

平成14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	3
2. 研究開発分野の現状	6
2-1 FWA システムの現況	6
2-2 18GHz 帯 FWA システム規定の審議状況	6
2-3 降雨減衰量と不稼働率	8
3. 研究開発の全体計画	9
3-1 研究開発課題の概要	9
3-2 研究開発目標	9
3-2-1 最終目標	9
3-2-2 中間目標	11
3-3 研究開発の年度別計画	12
3-4 研究開発体制	13
4. 研究開発の概要（平成14年度まで）	13
4-1 研究開発実施計画	13
4-1-1 研究開発の計画内容	13
4-1-2 研究開発課題実施計画	15
4-2 研究開発の実施内容	16
5. 研究開発実施状況（平成14年度）	17
5-1 長距離広帯域伝送に対応する適応変調技術	17
5-1-1 システム概要	17
5-1-2 不稼働率に対する降雨減衰量の推定	18
5-1-3 FWA システムのリンクバジェット	19
5-1-4 誤り訂正方式	25
5-1-5 適応変調	28

5-1-6	伝送フレーム	31
5-1-7	変復調技術	34
5-1-7-1	デジタル直交変調	34
5-1-7-2	デジタル直交復調	42
5-1-7-3	線形適応等化器	43
5-1-8	適応変調技術に関する総括	49
5-2	無線アクセス制御部高速化技術	49
5-2-1	概要	49
5-2-2	無線制御部方式	49
5-2-2-1	無線制御部構成	50
5-2-2-2	データ転送方式	52
5-2-3	QoS 制御方式	53
5-2-3-1	方式概要	53
5-2-3-2	シミュレーション	56
5-2-4	まとめ	63
5-3	低歪み準ミリ波帯の回路技術	64
5-3-1	高周波部の構成検討	64
5-3-2	主要素子の検討	70
5-3-3	歪補償方式の検討	72
5-3-3-1	歪補償方式の概要	72
5-3-3-2	歪補償の方式比較	75
5-3-3-3	PD、APD 方式の検討	76
5-3-3-4	歪補償方式についての総括	79
5-4	総括	80

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

近年のオフィスや一般家庭におけるコンピュータの普及率は著しく伸びており、それに伴うインターネット利用については、ADSL(Asymmetric Digital Subscriber Line)やFTTH(Fiber To The Home)などのブロードバンドサービスが都市部を中心に急速に普及してきている。また、都市部と共に地方においても高速かつ安価なアクセス手段への需要が高まってきている。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、必要な場所に無線局を設置することで回線を構築できることから、短時間で容易にシステム構築が可能である。したがって、この特徴を利用し、ケーブル敷設の困難な地域や、利用者の少ない過疎地域に向けたアクセスシステムとして期待されている。さらに、光ファイバに代わる、より安価なアクセスシステムとしても期待されている。

無線アクセスシステムとしては、電気通信事業者が提供する高速専用線サービスに使用されている、準ミリ波/ミリ波帯の固定無線アクセスシステム(FWA: Fixed Wireless Access)がある。また、近年、オフィスや家庭のネットワーク化の手段として数十Mbit/sの高速伝送が可能な無線LAN技術が開発され、カードタイプの安価な小型無線端末の実現により急速に普及しており、この技術をベースとしたホットスポットサービスの提供も進められている。

本研究開発では、図1-1に示すような、地方自治体等の自営用の広帯域FWAを対象としている。現在、利用されている広帯域FWAには、上述した電気通信事業者によりサービスが提供される加入者システムがあり、ARIB-STD規格による準ミリ波/ミリ波帯の22/26/38GHz帯が利用されている。準ミリ波/ミリ波帯の設備を用いる上での最も大きな課題は降雨減衰対策である。企業ユーザ向けの専用回線サービスは降雨による不稼働率を極端に低くした高い通信品質が必要なため、数十dBの回線マージンを確保している。回線マージンを少なくするには、変調多値数の少ないBPSK(Binary Phase Shift Keying)やQPSK(Quadri Phase Shift Keying)の変調方式を採用して所要C/Nを低くし、利用する距離を短くすることが有効である。しかし、決められた

帯域内で高速伝送を行うためには、変調多値数の高い16QAM (16-ary Quadrature Amplitude Modulation)などの多値変調方式を採用せざるを得ず、伝送距離を数km程度の短距離とし、降雨マージンも数十dBとなるシステムとなっている。したがって、晴天の平常時には必要以上に高い電力レベルで電波を輻射する設計となっており、単位周波数帯域、単位電力当りの情報量が低くなるばかりでなく、電波干渉が問題となりシステムを高密度に展開できず、企業や市町村等の自営系向けに必要なとする伝送距離にも十分応えることができないため、結果的には利用促進が促されずに無線装置の低コストが期待したように進まないという悪循環となっている。

そこで、研究開発の技術課題は、降雨減衰による伝搬路変動に適応して、多値変調方式及び誤り訂正の切替えを行い、長距離伝送を可能とする、「ア 長距離広帯域伝送に対応する適応変調技術」、適応変調方式による無線区間の伝送速度の変動に対応した優先制御を行い、高速伝送のスループットを向上させる、「イ 無線アクセス制御の高速化技術」、低歪な高出力電力増幅器の実現、及び低コスト化のためのミリ波回路の小型化を行う、「ウ 低歪み準ミリ波帯の回路技術」とする。そして、上述した広帯域FWAに関わる技術的課題を解決し、最大100Mbit/s以上の高速伝送を10kmの長距離で可能とし、光ファイバの敷設を必要とせずに低コストで迅速に導入できる準ミリ波帯広帯域無線アクセスシステム技術を研究開発する。

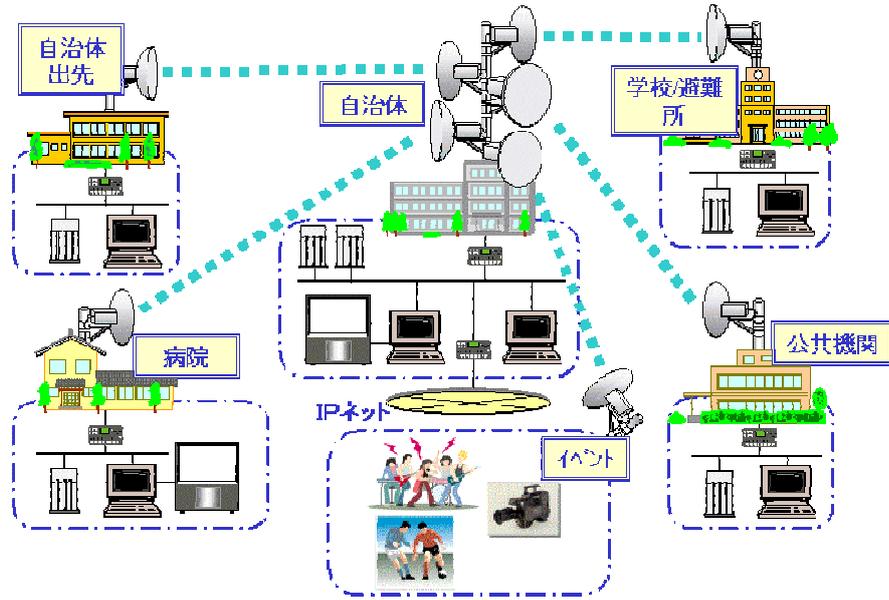


図 1-1 研究開発システムの利用イメージ
 (地域イントラネット、市町村地域防災システム)

2. 研究開発分野の現状

2-1 FWA システムの現況

準ミリ波帯・ミリ波帯(22/26/38GHz帯)の周波数を利用する加入者系無線アクセスシステムは、電気通信事業者の回線設備を使用して、企業あるいは集合住宅などを無線で接続することにより、大容量通信を行うシステムであり、対向方式(P-P方式：point to point)、一対多方向方式(P-MP方式：point to multi point)の2方式によるシステムとして利用が進んでいる。

加入者系無線システムの仕様は、表2-1-1に示す仕様であり、伝送速度はP-P方式において100Mbit/s以上となっているが、伝送距離は数km程度の短距離に対応する仕様となっている[1]。

表2-1-1 加入者系無線システムの仕様

通信方式 項目	P-P	P-MP
使用周波数	22/26/38GHz	26/38GHz
復信方式	FDD	FDD/TDD
接続方式	-	FDMA/TDMA
変調方式	4値以上の多値変調方式 (4PSK, 4FSK, 16QAM等)	16値以上のQAM変調方式
空中線電力	0.5W以下	0.5W以下
伝送容量	156Mbit/s以下	10Mbit/s/加入者程度以下
伝送距離	最大4km程度	半径1km程度

2-2 18GHz帯 FWA システム規定の審議状況

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まとめられ提出されている。制度化に向けては、省令等の電波監理審議会諮問、答申が行われ、その後審査基

準作成が行われる予定である。

答申では、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を想定し、以下に述べる基本的考え方を、システム検討において考慮すべき事項としている。

(1) 高速伝送の実現

地方公共団体自らの整備によるものも含め光ファイバ網との接続が想定され、加入者系無線アクセスシステムの無線区間における伝送速度が、P-P方式で156Mbit/s程度、P-MP方式で10Mbit/s程度を実現していることから、同程度の通信速度が求められる。

(2) 多様な利用環境への対応

通信環境としては、準ミリ波帯の性質から見通し内通信を基本とした無線システムを検討する必要がある、地方公共団体のネットワーク、地域イントラネットに向けたIPベースのデータ通信、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通信など、多様な用途での利用に対応可能とすることが必要とされる。さらに、過疎地域でのネットワーク構築等も考慮すると、最大10km程度の伝送も視野に入れることが必要となる。

(3) システムの早期実用化、普及促進への配慮

活用される分野が、地方公共団体等における様々なサービスに関わるものであることから、システムの早期実用化、普及促進に配慮すると共に、経済性及び小型化についても考慮し、加入者系無線アクセスシステムの変調方式等をベースとして検討することが必要である。

(4) 衛星通信システムとの周波数共用の配慮

本システムの導入される周波数帯(17.7～19.7GHz帯)は、Ka帯衛星通信システム(ダウンリンク)等への周波数割当があるため、それぞれのシステムの展開にとって望ましい周波数共用条件の検討が必要である。

2-3 降雨減衰量と不稼働率

ミリ波の周波数帯では、伝搬路の変動が、大気中の酸素や水蒸気等による吸収、降雨や降雪、霧や霰等の気象粒子などの自然現象による、電波の減衰により発生する。特に準ミリ波周波数の18GHz帯においては、降雨による減衰が支配的である。

この降雨と電波減衰の関係については、古くから国内外の研究所等で研究されており、実測した雨滴の大きさの分布を用いて、周波数と降雨強度に対するkm当りの減衰量を推定する近似式が検討されている。その近似式によれば、電波通路に渡って一様な降雨の場合において、減衰量は近似的に降雨強度の n 乗に比例するとされており、降雨が一様でない場合でも、電波通路上の各点の雨量の n 乗の積分値に比例して算出可能である[2]。

回線設計においては、降雨による無線区間の電波の減衰量の確率分布を推定することで、この確率分布から通信の不稼働率を設定することが必要となる。また、電波の減衰量の確率分布を推定するには、区間雨量の確率分布を推定することが必要となる。ただし、これらについては、準ミリ・ミリ波帯の周波数に対応して、地点降雨強度分布はガンマ分布でほぼ近似され、地点降雨強度の空間相関係数の距離特性は距離の $1/2$ 乗の指数関数で近似できることが報告されている[3][4]。

本システムにおける回線設計では、電波法関係審査基準((財)電気通信振興会)に掲載されている[5]、上述の降雨減衰量分布の近似方法に従った算出式により、通信の不稼働率に対応する降雨減衰量を算出し、設計を行った。

3. 研究開発の全体計画

3-1 研究開発課題の概要

情報通信審議会での審議が終了し、制度化に向けての審査基準作成が進められている準ミリ波帯18GHzを使用するFWA無線システムにおいて、下記に述べる課題について研究開発を行う。

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、降雨による伝搬路状況に対応させ、変調方式の適応制御、送信電力制御を併用することにより、低い不稼働率を実現する。多値数最大の多値変調を64QAMとし、本適応変調方式に有効である誤り訂正方式を確立する。

イ 無線アクセス制御の高速化技術

高速な処理動作を実現することで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い、高速伝送において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

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、低歪な高出力電力増幅器が必要となる。また、低コスト化のためには、ミリ波回路の小型化も課題となる。

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以上の高速伝送を10kmの長距離で可能とする。
- (2) 適応変調／誤り訂正と送信電力制御を併用し、降雨による変動を含めた伝搬路状況に適応して、伝送方式を選択制御する機能を有する。
- (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)送信出力100mW(20dBm)を可能とする。

以上の最終目標に対応し、本研究課題では以下の要求を実現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に対応して、多値変調の可変制御を送信電力制御と併用して行う適応変調方式を実現する。多値変調における所要C/Nの低減には、誤り訂正の適用が有効であるため、本適応変調方式に効果的な誤り訂正方式を確立する。

具体的には以下の技術を開発する。

- ・多値変調可変型の適応変調技術
- ・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て無線区間の優先制御を行い、高速伝送においてスループットを向上させる無線アクセス制御を確立する。

具体的には以下の技術を開発する。

- ・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、低歪み高出力電力増幅器が必要である。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による低コスト化が必要である。

具体的には以下の技術を開発する。

- ・高出力低歪み準ミリ波増幅技術
- ・ミリ波コンポーネントの平面実装構造化技術

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、検討方式の動作検討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、検討方式の動作検討および特性評価を行う。

ウ 低歪み準ミリ波帯の回路技術

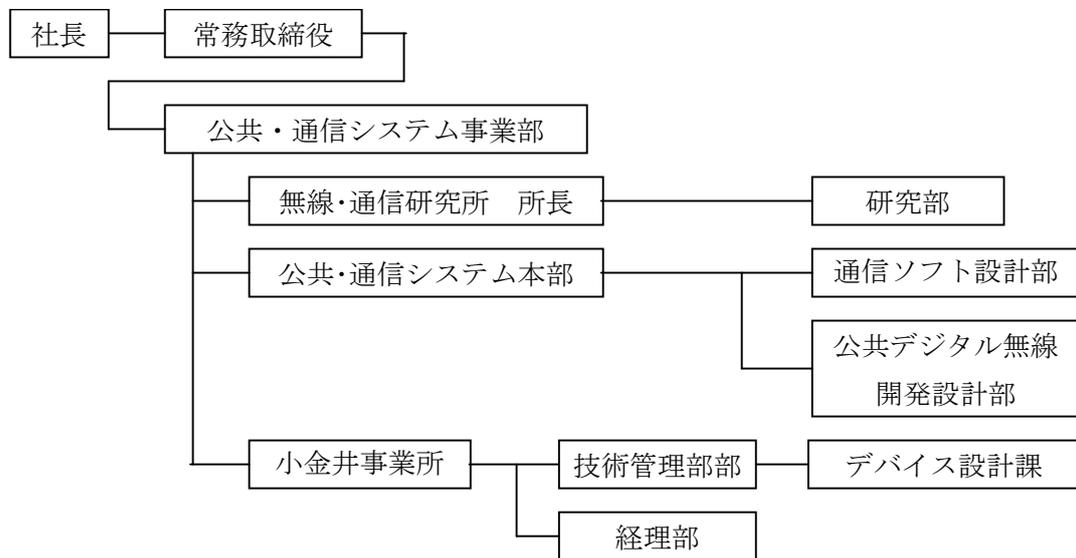
平成15年度に高周波部試作装置の開発を行い、同年度に開発する変復調ベースバンド部試作装置との接続により、室内評価試験を通して準ミリ波帯における各種性能劣化要因の評価を行う。

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14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

ア 長距離広帯域伝送に対応する適応変調技術

適応変調方式の適用を行うために、

- ・ 伝搬路変動の推定方式
- ・ 多値変調の選択とその切替アルゴリズム動作
- ・ 適用する多値変調に適合する符号化率と誤り訂正方式

等について検討し、計算機シミュレーションによりこれらの方式及び動作について評価、検討を行う。

イ 無線アクセス制御の高速化技術

適応変調方式を適用した場合における、情報伝送速度の変化にリンクした優先制御を行う制御アルゴリズムを考案すると共に、無線アクセス制御シミ

ュレーションソフトウェアを作成し性能評価を行う。併せて無線アクセス制御が必要とする他の機能とのインタフェースプロトコルについて検討を行う。

ウ 低歪み準ミリ波帯の回路技術

IF回路とのベースバンド部の入出力における、デジタル信号処理の制御などの方式として、

- ・ AFC制御及びAGC制御方式
- ・ 波形等化方式

等について、必要に応じて計算機シミュレーションによる評価を行い検討を行う。

高周波回路については、歪補償方式を含めた関連技術の動向調査、基礎検討を行う。また、詳細回線設計を行い、送信出力に適合する素子の選定、評価を実施する。

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

適応変調方式を適用した無線システムにおける、誤り訂正の符号化率と多値変調の組合せ、伝搬路変動の推定方式について調査、検討を行った。

符号化率と多値変調の組合せ条件による伝送特性について、シミュレーションによる検討評価を行い、組合せ条件について検討した。

イ 無線アクセス制御の高速化技術

適応変調による無線区間伝送速度の変化に対応して、QoS(Quality of Service)制御を行う無線制御シミュレーションを実施し、制御方式の各条件に対応した検討評価を行った。併せて、無線アクセス制御が必要とする他の機能とのインタフェースについて検討を行った。

ウ 低歪み準ミリ波帯の回路技術

IF回路部とベースバンド部の入出力に関わる、

- ・ AFC制御及びAGC制御方式
- ・ 波形等化方式

等については、調査及び検討を、変復調部の方式検討と併せて行った。

高周波回路においては、送信電力増幅器の歪補償方式を含めた関連技術の動向調査、基礎検討を行い、ブロック構成と共に、適合する素子の選定、検討を行った。

5. 研究開発実施状況（平成14年度）

5-1 長距離広帯域伝送に対応する適応変調技術

5-1-1 システム概要

研究開発を行う、準ミリ波帯を使用するFWAシステムでは、降雨による電波伝搬環境の変動に対して、安定した回線品質を保持することが必要である。研究の背景でも述べたように、従来のFWAシステムでは、降雨時の減衰による一時的な回線品質劣化を回避するために、晴天時には数10dBもの回線マージンを保持した上で伝送することが必要となっており、伝送距離は数kmとなっている。

伝送距離を伸ばすには、降雨減衰に対応したより大きな回線マージンを持つことが必要とされる。回線マージンを上げるためには、①等価等方放射電力(EIRP: Equivalent isotropic radiated power)の向上、②伝送シンボル、ビットあたりの雑音量の低減が必要となる。①については、送信電力やアンテナ利得の向上が必要となるが、準ミリ波帯の周波数では、高出力増幅器の低価格化が困難であり、送信電力を上げることは難しい。また、アンテナに関しても、利得向上に伴ってアンテナ径が大きくなり、経済性と簡易な取付けを考慮すると、極端なアンテナの大型化は不適切である。②については、変調方式の変更や、誤り訂正符号の強化、伝送シンボル速度の低下による雑音帯域幅の低減によって対応できる。

本研究開発におけるFWAシステムでは、長距離伝送の実現に対し、変調方式と共に誤り訂正の符号化率を切替える適応変調方式を用いることを提案している。晴天時には高い多値数の変調方式と共に、高符号化率の誤り訂正を適用することにより、周波数帯域幅あたりの伝送容量を増加させ、周波数資源を最大限に有効活用する。これに対して、降雨により無線回線品質が劣化した場合には、多値数の少ない変調方式を使用すると共に、低符号化率の誤り訂正を適用して伝送品質の劣化を回避する。

ただし、上述した適応変調方式の適用により、降雨等による伝搬路状況の変動に応じて無線区間における情報伝送速度が変化することになるが、情報

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。そこで、本FWAシステムでは、無線アクセス制御部において、経済性を考慮した高速無線制御方式と共に、無線区間におけるQoS(Quality of Service)制御を行う方式とした。

ところで、本研究開発のFWAシステムは広帯域伝送であることから、マルチパス環境における遅延波の影響を考え、当初は、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex)変調方式の採用を考慮したシステムとして検討を始めた。しかし、本システムは、移動無線ではなく固定無線であり、しかも対向方式の無線システムであるため、遅延を含めた伝搬路変動には、等化器を使用することで、シングルキャリア変調方式により充分対応可能である。また、この等化器を含めても、OFDM変調方式を採用した場合の回路規模に比べ、大幅なハード量の削減となる。また、OFDM変調方式では、ピークファクタが増加するため、送信の電力増幅器に要求されるバックオフ量が増加し、電力増幅器の出力効率が低下することになる。そこで、これらの事項を考慮し、本研究開発においては、OFDM変調方式の採用をやめ、シングルキャリア変調方式を採用した無線システム装置について研究開発を行うこととした。

5-1-2 不稼働率に対する降雨減衰量の推定

降雨減衰量の推定法について、電波法関係審査基準に記載されている、降雨減衰量分布による算出方法に従った基準の方法を、以下に示す[5]。この推定法は、11~15GHz帯及び20GHz帯を用いる固定局に適用する方法であり、以下では、18GHz帯(17.7~19.7GHz)に適用する20GHz帯の推定法を示す。

降雨減衰量は、年間回線不稼働率p%に対応した所要降雨マージンとなる降雨減衰量分布のp%値 Z_p として、次式により求められる。

$$Z_p = (\gamma \cdot R_{0.0075\%}^n) \cdot d \cdot T_p \cdot K_p \cdot C_p \quad [\text{dB}]$$

ここで、

$R_{0.0075\%}^n$: 各地点における1分間雨量累積分布の0.0075%値 [mm/min]

γ, n : 降雨減衰係数 $(\gamma \cdot R_{0.0075\%}^n)$ を求める周波数に対するパラメータ

$$\gamma = 0.0422 f_c^{1.676} \times 1.1$$

$$n = 1$$

f_c : 中心周波数 18GHz 帯 : 18.7 [GHz]

d : 伝搬路の実距離 [km]

T_p : ガンマ分布の p % 値を 0.0075% 値で正規化した値

$$T_p = -0.489 - 0.5107s + 0.013s^2$$

$$s = \log p \quad (0.00003\% \leq p \leq 0.03\%)$$

p : 当該区間の年間回線不稼働率 [%]

K_p : 瞬間的にみた雨量が伝搬路上で一様でないための補正係数

$$K_p = \exp(-f_p \sqrt{d})$$

$$f_p = 4.285 \times 10^{-2} - 5.689 \times 10^{-2} u - 1.258 \times 10^{-2} u^2 - 1.018 \times 10^{-3} u^3$$

$$u = \log(4p) \quad (0.00003\% \leq p \leq 0.03\%)$$

C_p : 計算値の分布と実際の分布が一致しないための補正係数

$$C_p = 1$$

5-1-3 FWA システムのリンクバジェット

本FWAシステムの目標である10kmの長距離伝送を実現するリンクバジェットを以下に示す。降雨による電波伝搬環境の変動に対して、多値変調方式と誤り訂正の符号化率を組合わせて切替える方式を採用するので、多値変調方式と誤り訂正の符号化率を組合わせた各条件に対応した、所要の信号対雑音電力比(C/N:Carrier-to-noise Ratio)についてリンクバジェットを算出する。

ただし、多値変調方式と誤り訂正の符号化率の組合わせ条件、所要のC/Nについては、5-1-4節以降で検討を行っている。それらの組合わせ条件及び各条件における所要のC/Nについて、リンクバジェットの検討を行った。

(1) リンクバジェット算出の条件

① 伝送品質

有線系のネットワークに接続することを考慮すると、同程度の伝送品質が必要となるため、無線回線の伝送品質は、誤り訂正後のビット誤り率で $BER=1 \times 10^{-9}$ とする。

② システムの干渉雑音、機器劣化等の配分

図 5-1-1 に示すように、干渉雑音の配分を 15.0%(劣化 : 1.5dB) とし、送信系及び受信系のマージンを含めた機器劣化を 3dB の劣化として配分する。

③ 送受信アンテナ利得

基地局、端末局の両方において 60cm 径のパラボラアンテナを使用することとし、アンテナ利得は 38dBi とする。

④ 送信機出力

変調の多値数が増えるにしたがってバックオフ量が増加するため、BPSK 変調に対するバックオフ量の差分に従って送信出力を低くし、多値変調方式における出力の歪量を BPSK 変調と同等にする。各変調方式の送信出力は BPSK、QPSK : 20dBm、16QAM : 18dBm、64QAM : 17dBm とする。

⑤ 受信雑音電力

受信機等価雑音帯域幅 : 26.67MHz であり、受信機雑音指数 : $NF = 7.0dB$ とし、

受信雑音電力 : $kTB(NF) = -173.83dBm + 10 \cdot \log(26.67MHz) + NF = -92.6dBm$ 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 : $f_c(GHz) = 18.7GHz$ 、伝送距離 : $d(km)$ において、

$$L_f = 92.4dB + 20 \cdot \log(f_c) + 20 \cdot \log(d)$$

とする。

⑦ 降雨減衰量

降雨減衰量は、前項 5-1-2 に記述した方法により、年間回線不稼働率

p%に対応した所要降雨マージンに対応する、降雨減衰量分布の p%値 Z_p を算出する。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。

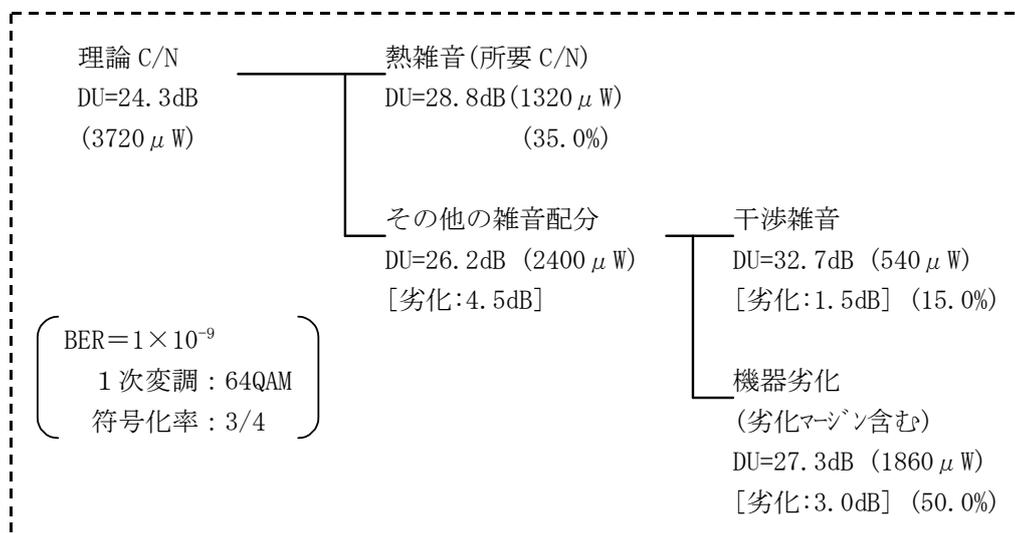


図 5-1-1 FWA システムの等価 C/N 劣化配分

(2) 変調と符号化率の組み合わせ条件におけるリンクバジェット

FWAシステムの適応変調において適用される、多値変調方式と誤り訂正の符号化率を組み合わせ条件、64QAM変調(符号化率:3/4)、16QAM変調(符号化率:1/2)、QPSK変調(符号化率:1/2)、BPSK変調(符号化率:1/2)における、リンクバジェットの検討結果を表5-1-1～表5-1-4に示す。リンクバジェットにより、各条件について伝送距離に対する降雨マージンを算出した。

表 5-1-1 64QAM 変調(符号化率 : 3/4)リンクバジェット

誤り訂正後の回線品質 (BER=1×1E-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 5-1-2 16QAM 変調(符号化率 : 1/2)リンクバジェット

誤り訂正後の回線品質 (BER=1×1E-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 5-1-3 QPSK 変調(符号化率 : 1/2)リンクバジェット

誤り訂正後の回線品質 (BER=1×1E-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 5-1-4 BPSK 変調(符号化率 : 1/2)リンクバジェット

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

(3) 適応変調方式の適用における伝送距離

表5-1-1～表5-1-4のリンクバジェットの算出結果による、多値変調方式と誤り訂正の符号化率を組合わせた各条件についての降雨マージン、5-1-2項の算出方法により求めた回線不稼働率：0.1%、0.04%、0.01%、0.04%に対応する降雨減衰量について、伝送距離：2～16kmに対応させたグラフを図5-1-2に示す。

目標としている伝送距離：10kmを仮定した場合、回線不稼働率：0.04%以上で64QAM変調(符号化率：3/4)の100Mbit/sの伝送が可能となり、高多値変調方式、高符号化率により周波数利用効率の高い伝送が可能である。

一方、FWAシステムに必要とされる回線不稼働率：0.01%に対しては、目標の伝送距離：10kmにおいて、64QAM変調(符号化率：3/4)、16QAM変調(符号化率：1/2)各条件の降雨マージンは、不稼働率：0.01%の降雨減衰量を超えていない。しかし、QPSK変調(符号化率：1/2)、BPSK変調(符号化率：1/2)の降雨マージンは超えており、これらの4つの条件を切替える適応変調を適用すれば、回線不稼働率：0.01%を維持することができ、伝送距離：10kmの通信の実現が可能となる。

ただし、変調の多値数と符号化率を減少させた条件となることにより、伝送速度が低下し周波数利用効率も下がることになる。しかし、64QAM変調(符号化率：3/4)の回線不稼働率は0.04%程度で、年間では約3.5時間の一時的な時間において低速伝送となるだけである。また、回線不稼働率：0.01%においては、64QAM変調(符号化率：3/4)の100Mbit/s伝送の可能伝送距離は5kmであり、適応変調方式の適用により伝送距離は10kmとなり、約2倍に長距離化されている。

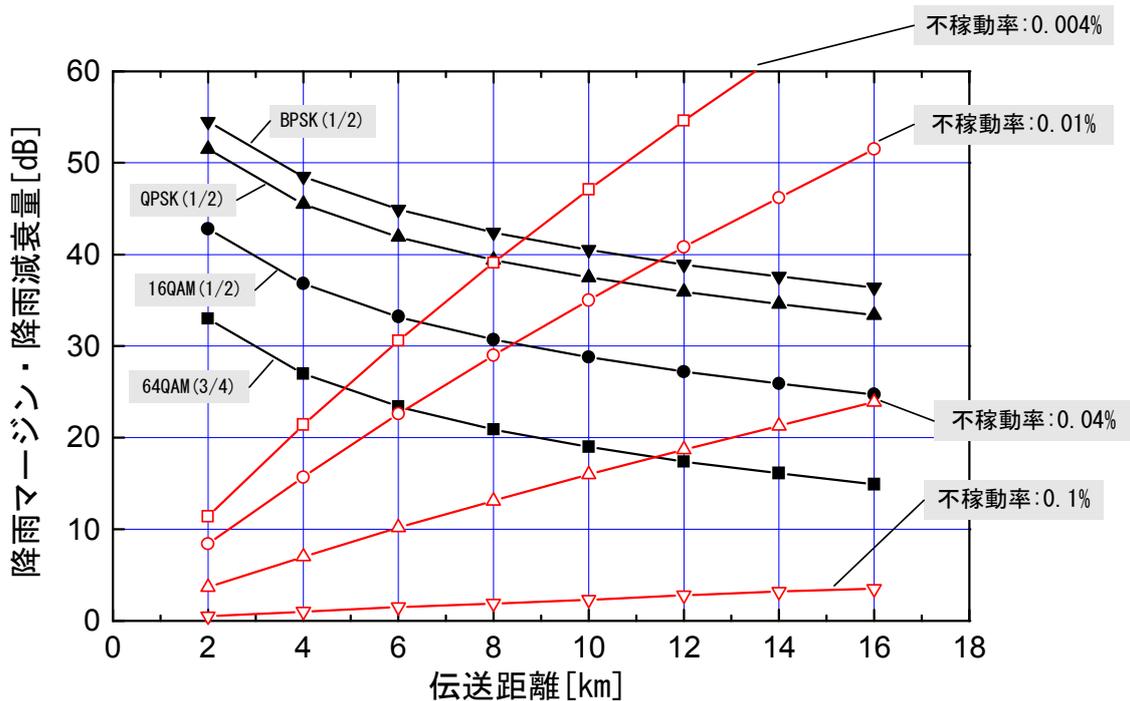
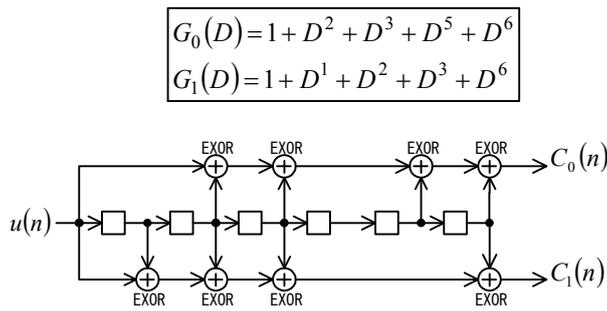


図 5-1-2 リンクバジレットの降雨マージンと回線不稼働率に対応する降雨減衰量

5-1-4 誤り訂正方式

誤り訂正方式としては、畳み込み符号とこれに対応するビタビ復号を採用する。図 5-1-3 に符号器の構成を示す。拘束長は 7 とし、符号化率は 1/2、および図に示したパンクチャパターンによる 3/4 とする。本構成による誤り訂正能力を確認するため、シミュレーションを行った。図 5-1-4 にシミュレーションブロックを示す。シミュレーションは、BPSK 変調により信号伝送を行い、その伝送路が加法雑音条件下にあることを仮定している。

図 5-1-5 にシミュレーション結果を示す。例えば誤り訂正後のビット誤り率を 10^{-9} 以下とするために必要な伝送路での誤り率は、符号化率 1/2 でおよそ 3×10^{-3} 以下、符号化率 3/4 でおよそ 10^{-4} 以下であることが分かる。



PUNCTURE PATTERN

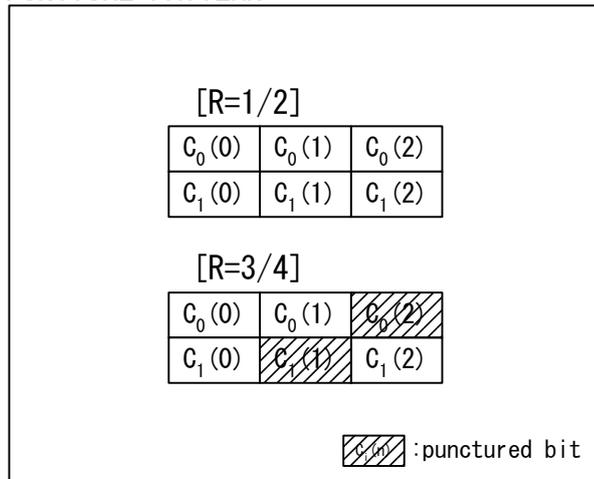


図 5-1-3 符号器の構成

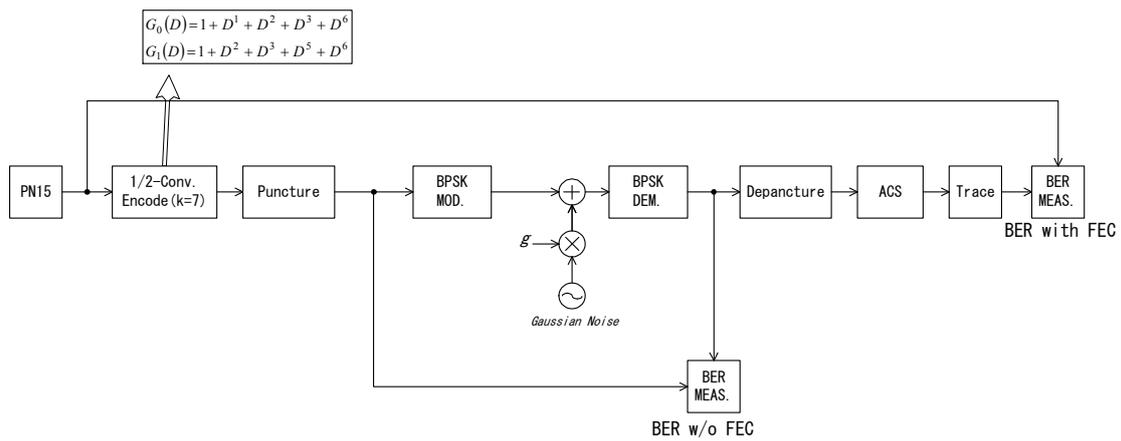


図 5-1-4 シミュレーションブロック

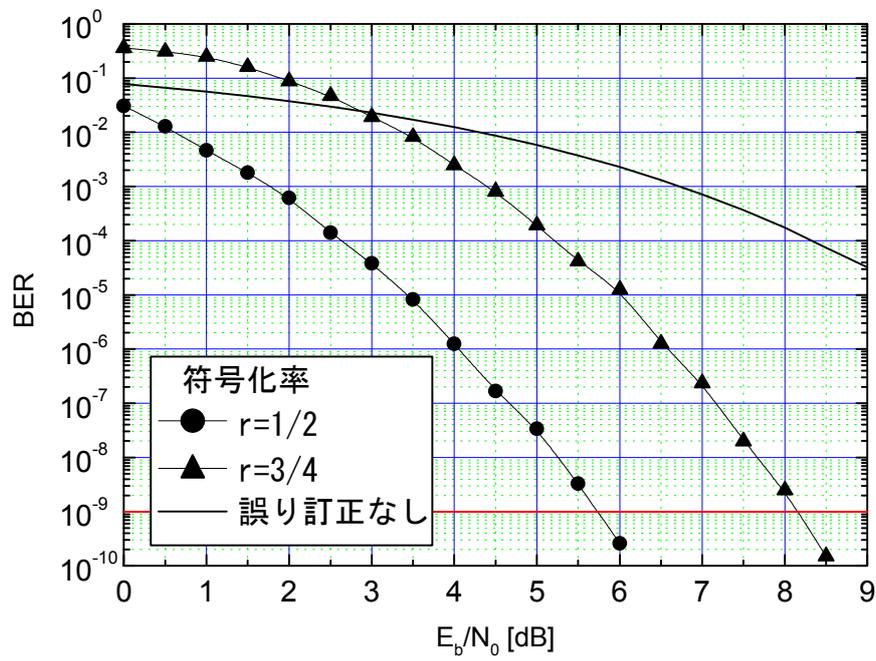


図5-1-5 シミュレーション結果

5-1-5 適応変調

適応変調に用いる変調方式はBPSK、QPSK、16QAM、64QAMとする。これらの変調方式に対して、C/N対ビット誤り率特性の理論値を図5-1-6に示す。また、各変調方式と符号化率の組合せにおいて、誤り訂正後のビット誤り率 10^{-9} を得るための所要C/Nと実効伝送速度を表5-1-5にまとめ、所要C/Nと実効伝送速度の関係を図5-1-7に示す。なお、実効伝送速度は、シンボル速度を26.67Msymbol/s、伝送効率を後述するフレーム構成から得られる98.56%として計算したものである。

図5-1-7によれば、最小1.4dBのC/Nの幅で変調方式・符号化率を選択することが可能であるが、推定C/Nの精度や制御動作の安定性等の問題からこのような制御ステップをとることが実用上は困難であると考えられる。そこで、図5-1-8に示すように4段階の制御による適応変調方式とする。さらに、閾値付近における頻繁な切り替え動作を回避するため、図中に示すようなヒステリシスを持つ制御とする。

適応制御を行う基準となるC/Nの推定の方式として、

- (1) RSSI値の測定
- (2) 等化誤差測定
- (3) ビット誤り率測定

の3方式が考えられる。(1)は最も実現が容易であり、直接C/Nの推定が行える点が有利であるが、干渉波あるいは遅延広がりの影響など、受信電力低下以外のビット誤り率劣化に対応できない。(2)は、等化器が十分収束した状態では、信号のD/U(希望信号成分対不要成分の比)を直接測定することができる。(3)は誤り訂正後の復号ビットの再符号化を行い、受信ビットとの比較により伝搬路上でのビット誤り率を検出する方法であり、(2)と同様により直接的な判断基準となることが期待できる。これらの優劣については、室内・野外実験で明らかにする。

また、適応変調に付随して、オーバーリーチによる他局への干渉を抑制することを目的として送信電力制御(ATPC: Automatic Transmission Power Control)

を行う。基本的に過剰な受信電力が得られている場合にのみ動作させることとし、64QAM時にのみ動作させるものとする。制御の判断基準などは適応変調に対するものに準ずる。

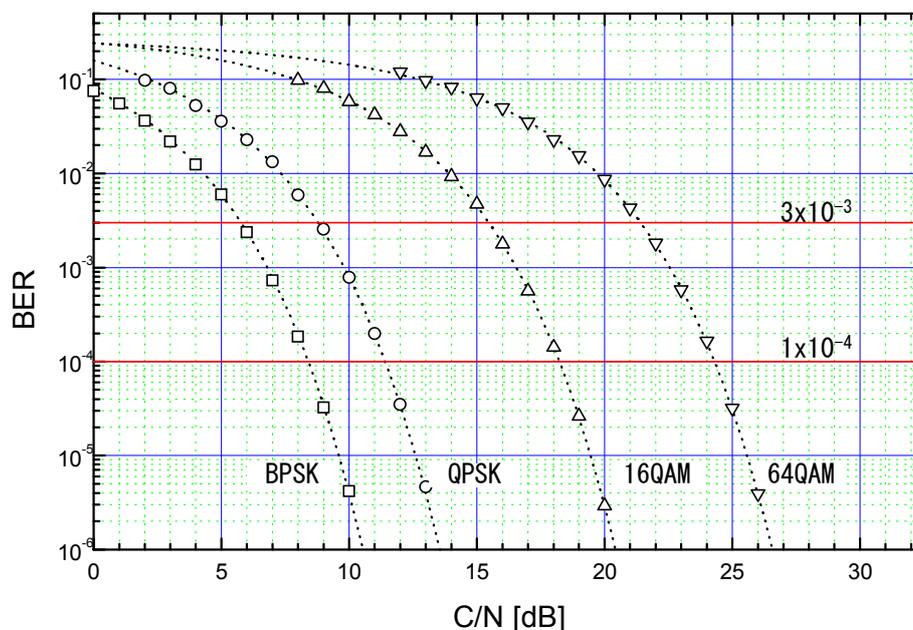


図 5-1-6 C/N 対ビット誤り率特性(シミュレーション)

表 5-1-5 各組合せでの所要 C/N と伝送速度

変調方式	符号化率	所要C/N[dB]*	伝送速度 [Mbit/s]**	適応変調 への適用
BPSK	1/2	5.8	13.1	○
	3/4	8.4	19.7	
QPSK	1/2	8.8	26.3	○
	3/4	11.4	39.4	
16QAM	1/2	15.5	52.6	○
	3/4	18.2	78.8	
64QAM	1/2	21.4	78.8	
	3/4	24.3	118.3	○

*) 誤り訂正後のビット誤り率 10^{-9} に必要なC/N。

**) 後述するフレーム構成を仮定した場合の実効伝送速度。

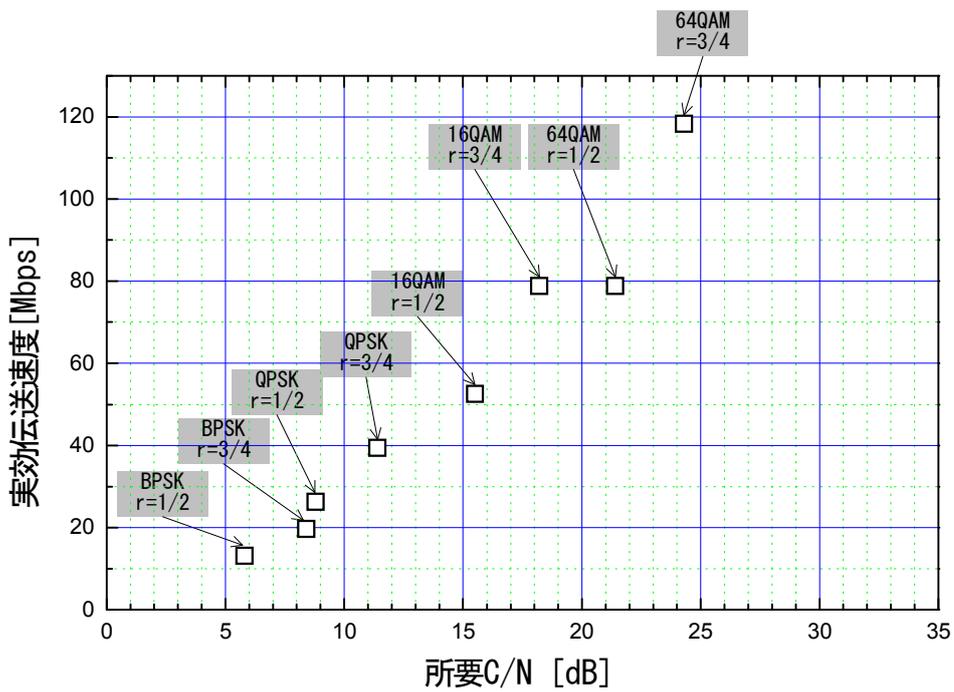


図 5-1-7 各組合せでの所要 C/N と実効伝送速度

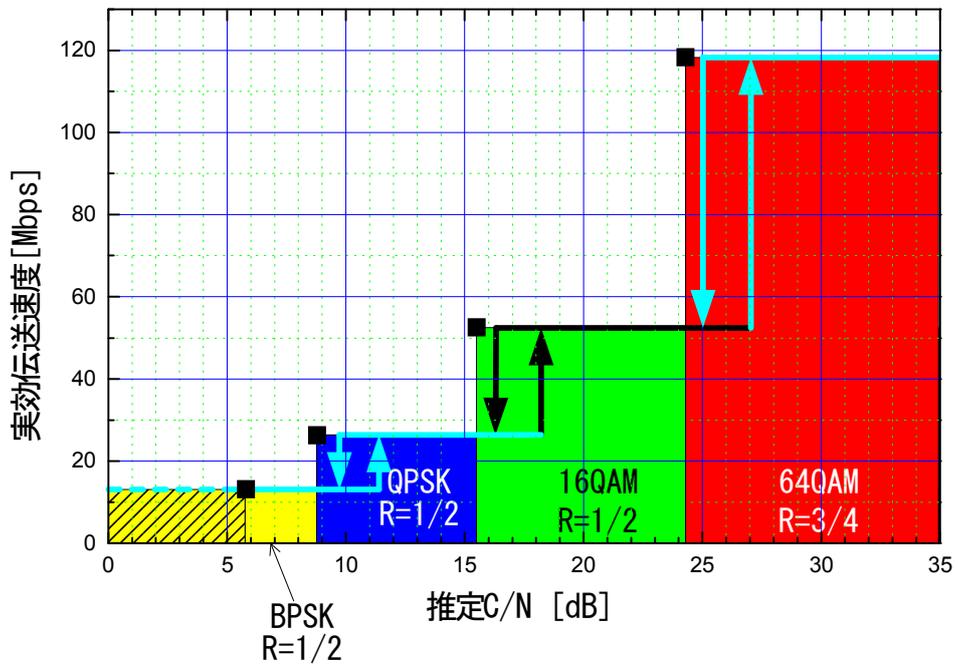


図 5-1-8 適応変調時の切替動作

5-1-6 伝送フレーム

伝送フレーム構成を図5-1-9に示す。フレーム長は3msとなる。フレーム先頭には、クロック同期、周波数偏差検出、等化器の初期収束等に用いるトレーニングシンボル系列(TRN)を配置する。また、無線回線の制御、特に適応変調時の制御情報を伝送する無線制御ブロック(RCB)を配置する。データ伝送には1フレーム中の78.848ksymbolを割り当て、実効シンボル伝送速度26.28Msymbol/sを確保する。

無線制御ブロック(RCB)の組み立て方法を図5-1-10に示す。RCBのデータの変調方式はBPSKで固定する。38ビットからなる制御情報(RCH)に対して、CRC符号を付加した後に畳み込みを行う。

RCHの内容については表5-1-6および表5-1-7に示す内容とする。また、表5-1-8および表5-1-9は、各々変調方式および誤り訂正方式(符号化率)に対する情報の割り当て方をまとめたものである。

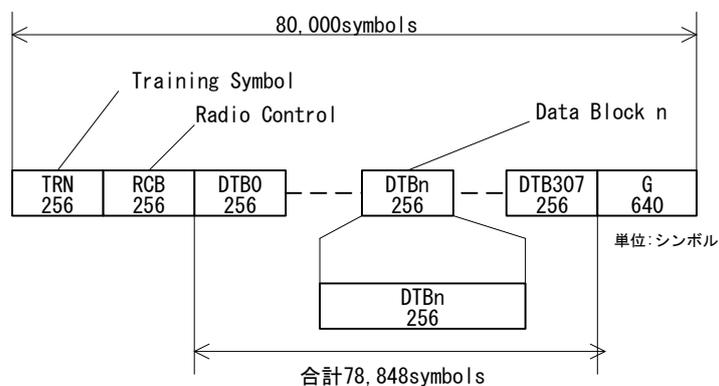


図5-1-9 フレーム構成

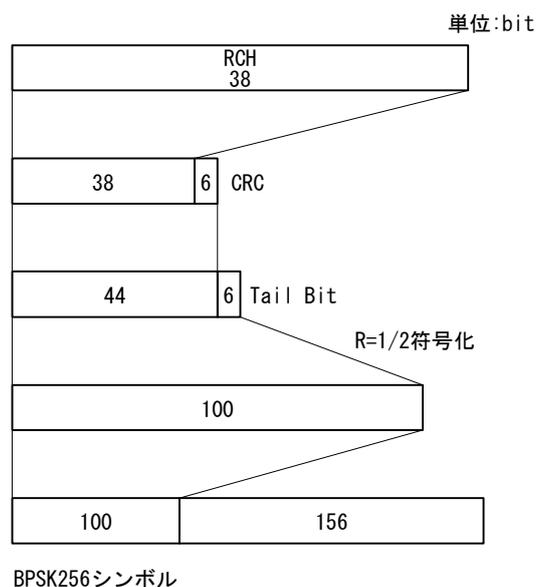


図 5-1-10 制御情報ブロック RCB の構成方法

表 5-1-6 無線制御ビットの構成(基地局→端末局)

コード	ビット数	情報名称	内容
MODTYPE	2	変調方式	基地局から M フレーム後*の変調方式を伝達する。内容は表 5-1-8 の通りとする。同時に、端末局に対する要求変調方式となる。
FECTYPE	2	符号化率	基地局から M フレーム後*の符号化率を伝達する。内容は表 5-1-9 の通りとする。同時に、端末局に対する要求符号化率となる。
ATPC	4	電力制御要求	基地局から端末局に対する送信出力制御の指示を伝達する。
SYSCODE	16	システムコード	システムコードを割り当てる。(0-32767) 同期確立判定の一部に用いる。(暫定値 32767)
Reserved	14	予備	

*) 「M フレーム後」とするのは、QoS 制御に対して伝送帯域変更の情報を予め伝達し、バッファオーバーフローによるパケットロスを防止するためである。

表 5-1-7 無線制御ビットの構成(端末局→基地局)

コード	ビット数	情報名称	内容
RXCOND	8	受信状態	端末局の受信状態を基地局に伝達する。 (適応変調、ATPC に用いる。)
SYSCODE	16	システム コード	システムコードを割り当てる。(0-32767) 同期確立判定の一部に用いる。
Reserved	14	予備	

表 5-1-8 MODTYPE の内容

MODTYPE	変調方式
0	BPSK
1	QPSK
2	16QAM
3	64QAM

表 5-1-9 FECTYPE の内容

FECTYPE	符号化率
0	-
1	1/2
2	3/4
3	-

5-1-7 変復調技術

5-1-7-1 デジタル直交変調

従来のデジタル変調器は、同相成分(I成分)と直交成分(Q成分)から成る複素ベースバンド信号をデジタル回路で生成し、これを各々D/A変換してアナログ直交変調器への入力として、IF信号を得る構成が一般的であった。この方法では、IおよびQ成分の振幅偏差、直交歪などがしばしば問題となり、これを補償する回路や調整が必要であった。そこで、直交変調そのものをデジタル信号処理で行い、直接IF信号を得る手法がとられるようになった。この場合、高速なデジタル信号処理デバイスと高速D/A変換器が必要となるため、当初は比較的帯域の狭い応用に限定されていたが、近年の急速なデバイスの高速化により、広帯域伝送においても実現可能となり、本開発においてもこの方式を適用する。

図5-1-11にデジタル直交変調器を含む変調部の構成を示し、表5-1-10に各パラメータの設計値を示す。

表5-1-10 変調部のパラメータ

項番	パラメータ	記号	設計値
1	シンボル伝送速度	f_B	26.67Msymbol/s
2	ロールオフ率	α	0.4
3	サンプリング周波数	f_S	240MHz
4	オーバーサンプル数	N_{OV}	9
5	出力IF周波数	f_{IF}	40MHz
6	フィルタタップ長	N_{TAP}	73

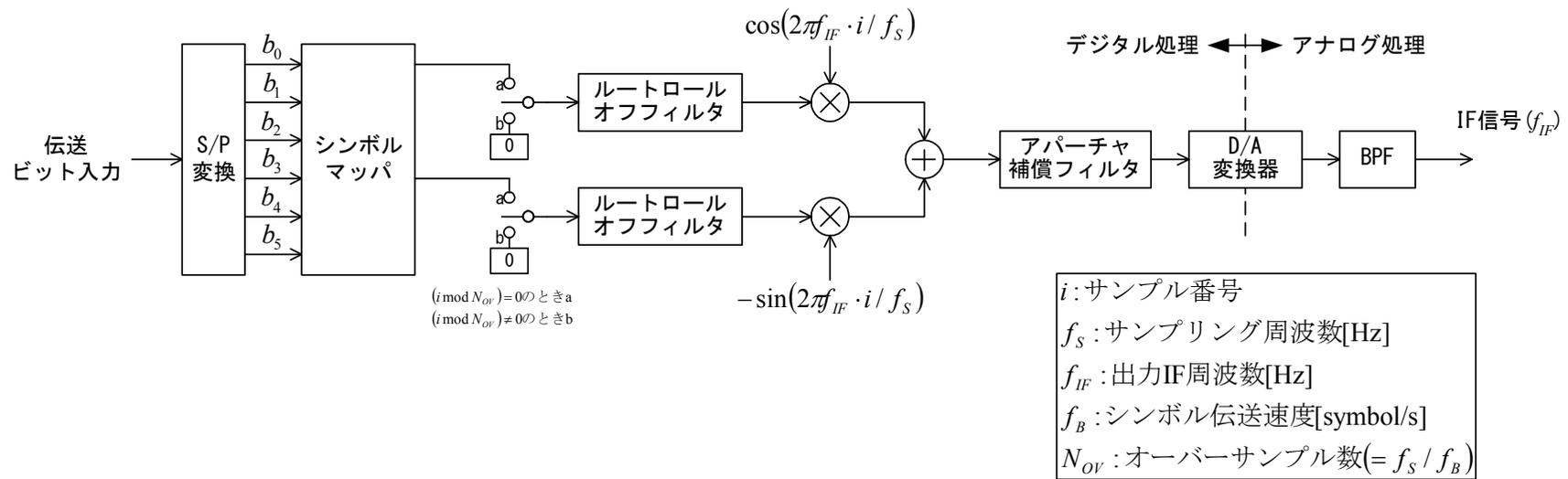


図 5-1-1 1 変調部ブロック

上記パラメータ設計値の根拠などについて以下に述べる。

(1) ロールオフ率 α

帯域制限を行うフィルタの特性を決定するロールオフ率は、その値が小さいほど信号帯域が狭くなり、与えられたチャネル帯域を有効利用することになるが、一方で信号のピークファクタ(送信信号の瞬間最大電力と平均電力の比)が大きくなり、これにより送信増幅器で生じる非線形歪みが大きくなる。図5-1-1 2は各変調方式について、ロールオフ率 α とピークファクタの関係を示すシミュレーションの結果である。64QAMでは、 $\alpha=0.4$ 付近で最小値をとることが分かる。この結果より $\alpha=0.4$ とすることとした。

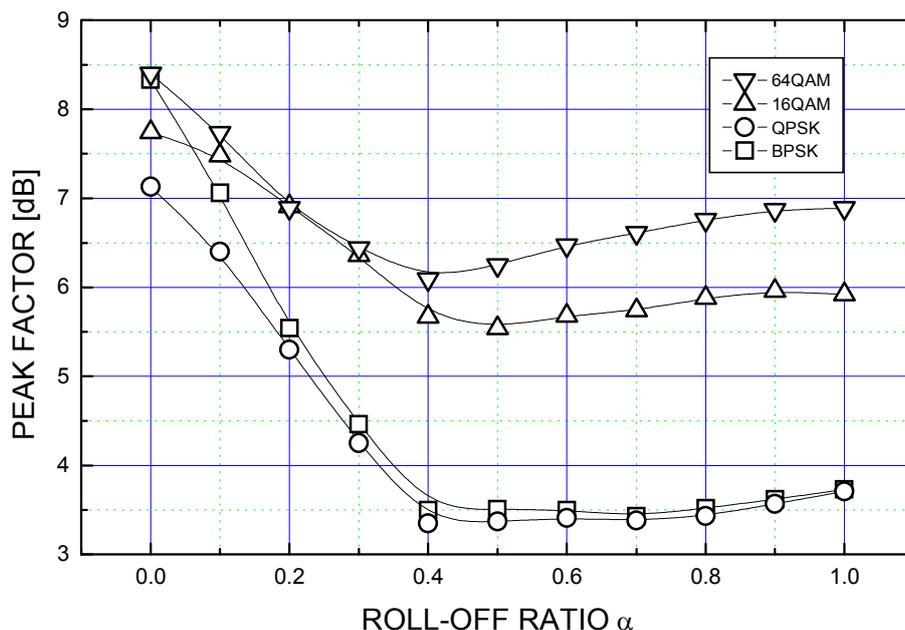


図5-1-1 2 ピークファクタ(シミュレーション結果)

(2) シンボル伝送速度 f_B

情報伝送速度を100Mbit/s以上とするためには、64QAMと符号化率3/4の組

合せにおいて、少なくとも $f_B > 100 \times \left(\frac{3}{4}\right)^{-1} \times \frac{1}{6} = 22.22$ [Msymbol/s]以上のシンボル伝送速度が必要である。また、ロールオフ特性 ($\alpha=0.4$)のスペクトラムの広がりチャネル幅40MHzを越えないようにするため、 $f_B < 40 \times (1+0.4)^{-1} = 28.57$ [Msymbol/s]である必要がある。したがって、 $22.22 < f_B < 28.57$ の範囲からシンボル周波数を定める。ここでは、 $f_B = 40 \times (2/3) = 26.67$ [Msymbol/s]とする。

(3) 出力 IF 周波数 f_{IF}

f_{IF} は f_B と等しく設定されることが多い。これは、IFへの周波数変換後の信号成分が、DC ($f=0$)で折り返さないための十分条件を与える最小値であるからである。ここでは、IF部でのBPFの構成等を考慮して $f_{IF} = 40$ [MHz]とする。

(4) サンプリング周波数 f_s (オーバーサンプル数 N_{OV})

D/A変換器出力に現れる折り返し成分を除去するためのBPFの特性を考慮すると、 f_s はIF周波数の4倍以上であることが必要であり、BPFの帯域内平坦性を確保しつつ不要成分を十分除去するためには6倍以上であることが望ましい。また、デジタル信号処理の都合上、 f_s は f_B の整数 N_{OV} 倍である必要がある。ここでは、 f_s は f_{IF} の6倍、 f_B の9倍である240MHzとする。(すなわち $N_{OV} = 9$ とする。)

(5) フィルタタップ長 N_{TAP} と係数ビット数

変調部のルートロールオフフィルタの特性は、送信信号の品質を決める重要な要素である。特に、フィルタタップ長 N_{TAP} と係数ビット数はデジタル変調における信号帯域外スプリアス電力を決めるパラメータであり、一般にこれらを大きくとることが理想であるが、信号処理の負担が大きくなるため、適切な設定が必要である。

フィルタタップ長 N_{TAP} をパラメータとしたフィルタ特性(伝達関数の振幅

特性)を図5-1-13に示す。フィルタ係数に対して適切な窓関数をかけることにより、スプリアスを抑えることが可能であり、グラフには窓なしと窓関数をかけたものを記載している。窓関数はカイザー窓($\alpha=2$)である。フィルタの係数は16ビットとしている。タップ長が増えるにしたがってスプリアス成分が抑圧されているが、タップ長73と91では大差がなく、また、隣接チャンネル(図中の横軸で1.5を中心とする1.0幅)内での成分が、窓関数ありの特性で-50dB以下となってることから、タップ長は73で十分である。

また、この条件下でフィルタ係数のビットを制限した場合の結果を図5-1-14に示す。10ビットで特性の乱れが顕著となっていることから、フィルタ係数は12ビットとする。

(6) アパーチャ補正フィルタ

D/A変換器によるアパーチャ効果(出力値のホールドによる)により、出力信号成分の帯域内振幅偏差を補償するため、この逆特性を有するアパーチャ補正フィルタを設ける。図5-1-15は、フィッティングにより求めたフィルタの特性を示した図であり、補償後の帯域内偏差は0.03dB程度に抑えられていることが分かる。

以上の検討により得られた変調部の出力信号を、シミュレーションにより求めた結果(周波数特性)を図5-1-16に示す。

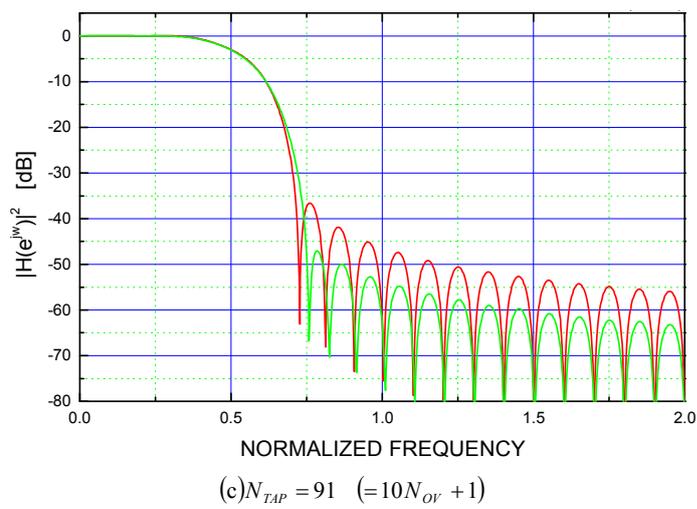
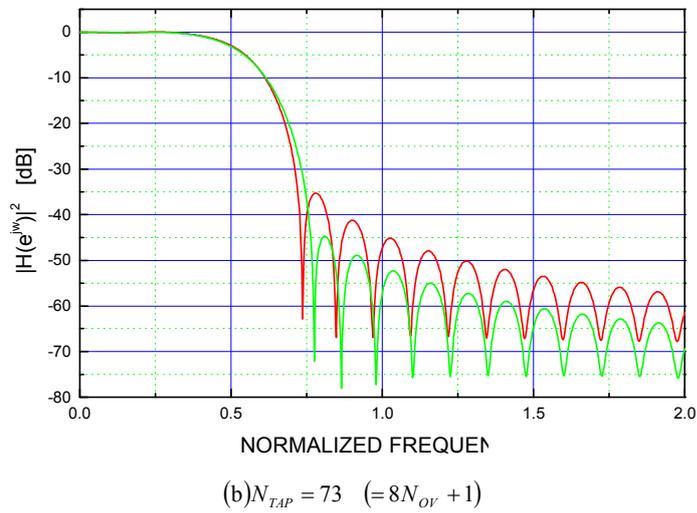
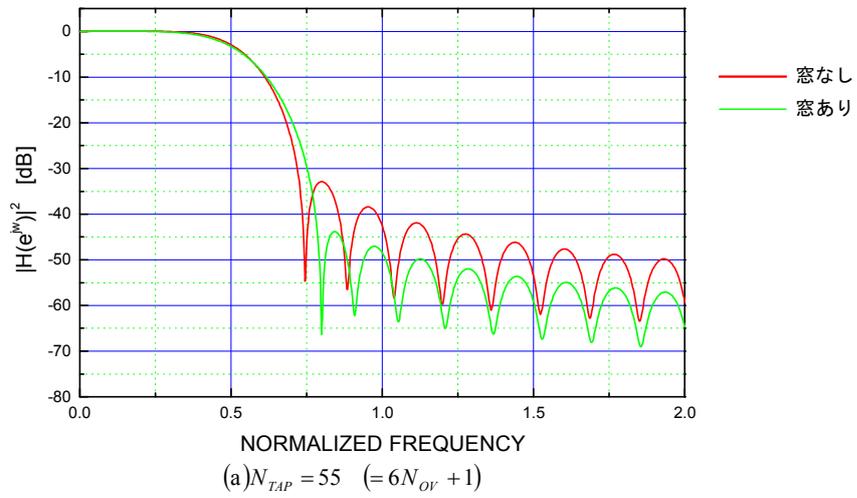


図 5-1-1-3 送信フィルタタップ長の検討(伝達関数)

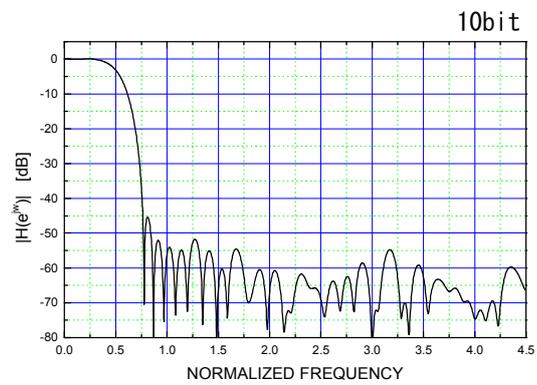
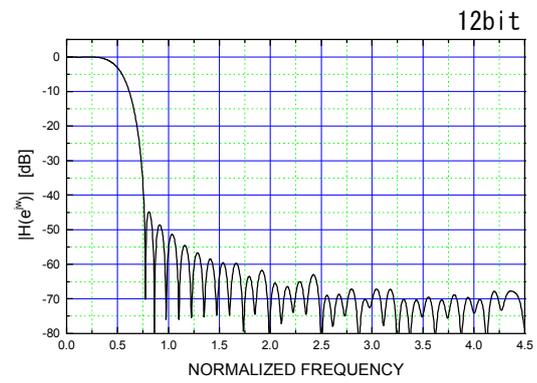
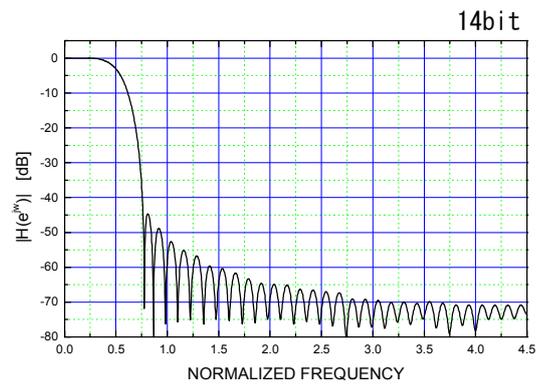
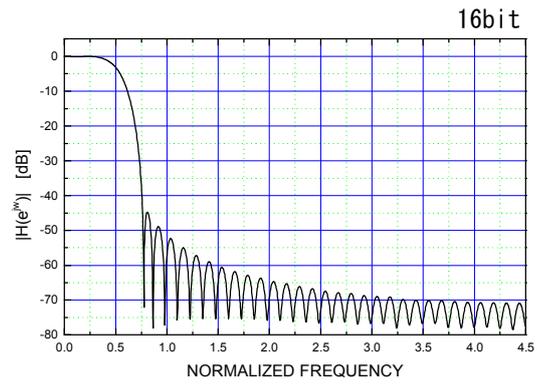
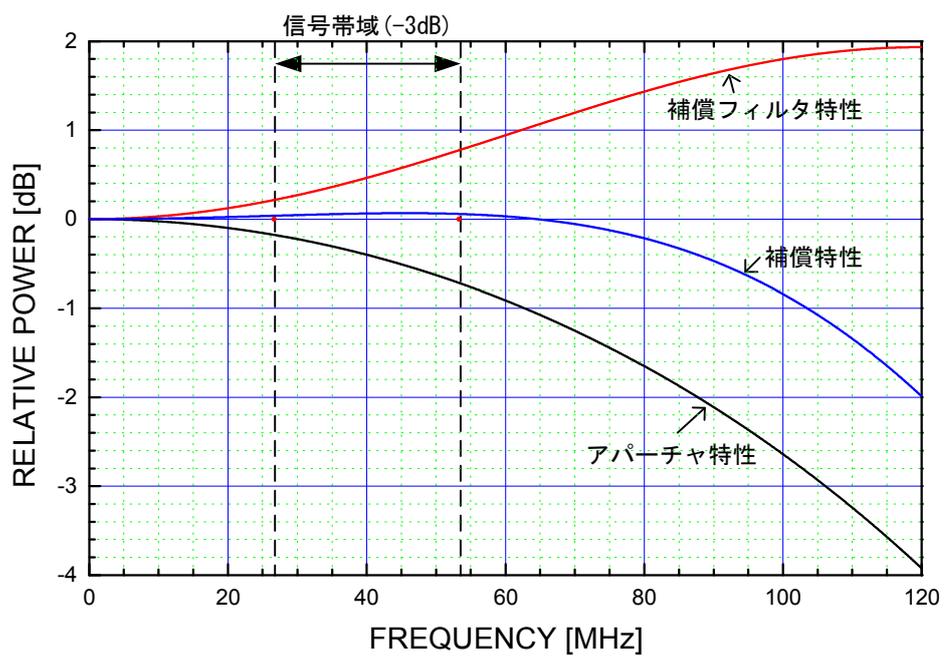
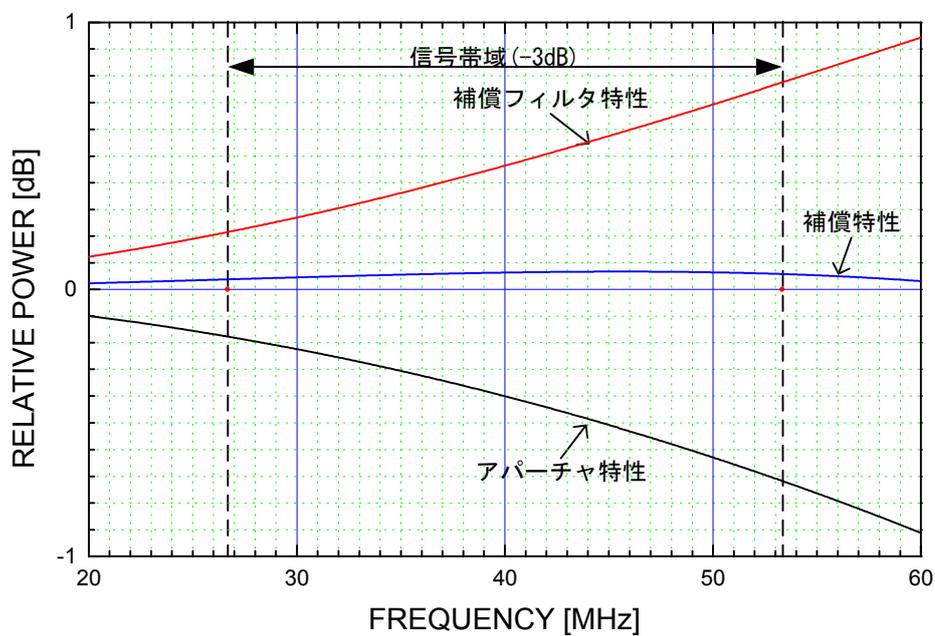


図 5-1-1 4 送信フィルタ係数ビット数の検討(伝達関数)



(a) アパーチャ補償特性



(b) (a)の拡大図

図 5-1-15 アパーチャ補償特性

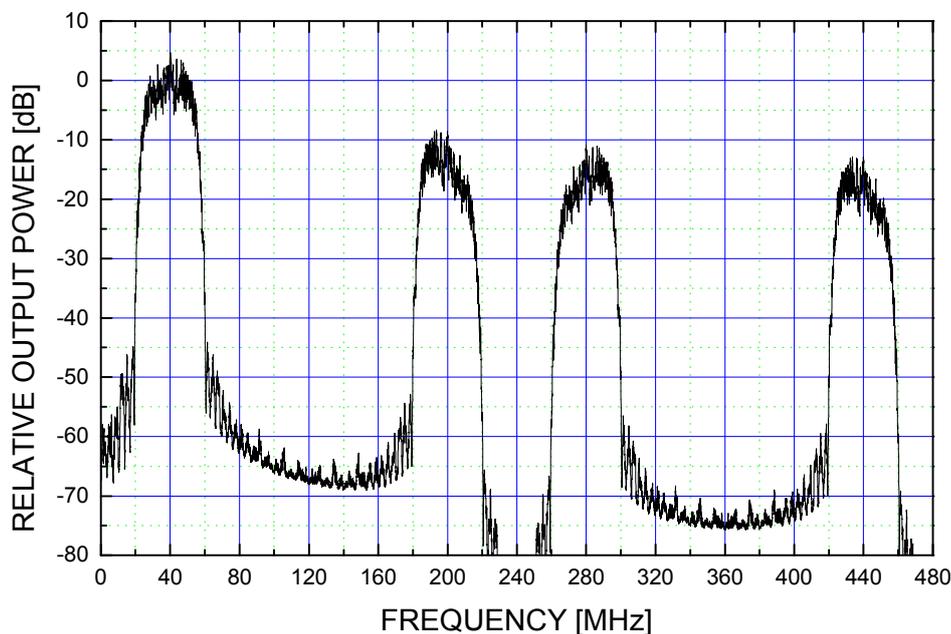


図 5-1-16 D/A 変換器出力のスペクトラム例(シミュレーション結果)

5-1-7-2 デジタル直交復調

デジタル復調部の構成を図 5-1-17 に示す。入力される信号は、変調部と同様に $f_{IF}=40\text{MHz}$ の IF 信号である。サンプリング周波数 $f_s=160\text{MHz}$ でデジタル変換後、直交変換器により周波数変換が行われ、複素ベースバンド信号となる。サンプリング周波数 f_s は、シンボル伝送速度に対して 6 倍のオーバーサンプル周波数である。次段のルートロールオフフィルタは送信信号に対する整合フィルタであるとともに、直交変換に伴い生じる不要成分の除去フィルタとして動作する。このフィルタの出力は、1/3 の間引き処理により 2 倍のオーバーサンプル信号となる。次に、周波数補償部で、搬送波周波数偏差により生じる位相回転成分を除去する AFC 処理が行われる。

以上の過程により得られた信号は、伝搬条件、RF/IF 回路特性、クロック

同期などが理想的である条件下においては、送信機により伝送された信号と全く同一のものとなり、ただちにシンボル判定により復号を行うことができる。しかし、実際にはAGCやAFCの制御誤差、伝搬路での位相回転などにより信号の振幅・位相成分を精度よく補償する必要がある。また、クロック同期誤差、あるいは伝搬路やRF/IF回路での帯域内歪みなどによって符号間干渉が生じ、ビット誤り率を劣化させる可能性がある。これらを解決する手段としては等化器の適用が有効であり、本研究では線形等化器を具備する。次項ではこの線形等化器の構成について検討する。

5-1-7-3 線形適応等化器

図5-1-18は、いくつかの要因により正常な復号動作が困難であり、等化器の適用対象となる性質を有する信号をシミュレーションで作成し、複素平面上に表した図である。(a)はC/Nを40dBとする原信号である。

(b)は周波数偏差がある場合の信号である。位相が回転しており、このままでのシンボル判定が不可能であることは明らかである。

(c)はシンボルタイミングに誤差がある場合の信号である。シンボルタイミングの誤差は符号間干渉の原因となり、シンボル判定に誤りが生じる。

これら(b)(c)については、本来AFCやタイミング同期が完全であれば問題とはならないが、AFCやタイミング同期回路にある程度の誤差を許容し、この誤差を等化器で吸収する構成とすることは、全体の処理負担の軽減に有効であると言える。

一方、(d)は遅延波が存在する場合の信号である。やはり符号間干渉が生じ、信号点が広がっていることが分かる。実際には遅延波のほか、RF/IF部の帯域内歪みなどによっても同様のことが起き得る。一般にはこの種の符号間干渉は、等化器によってのみ除去することができる。

同図(e)は、以上の(b)(c)(d)の要素を重畳した信号であり、ここではこの信号に対する等化器の構成を検討した結果を示す。

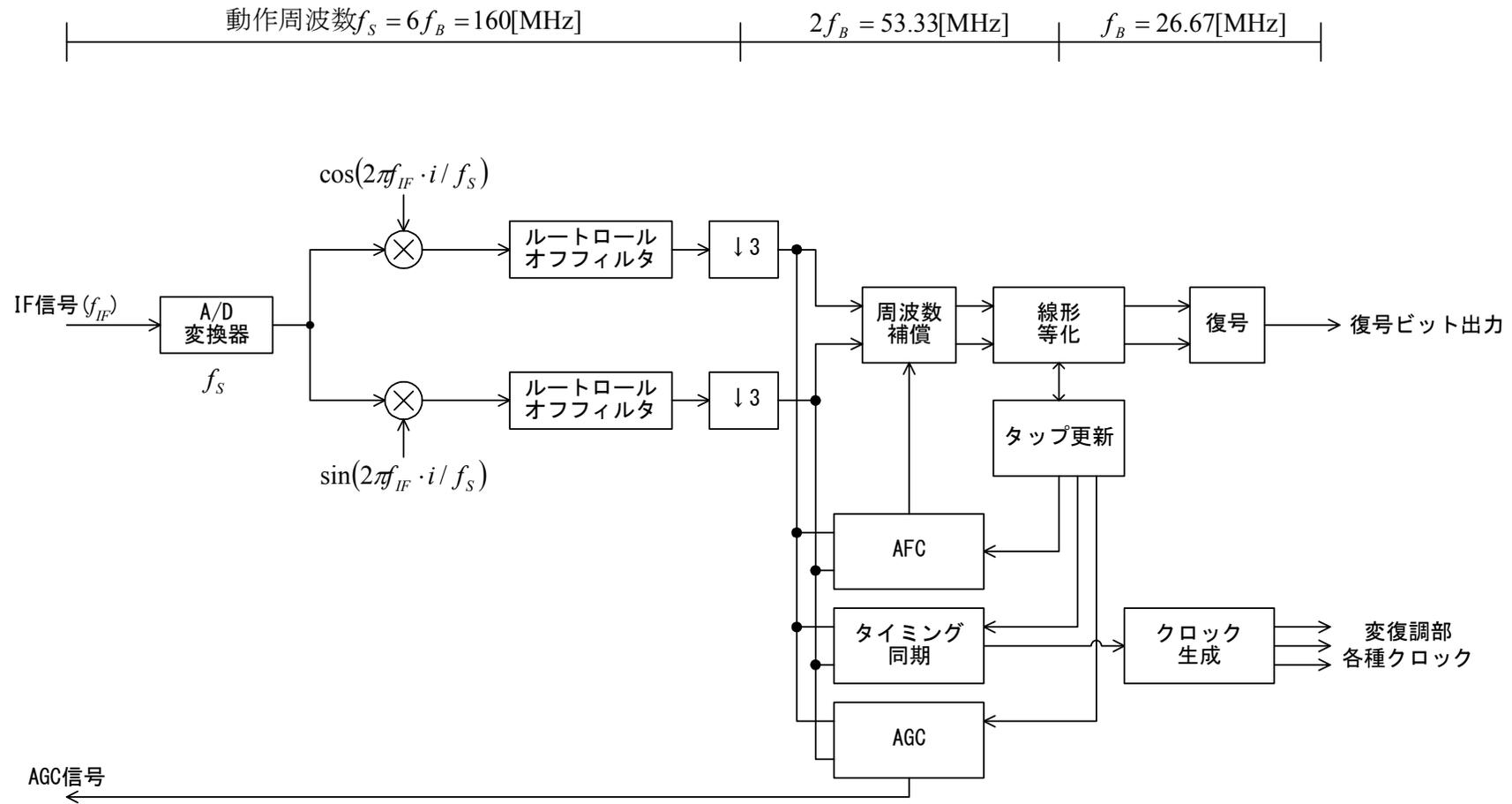
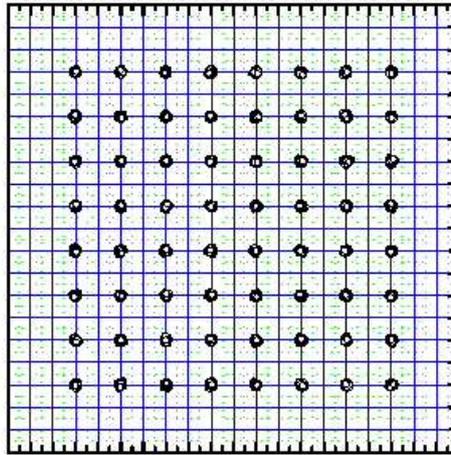
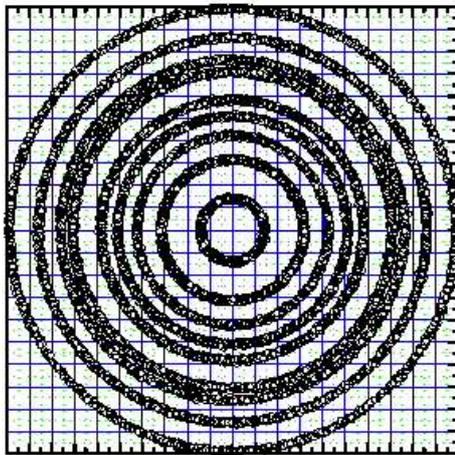


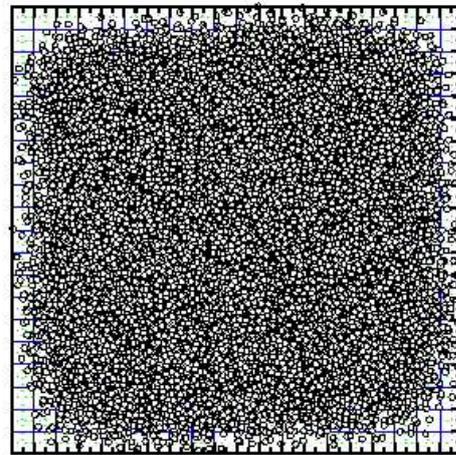
図5-1-17 復調部ブロック



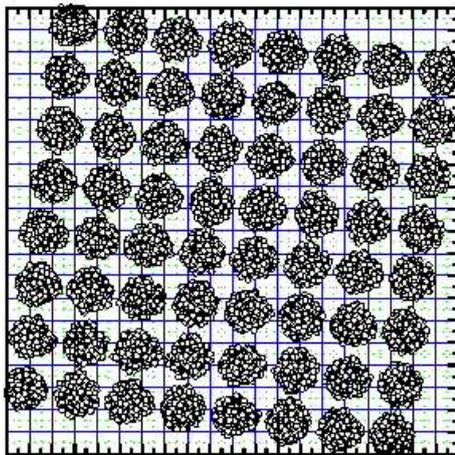
(a)理想的な受信波形
(C/N=40dB)



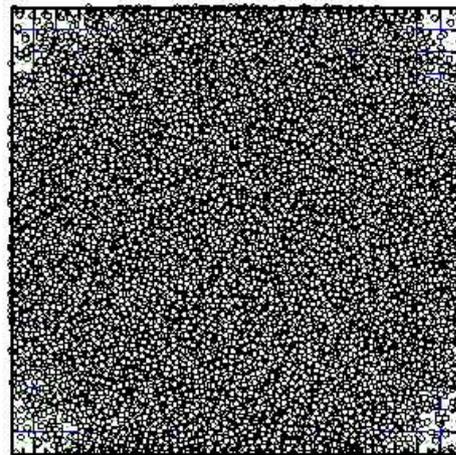
(b)周波数偏差がある場合
($df=400\text{Hz}$)



(c)シンボルタイミング誤差がある場合
($dT=1/4$ シンボル)



(d)遅延波がある場合
($1/4$ シンボル遅れ、振幅比0.25、位相差 $\pi/4$)



(e)(b)~(d)の要素が重畳された場合

図5-1-18 等化対象となる波形例

表5-1-11に本報告で述べる等化器に関するパラメータを示す。これらのパラメータについては今後詳細な検討を進める予定であるが、等化器の基本的な動作・効果をシミュレーションにより確認するために、暫定的に設定したものである。

入力信号を図5-1-18(e)に示した信号とした場合の等化出力波形を図5-1-19に示す。この図では初期収束後の信号点を示している。十分な等化の効果が得られており、シンボル判定誤りが生じないことが予測できる。また、初期収束過程を含めた等化出力の時間波形を図5-1-20に、等化誤差を図5-1-21に示す。この例では、256シンボルでほぼ初期収束が完了している。

なお等化器に関しては、先述したようにAFCやAGC、タイミング同期との連携動作・精度の配分、またRF/IFや伝搬路における歪み量などを考慮した上でパラメータを決定する必要があり、今後検討を進める予定である。

表5-1-11 等化器パラメータ

項目	仕様	備考
等化方式	線形等化器	
タップ数	9	(今後詳細検討予定)
タップ間隔	1/2シンボル	
適応アルゴリズム	LMS (Least Mean Square)	既知トレーニングシンボルおよび判定後シンボルを参照とする。
ステップサイズ	0.001	(今後詳細検討予定)

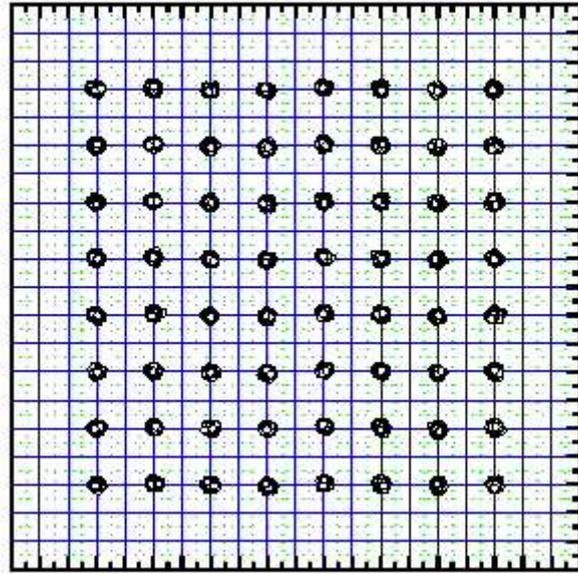


図 5-1-19 等化器出力例(初期収束後)

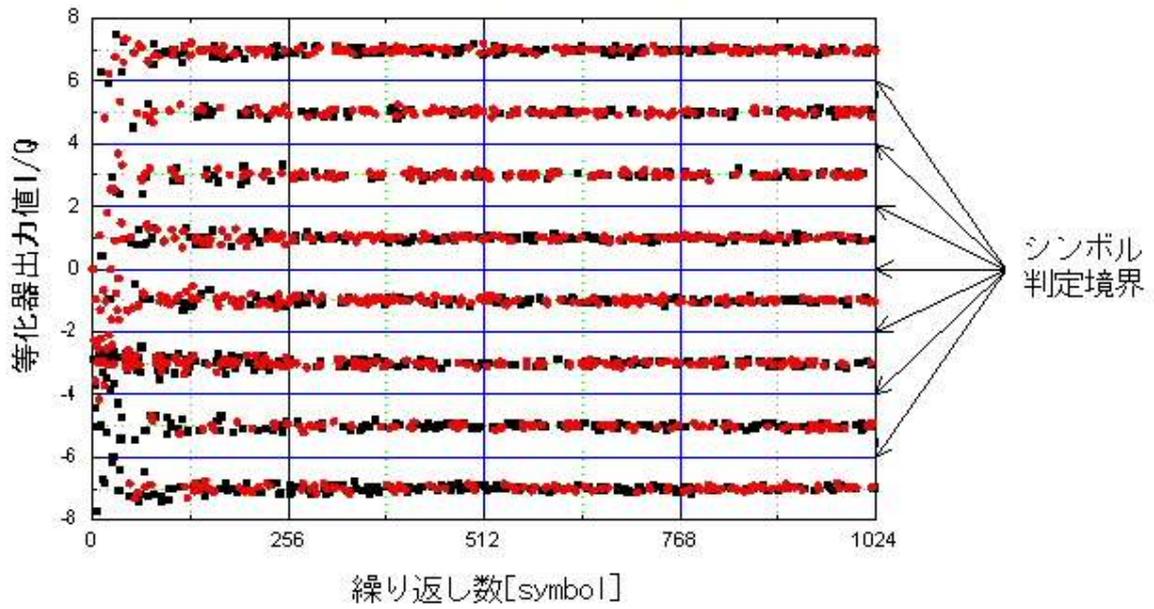


図 5-1-20 等化器出力例

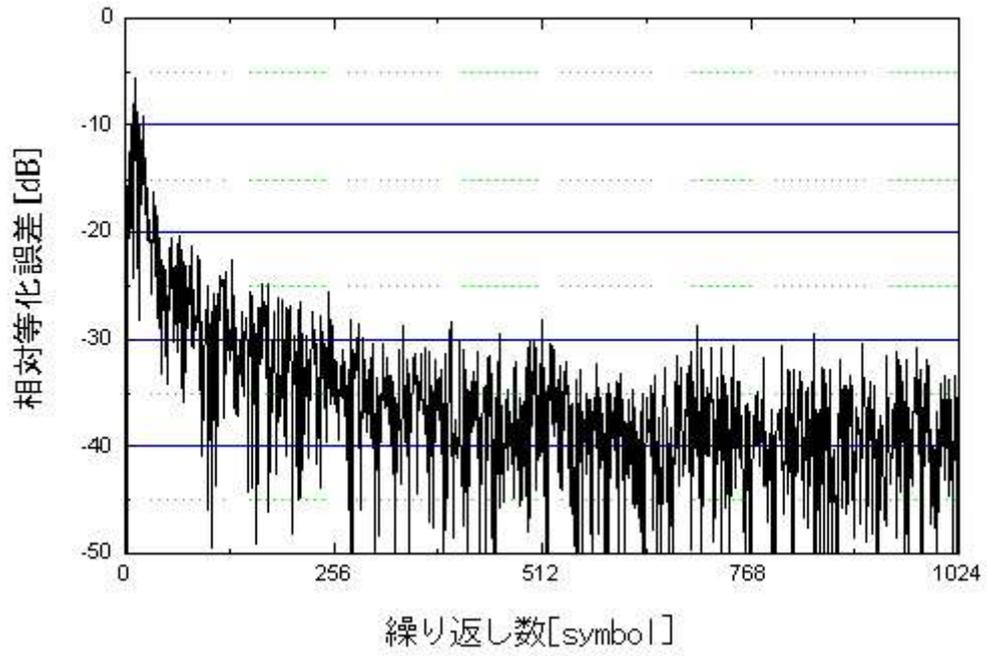


図 5-1-2 1 等化器の誤差出力例(収束動作)

5-1-8 適応変調技術に関する総括

適応変調を行うシステムにおいて、適用する変調方式、誤り訂正方式を検討し、リンクバジェット算出結果により、目標とする伝送距離において通信が可能であることを確認した。変復調部については、諸パラメータをシミュレーションにより検討した。今後は、以上の結果を基に試験装置の製作を行い、さらにパラメータの最適化を図る。

5-2 無線アクセス制御部高速化技術

5-2-1 概要

平成15年3月の情報通信審議会答申によれば、準ミリ波帯公共業務用無線アクセスシステムにおいては、数十Mbit/s以上の高速伝送の実現、普及促進の面から安価なシステムが要求されている。また、本研究においては適応変調方式の適用にともない、伝搬路状況に応じて無線区間における情報伝送速度が変化するが、情報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。このような背景から、無線アクセス制御部では、経済性を考慮した高速無線制御部の方式と無線区間におけるQoS制御について検討を行った。

5-2-2 無線制御部方式

無線制御部においては高速、低遅延な処理を安価なハードウェアで実現することが要求される。一方、市販のQoS制御装置は100Mbit/s帯域のQoS制御を実現する場合、600MHz程度のCPUを使用し、価格は5M¥と高価なシステムとなっている。本研究では有線側ネットワークインタフェースを100Mbit/s、無線区間の最高情報伝送速度を100Mbit/s以上とするため、無線区間でフォールバックを行わない場合、回線の輻輳が生じない構成となっている。そこで、無線区間情報伝送速度が100Mbit/s以上の場合はQoS制御を行わず、100Mbit/sより小さくなった場合にQoS制御を行うことで、安価なハードウェアで無線制御部を実現できるよう検討した。

5-2-2-1 無線制御部構成

(1) 構成

無線制御部は制御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5-2-1に示す。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制御を行う。インタフェース部はネットワーク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する。変復調部からのデータはインタフェース部単体でEthernetへ転送し、Ethernetからのデータは変復調部からの無線区間情報伝送速度情報により、①インタフェース部単体で転送、②制御部経由で変復調部へ転送する2経路を切替える方式とした。無線区間情報伝送速度が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になり安価なハードウェアで無線制御部が実現できる。

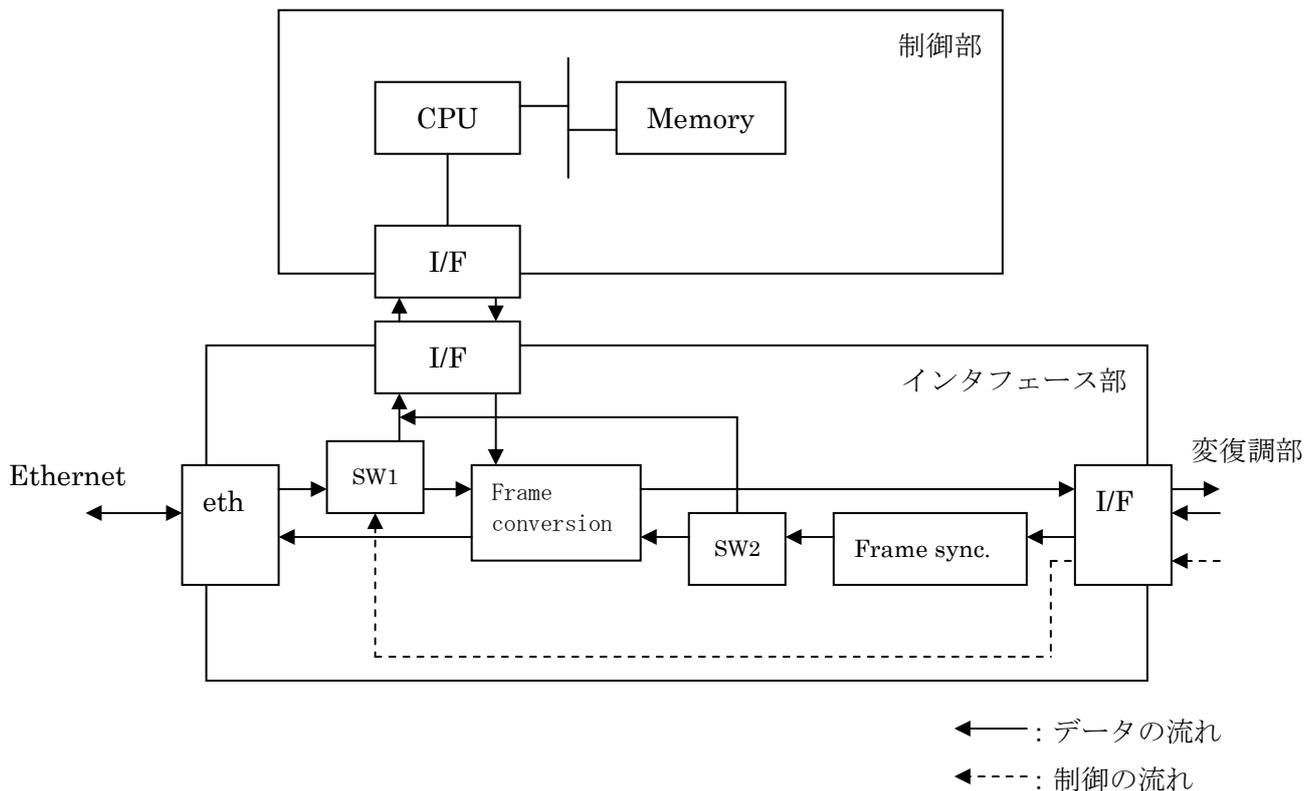


図5-2-1 無線制御部構成図

(2) ソフトウェア構成

制御部のソフトウェアはOS、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を採用する。無線制御部のソフトウェア一覧を表5-2-1に、ソフトウェア構成図を図5-2-2に示す。

表5-2-1 ソフトウェア一覧

ソフトウェア区分	内容
OS	Linux-2.4.20
QoS 制御アプリケーション	無線区間情報伝送速度に応じた QoS 制御を実行する
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5-2-2 ソフトウェア構成図

5-2-2-2 データ転送方式

無線制御部はEthernetインタフェースからEthernet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、Ethernetフレームに変換し、Ethernet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、ヘッダ情報に含まれる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FCS(Field Checking 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Ethernetフレームの生成を行い、出力する。図5-2-3に100Base-TXのフレーム構成を示す。図5-2-4に変復調部とのインタフェースフレーム構成を示す。フォーマット変換は100Base-TXのIFG、プリアンプル、SFDの20Byteを使用して独自の同期ビットとヘッダ情報を作成する。これにより、原理的にパケットロスの生じない転送を実現する。

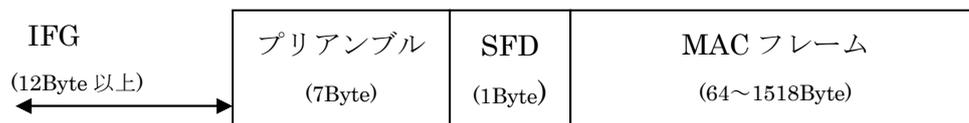


図5-2-3 100Base-TX フレーム構成



図5-2-4 変復調部インタフェースフレーム構成

無線区間情報伝送速度が100Mbit/s以上の場合のEthernet→変復調部、及び変復調部→Ethernetへのパケット転送においては、制御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制御部へパケ

ットを転送する切替えロジックを設けて対応する。

5-2-3 QoS 制御方式

5-2-3-1 方式概要

無線制御部では、無線区間情報伝送速度に応じた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は次に示すように各種の方式が存在する[6]。

(1) PQ(Priority Queuing)：優先度に基づくクラス毎にキューを持ち、優先度の高いものから出力していく方式。単純な機構でリアルタイム性の保証ができる反面、優先度の低いクラスが枯渇する可能性がある。

(2) WFQ(Weighted Fair Queuing)：フロー毎に独立したキューを割り当てて、フロー毎の重みに応じて出力する方式。他のフローの影響を一定以下に抑えることが可能であるが、フローの数だけキューが必要になる。実装には何らかの近似的方法が使われる。

(3) CBQ(Class Based Queuing)：クラス毎の帯域保証とクラス間での帯域の共有と空き帯域使用を管理する方式。クラスの階層構成が可能。

表5-2-2にスケジューリング方式の比較を示す。本装置ではCBQ(Class Based Queuing)方式を採用することとした。これは、階層構成が可能のため柔軟なポリシー設定が可能で、クラス毎に最低保証帯域の設定ができるため特定のフローに回線を占有されるおそれがないことによる。図5-2-5はCBQにおける階層的クラス構成の概念図であり、class1:1の下にclass1:2とclass1:13を定義し、各々にclass1:1に割当てた帯域を60%、40%の割合で割当て、さらにclass1:2の下にclass1:11とclass1:12を定義し、各々にclass1:2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、Class1:11が使い残した帯域はclass1:12が原則として利用する、さらに、class1:11とclass1:12が使い残した帯域はclass1:13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、クラス間では互いに迷惑をかけない方式である。

QoS制御は変復調部からの無線区間情報伝送速度情報を読み取り、無線区間情報伝送速度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5-2-6にQoS制御の概念図を示す。なお、無線区間情報伝送速度が100Mbit/s以上の場合、回線の輻輳は生じないのでQoS制御は行わない。表5-2-3にQoS制御を実行する条件を示す。

表5-2-2 スケジューリング方式比較

方式	階層構成	帯域制限	優先度設定	他フローの影響	判定
PQ	×	×	○	×	×
WFQ	×	×	×	○	×
CBQ	○	○	△	○	○

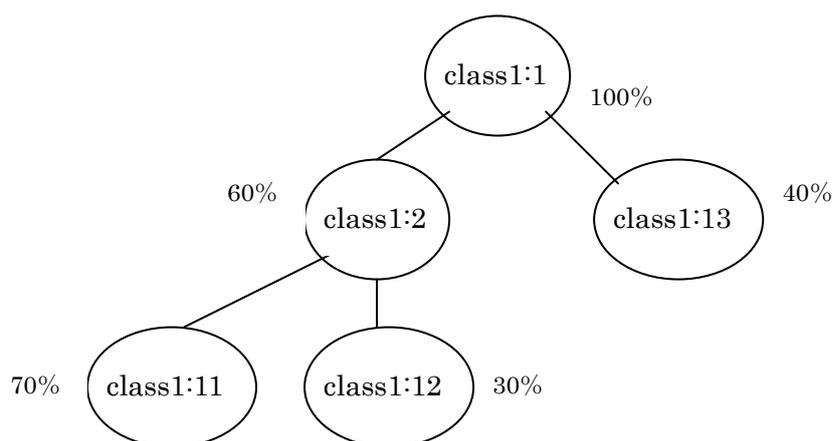


図5-2-5 階層的クラス構成概念

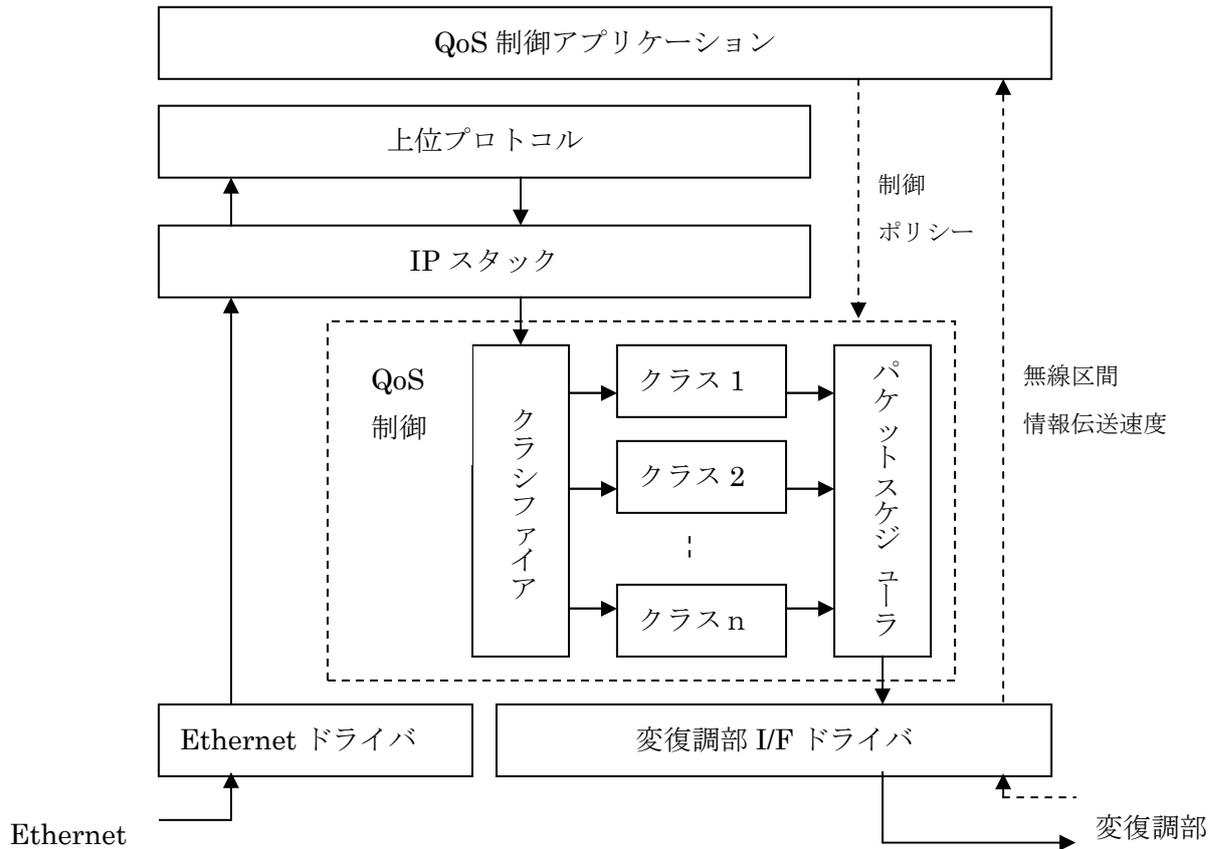


図 5-2-6 QoS 制御概念図

表 5-2-3 QoS 制御実行条件

データの方向	QoS 制御	備考
無線制御部→ 変復調部	有り	但し、無線区間情報伝送速度が 100Mbit/s 以上の場合は無し
無線制御部← 変復調部	無し	

5-2-3-2 シミュレーション

CBQ方式の性能確認を行うため、PCによるシミュレーションを実行した。

(1) シミュレーション構成

①動作環境

PC : Intel Pentium4 (2.2GHz)

OS : Linux 2.4.20

②シミュレーション方法

PCにトラフィック発生、スループット測定ツールをインストールすることにより、トラフィックの発生及びスループットの測定を行う。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5-2-7にシミュレーション構成図を示す。なお、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。

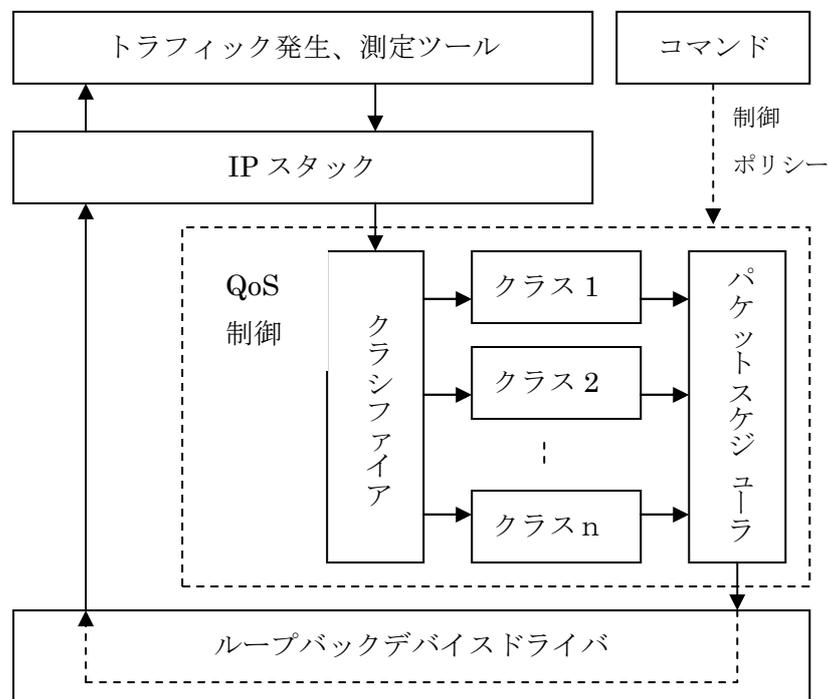


図5-2-7 シミュレーション構成図

(2) シミュレーション1 (帯域保証及び制御ポリシーの変化に対する特性)

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、回線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。

Aクラス：無線区間情報伝送速度が変化しても設定帯域を保障するクラス。専用線型サービスのトラフィックを対象とする。

Bクラス：無線区間情報伝送速度に応じた帯域を保障するクラス。動画等の回線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。

Cクラス：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5-2-4に示す。クラスAは全ての無線リンク帯域において6Mの帯域を保障する。クラスBは無線リンク帯域の変化に応じて12M~4Mの帯域を保障する。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5-2-8に示す。

表5-2-4 各クラスの保証帯域

項目	保証帯域			
	無線リンク帯域	100M	48M	24M
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

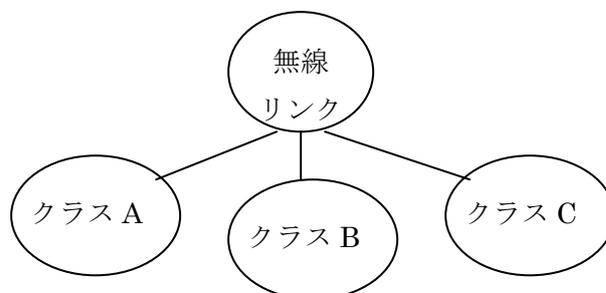


図5-2-8 クラス構成

③シミュレーションの実行

各クラスに集約されるフローにおいて表5-2-5に示されるようにトラフィ

ックを発生させる。10秒毎にコマンドを手投入し、無線リンクの帯域及び各クラスの保証帯域変化させ、スループットを測定する。

表 5-2-5 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

④シミュレーション結果

シミュレーション結果を表 5-2-6 と図 5-2-9 に示す。表 5-2-6 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 5-2-6 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ものの、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、概ね良好に帯域制御が実現されていることを確認した。

図 5-2-9 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 5-2-9 に示され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。

表 5-2-6 シミュレーション結果

項目	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%
クラス A	6	109.1%	6	105.6%	6	101.3%	6	100.3%
クラス B	12	103.1%	12	100.4%	8	100.6%	4	100.4%
クラス C	82	101.3%	30	101.1%	10	100.7%	2	100.5%
無線リンク	100	102.2%	48	101.4%	24	100.7%		
クラス A	6	106.4%	6	105.1%	6	101.0%		
クラス B	12	101.8%	12	100.5%	8	100.5%		
クラス C	82	101.9%	30	101.0%	10	100.6%		

(注)帯域の単位は 1024*1024bit/s

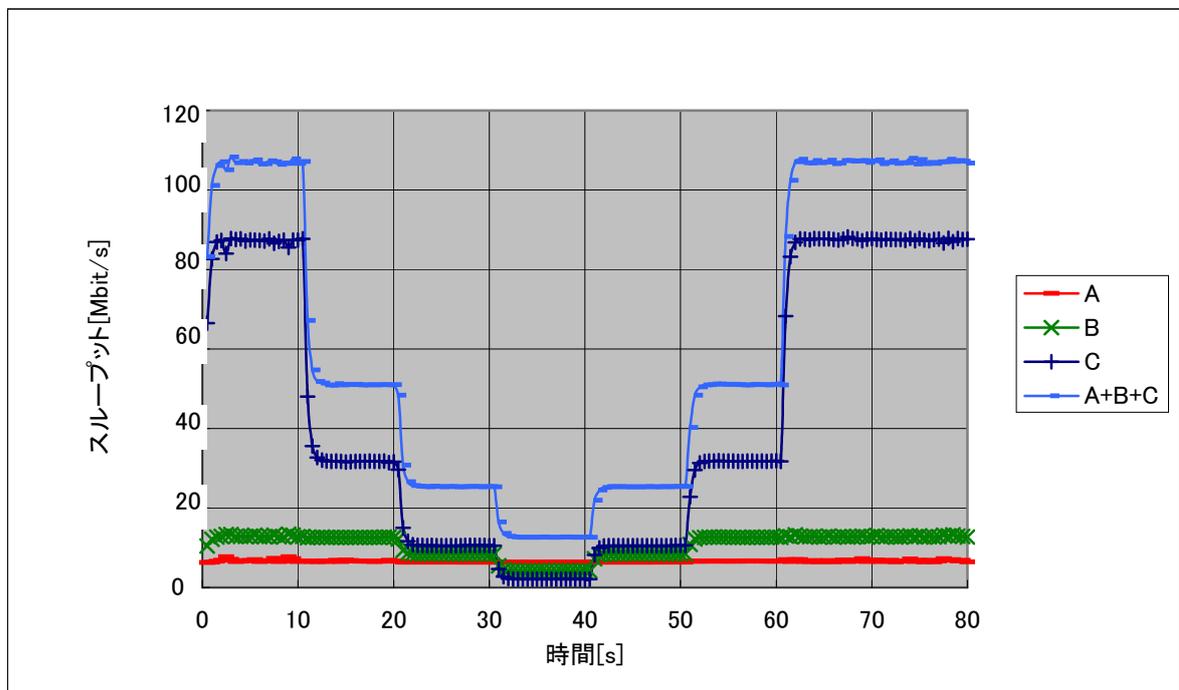


図 5-2-9 スループット特性 1

(3) シミュレーション2 (余剰帯域の分配に関する特性)

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実施した。

①トラフィックのクラス分け

ユーザA、B各々について帯域保証を行い、ユーザB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。

②帯域割当て

各クラスの最低保証帯域を表5-2-7に示す。クラス構成を図5-2-10に示す。

表5-2-7 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A,B割当て帯域
クラスA	5M	ユーザA割当て帯域
クラスB	5M	ユーザB割当て帯域
クラスB-1	3M	ユーザBのトラフィッククラスB-1
クラスB-2	2M	ユーザBのトラフィッククラスB-2

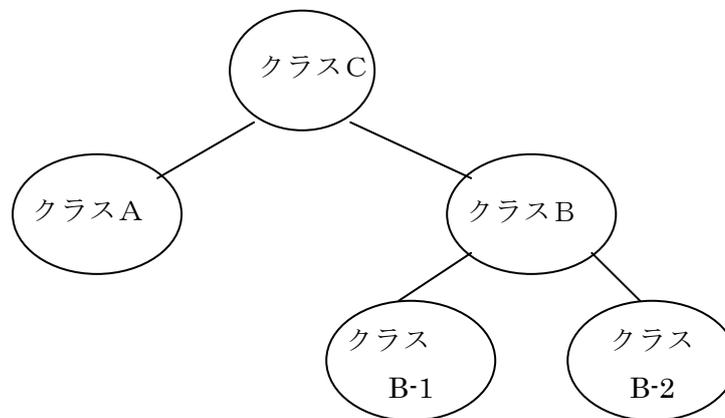


図5-2-10 クラス構成

③シミュレーションの実行

各クラスに集約されるフローにおいて表5-2-8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する。

表 5-2-8 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

④シミュレーション結果

シミュレーション結果を図5-2-1 1に示す。図5-2-1 1に示されるように開始直後、クラスAとクラスBは帯域を5Mづつ使用し、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。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適正に動作していることを確認した。

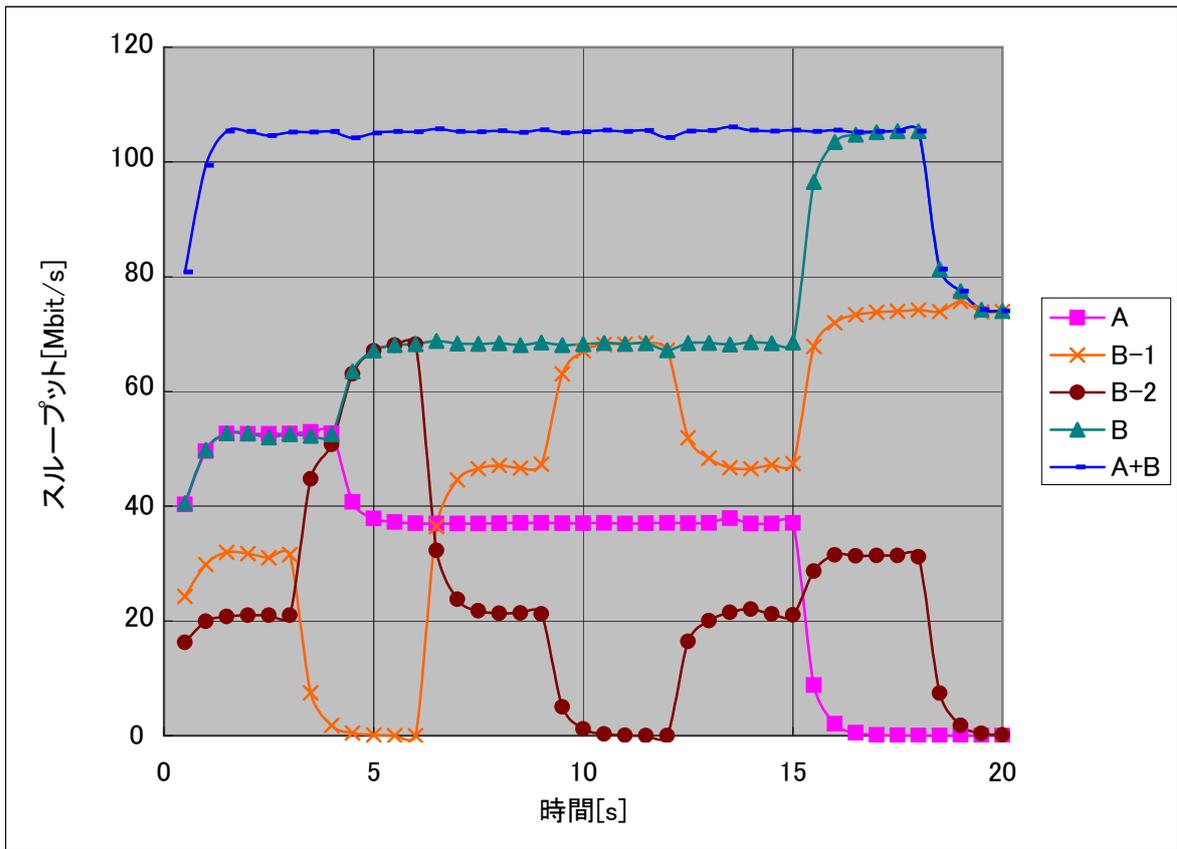


図 5-2-1 1 スループット特性 2

5-2-4 まとめ

準ミリ波帯公共業務用無線アクセスシステムに要求される高速動作を実現する無線制御部の方式と無線区間におけるQoS制御について検討を行った。無線制御部の方式としては、無線区間情報伝送速度によりパケット転送経路を切替えることにより、低コストなハードウェアで高速なパケット転送を実現する方式を考案した。無線区間QoS制御についてはCBQ方式を適用し、無線区間情報伝送速度に応じたポリシー制御を実行することにより、適応変調により無線区間情報伝送速度が変化した場合においても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により確認した。今後、今回の方式検討で得られた結果を基に開発を進める予定である。

5-3 低歪み準ミリ波帯の回路技術

屋外装置(ODU)の高周波部(RF部)、屋内装置(IDU)の中間周波部(IF部)の構成、高周波部に使用する主要ミリ波デバイス、および送信出力部の歪補償方式について検討を行った。

5-3-1 高周波部の構成検討

(1) RF、IF部のブロック構成検討

無線送受信部(IF部)のブロック構成を図5-3-1に示す。

送信側のケーブルロス調整は、IF部のアッテネータで行い、AGCの変動範囲は、降雨による変動分を含めて40dBとする。ODUに供給する電源は、-48Vとする。

高周波部(RF部)(基地局側)のブロック構成を図5-3-2および図5-3-3に示す。

各ブロックの制御はCPUにより行う。送信側は送信電力制御用のアッテネータを2次IFに設け、受信側にはケーブルロスと共に、伝送距離ロス調整を含めたゲイン調整を行うアッテネータを設ける。送信出力増幅器は、出力ON/OFFの制御機能を設ける。

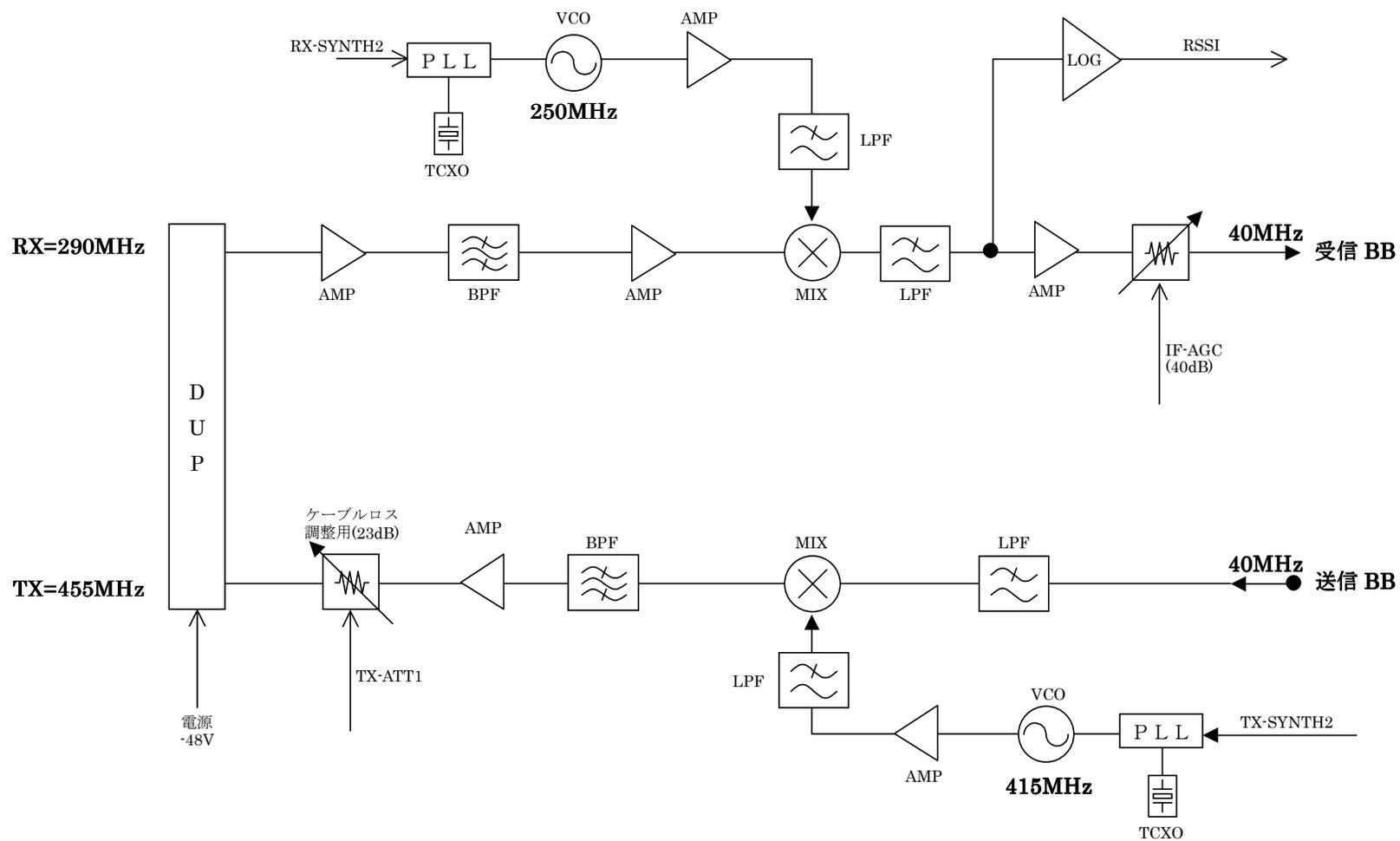


図 5-3-1 無線送受信部(IF部)のブロック図

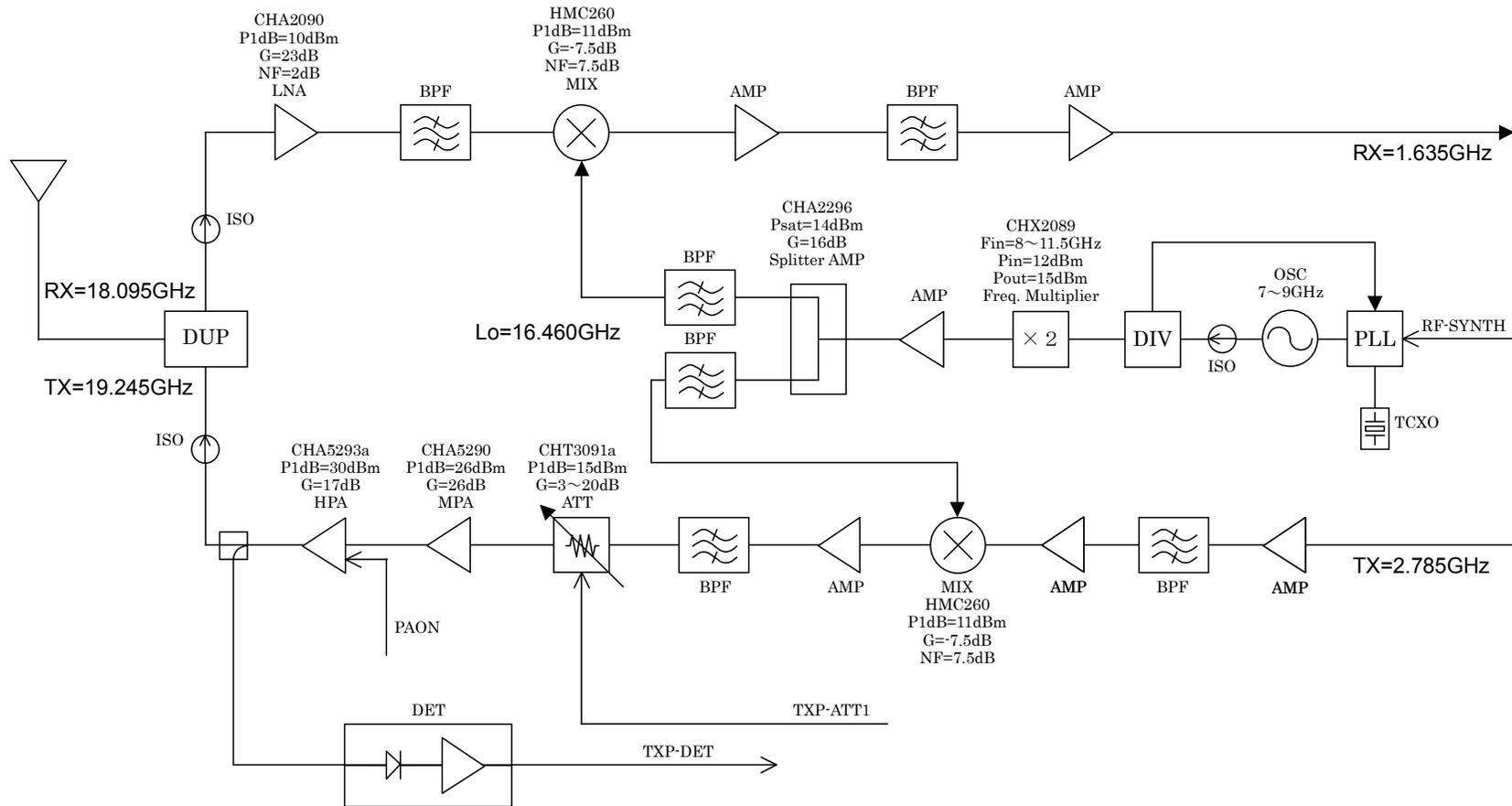


図 5-3-2 高周波部(RF 部)(基地局側)のブロック 1 (ODU RF)

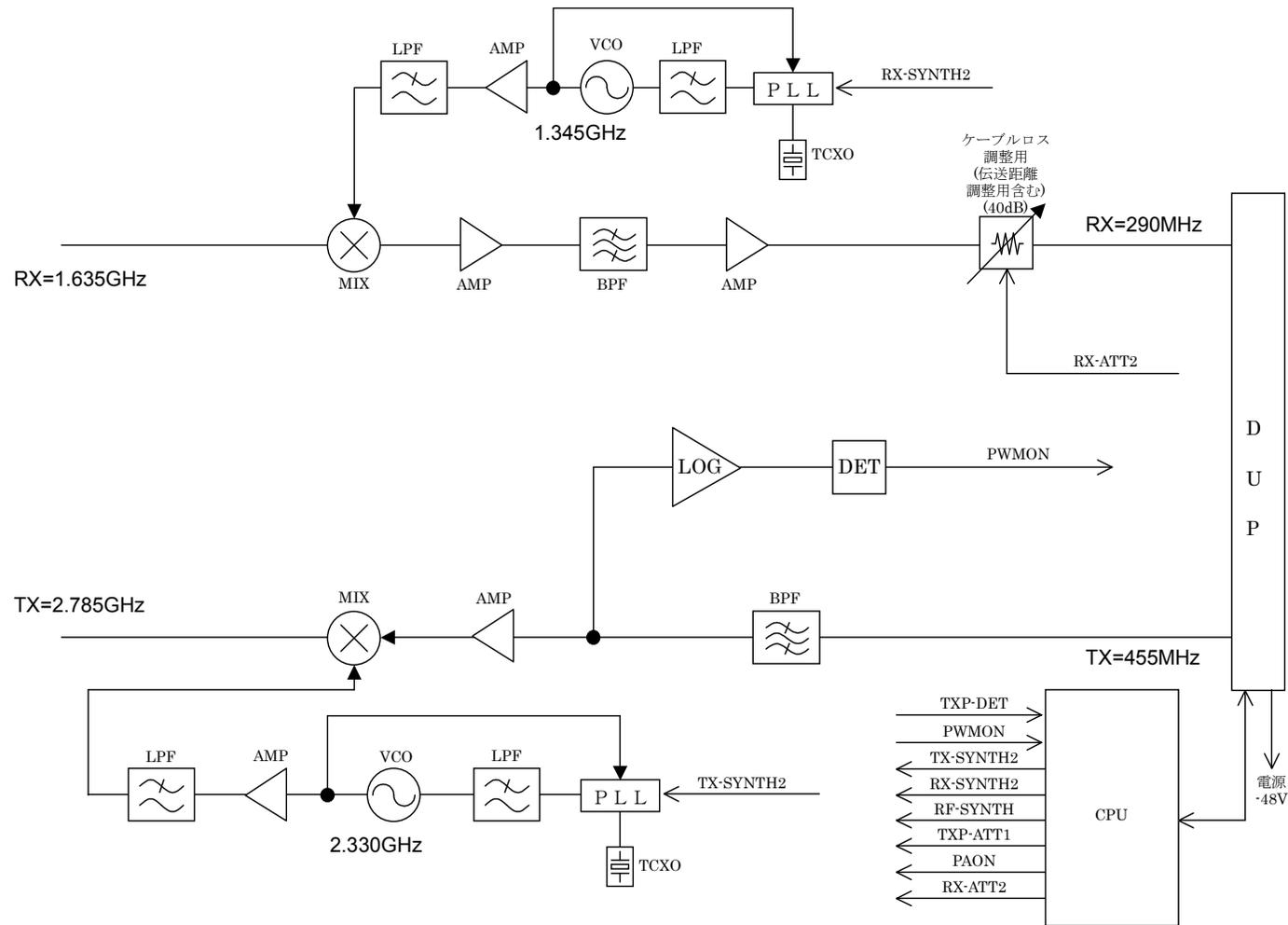


図 5-3-3 高周波部(RF部)(基地局側)のブロック 2(ODU 2次 IF)

(2) RF、IF 部の変換周波数の検討

基地局と端末局との対向における周波数変換系統図を図 5-3-4 に示す。
周波数変換に関わる検討条件を下記の通りとし、検討を行った。

IDU(屋内装置)の条件

- ・ IDUにおける周波数は、基地局と端末局で共通とする。
- ・ TXB/Bの出力、RXB/Bの入力のIF周波数は、40MHzとする。
- ・ 1次IFが信号帯域の5倍以上とする。
- ・ 送受信のIF周波数が、整数倍(とくに2倍)の関係とならないこと。
- ・ 送受信ローカルLo1の2倍波との混変調信号が、1次IFと重ならないこと。

ODU(屋外装置)の条件

- ・ BSのRF-BSTXを高群、TSのRF-TSTXを低群とし、各々の送信周波数に、TS及びBSの受信周波数を対応させる。
- ・ RFローカル信号、Lo3-BSRFとLo3-TSRFは、送受信で共通とする。
- ・ 2次IFにおいて、高群、低群の周波数差を持たせた周波数とする。
- ・ 高群の送受対向の2次IFは同じ周波数とし、低群の送受対向の2次IFも同じ周波数とする。
- ・ 送受信の2次IF用ローカルの2倍波との混変調信号が、2次IF及び1次IFに重ならないこと。
- ・ 高群-低群の周波数間隔を1150MHzとする。
- ・ 高群・低群の周波数帯域を480MHzとする。

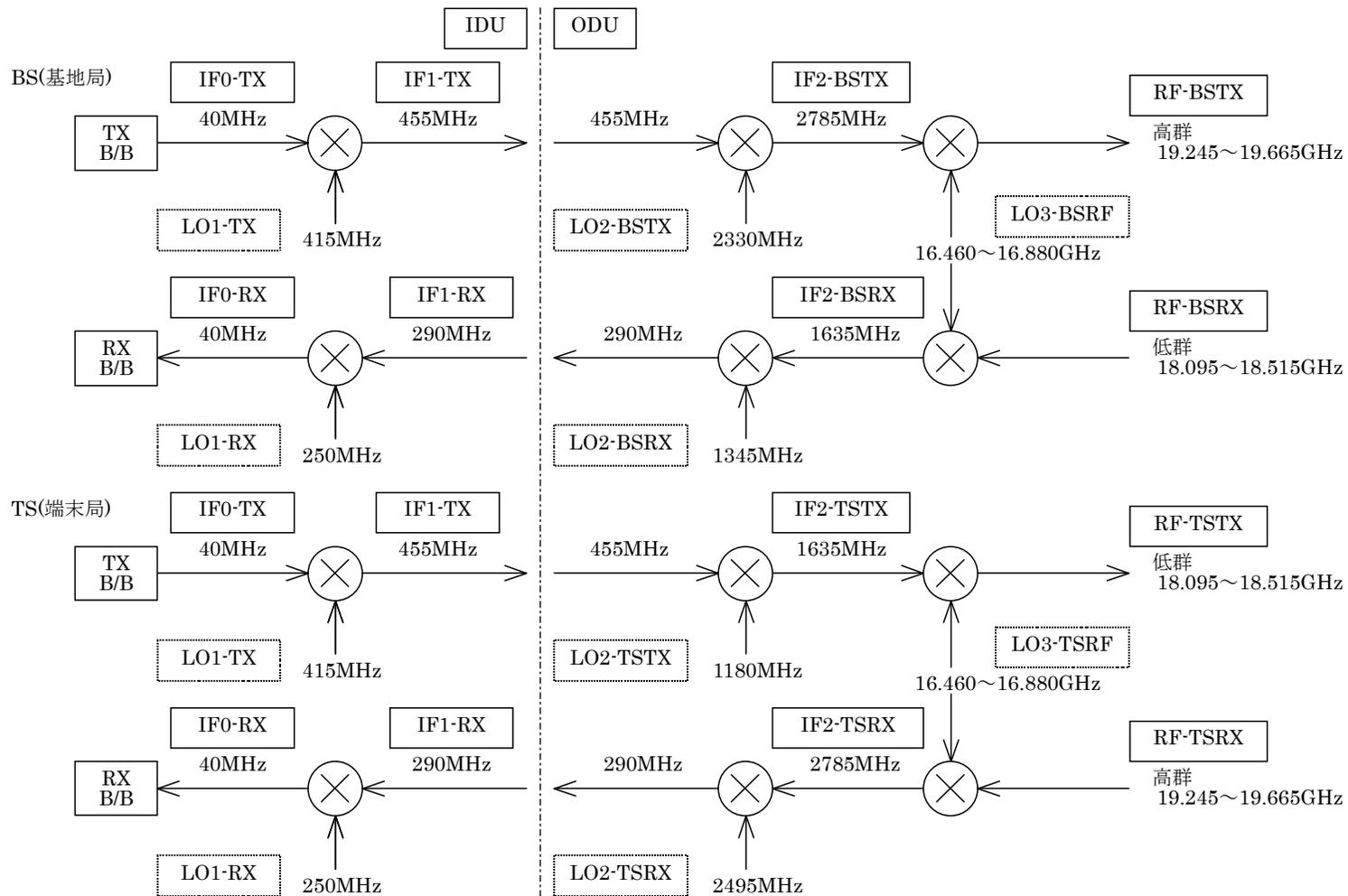


図 5-3-4 送受対向の IF・RF 周波数変換系統図

5-3-2 主要素子の検討

5-3-1項で検討したブロック構成とする高周波部において使用する、ミリ波デバイスについて入手可能なベアチップMMIC部品の調査を行ない、カタログ仕様値により主要素子の選定を行った。

送信出力部のドライブアンプ、パワーアンプ、受信入力部のローノイズアンプ、その他アップコンバータ、ダウンコンバータのミキサ等について、当社において購入実績のあるメーカを主要な対象として調査を行った。その結果を表5-3-1に示す。

18GHz帯のパワーアンプについては、UMS (United Monolithic Semiconductors) 社、HITTITE社、Mimix社の調査を行い、高出力なものはUMS社のCHA5293Aであり、P1dBが30dBmで約1Wの高出力となっている。

その他の主要素子についても、図5-3-2および図5-3-3の高周波部の構成図に示した、部品型名及び出力仕様等を記述した素子について選定を行った。平成15年度は、上述した検討結果をふまえて、高周波部の詳細な回路設計を進める。

表 5-3-1 主要部品の調査リスト

型名	機能	Freq. (GHz)	P1dB (dBm)	Gain (dB)	NF (dB)	Pin max. (dBm)	Psat (dBm)	P03 (dBm)	IP3 (dBm)	消費電力	その他	メーカー
CHA5093	High Power Amplifier	22-26	29	20		12		29.5	40	600mA(6V)		UMS
CHA5293A	High Power Amplifier	17-24	30	17		15		32	42	800mA(6V)		UMS
CHA3092	Medium Power Amplifier	20-33	20	22		4		23	29	300mA(3.5V)		UMS
CHA5290	Medium Power Amplifier	17.7-24	26	26		3		27		400mA(6V)		UMS
CHA3063	Driver Amplifier	5.5-33	18	19	4.5	1	21		28	160mA(4V)		UMS
CHA2090	Low Noise Amplifier	17-24	10	23	2	15				55mA(4.5V)		UMS
CHA2069	Low Noise Amplifier	18-31	10	22	2.5	15			20	55mA(4.5V)		UMS
HMC283	Medium Power Amplifier	17-40	18	21	10		21		26	300mA(3.5V)		HITTITE
HMC442	Medium Power Amplifier	17.5-25.5	21	14.5	6.5		23		29	85mA(5V)		HITTITE
HMC262	Low Noise Amplifier	15-24	4.5	25	2		8		13	36mA(3V)		HITTITE
XP1000	Power Amplifier	17-24	25	19		9		37		430mA(5.5V)		Mimix
XB1000	Buffer Amplifier	17-27	13	21	2.8	1			23	90mA(3V)		Mimix
CHA2296	Buffer Splitter Amplifier	9-19		16		15	14			190mA(3.5V)		UMS
CHA2295	Buffer Splitter Amplifier	6-11		18		15	14			160mA(3.5V)		UMS
CHX2089	Frequency Multiplier	9-18				20				60mA(3.5V)	Pout15dBm/ Pin12dBm	UMS
CHA2292	Low Noise, Variable Gain Amplifier	17-24	11	25	2.8					160mA(5V)	Gctrl/Vc:15dB	UMS
GHT3091A	ATTENUATOR	DC-40				20					Att.:3-20dB Pin1dB:<15dB	UMS
HMC203	DOUBLE-BALANCED MIXER	14-23	7	-10	10				18		IF:DC-2GHz	HITTITE
HMC143/144	DOUBLE-BALANCED MIXER	5-20	10	-10	10				21		IF:DC-3GHz	HITTITE
HMC258	SUB-HARMONICALLY PUMPED MIXER	14-21	0	-10	10				7		IF:DC-3GHz	HITTITE
HMC260	FUNDAMENTAL MIXER	14-26	11	-7.5	7.5				20		IF:DC-8GHz	HITTITE
CK-R07915H611	Isolator	7.1-8.6		-0.4								FDK
CH-R19535H311	Isolator	17.7-21.2		-0.8								FDK
CK-R18030H311	Isolator	16.5-19.5		-0.8								FDK
MY0S08000-00	Center Frequency YIG Turned Oscillator	7-9										ENDWAVE

5-3-3 歪補償方式の検討

高周波部においては、送信系の電力増幅器が大きな電力を消費するため、隣接チャンネルへの干渉抑圧との観点から、回路の高効率化と高い線形性の両立が要求される。電力効率を向上するためには、増幅器の非線形領域まで利用することが必要となる。しかし、同時に非線形性による奇数次混変調歪が拡大するため、隣接したチャンネルに干渉を与え、利用できるチャンネル数が減少して周波数利用効率が低下する。また、所要帯域内に歪成分が混入することにより、伝送品質劣化を招くことになる。

歪補償は、これらの問題を解決する手段であり、無線機の送信系全体で線形性を確保しつつ、電力増幅器の電力効率を向上させる。

本装置においては、変復調部が屋内装置(IDU)に、電力増幅器を含む高周波部が屋外装置(ODU)に装備されるので、この条件を考慮した上での、電力増幅器の歪補償について方式検討を行った。

5-3-3-1 歪補償方式の概要

歪補償方式の主な方式について、以下に述べる。

(1) フィードバック方式(カーティシヤンループ方式)

フィードバック方式を用いた送信系の構成例を図5-3-5に示す。電力増幅器で増幅した歪成分を含んだ送信信号の一部を直交復調してベースバンド信号に変換し、元信号から減算して歪補償のための信号を生成する。この信号を直交変調した後、電力増幅器に入力し、歪補償された送信信号を出力する。この一連の系は、フィードバックループを形成しており、負帰還増幅器の動作によって歪補償を行うので、系の内部にある電力増幅器の特性変化にも追従可能である。しかし、直交復調では正確なベースバンド信号に変換し、帰還ループの位相特性を高精度に維持する必要があるため、高速、広帯域信号に対しては、安定性の確保が困難となる。

(2) フィードフォワード方式

フィードフォワード方式を用いた送信系の構成例を図5-3-6に示す。メインとなる電力増幅器によって増幅された送信信号には、非線形成分が含まれている。この信号から元信号を減算することにより、非線形成分だけを取り出し、サブとなる別の線形増幅器で増幅する。送信出力信号からこの非線形歪成分を直接減算することで歪成分を除去する。

この方式は、帰還ループを持たないので安定性の問題は少なく、調整によって比較的広い帯域にわたり良好な歪補償特性を得られる。しかし、歪成分の増幅にあたっては、余分な歪の発生を避けるため、極めて線形性の良い増幅器が必要であり、特に高速信号に対しては、広帯域で線形な増幅器が必要となる。また、使用する2つの増幅器について、それぞれ遅延・位相および振幅を高精度に調整することが必要なため回路規模も大きくなるという問題もあり、消費電力の点においても不利となる。

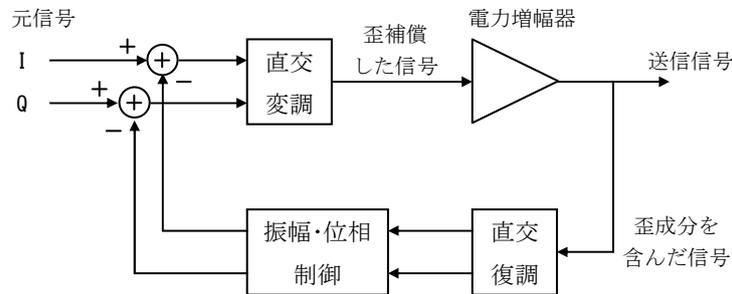


図5-3-5 フィードバック方式の構成

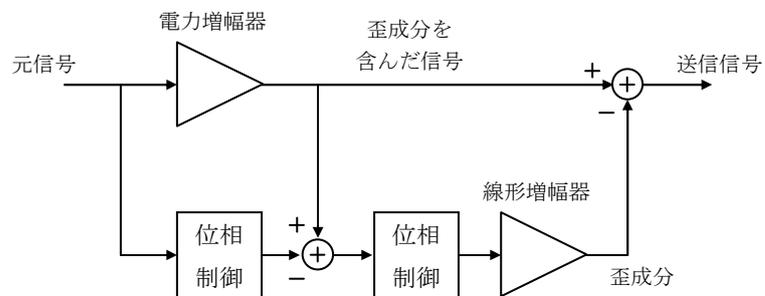


図5-3-6 フィードフォワード方式の構成

(3) プリディストーション方式(PD方式) (PD:Predistortion)

プリディストーション方式を用いた送信系の構成例を図5-3-7に示す。プリディストーション方式では、振幅値 x に対応した電力増幅器の入出力振幅特性 $A(x)$ 、および位相特性 $\phi(x)$ から歪補償を行う補償係数を、次の2式で予め求めROMに格納する。

$$C_I = A^{-1}(x)/x \cdot \cos\{-\phi \cdot A^{-1}(x)\}$$
$$C_Q = A^{-1}(x)/x \cdot \sin\{-\phi \cdot A^{-1}(x)\}$$

ここで $A^{-1}(x)$ は、 $A(x)$ の逆特性である。元信号の変調信号(I, Q)から振幅値 x を算出し、ROMから補償係数を参照し、複素乗算器で歪補償した信号を出力する。このように、プリディストーション方式は、電力増幅器の非線形歪をキャンセルすることで送信系の線形性を確保でき、回路構成が比較的簡単で、動作が安定している。しかし、動作環境の変化、経年変化等による電力増幅器の特性変化への対応は不可となる欠点がある。

(4) 適応型プリディストーション方式(APD方式)

(APD:Adaptive Predistortion)

適応型プリディストーション方式は、上述したプリディストーション方式の欠点である、電力増幅器の特性変化に追従した歪補償を可能にした方式である。適応型プリディストーション方式を用いた送信系の構成例を図5-3-8に示す。この方式では、補償係数をROMではなく、書き換え可能なRAMに格納する。電力増幅器の出力信号の一部を帰還させ、元の変調信号と比較し誤差を算出する。そして、その誤差がなくなるように、補償係数を入力振幅に応じて各々独立に更新することで、電力増幅器の特性変化に追従させる。

また、この補償係数を近似式によって算出し、近似式の係数を更新することで電力増幅器の特性変化に追従させる方法、電力増幅器の特性をROMの補償係数で、特性変化分を近似式で適応的に補償する方法等もある。

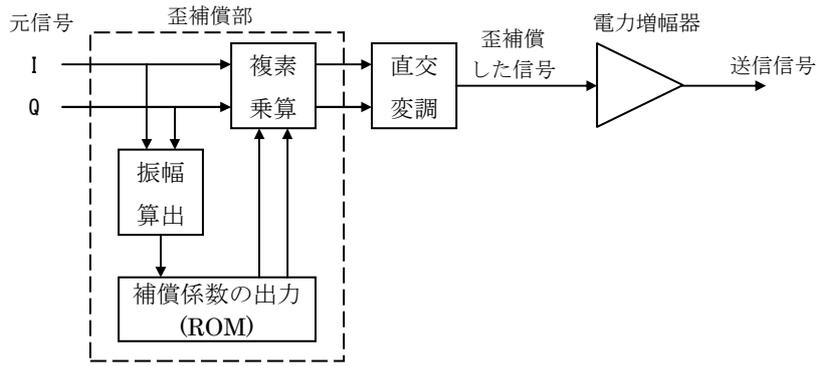


図5-3-7 プリディストーション方式の構成

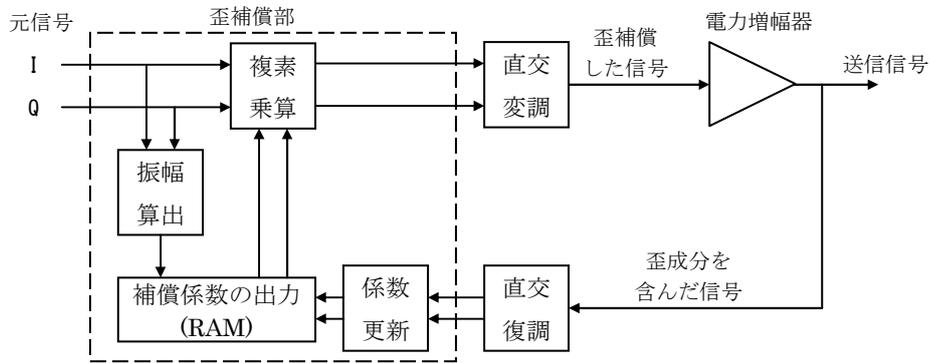


図5-3-8 適応型プリディストーション方式の構成

5-3-3-2 歪補償の方式比較

以上に示した4方式の歪補償方式において、回路規模、回路の安定度、変調信号の帯域幅、歪補償効果、および、本研究開発装置での屋内装置IDUと屋外装置ODU間の信号接続についての比較を表5-3-2に示す。

表5-3-2 歪補償方式の比較

比較項目	フィードバック方式	フィードフォワード方式	プリディストーション方式 (PD方式)	適応型プリディストーション方式 (APD方式)
回路規模	△	×	○	△
安定度	△	○	○	○
帯域幅	×	○	△	△
歪補償効果	○	○	△	○
IDU-ODU間の接続	△ (接続必要)	○ (接続不要)	△ (接続必要)	△ (接続必要)

本研究開発装置において、高速広帯域デジタル無線での適用を考慮すると、安定度に優れ、回路規模もさほど大きくない、ベースバンドでのデジタル信号処理を行う、PD方式、APD方式が、有利であると考えられる。ただし、ベースバンドにおいて歪補償の処理を行うには、帰還信号及び歪補償後の信号について、電力増幅器とベースバンド間の回路で歪成分を加えないようにすることが必要となる。

しかし、本研究開発装置では、IDUとODU間の接続において、中継増幅器や、接続ケーブルが使用されるために、これらによる歪が加えられることになる。したがって、本研究開発装置においては、電力増幅器の歪補償は、屋外装置ODU内で独立して行う方式とすることが必要であると考えられる。

そこで、屋外装置内での処理により、歪補償を行うAPD及びPD方式について、さらに検討を行った。

5-3-3-3 PD、APD 方式の検討

屋外装置内での処理により、歪補償を行う方式について検討を行った。

(1) ダイオード使用 PD 方式

ベースバンドに信号を帰還せずに、屋外装置内で閉じて歪補償できるPD方式としては、入力電力の増加により利得が増加し位相が進む電力増幅器の特性に対し、入力電力の増加で利得が減少し位相が遅れる補償回路を電力増幅器の前段に設ける、図5-3-9に示すような歪補償回路がある[7]。この歪補償回路は、信号線路に並列にダイオード(ショットキーダイオード)を挿入し、高抵抗を介してバイアスを印加した、簡単で小型な回路であり、動作は次のようになる。

入力電力が大きくなると負側の電流がクリップされ整流電流が流れ、この電流により、バイアス抵抗 R_b で電圧降下が大きくなりダイオードにかかる電圧 V_d が小さくなる。その結果、ダイオードの内部抵抗 R_d が大きくなる。ここで、利得($|S_{21}|$)、位相($\angle S_{21}$)は、次式のようになる。

$$|S_{21}| = 2 / \sqrt{(2 + Z_0/R)^2 + (\omega C_j Z_0)^2}$$

$$\angle S_{21} = \tan^{-1} \{ -\omega C_j Z_0 / (2 + Z_0/R) \}$$

Z_0 は特性インピーダンス、抵抗 R は次式で表される。

$$R = R_d \cdot R_b / (R_d + R_b)$$

上述した式より、ダイオードの内部抵抗 R_d の増加による抵抗 R の増加で、利得が増加し、位相が遅れる特性を持った動作となる。

歪補償部と電力増幅器のレベル調整およびアイソレーションを得るために、歪補償部と電力増幅器の段間に緩衝増幅器を入れた構成とすることで、PD方式の歪補償回路を実現できる。

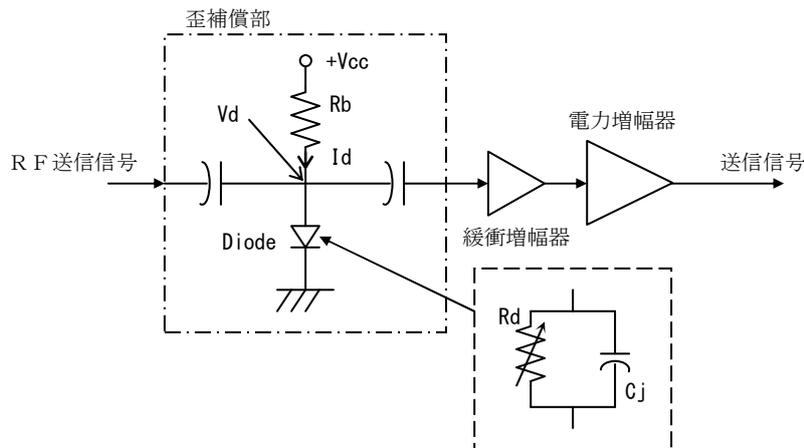


図 5-3-9 並列ダイオードを用いた前段処理の PD 方式歪補償回路の構成

(2) FET 使用 PD 方式

屋外装置内で閉じて補償できるPD方式として、図 5-3-10 に示すようなFETを前段に設ける補償回路がある[8]。この歪補償回路は、高入力インピーダンスで低出力インピーダンスな特徴により、多段増幅器の段間出力整合回路やトランスインピーダンス増幅回路に適用されているドレイン接地FET(CDF：common-drain FET)を、電力増幅器であるソース接地FET(CSF：common-source

FET)と継続接続した構成であり、補償の動作は次のようになる。

CDFとCSFを継続接続した回路における伝達関数 S_{21} において、各FETのドレインコンダクタンス Gd 及びゲート・ソース間キャパシタンス Cgs による位相の変化は、次のようになる。

$$S_{21} = -2gm_2(Z_{01}Z_{02})^{1/2} / \{1 + ((Gd_1 + j\omega Cgs_1)(1 + j\omega cgs_1 Z_{01}) / (gm_1 + j\omega Cgs_1))\} \{1 + (Gd_2 + j\omega Cds_2)Z_{02}\}$$

$$\partial \text{phase}(S_{21}) / \partial G_{d1} \leq 0 \quad \partial \text{phase}(S_{21}) / \partial C_{gs1} \leq 0$$

$$\partial \text{phase}(S_{21}) / \partial G_{d2} \geq 0 \quad \partial \text{phase}(S_{21}) / \partial C_{gs2} \leq 0$$

ここでFETの入力電力が増加すると、一般的に利得が低下すると共に Gd 、 Cgs の大きさが増加する。そして、相対的に Gd の大きくなるため、CDFは位相が遅れ、CSFは位相が進むことになる。したがって、このCDFとCSFを継続接続した場合は、それぞれのFETのゲート幅及びバイアス条件を適切に設定することにより、前段のCDFをCDSの歪補償回路として使用することができる。

FETの継続接続により実現できることから、ダイオード使用の構成に比べさらに簡易な構成で、PD方式の歪補償が可能となる。

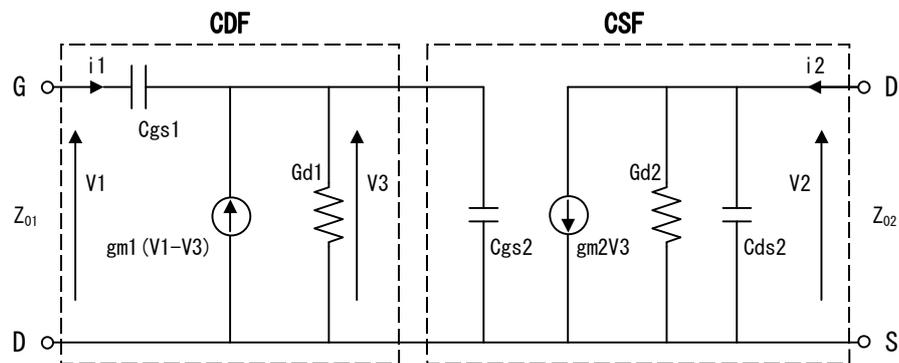


図5-3-10 ドレイン接地FETを用いたPD方式歪補償回路の構成

(3) APD方式

ベースバンドに信号帰還せずに、電力増幅器前段の中間周波(IF)部で歪補償の処理を行ない、ODU内での歪補償処理を実現するAPD方式の構成を、

図5-3-11に示す[9]。

この方式では、電力増幅器の出力信号の一部を帰還させ、前段のIF信号に変換し包絡線検波した信号について、元のIF信号の包絡線信号と比較し誤差を算出する。そして、その誤差がなくなるように補償係数を入力の包絡線検波した信号に応じて各々独立に更新することで、電力増幅器の特性変化に追従させる。ここで、係数の更新および補償係数の出力等の歪補償はデジタル信号処理となるため、DSP、FPGAを使用した高速な信号処理が必要となる。

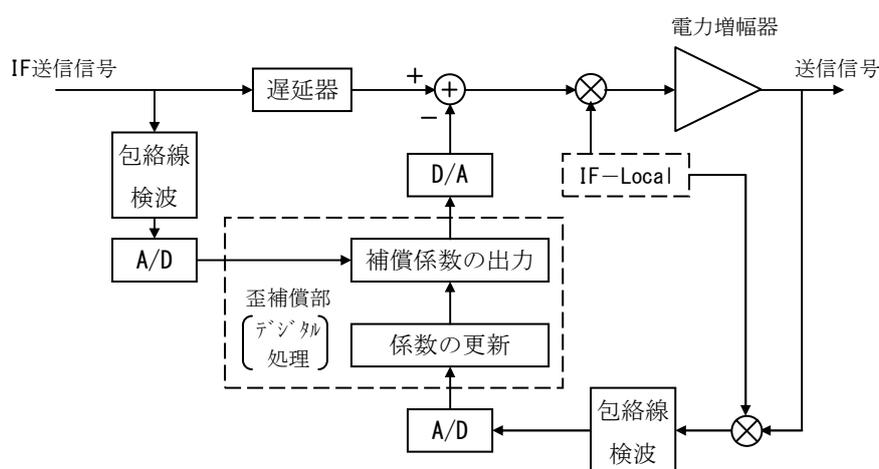


図 5-3-1 1 電力増幅器の前段中間周波 (IF) 回路処理の APD 方式歪補償回路の構成

5-3-3-4 歪補償方式についての総括

今年度は、歪補償方式についての調査を行い、安定度が良い、回路規模が小さいという面において、PD方式および、APD方式が有効な方式の一つであることが分かった。しかしPDにおいては高い補償能力が得られない、APDにおいては歪補償処理に高速デジタル信号処理やIF変換等が必要といったデメリットもあるため更なる検討が必要である。また、歪補償方式を決定するにあたり、必要な歪補償量、送信出力制御時の安定性、回路規模など総合的な面から判断する必要があるため、今後引続き検討を行い本システムに最適な歪補償方式を決定するものとする。

5-4 総括

本年度は、研究開発するFWAシステムについて、(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の研究開発課題を主体として、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を行った。

検討により得られた、各部のブロック構成、シミュレーション評価等により検討した基本パラメータを基に、今後は、小型化を含めた経済性、性能の点を考慮しながら詳細回路設計を行ない、評価試験装置の試作に取りかかる予定である。

参考資料、参考文献

- [1] (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
- [2] 森田、桶口：“降雨による電波の減衰量の推定に関する統計的研究、”通研実報、19、No. 2、p97、1970
- [3] 森田、桶口：“ミリメートル波帯降雨減衰の推定、”通研実報、24、No. 9、p2061、1975
- [4] 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
- [5] (財)電気通信振興会、電波法関係審査基準、p693、別紙(8)-1
- [6] 戸田巖：“詳解ネットワークQoS技術”、オーム社、2002
- [7] 山内、森、他：“並列ダイオードを用いたマイクロ波簡易リニアライザ、”信学技報、MW96-152(1997-01)
- [8] 林、村口、他：“ドレイン接地FETを用いた位相歪補償電力増幅器に関する検討、”1995、総合大会、C-73
- [9] 瀬戸、赤岩、他：“適応プレディストータ型歪み補償電力増幅器、”2000、総合大会、B-5-211

(添付資料)

1 研究発表、講演、文献等一覧

当年度は、研究発表、論文投稿なし