

Title	デジタル放送における無線階層伝送方式に関する研究
Author(s)	森本, 雅和
Citation	大阪大学, 1998, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3144013
rights	
Note	

Osaka University Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

Osaka University

デジタル放送における無線階層伝送方式に関する研究

1998年1月

森本 雅和

謝辞

本論文は、大阪大学大学院工学研究科小牧省三教授の御指導の下に筆者が大阪大学大学院工学研究科在学中に行った研究成果をまとめたものである。本研究の遂行にあたり一貫して直接の懇篤なる御指導，御鞭撻を賜った小牧省三教授に衷心より謝恩の意を表する次第である。

本論文をまとめるに際し、大阪大学大学院工学研究科森永規彦教授に懇切丁寧なる御教示，御助言を賜った。ここに深く感謝の意を表する次第である。

大阪大学大学院在学中より通信工学全般および本研究に関して御指導，御教示を賜った大阪大学工学部倉菌貞夫名誉教授，大阪大学大学院工学研究科前田肇教授，同池田博昌教授，同児玉裕治教授，同元田浩教授をはじめとする大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻の諸先生方ならびに大阪大学大学院工学研究科電子情報エネルギー工学専攻長谷川晃教授に厚く感謝申し上げる。

また本研究に関し，折に触れて有益な御助言，御討論，御激励を頂いた大阪大学大学院工学研究科塚本勝俊助教授，同三瓶政一助教授，同原晋介助教授博士，同宮本伸一助手に心より感謝申し上げる。

さらに，本研究の途上，熱心な御討論と有益な御助言，御協力を頂いた原田博司博士（現在郵政省通信総合研究所）をはじめとする大阪大学工学部通信工学科卒業生ならびに同学科小牧研究室，森永研究室の諸兄に感謝申し上げる。

最後に，常に熱心な御検討と懇切丁寧な御助言，御好意溢れるご支援を賜った，大阪大学工学部岡田実助手に厚く御礼申し上げる次第である。

内容梗概

本論文は、筆者が大阪大学大学院工学研究科電気工学専攻ならびに通信工学専攻に在学中に行ったデジタル放送における無線階層伝送方式に関する研究成果をまとめたものであり、以下の6章から構成されている。

第1章は序論であり、本論文における関連分野について述べ、本研究の背景と目的を明らかにしている。

第2章では、画像情報を無線伝搬路においてデジタル伝送する際、画像情報の持つ誤り感度特性に応じて分類した階層化を行い、各階層ごとに情報の重要性に応じた信頼性で画像情報を変調する新しい伝送方式を提案している。この階層伝送方式に対し伝送誤り感度特性ならびに階層変調方式の伝送誤り率特性を理論解析により明らかにし、伝送路品質の変動する無線伝搬路において受信品質特性を改善することが可能であることを示している。

第3章では、まず、第2章で提案した階層伝送方式を、衛星回線における降雨減衰伝搬路に対して適用し、提案方式による回線瞬断率ならびに画像品質劣化特性の改善について述べている。次に、衛星回線における降雨減衰対策として検討されているマルチビーム送信電力制御方式と提案方式を比較し、さらに階層伝送方式とマルチビーム送信電力制御方式を併用した場合について検討し、その効果的な適用方法と改善効果を理論解析により明らかにし、相乗効果の存在を示している。

第4章では、提案する階層伝送方式の移動体受信環境下における受信品質特性に対して、理論解析および計算機シミュレーションを行い、その有効性を示すと共に、提案方式に対して階層的誤り訂正符号化を行った場合の、誤り訂正による伝送特性の改善と、冗長ビットの付加にともない情報伝送レートが低下することによる受信画像品質の劣化特性について検討している。これにより、冗長度の最適値ならびに最適配分法を明らかにしている。

第5章では、階層デジタル放送システムのうち、特に移動体による受信方式に注目し、移動体受信機における簡易受信方式として、遅延検波を用いた階層変調受信方式を提案し、その受信特性について明らかにしている。また、簡易受信方式の1シンボルあたりの最大ドップラー周波数偏移に対するビット誤り率特性について解析を行い、所要のビット誤り率を得るための階層変調パラメータ条件について明らかにしている。

第6章は結論であり、本研究で得られた成果を総括している。

目次

第 1 章 序論	1
第 2 章 階層画像伝送方式	5
2.1 緒言	5
2.2 システム構成	6
2.3 画像階層符号化方式	7
2.3.1 適応離散コサイン変換画像符号化方式	7
2.3.2 画像品質の評価基準	11
2.3.3 画像情報の階層化	15
2.3.4 動画画像階層符号化に関する検討	17
2.4 階層変調方式	18
2.5 白色ガウス雑音伝送路における階層画像伝送特性	23
2.6 結言	28
第 3 章 衛星回線降雨減衰伝送路における階層伝送方式	29
3.1 緒言	29
3.2 衛星回線における降雨減衰	30
3.2.1 降雨量の推定法	30
3.2.2 衛星回線における降雨減衰量の推定法	31
3.3 降雨減衰による階層伝送画像の劣化特性	33
3.4 マルチビーム送信電力制御階層伝送方式	39
3.4.1 マルチビーム送信電力制御方式と階層伝送方式の特性比較	42
3.4.2 マルチビーム送信電力制御階層伝送方式の受信画像品質特性	42
3.5 結言	46
第 4 章 移動体受信環境下における階層伝送方式	47

4.1	緒言	47
4.2	レイリーフェージング伝送路	47
4.3	レイリーフェージング環境下における受信画像品質特性	50
4.4	階層別誤り訂正符号化階層伝送方式	59
4.5	結言	62
第 5 章	階層地上波デジタル放送の移動体簡易受信方式	63
5.1	緒言	63
5.2	階層デジタル放送方式	64
5.3	移動体簡易受信方式	65
5.3.1	各受信方式の所要搬送波対雑音電力比	66
5.3.2	各受信方式の受信画像品質特性	68
5.4	直交周波数分割多重デジタル放送方式における受信特性	72
5.5	結言	73
第 6 章	結論	75

第 1 章

序論

近年、音声・映像の圧縮技術の進展や、放送サービスの多様化・高品質化に対する要求の高まりから、放送のデジタル化が進められている [1],[2]. 放送のデジタル化を行うことにより、映像・音声情報の冗長度を削減し、高能率な情報圧縮技術が適用できるため、従来のアナログ放送と同等の伝送帯域幅を用いて多チャンネルサービスが可能となり、同時に高品質な放送の実現が期待できる。このため、次世代の高品質テレビ放送 (High Definition Television:HDTV) の実現へ向けデジタル放送に関する様々な検討が行われている [3]-[7]. さらに、映像・音声情報だけでなく各種データ信号についてもすべてデジタルデータとして統合的に取り扱う統合デジタル放送 (Integrated Services Digital Broadcasting : ISDB) を実現するための研究も盛んに進められている [8]-[13].

ISDB では各種のサービスが統合された環境で放送されることにより、統合受信端末によって様々な放送サービスが簡単に利用できるようになるなど、視聴者の利便性が向上する。また、映像、音声、データといった各種情報はデジタル化して伝送されるため、他の通信、コンピュータと融合することにより、マルチメディアサービスや双方向・対話型 (インタラクティブ) サービスの実現も可能となる。さらに、ISDB では各種情報がデジタル信号として統一的に扱われるため、一つの放送波をどのように使うのかの自由度はアナログ放送の場合に比べて大きく、番組編成などの柔軟性や将来の新サービスへの拡張性に優れている。

また、デジタル放送は、アナログ放送に比べより低い搬送波対雑音電力比 (Carrier-to-Noise Power Ratio : CNR) で受信可能な上、所要混信保護比も小さくできる。さらに、既存のアナログ放送の周波数帯を利用する場合など、アナログ放送の映像搬送波と音声搬送波の周波数近傍成分を取り除くことによって、既存のアナログ放送波からの妨害を大幅に軽減し、従来は混信などの問題から使用されていなかった周波数帯域を利用することができる [14]. また同一周波数の局を多数配置して SFN(Single Frequency Network) とよばれる広域ネットワークを構成することにより、アナログ放送と比べて周波数の有効利用が可能となる [15].

さて、デジタル放送では、基本的に1対1の情報伝送を行う通信の場合と異なり、受信状態の異なる複数の受信機に対して情報を同時に伝送する必要がある。一般に通信システムは情報源符号化と通信路符号化から構成されており、情報源符号化では情報のもつ冗長性を取り除くことにより所要伝送速度を削減し、一方、通信路符号化では情報に冗長成分を付加することにより誤り訂正を行い、通信の信頼性を高めている。シャノンの理論[16]によれば、情報源符号化と通信路符号化をそれぞれ別々に最適化したものが最適な通信システムであるとされている。しかしこの理論は、送受信回路の実現性や符号長の制限については考慮しておらず、また、回線品質が一定に保たれた1対1の通信の場合に限られるため、デジタル放送に対してそのまま適用することはできない。

デジタル放送のように受信状態の異なる複数の受信機への同時送信を行う場合、回線品質の良好な受信機における伝送容量と、回線品質の劣悪な受信機における伝送容量はトレードオフの関係にある。このとき、階層伝送方式を用いることによって、より効率的な情報伝送が可能となる[17]。階層伝送方式では、情報源符号化と通信路符号化の有機的な結合を行っている。すなわち、情報源符号化の際に伝送情報を、その情報の持つ重要性に応じて複数の階層に分割し、通信路符号化では、それぞれの階層の持つ重要性に応じた信頼性を与えて伝送を行う。そして受信機はそれぞれの回線品質に応じた階層情報を受信する。

また、デジタル放送では、受信CNRがある値を越えて劣化すると急激に受信品質が劣化する、いわゆるクリフエフェクト[18]が発生するという問題があるが、階層伝送方式を適用することによって、受信品質が伝送路品質に応じてなだらかに劣化する、グレースフルデグラデーションを実現することができる。

音声や画像情報をデジタル伝送する場合、階層伝送方式は特に効果的である。これは、データ伝送の場合と異なり、音声や画像情報は必ずしも全ての符号化情報を必要とせず、受信した情報量に応じた受信品質での再生が可能であるためである。特に大量の情報量をもつ画像情報を効率良く伝送するために、画像情報の階層伝送方式について様々な研究がなされている[19]-[26]。

階層画像伝送方式では、情報源符号化において符号化された画像の情報ビットをその重要性、特に伝送誤り感度に応じて階層に分割し、一方、通信路符号化および変調方式によってそれぞれの階層に対して、その階層に含まれる情報の重要性に応じた異なる信頼性を与えて、画像情報の伝送を行う。階層画像伝送方式を用いることによって、伝送誤りに敏感な画像成分の伝送を優先的に保護し、効率的な画像伝送が可能となる。そして、最適な階層画像伝送方式を実現するためには、従来、独立して研究されてきた画像のデジタル圧縮（情報源符

号化), 誤り訂正符号化(通信路符号化)および変調方式等を効果的に組み合わせたシステムを構成する必要がある。

階層ごとに異なる信頼性を与えて伝送する方法として, 通信路符号化において非均一誤り訂正符号化(Unequal Error Protection: UEP)[28]を用いる方式や, 非均一な信号点配置を持つ階層変調を用いる方式などがある。これまでの階層伝送方式に関する研究では, 平均受信画像品質を改善するために, 階層符号化画像をUEP方式によって階層伝送する方式[20],[24]や, 階層ごとにチャンネル分割し, 各チャンネルの送信電力を制御する方式[22], あるいは, トレリス符号化変調(Trellis-Coded Modulation: TCM)方式に対して階層変調方式を組み合わせ, より高い誤り訂正能力を得る方式[27]など, 様々な階層伝送方式が検討されている。しかし, 情報源符号化, 通信路符号化および変調の全ての部分に対して検討を行い, 伝送された画像の平均受信品質を最大にする, 階層画像伝送方式の最適化に関する研究は行われていない。

以上のような背景に基づいて, 本論文では, 情報源符号化, 通信路符号化および変調方式を一体化した階層画像伝送システムを提案する。そして, 提案システムを衛星デジタル放送の降雨減衰伝送路および移動受信環境下におけるレイリーフェージング伝送路という2つの無線伝送路に対して適用し, 提案システムによる伝送画像品質特性について詳しく検討するとともに, その有効性を理論的に明らかにする。さらに, それぞれの無線伝送路において提案する階層画像伝送システムの最適化を行う。

まず, 第2章では, 画像情報を無線伝送路においてデジタル伝送する際, 画像情報の持つ誤り感度特性を利用した階層化を行い, 階層変調方式を用いて情報の重要性に応じた信頼性で画像情報を伝送する, 新しい階層伝送方式を提案する。提案方式では, 画像情報のうち, 誤りに対して敏感な重要な成分を高い信頼性で伝送することにより, 伝送誤りの発生に対して再生画像の大幅な品質劣化を防ぐことができる。ここではまず, 階層画像符号化方式および階層変調方式の詳しいシステム構成を説明し, 階層符号化画像情報の誤り感度特性と, 提案する階層伝送方式の伝送誤り率特性を理論解析により明らかにする。そして, 白色ガウス雑音伝送路における提案システムの画像伝送特性を, 計算機シミュレーションにより明らかにする。

第3章では, 衛星回線における降雨減衰伝送路に対して階層伝送システムを適用する。10GHz以上の周波数帯域を用いる衛星放送では降雨による減衰が大きく, 回線の信頼度を確保するために降雨減衰対策が重要となる。降雨減衰により回線品質が劣化するとき, 受信品質は急峻な遮断特性を示し, クリフエフェクトが発生する。そこで, 階層伝送方式を適用す

ることによって、デジタル放送においても、アナログ放送のように減衰の大きさに応じて受信品質がなだらかに劣化する、グレースフルデグラデーションを実現することができ、回線瞬断率も改善されることを、理論解析および計算機シミュレーションによって明らかにする。さらに、現在、衛星回線における降雨減衰対策として検討されている ORS (On-board Resource Sharing) 方式 [37] と提案する階層伝送方式を比較し、提案方式がすぐれていることを示し、両方式を併用する場合の効果的な適用方式についても検討する。

第4章では、移動受信環境下におけるレイリーフェージング通信路に対して階層伝送システムを適用する。レイリーフェージング通信路では通信路品質が非常に大きな幅で高速に変動するため、階層情報を異なる信頼性で伝送する提案方式が有効であると考えられる。ここでは、提案方式のレイリーフェージング環境下における伝送特性に対して、理論解析および計算機シミュレーションを行い、提案方式の有効性を示す。さらに、劣悪な移動体受信環境下において受信画像品質を向上させるため、誤り訂正方式を適用し、その最適冗長度配分手法を明らかにし、その改善効果について検討を行う。

第5章では、階層変調を用いたデジタル放送を移動体受信機によって受信するために、伝送情報を差動符号化し、階層 16QAM 信号を QPSK 信号とみなして遅延検波することによって重要階層のみを受信する、階層デジタル放送の移動体簡易受信方式を提案する。遅延検波方式では、隣り合うシンボル間の信号点の変動により情報を受信するため、フェージングによって受信信号の位相が本来のものより大きくずれることによる影響を取り除くことができる。また、位相変動を補償する必要がないため、受信機のハードウェア構成も簡素化することができる。また、簡易受信方式の1シンボルあたりの最大ドップラー周波数偏移に対するビット誤り率特性について解析を行い、所要のビット誤り率を得るための条件について明らかにする。

第6章は結論であり、本研究で得られた成果について総括を行う。

第 2 章

階層画像伝送方式

2.1 緒言

マルチメディア情報のうち画像の持つ情報量は、他のテキストや音声と比べて非常に大きく、その高密度圧縮方式が盛んに研究されている。しかし、高密度圧縮された画像情報を、有線系と比べて信頼性の劣る無線伝送路において伝送する場合、わずかな伝送誤りの発生が再生画像の重大な劣化を引き起こしてしまう。そのため、伝送信頼性を向上させるために誤り訂正符号化を行う必要があるが、冗長な情報ビットが付加されるため画像情報に割り当てられるビット数が低下し、画品質が劣化する。さらに、伝送路品質が低下し誤り訂正符号の能力を超えた伝送誤りが発生すると、画像の再生が不可能となる場合も生じる。

一方、デジタル符号化された画像情報には、伝送誤りが発生した場合に大きな劣化を引き起こす情報ビットと、伝送誤りが発生しても画品質にほとんど影響を与えない情報ビットが含まれている。そのため、全てのビットが重要であり伝送誤りの全く許されないデータ伝送と異なり、画像伝送では再生画像品質の大きな劣化を引き起こさないのであれば、伝送誤りを若干許容して伝送することができる。

そこで本章では、画像情報を無線伝送路においてデジタル伝送する際、画像情報の持つ伝送誤り感度特性を利用した階層伝送方式を提案する。提案システムは、伝送する画像情報を伝送誤り感度に応じて階層分割し、それぞれの階層を、その誤り感度に応じた信頼性で伝送することにより、伝送路品質の劣化に対して受信品質がなだらかに劣化する、いわゆるグレースフルデグラデーションを実現する。ここではまず、提案システムの送信機構成を示すと共に、階層伝送方式の基本的な受信特性について述べる。次に、提案システムで用いる適応離散コサイン変換 (Adaptive Discrete Cosine Transform : ADCT)[29] 画像符号化方式の原理を述べると共に、ADCT 方式により符号化された画像情報の誤り感度特性と、その階層化手法について検討を行う。また、提案システムを動画像伝送に適用する場合の動画像情

報の階層化についても考察を行う。そして、階層化された情報を異なる信頼性で同時送信する階層変調方式の伝送誤り率特性に関する理論解析を行い、階層変調パラメータによる階層間の伝送信頼性の変化について検討を行う。最後に、提案システムの加法性白色ガウス雑音 (Additive White Gaussian Noise : AWGN) の存在する伝送路における受信画像品質特性を画像伝送シミュレーションにより明らかにする。

2.2 システム構成

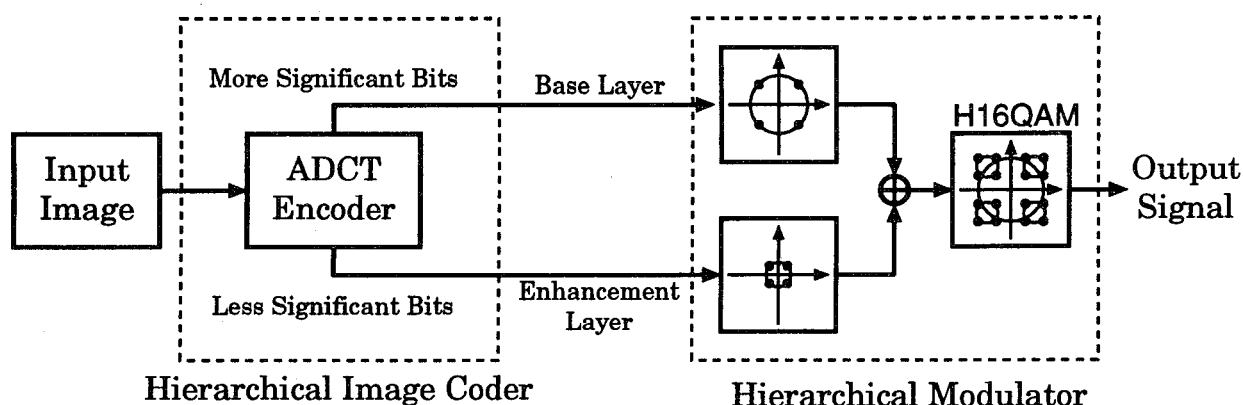


図 2.1: システムモデル

図 2.1 に提案する階層画像伝送方式のシステム構成を示す。提案システムでは、伝送する画像情報を画像階層符号化器によって2つの階層に分割し、階層変調器によって、それぞれの階層に対して各階層の重要度に応じた信頼性を与えて伝送する。階層伝送方式を用いることにより、画像情報の重要な成分は確実に伝送し、誤りが発生しても再生画像の品質に大きな劣化を与えない付加的な成分を含んだ階層は、ある程度の誤りを許容した上で高速な伝送を行うことにより、全体として画像の伝送速度および受信品質を共に向上させることができる。

図 2.2 に、階層伝送方式の伝送路品質と受信品質の関係を示す。階層伝送方式を用いることによって、従来の階層化を行わない方式よりも、重要な画像成分を含んだ階層1をより低い伝送路品質でも受信することができる。このとき、階層2の情報の受信にはより高い伝送路品質が必要となり、階層2の情報には従来方式よりも多くの伝送誤りが発生するが、階層2によって伝送される情報は伝送誤りに対して鈍感な画像成分であるため、受信画像には大きな劣化を与えない。こうして、伝送路品質の状態に応じた受信品質を得ることができる。

め、品質の変動する無線伝送路において、より高品質な画像伝送が実現できる。

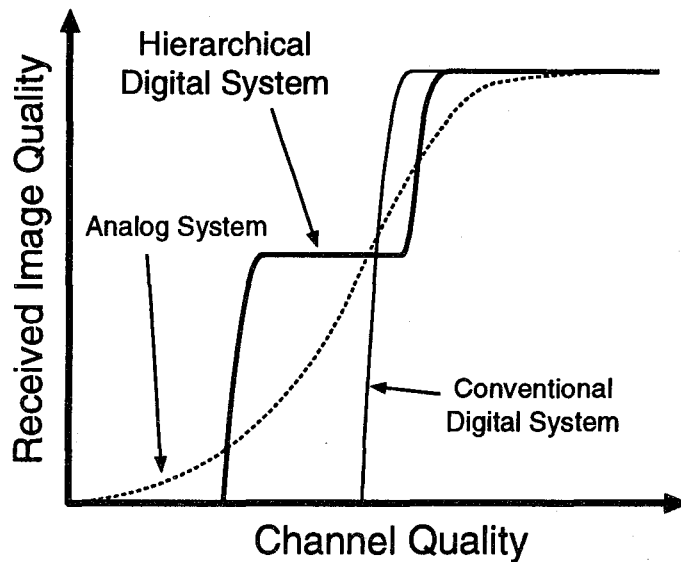


図 2.2: 階層伝送方式の伝送特性

2.3 画像階層符号化方式

2.3.1 適応離散コサイン変換画像符号化方式

ADCT 符号化方式は、既に提案されている符号化方式の中でもっとも圧縮率の高い符号化方式の一つであり、さらに固定長符号化を行うために、JPEG 画像符号化方式 [30] 等の可変調符号化方式と異なり、伝送誤りが発生した場合に再生画像における誤り伝搬が発生しないという利点を持つ [31]。図 2.3 に ADCT 画像符号化方式のブロック図を示す。ここでは、SIDBA 標準画像 “GIRL” (図 2.4: 256×256 画素, 256 階調) を例に、本画像符号化アルゴリズムを示す。

1. 画像を 8×8 画素ごとのサブブロックとして分割し、各サブブロックに対して 2次元離散コサイン変換 (Discrete Cosine Transform: DCT) を行う。ブロック内の位置 (i, j) の画素濃度値を $f(i, j)$ 、DCT 変換値を $F(u, v)$ とすると、2次元 DCT は次式で表される。

$$F(u, v) = \frac{1}{4} C(u) C(v) \sum_{i=0}^7 \sum_{j=0}^7 f(i, j) \cos \frac{(2i+1)u\pi}{16} \cos \frac{(2j+1)v\pi}{16} \quad (2.1)$$

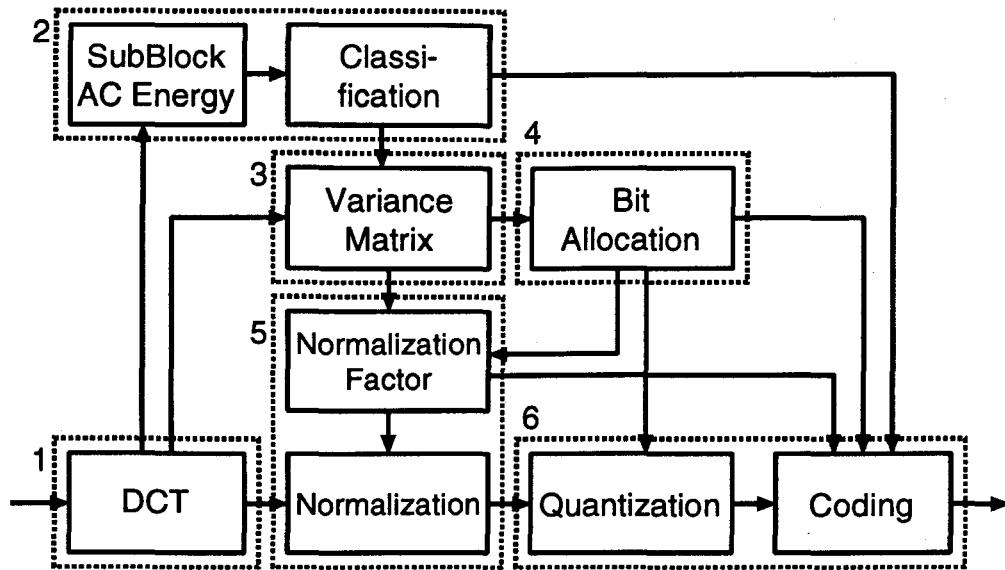


図 2.3: ADCT 画像符号化方式のブロック図

但し, $C(w) = 1/\sqrt{2}$ ($w = 0$), $C(w) = 1$ ($w \neq 0$) である.

- 変換されたサブブロックを, その交流成分エネルギーの大きさにより4つのクラスに分割する. このとき, 各クラスに含まれるサブブロックの数が同じになるようにする. ここで, (m, l) 番目のサブブロックにおける AC エネルギー $E_{m,l}$ は次式で定義される.

$$E_{m,l} = \sum_{u=0}^7 \sum_{v=0}^7 [F_{m,l}(u,v)]^2 - [F_{m,l}(0,0)]^2 \quad (2.2)$$

“GIRL” におけるクラス分割の例を図 2.5 に示す. 図から, 人物の輪郭線や目, 鼻, 口などの部分がもっとも交流成分エネルギーの高いクラス 1 に分類され, 背景の平坦な壁などの部分がもっとも交流成分エネルギーの低いクラス 4 に分類されていることがわかる.

- 各クラス内の各変換値の分散を次式により求める.

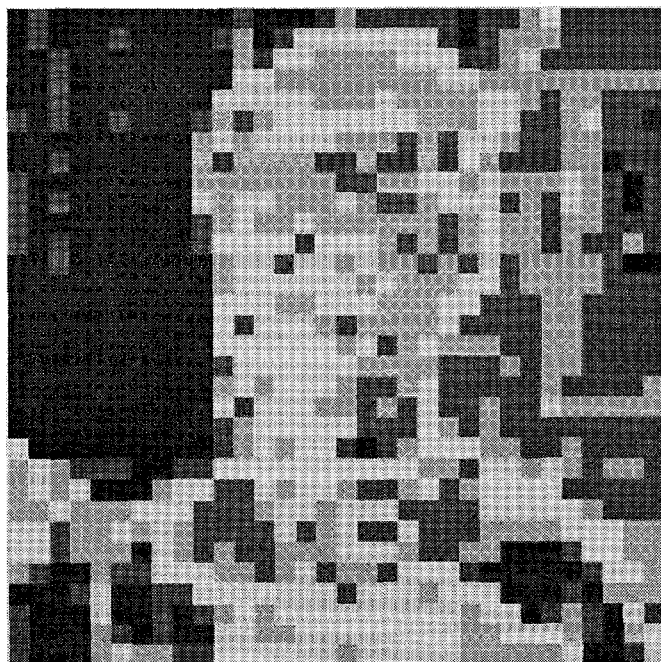
$$\sigma_k^2(0,0) = \frac{256}{M \cdot L} \sum_{m=1}^{M/16} \sum_{l=1}^{L/16} [F_{m,l}(0,0)]^2 - 4a^2 \quad (2.3)$$

$$\sigma_k^2(u,v) = \frac{256}{M \cdot L} \sum_{m=1}^{M/16} \sum_{l=1}^{L/16} [F_{m,l}(u,v)]^2, \quad (u,v) \neq (0,0) \quad (2.4)$$

ここで, M, L はそれぞれ画像の垂直, 水平方向の画素数, a は各クラスにおける $F_{m,l}(0,0)$ の平均値を表している.

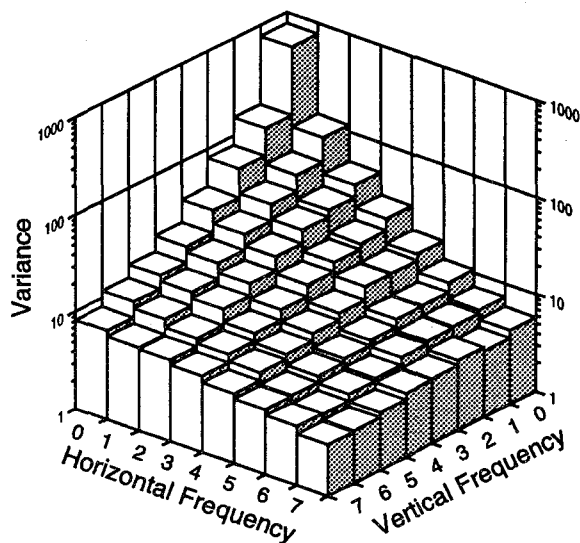


図 2.4: SIDBA 標準画像 “GIRL”

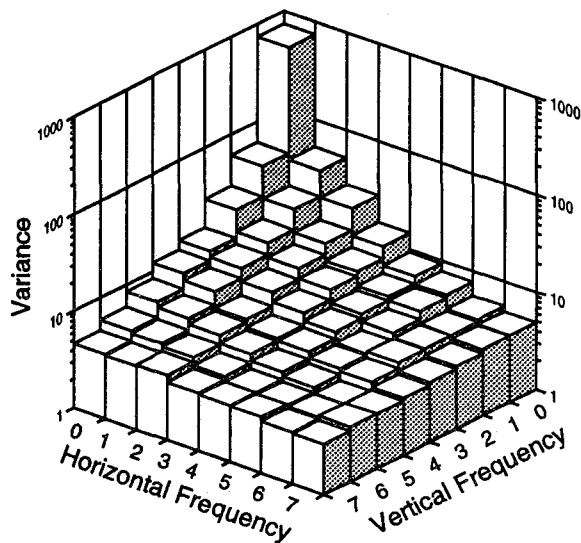


□ Class 1 ▒ Class 2 ■ Class 3 ■ Class 4

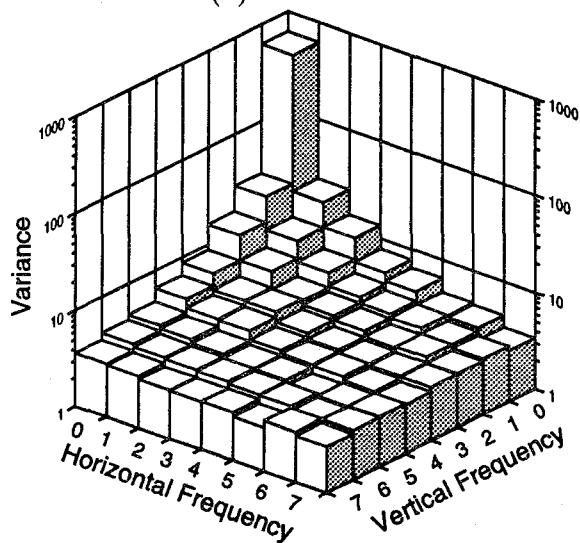
図 2.5: クラス分割の例



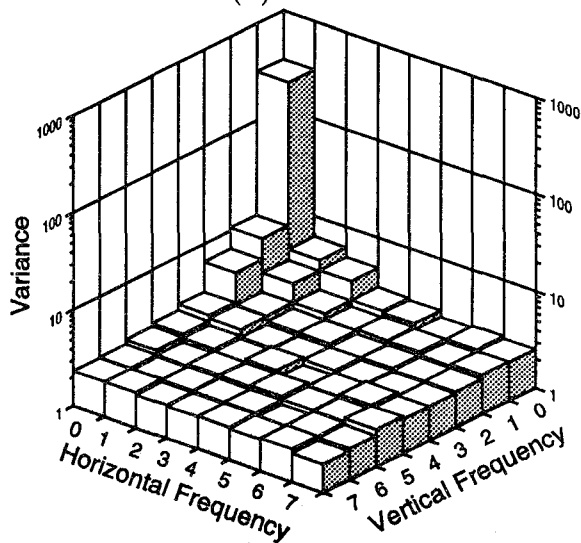
(a) Class1



(b) Class2



(a) Class3



(b) Class4

図 2.6: クラス別各 DCT 係数の分散値 (GIRL)

4. 各クラスのサブブロックに対するビット割当てを次式により決定する。

$$N_{Bk}(u, v) = \frac{1}{2} \log_2[\sigma_k^2(u, v)] - \log_2[D] \quad (2.5)$$

ここで、 D はADCTによる画像符号化率を決めるパラメータである。“GIRL”における各クラスのサブブロックに対するビット割り当ての例を図2.7に示す。図から交流成分エネルギーの高いクラスほど多くのビットを割り当てられていることがわかる。また、各サブブロック内においては、低い周波数成分ほど多くのビットが割り当てられていることがわかる。

5. 変換値を、正規化係数に従い時式より正規化する。

$$\sigma'_k(u, v) = c \cdot 2^{N_{Bk}(u, v) - 1}, \quad (u, v) \neq (0, 0) \quad (2.6)$$

ここで、 c は割当てビット数が1である要素の最大偏差である。

6. Max 量子化器 [32] により量子化し、符号化する。

2.3.2 画像品質の評価基準

本研究では階層画像伝送システムの評価基準として、再生画像のピーク信号電力対雑音電力比 (Peak Signal-to-Noise Power Ratio:PSNR) を用いる。256 階調のモノクロ画像に対する画像の PSNR [dB] は次のように定義できる。

$$\text{PSNR} \equiv 10 \log_{10} \frac{255^2}{\frac{1}{L_x L_y} \sum_{x=0}^{L_x} \sum_{y=0}^{L_y} (S_{x,y} - S'_{x,y})^2} \quad (2.7)$$

ここで、 L_x, L_y は画像の水平・垂直方向の画素数であり、 $S_{x,y}, S'_{x,y}$ はそれぞれ元画像および再生画像の (x,y) 画素値である。

ADCT 画像符号化方式を用いた場合の符号化率 (圧縮率) と PSNR 画像品質の関係を、SIDBA 標準画像 “GIRL” (図 2.4), “AERIAL” (図 2.8), “COUPLE” (図 2.9) および “MOON” (図 2.10) のそれぞれに対して解析した結果を図 2.11 に示す。図から、画像の中に多くの細かな模様を含む “AERIAL” では、同じ画像品質を達成するためには情報量が多く必要になることがわかる。また、符号化率 1.0 bit/pixel 以上の範囲では符号化率と PSNR[dB] はほぼ比例しており、一方、符号化率 0.5bit/pixel 以下の範囲では、圧縮率が高まるにつれ画像品質が急激に劣化することがわかる。

		Horizontal Frequency															
		0	1	2	3	4	5	6	7								
Vertical Frequency	0	8	5	4	3	2	2	1	1	8	4	3	2	2	1	1	1
	1	6	4	4	3	2	1	1	1	4	3	2	2	2	1	1	1
	2	5	4	3	3	2	1	1	1	3	2	2	2	1	1	1	1
	3	4	3	3	2	2	1	1	1	2	2	2	1	1	1	0	0
	4	3	3	2	2	1	1	1	1	2	1	1	1	1	1	0	0
	5	2	2	2	2	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0
	6	2	2	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0
	7	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0
		Class 1								Class 2							
		Class 3								Class 4							

図 2.7: クラス別ビット数割当の例 (GIRL)

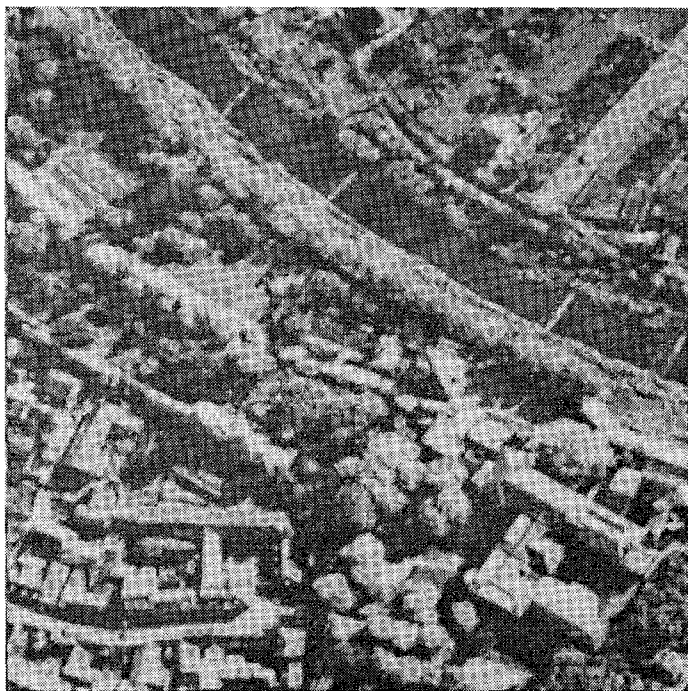


図 2.8: SIDBA 標準画像 “AERIAL”



図 2.9: SIDBA 標準画像 “COUPLE”

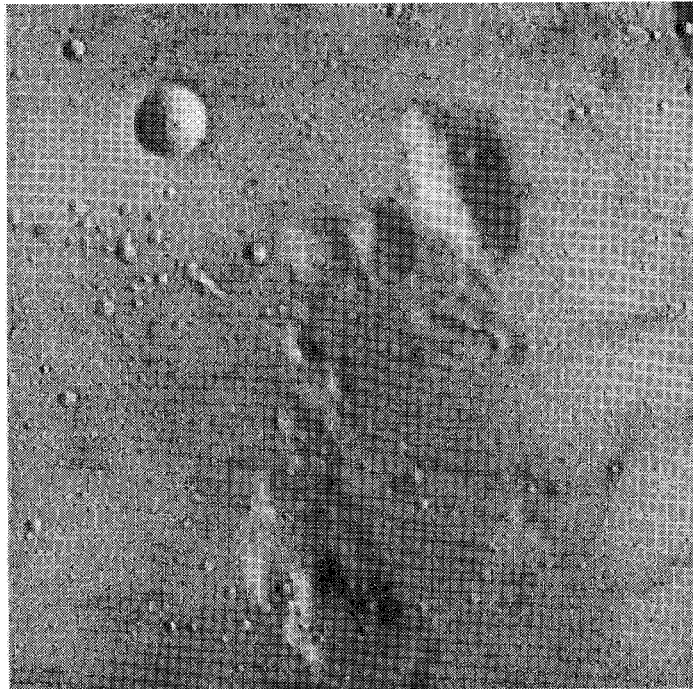


図 2.10: SIDBA 標準画像 “MOON”

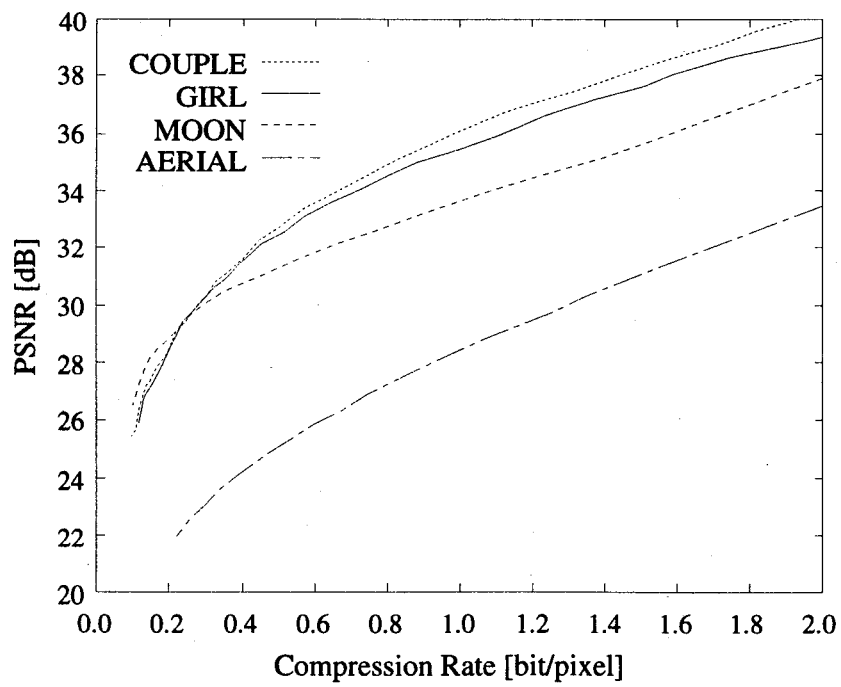


図 2.11: ADCT 画像符号化方式の圧縮率対画像品質特性

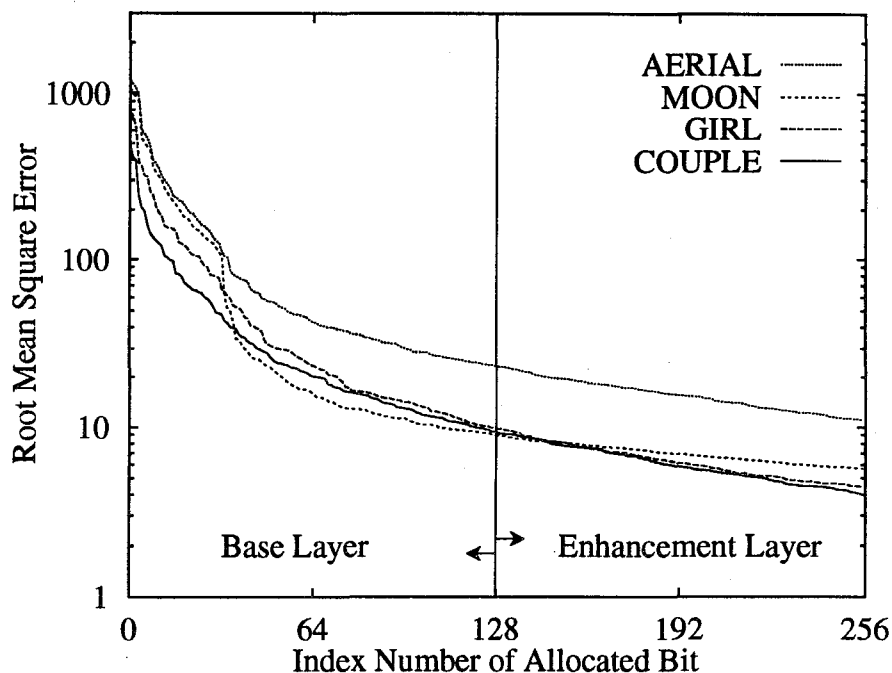


図 2.12: ADCT 符号化情報ビットの誤り感度特性

2.3.3 画像情報の階層化

図 2.12に、4種類の ADCT 符号化画像の各 DCT サブブロックにおける 1 ビット当たりの誤り感度特性のグラフを示す。ADCT 画像符号化方式ではブロック符号化を行うため、情報ビットに誤りが発生した場合、誤りビットを含む DCT サブブロックの全ての画素に影響を与える。そのため、ここでは誤り感度として伝送前の ADCT 符号化画像に対する再生画像の平均誤差 (Root Mean Square Error : RMSE) を用いている。グラフから、ADCT 符号化された各情報ビットは誤り感度に大きな差があり、一部の情報ビットだけが高い誤り感度を持つことがわかる。

本研究では伝送する画像情報を 2つの階層に分割し、伝送誤りに対して敏感な重要階層をより高い信頼性で伝送する。図 2.13に、DCT 周波数成分ごとの割り当てビット数と階層分割の様子を示す。エネルギーの集中する低周波数成分に多くのビットが割り当てられており、そのうちの上位ビットが伝送誤りに対して敏感な階層の情報ビットとなる。以後、より伝送ビット誤りに敏感な低周波数成分の上位ビットを含む階層を階層 1 (Base Layer)、画質をより改善するために必要となる付加的な低周波数成分の下位ビットおよび高周波数成分の情報ビットを含む階層を階層 2 (Enhancement Layer) とする。

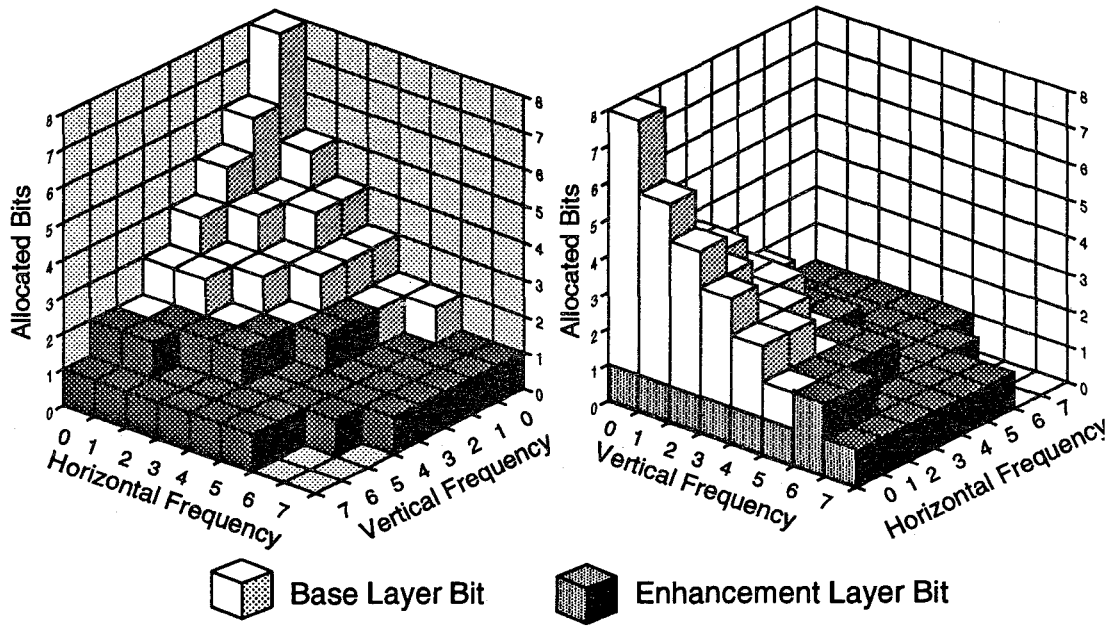


図 2.13: 階層分割の例 (GIRL クラス 1)

表 2.1: 各解析画像の伝送 1 ビット誤りに対する誤り感度特性

解析画像		GIRL	AERIAL	COUPLE	MOON
符号化率 (圧縮率)		1 bit/pixel (12.5 %)			
符号化 MSE		18.58	93.56	16.04	28.06
符号化 PSNR		35.44 dB	28.42 dB	36.08 dB	33.65 dB
階層分割比		1 : 1			
誤り感度 MSE	階層 1	322.4	918.9	119.4	726.0
	階層 2	0.687	4.238	0.641	0.791
誤り感度 PSNR	階層 1	23.10 dB	18.50 dB	27.36 dB	19.52 dB
	階層 2	49.76 dB	41.85 dB	50.06 dB	49.15 dB

表 2.1 に符号化率 1bit/pixel に圧縮した場合の符号化 PSNR と、階層分割比を 1:1 とした場合の 1 ビット誤りに対する階層別平均誤り感度を示す。ここで、符号化 PSNR は ADCT 符号化時のピーク信号電力 (255^2) に対する量子化雑音電力 (符号化 MSE) の比であり、伝送誤りが発生しなかった場合の受信画像品質を表している。また、伝送誤り PSNR は、画像伝送の際に 1 ビット誤りが発生した場合の、ピーク信号電力 (255^2) に対する符号化画像と再生画像の 1 画素あたりの平均 2 乗誤差電力 (誤り感度 MSE) の比を示している。

表から、階層分割比を 1:1 とした場合、階層 1 と階層 2 では、MSE で 200 から 1000 倍、すなわち PSNR で 23dB~30dB の差があり、2 つの階層の間には誤り感度に大きな差があることがわかる。また、階層 2 情報の 1 ビット誤りによる符号化画像に対する再生画像の誤差は ADCT 符号化時の量子化誤差と比較して 20 分の 1 以下であり、階層 2 情報に伝送誤りが発生した場合にも、再生画像にはわずかな劣化しか与えないことがわかる。

2.3.4 動画画像階層符号化に関する検討

次に、伝送誤りを考慮した動画画像の階層化について検討する。一般にデジタル動画画像符号化では、映像信号を図 2.14 のように I (Intra-coded), P (Predictive-coded), B (Bidirectionally predictive-coded) の 3 種類のフレームとして符号化する [33]。1 つの I フレームと複数の P, B フレームをまとめた物が GOP (Group of Pictures) とよばれる符号化の単位になる。I フレームは予測符号化を使わず、入力画像をそのまま通常の静止画像と同じ手法で符号化される。P フレームは直前の I フレームを用いて予測符号化を行う。予測符号化では、フレーム間の動き補償予測を行い、動きベクトルと差分情報を符号化する。B フレームは、前後 2 つの I フレームまたは P フレームとの間で予測符号化を行う。こうして、動画画像符号化では P フレームおよび B フレームに対して予測符号化を行うことにより、データ量を大きく削減できる。

しかし、前後の基準フレームの情報を用いた予測符号化を行うため、I フレームのデータに伝送誤りが発生すると、その I フレームの含まれる GOP の全ての再生画像が劣化し、P フレームのデータに伝送誤りが発生した場合には、その P フレームと、前後の B フレームの再生画像に劣化が生じる。そのため、伝送誤り感度 I フレームの符号化データが最も誤り感度が高く、P フレーム、B フレームの順に誤り感度は低くなる。I フレームの符号化ビットの誤り感度に関しては、I フレームは静止画像の場合と同じ符号化手法を用いるため、前節での静止画像符号化データの誤り感度に関する解析がそのまま適用できる。また、P フレ-

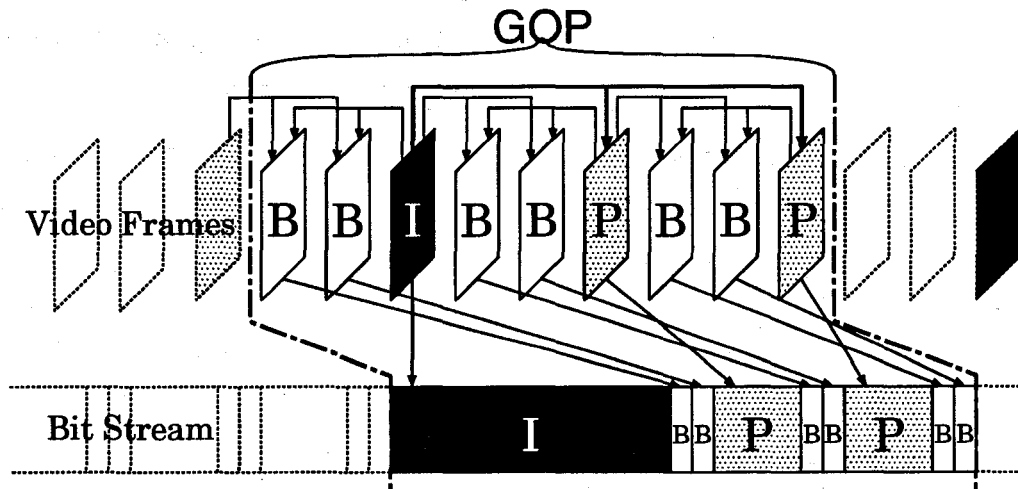


図 2.14: 動画像符号化

ムの符号化ビットでは、動きベクトルのデータがもっとも重要な成分となる。これは、動きベクトルの情報に伝送誤りが発生すると、たとえ差分情報が正しく受信されていても再生画像に劣化を与えるためである。Bフレームの符号化ビットに関しては、Pフレームの場合と同様に動きベクトルのデータが重要であると考えられるが、Bフレームの符号化データの伝送誤りはそのBフレーム自身にしか劣化を引き起こさないため、I、Pフレームと比べて再生画像に与える伝送誤りの影響は小さくなる。

このように、動画像符号化では、Iフレームの符号化データ伝送が動画像全体の品質を支配するため、本研究ではIフレームの符号化データに相当する静止画像の階層伝送特性について解析を進めてゆく。

2.4 階層変調方式

階層化された画像情報は階層 16QAM 方式 [36] によって、階層の重要性に応じた信頼性でそれぞれ伝送される。図 2.15 に階層 16QAM 方式の信号点配置を示す。この変調方式では、信号点は各象限ごとにクラスタを生成しており、信号点がどの象限に位置するかによって階層 1 の情報を、象限内のどこに位置するかによって階層 2 の情報を、それぞれ伝送する。階層 1 の誤り率を決める信号点間距離 D_1 を、階層 2 の誤り率を決める信号点間距離 D_2 より長くすることによって、階層 1 の情報を通常の 16QAM 変調方式よりも高い信頼性で伝送する

ことができる。

階層 16QAM 方式によって伝送を行う場合、信号点間距離の比 $\lambda = D_2/D_1$ を変化させることで、2つの階層の信頼性の差を任意に選択することができる。このとき、 $\lambda = 1$ は通常の正方格子点配置の 16QAM と等価であり、 $\lambda = 0$ は 1 シンボルで 2bit の伝送を行う QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 変調と等しい。

階層 16QAM の AWGN 伝送路における階層 1、階層 2 の誤り率はそれぞれ

$$P_{e1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\frac{1}{2} D_1}{\sqrt{2}\sigma} \right) + \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\frac{1}{2} D_1 + D_2}{\sqrt{2}\sigma} \right) \quad (2.8)$$

$$P_{e2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\frac{1}{2} D_2}{\sqrt{2}\sigma} \right) \quad (2.9)$$

で表される [34],[35]。ここで、 σ^2 はガウス雑音電力を示す。

この時、平均信号電力 C は D_1, D_2 を用いて次のように表される。

$$\begin{aligned} P_{all} &= \frac{11}{24} \left(\left(\frac{\sqrt{2}}{2} D_1 \right)^2 + 2 \left(\left(\frac{1}{2} D_1 \right)^2 + \left(\frac{1}{2} D_1 + D_2 \right)^2 \right) + \left(\frac{\sqrt{2}}{2} D_1 + \sqrt{2} D_2 \right)^2 \right) \\ &= \frac{1}{4} ((D_1 + D_2)^2 + D_2^2) \end{aligned} \quad (2.10)$$

ここで、階層変調指数 $\lambda = D_2/D_1$ とおくと、 $D_2 = \lambda D_1$ より

$$\begin{aligned} C &= \frac{(D_1 + D_2)^2 + D_2^2}{4} = \frac{(D_1 + \lambda D_1)^2 + \lambda^2 D_1^2}{4} \\ &= \frac{D_1^2}{4} ((1 + \lambda^2) + \lambda^2) \end{aligned} \quad (2.11)$$

$$\therefore D_1^2 = \frac{4C}{2\lambda^2 + 2\lambda + 1} \quad (2.12)$$

同様に、 $D_1 = D_2/\lambda$ より、

$$\begin{aligned} C &= \frac{(D_1 + D_2)^2 + D_2^2}{4} = \frac{(D_2/\lambda + D_2)^2 + D_2^2}{4} \\ &= \frac{D_2^2}{4\lambda^2} ((1 + \lambda)^2 + \lambda^2) \end{aligned} \quad (2.13)$$

$$\therefore D_2^2 = \frac{4\lambda^2 C}{2\lambda^2 + 2\lambda + 1} \quad (2.14)$$

よって階層 1 の誤り率は、C/N 比 γ と階層変調指数 λ を用いて、

$$\begin{aligned} P_{e1} &= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{\frac{1}{2} D_1}{\sqrt{2}\sigma} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{\frac{1}{2} D_1 + D_2}{\sqrt{2}\sigma} \right) \\ &= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{D_1^2}{8\sigma^2}} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{(\frac{1}{2} D_1 + D_2)^2}{2\sigma^2}} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{D_1^2}{8\sigma^2}} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{(\frac{1}{4} + \lambda + \lambda^2) D_1^2}{2\sigma^2}} \right) \\
&= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{8\sigma^2} \cdot \frac{4C}{2\lambda^2 + 2\lambda + 1}} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\frac{1}{4} + \lambda + \lambda^2}{2\sigma^2} \cdot \frac{4C}{2\lambda^2 + 2\lambda + 1}} \right) \\
&= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{4\lambda^2 + 4\lambda + 2}} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\gamma \cdot \frac{2\lambda^2 + 2\lambda + \frac{1}{2}}{2\lambda^2 + 2\lambda + 1}} \right) \tag{2.15}
\end{aligned}$$

と表される [36]. また, 同様に階層 2 の誤り率は

$$\begin{aligned}
P_{e2} &= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{D_2}{2\sqrt{2}\sigma} \right) = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{D_2^2}{8\sigma^2}} \right) \\
&= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{8\sigma^2} \cdot \frac{4\lambda^2 C}{2\lambda^2 + 2\lambda + 1}} \right) \\
&= \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\lambda^2 \gamma}{4\lambda^2 + 4\lambda + 2}} \right) \tag{2.16}
\end{aligned}$$

と表される. ここで, $\operatorname{erfc}(\cdot)$ は誤差補関数であり次式で表される.

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\pi} \int_x^\infty e^{-t^2} dt \tag{2.17}$$

図 2.17 に階層 16QAM 方式のビット誤り率 (Bit Error Rate : BER) 特性のグラフを示す. グラフから, 階層変調指数 λ を小さくすることにより, より重要な情報成分を含む階層 1 の BER 特性を改善できることがわかる. また, λ により階層間の伝送信頼性の差を制御することも可能となる.

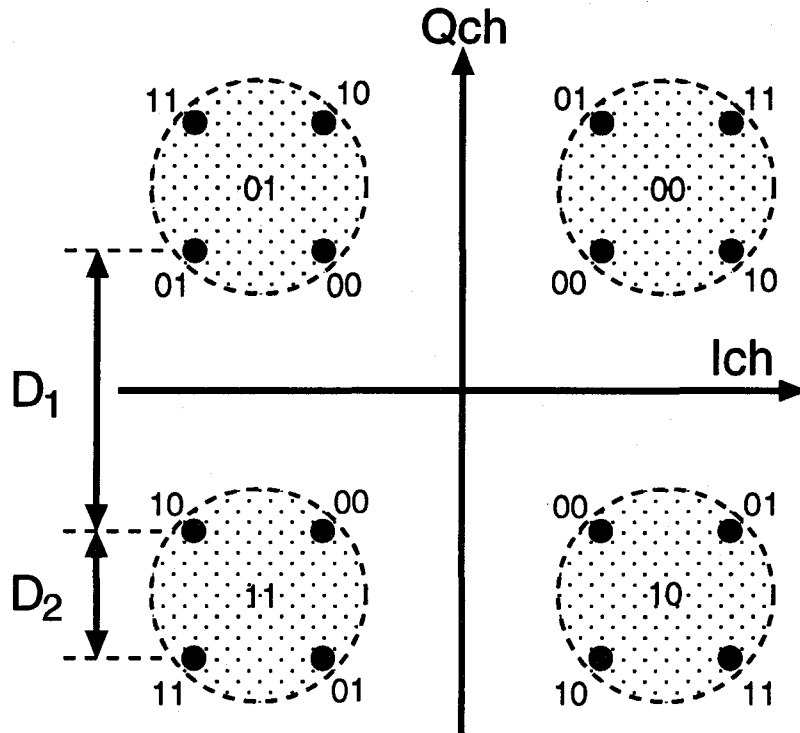


図 2.15: 階層 16QAM 方式の信号点配置

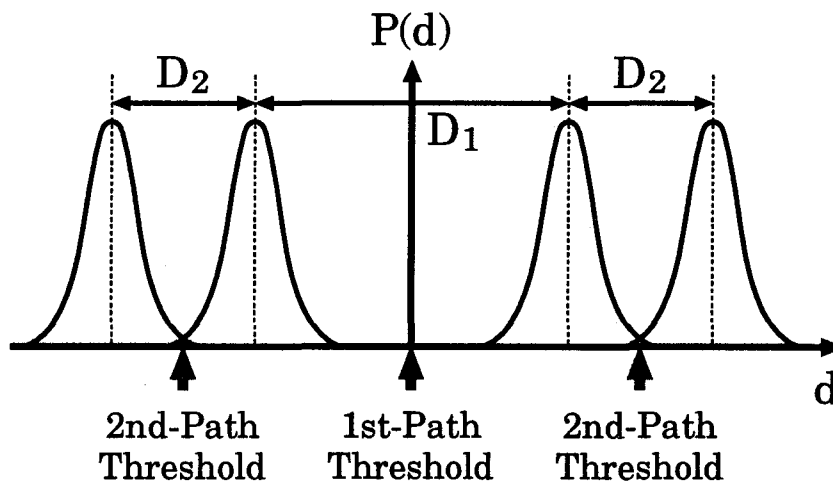


図 2.16: 階層 16QAM 復調信号と雑音の確率密度関数

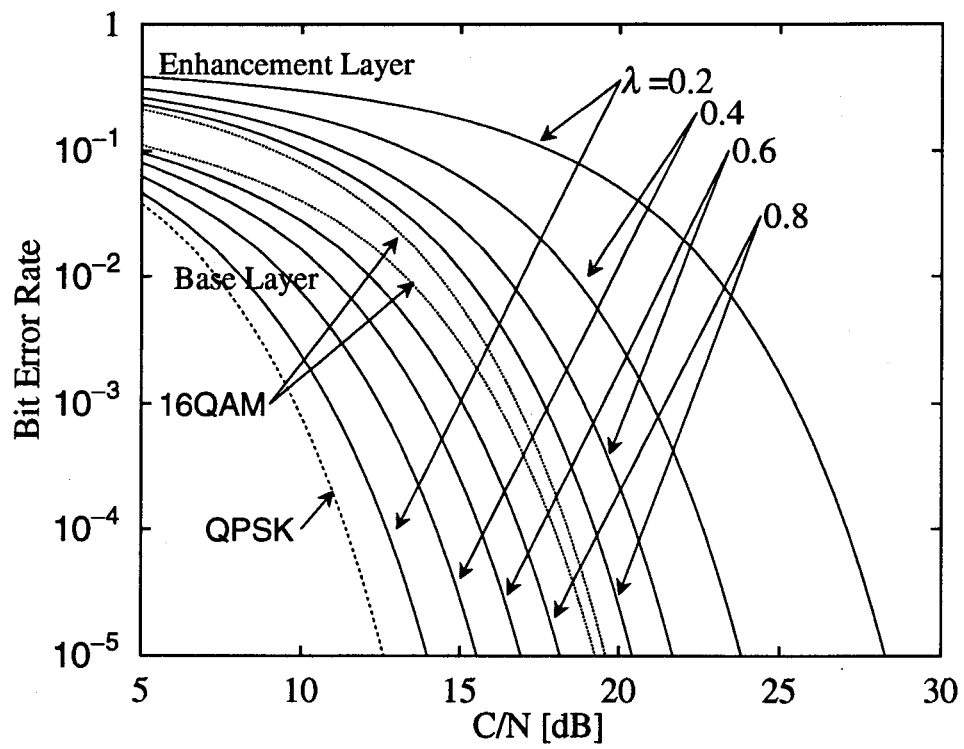


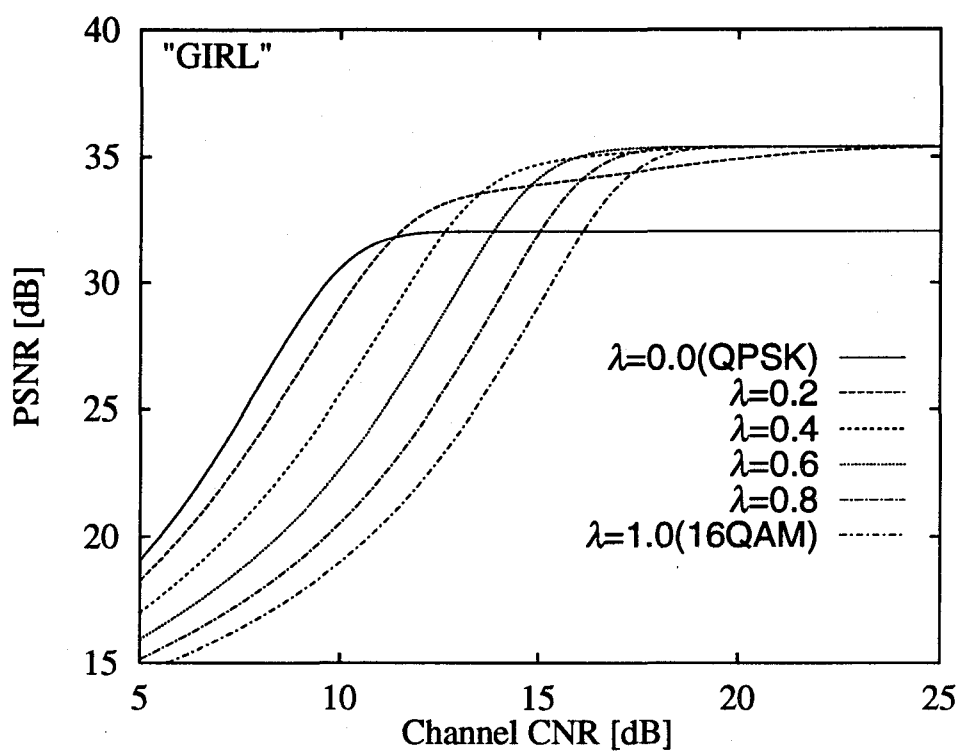
図 2.17: 階層 16QAM 方式のビット誤り率特性

2.5 白色ガウス雑音伝送路における階層画像伝送特性

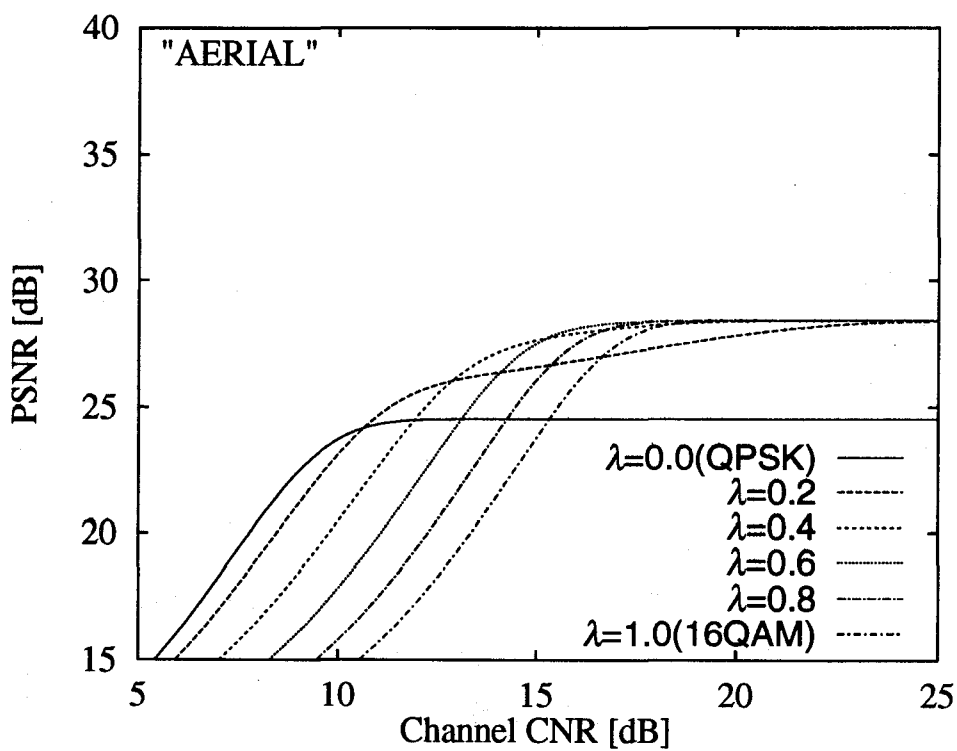
次に、提案方式および従来の 16QAM, QPSK の各方式について、AWGN 伝送路における、CNR に対する受信画像の PSNR 特性を図 2.18 に示す。QPSK 方式では、情報伝送容量が他の方式の半分の 1 シンボル当たり 2 ビットであるため、全画像情報量のうち半分の、階層 1 の情報のみを伝送した場合を示している。このとき、QPSK による伝送では伝送路 CNR が 10dB にまで劣化しても、30dB の再生画像の PSNR を保つが、情報が半分しか伝送されないために、伝送路 CNR が改善された場合にも、これ以上の PSNR の改善は得られない。また、16QAM 方式ではすべての情報を伝送するため、CNR の高い領域では、画像符号化の際の量子化雑音の影響による品質劣化のみを受けるだけで、高い画質を得ることができる。しかし、この方式は伝送路品質の劣化に弱く、CNR が 20dB 付近から急速に受信画像品質が劣化を始め、CNR が 15dB 以下になると、QPSK による伝送特性を下回る。

一方、提案方式による伝送では、16QAM と同じように CNR が 20dB 付近から劣化を始めるが、16QAM よりも伝送路品質の劣化に強いため、より低い CNR でも高い受信画像 PSNR 品質を得ることができる。特に、階層変調指数 $\lambda = 0.4$ の場合には、CNR が 20dB 以上の領域において 16QAM 方式と同等の再生画像 PSNR 品質を保っており、PSNR=35dB を得るために必要な CNR は、16QAM 方式よりもおよそ 3dB 改善されている。さらにまた、階層 1 の情報に誤りが発生し再生画像品質が大きく劣化を始める PSNR=30dB を得るために必要な CNR においても、QPSK よりおよそ 2dB の劣化にとどまっている。このように、提案方式は、伝送路の品質劣化に対して緩やかに画像品質が劣化する、いわゆるグレースフルデグラデーションを実現できることがわかる。

図 2.19 に、AWGN 伝送路における階層変調指数 λ に対する受信画像 PSNR 特性を示す。ここで、 $\lambda = 0.0$ および $\lambda = 1.0$ の場合がそれぞれ QPSK 方式、16QAM 方式の信号点配置にあたる。図から、伝送路 CNR が 20dB 以上の領域では、 λ が 0.3 以上の範囲で受信画像品質が一定となっていることがわかる。また、伝送路 CNR が 18dB の場合には $\lambda = 0.7$ が最適な階層変調指数であり、伝送路 CNR が低下するにつれて、 λ の最適値は小さくなってゆくことがわかる。また、画像の違いによる特性の大きな変化はなく、ただ、“AERIAL” の場合に各 CNR でのピーク値が他の 3 画像よりもやや大きくなっている。これは、AERIAL の階層 2 の情報が他の 3 画像よりも誤り感度が高いため、階層 2 の伝送にもより高い信頼性が要求されるためである。

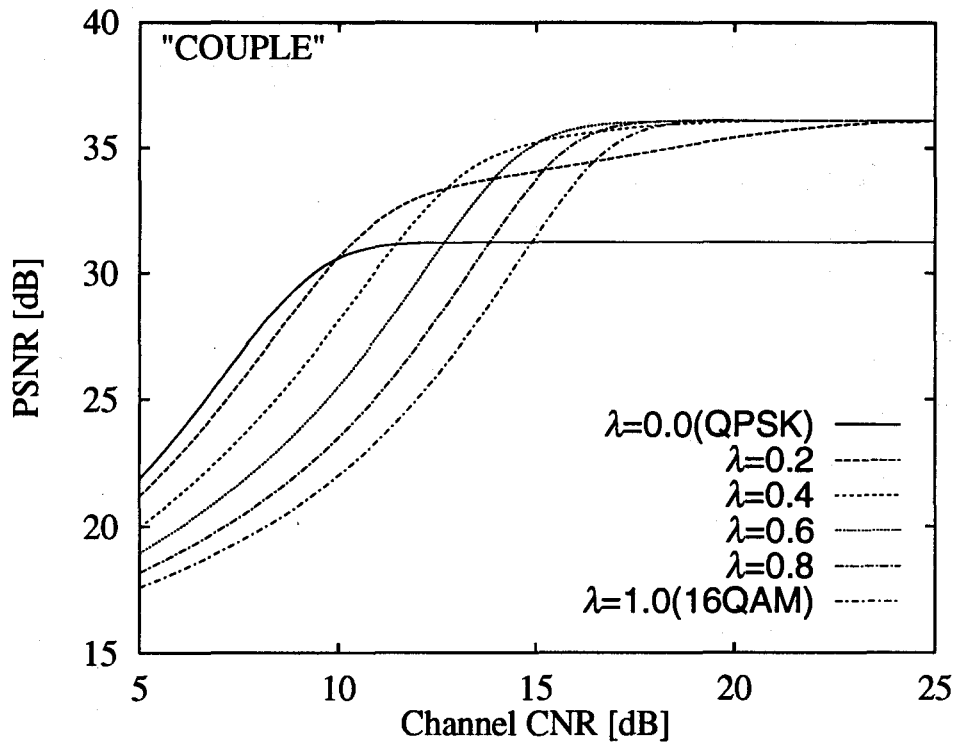


(a) GIRL

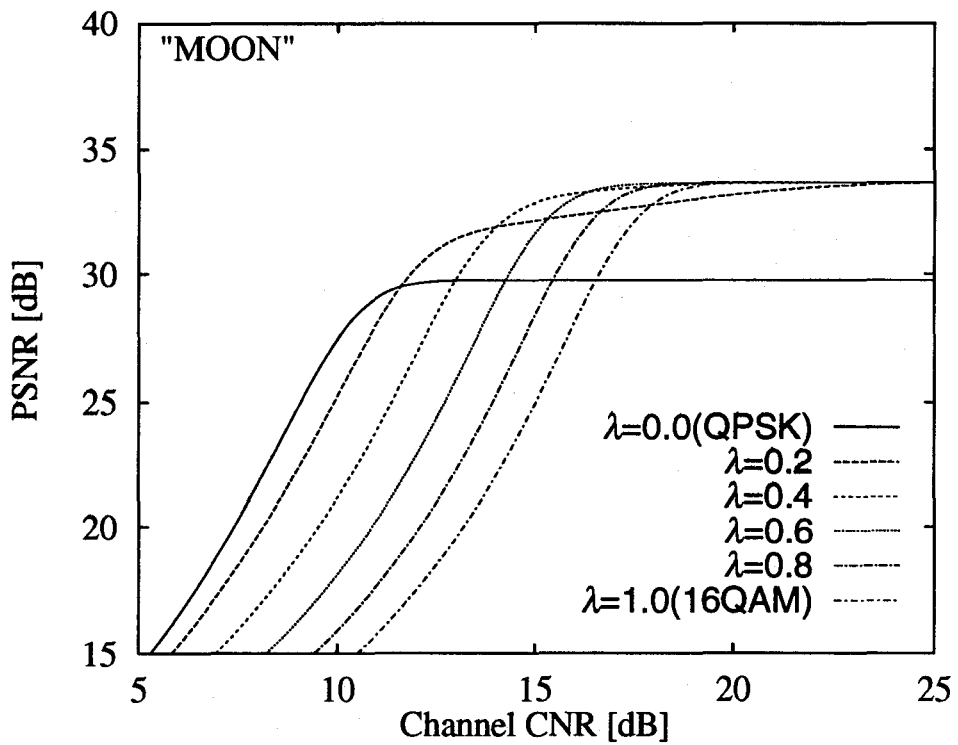


(b) AERIAL

図 2.18: AWGN 伝送路における伝送路 CNR 対受信画像 PSNR 特性

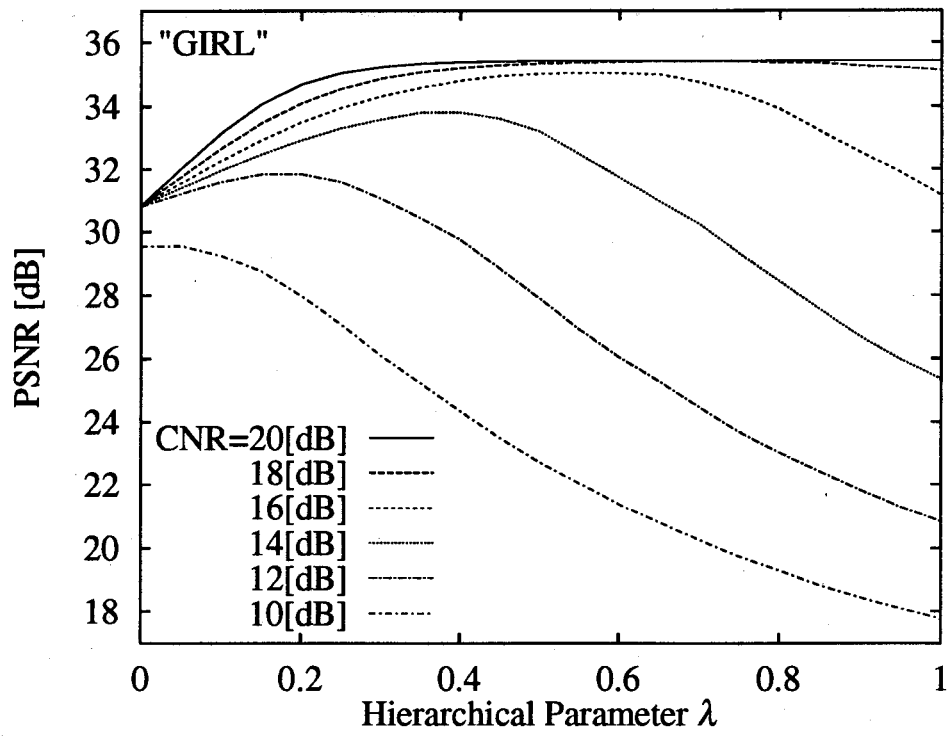


(c) COUPLE

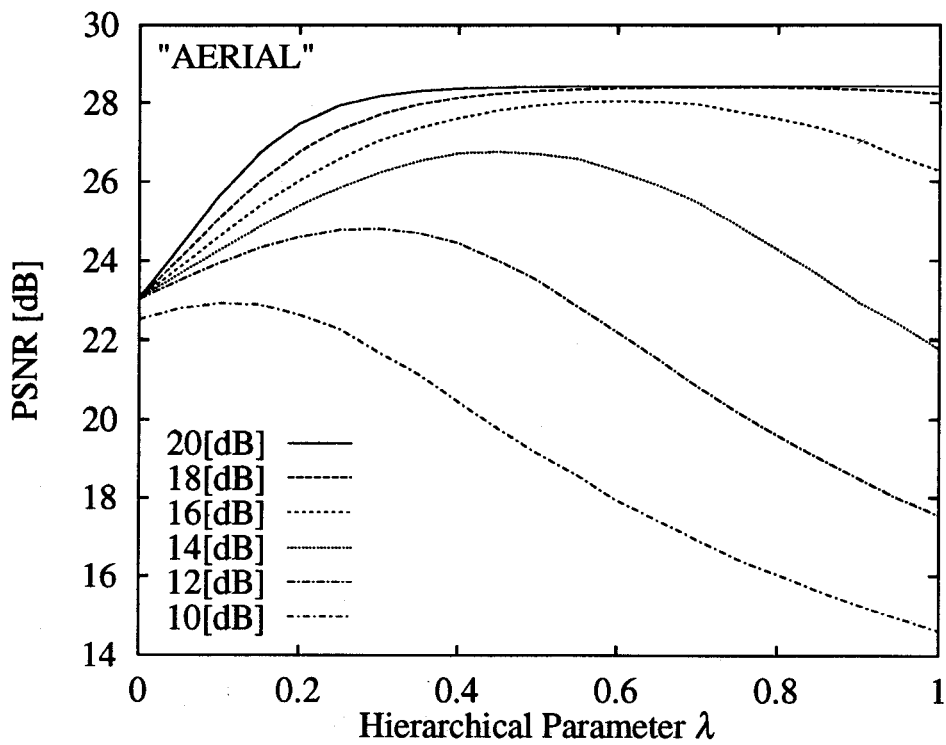


(d) MOON

図 2.18: AWGN 伝送路における伝送路 CNR 対受信画像 PSNR 特性



(a) GIRL



(b) AERIAL

図 2.19: AWGN 伝送路における変調指数 λ 対受信画像 PSNR 特性

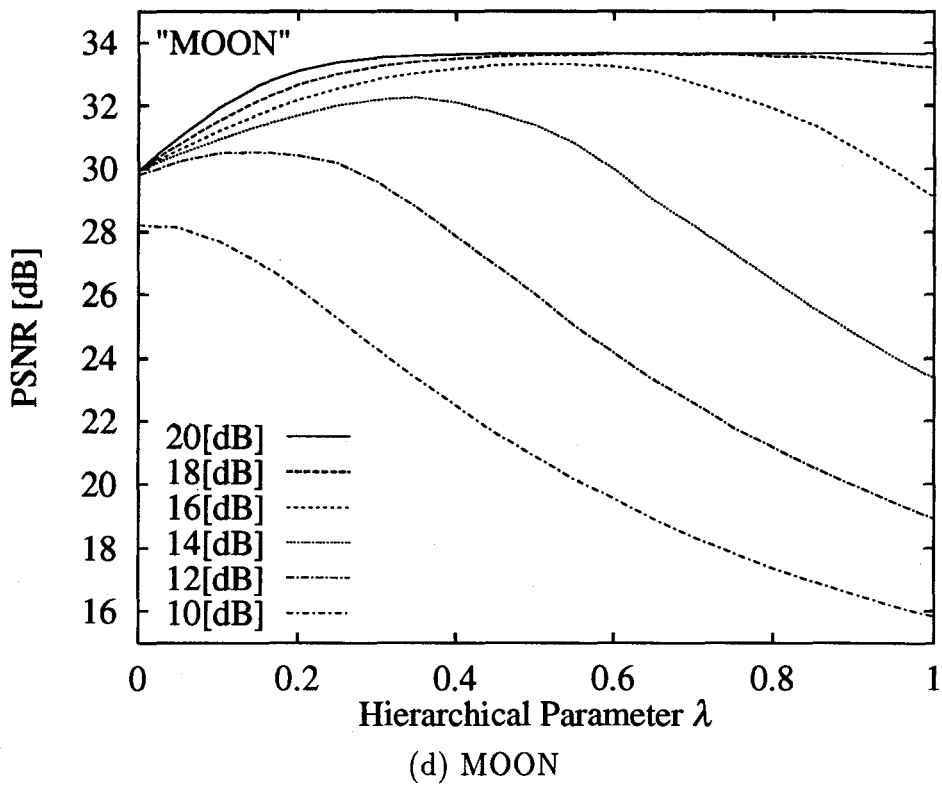
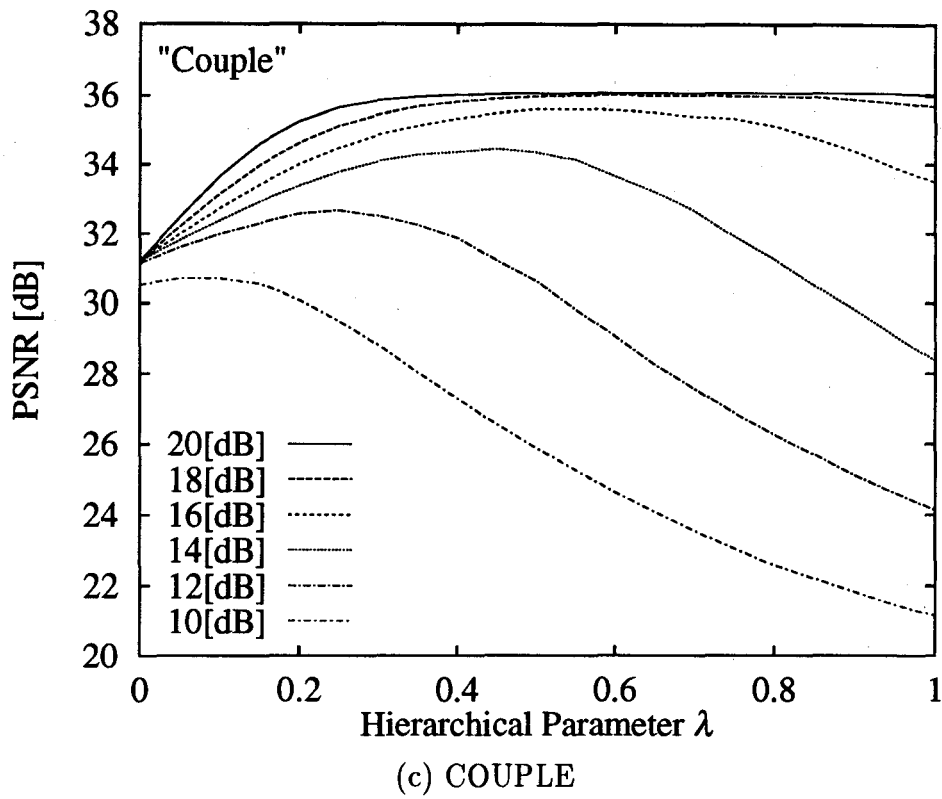


図 2.19: AWGN 伝送路における変調指数 λ 対受信画像 PSNR 特性

2.6 結言

本章では、有線系と比べて信頼性の劣る無線伝送路において画像情報をデジタル伝送する際、画像情報の持つ誤り感度特性を利用した無線階層画像伝送方式を提案した。ここでは、ADCT 画像符号化方式の画像符号化方式の原理を述べると共に、符号化された画像情報の情報ビット別誤り感度特性と、その階層化手法について検討すると共に、動画像情報の階層伝送についても考察を行った。また、階層化された情報を異なる信頼性で同時送信する階層16QAM方式について、その伝送誤り率特性に関する理論解析を行い、階層変調パラメータによる階層ごとの伝送信頼性の変化の様子を明らかにした。そして、提案システムのAWGN伝送路における受信画像品質特性について画像伝送シミュレーションを行った。その結果、提案方式は従来の16QAM方式よりも伝送路の劣化に強く、より低い伝送路品質においても高い受信画像品質を得られることを明らかにした。

第 3 章

衛星回線降雨減衰伝送路における階層伝送方式

3.1 緒言

10GHz 以上の周波数帯域を用いる衛星回線では降雨による減衰が大きいため、回線の信頼度を確保するために降雨減衰対策が重要となる。降雨減衰により回線品質が劣化するとき、デジタル伝送は急峻な遮断特性を示し、ある閾値を超えて回線品質が劣化した場合、受信品質が急激に劣化するという問題がある。そこで、デジタル伝送においても、アナログ伝送のように、降雨による減衰の大きさに応じて受信品質がなだらかに劣化する、いわゆる“グレースフルデグラデーション”を実現するため、階層伝送方式の適用が有効であると考えられる。

また、降雨減衰対策として、降雨の局地性を利用し、降雨地域に衛星資源（放射電力など）の余力を割り当て、当該地域の実効輻射電力を高くすることにより伝送品質を確保するマルチビーム送信電力制御方式 (On-board Resource Sharing : ORS) が研究されている [37]。ここで、ORS 方式に階層伝送方式を適用することにより、降雨減衰による受信画像品質の劣化を改善できる [38]。すなわち、降雨のない場合や ORS により降雨減衰を補償されている場合には、すべての情報を伝送することにより高品質な画像伝送を実現し、多くの地域で同時に降雨が発生し ORS による降雨減衰の補償ができない場合には、階層 1 の伝送を確実に送信することにより大きな画像の劣化を防ぐことができる。

本章では、衛星回線における降雨減衰量の推定法および ORS システムの原理について述べると共に、第 2 章で提案した階層伝送システムを ORS 衛星放送システムに適用した新しい方式を提案し、衛星回線における降雨減衰環境下での提案システムの静止画像伝送特性を、

理論解析および計算機シミュレーションにより明らかにする。

3.2 衛星回線における降雨減衰

3.2.1 降雨量の推定法

降雨強度 R の分布のうち、40~50mm/h 以下の部分是对数正規分布で近似される。 R の分布を対数正規分布と仮定すると、その確率密度関数 $f(R)$ は次式で表される [39]。

$$f(R) = \frac{K}{2\sqrt{\pi}sR} \exp \left\{ -\frac{(\log_{10} R - m)^2}{2s^2} \right\} \quad (3.1)$$

ここで、 $K = \log_{10} e = 0.4343$ 、 m および s は $\log_{10} R$ の平均値および分散であり、観測の結果表2のように求められている。

尚、降雨強度分布を対数正規分布で近似して降雨減衰分布を推定する場合、 $R = 0$ を多く含んだ分布を用いると推定誤差が生じるため、年間および強雨期等の全期間のうち、降雨のない90%の時間を除いた残り10%の時間（条件付き時間）の分布を用いる。

表 3.1: 各地における降雨強度分布のパラメータ

観測 地点	年間		強雨期	
	m	s	m	s
札幌	-0.277	0.549	-0.0757	0.551
仙台	-0.214	0.576	-0.181	0.634
東京	-0.305	0.655	-0.280	0.737
大阪	-0.332	0.674	-0.190	0.683
松山	-0.187	0.608	-0.201	0.660
福岡	-0.262	0.678	0.032	0.650

3.2.2 衛星回線における降雨減衰量の推定法

降雨減衰 A は

$$A = \gamma \int R^n dx \quad (3.2)$$

で表される。ここで、 γ , n は周波数と偏波依存するパラメータであり、観測の結果により表 3 のように求められている。いま、降雨強度 R の分布が式 (3.1) の対数正規分布にしたがって変動する場合、降雨減衰量 A の分布は、 m_e, s_e をパラメータとする対数正規分布で近似でき、次式で表される。

$$f(A) = \frac{K}{2\sqrt{\pi}s_e A} \exp \left\{ -\frac{(\log_{10} A - m_e)^2}{2s_e^2} \right\} \quad (3.3)$$

ここで、

$$m_e = \log_{10} \mu_A - \frac{1}{2} \log_{10} \left(1 + \frac{\sigma_A^2}{\mu_A^2} \right) \quad (3.4)$$

$$s_e = K \log_{10} \left(1 + \frac{\sigma_A^2}{\mu_A^2} \right) \quad (3.5)$$

である。また、 μ_A, σ_A^2 は降雨減衰量 A の平均値、分散で、それぞれ

$$\mu_A = D \cdot \exp \left(\frac{\log_{10} \gamma + nm}{K} + \frac{n^2 s^2}{2K^2} \right) \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} \sigma_A^2 = & \frac{4}{\alpha^2} \left\{ D + 2 \left(D + \frac{3}{\alpha} \sqrt{D} + \frac{3}{\alpha^2} \right) e^{-\alpha \sqrt{D}} - \frac{6}{\alpha^2} \right\} \\ & \times \exp \left\{ \frac{2(\log_{10} \gamma + nm)}{K} + \left(\frac{ns}{K} \right)^2 \right\} \left\{ \exp \left(\frac{ns}{K} \right)^2 - 1 \right\} \end{aligned} \quad (3.7)$$

で表される。ただし、 D は一様降雨時の降雨区間長を表し地球局、衛星の位置および各地点における雨滴層硬度によって求められる。また、 α は降雨強度の空間相関値であり、衛星回線における斜め伝搬路では $\alpha = 0.35$ と推定される。

衛星と 6 ヶ所の地球局（札幌、仙台、東京、大阪、松山、福岡）間における年間および強雨期の降雨減衰累積分布の推定値を図 3.1, 3.2 に示す。なお、ここでは、静止衛星の位置を東経 130° 、衛星からの下り回線での周波数は 21.2GHz 帯を仮定する。図から、すべての地域で年間の回線瞬断率を 1% 以下にするためには、5dB の降雨減衰マージンが、0.3% 以下にするためには 10dB の降雨減衰マージンが、それぞれ必要となることがわかる。また、地域によって降雨減衰の発生確率が大きく異なることもわかる。

表 3.2: 各周波数の減衰係数のパラメータ γ, n

周波数 (GHz)	γ	n
11.45	0.0784	0.88
14.0	0.0803	0.88
17.7	0.169	0.88
21.2	0.225	0.88
29.25	0.346	0.88
50.0	0.537	0.88
100.0	0.655	0.88

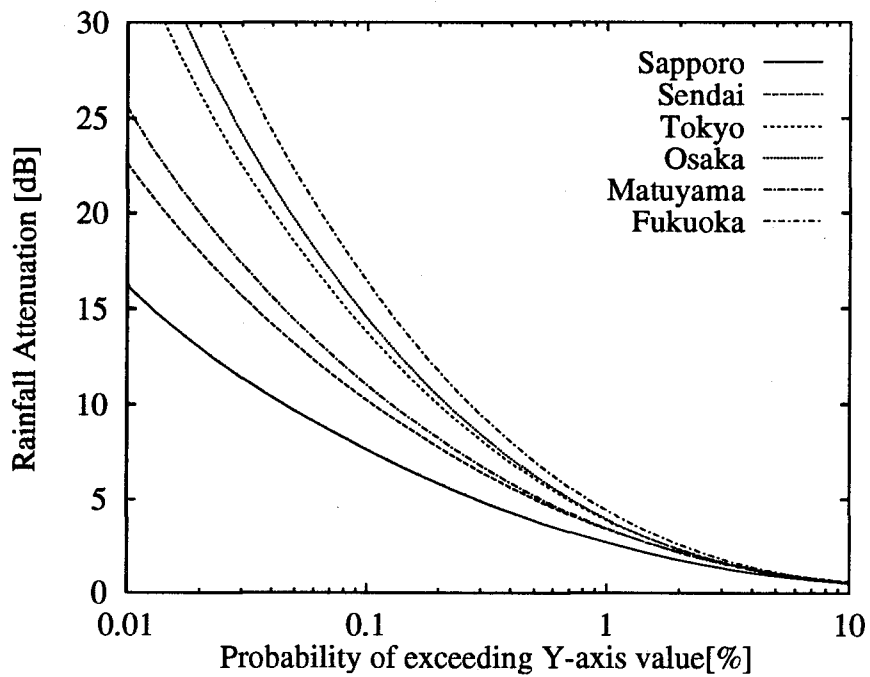


図 3.1: 降雨減衰累積分布の推定値 (年間)

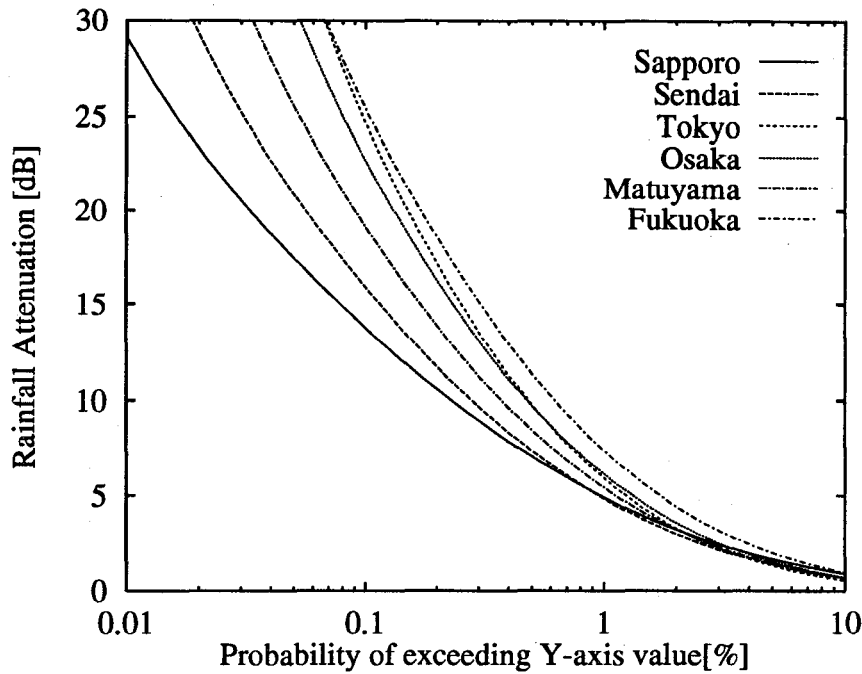


図 3.2: 降雨減衰累積分布の推定値 (強雨期)

3.3 降雨減衰による階層伝送画像の劣化特性

本節では、提案する階層画像伝送方式を衛星回線降雨減衰伝送路に対して適用した場合の受信画像品質に関する緒特性について解析を行う。ここでは、静止衛星の位置を東経 130°, 衛星からの下り回線での周波数帯域を 21.2GHz 帯, 受信地点を大阪とし, 解析画像 “GIRL” (符号化率 1 bit/pixel, 符号化 PSNR=35.4dB) を用いて行い, 尚, 衛星に搭載される増幅機は線形特性を持つものとしている。

まず、変調方式として通常の 16QAM を用いた場合の、降雨のない場合の衛星回線伝送路品質と受信画像品質がある規定値を下回る確率の関係を図 3.3 に示す。図から、16QAM 方式を用いた場合、所要受信画像 PSNR を 35dB とするとき、降雨時におけるサービス保証時間率 99% (瞬断率 1%) を得るためには、伝送路 CNR 22dB が必要であることがわかる。また、この場合所要受信画像 PSNR を 30dB とすれば、サービス保証時間率は 99.5% (瞬断率 0.5%) となる。

次に、提案する階層伝送方式を衛星回線降雨減衰伝送路に適用した場合の、階層変調指数 λ と所要受信画像品質 PSNR が 35dB および 30dB を下回る確率の関係を図 3.4 および 3.5

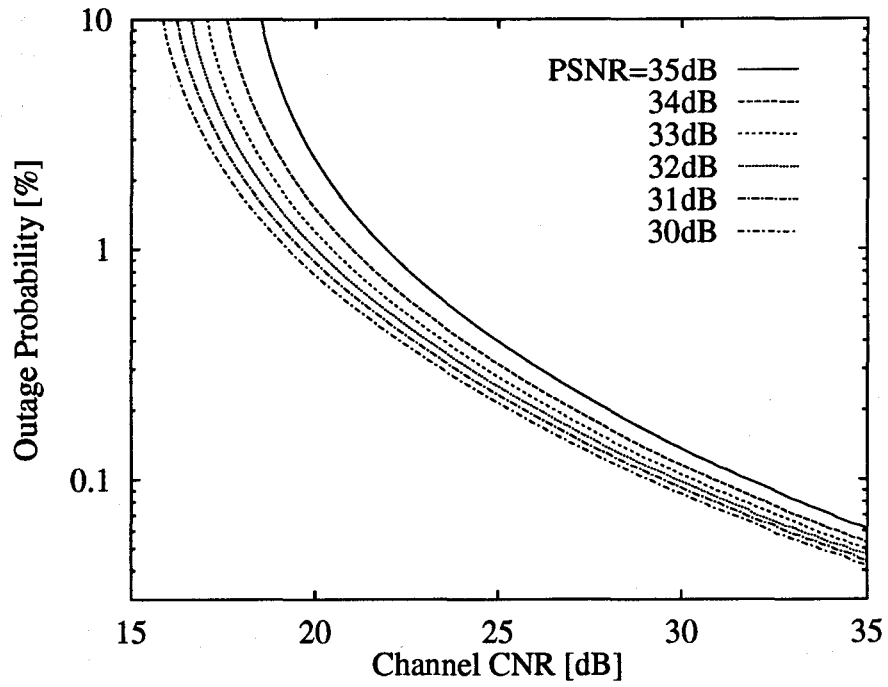


図 3.3: 16QAM 方式の受信画像品質が所要値を下回る確率

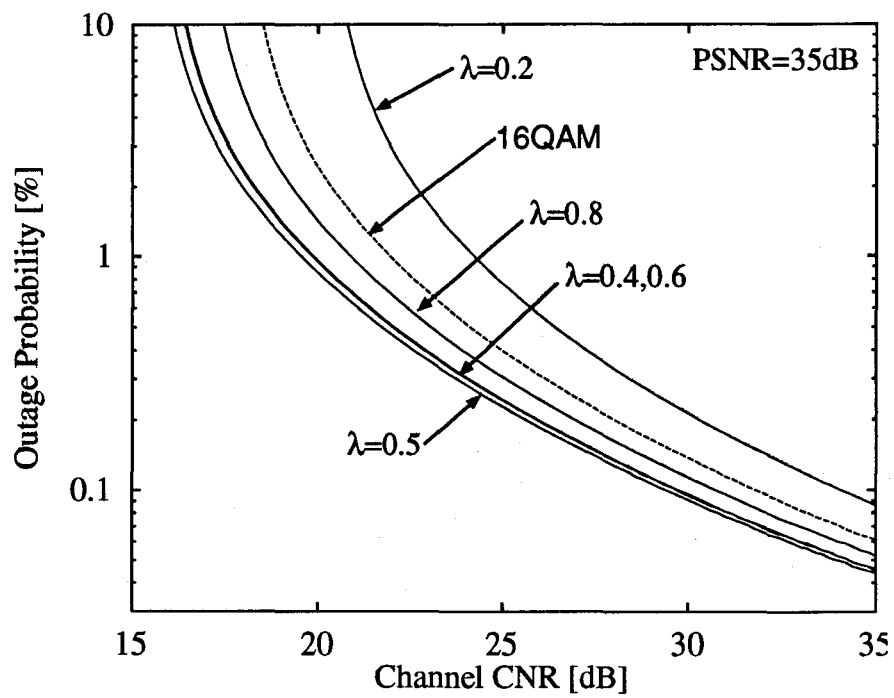


図 3.4: 階層 16QAM 方式の受信画像劣化発生確率

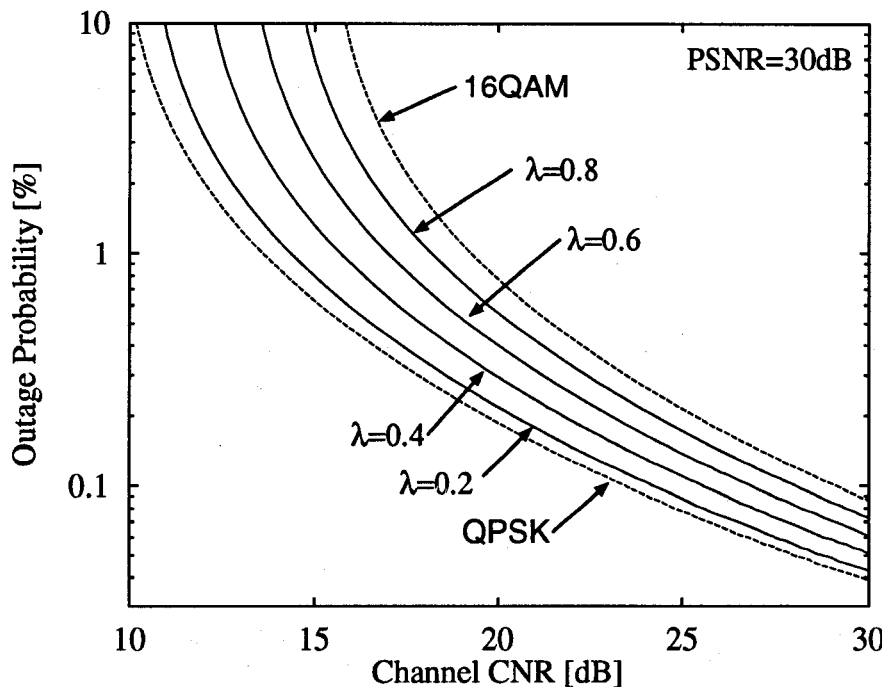


図 3.5: 階層 16QAM 方式の階層 1 情報伝送誤り発生確率

に示す。ここで、受信画像 PSNR が 35dB を下回る場合とは階層 2 の情報に伝送誤りが発生し、受信画像品質に劣化が発生した場合を表している。図 3.4 から、階層変調指数 λ を 0.5 とした場合に最も受信画像の劣化発生確率を低できることがわかる。このとき、提案方式は通常の 16QAM 方式よりも、瞬断率 1% を得るために必要な所要伝送路 CNR を 2.5dB 改善でき、また、伝送路 CNR が 22dB の場合の瞬断率は 0.5% であり、16QAM 方式の半分に改善できることがわかる。

一方、受信画像 PSNR が 30dB を下回る場合とは階層 1 の情報に伝送誤りが発生し、受信画像に重大な劣化が発生した場合を表している。この場合、階層 1 情報の伝送信頼性が最も重要となるため、図 3.5 から階層変調指数を小さくするほど誤り発生確率は低くなる。特に $\lambda = 0.2$ の場合には、ほぼ QPSK 方式と同等の特性を得られることがわかる。

次に、実際の画像の劣化の様子を調べるため、画像伝送の計算機シミュレーションを行う。降雨減衰量の変動は画像伝送に必要な時間と比べ十分長いため、1枚の画像伝送の間は一定の CNR を保つ AWGN 伝送路であると考えられる。そこで、降雨のない状態での CNR を 25dB と仮定し、この状態から降雨によって減衰を受けた場合の各伝送方式の画像伝送シミュレーション結果を図 3.6~3.8 に示す。図 3.6 の QPSK 方式では、伝送路品質の大きな劣化に



(a) 減衰なし (PSNR=30.79dB)



(b) 減衰 5 dB (PSNR=30.79dB)



(c) 減衰 10 dB (PSNR=30.79dB)



(d) 減衰 15 dB (PSNR=30.55dB)

図 3.6: 伝送シュミレーション結果 ($\lambda = 0.0$: QPSK)



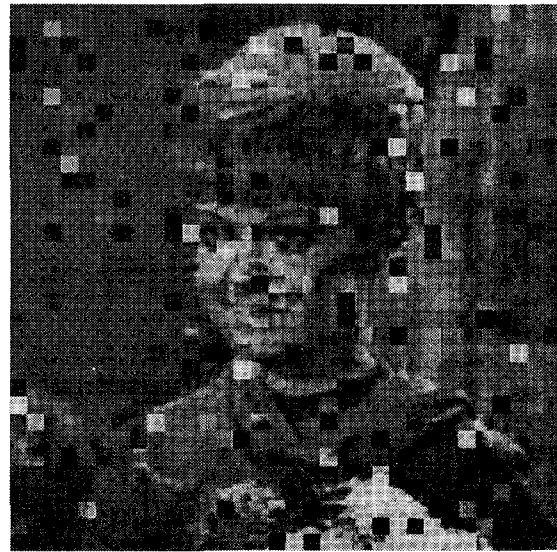
(a) 減衰なし (PSNR=35.44dB)



(b) 減衰 5 dB (PSNR=35.44dB)



(c) 減衰 10 dB (PSNR=28.01dB)



(d) 減衰 15 dB (PSNR=18.04dB)

図 3.7: 伝送シュミレーション結果 ($\lambda = 1.0 : 16QAM$)



(a) 減衰なし (PSNR=35.41dB)



(b) 減衰 5 dB (PSNR=34.70dB)



(c) 減衰 10 dB (PSNR=33.25dB)



(d) 減衰 15 dB (PSNR=29.43dB)

図 3.8: 伝送シュミレーション結果 (提案方式: $\lambda = 0.2$)

対しては他の方式よりも強いものの、階層2の情報を伝送していないため、伝送路が減衰を受けていない場合の品質が他変調方式よりも劣っている。図3.7に示す16QAM方式では、伝送路が減衰を受けていない場合は高い品質の再生画像を得ることができるが、伝送路品質が低下した場合には、大きな再生画像品質の劣化を受けている。しかし、図3.8に示す階層変調方式では、劣化のない場合には高品質の再生画像を得ることができ、なおかつ伝送路品質が低下した場合にも、再生画像の劣化を16QAM方式よりも抑圧できており、階層変調方式によってグレースフルデグラデーションが実現されている。

3.4 マルチビーム送信電力制御階層伝送方式

南西諸島を除く日本国内を図3.9のように6地域に分割する。この6地域は22GHz帯衛星回線で想定された6個のスポットビームの照射地域を元にしており、ある地域の50%以上の地点で1mm/h以上の雨が観測されたとき、その地域に降雨が発生したと判定する場合、降雨の同時発生地域数に対する解析結果を図3.10に示す[37]。図から、降雨が日本全域にわたって同時に発生することはほとんどなく、日本の降雨の局所性は強いことがわかる。

マルチビーム送信電力制御(ORS)システムでは、この降雨の局所性を用いて降雨地域の受信特性を改善する。すなわち、送信電力を個々に制御可能なマルチビームアンテナを搭載した衛星を用いることにより、降雨地域に対して他の地域向けの送信電力マージンを割当てる。この方式を用いることによって、降雨地域の受信搬送は電力対雑音電力特性を改善することができる。

本解析では簡単化のために図3.11に示すような2つの地域に対してORSによる電力配分を行う場合を考える。2つの地域からの降雨の情報を用いて、余剰電力を配分し降雨地域の伝送路品質を改善する。さらに、画像情報の伝送には階層伝送方式を使用し、伝送画像品質が降雨により大きな劣化を受けることを防ぐ。

このとき、どちらか一方の地域でのみ降雨が発生し、ORSにより降雨地域の伝送路品質の改善が可能な場合と、両方の地域で降雨が発生し、ORSによる回線品質の改善が不可能な場合について、階層変調指数 λ をそれぞれ最適に変化させることにより、より一層、受信画像品質が改善できるものと考えられる。

ORSによる電力配分の様子を図3.12に示す。各地域において降雨による減衰のない場合に必要となる送信電力を P_f 、衛星のすべての電力を各地域に均等に分割した場合の1地域当たりの電力を P_m とする。固定電力マージンを P_{mk} とすると、ORSによって割当てること

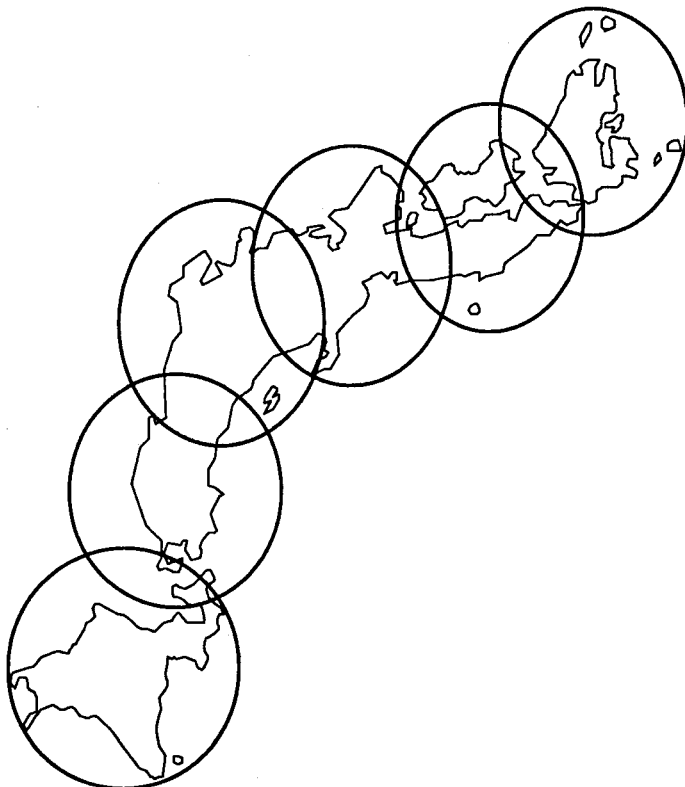


図 3.9: スポットビームの照射範囲

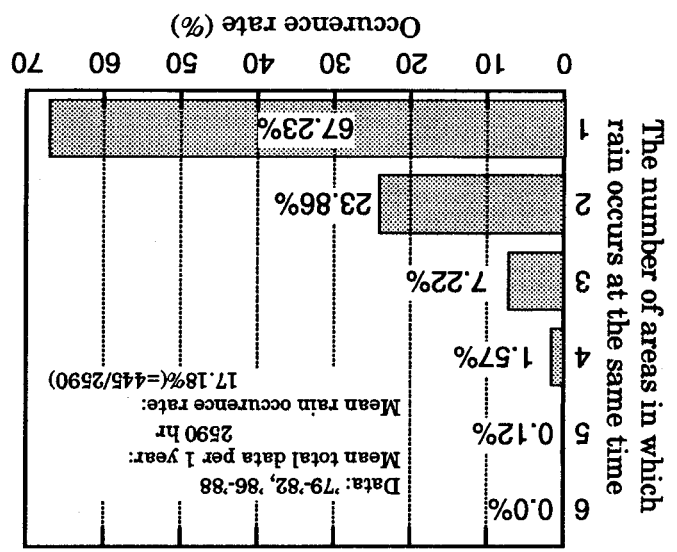


図 3.10: 降雨の同時発生地域数ごとにみた発生率

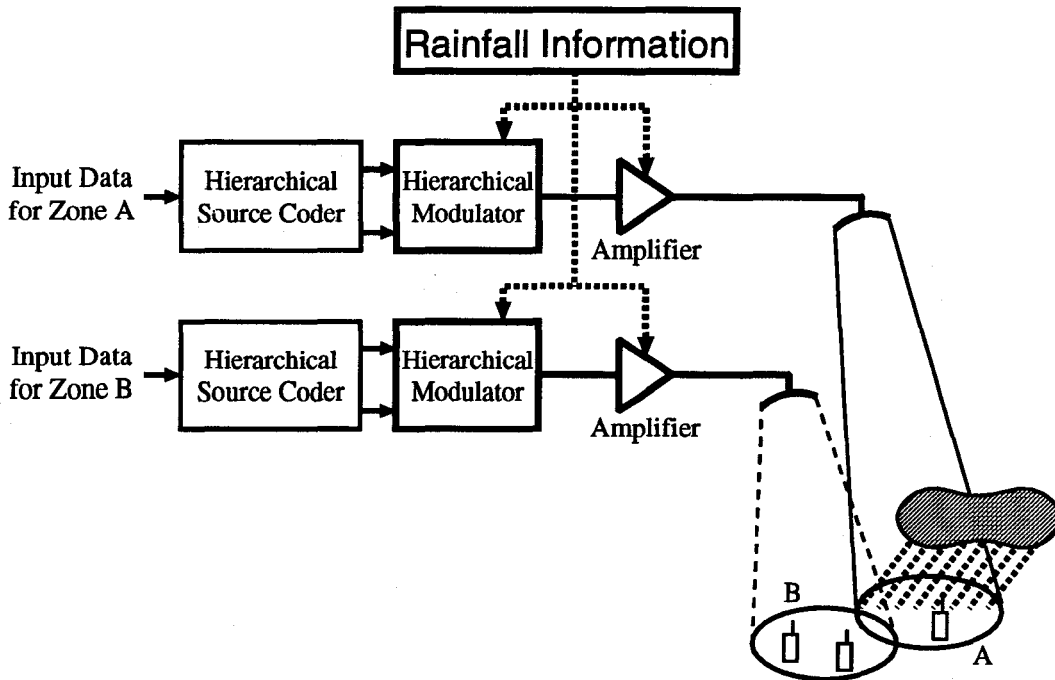


図 3.11: ORS 階層伝送方式のシステムモデル

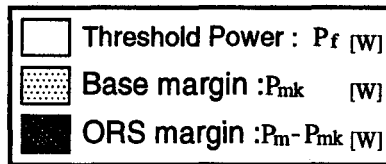
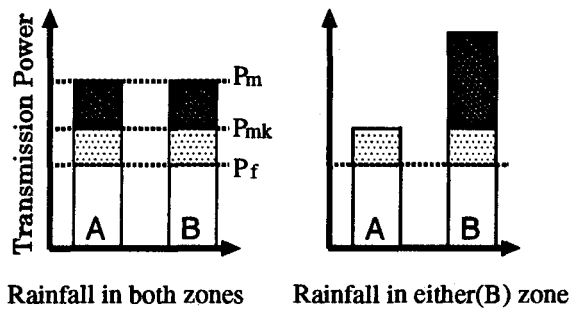


図 3.12: ORS による電力配分

の出来る電力は $P_m - P_{mk}$ となる。よって、ORS によって改善される伝送路品質 M_{ORS} [dB] は次式で与えられる。

$$M_{ORS} = 10 \log_{10} \left\{ \frac{2(P_m - P_{mk}) + P_{mk}}{P_m} \right\} \quad (3.8)$$

3.4.1 マルチビーム送信電力制御方式と階層伝送方式の特性比較

図 3.14 にマルチビーム送信電力制御 (ORS) 方式と階層伝送方式の伝送画像品質特性を SIDBA 標準画像 “GIRL” (符号化率 1 bit/pixel, 符号化 PSNR=35.4dB) を用いて解析した結果を示す。ここでは、ORS で分割するスポットビーム照射地域数を 2, ORS で降雨地域に配分される降雨減衰マージン M_{ORS} を 5 dB, 降雨発生時において、それがどちらか一方の地域だけの降雨である確率を 70 %, 両方の地域で降雨が発生している確率を 30 % としている。

図から、ORS 方式を適用することによって受信画像品質が大きく改善されることがわかる。特に PSNR=30dB を得るための所要伝送路 CNR は 12dB となり、16QAM 方式と比較して約 4dB の改善がみられる。しかし、同じく伝送路 CNR は 12dB のとき受信画像 PSNR=30dB を得ることができる、階層変調指数 λ が 0.4 の場合の階層伝送方式は、伝送路 CNR が 12~17dB の範囲で ORS 方式よりも高い受信画像 PSNR 特性を示しており、二つの方式を単独で使用する場合には、階層伝送方式のほうが優れていることがわかる。

3.4.2 マルチビーム送信電力制御階層伝送方式の受信画像品質特性

図 3.14 に提案する ORS 階層伝送方式の受信画像品質特性を示す。図から、階層伝送方式を適用することによって ORS 方式の伝送特性が大きく改善されることがわかる。ここで、階層変調指数の最適化を考える。また、図 3.15, 3.16 に各伝送方式の平均画像品質を得るために必要な、所要 CNR 特性と階層変調指数の関係をそれぞれ示す。

図 3.15 から、通常の階層伝送方式では、平均画像 PSNR 品質 35dB を得る為の所要 CNR は階層変調指数 λ が 0.48 のときに最低値 15.6dB をとることがわかる。これに対して ORS を適用した場合には、図 3.16 から、 $\lambda = 0.4$ のときに所要 CNR は最低値 14.0dB となり、ORS を適用することにより 1.6dB の改善が得られる。この場合、平均画像 PSNR 品質 30dB を得るための所要 CNR は 8.4dB と、平均画像 PSNR 品質 30dB を得るために階層変調指数を最適化し、 $\lambda = 0.1$ とした場合と比較して 1dB の劣化となるが、 $\lambda = 0.1$ とした場合にはより高い品質の画像を受信することができなくなる。

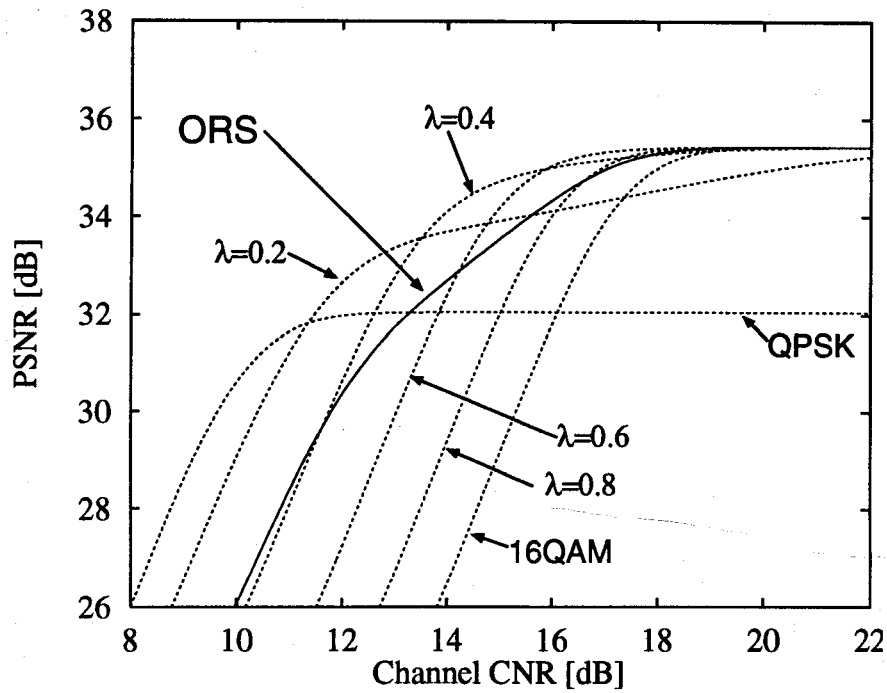


図 3.13: ORS 伝送方式および階層伝送方式の伝送路 CNR 対平均受信 PSNR 特性

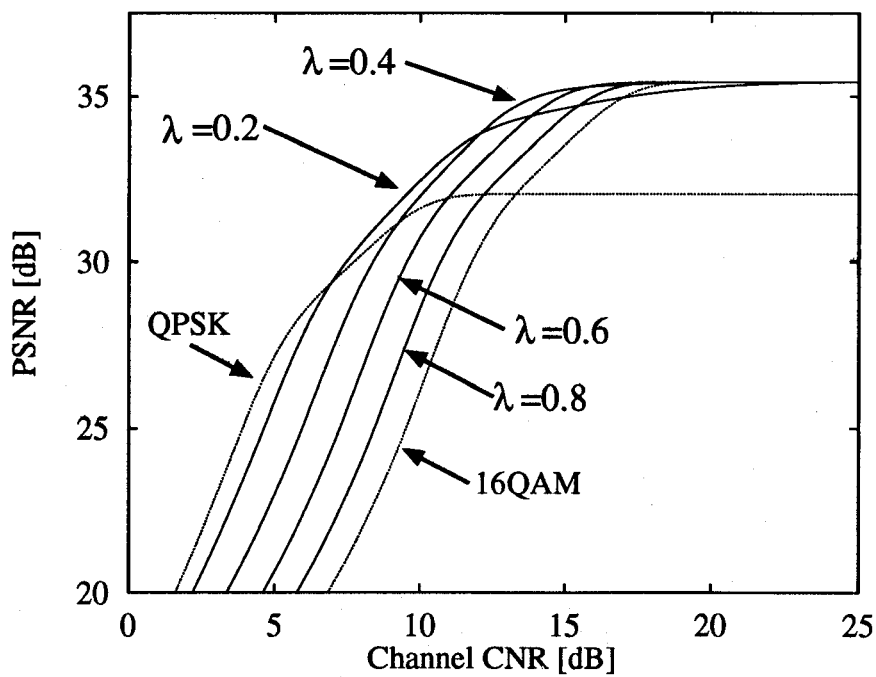


図 3.14: ORS 階層伝送方式の伝送路 CNR 対平均受信 PSNR 特性

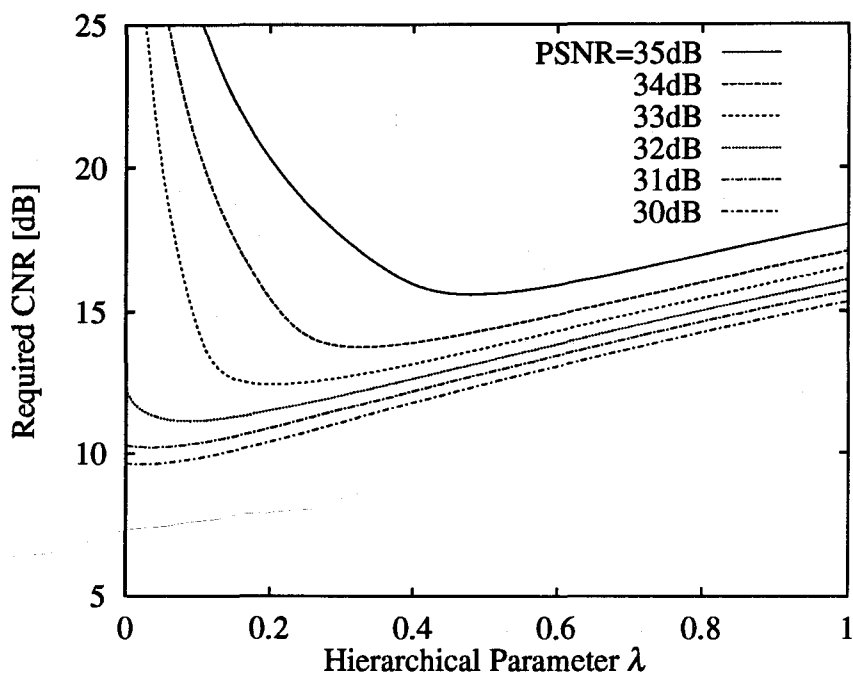


図 3.15: 階層伝送方式の階層変調指数対所要 CNR 特性

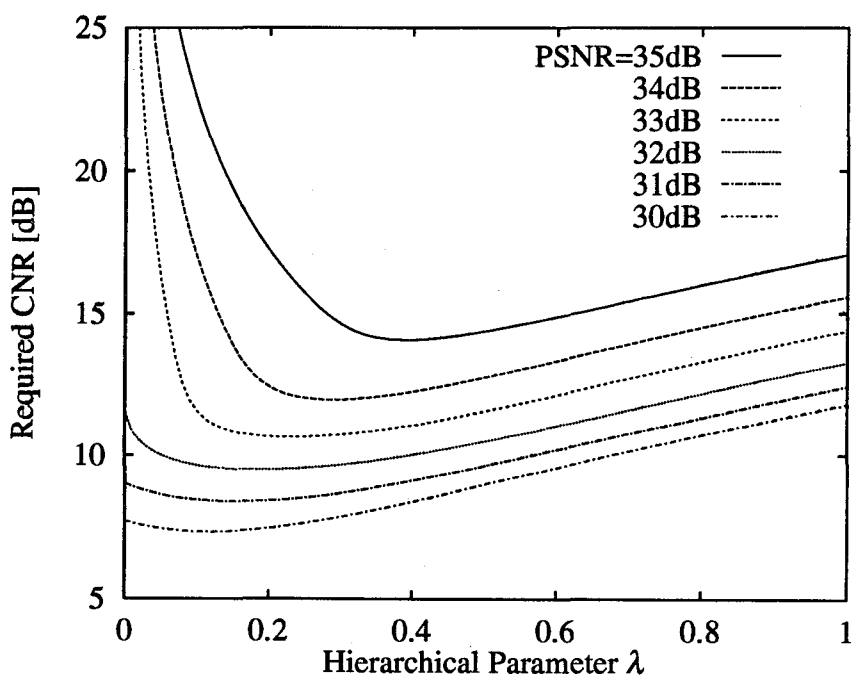


図 3.16: ORS 階層伝送方式の階層変調指数対所要 CNR 特性

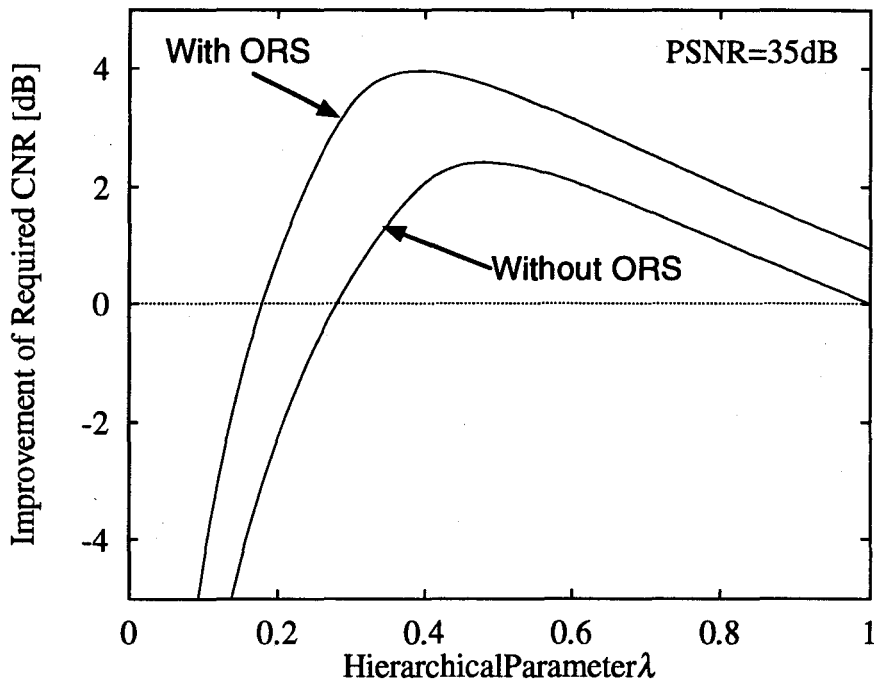


図 3.17: 各伝送方式の所要 CNR 改善特性

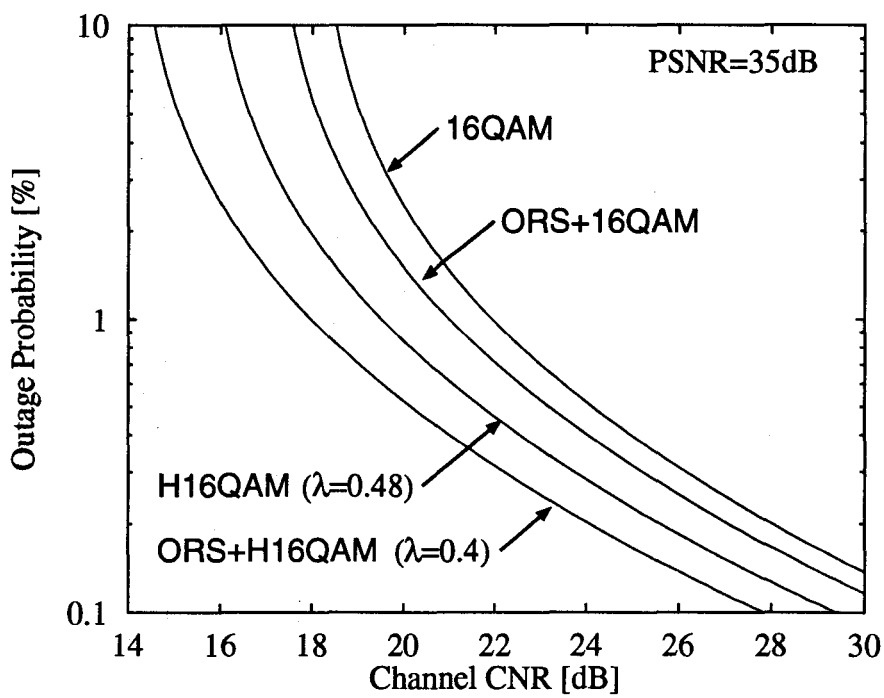


図 3.18: 各伝送方式の受信画像劣化発生確率

次に、所要受信画像品質を 35dB とした場合の、階層変調指数と通常の 16QAM 方式に対する各伝送方式の所要伝送路品質の改善度の関係を図 3.17 に示す。図から、ORS を単独で適用した場合 ($\lambda = 1.0$) の改善度は約 1dB であるのに対し、階層伝送方式を単独で適用した場合の最大改善度は 2.4dB と、所要受信画像品質 35dB を得るためには階層伝送方式を適用した方が有効であることがわかる。また、両方式を併用した場合の最大改善度は約 4dB となり、両方式を単独で適用した場合の改善度の和よりもさらに 0.6dB の改善されており、両方式を併用することによる相乗効果が得られている。これは、ORS 方式を用いることによって伝送路 CNR がより広い範囲にわたって変動することによって、階層伝送方式がより有効に作用するためと考えられる。

図 3.18 に受信画像品質が 35dB を下回り、受信画像に劣化が生じる確率を示す。図から、提案する ORS 階層伝送方式は、伝送路の CNR が 22dB の場合に瞬断率 0.3 % であり、通常の 16QAM 方式の 3 分の 1 に瞬断率を改善できることがわかる。

3.5 結言

本章では、デジタル衛星放送における降雨減衰対策として、第 2 章で提案した階層伝送方式を衛星回線降雨減衰伝送路に適用し、その伝送特性を明らかにすると共に、伝送誤りが発生した場合の ADCT 階層符号化画像の品質劣化について検討を行った。その結果、階層変調方式を適用することにより、受信画像の品質が伝送路品質の劣化に伴って徐々に低下する、“グレースフルデグラデーション”を実現できることを、計算機シミュレーションにより明らかにした。

さらに、ORS 方式と階層伝送方式を組み合わせた新しい降雨減衰対策方式を提案し、衛星回線降雨減衰伝送路における最適な階層変調指数について検討すると共に、階層伝送方式を組み合わせることによる改善効果を明らかにすると共に、相乗効果の存在を示した。

第 4 章

移動体受信環境下における階層伝送方式

4.1 緒言

画像を始めとするマルチメディア情報を、移動体に対して無線伝送する場合、周波数帯域幅が厳しく制限されるだけでなく、フェージングにより伝送路品質が大きく変動する [40]. 第 2 章で提案した階層画像伝送システムは、このように伝送路の品質が時間と共に変動する場合に有効となる。これは、伝送路の品質が低下した場合には重要な情報を含んだ階層の伝送を確保し、伝送路の品質が良好な場合には付加的情報階層も伝送することによって、伝送路の品質に応じた伝送を行うことができるためである。

本章では、レイリーフェージングを受ける移動体受信環境下に対して階層画像伝送システムを適用し、計算機シミュレーションにより提案方式の画像伝送特性を明らかにする。さらに、劣悪な移動体受信環境下において受信画像品質を向上させるため、誤り訂正方式を適用し、その効果的な適用手法と改善効果について検討を行う。

4.2 レイリーフェージング伝送路

移動無線伝搬路は、移動局周辺の地形や地物により反射、回折、散乱等を受けるため多重波伝搬路となる。この場合、移動局周辺には様々な方向から到来する多数の波が互いに干渉し合い、ランダムな定在波性の電磁界分布が形成される。このような定在波性の電磁界分布の中を移動局が移動すると、受信波の包絡線と位相は図 4.1 のようにランダムに変動する。

ここで、基地局から単一周波数 f_c の電波が送信されている場合を考える。送信波は多重波伝搬路を介して多数の平面波となって到来し、移動局周辺にランダムな定在波性の伝時間分布を形成するものとする。いま、 n 番目に到来する素波 $e_n(t)$ が移動局の進行方向に対して

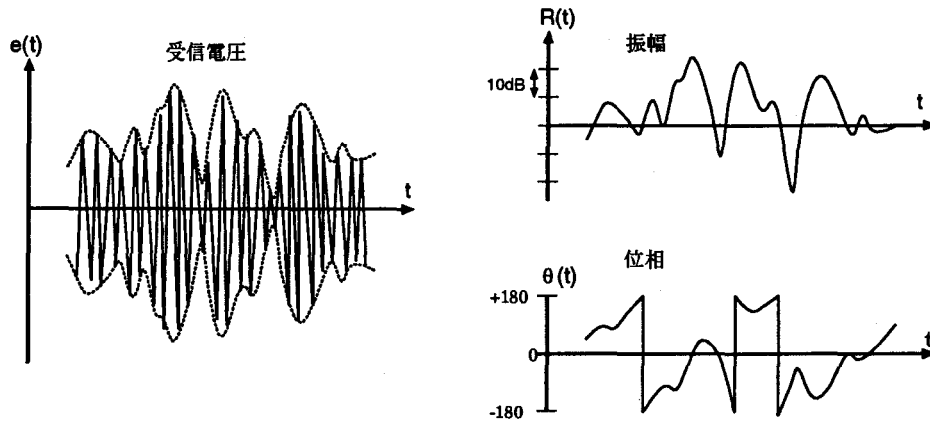


図 4.1: フェージング受信波の変動の様相

角度 ϕ_n で到来しているものとするれば、次式のように表示される。

$$e_n(t) = \text{Re}[z_n(t) \exp j(2\pi f_c t)] \quad (4.1)$$

ここで、 $\text{Re}[\]$ は複素数の実数部をとることを意味し、 $z_n(t)$ は n 番目の素波の複素包絡線である。素波 $e_n(t)$ は長さ l_n の伝搬路を經由して到来するものとし、送信波の波長を λ 、移動局の走行速度を v とすると

$$\begin{aligned} z_n(t) &= R_n \exp j \left(-2\pi \frac{l_n - vt \cos \phi_n}{\lambda} + \theta_n \right) \\ &= x_n(t) + jy_n(t) \end{aligned} \quad (4.2)$$

のように表示される。ここで、 R_n および θ_n は n 番目に到来する素波の包絡線と位相であり、いずれもランダムな確率変数である。

到来する素波の数を N とすると、受信波 $e(t)$ は次式のように表示される。

$$\begin{aligned} e(t) &= \sum_{n=1}^N e_n(t) \\ &= \text{Re} \left[\sum_{n=1}^N z_n(t) \exp j(2\pi f_c t) \right] \end{aligned} \quad (4.3)$$

ここで、受信波の同相成分 $x(t)$ と直交成分 $y(t)$ を用い、

$$\begin{aligned} z(t) &= \sum_{n=1}^N z_n(t) \\ &= \sum_{n=1}^N x_n(t) + j \sum_{n=1}^N y_n(t) \\ &= x(t) + jy(t) \end{aligned} \quad (4.4)$$

とすると次式を得る.

$$e(t) = x(t) \cos(2\pi f_c t) - y(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (4.5)$$

式(4.4)において, N が十分大きく各素波の強さがすべて同程度であるとすれば, 中央極限定理により, $x(t)$ および $y(t)$ は平均値が 0 で等しい分散を有する互いに独立な定常ガウス過程になる. 従って, $x = x(t)$ および $y = y(t)$ の結合確率密度関数 $p(x, y)$ は次式のようになる.

$$p(x, y) = \frac{1}{2\pi b_0} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2b_0}\right) \quad (4.6)$$

ただし, $-\infty < x, y < +\infty$ で, b_0 は平均受信電力とする.

式(4.5)の受信波は, 包絡線 $R(t)$ と位相 $\theta(t)$ を用いて

$$e(t) = R(t) \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] \quad (4.7)$$

と表すことができる. ここで, $x(t), y(t)$ と $R(t), \theta(t)$ との相互関係は

$$\begin{cases} x(t) = R(t) \cos[\theta(t)] \\ y(t) = R(t) \sin[\theta(t)] \end{cases} \quad (4.8)$$

で与えられるから, 確率変数変換により $R = R(t)$ と $\theta = \theta(t)$ の結合確率密度関数 $p(R, \theta)$ は次式のように求められる.

$$p(R, \theta) = \frac{R}{2\pi b_0} \exp\left(-\frac{R^2}{2b_0}\right) \quad (4.9)$$

ただし, $0 \leq R, -\pi \leq \theta < \pi$ である. これより, R および θ は互いに独立なランダム変数であり, それぞれの確率密度関数 $p(R)$ および $p(\theta)$ は次式のように表される.

$$\begin{cases} p(R) = \frac{R}{b_0} \exp\left(-\frac{R^2}{2b_0}\right) \\ p(\theta) = \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (4.10)$$

上式より, フェージング受信波の包絡線と位相の変動は, レイリー分布と一様分布に従うことがわかる.

次に, 受信波の包絡線が式(4.10)のレイリー分布に従って変動する場合の CNR γ の分布を求める. 受信機の雑音で力を p_n とすれば, 受信波の包絡線が R であるときの CNR γ は

$$\gamma = \frac{R^2}{2p_n} \quad (4.11)$$

となる。確率変数変換によりその確率密度関数 $p(\gamma)$ を求めると、次式のような指数分布になる。

$$p(\gamma) = \frac{1}{\gamma_0} e^{-\gamma/\gamma_0} \quad (4.12)$$

ここで、 $\gamma \geq 0$ であり、 $\gamma_0 = b_0/p_n$ は平均 CNR である。

4.3 レイリーフェージング環境下における受信画像品質特性

レイリーフェージングを受ける移動無線伝送路に対して階層 16QAM 方式を適用する場合、階層ごとのビット誤り率は、式 (2.15), (2.16) を式 (4.12) に示される伝送路の瞬時 CNR γ の確率密度関数によって平均し、次式のように求めることができる [41]。

$$P_{r1}(\lambda, \gamma_0) = \frac{1}{4} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{4\lambda^2 + 4\lambda + 2}{\gamma_0}}} \right] + \frac{1}{4} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2\lambda^2 + 2\lambda + 1}{(2\lambda^2 + 2\lambda + 1/2)\gamma_0}}} \right] \quad (4.13)$$

$$P_{r2}(\lambda, \gamma_0) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{4\lambda^2 + 4\lambda + 2}{\lambda^2 \gamma_0}}} \right] \quad (4.14)$$

尚、ここでは信号の検波方式は絶対位相同同期検波を仮定している。

図 4.2 にレイリーフェージング伝送路における階層 16QAM 方式のビット誤り率 (Bit Error Rate : BER) 特性を示す。図から、階層変調方式を用いることによって階層変調指数 λ を小さくするほど 2 つの階層の信頼性を大きく変化させられることがわかる。特に、 $\lambda = 0.2$ の場合には、階層 1 の BER を QPSK とほぼ同等にまで改善することができる。

ADCT を用いた階層画像符号化を用いた場合に、各階層において 1 ビットの誤りによって発生する再生画像の歪み電力をそれぞれ D_1, D_2 とする。この時、各階層の情報を階層変調を用いて異なる誤り率で伝送した場合、再生画像の PSNR は式 (4.13), (4.14) を用いて

$$\text{PSNR}(\lambda, \gamma_0) = 10 \log_{10} \frac{255^2}{D_1 P_{r1}(\lambda, \gamma_0) + D_2 P_{r2}(\lambda, \gamma_0)} \quad (4.15)$$

で与えられる。

原画像 “GIRL” に対する受信画像の PSNR 特性のシミュレーション結果を図 4.3, 4.4 に示す。図から、提案方式において階層変調指数 λ を 0.2 とした場合にもっとも PSNR 特性が高くなることがわかる。この場合、従来の QPSK, 16QAM の両方式よりも常に優れた特性を示しており、特に伝送路の品質が 20dB から 35dB の範囲では、PSNR がおよそ 3dB 改善されている。これは、 λ を 0.2 にした場合には、瞬時 CNR が大きく劣化した場合に発生する

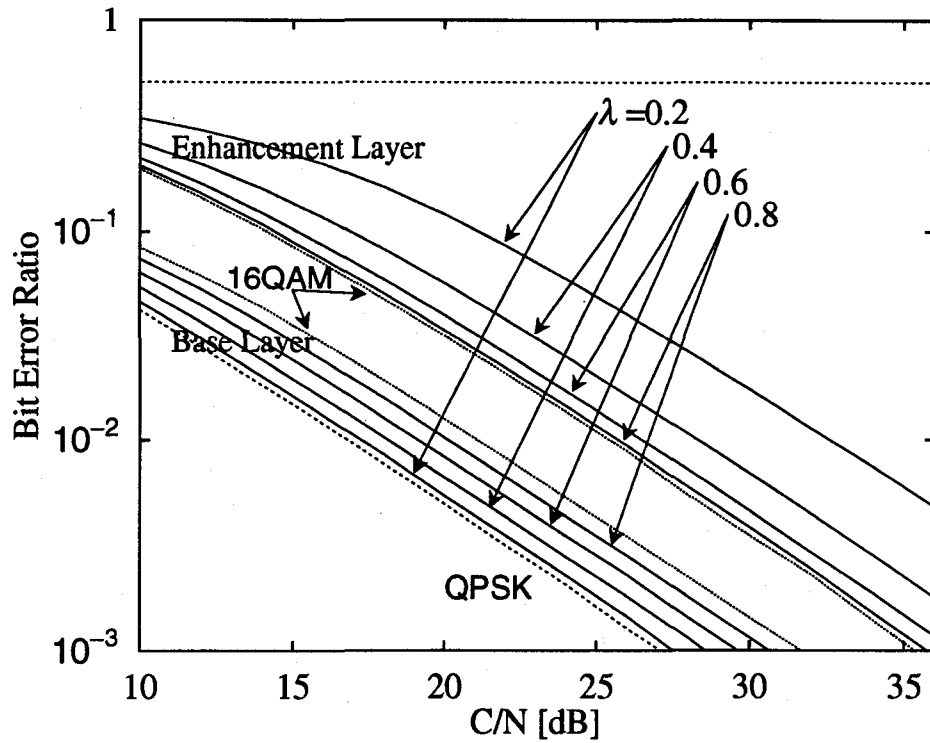


図 4.2: レイリーフェージング環境下における階層別 BER 特性

階層 1 の伝送誤りが、QPSK による伝送の場合にほぼ等しくなる程度にまで改善されるためである。この場合、階層 2 の誤り率は増加するが、第 2 章で示したように、階層 2 の情報のもつビット誤り感度は非常に小さいため、階層 2 の BER が増加しても再生画像品質には大きな影響を与えず、全体としての受信特性が改善される。さらに、瞬時 CNR が高い場合には、階層 2 の情報も正確に伝送されることにより、提案方式を用いた再生画像品質が QPSK 方式よりも大きく改善されている。

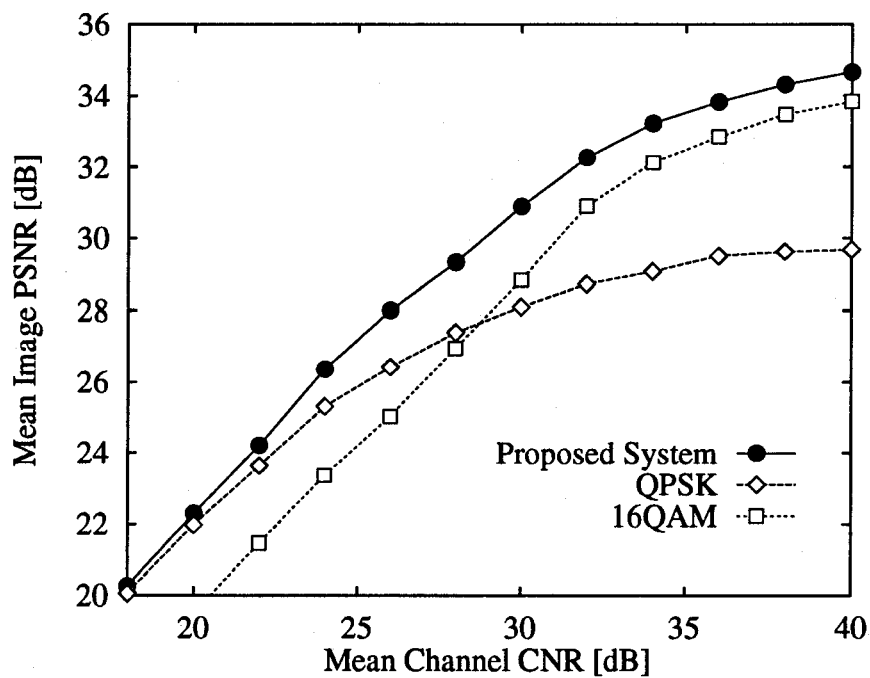


図 4.3: 階層伝送方式の伝送路平均 CNR 対 平均画像品質 PSNR 特性

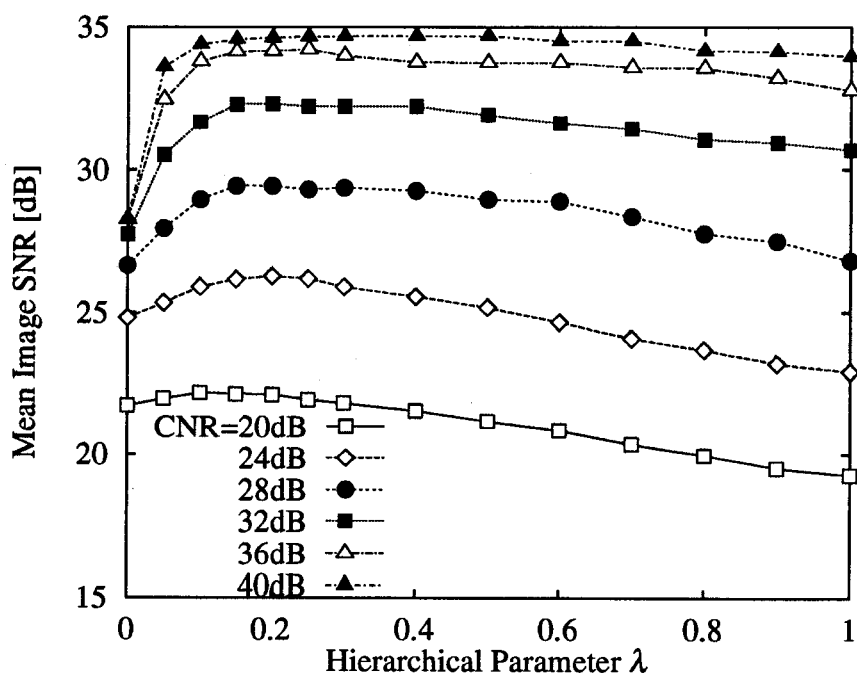


図 4.4: 階層伝送方式の変調指数 λ 対 平均画像品質 PSNR 特性



(a) $\lambda = 0.0$ (QPSK)



(b) $\lambda = 0.2$



(c) $\lambda = 0.5$



(d) $\lambda = 1.0$ (16QAM)

図 4.5: 画像伝送シミュレーション結果 (“GIRL”, CNR=20dB)

(a) $\lambda = 0.0$ (QPSK)(b) $\lambda = 0.2$ (c) $\lambda = 0.5$ (d) $\lambda = 1.0$ (16QAM)

図 4.6: 画像伝送シミュレーション結果 (“GIRL”, CNR=25dB)



(a) $\lambda = 0.0$ (QPSK)



(b) $\lambda = 0.2$



(c) $\lambda = 0.5$



(d) $\lambda = 1.0$ (16QAM)

図 4.7: 画像伝送シミュレーション結果 (“GIRL”, CNR=30dB)

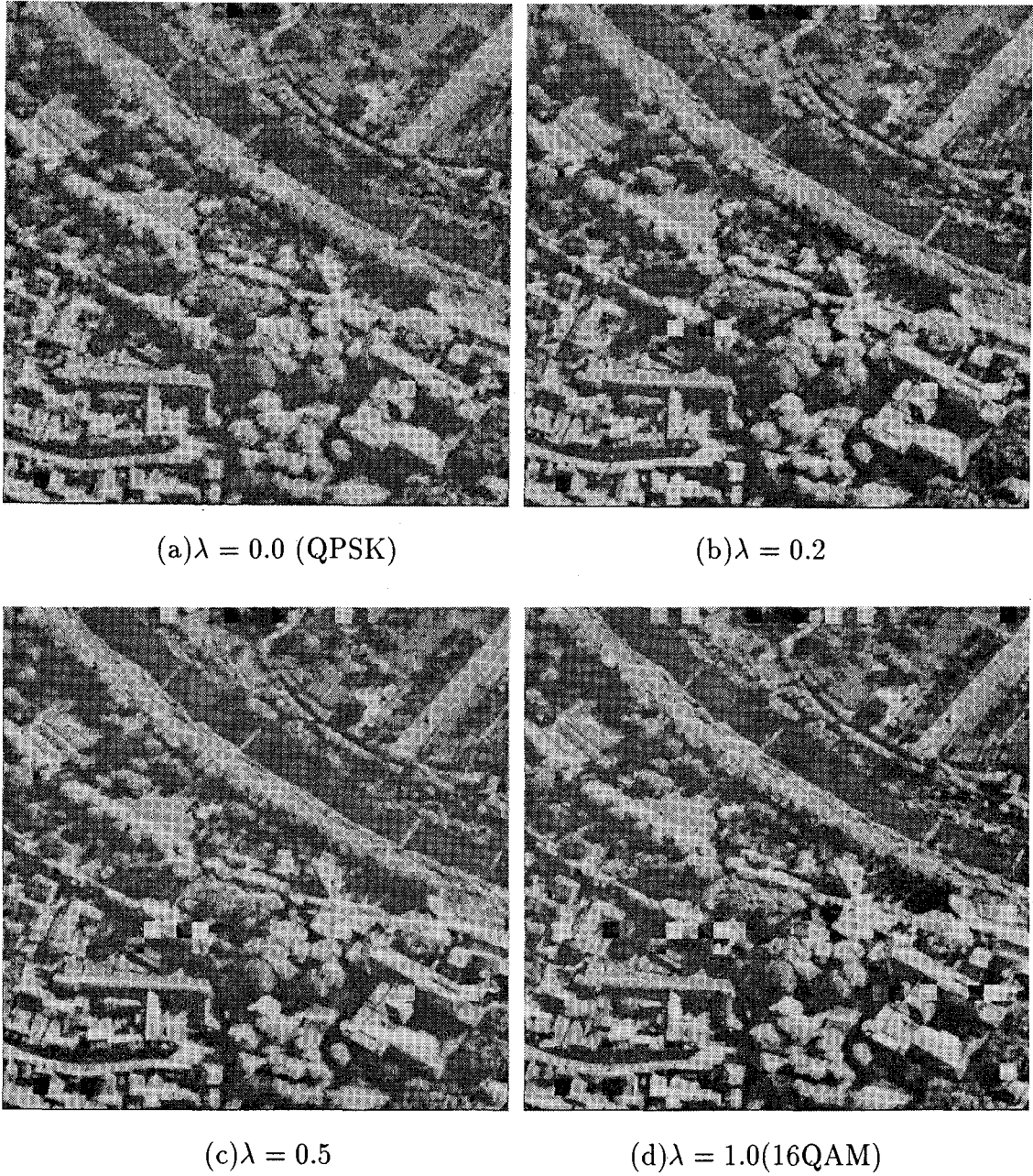
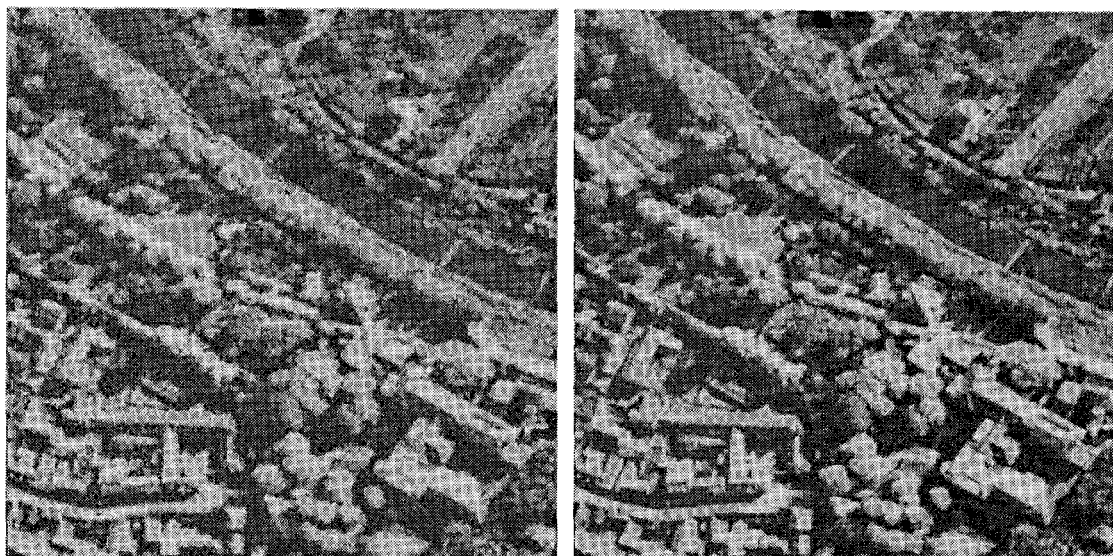
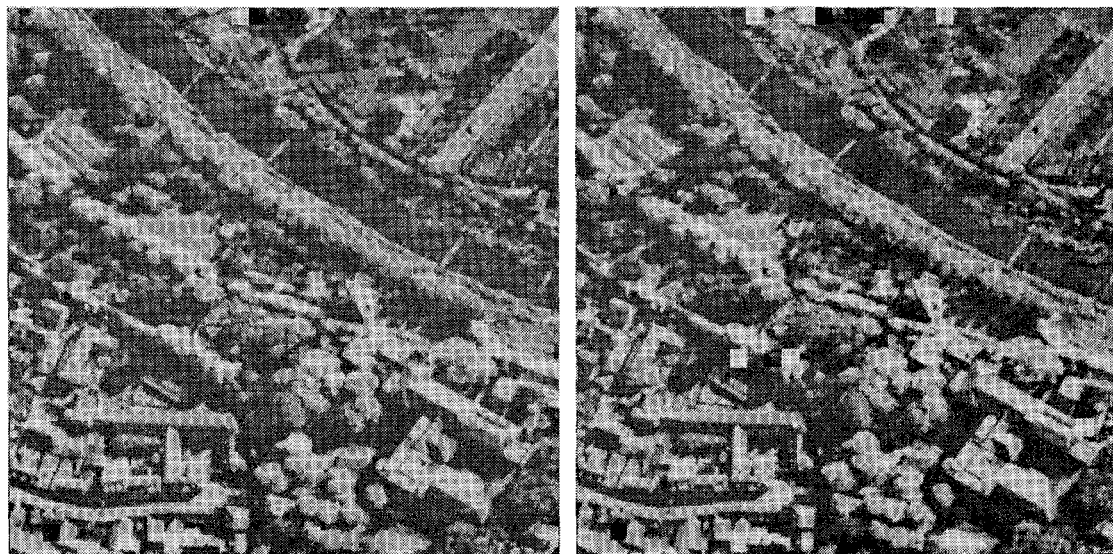


図 4.8: 画像伝送シミュレーション結果 (“AERIAL”, CNR=20dB)



(a) $\lambda = 0.0$ (QPSK)

(b) $\lambda = 0.2$



(c) $\lambda = 0.5$

(d) $\lambda = 1.0$ (16QAM)

図 4.9: 画像伝送シミュレーション結果 (“AERIAL”, CNR=25dB)

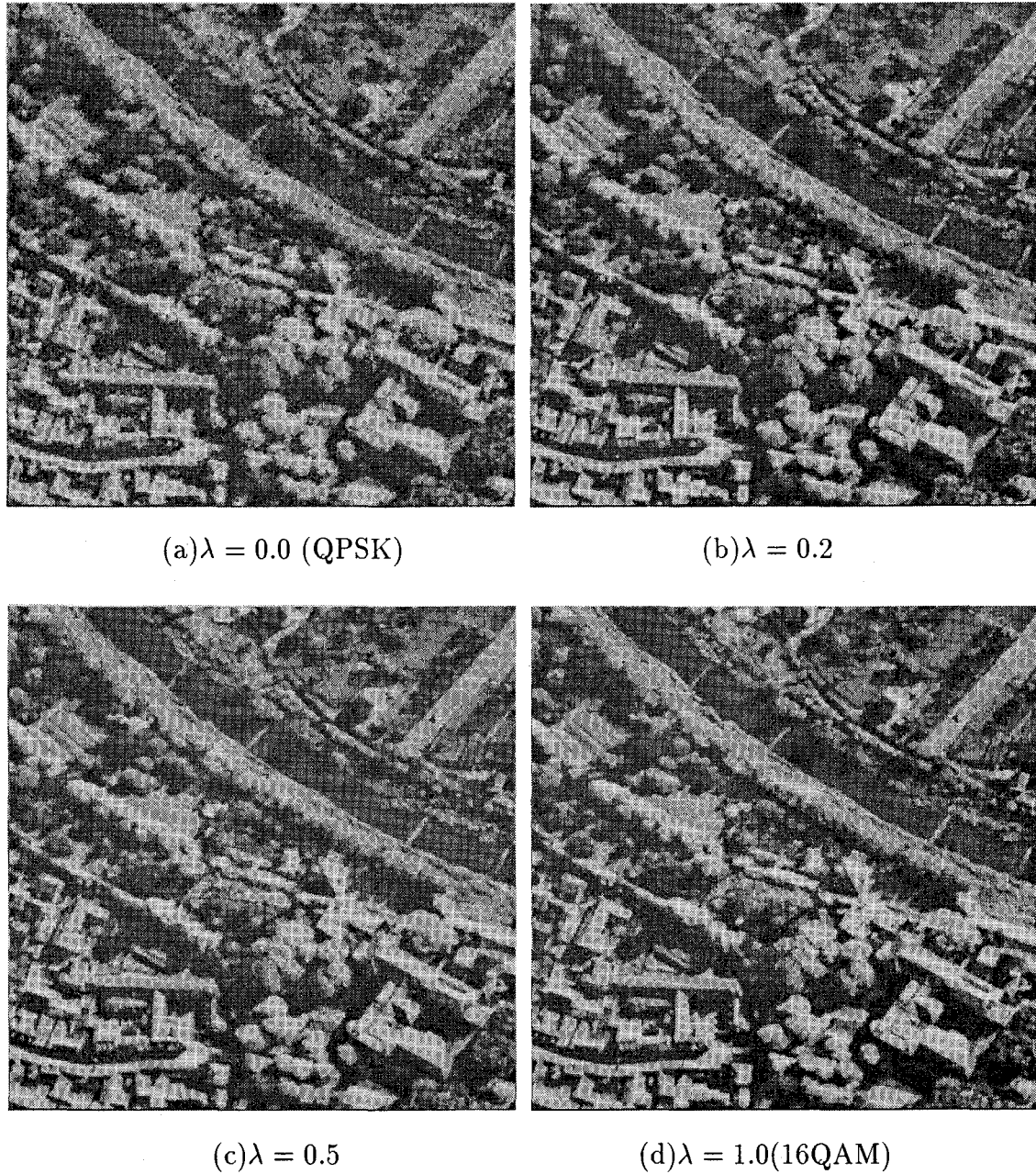


図 4.10: 画像伝送シミュレーション結果 (“AERIAL”, CNR=30dB)

4.4 階層別誤り訂正符号化階層伝送方式

劣悪な移動受信環境下において、受信画像品質を向上させるために誤り訂正方式を適用するのは効果的であると考えられる。しかし、強力な誤り訂正符号は多くの冗長ビットを必要とするため、同じ伝送速度を保つために、画像情報をより高密度に圧縮する必要があり、受信画像品質の低下をまねく。そこで、各階層の誤り感度特性に応じて異なる能力の誤り訂正符号化を行うことにより、移動受信環境下において効率的な画像伝送を実現する。

誤り訂正符号として、ここでは符号長 63 の BCH 符号を用いる。BCH 符号を非 2 元に拡張した場合の最大距離分離符号であるリードソロモン (Reed-Solomon:RS) 符号はより強力な誤り訂正能力を持つが、より長い符号長を必要とし、復号の処理も複雑になる [42]。また、レイリーフェージング伝送路では、バースト的に伝送誤りが発生するため、インターリーブによって拡散し、誤りビットの発生をランダム化してブロック誤り訂正を行う。このとき、誤り訂正符号の符号長が短いほどインターリーブの拡散長を短くでき、受信機のハードウェア構成を簡素化できる。移動受信機では、ハードウェア構成の簡素化および消費電力の低減が大きな問題となっており、誤り訂正能力とハードウェア構成の複雑さの面から、BCH 符号の利用が適切であると考えられる。

図 4.11 に、階層 1 のみに誤り訂正符号化を行った場合のレイリーフェージング伝送路における画像伝送シミュレーション結果を示す。ここでは、変調方式として通常の 16QAM を、誤り訂正符号として符号長 63 の BCH 符号 (BCH(63,57,1), BCH(63,51,2), BCH(63,45,3), BCH(63,39,4), BCH(63,36,5)) を用いている。また、総合の伝送レートを一定とし、誤り訂正符号化による冗長ビット分伝送画像に対して高密度圧縮を行っている。図から、階層 1 に誤り訂正符号化を行うことにより大幅に受信画像品質が改善されることがわかる。このとき、高密度圧縮を行うことによって、CNR が高い場合にわずかな品質低下がみられるが、BCH(63,36,5) 符号を用いた場合でも、受信画像 PSNR の劣化量はおよそ 1dB ほどであり、一方、PSNR=30dB を得るための所要 CNR は 10dB 以上改善されている。

次に、階層 2 にも誤り訂正方式を適用した場合のシミュレーション結果を図 4.12 に示す。ここでは、階層 1 に BCH(63,45,3) 符号を、階層 2 に、BCH(63,57,1), BCH(63,51,2), BCH(63,45,3) の各符号を用いている。この場合、階層 2 に誤り訂正を付加することによる受信画像品質の改善はみられず、逆に高密度圧縮することによる画像品質の低下の影響だけがみられる。このことから、階層符号化画像を誤り訂正符号化して伝送する場合、階層 1 のみに誤り訂正符号を適用するのが効果的であることがわかる。

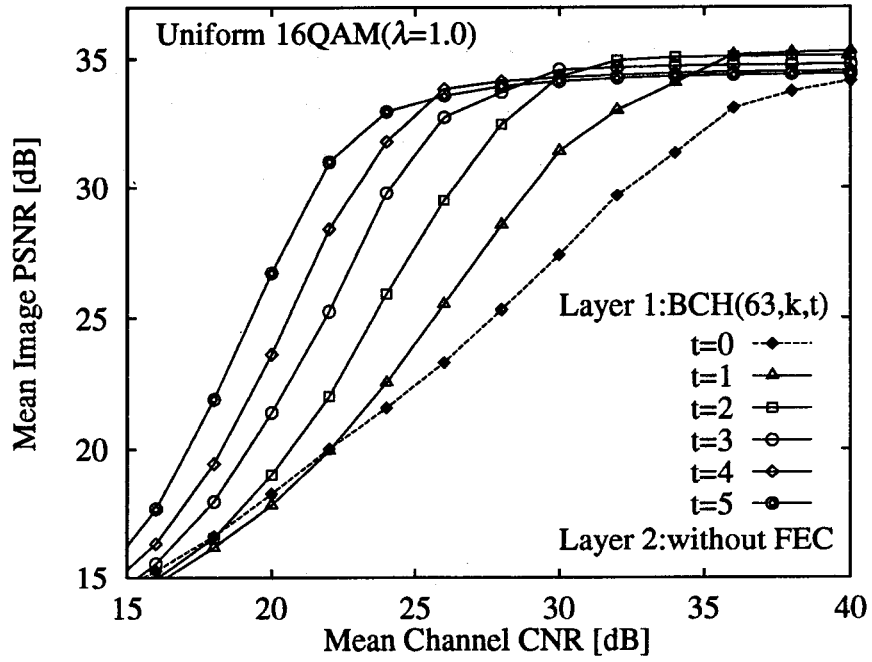


図 4.11: 階層 1 誤り訂正時の受信画像品質特性

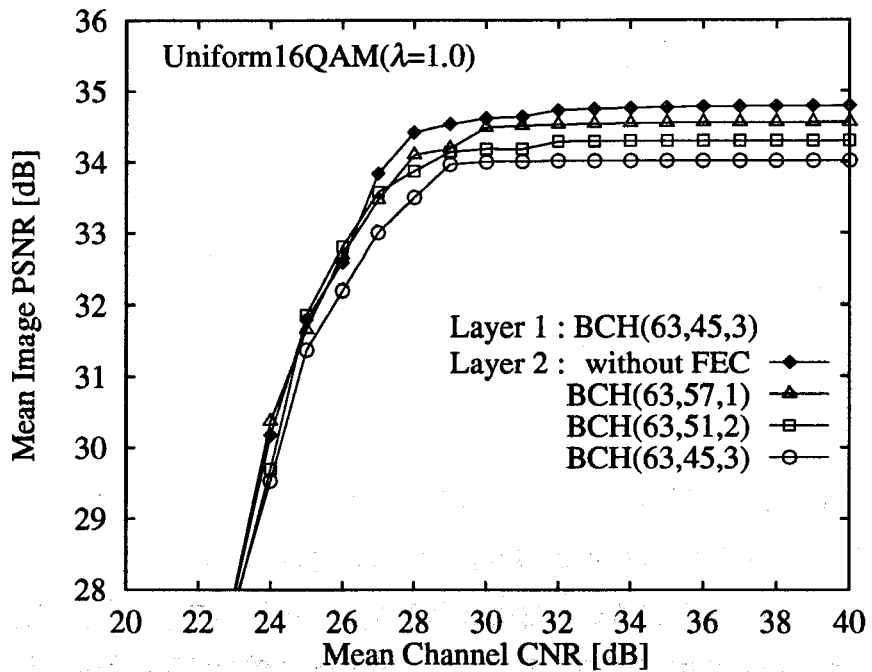


図 4.12: 階層 1 階層 2 誤り訂正時の受信画像品質特性

図 4.13 に、階層別誤り訂正符号化と階層変調方式を併用した場合のレイリーフェージング伝送路における画像伝送シミュレーション結果を示す。図から、階層別誤り訂正符号化を行った場合にも、階層変調方式の適用により、所要 CNR を約 2dB 改善できることがわかる。また、階層変調を行わず ($\lambda = 1.0$)、階層 1 に BCH(63,45,3) 誤り訂正符号を用いる場合と、最適な階層変調を行い ($\lambda = 0.4$)、階層 1 に BCH(63,51,2) 誤り訂正符号を用いる場合では、同等の伝送路 CNR の劣化に対する耐性を持つが、CNR が 30dB 以上の領域で階層変調方式がおおよそ 0.4dB 上回る受信画像品質得られることがわかる。

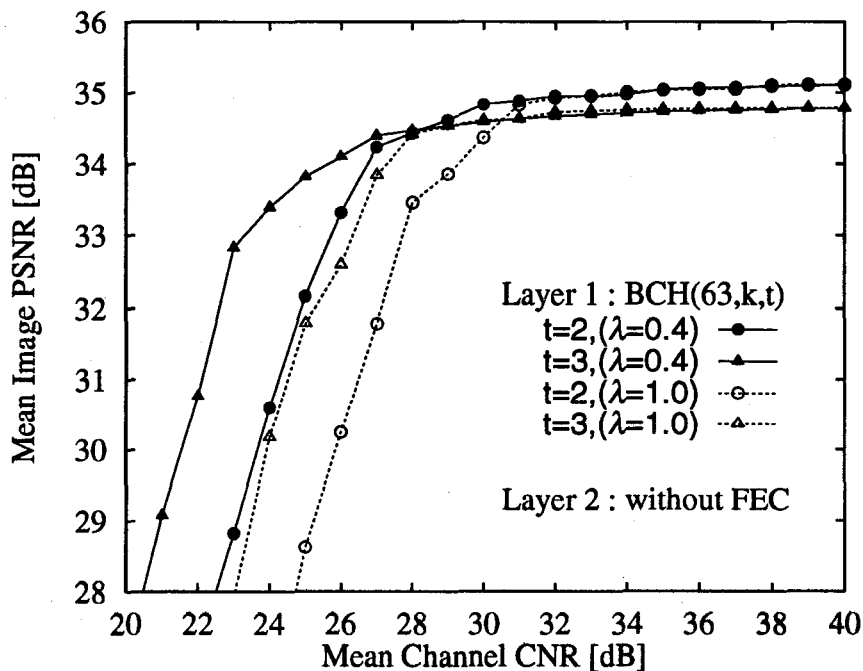


図 4.13: 階層別誤り訂正符号化階層変調方式の受信画像品質特性

4.5 結言

本章では、移動受信環境下におけるレイリーフェージング伝送路に対して提案する階層画像伝送システムを適用し、その伝送特性について計算機シミュレーションを行った。その結果、提案方式はレイリーフェージング環境下において最適な階層変調指数 $\lambda = 0.2$ を持ち、最適な階層変調指数を選ぶことによって、従来の16QAM方式およびQPSKの両方式よりも優れた受信画像品質を得られることを明らかにした。さらに、階層別誤り訂正符号の効果的な適用法について検討を行い、誤り感度の高い階層1のみに誤り訂正符号化を行うことが効果的であることを示した。そして階層別誤り訂正符号化を適用した場合にも、階層変調方式を用いることによる改善効果を確認した。

第 5 章

階層地上波デジタル放送の移動体簡易受信方式

5.1 緒言

デジタル放送において階層変調方式を用いることにより、放送エリアの境界付近や障害物により電波の遮られる難視聴地域においても、低ビットレートのサービスを受けることが可能となる。また、携帯端末などのあらかじめ低ビットレートのサービスしか必要としない受信機の構成を簡易化することができる。このように、階層変調方式は、受信環境や受信機性能に応じた受信品質を得る、スケーラビリティも同時に実現する。

しかし、移動体による受信を考える場合、フェージングにより受信信号レベルが大きく変動するだけでなく、位相変動が発生するため、同期検波を行うにはフェージング補償のための複雑な処理が必要となる [43]-[46]。しかし、移動体受信機では、ハードウェア規模や消費電力が厳しく制限されるため、同期検波により全ての情報を受信するのは困難である。

そこで、本章では、移動体受信機において、階層 16QAM 信号を遅延検波することにより、階層情報の中から標準映像情報を含んだ階層のみを受信する、階層変調方式の簡易受信方式を提案する。遅延検波方式では、隣り合うシンボル間の信号点の変動により情報を受信するため、フェージングによって受信信号の位相が本来のものより大きくずれることによる影響を取り除くことができる。また、位相変動を補償する必要がないため、受信機のハードウェア構成も簡素化することができる。このとき、送信側では、伝送情報を差動符号化する必要があるが、これによって伝送情報量の増大など、システム効率が低下することはない。ここでは、提案する移動体簡易受信方式の伝送誤り率特性と受信画像 PSNR 特性を計算機シミュレーションにより明らかにすると共に、提案方式が適用可能なフェージング変動速度について

ても検討を行う。

5.2 階層デジタル放送方式

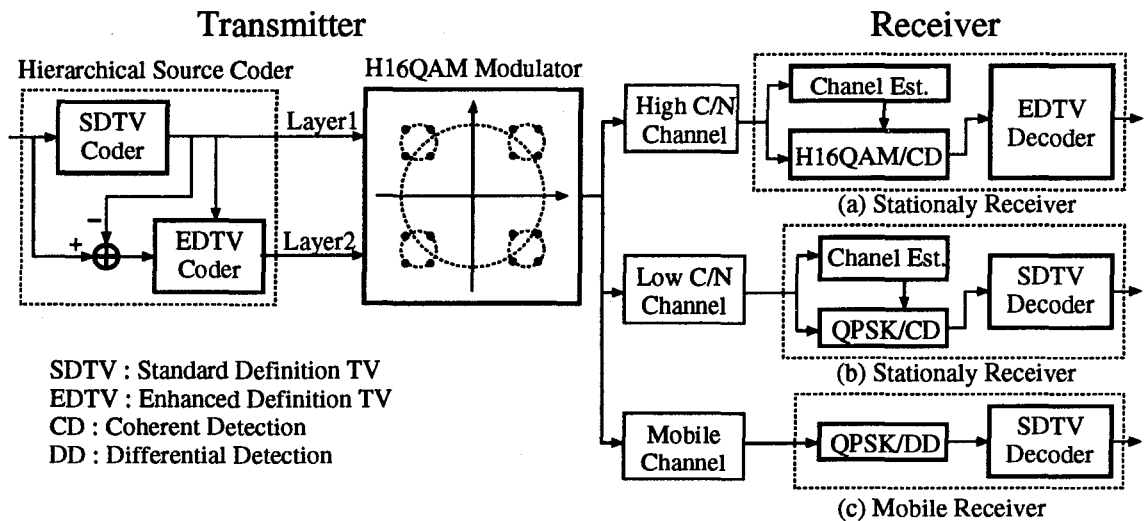


図 5.1: 地上波階層デジタル放送方式システムモデル

図 5.1に階層デジタル放送方式のシステムモデルを示す。送信側ではまず映像情報を階層符号化し、標準品質の映像を得るための情報を含んだ階層 1 と、階層 1 の情報と組み合わせることによって高精細映像を得るための高精細化情報を含んだ階層 2 に分割する。そして、階層変調方式を用いて、階層 1 の標準情報をより高い信頼性で伝送することにより階層伝送を実現する。

受信側では、受信機の環境に応じて 3 つの場合が考えられる。まず、伝送路品質の高い位置にある固定受信機では、階層 16QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 信号を同期検波することにより、階層 1、階層 2 のすべての情報を復号し、高精細映像を受信することができる。次に、放送エリア境界など伝送路品質の低い位置にある固定受信機や、降雨減衰などにより伝送路品質が劣化した場合には、階層 2 の高精細化情報の受信ができなくなるため、受信信号を QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 同期検波し、階層 1 の標準映像のみを受信する。そして、移動体受信機では、受信した階層 16QAM 信号を QPSK 信号とみなして遅延検波を行う簡易受信方式を用いて、階層 1 の標準映像のみを受信する。

5.3 移動体簡易受信方式

次に、移動体受信機において、階層1の標準映像のみを受信する簡易受信方式について解析を行う。簡易受信方式では、受信した階層16QAM信号をQPSK信号とみなして遅延検波を行うことにより、フェージングによって受信信号の位相が本来のものより大きくずれることによる影響を取り除くことができる。

移動体簡易受信方式では、遅延検波の結果得られたベースバンド信号の位相成分から受信した階層1の情報ビットを判定する。このとき、基準となる直前の受信シンボルには、雑音が付加されているだけでなく、階層2の情報が重畳されているため、階層2の情報ビットが'01'か'10'であった場合には、判定領域は図5.2に示すように、本来の判定領域からのずれを生じる（黒丸が直前の受信シンボル）。このずれ角 α （図5.2参照）は、階層変調指数 λ とともに大きくなり、受信ビット誤り率特性が劣化する。

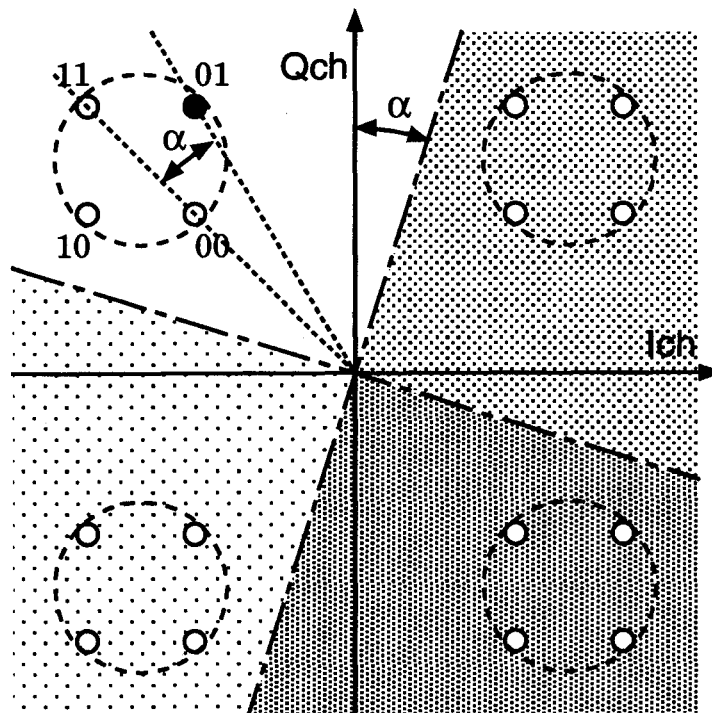


図 5.2: 移動体簡易受信方式の判定領域

図 5.3に AWGN 伝送路における移動体簡易受信方式の階層変調指数 λ に対するビット誤り率特性のシミュレーション解析結果を示す。図 5.3において $\lambda = 0.0$ の場合が DQPSK 信号を送信した場合に当たり、 λ が大きくなるにつれて誤り率特性が劣化していることが分かる。

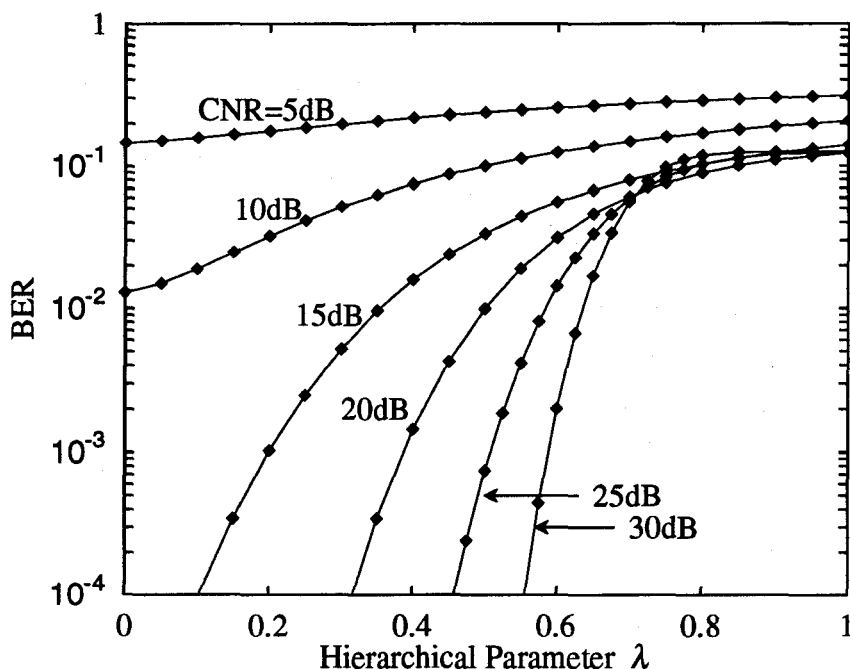


図 5.3: AWGN 伝送路における移動体簡易受信方式のビット誤り率特性

さらに、 λ が0.7以上になると、階層2の情報ビットが'01'→'10'または'10'→'01'と変化した場合に、同一クラスタ内の信号点の位相差が45度以上になるため、雑音のない場合にも誤った判定をしてしまい、ビット誤り率は常に0.1以上となる。そのため、簡易受信方式を行うには λ をより小さな値にする必要がある。

尚、 λ が0.8付近ではCNRが高くなるほどビット誤り率特性が悪くなっている。これは、雑音が存在することにより、 λ が0.7以上の場合にも雑音の影響によって同一クラスタ内の位相差が45度以下になることがあるため、CNRが20dBの場合に、ビット誤り率をもっとも低い値となっている。

5.3.1 各受信方式の所要搬送波対雑音電力比

図5.4にレイリーフェージング伝送路(1シンボル期間 T_s あたりの最大ドップラー周波数 F_d の偏移量 $F_d \cdot T_s = 0.001$)における、移動体簡易受信方式による階層1情報のビット誤り率特性のシミュレーション解析結果と、AWGN伝送路における同期検波方式(固定体受信機)による階層1、階層2それぞれのビット誤り率特性の理論解析結果を示す。

階層変調指数 λ を0.2とした場合、図5.4から、ビット誤り率 10^{-3} を得るための所要CNR

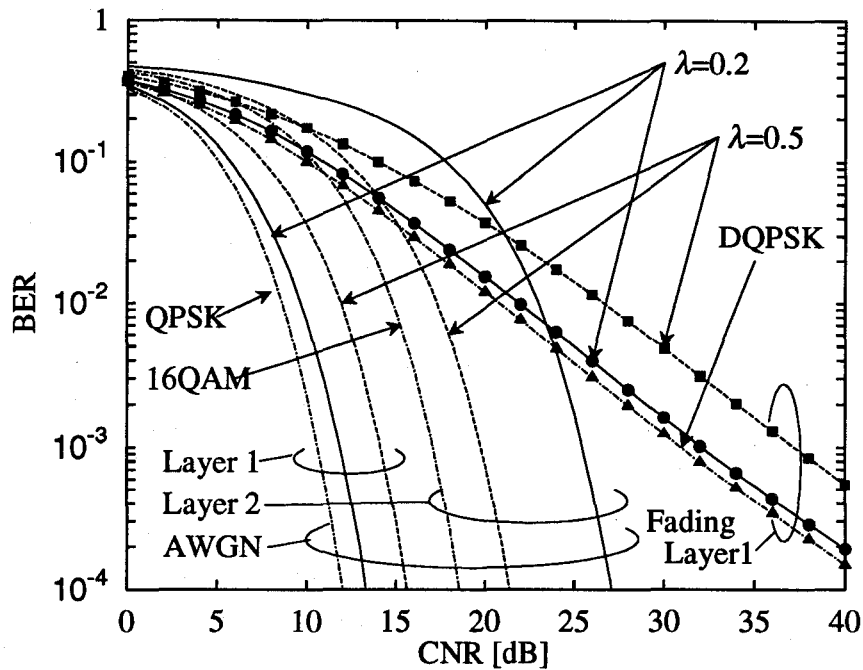


図 5.4: 各受信方式の CNR 対ビット誤り率特性

は、フェージング伝送路における移動体簡易受信方式では 32dB であることがわかる。このとき、AWGN 伝送路における固定体受信機では、階層 2 の高精細化情報まで受信するための所要 CNR は 26dB であり、階層 1 の標準情報を受信するための所要 CNR は 12dB である。

この場合、簡易受信方式によって階層 1 標準情報を移動受信できるエリアは、固定受信機の高精細情報サービスエリアよりも狭い範囲となる。また、伝送路に劣化のない場合に高精細化情報を受信できるエリアをサービスエリアとし、降雨等により伝送路に劣化が発生した場合にも、階層 1 の標準情報の受信を保証すると規定されたシステムにおいて、伝送路品質の劣化マージンは 14dB となる。

これらの所要 CNR の値は、階層変調指数 λ によって変化し、 λ を小さくすると、移動体簡易受信方式の特性が改善され、固定受信機の階層 2 高精細化情報の受信特性が劣化する。システムを設計する際には、この λ の決定が重要になる。そこで、図 5.5 に、所要ビット誤り率を 10^{-3} とした場合の、階層変調指数 λ と (a) 移動体簡易受信方式における階層 1 の標準情報の、DQPSK 方式に対する所要 CNR 劣化量、(b) 固定同期検波方式における階層 2 の高精細化情報の、16QAM 方式に対する所要 CNR 劣化量、(c) 固定同期検波方式における階層 1 の標準情報の、QPSK 方式に対する所要 CNR 劣化量、の関係をそれぞれ示す。

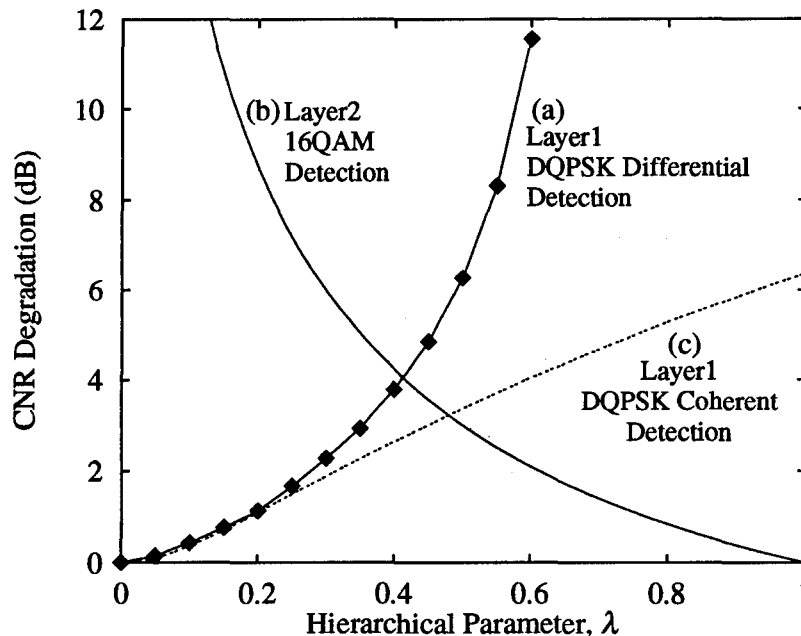


図 5.5: 非階層化変調方式に対する各受信方式の所要 CNR 劣化特性

図 5.5 から、 λ を 0.2 から 0.5 に増加させた場合、移動体簡易受信方式の劣化量は約 5dB、固定受信機の階層 2 受信の改善量も約 5dB である。一方 λ を 0.2 から 0.1 に減少させた場合、移動体簡易受信方式の改善量は 1dB 以下とわずかな量であるのに対して、固定受信機の階層 2 受信の劣化量は約 5dB と大きく劣化する。

5.3.2 各受信方式の受信画像品質特性

次に、各受信方式の受信画像 PSNR 特性に対するシミュレーション結果を示す。ここでは、固定受信機については AWGN 伝送路を、移動体受信機についてはレイリーフェージング伝送路 ($F_d \cdot T_s = 0.001$) をそれぞれ仮定している。

図 5.6 に固定高機能受信機の受信画像品質特性を示す。これは、階層 16QAM 信号を同期検波したものであり、階層変調指数を小さくすることにより、伝送路品質の低下に対する耐性を得ることができる。図 5.7 は固定体における簡易受信方式として、階層 16QAM 信号を QPSK 信号とみなして同期検波した場合の、受信画像品質特性を示している。この場合、固定簡易受信機では階層 1 の情報のみを受信するため、階層変調指数 $\lambda = 0.0$ の場合に最もよい特性を示し、 λ が大きくなるにつれて受信画像品質特性は劣化してゆく。

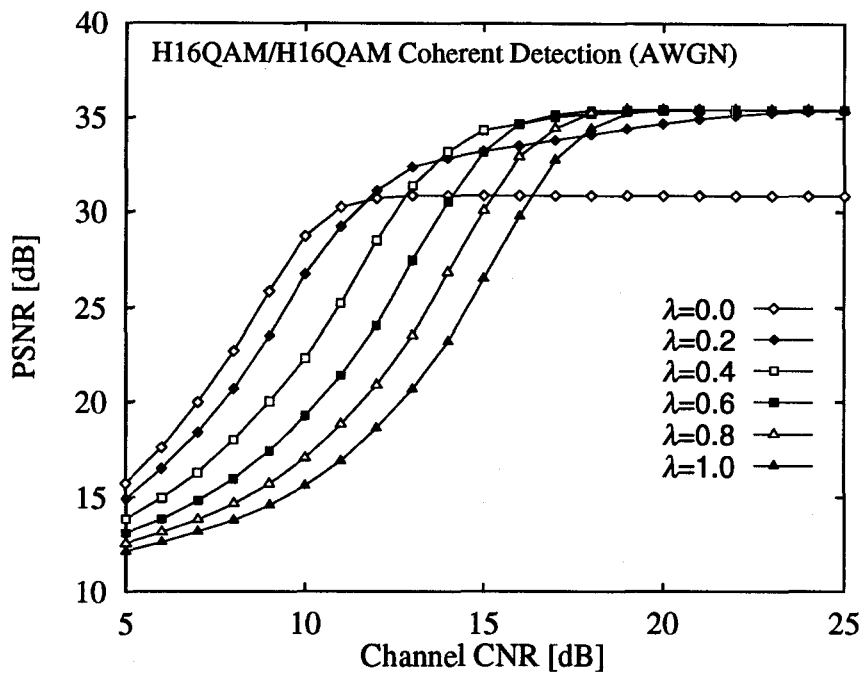


図 5.6: 固定高品質受信方式の伝送路平均 CNR に対する受信画像 PSNR 特性

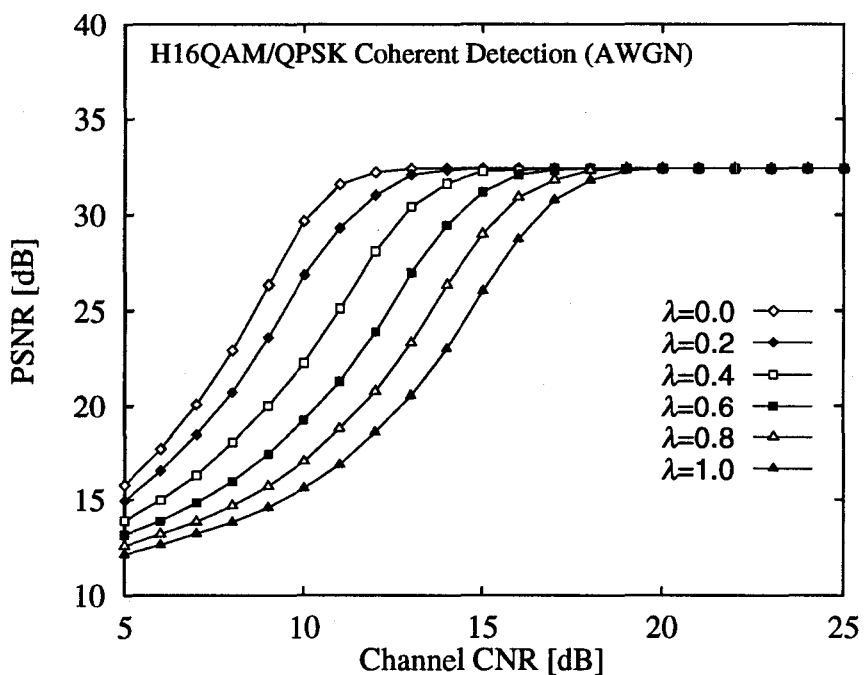


図 5.7: 固定簡易受信方式の伝送路平均 CNR に対する受信画像 PSNR 特性

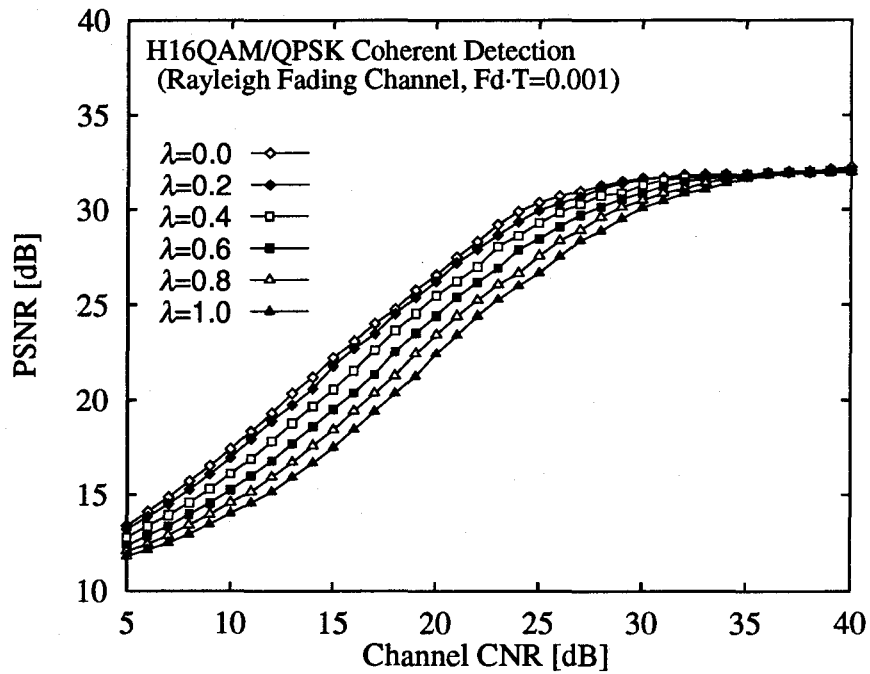


図 5.8: 移動体同期受信方式の伝送路平均 CNR に対する受信画像 PSNR 特性

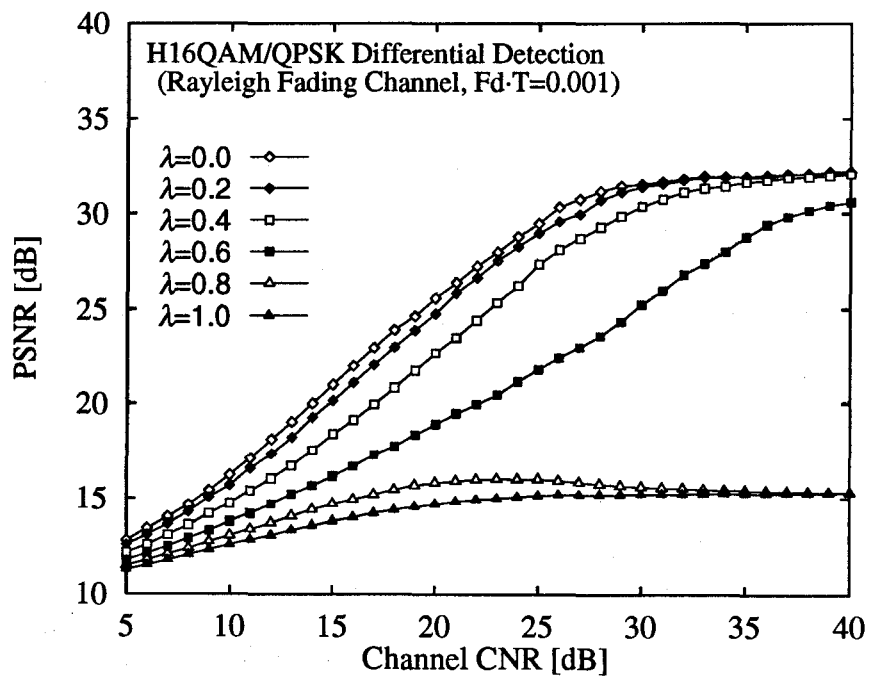


図 5.9: 移動体簡易受信方式の伝送路平均 CNR に対する受信画像 PSNR 特性

図 5.8 および図 5.9 は移動体受信機によって階層 16QAM 信号を QPSK 信号とみなして、同期検波および遅延検波した場合のそれぞれの受信画像品質特性を示したものである。図から、階層変調指数が小さい場合には、移動体簡易受信方式が遅延検波を用いることによる CNR の劣化は 3dB であるが、階層変調指数が大きくなると急激に受信画像品質が劣化することがわかる。

図 5.10 に、階層変調指数 $\lambda = 0.2$ および $\lambda = 0.5$ の場合に、各受信方式の受信画像品質特性を比較したグラフを示す。図から、 $\lambda = 0.2$ とすることによって $\lambda = 0.5$ の場合よりも受信画像品質を大きく改善できることがわかる。このとき、 $\lambda = 0.2$ とすることによって生じる特性劣化は、固定高機能受信機の CNR が 15~20dB の範囲における数 dB の PSNR の劣化だけである。

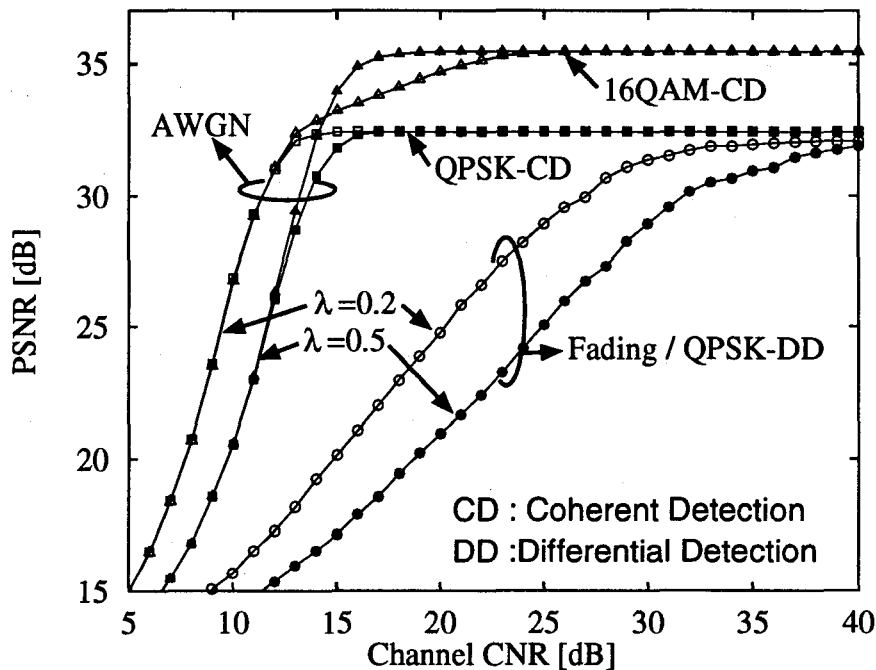


図 5.10: 各受信方式の受信画像 PSNR 特性

5.4 直交周波数分割多重デジタル放送方式における受信特性

前節までの解析では、シングルキャリア方式による伝送を仮定し、シンボル間のフェージング変動は十分小さいものとして解析を行ってきた。しかし、地上波デジタル放送では、遅延波(ゴースト)の影響を軽減することのできる直交周波数分割多重(Orthogonal Frequency Division Multiplex: OFDM)方式の利用が検討されており、複数のキャリアを用いて並列に情報を伝送する OFDM 方式では、1 シンボルの伝送時間が長くなるため、シンボル間のフェージング変動が大きくなり、遅延検波特性に影響を与えることが予想される。

そこで、本節では、OFDM デジタル放送に対して移動体簡易受信方式を適用する場合の、フェージング変動速度と BER の関係について解析を行う。図 5.11 に、1 シンボルあたりの最大ドップラー周波数偏移 $F_d \cdot T_s$ と簡易検波方式のビット誤り率特性のシミュレーション解析結果を、CNR が 30dB の場合と無限大(雑音なし)の場合について示す。

$F_d \cdot T_s$ が大きくなると、フェージングによるシンボル間の位相変動が大きくなるため、雑音のない(CNR 無限大)場合にもビット誤り率特性は劣化する。図 5.11 から、 λ が 0.2 の場合、ビット誤り率 10^{-3} を得るためには、 $F_d \cdot T_s$ が 0.01 以下である必要があることがわかる。表 5.1 に、周波数帯として UHF(500MHz)、帯域幅 6MHz の場合の $F_d \cdot T_s$ の数値例を示す。

表から、キャリア数 512 本の場合時速 80 キロ以上、キャリア数 8192 本の場合時速 5 キロ以上の移動速度では、簡易受信方式による受信ができなくなることがわかる。このため、OFDM デジタル放送に対しては、パイロットキャリアを挿入する [43],[47] 等、他の簡易受信方式の検討が必要である。

表 5.1: OFDM 移動体受信時の最大ドップラー周波数 $F_d \cdot T_s$

キャリア数	$T_s[\mu s]$	端末移動速度		
		4km/h	36km/h	80km/h
512	85.3	1.57×10^{-4}	1.42×10^{-3}	3.16×10^{-3}
2048	341	6.31×10^{-4}	5.68×10^{-3}	1.26×10^{-2}
8192	1365	2.53×10^{-3}	2.27×10^{-2}	5.05×10^{-2}

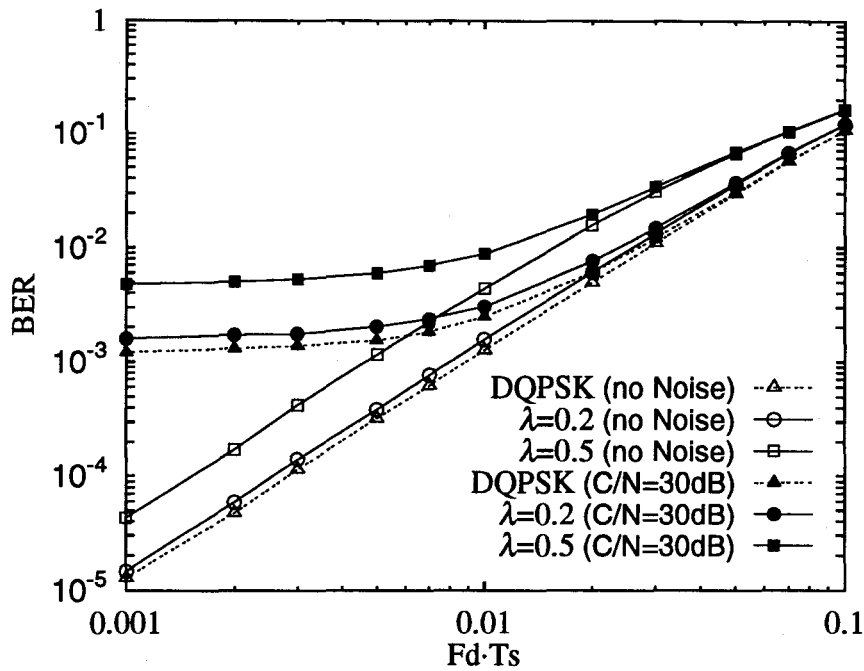


図 5.11: 移動体簡易受信方式の $F_d \cdot T_s$ に対するビット誤り率特性

5.5 結言

本章では、階層デジタル放送方式のうち、特に移動体による受信方式に注目し、移動体受信機における簡易受信方式として、遅延検波を用いた階層変調受信方式を提案し、その伝送 BER 特性および受信画像 PSNR 特性について明らかにした。また、簡易受信方式の 1 シンボルあたりの最大ドップラー周波数偏移 $F_d \cdot T_s$ に対するビット誤り率特性について解析を行い、所要のビット誤り率を得るための $F_d \cdot T_s$ の条件について明らかにした。

第 6 章

結論

本論文は、デジタル放送における無線階層伝送方式に関して、筆者が行った研究成果をまとめたものである。以下、本研究で得られた結果を総括して述べる。

- 有線系と比べて信頼性の劣る無線伝送路において画像情報をデジタル伝送する際、伝送誤りの影響を避けることが重要な課題である。この課題に対する有効な手法として画像情報の持つ誤り感度特性を利用した無線階層画像伝送方式を提案した。ここでは、ADCT 画像符号化方式の画像符号化方式の原理を述べると共に、符号化された画像情報の情報ビット別誤り感度特性と、その階層化手法について検討した。さらに、動画画像情報の階層伝送についても考察を行った。また、階層化された情報を異なる信頼性で同時送信する階層 16QAM 方式について、その伝送誤り率特性に関する理論解析を行い、階層変調パラメータによる階層ごとの伝送信頼性の変化の様子を明らかにした。そして、AWGN 伝送路における画像伝送シミュレーションの結果、提案方式は従来の 16QAM 方式よりも伝送路の劣化に強く、より低い伝送路品質においても高い受信画像品質を得られることを明らかにした。
- 提案する階層伝送方式を、デジタル衛星放送における降雨減衰伝送路に対して適用し、その伝送特性を明らかにすると共に、伝送誤りが発生した場合の ADCT 階層符号化画像の品質劣化について検討を行った。その結果、階層変調方式を適用することにより、グレースフルデグラデーションを実現できることを、計算機シミュレーションにより明らかにした。次に、ORS 方式と階層伝送方式を組み合わせた新しい降雨減衰対策方式を提案し、衛星回線降雨減衰伝送路における最適な階層変調指数について検討すると共に、階層伝送方式を組み合わせることによる改善効果を明らかにすると共に、相乗効果の存在を示した。

- 移動受信環境下におけるレイリーフェージング伝送路に対して提案する階層画像伝送システムを適用し、その伝送特性について計算機シミュレーションを行った。その結果、提案方式はレイリーフェージング環境下において最適な階層変調指数 $\lambda = 0.2$ を持ち、最適な階層変調指数を選ぶことによって、従来の16QAM方式およびQPSKの両方式よりも優れた受信画像品質を得られることを明らかにした。
- 提案する階層伝送方式に対する階層別誤り訂正符号の効果的な適用法について検討を行い、レイリーフェージング伝送路における計算機シミュレーションの結果、誤り感度の高い階層1のみに誤り訂正符号化を行うことが効果的であることを示した。さらに、階層別誤り訂正符号化を適用した場合にも、階層変調方式を用いることにより伝送画像品質特性を改善できることを確認した。
- 階層デジタル放送方式の移動体受信機における簡易受信方式を提案し、移動体簡易受信方式のその伝送BER特性および受信画像PSNR特性について明らかにした。また、簡易受信方式の1シンボルあたりの最大ドップラー周波数偏移 $F_d \cdot T_s$ に対するビット誤り率特性について解析を行い、所要のビット誤り率を得るための $F_d \cdot T_s$ の条件について明らかにした。

参考文献

- [1] “デジタルテレビ放送の基礎知識”, テレビジョン学会誌, Vol.48, No.1-12 (1994).
- [2] M. Sabalatah: “Transmission of All-Digital Advanced Television: State of the Art and Future Directions”, *IEEE Trans. on Broadcasting*, Vol.40, No.2, pp.102-121 (June 1996).
- [3] F. Argenti, G. Benelli and A. Mecocci: “Source Coding and Transmission of HDTV Images Compressed with the Wavelet Transform”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.11, No.1, pp.46-58 (Jan. 1993).
- [4] R.D.Gaudenzi, C. Elia and R. Viola: “Analysis of Satellite Broadcasting Systems for Digital Television”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.11, No.1, pp.99-110 (Jan. 1993).
- [5] C. Heegard, S.A. Lery and W.H. Paik: “Practical Coding for QAM Transmission of HDTV”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.11, No.1, pp.111-118 (Jan. 1993).
- [6] S.N. Hulyalkar, YoSung Ho, K.S. Challapali, D.A. Bryan, C. Basile, H. White, N.D. Wilson and B. Bhatt: “Advanced Digital HDTV Transmission System for Terrestrial Video Simulcasting”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.11, No.1, pp.119-125 (Jan. 1993).
- [7] Lee-Fang Wei: “Precoding Technique for Partial-Response Channels with Applications to HDTV Transmission”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.11, No.1, pp.127-135 (Jan. 1993).
- [8] N. Kawai, S. Namba, and S. Yamazaki: “Performance of Multimedia Broadcasting Through ISDB Transmission System.” *IEEE Trans. on Broadcasting*, Vol.42, No.3, pp.151-158 (Sep. 1996).

- [9] H. Katoh, A. Hashimoto, H. Matsumura, S. Yamazaki, and O. Yamada: "A Flexible Transmission Technique for the Satellite ISDB System," *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol.42, No.3, pp.159-166 (1996).
- [10] T. Saito, K. Murakami, H. Nakagawa, and H. Nishida: "2.6 GHz Band Satellite ISDB System for Mobile Reception", *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol.42, No.3, pp.167-172 (1996).
- [11] S. Nakahara, S. Moriyama, T. Kuroda, M. Sakaki, S. Yamazaki, and O. Yamada: "Efficient Use of Frequencies in Terrestrial ISDB System", *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol.42, No.3, pp.173-178 (1996).
- [12] T. Isobe, A. Ohya, K. Usui, M. Ueno, A. Yanagimachi, and T. Nishizawa: "Interactivity in Broadcasting and its Application to ISDB Services", *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol.42, No.3, pp.179-186 (1996).
- [13] K. Kai, H. Seno, M. Ueno, and T. Isobe: "TV Newspapers in ISDB - Multimedia Information Broadcasting Services", *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol.42, No.3, pp.187-193 (1996).
- [14] C. Scarpa: "A Recursive NTSC Canceler to Reduce Co-Channel Interference into HDTV Broadcasts", *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, Vol.39, No.3, pp.696-703 (Aug. 1993).
- [15] R. Rebhan and J. Zander: "On the Outage Probability in Single Frequency Networks for Digital Broadcasting", *IEEE trans. on Broadcasting*, Vol.39, No.4, pp.395-401 (Dec. 1993).
- [16] C. E. Shannon: "A Mathematical Theory of Communicaton", *Bell System tech. J.*, Vol.27, pp.379-423 (1948).
- [17] T. Cover, "Broadcast channels", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.18, pp.2-14 (Jan. 1972).
- [18] NHK 放送技術研究所編：マルチメディア時代のデジタル放送技術事典，丸善(1994).

- [19] Modestino J.W., Daut D.G. and Vickers A.L.: "Combined source-channel coding of image using block cosine transform", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 29, No. 9, pp.1261-1274 (Sept. 1981).
- [20] 山根 延元, 森川 良孝, 澤見 英男, 浜田 博, 畑田 和徳: "情報源-通信路統合符合化におけるビットプレーンへのレート割り当ての方法", 信学論, vol J74-B-I, No.1, pp.74-81 (Jan.1991).
- [21] A. Rieberman: "DCT-based embedded coding for packet video", *Image Communication*, Vol.3, No.2, pp.231-237 (June 1991).
- [22] 伊藤 泰宏, 濱住 啓之, 宮沢 寛: "符号分割多重 (CDM) による階層的デジタル伝送方式", NHK 技研公開資料, pp.27-33 (1993).
- [23] K. Ramchandran, A. Ortega, K.M. Uz and M. Vetterli, "Multiresolution Broadcast for Digital HDTV Using Joint Source/Channel Coding," *IEEE J.Comm.*, vol 11, no.3, pp.6-23 (Jan.1993).
- [24] R. Stedman, H. Gharavi, L. Hanzo, R. Steele, "Transmission of Subband-Coded Images via Mobile Channels," *IEEE trans. Circuits Syst. for Video Tech.*, Vol.3, No.1, pp.15-26 (Feb. 1993).
- [25] 的場 直人, 吉田 進: "移動通信における不均等通信路符合化レート割当てを用いた静止画像伝送", 信学論, J78-B-II, No.3, pp.93-101 (March 1995).
- [26] Yap, C.W., Ngan, K.N., Liyanapathirana, R.: "Error Protection Scheme for the Transmission of H.263 Coded Video over Mobile Radio Channels," *Proc. SPIE*, vol.3024, PT.2 pp.1241-1249 (1997).
- [27] Lee-Fang Wei: "Coded Modulation with Unequal Error Protection", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, pp.1439-1440 (Oct. 1993).
- [28] B. Masnick and J. Wolf: "On Linear Unequal Error Protection Codes", *IEEE Trans. on Inform. Theory*, Vol.13, No.4, pp.600-607 (Oct. 1967).
- [29] Chen W.H. and Smith C.H., "Adaptive Coding of monochrome and Color Images," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 25, pp.1285-1292 (Nov. 1977).

- [30] ISO/IEC JTC1: "Digital Compression and Coding of Continuous-tone Still Images Part 1: Requirements and Guidelines", JPEG-9-R6 CD10918-1 (1991).
- [31] 海野 健弘, 高橋 健一, 田坂 修二: "静止画像符号化方式における伝送路誤り伝搬の影響", 信学論, Vol.J70-B, No.8, pp.958-966 (Aug,1987).
- [32] J. Max, "Quantization for Minimum Distortion," *IRE Trans. IT*, pp.7-12 (March 1960).
- [33] 安田 浩 編著: MPEG/マルチメディア符号化の国際標準, 丸善 (1994).
- [34] W. T. Webb and L. Hanzo: "Modern Quadrature Amplitude Modulation", IEEE Press (1994).
- [35] W. C. Wong, R. Steele and C-E. W. Sundberg: "Source-Matched Mobile Communications", IEEE Press (1995).
- [36] M.Morimoto, H.Harada, M.Okada, S.Komaki: "A Study on Power Assignment of Hierarchical Modulation Schemes for Digital Broadcasting", *IEICE Trans. Commun.*, vol E77-B, No.12, pp1495-1500 (Dec. 1994).
- [37] 松戸 孝, 唐沢 好男, 塩川 孝泰: "AMeDASデータを利用した Onboard Resource Sharing による衛星回線降雨減衰補償効果", 信学論, J76-B-II, No.5, pp.373-381 (May 1993).
- [38] M.Morimoto, M.Okada, S.Komaki: "Joint On-Board Resource Sharing and Hierarchical Modulation Scheme for Satellite Communication", *Proc. IEEE GLOBECOM'95*, pp.1662-1666 (Nov. 1995).
- [39] 森田 和夫: "衛星通信回線における伝搬特性の推定法 (準ミリ~ミリ波帯の場合)", 通研実報, Vol.28, No.8, pp.1661-1676 (1979).
- [40] 奥村 善久, 進士 晶明: "移動通信の基礎", 電子情報通信学会 (1986).
- [41] M.Morimoto, M.Okada, S.Komaki: "A Hierarchical Image Transmission System in a Fading Channel.", *Proc. IEEE ICUPC'95*, pp.769-772 (Nov.1995)
- [42] 今井秀樹: "符号理論", 電子情報通信学会 (1990).

- [43] K. Fazel, S. Kaiser, P. Robertson and M.J. Ruf: "A Concept of Digital Terrestrial Television Broadcasting", *Wireless Personal Communications*, Vol.2, pp.9-27 (1995).
- [44] S. Hara, M. Mouri, M. Okada and N. Morinaga: "Transmission Performance Analysis of Multi-Carrier Modulation in Frequency Selective Fast Rayleigh Fading Channel", *Wireless Personal Communications*, Vol.2, pp.335-356 (1996).
- [45] S. Sampei, "Rayleigh Fading Compensation Method for 16QAM MODEM in Digital Land Mobile Radio Systems", *IEICE Trans. Commun.*, B-II, Vol.J72-B-II, No.1, pp.7-15 (Jan 1989).
- [46] T.Sunaga and S.Sampeï, "Performance of Multi-Level QAM with Post-Detection Maximal Ratio Combining Space Diversity for Digital Land-Mobile Radio Communications", *IEEE trans. Veh. Technol.*, vol.42, No.3, pp.294-301 (Aug. 1993).
- [47] Seamus O'Leary: "Hierarchical Transmission and COFDM Systems," *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol.43, No.2, pp.166-174 (1997).

本論文に関連する原著論文

学会論文

1. M.Morimoto, H.Harada, M.Okada, S.Komaki: "A Study on Power Assignment of Hierarchical Modulation Schemes for Digital Broadcasting", IEICE Trans. Commun., vol.E77-B, No.12, pp.1495-1500, (Dec 1994)
2. 森本 雅和, 岡田 実, 小牧 省三: "階層デジタル放送の移動体簡易受信方式に関する研究", 映像情報メディア学会誌 vol.151, No.9, pp.1504-1508, (Sep. 1997)
3. M.Morimoto, M.Okada, S.Komaki: "Robust Mobile Image Transmission using Hierarchical QAM", Signal Processing: Image Communication, vol.12, No.2, (to be published in April. 1998)

学会レター

1. M.Morimoto, M.Okada, S.Komaki: "A Hierarchical Image Transmission System for multimedia Mobile Communication" IEICE Trans. Commun., vol.E80-B, No.5, pp.779-781, (May 1997)

国際会議

1. M.Morimoto, M.Okada, S.Komaki: "A Hierarchical Image Transmission System in a Fading Channel," Proc. IEEE ICUPC'95, Tokyo, pp769-772, (Nov. 1995).
2. M.Morimoto, M.Okada, S.Komaki: "Joint On-Board resource Sharing and Hierarchical Modulation scheme for Satellite Communication," Proc. IEEE GLOBECOM'95, Singapore, pp1662-1666, (Nov. 1995)

3. M.Morimoto, M.Okada, S.Komaki: "A Hierarchical Image Transmission System for Multimedia Mobile Communication," Proc. 1st International Workshop on Wireless Image/Video Communications, Loughborough, U.K., pp80-84,(Sep. 1996).

研究会

1. 森本 雅和, 原田 博司, 岡田 実, 塚本 勝俊, 小牧 省三: "デジタル放送における階層変調方式の電力配分に関する一検討", テレビジョン学会技術報告, vol.18, No.21, pp.31-35, (Mar. 1994).
2. 森本 雅和, 岡田 実, 小牧 省三: "階層変調を用いた無線静止画像伝送方式に関する研究", 信学技法, CS96-29, pp.33-38, (May 1995).

全国大会

1. 森本 雅和, 原田 博司, 岡田 実, 塚本 勝俊, 小牧 省三: "デジタル放送用階層変調方式の電力配分最適化", 平6年信学春期全国大会, B-208, (Mar. 1994).
2. 森本 雅和, 岡田 実, 小牧 省三: "デジタル放送用階層 16QAM の簡易受信方式に関する一検討" 平9年信学春期総合大会, B-5-293, (Mar. 1997).
3. 坂本 康, 森本 雅和, 岡田 実, 小牧 省三: "移動通信における階層 16DAPSK を用いた画像伝送方式", 平9年信学春期総合大会, B-5-284, (Mar. 1997).

