The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

Title	可変容量ディジタル無線通信方式のフェージング環境下における伝送特性に関する研究
Author(s)	李, 嬉珍
Citation	大阪大学, 1993, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3065918
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

謹呈　小牧省三先生

1993年 3月 25日

李　嬉珍

可変容量ディジタル無線通信方式の
フェージング環境下における伝送特性に関する研究

1992年12月

李　嬉　珍

内容梗概

本論文は, 著者が大阪大学大学院工学研究科 (通信工学専攻) 在学中に行った研究の成果をまとめたものであり, 以下の7章から構成されている.

第1章は, 序論であり, 従来用いられてきたディジタル無線伝送方式におけるこれまでの研究の経緯と, 無線伝送路において発生するフェージング並びにこれを補償する技術について概要を述べている. また, 本研究の背景となるトラヒック変動のピークに対して吸収効果に優れ, かつ信頼性の高いシステム構築が重要となっていることの観点から, 本研究の占める位置及び意義を明確にしている.

第2章では, 大きなトラヒック変動を有する情報に対し, 変調多値数を可変にする可変容量伝送方式を提案し, これによって情報のトラヒックピークの吸収が可能であることを定性的に明らかにしている. このため, まず, 周波数選択性及び非周波数選択性フェージングチャネルモデルを示し, これによるトラヒック疎通率劣化の状況を明らかにしている. さらに, これらの伝送路における可変容量伝送方式の概念及び動作の概要について述べ, これを適用した場合のトラヒック疎通率改善効果を定性的に明らかにしている.

第3章では, 非周波数選択性フェージング伝送路における可変容量伝送方式の総合疎通率を導出し, 可変容量伝送方式が従来の固定容量伝送方式に比べ疎通率の改善効果が高いことを定量的に解析している. また, フェージングの補償技術として従来から広く使用されてきたダイバーシティ受信と比較することにより, 可変容量伝送方式が非周波数選択性フェージングに対し遜色のない補償効果を有することを明確にし, さらに両者を同時に使用した場合の疎通率改善効果についても定量的解析を加えている.

第4章では, 高速信号伝送時に問題となる周波数選択性フェージングに対する可変容量伝送方式の疎通率改善効果について論じている. 自動等化器は周波数選択性フェージングの補償技術として有効であることが知られているが, 可変容量伝送方式は, 自動等化器と同様に周波数選択性フェージングに対しても効果を有することを明らかにしている. また, 自

動等化器と可変容量伝送方式を併用した場合のトラヒック非疎通率を導出し, 非疎通率に対しては両者を併用したことによる相乗効果が存在することを明確にしている.

第5章では, 干渉と非周波数選択性フェージングが同時に存在する伝送路に対して, 可変容量伝送方式の疎通率を理論解析し, 同一疎通率を達成するために必要となる許容干渉量が固定容量伝送方式と比較し, 極めて大きく許容でき, 干渉に強いことを明らかにしている.

第6章では, 可変容量伝送方式の応用例として, まず, トラヒック変動が大きく発生するマルチメディアサービス (ATM 伝送) への適用を検討し, これに対する定量的解析を行い, セル廃棄率の改善効果が存在することを明らかにしている. 次に, TDMA を用いた移動通信システムに可変容量伝送を適用した場合に対する解析を加え, 同一周波数干渉許容量を大きくできることにより, 周波数繰り返し距離の短縮化が可能となることを示し, 本方式が周波数の使用効率の点でも優位であることを明確にしている.

第7章は結論であり, 本提案方式による改善効果をまとめて示し, 本研究で得られた成果について総括を行っている.

目 次

第 1 章 序　論 1

第 2 章 フェージング伝送路における可変容量通信方式 5

2.1 緒言 5

2.2 可変容量伝送方式の概念 6

2.3 フェージングモデル 10

2.3.1 非周波数選択性フェージング 10

2.3.2 周波数選択性フェージング 11

2.4 トラヒックモデル 14

2.5 結言 16

第 3 章 非周波数選択性フェージング存在下における可変容量通信方式の伝送特性 17

3.1 緒言 17

3.2 解析モデル 18

3.3 総合疎通率の導出 20

3.3.1 ダイバーシティ受信を用いない場合 20

3.3.2 ダイバーシティ受信を用いた場合 24

3.4 非周波数選択性フェージングの補償効果 27

3.4.1 可変容量伝送の効果 27

3.4.2 可変容量伝送におけるダイバーシティ効果 30

3.5 結言 33

第 4 章 周波数選択性フェージング存在下における可変容量通信方式の伝送特性 **35**
4.1 緒言 35
4.2 解析モデル 36
4.3 総合疎通率の導出 38
4.3.1 自動等化器を用いない場合 38
4.3.2 自動等化器を用いた場合 41
4.4 周波数選択性フェージング補償効果 47
4.4.1 自動等化器を用いない場合 47
4.4.2 自動等化器を用いた場合 47
4.5 結言 51

第 5 章 干渉波と非周波数選択性フェージングの同時存在下における可変容量通信方式の伝送特性 **53**
5.1 緒言 53
5.2 解析モデル 54
5.3 総合疎通率の導出 57
5.3.1 搬送波電力対雑音電力比 57
5.3.2 総合疎通率 60
5.4 疎通率改善効果 61
5.5 結言 68

第 6 章 可変容量通信方式の応用 **69**
6.1 緒言 69
6.2 固定無線通信システムに対する応用 70
6.2.1 概念 70
6.2.2 セル廃棄率の改善効果 72
6.3 陸上移動通信システムに対する応用 76
6.3.1 概念 76
6.3.2 周波数繰り返し距離に対する改善効果 76
6.4 結言 82

第7章 結　論　83

謝　辞　87

文　献　89

図目次

図 2.1　可変容量伝送方式の概念図 9
図 2.2　トラヒック量の分布 15

図 3.1　解析モデル 19
図 3.2　計算手順 21
図 3.3　総合疎通率 23
図 3.4　総合疎通率 25
図 3.5　総合瞬断率 26
図 3.6　ダイバーシティ併用時の総合疎通率 28
図 3.7　疎通率改善効果 29
図 3.8　瞬断率改善効果 31
図 3.9　可変容量伝送と固定容量 M 重ダイバーシティの比較 32

図 4.1　解析モデル 37
図 4.2　計算手順 39
図 4.3　設計瞬断率と総合瞬断率の関係 42
図 4.4　パラメータ k と自動等化器のタップ数との関係 . . . 44
図 4.5　帯域内振幅偏差と変調多値数の関係 45
図 4.6　自動等化器を用いた場合の総合瞬断率 46
図 4.7　総合疎通率の改善効果 48
図 4.8　自動等化器を用いた場合の総合疎通率の改善効果 . . 49
図 4.9　自動等化器を用いた場合の総合瞬断率の改善効果 . . 50

図 5.1　解析モデル 55

図 5.2　計算手順 56
図 5.3　熱·干渉雑音同時存在下における総合疎通率 62
図 5.4　固定容量伝送時に対する可変容量伝送時の疎通率改善効果 63
図 5.5　干渉許容量の計算 65
図 5.6　固定容量伝送時の所要搬送波対干渉雑音電力 66
図 5.7　可変容量伝送による所要搬送波対干渉雑音電力の改善 67

図 6.1　無線可変容量伝送方式の ATM 網への応用 71
図 6.2　非周波数選択性フェージングにおけるセル廃棄率改善効果 74
図 6.3　周波数選択性フェージングにおけるセル廃棄率の改善効果 75
図 6.4　TDMA システムにおける可変容量伝送方式の応用 . 77
図 6.5　解析モデル 78
図 6.6　周波数繰り返し距離の改善効果 80
図 6.7　周波数繰り返し距離の改善効果 81

第 1 章

序　論

情報化社会の進展と共に, 通信ニーズ量の拡大のみでなく, その内容の多様化が進行している. そのため, 音声, 画像, データなどを対象として多種多様かつ大容量の通信システムの役割がますます増大する傾向にある. このような高度情報化の社会的背景のもとで, より高速, より高信頼度のディジタル通信システムが構築されつつある. 無線通信においても, この要求を満足するため, 空間という不安定な伝送媒体を克服できる理想的なシステムの理論的, 実用的研究が内外において活発に進められている(1)-(3). 本章では, その歴史的な研究背景及び本論文の占める位置と意義について明確にする.

ディジタル伝送システムを支える変調技術としては, BPSK(Binary Phase Shift Keying) と QPSK(Quaternary PSK) 等の低レベル変調方式が主流であった. これらの技術が用いられる基幹マイクロ波通信, 衛星通信, 移動体通信等では, 主に高速通信, 周波数有効利用, 耐フェージング性が重要な課題である(4). 1970 年代に入って, 周波数有効利用のため, これらの単純な変調方式とは全く異なる考え方を取るディジタル変調方式が数多く提案され, 注目を集めた. 特に, 受信機において符号間干渉を積極的に取り入れ, これをスペクトル整形に利用するパーシャルレスポンス (Partial Response) 方式は, 周波数利用効率の高い方式としてその研究が盛んに行なわれた(5),(6). パーシャルレスポンス方式は, これまでのように標本時における符号間干渉がないように波形整形するナイキスト基準に

従うものではなく, 受信機で干渉量が既知であればその影響を取り除くことができるという前提に基づいている. さらに, 定包絡線変調方式であるため, 非線形増幅器でのスペクトル広がりを防止することができる. その代表的なものとして GMSK(Gassian-filtered Minimum Shift Keying), TFM(Tamed Frequency Modulation), GTFM(Generalized TFM) などが考案されている(7)-(12).

一方, これらの研究と並行して, 基幹伝送路における周波数利用効率向上かつ大容量伝送のため, 8-PSK(13),(14), 16QAM(Quadrature Amplitude Modulation)(15)-(19)などの多値レベル変調技術も導入されるようになり, 高能率な変調方式を目指した研究が進められた. 16QAM 方式に続いて, 欧米では 64QAM 方式(20)-(25), 日本では 256QAM 方式(27)-(32)の検討が行なわれ, 現在実用に供されている.

また, 近年, 移動無線, 特に自動車電話, 無線呼び出し及びコードレス電話に代表される公衆通信用移動電話システムが急速に普及するようになった. このような通信形態においては, 無線ゾーンを小さくすることによって周波数の繰り返し数を増大し, 有限資源である周波数を有効利用するいわゆるセルラー方式が使用されている(33),(34). 無線ゾーンをさらに小さくしたマイクロセル通信は, 周波数繰り返し回数を大きくできるため, 収容加入者数を大幅に増大でき, 携帯機の小型化が可能であることから次世代の通信方式として脚光を浴びている(35)-(42).

一方、無線伝送路を伝搬する電波は受信電界強度が時間的に変動するフェージングの影響を受ける. フェージングは反射あるいは屈折などにより 2 つ以上の異なる通信路を通過した信号の位相差によって発生し, 受信電界強度の低下, 波形ひずみ, 符号間干渉を引き起こす原因となるため, 符号誤り率が劣化する(43)-(50). 特に, 大容量方式, 高能率変調方式となるほどその影響が顕著であり, その対策が必要となる(51).

このようなフェージングの補償技術としては, 複数の伝送路を経由した受信信号の中から受信レベルが高いものを選択, あるいは合成するダイバーシティ技術(52)-(57), 波形ひずみの補償に有効な自動等化技術(58)-(63)が代表的である. さらに, これらの技術を同時に用いた時の瞬断率改善効果は, 個々に使用した場合の改善度をかけ合わせたものよりも大きくなり, 相乗効果が存在することが明らかにされている(64).

このように, 無線通信システムではフェージングの影響によって情報が正しく相手側に届かない場合がある. それに加えて, 回線が他のユーザに占有されている場合にもやはり情報伝送は不可能である. 通常, 信頼性の高い回線設計を行なうためには, 通信品質に関する要求条件を満たしつつ, トラヒックの変動に対して柔軟に対応できなければならない. 音声, データ, 画像等さまざまなメディアを統合して取り扱いうる B-ISDN を実現する技術として注目されている ATM(Asynchronous Transfer Mode : 非同期転送モード) 網においても同様な状況にあり, これを満足するため, 各種のトラヒック制御方法が多く発表されている(65)−(69).

これに対し, 従来の無線システムでは, 周波数の有効利用のため大きい変調多値数を用いてきた. この場合, 伝送路容量は常に固定であり, フェージングの影響を減少させる高度な補償技術が必要となる. しかし, 無線 ATM 伝送, TDMA, バーストコーデック (burst co-dec) 等は伝送すべきトラヒック量に変動があり, 高信頼度を保証するためにはトラヒック吸収というシステムの柔軟性は重要な要素となる. 本論文では, 無線通信システムにおけるトラヒック変動の吸収のため, 発生するトラヒック量に応じて変調多値数を可変制御する可変容量伝送方式を提案する.

伝送容量の制御が用いられるもう一つの方法として, フェージング補償のために伝送路状況に応じてビットレイトまたは符号化率 (code rate) を可変にする方法が提案されている. しかし, これらの方式では, フィードバック制御が必要となるため装置が複雑になる他に, ビットレイトを可変にすると信号帯域が変化し周波数有効利用の点で問題であるという欠点を有している(70)−(76). これに対し, 本論文で提案する可変容量伝送方式では, トラヒック閑散時には多値数を低下させフェージングなどの異常伝搬時に対する耐力を向上させるとともに, トラヒック繁忙時には多値数を増加させてピークを柔軟に吸収することが可能となる(77)−(85). また, 本方式では, 変調多値数を制御し伝送容量を可変にするため, 一定信号帯域のままで伝送することができ, 周波数有効利用が可能となる.

以上のような背景に基づいて, 本論文では, 信号帯域を一定に保ちつつトラヒック変動の吸収が可能である可変容量伝送方式を提案し、フェージング環境下におけるこの可変容量伝送方式の伝送特性の理論的解析を行ない, 非選択性フェージング, 干渉及び選択性フェージングの補償技術

としての位置づけを明らかにしている.

第2章では, フェージングチャネル及びトラヒックの数学的モデルを示し, 可変容量伝送方式の概念について述べ, 耐トラヒックピーク効果, 耐フェージング効果を定性的に論じる.

第3章では, 非周波数選択性フェージング環境下における可変容量伝送方式の疎通率を導出し, その有効性を明確にすると共に, 従来からフェージングの影響を軽減するために用いられているダイバーシティ受信と比較することによって, 可変容量伝送方式のフラットフェージングに対する補償効果を明らかにする. また, これらを併用した場合の効果も合わせて取り扱う.

第4章では, 周波数選択性フェージング状況下における可変容量伝送方式の伝送特性を理論的に解析し, 高速情報伝送時の波形ひずみ軽減に対する改善効果を定量化する. さらに, この効果を従来から使用されている自動等化器の特性と比較することにより, 可変容量伝送方式が優位であることを明確にする. また, 両者を併用した場合の相乗効果の存在についても検証を行なう.

第5章では, 熱雑音並びに同一チャネル干渉雑音の同時存在下における可変容量伝送方式の伝送特性を理論的に解析し, 従来の固定容量伝送に比べて高い耐干渉性を有することを明らかにする.

第6章では, 可変容量伝送方式を具体的な通信方式に応用した場合の特性について論じる. 第1の応用例として, マルチメディア伝送に有効なATM伝送路への適用について解析し, 本方式によるセル廃棄率の改善効果を示す. また, 第2の応用例として, TDMAシステムを用いる移動体通信に応用した場合の特性について干渉を考慮に入れた解析を行ない, 周波数繰り返し距離の改善効果が存在し周波数利用効率向上に対する有効性を明らかにする.

最後に, 第7章では, 本研究で得られた成果について総括を行っている.

第 2 章

フェージング伝送路における可変容量通信方式

2.1 緒言

伝搬路の異なる 2 波以上の電波が伝搬する場合, その合成受信電界は変動し, また波形ひずみが増大するため, 伝送路瞬断を引き起こす原因となる. 従来の無線伝送路においては, このようなフェージング等の厳しい異常伝搬環境下で最繁時のトラヒックを誤りなく伝送することのできる変調多値数を選択し, 常時一定に固定したままで伝送を行ってきた. 例えば, 異常伝搬状況時に QPSK 変調方式で設計した場合, 16QAM 以上の多値信号が伝送可能な定常時においても QPSK のままで伝送している. 逆に, 大容量伝送のため, 256QAM 等の大きい変調多値数を用いるシステムにおいて, トラヒック閑散時では QPSK あるいは誤り制御等の手段を用いると瞬断されないにも関わらず, 無駄パルスを挿入して 256QAM 信号のままで伝送し, フェージングによる瞬断が発生し易くなっている.

しかし, 一般には伝送すべきトラヒック量に変動があり, 常に最大トラヒックの伝送を補償する必要はなく, トラヒック量が少ない場合は, 小さい変調多値数を用いることによって耐フェージング性を高めることができる.

本章では, トラヒック変動に対して柔軟な通信方式として, 発生する

トラヒック量に応じて変調多値数を可変制御する可変容量伝送方式を提案し, 無線伝送路で発生するフェージング環境下において, 本提案方式によってトラヒックピークの吸収が可能であることを定性的に明らかにする.

まず, 本論文で提案する可変容量伝送方式の概念及び動作の概要について述べ, これを適用した場合のトラヒック疎通率改善効果を定性的に明らかにすると共に, フェージングによる伝送路瞬断及び過負荷による呼損を考慮した総合疎通率の解析解を示す.

次に, 可変容量伝送方式が用いられる無線伝送路モデルとして, 非周波数選択性フェージング及び周波数選択性フェージングの統計的モデルを示し, これらのモデルを用いた場合の伝送路瞬断率を解析する. さらに, トラヒック量の分布モデルについて述べ, 発生するトラヒック量が伝送路容量を越えるために生じるトラヒック呼損率を示す.

2.2 可変容量伝送方式の概念

発生した情報トラヒックが相手に届かない主な原因を考えると次の 2 つに分類できる.

- 伝送すべきトラヒック量が変動し, トラヒックピーク時に伝送路または交換機の容量を越えたことによるトラヒック呼損
- 無線伝送路において発生するフェージングによる情報の瞬断

以下, 前者に述べたトラヒックピーク時に生じる呼損率を P', 後者に述べたフェージング時に生じる瞬断率を P_0 とする.

トラヒック変動による呼損発生は交換設備に余裕があるとした場合は, 伝送可能な伝送容量を大きくすることによって改善出来るが, 占有帯域幅を広げず伝送容量を大きくするためには変調信号を多値化する多値 QAM 変調が用いられる. しかし, 変調多値数を増すと, 無線伝搬路で生じるフェージング環境下では, その影響を強く受け伝送路が瞬断し易くなる. 従って, 上述の 2 つの呼損または瞬断原因に対する対策は互いにトレードオフの関係にある.

従来の無線伝送方式では, フェージング時にも一定の伝送品質を満足することを最大目標にして検討されているため, 変調多値数は, フェージングがない場合に実現可能な値よりも小さく設計されている. このため, トラヒックが大きくなった場合は, 呼損が発生し易くなっている. また, これを防止するため多値数を大きくした場合には, フェージングに対する抵抗力が低下し, 伝送路における回線瞬断が生じ易い状態となる.

一方, 変調多値数をトラヒック量に応じて可変にする場合, トラヒック増大時には従来の固定伝送容量で使用していたものより多値数を大きくすることによってさらに大きなトラヒックが伝送できる. また, トラヒック量が少ない場合には, 固定容量伝送時のように一定多値数まで不要ビットを挿入する必要がなく, 固定伝送容量に比べて多値数を減少させることができ, フェージングの影響を受け難くすることができる. 但し, トラヒックピークと深いフェージングが同時に発生する場合, 通信品質は一時的に悪くなるが, この同時発生確率は極めて小さいので無視することができる.

上記のような可変容量伝送を行なう具体的な制御方法を図 2.1に示す. この制御方法では, 伝送路設計瞬断率 P_d と定常時 CN 比Γに対応してあらかじめ定められた最大多値数 n_{max} を設定し, n_{max} の信号を誤りなく (例えば, 符号誤り率 10^{-6}以下で) 伝送しうる最小の CN 比をγ_0とする. また, トラヒックがその多値数を越えるような場合においても, それ以上に変調多値数を増大せず, 最大多値数のままで伝送するような制御を行う. 一方, 伝送すべきトラヒック量が減少した場合は, トラヒック量に応じて順次変調多値数を小さくするという伝送容量制御を行なう. この場合, 最小変調多値数については, QAM 変調系列を考慮すると QPSK または BPSK が現実的な最小多値数と考えられるが, 本解析においては仮想的にそれよりも多値数を低減した変調方式を含んだ計算を行なっている. このような制御を行なうと図 2.1に示すように, トラヒック呼損は最大多値数を用いた時の伝送可能な容量 C_f を越えたトラヒックが発生した場合に生じる. もう少し詳しく説明を加えると, 伝送路設計瞬断率 P_d は定常時 CN 比 Γ と n_{max} に対応する CN 比 γ_0 との差分 (いわゆるフェードマージン) で決定されるので, 逆に Γ と P_d を与えれば, γ_0 , n_{max} が算出できる. 従って, 伝送可能な最大容量 C_f は γ_0 の関数として与えられ, 最

大容量 C_f を越えて発生したトラヒックは呼損 P' となる.

一方, 図 2.1に示すように, 最大多値数 n_{max} で固定的に伝送する場合には, フェージングによる瞬断率 P_0 は受信信号電力がスレッショルドレベル γ_0 以下となる確率であり, この場合は, 設計瞬断率 P_d (図 2.1上部の斜線領域) と等しくなる. しかし, トラヒック量の減少に応じて小さい多値数で伝送するような制御を行なう場合には図 2.1上部の黒色領域が伝送路瞬断率 P_0 となり, この値は一般には, 先の P_d より小さい値となる. 本論文では, 可変容量伝送適用時のフェージングによる瞬断率 P_0 としては厳しく見積もった近似値 P_d を用いることにし, 総合疎通率の下限値を $P_d = P_0$ として理論解析する.

このような可変容量伝送方式において, $p(x,\gamma)$ をトラヒック量 x と CN 比 γ の結合確率密度関数とすると, 受信側におけるトラヒックの総合疎通率 P_{total} は,

$$P_{total} = \int_0^{C_t}\int_{\gamma(x)}^{\infty} p(x,\gamma)dx\,d\gamma \tag{2.1}$$

で与えられる. ここで $\gamma(x)$ はある変調多値数を用いた時の所要 CN 比であり, C_t は C_f を定常時に伝送可能な容量 C_0で正規化した値 (伝送容量減少係数) として, 最大多値数で伝送可能な伝送容量に相当する. さらに, トラヒック量の発生確率とフェージングの発生確率が互いに独立であるとした場合, 総合疎通率は次式のように表される.

$$\begin{aligned} P_{total} &= \int_0^{C_t} p(x)\int_{\gamma(x)}^{\infty} p(\gamma)dxd\gamma \\ &\geq \int_0^{C_t} p(x)dx\int_{\gamma_0}^{\infty} p(\gamma)d\gamma \\ &= (1-P')(1-P_0) \end{aligned} \tag{2.2}$$

従って, 総合疎通率は, トラヒック変動時の疎通率 $1-P'$ とフェージング時の疎通率 $1-P_0$ の積で求めることが可能である.

なお, 図 2.1に示すように, 以下の具体的な解析で使用する瞬断率 P_0 と P' は全時間を 1 にした場合の瞬断率および呼損率と定義し, フェージング発生時間帯を 1 とする場合は, P_r で除する必要がある.

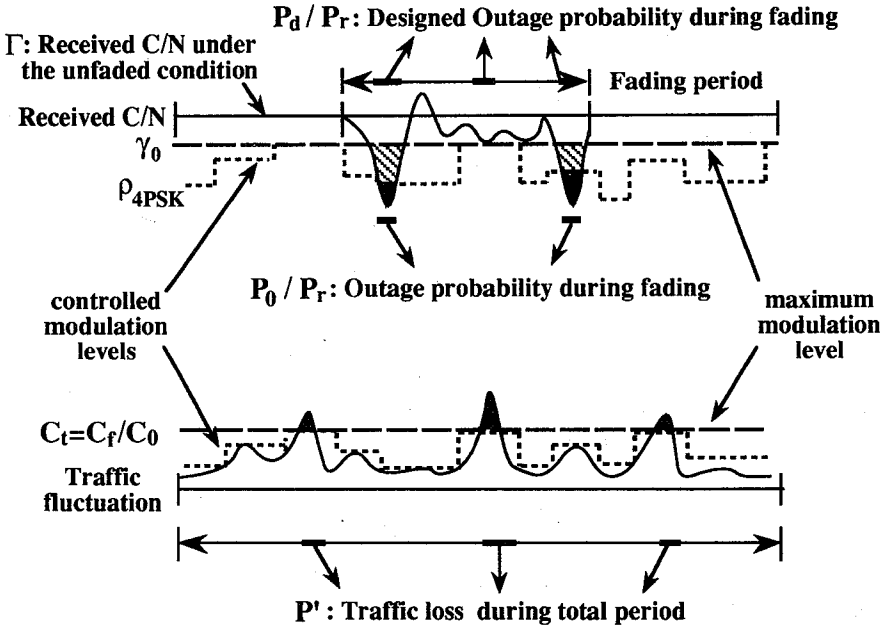


図 2.1　可変容量伝送方式の概念図

2.3 フェージングモデル

2.3.1 非周波数選択性フェージング

ダイバーシティを用いない場合

マイクロ波フェージングの分布には, 多種多様な型があるが, 瞬時受信電力 Rはガンマ分布で近似される場合が多い[86]. ガンマ分布の確率密度関数 $p_\Gamma(R)$ は,

$$p_\Gamma(R) = \frac{\eta^\eta}{\Gamma(\eta)} R^{\eta-1} \exp(-\eta R) \tag{2.3}$$

で表される. ここで η はフェージングの強さを示すパラメータであり, $\Gamma(\cdot)$ はガンマ関数である. $\eta=1$ の場合, その振幅 rはレイリー分布

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \tag{2.4}$$

と一致する. ここで σ^2 は平均電力である. この場合, Γ を平均信号対雑音電力比 (平均 CN 比) とすると, 搬送波対雑音電力比 γ の確率密度分布 $p(\gamma)$ は次の指数分布で表される.

$$p(\gamma) = \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \tag{2.5}$$

いま, 通信帯域内全般にわたってほぼ一様に受信電界が変動するフェージングが発生し, 伝送路瞬断は受信信号レベルの低下のみによって生じると仮定する. すなわち, 非周波数選択性フェージングによる瞬断を, 瞬時 CN 比 γ が十分小さなスレッショルドレベル γ_0 ($\gamma_0 \ll \Gamma$) 以下に低下する場合と定義する. この場合, CN 比 γ が γ_0 を越えない確率は近似的に,

$$P[\gamma \leq \gamma_0] = \int_0^{\gamma_0} p(\gamma) d\gamma \fallingdotseq \frac{\gamma_0}{\Gamma} \tag{2.6}$$

で与えられるので, P_r をレイリー ・フェージング発生確率とすると, 瞬断率 P_0 は, 式 (2.6) と P_r の積として,

$$P_0 = P_r \frac{\gamma_0}{\Gamma} \tag{2.7}$$

で表される.

ダイバーシティを用いた場合

レイリー ・フェージング発生時, M 個の各ダイバーシティ枝での平均搬送波電力対雑音電力比 (平均 CN 比) がすべて等しいとすると, 最大比合成ダイバーシティの出力 CN 比 γ の確率密度関数 $p(\gamma)$ は次のように与えられる[87].

$$p(\gamma) = \frac{\gamma^{M-1}}{(M-1)!\Gamma^M} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \tag{2.8}$$

ここで, Γ はフェージング回線における各ダイバーシティ枝の平均 CN 比を示す. フェージングによる瞬断を, CN 比 γ がある十分小さなスレッショルド ・レベル γ_0 ($\gamma_0 \ll \Gamma$) 以下に低下する場合と定義する. この場合, CN 比 γ が γ_0 を越えない確率は近似的に,

$$P\left[\gamma \leq \gamma_0\right] = \int_0^{\gamma_0} p(\gamma) d\gamma \fallingdotseq \frac{1}{M!} \left(\frac{\gamma_0}{\Gamma}\right)^M \tag{2.9}$$

で与えられるので, P_r をレイリー ・フェージング発生確率とすると, 瞬断率 P_0 は, 式 (2.9) と P_r の積として,

$$P_0 = P_r \frac{1}{M!} \left(\frac{\gamma_0}{\Gamma}\right)^M \tag{2.10}$$

で表される. M=1 の時, 式 (2.10) は式 (2.7) に一致し, ダイバーシティを用いない場合に相当する.

2.3.2 周波数選択性フェージング

波形係数

伝搬路の異なる 2 波以上の波を受信すると, 位相差は周波数により異なるため, 受信電界がある通信帯域内で周波数特性を有することになり, 波形ひずみ, 符号間干渉を引き起こす原因となる. このような波形ひずみによる符号間干渉成分を表すために, 変調方式, 符号速度など異なる伝送方式に関わらず統一的に適用できる波形係数が用いられる[88].

いま, 2 波干渉フェージングを対象として, 主波と干渉波の振幅比を ρ, 遅延時間差を τ とすると, ρ が 1 に近いほど, また τ が大きいほど, 発生する符号間干渉も大きくなる. 実際のシステム設計で対象とする領域内では, 符号間干渉の上限値に対する検波信号の近似解 L は

$$L = |1+\rho| - \rho K \tau \tag{2.11}$$

で表される. 上式の第 1 項は, 減衰による主信号の変化分であり, システムに関わらずに一様に影響を受ける. 第 2 項は波形ひずみによる符号間干渉成分を表しており, 変調方式, 符号速度, 伝送波形などで値は大きく異なり, K はこれらのシステムパラメータにより決定される関数として波形係数と呼ばれる. 符号間干渉は波形係数に比例して増大するため, 周波数選択性フェージングに対するシステムの振舞いを評価する上で, 波形係数はもっとも重要なパラメータとなる. また, 波形係数は周波数選択性フェージングにより生じる符号間干渉の度合を示すことから, 波形係数が同じであれば周波数選択性フェージング時の振舞いは同一であると考えられる.

ナイキストパルス S(t) を用いた場合, BPSK の波形係数を K_{BPSK} とすると,

$$K_{BPSK} = \sum_{i \neq 0} |k(i)| \tag{2.12}$$

で与えられる. ここで, T をシンボルレイトとすると, $k(i)$ は時間 t=iT における S(t) の微分係数であり, すなわち,

$$k(i) = \left. \frac{dS(t)}{dt} \right|_{t=iT} \tag{2.13}$$

で表される[88]. 例えは, ナイキストパルスとして, ロールオフ係数が α で

ある2乗余弦スペクトルの波形応答

$$S(t) = \frac{\sin \pi t/T}{\pi t/T} \cdot \frac{\cos \alpha \pi t/T}{1 - 4\alpha^2 t^2/T^2} \tag{2.14}$$

を用いる場合, 各タイムスロットにおける波形の微係数 $k(i)$ は,

$$k(i) = \begin{cases} \dfrac{\cos \alpha i \pi}{i(1-4\alpha^2 i^2)} \cdot \dfrac{1}{T} & for \quad i \neq \frac{1}{2\alpha} \\ \dfrac{\alpha \pi}{2T} & for \quad i = \frac{1}{2\alpha} \end{cases} \tag{2.15}$$

となり, 式 (2.12) より, BPSK 変調波の波形係数が求められる.

帯域内偏差による伝送路瞬断率

周波数選択性フェージング下における瞬断を推定する方法として, 直接波と間接波の遅延時間差並びに振幅比分布を用いる方法[89], フェードマージンを用いる方法[90], 帯域内振幅偏差を用いる方法[61]等がある. 帯域内振幅偏差を用いる方法は, 実測が容易であり, 理論的にも明らかにされている[91]. また, スペースダイバーシティ, 自動等化器に対しても同様に適用することが可能であり, 瞬断に対応する帯域内振幅偏差は変調方式のみに依存し, 伝搬路の特性についてはあまり大きく依存しないため, 簡易かつ有効な方法である. 従って, 本論文では, 帯域内振幅偏差を用いて瞬断率の推定を行う.

帯域内振幅偏差が最大になるとき, 波形係数 K と最大振幅偏差 l_0 との間には次の関係が成り立つ[91].

$$l_0 = \frac{\sqrt{\left\{1 + \frac{1}{1+K\tau}\cos\left(2\pi\tau/T\right)\right\}^2 + \left\{\frac{1}{1+K\tau}\sin\left(2\pi\tau/T\right)\right\}^2}}{\frac{K\tau}{1+K\tau}} \tag{2.16}$$

但し, 上式では, 雑音余裕としてフラットフェードマージン (FFM) を無限大と仮定している. すなわち, 熱雑音による受信電力のレベル低下がないことを意味する.

また, 周波数がΔfMHz 離れた 2 つの受信信号がそれぞれレイリー分布に従う場合, 帯域内偏差の分布はガンマ変量の比の分布で与えられる. この場合, 伝送路瞬断率は, 偏差がスレッショルド値である最大振幅偏差 l_0 を越える確率に相当し, 次式のように表される[92].

$$P_0 = 1 + \frac{1 - l_0^2}{\sqrt{(1+l_0^2)^2 - 4\rho_{\Delta f} \cdot l_0^2}} \tag{2.17}$$

ここで$\rho_{\Delta f}$は受信電力の周波数相関である.

2.4 トラヒックモデル

トラヒック理論において, ポアソン過程と, 指数分布は, 密接な関係を有しており, ポアソン生起過程で発生するパルスの場合, その間隔は指数分布となる[93]. 同様に, 呼の終話 (サービス完了) がポアソン過程に従う場合, 呼の継続時間 (保留時間) を x とすると, x は指数分布で記述できることから, 図 2.2に示すように, 総合のトラヒック量は指数分布で表示することができる. すなわち, トラヒック量 x の確率密度関数 p(x) は,

$$p(x) = \lambda \exp(-\lambda x) \tag{2.18}$$

で表され, 平均値は $1/\lambda$である. 情報源の性質によっては異なるトラヒック分布を有するが, 本論文では, モデル及び計算の簡易化のため, トラヒック分布として上式 (2.18) で表される指数分布に従うものと仮定する.

トラヒック変動時の呼損率は, 発生するトラヒック量が伝送可能な容量以上になる確率に相当する. 従って, 伝送可能な容量を C_tとすると, 呼損率 P' は次式で与えられる.

$$P' = \int_{C_t}^{\infty} p(x) = \int_{C_t}^{\infty} \lambda \exp(-\lambda x) dx = exp(-\lambda C_t) \tag{2.19}$$

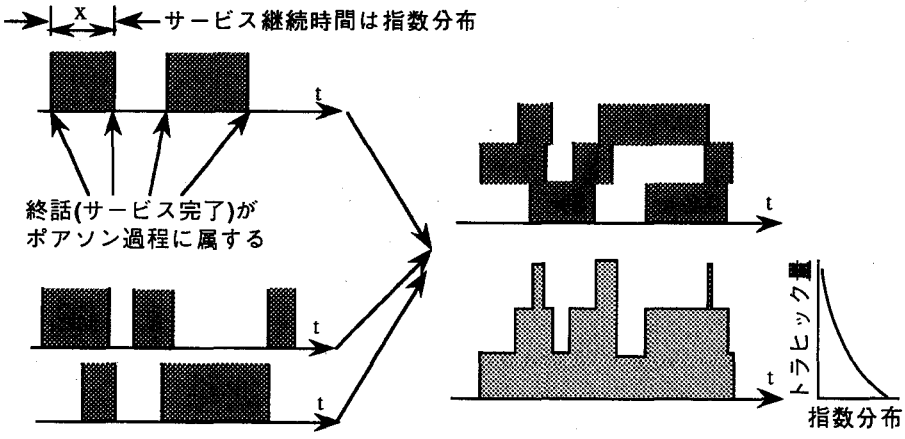


図 2.2　トラヒック量の分布

2.5 結言

本章では, トラヒック変動に対して柔軟な通信方式として, 可変容量伝送方式を提案し, その容量制御方法及び概念について述べ, フェージング伝送路において有効な通信方式であることを定性的に示した. また, トラヒック量の発生確率とフェージングの発生確率が互いに独立であるとした場合, 無線通信システムにおけるトラヒック疎通率は, フェージングの影響を受ける無線伝送路での疎通率と, 発生するトラヒック量が伝送可能な容量以下である確率との積で与えられることを示した.

次に, 無線回線において信号劣化の原因となる非周波数選択性フェージング及び周波数選択性フェージングモデルを示すとともに, これらの環境下における伝送路瞬断率について述べた.

さらに, 発生するトラヒック量が指数分布に従うと仮定し, トラヒック変動時の呼損率を示した.

第 3 章

非周波数選択性フェージング存在下における可変容量通信方式の伝送特性

3.1 緒言

従来の無線伝送路においては, 変調多値数を一定値に固定したままで伝送を行なってきた. しかし, 一般には伝送すべきトラヒック量に変動があることから, これに適合させるため, 前章では, 多値数を可変にする可変容量伝送方式を提案した. この方式によると, 発生したトラヒックに応じて伝送容量を変化させることができるため, トラヒック閑散時には多値数を低下させフェージングなどの異常伝搬時に対する耐力を向上させるとともに, トラヒック繁忙時には多値数を増加させてピークを柔軟に吸収することが可能となる. また, 非選択性フェージングの影響を軽減する技術としてダイバーシティなどの補償技術が従来から用いられてきた[(4)].

本章では, 非周波数選択性フェージング下における可変容量伝送方式の伝送特性を明らかにする. まず, 非周波数選択性フェージング伝送路を対象とし, 伝送路瞬断が受信レベル低下のみによって生じると仮定した場合における伝送特性を明確にする. 次に, 可変容量伝送方式にダイバーシティを併用した時の疎通率改善効果に対する理論的解析を行なうと同時に, 可変容量方式とダイバーシティ技術をそれぞれ単独に使用した場

合の効果を比較し, 可変容量伝送方式を補償技術として捕らえた場合の位置付けを明らかにする. さらに, 両者の併用による相乗効果の存在について考察を行なう.

3.2 解析モデル

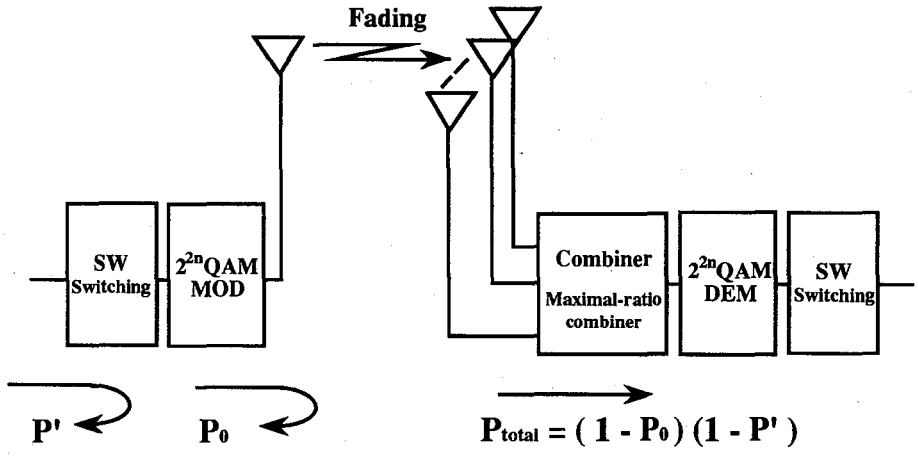
本解析に使用する可変容量伝送方式の装置構成を図 3.1に示す. 解析の簡単化のため, 伝送路で発生するフェージングはレイリー ・フェージングとする. また, レイリー ・フェージング発生時, M 個の各ダイバーシティ枝での平均搬送波電力対雑音電力比 (平均 CN 比) がすべて等しいとし, 最大比合成法で信号を合成すると仮定する. 多値変調方式として, 所要 CN 比対周波数利用効率の高い 2^{2n}QAM を用いる. 発生した情報トラヒックが相手に届かない原因は, 伝送すべきトラヒック量が伝送路容量を越えたことによるトラヒック呼損, 及び非選択性フェージングによる伝送路瞬断であるとする.

トラヒックの呼損は発生トラヒックが最大変調多値数から定まる伝送容量 C_f を越えた場合に発生する. C_f を定常時に伝送可能な容量 C_0で正規化した値を C_t (伝送容量減少係数) とした場合, C_t は最大多値数で伝送可能な伝送容量に相当することから, トラヒック変動時の伝送路の疎通率 $1-P'$ は式 (2.19) より,

$$1-P' = 1- exp(-\lambda C_t) \tag{3.1}$$

で表される. 但し, P' はトラヒック変動によるトラヒック呼損率である. また, 容量 C_0 は CN 比Γに対応する (すなわち理想状態における) 伝送容量であり, C_0 の時にここで仮定している式 (2.18) の分布に従うトラヒック (総量 1) をほぼ全体的に疎通しうるものと仮定する. 一方, 実際の容量制御は C_f を上限とするので, $C_t(=C_f/C_0)$ までの容量積分値式 (3.1) で疎通率を表現しうる.

また, 無線伝送路においてレイリーフェージングが発生し受信レベルが低下すると, 伝送路瞬断が生じる. この場合の瞬断率を P_0とする. レイリーフェージングとトラヒックの発生が互いに独立と仮定すると, 式



P_0 : Outage probability due to fading
P' : Outage probability due to traffic load
P_{total} : Total throughput of the proposal capacity controlled system

図 3.1　解析モデル

(2.2) より,

$$\begin{aligned} P_{total} &= (1-P_0)(1-P') \\ &= (1-P_0)(1-exp(-\lambda C_t)) \end{aligned} \tag{3.2}$$

で与えられる.

以上の計算手順の概略を図 3.2に示す.

3.3 総合疎通率の導出

3.3.1 ダイバーシティ受信を用いない場合

フェージング回線において可変容量方式で伝送を行う場合, 伝送路瞬断時の CN 比 ($\gamma = \gamma_0$) は, 式 (2.7) より

$$\gamma_0 = \Gamma \cdot P_0 / P_r \tag{3.3}$$

となる.

一方, 多値変調方式として 2^{2n}QAM 変調を用いた場合, 所要の CN 比 ρ_{QAM}は次式で与えられる[94].

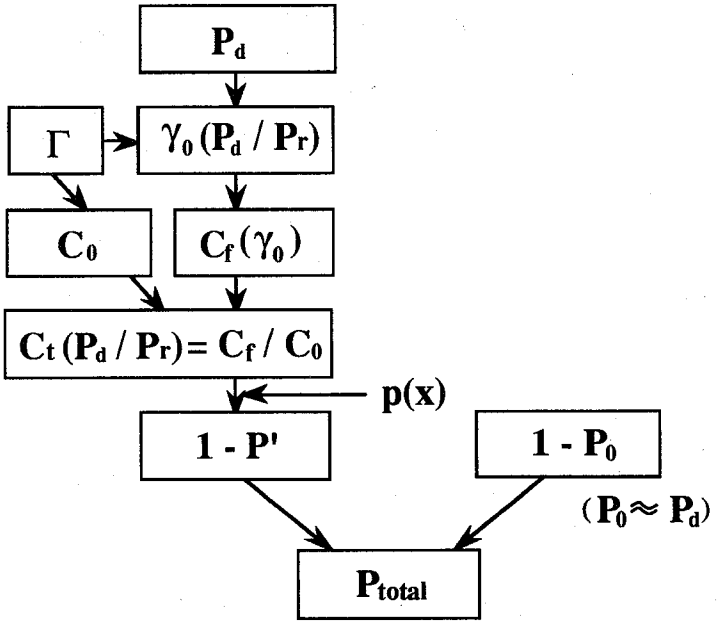
$$\rho_{QAM} = \frac{1}{3}\left(2^{2n}-1\right)\rho_{QPSK} \tag{3.4}$$

ここで, ρ_{QPSK}は QPSK 変調における所要 CN 比である. 符号間隔を T とすると, $\rho_{QAM} = \rho$において単位時間に伝送可能な情報伝送速度 Cは, 上式より,

$$C \equiv \frac{2n}{T} = \frac{1}{T}\log_2\left(1+3\cdot\frac{\rho}{\rho_{QPSK}}\right) \tag{3.5}$$

となる. 本解析では, ρ_{QPSK}として 10^{-6} の符号誤り率の達成に必要な所要 CN 比を用いており, 4 相 PSK の符号誤り率 10^{-6}における所要 CN 比は $\rho_{QPSK} = 13.8$dB である.

さて, 本章では, 第 2 章で仮定したようにフェージング瞬断率 P_0 より定まる式 (3.3) の γ_0 を最大多値数に対応する CN 比と考えている. フェー



P_0 : Outage probability due to fading
P_d : Designed outage probability
C_0 : Transmission capacity under the unfaded condition
C_f : Transmission capacity when maximum modulation level is used
p(x) : p.d.f. of the amount of traffic

図 3.2　計算手順

ジング時の CN 比が γ_0 の場合の伝送容量を C_f とすると, 式 (3.5) における ρ を式 (3.3) の γ_0 に置き換えて

$$C_f = \frac{1}{T}\log_2\left(1+3\,P_0/P_r\cdot\frac{\Gamma}{\rho_{QPSK}}\right) \tag{3.6}$$

を得る.

一方, 平均 CN 比は, Γ であるので, 定常時における伝送可能なトラヒック容量 C_0 は,

$$C_0 = \frac{1}{T}\log_2\left(1+3\cdot\frac{\Gamma}{\rho_{QPSK}}\right) \tag{3.7}$$

で与えられる.

以上の結果より, 容量制御時の最大容量 C_f を C_0 で正規化した伝送容量 C_tは,

$$C_t \equiv \frac{C_f}{C_0} = \frac{\log_2\left(1+3\,P_0/P_r\cdot\frac{\Gamma}{\rho_{QPSK}}\right)}{\log_2\left(1+3\cdot\frac{\Gamma}{\rho_{QPSK}}\right)} \tag{3.8}$$

となり, トラヒック変動時の疎通率は, 式 (3.1) と (3.5) を用いると,

$$1-P' = 1-\exp\left(-\lambda\cdot\frac{\log_2\left(1+3\,P_0/P_r\cdot\frac{\Gamma}{\rho_{QPSK}}\right)}{\log_2\left(1+3\cdot\frac{\Gamma}{\rho_{QPSK}}\right)}\right) \tag{3.9}$$

で与えられる.

従って, 総合疎通率 P_{total} は, 式 (3.9) を式 (3.2) に代入することにより, 次のように求まる.

$$P_{total} = (1-P_0)\left\{1-\exp\left(-\lambda\cdot\frac{\log_2\left(1+3\,P_0/P_r\cdot\frac{\Gamma}{\rho_{QPSK}}\right)}{\log_2\left(1+3\cdot\frac{\Gamma}{\rho_{QPSK}}\right)}\right)\right\} \tag{3.10}$$

$P_r = 100\%$ における伝送路瞬断率に対して, 総合疎通率を計算した結果を図 3.3に示す. 伝送路瞬断率 P_0を大きい値に設定した場合, フェージングによる瞬断率 P_0は増大するが, 設計伝送容量が増大するため, ト

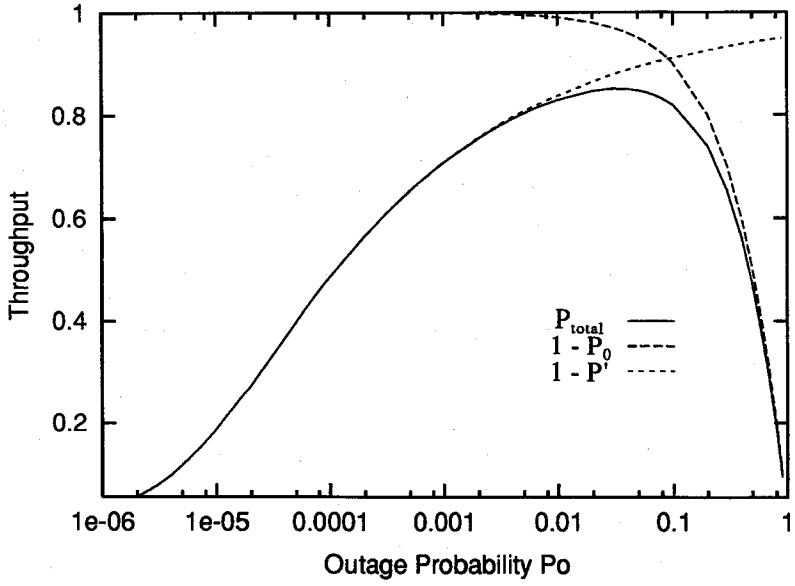


図 3.3　総合疎通率
(Γ=60dB, λ=3)

ラヒックピークに対する呼損率 P'は減少する．逆に，P_0を小さい値に設定した場合は，フェージングによる瞬断率 P_0は減少するが，設計伝送容量が減少するため，トラヒックピークに対する呼損率 P'は増大する．従って，総合疎通率は $(1-P_0)$ と $(1-P')$ の積で表現できるため，P_0が1に近い場合でも，P'が1に近い場合でも，総合疎通率は0に近くなり，図3.3に示されるような P_0 に対する疎通率の最適点が存在する．従って，可変容量伝送方式においては，疎通率最大なる設計瞬断率を用いることにより，図3.3の最適点が示す最大総合疎通率で伝送可能である．

また，図3.4にλをパラメータとした可変容量伝送時の総合疎通率を，図3.5に総合瞬断率 1-P_{total}を示す．但し，これらの解析結果はレイリーフェージング発生確率が100%の場合である．これらの図より明らかなように，λが大きいほど総合疎通率が増大し，平均CN比が大きいほど小さい総合瞬断率が達成できることが分かる．

3.3.2 ダイバーシティ受信を用いた場合

ダイバーシティを適用した可変容量方式で伝送を行う場合，伝送路瞬断時のCN比γ_0は，式(2.10)より，

$$\gamma_0 = \Gamma \cdot \sqrt[M]{M!\,P_0/P_r} \tag{3.11}$$

で表される．トラヒック変動時の疎通率は，式(3.1), (3.5), (3.11)を用いると，

$$1-P' = 1-\exp\left(-\lambda\cdot\frac{\log_2\left(1+3\sqrt[M]{M!\,P_0/P_r}\cdot\frac{\Gamma}{\rho_{QPSK}}\right)}{\log_2\left(1+3\cdot\frac{\sqrt[M]{M!}\,\Gamma}{\rho_{QPSK}}\right)}\right) \tag{3.12}$$

で与えられる．

従って，総合疎通率 P_{total}は，式(3.12)を式(3.2)に代入することにより，

$$P_{total} = (1-P_0)\left\{1-\exp\left(-\lambda\cdot\frac{\log_2\left(1+3\sqrt[M]{M!\,P_0/P_r}\cdot\frac{\Gamma}{\rho_{QPSK}}\right)}{\log_2\left(1+3\cdot\frac{\sqrt[M]{M!}\,\Gamma}{\rho_{QPSK}}\right)}\right)\right\} \tag{3.13}$$

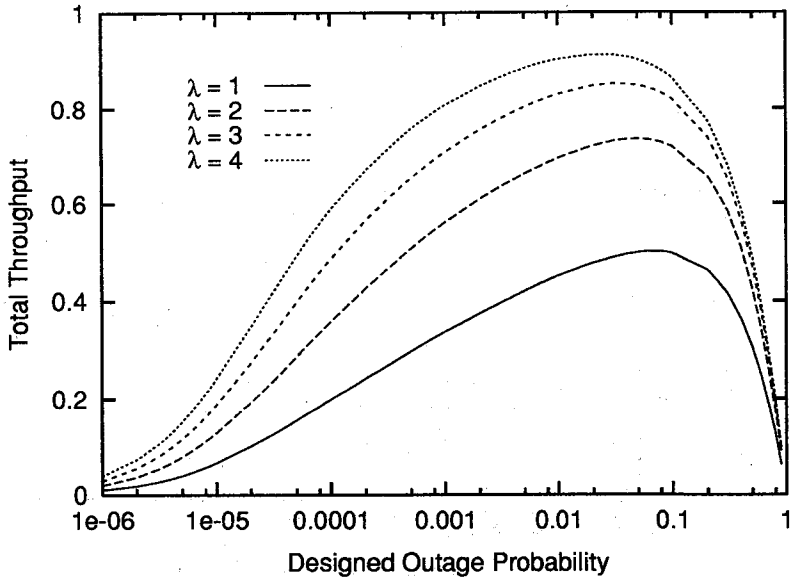


図 3.4　総合疎通率
(Γ=60dB)

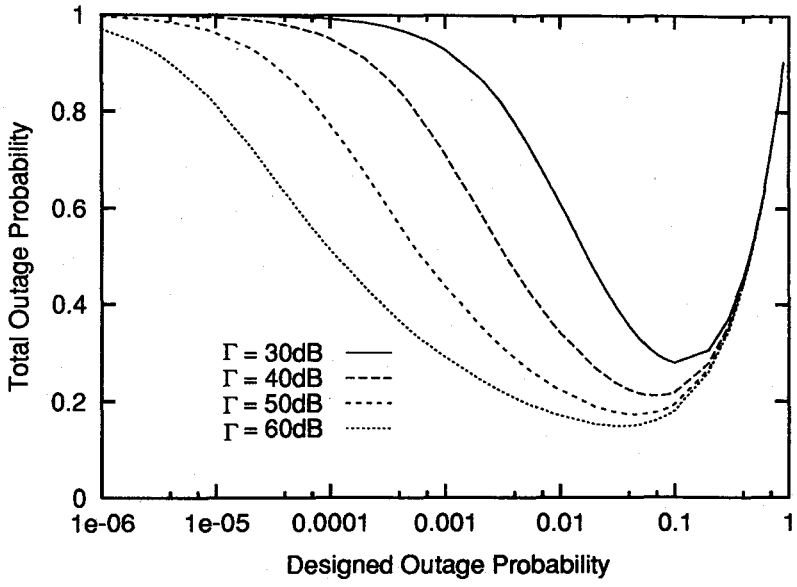


図 3.5　総合瞬断率
(λ=3)

となる．ここで，M=1 の場合，ダイバーシティ受信を用いない時の総合疎通率である式 (3.10) と一致している．

ダイバーシティ受信を用いた可変容量伝送方式の総合疎通率及び総合瞬断率を図 3.6に，ダイバーシティ多重度 M をパラメータとして示す．図より明らかなように，ダイバーシティ多重度が高くなると主として P_0の小さい領域での改善効果が高くなる．

3.4 非周波数選択性フェージングの補償効果

3.4.1 可変容量伝送の効果

非周波数選択性フェージング下において，従来の変調多値数を固定にしたまま伝送を行なう固定容量伝送方式に対する可変容量伝送方式の総合疎通率の改善効果を図 3.7に示す．可変容量伝送時には，発生するトラヒック量に応じて信号の多値数を可変にすることによって，P_{total} の最大疎通率で伝送することが可能となる．従って，この時の疎通率 P_{var} は，総合疎通率 P_{total} を最大とするように選定した場合に相当するため，

$$P_{var} = [P_{total}(P_0/P_r)]_{max} \tag{3.14}$$

で与えられる．一方，固定容量方式の総合疎通率 P_{fix} は，伝送路設計瞬断率 $P_{0,fix}$を 0.001%～10%の範囲で選んだ場合の疎通率に相当する．すなわち，

$$P_{fix} = P_{total}(P_{0,fix}/P_r) \tag{3.15}$$

となる．従って，総合疎通率の改善効果は，P_{var}/P_{fix}で計算される．但し，ここでは $P_r = 100\%$とする．図より明らかなように，固定容量伝送時の設計瞬断率が小さいほど疎通率の改善効果が大きく，例えば，固定容量伝送時の設計瞬断率が 0.001%の場合，3 倍以上の疎通率改善効果が得られ，可変容量伝送方式を非選択性フェージングの補償技術の一つとして考えることができる．

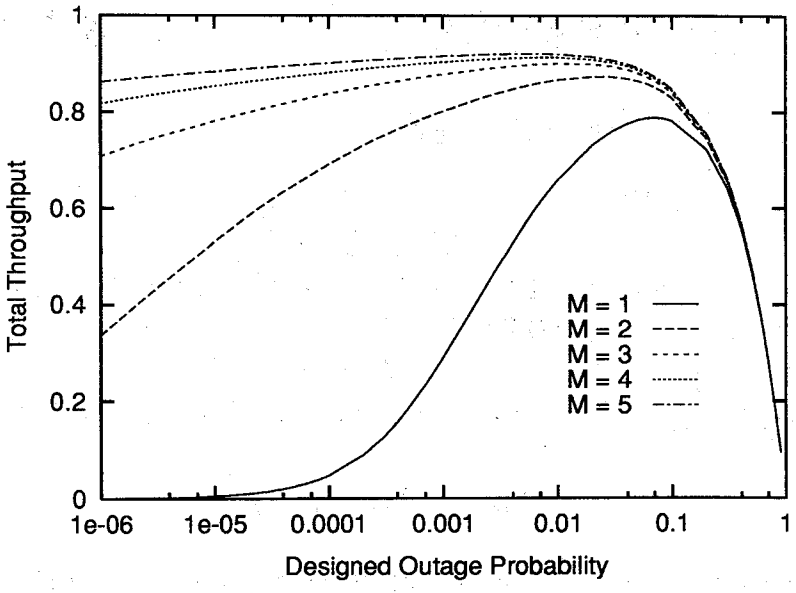


図 3.6　ダイバーシティ併用時の総合疎通率
(λ=3, Γ=40dB)

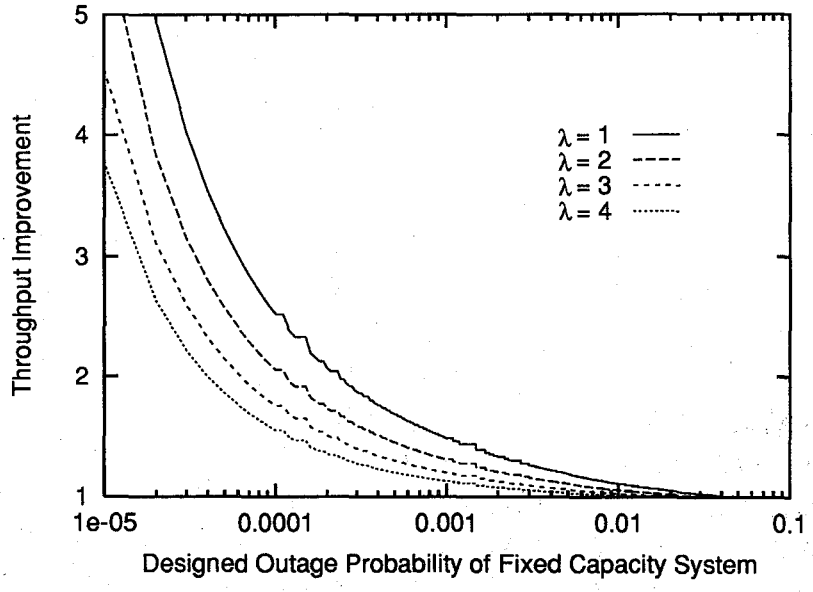


図 3.7　疎通率改善効果
(Γ=60dB)

3.4.2 可変容量伝送におけるダイバーシティ効果

ダイバーシティを併用した可変容量伝送方式の改善効果を明らかにするため, ダイバーシティは用いない固定容量伝送時の瞬断率 $1-P_{fix}$ とダイバーシティ受信を用いた可変容量伝送時の瞬断率 $1-P_{var+div}$ の比を, 次式のように改善効果と定義する.

$$I_{var+div} = \frac{1-P_{fix}}{1-P_{var+div}} \tag{3.16}$$

同様に, 従来の固定容量伝送時にダイバーシティ受信を行なう場合において, ダイバーシティ単独使用による瞬断率改善効果を次のように定義できる.

$$I_{fix+div} = \frac{1-P_{fix}}{1-P_{fix+div}} \tag{3.17}$$

ここで, $1-P_{fix+div}$はダイバーシティ受信のみを用いた場合の瞬断率である. 式 (3.16) と (3.17) の計算結果を図 3.8に示す. 図 3.8において, $\mathrm{I}_{var+div}$ と $\mathrm{I}_{fix+div}$の両者ともダイバーシティ多重度 M が大きくなるほど効果が増大する. しかし, それぞれの傾きを比較すると, $\mathrm{I}_{fix+div}$の傾きの方がより大きいことから, 可変容量伝送方式とダイバーシティとの併用による相乗効果は存在しないことが明らかである. その理由としては, 可変容量方式は深いフェージング時に伝送すべきトラヒックを浅いフェージング時にまとめて大量に伝送するという一種の時間ダイバーシティ効果で捕らえることができるため, 深いフェージングに対する効果が高く, 深いフェージングを異なったアンテナで救済できるダイバーシティと同様な役割を果たしていると見ることができる. このため, 両者を併用した場合には, それに見合うだけの相乗効果が得られないものと考えられる.

次に, ダイバーシティを適用しない可変容量方式の補償技術としての位置付けを明らかにするため, それぞれ単独に使用した場合の効果を以下に比較する. 即ち, ダイバーシティを用いた固定容量伝送の疎通率とダイバーシティを適用しない可変容量伝送の疎通率との比

$$I_{throughput} = \frac{P_{fix+div}(M)}{P_{var}(M=1)} \tag{3.18}$$

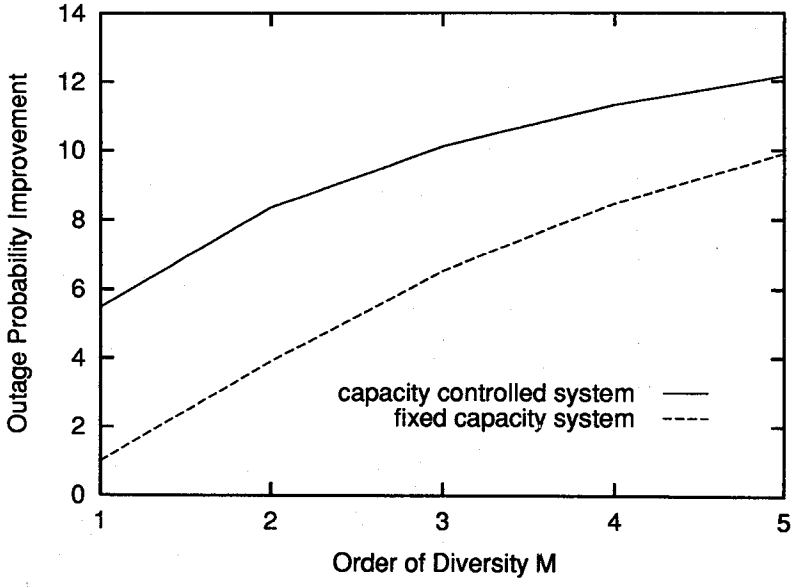


図 3.8　瞬断率改善効果
(Γ=60dB, λ=3)

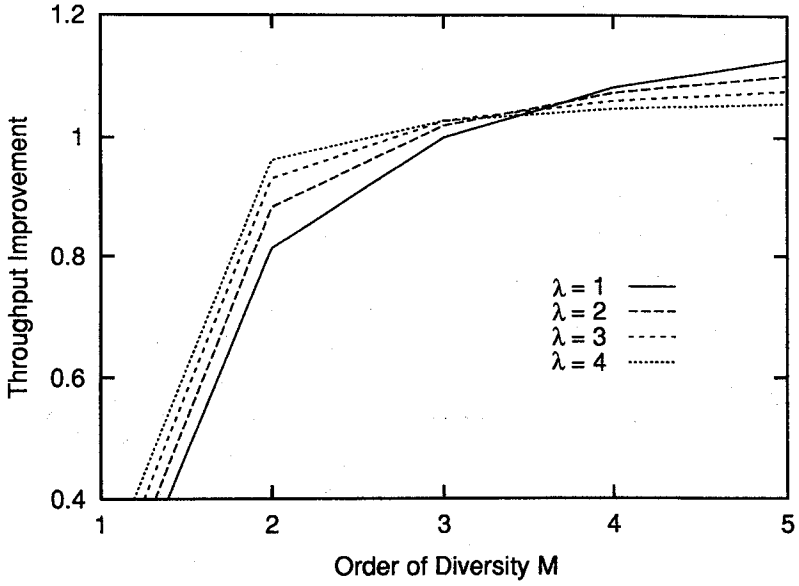


図 3.9　可変容量伝送と固定容量 M 重ダイバーシティの比較
(Γ=60dB)

を効果を比較する係数として定義し, 計算を行った. 結果を図示すると図 3.9のようになる. 図より可変容量方式を単独で使用した場合の効果は, 固定容量方式に約 3 重ダイバーシティを適用した場合の効果と等価な効果が得られることが分かる. このことは, 可変容量方式が, ダイバーシティ方式に比べて同等またはそれ以上の優れた効果を有することを示している.

3.5 結言

本章では, 発生するトラヒック量に応じて変調多値数を制御する可変容量伝送方式を用いた場合, 及びダイバーシティを併用した場合の疎通率について理論的解析を行った.

その結果, 可変容量伝送方式を単独に用いた場合, 従来の固定容量伝送時に比べ, 固定容量伝送時の設計瞬断率が小さいほど疎通率の改善効果が大きく, 固定容量伝送時の設計瞬断率が 0.001%の場合, 3 倍以上の総合疎通率改善効果が得られた.

また, ダイバーシティ単独使用の場合に比べて, ダイバーシティを併用した可変容量伝送方式の総合瞬断率の改善効果は得られるが, その差は比較的に小さいことから, 可変容量伝送方式とダイバーシティとの併用による相乗効果は存在しないことが明らかである. この原因としては以下のことが考えられる. すなわち, 可変容量方式は深いフェージング状況時に伝送すべきトラヒックを浅いフェージング状況時にまとめて大量に伝送するという一種の時間ダイバーシティ効果で捉えることができるため, 深いフェージングに対する効果が高く, 深いフェージングを異なったアンテナで救済できるダイバーシティと同様な役割を果たしている. このため, 両者を併用した場合には, それに見合うだけの相乗効果が得られないものと考えられる.

一方, 可変容量方式とダイバーシティを単独で使用した場合の効果を比較した場合, 可変容量伝送は約 3 重ダイバーシティを用いた固定容量方式と同程度の大きな疎通率改善効果を有し, 可変容量伝送方式を非選択性フェージングの補償技術の一つとして考えることができる.

第 4 章

周波数選択性フェージング存在下における可変容量通信方式の伝送特性

4.1 緒言

無線伝送路において, フェージングの発生による無線回線の品質低下は主に2つの原因がある. 1つは, 受信レベルの低下により熱雑音及び干渉雑音が増加することであり, もう1つは, マルチパスの遅延分散による波形ひずみが発生することである. このようなフェージングを補償する方法としては, 2つ以上の受信波を利用して高品質伝送を実現するダイバーシティ受信, 波形ひずみの影響を低減させる自動等化器などが従来から用いられている. 特に, ダイバーシティと自動等化器を併用した場合の伝送路瞬断時間率改善効果は, それぞれ単独に用いられた場合の改善効果の積より大きい相乗効果が存在することも明らかにされている(64).

前章では, 伝送路瞬断の原因として受信レベルの低下のみを仮定し, 可変容量伝送方式を非選択性フェージングの対策として用いた場合, 及びダイバーシティと併用した場合について解析を行なった. その結果, 発生するトラヒックに応じて変調多値数を制御する可変容量伝送方式は, トラヒック閑散時には多値数を低減させて異常伝搬に対する耐久力を向上させることができるので, 非周波数選択性フェージングの補償技術の1つとして考えられることが明らかとなった.

しかし, 高速かつ高精度である多値変調信号を遅延分散の発生するフェージング下で伝送する場合には, 波形ひずみによる劣化が支配的となる. 従って, 伝送品質劣化の重要な原因である周波数選択性フェージング状況下における可変容量伝送方式の伝送特性を明らかにする必要がある. 本章では, 波形ひずみ存在下における可変容量伝送方式の伝送特性を理論的に解析し, さらに, 自動等化器併用時の効果を定量的に明らかにすることにより, 周波数選択性フェージングの補償技術として可変容量伝送方式の優位性を明確にすると共に, 両者の併用による相乗効果の存在について検討を行う.

4.2 解析モデル

解析モデルを図 4.1に示す. 受信側では, 発生するトラヒックに応じて, トラヒック量が少ない場合には多値数を減少させ, トラヒックピーク時には多値数を増大して情報伝送を行う. 本解析において, 伝送路瞬断の原因としては, 解析を簡単化するため波形ひずみのみを対象とし, 雑音による瞬断は発生しないことを仮定している. また, 多値変調方式として所要 C/N 対周波数利用効率の高い 2^{2n}QAM を用いる.

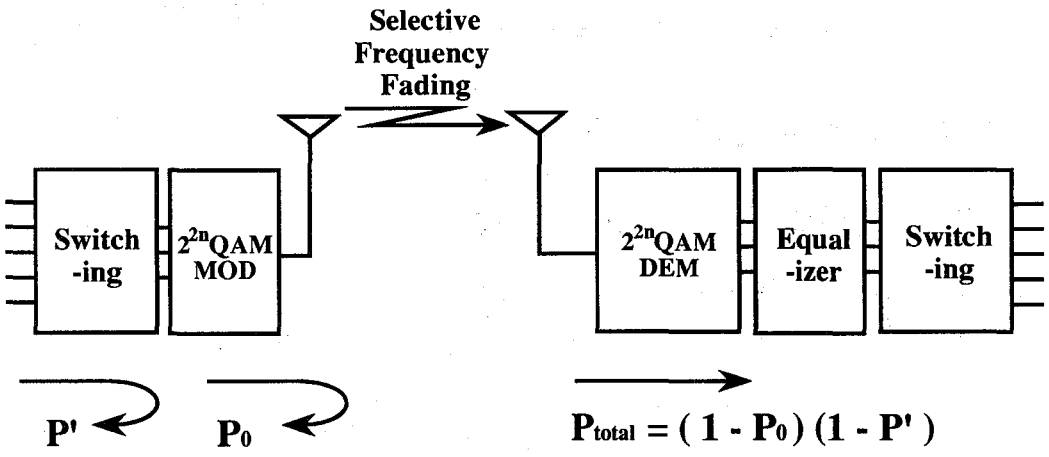
発生するトラヒック量が伝送可能な容量 C_t以上の場合は, 呼損となるため, トラヒック疎通率は, 式 (2.19) より,

$$1 - P' = 1 - \exp(-\lambda C_t) \tag{4.1}$$

である. また, 無線伝送路において, 波形ひずみの影響によって伝送路瞬断が生じ, その時の瞬断率を P_0とする. 従って, フェージングとトラヒック発生が互いに独立と仮定すると, 式 (3.2) と同様に, 両者の瞬断の原因を考慮に入れた総合疎通率は次のように表される.

$$\begin{aligned} P_{total} &= (1 - P_0)(1 - P') \\ &= (1 - P_0)\{1 - \exp(-\lambda C_t)\} \end{aligned} \tag{4.2}$$

以上の解析手順の概略をまとめて図 4.2に示す. 以下, それぞれの解析については順に詳しく述べる. 波形ひずみによる瞬断率の推定は, 遅延



P_0 : Outage probability due to fading
P' : Outage probability due to traffic load
P_{total} : Total throughput of the proposal capacity controlled system

図 4.1　解析モデル

波の時間遅れτに対し, τ/T が小さい場合は帯域内振幅偏差の分布を用いることが可能となる. この方法は遅延分散の取り扱いが容易となるため, 固定無線通信の分野で用いられている.

4.3 総合疎通率の導出

4.3.1 自動等化器を用いない場合

周波数がΔfMHz 離れた 2 つの受信信号がそれぞれレイリー分布に従う場合, 瞬断率 P_0は, 式 (2.17) より, 次式のように表される.

$$P_0 = 1 + \frac{1 - l_0^2}{\sqrt{(1 + l_0^2)^2 - 4\rho_{\Delta f} \cdot l_0^2}} \tag{4.3}$$

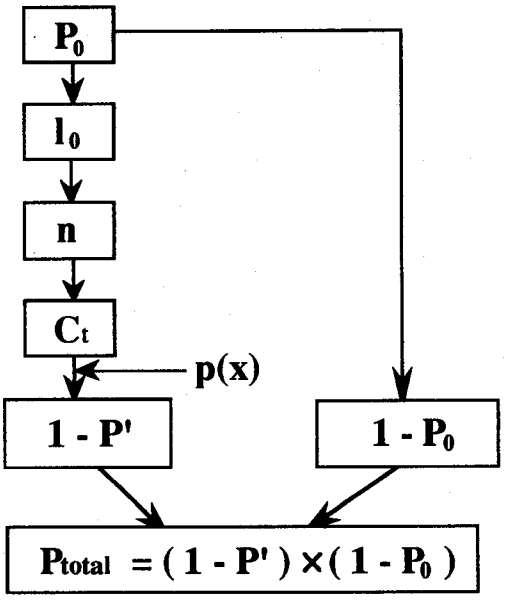
ここで$\rho_{\Delta f}$は受信電力の周波数相関であり, l_0 は振幅偏差のスレッショルド値である. 上式から, l_0 はレイリーフェージング発生時の伝送路瞬断率 P_0の関数として次式で与えられる.

$$l_0 = \frac{1 + (1 - P_0)^2 (1 - 2\rho_{\Delta f}) + \sqrt{\{1 + (1 - P_0)^2 (1 - 2\rho_{\Delta f})\}^2 - {P_0}^2 (2 - P_0)^2}}{P_0 (2 - P_0)} \tag{4.4}$$

すなわち, 伝送路設計瞬断率が与えられると, 許容可能な振幅偏差の値が式 (4.4) より決定される. 一方, 波形ひずみによる符号間干渉成分を表すために, 変調方式, 符号速度など異なる伝送方式に関わらず統一的に適用できる波形係数が用いられる[88]. 波形係数はナイキスト波形のゼロクロス点における波形の傾きの絶対値和であり, 帯域内振幅偏差が最大になるとき, 波形係数 K と最大振幅偏差 l_0 との間には次の関係が成り立つ (式 (2.16) 参照).

$$l_0 = \frac{\sqrt{\left\{1 + \frac{1}{1+K\tau}\cos(2\pi\tau/T)\right\}^2 + \left\{\frac{1}{1+K\tau}\sin(2\pi\tau/T)\right\}^2}}{\frac{K\tau}{1+K\tau}} \tag{4.5}$$

ここで, τは 2 波間の遅延時間差, T は変調速度である. また, 上式では, 雑音余裕としてフラットフェードマージン (FFM) を無限大と仮定してい



P_0 : Outage probability due to fading
P' : Outage probability due to traffic load
l_0 : Linear amplitude dispersion
n : Number of modulation levels
C_t : Transmission capacity
p(x) : p.d.f. of the amount of traffic

図 4.2　計算手順

る．すなわち，熱雑音を無視し，受信電力のレベル低下による瞬断がないことを意味する．式 (4.5) から，1/T で正規化された波形係数 KT を帯域内振幅偏差 l_0 の関数として表すと，

$$KT = \frac{1-\cos(2\pi\tau/T)+\sqrt{\{1-\cos(2\pi\tau/T)\}^2+2\left({l_0}^2-1\right)\{1-\cos(2\pi\tau/T)\}}}{(l_0^2-1)(\tau/T)} \quad (0<\tau/T<1) \tag{4.6}$$

となる．

さらに，多値変調方式として 2^{2n}QAM を用いた場合，波形係数 KT と多値数との関係は次式のように表現される．

$$KT = (2^n - 1)K_{BPSK}T \tag{4.7}$$

ここで $K_{BPSK}T$ は BPSK 信号の波形係数で，ロールオフ係数 50%の場合，$K_{BPSK}T = 1.95$ となる[88]．このことから可変容量伝送方式の伝送可能な容量 C_{var} は

$$\begin{aligned} C_{var} \equiv \frac{2n}{T} &= \frac{2}{T}\log_2\left(1+\frac{KT}{K_{BPSK}T}\right) \\ &= \frac{2}{T}\log_2\left(1+\frac{f(l_0)}{1.95}\right) \end{aligned} \tag{4.8}$$

ただし，

$$f(l_0) = \frac{1-\cos(2\pi\tau/T)+\sqrt{\{1-\cos(2\pi\tau/T)\}^2+2\left({l_0}^2-1\right)\{1-\cos(2\pi\tau/T)\}}}{(l_0^2-1)(\tau/T)} \quad (0<\tau/T<1) \tag{4.9}$$

一方，$P_{0,fix}$ を従来の固定容量伝送時の設計瞬断率とすると，この場合の伝送可能な容量 C_{fix} は，

$$C_{fix} = \frac{2}{T}\log_2\left(1+\frac{f(l_0(P_{0,fix}))}{1.95}\right) \tag{4.10}$$

で表される．従って，固定容量伝送時の伝送容量で正規化した可変容量伝送時の伝送容量を C_tすると，式 (4.8) と (4.10) から，

$$C_t = \frac{C_{var}}{C_{fix}} = \frac{\log_2\left(1+\frac{f(l_0)}{1.95}\right)}{\log_2\left(1+\frac{f\left(l_0\left(P_{0,fix}\right)\right)}{1.95}\right)} \tag{4.11}$$

となる．

従って，周波数選択性フェージング下における可変容量伝送方式の総合疎通率 P_{total}は，式 (4.2), (4.11) から次のようになる．

$$P_{total} = (1-P_0)\left\{1-\exp\left(-\lambda\frac{\log_2\left(1+\frac{f(l_0)}{1.95}\right)}{\log_2\left(1+\frac{f\left(l_0\left(P_{0,fix}\right)\right)}{1.95}\right)}\right)\right\} \tag{4.12}$$

ここでは，固定容量伝送時の設計瞬断率 $P_{0,fix}$を 0.1%と仮定している．式 (4.12) に基づいて，総合瞬断率 $1-P_{total}$の計算結果を図 4.3に示す．図より設計瞬断率 P_0または設計振幅偏差値 l_0を大きくすると，大きい変調多値数を用いて伝送することが可能となり，伝送容量は増大することがわかる．しかし，この場合，マルチパスフェージングの影響，すなわち P_0の増大により伝送路における瞬断は増加することもわかる．この結果，トラヒック変動時の瞬断率 P'とフェージング環境下の伝送路瞬断率 P_0とはトレードオフの関係にあるため，図 4.3に示すように，瞬断率 P_0に対して，総合瞬断率の最適点が存在する．

4.3.2 自動等化器を用いた場合

一般に，波形ひずみの補償技術として自動等化器がよく知られている．自動等化器を用いることにより，帯域内振幅偏差の許容値が大きくなり，それに応じて伝送容量を増大させることが可能となる．この伝送容量の増大効果を定量的に求めるため，まず，自動等化器の適用効果を示すパラメータ kを次のように定義する．

$$k = \frac{\sum_{i\neq 0}|k(i)|}{\sum_{i\neq 0,\pm 1,\ldots,\pm(N-1)/2}|k(i)|} \tag{4.13}$$

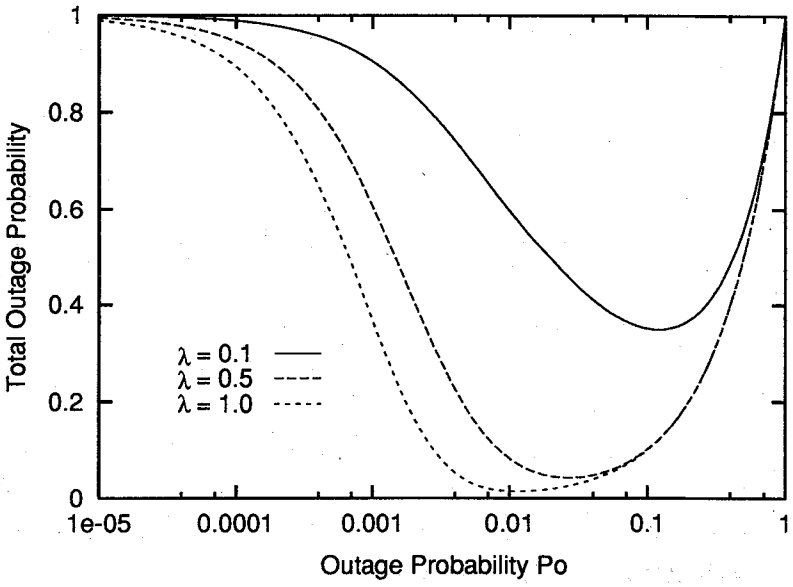


図 4.3　設計瞬断率と総合瞬断率の関係
(τ/T=0.2, $\rho_{\Delta f}$=0.99)

ここで, N は自動等化器のタップ数であり, $k(i)$ は, (2.13) で表されるナイキストパルスの t=iT における微分係数である.

上式 (4.13) では, 自動等化器の効果をタップ数 N 以内の符号間干渉については, 全部零にできる能力を有していると仮定している. また, 式 (4.13) において, 分子は BPSK 信号の波形係数であり, 分母は自動等化器を用いた場合の波形係数に相当する. 従って, 等化器を用いた場合の波形係数は等化器なしの場合の $1/k$ $(k \geq 1)$ 倍となり, kが大きい値であるほど等化器の効果が高いことを意味する. 図 4.4にパラメータ kとタップ数の関係を示す.

従って, 式 (4.13) で表されるパラメータ kを用いると, 等化器を併用した可変容量伝送時の伝送容量は次式で表される.

$$C_t = \frac{\log_2\left(1 + \frac{k\,f(l_0)}{1.95}\right)}{\log_2\left(1 + \frac{f\left(l_0\left(P_{0,fix}\right)\right)}{1.95}\right)} \tag{4.14}$$

図 4.5に自動等化器のタップ数をパラメータとして伝送可能な容量に相当する変調多値数と帯域内偏差 l_0 の関係を示す. 図より明らかなように, タップ数の大きい等化器を用いると帯域内偏差の許容値が増す. 式 (4.14) から, 自動等化器を用いた場合の可変容量伝送方式の総合疎通率 P_{total}は, 式 (4.2), (4.14) から次のように求まる.

$$P_{total} = (1 - P_0)\left\{1 - \exp\left(-\lambda \frac{\log_2\left(1 + \frac{k\,f(l_0)}{1.95}\right)}{\log_2\left(1 + \frac{f\left(l_0\left(P_{0,fix}\right)\right)}{1.95}\right)}\right)\right\} \tag{4.15}$$

可変容量伝送時および固定容量伝送時の総合瞬断率 $1 - P_{total}$を等化器のタップ数を関数として図 4.6に示す. 図よりタップ数の増加とともに総合瞬断率が小さくなることが分かる.

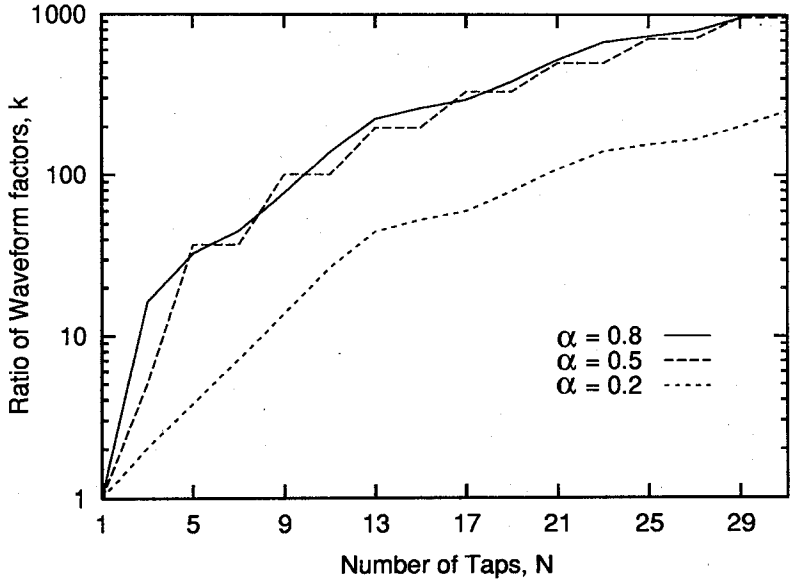


図 4.4　パラメータ kと自動等化器のタップ数との関係
(α:roll-off factor, τ/T=0.2, $\rho_{\Delta f}$=0.99)

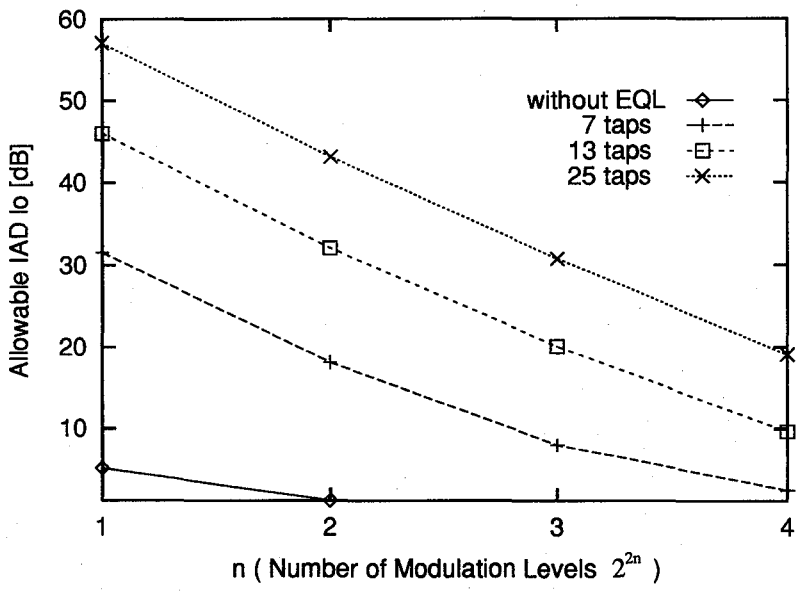


図 4.5　帯域内振幅偏差と変調多値数の関係
(τ/T=0.2, $\rho_{\Delta f}$=0.99, $\alpha = 0.5$)

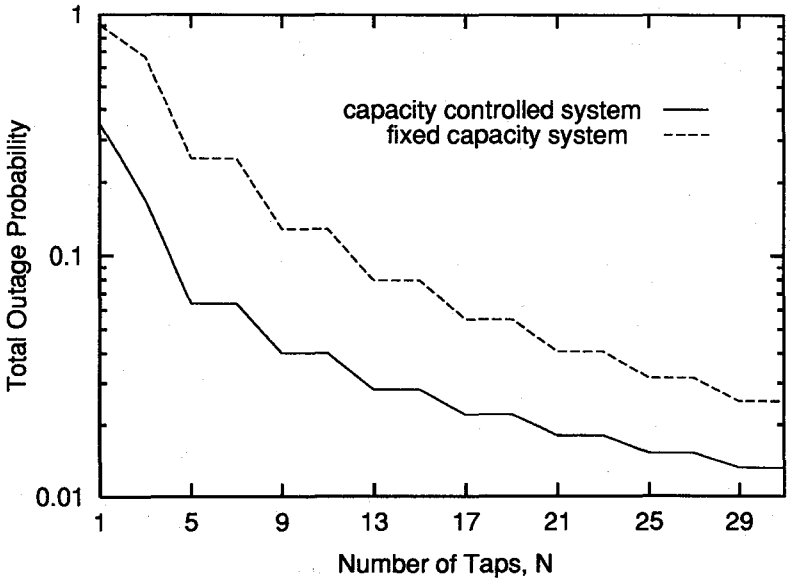


図 4.6　自動等化器を用いた場合の総合瞬断率
($\rho_{\Delta f}$=0.99, τ/T=0.2, λ=0.1, $\alpha = 0.5$)

4.4 周波数選択性フェージング補償効果

4.4.1 自動等化器を用いない場合

周波数選択性フェージング伝送路における可変容量伝送の効果を明確にするため, 総合疎通率の改善効果として可変容量伝送時の疎通率に対する固定容量伝送時の疎通率の比 P_{var}/P_{fix}を図 4.7に示す. 図より明らかなように, 例えば、帯域内振幅偏差の許容値が 30dB の場合, 可変容量伝送を行うことにより固定容量伝送時の約 8 倍の改善効果が得られ, 可変容量伝送方式は波形ひずみの補償技術として考えることができる. また, $\tau/\mathrm{T} \ll 1$ の仮定の範囲では, 遅延時間差を表すパラメータτ/T の相違による影響は大きくないことが分かる.

4.4.2 自動等化器を用いた場合

総合疎通率及び瞬断率の改善効果の解析のために次のように定義する.

- $P_{var+EQL}$:可変容量伝送と自動等化器の併用時の総合疎通率
- $P_{fix+EQL}$:自動等化器のみ用いた場合の総合疎通率 (固定容量伝送時)

以上の定義を用いて, 等化器を用いない固定容量伝送時の疎通率に対する等化器を用いた場合の疎通率の比を $P_{fix+EQL}/P_{fix}$, 等化器と可変容量伝送を併用した場合の疎通率の比を $P_{var+EQL}/P_{fix}$ とし, これらを図 4.8に示す. 図 4.8より, 従来の固定容量伝送時において 15 タップの自動等化器を用いた時の総合疎通率は, 可変容量伝送を行うことにより, 5 タップの自動等化器を用いることで達成できることが分かる. また, 可変容量伝送方式を単独で使用した場合の効果は, 固定容量伝送方式に 5 タップの自動等化器を適用した場合の効果と等価であることが分かる.

次に, 図 4.9に自動等化器使用による総合瞬断率の改善効果を示す. 図 4.9において, 可変容量伝送方式の総合瞬断率の改善効果係数 $I_{var+EQL}$, 及び固定容量伝送方式の総合瞬断率の改善効果係数 $I_{fix+EQL}$をそれぞれ次

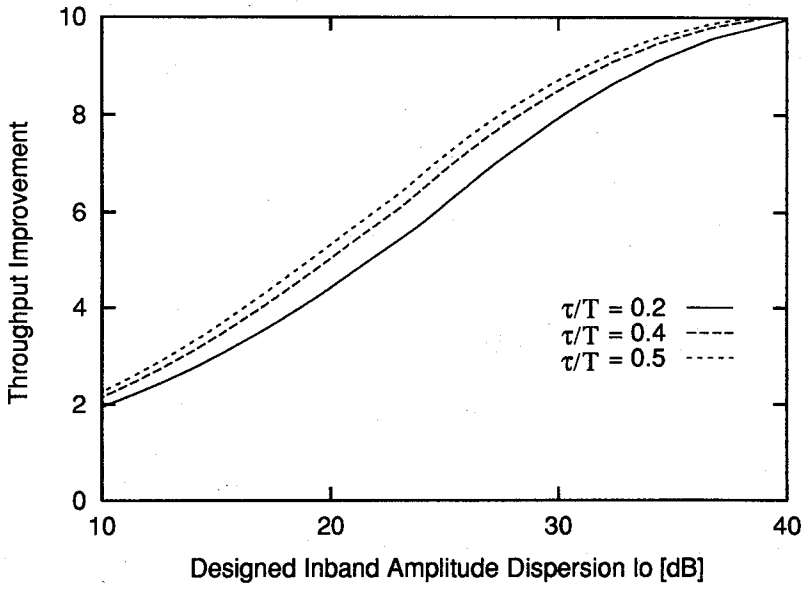


図 4.7　総合疎通率の改善効果
($\rho_{\Delta f}$=0.99, λ=0.1)

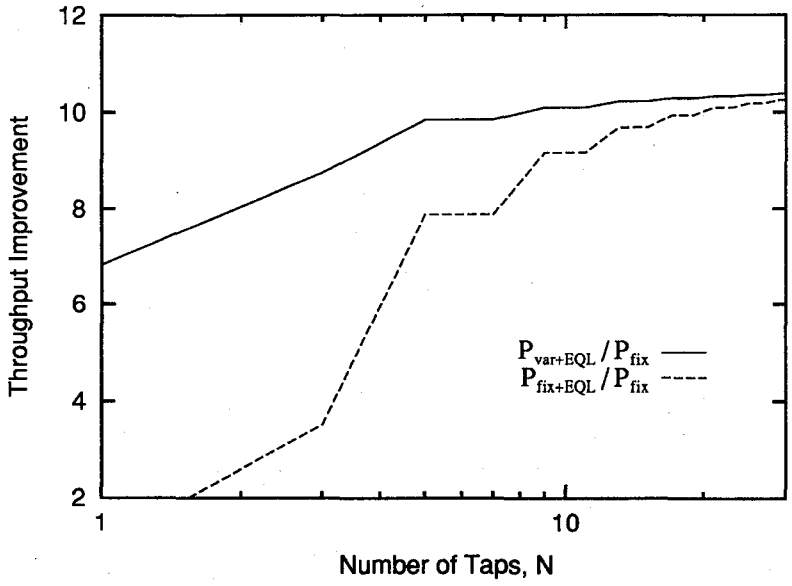


図 4.8　自動等化器を用いた場合の総合疎通率の改善効果
($\rho_{\Delta f}$=0.99, τ/T=0.2, λ=0.1, α=0.5)

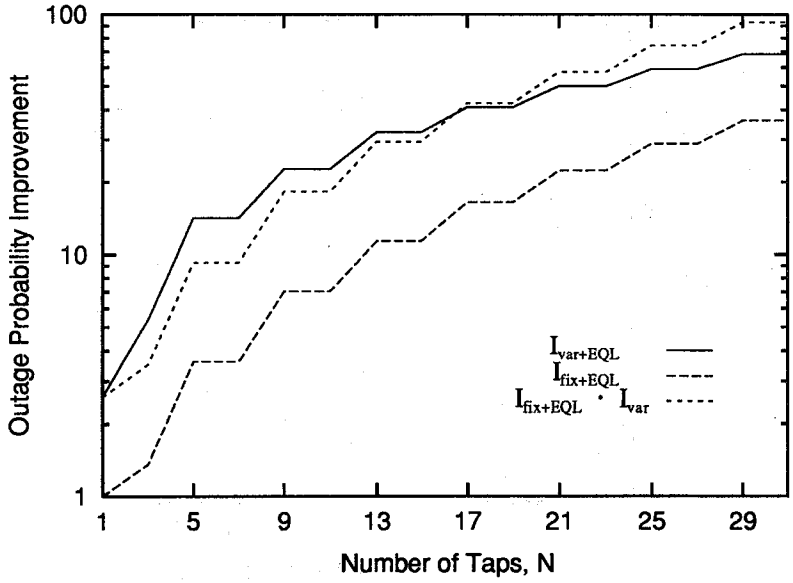


図 4.9　自動等化器を用いた場合の総合瞬断率の改善効果
($\rho_{\Delta f}$=0.99, τ/T=0.2, λ=0.1, α = 0.5)

のように定義している.

$$I_{var+EQL} \equiv \frac{1 - P_{fix}}{1 - P_{var+EQL}} \tag{4.16}$$

$$I_{fix+EQL} \equiv \frac{1 - P_{fix}}{1 - P_{fix+EQL}} \tag{4.17}$$

さらに, 可変容量伝送方式と自動等化器の相乗効果係数をξとすると, ξは次式のように定義でき, $\xi \geq 1$の場合, 相乗効果が存在する.

$$\xi \equiv \frac{I_{var+EQL}}{I_{var} \cdot I_{fix+EQL}} \tag{4.18}$$

図4.9より, タップ数が17以下である場合, $\xi \geq 1$であり, 可変容量伝送と自動等化器の併用時に相乗効果が得られることが分かる. 一方, 17タップ以上では, $\xi \leq 1$と相乗効果はないが, 瞬断率改善効果は可変容量伝送と自動等化器の併用時の方が大きい. これは, 前章で述べたように, 可変容量伝送がダイバーシティと類似な動作をするため, ダイバーシティと自動等化器を併用した場合に相乗効果が存在することと同様な理由で, 可変容量伝送と等化器の併用時にも相乗効果が存在するものと考えられる.

4.5 結言

本章では, 選択性フェージング環境下の可変容量伝送方式の伝送特性の定量的解析を行った. 可変容量伝送を用いることにより, 振幅偏差の許容値が30dBの場合, 固定容量伝送時の約8倍の疎通率改善効果が得られた. また, τ/T$\ll 1$の仮定の範囲では, 遅延時間差を表すパラメータτ/Tに対する依存性が少ない.

次に, 自動等化器を単独で用いた場合, および自動等化器と可変容量伝送方式を併用した場合の総合疎通率を導出し, 疎通率および瞬断率の改善効果を明らかにした. その結果, 可変容量伝送による効果が, 等化器のみによる効果より大きく, 可変容量伝送方式を波形ひずみの補償技術と

して考えることができる．また, 従来の固定容量伝送時において 15 タップの自動等化器を用いた時の総合疎通率は, 可変容量伝送を行うことにより, 5 タップの自動等化器を用いることで達成できることが分かった．また, 可変容量伝送方式を単独で使用した場合の効果は, 固定容量伝送方式に 5 タップの自動等化器を適用した場合の効果と等価であることが分かった．

さらに, 可変容量伝送がダイバーシティと類似な動作をするため, 等化器の単独使用に比べ, 可変容量伝送と 17 タップ以下の自動等化器とを併用した場合, 総合瞬断率において相乗効果が存在することが明らかとなった．

第 5 章

干渉波と非周波数選択性フェージングの同時存在下における可変容量通信方式の伝送特性

5.1 緒言

トラヒック吸収のため, 大きい多値数を持つ変調方式を用いると, フェージング等の影響を受け易くなり、高度な補償技術が必要となる[95]. 効率の良い伝送のために, 伝搬路状況あるいは伝送路使用需要などの諸条件に対応できるように, 伝送容量を可変にする方法が考えられ, その一方法として, 伝搬路状況に応じて伝送速度を可変にし伝送効率の向上を図る方式についてはすでに報告されている[73]が, これらの方法では, 一般に変調速度を可変にしているため, 伝送信号の帯域幅が変動し, スペクトル幅の拡大を伴ったことになり, その結果として (1) 送受信機のフィルタ帯域を変化させる必要がある (2) 隣接チャネルの干渉が発生し易くなる等の欠点がある. これに対し, 変調速度を変えず伝送容量を可変にできる多値 QAM を用い, 発生するトラヒック量に応じて多値数を可変にすることによってトラヒック変動を吸収する可変容量伝送方式は, 情報伝送速度が変化しても一定帯域幅を保つことが可能であり, 隣接チャネルへの干渉増加等の問題点を回避することができる. さらに, この方法は深

いフェージング状況時に伝送すべきトラヒックを浅いフェージング状況時にまとめて大量に伝送する方法と等価な方法と捕らえることができるため, 深いフェージングに対して強い伝送方式と考えられる.

本章では, 熱雑音と同一チャネル干渉雑音の同時存在下における可変容量伝送方式の伝送特性について理論的解析を行ない, 疎通率改善効果を明確にする.

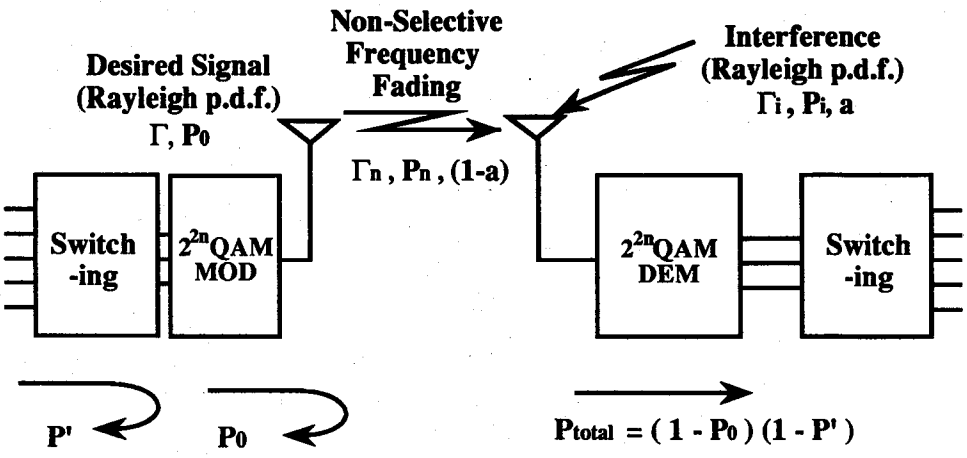
5.2 解析モデル

熱雑音と同一チャネル干渉雑音の同時存在下における可変容量伝送方式の解析モデルを図5.1に示す.

トラヒック変動による呼損発生を防止するために伝送容量を大きくし, トラヒックピークに対する無線伝送路に余裕を持たせることが可能となる. この時, 占有帯域幅を一定とした大きい変調多値数を持つ多値QAMを使用するが周波数利用の容易性の観点から望ましい. しかし, 小ゾーン方式が用いられる移動通信においては, 干渉波の影響を受け回線瞬断が生じ易くなる. 回線瞬断の原因としては, 伝送すべきトラヒック量が変動し, トラヒックピーク時に伝送路または交換機の容量を越えたことによるトラヒック呼損, フェージング環境下における同一チャネル干渉による瞬断の2つがあり, これら2つの瞬断原因に対する対策方法は互いにトレードオフの関係にある.

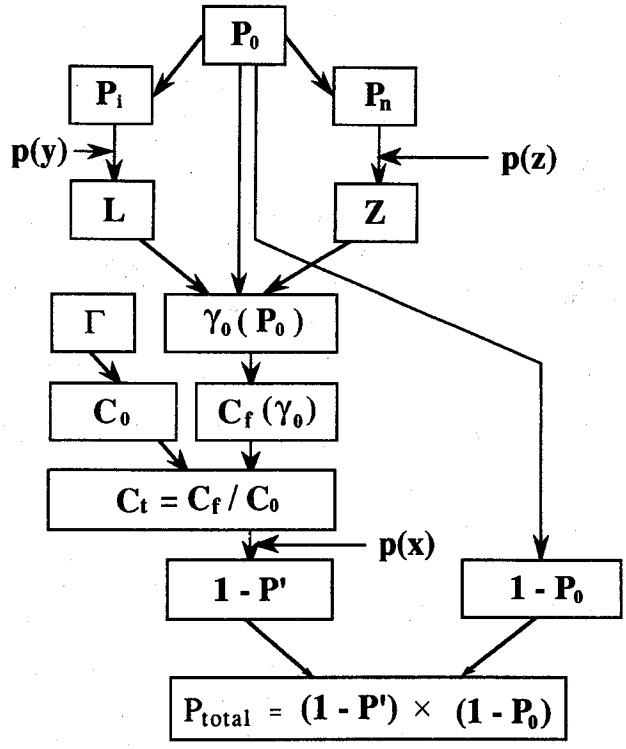
しかし, トラヒックピークを吸収するために, 変調多値数をトラヒック量に応じて可変にすると, トラヒック増大時には多値数を大きくして伝送容量を増加し, トラヒックピークを吸収することができる. また, トラヒック量が少ない時には, 固定容量伝送におけるように一定多値数まで不要ビットを挿入する必要がなく, 固定容量伝送に比べて多値数を減少させ, 干渉波の影響を受け難くすることができる.

干渉波と熱雑音が同時に存在する伝送路において可変容量伝送を行う場合, トラヒック量の発生確率と干渉の発生確率が互いに独立であると仮定すると, 受信側におけるトラヒックの疎通率 P_{total} は, トラヒック変動時の疎通率 $1-P'$ と干渉と熱雑音存在下の伝送路疎通率 $1-P_0$ の積で



Γ, Γn, Γi : Average C/(N+I), C/N, C/I
P0 : Outage probability due to themal noise and interference
Pn: Outage probability due to themal noise
Pi : Outage probability due to interference
a : Pi / P0 = 1 - Pn / P0

図 5.1　解析モデル



P_i : Outage probability due to interference alone
P_0 : Outage probability due to interference and thermal noise
P_n : Outage probability due to thermal noise alone
L : Instantaneous interference to carrier power ratio
Z : Average thermal noise to instantaneous carrier power ratio
Γ : Average carrier to total noise power ratio
γ_0 : Instantaneous carrier to total noise power ratio
C_0 : Transmission capacity under the unfaded condition
C_f : Transmission capacity when maximum modulation level is used
p(x) : p.d.f. of the amount of traffic
p(y) : p.d.f. of the instantaneous interference to carrier power ratio
p(z) : p.d.f. of the Average thermal noise to instantaneous carrier power ratio

図 5.2　計算手順

求められる. すなわち,

$$\begin{aligned} P_{total} &= (1-P_0)(1-P') \\ &= (1-P_0)(\,1-\exp(-\lambda C_t)) \end{aligned} \tag{5.1}$$

となる. 但し, 変調多値数の上限は, 伝送路の設計目標瞬断率 P_0 に相当する容量で符号誤り率が 10^{-6} となるように定めた. 本章における解析の流れを図 5.2に示す.

本解析では, 計算の簡単化のため, 伝送路で発生するフェージングはレイリー ・フェージングとし, 希望波および干渉波の包絡線はレイリー分布に従うものとし, 中央値変動は考慮していない. また, 干渉局は 1 局のみと仮定する. さらに, 瞬断の発生原因は, 熱雑音と干渉雑音であるとして解析を行なっており, マルチパスなどの波形ひずみによる瞬断は考慮していない.

5.3 総合疎通率の導出

5.3.1 搬送波電力対雑音電力比

陸上移動無線における搬送波電力に対する雑音電力の比 $C/(N+I)$ は, 熱雑音対搬送波電力比 N/C と干渉雑音対搬送波電力比 I/C から求められる. すなわち, 熱雑音と干渉雑音が同時に存在する場合, $C/(N+I)$ は,

$$C/(N+I) = \frac{1}{(\,N/C\,)+(\,I/C\,)} \tag{5.2}$$

で表されることから, N/C の分布と I/C の分布を用いて, 熱雑音により瞬断される時と干渉により瞬断される時の N/C, I/C をそれぞれ求め, 熱雑音と干渉雑音が同時に存在する場合の瞬断時の $C/(N+I)$ を得ることができる.

熱雑音対搬送波電力比 Z

フェージング発生時の熱雑音対搬送波電力の分布は, 次式のピアソン5形分布で近似される[96].

$$p(z) = \frac{\eta^{\eta}}{n_0\,\Gamma(\eta)}\left(\frac{z}{n_0}\right)^{-(\eta+1)}\exp\left(-\frac{\eta\,n_0}{z}\right) \tag{5.3}$$

ここで, $\Gamma(\ \cdot)$ はガンマ関数であり, η はパラメータである. また, n_0は搬送波電力の平均値で正規化した熱雑音電力の平均値である. 受信振幅の変動がレイリー分布の場合はパラメータ η は 1 であり, この場合, 熱雑音対搬送波電力比 z の確率密度分布は

$$p(z) = \frac{n_0}{z^2}\,e^{-\frac{n_0}{z}} \qquad (\eta = 1) \tag{5.4}$$

となる. 従って, レイリー・フェージング発生時に, z がある十分な大きい値 Zを越える場合に瞬断されると仮定すれば, 熱雑音による瞬断確率 P_n は,

$$\begin{aligned} P_n &\equiv P\,[z > Z] = \int_Z^{\infty} p(z)dz \\ &= 1 - \exp\left(-\frac{n_0}{Z}\right) \\ &\approx \frac{n_0}{Z} \qquad\qquad (Z \gg n_0) \end{aligned} \tag{5.5}$$

となる.

式 (5.5) から, 瞬断時の熱雑音対搬送波電力比 Z は次のようになる.

$$Z = \frac{n_0}{P_n} = \frac{1}{\Gamma_n P_n} \tag{5.6}$$

ここでΓ_nは搬送波対熱雑音電力比の平均値であり, n_0 の逆数で表される.

干渉対搬送波電力比 L

レイリー・フェージング下における希望波包絡線 D と干渉波包絡線 U がそれぞれ独立であるとすると, これらの比 $r = U/D$ の分布は, 次式で与えられる[97].

$$p(r) = \frac{2i_0 r}{(r^2 + i_0)^2} \tag{5.7}$$

ここで i_0は希望波電力の平均値で正規化した干渉波電力の平均値である．上式から，干渉波対希望波電力比 $y = r^2$ の変動分布 $p(y)$ は

$$p(y) = \frac{i_0}{(y+i_0)^2} \tag{5.8}$$

となる．y がある値 L 以上の時に瞬断されるとすれば，干渉波のみによる瞬断確率 P_iは，

$$\begin{aligned} P_i &\equiv P\left[y \geq L\right] = \int_L^\infty p(y)dy \\ &= \frac{i_0}{L+i_0} \end{aligned} \tag{5.9}$$

で与えられる．従って，瞬断時の干渉波対希望波の電力比 L は，次式のように表される．

$$L = i_0\left(\frac{1}{P_i} - 1\right) = \frac{1}{\Gamma_i}\left(\frac{1}{P_i} - 1\right) \tag{5.10}$$

ここで，Γ_iは搬送波対干渉雑音電力比の平均値であり，i_0 とは逆数の関係にある．

熱・干渉雑音の同時存在下における瞬断時の $C/(N+I)$

熱雑音及び干渉雑音が同時に存在した場合の回線瞬断率 P_0は干渉波のみによる瞬断率 P_iと熱雑音のみによる瞬断率 P_nの和で与えられる[98]．a を干渉波のみによる瞬断率の割合とすると，次式の関係が成り立つ．

$$P_0 = P_i + P_n \tag{5.11a}$$

$$P_i = aP_0 \tag{5.11b}$$

$$P_n = (1-a)P_0 \tag{5.11c}$$

同様に，定常時の搬送波対干渉波電力比 Γ_i の割合を b とすると，熱·干渉雑音の同時存在下における定常時の搬送波対雑音電力比 Γ と，定常時の

搬送波対干渉波電力比Γ_i及び定常時の搬送波対熱雑音電力比Γ_nとは次式のような関係が成り立つ.

$$\Gamma_i = \frac{\Gamma}{b} \tag{5.12a}$$

$$\Gamma_n = \frac{\Gamma}{1-b} \tag{5.12b}$$

$$\Gamma = \frac{1}{(1/\Gamma_i) + (1/\Gamma_n)} = \frac{\Gamma_i \Gamma_n}{\Gamma_i + \Gamma_n} \tag{5.12c}$$

しかし, 係数a, bは設計の際, 通常, $a \approx b$として選ぶことが妥当であることから, 式(5.2), (5.6), (5.10), (5.11a), (5.12c) より, 熱・干渉雑音の同時存在下における所要搬送波対雑音電力比γ_0は,

$$\gamma_0 = \frac{1}{L + Z} = \frac{P_0 \Gamma}{2 - aP_0} \tag{5.13}$$

で表される.

5.3.2 総合疎通率

多値変調方式として2^{2n}QAM 変調を用いた場合, 所要 CN 比ρ_{QAM}は, 式(3.4) より次のように表される.

$$\rho_{QAM} = \frac{1}{3}(2^{2n} - 1)\,\rho_{QPSK} \tag{5.14}$$

ここで, ρ_{QPSK}は QPSK 変調における所要 CN 比である. 符号間隔を T とすると, $\rho_{QAM} = \rho$において単位時間に伝送可能な情報伝送速度Cは,

$$C = \frac{1}{T}\log_2\left(1 + 3 \cdot \frac{\rho}{\rho_{QPSK}}\right) \tag{5.15}$$

となる. 熱・干渉雑音の同時存在下における CN 比がγ_0の場合の伝送容量をC_fとすると, 式(5.15) におけるρ を式(5.13) のγ_0に置き換えて

$$C_f = \frac{1}{T}\log_2\left(1 + 3 \cdot \frac{P_0 \Gamma}{(2 - aP_0)\,\rho_{QPSK}}\right) \tag{5.16}$$

を得る．一方，定常時における伝送可能なトラヒック容量 C_0 は，

$$C_0 = \frac{1}{T}\log_2\left(1+3\cdot\frac{\Gamma}{\rho_{QPSK}}\right) \tag{5.17}$$

であることから，定常時の伝送容量 C_0 で正規化した瞬断時の伝送容量 C_t は，

$$C_t = -\lambda\cdot\frac{\log_2\left(1+3\cdot\dfrac{P_0\Gamma}{(2-aP_0)\rho_{QPSK}}\right)}{\log_2\left(1+3\cdot\dfrac{\Gamma}{\rho_{QPSK}}\right)} \tag{5.18}$$

となる．

従って，総合疎通率 P_{total} は，式 (5.1), (5.18), を用いることによって次のようになる．

$$P_{total} = (1-P_0)\left\{1-\exp\left(-\lambda\cdot\frac{\log_2\left(1+3\cdot\dfrac{P_0\Gamma}{(2-aP_0)\rho_{QPSK}}\right)}{\log_2\left(1+3\cdot\dfrac{\Gamma}{\rho_{QPSK}}\right)}\right)\right\} \tag{5.19}$$

上式に基づいて，定常時における搬送波電力対雑音電力比 Γ が 30dB, 50dB の場合，回線瞬断率 P_0 に対する総合疎通率の計算結果を図 5.3に示す．

5.4 疎通率改善効果

固定容量伝送時に対する可変容量伝送時の疎通率の改善倍率を図 5.4 に示す．陸上移動通信では，回線設計の際，場所率 10%を目標にシステムを設計している．ここでは回線瞬断率 P_0 を場所率と等価であるとみなし，P_0 として通常 10%の値を取るのが妥当と考えられる．しかし，10%の許容値は，かなり大きい値であり，今後のディジタル通信等を考慮した場合，通信品質の向上が必要となると想定されるため，設計瞬断率を変化させて計算を実施し，本章では回線瞬断率 P_0 が 0.1%〜10%の範囲にある場合について考察を行っている．図 5.4より，設計瞬断率 P_0 が 0.1%に設定し

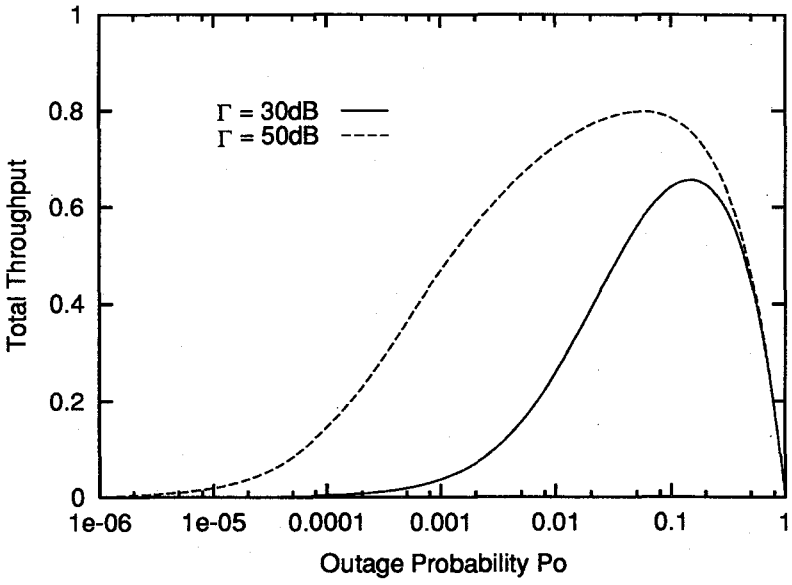


図 5.3　熱·干渉雑音同時存在下における総合疎通率
(λ=3, a=0.5)

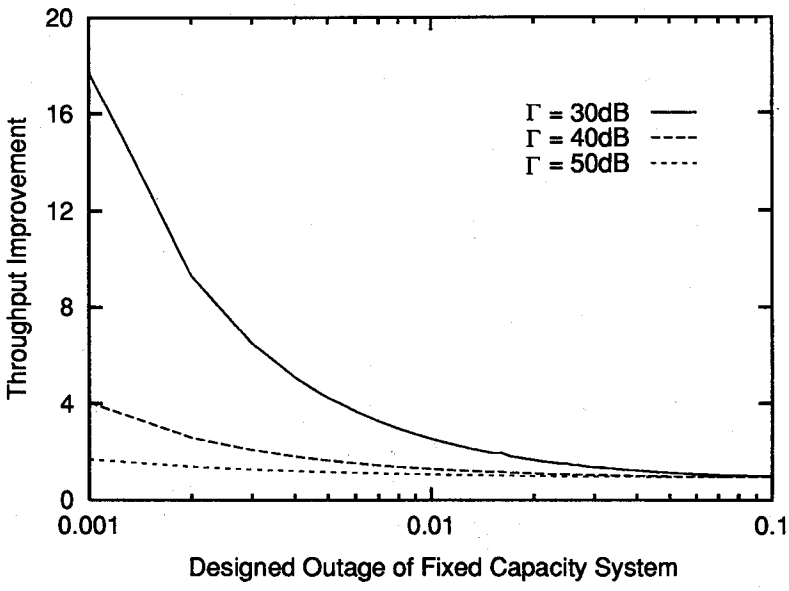
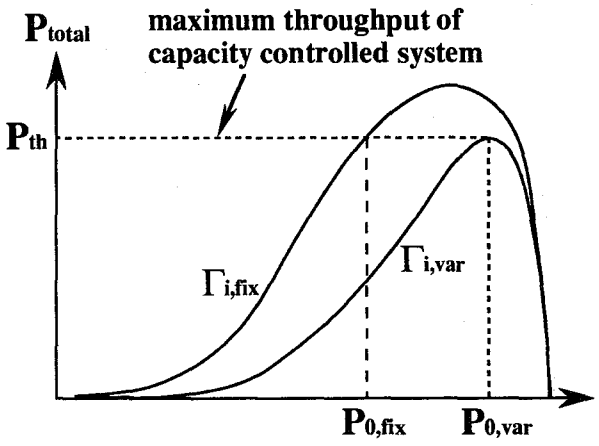


図 5.4　固定容量伝送時に対する可変容量伝送時の疎通率改善効果
(λ=3, a=0.5)

た場合, 固定容量伝送時に比べて, 定常時の搬送波電力対雑音電力比 Γ が 30dB の時は約 16 倍の疎通率改善が得られることが分かる. すなわち, 可変容量伝送を行うと, 固定容量伝送に比べ 16 倍の呼を運べるようになることを示している. また, Γ が小さいほどその改善率が大きいことも分かる. これは, 送信電力が小さい場合に相当し, このような場合にはフェージングの影響を受け易くなり, 可変容量伝送による疎通率改善が, 一定多値数で伝送を行う固定容量伝送に比べてかなり大きくなるためである.

次に, 可変容量伝送時の干渉雑音の許容量について検討する. そのため, 可変容量伝送時の設計瞬断率を $P_{0,var}$, 固定容量伝送時の設計瞬断率を $P_{0,fix}$ とする. また, 可変容量伝送時の疎通率 P_{th} を達成するために必要な Γ_i を $\Gamma_{i,var}$ とし, $P_{0,fix}$ を設計瞬断率とする固定容量伝送時に, 可変容量伝送時と同等な疎通率 P_{th} を達成するための所要の Γ_i を $\Gamma_{i,fix}$ とする (図 5.5参照). Γ = 50dB の場合, 横軸にパラメータ a , 縦軸に可変容量伝送時と同一疎通率を達成する固定容量伝送時の所要搬送波対干渉波電力比 $\Gamma_{i,fix}$ を示すと図 5.6のようになる. 図より, 干渉による回線瞬断の割合が大きくなるほど所要 $\Gamma_{i,fix}$ は小さくなることが分かる.

また, Γ = 50dB の場合, 固定容量伝送時の瞬断率 $P_{0,fix}$ に対して, 同一疎通率を達成する可変容量伝送と固定容量伝送のそれぞれの搬送波対干渉波電力比の差 $\Gamma_{i,fix} - \Gamma_{i,var}$ のデシベル表示したものを図 5.7に示す. この図において, $\Gamma_{i,fix} - \Gamma_{i,var}$ が大きい程干渉に強く, 可変容量伝送方式が干渉波に対して有効であることを表す. また, a の値の変化に対して $\Gamma_{i,fix} - \Gamma_{i,var}$ の差異はほとんど見られないことから, 干渉雑音は同一電力の熱雑音として取り扱い得ることを示している.



$\Gamma_{i,var}$: allowable CIR need to achieve throughput P_{th} with capacity controlled system

$\Gamma_{i,fix}$: allowable CIR need to achieve throughput P_{th} with conventional fixed capacity system

$P_{0,var}$: the designed outage probability of capacity controlled system

$P_{0,fix}$: the designed outage probability of fixed capacity system

図 5.5　干渉許容量の計算

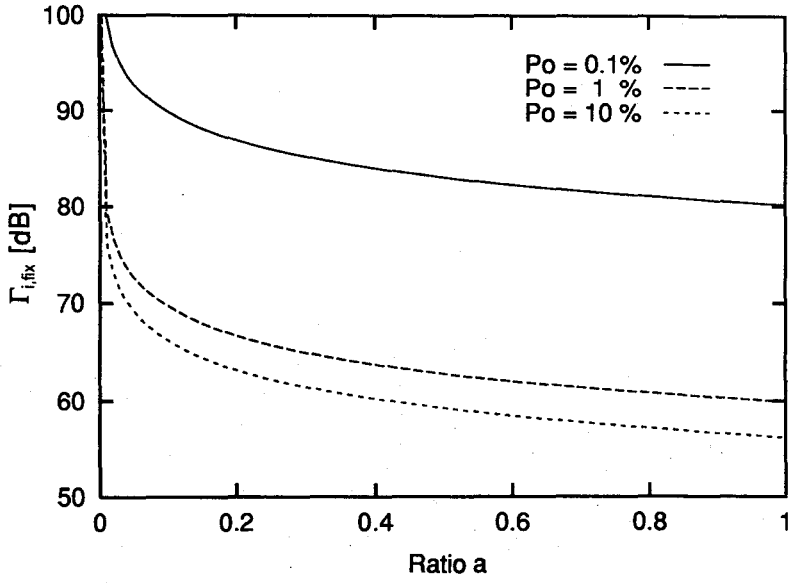


図 5.6　固定容量伝送時の所要搬送波対干渉雑音電力
(Γ=50dB, λ=3)

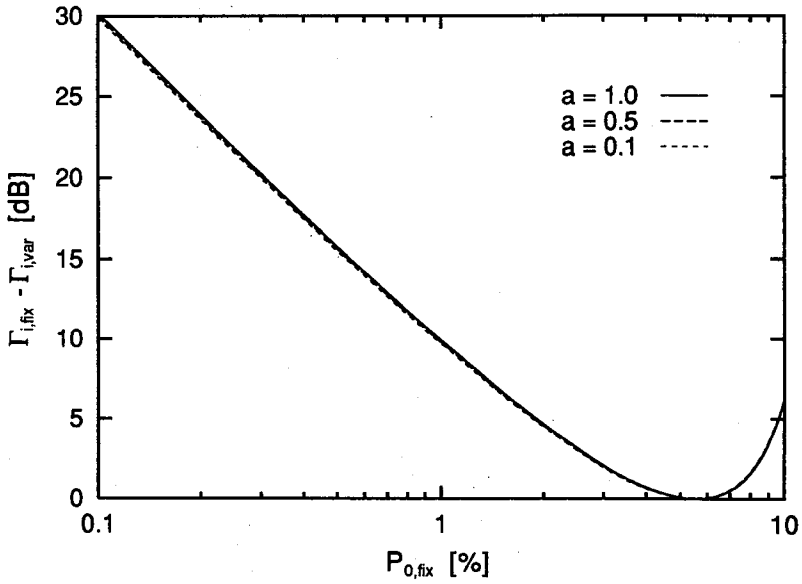


図 5.7　可変容量伝送による所要搬送波対干渉雑音電力の改善
(Γ=50dB, λ=3)

5.5 結言

本章では, 熱雑音と同一チャネル干渉雑音の同時存在下において, 可変容量伝送方式を用いた場合の疎通率の理論的解析を行った.

その結果, 固定容量伝送時の回線瞬断率 P_0 を 0.1%に設定し, 定常時の CN 比 Γ が 30dB の場合は, 固定容量伝送時に比べて 16 倍の疎通率改善が得られた. また, 送信電力が小さい時ほど疎通率改善効果が大きい. これは, フェージングの影響を受け易い場合においても, 可変容量伝送による疎通率改善が, 一定多値数で伝送を行なう固定容量伝送に比べてかなり大きくなるためである. 次に, 搬送波対干渉波電力比を大きく改善できることから, 可変容量伝送方式は干渉波が存在する伝送路に有効であることを明らかにした. さらに, 熱雑音による瞬断と干渉による瞬断の割合が可変容量伝送時に達成できる疎通率に及ぼす影響はほとんど見られないことから, 干渉雑音は同一電力の熱雑音として取り扱い得ることが明らかとなった.

第 6 章

可変容量通信方式の応用

6.1 緒言

情報サービスの多様化が急速に進行している情報化社会においては, 回線設定の柔軟性が高くかつ迅速性の高い無線通信の役割が非常に重要となっており, 需要の急速な増加が予想される. 特に, 無線伝送路において, 電話, データ通信, 画像通信などのマルチメディアサービスを行なうために, ATM(Asynchronous Transfer Mode:非同期転送モード) 伝送を実現することは重要である(99),(100).

ATM 伝送は, 情報送出要求に基づき固定長のセルを非同期的に送出するため, 従来の交換方式に比べて情報源そのもののトラヒック変動が大きくなり, セル廃棄率が問題となる. これに対し, 可変容量伝送方式は, これまでの解析結果より, トラヒックピークの吸収及びフェージング等の異常伝搬状況時に対して効果的であることが分かっている. 従って, 無線伝送路における ATM 網に可変容量伝送を適用するとセル廃棄率の改善が期待できることから, 本章では, 第 1 の応用例として, 発生するトラヒック量に応じて変調多値数を制御する可変容量伝送方式を ATM 網に適用することを提案し, セル廃棄率の改善効果を定量的に示す.

一方, 移動無線通信の分野においては, 与えられた無線帯域におけるユーザ数の増大が主要な課題となっており, 小ゾーン化あるいはマイクロセル化による周波数繰り返しの増大, 多値変調信号の利用による周波

数利用率の向上などの手段が検討されている[(2),(95)]. 同じ周波数を地理的に再利用する方式では, 移動局が所属するゾーン内の基地局からの受信波 (希望波) を受信すると同時に, 隣接干渉局からの干渉波をも受信することになるので, 同一チャネル干渉は周波数利用効率を決定する重要な要因である. また, ユーザ数の増大のため多値変調信号を用いた場合は, 多値数を増大するに従いフェージングの影響を受け易くなるため, 高度な補償技術を行う必要が生じる.

しかし, 前章の解析結果より, 可変容量伝送方式は, トラヒック量に応じて変調多値数を制御し, トラヒックピーク時にはスペクトル幅を一定に保ちつつ伝送容量を増大させ, 逆にトラヒック閑散時には小さい多値数を用いることによってフェージングに対して強くできる. このため, 可変容量伝送方式が移動体通信に適用された場合, 同一チャネル干渉の影響を少なくすることができ, 周波数有効利用が期待される. 従って, 本章では, 第 2 の応用例として, TDMA システムを用いる移動体通信に対する可変容量伝送方式の適用を提案し, 周波数繰り返し距離を計算することによって, 周波数有効利用に対する有効性を定量的に明らかにする.

6.2 固定無線通信システムに対する応用

6.2.1 概念

無線伝送路における ATM 網に適用した可変容量伝送方式の概念図を図 6.1に示す.

ATM 伝送は, 情報の発生に応じて固定長のセルを非同期的に送出するため, 伝送すべき情報量に応じてセルの数を増減させることによって任意の情報速度に対応できる. しかし, バースト性のあるトラヒックが発生するなど大きいトラヒック変動が生じるため, トラヒック集中時の通信品質 (セル廃棄) に大きな課題が残されている. このようなセル廃棄問題を解決するために, ATM 網に発生するセルの量に応じて変調多値数を制御する無線可変容量伝送方式を適用する. 本提案方式では, セルがバースト的に発生した場合においても, 深いフェージングが発生していない

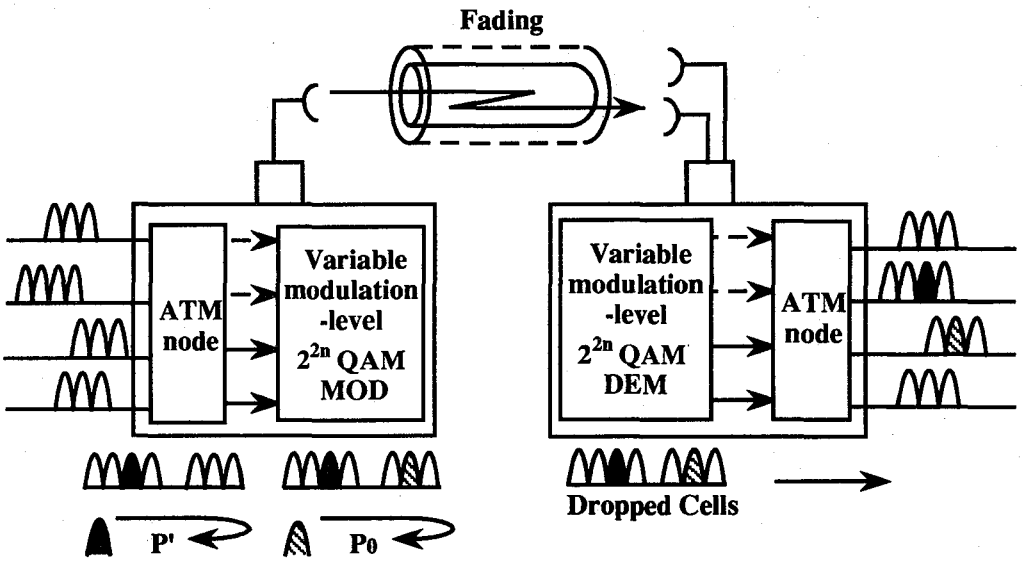


図 6.1　無線可変容量伝送方式の ATM 網への応用

限りセル廃棄を防止することが可能であり, 通常多く発生する低トラヒック時には多値数を減少することが可能なため, 深いフェージングに対しても強い方式である. 従って, 両方が互いに独立に発生すると仮定すれば, これらを考慮に入れた総合的なセル廃棄率は可変容量伝送方式により改善される.

6.2.2 セル廃棄率の改善効果

ここでは, 無線 ATM 網における可変容量伝送方式のセル廃棄率に対する改善効果を明らかにする.

非周波数選択性フェージング環境下におけるセル廃棄率は, 第 3 章の結果より, 式 (3.13) を用いることによって表される. すなわち,

$$1-P_{total} = 1-(1-P_0)\left\{1- \exp\left(-\lambda \cdot \frac{\log_2\left(1+3\sqrt[M]{M!\,P_0/P_r}\cdot\frac{\Gamma}{\rho_{QPSK}}\right)}{\log_2\left(1+3\cdot\frac{\sqrt[M]{M!}\,\Gamma}{\rho_{QPSK}}\right)}\right)\right\} \tag{6.1}$$

となる. この場合, セル廃棄率の改善効果係数は次のように定義できる.

$$I_{outage} = \frac{1-P_{fix+div}}{1-P_{var+div}} \tag{6.2}$$

ここで, $1-P_{fix+div}$ は従来の固定容量伝送時のセル廃棄率であり, $1-P_{var+div}$ は可変容量伝送時のセル廃棄率である. また, 両方式ともダイバーシティ受信を行うとする.

固定容量伝送時のセル廃棄率は従来から用いられている伝送路瞬断率を CCIR 規定値に選んだ場合のセル廃棄率に相当するため, 次式で与えられる.

$$1-P_{fix} = 1-P_{total}(P_{0,CCIR}/P_r) \tag{6.3}$$

ここで, 伝送路瞬断率の CCIR 規定値 $P_{0,CCIR}$ は, 約 0.05 % / 2500km である. このため, 50km 当たりの CCIR 規定値 $P_{0,CCIR}$ は 0.001 % / 50km となる. 従って, レイリーフェージング発生確率 P_r が 100%の時 50km 中継区間当たりの $P_{0,CCIR}/P_r$ は, 0.001%となる.

式(6.2)に基づいた改善効果の計算結果を図6.2に示す．図より，M=1の場合には数倍のセル廃棄率の改善効果が得られることが明らかである．また，ダイバーシティ併用時の改善効果はMが大きくなるほど少なくなる．これは可変容量伝送にダイバーシティを併用した場合の疎通率の改善効果が，固定容量伝送にダイバーシティを用いた場合より大きい改善効果を有するが，しかし，その差は比較的小さいことを示している．

次に，周波数選択性フェージング環境下におけるセル廃棄率は，式(4.15)より，

$$1-P_{total}=1-(1-P_0)\left\{1-\exp\left(-\lambda\frac{\log_2\left(1+\frac{f(l_0)}{1.95}\right)}{\log_2\left(1+\frac{f\left(l_0\left(P_{0,fix}\right)\right)}{1.95}\right)}\right)\right\} \quad (6.4)$$

で与えられる．この場合，セル廃棄率の改善効果係数は次のように定義できる．

$$I_{outage}=\frac{1-P_{fix+EQL}}{1-P_{var+EQL}} \quad (6.5)$$

ここで，$1-P_{fix+EQL}$は自動等化器のみを用いた場合のセル廃棄率であり，$1-P_{var+EQL}$は可変容量伝送方式と自動等化器を併用した場合のセル廃棄率である．式(6.5)に基づいて，帯域内振幅偏差が生じる状況下における無線ATM網のセル廃棄率改善効果を図6.3に示す．図より，100倍以上の大きい改善効果が得られていることが分かる．

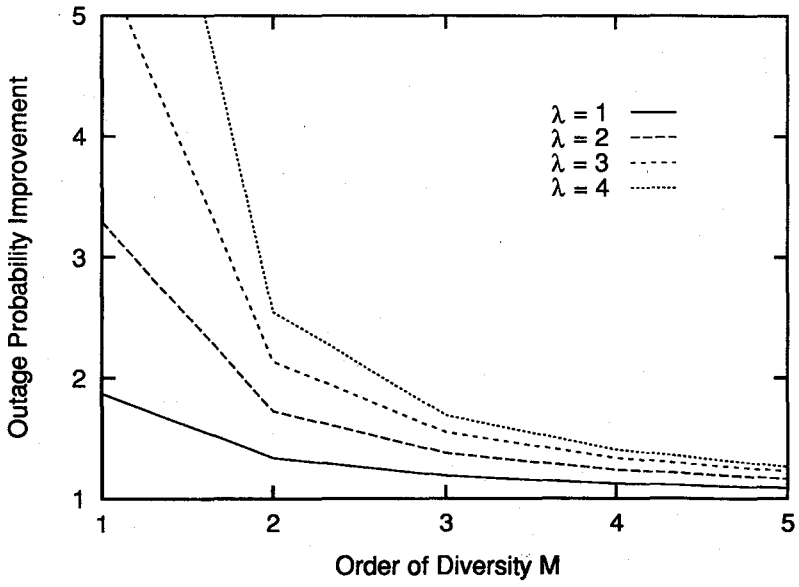


図 6.2　非周波数選択性フェージングにおけるセル廃棄率改善効果
(P_r=100%, Γ=60dB)

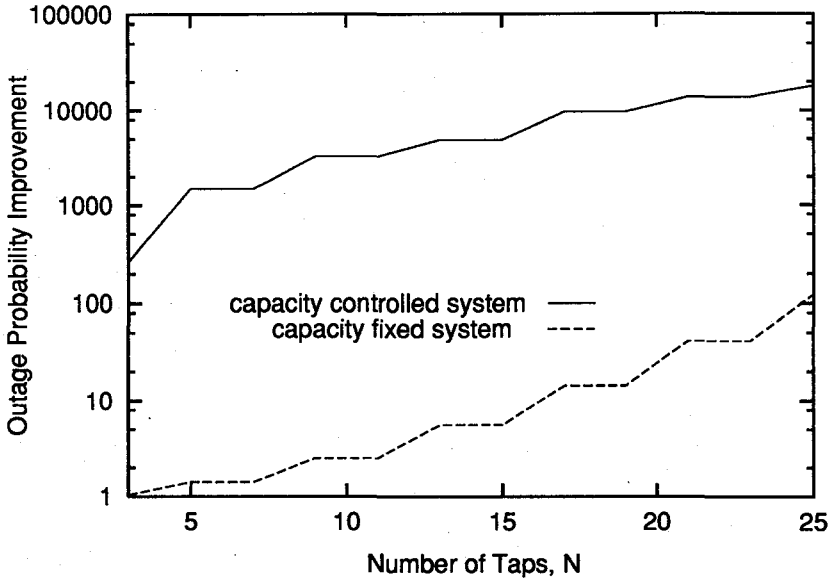


図 6.3　周波数選択性フェージングにおけるセル廃棄率の改善効果
($\rho_{\Delta f}$=0.99, λ=0.01)

6.3 陸上移動通信システムに対する応用

6.3.1 概念

可変容量伝送方式を TDMA システム移動通信に適用した場合の概念図を図 6.4に示す.

従来の TDMA システムでは, フレーム当たりに 3 チャネルで情報伝送を行なっているため, 3 チャネル全てがそれぞれのユーザ (A,B,C) に使われている場合には, 他の情報伝送を希望するユーザ (D) はチャネルの空きを待つ状態になる (図 6.4(a)). しかし, 可変容量伝送方式が適用されると, それぞれのユーザは異なる変調多値数を用い, 大きい多値数で情報伝送を行なうユーザ (C) に対してはチャネル占有時間を短くすることができるため, 待ち状態であったユーザ (D) を占有時間の短縮のために空いたチャネルに割り当てることができる (図 6.4(b)). すなわち, 可変容量伝送方式を TDMA システムに適用すると, 1 チャネルを 1 ユーザが独占するのではなく, 一つのチャネルを複数のユーザが共有することになるので, ユーザ数が増大する場合に有効である.

6.3.2 周波数繰り返し距離に対する改善効果

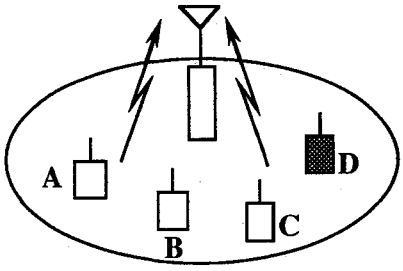
解析モデルを図 6.5に示す.

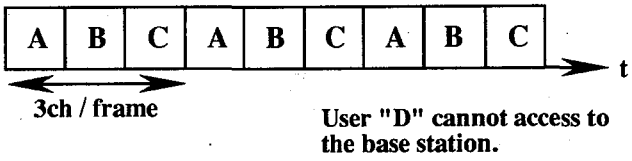
受信信号の平均電力は, 送信アンテナまでの距離のほぼ 4 乗に反比例するので[101], 移動局から希望基地局, 干渉基地局までの距離をそれぞれ d, d' とすれば,

$$\left(\frac{d'}{d}\right)^4 \geq \Gamma_i \tag{6.6}$$

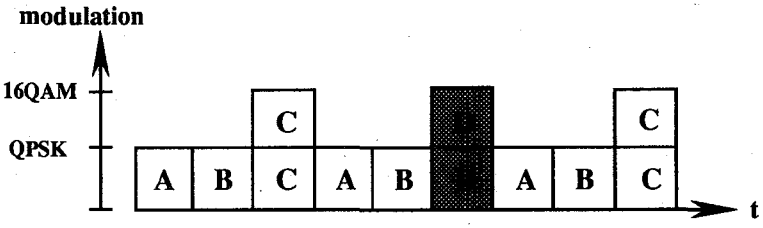
の領域内では, 干渉量は干渉波によるある伝送路瞬断率 P_i 以下に抑えられる. ここで, Γ_iは搬送波対干渉雑音平均電力比である. 従って, システムが許容し得る希望波対干渉波電力比が与えられると上式より繰り返し得る同一チャネルゾーン間の距離が決定される.

移動局が同一チャネル干渉が最も大きくなるゾーンの円周上にいると仮定すれば, 周波数繰り返し距離 D は, ゾーン半径で正規化した希望·干





(a) Conventional fixed capacity system



(b) Proposed capacity controlled system
for TDMA personal communications

図 6.4　TDMA システムにおける可変容量伝送方式の応用

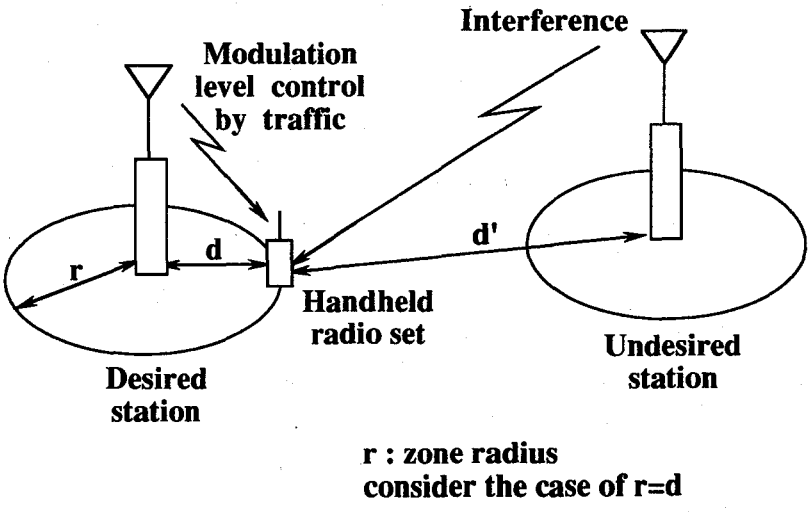

Interference
Modulation
level control
by traffic
d
d'
r
Handheld
radio set
Desired
station
Undesired
station
r : zone radius
consider the case of r=d

図 6.5　解析モデル

渉波両基地局間の距離として定義され[102], 式 (6.6) を満たす最も小さい d/d' に対して次式が得られる.

$$D = \frac{d + d'}{d} = 1 + \Gamma_i^{\frac{1}{4}} \tag{6.7}$$

可変容量伝送を行うことによる周波数繰り返し距離 D の改善効果を明らかにする. このため, 周波数繰り返し距離の改善効果係数 I_D として, 可変容量伝送時の周波数繰り返し距離 D に対する固定容量伝送時の周波数繰り返し距離 D' の比を次のように定義する.

$$I_D = \frac{D'}{D} = \frac{1 + \Gamma_{i,fix}^{\frac{1}{4}}}{1 + \Gamma_{i,var}^{\frac{1}{4}}} \tag{6.8}$$

ここで, $\Gamma_{i,var}$ は, 可変容量伝送時においてある疎通率を達成するために必要な Γ_i であり, $\Gamma_{i,fix}$ は, 可変容量伝送時と同等な疎通率を達成するための所要 Γ_i である.

上式 (6.8) に基づいて, 干渉波と熱雑音が同時に存在する場合, 干渉による瞬断の割合 a に対する周波数繰り返し距離改善効果 I_D を図 6.6に示す. また, 回線瞬断率 P_0 に対する周波数繰り返し距離改善効果を, Γ をパラメータとして図 6.7に示す. これらの図より, 固定容量伝送時の回線瞬断率 P_0 を 0.1%に設定した場合, 可変容量伝送方式を用いることにより周波数繰り返し距離は, 固定容量伝送時の周波数繰り返し距離と比べ約 1/5 以下にすることが可能である.

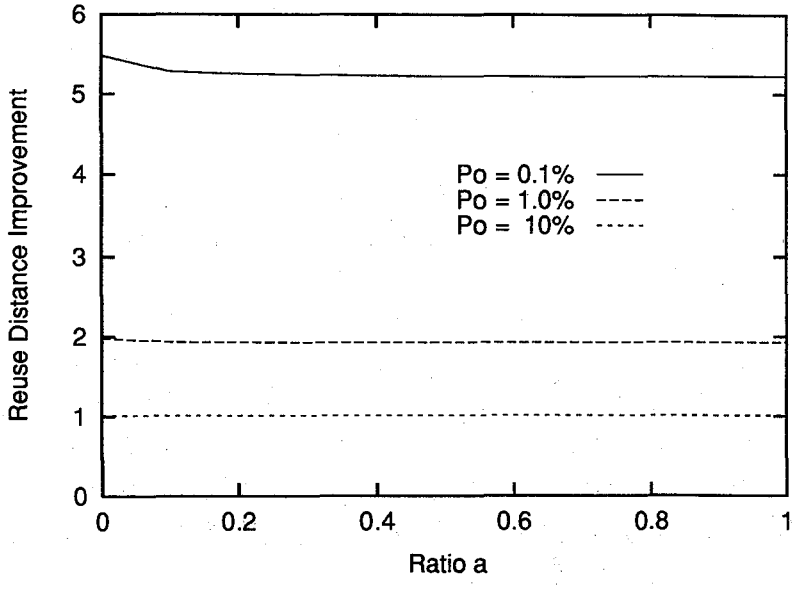


図 6.6　周波数繰り返し距離の改善効果
(Γ=40dB, λ=3)

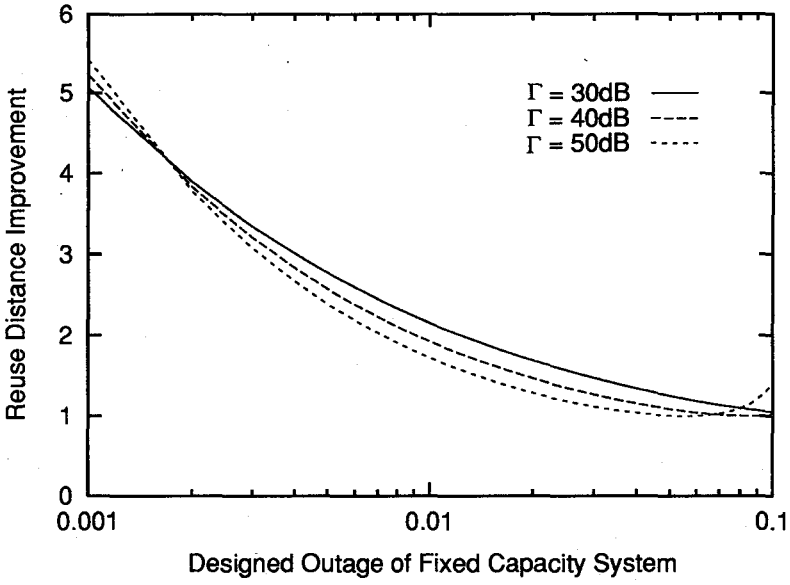


図 6.7　周波数繰り返し距離の改善効果
(λ=3, a=0.5)

6.4 結言

本章では, 可変容量伝送方式の応用として, マルチメディア伝送を実現可能とする ATM 網に適用した場合, その動作概念について述べ, ATM 伝送で問題となるセル廃棄率の改善効果を示した. その結果, 非周波数選択性フェージング及び選択性フェージング発生時において, 大きいセル廃棄率改善効果が得られることが明らかとなった.

また, 可変容量伝送方式を TDMA システムを用いる移動体通信に適用した場合の動作原理を示し, 従来の固定容量伝送時と同一の疎通率で伝送を行なう場合, 周波数繰り返し距離を 1/5 にできることが明らかとなり, 今後の信号伝送の高品質化と共に効果が高くなることが予想される.

第 7 章

結　論

本論文は, 可変容量ディジタル無線通信方式のフェージング環境下における伝送特性に関して, 筆者が行った研究の成果をまとめたものである. 以下, 本研究で得られた成果を総括して述べる.

1. トラヒック変動に対して柔軟な通信方式として, 発生するトラヒック量に応じて変調多値数を制御する可変容量伝送方式を提案し, その容量制御方法及び動作概念について述べ, 可変容量伝送方式がフェージング伝送路において有効な通信方式であることを定性的に論じた. また, システム全体におけるトラヒック疎通率は, 無線伝送路での疎通率と発生するトラヒック量が伝送可能な容量以下である確率との積から求められることを示した. 次に, 無線伝送路において信号劣化の原因となる非周波数選択性フェージング及び周波数選択性フェージングのモデルを示し, これらの環境下における伝送路瞬断率を求めた. さらに, トラヒック分布として指数分布を仮定し, トラヒック変動時の呼損率を示した.

2. 非周波数選択性フェージング環境下における可変容量伝送方式の伝送特性の理論的解析, 及びフェージング補償技術として従来から用いられているダイバーシティと併用した可変容量伝送方式の総合瞬断率の導出を行なった. その結果, 可変容量方式とダイバーシティを単独で使用した場合の効果を比較した場合, 可変容量伝送方式は

約3重ダイバーシティを用いた固定容量方式と同程度の大きな疎通率改善効果を有し, 可変容量伝送方式を非選択性フェージングの補償技術の一つとして考えることができることを示した. 可変容量方式は深いフェージング状況時に伝送すべきトラヒックを浅いフェージング状況時にまとめて大量に伝送するという一種の時間ダイバーシティ効果で捉えることができるため, 深いフェージングに対する効果が高く, 深いフェージングを異なったアンテナで救済できるダイバーシティと同様な役割を果たしている. このため, 両者を併用した場合には, それに見合うだけの相乗効果が得られないものと考えられる.

3. 周波数選択性フェージング環境下の可変容量伝送方式の総合疎通率を導出した. その結果, 可変容量伝送を用いることにより, 振幅偏差の許容値が30dBの場合, 固定容量伝送時の約8倍の疎通率改善効果が得られた. 次に, 自動等化器を単独で用いた場合, および自動等化器と可変容量伝送方式を併用した場合の総合疎通率を導出し, 疎通率および瞬断率の改善効果を明らかにした. 即ち, 可変容量伝送による効果が, 等化器のみによる効果より大きく, 可変容量伝送方式を波形ひずみの補償技術として考えることができることを示した. また, 可変容量伝送方式を単独で使用した場合の効果は, 固定容量伝送方式に5タップの自動等化器を適用した場合の効果と等価であることが分かった. さらに, 可変容量伝送がダイバーシティと類似な動作をするため, 等化器の単独使用に比べて総合瞬断率において相乗効果が存在することが明らかとなった. 但し, 可変容量伝送と17タップ以上の自動等化器を併用した場合は, 相乗効果が小さくなる.

4. 熱雑音と同一チャネル干渉雑音の同時存在下において, 可変容量伝送方式を用いた場合の疎通率の理論的解析を行った. その結果, 固定容量伝送時の回線瞬断率 P_0 を0.1%に設定し, 定常時のCN比 Γ が30dBの場合は, 固定容量伝送時に比べて16倍の疎通率改善が得られ, 搬送波対干渉波電力比を大きく改善できることから, 可変容

量伝送方式は干渉波が存在する伝送路に有効であることを明らかにした.

5. 可変容量伝送方式の応用として, マルチメディア伝送を実現可能とする ATM 網に適用した場合, その動作概念について述べ, ATM 伝送で問題となるセル廃棄率の改善効果を示した. その結果, 非周波数選択性フェージング及び周波数選択性フェージング発生時において, 100 倍以上のセル廃棄率改善効果が得られることが明らかとなった. また, 可変容量伝送方式を TDMA システムを用いる移動体通信に適用した場合の動作原理を示し, 従来の固定容量伝送時と同一の疎通率で伝送を行なう場合, 周波数繰り返し距離を 1/5 にできることを明らかにした.

謝　辞

本論文は, 大阪大学工学部教授森永規彦博士の御指導のもとに, 筆者が大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻在学中に行ったフェージング環境下における可変容量伝送方式に関する研究の成果をまとめたものである. 本研究を遂行するにあたり, 森永先生から賜った御懇篤なる御教示, 御鞭撻に対し, ここに深甚なる感謝の意を表する次第である.

本研究をまとめるにあたり, 筆者は大阪大学産業科学研究所教授北橋忠宏博士に有益な御教示, 御助言を賜った. ここに深く感謝する.

本研究の途上, 筆者は, 大阪大学工学部教授小牧省三博士より懇切丁寧なる御助言と好意溢れる御支援を賜った. ここに謹んで深謝の意を表する次第である.

大阪大学での研究の機会を与えて頂き, 御助言, 御激励を賜った, 大阪大学名誉教授中西義郎博士に厚く御礼申し上げる.

筆者の大学院在学中, 講義を通じて通信工学全般にわたり御指導を賜った, 大阪大学工学部名誉教授手塚慶一博士, 同教授長谷川晃博士, 同教授倉薗貞夫博士をはじめとする諸先生方に深く感謝する.

また, 筆者が近畿大学理工学部在学中に御指導を賜った, 近畿大学教授石井順也博士に厚く御礼申し上げる.

さらに, 筆者は本研究を行うにあたり, 大阪産業大学教授村田正博士, 同教授佐藤正志博士, 名古屋大学講師片山正昭博士, 大阪大学工学部助手塚本勝俊氏ならびに同助手原晋介博士に御助言, 御激励を頂いた. ここに厚く感謝の意を表する.

最後に, 卒業研究等を通して熱心な御討論と有益な御助言を頂いた, 大内幹博氏, 現 NHK 大前隆史氏, 原田博司氏, 安部田貞行氏をはじめとする卒業生ならびに大阪大学工学部森永研究室の諸兄に厚く御礼申し上げる.

文　献

[1] N.Morinaga, S.Komaki, S.Hara :"Trends in modulation / demodulation and coding techniques for mobile satellite communications systems", IEICE Trans. Commun., E74,8,pp.2211-2219 (Aug.1991)

[2] N.Morinaga :"Advanced technologies in radio communications", Anritsu News Vol.11,61(June,1991)

[3] D.T.Taylor and P.R.Hartmann :"Telecommunications by microwave digital radio", IEEE Commun. Mag.,Vol.24,8(Aug.1986)

[4] I.K.Chamberlain et.al. :"Receiver techniques for microwave digital radio", IEEE Commun. Mag., Vol.24,11(Nov.1986)

[5] G.J.Proakis, at al :"Digital communications", 2nd ed., New York, McGraw-Hill(1989)

[6] J.B.Anderson, T.Aulin and C.-E.Sundberg :"Digital phase modulation", New York :Plenum(1986)

[7] K.Murota and K.Hirade :"GMSK modulation for digital mobile radio telephony", IEEE Trans.Commun.,COM-29,7,pp.1044-1050(July 1981)

[8] F.deJager and C.B.Dekker :"Tamed frequency modulation- a novel approach to achieve spectral economy in digital transmission", IEEE Trans.Commun.,COM-26,5,pp.534-542(May 1981)

[9] K.S.Chung :"Generalized tamed frequency modulation and its application for mobile radio communications", IEEE J. Selec. Areas. Commun., SAC-2,4,pp.487-497(July 1984)

[10] S.Ariyavisitakul, S.Yoshida, F.Ikegami and T.Takeuchi :"A novel anti-multipath modulation technique DSK", IEEE Trans. Commun., COM-35,12,pp.1252-1264(Dec.1987)

[11] 李, 佐藤, 森永 :"ガウスフィルタとナイキストIIIフィルタを併用するディジタルFM", 1989年信学会春季全大,B-829(1989-03)

[12] 李, 佐藤, 森永 :"ガウスフィルタとナイキストIIIフィルタの合成によるディジタルFMの伝送特性", 信学技報,CS 89-88(1989-12)

[13] P.R.Hartmann and J.A.Crosset :"A 90 MBS digital transmission system at 11GHz using 8PSK modulation", ICC'76,pp.18.8-18.13(June 1976)

[14] Y.Tan,et al :"An 8-level PSK modem with cosine roll-off spectrum for microwave communications", ICC'76,pp.29.13-29.18(June 1976)

[15] M.A.Byington and C.J.R.Pallemaerts :"Design and performance of a 16-state digital modem", ICC'79,pp.5.4.1-5.4.6 (June 1979)

[16] Y.Yoshida, et al :"6G-90Mbps digital radio system with 16QAM modulation", ICC'81,pp.52.4.1-52.4.5(June 1981)

[17] P.Dupuis, et al :"16QAM modem for a high capacity microwave system :design and performance", ICC'81,pp.3.2.1-3.2.6(June 1981)

[18] H.Yamamoto, K.Morita :"4/5/6L-D1 digital microwave radio system ", Review Electrical Commun. Lab.,Vol30,5(1982)

[19] J.A.Nossek, et al :"16-state QAM modem for a 140Mbit/s digital radio system family", Globecom'83,pp.9.1.1-9.1.6(Nov. 1983)

[20] P.R.Hartmann, et al :"135MBS-6GHz transmission system using 64QAM modulation", ICC'83,pp.F2.6.1-2.6.7(June 1983)

[21] E.Fukuda, et al :"Design of 64QAM modem for high capacity digital radio systems", Globecom'83,pp.25.5.1-25.5.5(Nov. 1983)

[22] J.A.Crosset, et al :"64QAM digital radio transmission system integration and performance", ICC'84,pp.636-641(May 1984)

[23] J.D.McNicol, et al :"Design and application of the RD-4A RD-6A 64QAM digital radio system", ICC'84,pp.646-652(May 1984)

[24] C.P.Bates, et al :"DR6-30-135 system design and application", Globecom'84,pp.16.7.1-16.7.8(Nov. 1984)

[25] W.R.Brouillette, et al :"Microwave design for 64-QAM digital radio", Globecom'84,pp.535-538(Nov. 1984)

[26] W.Grafinger, et al :"Design and realization of a high speed multilevel QAM digital radio modem with time-domain equalizer", ICC'85,pp.31.5.1-31.5.6(June 1985)

[27] Y.Saito, S.Komaki and M.Murotani :"Feasibility considerations of high-level QAM multi-carrier system", ICC'84,pp.665-671(June 1984)

[28] Y.Daido, et al :"256QAM modem for high capacity digital radio systems", Globecom'84,pp.547-551(Nov. 1984)

[29] Y.Takeda, et al :"Performance of 256QAM modem for digital radio system", Globecom'85,pp.47.2.1-47.2.5(Nov. 1984)

[30] Y.Yoshida, et al :"6GHz 140Mbps digital radio system with 256QAM modulation", ICC'86,pp.46.7.1-46.7.2(June 1986)

[31] 小桧山, 小牧 :"64/256QAM ディジタルマイクロ波伝送方式", 信学誌,Vol.68,8,pp.889-895(1985-08)

[32] 岡田, 相河 :"無線中継伝送における全ディジタル型多値変調器の設計とその可変容量伝送方式への応用 ", 信学論 (B-II),J75-B-II,6, pp.325-336(1992-06)

[33] V.H.MacDonald :"The cellular concept",B.S.T.J., Vol.58,1,pp.15-42(Jan.1979)

[34] 奥村, 進士 :"移動通信の基礎", 電子情報通信学会 (1988)

[35] S.Komaki, et al :"A proposal for the harmonious growth of microwave radio in future telecommunications network in Japan", ICC'89, pp.42.1.1-42.1.5(June 1989)

[36] Nikkei Communications :"Special issue on personal communication service",pp.51-72(Dec.1991)

[37] W.I.Way, R.Olshansky and K.Sato :"Applications of RF and microwave subcarriers to optical fiber transmission in present and future broadband networks", IEEE J.Selec.Areas Commun.,SAC-8,7 (Sept.1990)

[38] A.J.Cooper :"Fiber-radio:A new technique for delivering cordless access services", Globecom'91,pp.999-1005(Dec. 1991)

[39] 水口, 小牧, 森永 :"マイクロセル光ファイバリンクにおける伝送特性の解析", 信学技報, RCS 91-50(1991-11)

[40] 下石, 李, 小牧, 森永 :"光 ·ディジタル無線通信システムを用いた加入者分配方式における一考察", 信学技報, RCS91-58(1992-1)

[41] 李, 小牧, 森永 :"無線搬送波光伝送方式に関する一考察", 1992 年信学会春季全大, B-424 (1992-3)

[42] 原田, 李, 小牧, 森永 :"ミリ波帯無線搬送波·光伝送システムの最適変調方式", 信学技報, RCS92-80 (1992-10)

[43] W.C. Jakes, at al :"Microwave mobile communications", New York, Wiley(1974)

[44] 森田 :"見通し内マイクロ波回線におけるレーレーフェージングの発生確率の推定", 研実報, Vol.18,9(1969)

[45] 森田, 樋口 :"ミリメートル波帯降雨減衰の推定", 研実報, Vol.24, 9(1975)

[46] 森田, 樋口 :"フェージング時帯域内振幅偏差の推定", 信学技報, AP79-78(1979)

[47] 坂上, 福岡, 細矢 :"ディジタルマイクロ波回線における多重波伝搬特性", 研実報, Vol.31,7(1982)

[48] J.D.Persons and A.S.Bajwa :"Wideband characterization of fading mobile radio channels", IEE Proc.129 Par E,2,pp.102-109(April 1982)

[49] W.D.Rummler, R.P.Coutts and M.Liniger :"Multi-path fading channel models for microwave digital radio", IEEE Commun. Mag., Vol.24,11(Nov.1986)

[50] L.T.Greenstein and M.Shafi :"Outage calculation method for microwave digital radio", IEEE Commun. Mag.,Vol.25,2(Feb.1987)

[51] 小桧山, 村瀬, 山後, 小牧, 斉藤, 中谷 :"256QAM マイクロ波無線中継方式", 信学誌, Vol.73,8,pp.845-856(1990-08)

[52] W.C.Y.Lee :"Mobile communications engineering", 2nd ed., New York, McGraw-Hill(1982)

[53] 田島, 小牧, 岡本 :"最小振幅偏差スペースダイバーシチ受信方式の設計と特性", 信学論 (B), J66-B,3,pp.367-374(1983-03)

[54] 市川, 山後, 村瀬 :"ディジタル無線通信における周波数ダイバーシチの効果", 信学論 (B), J70-B,10,pp1177-1183(1987-10)

[55] 須永, 三瓶 :"陸上移動通信における 16QAM のスペースダイバーシチ特性", 信学論 (B-II), J73-B-II,4,pp.165-172(1990-4)

[56] Y.Akaiwa :"Antenna selection diversity for framed digital signal transmission in mobile radio channel", 39th IEEE Veh. Technol. Conf., pp.470-473 (May 1989)

[57] F.Adachi and J.D.Parsons :"Error rate performance of digital FM radio with postdetection diversity", IEEE Trans.Commun.,COM-37,3,pp.200-210(March 1989)

[58] R.W.Lucky :"Techniques for adaptive equalization of digital communication system", B.S.T.J.,Vol.45,2,pp.255-286(Feb.1966)

[59] 森田, 吉田 :"選択性フェージング用振幅自動等化器", 信学論 (B), J65-B,1,pp.102-108(1982-01)

[60] 荒木, 村瀬 :"マイクロ波帯ディジタル無線方式用トランスバーサル型自動等化器", 信学論 (B), J64-B,10,pp.1131-1138(1981-10)

[61] S.Komaki, I.Horikawa, K.Morita and Y.Okamoto :"Characteristics of a high capacity 16QAM digital radio system in multipath fading", IEEE Trans.Commun.,COM-27,12,pp.1854-1861(Dec 1979)

[62] 中嶋, 三瓶 :"判定帰還型適応等化器による陸上移動通信の周波数選択性フェージング補償特性", 信学論 (B-II), J72-B-II,10,pp.515-523(1989-10)

[63] P.Hartmann and E.Allen :"An adaptive equalizer for correction of multipath distortion in a 90Mbit/s-8PSK system", Proc. Int. Conf. Commun., Boston, MA(June 1979)

[64] 田島, 小牧, 岡本 :"スペースダイバーシチおよび自動等化器併用時の瞬断率改善効果", 信学論 (B),J66-B,5,pp.583-590(1983-05)

[65] 佐藤, 太田, 鴇沢 :"バーチャルパス概念を用いた広帯域統合伝達網の構成", 信学論 (B-I),J72-B-I,11,pp.904-916(1989-11)

[66] H.Saito, K.Kawashima and K.Sato :"Traffic control technologies in ATM network", IEICE Trans. Commun., E74,4,pp.761-771(April 1991)

[67] E.P.Rathgeb :"Modelling and performance comparison of policing mechanisms for ATM networks", IEEE J.Selec.Areas Commun., SAC-9,3,pp.325-334(April 1991)

[68] S.Shioda and H.Uose :"Virtual path bandwidth control method for ATM networks:successive modification method", IEICE Trans. Commun., E74,12,pp.4061-4068(Dec. 1991)

[69] 塩田, 魚瀬 :"ATM 網におけるバーチャルパス容量制御方式 (一括変更方式)", 信学論 (B-I), J75-B-I,5,pp.333-342(1992-05)

[70] L.L.Compell and C.O.Hines :"Bandwidth considerations in a JANET system", Proc.IRE Vol.45,pp.1658-1661(Dec 1957)

[71] D.J.Goodman and C.-E.Sundberg :"Combined source and channel coding for variable-bit-rate speech transmission", B.S.T.J., Vol.62,7, pp.2017-2036 (Sept.1983)

[72] D.J.Goodman :"Spread-spectrum mobile radio with variable-bit-rate speech transmission", IEEE Trans.Commun.,COM-30,3,pp.531-538(March 1982)

[73] B.S.Katakol and S.L.Maskara :"Adaptive variable rate communication system for fading channels", J.INSTN. Electronics & Telecom.Engrs.,Vol.32,3,pp.86-92(March 1986)

[74] S.S.L.Chang :"A feedback adaptive variable rate meteor burst communication system", ICC'88,pp.14.2.1-14.2.7(June 1988)

[75] M.B.Pursley and S.D.Sundberg :"Variable-rate coding for meteor-burst communications", IEEE Trans.Commun., COM-37,11, pp.1105-1112 (Nov.1989)

[76] S.S.L.Chang and D.L.Schilling :"Efficient communication using the meteor-burst channel", IEEE Trans.Commun.,COM-40,1,pp.119-128(Jan.1992)

[77] 小牧 :"可変容量マイクロ波方式に関する検討", 信学論 (B-II),J73-B-II,10,pp.498-503(1990-10)

[78] 李, 小牧, 森永 :"M 重ダイバーシティ受信を用いた可変容量伝送方式の特性", 1991 年信学会春季全大,B-423(1991-03)

[79] 李, 小牧, 森永 :"ダイバーシティ受信を用いた可変容量ディジタル無線伝送方式の特性", 信学論 (B-II), J75-B-II,5, pp.268-275(1992-05)

[80] 李, 小牧, 森永 :"熱雑音と同一チャネル干渉の同時存在下における多値数可変変調方式に関する検討", 信学術報, RCS91-45(1991-10)

[81] H.-J.Lee, S.Komaki, N.Morinaga :"Theoretical analysis of the capacity controlled digital mobile system in the presence of interference and thermal noise", IEICE, Trans. Commun., E75-B,6,pp.487-493(1992-06)

[82] H.-J. Lee, S.Komaki, N.Morinaga :"Theoretical analysis of the capacity controlled system for ATM radio link", International Conference on Communication Technology, Beijing, China, pp33.05.1-33.05.4(Sept.1992)

[83] 大前, 李, 小牧, 森永 :"自動等化器を用いた可変容量伝送方式の特性", 信学春季全大, B-411(1992-03)

[84] 李, 大前, 小牧, 森永 :"可変容量伝送方式の伝送路等化の検討", 信学術報, RCS92-26(1992-06)

[85] H.-J.Lee, S.Komaki, N.Morinaga :"Capacity controlled system with adaptive equalizer", IEICE, Trans. Commun., E76-B,2, (1993-02)

[86] 森田, 柿田 :"マイクロウェーブ回線のフェージング", 研実報, Vol.7,9,pp.679-729(1958-09)

[87] M.Schwartz,W.R.Bennett and S.Stein :"Communication Systems and Techniques", New York, McGraw-Hill(1966)

[88] 村瀬 :"多値変調方式における伝搬歪の統一的解析", 信学論 (B), J67-B,8,pp908-915(1984-08)

[89] M.Emshwiller :"Characterization on the performance of PSK digital radio transmission in the presence of multipath", ICC'78,pp.47.3.1-47.3.6(June 1978)

[90] P.Dupuis, M.Joindot, A.Leclert and D.Soufflet :"16QAM modulation for high capacity digital radio system", IEEE Trans.Commun., COM-27,12, pp.1771-1782 (Dec.1979)

[91] T.Murase and K.Morita :"Analysis of multipath outage in the presence of thermal noise and interference on multi-level modulation systems", IECE Trans., E-68,12,pp.171-181(1985-12)

[92] 森田, 樋口 :"フェージング時帯域内振幅偏差の推定", 信学技報, AP79-78(1979)

[93] 秋丸,R.B. クーパ :"通信トラヒック工学", オーム社 (1985)

[94] 室谷, 山本 :"ディジタル無線通信", 産業図書 (1989)

[95] 三瓶 :"陸上移動通信用 16QAM のフェージングひずみ補償方式", 信学論 (B-II), J72-B-II,1,pp7-15(1989-01)

[96] 森田 :"マイクロ波回線における熱・干渉雑音電力分布の推定法", 信学論 (B),J64-B,12,pp1426-1432(1981-12)

[97] 奥井, 森永, 滑川 :"フェージング信号包絡線の比の確率分布とその一般化について", 信学論 (B), J64-B,11,pp1228-1235(1981-11)

[98] W.D.Rummler :"A comparison of calculated and observed performance of digital radio in the presence of interference", IEEE Trans. Commun., Vol.COM-30, pp1693-1700(July 1982)

[99] 大内, 李, 小牧, 森永 :"無線可変容量方式の ATM 網適用効果", 信学春季全大, B-410(1992-03)

[100] 大内, 李, 小牧, 森永 :"無線 ATM 網におけるバーチャルパス可変容量伝送の一検討", 信学術報, RCS92-44(1992-07)

[101] 奥村, 大森, 河野, 福田 :"陸上移動無線における伝搬特性の実験的研究", 通研実報,Vol.16,No.9,pp1705-1764(1967)

[102] R.C.French :"The effect of fading and shadowing on channel reuse in mobile radio", IEEE Trans. Veh. Technol.,VT-28,3,pp171-181(Aug.1979)