

情報通信審議会 情報通信技術分科会

陸上無線通信委員会

基幹系無線システム作業班

報告書(案)

令和2年11月

目次

- I. 検討事項
- II. 委員会及び作業班の構成
- III. 検討経過
- IV. 検討概要

第1章 11/15/18GHz 帯固定通信システムの動向

- 1.1 検討の背景
- 1.2 11/15/18GHz 帯固定通信システムに係るこれまでの検討
- 1.3 11/15/18GHz 帯固定通信システムの現状と新たなニーズ
- 1.4 11/15/18GHz 帯固定通信システムに係る外国の規制動向
- 1.5 11/15/18GHz 帯固定通信システムの現行基準における課題
 - 1.5.1 回線設計手法
 - 1.5.2 干渉軽減係数
 - 1.5.3 アンテナパターン
 - 1.5.4 高次多値変調のリファレンス方式

第2章 新たな無線設備導入に関する規定方法等の検討

- 2.1 回線設計手法
- 2.2 干渉軽減係数
- 2.3 アンテナパターン
- 2.4 高次多値変調のリファレンス方式
- 2.5 他の無線システムとの共用条件の検討

第3章 技術的条件

- 3.1 11/15/18GHz 帯固定通信システムの技術的条件
 - 3.1.1 一般的条件
 - 3.1.2 無線設備の技術的条件
- 3.2 測定方法
- 3.3 将来の技術的条件の見直し等
 - 3.3.1 システム利用ニーズと課題
 - 3.3.2 今後の期待される技術および制度

- V. 検討結果

情報通信審議会 情報通信技術分科会 陸上無線通信委員会
基幹系無線システム作業班 構成員

I. 検討事項

情報通信審議会 情報通信技術分科会 陸上無線通信委員会(以下「委員会」という。)は、情報通信審議会諮問第 2033 号「業務用陸上無線通信の高度化等に関する技術的条件」のうち「11/15/18GHz 帯固定通信システムの高度化に係る技術的条件」について検討を行った。

II. 委員会及び作業班の構成

委員会の構成員は別表1のとおりである。

検討の促進を図るため、委員会の下に「基幹系無線システム作業班」(以下「作業班」という。)を設置し、11/15/18GHz 帯固定通信システムの高度化等に係る技術的条件に関する調査を行った。

作業班の構成員は別表2のとおりである。

III. 検討経過

1 委員会における検討

① 第 60 回(令和2年9月9日～9月 14 日:メール審議)

「11/15/18GHz 帯固定通信システムの高度化に係る技術的条件」に関し、委員会の運営方針について検討を行ったほか、検討の促進を図るため、作業班を設置することとした。

② 第 62 回(令和2年 12 月上旬～中旬:メール審議) [予定]

「11/15/18GHz 帯固定通信システムの高度化に係る技術的条件」の検討及び意見募集を行う委員会報告(案)のとりまとめを行った。(予定)

③ 第 64 回(令和2年2月上旬) [予定]

パブリックコメントの結果を踏まえ、提出された意見に対する考え方及び委員会報告を取りまとめた。(予定)

2 作業班における検討

① 第1回(令和2年9月 28 日)

11/15/18GHz 帯固定通信システムの高度化に係る技術的条件の検討開始に係る経緯、作業班の運営方針及び電波産業会「固定系無線将来展望調査研究会」の概要報告について説明が行われた。また、固定通信システムの国内外の動向等について説明が行われ、今後の検討の進め方について意見交換等が行われた。

② 第2回(令和2年 10 月 28 日)

11/15/18GHz 帯固定通信システムの高度化に係る技術的条件について、我が国と ETSI 規格を含む国際規格との比較及び問題点の洗い出しと対処方針の検討を行った。

③ 第3回(令和2年11月25日) [予定]

第2回作業班における構成員からの技術基準の見直し案を踏まえ、回線設計手法、干渉軽減計数（IRF）、アンテナパターン及び多値変調におけるリファレンス方式に関する技術的条件について検討を行った。また、他の無線システムとの周波数共用条件について確認を行った。これらを踏まえ、作業班報告書（案）について取りまとめた。（予定）

④ 第4回(令和2年1月XX日) [予定]

作業班報告書を策定した。（予定）

IV. 検討概要

第1章 11/15/18GHz 帯固定通信システムの動向

1.1 検討の背景

我が国におけるマイクロ波帯の固定通信システムは、昭和 28 年(1953 年)の日本放送協会による東京－名古屋－大阪間を結ぶ4GHz 帯テレビジョン放送中継回線の開設や昭和 29 年(1954 年)の日本電信電話公社(現在の日本電信電話株式会社、NTT)による東京－名古屋－大阪間を結ぶ4GHz 帯公衆通信用中継回線の開設以来、電気通信業務用や自営業用等の基幹ネットワークとして使用されてきた。利用が開始されて以降、市外電話やテレビジョン放送の拡大等に伴う伝送容量への需要の増加に対応するため、新たな周波数帯の割当てやデジタル化による大容量伝送方式の導入等が進められ、1990 年代までに多数の固定通信システムが無線中継回線として全国に整備され、社会インフラを構成する主要技術として重要な位置を占めてきた。

近年では通信需要の増大に伴う大容量伝送への要望に対応するため、通信回線の高速化・大容量化に向けた取組が進められてきた。1970 年代にはメタルケーブルに代わる通信媒体として光ファイバーの実用化に向けた開発が本格化し、昭和 60 年(1985 年)には日本電信電話公社が日本縦貫の光ファイバー伝送路を構築した。その後も現在に至るまで、光ファイバーの更なる高速化・大容量化に向けた研究開発とともにネットワークの光ファイバー化が進められてきている。

固定通信システムにおいても一部回線が光ファイバーへ置き換えられているが、柔軟な回線構築が容易等といった特長を活かし、多数の無線中継回線として全国の社会インフラを構成する主要技術として引き続き重要な位置を占めている。特に、光ファイバーの敷設が困難な場所等における補完や移動通信システム基地局等のネットワークを高密度で設置するためのエントランス回線として無線システムへのニーズは増加している。また、平成 23 年(2011 年)3月の東日本大震災では多くの光ファイバー網が寸断されたため、移動通信システム基地局のエントランス回線の復旧や避難所等までのネットワーク構築に用いられた。このように、光ファイバーよりも迅速にネットワーク構築が可能である特性により、災害発生時等におけるネットワーク復旧や移動通信システムの迅速なエリア展開を支える地上系無線として、固定通信システムが利用されている。また、海外においても同様に光ファイバーの設置が困難な条件等に対応するため、固定通信システムが利用されているところである。

固定通信システムのうち、11/15/18GHz 帯について、国内及び海外において需要があるものの、海外で広く利用されるグローバル規格と我が国の規格が異なっている。国内外のベンダーが我が国規格とグローバル規格に合わせた設備をそれぞれ、設計・製造を行う非効率な状況となっている。従って、我が国の無線通信技術の競争力強化の観点から、我が国の規格とグローバル規格との整合を図るとともに、グローバル規格に準拠した高性能な無線設備の利用を可能とすることが望まれている。

本件は上記のような情勢を踏まえ、11/15/18GHz 帯固定通信システムの高速化や長延化のため、我が国の規格とグローバル規格との整合性を図り、高性能な無線設備の利用に必

要な技術的条件の検討を行うものである。

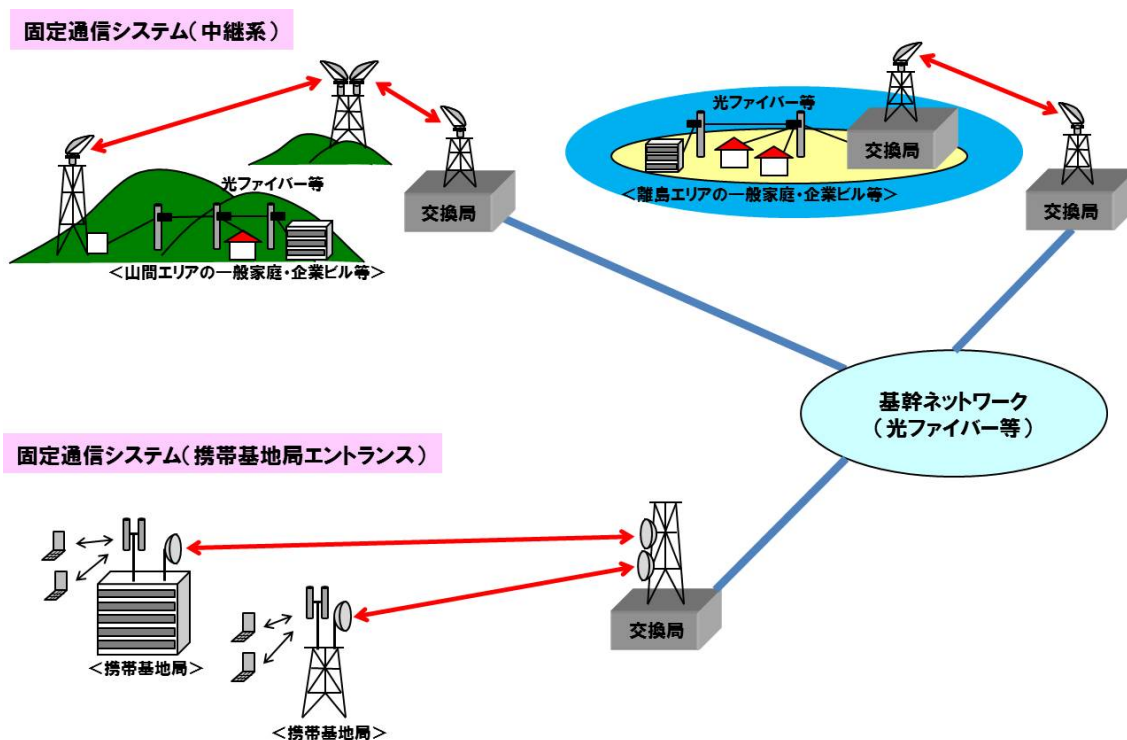


図 1-1 基幹系無線システムの展開イメージ

1.2 11/15/18GHz 帯固定通信システムに係るこれまでの検討

昭和 44 年(1969 年)にデジタル方式による固定通信システムが導入されて以降、変調方式の多値化等によって伝送容量の大容量化の制度整備が進められてきた。その際に、回路技術の高度化の検討が行われ、1990 年代後半に変復調回路について、アナログ回路からデジタル処理を行う LSI 化の制度化がされたことにより、機器の製造コストの低減や低消費電力化が実現された。

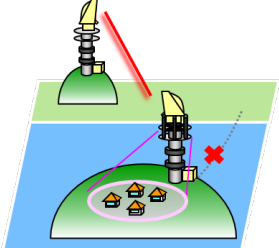
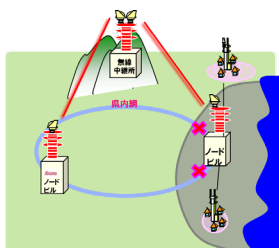
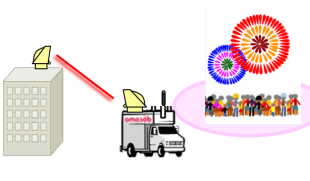
平成 25 年(2013 年)5月に、業務用陸上無線通信の高度化等に関する技術的条件について、情報通信審議会に諮問された(諮問第 2033 号)。このうち基幹系無線システムの高度化等に係る技術的条件については、「ギガビットクラスの伝送を目標とした伝送容量の大容量化」と「利便性と信頼性を両立させる無線システム運用面・制度面の見直し」を観点としたうえで、検討を開始された。

平成 26 年(2014 年)5月に基幹系無線システムの高度化等に係る技術的条件として、11GHz 帯以上の各周波数帯システムについての一部答申がなされた。技術的条件として、高次多値変調技術や適応変調方式の導入を行い、伝送容量の増加等高度化及び周波数利用効率の向上を行った。

1.3 11/15/18GHz 帯固定通信システムの現状と新たなニーズ

11/15/18GHz 帯は固定通信システム用として利用されている周波数帯の中でも特に無線局数が多く、大きく分けて 3 つの用途として利用されている(表 1-1)。

表1-1

用途	エントランス回線	長距離中継固定マイクロ	災害対策用
概要	<p>・基地局のエントランス回線として活用 -光ファイバー敷設困難な場所 -伝送路冗長化による信頼性向上</p> 	<p>・中継系伝送路の回線として活用 -光ファイバー敷設困難な場所 -伝送路冗長化による信頼性向上</p> 	<p>・イベントおよび災害発生に車載基地局のエントランス回線等に利用</p> 
周波数	6GHz帯、6.5GHz帯、7.5GHz帯、 11GHz帯、15GHz帯、18GHz帯 、22GHz帯、80GHz帯	6GHz帯、 11GHz帯、15GHz帯	5GHz帯、 11GHz帯、15GHz帯、18GHz帯 、80GHz帯
伝送速度	150Mbps程度（1システムあたり）	150Mbps程度（1システムあたり）	5GHz帯：7～100 Mbps程度 80GHz帯：1～3 Gbps程度 11GHz～18GHz帯：150Mbps程度
伝送距離	2km～20km程度	30km程度	5GHz帯：100m～30km程度 80GHz帯：200m～4 km程度 11GHz～18GHz帯：2km～15km程度

エントランス回線は、主に光ファイバー敷設が困難な場所での通信確保に加え、伝送路冗長化による通信回線の信頼性向上の役割を担っている。長距離中継固定マイクロは、電話等の中継用伝送路の回線として活用されており、エントランス回線と同様に光ファイバー敷設が困難な場所での通信確保に加え、伝送路冗長化による通信回線の信頼性向上を目的として用いられている。災害対策用途としては、イベントや災害発生時の車載基地局のエントランス回線等としての利用が主であり、移動可能かつ迅速な一時回線構築として非常に重要な役割を担っている。11/15/18GHz 帯における伝送速度は、各用途共有で 1 システムあたり 150Mbps 程度であり、移動体通信を目的とした 3.9G 及び 4G におけるキャリアアグリゲーションや今後の 5G 及び Beyond 5G での利用を見据えると、更なる伝送容量の増大が求められる。

平成 25 年(2014 年)の情報通信審議会において議論・審議され、平成 30 年(2018 年)の電波法関係省令の改正等により国内導入可能となった高次多値変調や偏波多重、適応変調等への対応は、上記の高速大容量・高信頼性という需要にマッチしており、3.9G 及び 4G 利用としては下記ユースケースを想定して「既存装置の更改」及び「新規構築」が行われていく見通しである。

- 光構築不可エリアのエリア拡大
- 重要基地局伝送路の経路分散
- 臨時回線での利用
- 既存装置の EOL 対応

更に、昨今の通信業界を取り巻く環境として、平成 30 年度の情報通信審議会新世代モバイルシステム委員会で技術的条件が取りまとめられた 5G への通信世代の切り替えが求められており、5G 及び Beyond 5G での利用についても、ギガビット級の大容量回線や高信頼性

の観点で引き続き重要なインフラとなり得ると考えられる。

このような状況の中で 11/15/18GHz 帯固定通信システムに求められる事項としては、大容量・高信頼の最新技術を備えていることに加え、既存のエントランス回線等の大容量化に伴う設備改修が求められていることから、低価格な装置の導入が望まれる。海外では、欧州の ETSI 規格等に準拠した装置が多数存在しており(図1-1)、それらの装置を国内で導入するためには、既存の回線品質を維持したまま国内の現行制度をグローバル基準と整合性を取っていくことが必要である。これにより、最新技術を備えかつ低価格の装置をスムーズに導入する事が可能となることが期待される。

固定無線システムの成長(欧州)

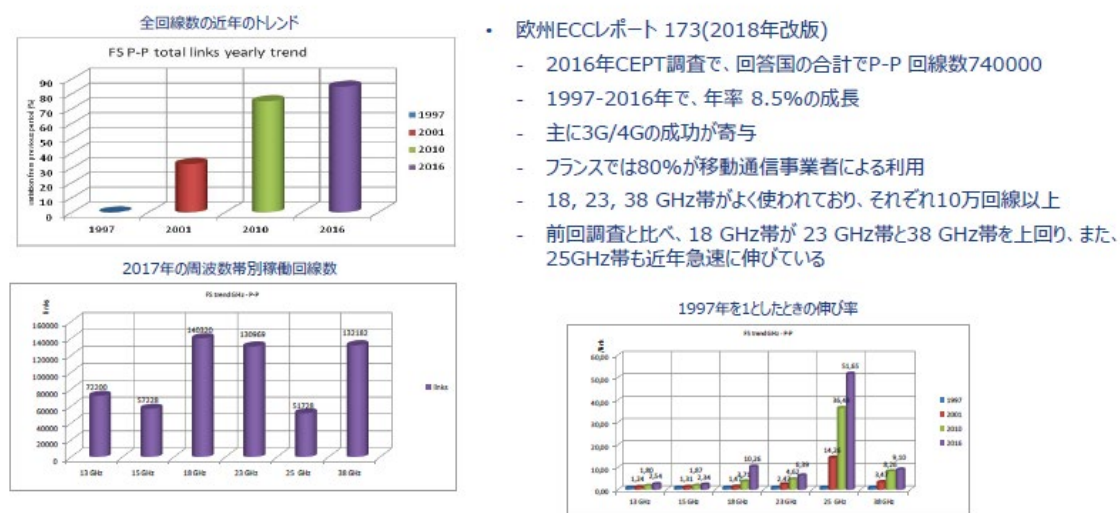


図1-2 固定無線システムの成長

1.4 11/15/18GHz 帯固定通信システムに係る外国の規制動向

本章では、欧米における 11/15/18GHz 帯固定通信システムに関する無線規制について概略を紹介する。各地域の割当は表1-2の通りである。

表1-2固定通信システムへの割当周波数

周波数帯	日本	米国	欧州
11GHz	10.7-11.7 GHz	10.7-11.7 GHz	10.7-11.7 GHz
15GHz	14.4-15.35 GHz	なし	14.5-14.62 GHz 15.23-15.35 GHz
18GHz	17.7-18.72 GHz 19.22-19.7 GHz	17.7-19.7 GHz	17.7-19.7 GHz

米国においては、連邦規則(Title 47 of the Code of Federal Regulations, Part 101)において固定マイクロ波の規制が FCC により制定されており、周波数帯の割当てやチャンネル配置、空中線電力や不要輻射の要件が規定されている。

欧州においては各周波数帯ごとのチャンネル配置等が CEPT により勧告化されており、11/15/18 GHz 帯については、ERC/REC12-06、ERC/REC12-07 および ERC/REC12-03 で勧告されている。技術標準としては、RE 指令 2014/53/EU に基づき、欧州標準規格である EN 302 217 が ETSI により規定されている。EN 302 217 においては、無線機器の技術的基準が詳細に定められており、その概要を表 1-3 にまとめる。

表 1-3 EN 302 217 における送受信機の技術的条件概要

空中線電力許容偏差	要件
空中線電力許容偏差	+/-2 dB
周波数偏差	+/-15 ppm
占有帯域幅	規定なし
スペクトルマスク	周波数帯および spectrum efficiency class と呼ばれる周波数利用効率の異なるシステムごとに規定
スプリアス輻射	ITU-R 勧告 SM.329 Category B 相当
アンテナ利得	複数の RPE(radiation pattern envelope)クラス(1~4)が規定されておりサイドローブ(離隔 5 度以上)の抑圧を規定している。
受信感度	各送信レート(変調、CS)において BER=10 ⁻⁶ , 10 ⁻⁸ , 10 ⁻¹⁰ を満たす受信電力が規定される
受信機選択度	同一チャンネル、隣接チャンネル、次隣接チャンネル選択度が規定される。不要波は希望波と同じシステムとし同帯域幅とし、各送信レート(変調、CS)で、EN 302 217-2 に規定の C/I において BER=10 ⁻⁶ の受信機感度の劣化が 1dB(3dB)以内に収まること。
受信機ブロッキング/ スプリアスレスポンス	各送信レート(変調、CS)において、スプリアス領域で CW 干渉波+30dB で、BER=10 ⁻⁶ の受信機感度の劣化が 1dB 以内に収まること。(ただし CS 14MHz 以下の場合には 5xCS までは+20dB)
受信機スプリアス輻射	いわゆる副次発射で、送信スプリアスと同様の条件を満たす事
IRF	規定なし

表 1-2 に示した通り、各地域の周波数割当は概ね同様であるが、チャンネル間隔や送受の周波数差(デュプレックス間隔)は様々であり同一地域でも複数のシステムが導入されている。

ただし、欧州規格は無線機送受部の不要輻射等、他地域より厳しい条件となっており、無線送受信機に関してはメーカーが欧州基準に適合するようにグローバルスタンダード製品の開発をしており、それをもとに、米国やそれ以外の地域にも展開をしている。

欧州においては標準規格を満たす事により製品導入が保証されている一方、我が国においては、無線機器の技術的条件とは別に、電波法関係審査基準において干渉軽減係数(IRF)や雑音指数(NF)といった、日本市場独自の要件が規定されている。特に IRF については干渉

相手側システムのパラメータが非公開なために、製品開発設計の支障となっており、送受信が分離された欧州規格のように、相手側に依存しない規定が望ましい。雑音指数については、欧米規格では受信復調部の総合的な指標である受信感度規定が導入されており、総合的な性能は担保しつつ受信回路設計の自由度が高められている。様々な周波数に対応しなければならないグローバルスタンダード製品では受信受動回路部が複雑化しており、雑音指数は単一周波数製品からの劣化が考えられるため総合的な指標による規定が望ましい。

1.5 11/15/18GHz 帯固定通信システムの現行基準における課題

1.5.1 回線設計手法

現行の電波法関係審査基準では、固定通信システムの回線設計の手法として NF(雑音指数)、所要 C/N が個別の規定値として定められている。(これは従来の固定通信システムの回線設計においては、通信の安定性確保の観点から、干渉検討等を厳しく行うことを重要視し、このような規定となっている。)一方、欧米では回線設計に受信機全体の性能を示す「受信感度」の規定が用いられている。近年のベースバンド装置には強力な誤り訂正機能が具備されており、仮にアナログ部の NF が高くてもデジタル処理により所要 C/N の改善されることで、受信性能全体の向上が可能である。そのため、海外向け装置では NF 自体を直接測定可能な装置構成になっておらず、日本国内向けの装置は NF 測定用の専用ポートが必要になる等、独自開発が必要となりコスト増大につながるという課題がある。

更に、グローバル規格の装置を含む最近のマイクロ装置では、技術の進歩により低 NF 化や低所要 C/N 化が実現されているものがある。例えば、国内基準の所要 C/N は、ETSI 基準(参考値)よりも 2~7.5dB 程度緩い規定となっている。具体的には、ETSI TR 101 854 (V.2.1.1) Annex D に TS 302 217-2 の RSL(receiver input signal level)を導出する際に使われた C/N の参考値が記載されており、64AM で 20.5-26 dB となっている。現行の電波法関係審査基準では BER=10⁻⁴ で C/N=26dB であり、BER 特性曲線の傾きから、BER=10⁻⁴ と 10⁻⁶ 点でおおよそ 2dB の差分があるため、電波法関係審査基準と ETSI 規格の差分は約 2~7.5dB があると言える。

これらの恩恵により従来装置に比べて、ルート長延化や多値化数を上げる等のメリットが考えられるが、現行の国内の回線設計手法では、NF、所要 C/N が規定値(固定値)として扱われて干渉計算が行われるために、装置性能が良いにもかかわらずルート長延化や多値化数を上げる等が許容されていないという課題がある。そのため、技術の進歩を含んだ無線装置の能力を十分に活かすために、新たな回線設計法の検討・整備が必要である。

1.5.2 干渉軽減係数

干渉軽減係数(IRF)は送信／受信双方のフィルタ特性を用いて算出している。しかし、既存システムの送信／受信のフィルタ特性は非公開であるため、無線設備の設計時に IRF を確認することができない課題がある。

ETSI 規格に準拠グローバル規格の製品を日本に導入する場合、現行の電波法関係審査基準の IRF 値を満足する必要がある。その際にフィルタ係数の調整やクロック周波数を変更する必要があり、また、100MHz 離調対応のため周波数チャンネル毎のハードウェアの変更が必要になる場合がある。

現行の電波法関係審査基準の IRF 値を前提とした場合、クロック周波数に制限が生じる。そのため、同じ帯域幅(CS)にもかかわらず、グローバル機器において実現されている高速通信の恩恵を受けることができない。電波法関係審査基準において、既に改正されているクロック周波数の上限撤廃のメリットが活かされていない。

さらに、現行の電波法関係審査基準において、あるひとつの占有周波通帯幅の IRF を確認しようとする、IRF 表が複数に分かれ纏まりがなく、また規定の必要がない離調周波数に IRF 値の記載があり煩雑となっていて、周波数配列においては、希望波と妨害波の関係になる離調周波数に IRF 値の記載がないなどの課題がある。

1.5.3 アンテナパターン

アンテナパターンに係る現行の電波法関係審査基準では、他の固定通信システムと同様に絶対利得の上限値となるアンテナパターンと送信空中線の等価等方輻射電力による制限値とされている。

一方、ETSI 規格では、利用周波数により、絶対利得による制限値となるアンテナパターンのみを規定しており、また、干渉程度によるアンテナパターンの使用を4段階の”class”に分けている。本検討では、国内の固定通信によるネットワークの利用状況等を考慮し、高密度で無線ネットワークを展開するために、干渉の可能性が非常に高いネットワークに使用する空中線として規定されている ETSI 規格の”class3”と比較検討を行った。

(1) 現行基準のアンテナパターン

アンテナパターンとしては、11/15GHz 帯では、表1-4および表1-5、18GHz 帯は、空中線利得の範囲にて分けられ、表1-6および表1-7として規定されている。

表1-4 11GHz 帯アンテナパターン

空中線の放射角	絶対利得の最大値 (dBi)
$0^\circ \leq \theta < 2.5^\circ$	$52.5 - 4.88 \theta$
$2.5^\circ \leq \theta < 48^\circ$	$32.0 - 25.0 \log \theta$
$48^\circ \leq \theta$	-10

表1-5 15GHz 帯アンテナパターン

空中線の放射角	絶対利得の最大値(dBi)
$0^\circ \leq \theta < 2.5^\circ$	$54.88 - 5.248 \theta$
$2.5^\circ \leq \theta < 48^\circ$	$32 - 25 \log \theta$
$48^\circ \leq \theta$	-10

表1-6 18GHz 帯アンテナパターン(20.0dBi を超え 40.3dBi 以下の場合)

空中線の放射角	絶対利得の最大値(dBi)
$0 \leq \theta \leq \theta_q$	$G_{max} - 2.2 \times 10^{-3} [(10^{(G_{max}-8.4)/20}) \times \theta]^2$
$\theta_q < \theta \leq \theta_r$	$2 + 15 \log(10^{(G_{max}-8.4)/20})$
$\theta_r < \theta \leq \theta_s$	$43 - 4 \log(10^{(G_{max}-8.4)/20}) - 20 \log(\theta)$
$\theta_s < \theta \leq \theta_t$	3
$\theta_t < \theta \leq 90$	$3 - 0.0075 (\theta - (97.5 - G_{max}))^2$
$90 < \theta \leq 180$	$10 - 10 \log(10^{(G_{max}-8.4)/20})$

$$\theta_q = 21.2 / (10^{(G_{max}-8.4)/20}) * \text{SQRT}[G_{max} - [2 + 15 * \log(10^{(G_{max}-8.4)/20})]]$$

$$\theta_r = 10(2.12 - \log(10^{(G_{max}-8.4)/20}))$$

$$\theta_s = 10(2.05 - 0.25 \log(10^{(G_{max}-8.4)/20}))$$

$$\theta_t = 97.5 - G_{max}$$

表1-7 18GHz 帯アンテナパターン(40.3dBi を超え 46.3dBi 以下の場合)

空中線の放射角	絶対利得の最大値(dBi)
$0 \leq \theta \leq \theta_q$	$G_{max} - 2 * 10^{-3} * [10^{(G_{max}-8.4)/20} * \theta]^2$
$\theta_q < \theta \leq \theta_r$	$2 + 15 \log(10^{(G_{max}-8.4)/20})$
$\theta_r < \theta \leq \theta_s$	$43 - 4 \log(10^{(G_{max}-8.4)/20}) - (6.2 + 2 * G_{max} / 5) \log(\theta)$
$\theta_s < \theta \leq \theta_t$	$15.83 - G_{max} / 3$
$\theta_t < \theta \leq \theta_u$	$15.83 - G_{max} / 3 - (0.02675 - 0.0005 G_{max}) (\theta - 177.56 + 3.08 G_{max})^2$
$\theta_u < \theta \leq 180$	$10 - 10 \log(10^{(G_{max}-8.4)/20})$

$$\theta_q = 22.5 / 10^{(G_{max}-8.4)/20} * \text{SQRT}[G_{max} - [2 + 15 * \log(10^{(G_{max}-8.4)/20})]]$$

$$\theta_r = 10[1.82 + G_{max} / 150 - \log(10^{(G_{max}-8.4)/20})]$$

$$\theta_s = 94.55 - 1.5 * G_{max}$$

$$\theta_t = 177.56 - 3.08 * G_{max}$$

$$\theta_u = 130.8 - G_{max}$$

11/15GHz 帯では最大値を算出する式中に G_{max} (送信空中線の輻射方向からの離隔に対する利得であって、 $\theta=0^\circ$ の際の値)が含まれておらず、アンテナの利得値に依存せずに放射角毎に規定されていることがわかる。

一方、18GHz 帯については利得値により規定が2つに分かれており、絶対利得の最大値を算出する式中に G_{max} が含まれていることから、利得値毎に規定が存在する事がわかる。このため、空中線利得にて、角度範囲と絶対利得の規定が異なるものとなり、複雑になって

いることがわかる

18GHz 帯にて空中線利得で 2 つに区分けされているのは、40.3dBi を超えるものはパラボラアンテナなどの開口面空中線、40.3dBi 以下は基板等を使用したパッチアンテナなどの平面空中線を想定しているためである。また、空中線利得 20dBi 未満の空中線は利用できない基準となっており、簡易な構造により、サイドローブが高くなる空中線の使用を制限している。

18GHz 帯の現行基準では、絶対利得の最大値を算出する式の中に Gamax を含んでおり、空中線の利得値毎に基準が存在してしまい、複雑になっていることが課題となっている。

(2) 海外規格(ETSI)とのアンテナパターン比較

11/15GHz 帯の現行基準と ETSI 規格を比較した結果を図1-3および図1-4に示す。

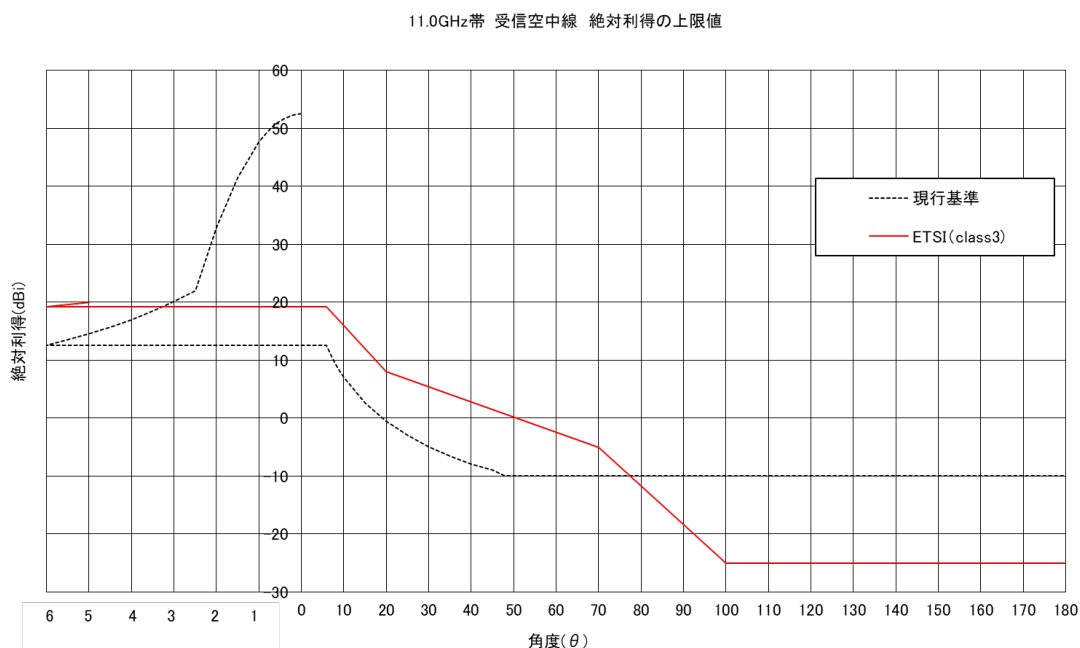


図1-3 11GHz 帯現行基準と ETSI 規格との比較

15.0GHz帯 受信空中線 絶対利得の上限値

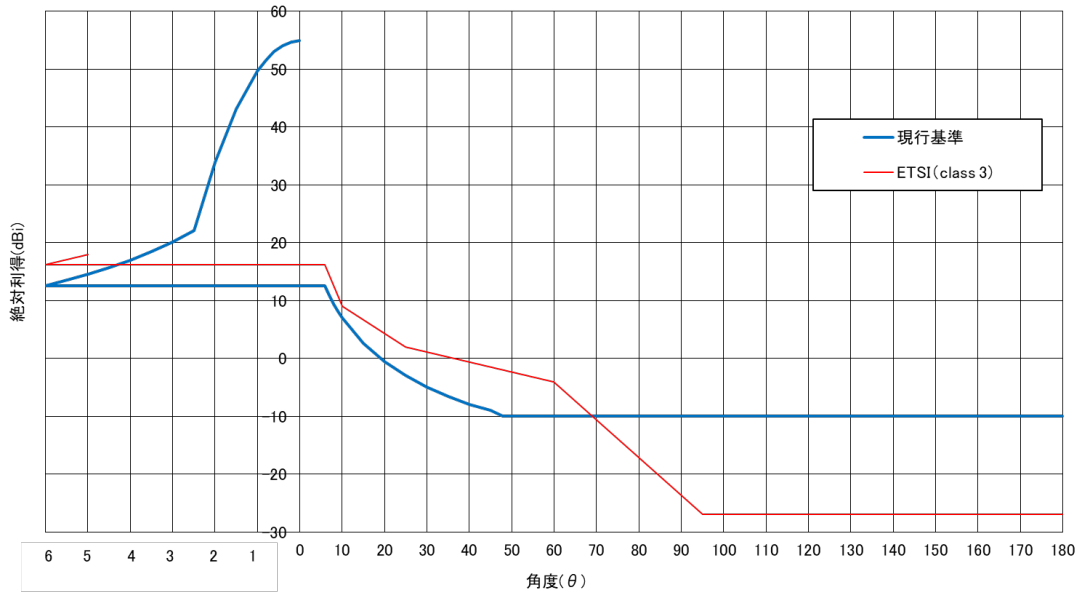


図1-4 15GHz帯現行基準とETSI規格との比較

11/15GHz帯においては、ETSI規格と比較した場合、バックローブ方向(90度以降)では、ETSI規格の方が15dB程度厳しく、サイドローブ方向(90度以内)では、現行の電波法関係審査基準の方が、最大で10dB程度厳しくなっている。このサイドローブ規格の差分は大きく、これは検討を進める上での懸念事項とされた。

また、ETSI規格に対応した空中線を国内に持ち込んで使用する場合には、開口径が大きくサイドローブ特性が良い空中線を使用する事となり、伝搬距離と送信機の定格空中線電力に見合う開口径の空中線より、高い利得の空中線を使用する事となり、送信電力を下げる等の対策を行う必要がある。

次に18GHz帯の現行基準とETSI規格を比較した結果を図1-5および図1-6に示す。

18.0GHz帯 (Gamax20dBiを超え40.3dBi以下) 絶対利得の上限値

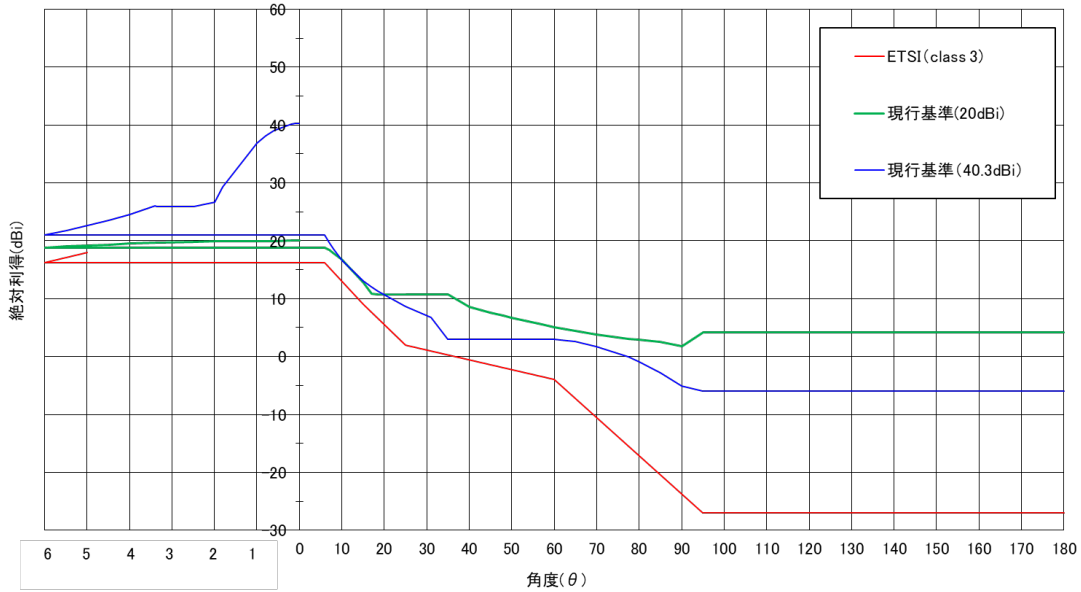


図1-5 18GHz 帯現行基準(20.0dBi を超え 40.3dBi 以下の場合)とETSI 規格との比較

18.0GHz帯 (Gamax40.3dBiを超え46.3dBi以下) 絶対利得の上限値

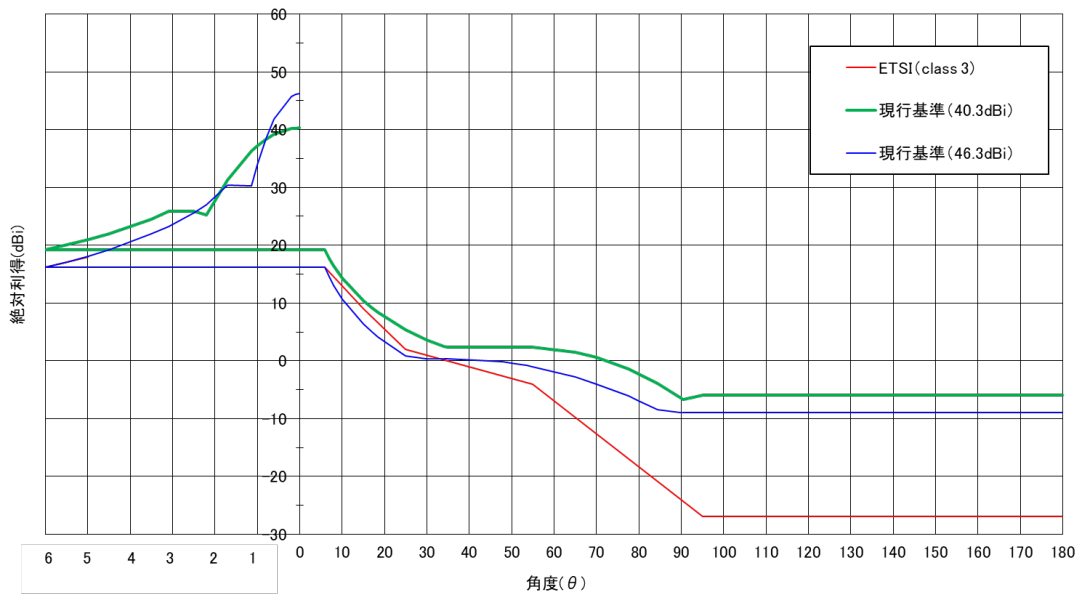


図1-6 18GHz 帯現行基準(40.3dBi を超え 46.3dBi 以下の場合)とETSI 規格との比較

18GHz 帯にて、ETSI 規格と比較した場合、空中線利得が 20dBi を超え、40.3dB 以下の場
合にて、空中線利得が上限の 46.3dBi 付近となる場合に 30 度以内で現行の電波法関係審
査基準のほうが数 dB 程度厳しくなっているが、他では ESTI 規格の方が厳しい基準となっ
ている。

(3) 現行の電波法関係基準の送信空中線の等価等方輻射電力による制限値

送信空中線の等価等方輻射電力による制限値として、11/15GHz 帯は、表1-8~11、
18GHz 帯は、表1-12として規定されている。

表1-8 11GHz 帯送信空中線の等価等方輻射電力による制限値
(4PSK 方式 5MHz)

空中線の放射角	等価等方輻射電力の上限値 (dBm)
$2.5^\circ \leq \theta < 48^\circ$	$61.0 - 25.0 \log \theta$
$48^\circ \leq \theta$	19.0

注 等価等方輻射電力の上限値は 1 キャリアあたり

表1-9 15GHz 帯送信空中線の等価等方輻射電力による制限値
(4PSK 方式 5MHz)

空中線の放射角	等価等方輻射電力の上限値 (dBm)
$2.5^\circ \leq \theta < 48^\circ$	$53.0 - 25.0 \log \theta$
$48^\circ \leq \theta$	11.0

注 等価等方輻射電力の上限値は 1 キャリアあたり

表1-10 11/15GHz 帯送信空中線の等価等方輻射電力による制限値
(4PSK 方式 18.5/36.5MHz)

空中線の放射角	等価等方輻射電力の上限値 (dBm)
$2.5^\circ \leq \theta < 48^\circ$	$57.0 - 25.0 \log \theta$
$48^\circ \leq \theta$	15.0

注 等価等方輻射電力の上限値は 1 キャリアあたり

表1-11 11/15GHz 帯送信空中線の等価等方輻射電力による制限値
(16QAM 方式 9.5/18.5/36.5/53.5MHz、8PSK 方式 72.5MHz)

空中線の放射角	等価等方輻射電力の上限値 (dBm)
$2.5^\circ \leq \theta < 48^\circ$	$53.0 - 25.0 \log \theta$
$48^\circ \leq \theta$	11.0

注 等価等方輻射電力の上限値は 1 キャリアあたり

表1-12 18GHz 帯送信空中線の等価等方輻射電力による制限値

空中線の放射角	等価等方輻射電力の上限値 (dBm)
$2.5^\circ \leq \theta < 48^\circ$	$70.0 - 20.8 \log \theta$
$48^\circ \leq \theta$	35.0

注 等価等方輻射電力の上限値は 1 キャリアあたり

1.5.4 高次多値変調のリファレンス方式

平成 26 年の情報通信審議会 情報通信技術分科会 陸上無線通信委員会において、技術的進歩に即応可能な固定通信システムの高度化のための技術的条件について審議がなされた。当該審議会において、伝送容量の増大を図るために高次の多値変調方式(例: 256QAM 以上)に対応可能な規格の見直しを行った結果、当該多値数は特段規定せずに、現行の各無線周波数帯のチャンネル幅において最高次の変調方式の規格を超える多値数を設定でき、かつ無線回線状態に応じて低次の多値数(QPSK 等)に対応可能な規格とするように適応変調方式を導入することが適当との結論が得られた。また、適応変調方式を導入する場合、回線品質が変動することを考慮し、所要回線品質を定義するための変調多値数(リファレンス多値数)を規定することが適当であるとの答申がなされた(図1-7)。

「高次多値変調方式」あるいは相当の方式を適用する固定局において適応変調を適用する場合には、変調多値数が変動し回線品質が変化することになるため、あらかじめ所要回線品質を定義するための変調多値数(リファレンス多値数)を規定することが適当である。このリファレンス多値数については「現行規格の最高次の変調方式」を適用し、「高次多値変調方式におけるリファレンス」として定義することが望ましい。

図 1-7 高次多値変調方式の技術的条件(回線品質) 平成 26 年 情報通信審議会 情報通信技術分科会 陸上無線通信委員会報告「業務用陸上無線通信の高度化等に関する技術的条件」のうち、「基幹系無線システムの高度化等に係る技術的条件」より抜粋

しかしながら、現行の電波法関係審査基準においては、当該リファレンス多値数に関する明確な規定がないことから、干渉計算の際に以下の2点について課題が生じている。

① 「高次多値変調方式におけるリファレンス」におけるリファレンス多値数の選定ルールについて明確化するべき

平成 26 年の情報通信審議会においては、11/15/18GHz 帯において高次多値変調方式として定義された方式は、36.5MHz(64QAM)方式のみであった。そのため、情報通信審議会においては「現行規格の最高次の変調方式」は 64QAM であり、リファレンス多値数は 64QAM であった。一方で、電波法関係審査基準を規定する過程において、高次多値変調方式は、表 1-13 に示す全ての伝送方式に適用する形で規定されており、これは情報通信審議会の答申内容と齟齬が生じている。

表1-13 11/15/18GHz 帯の適用伝送方式

	周波数帯	占有周波数帯幅の許容値	標準的な変調方式
①	11/15GHz 帯	5MHz	4 相位相変調方式 (4PSK)
②		9.5MHz	16 値直交振幅変調方式 (16QAM)
③		18.5MHz	4 相位相変調方式 (4PSK)
④			16 値直交振幅変調方式 (16QAM)
⑤		36.5MHz	4 相位相変調方式 (4PSK)
⑥			64 値直交振幅変調方式 (64QAM)
⑦		53.5MHz	16 値直交振幅変調方式 (16QAM)
⑧		72.5MHz	8 相位相変調方式 (8PSK)
⑨	18GHz 帯	18.5MHz	4 相位相変調方式 (4PSK)
⑩		36.5MHz	64 値直交振幅変調方式 (64QAM)

② リファレンス多値数として、「現行規格の最高次の変調方式」以外を適用したい要望があること

リファレンス多値数として、「現行規格の最高次の変調方式」以外を適用する具体的な用途として、最高次よりも低次の変調方式をリファレンス多値数とすることから、干渉耐性が高い環境での運用が想定される。つまり、適応変調機能を実装した装置において、最高次の変調方式より低次の変調方式をリファレンスに変更することにより、柔軟な運用が期待できる。

例えば、適応変調非対応の装置を用いたルートにおいて、装置更改を行う際、装置実装としては 64QAM/16QAM を含む適用変調に対応するものの、表 1-13 の変調方式ではなく、本ルートにおける通信距離で回線不稼働率を満足させるために通常 4PSK で運用する(図1-8)。但し、晴天時等はリファレンス(4PSK)より高次の運用可能性がある。

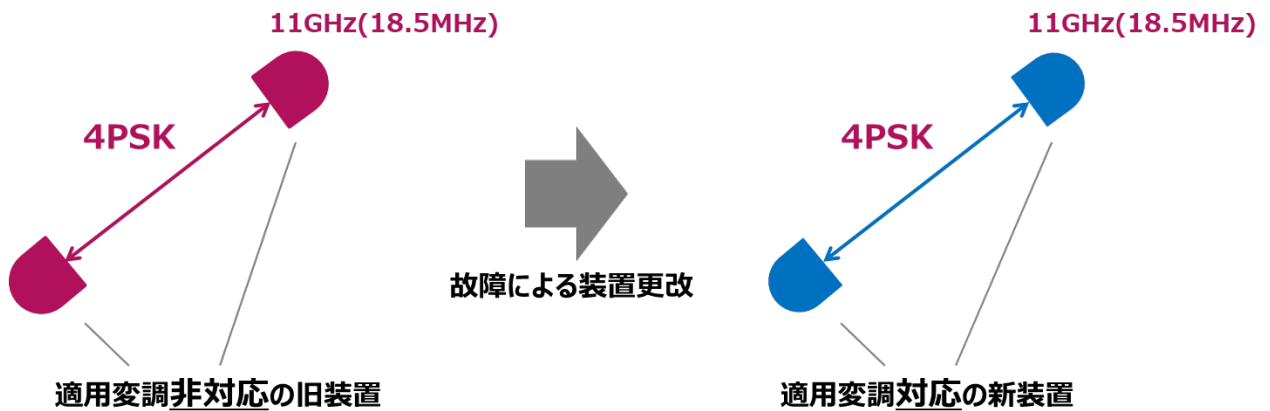


図1-8 低次の変調方式を行うユースケース

しかしながら、低次の変調方式をリファレンス多値数に設定した場合、審査基準に規定される所要 C/N、被干渉の C/I の許容値に関する扱いを整理する必要がある。

適用される周波数配置は占有周波数幅の許容値と標準的な変調方式の組合せで規定されるため、使用可能な周波数配置を特定するためには、占有周波数帯幅の許容値と標準的な変調方式の情報が必要である。その上で、免許申請と干渉調整の変調方式の整理が必要となる。

第2章 新たな無線設備導入に関する規定方法等の検討

2.1 回線設計手法

現行の電波法関係審査基準には、図2-1の通り雑音指数(NF)及び所要 C/N が規定されている。実際の受信特性には RF 部、ベースバンドを含めた受信機全体の性能が影響するが、1.5.1 節で記載通り、現行の審査基準には NF 及び所要 C/N が個別に規定されており、受信機全体の性能が良いにも関わらず NF 及び所要 C/N の個別規定を満足しない装置は国内導入ができないという課題がある。加えて、主に海外向けの完成製品において NF や所要 C/N を直接測定することは、装置構成上困難な場合があるという課題も指摘されている。

周波数帯	占有周波数帯幅の許容値	標準的な変調方式	等価雑音帯域幅	雑音指数
11、15 GHz 帯	5MHz	4PSK	4.5MHz 以下	5dB 以下
	9.5MHz	16QAM	9.0MHz 以下	5dB 以下
	18.5MHz	4PSK	17.5MHz 以下	5dB 以下
		16QAM	17.5MHz 以下	5dB 以下
	36.5MHz	4PSK	34.5MHz 以下	5dB 以下
		64QAM	34.5MHz 以下	5dB 以下
	53.5MHz	16QAM	51.0MHz 以下	5dB 以下
72.5MHz 注	8PSK	69.0MHz 以下	5dB 以下	

C/N ₀ : 符号誤り率=1×10 ⁻⁴ の場合における所要 C/N(dB)	
64QAM: 26.0(dB)	16QAM: 21.0(dB)
8PSK: 20.1(dB)	4PSK: 14.8(dB)

別紙(5)-2 ア(4)D (表3 等価雑音帯域幅及び雑音指数)

別紙(5)-2 ア(4)D 区間瞬断率Yiの計算

図2-1 雑音指数(NF)及び所要 C/N の現行規定

欧州の ETSI 規格では、NF と所要 C/N を含む受信機全体の性能を評価する指標としてビット誤り率(BER)基準を満足する「受信感度」の規定が設けられている。受信感度を満たすために NF 及び所要 C/N の配分は任意とできることから、より柔軟な設計が可能である。

以上のことから、NF と所要 C/N を個別に規定するのではなく、総合的な受信性能指標である「受信感度」を国内でも導入することで、既存の回線品質を維持しつつより柔軟な装置設計が可能である。図2-2に、“10log(ボルツマン定数×温度×等価雑音帯域幅)+NF+所要 C/N”で求められる受信感度の規定案を示す。

(受信感度規定の具体例)

周波数帯	占有周波数帯幅の許容値	標準的な変調方式	所要C/N	NF	等価雑音帯域幅	受信感度規定(例)
11、15GHz帯	5MHz	4PSK	14.8dB	5dB以下	4.5MHz以下	-87.4dBm以下
	9.5MHz	16QAM	21.0dB	5dB以下	9.0MHz以下	-78.2dBm以下
	18.5MHz	4PSK	14.8dB	5dB以下	17.5MHz以下	-81.5dBm以下
		16QAM	21.0dB	5dB以下	17.5MHz以下	-75.3dBm以下
	36.5MHz	4PSK	14.8dB	5dB以下	34.5MHz以下	-78.6dBm以下
		64QAM	26.0dB	5dB以下	34.5MHz以下	-67.4dBm以下
	53.5MHz	16QAM	21.0dB	5dB以下	51.0MHz以下	-70.7dBm以下
72.5MHz	8PSK	20.1dB	5dB以下	69.0MHz以下	-70.3dBm以下	
18GHz帯	18.5MHz	4PSK	14.8dB	8dB以下	16.5MHz以下	-78.8dBm以下
	36.5MHz	64QAM	26.0dB	5dB以下	34.5MHz以下	-67.4dBm以下

受信感度 = 10log(ボルツマン定数×温度×等価雑音帯域幅)+NF+所要C/N から算出

図2-2 受信感度の規定案

一方、国内の回線設計においては、回線不稼働率の算出に NF と所要 C/N の値が必要で

ある。そのため、ETSI規格との整合性(つまり、受信感度規定の導入)を図りつつ回線不稼働率算出のための課題解消を同時に実現するため、「受信感度の実測値から当該装置のNF及び所要C/Nの値を逆算し、干渉計算を実施する際にルート毎に提出すること」が提案された。これにより、既存の回線設計方法を踏襲しつつ、回線品質を維持したまま装置設計の自由度が向上させることが可能となる。さらに、装置の実力値(規定値よりも良いNF, 所要C/N)で干渉計算が可能となるため、運用可能性も向上することが期待される。図2-3に受信感度の実力値から逆算した所要C/N及びNFを使う場合の効果の計算例を示す。ここに示される通り、所要C/N及びNFが改善したとき、電波法関係審査基準の回線不稼働率を満足するための距離が改善(延伸)する効果が期待できる(受信入力判定は別途要確認)。また、所要C/N+NFが同じ値でも、距離延伸のためにはNFの改善より所要C/Nの寄与が大きいことが分かる(熱雑音ネックのため)。そのため、干渉計算の際は、NFは設計値、所要C/NはNFの設計値と受信感度実測から求められる値を提出することが望ましいと考えられる。

	所要C/N+NF	所要C/N	NF	距離
現行は固定	31 dB	26 dB	5 dB	18.8 km
	30 dB	26 dB	4 dB	19.9 km
	30 dB	25 dB	5 dB	20.4 km
	29 dB	26 dB	3 dB	21.1 km
	29 dB	25 dB	4 dB	21.7 km
	29 dB	24 dB	5 dB	22.1 km

図2-3 特定の装置パラメータを用いた時の11GHz帯36.5MHz(64QAM)の一例

2.2 干渉軽減係数

(1) 送信信号特性・受信フィルタチェーン特性

送信信号特性と受信フィルタチェーン特性を参照値として新たに設け、無線設備設計時の設計ターゲットとする。11/15/18GHz帯において、共通の特性とする。

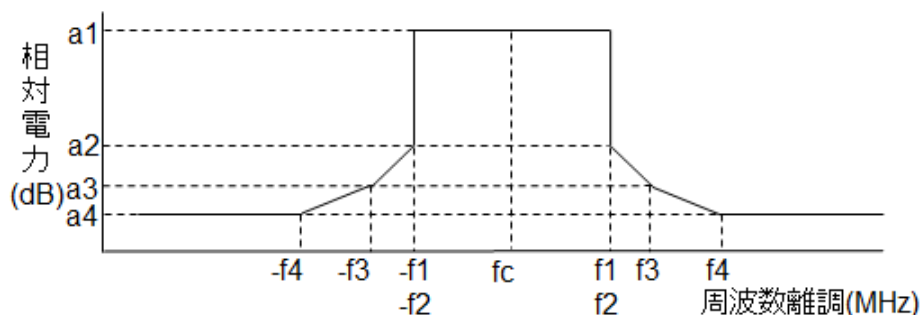


図2-4 送信信号特性

表2-1 送信信号特性基準値

周波数帯	チャンネル幅	f1 (MHz)	f2 (MHz)	f3 (MHz)	f4 (MHz)
		a1 (dB)	a2 (dB)	a3 (dB)	a4 (dB)
11、15GHz 帯	5MHz	2.5 0.0	2.5 -16.0	2.6 -36.0	10.0 -55.0
	10MHz	5.0 0.0	5.0 -36.0	- -	18.5 -55.0
	20MHz	10.0 0.0	10.0 -36.0	- -	36.0 -55.0
	40MHz (QPSK)	20.0 0.0	20.0 -36.0	- -	70.5 -55.0
	40MHz (64QAM)	20.0 0.0	20.0 -40.0	- -	70.5 -55.0
	60MHz	30.0 0.0	30.0 -36.0	- -	103.5 -55.0
	80MHz	40.0 0.0	40.0 -36.0	- -	140.0 -55.0
18GHz 帯	20MHz	10.0 0.0	10.0 -36.0	- -	36.0 -55.0
	40MHz (64QAM)	20.0 0.0	20.0 -40.0	- -	70.5 -55.0

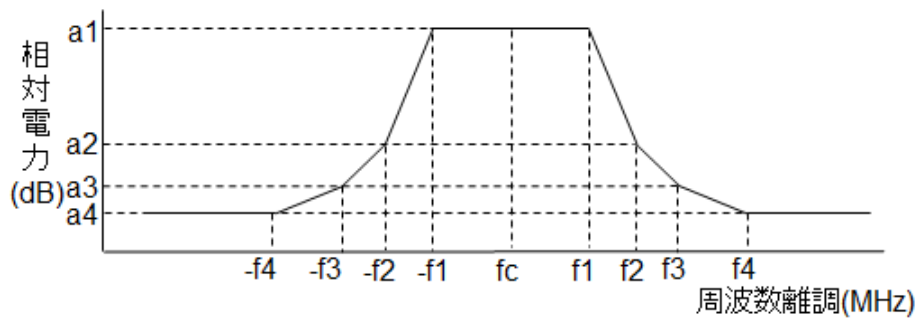


図2-5 受信フィルタチェーン特性

表2-2 受信フィルタチェーン特性基準値

	チャンネル幅	f1 (MHz)	f2 (MHz)	f3 (MHz)	f4 (MHz)
		a1 (dB)	a2 (dB)	a3 (dB)	a4 (dB)
11、15、18 GHz 帯	5MHz	2.5 0.0	2.55 -12.0	2.6 -45.0	3.8 -64.0
	10MHz	4.75 0.0	4.8 -12.0	5.0 -46.0	7.1 -64.0
	20MHz	9.5 0.0	9.6 -12.0	9.6 -45.0	13.9 -64.0
	40MHz	18.25 0.0	18.3 -12.0	19.0 -45.0	27.3 -64.0
	60MHz	26.75 0.0	26.8 -12.0	27.8 -45.0	40.0 -64.0
	80MHz	36.25 0.0	36.3 -12.0	37.7 -45.0	54.2 -64.0

(2) 等価 IRF

等価 IRF は、送信信号特性と受信フィルタチェーン特性を用いて算出した IRF 参照値として、電波法関係審査基準に掲載する。等価 IRF の例を以下に示す。

表2-3 等価 IRF

(11GHz 帯 希望波の占有周波数帯幅の許容値が 36.5MHz(64QAM)の場合)

妨害波の 占有周波数 帯幅	標準的な 変調方式	IRF (dB)												
		0MHz	5MHz	10MHz	15MHz	20MHz	25MHz	30MHz	35MHz	40MHz	45MHz	50MHz	55MHz	60MHz
5MHz	4PSK	-	-	-	-	-	-	-	46.4	46.4	46.4	46.4	46.4	-
9.5MHz	16QAM	-	0.0	-	0.8	-	42.6	-	49.1	-	49.2	-	49.2	-
18.5MHz	4PSK	-	-	0.3	-	-	-	42.3	-	-	-	51.8	-	-
	16QAM	-	-	0.3	-	-	-	-	-	-	-	51.8	-	-
36.5MHz	4PSK	0.3	-	-	-	-	-	-	-	42.1	-	-	-	49.5
	64QAM	0.3	-	-	-	-	-	-	-	45.0	-	-	-	-
53.5MHz	16QAM	-	2.1	-	2.5	-	4.1	-	6.5	-	12.5	-	43.7	-
72.5MHz	8PSK	3.4	-	-	-	3.4	-	-	-	6.4	-	-	-	42.6

2.3 アンテナパターン

現行の電波法関係審査基準を踏まえ、ETSI 規格との統合の可能性について検討を行うにあたり、現在使用されている回線の保護および電波の有効利用を鑑み、以下を条件として検討を実施した。

- 安易に規格を緩める事は実施しない。
- 既存の無線システムは継続使用ができる事とすること。
- 他の周波数帯の指向性規格と同等な規格の考え方を踏襲すること。

また、18GHz 帯については、実際に使用する空中線利得により、基準値が変わるものとなっており、判りやすい規定とすることも併せて検討した。

2.3.1 11/15GHz アンテナパターンの検討結果

現行基準と ETSI 規格では、サイドローブ(40~50 度付近)では 10~15dB と現行基準との乖離があることが明らかになった。

ETSI 規格にのみ空中線を国内で使用する場合に、安易に基準を緩めた場合、現行の電波法関係審査基準に対応した空中線を使用する場合よりも干渉を受けやすい回線となり、仮に特性が 10dB 程度緩和された場合、現行ルート全体の約 1~3%で影響がある事が確認され、置き換え等の場合では、継続使用ができなくなる恐れが高いことが想定された。また、従来よりも干渉に弱い回線が敷設される事により、付近に新たな無線ルートの使用ができないことも想定される。

そのため、11/15GHz 帯のアンテナパターンは現行基準を変更しないとした。

2.3.2 18GHz 帯アンテナパターンの検討結果

18GHz 帯アンテナパターンの検討では、まず、利得値による区分けで2種類の利得幅に合わせた規格となっているため、いずれかに合わせるもしくは中間的な値の規格とした検討を実施した。しかし、統一した場合、厳しくなる事で継続使用できない無線システムが発生し、緩めることにより干渉に弱い回線ができ、検討条件および、電波の有効利用に反する場合が出てくるということが明らかとなった。そのため、現行の空中線利得で分けられている 2 つの区分については、現行のとおりとした。

利得の下限値については、設計上の自由度を保ち、現行通りの使用の幅の確保を目的として、現行のとおりとした。

絶対利得の最大値を算出する式の中に Gamax を含んでいるがためにアンテナの利得毎に規定が存在し、複雑な規定となっていることについては、判りやすい規格とするため、式の中の Gamax を無くし、安易に規格を緩めることなく、既存の無線システムの継続使用を考慮した基準案として検討を行った。

表2-4 18GHz 帯アンテナパターン新基準案
(空中線利得 20.0dBi を超え 40.3dBi 以下の場合)

空中線の放射角	絶対利得の最大値(dBi)
$0^\circ \leq \theta \leq 2.5^\circ$	$-1.46\theta + 40.3$
$2.5^\circ < \theta \leq 48^\circ$	$20.8\log\theta + 39.5$
$48^\circ < \theta$	4.5

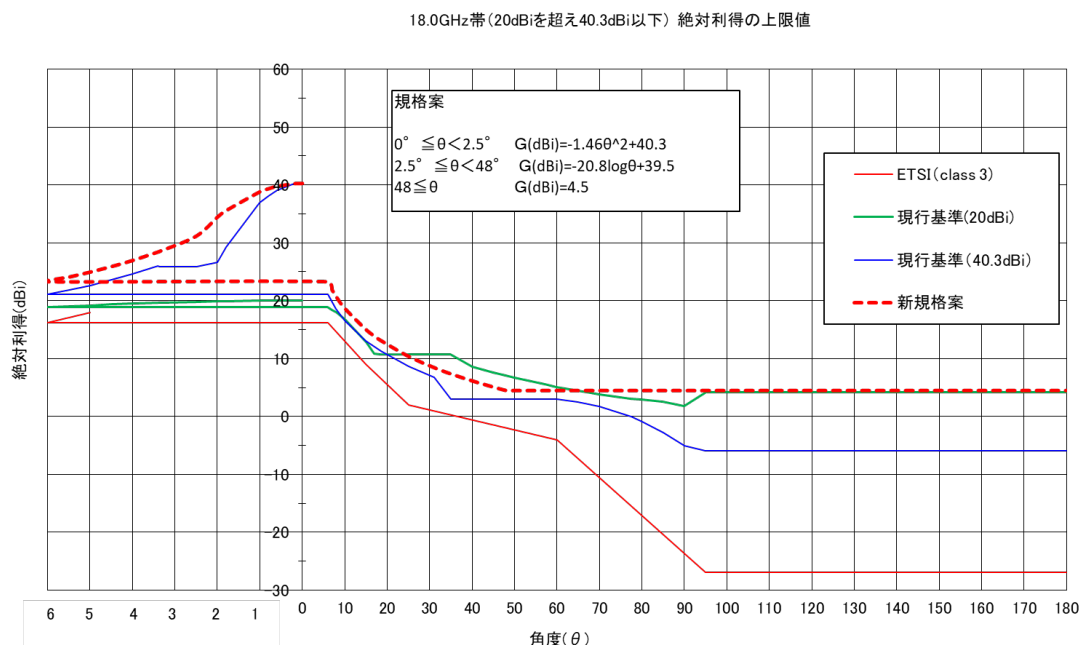


図2-6 18GHz 帯新基準案と現行基準案との比較
(空中線利得 20.0dBi を超え 40.3dBi 以下の場合)

空中線利得 20.0dBi を超え 40.3dBi 以下での新基準案では、現行基準の空中線利得の下限となる 20dBi を使用したアンテナパターンを基準とすれば既存の無線システムを含めて、統合しても継続使用が可能となる。しかし、これでは空中線電力の許容値 1W を加算した場合、送信空中線の等価等方輻射電力による制限値を上回るとした矛盾が発生する。そのため、送信空中線の等価等方輻射電力による制限値から空中線電力の許容値 1W(30dBm)を除いた値を基準としたアンテナパターンを検討した。

検討案を適用した場合、利得 20dBi 程度の空中線では、サイドローブ(20 度~60 度付近)について、現行基準より厳しくなり、既存無線システムでは継続使用できない恐れがある。このため、調査を行った結果、20dBi 程度のものは作業班メンバーとして参加している国内メーカーでは現在製造しておらず、製造した場合でも新基準への対応は可能であるとの結果であった。また、海外製空中線ではそもそも ETSI 規格を基準として製造されていることからアンテナパターンの影響はなく、変更による影響は軽微であるとした。

表2-5 18GHz 帯アンテナパターン新基準案
(空中線利得 40.3dBi を超え 46.3dBi 以下の場合)

空中線の放射角	絶対利得の最大値(dBi)
$0^\circ \leq \theta \leq 2.5^\circ$	$2.98 \theta + 46.3$
$2.5^\circ < \theta \leq 35^\circ$	$-22.1 \log \theta + 36.5$
$35^\circ < \theta \leq 55^\circ$	2.4
$55^\circ < \theta \leq 90^\circ$	$0.00166 \theta^2 + 7.42$
$90^\circ < \theta$	-6.0

18.0GHz帯(40.3dBiを超え46.3dBi以下) 絶対利得の上限値

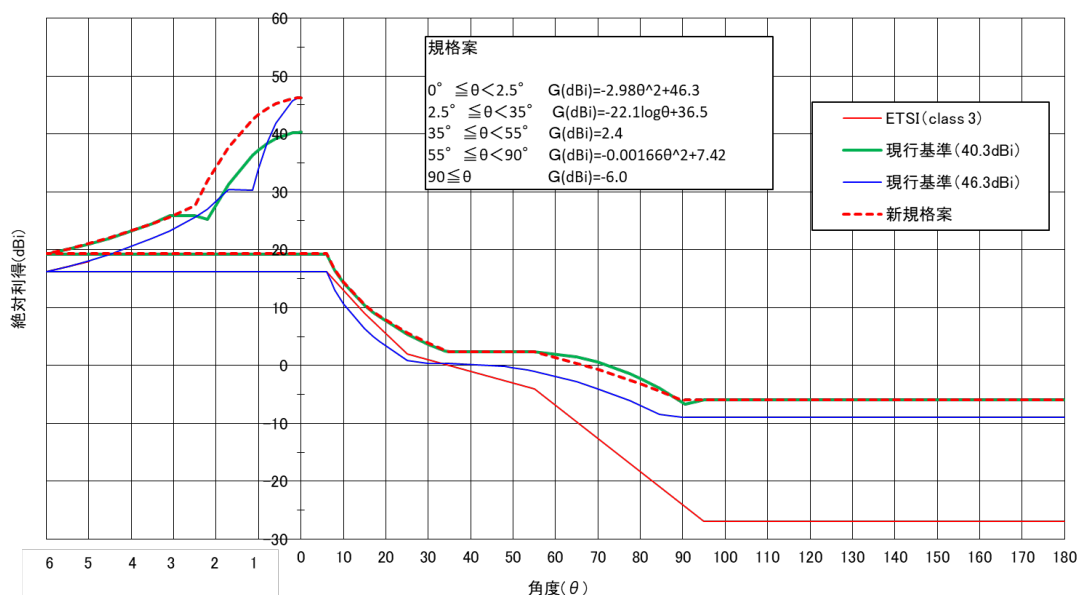


図2-7 18GHz 帯新基準案と現行基準案との比較
(空中線利得 40.3dBi を超え 46.3dBi 以下の場合)

空中線利得 40.3dBi を超え 46.3dBi 以下では、現行の電波法関係審査基準の空中線利得の下限となる 40.3dBi を使用したアンテナパターンを基準とすることで既存の無線システムを含めて、統合しても継続使用する事が可能となることから、アンテナパターンの検討を行った。

検討案を適用した場合、利得 40.3dBi 程度の空中線では、サイドローブ(55度~90度付近)について、現行の電波法関係審査基準より数 dB 厳しくなる。しかし、国内メーカーが製作しているパラボラアンテナの特性を調査した結果、アンテナパターン実力値として、マージンがある部分でもあり、変更しても継続使用に影響がなく、変更による影響はないと判断した。

2.3.3 送信空中線の等価等方輻射電力の制限値

11/15/18GHz 帯での送信空中線の等価等方輻射電力の制限値は、現行のとおりとした。

これは、等価等方輻射電力の制限値は他の周波数帯での規定方法と同様であること、変更しないことによって ETSI 規格との規定の統合に影響は無いこと、および、変更した場合には、既存の無線システムは継続使用に支障がでるなど検討結果によるものである。

2.4 高次多値変調のリファレンス方式

高次多値変調のリファレンス方式に関しては、現行の電波法関係審査基準に記載の表 1-13 を適用することが適当と考えられる。

リファレンス多値数として、「現行規格の最高次の変調方式」以外を適用する場合であって、申請者の希望に応じて、低次の変調方式をリファレンス多値数とする場合において、高次の変調方式が同申請に含まれている場合には、表1-14 の被干渉の C/I の許容値に基を考慮する必要がある。他のシステムとの干渉計算の際に、もし高次の被干渉の C/I 許容値が満足しない場合には、申請者に対して、高次の変調方式を用いる場合の周波数の使用に関して留意事項等を条件として付すことを考える必要がある。

2.5 他の無線システムとの共用条件の検討

18GHz 帯固定通信システムのアンテナパターンの変更に伴い他の無線システムへの影響など共用条件の変更について、以下のとおり検討を行った。

(1) 固定衛星システムとの共用条件

人工衛星局への干渉に関しては、フィーダリンク帯域と同一帯域を用いる固定通信システムの送信局全てが干渉源となるが、通常の場合には、アンテナの指向方向はほぼ水平であり、当該人工衛星局との離角距離は十分確保されており、問題はないものと考えられる。

なお、固定通信システムの無線局数は人工衛星局の許容干渉量が維持されるよう管理されており、今回の 18GHz 帯固定通信システムのアンテナパターンの変更による影響はないものと考えられる。

また、地球局(受信)への干渉に関しては、固定通信システムの空中線の等価等方輻射電力の制限値は、現行基準値のとおりであるが、アンテナパターンについては現行基準値と比較すると、角度によって、干渉量が増加することから、既存の衛星通信事業者に影響の可能性について協議を行った。

その結果、今回の 18GHz 帯固定通信システムのアンテナパターンの見直しは、衛星通信システム側への干渉量の増加に繋がるものの、固定通信システムと固定衛星通信システムとの共用条件に大きな影響を及ぼすものではないとの結論に至った。

なお、現行の電波法関係審査基準においては、18GHz 帯固定通信システムの無線局申請の際には、無線局事項書並びに工事設計書に記載のアンテナパターンを参照し、固定通信システムへの影響の有無を確認することとしている。

(2) 構内無線局との共用条件

被干渉局(構内無線局)への影響としては、送信空中線のアンテナパターン基準値をもとに干渉検討を実施した場合、新基準案と現行基準の差により、既存回線の置き

換え時に干渉にて許容値を上回る可能性がある。しかし、メーカーでは標準指向性データを以前より提示しており、こちら用いた検討による検討を実施することで実回線への影響は軽微である。

また、構内無線局から18GHz帯固定局との離隔距離は、双方の空中線電力及び干渉許容レベルがほぼ同一であることから、同等の所要分離距離を確保していれば周波数共用は可能とされており、アンテナパターン変更により、構内無線局のみが不利になることはないため、影響は軽微である。

第3章 技術的条件

3.1 11/15/18GHz 帯固定通信システムの技術的条件

11/15/18GHz 帯固定通信システムの高度化に係る技術的条件については、下記の記載のとおりとすることが適当である。

3.1.1 一般的条件

(1) 使用周波数帯

11/15/18GHz 帯固定局の各周波数帯は現行規定のとおりとする。

(2) 通信方式

現行規定のとおり、単向通信方式、複信方式又は周波数分割複信方式とする。

(3) 変調方式

現行規定のとおりとする。

(4) 情報伝送速度

現行の 11/15GHz 帯固定局及び 18GHz 帯固定局(エントランス用回線)の規格では、方式ごとに主信号の伝送容量(情報伝送速度)が規定されて方式名称に対応付けられている。ネットワークの IP 化の進展及び適応変調方式では無線伝送路の状態変化によって伝送容量が変化することから、新設する方式においては伝送容量を特段規定せず、方式名称でも表現しないことが適当である。加えて、18GHz 帯(中継用回線)固定局においては伝送容量を規定しないことが適当である。

(5) 標準受信入力値

既存の回線設計方法を踏襲しつつ、回線品質を維持したまま装置設計の自由度を向上させるため、現行規定の個別の所要C/N及び雑音指数を廃止し、総合的な受信性能指標である受信感度を新たに規定し、標準受信入力値を算出する。

(6) アンテナパターンの規定条件

現行の 18GHz 帯固定局では、主輻射方向から離角した方向の利得の最大値について、Gamax を用いた式で規定される複雑なものとなっている。11/15GHz 帯と同様に Gamax を用いない式を新たに規定する。なお、アンテナパターン見直しにあたり、既存の他無線システムが継続使用可能となるよう留意する。

(7) 回線品質

11/15/18GHz 帯固定局において、高次多値変調方式あるいは相当の方式を用いて

適応変調を適用する場合には、変調多値数が変動し回線品質が変化することになるため、あらかじめ所要回線品質を定義するための変調多値数(リファレンス多値数)を規定することが適当である。このリファレンス多値数については、原則「各周波数帯、占有周波数帯域幅における最高次の変調方式」を適用し、「高次多値変調方式におけるリファレンス方式」として定義することが望ましい。ただし、回線設計を実施するうえで、特段の事情により最高次の変調方式が適用できない場合には、許容範囲内の最高次の変調方式を「高次多値変調方式におけるリファレンス方式」とする。

(8) 他システムとの共用

11/15/18GHz 帯固定局については、隣接する周波数帯を使用する他システムや同一の周波数帯を使用する他の固定通信システムとの共用可能性について技術計算を行い、安定的な運用が確保されていることを確認した上で免許がなされている。具体的には、固定通信システムと他システム等の設置場所や周辺の地形情報を踏まえて、他システム等からの被干渉や伝搬損を考慮した場合に固定通信システムの安定的な運用に必要な受信入力レベルが確保できるよう回線設計を行うとともに、固定通信システムが他システム等の安定的な運用を阻害する干渉を及ぼさないことを確認している。

今般の固定通信システムの高度化に係る検討では、18GHz 帯において、アンテナパターンの規定の変更を行うが、衛星通信システム及び構内無線局との共用検討について、2.5 章のとおり、共用について問題がない。このため、高度化された固定通信システムは、従前と同じく、他システム等との技術計算を行った上で免許することにより、他無線システム等と共存することが可能である。

3.1.2 無線設備の技術的条件

(1) 中継方式

現行規定のとおりとする。

(2) 送信装置

ア. 周波数の許容偏差及び占有周波数帯幅

現行規定のとおりとする。

イ. クロック周波数

フィルタ等の技術進歩により、現行の占有周波数帯域幅の規定を変更することなく、クロック周波数を高めることにより大容量化が図れるようになっているため、クロック周波数については特段規定しない。

ウ. 干渉軽減係数

送信に係る干渉軽減係数の送信信号特性は以下のとおりであること。

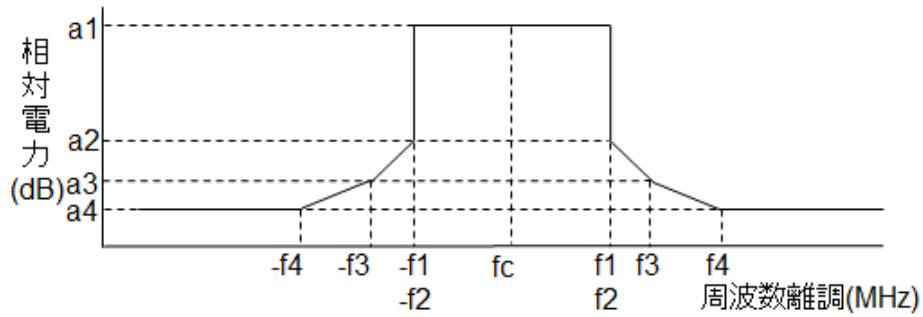


図3-1 送信信号特性

表3-1 送信信号特性基準値

周波数帯	チャンネル幅	f1 (MHz)	f2 (MHz)	f3 (MHz)	f4 (MHz)
		a1 (dB)	a2 (dB)	a3 (dB)	a4 (dB)
11、15GHz 帯	5MHz	2.5 0.0	2.5 -16.0	2.6 -36.0	10.0 -55.0
	10MHz	5.0 0.0	5.0 -36.0	- -	18.5 -55.0
	20MHz	10.0 0.0	10.0 -36.0	- -	36.0 -55.0
	40MHz (QPSK)	20.0 0.0	20.0 -36.0	- -	70.5 -55.0
	40MHz (64QAM)	20.0 0.0	20.0 -40.0	- -	70.5 -55.0
	60MHz	30.0 0.0	30.0 -36.0	- -	103.5 -55.0
	80MHz	40.0 0.0	40.0 -36.0	- -	140.0 -55.0
18GHz 帯	20MHz	10.0 0.0	10.0 -36.0	- -	36.0 -55.0
	40MHz (64QAM)	20.0 0.0	20.0 -40.0	- -	70.5 -55.0

エ. スペクトルマスク

現行規定のとおりとする。

オ. スプリアス発射及び不要発射の強度の許容値

11 /15GHz 帯固定局に関するスプリアス領域における不要発射の強度の許容値及び帯域外領域におけるスプリアス発射の強度の許容値については、現行の無線設備規則に従う。また、18GHz 帯固定局のスプリアス領域における不要発射の強度の許容値については現行の無線設備規則に従い、帯域外領域における不要発射の強度の許容値については総務省告示第 1239 号で規定される値に従う。

カ. 空中線電力

空中線電力の最大値が定められている 18GHz 帯固定局においては現行規格に従う。一方、空中線電力の最大値が定められていない 11/15GHz 帯固定局においては、現行規格での標準受信入力値の規定に従い特段規定はしない。

キ. 空中線電力の許容偏差

空中線電力の許容偏差は、現行の無線設備規則に従い±50%とする。

ク. 電波防護指針

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)に従って電波防護の指針に適合するように技術的条件を整備し、アンテナと人体との離隔距離を確保することが必要である。

(3) 受信装置

ア. 復調方式

現行規定のとおりとする。

イ. 等価雑音帯域幅

現行規定のとおりとする。

ウ. 雑音指数

3.1 章(6)項のとおり、総合的な指標である受信感度を新たに規定するため、廃止する。

エ. 受信入力規定値

11/15/18GHz 帯固定局において、その標準受信入力規定値は現行の規定値に従う。

オ. 受信感度

受信感度は、次の値以下であること。

表3-2 受信感度規定値

周波数帯	占有周波数帯域幅の許容値	標準的な変調方式	受信感度 (dBm)
11/15GHz 帯	5MHz	4PSK	-87.4
	9.5MHz	16QAM	-78.2
	18.5MHz	4PSK	-81.5
		16QAM	-75.3
	36.5MHz	4PSK	-78.6
		64QAM	-67.4
	53.5MHz	16QAM	-70.7
72.5MHz	8PSK	-70.3	
18GHz 帯	18.5MHz	4PSK	-78.8
	36.5MHz	64QAM	-67.4

受信感度は、 $10 \log(\text{ボルツマン定数} \times \text{温度} \times \text{等価雑音帯域幅}) + \text{所要} C/N + \text{雑音指数}$ で求められ、現行基準より所要 C/N を柔軟に設定できる。

所要 C/N を用いて算出する区間断時間率 Y_i について、受信感度の規定前後の式の例は参考資料 1 のとおりである。

カ. 干渉軽減係数

受信に係る干渉軽減係数の受信信号特性は以下のとおりであること。

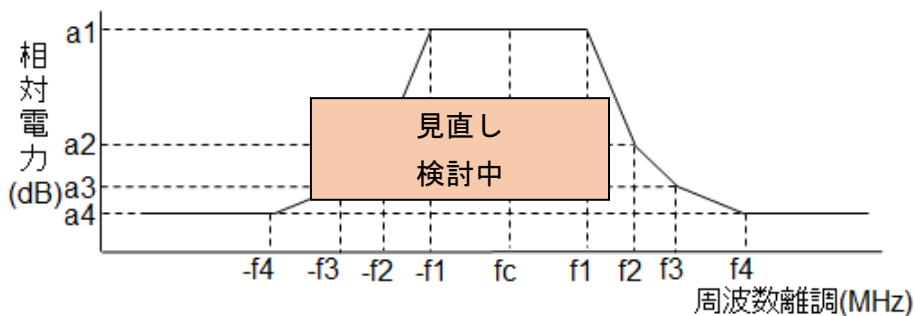


図3-2 受信フィルタチェーン特性

表3-3 受信フィルタチェーン特性基準値

	チャンネル幅	f1 (MHz)	f2 (MHz)	f3 (MHz)	f4 (MHz)
		a1 (dB)	a2 (dB)	a3 (dB)	a4 (dB)
11、15、18 GHz 帯	5MHz	2.5	2.55	2.6	3.8
		0.0	見直し 検討中		-45.0
	10MHz	4.1		5.0	7.1
		0.0	-12.0	-46.0	-64.0
	20MHz	9.25	9.3	9.6	13.9
		0.0	-12.0	-45.0	-64.0
	40MHz	18.25	18.3	19.0	27.3
0.0		-12.0	-45.0	-64.0	
60MHz	26.75	26.8	27.8	40.0	
	0.0	-12.0	-45.0	-64.0	
80MHz	36.25	36.3	37.7	54.2	
	0.0	-12.0	-45.0	-64.0	

キ. 副次的に発する電波等の限度

11/15GHz 帯固定局については、現行の無線設備規則に規定のとおり 4nW とする。
また、18GHz 帯固定局においては 4nW(1GHz 未満の周波数の場合)及び 20nW(1GHz 以上の周波数の場合)として現行の無線設備規則に従う。

(4) アンテナパターン

ア. 11/15GHz 帯

現行規格のとおりとする。

イ. 18GHz 帯

空中線の主輻射の方向から離角に対する利得 $G_a(\theta)$ は、次の値以下であること。

表3-4 18GHz 帯アンテナパターン
(空中線利得 20.0dBi を超え 40.3dBi 以下の場合)

空中線の放射角	絶対利得の最大値(dBi)
$0^\circ \leq \theta \leq 2.5^\circ$	$-1.46\theta + 40.3$
$2.5^\circ < \theta \leq 48^\circ$	$20.8\log \theta + 39.5$
$48^\circ < \theta$	4.5

表3-5 18GHz 帯アンテナパターン
(空中線利得 40.3dBi を超え 46.3dBi 以下の場合)

空中線の放射角	絶対利得の最大値(dBi)
$0^\circ \leq \theta \leq 2.5^\circ$	$2.98 \theta + 46.3$
$2.5^\circ < \theta \leq 35^\circ$	$-22.1 \log \theta + 36.5$
$35^\circ < \theta \leq 55^\circ$	2.4
$55^\circ < \theta \leq 90^\circ$	$0.00166 \theta + 7.42$
$90^\circ < \theta$	-6.0

空中線利得の絶対値を用いる地上局への与干渉及び地上局からの被干渉の計算式については参考資料2のとおりである。今回規定する 18GHz 帯アンテナパターンについては、関係告示に規定されており、新規格案との比較は参考資料3のとおりである。

3.2 測定方法

国内で適用されている測定法に準ずることが適当であるが、今後、国際電気標準会議(IEC)等の国際的な動向を踏まえて対応することが望ましい。なお、垂直偏波及び水平偏波等を同時に用いる場合には各偏波毎のアンテナ端子で測定する。

(1) 周波数の偏差

ア. アンテナ測定端子付きの場合

無変調の状態で作動させ、指定された周波数に対する偏差の最大値を周波数計を用いて測定する。必要に応じて導波管-同軸変換器を用いて測定を行う。測定点はアンテナ端子又は測定用モニタ端子とする。

イ. アンテナ測定端子のない場合

アンテナ測定端子がない場合は、一時的に測定用端子を設けてアと同様に測定する。

(2) 占有周波数帯幅

ア. アンテナ測定端子付きの場合

通常の変調状態で動作させ、スペクトルアナライザを用いて測定する。測定点はアンテナ端子又は測定用モニタ端子とする。使用するパターン発生器は、規定伝送速度に対応した標準符号化試験信号を発生する信号源とする。誤り訂正等を使用している場合には、そのための信号を付加した状態で測定する(内蔵パターン発生器がある場合はこれも使用しても良い)。標準符号化試験信号はランダム性が確保できる信号とする。

イ. アンテナ測定端子のない場合

アンテナ測定端子がない場合は、一時的に測定端子を設けてアと同様に測定する。

(3) スペクトルマスク

ア. アンテナ測定端子付きの場合

通常の変調状態で連続送信として動作させ、スペクトルマスクをスペクトルアナライザを用いて測定する。この場合、スペクトルアナライザの分解能帯域幅は 1MHz として測定し、基準レベルは、分解能帯域幅を 1MHz としたスペクトル分布の最大となる値を 0dB とする。

イ. アンテナ測定端子のない場合

アンテナ端子がない場合は、一時的に測定端子を設けてアと同様に測定する。この場合、アンテナ測定端子と一時的に設けた測定用端子の間の損失等を補正する。

(4) スプリアス発射又は不要発射の強度

ア. 帯域外領域におけるスプリアス発射の強度

(ア) アンテナ測定端子付きの場合

無変調の状態で作動させ、帯域外領域におけるスプリアス発射の平均電力をスペクトルアナライザを用いて測定する。測定点はアンテナ端子とする。

(イ) アンテナ測定端子のない場合

アンテナ測定端子がない場合は、一時的に測定端子を設けて(ア)と同様に測定する。この場合、アンテナ測定端子と一時的に設けた測定用端子の間の損失等を補正する。

イ. スプリアス領域における不要発射の強度

(ア) アンテナ測定端子付きの場合

通常の変調状態で動作させ、スプリアス領域における不要発射の強度の平均電力をスペクトルアナライザを用いて測定する。測定点はアンテナ端子とする。測定周波数範囲は 30MHz から 26GHz まで(搬送波周波数が 13GHz を超える場合は 2 倍の高調波まで)とし、導波管を用いるものは下限周波数をカットオフ周波数の 0.7 倍とする。ただし、導波管が十分長く技術基準を満たすカットオフ減衰量を得られる場合は、下限周波数をカットオフ周波数とすることができる。

(イ) アンテナ端子のない場合

アンテナ端子がない場合は、一時的に測定端子を設けて(ア)と同様に測定する。この場合、アンテナ測定端子と一時的に設けた測定用端子の間の損失等を補正する。

(5) 空中線電力の偏差

ア. アンテナ測定端子付きの場合

通常の変調の状態で作動させ、送信設備の出力電力を電力計又はスペクトルアナライザを用いて測定し、定格出力との偏差を求める。

イ. アンテナ測定端子のない場合

アンテナ端子がない場合は、一時的に測定端子を設けてアと同様に測定する。この場

合、アンテナ測定端子と一時的に設けた測定用端子の間の損失等を補正する。

(6) 受信設備が副次的に発射する電波

ア. アンテナ測定端子付きの場合

受信状態時に、副次的に発する電波をスペクトルアナライザを用いて測定する。測定点はアンテナ端子とし、受信空中線と電氣的常数の等しい擬似空中線回路を使用して測定する。

イ. アンテナ測定端子のない場合

アンテナ測定端子がない場合は、一時的に測定端子を設けてアと同様に測定する。この場合、アンテナ測定端子と一時的に設けた測定用端子の間の損失等を補正する。

3.3 将来の技術的条件の見直し等

固定系無線通信システムにおいて、継続的な利用の促進や新たな利用目的・利用形態への対応等、将来のニーズ動向を踏まえ、システム利用価値を高めるとともに速やかなシステム導入を可能とすることを鑑み、今後の検討が期待される技術および制度について、以下に示す。

3.3.1 システム利用ニーズと課題

当該システムに対して、現在から将来に渡って継続的に求められる利用目的の主なものを以下に示す。

- ・有線の敷設が困難な場所、或いは有線の敷設が高コストな場所への適用
- ・災害時等の通信手段の確保
- ・鉄道、電力の安定運用
- ・耐災害性、安全性、信頼性の向上

これらに加え、近い将来にニーズが顕在化することが想定される主なものとしては、モバイル基地局への大容量・低遅延エントランス回線、超ルーラルエリアへのデータ通信サービス、IoT・M2Mの広域データ収集、および防災無線系等の公共システム増強と他システムとの連携が挙げられる。

以上の将来のシステム利用ニーズを踏まえた検討課題としては、主に以下の通りである。

(1)高周波数帯の利用促進技術

(2)低周波数帯の高度化技術

(3)既存システムおよび異システム間の設備共用技術および制度

3.3.2 今後の期待される技術および制度

上記の検討課題より、技術的な期待としては、通信距離の延伸、高速・大容量化、通信品質向上、低コスト・低消費電力化等があり、特にミリ波帯等の高周波数帯の本格的な利用促

進に向けては、多重伝送技術、アレーアンテナ制御技術、高効率・低コストデバイス技術が挙げられる。一方、制度的な期待としては、周波数・帯域の拡張、免許・審査の簡素化、公共・電気通信業務の機器仕様およびシステム共用化等が挙げられる。

以上の期待される技術および制度について、今後検討を進め、現行の技術的条件に対して必要に応じて見直しを行うなどの速やかな対応が望ましいと考えられる。

V. 検討経過

情報通信審議会第 2033 号「業務用陸上無線通信の高度化等に関する技術的条件」
（平成 25 年 5 月 17 日諮問）のうち、「11/15/18GHz 帯等固定通信システムの高度
化」について、別添のとおり一部答申（案）をとりまとめた。

情報通信審議会 情報通信技術分科会

陸上無線通信委員会 構成員

(令和2年11月XX日現在 敬称略)

氏名	主要現職
(主査) 委員 安藤 真	東京工業大学 名誉教授
(主査代理) 専門委員 寶迫 巖	国立研究開発法人情報通信研究機構 ワイヤレスネットワーク総合研究センター 総合研究センター長
委員 森川 博之	東京大学 先端科学技術研究センター 教授
専門委員 飯塚 留美	一般財団法人マルチメディア振興センター ICTリサーチ&コンサルティング部 シニア・リサーチディレクター
〃 伊藤 数子	特定非営利活動法人STAND 代表理事
〃 河野 隆二	横浜国立大学大学院 工学研究院 教授 兼 同大学 未来情報通信医療社会基盤センター長
〃 齋藤 一賢	日本電信電話株式会社 技術企画部門 電波室長
〃 薄田 由紀	日本電気株式会社 電波・誘導事業部 情報システム部 マネージャ
〃 田中 秀一	一般社団法人全国陸上無線協会 専務理事
〃 田丸 健三郎	日本マイクロソフト株式会社 技術統括室 業務執行役員 ナショナルテクノロジー オフィサー
〃 土田 健一	日本放送協会 放送技術研究所 伝送システム研究部 部長
〃 日野岳 充	一般社団法人日本アマチュア無線連盟 専務理事
〃 藤井 威生	電気通信大学 先端ワイヤレス・コミュニケーション研究センター 教授
〃 藤野 義之	東洋大学 理工学部 電気電子情報工学科 教授
〃 本多 美雄	欧州ビジネス協会 電気通信機器委員会 委員長
〃 松井 房樹	一般社団法人電波産業会 代表理事・専務理事・事務局長
〃 松尾 綾子	株式会社東芝 研究開発本部 本部企画部 兼 研究開発センター 研究企画部 参事
〃 三谷 政昭	東京電機大学 工学部 情報通信工学科 教授
〃 三次 仁	慶應義塾大学 環境情報学部 教授
〃 吉田 貴容美	日本無線株式会社研究所 新領域開発企画部 エキスパートリーダー

(20名)

情報通信審議会 情報通信技術分科会 陸上無線通信委員会
基幹系無線システム作業班 構成員

(令和2年11月XX日現在 敬称略)

氏名	所属
主任 前原 文明	早稲田大学 理工学術院 情報通信学科 教授
飯塚 正孝	株式会社サイバー創研 主幹コンサルタント
市川 正樹	日本電気株式会社 ワイヤレスアクセスソリューション事業部 マネージャー
伊藤 泰成	KDDI 株式会社 技術企画本部 電波部 管理グループ マネージャー
小野沢 庸	ノキアソリューションズ&ネットワークス合同会社 グローバル技術標準化 シニアスペシャリスト
小山 祐一	ソフトバンク株式会社 モバイル技術統括 ソリューションシステム開発本部 業務システム開発部 担当課長
岸 博之	東京都 総務局総合防災部防災通信課統括課長代理
北 直樹	一般社団法人電波産業会 固定系将来展望調査研究会 作業班 主任
工藤 友章	日本電業工作株式会社 社会インフラ事業部システム部 部長
熊丸 和宏	日本放送協会 技術局 計画管理部
小泉 聡	NEC プラットフォームズ株式会社 ワイヤレスシステム事業部 事業部長代理
小嶋 正一	国土交通省 大臣官房技術調査課電気通信室 企画専門官
小林 真也	株式会社日立国際電気 モノづくり統括本部 プロダクト本部 プロダクト部 技師
関野 昇	電気興業株式会社 ワイヤレス研究所 主任研究員
武田 浩一郎	富士通株式会社 ワイヤレスシステム事業部 アシスタントマネージャ
渡来 祐一	日本無線株式会社 ソリューション事業部 無線インフラ技術部 マイクロ波システムグループ(グループ長)
拮石 康博	UQ コミュニケーションズ株式会社 CSR 部門 渉外部 渉外グループマネージャ
藤井 康之	東芝インフラシステムズ株式会社 府中事業所 放送・ネットワークシステム部 通信システム機器設計第1担当 エキスパート
本多 美雄	エリクソン・ジャパン株式会社 標準化・レギュレーション担当部長
前田 規行	株式会社NTTドコモ 電波部 電波技術担当課長
宮城 利文	日本電信電話株式会社 情報ネットワーク総合研究所 アクセスサービスシステム研究所 無線エント ランスプロジェクト 主幹研究員

(21名)

参考資料 1 : 区間断時間率 Y_i の計算に用いる降雨マージンの算出式 (電波法関係審査基準より抜粋)

改正案	現行基準
<p>D 区間断時間率 Y_i の計算</p> <p>i 番目の降雨減衰による区間断時間率 Y_i は、区間ごとに次式により降雨マージン Z_p を計算し、別紙 1 別図第 35 号又は別紙 1 別図第 35 号の 2 により求めることとする。この場合において、有効数字 3 けた目を切り上げることとする。</p> $Z_p = C/N_{th} + 10 \log \left\{ 10^{-\frac{C/N_o}{10}} - 10^{-\frac{C/N_i}{10}} - 10^{-\frac{C/N_{const}}{10}} \right\}$ <p>C/N_{th} : 熱雑音による C/N (搬送波電力対雑音電力比) (dB) $C/N_{th} = P_r - P_{rni}$</p> <p>P_r : 平常時受信入力 (dBm) 又は等価平常時受信入力 (dBm)。なお、等価平常時受信入力は、自動送信電力制御 (ATPC) 機能を使用する方式において、降雨時における降雨減衰分を除いた C/N_{th} を求めるための値であり、実際の平常時受信入力ではなく、空中線電力が最大かつ降雨減衰がないものとして求めた受信入力値を用いる。</p> <p>P_{rni} : 受信雑音電力 (dBm)</p> <p>C/N_o : 符号誤り率 $= 1 \times 10^{-4}$ の場合における所要 C/N (dB)</p>	<p>D [同左]</p> <p>i 番目の降雨減衰による区間断時間率 Y_i は、区間ごとに次式により降雨マージン Z_p を計算し、別紙 1 別図第 35 号又は別紙 1 別図第 35 号の 2 により求めることとする。この場合において、有効数字 3 けた目を切り上げることとする。</p> $Z_p = C/N_{th} + 10 \log \left\{ 10^{-\frac{C/N_o}{10}} - 10^{-\frac{C/N_i}{10}} - 10^{-\frac{C/N_{const}}{10}} \right\}$ <p>C/N_{th} : 熱雑音による C/N (搬送波電力対雑音電力比) (dB) $C/N_{th} = P_r - P_{rni}$</p> <p>P_r : 平常時受信入力 (dBm) 又は等価平常時受信入力 (dBm)。なお、等価平常時受信入力は、自動送信電力制御 (ATPC) 機能を使用する方式において、降雨時における降雨減衰分を除いた C/N_{th} を求めるための値であり、実際の平常時受信入力ではなく、空中線電力が最大かつ降雨減衰がないものとして求めた受信入力値を用いる。</p> <p>P_{rni} : 受信雑音電力 (dBm)</p> <p>C/N_o : 符号誤り率 $= 1 \times 10^{-4}$ の場合における所要 C/N (dB)</p>

$C/N_o = \text{受信感度} - 10\log(\text{ボルツマン定数} \times \text{温度} \times \text{等価雑音帯域幅}) - \text{雑音指数}$

C/N_i : 搬送波電力対雑音電力比

$$C/N_i = -10\log \left\{ 10^{-\frac{C/N_{is}}{10}} + 10^{-\frac{C/N_{id}}{10}} \right\}$$

C/N_{is} : 同経路干渉雑音による C/N (dB)

$$C/N_{is} = -10\log \left\{ \sum_{j=1}^m 10^{-\frac{C/N_{isj}}{10}} \right\}$$

m : 同じ伝搬路となる干渉波の数

C/N_{isj} : 第 j 番目の同経路干渉雑音による C/N (dB)

$$C/N_{isj} = D/U_{sj} + IRF_j$$

D/U_{sj} : 第 j 番目の同経路干渉雑音による D/U (dB)

IRF_j : 第 j 番目の干渉波に対する干渉軽減係数 (dB)

C/N_{id} : 異経路干渉雑音による C/N (dB)

$$C/N_{id} = \min \left(-10\log \left\{ \sum_{j=1}^{m'} 10^{-\frac{C/N_{idj}}{10}} \right\}, C/N_{id*} - A \right)$$

$\min [\alpha, \beta]$: α 又は β の小さい方を採用する。

m' : 異なる伝搬路となる干渉波の数

C/N_{idj} : 第 j 番目の異経路干渉雑音による C/N (dB)

64QAM ; 26.0 (dB) 16QAM ; 21.0 (dB) 8PSK ; 20.1 (dB) 4PSK ; 14.8 (dB)

C/N_i : 搬送波電力対雑音電力比

$$C/N_i = -10\log \left\{ 10^{-\frac{C/N_{is}}{10}} + 10^{-\frac{C/N_{id}}{10}} \right\}$$

C/N_{is} : 同経路干渉雑音による C/N (dB)

$$C/N_{is} = -10\log \left\{ \sum_{j=1}^m 10^{-\frac{C/N_{isj}}{10}} \right\}$$

m : 同じ伝搬路となる干渉波の数

C/N_{isj} : 第 j 番目の同経路干渉雑音による C/N (dB)

$$C/N_{isj} = D/U_{sj} + IRF_j$$

D/U_{sj} : 第 j 番目の同経路干渉雑音による D/U (dB)

IRF_j : 第 j 番目の干渉波に対する干渉軽減係数 (dB)

C/N_{id} : 異経路干渉雑音による C/N (dB)

$$C/N_{id} = \min \left(-10\log \left\{ \sum_{j=1}^{m'} 10^{-\frac{C/N_{idj}}{10}} \right\}, C/N_{id*} - A \right)$$

$\min [\alpha, \beta]$: α 又は β の小さい方を採用する。

m' : 異なる伝搬路となる干渉波の数

C/N_{idj} : 第 j 番目の異経路干渉雑音による C/N (dB)

$$C/N_{idj} = D/U_{dj} + IRF_j - DRA_j$$

D/U_{dj} : 第j番目の異経路干渉雑音によるD/U (dB)

IRF_j : 第j番目の干渉波に対する干渉軽減係数 (dB)

DRA_j : 希望波とj番目の妨害波間の降雨減衰差 (dB)

希望波と妨害波が同一の経路を通る場合は、0 dBとし、異なる経路を通る場合は、10dBとする。

C/N_{ido} : 希望波と妨害波の降雨減衰差を考慮した全干渉波に対する総合許容C/I値。表10により求める (dB)。

表10 被干渉の許容値

周波数帯	占有周波数帯幅の許容値	標準的な変調方式	被干渉の許容値 (C/N_{ido})
11、15GHz帯	5MHz	4PSK	20dB
	9.5MHz	16QAM	28dB
	18.5MHz	4PSK	20dB
		16QAM	28dB
	36.5MHz	4PSK	20dB
		64QAM	34dB
	53.5MHz	16QAM	28dB
72.5MHz	8PSK	26dB	
18GHz帯	18.5MHz	4PSK	20dB
	36.5MHz	64QAM	34dB

$$C/N_{idj} = D/U_{dj} + IRF_j - DRA_j$$

D/U_{dj} : 第j番目の異経路干渉雑音によるD/U (dB)

IRF_j : 第j番目の干渉波に対する干渉軽減係数 (dB)

DRA_j : 希望波とj番目の妨害波間の降雨減衰差 (dB)

希望波と妨害波が同一の経路を通る場合は、0 dBとし、異なる経路を通る場合は、10dBとする。

C/N_{ido} : 希望波と妨害波の降雨減衰差を考慮した全干渉波に対する総合許容C/I値。表10により求める (dB)。

表10 被干渉の許容値

周波数帯	占有周波数帯幅の許容値	標準的な変調方式	被干渉の許容値 (C/N_{ido})
11、15GHz帯	5MHz	4PSK	20dB
	9.5MHz	16QAM	28dB
	18.5MHz	4PSK	20dB
		16QAM	28dB
	36.5MHz	4PSK	20dB
		64QAM	34dB
	53.5MHz	16QAM	28dB
72.5MHz	8PSK	26dB	
18GHz帯	18.5MHz	4PSK	20dB
	36.5MHz	64QAM	34dB

A : 表 5 に示す標準受信空中線特性に対する実際の受信空中線の劣化の最悪値。ただし、全方位において実際の受信空中線特性が標準特性を上回っている場合は、0 とする。

C/N_{const} : 定常雑音による C/N (dB)

なお、非再生中継区間断時間率 (Y) は、非再生中継区間数を N ホップとする場合、各非再生中継区間ごとに降雨マージン Z_{p1} を計算し、別紙 1 別図第 35 号又は別紙 1 別図第 35 号の 2 により求めた断時間率 Y_1 の合計値とする。

$$Y = \sum_{i=1}^n Y_1$$

Y_1 : 1 番目の非再生中継区間の断時間率

$$Z_{p1} = (C/N_{th})_1 + 10 \log \left[10^{-\frac{C/N_0}{10}} - 10^{-\frac{(C/N_i)_1}{10}} - 10^{-\frac{(C/N_{const})_1}{10}} - \sum_{k=1, k \neq 1}^n \left[10^{-\frac{(C/N_{th})_k}{10}} + 10^{-\frac{(C/N_i)_k}{10}} + 10^{-\frac{(C/N_{const})_k}{10}} \right] \right]$$

A : 表 5 に示す標準受信空中線特性に対する実際の受信空中線の劣化の最悪値。ただし、全方位において実際の受信空中線特性が標準特性を上回っている場合は、0 とする。

C/N_{const} : 定常雑音による C/N (dB)

なお、非再生中継区間断時間率 (Y) は、非再生中継区間数を N ホップとする場合、各非再生中継区間ごとに降雨マージン Z_{p1} を計算し、別紙 1 別図第 35 号又は別紙 1 別図第 35 号の 2 により求めた断時間率 Y_1 の合計値とする。

$$Y = \sum_{i=1}^n Y_1$$

Y_1 : 1 番目の非再生中継区間の断時間率

$$Z_{p1} = (C/N_{th})_1 + 10 \log \left[10^{-\frac{C/N_0}{10}} - 10^{-\frac{(C/N_i)_1}{10}} - 10^{-\frac{(C/N_{const})_1}{10}} - \sum_{k=1, k \neq 1}^n \left[10^{-\frac{(C/N_{th})_k}{10}} + 10^{-\frac{(C/N_i)_k}{10}} + 10^{-\frac{(C/N_{const})_k}{10}} \right] \right]$$

参考資料 2 : 被干渉及び与干渉の C/I 算出式 (電波法関係審査基準より関係部分を抜粋)

A 被干渉の許容値

平常時の既設回線からの干渉による総搬送波電力対雑音電力比C/I (降雨減衰分を除いた平常時の総搬送波電力対雑音電力比とする。なお、ATPC機能を使用する場合は、最大空中線電力時とする。)は、表11の値を満足すること。ただし、満足することが困難であって、運用上支障がないと認められる場合は、この限りでない。

なお、ここでの干渉雑音は、異なる周波数帯を使用するレーダーからの帯域外不要輻射による干渉雑音を含むものとする。

表11 総搬送波電力対雑音電力比C/I

周波数帯	占有周波数帯幅の許容値	標準的な変調方式	被干渉の C/I の許容値
11、15GHz 帯	5MHz	4PSK	30dB 以上
	9.5MHz	16QAM	38dB 以上
	18.5MHz	4PSK	30dB 以上
		16QAM	38dB 以上
	36.5MHz	4PSK	30dB 以上
		64QAM	44dB 以上
	53.5MHz	16QAM	38dB 以上
72.5MHz	8PSK	36dB 以上	
18GHz 帯	18.5MHz	4PSK	30dB 以上
	36.5MHz	64QAM	44dB 以上

注 C/I値の算出に際しての希望搬送波電力と干渉雑音電力の同一周波数帯域幅への換算は、別紙(5)-2-1に示す干渉軽減係数IRFによることとする。

B 与干渉の許容値

(A) 地上局への与干渉

与干渉については、平常時の希望波電力対干渉雑音電力比C/I(ATPC機能を使用する場合は、最大空中線電力時とする。)により判定を行うこと。ただし、特に支障がないと認められる場合には、被干渉区間の区間瞬断率による判定を行うことができるものとする。

a C/Iによる判定

平常時において表12に示す干渉波一波当たりのC/Iの許容値又は被干渉側における全干渉波の総和に対するC/Iの総合許容値を満足するものであること。与干渉の算出は、別紙(5)-2-2によること。

この場合において、既設の被干渉局の受信空中線の特性は、表5に示す標準特性を用いるものとする。

表12 干渉波一波当たりのC/I又は被干渉側における全干渉波の総和に対するC/I

周波数帯	被干渉側の占有周波数帯幅の許容値	標準的な変調方式	干渉波一波当たりのC/Iの許容値	全干渉波に対するC/Iの総合許容値
11、15GHz 帯	5MHz	4PSK	35dB 以上	30dB 以上
	9.5MHz	16QAM	43dB 以上	38dB 以上
	18.5MHz	4PSK	35dB 以上	30dB 以上
		16QAM	43dB 以上	38dB 以上
	36.5MHz	4PSK	35dB 以上	30dB 以上
		64QAM	49dB 以上	44dB 以上
	53.5MHz	16QAM	43dB 以上	38dB 以上
72.5MHz	8PSK	41dB 以上	36dB 以上	
18GHz 帯	18.5MHz	4PSK	35dB 以上	30dB 以上
	36.5MHz	64QAM	49dB 以上	44dB 以上

注 C/I値の算出に際しての希望搬送波電力及び干渉雑音電力の同一周波数帯域幅への換算は、別紙(5)-2-1に示す干渉軽減係数IRFによることとする。

別紙(5)-2-2 与干渉量の算出

総合した希望搬送波対干渉雑音比は次式により求める。

$$C/I = -10 \log \sum_{i=1}^n 10^{\frac{C/I_i}{10}}$$

n : 妨害波の数

C/I_i : i番目の妨害波による希望搬送波対干渉雑音比(dB)

$$C/I_i = P_r - U_i + IRF_i$$

P_r : 平常時における希望波の受信電力(dBm)

$$P_r = P_t - (L_p + L_f) + (G_{at} + G_{ar})$$

P_t : 希望波の送信空中線電力(dBm)

L_p : 希望波送信局と受信局との間の自由空間伝搬損失(dB)。次式により求める。

$$L_p = 20 \log(4000 \cdot \pi \cdot d / \lambda)$$

d : 伝搬距離(km)

λ : 波長(m)

L_f : 希望波送信側と受信側の給電線系損失の和(dB)

G_{at} : 希望波送信空中線の絶対利得(dBi)

G_{ar} : 希望波受信空中線の絶対利得(dBi)

U_i : 平常時における受信機入力端子の妨害波受信電力(dBm)

回折損失が見込める場合は、別紙1別図第23号及び第24号により求め、加算する。

$$U_i = P'_t - (L'_p + L'_f) + (G_{at} \theta + G_{ar} \theta)$$

P'_t : 妨害波空中線電力 (dBm)

L'_p : 妨害波送信点と被妨害無線局との間の伝搬損失 (dB)

L'_f : 妨害側及び被妨害側の給電線系損失の和 (dB)

$G_{at} \theta$: 妨害波送信空中線の当該受信方向に対する絶対利得 (dB)

$G_{ar} \theta$: 被干渉受信空中線の妨害波送信方向に対する絶対利得 (dB)

11GHz帯及び15GHz帯については次表のとおりとし、18GHz帯については平成27年総務省告示第84号(18GHz帯の周波数の電波を使用する陸上移動業務の無線局及び18GHz帯の周波数の電波を使用する固定局の無線設備の技術的条件を定める告示)第3項第7号のとおりとする。

干渉計算に用いる受信空中線の標準特性

周波数帯	空中線の放射角度 (θ)	受信空中線の標準特性 [dBi]
11GHz 帯	$0^\circ \leq \theta < 2.5^\circ$	$52.5 - 4.88 \theta^2$
	$2.5^\circ \leq \theta < 48^\circ$	$32 - 25 \log \theta$
	$48^\circ \leq \theta$	-10
15GHz 帯	$0^\circ \leq \theta < 2.5^\circ$	$54.8 - 5.248 \theta^2$
	$2.5^\circ \leq \theta < 48^\circ$	$32 - 25 \log \theta$
	$48^\circ \leq \theta$	-10

IRFi : 希望波とi番目の妨害波間の干渉軽減係数 (dB)

参考資料3：無線設備規則第四十九条の二十五の二の二第一項第四号等の規定に基づく一八 GHz 帯の周波数の電波を使用する陸上移動業務の無線局及び一八 GHz 帯の周波数の電波を使用する固定局の無線設備の技術的条件

改正案	現行基準
<p>無線設備規則(昭和二十五年電波監理委員会規則第十八号)第四十九条の二十五の二第一項第四号、第三項及び第五十八条の二の六第四号並びに別表第二号第48並びに別表第三号32の規定に基づき、一八GHz帯の周波数の電波を使用する陸上移動業務の無線局及び一八GHz帯の周波数の電波を使用する固定局の無線設備の技術的条件を次のように定める。</p> <p>なお、平成十五年総務省告示第六百八十五号(一八 GHz 帯の周波数の電波を使用する陸上移動業務の無線局等の送信空中線の主輻射の方向からの離角に対する利得を定める件)及び平成十七年総務省告示第千二百三十九号(総務大臣が告示する一八 GHz 帯の周波数の電波を使用する陸上移動業務の無線局等の無線設備の技術的条件を定める件)は、廃止する。</p> <p>[一・二 略]</p> <p>三 設備規則第五十八条の二の六第四号の技術的条件は、次のとおりとする。</p> <p>[1～6 略]</p> <p>7 送信空中線の主輻射の方向からの離角に対する利得</p> <p>送信空中線の主輻射の方向からの離角に対する利得$G_a(\theta)$は、以下の条件を満たすものであること。この場合において、$\theta = 0^\circ$ の時の$G_a(\theta)$の値をG_{max}とする。</p> <p>ア G_{max}が20 [dBi] を超え40.3 [dBi] 以下の場合</p> <p><u>$G_a(\theta) \leq -1.46\theta + 40.3$ [dBi] $0^\circ \leq \theta \leq 2.5^\circ$</u></p> <p><u>$G_a(\theta) \leq 20.8 \log \theta + 39.5$ [dBi] $2.5^\circ < \theta \leq 48^\circ$</u></p>	<p>[同左]</p> <p>[一・二 略]</p> <p>三 同左</p> <p>[1～3 同左]</p> <p>7 送信空中線の主輻射の方向からの離角に対する利得</p> <p>送信空中線の主輻射の方向からの離角に対する利得$G_a(\theta)$は、以下の条件を満たすものであること。この場合において、$\theta = 0^\circ$ の時の$G_a(\theta)$の値をG_{max}とする。</p> <p>ア G_{max}が20 [dBi] を超え40.3 [dBi] 以下の場合</p> <p><u>$G_a(\theta) \leq G_{max} - 2.2 \times 10^{-3} (10((G_{max} - 8.4) / 20) \times \theta)^2$ [dBi]</u></p> <p><u>$0^\circ \leq \theta \leq \theta_q$</u></p>

$$\underline{Ga(\theta) \leq 4.5 \text{ [dBi]} \quad 48^\circ < \theta}$$

イ Gamaxが40.3 [dBi] を超え46.3 [dBi] 以下の場合

$$\underline{Ga(\theta) \leq 2.98\theta^2 + 46.3 \text{ [dBi]} \quad 0^\circ \leq \theta \leq 2.5^\circ}$$

$$\underline{Ga(\theta) \leq -22.1 \log \theta + 36.5 \text{ [dBi]} \quad 2.5^\circ < \theta \leq 35^\circ}$$

$$\underline{Ga(\theta) \leq 2.4 \text{ [dBi]} \quad 35^\circ < \theta \leq 55^\circ}$$

$$\underline{Ga(\theta) \leq 0.00166\theta^2 + 7.42 \text{ [dBi]} \quad 55^\circ < \theta \leq 90^\circ}$$

$$\underline{Ga(\theta) \leq -6.0 \text{ [dBi]} \quad 90^\circ < \theta}$$

$$\underline{Ga(\theta) \leq 2 + 15 \log(10((Gamax - 8.4) / 20)) \text{ [dBi]} \quad \theta_q < \theta \leq \theta_r}$$

r

$$\underline{Ga(\theta) \leq 43 - 4 \log(10((Gamax - 8.4) / 20)) - 20 \log(\theta) \text{ [dBi]} \quad \theta_r < \theta \leq \theta_s (\theta_s < \theta_t \text{ の場合}) \text{ 又は } \theta_r < \theta \leq \theta_t (\theta_t \leq \theta_s \text{ の場合})}$$

合)

$$\underline{Ga(\theta) \leq 3 \text{ [dBi]} \quad \theta_s < \theta \leq \theta_t (\theta_s < \theta_t \text{ の場合})}$$

$$\underline{Ga(\theta) \leq 3 - 0.0075(\theta - (97.5 - Gamax))^2 \text{ [dBi]} \quad \theta_t < \theta \leq 90^\circ}$$

$$\underline{Ga(\theta) \leq 10 - 10 \log(10((Gamax - 8.4) / 20)) \text{ [dBi]} \quad 90^\circ < \theta \leq 180^\circ}$$

180°

なお、 θ は空中線の主輻射方向からの角度 [°] とする。

$$\underline{\theta_t = 97.5 - Gamax \text{ [°]}}$$

イ Gamaxが40.3 [dBi] を超え46.3 [dBi] 以下の場合

$$\underline{Ga(\theta) \leq Gamax - 2.0 \times 10^{-3} (10((Gamax - 8.4) / 20) \times \theta)^2 \text{ [dBi]} \quad 0^\circ \leq \theta \leq \theta_q}$$

0° ≤ θ ≤ θ_q

$$\underline{Ga(\theta) \leq 2 + 15 \log(10((Gamax - 8.4) / 20)) \text{ [dBi]} \quad \theta_q < \theta \leq \theta_r}$$

r

$$\underline{Ga(\theta) \leq 43 - 4 \log(10((Gamax - 8.4) / 20)) - (6.2 + 2Gamax / 5) \log(\theta) \text{ [dBi]} \quad \theta_r < \theta \leq \theta_s}$$

$$\underline{Ga(\theta) \leq 15.83 - Gamax / 3 \text{ [dBi]} \quad \theta_s < \theta \leq \theta_t}$$

$$\underline{Ga(\theta) \leq 15.83 - Gamax / 3 - (0.02675 - 0.0005Gamax) \times (\theta - 177.56 + 3.08Gamax)^2 \text{ [dBi]} \quad \theta_t < \theta \leq \theta_u}$$

$$\underline{Ga(\theta) \leq 10 - 10 \log(10((Gamax - 8.4) / 20)) \text{ [dBi]} \quad \theta_u < \theta \leq 180^\circ}$$

180°

なお、 θ は空中線の主輻射方向からの角度 [°] とする。

$$\theta_s = 94.55 - 1.5G_{\text{max}} \text{ [°]}$$

$$\theta_t = 177.56 - 3.08G_{\text{max}} \text{ [°]}$$

$$\theta_u = 130.8 - G_{\text{max}} \text{ [°]}$$