

情報通信審議会 情報通信技術分科会

移動通信システム委員会

報 告（案）

目次（案）

I	検討事項	2
II	委員会及び作業班の構成	2
III	検討経過	2
IV	検討概要	4
第1章	検討の背景等	4
1.1	レーダシステムの現状	4
1.2	高分解能レーダシステムの国際標準化動向	12
1.3	検討の背景	19
第2章	79GHz 帯高分解能レーダの導入	20
2.1	特徴・利用シーン	20
2.2	79GHz 帯高分解能レーダシステムの普及予測	26
2.3	79GHz 帯高分解能レーダの導入に向けた検討	29
第3章	他の無線システムとの共存に関する検討	71
3.1	検討の対象となる無線システム	71
3.2	アマチュア無線業務との共用検討	71
3.3	電波天文業務との共用検討	72
3.4	近傍周波数の他システムとの共用検討	73
第4章	79GHz 帯高分解能レーダの技術的条件	74
4.1	一般的条件	74
4.2	無線設備の技術的条件	74
4.3	測定法	74
第5章	今後の検討課題	77
V	検討結果	77
VI	参考文献	77
別表1		79
別表2		80
別表3		81

I 検討事項

移動通信システム委員会（平成 23 年 1 月 18 日から。同年 1 月 17 日までは ITS 無線システム委員会）（以下「委員会」という。）は、平成 21 年 7 月 28 日付け情報通信審議会諮問第 2029 号「ITS 無線システムの技術的条件」のうち、「79GHz 帯高分解能レーダの技術的条件」について検討を行った。

II 委員会及び作業班の構成

委員会の構成は、別表 1 及び別表 2 のとおり。

なお、検討の促進を図るため、本委員会の下に 79GHz 帯高分解能レーダ作業班（以下「作業班」という。）を設置した。作業班の構成は別表 3 のとおり。

III 検討経過

1 委員会

① 第 3 回（平成 22 年 2 月 3 日）

平成 21 年 11 月 24 日の情報通信審議会情報通信技術分科会において、「ITS 無線システムの技術的条件」のうち「79GHz 帯高分解能レーダの技術的条件」の検討が ITS 無線システム委員会において開始された旨報告があった。検討の促進を図るため、作業班を設置した。

また、検討を開始するにあたり、次回委員会において 79GHz 帯高分解能レーダについて意見陳述の機会を設けることが承認された。

② 第 4 回（平成 22 年 3 月 8 日）

「79GHz 帯高分解能レーダの技術的条件」について関係者からの意見陳述が行われ、SARA（Strategic Automotive Radar Frequency Allocation）より欧州における 79GHz 帯レーダの制度化の状況の紹介と、国際標準化の観点から可能な限り欧州の規格と整合されるよう要望があった。

また、国立天文台及び個人から電波天文業務との干渉検討は ITU-R RA.769 に従って評価するよう要望があった。

③ 第 7 回（平成 24 年 2 月 17 日）※

79GHz 帯高分解能レーダの技術的条件の報告（案）が作業班より提示され、検討を行った。

※平成 23 年 1 月 18 日の情報通信審議会情報通信技術分科会において、ITS 無線システム委員会は移動通信システム委員会へと再編され、諮問第 2029 号は移動通信システム委員会において引き続き検討されることとなった。

④ 第 9 回（平成 24 年 4 月 18 日）

報告（案）に対する意見募集の結果及び意見に対する委員会の考え方について検討し、79GHz 帯高分解能レーダの技術的条件の報告を取りまとめた。

2 作業班

① 第1回（平成22年2月8日）

作業班の運営方針及び検討の進め方について検討を行った。また、現在の79GHz帯高分解能レーダの取組状況、欧州における79GHz帯レーダの動向及び79GHz帯における電波天文観測の重要性について、それぞれ関係者から説明が行われた。

② 第2回（平成22年3月16日）

79GHz帯高分解能レーダの利用イメージ、高分解能レーダシステムの普及予測及びミリ波帯を用いたレーダシステムの高分解能化技術に関する技術試験事務の検討結果について、それぞれ関係者から説明が行われた。また、委員会で行われた意見陳述の結果について事務局より説明が行われた。

③ 第3回（平成22年5月1日）

79GHz帯高分解能レーダの利用イメージ及び高分解能レーダシステムの普及予測について、関係者から説明が行われた。また、79GHz帯高分解能レーダとアマチュア無線業務との共用検討について検討を行った。続いて、関係者より79GHz帯高分解能レーダの技術的条件について提案され検討を行った。また、報告目次案について検討を行った。

④ 第4回（平成24年2月15日）

79GHz帯高分解能レーダの技術的条件の報告（案）について検討を行った。

IV 検討概要

第1章 検討の背景等

1.1 レーダシステムの現状

現在、我が国では人や物の移動・輸送等において、自動車は必要不可欠なものとなっている。しかしながら、自動車の普及が進む一方で、交通事故や交通事故死傷者数は高い水準で推移しており社会的な問題の一つとなっている。そのため、自動車の機能として、機動性、利便性に加えて安全性を更に高めていくことが求められている。

このような流れを受けて、情報通信技術を活用して自動車の安全性を向上させる ITS (Intelligent Transport Systems : 高度道路交通システム) が注目されている。天候等に左右されず周囲の把握が可能な車載レーダについては、高級車を中心に既に導入され始めており、自車周辺の車両検知や運転補助といった高度な利便性と安全性の提供に活用されている。更に近年では、安全・安心の提供範囲を車両以外にも拡大し、歩行者、自転車などに対する安全確保を提供するため、既存の車載レーダよりも更に分解能の高い車載レーダの実用化が期待されている。

車載レーダが民生市場に最初に導入されたのは、米国における 1993 年のバス、トラック向けの 24GHz 帯長距離レーダであり、また一般乗用車への車載レーダの搭載は 1999 年の 76GHz 帯ミリ波レーダの欧州市場導入に始まる。

近年の自動車産業及び自動車市場のグローバル性を考慮すると、電波を利用する車載レーダの国際標準化は、付加価値向上と普及のために極めて重要な要素であることから、新たな車載レーダの実用化に当たっては、諸外国での状況を踏まえ議論を進めていく必要がある。

1.1.1 76GHz/60GHz 帯レーダ及びレーダシステムの現状

我が国では、60GHz 帯レーダの規格が特定小電力無線局ミリ波レーダ用無線設備 (指定周波数帯 60.0-61.0GHz) として 1995 年に制定され、それに従って ARIB STD-T48 が制定された。しかしながら、米国及び欧州では、76GHz 帯レーダがそれぞれ 1996 年、1998 年に標準化され、我が国においても 1999 年に指定周波数 76.5GHz (指定周波数帯 76.0-77.0GHz) が追加・改定された。その結果、76GHz 帯が事実上の国際標準となっており (表 1.1-1)、60GHz 帯レーダは我が国での限定的な利用に留まっている。

2005 年には我が国の特定小電力無線局ミリ波レーダ用無線設備規則の改訂に伴い、ARIB STD-T48 のスプリアス発射に関する規格が改訂された。

76GHz 帯レーダは、主に車両の前方 100~200m 程度までの障害物を距離分解能 1~2 m、視野角 20 度程度で検知する前方監視用長距離レーダとして利用されている。特に高速道路上で先行車両に対し、距離と相対速度を自動制御して運転者に利便性を提供するアダプティブ・クルーズ・コントロール (ACC) システムとして、1999 年に初めて市場に導入されて以来順調に普及が進んでいる。

その後、欧州における e-Safety Forum、日本の ASV（Advanced Safety Vehicle¹）プロジェクト等において、衝突予防による交通事故死傷者数の低減が強調され、76GHz 帯レーダは安全・安心の観点から、自動車メーカ各社がその開発と普及に取り組んでいる。

表 1.1-1 76GHz 帯ミリ波レーダの規格

地域	日本	北米		欧州		
規格	ARIB STD-T48	FCC Part15 § 15.253		ETSI Standard : EN 301 091		
周波数	76.0GHz-77.0GHz	76.0GHz-77.0GHz		76.0GHz-77.0GHz		
空中線電力 許容範囲	10mW 以下 (10dBm) +50%, -70%	車両停止時	200nW/cm ² (23.5dBm) at 3m		クラス 1	average 50dBm 以下 Peak 55dBm 以下
		車両進行時	前方	60uW/cm ² (48.3dBm) at 3m	クラス 2	average 23.5dBm 以下 Peak 55dBm 以下
		後/側方	30uW/cm ² (45.3dBm) at 3m			
ピーク電力		許容された平均電力から 20dB を超えないこと		(上記による)		
占有 周波数帯幅	通常の変調状態 において 500MHz					
スプリアス 発射の強度	平均電力 100uW 以下 :帯域外におけるス プリアス発射 50 uW 以下 :スプリアス領域に おける不要発射	0.09MHz-960MHz	細分化されているため省略		47-74 87.5-118 174-230 470-862 MHz	-54dBm/100kHz
		960 超-40GHz 未満	500uV/m (-41.2dBm)		Otherwise in band 30MHz to 1GHz	-36dBm/100kHz
					1GHz-25GHz	-30dBm/MHz
					25GHz-40GHz	-30dBm/MHz
		40GHz 以上 200GHz 以下	前方	600pW/cm ² (-1.68dBm)	73.5-76GHz	0dBm/MHz
	後/側方	300pW/cm ² (-4.69dBm)	77-79.5GHz 40GHz-100GHz	0dBm/MHz -30dBm/MHz		
		200GHz 超-231GHz	1000pW/cm ² (0.53dBm)			
送信装置の 空中線利得	絶対利得 40dB 以下					

2003 年からは前方監視プリクラッシュシステムや前方監視追突軽減ブレーキシステムを搭載した車両が一部の自動車メーカから市場に投入され、その後、複数社が同様なシステムを採用したことにより、衝突被害軽減のためのミリ波レーダシステムの普及が進んだ。前方監視追突軽減ブレーキシステムの一例を図 1.1-1 に示す。

¹ 国土交通省先進安全自動車 <http://www.mlit.go.jp/jidosha/anzen/01asv/index.html>

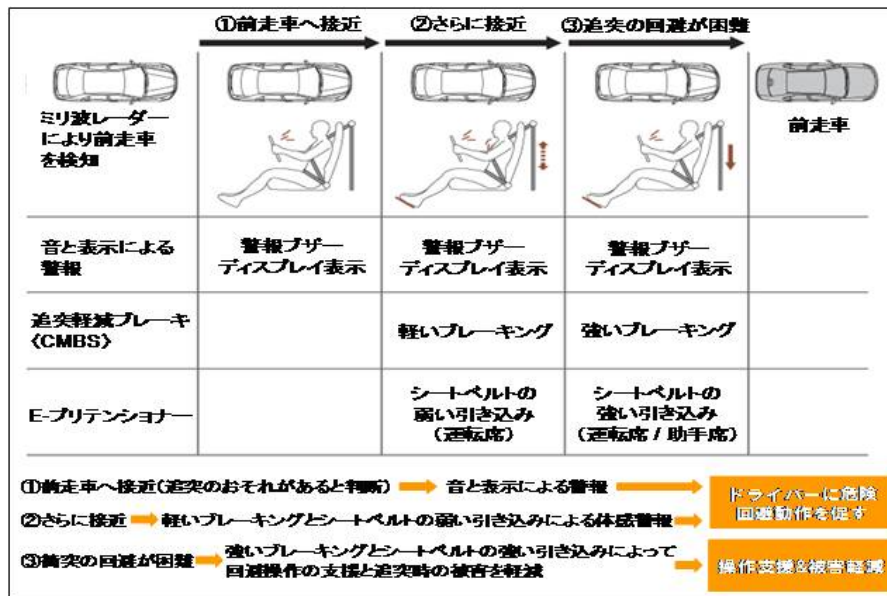


図 1.1-1 前方監視追突軽減ブレーキシステムの一例

また、図 1.1-2 のように ACC とプリクラッシュシステムを統合し、全車速域で対応可能となるよう高度化することで、自動渋滞追従システムも可能となる。

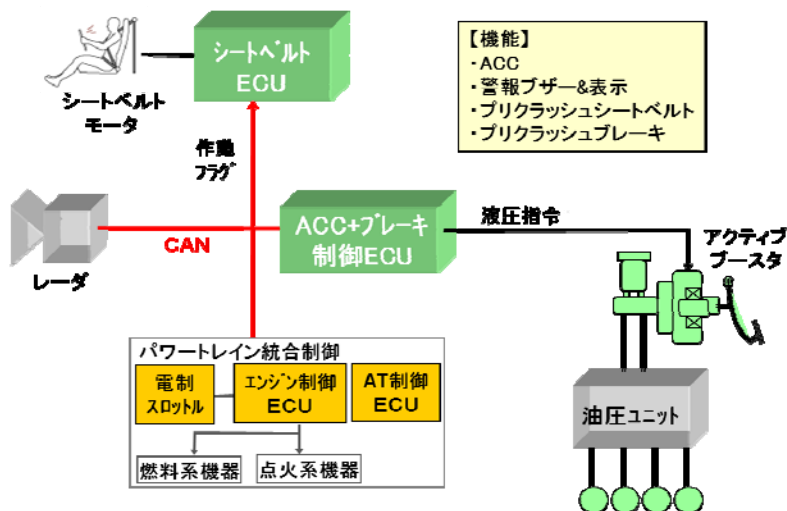
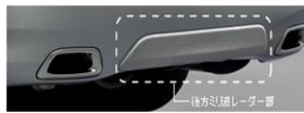


図 1.1-2 ACC/プリクラッシュシステム機能を統合した車両システムの一例

さらに近年では、監視範囲を前方だけでなく自車周辺に拡大することで、衝突軽減・予防効果を高めた安全運転支援システムの実用化に向けた開発が進んでいる。例えば、図 1.1-3 に示すように、76GHz 帯レーダを利用した自車周辺監視システムとして後方プリクラッシュシステムと前側方プリクラッシュセーフティシステムが挙げられる。後方プリクラッシュシステムは、後方車の追突に対する安全性を向上し、前側方システムは出会い頭衝突等の正面方向以外からの車両衝突に対応するものである。



(a) 後方プリクラッシュシステム



(b) 前側方プリクラッシュセーフティシステム

図 1.1-3 周辺監視システムへの拡大例

1.1.2 24GHz/26GHz 帯レーダシステムの現状

マイクロ波・ミリ波技術の開発は、必要な技術的難易度が低い周波数帯から利用が進んできたため、低い周波数帯のレーダシステムの方が製造コストも低い傾向にある。また 24GHz/26GHz 帯の電波は波長が長く広いアンテナ面積が必要となるため、アンテナ面積を抑えることが可能な比較的広視野角を必要とするシステムにおいて利用が進んでいる。

(1) 24GHz 帯レーダシステム

24GHz 帯狭域レーダシステムは、24GHz 帯 ISM バンド（日本：24.05GHz～24.25GHz、欧州：24.0GHz～24.25GHz）を利用しており、占有周波数帯幅が約 200MHz 以下であるため距離分解能は 1～3m 程度となっている。

24GHz 帯レーダシステムは監視範囲を、前方監視として実用化された後、後方プリクラッシュシステム、前側方、後側方監視システムへと事故率の高い方向から徐々に拡大している。

(2) 24GHz/26GHz 帯 UWB レーダシステム

車載レーダは、短距離の範囲で高精度に対象物を検知するため高い分解能が求められている。しかし、距離分解能はレーダの占有周波数帯幅に反比例するため、既存のレーダの占有周波数帯幅（24GHz 狭帯域レーダ：200MHz 以下、76GHz/60GHz 帯レーダ：500MHz）では十分な距離分解能が確保できない。そのため、周波数帯幅が広い 24GHz/26GHz 帯 UWB レーダが、米国、欧州、日本においてそれぞれ 2002 年、2005 年、2010 年に短距離レーダ（SRR:Short Range Radar）として実用化された（表 1.1-2）。使用周波数帯域はいずれも 4.5GHz 幅以上となっており、10～15cm 程度の高い距離分解能を有するが、他無線システムへの干渉低減のために空中線電力は非常に低い値（-41.3dBm/MHz EIRP）に制限されており最大検知距離の確保に難点がある。

その後、米国では 2004 年にレーダーの周波数帯の下限が 23.120GHz に変更され、また 23.6～24.0GHz 帯では垂直方向の放射電力の制限が無くなり、同時に電力に制限が加えられている。

表 1.1-2 24GHz/26GHz 帯 UWB レーダの規格

地域	北米		欧州	日本
規格	FCC02-48 sec,15,2515	FCC04-285 sec,15,252	ECC: 2005/50/EC	総務省令 46/47, 告示 166
周波数	22.00GHz - 29.00GHz	23.12GHz - 29.00GHz	22.00 GHz - 26.65GHz	22.00GHz - 29.0GHz (2016 年 まで) 24.25GHz - 29.0GHz (2017 年以 降)
空中線 平均電力	22.00GHz - 29.00GHz - 41.3dBm/MHz EIRP 以下	23.12GHz - 29.00GHz - 41.3dBm/MHz EIRP 以下 但し 23.6-24.0GHz に おいては - 61.3dBm/MHz 以下	- 41.3dBm/MHz EIRP 以下	- 41.3dBm/MHz EIRP 以下
付帯条件等	・23.6~24.0GHz で仰 角 30 度以上で 25~ 35dB 以上放射電力を 減衰させる制限付き。	・23.6~24.0GHz での 垂直方向放射電力制 限無し。	・車載レーダに限定 ・仰角 30 度以上で 30dB 以上減衰 ・電波天文台近傍で自動停波 ・2013 年までの時限的認可 但し 24.25-26.65GHz は 2018 年 1 月まで (EC Decision 7/2011) ・搭載率 7%以下	・23.6-24GHz においては 仰角 30 度以上で 25dB 以上減衰 ・22.21-22.5GHz 及び 23.6-24GHz においては電波天文台近傍で 自動停波 ・22~24.25GHz においては 2016 年末までに限る

24GHz/26GHz 帯 UWB レーダが想定するシステムの応用例を図 1.1-4 に示す。

2~8 台の UWB レーダを自車両の周りに配置して周辺監視することにより、衝突軽減・予防による安全提供と共に、駐車支援への活用等、利便性の向上も可能となる。

現在実用化されているレーダシステムでは、車両前方・後方 30m 程度までの広視野角な扇型範囲を高精度に検知可能な UWB レーダシステムと、前述した 76GHz 帯長距離レーダを相互補完的に併用することで前方監視機能の高度化を実現している。しかしながら、最大検知距離 30m は車両の様な大きな物体に対するものであり、歩行者等の小さな対象物の検知距離は数 m 程度に限られている。

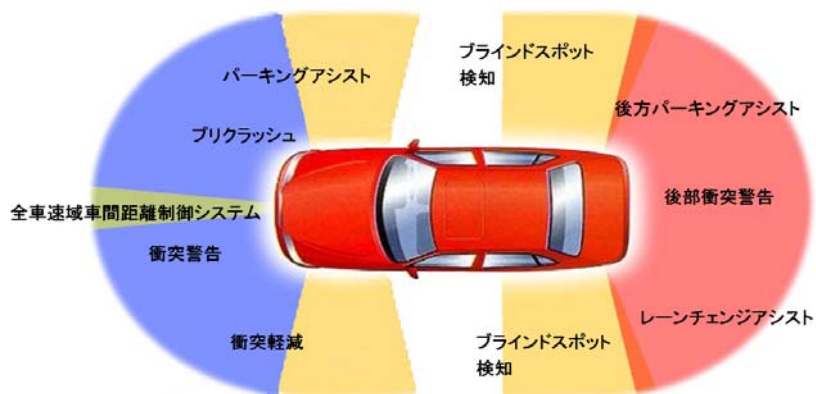


図 1.1-4 24GHz/26GHz 帯 UWB レーダが想定するシステム応用

また、24GHz/26GHz帯UWBレーダについては、他のシステムへの干渉を避けるため、日本、欧州とも特定の地域ではレーダを自動停止することとしている。更に、欧州では使用期限を2013年（但し24.25-26.65GHzで動作するレーダは2018年）と定めており、その後は新しい79GHz帯へ移行することが条件となっている。日本でも24GHz帯UWBレーダについては使用期限が2016年に定められており、また26GHz帯UWBレーダについては、他システムと共存可能な最大普及率（7%）を超えることが予想される2022年頃目処に干渉緩和対策が必要であるとしている。

1.1.3 新たな79GHz帯高分解能レーダシステム

交通事故、特に死亡事故の低減に対する社会的要請は世界的に高く、欧州におけるe-Safety Forum、日本のASVプロジェクト等においても、衝突軽減・衝突予防による交通事故死の低減が重要視されている。

図1.1-5に示すとおり、自動車と歩行者の事故は死亡事故につながりやすいため、交通事故死者数の低減には、運転者、同乗者だけでなく、歩行者や自転車等に対する安全も重要である。しかし、前述した76GHz/60GHz帯レーダ或いは24GHz/26GHz帯UWBレーダを利用した安全運転支援システムは、検知対象を主に車両等の大きな対象物としており、運用場所も高速道路等の自動車専用道路としている。そのため、衝突軽減・予防効果を一般道においても実現可能となる各種応用システムの開発が活発に行われている。一般道走行時を高速道路走行時と比較した時の大きな差異として、建物、街路樹等の障害物が道路近辺に存在することで車両周辺環境が複雑になることや、歩行者、自転車等の小さな検知対象の存在が挙げられる。

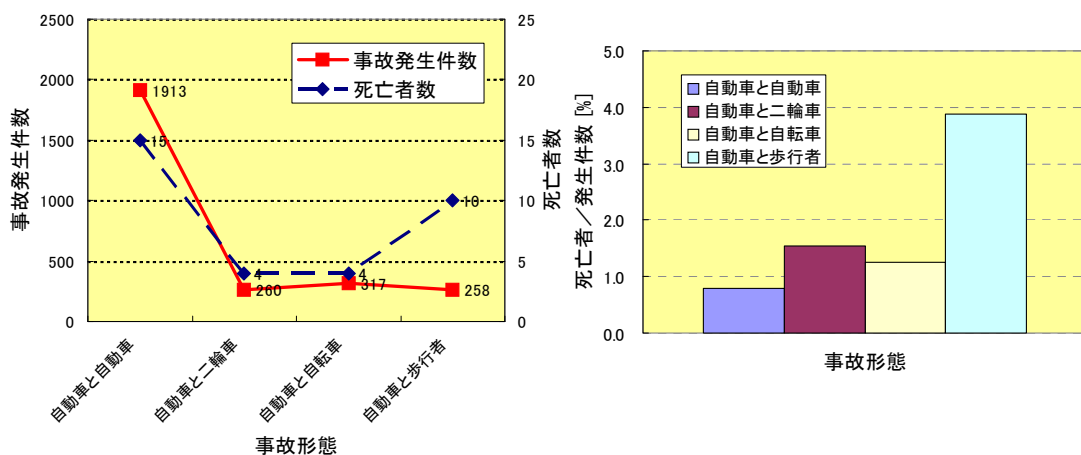


図 1.1-5 交通事故の形態と死亡事故発生頻度（木更津警察署：平成13-20年度合計）

従って、一般道での車載レーダによる安全運転支援システムの実現には、複雑な周囲環境において短距離（0.2 m程度）から中距離（50-70 m）にわたり歩行者等の小さな物体を高精度に分離検知（距離分解能20 cm程度）することが必要となる。

これに対し、既存の76GHz/60GHz帯レーダでは距離分解能の要求条件を満たすことが難しく、また24GHz/26GHz帯レーダについては使用期限が定められていることから、

恒久的に利用可能な新しい高分解能レーダの実用化が求められている。そのため、検知精度が高く、国際的にも導入に向けた検討が進められている 79GHz 帯レーダを新しい高分解能レーダとして導入することとし、その検討を始めることとしたものである。図 1.1-6 に示す各種車載レーダで実現可能な検知精度（距離、速度、角度）の比較からも、79GHz 帯レーダの優位性が確認できる。

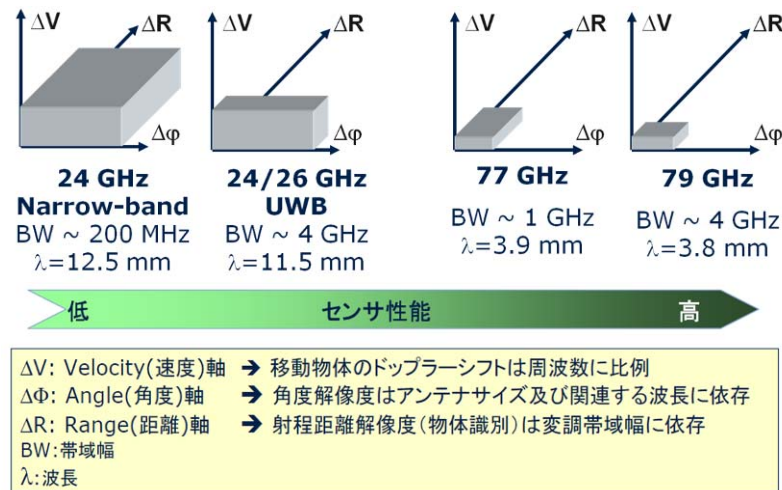


図 1.1-6 各種レーダの性能比較

また、79GHz 帯高分解能レーダにより実現可能となる、車両周辺監視安全システムの構成と利用シーンの例を図 1.1-7 に示す。

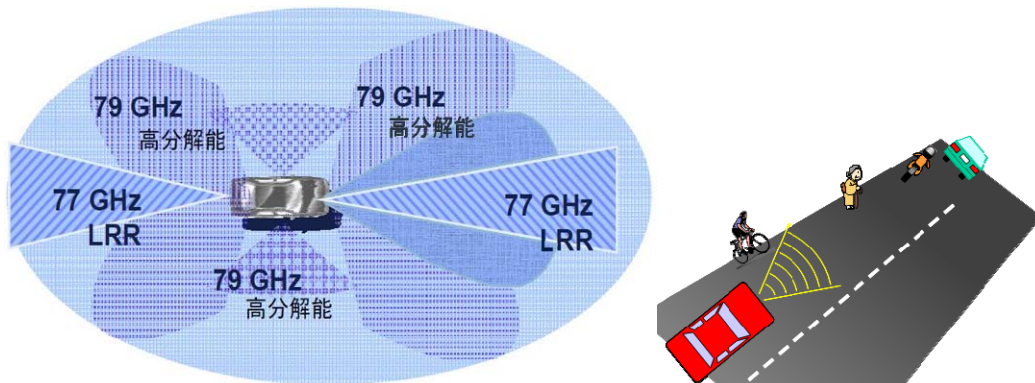


図 1.1-7 79GHz レーダによる車両周辺監視安全システムの構成及び利用シーンの例

1.1.4 車載以外のレーダシステムの現状

ここまでは、各種レーダの車載レーダへの応用について述べてきたが、24GHz 帯狭域レーダや 76GHz/60GHz 帯レーダについては、車載レーダ以外の用途も検討されている。

(1) 道路状況提供システム

悪天候時（吹雪や濃霧等）等の様々な条件下で、走行車両及び道路障害物の検知をレーダにより実現することで、単独・多重事故誘発事象を予測し、適切な道路状況の情報を提供することができる（図 1.1-8）。また、同様な設備により道路車線を通

過する車両台数を計測する交通流監視システムもある。



図 1.1-8 ミリ波レーダによる道路状況提供システム

(2) 鉄道踏切障害物検知システム

踏切内に停留した障害物（車両及び歩行者や車椅子）をレーダにより検知し、天候の影響を殆ど受けることなく、鉄道の安全運行を支援する鉄道踏切障害物検知システムの例を図 1.1-9に示す



図 1.1-9 鉄道踏切障害物検知システム

(3) 横断歩行者検知システム

横断歩道や周辺にいる歩行者や自転車をレーダにより検知し、走行車両に情報を提供することで交通安全に寄与する他、歩行者の横断状況に応じた適切な道路交通信号の制御等にも利用することができる。また、横断歩道や周辺にいる歩行者や自転車をレーダにより検知し、走行車両に情報を提供することで交通安全に寄与する他、歩行者の横断状況に応じた適切な道路交通信号の制御等にも利用することができる（図 1.1-10）。

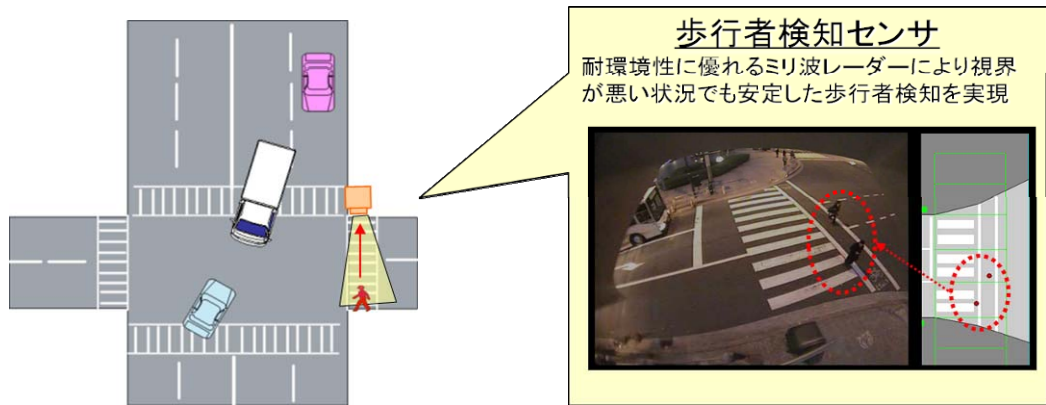


図 1.1-10 横断歩行者検知システム

以上のように、車載以外のレーダシステムにおいても、その検知精度が交通事故低減に直接結びつくため、79GHz 帯高分解能レーダの適用による検知精度の向上が期待されている。

1.2 高分解能レーダシステムの国際標準化動向

1.2.1 ITU（国際電気通信連合：International Telecommunication Union）の動向

ITU-R（無線通信部門：Radiocommunication Sector）では、ITS に関する無線通信の技術標準を検討するため、地上業務を担当する SG5（Study Group 5）の中にある WP5A（Working Party 5A）において、新技術を検討する WG5（Working Group 5）に SWG2（Sub Working Group 2）を設けて車載レーダを含む ITS に関する課題の検討を行っている（図 1.2-1）。

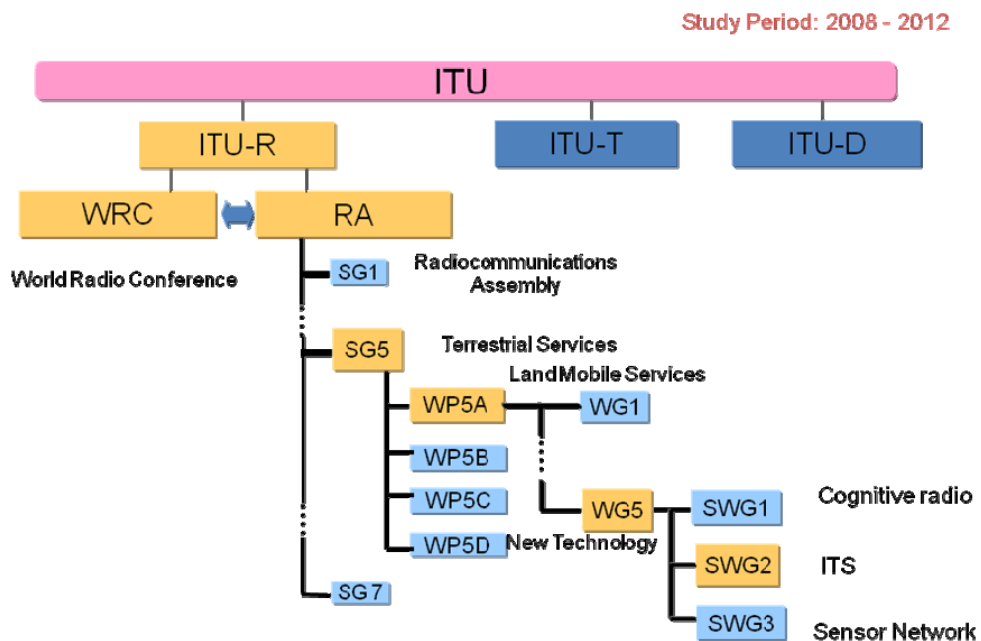


図 1.2-1 ITU-R における ITS 無線通信技術の検討体制（2012 年 1 月現在）

ITS に関する無線通信の技術標準については既にいくつかの勧告が承認されており、ミリ波を使った無線通信システムに関しても ITU-R 勧告 M.1452-1” Millimetre wave radiocommunication systems for intelligent transport system applications” が存在する。この勧告は 2000 年に承認された ITU-R 勧告 M.1452 “Transport Information and control systems - Low power short range radar equipment at 60GHz and 76GHz”へ ”Millimeter wave ITS Radiocommunication system” を 2009 年に追加し、ミリ波に関する ITS 無線通信技術を広く包含可能な勧告へと改訂されている（図 1.2-2）。

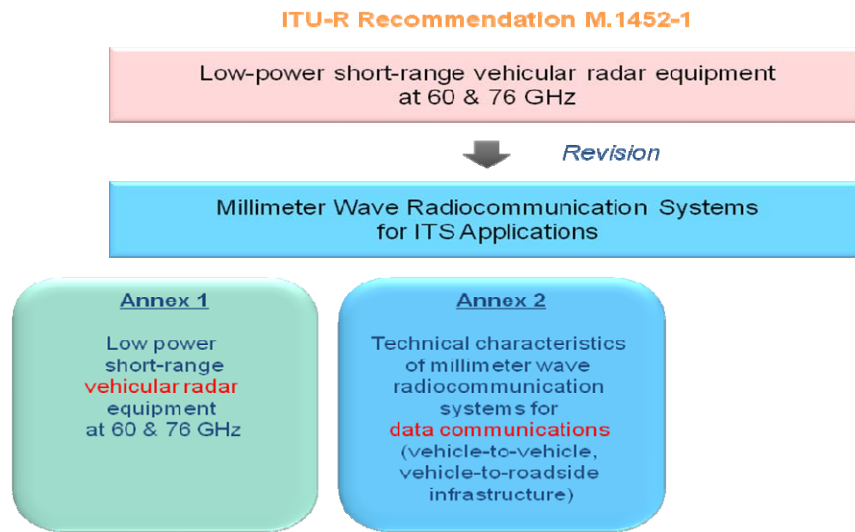


図 1.2-2 ITU-R 勧告 M.1452-1 の構成 (2009 年改訂)

2010 年 5 月に開かれた ITU-R SG5 WP5A 会合では、日本から 79GHz 帯高分解能レーダについても近い将来に M.1452-1 の Annex C として追記する可能性に関する情報の提供を行った。

2011 年 6 月に開かれた ITU-R SG5 WP5A 会合では、日本と、CEPT 承認の下でドイツから勧告 M.1452-1 改訂案が入力され、検討の結果 Preliminary [Draft New Recommendation [LMS.ar]] or [Draft New Revision OF Recommendation ITU-R M.1452-1]: Millimetre wave automotive radars and radiocommunication systems for intelligent transport system applications が出力された。この出力文書は勧告 M.1452-1 の再改訂または新勧告策定のいずれかを WRC-12 の成り行きを見ながら決めるとしたものである。(図 1.2-3)

2011 年 11 月に開かれた ITU-R SG5 WP5A 会合では日本、ドイツ、ロシアからの入力に基づき、ITU-R 勧告 M.1452-1”Millimetre wave vehicular collision avoidance radars and radiocommunication systems for intelligent transport system application”の改訂案が出力され、SG5 に送られた。続いて同月に開かれた SG5 会合で、この文書が検討された結果、SG5 と ITU-R 加盟国による 2 段階の郵便投票によって審議されることになった。

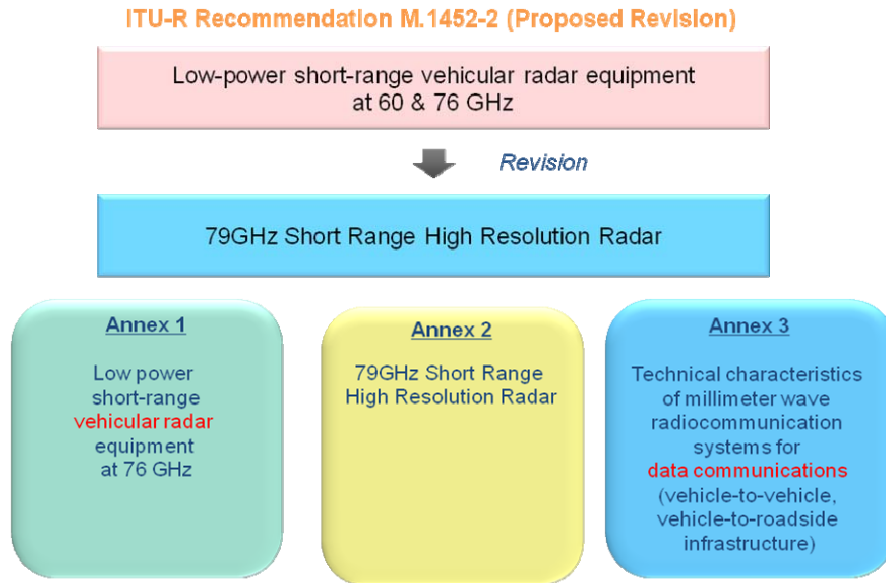


図 1.2-3 ITU-R 勧告 M.1452-1 改訂案 (2011 年提案)

ところで、79GHz 帯高分解能レーダが使用する予定の 77-81GHz のうち、77.5-78.0GHz にはレーダの運用が可能な無線標定業務の 1 次業務への分配が国際的に存在しないため、WRC (世界無線通信会議 : World Radiocommunication Conference) において、無線標定業務への周波数の分配を確保する必要がある。

WRC で議論する前段階として、アジア・太平洋地域での検討が必要であり、バンコクに本部を有する APT(アジア・太平洋電気通信共同体 : Asia-Pacific telecommunity) の APG (APT 準備グループ : APT Preparatory Group)での承認取得を目指すことになった。

2010 年 12 月に開かれた APG2012-4 会合で、日本から 77.5-78.0GHz でレーダが運用可能な無線標定業務の 1 次業務への分配を求める WRC 新議題提案を行った。

2011 年 8 月に開かれた APG2012-5 会合では 77.5-78.0GHz でレーダが運用可能な無線標定業務に関する 1 次業務としての分配を求める新議題提案が承認された。その後、新議題提案は APT 加盟国の郵便投票で承認され、2012 年 1 月から 2 月にかけて開かれた WRC-12 会合に APT から WRC-15 の新議題案として提案され、新議題として承認されたことから、2015 年に開かれる予定の WRC-15 に向けて他業務との共用や干渉に関する検討などが ITU-R SG5 WP5A で進められる。

1.2.2 諸外国における標準化検討状況

2011年10月時点での79GHz帯高分解能レーダの制度化の状況として、27の欧州加盟国（EU decision 2004/545/ECにより2004年から許可）とシンガポール（IAD TS UWBにより2007年から許可）、オーストラリア（2010年から許可）、ロシア（2010年から許可）において79GHz帯高分解能レーダの規則が採用されていることが挙げられる。なお、他の地域では制定が保留、或いは検討中となっている。

（1）欧州での検討動向

欧州委員会では、道路安全とITSのための新しい短距離レーダの普及策を推進してきた。現在、前述した24GHz帯狭域レーダや76GHz帯レーダが長距離レーダ（LRR: Long Range Radar）として、また24/26GHz帯UWBレーダがSRRとして活用されているが、24/26GHz帯UWBレーダについては、他システムとの干渉回避のため一部地域で使用が制限されているほか、この周波数帯の車載レーダとしての利用を2013年までの暫定的な帯域とされていた。

このような中、2004年にECC（Electronic Communications Committee）及び欧州委員会では次の2つの決定を発表している。

- ・ ECC/DEC/(04)03 - 2004年3月19日：77-81GHzの周波数帯を車用の短距離レーダに指定する決定。
- ・ 2004/545/EC - 2004年7月8日：EU内での車載用短距離レーダのための79GHz帯における周波数の協調に関する決定。

これらは車載用短距離レーダの77-81GHz帯での恒久的使用についての決定である。77-81GHz帯は短距離レーダの長期的・恒久的な発展に最も適した周波数帯と理解されており、前記のECCおよびECの決定は次に示す24GHz帯UWBレーダに関する暫定的な決定と共に発行されたものである。

- ・ ECC/DEC/(04)10 - 2004年12月12日：24GHz帯車載用短距離レーダの暫定的な導入に指定する決定。
- ・ 2005/50/EC - 2005年1月17日：車載用短距離レーダのEC内での暫定的な使用のための79GHz帯域における周波数調和に関する決定。

24GHz帯車載用短距離レーダの使用は、時限付きの許可となっており、24GHz帯から79GHz帯への移行を意図した所謂「パッケージソリューション」といえる。

なお、24GHz帯車載用短距離レーダについては、2011年7月、欧州委員会が次の決定（Amendment 2005/50/EC）を行っているが、使用期限は最長でも2018年年初までと限定されている。

- ・ 21.65-24.25GHzで運用するレーダの期限は2013年6月末までのままとする。
 - ・ 24.25-26.65GHzで運用するレーダの期限は2018年1月1日までとする。
- ただし、2018年までに型式認定を受けたものは2022年1月1日までとする。

①システム概要

欧州では、欧州の標準化機関である ETSI (European Telecommunications Standards Institute) のシステム規格 (ETSI TR 102 263) の初版に記載されている周波数帯域と出力に関する技術要件に基づいて、2008 年に 77GHz~81GHz 帯で運用する短距離レーダを規定する ETSI 標準 (EN 302 264-1 及び EN 302 264-2) が定められた。スプリアス放射限度、帯域外放射限度をそれぞれ表 1.2-1、表 1.2-2 に示す。

また、この規格における主な技術的パラメータと条件は次のとおりである。

- ・ 周波数帯域 : 77GHz -81GHz
- ・ 用途 : 車載用短距離レーダ用
- ・ 被干渉、無保護基準 (いわゆる短距離装置アプリケーション)
- ・ 最大平均 RMS 電力密度 : - 3 dBm/MHz EIRP (レーダセンサ)
- ・ 最大平均 RMS 電力密度: - 9 dBm/MHz EIRP (バンパー透過後)
- ・ ピーク電力 : + 55 dBm EIRP

表 1.2-1 スプリアス放射限度

周波数帯域	スプリアス放射限度
47~74MHz	-54dBm
87.5~118MHz	-54dBm
174~230MHz	-54dBm
470~862MHz	-54dBm
30~1000MHz 内の他の帯域	-36dBm
1~100GHz※	-30dBm
※ 77GHz~81GHz までの 79GHz 帯 SRR に許可された周波数帯域内では適用されない	

表 1.2-2 帯域外放射限度

周波数帯域	帯域外放射限度
25~77GHz	-30dBm/MHz
81~100GHz	-30dBm/MHz

②周波数帯の割り当て

欧州における各周波数帯域割当状況を表 1.2-3 に示す。

表 1.2-3 各周波数帯域における割当状況

FREQUENCY BAND	ALLOCATIONS(ITU-RR)	ECA TABLE(feb 2004)
75.5-76.0GHz	FIXED FIXED-SATELLITE (space-to-Earth) MOBILE BROADCASTING BROADCASTING-SATELLITE Space research (space-to-Earth) 5.559A 5.561	FIXED FIXED-SATELLITE (space-to-Earth) MOBILE BROADCASTING BROADCASTING-SATELLITE Space research (space-to-Earth) 5.559A 5.561 EU35
76.0-77.5GHz	RADIO ASTRONOMY RADIOLOCATION Amateur Amateur-Satellite Space-Research (space-to-Earth) 5.149	RADIO ASTRONOMY RADIOLOCATION ECA note 1) Amateur Amateur-Satellite Space-Research (space-to-Earth) 5.149 EU2
77.5-78.0GHz	AMATEUR AMATEUR-SATELLITE Radio-Astronomy Space Research (space-to-Earth) 5.149	AMATEUR AMATEUR-SATELLITE Radio-Astronomy Space Research (space-to-Earth) 5.149
78.0-79.0GHz	RADIOLOCATION Amateur Amateur-Satellite Radio Astronomy Space Research (space-to-Earth) 5.149	RADIOLOCATION Amateur Amateur-Satellite Radio Astronomy Space Research (space-to-Earth) 5.149
79.0-81.0GHz	RADIOLOCATION Amateur Amateur-Satellite Radio Astronomy Space Research (space-to-Earth) 5.149	RADIOLOCATION Amateur Amateur-Satellite Radio Astronomy Space Research (space-to-Earth) 5.149 EU2

5.149 76-86GHz [...]で他の業務の局に割り当てる際は、電波天文業務を有害な干渉から保護のため、実行可能な全ての手段を取ること。(Nos.4.5、4.6、Article 29 参照)。(WRC-2000)

5.559A 75.5-76GHz もまた 2006 年まで一次業務としてアマチュア、アマチュア衛星業務に割り当てられている。(WRC-2000)

EU2 軍民共用

EU35 75.5-76GHz はヨーロッパでは 2006 年以降アマチュア、アマチュア衛星業務にも割り当てられる。

ECA 注 1) RTTT: ECC DEC (02) 01; ERC REC 70-03.Road Transport and Traffic Telematic 76-77GHz Radar (ECC report56.AnnexA-2004 年 10 月より)

(2) 米国での検討動向

米国では 2011 年 10 月時点では 79GHz 帯高分解能レーダに関する標準化の検討は行われていない。欧州の動向や、先に割当を決定している 22~29GHz 帯で使用可能な UWB レーダの市場動向等を勘案し、79GHz 帯高分解能レーダに関する標準化の検討が進められるものと予想される。

1.2.3 国際標準化の必要性

先述のとおり、既に欧州及びシンガポール、オーストラリア、ロシアにおいて車載用レーダ用途へ 79GHz 帯の割当がされ、制度化されている。

このような中、79GHz 帯高分解能レーダを活用した安全運転支援システムの普及の観点から、先行して制度化されている欧州等の状況を考慮しつつ、周波数帯を含め可能な限り技術基準の整合を取ることが望ましい。

さらに、79GHz 帯高分解能レーダに関しては、車載レーダの相互干渉を低減するためにも、国際的に広く合意された勧告の実現などを各国・地域と連携し実現することが求められている。

1.3 検討の背景

先述のとおり、より安全な道路交通社会の実現に向け、自動車のような大きな対象物だけでなく、歩行者や自転車等の小さな対象物まで検知可能でかつ広く普及可能な高分解能レーダの実現が求められている。

このような状況の中、日本においても高分解能レーダの社会的貢献に関する検討が進められている。2005年に取りまとめられた「ワイヤレスブロードバンド推進研究会最終報告書」では、高分解能レーダのシステム要件として、人や自転車等の識別が可能な距離分解能を数10cm程度としており、周波数帯としては国際的にも導入に向けた検討が進められている79GHz帯を中心とした割当ての検討をすることが適当とされている。

また、これを受けて2011年に改定された「周波数再編アクションプラン（平成23年9月改定版）」では、以下の記述がある。

- ・79GHz帯を利用した新たな高分解能レーダシステムの導入について平成19年度から技術的検討を進めており、国際標準化動向や諸外国の周波数の割当状況、電波天文業務との調整状況等を踏まえて、平成23年度中に技術基準の策定等を実施する。
- ・79GHz帯を使った高分解能レーダシステムの平成28年までの実用化を目指し、歩行者等を高精度で検出するための高精度分離・検出技術や干渉を低減・回避するための技術等の研究開発を推進する。

また総務省では、平成19年度から平成21年度までの間、周波数ひっ迫対策のための技術試験事務として、79GHz帯を利用した新たな高分解能レーダシステムの実用化に向けて「ミリ波帯を用いたレーダシステムの高分解能化技術」に関する検討を行った。

これらの背景を踏まえ、新たな需要に対応可能な79GHz帯高分解能レーダの導入に必要な技術的条件について、以下を重点的に考慮しながら検討を行った。

- ・レーダの性能：79GHz帯レーダに期待されるシステム応用として、特に歩行者、自転車に対する安全提供を実現すること。
- ・国際標準化動向：車市場のグローバル性を考慮し、諸外国・国際機関で既存のまたは検討中の技術的条件・規定等との整合性を可能な限り保つこと。
- ・他の無線システムとの共用：79GHz周波数帯で対象となる電波天文業務、アマチュア無線業務との干渉検討を行うこと。特に、現在アマチュア無線業務が1次業務として割り当てられている77.5GHz～78.0GHzについては共用の可能性を検討すること。

第2章 79GHz 帯高分解能レーダの導入

2.1 特徴・利用シーン

2.1.1 車載レーダシステム

79GHz 帯高分解能レーダは、既存の 76GHz/60GHz 帯レーダや 24GHz 帯狭帯域レーダと比較して高い距離分解能を得ることができる特徴を持つ。また、同程度の距離分解能が得られる 24GHz/26GHz 帯 UWB レーダより最大検知距離が長いという特徴も併せ持つ（図 2.1-1）。

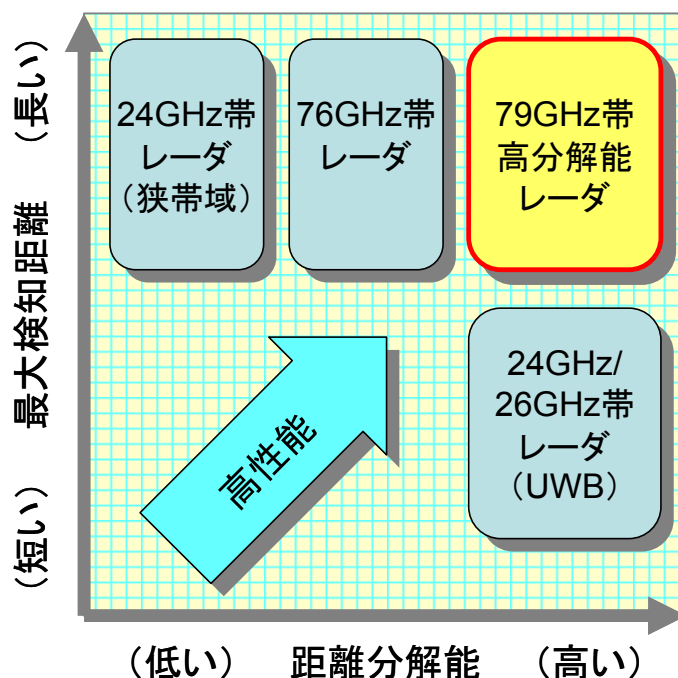


図 2.1-1 79GHz 帯高分解能レーダの特徴

このような特徴から、79GHz 帯高分解能レーダを利用した車載レーダシステムでは、歩行者や自転車等の小さな対象物の分離・抽出性能が向上し早期の発見が可能となるため、安全運転支援システムの性能向上に大きく寄与する。また、自車周辺の障害物との距離測定を高い距離分解能・精度で行えるため、衝突直前までの制御が可能となり被害低減にも役立つと考えられる。

以下に、現在想定されている 79GHz 帯高分解能レーダを利用した安全運転支援システムのイメージ及びシステム構成の例を示す。

(1) 利用イメージ例

①直線道路横断歩行者の検出

歩行者が死亡に至った事故は、歩行者が直線道路を横断中に多く発生しており²、図 2.1-2 のような場面が考えられる。人が駐車車両や路側構造物の近くから現れる場面

² 高分解能レーダ作業班（第2回）資料 2029-レ作 2-3、「79GHz 帯高分解能レーダの利用イメージについて」

において、距離分解能の悪いレーダでは人を分離して検出することが困難であったが、高分解能レーダを用いることによって、駐車車両や路側構造物などからの反射と人からの反射を分離して検出することが可能となり、警報等によりその存在を運転手に情報提供出来るようになる。また、検出する物体の位置精度も高くなることから、衝突判定時にはドライバーへの警報やブレーキ制御との連動により事故被害の低減が期待される。

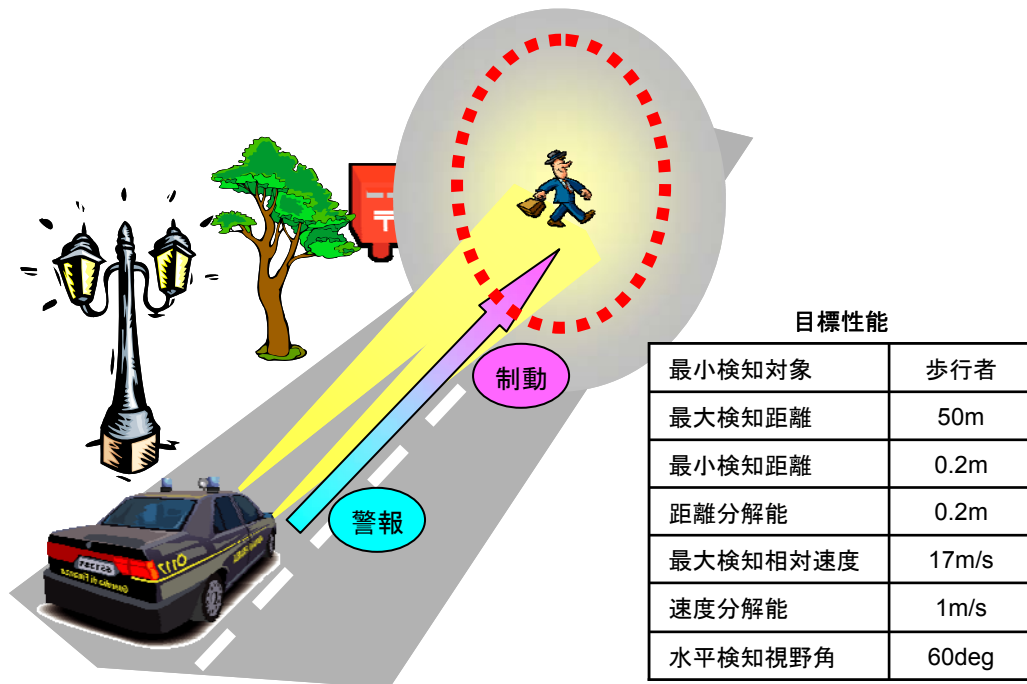


図 2.1-2 直線道路横断歩行者の想定場面

②交差点横断歩行者の検出

歩行者が死亡に至った事故が多いもう一つの場面は、図 2.1-3 のような横断歩道を横断中の場面である。このような場面では複数の人の集団を分離して検出する必要があるため、距離分解能の悪いレーダでは個々の人を分離して検出することが困難であったが、高分解能レーダを用いることによって個々の人を分離して検出することが可能となり、警報等により衝突の可能性を運転手に情報提供出来るようになる。また、検出する物体の位置精度も高くなることから衝突判定の精度も向上し、衝突判定時にはドライバーへの警報やブレーキ制御との連動により事故被害の低減が期待される。

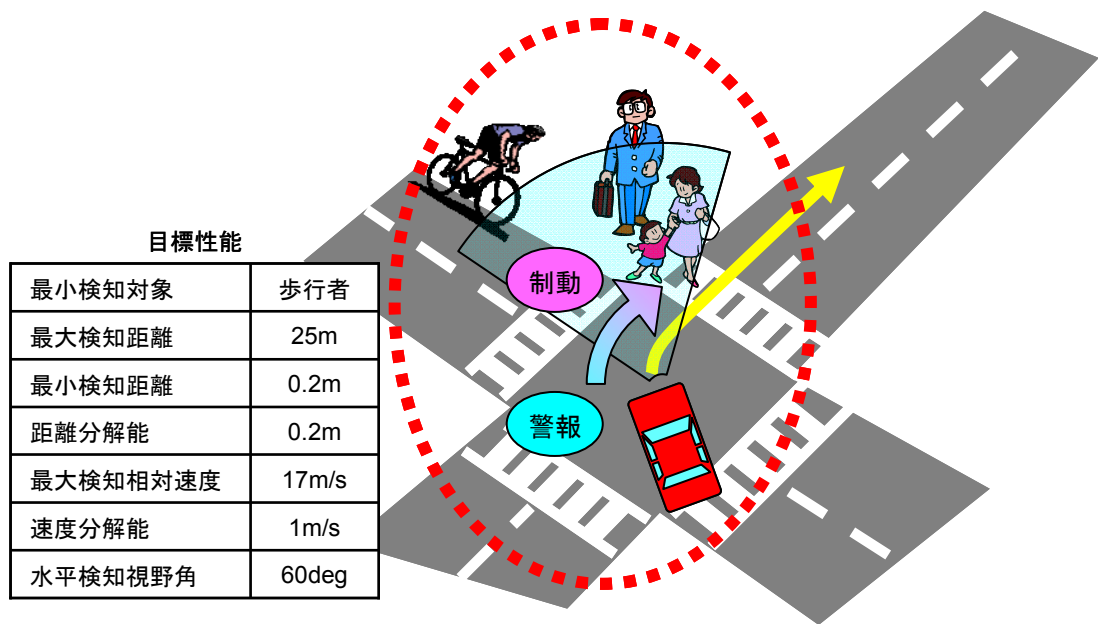


図 2.1-3 交差点横断歩行者の想定場面

③オートバイの検出

オートバイの死亡事故は車両相互の出会い頭や右折時の事故が多く、交差点以外にも直線道路で多く発生しており、図 2.1-4 のような場面が考えられる。このような場面では自動車よりも反射強度が小さく速度の速いオートバイを周囲と分離して検出する必要がある。

79GHz 帯高分解能レーダでは、例えば交差点周辺の短距離から直線道路の長距離にわたって広い距離範囲の物体を検出することが可能である。

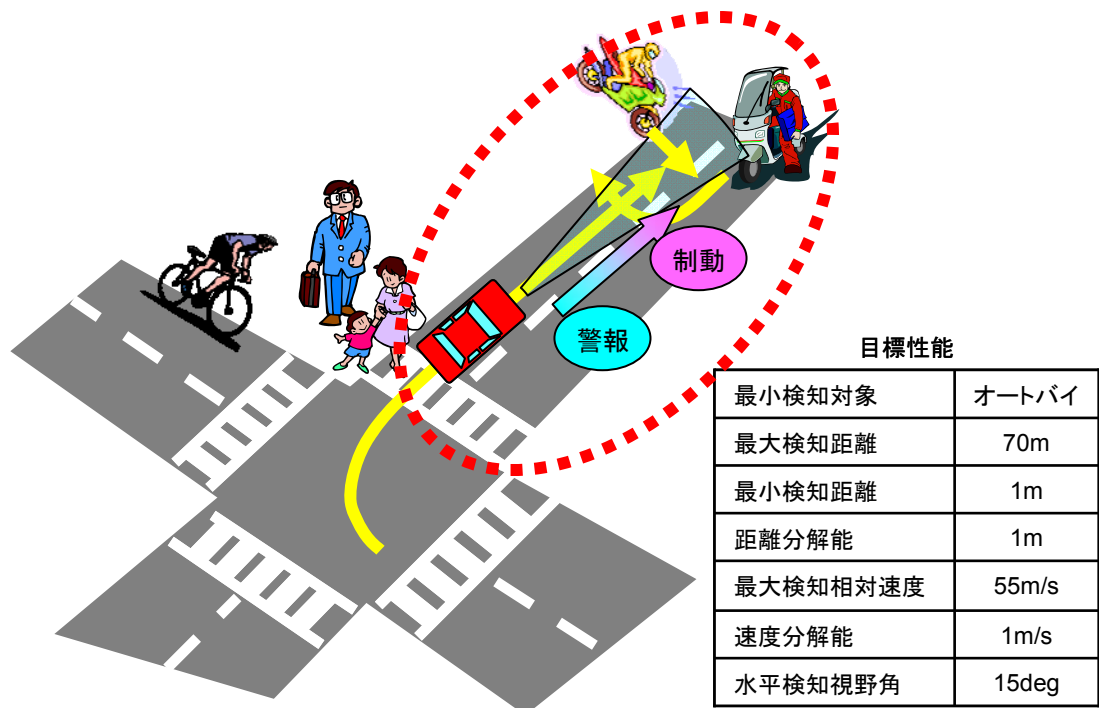


図 2.1-4 直線道路横断歩行者の想定場面

(2) システム構成の例

システム構成の例を図 2.1-5 に示す。この図では車両前方に搭載されたミリ波レーダで前方に存在する対象物の位置や相対速度等を検出し、この情報を基に衝突判断を行う。前方の対象物と衝突の可能性がある場合には、警報等によりドライバーに注意喚起し、衝突が不可避の場合にはブレーキを動作させて車速を落とすことで運転手や歩行者等の被害を軽減する。なお、図 2.1-5 は前方レーダの例であるが、後方レーダについても同様である。

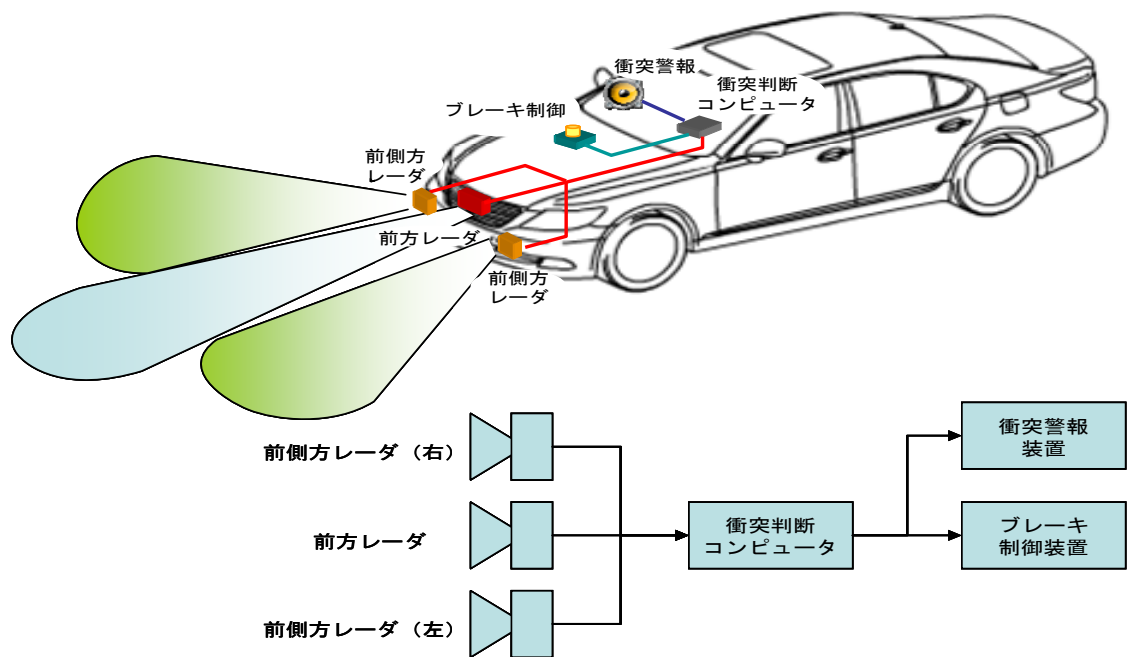


図 2.1-5 車載レーダシステムの構成例

このように、79GHz 帯高分解能レーダは広い周波数帯域幅を活かした高い距離分解能を有しており、これにより既存のレーダシステムよりも高い物体の検出性能が実現できる。この高い検出性能を活かした衝突判断精度の向上により、より安全な制御が可能となり事故被害の低減が期待される。

2.1.2 車載レーダシステム以外

先述のように 24GHz 帯狭域レーダや 76GHz/60GHz 帯レーダは、インフラ設置型のレーダシステムにも利用される等、車載レーダ以外にも利用されている。79GHz 帯高分解能レーダについても、既存のレーダと同様にインフラ設置型のレーダシステムを始めとした様々な用途への活用が期待されている。

特に 79GHz 帯高分解能レーダは、歩行者や自転車等の小さな対象物を周囲の背景等から分離し検出出来るため、既存のレーダでは困難であった広いエリアに存在する多種多様な対象物を検知するインフラシステムの実現も可能となる。

79GHz 帯高分解能レーダの車載レーダ以外の利用イメージ例を図 2.1-6 に示す。

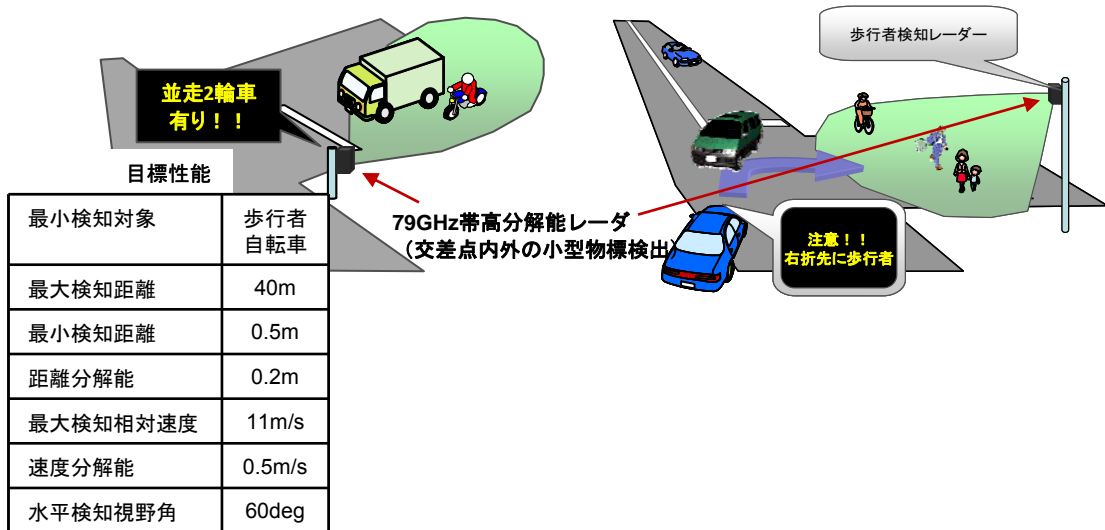


図 2.1-6 車載レーダ以外の利用イメージ例

2.1.3 レーダシステムとしての要求条件

79GHz 帯高分解能レーダの適用が想定される利用シーンは、従来の 24GHz/26GHz 帯 UWB レーダと類似する利用シーンに加え、79GHz 帯高分解能レーダに特有の利用シーンが想定されている。各利用シーンで想定しているアプリケーションの実現のためにレーダシステムに求められる目標性能を、表 2.1-1 及び表 2.1-2 に示す。

表 2.1-1 24GHz/26GHz 帯 UWB レーダと類似する利用シーンの目標性能

利用シーン		ブラインド スポット	アシスト パーキング	Stop & Go	プリクラッシュ
最小検知対象		歩行者	3" PVC pipe	オートバイ	10cm Metal post
最大検知距離	(m)	4	5	30	7
最小検知距離	(m)	0.5	0.2	0.3	0.2
距離分解能	(m)	0.4	0.2	2.0	0.4
最大検知相対速度	(m/s)	15	3	8	55
	(km/h)	54	10.8	28.8	198
相対速度分解能	(m/s)	1	0.1	1	1
データ更新レート	(ms)	50	50	50	10
水平検知視野角	(度)		60	60	60

表 2.1-2 79GHz 帯高分解能レーダに特有の利用シーンの目標性能

利用シーン	プリクラッシュ			路側設置交差点及び 周辺エリア監視
	直線道路 横断歩行者	交差点 横断歩行者	オートバイ	
最小検知対象		短距離	中距離	歩行者 自転車
最大検知距離 (m)	50	25	70	40
最小検知距離 (m)	0.2	0.2	1	0.5
距離分解能 (m)	0.2	0.2	1	0.2
最大検知相対速度	(m/s)	17	17	11
	(km/h)	61.2	61.2	39.6
相対速度分解能 (m/s)	1	1	1	0.5
データ更新レート (ms)	50	50	50	100
水平検知視野角 (度)	60	60	15	60

2.2 79GHz 帯高分解能レーダシステムの普及予測

79GHz 帯高分解能レーダについて、主に車載レーダシステムとして利用された場合の普及予測の検討結果を示す。

2.2.1 前提条件

(1) 普及推移モデル

普及推移モデルの策定にあたっては、79GHz 帯高分解能レーダの普及は様々な分野での製品の普及予測に一般的に用いられるロジスティック曲線に従うものと仮定する。また、既存の車載システム衝突被害軽減ブレーキ（76GHz 帯レーダ等）の普及実績を基に、自動車の買い替えサイクルを加味するものとする。

ロジスティック曲線の一般式

$$f(t) = \left(\frac{a}{b} \right) \frac{1}{1 + ce^{-at}}$$

$f(t)$: 装着率
 t : 導入からの経過年数
 a : 増殖率（立ち上がりの急峻度に影響）
 a/b : 環境容量（十分に時間が経過した時に漸近する値）
 c : 立ち上がりの時期（小さいほど早い）

(2) パラメータの定義

79GHz 帯高分解能レーダシステムの主な用途として、車に搭載して使用することを想定していることから、我が国の自動車保有台数及び新規登録台数を基に検討を行う。

近年、我が国の自動車保有台数は増加傾向ではないため、2010 年における統計データが今後も大きく変動しないと仮定し、79GHz 帯高分解能レーダシステムの普及

予測に使用するパラメータを表 2.2-1 のように定義する。なお、79GHz 帯高分解能レーダシステムの累積導入台数は、自動車の平均使用年数から新規導入台数の過去 12 年間分の合計とする。

表 2.2-1 79GHz 帯高分解能レーダシステムの普及予測に使用するパラメータの定義

自動車保有台数	7900 万台 ← 78,894,511 台 (2010 年 7 月末)
新規登録台数/年	650 万台 ← 78,894,511 台 ÷ 12.43 年 = 6,347,105 台/年
平均使用年数	12.43 年 ← 2010 年の平均使用年数
装着率	(装着車の新規導入台数) ÷ (新規登録台数)
普及率	(装着車の累積導入台数) ÷ (自動車保有台数)

(財団法人 自動車検査登録情報協会 統計値より)

2.2.2 普及予測

(1) 導入初期の普及予測

衝突被害軽減ブレーキの普及実績に倣って、導入初期は緩かに普及が進み将来 60% に漸近すると仮定した場合の近似式は以下となる。また、この近似式に従って 79GHz 帯高分解能レーダシステムの普及が進むと仮定した場合、導入初期段階での普及予測は図 2.2-1 のよう算出される。

衝突被害軽減ブレーキの普及実績に倣って普及した場合の近似式

$$f(t) = \left(\frac{a}{b}\right) \frac{1}{1 + ce^{-at}} \quad \begin{array}{l} a=0.43 \\ a/b=0.6 \text{ (将来60\%に漸近)} \\ c=1500 \end{array}$$

図 2.2-1 から、79GHz 帯高分解能レーダシステムの導入開始時期を 79GHz 帯の電波利用が可能になり商品化が期待される 2014 年と仮定した場合、導入後 6 年経過した 2020 年の累積導入台数は 9 万台程度 (普及率 0.11%)、12 年経過した 2026 年の累積導入台数は 120 万台程度 (普及率 1.5%) となる。

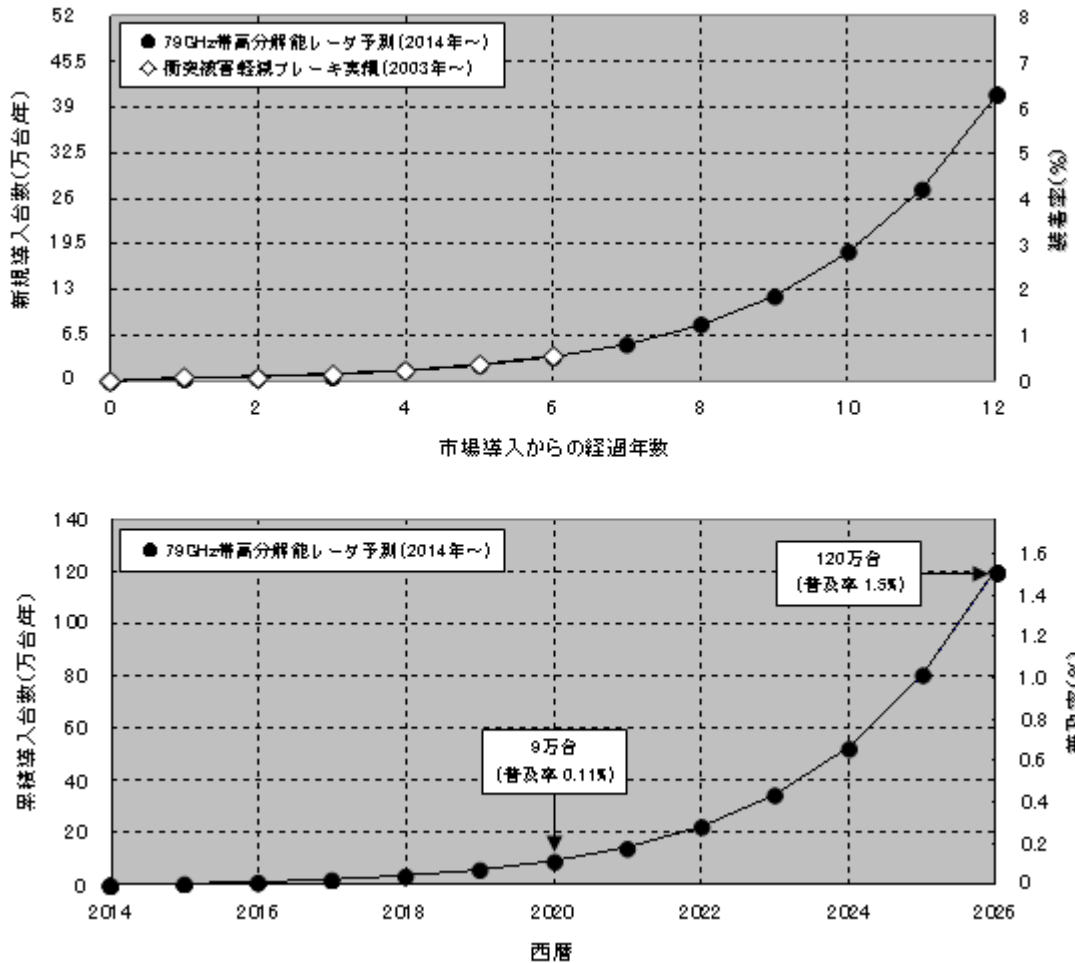


図 2.2-1 79GHz 帯高分解能レーダの導入初期の普及予測

(2) 中長期の普及予測

(1) と同様に中長期の普及予測を算出した結果を図 2.2-2 に示す。中長期の普及予測では、79GHz 帯高分解能レーダシステムの搭載率が 60% に漸近する普及予測に加え、運転席エアバッグの普及実績を参考に普及率が 100% に漸近する普及予測も算出している。

エアバッグの普及実績に倣って普及した場合の近似式

$$f(t) = \left(\frac{a}{b}\right) \frac{1}{1 + ce^{-at}} \quad \begin{array}{l} a=0.7 \\ a/b=1 \text{ (将来 100\% に漸近)} \\ c=50000 \end{array}$$

導入開始後 20 年が経過した 2034 年には、自動車保有台数を分母にした普及率は 19%~42% 程度 (累積導入台数 1500 万台~3300 万台) となる。

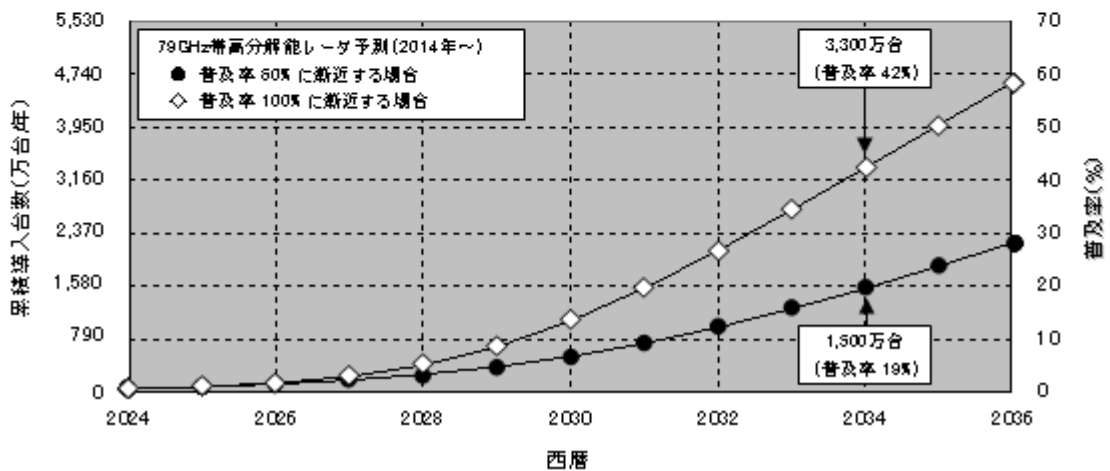
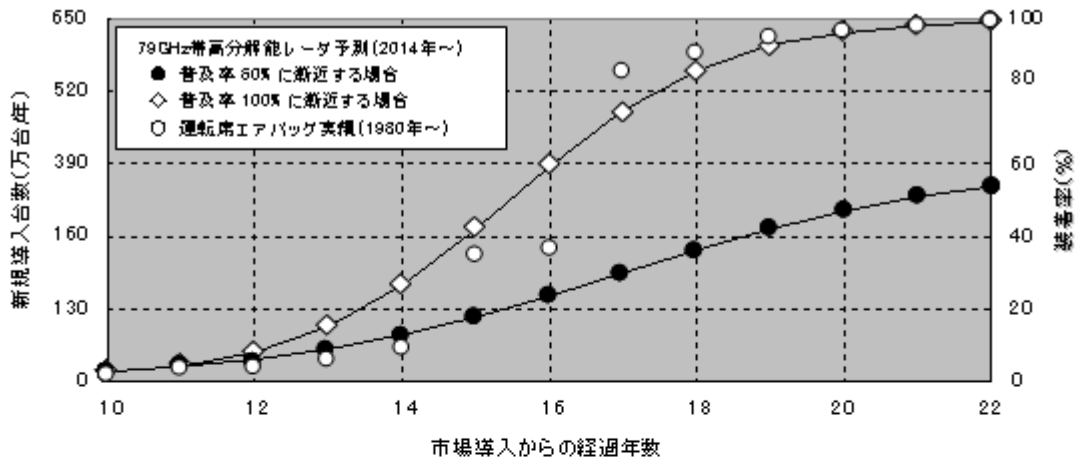


図 2.2-2 79GHz 帯高分解能レーダシステムの中長期の普及予測

2.3 79GHz 帯高分解能レーダの導入に向けた検討

79GHz 帯高分解能レーダに求められる技術的条件について、2.1.3で示した各利用シーンでのレーダシステムの目標性能を基に検討する。

レーダの送信波の変調方式としてはFMCW (Frequency Modulated Continuous-wave) 方式、パルス方式、2周波 CW 方式、周波数コード変調方式等が想定されるため、これら方式につき検討する。

2.3.1 レーダ方式と基本動作の概要

(1) FMCW 方式における基本動作の概要

FMCW 方式は送信周波数のある周波数帯域幅内で遷移させ、送信信号と検知対象から反射してレーダに到来する信号とをミキシングし、その差周波により距離と相対速度とを求める方式である [1]。

本節では図 2.3-1に示すように、送信波の周波数を三角状に遷移させる方式（以降この変調方式を三角変調と称する）について述べる。

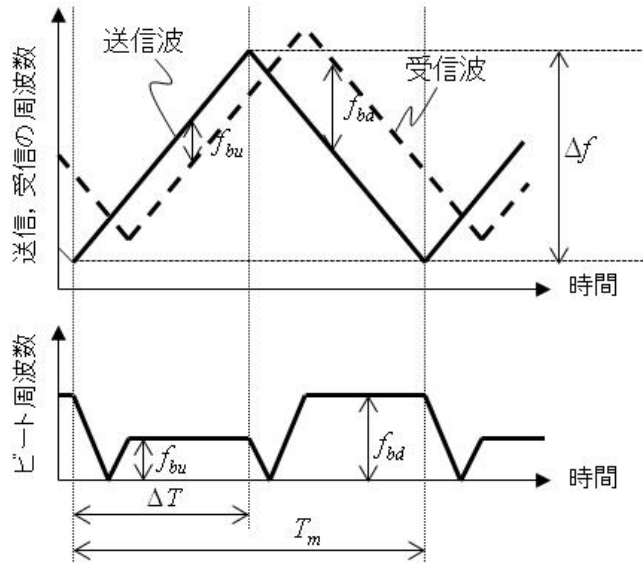


図 2.3-1 FMCW 方式レーダの送受信周波数とビート周波数との関係

図 2.3-1 において実線で示した送信波の周波数は線形に上昇遷移する区間と、線形に下降遷移する区間とを有する。その周波数の遷移幅を図 2.3-1 において Δf とする。また、上昇遷移する時間、下降遷移する時間は等しいものとして ΔT とし、上昇遷移時間と下降遷移時間との和を T_m とする。

レーダから送信された電磁波はターゲットで反射し再びレーダに戻る。図 2.3-1 には送信波とともに受信波の周波数の時間変化を破線で示している。送信波に対して受信波は、レーダとターゲットとの間を往復するために時間軸方向にシフトする。また、レーダとターゲットとの相対速度によって送信波はドップラーシフトを生じ、受信波は送信波に対して周波数軸方向にシフトする。この結果、図 2.3-1 の破線で示すように、受信波は送信波に対して時間軸方向と周波数軸方向の両方にシフトする。

送信波と受信波とをミキシングすることで差周波が観測される。これをビートと呼ぶ。ビート周波数は、図 2.3-1 に示すように、上昇遷移時間と下降遷移時間とにおいて異なり、上昇遷移時間におけるビート周波数を f_{bu} とし、下降遷移時間におけるビート周波数を f_{bd} とする。

先述のとおり、受信波は送信波に対しドップラーシフトにより周波数軸方向にシフトする。このドップラーシフトに依存する周波数を $f_{doppler}$ とすると、周知のとおりレーダとターゲットとの相対速度 v と送信周波数 f_c とで決まり、

$$f_{doppler} = \frac{2v}{c} f_c \quad (\text{式 2.1})$$

と表される。

(式 2.1) から分かるように、レーダとターゲットとの相対速度は $f_{doppler}$ を測定することで算出することが可能であり

$$v = \frac{c}{2} \frac{1}{f_c} f_{doppler} \quad (\text{式 2.2})$$

となる。

また、受信波は送信波に対し、レーダとターゲットとの往復に要する時間により時間軸方向にもシフトする。レーダとターゲットとの距離を R 、光速を c とすると、この往復に要する時間は $\frac{2R}{c}$ となる。この時間差により三角変調においては図 2.3-2 に示すように差周波が観測される。このレーダとターゲットとの距離に起因するビート周波数を f_{range} とする。

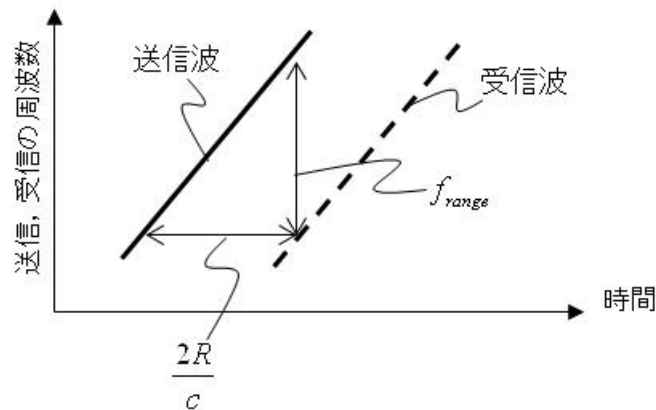


図 2.3-2 FMCW の三角変調におけるレーダとターゲットとの距離に起因するビート周波数の概略

送信波、受信波の周波数の時間変化（図 2.3-1、図 2.3-2 における傾き）は $\frac{\Delta f}{\Delta T}$ であるため、 f_{range} は図 2.3-2 より

$$f_{range} = \frac{2R}{c} \frac{\Delta f}{\Delta T} \quad (\text{式 2.3})$$

となる。

（式 2.3）から分かるように、レーダとターゲットとの距離は f_{range} を測定することで算出でき、

$$R = \frac{c}{2} \frac{\Delta T}{\Delta f} f_{range} \quad (\text{式 2.4})$$

となる。

次に、 $f_{doppler}$ と f_{range} を測定する手法を示す。

図 2.3-1、図 2.3-2 より、

$$f_{bu} = f_{range} - f_{doppler} \quad (\text{式 2.5})$$

$$f_{bd} = f_{range} + f_{doppler} \quad (\text{式 2.6})$$

であることが分かり、（式 2.5）と（式 2.6）から、

$$f_{doppler} = \frac{1}{2}(f_{bd} - f_{bu}) \quad (\text{式 2.7})$$

$$f_{range} = \frac{1}{2}(f_{bd} + f_{bu}) \quad (\text{式 2.8})$$

となる。(式 2.7)、(式 2.8) で測定した $f_{doppler}$ と f_{range} の値を (式 2.2)、(式 2.4)、に代入することでレーダとターゲットとの距離、相対速度を求めることができる。即ち、図 2.3-1 に示した f_{bu} と f_{bd} とを観測することで、レーダとターゲットとの距離、相対速度を求めることができる。

以上が FMCW 方式の概要である。

次に FMCW 方式の距離分解能の向上、相対速度分解能の向上の手法を述べる。

上述から距離分解能を向上させるためには f_{range} の測定分解能を向上させることが必要であることが分かり、 f_{range} の測定分解能は f_{bu} 、 f_{bd} の測定分解能で決まる。

一般に周波数の測定分解能は波形の観測時間に逆比例し、観測時間を T_{ob} とすると周波数分解能 f_{bin} は

$$f_{bin} = \frac{1}{T_{ob}} \quad (\text{式 2.9})$$

となる。

三角変調を用いた FMCW 方式において、 f_{bu} の測定分解能は、図 2.3-1 より観測時間が ΔT であることから $\frac{1}{\Delta T}$ となる。同様に f_{bd} の測定分解能も $\frac{1}{\Delta T}$ となり、(式 2.

8) より f_{range} は f_{bu} 、 f_{bd} で決まることから、 f_{range} の測定分解能は $\frac{1}{\Delta T}$ となる。

また、レーダとターゲットとの距離 R は (式 2.4) で求まる。 R の測定分解能を R_{bin} と表すと (式 2.4) と f_{range} の測定分解能は $\frac{1}{\Delta T}$ であることから

$$R_{bin} = \frac{c}{2} \frac{\Delta T}{\Delta f} \left(\frac{1}{\Delta T} \right) = \frac{c}{2\Delta f} \quad (\text{式 2.10})$$

となる。

(式 2.10) より、レーダとターゲットとの距離分解能を向上させることは Δf 、すなわち三角変調における周波数遷移の幅、周波数帯域幅を広くすることに帰着することが分かる。

次に、相対速度分解能についても触れる。

相対速度 v は (式 2.2) に示した通り、 $f_{doppler}$ で決まり、 $f_{doppler}$ は (式 2.7) より f_{bu} と f_{bd} で決まる。既述したように f_{bu} と f_{bd} の測定分解能は $\frac{1}{\Delta T}$ であることから $f_{doppler}$

の測定分解能は $\frac{1}{\Delta T}$ となる。

よって、相対速度分解能を v_{bin} とすると、(式 2.2) と $f_{doppler}$ の測定分解能は $\frac{1}{\Delta T}$ であることから

$$v_{bin} = \frac{c}{2} \frac{1}{f_c} \left(\frac{1}{\Delta T} \right) \quad (\text{式 2.11})$$

となる。

(式 2.1 1) から三角変調を用いた FMCW 方式において、相対速度分解能を向上させることは周波数遷移時間 ΔT を長くすることに帰着することが分かる。

(2) パルス方式における基本動作の概要

パルス方式における検知概要を図 2.3-3 に示す。

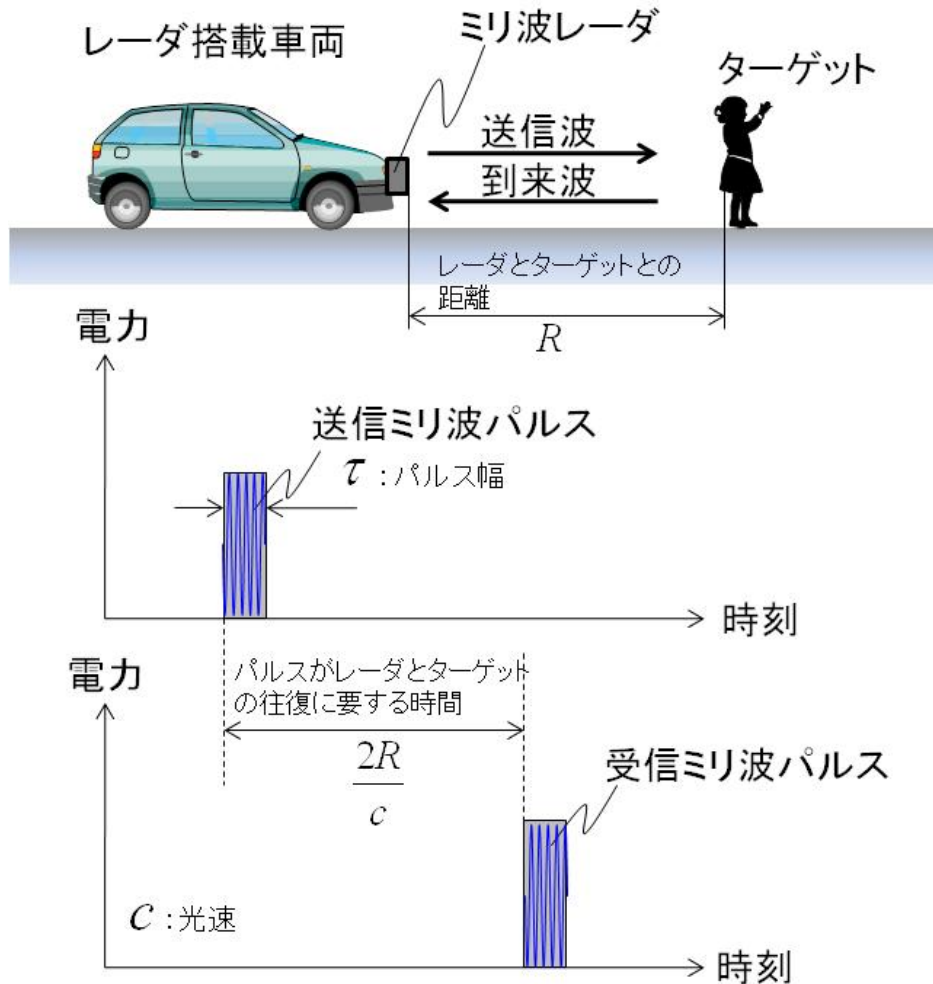


図 2.3-3 パルス方式における送信パルスと受信パルスの時間関係

パルス方式は、レーダからパルス状にミリ波を送信し、ターゲットで反射して再びレーダにパルスが戻るまでのパルスの往復時間 $\frac{2R}{c}$ を測定することで、レーダとターゲットとの距離 R を算出する方法である。

パルスの往復時間 $\frac{2R}{c}$ を求める方法の概要を以下で述べる。

パルス方式では、レーダからパルスを送信し最小検知距離からレーダにパルスが戻ってくる時間、レーダからパルスを送信し最大検知距離からレーダにパルスが戻って

くる時間、この両者の時間間隔を距離分解能 ΔR に相当する時間 $\frac{2\Delta R}{c}$ に分割する。そ

の上で、各時間区分 $\frac{2\Delta R}{c}$ からパルスが反射して返ってくる時間だけ検知回路を開き

(レンジゲートという)、パルスを検知したレンジゲート番号から検知対象までの距離を算出する。

パルス方式で距離分解能 (ΔR) を小さくするためには、一つのレンジゲートの時間間隔は短くする必要がある。そのため、レンジゲートの数は増加する。このレンジゲート数の増加により最小検知距離から最大検知距離までの全区間を検知するのに要する時間は長くなる。

以下、図 2.3-4 を用いてパルス方式の検知の仕組みを具体的に述べる。

最大検知距離を R_{max} とし、最小検知距離を R_{min} とすると、レーダからパルスが送信され、最大検知距離 R_{max} から戻ってくる時間は $\frac{2R_{max}}{c}$ となり (c は光速)、最小検知距離

R_{min} から戻ってくる時間は $\frac{2R_{min}}{c}$ となる。時間差は $\frac{2(R_{max} - R_{min})}{c}$ となり、この時間

を先に述べた距離分解能 ΔR に相当する時間 $\frac{2\Delta R}{c}$ で割った $\frac{(R_{max} - R_{min})}{\Delta R}$ がレンジゲ

ート数となる。

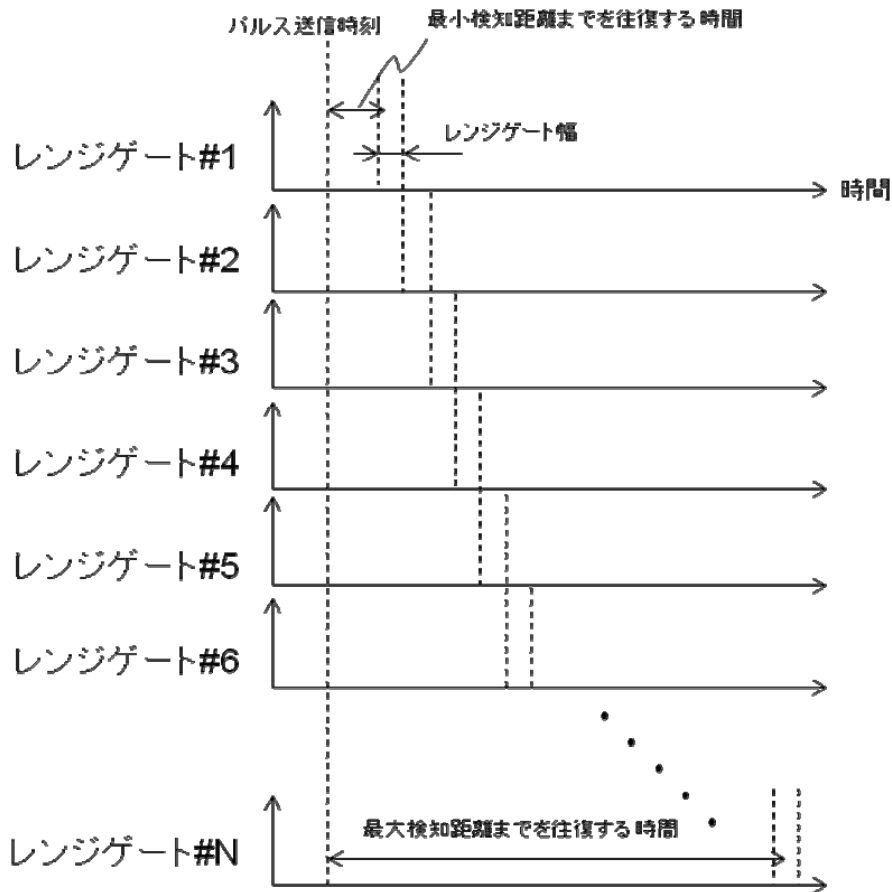


図 2.3-4 パルス方式においてレンジゲートを用いた距離検知の概要

任意のレンジゲートの走査に必要な時間は $\frac{2R_{max}}{c}$ である。これは、最大検知距離 R_{max} から信号が返ってくる可能性があることから、これに相当する時間待つ必要があるためである。従って全レンジゲートの走査に必要な時間は

$$\frac{2R_{max}}{c} \frac{R_{max} - R_{min}}{\Delta R} \quad (\text{式 2.12})$$

となる。

要求される最大検知距離 R_{max} 、要求される走査エリア ($R_{max} - R_{min}$) が大きくなるほど、また要求される分解能 ΔR が細くなるほど走査に必要な時間は (式 2.12) に従い長くなる。

さらに、歩行者や自転車といった反射率の弱い対象を検知するためには、繰り返し検知し、受信信号を積算することで、反射電力の総和を上げる手段が必要となる。積算回数を M 回とすると、観測に要する時間は (式 2.12) から

$$M \frac{2R_{max}}{c} \frac{R_{max} - R_{min}}{\Delta R} \quad (\text{式 2.13})$$

となる。

しかし、例えば表 2.1-1 に示されたプリクラッシュ歩行者保護等の当該レーダが使用される利用シーンでは、50msec といった極めて短い時間での走査完了が求められている。

この課題を解決するためには、送信電力及び送信アンテナ利得を上げ対象物からの反射電力を高くすることが不可欠となる。

(3) 2周波CW方式における基本動作の概要

2周波CW方式では、送信装置は周波数が Δf だけ異なる2つの周波数を交互に送信する。ターゲットから反射され受信装置によって受信された信号は元の送信信号とミキシングされターゲットによるドップラー周波数に対応した2出力信号を生む。この2出力信号の周波数からターゲットの速度、位相差から距離を計測する[1]。表 2.3-1と表 2.3-2はこの変調波形を用いた場合のレーダ基本性能と変調波形パラメータとの関係を纏めたものである。

表 2.3-1 2周波 CW 方式の基本性能

最小検知距離	R _{min}	0
最大検知距離	R _{max}	$c/(4 \cdot \Delta f)$
距離分解能	ΔR	$R_{max}/(2\pi/\Delta\phi) = c \cdot \Delta\phi/(4\pi \cdot \Delta f)$
最小計測速度	V _{min}	$c/(f_0 \cdot 2T)$
速度分解能	ΔV	$c/(f_0 \cdot 2T)$
計測時間		T

where c = velocity of light, Δf = freq. difference of 2 frequencies,
 $\Delta\phi$ = phase difference of 2 doppler - shifted carrier frequencies,
 f_0 = average of 2 frequencies, T = measurement time for a data acquisition

表 2.3-2 2周波 CW 方式レーダに対する諸元パラメータ

送信電力	P _t	P _t
受信電力	P _r	$P_t G_t G_r \lambda^2 \cdot \sigma / (4\pi)^3 R^4$
送受信装置必要 RF 帯域	BW	Δf
受信装置 RF 雑音電力	P _N	$kT\Delta f \cdot N$

where P_t = transmitting power,
 G_t = Gain of transmitting antenna, G_r = Gain of receiving antenna,
 λ = wavelength of carrier frequency, σ = RCS of a target, R = range of the target
 kT = thermal noise, N = NF of receiver

(4) 周波数コード変調方式における基本動作の概要

周波数コード変調方式は、周波数拡散変調方式の一種である。種々の周波数拡散変調方式が知られているが、バーカーコードによるバイナリー位相コード変調、DS-SS、FH、Chirped-Pulse 等がその一例である[2] [3]。周波数コード変調の具体的な一例を図 2.3-5 に示す。送信周波数を一定間隔毎に一定の周波数差 Δf で段階的に n 回変化させ、このパターンを周期 T で繰り返す。この変調波形の例では、段階的に変化する FMCW 変調波形と見ることもできる。 n 個の周波数の送出は図 2.3-5 の例に示されている様に順次である必要は無く、ランダムでもまたあるコードに従った順序の場合もありうる。ターゲット検知するための受信信号の信号処理において、Matched Filter を通すことによりパルス幅 $1/(n \cdot \Delta f)$ のパルス変調と等価な時間波形に変換しパルスの的に処理することもでき、また FMCW 的な処理をすることも可能である。

何れの場合にも、レーダ基本性能は等価的な FMCW またはパルス変調方式の場合に置換でき、表 2.3-3 及び表 2.3-4 は周波数コード変調をこの等価変換を考慮して概略検討した結果である。

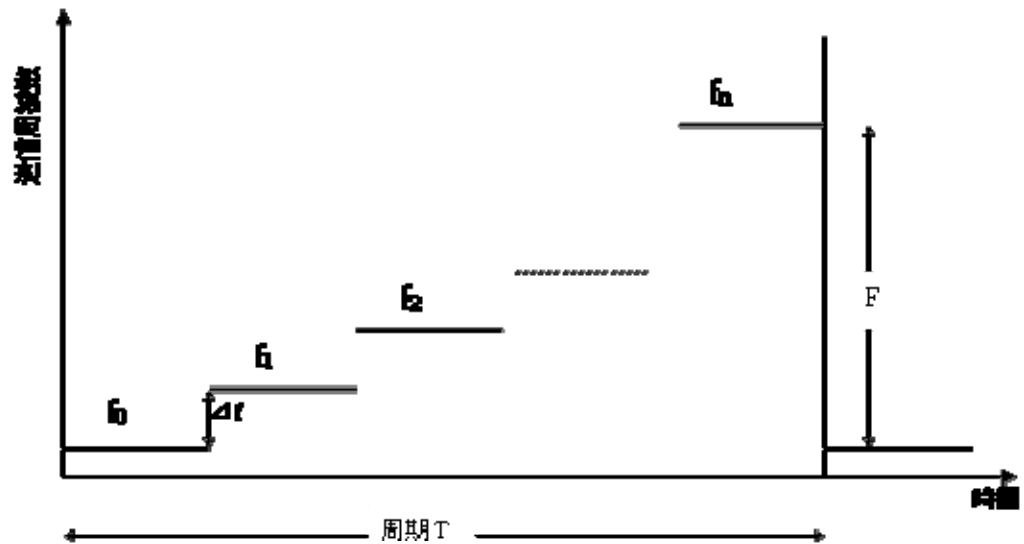


図 2.3-5 周波数コード変調送信波形の一例

表 2.3-3 周波数コード変調方式の基本性能

最小検知距離	R_{min}	$c/(2F)$
距離分解能	ΔR	$c/(2F)$
最小計測速度	v_{min}	$c/(f_0 \cdot 2T)$
速度分解能	Δv	$c/(f_0 \cdot 2T)$
計測時間		T

where c = velocity of light, $F = n\Delta f$ = total frequency range,
 f_0 = carrier frequency, T = measurement time for a data acquisition

表 2.3-4 周波数コード変調方式レーダの諸元パラメータ

送信電力	P_t	P_t
受信電力	P_r	$P_t G_t G_r \lambda^2 \cdot \sigma / (4\pi)^3 R^4$
送受信装置必要 RF 帯域 BW		F
受信装置 RF 雑音電力	P_N	$kTF \cdot N$

where P_t = transmitting power,
 G_t = Gain of transmitting antenna, G_r = Gain of receiving antenna,
 λ = wavelength of carrier frequency, σ = RCS of a target, R = range of the target
 kT = thermal noise, N = NF of receiver

2.3.2 79GHz 帯高分解能レーダに求められる要求条件

2.1節で検討した表 2.1-1 及び表 2.1-2 から、79GHz 帯高分解能レーダを利用したレーダシステムに求められる目標性能は表 2.3-5 のとおりとなる。なお、24GHz/26GHz

帯 UWB レーダと類似する機能については、各利用シーンの最も厳しい条件の組合せとしており、この条件を満たすことができれば 24GHz/26GHz 帯 UWB レーダが想定する利用シーンは全て実現可能となる。

表 2.3-5 利用シーン別のレーダシステム目標性能

分類	24GHz/26GHz 帯 UWB レーダと類似	79GHz 帯高分解能レーダ特有			
		ブリクラッシュ			路側設置交差点及び周辺エリア監視
利用シーン					
最小検知対象	歩行者	直線道路横断歩行者	交差点横断歩行者	オートバイ	歩行者 自転車
			短距離	中距離	
最大検知距離 (m)	30	50	25	70	40
最小検知距離 (m)	0.2	0.2	0.2	1	0.5
距離分解能 (m)	0.2	0.2	0.2	1	0.2
対象の RCS (dBsm)	-10	-10	-10	0	-10
最大相対速度 (m/s)	55	17	17	55	11
速度分解能 (m/s)	0.1	1	1	1	0.5
update time (ms)	10	50	50	50	100
水平検知視野角 (全幅) (deg)	60	60	60	15	60

2.3.3 必要帯域幅及び使用周波数帯幅

表 2.3-5 の目標性能を満たすためのレーダに求められる、必要帯域幅、使用周波数帯幅の要求条件を検討した。

(1) レーダ方式別必要帯域幅

表 2.3-5 に示す目標性能のうち、距離分解能 20 cm を実現するための占有周波数帯幅について、代表的なレーダ変調方式である FMCW 方式、パルス方式、2 周波 CW 方式、周波数コード変調方式につき、高分解能化に必要な周波数帯幅を検討した。

① FMCW 方式における必要帯域幅

2.3.1 節に示した基本式から、20cm 以下の最小検知距離を得るために必要な周波数偏移幅 Δf は 750MHz 程度になるが、あくまでも理想値であり実際には相対速度から発生するドップラーシフトやデジタル処理特有の影響があるため詳細な検討が必要となる。以下、実際の装置を想定して高分解能化の検討を行う。

ア) FFT 処理と各パラメータとの関係

FMCW 方式レーダ装置では、ターゲットの距離および相対速度の情報は送受信の差分から得られたビート信号を AD 変換し、FFT 処理することによりビート周波数として求めることが一般的である。その場合、 R_{bin} は FFT 処理結果の 1bin

に相当し、かつ周波数刻みを表すことになるため、 R_{bin} は距離分解能と読みかえられる。また、解析可能な周波数範囲はサンプリング理論より DC から AD サンプリング周波数の半分までの範囲となる。レーダの検知性能と各パラメータの関係は、ビート信号の計測データ数、即ち FFT 処理のポイント数を増やすことで分解能が高くなり、サンプリング周波数を高くすることで検知距離範囲を広げることになる。また、周波数偏移幅 Δf を広げることはデータ取得時間を延ばして計測データ数を増やすことと等価であり、分解能の向上に寄与することになる。

イ) 窓関数によるスペクトラム拡がり

次に窓関数によるスペクトラム拡がりの影響を検討する。FFT 処理では窓関数を用いることが一般的であり、使用する窓関数の周波数応答の差によりパワースペクトラムの形状が変化する。表 2.3-6 に窓関数の代表例を、図 2.3-6 に代表的窓関数の周波数応答特性の差を示す。例に挙げた 3 種の窓関数のうち、矩形窓以外はスペクトラムが隣接の複数の bin まで拡がってしまうが、その一方で、矩形窓はサイドローブのレベルが高いためダイナミックレンジが狭いことがわかる。

表 2.3-6 窓関数の例

窓関数名	関数式 (T は切出し区間)
矩形窓	$h(t)=1, (0 \leq t \leq T)$
ハニング窓	$h(t)=0.5-0.5\cos(2\pi t/T)$
ブラックマン窓	$h(t)=0.42-0.5\cos(2\pi t/T)+0.08\cos(4\pi t/T)$

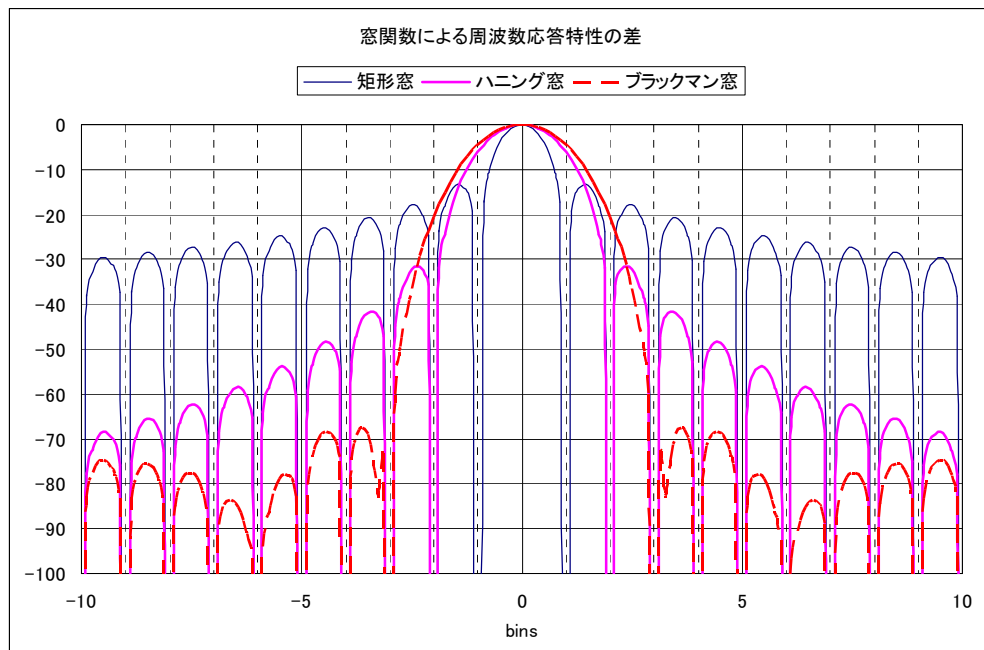


図 2.3-6 窓関数による周波数応答特性の差

FFT 処理後のビート周波数は窓関数によりスペクトラムが拡がり、各 bin のパワーレベルは窓関数の形状に合わせた離散的な値を取る。ビート周波数が bin の周波数刻みに合わない場合には、bin と bin の間にビート周波数を頂点とした形状に合わせた値となる。代表例にあげたハニング窓、ブラックマン窓の場合は隣接の複数 bin にスペクトラムが拡がるため、複数 bin 分の情報を合成し周波数を推測するなどの信号処理による対策が必要である。また、スペクトラムの拡がりには距離分解能に対しての影響も大きいと考えられており、誤検知率等の他の性能とのトレードオフを考慮してレーダに最適な窓関数を選ぶことが重要である。

ウ) 近接ターゲットの距離分解能

ターゲット同士が近接して複数存在する場合にはビート信号に複数の近接周波数として計測されるため、近接距離に存在する複数のターゲットを分離して検知するには、 Δf をさらに広げる必要がある。離散的な周波数データで複数のビート周波数を検知するにはある程度の周波数差 (bin 数) が無いと複数のピークとして分離することが難しい。互いに 20cm の距離にあるターゲットを安定的に分離して検知する場合には、前述の窓関数によるスペクトラム拡がり等を考慮すると 4bin 以上の周波数差が望ましい。その場合、 R_{bin} は 5cm 以下になり、 Δf は 3.0GHz 以上必要になる。実際、試験装置を用いた実験においても同等の結果が得られている。

②パルス方式における必要帯域幅

周波数有効利用の観点から短パルス変調による占有周波数帯幅を検討する。

必要な必要帯域幅を検討するため、パルス波形を Raised Cosine 波形とした時の必要帯域幅を以下のように求める

パルス幅 τ の Raised Cosine 波形は (式 2. 1 4) で表せ、一個のパルスの全電力は (式 2. 1 5) で求められる。

$$f(t) = A \frac{1 + \cos\left(\frac{2\pi t}{\tau}\right)}{2} = A \cos^2\left(\frac{\pi t}{\tau}\right) \quad (|t| \leq \frac{\tau}{2}) \quad (\text{式 2.14})$$

$$f(t) = 0 \quad (|t| \geq \frac{\tau}{2})$$

$$P = \frac{1}{\tau} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} (f(t))^2 dt = \frac{1}{\tau} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \left(A \cos^2 \frac{\pi t}{\tau}\right)^2 dt = \frac{3}{8} A^2 \quad (\text{式 2.15})$$

また $f(t)$ の振幅スペクトラムは (式 2. 1 6) で表せる。

$$F(f) = \frac{A \tau \sin(\pi f \tau)}{2} \frac{1}{\pi f \tau \sqrt{1 - (f \tau)^2}} \quad (\text{式 2.16})$$

全電力は (式 2. 17) となる

$$P = \frac{1}{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} (F(f))^2 df = \frac{2}{\tau} \int_0^{\infty} \left(\frac{A \tau \sin \pi f \tau}{2 \pi f \tau} \frac{1}{1 - (f \tau)^2} \right)^2 df$$

$$= \frac{A^2}{2} \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin \pi x}{\pi x} \frac{1}{1 - x^2} \right)^2 dx \quad (\text{式 2.17})$$

ただし、 x は $1/\tau$ で正規化した周波数で $x = f \tau$ である。

任意の周波数 $f_b \tau$ までの電力は

$$P_b = \frac{A^2}{2} \int_0^{f_b \tau} \left(\frac{\sin \pi x}{\pi x} \frac{1}{1 - x^2} \right)^2 dx \quad (\text{式 2.18})$$

となり、(式 2. 15) と (式 2. 18) より、 f_b までの電力占有率 k は

$$k = \frac{P_b}{P} = \frac{P_b}{\frac{3}{8} A^2} = \frac{P_b}{0.375 A^2} \quad (\text{式 2.19})$$

となる。(式 2. 18) について数値積分を行い、正規化周波数 $f_b \tau$ に対する電力占有率を求めた結果を以下に示す。

$f_b \tau$	P_b	電力占有率
1.2	$0.36259A^2$	96.69%
1.3	$0.36774A^2$	98.06%
1.4	$0.37102A^2$	98.93%
1.5	$0.37297A^2$	99.46%
1.6	$0.37404A^2$	99.74%
1.7	$0.37454A^2$	99.87%

電力占有率が 99% 以上になる周波数として $f_b \tau = 1.5$ を選定すると、距離分解能 20 cm 相当のパルス幅 $\tau = 1.3$ nsec 時の占有周波数帯域幅は以下となる。

$$2 \times f_b = 2 \times 1.5 / \tau = 2 \times 1.5 / 1.3 \times 10^{-9} = 2.3 \text{GHz}$$

以上の結果はスペクトラムの帯域幅が最も制限された理想的な Raised Cosine 波形の場合であり、実際には波形ひずみなどにより帯域の増加が考慮されるため 10% 程度の余裕をみて占有周波数帯域幅は 2.5GHz 程度は必要であると考えられる。

③ 2 周波 CW 方式における必要帯域幅

表 2.3-1 及び表 2.3-2 で示した関係式を用い、2 周波 CW 方式での距離計測の高分解能化について検討する。表 2.3-1 より $\Delta R = 0.42 \text{ m} \cdot \text{deg./MHz}$ となり、

$\Delta f = 1 \text{MHz}$ の 2 周波 CW 変調信号を用いた場合、位相差 $\Delta \phi$ の計測分解能が 1 度あ

れば、42cm の距離分解能が得られることを意味する。従って、 $\Delta R=20\text{cm}$ となるための条件は $\Delta\phi/\Delta f = 0.48 (\text{deg./MHz})$ となる。位相差の計測分解能は、計測法と信号処理法に依存するが、一般的に数度の精度を得ることは比較的容易である。この様に 2 周波 CW 方式は狭い RF 占有帯域でも高距離分解能を得ることが可能であり、周波数利用効率の観点からは有利であるが、一方でターゲット検知をそのターゲットとの相対速度に依存しているため、相対速度が 0 のターゲット、または相対速度の差が次に示す速度分解能より小さい複数のターゲットを分離検知するためには工夫を要する。

最小計測速度あるいは速度分解能は表 2.3-1 に示されるように、送信周波数 f_0 に逆比例し、周波数のより高いミリ波帯を使うことは大きな利点となる。計測時間 T は長いほど分解能が高くなるが、表 2.3-5 に示した利用シーンでは 10~100ms での計測が要求される。最小計測速度は

$$v_{\min} = \Delta v = c / (f_0 \cdot 2T) = 0.187 (m/s) / 10ms \quad (\text{式 2.20})$$

となり、計測時間 10ms では 18.7cm/s の速度分解能が得られる。

上述は理想的な場合であり、実用的なレーダシステムでは受信信号波形は一般にサンプリングによりデジタル信号に変換されて信号処理される。多くの場合このデジタル信号処理の基本は FFT 処理であり、使用する窓関数により受信検知信号のスペクトラムが広がるために、(式 2.20) の複数倍が実用的な分解能となる。2 周波 CW レーダでは距離計測が速度計測と独立して実行されるため、複数ターゲットの分離検知分解能はここで議論されている速度分解能以上の差がある複数ターゲットに対しては $\Delta\phi/\Delta f$ によってのみ決定され、受信信号スペクトラムの広がりには影響されない。

2 周波 CW 方式レーダにおいて必要な検知感度を得るための条件は、表 2.3-2 中の式を用いて検討できる。高分解能レーダにおいて検知すべき実用的なターゲットの内、RCS が小さいながら重要なものの代表として人間(歩行者)がある。79GHz 帯における成人男性の RCS は約 -10dBsm であるため、本節ではこの数値を基準として用いる。

レーダ受信信号の強度は、送受信アンテナの利得と検知距離に大きく依存し、また、アンテナ利得は、レーダを適用する応用、カバーすべき検知範囲(特に方位角範囲と検知距離)、方位角検知方式等の諸条件に大きく依存するために、特定の数値を用いることは困難であるが、ここでは $\pm 30\sim 40$ 度をカバーするアンテナを想定し、アンテナ利得は参考値として 15dBi を基準とする。また同様に、検知距離は 40m を基準とする。

図 2.3-7 は送受信アンテナ利得 15dBi とし、成人をターゲットとした時に得られる受信装置入力における受信電力を送信出力 10dBm に対して計算した結果である。

図 2.3-7 より、距離 40m にいる成人からの受信電力は -115dBm 以下となるが、一方で、表 2.3-2 より受信装置 RF 雑音電力は $kT\Delta f \cdot N$ から $NF=0\text{dB}$ を仮定しても -113.8dBm/MHz となる。

従って、十分な SN 比を持って成人を検知するためには受信装置等価帯域幅を縮小するハードウェア構成または信号処理法が必要となる。

2 周波 CW 変調方式はターゲットの相対速度によるドップラーシフト周波数を検知するシステムである。2.1.3 節での検討より、相対速度の最大値は約 200km/h を想定すればよいが、2 周波 CW 変調方式での受信出力信号の周波数帯域は相対速度が 200km/h の時でも 50kHz 以下であり、 Δf の大きさに関わらず上記の受信装置等価帯域幅は狭くすることができる。受信装置等価帯域幅が 50kHz の時、等価受信装置雑音電力は -127dBm となり 40m 先の歩行者が検知できる可能性がある。

従って、2 周波 CW 方式レーダでは、十分な SN 比があれば、相対速度の異なる複数の物体を距離差にかかわらず分離検知できるが、上記検討はかなり理想化されたものであり、実用的には外来雑音、信号波形歪、ターゲット RCS のふらつき等による S/N 比の劣化が発生するため、実験結果などを踏まえての設計が必要である。

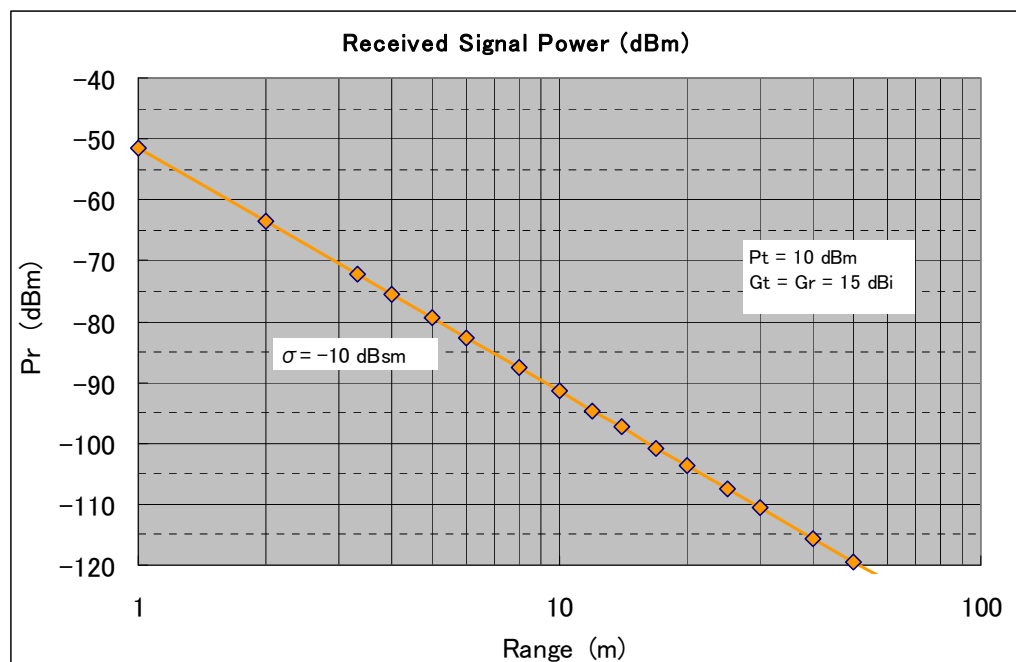


図 2.3-7 79GHz 帯レーダの受信電力

④周波数コード変調方式における必要帯域幅

周波数コード変調方式で 20cm の距離分解能を得るために必要な RF 周波数帯域幅は、表 2.3-3 より $\Delta R=0.15\text{m/GHz}$ となり 1GHz 帯域で 15cm の分解能を得ることができる。複数のターゲットに対する分離分解能も基本的にこの距離分解能と同じになる。例えば、互いに 20cm の距離にあるターゲットを安定的に分離して検

知するには、窓関数によるスペクトラム拡がり等を考慮すると 4bin 以上の周波数差が望ましい。その場合表 2.3-3 より、距離分解能 ΔR は 5cm 以下になり、 Δf は 3.0GHz 以上必要になる。厳密には各周波数コードあるいは等価パルス波形に依存するためより詳細な検討が必要である。

最小計測速度或いは速度分解能は、表 2.3-3 に示される様に FMCW 変調方式の場合と同じく送信周波数 f_0 に逆比例し、周波数のより高いミリ波帯を使うことに大きな利点がある。計測時間 T は長いほど分解能が高くなるが、表 2.3-5 に示した利用シーンでは 10~100ms での計測が要求される。最小計測速度は

$$v_{\min} = \Delta v = c / (f_0 \cdot 2T) = 0.187 (m/s) / 10ms \quad (\text{式 2.2 1})$$

となり、計測時間 10ms では 18.7cm/s の速度分解能が得られる。

これらの議論は、単純理想化された概算を基にしており、実用的には外来雑音、信号波形歪、ターゲット RCS のふらつき等による S/N 比の劣化が発生するため、実験結果などを踏まえての設計が必要である。

⑤各レーダ変調方式における必要帯域幅

以上、代表的なレーダ変調方式である、FMCW 方式、パルス方式、2 周波 CW 方式、周波数コード変調方式について、距離分解能 20cm を実現するために必要な帯域幅について、検討した結果を表 2.3-7 にまとめる。

表 2.3-7 各レーダ変調方式における必要な周波数帯域幅

レーダ変調方式	20cm 距離分解能に必要な帯域幅
FMCW 方式	3GHz 以上
パルス方式	2.5GHz 以上
周波数コード変調方式	3GHz 以上
2 周波 CW 方式	速度差でターゲットを分離検知する (参考値：帯域 4MHz 程度で距離分解能 20cm)

(2) 干渉に関する検討と使用周波数帯幅

高分解能レーダでは、主に自動車用の安全確保の手段として、常に信頼性の高い情報を提供する必要があるが、走行移動状況によりレーダを実装している目標以外の並行走行車や対向車線走行車からの干渉状態、及び目標以外の構造物等からの干渉状態が時々刻々と複雑に変化し、誤動作する可能性があり大きな問題となる。

干渉の低減には、アンテナの指向性を利用する方法、偏波（交差偏波識別度）を利用する方法、信号処理による改善方法等も考えられるが、多種類のレーダ変調方式が混在する中で干渉を低減するには、中心周波数をずらすことが効果的である。理想的には、使用する周波数帯域が重ならないよう中心周波数を完全にずらすことが望ましいが、高分解能レーダが 3GHz の帯域を持ちさらに同等の周波数帯幅を干渉防止用の可変帯として持つことは実用上困難である。そこで、多種類の方式の高分解能レーダ

を試作し、実用的観点から干渉の影響と干渉回避の可能性を試験システムで検討した。

①同方式・異方式レーダ間干渉に関する検討[4] [5]

ターゲットまでの距離と速度を計測する代表的な4つの基本形のレーダ変調方式（FMCW方式、パルス方式、2周波CW方式、周波数コード変調方式）を選んで高分解能レーダを試作し、試験システムを用いて同方式・異方式レーダ間干渉に関し検討した。結果を表 2.3-8に示す。

レーダ相互干渉によって発生する問題は4つに分類できる。

- (a) : スパイク状に干渉現象が出現
- (b) : 雑音レベルの上昇
- (c) : 受信電力の低下
- (d) : 検知距離のばらつき増大

このうち(a)と(d)は受信後の信号処理によって問題を回避できる可能性がある。しかし(b)と(c)とは信号処理では問題回避が困難でレーダ性能に致命的な問題を生じると考えられる。そこでこの2点の問題について、さらに詳細に実験で確認した。

表 2.3-8 同方式・異方式レーダ間干渉に関する検討結果

		与干渉局			
		パルス方式	FMCW方式	2周波CW方式	周波数コード変調方式
被干渉局	パルス方式	(a)	(b)	(b)	(b)
	FMCW方式	○	(b), (c)	(b)	(b)
	2周波CW方式	○	(b), (d)	○	(b), (d)
	周波数コード変調方式	○	(b), (d)	(b), (d)	(b), (d)

○ : 大きな干渉の影響は認められなかった

(a) : スパイク状に干渉現象が出現

(c) : 受信電力の低下

(b) : 雑音レベルの上昇

(d) : 検知距離のばらつき増大

ア) 干渉による雑音レベルの上昇

表 2.3-8より、被干渉局がパルス方式のときに、与干渉局の影響を受けやすい。被干渉レーダがパルス方式、与干渉レーダが、FMCW方式、周波数コード変調方式、2周波CW方式の各方式について、中心周波数差と平均雑音レベルの実験結果を図 2.3-8に示す。中心周波数差を1GHz以上とすることで、干渉による雑音レベルの上昇を、最大値から約13dB以上低減可能である。さらに与干渉局が無いレベルまで近づけるには、1.5GHz以上の中心周波数差を持つことが望まし

い。

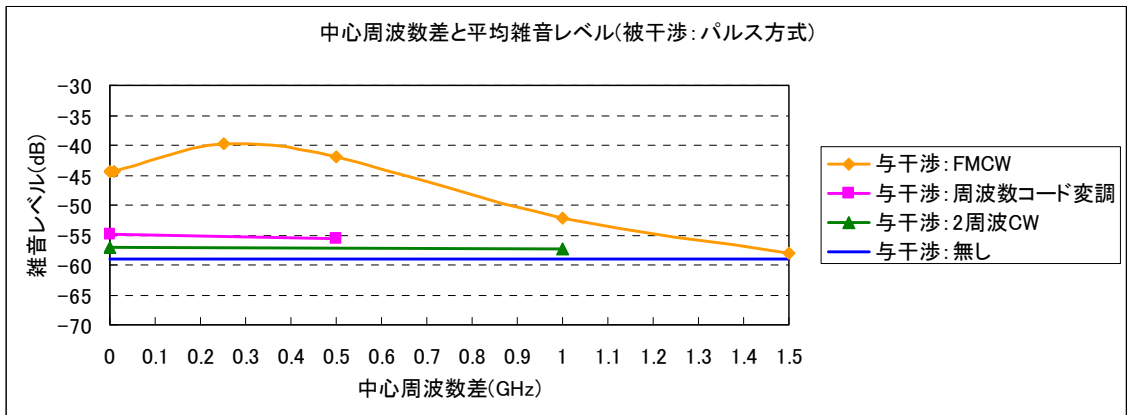


図 2.3-8 中心周波数差と平均雑音レベル[4]

イ) 中心周波数差と受信電力の変動

レーダ相互干渉によって受信電力が低下する問題は表 2.3-8 に示したように、FMCW 方式と FMCW 方式との組み合わせにおいてのみ顕著になるということまで問題を絞り込むことが出来ている。そこで、この FMCW 対 FMCW における干渉被害軽減を実験的に検討した。結果を図 2.3-9 に示す。図 2.3-9 は双方向散乱設置における、被干渉レーダ FMCW 方式、与干渉レーダ FMCW 方式の場合である。実験では、与干渉レーダと被干渉レーダの中心周波数差を 900MHz とすることで、受信電力の低下を 0.2dB に低減できた。干渉による受信電力の低下を防ぐには、さらにそれ以上の中心周波数差を持たせることが望ましい。

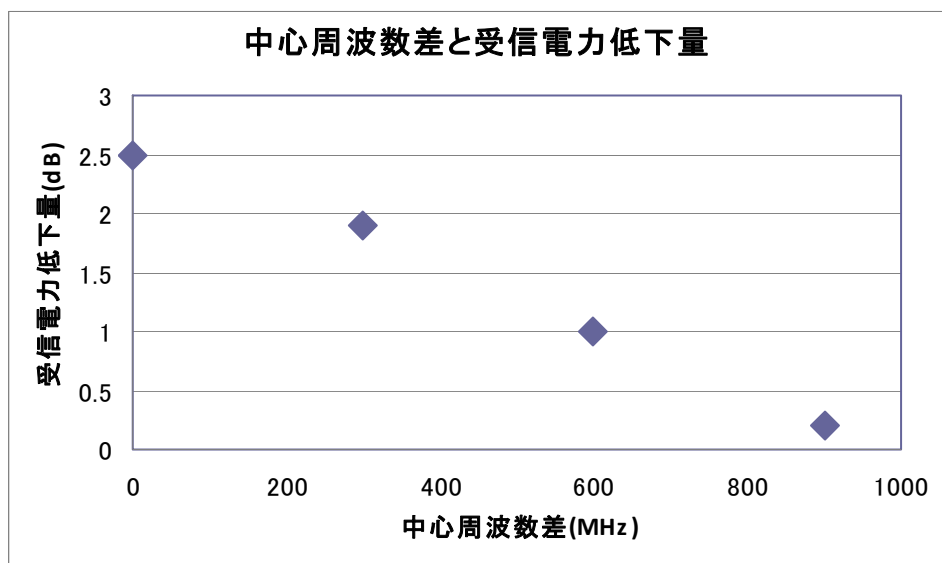


図 2.3-9 中心周波数差と受信電力低下[5]

②使用周波数帯幅

以上の検討から、複数のレーダ間の中心周波数差が小さい場合には、雑音レベルの上昇や受信電力の低下などの影響がみられるが、中心周波数差が1GHzあれば、雑音レベルの上昇を低減でき、受信電力の低下を殆どなくせることがわかった。

そのため、高分解能レーダでの使用周波数帯幅は、距離分解能20cmを実現するための必要帯域幅3GHzと、レーダ間干渉が発生した場合の干渉回避方策としての周波数帯幅1GHzを勘案し4GHzとすることが望ましい。

2.3.4 空中線電力及び空中線利得

79GHz帯高分解能レーダを利用したレーダシステムに求められる利用シーン別の目標性能は表2.3-5のとおりである。各レーダ変調方式について、回線設計により、目標性能を達成するためのパラメータを検討した。検討に用いた空中線電力は10mWとした。これは、79GHz帯高分解能レーダへの使用が想定される半導体ICデバイス性能の技術的実現可能性、国際基準の動向、さらに、電波天文台との共用条件等を鑑みて設定したものである。また、典型的な車載レーダの設計で用いられる値として、受信装置の所要SNRを10dBとし、受信装置の雑音指数を15dBとした。さらに受信装置の温度を400Kとした。これはレーダを車両に搭載する場合、レーダの搭載位置によってはエンジンなどの熱によりレーダ筐体の温度が400K程度となる場合もあることを配慮したためである。回線設計の検討では、これらのパラメータを用いて受信空中線利得とマージンとの関係とを求め、マージンが正になる空中線利得を算出した。

(1) FMCW方式における利用シーン別必要条件の検討

本節では表2.3-5でまとめた利用シーンを実現するFMCW方式レーダの技術条件を検討する。

ア) FMCW方式で24GHz/26GHz帯UWBレーダシステムと類似する機能を実現するための条件

必要仕様として表2.3-5に示した利用シーン別のレーダシステム目標性能のうちから24GHz/26GHz帯UWBレーダと類似する機能を実現するための必要条件を表2.3-9に抜き出す。

表 2.3-9 24GHz/26GHz 帯 UWB レーダシステム と類似する機能を実現するための必要仕様

最大検知距離 (m)	30
最小検知距離 (m)	0.2
距離分離能 (m)	0.2
最小検知対象	歩行者
対象の RCS (dBsm)	-10
最大相対速度 (m/s)	55
速度分解能 (m/s)	0.1
水平検知視野角 (全幅) (deg)	60

距離分離能として 0.2m が求められている。2.3.3 節 (1) ① で示した通り、この場合には 3GHz の周波数遷移幅が必要となる。

また、遷移時間は (式 2.11) から要求される速度分解能で決まり、18,974μsec となる。この時の等価雑音帯域幅は 53 Hz/bin となる。この場合の等価雑音帯域電力は -155.360 dBm/bin となる。パラメータを表 2.3-10 にまとめる。

表 2.3-10 FMCW 方式で 24GHz 帯 UWB レーダと類似するの機能を実現するためのレーダパラメータ

パラメータ	値	単位
周波数遷移幅	3	GHz
遷移時間	18,974	μsec
等価雑音帯域幅	53	Hz/bin
等価帯域雑音電力	-155.360	dBm/bin

ここで、送信周波数を f_c (Hz)、光速を c (m/s)、送信波長を λ (m)、送信空中線利得を G_t (倍)、受信空中線利得を G_r (倍)、検出対象の Radar Cross Section を σ (m²)、空中線と検出対象との距離を R (m) とすると、空中線電力 P_t (W) は、

$$P_r = \frac{\lambda^2 P_t G_t G_r \sigma}{(4\pi)^3 R^4}$$

となり、等価帯域雑音電力 N (W) は

$$N = k_B T W$$

となる。ここで k_B (J/K) はボルツマン定数、 T (K) は受信装置の絶対温度、 W (Hz) は帯域幅である[1]。

さらに、受信装置の雑音指数を NF (dB) とし、検出に必要な最小 SNR を

$SNR_{require}$ (dB) とすると、回線マージン M (dB) は

$$M = 10 \log_{10} \left(1000 \cdot \frac{\lambda^2 P_t G_t G_r \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \right) - 10 \log_{10} (1000 \cdot k_B T W) - NF - SNR_{require} \quad (\text{式 2.22})$$

となり送信側と受信側の空中線利得が等しく $G_t = G_r = G$ (倍) とすると次式となる。

$$M = 10 \log_{10} \left(1000 \cdot \frac{\lambda^2 P_t G^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \right) - 10 \log_{10} (1000 \cdot k_B T W) - NF - SNR_{require} \quad (\text{式 2.23})$$

以上の計算方法により回線設計を行って求めた空中線利得とマージンとの関係を図 2.3-10 に示す。この計算結果から、空中線利得 5.1 dBi 以上で正の回線マージンを得ることができることが分かる。

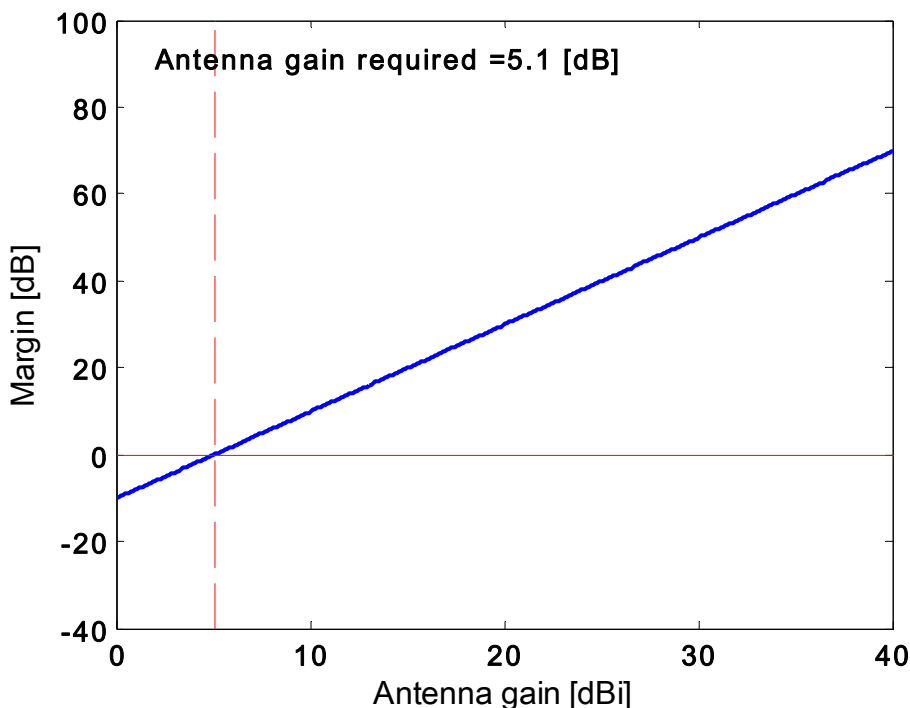


図 2.3-10 FMCW レーダ方式で 24GHz/26GHz 帯 UWB レーダシステム と類似する機能を実現するための空中線利得とマージンとの関係

イ) FMCW 方式で直線道路横断歩行者検知を実現するための条件

FMCW 方式で直線道路横断歩行者検知を実現するための条件を検討する。なお、この検知に必要なレーダの必要仕様は表 2.3-11 のとおりである。

表 2.3-1 1 直線道路横断歩行者検知を実現するための必要仕様

最大検知距離 (m)	50
最小検知距離 (m)	0.2
距離分離能 (m)	0.2
最小検知対象	歩行者
対象の RCS (dBsm)	-10
最大相対速度 (m/s)	17
速度分解能 (m/s)	1
update time (ms)	50
水平検知視野角 (全幅)(deg)	60

24GHz/26GHz 帯 UWB レーダシステム と類似する機能について計算した時と同様の方法で、表 2.3-1 1 に示した機能を満たす FMCW レーダの回線設計を行う。

距離分離能として 0.2m が求められている。2.3.3 節 (1) ① で示した通り、この場合には 3GHz の周波数遷移幅が必要となる。

また、遷移時間は (式 2.1 1) で示した通り要求される速度分解能で決まり、表 2.3-1 1 の速度分解能の値 1m/s を用いると 1,897usec となる。この時の等価雑音帯域幅は 527 Hz/bin となり、等価雑音帯域電力は -145.360 dBm/bin となる。パラメータを表 2.3-1 2 にまとめる。

表 2.3-1 2 FMCW 方式で直線道路横断歩行者保護検知を実現するためのレーダパラメータ

パラメータ	値	単位
周波数遷移幅	3	GHz
遷移時間	1897	μsec
等価雑音帯域幅	527	Hz/bin
等価帯域雑音電力	-145.360	dBm/bin

表 2.3-1 2 のパラメータで回線設計して得られた空中線利得とマージンとの関係を図 2.3-1 1 に示す。この結果から、空中線利得 14.5dBi 以上で正の回線マージンを得ることができることが分かる。

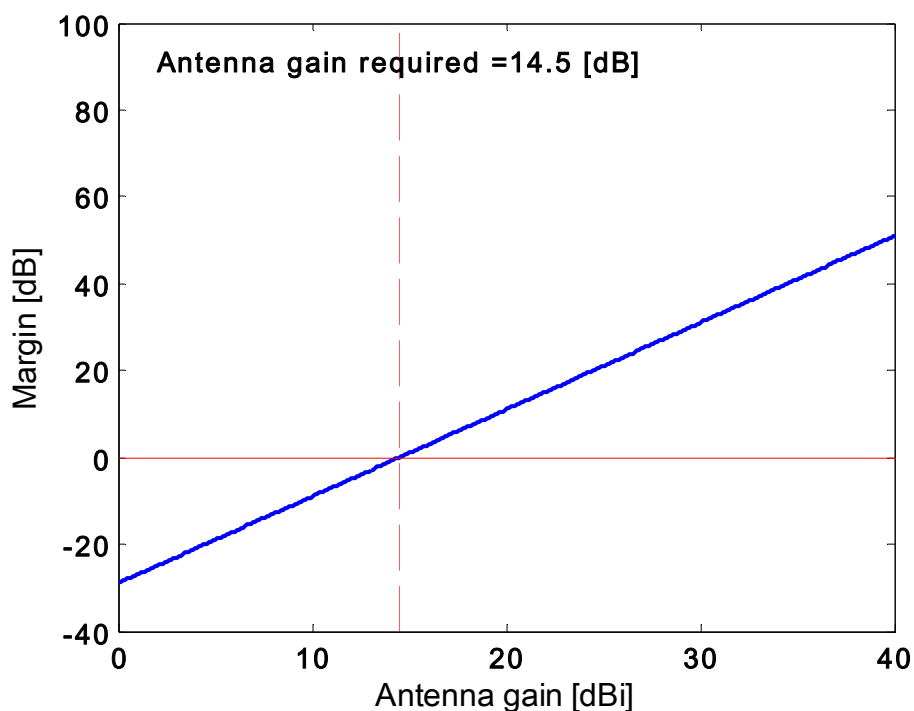


図 2.3-1 1 FMCW レーダ方式で直線道路横断歩行者検知を実現するための
空中線利得とマージンとの関係

ウ) FMCW 方式で交差点横断歩行者検知を実現するための条件

FMCW 方式で交差点横断歩行者検知を実現するための条件について検討する。この検知のためのレーダ必要仕様は、表 2.3-5 に示したように直線道路横断歩行者検知のほうが厳しい。即ち直線道路横断歩行者検知が実現できるレーダであるならば交差点横断歩行者検知は実現できる。よって、イ) の検討の結果に包含されるために割愛する。

エ) FMCW 方式でオートバイ検知を実現するための条件

FMCW 方式でオートバイ検知を実現するための条件について検討する。この検知に必要なレーダの必要仕様は表 2.3-13 のとおりである。

表 2.3-13 オートバイ検知を実現するための必要仕様

最小検知対象	オートバイ
	中距離
最大検知距離 (m)	70
最小検知距離 (m)	1
距離分解能 (m)	1
対象の RCS (dBsm)	0
最大相対速度 (m/s)	55
速度分解能 (m/s)	1
update time (ms)	50
水平検知視野角(全幅) (deg)	15

表 2.3-13 に示した機能を満たす FMCW レーダの回線設計をこれまでと同様の方法で実施する。

距離分解能として 1.0m が求められており、2.3.3 節 (1) ① で示した方法で計算すると、0.6 GHz の周波数遷移幅が必要となる。

また、遷移時間は (式 2.1 1) から要求される速度分解能で決まり、表 2.3-13 の速度分解能の値 1m/s を用いると 1,897usec となる。この時の等価雑音帯域幅は 527 Hz/bin となり、等価雑音帯域電力は -145.360 dBm/bin となる。パラメータを表 2.3-14 にまとめる。

表 2.3-14 FMCW 方式でオートバイ検知を実現するためのレーダパラメータ

パラメータ	値	単位
周波数遷移幅	0.6	GHz
送信電力	10	dBm
遷移時間	1897	μsec
等価雑音帯域幅	527	Hz/bin
等価帯域雑音電力	-145.360	dBm/bin

表 2.3-14 のパラメータで回線設計して得られた空中線利得とマージンとの関係を図 2.3-12 に示す。この結果から空中線利得 12.4dBi 以上で正の回線マージンを得ることができることが分かる。

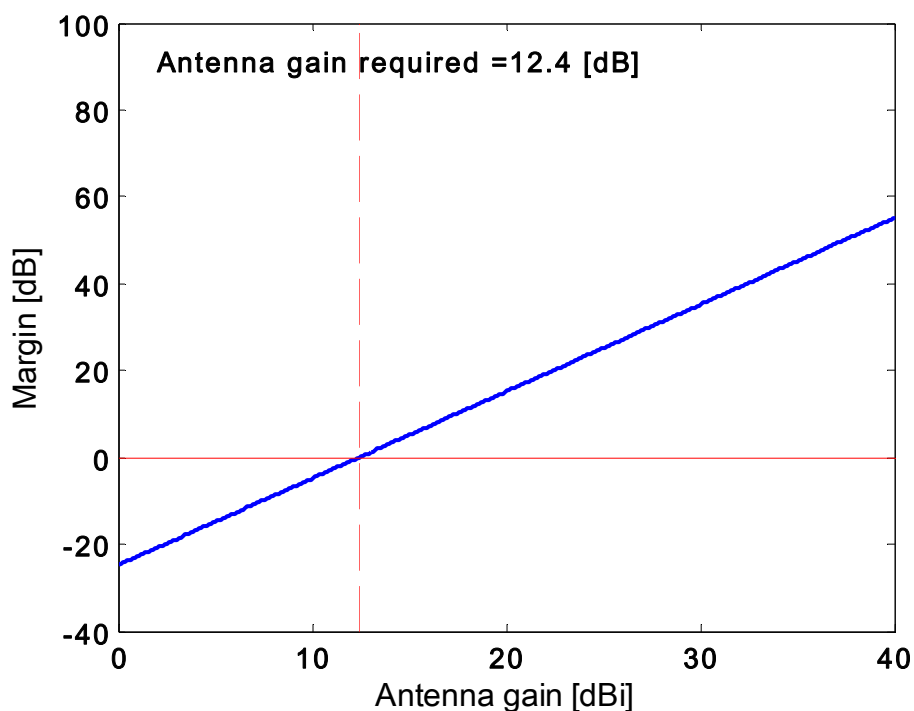


図 2.3-12 FMCW 方式でオートバイ検知を実現するための
空中線利得とマージンとの関係

オ) FMCW 方式で路側設置交差点及び周辺エリア監視を実現するための条件

FMCW 方式で路側設置交差点及び周辺エリア監視を実現するための条件について検討する。レーダの必要機能は表 2.3-15 のとおりであり、この仕様を基に他の場合と同様に回線設計を行う。

表 2.3-15 路側設置交差点及び周辺エリア監視の機能を実現するための必要仕様

最大検知距離 (m)	40
最小検知距離 (m)	0.5
距離分解能 (m)	0.2
最小検知対象	歩行者
対象の RCS (dBsm)	-10
最大相対速度 (m/s)	11
速度分解能 (m/s)	0.5
update time (ms)	100
水平検知視野角(全幅)(deg)	60

距離分離能として 0.2m が求められており、2.3.3 節 (1) ① で示した方法で計算すると、3 GHz の周波数遷移幅が必要となる。

また、遷移時間は (式 2.1 1) から要求される速度分解能で決まり、表 2.3-

15 の速度分解能の値 0.5m/s を用いると 3,795usec となる。この時の等価雑音帯域幅は 264 Hz/bin となり、等価雑音帯域電力は-148.370 dBm/bin となる。パラメータを表 2.3-16 にまとめる。

表 2.3-16 路側設置交差点及び周辺エリア監視の機能を実現するためのレーダパラメータ

パラメータ	値	単位
周波数遷移幅	3	GHz
遷移時間	3795	μsec
等価雑音帯域幅	264	Hz/bin
等価帯域雑音電力	-148.370	dBm/bin

表 2.3-16 のパラメータで回線設計して得られた空中線利得とマージンとの関係を図 2.3-13 に示す。この結果から空中線利得 11.1dBi 以上で正の回線マージンを得ることができていることが分かる。

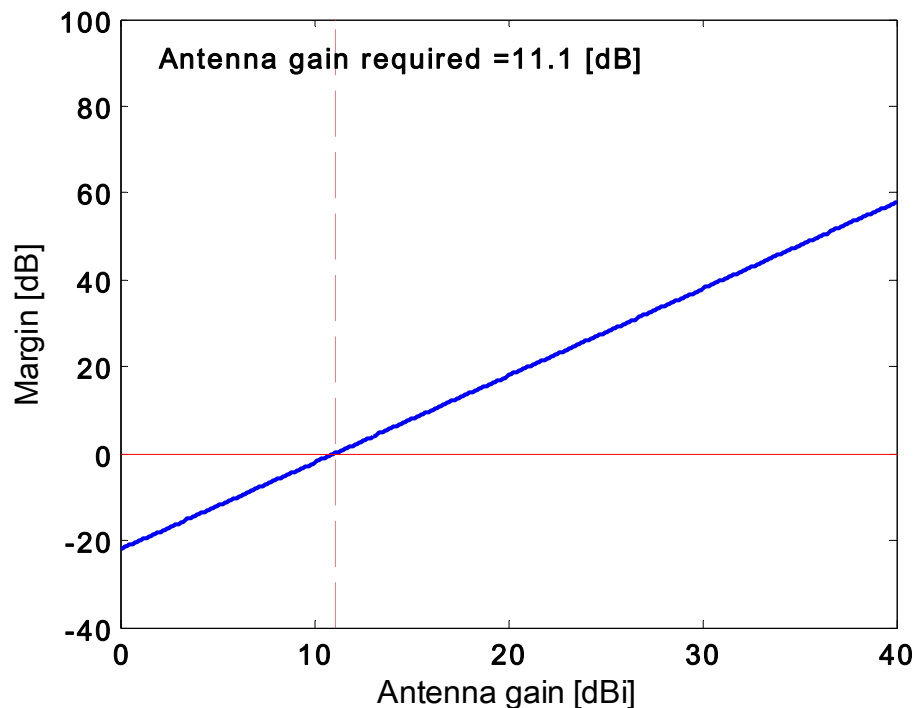


図 2.3-13 FMCW 方式で路側設置交差点及び周辺エリア監視の機能を実現するための空中線利得とマージンとの関係

(2) パルス方式における利用シーン別必要条件の検討

本節では表 2.3-5 でまとめた利用シーンを実現するパルス方式レーダの技術条件を

検討する。所要 SNR、受信装置雑音指数、受信装置温度は①FMCW 方式の場合と同一とする。

ア) パルス方式で 24GHz/26GHz 帯 UWB レーダシステム と類似する機能を実現するための条件

24GHz/26GHz 帯 UWB レーダシステム と類似する機能を実現するための必要仕様は表 2.3-9 にまとめた通りである。

表 2.3-9 よりレーダの検知範囲は 0.2~30m であり、この条件からパルス繰り返し周期 (Pulse repetition interval : PRI) は 200nsec となる。さらに、距離分解能 0.2m 及びデータアップデート時間 10msec を考慮すると、(式 2.13) より積算回数は最大で 335 回となる。この条件で回線設計して得られた空中線利得とマージンとの関係を図 2.3-14 に示す。空中線利得 31.2dBi で正の回線マージンを得ることができていることが分かる。

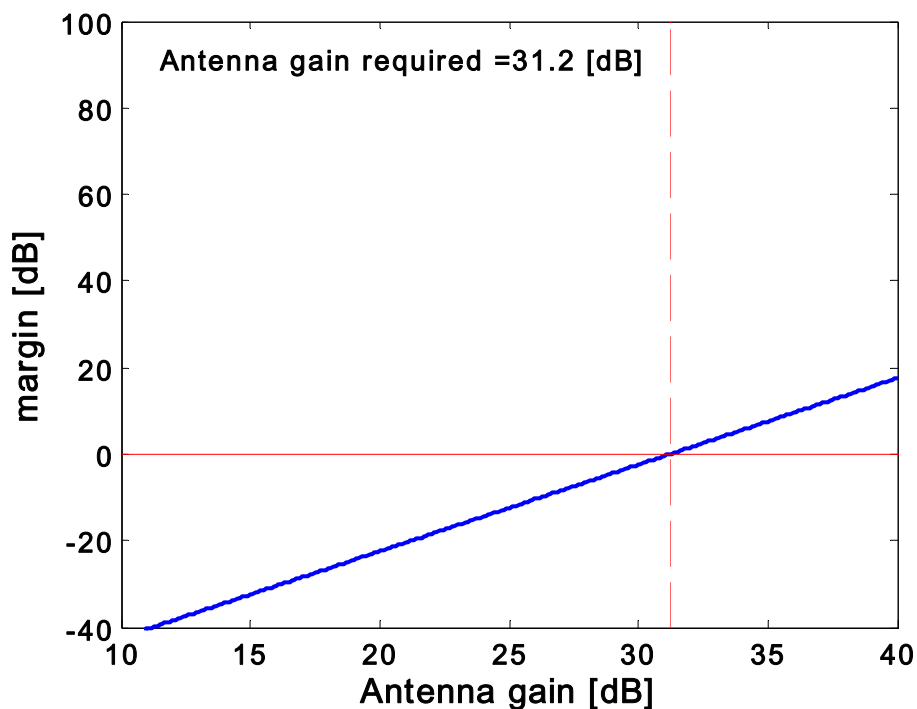


図 2.3-14 パルス方式で 24GHz/26GHz 帯 UWB レーダシステムと類似する機能を実現するため空中線利得とマージンとの関係

イ) パルス方式で直線道路横断歩行者検知の機能を実現するための条件

直線道路横断歩行者検知の機能を実現するための必要仕様は表 2.3-11 にまとめた通りである。

表 2.3-11 より、レーダ探知範囲は 0.2m~50m であり、この条件からパルス繰り返し周期 (Pulse repetition interval : PRI) は 334nsec となる。さらに、距

離分解能 0.2m 及びデータアップデート時間 50msec を考慮すると、(式 2.13) より積算回数は最大で 601 回となる。この条件で回線設計して得られた空中線利得とマージンとの関係を図 2.3-15 に示す。空中線利得 34.4dBi で正の回線マージンを得ることができることが分かる。

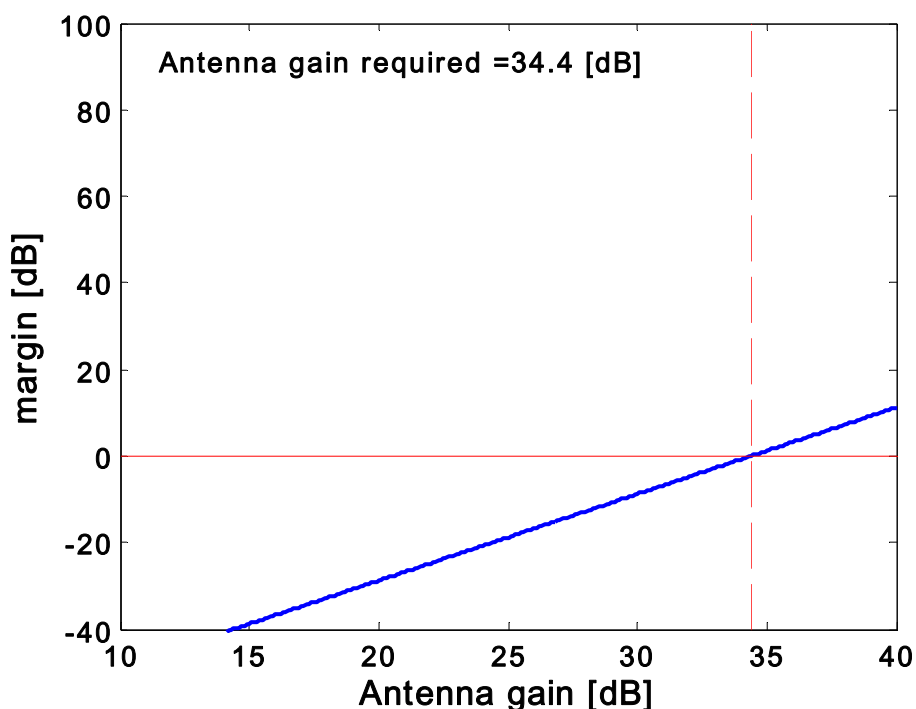


図 2.3-15 パルス方式で直線道路横断歩行者検知の機能を実現するための空中線利得とマージンとの関係

ウ) パルス方式で交差点横断歩行者検知を実現するための条件

レーダ必要仕様は、表 2.3-5 に示したように直線道路横断歩行者検知のほうが厳しい。即ち直線道路横断歩行者検知が実現できるレーダであるならば交差点横断歩行者検知は実現できる。よって、イ) の検討の結果に包含されるために割愛する。

エ) パルス方式でオートバイ検知を実現するための条件

オートバイ検知を実現するためのレーダの必要仕様は表 2.3-13 のとおりである。

表 2.3-5 よりレーダ探知範囲は 1m~70m であり、この条件から PRI は 467nsec となる。さらに、距離分解能 1m 及びデータアップデート時間 50msec を考慮すると、(式 2.13) より積算回数は最大で 1,551 回となる。この条件で回線設計して得られた空中線利得とマージンとの関係を図 2.3-16 に示す。

空中線利得 26.7 dBi で正の回線マージンを得ることができていることが分かる。

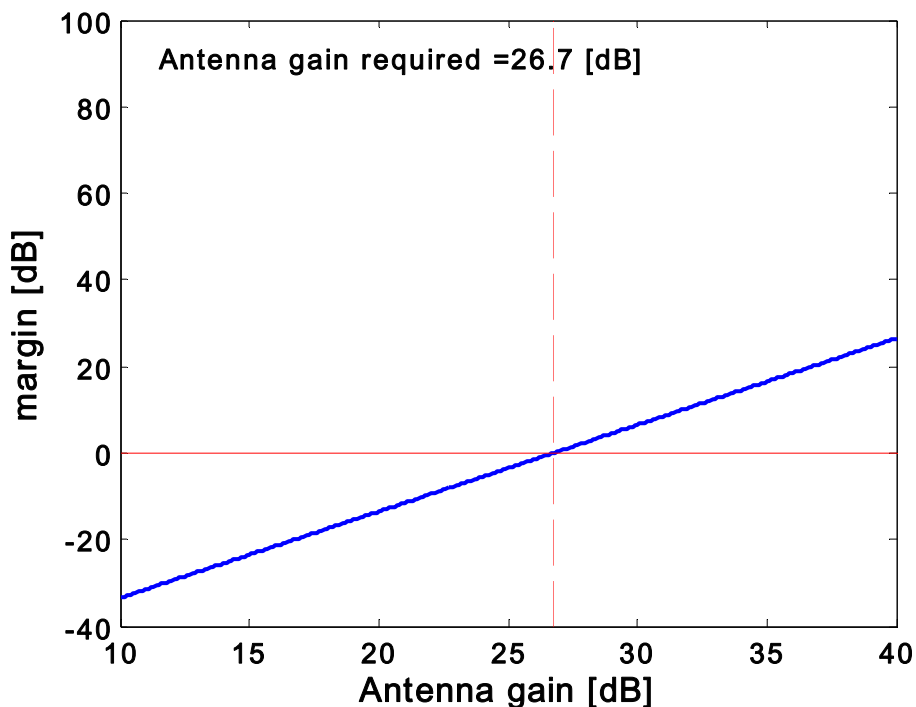


図 2.3-16 パルス方式でオートバイ検知を実現するための
空中線利得とマージンとの関係

オ) パルス方式で路側設置交差点及び周辺エリア監視の機能を実現するための条件
路側設置交差点及び周辺エリア監視の機能を実現するためのレーダの必要仕様
は表 2.3-15にまとめた通りである。

表 2.3-15よりレーダ探知範囲は0.5m~40mであり、この条件からPRIは
267nsecとなる。さらに、距離分解能0.2m及びデータアップデート時間
100msecを考慮すると、(式2.13)より積算回数は最大で1,897回となる。
この条件で回線設計して得られた空中線利得とマージンとの関係を図2.3-17
に示す。空中線利得29.9dBiで正の回線マージンを得ることができていることが分か
る。

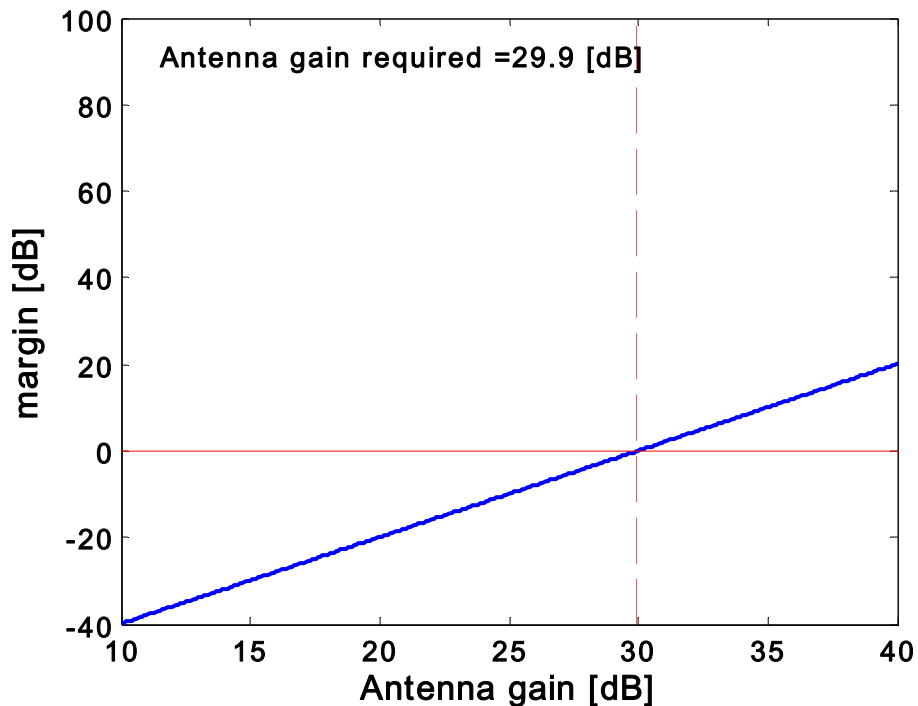


図 2.3-17 パルス方式で路側設置交差点及び周辺エリア監視の機能を実現するための空中線利得とマージンとの関係

(3) 2周波 CW 方式における利用シーン別必要条件の検討

本節では表 2.3-5 でまとめた利用シーンを実現する 2周波 CW 方式レーダの技術条件を検討する。所要 SNR、受信装置雑音指数、受信装置温度は①FMCW 方式の場合と同一とする。

ア) 2周波 CW方式で 24GHz/26GHz 帯 UWB レーダシステム と類似する機能を実現するための条件

24GHz/26GHz 帯 UWB レーダシステム と類似する機能を実現するための必要仕様は表 2.3-9 にまとめた通りである。

表 2.3-9 よりレーダの検知範囲は 0.2m~30m であり、この条件から周波数幅を 2.5MHz とした。また最大相対速度が 55m/s であることから、最大ビート周波数は約 29kHz となる。パラメータを表 2.3-17 にまとめる。表 2.3-17 に示すレーダパラメータで回線設計して得られた空中線利得とマージンとの関係を図 2.3-18 に示す。この結果から、空中線利得 18.8dBi 以上で正の回線マージンを得ることができることが分かる。

表 2.3-17 2周波 CW 方式で 24GHz/26GHz 帯 UWB レーダシステムと類似する機能を実現するためのレーダパラメータ

パラメータ	値	単位
周波数差 Δf	2.5	MHz
最大ビート周波数	29	kHz
雑音電力	-113	dBm

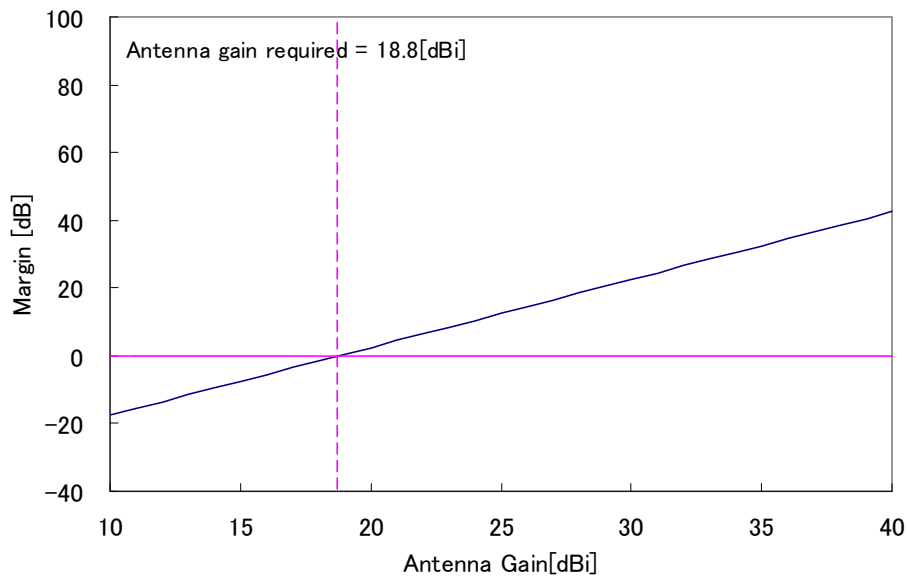


図 2.3-18 2周波 CW 方式で 24GHz/26GHz 帯 UWB レーダシステムと類似する機能を実現するための空中線利得とマージンとの関係

イ) 2周波 CW 方式で直線道路横断歩行者検知を実現するための条件

直線道路横断歩行者検知の機能を実現するための必要仕様は表 2.3-11 にまとめた通りである。

表 2.3-11 よりレーダの検知範囲は 0.2m~50m であることから、周波数幅を 1.5MHz とした。また最大相対速度が 17m/s であることから、最大ビート周波数は約 9kHz となる。パラメータを表 2.3-18 にまとめる。表 2.3-18 に示すレーダパラメータで回線設計して得られた空中線利得とマージンとの関係を図 2.3-19 に示す。この結果から、空中線利得 20.6dBi 以上で正の回線マージンを得ることができることが分かる。

表 2.3-18 2周波 CW 方式で直線道路横断歩行者検知の機能を実現するための
レーダパラメータ

パラメータ	値	単位
周波数差 Δf	1.5	MHz
最大ビート周波数	9	kHz
雑音電力	-118	dBm

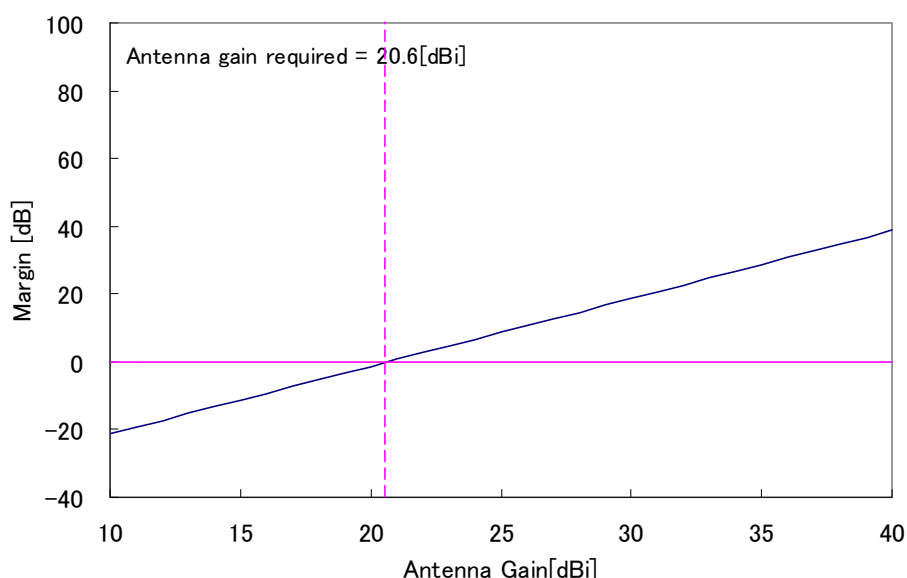


図 2.3-19 2周波 CW 方式で直線道路横断歩行者検知の機能を実現するための空中線利得とマージンとの関係

ウ) 2周波 CW 方式で交差点横断歩行者検知を実現するための条件

レーダ必要仕様は、表 2.3-5 に示したように直線道路横断歩行者検知のほうが厳しい。即ち直線道路横断歩行者検知が実現できるレーダであるならば交差点横断歩行者検知は実現できる。よって、イ) の検討の結果に包含されるために割愛する。

エ) 2周波 CW 方式でオートバイ検知を実現するための条件

オートバイ検知を実現するための必要仕様は表 2.3-13 にまとめたとおりである。

表 2.3-13 よりレーダの検知範囲は 1m~70m であることから、周波数幅を 1MHz とした。また最大相対速度が 55m/s であることから、最大ビート周波数は約 29kHz となる。パラメータを表 2.3-19 にまとめる。表 2.3-19 に示すレーダパラメータで回線設計して得られた空中線利得とマージンとの関係を図 2.

3-20に示す。この結果から、空中線利得 20.6dBi 以上で正の回線マージンを得ることができることが分かる。

表 2.3-19 2周波CW方式でオートバイ検知を実現するための
レーダパラメータ

パラメータ	値	単位
周波数差 Δf	1	MHz
最大ビート周波数	29	kHz
雑音電力	-113	dBm

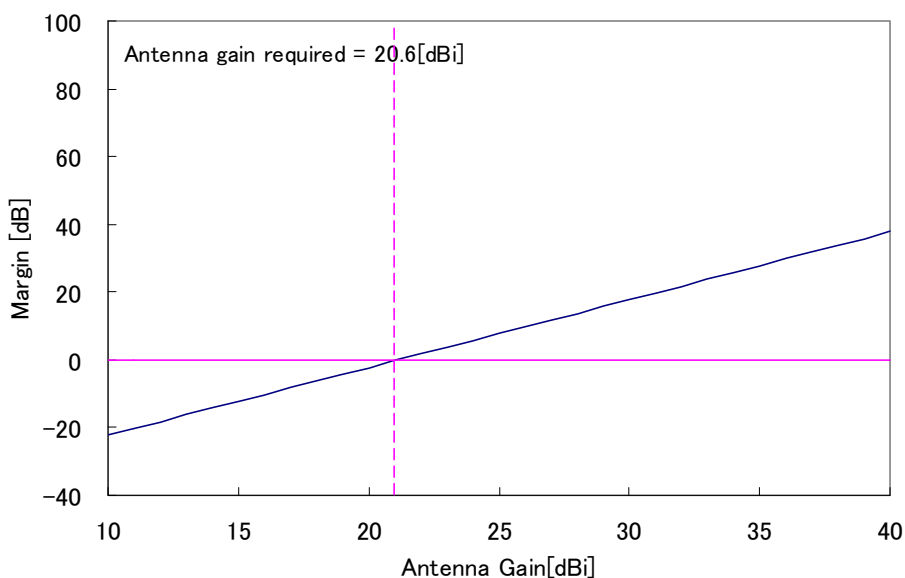


図 2.3-20 2周波CW方式でオートバイ検知を実現するための
空中線利得とマージンとの関係

オ) 2周波CW方式で路側設置交差点及び周辺エリア監視を実現するための条件

路側設置交差点及び周辺エリア監視の機能を実現するためのレーダの必要仕様は表 2.3-15にまとめた通りである。

表 2.3-15より、レーダの検知範囲は 0.5m~40m であることから、周波数幅を 1.9MHz とした。また最大相対速度が 11m/s であることから、最大ビート周波数は約 5.8kHz となる。パラメータを表 2.3-20にまとめる。表 2.3-20に示すレーダパラメータで回線設計して得られた空中線利得とマージンとの関係を図 2.3-21に示す。この結果から、空中線利得 17.8dBi 以上で正の回線マージンを得ることができることが分かる。

表 2.3-20 2周波CW方式で路側設置交差点及び周辺エリア監視の機能を実現するためのレーダパラメータ

パラメータ	値	単位
周波数差 Δf	1.9	MHz
最大ビート周波数	5.8	kHz
雑音電力	-120	dBm

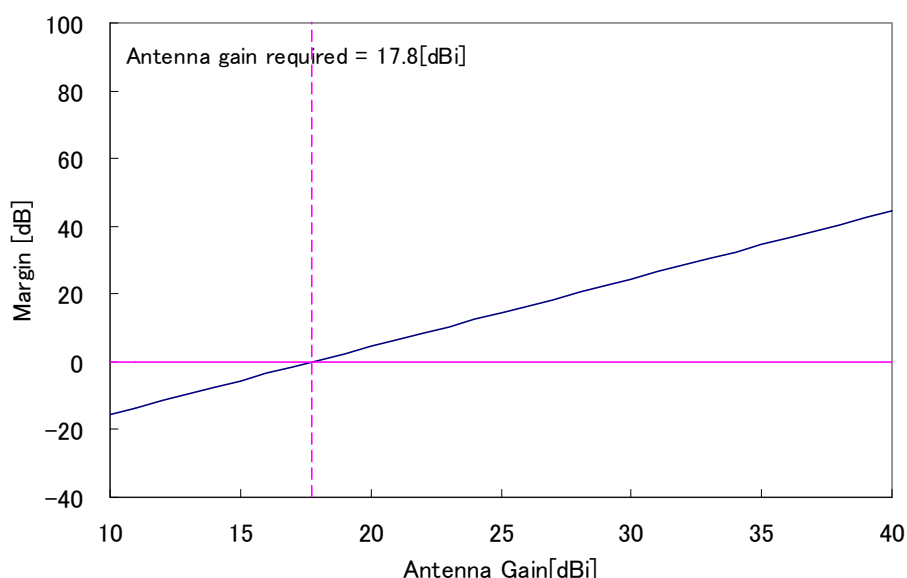


図 2.3-21 2周波CW方式で路側設置交差点及び周辺エリア監視の機能を実現するための空中線利得とマージンとの関係

(4) 周波数コード変調方式における利用シーン別必要条件の検討

本節では表 2.3-5 でまとめた利用シーンを実現する周波数コード変調方式レーダの技術条件を検討する。周波数コード変調ではさまざまな変調パターンがあるが、ここでの回線設計の例としては、送信周波数を一定間隔毎に変化させる特定のパターンを周期 T で繰り返す変調方式を用いて計算した。なお、所要 SNR、受信装置雑音指数、受信装置温度は①FMCW 方式の場合と同一とする。

ア) 周波数コード変調方式で 24GHz/26GHz 帯 UWB レーダシステム と類似する機能を実現するための条件

24GHz/26GHz 帯 UWB レーダシステム と類似する機能を実現するための必要仕様は表 2.3-9 にまとめた通りであり、距離分離能として 0.2m が求められている。2.3.3 節 (1) ③で示した通り、この場合には 3GHz の周波数遷移幅が必要となる。

周波数遷移幅を 3GHz、周期を 10ms としたときのレーダパラメータを表 2.3-2 1 にまとめる。最大検知距離が 30m であり、最大相対速度が 55m/s であることから 89kHz となる。表 2.3-2 1 に示すレーダパラメータで回線設計して得られた空中線利得とマージンとの関係を図 2.3-2 2 に示す。この結果から、空中線利得 21.2dBi 以上で正の回線マージンを得ることができることが分かる。

表 2.3-2 1 周波数コード変調方式で 24GHz/26GHz 帯 UWB レーダシステムと類似する機能を実現するためのレーダパラメータ

パラメータ	値	単位
周波数差遷移幅	3	GHz
周期	10	ms
帯域幅	89	kHz
雑音電力	-108	dBm

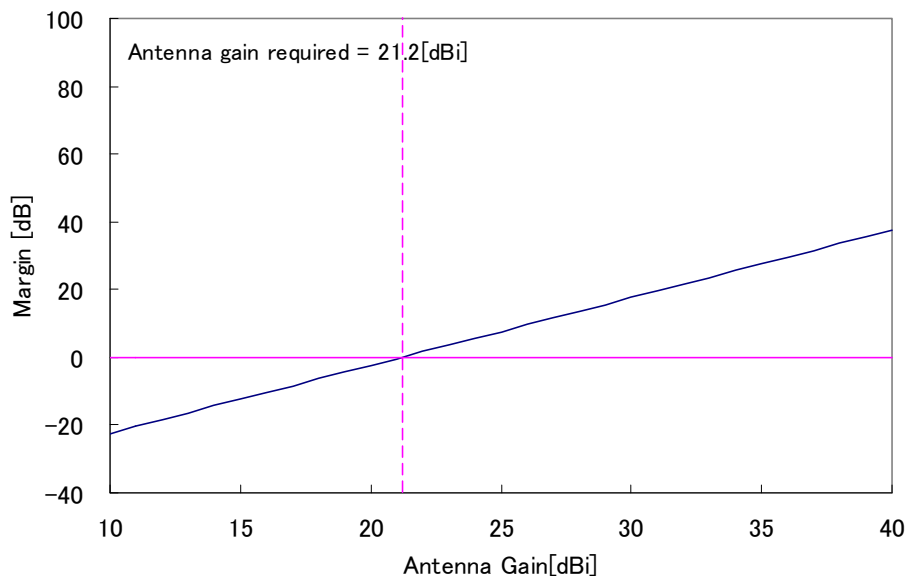


図 2.3-2 2 周波数コード変調方式で 24GHz/26GHz 帯 UWB レーダシステムと類似する機能を実現するための空中線利得とマージンとの関係

イ) 周波数コード変調方式で直線道路横断歩行者検知を実現するための条件

直線道路横断歩行者検知を実現するための必要仕様は表 2.3-1 1 にまとめた通りであり、距離分離能として 0.2m が求められている。2.3.3 節 (1) ③で示した通り、この場合には 3GHz の周波数遷移幅が必要となる。

周波数遷移幅を 3GHz、周期を 50ms としたときのレーダパラメータを表 2.3-2 2 にまとめる。最大検知距離が 50m であり、最大相対速度が 17m/s であることから帯域幅は 29kHz となる。表 2.3-2 2 に示すレーダパラメータで回線設

計して得られた空中線利得とマージンとの関係を図 2.3-23 に示す。この結果から、空中線利得 23.2dBi 以上で正の回線マージンを得ることができることが分かる。

表 2.3-22 周波数コード変調方式で直線道路横断歩行者検知を実現するためのレーダパラメータ

パラメータ	値	単位
周波数差遷移幅	3	GHz
周期	50	ms
帯域幅	29	kHz
雑音電力	-113	dBm

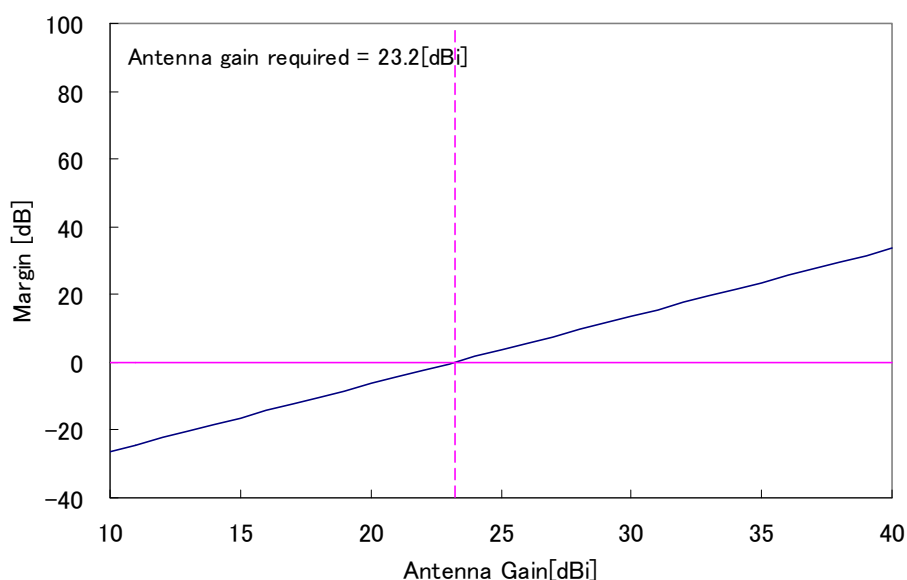


図 2.3-23 周波数コード変調方式でプリクラッシュ直線道路横断歩行者保護の機能を実現するための空中線利得とマージンとの関係

ウ) 周波数コード変調方式で交差点横断歩行者検知を実現するための条件

レーダ必要仕様は、表 2.3-5 に示したように直線道路横断歩行者検知のほうが厳しい。即ち直線道路横断歩行者検知が実現できるレーダであるならば交差点横断歩行者検知は実現できる。よって、イ) の検討の結果に包含されるために割愛する。

エ) 周波数コード変調方式でオートバイ検知を実現するための条件

オートバイ検知を実現するための必要仕様は表 2.3-13 のとおりであり、距離分離能として 1m が求められている。2.3.3 節 (1) ③ で示した通り、この場

合には 0.6GHz の周波数遷移幅が必要となる。

周波数遷移幅を 0.6GHz、周期を 50ms としたときのレーダパラメータを表 2.3-23 にまとめる。最大検知距離が 70m であり、最大相対速度が 55m/s であることから帯域幅は 35kHz となる。表 2.3-23 に示すレーダパラメータで回線設計して得られた空中線利得とマージンとの関係を図 2.3-24 に示す。この結果から、空中線利得 21.5dBi 以上で正の回線マージンを得ることができることが分かる。

表 2.3-23 周波数コード変調方式でオートバイ検知を実現するためのレーダパラメータ

パラメータ	値	単位
周波数差遷移幅	0.6	GHz
周期	50	ms
帯域幅	35	kHz
雑音電力	-112	dBm

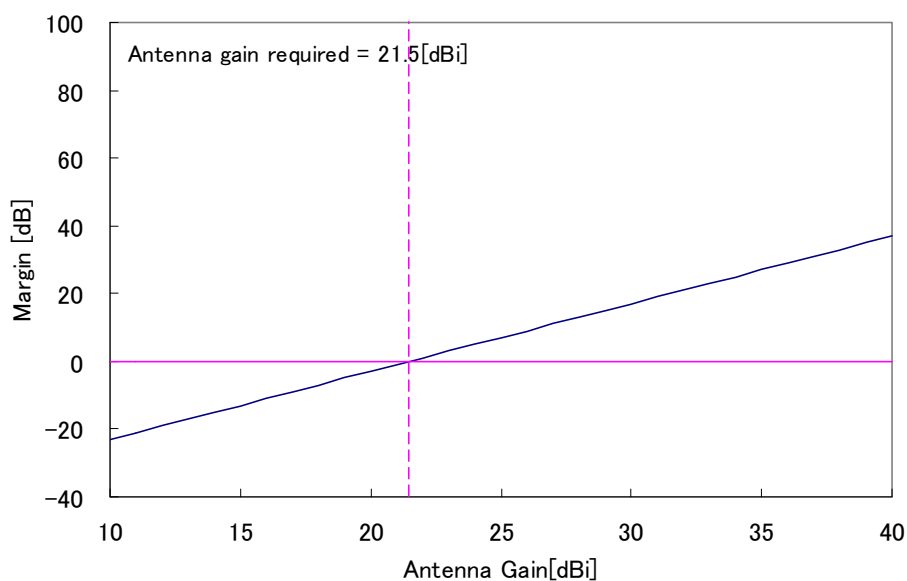


図 2.3-24 周波数コード変調方式でオートバイ検知を実現するための空中線利得とマージンとの関係

オ) 周波数コード変調方式で路側設置交差点及び周辺エリア監視を実現するための条件

路側設置交差点及び周辺エリア監視の機能を実現するためのレーダの必要仕様は表 2.3-15 にまとめた通りであり、距離分離能として 0.2m が求められている。2.3.3 節 (1) ③で示した通り、この場合には 3GHz の周波数遷移幅が必要

となる。

周波数遷移幅を 3GHz、周期を 100ms としたときのレーダパラメータを表 2.3-24 にまとめる。最大検知距離が 40m であり、最大相対速度が 11m/s であることから 14kHz となる。表 2.3-24 に示すレーダパラメータで回線設計して得られた空中線利得とマージンとの関係を図 2.3-25 に示す。この結果から、空中線利得 19.6dBi 以上で正の回線マージンを得ることができることが分かる。

表 2.3-24 周波数コード変調方式で路側設置交差点及び周辺エリア監視の機能を実現するためのレーダパラメータ

パラメータ	値	単位
周波数差遷移幅	3	GHz
周期	100	ms
帯域幅	14	kHz
雑音電力	-116	dBm

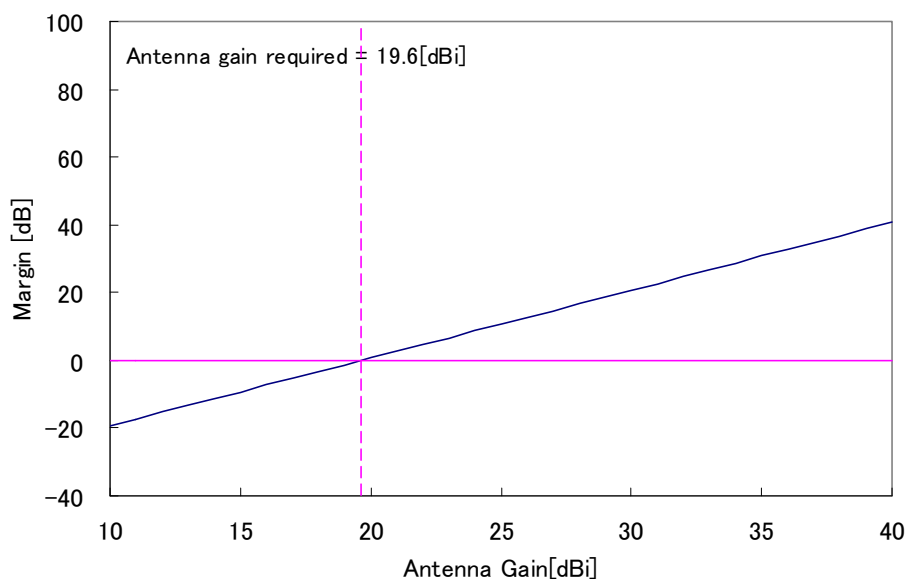


図 2.3-25 周波数コード変調方式で路側設置交差点及び周辺エリア監視の機能を実現するための空中線利得とマージンとの関係

(5) 回線設計の検討のまとめ

表 2.3-5 に示した利用シーン別のレーダシステム目標性能について、各レーダ変調方式において回線設計を行った。結果を表 2.3-25 に記載する。

表 2.3-25 利用シーン別回線設計

分類	24GHz/26GHz 帯 UWB レーダと類似	79GHz 帯高分解能レーダ特有

利用シーン		プリクラッシュ			路側設置 交差点 及び周辺エリア監視	
		歩行者	直線道路横断歩 行者	交差点横 断歩行者 短距離		オートバイ 中距離
最小検知対象		歩行者	直線道路横断歩 行者	交差点横 断歩行者 短距離	オートバイ 中距離	歩行者 自転車
最大検知距離 (m)	30	30	50	25	70	40
最小検知距離 (m)	0.2	0.2	0.2	0.2	1	0.5
距離分解能 (m)	0.2	0.2	0.2	0.2	1	0.2
対象の RCS (dBsm)	-10	歩行者	歩行者	歩行者	オートバイ	歩行者
最大相対速度 (m/s)	55	-10	-10	-10	0	-10
速度分解能 (m/s)	0.1	17	17	17	55	11
update time (ms)	10	1	1	1	1	0.5
水平検知視野角 (全幅) (deg)	10	50	50	50	50	100
変調方式	60	60	60	60	15	60
変調方式	FMCW					
周波数遷移幅 (GHz)	3	3	3	0.6	3	
遷移時間 (μsec)	18,974	1,897	1,897	1,897	3,795	
空中線電力 (dBm)	10	10	10	10	10	
空中線利得 (dBi)	5.1	14.5	14.5	12.4	11.1	
変調方式	Pulse					
帯域幅 (GHz)	3	3	3	0.6	3	
空中線電力 (dBm)	10	10	10	10	10	
空中線利得 (dBi)	31.2	34.4	34.4	26.7	29.9	
変調方式	2 周波 CW					
帯域幅 (MHz)	2.5	1.5	1.5	1	1.9	
空中線電力 (dBm)	10	10	10	10	10	
空中線利得 (dBi)	18.8	20.6	20.6	20.6	17.8	
変調方式	周波数コード					
周波数遷移幅 (GHz)	3	3	3	0.6	3	
遷移時間 (msec)	10	50	50	50	100	
空中線電力 (dBm)	10	10	10	10	10	
空中線利得 (dBi)	21.2	23.2	23.2	21.5	19.6	

2.3.5 79GHz 帯高分解能レーダの防護指針

電波法施行規則第 21 条の 3 では、電波のエネルギー量と生体への作用との関係が定量的に明らかにされており、これに基づきシステムの運用形態に応じて、電波防護指針に適合するようシステム諸元の設定に配慮する必要がある。

79GHz 帯高分解能レーダシステムの安全性を確認するため、表 2.3-26 に示す電波防護指針の基準値に照らした適合性について、以下のとおり検討を行った。

表 2.3-26 電波防護指針の基準値（抄）

周波数 f (GHz)	電界強度 E (V/m)	磁界強度 H (A/m)	電力束密度 S (mW/cm ²)	平均時間 (分)
1.5-300	61.4	0.163	1	6

(1) 前提条件

① 79GHz 帯高分解能レーダの諸元

送信装置の空中線電力：10mW

送信空中線の最大輻射方向における絶対利得：35dBi

② 電波の強度の算出式（無線設備から発射される電波の強度の算出方法及び測定方法（告示 平成 11 年 4 月 27 日第 300 号）より引用）

S：電力束密度 (mW/cm²)

P：空中線入力電力 (W)

G：送信空中線の最大輻射方向における絶対利得 (dB)

R：算出に係る送信空中線と算出を行う地点との距離 (m)

K：反射係数（ただし、反射係数は表 2.3-27 のとおり）

表 2.3-27 反射係数

①	全ての反射を考慮しない場合	1
②	大地面の反射を考慮する場合 (送信周波数が 76MHz 以上の場合)	2.56
③	水面等大地面以外の反射を考慮する場合	4

(2) 算出結果

電磁界強度指針（一般環境）の基準値を超える送信空中線からの距離を算出すると表 2.3-28 のとおり、7cm～13cm となる。

また、79GHz 帯高分解能レーダの主な利用シーンとして、車載レーダシステムやインフラ設置のレーダシステムが想定されており、車載レーダシステムの場合は走行中の車での利用となるため、電波発射中に表 2.3-28 に示した必要離隔距離以内に人が立ち入ることは極めて稀である。また、インフラ設置のレーダシステムの場合には、交差点付近の道路上に設置されることが想定されるが、その場合現行基準から、表 2.3-28 に示した必要離隔距離内に 6 分以上人が立ち入ることは稀であり、特段の支障はないと考えられる。

表 2.3-28 電波防護指針を満たす必要離隔距離

①	全ての反射を考慮しない場合	7cm
②	大地面の反射を考慮する場合 (送信周波数が 76MHz 以上の場合)	11cm
③	水面等大地面以外の反射を考慮する場合	13cm

なお、79GHz 帯高分解能レーダシステムの平均電力は 10mW 以下のため、電波法施行規則第 21 条の 3（電波の強度に対する安全施設）の適応対象外扱いとなる。

第3章 他の無線システムとの共存に関する検討

79GHz 帯高分解能レーダの導入のためには、同一周波数帯内の他の無線システムとの共用について検討を行う必要があり、本章では対象となる無線システム毎に検討結果についてまとめる。なお第1章で述べたとおり、2011年現在、79GHz 帯の周波数のうち77.5-78GHz は国際的に無線標定へ分配されていないが、79GHz 帯高分解能レーダシステムの普及等の観点から、既に先行して制度化されている各国・地域と同じ周波数帯を利用することが望ましいと考えられるため77GHz~81GHz を検討の対象とした。

3.1 検討の対象となる無線システム

79GHz 帯では、図 3.1-1 に示すとおりアマチュア、アマチュア衛星（77.5-78.0GHz）及び電波天文（79.0-81.0GHz）に周波数が割当てられていることから、これらを検討対象として79GHz 帯高分解能レーダシステムとの干渉検討を行った。

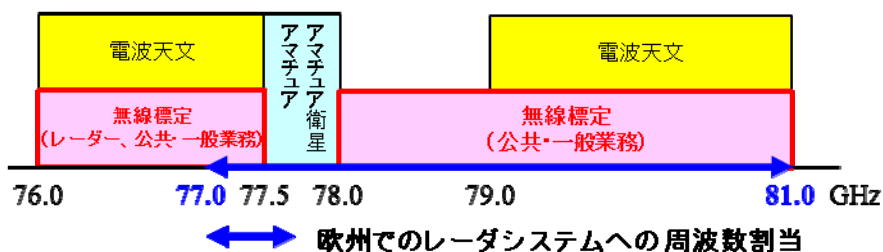


図 3.1-1 76GHz~81GHz の周波数の割当状況

また隣接する81.0-86.0GHzにおいて80GHz帯高速無線伝送システムの導入が検討されていることから当該無線伝送システムとの共用検討について3.4に記述した。

3.2 アマチュア無線業務との共用検討

79GHz 帯高分解能レーダシステムから77.5GHz帯のアマチュア局へ与える干渉及び、77.5GHz帯を使用するアマチュア局から79GHz帯高分解能レーダシステムへ与える干渉について検討した（参考資料1）。

79GHz 帯高分解能レーダシステムからアマチュア局への干渉については許容干渉レベルを満たす離隔距離をメインビーム対向の条件で求め、表 3.2-1の結果が得られた。

表 3.2-1 アマチュア局が被干渉の場合の計算結果

メインビーム対向時の離隔距離 (FMCW、周波数コード、パルスレーダにおける最大値)	0.27km
---	--------

同様にアマチュア局から79GHz帯高分解能レーダシステムへの干渉についてはLNA入力値IP1dB=-10dBmを満たす離隔距離をメインビーム対向の条件で求め、表 3.2-2の結果が得られた。

表 3.2-2 79GHz 帯高分解能レーダシステムが被干渉の場合の計算結果

メインビーム対向時の離隔距離 IP1dB=-10dBm (LNA 入力値)	43.6m
--	-------

双方が互いのビーム幅内に入る確率を概算したところ 114ppm と小さく、共用が可能であるとの結論に至った。

3.3 電波天文業務との共用検討

79GHz 帯高分解能レーダシステムが利用する周波数である 77-81GHz においては、電波天文 (79.0-81.0GHz) がこの周波数帯を利用している。この周波数帯における観測を行っている国内の天文台は国立天文台野辺山宇宙電波観測所のみであるため、国立天文台野辺山宇宙電波観測所周辺の地形、車両稼働率等を考慮した干渉モデルを ITU-R 各種勧告、統計データ等をもとに構築し干渉電力を机上検討により評価する方法を用いた。

本干渉検討においては、国立天文台野辺山宇宙電波観測所を中心とする同心円のリングを考え、各リング内に存在する稼働中の 79GHz 帯高分解能レーダシステムからの干渉電力を求め、各干渉電力を計算し積算することで集合干渉電力を求めた。その結果をもとに干渉電力が閾値を超える干渉時間率が 2% 以下となる離隔距離を複数の条件にて求め、共用について検討した (参考資料 2)。

表 3.3-1 に異なる干渉時間率の解釈による計算結果を示す。

表 3.3-1 各種検討条件毎の計算結果

検討条件		普及率	
		0.3%	1.0%
2,000 秒単位時間の平均受信電力が国立天文台野辺山宇宙電波観測所閾値 (-191.354dBm/MHz) 以下となる確率が 98% となる距離	半径 10.5km まで均一に見通し内レーダ搭載車両が現れると仮定した場合	9.5km	9.5km
	半径 2.5km 以遠に見通し内レーダ搭載車両は現れない場合	2.5km	2.5km
見通し内時間率 2% を満たし見通し外干渉電力が国立天文台野辺山宇宙電波観測所閾値以下となる距離		400m	1.5km

本計算結果によれば、レーダ干渉の影響は否定できない。しかし、実運用上の諸要素を考慮した結果、国立天文台野辺山宇宙電波観測所 45m 電波望遠鏡を用いた 79GHz 帯観測に限定する限り、実運用上共用可能であるとの結論に至った。

なお本計算では考慮されていないガードレール等路側構造物による遮蔽損失や国立天文台野辺山宇宙電波観測所における実観測時間帯が交通量オフピーク時になる可能性などの干渉緩和効果が存在する一方で、同様に計算中に考慮されなかったが遠方にも国立天文台野辺山宇宙電波観測所を見通せる例 (例えば本沢温泉) が存在することを併記する。

3.4 近傍周波数の他システムとの共用検討

近傍の周波数（81GHz～86GHz）においては、80GHz 帯高速無線伝送システムの導入が制度化されている。

詳細な干渉波の入感強度等については、当該無線伝送システムの送信電力特性や受信感度等を明確化する必要があるが、次のように、当該システムとの間の干渉は特段問題にならないものと考えられる。

① 本システムから 80GHz 帯高速無線伝送システムに対する干渉

本レーダシステムからの、80GHz 帯高速無線伝送システムの帯域への漏洩電力量は十分に小さく、本レーダシステムは 80GHz 帯高速無線伝送システムと比較し相当数普及する可能性はあるものの、通常は移動しており、80GHz 帯高速無線伝送システムの空中線指向特性が鋭いことから、干渉が生じても、極めて短時間の一過性干渉となるために、80GHz 帯高速無線伝送システム相互間の干渉に比べて重大な影響が生じる可能性は低い。

② 80GHz 帯高速無線伝送システムから本システムに対する干渉

ア 本レーダシステムは、同一周波数において連続波方式・間欠波方式それぞれを含むシステムが相当数普及することを前提に、それらが相互に共存可能なように検討が進められている。

イ 80GHz 帯高速無線伝送システムからの、本レーダシステムの帯域への漏洩電力は十分に小さく、かつ、80GHz 帯高速無線伝送システムの普及台数は極端に多くなる可能性は低く、アのレーダ相互の位置関係に比べて極端に近接する場合は少ないと考えられる。

以上のように、当該無線伝送システムとの干渉については、レーダの発射する 80GHz 帯高速無線伝送システムの周波数帯域内のエネルギー成分が極端に大きくなる、あるいはレーダのうち、被干渉耐性が極端に低いものが提案されるようなことがない限り、特段の問題はないと考えられる。

第4章 79GHz 帯高分解能レーダの技術的条件

4.1 一般的条件

(1) 周波数帯

使用する周波数帯は、77.0GHz から 81.0GHz までとする。

(2) システム設計上の条件

一の筐体に収められており、かつ、容易に開けることができないこと。ただし、空中線系については、この限りではない。

4.2 無線設備の技術的条件

4.2.1 送信装置

(1) 周波数の許容偏差

指定周波数帯によるため規定しない。

(2) 占有周波数帯幅の許容値

指定周波数帯を考慮して 4GHz であること。

(3) 空中線電力

空中線電力は、平均電力 10mW 以下であること。ただし、占有周波数帯幅が 2GHz 以下の場合には占有周波数帯幅 (MHz) に $5 \mu\text{W}/\text{MHz}$ を乗じた値を超えないこと。

(4) 空中線の利得

空中線利得は、絶対利得 35dBi 以下であること。

(5) 空中線電力の許容偏差

空中線電力の許容偏差は、上限 50%、下限 70% であること。

(6) 帯域外領域における不要発射の強度の許容値

帯域外領域における不要発射の強度の許容値は、 $100 \mu\text{W}/\text{MHz}$ 以下 (尖頭電力) であること。

(7) スプリアス領域における不要発射の強度の許容値

スプリアス領域における不要発射の強度の許容値は、 $50 \mu\text{W}/\text{MHz}$ 以下 (尖頭電力) であること。

4.2.2 受信装置

(1) 副次的に発する電波等の限度

受信装置は送信装置と一体であることから、帯域外領域に相当する帯域における副次的に発する電波等の限度は、 $100 \mu\text{W}/\text{MHz}$ 以下 (尖頭電力)、スプリアス領域に相当する帯域における副次的に発する電波等の限度は $50 \mu\text{W}/\text{MHz}$ 以下 (尖頭電力) であること。

4.3 測定法

4.3.1 周波数の偏差

周波数は、占有周波数帯幅の測定において占有周波数帯幅の上限の周波数及び下限

の周波数が指定周波数帯内にあることをもって確認する。

4.3.2 占有周波数帯幅

運用状態において占有周波数帯幅が最大となる変調状態として得られるスペクトル分布の全電力についてスペクトルアナライザ等を用いて測定し、スペクトル分布の上限及び下限部分における電力の和が、それぞれ全電力の0.5%となる周波数幅を測定すること。なお、スペクトル分布の電力最大点（キャリアリーク等を除く）から測定系の雑音レベルまで余裕がなく電力積算に影響を与える場合は、分解能帯域幅を1MHzとした状態で電力最大点から23dB減衰する点の上限周波数と下限周波数の差を用いることができる。なお23dB低下した点が複数ある場合は、最も高い周波数と最も低い周波数の幅とする。

4.3.3 空中線電力

(1) 平均電力の測定

平均電力で規定される電波型式の場合は、平均電力を測定する。この場合、連続送信波によって測定することが望ましいが、運用状態において連続送信状態にならない場合バースト送信状態にて測定する。

バースト送信状態にて測定する場合は、送信時間率（電波を発射している時間／バースト繰り返し周期）が最大となる値で一定の値としてバースト繰り返し周期よりも十分長い区間における平均電力を測定し、送信時間率の逆数を乗じてバースト内平均電力を求める。

また、測定用端子が空中線端子と異なる場合は、空中線端子と測定用端子の間の損失等を補正する。ただし、空中線端子がない場合においては、測定のために一時的に測定用端子を設けて同様に測定すること。

(2) 尖頭電力の測定

尖頭電力で規定される電波型式の場合は、尖頭電力を測定する。ただし、応答時間の速い尖頭電力計は一般的でないため、送信装置から尖頭電力と同じレベルの無変調連続波を出力する状態に設定して、平均電力を測定する。この状態で測定した平均電力を尖頭電力とする。

また、測定用端子が空中線端子と異なる場合は、(1)と同様に一時的に測定用端子を設けて上記の方法で測定すること。

4.3.4 スプリアス領域における不要発射の強度

運用状態において占有周波数帯幅が最大となる変調状態として、不要発射の参照帯域幅当たりの尖頭電力を、スペクトルアナライザ等を用いて測定すること。この場合、スペクトルアナライザ等の分解能帯域幅は、技術的条件で定められた参照帯域幅に設定することが適当である。

測定周波数範囲は、30MHzから2次高調波までとする。ただし、当面の間測定周波数の上限を110GHzとすることができるほか、導波管、フィルタ等の周波数特性により、不要発射が技術基準を満足することが明らかな場合は、その周波数範囲の測定を省略することができる。なお、導波管を用いるものは測定周波数の下限をカットオフ

周波数の0.7倍からとすることができるほか、導波管が十分に長く技術基準を十分満足するカットオフ減衰量が得られることが証明できる場合は、その周波数範囲の測定を省略することができる。

測定用端子が空中線端子と異なる場合は、空中線端子と測定用端子の間の損失等を補正する。ただし、空中線端子がない場合においては、測定のために一時的に測定用端子を設けて同様に測定すること。

4.3.5 帯域外領域における不要発射の強度

運用状態において占有周波数帯幅が最大となる変調状態として、不要発射の参照帯域幅当たりの尖頭電力を、スペクトルアナライザ等を用いて測定すること。この場合、スペクトルアナライザ等の分解能帯域幅は、技術的条件で定められた参照帯域幅に設定することが適当である。

測定周波数範囲は、帯域外領域とする。ただし、導波管、フィルタ等の周波数特性により、不要発射が技術基準を満足することが明らかな場合は、その周波数範囲の測定を省略することができる。なお、導波管を用いるものは測定周波数の下限をカットオフ周波数の0.7倍からとすることができるほか、導波管が十分に長く技術基準を十分満足するカットオフ減衰量が得られることが証明できる場合は、その周波数範囲の測定を省略することができる。

測定用端子が空中線端子と異なる場合は、空中線端子と測定用端子の間の損失等を補正する。ただし、空中線端子がない場合においては、測定のために一時的に測定用端子を設けて同様に測定すること。

4.3.6 受信装置の副次的に発射する電波等の限度

受信空中線端子において、スペクトルアナライザ等を用いて帯域外領域に相当する帯域及びスプリアス領域に相当する帯域について測定すること。この場合、スペクトルアナライザ等の分解能帯域幅は、技術的条件で定められた帯域幅に設定すること。スプリアス領域に相当する帯域等の測定周波数範囲は、30MHzから110GHzとするが、導波管、フィルタ等の周波数特性により、副次発射が技術基準を満足することが明らかな場合は、その周波数範囲の測定を省略することができる。また、導波管を用いるものは測定周波数の下限をカットオフ周波数の0.7倍からとすることができるほか、導波管が十分に長く技術基準を十分満足するカットオフ減衰量が得られることが証明できる場合は、その周波数範囲の測定を省略することができる。

測定用端子が空中線端子と異なる場合は、空中線端子と測定用端子の間の損失等を補正する。ただし、空中線端子がない場合においては、測定のために一時的に測定用端子を設けて同様に測定すること。

なお、受信のみの空中線端子がなく送信空中線と共用する場合であって受信装置のみの動作状態にできない場合は、送受信状態で測定する。この場合は、副次的に発する電波等の限度として不要発射を含めた値を測定値とする。

第5章 今後の検討課題

他の無線システムと共存可能性について、アマチュア無線システム及び電波天文台及び80GHz帯高速無線伝送システムとの干渉条件が具体的に検討され、いずれのシステムとも共存が可能であるとの結論に至った。しかし、国立天文台野辺山宇宙電波観測所との干渉に関して基本的に共存可能と考えるが、将来的に干渉が起こりうる可能性が全くない訳ではないとの懸念が追記事項として表明され、具体的には以下の点を要望または指摘された。

- ・レーダ機能からの干渉低減への努力
- ・将来的に国立天文台野辺山宇宙電波観測所への干渉が検知される可能性に備えたレーダ機能のマニュアル停止機能
- ・干渉検討の際に考慮の対象から漏れた遠方に存在する見通し箇所(例えば本沢温泉)の存在

従って、レーダメーカーはその開発において必要最小限のレーダ放射電力に留める等の干渉低減への努力を継続的にすべきと考える。また、レーダ機能のマニュアル停止機能等については、要望を考慮した設計が必要である。

今後、国立天文台野辺山宇宙電波観測所を含む他の無線システムにおいて、79GHz帯高分解能レーダからの干渉が検知された場合には、レーダメーカーを含むグループは、誠意ある協議と対応策の検討をすることが必要である。

また、79GHz帯高分解能レーダの果たすべき車両安全制御システム機能の更なる向上による歩行者、自転車などに対する安全確保のため、検知視野角の拡大等の検討を行うことが望ましい。

現在、79GHz帯高分解能レーダが使用する周波数帯(77.0GHzから81.0GHz)について国際的な分配がWRCで検討されているところであるが、本レーダの普及のため引き続きWRC等への積極的な寄与を行うとともに、その状況を踏まえ柔軟に対応していくことが望まれる。

V 検討結果

79GHz帯高分解能レーダについて検討を行い、別添のとおり「ITS無線システムの技術的条件」のうち、「79GHz帯高分解能レーダの技術的条件」について一部答申(案)を取りまとめた。

VI 参考文献

- [1]. **Merril Skolnik** Introduction to radar systems. McGraw-Hill Inc., 1980.
- [2]. **D.R. Wehner** High-Resolution Radar. Chapters 4&5, Artech House, 1995.
- [3]. **J. Zhang et al.** " A Novel Transmit signal Based on High Range-Resolution Concept for FLAR or AICC System Applications. 2001 CIE International Conference on Radar , 2001.
- [4]. **総務省**. 平成 21 年度 ミリ波帯を用いたレーダシステムの高分解能化技術に関する調査検討報告書. (社)電波産業会, 2010.

[5]. 総務省. 平成 22 年度 ミリ波帯を用いたレーダシステムの高分解能化技術に関する調査検討報告書. (社)電波産業会, 2011.

情報通信審議会 情報通信技術分科会 移動通信システム委員の構成

(敬称略：主査以外は五十音順)

氏 名	現 職
【主査】安藤 真	東京工業大学大学院 理工学研究科 教授
【主査代理】門脇直人	(独) 情報通信研究機構 ワイヤレスネットワーク研究所長
飯塚 留美	(一財) マルチメディア振興センター 電波利用調査部主席研究員
伊藤 数子	(株) パステルラボ 代表取締役社長
伊藤 泰宏	日本放送協会 放送技術研究所 放送ネットワーク研究部長
伊藤 ゆみ子	日本マイクロソフト(株) 執行役法務・政策企画統括本部長
唐沢 好男	電気通信大学 大学院 情報理工学研究科 教授
川嶋 弘尚	慶應義塾大学 名誉教授 コ・モビリティ社会研究センター 特別顧問
工藤 俊一郎	(一社) 日本民間放送連盟 常務理事
河野 隆二	横浜国立大学大学院 工学研究院 教授
小林 久美子	日本無線(株) 研究開発本部 研究所 ネットワークフロンティア チームリーダー
中津川 征士	日本電信電話(株) 技術企画部門 電波室長
丹羽 一夫	(一社) 日本アマチュア無線連盟 副会長
本多 美雄	欧州ビジネス協会 電気通信機器委員会 委員長
松尾 綾子	(株) 東芝 研究開発センター ワイヤレスシステムラボラトリー 研究主務
宮内 瞭一	(一社) 全国陸上無線協会 事務局長
森川 博之	東京大学 先端科学技術研究センター 教授
矢野 由紀子	日本電気(株) クラウドシステム研究所 シニアエキスパート
若尾 正義	(一社) 電波産業会 専務理事

平成 24 年 4 月現在

別表 2

情報通信審議会 情報通信技術分科会 ITS 無線システム委員の構成
 (敬称略：主査以外は五十音順)

氏 名	現 職
【主査】川嶋 弘尚	慶應義塾大学 名誉教授 コ・モビリティ社会研究センター 特別顧問
【主査代理】唐沢好男	電気通信大学 電気通信学部 電子工学科 教授
井筒 郁夫	(社) 電気通信事業者協会 専務理事
伊藤 数子	(株) パステルラボ 代表取締役社長
井上 剛志	警察庁 長官官房参事官
大庭 孝之	国土交通省 道路局 道路交通管理課 ITS 推進室長
門脇 直人	(独) 情報通信研究機構 新世代ワイヤレス研究センター長
工藤 俊一郎	(社) 日本民間放送連盟 常務理事
桑原 雅夫	東京大学 生産技術研究所 教授
小林 久美子	日本無線(株) 研究開発本部 研究所 ネットワークフロンティア チームリーダー
島 雅之	国土交通省 自動車交通局 技術安全部 国際業務室長
正源 和義	日本放送協会 放送技術研究所 研究主幹
高安 美佐子	東京工業大学大学院総合理工学研究科知能システム科学専攻 准教授
辻本 圭助	経済産業省 製造産業局 自動車課 ITS 推進室長
豊増 俊一	日産自動車(株) 執行役員
西川 幸男	トヨタ自動車(株) 常務役員
廣瀬 弥生	国立情報学研究所 特任准教授
柵木 充彦	(株) デンソー 常務役員 情報安全事業部グループ長
矢野 厚	住友電気工業(株) 常務取締役
若尾 正義	(社) 電波産業会 専務理事

平成 22 年 4 月時点

情報通信審議会 情報通信技術分科会 移動通信システム委員会
79GHz 帯高分解能レーダ作業班の構成

(敬称略、主任以外は五十音順)

氏名	所属
【主任】門脇 直人	(独) 情報通信研究機構新世代ワイヤレス研究センター所長
【主任代理】高田潤一	東京工業大学 大学院理工学研究科 教授
青木 豊	(株) デンソー 研究開発3部 担当課長
太田 貴志	欧州ビジネス協会/日本自動車輸入組合
柿原 正樹	(社) 日本自動車工業会 ITS 技術部会 委員
笠谷 昌史	ボッシュ (株) テクニカルセンター 先端技術開発部 ゼネラルマネージャー
木田 弘幸	日本無線 (株) 研究開発本部 技術戦略グループ 担当部長
黒田 浩司	日立オートモティブシステムズ (株) 技術開発本部 開発研究所 主任技師
近藤 俊幸	一般社団法人 日本アマチュア無線連盟 業務部長
近藤 博司	EHF コンサルティング
新行内 誠仁	(株) 本田技術研究所 四輪 R&D センター 第8 技術開発室 主任研究員
瀬川 倉三	一般社団法人電波産業会 研究開発本部 ITS グループ
関 哲生	富士通 (株) インテリジェントテクノロジー本部 ITS 統括部 マネージャー
高橋 充弘	住友電気工業 (株) ネットワーク営業本部 光・エレクトロニクス営業部 主席
中川 永伸	(財) テレコムエンジニアリングセンター 技術部 担当部長
松岡 克治	三菱電機 (株) 自動車機器開発センター 開発第一部 第1グループ グループマネージャ
溝口 和貴	日産自動車 (株) 電子技術開発本部 IT&ITS 開発部 ITS 先行・製品開発グループ 主担
南 義明	トヨタ自動車 (株) 第2 電子開発部 第2 電子先行開発室 第4G 主任
山本 智	東京大学大学院理学系研究科 物理学専攻・教授
若林 良昌	日本電気 (株) 中央研究所 エキスパート

平成 24 年 2 月現在

情報通信審議会 情報通信技術分科会

移動通信システム委員会

報 告（案）

参考資料

目次（案）

参考資料 1 アマチュア無線業務との干渉検討	2
参考資料 2 電波天文業務との干渉検討	6
参考資料 3 空中線電力の偏差に関する検討	44

参考資料 1 アマチュア無線業務との干渉検討

77.5GHz 帯アマチュア局においては無線電信、FMテレビジョン方式の利用がなされている。79GHz 帯高分解能レーダシステムからアマチュア局への干渉については許容干渉レベルを満たす離隔距離をメインビーム対向の条件で求め、同様にアマチュア局から 79GHz 帯高分解能レーダシステムへの干渉については LNA 入力値 $P_{1dB} = -10\text{dB}$ を満たす離隔距離をメインビーム対向の条件で求めた。それらの値と実運用の形態からメインビームによる干渉確率を考慮し、共用について検討した。

1 前提条件

干渉検討に用いたアマチュア局、79GHz 帯高分解能レーダの送信パラメータ、許容干渉レベル等の前提条件は表 1-1、表 1-2 に示すとおりである。ここではメインビームが対向した場合について評価を行う。

表 1-1 アマチュア局の前提条件（メインビーム方向にて検討を行う）

周波数	77.75GHz
出力	200mW (23dBm)
アマチュア局アンテナ利得	35dBi (メインビーム)
許容干渉レベル	(1) -126dBm (帯域 2.4kHz) 無線電信 (2) -78dBm (帯域 20MHz) FM テレビジョン
与干渉アマチュア局	1局

表 1-2 79GHz 帯高分解能レーダの前提条件（メインビーム方向にて検討を行う）

周波数	77.75GHz
レーダ出力 (e. i. r. p.)	9dBm/MHz (10dBm/4GHz、アンテナ利得 35dBi)
アマチュア局アンテナ利得	35dBi (メインビーム)
IP1dB	-10dBm (LNA 入力値)
与干渉レーダ台数	1台

2 79GHz 帯高分解能レーダ与干渉の場合

79GHz 帯高分解能レーダ側与干渉、アマチュア局側被干渉とした場合の計算条件を表 2-1 に示す。

表 2-2 計算条件

閾値	(1) -126dBm (帯域 2.4kHz) 無線電信 (2) -78dBm (帯域 20MHz) FM テレビジョン
伝搬モデル	自由空間伝搬
干渉緩和要素	<p>a) FMCW レーダにおいてはレーダ掃引周波数 4GHz、アマチュア局帯域 2.4kHz の場合、干渉時間率は 6.0e-5%となり干渉電力に 62.2dB の損失が加わった場合に相当する。同様にアマチュア局帯域 20MHz の場合 23.0dB の損失に相当し、それぞれの干渉緩和要素とする。</p> <p>b) 周波数コード変調についてもステップ周波数レーダを例に考えると同様である。</p> <p>以上から FMCW・周波数コードについてもそれぞれの利用形態(帯域)毎に 62.2dB, 23.0dB を干渉緩和要素とする。</p> <p>パルスレーダの場合、ピーク出力時の電力の上限(10dBm)により平均電力が低下する。パルス幅 1ns、duty 比 300 を仮定し、簡単のため 1ns 幅のパルスの占有帯域は 1GHz であるとする、18.77dB 平均電力が低下することになる。また、1GHz の帯域がアマチュア局の使用帯域と重なる確率は 1GHz/4GHz=1/4 であり、6dB の損失とみなせる。</p> <p>合計 24.77dB を干渉緩和要素とする。</p>

アンテナ対向時の干渉電力 P_i [dBm]は、与干渉側電力(ここではレーダ出力)を P_t [dBm]、レーダアンテナ利得(メインビーム)を G_r [dBi]、アマチュア局アンテナ利得(メインビーム)を G_a [dBi]、アンテナ間距離 d [m]、波長 λ [m]、干渉緩和要素 L [dB]とすると自由空間伝搬モデルを用いて以下のように表される。

$$P_i = P_t + G_r + G_a + 10 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 - L \quad (*)$$

(*)式に表 1-1、表 1-2 のパラメータを代入し、帯域あたりの干渉電力が閾値を超えない d の最大値が離隔距離となる。この条件により求められたメインビーム対向時の離隔距離を表 2-3 に示す。

表 2-3 計算結果

メインビーム対向時の離隔距離 (FM/CW、周波数コード、パルス レーダにおける最大値)	(1) の場合 0.27km (参考: (2) の場合 0.12km)
--	--

3 アマチュア局与干渉の場合

アマチュア局側与干渉、79GHz 帯高分解能レーダ側被干渉とした場合の計算条件を表 3-1 に示す。

表 3-1 計算条件

閾値	レーダ側入力レベル=P1dB (-10dBm)
伝搬モデル	自由空間伝搬

前節同様(*)式を用い、アマチュア局を与干渉側として表 1-1、表 1-2のパラメータを代入し、干渉電力 P_i が表 3-1の閾値を超えない d の最大値が離隔距離となる。ここでは干渉緩和要素は考慮せず0とした。この条件により求められたメインビーム対向時の離隔距離を表 3-2に示す。

表 3-2 計算結果

メインビーム対向時の離隔距離 P1dB=-10dBm (LNA 入力値)	43.6m
---	-------

4 メインビーム対向確率を考慮した共用可能性

アマチュア局・レーダのメインビーム同士が重なる確率を以下のように求める。

アマチュア局・レーダのアンテナビーム幅をそれぞれ2度(35dBi)、2度(35dBi)とし、3dB ビーム幅±1度よりも十分大きな±5度で計算することとする。

互いに水平面内360度、垂直方向±13度※1を可動範囲とすると、双方がこのビーム幅内に入る確率は114ppmとなる。

上記のメインビーム対向確率に加え、実際には利得の低下や車両へ搭載する際の損失等が考えられることから、共用が可能であると考えられる。

※1：道路勾配及び自動車の姿勢角による

参照:林道規定細則

http://www.n-nourin.jp/~nousonmenu/rinmusekkeisiryu/rindosekisansiryu/rindokiteisaisoku_.pdf

参照:自動車走行例

<http://www.tokyo-keiki.co.jp/sensor/j/products/pdf/sample-2gm-drive.pdf>

——参考値——

ーレーダ側与干渉、アマチュア側被干渉の場合ー

メインビーム対向確率を考慮した離隔距離 (FMCW、周波数コード、パルスレーダにおける最大値)	2.9m
--	------

ーアマチュア側与干渉、レーダ側被干渉の場合ー

メインビーム対向確率を考慮した離隔距離 P1dB=-10dBm (LNA 入力値)	1m 以下
--	-------

参考資料2 電波天文業務との干渉検討

1 概要

ミリ波帯レーダシステムが利用する周波数である 77-81GHz においては、電波天文 (79.0-81.0GHz) がこの周波数帯を利用している。この周波数帯における観測を行っている国内の天文台は国立天文台野辺山宇宙電波観測所のみであるため、国立天文台野辺山宇宙電波観測所周辺の地形、車両稼働率等を考慮し 79GHz 帯高分解能レーダシステムからの干渉電力を机上検討により評価し共用について検討した。

表 1-1 各種検討条件毎の離隔距離

検討条件		普及率	
		0.3%	1.0%
2,000 秒単位時間の平均受信電力が国立天文台野辺山宇宙電波観測所閾値 (-191.354dBm/MHz) 以下となる確率が 98%となる距離	半径 10.5km まで均一に見通し内レーダ搭載車両が現れると仮定した場合	9.5km	9.5km
	半径 2.5km 以遠に見通し内レーダ搭載車両は現れない場合	2.5km	2.5km
見通し内時間率 2%を満たし見通し外干渉電力が国立天文台野辺山宇宙電波観測所閾値以下となる距離		400m	1.5km

本計算結果によれば、レーダ干渉の影響は否定できない。しかし、実運用上の諸要素を考慮した結果、国立天文台野辺山宇宙電波観測所 45m 電波望遠鏡を用いた 79GHz 帯観測に限定する限り、実運用上共用可能であるとの結論に至った。

本参考資料において干渉計算の詳細について述べる。

2 干渉検討に用いた手法

本干渉検討においては、干渉モデルを ITU-R 各種勧告、統計データ等をもとに構築し干渉電力を机上検討により評価する方法を用いた。基本的に国立天文台野辺山宇宙電波観測所を中心とする同心円のリングからの各干渉電力を計算し積算することで集合干渉電力を求める。離隔距離は干渉率が 2%以下となる条件にて求める。

2.1 リングモデル

電波天文への干渉計算においては非常に遠距離からの影響を含めて考慮する必要がある。また干渉源となる車載レーダは面状に広く分布することから、十分遠方から所望の距離まで同心円のリングに分割しそれぞれのリングに起因する干渉電力を積算するリングモデルを用いた。具体的には国立天文台野辺山宇宙電波観測所を中心とする 1km 刻みの同心円を

考え、幅 1km の各リング内に存在するレーダから天文台望遠鏡への干渉電力をレーダ台数密度分布を仮定し計算する（図 2-1）[1]。リング内のレーダ台数密度及び回折損等を含む伝搬損失はリングを 16 方位で分割し各弧毎に計算を行い合計することでリング 1 周分の干渉電力を求める。各リングからの干渉電力を積算することで合計干渉電力を求められる。このとき半径（内径） R km のリングから最外リングまで各リングの干渉電力を積算することで半径 R km から内側にレーダが存在しない場合の干渉電力を求めることができる。干渉率を考慮しない場合、この合計干渉電力が閾値より小さい条件を満たす最小の R が離隔距離となる。これらを計算するため、各計算地点におけるレーダ台数密度、国立天文台野辺山宇宙電波観測所周辺の地形による回折損等のモデルを構築した。

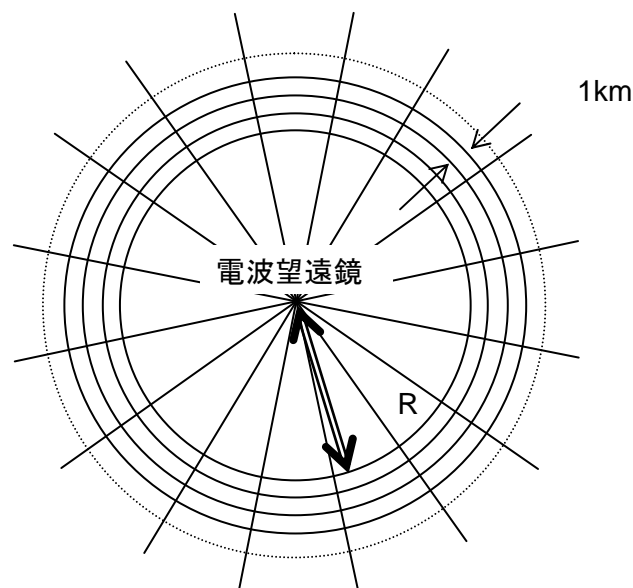


図 2-1 リングモデル概要図。国立天文台野辺山宇宙電波観測所を中心とした幅 1km のリングを 16 方位に分割しそれぞれの干渉電力寄与分を計算、最外円から半径 R km まで積算することで離隔距離 R km とした場合の干渉電力を求める。

2.2 干渉率

干渉源である車載レーダは基本的に移動体であり干渉電力は干渉源と天文台アンテナの間が樹木等の遮蔽により見通し内環境であるか見通し外環境であるかによって大きく異なり、樹木等が伝搬路を遮る見通し外領域をレーダ車両が通過中は干渉電力は低下する。本検討ではこの変動を考慮し、干渉により観測が困難となる場合が 2% 生じる状況を受容限界とした[2][3]。ここでは複数の考え方により干渉率を考慮した計算を行った。

3 計算条件

3.1 電波天文（被干渉）側の前提条件

被干渉側の前提条件は表3-1のとおりである。電波天文業務における干渉閾値は参考文献[4]をもとに国立天文台野辺山宇宙電波観測所のパラメータから計算した。なお、80GHz付近を観測予定の天文台は国内では国立天文台野辺山宇宙電波観測所のみである。

表3-1 被干渉側の前提条件

周波数	79GHz
電波天文アンテナ利得	0dBi（全方向平均）
電波天文干渉閾値 （国立天文台野辺山宇宙電波観測所における80GHz帯連続波観測の閾値を用いる）	-191.354dBm/MHz $= 10\log(1.3806503 \times 10^{-23} \times 150 / \sqrt{4 \times 10^9 \times 2000}) - 10 + 90$ $(= 10\log(kT / \sqrt{B\tau}) - 10 + 90)$ k: ボルツマン定数、T: 雑音温度、B: 帯域、 τ : 観測時間
電波天文アンテナ高さ（国立天文台野辺山宇宙電波観測所45m電波望遠鏡）	標高1349m、ディッシュ中央地上24.5m、最大47m

3.2 79GHz帯高分解能レーダ（与干渉）側前提条件

与干渉側の前提条件は表3-2のとおりである。

表3-2 与干渉側の前提条件

周波数	79GHz	
レーダ出力（e. i. r. p.）	-26dBm/MHz （10dBm/4GHz、アンテナ利得0dBi）	
レーダアンテナ利得	0dBi（全方向平均）	
レーダアンテナ高さ	0.5m	
想定レーダ普及率	0.3%を基本とする	
車両あたりレーダ数	4台	
レーダ台数密度	（半径100km以内）回折損計算点が属する市町村のレーダ台数密度をそのまま計算点におけるレーダ台数密度とする（各市町村レーダ台数密度の計算方法は後述） ただし非居住地である山岳地は0台/km ² とする山岳地補正を加える	（半径100km超） 40台/km ² （全国平均値）

3.3 干渉電力計算方法（伝搬モデル）

伝搬モデルを含む干渉電力の計算概要は表3-3のとおりである。

表3-3 伝搬モデルの概要

	0-10km	10-45km	45-100km	100km 超
伝搬損失	（半径 45km 以内）自由空間伝搬損 +酸素・水蒸気による吸収損失を考慮（甲府市の乾燥時期の気圧、気温、蒸気圧データを元に基に ITU-R P. 676 から酸素・水蒸気吸収損を計算し加える。0.094dB/km）		（半径 45km 超）ITU-R P. 620 の調整距離を求める過程で使われる伝搬損失式を使用。	
地形による回折損	（半径 100km 以内） 国立天文台野辺山宇宙電波観測所 45m 電波望遠鏡を中心とする 16 方位の地形断面図を元に、地形を考慮した二重（または単一）ナイフエッジによる回折損を計算する（等価地球半径を考慮）。			（半径 100km 超）高さ 30m の二重ナイフエッジによる回折損（1 枚目の遮蔽体は電波天文アンテナからの見通し限界点、2 枚目はレーダから 2km 内側のリングに配置）（等価地球半径を考慮）
干渉緩和要素	この領域では都市構造による遮蔽損は適用していない	都市構造（建築物）による遮蔽損 10.16dB		
	見通し外環境においては樹木による遮蔽損 35dB、見通し内環境では 0dB	この領域では樹木による遮蔽損は適用していない		
	A：見通し率 2% 未満の条件下で見通し外干渉電力により評価 B：2000 秒観測時間単位の平均干渉電力が閾値となる 2000 秒間観測時間単位の割合 2% を許容	山岳遮蔽により車載レーダは見通し外とみなす		

4 伝搬モデル計算式

ここでは3. 3で示された計算方法の詳細を説明する。なおレーダ台数密度モデルについては5節で、干渉率を考慮した計算については8節にて示す。

4.1 空間伝搬損

回折損・遮蔽損を除いた空間伝搬損は以下の計算式により求める。基本的には参考文献[5]の調整距離を求める過程で使われる伝搬損失式を使用するが、有効範囲は45km以遠であるため、45km以内は自由空間伝搬損に酸素水蒸気による吸収損を加えた式を使用した[6]。

$$L = \begin{cases} L_1 & (d < 45\text{km}) \\ L_4 & (d \geq 45\text{km}) \end{cases}$$

$$L_1 = 32.4 + 20\log(f) + 20\log(d) + L_{\text{water+oxygen}} d \quad [\text{dB}] \quad f:\text{MHz}, d:\text{km}$$

$$L_{\text{water+oxygen}} = 0.094 \quad [\text{dB/km}] \quad \text{乾燥期の減衰係数} (*)$$

$$L_4 = L_7 + L_9(p_1[\%])$$

$$L_7 = 92.5 + 20\log(f[\text{GHz}]) + A_h$$

A_h : total loss due to terrain shielding ここでは0とし別途距離と方角に応じ計算した回折損等を加える(4.2、4.3、4.4)

$$L_9(p_1) = \gamma_{gm} d + 20\log(d) + 2.6 \left[1 - \exp\left(\frac{-d}{10}\right) \right] \log\left(\frac{p_1}{50}\right) \quad d:\text{km}, P1:0.01\%$$

$$\gamma_{gm} = \left[2 \times 10^{-4} (1 - 1.2 \times 10^{-5} f^{1.5}) + \frac{4}{(f - 63)^2 + 0.936} + \frac{0.28}{(f - 118.75)^2 + 1.771} \right] f^2 6.24 \times 10^{-4} + (0.039 + 7.7 \times 10^{-4} f^{0.5}) f^2 2.369 \times 10^{-4}$$

$P1=0.01$ は伝搬損失下位0.01%の値を使用することを意味し、低損失の場合の数値を用いている。

(*) 半径45km以内で使用する大気の減衰係数は野辺山天文台に比較的近く気象データの揃っている甲府市の値とした。気象庁統計情報[7]より甲府市の2005-2009年までの各月1日の時間データから1時間ごとの気圧、気温、水蒸気圧を読み取り水蒸気量(g/m^3)を求めた。これらの値に参考文献[8]を適用し酸素・水蒸気による減衰量(dB/km)に換算、その最小値を半径45km以内の乾燥大気による減衰係数とした。図4-1に計算された水蒸気・酸素による吸収減衰量の累積分布を示す。求められた酸素・水蒸気による吸収損の最小値は0.094 dB/km であった。

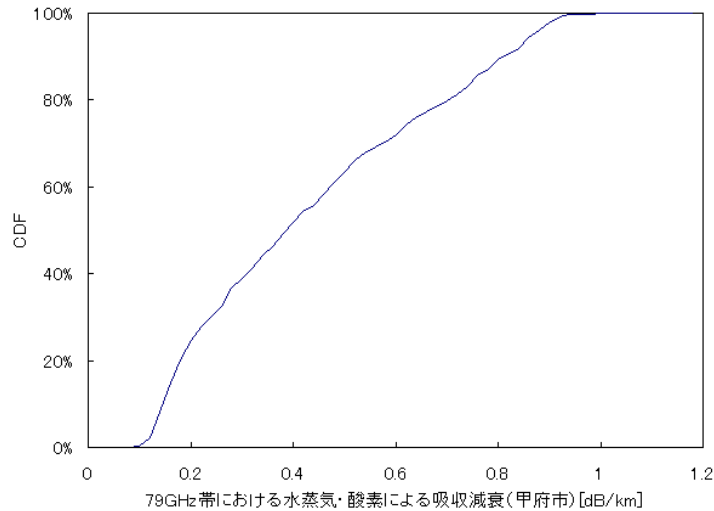


図 4-1 甲府における水蒸気・酸素による吸収減衰の累積確率分布（2005-2009 年）。

4.2 地形による回折損

野辺山天文台から半径 100km 以内については野辺山天文台周辺の地形から、大きなエッジを 5-6 個選び、各計算点ごとにその中で支配的な 1 枚または 2 枚のエッジによる回折損を計算する。回折損の計算に用いる地形情報は国土地理院の 10m メッシュ標高データを用いた[9]。野辺山天文台周辺の地形断面図（16 方位）を、選択されたエッジ頂点及びレーダ台数密度とあわせて図 5-1 ~ 図 5-16 に示す。

半径 100km 以上については、地球の曲率による天文台からの見通し限界距離に 1 枚のエッジ、レーダ前方 2km にもう一枚のエッジをおいた二重エッジ回折によりモデル化した。エッジの高さは 30m とした。このモデルによる回折損は適用の境界となる 100km 付近で約 76dB であり、この距離では計算された 16 方位全てにおいて実際の地形から求めた回折損より小さな値となることを確認している。

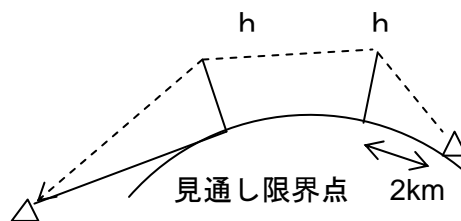


図 4-2 半径 100km 以上での回折損モデル

エッジ 1 枚の場合の回折損は等価地球半径 Ka を考慮し以下のように表される[10]。 h_1 : 天文台アンテナ高、 d_1 : 天文台アンテナとエッジ間距離、 d_2 : エッジとレーダ間距離、 h_2 : レーダ高さである。なお等価地球半径係数 $K=4/3$ 、地球半径を 6370km とした。

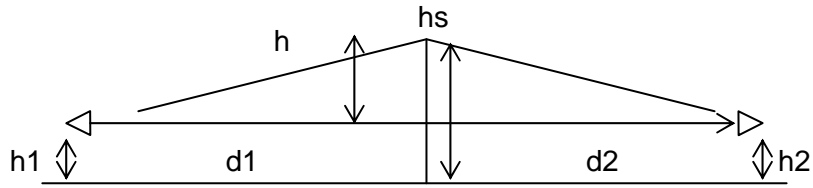


図 4-3 ナイフエッジ回折モデル

$$L_d = 6.9 + 20 \log(\sqrt{(\nu - 0.1)^2 + 1} + \nu - 0.1)$$

$$\nu = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)}$$

$$h = -\frac{h_1 d_2 + h_2 d_1}{d_1 + d_2} + \frac{d_1 d_2}{2Ka} + h_s$$

二重ナイフエッジ（図 4-4）の場合は前述のナイフエッジ回折モデルを組み合わせ計算する。[10]

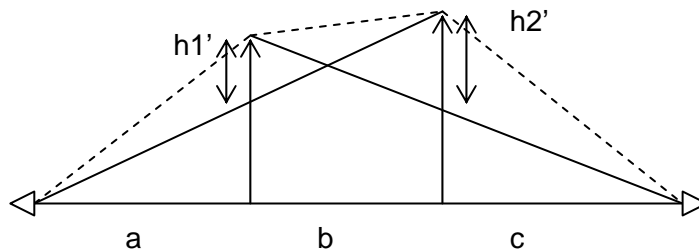


図 4-4 二重ナイフエッジ

図 4-4 において左アンテナと右エッジ頂点の間で左エッジによる回折損失 L_{d1} を前述のナイフエッジ回折モデル計算式から求め、左エッジ頂点と右アンテナの間で右エッジによる回折損失 L_{d2} を同様に求める。全損失は L_{d1} 、 L_{d2} 、付加損失 L_c の和となる。（付加損失は L_{d1} 、 L_{d2} が 15dB 以上の場合加える）

$$L = L_{d1} + L_{d2} + L_c$$

$$L_c = 10 \log \left\{ \frac{(a+b)(b+c)}{b(a+b+c)} \right\}$$

なお、回折損失の計算に用いる天文台アンテナ高さはディッシュ中央と先端の 2 種類としている。これはアンテナ中央では見通し外であっても先端では見通し内となる可能性を考

慮したものである。円周の接線と円の中心から等距離となる直線で2分される領域の面積比により2つの回折損を合成し最終的な回折損とした。ディッシュ中央で計算される回折損を $L_{d-center}$ 、ディッシュ先端で計算される回折損を L_{d-top} とすると合成回折損は以下のように表される。

$$L_d = -10 \log \left(0.1955 \times 10^{-L_{d-top}/10} + 0.8045 \times 10^{-L_{d-center}/10} \right)$$

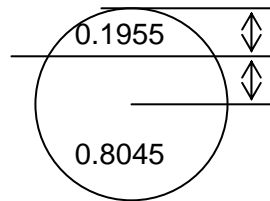


図 4-5 面積比

4.3 市街地構造による干渉緩和要素

車載ミリ波レーダは家屋等の建物より十分低い位置に取り付けられるため、建物は伝搬路を遮蔽する干渉緩和要素となりうる。ここでは市街地建築物による遮蔽効果について考察する。国立天文台野辺山宇宙電波観測所周辺の平均的な面積あたり建物密度・平均的建物の大きさの統計値から建物に起因する見通し確率を求め市街地構造による干渉緩和要素とする。

長野県・山梨県内の約 20 年間 (S63-H20) の建築着工統計調査[11][12]から、建物 1 件あたり延べ床面積は 197m²であった (年代による大きな違い、傾向は見られない)。平均的な構造を 2 階とし、これから建物の幅は約 10m とみなす。野辺山近傍の半径 10-50km に存在する市町村を例として考えると、合計世帯数 461,989、合計事業所数 65,765 から計 527,754 の建物があるとし 93.6 件/km²となる。

ここで建物の位置は一様ランダムに分布すると仮定する。このとき、見通し率 $p(x)$ は建物密度 A 、建物幅 w 、伝搬路の市街地通過距離 x とすると、微小区間 dx だけ見通し距離が伸びたときの見通し率の変化分 $dp(x)$ は以下のように表される

$$dp(x) = -p(x)Awdx$$

$p(0)=1, p(\infty)=0$ であるから見通し率 $p(x)$ は

$$p(x) = \exp(-Awx)$$

と表される。市街地エリアを直径 5km と考え平均的な伝搬路の市街地通過距離は 2.5km とし上記の数値を代入すると $p(x)$ は 0.0963 となり、減衰に換算すると 10.16dB となる（レーダ台数密度が 0.0963 倍に減少した場合と等価である）。この値を地形による見通し外領域となる 10.5km 以遠の計算に用いた。

4.4 植生による遮蔽損

樹木減衰の値としては、参考文献[13] の Fig.2 Specific attenuation due to woodland に単位深さ（樹木帯幅）当りの減衰量が周波数の関数として示されており、80GHz に外挿した値 15dB/m を減衰の基本とした。実測値の例としては参考文献[14]に 75GHz についての限定された測定結果が示されており、4m の深さで 35dB の減衰、7m の深さでは 60-80dB の減衰である。

国立天文台野辺山宇宙電波観測所周辺の遮蔽環境における樹木の深さは最低でも 2.5-4m、多くの場合は 10m またはそれ以上ある森、林と考えられ、樹木の平均減衰量は 35dB 以上として妥当と判断し干渉計算においては 35dB を使用した。

4.5 集合電力計算

国立天文台野辺山宇宙電波観測所 4.5m 望遠鏡を中心とする間隔 1km の同心円を方位により 16 分割した領域を最小単位とし、各領域からの干渉電力を合計することで全干渉電力を求める。

レーダの送信電力 P_t [dBm/MHz]、 i 番目のリングを等角度で 16 分割した j 方向における領域 C_{ij} 内のレーダ密度を n_{ij} [/km²]、領域 C_{ij} の内径 d_i における全伝搬損（空間伝搬損、回折損、その他緩和要素を含む）を $L_{xj}(d_i, p_1)$ [dB] としたとき（ p_1 は 4.1 参照）、領域 C_{ij} 内のレーダ数 N_{ij} とそれらからの集合干渉電力 P_{rij} [dBm/MHz] は下記のように表される。（ここで内径により伝搬損を見積もるのは安全サイドに立った計算である）

$$N_{ij} = \pi n_{ij} (d_{i+1}^2 - d_i^2) / 16$$

$$P_{rij} = P_t - L_{xj}(d_i, p_1) + 10 \log(N_{ij})$$

外径 d_{i+1} 内径 d_i のリング（ i 番目のリング）による集合干渉電力 P_{ri} は 16 方位分を合計し求める。

$$P_{ri} = 10 \log \left(\sum_{j=1}^{16} 10^{\frac{P_{rij}}{10}} \right)$$

これらを十分遠方から内側の所望の距離まで積算することにより集合電力を計算することができる。本検討では 1km 刻み 500 個のリングにより電力を計算しており、 m 番目のリング及びその外側のリングに起因する集合干渉電力は以下のように表される。

$$P_r(m) = 10 \log \left(\sum_{i=m}^{500} 10^{\frac{P_{ri}}{10}} \right)$$

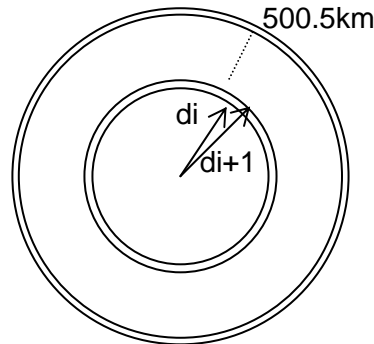


図 4-6 微小リング

5 レーダ台数密度モデル

レーダ台数密度モデルは干渉計算点（16分割されたリングの内径側中心点）の位置が与えられたとき、その場所の（普及率100%における）レーダ台数密度 n_{ij} [台/km²] を与えるものである。なお干渉計算では普及率を乗じた数値を用いる。この節では特に断らない限りレーダ台数密度とは普及率100%の場合の数値である。

本検討においては国立天文台野辺山宇宙電波観測所を中心とする半径100km内外について以下のように与えた。なお車両1台あたり4台のレーダが利用されるものとする。

$$n_{ij} = \begin{cases} \text{各干渉計算点が属している市町村のレーダ台数密度 (100km以内)} \\ \quad \text{ただし車両の進入できない山岳地は} 1 \times 10^{-7} \text{ [台/km]} \\ 40 \text{ [台/km}^2\text{]} \text{ (全国平均値)} & (100\text{km以遠}) \end{cases}$$

100km 以内の各市町村のレーダ台数密度は統計データにより以下のように決定する。

(1) 長野県、群馬県、山梨県については各市町村（野辺山天文台近傍の北杜市については合併前の旧市町村単位）の面積あたり車両保有台数×4に稼働率を掛ける（天文台提供データ）。

(2) 栃木、埼玉、東京、静岡、神奈川については各県ごとに定まる係数[稼働レーダ台数/人]（天文台提供データ）を各市町村の人口密度[15]に掛ける。

以上の手続きにより各市町村ごとにレーダ台数密度が一意に定まる。各干渉計算点のレーダ台数密度は干渉計算点がどの市町村に属しているかを逆ジオコーディングにより調べ、その点が属する各市町村のレーダ台数密度をそのまま採用する。ただし車両の侵入できない山岳地については $1e-7$ を割り当てる。（対数計算のエラーを防ぐもので実質0である）

100km 以遠については全ての計算点において（本来であれば海上となる領域も含む）全国平均値 40 台/km² を使用する。

上記の計算で使用する自動車の稼働率（日中 12 時間）は車両の年平均走行距離を用いて以下のように推定する

$$\begin{aligned} \text{稼働率} &= \text{日中 12 時間中の使用時間} / 12 \\ &= (\text{日中 12 時間中の走行距離} / \text{平均速度}) / 12 \\ &= \text{年間平均走行距離} / 365 \times (\text{日中平均交通量} / \text{平均交通量}) / \text{平均速度} / 12 \end{aligned}$$

平均交通量、平均速度は国土交通省道路交通センサス[16][17]のデータを、年間平均走行距離は中古車走行距離データ [18]を用い各県ごとの稼働率が計算できる。計算された県別の自動車稼働率等を表 5-1 に示す。

表 5-1 各県の車両稼働率

	長野県	山梨県	群馬県	東京都	埼玉県	神奈川県	栃木県	静岡県
日中平均交通量/12h	4926	5562	6900	17134	12070	15952	6857	8200
平均交通量/24h	6593	7453	9106	26000	17000	23000	9112	注)
平均速度[km/h]	36.7	33.6	31.1	19.6	26.0	23.9	36.8	32
年平均走行距離[km]	10514	10514	8336	8336	8336	8336	8336	9710
稼働率[%]	4.9	5.3	4.6	6.4	5.2	5.5	3.9	4.4

注) 昼夜率（日中 12 時間平均交通量/平均 24 時間交通量）=1.57

長野県、群馬県、山梨県については下記の各年度市町村別車両保有台数（天文台提供データ）[19]と稼働率の積の 4 倍（車両 1 台あたりレーダ台数）が各市町村レーダ台数密度となる。

- ・平成 21 年長野県市町村車両保有台数（天文台に近い北杜市は合併前の旧市町村）
- ・平成 18 年群馬県市町村車両保有台数
- ・平成 16 年山梨県市町村車両保有台数

栃木県、埼玉県、東京都、静岡県、神奈川県については平成 18 年県別車両保有台数、平成 21 年県別人口及び前述の稼働率から、県別換算係数（稼働レーダ台数/人）を以下のよう求めた。

$$\text{県別換算係数} = \text{県別車両保有台数} \times \text{稼働率} \times 4 (\text{車両一台あたりレーダ台数}) / \text{県別人口}$$

表 5-2 県別換算係数

	東京都	埼玉県	神奈川県	栃木県	静岡県
車両保有台数	4638303	3885610	4001581	1628424	2790870
人口	12988797	7170362	9005176	2010732	3787982
県別換算係数	0.09	0.11	0.10	0.13	0.13

この換算係数と各市町村人口密度の積がレーダ台数密度となる。なお、100km 圏内にはこれら以外の県の市町村も数少ないが存在する。これらの市町村については最大の県別換算係数である 0.13 を各市町村人口密度に乗じてレーダ台数密度とした。

以上の方法により計算された、半径 100km 以内における全干渉計算点のレーダ台数密度を表 5-3 に示す。また、図 5-1 ～図 5-1 6 に 16 方位毎のレーダ台数密度を示す。各距離の円弧内に市町村役場が存在した場合、その市町村のレーダ台数密度もあわせて示す。

表 5-3 計算に用いた 16 方位のレーダ台数密度[台/km²] (半径 100km 以内、普及率 100% 時)

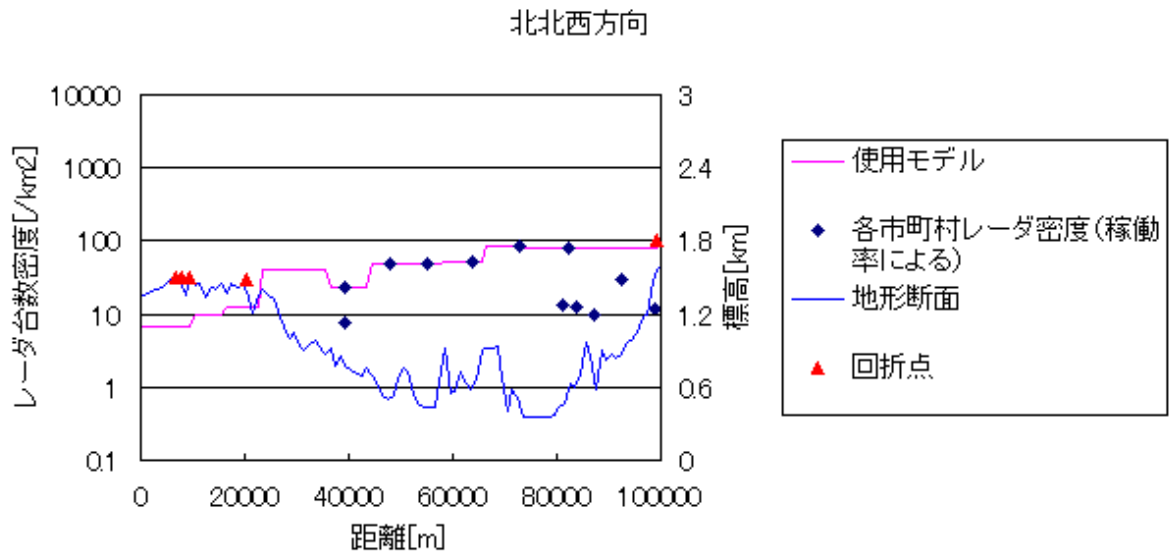


図 5-1 北北西方向の地形とレーダ台数密度

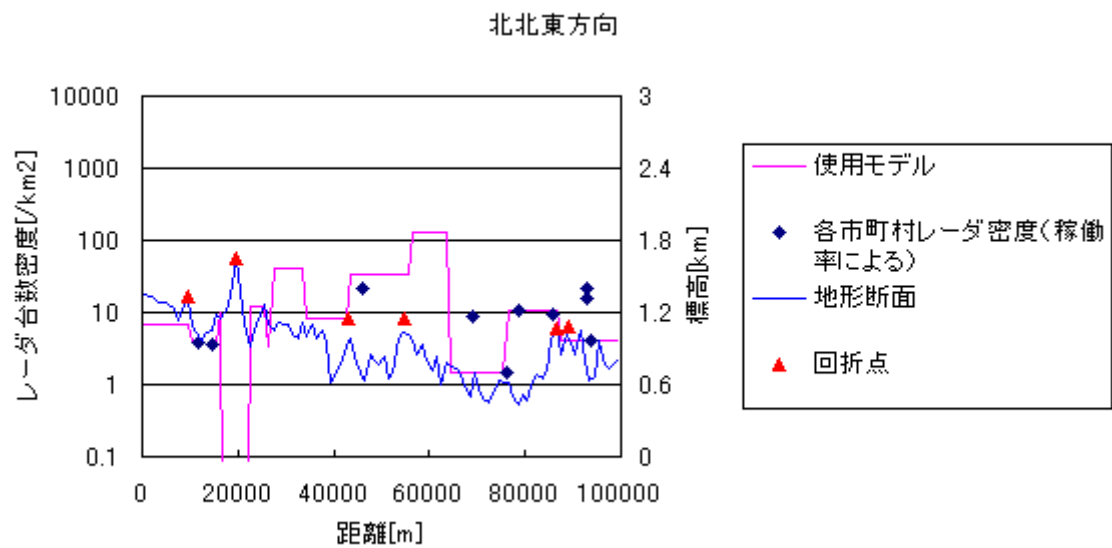


図 5-2 北北東方向の地形とレーダ台数密度

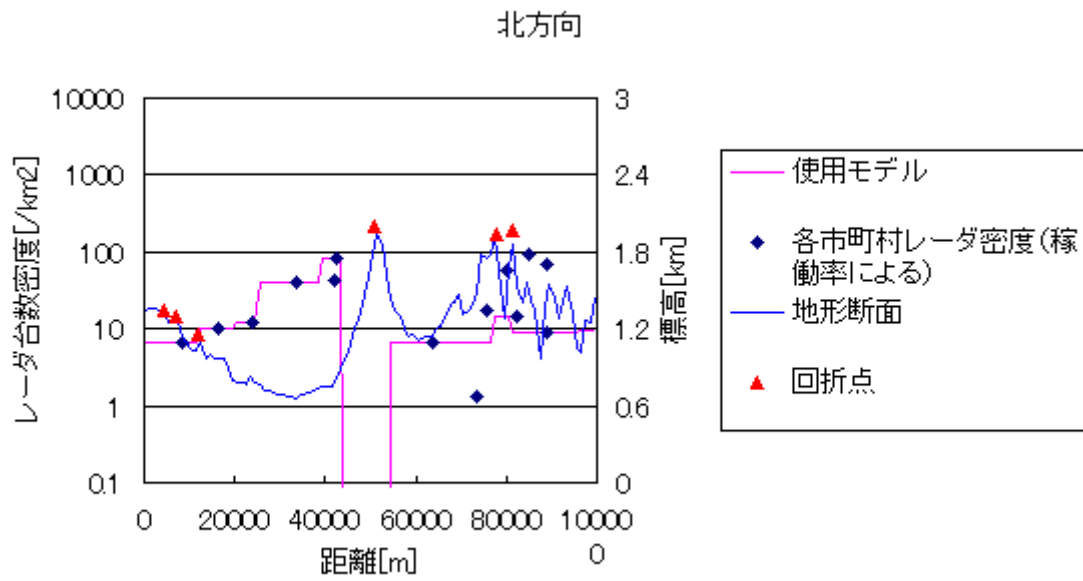


図 5-3 北方向の地形とレーダ台数密度

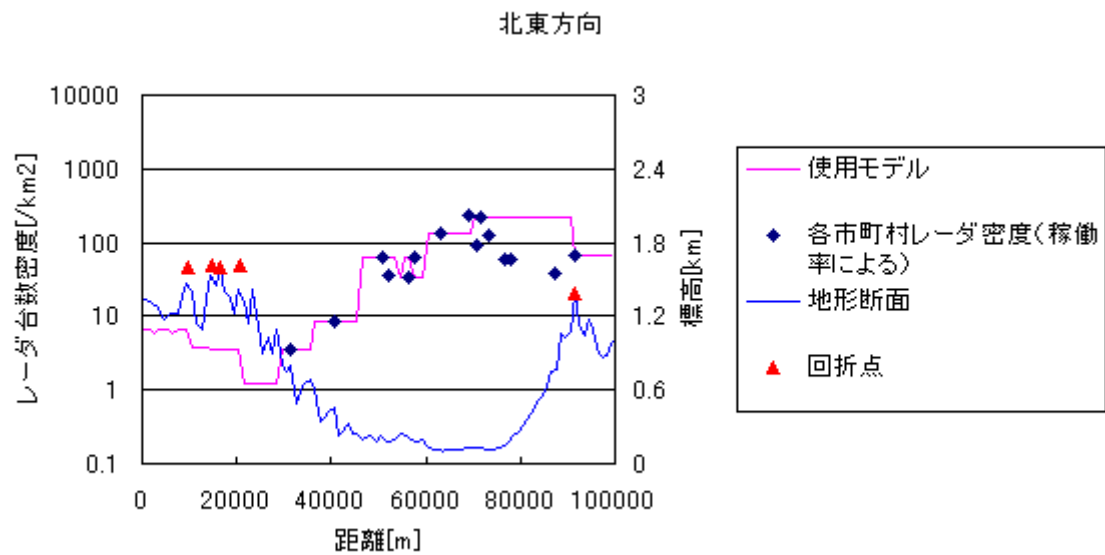


図 5-4 北東方向の地形とレーダ台数密度

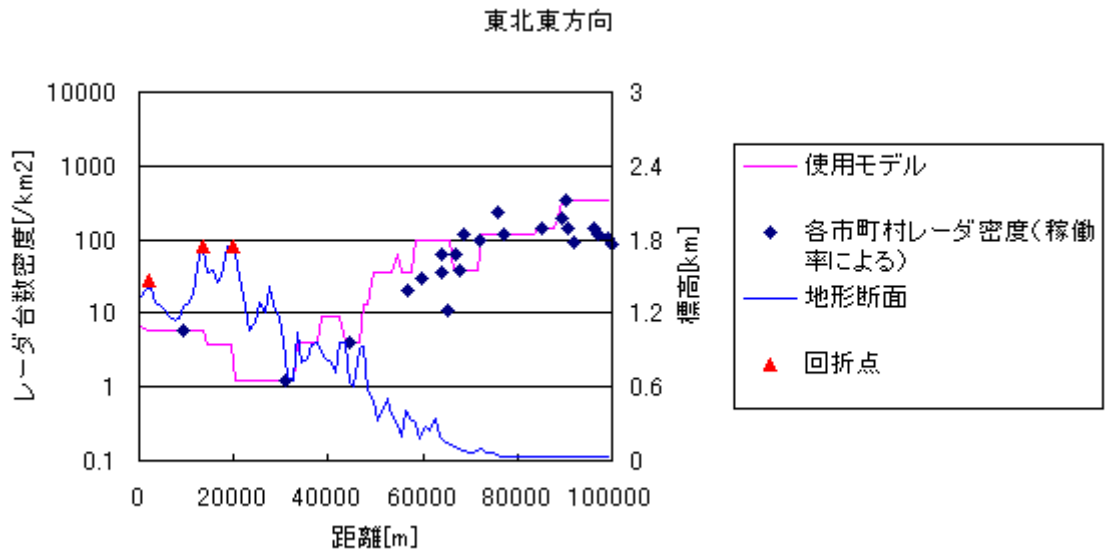


図 5-5 東北東方向の地形とレーダ台数密度

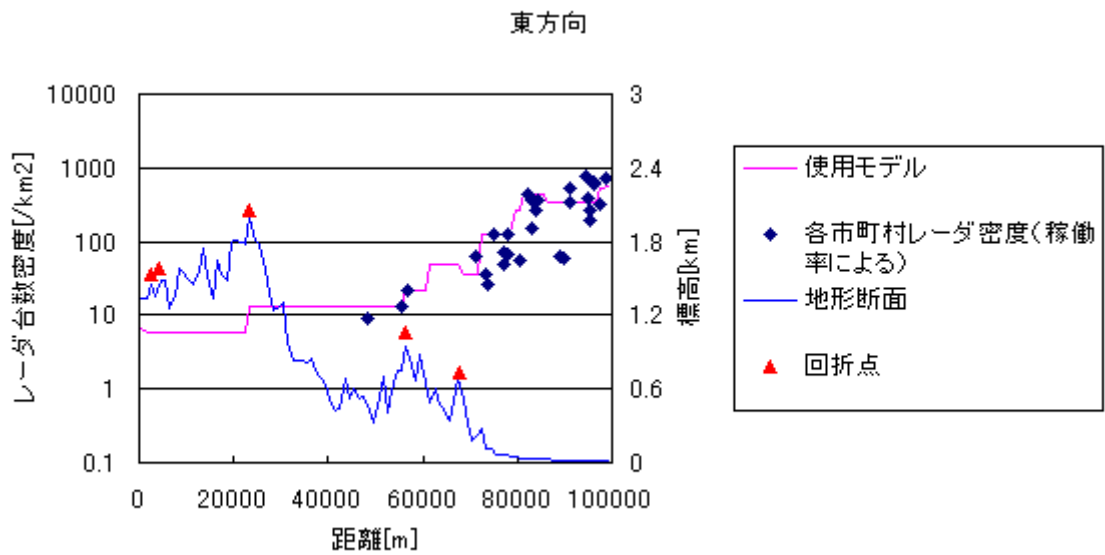


図 5-6 東方向の地形とレーダ台数密度

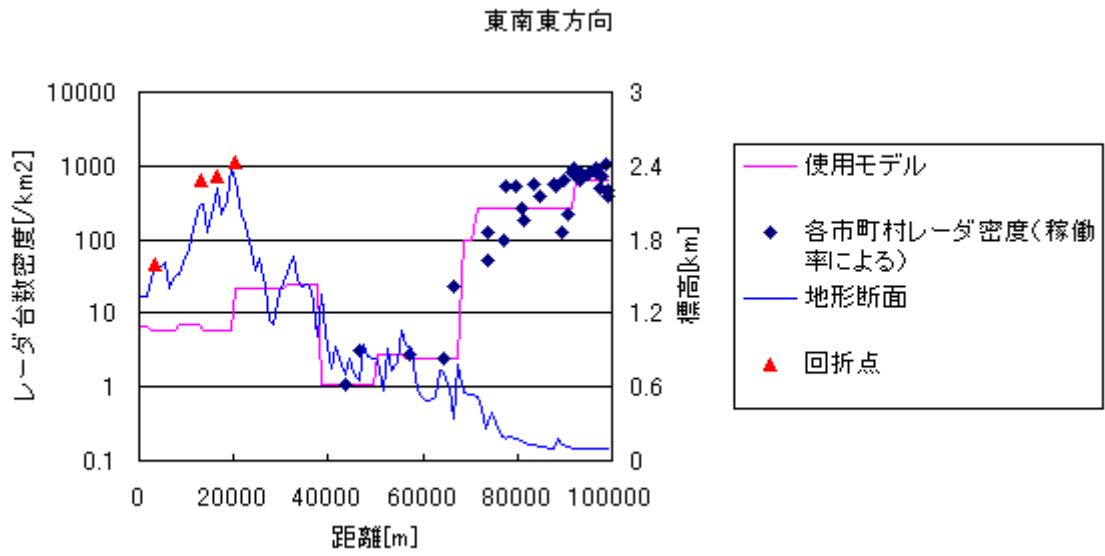


図5-7 東南東方向の地形とレーダ台数密度

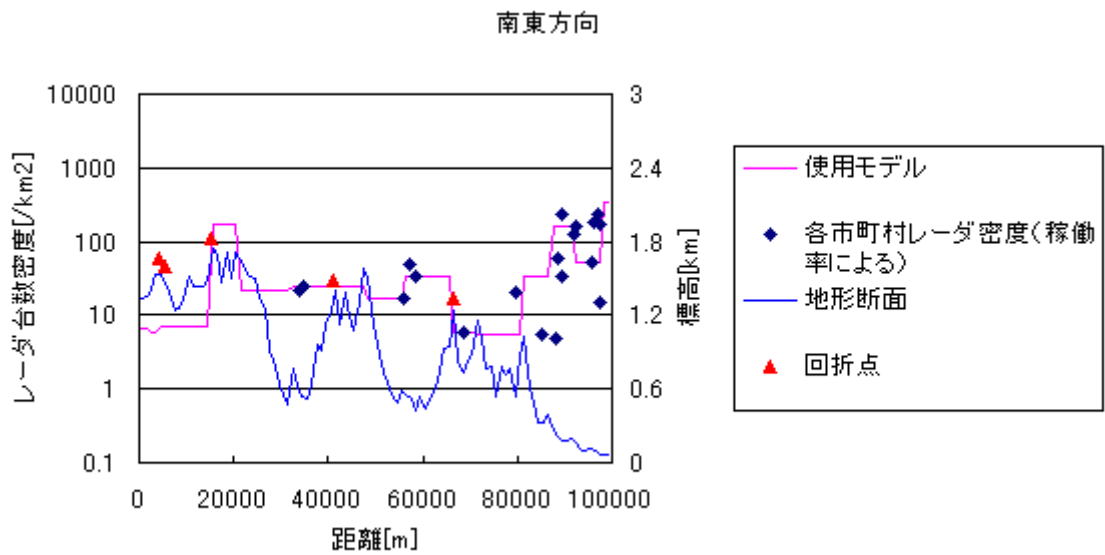


図5-8 東南東方向の地形とレーダ台数密度

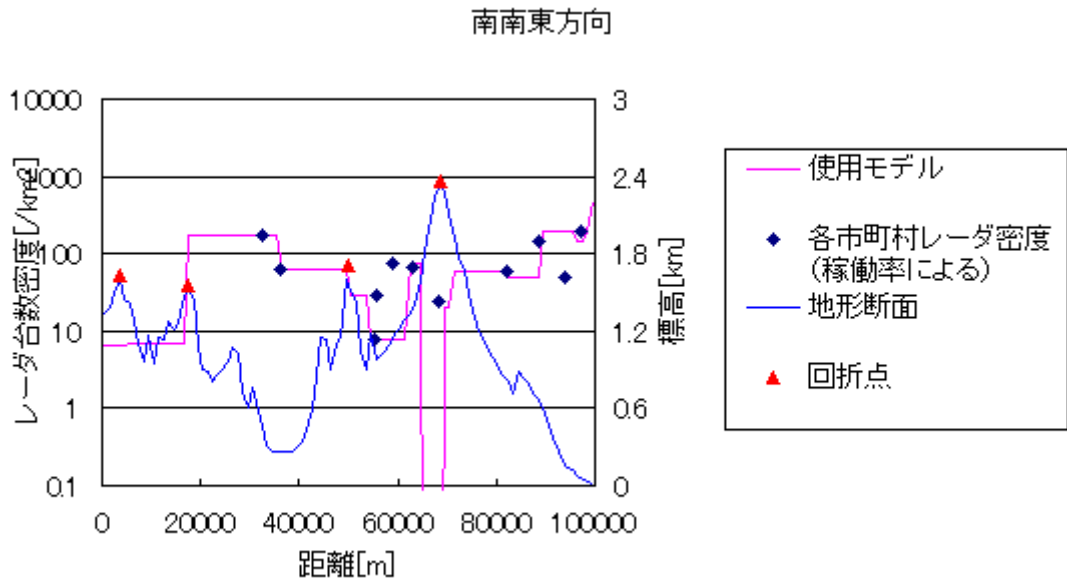


図 5-9 南南東方向の地形とレーダ台数密度

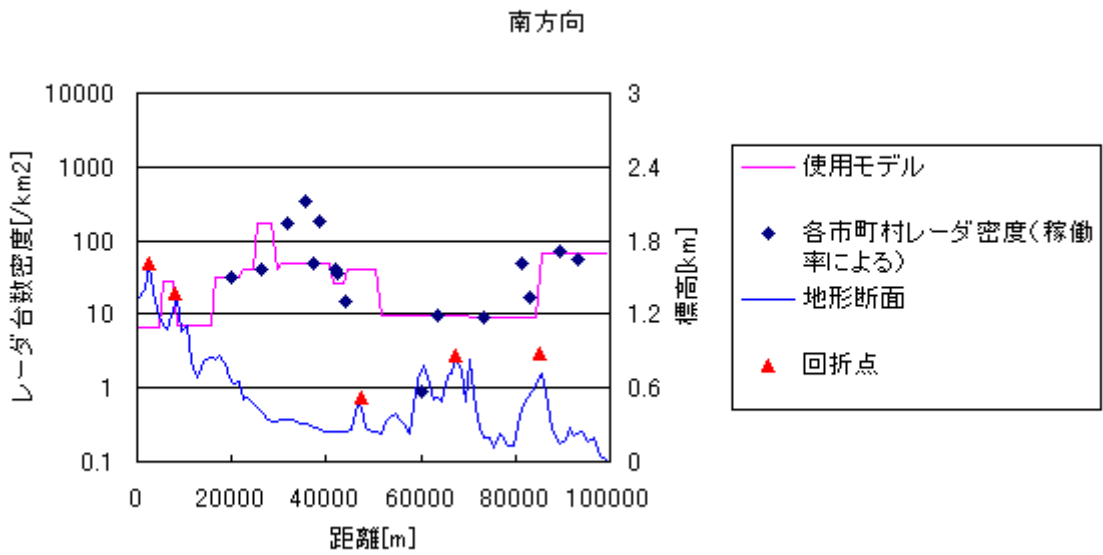


図 5-10 南方向の地形とレーダ台数密度

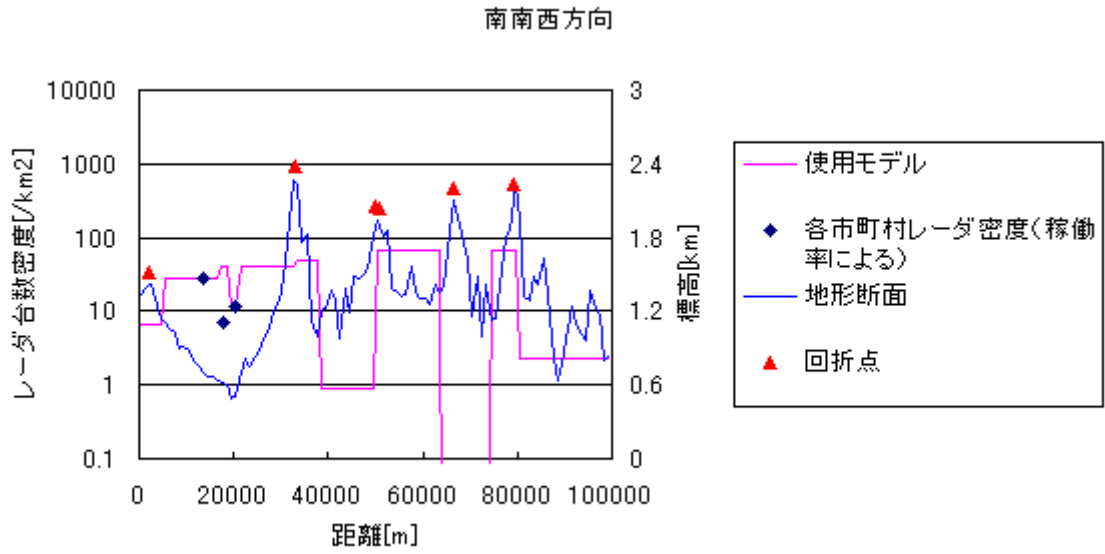


図5-1 1 南南西方向の地形とレーダ台数密度

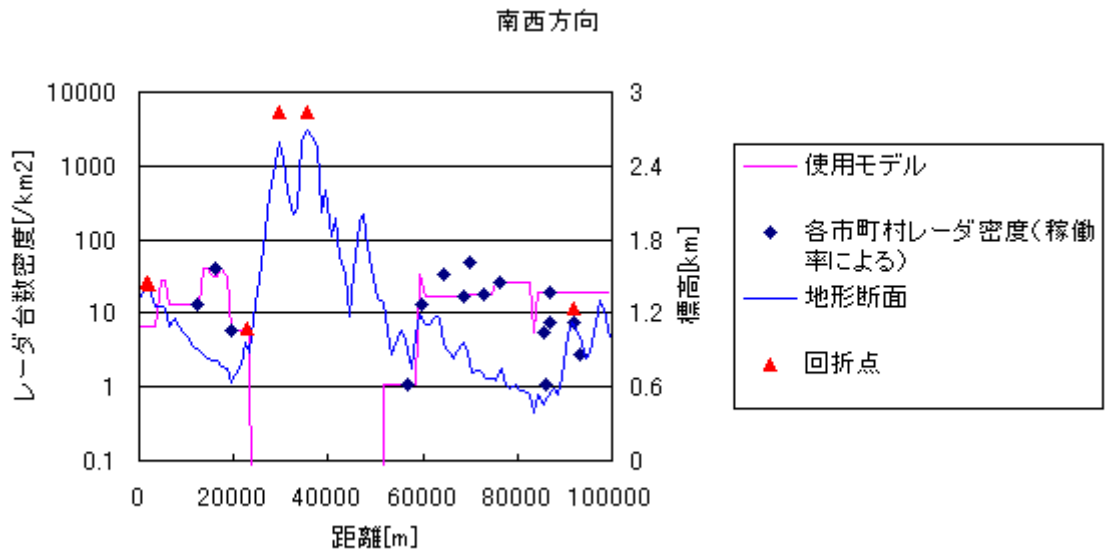


図5-1 2 南西方向の地形とレーダ台数密度

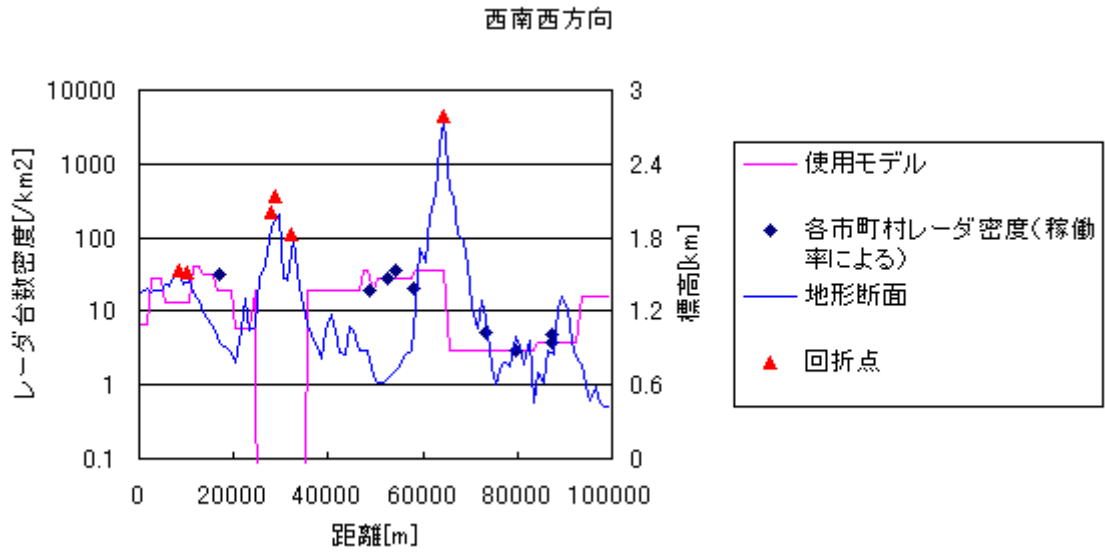


図5-13 西南西方向の地形とレーダ台数密度

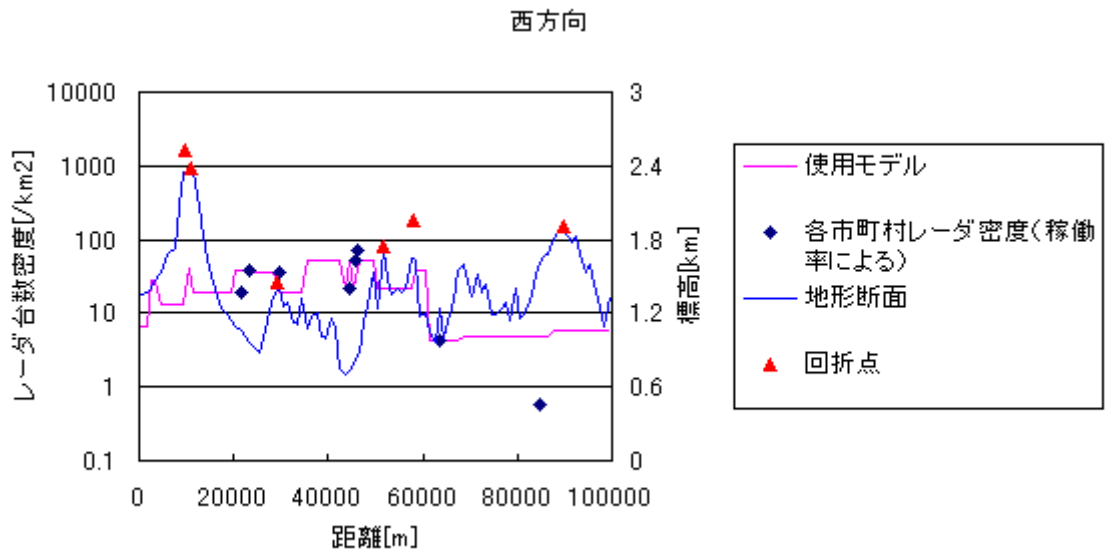


図5-14 西方向の地形とレーダ台数密度

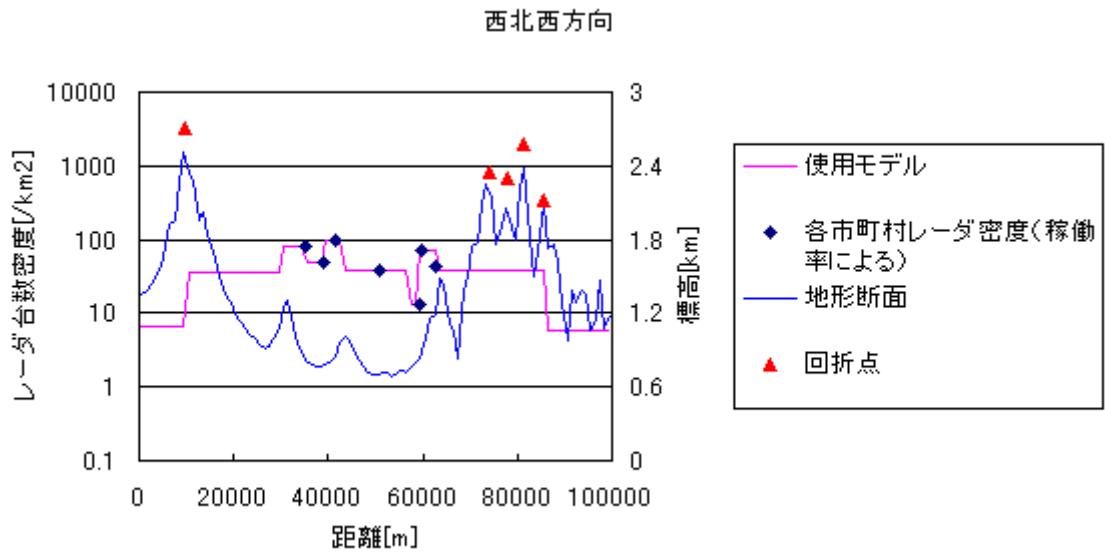


図5-15 西北西方向の地形とレーダ台数密度

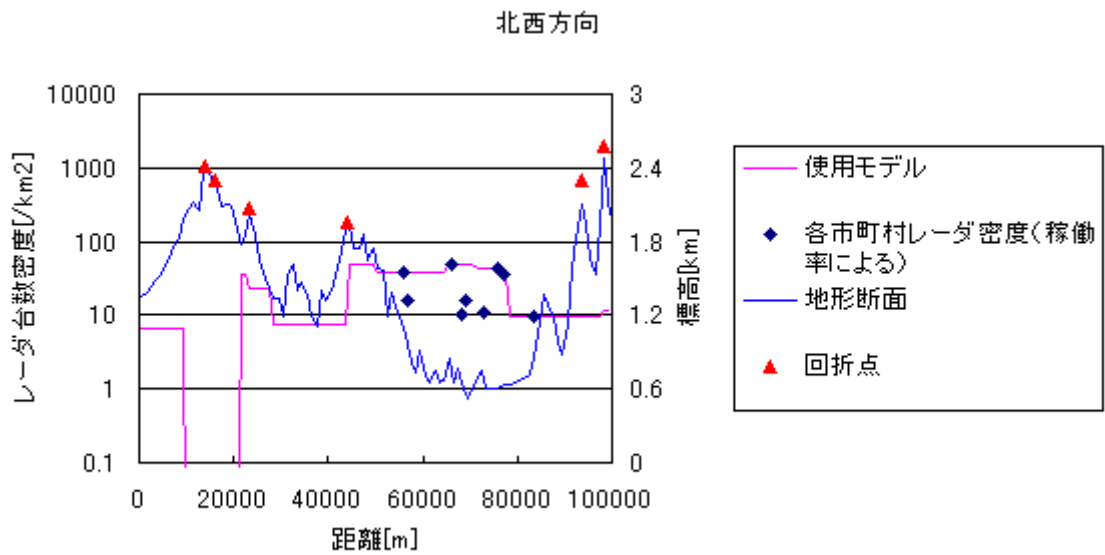


図5-16 北西方向の地形とレーダ台数密度

6 計算結果

以上のモデルを用い普及率0.3%における集合干渉電力の距離特性を計算した結果を図6-1に示す。図の横軸の距離以内にはレーダが存在しない場合の干渉電力を示している。10km付近から内側では地形による遮蔽が存在しなくなる方角が現れ、その影響により地形以外の遮蔽条件を入れない完全見通し内環境では干渉電力は上昇する。すなわち今回の検討における16方位1km間隔で設定した干渉計算点では山岳地帯を除き10km以上に国立天文台野辺山宇宙電波観測所45m電波望遠鏡と見通し内となる場所は存在しない。10km付近でのグラフの分岐は、地形的に国立天文台野辺山宇宙電波観測所への見通し内環境となった場合に植生による遮蔽が存在する場合と存在しない完全見通し内環境の2種類を示しているものである。見通し外環境においては離隔距離0.4kmとなる。

この結果をもとに、8節で干渉率2%未満となる離隔距離を求める。

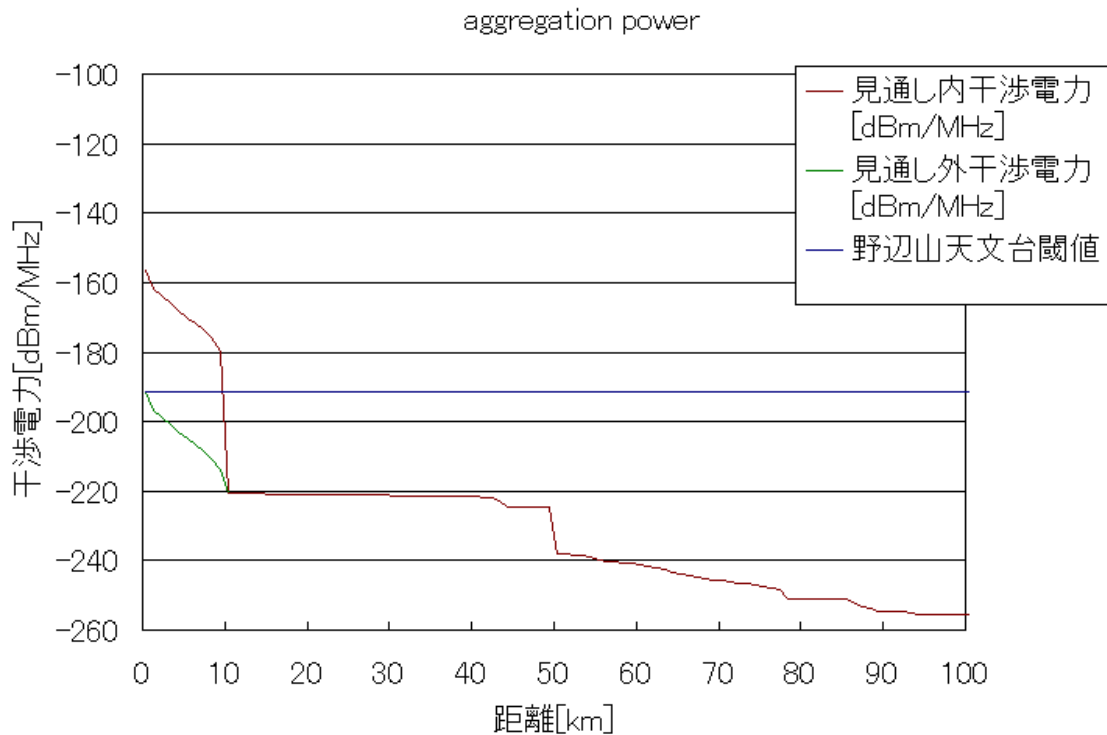


図6-1 干渉電力距離特性（普及率0.3%）

7 モデルの検証

7.1 首都圏からの影響

本干渉モデルにおいては、国立天文台野辺山宇宙電波観測所を中心とする半径 100km 以遠については方角に依存しない均一な回折モデルを用いると共にレーダ台数密度は全国平均値を一律に用いている。

これについて人口密度の高い（車両台数の多い）首都圏方向から国立天文台野辺山宇宙電波観測所への干渉について過小評価する可能性があるのではないかと指摘があり検証を行った。首都圏からの干渉集合電力の寄与分を調べるため、国立天文台野辺山宇宙電波観測所から東京駅方向の地形断面図（図 7-1）を用い首都圏方向の地形による回折損を求めたところ、2000m を超える複数の山岳による遮蔽により、現状の 100km 以遠の均一モデルを 30dB 上回る回折損であった。レーダ台数密度は 16.5dB 増加するが（40→1800=東京区部最大人口密度約 20,000×東京都換算係数 0.09）、この増加分を回折損が十分相殺することが確認できた。よって首都圏の影響は現状のモデルに十分含まれていると考えてよい。

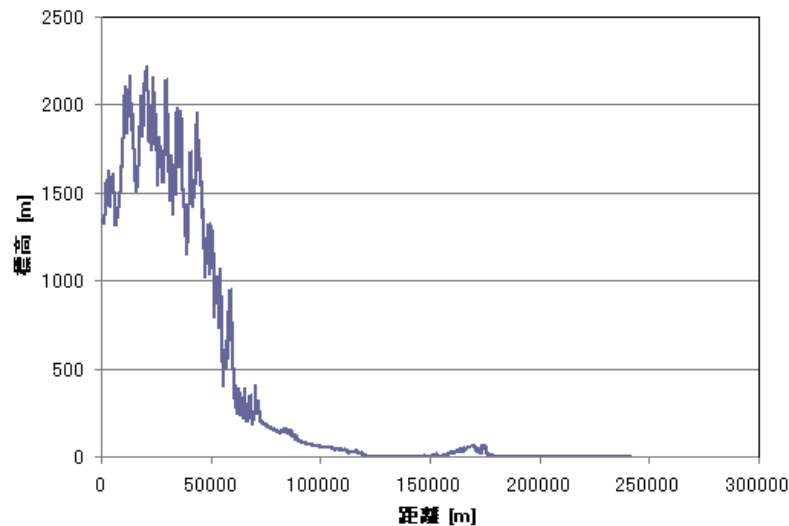


図 7-1 野辺山天文台から東京方向の地形断面図

7.2 主要道路からの影響

本干渉モデルではリングモデルを用いており方角により 16 分割された円弧内のレーダ台数密度はその干渉電力計算点が属する自治体のレーダ台数密度を与えるため領域内は均一である。実際の環境ではレーダ搭載車両は道路上を走行しているため交通量の多い道路に起因する局所的に強い干渉があるのではないかと指摘があり、主要道路の交通量をもとにした干渉計算をおこなった。

交通量の比較的多い国道 20 号、中央自動車道、上信越自動車道、国道 18 号について干渉の影響を見積もり、伝搬モデル・レーダ台数モデルにより計算された干渉電力と比較を行う。

4つの道路について各干渉計算点と望遠鏡間の地形断面図から回折損を求め、道路長10kmあたりからの干渉電力の計算を行った。交通量は国土交通省道路交通センサスの休日24時間データを使用した[20][21]。普及率0.3%における値は閾値に対し十分に小さいものであった。表7-1に示される数値を図6-1の14-41km付近の集合干渉電力と比較すると十分に小さい。よって、これら交通量の多い主要道路の影響は表5-3のレーダ台数密度モデルを用いたリングモデルによる集合干渉電力に十分含まれている。

表7-1 主要道路による干渉電力

	センサス測定点	干渉計算点	干渉計算点までの距離[km]	回折損 [dB]	センサス (休日24時間)	1kmあたり車両台数	道路10kmあたりの干渉電力 [dBm/MHz]
国道20号	北杜市白州町下教来石683	北緯 35.564 東経 138.2821	19.12	103.9	8540台 52.6km/h	8.46	-297.7
中央自動車道	長坂IC～小淵沢IC	長坂IC	14.11	55.5	29849台 60.7km/h	20.5	-242.4
上信越自動車道	佐久-小諸	佐久平PA	37.08	63.2	20199台 84.3km/h	9.98	-263.8
国道18号	小諸市柏木字四ッ谷原	平原交差点	41.02	56.6	18091台 20.2km/h	37.3	-252.7

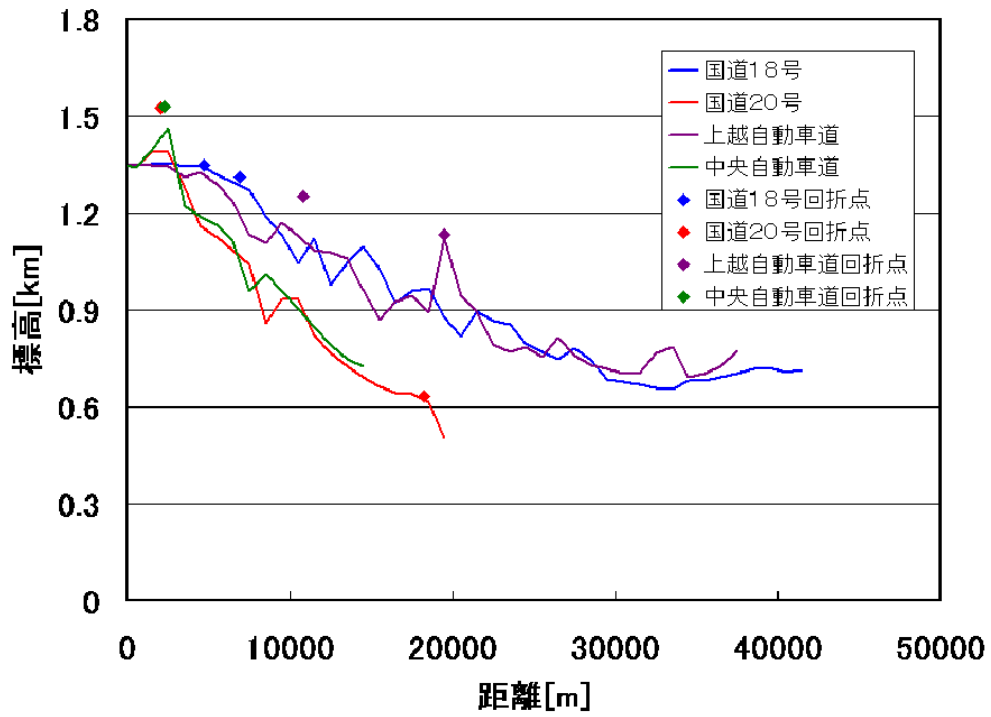


図 7-2 主要道路までの地形断面図(1km 刻み)。点は回折損計算に使用したエッジを示す。

8 干渉率を考慮した検討

前節までで、見通し内環境である場合と樹木による見通し外環境である場合それぞれの干渉電力距離特性を求めた。次に実際の車両速度、交通量、見通し領域などをもとに干渉率を計算し、干渉率2%未満となる離隔距離を求める。2%は参考文献[2][3]に示される基準値である。ここでは以下の2通りの解釈に基づき検討する。

A：レーダ搭載車両が見通し環境となる時間率を求め、見通し内環境となる時間率が2%未満であれば98%以上を占める見通し外環境の干渉電力距離特性のみから離隔距離を求める。

B：2000秒観測時間単位での平均干渉電力の確率分布を求め、平均干渉電力が閾値を超える2000秒間観測時間単位の割合が2%未満となる離隔距離を求める。

8.1 Aの場合（見通し時間率2%未満）

8.1.1 見通し時間率と離隔距離の推定

干渉時間率を推定するため国立天文台野辺山宇宙電波観測所周辺の交通量の多い道路やレジャー施設について、交通量への寄与をまとめ、また各道路ごとに見通し内環境となる道路距離を求めることで干渉時間率を推定する。なおレーダ普及率は0.3%としている。対象となる道路、レジャー施設は以下のとおりである。

A) 国道141

B) 観測所付近の道路とレジャー施設

(1) 小海線踏切→観測所入り口直線道路

(2) 小海線踏切→シャトレゼリゾート

(3) 小海線踏切→JR最高地点

(4) サンメドウズ清里スキー場に起因する交通量（国道141へ上乗せ）

(5) 清里アーリーバードゴルフクラブに起因する交通量（国道141へ上乗せ）

各道路における交通量は以下のように定めた。国道141号の交通量はセンサス清里3545, 休日24時間を使用した[20]。他道路、レジャー施設については国立天文台野辺山宇宙電波観測所調査によるデータを用いた。

A) 国道141（センサス清里3545, 休日24時間）

交通量[台/日]	9062
混雑時速度[km/h]	44.8
1kmあたり台数	8.43

国道141（センサス清里3545, 休日24時間）B-4 サンメドウズ清里スキー場によ

る 700 台/24h およびアーリーバードゴルフクラブによる 48 台/24h を加えた場合

交通量[台/日]	9810
混雑時速度[km/h]	44.8
1km あたり台数	9.12

B-1) 小海線踏切→観測所入り口直線道路

交通量[台/日]	2160(1.5 台/分) (*)
1km あたり台数	2.01(国道 141 と同じ平均時速 44.8km/h と仮定)

B-2) 小海線踏切→シャトレゼリゾート

最大駐車台数	700 台/日 (*)
交通量[台/日]	700
1km あたり台数	0.651 (平均時速 44.8km/h と仮定)

B-3) 小海線踏切→JR 最高地点

交通量/日	1440(1 台/分) (*)
1km あたり台数	1.34 (平均時速 44.8km/h と仮定)

B-4) サンメドウズ清里スキー場

最大駐車台数	700 台 (*)
交通量/日	700
国道 141 へ加える	

B-5) アーリーバードゴルフクラブ

利用者数	24 組/日 (*)
交通量/日	48 (一組あたり 2 台とする)
国道 141 へ加える	

(*) 国立天文台野辺山宇宙電波観測所調査による。交通量は 2010/9/9 11:45~12:15(30 分)間の実測値から計算

各道路における見通し内道路長は、国立天文台野辺山宇宙電波観測所 45m 電波望遠鏡からの写真、航空写真により定めた。各道路の 1km あたり車両台数を N [/km]、見通し内道路長を l [km]、普及率を n [%] とすると干渉時間率は以下のように表される。これから各道路の干渉時間率は表 8 のとおりである。

$$p = 1 - \exp(-nlN/100)$$

表 8-1 各道路の干渉時間率

	見通し内道路長[km] 休日 24h データに対応する干渉時間率内訳
(A) 国道 141 号	0.33 (0.90%)
(B-1) 小海線踏切→観測所入り口直線道路	0.1 (0.06%)
(B-2) 小海線踏切→シャトレゼリゾート	0.46 (0.09%)
(B-3) 小海線踏切→JR 最高地点	0.25 (0.10%)
(B-4) サンメドウズ清里スキー場	0 (0%)
(B-5) アーリーバードゴルフクラブ	0 (0%)

以上の見通し内時間率 0 を越える 4 道路において、見通し内地点に同時にレーダが存在しない時間率はそれぞれを独立事象と考え見通し内時間率を $p_1 \sim p_4$ とすると見通し外時間率の積を取ればよいから

$$(1 - p_1)(1 - p_2)(1 - p_3)(1 - p_4)$$

よって、これら 4 地点の見通し内地点の少なくとも 1ヶ所以上にレーダが存在する時間率は

$$p = 1 - (1 - p_1)(1 - p_2)(1 - p_3)(1 - p_4)$$

となる。表 2 の値を代入すると 1.15% となり 2% を下回る。

表 8-2 全道路による干渉時間率

干渉時間率(B-4, B-5 の車両台数を国道 141 へ含む)	1.15%
----------------------------------	-------

よって離隔距離を 98% 以上の時間率を占める見通し外環境の干渉電力距離特性から求めることとすると、離隔距離は 400m となる。普及率 1% とした場合、見通し外環境の干渉電力距離特性から求めた離隔距離は 1.5km である。この場合単純計算される干渉時間率は 2% を越えるが見通し領域のほとんどが半径 1.5km 以内にあるため、1.5km 以遠からの寄与分のみで考えると干渉時間率は 2% 未満である。

8.1.2 主要近傍道路からの干渉電力計算

以上のようにレーダ台数密度を使用した計算モデルから見通し外環境における離隔距離は400mと求められたが、ここでは主要近傍道路からの干渉電力を個別に求めて比較し上記計算結果が妥当であることを確認する。

各道路からの影響を見積もるため、道路を有限長の直線とみなし線路上にそった積分を行うことで干渉電力を求める。ここでは各道路から望遠鏡までの最短距離を、各道路を模した直線と望遠鏡の距離（図の a）とする。直線（道路）上の車両台数密度[/km]はセンサス及び国立天文台野辺山宇宙電波観測所提供データ（8.1.1）を用いる。各道路の見通し内区間を除いた領域で集合干渉電力の線積分を行い、それらを合計することで見通し外環境下の干渉電力を求めた。なおここでは回折損、大気吸収損等は考慮していない。

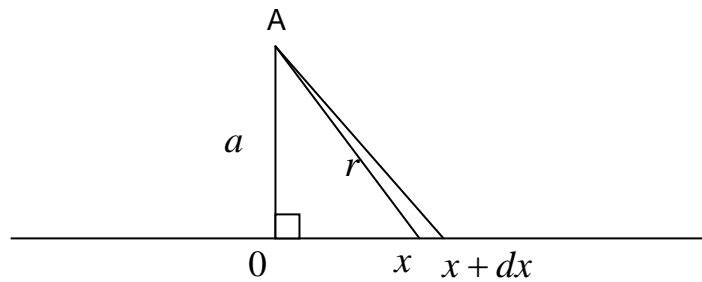


図 8-1 干渉計算の概念図

図 8-1 において道路と望遠鏡の距離を a、直線とみなした道路上 x~x+dx (km) の間から受ける干渉電力を dP、レーダ出力を P_t、レーダ台数密度を N(台/km) とすると（ともにアンテナ利得 0 であるから）

$$dP = \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 N dx P_t = \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 N \frac{dx}{x^2 + a^2} P_t$$

直線上の点 α から β までの区間からの干渉電力は

$$P = \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 N \int_{\alpha}^{\beta} \frac{dx}{x^2 + a^2} P_t = \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 N \left[\frac{1}{a} \tan^{-1} \frac{x}{a} + C \right]_{\alpha}^{\beta} P_t = \left(\frac{\lambda}{4\pi a}\right)^2 N a \left(\tan^{-1} \frac{\beta}{a} - \tan^{-1} \frac{\alpha}{a} \right) P_t$$

この式を用い道路の見通し外区間を積分区間として α、β を定め干渉電力を計算した。

国立天文台野辺山宇宙電波観測所周辺道路について、実際にアンテナから周辺環境を観測した結果をもとに各道路を表 8-3 のような直線とみなし干渉電力の計算を行った。積分範囲が見通し外領域を示す。なお国道 141 号については、半径 10.5km 以内の実際の道路長が約 30km と直線近似の 1.5 倍ほどの長さであるためレーダ台数密度を 1.5 倍とする補正を行った。また、B-4, B-5 の車両台数については国道 141 号の交通量に加算し計算を行っ

た。

表 8-3 各道路のパラメータ

	望遠鏡からの最短距離 [km]	車両台数密度 [/km]	積分範囲 (km) 望遠鏡から最短距離部分を 0 とする
(A) 国道 141 号	1.277	9.12	-10.5~-0.25 -0.2~-0.07 -0.03~0.065 0.305~10.5
(B-1) 小海線踏切→観測所入り口直線道路	0.278	2.01	-0.75~0.05 0.15~0.9
(B-2) 小海線踏切→シャトレレーザリゾート	0.533	0.651	-0.6~0.7 0.76~1.4 1.8~2.0
(B-3) 小海線踏切→JR 最高地点	0.747	1.34	-0.29~0.41 0.66~1.51

各主要道路毎に干渉電力、干渉時間率を計算し 10.5km 以遠からの干渉電力を含め積算した結果は -193.74dBm/MHz であった。国立天文台野辺山宇宙電波観測所の閾値 -191.354dBm/MHz@79GHz を下回る。即ち、考慮した道路全てを含めて計算される必要離隔距離は道路までの最短距離である 278m 未満となる。これは見通し外環境におけるリングモデルを用いて求められる離隔距離 400m より短く、国立天文台野辺山宇宙電波観測所近傍の主要道路による影響はリングモデルに十分含まれているといえる。

8.2 B の場合 (2000 秒観測時間単位を基準とした計算)

8.2.1 計算手順

2000 秒観測時間単位における干渉率を満たす離隔距離を以下のように求める。

半径 10.5km 以内の領域 (C と表す) を 1km 幅のリングに分割し、どれだけ内側に近いリングまで干渉条件を満たすか調べることで離隔距離を求める。リングは内径 0.5km から内径 9.5km まで 10 個であり、内側から $L_1 \dots L_{10}$ とする。

(1) 各リングの平均干渉電力を用い、内径 9.5km より内側方向の複数のリングからの干渉電力を求める。このとき領域 C 内のレーダ搭載車両台数を任意に設定できるようにする。

(2) レーダ搭載車両数の確率分布を交通量の統計値から計算する。

(3) (1), (2) を組み合わせ各リング範囲ごとに 2000 秒観測時間単位で干渉率 2%未満を実現しうるか調べ、満足する最内径が離隔距離となる。

計算条件は 8. 1. 1 の交通量データを使用し以下のとおりとする。

- ・交通量： 14110 台/日=0.16331 台/秒
- ・速度
12.444m/秒 (休日)
- ・見通し内継続時間 (以下の個別道路の見通し区間を連続させた値を交通量で加重平均する)

国道 141 合計見通し区間 330m→26.517 秒(9810 台/日, 休日 24 時間)

小海線踏切→観測所入り口直線道路 合計見通し区間 100m→8.036 秒(2160 台/日, 平日昼)

小海線踏切→シャトレゼリゾート 合計見通し区間 460m→36.964 秒(700 台/日, 休日)

小海線踏切→JR 最高地点 合計見通し区間 250m→20.089 秒(1440 台/日, 平日昼)

以上から加重平均した見通し内継続時間は 23.55 秒である。

また、2000 秒単位時間あたりのレーダ搭載車両数の出現期待値 (平均値) は交通量×レーダ普及率×観測時間であらわされる。普及率を 0.3%とすると、観測時間 2000 秒、交通量 0.16331 台/秒であるから 2000 秒単位時間あたりに出現するレーダ搭載車両数は平均で 0.97986 台となる。

8.2.2 平均干渉電力の計算

リング L_i 以遠からの干渉電力の 2000 秒平均値は、リング L_i からリング L_{10} の間にあるレーダ搭載車両からの見通し内干渉電力と見通し外干渉電力の時間平均値に 10.5km 以遠の集合電力を加えたものとなる。

リング L_i からリング L_{10} の間にあるレーダ搭載車両からの干渉電力を求めるには、まず各リング $L_i \cdots L_{10}$ 毎にそのリングの距離を起因とするレーダ搭載車両からの干渉電力を計算する。確率分布に対応した干渉電力計算を行うため、任意の N 台のレーダ搭載車両数について求める。

リング L_i に起因する干渉電力 I_i は、見通し内継続時間が 23.55 秒であるから残りの観測時間は見通し外干渉時間帯であったとして

$$\begin{aligned}
 I_i(N) &= \frac{N}{2000} \{I_{iLOS}(i) \times 23.55 + I_{iNLOS}(i) \times (2000 - 23.55)\} \\
 &= \frac{N}{2000} \{I_{iLOS}(i) \times 23.55 + I_{iLOS}(i) \times 10^{-(35/10)} \times (2000 - 23.55)\} \\
 &= N \frac{I_{iLOS}(i)}{2000} \{23.55 + 10^{-(35/10)} \times (2000 - 23.55)\}
 \end{aligned}$$

ここで見通し外環境における樹木減衰-35dB を用いた。

上式は、10.5km 以内の全ての領域で見通し内区間が存在することを仮定していることを意味する。

なお I_i LOS (i) は送信出力-26dBm/MHz, 自由空間伝搬損失+大気吸収 (0.094dB/km) によって決まる電力である。(送受信アンテナ 0dBi)。

この各リングからの干渉電力 I_i から, それぞれのリング内のレーダ搭載車両数 N_i (またはリング L_i の面積 S_i [km²]) で重みをつけ積算したものが任意の N 台のレーダ搭載車両数を設定した場合のリング L_i から L_{10} による干渉電力である。

$$I_{i-10}(N) = \frac{\sum_{k=i}^{10} I_k(N) S_k}{\pi \times 10.5^2} \quad (1)$$

(1) に 10.5km 以遠の集合干渉電力 (-220.372dBm/MHz) を加えて干渉電力とする。

図 8-2 に各離隔距離毎に計算した干渉電力を示す。

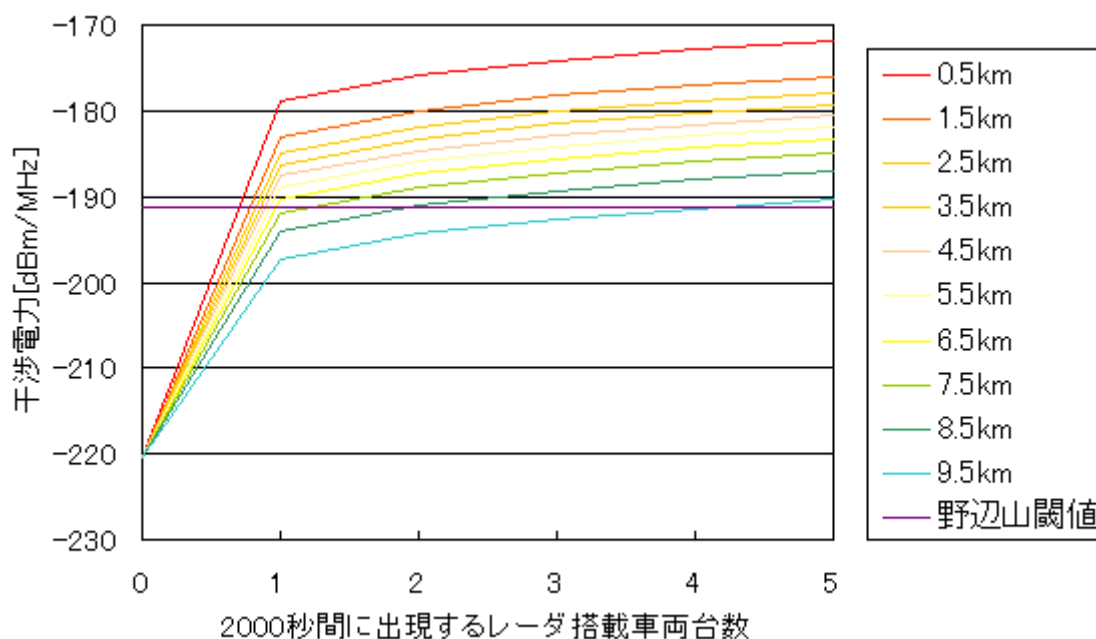


図 8-2 2000 秒単位中に半径 10.5Km 以内に出現するレーダ搭載車両台数を与えた時の平均干渉電力 (仮想離隔距離をパラメータとする)。

8.2.3 レーダ搭載車両数の確率分布

リング L_i からリング L_{10} に存在するレーダ搭載車両数の確率分布を求める。リング L_i からリング L_{10} に 2000 秒観測時間内に出現するレーダ搭載車両数の期待値 N_{i-10} は, 領域 C に均一にレーダ搭載車が存在すると仮定すると, 領域 C 内のレーダ搭載車両数を用いて面積比で表される。

各リング L_i に 2000 秒単位時間に出現するレーダ搭載車両数の期待値 N_i はリング L_i の面積を S_i [km^2] として

$$N_i = 0.97986 \times \frac{S_i}{\pi \times 10.5^2}$$

となる。また、リング L_{i-10} からリング L_i までの外側から連続したリング内に出現するレーダ搭載車両数の期待値 N_{i-10} は、該当するリングについて積算し

$$N_{i-10} = 0.97986 \times \frac{\sum_{k=i}^{10} S_k}{\pi \times 10.5^2}$$

と表される。ポアソン分布を用いて、2000 秒観測時間単位中にリング L_{i-10} からリング L_i にレーダ搭載車両が X 台存在する確率 $P_{i-10}(X)$ は以下のようになる。

$$P_{i-10}(X) = \frac{N_{i-10}^X \exp(-N_{i-10})}{X!} \quad (2)$$

図 8-3 に各リング L_i-L_{i-10} 間に出現するレーダ搭載車両台数確率分布の計算結果を示す。このように、平均値 (0.97986) よりかなり多めのレーダ搭載車両台数が考慮されていることがわかる。

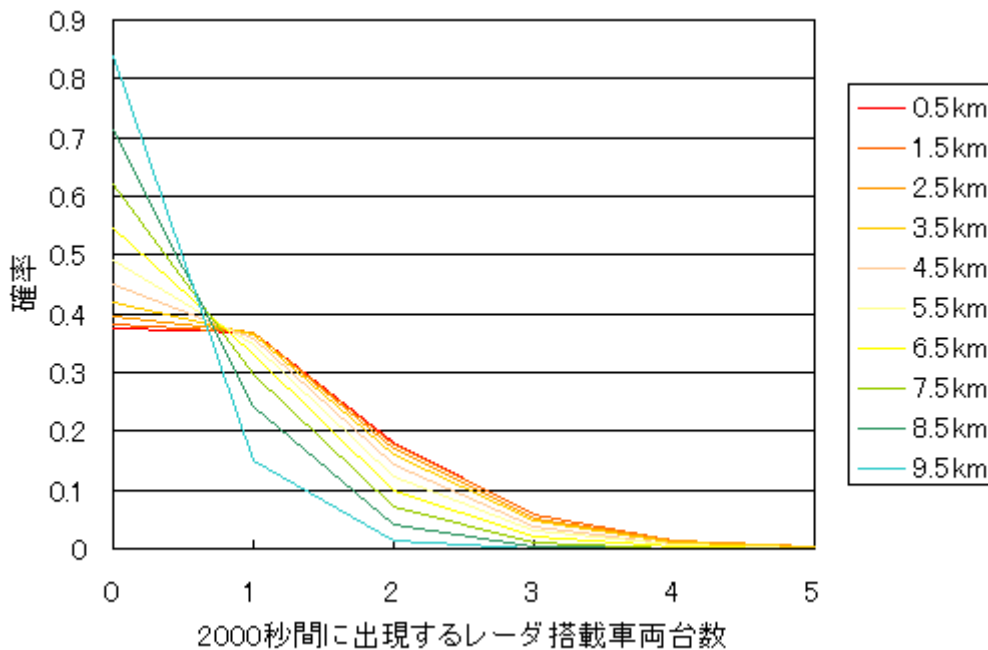


図 8-3 交通量パラメータを基にした半径 10.5km から各離隔距離まで 2000 秒間に出現するレーダ搭載車両台数の確率分布。

8.2.4 2000 秒観測時間における平均干渉電力と干渉率

以上のように、リング L_i-L_{i-10} からの干渉電力 (レーダ搭載車両台数の関数) とリング L_i

ーリング L_{10} に 2000 秒観測時間内に現れるレーダ搭載車両台数の確率分布が求められた。10.5km 以遠からの干渉電力についてはリングモデルから求められており（図 6-1），これらを用いることで 2000 秒観測時間における平均干渉電力の確率分布 $I_{i-10}(X)$ を求めることができる。この 2 つを比較することで，各リング範囲 L_i-L_{10} 毎に累積確率 98% を超える出現レーダ搭載車両台数が求められる。このレーダ搭載車両台数において平均干渉電力が閾値を下回っていれば，リング L_i の距離においては 2000 秒観測時間単位での干渉率 2% 未満を実現できる。

すなわち，図 8-4 において 98% となるレーダ搭載車両台数に対応して図 8-2 の干渉電力が閾値を下回る仮想離隔距離パラメータ値を探せばよい。98% を満たすパラメータ値は 9.5km であり，9.5km が普及率 0.3% における離隔距離となる。

なお，普及率 1% としても 9.5km では 98% を満たした。

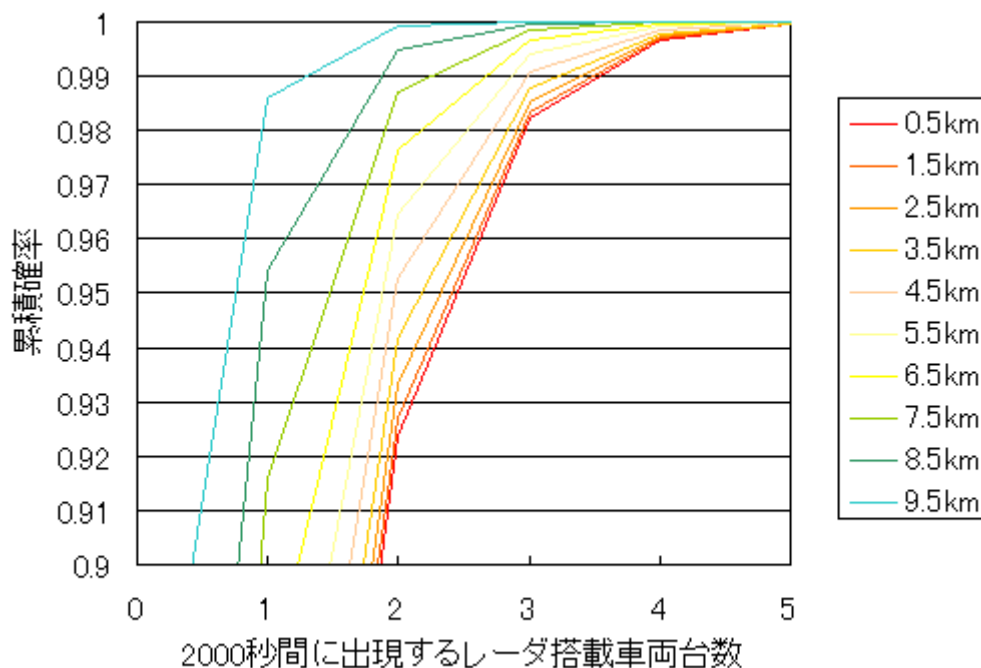


図 8-4 半径 10.5km から各離隔距離までのレーダ搭載車両台数の累積確率（横軸の台数以下となる確率）

8.2.5 2.5km 以遠に見通し内車両が存在しない場合

電波望遠鏡からの目視では見通し環境となる道路は半径 2km 弱以内に確認された。そのため内径 2.5km 以上のリングでは見通し内車両が存在しないと仮定することも 1 つの方法として考えられる。2.5km 以遠に見通し内車両が存在しない場合については，領域 C を半径 10.5km から半径 2.5km に変更することで同様に計算することが可能である。2.5km 以遠からの干渉電力はリングモデルによる見通し外干渉電力 2.5km の値を使用する（図 6-1）。

以下に 2.5km 以遠に見通し内車両が存在しない場合について計算されたリング毎の干渉電力の見通し内レーダ搭載車両台数依存性，見通し内レーダ搭載車両台数の確率分布，見

通し内レーダ搭載車両台数の累積確率の図を示す。2000 秒観測時間単位で 98% を満たすには見通し内レーダ搭載車両台数 3 台に耐える必要があるが、見通し内レーダ搭載車両台数 1 台で閾値を越えており、離隔距離は見通し外領域とした 2.5km となることがわかる。

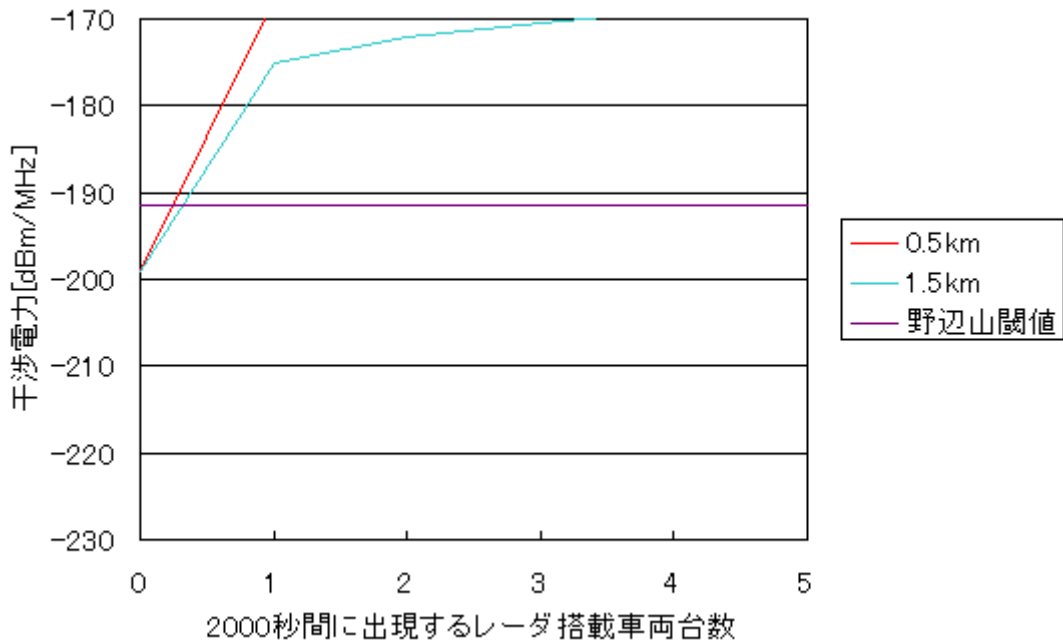


図 8-5 半径 2.5km 内 2000 秒間に出現するレーダ搭載車両台数を与えた場合の各離隔距離における平均干渉電力。

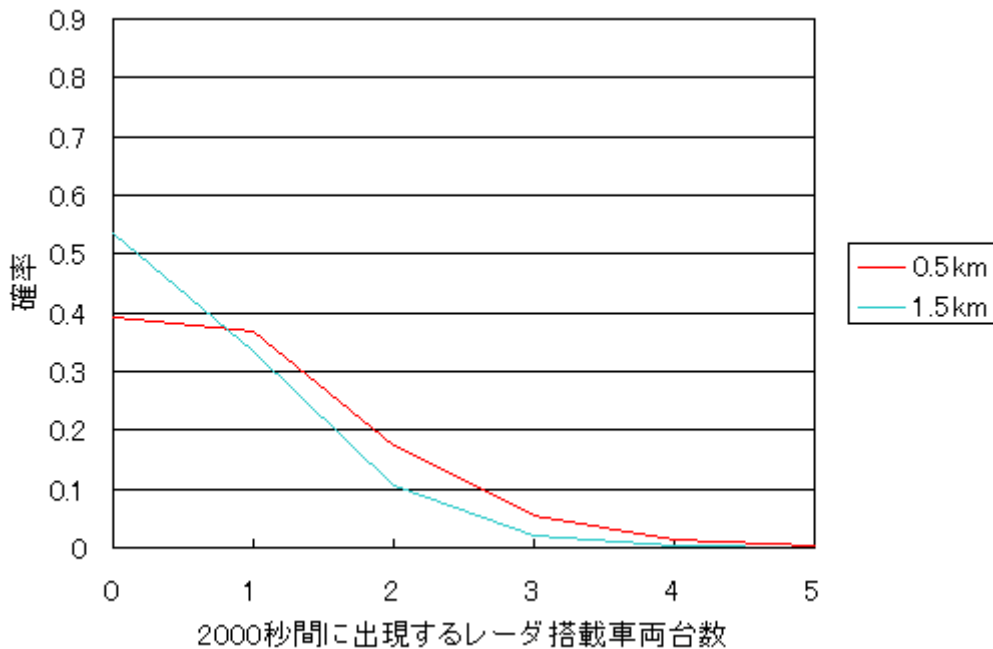


図 8-6 交通量パラメータを基にした半径 10.5km から各離隔距離まで 2000 秒間に出現するレーダ搭載車両台数の確率分布。

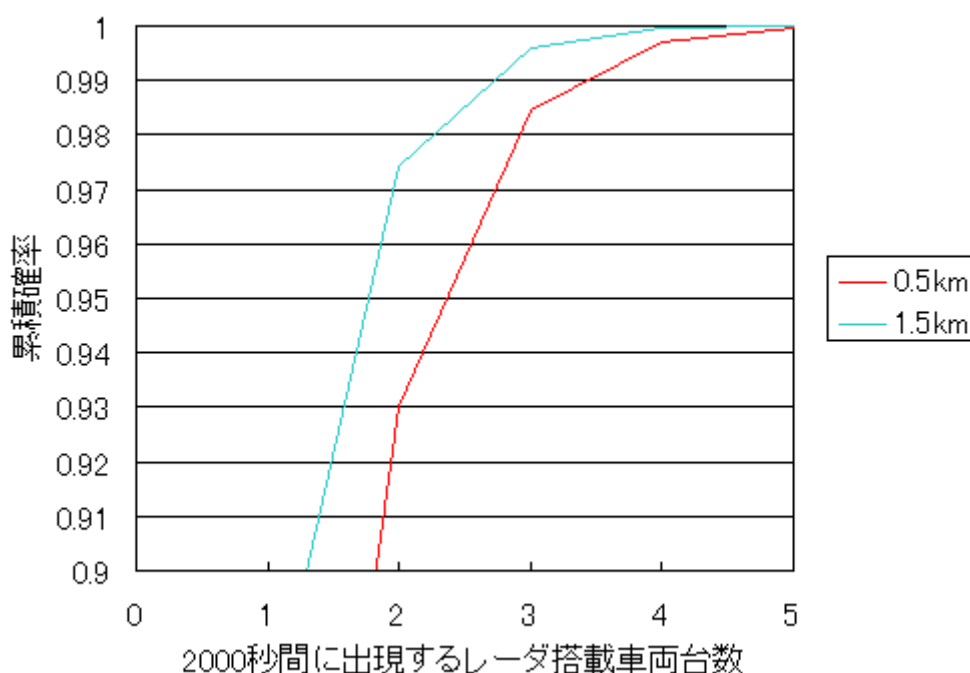


図 8-7 半径 10.5km から各離隔距離までのレーダ搭載車両台数の累積確率（横軸の台数以下となる確率）.

9 結論

以上の検討により求められた国立天文台野辺山宇宙電波観測所に対する 79GHz 帯高分解能レーダの離隔距離を表に示す。（表 1-1 再掲）

表 9-1 各種検討条件毎の離隔距離

検討条件		普及率	
		0.3%	1.0%
2000 秒単位時間の平均受信電力が国立天文台野辺山宇宙電波観測所閾値（-191.354dBm/MHz）以下となる確率が 98%となる距離	半径 10.5km まで均一に見通し内レーダ搭載車両が現れると仮定した場合	9.5km	9.5km
	半径 2.5km 以遠に見通し内レーダ搭載車両は現れない場合	2.5km	2.5km
見通し内時間率 2%を満たし見通し外干渉電力が国立天文台野辺山宇宙電波観測所閾値以下となる距離		400m	1.5km

本計算結果によれば、レーダ干渉の影響は否定できない。しかし、実運用上の諸要素を考慮した結果、国立天文台野辺山宇宙電波観測所 45m 電波望遠鏡を用いた 79GHz 帯観測に限定する限り、実運用上共用可能であるとの結論に至った。

なお本計算では考慮されていないガードレール等路側構造物による遮蔽損失や野辺山に

おける実観測時間帯が交通量オフピーク時になる可能性などの干渉緩和効果が存在する一方で、同様に計算中に考慮されなかったが遠方にも国立天文台野辺山宇宙電波観測所を見通せる例(例えば本沢温泉)が存在することを併記する。

参考文献

- [1] ECC REPORT 56 COMPATIBILITY OF AUTOMOTIVE COLLISION WARNING SHORT RANGE RADAR OPERATING AT 79GHZ WITH RADIOCOMMUNICATION SERVICES
- [2] Rec. ITU-R RA.1513-1 Levels of data loss to radio astronomy observations and percentage of time criteria resulting from degradation by interference for frequency bands allocated to the radio astronomy on a primary basis.
- [3] Rec. ITU-R RA.1031-2 Protection of the radio astronomy service in frequency bands shared with other services.
- [4] Rec. ITU-R RA.769-2 Protection criteria used for radio astronomical measurements.
- [5] Rec. ITU-R P.620-6 Propagation data required for the evaluation of coordination distances in the frequency range 100 MHz to 105 GHz.
- [6] Rec. ITU-R P.525-2, Calculation of free space attenuation.
- [7] 気象庁統計情報 <http://www.jma.go.jp/jma/menu/report.html>
- [8] Rec. ITU-R P.676-7 Attenuation by atmosphere gases.
- [9] 国土地理院基盤地図情報 <http://fgd.gsi.go.jp/download/>
- [10] Rec. ITU-R P.526-11, Propagation by diffraction.
- [11] 山梨県統計データバンク
http://www.pref.yamanashi.jp/toukei_2/DB/EDG/dbgb01000.html
http://www.pref.yamanashi.jp/toukei_2/DB/EDC/dbca03000.html
- [12] 長野県平成 18 年度事業所・企業統計調査結果
http://www3.pref.nagano.jp/toukei3/jigyousyo/H18_kakuhou.htm
- [13] Rec. ITU-R P.833-6 Attenuation in vegetation.
- [14] D. Didascalou, M. Younis, W. Wiesbeck, "Millimeter-Wave Scattering and Penetration in Isolated Vegetation Structures," IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing, vol.38, Sep. 2000
- [15] 平成 17 年国勢調査 <http://www.stat.go.jp/data/kokusei/2005/index.htm>
- [16] 一般交通量からみた関東地域の道路交通の現状、推移(国土交通省関東地方整備局)
http://www.ktr.mlit.go.jp/road/shihon/road_shihon00000040.html
- [17] 静岡県道路交通センサス
<http://www.pref.shizuoka.jp/kensetsu/ke-210/sen.html>
- [18] ディーゼル乗用車の経済分析、ガソリン車・ハイブリッド車との比較(三菱総合研究所)
<http://www.meti.go.jp/committee/materials/downloadfiles/g41116b40j.pdf>
- [19] 市町村別自動車保有車両数 (自動車検査登録協力会編)

[20] 平成 17 年度道路交通センサス（長野県）

http://www.ktr.mlit.go.jp/honkyoku/road/census/h17/PDF/KY_20000.pdf

[21] 平成 17 年度道路交通センサス（山梨県）

http://www.ktr.mlit.go.jp/honkyoku/road/census/h17/PDF/KY_19000.pdf

参考資料3 空中線電力の偏差に関する検討

小電力ミリ波レーダの空中線電力の許容値については、システムの所要性能の確保を考慮しつつ、使用環境条件下における高周波回路の安定度による実現性を考える必要がある。

空中線電力の許容偏差の上限については、現行無線設備規則第14条の規定に準じ、50%とするのが適当である。

下限については、現行の特定小電力無線局に対しては、50%であるが、想定されているレーダ方式は、広い周波数帯域を使用するため、その測定精度、ならびにミリ波帯の高周波回路の安定度を考慮して70%とするのが適当である。本下限でも、アンテナ利得の確保やレーダ信号処理の工夫により、システムの所要性能の確保は可能である。