

学位論文 博士(工学)

無線通信システムにおける
適応制御に関する検討

2009年度

慶應義塾大学大学院理工学研究科

竹田 大輔

目次

概要	1
第1章 導入	4
1.1 無線通信の歴史と今後	4
1.2 無線通信の伝搬環境と適応制御	7
1.2.1 無線通信の伝搬環境	7
1.2.2 適応制御とスループット	7
1.3 適応制御	9
1.3.1 適応制御の要素技術	9
1.3.2 CRCによる閾値制御	12
1.4 アクセス方式と適応制御	13
1.4.1 DS-CDMAの研究動向と適応制御	13
1.4.2 OFDMの研究動向と適応制御	15
1.4.3 MC-CDMAの研究動向と適応制御	17
1.5 固有モード伝送と適応制御	18
1.5.1 時間多重伝搬路	18
1.5.2 時間領域の固有モード伝送 (Vector Coding)	20
1.5.3 周波数領域の固有モード伝送 (OFDM)	21
1.5.4 空間領域の固有モード伝送 (E-SDM)	22
1.5.5 固有モード伝送における適応制御	24
1.6 研究の位置づけ	25
1.7 参考文献	30
第2章 DS-CDMA 干渉キャンセラにおけるビタビ復号器の演算量削減に関する検討	36
2.1 はじめに	36
2.2 CCI キャンセラ	37
2.2.1 システムモデル	37
2.2.2 理論解析	39
2.3 提案方式	41
2.4 シミュレーション結果	44
2.4.1 AWGN チャネルにおける特性	44
2.4.2 レイリーフェージング環境下での特性	45
2.5 結論	47
2.6 参考文献	48

第 3 章	部分帯域伝送を用いた直交マルチコード MC-CDMA システム	50
3.1	はじめに	50
3.2	システム概要	51
3.2.1	直交マルチコード DS-CDMA	51
3.2.2	MC-CDMA S/P タイプ (時間拡散)	52
3.2.3	MC-CDMA CP タイプ (周波数拡散)	53
3.3	提案システム	54
3.3.1	システムモデル	54
3.3.2	部分帯域伝送	56
3.3.3	パケット通信モデル	58
3.4	性能評価	59
3.4.1	評価パラメータ	59
3.4.2	評価結果	60
3.5	結論	64
3.6	参考文献	65
第 4 章	適応変調・符号化における閾値制御方式に関する検討	67
4.1	はじめに	67
4.2	適応変調・符号化	68
4.3	提案する閾値制御方式	70
4.4	AMC システムにおける送信電力制御	72
4.5	結果と考察	73
4.5.1	シミュレーション条件	73
4.5.2	フレーム構成と SIR 測定	75
4.5.3	屋内伝搬モデルでの評価	76
4.5.4	屋外伝搬モデルでの評価	77
4.5.5	AMC および TPC の評価	78
4.6	結論	79
4.7	参考文献	80
第 5 章	Vector Coding における適応変調・符号化および適応コードチャネル数制御	82
5.1	はじめに	82
5.2	Vector Coding	83
5.3	提案方式	85
5.3.1	Modulation and Coding Scheme (MCS)	85
5.3.2	MCS 切り替えおよびコードチャネル数制御方式	85
5.3.3	N_{max} および N_{min}	87
5.4	システムモデル	88
5.4.1	プロトコル	88
5.4.2	伝搬路推定	89
5.5	シミュレーション結果	90
5.5.1	シミュレーション条件とパラメータ	90
5.5.2	MMSE 等化	93
5.5.3	結果と考察	93

5.6	結論	97
5.7	参考文献	98
第 6 章	本論文の結論	100
6.1	DS-CDMA 干渉キャンセラにおけるビタビ復号器の演算量削減に関する検討 (第 2 章)	100
6.2	部分帯域伝送を用いた直交マルチコード MC-CDMA システム (第 3 章)	100
6.3	適応変調・符号化における閾値制御方式に関する検討 (第 4 章)	101
6.4	Vector Coding における適応変調・符号化および適応コードチャンネル数制御 (第 5 章)	101
6.5	全体のまとめ	102
	謝辞	103
付 録 A	著作一覧	104
A.1	査読付き論文	104
A.2	国際学会	104
A.3	国内研究会	105
A.4	その他	106
A.5	表彰	106

目 次

1.1	伝送速度の経緯	4
1.2	無線通信における伝搬環境	7
1.3	適応変調・符号化の概念	8
1.4	通信方式ごとのスループットの例	9
1.5	適応制御の要素技術	10
1.6	適応変調・符号化と閾値制御	13
1.7	CDMA の送受信機構成	14
1.8	OFDM の送受信機構成	16
1.9	MC-CDMA の送受信機構成	17
1.10	VSF-OFCDM の概念図	18
1.11	WSSUS の伝搬モデル	19
1.12	Vector Coding と OFDM の比較	20
1.13	MIMO	23
1.14	適応制御技術における本研究の位置づけ	26
1.15	これまでの研究に対する本研究の位置づけ	27
2.1	送信機構成	38
2.2	CCI キャンセラ	38
2.3	最初の (レプリカ生成時の) 相関器出力	42
2.4	方式 1 におけるトレリス線図の一例	42
2.5	干渉キャンセル後の相関器出力	42
2.6	方式 2 におけるトレリス線図の一例	42
2.7	提案方式のブロック図	43
2.8	BER 対閾値 ($E_s/N_0 = 5dB$)	45
2.9	ACS 削減率対閾値 ($E_s/N_0 = 5dB$)	45
2.10	ACS 削減率対 E_s/N_0	45
2.11	BER 対 E_s/N_0 (7 users)	45
2.12	送信電力制御における BER 対 E_s/N_0 (7 users)	46
2.13	BER 対閾値 ($E_s/N_0 = 5dB$)	47
2.14	ACS 削減率対閾値 ($E_s/N_0 = 5dB$)	47
2.15	ACS 削減率対 E_s/N_0	47
2.16	BER 対 E_s/N_0 (7 users)	47
3.1	MC-CDMA S/P タイプの送信機概要	52
3.2	MC-CDMA CP タイプの送信機概要	53
3.3	提案システムモデル	55
3.4	PBT の概要	57

3.5	PBT におけるスロットと予測の関係	58
3.6	伝搬路予測 ($F_d=8\text{Hz}$)	59
3.7	ビット誤り率比較 (MC-CDMA S/P タイプ)	61
3.8	ビット誤り率比較 (DS-SS,RAKE)	61
3.9	パケット誤り率比較	61
3.10	帯域あたりの受信電力分布	62
3.11	遅延特性	63
3.12	スループット特性	63
4.1	スループットと閾値の関係 (最適)	69
4.2	スループットと閾値の関係 (非最適)	70
4.3	シミュレーションブロック図	74
4.4	SIR 測定方法	76
4.5	屋内環境での評価 (AWGN)	77
4.6	屋内環境での評価 (HiperLAN/2 モデル)	77
4.7	屋外環境での評価 (AWGN)	78
4.8	屋外環境での評価 (指数減衰モデル)	78
4.9	TPC を導入した AMC の特性	79
4.10	送信電力の変動の様子	79
5.1	Vector Coding における送受信	83
5.2	提案の AMC および ACCE	86
5.3	ACCE の詳細	87
5.4	パケットフォーマット	88
5.5	提案方式のシーケンス	88
5.6	伝搬路推定方式	90
5.7	シミュレーションブロック図	91
5.8	VC と MMSE の PER 特性	92
5.9	MCS ごとの特性と提案方式の特性 (VC)	94
5.10	MCS ごとの特性と提案方式の特性 (MMSE)	94
5.11	N_{act} ごとの出現率	95
5.12	伝搬路推定のフィンガ数に応じた特性	96
5.13	チャンネル変動に関する特性 (SNR=30dB)	97

表 目 次

1.1	無線通信システムの技術動向	6
1.2	IEEE802.11a の MCS	10
1.3	シミュレーションパラメータ	21
1.4	本論文の概要	25
2.1	シミュレーションパラメータ	43
3.1	評価パラメータ	60
4.1	MCS Set for Indoor and Outdoor Applications	69
4.2	シミュレーションパラメータ	75
5.1	MCS Set	85
5.2	シミュレーションパラメータ	92

概要

近年の無線通信は目覚ましい発達をとげている。1990年代に携帯電話がデジタル化され、音声以外にメールの送受信や web ブラウジングが可能となった。このことは、携帯電話に革命的な需要をもたらすこととなり、現在では小型の端末であるにもかかわらず数 Mbps から 10Mbps を超えるデータ通信が可能となっている。さらに 2010 年には、下りリンクの伝送速度が 100Mbps に達する予定である。一方、2000 年以降に大きく普及した無線 LAN は、かつてはエンタープライズ用途がメインであったが、現在では一般家庭にも広く普及している。AV 家電との家庭内ネットワークを構築している事例も数多く見られる。無線 LAN は、IEEE802.11b という最大 11Mbps の通信が可能な規格が広く普及し、後に 54Mbps まで可能な 802.11a/g が普及した。現在では最大 600Mbps までサポートする 802.11n の規格策定が収束しつつあり、300Mbps に対応した製品が出回っている。

このように無線通信における高速化はとどまるところを知らず、近年では IMT-Advanced や IEEE802.11 VHT (Very High Throughput) など、1Gbps に向けた検討も始まっている。そのため、このような高速通信を実現するための技術が盛んに研究されている。システムが高速伝送をサポートすると、受信機では一度に多くの情報を処理する必要があり、また、それらを誤りなく復号するための様々な施策が必要となる。これらの施策により受信機の負荷は大きくなってしまふ。そこで、今後重要となる技術の 1 つに、適応制御がある。

適応制御が有効な典型的な事例は、適正な伝送速度 (通信方式) の選択である。高速化において問題となることは、規格で定められている伝送速度は、概してスループットを保証するものではないということである。スループットとは、誤りによる再送などを考慮した、ユーザにとって意味のある実効伝送速度のことをここでは指している。1 つの無線システムの中で定められた複数の伝送速度を比較すると、概して高い伝送速度の方式ほど伝搬路に対してロバスト性は低くなる。そのため仮に 100Mbps まで規定されているからといって、常に 100Mbps を達成する通信方式 (周波数帯域幅、変調方式、符号化率など) で通信を行うと、伝搬路状態によっては誤りによる再送等が発生し、スループットが大幅に下がってしまう。そのため、規格上の数値が大きくなることによって、さらなる高速伝送が可能となるが、実際には伝搬路状況に応じて伝送速度、つまりはそれに対応する通信方式を制御することが重要となるのである。

例えば無線 LAN の規格である IEEE802.11a では、変調方式と符号化率の組み合わせで 8 種類の伝送速度が用意されている。また、MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) を用いた IEEE802.11n では、必須のものだけで 16 種類の伝送速度が用意されており、さらにそのいくつかは同一の伝送速度になっている。これらをどのように使い分けるかは規格では規定

されておらず、バンダーの実装依存となっている。他にも第3世代携帯電話(3G)では、多重する符号チャネルの数によって伝送速度が異なり、その発展系である3.5Gや、今後登場する3.9Gにおいても複数の変調方式と符号化率で伝送速度を制御する機構が備わっている。

このように、ユーザにとって意味のある高速伝送を実現するためには、ただ最大伝送速度で通信し続ければ良いというものではなく、実効伝送速度を意識した通信方式の選択が重要である。最も安直な手法は、何らかの手法により測定した受信品質情報をもとに、規格で定められている全ての通信方式を考慮し、最適なものを選択するというものである。しかしこの手法は演算量が非常に大きくなり、効率的とは言えない。そしてもう1つ重要な点は、通信方式を選択する基準となる伝搬路状況は時々刻々と変化するため、実際には伝搬環境に応じて適応的に制御する必要があるということである。そこで、適応制御による効率的な通信方式の選択が望まれる。

上記以外にも、適応制御は、様々な場面で用いられる。高速通信においては、従来に比べてロバスト性が低下するため、伝搬路の補償や干渉除去のためのより複雑な受信アルゴリズムを必要とする。そのため、これらの部分の演算量の増大が問題となる。増大する演算量を削減し、効率的に受信を行うためには、伝搬状況などに応じて適応的に制御を行うことが有効である。

以上を踏まえて、本論文では、無線通信の高速化における課題を解決する手段として、適応制御について提案し、様々なシステムにおいて評価を行っている。まず最初に、適応制御による受信機の回路規模削減方式について検討し、続いて、適応制御による効率的なスループットの改善について検討している。

本論文は以下のように構成されている。まず第1章では、無線通信システムの歴史、技術動向、今後の展望について述べる。また、それらに基づき高速伝送を実現する際の問題点を指摘し、最後に本論文の動機について述べる。

第2章では、適応制御による演算量削減手法として、現在広く普及している3G携帯電話の礎となっているCDMAシステムの干渉キャンセラに着目している。本提案では、上りリンクの平行型の干渉キャンセラを想定しており、干渉キャンセル後に全てのユーザの情報を復号することを前提としている。干渉キャンセラにおいては、受信信号から所望の信号以外のレプリカ信号を作成し、それを受信信号から引くことで所望の信号を取り出す。そのためレプリカ生成時に誤りが発生すると、所望の信号の特性に大きな影響を与えてしまう。そこで、レプリカ生成時に一度ビタビ復号を行うことで、レプリカ信号に生じる誤りを減少することができ、特性が改善する。しかしその場合、干渉キャンセル後のビタビ復号とあわせて2度の復号が必要となる。そのためレプリカ作成時の復号情報を用いて、干渉キャンセル後の復号時の演算量を削減することを提案し、計算機シミュレーションにより有効性を確認している。

第3章では、MC-CDMA (MultiCarrier Code Division Multiple Access) システムにおいて、適応制御による誤り率の改善を提案している。MC-CDMAにおいては、拡散された信号を複数のサブキャリアにマッピングして送信するが、周波数選択性フェージングにより拡散

符号間の直交性が崩れてしまう。そこで、フェージングによる落ち込んだサブキャリアを使わないことで、品質の改善を図るものである。DS-CDMA (Direct Spread CDMA) を RAKE 受信した場合に比べて、適応制御付きの MC-CDMA が優れた性能であることを示し、適応制御の有効性を述べている。

第4章では、第4世代通信方式として NTT ドコモが提案している VSF-OFCDM (Variable Spreading Factor-Orthogonal Frequency and Code Division Multiplexing) をモチーフとした、適応変調における閾値制御方法について提案を行っている。適応変調においては、MCS (Modulation and Coding Scheme) を切り替えるために SNR (Signal to Noise Ratio) が通常用いられ、それは CRC (Cyclic Redundancy Check) 結果に基づいて制御される。提案方式では、上位の MCS に切り替える閾値と下位の MCS に切り替える閾値を独立に制御し、さらにターゲットとなる誤り率も独自に設定することで、良好なスループット特性を示している。

第5章では、Vector Coding システムにおける適応変調を提案している。近年の MIMO における固有モード伝送を皮切りに、送信側で伝搬路に適合したウエイトを乗算することで性能を向上するプリコーディングに関する研究が数多く行われている。Vector Coding もその1つであり、振幅と位相の情報を持った拡散符号によって拡散された複数のコードチャンネルを干渉なく伝送することが可能である。しかし各コードチャンネルが伝送路行列の固有値に依存するため、固有値の小さいコードチャンネルを用いるよりも、その電力を他のチャンネルに割り当てる方が賢明である。そこで提案方式では、適応変調と適応コードチャンネル数制御を組み合わせ、CRC 結果に基づいてそれらの制御を行っている。計算機シミュレーションによる評価の結果、コードチャンネル数制御を加えることで適応変調のみ用いるよりも良好なスループット特性を示している。

最後に第6章では、本論文のまとめを述べる。

第1章 導入

1.1 無線通信の歴史と今後

近年の無線通信の発達が目覚ましい。携帯電話は今や必需品となり、大人から子供まで一人一台持つのが当たり前となりつつある。また、DSL や光ファイバなどのインフラの普及やネットワーク対応家電の増加により、PC や AV 家電を無線 LAN に接続して家庭内ネットワークを構築しているケースも少なくない。それにともない、音声のみならず映像や巨大なデータファイルなども無線で送受信する要求が高まり、無線回線の高速化が求められている。このような高速化の経緯について、一般消費者に最も普及している携帯電話および無線 LAN を例に挙げて見ていく事にする。まず、それらについて実用化された伝送速度を年代順にまとめたものを図 1.1 に示す。

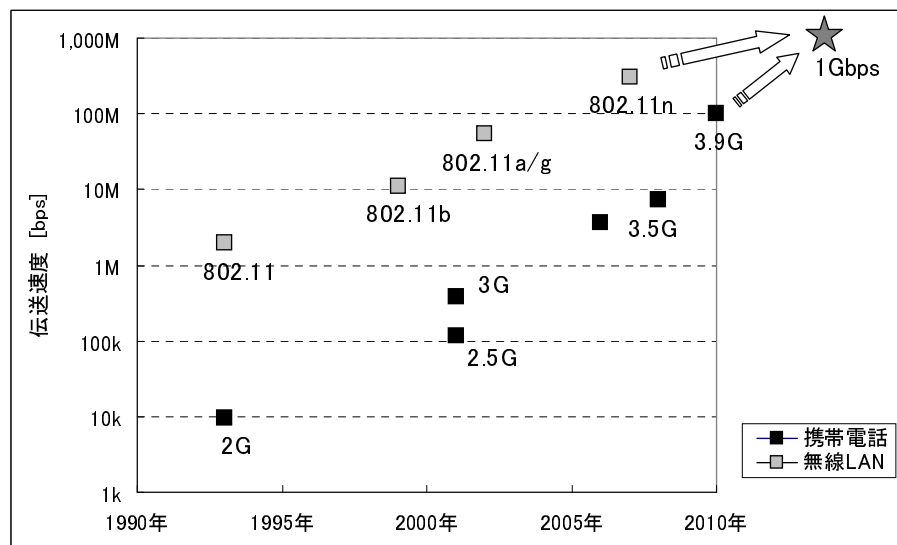


図 1.1: 伝送速度の経緯

日本における携帯電話について見てみると、1980年代に主流であった自動車電話は、1990年代のデジタル化を皮切りに飛躍的に伝送速度を向上させてきた。まず第2世代の携帯電話(2G)で用いられていたPDC(Personal Digital Cellular)は、9.6kbpsから28.8kbpsであり[1.1]、北米における第2世代であるD-AMPS(Digital Advanced Mobile Phone System)は13kbpsであった。PDCでは、このD-AMPSと共通の技術が多く採用されている。

しかし世界的に最も普及したのは欧州標準である GSM (Global System for Mobile Communications) であった [1.2]。GSM は PDC と同等の伝送速度であったが、GPRS (General Packet Radio Service) へと進化し、パケット通信で 115kbps を達成している。GSM/GPRS は現在でもなお、世界的に最も利用者が多い。この GPRS と、米国クアルコム社が開発した IS-95 (cdmaOne) [1.3] は 2.5 世代と言われている。そして 2001 年に世界に先駆けて日本でサービスが開始された W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access) [1.4] [1.5] は、第 3 世代携帯電話 (3G) と言われ、通信速度は最大 384kbps にまで向上した。この方式は、ITU (International Telecommunication Union) によって定められた IMT-2000 (Inter Mobile Telecommunications - 2000) に準拠したものとなっており、室内環境で 2Mbps までの通信や国際ローミング等を定義している。2G や 2.5G は世界標準とはならなかったために互換性がないが、3G の規格は 3GPP (3rd Generation Partnership Project) によって議論された世界標準が前提の規格である [1.6]。これ以降も 3.5G、3.9G と発展していくが、様々な国から様々な企業が標準化活動に参加し、規格策定に貢献している。なお W-CDMA は欧州の TD-CDMA (Time Division - CDMA) を含めて UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) と呼ばれている。3G は、互換性を確保したまま 3.5G に拡張され、数 Mbps にまで伝送速度を向した HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) として現在サービスが提供されている [1.7]。さらに 2010 年にサービス開始を予定している 3GPP-LTE (3rd Generation Partnership Project - Long Term Evolution) は 3.9G と言われ [1.8]、100Mbps が 1 つの達成基準とされている。図 1.1 には記載していないが、米国クアルコム社が主導した規格である CDMA2000 などのサービスにおいても同等の伝送速度の向上が行われている。

一方、日本では 1993 年頃に登場した無線 LAN は、伝送速度は 2Mbps であった。当時はエンタープライズ用途に一部の企業が採用しているに過ぎなかったが、802.11b が爆発的に普及し、一般消費者に対しても無線 LAN の地位が確立された。さらに最大 54Mbps を誇る 802.11a/g [1.9] が普及し、DSL や光ファイバの普及ともあいまって一般家庭でも気軽に無線 LAN を利用できるまでになった。近年では 300Mbps まで対応した 802.11n のドラフト対応版 (規格はまだ策定中のため) の製品も出ている。なお 802.11n は規格上では 600Mbps まで規定されている [1.10]。無線 LAN は米国の IEEE によって規格が定められており、実際に規格策定を行う 802.11WG (Working Group) では個人ベースで投票権が与えられるため、一定の条件を満たせば国や企業、大学を問わず規格策定に一定の決定権を行使することができる。3GPP とは規格策定までのプロセスや規定が大きく異なるものの、世界規模で高速通信の規格策定が行われることは同じである。

現在では、IMT-Advanced や IEEE802.11 VHT (Very High Throughput) 等で、1Gbps に向けた検討が始まっている。このように世界的に高速化の流れが起きており、少なくとも 1Gbps までは通信速度は向上し続ける。一方で、このような高速伝送を達成するためには、システム的に様々な工夫が要求されている。下記の表 1.1 を見ると、携帯電話、無線 LAN とともに DS-SS (Direct Sequence - Spread Spectrum) をベースとした方式から OFDM (Orthogonal Frequency Division and Multiplexing) をベースとした方式に移行している。

DS-SS は、TDMA (Time Division Multiple Access) に比べて耐干渉性に優れているため、周辺の基地局やアクセスポイントにて同じ周波数を繰り返し利用することができ、周波数利用効率が高い方式として採用されてきた。しかし近年の ASIC の目覚ましい進歩により、高速離散フーリエ変換 (FFT) のような、従来は困難とされたデジタル信号処理が可能となり、OFDM が注目されている。OFDM が注目される理由の 1 つには、簡易な等価器の構成で優れた伝搬路耐性が得られることが挙げられる。しかし OFDM は、PAPR (Peak to Average Power Ratio) が大きいと、電力増幅器の利用効率が悪く、低消費電力が前提の端末には向かないとされている。そのため、3GPP-LTE などでは上りリンクでは OFDM は採用されていない。

表 1.1: 無線通信システムの技術動向

カテゴリ	名称	伝送速度	帯域幅	変調方式(下り)	アクセス方式	要素技術
2G	PDC	9.6kbps 28.8kbps	50kHz	DQPSK	TDMA	
2.5G	GSM GPRS	9.6kbps 171kbps	200kHz	GMSK	TDMA	
	IS-95(cdmaOne)	144kbps	1.25MHz	QPSK	DS-CDMA	スペクトル拡散
3G	CDMA2000	3.1Mbps	1.25MHz	QPSK/16QAM	DS-CDMA	スペクトル拡散
	UMTS (W-CDMA, TD-CDMA)	384kbps	5MHz	QPSK	DS-CDMA	スペクトル拡散
3.5G	HSDPA	14.4Mbps	5MHz	QPSK/16QAM	DS-CDMA	スペクトル拡散
3.9G	3GPP-LTE	100Mbps (2010年を予定)	20MHz	QPSK/16QAM/64QAM	OFDMA(下り) SC-FDMA(上り)	OFDM MIMO
無線LAN	IEEE802.11b	11Mbps	11MHz	CCK	CSMA	スペクトル拡散
	IEEE802.11a/g	54Mbps	20MHz	BPSK/QPSK/16QAM/64QAM	CSMA	OFDM
	IEEE802.11n	300Mbps	20MHz	BPSK/QPSK/16QAM/64QAM	CSMA	OFDM MIMO

このように、DS-SS や OFDM をベースとしたシステムが近年では主流となっているが、さらなる周波数利用効率の向上のために MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) が 3GPP-LTE、IEEE802.11n、WiMAX など採用されている。これは複数の送受信アンテナを用いることで、周波数帯域幅を広げずに伝送速度を向上することが可能な方式である。MIMO は、空間的な相関を利用して複数のストリームを送信するが、近年ではこれをユーザ多重に用いるマルチユーザ MIMO の研究も盛んに行われている。マルチユーザ MIMO は、IEEE802.16m によって検討されており、これは IMT-Advanced に提案される予定である。次節以降では、無線伝搬環境におけるこれらの要素技術やアクセス方式について述べ、本論文が解決しようとしている課題について言及する。

1.2 無線通信の伝搬環境と適応制御

1.2.1 無線通信の伝搬環境

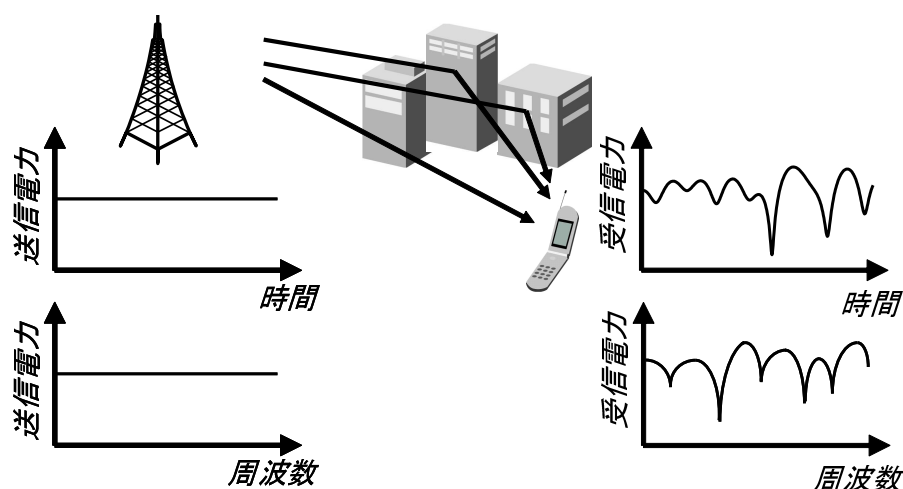


図 1.2: 無線通信における伝搬環境

無線通信においては、図 1.2 に示されるように、様々な方向から到来する電波 (マルチパス) によって受信側では干渉が起こる。この干渉により、時間方向、周波数方向に電力的な落ち込みが生じてしまう [1.11]。これらの落ち込みは性能の劣化を招く。

一方で、1.1 節で述べたように、無線通信システムは高速化の途上である。高速化を行うには、大きく分けて以下のような要素技術が挙げられる。

- 広帯域化
- 変調多値数の増加・高効率符号化
- 符号や空間などによる多重化

しかし、これらは伝搬路に対するロバスト性とトレードオフとなる。広帯域化が行われた場合には、これまでに見えなかったマルチパスが見えるようになり、周波数選択性がより厳しくなる。また、変調多値数を増加させたり、符号化率を高くしたりすると、伝搬路変動に対するロバスト性は低くなる。さらに符号や空間による多重を行うと、多重度に応じて干渉が生じるため、性能を劣化させる要因となる。従って、高速化においては、最適な伝送速度、つまりはそれを実現する変調方式、符号化率、多重数などの各種パラメータを適応的に選択することが重要である。

1.2.2 適応制御とスループット

1.2.1 節で述べたように、無線伝搬環境はマルチパスや移動体の速度の影響で時々刻々と変化する。その際に、全節で述べたように、最適な伝送速度、つまりはそれを実現する通信

方式を選択することが重要である。伝搬路が劣悪な場合、高速な通信方式を選択して通信を行うと、受信側で誤りが多く発生し、実効速度、つまりスループットが低下する。これを回避するためには、もっと速度が低くロバストな通信方式を選択する必要がある。その場合、低い伝送速度で通信し続ける方が、結果的にスループットが高くなることは十分にあり得る。このように伝搬路状況等に応じて適応的に通信方式を制御する適応制御が高速通信においては不可欠である。そして、通信方式の中でも変調方式と符号化率を組み合わせる MCS (Modulation and Coding Scheme) とし、これにフォーカスして制御を行うものを適応変調・符号化 (Adaptive Modulation and Coding: AMC) と呼ぶ。図 1.3 に、適応変調・符号化の概念を示す。

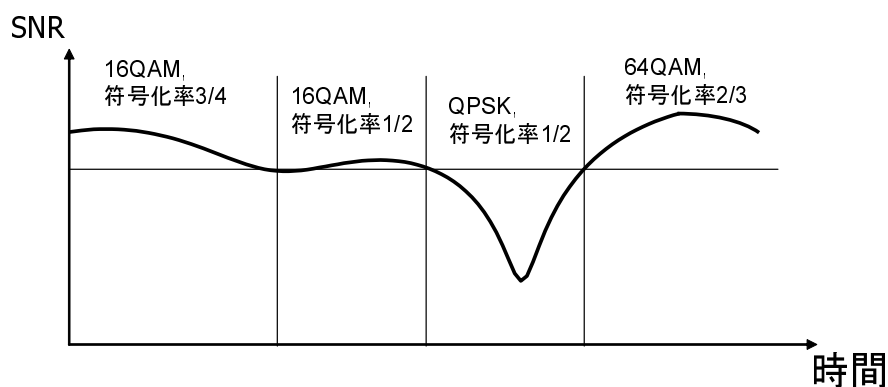


図 1.3: 適応変調・符号化の概念

以上のように、伝搬路状態に合わせて MCS を制御する手法が、今後の無線通信にとって非常に重要である。特に近年のシステムでは最大伝送速度が大きくなっているが、これは言い換えれば、その範囲内で選択できる MCS の数が増加しているとも言える。現に 802.11n では、必須のものだけで MCS が 16 通り、オプションまで含めると 77 通り用意されている。

そこで、AMC におけるスループットと SNR の関係を見てみることにする。横軸を SNR、縦軸をスループットとすると、MCS ごとに図 1.4 に示すようなカーブとなる。

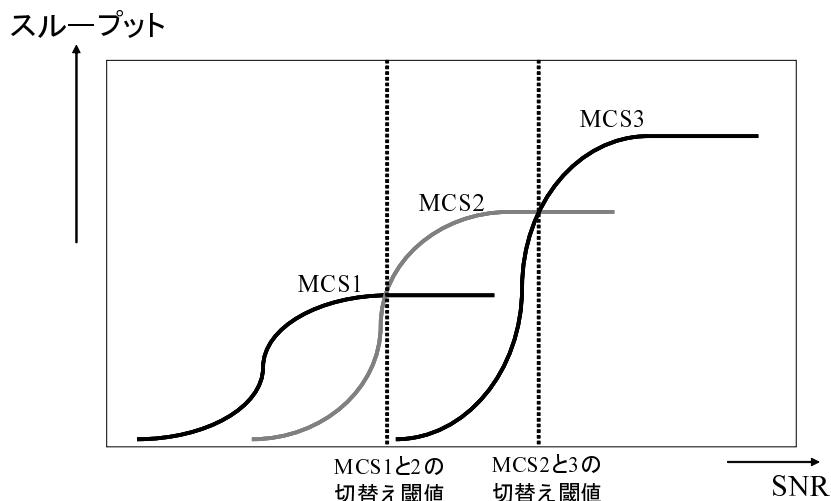


図 1.4: 通信方式ごとのスループットの例

スループットは誤りが起きた際の再送等を考慮して算出される。そのため SNR が大きくなると誤り率が下がるために再送が起きにくくなり、スループットは向上する。誤りがゼロになると、その MCS での最大のスループットを達成し、それ以上 SNR が大きくなっても値は変わらない。従って、その場合にはより高い伝送速度の MCS に切り替えることが望ましい。図 1.4 に示すカーブにおいては、最もスループットが高いところをなぞるように通信方式を選択することが最適な制御であると言える。

3GPP-LTE では、端末の Capability に応じて最大 300Mbps までの伝送速度が用意されており、最適な MCS の選択が可能ないように CQI (Channel Quality Information) をフィードバックする機構が用意されている。さらに OFDMA において、使用するサブキャリア数をタイムスロットごとに変えられるようになっている。つまり、MCS 以外にも帯域幅も制御対象となっていると言える。このように、様々なシステムに対して通信方式を制御することが重要視されている。そこで次節以降では、適応制御の要素技術について述べる。

1.3 適応制御

1.3.1 適応制御の要素技術

図 1.5 に、適応制御における要素技術をまとめたものを示す。以下、順を追って説明する。

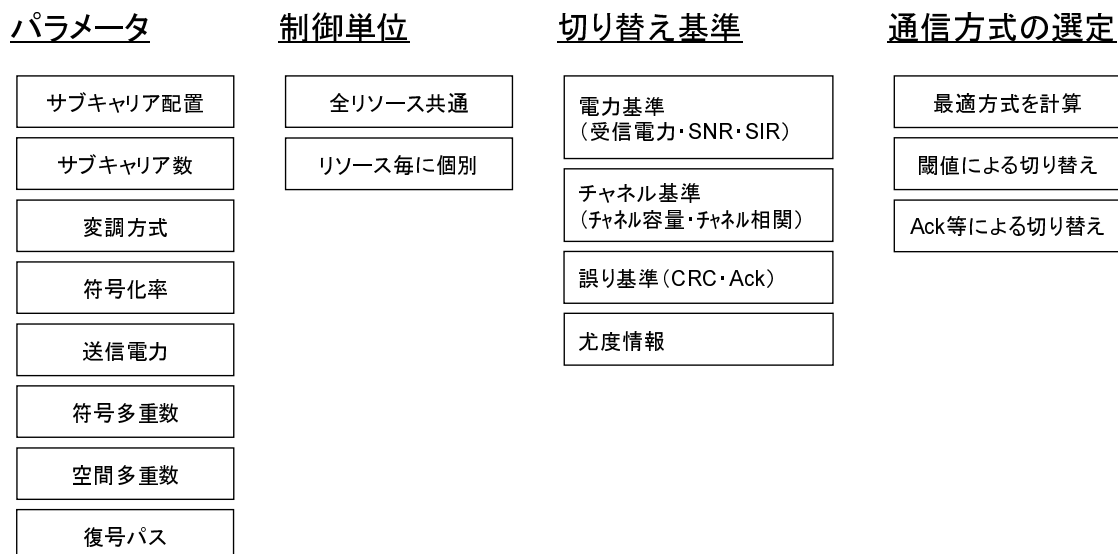


図 1.5: 適応制御の要素技術

パラメータ

無線通信における適応制御は、様々な用途で用いられる。代表的なものは、変調方式や符号化率を制御する AMC である。これらを含めて、図 1.5 に示したような代表的なパラメータが考えられる。

変調方式および符号化率については、それぞれが独立に制御される場合と、MCS として一体となって制御される場合が考えられる。例えば IEEE802.11a では、以下のように 8 つの MCS が定義されている。通信時にこれらのどの MCS を用いるかは実装依存であり、伝搬路状態に応じて適応的に切り替えることで、安定した通信を確保することが可能となる。

表 1.2: IEEE802.11a の MCS

No	伝送速度	MCS
1	6Mbps	BPSK, 符号化率 1/2
2	9Mbps	BPSK, 符号化率 3/4
3	12Mbps	QPSK, 符号化率 1/2
4	18Mbps	QPSK, 符号化率 3/4
5	24Mbps	16QAM, 符号化率 1/2
6	36Mbps	16QAM, 符号化率 3/4
7	48Mbps	64QAM, 符号化率 2/3
8	54Mbps	64QAM, 符号化率 3/4

変調方式と符号化率は、独立に制御を行う方がより伝搬路に適した制御が可能になると予測できる。しかしシステムが煩雑になるため、実システムにおいては、このように MCS 単位

で制御するものが多く、変調方式と符号化率を完全に独立にしたようなものは見当たらない。3GPP-LTEにおいても、各変調方式ごとに多くの符号化率が存在するものの、MCSによって変調方式と符号化率の組が通知される [1.12]。

制御単位

適応制御においては、前節で示した各種パラメータをどの単位で制御を行うかによって以下のように区別される。

リソース共通制御 リソース共通制御では、すべてのリソースについて同じ方式が適用される。例えば OFDM の適応変調であれば、全サブキャリアに共通の変調方式が割り当てられる。この方式では、伝搬状態が良いリソースにも悪いリソースにも同じ方式が割り当てられるため、理論的には後述するリソース独立方式よりも性能は劣ると考えられる。しかし制御が簡単になるという利点があり、さらにインターリーブと誤り訂正符号化によるダイバーシチ効果を考慮すると、性能差はさほど大きくないと考えられるため、実システムではこちらの手法が採用される傾向にある。

リソース独立制御 こちらの方式では、各リソースごとに個別の通信方式が割り当てられる。例えば OFDM の適応変調であれば、サブキャリアごとに異なる変調方式が割り当てられる。この方式は制御が複雑であるため、リソース数が大きい場合には実システムでは運用を嫌う傾向がある。例えば 3GPP-LTE では、全体としては OFDMA の異なるサブキャリア群 (正確にはリソース・ブロック) に異なる変調方式が割り当てられるが、同一ユーザでは MCS は共通である。一方で 802.11n のオプションとして、MIMO の各ストリームに異なる変調方式を割り当てるモードが存在する。これは、リソース独立制御と考えることができる。

切り替え基準

適応制御においては、通信方式を選択するための切り替え基準が存在する。基準としては、以下のものが考えられる。

- 電力基準 (受信電力、SNR、SIR)
- チャネル基準 (チャネル容量、チャネル相関)
- 誤り基準 (CRC、Ack)
- 尤度情報基準

このうち、受信 SNR (Signal to Noise Ratio) もしくは受信 SIR (Signal to Interference Ratio) などの基準が用いられることが多い [1.13]。なぜなら SNR や SIR は既知信号を用いて比較的容易に測定が可能であり、受信した際の性能の有効な指標であるためである。ただし MIMO 伝送などの場合には、SNR 以外に伝搬路行列の相関によって何本の空間ストリー

ムを送信できるかが左右されるため、チャネル容量などの指標も有効な基準になると考えられる。

通信方式の選定

通信方式をどのように選定するかは、適応制御による性能を左右する重要な要素である。確実な手法は、システムが定義している複数の通信方式の全てについて切り替え基準で示したような値を計算し、基準を満たすものを選択する手法である。例えば AMC であれば、全ての MCS について計算を行い、決定する。しかしこのような手法は演算量の増大を招くため、Ack などの情報に基づく制御、もしくは閾値による簡易な制御も考慮される。前者については、例えば Ack が返って来なかったら MCS を 1 つ下げるなどの制御である。後者については、測定している SNR と、予め定められた閾値を比較することで MCS の制御を行う。例えば前述の図 1.4 においては、2 箇所の MCS 切り替えポイントが存在するため、閾値も 2 つ定められる。この閾値を実測値が超えているかどうかで、MCS を選択する。

1.3.2 CRC による閾値制御

図 1.4 においては、2 箇所の MCS 切り替えポイントが存在するが、最適な切り替えポイント、つまり SNR 閾値は、伝搬路の統計的な性質に基づいて決められるため、予め決めることが困難ということである。また、この統計的な性質は、概して時々刻々と変化するため、最適な切り替えポイントも変化する。さらに受信機においては、規格通りの信号を受信できても端末ごとに性能差が生じる。なぜなら受信側は特に実装依存であり、受信アルゴリズムの他にアナログ系の歪などで性能は大きく左右される。そのため仮に伝搬路の統計的な性質が把握でき、かつそれが予測できたとしても、最適な閾値を設定するのは非常に困難である。このような課題を解決する手段として、閾値を適応的に制御する手法が望まれている。

SNR 閾値を適応的に制御するために、実際に誤りが起きたかどうかで制御する手法がよく知られている。誤りが起きない場合には、より速度の高い方式に切り替わり易くし、誤りが起きた場合にはより速度の低い方式に切り替わり易くする。前述のように、SNR を基準として制御する場合には、測定した SNR と SNR の閾値を比較する。そのため誤りが起きた場合に閾値を高くし、誤りが起きなかった場合には閾値を低くすることで、伝搬環境に応じた制御が可能となる。誤りが起きたかどうかの判定は、受信側で CRC (Cyclic Redundancy Check) を用いることで可能となる。以上を踏まえて、以下のような制御を行う。

- CRC OK: SNR 閾値を δ_{down} dB 下げる
- CRC NG: SNR 閾値を δ_{up} dB 上げる

この δ_{down} および δ_{up} は、そのシステムがターゲットとするパケット誤り率 (PER) により決定される。例えば $\delta_{down} = 0.99dB$ 、 $\delta_{up} = 0.01dB$ と設定すると、ターゲットとする PER は 0.01 となる。例えば 100 個のパケットを受けた場合に、99 個が CRC OK で 1 個が CRC NG

とすると、閾値は変化しないことになる。この時の PER は 0.01 となるため、0.01 をターゲットとした制御であることになる。このような制御を施した適応変調・符号化の概念図を、例として以下の図 1.6 に示す。

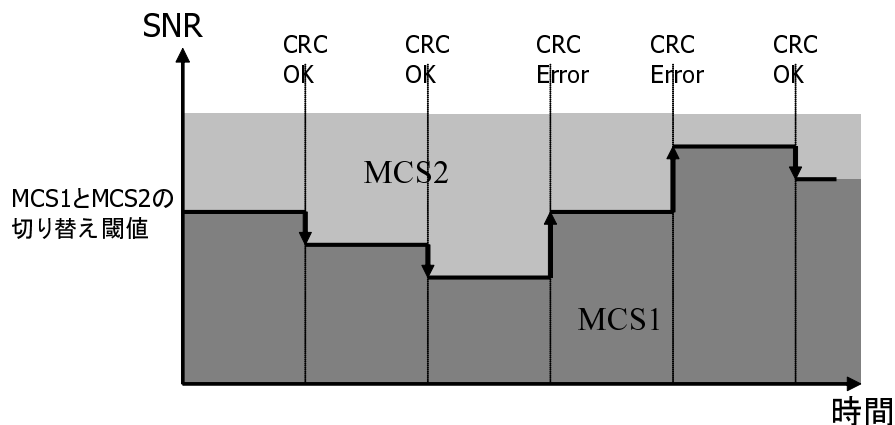


図 1.6: 適応変調・符号化と閾値制御

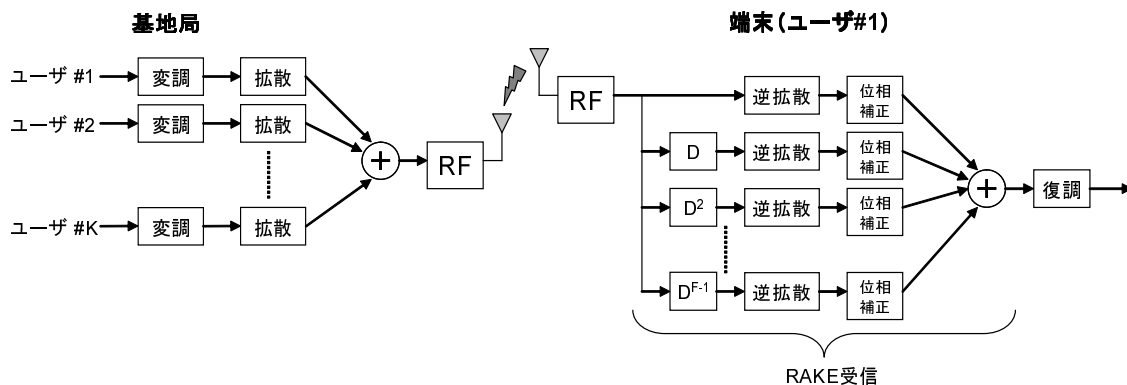
以上のような制御を行うことで、ターゲットとなる誤り率に応じた閾値の設定が可能となる。なお実際には正の係数を γ として、 $\delta_{down} \times \gamma$ および $\delta_{up} \times \gamma$ として閾値を制御しても、ターゲットとなる PER は同じである。 γ を大きくすると、初期設定した閾値から最適値への収束が速くなる。その一方で、大きくし過ぎると MCS が頻繁に切り替わることになるため、収束後には小さい値に設定することが望ましい。

1.4 アクセス方式と適応制御

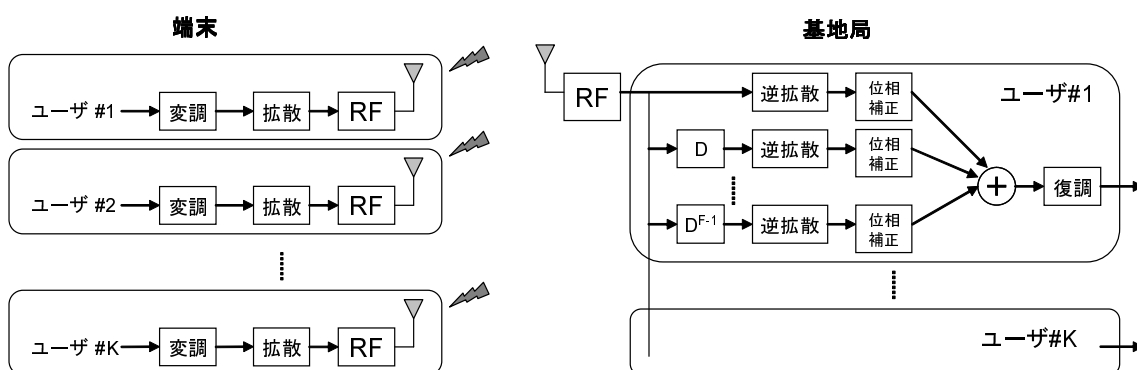
1.4.1 DS-CDMA の研究動向と適応制御

DS-CDMA の歴史は古く、1960 年代には軍用途で実用化されている。一方民生用では 1995 年に IS-95 において実用化され、現在日本で最も普及している 3G 携帯電話の方式である W-CDMA にも採用されている。

DS-CDMA は、スペクトル拡散された各ユーザの信号を多重して通信を行う方式である。図 1.7 に、DS-CDMA の送受信機構成を示す。



(a) 下りリンク



(b) 上りリンク

図 1.7: CDMA の送受信機構成

下りリンクでは、ユーザごとにスペクトル拡散された信号信号が多重されて送信される。受信側では、送信側で拡散された自身に対応する拡散符号で逆拡散を行うことでデータを復元する。この逆拡散は通常到来波ごとに行われ、合成することでパスダイバーシチ効果が得られる。これをRAKE受信と呼ぶ。RAKE受信器では、自分に割り当てられた拡散符号をマルチパスのタイミングごとに遅延を持たせて乗算し、逆拡散および合成を行う。下りリンクにおいては、自身の信号のみRAKE合成すればよいのに対し、上りリンクでは基地局は全てのユーザの信号を復調する必要があるため、ユーザごとにRAKE合成を行う。一方上りリンクでは、各ユーザが拡散して送信した信号が伝搬路を介して受信側で多重され、基地局であれば全てのユーザの逆拡散を行う。このRAKE受信を正確に行うためには、パスサーチ方式 [1.14] が重要である。

拡散に用いられる符号は、下りリンクにおいては各ユーザを直交させるためにWalsh符号 [1.16] もしくはそれをベースにした符号が通常用いられる。W-CDMAにおいては、ユーザ間を識別するためにOVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor) 符号 [1.15] というWalsh

符号ベースのものが用いられ、異なる拡散率であっても直交性が保たれるように定められている。一方上りリンクにおいては、ユーザ間の正確な同期が困難であるため、各ユーザの識別には Gold 系列 [1.16] を基にしたスクランブル符号が用いられている。

DS-CDMA では、この拡散符号の相関によって特性が大きく左右される。特に上りリンクにおいては、前述のように直交符号を用いる意義が低いため、下りリンクに比べてユーザ間干渉が大きくなるという問題がある。従って、この干渉をいかに抑圧できるかが課題の1つである。1990年代の研究は、この干渉除去に関する研究が多く、干渉キャンセラが検討されている [1.17][1.18]。W-CDMA においても、干渉キャンセル用の拡散符号が別途定義されており、さらに、2000年以降でも干渉キャンセラを適用した研究は数多くなされている [1.19][1.20]。因みに自己相関と相互相関の両方が完全にゼロである系列を用いれば、逆拡散時にマルチパスによる干渉と他ユーザからの干渉の両方を無くすることができるが、装置の簡易化のために用いられる2値符号では、そのような符号は見つかっていない。ただし CAZAC (Constant Amplitude Zero Auto-Correlation) 符号 [1.21] のように、位相に情報を持たせた符号を用いれば、自己相関と相互相関の両方を小さく抑えることが可能である。CAZAC は 3GPP-LTE において、同期用の信号に採用されている。

CDMA が民生用に実用化された当初は、伝送速度は IS-95 で 64kbps、W-CDMA でも 384kbps であり、データ変調方式も QPSK に固定であった。そのため、伝送速度を伝搬路に応じて適応的に制御することは想定されていなかった。W-CDMA では、上述の OVSF 符号のように可変拡散率やマルチコード伝送 [1.22] が採用されていたが、これは伝搬路による制御ではなく、ユーザのトラフィックに応じた制御であった。ただし伝搬路に応じた適応制御として、送信電力を増減する送信電力制御 [1.23][1.24] が導入されており、送信電力の増減を決める閾値に対する制御が行われている [1.25]。

一方 2000 年前半では、HSDPA に向けた検討が開始され、16QAM が採用されて伝送速度が向上した。そのため、代表的な適応制御である AMC が導入され、HSPA ではそれを実施するためのフレーム構成も採用されている。今後のアクセス方式の主流は DS-CDMA から OFDMA へと変わりつつあるが、OFDM は PAPR (Peak to Average Power Ratio) の問題から上りリンクでは CDMA を推す声もある。また、4G では MC-CDMA や OFCDM も検討されており、CDMA の技術が活かされていくと予想される。

1.4.2 OFDM の研究動向と適応制御

OFDM は、複数の搬送波 (サブキャリア) を用いて通信を行うマルチキャリア伝送の1つで、各サブキャリアを直交させることで周波数利用効率を高めたものである。図 1.8 に、OFDM の送受信機構成を示す。図中、S/P は直並列変換、P/S は並直列変換、GI はガード・インターバルを表す。

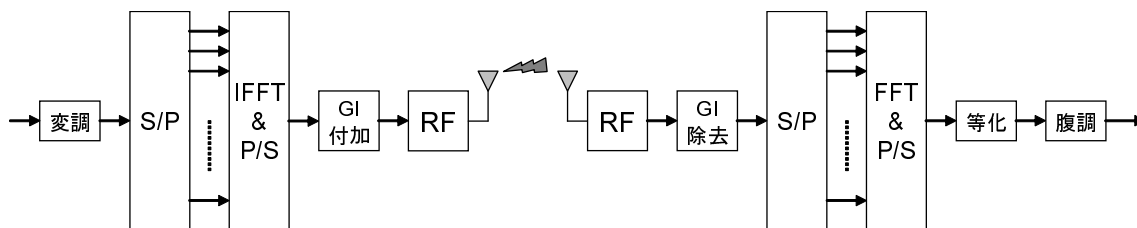


図 1.8: OFDM の送受信機構成

図に示すように、OFDM は、受信機において高速フーリエ変換 (FFT) を、送信機においてその逆変換 (IFFT) を必要とする。CDMA 同様、OFDM も基本原理は 1960 年頃に確立している。デジタル信号処理が普及する以前は、サブキャリアごとに変調器を並列に持つ必要があり、回路規模や精度の点で実現が難しいものであった。しかし近年の ASIC の目覚ましい進歩により、離散フーリエ変換が実現できるようになり、実用化に至った。

OFDM は、その周波数利用効率の高さもさることながら、各サブキャリアの帯域幅を小さくすることで、等化器が簡易な構成ですむという利点がある。これは、周波数選択性フェージングをサブキャリア単位ではフラットフェージングとみなせるからである。CDMA では RAKE 受信のために遅延波のタイミング推定が必要となり、さらに合成後に抑圧することが困難な干渉が残ってしまう。OFDM では、DS-CDMA に見られるパスダイバーシチ効果が得られない反面、高度なタイミング推定も不要であり、ガードインターバル内に遅延波が収まっていればサブキャリア間の干渉 (Inter-carrier Interference: ICI) はゼロにすることができる。このため、OFDM の研究ではタイミング推定や等化の研究は少ない。その代わりに、伝搬路の時間変動や送受信の周波数ずれ、IQ ミスマッチ等の歪の影響により ICI が生じてしまうため、それらを補正する研究が行われている [1.26][1.27]。また、OFDM は PAPR が大きく、増幅器を線形動作させるには効率が悪くなってしまう。そのため、PAPR を抑制するための研究が 1990 年代から現在にかけても盛んに行われている [1.28]-[1.30]。さらに近年では、地上デジタル、WiMAX、3GPP-LTE などに見られるように、伝送路推定用のパイロット信号が時間と周波数で離散的に挿入されるため、パイロット信号間の推定値を補間する研究も行われている [1.31]。

OFDM に関する適応制御については、無線 LAN の規格である IEEE802.11a において AMC が採用されている。この場合、変調方式と符号化率を 1 セットとして MCS と定義し、これを制御する手法である。また、OFDM では、複数のサブキャリアに情報が存在するため、サブキャリアごとに異なる MCS を割り当てるような AMC が研究されている [1.32]。また、MCS のみならず、サブキャリアごとの電力も適応的に割り当てる研究もなされている [1.33]。さらに OFDM では、IFFT の入力を並べ替えるだけで複数のサブキャリアの配置を容易に変えられるため、周波数軸上でのスケジューリングに適応制御を用いることが可能となる。これはサブキャリア単位で行うことができる。特に近年では、WiMAX や 3GPP-LTE で OFDMA

(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) が採用されており、各サブキャリアでユーザを識別することで干渉なく多重することが可能となる。そのユーザ多重の際のスケジューリングに関する研究が盛んに行われている [1.34][1.35]。

1.4.3 MC-CDMA の研究動向と適応制御

MC-CDMA (Multicarrier - CDMA) は、前述の CDMA と OFDM をあわせたものである [1.36]。CDMA が時間方向に信号を拡散するのに対し、MC-CDMA では OFDM の各サブキャリアに拡散符号を割り当てる。この拡散符号がユーザ識別に用いられ、直交性を保つことが望まれる。受信側では、各サブキャリアに拡散符号を乗算し、合成することで逆拡散を行う。MC-CDMA の送受信機構成を以下の図 1.9 に示す。

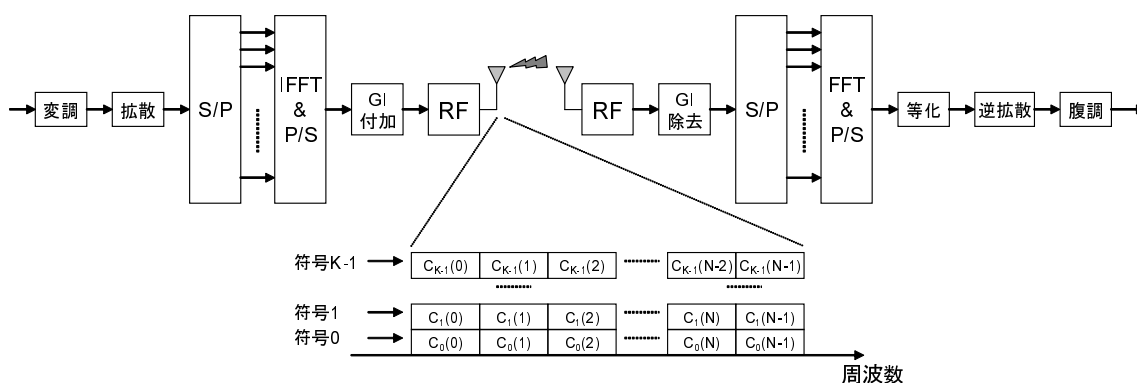


図 1.9: MC-CDMA の送受信機構成

この方式は、周波数軸方向に拡散を行っているため、OFDM に比べて周波数ダイバーシチ効果が得られるという利点がある。その反面、周波数選択性フェージングの環境下では、各ユーザ（もしくは符号チャンネル）の直交性を回復するために等化処理が必要となる。MC-CDMA は、CDMA の後継のシステムとして研究が行われてきた。そのため、1990 年末には、MC-CDMA と OFDMA の比較に関する研究が行われている [1.37]。

一方 MC-CDMA における適応制御としては、文献 [1.38] において、AMC が検討されており、それ以外には以下に示す NTT ドコモが 4G 向けに開発した方式においていくつか研究されている。この方式は VSF-OFCDM (Variable Spreading Factor - Orthogonal Code Division and Multiplexing) と命名されており [1.39][1.40]、MC-CDMA の拡散率を可変にして、周波数多重、時間多重、符号多重のすべてが可能である。通常の OFDMA に比べて周波数ダイバーシチ効果を得られ、ユーザが帯域を占有できる環境では拡散率を 1 (つまり通常の OFDMA) にして高速通信が可能といった柔軟性がある。VSF-OFCDM の概念図を 1.10 に示す。図 1.10 において、SF_time が時間方向の拡散率を表し、SF_freq が周波数方向の拡散率を表している。この場合、SF_time \times SF_freq がそのユーザの拡散率として定

義される。MC-CDMA とは異なり、 SF_freq がコヒーレンス帯域幅以内であれば簡易な等化処理で逆拡散が可能となる。これは時間領域にも言えることで、逆拡散を簡易に行うためには SF_time がコヒーレンス時間以内である必要がある。

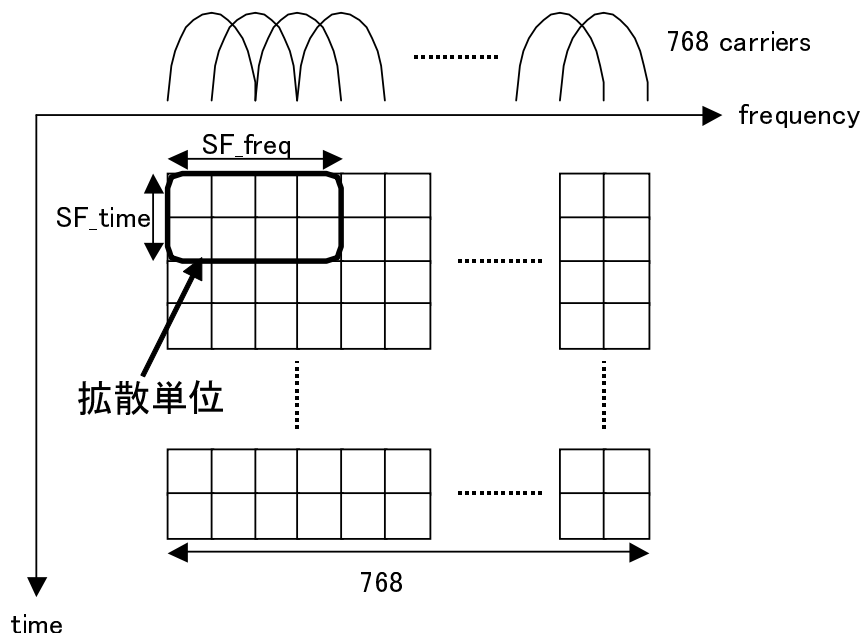


図 1.10: VSF-OFCDM の概念図

1.5 固有モード伝送と適応制御

これまでに述べてきたアクセス方式に加えて、近年では固有モード伝送が注目を集めている。本節では固有モード伝送について概説し、適応制御との関連性について言及する。

1.5.1 時間多重伝搬路

1.2.1 節で示したような無線伝搬路は、多数のパスを持つ WSSUS (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering) と考えることができる。このような伝搬路は、以下の図 1.11 に示すようなタップ遅延モデルとして表される。

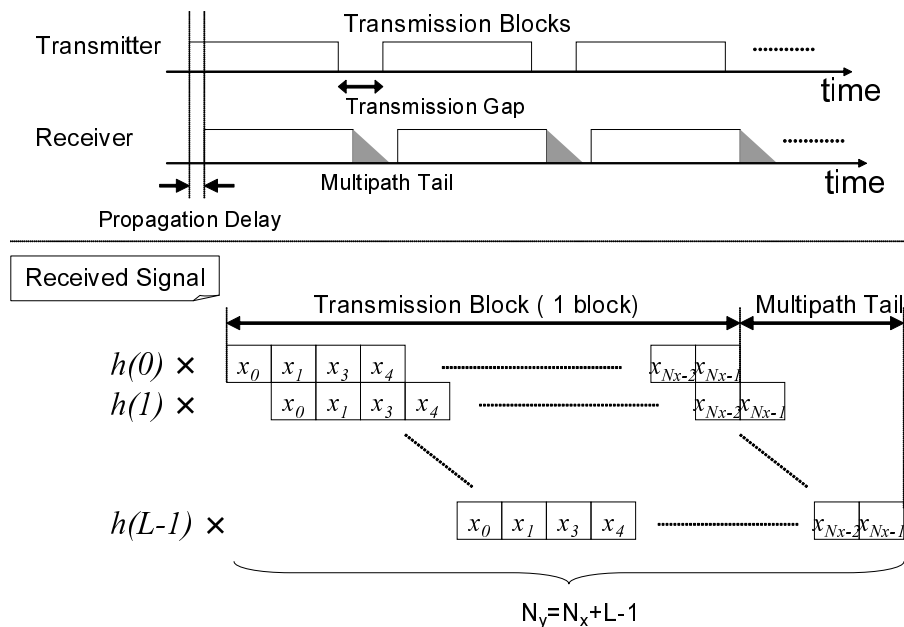


図 1.11: WSSUS の伝搬モデル

ここで、 $h(l)$ は、各パスの複素インパルス応答のサンプリング値、 L はパス数である。また、各シンボル間の Transmission Gap は、無信号区間を表している。この場合、伝搬路の複素インパルス応答 $h_t(n)$ は以下のように表される。

$$h_t(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l) \tag{1.1}$$

このような伝搬路の下で、 N_x 個の情報シンボルからなるベクトル x を送信し、 $N_y = N_x + L - 1$ 個の受信サンプルからなるベクトル y を受信したとすると、伝搬モデルは以下のように表される。

$$y = Hx + n \tag{1.2}$$

ここで、 n は、 y と同じサイズの雑音ベクトルであり、 H は以下のように表される。

$$H = \begin{bmatrix} h(0) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ h(1) & h(0) & 0 & \dots & 0 \\ \dots & h(1) & h(0) & \dots & \dots \\ h(L-1) & \vdots & h(1) & \ddots & 0 \\ 0 & h(L-1) & \vdots & \ddots & h(0) \\ 0 & 0 & h(L-1) & \dots & h(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & h(L-1) \end{bmatrix} \tag{1.3}$$

以下では、このような伝搬モデルを基に、固有モード伝送について説明する。

1.5.2 時間領域の固有モード伝送 (Vector Coding)

固有モード伝送は、MIMOの発展系として近年盛んに研究されているが、このような手法は古くは1980年代後半にさかのぼる。時間領域の固有モード伝送では、前述の1.3式を以下のように特異値分解することで実現できる。

$$H = UDV^H \quad (1.4)$$

U および V はユニタリ行列であるため、送信側で V 、受信側で U^H を乗算することで、伝搬路があたかも D であるかのように振舞われる。 D は、 $N_y \times N_x$ で対角成分以外はゼロの行列である。なお、 D の非ゼロの要素数は $\min(N_x, N_y)$ であり、それらが H の特異値となっている。従って、最大 N_x 個の情報シンボルが干渉なく受信されることになる。このような手法を、Vector Coding(以下 VC) と呼ぶ。

近年の研究により、VCはOFDMの性能を上回る可能性があることが確認されている[1.41]。そこで図1.12にVCとOFDMの比較結果を、1.3にその時のシミュレーション条件を示す。マルチパスフェージングとして、文献[1.41]同様、各パスが1dBずつ電力が減少するの指数減衰モデルで評価を行った。誤り訂正は用いていない。OFDMでは、マルチパスの数が増加しても特性は変化しないが、VCではパスダイバーシチ効果が得られていることがわかる。ただし実運用では、誤り訂正やインターリーブなどにより、OFDMでも周波数ダイバーシチ効果を得ることが可能となるため、その差は小さくなる。なお、本検討の詳細は文献[1.42]に示されている。

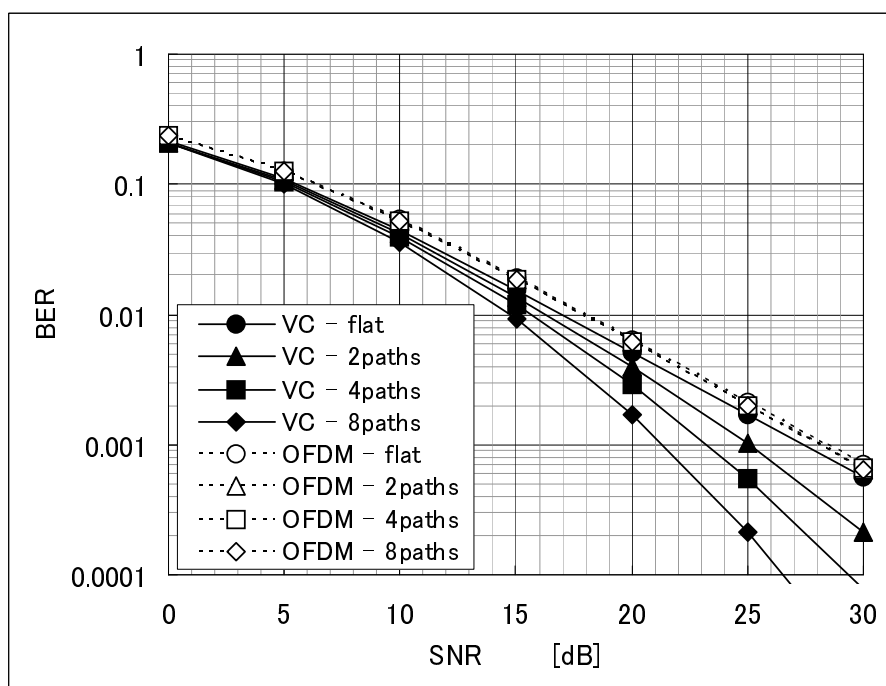


図 1.12: Vector Coding と OFDM の比較

表 1.3: シミュレーションパラメータ

変調方式	QPSK
拡散率 (OFDM ではサブキャリア数)	32
ガードインターバル	8
チャンネルモデル	指数減衰モデル (パス毎に 1dB ずつ減衰)
ドップラ周波数	5Hz

VC は、1.2 式で与えられる伝搬モデルにおいて、チャンネル容量を最大にする伝送方式である。しかし、VC は 1988 年に提案されて以来、ほとんど研究はなされていない。しかし近年になって、古川らが研究を行っている [1.41]。それでも後述の E-SDM (Eigenmode - Spatial Division Multiplexing) とは比較にならないほど研究は少なく、その特性は明らかになっていない。

1.5.3 周波数領域の固有モード伝送 (OFDM)

OFDM については、既に 1.4.2 節において原理を説明したが、本節では固有モード伝送の観点から解説する。

1.5.1 節においては、送信シンボル間で無信号区間を GI として設けているが、OFDM ではこれが Cyclic Prefix と呼ばれるように自身の信号を巡回させて先頭に付加したものとなる。この場合、受信側で GI を除いた際の $N_y \times N_y$ の伝搬路行列 (ただし GI を除いたため $N_y = N_x$) は以下のように表される。

$$H_o = \begin{bmatrix} h(0) & 0 & \dots & h(L-1) & \dots & h(1) \\ h(1) & h(0) & 0 & \dots & h(L-1) & \dots \\ h(2) & h(1) & h(0) & 0 & \dots & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h(L-1) & h(L-2) & \dots & h(0) & \dots & 0 \\ 0 & h(L-1) & h(L-2) & \dots & h(0) & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \dots & 0 & h(L-1) & \dots & h(1) & h(0) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

ここで 1.5 式に示される行列 H_o は巡回行列であるが、巡回行列は離散フーリエ行列 F によって対角化が可能である。従って、 H_o は、 $K \times K$ の対角行列 D_o を用いて以下のように表される。

$$\begin{aligned} D_o^{\frac{1}{2}} &= FH_oF^H \\ H_o^H H_o &= F^H D_o F \end{aligned} \quad (1.6)$$

以上より、1.2 式は OFDM の場合には以下のように書き換えることができる。

$$FH_o^H y_o = D_o s + FH_o^H z_o \quad (1.7)$$

つまり OFDM においては、VC の送受信のウエイト行列 V および U に対応するものが離散フーリエ行列であり、伝送路行列の固有値成分がサブキャリアの情報に乗算される。このように VC と OFDM は原理的には似通っている。このため、OFDM は周波数軸上での固有モード伝送であると言える。ただし OFDM と VC のチャンネル容量を比較すると、VC の方がチャンネル容量が大きくなり、それに起因して前節で示したように性能の向上が見込まれる。一方 OFDM の利点は、Cyclic Prefix をつけることで、送信側で伝送路行列そのものを知らずとも、フーリエ変換により対角化が可能な点であるといえる。OFDM に対するこのような考え方は、文献 [1.43] に記載されている。

1.5.4 空間領域の固有モード伝送 (E-SDM)

これまでは時間および周波数について固有モード伝送を解説したが、近年では空間領域の固有モード伝送の研究が盛んである。ベースとなっている技術は MIMO 伝送 [1.44] であり、周波数利用効率を格段に向上させる手段として注目を集めている。MIMO は Bell Laboratory によって 1990 年代後半から 2000 年にかけて要素技術が確立され [1.45]、現在でも大学、企業など様々な機関で研究が行われている。MIMO は周波数帯域を広げることなく伝送速度を向上できるため、今後の無線通信システムの高速化には必須の技術と言われている。

図 1.13 に示されるように、MIMO においては各送受信アンテナ間の伝搬路を行列として扱うことができる。この伝搬路行列の要素は、1.5.1 節で示したような WSSUS チャンネル環境下においては、各要素が伝搬遅延モデルを模擬した多項式で表される。しかしこの場合には、MIMO の復調処理が非常に複雑になってしまう。そのため、各サブキャリアをフラットフェージングとして扱う OFDM と相性が良く、各サブキャリアで周波数領域の伝搬路行列を定義することで、チャンネル行列の各要素は複素のスカラーとして扱うことができる。このように OFDM との親和性の高さから、OFDM と MIMO を取り入れたシステムが 3.9G 以降の主流になると予測される。

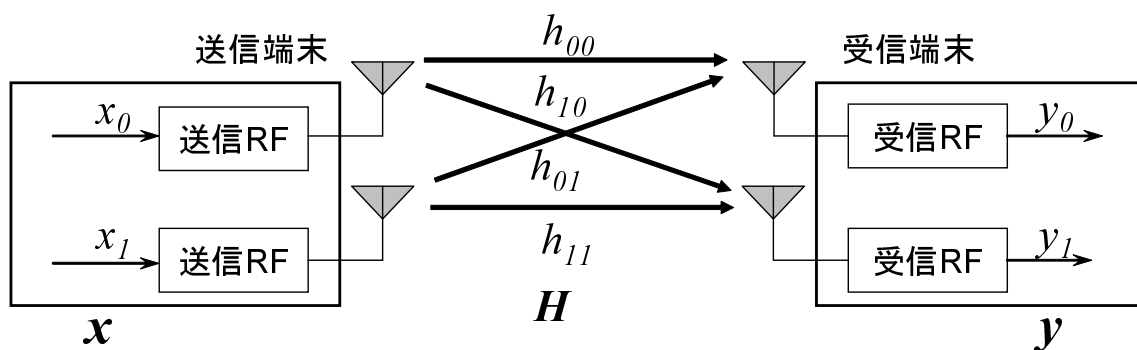


図 1.13: MIMO

図 1.13 における MIMO の受信信号は、以下のように定義される。

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{H}_m \mathbf{x}_m + \mathbf{n}_m \quad (1.8)$$

ここで、 N_t と N_r はそれぞれ送信アンテナ数と受信アンテナ数、 $\mathbf{x}_m = [x_0, x_1, \dots, x_{N_t-1}]$ は送信信号ベクトル、 $\mathbf{y}_m = [y_0, y_1, \dots, y_{N_r-1}]$ は受信信号ベクトル、 $\mathbf{n}_m = [n_0, n_1, \dots, n_{N_r-1}]$ は雑音ベクトルで、 n_m の各要素は白色ガウス雑音 (AWGN) である。OFDM を仮定した場合、サブキャリアごとのチャネル行列の各要素は、複素数のスカラーとみなすことができ、 N_r 行 N_t 列 (以下、 $N_r \times N_t$ と記載) のチャネル行列 \mathbf{H}_m は以下のように定義できる。

$$\mathbf{H}_m = \begin{bmatrix} h_{0,0} & h_{0,1} & \dots & h_{0,N_t-1} \\ h_{1,0} & h_{1,1} & \dots & h_{1,N_t-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N_r-1,0} & h_{N_r-1,1} & \dots & h_{N_r-1,N_t-1} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

受信側では、送信信号がチャネルの影響を受け、混ざり合って受信される。この混ざり合った信号から送信信号をストリームごとに取り出すために、例えば以下に示される ZF (Zero Forcing) や MMSE (Minimum Mean Square Error) 基準のウエイトが利用される。これらのウエイトを受信信号 \mathbf{y}_m に乗算することで、送信信号 \mathbf{x}_m を復元することができる。

$$\mathbf{W}_{m,ZF} = (\mathbf{H}_m^H \mathbf{H}_m)^{-1} \cdot \mathbf{H}_m^H \quad (1.10)$$

$$\mathbf{W}_{m,MMSE} = (\mathbf{H}_m^H \mathbf{H}_m + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \cdot \mathbf{H}_m^H \quad (1.11)$$

ここで、 $\sigma^2 = E[|n_1|^2] = E[|n_2|^2] = \dots = E[|n_{N_r}|^2]$ である。MIMO において重要な課題の 1 つは、このように混ざり合った信号をいかに分離するかである。1.10 式や 1.11 式で得られるウエイトを乗算するような線形処理に比べて、最尤推定 (MLD: Maximum Likelihood Decision) のような非線形処理は優れた特性が得られるが、演算量は線形処理よりも大きくなる [1.47]。そこで近年では MLD の演算量を削減するような研究も盛んに行われている [1.48]。

一方で、線形処理において MLD と同等の性能を達成する手段として、固有モード伝送である E-SDM (Eigenmode - Spatial Division Multiplexing) [1.49] が注目を集めている。

E-SDM では、送信側でチャネル行列 H_m に依存したウエイト行列 V_m を乗算することで達成される。 V_m は、VC 同様、以下のように H_m を特異値分解 [1.50] することで得られる。

$$H_m = U_m D_m V_m^H \quad (1.12)$$

ここで、 U_m は $N_r \times N_r$ のユニタリ行列、 V_m は $N_t \times N_t$ のユニタリ行列、 D_m は $N_r \times N_t$ で対角成分以外はゼロの行列である。送信側で行列 V_m を乗算し、受信側では行列 U_m を乗算することで、受信信号は以下のように表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_m &= H_m V_m \mathbf{x}_m + \mathbf{n}_m \\ U_m \mathbf{y}_m &= D_m \mathbf{x}_m + U_m \mathbf{n}_m \end{aligned} \quad (1.13)$$

D_m は対角成分以外はゼロであるため、送信されたストリームが干渉なく受信されることがわかる。また、 U_m はユニタリ行列であるため、雑音強調も起きていない。しかしこの処理のためには、送受信の両方でチャネル行列 H_m を共有する必要がある。なお、受信側で U_m を乗算する処理は、 $W_{m,ZF}$ および $W_{m,MMSE}$ を用いて線形処理を行う場合には等価とみなすことができ、実際に受信側で U_m そのものを知る必要はない。このような手法を導入することで、前述の ZF や MMSE のみを用いた場合に比べて大きな性能改善効果が期待される。また、文献 [1.51] に示されるように、送信側で電力の適正化を行うことでさらなる性能改善が可能となる。

固有モード伝送は、IEEE802.11n の仕様にオプション機能として採用されている。また、干渉せずに複数のストリームを送信できるという性質から、各ストリームにユーザの情報を割り当てる MU-MIMO (Multi-user MIMO) が注目を集めている [1.55]。この手法は IMT-Advanced に提案すべく IEEE802.16m で議論が進められている。

1.5.5 固有モード伝送における適応制御

固有モード伝送では、複数の固有チャネルが存在する (OFDM の場合はサブキャリア)。そのため、これらの固有チャネルごとの適応制御の研究が数多くなされている。OFDM については 1.4.2 節で既に述べたが、MIMO においても OFDM 同様に、送信ストリームごとの適応変調・符号化に加えて、ストリームごとの送信電力を制御するものが多数研究されている。実システムにおいても、802.11n では、送信ビームフォーミング時に伝搬路に適した MCS を選択できるようになっている。なお、OFDM のサブキャリアや、MIMO の固有チャネルごとの適応変調・符号化のことをビット・ローディング [1.56][1.57]、送信電力制御のことをパワー・ローディングと呼ぶ場合がある [1.58]。ただし送信電力制御については、CDMA など用いられるパワーコントロールが電力の不均一性を均一にするのに対して、パワー・ローディングは、サブキャリアや固有チャネルごとに注水定理 [1.59] を適用するような制御を指す傾向がある。

表 1.4: 本論文の概要

2章	目的	干渉キャンセラにおいて、ビタビ復号器の演算量を削減する
	既存技術の課題	レプリカ信号生成時、および干渉キャンセル後で2度のビタビ復号を必要とし、レイテンシに問題が生じる
	提案方式	レプリカ信号生成時のビタビ復号情報を用いて干渉キャンセル後のビタビ復号器の復号パスを適応的に制御する
	効果	伝搬路にも依存するが、60%程度の演算量削減を達成
3章	目的	MC-CDMAのサブキャリア割り当てを適応的に行うことで、スループットを改善する
	既存技術の課題	MC-CDMAでは、逆拡散の際に直交性を補償する必要があり、等化方式がOFDMに比べて複雑であった。また、従来ではOFDMにおけるサブキャリア割り当ての研究はあるが、MC-CDMAではなされていない
	提案方式	伝搬路状況に応じて、受信電力の高い順にサブキャリアを割り当てる
	効果	伝搬路に応じてサブキャリアを適応的に割り当てることで、簡易な等化方式でもDS-SS-CDMAに比べてスループットを向上させることが可能となった
4章	目的	適応変調・符号化において、伝搬路の事前情報を用いずにMCSを制御する
	既存技術の課題	MCSを切り替えるためのSIR閾値を制御する際に、伝搬路の統計的な性質を知っておく必要があり、非現実的であった
	提案方式	上位のMCSに切り替える閾値、および下位のMCSに切り替える閾値について独立なターゲット誤り率を設定し、CRC結果においてのみ閾値を制御する
	効果	異なる伝搬環境においても、事前情報なしに最適に近いスループット特性を達成できた
5章	目的	Vector CodingにAMCおよびコードチャンネル数制御を導入し、スループットを改善する
	既存技術の課題	時間領域における行列について、ZFやMMSEを行う研究は存在するが、通信路容量が最大にならない。これを最大にするのはVector Codingだが、Vector Codingでは利得の小さい符号チャンネルが性能を劣化させる。
	提案方式	AMCとコードチャンネル数制御を、同じ制御で実現する。手法は、4章で用いたようなCRCを用いた制御で、伝搬路の事前情報を必要としない。
	効果	MMSEと比較することで、Vector Codingの位置づけを確認できた。また、AMCのみを用いた場合に比べて、コードチャンネル数制御によりスループットの向上が確認できた

1.6 研究の位置づけ

1.1節で述べたように、無線通信には様々な規格が存在する。それぞれの規格においては、1.4節で述べた多重アクセス方式や要素技術が採用され、無線伝搬路への対策が行われている。そしてこれらの方式に対して適応制御を行うことが今後の高速通信にとって重要な課題の1つである。そこで本論文では、1.2節で述べた高速化の要素技術である、広帯域化、変調多値数の増加・高効率符号化、符号や空間などによる多重化、受信側の演算量削減について、以下の表 1.4 のように検討を行っている。

また、適応制御技術における本研究の位置づけを図 1.14 に示す。図中、リソースとは、OFDM のサブキャリア、および固有モード伝送の固有チャンネルなどの制御対象を表している。3章から5章については、1.3節に示したように様々な制御パラメータや方式が存在するが、本論文がこのうちどの部分に焦点を当てているかが示されている。

適応制御による演算量削減

- 同期
- アナログ歪み補正
- 伝搬路推定・追従
- 等化・尤度計算
- 誤り訂正復号

2章

適応制御によるスループット向上

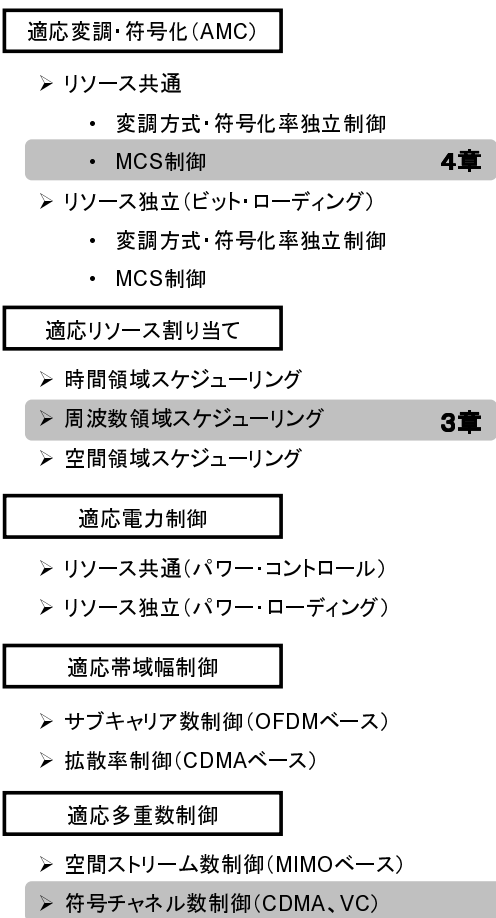


図 1.14: 適応制御技術における本研究の位置づけ

特に適応変調・符号化については、変調方式と符号化率を独立に制御するか、MCSとして制御するか、また、リソースごとに独立に制御するか、共通に制御するのかでアプローチが変わってくる。全てを独立に制御するものが最も伝搬路に適した制御となるが、演算量を考えると、実システムには向いていない。また、前述のように、誤り訂正符号化やインターリーブによるダイバーシチ効果により、独立制御と共通制御の差分さほど大きくないと考えられる [1.60]。そこで本研究では、実用性を重視し、リソースごとに共通のMCSを用いて4章および5章で検討を行っている。

続いて、後述する2章から5章までに関して、これまでの研究に関する本研究の位置づけを図 1.15 に示す。

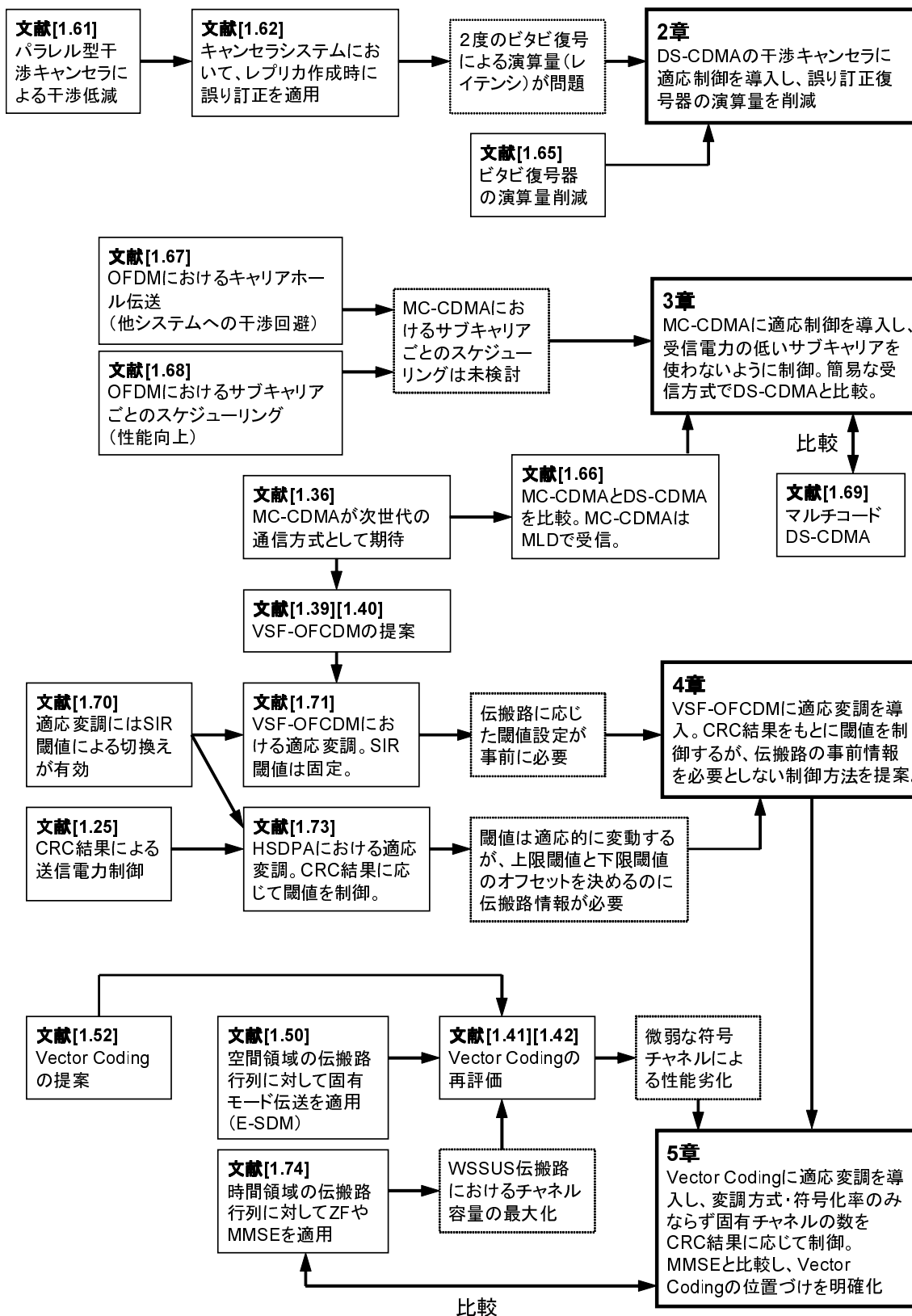


図 1.15: これまでの研究に対する本研究の位置づけ

まず2章では、適応制御による演算量削減について検討している。1.4.1節で示したように、1995年頃のCDMAは、適応変調以前にQPSKがせいぜいであり、16QAMなどの多値変調は用いられていない。そのため伝搬路状況から複数のMCSを制御するような研究はほとんど行われていなかった。また、固有モード伝送とは違って、CDMAではコードチャネル間の利得差もないことから、コードチャネルごとに変調方式を割り当てる研究も行われていない。一方で、干渉抑圧の研究は多数あり、特に上りリンクの干渉キャンセラは、IS-95からHSPAまで検討が行われていた[1.61]。

干渉キャンセラにおいては、レプリカ信号を作成する前に一度誤り訂正を行うことで、レプリカ信号の精度が向上し、キャンセル後の信号の誤り率が低減される[1.62]。しかしキャンセル後にも誤り訂正を施すため、演算量が増加してしまう。本研究が行われた当時は、ビタビ復号器の回路規模やレイテンシはベースバンド処理の中でもかなりの割合を占めていた。そのためPHSなどでは、畳み込み符号は用いられていない。このような背景があり、ビタビ復号の演算量の低減についての研究が行われていた[1.63]-[1.65]。そこで2章では、文献[1.65]に記載されている方式を応用し、レプリカ信号生成の際に行われる誤り訂正の情報を利用してキャンセル後の誤り訂正を適応的に制御することで、演算量削減を達成している。現在では、ASICの進歩により、ビタビ復号の回路規模はさほど問題にはならなくなっている。しかし3GPP-LTEの制御チャネルのように復号を何度も必要とする場合や、性能向上のために繰り返し復号を用いる場合などは演算量の削減が求められ、本研究のように前回の復号情報を利用することも有益であると考えられる。

続いて3章では、MC-CDMAを対象として検討を行っている。CDMAでは、伝搬路の時間的な変動が緩やかであればコードチャネル間の直交性が保たれる。一方MC-CDMAでは、周波数帯域全体にわたって拡散を行うため、コヒーレンス帯域幅を超えて逆拡散がなされる場合には直交性が損なわれてしまうが、実際にフラットフェージング環境を期待することは難しい。文献[1.66]では、MC-CDMAとDS-CDMAの比較を行っているが、DS-CDMAが受信側で最大比合成を用いているのに対し、MC-CDMAはMLDを用いており、端末向けには不向きであった。そこで2章では、MC-CDMAの受信方式を極力簡易なものとし、代わりに適応制御を適用したMC-CDMAとDS-CDMAを比較している。

提案方式では、周波数選択性フェージングにより落ち込んだサブキャリアを適応的に用いないことで、性能改善を達成している。サブキャリアの一部を用いない手法はキャリアホール伝送と呼ばれており、以前より検討されていた[1.67]。しかしこれは他システムへの干渉を回避するために用いられており、伝搬路状況に応じた自システムの性能改善策ではなかった。一方、自システムの性能改善としては、サブキャリアごとに情報をマッピングする研究は検討されている[1.68]。しかしこれらの検討はOFDMであり、MC-CDMAにおいてそのような検討は存在しなかった。特にMC-CDMAでは、OFDMに比べて等化方式が複雑になるため、それを緩和するために適応制御を用いた検討は行われていない。本章では、提案方式とDS-CDMAをマルチコード伝送[1.69]において比較した結果、提案方式の有効性を確認している。

4章では、MC-CDMAをベースとしたVSF-OFCDMに着目している。VSF-OFCDMでは、時間方向と周波数方向に拡散を行うため、コヒーレンス時間とコヒーレンス帯域内に拡散単位を制限することで、全帯域に拡散を行うMC-CDMAに比べて簡易な逆拡散を行うことができる。

VSF-OFCDMは、フレーム構成や送信電力制御などの様々な検討が行われているが、4G向けに100Mbps以上を想定しているため、AMCは必須の技術であると考えられる。そのため、AMCに関する様々な検討が行われている[1.71][1.72]。適応変調では、理想的には、用意された変調方式と符号化率を独立に選択し、拡散単位でそれらを制御することである。しかしこのような手法は極めて複雑であるため、VSF-OFCDMのように実運用を意識したシステムには向いていない。そこで、変調方式と符号化率はMCSとして一体化し、SIRを基準に切り替えるようにすることで、適応変調が有効に機能することが示されている[1.70]。しかしこれらの検討では、閾値は予め定められており、伝搬路環境が異なる場合に有効に機能するとは言えなかった。このような問題を解決するためには、1.3.2節に示したように、CRCの結果に応じて適応変調のためのSIR閾値制御が提案されている[1.73]。さらに文献[1.73]では、現在選択しているMCSより上位のMCSに切り替えるための閾値(上限閾値)と、それより下位のMCSに切り替えるための閾値(下限閾値)は異なるため、これらを別々に制御することを提案している。しかしこれらの閾値を区別してはいるものの、上限閾値から特定のオフセットを持たせて下限閾値を決定し、CRC結果に応じて連動して制御していた。そのためこの手法では、オフセット値が伝搬路状況によって変わってしまうため、予め決めておくことが困難であった。そこで、4章では、VSF-OFCDMに適応変調・符号化を行った場合の、新しい制御手法の提案と性能評価を行っている。提案方式では、上限閾値と下限閾値のターゲット誤り率を別々に定め、前述のオフセット値を用いずに独立に制御している。計算機シミュレーションによる評価の結果、4G向け的高速無線システムであっても提案方式が有効に機能することを確認している。

5章では、Vector Coding (VC) において、変調方式、符号率以外に、固有チャネル数の制御を行っている。固有モード伝送は、近年MIMOでの研究が盛んである。しかし時間領域の固有モード伝送であるVCは、1990年頃に確立した技術であるが、現在までにほとんど検討は行われていない。これは1.3式からわかるように、VCではサイズの大きい行列の特異値分解が必要となるため、CDMAなどと比べて当時は実用化の目処が立たなかったためと考えられる。しかし近年になって、画像などではサイズの大きい特異値分解も実用化されており、1.5.2節でも示したようにOFDMよりも性能が向上する可能性があることがわかっている。また、VCで考えられているような時間領域の行列にZFやMMSE等化を用いる研究が近年行われているが[1.74]、VCは固有モード伝送であるため、これらの手法に比べてチャネル容量を最大にすることが可能である。そこで5章では、これまで明らかにされていなかったVCについて適応制御を含めて評価を行い、利点と欠点を述べて位置づけを明確にしている。提案方式では、VCにAMCを適用し、さらに使用する固有チャネル(コードチャネル)数も併せて制御する。特にVCでは、時間領域の行列を扱うために、送受信のアンテナ

ナ数で制限される MIMO の固有モード伝送に比べて、固有チャンネルが多くなる。そのため、固有チャンネル数を適応的に変化させるには、複雑な制御が必要となる恐れがある。そこで本提案では、VC で生じる複数の固有チャンネル(コードチャンネル)のうち、送受信に用いる数を CRC 結果に応じて適応的に制御する。そしてコードチャンネル数が少なくなると下位の MCS に変更し、コードチャンネル数が多くなると上位の MCS に変更する。このような制御を行うことで、通常の AMC のみ適用した場合に比べてスループット特性が改善することを示している。このような手法は、他の固有モード伝送である E-SDM や OFDM にも容易に適用することが可能であり、今後の応用が期待できる。

最後に 6 章において、本論文の研究成果をまとめる。

1.7 参考文献

- [1.1] 立川敬二監修, “最新デジタル移動通信,” 科学新聞社, 2002
- [1.2] “GSM 標準テキスト,” リックテレコム, 2008
- [1.3] Jerry D. Gibson, “The Mobile Communications Handbook,” CRC PRESS, 1996
- [1.4] H. Holma, A. Toskala, “WCDMA for UMTS”, Wiley, 2001.
- [1.5] 立川敬二監修, “W-CDMA 移動通信方式,” 丸善株式会社, 2001 年
- [1.6] 3GPP TS25.211, “Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD),”
- [1.7] 3GPP TR25.848, “Physical Layer Aspects of UTRA High Speed Downlink Packet Access,”
- [1.8] 3GPP TS36.211, “Evolved Universal terrestrial Radio Access (E-UTRA) Physical Channels and Modulation,”
- [1.9] “IEEE Std 802.11TM-2007,”
- [1.10] E.Perahia, and R.Stacey, “Next Generation Wireless LANs,” Cambridge University Press, 2008
- [1.11] 奥村善久, 進士昌明監修, “移動通信の基礎,” 電子情報通信学会, 1986.
- [1.12] 3GPP TS36.213, “Evolved Universal terrestrial Radio Access (E-UTRA) Physical layer procedures,”
- [1.13] K. Tsukakoshi, T. Kobashi, and Y. Kamio, “Performance of DS-CDMA Adaptive Modulation System in a Multipath-Channel Environment,” IEICE Trans. Commun., Vol.E86-B, No.2, February 2003.
- [1.14] J. Mitsugi, M. Mukai, and H. Tsurumi, “Path-search algorithm introducing path-management tables for a DS-CDMA mobile terminal,” PIMRC 2002, Vol.2, pp.730-734, Sept. 2002.

- [1.15] Y. C. Tseng, C. M. Chao, and S. L. Wu, "Code placement and replacement strategies for wideband CDMA OVFS code tree management," GLOBECOM 2001, Vol.1, pp.562-566, Nov. 2001.
- [1.16] 横山光雄 著, "スペクトル拡散通信システム," 科学技術出版, 1996.
- [1.17] P. Patel and J. Holtzman, "Analysis of Simple Successive Interference Cancellation Scheme in a DS/CDMA System," IEEE J Select. Areas Commun., Vol.12, No.5, pp.796-807, June 1994.
- [1.18] M. Sawahashi, Y. Miki, H. Andoh, and K. Higuchi, "Pilot Symbol-Assisted Coherent Multistage Interference Canceller Using Recursive Channel Estimation for DS-CDMA Mobile Radio," IEICE Trans., Commun., Vol.E79-B, No.9, pp.1262-1270, September 1996.
- [1.19] K. Higuchi, K. Okawa, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Field Experiments on Pilot Symbol-Assisted Coherent Multistage Interference Canceller in DS-CDMA Reverse Link," IEICE Trans., Commun., Vol.E86-B, No.1, pp.181-190, January 2003.
- [1.20] N. Miki, S. Abeta, H. Atarashi, and M. Sawahashi, "Multipath Interference Canceller Employing Multipath Interference Replica Generation with Previously Transmitted Packet Combining for Incremental Redundancy in HSDPA," IEICE Trans., Commun., Vol.E86-B, No.1, pp.142-153, January 2003.
- [1.21] Y. Wen, W. Huang, and Z. Zhang, "CAZAC sequence and its application in LTE random access," Proc. of 2006 IEEE Information Theory Workshop (ITW'06), pp.544-547, October 2006.
- [1.22] F. Adachi, K. Ohno, A. Higashi, T. Dohi, and Y. Okumura, "Coherent Multi-code DS-CDMA Mobile Radio Access," IEICE Trans. Commun., vol. E79-B, no. 9, pp.1316-1325, Sept. 1996.
- [1.23] S. Ariyavisitakul, "Signal and interference statistics of a CDMA system with feedback power control - part II," IEEE Trans. Commun., Vol.42, pp.597-605, Feb./March/April 1994.
- [1.24] T. Dohi, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Performance of SIR based power control in the presence of non-uniform traffic distribution," Proc. of ICUPC'95, pp.334-338, Tokyo, Japan, Nov. 1995.
- [1.25] K. Higuchi, H. Andoh, K. Okawa, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Experiments on adaptive transmit power control using outer loop for W-CDMA mobile radio," IEICE Technical Report, RCS98-18, pp.51-57, April 1998.
- [1.26] J. Tubbax, B. Come et. al, "Compensation of IQ imbalance and phase noise in OFDM systems," IEEE Trans. on Wireless Commun. Vol.4, Issue 3, pp.872-877, May 2005.
- [1.27] Z. Qiyue, A. Tarighat, and A. Sayed, "Joint compensation of IQ imbalance and phase noise in OFDM wireless systems," IEEE Trans. on Commun. Vol.57, Issue 2, pp.404-414, February 2009.

- [1.28] S. Y. L. Goff, B. K. Khoo, C. C. Tsimenidis, and B.S. Sharif, "A novel selected mapping technique for PAPR reduction in OFDM systems," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol.56, Issue 11, pp.1775-1779, November 2008.
- [1.29] Y. Guosen and W. Xiaodong, "A hybrid PAPR reduction scheme for coded OFDM," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, Vol.5, Issue 10, pp.2712-2722, Oct. 2006.
- [1.30] H. Chen and H. Liang, "Combined Selective Mapping and Binary Cyclic Codes for PAPR Reduction in OFDM Systems" *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, Vol.6, Issue 10, pp.3524-3528, October 2007.
- [1.31] Y. Baoguo, K. B. Letaief, R. S. Cheng, and G. Zhigang, "Channel estimation for OFDM transmission in multipath fading channels based on parametric channel modeling," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol.49, Issue 3, pp.467-479, March 2001.
- [1.32] K. Liu, F. Yin, W. Wang, and Y. Liu, "An Efficient Greedy Loading Algorithm for Adaptive Modulation in OFDM Systems," *IEEE PIMRC 2005*, pp.1330-1335, Sept. 2005.
- [1.33] Y. Li and G. Su, "An Adaptive Modulation and Power-allocation Algorithm in OFDM System," *IEEE ICCAS 2004*, pp.339-343, June 2004.
- [1.34] H. Jianwei, V. G. Subramanian, R. Agrawal, and R. A. Berry, "Downlink scheduling and resource allocation for OFDM systems," *IEEE Trans. on Wireless Commun.* Vol.8, Issue 1, pp.288-296, Jan. 2009.
- [1.35] Z. Chan, and G. Wunder, "A Novel Low Delay Scheduling Algorithm for OFDM Broadcast Channel," *IEEE GLOBECOM 2007*, pp.3709-3713, Nov. 2007.
- [1.36] N. Yee, J. P. Linnartz, and C. Fettweis, "Multi-Carrier CDMA in indoor wireless radio network," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E77-B(7), pp.900-904, July 1994.
- [1.37] H. Rohling and R. Grunheid, "Performance Comparison of Different Multiple Access Schemes for the Downlink of an OFDM Communication System," *IEEE VTC 1997*, Vol.3, pp.1365-1369, May 1997.
- [1.38] "Adaptive modulation based MC-CDMA systems for 4G wireless consumer applications Chatterjee, S.; Fernando, W.A.C.; Wasantha, M.K.; *Consumer Electronics, IEEE Transactions on* Volume 49, Issue 4, Nov. 2003 Page(s):995 - 1003
- [1.39] H. Atarashi, S. Abeta, and M. Sawahashi, "Variable Spreading Factor-Orthogonal Frequency and Code Division Multiplexing (VSF-OFCDM) for Broadband Wireless Packet Access," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E86-B, No.1, January 2003
- [1.40] Y. Kishiyama, N. Maeda, K. Higuchi, H. Atarashi, M. Sawahashi, "Field Experiments on Throughput Performance above 100 Mbps in Forward Link for VSF-OFCDM Broadband Wireless Access," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E88-B, No.2, pp.604-614, Feb. 2005.
- [1.41] 古川, "符号の直交分離とパスダイバーシチを同時に実現する符号分割多重伝送," *IEICE 信学技報 (無線通信システム)*, RCS2006-52, pp.101-106.

- [1.42] 竹田, 中川, “Vector Coding と OFDM の性能比較に関する検討,” IEICE 信学技報 (無線通信システム), RCS2007-215, pp.175-179.
- [1.43] Z. Wang, and G.B. Giannakis, “Wireless multicarrier communications,” IEEE Signal Processing Mag., vol.47, pp.126-144, Dec.2001.
- [1.44] D. Gesbert, M. Shafi, D. S. Shju, P. Smith, and A. Naguib, “From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems,” IEEE J. Select. Areas Commun., vol.21, No.2, pp.282-302, April 2003.
- [1.45] G. J. Foschini and M. J. Gans, “Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multielement antennas,” Bell Labs Technical Journal, vol.1, pp.41-59, 1996.
- [1.46] 唐沢, “MIMO チャネルモデリング,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol.J86-B, No.9, pp.1706-1720, Sep. 2003.
- [1.47] A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, “Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems,” Proc. IEEE Vehicular Technology Conference 2000-spring, pp.1070-1074, May 2000.
- [1.48] K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda, and M. Sawahashi, “Adaptive selection of surviving symbol replica candidates based on maximum reliability in QRM-MLD for OFCDM MIMO multiplexing,” Proc. IEEE Globecom2004, vol.4, pp.2480-2486, Nov. 2004.
- [1.49] H. Sampath, P. Stoica, and A. Paulraj, “Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion,” IEEE Trans. Commun., vol.49, No.12, pp.2198-2206, Dec. 2001.
- [1.50] G. H. Golub, and C. F. V. Loan, “Matrix Computations. 3rd ed.,” Johns Hopkins University Press, Baltimore, 1996.
- [1.51] 大鐘, 西村, 小川, “MIMO チャネルにおける空間分割多重方式とその基本特性,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol.J87-B, No.9, pp.1162-1173, Sep. 2004.
- [1.52] J. T. Aslanis, S. Kasturia, G. P. Dudevoir, and J. M. Cioffi, “Vector Coding for Partial Response Channels,” MILCOM’88, Vol.2, pp.667-671, October 1988
- [1.53] H. Z. Jafarian and S. Pasupathy, “Complexity Reduction of the MLSL/MLSDE Receiver Using the Adaptive State Allocation Algorithm,” IEEE Trans. on Wireless Commun., Vol.1, No.1, pp.101-111, Jan. 2002
- [1.54] C. Teekapakvisit, Yonghui Li, V.D. Pham, and B. Vucetic, “Low Complexity Adaptive Iterative Receiver for Layered Space-time Coding CDMA Systems,” Proc. of PIMRC 2005, pp.2415-2419
- [1.55] S. Zukang, C. Runhua, J. G. Andrews, R. W. Heath, and B. L. Evans, “Sum Capacity of Multiuser MIMO Broadcast Channels with Block Diagonalization,” IEEE Trans. on Wireless Commun., Vol.6, Issue 6, pp.2040-2045, June 2007.
- [1.56] A. N. Barreto, and S. Furrer, “Adaptive bit loading for wireless OFDM systems,” IEEE PIMRC 2001, Vol.2, pp.G88-G92, Sept. 2001.

- [1.57] S. Bergman, D. P. Palomar, and B. Ottersten, "Optimal Bit Loading for MIMO Systems with Decision Feedback Detection," *IEEE VTC 2009*, pp.1-5, April 2009.
- [1.58] D. J. Love, and R. W. Heath Jr., "OFDM power loading using limited feedback," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol.54, Issue 5, pp.1773-1780, Sept. 2005.
- [1.59] M. A. Khalighi, J. M. Brossier, G. V. Jourdain, and K. Raouf, "Water filling capacity of Rayleigh MIMO channels," *IEEE PIMRC 2001*, Vol.1, pp.A155-A158, Sept. 2001.
- [1.60] N. Miki, Y. Kishiyama, K. Higuchi, and M. Sawahashi, "Optimum Adaptive Modulation and Channel Coding Scheme for Frequency Domain Channel-Dependent Scheduling in OFDM Based Evolved UTRA Downlink," *IEEE WCNC 2007*, pp.1783-1788, March 2007.
- [1.61] R. Kohno, H. Imai, M. Hatori, and S. Pasupathy, "An Adaptive Canceller of Cochannel Interference for Spread Spectrum Multiple-Access Communication Networks in a Power Line," *IEEE J Select. Areas Commun.*, Vol.8, No.4, pp.691-699, May 1990.
- [1.62] Y. Sanada and Q. Wang, "A Co-Channel Interference Cancellation Technique using Orthogonal Convolutional Codes," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol.44, No.5, pp.549-556, May 1996.
- [1.63] K. Kwazoe, S. Honda, S. Kubota, and S. Kato, "Universal-coding-rate Scarce State Transition Viterbi Decoder," *IEEE ICC 1992*, Vol.3, pp.1583-1587, June 1992.
- [1.64] S. Ping, Y. Yan, and C. Feng, "An Effective Simplifying Scheme for Viterbi Decoder," *IEEE Trans. Commun.* Vol.39, No.1, pp.1-3, Jan. 1991.
- [1.65] T. Yamazato, I. Sasase, and S. Mori, "A New Viterbi Algorithm with Adaptive Path Reduction Method," *IEICE Trans. on Fun.*, Vol.E76-A, No.9, pp.1422-1429, Sep. 1993.
- [1.66] S. Kaiser, "OFDM-CDMA versus DS-SS-SS: Performance Evaluation for Fading Channels," *IEEE ICC 1995*, Vol.3, pp.1722-1726, June 1995.
- [1.67] 中原, 土田, 森山, 斉藤, "OFDMのキャリアホールの検討," 電子情報通信学会秋季大会, 1994年.
- [1.68] M. Wahlqvist, H. Olofsson, M. Ericson, C. Ostberg, and R. Larsson, "Capacity comparison of an OFDM based multiple access system using different dynamic resource allocation," *IEEE VTC 1997 Spring*, Vol.3, pp.1664-1668, May 1997.
- [1.69] F. Adachi, K. Ohno, A. Higashi, T. Dohi, and Y. Okumura, "Coherent Multi-code DS-SS Mobile Radio Access," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E79-B, No. 9, pp.1316-1325, Sept. 1996.
- [1.70] S. Falahati, A. Svensson, T. Ekman, and M. Sternad, "Adaptive Modulation Systems for Predicted Wireless Channels," *IEEE Trans. on Communications*, Vol.52, No.2, pp.307-316, February 2004
- [1.71] A. Harada, S. Abeta, and M. Sawahashi, "Adaptive Radio Parameter Control Considering QoS for Forward Link OFDM Wireless Access," *IEEE VTC 2002 Spring*, Vol.3, pp.1175-1179, May 2002.

-
- [1.72] “下りリンク VSF-OFCDM ブロードバンド無線アクセスにおける適応変復調・チャネル符号化のスループット特性の実験結果,” IEICE 信学技報 (無線通信システム), RCS2003-25, pp.7-14.
- [1.73] J. Lee, R. Arnott, K. Hamabe, and N. Takano, “ADAPTIVE MODULATION SWITCHING LEVEL CONTROL IN HIGH SPEED DOWNLINK PACKET ACCESS TRANSMISSION,” 3G Mobile Communication Technology Conference, May 2002.
- [1.74] Y. Takahashi, Y. Iwanami, and E. Okamoto, “A time-domain block equalization scheme on SIMO frequency selective channels,” IEEE Region 10 Conference 2007

第2章 DS-CDMA 干渉キャンセラにおけるビ タビ復号器の演算量削減に関する検討

CDMA においては、他局間干渉が周波数利用効率を決定する。この周波数利用効率を改善する方法として、キャンセラシステムがある。キャンセラシステムにおいては、初期判定(干渉キャンセル前のレプリカ信号生成時の復号)による誤りが特性を劣化させる大きな原因となる。そのため、初期判定の段階でビタビ復号器を用いて誤り訂正を行なうキャンセラシステムが提案されている。しかしそのシステムでは1ユーザーあたり2台のビタビ復号器が必要となり、計算量が増加してしまう。このことは音声通話などでは復号遅延を招き、問題となる。そこで本章では、2つのビタビ復号器のうち、1台目のビタビ復号器の復号情報を基に適応的に2台目のビタビ復号器の演算量を削減することを提案する。計算機シミュレーションの結果、当該のビタビ復号器の計算量を最大80%程度削減することが可能となった。

2.1 はじめに

CDMA システムにおいては、同じ周波数、同じ時間帯に複数のユーザーの情報が伝送できるという利点があるが、所望のユーザーが他のユーザーから干渉を受けてしまう。この干渉を、他局間干渉 (Co-Channel Interference: CCI) という。そのためセルラー構造における基地局では、受信器において CCI を抑制し、個々のユーザーの情報を正確に検出することが求められる。これまで基地局における複数のユーザーの情報検出 (Multiuser Detection) のために、様々な工夫がなされてきた。例えば最適検出器 [2.1] は、著しく良好な特性が得られるが、システムがユーザー数に対して指数関数的に複雑になるといった欠点があった。そこで、相互相関の逆行列を計算してマルチユーザーの検出を行うデコリレーターが提案され [2.2][2.3]、最適検出器に近い特性を保持したままシステムの複雑性が抑制された。しかしこの検出器において受信器は相互相関を計算せねばならず、計算量がユーザー数に対して指数関数的であった。

この指数関数的な計算量の増大なしで CCI を抑制する手段として提案されたキャンセラシステムは、相互相関の計算を必要とせず、システムの複雑さはユーザー数に対して線形的となった [2.4][2.5]。キャンセラシステムにおいては、受信信号から初期判定により個々のユーザーのレプリカ信号を生成し、それを受信信号から削除するといった形態をとるため、初期判定による誤りがシステムの特性を大きく左右する。そのためこの初期判定による誤りを抑制することが重要である。

一方、畳み込み符号化とビタビ復号 [2.6] は、軟判定による誤り訂正が可能であり、セルラ

や無線 LAN を問わず幅広く用いられている。そこで初期判定の段階でビタビ復号器による誤り訂正を行うキャンセラシステムが提案され [2.7][2.8]、ユーザーキャパシティの著しい増加が達成された。しかし文献 [2.7] のシステムにおいては、1 ユーザー当たり初期判定の段階で 1 台、復号の段階でもう 1 台、あわせて 2 台のビタビ復号器が必要となり、計算量が増大してしまう。このことは、特に音声通信などの遅延が許されない通信においては致命的となる可能性がある。ビタビ復号器は、状態数が少なければ今でこそ回路規模はさほど問題にはならず、DSP でも処理が可能である。しかし 1990 年代は、ビタビ復号器の回路規模が全体に占める割合は大きく、処理量も問題視されていた。そのため演算量削減に関する研究がいくつか行われていた。例えば、

SST (Scarce State Transition) を用いたもの [2.9]–[2.11]、プリ復号と M-アルゴリズム [2.12] を組み合わせたものなどがある [2.13]。これらは、ビタビ復号器の計算の大部分を占める ACS (Add Compare Select) の計算量を減らすことで高速化を達成している。そこで本研究では文献 [2.7] を拡張し、2 台目のビタビ復号器の高速化を目的とする。1 台目のビタビ復号器は、初期判定においてシステムの特性を大きく左右する部分なので、高速化は行わないものとする。

本章では、上述の ACS の計算量を減らすために、1 台目のビタビ復号器の情報を 2 台目にフィードフォワードして高速化を行うことを提案する。2 台目のビタビ復号器では、1 台目から得られた情報を基に適応的に復号パスを削減し、高速化を達成している。

2.2 CCI キャンセラ

2.2.1 システムモデル

図 2.1 に、送信機構成を示す。システムとして IS-95 を想定しており、各ユーザの信号は畳み込み符号化され、その出力に応じた Walsh 系列に変換される (直交畳み込み符号化)。Walsh 系列となった符号化出力はインターリーブされ、ユーザ固有の長周期の PN 系列が乗算される。そしてアップコンバートされ、送信される。各ユーザから送信された信号は、基地局で多重して受信される。今回は簡単化のため、上りリンクでの同期がとれているものと仮定する。

図 2.2 に、CCI キャンセラの受信機構成を示す。図 2.2 において、受信信号は逆拡散され、相関器に入力される。この相関器においては、送信側で用いた Walsh 系列との相関演算が行われる。そしてその結果が軟出力値としてビタビ復号器に入力される。ビタビ復号器によって一度復号された信号は、再度畳み込み符号化され、Walsh 系列変換、インターリーブ、拡散がなされる。これらの作業はすべてのユーザについて行われ、全てのユーザのレプリカ信号が作成される。そして所望のユーザ以外の全てのユーザのレプリカ信号が受信信号から削除される。最終的に得られた所望のユーザの信号は、再度逆拡散され、ビタビ復号が行われる。このような構成のキャンセラは、全てのユーザの処理が並列に行われるため、パラレル型の干渉キャンセラと呼ばれる。

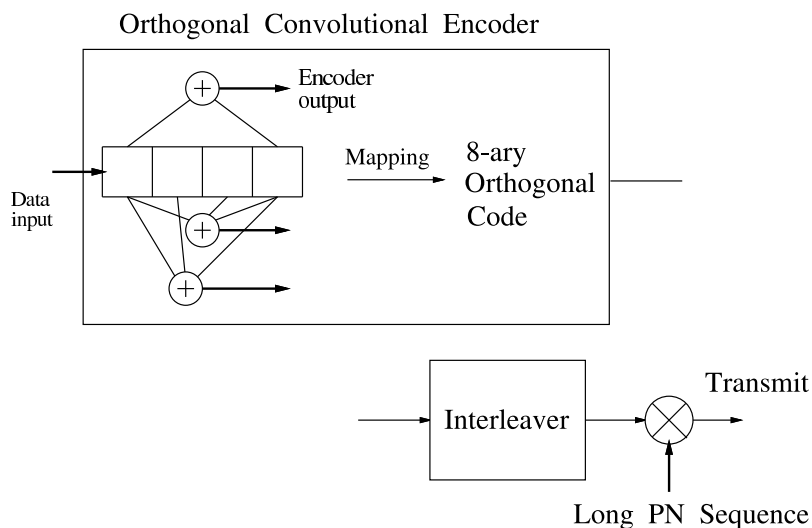


図 2.1: 送信機構成

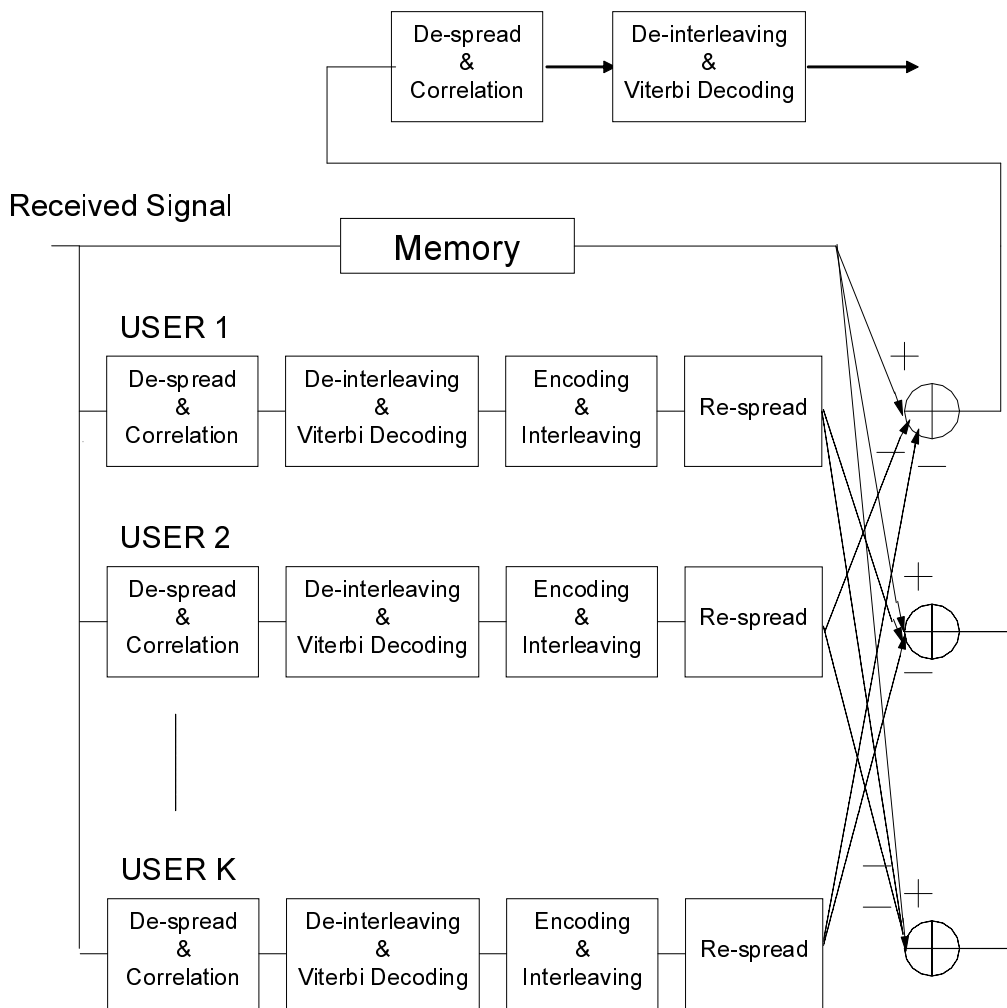


図 2.2: CCI キャンセラ

2.2.2 理論解析

前節で述べたように、各ユーザの符号化データは、その出力に応じて系列長 M の直交信号 (Walsh 系列) に変換される。そのため符号化率 $1/m$ の畳み込み符号化を行った場合には、実際には ($M = 2^m$) の出力が得られる。この出力はインターリーブおよび変調され、ユーザ固有の長周期の PN 系列の一部が乗算されることで拡散される。拡散率は $GP = T_S/T_C$ で表され、 T_S は拡散前のシンボル長、 T_C は拡散後のチップ長である。この場合、受信信号は以下のように表される。

$$y(t) = \sum_{i=1}^K \sqrt{P_i} W^r(t - \tau_i) C_i(t - \tau_i) + n(t) \quad (2.1)$$

ここで、 $W^r(t)$ は r 番目の直交符号系列であり、 $r = 1, \dots, M$ である。 $C_i(t)$ は i 番目のユーザにおける拡散符号であり、拡散率 GP よりも十分に長い長周期の PN 系列の一部を利用している。 P_i は i 番目のユーザの送信電力である。 τ_i は i 番目のユーザの伝搬遅延であり、($0 \leq \tau_i \leq T_S$) である。また、 $n(t)$ は電力密度が $N_0/2[\text{W/Hz}]$ の AWGN である。簡単化のため、本解析では AWGN チャネルを想定している。

基地局においては、すべてのユーザについて逆拡散および相関演算が行われる。この相関演算では、すべての M 値直交系列との相関が計算される。 k 番目のユーザにおける u 番目の相関値出力は以下のように表される。

$$\begin{aligned} Z_k(u) &= \sqrt{\frac{1}{T_S}} \int_0^{T_S} y(t) c_k(t - \tau_k) W^u(t - \tau_k) dt \\ &= \sqrt{\frac{P}{T_S}} \int_0^{T_S} W^r(t - \tau_k) W^u(t - \tau_k) dt \\ &\quad + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \sqrt{\frac{P}{T_S}} \int_0^{T_S} C_i(t - \tau_i) C_k(t - \tau_k) \\ &\quad \cdot W^r(t - \tau_i) W^u(t - \tau_k) dt \\ &\quad + \sqrt{\frac{1}{T_S}} \int_0^{T_S} n(t) c_k(t - \tau_k) W^u(t - \tau_k) dt \\ &= \sqrt{PT_S} \int_0^{T_S} W^r(t - \tau_k) W^u(t - \tau_k) dt \\ &\quad + I_k^u + N_k^u \end{aligned} \quad (2.2)$$

ここで、

$$\begin{aligned} I_k^u &= \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \sqrt{\frac{P}{T_S}} \int_0^{T_S} C_i(t - \tau_i) C_k(t - \tau_k) \\ &\quad \cdot W^r(t - \tau_i) W^u(t - \tau_k) dt \end{aligned} \quad (2.3)$$

であり、また、

$$N_k^u = \sqrt{\frac{1}{T_S}} \int_0^{T_S} n(t) c_k(t - \tau_k) W^u(t - \tau_k) dt \quad (2.4)$$

である。文献 [2.8] により、他のユーザからの干渉の分散は以下のように表される。

$$\text{Var}\{I_k^u\} = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \gamma_{ik} \frac{E_S}{3GP^3} \quad (2.5)$$

ここで、 $E_S = PT_S$ はシンボルあたりの電力であり、 γ_{ik} はユーザ k とユーザ i の間の干渉量の平均値である。ここで、各ユーザの信号は PN 系列が乗算されているため、ランダムな矩形波とみなすことができる。その場合、 γ_{ik} は平均的に $3GP^2$ とみなすことができる [2.14]。また、雑音の分散は以下ようになる。

$$\text{Var}\{N_k^u\} = \frac{N_0}{2} \quad (2.6)$$

ここで、Walsh 系列の直交性により、 u 番目の相関器の出力は、 $u = r$ の場合のみ大きな値を示すはずである。この場合の相関器出力は以下のように表される。

$$Z_k(u) = \begin{cases} \sqrt{E_S} + I_k^u + N_k^u & u = r \\ I_k^u + N_k^u & u \neq r \end{cases} \quad (2.7)$$

$Z_k(u)$ の値を基に、ビタビ復号器によって各ユーザの情報が復号される。ここで、ビタビ復号器が d 個のシンボル誤りを含む間違っただのパスを選択する確率は、文献 [2.7] より以下のようになる。

$$Pd_{n1} = Q\left(\sqrt{\frac{d \cdot SNR_{n1}}{2}}\right) \quad (2.8)$$

ここで、 SNR_{n1} は相関器出力における信号対雑音電力比である。 SNR_{n1} は、2.5 式、2.6 式、および 2.7 式より、以下のように表される。

$$SNR_{n1} = \frac{1}{\frac{K-1}{GP} + \frac{N_0}{2E_s}} \quad (2.9)$$

ここで、 K はユーザ数である。 $Q(t)$ は Q 関数であり、定義は以下となる。

$$Q(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_t^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \quad (2.10)$$

よって、再符号化の際のシンボル誤り率は以下のようになる。

$$Pe_n \approx \sum_{d=d_{free}}^{d_{free}+3} d \cdot A_d \cdot Pd_{n1} \quad (2.11)$$

ここで、 A_d は、 d 個のシンボル誤りを含むパスの数である。以上より、干渉キャンセル後の SNR である SNR_{n2} は、以下のようになる。

$$SNR_{n2} = \frac{1}{2Pe_n \frac{K-1}{GP} + \frac{N_0}{2E_s}} \quad (2.12)$$

2.12 式より、干渉キャンセル後の誤り率は近似的に以下ようになる。

$$Pe_n \approx \sum_{d=d_{free}}^{d_{free}+3} B_d \cdot Pd_{n2} \quad (2.13)$$

ここで、 B_d は非ゼロの要素数が d であるパスの総数であり、 d is the total number of nonzero information bits on all d_{free} は最小自由距離である。 Pd_{n2} は SNR_{n2} を用いて以下のように表される。

$$Pd_{n2} = Q \left(\sqrt{\frac{d \cdot SNR_{n2}}{2}} \right) \quad (2.14)$$

2.3 提案方式

2.2 節で述べたシステムにおいては、レプリカ信号生成時と干渉キャンセル後の復号時で合計 2 台のビタビ復号器をユーザあたり必要とする。このことは、回路規模や復号のレイテンシの面で好ましくないといえる。そこで本章では、2 台目のビタビ復号器の高速化を目的として、以下の 3 つの手法を導入する。

方式 1 レプリカ信号生成における逆拡散後の相関器出力の情報およびビタビ復号の復号パスの情報を利用する。今回用いた直交畳み込み符号化では、符号化出力に応じて Walsh 系列の 1 つが選択されて送信される。従って、(最初の) 逆拡散後の相関器出力は、正しい系列との相関の場合には 1 が、そうでない場合には 0 が出力されるはずである。しかし実際には雑音や干渉の影響により、たとえば図 2.3 に示すような確率密度分布を示す。ここで、AWGN モデルを仮定した場合には、この分布は正規分布とみなすことができ、分散は 2.9 式の分母で表される。図 2.3 においては、閾値 ($Th1$) は、間違っただけの系列との確率密度が十分に小さい点となっている。つまり、 $P(Z_k(u) > Th1 | u \neq r) \approx 0$ と記載できる。言い換えれば、 $Z_k(u)$ が $Th1$ を超えた場合には、正しい系列との相関値であるとみなす。図 2.4 に、1 台目のビタビ復号器のトレリス線図の例を示す。復号パスにおいて、時刻 t_5 と t_6 の間の状態遷移が 01 から 10 である相関器出力が閾値 $Th1$ を超えている場合には、そのパスは正しいとみなして 2 台目のビタビ復号器にフィードフォワードする。この場合、2 台目のビタビ復号器では、時刻 t_5 における状態 00、10、11 と、時刻 t_6 における状態 00、01、11 に係るパスはメトリック値を計算しない。このような操作を行うことで、ACS の演算量を削減する。

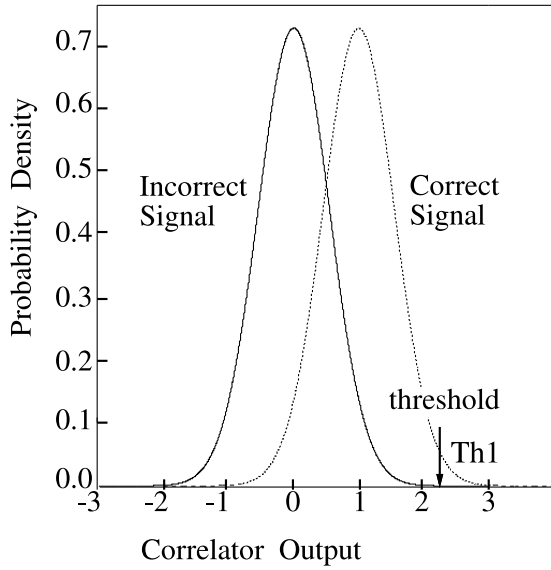


図 2.3: 最初の (レプリカ生成時の) 相関器出力

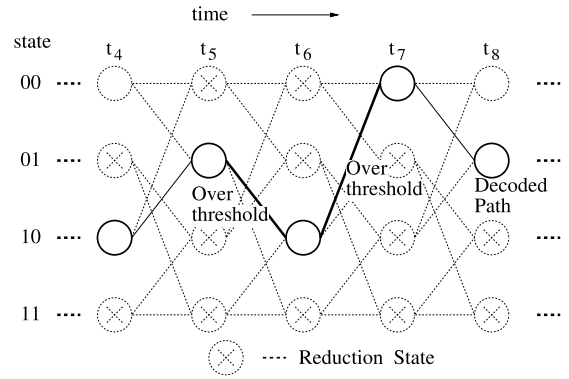


図 2.4: 方式 1 におけるトレリス線図の一例

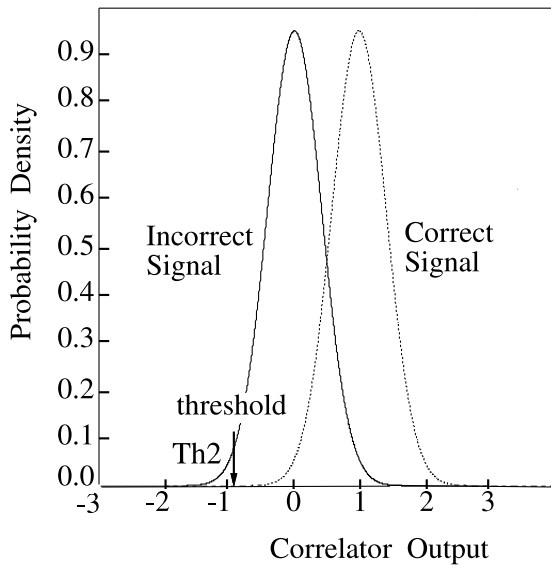


図 2.5: 干渉キャンセル後の相関器出力

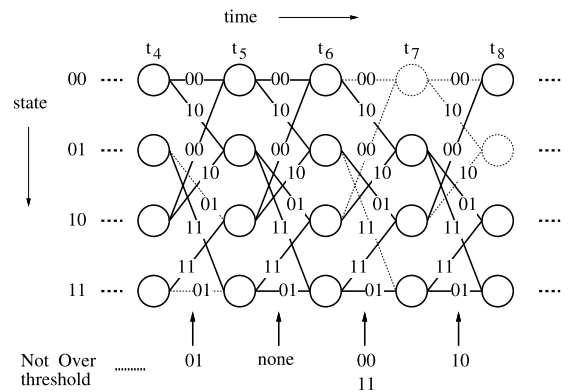


図 2.6: 方式 2 におけるトレリス線図の一例

方式 2 方式 2 では、干渉キャンセル後の相関器の出力を用いる。干渉キャンセル後の相関器出力の分布も正規分布と考えられ、分散は 2.12 式の分母として表される。干渉キャンセルが正しく機能した場合には、分散値は小さくなると予想される。この様子を図 2.5 に示す。

方式 2 においては、閾値 ($Th2$) を正しい相関値の確率密度が非常に小さくなる点とする。つまり、 $P(Z_k(u) < Th2 | u = r) \approx 0$ である。言い換えれば、 $Z_k(u) < Th2$ である場合にはその値は正しい相関値とはみなさず、それに係るビタビ復号の演算を割愛する。この様子を図 2.6 に示す。例えば時刻 t_4 と t_5 の間の遷移において、符号化出力 01 に対応する Walsh 系列の相関が $Th2$ を下回った場合には、そのパスは信頼性がないと判断し、そのパスに

係る演算を行わないものとする。このようにして、ACS の演算量を削減する。

方式 3 方式 3 は、方式 1 および方式 2 を組み合わせたものである。つまり、1 台目のビタビ復号器の復号パスに関する情報と、干渉キャンセル後の相関器の情報を両方を利用して ACS の演算量を削減する。

本手法を用いた提案方式のブロック図を図 2.7 に示す。図中、ACS コントローラが削除するパスの情報を記憶し、2 台目のビタビ復号器の復号を適応的に制御する。ここで、2 台目のビタビ復号器における ACS 削減率を以下のように定義する。

$$(ACS \text{ 削減率}) = 1 - \frac{(ACS \text{ 実行数})}{(ACS \text{ 総数})} \quad (2.15)$$

ACS 実行数とは、各状態においてパスメトリックを計算し、比較する操作が実際に行われた数である。また、ACS 総数は、提案方式を用いない場合の全ての ACS 操作の総数で、以下ようになる。

$$(ACS \text{ 総数}) = (\text{状態総数}) \times (\text{復号ビットの総数}) \quad (2.16)$$

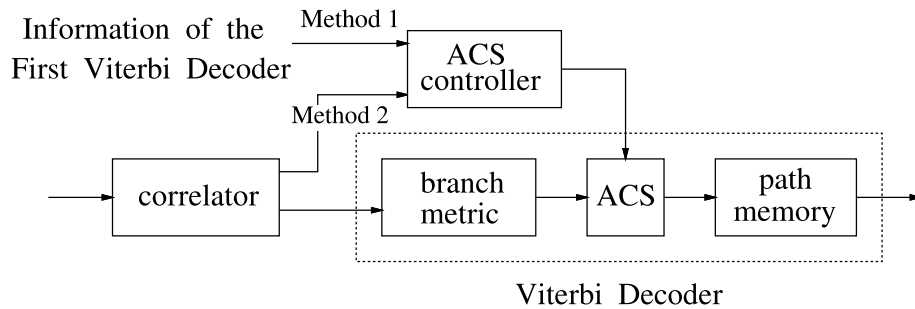


図 2.7: 提案方式のブロック図

表 2.1: シミュレーションパラメータ

Constraint Length	4
Coding Rate	1/3
Spread Sequence	long PN sequence
Processing Gain	128
1 Packet Length	192 bit
Bit Rate	64 kbps
Noise	AWGN

2.4 シミュレーション結果

2.4.1 AWGN チャンネルにおける特性

表 2.1 に、シミュレーションにおける各種パラメータを示す。IS-95 は比較的狭帯域な通信であるため、AWGN チャンネルおよびフラットレイリーフェージングチャンネルにおいて評価を行っている。

まず、AWGN チャンネルでの結果を図 2.8 および図 2.9 に示す。図 2.8 は、ビット誤り率 (BER) 対閾値を示している。横軸の閾値は、正しい相関が得られた場合の値を 1 として正規化したものであり、図 2.3 および図 2.5 に示される $Th1$ および $Th2$ の値の絶対値である。方式 1 については、干渉キャンセル前の相関器の情報を用いているため、他ユーザからの干渉によりユーザ数が増えると分散が広がり、閾値 $Th1$ を大きくする必要があることがわかる。一方方式 2 については、干渉キャンセルを行った後の相関器の情報を用いているため、ユーザ数が増えても閾値 $Th2$ 自体の大きさに影響はほとんどないことがわかる。そして図 2.9 は閾値ごとの ACS 削減率を示している。図 2.8 および 2.9 より、BER の劣化を許容すればするほど、高い ACS 削減率が得られることがわかる。これらの図をもとに、今回は $Th1$ および $Th2$ は、7 ユーザの場合にはそれぞれ 1.6 および 1.5、27 ユーザの場合にはそれぞれ 2.3 と 1.5 として次に示す評価を行った。

図 2.10 に、ACS 削減率対 E_s/N_0 の特性を示す。 $Th1$ と $Th2$ の値は前述のとおりである。方式 3 を用いることにより、7 ユーザで 50%以上、27 ユーザで 20%以上の ACS 削減効果が得られた。削減率は E_s/N_0 によって異なるが、これは $Th1$ と $Th2$ の値を E_s/N_0 に依らず固定にしたためであり、その結果 E_s/N_0 が大きくなるほど相関出力の分散が小さくなるため、ACS 削減効果も小さくなっている。よって、 E_s/N_0 が決まれば、閾値を最適化することでさらなる ACS 削減効果を見込むことが可能となる。一方図 2.11 に、BER 対 E_s/N_0 の特性を示す。前述の閾値設定においては、従来方式 (ACS 削減を行わない) からの劣化は方式 3 で 0.3dB 程度であり、2.10 に示す ACS 削減効果が得られるものと考えられる。

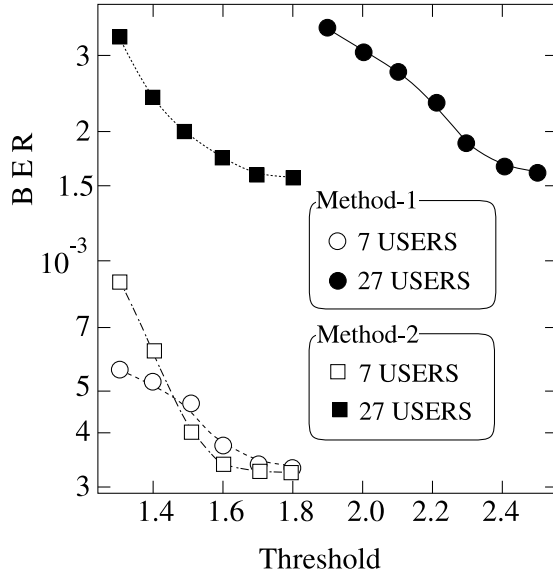


図 2.8: BER 対閾値 ($E_s/N_0 = 5dB$)

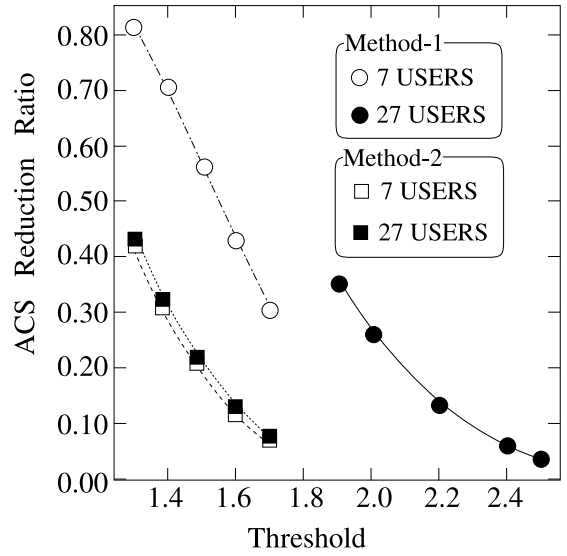


図 2.9: ACS 削減率対閾値 ($E_s/N_0 = 5dB$)

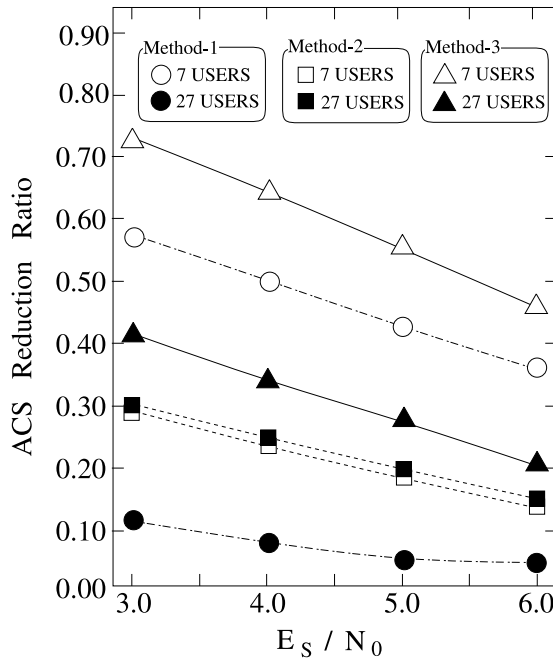


図 2.10: ACS 削減率対 E_s/N_0

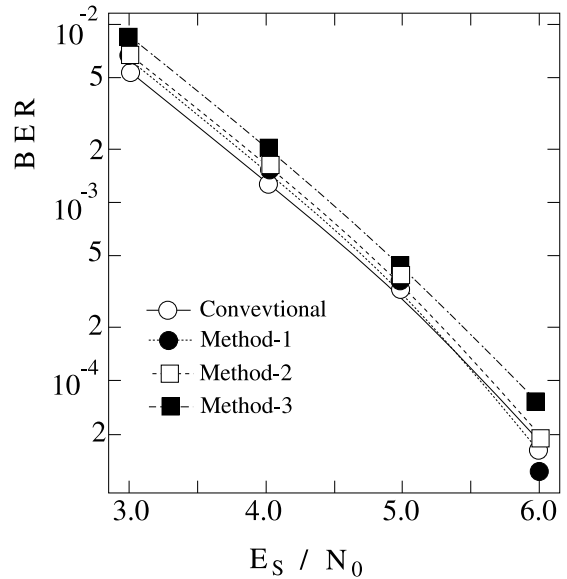


図 2.11: BER 対 E_s/N_0 (7 users)

2.4.2 レイリーフェージング環境下での特性

図 2.12 から図 2.16 まで、フラットレイリーフェージングにおける特性を示す。ドップラ周波数は 5Hz であり、各ユーザのフェージング波形は独立であるとする。また、上りリンクということで送信電力制御を想定している。まず図 2.12 に、送信電力制御に関する評価結果を示す。図中”No Fading” は AWGN チャネルである。図 2.12 より、性能を保つためには

ダイナミックレンジが 10dB 程度必要であることがわかる。そのため以降の評価では、ダイナミックレンジが 10dB の送信電力制御を行うこととした。

図 2.13 および図 2.14 に、前節の AWGN の場合同様、BER 対閾値、および ACS 削減率対閾値の特性を示す。これらの結果より、方式 3 における $Th1$ および $Th2$ は、7 ユーザの場合でそれぞれ 1.5 および 1.7、27 ユーザの場合でそれぞれ 2.2 および 1.7 として以降の評価を行うこととした。これらの設定において、図 2.15 に ACS 削減率対 E_s/N_0 の特性を、図 2.16 に BER 対 E_s/N_0 の特性をそれぞれ示す。図 2.15 においては、AWGN の場合 (図 2.10) に比べて、 E_s/N_0 による依存性がやや小さくなり、全体として ACS 削減率が高くなっていることがわかる。しかし図 2.16 を見ると、方式 3 の誤り率は ACS を削減しない場合に比べて 0.5-1dB 程度の劣化が見られる。ただし方式 3 では ACS 削減率 60%以上を達成しており、 E_s/N_0 が低い領域では 80%程度まで削減できる。そのため、演算量と性能とのトレードオフとなる。また、図 2.15 を見ると、方式 2 における ACS 削減率が AWGN の場合に比べてかなり小さくなっている。送信電力制御が行われてはいるものの、所望のユーザの電力の分散が広がっているため、方式 2 が有効に機能していないと考えられる。従って、所望のユーザの電力変動が大きな場合には方式 1 のみを利用するというのも 1 つの解である。

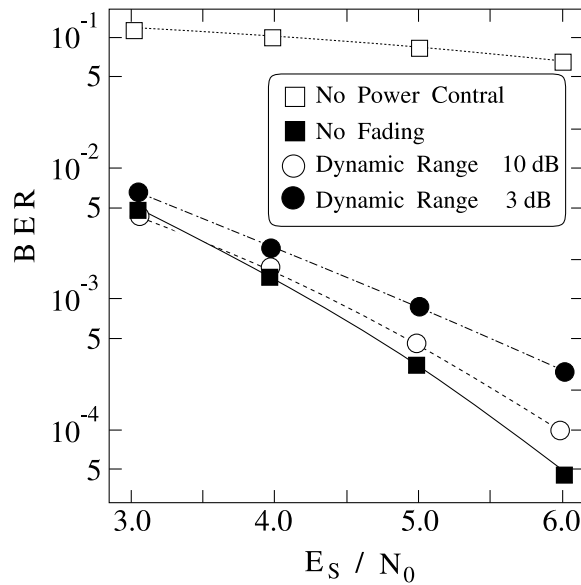


図 2.12: 送信電力制御における BER 対 E_s/N_0 (7 users)

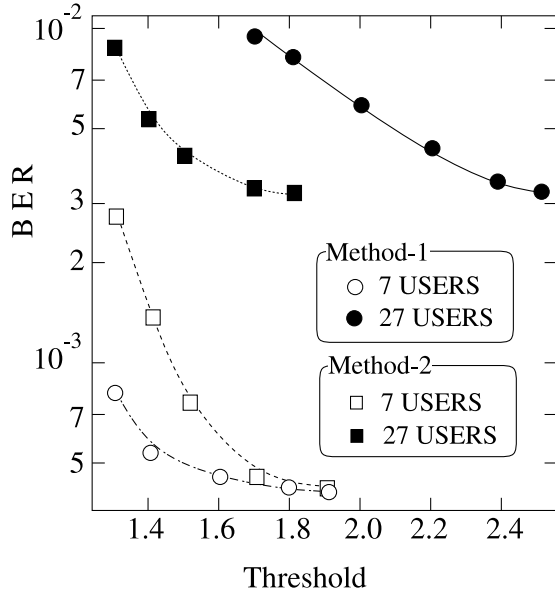


図 2.13: BER 対閾値 ($E_s/N_0 = 5dB$)

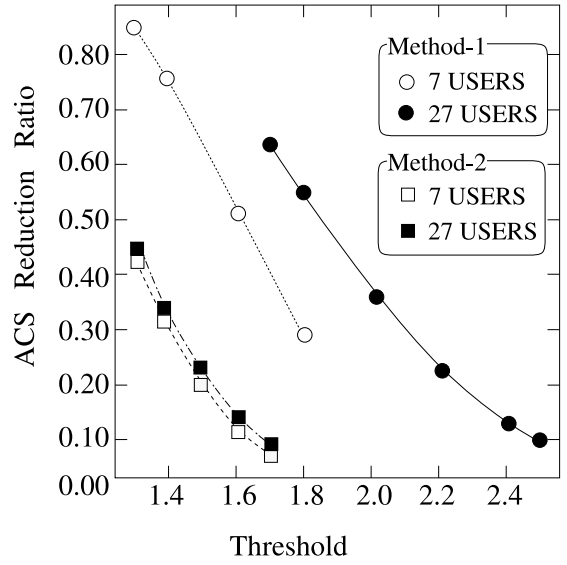


図 2.14: ACS 削減率対閾値 ($E_s/N_0 = 5dB$)

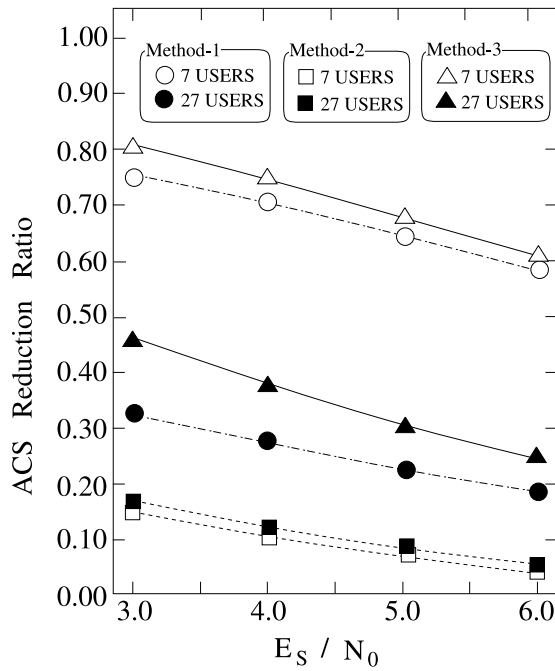


図 2.15: ACS 削減率対 E_s/N_0

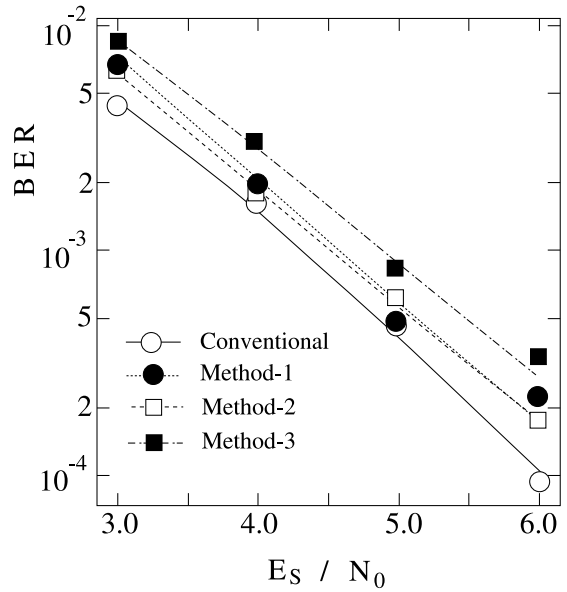


図 2.16: BER 対 E_s/N_0 (7 users)

2.5 結論

本章では、干渉キャンセラにおけるビタビ復号器の高速化を行うために、レプリカ生成時のビタビ復号器の情報を干渉キャンセル後のビタビ復号器にフィードフォワードし、適応的に復号情報を制御することで演算量の削減を行った。また、それ以外に干渉キャンセル後の

相関器の情報も付加することで、さらなる演算量の削減が可能となった。レイリーフェージング環境において評価を行った結果、 E_s/N_0 が 0.5-1dB 程度の劣化が起こるものの、演算量を最大で 80% まで削減できることがわかり、提案方式の有効性を示すことができた。

本章の冒頭で述べたように、ASIC の進歩により、ビタビ復号器の演算量はさほど問題にはなくなってきた。無線 LAN や WiMAX では、今回の検討よりも状態数のはるかに大きい (64 状態) の畳み込み符号化が用いられているが、既に実用化されている。しかしターボ符号 [2.15] や LDPC [2.16] のような繰り返し復号を必要とするものや、復調と組み合わせたターボ等化 [2.17] などでは、本章で検討したような、前の復号情報を活かして演算量を削減する手法は有効であると考えられる。

2.6 参考文献

- [2.1] S. Verdu, "Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol.IT-32, No.1, pp.85-96, January 1986.
- [2.2] A. Kajiwara and M. Nakagawa, "Crosscorrelation Cancellation in SS/DS Block Demodulator," IEICE Transact., Vol.E74, No.9, pp.2596-2602, September 1991.
- [2.3] A. Duel-Hallen, "Decorrelating Decision-Feedback Multiuser Detector for Synchronous Code-Division Multiple-Access Channel," IEEE Trans. on Commun., Vol.41, No.2, pp.285-290, February 1993.
- [2.4] R. Kohno, H. Imai, M. Hatori, and S. Pasupathy, "An Adaptive Canceller of Cochannel Interference for Spread Spectrum Multiple-Access Communication Networks in a Power Line," IEEE J Select. Areas Commun., Vol.8, No.4, pp.691-699, May 1990.
- [2.5] P. Patel and J. Holtzman, "Analysis of Simple Successive Interference Cancellation Scheme in a DS/CDMA System," IEEE J Select. Areas Commun., Vol.12, No.5, pp.796-807, June 1994.
- [2.6] S. LIN and D. J. COSTELLO, "Error Control Coding: Fundamentals and Applications," Prentice Hall 1983
- [2.7] Y. Sanada and Q. Wang, "A Co-Channel Interference Cancellation Technique using Orthogonal Convolutional Codes," IEEE Trans. on Commun., Vol.44, No.5, pp.549-556, May 1996.
- [2.8] Y. Sanada and Q. Wang, "A Co-channel Interference Cancellation Technique using Orthogonal Convolutional Codes on Multipath Rayleigh Fading Channel," IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol.46, No.1, pp.114-128, Feb. 1997.
- [2.9] K. Kwazoe, S. Honda, S. Kubota, and S. Kato, "Universal-coding-rate Scarce State Transition Viterbi Decoder," IEEE ICC 1992, Vol.3, pp.1583-1587, June 1992.
- [2.10] S. Ping, Y. Yan, and C. Feng, "An Effective Simplifying Scheme for Viterbi Decoder," IEEE Trans. Commun. Vol.39, No.1, pp.1-3, Jan. 1991.

- [2.11] T. Yamazato, I. Sasase, and S. Mori, "A New Vitabi Algorithm with Adaptive Path Reduction Method," IEICE Trans. Fundamentals., Vol.E76-A, No.9, pp.1422-1429, Sept. 1993.
- [2.12] J. B. Anderson and S. Mohan, "Sequential coding algorithms:A Survey and cost analysis," IEEE Trans. Commun., COM-32, pp.169-176, Feb. 1984.
- [2.13] 中村, 山里, 片山, 小川, "プリ復号を用いた M-アルゴリズムの単純化に関する検討," 信学技報 SST94-6, pp.7-12, 1994.
- [2.14] S. Tachikawa, "Characteristics of M-ary/Spread Spectrum Multiple Access Communication Systems using Co-Channel Interference Cancellation Techniques," IEICE Trans. on Commun., Vol.E76-B, No.8, pp.941-946, August 1993.
- [2.15] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo codes," IEEE ICC 1993, pp.1064-1070, May 1993.
- [2.16] R. G. Gallager, "Low-Density Parity-Check Codes. Cambridge," M.I.T. Press, 1963.
- [2.17] C. M. Vithanage, P. M. A. P. Rajatheva, and E. Shwedyk, "Performance of Turbo Equalized Space-time Coded Signals with Reduced Complexity Receiver Using M Algorithm," IEEE VTC 2004 Spring, Vol.2, pp.642-646, May 2004.

第3章 部分帯域伝送を用いた直交マルチコード MC-CDMA システム

3G 携帯電話にも採用されている直交マルチコード DS-CDMA では、複数のコードチャネルを用いることで可変データレートを実現している。DS-CDMA では RAKE 受信によって性能を向上することができるが、マルチパスフェージング環境においては、各々のパスの到来タイミングを正確に推定する必要がある。一方、MC-CDMA においては、複数のサブキャリアを用いて通信を行うため、RAKE 受信よりも簡易な等化方式で周波数ダイバーシチ効果を得ることができる。そこで本章では、直交マルチコード MC-CDMA において、落ち込んだサブキャリアを適応的に用いないことで性能を向上させる部分帯域伝送を提案し、MC-CDMA と DS-CDMA の比較を行う。評価においてはパケット通信を想定し、遅延特性およびスループット特性を取得した。その結果、提案方式は RAKE 受信に比べて優れた特性を示すことが確認された。

3.1 はじめに

現在広く普及している 3G 携帯電話には、直交マルチコード DS-CDMA [3.1]-[3.5] が採用されている。この方式は、DS-CDMA において各ユーザが複数のコードチャネルを利用し、可変レートを実現している。3G の場合、最大 384kbps までサービスが提供されており、規格上は 2Mbps まで規定されている。一方で、無線 LAN や今後サービス化が予定されている 3GPP-LTE などは OFDM が採用されている。これは、1 章で示したように、時間領域におけるマルチパスフェージングが、周波数領域ではサブキャリア単位ではフラットフェージングと扱うことができ、等化器の構成が簡単になるためである。しかし DS-CDMA が時間ダイバーシチを得られるのに対し、OFDM そのものには周波数軸上でのダイバーシチ効果は期待できない。そこで、CDMA と OFDM を組み合わせ、周波数軸上でのダイバーシチ効果が得られる MC-CDMA [3.6][3.7] が、検討されている。MC-CDMA は 1990 年代の技術であるが、2000 年半ばになるとそれをベースとした VSF-OFCDM が登場し、4G 向けの技術として注目されるようになった。この時期になると、OFCDM と OFDM の比較 [3.8] もなされており、OFCDM 方式に対する期待も高まっている。

MC-CDMA においては、周波数軸上に拡散が行われるため、逆拡散の過程で周波数ダイバーシチ効果が得られる。しかし周波数方向の拡散は、周波数選択性フェージングによりコードチャネル間の直交性が崩れてしまうため、直交性を保つための等化処理が必要となる。一方で DS-CDMA ではパスダイバーシチ効果得られる反面、RAKE 合成のためにマル

チパスの到来タイミングの推定および分離処理が必要となる。この両方式の性能比較が文献 [3.9] においてなされているが、MC-CDMA が DS-CDMA に比べて優れた特性を示すと結論づけている。しかし文献 [3.9] においては、DS-CDMA では受信側が RAKE 受信による最大比合成を行っているのに対し、MC-CDMA では最尤推定が用いられており、アルゴリズムが複雑であった。そこで本章では、MC-CDMA において周波数選択性フェージングで落ち込んだサブキャリアを使わないよう適応的に制御を行うこと（部分帯域伝送）で特性を改善し、DS-CDMA と比較を行っている。落ち込んだサブキャリアを用いないことで性能向上が期待できるため、逆拡散は最尤推定よりも簡易な最大比合成によって行っている。また、MC-CDMA については、サブキャリアへのマッピングの仕方が異なる手法についても併せて提案し、部分帯域伝送を適用して DS-CDMA と比較を行っている。

計算機シミュレーションの結果、部分帯域伝送を用いた MC-CDMA は、DS-CDMA よりも優れた特性を示すことが確認された。

3.2 システム概要

3.2.1 直交マルチコード DS-CDMA

直交マルチコード DS-CDMA では、各々のユーザが複数のコードチャンネル（拡散符号に対応したチャンネル）を用いることによって可変データレートを実現している。各コードチャンネルには、Walsh 符号をベースとする直交符号が用いられており、下りリンクにおいてはコードチャンネル間の直交性が保たれている。これをショートコードと呼ぶ。このショートコードのチップ長と、それを乗算する前のシンボル長との比（拡散前後の帯域幅の比）を拡散率と呼ぶ。一方、符号多重された信号全体には、長周期の PN (Pseudo Random) 符号の一部を用いたロングコードと呼ばれる部分 PN 系列が乗算される [3.10]。これは送信される信号系列をランダム化することで、マルチパスによる干渉を低減する目的がある。なお、このマルチコード DS-CDMA をベースとした W-CDMA では、コードチャンネル数以外に拡散率を変更することでユーザのトラフィックに応じた可変データレートを実現している。その際、ショートコードは異なる拡散率のもので直交性が保たれるよう工夫が行われている。また、ロングコードはセル識別にも利用している。

DS-CDMA における RAKE 受信機 [3.11] については 1.4.1 節で述べたように複数のフィンガと呼ばれる相関器から構成される。各相関器に入力される前に、対応するパスの到来タイミングに応じた遅延が付加される。各相関器においては逆拡散が行われ、伝搬路の補正がなされて最大比合成される。この操作により、パスダイバーシチ効果を得ることができる。しかしその反面、到来波の正確なタイミング推定が必要なこと、フィンガ数の最適な設定など、性能向上のための負荷が大きくなるという欠点がある。

3.2.2 MC-CDMA S/P タイプ (時間拡散)

MC-CDMA は、その名が示すように複数のサブキャリアを用いた CDMA である。このような伝送は IDFT (Inverse Descrete Fourier Transform) によって実現されるが、通常は処理の高速化のためにサブキャリア数を 2 のべき乗として IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) が用いられる。

本章では、2 つのタイプの MC-CDMA を考える。まず以下の図 3.1 に示すような形の MC-CDMA では、直並列変換 (図中 S/P と表記) された信号をサブキャリアに割り当てる。つまり異なるサブキャリアには異なるデータシンボルが割り当てられる。この手法では、拡散が時間方向に行われるため周波数ダイバーシチ効果を得ることはできないが、通常の (拡散しない) OFDM のように、誤り訂正と組み合わせることで等価な効果を得ることが可能となる。また、周波数軸上で等化処理を行うため、RAKE 受信を行う必要はない。ただし近年では、MC-CDMA と言えば通常は次節に示す MC-CDMA CP タイプを指す。こちらは周波数方向に拡散を行うことによって周波数ダイバーシチ効果を得ることができる手法である。

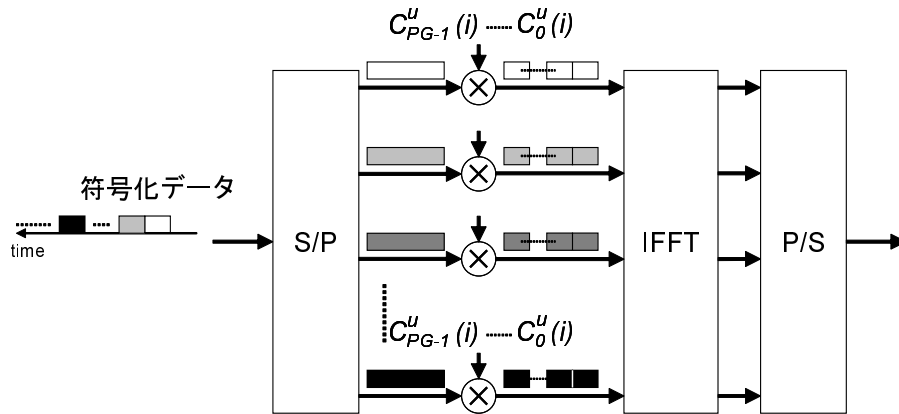


図 3.1: MC-CDMA S/P タイプの送信機概要

図 3.1 において、符号化されたデータは、直並列変換され、予め決められた拡散符号によって拡散される。拡散されたデータは IFFT されることで、周波数軸上にマッピングされる。ここで、 u 番目のコードチャネルにおける送信信号は以下のように定義される [3.7]。

$$s_{sp}^u(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{PG-1} \sum_{m=0}^{PG-1} b_n^u(i) c_m^u(i) p_c(t - mT_c - iT'_s) \cdot \exp\{j2\pi(f_0 + (n - PG/2)\Delta f)t\} \quad (3.1)$$

3.1 式において、各文字を以下のように定義する。

- T_c および PG は、それぞれ拡散におけるチップ長 (=OFDM シンボル長) および拡散率である。なお、 PG はサブキャリア数と等しいものとする。
- T'_s は、直並列変換前のデータシンボル長 T_s に対して直並列変換後のデータシンボル長である。つまり、 $T'_s = PG \cdot T_s$ である。

- $b_n^u(i)$ は、 u 番目のコードチャネルにおける n 番目のサブキャリアの i 番目の変調シンボルである。
- $c_m^u(i)$ は、 u 番目のコードチャネルの拡散符号における m 番目のチップである。
- f_0 および $\Delta f (= 1/T_c)$ は、キャリア周波数およびサブキャリア間隔である。
- $p_c(t) = 1 (0 \leq t \leq T_c), p_c(t) = 0$ (otherwise) とする。

3.2.3 MC-CDMA CP タイプ (周波数拡散)

MC-CDMA CP タイプは、周波数方向に拡散を行う CDMA である。通常、MC-CDMA と言えばこちらを指す。この場合の本送信機構成を図 3.2 に示す。送信データはサブキャリア数分コピーされ、サブキャリアごとに拡散符号が乗算される。拡散された信号は IFFT され、周波数方向に拡散が行われることとなる。なお、MC-CDMA CP タイプの構成は、1.4.3 節における図 1.9 でも記載している。その際には拡散符号で拡散したチップ単位のデータを直並列変換するという形で記載しているが、図 3.2 と等価な処理である。 u 番目のコードチャ

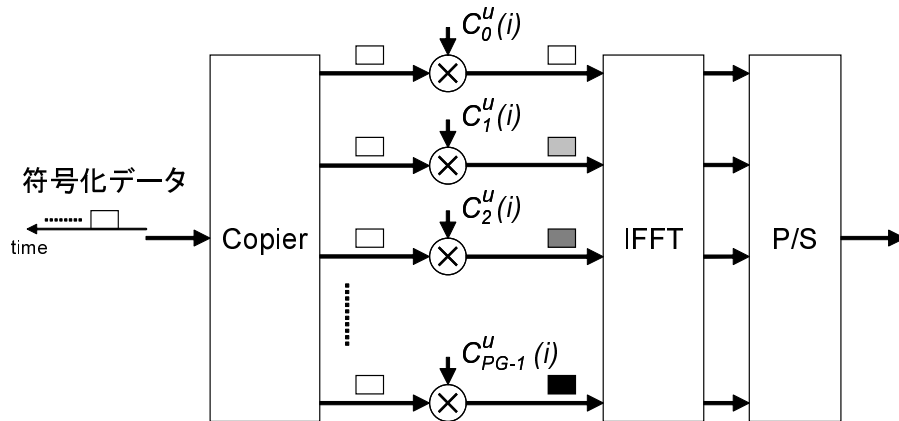


図 3.2: MC-CDMA CP タイプの送信機概要

ネルにおける送信信号は以下のように定義される [3.7]。

$$s_{cp}^u(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{PG-1} b^u(i) c_n^u(i) p_c(t - iT_c) \cdot \exp\{j2\pi(f_0 + (n - PG/2)\Delta f)t\} \quad (3.2)$$

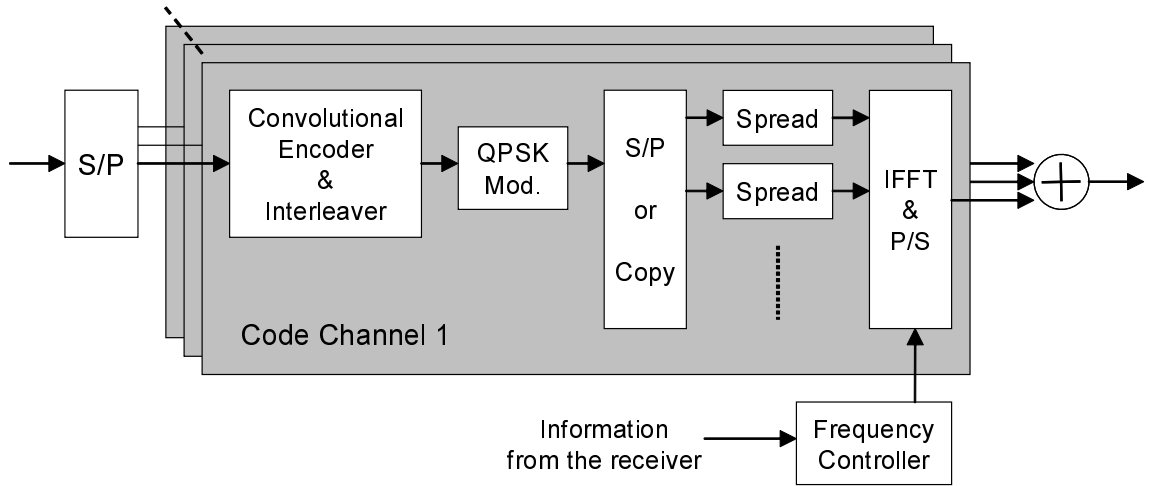
ここで、 $b^u(i)$ は、 u 番目のコードチャネルにおける i 番目の変調シンボルであり、その他の文字の定義については 3.1 式と同じである。

3.3 提案システム

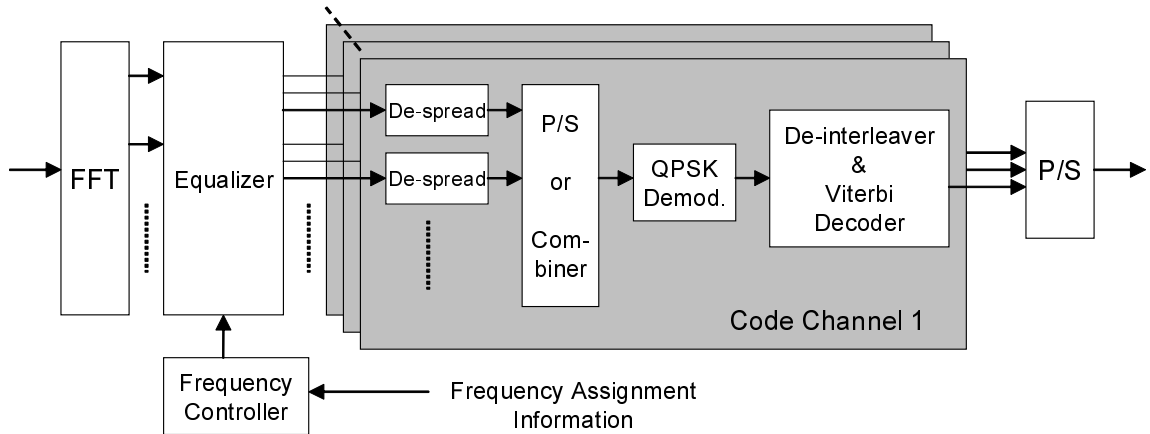
3.3.1 システムモデル

図 3.3 に、提案システムのブロック図を示す。本章では下りリンクを考慮している。生成された情報データは、予め規定されたコードチャンネルあたりの伝送速度を超える場合には複数のコードチャンネルに分割される。このデータは、コードチャンネルごとに畳み込み符号化およびインターリーブされ、QPSK 変調された後に直並列変換される。ここで、S/P タイプでは複数の情報データを並列に変換し、CP タイプではサブキャリア数分情報シンボルのコピーが行われる。変換されたデータは拡散されるが、前節で述べたようにコードチャンネルごとに異なる直交符号と、全コードチャンネルで共通のロングコードの2種類が用いられる。拡散されたデータは、IFFT され、直列に変換されて送信される。

一方、受信側では、受信信号は FFT され、周波数軸上の信号に変換される。そして伝搬路補正が行われた後にコードチャンネルごとに逆拡散が行われ、並直列変換およびデインターリーブされた後にピタビ復号器により復号される。



(a) Transmitter



(b) Receiver

図 3.3: 提案システムモデル

S/P タイプの MC-CDMA の場合、 u 番目のコードチャネルにおける送信信号は 3.1 式のように示される。ここで、簡単化のために $i=0$ (つまり $0 \leq t \leq T'_s$) とし、 u は示さずに以下のように送信信号を記載する。

$$s(t) = \sum_{n=0}^{PG-1} \sum_{m=0}^{PG-1} b_n c_m p_c(t) \exp(j2\pi f_n t) \quad (3.3)$$

ここで、 $p_c(t) = p_c\{t - mT_c\}$ および $f_n = f_0 + (n - PG/2)\Delta f$ である。 $s(t)$ は伝搬路の影響を受けるが、仮に伝搬路変動がデータ伝送速度に比べて十分に小さいと仮定すると、伝搬路

のインパルス応答は OFDM シンボル内では以下のように記載できる。

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(t - \tau_l) \quad (3.4)$$

ここで、 h_l および τ_l は、 l 番目のパスの伝搬路の複素インパルス応答および遅延である。また、 L はパス数である。3.4 式の伝搬路の影響により、受信信号 $r(t)$ は以下のように表される。

$$\begin{aligned} r(t) &= (s \otimes h)(t) \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{PG-1} \sum_{m=0}^{PG-1} b_n c_m p_c(t) \cdot \exp\{j2\pi f_n(t - \tau_l)\} \\ &= \sum_{n=0}^{PG-1} \sum_{m=0}^{PG-1} H_n b_n c_m p_c(t) \cdot \exp(j2\pi f_n t) \end{aligned} \quad (3.5)$$

ここで、 \otimes は畳み込み演算を表す。また、 H_n は以下のように表される。

$$H_n = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp(-j2\pi f_n \tau_l) \quad (3.6)$$

受信機においては、 $r(t)$ はキャリア周波数 f_0 でダウンコンバートされる。その結果、以下のようになる [3.7]。

$$r'(t) = \sum_{n=0}^{PG-1} \sum_{m=0}^{PG-1} H_n b_n c_m p_c(t) \cdot \exp\{j2\pi(n - P/2)t/T'_s\} + z(t) \quad (3.7)$$

ここで、 $z(t)$ は AWGN (Additive White Gaussian Noise) を表している。これより、 n 番目のサブキャリアにおける m 番目のチップの FFT 出力は以下のように表される。

$$\begin{aligned} r_n &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} r'(t) \cdot \exp\{-j2\pi(n - P/2)t/T'_s\} dt \\ &= H_n b_n c_m + z_n \end{aligned} \quad (3.8)$$

一方、CP タイプの場合は以下ようになる。

$$r_n = H_n b_n c_n + z_n \quad (3.9)$$

以上より、S/P タイプ、CP タイプともに、サブキャリア単位では伝搬路変動がフラットフェージングのように扱うことができるため、RAKE 受信に比べて簡易な等化で伝搬路補償が可能となる。

3.3.2 部分帯域伝送

部分帯域伝送 (Partial Bandwidth Transmission:PBT) とは、周波数選択性フェージングによって落ち込んだサブキャリアを適応的に用いずに通信を行う手法である。図 3.4 に、PBT の概要を示す。今回は、FDD (Frequency Division Duplex) を想定しているため、上りリン

クと下りリンクで使用する周波数帯が異なるものとする。そのため、まず下りリンクにおいて受信したパイロット信号の電力を測定し、上りリンクにおいてその結果をフィードバックする。フィードバックされた各サブキャリアの電力値を基に、基地局側で電力の強い順に並び替えを行う。そして電力の高い PG 個のサブキャリアを用いて通信を行う。この操作は各ユーザについて行われる。PBT では、使用するサブキャリア数を制限するため、帯域を全

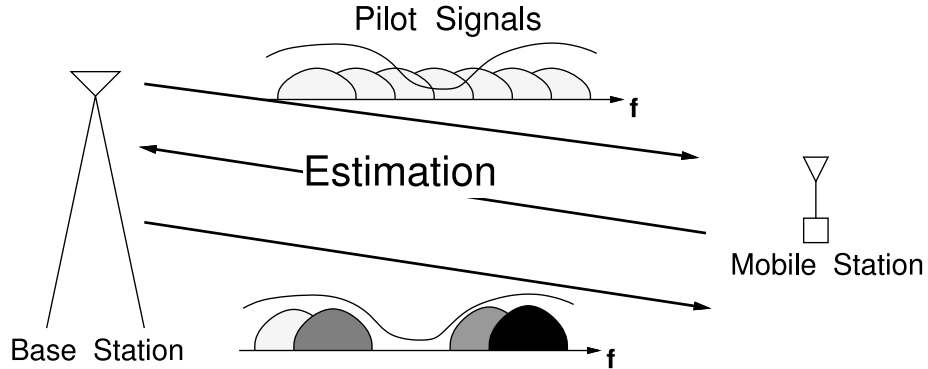


図 3.4: PBT の概要

て用いて伝送を行う場合に比べて伝送速度は低下する。しかしシングルキャリアの場合と比較すると、OFDM では各サブキャリアがオーバーラップして配置されるため、理論上は以下の式で示されるように伝送速度が向上する [3.12]。

$$R_{ofdm} = \frac{2P}{P+1} R_{sc} \quad (3.10)$$

ここで、 R_{sc} はシングルキャリアの場合の伝送速度、 R_{ofdm} は OFDM の場合の伝送速度、 P は OFDM のサブキャリア数である。3.10 式より、サブキャリア数が多い場合には約 2 倍の伝送速度の向上が見込まれる。逆に言えば、シングルキャリアの場合には、sinc 関数の性質上チップレートの 2 倍の周波数帯域を必要とするため、OFDM よりも周波数利用効率が低い。よって、PBT では未使用のサブキャリアが半分程度あってもシングルキャリアと同じ伝送速度を達成することが可能となる。

ただし実際のシステムでは、シングルキャリアは帯域制限されるため、3.10 式よりもシングルキャリアの効率は高くなる場合がある。例えば W-CDMA の場合、チップレートの周波数は 3.84MHz であるが、チャンネル帯域幅は 5MHz (2 倍には満たない) である。一方で、同じくスペクトル拡散を用いている IEEE802.11b の場合は、11MHz のチップレートの周波数に対してチャンネル帯域幅 22MHz のスペクトラムマスクが定義されている。この場合、3.10 式と同様に、OFDM を用いる 802.11g 約 1/2 の効率となっている (実際には 802.11b の実装にも依存する)。

3.3.3 パケット通信モデル

今回の評価では、パケット通信を想定している。1つのパケットは1つのスロットに割り当てられる。各スロットは12のサブスロットから構成される。基地局では、上りリンクにより各サブスロットから得られた12×サブキャリア数分の電力を基に、2スロット先の予測を行い、その時点でのPBTを行う。PBTは、サブスロットごとに更新される。これを図3.5に示す。なお2スロット先の予測には、2次の最小二乗法(Least Square)を用いている。パケット通信は、以下の条件で行われる。

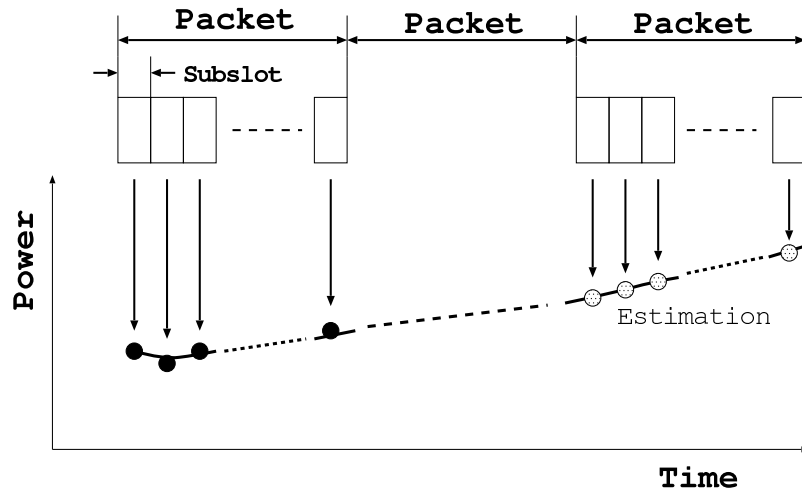


図 3.5: PBT におけるスロットと予測の関係

- 利用できるコードチャンネル総数は $PG - 1$ とする。なお“-1”については制御チャンネルを想定しているが、今回は用いていない。
- 上記の $PG - 1$ のコードチャンネルは、各ユーザに分配される。従って、ユーザが1の場合、全ての $PG - 1$ 個のコードチャンネルを占有することができる。
- 各ユーザのパケットの生起は、ポアソン分布に従う。平均が λ (packets/time units) である生起が k 回起こる確率 p_k は、以下ようになる。

$$p_k = \frac{e^{-\lambda} \lambda^k}{k!}. \quad (3.11)$$

- それぞれのパケットには、ヘッダ部分にユーザ固有のIDを持ち、受信側ではヘッダ部分を復号後、自身のIDのパケットのみデータ部分を復調する。
- 正常に受信されなかったパケットは、次のスロットに割り当てられ、再送が行われる。なお、その際の誤り情報は理想的に基地局にフィードバックされるものとする。

ここで、前述の最小二乗法を用いた伝搬路予測について図3.6に示す。図3.6においては、あるサブキャリアに着目した際の理想的な伝搬路の推移と予測した伝搬路のプロット点を示

している。各プロットは、12サブスロットの平均値を示している。図からわかるように、2次関数による近似によって、伝搬路に追従できていることがわかる。特に今回はサブキャリアの順位づけに予測を用いているため、精密である必要はなく、予測が有効に機能すると予想できる。しかしフェージングの落ち込み部分に関しては誤差が大きいため、その部分に関しては理想的な追従ができた場合に比べると性能が劣化する可能性が高い。

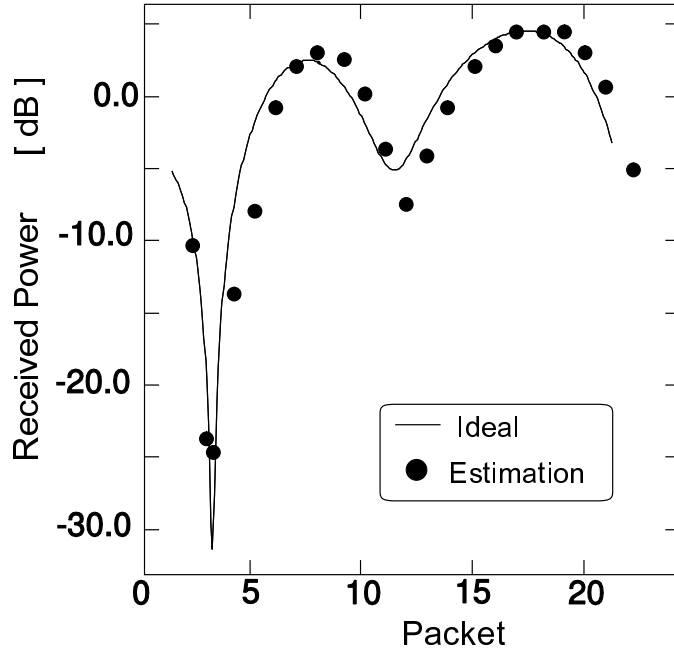


図 3.6: 伝搬路予測 ($F_d=8\text{Hz}$)

3.4 性能評価

3.4.1 評価パラメータ

以下の表 3.1 に、性能評価における各種パラメータを示す。コードチャンネルあたりの伝送速度は 64kbps を想定しており、これ以上のデータが生じたユーザについては複数のコードチャンネルを用いて伝送が行われる。データ変調は QPSK で、拡散は BPSK で行っている。拡散率は DS-CDMA も MC-CDMA も 64 である。これらのパラメータは DS-CDMA および MC-CDMA とともに共通であり、文献 [3.1] と同じものを用いているが、MC-CDMA では部分帯域伝送を用いているため、既知信号による電力予測を行っている。また、3.10 式に示されるように、DS-CDMA は帯域制限されていないので、伝送効率を MC-CDMA の約半分としている。そのため、部分帯域伝送によってサブキャリア選択された MC-CDMA と、DS-CDMA の伝送速度を同一と仮定している。ただし MC-CDMA の場合、DS-CDMA と同等の効率を達成するために、ガード・インターバルは用いていないが、QPSK は 16QAM や 64QAM に比べてロバスト性があり、また、各サブキャリアは逆拡散によって合成されるこ

とから、キャリア間干渉の影響は通常の OFDM よりも受けにくいと考えられる。パスモデルについては、文献 [3.5] においてマルチコード DS-CDMA 向けに想定されている 4パスモデルを想定している。また、ドップラ周波数は 8Hz とし、低速な移動を想定している。これは、DS-CDMA の逆拡散単位に比べると周期が十分に長いため、コヒーレンス性が保たれ、MC-CDMA においては OFDM シンボル内での変動が無視できると考えられる。

データ部分には畳み込み符号が用いられているが、ヘッダ部分は BCH が繰り返して用いられる。このヘッダ部分を復調し、自身のパケットと判断されれば残りのデータ部分を復調する。

表 3.1: 評価パラメータ

<Modulation> Data Spreading	Coherent QPSK BPSK
Data Rate	$64 \times N$ kbps (N : Number of Code Channels)
Number of Users	4
<Spreading Code> Short Code Long Code	Hadamard Codes (64 period) Partial M Sequence ($2^{21} - 1$ period)
Processing Gain	64
Coding for data	Convolutional Code & Soft Decision Viterbi Decoding (Constraint Length 7, Coding Rate 1/3)
Coding for Header	BCH(15,7) & Repetition Code (3 times)
Packet Length	10 msec
Dopplar Frequency	8.0Hz

3.4.2 評価結果

図 3.7 および図 3.8 に、MC-CDMA S/P タイプおよび DS-CDMA(RAKE 受信) のビット誤り率 (BER) 特性をそれぞれ示す。この評価ではパケット通信は行っておらず、決められた長さのビット列を連続して送信して評価を行っている。コードチャネル数は 63 とした。図 3.7 において、No PBT は提案方式を用いず、サブキャリアを 1 つおきに割り当てたものである。また、PBT は提案方式である。PBT の 2 方式のうち、“LS” は Least Square であり、最小二乗法による電力予測を適用した場合で、“Ideal est” は PBT における電力変動を既知とした場合である。この図から、提案方式は PBT を行わない場合に比べて 2dB 程度 (電力推定を理想とした場合には 3dB) の利得が得られていることがわかる。一方図 3.8 においては、フィンガ数を増加するに従って特性が改善されているが、図 3.7 と比較すると、PBT を

行った場合には4フィンガの特性よりも上回っていることがわかる。特にPBTの場合、各ユーザで伝搬路が独立であると仮定すると、使用するサブキャリアの周波数帯が各ユーザで異なってくる。そのため、サブキャリア単位では多重数が減少することになり、ユーザ間干渉が低減されていることも性能差が出る要因と考えられる。

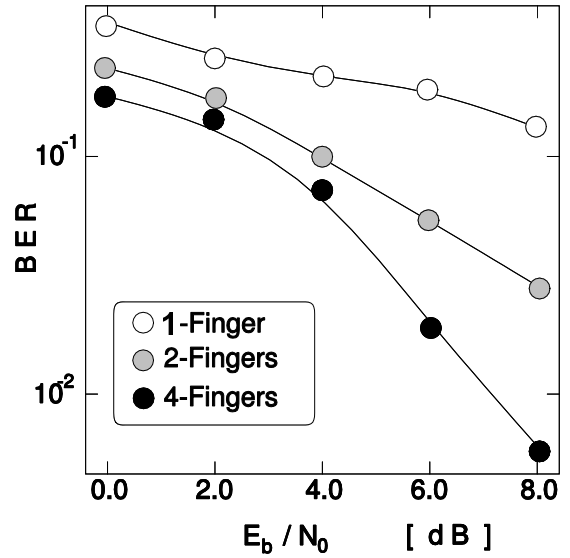
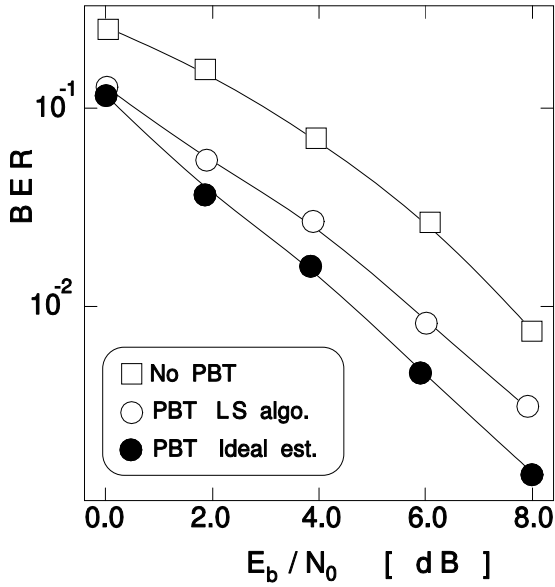


図 3.7: ビット誤り率比較 (MC-CDMA S/Pタイプ)

図 3.8: ビット誤り率比較 (DS-SS-CDMA,RAKE)

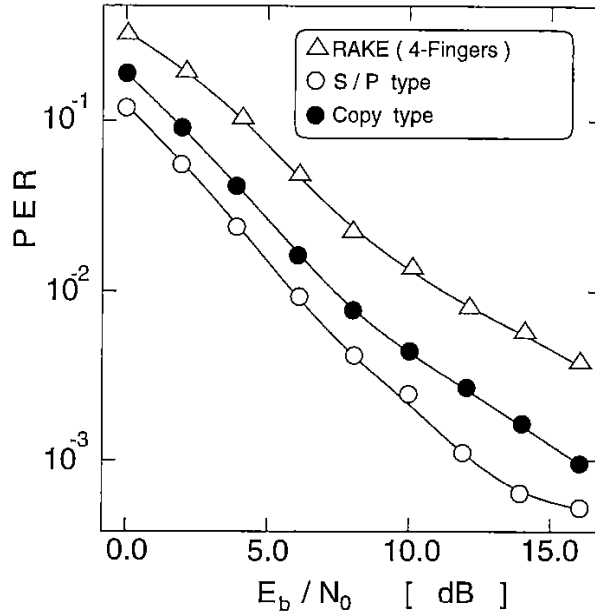


図 3.9: パケット誤り率比較

続いて図 3.9 に、DS-CDMA(RAKE 受信)、MC-CDMA S/P タイプ、CP タイプのパケット誤り率 (PER) 特性を示す。RAKE 受信においては、シミュレーションにおいて想定している 4 パスと同じ数のフィンガを用いている。ここで、パケットの生起については、すべてのユーザにおいて生起したパケットの合計が、利用できるコードチャネル数である 63 になる場合を Traffic=1.0 とし、この条件 (Traffic=1.0) において行った。PER 特性においては、部分帯域伝送により、MC-CDMA の両方式が DS-CDMA の RAKE 受信に比べて優れた性能を示していることがわかる。例えばパケット誤り率が 1%の地点の所要 E_b/N_0 が、S/P タイプで約 5dB、CP タイプで約 4dB 改善されている。

一方で MC-CDMA どうしの比較では、S/P タイプが CP タイプに比べて優れた特性を示している。これは、CP タイプの逆拡散の際に、最大比合成で行っているため、コードチャネル間の直交性が崩れているためと思われる。本件に関して、図 3.10 に、帯域あたりの受信電力分布を示す。図 3.10 は、使用帯域幅を 128 サブキャリアに分割し、100 パケットあたりの受信電力の平均値を降順に並べたものである。部分帯域伝送により、このうち上位 64 個のサブキャリアが用いられていることになるが、この場合には -2dB 以上の電力のサブキャリアのみ逆拡散に用いられるため、性能向上が期待できる。それでも最大電力のサブキャリア (0 番目) と最小電力のサブキャリア (63 番目) では、約 5dB 程度の電力差が存在するため、時間拡散を行う S/P タイプに比べると性能が劣化する可能性があると考えられる。

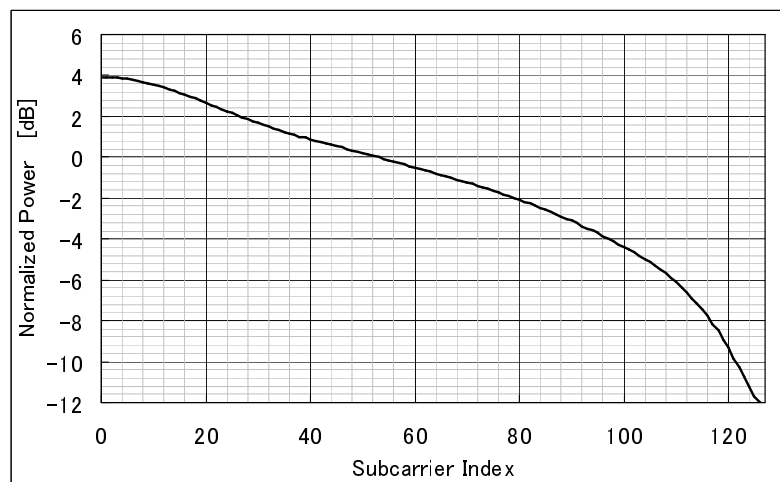


図 3.10: 帯域あたりの受信電力分布

最後に図 3.11 に遅延特性を、図 3.12 にスループット特性をそれぞれ示す。横軸は Traffic であり、前述の通りの定義である。図 3.11 における縦軸は、パケットが誤りなく受信されるまでに要する時間の平均値である。これはパケット間隔で正規化されているため、誤りやオーバーフローが全くない場合には 1.0 となる。図 3.12 における縦軸は、誤りなく受信されたパケットの総数をコードチャネル数である 63 で正規化したものである。両方の図において、遅延特性、スループット特性ともに MC-CDMA が優れた特性を示していることがわ

かる。

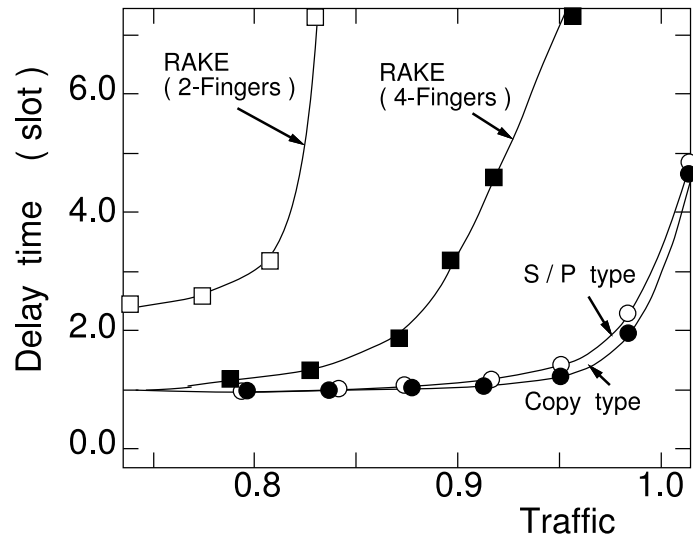


図 3.11: 遅延特性

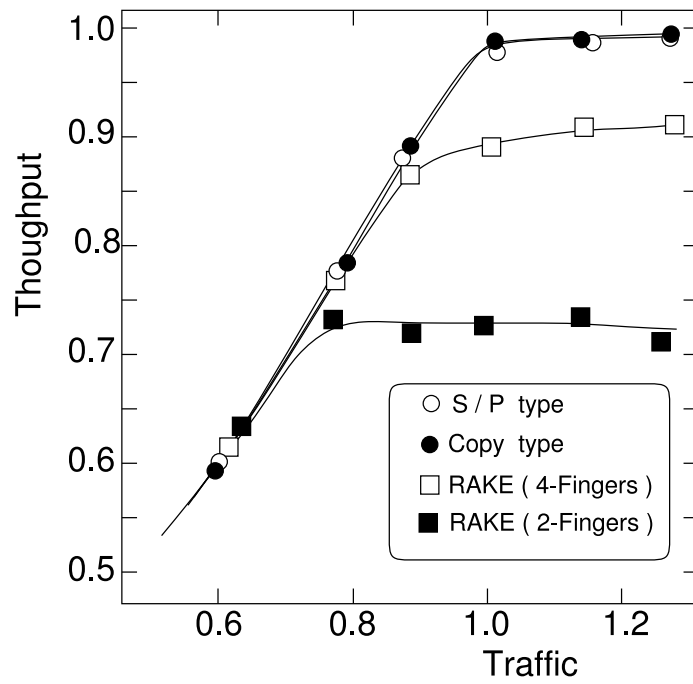


図 3.12: スループット特性

3.5 結論

本章では、MC-CDMA において落ち込んだサブキャリアを適応的に用いずに通信を行う部分帯域伝送を提案し、DS-CDMA における RAKE 受信と比較を行った。比較するためのシステムとしてマルチコード伝送およびパケット伝送を想定し、ユーザのトラフィックを変化させてシミュレーションを行った。その結果、部分帯域伝送を行った MC-CDMA 方式は、DS-CDMA の RAKE 受信に比べて優れたパケット誤り率特性、遅延特性、スループット特性を示すことがわかった。一方 MC-CDMA については2つの方式を提案しており、S/P タイプが CP タイプよりも良好な特性を示した。しかし受信アルゴリズム次第では、CP タイプの性能は改善の余地があると言える。

MC-CDMA もしくは OFCDM と DS-CDMA の比較は近年でも行われている [3.13] が、PAPR の問題などを含めると、適用するシステムによって一長一短が存在する。本章で示したように、OFDM ベースのシステムでは周波数領域のスケジューリングを容易に行うことができるため、セルラへの用途が期待されている。一方 CDMA は、耐干渉が高いため、近年では DS-UWB や ZigBee などの近距離通信用途に用いられている。かつては VSF-OFCDM が 4G としていち早く検討されていたが、IMT-Advanced の候補である LTE-Advanced や IEEE802.16m では OFDMA が有力視されている。そのため、DS-CDMA のように、セルラ以外のシステムへの応用が今後は期待される。

付録：最小二乗法

本章では、2次多項式による最小二乗法によって電力の予測を行っている。あるサブキャリアにおける、各サブスロットで測定されたパイロットの電力を P_i ($i = 0, 1, \dots, N-1$) とする。また、この時の測定時刻を t_i とする。ここで、 i はサブスロット番号であり、 N はサブスロット数である。この時、2次多項式 $R(t)$ は以下のように計算される。

$$\left\{ \begin{array}{lll} s_0 = \sum_{j=1}^n t_j^0 & s_1 = \sum_{j=1}^n t_j^1 & s_2 = \sum_{j=1}^n t_j^2 \\ s_3 = \sum_{j=1}^n t_j^3 & s_4 = \sum_{j=1}^n t_j^4 & \\ \gamma_0 = \sum_{j=1}^n P_j t_j^0 & \gamma_1 = \sum_{j=1}^n P_j t_j^1 & \gamma_2 = \sum_{j=1}^n P_j t_j^2 \end{array} \right.$$

$$\begin{aligned}
\Gamma &= (ns_2s_4 + 2s_1s_2s_3) \\
&\quad - (s_2^3 + s_1^2s_4 + ns_3^2) \\
a_0 &= \{(\gamma_0s_2s_4 + \gamma_1s_2s_3 + \gamma_2s_1s_3) \\
&\quad - (\gamma_2s_2^2 + \gamma_0s_3^2 + \gamma_1s_1s_4)\}/\Gamma \\
a_1 &= \{(n\gamma_1s_4 + \gamma_0s_2s_3 + \gamma_2s_1s_2) \\
&\quad - (\gamma_1s_2^2 + \gamma_0s_1s_4 + n\gamma_2s_3)\}/\Gamma \\
a_2 &= \{(n\gamma_2s_2 + \gamma_0s_1s_3 + \gamma_1s_1s_2) \\
&\quad - (\gamma_0s_2^2 + n\gamma_1s_3 + n\gamma_2s_1^2)\}/\Gamma \\
R(t) &= a_0 + a_1t + a_2t^2 \tag{3.12}
\end{aligned}$$

この結果を用いて、2スロット先の電力値を予測する。

3.6 参考文献

- [3.1] F. Adachi, K. Ohno, A. Higashi, T. Dohi, and Y. Okumura, "Coherent Multi-code DS-CDMA Mobile Radio Access," IEICE Trans. Commun., vol. E79-B, no. 9, pp.1316-1325, Sept. 1996.
- [3.2] 安達, 大野, 佐和橋, 東, "コヒーレント・マルチコード DS-CDMA を用いる移動無線アクセス," IEICE 信学技報 (無線通信システム), RCS95-79, pp.7-12.
- [3.3] T. Dohi, Y. Okumura, A. Higashi, K. Ohno and F. Adachi, "Experiments on Coherent Multicode DS-CDMA," IEICE Trans. Commun., vol. E79-B, no. 9, pp.1326-1332, Sept. 1996.
- [3.4] 奥村, 東, 土肥, 大野, "コヒーレント・マルチコード DS-CDMA を用いる移動無線アクセスの伝送実験," IEICE 信学技報 (無線通信システム), RCS95-80, pp.13-18.
- [3.5] 大川, 東, 大野, 安達, "コヒーレント・マルチコード DS-CDMA におけるマルチコード多重伝送特性," IEICE 信学技報 (無線通信システム), RCS96-14, pp.39-44.
- [3.6] 原, ラムジー, "マルチキャリア変調を用いた符号分割多元アクセス方式について," IEICE 信学技報 (無線通信システム), RCS96-48, pp.51-56.
- [3.7] N. Yee, J. P. Linnartz and C. Fettweis, "Multi-Carrier CDMA in indoor wireless radio network," IEICE Trans. Commun. vol. E77-B(7), pp.900-904, July 1994.
- [3.8] M. Yoshida and A. Sugitani, "A Comparison of OFCDM and Segmented-OFDM in Broadband MIMO Downlink Channel," IEEE WCNC 2004, Vol.2, pp.1182-1187, March 2004.
- [3.9] S. Kaiser, "OFDM-CDMA versus DS-CDMA: Performance Evaluation for Fading Channels," IEEE ICC 1995, pp.1722-1726, June 1995.

- [3.10] 鈴木, 府川, “DS-CDMA 移動通信におけるロングコード自己相関の RAKE 受信特性への影響,” IEICE 信学技報 (無線通信システム), RCS95-98, pp.7-12.
- [3.11] A. Higashi, T. Taguchi and K. Ohno, “Performance of coherent detection and RAKE for DS-CDMA uplink channels,” IEEE PIMRC 1995, pp.436-440, Sept. 27-29, 1995, Toronto, Canada.
- [3.12] E. A. Sourour and M. Nakagawa, “Performance of Orthogonal Multicarrier CDMA in a Multipath Fading Channel,” IEEE Trans. on Commun., vol. 44, no. 3, pp.356-367, March 1996.
- [3.13] L. Mailaender, “Complexity Comparison of OFDM and CDMA for Wideband Communication Systems,” IEEE VTC 2006 Fall, pp.1-5, Sept. 2006.

第4章 適応変調・符号化における閾値制御方式に関する検討

適応変調・符号化 (AMC) は、高速データ伝送において実効的な伝送速度、つまりスループットを向上する有効な手段である。AMC において重要なことは、変調方式と符号化率の組み合わせである MCS をどのように切り替えるかである。MCS 切り替えには、測定した品質情報を閾値と比較する手法が良く知られているが、この閾値を伝搬路状況に応じて然るべき値に設定することが求められる。そこで本章では、AMC における MCS 切り替えのための、適応的な閾値制御方式を提案する。計算機シミュレーションによる性能評価の結果、提案方式は各 MCS の最大値に近いスループット特性を達成することができた。また、本手法を送信電力制御 (TPC) にも適用し、AMC と TPC を組み合わせることでスループットの向上と他ユーザへの干渉低減が可能となった。

4.1 はじめに

近年の無線 LAN およびセルラシステムでは、伝送速度の向上とあいまって適応変調および符号化 (Adaptive Modulation and Coding: AMC) の重要性が高まっている [4.1]-[4.3]。1.3 節で示したように、例えば 802.11a では変調方式と符号化率に基づいて 8 つの伝送速度が規定されている。その拡張である 802.11n では、必須のものだけで 16 種類、オプションまで含めると 77 種類の伝送速度が規定されている。また、3.5G である HSDPA や 3GPP-LTE でも、複数の伝送速度が規定されている。これらをどう切り替えるかは基本的には実装依存である。さらに 4G においては、最大伝送速度は静止時で 1Gbps に達すると言われており、移動時でも 100Mbps を超える。そのため、ハイブリッド ARQ [4.4]-[4.7] や AMC の重要性はますます高くなる。

AMC においては、1.3 節で示したように、変調方式と符号化率という 2 つパラメータを決定する必要があり、また、OFDM であればサブキャリアごとにこれらのパラメータを変えるのか、全サブキャリア共通のパラメータを用いるのかが考えられる。しかし実運用を考えた場合、制御が簡易である必要があるため、変調方式と符号化率の組で定められた MCS (Modulation and Coding Scheme) を、全サブキャリア共通で切り替えることが現実的である。そして AMC においては、この MCS をいかに切り替えるかがポイントとなり、1.3 節で述べたように、SNR もしくは SIR は有力な切り替え基準の 1 つである [4.8]。各 MCS を切り替えるための最適な SIR 閾値が予めわかっているならば、それをもとに MCS を切り替えることができる。しかし同じく 1.3 節で述べたように、この SIR 閾値は伝搬路状況に依存し、端

末の実装(アナログ系の仕様、同期手法、伝送路推定手法など)によっても異なるため、予め決めておくことは難しい。また、伝搬路状況が変わるとそれに応じて変動してしまう。そのため、伝搬路状況を反映して適応的に制御することが望ましい。

文献[4.9]においては、HSDPAをモチーフとし、CRC結果を用いて動的にSIR閾値の制御を行っている。この手法では、現在選択されているMCSよりも上位のMCSに切り替える場合の閾値(上限閾値)と、下位のMCSに切り替える場合の閾値(下限閾値)を異なる値に設定している。しかしこれらの閾値は、固定のオフセット値を持って同じように制御されるため、このオフセット値を予め決めておくことが困難であった。そこで本章では、この上限閾値と下限閾値に対して独立のターゲット誤り率を設定し、制御することを提案している。提案手法は、事前情報を必要とせず、CRC結果だけで制御を行うことができるという特徴がある。また、最も低いMCSが選択されており、かつ性能が不十分である場合には、TPC(Transmission Power Control)によって送信電力を増加させ、最も高いMCSが選択されており、かつ性能が十分である場合には、TPCにより送信電力を減少させることを提案している。このTPCも、CRC結果に応じて制御を行うことで実現している。システムのモチーフとしては、4Gの候補であるVSF-OFCDM[4.11][4.12]を想定している。VSF-OFCDMをベースとしたAMCとしては、これまで[4.10]で検討されているが、MCSの切り替えは理想的であった。本章では、前述した閾値制御方式に加えて、4G向けにハイブリッドARQやMCSフィードバック遅延も含めて評価を行い、提案方式の有効性を確認している。

4.2 適応変調・符号化

本提案のAMCでは、前述のように変調方式と符号化率の組み合わせとしてMCSを定義し、そのMCSを切り替えることで実現する。変調方式と符号化率を独立に制御する手法も考えられるが、制御が複雑となるためMCS単位での制御を行うものとした。表4.1に、本評価で用いた7つのMCSを記載する。MCSは通常、伝送速度と伝搬路耐性を考慮して決められるため、今回は文献[4.10]においてVSF-OFCDM向けに評価されたものを用いている。MCSは屋内用と屋外用にわけられており、MCS1からMCS3が屋外用で、それ以外は屋内用である。一般に屋内の方が伝搬路変動が緩やかであるため、高い変調方式を用いることが可能である。そのため、屋内用には64QAMまでが定義されている。

本章では、MCS(n)を用いてMCSを表す。ここで、 $n = 1, 2, \dots, N$ であり、 N はMCSの総数である。つまり最も低いMCSはMCS(1)であり、最も高いMCSはMCS(N)である。表4.1においては、

- 屋内 : $N=4$, MCS(1)=MCS4, MCS(2)=MCS5, MCS(3)=MCS6, MCS(4)=MCS7
- 屋外 : $N=3$, MCS(1)=MCS1, MCS(2)=MCS2, MCS(3)=MCS3

となる。

表 4.1: MCS Set for Indoor and Outdoor Applications

MCS #	Modulation	Coding Rate	Condition
MCS7	64QAM	$R = 3/4$	Indoor
MCS6	16QAM	$R = 5/6$	Indoor
MCS5	16QAM	$R = 1/2$	Indoor
MCS4	QPSK	$R = 3/4$	Indoor
MCS3	16QAM	$R = 3/4$	Outdoor
MCS2	QPSK	$R = 3/4$	Outdoor
MCS1	QPSK	$R = 1/2$	Outdoor

MCS 切り替えに際しては、SIR 基準で行うものとする。例えば図 4.1 に示されるように、仮に測定した SIR が MCS(1) と MCS(2) の SIR 閾値を上回り、かつ MCS(2) と MCS(3) の SIR 閾値を下回った場合には、MCS(2) が選択される。このような制御を行うことで、各 MCS の最大のスループットをなぞるような特性を得ることができる。しかし伝搬路状況の変化などにより、最適な閾値が変動してしまうと、図 4.2 に示されるようにスループットの低下が起こる。図 4.2 においては、MCS(1) と MCS(2) を切り替える閾値が最適値よりも低く設定された場合、および MCS(2) と MCS(3) を切り替える閾値が最適値よりも高く設定された場合のスループットの劣化を示している。そのため、この SIR 閾値を適応的に制御することが文献 [4.9] において提案されているが、図 4.1 における上限閾値と下限閾値との間隔を予め決めておく必要があり、この間隔は伝搬路状況に依存する。よって、伝搬路の事前情報が必要であるという問題があった。

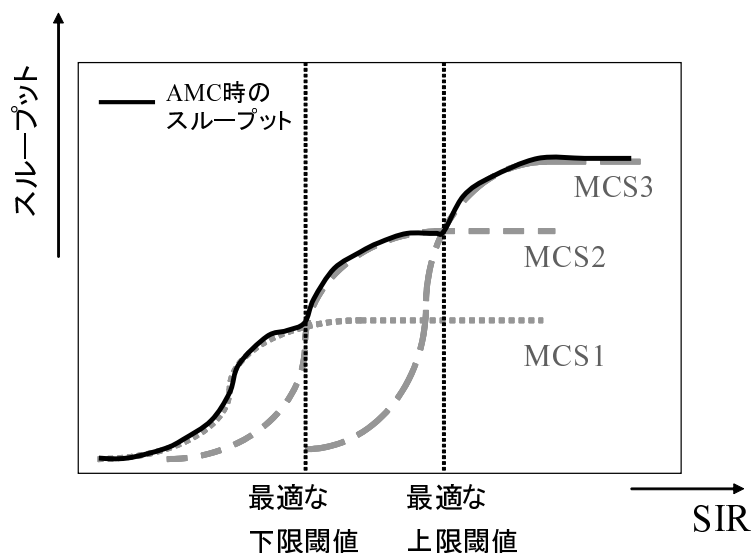


図 4.1: スループットと閾値の関係 (最適)

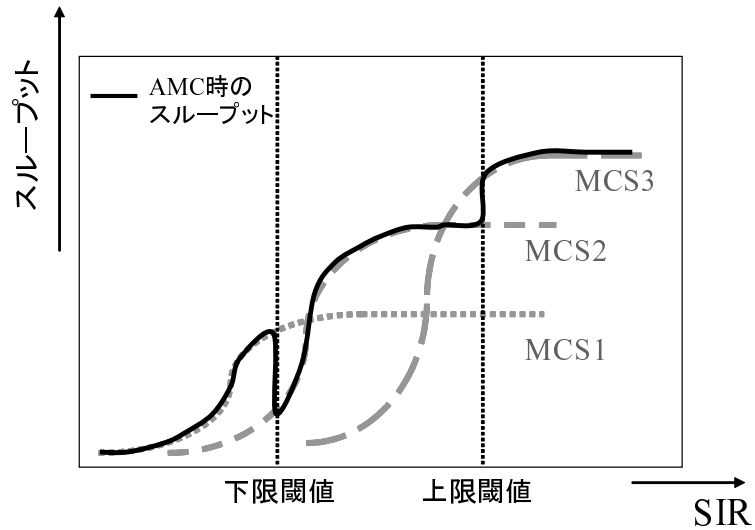


図 4.2: スループットと閾値の関係 (非最適)

4.3 提案する閾値制御方式

前述の問題を解決するために、まずは以下のように CRC 結果に応じて SIR 閾値を制御することを導入する。

- *CRC OK* : SIR 閾値を δ_{down}^{amc} 減少させる
- *CRC Error* : SIR 閾値を δ_{up}^{amc} 増加させる

例えば、仮にターゲット PER (Packet Error Rate) を 0.01 とした場合、対応する δ_{down}^{amc} および δ_{up}^{amc} の値はそれぞれ 0.01dB と 0.09dB となる。これは、100 パケットを受けて 1 つの CRC Error と 99 個の CRC OK だった場合に、PER=0.01 となり、結果的に閾値が変動しないことを意味している。この理論によれば、ターゲット PER が 0.01 の場合、上記の値の代わりに $\delta_{down}^{amc}=0.02\text{dB}$ 、および $\delta_{up}^{amc}=1.98\text{dB}$ としても良いはずである。つまりターゲット PER= x とすると、以下ようになる。

$$\begin{aligned}\delta_{down}^{amc} &= x \cdot \gamma \quad [\text{dB}] \\ \delta_{up}^{amc} &= (1.0 - x) \cdot \gamma \quad [\text{dB}]\end{aligned}\tag{4.1}$$

ここで、 γ は正の実数である。 γ が大きくなるほど、最適な閾値への収束が速くなる。しかし γ を大きくし過ぎると、1 度の CRC 判定における閾値の増減が大きくなるため、MCS の頻繁な切り替えを招く恐れがある。

提案手法では、各 MCS に対して 2 種類の閾値を定義し、制御を行っている。1 つは下限閾値と呼ばれ、現在の MCS よりも低い MCS に切り替えるための閾値である。もう 1 つは上限

閾値と呼ばれ、現在の MCS よりも高い MCS に切り替えるための閾値である。ここで、現在選択されている MCS を $MCS(n)$ とし、上限閾値を $SIR_{th}(n)$ 、下限閾値を $SIR_{th}(n-1)$ と表すことにする。つまり $SIR_{th}(n)$ は、 $MCS(n)$ から $MCS(n+1)$ に上げるための閾値であり、 $SIR_{th}(n-1)$ は、 $MCS(n)$ から $MCS(n-1)$ に下げるための閾値である。仮に $MCS(n)$ から $MCS(n+1)$ への切り替えが起きた場合、これまで上限閾値として制御されていた $SIR_{th}(n)$ が、 $MCS(n+1)$ から $MCS(n)$ に切り替わる下限閾値として制御されることとなる。

上記の定義に従って、本章で用いた閾値制御方式を以下にまとめる。まず $MCS(n)$ が選択されている場合、上限閾値 $SIR_{th}(n)$ は以下のように制御される。

- CRC OK の場合、 $SIR_{th}(n)$ を以下の値だけ減少させる

$$\delta_{down}^{amc} = 0.01 \text{ [dB]} \quad (4.2)$$

- CRC Error の場合、 $SIR_{th}(n)$ を以下の値だけ増加させる

$$\delta_{up}^{amc} = 0.99 \text{ [dB]} \quad (4.3)$$

続いて下限閾値 $SIR_{th}(n-1)$ は、以下のように制御される。

- CRC OK の場合、 $SIR_{th}(n-1)$ を以下の値だけ減少させる

$$\delta_{down}^{amc} = \frac{Max_thpt(n-1)}{Max_thpt(n)} \text{ [dB]} \quad (4.4)$$

- CRC Error の場合、 $SIR_{th}(n-1)$ を以下の値だけ増加させる

$$\delta_{up}^{amc} = 1.0 - \frac{Max_thpt(n-1)}{Max_thpt(n)} \text{ [dB]} \quad (4.5)$$

ここで、 $Max_thpt(n)$ は、 $MCS(n)$ の最大スループットを表している。上記のような閾値制御を行い、MCS 切り替えの判定は以下に行われる。

- $SIR_{mes} > SIR_{th}(n)$ の場合、 $MCS(n)$ から $MCS(n+1)$ に切り替える
- $SIR_{mes} < SIR_{th}(n-1)$ の場合、 $MCS(n)$ から $MCS(n-1)$ に切り替える
- それ以外は MCS を変えない

ここで、 SIR_{mes} は測定した SIR 値を表している。まず上限閾値の制御に用いられる 0.01dB および 0.99dB という値は、ターゲット PER を 0.01 にすることを意味している。つまり、現在選択されている MCS において、PER が 0.01 よりも良くなる場合には、上位の MCS に切り替えるよう SIR 閾値が制御される。一方下限閾値については、例えば $MCS(2)$ が選択されており、その最大スループットが 10Mbps、 $MCS(1)$ の最大スループットが 4Mbps とする。この場合、 $MCS(2)$ のスループットが 4Mbps を下回ると、 $MCS(1)$ に切り替える方がスループットが高くなる。なぜなら、 $MCS(1)$ は 4Mbps 以下では $MCS(2)$ よりもロバスト性が高

いためである。MCS(2)において4Mbpsに対応するPERは0.6であるため、4.4式および4.5式における δ_{down} および δ_{up} は、それぞれ0.4dBおよび0.6dBとなる。

例えばMCS(3)が選択されている場合、上限閾値は $SIR_{th}(3)$ であり、下限閾値は $SIR_{th}(2)$ となる。しかしMCS(2)が選択されている場合には、 $SIR_{th}(2)$ は上限閾値となる。つまり、MCS(3)からMCS(2)に切り替わる際には、 $SIR_{th}(2)$ は継続して用いられ、ターゲットPERが0.01に変更され、それに応じた制御が行われることを意味する。

4.4 AMCシステムにおける送信電力制御

CDMAシステムにおいては、上りリンクおよび下りリンクの両方において送信電力制御(TPC)が用いられる。下りリンクのTPCの目的は以下である。

1. セルエッジのユーザに対しても最低限の性能(誤り率)を保証する
2. セル近傍のユーザには送信電力を絞ることで、他ユーザへの干渉を低減する

一方で、AMCは上位のMCSに切り替えるためにより多くの電力を必要とする。例えばMCS(1)で十分な性能が得られている場合、AMCではMCS(2)に切り替えるが、TPCでは送信電力を減少させようとする。そのため、MCSの切換えとTPCを併用することは困難であると考えられる。これを踏まえて、提案方式においては、TPCを最も低いMCSと最も高いMCSにのみ適用する。具体的には、MCS(1)が選択されている場合に、測定したSIR値が所定のSIR閾値を下回った場合には、これ以上下位のMCSは存在しないため、送信電力を上げるよう制御を行う。一方、MCS(N)が選択されている場合に、測定したSIR値が所定の閾値を上回った場合には、これ以上上位のMCSは存在しないため、送信電力を下げるよう制御を行う。

最も低いMCSであるMCS(1)が選択されている場合には、下限閾値である $SIR_{th}(0)$ は存在しない。また、最も高いMCSであるMCS(N)が選択されている場合、上限閾値である $SIR_{th}(N)$ も存在しない。そこで本提案では、 $SIR_{th}(0)$ を送信電力を増加させるためのTPCの閾値とし、 $SIR_{th}(N)$ を送信電力を減少させるためのTPCの閾値と定義する。なお、それ以外のMCS($n = 2, 3, \dots, N - 1$)が選択されている場合には、TPCは行わないものとする。これらをまとめると、以下のようになる。

- MCS(1)が選択されており、かつ、 $SIR_{mes} < SIR_{th}(0)$ の場合には、送信電力を Δ_{tpc} 増加させる
- MCS(N)が選択されており、かつ、 $SIR_{mes} > SIR_{th}(N)$ の場合には、送信電力を Δ_{tpc} 減少させる

また、 $SIR_{th}(0)$ および $SIR_{th}(N)$ は、以下のように制御される。

- MCS(1)が選択されており、かつ、CRC Errorだった場合、 $SIR_{th}(0)$ を $\delta_{up}^{tpc(0)}$ 減少させる

- MCS(1) が選択されており、かつ、CRC OK だった場合、 $SIR_{th}(0)$ を $\delta_{down}^{tpc(0)}$ 増加させる
- MCS(N) が選択されており、かつ、CRC Error だった場合、 $SIR_{th}(N)$ を $\delta_{up}^{tpc(N)}$ 増加させる
- MCS(N) が選択されており、かつ、CRC OK だった場合、 $SIR_{th}(N)$ を $\delta_{down}^{tpc(N)}$ 減少させる

ここで、本章では δ の値を以下のように定義する。

- $\delta_{up}^{tpc(0)} = \delta_{down}^{tpc(0)} = 0.5\text{dB}$
- $\delta_{up}^{tpc(N)} = 0.99\text{dB}$ and $\delta_{down}^{tpc(N)} = 0.01\text{dB}$

この設定は、最も低い MCS で 50% のスループットに満たない場合には電力を増加させることを意味し、最も高い MCS で 99% を超えるスループットの場合には電力を減少させることを意味する。

4.5 結果と考察

4.5.1 シミュレーション条件

提案方式の有効性を確認するため、計算機シミュレーションを行った。シミュレーションにおいては、VSF-OFCDM[4.11][4.12] をモチーフとしており、ブロック図を図 4.3 に、各種パラメータを表 4.2 にそれぞれ示す。シミュレーションにおいては、ハイブリッド ARQ による再送が行われている。合成方式は Chase Combining[4.13] であり、これは誤りが起きたパケットの尤度情報を保存しておき、再送されたパケットの尤度と合成する手法である。

MCS の選択は受信側において行われる。これは、下りリンクで受信したパイロット信号を基に SIR を測定し、閾値制御および MCS 変更を行い、送信側にフィードバックする。今回は、この MCS フィードバック、およびハイブリッド ARQ に起因するパケット誤りの有無に関する情報のフィードバックは理想的 (誤りなく送信側に伝達される) とする。その際、1 パケットの遅延が生じるものとする。つまり下りリンクで送信後、MCS 変更もしくはハイブリッド ARQ による再送は 1 パケット間を空けた次のパケットから反映される。

VSF-OFCDM ではユーザあたりに複数のサブキャリアが割り当てられるが、MCS の切り替えはすべてのサブキャリアで共通とする。また、誤り訂正は 3GPP に採用されているターボ符号化 [4.14] を行っている。VSF-OFCDM に関するパラメータ (フレーム構成など) は、文献 [4.12] で用いられているものと同様である。チャンネルモデルは、屋内環境は HiperLAN/2 モデル [4.15] を用いており、ドップラ周波数は 5Hz である。一方屋外環境は、[4.10] において屋外環境として想定されている 12 パスで 1dB ずつ減衰する指数減衰モデルを用いており、ドップラ周波数は 80Hz である。今回のパスモデルでは、コヒーレンス帯域

幅は約 1.25MHz 程度になるが、周波数方向の SF は 2 であり、逆拡散単位は 300kHz 以内となる。また、時間方向でも伝送速度に対してドップラ周波数が十分に低いことから、時間・周波数の両方においてコヒーレンス時間およびコヒーレンス帯域内で逆拡散を行っていると考えることができる。

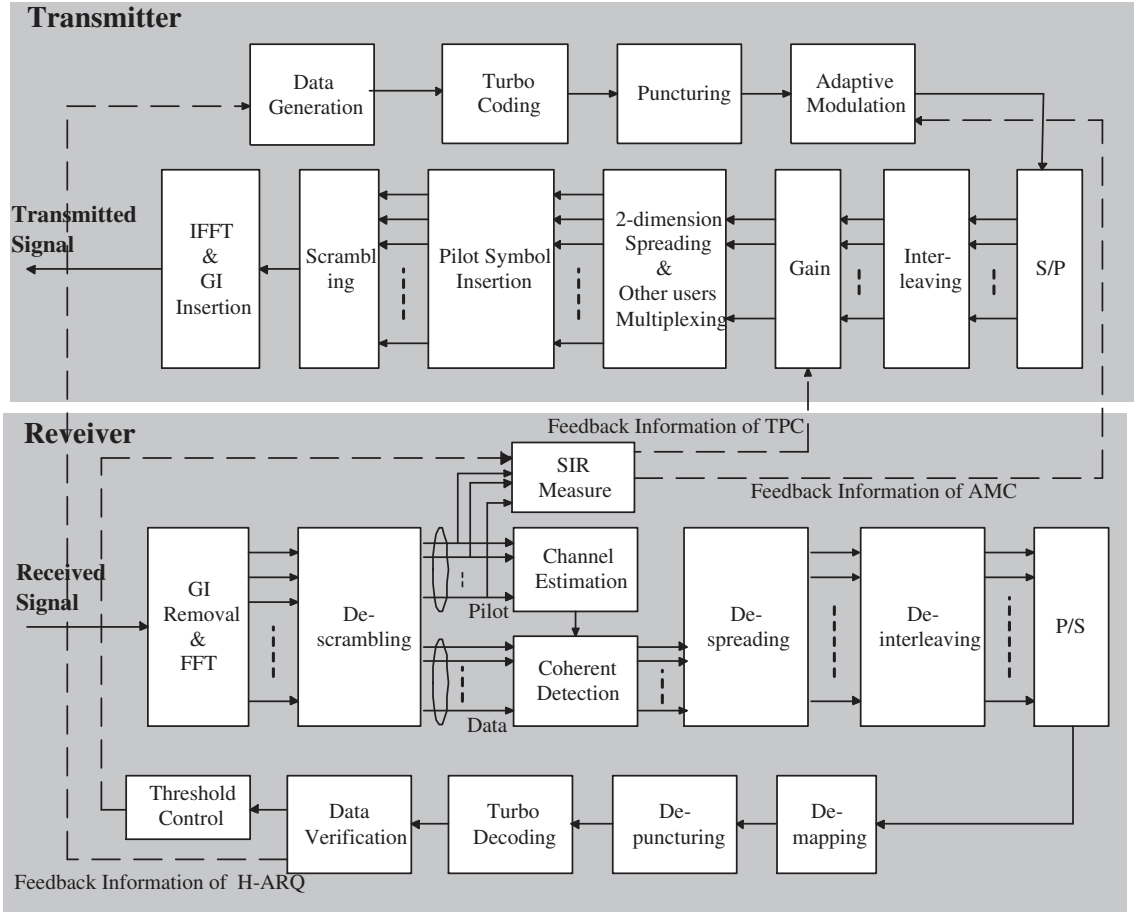


図 4.3: シミュレーションブロック図

表 4.2: シミュレーションパラメータ

Bandwidth	101.5 [MHz]
Num. of Subcarriers	768
Symbol Duration (Data + GI)	9.259 [usec] 7.585+1.674 [usec]
SF (SF_time x SF_freq)	Indoor: 16 (8 x 2) Outdoor: 32 (8 x 4)
No. of users	Indoor case: 1 Outdoor case: 8
Feedback Information (Both AMC and ARQ)	Error Free
Feedback Delay (Both AMC and ARQ)	1 packet
H-ARQ method	Chase Combining
MCS Set (See Table 4.1)	Indoor: MCS(4),(5),(6),(7) Outdoor: MCS(1),(2),(3)
Channel Model	<ul style="list-style-type: none"> • AWGN (single static path) • Indoor: HiperLAN/2 Model ($F_d = 5\text{Hz}$) • Outdoor: Exponential Model ($F_d = 80\text{Hz}$, Num.of paths = 12, Delay Spread = 0.21 [usec])
Channel Estimation	Pilot Aided (frequency tone)
Synchronization	Ideal

4.5.2 フレーム構成と SIR 測定

図 4.4 に、VSF-OFCDM におけるフレームフォーマットおよび今回の SIR 測定方法を示す。VSF-OFCDM のフレームは、OFCDM シンボル単位でパイロット 2 シンボル、データ 48 シンボルの繰り返しとなる。サブキャリア数は 768 である。ここで、パイロットシンボルを構成する 768 サブキャリアを 16 個単位で分割し、データを挟んだ前後 4 つのパイロットシンボルとの合計 64 サブキャリア分を合わせて 1 つのブロックとみなす。この単位で SIR 測定を行う。

あるパケットにおいて、各ブロックにおけるパイロットサブキャリアの受信信号を $r_{n,m}$ とする。ここで、 n はサブキャリア番号で、0 から 767 である。また、 m は時間方向のパイロット番号で、0 から 3 である。この場合、 k 番目のブロック ($k = 0, 1, \dots, 47$) の SIR 値は、信

号電力 $P_S(k)$ と干渉電力 $P_I(k)$ を用いて以下のように表される。

$$SIR_{mes} = \sum_{k=0}^{47} \frac{P_S(k)}{P_I(k)} \quad (4.6)$$

ここで、 $P_S(k)$ および $P_I(k)$ は以下のように表される。

$$P_S(k) = |R(k)|^2 \quad (4.7)$$

$$P_I(k) = \frac{1}{64} \sum_{n=16k+1}^{16(k+1)} \{r_{n,m} - R(k)\}^2 \quad (4.8)$$

$$R(k) = \frac{1}{64} \sum_{n=16k+1}^{16(k+1)} \sum_{m=0}^3 r_{n,m} \quad (4.9)$$

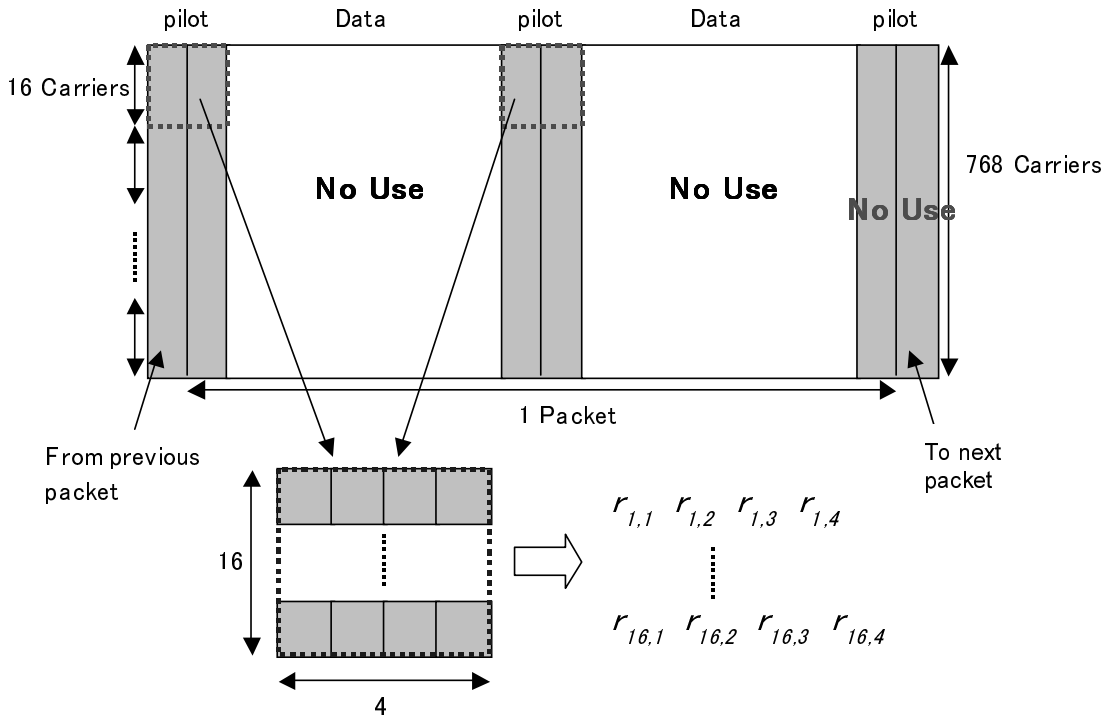


図 4.4: SIR 測定方法

4.5.3 屋内伝搬モデルでの評価

図 4.5 および図 4.6 に、AWGN および HyperLAN/2 モデルにおける評価結果を示す。 E_S/N_0 は、拡散前のシンボルの電力に対する雑音電力比である。屋内環境では、低速移動およびシングルユーザを想定しており、MCS は表 4.1 の MCS4 から MCS7 までを用いてる。よって、最大の変調方式は 64QAM である。図 4.5 および図 4.6 とともに、提案方式は最大に近いスルー

プット特性を達成していることがわかる。仮にすべての MCS のスループット特性が既知であるとした場合、最適な SIR 閾値、つまり各 MCS のカーブが交差する地点での SIR 値を予め決めることができる。それに従って AMC が行われれば、伝搬路の統計的な性質が変わらない限り、提案方式と同等の特性を示すと予想される。しかし実際にはこの予測が不可能であり、提案方式では閾値の事前情報は適当な値でも構わないので、伝送路の統計的な性質が変化して最適な SIR 閾値が変わったとしても柔軟に対応することが可能となる。事実、図 4.5 と図 4.6 では、伝搬環境が異なるため、当然のことながら最適な SIR 閾値も異なっている。しかし提案方式は、事前の閾値情報なしに最大スループットを達成している。以上より、提案する閾値制御方式が有効に機能していることがわかる。

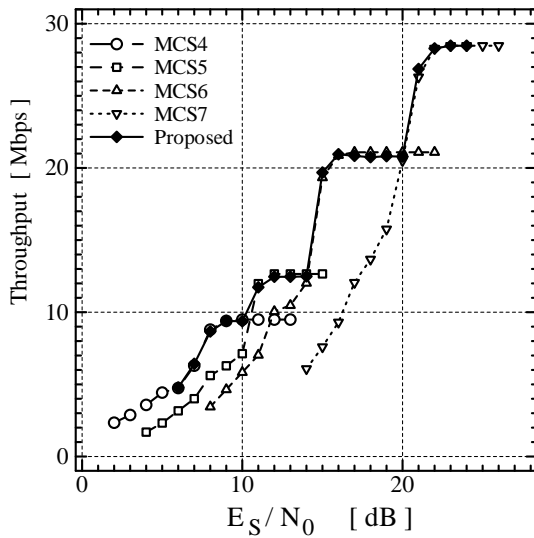


図 4.5: 屋内環境での評価 (AWGN)

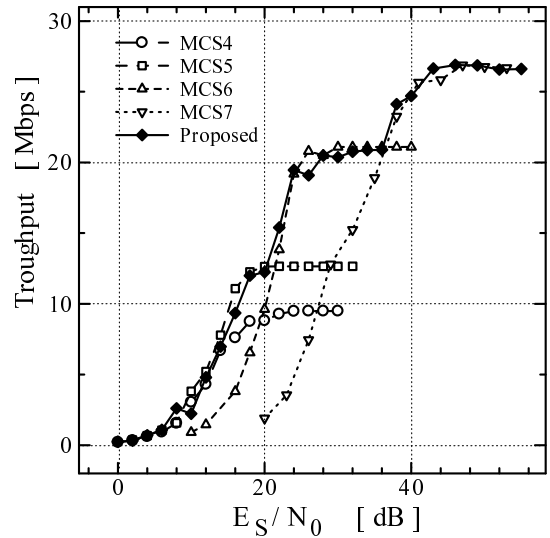


図 4.6: 屋内環境での評価 (HiperLAN/2 モデル)

4.5.4 屋外伝搬モデルでの評価

続いて図 4.7 および図 4.8 に、異なる MCS における AWGN および指数関数モデルにおける評価結果を示す。後者は屋外環境を想定しており、8 ユーザ多重となっている。ただし AMC およびハイブリッド ARQ は特定のユーザのみに着目して制御を行っており、それ以外のユーザは QPSK 変調された信号を多重している。MCS は表 4.1 における MCS1 から MCS3 までを用いており、最大の変調方式は 16QAM である。この場合も、提案方式は最大に近いスループットを達成していることがわかる。従って、チャンネルモデルおよび MCS が変更されても、提案方式は有効に機能すると言える。

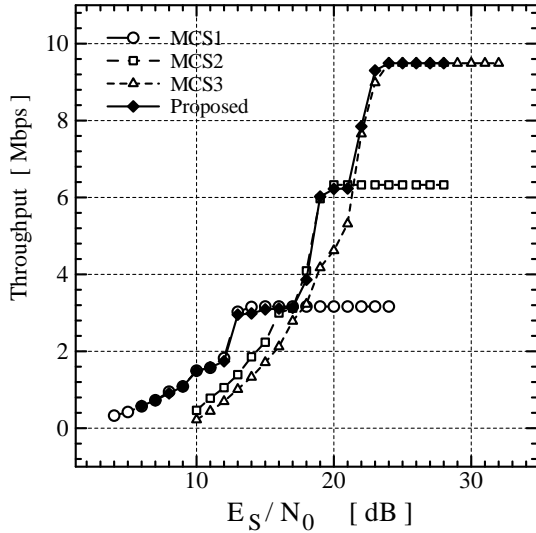


図 4.7: 屋外環境での評価 (AWGN)

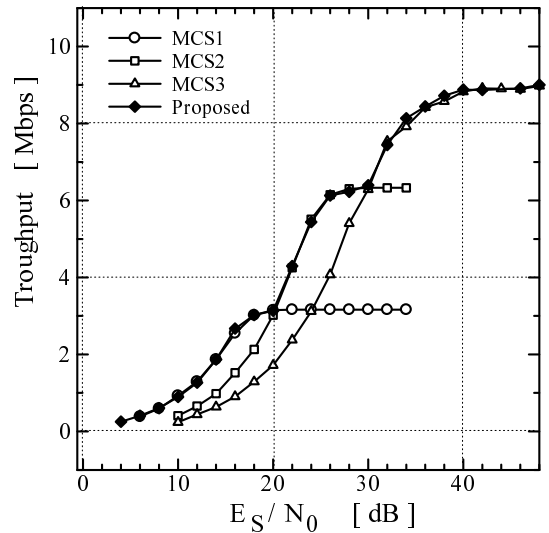


図 4.8: 屋外環境での評価 (指数減衰モデル)

4.5.5 AMC および TPC の評価

図 4.9 に、AMC と TPC を組み合わせた際の特性を示す。TPC はセル半径が広い屋外用途で主に用いられるため、チャンネルモデルは前節と同じ指数減衰モデルとした。ドップラ周波数も同様に 80Hz としている。前節同様、評価においては、AMC および TPC のターゲットは特定のユーザのみとしている。よって、それ以外のユーザの送信電力の変動は考慮していない。ただし全送信電力は一定としているため、ターゲットとなるユーザの送信電力が増加した場合には他のユーザからの干渉は減少し、ターゲットとなるユーザの送信電力が減少した場合には他のユーザからの干渉は増加する。図 4.9 において、 E_S/N_0 が低い領域でのスループット特性が MCS1 から改善されていることがわかる。これは送信電力制御の影響によるものである。一方で E_S/N_0 が高い領域でのスループット特性は MCS3 とほぼ同じである。なお、横軸の E_S/N_0 は、TPC による制御が行われる前の値である。

ここで、図 4.9 をプロットした際に、送信電力の時間における変動を $Initial E_S/N_0$ ごとに取得したものを図 4.10 に示す。 $Initial E_S/N_0$ とは、シミュレーションにおいて設定した値であり、TPC による制御が行われる前の E_S/N_0 である。今回は送信電力の増加分および減少分を 6dB に制限している。 $Initial E_S/N_0$ が 0dB および 10dB の場合、TPC による電力増加が起こっていることがわかる。これにより、図 4.9 における MCS1 のスループット特性が改善している。一方 $Initial E_S/N_0$ が 45dB および 50dB の場合、MCS3 が選択され、性能が十分であるため TPC によって送信電力が減少していることがわかる。この場合でも、図 4.9 に示されるようにスループットの劣化は起こらない。また、 $Initial E_S/N_0$ が 15dB および 30dB の場合、AMC が行われるために送信電力は変化していないことが伺える。以上により、提案方式を用いることで、低い MCS でのスループットの改善、および高い MCS の他ユーザへの干渉の低減を達成できることがわかる。

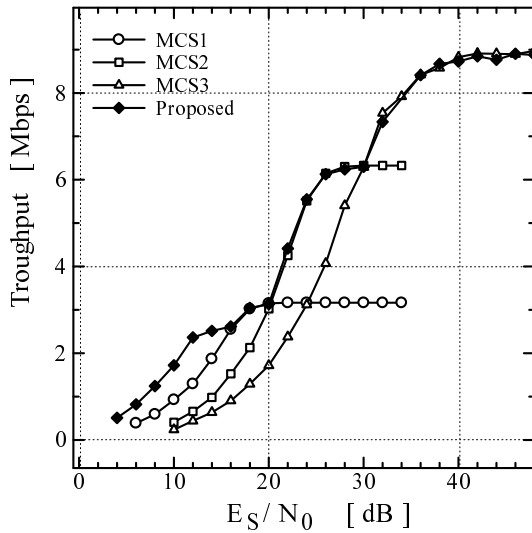


図 4.9: TPC を導入した AMC の特性

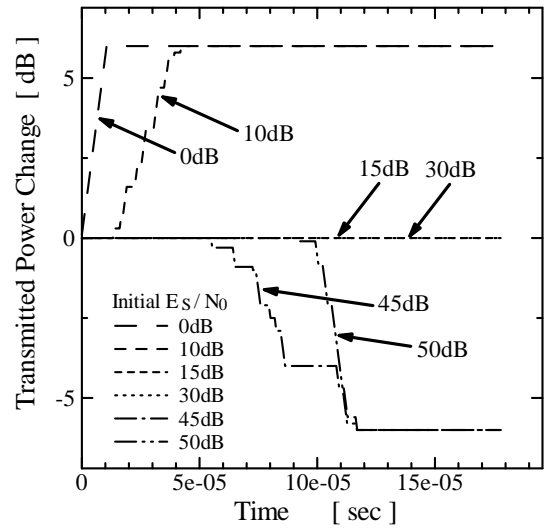


図 4.10: 送信電力の変動の様子

4.6 結論

本章では、適応変調・符号化 (AMC) における SIR 閾値の制御方式について提案した。提案方式では、SIR 閾値を CRC 結果に基づいて制御している。そして今よりも高い MCS に切り替えるための上限閾値と、低い MCS に切り替えるための下限閾値を独立して制御している。VSF-OFCDM システムにおいて評価を行った結果、様々なチャネル状態において良好なスループット特性を示すことが確認された。一方、最も低い MCS が選択されており、かつ、受信性能を満たさない場合には送信電力制御 (TPC) により送信電力を増加させ、逆に最も高い MCS が選択されており、かつ、受信性能が十分な場合には送信電力を減少させることを提案した。これらについても、AMC と同様に CRC 結果に基づく閾値制御を行うことで制御を行っている。AMC および TPC を組み合わせた評価についても、最も低い MCS についてはスループットが改善され、最も高い MCS については他ユーザへの干渉を低減できることが可能となった。以上により、提案方式の有効性が確認され、次世代の通信方式への適用が期待できることがわかった。

CRC 結果に基づく閾値制御手法は、3G システムの送信電力制御の際に既に実用化されている (アウトグループの閾値制御)。そのため、これを適応変調に用いる場合にも、閾値の数は増えるものの、十分実用的であると考えられる。実際には、3GPP-LTE では伝搬路状態を測定するためのパイロット信号 (Sounding Reference Signal) および得られた伝搬路情報を基地局にフィードバックする機構が備わっている。このようにシステムが AMC をサポートする場合には、伝搬路情報を用いることが确实である。一方で、提案方式は実装依存であり、システムがサポートしていなくても実現できるというメリットがある。802.11a のようにフィードバックフレームが用意されていないようなシステムや、伝搬路情報のフィードバックのオーバーヘッドを減らしたい場合に有効であると考えられる。

4.7 参考文献

- [4.1] S. Falahati, A. Svensson, T. Ekman, and M. Sternad, "Adaptive Modulation Systems for Predicted Wireless Channels," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol.52, No.2, pp.307-316, February 2004.
- [4.2] V. K. N. Lau and S. V. Maric, "Variable Rate Adaptive Modulation for DS-CDMA," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol.47, No.4, pp.577-589, April 1999.
- [4.3] E. Armanious, D. D. Falconer, and H. Yanikomeroglu, "Adaptive Modulation, Adaptive Coding, and Power Control for Fixed Cellular Broadband Wireless Systems: Some New Insight," *IEEE WCNC2003*, Vol.1, pp.238-242, March 2003.
- [4.4] N. Miki, H. Atarashi, S. Abeta, and M. Sawahashi, "Comparison of Hybrid ARQ Packet Combining Algorithm in High Speed Downlink Packet Access in a Multipath Fading Channel," *IEICE Trans. Fundamentals*, Vol.E85-A, No.7, pp.1557-1568, July 2002.
- [4.5] N.Miki, H.Atarashi, S.Abeta, and M.Sawahashi, "Comparison of Hybrid ARQ Schemes and Optimization of Key Parameters for High-Speed Packet Transmission in W-CDMA Forward Link," *IEICE Trans. Fundamentals*, Vol.E84-A, No.7, pp.1681-1690, July 2001.
- [4.6] T. Asai, K. Higuchi, and M. Sawahashi, "Experimental Evaluations on Throughput Performance of Adaptive Modulation and Channel Coding and Hybrid ARQ in HSDPA," *IEICE Trans. Fundamentals*, Vol.E86-A, No.7, pp.1656-1668, July 2003.
- [4.7] M. Dottling, J. Michel, and B. Raaf, "Hybrid ARQ and adaptive modulation and coding schemes for high speed downlink packet access," *PIMRC 2002*, Vol.3, pp.1073-1077, Sept. 2002.
- [4.8] K. Tsukakoshi, T. Kobashi, and Y. Kamio, "Performance of DS-CDMA Adaptive Modulation System in a Multipath-Channel Environment," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E86-B, No.2, pp.743-756, February 2003.
- [4.9] J. Lee, R. Arnott, K. Hamabe, and N. Takano, "ADAPTIVE MODULATION SWITCHING LEVEL CONTROL IN HIGH SPEED DOWNLINK PACKET ACCESS TRANSMISSION," *IEE 3G Mobile Communication Technology Conference*, May 2002.
- [4.10] A. Harada, S. Abeta, and M. Sawahashi, "Adaptive Radio Parameter Control Considering QoS for Forward Link OFCDM Wireless Access," *IEEE VTC2002*, Vol.3, pp.1175-1179, May 2002.
- [4.11] 新, 前田, 安部田, 佐和橋, "セルラ・ホットスポット環境を統合するブロードバンド無線アクセス," *IEICE 信学技報 (スペクトル拡散)*, SST2002-50, pp.1-6.
- [4.12] H. Atarashi, S. Abeta and M. Sawahashi, "Variable Spreading Factor-Orthogonal Frequency and Code Division Multiplexing (VSF-OFCDM) for Broadband Wireless Packet Access," *IEICE Trans. Commun.* Vol.E86-B, No.1, pp.291-299, January 2003.

- [4.13] D. Chase, "Code combining - a maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets," IEEE Trans. Commun., Vol.33, pp.385-393, May 1985.
- [4.14] 3GPP TS25.212 v6.0.0 (Release 6)
- [4.15] N. Chapalain, N. L. Heno, D. Castelain, and R. Pyndiah, "Performances of Block Turbo Codes in a HIPERLAN/2 Office Environment," Proc. of ISSSE'01, Tokyo, Japan, pp.283-286.

第5章 Vector Codingにおける適応変調・符号化および適応コードチャネル数制御

Vector coding (VC) は、MIMO における固有モード伝送と同様の手法である。VC では、チャネル行列の固有値に応じた複数のコードチャネルが生成され、それらを干渉なく伝送することが可能である。しかしながら、固有値の小さいコードチャネルが性能劣化を引き起こす。そのため、伝搬路状況に応じて使用するコードチャネル数を制御する適応コードチャネル数制御が有効であると考えられる。そこで本章では、VC に適応変調・符号化と適応コードチャネル数制御を導入し、評価を行っている。まず、VC そのものの有効性を示すために、受信側で MMSE を行った場合に比べて VC のパケット誤り率が改善することを示す。続いて提案方式についてスループットの評価を行い、(理想的な) 適応変調・符号化のみ行った場合に比べて特性が向上することを示す。

5.1 はじめに

近年、限られた周波数帯域を有効に利用するために、送信側でプリコーディングを施して受信側の性能を向上する研究が盛んに行われている。例えば MIMO における固有モード伝送 [5.1] は、伝送路行列の固有ベクトルを利用することで、受信側ではストリーム間の干渉を受けことなくストリームを分離することができる。この手法は無線 LAN の IEEE802.11n 規格においてビームフォーミング伝送として採用されている。このような手法は現在さらに深掘りされており、例えばマルチユーザ MIMO [5.2] では、プリコーディングと伝搬路状態に依存したユーザ選択を組み合わせて、システムとしての Capacity 向上が期待されている。このように伝送路情報をもとに伝送路の直交化を行って送信する手法の 1 つに Vector Coding (VC) があり、1980 年代後半に提案されている [5.3]-[5.5]。

VC の原理は、MIMO における固有モード伝送と同じである。その違いは、チャネル行列が空間で定義されているか、時間で定義されているかである。VC では、時間で定義されたチャネル行列から求められるウエイトを送信側で乗算する。そうすることによって、複数のコードチャネルが形成される。このコードチャネルは、チャネル行列の固有値に相当する利得を持ち、お互いに干渉し合わない。そのため、VC の高速データ伝送への適用が検討されている [5.6][5.7]。また、文献 [5.8] では、VC を MIMO に適用している。VC のように時間領域の行列を扱う研究としては、文献 [5.17] にあるように、時間領域の行列で ZF もしくは MMSE を適用するものである。これらの手法に比べると、VC はチャネル容量を最大化することが可能となる。しかし、VC においては、伝搬路状態によっては非常に利得の小さい

(固有値の小さい) コードチャンネルが生成される場合があり、これが誤り率に重大な影響を与える恐れがある [5.9]。そこで、利用するコードチャンネルの数を適応的に制御する適応コードチャンネル制御 (Adaptive Code Channel Elimination:ACCE) が求められる。

一方で、適応変調・符号化 (AMC) は、今後の無線通信システムにおいて不可欠な技術となっており、様々なシステムに対して数多くの研究がなされている [5.10]-[5.14]。AMC においては、SNR や SIR は典型的な変調方式および符号化率 (MCS) 切り替え基準である。この閾値は、伝搬路状況によって異なるため、文献 [5.15] に示されるように、CRC 結果等に基づいて適応的に制御すべきである。

そこで本章では、VC における適応コードチャンネル数制御付きの適応変調・符号化方式を提案する。提案方式では、変調方式や符号化率以外にコードチャンネル数も制御されるため、通常の AMC に比べてスループットの向上が期待できる。また、提案方式を MMSE (Minimum Mean Square Error) 基準の手法 [5.17] に適用した場合と比較することで、提案手法を VC に適用することの有効性を示している。

5.2 Vector Coding

ここでは VC の原理について説明する。VC においては、マルチパス遅延によるシンボル間干渉を防ぐために、図 5.1 に示されるように送信シンボル間に無信号区間 (これをガードインターバルと呼ぶ) を挿入することが望ましい [5.4]。従って、本節では GI を挿入した VC を仮定する。なお、この場合の GI は無信号区間のため、OFDM のように巡回性を持たせた信号ではない。

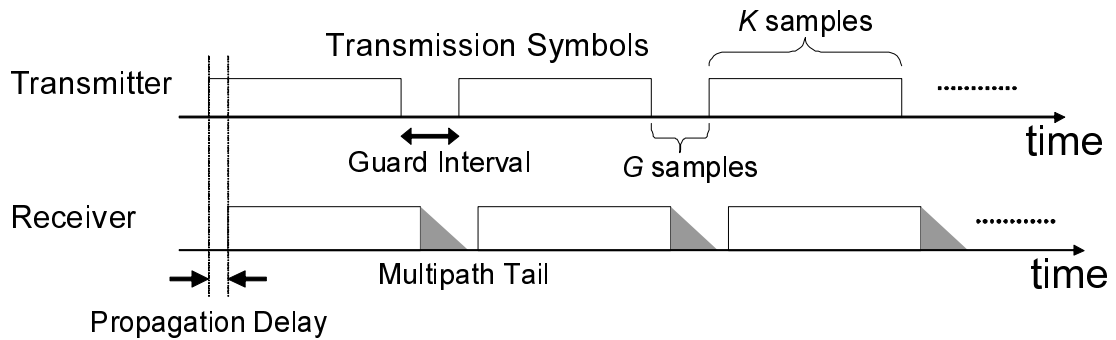


図 5.1: Vector Coding における送受信

図 5.1 における送信信号ベクトル x が、無線伝送路を経て受信信号ベクトル y として受信された場合、以下のように表される。

$$y = Hx + z \quad (5.1)$$

ここで、 x および y は、それぞれ $K \times 1$ および $(K + G) \times 1$ のベクトルである。 z は雑音ベクトルで、 y と同じ次元を持ち、各々の要素が AWGN となっている。 K はシンボルあたり

のサンプル数であり、 G はGIのサンプル数である。 H は $(K + G) \times K$ のチャネル行列であり、以下のように定義される。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h(0) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ h(1) & h(0) & 0 & \dots & 0 \\ \dots & h(1) & h(0) & \dots & \dots \\ h(L-1) & \vdots & h(1) & \ddots & 0 \\ 0 & h(L-1) & \vdots & \ddots & h(0) \\ 0 & 0 & h(L-1) & \dots & h(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & h(L-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

ここで、 $h(l)$ は l 番目 ($0 \leq l \leq L-1$) のパスの複素インパルス応答であり、 L はパス数である。 $h(l)$ は以下のように表される。

$$h(l) = g_l e^{j\theta_l} \quad (5.3)$$

ここで、 g_l と θ_l は、 l 番目のパスの振幅および位相である。送信ベクトル x は、 $K \times K$ の次元を持つ拡散行列 C と情報ベクトル $s = [s_0, s_1, \dots, s_{K-1}]$ を乗算したものとして表すことができる。

$$x = Cs \quad (5.4)$$

一方、5.2 式のチャネル行列 H は以下のように固有値分解される。

$$\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H \quad (5.5)$$

ここで、 V は、 $K \times K$ 次元のユニタリ行列であり、 $V^H V = I$ を満足する。また、 I は単位行列である。 Λ は $K \times K$ 次元の対角行列であり、それぞれの要素が $H^H H$ の固有値となっている。なお、固有値分解の代わりに H を特異値分解 (Singular Value Decomposition: SVD) することでも V と Λ を求めることは可能である。ここで、 Λ は以下のように表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{\Lambda} &= \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_K) \\ \lambda_1 &\geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_K \end{aligned} \quad (5.6)$$

VCにおいては、 V は5.4式の C に等しい。仮に5.2式のチャネル行列 H が送信側で既知とすると、5.1式は以下ようになる。

$$y = HVs + z \quad (5.7)$$

また、 V が受信側で既知であるとする、5.7式は左側から $V^H H^H$ を乗算することで、以下のように表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{V}^H \mathbf{H}^H \mathbf{y} &= \mathbf{V}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{V} \mathbf{s} + \mathbf{V}^H \mathbf{H}^H \mathbf{z} \\ &= \mathbf{V}^H (\mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H) \mathbf{V} \mathbf{s} + \mathbf{V}^H \mathbf{H}^H \mathbf{z} \\ &= \mathbf{\Lambda} \mathbf{s} + \mathbf{V}^H \mathbf{H}^H \mathbf{z} \end{aligned} \quad (5.8)$$

Λ は $K \times K$ の対角行列であるため、結果として、合計 K 個の直交したコードチャネルが生成されることになる。つまり、送信側において V 行列の列ベクトルをデータベクトル s に乗算することで、多重されたコードチャネルを受信側で干渉なく分離することが可能となる。

上記の定義に従うと、送信側で V が既知である必要がある。また、受信側では H および V が既知である必要がある。ただし、 H が既知であれば、 V は計算によって求めることが可能である。

5.3 提案方式

5.3.1 Modulation and Coding Scheme (MCS)

AMC においては、変調方式と符号化率の組として MCS を設定し、これを切り替えることで適応変調・符号化を行う。MCS を最も簡易に選ぶ方法は、伝送速度が均一になるように選ぶといものである。今回は簡単化のため、伝送速度を基に表 5.1 に示される 5 つの MCS を用いることとした。

表 5.1: MCS Set

MCS(#)	Modulation Scheme	Coding Rate	Normalized Physical Rate
MCS(1)	QPSK	$R = 1/2$	1.0
MCS(2)	16QAM	$R = 1/2$	2.0
MCS(3)	16QAM	$R = 3/4$	3.0
MCS(4)	64QAM	$R = 2/3$	4.0
MCS(5)	64QAM	$R = 5/6$	5.0

5.3.2 MCS 切り替えおよびコードチャネル数制御方式

VC においては、5.6 式における λ_k の大きさに依存して各コードチャネルの SNR が決定される。固有値分解の際に、 λ_k を大きい順にソートすることにより、 k で示される番号が大きくなるほど λ_k の大きさは小さくなる。そして、小さい λ_k に対応するコードチャネルは、時として誤り率を大きく劣化させる可能性がある。そこで、小さい λ_k に相当するコードチャネルを用いず、その電力を他のコードチャネルに割り当てることで、伝送速度は低下するが性能の向上が可能となる。このような制御は、 V 行列において対応する列ベクトルを用いないことで実現できる。つまり、5.4 式における C を V の部分行列とする。このような制御を適応的に行うことを、適応コードチャネル数制御 (ACCE) と呼ぶ。

AMC においては、MCS をどのように切り替えるかが重要となる。その際には、 SNR が切り替え基準として用いられる。提案方式では、AMC を拡張し、ACCE と併せた制御を

行う。これを図 5.2 に示す。 N_{act} は現在利用しているコードチャンネル数、 N_{min} は最低限利用されるコードチャンネル数、 N_{max} は利用できる最大のコードチャンネル数である。 $MCS(n)$ ($n = 1, 2, \dots, N_{mcs}$) は、 n 番目の MCS であり、 N_{mcs} は MCS の総数である。なお今回は表 5.1 に示されるように、 $N_{mcs} = 5$ である。

$MCS(n)$ が選択されている場合に $N_{act}(n)$ が $N_{min}(n)$ より小さくなった場合には、 $MCS(n-1)$ に切り替える。一方、 $N_{act}(n)$ が $N_{max}(n)$ より大きくなった場合には、 $MCS(n+1)$ に切り替える。ここで、 $N_{act}(n)$ は、受信側で測定した SNR 値である SNR_{mcs} と、 $MCS(n)$ に対応する SNR 閾値である $SNR_{th}(n)$ を比較することで決定される。この SNR 閾値を超えたコードチャンネルのみが $N_{act}(n)$ としてカウントされる。この様子を図 5.3 に示す。ここで、ACCE が行われた場合でも、送信電力は一定になるように制御される。つまり、 $N_{act}(n)$ 直前の送信よりも小さな値になった場合には、使われないコードチャンネルの電力が他のコードチャンネルに割り振られることになる。

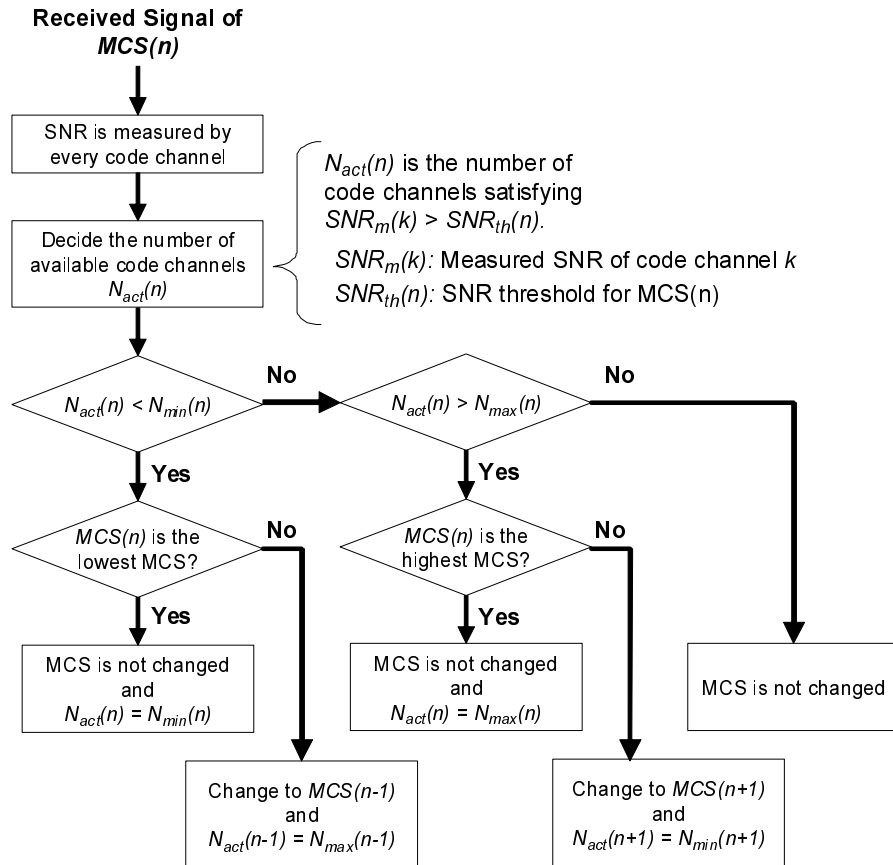


図 5.2: 提案の AMC および ACCE

4 章で示したように、SNR 閾値は、伝搬路状況と MCS に依存する。そのため、閾値は適応的に制御する必要がある。そこで 4 章と同様に、SNR 閾値を CRC 結果に応じて以下のよう

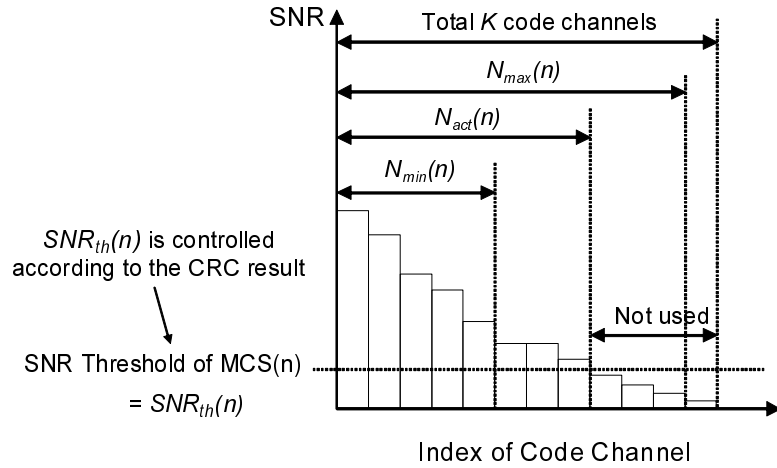


図 5.3: ACCE の詳細

- *CRC OK* : $SNR_{th}(n)$ を δ_{down} 減少させる
- *CRC Error* : $SNR_{th}(n)$ を δ_{up} 増加させる

このように制御する理由については、4 章における 4.3 節を参照されたい。本章では、 $\delta_{down} = 0.01[\text{dB}]$ 、および $\delta_{up} = 0.99[\text{dB}]$ を用いることとした。

5.3.3 N_{max} および N_{min}

前節で示した $N_{max}(n)$ を、以下のように定義する。

$$N_{max}(n) = \begin{cases} K & \text{if } n = N_{mcs}, \\ K - 1 & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (5.9)$$

5.9 式が意味するところは、仮に $n \neq N_{mcs}$ 、かつ $N_{act}(n) > K - 1$ であった場合に、 $MCS(n+1)$ に切り替えることを意味する。ここで、 $N_{act}(n)$ の最大値は K である。このことは、現在選択されている MCS の特性が十分に良い場合には、 $N_{act}(n)$ は K に到達することになり、その時点で上位の MCS に切り替えることを意味している。

一方、 N_{min} を以下のように定義する。

$$N_{min}(n) = \begin{cases} 1 & \text{if } n = 1, \\ \left\lceil \frac{N_{max}(n-1) \cdot P(n-1)}{P(n)} \right\rceil & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (5.10)$$

ここで、 $P(n)$ は正規化された $MCS(n)$ の伝送速度を表している。これは表 5.1 に示されている。また、 $\lceil x \rceil$ は、 x を超える最小の整数を表している。5.10 式の意味するところは、 $MCS(n)$ の最小の伝送速度 ($N_{min}(n)$ に相当) が、 $MCS(n-1)$ の最大の伝送速度 ($N_{max}(n-1)$ に相当) を下回った場合には、その時点で下位の MCS に切り替えることを意味している。

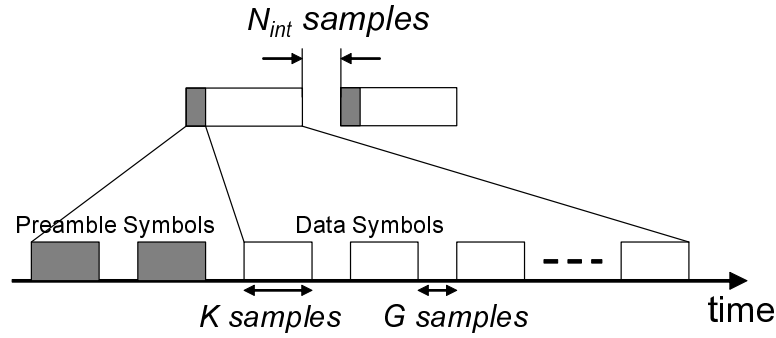


図 5.4: パケットフォーマット

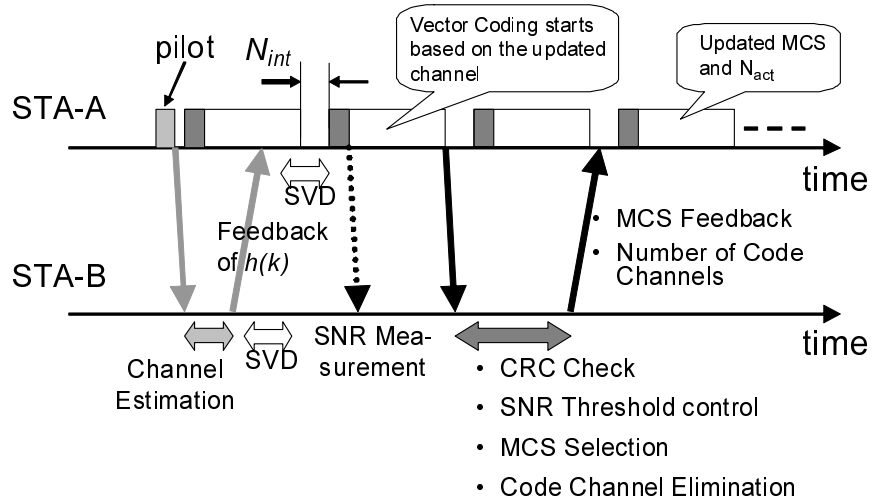


図 5.5: 提案方式のシーケンス

5.4 システムモデル

本節では、提案する AMC および ACCE を実現するためのシステム構成について述べる。

5.4.1 プロトコル

図 5.4 に、パケットフォーマットを示す。図中、 N_{int} はパケット間隔を意味している。プリアンブルはデータシンボルの前に連続して 2 度繰り返して送信される。プリアンブルは、同期や AGC など様々な用途で用いられるが、本章では簡単化のために SNR 測定にのみ用いられる。

続いて図 5.5 に、VC のプロトコルを示す。STA-A は VC 伝送の送信側であり、STA-B は受信側である。また、FDD(Frequency Division Duplex) を想定している。まず最初に、STA-A が STA-B にパイロット信号を送信する。STA-B では、これを用いて伝搬路推定を行う。VC においては、チャンネル行列を生成するために 5.3 式で示される $h(l)$ を推定する必

要がある。推定された結果は、STA-A にフィードバックされる。これにより、STA-A および STA-B の両方で 5.2 式で示されるチャネル行列 H を生成することが可能となる。 H が生成されると、両方の端末で固有値分解 (図中では特異値分解を意味する SVD と記載) が行われ、送信ウエイト V および受信ウエイト $V^H H^H$ を得ることができる。或いは、固有値分解を STA-B でのみ行い、 V を STA-A にフィードバックすることでも VC を行うことが可能となる。しかし後者の場合、 V は $K \times K$ の次元を持つため、上りリンクのスループットロスを招く。そのため、本章では $h(l)$ をフィードバックすることを想定する。このフィードバックの遅延と、固有値分解による遅延は合計して 1 パケットとする。SNR は、プリアンブルと固有値分解結果を用いてコードチャネルごとに測定され、SNR 閾値と比較される。これにより、MCS と N_{act} が決定される。決定した MCS と N_{act} についても、適用されるのは直後のパケットではなく、1 パケットの遅延を想定している。

固有値分解にはいくつかのアルゴリズムが存在する [5.16]。固有値分解の実現方法が STA-A と STA-B で異なることとすると、生成される V 行列も異なるものとなる。その違いは、 V の各列に対する位相回転として以下のように表される。

$$V_B = V_A \cdot \text{diag}(e^{j\phi_1}, e^{j\phi_2}, \dots, e^{j\phi_K}), \quad (5.11)$$

ここで、 V_A および V_B は、それぞれ STA-A および STA-B で計算される V 行列である。この位相回転は、プリアンブルのような既知信号を用いて補正することが可能である。しかし本章では、AMC と ACCE の評価に焦点を当てているため、STA-A と STA-B で同じ固有値分解のアルゴリズムを適用している (或いはシステムで固有値分解の手法が定義されている) ものと仮定する。よって、5.11 式に示される位相回転は起こらないものとする。

5.4.2 伝搬路推定

前節において示したように、STA-B では伝搬路の複素インパルス応答である $h(l)$ の推定が必要となる。そのため、それを推定するためのパイロット信号系列が性能に大きな影響を与える。そこで本章では、自己相関特性に優れた M 系列を採用している。図 5.6 に、M 系列を受信した際の伝搬路推定の構成を示す。ここで、 K_p はパイロット信号のサンプル数 (系列長) であり、 G_p はパイロット系列の GI のサンプル数である。 F は RAKE 受信の場合と同様のフィンガ数であり、 D は 1 サンプルの遅延素子である。図中、相関器 (correlator) は、送信側と同じ M 系列との相関をとるものである。このような構成により、 F パス分の伝送路推定値を得ることができる。

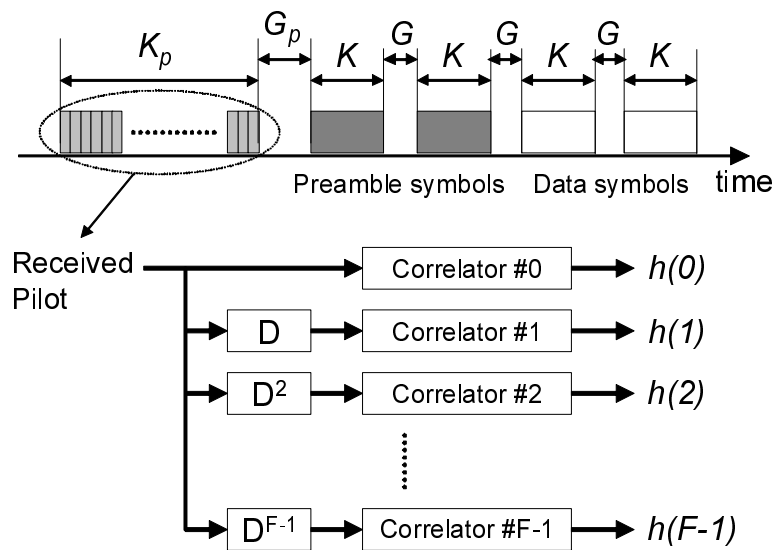


図 5.6: 伝搬路推定方式

5.5 シミュレーション結果

5.5.1 シミュレーション条件とパラメータ

図 5.7 に、シミュレーションにけるブロック図を示す。畳み込み符号化およびインターリーブされたデータは、変調され、送信ウエイトである V が乗算される。ここで、 V は事前に求められたチャネル行列から計算される。受信側においては、 $V^H H^H$ が乗算された後、復調、デインターリーブ、ピタビ復号が行われる。復号された結果をもとに、CRC チェックが行われる。そしてパケット先頭のプリアンプルにおいて求められた SNR 測定値と、CRC 結果に基づいて制御された SNR 閾値を比較し、次に用いる MCS とコードチャネル数が決定される。今回の評価では、上りリンクは理想的としており、伝搬路推定値は受信側 (STA-B) から送信側 (STA-A) に誤りなくフィードバックできるものとする。

表 5.2 に、シミュレーションパラメータを示す。MCS は表 5.1 に示された 5 つの MCS が用いられている。Vector Coding によるシステムの評価はこれまで存在しないため、試験的に無線 LAN のような用途を想定し、帯域幅は 10MHz を想定している。そのため伝搬モデルは、4 章と同様に、屋内向けの HiperLAN/2 モデルを用いているが、これをサンプリングレート (10MHz/16) の分解能まで落とした指数減衰モデルを近似的に用いている。また、ドップラ周波数は 5Hz としている。

“Processing gain” は拡散率を表し、データシンボルあたりのサンプル数を示す。従って、 V および H 行列の次元はそれぞれ 16×16 および 20×16 となる。パイロット信号は周期が 63 の M 系列で、系列長も 63 としている。パイロット信号の GI は 17 サンプルであり、これは GI を含めたパイロット信号のサンプル数である $K_p + G_p (=80)$ が、データシンボルのそれ

である $K+G(=20)$ の整数倍となっている。パイロットの挿入間隔は記載がない場合には10パケットに1シンボルとしているが、これについては5.5.3節の最後に評価を行っている。

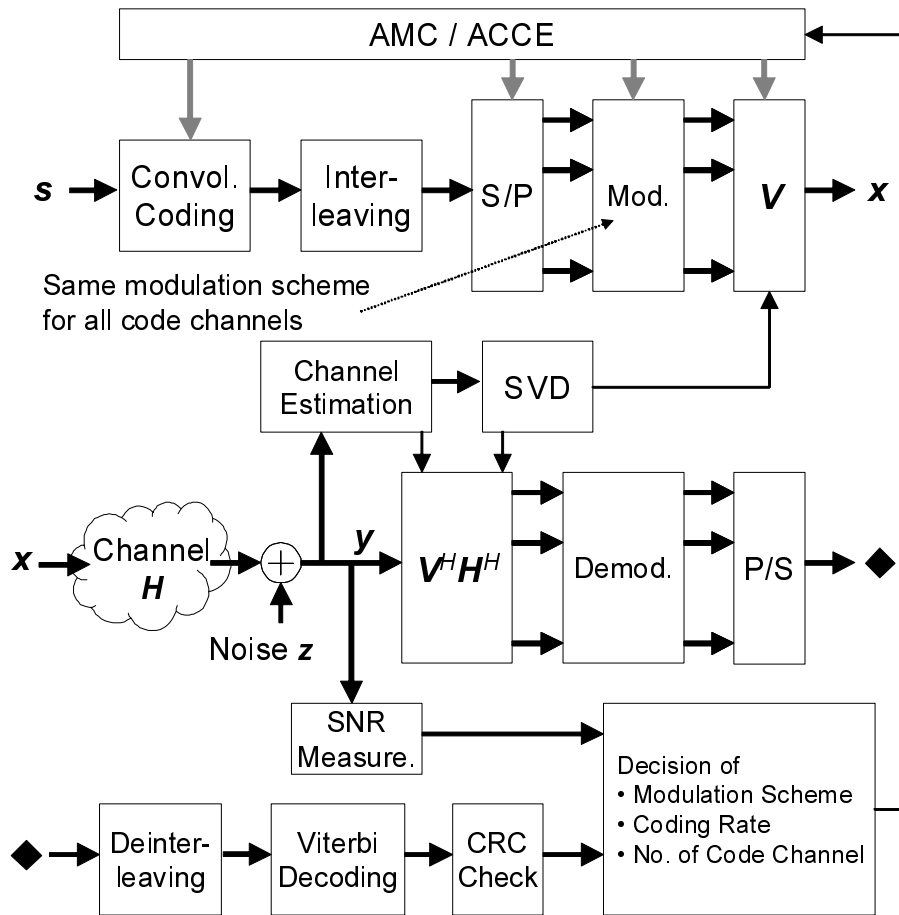


図 5.7: シミュレーションブロック図

表 5.2: シミュレーションパラメータ

MCS	See Table 5.1
N_{max} and N_{min}	Calculated from Equation (5.9) and (5.10) in $K=16$
Target PER	0.01 ($\Delta_{up}=0.99\text{dB}, \Delta_{down}=0.01\text{dB}$)
Carrier & Bandwidth	2.4GHz, 10MHz Channel
Processing Gain, K	16
Guard Interval, G	4
Channel Coding	Convolutional Coding Constraint Length = 7
No. of Preamble Symbols	2
No. of Data Symbols	16
Pilot Signal	M-sequence ($K_p=63, G_p=17$) 1 Signal per 10 Data Packets
Interval between Data Packets, N_{int}	2 Data Symbols (40 samples)
Channel Model	Exponential 4-path Model (3dB decrement per path) Doppler Frequency, $f_d = 5\text{Hz}$

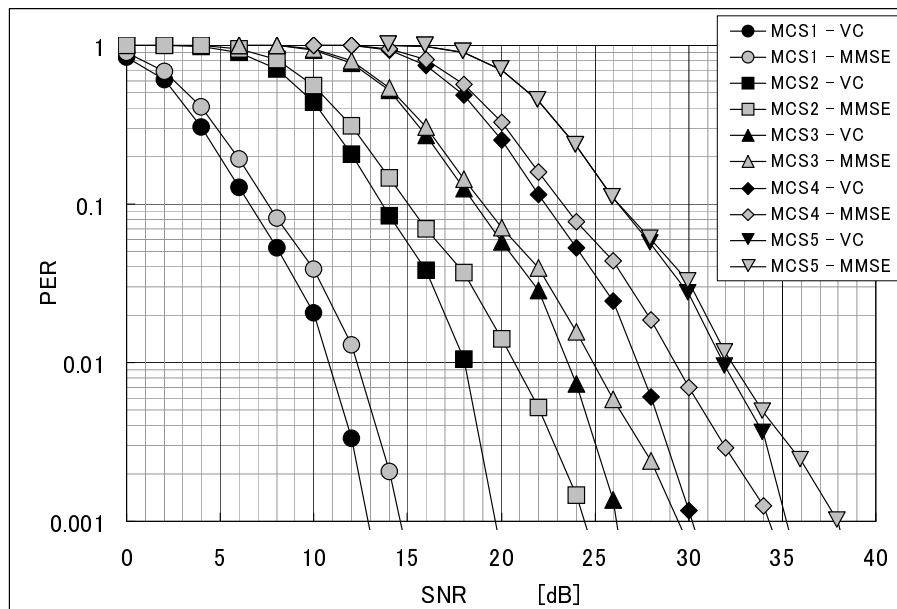


図 5.8: VC と MMSE の PER 特性

5.5.2 MMSE 等化

提案方式の評価を行う前に、VC の有効性を示すために MMSE 等化との比較を行っている。VC では、小さい固有値に対応するコードチャネルが誤りを増加させるが、MMSE では、各コードチャネルの利得に大差はないと考えられる。MMSE 等化は、受信側でのウエイトを以下のように設定することで実現できる (5.8 式における受信側のウエイト $V^H H^H$ を、 W_{MMSE} に置き換える)。

$$W_{MMSE} = (H^H H + \sigma^2 I)^{-1} \cdot H^H \quad (5.12)$$

ここで、 H は 5.2 式で定義されている。 σ^2 は雑音電力であり、 $E[zz^H]$ の対角成分に等しい。なお、MMSE 等化は受信機のみで実現できるため、この場合には 5.4 式における C は単位行列 I に置き換えられる。VC との packets 誤り率特性は次節で示す。

5.5.3 結果と考察

図 5.8 に、VC と MMSE の packets 誤り率比較結果を示す。伝搬路推定および MMSE の雑音電力測定は理想的である。図 5.8 の特性より、VC の PER 特性が MMSE よりも優れていることが確認できる。VC においては、各コードチャネルが異なる利得を持っているため、その間でインターリーブおよび誤り訂正が行われることで符号化利得が大きくなる傾向がある。また、お互いのコードチャネルが (雑音強調なしに) 干渉し合わないことも利点の 1 つである。一方で MMSE では、ウエイト乗算後の各コードチャネルの電力は等しく、誤り訂正の利得が VC に比べると小さくなると考えられる。このことは、MCS5 のように符号化率が低い場合には、誤り訂正による利得が小さくなり、VC と MMSE の差も小さくなっていることから伺える。ただし MMSE は受信側のみでの処理となるため、伝搬路情報を送信側にフィードバックしなくて済むという利点がある。

続いて図 5.9 および図 5.10 に、提案方式を適用した場合の VC と MMSE のスループット特性をそれぞれ示す。同じ図中に、各 MCS のスループット特性 ($N_{act}=16$ の場合) も同時に示している。伝搬路推定と SNR 測定は理想的である。図 5.9 において、提案方式は個々の MCS のスループット特性よりも良好な特性を示している。つまり、最適な AMC が行われたと想定した場合の特性よりも優れていることがわかる。また、図 5.10 を見ると、提案方式を適用した場合の VC の特性に比べて、MMSE では大幅な劣化が確認できる。これは、MMSE では各コードチャネルの誤り数に大差がないため、ACCE によってコードチャネルを削減してしまうと誤り率はさほど変化しないわりに伝送速度が下がってしまうためである。

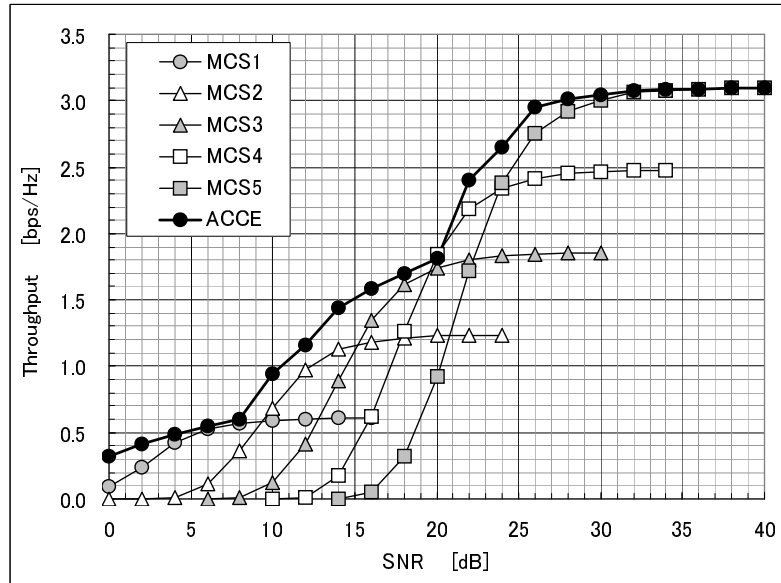


図 5.9: MCS ごとの特性と提案方式の特性 (VC)

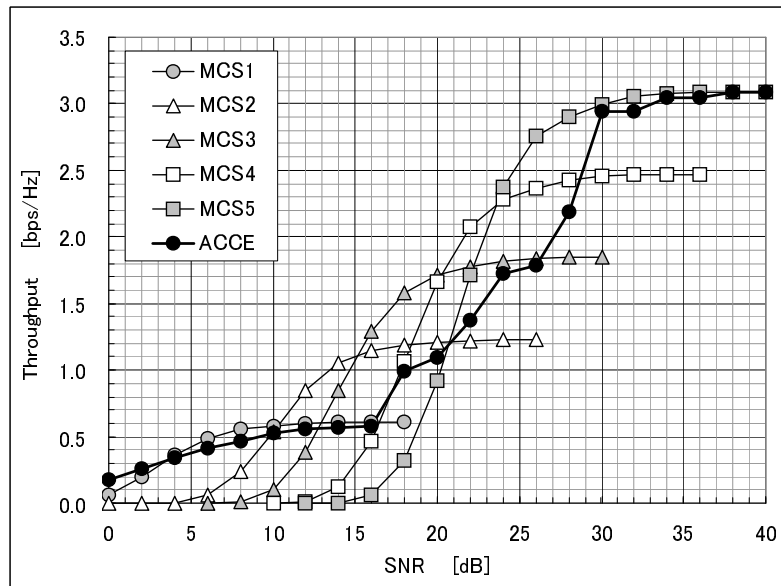


図 5.10: MCS ごとの特性と提案方式の特性 (MMSE)

図 5.9 において、VC では固有値の小さいコードチャンネルが誤りを多く引き起こすため、それを用いないような制御を行う ACCE が有効に機能し、スループットを向上させていると考えられる。このことを証明するために、図 5.11 に、各 MCS とコードチャンネル数の出現率を示す。図中、(a)SNR=10dB、(b)SNR=8dB、(c)SNR=20dB である。図 5.11(a) では、

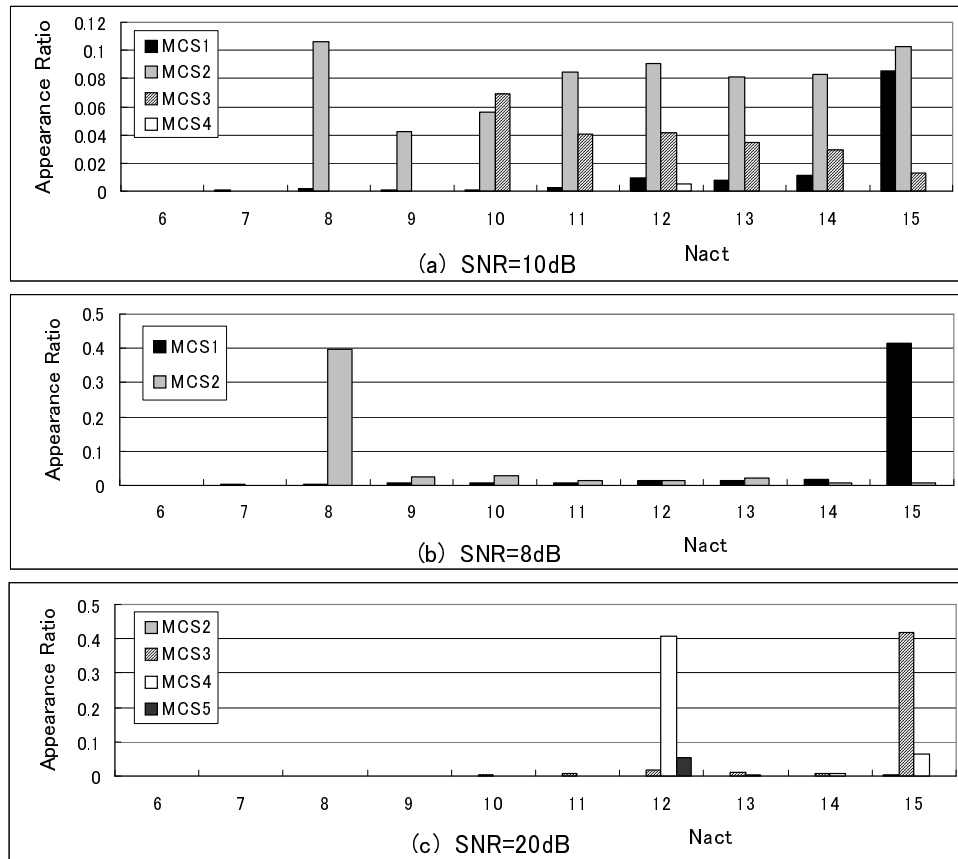


図 5.11: N_{act} ごとの出現率

ACCEによって、伝搬路状態に応じてコードチャンネル数が制御されている様子がわかる。しかしながら、図 5.11(b) においては、MCS1 の $N_{act}=15$ 、および MCS2 の $N_{act}=8$ が傑出して選択されている。これらの N_{act} の値は MCS1 の N_{max} および MCS2 の N_{min} に等しい。つまり、最適な MCS およびコードチャンネル数がこれらの間に位置していることを示している。また、図 5.11(c) においても同様に、 $N_{max}(3)$ である 15 と $N_{min}(4)$ である 8 が数多く選択されており、最適な動作点はその間にあると考えられる。これらのことが、図 5.9 において SNR=8dB と 20dB において不連続点が存在する原因である。従って、 $(n = 1, 3)$ における $N_{max}(n)$ および $N_{min}(n + 1)$ の設定値を変更することで、性能が改善される可能性がある。しかしこれらは伝搬路依存であるため、今回は N_{max} と N_{min} を伝送速度によるのみ決定している。

続いて図 5.12 に、伝搬路推定時におけるフィンガ数に応じた特性を示す。“ACCE” は、提案方式をあらわしており、“AMC” は、各 MCS の特性の最大のスループットをなぞったカーブ (つまり最適な AMC がかけられたと仮定した場合) を表している。また、SNR 測定は理想的である。提案方式 “VC(ACCE)” における $F=4$ の特性は、伝搬路推定が理想的である “VC(ACCE) - Ideal” に非常に近いことがわかる。 $F=4$ はシミュレーションで想定したパス数 L と等しいため、適切なフィンガ数を設定すれば伝搬路推定による誤差は小さいと言え

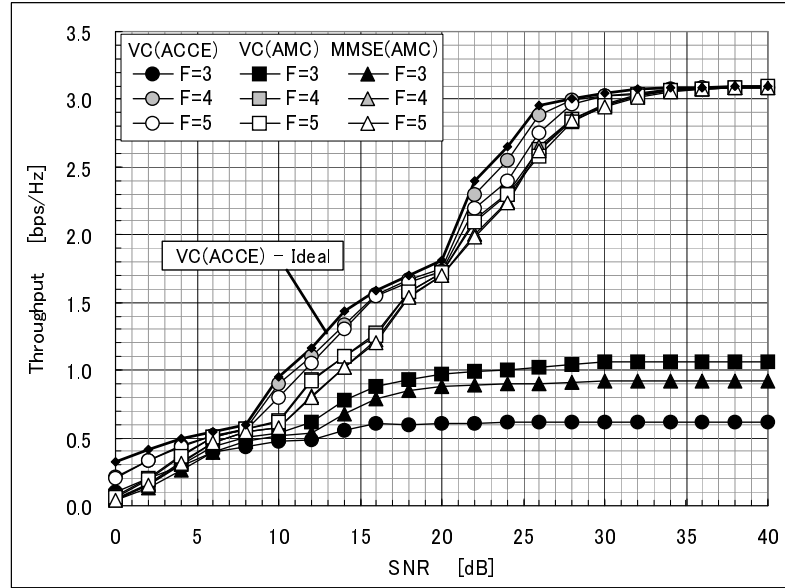


図 5.12: 伝搬路推定のフィンガ数に応じた特性

る。また、すべての場合において、 $F=4$ と $F=5$ の場合の特性差は極めて小さい。そのため、 $F=5$ にして最後の 1 つのフィンガが雑音を拾った状態でチャネル行列 H を構成しても、性能の劣化は小さいということになる。

一方で、 $F=3$ では、VC であっても MMSE であっても大きな性能劣化が生じている。さらに提案方式においては、 $F=3$ の場合は他方式よりも性能が劣化する。これは、伝搬路行列の推定値が実際と異なるために VC が機能せず、各コードチャネル間で性能差が出ない状態で ACCE によってコードチャネルの削減が行われるためと考えられる。

最後に、伝搬路変動に対する特性について示す。今回の評価では屋内環境を想定しているため、高速なチャネル変動は考慮していない。しかし提案方式の伝搬路変動に対する指標を示すために本評価を行った。図 5.13 において N_p は N_p 個のパケットごとにパイロット信号を 1 シンボル挿入した場合の結果である。伝搬路推定は $F=4$ のフィンガ数で行い、SNR 測定もプリアンプを用いて行っている。パイロット信号間隔が小さい場合、伝搬路変動に対しては強くなるが、パイロット信号によるオーバーヘッドでスループットの劣化を招く。図 5.13 を見ると、 f_d が 20Hz 以下であれば 10 パケットに 1 シンボルのパイロットが良い選択であると言える。 $f_d=5\text{Hz}$ の場合、パイロット間隔が 1.5msec 以内の場合に提案方式は最も良好な特性を示す。しかしそれ以外では特性が最も悪くなっている。これは VC 自体が MMSE に比べて伝搬路変動に弱いというわけではない。なぜなら最適な AMC のみ適用されたとした場合 (“AMC” のプロット) で比較すると、VC と MMSE では大差がないからである。よって、前節のフィンガ数の評価の場合同様に、伝搬路変動によってコードチャネル間の性能差がなくなった状態で ACCE が行われると、スループットが劣化するということになる。そのため、伝搬路変動が激しい場合に提案方式を用いる際には、パイロット信号

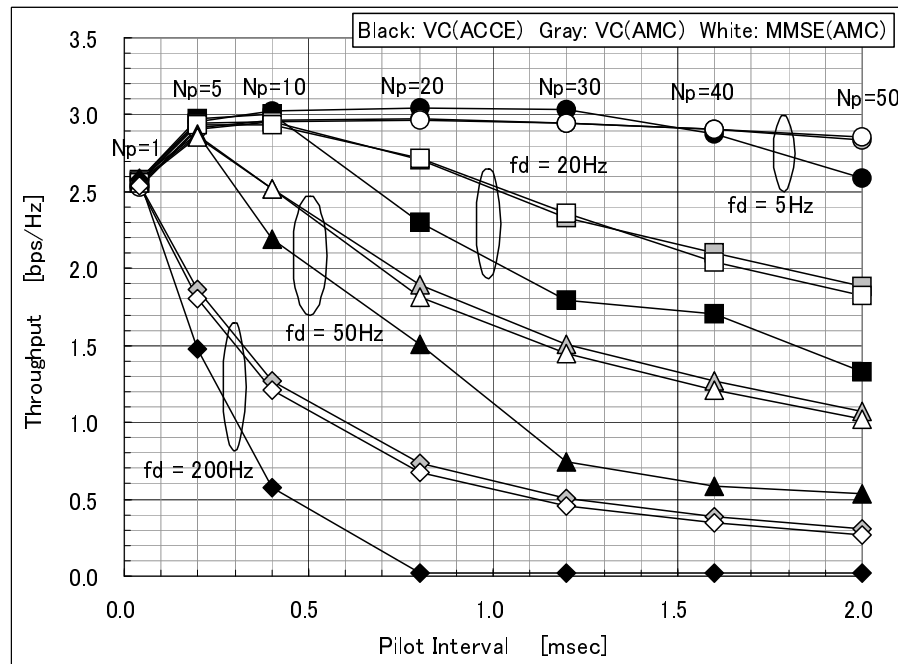


図 5.13: チャンネル変動に関する特性 (SNR=30dB)

の挿入間隔と、伝搬路変動の度合いに応じて、使い分ける必要がある。

5.6 結論

本章では、Vector Coding(VC)における適応変調・符号化(AMC)と適応コードチャネル数制御(ACCE)を提案した。まず最初に、VCそのものが、MMSEよりも優れた性能すことを確認した。続いて提案方式は、AMCだけを適用した場合に比べてスループット特性を向上させることが可能であることを示した。また、伝搬路推定の際に必要なフィンガ数に応じた特性、および伝搬路変動に対する特性について明らかにした。伝搬路推定もしくは伝搬路追従が不完全な場合には、提案方式は大きく劣化するため、AMCだけを適用する場合と切り替えるなどの工夫が必要であることがわかった。

VCは1990年以前に提案されており、かつ、固有モード伝送を実現していたにもかかわらず、これまでほとんど研究はなされていない。この理由の1つとしては、巨大なサイズの特異値分解を必要とするためであると考えられる。VCが提案されてから20年近く経つ現在においては、IEEE802.11nの送信ビームフォーミングにおいて特異値分解が前提とされているものの、せいぜい4x4である。しかし大きなサイズの特異値分解は、画像のスペクトル解析などで既に用いられている。OFDMが30年近く経って実用化されたのと同様に、ASICの進歩により無線領域でも実用化の可能性はある。しかしVCでは、伝搬路情報を送信側に通知する必要があるため、フィードバックのオーバーヘッドが生じることも欠点の1つである。これはTDDなどを用いることによって緩和できる可能性があるが、OFDMのように伝搬路

によらずフーリエ行列で直交化ができるメリットは大きく、演算量とフィードバックの面で OFDM には及ばない。ただ今回提案したコードチャネル数制御自体は OFDM や MIMO の ストリーム数制御でも適用可能であるため、様々なシステムに応用できると考えられる。

5.7 参考文献

- [5.1] H. Sampath, P. Stoica, and A. Paulraj, "Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.49, No.12, pp.2198-2206, Dec. 2001.
- [5.2] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-Forcing Methods for Downlink Spatial Multiplexing in Multiuser MIMO Channels," *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol.52, No.2, pp.461-471, Feb. 2004.
- [5.3] J. T. Aslanis, S. Kasturia, G. P. Dudevoir, and J. M. Cioffi, "Vector Coding for Partial Response Channels," *MILCOM'88*, Vol.2, pp.667-671, October 1988.
- [5.4] S. Kasturia, J. T. Aslanis, and J. M. Cioffi, "Vector Coding for Partial Response Channels," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, Vol.36, No.4, pp.741-762, July 1990.
- [5.5] S. Kasturia and J. M. Cioffi, "Vector Coding with Decision Feedback Equalization for Partial Response Channels," *IEEE GLOBECOM 1988*, pp.853-857, November 1988.
- [5.6] 古川, "符号の直交分離とパスダイバーシチを同時に実現する符号分割多重伝送," *IEICE 信学技報 (無線通信システム)*, RCS2006-52, pp.101-106.
- [5.7] 竹田, 中川, "Vector Coding と OFDM の性能比較に関する検討," *IEICE 信学技報 (無線通信システム)*, RCS2007-215, pp.175-179.
- [5.8] Z. Li and H. Furukawa, "An Enhanced Vector Coding and Its Application to Delay Spread MIMO Channels," *Proc. IEEE APWCS2007*, Aug. 2007.
- [5.9] 高梨, 竹田, 安達, 中川, "Vector Coding における Chase Combining 再送法," *IEICE 信学技報 (無線通信システム)*, RCS2008-148, pp.107-112.
- [5.10] Z. Zhendong, B. Vucetic, M. Dohler, and L. Yonghui, "MIMO Systems with Adaptive Modulation," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol.54, Issue 5, pp.1828-1842, Sept. 2005,
- [5.11] K. B. Song, A. Ekbal, S. T. Chung, and J. M. Cioffi, "Adaptive Modulation and Coding (AMC) for Bit-interleaved Coded OFDM (BIC-OFDM)," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, Vol.5, Issue 7, pp.1685-1694, July 2006.
- [5.12] R. Kwan and C. Leung, "Downlink Scheduling Schemes for CDMA Networks with Adaptive Modulation and Coding and Multicodes," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, Vol.6, Issue 10, pp.3668-3677, October 2007.
- [5.13] A. Gjendemsjo, H. C. Yang, G. E. Oien, and M. S. Alouini, "Joint Adaptive Modulation and Diversity Combining With Downlink Power Control," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol.57, Issue 4, pp.2145-2152, July 2008.

- [5.14] P. Tan, Y. Wu, and S. Sun, "Link Adaptation Based on Adaptive Modulation and Coding for Multiple-antenna OFDM System," *IEEE J. on Selected Areas in Commun.*, Vol.26, Issue 8, pp.1599-1606, October 2008.
- [5.15] D. Takeda, Y. C. Chow, S. Paul, and H. Tsurumi, "Threshold Controlling Scheme for Adaptive Modulation and Coding System," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E89-B, No.5, pp.1598-1604, May 2006.
- [5.16] G. H. Golub and C. F. V. Loan, "Matrix Computations. 3rd ed." Johns Hopkins University Press, Baltimore, 1996.
- [5.17] Y. Takahashi, Y. Iwanami, and E. Okamoto, "A time-domain block equalization scheme on SIMO frequency selective channels," *IEEE Region 10 Conference* 2007.

第6章 本論文の結論

本論文では、無線通信の高速化において今後ますます需要が見込まれる適応制御について、様々なシステムをモチーフとして検討を行った。まず第2章では、干渉キャンセラにおいて、レプリカ信号作成時の誤り訂正情報を干渉キャンセル後の復号に適応的に用いることで、演算量の大幅な削減を達成した。続いて第3章においては、MC-CDMA に適応制御を導入し、周波数選択性フェージングにおいて落ち込んだサブキャリアを適応的に用いないことで従来の DS-CDMA に比べて性能が向上することを確認した。第4章では、適応変調・符号化 (AMC) における変調方式および符号化率 (MCS) を決定するための閾値を適応的に制御することにより、VSF-OFCDM において最適に近いスループット特性を達成することを確認した。第5章では、Vector Coding (VC) に対して、AMC および利用するコードチャンネル数を適応的に制御する手法を提案し、その有効性を確認した。

6.1 DS-CDMA 干渉キャンセラにおけるビタビ復号器の演算量削減に関する検討 (第2章)

第2章では、適応制御の別のアプローチとして、演算量削減に注目して検討を行っている。CDMA の干渉キャンセラにおいては、レプリカ信号作成時に一度誤り訂正を行うことでレプリカ信号の精度が向上し、それが干渉キャンセル後の信号の精度向上につながる。しかしレプリカ信号作成時と、干渉キャンセル後の信号の両方について誤り訂正復号が必要となる。そこでレプリカ生成時の復号情報を用いて、干渉キャンセル後の誤り訂正復号の演算量を削減し、高速化を行う手法を提案した。提案する手法は、相関器出力の情報とレプリカ生成時の復号パスを合わせて信頼性の高いパスを決定し、そこについては干渉キャンセル後には復号を行わないというものである。

計算機シミュレーションの結果、ビタビ復号器の演算を構成する ACS (Add Compare Select) 部の演算量を最大で 80% 削減できることとなった。ただし 0.5-1dB 程度の性能劣化が起るため、演算量と性能とのトレードオフとなる。

6.2 部分帯域伝送を用いた直交マルチコード MC-CDMA システム (第3章)

第3章では、MC-CDMA として、2つの手法を用いた。1つ目は拡散前のデータを直並列変換し、拡散後に各サブキャリアに割り当てる S/P タイプであり、もう1つは拡散された

データを直並列変換して各サブキャリアに割り当てる CP タイプ (拡散前のデータをサブキャリア数分コピーした後に周波数方向に拡散する手法と等価のため、CP と呼ぶ) である。両方式について、周波数選択性フェージングによって落ち込んだサブキャリアを用いないことで性能を改善する部分帯域伝送を適用し、DS-CDMA と比較を行った。

比較においてはパケット通信を想定し、各ユーザのトラフィックを変動させて評価を行った。その結果、提案方式を用いることで、DS-CDMA と比べて、パケット誤り率が1%の地点の所要 E_b/N_0 が約 4-5dB 改善された。また、遅延特性およびスループット特性も DS-CDMA に比べて良好な特性を示した。一方で MC-CDMA の 2 方式間では、S/P タイプが CP タイプよりも優れた性能を示したが、これは CP タイプの逆拡散の操作を工夫することで改善できる可能性がある。

6.3 適応変調・符号化における閾値制御方式に関する検討 (第4章)

第4章では、第4世代 (4G) の移動通信を想定し、適応変調・符号化 (AMC) について検討を行った。AMC では、測定した SIR 値が閾値を超える (或いは下回る) 場合には MCS を切り替えるという手法がよく知られている。そのため、変調方式・符号化率 (MCS) を切り替えるための SIR 閾値の設定が性能を大きく左右する。しかし SIR 閾値は伝搬路状態や受信機の実装に依存するため、予め決めておくことが困難である。そこで、この SIR 閾値の設定をパケットが誤ったか否かの情報に基づいて動的に制御する機構を導入した。さらに上位の MCS に切り替える閾値と、下位の MCS に切り替える閾値を別々のパケット誤り率をターゲットとして制御することを提案した。

提案方式を VSF-OFCDM システムで評価した結果、最適に近い MCS の選択がなされていることを示した。また、最も下位もしくは上位の MCS が選ばれている場合には、送信電力制御を行い、スループット改善もしくは他ユーザへの干渉の低減を可能とした。

6.4 Vector Coding における適応変調・符号化および適応コードチャネル数制御 (第5章)

第5章では、固有モード伝送の1つである Vector Coding (VC) において、適応変調・符号化とコードチャネル数制御 (ACCE) を適用している。コードチャネル数制御とは、VC において生成される複数のコードチャネルのうち、固有値の小さいコードチャネルを使わないようにすることである。4章同様、AMC および ACCE においては SNR 値を用いて MCS の切り替えおよびコードチャネル数の決定を行っている。また、SNR 閾値は、パケット誤りによって適応的に制御を行うことで、伝搬路の統計的な性質が変わっても対応することが可能となっている。

性能評価の結果、提案方式は AMC のみを用いた場合に比べて SNR 値によっては 1.4 倍程度のスループット改善効果が見込まれた。これは ACCE による効果であると考えられる。一

方で、伝搬路推定に誤りがある場合や、伝搬路変動によって実際の伝搬路と推定値が異なってくるような場合には、VC自体が有効に機能せず、コードチャネル間の性能差がなくなるためにACCEによってスループットが劣化してしまう現象が確認された。そのため、ACCEの適用については伝搬路状況を見て判断する必要がある。

6.5 全体のまとめ

本論文では、第3世代、第4世代の無線通信システム、および今後応用が期待される固有モード伝送をモチーフとして、適応制御を行うことで受信機の演算量の削減、およびスループットの向上について検討した。まず最初に、当時問題であったビタビ復号器の演算量削減手法を提案し、干渉キャンセラにおいて性能劣化を抑えてビタビ復号器の演算量を大幅に削減することが可能となった。続いて適応制御によるスループット向上に関する検討として、MC-CDMAにおいて周波数領域に適応制御を適用し、その有効性を確認した。また、適応制御におけるスループット向上としてよく知れた手法である適応変調・符号化について新しい閾値制御方式を提案し、MC-CDMAの応用形であるVSF-OFCDMをモチーフとしてその有効性を確認した。そしてこのような手法を、固有モード伝送であるVector Codingに適用し、変調方式と符号化率のみならず符号数(コードチャネル数)を制御し、変調方式と符号化率のみを制御した場合に比べてさらにスループットが改善することを示した。

適応制御の性能は、SNRもしくはSIRの測定、伝搬路推定、ARQ、上りリンクの品質などに大きく依存する。これらの各種要因や実装方式についてはシステム仕様(フレーム構成など)によって手法は様々であり、想定するシステムによって最適化が必要である。今回はこれらの技術については簡易なもの、もしくは既知のもので行ったが、それに起因する劣化と適応制御の関係については今後の検討課題の1つである。

謝辞

本研究は、著者が慶應義塾大学大学院理工学研究科後期博士課程在学中に、同大学工学部中川正雄教授の指導のもとに行ったものであり、終始御懇切な御指導・ご鞭撻を賜りました同教授に心より感謝を申し上げます。また、本論文の審査において数多くのご助言、ご指導を賜りました同大学笹瀬巖教授、大槻知明教授、眞田幸俊准教授に感謝申し上げます。

本研究の一部は、英国プリストルに位置する株式会社東芝 欧州研究所 テレコムリサーチラボラトリーと共同で行ったものであり、本研究の機会を与えて頂き、本研究を進めるにあたって種々御指導、御援助頂いたテレコムリサーチラボラトリー Joe MacGeehan 所長、株式会社東芝 研究開発センター 釜谷幸男技監（当時テレコムリサーチラボラトリー副所長）、セミコンダクター社 鶴見博史参事（当時研究開発センター モバイル通信ラボラトリー室長）およびテレコムリサーチラボラトリー関係者各位に深く感謝いたします。また、本研究に関して、様々な御指導、御助言を頂いた株式会社東芝 研究開発センター モバイル通信ラボラトリー 向井学室長をはじめとする関係者各位に感謝致します。

最後に、長年私を支えてくれた家族に心より感謝申し上げます。

付録A 著作一覧

A.1 査読付き論文

- [1] D. Takeda, Y. Sanada, and M. Nakagawa, “First Viterbi Decoding Methods for the Co-channel Interference Canceller on DS/CDMA Systems,” IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E79-A, No.12, pp.2183-2189, December 1996.
- [2] D. Takeda, H. Atarashi, and M. Nakagawa, “Orthogonal Multicode OFDM-DS/CDMA System Using Partial Bandwidth Transmission,” IEICE Trans. Commun., Vol.E81-B, No.11, pp.2002-2009, November 1998.
- [3] D. Takeda, Y. C. Chow, P. Strauch, and H. Tsurumi, “Threshold Controlling Scheme for Adaptive Modulation and Coding System,” IEICE Trans. Commun., Vol.E89-B, No.5, pp.1598-1604, May 2006.
- [4] D. Takeda, and M. Nakagawa, “Adaptive Modulation and Code Channel Elimination for Vector Coding System,” IEICE Trans. Commun., Vol.E82-B, No.5, pp.1538-1545, May 2009.
- [5] 向井 学, 富澤 武司, 竹田 大輔, 和久津 隆司 他, “階層化アーキテクチャによるソフトウェア無線機用モデム,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol.J88-B, No.4, pp.728-740, April 2005.

A.2 国際学会

- [1] D. Takeda, Y. Sanada, and M. Nakagawa, “Fast Viterbi Decoding Methods for the Co-Channel Interference Canceller on Cellular DS/CDMA Systems,” The 2nd International Workshop on Multi-Dimensional Mobile Communications, MDMC’96, pp.239-243, July 1996.
- [2] D. Takeda, T. Wakutsu, and M. Serizawa, “Feedback parallel interference cancellation system using turbo code,” VTC2001-Fall IEEE VTS 54th, Vol.3, pp.1498-1502, October 2001.
- [3] D. Takeda, Y. C. Chow, P. Strauch, and H. Tsurumi, “Threshold Controlling Scheme for Adaptive Modulation and Coding System,” PIMRC2005, 15th IEEE Symposium, Vol.2, pp.1351-1355, September 2004.

- [4] D. Takeda, Yasuhiko Tanabe, and Kazumi Sato, “Channel Estimation Scheme with Low Complexity Discrete Cosine Transformation in MIMO-OFDM System,” VTC2007-Spring IEEE 65th, pp.486-490, April 2007.
- [5] T. Aoki, Y. Egashira, and D. Takeda, “Preamble structure for MIMO-OFDM WLAN systems based on IEEE802.11a,” PIMRC2006, 17th IEEE Symposium, pp.1-6, September 2006.

A.3 国内研究会

- [1] 竹田 大輔, 中川 正雄, “部分帯域伝送を用いた直交マルチコード OFDM-DS/CDMA,” RCS97-160, pp.25-30, 1997 年 11 月.
- [2] 竹田 大輔, 和久津 隆司, 芹澤 睦, “ターボ符号を用いたフィードバックパラレル干渉キャンセラ,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会 2000 年 9 月.
- [3] 竹田 大輔, 和久津 隆司, 芹澤 睦, “ターボ符号を用いたフィードバックパラレル干渉キャンセラ,” 電子情報通信学会総合大会 2001 年 3 月.
- [4] 竹田 大輔, 和久津 隆司, 芹澤 睦, “ターボ符号を用いたフィードバック付きパラレル干渉キャンセラのマルチパス環境下における特性評価”, RCS2001-139, pp63-68. 2001 年 10 月.
- [5] 竹田 大輔, 旦代 智哉, 富澤 武司, 他, “UMTS に対応したソフトウェア指向のモデムアーキテクチャ提案,” 電子情報通信学会総合大会 2003 年 3 月.
- [6] 竹田 大輔, Yuk C Chow, 鶴見 博史, “適応変調システムにおける閾値可変制御に関する検討,” 電子情報通信学会総合大会 2004 年 3 月.
- [7] 竹田 大輔, 中川 正雄, “Vector Coding と OFDM の性能比較に関する検討,” RCS2007-215, pp.175-179, 2008 年 3 月.
- [8] 高梨 義幸, 竹田 大輔, 安達 宏一, 中川 正雄, “Vector Coding における送信ダイバーシティの適用効果に関する一検討,” RCS2008-49, pp.103-108, 2008 年 7 月.
- [9] 高梨 義幸, 安達 宏一, 竹田 大輔, 中川 正雄, “Vector Coding における Chase Combining 再送法,” RCS2008-148, pp.107-112, 2008 年 11 月.
- [10] 田邊 康彦, 青木 亜秀, 竹田 大輔, 庄木 裕樹, “Group Detection と Sphere Decoding を併用した MIMO 受信アルゴリズムの演算量削減に関する検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会 2004 年 9 月.
- [11] 江頭 慶真, 田邊 康彦, 竹田 大輔, 庄木 裕樹, “MIMO-OFDM システムにおけるストリーム数推定を考慮した伝搬路推定用プリアンブル構成,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会 2004 年 9 月.

- [12] 江頭 慶真, 田邊 康彦, 青木 亜秀, 竹田 大輔, “IEEE802.11a 無線機との共存を考慮した MIMO-OFDM システム用プリアンブル構成の検討,” 電子情報通信学会総合大会 2005 年 3 月.
- [13] 田邊 康彦, 青木 亜秀, 竹田 大輔, 佐藤 一美, “高速無線 LAN 実現に向けた MIMO 伝送方式の標準化動向 –IEEE802.11n における標準化動向–,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会 2005 年 9 月.
- [14] 堀口 智哉, 江頭 慶真, 富澤 武司, 竹田 大輔, 田邊 康彦, “動作合成を用いた SDR 開発プラットフォーム (1) ~ 802.11n MIMO デコーダへの適用 ~,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, 2008 年 9 月.
- [15] 鍋谷 寿久, 宇都宮 依子, 江頭 慶真, 平野 竜馬, 竹田 大輔, “IEEE802.11n 準拠 送信ビームフォーミングの試作及び実伝搬環境での効果,” 電子情報通信学会総合大会, 2009 年 3 月.
- [16] 宇都宮 依子, 鍋谷 寿久, 江頭 慶真, 平野 竜馬, 竹田大輔, “IEEE802.11n Aggregation 手法における各 MPDU のパケット誤り率実測評価,” 電子情報通信学会総合大会, 2009 年 3 月.
- [17] 平野 竜馬, 宇都宮 依子, 鍋谷 寿久, 竹田 大輔, “消費電力を考慮した IEEE802.11n 再送方式のスループット評価,” 電子情報通信学会総合大会, 2009 年 3 月.

A.4 その他

- [1] Daisuke Takeda, “OVER 100Mbps HIGH SPEED WIRELESS LAN – Standardization and Technical Aspects –,” 2007 Japan-Indo Workshop on Microwaves, Photonics, and Communication Systems.

A.5 表彰

- [1] 電子情報通信学会 学術奨励賞 (2005 年 3 月)