

平成15年度 研究開発成果報告書

「準ミリ波帯広帯域固定系無線アクセスシステム技術の研究開発」

目 次

1.	研究開発課題の背景	4
2.	研究開発分野の現状	6
2-1	18GHz 帯無線アクセスシステムの法整備	6
2-2	FWA システムの現況	6
3.	研究開発の全体計画	7
3-1	研究開発課題の概要	7
3-2	研究開発目標	7
3-2-1	最終目標	7
3-2-2	中間目標	9
3-3	研究開発の年度別計画	10
3-4	研究開発体制	11
4.	研究開発の概要（平成15年度まで）	11
4-1	研究開発実施計画	11
4-1-1	研究開発の計画内容	11
4-1-2	研究開発課題実施計画	13
4-2	研究開発の実施内容	14
5.	研究開発実施状況（平成15年度）	15
5-1	システム概要	15
5-1-1	システム構成	15
5-1-2	開発システム諸元	17
5-1-3	無線部仕様	18
5-1-3-1	基地局および端末局の送信部	18
5-1-3-2	基地局および端末局の受信部	19
5-1-4	適応変調	20
5-1-5	無線制御部概要	21

5-1-6	無線送受信部概要	22
5-1-7	適応変調対応のリンクバジェット	23
5-1-7-1	リンクバジェット算出の条件	23
5-1-7-2	各変調方式におけるリンクバジェット	25
5-1-7-3	適応変調における伝送距離	26
5-2	長距離広帯域伝送に対応する適応変調技術	28
5-2-1	仕様	28
5-2-2	変復調部の構成	30
5-2-3	各部設計詳細	36
5-2-3-1	エンコード部	36
5-2-3-2	送信フィルタ	39
5-2-3-3	適応等化器	42
5-2-3-4	タイミング同期	45
5-2-3-5	適応変調	46
5-2-4	適応変調技術の総括	49
5-3	無線アクセス制御の高速化技術	50
5-3-1	無線制御部	50
5-3-1-1	ハードウェア構成	50
5-3-1-2	ソフトウェア構成	52
5-3-1-3	データ転送方式	53
5-3-2	QoS制御	54
5-3-2-1	方式概要	54
5-3-2-2	QoS制御概念と実行条件	55
5-3-3	CBQの性能確認シミュレーション	56
5-3-4	無線制御部単体性能評価	64
5-3-5	無線アクセス制御に関する総括	71
5-4	低歪み準ミリ波帯の回路技術	72
5-4-1	高周波部の概略	72
5-4-2	中間周波部(IF部)の構成・特性(IDU)	73
5-4-3	高周波部(RF-IF部)の構成・特性(ODU)	76

5-4-4 ローカル発振器	85
5-4-5 RFモジュールの性能	94
5-4-6 高周波部に関する総括	104
5-5 室内評価試験	105
5-5-1 装置電气的特性の評価	105
5-5-2 誤り率特性の評価	111
5-5-2-1 変調方式固定時の誤り率	111
5-5-2-2 適応変調時の受信特性	115
5-5-3 無線アクセス制御の性能評価	120
5-5-3-1 無線アクセス制御の基本性能	120
5-5-3-2 QoS制御の性能	123
5-5-4 室内評価試験に関する総括	128
5-6 総括	128

参考資料、参考文献

(添付資料)

1 研究発表、講演、文献等一覧

1. 研究開発課題の背景

無線アクセスシステムは、光ファイバ網のようにケーブルを敷設することなしに、必要な場所に無線機を設置することで回線を構築できる。そのため、ケーブル敷設の困難な地域、利用者の少ない過疎地域に向けた、より安価なアクセスシステムとしての実現が期待されている[1]。

しかし、現在の準ミリ波・ミリ波を用いた固定系無線アクセス(FWA:Fixed Wireless Access)システム[2]では、降雨減衰[3]による回線の品質劣化および稼働率の低下を避けるため、伝送距離を数km程度の短距離とし数十dBの十分な降雨マージンを設定しており、平常の晴天時には必要以上に高い電力レベルの電波を輻射している。この降雨マージンの確保のため、長距離伝送への対応が困難であり、結果的には利用が促進されず、低コスト化が期待したように進んでいない。

このような背景の中、電子自治体の実現に向けた取組の一環として、小規模な建物にも設置可能で、比較的短期間に低コストで地域内のネットワーク構築を可能とする、映像伝送も可能な固定系無線アクセスシステムのニーズが高まり、新たに準ミリ波18GHz帯が開放されることとなった。この準ミリ波18GHz帯を使用した無線アクセスシステムは、「18GHz公共業務用無線アクセスシステム」として平成16年2月に法整備を完了した。システムとしては、図 1-1に示すような利用イメージを想定している。

本研究開発は、上記準ミリ波18GHz帯を用いた無線アクセスシステムにおいて、最大100Mbit/s以上の高速伝送を10kmという長距離で実現することを目標としている。この目標実現のため、「長距離広帯域伝送に対応する適応変調技術」、「無線アクセス制御の高速化技術」、「低歪み準ミリ波帯の回路技術」の3つの研究課題を挙げ研究開発を進めている。

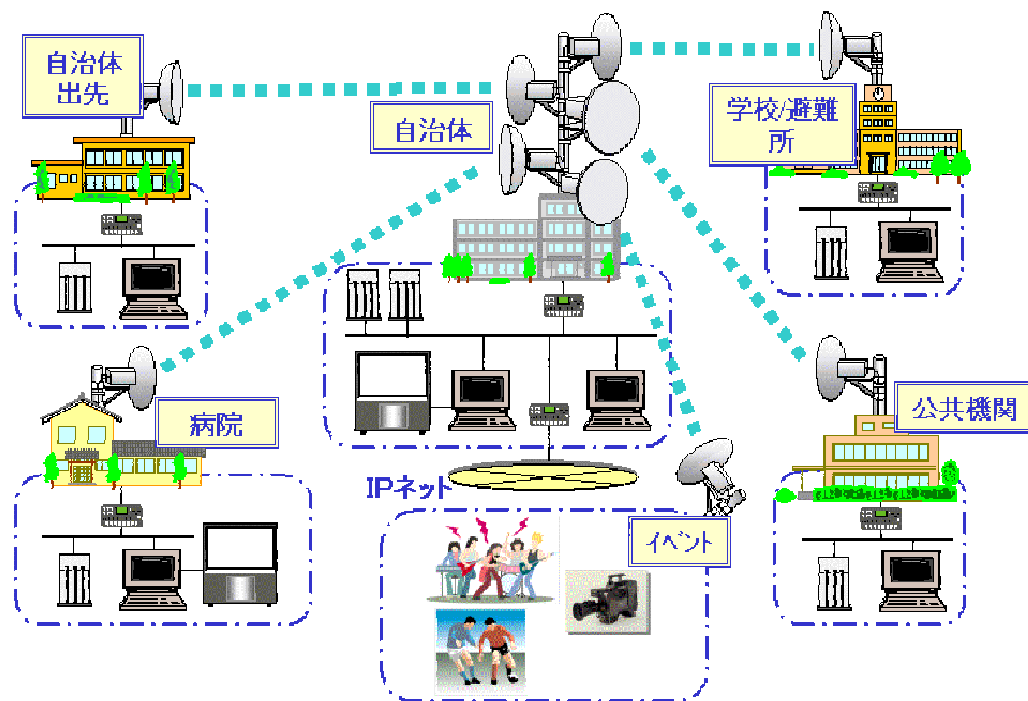


図 1-1 研究開発システムの利用イメージ
(地域イントラネット、市町村地域防災システム)

2. 研究開発分野の現状

2-1 18GHz 帯無線アクセスシステムの法整備

18GHz帯無線アクセスシステムについては、平成14年9月に諮問、10月より「準ミリ波帯(18GHz帯)公共業務用無線アクセスシステムの技術的条件」について委員会及び作業班により審議が行われ、平成15年3月に答申案及び委員会報告書が提出された。法整備については、省令等の電波監理審議会諮問、答申の後に、平成15年12月に電波法関連審査基準の一部改正案に関する意見募集が行われ、平成16年2月に法整備を完了している。

18GHz帯無線システムは、主に地方公共団体の施設間を接続するネットワーク、地域イントラネット、監視システムとしての利用、また、防災行政無線への活用や非常災害時等の大容量臨時回線としての利用など、幅広い利用が想定されてきており、今後の普及促進が期待されている。

2-2 FWA システムの現況

18GHz帯無線アクセスシステムの競合企業は数社あり、法整備完了に伴い製品投入を開始している企業が2社、製品化を予定している企業が1社確認されている。ただし、伝送距離については、φ60cmアンテナ使用時で最大5km程度となっており、適応変調、QoSを採用した伝送距離10kmの実現は、差別化できる優位な条件となっている。

ただし、製品化時期が遅れた場合には、上記の優位性による市場獲得は非常に困難になることから、委託研究期間内である平成16年度中の製品化が必要となっている。

また、製品開発に向けて、監視システム等のインタフェース、防災無線の中継用のインタフェース等についても開発を行う必要がある。

3. 研究開発の全体計画

3-1 研究開発課題の概要

平成16年2月に、地方公共団体や国の機関等における地域ネットワークや防災システムに利用する、準ミリ波帯18GHz公共業務用無線アクセスシステムの関係規定の整備を完了した。本研究開発では、この無線アクセスシステムにおいて、下記に示す技術の確立を目的とする。

ア 長距離広帯域伝送に対応する適応変調技術

長距離伝送において、多値数最大の変調方式を64QAMとし、降雨による伝搬路状況の変動に対応した最適な変調方式の切替制御を行う、低い不稼働率を実現するための適応変調技術、および、本適応変調方式に最適な誤り訂正技術を確立する。

イ 無線アクセス制御の高速化技術

高速な処理を実現することにより制御処理遅延を少なくし、適応変調方式に対応した無線区間の優先制御を行うことにより、高速伝送におけるスループットを向上させる無線アクセス制御技術を確立する。

ウ 低歪み準ミリ波帯の回路技術

低歪み高出力増幅器の開発、準ミリ波回路の小型化、低コスト化に対応する、準ミリ波増幅技術、準ミリ波回路の小型化実装技術を確立する。

3-2 研究開発目標

3-2-1 最終目標

- (1) 準ミリ波帯18GHzの電波を利用し、最大100Mbit/sの高速伝送を10kmの長距離で可能とする。
- (2) 降雨による伝搬路状況の変動に対応して、変調方式と誤り訂正の組合せを最適に切替制御する適応変調方式[4][5]を実現する。
- (3) 無線アクセス制御は、Ether-100BASEに対応可能で高速処理動作を有する。
- (4) 最大送信出力100mW(20dBm)を可能とする。

以上の最終目標に対応し、本研究開発では以下の技術を確立することを最終目標とする。

ア 長距離広帯域伝送に対応する適応変調技術

降雨による伝搬路状況の変動に対応して、変調方式と誤り訂正の組合せを最適に切替制御することにより、長距離伝送において低い不稼働率を可能にする適応変調方式を実現する。また、適応変調方式で使用する多値変調方式の所要C/Nの低減には、誤り訂正を適用することが有効であるため、本適応変調方式に最適な誤り訂正技術を確立する。

具体的には以下の技術を確立する。

- ・ 降雨による伝搬路状況の変動に対応した最適な適応変調技術
- ・ 適応変調方式に適合する誤り訂正技術

イ 無線アクセス制御の高速化技術

無線区間の高速伝送に対応した高速な処理動作を実現し、本提案システムの適応変調方式に対応した無線区間の優先制御を行うことにより、高速伝送におけるスループットを向上させる無線アクセス制御技術を確立する。

具体的には以下の技術を確立する。

- ・ 高速制御処理技術
- ・ 無線区間優先制御技術

ウ 低歪み準ミリ波帯の回路技術

多値変調方式を用いるため、高いバックオフに対応できる低歪み高出力増幅器の技術が必要である。また、システムの経済的運用のために、高周波回路部分の低消費電力化と小型化、低コスト化に向けた準ミリ波回路の小型化実装技術が必要である。

具体的には以下の技術を確立する。

- ・ 高出力低歪み準ミリ波増幅技術
- ・ 準ミリ波回路の小型化実装技術

3-2-2 中間目標

ア 長距離広帯域伝送に対応する適応変調技術

適応変調および誤り訂正に関する技術検討を反映させた変復調ベースバンド部試作装置と、高周波部試作装置により、室内評価試験を実施し、採用方式の動作検証および特性評価を行う。

イ 無線アクセス制御の高速化技術

高速処理動作および優先制御に関する技術検討を反映させた無線制御部試作装置と、変復調ベースバンド部により、室内評価試験を実施し、採用方式の動作検証および特性評価を行う。

ウ 低歪み準ミリ波帯の回路技術

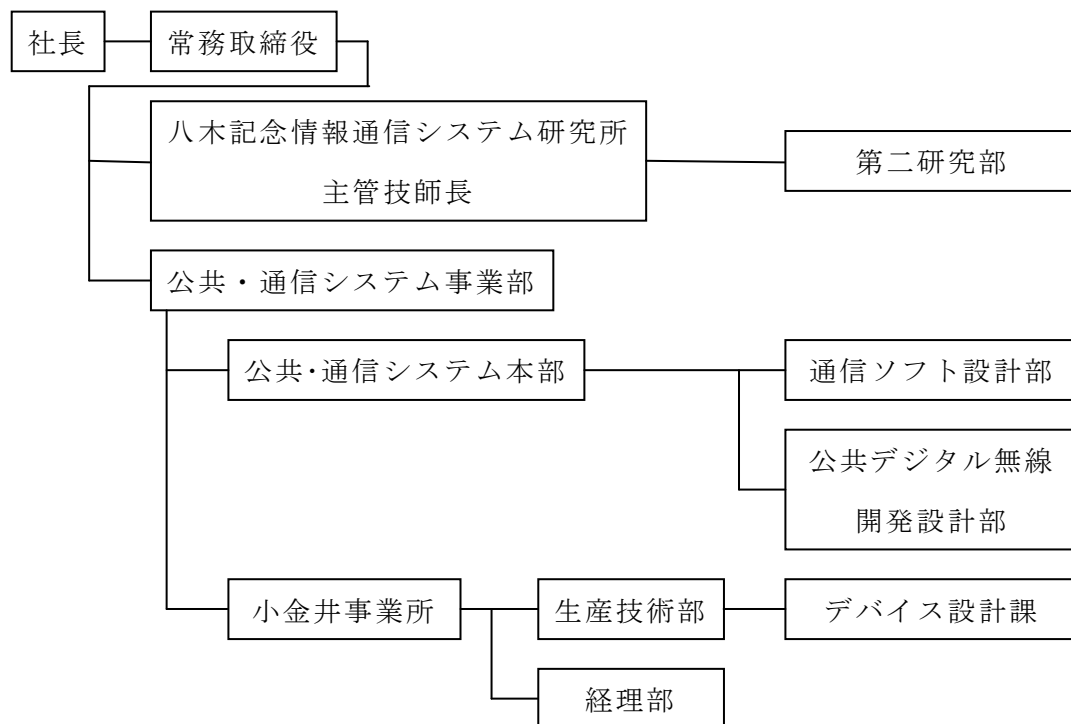
平成15年度に高周波部試作装置の開発を行い、同年度に開発した変復調ベースバンド部試作装置と連動させ、室内評価試験を実施し、準ミリ波帯における各種性能劣化要因の解析を行う。

3-3 研究開発の年度別計画

(金額は非公表)

研究開発項目	14年度	15年度	16年度	年度	年度	計	備考
準ミリ波帯広帯域 固定系無線アクセスシステム技術の研究開発							
ア 長距離広帯域伝送に対応する 適応変調技術			中 間 評 価	→			
イ 無線アクセス制御の高速化技術				→			
ウ 低歪み準ミリ波帯の回路技術				→			
間接経費額 (税込み)				→			
合 計							

3-4 研究開発体制



4. 研究開発の概要（平成15年度まで）

4-1 研究開発実施計画

4-1-1 研究開発の計画内容

初年度の平成14年度（期間：平成14年10月～平成15年3月）には、各技術の初期検討、方式／アルゴリズム／アーキテクチャを検討し、2年目の本年度（期間：平成15年4月～平成16年3月）は、試験装置の製作、および室内評価試験を実施する計画とした。

ア 長距離広帯域伝送に対応する適応変調技術

適応変調および誤り訂正に関する技術検討を反映させた変復調ベースバンド部試作装置と、無線制御部、高周波部試作装置により室内評価試験を実施し、採用方式の動作検証および特性評価を行う。

イ 無線アクセス制御の高速化技術

高速処理動作および優先制御に関する技術検討を反映させた無線制御部試作装置と、変復調ベースバンド部、高周波部試作装置により室内評価試験を実施し、採用方式の動作検証および特性評価を行う。

ウ 低歪み準ミリ波帯の回路技術

高周波部を含めた屋外装置の試作を行ない、無線制御部と変復調ベースバンド部を含む屋内装置と連動させ、室内評価試験を実施し、準ミリ波帯における各種性能劣化要因の解析を行う。

4-1-2 研究開発課題実施計画

(金額は非公表)

研究開発項目	第1四半期	第2四半期	第3四半期	第4四半期	計	備考
準ミリ波帯広帯域 固定系無線アクセスシステム技術の開発						
ア 長距離広帯域伝送に対応する 適応変調技術				→		
イ 無線アクセス制御の高速化技術				→		
ウ 低歪み準ミリ波帯の回路技術				→		
間接経費				→		
合計						

4-2 研究開発の実施内容

ア 長距離広帯域伝送に対応する適応変調技術

回路設計、基板製作、屋内装置の筐体設計・製作を行った。変復調ベースバンド部は、IF部(中間周波回路部)で対向接続した試験評価により、受信部において受信データ誤り率等の特性を得られるまでの接続調整を行った。

イ 無線アクセス制御の高速化技術

回路設計、基板製作を行い、無線制御部を対向接続した試験評価により、高速の制御処理動作、QoS(Quality of Service) [6][7]制御動作について検証した。変復調ベースバンド部を介した対向接続における試験評価についても、上記と同様の動作について試験評価を行った。

ウ 低歪み準ミリ波帯の回路技術

高周波部の回路設計、基板製作、屋外装置の筐体設計・製作を行った。上り系及び下り系の送信部・受信部の高周波部について調整を行った。屋内装置の無線制御部および変復調部との接続調整を、上り系及び下り系の単方向について行った。さらに、送受信の双方向伝送における接続調整を行ない、装置の総合動作検証の後に室内試験評価を行った。

5. 研究開発実施状況（平成 15 年度）

5-1 システム概要

5-1-1 システム構成

装置の概略構成を図 5-1-1-1 に示す。装置は屋外装置(ODU; Outdoor Unit)、屋内装置(IDU; Indoor Unit)より構成され、同軸ケーブルで接続される。

ODUは、高周波信号を処理する送受信RF部、2次IF周波数変換部、ODU制御部より構成される。IDUは、1次IF(中間周波数)周波数変換部、送受信の変復調信号処理を行う変復調部、有線系のネットワークと無線部を接続する、QoS制御を含む無線制御部より構成される。ODU及びIDUの装置外観を図 5-1-1-2、図 5-1-1-3 に示す。

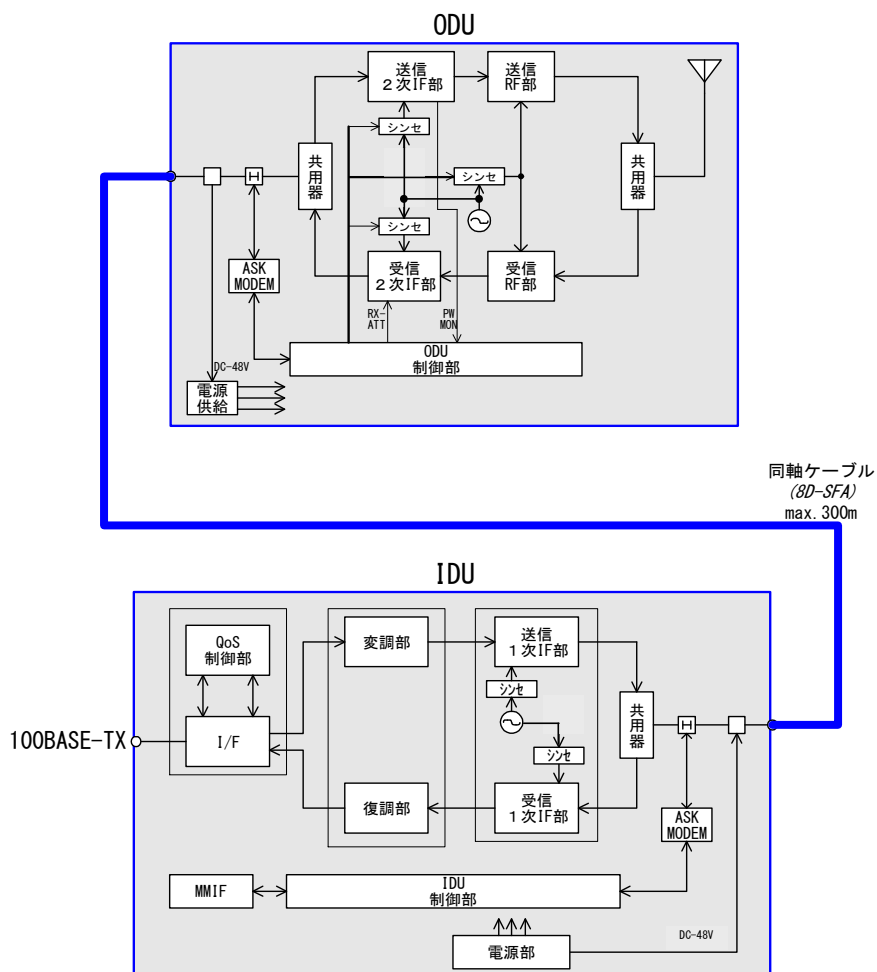


図 5-1-1-1 試験装置の概略構成



図 5-1-1-2 屋外装置(ODU)及びφ60cm アンテナ



図 5-1-1-3 屋内装置(IDU)

5-1-2 開発システム諸元

本無線装置は、複信方式としてFDD (Frequency Division Duplex) を用いた、P-P (Point to Point)方式のシステムとする。

入出力のインタフェースを100Base-TXとし、基地局及び端末局はIPベースのネットワークを接続する。音声、ファイル等のデータ、映像など、100Mbit/sの高速伝送を必要とする多用途のアプリケーションに対応する。主要諸元は、表 5-1-2-1に示す。本装置ではチャンネル幅を60MHzとし、伝送速度は最大100Mbit/sとなる仕様とした。

表 5-1-2-1 無線システムの主要諸元

項目	諸元	備考
周波数帯	18GHz帯 (17.7~19.7GHz)	
チャンネル幅	60MHz	
複信方式	FDD	
変調方式	シングルキャリア BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM	(適応変調方式)
シンボル伝送速度	26.67 Msymbol/s	
ロールオフ率	0.4	
占有帯域幅	34.67MHz以下	
伝送速度 (情報伝送速度)	最大100Mbit/s	
入出力インタフェース	100Base-TX	
送信出力	最大100mW (20dBm)	BPSK, QPSK:100mW 16QAM:63mW 64QAM:50mW
送信出力偏差	±50%	
送信周波数偏差	±10ppm	
送受信アンテナ	φ 60cm パラボラアンテナ	利得: 38dBi
伝送距離	10km	

5-1-3 無線部仕様

5-1-3-1 基地局および端末局の送信部

(1) 送信搬送波周波数範囲

送信周波数は、次のとおりとする。

基地局：19.25～19.67GHz（高群）

端末局：18.00～18.42GHz（低群）

(2) 受信感度

5-1-7節のリンクバジェットにおいて記述する、所要C/N、受信雑音電力により、各変調に対応した受信感度は、劣化：4.5dB（機器劣化：3dB、干渉分劣化：1.5dB）を含め、下記のとおりとする。

64QAM（符号化率；3/4）：-63.8dBm

16QAM（符号化率；1/2）：-72.5dBm

QPSK（符号化率；1/2）：-79.3dBm

BPSK（符号化率；1/2）：-82.3dBm

(3) 隣接・次隣接チャネル漏洩電力

搬送波周波数から、 B_{ch} （チャネル帯域幅）あるいは $2B_{ch}$ 離れた周波数を中心とする $\pm 0.45 B_{ch}$ に含まれる電力平均値の、平均送信電力に対する比をそれぞれ隣接チャネル漏洩電力あるいは次隣接チャネル漏洩電力と規定されている規格を参考とし、仕様を表 5-1-3-1 に示す通りとする。

表 5-1-3-1 隣接・次隣接チャンネル漏洩電力仕様

		装置仕様	参考：規格(案)
隣接チャンネル漏洩電力	$B_{CH}=60\text{MHz}$	-33dBc 以下	-27.0dBc 以下
	$B_{CH}=40\text{MHz}$	-32dBc 以下	-25.6dBc 以下
	$B_{CH}=20\text{MHz}$	-29dBc 以下	-23.2dBc 以下
次隣接チャンネル漏洩電力		-48dBc 以下	-43.0dBc 以下

(4) スプリアス強度

チャンネル帯域の中心から、チャンネル幅 B_{CH} の250%離れた周波数において、 $50\mu\text{W/MHz}$ 以下とする。

(5) 送信アンテナ、アンテナ利得

直径60cmのパラボラアンテナを使用する。

アンテナ利得は、レドーム及びアンテナ調整ずれによる損失を合わせ1.0dBを想定し、38dBiとする。

5-1-3-2 基地局および端末局の受信部

(1) 雑音指数

常温で7dB以下とする。

(2) 検波方法

準同期検波とする。

(3) 副次的に発する電波等の強度

周波数1GHz未満において4nW以下、1GHz以上において20nW以下とする。

5-1-4 適応変調

変調方式と誤り訂正の符号化率については、切替制御の精度や安定性等を考慮し、表 5-1-4-1 に示すような4段階の組合せとした。

適応変調方式における、変調方式と誤り訂正の符号化率を切替える適応制御は、基地局が自局及び端末局の両方の受信状態情報により判断して行ない、下りと上り回線で同じ変調方式と誤り訂正の符号化率を設定する。受信状態情報としては、等化器の誤差出力を使用する方式を採用することとした。

表 5-1-4-1 変調方式と誤り訂正符号化率の組合せ

変調方式	誤り訂正 符号化率
BPSK	1/2
QPSK	1/2
16QAM	1/2
64QAM	3/4

*) 畳込み符号ビタビ復号 ; 拘束長 K=7

5-1-5 無線制御部概要

無線制御部は制御部（CPUボード）とインタフェース部（インタフェースボード）から構成される。制御部にはCPU、メモリ、OSを実装し、TCP/IPのプロトコル処理、QoS制御を実行する。インタフェース部はネットワーク及びベースバンド部とのインタフェースを行い、FPGA等のハードウェアで構成する。

ベースバンド部からのデータはインタフェース部にてEthernetへ転送し、Ethernetからのデータはベースバンド部からの無線区間伝送速度情報により、①インタフェース部からベースバンド部へ転送、②制御部経由でベースバンド部へ転送する2経路を切替える方式とした。無線区間伝送速度が100Mbit/s以上の場合、インタフェース部にデータの転送処理を任せることで制御部の高速動作が不要となる。無線区間適応変調方式の採用に伴い、無線区間伝送速度が変化しても必要なネットワーク環境を維持することが要求されるが、無線区間送信データに対してトラフィックフローの集約とクラス毎の帯域保証を行うQoS制御機能にて対応し、重要通信の伝送を確保できる。無線制御部の主要諸元を表 5-1-5-1 に示す。

表 5-1-5-1 無線制御部の主要諸元

項目	内容
接続インタフェース	・Ethernet : 100Base-TX ・BB 部 : 専用 I/F ・保守用 : RS-232
管理インタフェース	telnet
QoS 制御	CBQ (Class-based Queuing) 最大クラス数 : 256

5-1-6 無線送受信部概要

高周波部フロントエンドの構成は図 5-1-6-1 に示すブロック構成とした。破線で示した7個のブロック部分については、RFモジュールを開発し、送信部、受信部、シンセサイザ部それぞれに実装する構成とした。さらに、送信部及び受信部を別ユニットの構成とし、特性劣化の要因となる回り込みによる影響を少なくした実装構成とし、同時に小型化を図った。

基地局、端末局の対向における、周波数変換系統は図 5-1-6-2 に示す構成とした。RFローカル信号は、送信及び受信で共通としており、2次IFにおいて高群と低群の周波数差を持たせた周波数とする構成とした。

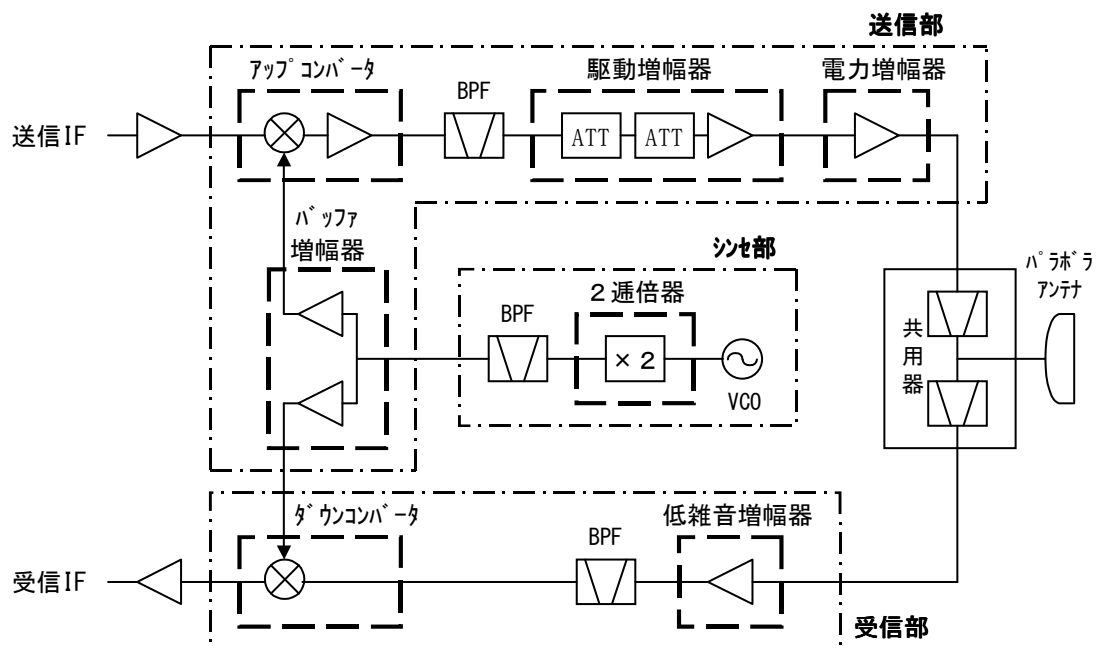


図 5-1-6-1 高周波部フロントエンド部のブロック構成

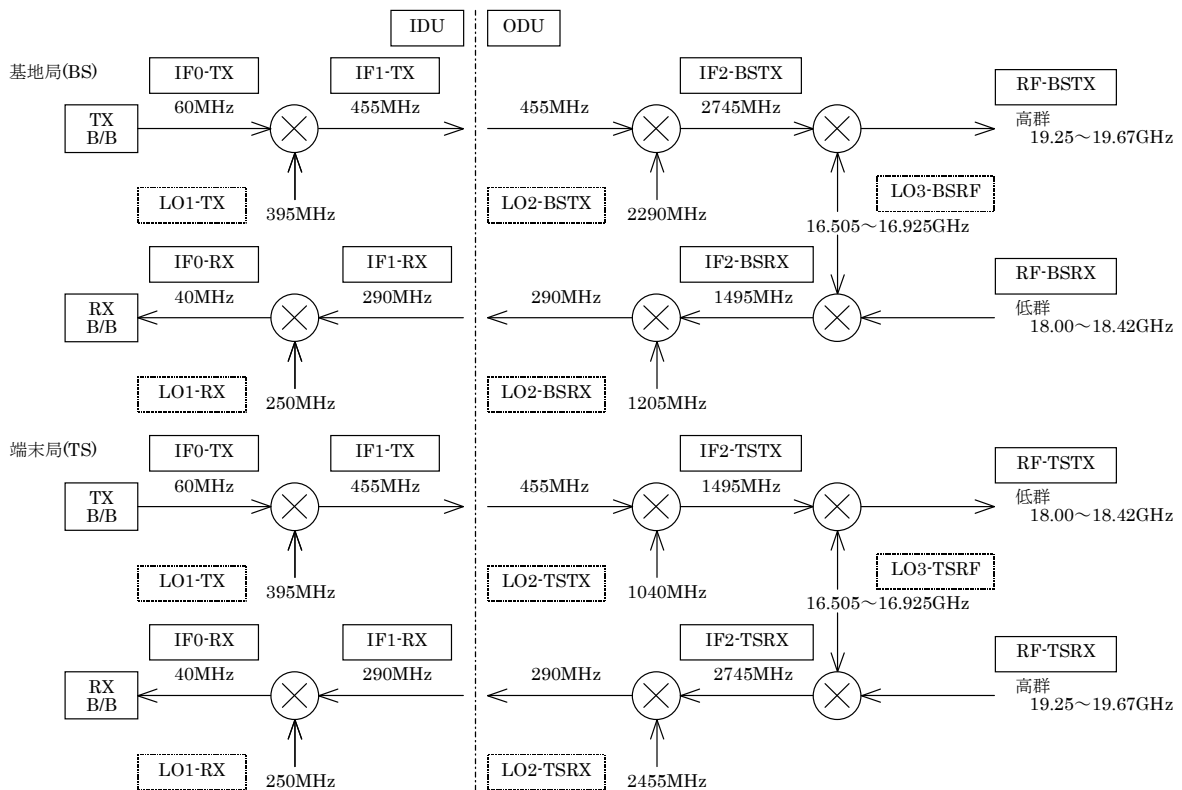


図 5-1-6-2 送受信対向の IF・RF 周波数変換系統図

5-1-7 適応変調対応のリンクバジェット

本無線アクセスシステムにおける、伝送距離10kmに対応可能なリンクバジエツトを以下に記述する。

5-1-7-1 リンクバジエツト算出の条件

(1) 伝送品質

伝送品質は、有線系のネットワークと同等とし、誤り訂正後のビット誤り率でBER=1×10⁻⁹とする。

(2) システムの雑音、機器劣化の配分

干渉雑音の劣化配分を1.5dB、送信系と受信系のマージンを含めた機器劣化を3dBの固定劣化とする。

(3) 送受信アンテナ利得

送受信とも60cmパラボラアンテナとし、利得は38dBiとする。

(4) 受信雑音電力

チャンネル幅 $B_{CH}=60\text{MHz}$ に対して、

受信機等価雑音帯域幅： $B=26.67\text{MHz}$ とする。

受信機雑音指数： $NF=7.0\text{dB}$ とする。

受信雑音電力： $kTB(NF)=-173.83\text{dBm}+10\cdot\log(B[\text{MHz}])+7.0$ となる。

(5) 送信機出力

各変調方式の送信機出力は、BPSK、QPSK：20dBm、16QAM：18dBm、64QAM：17dBmとする。

(6) 自由空間損失

自由空間損失： L_f は、搬送波周波数： $f_c(\text{GHz})=18.7\text{GHz}$ 、伝送距離： $D(\text{km})$ において、

$L_f=92.4\text{dB}+20\cdot\log(f_c)+20\cdot\log(D)$ とする。

(7) 降雨減衰量

降雨減衰量は、「電波法関係審査基準」(電気通信振興会)に基準方法として記載されている、降雨減衰量分布の $p\%$ 値 Z_p (年間回線不稼働率 $p\%$ に対応した所要降雨マージン)を算出する方法を使用して算出する。算出の基準値である、1分間雨量累積分布の0.0075%値は、東京23区の観測点10ヶ所の平均値である1.31[mm/min]を用いた。

5-1-7-2 各変調方式におけるリンクバジェット

表 5-1-4-1 に示した変調方式：64QAM～BPSKと誤り訂正の符号化率とを組合せた条件における、 $B_{ch}=60\text{MHz}$ 、伝送距離：2～16kmのリンクバジェットは、表 5-1-7-1～表 5-1-7-4 のようになる。

表 5-1-7-1 64QAM 変調(符号化率:3/4)リンクバジェット($B_{ch}:60\text{MHz}$)

誤り訂正後の回線品質 ($BER=1 \times 10^{-9}$)	変調方式: 64QAM 符号化率: 3/4							
送信機出力 [dBm]	17							
送信アンテナ利得 [dBi]	38							
伝送距離 [km]	2	4	6	8	10	12	14	16
自由空間損失 [dB]	123.8	129.8	133.4	135.9	137.8	139.4	140.7	141.9
受信アンテナ利得 [dBi]	38							
受信機信号入力 [dBm]	-30.8	-36.8	-40.4	-42.9	-44.8	-46.4	-47.7	-48.9
受信雑音電力 [dBm]	-92.6							
算出されたC/N [dB]	61.8	55.8	52.2	49.7	47.8	46.2	44.9	43.7
所要C/N [dB]	28.8							
理論C/N [dB]	24.3							
降雨マージン [dB]	33	27	23.4	20.9	19	17.4	16.1	14.9

表 5-1-7-2 16QAM 変調(符号化率:1/2)リンクバジェット($B_{ch}:60\text{MHz}$)

誤り訂正後の回線品質 ($BER=1 \times 10^{-9}$)	変調方式: 16QAM 符号化率: 1/2							
送信機出力 [dBm]	18							
送信アンテナ利得 [dBi]	38							
伝送距離 [km]	2	4	6	8	10	12	14	16
自由空間損失 [dB]	123.8	129.8	133.4	135.9	137.8	139.4	140.7	141.9
受信アンテナ利得 [dBi]	38							
受信機信号入力 [dBm]	-29.8	-35.8	-39.4	-41.9	-43.8	-45.4	-46.7	-47.9
受信雑音電力 [dBm]	-92.6							
算出されたC/N [dB]	62.8	56.8	53.2	50.7	48.8	47.2	45.9	44.7
所要C/N [dB]	20							
理論C/N [dB]	15.5							
降雨マージン [dB]	42.8	36.8	33.2	30.7	28.8	27.2	25.9	24.7

表 5-1-7-3 QPSK 変調(符号化率:1/2)リンクバジェット($B_{ch}:60\text{MHz}$)

誤り訂正後の回線品質 ($BER=1 \times 10^{-9}$)	変調方式: QPSK 符号化率: 1/2							
送信機出力 [dBm]	20							
送信アンテナ利得 [dBi]	38							
伝送距離 [km]	2	4	6	8	10	12	14	16
自由空間損失 [dB]	123.8	129.8	133.4	135.9	137.8	139.4	140.7	141.9
受信アンテナ利得 [dBi]	38							
受信機信号入力 [dBm]	-27.8	-33.8	-37.4	-39.9	-41.8	-43.4	-44.7	-45.9
受信雑音電力 [dBm]	-92.6							
算出されたC/N [dB]	64.8	58.8	55.2	52.7	50.8	49.2	47.9	46.7
所要C/N [dB]	13.3							
理論C/N [dB]	8.8							
降雨マージン [dB]	51.5	45.5	41.9	39.4	37.5	35.9	34.6	33.4

表 5-1-7-4 BPSK 変調(符号化率:1/2)リンクバジェット(Bch:60MHz)

誤り訂正後の回線品質 (BER=1×1E-9)	変調方式:BPSK 符号化率:1/2							
送信機出力 [dBm]	20							
送信アンテナ利得 [dBi]	38							
伝送距離 [km]	2	4	6	8	10	12	14	16
自由空間損失 [dB]	123.8	129.8	133.4	135.9	137.8	139.4	140.7	141.9
受信アンテナ利得 [dBi]	38							
受信機信号入力 [dBm]	-27.8	-33.8	-37.4	-39.9	-41.8	-43.4	-44.7	-45.9
受信雑音電力 [dBm]	-92.6							
算出されたC/N [dB]	64.8	58.8	55.2	52.7	50.8	49.2	47.9	46.7
所要C/N [dB]	10.3							
理論C/N [dB]	5.8							
降雨マージン [dB]	54.5	48.5	44.9	42.4	40.5	38.9	37.6	36.4

5-1-7-3 適応変調における伝送距離

表 5-1-7-1～表 5-1-7-4 の $B_{ch}=60\text{MHz}$ におけるリンクバジェットの降雨マージン、および、5-1-7-1 (7) の算出による回線不稼働率：

0.1%, 0.04%, 0.01%, 0.004%における降雨減衰量を、伝送距離：2～16kmについて
図 5-1-7-1 に示す。

固定系無線システムに必要とされる回線不稼働率：0.01%の伝送距離：10kmの降雨減衰に対応して、BPSK変調(符号化率：1/2)の降雨マージンがそれ以上となっており、降雨減衰無しの晴天時には、QPSK～64QAMの各条件で伝送距離10kmの通信が可能であることから、適応変調を適用することで、回線不稼働率：0.01%において伝送距離10kmでの通信が可能となる。ただし、無線区間の伝送速度は晴天時に最大100Mbit/sであるが、降雨による受信電力の減衰量により、BPSK変調(符号化率：1/2)に切替えられた場合には、10Mbit/s程度の伝送速度まで低下することになる。

なお、伝送距離：10kmにおいて、64QAMの100Mbit/s以上の伝送速度となる回線不稼働率は約0.04%程度であり、年間では約3.5時間の時間において16QAM～BPSKの変調方式に切替わり、100Mbit/s以下の低速伝送となる。

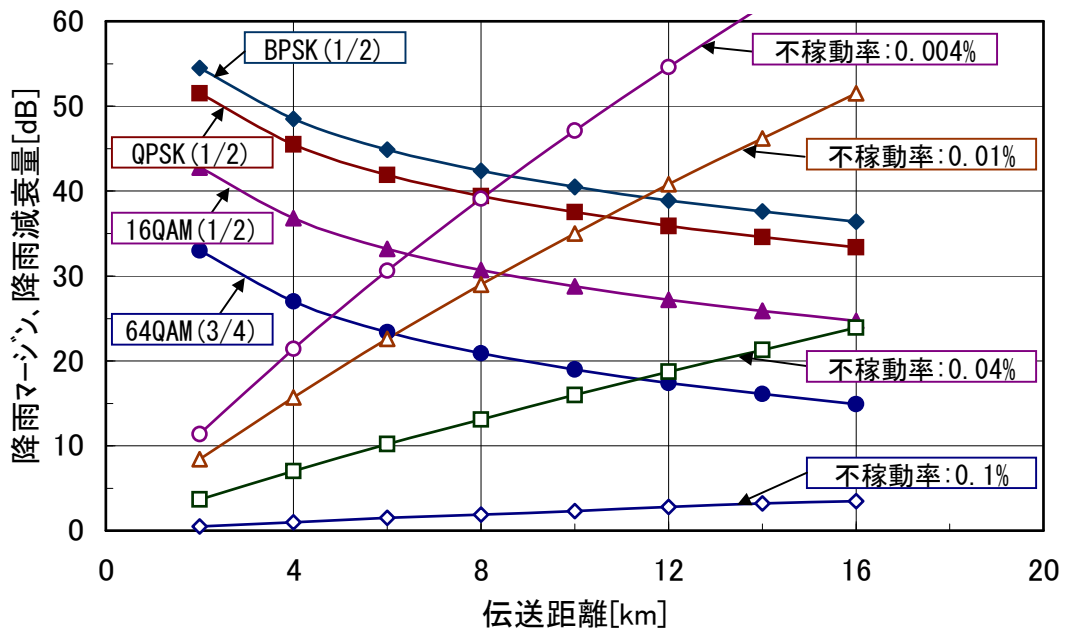


図 5-1-7-1 降雨マージンと回線不稼働率の降雨減衰量(Bch:60MHz)

5-2 長距離広帯域伝送に対応する適応変調技術

本節では、長距離広帯域伝送に有効な適応変調を実現するための変復調部関連の開発内容について述べる。変復調部の機能は主に以下の4項目に分類される。

- (1) 無線制御部から送られるデータを無線伝送フレームに埋め込み、デジタル変調を施した後に一次IF周波数に変換してIF部へ出力する。
- (2) IF部から入力される受信信号を基底帯域(ベースバンド)信号に変換し、デジタル復調の結果得られる復号データを無線制御部へ出力する。
- (3) 2局間の無線回線のリンク確立を行う。
- (4) 無線回線の条件に対応して適応変調制御を行う。

変復調部に関連する方式等については既に「平成14年度成果報告書」に記載しているが、若干の修正・追加があり、この点を含めて実現方法、評価結果等を詳述する。

5-2-1 仕様

変復調部の基本仕様を表 5-2-1-1 及び表 5-2-1-2 に示す。これらの仕様は基本的に平成14年度成果報告書に記載のものである。ただし、表 5-2-1-1 において、変調出力周波数は、後段のIDU:送信IF部内のフィルタ特性の実現性を考慮して40MHzから60MHzに変更した。

表 5-2-1-1 変調部の仕様

項目	仕様値
シンボル伝送速度	26.67MHz
隣接チャネル漏洩電力	-50dB以下
伝送ビット速度	最大100Mbit/s
変調出力周波数	60MHz
オーバーサンプリング数	9
サンプリング周波数	240MHz
変調方式	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM
符号化方式	畳込み符号(拘束長7)
符号化率	1/2または3/4
ロールオフ率	0.4
フィルタタップ長	72
フィルタ係数ビット幅	12

表 5-2-1-2 復調部の仕様

項目	仕様値
シンボル伝送速度	26.67MHz
変調入力周波数	40MHz
オーバーサンプリング数	6
サンプリング周波数	160MHz
復号方式	ビタビ復号
等化方式	線形等化器 (タップ長13, 収束アルゴリズム:LMS)
ロールオフ率	0.4
フィルタタップ長	33
フィルタ係数ビット幅	12

5-2-2 変復調部の構成

前記仕様を満たすための機能構成及びハードウェアの構成について以下に説明する。

変復調部の機能ブロックを図 5-2-2-1 に示す。変復調部の機能は、変調処理、復調処理、その他の制御処理に大別される。

変調処理では最初に無線制御部から伝送される送信データを畳込み符号化し、対応するパングチャ処理を施したのち、データを無線伝送フレームに埋め込む。その後、フレーム化されたビットデータにより変調方式(BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM)に対応したシンボル信号に変換し、送信フィルタによって補間処理を伴う帯域制限を行い、直交変換によってIF周波数(60MHz)に変換し、D/A変換を介してIF部に出力する。

また、復調処理では、IF部から出力されるIF信号(40MHz)をA/D変換したのち、直交変換によりベースバンド(基底周波数)信号に変換し、受信フィルタにより波形整形、不要成分の除去を行う。次に、この信号に対して周波数偏差の補償処理を行い、適応等化器によって帯域内歪成分や符号間干渉成分の除去、振幅および位相の補償を行うと同時に、シンボルからビット情報への復号を行う。

最後に復号されたビット列に対してデパングチャ処理を経てビタビ復号による誤り訂正を行い、この結果を受信データとして無線制御部に出力する。以上の復調処理に付随して、伝送タイミングに対する同期処理、周波数偏差を検出するAFC処理、また、適応変調の制御処理等の機能を有する。

以上の機能を実現するハードウェアを設計するに当たり、デバイスの選定および機能の各デバイスへの振り分け方法について検討した。検討結果を図 5-2-2-2 に示す。

高速でかつリアルタイム性が要求される変復調処理についてはFPGA、フレーム単位での比較的低速で柔軟な処理が要求される同期・適応変調制御等はDSPで実現することとした。

さらにFPGAについては規模・価格等のバランスを考慮して2個用いることとし、変調処理と復調処理の受信フィルタまでをFPGA1、等化処理以降をFPGA2に実装した。製作したハードウェアのブロック図を図 5-2-2-3に、また基板外観図を図 5-2-2-4に示す。

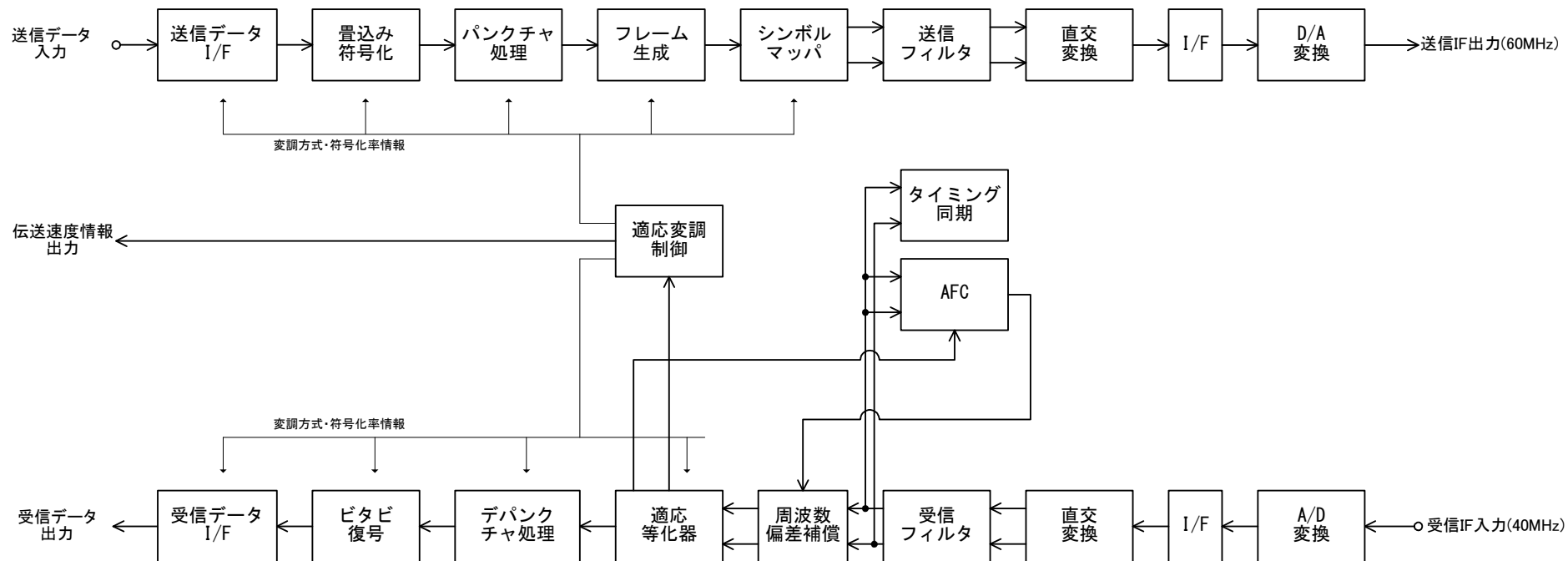


図 5-2-2-1 変復調部の機能ブロック

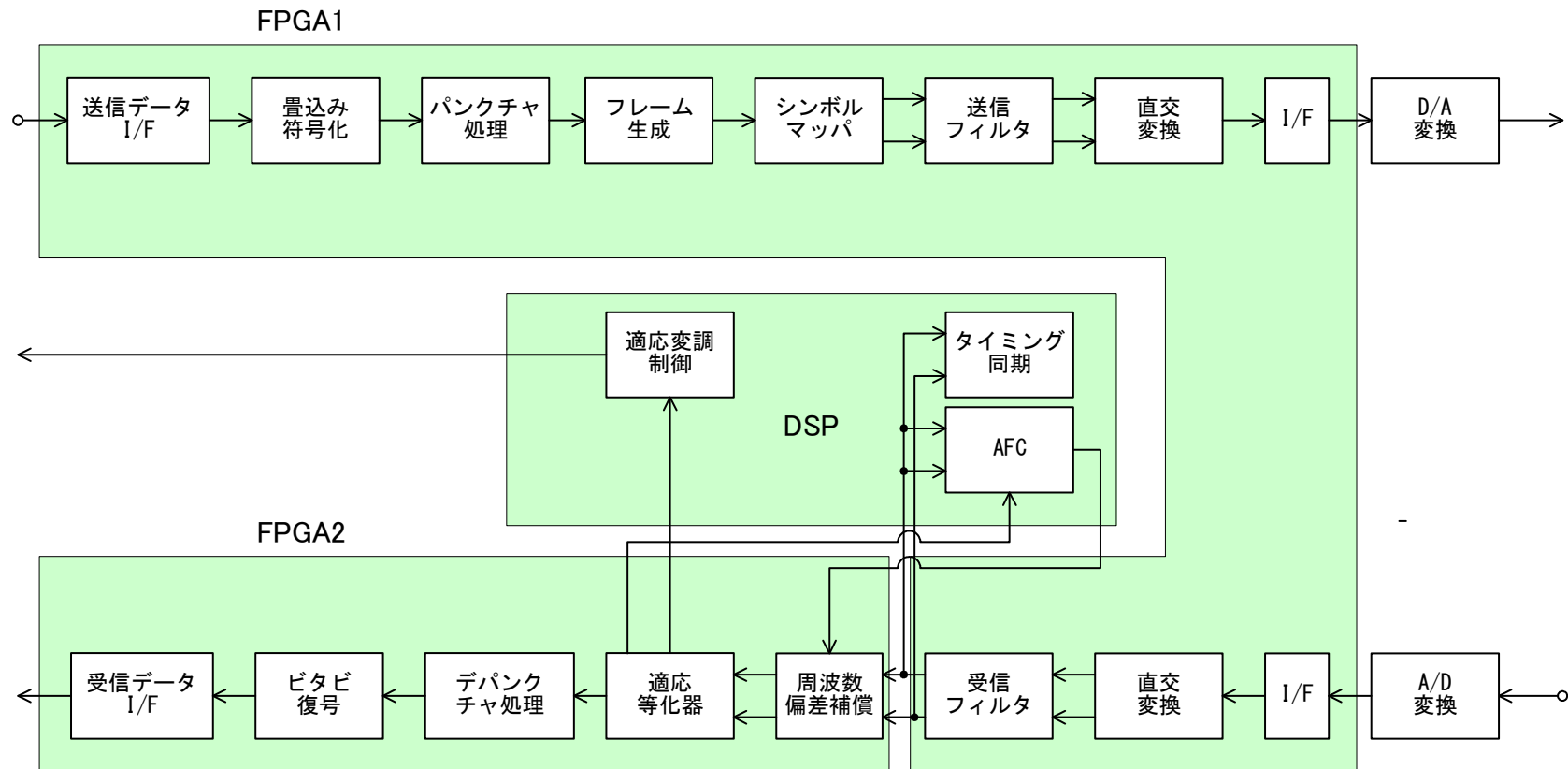


図 5-2-2-2 変復調部の機能分割

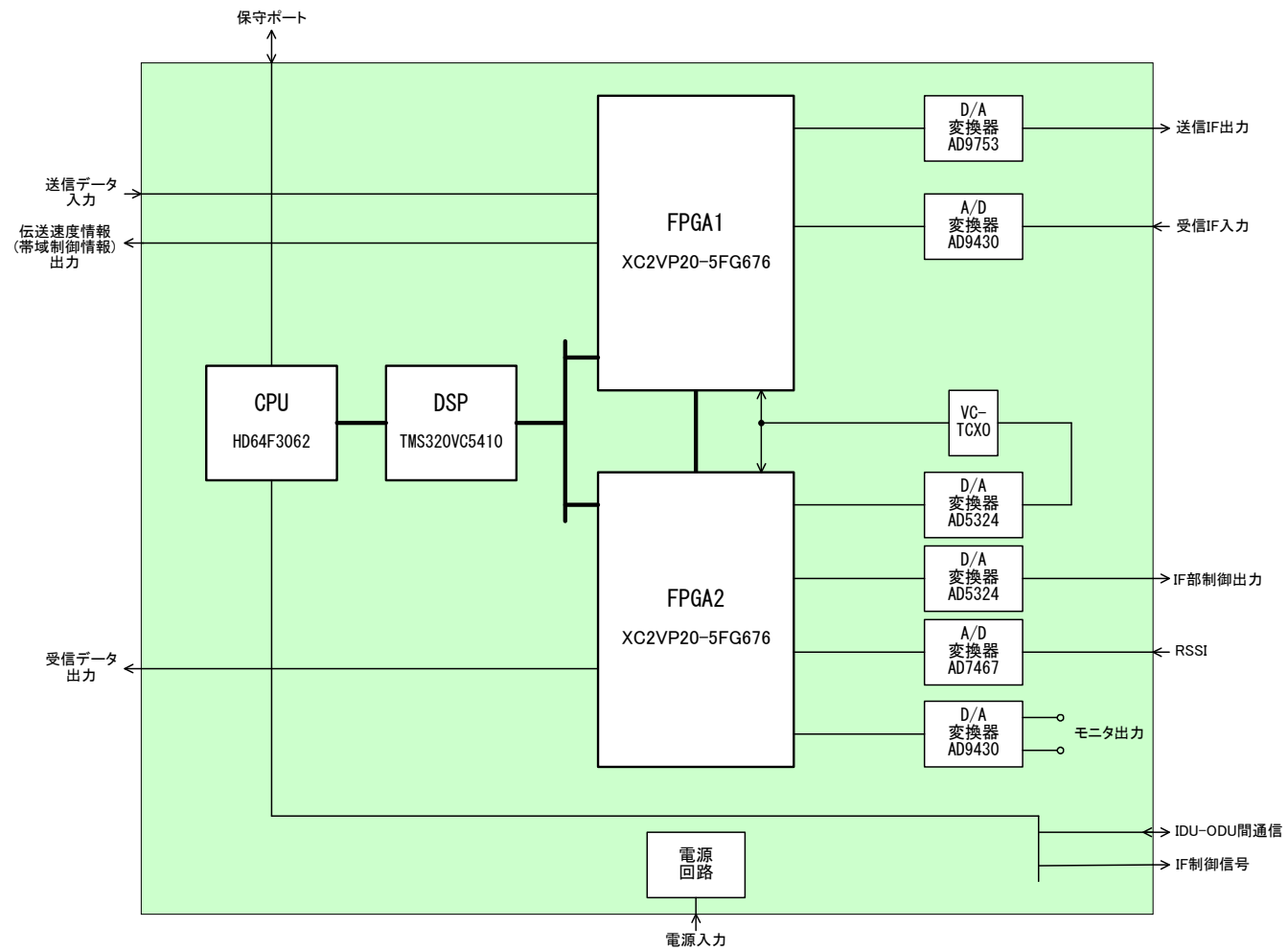


図 5-2-2-3 変復調部のハードウェア構成



図 5-2-2-4 変復調部の基板外観図

5-2-3 各部設計詳細

5-2-3-1 エンコード部

送信データ入力からフレーム生成処理までを行うエンコード部について説明する。エンコード部の処理ブロックを図 5-2-3-1 に示す。

[FIFO I/F]は、無線制御部データインタフェースと変調部インタフェース間のデータ速度差の吸収を、FIFO(First In, First Out)により実現するものである。基本的に無線制御部は12.5MHzの8bitパラレル転送に対応している一方で、変調部は適応変調方式をとるために様々なデータ速度を用意する必要がある他、伝送フレーム内の同期ワード、制御情報など非ユーザーデータが存在することを考慮すれば、より柔軟な速度変換方式が求められる。ここでは、FIFO構成によりこれを実現し、後段の煩雑な処理の動作タイミング制御を容易にしている。

①[PS変換部]は8ビットのパラレルデータをシリアルデータに変換している。

②[畳込み符号器]は、誤り訂正のための畳込み符号化処理を行う。拘束長 $k=7$ 、次式で示す生成多項式による構成とした。

$$G_0(D)=1+D^2+D^3+D^5+D^6$$

$$G_1(D)=1+D^1+D^2+D^3+D^6$$

③[パンクチャブロック]は、変調方式64QAMの場合の符号化率3/4を実現するためのパンクチャ処理の他、2ビット単位で入力される伝送データをシンボル生成に必要なビット幅に変換する。最も伝送速度が遅いBPSKの場合、2ビット入力が2シンボルに対するデータとなるため、基本的な動作サイクルは2シンボル周期とした。すなわち、BPSK、QPSK、16QAM、64QAMの各変調方式において、1サイクル間に、各々2、4、8、12ビットを出力する。

④[フレーム生成部]は、上記各部からの伝送データを、同期ワード、制御情報に引き続き配置されるペイロード(ユーザーチャネル)に埋め込み、伝送フレームを構成するものである。なお、[フレーム生成部]の入力は上記伝送データの他、PN生成部のデータも選択でき、FECなしのBER測定モードを可能としている。

以上述べてきたエンコード部では、適応変調に対する対応、特に変調方式切替時のデータ消失が生じないように、各部の制御タイミングに留意した。

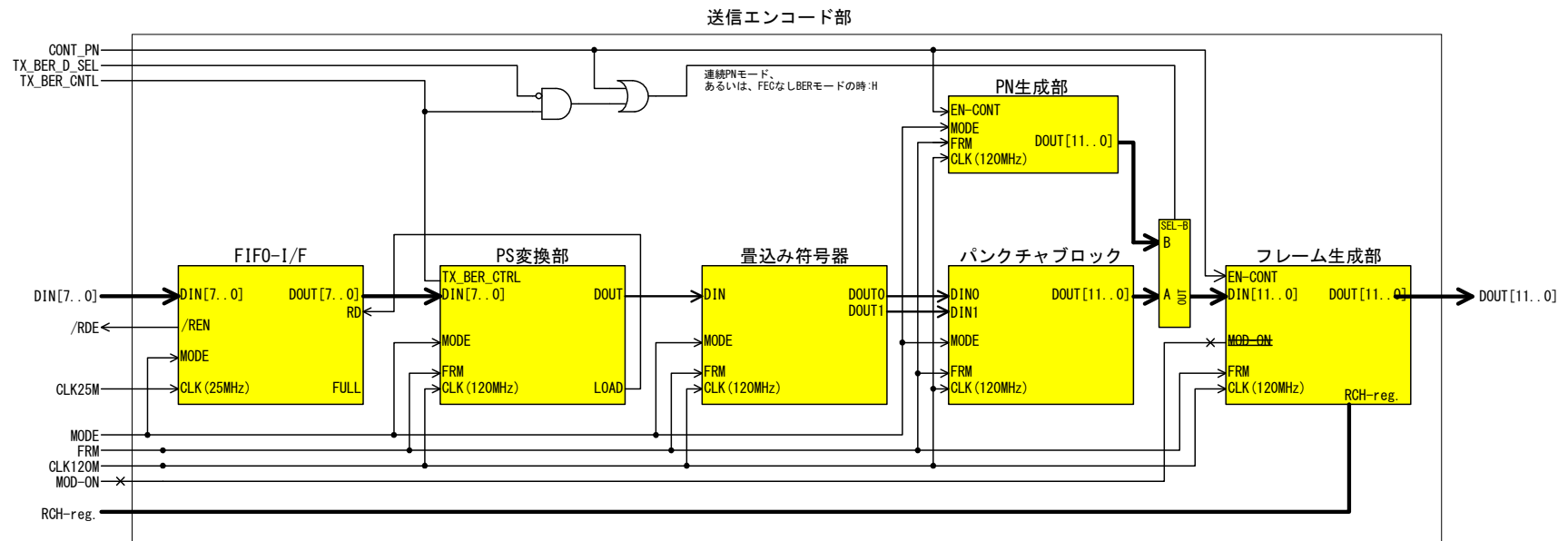
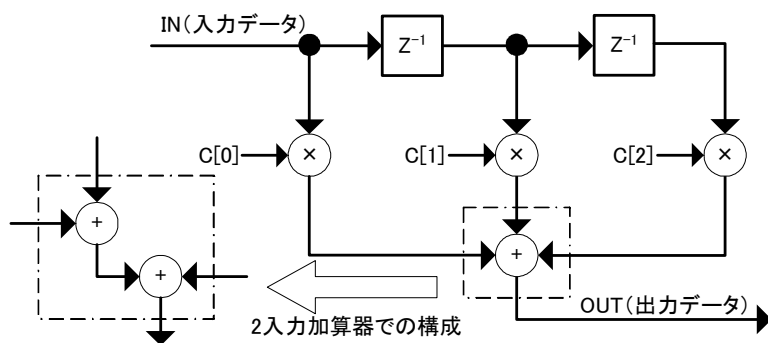


図 5-2-3-1 送信エンコード部の詳細ブロック

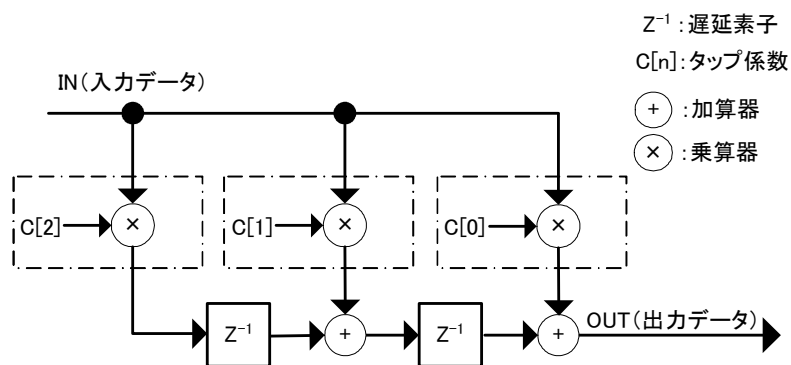
5-2-3-2 送信フィルタ

(1) 基本構成と課題

送信フィルタに用いるFIR (Finite Impulse Response) 型フィルタの構成方法としては、直接型と転置型の2種類がある。各々について、タップ数3の場合の構成例を図 5-2-3-2 に示す。直接型は、FIRフィルタの基本形であり、DSP等によるソフトウェアのプログラムによく用いられるが、ハードウェアで実現する場合には、タップ数と等しい数の入力ポートを持つ加算器 (図 5-2-3-2 (a) 中、点線部分) が必要となる。一般に、3入力以上の加算器は、2入力の加算器複数個で構成する必要があるため、動作速度の点で不利である。そこで、変復調部で用いるフィルタの構成としては、2入力の加算器で構成できる転置型を用いた。



(a) 直接型の構成



(b) 転置型の構成

図 5-2-3-2 FIR フィルタの基本構成方法

FPGAへの実装に際しては、回路規模と動作速度が課題となった。すなわち、送信フィルタの要求タップ数はI(同相)成分、Q(直交)成分各々72と、フィルタとして大規模であり、なお且つ高速動作(サンプリング周波数240MHz)が求められる。現行デバイスにおいてこのフィルタを一般的な構成、すなわち乗算器、加算器およびレジスタで構成することは回路規模、動作速度の両面で非常に負担が大きいため、シンボルマップ機能を含めて、メモリを用いた構成により送信フィルタを実現した。

(2) メモリを用いた構成方法

送信フィルタ部への入力データは、シンボルマップ上にマッピングした値であるため、有限個の固定値である。一方、タップ係数についても有限個の固定値である。従って、各変調方式のマッピング値とタップ係数の全ての組み合わせについて乗算結果をメモリに予め格納し、そのメモリを参照することにより、乗算器を用いずに送信フィルタを構成した。具体例(3タップの場合)を図 5-2-3-3 に示す。従来の構成と比較すると、図 5-2-3-2 (b) に示す転置型 FIRフィルタの点線で囲まれている部分をメモリに置き換えた形となる。メモリー-1には係数 $C[2]$ ×入力データ、メモリー-2には係数 $C[1]$ ×入力データ、メモリー-3には係数 $C[0]$ ×入力データの全てのマッピング値、タップ係数の乗算結果をそれぞれのメモリに格納する。フィルタの入力データは、各変調方式におけるシンボル値である。

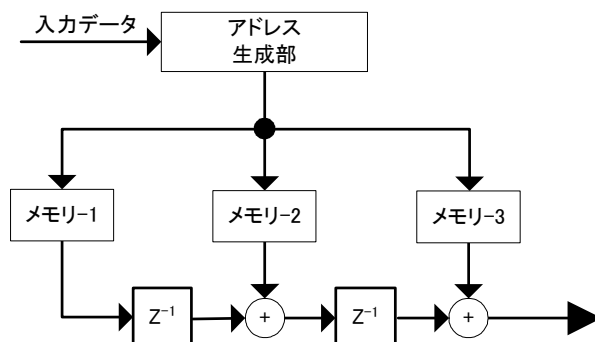


図 5-2-3-3 メモリを用いたフィルタの構成

本変調部に用いた実際の送信フィルタのブロック図を図 5-2-3-4 に示す。図中の「フィルタユニット」とは、図 5-2-3-3 に示したようなメモリ部と加算部の構成であり、各々が 8 タップのフィルタを構成している。これをオーバーサンプル数(9)個分だけ並列に配置、さらにI及びQ成分フィルタとして2倍、合計18ユニットにより構成している。したがって、各部の動作速度はシンボルレートである26.67MHzに低減されている。

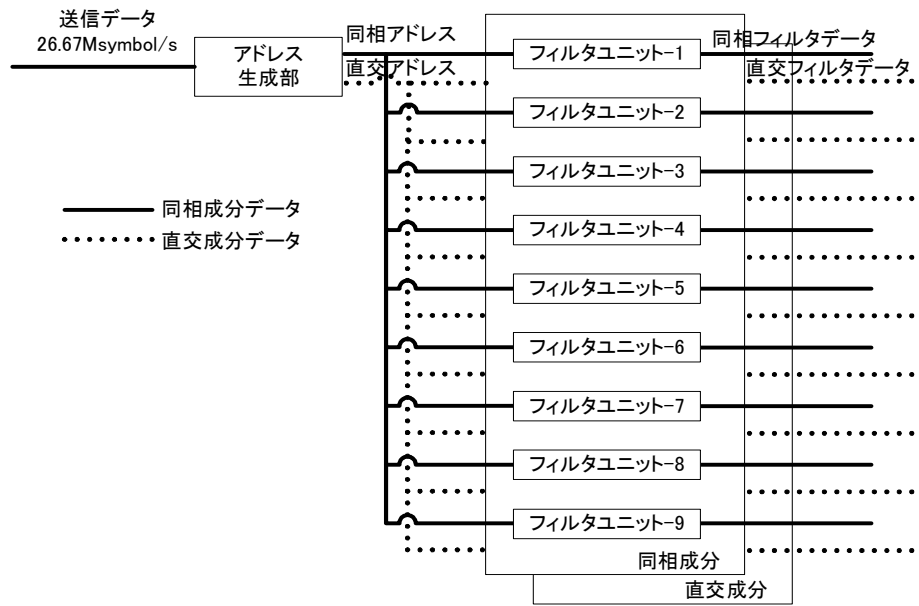


図 5-2-3-4 実際の送信フィルタの構成

5-2-3-3 適応等化器

適応等化器としてはLMS(Least Mean Square)アルゴリズムを用いた線形等化器を採用した。タップ間隔は1/2シンボル間隔、タップ数は14とした。この構成を図5-2-3-5に示す。

この等化器の基本動作速度はシンボルレートに等しい26.67MHzと高速であり、特にLMSアルゴリズムによる係数算出部分については、FPGAでの実装方法について工夫を要した。図5-2-3-5中の点線で囲んだ部分の演算の詳細を図5-2-3-6に示す。本来、この係数更新のためのループ状の演算、すなわち、3段の乗算と8段の加減算は、26.67MHzのスルーレートが必要となり実現が非常に困難である。この問題を解決するため、パイプライン処理を導入した。

図5-2-3-7にパイプライン化を導入した構成を示す。図に示すように演算過程を3段のステージに分割し、ステージ間にレジスタを配置した構成であり、各ステージのスルーレートが26.67MHzで動作すればよい。

なお、パイプライン化により係数更新の収束速度の劣化が懸念されるが、許容範囲内であることをシミュレーションにより確認した。

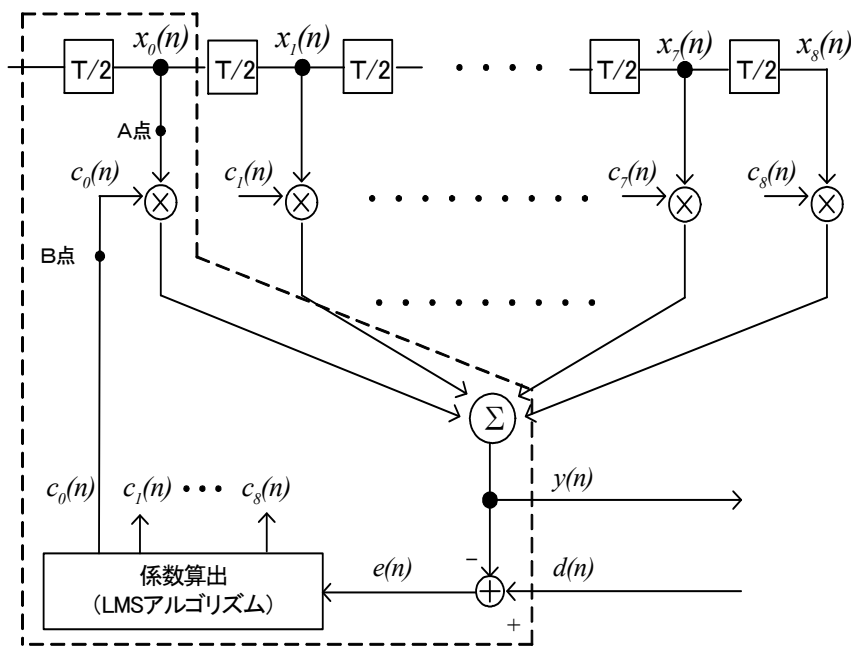


図5-2-3-5 適応等化器のブロック構成

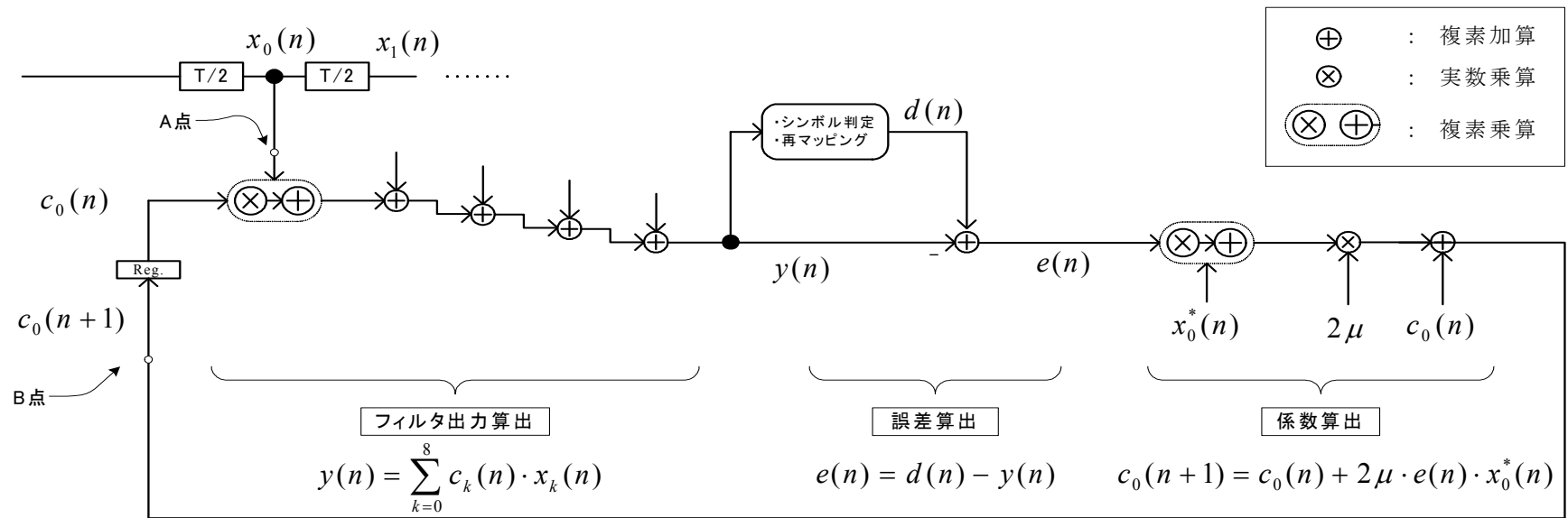


図 5-2-3-6 適応等化器の基本構成

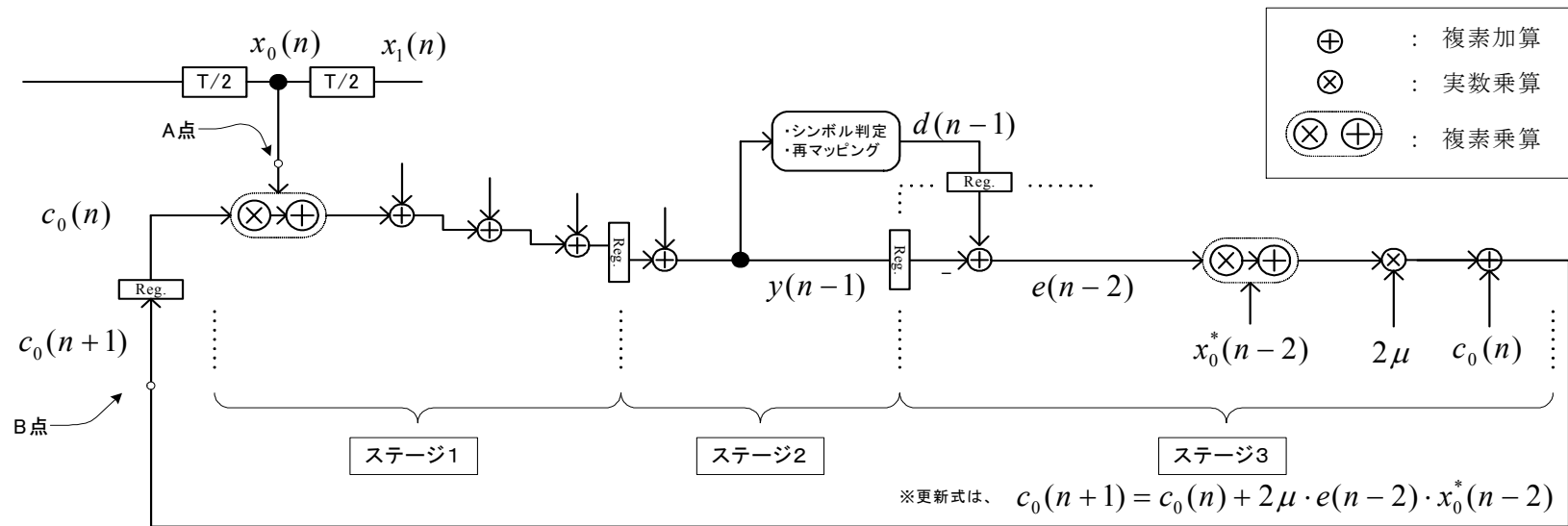


図 5-2-3-7 適応等化器のパイプライン構成

5-2-3-4 タイミング同期

基地局—端末局間の伝送タイミングの同期系、及び復調部におけるタイミング検出機能について述べる。

図5-2-3-8は、伝送タイミングに関する系統を示した図である。基地局の送信は、固定電圧により制御されるVC-TCXOの出力(100MHz)からDLL(Delay-Locked Loop)によって周波数変換された信号でTXフレームカウンタを駆動し、このカウンタにしたがって変調信号を出力する。下り回線を経由してこの信号を受信する端末局の復調部では、最初に、後述するタイミング検出機能を用いてRXフレームカウンタの値を調整し、初期同期捕捉を行う。同様にTXフレームカウンタの値も調整する。初期同期捕捉後は、同期状態を維持するために随時VC-TCXOの周波数制御を行う。端末局の送信は、復調部によって調整されたTXフレームカウンタにしたがって変調信号を出力する。これを受ける基地局の復調部は、タイミング検出機能を用いて、RXフレームカウンタの値を調整して同期を確立する。

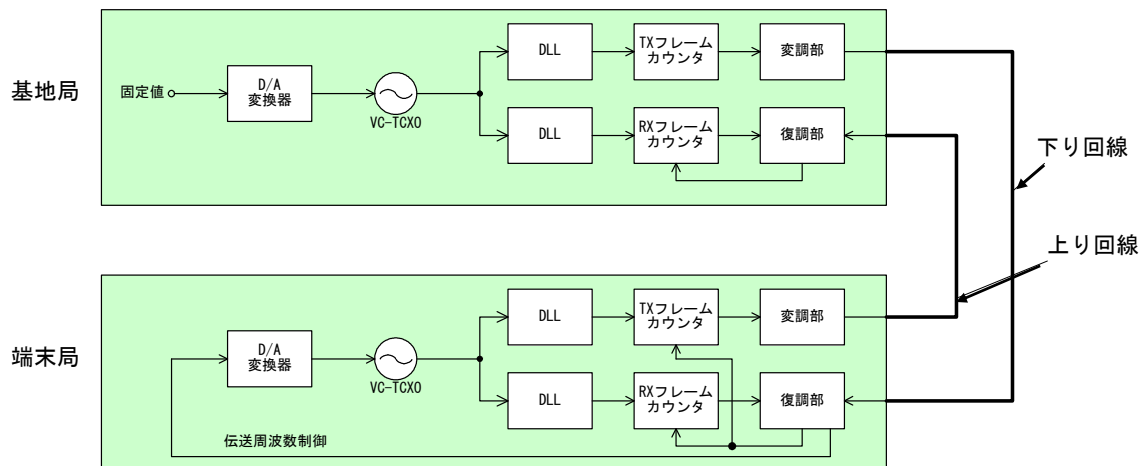


図5-2-3-8 基地—端末局間のタイミング制御系

次に、復調部におけるタイミング検出方法について述べる。受信信号に含まれるフレームタイミングを抽出するために、フレーム先頭に配置された同期ワードに対する相関演算を用いる。図5-2-3-9はタイミング検出部のブロック

図である。受信フィルタの出力は一旦バッファメモリに格納され、これを順次読み出して既知の同期ワード列との相関演算を行い、2乗値をとって相関バッファ内に格納する。図中のグラフは相関出力例である。次に、相関出力の最大値を与える位置を求め、この位置を中心として相関出力に対して補間処理を行い、その結果に対して再び最大値を与える位置を求めることにより、検出分解能を高めている。この結果と基準位置との差を求め、タイミング誤差として出力する。前出図5-2-3-8の復調部からフレームカウンタへの補正は、このタイミング誤差の値に基づいて行う。

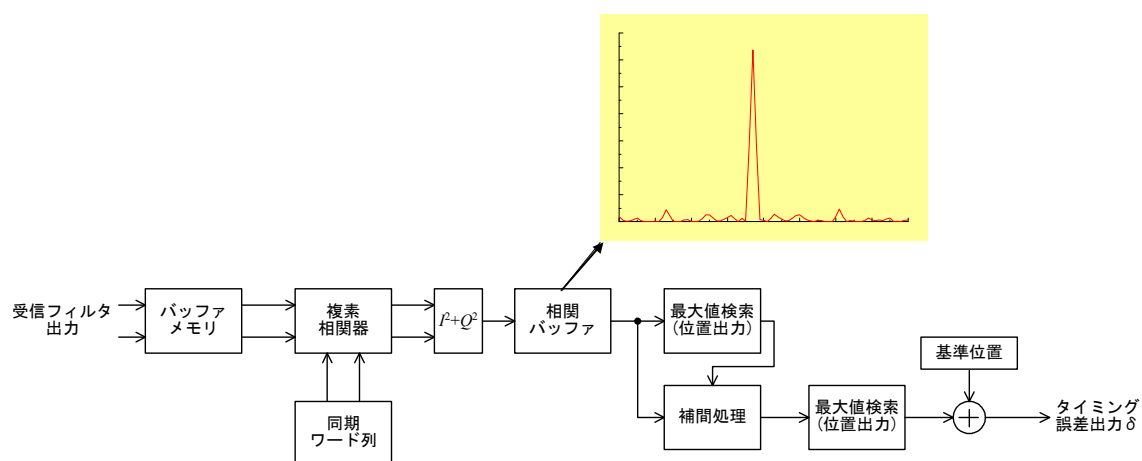


図5-2-3-9 タイミング検出部ブロック

5-2-3-5 適応変調

(1) 切替基準

適応変調の際の変調方式切替基準として、受信電界強度信号であるRSSI(Received Signal Strength Indicator)出力、あるいは適応等化器の誤差出力を用いることを検討した結果、RSSIは仮に妨害波が存在した場合などを想定すると、必ずしもC/Nに相当する情報とするとは言えないことから、等化雑音出力を用いることとした。等化雑音信号は、前記図5-2-3-5中の $e(n)$ で示した複素信号であり、この2乗値(電力値)の平均をとることで確度を得ることと

した。

変復調部の折り返し構成において、C/Nを変化させた時の等化雑音平均電力値を測定した結果を図5-2-3-10に示す。適応変調の基準として十分な線形性が確保されていることが分かる。

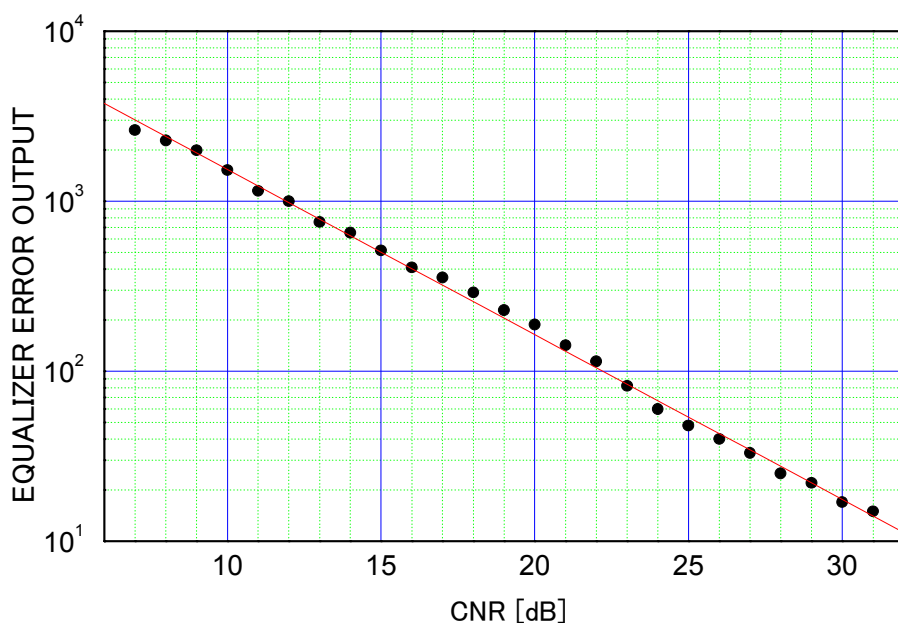


図5-2-3-10 等化誤差出力特性

(2) 適応変調制御方式

適応変調の制御方式を検討する上で特に留意した点は次の二点である。

- (ア) 変調方式が上り、下り回線同時に切替わり、また切替わりの瞬間にデータ損失(ビットエラー)が生じないこと。
- (イ) 後段の無線制御部に対して、特に伝送レートが遅くなる場合に予めその情報を伝えられる方式とすること。

この条件を満足するよう実現した制御方式の流れを図5-2-3-11に示す。制御は基本的に64フレーム周期で行い、最初の10フレームにおいて基地局、端末

局が各々等化誤差平均電力を求める。端末局側は、この値を制御チャンネル経由で基地局に伝送する。基地局は、自局の等化誤差情報と端末局から送られた等化誤差情報を基準として、次のフレーム0からの変調方式を決定する。この変調方式が、現在の変調方式よりも伝送速度が遅くなる場合はフレーム12において、また、速くなる場合は(変更なしの場合も含めて)フレーム63で変調情報を端末局に伝送する。同時に無線制御部(QoS制御部)にこの情報を伝える。最後にフレーム0の先頭において一斉に変調方式を切替える。

こうした方式の採用により、シームレスで確実な適応変調制御を実現できた。

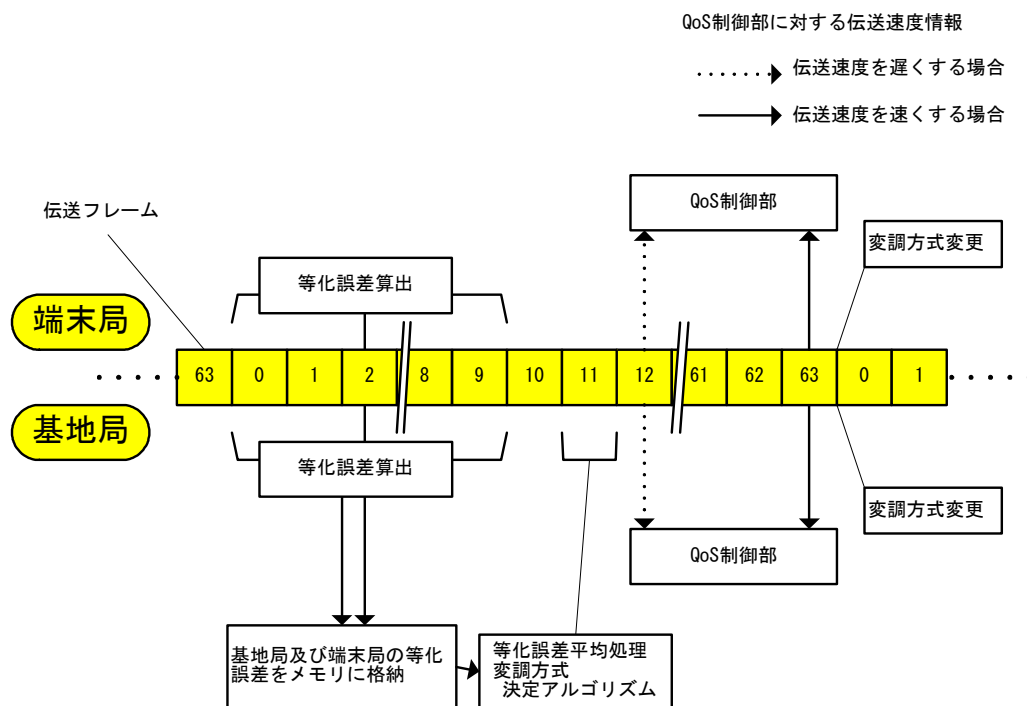


図 5-2-3-1 1 適応変調制御方式

5-2-4 適応変調技術の総括

適応変調を実現するにあたり、4種類の各変調方式について、同期を含めた基本的な変復調機能を具現化する高速デジタル信号処理をFPGAを中心としたデバイスに実装し、その上で適応変調制御を導入した。本機能の評価については、室内評価試験の項で後述する。

5-3 無線アクセス制御の高速化技術

5-3-1 無線制御部

5-3-1-1 ハードウェア構成

無線制御部は制御部（以下CPU部）とインタフェース部から構成する方式とした。無線制御部の構成図を図 5-3-1-1 に示す。CPU部にはCPU、メモリ、OSを実装し、TCP/IPのプロトコル処理、QoS制御を行う。インタフェース部はイーサネット及び変復調部とのインタフェースを行い、FPGA等のハードウェアで構成した。

イーサネットからのデータは変復調部からの帯域情報により、

- ① CPU部をバイパスした経路でデータを転送する
- ② CPU部を経由しQoS制御を行いデータを転送する

上記2経路を切替える方式とした。

帯域情報から得られる伝送速度が100Mbit/s以上の場合、CPU部をバイパスしインタフェース部にデータの転送処理を任せることでCPU部の高速動作が不要となる。一方、変復調部からのデータはインタフェース部単独にてイーサネットへ転送する。

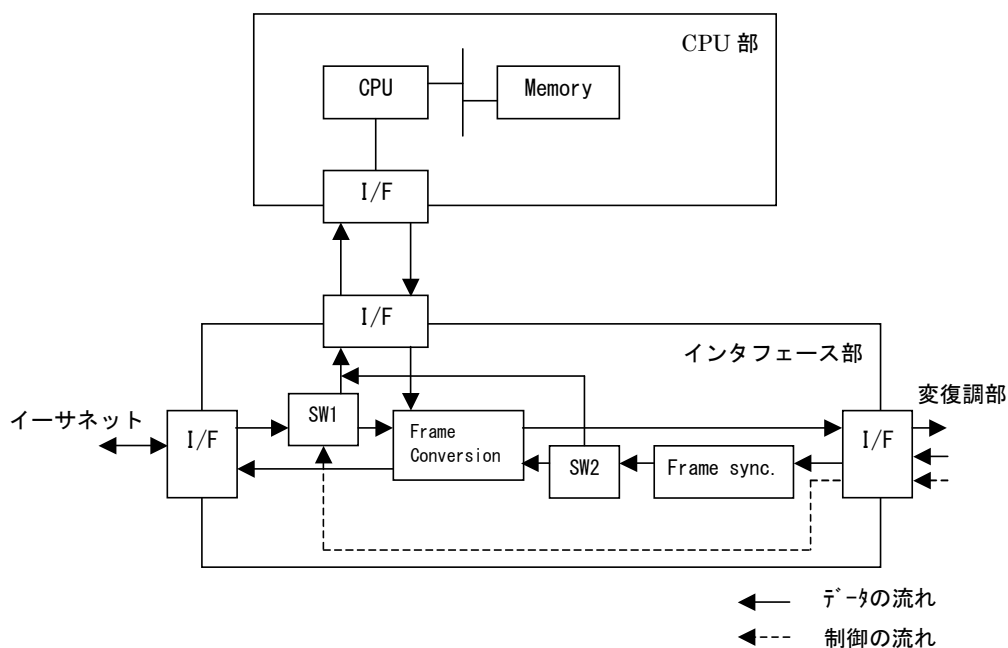


図 5-3-1-1 無線制御部構成図

開発した無線制御部の外観を図 5-3-1-2 に、CPU部の外観を図 5-3-1-3 に示す。



図 5-3-1-2 無線制御部の外観



図 5-3-1-3 CPU部の外観

5-3-1-2 ソフトウェア構成

CPU部のソフトウェアはOS、各種アプリケーションプログラム及びドライバより構成される。OSはTCP/IPプロトコルスタックが実装済みであるLinuxを採用した。今回QoS制御アプリケーション、変復調部I/Fドライバを新規開発し、無線制御部を実現した。無線制御部のソフトウェアの内容、及び構成を表 5-3-1-1、図 5-3-1-4に示す。

表 5-3-1-1 構成ソフトウェアの内容

ソフトウェア区分	新規開発項目	内容
アプリケーション	QoS 制御 アプリケーション	帯域情報に応じた QoS 制御を実行する
OS	—	Linux-2.4.20
ドライバ	変復調部 I/F ドライバ	変復調部とのデータの送受信を実行する

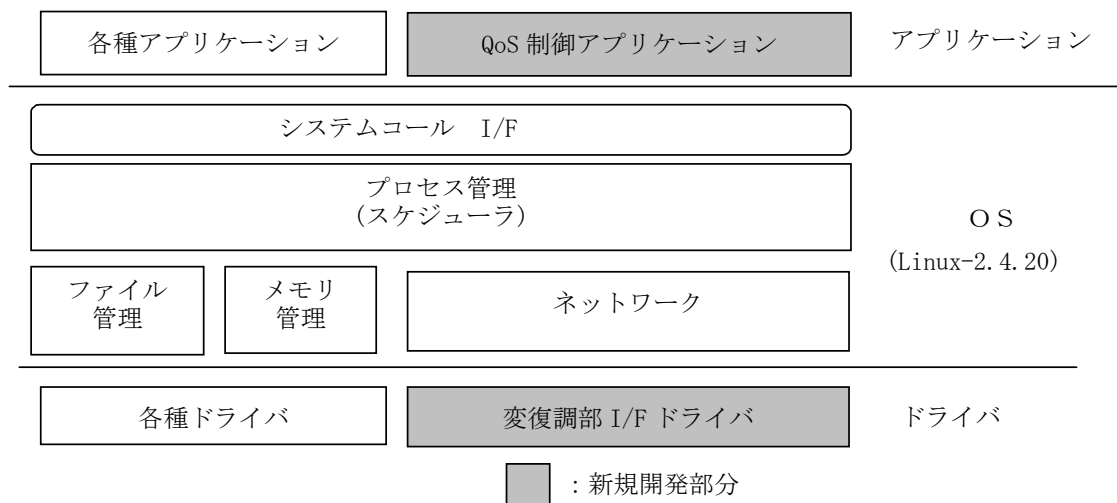


図 5-3-1-4 ソフトウェア構成

5-3-1-3 データ転送方式

無線制御部はイーサネットインタフェースからイーサネットフレームを受信し、フォーマット変換を行ったフレームを変復調部へ出力する。また、逆に変復調部受信データからフレームを抽出し、イーサネットフレームに変換し、イーサネットインタフェースへ出力する。

変復調部インタフェースから入力したデータからフレームを抽出するため、無線制御部はフレーム同期処理を行う。フレーム同期処理においては、入力データから同期ビットによりフレームの先頭を見つけ、フレーム長情報からフレームを抽出する。抽出したフレームのMFLC(MAC Frame Length Check), 及びFCS(Frame Check Sequence)をチェックし、エラーがある場合はそのフレームを廃棄する。正常受信したフレームについては100Base-TXの仕様に合わせたイーサネットフレームの生成を行い出力する。

100Base-TXのフレーム構成を図 5-3-1-5 に示す。また、変復調部とのインタフェースフレーム構成を図 5-3-1-6 に示す。このようなフレームフォーマット変換を行うことにより、パケットロスの生じない転送を実現する。

IFG (12Byte)	プリアンプル (7Byte)	SFD (1Byte)	MAC フレーム (60~1514Byte)	FCS (4Byte)
-----------------	-------------------	----------------	---------------------------	----------------

※ IFG(Interframe Gap)
SFD(Start Frame Delimiter)

図 5-3-1-5 100Base-TX フレーム構成

IFG (2Byte)	同期ビット (16Byte)	フレーム長+MFLC (2Byte)	MAC フレーム (60~1514Byte)	FCS (4Byte)
----------------	-------------------	-----------------------	---------------------------	----------------

図 5-3-1-6 変復調部インタフェースフレーム構成

帯域情報から得られる伝送速度が100Mbit/s以上の場合のイーサネット→変復調部、及び変復調部→イーサネットへのパケット転送においては、CPU部を経由しないバイパス経路で転送を行うが、ICMPやARPなど制御部宛てのパケットも受信パケットに含まれる。これにはインタフェース部においてMACアドレスを参照してCPU部へパケットを転送する切替えロジックを設けて対応する。

5-3-2 QoS制御

5-3-2-1 方式概要

無線制御部では、帯域情報に応じたQoS制御を実行する。QoS制御を実現するスケジューリング方式にCBQを採用した。

図 5-3-2-1 はCBQにおける階層的クラス構成の概念図であり、クラス1:1の下にクラス1:2とクラス1:13を定義し、各々にクラス1:1に割当てた帯域を60%、40%の割合で割当て、さらにクラス1:2の下にクラス1:11とクラス1:12を定義し、各々にクラス1:2に割当てた帯域を70%、30%の割合で割当てた場合を示す。この場合、クラス1:11が使い残した帯域はクラス1:12が原則として利用する、さらに、クラス1:11とクラス1:12が使い残した帯域はクラス1:13が利用する。すなわち、CBQはクラスの割当てを守る限りクラス内での凹凸を認めるが、クラス間では割当帯域は保証される方式である。

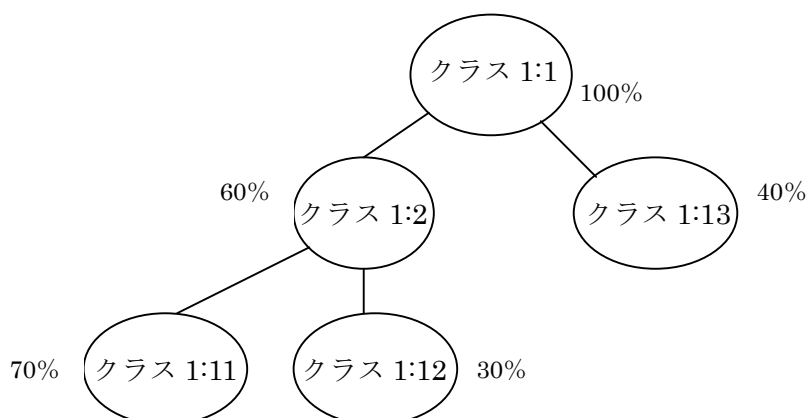


図 5-3-2-1 階層的クラス構成概念図

5-3-2-2 QoS 制御概念と実行条件

QoS制御は変復調部から帯域情報を読み取り、帯域情報毎にあらかじめ設定されている制御ポリシーを実行する。制御ポリシーは、個々のクラスに対する帯域保証とトラフィックフローの集約を規定する。トラフィックフローの集約は、プロトコル種別、送信元IPアドレス、宛先IPアドレス、ポート番号毎にトラフィックを分類し、クラスに対応させることにより行う。なお、IP以外のパケットはデフォルトのクラスに分類される。図 5-3-2-2 にQoS制御の概念図を示す。

なお、帯域情報から得られる伝送速度が100Mbit/s以上の場合、有線側インタフェースが100Base-TXであることから回線の輻輳は生じないのでQoS制御は行わない。

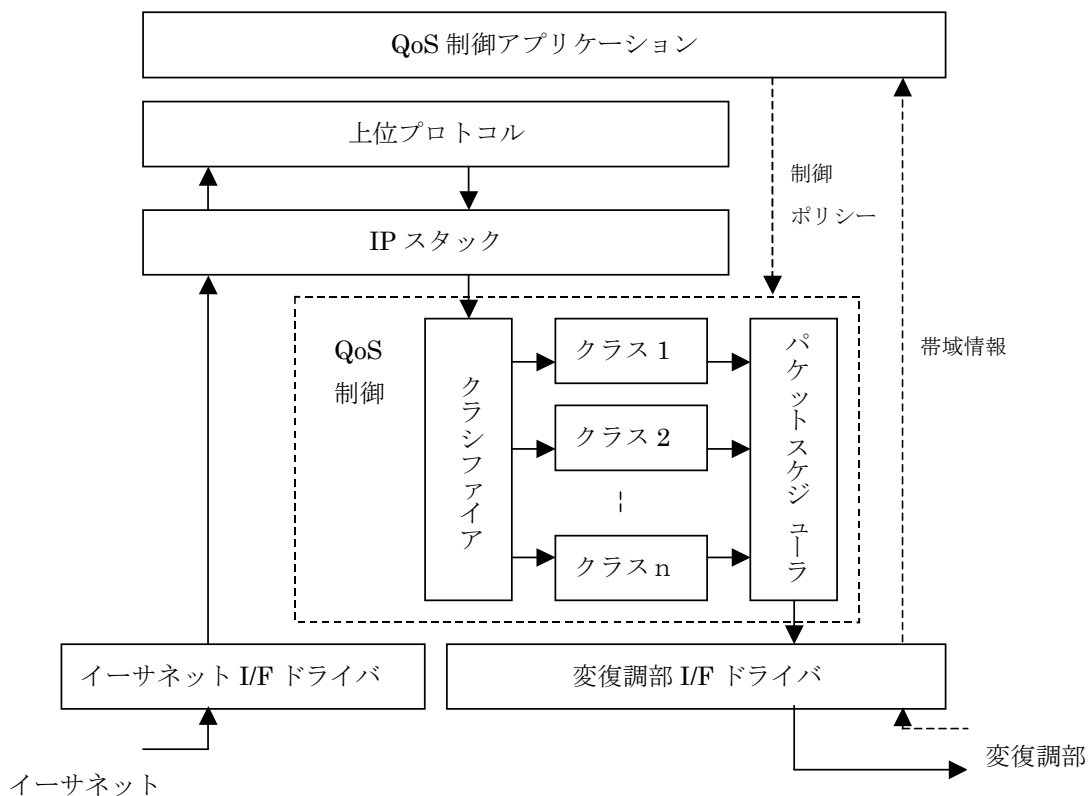


図 5-3-2-2 QoS 制御概念図

5-3-3 CBQの性能確認シミュレーション

CBQの性能確認を行うため、PCにトラフィック発生、スループット測定ツールを実装し、シミュレーションによる評価を行った。

(1) シミュレーション構成

① 動作環境

PC : Intel Pentium4(2.2GHz)

メモリ : 1GB

OS : Linux 2.4.20

今回のシミュレーションではPCに実装された1GBのメモリを使用しているが、装置化においては128MB程度のメモリを用意することで、10秒以上のバッファリングが可能となり、十分な特性を得られると考えられる。

② シミュレーション方法

PCにトラフィック発生及びスループットの測定ツールを実装し、IPパケットをフロー又はクラス毎にトラフィック発生ツールにより所定のレートで発生させ、QoS制御処理を経てループバックデバイスに出力する。出力IPパケットをループバックデバイスで折り返し、スループット測定ツールにより受信IPパケットのスループットを測定する。

図 5-3-3-1 にシミュレーション構成図を示す。制御ポリシーについてはコマンドを手入力することにより設定する。また、今回のシミュレーションプログラムにおいては、送受信処理を独立して行うと所定レートを確保できないため所定数のパケットを連続送信後、送信したパケットを連続して受信する方法を採っている。なお、パケット長は1024Byteである。

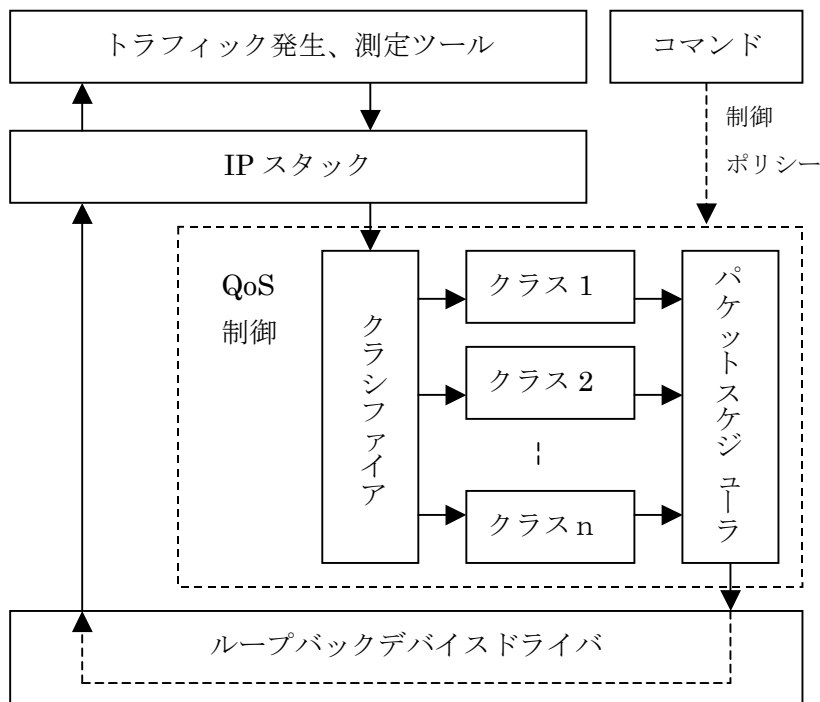


図 5-3-3-1 シミュレーション構成図

(2) シミュレーション評価 (その1)

帯域保証及び制御ポリシーの変化に対する特性の評価を行った。

① トラフィックのクラス分け

適用するサービスとして専用線型サービス、伝送路品質適応型サービス、ベストエフォート型サービスを想定して、入力されるトラフィックを以下の3つのクラスに分類する。

クラスA：帯域情報が変化しても設定帯域を保証するクラス。専用線型サービスのトラフィックを対象とする。

クラスB：帯域情報に応じた帯域を保証するクラス。動画等の伝送路品質適応型アプリケーションのトラフィックを対象とする。

クラスC：ベストエフォート型の伝送を行うクラス。A、Bクラス残帯域を使用する。HTTP(Hyper Text Transfer Protocol), SMTP(Simple Mail Transfer Protocol)などのトラフィックを対象とする。

② 制御ポリシー及びクラス構成

無線リンクの帯域に対応したの各クラスの保証帯域を表 5-3-3-1 に示す。クラスAは全ての無線リンク帯域において6Mの帯域を保証する。それは無線リンク帯域の最低帯域の1/2の帯域で、全クラスに渡って6Mの配分を行った。クラスBは無線リンク帯域の変化に応じてそれぞれ12M~4Mの帯域を保証する。クラスCはクラスA、Bの残帯域を使用する。クラス構成を図 5-3-3-2 に示す。なお、ここで「M」は1024 * 1024 bit/sを表しており、Linux のスケジューラの関係からM単位でシミュレーションを行った。

表 5-3-3-1 各クラスの保証帯域

項目	保証帯域			
	100M (64QAM)	48M (16QAM)	24M (QPSK)	12M (BPSK)
クラス A	6M	6M	6M	6M
クラス B	12M	12M	8M	4M
クラス C	82M	30M	10M	2M

(注)Mは1024*1024bit/s

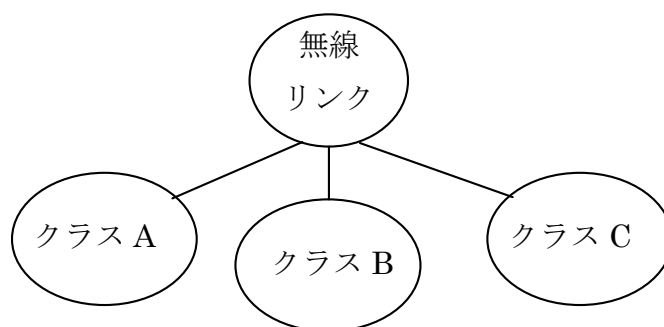


図 5-3-3-2 クラス構成

③ 評価結果

シミュレーションを行うための発生トラフィックについては、無線リンク帯域が100Mの場合における、クラスCの無線リンク帯域が最大82Mであることから、82M以上のトラフィックが必要となるため、各クラスに集約されるフローにおいて表 5-3-3-2に示されるようなトラフィックを発生させた。次に帯域情報を10秒毎に手動にて入力し、無線リンクの帯域及び各クラスの保証帯域を変化させ、スループットを測定した。

表 5-3-3-2 発生トラフィック

クラス	トラフィック
クラス A	88M
クラス B	88M
クラス C	88M

(注) Mは1024*1024bit/s

シミュレーション結果を表 5-3-3-3と図 5-3-3-3に示す。表 5-3-3-3におけるスループットは設定帯域に対するスループット測定値をパーセント表記したものである。

表 5-3-3-3に示されるように無線リンク全体では2%程度の誤差で設定帯域が守られている。クラスB、Cにおいては保証帯域の誤差は3%程度である。無線リンク帯域100M時、クラスAにおいては、帯域は保証されているが、他のクラスに比較して保証帯域の誤差が最大約9%と大きくなっている。

一方、無線リンク帯域12M時では、各クラスの誤差は0.5%以下と高精度な帯域制御を実現している。保証帯域が大きく異なるクラスが競合している場合、保証帯域の小さいクラスの誤差が大きくなる傾向がある。

本シミュレーションでは、クラスの保証帯域設定値により精度にばらつきが生じる場合があるが、良好に帯域制御が実現されていることを確認した。図 5-3-3-3は無線リンク帯域の変化に対する各クラスのスループットを示した

結果である。図から分かるように、無線リンク帯域に対応したポリシー制御の変化に対して適正な帯域制御が実現されている[8]。

表 5-3-3-3 シミュレーション結果 (その1)

時間 [sec]	0		10		20		30		40		50		60	
	帯域	スループット	帯域	スループット	帯域	スループット	帯域	スループット	帯域	スループット	帯域	スループット	帯域	スループット
無線リンク	100	102.0%	48	101.5%	24	100.8%	12	100.4%	24	100.7%	48	101.4%	100	102.2%
クラス A	6	109.1%	6	105.6%	6	101.3%	6	100.3%	6	101.0%	6	105.1%	6	106.4%
クラス B	12	103.1%	12	100.4%	8	100.6%	4	100.4%	8	100.5%	12	100.5%	12	101.8%
クラス C	82	101.3%	30	101.1%	10	100.7%	2	100.5%	10	100.6%	30	101.0%	82	101.9%

(注) 帯域の単位は1024*1024bit/s

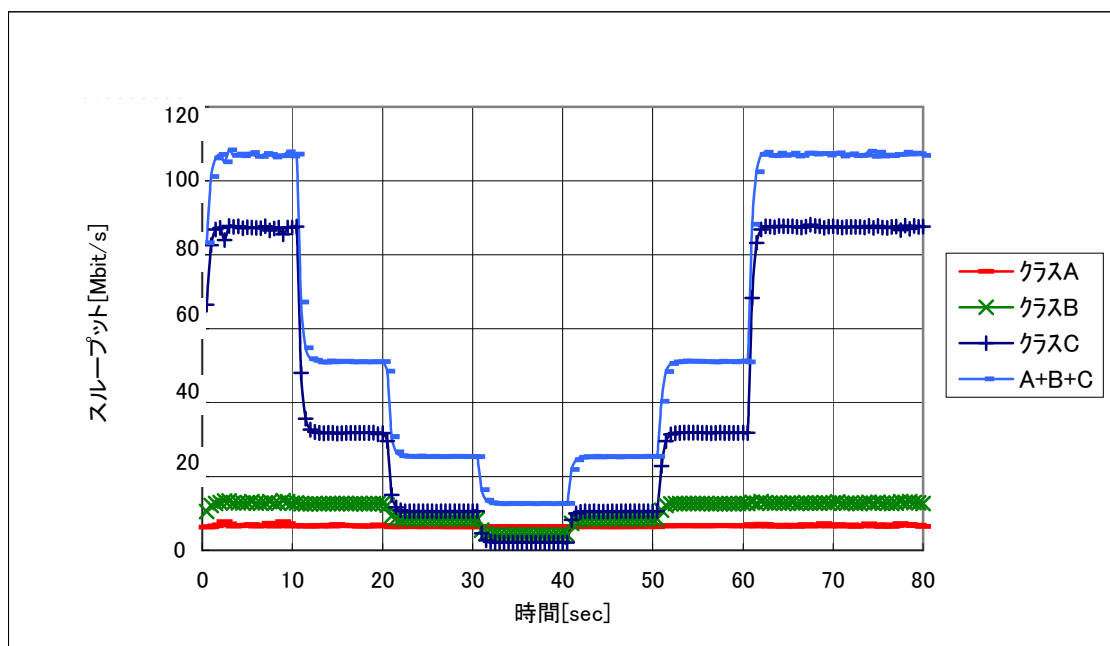


図 5-3-3-3 スループット特性 (その1)

(3) シミュレーション評価 (その2)

階層的クラス構成における余剰帯域の使用についてシミュレーションを行った。

① トラフィックのクラス分け

ユーザ1、2各々について帯域保証を行い、ユーザ2のトラフィッククラスB-1、B-2各々についてさらに帯域保証を行う構成とした。

各クラスの保証帯域を表 5-3-3-4 に示す。10M保証帯域をユーザ1、ユーザ2にそれぞれ5Mずつ分け、さらにユーザ2に割り当てられた5Mの保証帯域をユーザ2のトラフィッククラスB-1に3M、ユーザ2のトラフィッククラスB-2に2Mを振り分けた。上記の説明図を図 5-3-3-4 に示す。

表 5-3-3-4 各クラスの保証帯域

項目	保証帯域	備考
クラス C	10M	ユーザ 1,2 割当て帯域
クラス A	5M	ユーザ 1 割当て帯域
クラス B	5M	ユーザ 2 割当て帯域
クラス B-1	3M	ユーザ 2 のトラフィッククラス B-1
クラス B-2	2M	ユーザ 2 のトラフィッククラス B-2

(注)Mは1024*1024bit/s

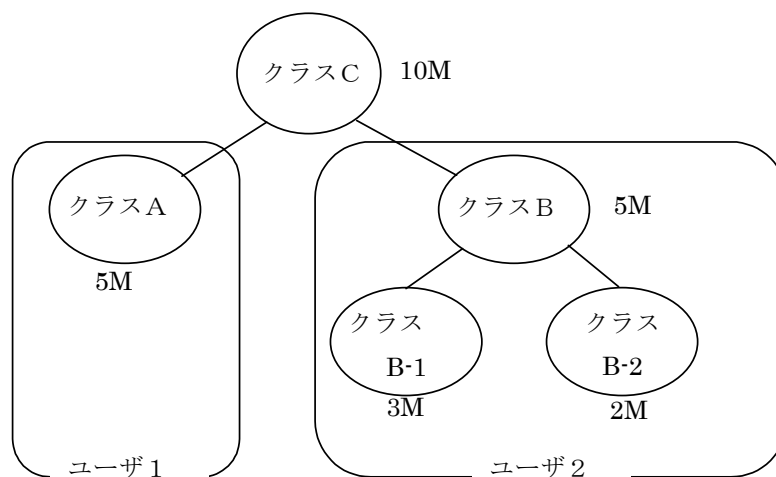


図 5-3-3-4 クラス構成

② 評価結果

各クラスに集約されるフローにおいて表 5-3-3-5に示されるように時間的に変化するトラフィックを発生させ、クラス毎のスループットを測定した。

シミュレーション結果を図 5-3-3-5 スループット特性 (その2) に示す。開始直後、クラスAとクラスBは帯域を5Mずつ使用し、さらにクラスB-1とクラスB-2は各々帯域を3M、2M使用している。3秒後クラスB-1のトラフィックが減少したため生じた余剰帯域はクラスB-2が使用している。したがって、クラスB-1のトラフィックが減少して帯域に余裕ができて残帯域をクラスAが使用することなくクラスB-2が使用していることが分かる。

4秒後、クラスAのトラフィックが減少したため生じた余剰帯域はクラスBが使用している。6秒後、クラスB-1のトラフィックの増大に伴い、クラスB-2の使用帯域は減少するが、クラスBの使用帯域は変化しない。15秒後、クラスAのトラフィックの減少により生じた余剰帯域はクラスBが使用できるため、クラスB-1, B-2の使用帯域が増大している。

以上のように余剰帯域の使用については、適正に動作していることを確認した。

表 5-3-3-5 発生トラフィック

時間(s)	クラス A	クラス B-1	クラス B-2
0	7.2M	7.2 M	7.2 M
3	↑	0	↑
4	3.6 M	↑	↑
6	↑	7.2 M	↑
9	↑	↑	0
12	↑	↑	7.2 M
15	0	↑	↑
18	↑	↑	0

(注)Mは1024*1024bit/s

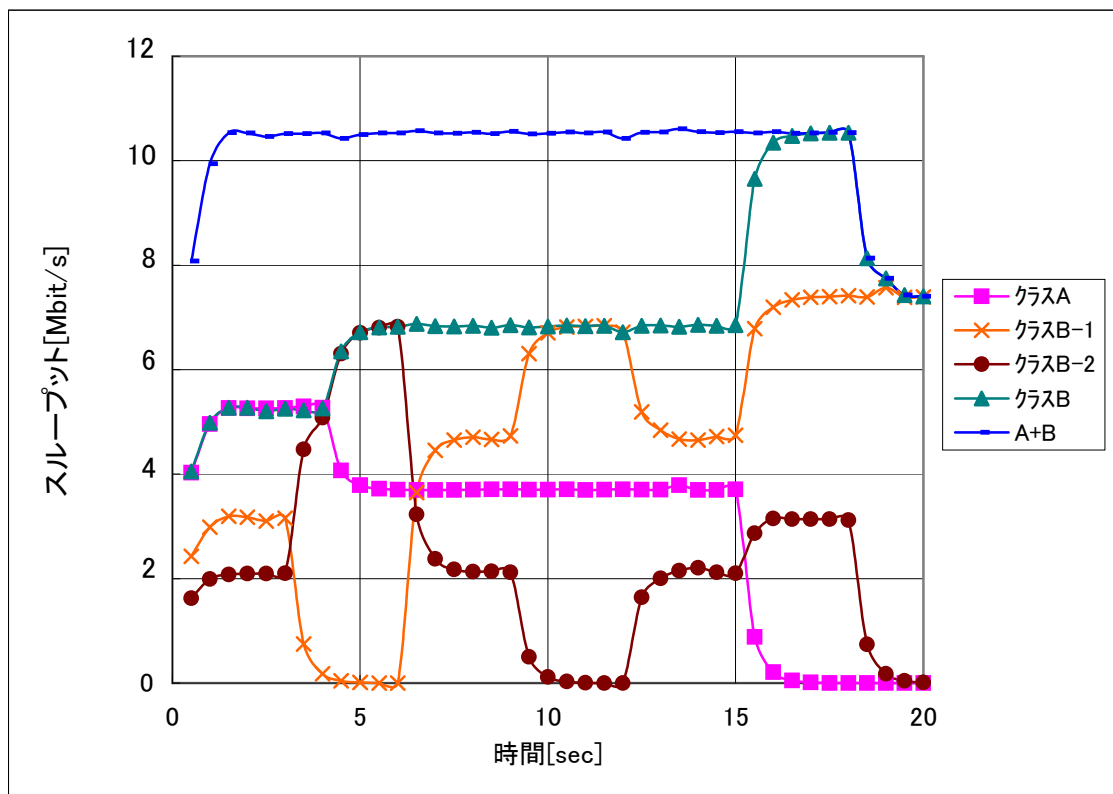


図 5-3-3-5 スループット特性 (その2)

5-3-4 無線制御部単体性能評価

(1) インタフェース部性能評価

インタフェース部性能評価を行う測定系を図 5-3-4-1 に示す。スループット/レイテンシ測定器のPORT1よりパケットを送信し、インタフェース部を経由し、スループット/レイテンシ測定器のPORT2においてデータを受信する。双方向における測定を行うためPORT2からPORT1への経路についても測定を行った。

スループットの測定結果を図 5-3-4-2 に、レイテンシの測定結果を図 5-3-4-3 に示す。ここで、100Base-Txで送ることの出来る最大スループットについて説明する。

100Base-Txのフレームフォーマットは図 5-3-1-5 に示す通りであり、データ部 (64~1518byte) にヘッダ部(最小20byte(IFG+プリアンブル))が含まれている。そこで、スループットの理論値の算出にはこのヘッダ部を除いたデータ部のみを用いて算出することになり、各パケットサイズにおける最大スループットの理論値は、表 5-3-4-1 に示すようになる。

したがって、本装置のスループットの測定においては、全てのパケットサイズにおいてフレーム損失率が0%であり、100Mbit/sのワイヤレートが得られている。

表 5-3-4-1 最大スループット (理論値)

パケットサイズ[byte]	最大スループット[Mbit/s]
64	76.2
128	86.5
256	92.8
512	96.2
1024	98.1
1280	98.5
1518	98.7

レイテンシの測定においては、PORT1からPORT2への測定結果と、PORT2からPORT1への測定結果に差異が生じている。これは、本装置では、PORT1からPORT2へのパケット転送において2度データをストアし、逆にPORT2からPORT1へのパケット転送において1度のみデータをストアしているためであり、PORT1からPORT2へのレイテンシがPORT2からPORT1へのレイテンシの2倍となる。レイテンシ測定結果の図 5-3-4-3で分かるように、PORT1からPORT2へのレイテンシがPORT2からPORT1へのレイテンシの約2倍になっており、2度データをストアしていることを確認した。



図 5-3-4-1 インタフェース部性能評価測定系

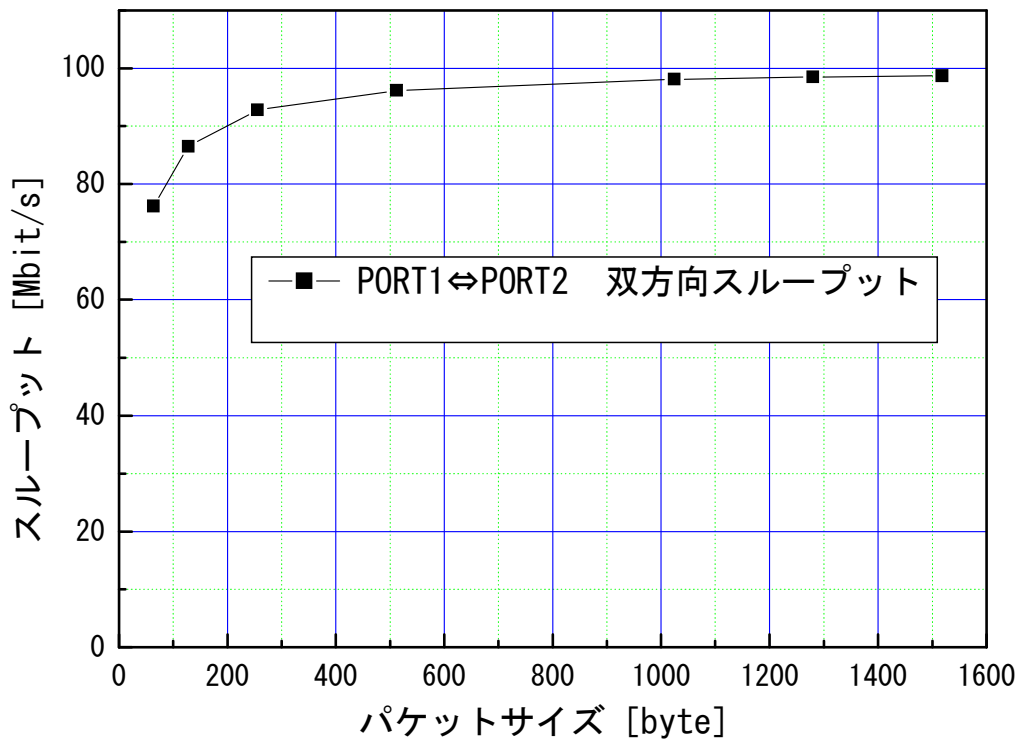


図 5-3-4-2 スループット測定結果

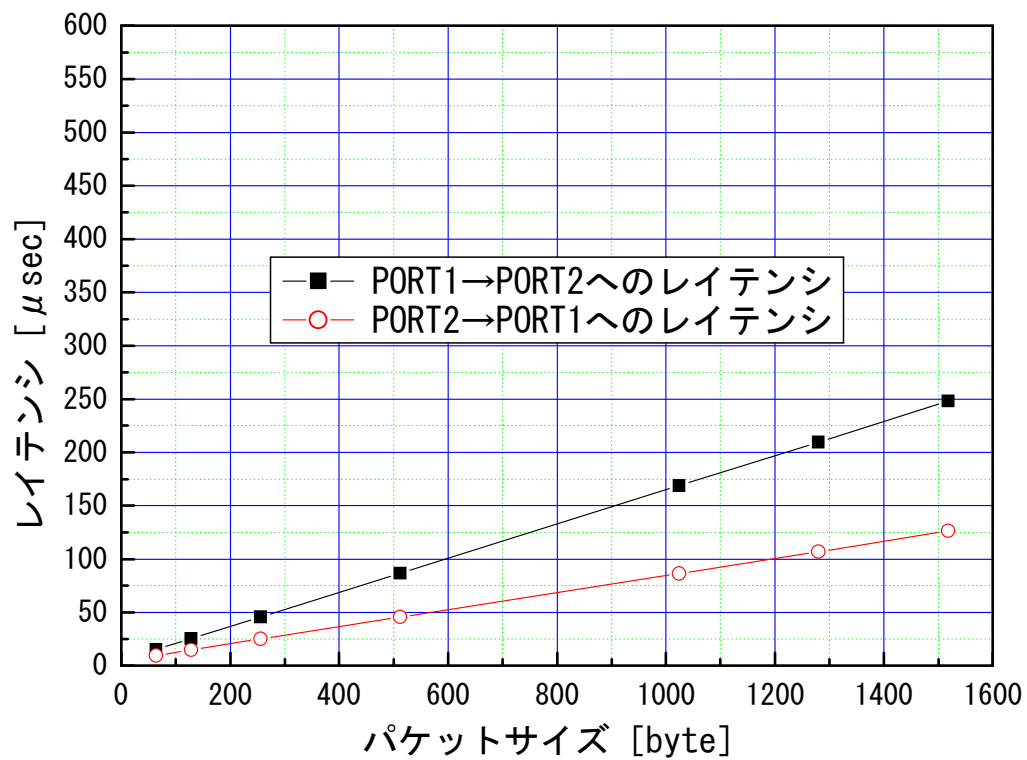


図 5-3-4-3 レイテンシ測定結果

(2) CPU 部性能評価

CPU部性能評価を行う測定系を図 5-3-4-4 に示す。スループット／レイテンシ測定器のPORT1よりパケットを送信し、インタフェース部を経由し、スループット／レイテンシ測定器のPORT2においてデータを受信する。双方向における測定を行うためPORT2からPORT1への経路についても測定を行った。

スループットの測定結果を図 5-3-4-5 に、レイテンシの測定結果を図 5-3-4-6 に示す。スループットの測定においては、PORT1からPORT2への経路の場合、CPU部を経由し、パケット転送をソフトウェアで行うことになることから、パケットサイズの小さい場合において著しくスループットが低下している。パケットサイズが1024[byte]以上になると、100Mbit/sのワイヤレートが得られている。また、PORT2からPORT1への経路の場合は、CPU部を経由しないため、前述のインタフェース部性能評価と同様のスループットが得られている。

レイテンシの測定においても、PORT1からPORT2への経路の場合、CPU部を経由し、パケット転送をソフトウェアで行うことになることから、レイテンシが大きくなっている。

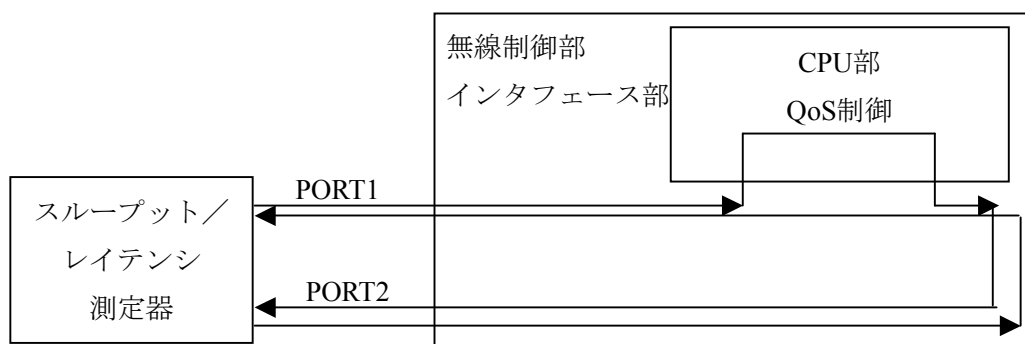


図 5-3-4-4 CPU 部性能評価測定系

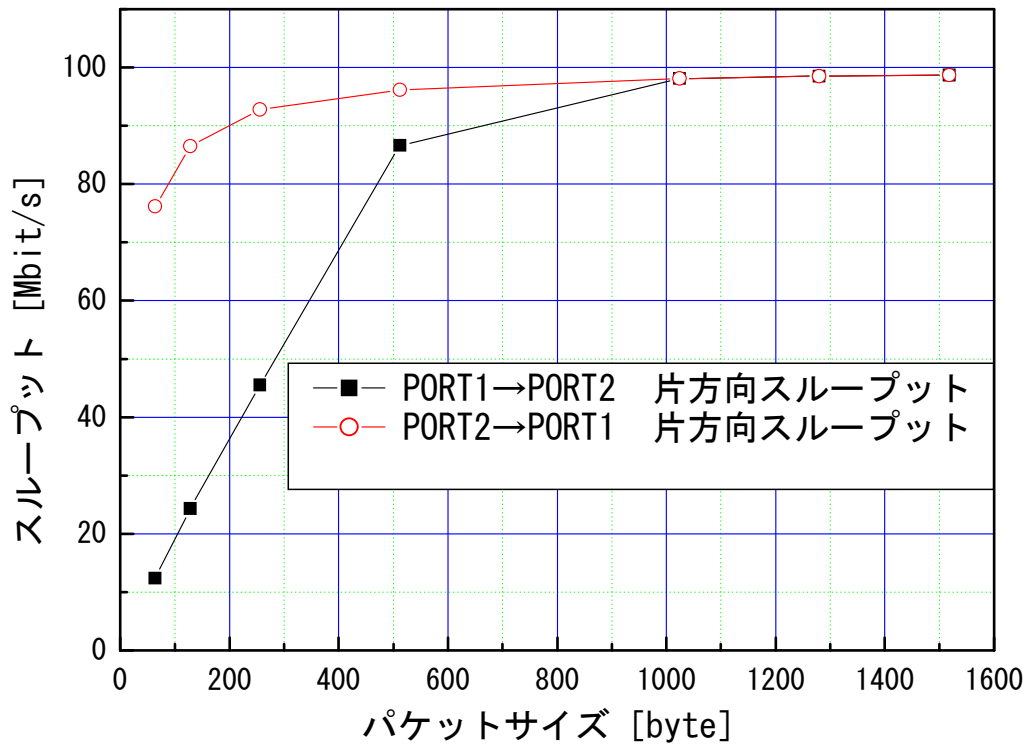


図 5-3-4-5 スループット測定結果

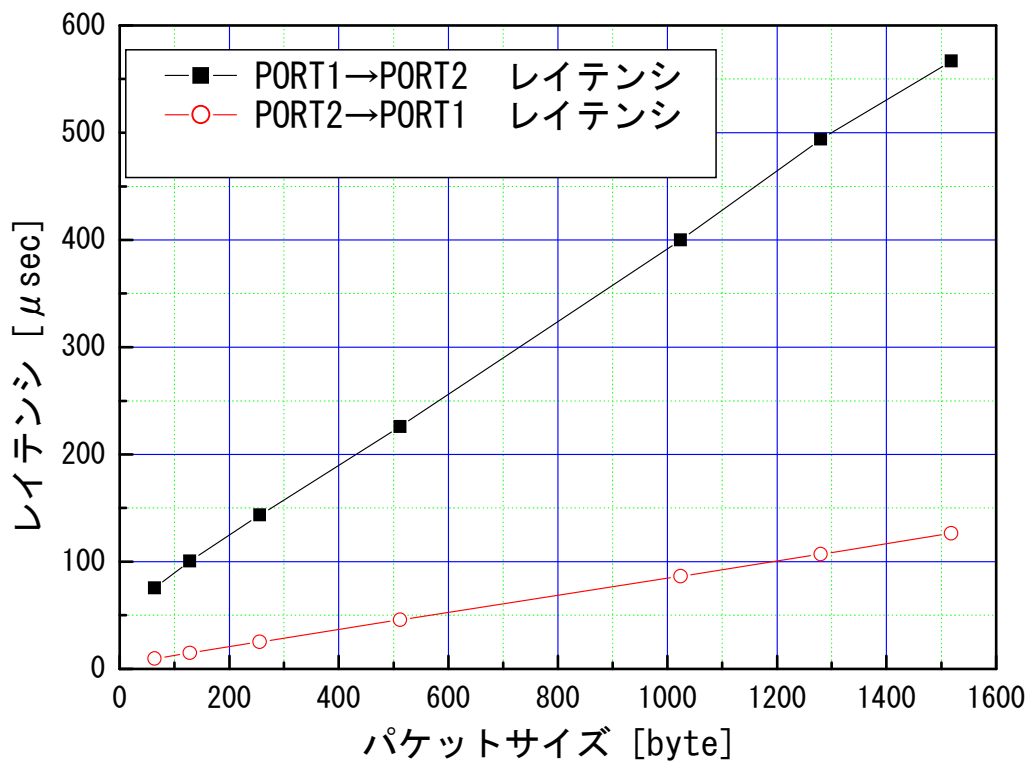


図 5-3-4-6 レイテンシ測定結果

(3) QoS 制御性能評価

QoS制御方式としてCBQをCPU部に実装し、図 5-3-4-7 に示す測定系を用い、実機による性能評価を行った。

スループット測定器のPORT1から、クラスA、クラスB、クラスCの packets を混在させPORT2に向けて送信した。単体性能評価であるため、CPU部へは外部から帯域情報を手動で与え、表 5-3-4-2 に示すような無線リンク帯域（変調方式）を切替えた。無線リンク帯域が100M（変調方式：64QAM）の場合には、QoS制御を行わずCPU部を経由しない経路でパケット転送を行い、無線リンク帯域が48M以下（変調方式が16QAMより多値数の低い変調方式以下）になった場合には、表 5-3-4-2 に示す無線リンク帯域に対応した各クラスの保証帯域を、CPU部において設定した。

スループットの測定結果を図 5-3-4-8 に示す。無線リンク帯域100Mの場合にはQoS制御を行っていないことから、クラスA、クラスB、クラスCのスループットが100Mの1/3である33Mとなっていることがわかる。無線リンク帯域が48M以下（変調方式が16QAMより多値数の低い変調方式以下）になった場合でも、表 5-3-4-2 に示した保証帯域が確保されていることがわかる。無線リンク帯域に対応した適正な帯域制御が実現されていることを実機により確認できた。

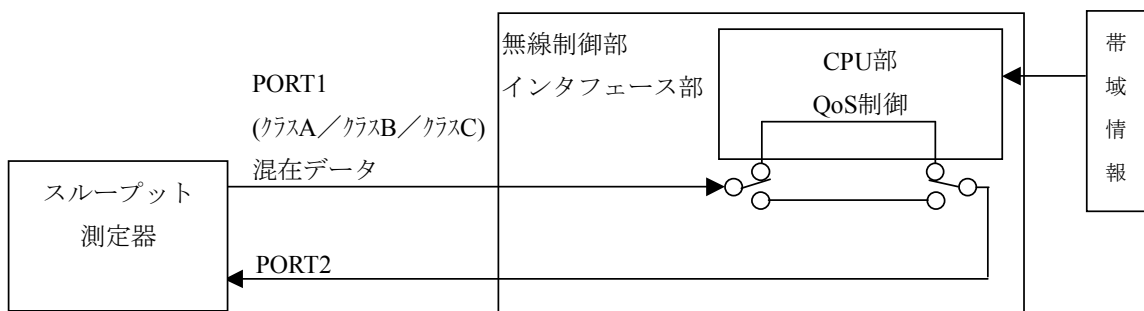


図 5-3-4-7 QoS 制御性能評価測定系

表 5-3-4-2 無線リンク帯域に対応した各クラスの保証帯域

無線リンク帯域 (対応変調方式)	100M (64QAM)	48M (16QAM)	24M (QPSK)	12M (BPSK)
クラスA 専用線型	33M	6M	6M	6M
クラスB 回線品質適応型	33M	12M	8M	4M
クラスC ベストエフォート型	33M	30M	10M	2M

(注)Mは1024*1024 bit/s

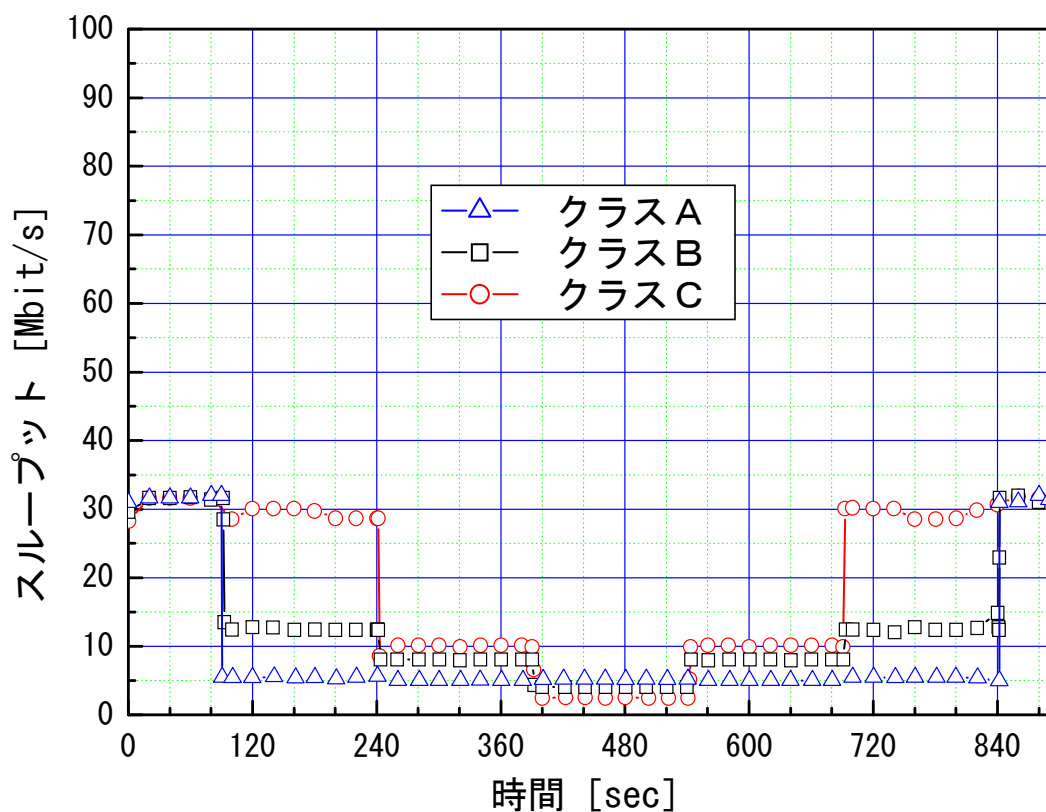


図 5-3-4-8 スループット測定結果

5-3-5 無線アクセス制御に関する総括

無線アクセスシステムに要求される高速処理動作およびQoS制御に関する、方式設計、技術検討を反映させた無線制御部の試作装置を開発した。

伝送速度が100Mbit/s以上の高速伝送の場合には、CPU部をバイパスしてインタフェース部でハード処理によるデータ転送を行うことで、高速なパケット転送が実現できることを実機により確認した。

スケジューリング方式にCBQを採用したQoS制御については、適応変調方式により無線区間情報伝送速度が変化した場合において、必要とされる帯域が保証されることを、シミュレーションおよび実機により確認できた。

今後は、装置開発で確認した性能を、実際のフィールドにおいて検証する予定である。

5-4 低歪み準ミリ波帯の回路技術

14年度の検討結果を基に、本年度は屋外装置(ODU)の高周波部(RF-IF部)、屋内装置(IDU)の中間周波部(IF部)製作、および高周波部に使用する主要ミリ波デバイスのモジュール化を実施し、単体調整、総合性能取得を行った。

5-4-1 高周波部の概略

高周波部は、IDU内の1次IF周波数変換部である中間周波部、ODU内の2次周波数変換部および送受信RF部である高周波部に分かれており、それぞれのブロックは、図5-4-1-1に示す構成とした。

各装置間は1本の同軸ケーブルで接続され、ODUの電源供給(DC-48V)、及び送信IF信号(455MHz)、受信IF信号(290MHz)、ODU-IDU間の通信のためのASK信号を重畳し伝送する。各ブロックの制御は、高周波部(ODU)については高周波部の制御CPU、中間周波部(IDU)については変復調部の制御CPUにより行う構成とした。

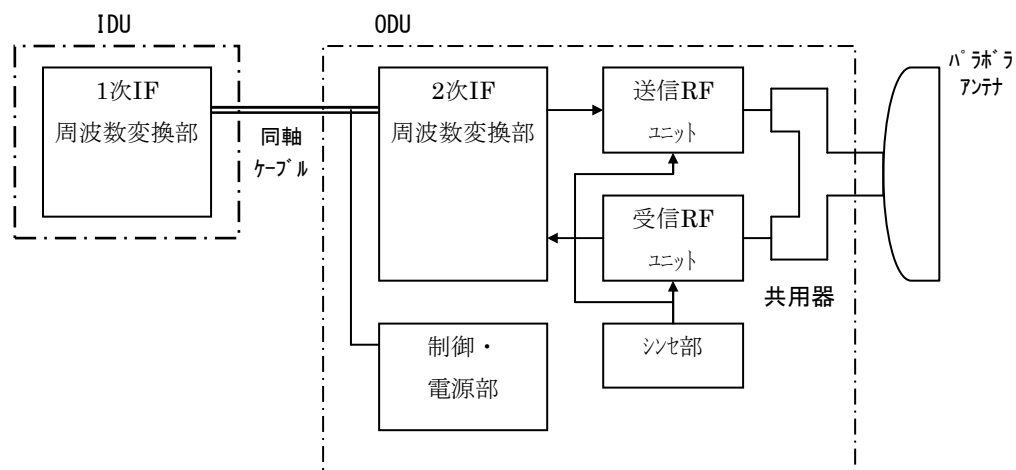


図 5-4-1-1 高周波部のブロック構成

5-4-2 中間周波部(IF部)の構成・特性 (IDU)

中間周波部(IF部)の構成図を図 5-4-2-1 に示す。

IF部は、送信IF、受信IF、シンセサイザ部より構成され、送信部ではベースバンド部60MHz送信信号を455MHzに変換しODUに伝送する。受信部ではODUからの290MHz受信信号を40MHzに変換し一定レベルとなるようAGCを掛けベースバンド部に伝送する。シンセサイザ部には実績のある回路を採用し、安定化を図った。またIDU-ODUを接続するケーブルロスを補正するため、送信側に24dB (ケーブル300m max) のアッテネータを挿入した。(受信側の補正機構はODU側に実装してある。)

図 5-4-2-2 にIF部の基板外観図を示す。

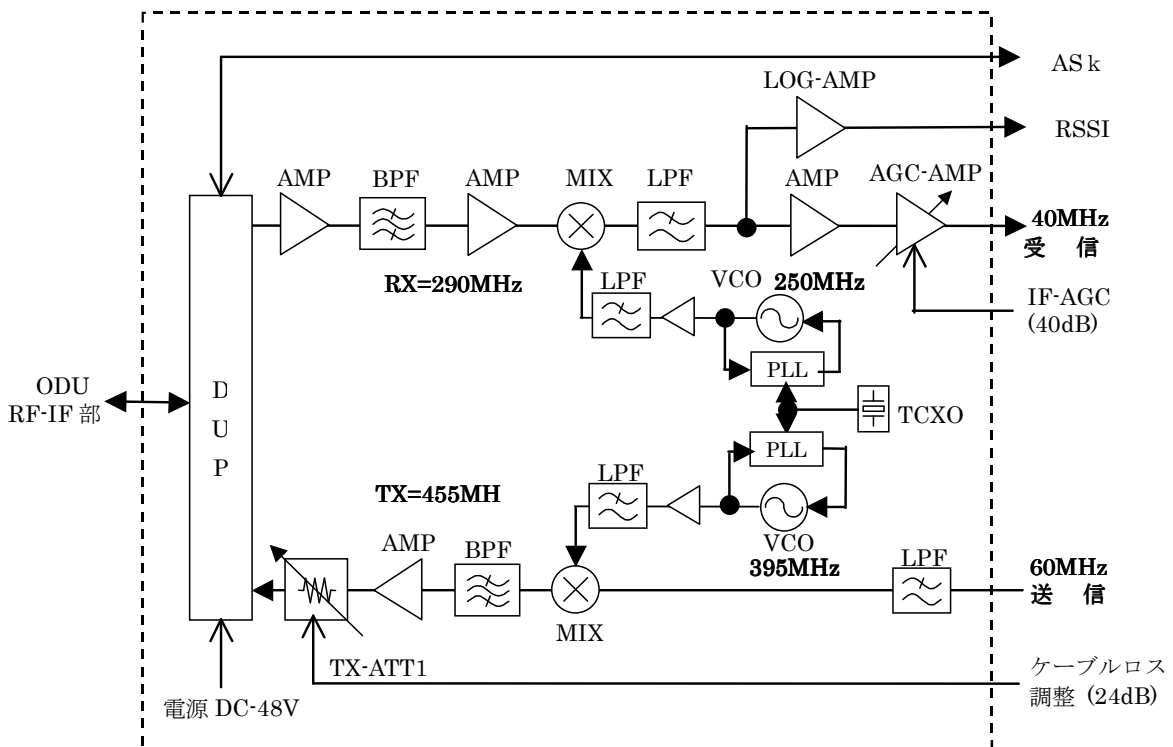


図 5-4-2-1 中間周波部(IF部)のブロック構成



図 5-4-2-2 中間周波部(IF部)の基板外観図

また、図 5-4-2-3 に送信455MHz出力の周波数特性を、図 5-4-2-4 に受信290MHzの出力の周波数特性を示す。送受信とも周波数特性はほぼフラットな特性であることが確認できた。また図 5-4-2-5 にケーブル補正のためのアッテネータを制御した場合の送信部入出力特性を示す。

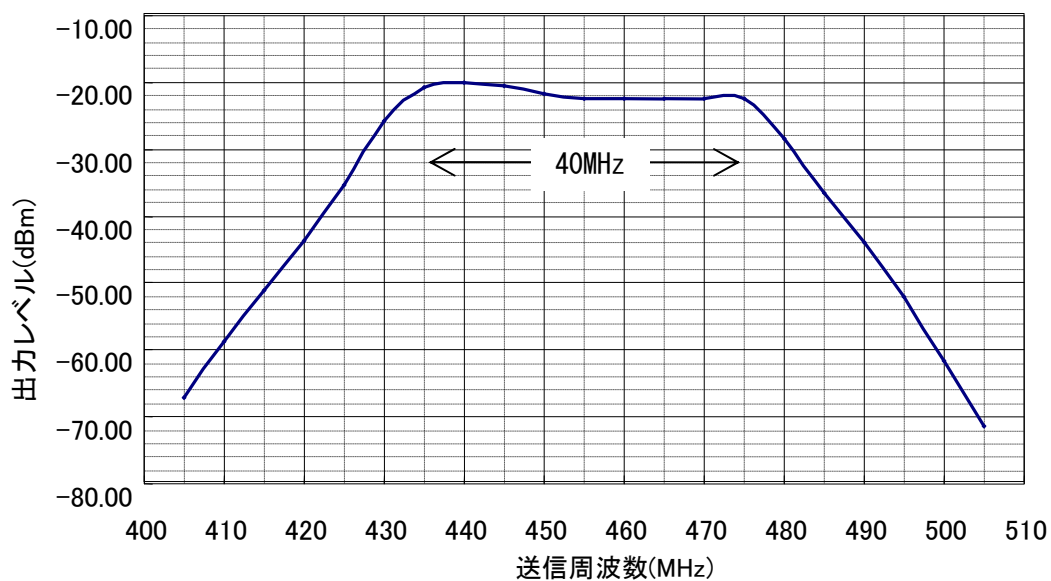


図 5-4-2-3 送信周波数特性 (送信 455MHz)

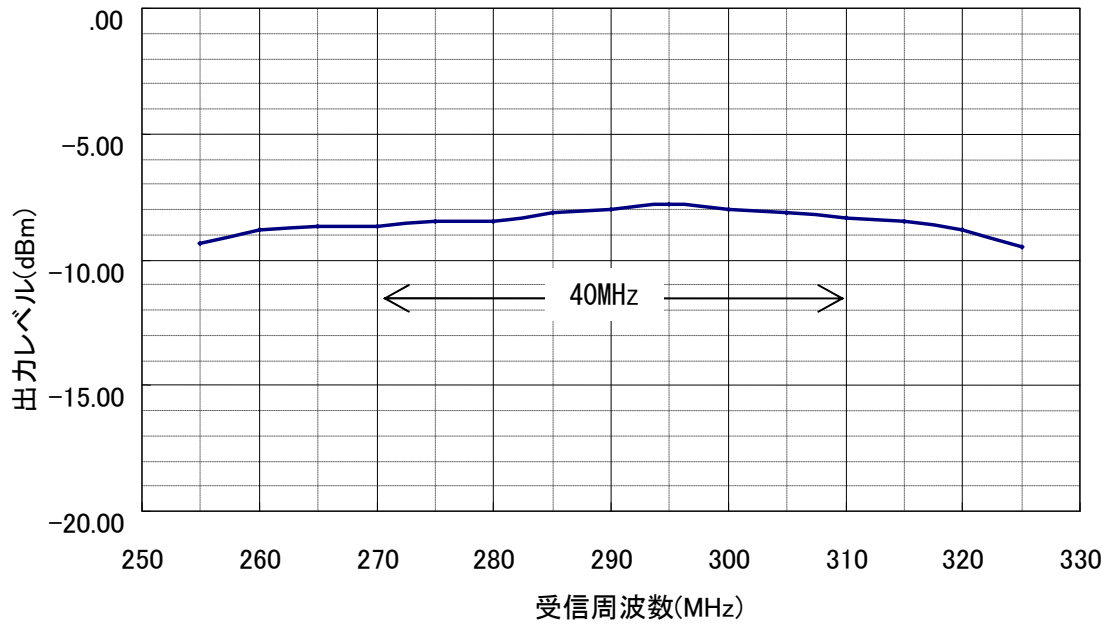


図 5-4-2-4 受信周波数特性 (受信 290MHz)

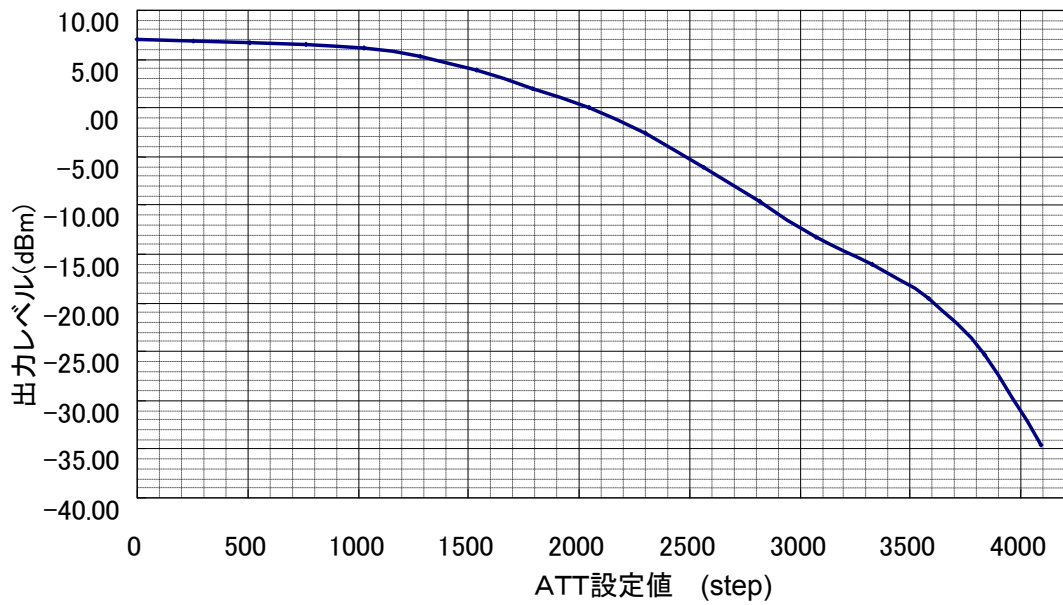


図 5-4-2-5 送信部入出力特性 (ケーブル補正)

5-4-3 高周波部(RF-IF部)の構成・特性 (ODU)

高周波部(RF-IF部)の構成図を図 5-4-3-1 に示す。また図 5-4-3-2 に送信レベルダイヤを、図 5-4-3-3 に受信レベルダイヤを示す。ODUでは受信ゲイン調整は行わず、IDUの中間周波部で受信BBに入力する前段で行う構成とした。

図 5-4-3-1 に示した高周波部の構成図において、一点鎖線で示した7個のブロック部分については、RFモジュールを開発し、送信ユニット、受信ユニット、シンセサイザ部のそれぞれに実装する構造とした。

図 5-4-3-4 にRF-IF部の基板外観図、図 5-4-3-5 に送信ユニットと受信ユニットの外観図、図 5-4-3-6 にRFモジュールの外観図、図 5-4-3-7 に制御・電源部の基板外観図を示す。

フロントエンドの送信部及び受信部は、RF-IF基板に実装する構成としていたが、送受信部を別ユニットとすることにより、特性劣化の要因となる回り込みによる影響を少なくした実装構造とした。同時に、送受信部の実装面積を縮小することで小型化を図った。

図 5-4-3-8、図 5-4-3-9 に基地局及び端末局における送信入出力特性を示す。基地局(高群 ; 19.31GHz)、端末局(低群 ; 18.06GHz)とも、1dB-compression の出力は26dBmとなっており最大出力100mW (20dBm) が可能であることを確認できた。

図 5-4-3-10、図 5-4-3-11 に基地局及び端末局における受信入出力特性、図 5-4-3-12、図 5-4-3-13 にケーブル補正のためのアッテネータを制御した場合の受信出力制御特性を示す。ケーブル補正に必要な23dB以上の制御量は、十分に確保できていることを確認した。

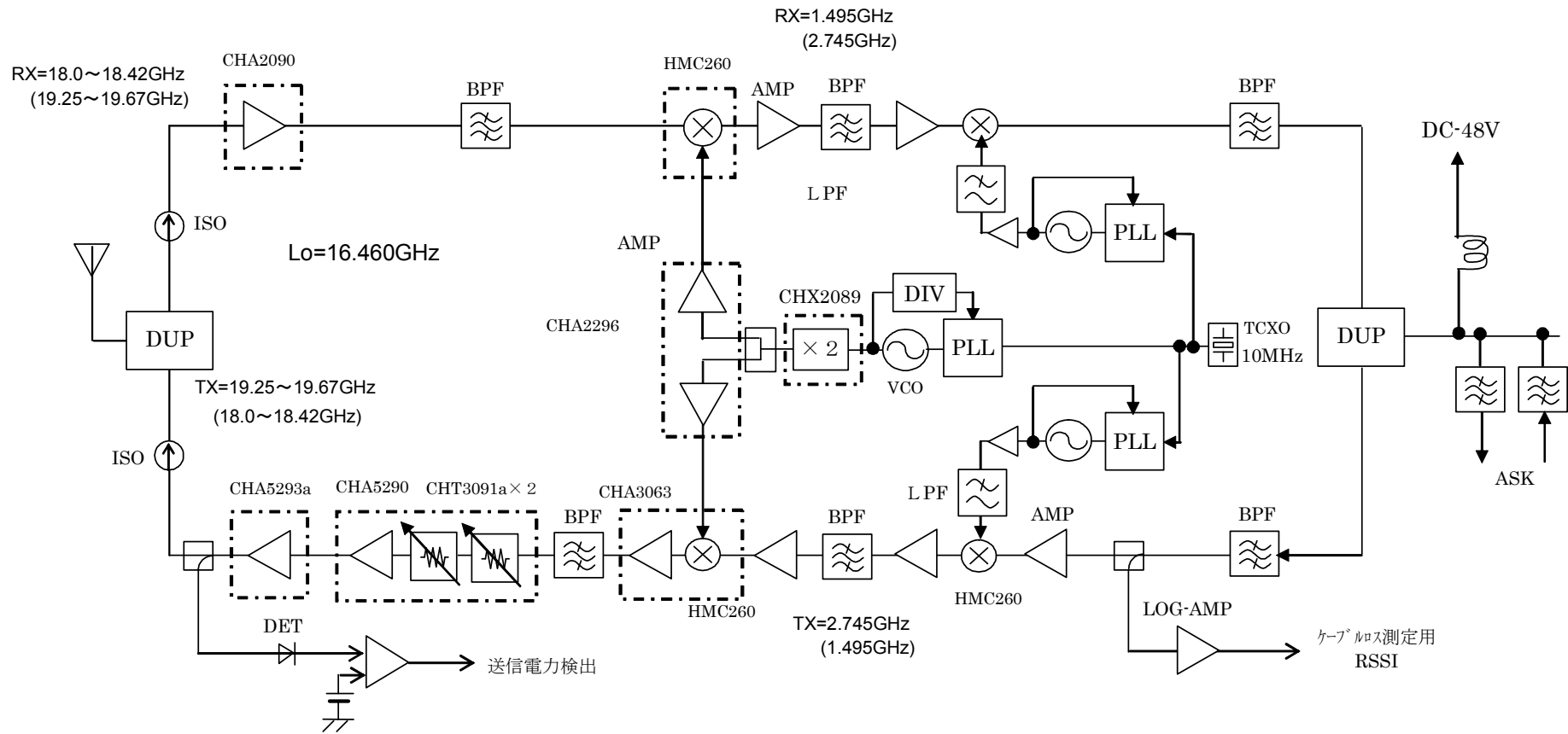


図 5-4-3-1 高周波部(RF-IF部)の構成 (ODU)

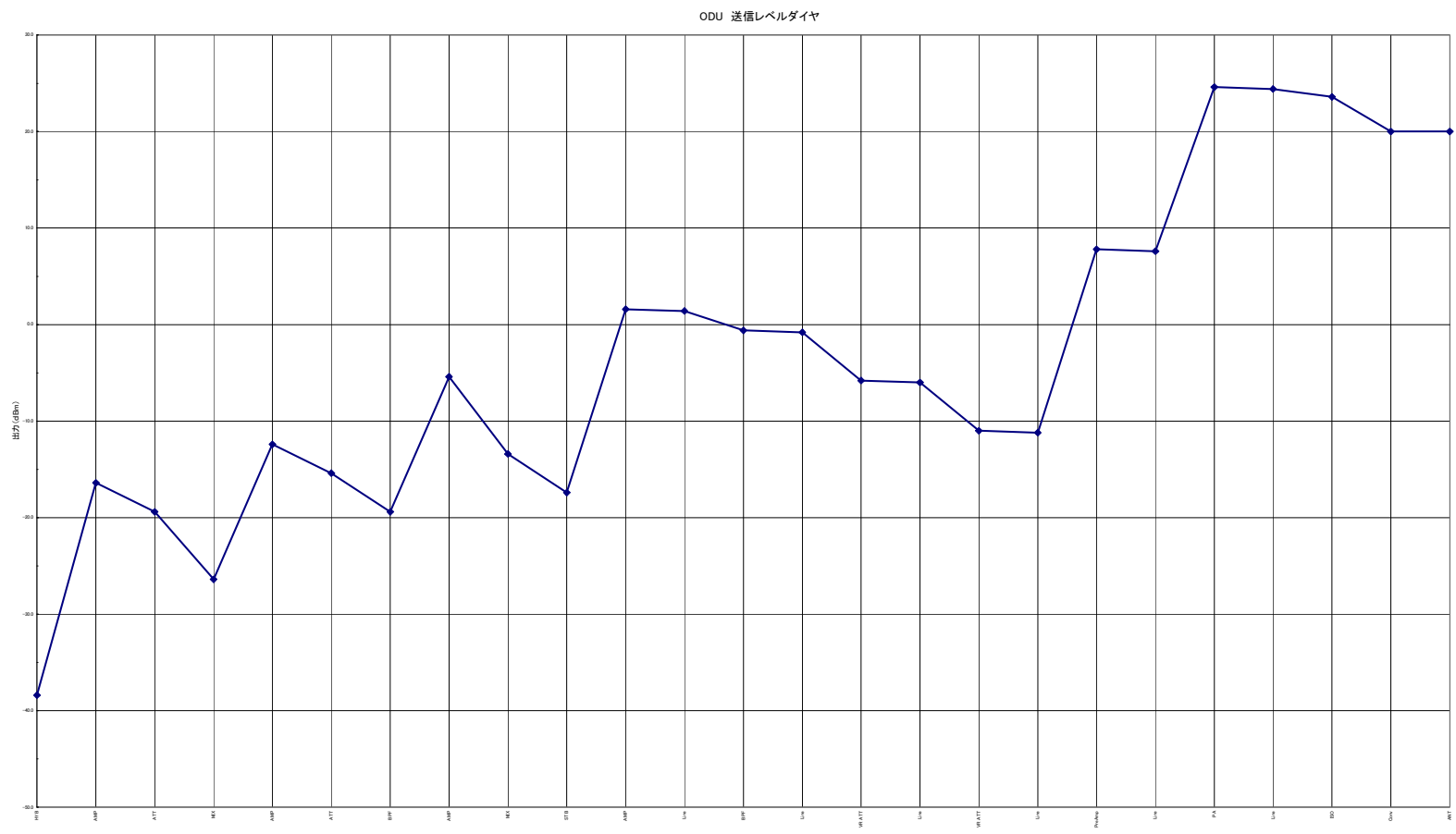


図 5-4-3-2 送信レベルダイヤ

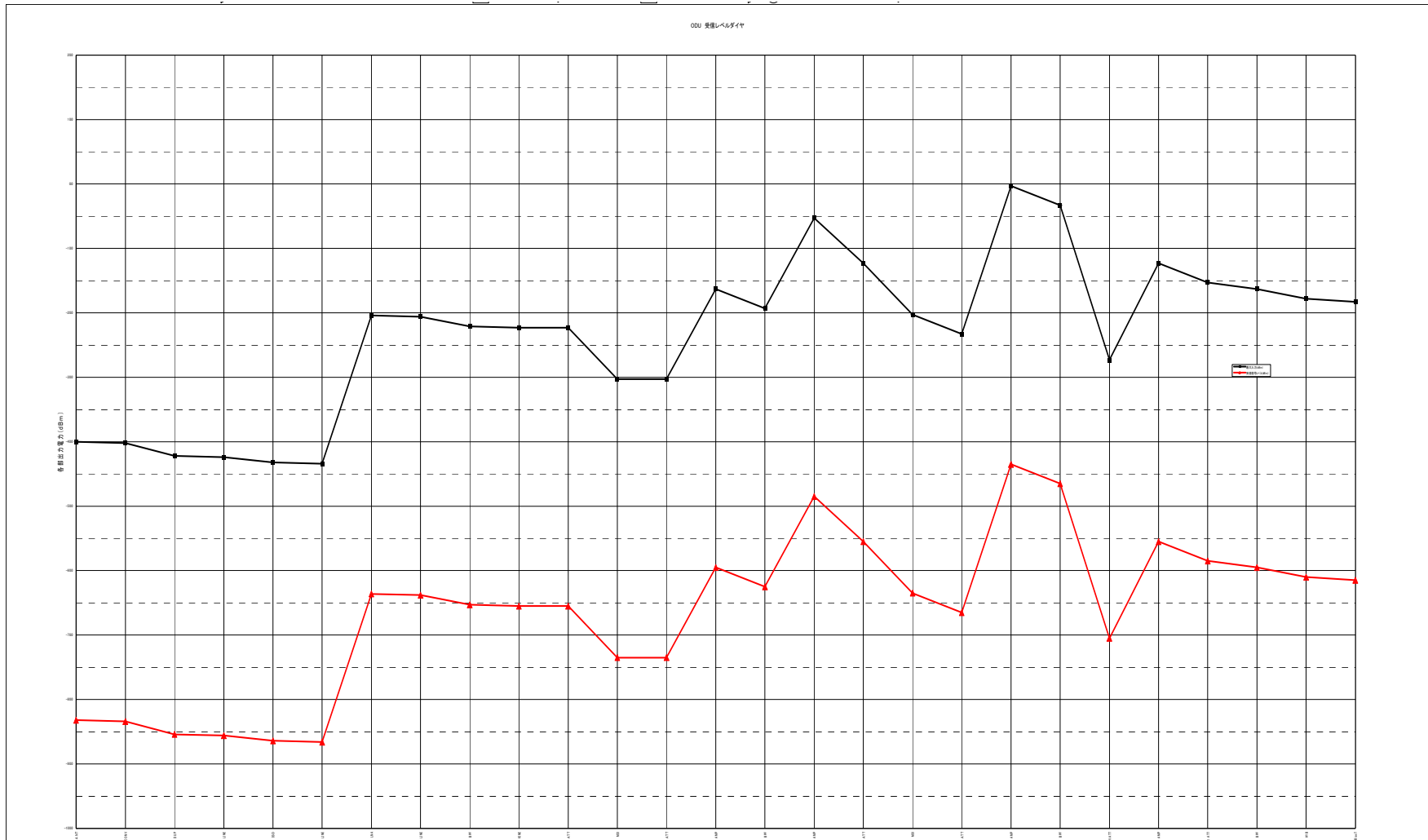


図 5-4-3-3 受信レベルダイヤ

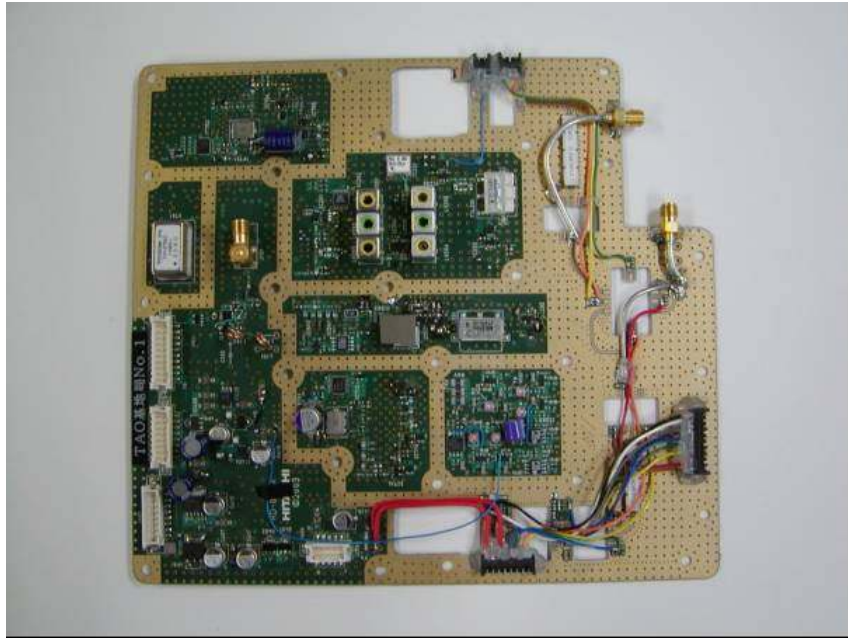


図 5-4-3-4 高周波部(RF-IF 部)の基板外観図

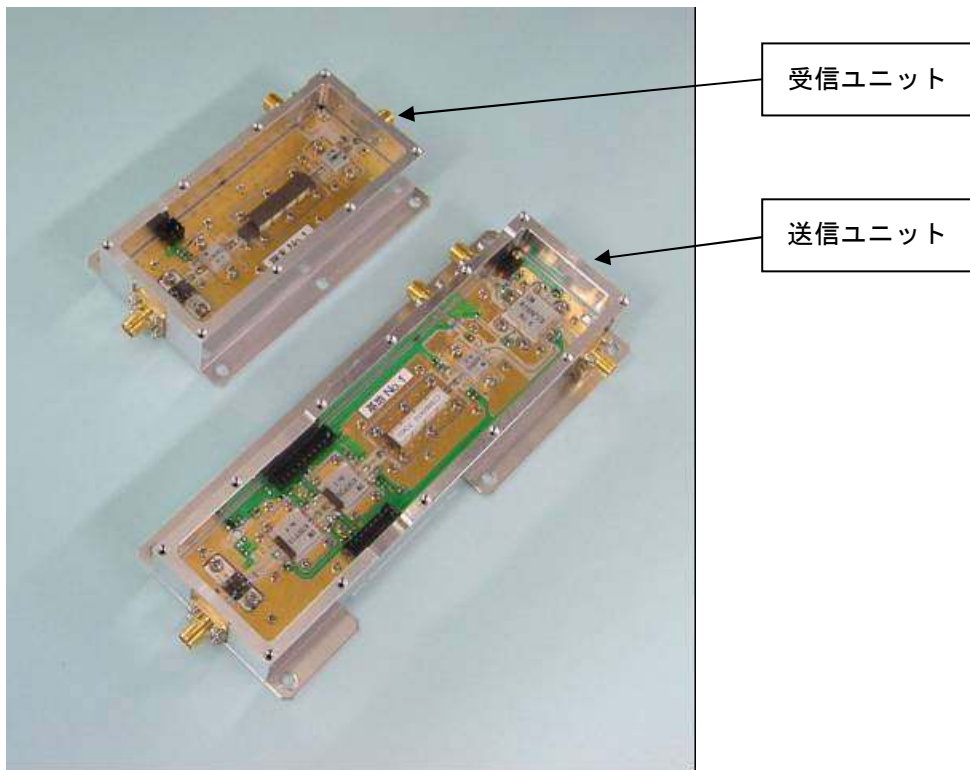


図 5-4-3-5 送受信ユニットの外観図

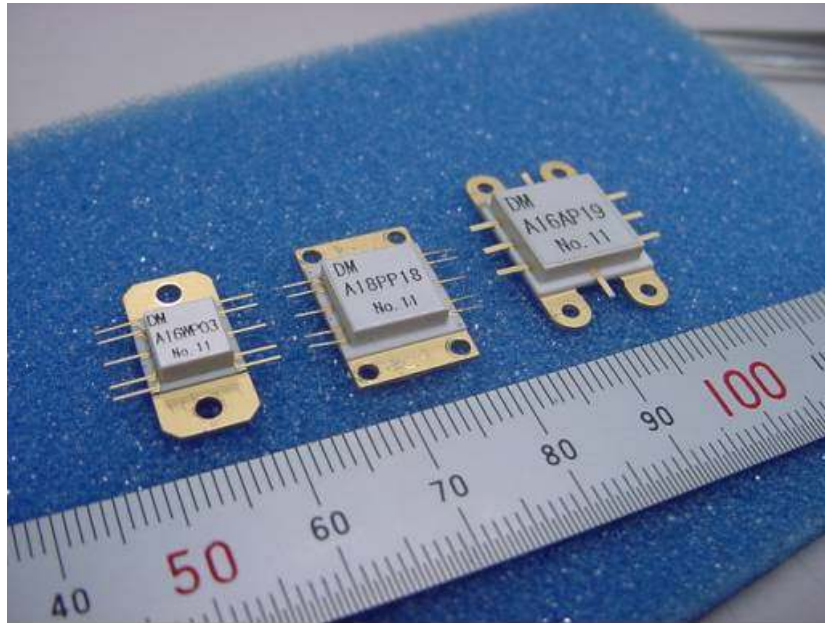


図 5-4-3-6 RF モジュールの外観図

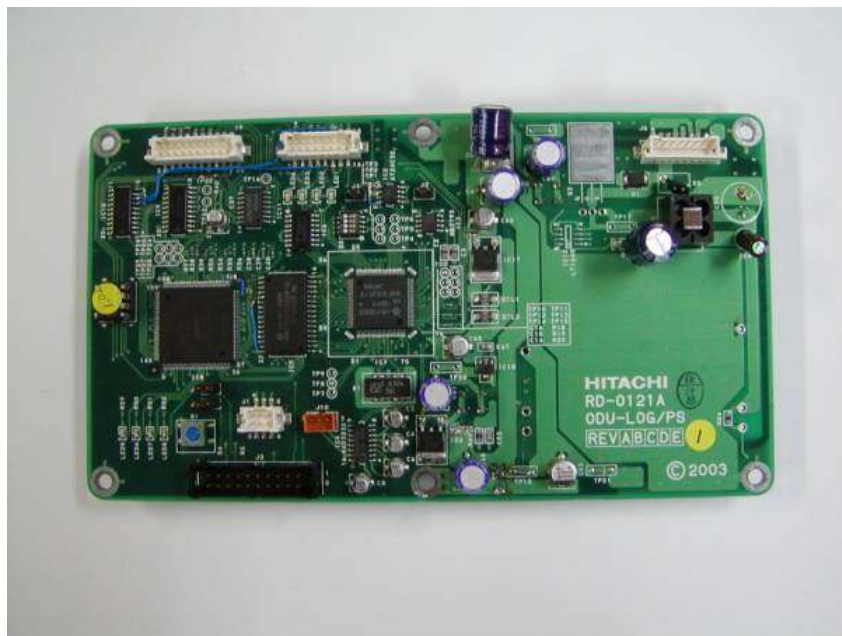


図 5-4-3-7 制御・電源部の基板外観図

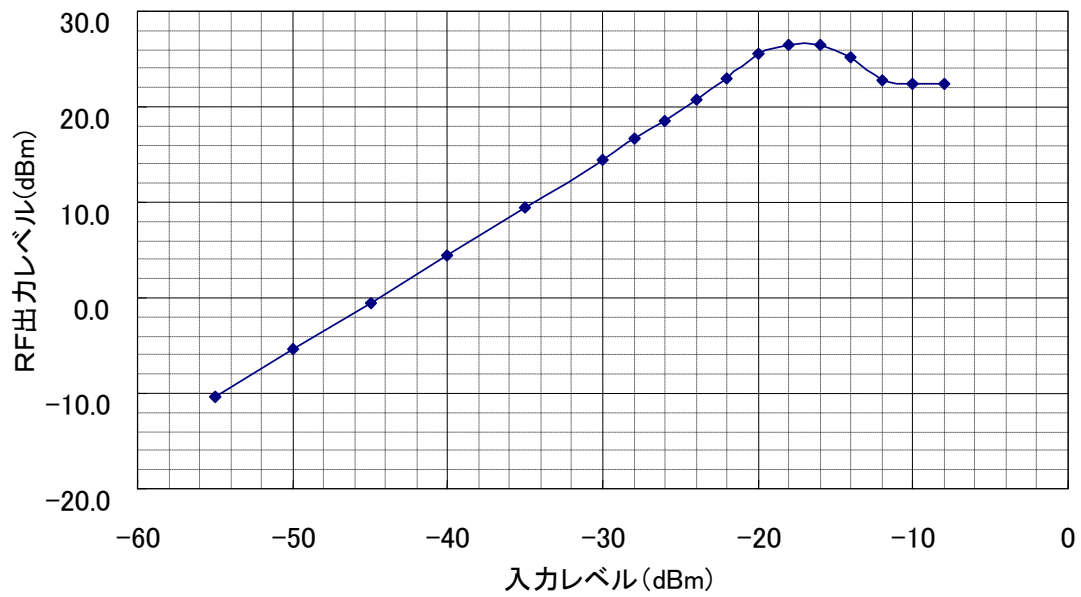


図 5-4-3-8 送信入出力特性 (基地局 ; 19.31GHz)

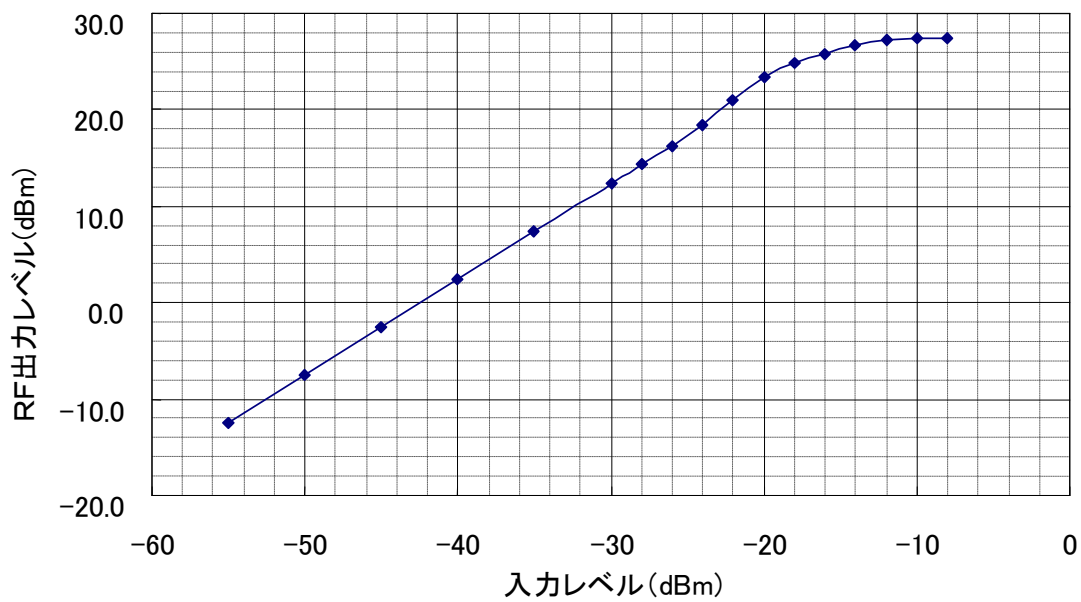


図 5-4-3-9 送信入出力特性 (端末局 ; 18.06GHz)

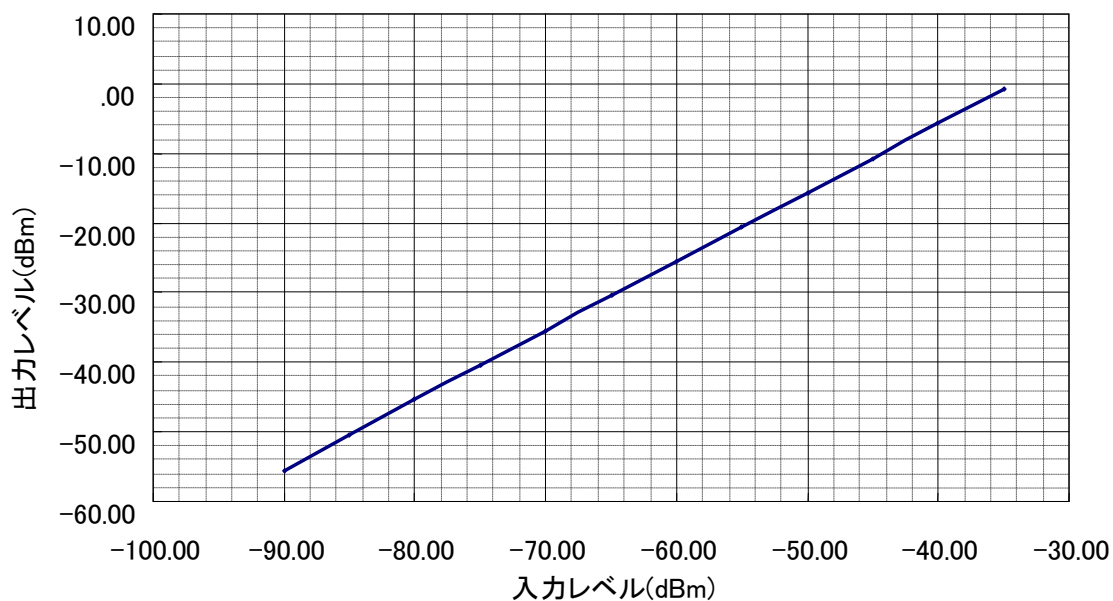


図 5-4-3-10 受信入出力特性 (基地局 ; 18.06GHz)

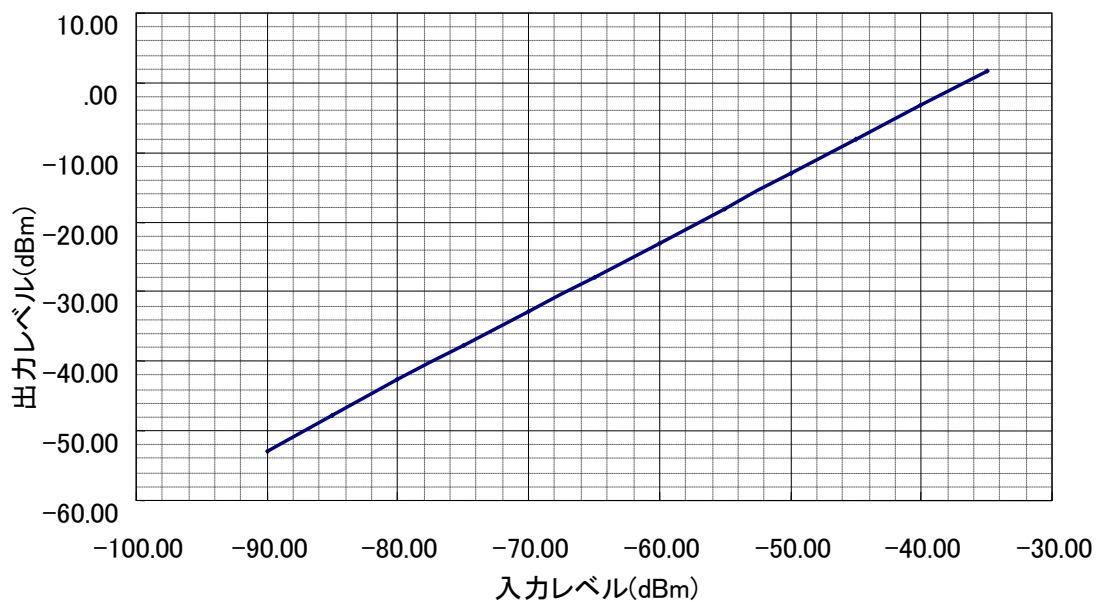


図 5-4-3-11 受信入出力特性 (端末局 ; 19.31GHz)

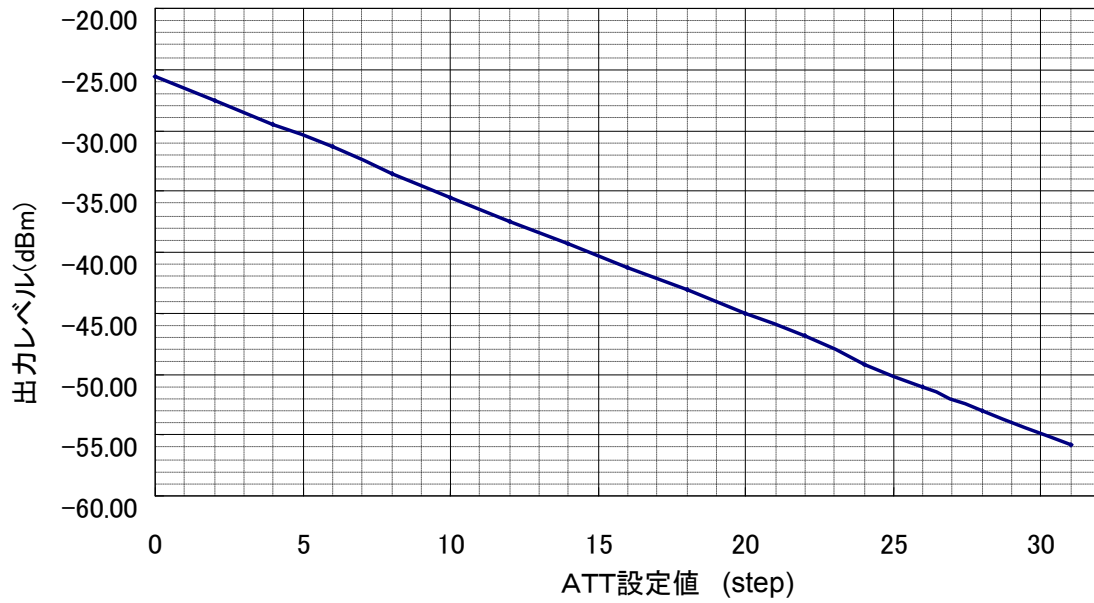


図 5-4-3-1 2 受信出力制御特性 (基地局 ; 18.06GHz)

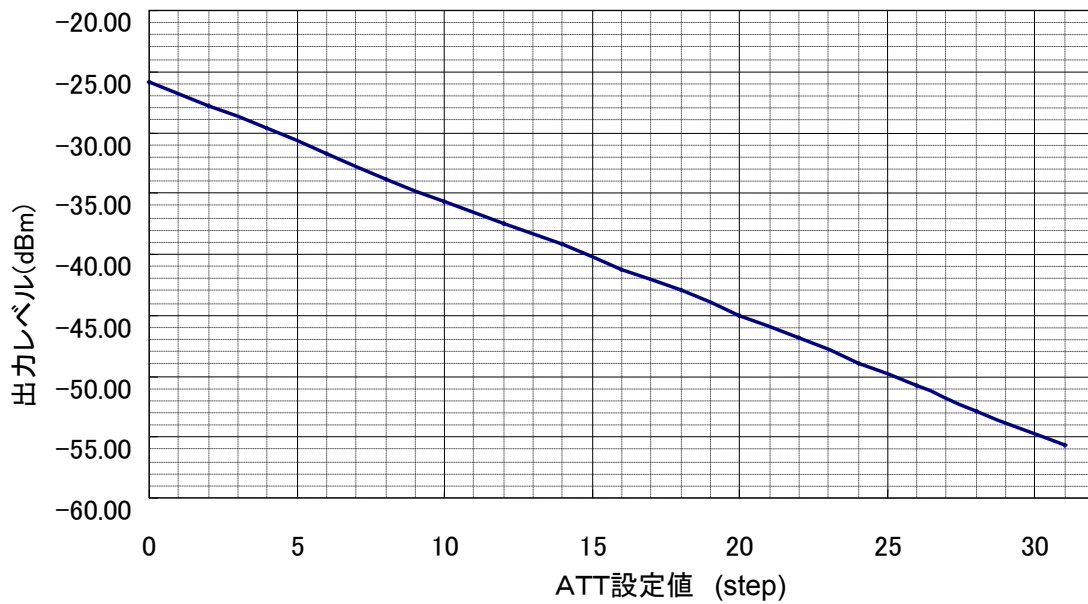


図 5-4-3-1 3 受信出力制御特性 (端末局 ; 19.31GHz)

5-4-4 ローカル発振器

本装置実現の上で準ミリ波帯の低雑音ローカル発振器が必要であり、YIG発振器を用いた準ミリ波帯シンセサイザ発振器を開発した。図 5-4-4-1 に開発を行ったローカル発振器の外観図を示す。



図 5-4-4-1 ローカル発振器の外観図

(1) ローカル発振器仕様

開発を行ったローカル発振器の仕様を表 5-4-4-1 に示す。

表 5-4-4-1 シンセサイザ仕様

項目	仕様	備考
周波数	16.505~16.925 GHz	
所要CN	37.8 dBc	
出力電力	+5dBm±2dB	
スプリアス	-60dBc	
基準周波数	10MHz	

装置の周波数関係を図 5-4-4-2 に示す。図の周波数は基地局の周波数関係を示しており、() 内の周波数が端末局の周波数関係を示している。

周波数関係は、16GHz帯のローカル周波数を送受信共用で使用することを第一優先で選定した。

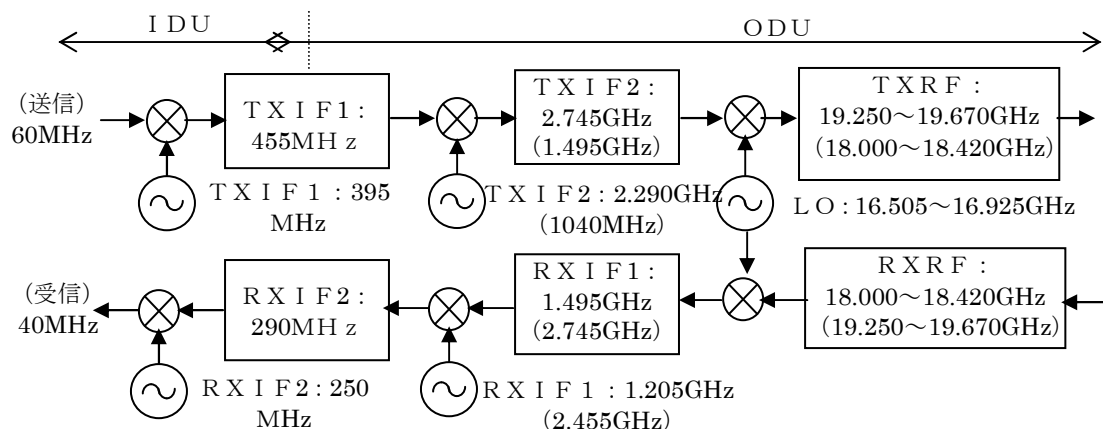


図 5-4-4-2 装置周波数関係図

装置劣化配分より ODU シンセサイザに割り当てた CN 配分値は、送信 34dB、受信 35dB である。表 5-4-4-2 に示す通り 2 つのシンセサイザには配分された CN 値を均等に配分した。

表 5-4-4-2 ODU シンセサイザに対する CN 劣化配分

項目		仕様	備考
TX	ODU	LO シンセ	(ODU : ダブルスーパーヘテロダイン)
		TXIF2 シンセ	
		ODU 総合	
RX	ODU	LO シンセ	(ODU : ダブルスーパーヘテロダイン)
		RXIF1 シンセ	
		ODU 総合	

また、シンセサイザの雑音モデルとしては、図 5-4-4-3 に示すモデルを考えた。受信帯域幅BW=26.67MHzであるから、片側としては13.33MHzの帯域を考えれば良い。(片側雑音を計算後、全帯域CNとして3dBアップさせる。)

図 5-4-4-3 のモデルにおいてCN配分を満足するX a、X bの値を表 5-4-4-3 に示す。ただしローカルシンセサイザについては送受信共通とするため厳しいRxの仕様とする。

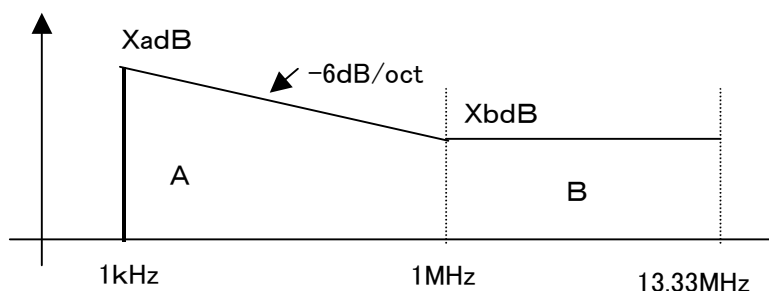


図 5-4-4-3 シンセ雑音モデル (片側)

表 5-4-4-3 ローカル発振器雑音配分

	CN配分 (dB)	仕様 (dBc/Hz)		総合CN (dB)
		X a	X b	
T XLO シンセ	40.4	-71 以下	-125 以下	40.8
R XLO シンセ	40.8	-71 以下	-125 以下	40.8

(2) ローカル発振器構成

ローカル発振器の構成を図 5-4-4-4 に示す。VCOは8.2525～8.4625GHzを
発振させ2通倍し16.505～16.925GHzの信号を生成させる方式とした。またシン
セサイザICには従来より使用実績のある 富士通製MB15E07SLを使用した。
MB15E07SLの入力周波数が2.5GHzのためHittite製 HMC363S8Gを用いて8分周を
行う。

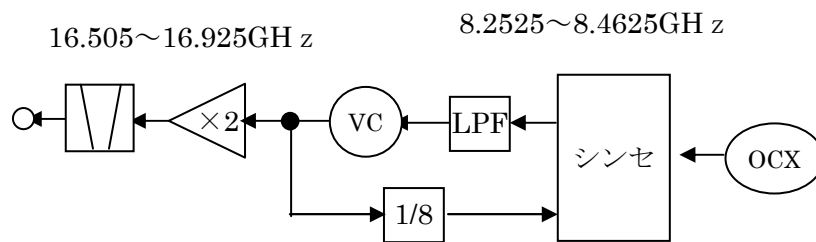


図 5-4-4-4 ローカル発振器の構成

(3) VCO 選定

VCOに要求される所要CNは、通倍によるCNの劣化6dBを考慮し43.8dBとなるた
め、VCO要求仕様は表 5-4-4-4 となる。

表 5-4-4-4 VCO の要求仕様

CN配分 (dB)	仕 様 (dBc/Hz)		総合CN (dB)
	@1 kHz	@1MHz	
46.8	-77 以下	-132 以下	46.8

今回、上記仕様を満足するVCOとしてEndwave社製YIG(Yttrium-Iron-Garnet)
MY008000-00を選択した。主な仕様を表 5-4-4-5 に示す。

表 5-4-4-5 VCO(MYO08000-00)の主な仕様

項目	仕様
周波数可変幅, min.	7 to 9 GHz
自走周波数	8 GHz
出力電力 min. @+25 °C @-40 to +85 °C	+14 dBm min +12 dBm min
周波数ドリフト	+/- 60 MHz max
高調波	-12 dBc min.
スプリアス, min.	-60 dBc min
位相雑音: @10 kHz @100 kHz	-105 dBc -128 dBc
メインコイル	
感度 typical	5 MHz/mA +/-10%
コイルインピーダンス	10 Ohms
変調幅	>10 kHz
消費電流 @ 8.5 V	120 mA ,max.
外形 (インチ)	1.0 x 1.0 x 0.8
重量	3 oz max

(4) ループ特性

図 5-4-4-5 に詳細ブロック図を、図 5-4-4-6 に本シンセサイザのループ特性 (実測値) を示す。

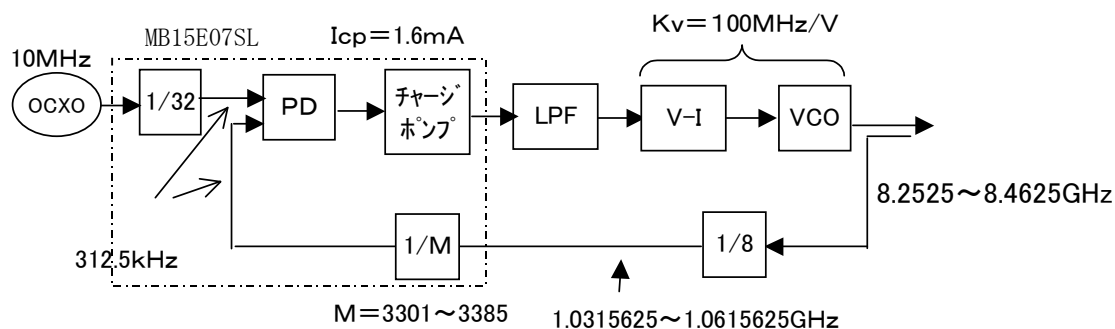


図 5-4-4-5 ローカル発振器詳細ブロック図

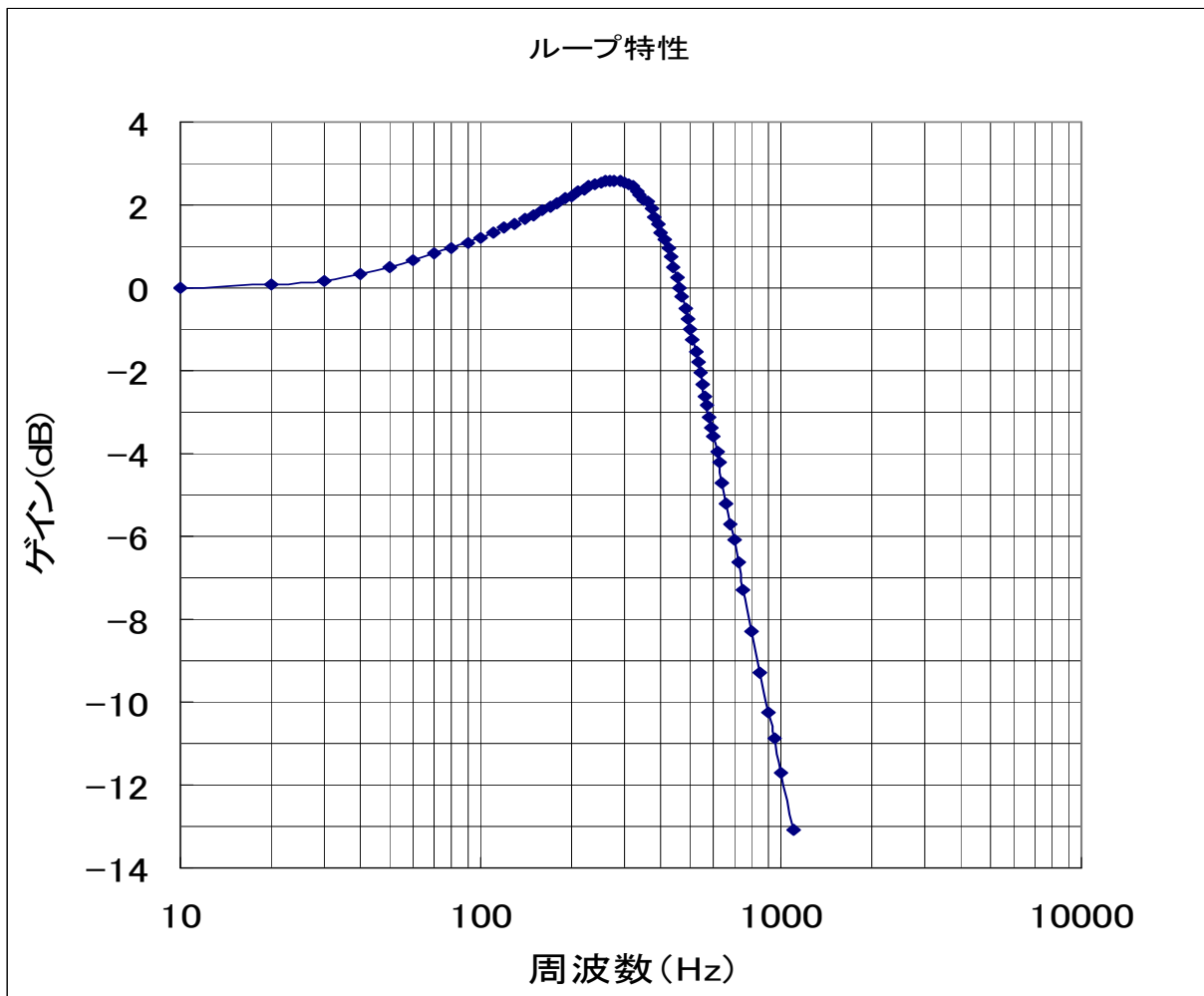


図 5-4-4-6 シンセサイザのループ特性

(5) ローカル発振器性能

ローカル発振器のスペクトラム波形を、図 5-4-4-7、図 5-4-4-8 に示す。またローカル発振器の周波数特性を図 5-4-4-9、図 5-4-4-10 に示す。

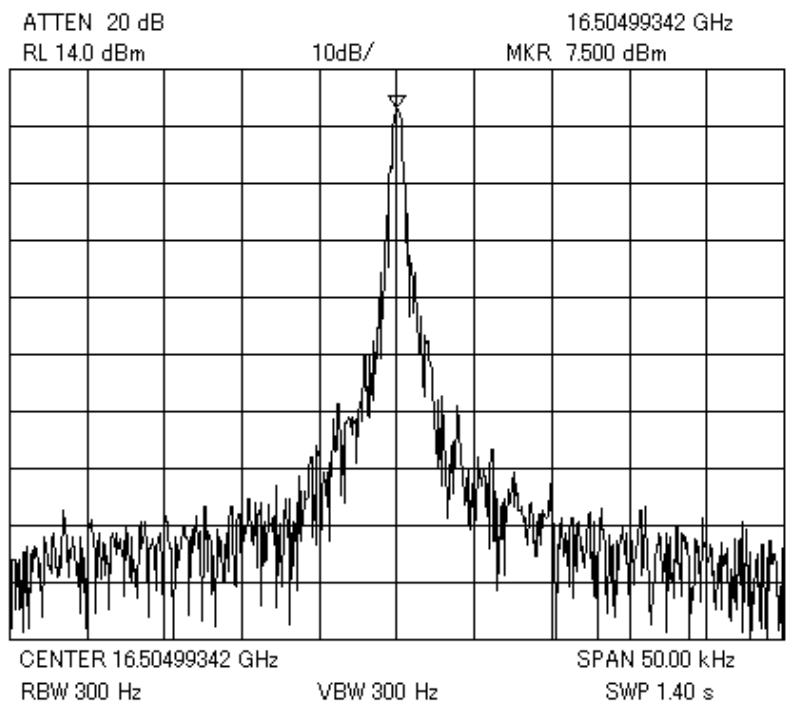


図 5-4-4-7 ローカル発振器のスペクトラム波形 (SPAN : 50kHz)

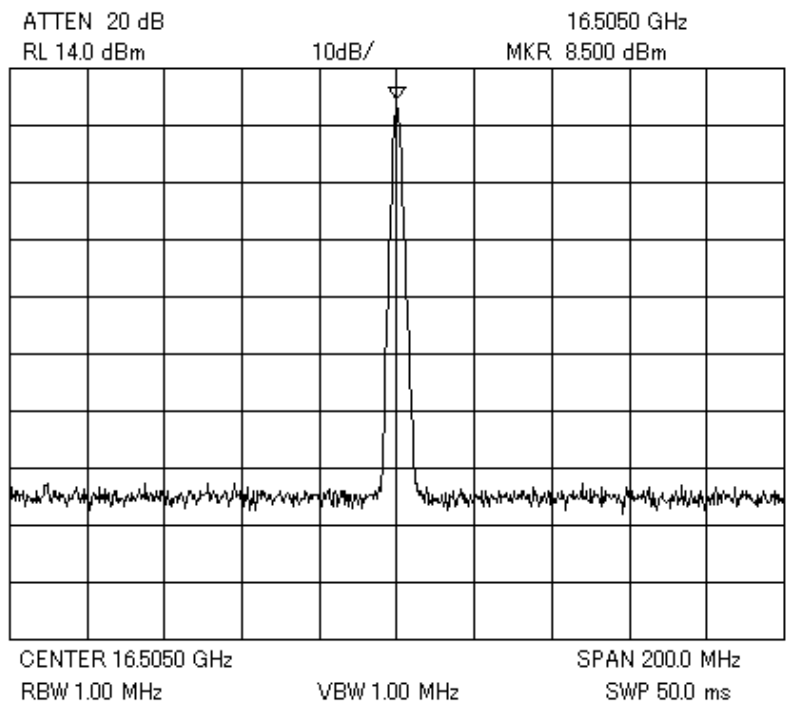


図 5-4-4-8 ローカル発振器のスペクトラム波形 (SPAN : 200MHz)

(6) ローカル発振器まとめ

ローカル発振器の総合 CN 結果を表 5-4-4-6 に示す。1 kHz における位相雑音に関しては目標仕様を満足することはできなかった。しかしながら 1 kHz から 10 kHz にかけての減衰特性が良かったため、総合 CN は目標仕様を十分満足する結果を得た。

表 5-4-4-6 ローカル発振器総合 CN

	位相雑音 (dBc/Hz)		総合 CN (dB)
	@ 1 kHz	@ 1 MHz	
目標仕様	-71 以下	-125 以下	37.8
結果	-63 以下	-128 以下	43.9

5-4-5 RFモジュールの性能

送受信ユニット、ローカル発振器に実装した各RFモジュールについて、チップ構成、評価したモジュール性能を示す。

(1) 送信アップコンバータ

チップ構成は図 5-4-5-1 に示す構成とした。Local入力特性において、Local入力10dBm程度でRF Pout-1dB-compression : 10dBmとなっており、Drive AMP CHA3063の性能と一致する出力特性となっている。

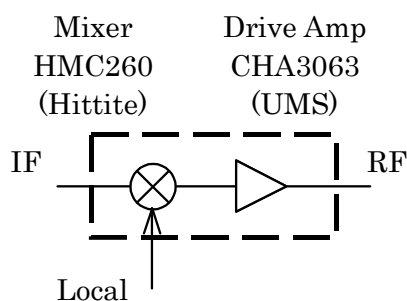


図 5-4-5-1 送信アップコンバータのチップ構成

Lo: $f=16\text{GHz}$, $\text{Pin}=13\text{dBm}$ IF: $f=2\text{GHz}$, $\text{Pin}=-5\text{dBm}$
 $V_d=4\text{V}$, $I_d=160\text{mA}$, $V_g=-0.248\text{V}$

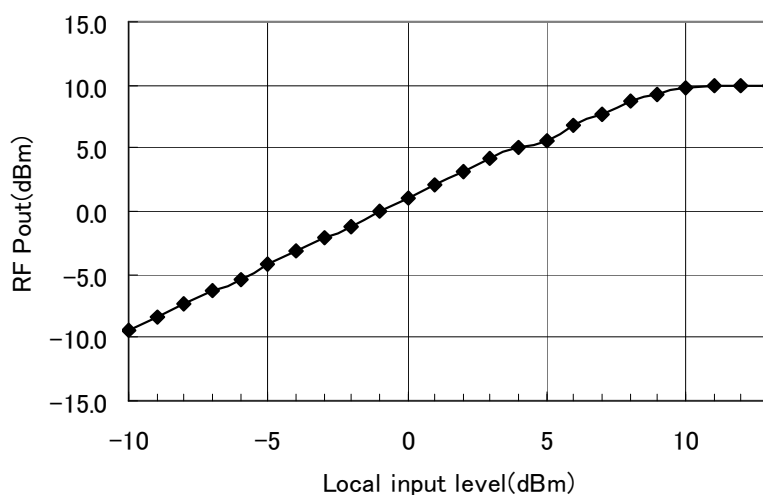


図 5-4-5-2 Local 入力特性

(2) 送信ドライブ増幅器

チップ構成は図 5-4-5-3 に示す構成とした。特性評価により、アッテネータの減衰範囲は2段分で約40dBとなっていることを確認した。18GHz帯の周波数範囲17.7~19.7GHzの出力利得については、

$$\text{利得偏差} \begin{cases} \text{ATT max} : \pm 1.5\text{dB} \\ \text{ATT min} : \pm 1.5\text{dB} \end{cases}$$

であり、プリアンプ(CHA5290)の仕様にはほぼ一致した性能となっている。

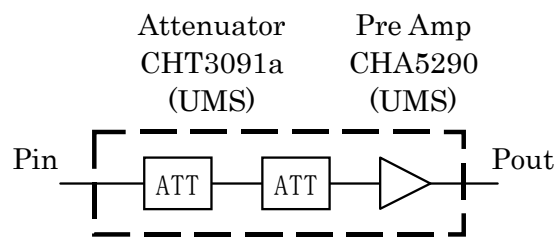


図 5-4-5-3 送信ドライブ増幅器のチップ構成

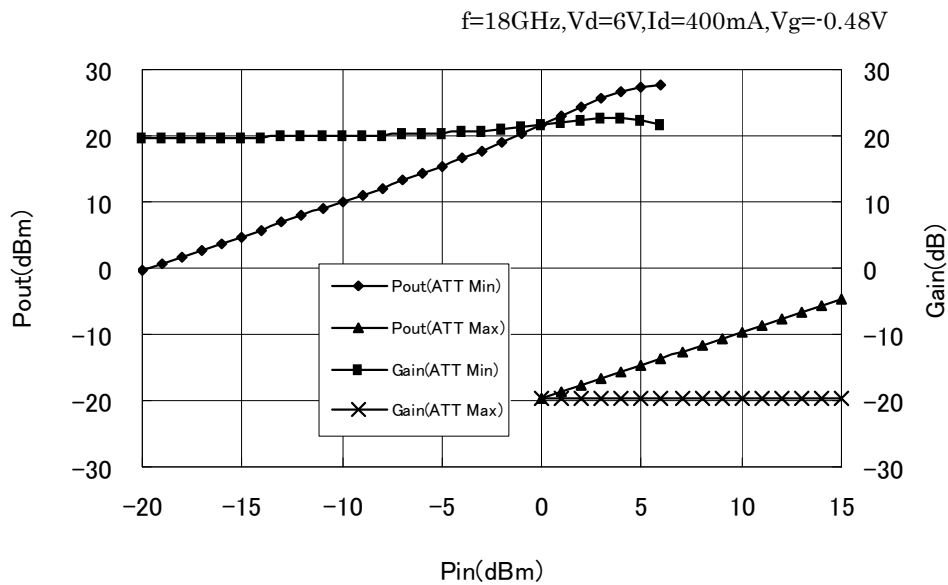


図 5-4-5-4 入出力特性

f=18GHz, Vd=6V, Id=400mA, Vg=-0.48V
 ATT Max: Pin=-10dBm, ATT Min: Pin=0dBm

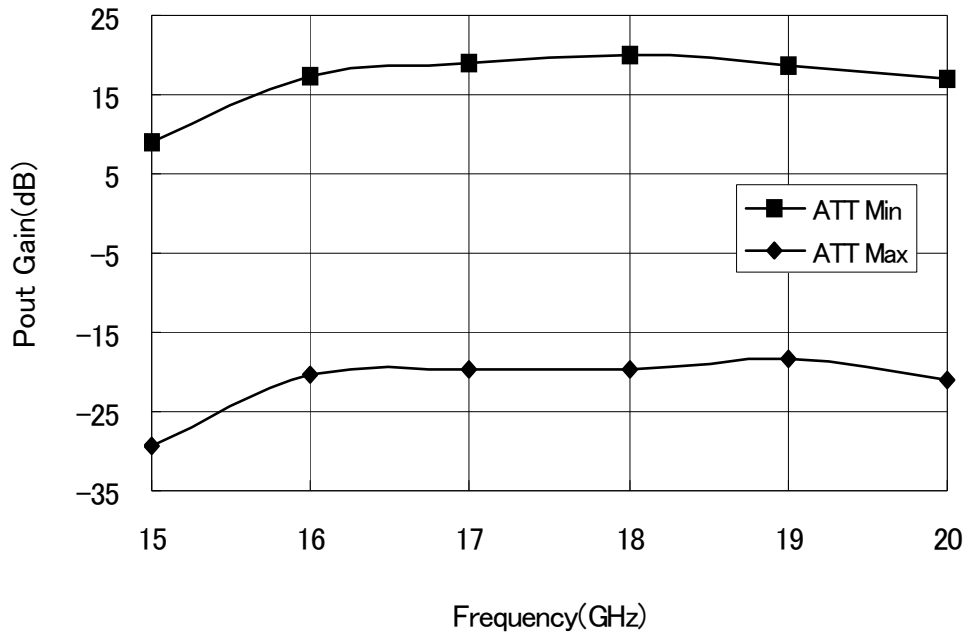


図 5-4-5-5 出力周波数特性

f=18GHz, Vd=6V, Id=400mA, Vg=-0.48V
 Pin=0dBm

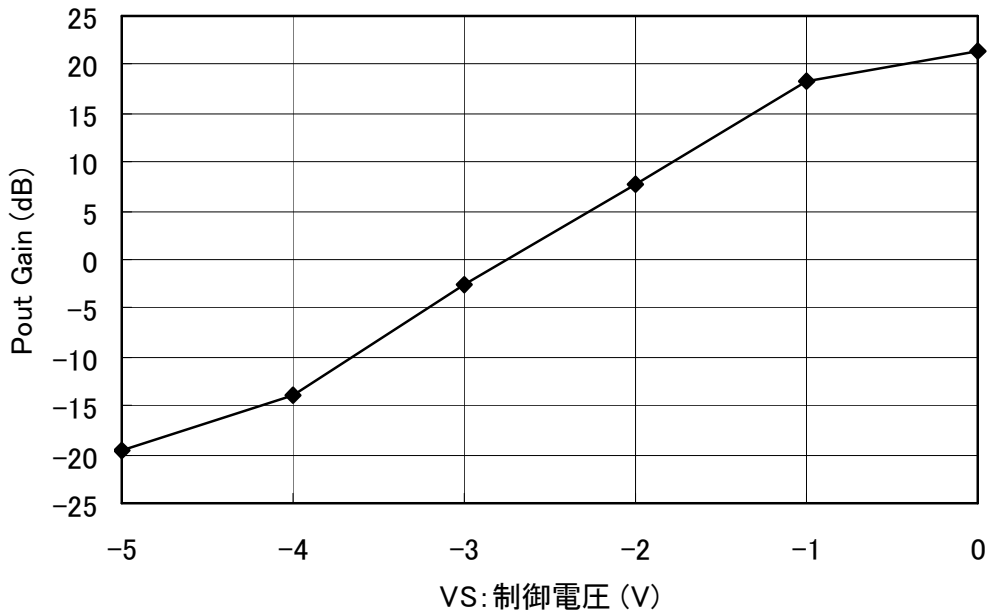


図 5-4-5-6 アッテネータ減衰特性

(3) 送信電力増幅器

チップ構成は図 5-4-5-7 に示す構成とした。

評価した入出力特性より、 $P_{out-1dB}$ gain compression : 30dB、Gain : 16.5 ± 0.3 dB であり、高出力、線形性の良好なチップ仕様とほぼ一致した性能が得られている。

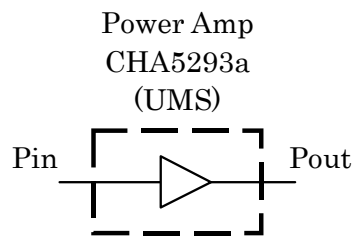


図 5-4-5-7 送信電力増幅器のチップ構成

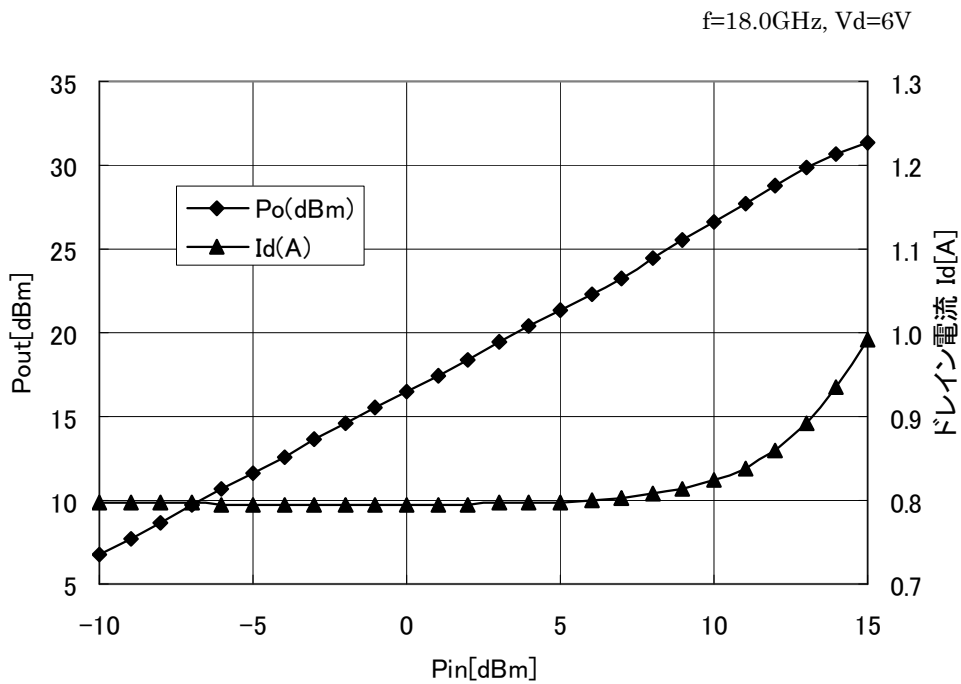


図 5-4-5-8 入出力特性

(4) 受信低雑音増幅器

チップ構成は図 5-4-5-9 に示す構成とした。

評価した特性により、 $P_{out-1dB\ gain\ compression} : P_{out}=13dBm$ でありチップ仕様より若干高くなっているが、出力利得は $Gain : 23 \pm 3dB(17 \sim 20GHz)$ でありほぼチップ仕様と一致した性能が得られている。

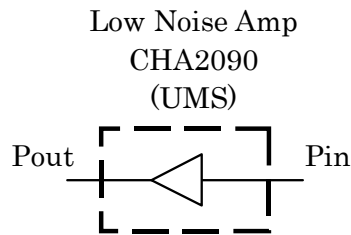


図 5-4-5-9 受信低雑音増幅器のチップ構成

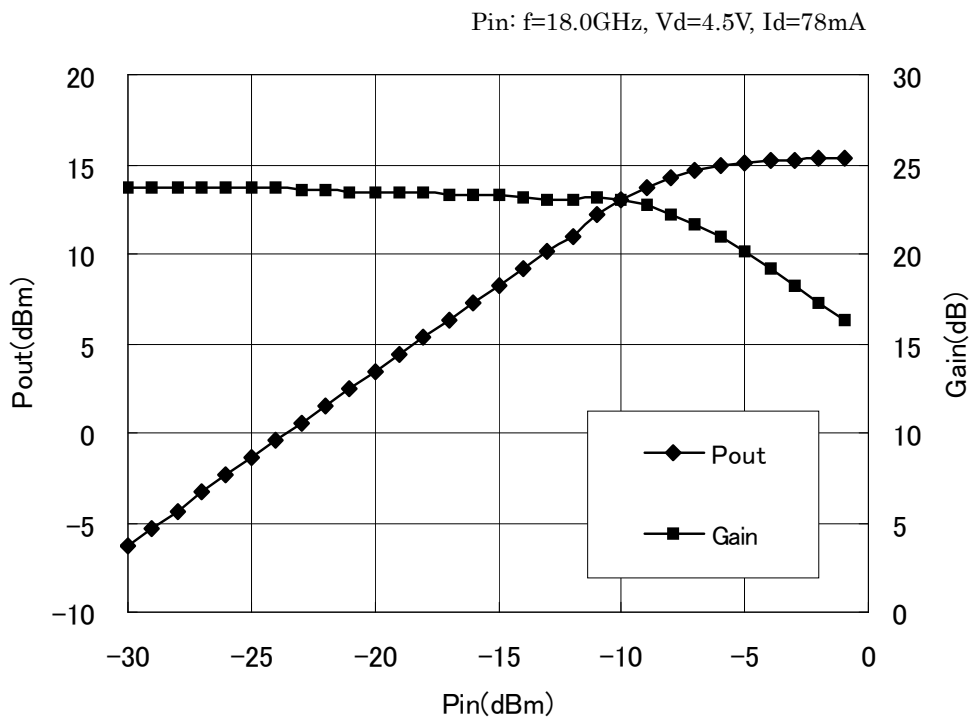


図 5-4-5-10 入出力特性

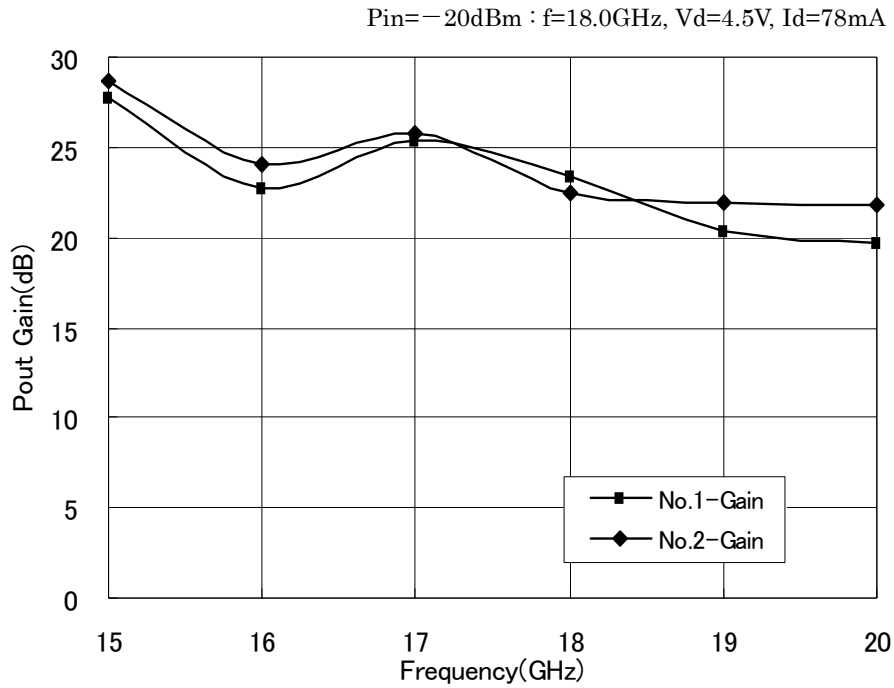


図 5-4-5-1 1 周波数特性

(5) 受信ダウンコンバータ

チップ構成は図 5-4-5-1 2 に示す構成とした。変換利得の周波数特性は、 7.7 ± 1.5 dB程度となっており、チップ性能とほぼ一致する特性となっている。

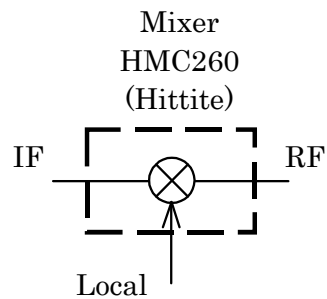


図 5-4-5-1 2 受信ダウンコンバータのチップ構成

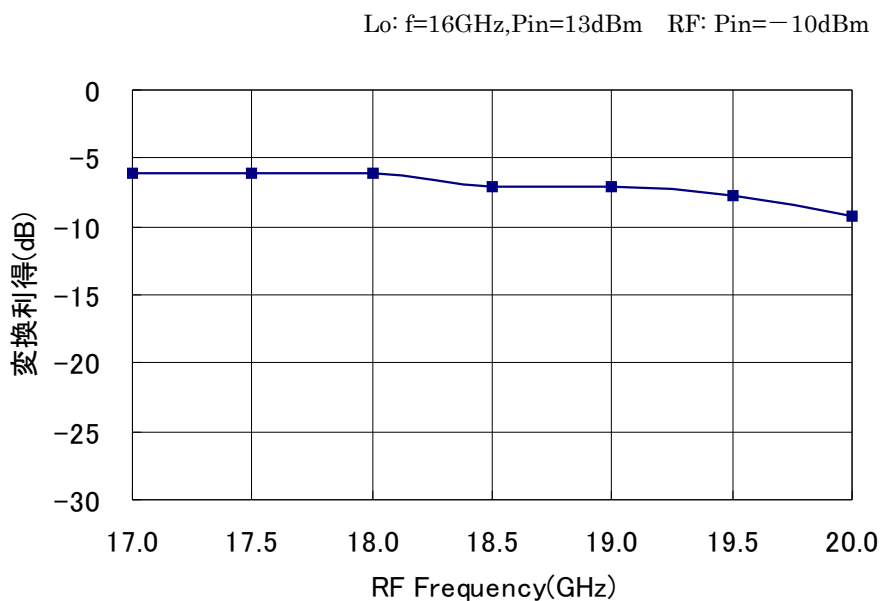


図 5-4-5-13 変換利得の周波数特性

(6) ローカル通倍器

チップ構成は図 5-4-5-14 に示す構成とした。入力Pin=12dBmで出力Pout=14dBmとなっており、チップ仕様とほぼ一致している。入力Pin=12dBmにおいて、2倍の出力波とのアイソレーションIs/Foは、使用周波数範囲(8~9GHz)で30dB以上が得られており良好である。

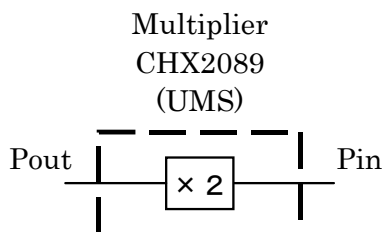


図 5-4-5-14 ローカル通倍器のチップ構成

$F_{in}=9\text{GHz}$, $V_d=3.5\text{V}$, $I_d=50\text{mA}$, $V_{g1}=-0.9\text{V}$, $V_{g2}=-0.042\text{V}$

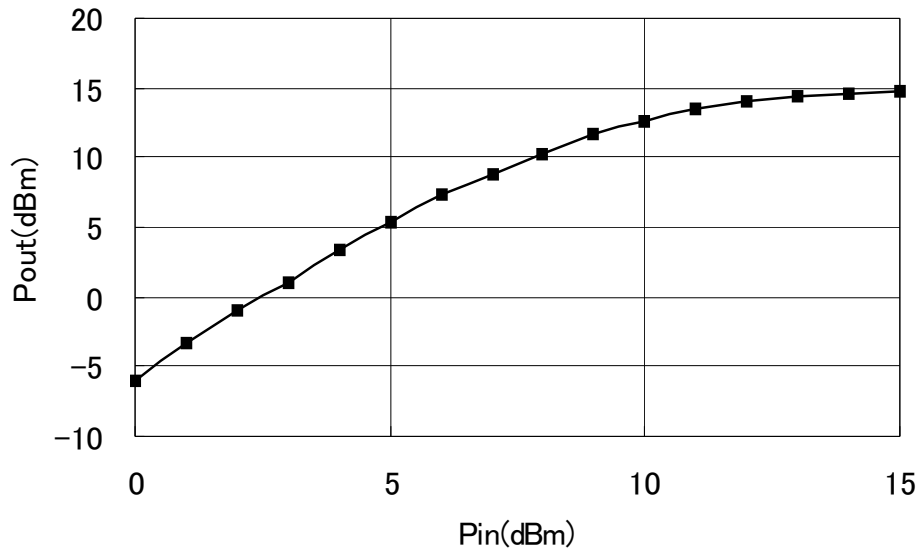


图 5-4-5-15 入出力特性

$P_{in}=12\text{dBm}$, $V_d=3.5\text{V}$, $I_d=50\text{mA}$, $V_{g1}=-0.9\text{V}$, $V_{g2}=-0.042\text{V}$

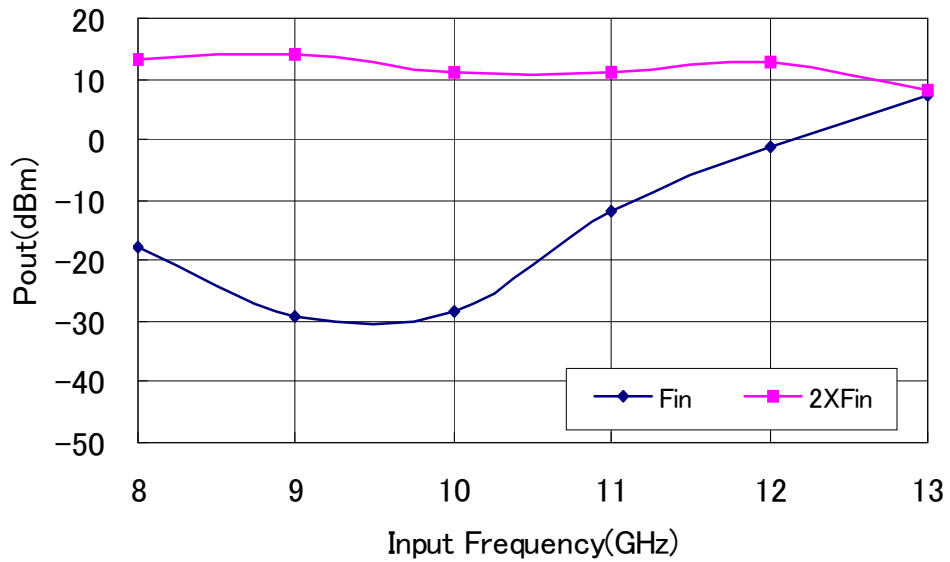


图 5-4-5-16 周波数特性

(7) ローカル増幅器

チップ構成は図 5-4-5-17 に示す構成とした。Pout1、Pout2の出力利得偏差は±0.5dB程度であり、チップ仕様：±1dB以下の特性となっている。周波数特性については、Local周波数使用範囲(16~17GHz)において、Pout1とPout2の偏差を含めても±1.5dB程度の偏差となっている。

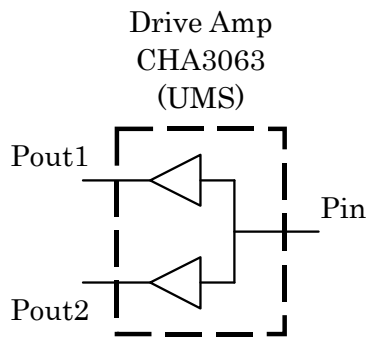


図 5-4-5-17 ローカル増幅器のチップ構成

Fin=16GHz, Vd=4.0V, Id=160mA, Vg1=-0.288V, Vg2=-0.288V

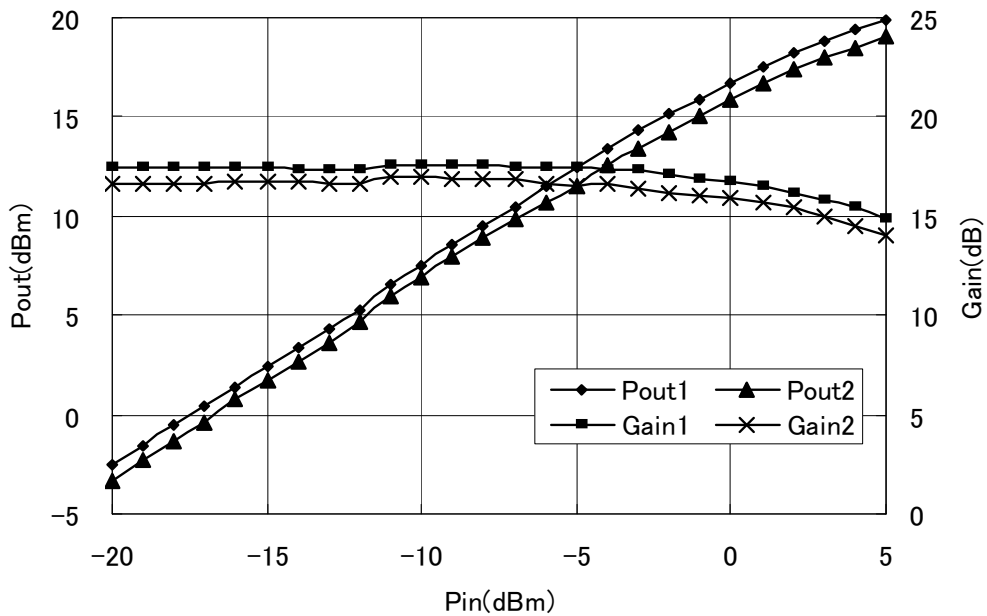


図 5-4-5-18 入出力特性

Pin=0dBm, Vd=4.0V, Id=160mA

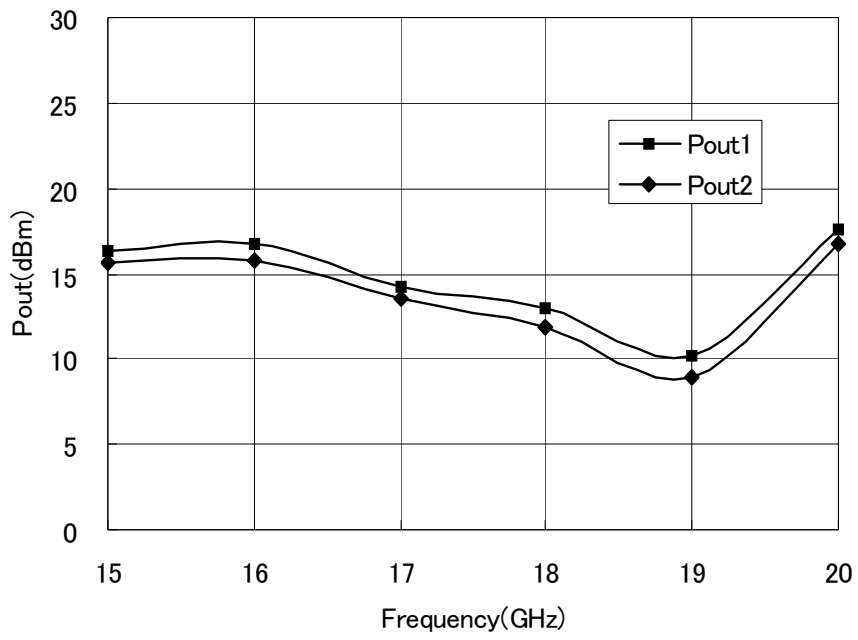


图 5-4-5-19 周波数特性

5-4-6 高周波部に関する総括

IDUの中間周波部とODUの高周波部製作、および高周波部に使用するRFモジュール開発を実施し、各部の単体調整、総合性能を評価した。フロントエンド部は、送信部および受信部をユニット化することにより、特性劣化の要因となる回り込みの影響を削減した構造とし、同時に小型化を図った。高周波部の性能については、概ね目標仕様を満足する性能を得られた。装置としての高周波部性能を、後述する室内評価試験により検証し確認する。

今後は、装置開発で確認した高周波部の性能を、実際のフィールドにおいて検証する予定である。

5-5 室内評価試験

試作した試験装置を空中線は使用せずに同軸ケーブルで接続し、室内における、装置電气的特性、誤り率特性、無線アクセス制御の性能評価を行った。試験装置におけるIDU、ODU間の接続ケーブルは、100mケーブルを使用した。チャンネル周波数は、高群；19.250, 19.310GHz、低群；18.000, 18.060GHzの2チャンネルを使用した。

5-5-1 装置電气的特性の評価

(1) 電气的特性の測定系

電气的特性については、図 5-5-1-1 に示す測定系とし、「18GHz帯公共業務用無線アクセスシステムの無線設備の特性試験方法」(財団法人テレコムエンジニアリングセンター)[9]に従い、マイクロウェーブカウンタ、スペクトルアナライザ、パワーメータの各測定器を使用して評価を行った。

評価項目は、送信機における周波数偏差、占有周波数帯幅、スプリアス発射の強度、空中線電力、隣接チャンネル漏洩電力、受信機における副次的に発する電波等の強度について測定した。

受信機の受信感度については、次節の誤り率評価と合せて測定を行った。

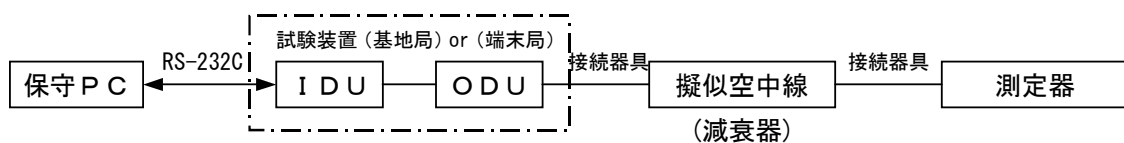


図 5-5-1-1 電气的特性の測定系統図

(2) 測定評価結果

基地局、端末局についてそれぞれ測定評価した結果を、表 5-5-1-1～表 5-5-1-4 に示し、送信スペクトラム波形の測定結果例を、端末局（チャンネル周波数；18.000GHz）の場合について図 5-5-1-2～図 5-5-1-5 に示す。

測定した 2 チャンネルの周波数において、基地局、端末局とも、各項目について仕様以内の評価結果が得られている。空中線電力については、高群のチャンネル周波数において出力低下が大きくなっており、BPSK、QPSK；11%、16QAM；9%、64QAM；10%の出力低下であるが、各々0.5dB程度以下の低下となっている。この出力低下に対しては、5-1-7 節のリンクバジェットで検討した降雨マージン余裕により、降雨減衰による不稼働率；0.01%は充分確保できるものと考えられる。

表 5-5-1-1 電気的特性 (基地局 ; 19.250GHz)

測定周波数	19.250GHz					仕様
	変調方式	BPSK	QPSK	16QAM	64QAM	
周波数偏差	kHz (ppm)	+1.4 (0.07)	+1.4 (0.07)	+1.4 (0.07)	+1.4 (0.07)	±3ppm 以下
占有周波数帯幅	MHz	33.8	33.3	33.0	32.5	34.67MHz 以下
スプリアス発射の強度	dBm	-40以下	-40以下	-40以下	-40以下	-13dBm(50μW) 以下
空中線電力	mW	97	97	61	49	BPSK,QPSK:100mW, 16QAM:63mW,64QAM:50mW 偏差 : ±50%
隣接チャネル漏洩電力 (lower/upper)	dBc	-34.7/-38.9	-38.2/-41.8	-41.3/-44.6	-43.5/-45.8	33dBc 以下
副次的に発する 電波等の強度	dBm	-58以下	-58以下	-58以下	-58以下	-56dBm(4nW) 以下

表 5-5-1-2 電気的特性 (基地局 ; 19.310GHz)

測定周波数	19.310GHz					仕様
	変調方式	BPSK	QPSK	16QAM	64QAM	
周波数偏差	kHz (ppm)	+1.4 (0.07)	+1.4 (0.07)	+1.4 (0.07)	+1.4 (0.07)	±3ppm 以下
占有周波数帯幅	MHz	33.3	32.8	32.5	32.5	34.67MHz 以下
スプリアス発射の強度	dBm	-40以下	-40以下	-40以下	-40以下	-13dBm(50μW) 以下
空中線電力	mW	89	89	56	45	BPSK,QPSK:100mW, 16QAM:63mW,64QAM:50mW 偏差 : ±50%
隣接チャネル漏洩電力 (lower/upper)	dBc	-37.0/-39.0	-40.7/-42.1	-43.4/-45.2	-45.3/-46.8	33dBc 以下
副次的に発する 電波等の強度	dBm	-58以下	-58以下	-58以下	-58以下	-56dBm(4nW) 以下

表 5-5-1-3 電気的特性 (端末局 ; 18.000GHz)

測定周波数	18.000GHz					仕様
	変調方式	BPSK	QPSK	16QAM	64QAM	
周波数偏差	kHz (ppm)	-2.0 (-0.1)	-2.0 (-0.1)	-2.0 (-0.1)	-2.0 (-0.1)	±3ppm 以下
占有周波数帯幅	MHz	33.0	32.0	32.3	32.0	34.67MHz 以下
スプリアス発射の強度	dBm	-40以下	-40以下	-40以下	-40以下	-13dBm(50μW) 以下
空中線電力	mW	97	97	61	49	BPSK,QPSK:100mW, 16QAM:63mW,64QAM:50mW 偏差 : ±50%
隣接チャネル漏洩電力 (lower/upper)	dBc	-40.7/-38.3	-43.7/-41.1	-46.0/-44.9	-46.7/-44.9	33dBc 以下
副次的に発する 電波等の強度	dBm	-58以下	-58以下	-58以下	-58以下	-56dBm(4nW) 以下

表 5-5-1-4 電気的特性 (端末局 ; 18.060GHz)

測定周波数	18.060GHz					仕様
	変調方式	BPSK	QPSK	16QAM	64QAM	
周波数偏差	kHz (ppm)	-2.1 (-0.1)	-2.1 (-0.1)	-2.1 (-0.1)	-2.1 (-0.1)	±3ppm 以下
占有周波数帯幅	MHz	33.0	32.5	32.3	32.5	34.67MHz 以下
スプリアス発射の強度	dBm	-40以下	-40以下	-40以下	-40以下	-13dBm(50μW) 以下
空中線電力	mW	100	100	64	54	BPSK,QPSK:100mW, 16QAM:63mW,64QAM:50mW 偏差 : ±50%
隣接チャネル漏洩電力 (lower/upper)	dBc	-39.2/-36.6	-41.1/-38.7	-43.9/-41.8	-44.8/-43.4	33dBc 以下
副次的に発する 電波等の強度	dBm	-58以下	-58以下	-58以下	-58以下	-56dBm(4nW) 以下

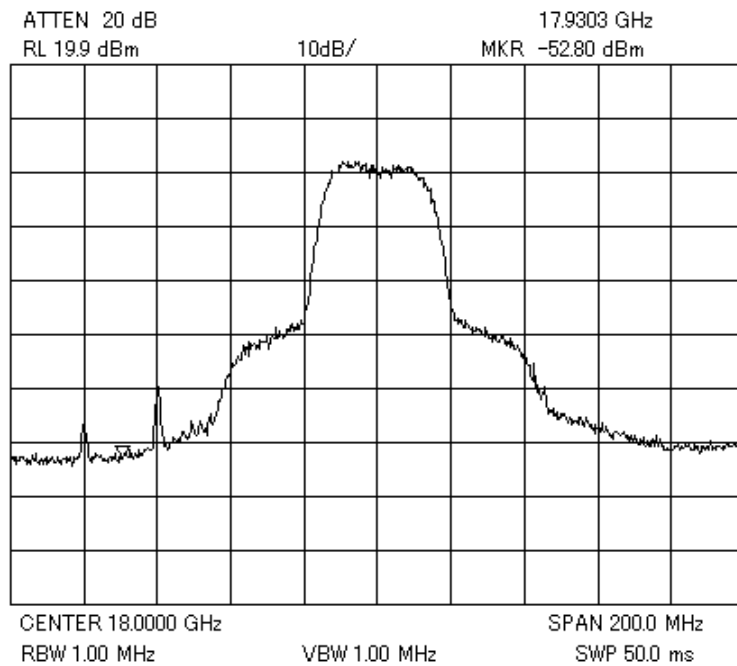


図 5-5-1-2 送信スペクトラム波形（端末局；18.000GHz-64QAM）

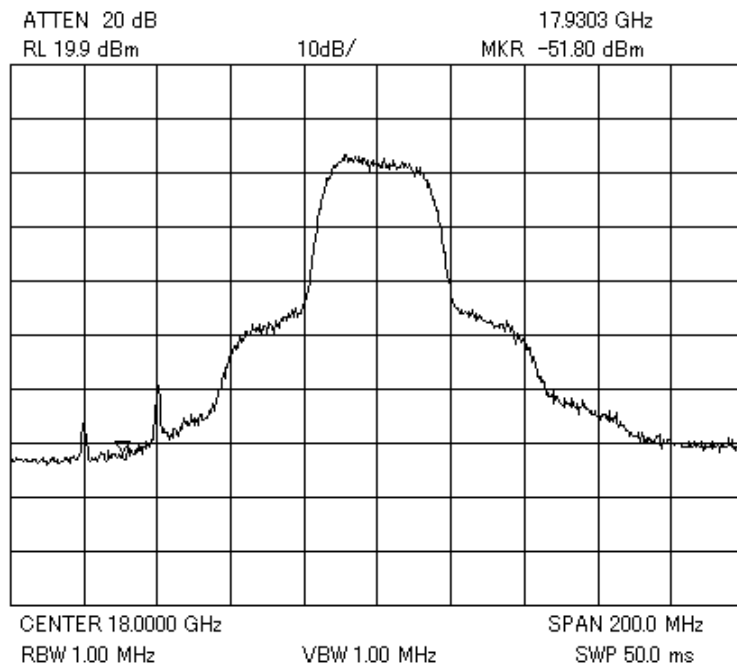


図 5-5-1-3 送信スペクトラム波形（端末局；18.000GHz-16QAM）

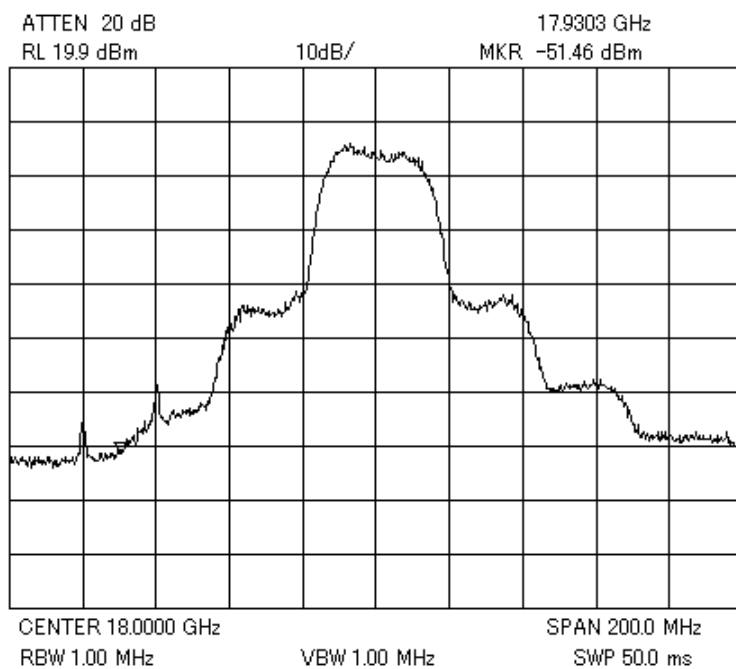


図 5-5-1-4 送信スペクトラム波形（端末局；18.000GHz-QPSK）

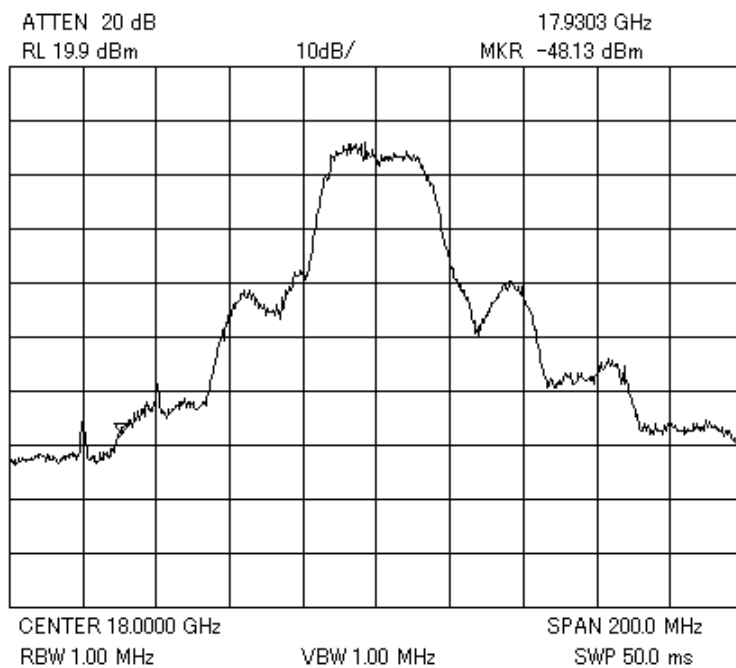


図 5-5-1-5 送信スペクトラム波形（端末局；18.000GHz-BPSK）

5-5-2 誤り率特性の評価

誤り率特性については、図 5-5-2-1 に示す測定系としBER測定器を使用して評価を行った。送信チャネル周波数は、基地局；19.250GHz、端末局；18.000GHzの対向チャネル周波数とした。

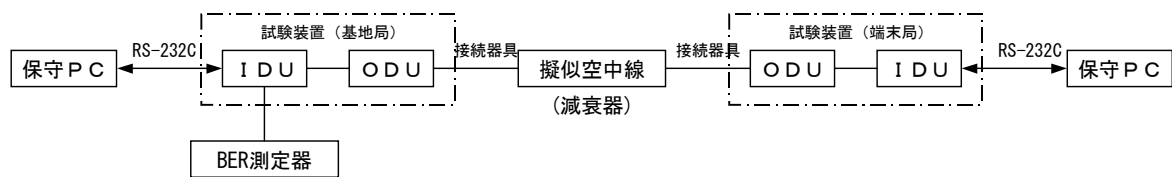


図 5-5-2-1 誤り率特性の測定系統図

5-5-2-1 変調方式固定時の誤り率

64QAM～BPSK各変調方式の誤り訂正有無における、送信周波数を基地局；19.250GHz、端末局；18.000GHzの対向チャネル周波数とした誤り率特性について、下り(端末局)の測定結果を図 5-5-2-2 に、上り(基地局)の測定結果を図 5-5-2-3 に示す。

誤り率； 10^{-9} に対応する受信感度については、下り(端末局)高群；19.250, 19.310GHz、上り(基地局)低群；18.000, 18.060GHz各々2チャンネルの周波数について測定した結果を表 5-5-2-1 に示す。受信感度の仕様は、5-1-3-1(2)節に記述した、劣化；4.5dBを含む各変調方式に対応する値を表 5-5-2-1 に示し、それらの受信感度点を図 5-5-2-2、図 5-5-2-3 の誤り率特性図にも表示した。

誤り訂正有りの特性においては、表 5-5-2-1 の受信感度特性で分かるように、下り(端末局)上り(基地局)の64QAMを含む各変調方式で、受信感度仕様以下の特性が得られていることを確認した。ただし、64QAMについては、特に下り(端末局)の受信感度が、機器及び干渉劣化マージン；4.5dBを含んだ仕様に対し、

ほぼ等しい値となっており、仕様に対し余裕がほとんど無いことを確認した。

さらに、誤り訂正無しの特徴についても、変調方式BPSK～16QAMでは、下り(端末局)で理論値に対し2～3dB程度の劣化、上り(基地局)で1～2dBの劣化であり、エラーフリー状態となる特徴となっているのに対し、変調方式64QAMについては、下り(端末局)で3～6dB、上り(基地局)で2～6dBの劣化となっており、両特徴ともフロアを生じる特徴となっていることが分かった。

屋外試験評価については、このまま本試作装置を使用することとするが、64QAMを含む各変調方式の受信感度仕様については、特徴の劣化要因の調査検討とともに、劣化マージンについての見直し検討を、製品化試作の課題として対処することとする。

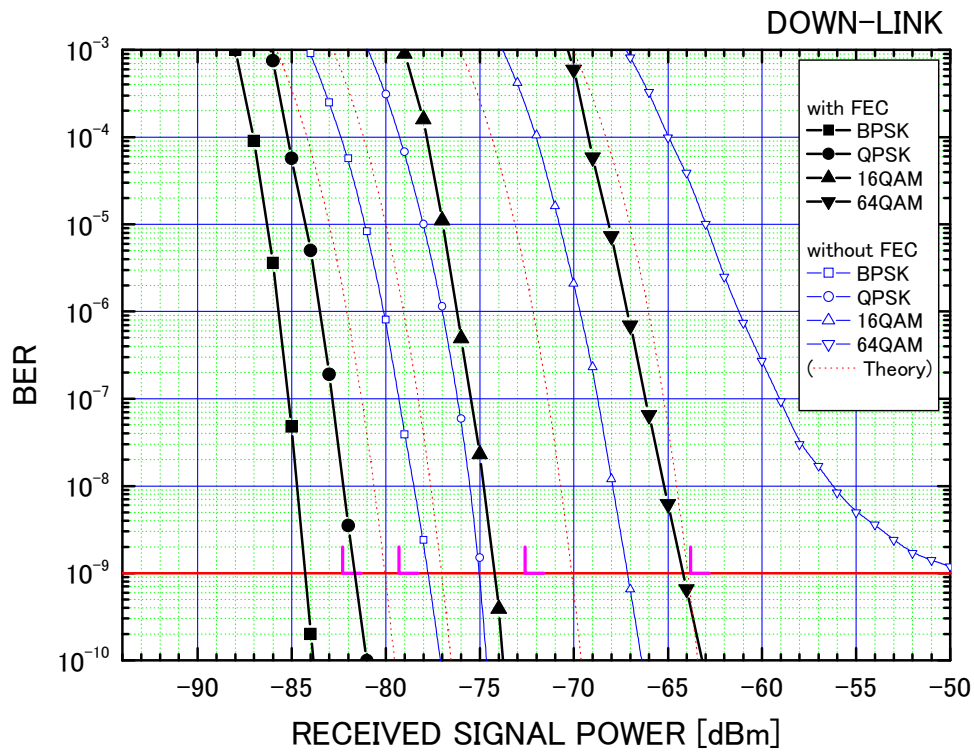


図 5-5-2-2 誤り率特性 (下り一端末局 ; 19.250GHz)

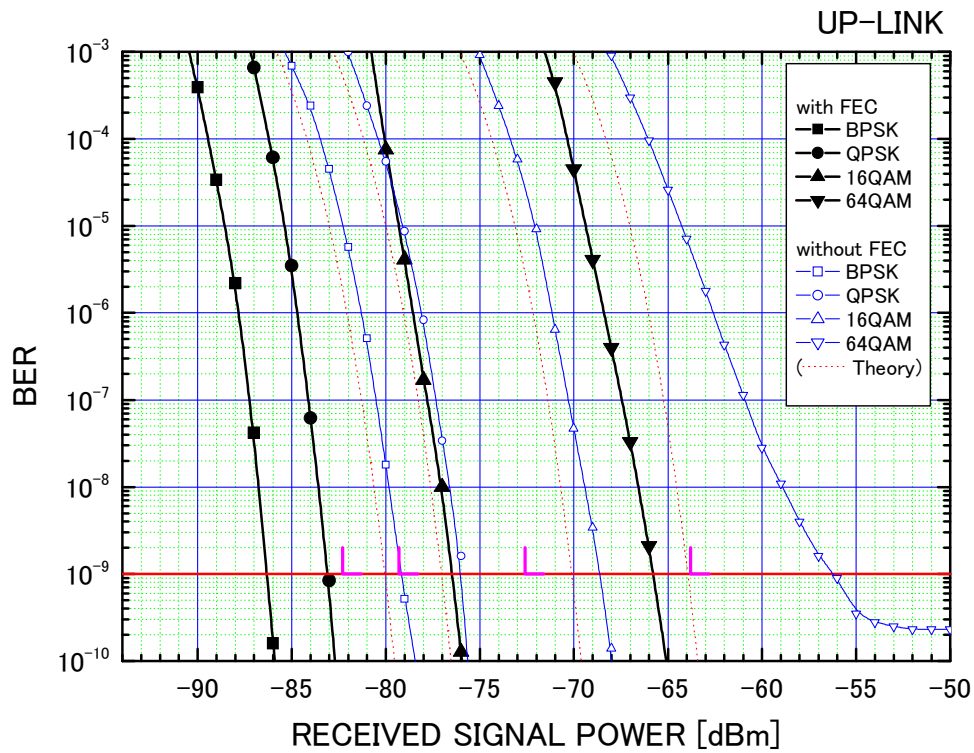


図 5-5-2-3 誤り率特性 (上り一基地局 ; 18.000GHz)

表 5-5-2-1 受信感度特性 (BER ; 10^{-9})

受信側	測定周波数 (GHz)	受信感度 (dBm)			
		変調方式 (誤り訂正符号化率)			
		BPSK (1/2)	QPSK (1/2)	16QAM (1/2)	64QAM (3/4)
端末局 (下り)	19.250	-84	-82	-74	-64
	19.310	-83	-81	-74	-64
基地局 (上り)	18.000	-87	-83	-77	-65
	18.060	-86	-83	-78	-65
仕様 (劣化; 4.5dB含む)		-82.3	-79.3	-72.5	-63.8

5-5-2-2 適応変調時の受信特性

受信入力レベル変化に対する変調方式の切替動作、変調方式切替時のビット誤り状況について評価を行った。

(1) 評価方法

各変調方式で送受を行うそれぞれの場合に対し、変調方式の切替条件は表 5-5-2-2に示すような、各変調方式の受信感度に準拠させた受信電力レベルに設定されている。

そこで、図 5-5-2-1に示した測定系の減衰器を、最低可変単位の1dBステップで可変し受信電力レベルを上昇あるいは下降させ、変調方式の切替動作、ビット誤りの有無について評価した。減衰器の切替時点と実際に変調方式が切替わる時点とには、適応変調制御がフレーム周期(3ms)の1000倍オーダーの処理であるため、数秒程度の差が存在することが分かっている。そこで、減衰器の1dBステップの切替間隔を10秒とした。また、減衰量を切替え時の送信信号の瞬断に起因するビット誤りについては区別し、各変調方式の誤りの有無を判断し評価を行なった。

表 5-5-2-2 変調方式の切替レベル条件

現在の 変調方式	切替後の 変調方式	受信入力レベル	備考
BPSK	QPSK	約-78dBm以上	等化雑音レベルが、閾値以下になることで判定
QPSK	BPSK	約-79dBm以下	等化雑音レベルが、閾値以上になることで判定
	16QAM	約-70dBm以上	等化雑音レベルが、閾値以下になることで判定
16QAM	QPSK	約-73dBm以下	等化雑音レベルが、閾値以上になることで判定
	64QAM	約-61dBm以上	等化雑音レベルが、閾値以下になることで判定
64QAM	16QAM	約-63dBm以下	等化雑音レベルが、閾値以上になることで判定

(2) 評価結果

受信電力レベル上昇時の特性を図 5-5-2-4、図 5-5-2-5 に、受信電力レベル下降時の特性を図 5-5-2-6、図 5-5-2-7 に示す。

①受信電力レベル上昇時の特性

レベル上昇時の開始時点の受信電力レベルは(-83dBm)とし、10秒毎に1dBずつ上昇する。この場合は、変調方式切替の閾値に到達するまでの所要時間は、表 5-5-2-3 に示す通りとなる。

図 5-5-2-4 の基地局受信特性、図 5-5-2-5 の端末局特性ともに、設定条件に到達した時点で適切な変調方式に切替えられており、変調方式切替によるビット誤りも生じていないことを確認した。

②受信電力レベル下降時の特性

レベル上昇時の開始時点の受信電力レベルは(-44dBm)とし、10秒毎に1dBずつ下降する。この場合の、変調方式切替の閾値に到達するまでの所要時間は、表 5-5-2-3 に示す通りとなる。

図 5-5-2-6 の基地局受信特性、図 5-5-2-7 の端末局特性ともに、上昇時の場合と同様に設定条件に到達した時点で適切な変調方式に切替えられており、変調方式切替によるビット誤りも生じていないことを確認した。

表 5-5-2-3 閾値に到達するまでの所要時間

受信電力レベルの上昇/下降	切替内容	受信電力閾値	所要時間
上昇時	BPSK→QPSK	-78dBm	50秒 ((83-78)×10)
	QPSK→16QAM	-70dBm	130秒 ((83-70)×10)
	16QAM→64QAM	-61dBm	240秒 ((83-59)×10)
下降時	64QAM→16QAM	-63dBm	190秒 ((60-41)×10)
	16QAM→QPSK	-73dBm	300秒 ((71-41)×10)
	QPSK→BPSK	-79dBm	380秒 ((79-41)×10)

(注)送信出力が、(BPSK、QPSK ; 20dBm)、(16QAM ; 18dBm)、(64QAM ; 17dBm)であるため、減衰器の減衰量をATTとすると、受信電力の減衰量は、(BPSK、QPSK ; [-1×ATT]dB)、(16QAM ; [-1×ATT-2]dB)、(64QAM ; [-1×ATT-3]dB)となる。

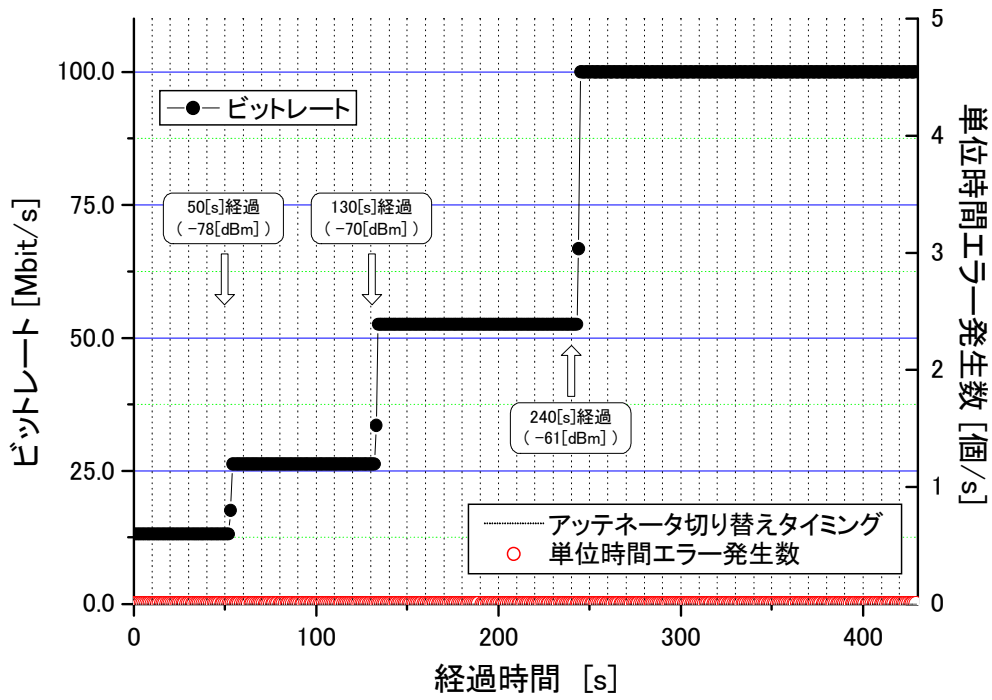


図 5-5-2-4 基地局受信特性 (受信レベル上昇時)

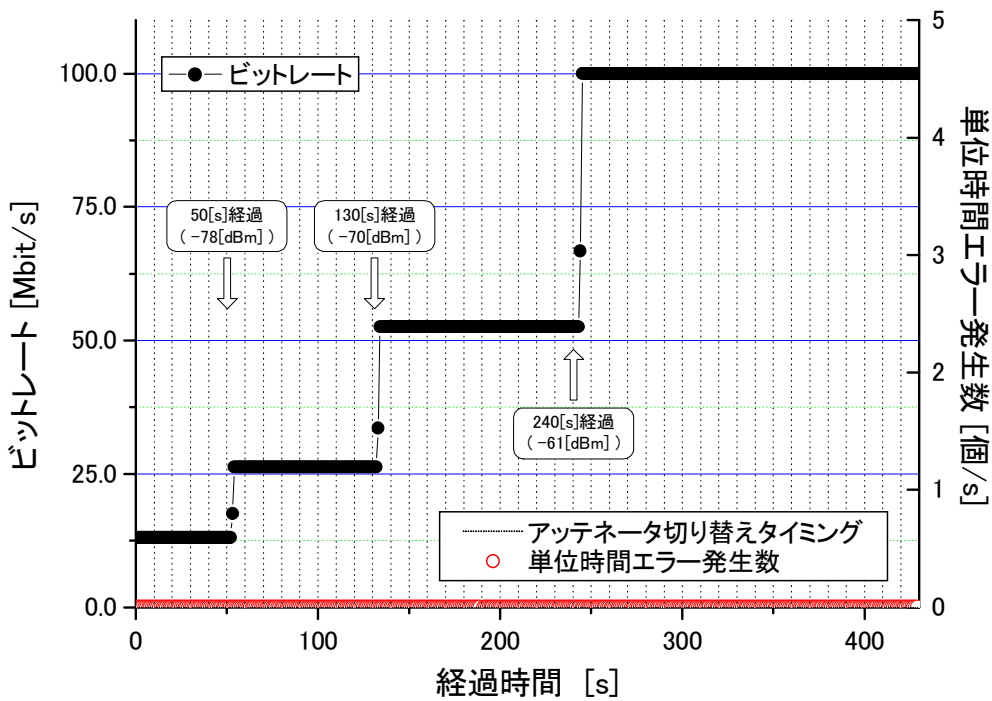


図 5-5-2-5 端末局受信特性 (受信レベル上昇時)

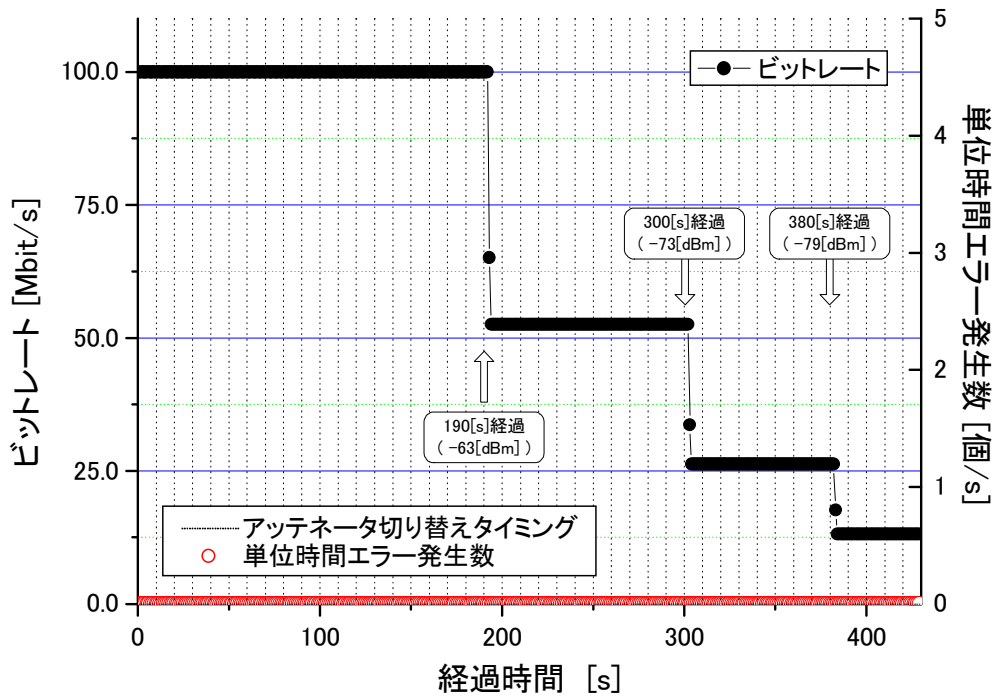


図 5-5-2-6 基地局受信特性 (受信レベル下降時)

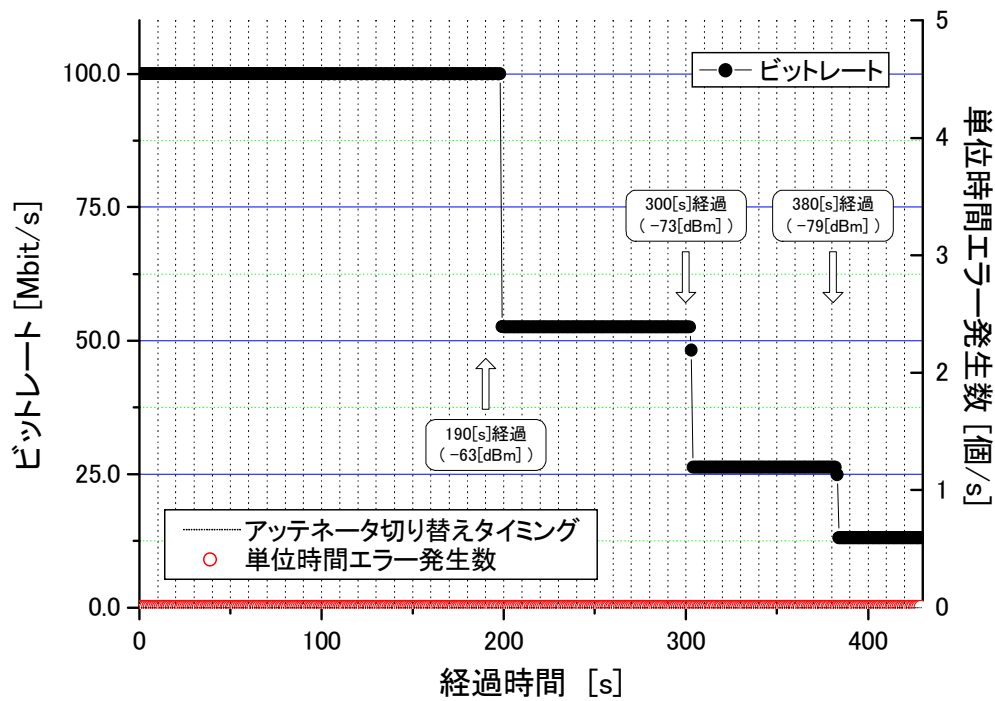


図 5-5-2-7 端末局受信特性 (受信レベル下降時)

5-5-3 無線アクセス制御の性能評価

無線アクセス制御の性能は、高群；19.250GHz、低群；18.000GHzのチャンネル周波数において評価を行った。

5-5-3-1 無線アクセス制御の基本性能

QoS制御を行わない変調方式が64QAM時の100Mbit/s高速伝送における、高速伝送無線制御部の基本性能を評価した。測定系を図 5-5-3-1 に示す。

スループット／レイテンシ測定器のPORT1よりパケットを送信し、IDU内の無線制御部を経由し、ODUにより18GHzまで周波数が上げられ送信し、有線にて対向のODUで受信しIDUを経由し、スループット／レイテンシ測定器のPORT2においてデータを受信する。双方向における測定を行うためPORT2からPORT1への経路についても測定した。

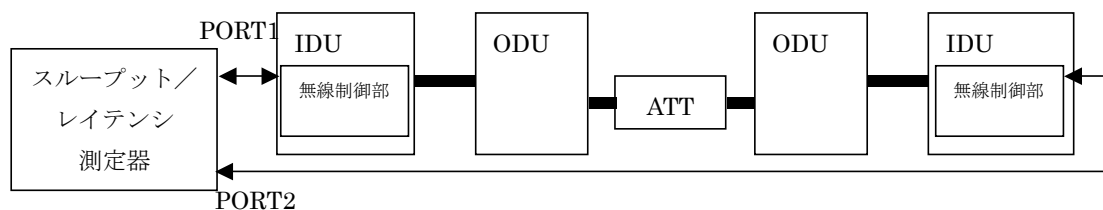


図 5-5-3-1 無線制御部の測定系統図 (QoS 制御無し)

スループットの測定結果を図 5-5-3-2 に、レイテンシの測定結果を図 5-5-3-3 に示す。スループットの測定においては、全てのパケットサイズにおいてフレーム損失率が0%であり、100Mbit/sのワイヤレートが得られている。

レイテンシの測定においては、パケットサイズ64byte時に540[μ sec]、1518[byte]時に1100[μ sec]となっている。5-3-4節無線制御部単体性能評価から得られた無線制御部のレイテンシおよび図 5-5-3-3 から得られた室内

実験結果のレイテンシを表 5-5-3-1 に示す。2つの測定結果の差はIDU内の
変復調部において起きているものと考えられる。

表 5-5-3-1 に記載の単体性能評価結果と図 5-3-4-3 レイテンシ測
定結果の値が異なるが、本測定のような実際のシステムにおいては、無線制御
部にもう1つのバッファがあることを考慮し計算している。

IDU内の変復調部の処理によるレイテンシは64byte時に約510[μ sec]、
1518byte時に約600[μ sec]となり、表 5-5-3-1 レイテンシ測定結果の比
較で算出した結果と一致していることがわかる。

最大の PACKET サイズにおける最大のレイテンシが1000[μ sec]程度というこ
とで、実際のシステムではレイテンシは全く問題にならないと言える。

表 5-5-3-1 レイテンシ測定結果の比較

パケットサイズ[byte]	単体性能評価結果 レイテンシ [μ sec]	室内実験結果 レイテンシ[μ sec]	差 [μ sec]
64	30	540	510
1518	約 500	約 1100	600

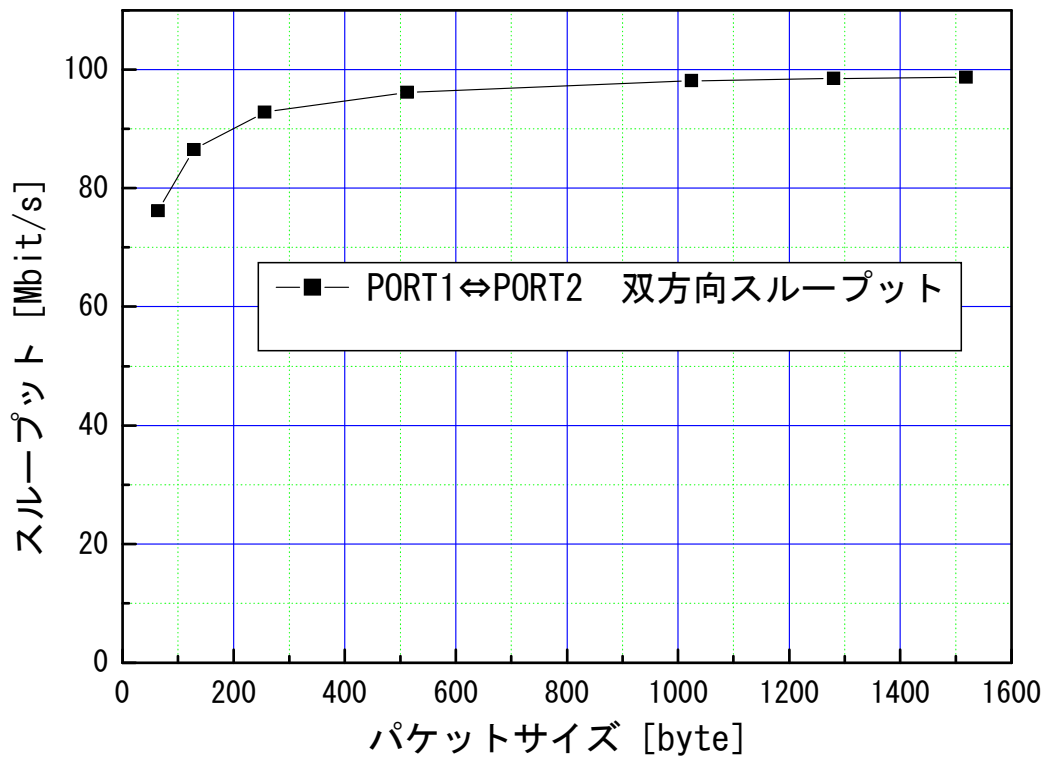


図 5-5-3-2 スループット測定結果

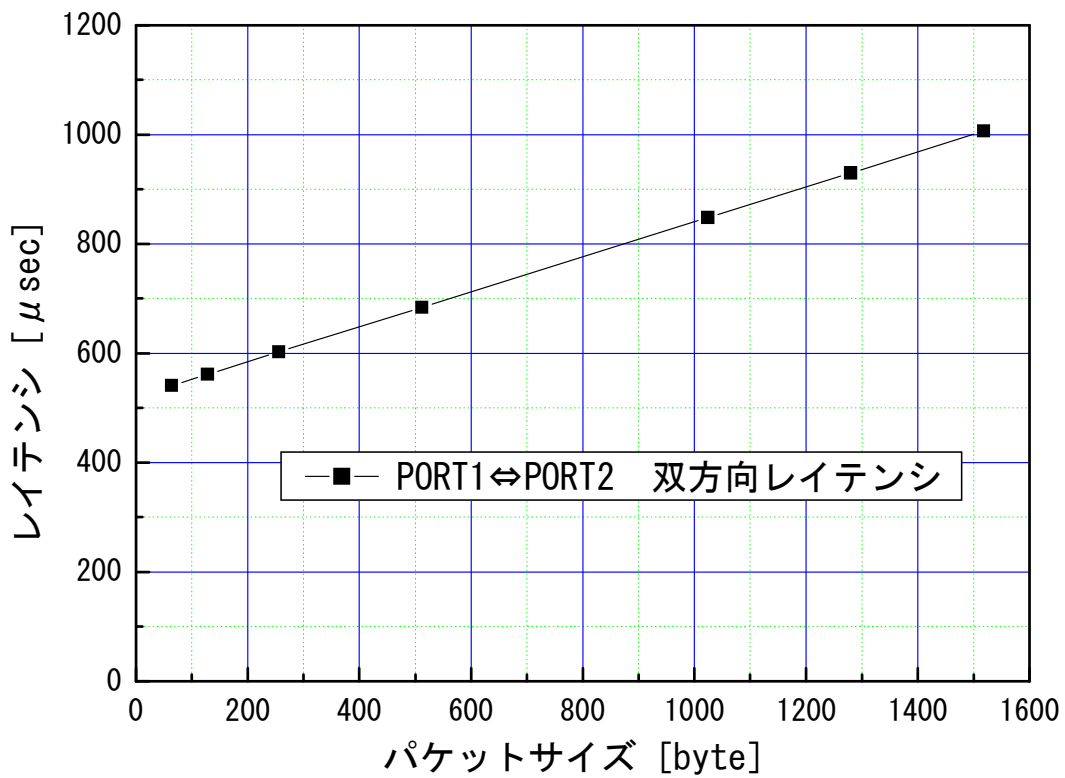


図 5-5-3-3 レイテンシ測定結果

5-5-3-2 QoS 制御の性能

適応変調による16QAM～BPSK変調方式切替時における、QoS制御を行う無線制御部性能を評価した。測定系を図 5-5-3-4 に示す。

スループット／レイテンシ測定器のPORT1よりパケットを送信し、IDU内の無線制御部のCPU部を経由しQoS制御を行い、ODUにより18GHzまで周波数が上げられ送信し、有線にて対向のODUで受信しIDUを経由し、スループット／レイテンシ測定器のPORT2においてデータを受信する。双方向における測定を行うためPORT2からPORT1への経路についても測定した。

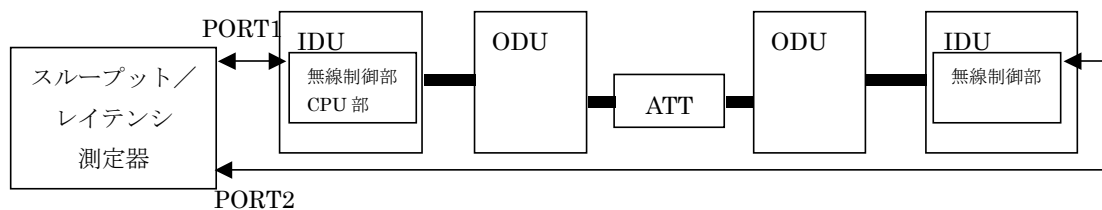


図 5-5-3-4 無線制御部の測定系統図 (QoS 制御有り)

5-3-4 節の無線制御部単体性能評価と同様に、表 5-3-4-2 に示す無線リンク帯域に対応した各クラスの保証帯域をCPU部において設定し評価を行った。

変調方式が16QAMの場合におけるスループット測定結果を図 5-5-3-5 に、レイテンシ測定結果を図 5-5-3-6 に示す。

変調方式がQPSKの場合におけるスループットの測定結果を図 5-5-3-7 に、レイテンシ測定結果を図 5-5-3-8 に示す。

変調方式がBPSKの場合のスループットの測定結果を図 5-5-3-9 に、レイテンシの測定結果を図 5-5-3-10 に示す。

各変調方式におけるスループット測定結果により、無線リンク帯域に対応したクラスA(専用線型)、クラスB(回線品質適応型)、クラスC(ベストエフォート型)、各クラスの保証帯域が確保されていることを確認した。

レイテンシについては、16QAM、QPSK、BPSK変調の無線リンク帯域に対応する各クラスの保証帯域に従って変動しており、専用線型のクラスAにおいては保証帯域が固定されているためレイテンシの変動が少なくなっているが、回線品質適応型のクラスB、ベストエフォート型のクラスCにおいては、それぞれの保証帯域の変動に伴いレイテンシが変動することを確認した。

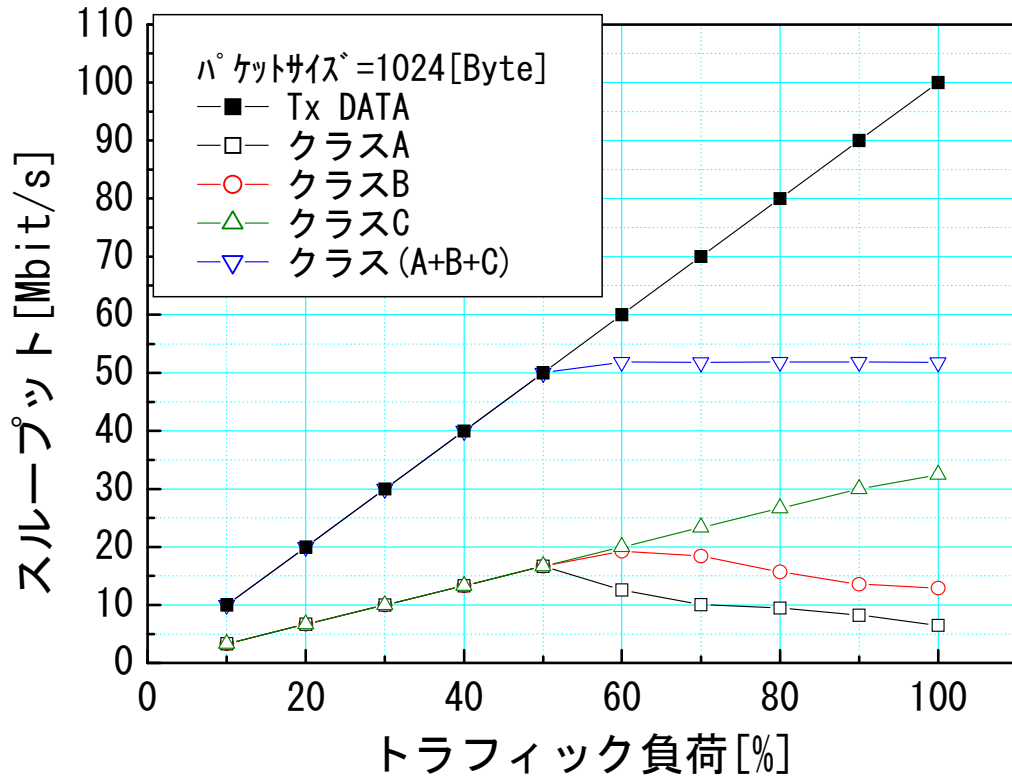


図 5-5-3-5 スループット測定結果 (16QAM、双方向)

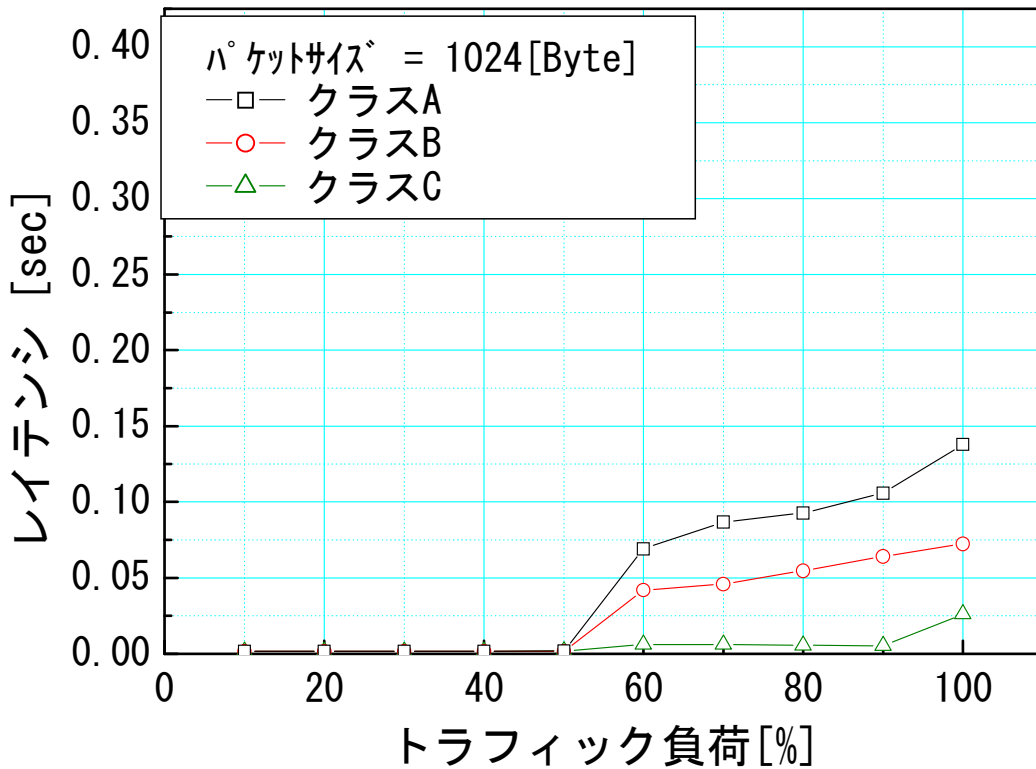


図 5-5-3-6 レイテンシ測定結果 (16QAM、双方向)

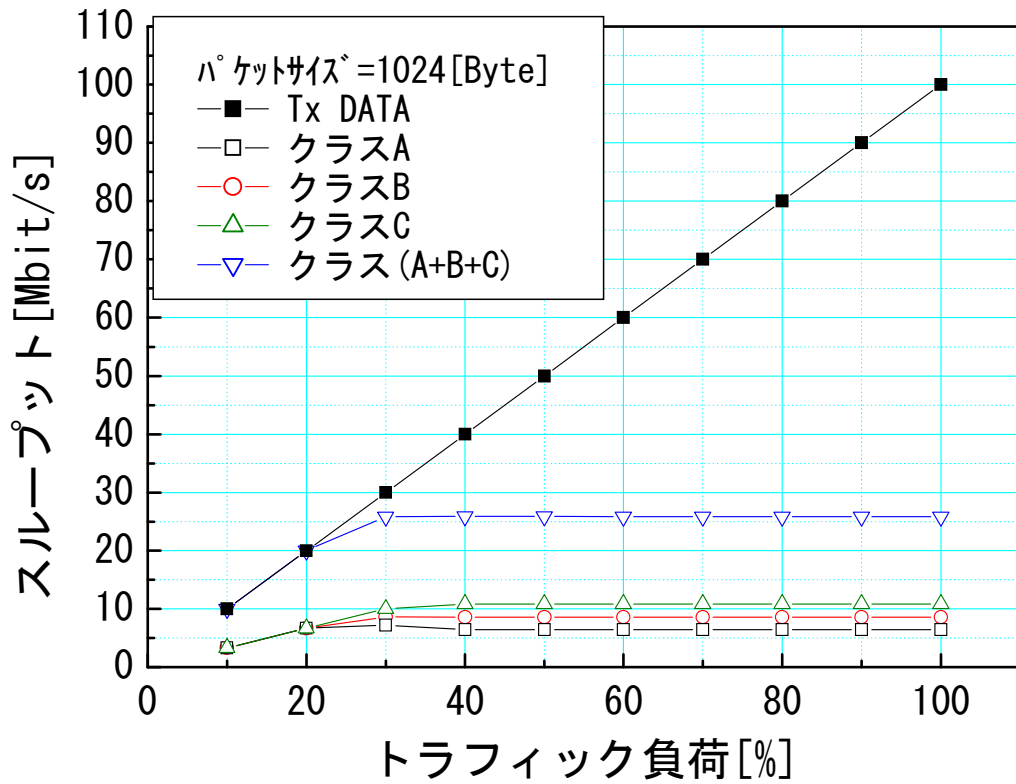


図 5-5-3-7 スループット測定結果 (QPSK、双方向)

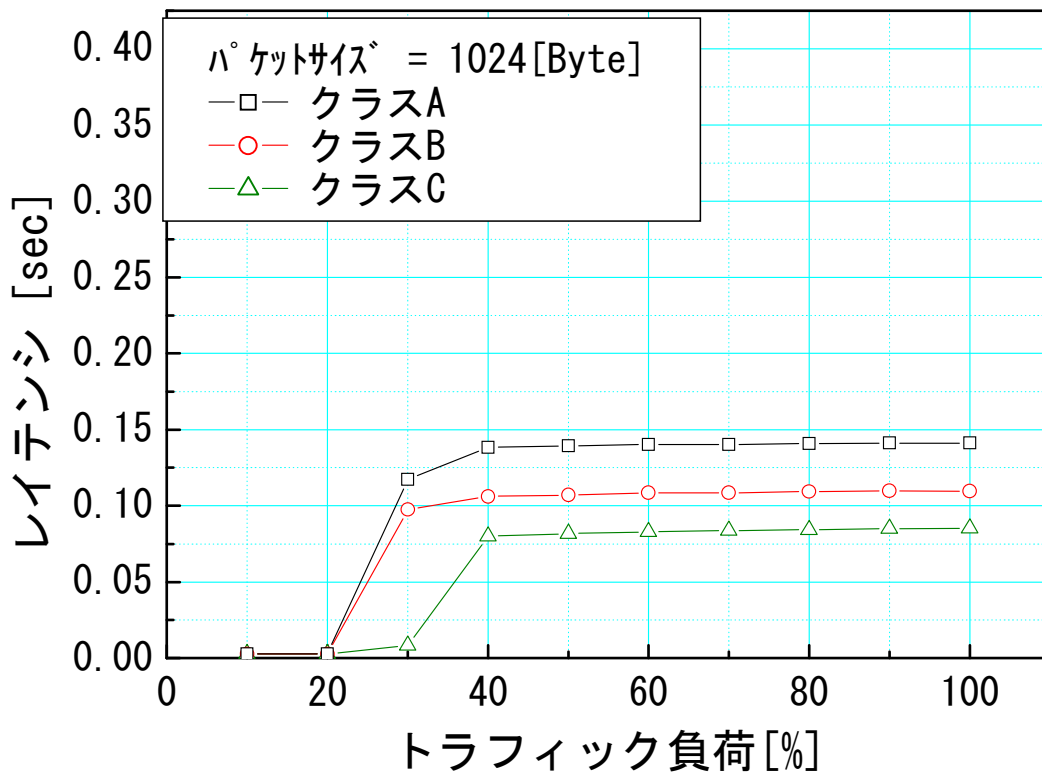


図 5-5-3-8 レイテンシ測定結果 (QPSK、双方向)

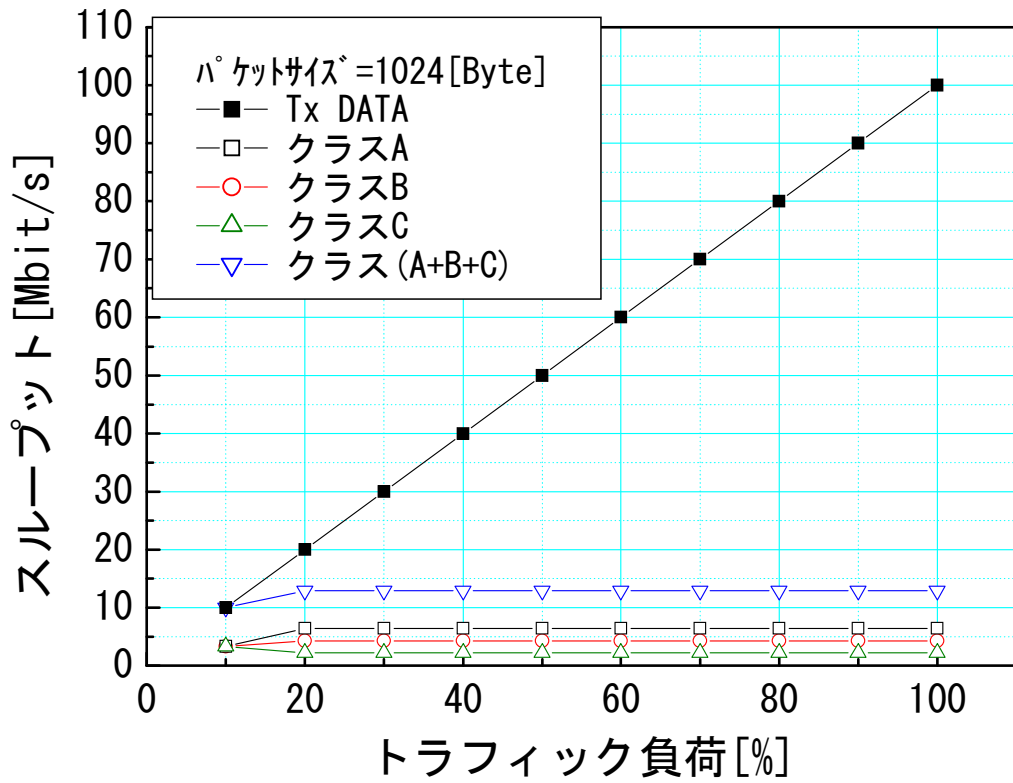


図 5-5-3-9 スループット測定結果（BPSK、双方向）

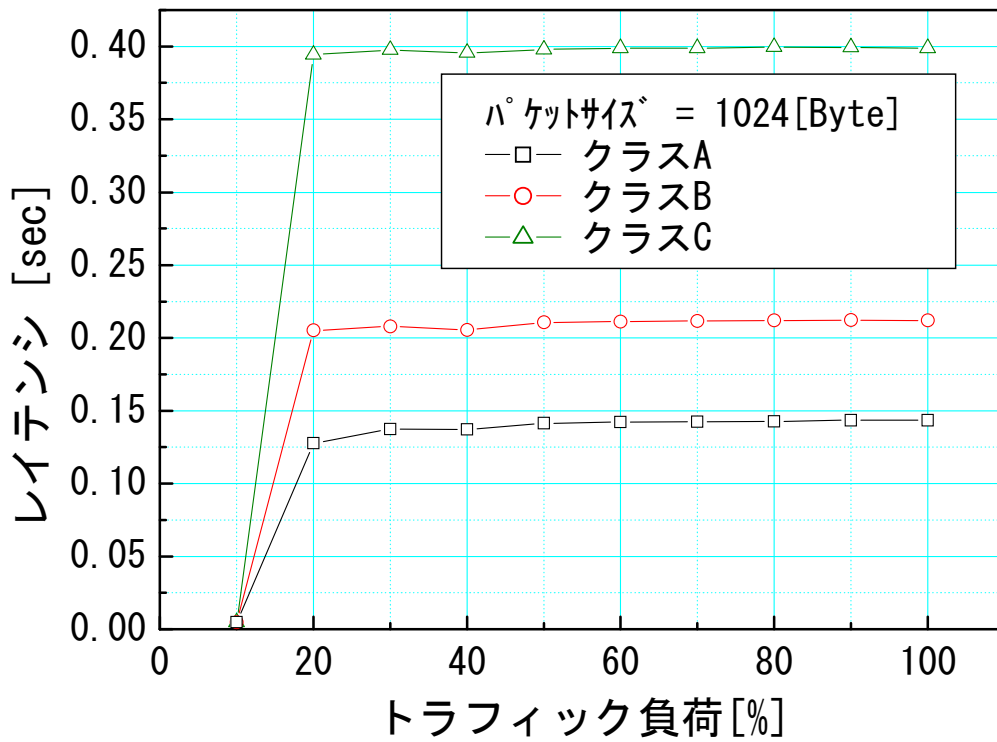


図 5-5-3-10 レイテンシ測定結果（BPSK、双方向）

5-5-4 室内評価試験に関する総括

試作した試験装置の室内評価試験により、各特性及び機能の検証を行ない、電気的特性、適応変調動作を含めた誤り率特性及び無線制御特性について目標とした性能が得られていることを確認した。

5-6 総括

本年度は、広帯域無線アクセスシステムにおいて、高速伝送を10kmの長距離で可能とする目標に対応した、システム検討及び各部の方式検討に基づいて、試験装置を開発し、室内評価試験を行った。

適応変調方式を採用した変復調部、QoS制御を行う無線制御部、準ミリ波帯の高周波部については、各部について動作検証を行ない、無線装置を対向接続した室内評価試験により、目標どおりの性能となっていることを確認した。今後は、開発した試験装置による屋外評価試験を行ない、実際のフィールドにおける機能、性能について検証を行う予定である。

参考資料、参考文献

- [1] 情報通信審議会答申：“準ミリ波帯公共業務用無線アクセスシステムの技術的条件”、諮問2010号、2003.3
- [2] (社)電波産業会：“加入者系無線アクセスシステム研究開発報告書”(ARIB STD-T58、ARIB STD-T59)、平成11年6月
- [3] 森田、桶口：“準ミリ波帯隣接区間の降雨減衰差の推定”、通研実報、25、No. 1、p467、1976
- [4] 大槻、三瓶他：“変調多値数可変適応変調方式の伝送特性”、信学誌、Vol. J78-B-II、No. 6、1996.6
- [5] 三瓶、森永他：“パンクチャド符号を用いた符号化率可変適応変調方式”、信学技報、RCS95-110、1995.11
- [6] 戸田巖：“詳解ネットワークQoS技術”、オーム社、2002.5
- [7] 斎藤他：“ワイヤレスIPアクセスシステムの開発と今後の展開”、NTT R&D、Vol. 51、No. 11、2002
- [8] 若井他：“無線アクセスシステムにおけるQoS制御方式に関する検討”、信学会ソサイエティ大会予稿集、B-5-153、2003.9
- [9] 財団法人テレコムエンジニアリングセンター：“18GHz帯公共業務用無線アクセスシステムの無線設備の特性試験方法(案)”、2003.12.9

(添付資料)

1 研究発表、講演、文献等一覧

①学会発表

学会： 1 件（査読無し）

電子情報通信学会 2003 年ソサイエティ大会

B-5-153 「無線アクセスシステムにおける QoS 制御方式に関する検討」

②論文発表

当年度は、投稿なし