検討する。図 3.11 に乗客数が無人と 4 人の場合の周波数特性を無線伝送路ごとに示す。ここで、黒線は無人、灰色線は乗客が 4 人の場合の結果を示している。図 3.11 からどちらの伝送路も周波数選択性フェージングが発生しているが、AP-Rx2 間の伝送路は AP-Rx1 間の伝送路に対して選択性フェージングの割合が大きい。これは、AP-Rx2 間では直接波が存在せず、座席シートによって電波が反射し、複数のマルチパスが発生したためであると考えられる。次に乗客についての影響であるが、乗客がいる場合は選択性フェージングの緩和が確認できる。これは、選択性フェージングを引き起こすマルチパスが乗客によって遮断または散乱し減衰したためである。そこで、図 3.12 に各無線伝送路の遅延プロファイルを示すが、黒線は無人、灰色線は乗客が 4 人の場合の結果を示している。図 3.12 から第一到来波以降のマルチパスの減衰が比較的大きいことがわかる。また、AP-Rx2 間伝送路は AP-Rx1 間に比べて第一到来波の減衰が約 13dB 大きいことから座席シートによる透過損が大きいと考えられる。次に乗客による影響については、乗客が 4 人の場合の結果は無人の場合と比較してマルチパスが減衰していることが確認できるが、その減衰量は比較的小さいと考えられる。そこで、乗客によって伝搬遅延特性がどのように変化するかを検討する。

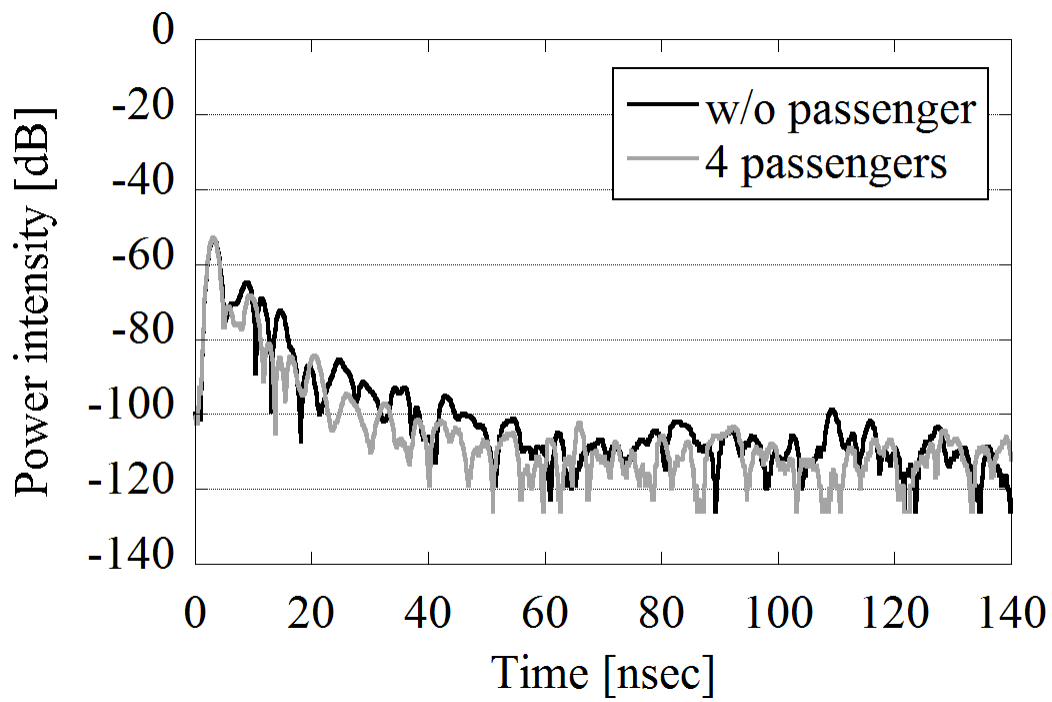


(a) AP-Rx1

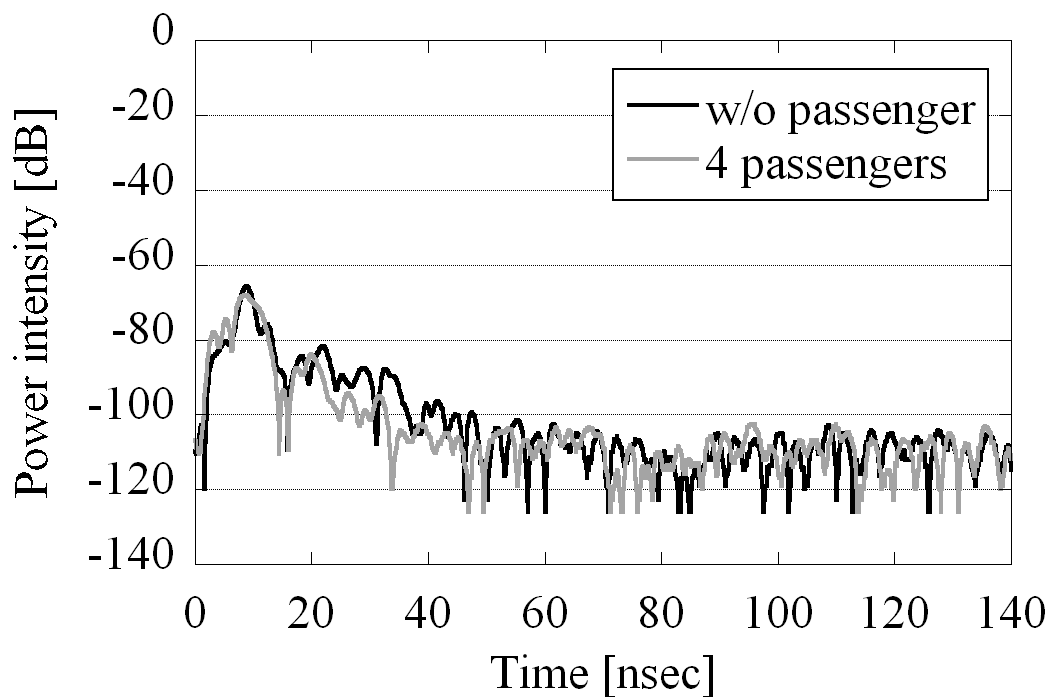


(b) AP-Rx2

図 3.11 ミリ波帯の各無線伝送路の周波数特性



(a) AP-Rx1

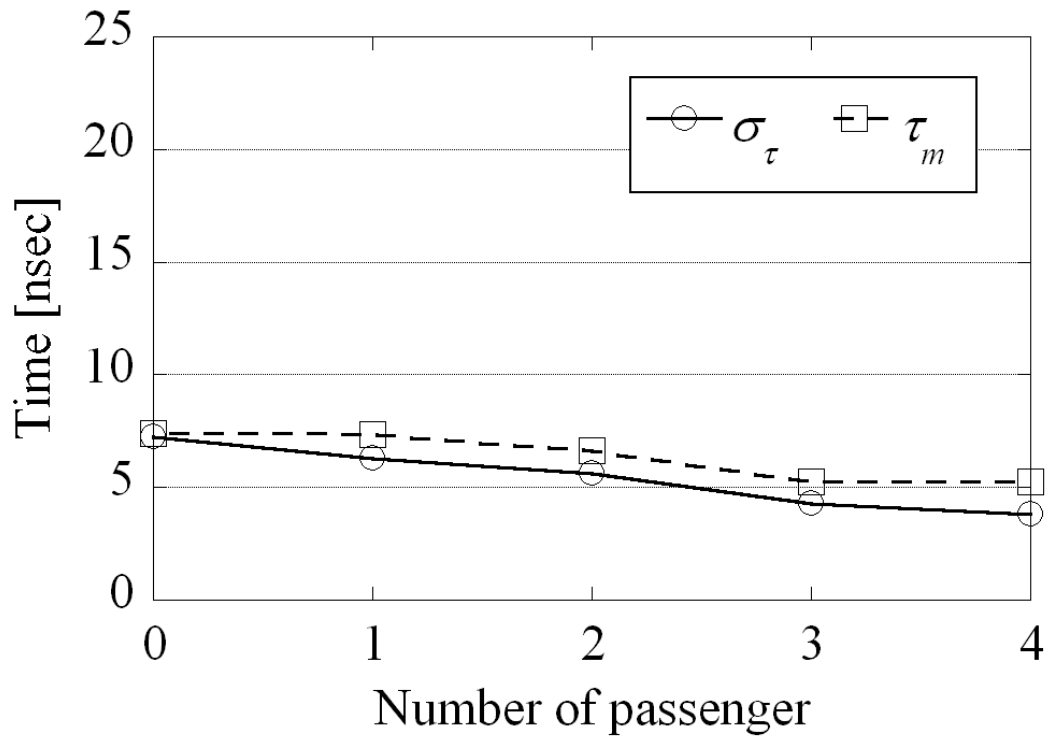


(b) AP-Rx2

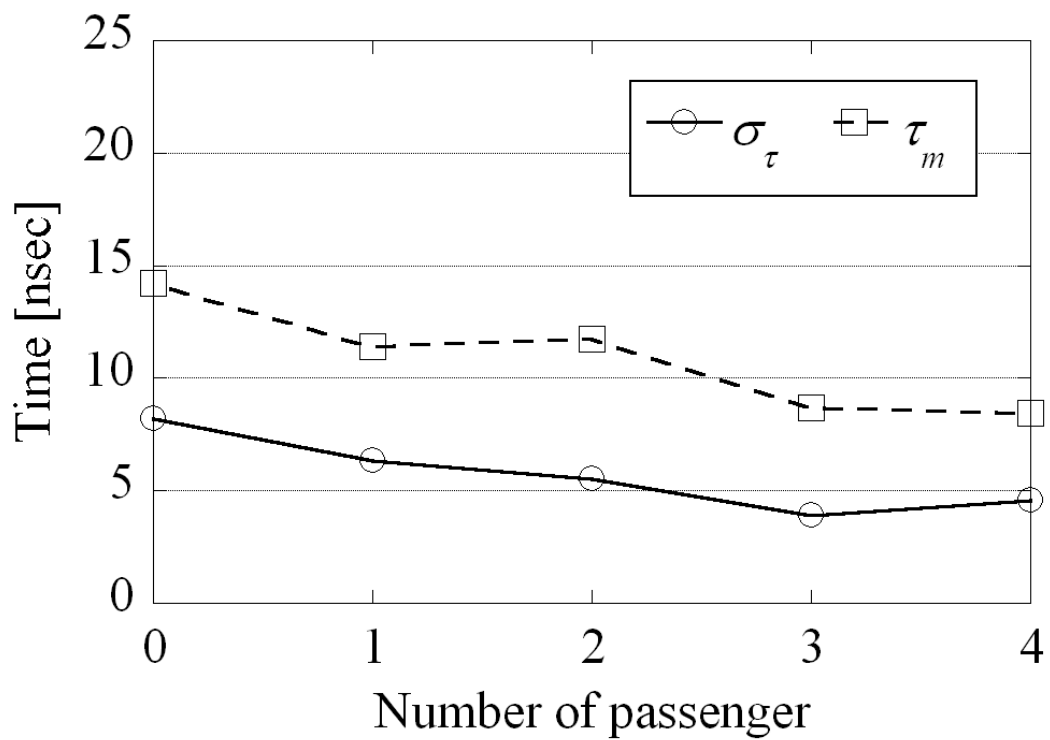
図 3.12 車内無線伝送路の電力遅延プロファイル

(b) 伝搬遅延特性

図 3.13 に各無線伝送路における乗客数を無人から 4 人まで変化させた場合に対する遅延スプレッドと平均遅延を示す。ここで、実線が遅延スプレッド σ_{τ} 、破線が平均遅延 τ_m である。図 3.13 から AP-Rx1 間の伝送路の乗客数が無人の場合では遅延スプレッドが約 7.3ns であるが乗客数の増加に伴って減少しており、乗客数が 4 人の場合では約 3.8ns に減少している。これは、複数のマルチパスが乗客の体によって遮断または散乱されることで減衰したためである。また、AP-Rx2 間の伝送路でも AP-Rx1 間と同様に乗客数が増えるごとに遅延スプレッドが減少しているが、座席シートにより直接波が遮断されているため AP-Rx1 間と比べて平均遅延が大きい。なお、乗客に対する遅延スプレッドと平均遅延には大きな相関があることが確認できる。



(a) AP-Rx1



(b) AP-Rx2

図 3.13 各無線伝送路の乗客に対する伝搬遅延特性

3.2.2.3 車外測定結果

本項では車内の AP から放射される電波が車外へどのように漏えいするのかについて検討する。図 3.14 に図 3.10 で示した環境において測定した車外の漏えい電力分布を示す。ここで、図 3.14 は RF ケーブルやコネクタなど計測時の接続損を取り除き、またマイクロ波帯との比較を容易にするため無反射空間である電波暗室内で同じ送受信アンテナの間隔を 1m 離れた状態で計測した受信電力で正規化しており、その強度は -54dB である ($-54\text{dB}@d_0=1\text{m}$)。図 3.14 から、車両の窓がある部分に比較的大きな漏えいが確認できる。例えば、AP アンテナの 0 度方向には車両後方を覆う窓があるため漏えいが大きい。また、運転席横の窓付近に大きな漏えいが確認できるがこれは電波が座席シートや乗客により反射し散乱しているためであると考えられる。一方、金属の車体フレームがある部分については電波が遮断されるため漏えいが小さいことがわかる。

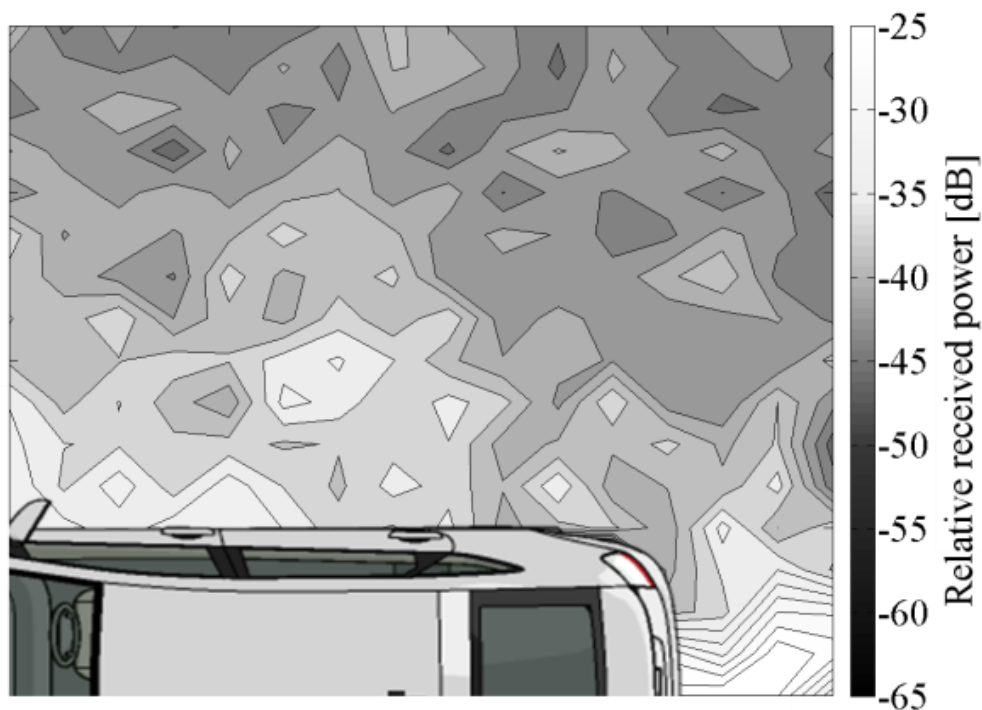


図 3.14 車外の漏えい電力分布

3.2.3 マイクロ波帯と 60GHz 帯の比較

本項では60GHz帯車内無線伝搬特性についてマイクロ波帯と比較しながら検討する。ここでは、中心周波数 f_c が6.5GHzのマイクロ波帯について3.2.2項のミリ波帯と同様な環境で計測を行い、比較・検討している。なお、計測ではAPに表3.4に示されるアンテナ放射特性(@7GHz)をもつ広帯域指向性アンテナ(AEL H-1498: 10dBi)、端末に無指向性アンテナ(1.8dBi)を使用した。

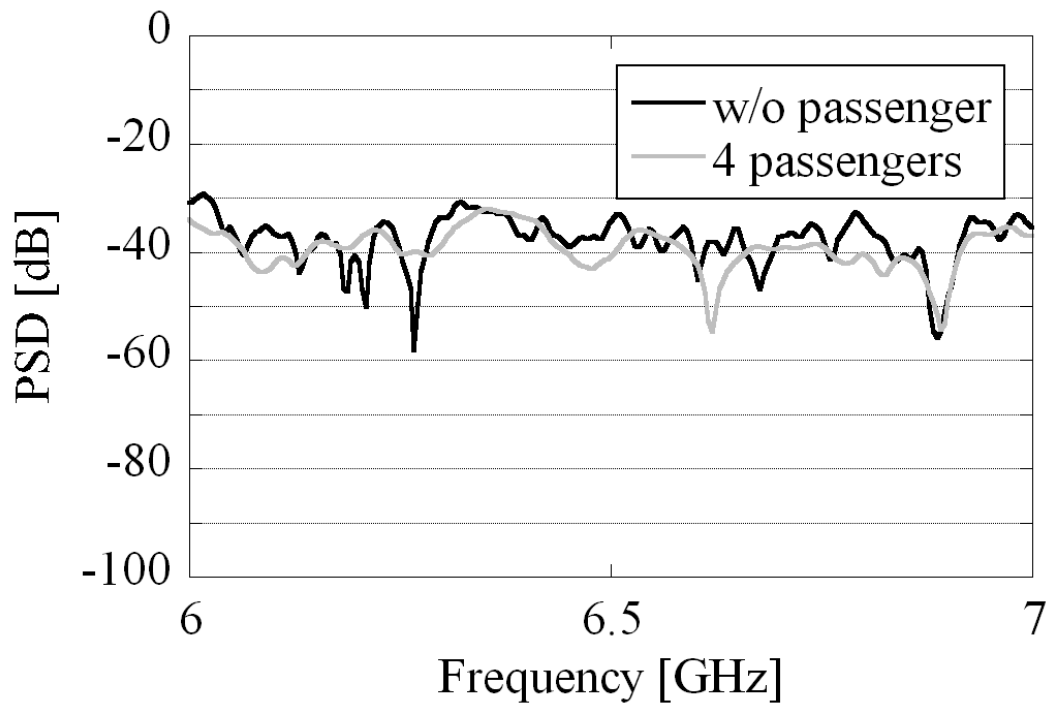
表 3.4 アンテナ放射特性 (7GHz)

Polarization	Beam-width		
	-3dB	-5dB	-10dB
E-plane	42°	56°	118°
H-plane	62°	72°	88°

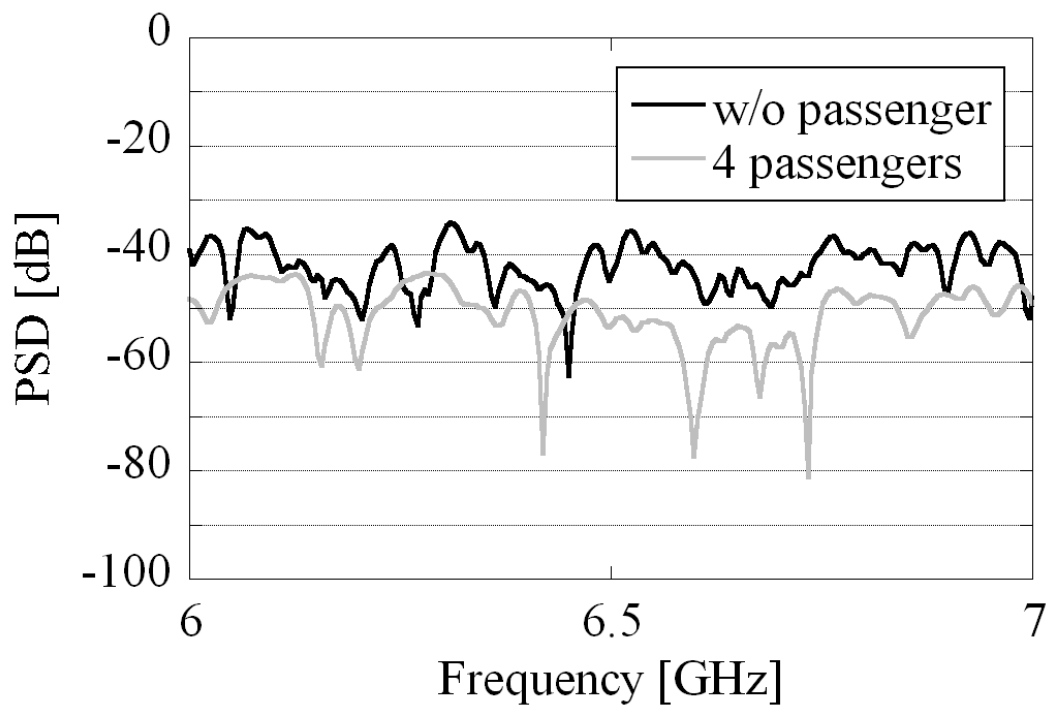
(a) 周波数特性と遅延スプレッド

マイクロ波帯の周波数特性を図3.15に示す。ここで、黒線は無人、灰色線は乗客が4人の車内を示している。図3.11と図3.15を比較するとミリ波帯はマイクロ波帯に比べて鋭い落ち込みが少なく、選択性フェージングが小さいことがわかる。これは、ミリ波帯は反射や回折による損失が大きく、伝搬損が小さいマルチパスの数が少ないためであると考えられ、ミリ波帯の遅延スプレッドは小さいと予想される。

そこで、マイクロ波帯の各無線伝送路の乗客数に対する遅延スプレッドを図3.16に示す。ここで、図3.13のミリ波帯の遅延スプレッドについても参考として灰色線で示している。図3.16からマイクロ波帯の遅延スプレッドと比較して、例えば、AP-Rx2間の伝送路で乗客数が無人の場合はミリ波帯とマイクロ波帯でそれぞれ約8.2nsと約18.2nsであり、ミリ波帯のほうが10ns小さい。これは、車内の様々な内装からの表面散乱と座席シートなどの回折損失または透過損失がミリ波帯のほうが大きく、伝搬損が小さいマルチパスの数が少ないためであると考えられる。また、乗客数が4人の遅延スプレッドはミリ波帯とマイクロ波帯でそれぞれ約4.6nsと約9.7nsであり、どちらも乗客によって減少している。ここで、乗客数に対する遅延スプレッドの減少の傾きがミリ波帯とマイクロ波帯で大きく異なっており、ミリ波帯のほうが乗客による影響が小さいが、乗客数が無人の場合に対する4人の場合の減少の割合はミリ波帯とマイクロ波帯でそれぞれ56%と53%であり大きな差異はみられない。なお、AP-Rx1間の伝送路についても同様の傾向を示しており、減少の割合はミリ波帯とマイクロ波帯でそれぞれ52%と53%である。

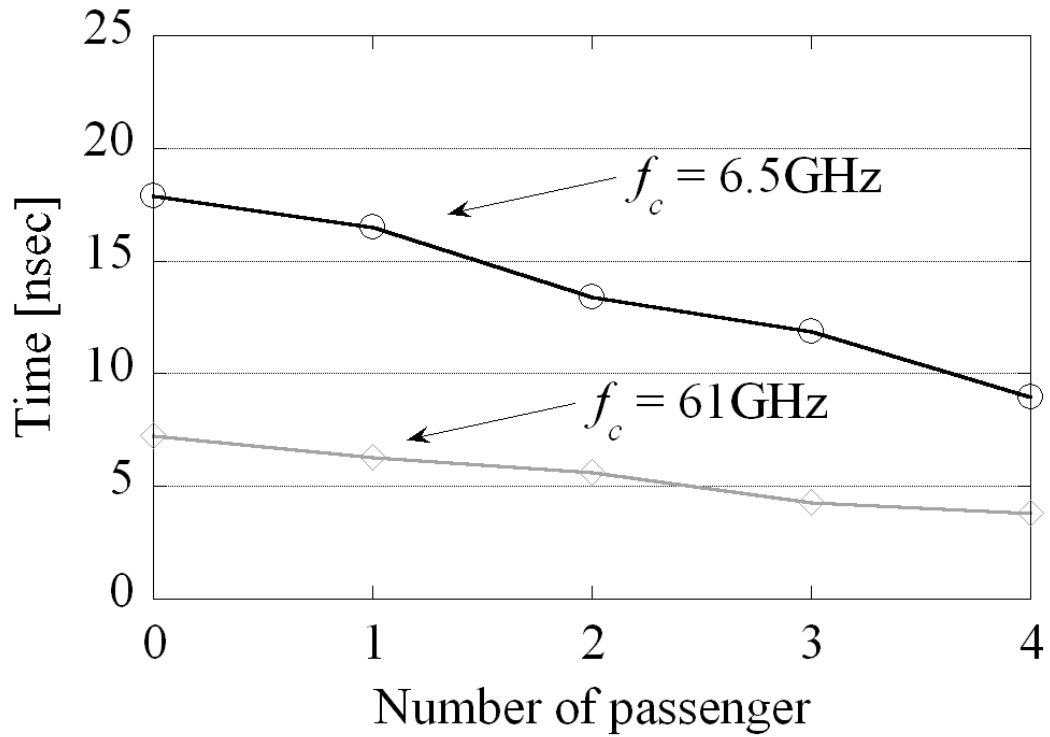


(a) AP-Rx1

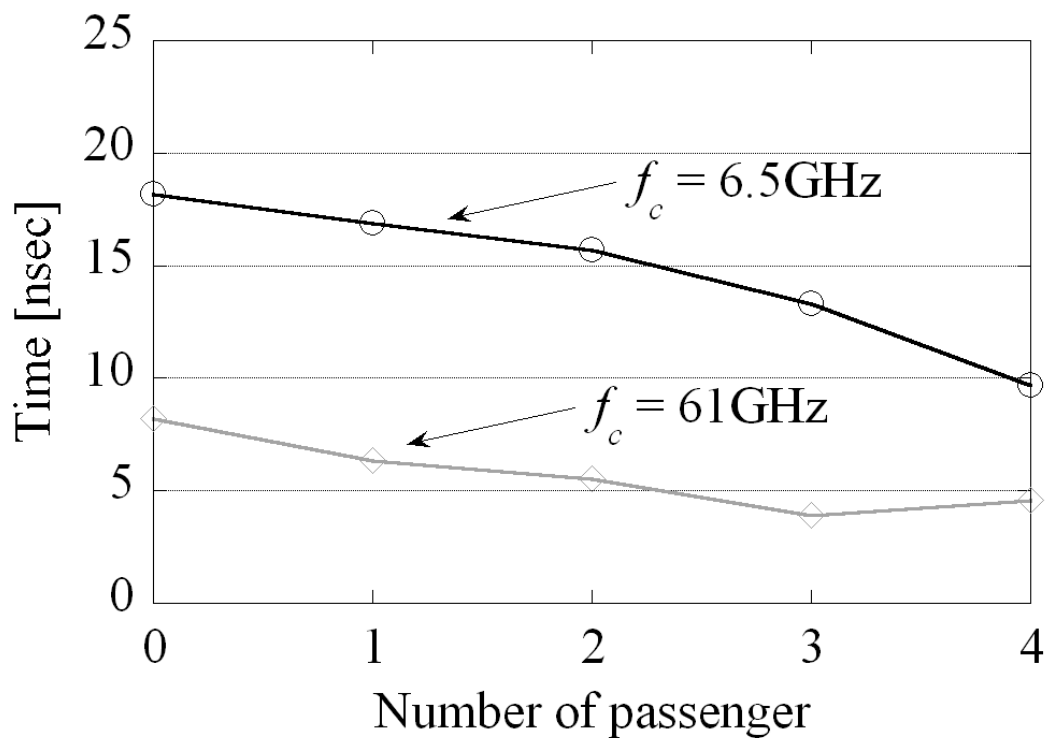


(b) AP-Rx2

図 3.15 マイクロ波帯の各無線伝送路の周波数特性



(a) AP-Rx1



(b) AP-Rx2

図 3.16 乗客に対するマイクロ波帯の遅延スプレッド

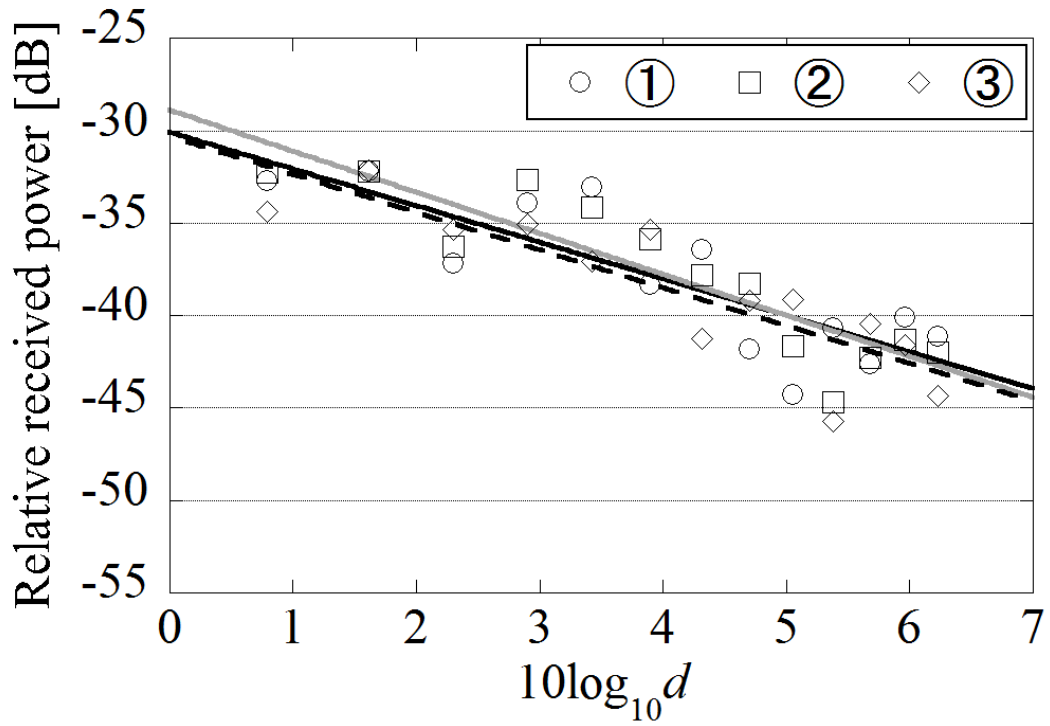
(b) 車外への伝搬損

本節では車内無線の車外への漏えいについて検討する。図 3.17 にマイクロ波帯の車外の漏えい電力分布を示す。ここで、受信電力は $-38\text{dB}@d_0=1\text{m}$ で正規化している。図 3.17 から窓がある部分からの漏えいが大きく、また車体で遮断されている部分については漏えいが小さく、図 3.14 と同様の結果を示している。

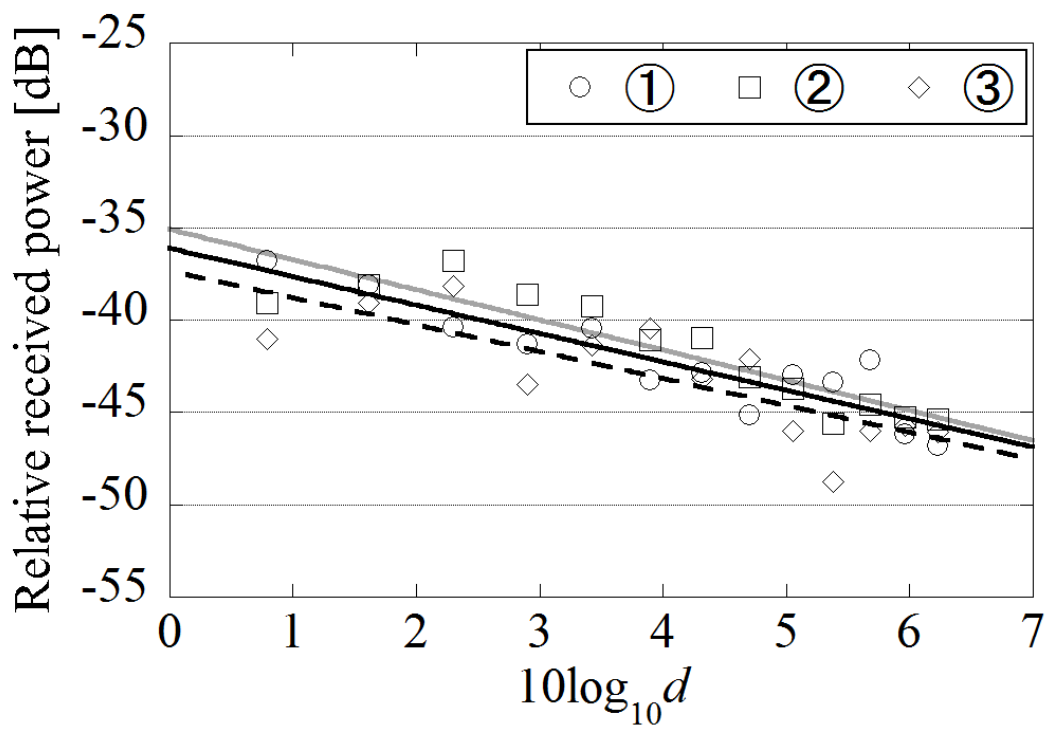
次にミリ波帯とマイクロ波帯の漏えい電力を比較するために、図 3.14 と図 3.17 で示した漏えい電力分布に関して AP アンテナの角度方向に対する伝搬損について検討する。ここでは、AP アンテナの 58 度、63 度、83 度方向（図 2 中の①、②、③にそれぞれ対応）に対して検討しており、その結果を図 3.18 に示す。これらの角度はそれぞれ、送受信間が乗客、窓枠、シート、フレームによって遮蔽されている場合と乗客、窓枠のみに遮蔽されている場合、AP アンテナの 3dB ビーム幅から十分に外側の場合を表している。また、図中の直線は角度方向ごとの伝搬損を最少二乗直線近似したものであり、黒線が①、灰色線が②、破線が③方向の近似直線である。図 3.18 から、ミリ波帯およびマイクロ波帯の両周波数帯について①方向では乗客や運転席と後部座席の間の車体フレームおよび座席シートによって電波が遮断されているため、乗客と窓枠以外の遮蔽物がない②方向に比べて減衰が大きいことがわかる。次にミリ波帯と比較してマイクロ波帯の伝搬損が大きいことが確認できる。これは、マイクロ波帯の測定で使用した AP アンテナのアンテナ放射特性がミリ波帯の測定で使用したアンテナと異なるためであるが、電波の漏えいの観点からは伝搬損の傾きが重要であると考えられる。そこで、表 2 にそれぞれの周波数帯について角度方向ごとの伝搬係数 γ および近似直線に対する標準偏差 s を示す。表 2 からミリ波帯の伝搬係数はマイクロ波帯と比較して大きい。例えば、①方向ではミリ波帯が $\gamma=1.98$ であるのに対してマイクロ波帯は $\gamma=1.54$ であり、ミリ波帯のほうが伝搬距離に対する減衰が大きいことがわかる。これは、電波の漏えいは窓からの直接散乱波や回折波であると考えられ、ミリ波帯がマイクロ波帯に比べて回折損と大気減衰が大きいためであると考えられる。従って、ミリ波帯はマイクロ波帯よりも車外への漏えいが少ないと考えられる。また、ミリ波帯の標準偏差はマイクロ波帯に比べて大きい。例えば①方向では標準偏差に約 1dB の差がある。これは、ミリ波帯はマイクロ波帯に比べて車内の物理的環境による散乱および窓枠付近による回折損が大きいためであり、伝搬距離に対する漏えい電力の強度の変動が大きいと考えられる。



図 3.17 マイクロ波帯の車外への漏えい電力分布



(a) ミリ波帯 ($f_c = 61\text{GHz}$)



(b) マイクロ波帯 ($f_c = 6.5\text{GHz}$)

図 3.18 AP アンテナから様々な角度方向に対する伝搬損

表 3.5 様々な角度方向に対する伝搬係数と標準偏差

Frequency band	Angle	γ	s [dB]
61GHz	①	1.98	2.17
	②	2.22	1.83
	③	2.05	1.96
6.5GHz	①	1.54	1.19
	②	1.64	1.25
	③	1.46	1.84

3.3 タイムリバーサル法による通信特性改善

2.3.1 項(2)で説明したように UWB-IR 方式の通信特性劣化の対策として Rake 合成があるが、WPAN や WLAN の移動端末への応用は回路の小型化や低消費電力化の観点から困難である。そこで近年、タイムリバーサル (TiR : Time-reversal) 法 (または Pre-Rake 合成とも呼ばれる) を用いた UWB-IR 方式が大きく注目されている [3-11]-[3-13]。TiR 法は端末側からのパイロット信号を用いて伝送路応答を推定した後、その伝送路応答を時間反転し (TiR フィルタ)、UWB パルスと畳み込んだ信号波形を送信する。このため端末側で受信した信号波形は伝送路の各マルチパスを Rake 合成した波形となるため端末側受信機において新たな信号処理や回路を付加することなく SN 比を改善することができる。しかしながら、TiR 法ではアクセスポイント (AP) で予め伝送路推定をする必要があるが、受信機内雑音等により伝送路推定誤りが発生し、通信特性に大きく影響すると考えられる。そこでこれまで伝送路推定誤りが TiR 法を用いた UWB 無線通信へ与える影響について計算機シミュレーションにより検討されており、IEEE802.15.3a 伝送路モデルを基に幅広い利用環境を想定した場合において各伝送路のマルチパスの利得と遅延時間の推定誤りとして考慮してその統計的な通信特性が報告されている [3-14], [3-15]。しかしながら、例えば WPAN のデスク周辺の情報端末間の極近距離通信など用途を限定した場合の通信特性の検討はこれまでにされておらず、また実環境伝送路での実験的報告もされていない。

そこで、本節ではデスク周辺の情報端末間の極近距離無線通信を想定し、TiR 法を用いた UWB 無線通信特性と伝送路推定誤りが与える影響について実験的に検討する。また TiR フィルタ長は長いほど多くのマルチパスを合成するため信号エネルギーの改善が大きいが、受信機内雑音などを考慮すると伝送路推定誤りによりその改善が劣化する。そこで伝送路推定誤りの影響を軽減するための最適な TiR フィルタ長についても議論している。これまで、伝送路推定誤りがある場合における TiR フィルタ長が通信特性へ与える影響については報告されていない。

3.3.1 項でタイムリバーサル法について説明する。3.3.2 項では TiR 法の伝送路推定誤りがある場合の通信特性について検討し、最適な TiR フィルタ長についても議論する。

3.3.1 タイムリバーサル法

UWB-IR は送信電力が制限されているため、端末において各マルチパスを Rake 合成し、SN 比を改善する必要がある。これに対して、TiR 法では端末で Rake 合成する必要なく SN 比の劣化を改善することが期待できる。

図 3.19 のように端末からのパイロット信号により伝送路を推定し、次式のようにその時間反転した TiR フィルタ $h_0(-t)$ に通してデータ $x(t)$ を送信する (TiR 信号)。

$$s(t) = x(t) \otimes h_0(-t) \quad (3.3)$$

ここで \otimes は畳み込み積分である。従って、端末での受信信号 $r_{tir}(t)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} r_{tir}(t) &= s(t) \otimes h(t) \\ &= x(t) \otimes h_0(-t) \otimes h(t) \end{aligned} \quad (3.4)$$

ここで、伝送路推定が精確であると仮定すると $h_0(-t) = h(t)$ となり、式(3.4)は式(3.5)のように表すことができる。

$$\begin{aligned} r_{tir}(t) &= x(t) \otimes h(-t) \otimes h(t) \\ &= x(t) \otimes R_{hh}(t) \end{aligned} \quad (3.5)$$

なお、 $R_{hh}(t)$ は伝送路応答 $h(t)$ の自己相関関数である。式(3.5)から受信信号は $x(t)$ と伝送路応答 $h(t)$ の自己相関関数の畳み込み積分で表され、図 3.20 のように端末側で Rake 合成することなく伝送路のマルチパスが空間的に合成され SN 比が改善される。

しかしながら、TiR 法の効果は AP 側の伝送路推定精度に大きく影響する。例えば、端末からのパイロット信号により伝送路推定を行うが、その際受信機内雑音等により伝送路推定誤りが発生し、TiR 信号と伝送路間に相関ロスが発生することが想定される。ここで、図 3.21 に伝送路推定誤りがない場合とある場合の TiR 法による端末側の受信信号の例を示す。図 3.21 から伝送路推定誤りがある場合はない場合に比べて相関ロスによりピーク値が劣化しており、また時間サイドローブが大きくなっていることが視認できる。

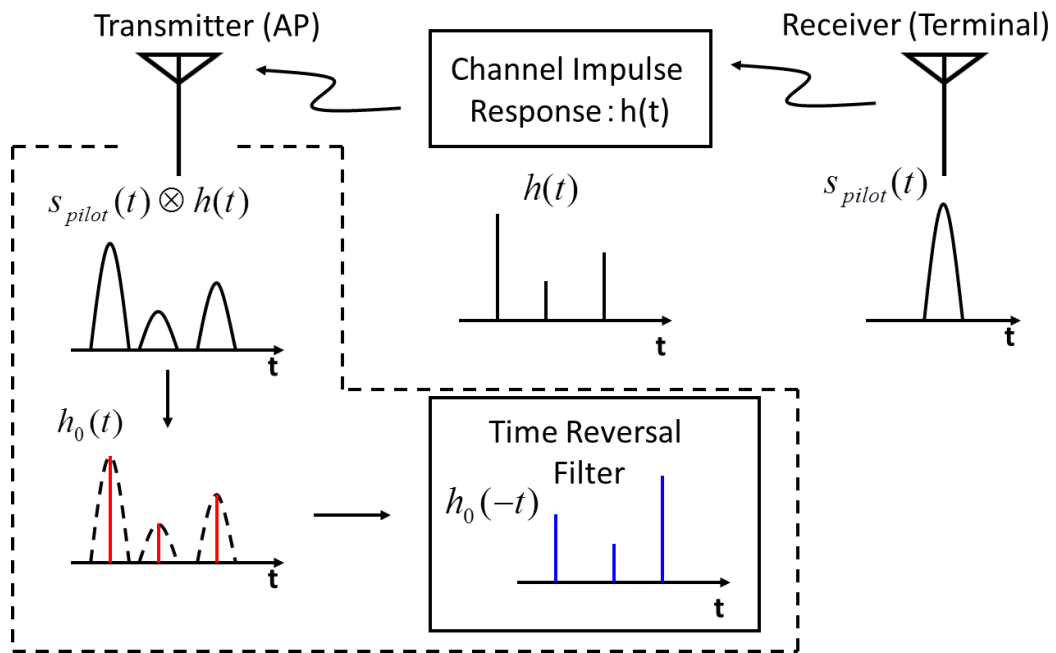


図 3.19 TiR フィルタの生成までの様子

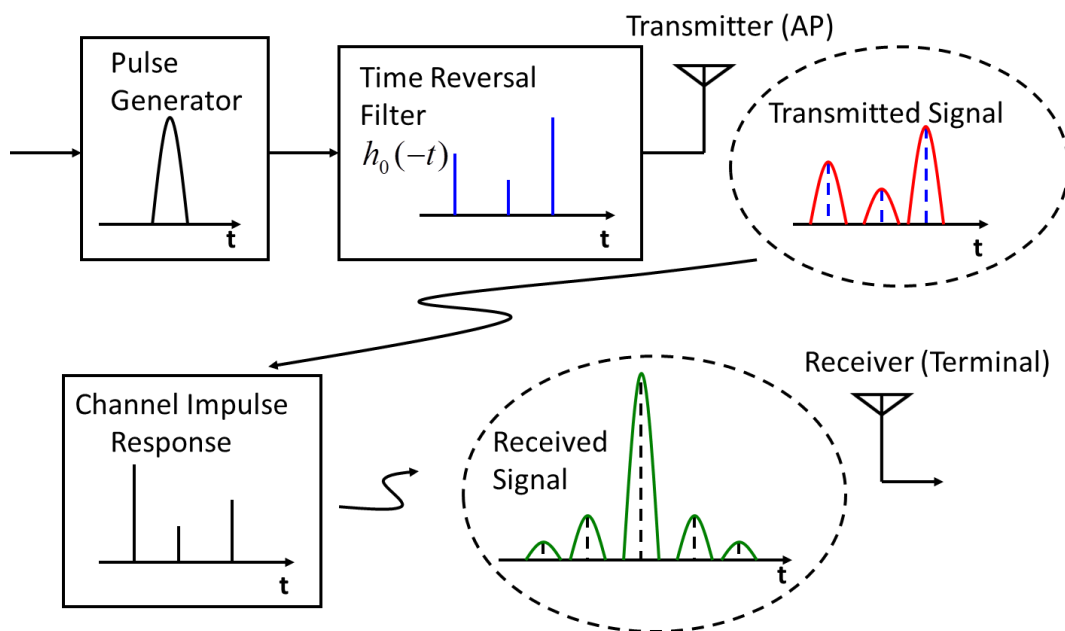
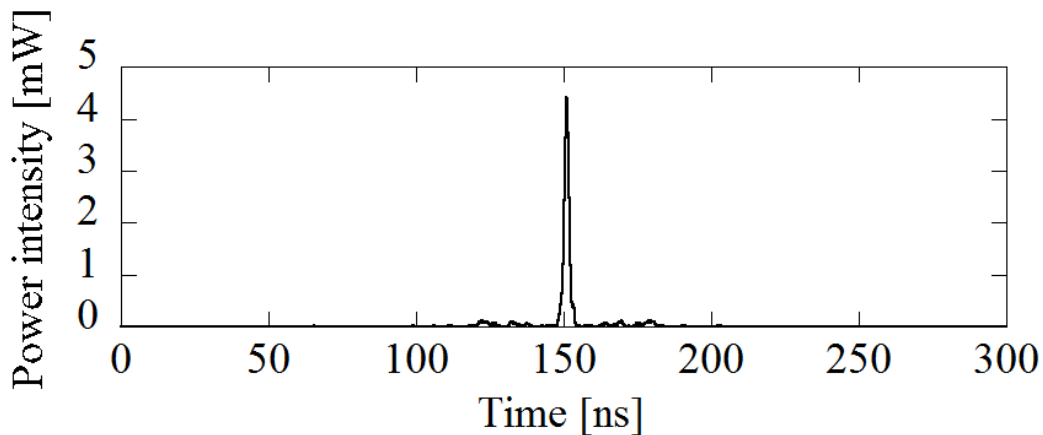
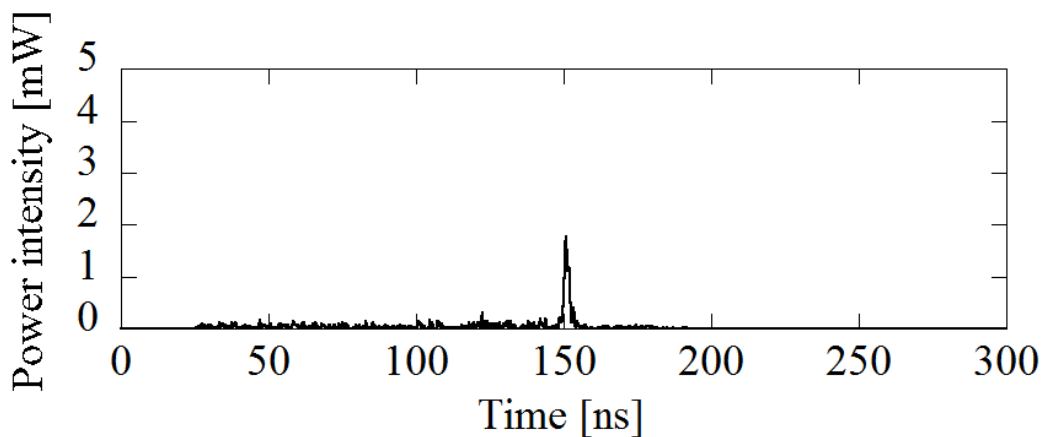


図 3.20 TiR 法の送受信までの信号の流れ



(a) 伝送路推定誤りがない場合



(b) 伝送路推定誤りがある場合

図 3.21 TiR 法による受信信号の例

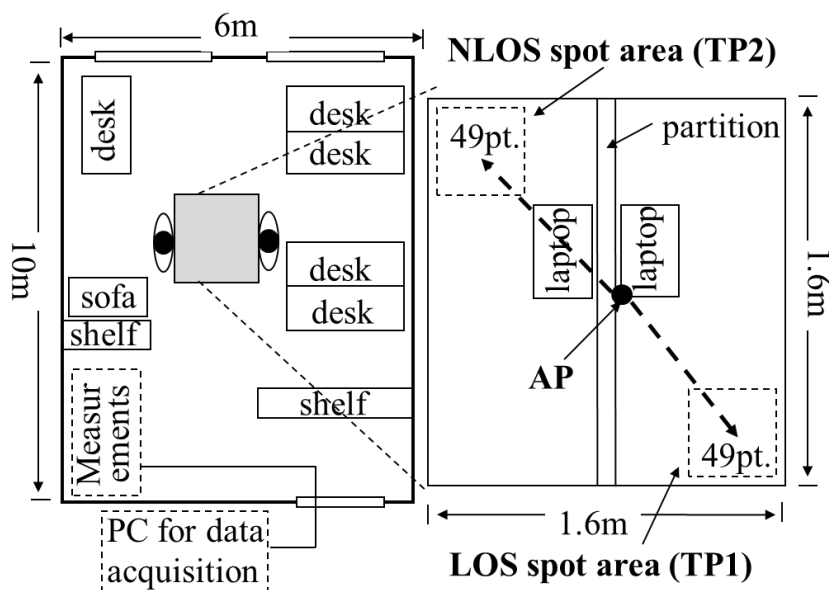
3.3.2 伝送路推定誤りによる通信特性への影響

3.3.2.1 測定環境と測定方法

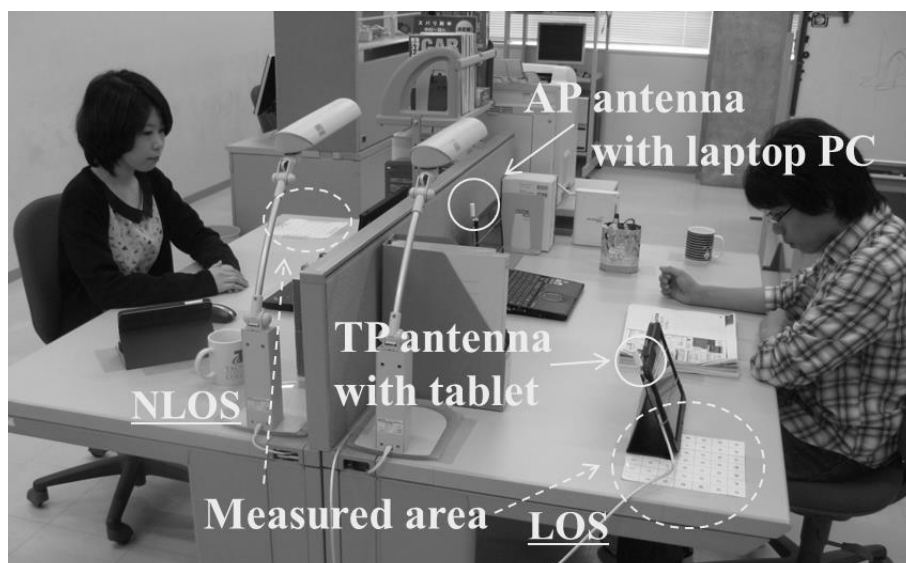
図 3.22 に示すように壁がコンクリート及び鉄筋でできている一般的なオフィス (10m × 6m × 2.7m) において測定を行った。ここで、室内には机や椅子、PC、金属製の棚などの様々な什器が設置されている。また、AP アンテナは向かい合った 2 台の机の中央付近に設置し、LOS 環境である AP-TP1 の伝送路と仕切りやノート PC、本棚などで直接波が遮断された NLOS 環境である AP-TP2 の伝送路に端末アンテナを設置しながら遅延プロファイルの測定を行った。ここでは端末アンテナの位置として、各環境で 21cm × 21cm のエリアを 3cm 間隔の格子状に区切った 49 箇所計測した。なお、AP アンテナと端末アンテナを図 3.22(b) のようにノート PC とタブレットに取り付け、アンテナ高は机から 25cm とした。また、計測者は無線伝送路への影響を避けるために室外で計測を

行い、現実的な利用環境を模擬するために測定用の机にはそれぞれ人を座らせた。

計測諸元と計測系の構成を表 3.6 と図 3.23 にそれぞれ示す。測定では任意信号発生器 (AWG : Tektronix AWG7121B) を用いて端末側パイロット信号と AP 側 TiR 信号を生成した (帯域幅 1GHz, 中心周波数 1.25GHz)。なお、これらの信号は UWB 無線の利用可能周波数帯域であるハイバンドへ周波数変換しており (中心周波数 7.75GHz), 信号受信後は低雑音増幅器 (LNA) を通した後にデジタル化 (ADC : Acqiris DC252) によって 8GS/s で AD 変換している。また AP 側の伝送路推定ではパルス積分によりその SN 比 (伝送路推定精度) を改善している。



(a) 上面

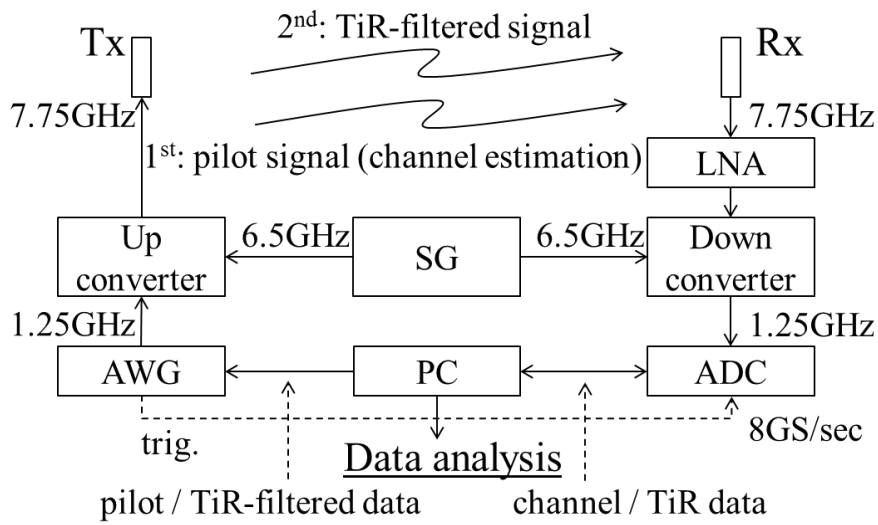


(b) 実験風景

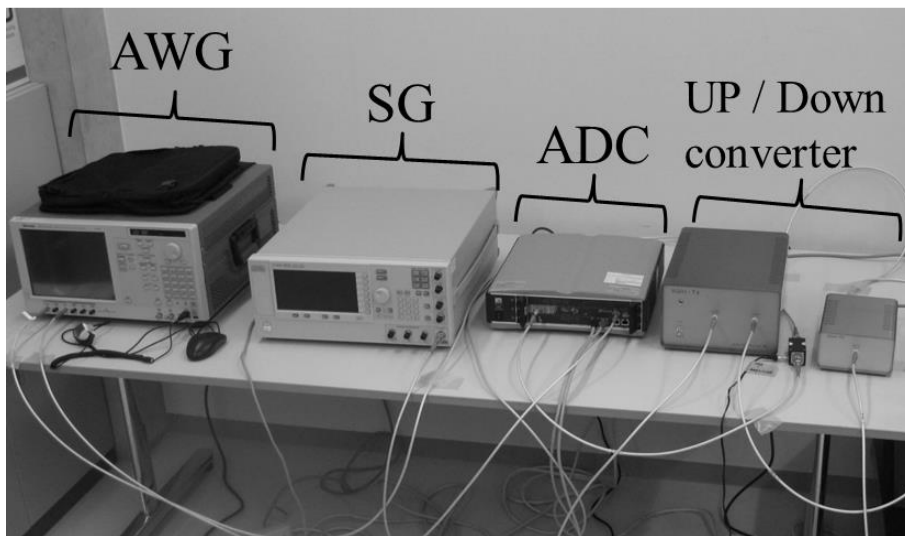
図 3.22 実験環境

表 3.6 計測諸元

Frequency	7.25~8.25GHz
Antenna	Biconical (3~10GHz)
Gain	3dBi (@8GHz)
Beam-width	Omni-directional (H-plane) 70° (E-plane @3dB)
Polarization	V-V
Antenna height	25cm
ADC	8GS/s



(a) 計測系の構成図



(b) 計測系

図 3.23 実験構成

3.3.2.2 実験結果

(a) 伝送路推定精度の影響

AP の伝送路推定精度が TiR 法の受信信号へ与える影響を検討するためにパルス積分回数 L に対する受信信号利得を図 3.24 に示す[3-16]. ここで、信号利得は受信信号のピーク値から算出しており、各伝送路の $L=1$ の場合のピーク値で正規化した後、49 測定点の結果を平均している. また、TiR フィルタ長は各伝送路に対する遅延スプレッドよりも十分に長い 100ns とした. 図 3.24 からパルス積分回数が増えることで信号利得が改善することが分かるが、これは受信機内雑音による伝送路推定誤りがパルス積分によって SN 比が改善することで軽減されたためである. また、NLOS 環境のほうが LOS 環境に比べて利得が大きいがこれは各環境において端末側 SN 比が異なるためであり、パルス積分をしていない場合の SN 比は LOS 環境と NLOS 環境でそれぞれ 24dB と 7.3dB である.

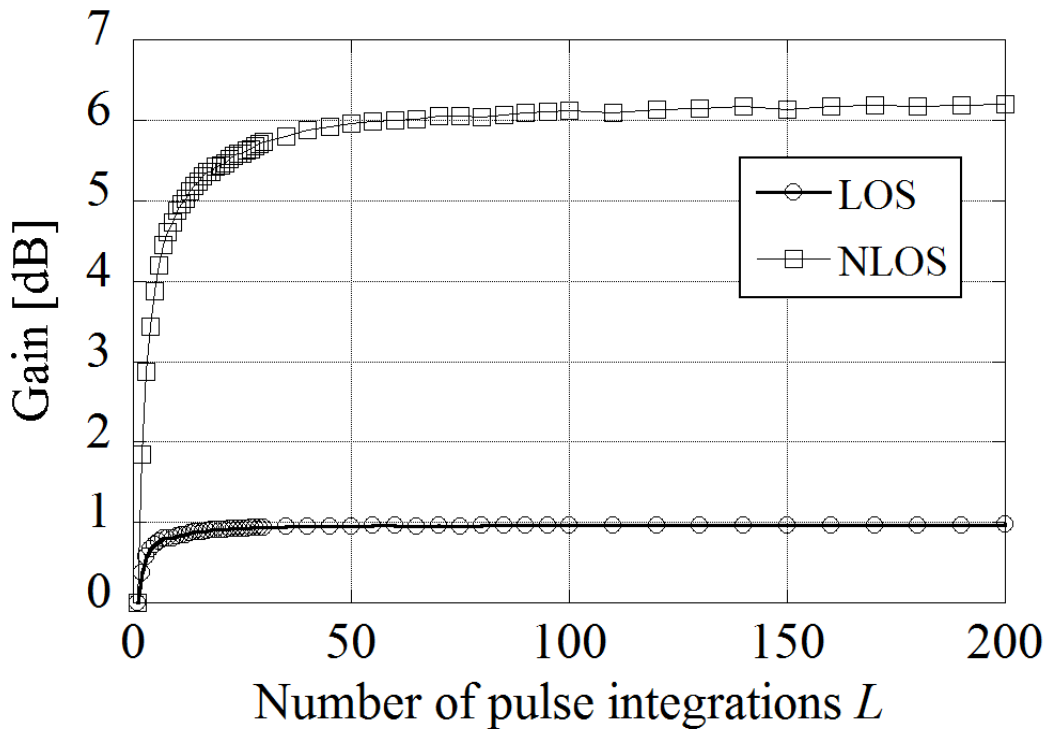
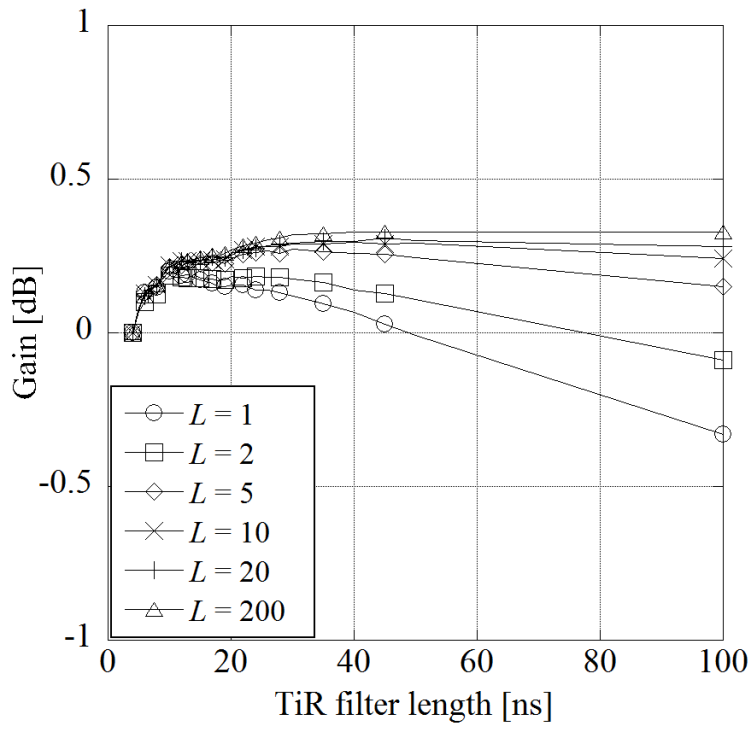


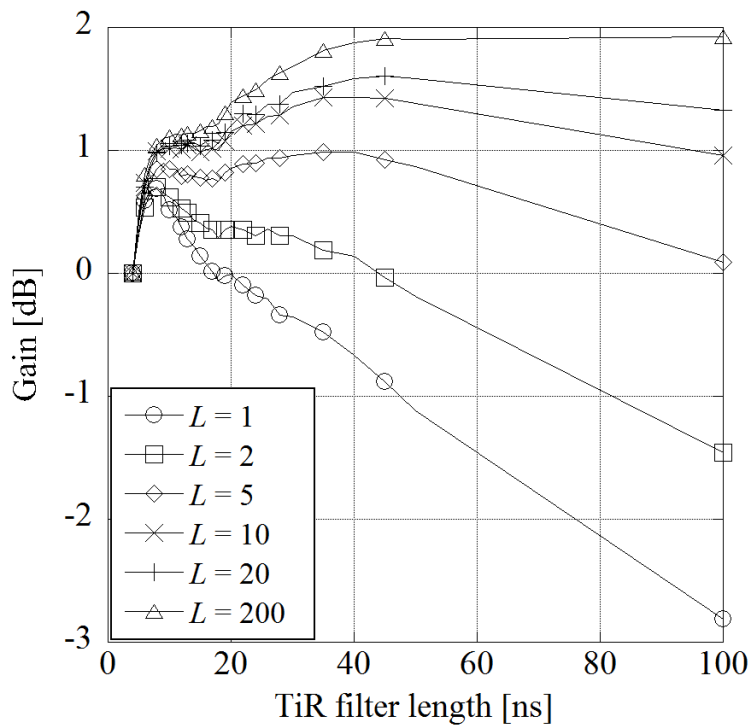
図 3.24 パルス積分回数 L に対する受信信号の利得

(b) 相関ロスの軽減

一般に TiR フィルタ長が長いほど伝送路応答と TiR 信号の相関ロスが小さくなるため受信信号の利得が高くなる。しかしながら、伝搬による減衰により伝送路応答の後半は振幅が小さく、受信機内雑音などを考慮すると伝送路推定誤りにより相関ロスが大きくなる。そこで、最適な TiR フィルタ長について検討するために図 3.25 に各パルス積分回数 L における TiR フィルタ長に対する受信信号利得を示す。ここで、信号利得はフィルタ長が 5ns の場合の受信信号のピーク値で正規化しており、各環境の 49 測定点の結果を平均している。図 3.25(a)から TiR フィルタ長が 24ns まではどのパルス積分回数においても利得が改善している。一方、24ns 以降ではフィルタ長が長くなるに従い、 $L=200$ の場合を除いて各積分回数において利得の減衰が表れることが分かる。これは AP 側の受信機内雑音によって相関損失が大きくなったためである。また、NLOS 環境のほうが LOS 環境に比べて利得の改善が大きいが、NLOS 環境のほうが第一到来波の信号強度が小さく、マルチパスにエネルギーが分散されているためである。ここで、図 3.25 から最適な TiR フィルタ長は各積分回数 L における信号利得の最大値となる。そこで、最適な TiR フィルタ長を用いた場合の TiR フィルタ応答と伝送路応答の相関損失について検討する。図 3.26 に最適な TiR フィルタ長を用いた場合のパルス積分回数 L に対する TiR 信号の相関損失を示す。ここで、 $L=200$ の場合の相関損失を 0% として定義しており、比較の目的でフィルタ長が 100ns の場合についても示している。図 3.26 から最適なフィルタ長を用いることで相関損失が大きく軽減されていることが分かる。例えば、NLOS 環境の $L=1$ では 100ns の場合に比べて最適なフィルタ長により 50% 以上軽減されている。従って、AP 側の伝送路推定誤りがある場合には最適な TiR フィルタ長を選択することで通信特性の改善が期待できる。



(a) LOS 環境



(b) NLOS 環境

図 3.25 TiR フィルタ長に対する受信信号の利得

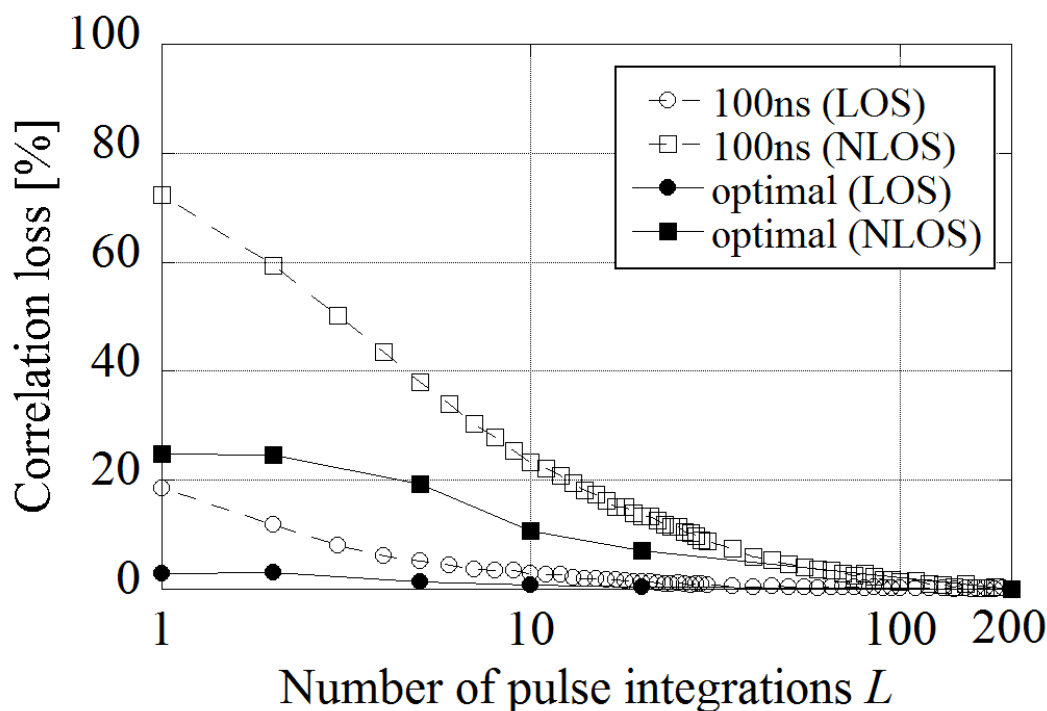


図 3.26 最適な TiR フィルタ長によるパルス積分回数 L に対する TiR 信号の相関損失

3.4 結言

本章では UWB 無線技術を用いた近距離高速無線通信システムの実現を目指して大きく分けて「自動車内伝搬特性の検討」と「タイムリバーサル法による通信特性の改善」の2つのアプローチを行った。その結果について以下の 3.4.1 項と 3.4.2 項でそれぞれ述べる。

3.4.1 自動車内電波伝搬特性

車内は金属と窓で囲まれた狭い閉空間であり、乗客などにより複雑な無線伝送路を形成している。また車内の電波は車外へ放射され、他の車両に影響を与える可能性が考えられる。

本章では車内での移動端末を想定し、無指向性アンテナによるマイクロ波帯 (3.1~10.6GHz) の車内広帯域伝送特性について検討した。その結果、遅延スプレッドは乗客数とともに減少し、また直接波がシートに遮断されても遅延スプレッドへの影響は比較的小さいことも確認した。次に AP に指向性アンテナを用いた場合には乗客の体による散乱により車両前方などにも放射されるが横斜め方向を除いて車外への漏洩は小さくなることを確認した。また 60GHz 帯ミリ波 (57~64GHz) の車内広帯域伝送特性につ

いても検討した。実験では複数の端末位置や乗客数による伝搬特性への影響についてマイクロ波帯の結果と比較しながら検討した。その結果、車内の遅延スプレッドは小さく、乗客数が増えることで遅延スプレッドは減少するがマイクロ波帯に比べてその影響が小さいことを確認した。また、車外への漏えい電力についてもマイクロ波帯と比較しながら検討した。ここでは、AP アンテナの角度方向に対する伝搬係数 γ について3つの場合を検討したが、 γ はそれぞれの場合を平均してミリ波帯が $\gamma=2.08$ 、マイクロ波帯が $\gamma=1.55$ であり、マイクロ波帯に比べて伝搬距離に対する電波の減衰は大きいため、漏えいまたは並走車等への干渉が小さくなることを確認した。

以上のように本章では自動車内高速無線通信の実現を目指してUWB無線の車内電波伝搬特性について明らかにすることで、車内における無線通信システムの設計・開発の促進への道筋を示した。

3.4.2 タイムリバーサル法による通信特性改善

WPAN などのオフィスのデスク周辺の情報端末間の無線通信へ応用が期待されているUWB-IR方式の通信特性劣化の対策としてRake合成があるが、移動端末への応用は回路の小型化や低消費電力化の観点から困難であり、TiR法を用いたUWB-IR方式が大きく注目されている。

本章ではデスク周辺の情報端末間の極近距離無線通信を想定し、TiR法を用いたUWB-IR方式の通信特性と伝送路推定誤りが与える影響について実験的に検討した。その結果、TiR法による受信信号はAP側の伝送路推定精度に大きく依存することを明らかにした。またTiRフィルタ長は長いほどフィルタ応答と伝送路応答との相関が高くなり、多くのマルチパスを合成できるため信号エネルギーの改善が大きい。伝送路推定誤りがある場合はその改善が劣化する。そこで伝送路推定誤りの影響を軽減するための最適なTiRフィルタ長についても検討した。その結果、最適なフィルタ長を用いることでフィルタ長が伝送路応答に対して十分に長い100nsの場合に比べて、パルス積分を行っていない場合ではLOS環境とNLOS環境でそれぞれ15%と50%以上相関損失が軽減されることを確認した。

以上のように本章では従来のUWB-IR方式の通信特性改善手法であるRake合成の課題の解決策としてTiR法を挙げ、その信号処理の過程にある伝送路推定精度が通信特性へ与える影響とその影響の軽減方法について極近距離通信を想定して実験的に検討することで、UWB-IR方式を用いた移動端末の高速無線通信の実用化への道筋を示した。

第3章 参考文献

- [3-1] 片山祐輔, 寺阪圭司, 東桂木謙治, 松波勲, 梶原昭博, “超広帯域無線信号の車内伝搬特性に関する実験的検討,” 信学論(B), vol.J89-B, no.9, pp.1815-1819, Sept. 2006.
- [3-2] T. Kobayashi, “Measurements and Characterization of Ultra Wideband Propagation Channels in a Passenger-Car Compartment,” IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E89-A, No.11 Nov. 2006.
- [3-3] 中畑洋一朗, 梶原昭博, “バス車内における高速無線伝搬特性,” 信学論(B), vol.J92-B, no.10, pp.1716-1720, Oct. 2009.
- [3-4] K.H. Song, “Analysis of Path loss Exponent and Fading Signal Distribution for 60GHz Communication Systems in Indoor Environment,” Proc. IEEE RWS2011, pp.649-652, Phoenix, Jan. 2011.
- [3-5] G.E. Ponchak, A.L. Amadjikpe, D. Choudhury, and J. Papapolymerou, “Experimental Investigation of 60GHz Transmission Characteristics Between Computers on a Conference Table for WPAN Applications,” Proc. IEEE RWS2011, pp.327-330, Phoenix, Jan. 2011.
- [3-6] M. Peter, R. Felbecker, W. Keusgen, and J. Hillebrand, “Measurement-Based Investigation of 60GHz Broadband Transmission for Wireless In-Car Communication,” Proc. IEEE VTC2009-Fall, Anchorage, Sept. 2009.
- [3-7] H. Sawada, T. Tomatsu, G. Ozaki, H. Nakase, S. Kato, K. Sato, and H. Harada, “A Sixty GHz Intra-car Multi-media Communications System,” Proc. IEEE VTC2009-Spring, Barcelona, April 2009.
- [3-8] Network analyzer 8722ET user’s guide, Agilent Technologies, Feb. 2001.
- [3-9] Printed Version of PNA Help Agilent Technologies PNA-X Series Network analyzers, Agilent Technologies, N5230-90017, May 2007.
- [3-10] D. Cassioli, M.Z. Win, and A.F. Molisch, “A Statistical Model for the UWB Indoor Channel,” Proc. IEEE VTC2001-Spring, Vol.2, pp.1159-1163, Rhodes, May 2001.
- [3-11] S. Imada, T. Ohtsuki, “Pre-Rake Diversity Combining for UWB systems in IEEE 802.15 UWB Multipath Channel,” IEICE Trans. Commun., vol.E88-B, no.5, pp.2193-2199, May 2005.
- [3-12] N. Guo, J.Q. Zhang, R.C. Qiu, S.S.Mo, “UWB MISO Time Reversal with Energy Detector Receiver Over ISI Channels,” Proc. of IEEE CCNC, pp.629-633, Jan. 2007.
- [3-13] H.T. Nguyen, I.Z. Kovacs, “A Time Reversal Transmission Approach for Multiuser UWB Communications,” IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol.54, no.11, pp.3216-3224, Nov. 2006.

- [3-14] S. Alizadeh, H.K. Bizaki, M. Okhovvat, ``Effect of channel estimation error on performance of time reversal-UWB communication system and its compensation by pre-filter,`` IET Commun., vol.6, no.12, pp.1781-1794, Dec. 2012.
- [3-15] D.A. Moghadam, V.T. Vakili, ``Effect of Channel Estimation Error on Time Reversal UWB Communication System,`` Wireless Pers. Commun., vol.68, no.2, pp.433-439, Nov. 2011.
- [3-16] 関根松夫, レーダ信号処理技術, 電子情報通信学会, 1991.

第4章 ステップド FM 方式を用いた超広帯域無線センサ

4.1 緒言

第2章で説明したように、近年、室内の厳しいマルチパス環境下でも侵入者検知や高齢者の状態監視などのように人の動きや状態を推定する UWB 無線センサが注目されている[4-1]-[4-3]。しかしながら、送信部では数 nsec の超短パルスを生成し、また受信部ではそのパルスを高速同期および検波する超広帯域・高速デバイスを必要とし、ハードウェア構成も複雑で高価になると考えられる。また 500MHz 以上の広帯域性により既存または将来の無線システムとの周波数共用が想定されており、これらシステムとの共存のために干渉検知・回避技術 (DAA : Detect And Avoid) の導入が重要な課題となっている[4-4]-[4-6]。

そこで本章では超広帯域・高速デバイスを必要とせず、また既存または将来の無線システムとの共存が可能な DAA 機能を内在したステップド FM 方式による UWB 無線センサを提案し、その有効性について検討する。この方式は 500MHz 以上にわたって周波数を段階的にステップさせた狭帯域パルス列を送信し、受信部では各パルスの位相検波後に逆離散フーリエ変換 (IDFT) によって時間領域での超短パルス化を計り、その距離方向の信号強度分布 (レンジスペクトル) の距離分解能を向上させる[4-7]-[4-10]。従って、従来の UWB 無線センサのように超短パルス生成デバイスや受信部での高速同期など超広帯域・高速デバイスを必要としない。また各送信パルスの周波数は他の狭帯域無線システムの帯域を避けて適応的に変化させることが可能であり (スペクトルホール)、既存の無線システムとの共存が期待できる。なお、スペクトルホールは耐妨害性や秘匿性を目的とした高速周波数ホッピング方式でも可能であるが、各ホッピング信号をノンコヒーレントに合成しているため距離分解能を改善することは難しい[4-11]。

これまでステップド FM 方式の基本特性は報告されているが、UWB 無線への応用や DA 処理方法を含めた既存または将来の無線システムとの共存について検討されていない[4-8]-[4-10]。本章では計算機シミュレーションおよび試作したステップド FM センサによる実験的評価によって UWB 無線センサとしての有効性について検討する。ここでは、ステップド FM センサの DAA 処理方法も提案し、新たな回路を付加することなく信号処理で DAA 機能を備えていることを示している。

4.2 節ではステップド FM 方式の概要および計算機シミュレーションによるスペクトルホールの原理について検討する。4.3 節ではスペクトルホールによるレンジスペクトル特性について実験的に検討する。またスペクトルホールによるレンジサイドローブ特

性の劣化を補償するレンジスペクトル補償法を提案し、実験的にその有効性についても検討する。4.4 節では DAA の概要について説明し、干渉検知特性について実験的に検討する。

4.2 ステップド FM 方式

4.2.1 ステップド FM 方式

図 4.1 にステップド FM 方式の概要を試作装置ベースで示す。ここで、図 4.1 (b)は図 4.1 (a)中の丸数字にそれぞれ対応したブロックでの時間信号波形を表しており、①はローカル信号、②は送信信号、③は受信信号、④は I/Q ビデオ信号である。送信部では周波数ステップ幅 Δf の間隔で周波数が段階的にステップした N 個の狭帯域パルス（ステップ信号）を間欠的に送信する。ここで、図 4.1 (b)中の l はフレーム番号、 $step\#$ はフレーム内のステップ番号を表している。また、図 4.2 にステップド FM 信号の周波数スペクトルの例を示している。一方、受信部では各狭帯域ステップ信号を位相検波し、AD 変換後に一括合成処理（IDFT）することにより時間領域での超短パルス化を図り、そのレンジプロファイル（以下、レンジスペクトルと呼ぶ）の距離分解能を向上させている[4-7]。なお、受信部では各狭帯域パルス进行处理するため汎用の AD やプロセッサで実現できる。ここで、ローカル信号とその受信パルスとの位相検波出力 r_i およびレンジスペクトル $R(\phi)$ は次式のように表すことができる。

$$r_i = A_i \exp\left\{-j\left(2\pi \cdot f_i \cdot \frac{2d}{c}\right)\right\} \quad (4.1)$$

$$f_i = f_c + (i-1)\Delta f$$

$$R(\phi) = \left| \sum_{i=1}^N r_i \cdot \exp\left(j \frac{2\pi}{N}(i-1) \cdot \phi\right) \right|$$

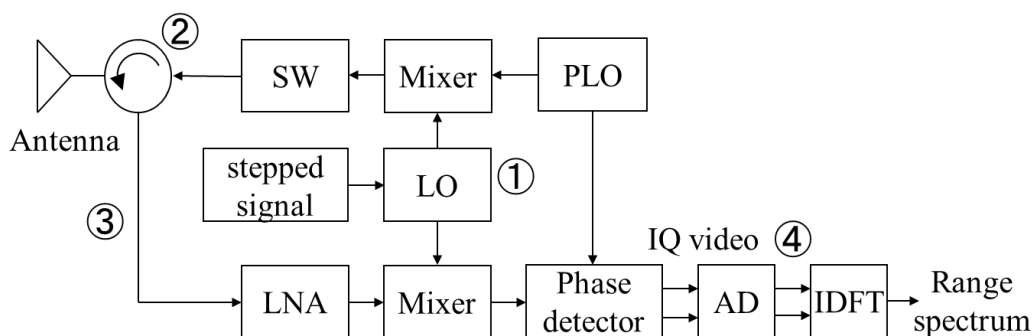
$$= N \cdot A \cdot \frac{\left| \sin c \left[\pi \left(\phi - N\Delta f \frac{2d}{c} \right) \right] \right|}{\left| \sin c \left[\frac{\pi}{N} \left(\phi - N\Delta f \frac{2d}{c} \right) \right] \right|} \quad (4.2)$$

$$(\phi = 1, 2, \dots, N)$$

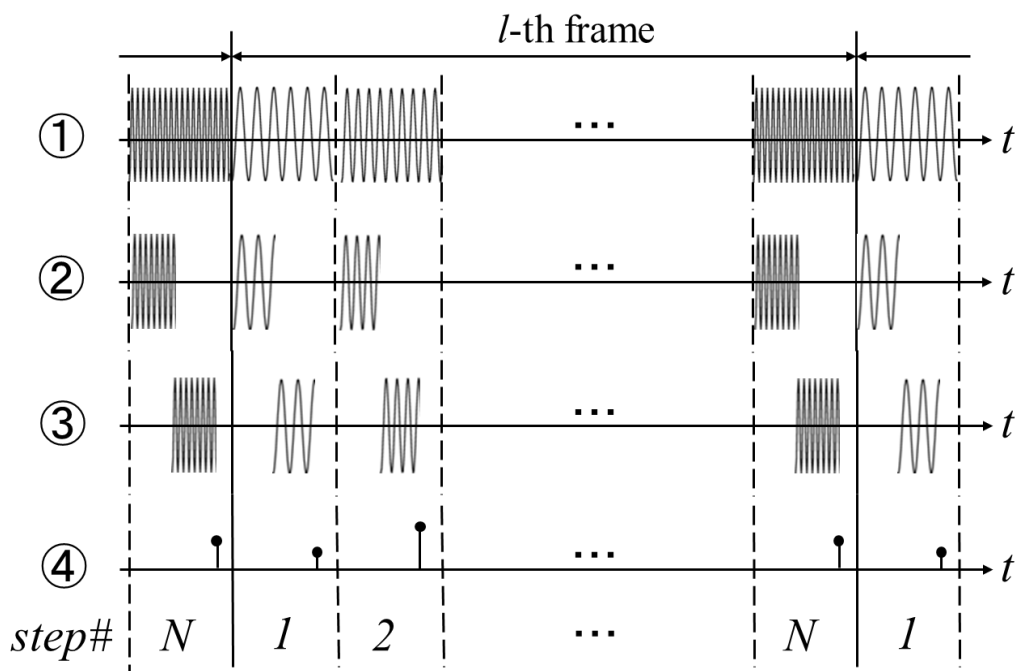
ここで、 i はステップ番号 ($i = 1, 2, \dots, N$)、 A_i は振幅、 f_c は基本周波数、 c は光速、 d は目標物までの距離を表している。なお、便宜上、目標物は静止していると仮定して $A_i = A$ とした。式(4.2)から $\phi = 2N\Delta f d/c$ において鋭いピークが現れるため、その ϕ から式(4.3)

のように目標物までの距離 d を推定することができる[4-7], [4-8]. ここで最大探知距離 d_{max} は $c/2\Delta f$ となる.

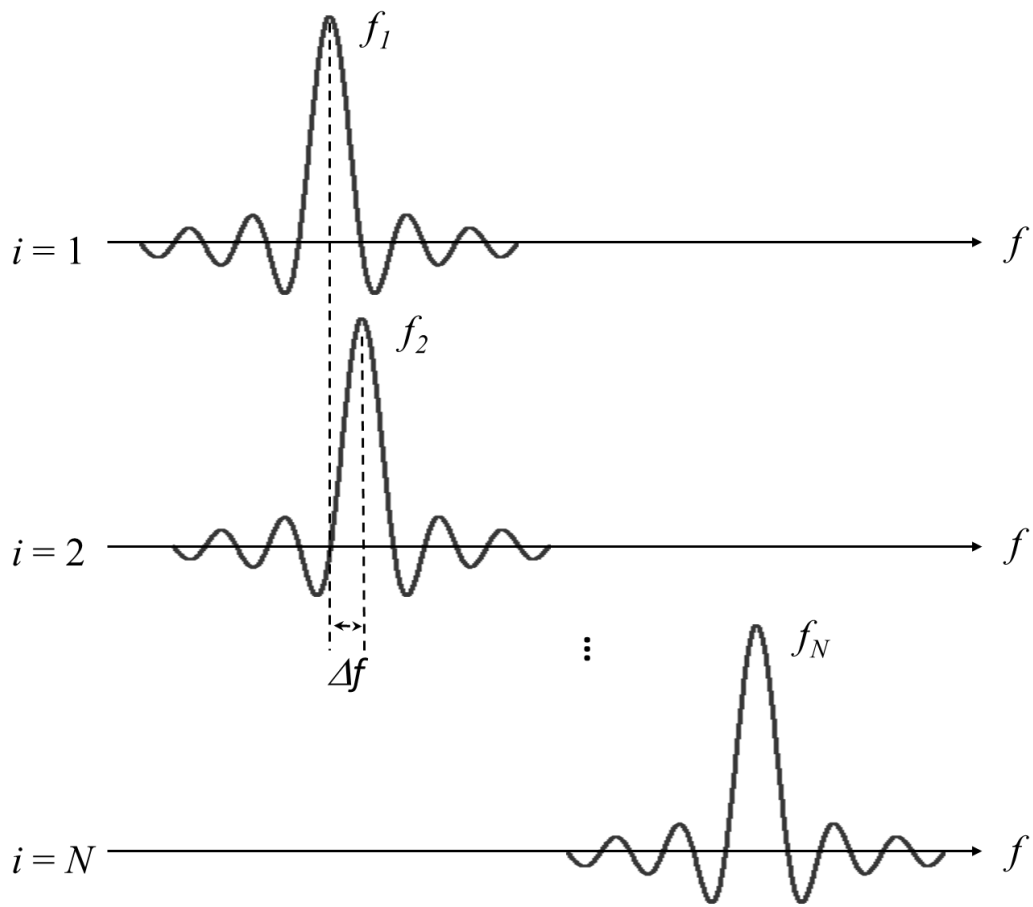
$$d = \frac{c\phi}{2N\Delta f} \quad (4.3)$$



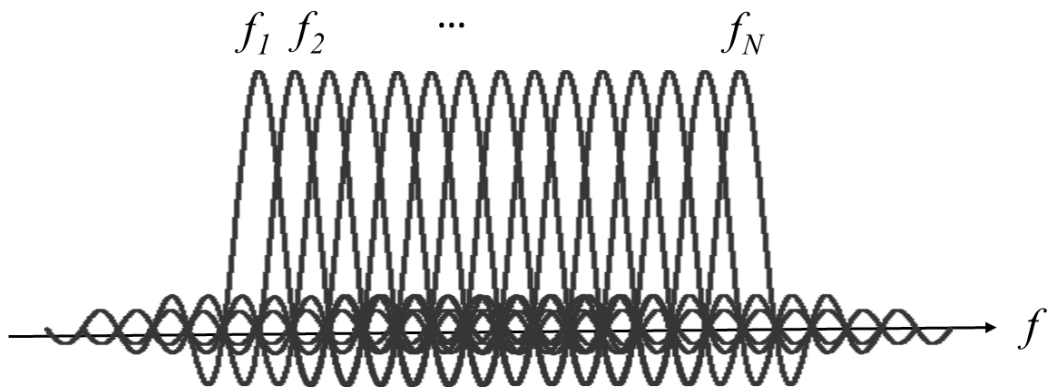
(a) ステップド FM 方式のブロック図 (PLO は位相同期発振器, LO は局部発振器, Mixer はミキサ及びフィルタ, SW はダイオードスイッチ, LNA は低雑音増幅器)



(b) 各ブロックにおける信号の状態
図 4.1 ステップド FM 方式の概要



(a) n ごとの周波数スペクトル



(b) 実効的な周波数スペクトル

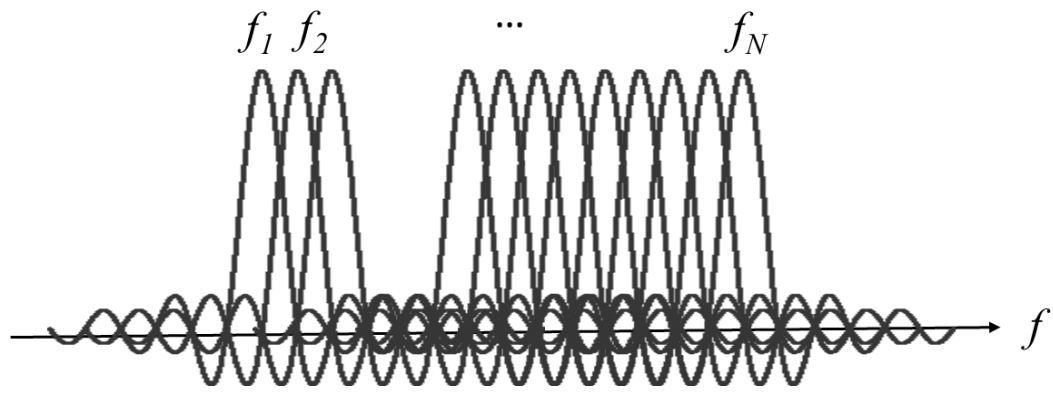
図 4.2 ステップド FM 信号の周波数スペクトル

4.2.2 スペクトルホール

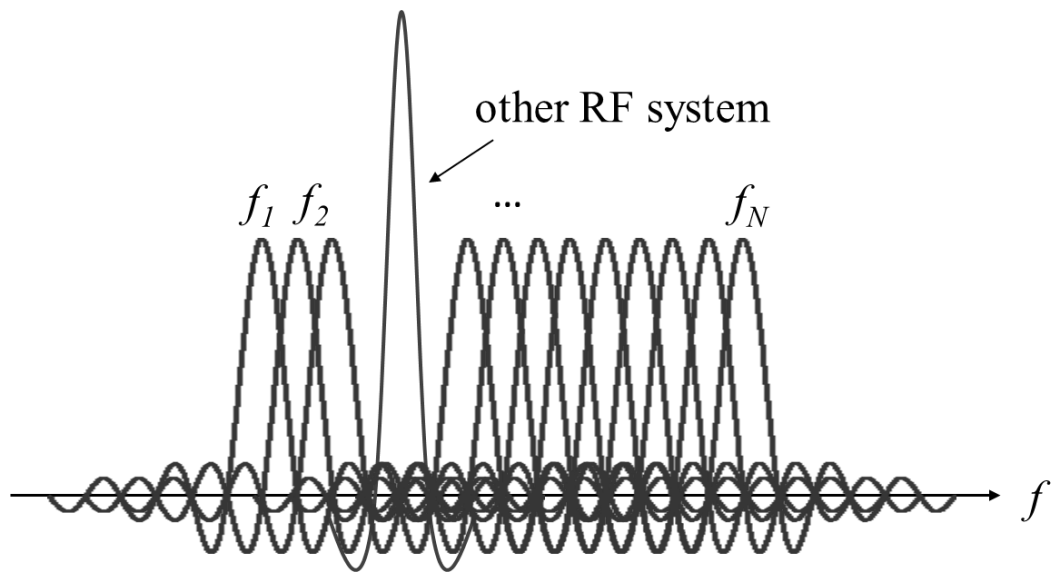
500MHz 以上の帯域を占有する UWB-IR は電力スペクトルを -41.3dBm/MHz 以下に制限しても送信アンテナから近傍にある他の狭帯域無線システムに干渉すると考えられる[2-5]. ステップド FM 方式は図 4.1, 図 4.2 のように各送信パルスの周波数を変化させるため, 任意の周波数帯域を避けて送信することが可能であり, 既存または将来の無線システムとの干渉や衝突を避けて超広帯域を利用できる. 図 4.3 にスペクトルホールの概要を示す. スペクトルホールによってその帯域の信号を送信しないため図 4.3 (b)のように他の狭帯域無線システムが存在したとしても実効的に超広帯域を利用できることがわかる.

ここで, ステップド FM 方式の特徴及び UWB 無線センサに応用した場合の利点を以下に纏める.

- ✓ 送信部で周波数が段階的にステップした狭帯域パルス列を間欠的に送信し, 受信部で IDFT によってそれらのパルス列の一括合成処理を行うため, UWB-IR 方式のように超短パルス生成部や超広帯域, 高速信号処理部が存在せず, 低速 A/D 変換器で UWB-IR 方式のような高距離分解能が得られる.
- ✓ 周波数が段階的にステップした狭帯域パルス列を送信するため個々のパルスの周波数スペクトルの形状は鋭く, 一括合成後の周波数スペクトルは UWB-IR 方式に比べて周波数利用効率が高い.
- ✓ 直接超広帯域なパルスを送信する UWB-IR 方式とは異なり, 周波数が段階的にステップしたパルス列送信するため, 任意の周波数帯域のみを避けて送信するスペクトルホールを設定することができ, 他の無線システムとの共存が期待できる.



(a) スペクトルホール



(b) 他の無線システムとの共存

図 4.3 スペクトルホールの概要

本節では計算機シミュレーションによりレンジスペクトルの基本特性やスペクトルホールの電力スペクトル特性及びスペクトルホールがレンジスペクトルへ与える影響について検討する。表 4.1 にシミュレーション諸元を示す。ここで、本来ステップ数が 30 ステップの場合の IDFT 出力（レンジスペクトルのサンプリング）は 30 点となるが今回はゼロパディングによって 1024 点にサンプリング数を増やしている。なお、ここでは受信機内雑音については考慮していない。

表 4.1 シミュレーション諸元

項目	諸元
周波数帯域	3~4GHz
ステップ幅 Δf	34.5MHz, 11.2MHz
ステップ数 N	30, 90
IDFT 点数	1024

(a) 電力スペクトル

まず、図 4.4 にステップ数 $N=30$ の電力スペクトルを示す。また比較のために変調ガウス波形による UWB-IR 方式（中心周波数が 3.5GHz， -10dB 帯域幅が 1GHz）の電力スペクトルを示す[4-12]。図 4.4 からステップド FM 方式の電力スペクトルのロールオフ率 α は 0.05 であり， α が 0.78 の UWB-IR 方式に比べて α が小さくなり，周波数利用効率が低いことがわかる。ここで，ロールオフ率 α とは次式に示されるナイキストフィルタの周波数応答の帯域を決定する係数であり，しばしば信号の形状を表現する場合に用いられる指標である[4-13]。

$$G_1(f) = \begin{cases} 1; & 0 \leq |f| \leq \frac{(1-\alpha)}{2T_b} \\ \cos^2 \left[\frac{T_b}{4\alpha} \left\{ 2\pi|f| - \frac{\pi(1-\alpha)}{T_b} \right\} \right]; & \frac{(1-\alpha)}{2T_b} \leq |f| \leq \frac{(1+\alpha)}{2T_b} \\ 0; & \frac{(1+\alpha)}{2T_b} \leq |f| \end{cases} \quad (4.4)$$

なお、実効的な電力スペクトルはステップド FM 信号の個々のパルスの電力スペクトルの形状，すなわちパルス幅に依存するが本論文では各信号同士が直交するようにパルス幅を設定している。

次に占有帯域に対して 2 ステップに相当する 6.6% (3.276~3.345GHz の 69MHz 帯域) のスペクトルホールを設定した場合の電力スペクトルを図 4.5 に示す。なお，6.6% のスペクトルホールは狭帯域無線システムの帯域幅として十分な帯域と考えられること

から 6.6% のスペクトルホールを設定している。 N が 30 ではスペクトルホールの電力スペクトルがピーク値に比べて 13dB 以下と低く、また N を 90 と増やすことにより更にスペクトルホールの帯域への干渉を抑えることができる。これは狭帯域パルスを間欠的に送信し、受信機で蓄積一括合成するためであり、既存の無線システムへの干渉を避けて 500MHz 以上の帯域の確保または共存が期待できる。例えば、 $N=90$ では 3.27~3.32GHz の 50MHz 帯域に対してスプリアスを 20dB 以上も抑圧する。したがって、UWB 無線の電力スペクトルは -41.3dBm/MHz 以下に制限されているのでスペクトルホールの帯域では -61.3dBm/MHz 以下となる。

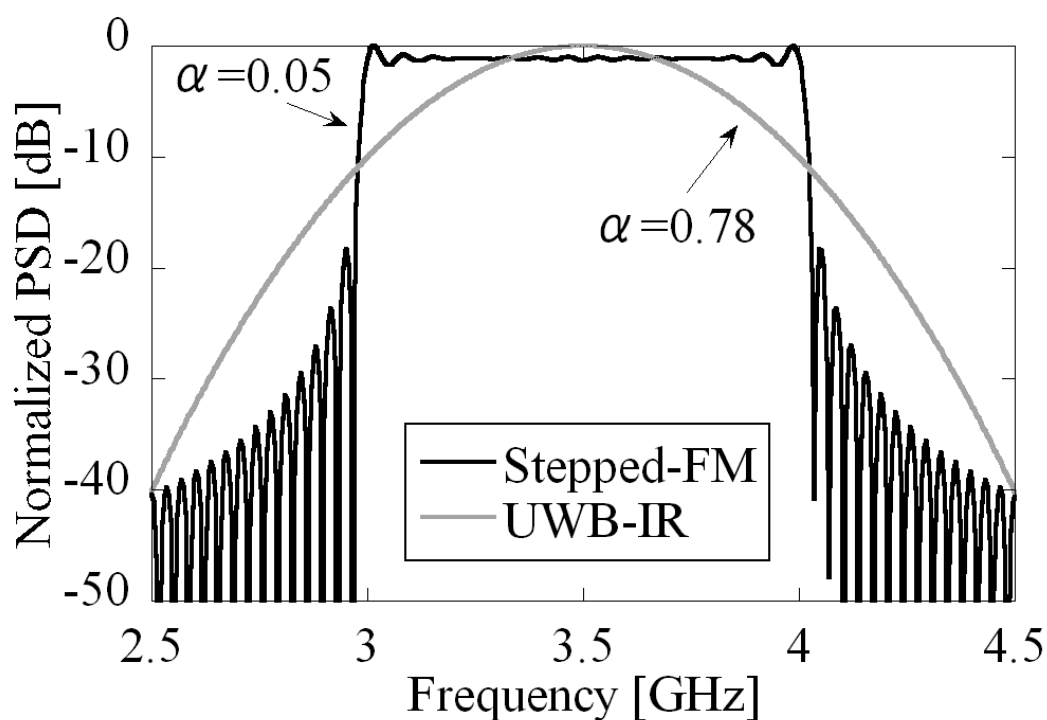
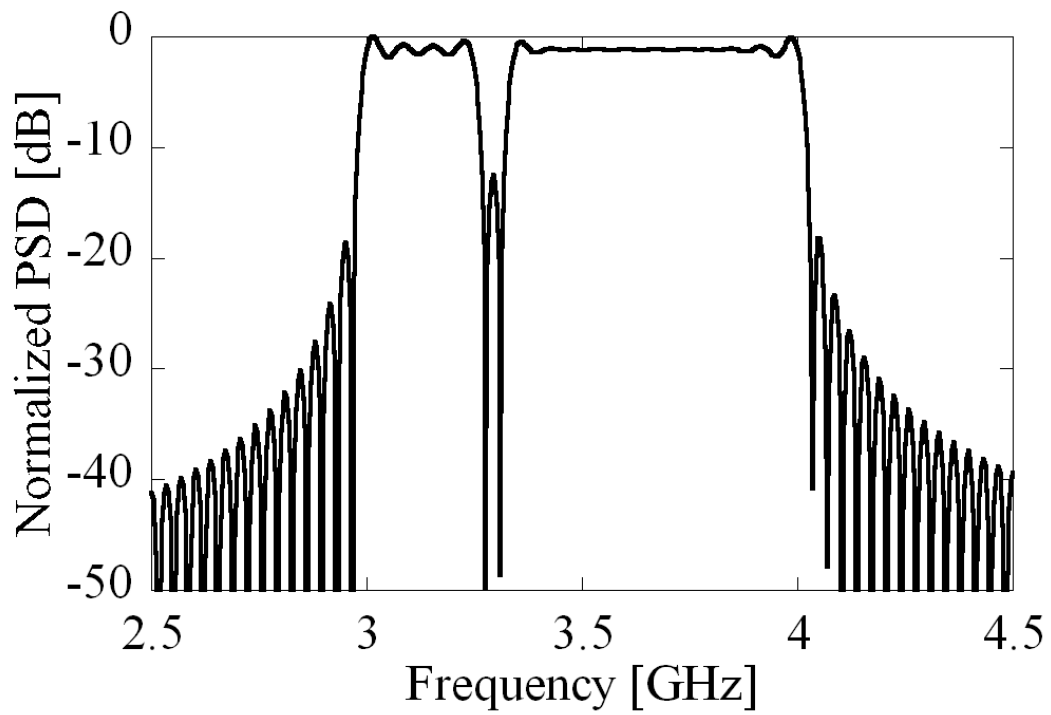
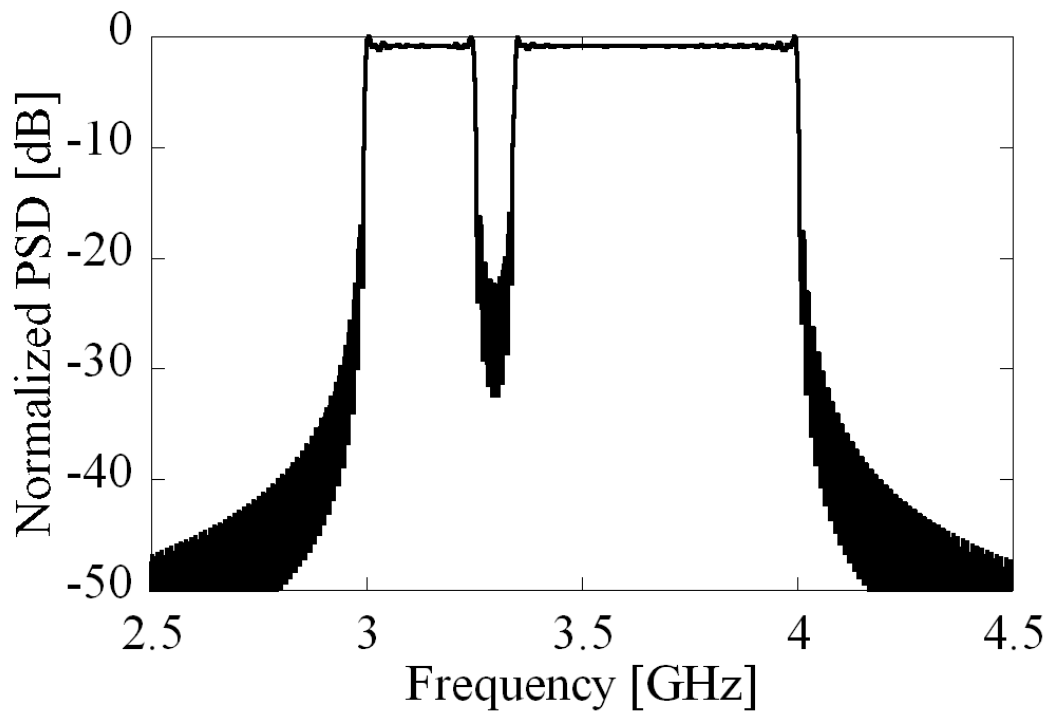


図 4.4 送信信号の電力スペクトル



(a) $N=30$ の場合のスペクトルホール



(b) $N=90$ の場合のスペクトルホール

図 4.5 6.6%のスペクトルホールに対する電力スペクトル

(b) レンジスペクトル特性

本項ではステップド FM 方式の UWB 無線センサとしてのレンジスペクトル特性について検討する。ここで、 $\Delta f=34.5\text{MHz}$ 、 $N=30$ であり、今後本節では本パラメータを用いる。また I/Q ビデオ信号の IDFT 処理では 1024 点のゼロパディングを用いており、目標物は理想的な点目標物を仮定している。

【レンジサイドローブ特性】

$d=2.2\text{m}$ 前方の点目標に対するレンジスペクトルを図 4.6(a)に示す。図 4.6 (a)から目標物付近に局所的なレンジサイドローブが見られる。これはすべてのパルスの位相が目標物の距離 $d=2.2\text{m}$ でそろふことによりピークが現れるが同時にその近傍では位相がずれることによってレンジサイドローブが発生しているためである。レンジサイドローブは検知特性に大きく影響するため、スペクトルホールによるレンジサイドローブ特性について検討する必要がある。

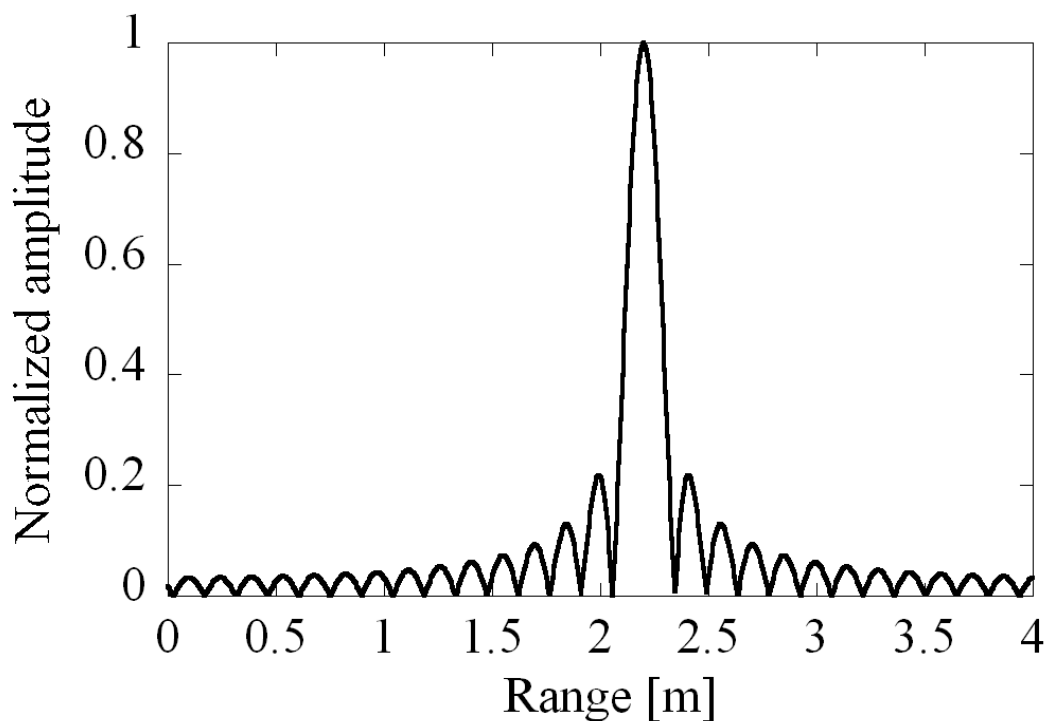
図 4.6 (b)と図 4.6 (c)にそれぞれ 3.3% (3.276~3.311GHz の 34.5MHz 帯域) と 6.6% (3.276~3.345GHz の 69MHz 帯域) のスペクトルホールに対するレンジスペクトルを示す。図 4.6 からスペクトルホールによってレンジサイドローブが劣化しており、図 4.6 (c)では 6.6%のスペクトルホールによって最大(第1)レンジサイドローブが劣化していることが分かる。ここで、図 4.6 (a), 図 4.6 (b), 図 4.6 (c)の第1レンジサイドローブの値はそれぞれ 0.22, 0.22, 0.27 である。またレンジサイドローブはスペクトルホールの帯域(位置)にも依存することが考えられる。

そこで 3.3%と 6.6%のスペクトルホールの位置に対する希望信号(メインローブ)と第1レンジサイドローブの比 γ_{1st} を図 4.7 に示す。ここで、破線はスペクトルホールがない場合の γ_{1st} を示している。なお、レンジサイドローブは受信信号の電力スペクトルに窓関数をかけたり、周波数ステップを不等間隔にすることで抑圧できるが[4-14]、本節ではスペクトルホールのレンジスペクトルへの影響の調査を目的としているため検討しない。図 4.7 から 3.3%と 6.6%のスペクトルホールの位置に対して γ_{1st} が周期的に変動しており、変動の変化量は 3.3%のスペクトルホールに対して 6.6%のほうが大きい。例えば位置の設定によっては第1レンジサイドローブが抑圧され、スペクトルホールがない場合に比べて 6.6%のスペクトルホールを設定した場合には約 3dB も特性が改善されることがある。これはステップド FM 波の位相が第1レンジサイドローブ付近で同相として合成されていたが、そのスペクトルホール設定によって抑圧されたためである。したがって、スペクトルホールされる位置(ステップド FM 波の周波数)が変化していくと第1レンジサイドローブ付近で同相から逆相となり図 4.7 も正弦波状に変動している。しかしながら、第1レンジサイドローブが低下しても高次のレンジサイドローブが増加することが考えられる。

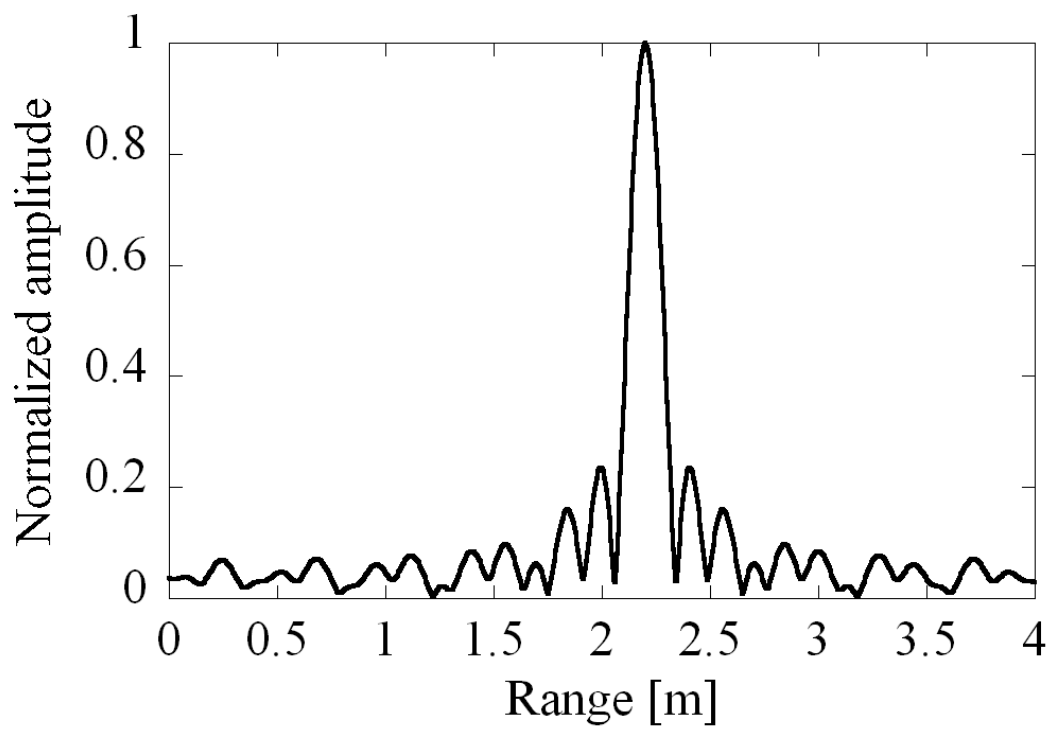
そこで希望信号と平均レンジサイドローブの比 γ_{avg} について検討する必要がある。図

4.8に示すように γ_{avg} はスペクトルホールの位置に関わらず3.3%のスペクトルホールで2~3dB, 6.6%で3~4dB劣化していることが分かる。

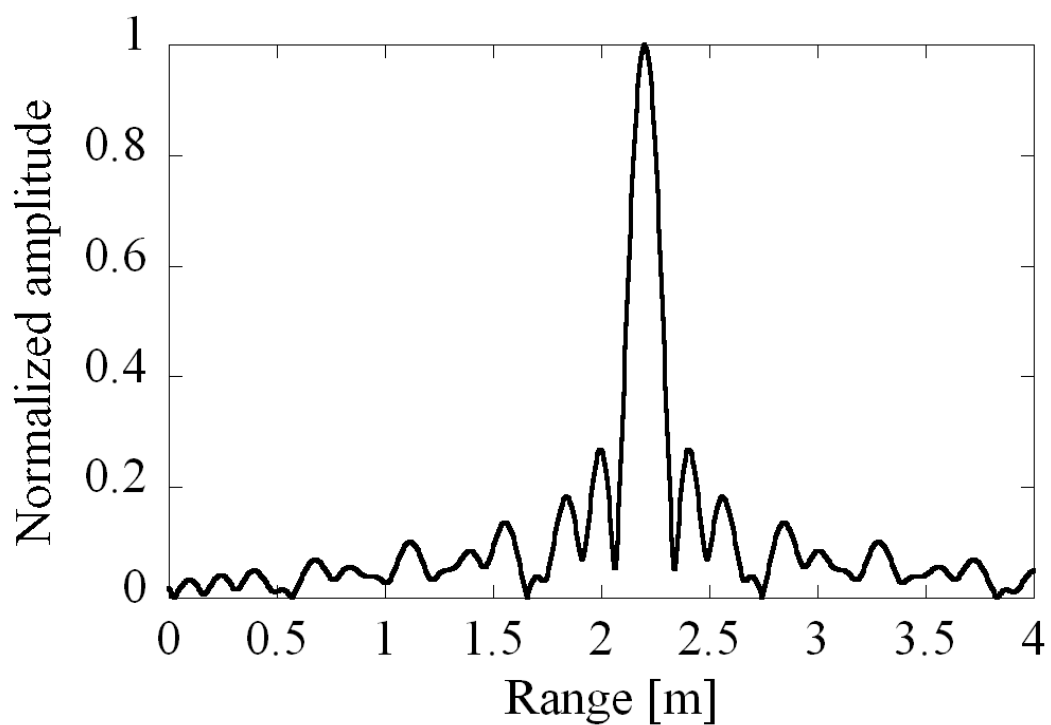
次にスペクトルホール（周波数ステップ）の数に対する γ_{1st} , γ_{avg} の値（各スペクトルホールの位置を変化させたときの変動幅や中央値）について検討する。その結果を図4.9に示す。ここで、破線はスペクトルホールがない場合の値、点線は変動する値の中央値をそれぞれ示している。図4.9から γ_{avg} は γ_{1st} と異なりスペクトルホールの数に関係なく特性が劣化している。また γ_{1st} はスペクトルホールの数に対して変動幅の大きいところで8dBの差があるが、 γ_{avg} は3dBと比較的小さいことからスペクトルホールの位置によって特性の変動が少ないと考えられる。



(a)スペクトルホールがない場合



(b) 3.3%のスペクトルホールを設定した場合



(c) 6.6%のスペクトルホールがある場合

図 4.6 受信信号のレンジスペクトル

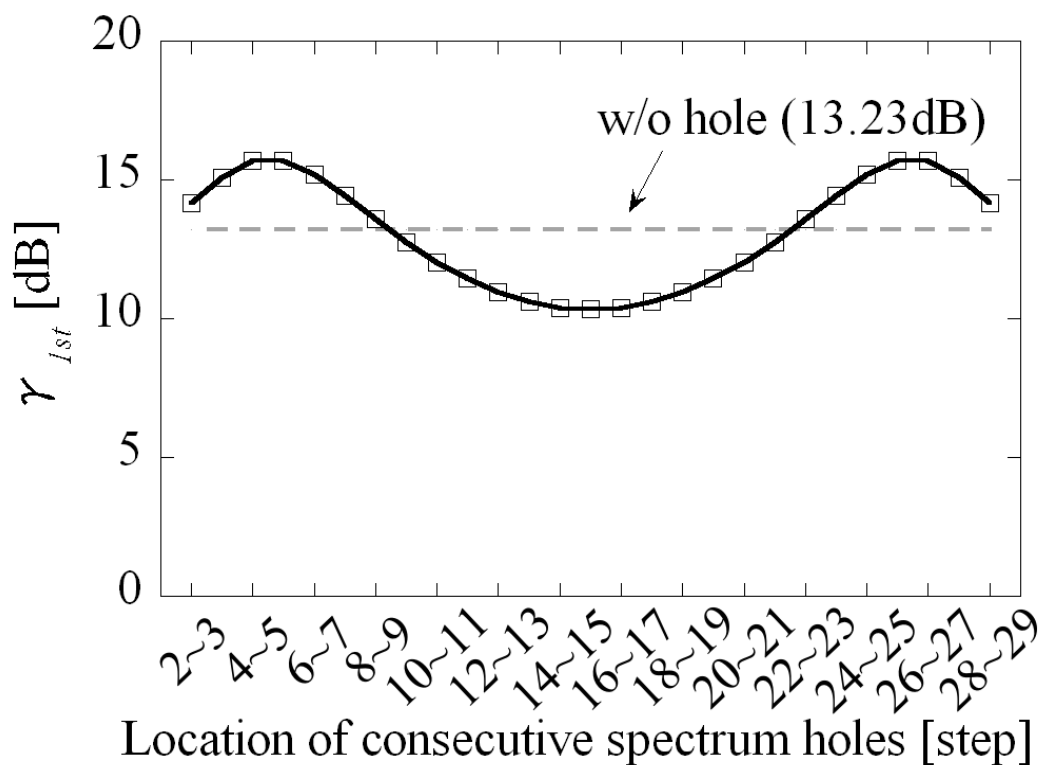


図 4.7 スペクトルホールの位置に対する γ_{1st}

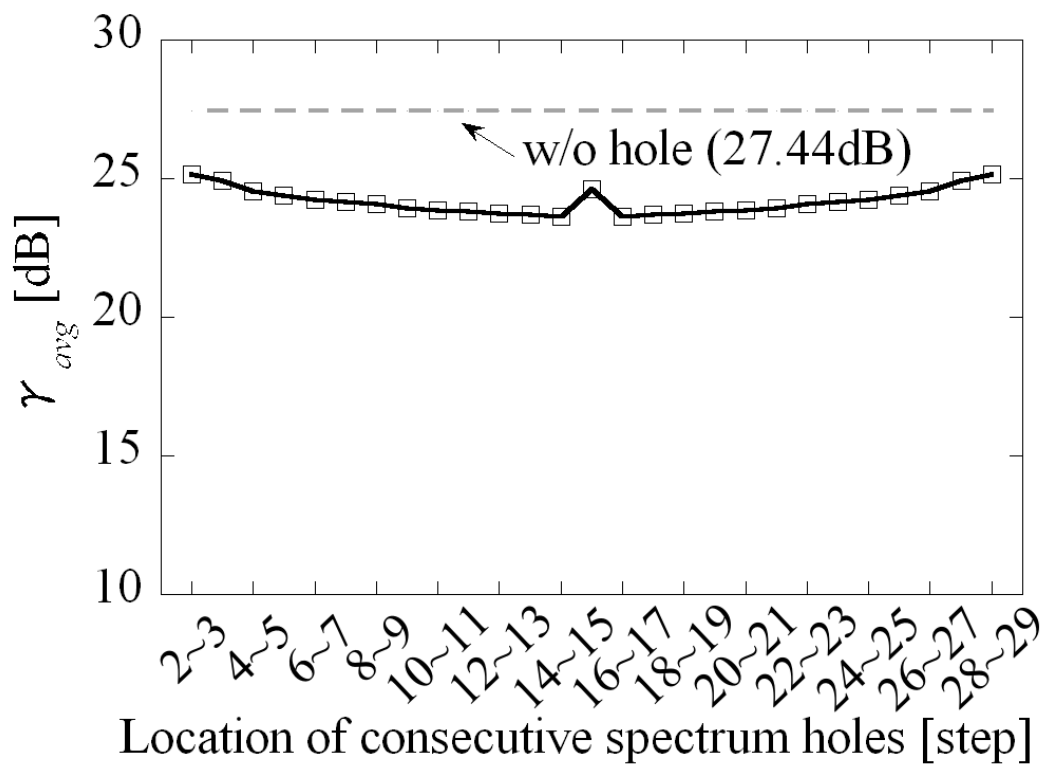
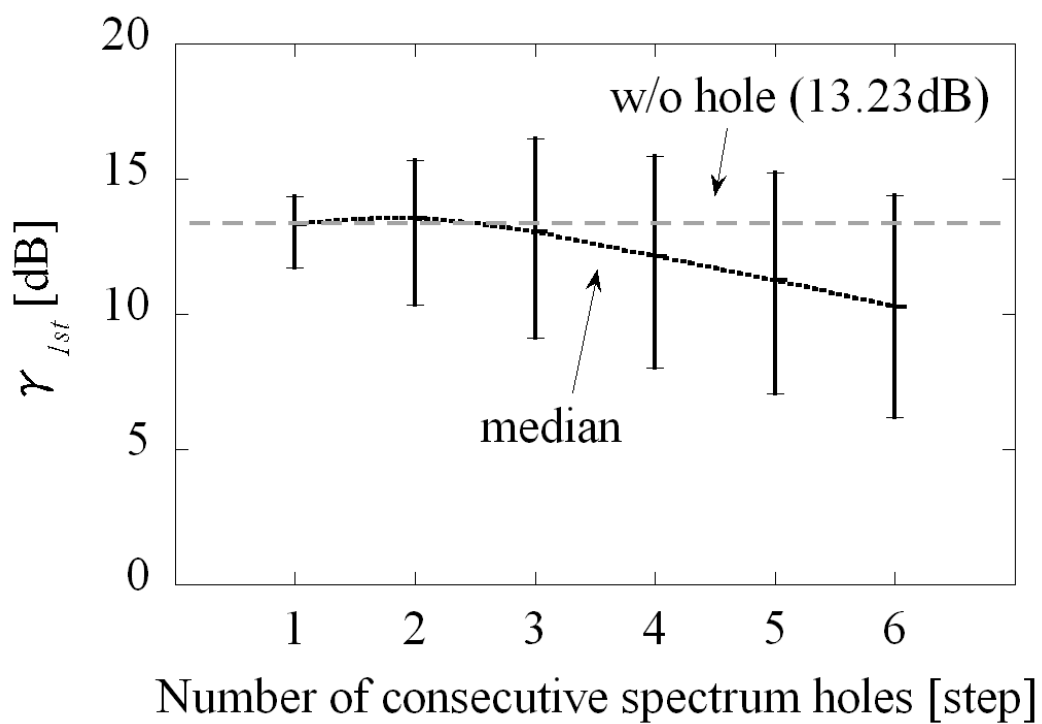
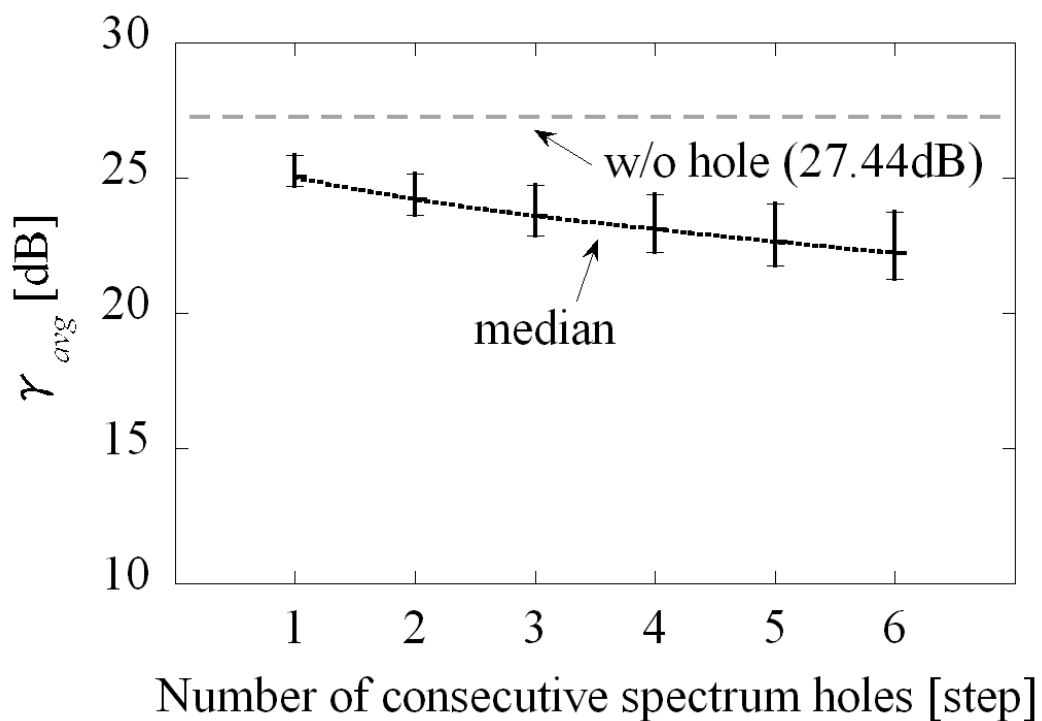


図 4.8 スペクトルホールの位置に対する γ_{avg}



(a) γ_{1st}



(b) γ_{avg}

図 4.9 スペクトルホール（周波数ステップ）の数に対するレンジサイドローブ特性

【距離パルス幅】

ここでは、スペクトルホールによる測距精度について検討する。パルス変調方式のセンサの測距精度は 1.2.2 節(c)で示したように一般に時間または距離パルス幅に依存するため、レンジスペクトルのメインローブ幅（以下、パルス幅）について検討する。図 4.10 にスペクトルホール（周波数ステップ）の数に対するパルス幅（各スペクトルホールの位置を変化させたときの変動幅や中央値）を示す。ここで、パルス幅はピークから-6dBで定義し、縦軸はスペクトルホールがない場合のパルス幅で正規化している。図 4.10 からスペクトルホールの数に伴いパルス幅が広がり、劣化している。しかしながら、例えば、2 ステップ（69MHz 帯域）のスペクトルホールではパルス幅の劣化の最大値は 6% であり測距精度への影響は比較的小さいと考えられる。

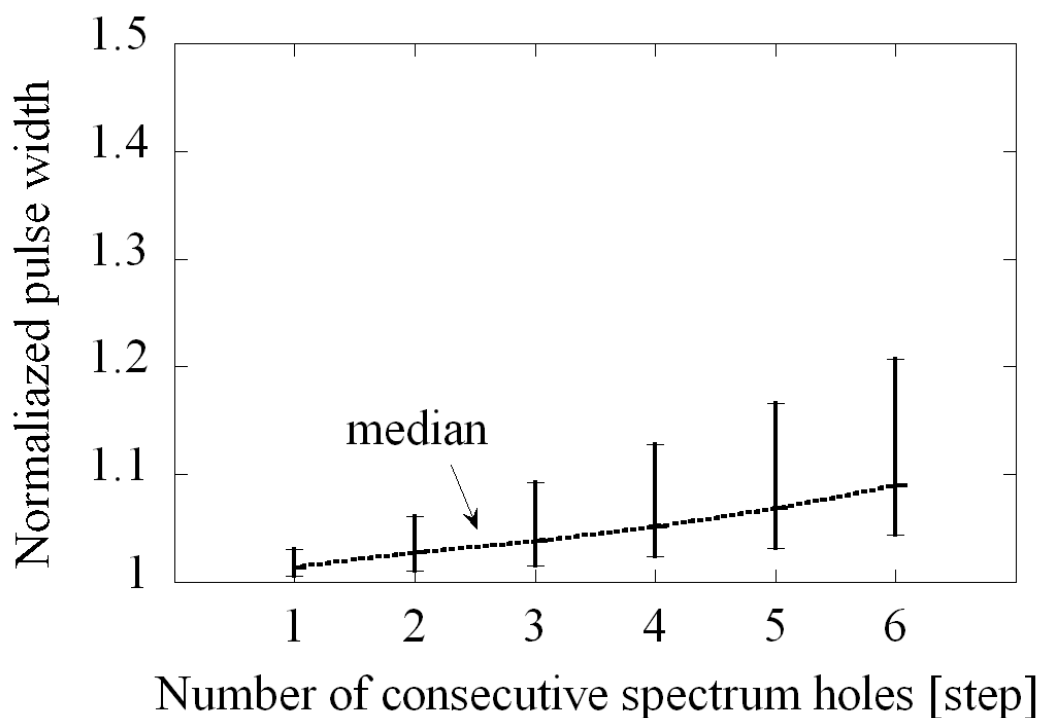


図 4.10 スペクトルホール（周波数ステップ）の数に対する距離パルス幅

4.3 レンジスペクトルの実験的検討

本節ではスペクトルホールのレンジスペクトルへの影響について実験的に検討する。

(a) 電力スペクトル

実験に用いたステップド FM センサ装置（試作装置）の諸元を表 4.2 に示し、試作装置の外観を図 4.11 に示す。なお、本装置は図 4.1 のように PLO、パルス変調器、IF 変換器、位相検波器等から構成されており、A/D 変換された I/Q ビデオ信号は IDFT 処理され、レンジスペクトルを出力する。ここで、4.2.2 項の計算機シミュレーションと同様に IDFT の点数は 1024 点とした。実験では図 4.12 のように電波暗室でレーダ反射断面積 (Radar Cross Section : RCS) が異なる 2 個の標準球 (大球: -9dBm^2 , 小球: -15dBm^2) を目標物とした計測を行った。ここで、電波暗室内に設置されている回転テーブルに土台 (電波吸収体) とともに目標球を載せ、送受信アンテナから向かって正面に小球、大球の順に直線的に配置しており、その距離は送受信アンテナからそれぞれ $d=2.2\text{m}$, 2.8m である。

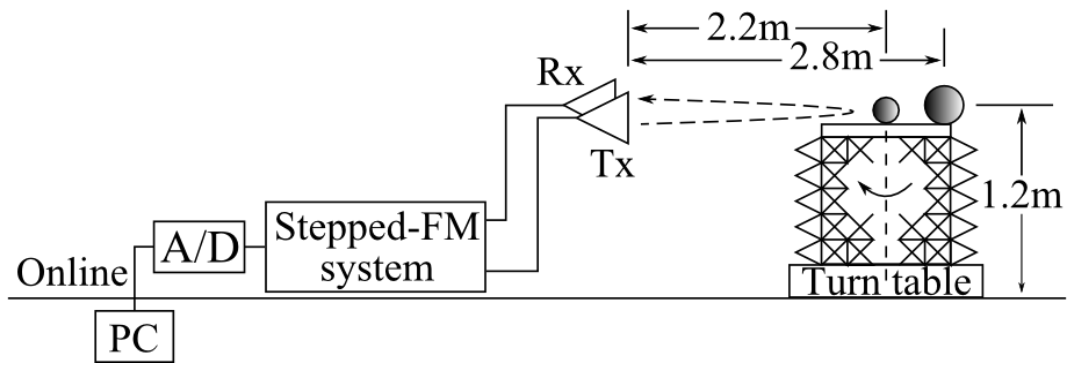
ここで、6.6% (3.276~3.345GHz の 69MHz 帯域) のスペクトルホールに対する試作装置の電力スペクトルをシグナルアナライザ (Agilent : N9010A) を用いて計測した。図 4.13 にその結果を示す。図 4.13 からスペクトルホールを設定した帯域の電力スペクトルはピークに対して 13dB 以下となり、4.2.2 項の計算機シミュレーション結果と同様の傾向を示している。従って、他の無線システムとの共存が可能であると考えられる。

表 4.2 試作装置のシステム諸元

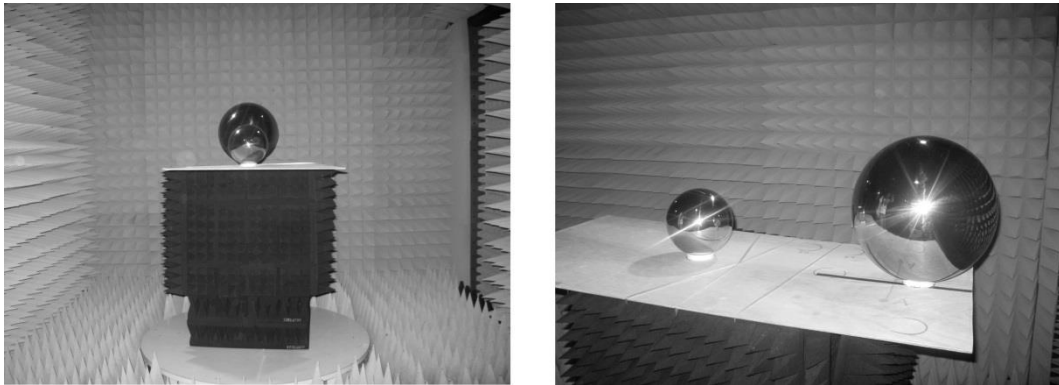
項目	諸元
周波数帯域	3~4GHz
ステップ幅	34.5MHz
ステップ数	30
ステップ周期	10ms
A/D	10kS/s
IDFT 点数	1024
送受信アンテナ	標準ホーン
3dB ビーム幅	45° (E-plane) , 30° (H-plane)
偏波面	垂直—垂直



図 4.11 ステップド FM センサ装置の外観



(a) 実験環境



(b) 実験風景 (左図：正面，右図：側面)

図 4.12 2 目標に対するレンジスペクトル計測

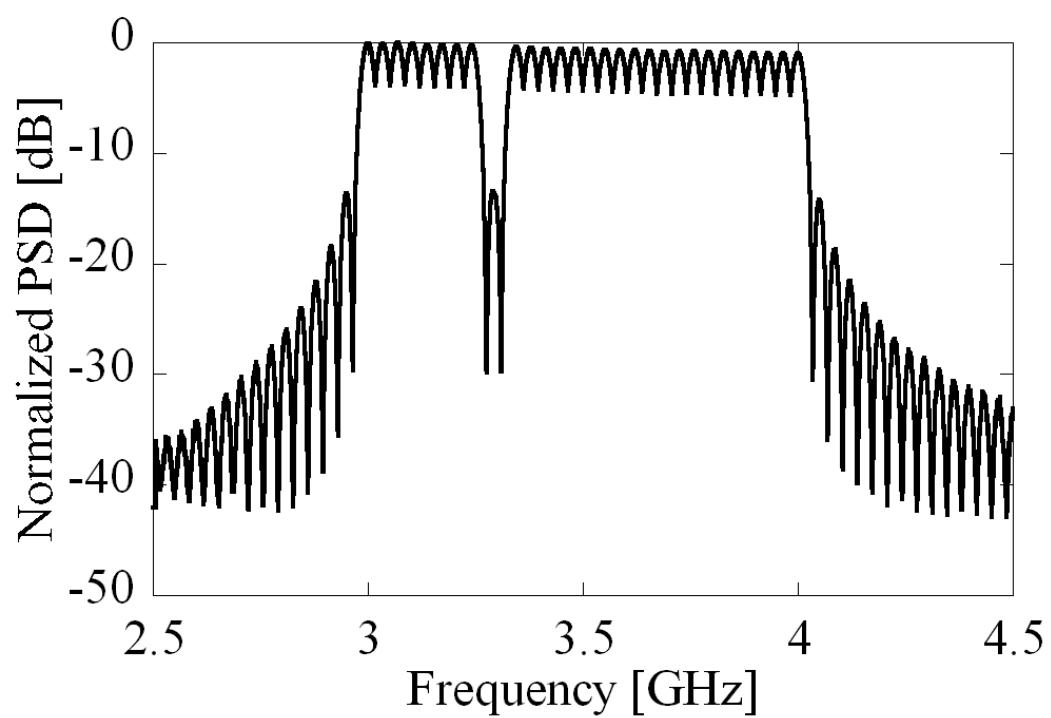
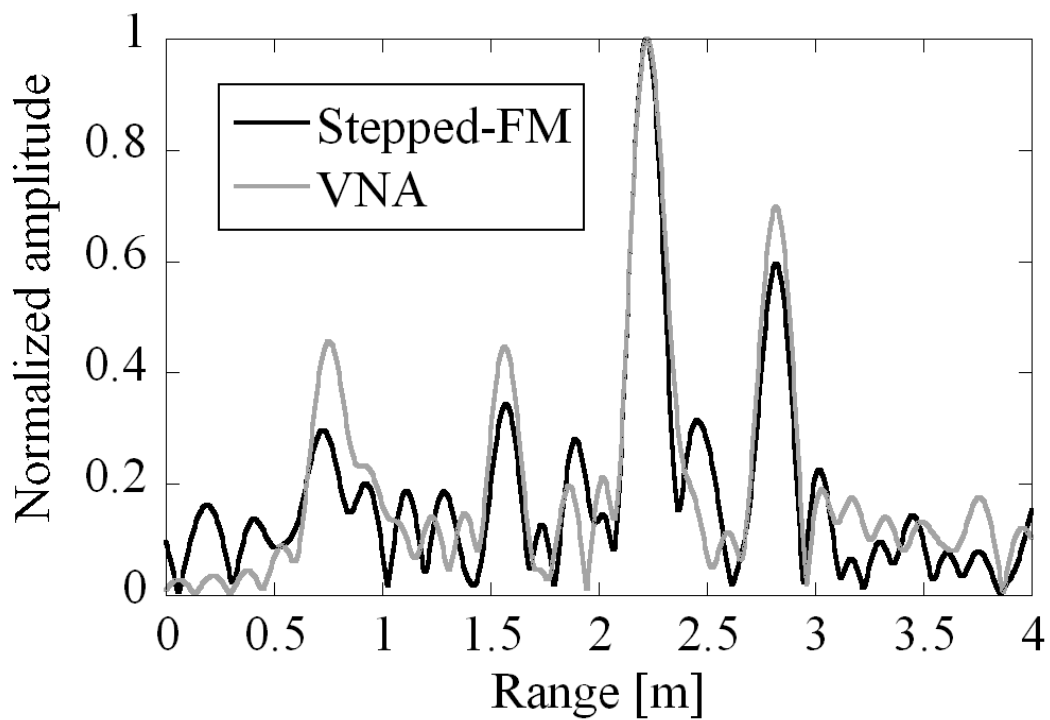


図 4.13 6.6%のスペクトルホールに対する試作装置の電力スペクトル

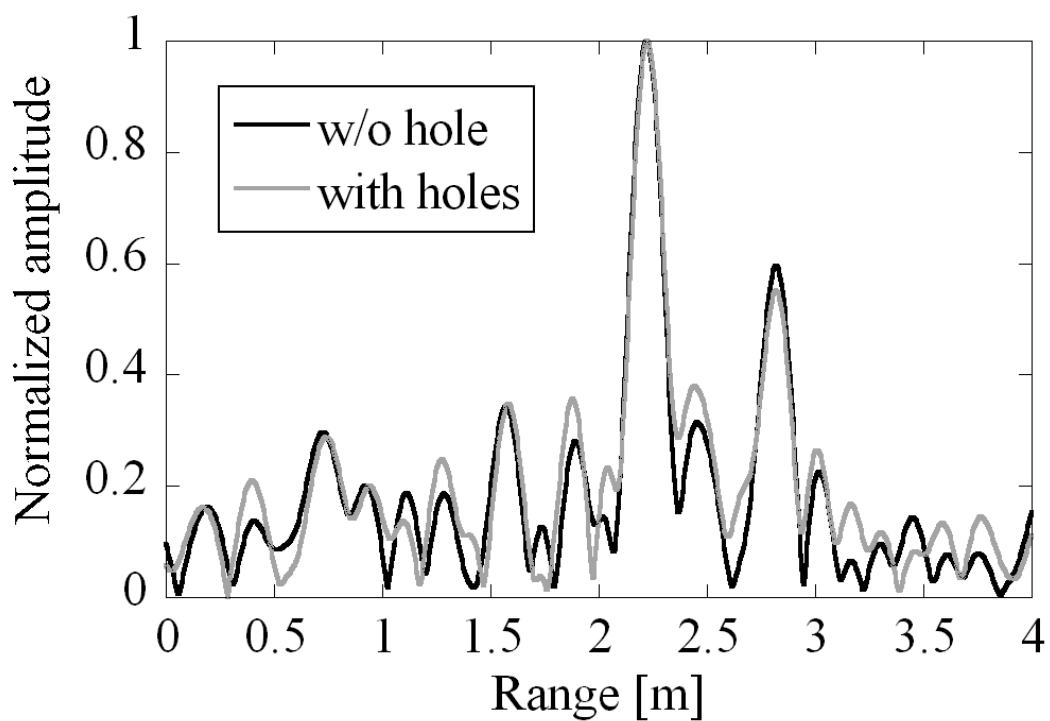
(b) レンジスペクトル特性

図 4.14 に 2 目標に対するレンジスペクトルを示す。また比較の目的でベクトルネットワークアナライザ (VNA : Agilent PNA 8363B) によるレンジプロファイルの計測も行った。なお、VNA の諸元は周波数帯域を 3~4GHz, IFBW を 3700Hz, スweepデータポイントを 1024 ポイントに設定し、時間窓に Minimum 窓を用いた。図 4.14 (b)では 6.6% (3.276~3.345GHz の 69MHz 帯域) に対するレンジスペクトルを示しており、黒線はスペクトルホールがない場合、灰色線はスペクトルホールを設定した場合のレンジスペクトルを示している。図 4.14 から試作装置と VNA の両結果共に二つの大きな反射波を視認でき、二つの球の分離及び測距が可能であることが分かる。また約 0.8m 及び 1.6m に信号が見られるが、これはそれぞれ送受信アンテナ間の回り込み及び土台からの反射波であると考えられる。なお、試作装置と VNA の結果の信号強度が異なるが、これは雑音レベル及び試作装置の実装ロスによる違いと考えられる。また、スペクトルホールによりレンジサイドローブ特性が劣化しており、4.2.2 項(b)の結果と一致している。

次に図 4.12 (a)の測定位置を 0 度とし、上記回転テーブルを 5 度ずつ 180 度回転させたときのレンジスペクトルを計測し、距離が近接した二つの球をどこまで視認できるか検討する。ここで、図 4.15(a)に参考として VNA の計測結果、図 4.15 (b)にスペクトルホールがない場合、図 4.15 (c)に 6.6% (3.276~3.345GHz の 69MHz 帯域) のスペクトルホールを設定した場合のレンジスペクトル鳥瞰図を示す。図 4.15 (a)と図 4.15 (b)から二つの球までの距離が等しくなる 90 度付近を除いて二つの球を分離できており、図 4.15 (a)と図 4.15 (b)の二つの信号の距離の変化が一致していることからその距離も正確に検知できていると考えられる。例えば、回転テーブルの回転に伴い小球と大球の距離が近づき、90 度付近では二つの球の分離ができなくなっている。その後、小球が大球の陰に隠れてしまい信号の分離ができていない。また図 4.15 (c)からスペクトルホールによって局所的なレンジサイドローブが劣化し、特に 170~180 度付近の大球からの反射信号のレンジサイドローブは大きく変化していることがわかる。

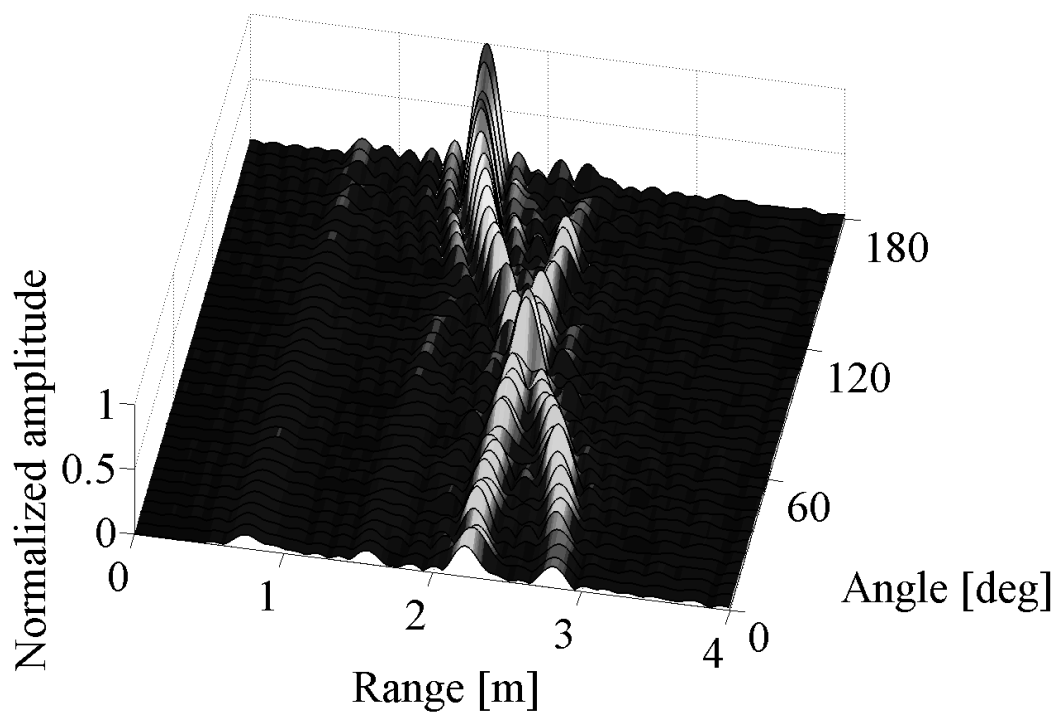


(a) VNA で計測したレンジプロファイルとの比較

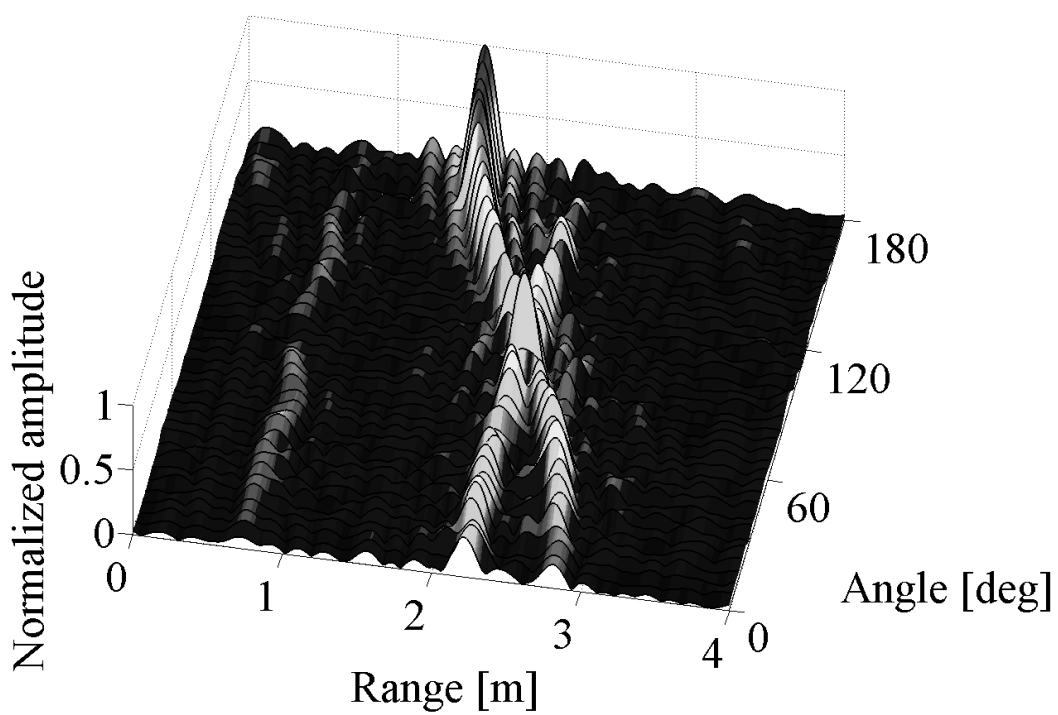


(b) 6.6%のスペクトルホールに対するレンジスペクトル

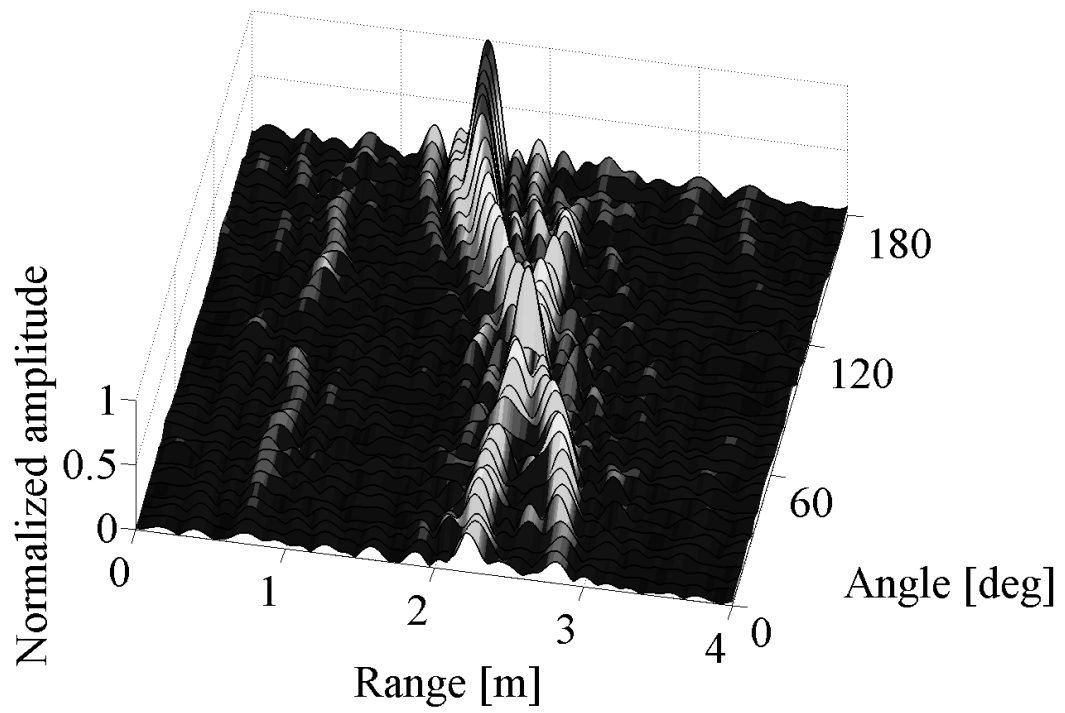
図 4.14 2 目標に対する試作装置のレンジスペクトル



(a) VNA の計測結果



(b) スペクトルホールがない場合



(c) 6.6%スペクトルホールがある場合

図 4.15 2目標に対するレンジスペクトル鳥瞰図

(c) レンジスペクトル補償法

4.2.2 項(b)と 4.3 節(b)で検討したようにスペクトルホールによってレンジサイドローブ特性が劣化し、検知特性が劣化することが考えられる。そこで本節ではスペクトルホールによる特性劣化を補償する手法について検討する。補償法では A/D 変換された I/Q ビデオ信号の相関特性を利用してスペクトルホールによって欠落した部分の I/Q ビデオ信号をその前後の信号を用いた埋め込み操作により補償する。ここで、補償法の概要とフローチャートをそれぞれ図 4.16, 図 4.17 に示す。まず A/D 変換された I/Q ビデオ信号(図 4.16 (a))は次式のように I 信号 $\psi_I(n)$ と Q 信号 $\psi_Q(n)$ の相互相関 $R_{IQ}(k)$ をとる(図 4.16 (b))。

$$R_{IQ}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-k+1} \psi_I(n) \cdot \psi_Q(n+k-1) \quad (k=1,2,\dots,N) \quad (4.5)$$

ここで、目標数が一つの場合では $R_{IQ}(k)$ の相関値が最大となる点(図 4.16 の \hat{k} に相当)で I/Q ビデオ信号の位相が同期する。したがって I/Q ビデオ信号のどちらか一方を \hat{k} シフトさせることによりそれぞれの欠落部を相互に埋め込み補償することができる。本補償法を用いることで図 4.16 に示されるような時間的に I/Q ビデオ信号の振幅が変動する移動物体などに対しても適応的に欠落部の信号を補償することができると考えられる。なお、複数目標物の場合、各目標物の数によって複数の位相同期点(極大値)が出てくるが、本補償法ではその中で信号強度の一番大きな信号を補償することができる。そこで本補償法の有効性を実験的に検討する。ここでは電波案室内で送受信アンテナを向かい合わせた状態で計測を行った。そこで各スペクトルホールの位置に対する γ_{1st} を図 4.18 に、そして γ_{avg} を図 4.19 に示す。なお、参考のためにスペクトルホールがない場合の γ_{1st} 及び γ_{avg} を破線で示す。ここで、スペクトルホールを設定した場合については 4.2.2 項の計算機シミュレーション結果と同様の傾向を示している。図 4.18 から最も改善しているところで γ_{1st} は約 2dB 改善している。また図 4.19 から γ_{avg} も約 3dB と大きく改善している。以上からスペクトルホールの補償によりレンジサイドローブ特性の劣化を改善することが可能であると考えられる。

次に実環境下におけるスペクトルホールの補償の有効性を確認するために図 4.12 と同じ環境において実験を行った。図 4.20 に 6.6% (3.655~3.724GHz の 69MHz 帯域)のスペクトルホールに対するレンジスペクトルを示す。ここで、スペクトルホールがない場合については破線で示す。また図 4.20 (a), 図 4.20 (b), 図 4.20 (c)はそれぞれターネータの角度が 0 度, 45 度, 90 度の結果を表している。図 4.20 から補償によりレンジサイドローブ特性が改善していることが分かる。特に図 4.20 (c)の 3m 付近では補償により約 3dB と大きく改善している。また、図 4.20 (b)の 0.2m 付近など補償によっ

てレンジサイドローブが劣化しているところがあるが、これは暗室内からのマルチパスや受信機雑音によって特性が劣化していると考えられる。次に目標を載せた回転テーブルを回転させたときのレンジスペクトル鳥瞰図を図 4.21 に示す。ここで、図 4.21 (a) は 6.6% (3.655~3.724GHz の 69MHz 帯域) のスペクトルホールを設定した場合、図 4.21 (b)は補償後のレンジスペクトル鳥瞰図を示している。図 4.21 (a)と図 4.21 (b)から補償によって局所的なレンジサイドローブの劣化が改善していることが分かる。例えば 170~180 度付近の大球からの反射信号の近傍のレンジサイドローブは最大で約 1.4dB 改善している。したがって、本補償法は実環境においてもスペクトルホールによる特性劣化の改善のために有効であると考えられる。

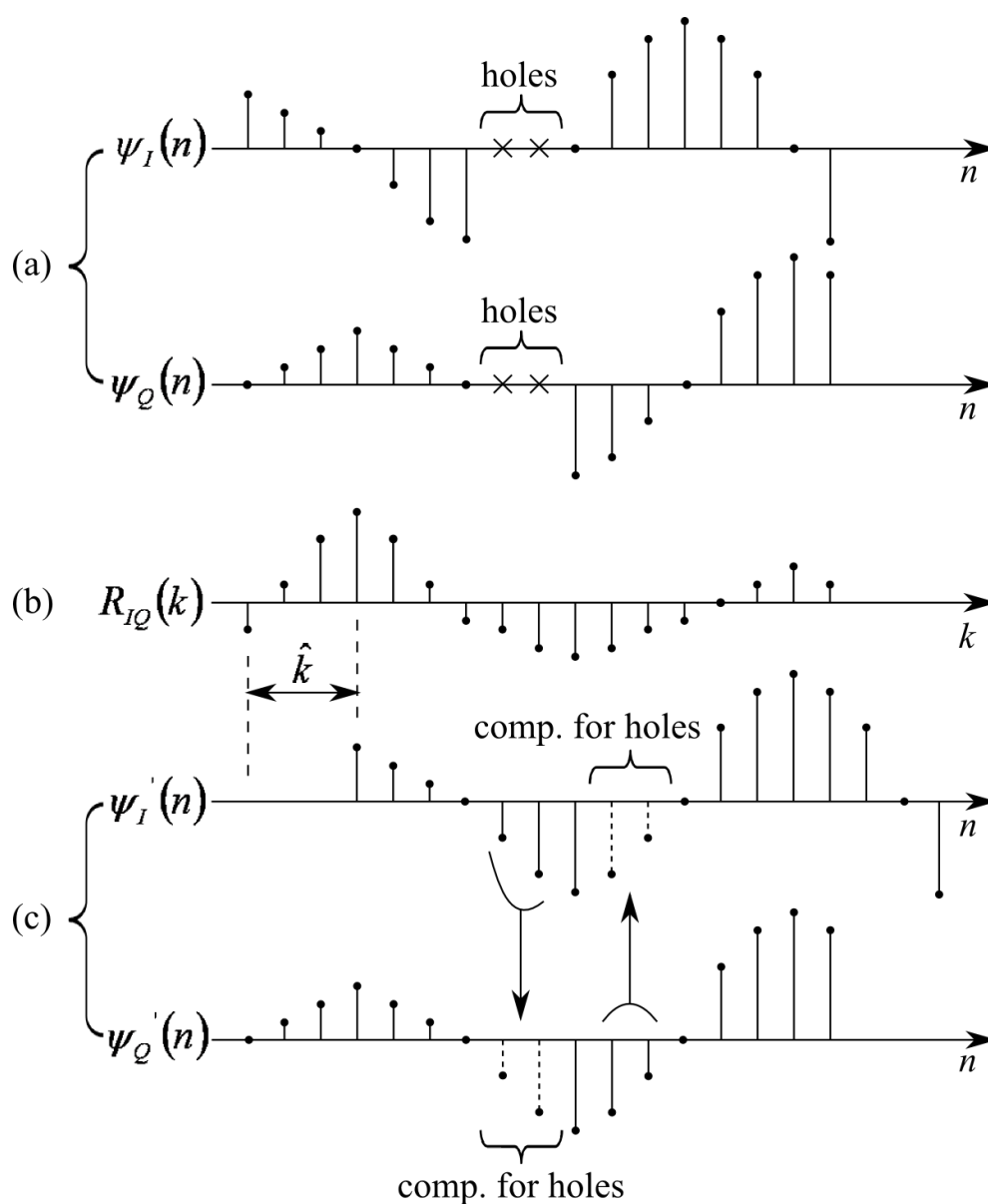


図 4.16 I/Q ビデオ信号の相互相関を用いたレンジスペクトル補償法

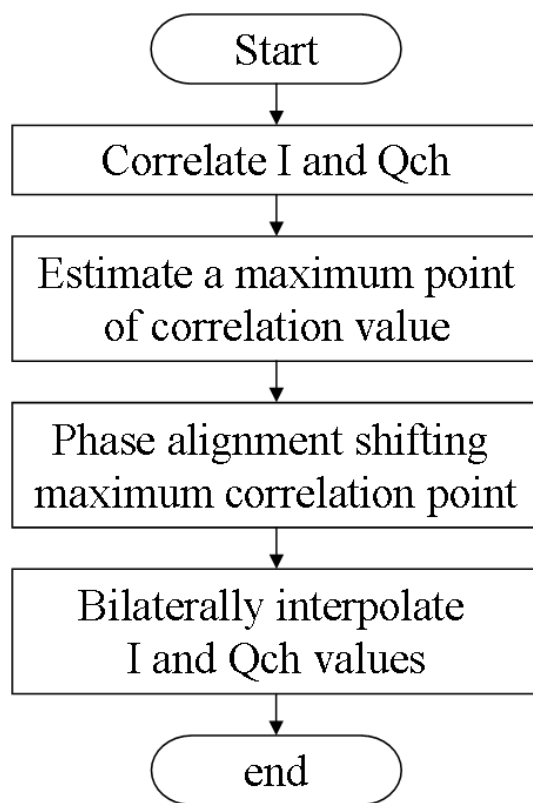


図 4.17 レンジスペクトル補償法のフローチャート

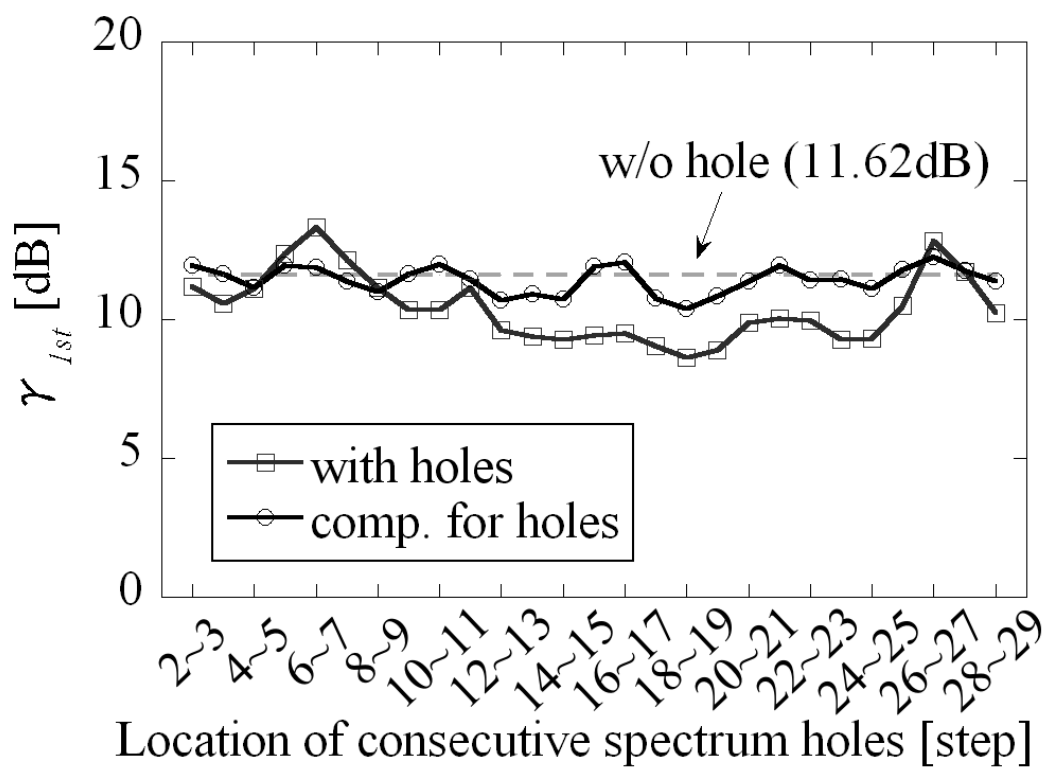


図 4.18 スペクトルホールの位置に対する γ_{1st}

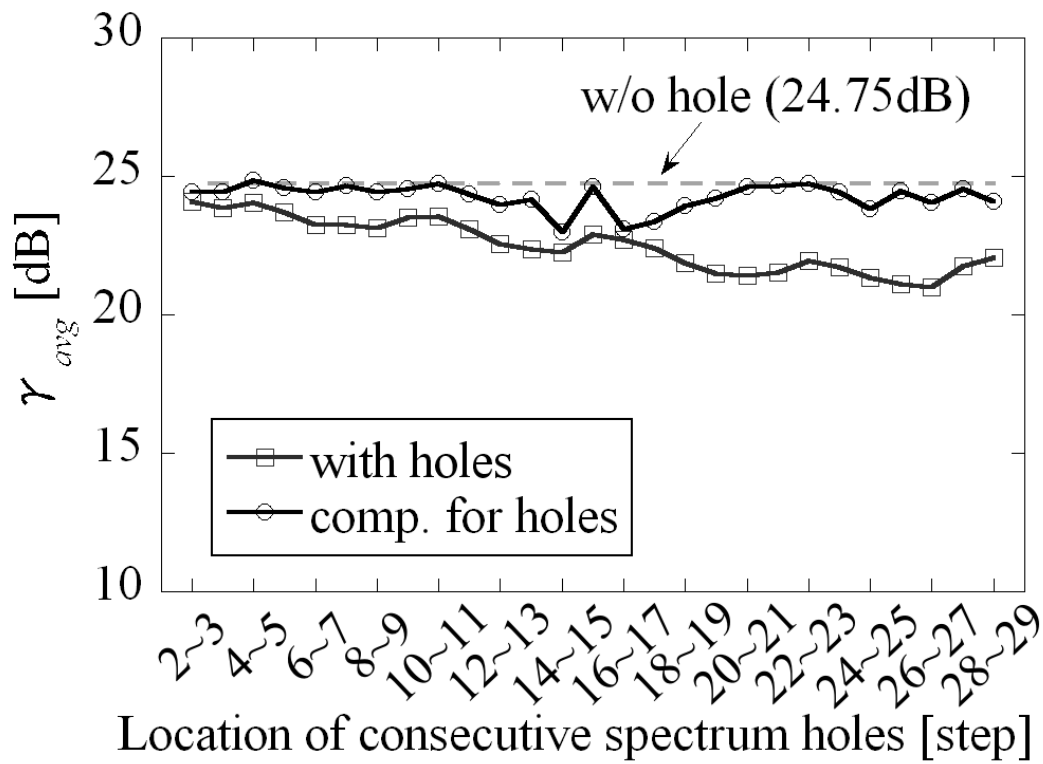
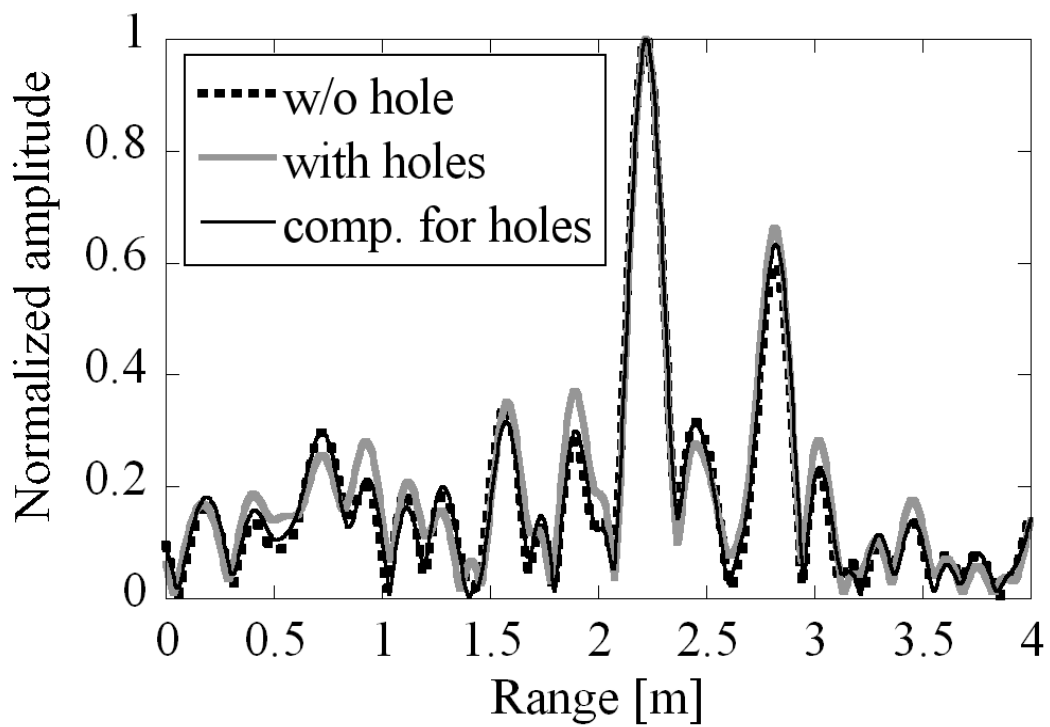
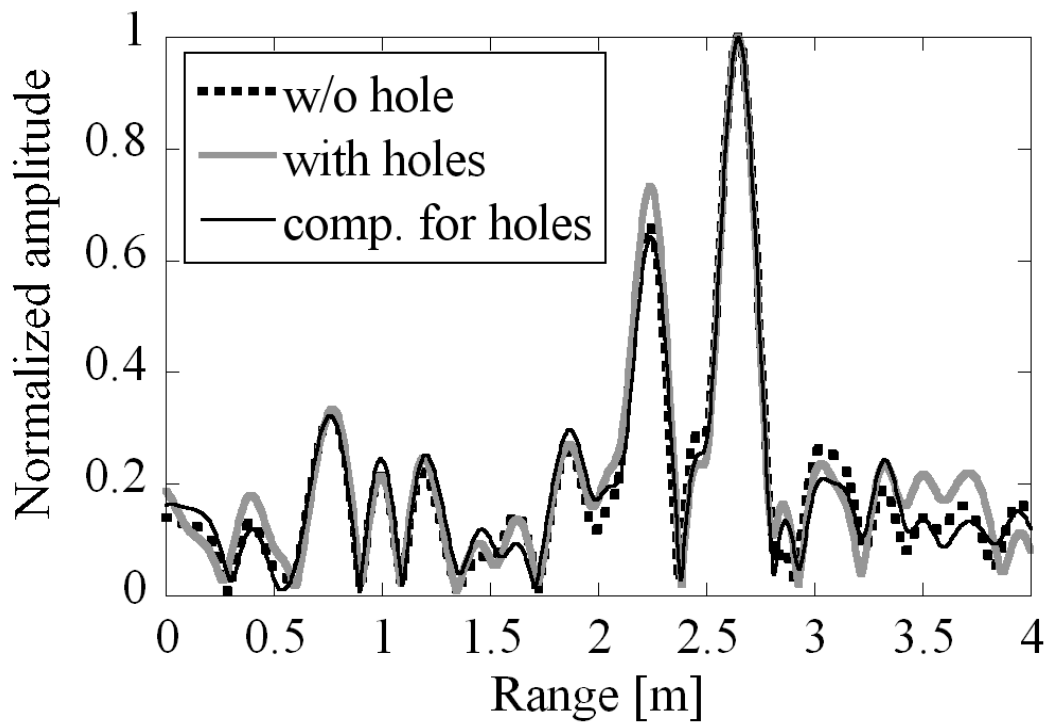


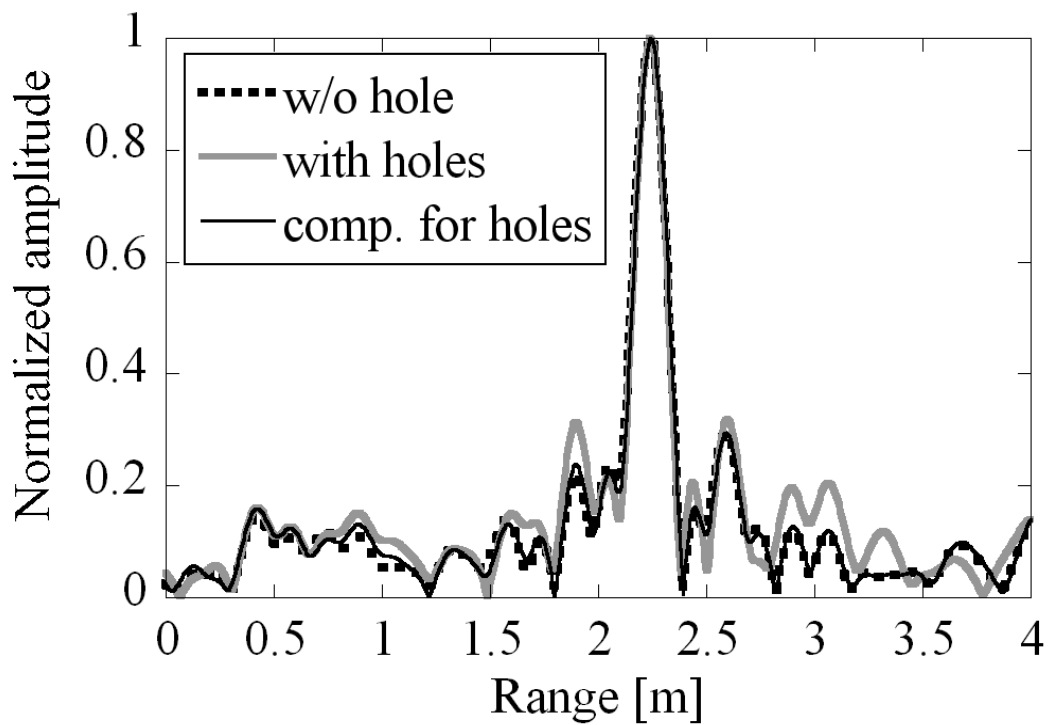
図 4.19 スペクトルホールの位置に対する γ_{avg}



(a) 角度 : 0°

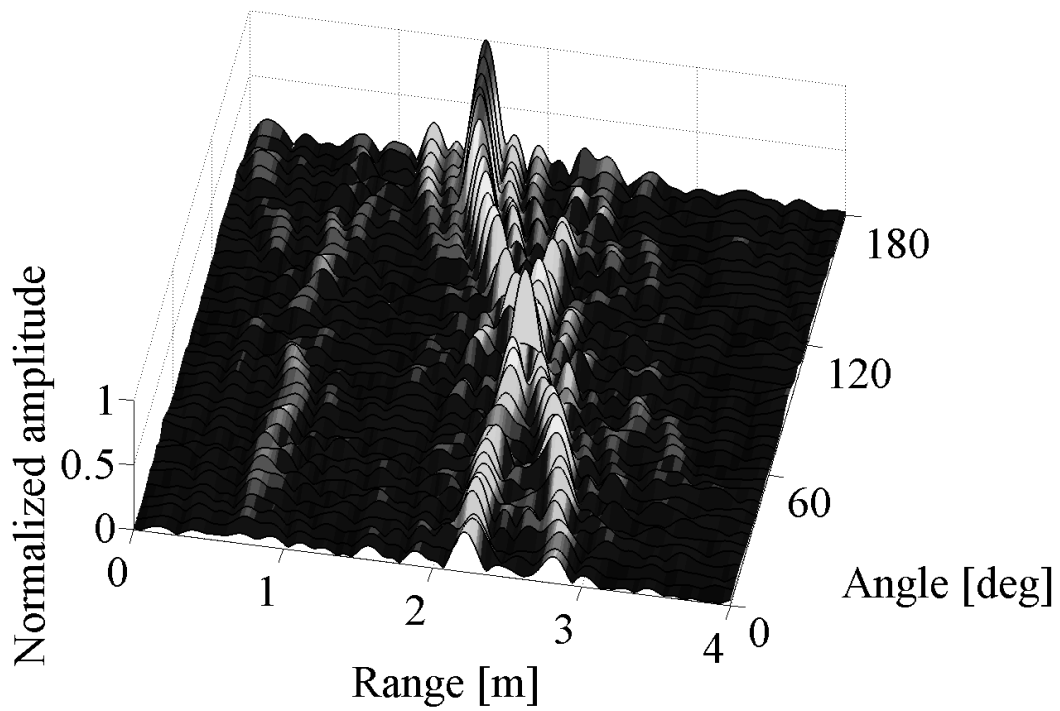


(b) 角度 : 45°

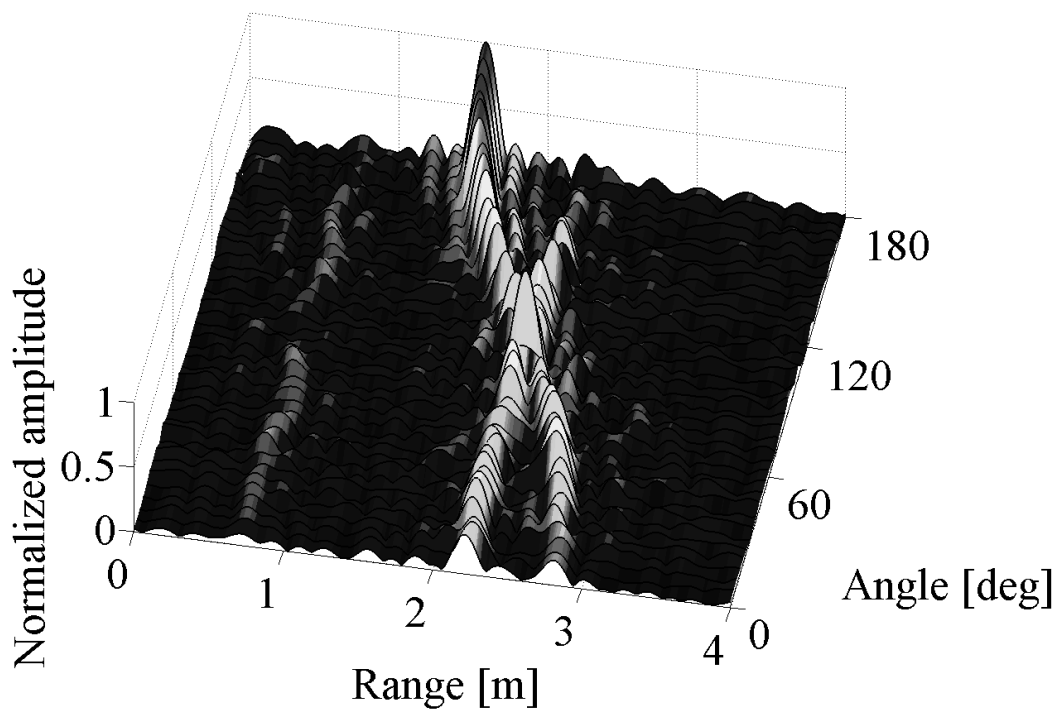


(c) 角度 : 90°

図 4.20 2 目標に対する補償後のレンジスペクトル



(a) 6.6%スペクトルホールがある場合



(b) 補償後 (6.6%スペクトルホールがある場合)

図 4.21 2目標に対する補償後のレンジスペクトル鳥瞰図

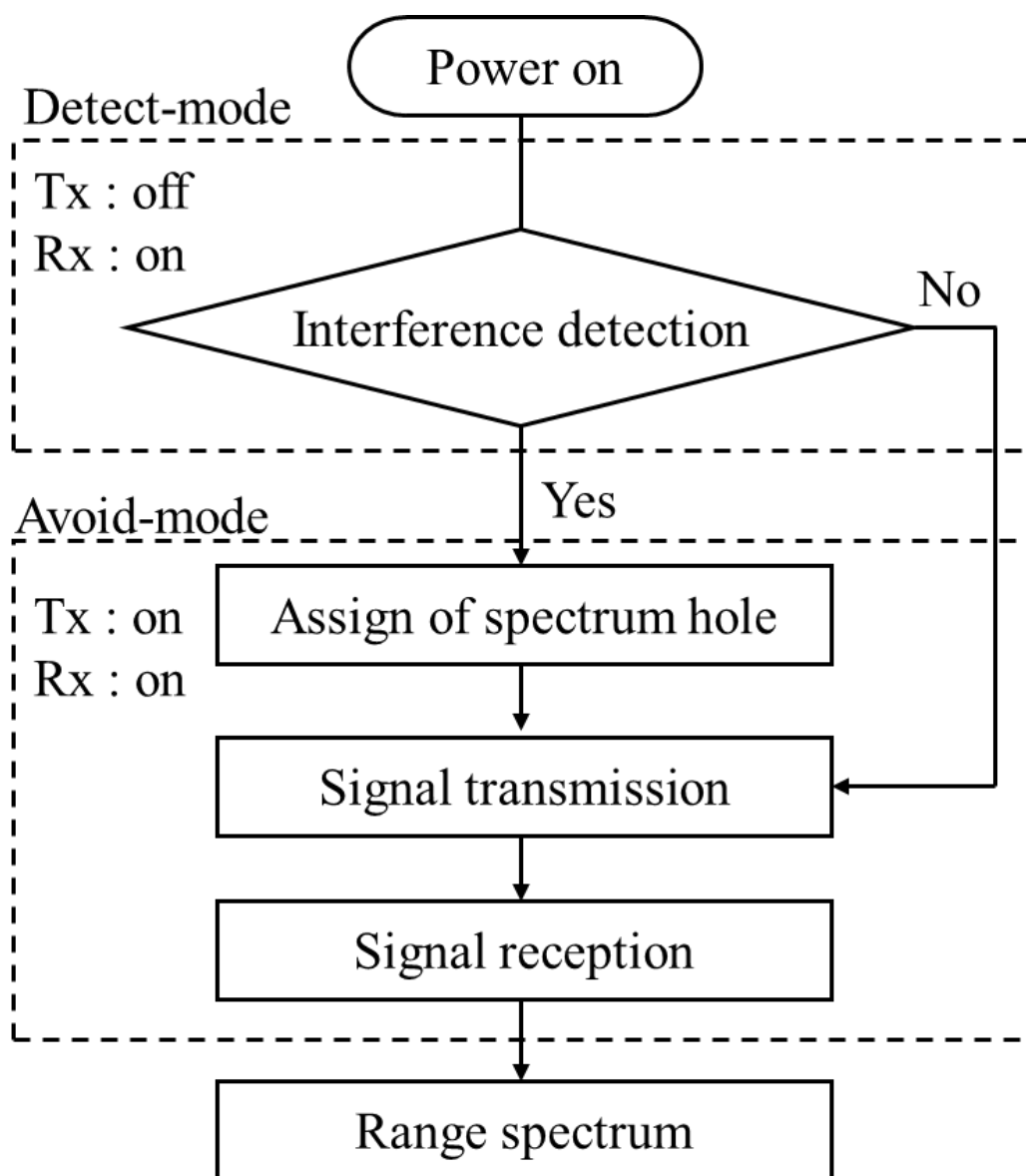
4.4 干渉検知・干渉回避技術

UWB ローバンド (3.4~4.8GHz) を用いた無線システムの実用では既存または将来の無線システムへの干渉を避けるために電波法により送信出力が制限されており, DAA 機能の有無により -41.3dBm/MHz または -70dBm/MHz 以下と指定されている[4-6]. そこで本節ではステップド FM センサの DAA 機能について説明する. また提案手法の干渉検知の特性について実験的に検討する.

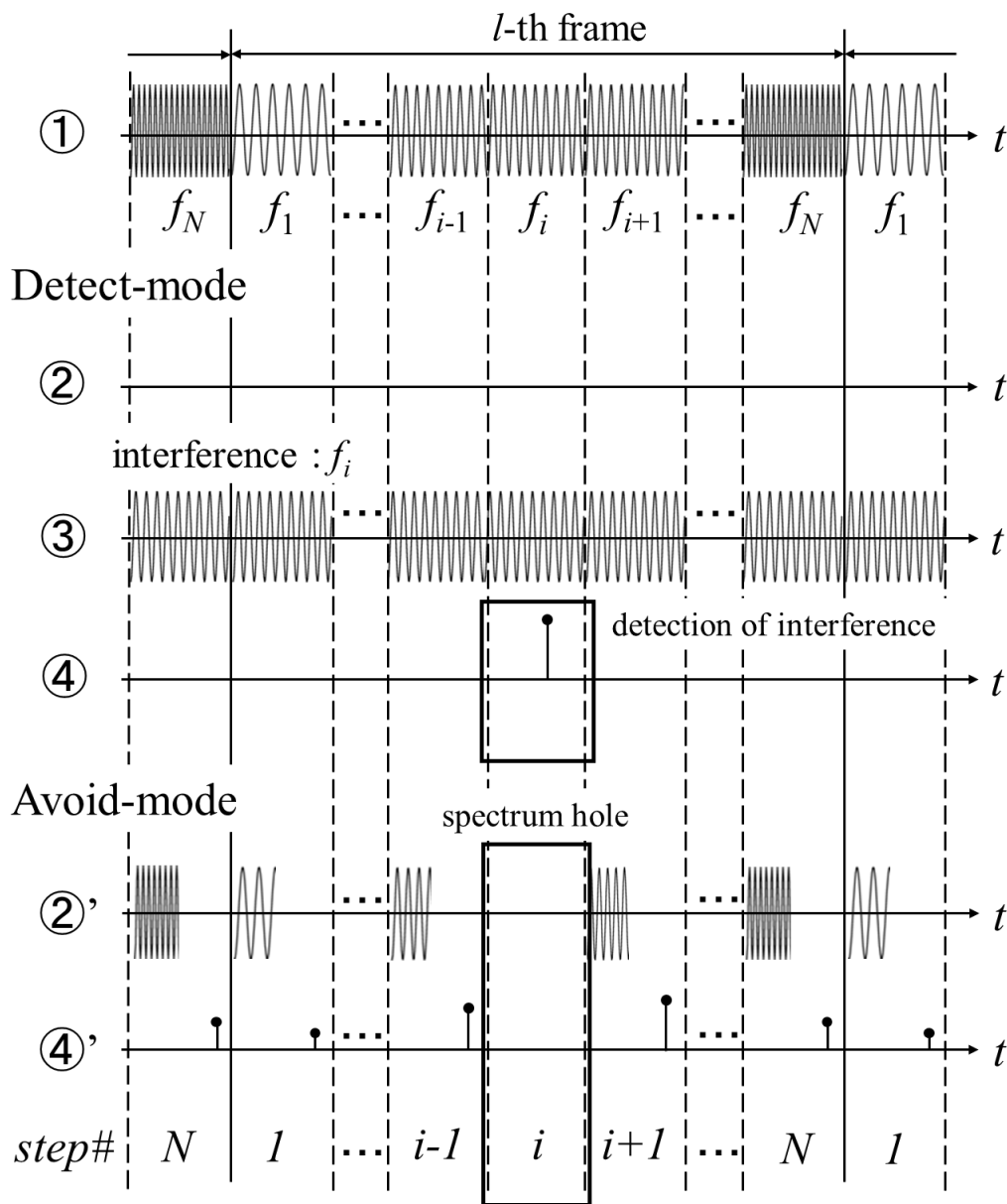
4.4.1 干渉検知・干渉回避処理の方法

ステップド FM センサが備える DAA 処理の概要を図 4.22 に示す. なお, 図 4.22 (b) と図 4.1(a)中の丸数字はそれぞれ対応している. ここで, パッシブ状態で干渉信号を検出している. すなわち送信を止めた状態 (検知モード) では干渉信号だけが各ローカル信号と位相検波される. 従ってその IQ 出力から受信電力情報を算出し, 閾値判定により干渉信号を検知することができる. 例えば, i 番目のステップパルスの帯域と干渉信号周波数が重なった場合には干渉信号電力が出力される (図 4.22 (b)-④).

一方, 干渉信号の回避部 (回避モード) では, 検知モードで干渉信号が出力された当該ステップ前後に亘ってスペクトルホールを設定する (図 4.22 (b)-②'). これにより当該干渉信号への与・被干渉を回避しながらセンサを運用することができる.



(a) フローチャート



(b) 各ブロックにおける信号の状態

図 4.22 DAA 処理の概要

4.4.2 干渉検知の実験的検討

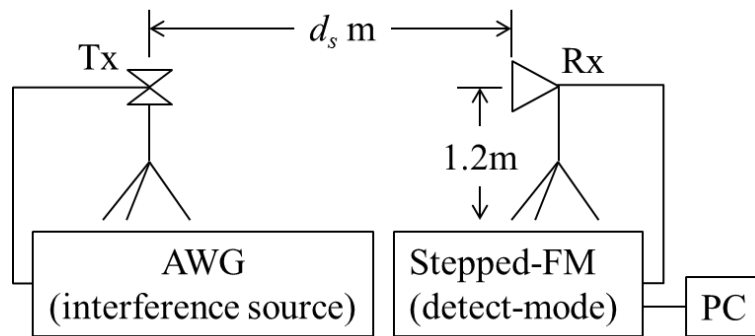
本項では、ステップド FM センサの干渉信号検知特性に関して実験的に検討する。ここでは試作したステップド FM センサ装置（二次試作）および干渉信号源として任意信号発生器（AWG : Tektronix AWG7121B）を用いており、試作装置の諸元と外観および実験環境をそれぞれ表 4.3, 図 4.23 に示す。実験では信号発生器から送信される干渉信号を試作装置の検知モードで計測した。ここで、干渉信号の送信アンテナ（バイコニ

カルアンテナ：-2dBi) と試作装置の受信アンテナ間の距離 d_s を変化させており、干渉信号は表 4.4 の諸元で示される QPSK 信号と IEEE802.11a 規格に準拠した OFDM 信号 [4-15]をそれぞれ用いて中心周波数が試作装置のステップ周波数と一致するように変化させながら 100 回 (周波数ステップ数) の計測を行った。なお、本研究では受信機内 RF フロントエンドの線形動作範囲内での干渉信号を想定している。

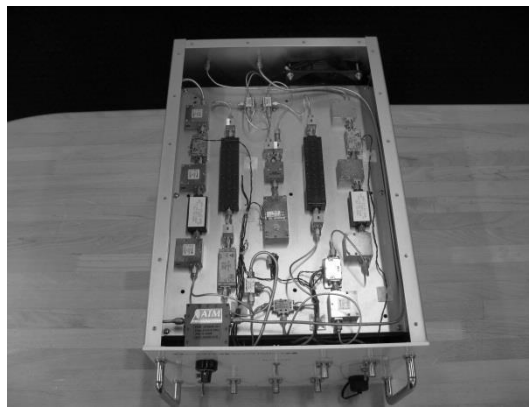
図 4.24 に中心周波数が 3.8GHz の QPSK 干渉信号を送信した場合のステップド FM センサの検知モード出力の例を示す。ここで、出力は雑音の平均値で正規化しており、参考として干渉信号が無い場合 (雑音) の検知モード出力についても示している。図 4.24 から 3.8GHz を中心に複数ステップに亘って大きな出力が確認でき、閾値処理によって干渉信号を検知することができると考えられる。なお、干渉信号に対する検知モード出力が比較的大きな帯域幅をもっているがこれはステップド FM センサ装置の受信帯域幅によるものである。次に、干渉信号の送信アンテナと試作装置の受信アンテナ間の距離に対する検知率を図 4.25 に示す。ここで、閾値は干渉信号の無い場合の検知モード出力 (雑音レベル) に対する誤検知率 P_{fa} がそれぞれ $P_{fa}=10^{-1}$, 10^{-2} , 10^{-3} , 10^{-4} 以下となるように設定した。なお、図 4.25 の横軸は干渉信号源とセンサ装置の送受信間距離 d_s であるが、例えば $d_s=1\text{m}$ のときのステップド FM センサの位相検波後の干渉対雑音電力比は約 6dB である (本センサ装置の入力端の平均電力では-85dBm に相当)。図 4.25 から d_s が小さくなるにつれて検知率が大きくなることが確認でき、例えば $d_s=1.5\text{m}$ では $P_{fa}=10^{-4}$ に設定しても 90%以上の検知率が得られる。なお、干渉信号の周波数はセンサのステップ周波数と一致するとは限らないが、当該信号の周波数とステップ周波数との残差の周波数で変調された IQ 信号が出力されるため当該周波数に隣接するステップ周波数に亘って検知モード出力が得られる。

表 4.3 二次試作装置のシステム諸元

項目	諸元
基本周波数	3.5GHz
ステップ幅 Δf	10MHz
ステップ数 N	100
フレーム周期	0.08s
AD	100KS/s
アンテナ 3dB ビーム幅 偏波面	広帯域ホーン (8.3dBi) 60° (E-plane), 45° (H-plane) 垂直



(a) 実験環境

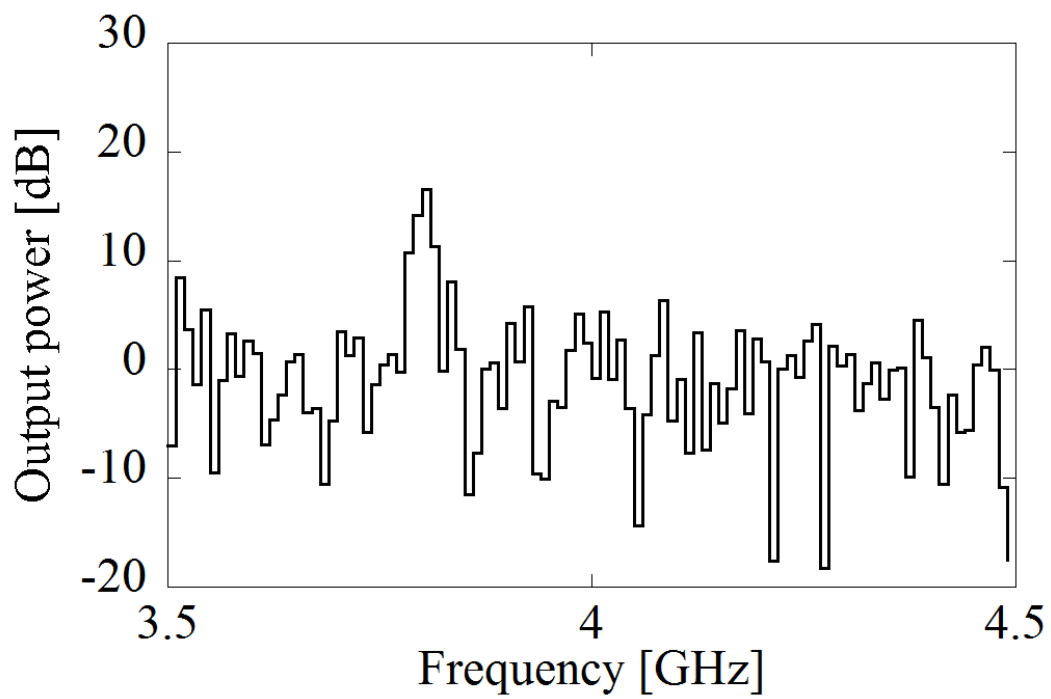


(b) ステップド FM センサ装置の外観（二次試作）

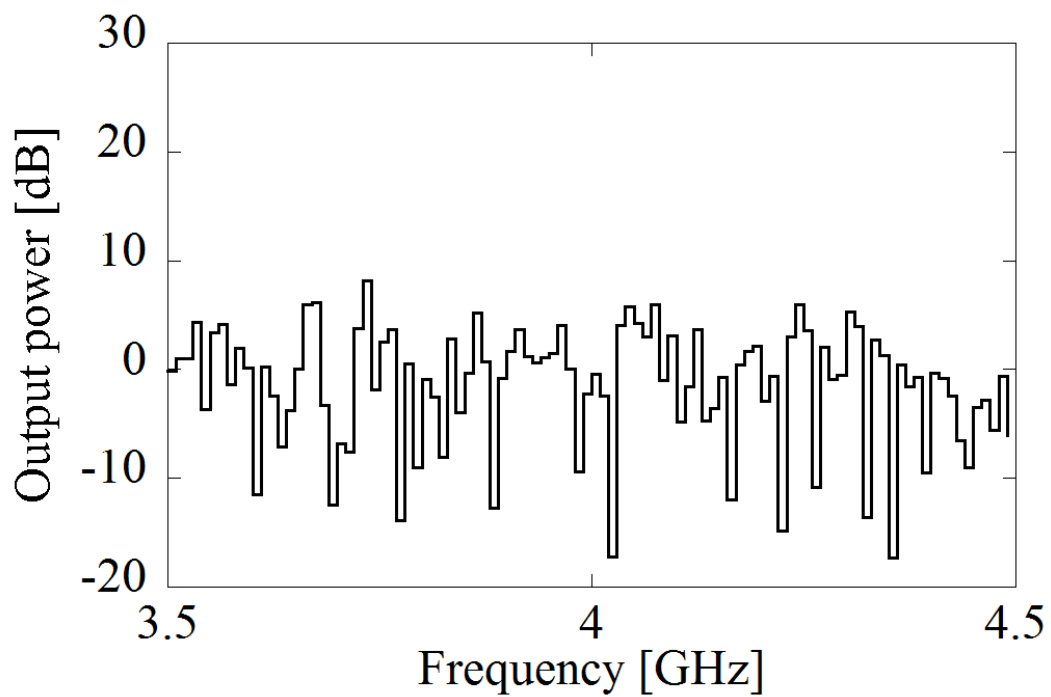
図 4.23 干渉信号検知の実験

表 4.4 干渉信号の諸元

項目	諸元	
	QPSK	OFDM
干渉源の通信方式	QPSK	OFDM
シンボル長	0.3 μ s	4 μ s
Duty 比	1	1
Subcarrier 数	—	52
1 次変調方式	—	BPSK

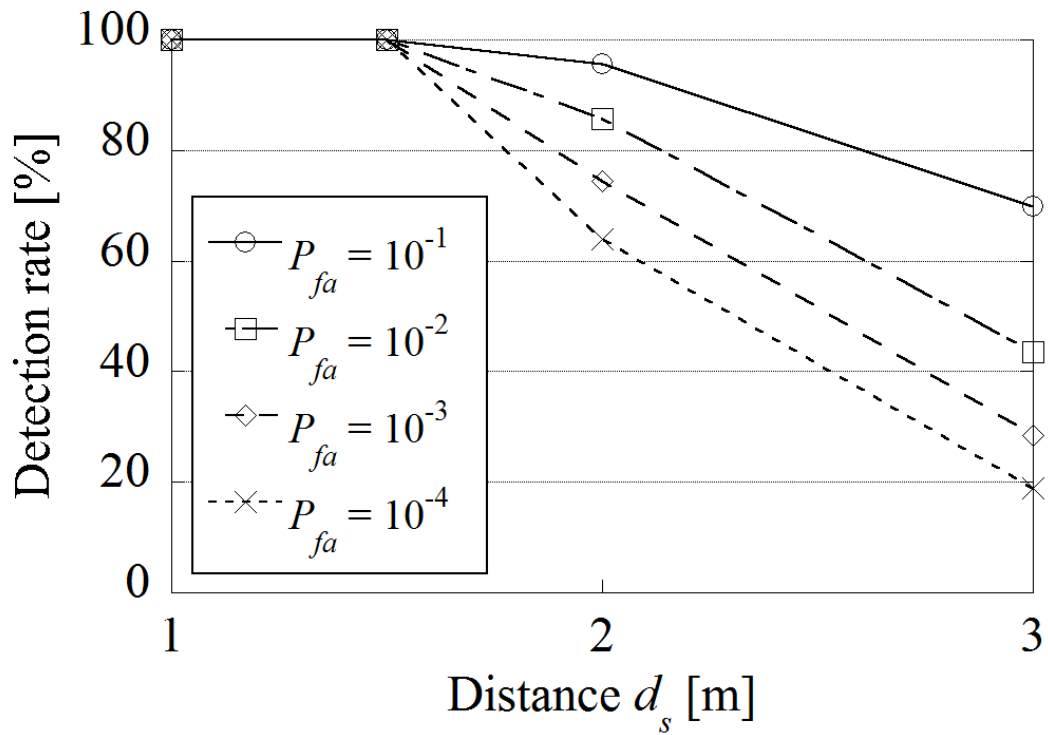


(a) 干渉信号がある場合

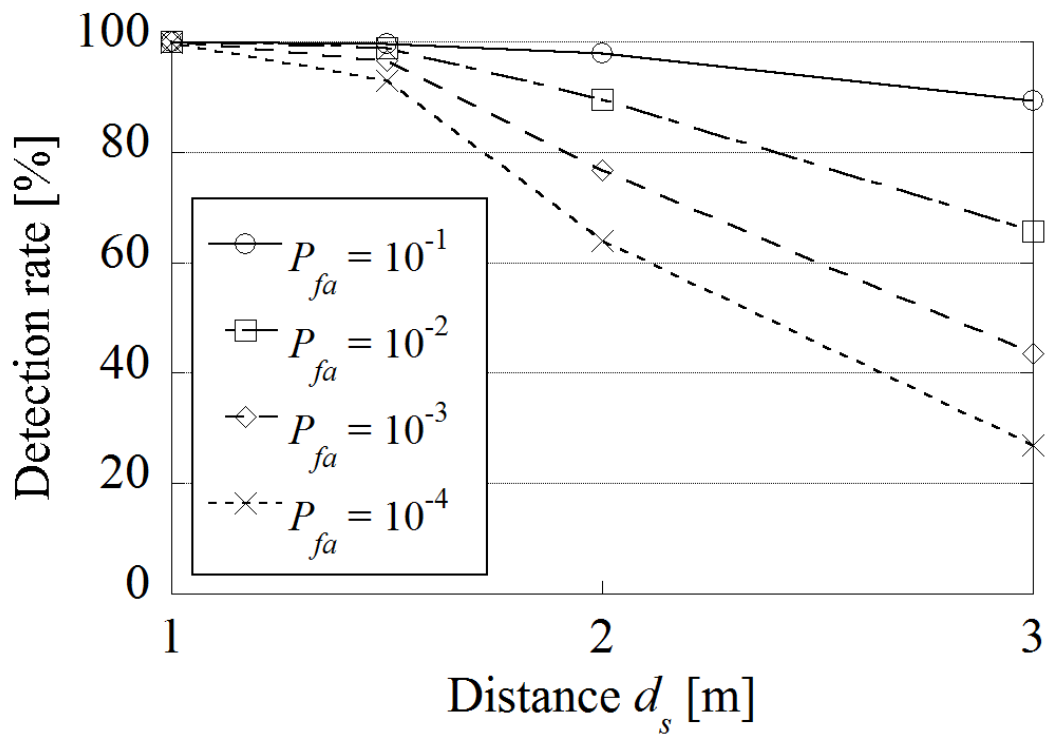


(b) 干渉信号がない場合

図 4.24 検知モード出力の例



(a) QPSK



(b) OFDM

図 4.25 干渉信号の検知特性

4.5 結言

本章では超広帯域・高速デバイスを必要とせず、また既存または将来の無線システムとの共存が可能な DAA 機能を内在したステップド FM 方式による UWB 無線センサを提案した。ステップド FM 方式は周波数を段階的にステップさせた狭帯域パルス列を送信するため他の無線システムへの干渉を避けて帯域を確保することが可能であり（スペクトルホール）、その有効性について干渉検知特性も含めて計算機シミュレーション及び試作装置を用いた実験により検討し、その結果以下のことについて確認した。

- ✓ ステップド FM 方式は周波数が段階的にステップした狭帯域パルス列を送信するため個々のパルスの周波数スペクトルの形状は鋭いため一括合成後の電力スペクトルは UWB-IR の電力スペクトルに対してロールオフ率が非常に小さく、周波数利用効率が高い。
- ✓ スペクトルホールを設定した帯域はスペクトルホールを設定していない帯域に対して電力スペクトルを大きく抑圧することができ（ピーク値に対して 13dB 以下）、他の無線システムとの共存ができる。
- ✓ 低速な A/D 変換器（試作装置では 10~100KS/s）で UWB-IR 方式のような高距離分解能を実現でき、またスペクトルホールによる距離方向の信号強度分布（レンジスペクトル）の距離分解能の劣化は比較的小さい。
- ✓ スペクトルホールによってレンジスペクトルのレンジサイドローブ特性が劣化し、その劣化の度合いはスペクトルホールを設定する帯域の位置及びスペクトルホール（周波数ステップ）の数に依存する。
- ✓ スペクトルホールによるレンジサイドローブ特性の劣化を補償する方法を提案し、その有効性についても実験的に検討した。その結果、提案した補償法によって特性劣化が改善することを確認した。
- ✓ UWB 無線センサの実用化に重要な DAA 機能について、ステップド FM 方式の DAA 処理方法を提案した。その結果、本センサは新たなハードウェアを付加することなく信号処理のみで干渉信号を検知できることを確認した。

以上のように、本センサは従来の UWB 無線センサが抱える各種課題を解決できることを確認した。本提案センサ方式から得られるセンシング情報は基本的に従来の UWB

無線センサと同じであり，その応用分野についても同様にホームセキュリティセンサ，医療分野における小型呼吸監視センサ，介護施設用の高齢者状態監視センサなど多岐に亘る．そこで，第5章では本センサの多様な応用分野の内からアプリケーションとして屋内侵入者検知センサを挙げ，その実用化を目指した検討を行う．

第4章 参考文献

- [4-1] 東桂木謙治, 中畑洋一朗, 松波勲, 梶原昭博, “超広帯域無線を用いた呼吸監視特性について,” 電学論 (C), vol.129, no.6, pp.1056-1061, June 2009.
- [4-2] M. Otsu, R. Nakamura, and A. Kajiwara, “Elderly-care Monitoring Sensor Using Stepped-FM UWB Scheme,” Proc. of 2012 IEEE Sensor Application Symposium (SAS2012), pp.151-154, Brescia, Italy, Feb. 2012.
- [4-3] G. Ossberger, T. Buchegger, E. Schimback, A. Stelzer, and R. Weigel, “Non-invasive Respiratory Movement Detection and Monitoring of Hidden Humans using Ultra Wideband Pulse Radar,” Proc. of IWUWBS, FA3-4, pp.395-399, April 2004.
- [4-4] 大野光平, 井家上哲史, “UWBの周波数共存問題におけるDAA技術に関する一検討,” 信学技報, WBS2006-29, pp.31-36, Oct. 2006.
- [4-5] 滝沢賢一, 山口博久, 望月拓志, 清水達也, 盧鋒, “超広帯域無線システム用DAAに関する信号検出性能評価(その2),” 信学技報, WBS2009-24, pp.99-104, July 2009.
- [4-6] Electronic Communications Committee (ECC), ECC REPORT 120, “Technical requirements for UWB DAA (Detect and Avoid) devices to ensure the protection of radiolocation services in the bands 3.1-3.4GHz and 8.5-9GHz and BWA terminals in the band 3.4-4.2GHz,” Kristiansand, June 2008.
- [4-7] D. R. Wehner, “High-Resolution Radar,” Artech House, pp.197-255, 1995.
- [4-8] 原 照幸, 関口高志, 千葉 勇, 和高修三, “ドップラー周波数の影響を受けない合成帯域レーダ,” 信学論(B), vol.J89-B, no.7, pp.1131-1140, July. 2006.
- [4-9] 梶原昭博, “自動車衝突警告用ステップド FMパルスレーダ,” 信学論(B), vol.J81-B-II, no.3, pp.234-239, Mar. 1998.
- [4-10] 福島智恵, 山岡建夫, “合成帯域レーダにおけるレンジプロファイル計測,” 信学論(B), vol.J89-B, no.6, pp.999-1006, Jun. 2006.
- [4-11] M.I. Skolnik, Radar Handbook (second edition), McGraw-Hill, New York, 1990.
- [4-12] 佐々木重信, 日馬拓海, 周杰, 松村正吾, 菊池久和, “DS-UWB 伝送における狭帯域干渉とジッタの影響について,” 信学技報, WBS2003-14, pp25-30, May 2003.
- [4-13] 三瓶政一, デジタルワイヤレス伝送技術, (株)ピアソン・エデュケーション, 2002.
- [4-14] I. Gladkova, and D. Chebanov, “Suppression of Grating Lobes in Stepped-Frequency Train,” IEEE Radar Conference, pp. 371-376, Arlington, May. 2005.
- [4-15] 守倉正博, 久保田周治, 802.11 高速無線 LAN 教科書, 株式会社インプレス, 2005.

第5章 超広帯域無線センサによる屋内侵入者検知

5.1 緒言

近年，屋内侵入者による被害が増加し，一般家庭でもセキュリティセンサへの関心が大きくなっている．これまで赤外線や画像，電波が利用されているが赤外線や画像は見通し内（LOS）の動きの検知を基本としている[5-1]．一方，電波を用いたセンサはその透過性により見通し外（NLOS）での検知も可能である[5-2]-[5-5]．文献[5-2]では到来するテレビ放送波を屋内に設置したアンテナで受信し，その信号強度変動から動体の有無を検出している．また文献[5-3]では屋内の一室に送信アンテナと受信アレーアンテナを離して配置し，その伝送路の固有ベクトルの変動を基に動体の有無を検出する手法が提案されている．しかしながら，これらの手法は送受信アンテナが離れているためセンサから導体までの距離を推定することは困難である．また，マルチパスに優れた UWB 無線センサが提案され，その有効性が実験的に検討されている[5-4]，[5-5]．ここでは送受信アンテナを互いに対向させて（バイスタチック配置），ネットワークアナライザ（VNA）を用いて計測した電力遅延プロファイル（透過波や1回反射波）を利用して屋内への侵入者を検知している．しかしながら，その送受信アンテナの配置から侵入者の距離情報を推定することが難しく，例えば訪問者など建屋への接近者と侵入者との分離識別が難しい．

本章では第4章で提案したステップド FM 方式を用いた UWB 無線センサによる屋内侵入者検知センサシステムを提案し，試作装置により住宅で実験を行い，その有効性について検討している．提案するセンサは無指向性アンテナを屋内の中央付近に設置し（モノスタチック配置），周囲の変化や動きとその距離情報を検出している．ここでは，文献[5-5]と同様にレンジスペクトルの変化から侵入者の有無を検知するが，送受信アンテナをモノスタチックに設置しているためアンテナを中心とした同心円上の動点までの距離が検知でき，それを追跡することで侵入者の移動に対する距離情報（以下，動点情報）の推定が可能である．従って，訪問者などと侵入者との分離・識別が可能となり，誤検知を改善することができる．また，送受信アンテナを中心に任意の半径ゾーン（同心円監視領域）を複数設定し，動点情報から各ゾーンへの接近や通過を検出することにより，例えば‘注意’，‘危険’，‘侵入’など段階的な警報レベルを設定することも期待できる．以上のように動点情報を追跡することによって侵入前検知または早期警報が期待できる．

5.2 節では提案手法の侵入者検知方法について説明する．5.3 節では提案手法の基本的

な侵入者検知および同点情報推定特性を検討するために実験を実施し、その実験概要と結果について説明する。さらに 5.4 節では提案するセンサの実用化を目指した実証実験を行い、そのリアルタイムゾーン侵入検知特性について議論している。

5.2 侵入者検知方法

本センサでは任意の時間間隔で得られる瞬時レンジスペクトルを観測し、屋内が無人状態の場合の静的なレンジスペクトルとそれぞれ比較することで侵入者の有無を検知する。図 5.1 に屋内に 1 人の人間がいる場合と無人状態の場合のレンジスペクトルの例を示す。ここで、図 5.1 は帯域合成後の帯域幅が 500MHz ($\Delta f=5\text{MHz}$, $N=100$) のレンジスペクトルを示しており、1 人の人間がいる場合についてはモノスタチック配置されたアンテナから見通し内で 2.9m の距離にいるときのレンジスペクトルを示している。図 5.1 から人がいる場合は無人状態と比較して人がいる 2.9m 以降においてレンジスペクトルに比較的大きな変化が表れていることがわかる。これは人がいる距離以降に相当する電波が人体によって遮断または反射されたためである。そこで、次式のように静的なレンジスペクトル $R_0(\phi)$ と瞬時レンジスペクトル $R_i(\phi)$ を差分することで、その瞬時におけるアンテナからの距離に対する物理的な変化情報 $\Delta R_i(\phi)$ (以下、差分スペクトル) を抽出する。

$$\Delta R_i(\phi) = |R_i(\phi) - R_0(\phi)| \quad (5.1)$$

ここで、図 5.1 に示したレンジスペクトルに対する差分スペクトルを図 5.2 に示す。図 5.2 から人がいる 2.9m 付近で比較的大きな変動が視認できる。また、3.2m 以降の距離においても比較的大きな変動がいくつか現れているが、これはマルチパスの変動である。従って、任意の閾値によって初めて差分強度が閾値を超えた距離を検出することで、物理的変化の起きた距離(動点)を推定することができると考えられる。また、その距離を逐次観測および追跡することによって移動物体の動点情報を推定し、予め設定したゾーンへの接近や通過を検出することが期待できる。ここで、図 5.3 にアルゴリズムのフローチャートを示す。なお、図 5.3 では説明のために予め設定するゾーンとしてアンテナからの半径 D_1 及び D_2 ($D_1 < D_2$) を用いて 3 つ設定した場合(ゾーン 1: D_2 よりも外側, ゾーン 2: D_1 と D_2 の間, ゾーン 3: D_1 よりも内側)について示している。例えば、ゾーン 1~3 をそれぞれ‘屋外’, ‘ベランダなどの屋外または屋内’, ‘屋内’であると仮定すると、各ゾーンに対応した警報(例えば‘ゾーン 1: 注意’, ‘ゾーン 2: 危険’, ‘ゾーン 3: 侵入’など)を設定することができる。また、ゾーン 2 のように侵入者との区別が曖昧な範囲ではその動き(接近または後退)を追跡することによって侵入の可能性があると判断して警報することもできる。

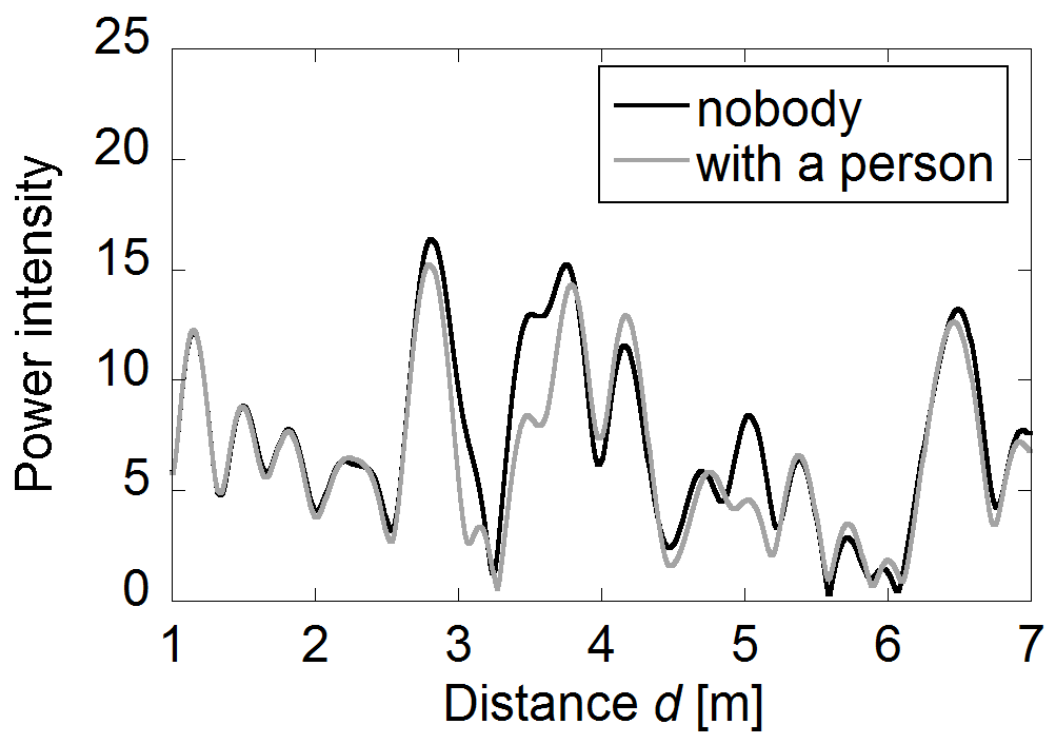


図 5.1 レンジスペクトルの例

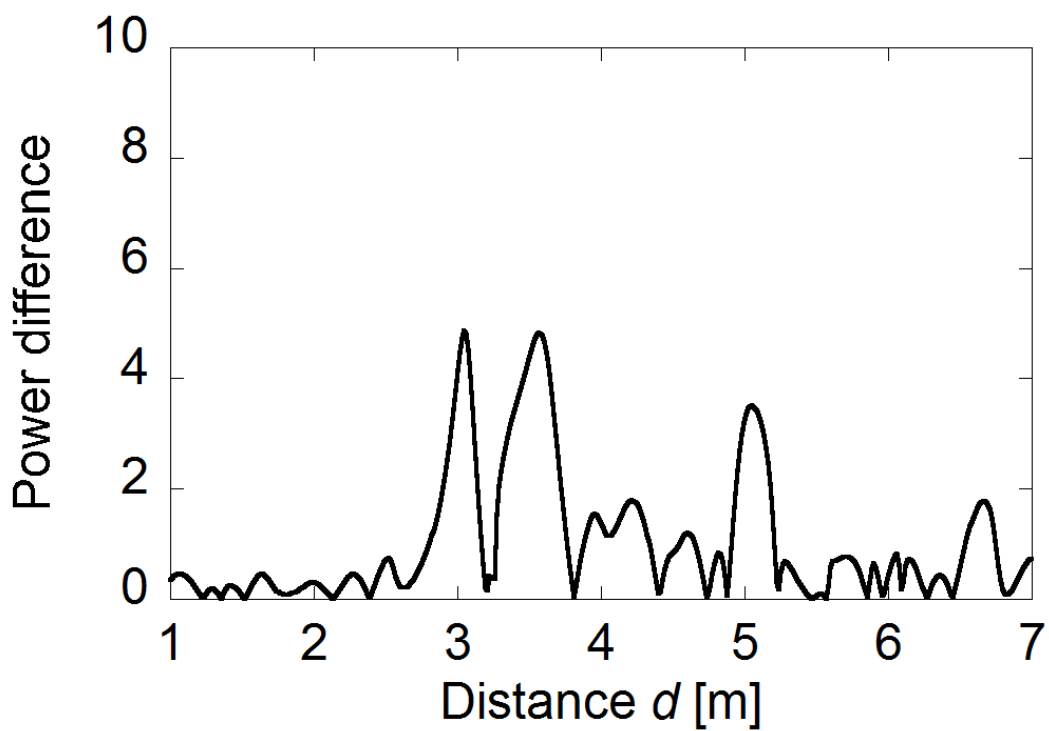


図 5.2 差分スペクトルの例

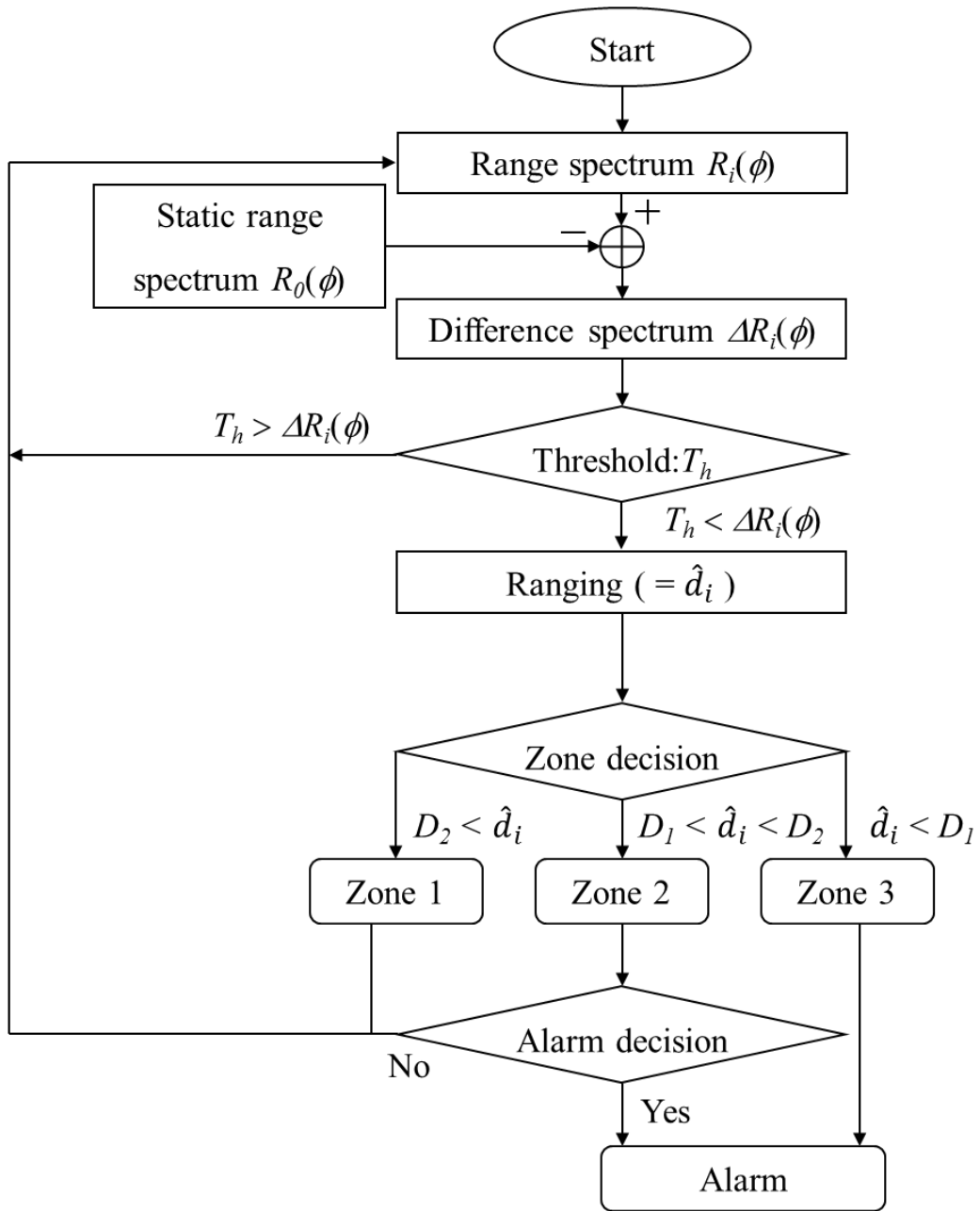


図 5.3 信号処理フローチャート

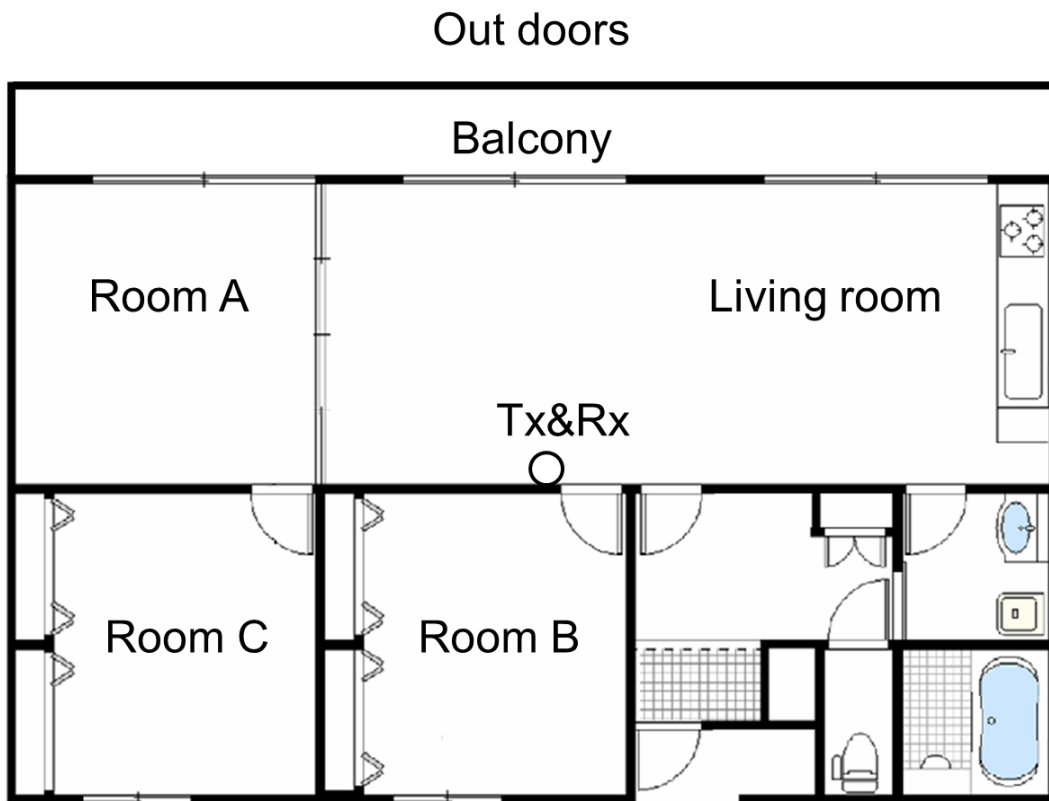
5.3 実験方法と結果

5.3.1 実験環境と方法

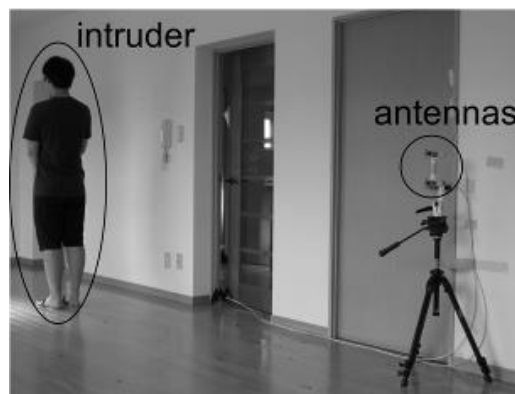
本章では提案する侵入者検知センサの有効性について 4.4 節で示したステップド FM センサ試作装置（二次試作）を用いて実験的に検討する。

図 5.4 に示すように外壁がコンクリート及び鉄筋、内壁が木材及び石膏ボードでできている一般的な集合住宅（フロア面積 87.4m^2 の 3LDK）の 1 階で実験を実施した。ここで屋内は什器を置いておらず、ドアと窓はすべて閉め、全室の窓のカーテンはすべて外した状態で測定を行った。また屋内の全方位を効率よくセンシングするために無指向性の送受信アンテナを図 5.4 のように屋内の中心に設置し、測定実施者の動きが測定へ影響を与えることが無いように洗面所においてセンサ装置と共に電波吸収体で覆うようにして測定を行った。なお、屋内のフロア全体とベランダにおいて 60cm 刻み（格子状）で約 230 箇所に入居者に見立てた人間を順次配置しながらレンジスペクトルの計測を行い、オフラインで解析した。ここで表 5.1 に測定諸元を示す。測定では帯域幅が 500MHz ($N=100$, $\Delta f=5\text{MHz}$) でその中心周波数が 3.5GHz となるように設定した。また、距離分解能の影響を調べるために帯域幅が 300MHz ($N=60$, $\Delta f=5\text{MHz}$) と 100MHz ($N=20$, $\Delta f=5\text{MHz}$) の場合についても検討している。なお、送受信には水平面が無指向性のバイコニカルアンテナを使用しており、各アンテナを上下に並べてその中間が床から 1m の高さになるように設置した。

本センサでは差分スペクトルから閾値判定によって動点情報を推定するため、例えば閾値を小さく設定すると感度の低い場所などの小さな変動を捉えることができるが雑音などによる変動も捉えて誤警報が多くなることから、一定の誤警報確率 P_{fa} になるように閾値を設定している。そこで、図 5.5 に様々な閾値（差分スペクトルの差分強度値）に対する誤警報確率を帯域幅ごとに示す。ここで、本論文の誤警報は環境雑音や受信機内雑音により設定した閾値を超える場合であるため、屋内が無人の状態において瞬時のレンジスペクトル（受信機内雑音や環境雑音を含む）を一定期間計測し、その差分スペクトルから様々な閾値に対する誤警報確率を算出する。なお、図 5.5 は図 5.4 の実験環境において屋内が無人の場合のレンジスペクトル（屋外では人や車の移動などの環境雑音がある状態）を 24 時間観測した結果を用いて算出している。図 5.5 から本節では誤警報確率が 10^{-6} 以下となるように閾値を設定した。



(a) 実験に使用した家屋の間取り図



(b) 実験風景

図 5.4 実験環境

表 5.1 実験諸元

Center frequency	3.5GHz
Bandwidth	500, 300, 100MHz
Number of steps N	100, 60, 20
Stepped width Δf	5MHz
Tx & Rx antenna Gain	Bi-conical (1~8GHz) -2.5dBi @4GHz
Beam width	Omni-directional (H-plane) 80° @3dB (E-plane)
Polarization	V-V
Antenna height	1m
A/D	100kS/s

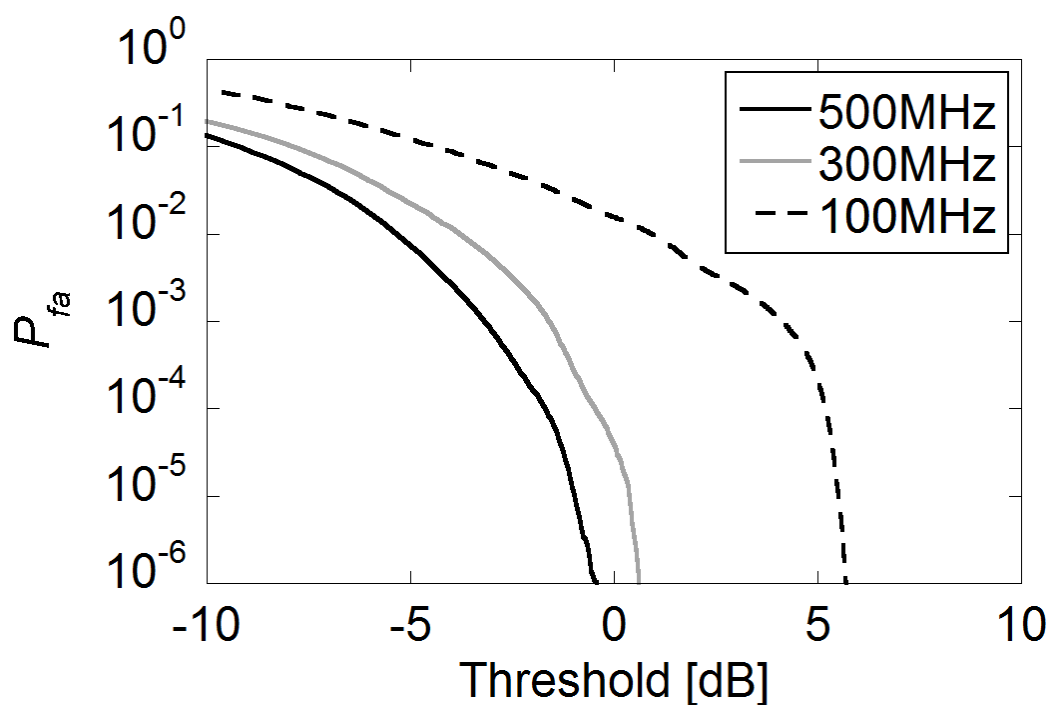


図 5.5 帯域幅ごとの閾値の大きさに対するセンサの誤警報確率

5.3.2 検知特性

本節では図 5.4 の各場所における基本特性について検討する。なお，ここでは帯域幅が 500MHz の場合について検討する。一般に侵入者は，例えばベランダや窓から侵入し，屋内を動き廻ると考えられる。そこで，ベランダと屋内の各場所の信号感度（差分スペクトルの最大値）の空間分布を図 5.5 に示す。アンテナから見通し内にあるリビングでは高い感度が得られていることがわかる。また，部屋 A と B では同じ部屋の中でも感度に比較的大きな差がみられる部分があるが，ドアと壁部分に対する電波の透過度の違いから感度に違いが表れているためである。一方，部屋 C は複数の壁によって遮蔽されているため感度が低い。なお，ベランダは壁と窓で遮蔽されているが窓からの透過及び回折波により部屋 C に比べて感度が高い場所もある。従って，屋外でも時系列信号から動点を観測することによって不審者または侵入者の検知識別も期待できる。また，同様に部屋 C も感度は低いが時系列信号の動点を観測することによって侵入者を検知することができる。

そこで上述した約 230 箇所の測定結果をもとに侵入経路を想定し，検知特性について検討する。ここでは侵入者について図 5.7 のシナリオ S_1 ， S_2 のように侵入者の移動経路を想定する。 S_1 はベランダからリビングへ侵入し部屋 B へ移動した後に窓から出る経路， S_2 はベランダからリビングへ侵入し部屋 A へ移動した後にベランダへ出る経路である。また，今回はあらかじめ設定するゾーンとしてアンテナから半径 $D_1=2.9\text{m}$ と $D_2=5.5\text{m}$ を設定している。ここで確実に屋内である D_1 以内の範囲をゾーン 3，屋外も一部含まれるがベランダまたは屋内の可能性が高い D_1 よりも外側で D_2 以内の範囲をゾーン 2，屋外の可能性が高い D_2 よりも外側の範囲をゾーン 1 と定義した。図 5.8 にシナリオ S_1 の侵入者の動点情報推定及びゾーン判定結果を示す。ここで，図 5.8 (a)は S_1 の侵入経路に対する差分スペクトルをシナリオの道順に沿って示しており，図 5.8 (b)は推定した動点情報及び実際の動点情報を示している。また図 5.8 (c)は図 5.8 (b)の推定結果からゾーン判定を行った結果を示しており，比較のために実際のゾーンについても示している。なお，図 5.8 (c)における縦軸の 0 の判定は侵入者が存在するが検知できなかった場合を意味している。ここで，図 5.8 の横軸はシナリオに沿った測定点の数を表しているが，現実にはレンジスペクトルの観測間隔と見なせるため，例えば侵入者の移動速度が 4km/h であればその観測間隔は約 0.55s となる。図 5.8 (a)から侵入者の移動があった距離において比較的大きな変動が観測されており，送受信アンテナに近づくに従い感度が高くなっていることが視認できる。図 5.8 (b)ではベランダでの移動も含めて侵入者の動点情報が比較的高精度に検知できている。また，図 5.8 (c)からゾーン判定結果は実際のゾーンと一致していることがわかる。次にシナリオ S_2 に対する推定結果を図 5.9 に示す。図 5.9 (b)では 1 番目の測定点において侵入者が検知できていないが，これは侵入者とアンテナが見通し外であることまたは金属の窓枠によって電波が遮断

され感度が低下したためであると考えられる。また、6番目や20番目の測定点では推定距離に誤差があるが、これは侵入者の距離付近に相当するマルチパスに大きな変動が現れず、その他の距離のマルチパスの変動が抽出されたためであると考えられる。なお、ゾーン判定結果においても屋内の移動において判定誤りが起きており、例えば6番目の測定点ではゾーン1と判定されている。



図 5.6 各測定点における差分スペクトルの最大値の空間分布

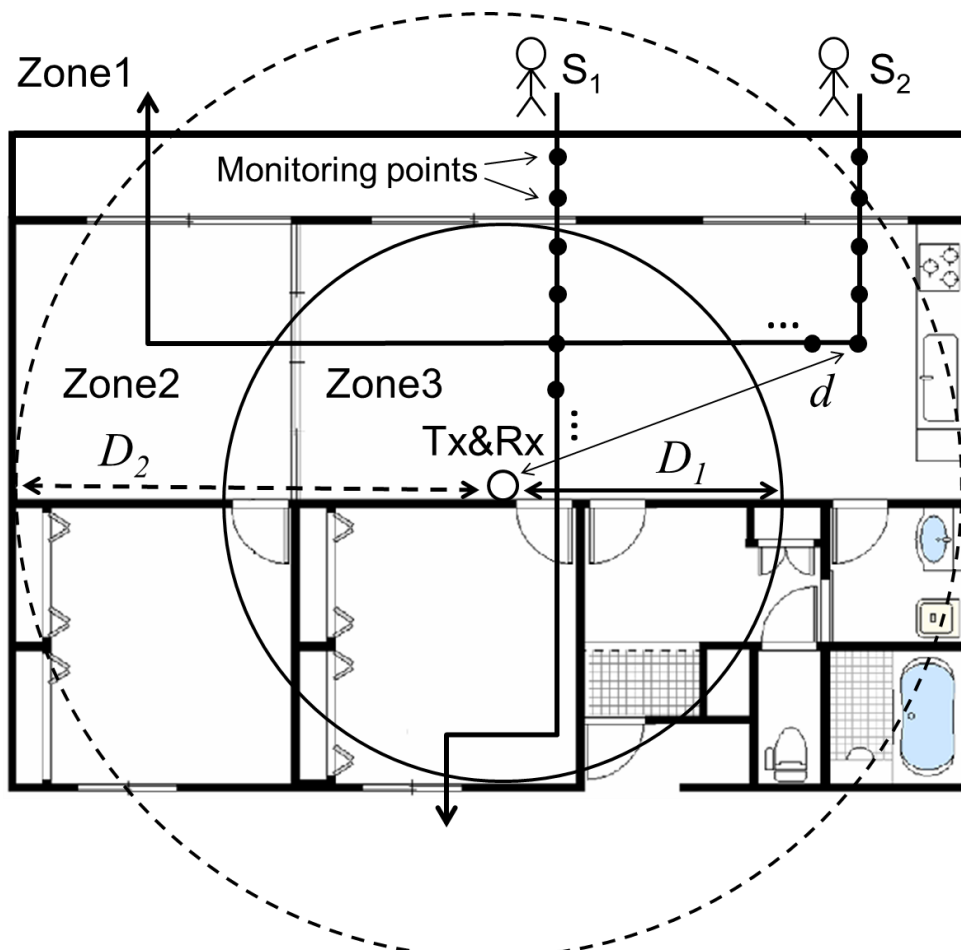
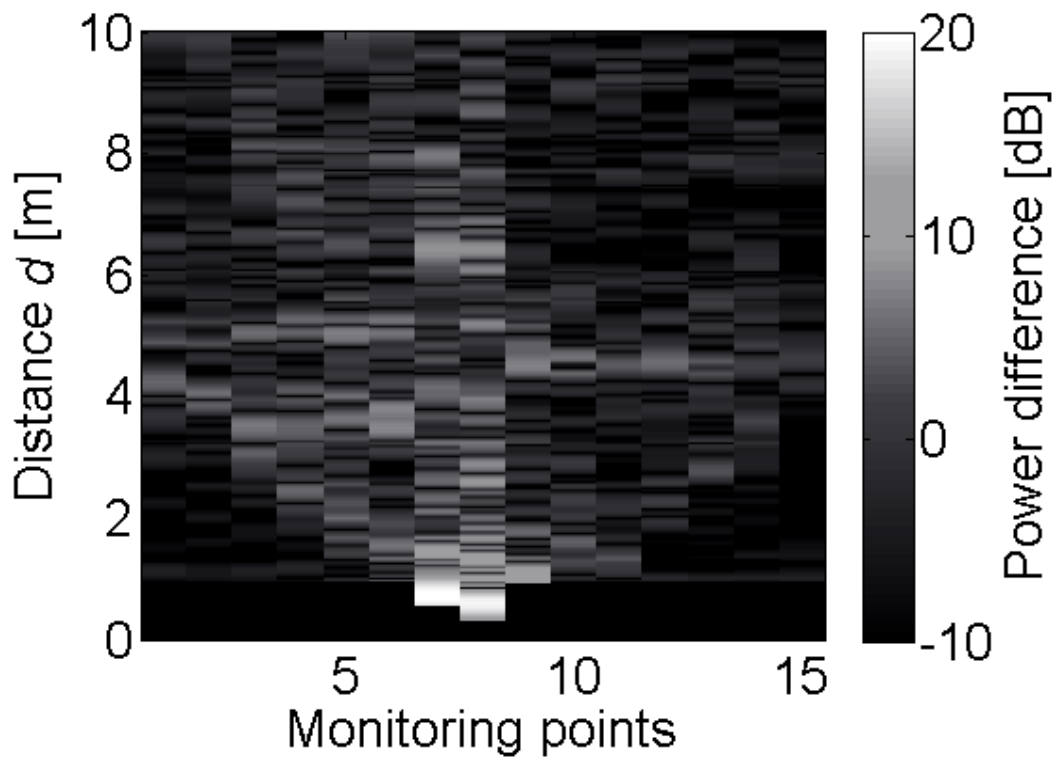
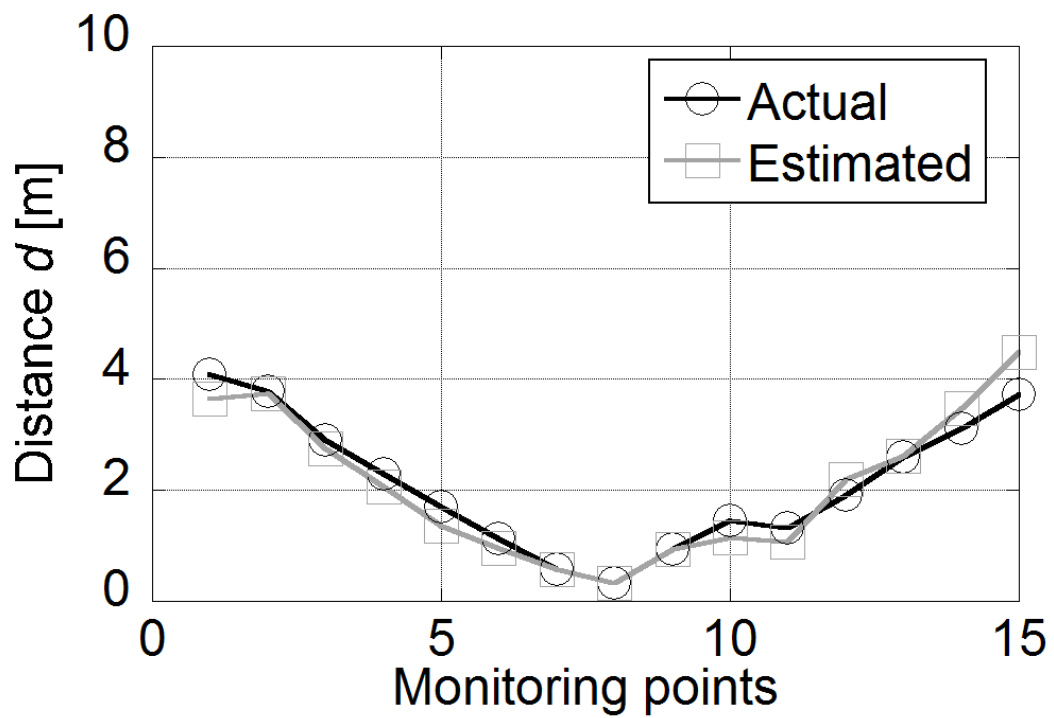


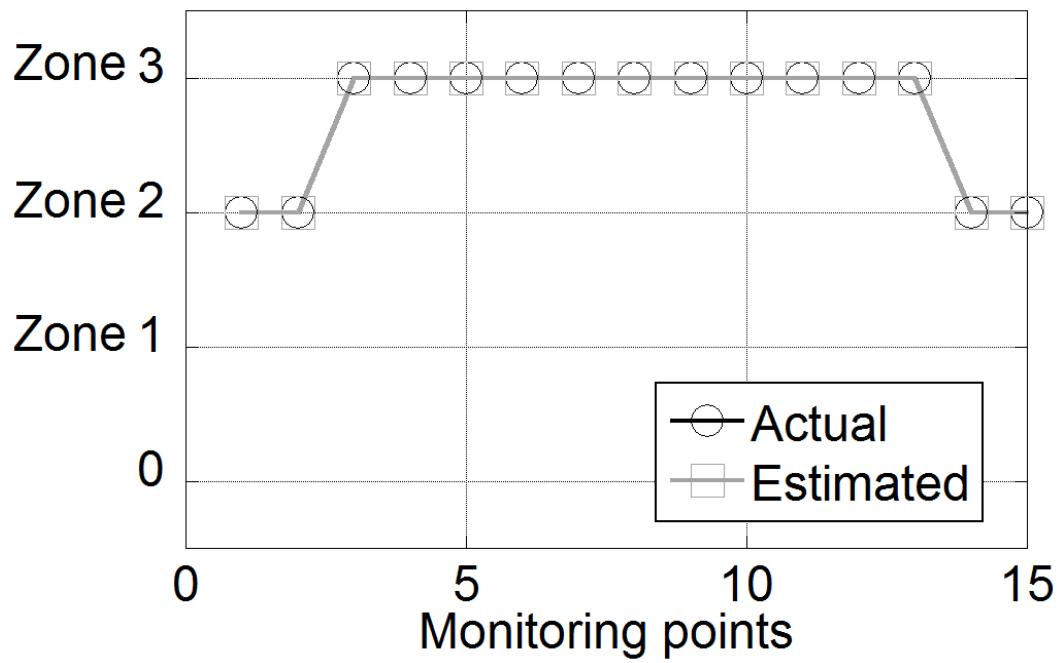
図 5.7 設定した各ゾーンへの侵入シナリオ



(a) 測定点に対する差分スペクトル

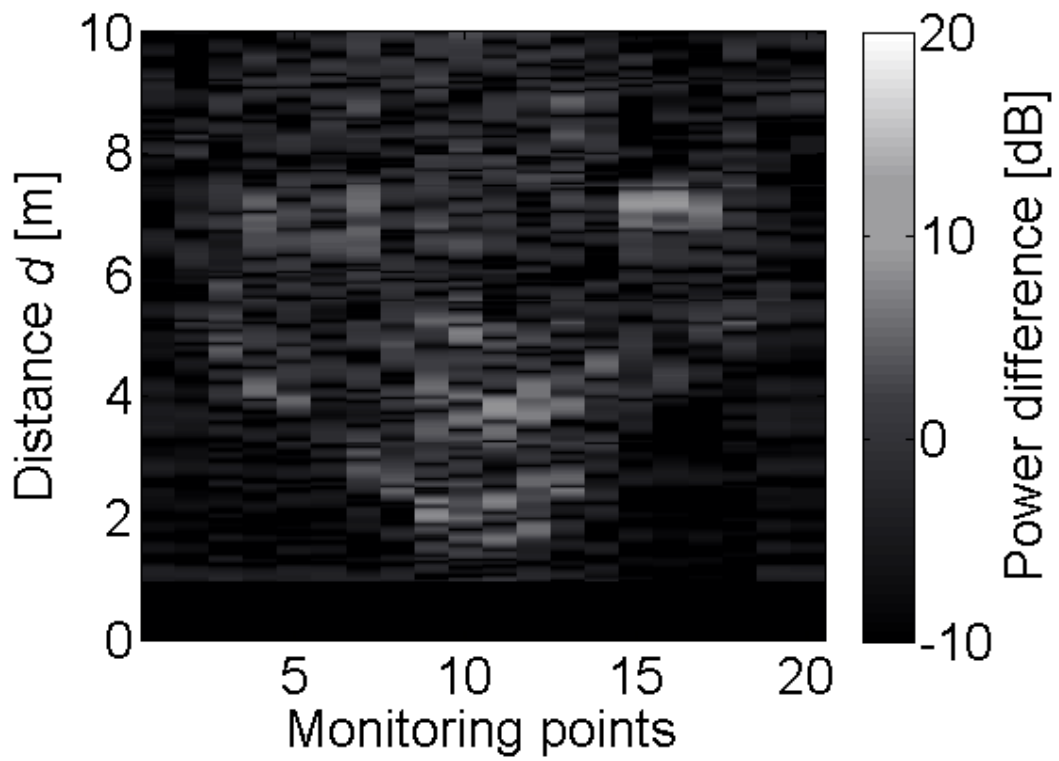


(b) 動点情報

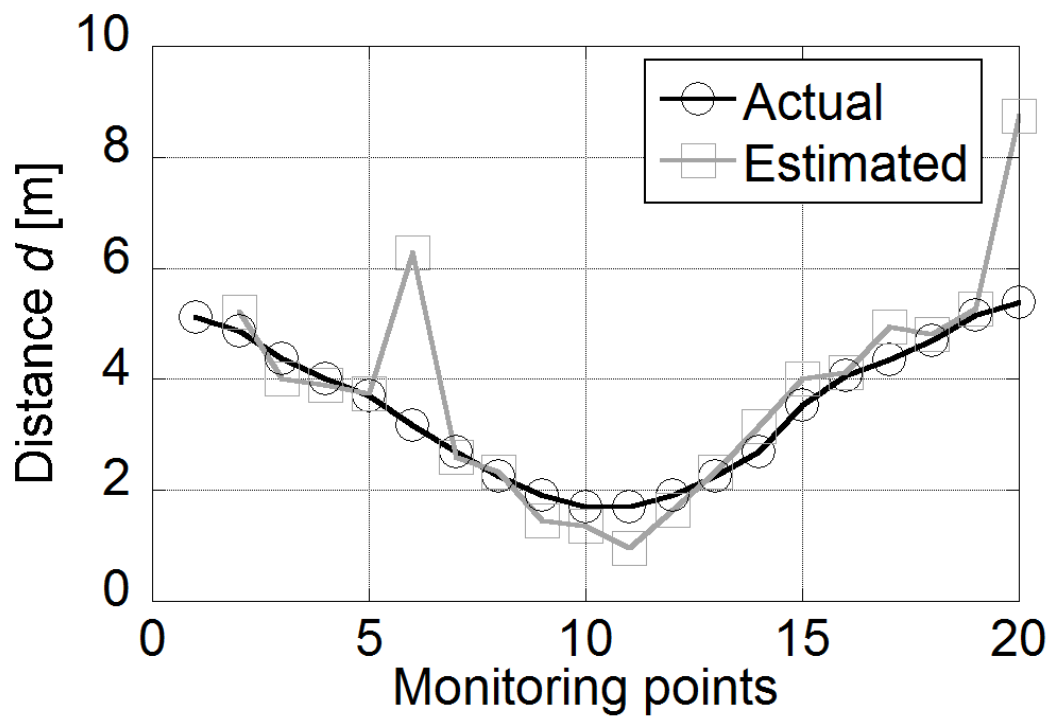


(c) ゾーン判定結果

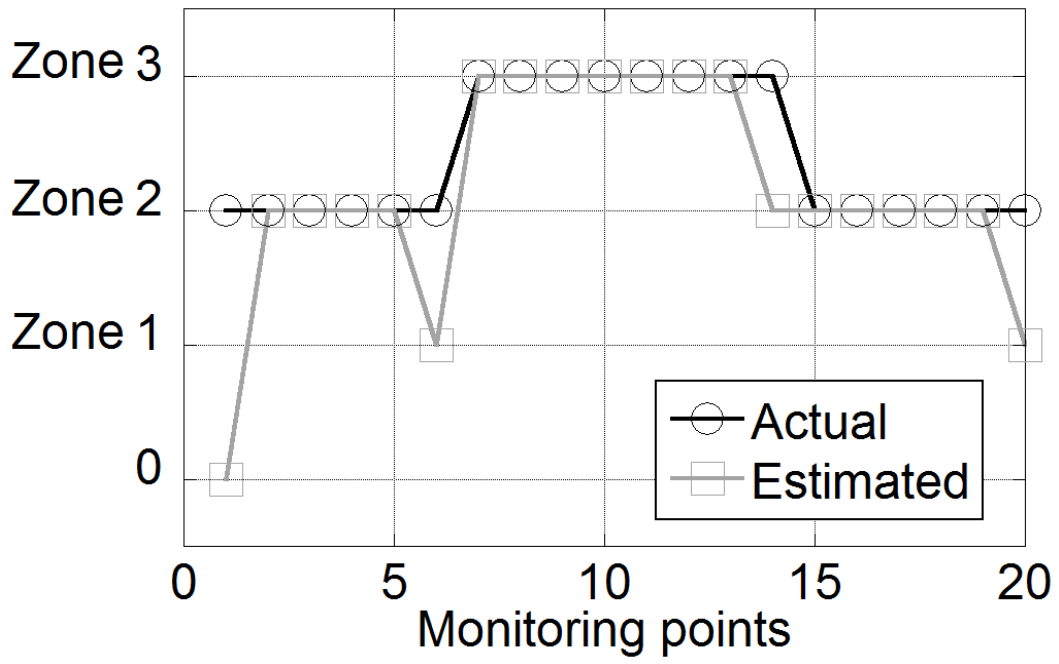
図 5.8 シナリオ S_1 の実験結果



(a) 測定点に対する差分スペクトル



(b) 動点情報



(c) ゾーン判定結果

図 5.9 シナリオ S₂の実験結果

5.3.3 各ゾーンへの侵入検知率

前節で示したように見通し外など場所によっては感度が低く、各ゾーンへの侵入判定に影響する。そこで、様々な侵入経路を想定したシナリオを用いて、各ゾーンの侵入検知率について検討する。ここで、侵入経路はランダムであるが、移動方向に対して侵入者が後退することはなく、またベランダまたは各部屋の窓から移動を始めてゾーン3の中へ移動すると仮定している。

なお、各ゾーンの侵入検知率 P_d を以下の式で定義する。

$$P_d = \frac{x}{X} \times 100 \quad (5.2)$$

ここで、 x 、 X はそれぞれ、正しくゾーン判定された回数、実際の判定回数であり、例えば、図 5.9 のシナリオ S_2 の検知率はゾーン2で75% ($9/12 \times 100$)、ゾーン3で87.5% ($7/8 \times 100$) である。

表 5.2 に各ゾーンの侵入検知率を帯域幅ごとに示す。表 5.2 からゾーン3では帯域幅が500MHzと300MHzの場合において検知確率が90%以上を達成している。一方、帯域幅が100MHzの場合は71.6%と比較的低いが、これは設定したゾーンの範囲に対して距離分解能が低いためであると考えられる。また、各ゾーンの検知率では外側のゾーンに向かうに従って検知率が低下している。これは外側のゾーンのほうがアンテナに対して見通し外になる確率が高く、感度が低下することで動点情報の推定精度が低下したためであると考えられる。しかしながら、侵入経路において見通し外になり感度が低下するときがあっても侵入者の移動に伴って感度が回復し再び正しく検知できる場合がある。従って、連続した一定の観測回数の中で最も頻度の多いゾーン判定結果で各判定結果を訂正する（以下、多数決判定）ことで、ゾーン検知率を改善することが期待できる。具体的にはセンサの観測間隔に従って得られるゾーン判定結果を任意の観測期間（回数）だけ観測し、その中で一番多い判定結果で当該観測期間に得られた判定結果を訂正する。そこで、例えばゾーン3において多数決判定に用いたゾーン観測回数に対する検知率を図 5.10 に示す。なお、観測回数が1回または2回の場合については多数決判定できないため訂正を行っていない。図 5.10 からゾーン3では帯域幅500MHzの場合では4回の観測回数で多数決判定を行うことで検知率が99.9%に改善していることがわかる。また、帯域幅が300MHzと100MHzの場合においてもそれぞれ98.5%と86.4%に改善している。これは断続的に現れるゾーン判定誤りが多数決判定によって改善されたためであると考えられる。従って、多数決判定は検知率の改善に有効であると考えられる。なお、ゾーン境界付近では多数決判定の性質上、誤ったゾーン判定をすることが考えられるが、センサの観測間隔に比べて人（侵入者）が屋内を移動する速度は極めて遅く、誤りはゾーンの境界付近に留まるためその影響は少ないと考えられる。

表 5.2 各ゾーンの侵入検知率

Zone	Rate		
	500MHz	300MHz	100MHz
Zone 1	47.8%	44.0%	12.8%
Zone 2	60.2%	58.4%	23.4%
Zone 3	93.4%	91.4%	71.6%

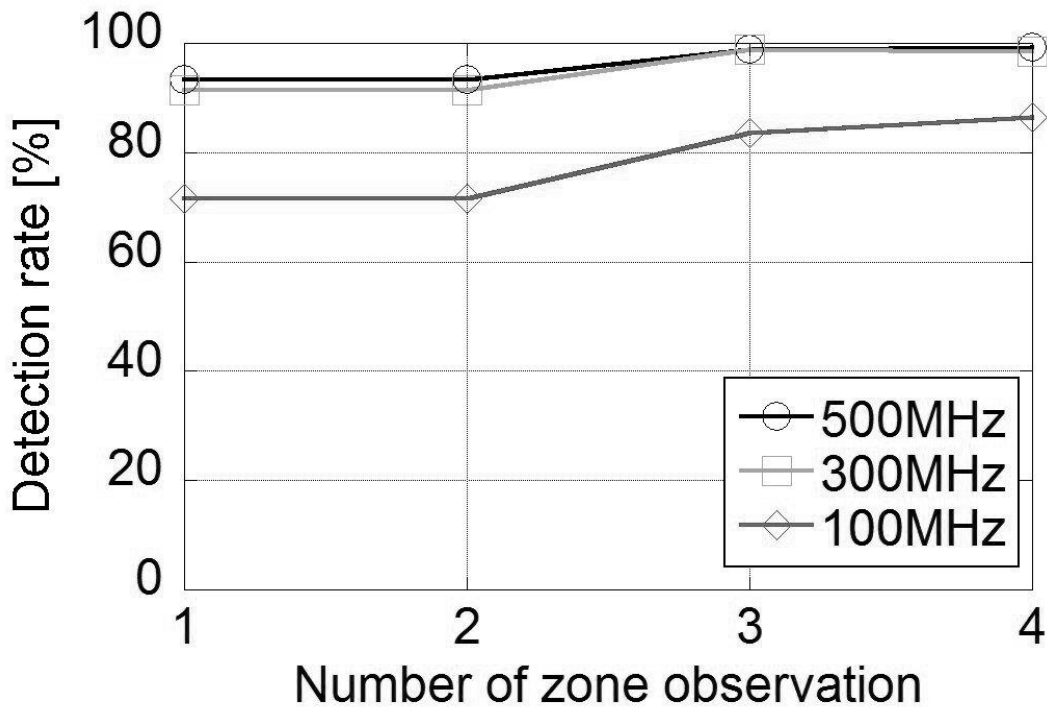


図 5.10 ゾーン3における多数決判定による侵入検知率の改善

5.4 実証実験

本節では前節で提案した侵入検知方法や多数決判定アルゴリズムを試作装置に実装して実用化を目指した実証実験を実施し、そのリアルタイムゾーン侵入検知特性について検討する。

5.4.1 実験環境と侵入シナリオ

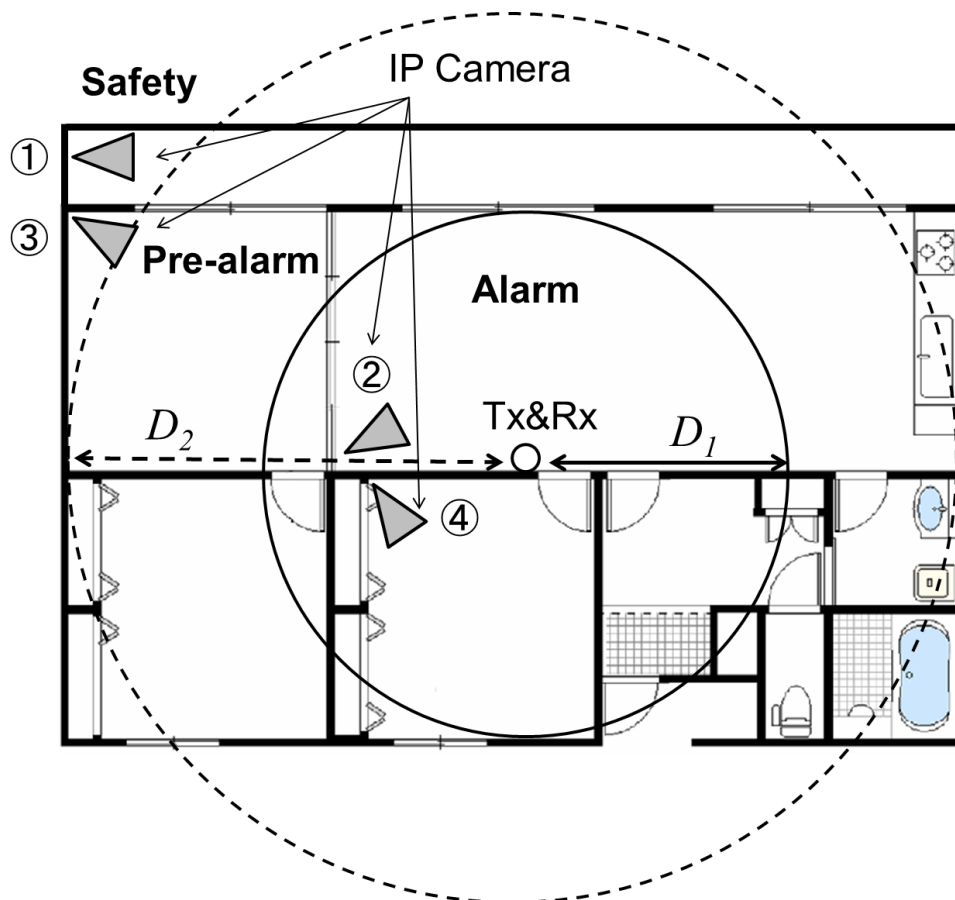
実験諸元を表 5.3 に示すが、本節ではゾーン侵入検知特性の観点から帯域幅 500MHz についてのみ検討しており、多数決判定する観測回数は3回とした。また、本節では誤

警報確率が 10^{-3} 以下となるように閾値を設定した。実証実験は図 5.4 に示した環境において様々な侵入シナリオを想定して実施し、ゾーンについては 5.3.2 項と同様の 3 ゾーンを設定した。ここで、本節では 5.3.2 項の Zone1, Zone2, Zone3 をそれぞれ図 5.11(a) のようにセーフティ (Safety), プレアラーム (Pre-alarm), アラーム (Alarm) と定義しており、侵入者が実際にいるゾーンを確認するために 4 つのネットワークカメラ (IP カメラ) を設置している。なお、図 5.11(b) に各箇所を設置したゾーン確認用 IP カメラの映像の例を示しているが (図中の丸数字は図 5.11(a) と対応), ゾーンの境界を白線でマーキングしており図中では白字で各ゾーンを示している。

図 5.12(a) に侵入シナリオ ($S_1 \sim S_3$) を示しており、図中の赤線に沿って図 5.12(b) に示す侵入者に見立てた被験者に約 100 秒間、侵入行動をしてもらいながらリアルタイムでゾーン判定特性の検討を行った。特にシナリオ S_3 については屋内への侵入は行わず、ベランダの窓周辺から屋内を覗く不審行動を意味するシナリオである。なお、上述した 3 つのシナリオに加えてその他のシナリオやシナリオを定めずに被験者が侵入行動した場合についても検討しているが、部屋 C については IP カメラの数の関係上、侵入経路に含めていない。

表 5.3 実験諸元

Center frequency	3.5GHz
Bandwidth	500MHz
Number of steps N	100
Stepped width Δf	5MHz
Tx & Rx antenna	Bi-conical (1~8GHz)
Gain	-2.5dBi @4GHz
Beam width	Omni-directional (H-plane) 80° @3dB (E-plane)
Polarization	V-V
Antenna height	0.85m
A/D	100kS/s
Step frame period	170ms

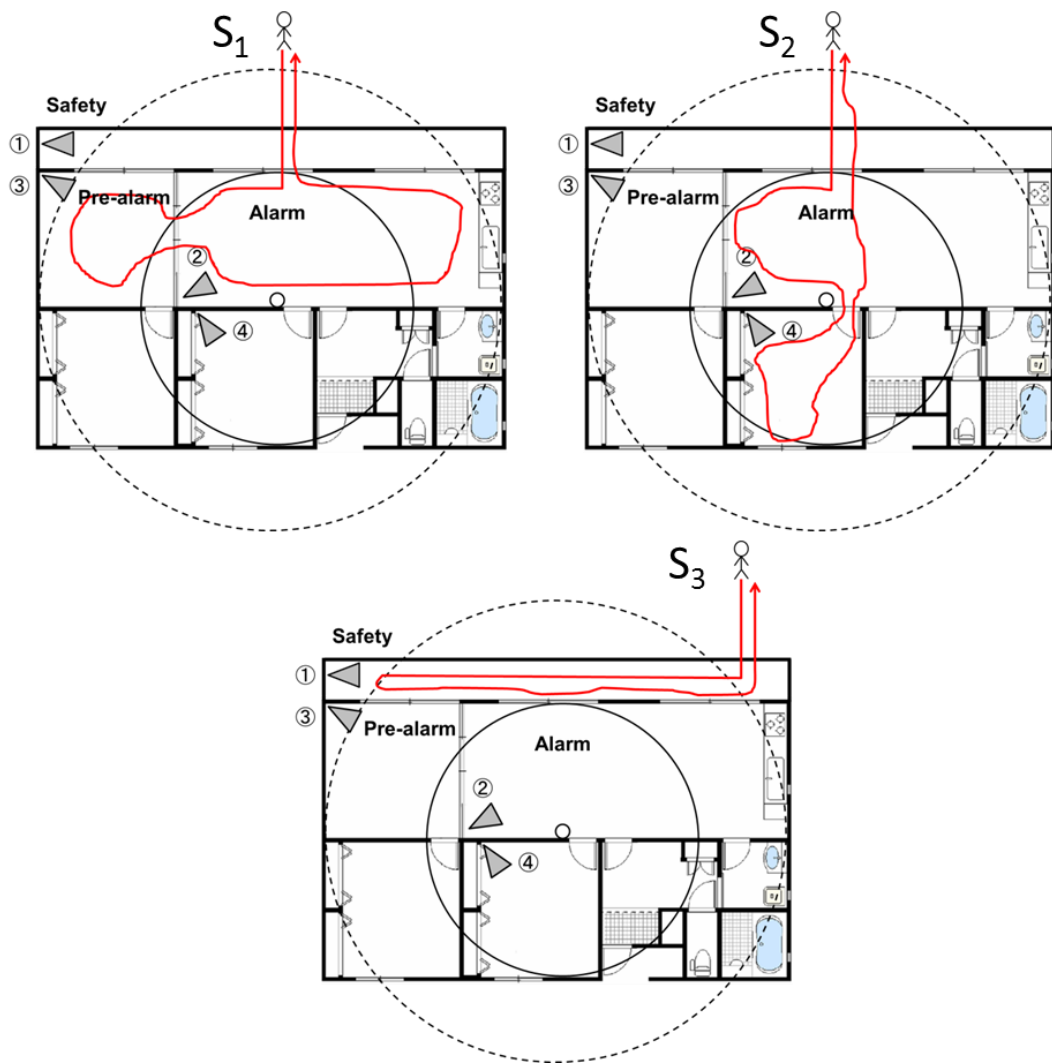


(a) 3つの警報ゾーンとゾーン確認用IPカメラ



(b) 各箇所に設置したIPカメラの映像の例

図 5.11 実証実験環境



(a) 侵入シナリオ



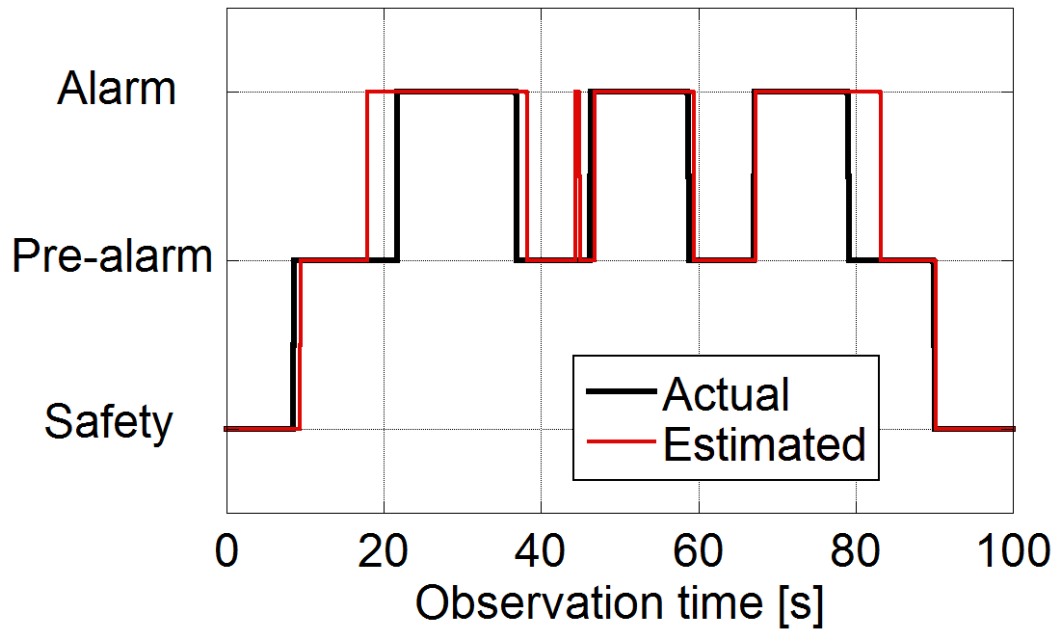
(b) 侵入風景

図 5.12 侵入シナリオ

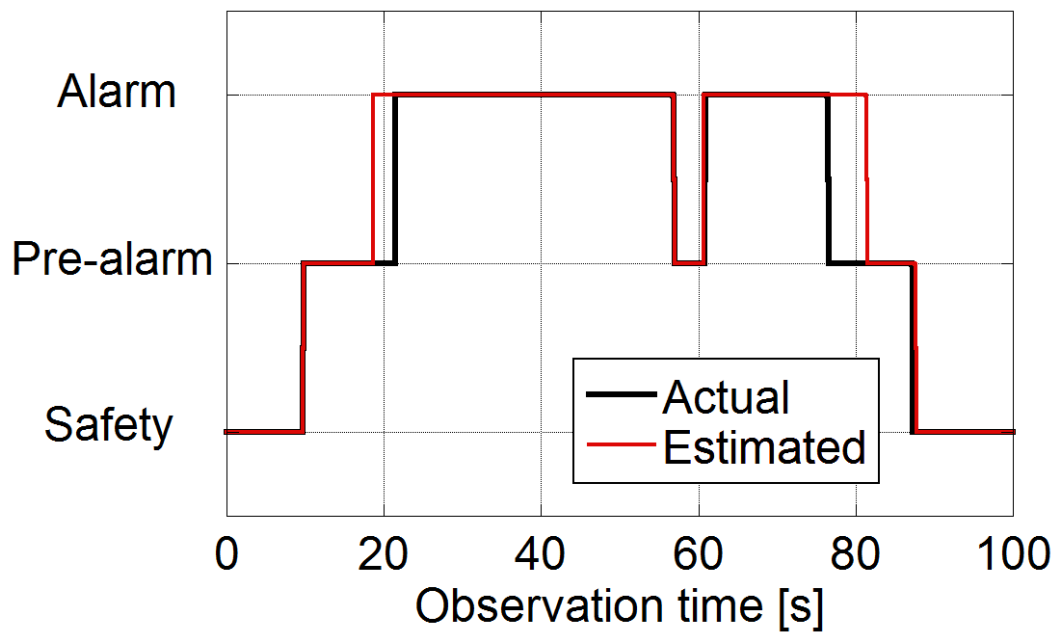
5.4.2 実験結果

図 5.13 に各シナリオ ($S_1 \sim S_3$) のゾーン判定結果をそれぞれ示す。ここで、赤線はセンサによって推定したゾーン、黒線は IP カメラによって確認した侵入者の実際のゾーンを表している。図 5.13 からシナリオ S_1 と S_2 は比較的高精度に侵入者のゾーンが推定できていることがわかる。また、20 秒付近において実際のゾーンに対してセンサによる判定のほうが早くアラームゾーンに切り替わっているが、これはセンサ正面のベランダの窓付近がゾーンの境界であり、窓を開けた動作により当該距離付近において静的なレンジスペクトルとの差異が生じ、その変動を検出したためである。同様に 80 秒付近においても実際のゾーンと異なるゾーンを判定しているが、これも侵入者が窓を開けて、ベランダへ出た後に窓を閉めたため、窓を閉め終わるまで静的なレンジスペクトルとの差異が生じたためである。一方、シナリオ S_3 では侵入者がプレアラームゾーンにいる場合においてセンサの判定がセーフティとプレアラームで断続的に変化している。これは侵入者のベランダの横断に伴い、窓からの透過によって検知できたり、またコンクリートの壁に隠れることで感度が低下し検知できなくなるためである。ここで、参考として各シナリオの侵入検知率を表 5.4 に示す。なお、侵入検知率は式(5.2)から算出した。

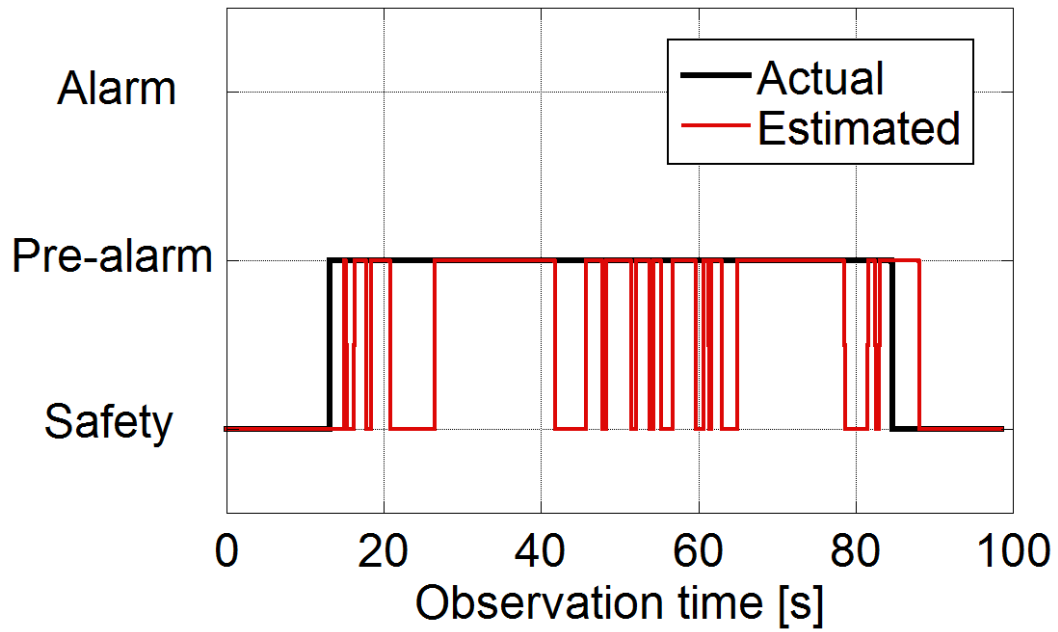
次にシナリオ $S_1 \sim S_3$ やその他のシナリオを含めて算出した各ゾーンの侵入検知率を表 5.5 に示す。表 5.5 から確実に屋内であるアラームゾーンでは 98%以上の検知率が得られていることがわかる。また、プレアラームゾーンの検知率が 73.5%と比較的低いがこれは上述した窓の開閉による静的なレンジスペクトルとの差異によるゾーン判定の遅延の影響である。しかしながら、侵入警報までの許容時間は一般に数秒程度とされているため本センサのゾーン判定までの遅延時間は許容できる程度であると考えられる。



(a) シナリオ S_1



(b) シナリオ S_2



(c) シナリオ S_3

図 5.13 各シナリオのゾーン判定結果

表 5.4 各シナリオの侵入検知率

Scenario	Rate
S_1	87.8%
S_2	92.7%
S_3	73.3%

表 5.5 各ゾーンの侵入検知率

Zone	Rate
Safety	84.2%
Pre-alarm	73.5%
Alarm	98.7%

5.5 結言

本章ではステップドFM方式を用いたUWB無線センサによる屋内侵入者検知センサシステムを提案し、その有効性について試作したセンサ装置を用いて実験的に検討した。本センサは屋内の中心に一对の送受信アンテナを設置することで侵入者の動作の検知に加えてアンテナに対する同心円上のその動点までの距離を検知し、追跡することで侵入者の移動に対する距離情報（動点情報）を推定することができる。また、送受信アンテナを中心に任意の半径ゾーンを複数設定し、動点情報から各ゾーンへの接近や通過を検出することで段階的な警報を行うことが可能となる。

実験では集合住宅の1室の屋内全体及び屋外のベランダにおいて侵入者に見立てた被験者に立ってもらいながら約230箇所計測し、様々な侵入経路を想定したシナリオを想定して検討を行った。その結果、侵入者の動点情報推定の可能性を確認し、また侵入者のゾーン検知では、連続した一定回数のゾーン判定結果を基に多数決判定を行うことで検知特性が向上することについても確認した。

また、実用化を目指した実証実験を実施し、そのリアルタイムゾーン侵入検知特性について検討した。その結果、本センサは高精度にゾーンの推定が可能であり、確実に屋内であるゾーンでは98%以上の侵入検知率が得られることも確認した。

以上のように、本センサは提案したアルゴリズムにより侵入者の有無やそのゾーンなどを高精度に推定できることを実験的に確認でき、実用化への道筋を示すことができた。

第5章 参考文献

- [5-1] 中島慶人, 佐藤真一, 白井良明, 上野晴樹, “旋回中の監視カメラで撮影した画像からの高速な侵入者検知,” 電学論(C), vol.127, no.3, pp.359-366, March 2007.
- [5-2] 西正博, 新浩一, 吉田彰顕, “UHF 帯テレビ放送波を利用したヒト検知システムにおける時間差判定の適用効果,” 信学論(B), vol.J93-B, no.9, pp.1239-1248, Sept. 2010.
- [5-3] S. Ikeda, H. Tsuji, and T. Ohtsuki, “Indoor Event Detection with Eigenvector Spanning Signal Subspace for Home or Office Security,” IEICE Trans. on Commun., vol.E92-B, no.7, pp.2406-2412, July 2009.
- [5-4] K. Terasaka, K. Higashikatsuragi, I. Matsunami, A. Kajiwara, “Human Body Detection Using UWB-IR Indoor Radio Channel,” Proc. of IEEE International Symposium on Personal Indoor Mobile Radio (PIMRC2007), pp.952-959, Sept. 2007.
- [5-5] 寺坂圭司, 東桂木謙治, 松波勲, 梶原昭博, “UWB-IR による屋内侵入者検知に関する検討,” 信学論(B), vol.J90-B, no.1, pp.97-100, Jan. 2007.
- [5-6] 中村僚兵, 梶原昭博, “ステップド FM 方式を用いた超広帯域マイクロ波センサ,” 信学論(B), vol.J94-B, no.2, pp.274-282, Feb. 2011.
- [5-7] M. Otsu, R. Nakamura and A. Kajiwara, “Elderly-care Monitoring Sensor Using Stepped-FM UWB Scheme,” Proc. of IEEE International Symposium on Sensor And Application (SAS2012), pp.151-154, Feb. 2012.

第6章 結論

超広帯域 (UWB) 無線応用システムの研究と題して本論文をまとめた。また本論文は UWB 無線技術の幅広い利用形態の中でも、近距離高速無線通信と電波センサ技術に着目したものである。近年、高度情報化社会の発展や超高齢化社会の到来に伴って人々の「安全・安心・便利な社会の実現」への要求が高まっている。例えば、スマートフォンやタブレットといった情報端末の台頭による大容量な情報コンテンツに対する快適で便利な通信、家庭内の高齢者の事故や侵入犯罪の防止・早期発見などにわたって様々な要求がある。そこで、UWB 無線技術を用いた近距離高速無線通信や電波センサが注目されており、その実現へ向けた研究開発が活発に行われている。しかしながら、UWB 無線技術を用いた通信及び電波センサシステムには実用化に対していくつか課題がある。そこで本論文では、UWB 無線技術の通信及び電波センサへの応用の可能性とその実用化に向けた重要事項と各種課題の解決策について検討した。

まず第2章において、UWB 無線技術の特徴や利点とその応用分野について触れ、UWB 無線応用システムの実用化のために検討すべき重要事項と課題について列挙した。具体的には通信用途では、無線通信システムの設計及び研究開発の効率化のための電波伝搬特性の検討の重要性、UWB 無線技術の低い送信出力による受信側の信号対雑音電力 (SN) 比の課題、電波センサ用途では、超短パルスを送受信する UWB-IR 方式に必要な高価な高速 AD 変換器、超広帯域を占有することによる他の無線システムとの周波数共用に関する課題であり、これらの内容の検討により UWB 無線応用システムの実用化が期待できると考えられる。そこで、第3章以降において、これら UWB 無線応用システムの実用化のための重要事項に対し検討を行い、各種課題に対して具体的方法を提案した。

第3章では UWB 無線技術を用いた近距離高速無線通信システムの実現を目指して大きく分けて2つのアプローチを行った。まず、自動車内における UWB 無線通信の可能性について検討し、車内の超広帯域電波伝搬特性を明らかにした。ここでは、マイクロ波帯 (3.1~10.6GHz) とミリ波帯 (57~64GHz) において、様々な車内無線伝送路に対して乗客によってどのように車内電波伝搬特性が変化するか実験的に検討した。また窓からの電波の漏えいにより並走車両などへの干渉が考えられるため、車外への漏えいについても検討した。その結果、伝搬環境の状態を表す重要な指標である遅延スプレッド (マルチパスの遅延広がり) は乗客数と共に減少することを確認し、また AP に指向性アンテナを用いた場合には乗客の体による散乱により車両前方などにも放射されるが横斜め方向を除いて車外への漏洩は小さくなることを確認した。さらにミリ波帯とマイクロ波帯の比較では、ミリ波帯の車内の遅延スプレッドは小さく、乗客数が増えることで遅延スプレッドは減少するがマイクロ波帯に比べてその影響が小さいことを確認し

た。また車外への漏えいでは、マイクロ波帯に比べて伝搬距離に対する電波の減衰は大きいので、漏えいまたは並走車等への干渉が小さくなることを確認した。

次に、UWB 無線通信の課題として挙げた SN 比改善方法について検討を行った。ここではデスク周辺の情報端末間の極近距離無線通信を想定し、小型移動端末へ負担を掛けることなく SN 比を改善することが可能なタイムリバーサル (TiR) 法を用いた UWB-IR 方式の通信特性と伝送路推定誤りが与える影響について実験的に検討した。また、伝送路推定誤りの影響を軽減するための最適な TiR フィルタ長についても検討した。その結果、TiR 法による受信信号は AP 側の伝送路推定精度に大きく依存することを明らかにした。また、最適なフィルタ長を用いることでフィルタ長が伝送路応答に対して十分に長い 100ns の場合に比べて、パルス積分を行っていない場合では LOS 環境と NLOS 環境でそれぞれ 15%と 50%以上相関損失が軽減されることを確認した。

以上のように第 3 章では自動車内高速無線通信の実現を目指して UWB 無線の車内電波伝搬特性について明らかにすることで、車内における無線通信システムの設計・開発の促進への道筋を示した。また、UWB-IR 方式を用いた移動端末間的高速無線通信の実用化への道筋を示した。

第 4 章では UWB-IR 方式を用いた電波センサシステムの実用化のための課題の解決策を提案した。ここでは、超広帯域・高速デバイスを必要とせず、また既存または将来の無線システムとの共存が可能な干渉信号検知・回避 (DAA) 機能を内在したステップド FM 方式による UWB 無線センサを提案した。ステップド FM 方式は周波数を段階的にステップさせた狭帯域パルス列を送信するため他の無線システムへの干渉を避けて帯域を確保することが可能であり (スペクトルホール)、その有効性について干渉検知特性も含めて計算機シミュレーション及び試作装置を用いた実験により検討した。その結果、スペクトルホールによってスペクトルホールを設定していない帯域に対して電力スペクトルを大きく抑圧することができ、他の無線システムとの共存ができることを確認した。またスペクトルホールにより距離方向の信号強度分布 (レンジスペクトル) のレンジサイドローブ特性が劣化することがわかったが、その劣化を補償する方法を提案し、特性劣化が改善されることを確認した。さらにステップド FM 方式の DAA 処理方法を提案したが、本センサは新たなハードウェアを付加することなく信号処理のみで干渉信号を検知できることを確認した。以上のように第 4 章では UWB 無線センサが抱える各種課題の解決策を提案し、その有効性を確認することで実用化への道筋を示すことができた。

第 5 章では第 4 章において提案したステップド FM 方式による UWB 無線センサの多様なアプリケーションの 1 つとして屋内侵入者検知を挙げ、その実用化を目指した検討を行った。本センサは開発した信号処理アルゴリズムによって従来の電波センサと異なり侵入者の有無だけでなくその距離 (動点情報) まで推定することが可能であるため、これまで困難であった訪問者など建屋への接近者と侵入者を分離識別して誤検知を改

善することができる。さらに送受信アンテナを中心に任意の半径ゾーン（同心円領域）を複数設定し、推定する侵入者の距離情報から各ゾーンへの接近や通過を検出することにより、段階的な警報レベルを設定することも期待できる。ここでは試作したセンサ装置を用いて集合住宅の一室で実証実験を行い、その侵入検知特性について検討し、さらにゾーン検知特性を改善する方法についても提案した。その結果、侵入者の動点情報推定の可能性を確認し、また侵入者のゾーン検知では、連続した一定回数のゾーン判定結果を基に多数決判定を行うことで検知特性が向上することについても確認した。さらに実用化を目指した実証実験として、そのリアルタイムゾーン侵入検知特性について検討した結果、本センサは高精度にゾーンの推定が可能であり、確実に屋内であるゾーンでは98%以上の侵入検知率が得られることも確認した。

それでは今後の課題を述べる。まず、自動車内無線通信に関して、本論文ではセダンタイプの車両で伝搬特性の検討を行った。今後は様々なタイプの車両においてその伝搬特性を明らかにしていく必要がある。また、これらの検討によって明らかになる伝搬パラメータから伝送路モデルを構築していく必要があると考える。次に、TiR法を用いたUWB-IR方式による通信では伝送路推定誤りが通信特性へ与える影響について検討を行ったが、今後は変調方式についても検討を行い、近距離高速通信に相応しい通信システムの実現を目指したいと考える。次にステップドFM方式によるUWB無線センサに関しては、従来のUWB無線センサが抱える課題を解決できる重要な研究成果であった。今後は提案したスペクトルホールによるレンジサイドローブ補償法を発展させ、複数目標物からのすべての信号を補償するための方法を検討していく。最後に、屋内侵入者検知については侵入者の動点情報を推定し、任意に設定した同心円警報ゾーンでの検知が可能で信号処理アルゴリズムを提案したが、今後は動点情報を基にした侵入者の動きとその動向から侵入前検知の実現性について検討していきたい。また、検知特性の向上や一戸建て住宅などの様々な環境での有効性についても検討していきたいと考える。

本論文により、近距離超高速無線通信や電波センサなどのUWB無線応用システムの実用化への課題を解決し、実用化への道筋を示すことができたと考えられる。

謝辞

本論文は、北九州市立大学 梶原昭博教授のご指導の下、2008年4月から2014年3月までの6年間行った研究を取りまとめたものです。梶原昭博教授には本研究を行うに当たり研究の機会を与えて頂き、また終始熱心なご指導と励ましを賜り心から厚く御礼申し上げます。また卓越した研究指導力及び豊富な人生経験から、研究のみならず公私にわたり多くのご指導ご助言を賜り重ねて深く感謝申し上げます。

北九州市立大学 乙間末廣教授、上原聡教授、孫連明教授には副査を引き受けて頂き、学位論文の審査にあたり数々の貴重なご教示とご助言を賜りました。深く感謝申し上げます。また、山崎恭准教授、京地清介講師には学位論文公聴会で貴重なご意見とご助言を賜りましたことを深く感謝申し上げます。

北九州市立大学 松波勲准教授には、本研究をまとめるにあたり数々の貴重なご教示とご助言を賜り、深く感謝申し上げます。また、北九州市立大学大学院の博士後期課程を卒業した梶原研究室の先輩として、博士後期課程の生活全般におきましても多くのサポートをして頂きました。誠に有難うございました。

さらに、在学期間中、北九州市立大学 梶原研究室の仲間として、研究の他、研究室活動及び課外活動にともに取り組んだ梶原研究室の卒業生、在校生の皆さまに感謝申し上げます。

最後に、博士後期課程への進学を許し、自分の好きなことを自由に続けることに対して温かく見守りそして辛抱強く支援して下さいました両親に心から感謝を申し上げます。

今後も研究活動に邁進し、社会に少しでも貢献できる研究者となれるよう努めていきますので、ご指導ご鞭撻の程、宜しく願い申し上げます。

研究業績

学術論文

- [1] 中村僚兵, 太田勇輝, 毛屋伸康, 梶原昭博, “屋内侵入者検知用超広帯域ステップド FM センサシステムの実験的検討,” 電学論(C), vol.134, no.3, pp.404-410, March 2014.
- [2] 大津貢, 中村僚兵, 梶原昭博, “ステップド FM による超広帯域電波センサの干渉検知・回避機能,” 信学論(B), vol.J96-B, no.12, pp.1398-1405, Dec. 2013.
- [3] 松波勲, 中村僚兵, 梶原昭博, “UWB 車載レーダによる複数移動目標追尾のための実験的検討,” 信学論(B), vol.J95-B, no.12, pp.1662-1667, Dec. 2012.
- [4] 中村僚兵, 梶原昭博, “60GHz 帯の車内広帯域無線伝搬特性について,” 信学論(B), vol.J95-B, no.2, pp.302-308, Feb. 2012.
- [5] 中村僚兵, 梶原昭博, “ステップド FM 方式を用いた超広帯域マイクロ波センサ,” 信学論(B), vol.J94-B, no.2, pp.274-282, Feb. 2011.
- [6] 中村僚兵, 中畑洋一郎, 大田恭平, 松波 勲, 梶原昭博, “セダン車内における超広帯域無線伝播特性—乗客の影響と車外への漏えい—,” 信学論(B), vol.J94-B, no.2, pp.300-303, Feb. 2011.

本研究に関する論文

第2章

- [1] 松波勲, 中村僚兵, 梶原昭博, “UWB 車載レーダによる複数移動目標追尾のための実験的検討,” 信学論(B), vol.J95-B, no.12, pp.1662-1667, Dec. 2012.

第3章

- [1] R. Nakamura, H. Ishikawa, and A. Kajiwara, “Performance of Pre-Rake Diversity Combining in UWB-IR Communications,” Proc. of 6th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS’2012), 5pages, Gold Coast, Australia, Dec. 2012.
- [2] 中村僚兵, 梶原昭博, “60GHz 帯の車内広帯域無線伝搬特性について,” 信学論(B), vol.J95-B, no.2, pp.302-308, Feb. 2012.
- [3] 中村僚兵, 中畑洋一郎, 大田恭平, 松波 勲, 梶原昭博, “セダン車内における超広帯域無線伝播特性—乗客の影響と車外への漏えい—,” 信学論(B), vol.J94-B, no.2, pp.300-303, Feb. 2011.

第4章

- [1] 大津貢, 中村僚兵, 梶原昭博, “ステップド FM による超広帯域電波センサの干渉検知・回避機能,” 信学論(B), vol.J96-B, no.12, pp.1398-1405, Dec. 2013.
- [2] 中村僚兵, 梶原昭博, “ステップド FM 方式を用いた超広帯域マイクロ波センサ,” 信学論(B), vol.J94-B, no.2, pp.274-282, Feb. 2011.

第5章

- [1] 中村僚兵, 太田勇輝, 毛屋伸康, 梶原昭博, “屋内侵入者検知用超広帯域ステップド FM センサシステムの実験的検討,” 電学論(C), vol.134, no.3, pp.404-410, March 2014.

国際会議論文

- [1] Z. He, R. Nakamura, and A. Kajiwar, "The Effect of Time-Reversal Filter on UWB-IR Communications," Proc. of 7th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS'2013), 4pages, Gold Coast, Australia, Dec. 2013.
- [2] R. Nakamura, and A. Kajiwar, "In-home Monitoring Sensor Using Stepped-FM UWB-IR," Proc. of IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-Bio 2013), 3pages, Singapore, Dec. 2013. (学術論文[1]と一部関連)
- [3] N. Shimomura, R. Nakamura, I. Matsunami, and A. Kajiwar, "Stepped-FM UWB Sensor System for Health-care Support," Proc. of IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-Bio 2013), 3pages, Singapore, Dec. 2013.
- [4] I. Matsunami, R. Nakamura, and A. Kajiwar, "Target State Estimation Using RCS Characteristics for 26GHz Short-Range Vehicular Radar," Proc. of IEEE 2013 International Conference on Radar (RADAR2013), pp.304-308, Adelaide, Australia, Sept. 2013.
- [5] K. Kashima, R. Nakamura, and A. Kajiwar, "Bathroom Movements Monitoring UWB Sensor with Feature Extraction Algorithm," Proc. of 2013 IEEE Sensor Application Symposium (SAS2013), pp.118-122, Galveston, USA, Feb. 2013.
- [6] H. Nakama, R. Nakamura, and A. Kajiwar, "Ultra-wideband Monitoring Sensor with Pattern Recognition," Proc. of 2013 IEEE Sensor Application Symposium (SAS2013), pp.167-170, Galveston, USA, Feb. 2013.
- [7] N. Keya, R. Nakamura, and A. Kajiwar, "High Range Resolution Frequency-Hopping Sensor System," Proc. of IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WisNet2013), pp.25-27, Austin, USA, Jan. 2013.
- [8] Z. He, H. Ishikawa, R. Nakamura, and A. Kajiwar, "ICI of Time-Reversal UWB-IR Communication," Proc. of 2013 IEEE Radio Wireless Symposium (RWS2013), pp.286-288, Austin, USA, Jan. 2013.
- [9] A. Matsumoto, H. Ishikawa, R. Nakamura, and A. Kajiwar, "Performance of TR-PIAM System with Time-Reversal," Proc. of 2013 IEEE Radio Wireless Symposium (RWS2013), pp.130-132, Austin, USA, Jan. 2013.
- [10] H. Ishikawa, A. Matsumoto, R. Nakamura, and A. Kajiwar, "Time-Reversal UWB-IR Considering Channel Estimation Error," Proc. of 2013 IEEE Radio Wireless Symposium (RWS2013), pp.283-285, Austin, USA, Jan. 2013.
- [11] R. Nakamura, H. Ishikawa, and A. Kajiwar, "Performance of Pre-Rake Diversity Combining in UWB-IR Communications," Proc. of 6th International Conference on Signal

Processing and Communication Systems (ICSPCS'2012), 5pages, Gold Coast, Australia, Dec. 2012.

- [12] I. Matsunami, R. Nakamura, and A. Kajiwara, "RCS Measurements for Vehicles and Pedestrian at 26 and 79GHz," Proc. of 6th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS'2012), 4pages, Gold Coast, Australia, Dec. 2012.
- [13] M. Otsu, R. Nakamura, and A. Kajiwara, "Elderly-care Monitoring Sensor Using Stepped-FM UWB Scheme," Proc. of 2012 IEEE Sensor Application Symposium (SAS2012), pp.151-154, Brescia, Italy, Feb. 2012. (学術論文[2]と一部関連)
- [14] Y. Ota, R. Nakamura, and A. Kajiwara, "UWB Stepped-FM Sensor for Home Security," Proc. of 2012 IEEE Sensor Application Symposium (SAS2012), pp.126-129, Brescia, Italy, Feb. 2012. (学術論文[1]と一部関連)
- [15] R. Nakamura, and A. Kajiwara, "Empirical Study on 60GHz In-vehicle Radio Channel," Proc. of 2012 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS2012), pp.327-330, Santa Clara, USA, Jan. 2012. (学術論文[4]と一部関連)
- [16] M. Otsu, R. Nakamura, and A. Kajiwara, "Remote Respiration Monitoring Sensor Using Stepped-FM," Proc. of 2011 IEEE Sensor Application Symposium (SAS2011), pp.155-158, San Antonio, USA, Feb. 2011.
- [17] R. Nakamura, and A. Kajiwara, "Empirical Study of Stepped-FM UWB Microwave Sensor," Proc. of 2011 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WisNet2011), pp.363-366, Phoenix, USA, Jan. 2011. (学術論文[5]と一部関連)
- [18] R. Nakamura, R. Yokoyama, and A. Kajiwara, "Short Range Vehicular Radar Using Stepped-FM Based UWB-IR," Proc. of 2010 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS2010), pp.543-546, New Orleans, USA, Jan. 2010.

国内研究会等

- [1] 實井勇太, 中村僚兵, 松波勲, 梶原昭博, "ステップド FM 広帯域電波センサによる屋内侵入者検知特性," 信学総大, March 2014. (発表予定)
- [2] 中村僚兵, 梶原昭博, 松波勲, "生体情報監視のための超広帯域電波センサシステム," 信学ソ大, pp.S155-S156(B), Sept. 2013.
- [3] 下村奈央, 中村僚兵, 梶原昭博, "ステップド FM による小型電波センサを用いた複数呼吸検知," 信学ソ大, pp.95(A), Sept. 2013.
- [4] カシノヨウ, 中村僚兵, 梶原昭博, "UWB-IR 通信における Time-Reversal フィルタの検討," 信学ソ大, pp.83(A), Sept. 2013.
- [5] 鹿島圭生, 中村僚兵, 梶原昭博, "特徴抽出手法を用いた浴室内見守り用 UWB センサ," 信学ソ大, pp.82(A), Sept. 2013.

- [6] 中村僚兵, 太田勇輝, 毛屋伸康, 梶原昭博, “ステップド FM センサによる屋内侵入者検知について,” 信学総大, pp.119(A), March 2013.
- [7] 若杉博幸, 松波勲, 小菅義夫, 中村僚兵, 梶原昭博, “車両の走行態勢を考慮したシミュレーションモデルの構築,” 信学技報, SANE2012-134, vol.112, no.391, pp.43-48, Jan.2013.
- [8] 松波勲, 中村僚兵, 梶原昭博, “レンジゲート荷重パルス積分法を用いた UWB レーダ,” 信学技報, WBS2012-8, vol.112, no.50, pp.41-46, May 2012.
- [9] 大津貢, 中村僚兵, 梶原昭博, 松波 勲 “ステップド FM センサの DAA に関する実験的検討,” 信学総大, pp.51(B), March 2012.
- [10] 毛屋伸康, 太田勇輝, 中村僚兵, 梶原昭博, “ガードバンドを利用した広帯域マイクロ波センサ,” 信学総大, pp.52(B), March 2012.
- [11] カシノヨウ, 石川弘貴, 松本淳史, 中村僚兵, 梶原昭博, “Time-Reversal UWB-IR におけるセル間干渉の検討,” 信学総大, pp.148(A), March 2012.
- [12] 太田勇輝, 中村僚兵, 梶原昭博, “広帯域無線を用いたステップド FM 方式による屋内セキュリティセンサ,” 電学技報, IM-12-006, pp.29-33, Jan. 2012.
- [13] 大津貢, 中村僚兵, 梶原昭博, “ステップド FMUWB 方式による高齢者の見守りセンサの研究開発,” 電学技報, IM-12-008, pp.41-44, Jan. 2012.
- [14] 中村僚兵, 梶原昭博, “60GHz 帯の車内無線伝搬特性の基礎的研究,” 信学技報, WBS2011-37, vol.111, no.340, pp.31-35, Dec. 2011.
- [15] 山下秀平, 大津貢, 中村僚兵, 梶原昭博, “FMCW を用いた複数目標検知時における特性改善について,” 平 23 九州連大, pp.459, Sept. 2011.
- [16] 松本淳史, 石川弘貴, 中村僚兵, 梶原昭博, “ガードタイムを短縮した Spectral-Keying UWB 方式の検討,” 平 23 九州連大, pp.434, Sept. 2011.
- [17] 石川弘貴, 松本淳史, 中村僚兵, 梶原昭博, “MISO アンテナを用いた Time-Reversal UWB-IR における伝送路推定誤りの影響,” 平 23 九州連大, pp.435, Sept. 2011.
- [18] 中間寛人, 岡本悠希, 中村僚兵, 梶原昭博, “路上レーダによる車両検知識別法の実験的検討,” 平 23 九州連大, pp.456, Sept. 2011.
- [19] 大津貢, 大田恭平, 中村僚兵, 梶原昭博, “ステップド FM-UWB センサを用いた呼吸モニタリング,” 信学総大, pp.113(B), March 2010.
- [20] 中村僚兵, 松波勲, 梶原昭博, “Time-Reversal 法を用いた UWB-TR 方式の特性評価,” 第 32 回情報理論とその応用シンポジウム(SITA2009), Proc. of The 32nd Symposium on Information Theory and its Applications (SITA2009), pp.31-35, Dec. 2009.

書籍

- [1] A. Kajiwara, R. Nakamura, “Patient-Care Sensing and Monitoring Systems (Measurement,

Instrumentation, and Sensors Handbook 2nd. Ed.)” CRC Press, pp.62-1-62-11, Jan, 2014.

特許

- [1] 梶原昭博, 中村僚兵, “電波センサ, 電波センシング方法及び電波センシングプログラム” 特願 2013-009675 号, 2013.1.22.

表彰

- [1] 平成 23 年電子情報通信学会九州支部 学術奨励賞, 2011 年 3 月 19 日.