



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	シングルキャリア伝送方式を用いる移動無線通信における高効率信号伝送技術の研究
Author(s)	川村, 輝雄
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	甲第11305号
Issue Date	2014-03-25
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k11305
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/55761
Type	doctoral thesis
File Information	Teruo_Kawamura.pdf



博 士 論 文

シングルキャリア伝送方式を用いる移動無線通信
における高効率信号伝送技術の研究

北海道大学大学院情報科学研究科

川 村 輝 雄

目次

第1章 序論	1
1.1 研究の背景	1
1.2 移動通信の特徴	6
1.2.1 電波伝搬	6
1.2.2 多元接続方式	8
1.2.3 デュープレクス方式	9
1.2.4 セル構成	10
1.2.5 周波数繰り返し	11
1.3 移動通信システムと基本要素技術	13
1.3.1 W-CDMA 方式(3G)	13
1.3.2 LTE (3.9G)	16
1.3.3 LTE-Advanced (4G)	19
1.4 研究の位置付け	21
参考文献	23
第2章 広帯域 CDMA 方式におけるチップ等化器の干渉抑圧効果	27
2.1 まえがき	27
2.2 他セル干渉除去を考慮した MPIC とチップ等化器の構成および動作原理	28
2.2.1 パケットチャネルの構成	28
2.2.2 マルチパス干渉キャンセラの構成	29
2.2.3 チップ等化器の構成	31
2.3 MPIC と SWCE のスループット特性比	33
2.3.1 シミュレーション諸元	33
2.3.2 シミュレーション結果	34
2.3.2.1 孤立セルにおける MPIC と SWCE のスループット比較	34
2.3.2.2 他セル干渉除去を考慮した MPIC と SWCE のスループット比較	37
2.4 むすび	44
参考文献	45
第3章 広帯域 DS-CDMA 方式における適応無線リンク制御法と屋外実験評価	47
3.1 まえがき	47
3.2 適応拡散・チャネル符号化利得制御(ASCG)法	49
3.2.1 動作原理	49

3.2.2	室内実験による ASCG 法の特性評価	49
3.2.2.1	室内実験主要諸元.....	49
3.2.2.2	室内実験結果.....	54
3.2.3	まとめ.....	61
3.3	超広帯域 DS-CDMA における ASCG 法の屋外実験評価.....	63
3.3.1	屋外実験概要.....	63
3.3.2	超広帯域 DS-CDMA の基本特性.....	63
3.3.3	ASCG 法のスループットおよび場所率特性	67
3.3.4	まとめ.....	70
3.4	むすび.....	72
	参考文献.....	73
第 4 章	広帯域シングルキャリア FDMA 方式におけるパイロットチャネル構成	75
4.1	まえがき.....	75
4.2	FDMA と CDMA を併用する直交パイロットチャネル構成の提案と特性評価	77
4.2.1	FDMA および CDMA を併用する直交パイロットチャネル構成	77
4.2.2	FDMA における最大同時アクセスユーザ数.....	81
4.2.2.1	周波数選択性フェージングを考慮した最大直交チャネル数からの検討.....	81
4.2.2.2	生成できる CAZAC 系列数からの検討	82
4.2.3	シミュレーション結果.....	83
4.2.3.1	シミュレーション諸元.....	83
4.2.3.2	同一の信号帯域における CDMA による直交パイロットを用いる場合	85
4.2.3.3	異なる信号帯域における FDMA による直交パイロットを用いる場合.....	86
4.2.3.4	提案する FDMA と CDMA を併用する直交パイロットの PER 特性	88
4.2.4	まとめ.....	90
4.3	SC-FDMA を用いる上りリンク無線アクセスにおける最適 RS 構成.....	91
4.3.1	無線インターフェースの前提条件とシステム要求条件.....	91
4.3.2	シミュレーション諸元.....	92
4.3.3	シミュレーション結果.....	94
4.3.3.1	最適 FFT ブロック長	94
4.3.3.2	RS 系列.....	97
4.3.3.3	ブロックサイズおよびサブフレーム内のブロック数.....	97
4.3.4	まとめ.....	102
4.4	むすび.....	103
	参考文献.....	104

第 5 章 広帯域シングルキャリア FDMA 方式における制御チャネル構成	105
5.1 まえがき	105
5.2 シングルキャリア FDMA 方式における上りリンク制御チャネルの多重法の提案と 特性評価	107
5.2.1 上りリンクにおける L1/L2 制御信号	107
5.2.2 提案する上りリンク制御チャネルの多重法	107
5.2.2.1 上りリンクデータ送信を伴う場合の L1/L2 制御信号の多重法	107
5.2.2.2 上りリンクデータ送信を伴わない場合の L1/L2 制御信号の多重法	109
5.2.3 シミュレーション評価	112
5.2.3.1 上りリンクデータ送信を伴う場合の L1/L2 制御信号のシングルキャリアおよび マルチキャリアに基づく多重法のカバレッジ比較	112
5.2.3.2 上りリンクデータ送信を伴わない場合の L1/L2 制御信号の BLER 特性	120
5.2.3 まとめ	123
5.3 制御情報に対する符号化情報を用いる協調最尤検出法の提案	124
5.3.1 直交 CDMA を用いる制御情報のユーザ間多重法	124
5.3.2 符号化情報を用いる Joint MLD	127
5.3.2.1 軟判定ビタビ復号を用いる従来の同期検波	127
5.3.2.2 符号化情報を用いる Joint MLD	129
5.3.3 シミュレーション評価	132
5.3.3.1 最適な Joint MLD 構成の検討	132
5.3.3.2 CS-CDMA と BS-CDMA における Joint MLD の効果	135
5.3.4 まとめ	140
5.4 むすび	141
参考文献	143
第 6 章 広帯域シングルキャリア FDMA 方式における高効率データ信号伝送技術	145
6.1 まえがき	145
6.2 DFT-Precoded OFDMA における Star 16QAM の特性評価	147
6.2.1 Star 16QAM および CM 特性	147
6.2.1.1 Star 16QAM	147
6.2.1.2 CM 特性	149
6.2.2 MI に基づく最適なリング振幅比の検討	150
6.2.3 シミュレーション評価のためのシステムモデル	152
6.2.4 シミュレーション結果	157
6.2.4.1 CM を考慮しない場合の平均 BLER 特性	157

6.2.4.2 CM を考慮した場合の平均 BLER 特性.....	159
6.2.5 まとめ.....	164
6.3 マルチキャリア/クラスタ伝送のクリッピング・フィルタリング法によるピーク電力抑圧効果.....	165
6.3.1 マルチキャリア/クラスタ DFT-Spread OFDMA	165
6.3.2 評価手順.....	166
6.3.3 シミュレーション条件.....	167
6.3.4 シミュレーション結果.....	168
6.3.4.1 CM 特性.....	168
6.3.4.2 平均 BLER 特性.....	171
6.3.5 まとめ.....	175
6.4 むすび.....	176
参考文献.....	177
第 7 章 結論.....	179
謝辞	184
研究業績目録.....	185

第1章 序論

1.1 研究の背景

移動通信において、いつでも、どこでも、だれとでも直ちに意思や情報を伝えられるということが究極の目的であり、携帯電話・自動車電話に代表される各種陸上移動通信サービスは、1990年代を境として、社会の情報通信への依存性の増大、通信技術の急速な発展により、質・量ともに需要が世界的に急増している。

図 1-1 に、移動通信サービスの発展経緯を示す。世界で最初の商用サービスとしての自動車電話サービスが開始されたのは、米国で 1946 年のことであった。これは、アナログ伝送方式を採用した音声伝送サービスであり、チャンネル間隔 60 kHz の単信方式であった。一方、我が国における自動車電話の開発は、1960 年頃から行われ、1979 年に、世界初の基地局間自動ハンドオーバーが可能な、集中制御型の多チャンネル切り替え機能および小ゾーン構成を特徴とするセルラ移動通信システム（NTT 方式 / NTT 大容量化方式）が商用化された [1-1]。米国では、チャンネル数の逼迫により、AT&T、モトローラによる新方式 AMPS (Advanced Mobile Phone Service)の開発が行われ、1982 年に 900 MHz 帯（チャンネル間隔 30 kHz）が割り当てられ商用サービスが開始された。ヨーロッパでは、ノルディック諸国において、エリクソンを中心に開発され、1981 年に 450 MHz 帯、1986 年に 900 MHz 帯で運用された NMT (Nordic Mobile Telecommunication System)方式や、英国において AMPS 方式にいくつかの変更を加え、1985 年に導入された TACS (Total Access Communication System)方式が知られている。これら初期のアナログ伝送方式を用いたサービスを総称して、第 1 世代移動通信システム(1G: 1st Generation)と呼ぶ。

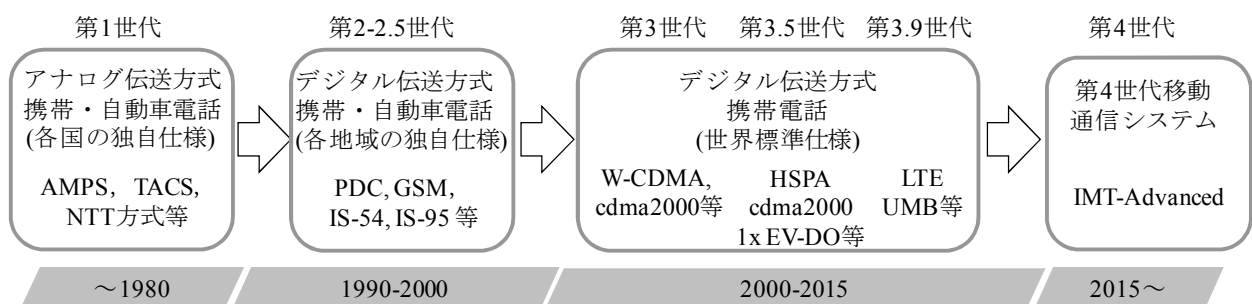


図 1-1 移動通信システムの発展の経緯

その後、各種ディジタル信号処理技術による通信品質の向上、非音声サービス等の新サービスの実現、通信の秘匿性の向上、周波数利用効率の向上の実現を目的として、米国、欧州、日本において、それぞれ独自のディジタル伝送方式を用いた第 2 世代通信システム

(2G: 2nd Generation)の標準化・商用化がされた。米国では、電子機械工業会(EIA: Electronic Industries Assosiation) / 通信機械工業会(TIA: Telecommunications Industries Association)のもとで、IS-54 方式[1-2]や IS-95 方式[1-3],[1-4]が作成され、それぞれ、1993 年、1995 年に商用サービスが開始された。欧州では、欧州電気通信標準化機構(ETSI: European Telecommunications Standards Institute)を中心とした開発が行われ、1992 年に GSM (Groupe Special Mobile)方式のサービスが開始された[1-5]。

また、我が国においても、1989 年に、郵政省（現 総務省）の提唱で、RCR（現在の（社）電波産業会(ARIB: Association of Radio Industry and Businesses)）において、デジタル伝送方式の技術検討が開始され、1993 年に PDC (Personal Digital Cellular telecommunications system)方式のサービスが開始された[1-6]。PDC 方式では音声伝送サービスに加え、回線交換による 9.6 kbit/s (bps), パケット交換(PDC-P: PDC-Packet)による 28.8 kbps の情報伝送レート of データ通信サービスが提供されている[1-7]。この PDC-P を用いて、1999 年 2 月に開始された携帯電話からのインターネット接続を可能とした世界初のモバイルインターネットサービスである i モード[1-8]以降、携帯電話端末を使用して誰もが手軽に電子メールや文字・画像情報等を送受信できるようになり、移動通信におけるデータ通信の新規需要が大きく増大した。しかしながら、前述の通り、2G では、世界各地域で異なる無線アクセス方式が採用されており、方式間での端末の互換性がなかった。

このような状況を踏まえ、周波数利用効率のより一層の向上、大容量データや静止画像、動画像の高速伝送、世界中のどこでも通信を可能とするグローバル化を目的として、国際電気通信連合無線通信部門(ITU-R: International Telecommunication Union-Radio communication sector)により、当時 FPLMTS (Future Public Land Mobile Tele-communication Systems)という名称で、第 3 世代移動通信システム(3G: 3rd Generation)の標準化が 1985 年より開始された[1-9]。FPLMTS という名称は、1997 年の世界無線通信会議(WRC: World Radio Communication Conference)において、IMT-2000 (International Mobile Telecommunications 2000)と改称された。IMT-2000 は使用周波数帯域が 2000 MHz (2 GHz)帯で最大情報伝送レートが 2000 kbps (2 Mbps)のサービスを西暦 2000 年頃に開始することを目的としてその名称が決定された。IMT-2000 では以下の項目が要求条件として掲げられ、検討が進められた。

- 屋内環境で最大伝送速度 2 Mbps, 屋外環境で 384 kbps の実現を目標とする高速信号伝送によるマルチメディアサービスの実現
- 音声伝送では平均ビット誤り率(BER: Bit Error Rate) = 10^{-3} , 高速データ伝送では平均 BER = 10^{-6} 以下の固定通信網に匹敵する高品質通信の実現
- 2G (PDC 方式等) の約 2 倍の容量増大の実現
- 国際ローミングの実現

そして、我が国においては、総務省の電気通信技術審議会からの一部答申により、日欧

方式の直接拡散符号分割多元接続(DS-CDMA: Direct Spread-Code Division Multiple Access)および北米方式のマルチキャリア符号分割多元接続(MC-CDMA: Multi-Carrier Code Division Multiple Access)が含まれ、当時の郵政省により採用された。3G の仕様作成グループとして 1998 年 12 月に合意された 3GPP (3rd Generation Partnership Project)において検討されていた DS-CDMA 無線アクセス方式のことを UMTS (Universal Mobile Telecommunication System)と呼んでいたが、UMTS FDD (Frequency Division Duplex)方式が、一般に W-CDMA (Wideband direct sequence Code Division Multiple Access)方式と呼ばれている。

W-CDMA 方式を適用する IMT-2000 の本格的な商用サービスは、2001 年 5 月に日本で世界に先駆けて開始された。W-CDMA 方式をはじめとする 3G の契約者数は、移動端末の機能・性能の急速な向上、通信エリアの拡充、料金プランを含むサービスの充実により、契約者数を急速に伸ばしていった。また、W-CDMA 方式の国際的普及も順調に進んでおり、これまでに、世界中の 100 以上の移動通信事業者が W-CDMA 方式を用いた 3G のサービスを提供している[1-10]。

W-CDMA 方式では、最高 384 kbps のパケットデータ伝送サービスが提供されているものの、主に、音声通信等の回線交換アクセスを主にした仕様となっている。そこで、3GPP では、W-CDMA 方式に基づいて、パケット信号伝送に特化した新たな高速信号伝送システムの導入を目指して、HSDPA (High Speed Downlink Packet Access)[1-11]および HSUPA (High Speed Uplink Packet Access)[1-12]が仕様化された。HSDPA および HSUPA (総称して HSPA と呼ぶ)では、下りリンクで 14.4 Mbps, 上りリンクで 5.76 Mbps のデータレートを実現できる。また、伝送効率(周波数利用効率)を W-CDMA 方式の 3 – 4 倍に高められるため、ビット当たりのコスト低減にも有効である。HSPA システムは、3G の高度化という位置付けで、第 3.5 世代移動通信システム(3.5G: 3.5th Generation)とも呼ばれており、我が国では、2006 年 7 月から最大伝送速度 3.6 Mbps (カテゴリー 6)の HSDPA サービスが行われており、2008 年から最大伝送速度 7.2 Mbps (カテゴリー 8)の HSDPA および HSUPA サービスも開始されている。

IMT-2000 の商用システムの導入が各国において本格的に開始された 2003 年頃から、ITU-R では、IMT-2000 以降の将来の移動通信システムである、第 4 世代移動通信システム(4G: 4th Generation)について検討が開始された。ITU-R では、“4G” の用語は用いられず、“IMT-Advanced” が採用されている。IMT-Advanced におけるフレームワーク勧告では、図 1-2 に示すように、ピークユーザ伝送速度として高速移動で 100 Mbps, 低速移動で 1 Gbps という非常に高速な伝送速度が期待されている[1-13]。さらに、IMT-Advanced では、前述の非常に高速な伝送速度を実現するために、システム当たり、数十～100 MHz 程度の非常に広帯域の周波数帯域が必要となり、また、3G とは異なる周波数帯域が用いられる。

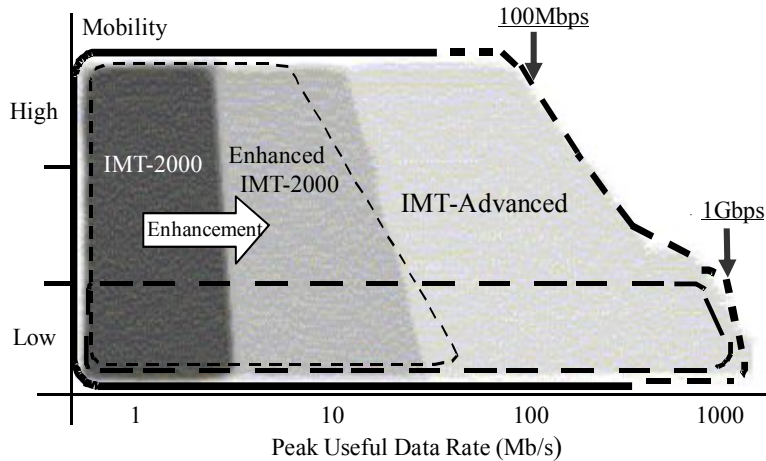


図 1-2 IMT-Advanced におけるピークデータレートの要求条件

そこで、新たな通信システムの導入に要するコストおよび周波数帯域の変更によるセル設計の煩雑さを少しでも低減し、4G のスムーズな導入に向けたシナリオとして、3G を、長期的に発展させた上で、4G を構築するコンセプトが提唱された[1-14]。この長期的に発展させる 3G は、Super 3G、第 3.9 世代移動通信システム (3.9G: 3.9th Generation), LTE (Long Term Evolution)あるいは Evolved UTRA (UMTS Terrestrial Radio Access) and UTRAN (UMTS Terrestrial Radio Access Network)と呼ばれている（以降、LTE を用いることとする）。

LTE への重要な要求条件は、データ速度の飛躍的な向上や周波数利用効率の向上に加え、音声伝送も含めた全パケット伝送の実現のための低遅延を実現することである。低遅延の実現により、呼設定に要する時間を短縮し、通信中のデータ転送にかかる時間を低減できるため、TCP/IP などのデータ伝送を高速に行うことが可能となる。3GPP で合意された LTE の要求条件は以下の通りである[1-15]。

- 下りリンクで 100 Mbps, 上りリンクで 50 Mbps 以上の最大伝送速度
- Voice over IP (VoIP)も含めた全パケット信号伝送
- アイドル状態からアクティブ状態への制御遅延は 100 ms 以下, ドーマント状態からアクティブ状態への制御遅延は 50 ms 以下の制御遅延
- 伝送遅延は無線アクセスネットワーク内の片道遅延で 5 ms 以下
- 下りリンクでは HSDPA および上りリンクでは HSUPA と比較して, セル端でのスループット/平均スループットを 2-3 倍/3-4 倍および 2-3 倍/2-3 倍に増大
- 1.4 MHz から最大 20 MHz までのマルチ周波数帯域幅のサポート

このような要求条件を実現するため、LTE では、無線アクセス方式として、下りリンク直交周波数分割多重(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)[1-16]や上りリンクシングルキャリア周波数分割多元接続(SC-FDMA: Single Carrier-Frequency Division Multiple Access)[1-17],[1-18]等の（セクタ内の）ユーザ間直交マルチアクセス方式が採用され、MIMO

(Multiple Input Multiple Output)[1-19],[1-20]や周波数スケジューリング, 高効率制御シグナリング構成といった周波数利用効率およびピークユーザデータレート増大に有効な様々な技術が採用されている. LTE の無線インターフェースは2008年12月に標準化作業が完了し, Release 8 として仕様化された. LTE は2013年3月現在, 世界中で156社のネットワークにおいてLTEの商用サービスが開始されている.

一方, 先に説明した IMT-Advanced に関しては, 2007年11月に WRC-07 において, 3.4 – 3.6 GHz の C バンドを中心とする, 周波数スペクトラムの割り当てが決定され[1-21], IMT-Advanced の通信方式の候補の募集が行われた. 3GPP においても, IMT-Advanced に向けた無線インターフェースの確立に向けた Feasibility Study の検討が2008年4月より開始された[1-22]. 3GPP において, IMT-Advanced に向けて検討されている無線インターフェースを LTE-Advanced と呼ぶ. LTE-Advanced では以下のような要求条件が掲げられている.

- 最大周波数帯域幅 100 MHz 程度までの超広帯域化
- 下りリンクで 1 Gbps, 上りリンクで 500 Mbps 以上の最大伝送速度
- IMT-Advanced で規定されたキャパシティ, セル端ユーザスループット等のシステム性能の要求条件を満たすこと
- LTE Release 8 と比較したシステム性能のさらなる改善
- 同一システム帯域内での, LTE システムとの共存 (バックワードコンパティビリティ) の実現

LTE-Advanced の初版の仕様は 3GPP の Release 10 仕様として2011年6月に完成し, 後継リリースにおいて, 機能拡張の検討が続けられている. LTE-Advanced は, ITU-R で進められた, 真の 4G と言える IMT-Advanced の勧告としても承認された通信方式となっている.

本論文は, 上記移動通信システムにおける背景を基に, 主に 4G における超広帯域パケット無線伝送の実現を研究対象として, 関連する無線アクセス方式および要素技術についての研究をまとめたものである.

1.2 移動通信の特徴

1.2.1 電波伝搬

移動通信が主に対象とする陸上移動伝搬路では、基地局(BS: Base Station)と移動局(MS: Mobile Station)の間は見通しが無い場合がほとんどであり、周囲の建物や地物などの反射・回折・散乱による、いわゆる多重波伝搬構造となる。このため、多重波干渉により搬送波周波数の約半波長周期の定在波が発生し、MS の走行と共に受信レベルはこの定在波の強度に比例して激しく変動する。この定在波により生じる変動をフェージングまたは瞬時値変動といい、見通し外環境において、その分布はレイリー分布になる。一方、BS から送信された電波は伝搬路途中の建物等により減衰を受け、数十 m 周期の比較的緩慢な変動成分をもっている。これをシャドウイングまたは短区間中央値変動という。さらに、短区間中央値は、BS と MS 間の距離の変化に伴い変動する。これをパスロスあるいは長区間中央値変動と呼ぶ。すなわち、移動伝搬路における受信信号レベルは、図 1-3 に示すように、瞬時値変動と短区間/長区間中央値変動の重畳により表される[1-23]。

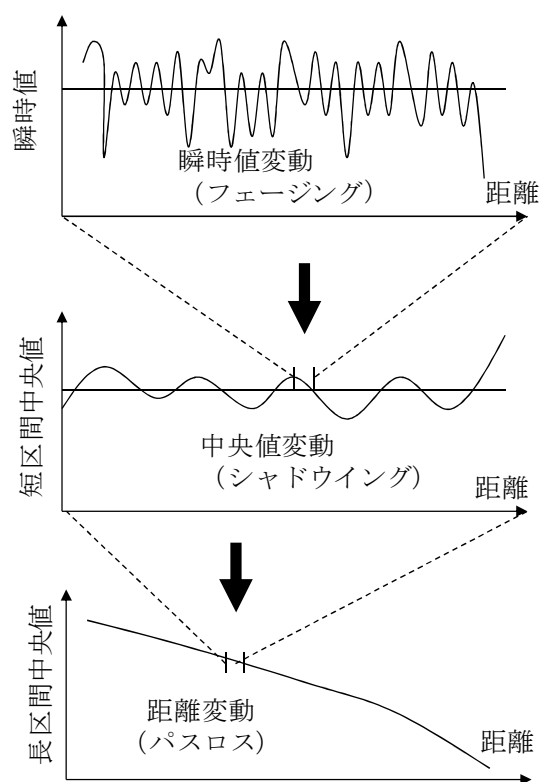


図 1-3 セルラ移動通信における電波伝搬特性

さらに、建物や地物などにより異なる伝搬路を経由して、伝搬遅延時間の異なる複数のパス（マルチパス）が生じるマルチパスフェージング環境において、広帯域の信号伝送を行う場合、周波数帯域内で受信信号レベルが変動する周波数選択性フェージングが生じる。送信アンテナ数が N_{TX} 、受信アンテナ数が N_{RX} の場合の、マルチパスフェージング環境にお

ける受信信号ベクトル $\mathbf{r}(t) = (r_0(t), r_1(t), \dots, r_{N_{RX}-1}(t))^T$ ($r_n(t)$ は受信アンテナ n ($0 \leq n \leq N_{RX} - 1$)における受信信号) は、次式で表すことができる[1-24].

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l(t) \mathbf{x}(t - \tau_l) + \mathbf{n}(t) \quad (1-1)$$

ここで、 $\mathbf{H}_l(t)$ はチャネル行列、 $\mathbf{x}(t)$ は送信信号ベクトル、 $\mathbf{n}(t)$ は雑音ベクトルであり、それぞれ以下のように表わされる.

$$\mathbf{H}_l(t) = \begin{pmatrix} \sqrt{2S_{0,0}} \xi_{0,0,l}(t) & \sqrt{2S_{1,0}} \xi_{1,0,l}(t) & \cdots & \sqrt{2S_{N_{TX}-1,0}} \xi_{N_{TX}-1,0,l}(t) \\ \sqrt{2S_{0,1}} \xi_{0,1,l}(t) & \sqrt{2S_{1,1}} \xi_{1,1,l}(t) & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{2S_{0,N_{RX}-1}} \xi_{0,N_{RX}-1,l}(t) & \cdots & \cdots & \sqrt{2S_{N_{TX}-1,N_{RX}-1}} \xi_{N_{TX}-1,N_{RX}-1,l}(t) \end{pmatrix} \quad (1-2)$$

$$\mathbf{x}(t) = \begin{pmatrix} x_0(t) \\ x_1(t) \\ \vdots \\ x_{N_{TX}-1}(t) \end{pmatrix}, \quad \mathbf{n}(t) = \begin{pmatrix} n_0(t) \\ n_1(t) \\ \vdots \\ n_{N_{RX}-1}(t) \end{pmatrix}$$

ここで、 $x_m(t)$ は送信アンテナ m からの送信信号波形であり、 $S_{m,n}$ はフェージング変動を平均した短区間平均の受信信号電力、 $\xi_{m,n,l}(t)$ はパス l の瞬時のパス利得である. また、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|\xi_{m,n,l}(t)|^2] = 1$ ($E[\]$ はアンサンブル平均を示す) であり、 τ_l はパス l の受信遅延時間である. $S_{m,n}$ は次式で表される[1-23].

$$S_{m,n} = P_m \cdot \frac{A}{d^{\alpha_{loss}}} \cdot 10^{-\eta_{m,n}/10} \quad (1-3)$$

ここで、 P_m は送信アンテナ m の送信電力、 d はBSとMS間の距離、 A は地形の特徴(市街地・郊外地等)、周波数やアンテナ高等で決まる定数で、無指向性の送信および受信アンテナを用いたときの値が文献[1-25]に示されている. α_{loss} は伝搬損失指数で、市街地では α_{loss} は3-4となり、 $1/d^{\alpha_{loss}}$ はBSとMS間の距離の変化に伴う受信信号電力の変動(長区間変動または距離変動)を示している. $\eta_{m,n}$ はMS周辺の建物や地物の高低等に起因して数十m程度の区間を周期に持つシャドウイングによる短区間中央値変動を表すランダムな変数である. シャドウイング変動は対数正規分布に従い、その標準偏差は市街地では5-8dBとなる[1-23],[1-25].

周波数選択性フェージング環境下では、受信信号レベルの変動およびマルチパス同士が干渉し合うことに起因して符号誤りを生じる. このため、広帯域な高速データ伝送を高品

質に実現するためには耐マルチパスフェージング技術の適用が必須である。

1.2.2 多元接続方式

移動通信においては，限られた周波数資源でできるだけ多くのユーザを収容できる周波数利用効率の高い多元接続方式（マルチプルアクセス方式）が必要とされる．移動通信において，システム帯域内において，複数ユーザが同時に通信を行うための多元接続方式は，図 1-4 に示す 3 方式に大別される．

(a) 周波数分割多元接続(FDMA: Frequency Division Multiple Access)方式

(b) 時分割多元接続(TDMA: Time Division Multiple Access)方式

(c) 符号分割多元接続(CDMA: Code Division Multiple Access)方式

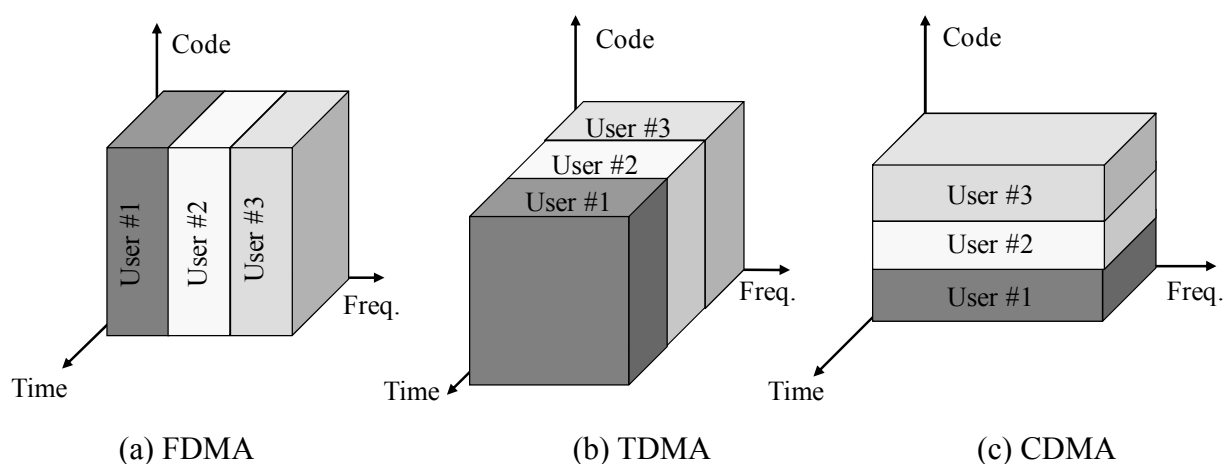


図 1-4 多元接続（マルチプルアクセス）方式

FDMA 方式は，通信を行うユーザ毎に異なる狭帯域の搬送波周波数（チャネル）を割り当て，ユーザはその搬送波周波数を占有して通信を行う方式であり，TACS 方式，AMPS 方式，NTT 方式等の 1G のアナログ方式において用いられていた．また，TDMA 方式は，送信スロットを時間方向に分割し，通信を行うユーザは時間方向に分割したスロットを割り当てられて通信を行う方式であり，PDC 方式や GSM 方式等の 2G の移動通信システムで用いられている．一方，CDMA 方式は，スペクトル拡散に基づき多元接続を行う方式であり，FDMA や TDMA と異なり，複数のユーザが同じ周波数帯域，時間を共有して通信を行い，各ユーザの識別は固有に割り当てられた拡散符号によって行われる．したがって，原理的には，（擬似）直交する拡散コード数分のユーザを収容することができる．CDMA 方式は，2G の IS-95 (cdmaOne), 3G の W-CDMA 方式および cdma 2000 方式で用いられている．

さらに，3.9G の LTE および 4G の LTE-Advanced の下りリンク無線アクセス方式として，先に述べた FDMA 方式において，隣接するキャリア（サブキャリアと呼ぶ）間の直交性を実現しながら，サブキャリア間隔を最小限に狭めて，マルチキャリア伝送することにより，

従来の FDMA 方式に比較して、さらに、高い周波数利用効率を実現する、直交周波数分割多元接続方式(OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiple Access)をベースとする無線アクセス方式が採用されている。

ここで、これらの多元接続方式は互いに独立して用いられるのではなく、複数の多元接続方式を組み合わせることで、更なる周波数/時間/コードリソースの柔軟な割り当てを実現し、周波数利用効率を更に増大することができる。例えば、2G である GSM 方式、PDC 方式においては、TDMA 方式と FDMA が併用されており、周波数・時間領域において柔軟なチャンネル(リソース)割り当てを行う。また、3.5G の HSPA 方式においては、CDMA 方式と TDMA 方式を組み合わせることにより、同一ユーザの信号をコード多重しながら、チャンネル状態の良好なユーザを TDMA で割り当てることにより周波数利用効率を増大させる。3.9G の LTE では、後述のスケジューリング技術の適用により、異なるユーザのデータを(O)FDMA および TDMA で多重する。また制御チャンネルにおいては CDMA 多重方式も用いられている。

近年、図 1-5 に示すように、マルチアンテナ信号伝送の MIMO ビームフォーミング技術を用いて、異なるユーザを互いに直交する指向性ビームで多重する空間分割多元接続(SDMA: Space Division Multiple Access)が注目されている。SDMA は、TDMA、FDMA、CDMA の多元接続方式と組み合わせる。SDMA は LTE 方式において、マルチユーザ MIMO (MU-MIMO: Multi-User MIMO)とも呼ばれている[1-26]。

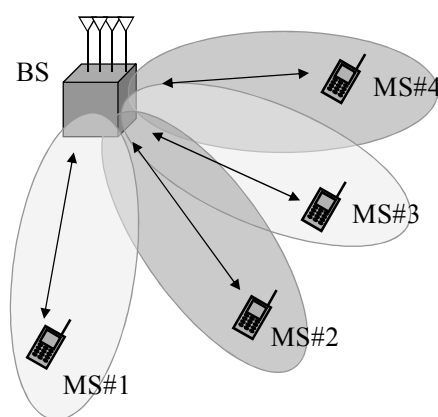


図 1-5 空間分割多元接続 (SDMA)

1.2.3 デュープレクス方式

移動通信において、双方向通信を実現するために、BS から MS への下りリンクのチャンネルと、MS から BS までの上りリンクのチャンネルを分離しなければならない。このように各リンクのチャンネルを分離して双方向通信を実現する方式をデュープレクス方式という。デュープレクス方式は、図 1-6 に示すように、下り/上りリンクのチャンネルを、使用する周波数で分離する FDD (Frequency Division Duplex)方式と、同一周波数を時間で分離する TDD

(Time Division Duplex)方式に分類される。

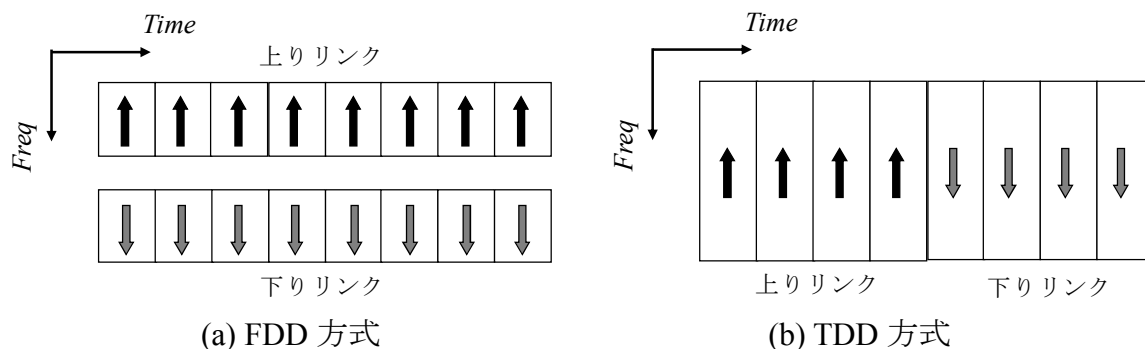


図 1-6 デュプレクス方式

FDD 方式では、上り/下りリンクで異なる周波数帯（ペアバンド）を用いるため、それぞれのチャネルを時間的に連続して占有することができる。したがって、片リンクでのチャネル通信品質情報をもう一方のリンクを用いて、短時間でフィードバックすることが可能である。また、同一の信号を時間的に繰り返して送信することにより、通信品質を向上することが容易に実現できるため、カバレッジエリアの増大に適している。しかしながら、ペアバンドが必要となるため、TDD 方式に比較すると、一般に広い帯域幅が必要となる。

一方、TDD 方式は周波数を確保する際にペアバンドが不要となる。また、上りリンクと下りリンクで同一の周波数帯を用いるため、上りリンク/下りリンクの瞬時のフェージング変動の相関が高く、この特徴を利用した送信電力制御やマルチアンテナ信号伝送法も検討されている。しかしながら、上りあるいは下りリンクの同一チャネルの信号が時間的に連続して送られないため、制御情報のフィードバック遅延が増大する。本論文は、主に、FDD 方式を対象とした研究である。

1.2.4 セル構成

一般的な無線通信の使用形態としては、図 1-7 に示すように、以下のような分類が考えられる。

- (a) MS 同士が、BS およびコアネットワークを介さずに直接電波により通信を行うもの
- (b) サービスエリア内に存在する 1 つの BS と MS の間で通信を行うもの
- (c) サービスエリア内に複数の BS を配置し、MS は伝搬損失の最も小さい最寄りの BS との間で信号の送受信を行うもの

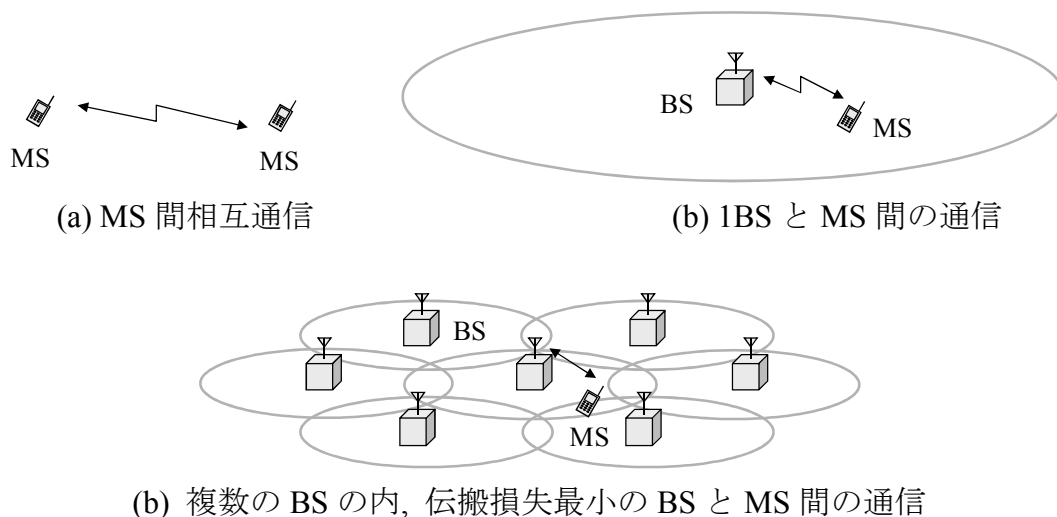


図 1-7 BS 構成からみた無線通信の分類

セルラ移動通信では、上記の(c)の方法が用いられる。このとき、1つのBSからの電波が届く範囲をセル（あるいはゾーン）と呼ぶ。1つのBSでカバーする範囲に応じて、マクロセルエリア（セル半径：～数 km）、マイクロセルエリア（セル半径：～数百 m）等に分類される。セル半径が大きいほど、ある地域全体をカバーするためのBS数を低減することができるが、1BS当たりが収容するユーザ数が増大するため、大きなシステム容量を必要とする。建物等の反射、回折による伝搬損失が大きく、また、各セルが収容可能なユーザ数、データトラヒック量には上限があるため、一般的に、都市部ではセル半径が小さく、郊外に行くに従い、セル半径は大きくなる。

さらに、セルラ移動通信システムでは、1BS当たりのシステム容量（収容ユーザ数もしくはデータトラヒック量）を増大するために、図 1-8 に示すように、固定の指向性アンテナを用いて、1つのセルを複数のセクタに分割する方式が用いられる。

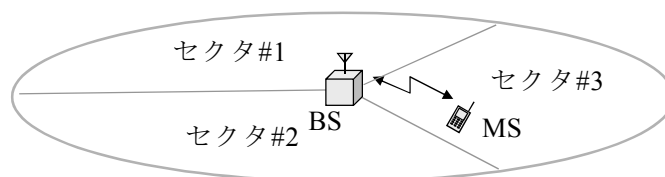


図 2.1-6 セクタ構成

1.2.5 周波数繰り返し

前節で述べたように、セルラ移動通信では、限られた周波数で広範囲のサービスエリアをカバーするために、複数のBSを面上に並べて、サービスエリアを形成するセル方式が用いられる。ここで、FDMA、TDMA方式では、一般に、隣接するセル（セクタ）において同一の周波数帯域を用いた場合、隣接セル（セクタ）からの干渉が大きくなるため、セル境界における受信品質が大きく劣化する。したがって、1Gおよび2Gの移動通信システ

ムでは、図 1-9(a)に示すように、隣接セル（セクタ）において異なる周波数帯域を用い、それらを繰り返し割り当てる複数セル周波数繰り返し（図は 3 セル周波数繰り返しの場合の例）が用いられる。

一方、3G の DS-CDMA 方式では、各ユーザの識別を固有に割り当てられた拡散符号により行うため、図 1-9(b)に示すように同一の周波数帯域を隣接するセル（セクタ）で用いることができる（1 セル周波数繰り返し）。1 セル周波数繰り返しの適用により、3 セル周波数繰り返しのような複数セル周波数繰り返しの適用に比較して、マルチセルシステムにおけるシステム容量の増大が実現できる。また、周波数配置等の無線回線設計の複雑さを軽減できるため、セル設計・管理が容易であるという利点がある。

3.9G の LTE 無線アクセス方式である OFDMA においても、セル（セクタ）毎に異なるスクランブル符号の乗算、さらに、セル端のユーザに対して、低チャネル符号化率およびシンボル繰り返しの適用により、3G と同様、1 セル周波数繰り返しを実現する。

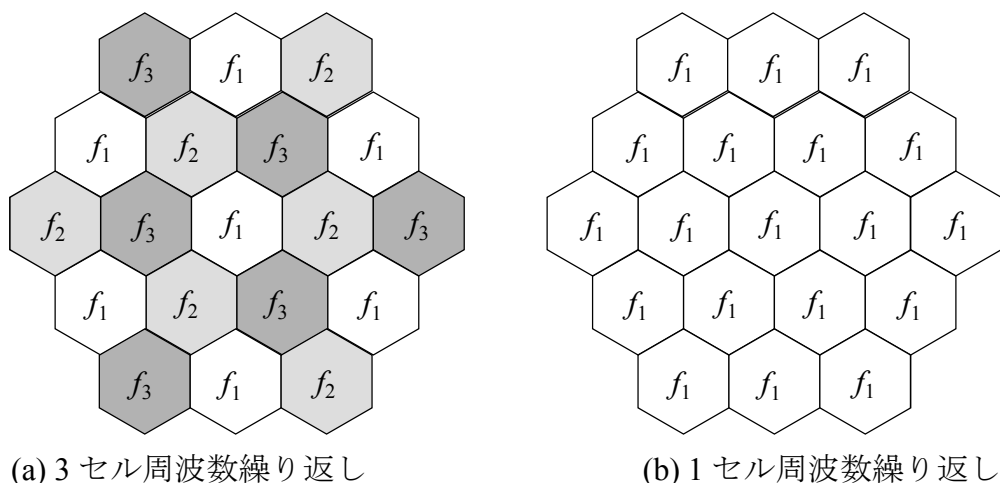


図 1-9 周波数繰り返し

1.3 移動通信システムと基本要素技術

本節では、本論文の研究対象となる移動通信システムである、W-CDMA 方式、LTE および LTE-Advanced における無線アクセス方式とその基本要素技術について概説する。

1.3.1 W-CDMA 方式(3G)

3G の W-CDMA 方式では DS-CDMA 方式が用いられており、IMT-2000 における目標の 1 つである高品質・高速伝送をシングルキャリアで実現するために、拡散帯域幅は IS-95 方式の 1.25 MHz に対し 5 MHz の広帯域システムである。広帯域化により Rake パスダイバーシチ効果の向上、最大 2 Mbps までの高速伝送がシングルキャリアで可能となる[1-24]。

W-CDMA (DS-CDMA)方式の原理を図 1-10 に示す。送信情報データ系列を、各ユーザ固有に割り当てられたシンボルレートに比較して高速なレートの拡散符号で広帯域の信号に拡散して伝送する。この帯域拡大された高速のデータ系列のことをチップ、拡散データの変化する速度をチップレートと称する。チップレートとシンボルレートの比は拡散率 (SF : Spreading Factor) と呼ばれる。受信機側では、送信側で拡散に用いた拡散符号と同じ拡散符号を用いて相関検出を行う（この過程を逆拡散という）ことにより元の情報データ系列を再生する。この場合、他ユーザの受信信号は、拡散符号が異なるので、平均的に SF 分の 1 に信号電力に低減される。

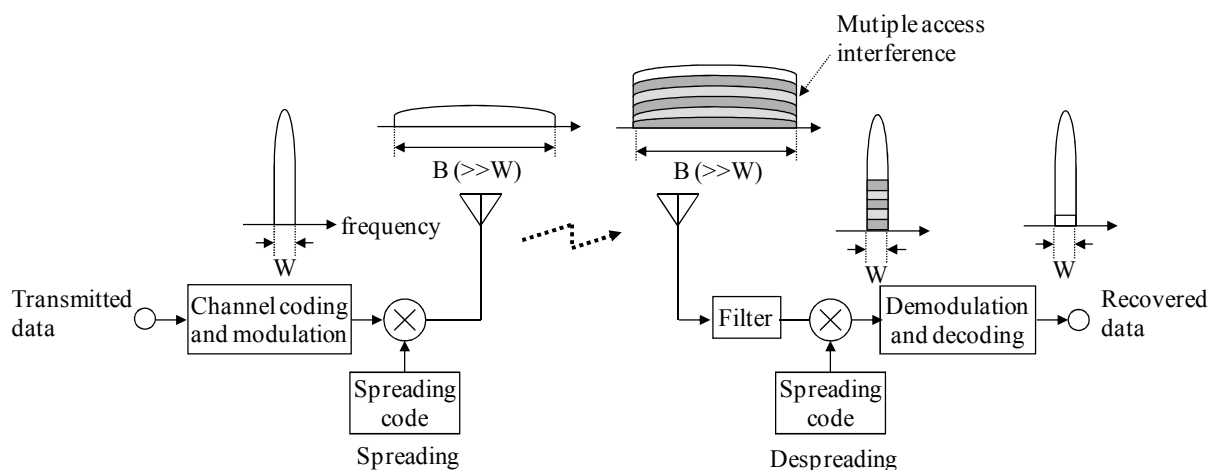


図 1-10 W-CDMA 方式

このように、DS-CDMA では全てのユーザが同じ周波数帯域、時間を共有してユーザ毎に異なる拡散符号を用いて通信を行うため、周波数利用効率を増大することができるが、同じ周波数帯域での同時通信ユーザの数が増大するに従って、この干渉電力も増大する。したがって、所定の受信品質 (BER, フレーム誤り率(FER: Frame Error Rate)) を満たす希望波信号電力対干渉および雑音電力比(SINR: Signal-to-Interference plus Noise power Ratio)よ

り、システムで収容できる通信ユーザ数が決まる干渉リミテッドなシステムである。以下、W-CDMA 方式における主な適用技術について述べる。

● コヒーレント Rake 受信

W-CDMA 方式では拡散帯域幅が 5 MHz と広帯域化されているため、受信信号を受信信号の拡散符号に対して同期した拡散符号レプリカを用いて逆拡散することにより、伝搬遅延時間の異なる複数のマルチパス成分に時間分離することができる。この場合、希望波信号の受信タイミングに同期して、拡散符号レプリカで逆拡散する必要があり、各パスの受信タイミングを検出する必要がある。受信機では、情報 1 シンボル内で受信機での拡散符号レプリカのタイミングを 1 チップずつずらして 1 シンボル区間 (SF チップ区間) にわたり逆拡散して電力遅延プロファイルを生成する (図 1-11 参照)。この生成した電力遅延プロファイルから、受信電力の大きなパスから順に、チャネル推定部、位相変動補償部の個数 (Rake フィンガ数と呼ぶ) だけ、選択して Rake 合成用のパスとする。

W-CDMA 方式では広帯域化によりチップレートが 3.84 Mchip/s と高速になるので、1 チップ長は $0.26 \mu\text{s}$ になり、この分解能でマルチパスフェージングチャネルを伝搬した信号をマルチパスに分離することができる。W-CDMA 方式では、MS の移動に伴う受信パス数、パスの受信信号電力・受信タイミングが頻繁に変わるため、これらに追従して Rake 合成に効果的なパスを選択するための高精度パスサーチが必須となる[1-27]。

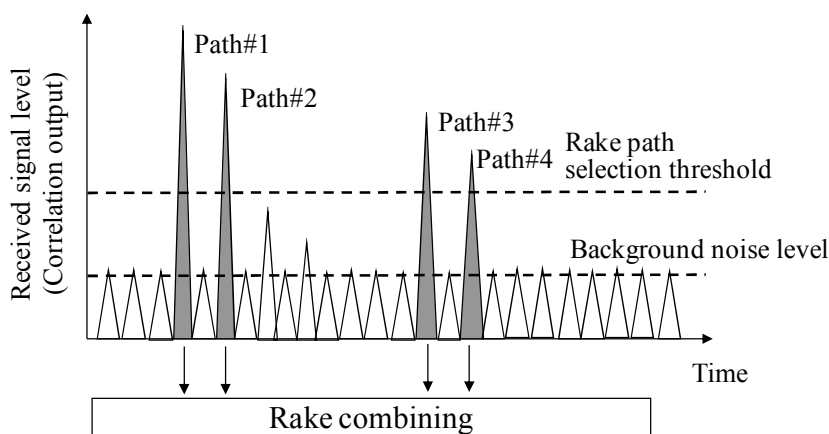


図 1-11 コヒーレント Rake 合成

● 受信 SINR 測定に基づく高速送信電力制御技術

セル内の全 MS が同一のキャリア周波数を用いる DS-CDMA 方式では、上りリンクにおいて複数の MS が一定の送信電力で信号を送信した場合、BS から遠方に位置する MS の受信信号電力は BS 近傍の MS からの受信信号によるマルチアクセス干渉(MAI: Multiple Access Interference)に埋もれてしまう「遠近問題」が生じる。そこで、W-CDMA 方式では、

BS における各 MS の受信 SINR を測定し瞬時のフェージング変動を補償するように送信電力を制御することにより受信 SINR を一定に保つ高速送信電力制御(TPC: Transmission Power Control)の適用が必須である。一方、下りリンクにおいては同一伝搬路内では MS の位置によらず受信 SINR は一定であるものの、自セル内のマルチパスは独立なフェージング変動をし、また、セル周辺では他セルからの干渉の影響が大きくなるため、マルチパス干渉(MPI: Multipath Interference)および他セル干渉に対して受信 SINR を一定に制御する適応高速 TPC が下りリンクにも適用される。

SINR 測定に基づく高速 TPC ループの構成を図 1-12 に示す。高速 TPC はインナーループとアウトラーループの 2 ループにより構成される[1-28]。インナーループでは、各時間スロットの Rake 合成後の信号の受信 SINR を測定し、この測定 SINR 値が目標 SINR 値に等しくなるよう送信電力の増減を 2 値の TPC コマンドビットにより制御する。しかしながら、Rake 合成後の受信 SINR と所要受信品質(FER)の関係は、マルチパス数、最大ドップラ周波数等の伝搬環境および SINR 測定法に依存するため、伝搬環境および SINR 測定法によって所要受信品質を満たすための目標 SINR が異なる。そこで、所要受信品質に対して高精度な TPC を行うために、FER を目標値に近づけるよう、目標 SINR を制御するアウトラーループ制御が高速 TPC と併用される。

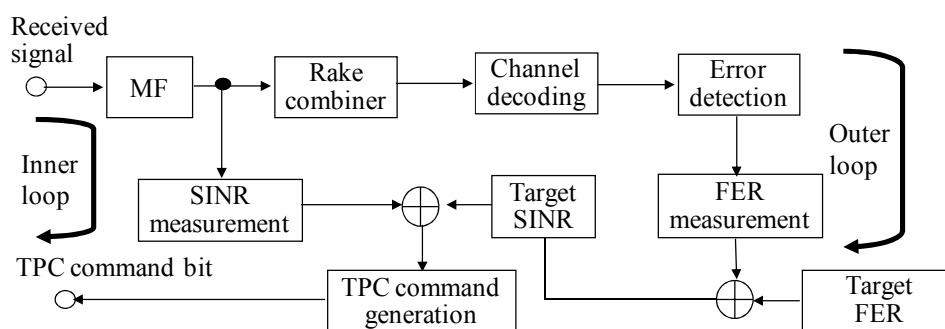


図 1-12 SINR 測定に基づく高速送信電力制御

● ソフト/ソフトハンドオーバー (マクロダイバーシチ) 技術

W-CDMA 方式では、1 セル周波数繰返しであることから、MS が複数のセル (セクタ) と無線リンクを接続して通信を行うソフト (ソフト) ハンドオーバーを行うことにより、セル周辺での受信品質の向上、無瞬断通信が可能となる[1-29]。MS は現在データチャネルを接続しているセルのパイロット信号の受信電力と周辺セルのパイロットの受信電力差が予めシステムで決められたしきい値以内に入ると複数のセルサイトあるいはセクタとデータチャネルの接続を行う。

W-CDMA 方式の下りリンクでは、複数のセルおよびセクタ間のパスの合成を最大比合成 (MRC: Maximal Ratio Combining)により行う。一方、上りリンクでは、セクタ間マクロダイ

バーシチ合成は MRC により合成するが、異なるセル間のマクロダイバーシチは、各セルサイトでの誤り訂正後の硬判定データ系列および信頼度情報を上位局(RNC: Radio Network Controller)に伝送し、RNC において信頼度情報に基づいて各セルから伝送されてきた復号後のデータ系列を選択合成(SC: Selection Combining)する。

1.3.2 LTE (3.9G)

LTE では、下りリンクで OFDM、上りリンクで SC-FDMA アクセス方式が用いられる。OFDM は、高速データレートの広帯域信号を多数の低速データレートのマルチキャリア信号を用いて並列伝送することにより、マルチパス干渉に対して耐性の高い高品質信号伝送が実現できる。さらに、OFDM は狭帯域幅のサブキャリア信号を用いるために、送信サブキャリア数を変更することにより 1.4 – 20 MHz までの広範囲な信号帯域幅に柔軟に対応できる。一般に OFDM では、各 OFDM シンボルの先頭に Cyclic Prefix (CP)と呼ばれるガード区間を設けることにより、前シンボルの遅延波が次の OFDM シンボルに及ぼすシンボル干渉およびサブキャリア間の直交性の崩れに起因するサブキャリア間干渉を完全に除去することができる。

一方、上りリンクは下りリンクと異なり、MS の低消費電力化が重要な要求条件である。特に送信部の電力増幅器は MS の消費電力で大きな割合を占める。つまり、同じ最大送信電力の電力増幅器を仮定した場合、ピーク電力対平均送信電力比 (PAPR: Peak-to-Average Power Ratio)が低いほど、同じ受信性能を実現できるカバレッジエリアを増大することができる。このように上りリンクでは、MS の低消費電力化の観点から、低 PAPR の伝送方式を採用し、かつ送信すべきトラヒックのデータレートに応じた最小の送信電力でデータチャネルを送信する。また、送信信号帯域幅を広くすると周波数領域の伝搬路変動を平均化する周波数ダイバーシチ効果は増大する。しかしながら、必要以上に信号帯域幅を拡大すると無線伝搬路の推定に必要なリファレンス信号の電力密度が低減するため、伝搬路の推定精度の劣化に起因して受信特性が劣化する。したがって、LTE の上りリンクにおいては、送信トラヒックの情報レートに応じた可変帯域幅の SC-FDMA が用いられる。

LTE では、3.5G の HSPA に比較して高いピークスループット、周波数利用効率等のシステム性能の要求条件が規定されており、前述した無線アクセス方式の特性を活かした様々な要素技術が適用される。以下、LTE において適用された主要な要素技術について述べる。

● Localized FDMA/Distributed FDMA

LTE の FDMA ベースの無線アクセスにおける信号伝送法として、Localized FDMA 送信と Distributed FDMA 送信の 2 通りの方法が用いられる。Localized FDMA 送信とは、図 1-13(a)に示すように、連続する複数のサブキャリアをまとめて特定のユーザに割り当てる方式であり、後述のチャンネル状態に基づく周波数スケジューリングとの組み合わせにより、ユー

ザスループット, セルスループットの増大に有効な送信方法である. 一方, Distributed FDMA 送信とは図 1-13(b)に示すように, 全帯域を用いて, 離散的に複数のサブキャリアを割り当てる方式である. 共通制御チャネルのように複数のユーザに同報する場合, また, 周波数スケジューリング制御が追従できない高速移動ユーザに対して, 広帯域のチャネル変動の平均化効果により周波数ダイバーシチ効果を得ることができる.

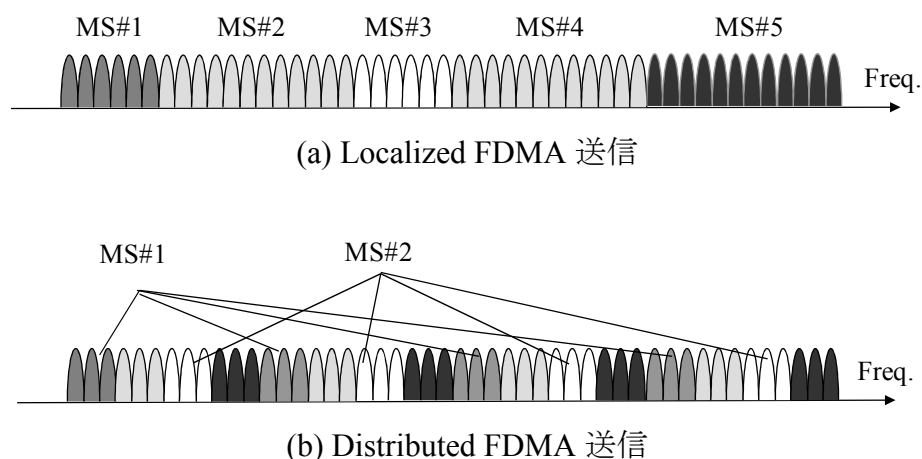


図 1-13 Localized 送信/Distributed 送信

● 周波数スケジューリング

LTE では, 図 1-14 に示すように, 共有データチャネルを複数のユーザで時間領域および周波数領域でパケットスケジューリングにより共有することにより, セクタスループットを増大させる[1-30]-[1-33].

下りリンクのパケットスケジューリングでは, MS は無線リソースブロック(RB: Resource Block)あるいは複数の連続する RB から構成されるサブバンド単位ごとに受信 SINR を測定し, 上りリンクの制御チャネルにより BS に報告する. BS は, 複数 MS から通知された各 RB (サブバンド) の受信 SINR 情報をもとに, 各サブフレームにおけるスケジューリングにより選択された MS に送信する. セル内のユーザ間のデータ速度と遅延時間の公平性を損なわないスケジューリングアルゴリズムとして, Proportional Fairness (PF)と呼ばれる方法が有名である. これは, 各 MS の瞬時の受信 SINR と長区間の平均受信 SINR 比 (あるいは, 瞬時のデータレート/平均データレート比) を比較し, これが最も大きい MS にパケット送信機会を割り当てることにより, 各 MS に対するパケット送信機会の割り当て時間をほぼ公平にした上で, 無線リンク状態の良好な MS から優先的にパケット割り当てを行う.

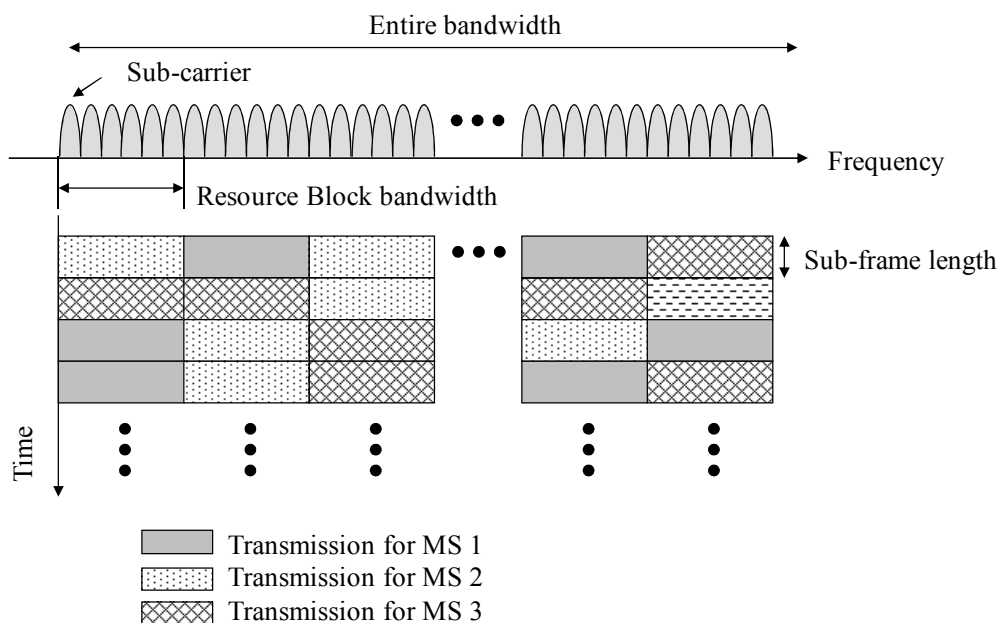


図 1-14 周波数領域スケジューリング

● MIMO 多重伝送技術

MIMO 多重伝送は、図 1-15 に示すように、各送信アンテナから、異なるデータ信号を同一の時間・周波数を用いて送信し、受信側において信号分離を行うことにより伝送レートを増大する技術であり[1-34]-[1-36]，LTE では，SU (Single User)-MIMO と呼ばれる．MIMO 多重伝送を適用することにより，送信アンテナ数が N_{TX} の場合，1 送信アンテナ時に比較して，最大で N_{TX} 倍にピークデータレートを増大できる．LTE の下りリンクにおけるピークデータレートの要求条件である 100 Mbps 以上を帯域幅 20 MHz で実現するためには，MIMO 多重伝送の適用が必須となる．LTE では，最大で 4-by-4 MIMO を用いる MIMO チャネル伝送がサポートされており，最大約 300 Mbps のデータレートを実現できる．

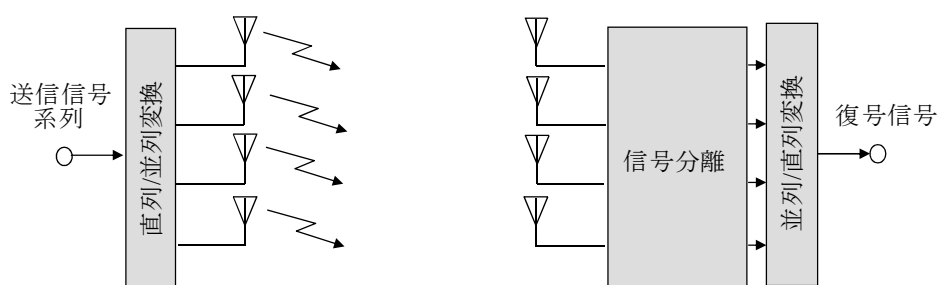


図 1-15 MIMO 多重伝送

● Single Frequency Netowrk (SFN) におけるソフト合成を用いる MBMS 伝送

前述の通り，OFDM では CP 内に含まれる遅延波によるシンボル干渉およびサブキャリア間を完全に除去することができる．この特徴を利用して，LTE では，複数の BS から同

一の信号を同期して送信し、MS において、CP 内に含まれるこれらの信号を全て希望信号としてソフト合成する送信法が、マルチキャスト・ブロードキャスト信号伝送(MBMS: Multimedia Broadcast Multicast Service)に適用される (図 1-16)。

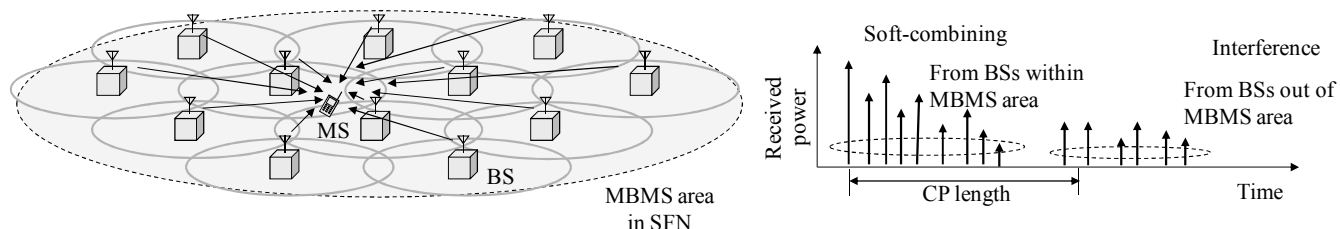


図 1-16 SFN におけるソフト合成を用いる MBMS 伝送

1.3.3 LTE-Advanced (4G)

3GPP における LTE-Advanced の無線アクセス方式では、下りリンクにおいてピークデータレート 1 Gbps 以上、上りリンクにおいて 500 Mbps 以上のピークデータレートの実現、さらに、LTE に比較して更なるシステム容量の増大のために、周波数帯域幅が最大 100 MHz 程度のより広帯域なスペクトラムが用いられる。しかしながら、無線インターフェースの抜本的な改革という意味では、3G から 3.9G へのステップアップの方が大きく、3.9G から 4G への移行で重要なのは、スムーズなシステム導入（広帯域化）の実現である。したがって、LTE-Advanced では、同じシステム帯域内において LTE と LTE-Advanced の MS を同時にサポートできる無線インターフェース (LTE とのバックワードコンパチビリティの保持) が基本的な要求条件となっている。このため、基本となる無線アクセス方式、物理チャネル構成は LTE から引き継がれる。

LTE とのバックワードコンパチビリティを保持しつつ、広帯域化を実現するため、LTE-Advanced では、図 1-17 に示すような Carrier aggregation が適用される[1-37]。Carrier aggregation では、全送信帯域幅は複数の Component Carrier (CC) と呼ばれる基本となる周波数ブロックから構成される。図は全送信帯域幅が 100 MHz の場合の例で、システム帯域が 5 つの 20 MHz 帯域幅の CC で構成されている。各 CC の帯域幅は、LTE の MS をサポートするため、LTE で既にサポートされている帯域幅（最大 20 MHz）を用いる。LTE-Advanced では、100 MHz のような非常に広い周波数帯域幅への適用が想定されるものの、MS の最大の送受信可能帯域幅については、端末の形態等に応じて複数のオプションが定義されるものと考えられる。したがって、各 MS はサポート可能な帯域幅に応じて、図 1-17 のようにひとつもしくは複数の CC が割り当てられ通信を行う。

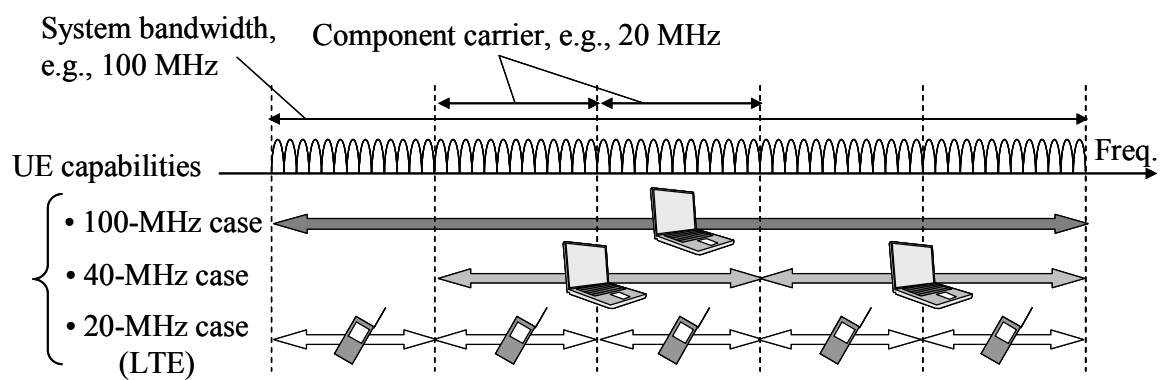


図 1-17 LTE-Advanced における広帯域化(Carrier aggregation)

1.4 研究の位置付け

1.3 節で述べたように、3 / 3.5G (W-CDMA / HSPA 方式) では上下リンクとも、3.9 / 4G (LTE / LTE-Advanced 方式) では上りリンクにおいて、広カバレッジ化、低消費電力化を実現する低 PAPR の特徴を有するシングルキャリア伝送方式が採用されている。近年のモバイルトラフィック増大の需要に応え、さらに、上下リンクで対称なデータサービスを提供するためには、シングルキャリア伝送方式を用いる上りリンクにおいても高速・大容量化が重要な課題である。そこで、本論文は、このようなシングルキャリア伝送方式を用いる広帯域の無線アクセスにおける高効率信号伝送技術の実現を目的として、以下の研究成果をまとめたものである。

- (1) 第2章: 広帯域 CDMA 方式におけるチップ等化器の干渉抑圧効果
- (2) 第3章: 超広帯域 DS-CDMA 方式における適応無線リンク制御法と屋外実験評価
- (3) 第4章: 広帯域シングルキャリア FDMA 方式におけるパイロットチャネル構成
- (4) 第5章: 広帯域シングルキャリア FDMA 方式における制御チャネル構成
- (5) 第6章: 広帯域シングルキャリア FDMA 方式における高効率データ信号伝送技術

本論文は、図 1-18 のように構成されている。以下に各章の概要および各章の関係について述べる。

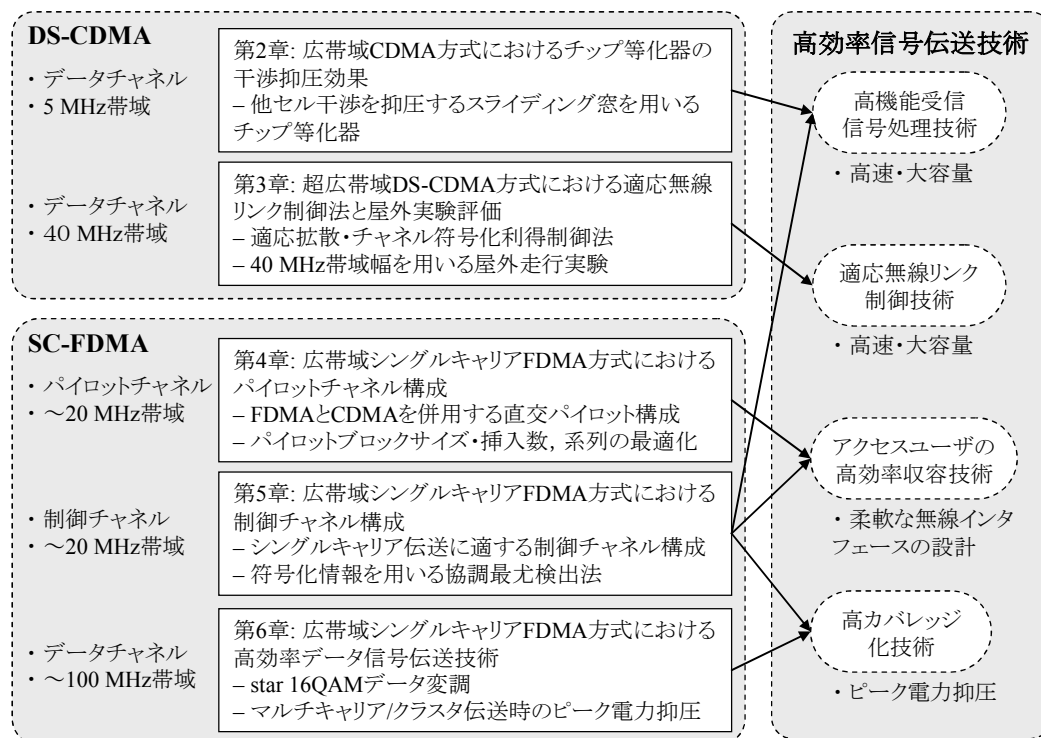


図 1-18 本論文の構成

第2章では、広帯域 CDMA 方式 (HSPA 方式) において課題となるマルチパス干渉を抑

圧し、スループットの増大に有効な高機能受信機として、チップ等化器について検討する。具体的には、自セルのマルチパス干渉に加えて他セルの干渉も抑圧するスライディング窓を用いるチップ等化器の構成を提案し、マルチパス干渉キャンセラとのスループット特性比較を行う。

第3章では、超広帯域 DS-CDMA を用いる無線アクセス方式において、伝搬チャネル状態に応じて情報レート制御を行う適応無線リンク制御技術について検討する。具体的には、Rake 受信機を前提とした場合に、QPSK データ変調を用いて、拡散およびチャネル符号化利得を変化させ、瞬時の受信 SINR に応じて最大のスループットを実現する制御法を提案する。また、試作した 40 MHz 帯域幅を有する実験装置による屋外伝送実験により、提案法の実現性、および提案法を適用した場合のスループット特性を明らかにする。

第4章では、広帯域シングルキャリア FDMA を用いる無線アクセス方式に適する上りリンクパイロットチャネル構成について検討する。具体的には、LTE の上りリンクを対象として、同一基地局の同時アクセスユーザを柔軟にサポートするための FDMA と CDMA を併用する直交パイロットチャネル構成を提案し、その有効性を明らかにする。さらに、無線サブフレーム内に多重するパイロットブロックのサイズおよび挿入数、パイロットチャネルに適した信号系列について検討する。

第5章では、広帯域シングルキャリア FDMA を用いる無線アクセス方式に適する上りリンク制御チャネル構成および受信信号処理技術について検討している。具体的には、LTE の上りリンクを対象として、シングルキャリア伝送を維持しつつ、制御信号を効率的に伝送する制御チャネル構成を提案し、その有効性を明らかにしている。さらに、制御信号の高品質受信を実現する符号化情報を用いる協調最尤検出法を提案し、ブロック誤り率低減の観点から、提案法の有効性を明らかにする。

第6章では、広帯域シングルキャリア FDMA を用いる無線アクセス方式において、データチャネルに対する高効率信号伝送技術について検討する。具体的には、LTE の上りリンクの無線インターフェースを想定し、PAPR 低減とブロック誤り率劣化のトレードオフの関係を考慮して、最適な star 16QAM データ変調方式を検討する。また、LTE-Advanced の上りリンクで採用されているシングルキャリア FDMA をベースとしたマルチキャリア/クラスタ信号伝送で課題となる PAPR の増大を、クリッピング・フィルタリング法により抑圧する効果に関して検討する。

最後に、第7章は、第2章から第6章までの研究成果を総括し、本論部のまとめとする。

参考文献

第 1 章

- [1-1] 倉本, “大容量自動車電話方式,” 電子情報通信学会論文誌, vol. 71, no. 10, pp. 1011-1022, October 1988.
- [1-2] ANSI/TIA/EIA-54.
- [1-3] ANSI/TIA/EIA-95-B-99.
- [1-4] R. Padovani, “Reverse link performance of IS-95 based cellular systems,” IEEE Personal Commun., pp. 28-34, 3rd Quarter, 1994.
- [1-5] “GSM Recommendations,” ETSI/TC SMG, 1987.
- [1-6] 桑原監修: デジタル移動通信, 科学新聞社, 1992.
- [1-7] “移動通信パケット通信システム特集,” NTT DoCoMo テクニカルジャーナル, vol. 5, no. 2, July 1998.
- [1-8] “i モード特集,” NTT DoCoMo テクニカルジャーナル, vol. 7, no. 2, July 1999.
- [1-9] “Requirements and objectives,” ITU-R TG8-1, 8-1/TEMP/61-E, Oct. 1996.
- [1-10] “Super 3G の技術動向,” NTT DoCoMo テクニカルジャーナル, vol. 14, no. 2, July 2006.
- [1-11] 3GPP, TR25.858, V5.0.0, “High speed downlink packet access: Physical layer aspects,” March 2002.
- [1-12] 3GPP, TR25.211, V6.2.0, “Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD),” January 2004.
- [1-13] Recommendation ITU-R M.1645.
- [1-14] 3GPP, TSG-RAN meeting #26, “Proposed study item on Evolved UTRA and UTRAN,” RP-04061, Dec. 2004.
- [1-15] 3GPP, TR25.913, V7.3.0, “Requirements for Evolved UTRA (E-UTRA) and Evolved UTRAN (E-UTRAN),” Sept. 2006.
- [1-16] J. A. C. Bingham, “Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come,” IEEE Commun. Mag., pp. 5-14, May 1990.
- [1-17] D. Galda, H. Rohling, E. Costa, H. Haas, and E. Schulz, “A low complexity transmitter structure for OFDM-FDMA uplink system,” Proc. IEEE VTC2002-Spring, vol. 4, pp.1737-1741, May 2002.
- [1-18] R. Dinis, D. Falconer, C. T. Lam, and M. Sabbaghian, “A multiple access scheme for the uplink of broadband wireless access,” Proc. IEEE GLOBECOM, vol.6, pp. 3808-3812, Dec. 2004.

- [1-19] G. J. Foschini, Jr., "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," Bell Labs Tech. J., pp. 41-59, Autumn 1996.
- [1-20] R.D. Murch and K.B. Letaief, "Antenna systems for broadband wireless access," IEEE Commun. Mag., vol. 40, no. 4, pp. 76-83, April 2002.
- [1-21] Final Acts WRC-07, Geneva, November 2007.
- [1-22] 3GPP, TSG-RAN meeting #38, "Proposed LS to ITU-R WP5D on the term of reference of 3GPP RAN and 3GPP RAN WGs," RP-070981, November 2007.
- [1-23] 進士監修: 無線通信の電波伝搬, 電子情報通信学会, 1992.
- [1-24] 立川監修: W-CDMA 移動通信方式, 丸善, 2001.
- [1-25] M. Hata, "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio service," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-29, no. 3, pp. 317-325, 1980.
- [1-26] 3GPP, TS.36.211, V8.2.0, "Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); Physical channels and modulation," March 2008.
- [1-27] S. Fukumoto, K. Okawa, K. Higuchi, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Path search performance and its parameter optimization of pilot symbol-assisted coherent rake receiver for W-CDMA mobile radio," IEICE Trans. Fundamentals, vol. E83-A, pp. 2210-2119, Nov. 2000.
- [1-28] 3GPP, TS25.211, V7.0.0, "Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)," March 2006.
- [1-29] D. Wong, and T. J. Lim, "Soft handoffs in CDMA mobile systems," IEEE Personal Communications, vol. 4, no. 6, pp. 6-17, Dec. 1997.
- [1-30] E. Costa, et al., "Adaptive Sub-Band Allocation in MC-CDMA/FDM Systems," Proc. of International OFDM Workshop 2002, Hamburg, Sept. 2002.
- [1-31] B. Classon, et al., "Multi-dimensional adaptation and multi-user scheduling techniques for wireless OFDM systems," IEEE ICC2003, May 2003.
- [1-32] W. Wang, et al., "Impact of multiuser diversity and channel variability on adaptive OFDM," IEEE VTC2003-Fall, Oct. 2003.
- [1-33] S. Yoon et al., "Orthogonal Frequency Division Multiple Access with an Aggregated Sub-channel Structure and Statistical Channel Quality Measurement," Proc. IEEE VTC2004-Fall, Sept. 2004.
- [1-34] G. J. Foschini, Jr., "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," Bell Labs Tech. J., pp. 41-59, Autumn 1996.
- [1-35] R.D. Murch and K.B. Letaief, "Antenna systems for broadband wireless access," IEEE

Commun. Mag., vol. 40, no. 4, pp. 76-83, April 2002.

[1-36] 大鐘, 小川: わかりやすい MIMO システム技術, オーム社, 2009.

[1-37] 3GPP, TR36.814, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Further advancements for E-UTRA physical layer aspects”.

第2章 広帯域 CDMA 方式におけるチップ等化器の干渉抑圧効果

2.1 まえがき

3GPP (3rd Generation Partnership Project)において、W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access)方式[2-1],[2-2]の無線インターフェースを拡張して、最大情報伝送速度 2 Mbps 以上を実現する下りリンク高速パケット伝送(HSDPA: High Speed Downlink Packet Access)方式[2-3]の仕様が完成されている。HSDPA では、各ユーザの無線リンクの状態に応じて、データ変調多値数およびチャネル符号化率を適応的に切り替える適応変調・チャネル符号化(AMC: Adaptive Modulation and Coding)、高速に各ユーザにチャネルを割り当てるスケジューリング等のリンクアダプテーション技術や、ハイブリッド自動再送要求(HARQ: Hybrid Automatic Repeat reQuest)を適用することで、スループットの増大を実現する。しかしながら、5 MHz 帯域を用いた広帯域伝送では、マルチパスフェージング（周波数選択性フェージング）が生じ、マルチパス干渉(MPI: Multipath Interference)に起因して希望波信号電力対干渉電力比(SIR: Signal-to-Interference power Ratio)が大きく劣化する。したがって、HSDPA によって多値データ変調を用いて高速パケット伝送が実現できる領域は、マルチパスの影響が小さい基地局の極近傍の領域に限定されてしまう。このような MPI を低減しマルチパス環境において、多値データ変調時のスループットを大きく改善するため、マルチパス干渉キャンセラ(MPIC: Multipath Interference Canceller)[2-4]や、ZF (Zero-Forcing)あるいは MMSE (Minimum Mean Square Error)規範によりチップレベルでマルチパスの等化を行う線形等化器（チップ等化器）が提案されている[2-5]。

本章では、5 MHz 帯域を用いた広帯域伝送を行う HSDPA の無線インターフェースを改定し、マルチパスフェージング環境において、自セルの下りリンク共通チャネル(DSCH: Downlink Shared Channel)の MPI を抑圧する MPIC とチップ等化器のスループット特性を計算機シミュレーションにより比較評価する。さらに、自セルの MPI に加え、大きな他セル干渉を与えるセルからのマルチユーザ干渉(MUI: Multiuser Interference)の除去を行うチップ等化器の構成を提案し、他セルの MUI の除去を考慮した MPIC[2-6]およびチップ等化器を用いた場合のスループット特性比較より、その適用領域を明らかにする。本章の構成を以下に示す。

- 他セル干渉除去を考慮した MPIC およびチップ等化器の構成および動作原理（2.2 節）
- 他セル干渉除去を考慮した MPIC およびチップ等化器のスループット特性比較および適用領域の明確化（2.3 節）

2.2 他セル干渉除去を考慮した MPIC とチップ等化器の構成および動作原理

本節では、他セル干渉除去を考慮した MPIC とチップ等化器の構成および動作原理を説明する．簡単のため、1 アンテナ受信、 $L=2$ パスフェージング環境（パス間の遅延時間差 Δ チップ）の場合について述べる．また、セル数を 2 とし、セル番号は右肩の添え字^(s)（ $s=0, 1$ はそれぞれ、自セルおよび他セルに対応）で表すものとする．

2.2.1 パケットチャネルの構成

本評価に用いる HSDPA のパケットフレーム構成を図 2-1 に示す．高速パケットチャネルは $K=10$ 個のコードチャネルで構成される．1 パケット長は $N_s=3$ スロット長(= 2 ms)である．また、このパケットチャネルに加え、ユーザ端末におけるチャネル推定のための共通パイロットチャネル(CPICH: Common Pilot Channel)が符号多重される．

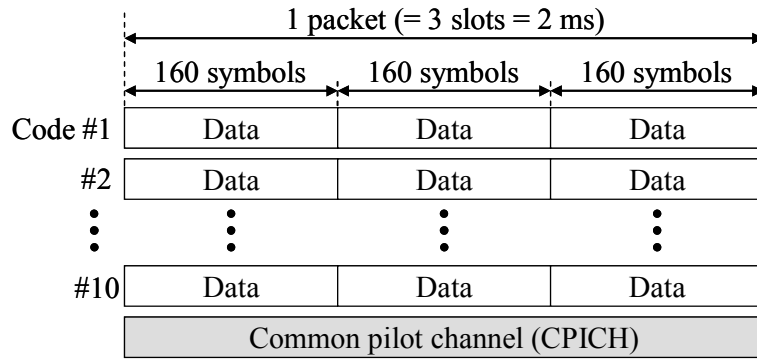


図 2-1 パケットフレーム構成

送信拡散信号 $\mathbf{S}^{(s)}$ （1 シンボル長）は、行列表示で次のように表せる．

$$\begin{aligned}
 \mathbf{S}^{(s)} &= \begin{pmatrix} s_0^{(s)} \\ s_1^{(s)} \\ \vdots \\ s_{SF-1}^{(s)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_{cpich,0}^{(s)} & c_{0,0}^{(s)} & \cdots & c_{K-1,0}^{(s)} \\ c_{cpich,1}^{(s)} & \vdots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ c_{cpich,SF-1}^{(s)} & c_{0,SF-1}^{(s)} & \cdots & c_{K-1,SF-1}^{(s)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_{cpich}^{(s)} \\ d_0^{(s)} \\ \vdots \\ d_{K-1}^{(s)} \end{pmatrix} \\
 &= \mathbf{C}^{(s)} \mathbf{D}^{(s)}
 \end{aligned} \tag{2-1}$$

ここで、 $\mathbf{C}^{(s)}$ は拡散符号を表す行列で、 $c_{cpich,i}^{(s)}$ および $c_{j,i}^{(s)}$ はそれぞれ、CPICH の拡散符号の第 i チップ ($i=0, 1, \dots, SF-1$) およびデータチャネルの第 j コードチャネル ($j=0, 1, \dots, K-1$) の拡散符号の第 i チップとする．また、 $\mathbf{D}^{(s)}$ はデータ変調を表す行列で、 $d_{cpich}^{(s)}$ および $d_j^{(s)}$ はそれぞれ、CPICH および第 j コードチャネルのデータ変調とする．また、 $h_{l,c}^{(s)}$ を第 l パス (l

$= 0, 1$), 第 c チップ ($c = 0, 1, \dots, SF-1$) のチャネルゲインとすると, 受信拡散信号 $\mathbf{E}$ は次式で表される.

$$\begin{aligned} \mathbf{E} = \begin{pmatrix} e_0 \\ e_1 \\ \vdots \\ e_{SF-1+\Delta} \end{pmatrix} &= \sum_{s=0}^1 \left\{ \begin{pmatrix} h_{0,0}^{(s)} & & \mathbf{0} \\ 0 & h_{0,1}^{(s)} & & \\ \vdots & 0 & \ddots & \\ 0 & \vdots & \ddots & h_{0,SF-1}^{(s)} \\ & 0 & & 0 \\ & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & & & 0 \end{pmatrix} \mathbf{S}^{(s)} + \begin{pmatrix} 0 & & \mathbf{0} \\ \vdots & 0 & \\ 0 & \vdots & \ddots \\ h_{1,0}^{(s)} & 0 & & 0 \\ & h_{1,1}^{(s)} & \ddots & \vdots \\ & & \ddots & 0 \\ & & & h_{1,SF-1}^{(s)} \end{pmatrix} \mathbf{S}^{(s)} \right\} + \mathbf{n} \\ &= \sum_{s=0}^1 \begin{pmatrix} h_{0,0}^{(s)} & & \mathbf{0} \\ 0 & h_{0,1}^{(s)} & & \\ 0 & 0 & \ddots & \\ h_{1,0}^{(s)} & 0 & \ddots & h_{0,SF-1}^{(s)} \\ & h_{1,1}^{(s)} & \ddots & 0 \\ & & \ddots & 0 \\ \mathbf{0} & & & h_{1,SF-1}^{(s)} \end{pmatrix} \mathbf{S}^{(s)} + \mathbf{n} = \sum_{s=0}^1 \{ (\mathbf{H}_0^{(s)} + \mathbf{H}_1^{(s)}) \mathbf{S}^{(s)} \} + \mathbf{n} = \sum_{s=0}^1 \mathbf{H}^{(s)} \mathbf{S}^{(s)} + \mathbf{n} \quad (2-2) \end{aligned}$$

ここで, $\mathbf{H}_l^{(s)}$ は第 l パスのチャネルゲインにより構成される行列 (以下, チャネル行列と呼ぶ), $\mathbf{n}$ は雑音ベクトルを表す.

2.2.2 マルチパス干渉キャンセラの構成

図 2-2 に他セル干渉除去を考慮した MPIC のブロック構成を示す. MPIC は複数ステージのチャネル推定およびマルチパス干渉推定器(CEIGUs: Channel Estimation and Interference Replica Generation Units)から構成される. CEIGU ではアンテナ, パス毎に受信信号推定値 (MPI レプリカ) が生成される. 第 1 ステージの CEIGU には, マッチトフィルタ(MF: Matched Filter)受信の場合と同様に, 受信信号が直接入力される. 第 2 ステージ以降の CEIGU の各パスに対応する逆拡散用 MF へは, 受信信号から前ステージで生成された自セルの当該パス以外の MPI レプリカに加え, 他セルからの全 MPI レプリカを差し引いた信号が入力される. 各パスのチャネルゲインの推定値 (チャネル推定値) は, ステージ毎に逐次更新される. このチャネル推定値を用いて, ステージ毎に MPI レプリカが更新されるため, チャネル推定精度の向上に伴い MPI レプリカの生成精度も向上する. CEIGU (自セルおよび他セル用の構成は同一) では, パケットチャネルと同時に送信される CPICH の逆拡散信号を 1 スロット長 (= 0.667 ms) にわたり同相平均することで, チャネル推定値を求める. 求めたチャネル推定値を用いてコヒーレント Rake 合成およびアンテナダイバーシチ合成

を行い、出力の軟判定値を再データ変調することで、仮データ変調成分を得る[2-7]。第 p ステージにおける仮データ変調を表す行列 $\hat{\mathbf{D}}^{(p)\langle s \rangle}$ および推定された第 l パスのチャネル行列 $\hat{\mathbf{H}}_l^{(p)\langle s \rangle}$ は、次式のように表される。

$$\hat{\mathbf{D}}^{(p)\langle s \rangle} = \begin{pmatrix} d_{cpich}^{(s)} \\ \hat{d}_0^{(p)\langle s \rangle} \\ \vdots \\ \hat{d}_{K-1}^{(p)\langle s \rangle} \end{pmatrix}, \quad \hat{\mathbf{H}}_0^{(p)\langle s \rangle} = \begin{pmatrix} \hat{h}_0^{(p)\langle s \rangle} & & & \mathbf{0} \\ 0 & \hat{h}_0^{(p)\langle s \rangle} & & \\ \vdots & 0 & \ddots & \\ 0 & \vdots & \ddots & \hat{h}_0^{(p)\langle s \rangle} \\ & 0 & \ddots & 0 \\ & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & & & 0 \end{pmatrix}, \quad \hat{\mathbf{H}}_1^{(p)\langle s \rangle} = \begin{pmatrix} 0 & & & \mathbf{0} \\ \vdots & 0 & & \\ 0 & \vdots & \ddots & \\ \hat{h}_1^{(p)\langle s \rangle} & 0 & \ddots & 0 \\ & \hat{h}_1^{(p)\langle s \rangle} & \ddots & \vdots \\ & & \ddots & 0 \\ & & & \hat{h}_1^{(p)\langle s \rangle} \end{pmatrix} \quad (2-3)$$

式(2-3)より、第 p ステージにおける第 l パスの MPI レプリカ $\hat{\mathbf{E}}_l^{(p)\langle s \rangle}$ は、次式のように求められる。

$$\hat{\mathbf{E}}_l^{(p)\langle s \rangle} = \hat{\mathbf{H}}_l^{(p)\langle s \rangle} \mathbf{C}^{(s)} \hat{\mathbf{D}}^{(p)\langle s \rangle} \quad (2-4)$$

この MPI レプリカを用いて、第 $(p+1)$ ステージにおける第 l パスの自セルおよび他セル用の CEIGU の MF 入力信号 $\mathbf{R}_l^{(p+1)\langle 0 \rangle}$ 、 $\mathbf{R}_l^{(p+1)\langle 1 \rangle}$ は、それぞれ次式で表される。

$$\mathbf{R}_l^{(p+1)\langle 0 \rangle} = \mathbf{E} - \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq l}}^1 \hat{\mathbf{E}}_j^{(p)\langle 0 \rangle} - \sum_{j=0}^1 \hat{\mathbf{E}}_j^{(p)\langle 1 \rangle} \quad (2-5)$$

$$\mathbf{R}_l^{(p+1)\langle 1 \rangle} = \mathbf{E} - \sum_{j=0}^1 \hat{\mathbf{E}}_j^{(p)\langle 0 \rangle} - \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq l}}^1 \hat{\mathbf{E}}_j^{(p)\langle 1 \rangle} \quad (2-6)$$

各ステージでは、MPI レプリカを差し引いた信号に対して、第 1 ステージと同様にチャネル推定、データ変調の仮判定を行い MPI レプリカの更新を行う。最後に、最終ステージにおいて、Rake 合成後のデータシンボルを誤り訂正復号し、送信情報データ系列を再生する。

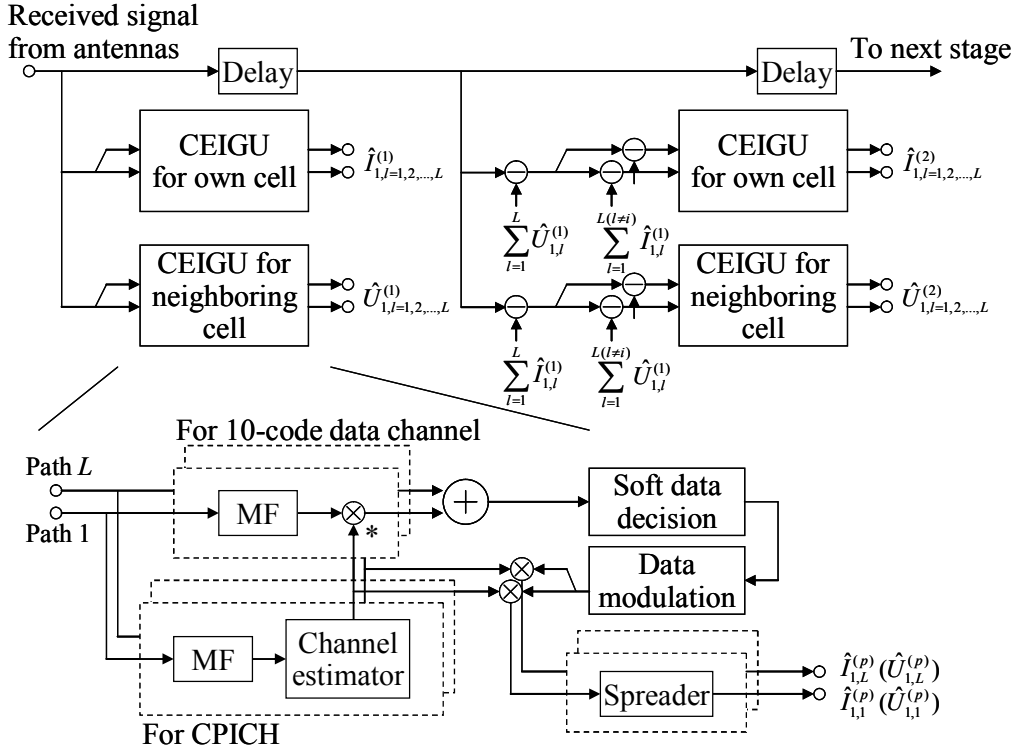


図 2-2 他セル干渉除去を考慮した MPIC の構成

2.2.3 チップ等化器の構成

図 2-3 に他セル干渉除去を考慮したチップ等化器のブロック構成を示す．チャネル推定値は MPIC と同様に，パケットチャネルと符号多重されて送信される CPICH の逆拡散信号を 1 スロット長にわたり同相平均することで求める．チャネル推定値により構成されるチャネル行列 $\hat{\mathbf{H}}^{(s)}$ は， $(N+\Delta)$ 行 N 列の行列とする．ここで， N は等化に用いる受信拡散信号のチップ長（等化窓幅）である．よって，MMSE 規範に基づくマルチパス等化のための重み行列 $\mathbf{W}$ は，推定したチャネル行列と雑音電力から次のように求められる．

$$\hat{\mathbf{H}} = [\hat{\mathbf{H}}^{(0)} \quad \hat{\mathbf{H}}^{(1)}] = \begin{pmatrix} \hat{h}_0^{(0)} & & \mathbf{0} & \hat{h}_0^{(1)} & & \mathbf{0} \\ 0 & \hat{h}_0^{(0)} & & 0 & \hat{h}_0^{(1)} & \\ 0 & 0 & \ddots & 0 & 0 & \ddots \\ \hat{h}_1^{(0)} & 0 & \ddots & \hat{h}_0^{(0)} & \hat{h}_1^{(1)} & 0 & \ddots & \hat{h}_0^{(1)} \\ & \hat{h}_1^{(0)} & \ddots & 0 & \hat{h}_1^{(1)} & \ddots & 0 \\ & & \ddots & 0 & & \ddots & 0 \\ \mathbf{0} & & & \hat{h}_1^{(0)} & \mathbf{0} & & \hat{h}_1^{(1)} \end{pmatrix} \quad (2-7)$$

$$\mathbf{W} = (\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \hat{\mathbf{H}}^H \quad (2-8)$$

ここで， $(\cdot)^H$ は行列の共役転置， σ^2 は雑音電力を表す．本評価では，雑音電力 σ^2 は受信信

号電力から各セルに対応する受信した CPICH 電力および DSCH 電力（CPICH と DSCH の電力比は既知と仮定し，CPICH 電力から推定）を差し引くことにより推定した．送信拡散信号の推定法として，文献[2-5]では送信拡散信号の推定を N チップ毎にブロック化して行っているが，この場合，ブロック端に位置するチップを等化するために乗算する重み係数が打ち切られるため，マルチパス等化が十分に行われず，結果として，ブロック端での推定誤りが増加する．よって，1 チップ毎に送信拡散信号の推定を当該チップに対応する受信拡散信号を中心とする N チップの受信拡散信号を用いて行うスライド等化器(SWCE: Sliding-Window Chip Equalizer)を用いる．したがって，推定される第 n チップの送信拡散信号 $\hat{s}_n^{(s)}$ は，次式により求められる．

$$\hat{s}_n^{(s)} = \mathbf{w} \begin{pmatrix} e_{n-N/2+1} \\ e_{n-N/2+2} \\ \vdots \\ e_n \\ \vdots \\ e_{n+N/2+\Delta} \end{pmatrix} \quad (2-9)$$

ここで， $\mathbf{w}$ は重み行列 $\mathbf{W}$ の第 $N/2$ 行ベクトルを表す．最後に，推定された送信拡散信号系列を逆拡散して得られるデータシンボルを誤り訂正復号し，送信された情報データ系列を再生する．

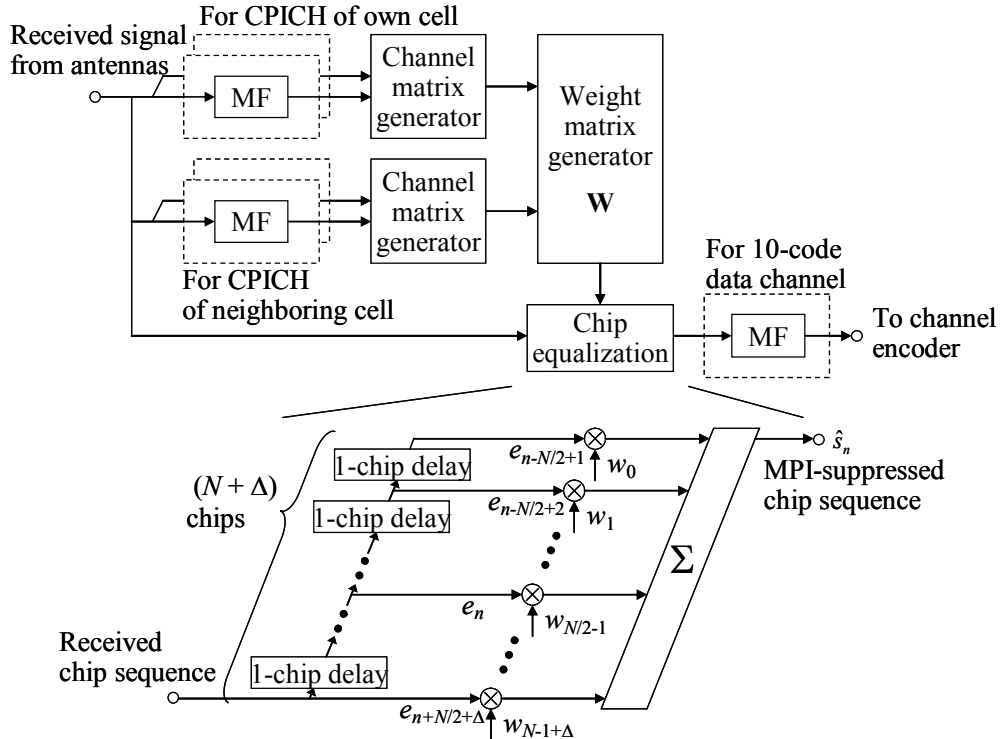


図 2-3 他セル干渉除去を考慮した SWCE の構成

2.3 MPIC と SWCE のスループット特性比較

2.3.1 シミュレーション諸元

表 2-1 に本評価で用いたシミュレーション諸元を示す. 1 パケット長は $N_s = 3$ スロット長 ($= 2 \text{ ms}$)とし, 各スロットには, $N_d = 160$ 個のデータ変調シンボルが存在する. また, 基地局では, このパケットチャネルに加え, 絶対同期検波のための CPICH を符号多重し, 総送信電力の 80 %をパケットチャネルに, 10 %を CPICH に, 残りの 10 %を他の通信/制御チャネルに割り当てるものとした. 送信部では, 誤り訂正符号化として, 符号化率 1/3, 拘束長 4 ビットのターボ符号をパンクチャして生成した, 符号化率 $R = 1/2$ または $3/4$ のターボ符号化を用いて情報信号系列を符号化し, $4800 \times m \times R$ ビットの符号化系列を生成した. ここで, m はデータ変調多値数であり, QPSK, 16QAM に対してそれぞれ, $m = 2, 4$ である. 生成された符号化系列をデータ変調した後, 160 シンボル毎に 10 マルチコードパケットチャネルに分配し, OVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor)符号により拡散($SF = 16$)し, CPICH ($SF = 256$)とともに符号多重され, スクランブルコードを乗算して送信信号とした. また, 他セルからの信号のデータ変調方式および符号化率, 送信電力分配比, 到来パス数は自セルと同一であると仮定し, 異なるスクランブルコードで拡散した.

送信された信号は, 平均受信レベルの等しい L パスレイリーフェージングを受け, 各パスは最大ドップラ周波数 $f_D = 5.55 \text{ Hz}$ の独立なレイリー変動を受けるものとした. 受信部は, 2 ブランチのアンテナダイバーシチ受信を行うものとし, アンテナ間のフェージング相関は 0 を仮定した. ターボ符号の復号アルゴリズムには Max-Log-MAP 復号を用い, 反復回数を 4 とした. シミュレーション結果において, スループット η は次の式で定義した.

$$\eta = R_b \times \frac{N_{suc}}{N_{trans}} \quad (2-10)$$

ここで, N_{suc} , N_{trans} はそれぞれ, 誤りなく受信されたパケット数, 全送信パケット数を示す. また, R_b は情報ビットレートを示す.

表 2-1 シミュレーション諸元

Chip rate		3.84 Mcps
Symbol rate		240 ksps
Spreading factor, SF		16
Number of codes, K		10
Information bit rate		2.4, 3.6, 4.8, 7.2 Mbps
Modulation	Data	QPSK, 16QAM
	Spreading	QPSK
Packet length		2.0 ms (= 3 slots)
Power allocation	CPICH	10%
	Data channel	80%
	Other channel	10%
Channel coding / decoding		Turbo coding ($R = 1/2, 3/4$, Constraint length = 4 bits) / Max-Log-MAP decoding (4 iterations)
Antenna diversity reception		2 branches
Channel estimation		CPICH-assisted (1-slot averaging)
Channel model		Multipath Rayleigh fading, Max. Doppler frequency (f_D) = 5.55 Hz

2.3.2 シミュレーション結果

2.3.2.1 孤立セルにおける MPIC と SWCE のスループット比較

はじめに、検討を行う SWCE に関して、等化窓幅 N がスループットに与える影響を評価する。図 2-4 に、SWCE を用いたときのマルチパス等化窓幅 N をパラメータとした、2 パス間の遅延時間差 D (チップ) に対するスループット特性を示す。また、4 ステージの MPIC を用いたときのスループット特性も併せて示す。 $R = 3/4$ の QPSK データ変調を用い、 $L = 2$ 、情報 1 ビット当たりの平均受信信号電力対背景雑音電力密度比(E_b/N_0)を 4 dB とした。図 2-4 より、MPIC はパス間の遅延時間差の制約がないため、遅延時間差に依存せず、一定のスループット特性が得られている。一方、SWCE は遅延時間差の増大に伴いスループット特性が劣化している。これは、等化窓幅に対してパス遅延時間差が大きくなると、チップ間の相互相関伝搬の打ち切りに起因してマルチパス等化が十分に行えないためと考えられる。したがって、パス遅延による特性の劣化は等化窓幅を増加させることにより低減することができ、 $N = 64$ および 32 の場合、それぞれ 12 および 4 チップ遅延までは十分に MPI を抑圧できることがわかる。

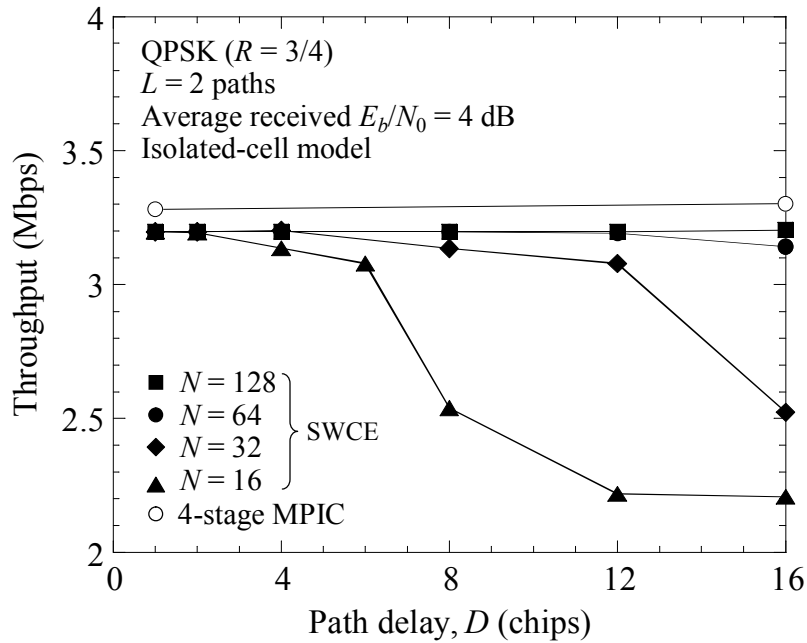


図 2-4 パス遅延時間に対するスループット特性

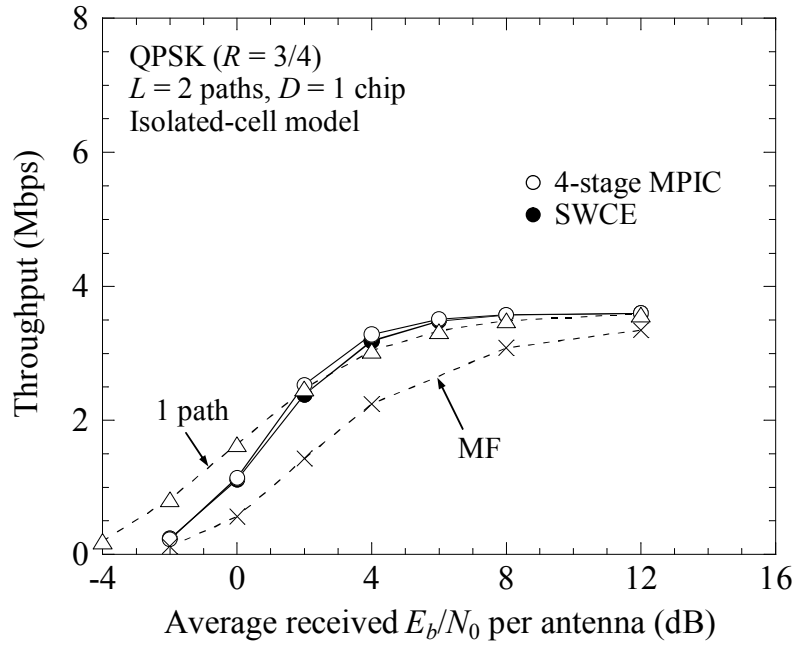
SWCE は、等化窓幅を増大させることによりパスの遅延時間差が大きい MPI も十分に抑圧できるものの、処理量が増大する．そこで、複素乗算回数を基にした MPIC と SWCE の処理量の比較を行った．表 2-2 に 本評価で検討を行う諸元 ($N_s = 3$, $N_d = 160$, $SF = 16$, $K = 10$, $L = 2$) において、4 ステージの MPIC と等化窓幅 N に応じた SWCE の乗算回数の比較を表している．表 2-2 より、4 ステージの MPIC は MF ベースの Rake 受信の乗算回数の約 7 倍となっている．また、SWCE の等化窓幅 $N = 32, 64, 128$ に対する乗算回数は、それぞれ 4 ステージの MPIC の約 0.3, 1.1, 5.8 倍であり、等化窓幅の増加に伴い乗算回数が指数関数的に増大することがわかる．したがって、以降の検討において、SWCE の等化窓幅は 4 ステージの MPIC と同程度の処理量となる $N = 64$ を用いた．

表 2-2 MPIC と SWCE の乗算回数の比較

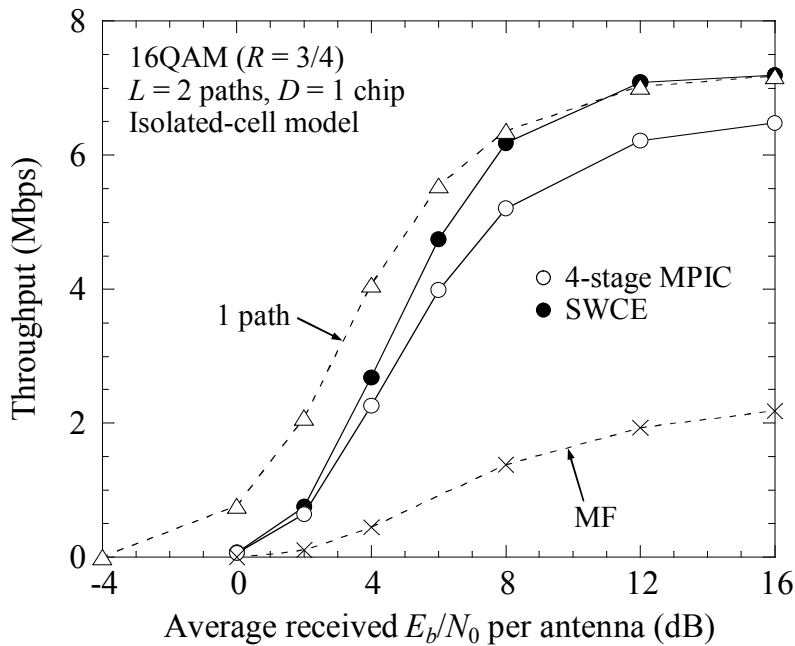
		Number of multiplications	Example (Ratio to 4-stage MPIC), when $N_s = 3, N_d = 160, SF = 16, K = 10, L = 2$
MF-based Rake receiver		$N_s N_d L \{K (SF + 1) + SF\}$	$1.79 \times 10^{+5}$ (0.14)
MPIC	4 stages	$N_s N_d L \{K (7 SF + 10) + 7 SF\}$	$1.28 \times 10^{+6}$ (1.00)
SWCE	$N = 32$	$N_s \{N_d SF (N + L + K) + N^3 + 2N^2\}$	$4.41 \times 10^{+5}$ (0.34)
	$N = 64$		$1.39 \times 10^{+6}$ (1.09)
	$N = 128$		$7.47 \times 10^{+6}$ (5.84)

次に、 $R = 3/4$ の QPSK データ変調および $R = 3/4$ の 16QAM データ変調を用いた場合の平

均受信 E_b/N_0 に対する MPIC および SWCE のスループット特性を、それぞれ図 2-5(a)および 2-5(b)に示す。 $L=2$ とし、比較のため、1 パスの場合および MF ベースの Rake 受信の特性も同図に示している。 図 2-5(a)より、2 パスにおける MF ベースの Rake 受信のスループット特性は、1 パスの場合と比べて大きく劣化している。 しかしながら、MPIC または SWCE を用いることでスループット特性を十分に改善できることがわかる（平均受信 E_b/N_0 が約 2 dB よりも高い領域では、Rake パスダイバーシチ効果により、MPIC および SWCE のスループットは 1 パスのスループットを超えている）。 平均受信 E_b/N_0 が 2 dB よりも低い領域において、MPIC および SWCE のスループットが 1 パスの場合より劣化しているのは、MPIC では MPI レプリカ生成のための仮データ判定誤り、SWCE ではチャネル推定誤りのためと考えられる。 また、MPIC と SWCE のスループットを比較すると、MPIC は SWCE よりスループット特性を改善できることがわかる。 これは、QPSK データ変調が動作範囲となるような平均受信 E_b/N_0 が比較的低い領域においては、SWCE ではチャネル推定誤差の影響が大きいのにに対して、MPIC はチャネル推定値が各ステージで逐次的に更新され、チャネル推定精度が向上するためこの誤差の影響を抑えられるためと考えられる。 さらに、図 2-5(b)より、16QAM データ変調を用いた場合、2 パスにおける MF ベースの Rake 受信のスループット特性は、1 パスの場合と比べて QPSK データ変調のときよりも著しく特性が劣化していることがわかる。 これは、16QAM データ変調に対する所要 SIR が QPSK データ変調より大きいためである。 一方、MPIC または SWCE を用いることにより、強力な MPI 抑圧効果のためスループット特性を大幅に改善できることがわかる。 しかしながら、MPIC を用いた場合のピークスループットは、1 パスの（MPI が存在しない）場合に比べて 10% 程度劣化している。 これは、QPSK データ変調比べ、16QAM データ変調に対する所要 SIR の方が大きいため、特にステージ初段において発生した仮データ判定誤りに起因して、MPI レプリカ生成精度が低下するためと考えられる。 一方、SWCE はデータの仮判定を必要としないため、結果として MPIC を上回るスループット特性を実現している。 また、2 パスにおける SWCE のスループット特性は、1 パスの場合と比較して、平均受信 E_b/N_0 がおよそ 8 dB より低い領域では劣化するものの、平均受信 E_b/N_0 が 8 dB より高い領域においては 1 パスとほぼ同等の特性を示すことがわかる。



(a) QPSK



(b) 16QAM

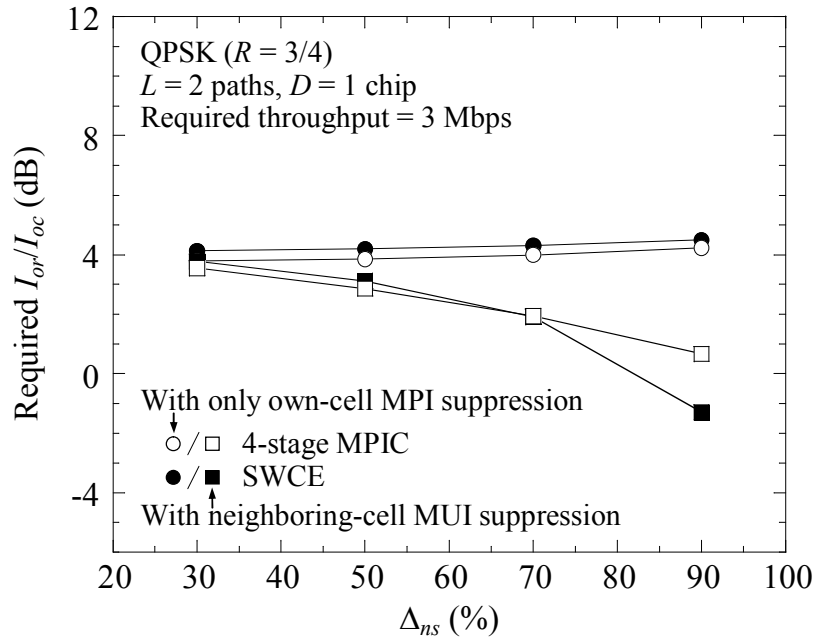
図 2-5 変調方式に対するスループット比較

2.3.2.2 他セル干渉除去を考慮した MPIC と SWCE のスループット比較

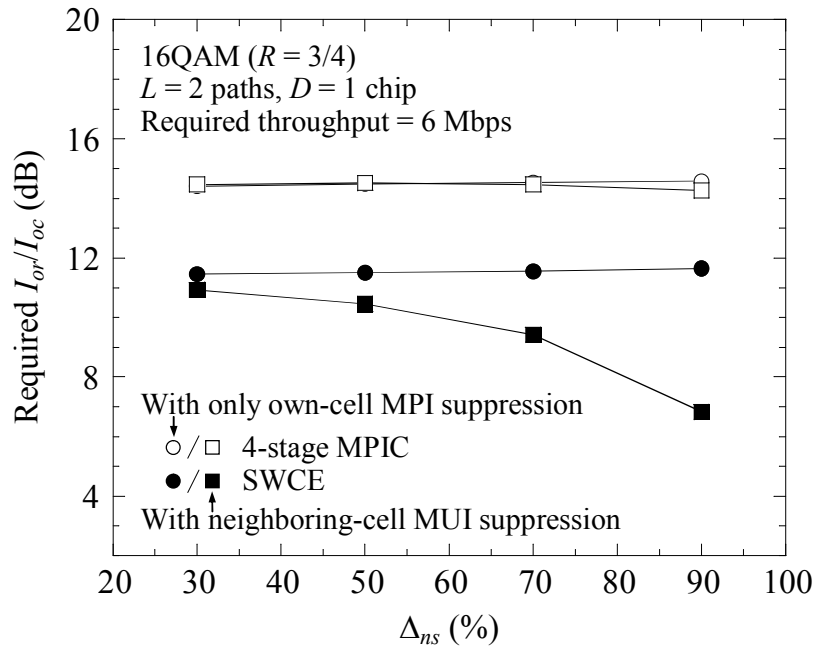
これまで、自セルの MPI のみを抑圧する孤立セルにおけるスループット特性比較を行ったが、本段では、自セルの MPI に加え、他セルからの MUI も抑圧する MPIC および SWCE を用いた場合の評価を行う。そこで、他セル干渉の影響を考慮したマルチセルでの評価を行うため、ジオメトリに対するスループット特性を評価する。ジオメトリは、 I_{oc} に対する I_{or} の比(I_{or}/I_{oc})で定義され、 I_{or} , I_{oc} はそれぞれ、自セル基地局からの総受信電力、他セルから

の総受信電力に熱雑音電力を加えた電力を表す。以降、 $L=2$ とし、図 2-8 を除き、自セルにおける DSCH の MPI に加え、2 番目に受信電力の大きいセルからの MUI を抑圧する場合 ($N_{cell}=2$ セル環境) を仮定する。このとき、他セル干渉除去を考慮した MPIC のステージ数は 4、他セル干渉を考慮した SWCE の等化窓幅 N は 4 ステージの MPIC と同程度の処理量 (複素乗算回数) となる $N=44$ とした。

Δ_{ns} に対する平均スループット 3 Mbps および 6 Mbps を満たす所要平均ジオメトリ I_{or}/I_{oc} 特性を、それぞれ図 2-6(a) および 2-6(b) に示す。ここで、 Δ_{ns} (%) は I_{or} に占める他セル干渉除去の対象となるセルからの受信電力の割合を表す。また、図 2-6(a) および 2-6(b) はそれぞれ、 $R=3/4$ の QPSK データ変調および $R=3/4$ の 16QAM データ変調を用いた場合の特性を示す。比較のため、自セルの MPI のみを抑圧する場合の特性も同図に示している。図 2-6(a) より、他セル干渉除去を考慮した MPIC または SWCE を用いた場合、特に Δ_{ns} が大きい領域において、平均スループット 3 Mbps を満たす所要平均 I_{or}/I_{oc} の低減効果が大きいことがわかる。また、 Δ_{ns} の大部分において、MPIC は SWCE より優れた自セルの MPI および他セルの MUI の抑圧効果を有することがわかる。これは、SWCE より MPIC の方が、ステージ繰り返しによりチャネル推定精度が高くなるためである。しかしながら、 $\Delta_{ns}=90\%$ において、MPIC の所要平均 I_{or}/I_{oc} は SWCE より高くなることがわかる。これは、MPIC の仮データ判定誤りのためと考えられる。図 2-6(b) より、 $R=3/4$ の 16QAM データ変調を用いた場合、他セル干渉除去を考慮した MPIC の干渉抑圧効果がほとんど見られないことがわかる。これは、他セル干渉除去の対象となるセルからの DSCH の仮データ判定誤りに起因して、MPI レプリカの生成精度が非常に低いためと考えられる。一方、他セル干渉除去を考慮した SWCE を用いた場合、 Δ_{ns} の増加に伴い、他セルからの MUI の抑圧効果が大きくなり所要ジオメトリが低減することがわかる。これは、 Δ_{ns} が増加すると隣接セルの CPICH の受信電力が大きくなり、チャネル推定精度が改善されるため、 I_{or} に占める割合の増大した隣接セルの干渉を効果的に抑圧するためと考えられる。



(a) QPSK ($R = 3/4$)

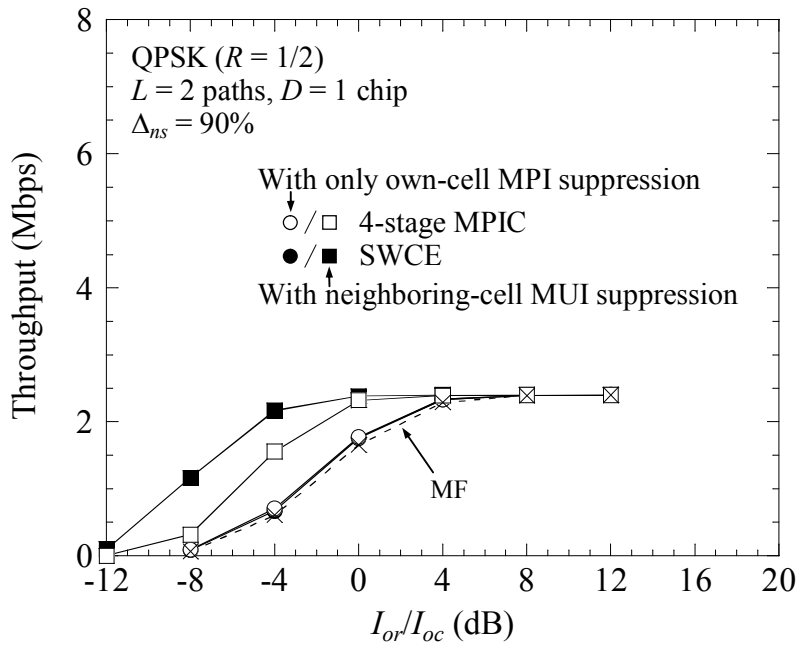


(b) 16QAM ($R = 3/4$)

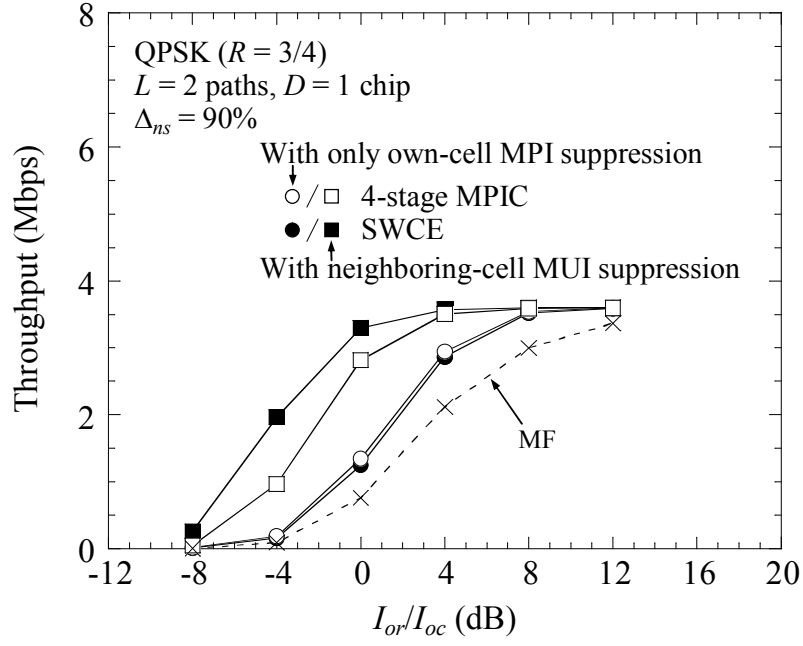
図 2-6 Δ_{ns} に対する所要 I_{or}/I_{oc} 特性比較

次に、他セル干渉除去を考慮した MPIC および SWCE の、ジオメトリ I_{or}/I_{oc} に対するスループット特性を図 2-7 に示す. 図 2-7(a)~(d)はそれぞれ, (a) $R = 1/2$ の QPSK データ変調, (b) $R = 3/4$ の QPSK データ変調, (c) $R = 1/2$ の 16QAM データ変調, (d) $R = 3/4$ の 16QAM データ変調を用いた場合の特性を示す. 比較のため、自セルの MPI のみを抑圧する場合および MF ベースの Rake 受信の特性も同図に示している. 図 2-6 の評価より、他セル干渉を抑圧する場合としない場合の特性の差が大きい $\Delta_{ns} = 90\%$ の場合について評価した. 図 2-7 よ

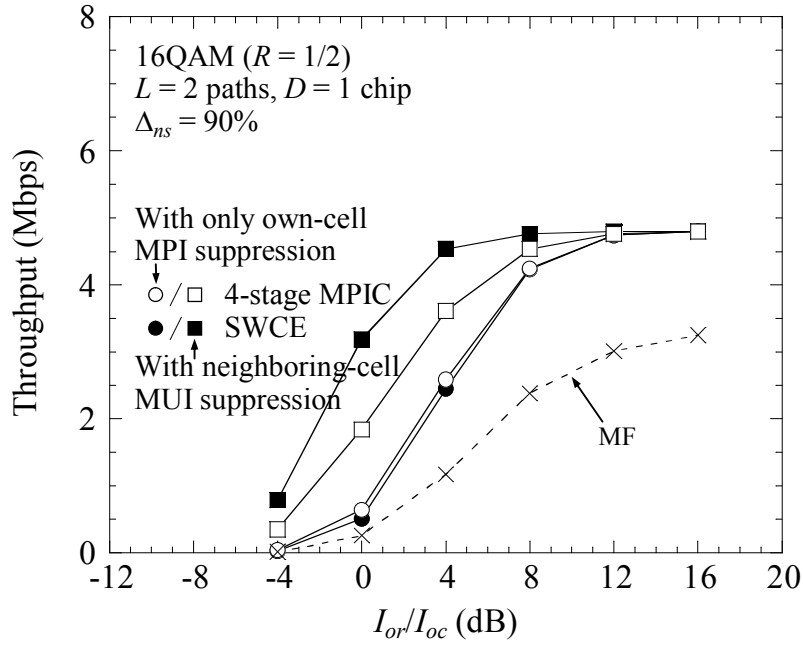
り，自セルの MPI のみを抑圧する場合，スループットが 4.8 Mbps ($R = 1/2$ の 16QAM データ変調により実現) までの比較的 I_{or}/I_{oc} が低い領域において，MPIC は SWCE よりスループットを改善できることがわかる．しかし，スループット 4.8 Mbps 以上となる領域 ($R = 3/4$ の 16QAM データ変調により実現) において，SWCE はデータ判定誤りによる干渉抑圧特性の劣化がないため，MPIC より優れたスループット特性を示す．一方，他セル干渉除去を考慮した MPIC および SWCE を用いた場合，SWCE は評価を行ったすべての変調方式について MPIC より優れた他セル MUI の抑圧効果を示すことがわかる．MPIC の特性が SWCE に比較して劣化する理由としては， $R = 1/2$ の QPSK データ変調が用いられる領域（ジオメトリが負となるような非常に低い環境）では，MPIC の MPI レプリカ生成における自セルの DSCH のデータ仮判定誤り， $R = 3/4$ の 16QAM データ変調が用いられる領域（ジオメトリが非常に高い環境）では，MPIC の MPI レプリカ生成における他セルの DSCH のデータ仮判定誤りが増加するためと考えられる．



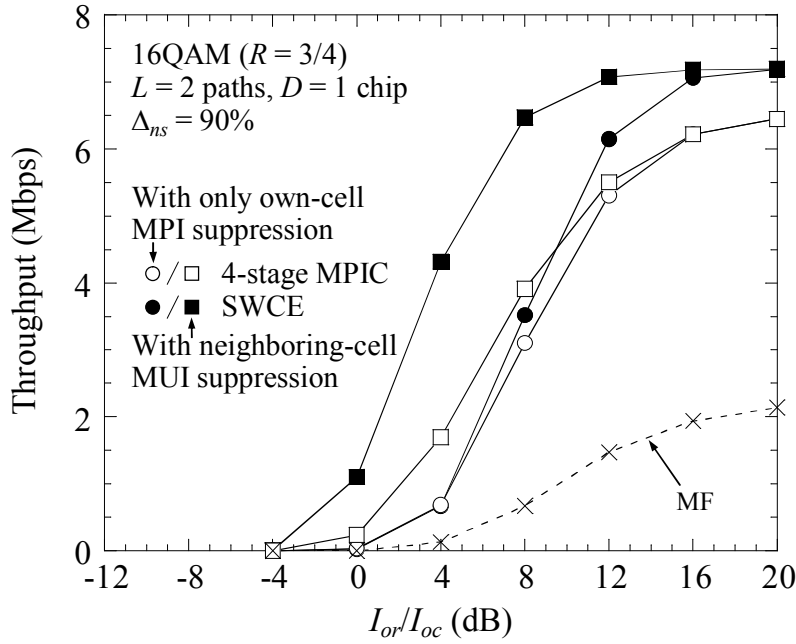
(a) QPSK ($R = 1/2$)



(b) QPSK ($R = 3/4$)



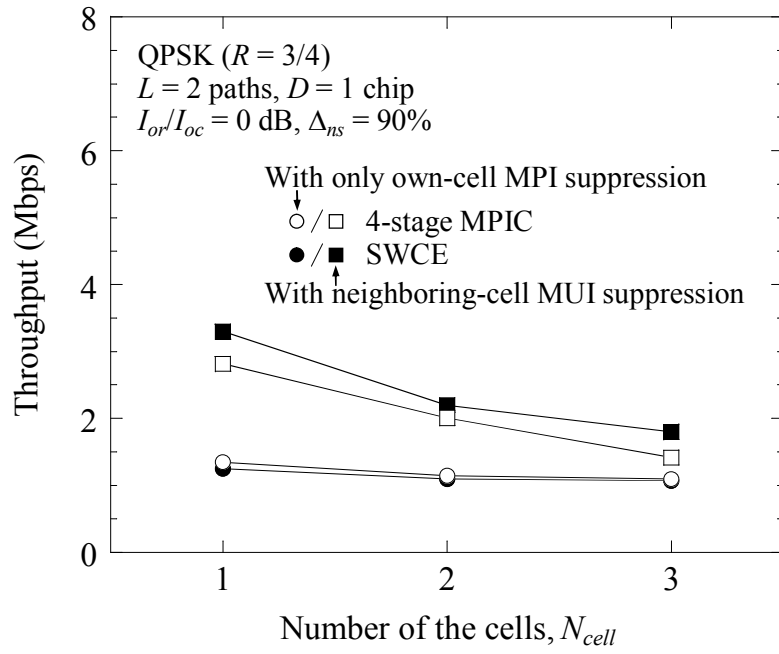
(c) 16QAM ($R = 1/2$)



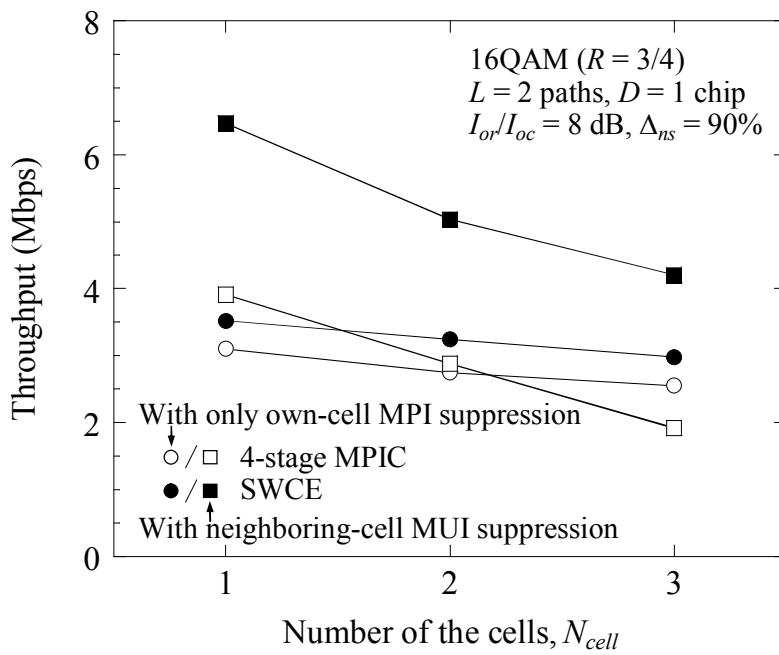
(d) 16QAM ($R = 3/4$)

図 2-7 変調方式（符号化率）に対するスループット比較

最後に、他セル干渉除去の対象となるセル数 N_{cell} に対するスループット特性を図 2-8 に示す。図 2-8(a)および 2-8(b)はそれぞれ、 $I_{or}/I_{oc} = 0$ dB, $\Delta_{ns} = 90\%$ における $R = 3/4$ の QPSK データ変調、および $I_{or}/I_{oc} = 8$ dB, $\Delta_{ns} = 90\%$ における $R = 3/4$ の 16QAM データ変調を用いた場合の特性を示す。ここで、 N_{cell} が 2 以上の場合、他セル干渉除去の対象となるセルからの平均的な干渉電力は同一とした。また、比較のため、自セルの MPI のみを抑圧する場合の特性も同図に示している。公平な比較を行うため、SWCE の等化窓幅 N は 4 ステージの MPIC と同程度の処理量（乗算回数）となるように、 $N_{cell} = 1, 2, 3$ に対してそれぞれ、 $N = 44, 34, 28$ とした。図 2-8(a)より、セル数の増加に伴い、他セル干渉除去を考慮した MPIC および SWCE のスループット特性は、ともに劣化していることがわかる。これは、隣接セルについて、1 セル当たりの受信電力が小さくなることにより、チャネル推定精度、および MPIC についてはデータの仮判定精度が劣化するためと考えられる。しかしながら、評価を行った $N_{cell} = 3$ までの環境において、SWCE のスループット特性は MPIC を若干上回ることが確認された。また、図 2-8(b)より、16QAM データ変調を用いた場合、 $N_{cell} = 3$ までの環境においては QPSK データ変調の場合よりも顕著に、MPIC は SWCE よりスループットが劣化することがわかる。これは、MPIC のデータ仮判定誤りのためと考えられる。



(a) QPSK ($R = 3/4$)



(b) 16QAM ($R = 3/4$)

図 2-8 他セル干渉除去対象セル数 N_{cell} に対するスループット比較

2.4 むすび

本章では、HSDPA 方式において、自セルのマルチパス干渉に加え、他セルからのマルチユーザ干渉も除去する MPIC と SWCE のスループット特性を計算機シミュレーションにより比較評価した。シミュレーション結果より、自セルのマルチパス干渉のみを抑圧する場合、4.8 Mbps（符号化率 1/2 の 16QAM データ変調により実現）までのスループットを実現する比較的のジオメトリの低い領域では、MPIC は SWCE より優れたスループット特性が得られることを示した。また、4.8 Mbps 以上（符号化率 3/4 の 16QAM データ変調により実現）のスループットを実現するのジオメトリの高い領域では、SWCE のスループットが MPIC を上回ることを示した。さらに、他セルからのマルチユーザ干渉も抑圧する場合、符号化率 1/2 の QPSK データ変調が用いられる領域（ジオメトリが負となるような非常に低い環境）では、MPIC の干渉レプリカ生成における自セルのデータ仮判定誤り、符号化率 3/4 の 16QAM データ変調が用いられる領域（ジオメトリが非常に高い環境）では、MPIC の干渉レプリカ生成における他セルのデータ仮判定誤りが増加するため、SWCE は MPIC より優れたスループット特性を示すことを明らかにした。また、セル数が増加した場合においても、SWCE は MPIC より優れた干渉抑圧効果を有することを示した。

参考文献

第 2 章

- [2-1] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems," IEEE Commun. Mag., vol. 36, no. 9, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [2-2] M. Sawahashi, K. Higuchi, S. Tanaka, and F. Adachi, "Enhanced wireless access technologies and experiments for W-CDMA communications," IEEE Personal Commun., vol. 7, no. 6, pp. 6-16, Dec. 2000.
- [2-3] 3GPP, TR25.848, "Physical layer aspects of UTRA High Speed Downlink Packet Access."
- [2-4] K. Higuchi, A. Fujiwara, and M. Sawahashi, "Multipath interference canceller for high-speed packet transmission with adaptive modulation and coding scheme in W-CDMA forward link," Proc. of IEEE VTC 2001-Spring, May 2001.
- [2-5] A. Klein, "Data detection algorithms specially designed for the downlink of mobile radio systems," Proc. of IEEE VTC '97, pp. 203-207, May 1997.
- [2-6] 樋口, 佐和橋, "HSDPA における他セルマルチパス干渉キャンセラの効果," 信学ソ大, SB-3-5, 2001 年 9 月.
- [2-7] 三木, 安部田, 新, 佐和橋, "W-CDMA 下りリンク高速パケット伝送におけるパケット合成型ハイブリッド ARQ に適した軟判定レプリカを用いるマルチパス干渉キャンセラの特性," 信学技報, RCS2001-165, 2001 年 10 月.

第3章 超広帯域 DS-CDMA 方式における 適応無線リンク制御法と屋外実験評価

3.1 まえがき

次世代移動通信方式における無線アクセスネットワーク(RAN: Radio Access Network)は、IP ベースのコアネットワークとの親和性に優れた、低遅延を実現する RAN が必須であると考えられる。さらに、移動通信におけるデータサービスの需要の急激な増大に対して、より低コストで超高速な情報レートのサービスを提供するためには、より一層の広帯域化（ブロードバンド化）が有効であると考えられる。上りリンクにおいては、個別データチャネルと共に送信される個別パイロットチャネルを用いてコヒーレント Rake 合成受信を行う DS-CDMA をベースにした方式が、有望なブロードバンド無線アクセス方式であると考えられる。これは、多数のサブキャリアを用いるマルチキャリア CDMA や OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)に比較してシステム容量を増大できる点[3-1]、セルラシステムのマルチセル環境において、DS-CDMA は拡散利得による柔軟な 1 セル周波数繰り返しが可能である点、さらに、ユーザ端末の低消費電力化を実現する上で、ピーク電力対平均電力比(PAPR: Peak-to-Average Power Ratio)の小さい DS-CDMA のアプローチが有利であるなどの点からである。

ここで、上りリンクにおいても上下リンク対称なデータサービスを提供するためには、上りリンクにおけるリンク容量の増大が重要な課題であり、この実現のためには、共有チャネルを用いた適応レート制御の適用が有効であると考えられる。しかしながら、DS-CDMA 無線アクセスでは、マルチパスフェージングチャネルにおけるマルチパス干渉(MPI: Multipath Interference)に起因して、受信信号電力対干渉および雑音電力比(SINR: Signal-to-Interference plus Noise power Ratio)が小さく抑えられるため、16QAM データ変調などの多値データ変調を適用しても、Rake 合成受信ではスループットを増大することはできず、多値データ変調によるスループットの増大効果を得るためには、チップ等化器[3-2]やマルチパス干渉キャンセラ[3-3]等の高機能受信機が必須である。

本章では、Rake 合成受信を前提とした場合に、QPSK データ変調を用いて、パケットフレーム毎の瞬時の受信 SINR に応じてチャネル符号化率およびコード多重数を変更することにより、適応的にチャネル符号化利得および拡散利得を変化させ、受信 SINR に応じた最大のスループットを実現する、適応拡散・チャネル符号化利得制御(ASCG: Adaptive Spreading and channel Coding Gain control)法を提案する。また、試作した 40 MHz 帯域幅を用いるブロードバンド DS-CDMA 実験装置により、フェージングシミュレータを用いて生

成したマルチパスフェージングチャネルでの室内実験において，ASCG 法を適用したときのスループット特性を明らかにする．さらに，屋外実伝搬環境において，ASCG 法を適用したときのスループット特性を明らかにする．本章の構成を以下に示す．

- 超広帯域 DS-CDMA における ASCG 法の提案と室内実験評価（3.2 節）
- 40 MHz 帯域幅を用いる試作した実験装置による超広帯域 DS-CDMA における ASCG 法の屋外実験評価（3.3 節）

3.2 適応拡散・チャネル符号化利得制御(ASCG)法

3.2.1 動作原理

図 3-1 に ASCG 法の動作原理を示す。ASCG 法は，上りリンクの共有チャネルに適用する適応レート制御技術であり，瞬時のフェージング変動に起因して変動する受信 SINR に応じて，送信する情報レートの制御を行う。すなわちユーザ端末では，下りリンクにおけるパイロットチャネルの受信電力から，パスロスおよびシャドウイング変動のみを補償するオープンループ型の送信電力制御を想定し，残留した瞬時のマルチパスフェージング変動を受けた後の受信 SINR に応じて，ASCG 制御を行う。したがって，図 3-1 に示すように，受信 SINR の大きい条件においては，雑音および干渉を抑圧するための利得を小さくすることができるため，コード多重数を増大（拡散利得を減少）および符号化率を増大（符号化利得を減少）させることにより，スループットの増大を図ることができる。逆に，受信 SINR が小さい条件においては，雑音および干渉を抑圧するための大きな利得が必要となるため，コード多重数を減少（拡散利得を増大）および符号化率を減少（符号化利得を増大）させることにより，主に MPI に起因するパケット誤りにより起因するスループットの著しい劣化を低減することができる。

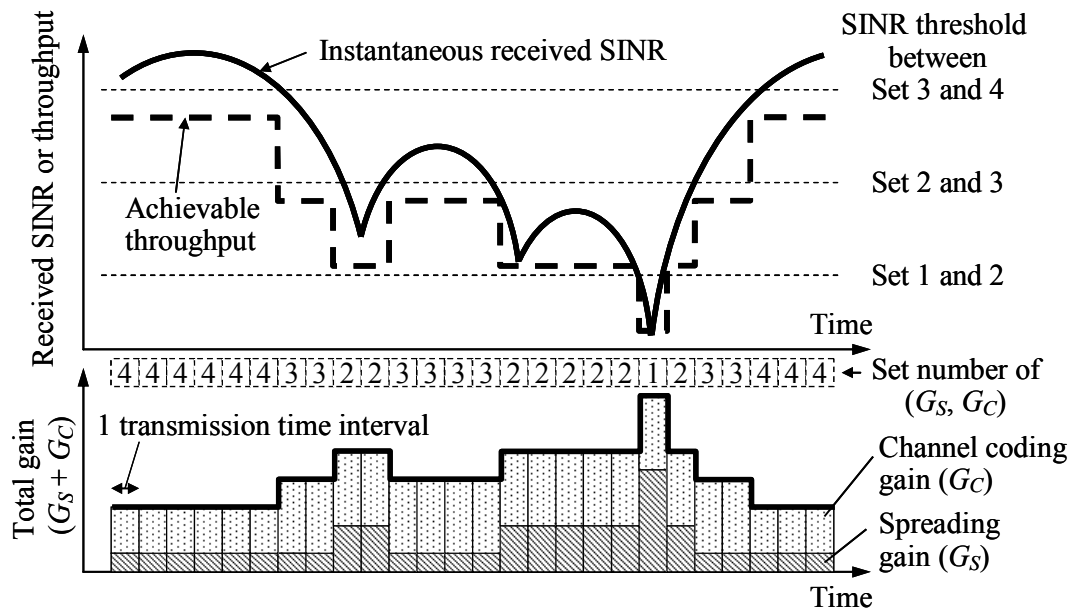


図 3-1 ASCG 法の動作原理

3.2.2 室内実験による ASCG 法の特性評価

3.2.2.1 室内実験主要諸元

試作したブロードバンド DS-CDMA 実験装置の主要諸元を表 3-1 に，ASCG 法に用いたチャネル符号化率 R およびコード多重数 C_{max} の組合せを表 3-2 にそれぞれ示す。また，パケットフレーム構成を図 3-2 に示す。パケットフレーム長は，無線区間での遅延を小さく

抑えるため 0.5 ms とし、情報ビットを送信するデータチャネル、ASCG 法により適用した R , C_{mux} の情報を基地局に通知する制御チャネル、および基地局受信機でのコヒーレント復調、ASCG 法を行うための上りリンクの受信 SINR 推定を行うためのパイロットチャネルをコード多重した。

表 3-1 実験装置主要諸元

Bandwidth		20 MHz x 2 sub-carriers
Chip rate (Roll-off factor)		16.384 Mcps / carrier ($\alpha = 0.22$)
Frame length		0.5 ms
Spreading factor ($SF_D / SF_C / SF_P$)		4 (Data) / 64 (Control) / 256 (Pilot)
Number of codes (C_{mux})		1, 2, 3 codes
Modulation	Data	QPSK
	Spreading	HPSK
Cannel coding / decoding		Turbo code ($R = 1/3, 1/2, K = 4$) / Max-Log-MAP decoding (Iterations = 8)
Channel power allocation		Pilot / Data = -12 dB Control / Data = -12 dB
Antenna diversity reception		2 branches
ASCG	Round trip delay	8 frames (= 4 ms)
	Update interval	1 frame (= 0.5 ms)

表 3-2 チャネル符号化率およびコード多重数の組み合わせ

Index	R	C_{mux}	Maximum data rate (Mbps)
1	1/3	1	4.640
2		2	9.744
3		3	15.312
4	1/2	3	22.736

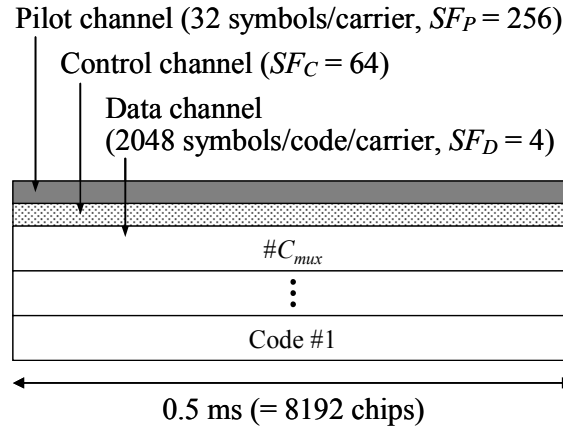
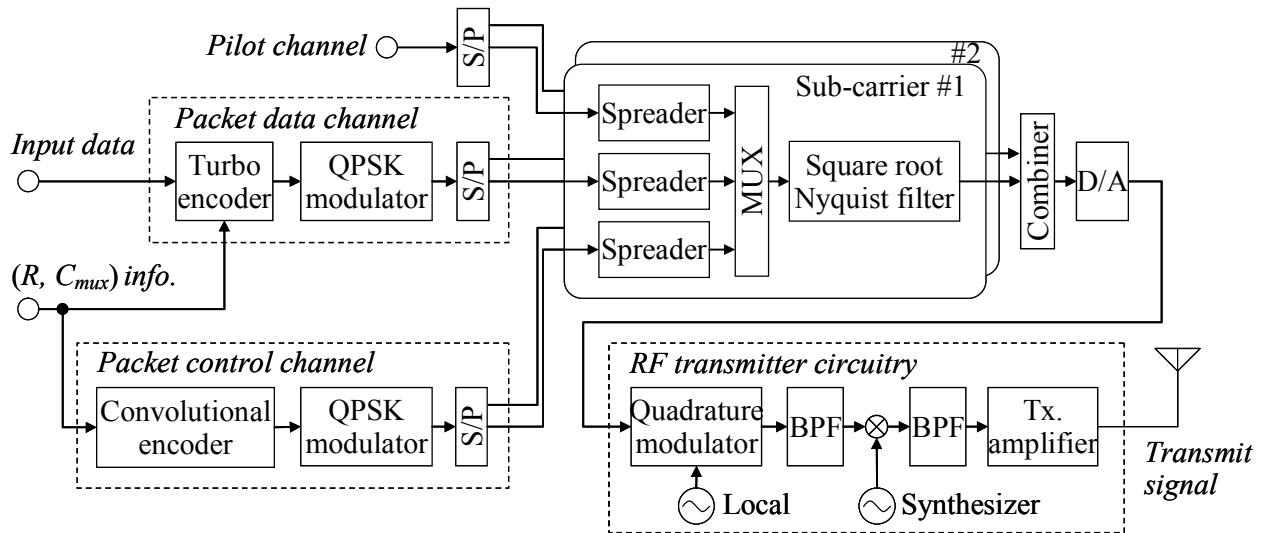


図 3-2 パケットフレーム構成

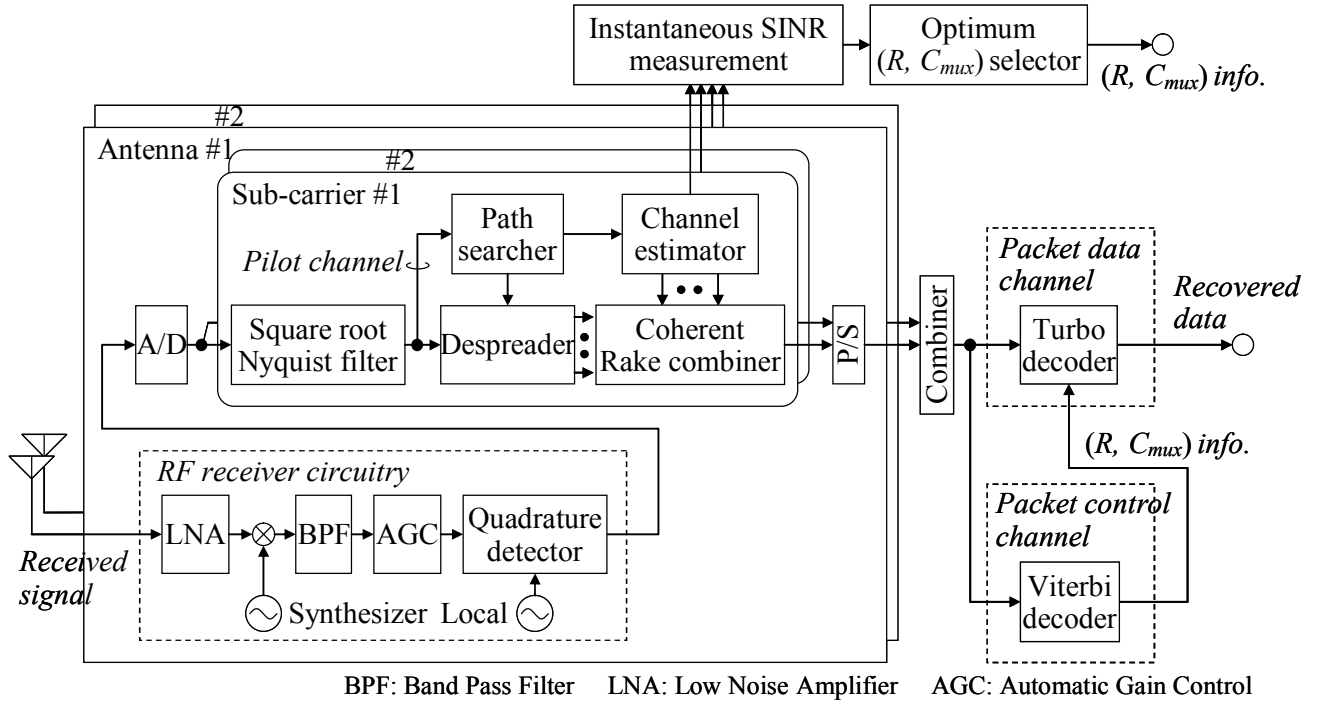
ブロードバンド DS-CDMA 実験装置の移動局送信機および基地局受信機の構成を、図 3-3(a)および 3-3(b)にそれぞれ示す。移動局送信機では、下りリンクの制御チャネルにより基地局から通知された R, C_{mux} の組み合わせに基づいて、データチャネルに対して ASCG 制御を行った。データチャネルで送信される 2 値の情報ビット系列は、チャネル符号化率 R 、拘束長 $K=4$ ビットのターボ符号化後、2 サブキャリアの系列に直並列変換し、QPSK データ変調マッピングした。サブキャリア毎のデータ変調シンボル系列は、拡散率 $SF_D=4$ の直交符号を用いて、 C_{mux} 個のコードチャネルをコード多重した。また、データチャネルに適用した R, C_{mux} の組み合わせを基地局に通知する制御チャネルは、 $R=1/2$ の畳み込み符号化、QPSK データ変調マッピング後、拡散率 $SF_C=64$ の直交符号を用いて拡散し、データチャネルにコード多重した。さらに、基地局受信機において、フレーム毎にマルチパスの受信タイミング検出（パスサーチ）、チャネル推定、および上りリンクの瞬時受信 SINR の推定を行うため、拡散率 $SF_P=256$ のパイロットチャネルを、データチャネルにコード多重した。データチャネル、制御チャネル、パイロットチャネルをコード多重した系列は、スクランブルコードを乗算後、ロールオフファクタ $\alpha = 0.22$ のルートナイキストフィルタによりサブキャリア毎に 20 MHz の信号（チップレート 16.384 Mcps）に帯域制限し、D/A 変換、直交変調後、4.9 GHz の RF キャリア周波数にアップコンバートして送信した。

基地局受信機では、2 ブランチのアンテナダイバーシチ受信を適用した。各ブランチの受信信号は、AGC (Automatic Gain Control)増幅器による線形増幅および直交検波後、同相/直交チャネルの信号をチップレートの 4 倍のサンプリングレートで A/D 変換した。受信デジタル信号は、帯域制限後、サブキャリア毎にコヒーレント Rake 合成受信（アンテナブランチ毎、サブキャリア毎の最大フィンガ数は 8）を行った。Rake 合成を行うためのパスサーチは、フレーム内に多重されたパイロットチャネルを用いて測定される電力遅延プロファイルに基づいて、0.5 ms 周期で検出し、更新した。さらに、Rake 合成におけるパス毎のチャネル推定値は、パイロットチャネル内の 32 シンボルの変動を同相加算平均すること

により、0.5 ms のフレーム毎に求めた。次にフレーム内にコード多重された制御チャネルを、検出された受信タイミングに基づいて、対応する直交符号を乗算してサブキャリア毎に逆拡散を行い、チャネル推定値を乗算して Rake 合成した。各サブキャリアの Rake 合成後の信号は、並直列変換および（アンテナダイバーシチ受信を適用した場合には）アンテナブランチ間での合成後、ビタビ復号を行い、データチャネルに適用した R, C_{mux} の情報を復元した。復元された R, C_{mux} の情報に基づいて、データチャネルを、サブキャリア毎に、対応する直交符号により逆拡散を行い、チャネル推定値を乗算して Rake 合成した。各サブキャリアの Rake 合成後の信号は、並直列変換およびアンテナブランチ間での合成後、ターボ復号器（Max-Log-MAP 復号、反復回数は 8）に入力され、データチャネル内の 2 値の情報ビット系列を再生した。さらに、パイロットチャネルを用いた基地局受信機における上りリンクの受信 SINR の推定結果に基づいて、ASCG 法を行うための R, C_{mux} の組み合わせを決定し、下りリンクの制御チャネルを用いて移動局に通知した。



(a) 移動局送信機構成



(b) 基地局受信機構成

図 3-3 送受信機構成

ASCG 法において適切な R, C_{mux} の組み合わせを選択するためには、パケットフレーム毎の瞬時の受信 SINR の推定が必要である。まず、 k 番目のパケットフレームの l 番目の Rank フィンガ ($l=1, 2, \dots, L$; L は Rake フィンガ数) における希望信号電力 $\tilde{S}_l(k)$ を、パケットフレーム内のパイロットシンボルに対するサブキャリア当たり 8192 チップの信号を同相加算平均することにより次式のように求める。

$$\tilde{S}_l(k) = |\bar{r}_l(k)|^2 \quad (3-1)$$

$$\bar{r}_l(k) = \frac{1}{N_P} \sum_{n=1}^{N_P} r_l(n, k) \quad (3-2)$$

式(3-2)において、 $r_l(n, k)$ は k 番目のパケットフレーム内の n 番目パイロットシンボル ($n=1, 2, \dots, N_P$; N_P はサブキャリア当たりのパイロットシンボル数) におけるチャネル推定値である。次に、 k 番目のパケットフレームの l 番目の Rake フィンガにおける干渉および雑音電力 $\tilde{I}_l(k)$ を次式により求める。

$$\tilde{I}_l(k) = \frac{1}{N_P} \sum_{n=1}^{N_P} |r_l(n, k) - \bar{r}_l(k)|^2 \quad (3-3)$$

このとき、 k 番目のパケットフレームの l 番目の Rake フィンガにおける受信 SINR $\tilde{\lambda}_l(k)$ を、

次式のように求める．

$$\tilde{\lambda}_l(k) = \tilde{S}_l(k) / \tilde{I}_l(k) \quad (3-4)$$

さらに，最大 L フィンガの瞬時受信 SINR の総和により， k 番目のパケットフレームにおける受信 SINR $\tilde{\lambda}(k)$ を次式のように求める．

$$\tilde{\lambda}(k) = \sum_{l=1}^L \tilde{\lambda}_l(k) \quad (3-5)$$

最後に，2 サブキャリア間，2 アンテナブランチ間に渡って平均化することにより，ASCG 法に用いる最終的な瞬時受信 SINR を求めた．

図 3-4 に室内実験評価系の構成を示す． C_{mux} 個のコードチャンネルを多重したパケットデータチャンネルに対する，制御チャンネル，およびパイロットチャンネルの拡散後の送信電力比を，ともに -12 dB とした．チャンネル変動は，各パスの平均電力が先頭のパスから $\Delta = (12 / L)$ dB ずつ減衰するレイリーフェージングチャンネルをフェージングシミュレータにより生成し，パス数 L ，最大ドップラ周波数 f_D を変化させて評価した．また，ASCG 法の制御ループ遅延（基地局における上りリンクの受信 SINR の推定から，移動局で R ， C_{mux} の組み合わせが決定されて上りリンクパケットデータチャンネルが送信されるまでの時間）は，4 ms である．

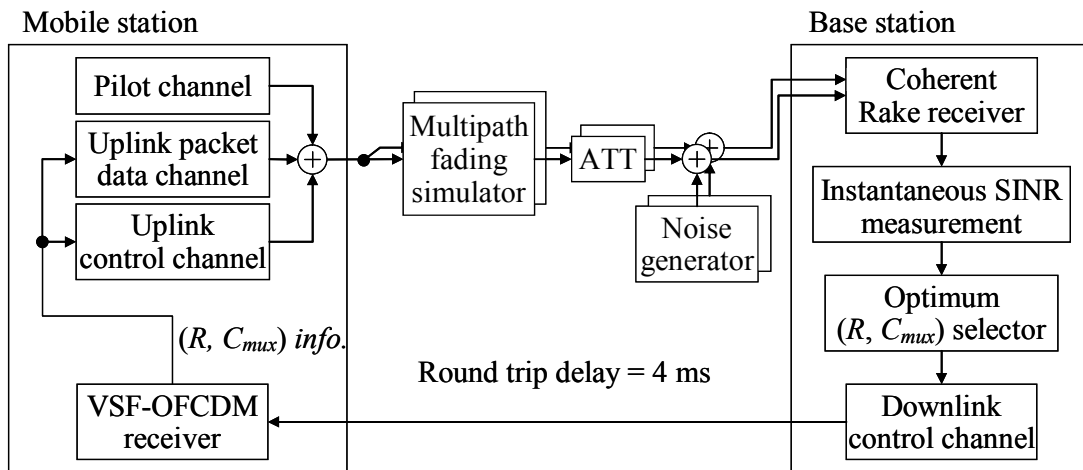


図 3-4 室内実験系構成

3.2.2.2 室内実験結果

図 3-5 に， $L = 4$ パス， $\Delta = 3$ dB， $f_D = 20$ Hz（5 GHz のキャリア周波数を仮定した場合，移動速度 4 km/h 程度に相当）における，情報 1 シンボル当たりの平均受信信号電力対背景

雑音電力密度比(E_s/N_0)に対する平均ブロック誤り率(BLER: Block Error Rate)特性を示す。 R , C_{mux} の組み合わせとして, $(R, C_{mux}) = (1/3, 1), (1/3, 2), (1/3, 3), (1/2, 2)$ (対応する最大情報ビットレートはそれぞれ 4.640, 9.744, 15.312, 15.312 Mbps) を用いた。 また比較のため, 同一の条件におけるシミュレーション結果を同図に示す。 図より, $(R, C_{mux}) = (1/3, 3)$ を用いた場合の平均 BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 E_s/N_0 は, $(R, C_{mux}) = (1/2, 2)$ の場合に比較しておよそ 1 dB 低減できることがわかる。 これは, パス数 L が大きい場合, Rake 合成後の信号電力の分散が小さくなり, 低いチャネル符号化率を用いることによって符号化利得を増大する方が, 所要平均受信 E_s/N_0 の低減に有効となるためである。 結果として, 大きなコード多重数のときに低いチャネル符号化率を優先して用いることで, スループットを改善できる。 また, $R = 1/3$ の場合, $C_{mux} = 1$ に比較して, $C_{mux} = 2, 3$ における平均 BLER = 10^{-2} を満たす所要平均受信 E_s/N_0 が, それぞれ 3, 5 dB 程度増大することが分かる。 C_{mux} が 2, 3 となることで, コード多重後の信号電力が 2, 3 倍 (それぞれ, 3.0, 4.8 dB に対応) になることを考慮すると, 上記の所要平均受信 E_s/N_0 の増大は, コード多重数が増加することが主要因であることが分かる。 したがって, C_{mux} が 1, 2, 3 と増大するにつれて, チャネル符号化率を含めた実効的な処理利得が, $(SF_D / C_{mux}) \times (1/R) = 12, 6, 4$ と減少するものの, チャネル符号化利得の大きい $R = 1/3$ を用いているため, MPI の影響を十分に抑圧できていると考えられる。 さらに, 図 3-5 より, 実験結果は, シミュレーション結果に比較して, A/D 変換における量子化誤差および AGC 増幅器を含む RF 受信回路の非線形性に起因する所要平均受信 E_s/N_0 の劣化を含むものの, その劣化量は 1 dB 以内となっており, 良好な特性を実現できていることが分かる。

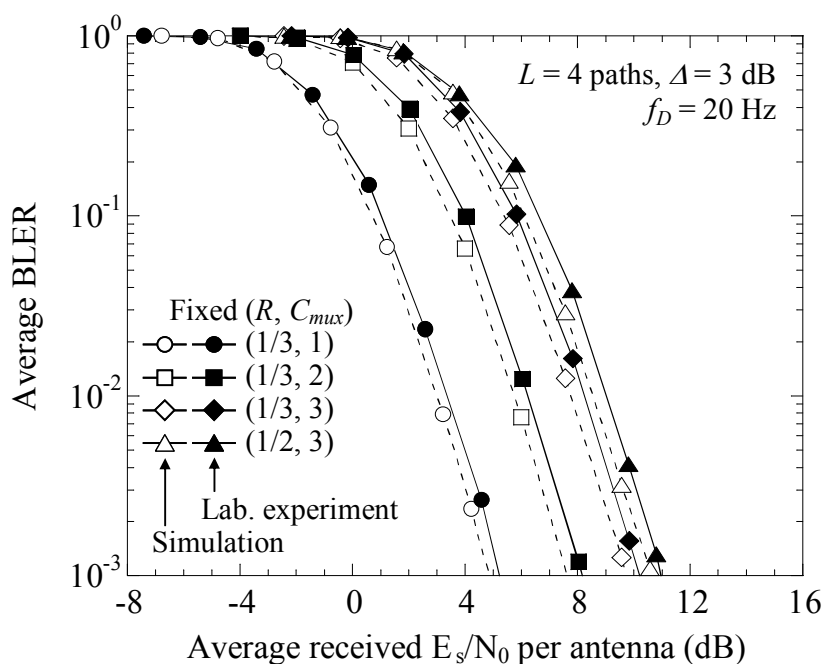
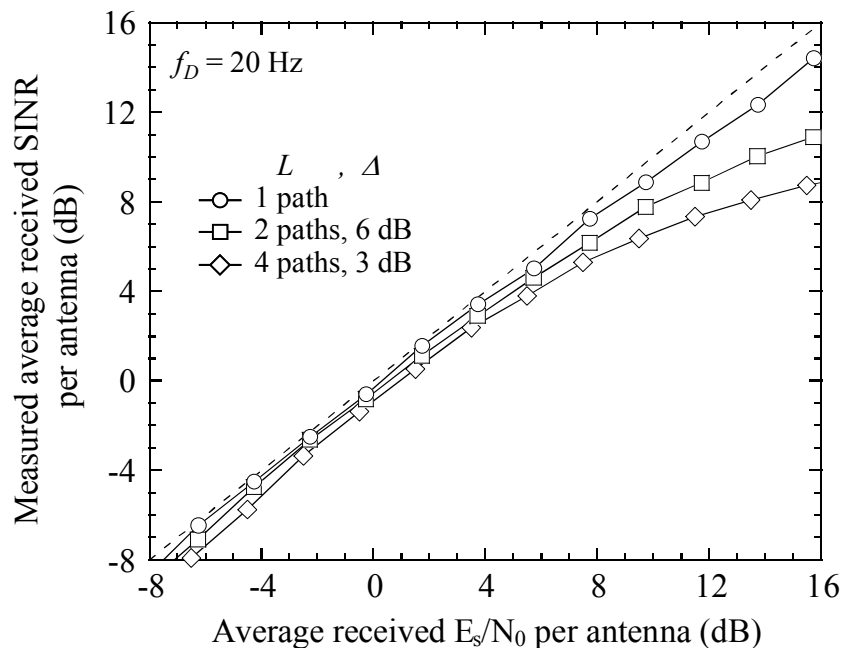
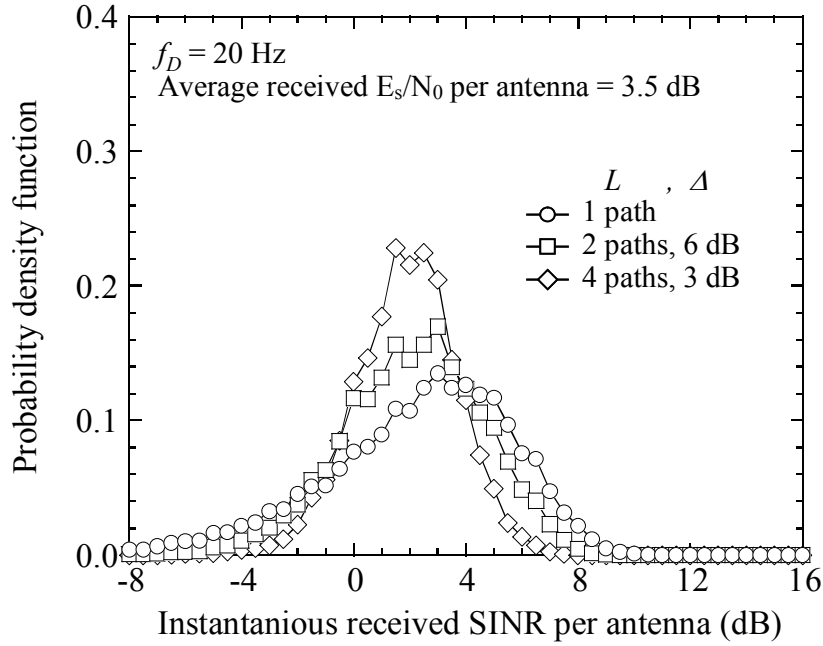


図 3-5 各 R, C_{mux} の組み合わせの平均 BLER 特性

パイロットチャネルを用いた基地局における上りリンクの受信 SINR の推定結果として、図 3-6(a)にパケット毎の瞬時の受信 SINR 値を平均化した平均受信 SINR の線形性の特性、図 3-6(b)にパケット毎の瞬時の受信 SINR の確率密度分布特性を示す。チャネルモデルは、 $L=1$ パス、 $\Delta=6$ dB ずつ減衰する $L=2$ パス、および $\Delta=3$ dB ずつ減衰する $L=4$ パスのレイリーフェージングチャネルをそれぞれ考慮し、最大ドップラ周波数 $f_D = 20$ Hz とした。図 3-6(a)より、 $L=1$ パスの場合には、パケットフレーム内にコード多重されたパイロットチャネルとパケットデータチャネルの直交性が保たれることにより、コード間干渉が発生しないため、点線で示す理想的な線形特性とほぼ同等の SINR の推定精度が実現できていることが分かる。一方、パス数が $L=2, 4$ パスと増加するにつれて、同一の平均受信 E_s/N_0 の条件で推定された受信 SINR の値が、1 パスの場合に比較して 1 dB 程度劣化し、さらに平均受信 E_s/N_0 が 8 dB 程度以上の領域においては、推定された受信 SINR の値が徐々に飽和することが分かる。これは、マルチパスフェージングチャネルにおいて、パケットフレーム内のパイロットチャネルとパケットデータチャネルの直交性の崩れによりコード間干渉が生じ、受信 SINR の値が劣化・飽和するためと考えられる。また、図 3-6(b)に示す瞬時の受信 SINR の確率密度分布特性より、パス数が増大するにつれ、Rake 時間ダイバーシチ効果により、瞬時の受信 SINR の分散が減少していることが分かる。一方、パス数が増加した場合には、平均受信 E_s/N_0 がほぼ同一となる条件において、より小さい瞬時の受信 SINR 値の確率密度が増大している。これは、パイロットチャネルとパケットデータチャネルのコード間干渉の影響と考えられる。



(a) 平均受信 SINR の線形性の特性



(b) 瞬時の受信 SINR の確率密度分布特性

図 3-6 受信 SINR の推定結果

図 3-7 に，ASCG 法を適用した場合の時間変動の様子として，(i) 基地局における上りリンクの瞬時の受信 SINR の推定結果，(ii) ASCG の制御ループ遅延後にパケットを受信した際の瞬時の受信 SINR の推定結果，(iii) ASCG により選択された R, C_{mux} の組み合わせ，(iv) パケットフレーム毎の瞬時のスループット特性をそれぞれ示す．ASCG 法においては，基地局で測定される上りリンクのパケットフレーム毎の瞬時の受信 SINR に対して，最大のスループットを実現する R, C_{mux} の組み合わせが選択されるように予め求めた切り替えしきい値を用いた．チャンネルモデルは， $\Delta = 3$ dB ずつ減衰する $L = 4$ パス， $f_D = 20$ Hz のマルチパスフェージングチャンネルとした．図 3-7 より，ASCG 法を適用することにより，瞬時の受信 SINR の推定値に応じて，適切な R, C_{mux} の組み合わせが選択されており，瞬時のフェージング変動に応じたスループットを実現できていることが分かる．また，(iv)で示すパケットフレーム毎の瞬時のスループットは，(i)に比較して(ii)の瞬時の受信 SINR 値が大きい領域では，選択された R, C_{mux} の組み合わせに応じたスループットが実現できているものの，(i)に比較して(ii)の瞬時の受信 SINR 値が劣化する領域では，選択された R, C_{mux} の組み合わせが所要の受信品質を満たすことができないため，スループットが劣化していることが分かる．

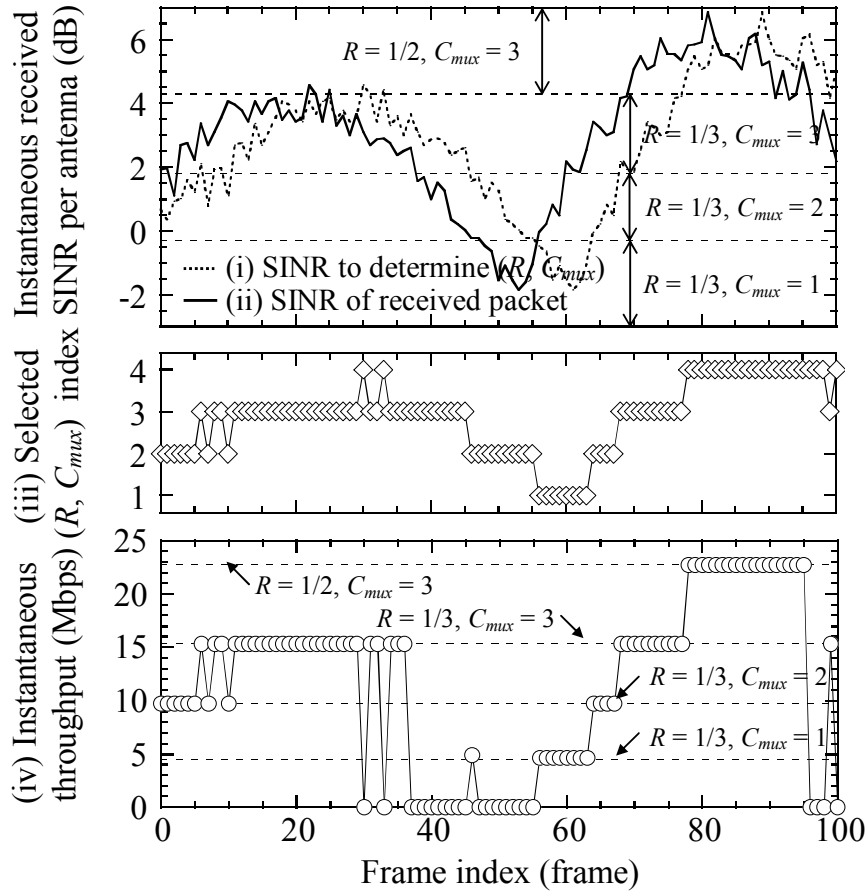


図 3-7 ASCG 法を適用した場合の時間変動特性

図 3-8 に、ASCG 法を適用した場合の、1 アンテナ当たりの平均受信 E_s/N_0 に対するスループット特性を示す。チャネルモデルは、 $\Delta = 3$ dB ずつ減衰する $L = 4$ パス、 $f_D = 20$ Hz のマルチパスフェージングチャネルとした。比較のため、 R, C_{mux} の各組み合わせについて、同一のチャネルモデルにおけるスループット特性を併せて示す。図 3-8 より、ASCG 法を適用することにより、瞬時の受信 SINR に応じてより情報レートの大きい R, C_{mux} の組み合わせが用いられるため、平均受信 E_s/N_0 の増大につれて、スループット特性を増大できることが分かる。さらに、固定の R, C_{mux} の各組み合わせの特性に比較して、ASCG 法を適用した場合には、スループットの増大を実現できていることが分かる。これは、 $f_D = 20$ Hz の条件では、パケット毎の瞬時の受信 SINR に応じた ASCG の制御がフェージング変動に追従し、同一の平均受信 E_s/N_0 の条件でも、伝搬チャネル条件が良い場合には、より情報レートの大きい R, C_{mux} の組み合わせが選択されるためである。また、図 3-6(a)に示した、パイロットチャネルとパケットデータチャネル間の直交性の崩れに起因したコード間干渉により、推定された瞬時の受信 SINR 値が平均受信 E_s/N_0 が 8 dB 程度以上で徐々に飽和する影響は、ASCG の制御において R, C_{mux} の切り替えしきい値が 8 dB 程度以下の値であるため、小さいと考えられる。以上より、スループット 10, 20 Mbps を実現する場合、固定の R, C_{mux} の組

み合わせ用いた場合には1アンテナ当たりの所要平均受信 E_s/N_0 がそれぞれ約 4.0, 9.5 dB であるのに対して, ASCG 法を適用した場合にはそれぞれ約 3.0, 9.0 dB となり, 所要平均受信 E_s/N_0 をそれぞれ 1.0, 0.5 dB 低減できていることが分かる.

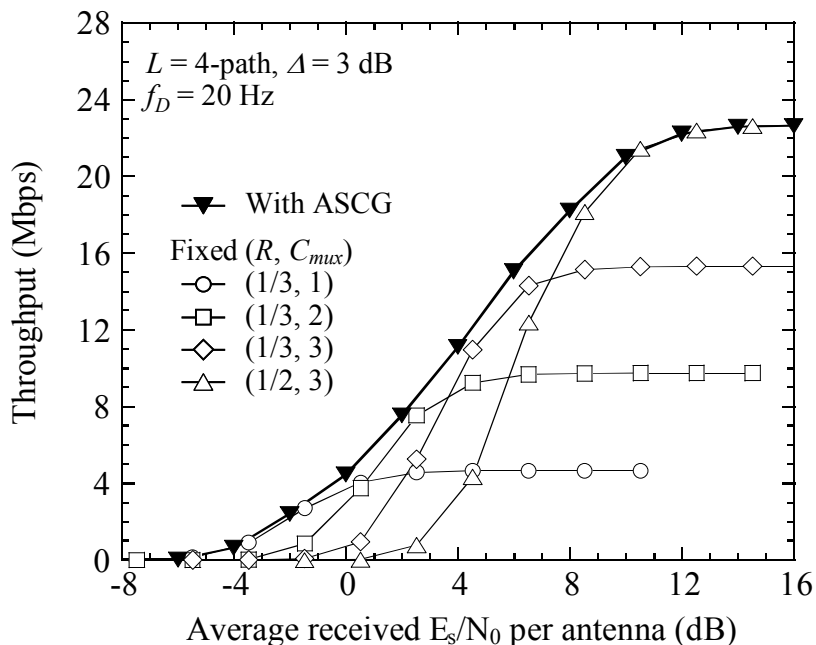


図 3-8 ASCG 法を適用した場合のスループット特性

図 3-8 の条件において, 1 アンテナ当たりの平均受信 E_s/N_0 に対する, 各 R, C_{mux} の組み合わせの選択確率を図 3-9 に示す. 図 3-9 より, 平均受信 E_s/N_0 の増大につれて, より情報レートの高い R, C_{mux} の組み合わせが選択されており, 同一の平均受信 E_s/N_0 の値の条件でも, 瞬時の受信 SINR の値に応じた ASCG の制御を行うことで, 複数の R, C_{mux} の組み合わせが選択されることが分かる. また, スループット 20 Mbps を実現する平均受信 E_s/N_0 が 9 dB 程度の領域においては, $R = 1/2, C_{mux} = 3$ コードの選択確率が高いことが分かる.

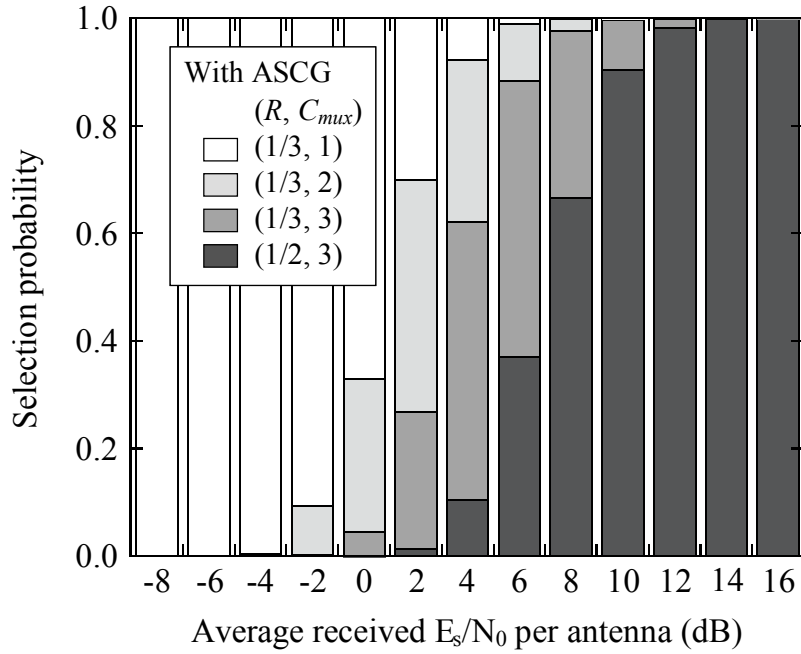


図 3-9 各 R, C_{mux} の組み合わせの選択確率

図 3-10 に、ASCG 法を適用した場合の、1 アンテナ当たりの平均受信 E_s/N_0 に対するスループット特性について、パス数 L をパラメータにした場合の比較を示す。 $L=1$ パス、および $\Delta=6, 3, 2$ dB ずつ減衰する $L=2, 4, 6$ パスの $f_D=20$ Hz のマルチパスフェージングチャネルを考慮した。図 3-10 より、平均受信 E_s/N_0 が 8 dB 程度以上の領域では、パス数によらずほぼ同様のスループット特性であるものの、それ以外の領域では、同一のスループットを実現する所要平均受信 E_s/N_0 が、1 パスに比較してパス数が増加するにつれて、1.0 – 1.5 dB 程度増大することが分かる。これは次のように説明できる。 ASCG 法において、瞬時の受信 SINR に対して最大のスループットを実現する R, C_{mux} の組み合わせが選択される制御が行われるため、 10^{-1} 程度の平均ブロック誤り率を許容しつつ、より高い情報レートの R, C_{mux} の組み合わせが選択されている。したがって、平均ブロック誤り率 10^{-1} 程度の領域では、パス数の増大に伴う Rake 時間ダイバーシチによる改善効果が小さく、逆に、パス数の増大に伴うマルチパス干渉の影響が大きいと考えられる。

図 3-11 に、1 アンテナ当たりの平均受信 E_s/N_0 に対するスループット特性について、最大ドップラ周波数 f_D をパラメータにした場合の比較を示す。 $f_D=20, 140, 370$ Hz (5 GHz のキャリア周波数を仮定した場合、それぞれ移動速度 4, 30, 80 km/h 程度に相当) とし、それぞれ $\Delta=3$ dB ずつ減衰する $L=4$ パスのマルチパスフェージングチャネルを仮定した。図 3-11 より、 f_D が増大するにつれ、スループット特性が劣化することが分かる。これは f_D の増大により、フェージングによる時間軸上のチャネル変動に対する ASCG 法の追従性が劣化し、最適な R, C_{mux} の組み合わせが選択されないためと考えられる。しかしながら、スループット 10, 20 Mbps を、 $f_D=140$ Hz では平均受信 E_s/N_0 がそれぞれ約 4.5, 11.0 dB, $f_D=370$

Hz においても平均受信 E_s/N_0 がそれぞれ約 9.0, 16.0 dB で実現できていることが分かる。

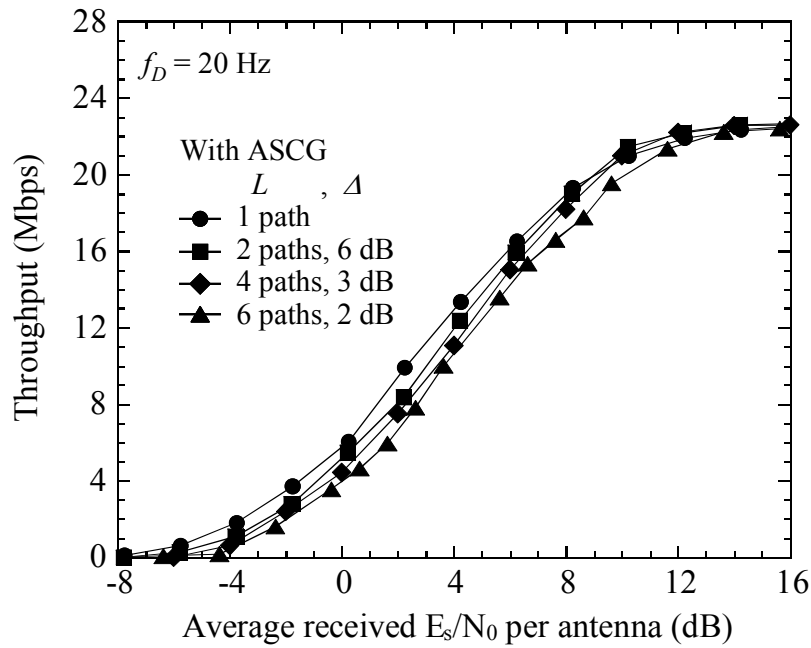


図 3-10 パス数 L の影響

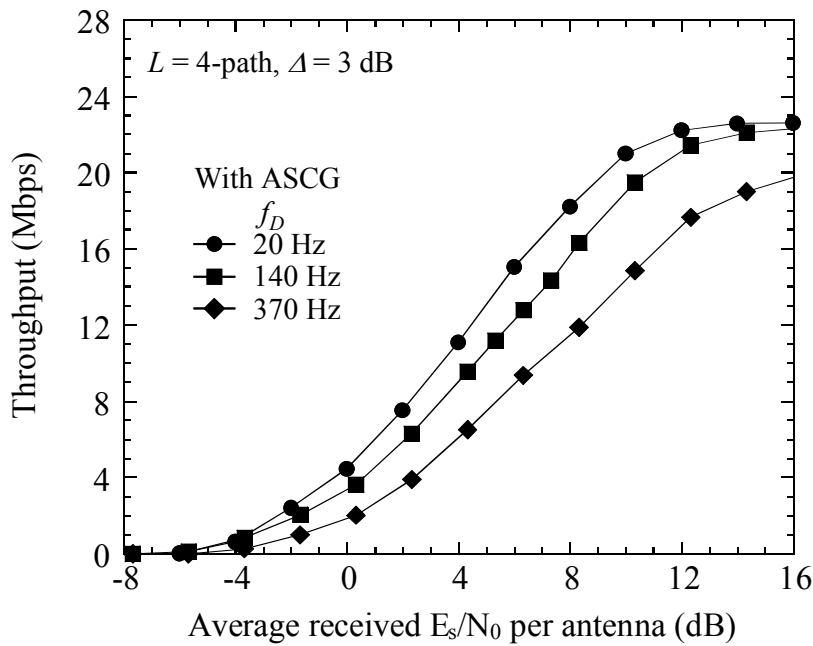


図 3-11 最大ドップラ周波数 f_D の影響

3.2.3 まとめ

本節では、Rake 合成受信を前提とした場合に、QPSK データ変調を用いて、パケット長毎の受信 SINR の測定値に応じて、チャンネル符号化率 R 、およびコード多重数 C_{mux} を適応的に変化させる適応拡散・チャンネル符号化率制御(ASCG)法を提案し、試作した 40 MHz 周

波数帯域のブロードバンド DS-CDMA 実験装置を用いて，ASCG 法を適用した場合のスループット特性を室内実験により評価した．実験結果より，パイロットシンボルを用いたパケット毎（パケット長 0.5 ms）の受信 SINR 測定値に応じて，チャネル符号化率およびコード多重数を変化させることにより，受信 SINR に応じた最大スループットが，制御ループ遅延 4 ms で実現できることを示した．さらに，4 パスレイリーフェージングチャネルにおいて，20 Mbps 以上のスループットを， $R = 1/2$ ，拡散率 $SF = 4$ を用いた $C_{mux} = 3$ コード多重により，平均受信 $E_s/N_0 = 9$ dB 程度で実現できることを実験的に示した．

3.3 超広帯域 DS-CDMA における ASCG 法の屋外実験評価

3.3.1 屋外実験概要

屋外実験に用いたブロードバンド DS-CDMA 実験装置の主要諸元，パケットフレーム構成，および送受信機構成は前節と同一である．屋外実験は，神奈川県横須賀市の市街地で行い，移動局は基地局から 800 - 1000 m 程度離れた図 3-12 に示す測定コース A-B-C-D-A を，平均時速約 30 km で走行した．測定コースは，コース C-D の中間地点を除いて，基地局・移動局間に存在する高層のビル等の建物により基本的に見通し外の環境である．

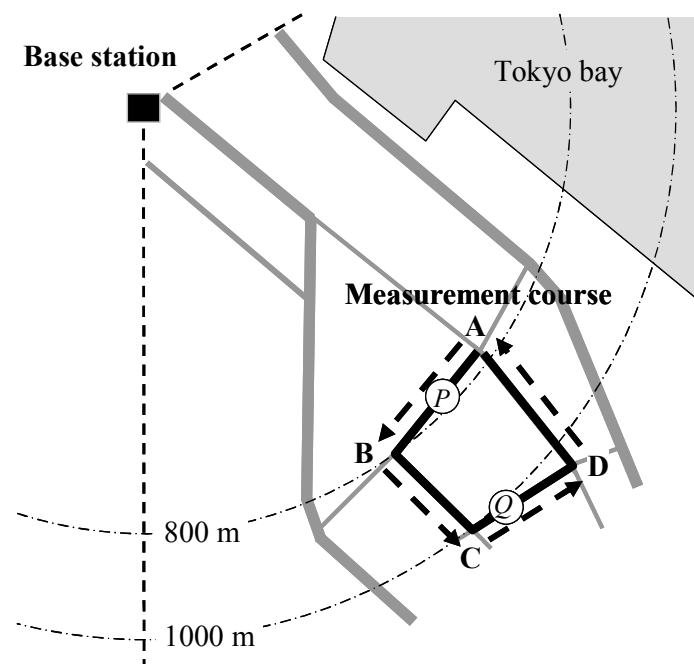
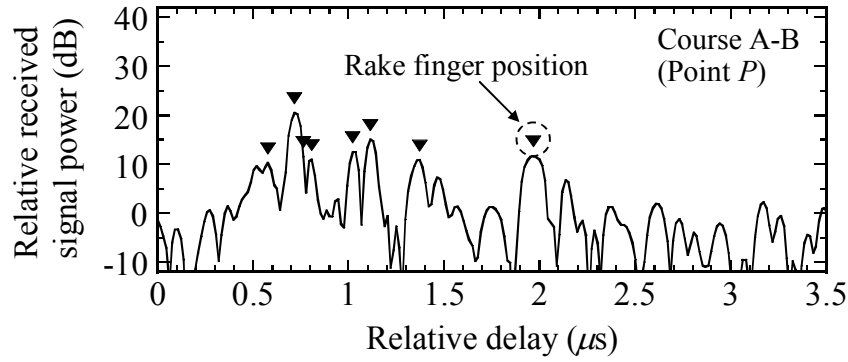


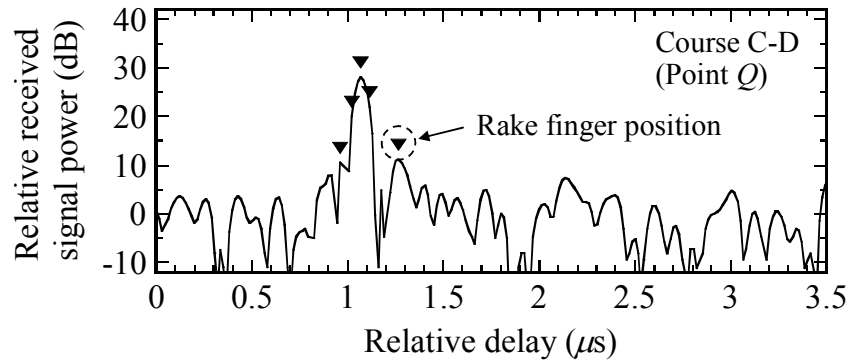
図 3-12 測定コース

3.3.2 超広帯域 DS-CDMA の基本特性

図 3-13(a), 3-13(b)に，それぞれ測定コース A-B 上の P 地点，C-D 上の Q 地点（図 3-12 参照）で測定した，瞬時電力遅延プロファイルの一例を示す．瞬時電力遅延プロファイルは，パケットフレームに多重されたパイロットシンボルの相関検出により求めた．縦軸の受信信号電力は，信号パスが存在しない雑音電力レベルにより正規化した．また，Rake 合成において割り当てられたフィンガの位置を併せて示す．見通し外の環境である P 地点では，2 μ s 程度の範囲に渡って多くのパスが観測され，5 MHz 帯域幅の W-CDMA に比較して，より大きな Rake ダイバーシチ効果が得られると考えられる．一方，Q 地点はコース C-D 上の中間地点の見通し環境であるため，マルチパスの遅延広がりが小さくなり，割り当てられた Rake フィンガ数も，P 地点に比較して減少していることが分かる．



(a) コース A-B 上の P 地点



(b) コース C-D 上の Q 地点

図 3-13 電力遅延プロファイルの一例

そこで、パケットフレーム毎にコヒーレント Rake 合成を行う際に、割り当てを行った 1 アンテナおよび 1 サブキャリア当たりの Rake フィンガ数について、測定コース毎、および測定コース全体での累積分布特性を図 3-14 に示す。図より、移動局・基地局間が見通し外の環境であるコース A-B, B-C, D-A では、80–90%以上の場所率において、本実験装置における 1 アンテナおよび 1 サブキャリア当たりの最大フィンガ数である 8 フィンガの割り当てが行われていることが分かる。一方、コース C-D では、見通しの区間を含むため、他のコースに比較して割り当てられるフィンガ数が減少していることが分かる。測定コース全体で平均すると、8 フィンガの割り当てが 80%程度を占めており、測定コース上において非常に多くのパスが観測されていることが裏付けられている。

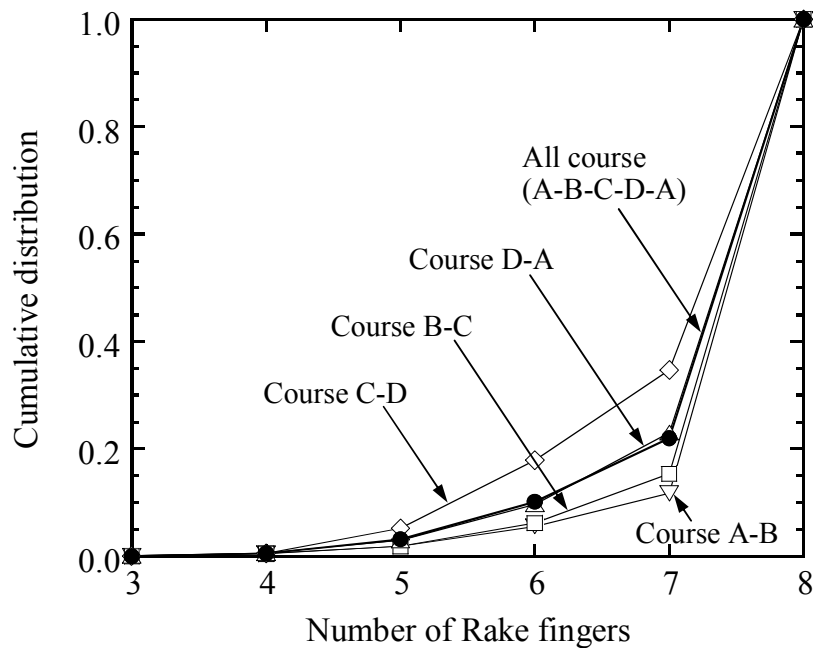


図 3-14 Rake フィンガ数の累積分布特性

このように非常に多くのマルチパスが存在する測定コース上において、移動局の送信電力をパラメータとした場合の、基地局においてパイロットチャネルを用いて測定した、1 アンテナ当たりの平均受信 SINR の確率密度分布特性を、図 3-15 に示す。平均受信 SINR は、パケットフレーム毎に測定した瞬時受信 SINR を、100 ms (200 パケット) に渡り平均化することにより求めた。図 3-15 より、送信電力が小さい条件(例えば, 18 dBm = 62.5 mW)においては、測定される平均受信 SINR の分散が、非常に大きくなっていることが分かる。また、送信電力を 27 dBm (= 500 mW)程度まで増加させることにより、全体的な平均受信 SINR が改善されるものの、27 dBm 以上の条件では平均受信 SINR の改善がほぼ飽和し、その分散も非常に小さくなっていることが分かる。これは図 3-14 で示したように、非常に多くのマルチパスが存在する屋外実伝搬環境においては、送信電力を増加させた場合でも、所望信号の遅延波からの MPI の影響により干渉リミテッドの条件となり、実現できる受信 SINR の値が飽和するためと考えられる。

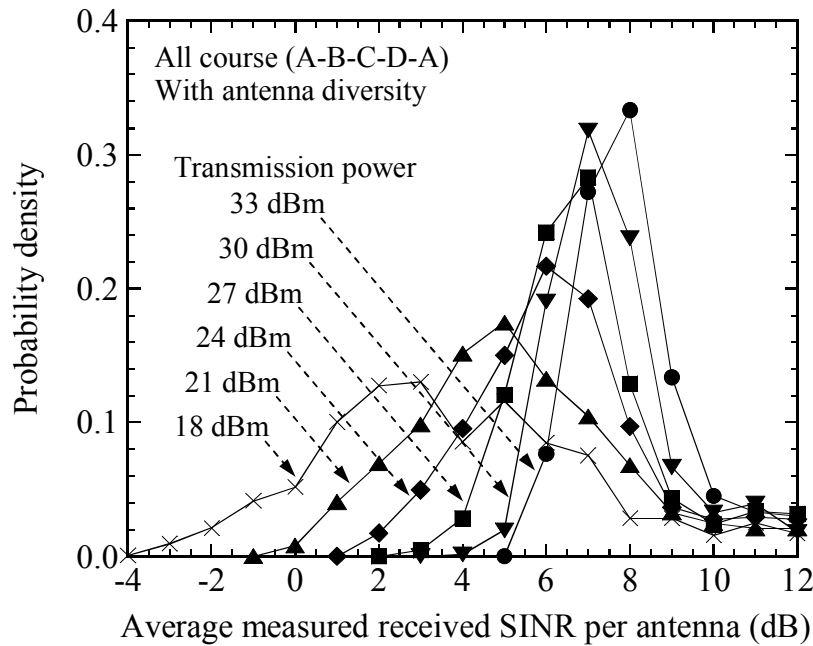
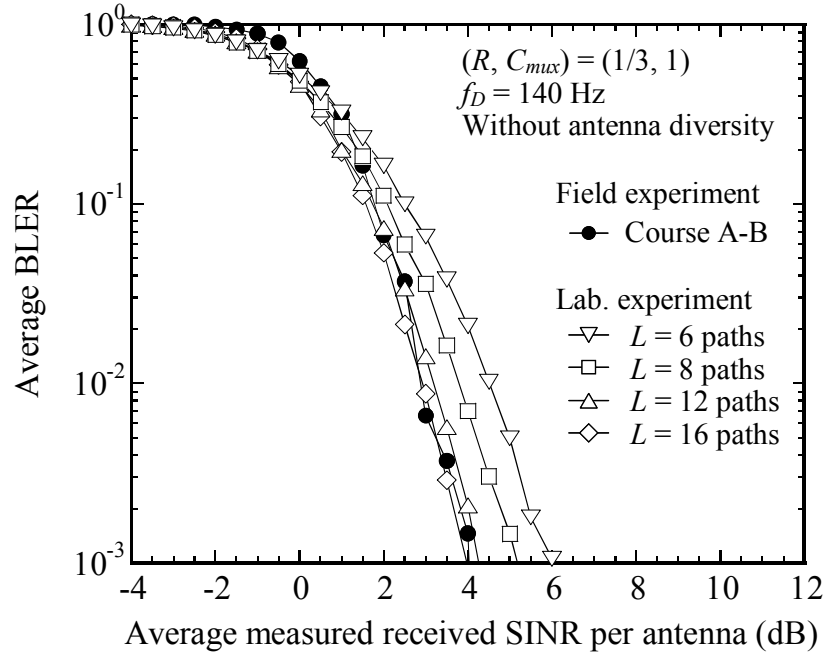
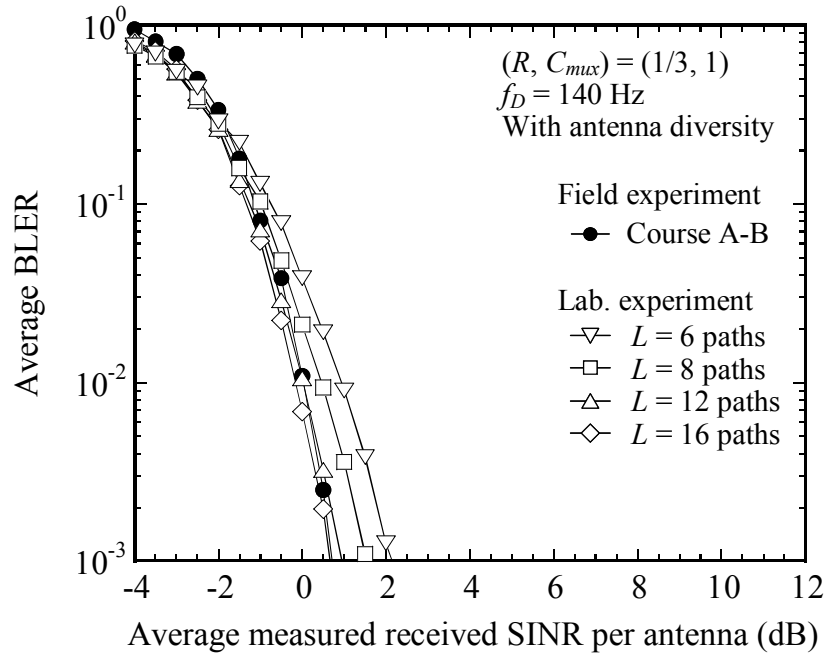


図 3-15 平均受信 SINR の確率密度分布特性

図 3-16 にアンテナダイバーシチ受信なし、およびありの場合に、 $R = 1/3$, $C_{max} = 1$ を用いたときの、コース A-B における基地局で測定した 1 アンテナ当たりの 100 ms 毎の平均受信 SINR に対する平均 BLER 特性を示す。比較のため、マルチパスフェージングシミュレータを用いて生成したマルチパスフェージングチャネルでの室内実験結果を併せて示す。コース A-B 上で測定した瞬時電力遅延プロファイルにおいて、瞬時のパス選択しきい値（雑音電力レベルから 7.8 dB 高い値に設定）を超えるパス数は平均すると 10 パス程度ある。したがって、室内実験においては、各パスが独立なレイリー変動に従う L パスのマルチパスフェージングモデルを仮定し、各パスの平均電力を $6 / L$ dB ずつ減衰させた。最大ドップラ周波数は、 $f_D = 140$ Hz とした（4.9 GHz のキャリア周波数で、時速 30 km の移動速度に相当）。図 3-16 より、アンテナダイバーシチ受信なし/ありの場合とも、屋外実験結果における平均 BLER 特性は、室内実験結果の $L = 12 - 16$ パス程度の場合とほぼ一致していることが分かる。したがって、コース A-B 上においては、平均的に十数パス程度の非常に多くのパスが存在するものと考えられる。



(a) アンテナダイバーシチ受信なし



(b) アンテナダイバーシチ受信あり

図 3-16 平均受信 SINR に対する平均 BLER 特性($R = 1/3$, $C_{mux} = 1$)

3.3.3 ASCG 法のスループットおよび場所率特性

図 3-17 に ASCG 法を適用した場合の、基地局で測定した 1 アンテナ当たりの平均受信 SINR に対する、測定コース全体で平均した各 R , C_{mux} の組み合わせの選択確率を示す。アンテナダイバーシチ受信なし（上段），およびあり（下段）の場合を考慮した。ASCG 法では、パケットフレーム毎の瞬時受信 SINR に対する各 R , C_{mux} の組み合わせのスループット

を求め、スループットを最大にする各 R, C_{mux} の組み合わせの選択切り替えしきい値を用いた。図より、同一の平均受信 SINR においても瞬時受信 SINR に応じた R, C_{mux} の各組み合わせが選択され、平均受信 SINR の増大につれて、より情報レートの大きい R, C_{mux} の組み合わせが選択されていることが分かる。さらに、アンテナダイバーシチ受信を適用することにより、より高い情報レートを実現する R, C_{mux} の組み合わせの選択範囲が増加し、アンテナダイバーシチ受信の適用が、スループットの増大に有効であることが分かる。

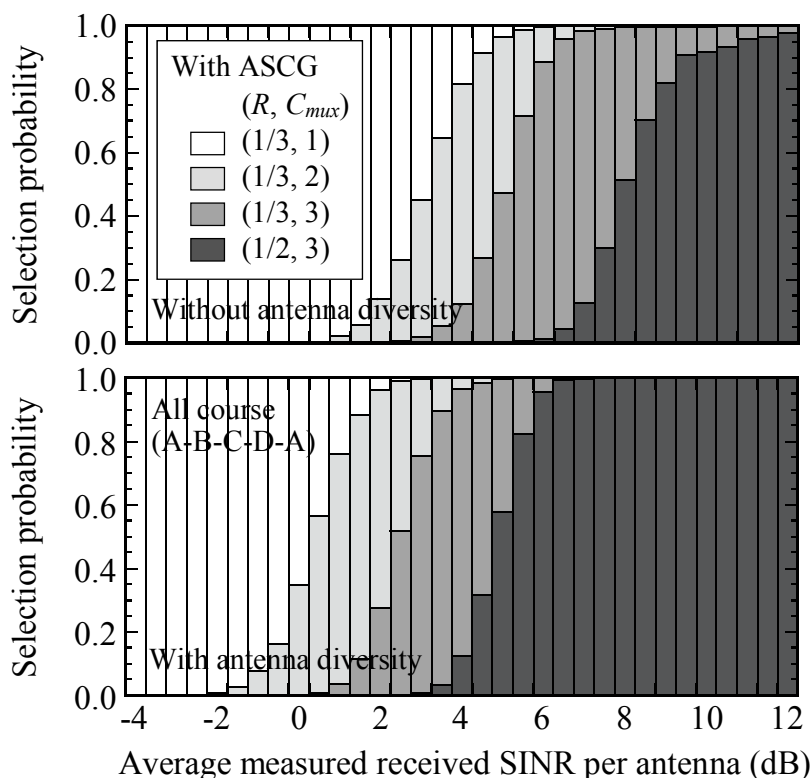


図 3-17 ASCG 法を適用した場合の平均受信 SINR に対する各 (R, C_{mux}) の選択確率

図 3-18 に ASCG 法を適用した場合の、基地局で測定した 1 アンテナ当たりの平均受信 SINR に対するスループット特性を示す。比較のため、 R, C_{mux} の各組み合わせについて、同じ測定コースで測定した平均受信 SINR に対するスループット特性を併せて示す。図より、ASCG 法を適用することにより、平均受信 SINR の増大につれて、スループットを増大できており、受信 SINR に応じた適応レート制御が、多数のマルチパスが存在する屋外実伝搬環境においても実現可能であることが分かる。すなわち、MPI への耐性の大きい QPSK データ変調を用いつつ、チャンネル符号化利得および拡散利得を適応的に制御する ASCG 法が、DS-CDMA の適応レート制御法として有効である。また、アンテナダイバーシチ受信を適用することにより、アンテナダイバーシチ受信を適用しない場合に比較して、10, 20 Mbps 以上のスループットを実現する平均受信 SINR をともに 3 dB 程度低減できており、アンテナダイバーシチ受信の適用が有効であることが分かる。結果として、アンテナダイ

バーシチ受信を適用した場合，平均受信 SINR がそれぞれ 2.5, 5, 5 dB 程度で，10, 20 Mbps 以上のスループットを実現できている．

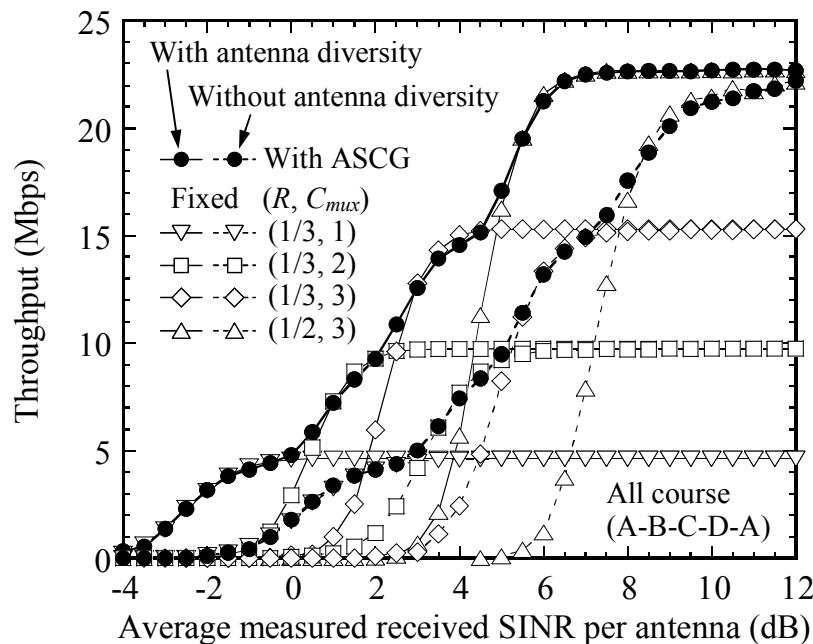
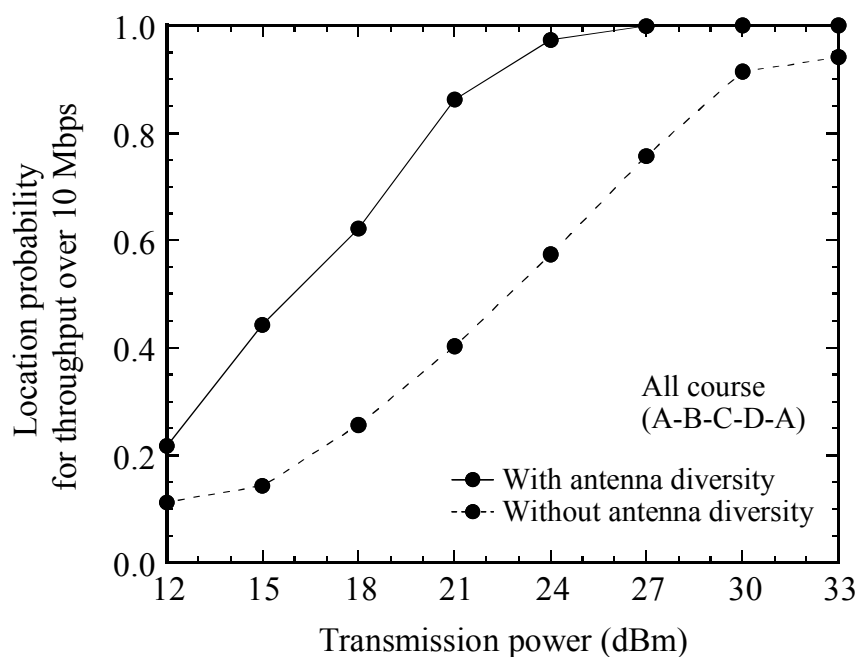
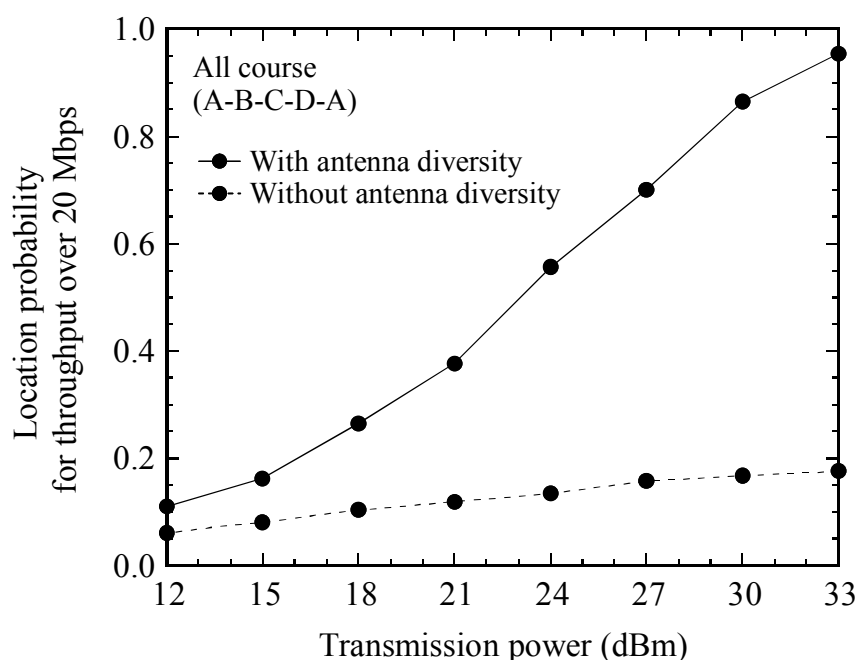


図 3-18 ASCG 法を適用した場合の平均受信 SINR に対するスループット特性

そこで，アンテナダイバーシチ受信の適用による場所率の改善効果を明らかにするため，スループット 10, 20 Mbps を超える測定コース上での場所率を，図 3-19(a), 3-19(b)にそれぞれ示す．図において，横軸は移動局の送信電力の大きさとした．図 3-19(a)より，移動局の送信電力が 24, 30 dBm (= 250 mW, 1 W)のとき，アンテナダイバーシチ受信を用いることにより，アンテナダイバーシチ受信を用いない場合に比較して，10 Mbps 以上のスループットを実現する測定コース上の場所率をそれぞれ 40, 10%程度増大できていることが分かる．さらに図 3-19(b)より，20 Mbps 以上を実現する場所率については，アンテナダイバーシチ受信の適用により，それぞれ 40, 70%程度改善できていることが分かる．したがって，高速のスループットを実現する共有チャネルの場所率を増大させるためには，アンテナダイバーシチ受信の適用が非常に有効であることが分かる．結果として，アンテナダイバーシチ受信を用いることにより，移動局の送信電力が 30 dBm (= 1 W)の条件において，測定コース上の 100, 85%の場所率において，それぞれ 10, 20 Mbps 以上のスループットを実現できることが分かる．



(a) スループット 10 Mbps を超える場所率



(b) スループット 20 Mbps を超える場所率

図 3-19 送信電力に対する測定コースにおける場所率の特性

3.3.4 まとめ

本節では、試作した周波数帯域幅 40 MHz のブロードバンド DS-CDMA 実験装置を用いて、0.5 ms のパケットフレーム毎の瞬時受信 SINR 推定結果に基づく、QPSK データ変調およびターボ符号化を用いた ASCG 法を適用した場合の、上りリンクの屋外実伝搬環境におけるスループット特性を明らかにした。屋外実験では、アンテナ高が 50 m の基地局から

800 – 1000 m 程度離れたほぼ見通し外環境の測定コースを，移動局が平均時速約 30 km で走行した．屋外実験結果より，非常に多くのパスが観測されるマルチパスフェージングチャンネルにおいて，瞬時受信 SINR に応じた ASCG 法を用いた場合に，移動局の送信電力が 250 mW および 1 W のとき，アンテナダイバーシチ受信を用いることにより，ダイバーシチ受信なしの場合に比較して，スループット 20 Mbps 以上を実現する測定コースにおける場所率を，それぞれ 40, 70%以上改善することが可能であり，アンテナダイバーシチ受信の適用が非常に有効であることを示した．結果として，アンテナダイバーシチ受信の適用により，20 Mbps 以上のスループットを平均受信 SINR が 5.5 dB で実現し，送信電力が 1 W のとき，測定コースの約 85%の場所率で 20 Mbps 以上のスループットを実現できることを示した．

3.4 むすび

本章では、超広帯域 DS-CDMA を用いる無線アクセス方式において、伝搬チャネル状態に応じて情報レート制御を行う適応無線リンク制御技術について検討した。

まず、4.2 節では、Rake 合成受信を前提とした場合に、QPSK データ変調を用いて、パケット長毎の受信 SINR の測定値に応じて、チャネル符号化率 R 、およびコード多重数 C_{mux} を適応的に変化させる適応拡散・チャネル符号化率制御(ASCG)法を提案し、試作した 40 MHz 周波数帯域のブロードバンド DS-CDMA 実験装置を用いて、ASCG 法を適用した場合のスループット特性を室内実験により評価した。実験結果より、パイロットシンボルを用いたパケット毎（パケット長 0.5 ms）の受信 SINR 測定値に応じて、チャネル符号化率およびコード多重数を変化させることにより、受信 SINR に応じた最大スループットが、制御ループ遅延 4 ms で実現できることを示した。さらに、4 パスレイリーフェージングチャネルにおいて、20 Mbps 以上のスループットを、 $R = 1/2$ 、拡散率 $SF = 4$ を用いた $C_{mux} = 3$ コード多重により、平均受信 $E_s/N_0 = 9$ dB 程度で実現できることを実験的に示した。

さらに、4.3 節では、試作した周波数帯域幅 40 MHz のブロードバンド DS-CDMA 実験装置を用いて、上りリンクの屋外実伝搬環境において、ASCG 法を適用した場合のスループット特性を明らかにした。屋外実験では、アンテナ高が 50 m の基地局から 800 – 1000 m 程度離れたほぼ見通し外環境の測定コースを、移動局が平均時速約 30 km で走行した。屋外実験結果より、非常に多くのパスが観測されるマルチパスフェージングチャネルにおいて、瞬時受信 SINR に応じた ASCG 法を用いた場合に、移動局の送信電力が 250 mW および 1 W のとき、アンテナダイバーシチ受信を用いることにより、ダイバーシチ受信なしの場合に比較して、スループット 20 Mbps 以上を実現する測定コースにおける場所率を、それぞれ 40, 70%以上改善することが可能であり、アンテナダイバーシチ受信の適用が非常に有効であることを示した。結果として、アンテナダイバーシチ受信の適用により、20 Mbps 以上のスループットを平均受信 SINR が 5.5 dB で実現し、送信電力が 1 W のとき、測定コースの約 85%の場所率で 20 Mbps 以上のスループットを実現できることを示した。

参考文献

第 3 章

- [3-1] S. Suwa, H. Atarashi, and M. Sawahashi, "Radio link capacity comparison between MC/DS-CDMA and MC-CDMA in reverse link broadband wireless access," IEICE Trans. Fundamentals., vol. E86-A, no. 7, pp. 1645-1655, July 2003.
- [3-2] A. Klein, "Data detection algorithms specially designed for the downlink of CDMA mobile radio systems," IEEE VTC'97, pp. 203-207, May 1997.
- [3-3] K. Higuchi, A. Fujiwara, M. Sawahashi, "Multipath interference canceller for high-speed packet transmission with adaptive modulation and coding scheme in W-CDMA forward link," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 20, no. 2, pp.415-432, Feb. 2002.

第4章 広帯域シングルキャリア FDMA 方式 におけるパイロットチャネル構成

4.1 まえがき

3GPP (3rd Generation Partnership Project)において、3G システムの長期的発展という位置付けで LTE (Long Term Evolution)と呼ばれる Evolved UTRA (UMTS Terrestrial Radio Access) and UTRAN (UMTS Terrestrial Radio Access Network)の標準化仕様(LTE Release 8)が完成された[4-1],[4-2]. LTE では最大 20 MHz の周波数帯域幅をサポートする. 下りリンクでは, 広帯域の信号帯域で生じるマルチパス干渉(MPI: Multipath interference)に対して耐力のある OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access)に基づく無線アクセス方式が採用されている. 一方, 上りリンクではピークのデータレート的高速化よりも, 広カバレッジ化(セル端でのデータレートおよび周波数効率の向上)が優先され, マルチキャリア方式に対して, ピーク電力対平均電力比 (PAPR: Peak-to-Average Power Ratio)を低く抑えることができるシングルキャリア(SC: Single-Carrier) FDMA (Frequency Division Multiple Access)が採用されている.

LTE では, 下りおよび上りリンクともにユーザおよびセルスループットを増大するため, 受信チャネル品質情報(CQI: Channel Quality Indicator)に基づく周波数領域のスケジューリング, 適応変調・チャネル符号化(AMC: Adaptive Modulation and channel Coding), および, 送信電力制御(TPC: Transmission Power Control)が適用される. また, 無線インターフェースにおいてパイロットチャネル (LTE では参照信号(RS: Reference Signal)と呼ぶ) が規定されており, データチャネルの同期検波復調のためのチャネル推定, および周波数スケジューリング, AMC, TPC を実現するための CQI 測定に用いられる. したがって, LTE の要求条件において高精度なチャネル推定および CQI 測定を実現できる最適なパイロットチャネル構成が必要である. さらに, 共有データチャネルの無線リソースの割り当てを行うスケジューリングおよび AMC を行うためには, CQI 測定のためのパイロットチャネルを事前に送信する必要がある. このように実際のパケットアクセスでは, 1 リソースブロック(RB: Resource Block)内のパイロットチャネルの送信区間内に複数のユーザからのパイロットチャネルを多重する必要がある.

本章では, まず, 同一基地局内の同時アクセスユーザ間の直交パイロットチャネル構成を提案する. 提案構成では, 異なる信号帯域間のユーザの多重には, くしの歯状(Comb-shaped)の周波数スペクトルを有する Distributed FDMA を用い, 同一の信号帯域間のユーザの多重には CDMA を適用することにより, 信号帯域幅に関わらず同時アクセスユー

ザ間の直交化を実現する．次に，SC-FDMA を用いる LTE 上りリンクにおける無線インターフェースを前提にしたときの，要求条件を満たす最適パイロットチャネル構成を明らかにする．前述のパイロットチャネルの主要な 2 つの役割のうち，データチャネルの同期検波復調のためのチャネル推定が，CQI 測定に比較して高精度な推定精度が要求されるため，同期検波復調用のパイロットチャネルに着目する．本章の構成を以下に示す．

- SC-FDMA を用いる LTE 上りリンクにおける FDMA と CDMA を併用する直交パイロットチャネル構成の提案と特性評価（4.2 節）
- SC-FDMA を用いる LTE 上りリンクにおけるパイロットチャネルの最適な FFT ブロック長，信号系列，およびサブフレーム内の多重構成の検討（4.3 節）

4.2 FDMA と CDMA を併用する直交パイロットチャネル構成の提案と特性評価

4.2.1 FDMA および CDMA を併用する直交パイロットチャネル構成

本節では、同一基地局内の同時アクセスユーザ間の直交パイロットチャネル構成を提案する。同一基地局内の全てのセクタの下りリンクにおける OFDM シンボルタイミングは完全に同期しており、上りリンクの送信フレームタイミングは下りリンクの受信フレームタイミングに基づいて生成されるものと仮定する。さらに、同一基地局内の全てのセクタに属する同時アクセスユーザに対して、適応送信タイミング制御が行われ、同一基地局内の同時接続ユーザの受信タイミングがサイクリックプレフィックス(CP: Cyclic Prefix)を用いるガード区間内にタイミング制御が行われているものと仮定する。

図 4-1 に、提案する FDMA と CDMA を併用する直交パイロットチャネルの生成法を示す。本提案法は、以下のような特徴を有する直交パイロットチャネル多重法である。

(1) 異なる信号帯域間の同時アクセスユーザの多重には Distributed FDMA を適用

SC-FDMA 無線アクセスでは、データサイズ（情報データレート）に応じて最適な信号帯域幅で送信する。情報データレートに対して、必要以上に広帯域信号で送信する場合、周波数ダイバーシチ効果は向上するものの、周波数当たりの電力密度が低くなるため、チャネル推定精度の劣化してしまう。特に、基地局ーユーザ端末間距離が大きい電力リミテッドな環境においては、大幅な受信品質の劣化につながる。さらに、周波数スケジューリングおよび AMC のために用いる CQI 測定のためのパイロットチャネルは、広帯域で送信する必要がある。このように、異なる信号帯域幅のパイロットチャネルを同一の時間ブロック内に多重する必要がある。図 4-1 に示すように提案法では異なる信号帯域間の同時アクセスユーザの多重には、周波数領域の Distributed FDMA を適用する。

(2) 同一の信号帯域間の同時アクセスユーザの多重には CDMA を適用

さらに提案法では、同一の信号帯域間、すなわちサンプリングレートの等しい同時アクセスユーザの多重には CDMA を適用する。マルチパスフェージングチャネルにおいて CDMA を適用する場合には、CAZAC (Constant Amplitude Zero Auto-Correlation) 系列[4-3]のような自己相関特性の優れた符号が必要である。しかしながら、CAZAC 符号は W-CDMA で用いられているスクランブル符号と組み合わせて用いることができないため、生成可能な全 CAZAC 系列を複数セルで繰り返して使用しなければならない。一方、マルチセル構成のセルラシステムにおいて 1 セル周波数繰り返しを実現するためには、柔軟なパイロット系列の割り当てが必要である。したがって、十分多くのパイロット系列数が必要である。そこで、文献[4-4]では、図 4-2 に示すように、1 つの CAZAC 系列からサイクリックシフト (Cyclic shift) を適用することにより、複数の CAZAC 系列を生成する方法が提案されている。この Cyclic shift により生成した CAZAC 系列間は、Cyclic shift の区間 Δ において、相互干渉

の低い優れた相互相関特性を有する（互いに直交する）ことが報告されている．ここで，Cyclic shift 量 Δ は同時アクセスユーザ間の全受信タイミング誤差およびCAZAC系列の系列長によって決定する．本提案法の CDMA では，文献[4-4]で提案された Cyclic shift を用いる CAZAC 系列を適用する．本提案法では，パイロット系列の生成は，図 4-3 に示すように，まず 1 つの CAZAC 系列から Cyclic shift で生成できる複数の系列を優先的に順次割り当てる．これは，同一の CAZAC 系列から Cyclic shift で生成された系列間の相互相関が異なる CAZAC 系列間の相互相関よりも低いためである．そして，割り当て系列数が Cyclic shift で生成できる系列数を超えた場合には，異なる CAZAC 系列から Cyclic shift で生成される系列を順次用いる．

このように，Distributed FDMA と CDMA を併用することにより，同一基地局内で異なるあるいは同一の信号帯域を使用するユーザ間の柔軟な直交パイロット多重が実現できる．本提案法におけるパイロットチャンネル系列は，前述の通り，CAZAC 系列の適用を前提とする．一般に，CAZAC 系列の系列数は，その系列長に比例する．したがって，周波数領域で Distributed FDMA を用いる場合，時間領域では，短い CAZAC 系列の繰り返し信号となるため，結果として，生成できる系列数が減少してしまう．異なる基地局間にわたるパイロットチャンネルの直交化は困難であるため，異なる基地局間に割り当てる異なる CAZAC 系列数は，柔軟なパイロット系列の割り当ての観点から，十分大きいことが望ましい．そこで本提案法では，異なる信号帯域間の同時アクセスユーザの多重のみに Distributed FDMA の適用を制限することによって，パイロット系列数の減少を抑えることができる．また，Distributed FDMA および CDMA の全ての直交無線リソースを使用した場合，非直交のチャンネル割り当てを許容する．

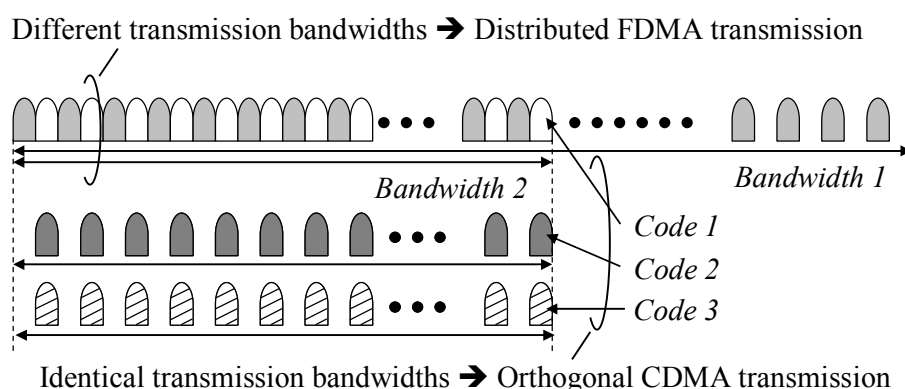


図 4-1 提案する FDMA と CDMA を併用する直交パイロットチャンネル構成

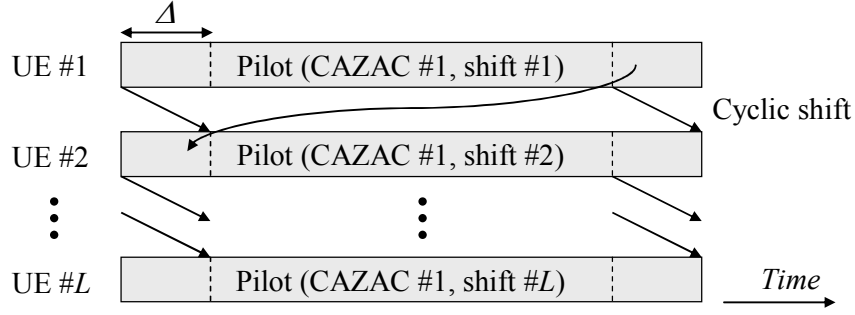


図 4-2 Cyclic shift による CAZAC 系列の生成法

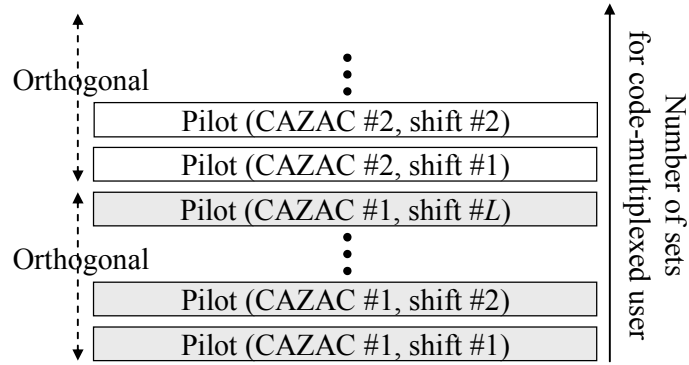


図 4-3 CDMA を用いる場合のパイロット系列の割り当て

図 4-4(a)および 4-4(b)に、提案する直交パイロットチャネルの送信部および受信部のブロック構成をそれぞれ示す．以降の説明では，CAZAC 系列として Zadoff-Chu 系列[4-3]を適用するものとする．図 4-4(a)に送信部のブロック構成を示す．系列長 N (N は奇数) の Zadoff-Chu 系列 $a_u(i)$, ($i = 0, 1, \dots, N-1$)は，以下の式で表される．

$$a_u(i) = \exp\left(\frac{-j2\pi u}{N} \cdot \frac{i(i+1)}{2}\right) \quad (4-1)$$

ここで， u は CAZAC 系列の系列番号であり， N と互いに素な自然数をとる． N が素数の場合，使用可能な系列数は $N-1$ となる($u = 1, 2, \dots, N-1$)．Cyclic shift を用いる場合，直交する CAZAC 系列数 L は， $L = \lfloor N/\Delta \rfloor$ となる．したがって，本提案法における Cyclic shift を用いる CAZAC 系列 $a_{u,l}(i)$ は，式(4-1)および Cyclic shift 番号 l ($l = 0, 1, \dots, L-1$)を用いて，次式で表される．

$$a_{u,l}(i) = a_u\{(i + l \cdot \Delta) \bmod N\} \quad (4-2)$$

したがって，系列番号 u に基づき CAZAC 系列を生成し，Cyclic shift 番号 l に基づいて系列

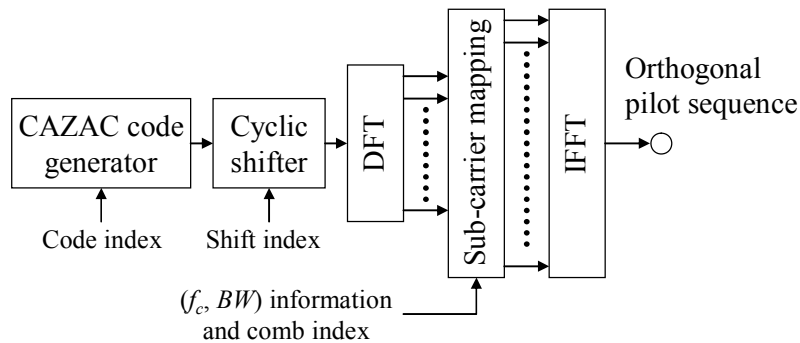
の Cyclic shift 処理が行われる．Cyclic shift 後の信号系列は，DFT (Discrete Fourier Transform) により周波数領域の信号系列に変換される．

ここで，周波数領域におけるパイロット系列を $S_{DFT}^{u,l}(n)$, ($n=0,1,\dots,N_{DFT}-1$) (N_{DFT} は CAZAC 系列の系列長に等しい)，サブキャリアマッピング後のパイロット系列を $S_{IFFT}^{u,l,f}(k)$, ($k=0,1,\dots,N_{FFT}-1$) (N_{FFT} は IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) のサイズを表す) とすると，Distributed FDMA を用いた場合の直交パイロットチャネルは次式で表される．

$$S_{IFFT}^{u,l,f}(k) = \begin{cases} S_{DFT}^{u,l}(n) & (k = F \cdot n + f) \\ 0 & (otherwise) \end{cases} \quad (4-3)$$

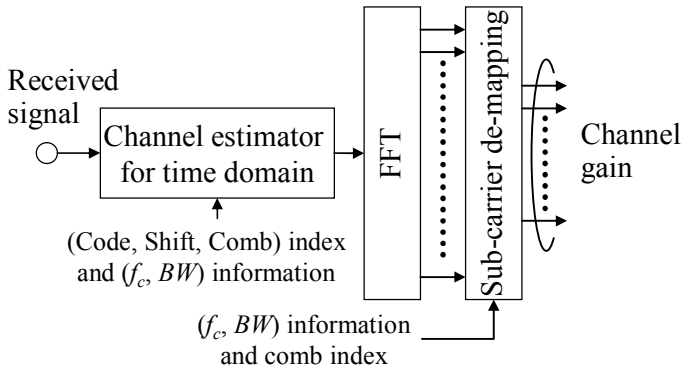
ここで， F は distributed FDMA におけるくしの歯の間隔 (リピティションファクタ)， f は初期オフセット量を表す．このようにして生成したサブキャリアマッピング後の直交系列は，IFFT により，再び時間領域の信号系列に変換する．

図 4-4(b)に受信部のブロック構成を示す．受信信号と通知された系列番号 u , Cyclic shift 番号 l , くし番号 m , 送信帯域幅およびキャリア周波数の情報に基づいて生成したパイロットレプリカとの間で相関検出が行い，チャネル推定を求める．図 4-4(b)に示すように，時間および周波数領域におけるチャネル推定法が考えられる．時間領域のチャネル推定法では，時間領域において受信信号とパイロットレプリカとの相関検出を行い，電力遅延プロファイルを生成する．雑音成分を除去した後，FFT により電力遅延プロファイルを周波数領域のチャネル応答に変換し，サブキャリアデマッピングにより所望の帯域のチャネル推定値を得る．一方，周波数領域のチャネル推定では，周波数領域において受信信号とパイロットレプリカとの相関検出を行う．そして，隣接する L 周波数成分のチャネル推定値を同相加算平均することにより，他ユーザの Cyclic shift 成分を取り除き，最終的なチャネル推定値を得る．そして，時間あるいは周波数領域において推定されたチャネル応答は，LMMSE (Linier Minimum Mean Square Error) アルゴリズムに基づく周波数領域等化器のウェイト生成に使用される．

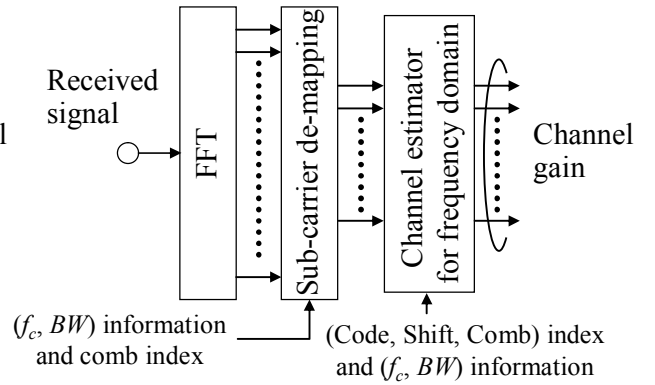


(a) 送信部

◆ Time domain channel estimation



◆ Frequency domain channel estimation



(b) 受信部

図 4-4 直交パイロットチャネルの送受信部構成

4.2.2 FDMA における最大同時アクセスユーザ数

4.2.2.1 周波数選択性フェージングを考慮した最大直交チャネル数からの検討

まず, Distributed FDMA を用いた場合の最大直交チャネル数 N_{mux} について検討を行う. パイロットチャネルはデータチャネルに対して時間多重される構成を仮定した. また, Distributed FDMA を用いた場合のサブキャリア間隔を Δf_{pilot} , 最小のサブキャリア間隔を Δ_f ($= 30 \text{ kHz}$)とする. このとき, $\Delta f_{pilot} = \Delta_f \times N_{mux}$ となる. したがって, Distributed FDMA による直交多重を実現するためには, $1 / \Delta f_{pilot}$ が最大パスの遅延時間よりも大きくなければならない. そこでまず, 最大パス遅延時間を導出するため, $\tau_{rms} = T_1 \times d^e \times y$ で表される Greenstein の Root mean square (r.m.s.)遅延スプレッドモデル[4-5]を仮定した. 表 4-1 に, サイト間距離 (ISD: Inter Site Distance)が 2.8 および 5.0 km の場合の, 90 および 95%CDF における r.m.s.遅延スプレッドの計算値を示す. また, 表 4-1 の r.m.s.遅延スプレッドを用いて計算した最大パス遅延時間を表 4-2 に示す. ここで, $p(t) = 1 / \tau_{rms} \times \exp(t / \tau_{rms})$ で表される指数減衰する電力遅延プロファイルモデルを仮定した. また, 最大パスの遅延時間は, 全受信電力の約 90%を集めることができる, 最大受信電力パスから 10 dB 減衰したパスの遅延時間として定義した. 表 4.2 より, $\sigma_y = 2 \text{ dB}$ の場合, 90%CDF における最大パス遅延時間は, ISD が 2.8, 5.0 km に対して, それぞれ 4.2, 5.6 μs となることがわかる. 一方, N_{mux} が 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 の場合, $1 / \Delta f_{pilot}$ の値は, それぞれ 33.3, 16.7, 11.1, 8.33, 6.67, 5.55, 4.76 μs となる. したがって, ISD が 2.8 および 5.0 km に対する最大パス遅延時間をサポートするため, 許容される N_{mux} の値は 4 程度となる.

表 4-1 R.m.s.遅延スプレッド(τ_{rms})

CDF	Cell radius = 1.6 km		Cell radius = 2.9 km	
	$\sigma_y = 2$ dB	$\sigma_y = 5$ dB	$\sigma_y = 2$ dB	$\sigma_y = 5$ dB
90%	1.8 μ s	4.3 μ s	2.4 μ s	5.7 μ s
95%	2.2 μ s	6.5 μ s	2.9 μ s	8.7 μ s

表 4-2 最大パス遅延時間 (表 4-1 の τ_{rms} より計算)

CDF	Cell radius = 1.6 km		Cell radius = 2.9 km	
	$\sigma_y = 2$ dB	$\sigma_y = 5$ dB	$\sigma_y = 2$ dB	$\sigma_y = 5$ dB
90%	4.2 μ s	10.0 μ s	5.6 μ s	13.2 μ s
95%	5.2 μ s	15.1 μ s	6.8 μ s	20.1 μ s

4.2.2.2 生成できる CAZAC 系列数からの検討

図 4-5 に示すようにパイロットチャネルに Distributed FDMA を適用した場合、周波数領域のサブキャリア間隔が増大するに従って、時間領域では、短い CAZAC 系列の繰り返し信号となる。すなわち、Distributed FDMA によって周波数領域で F 直交パイロットを多重した場合、CAZAC 系列の系列長は、Distributed FDMA を適用しないオリジナルの CAZAC 系列の系列長の $1/F$ となり、時間領域で F 回繰り返しの信号となる。一般に、CAZAC 系列の系列数はその系列長に比例するため、結果としてパイロット系列に CAZAC 系列を適用する場合、系列数が減少する。一方、マルチセル環境において、パイロット系列の柔軟なリユース設計を実現するために十分多くの系列数が取れることが必要である。したがって、生成できる CAZAC 系列数の観点からは、Distributed FDMA で多重する同時アクセスユーザ数は少ないほうが望ましい。

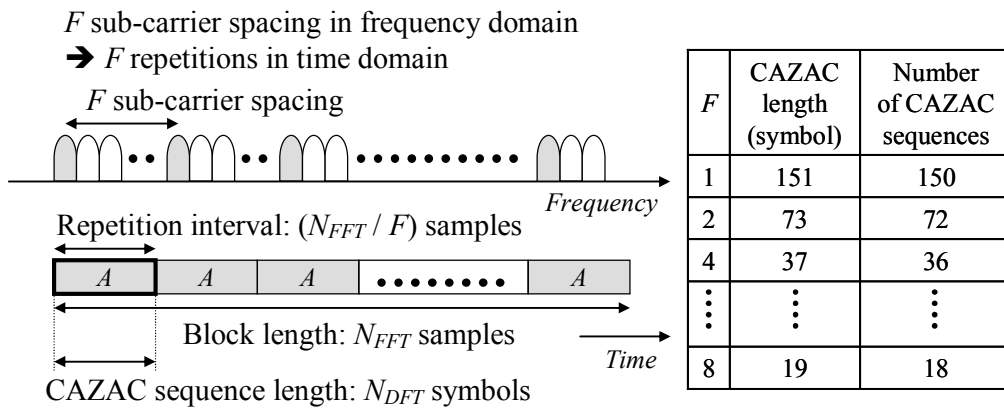


図 4-5 Distributed FDMA を用いる場合のパイロット系列数

4.2.3 シミュレーション結果

4.2.3.1 シミュレーション諸元

本項では、提案する FDMA と CDMA を併用する直交パイロットチャネル構成を適用した場合の平均パケット誤り率(Packet Error Rate: PER)特性を明らかにする。表 4-3 に主要シミュレーション諸元を示す（基本的な無線パラメータは LTE の Study Item におけるシミュレーション諸元[4-6]に基づく）。また、図 4-6 にシミュレーションモデル、図 4-7 にサブフレーム構成をそれぞれ示す。信号帯域幅は 5 MHz、サンプリングレートは 7.68 Msps を仮定し、サブフレーム長は 0.5 ms とした。サブフレームは、66.67 μ s のブロック長を有する 6 個のデータブロック、および 33.33 μ s のブロック長を有する 2 個のパイロットブロックから構成され、各ブロックには 4.04 μ s の CP を付加した。送信部では 2 値の情報ビット系列を、チャネル符号化率 $R = 1/2$ 、拘束長 $K = 4$ ビットのターボ符号化後、QPSK または 16QAM 変調方式によりデータ変調を行った。変調後の信号系列は、DFT により周波数領域に変換後、サブキャリアマッピングを行い、IFFT により再び時間領域の信号系列に変換した。パイロットチャネルに用いる CAZAC 系列は、系列長 151 の Zadoff-Chu 系列を用いた。比較のためランダム系列を用いる場合のパイロット系列の系列長は 150 とした。また、データチャネルは、割り当てられた送信帯域幅で Localized FDMA 送信を行い、異なるユーザからの複数のデータチャネルの多重には、TDMA を用いるものとした。

受信部では 2 ブランチのアンテナダイバーシチ受信を適用した。各ブランチの FFT タイミング同期は理想とした。チャネル推定は、受信信号とパイロット信号レプリカとのサーチ窓幅内の相関検出を行うことにより推定した。雑音および干渉の影響を低減するため、推定した雑音電力から求めたしきい値を超えるサンプル点のみを選択し、選択されたサンプル点の相関値を FFT によって周波数領域の信号に変換し、周波数領域におけるチャネル応答とした。推定したチャネル推定値および理想の雑音電力を用い、MPI の影響を低減する LMMSE アルゴリズムを用いる周波数領域等化を行った。等化後の信号はブランチ間を合成後、データ復調およびターボ復号 (Max-Log-MAP アルゴリズム) により 2 値の情報ビット系列を再生した。また、チャネルモデルとして、6 パスの Typical Urban (TU)チャネルモデル[4-7]を用いた。最大ドップラ周波数は 55.5 Hz とした (2 GHz のキャリア周波数で時速 30 km に相当)。

表 4-3 主要シミュレーション諸元

Total transmission bandwidth	5, 1.25 MHz
Sampling rate	7.68 Msps
Sub-frame length	0.5 ms (Data × 6, Pilot × 2)
Data / Pilot block size	66.67 μ s / 33.33 μ s
Pilot sequence	CAZAC (Zadoff-Chu) seq., Random seq.
Cyclic prefix duration	4.04 μ s (= 31 samples)
Data modulation	QPSK, 16QAM
Channel coding	Turbo coding ($K = 4$, $R = 1/2$)
Number of users	1 – 6 users
Receiver	2-branch receiver reception, LMMSE frequency domain equalizer
Channel model	6-ray Typical Urban model

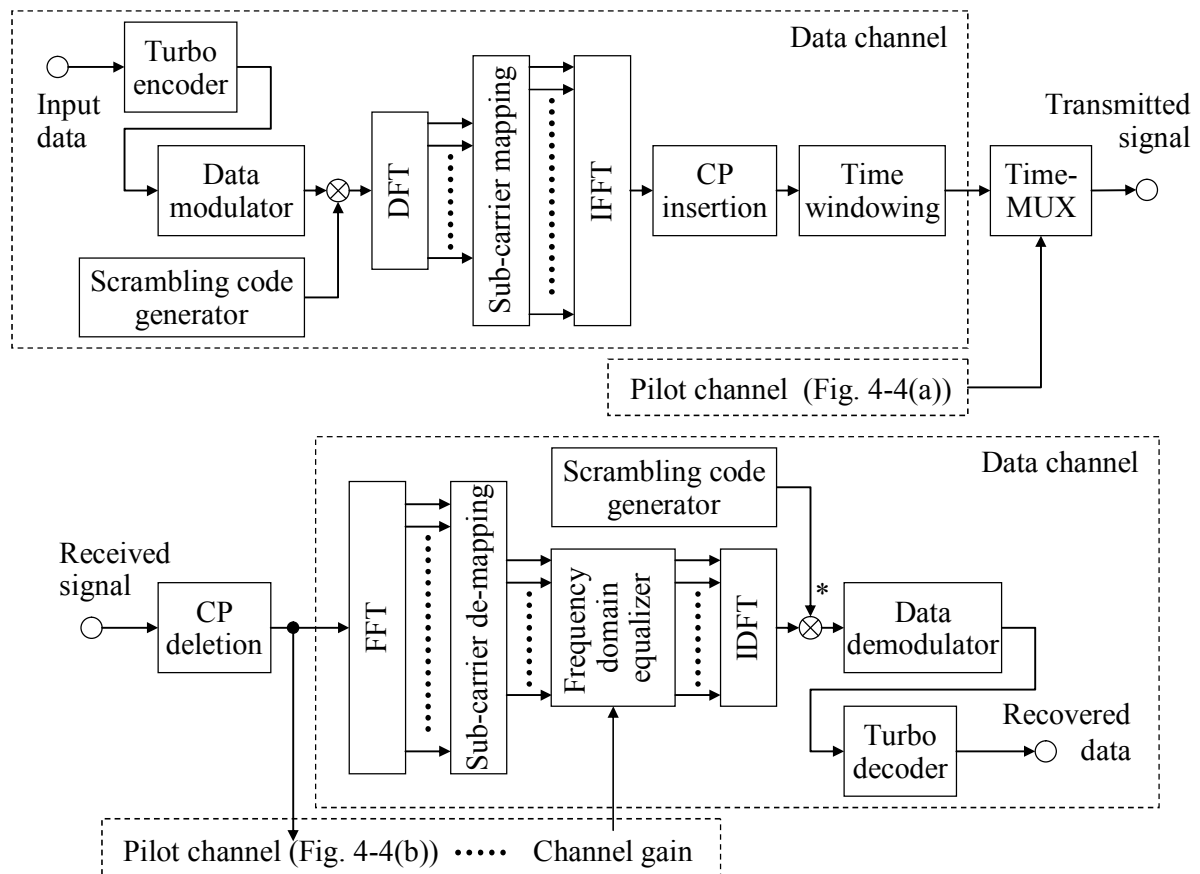


図 4-6 シミュレーションモデル

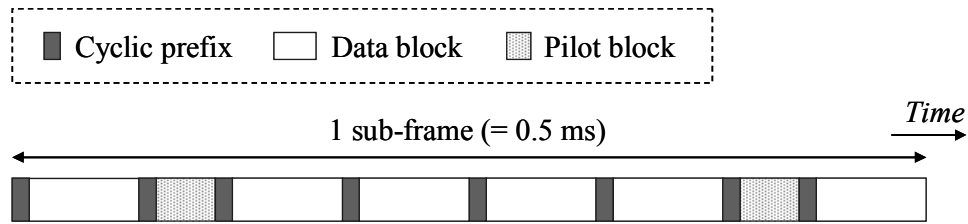
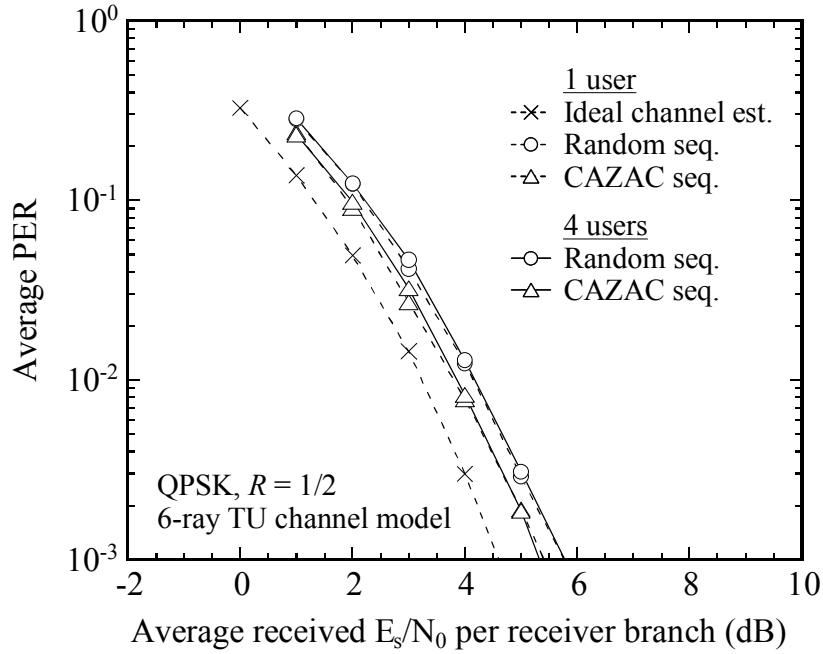


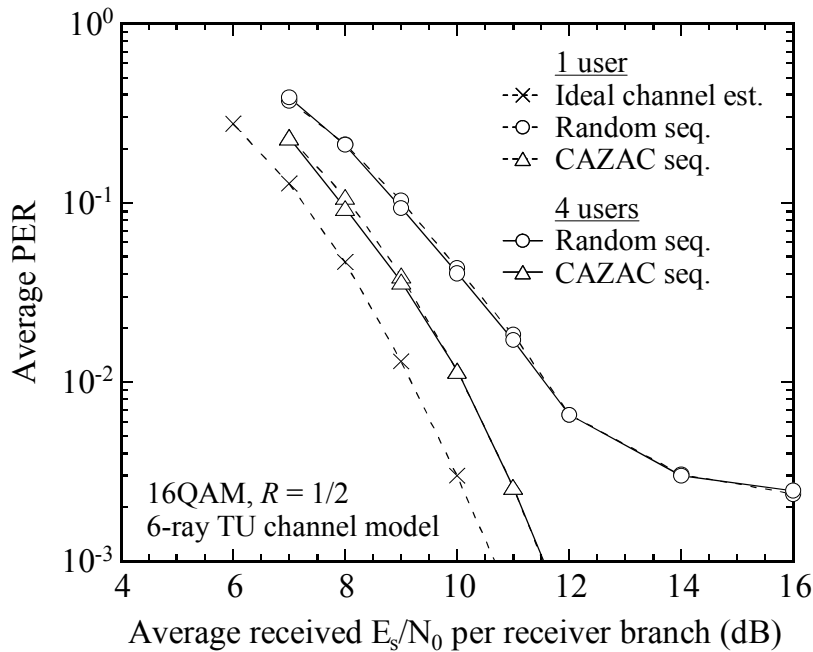
図 4-7 サブフレーム構成

4.2.3.2 同一の信号帯域における CDMA による直交パイロットを用いる場合

はじめに、同一の 5 MHz の信号帯域を用い、Cyclic shift を用いる CAZAC 系列を使用した直交パイロットチャネルを適用した場合の PER 特性を示す。図 4-8(a)および 4-8(b)に、4 ユーザ環境において、それぞれ QPSK および 16QAM を用いた場合の、1 ブランチ当たりの情報 1 シンボル当たりの信号電力対雑音電力密度比(E_s/N_0 : Signal energy per symbol-to-noise power spectrum density ratio)に対する平均 PER 特性を示す。比較として、ランダム系列を用いた場合の特性、シングルユーザ環境の場合の特性、およびチャネル推定が理想の場合の特性も併せて示す。図 4-8 より、CAZAC 系列を用いた場合の特性は、ランダム系列を用いた場合の特性に比較して、明らかな改善が見られる。まず、図 4-8(a)の QPSK の場合、シングルユーザ環境において、CAZAC 系列を用いた場合の平均 PER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 E_s/N_0 は、ランダム系列に比較して約 0.5 dB 低減していることがわかる。さらに、図 4-8(b)より、16QAM の場合、ランダム系列では平均 PER が 10^{-2} を満たすことができないのに対し、CAZAC 系列を用いた場合、平均受信 E_s/N_0 が約 11 dB で平均 PER = 10^{-2} を満たしており、PER 特性を大幅に改善できているがわかる。これは、CAZAC 系列の有する優れた自己相関特性のため、パスのタイミング検出およびチャネル推定精度が向上するためである。次に、4 ユーザ環境における PER 特性に着目すると、Cyclic shift を用いる CAZAC 系列を用いた場合の特性は、ランダム系列に比較して、シングルユーザ環境の場合と同様に明らかな改善効果が見られる。また、Cyclic shift 用いる CAZAC 系列の PER 特性は、QPSK 変調の場合、シングルユーザ環境の PER 特性とほぼ同等であり、さらに、16QAM 変調の場合、シングルユーザ環境に比較して平均 PER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 E_s/N_0 の劣化は 0.5 dB 程度である。これは、Cyclic shift を用いる CAZAC 系列間の優れた相互相関特性に起因して、ユーザ間のマルチユーザ干渉を十分に抑圧できるため、パスタイミング検出精度およびチャネル推定精度が向上するためである。



(a) QPSK



(b) 16QAM

図 4-8 同一の信号帯域における CDMA による直交パイロットの PER 特性

4.2.3.3 異なる信号帯域における FDMA による直交パイロットを用いる場合

次に、異なる信号帯域を使用するパイロットチャネルに Distributed FDMA を用いる直交化を適用した場合の PER 特性を示す。本評価では、5 ユーザ環境を仮定し、1 サブフレーム内に 1.25 MHz 帯域を使用する 4 ユーザ、および 5 MHz 帯域を使用する 1 ユーザのパイロットチャネルを Distributed FDMA 多重した。データチャネルについては、1.25 MHz 帯域

で Localized 送信を用いる 4 ユーザのデータチャンネルは、サブフレーム内の 6 データブロックのうち前半の 3 ブロックに多重し、5 MHz 帯域を使用する 1 ユーザのデータチャンネルは、後半の 3 ブロックに多重するものとした。すなわち、1.25 MHz 帯域の 4 ユーザと 5 MHz 帯域の 1 ユーザは TDMA を用いて多重されている。さらに、1.25 MHz 帯域を使用する 4 ユーザは、同一ブロック内で Localized FDMA によって直交多重するものとした。図 4-9 にパイロットブロック内における Distributed FDMA を用いた場合の 5 ユーザの直交パイロットチャンネル構成を示す。図 4-10 に、図 4-9 に示す Distributed FDMA による直交パイロットチャンネルを用いた場合の、5 MHz および 1.25 MHz 帯域を試用するユーザの平均 PER 特性を示す。比較のため、5 MHz 帯域を使用するリピティションファクタ $F=2$ の CAZAC 系列を用いた場合のシングルユーザ環境の PER 特性、および理想チャネル推定を仮定した場合の特性を併せて示す。図 4-10 より、5 ユーザ環境における 5 MHz および 1.25 MHz 帯域を使用したユーザの平均 PER 特性は、ともに同一信号帯域を使用するシングルユーザの特性とほぼ同等の特性を実現していることがわかる。したがって、異なる信号帯域を使用するパイロットチャンネル間の直交多重が Distributed FDMA により実現でき、シングルユーザ環境の場合とほぼ同等のチャネル推定精度が得られていることが確認できる。

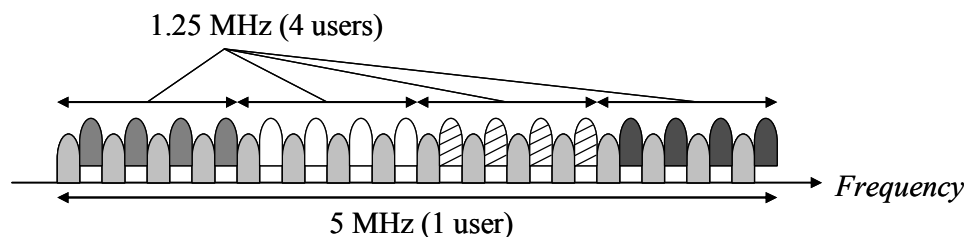
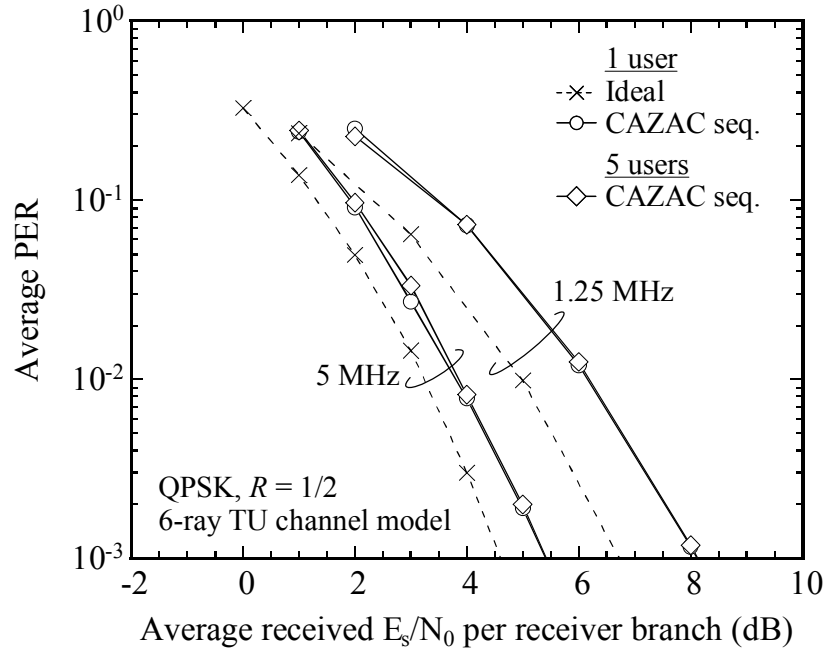
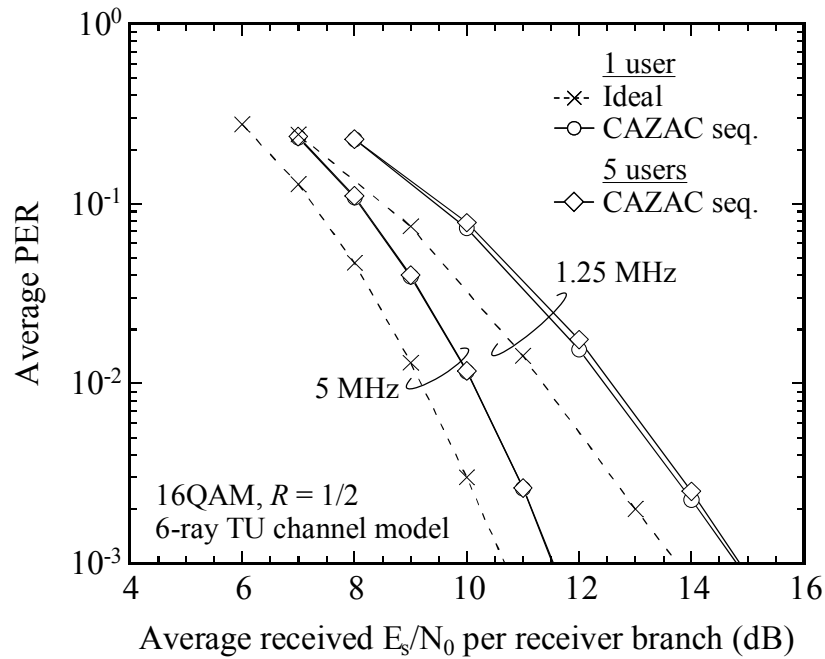


図 4-9 5 ユーザ環境におけるパイロットチャンネルの多重構成



(a) QPSK



(b) 16QAM

図 4-10 異なる信号帯域における FDMA による直交パイロットの PER 特性

4.2.3.4 提案する FDMA と CDMA を併用する直交パイロットの PER 特性

最後に, FDMA と CDMA を併用する直交パイロットチャネル構成を適用した場合の平均 PER 特性を示す. ここで評価では, 6 ユーザ環境を仮定し, 1 サブフレーム内に 1.25 MHz 帯域を使用する 4 ユーザ, 5 MHz 帯域を使用する 2 ユーザを多重した. データチャネルは, 1.25 MHz 帯域で Localized FDMA を用いる 4 ユーザのデータチャネルは, サブフレーム内の

6 データブロックのうち最初の 2 ブロック内に多重し、5 MHz 帯域を使用する 2 ユーザのデータチャネルは、真中および最後の 2 ブロック内に多重するものとした。図 4-11 は、同一パイロットブロック内の Distributed FDMA と CDMA の組み合わせを用いた場合の、6 ユーザの直交パイロットチャネルの構成を示している。図 4-12 に、FDMA と CDMA を併用する直交パイロットチャネルを用いた場合の 5 MHz および 1.25 MHz 帯域を使用するユーザの平均 PER 特性を示す。図 4-10 における 5 MHz 帯域を使用する CAZAC 系列を用いた場合のシングルユーザおよび 5 ユーザ環境の PER 特性、および理想チャネル推定を仮定した場合の特性を併せて示している。図 4-12 より、6 ユーザ環境における 5 MHz および 1.25 MHz 帯域を使用したユーザ平均 PER 特性は、ともに同一信号帯域を用いる 1 ユーザの特性とほぼ同等の特性を実現できることがわかる。したがって、図 4-8、図 4-10、図 4-12 の結果より、異なるおよび同一の信号帯域を使用する複数ユーザの直交パイロットチャネルを実現する方法として、提案する FDMA と CDMA を併用する多重法が有効であることを示した。

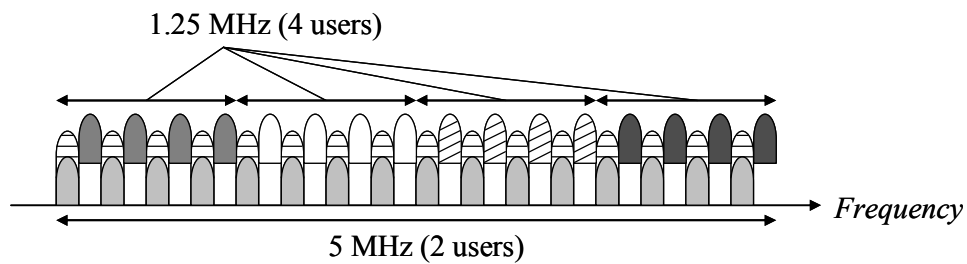
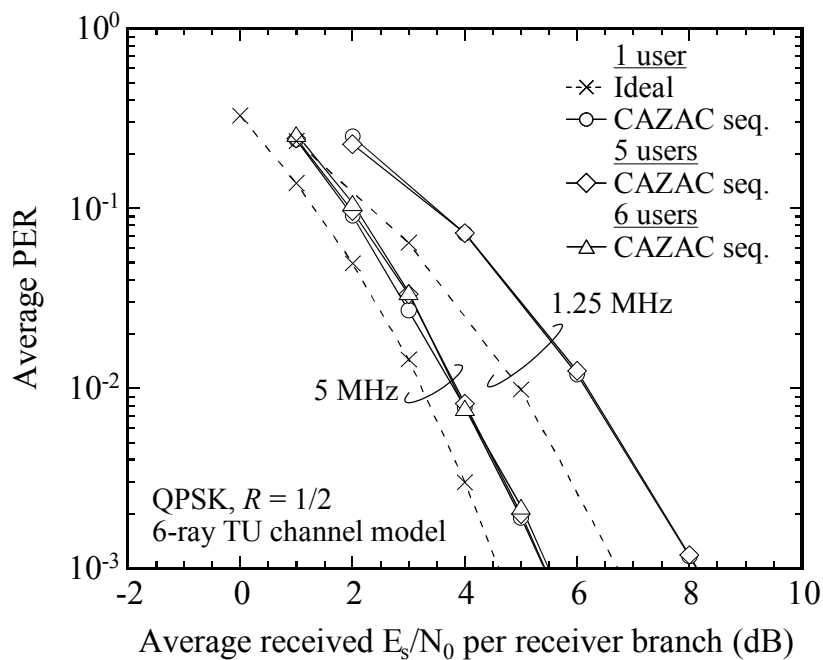
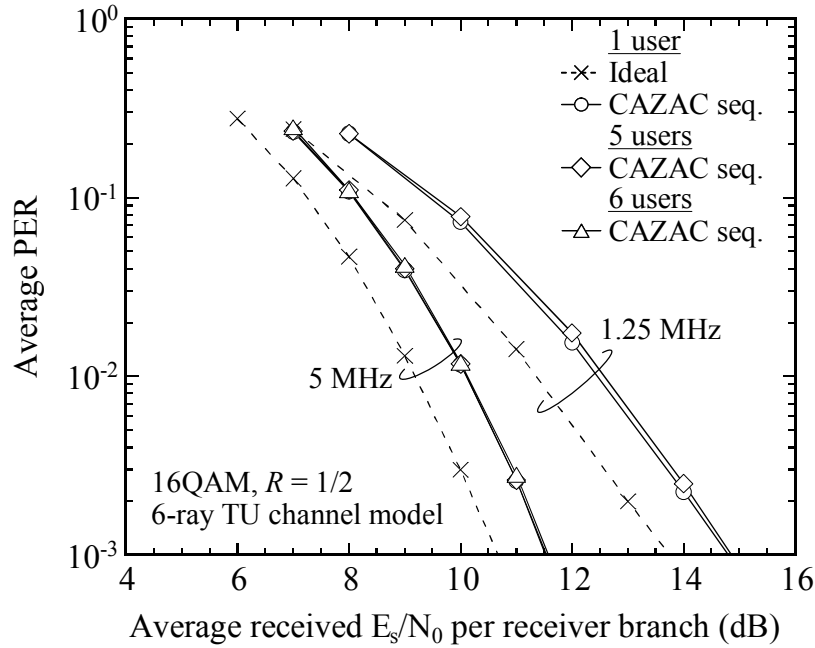


図 4-11 6 ユーザ環境におけるパイロットチャネルの多重構成



(a) QPSK



(b) 16QAM

図 4-12 FDMA と CDMA を併用する直交パイロットの PER 特性

4.2.4 まとめ

本節では、SC-FDMA 無線アクセスを用いる LTE 上りリンクにおいて、同一基地局内の同時アクセスユーザ間の FDMA と CDMA を併用する直交パイロットチャンネル構成を提案した。提案構成では、異なる信号帯域間のユーザの多重には、Distributed FDMA を用い、同一の信号帯域間のユーザの多重には CDMA を適用することにより、信号帯域幅に関わらず同時アクセスユーザ間の直交パイロットチャンネルを実現する。さらに、CDMA による直交多重を実現するため、パイロットチャンネルの系列には、Cyclic shift を用いる自己相関および相互相関特性の優れた CAZAC 系列を適用する。シミュレーション結果より、まず、CAZAC 系列を用いたパイロットチャンネルは、ランダム系列を用いる場合に比較して、マルチユーザ干渉および MPI の抑圧効果によるチャンネル推定精度の向上に起因して大幅に PER 特性が改善できることを示した。また、提案した Distributed FDMA と CDMA を併用する直交パイロットチャンネルを適用した場合、異なる信号帯域幅を使用する 6 ユーザ環境（1.25 MHz 帯域の 4 ユーザおよび 5 MHz 帯域の 2 ユーザ）における平均 PER 特性は、シングルユーザ環境における PER 特性にほぼ一致し、マルチユーザ間の直交パイロットチャンネルが実現できることを示した。提案するパイロットチャンネルの多重法は、LTE の上りリンクにおけるチャンネル品質測定用参照信号の仕様に盛り込まれている[4-15]。

4.3 SC-FDMA を用いる上りリンク無線アクセスにおける最適 RS 構成

4.3.1 無線インターフェースの前提条件とシステム要求条件

本節では、LTE 上りリンクにおける以下の無線インターフェースの条件を前提として最適な RS 構成を明らかにする。なお、LTE における主要な 2 つの役割のうち、データチャネルの同期検波復調のためのチャネル推定が、CQI 測定に比較して高精度な推定精度が要求されるため、同期検波復調用 RS に着目する。

- 無線フレームおよびサブフレーム長を、それぞれ 10 ms および 1 ms とする。ここで、1 ms のサブフレーム長は、単位送信時間間隔(TTI: Transmission Time Interval)に相当する。また、1 サブフレームは、0.5 ms 長の 2 つのスロットから構成される。
- 周波数領域で SC-FDMA 信号を生成する DFT (Discrete Fourier Transform)-spread OFDM[4-8],[4-9]を適用する。本方法により下りリンクにおける FFT ベースの OFDMA 無線アクセスと共通性の高い送受信処理を実現できる。また、FFT ブロック間干渉を抑圧するため、ブロック毎に Cyclic Prefix (CP)を挿入する。
- RS 系列として、CAZAC 系列[4-3],[4-10]を適用する。ランダム系列に比較して、高精度なチャネル推定および CQI 測定を実現できる。
- 共有データチャネルには、QPSK および 16QAM データ変調方式、ターボ符号化を適用する。
- マルチパス干渉を抑圧するため、周波数領域等化器[4-11]を適用する。

以上を前提として、次に示す LTE におけるシステム要求条件を考慮して最適な RS 構成を検討する。

(1) ユーザおよびセルスループット

Release 6 仕様で規定されている High-Speed Uplink Packet Access (HSUPA)に比較して高いユーザおよびセルスループット（すなわち周波数利用効率）が実現できることが要求条件として決められている[4-12]。したがって、本稿では、主にユーザスループットを評価項目として最適な RS 構成を求める。この場合、RS および CP の挿入損を含む最終的なスループット特性で比較評価を行う。

(2) 移動速度（モビリティ）

高速移動をサポートするものの、セルラ方式の主な適用環境は低速移動環境であるため、通常の車速より低速な移動環境において最適な RS 構成を求める。しかしながら、Evolved UTRA では時速 350 km 程度までの超高速移動条件もサポートするため[4-13]、特性劣化を許容しつつ、この程度の移動速度までサポートできるようにする。

(3) RS 系列数

前述の CAZAC 系列は、スクランブル系列と併用することができないため、同一コード

間干渉に起因して系列の 1 セル繰り返りは困難である。したがって、異なるセル間における柔軟な RS 系列の割り当てを実現するためには、系列数ができるだけ多く生成できることが望ましい。

(4) 下りリンクとの無線パラメータの共通化

前述のように LTE では、下りおよび上りリンク間で異なる無線アクセスが採用されている。しかしながら、下りおよび上りリンク間で同一の無線パラメータ（例えば、サブキャリア間隔、FFT ブロック長など）を実現できれば、CQI 情報などのフィードバック情報が必要な周波数領域スケジューリング、AMC、再送制御などの技術の高効率な実現、実装上のメリットが得られる。したがって、下りおよび上りリンクで無線パラメータを含めた共通性の高い RS 構成が望ましい。

4.3.2 シミュレーション諸元

表 4-4 に、本稿におけるシミュレーション諸元を示す。主要無線パラメータは、3GPP における LTE の検討において用いられる共通評価諸元に基づいている[4-14]。図 4-13(a)および 4-13(b)に、本検討に用いた送信部および受信部におけるブロック構成を示す。図 4-13(a)に示すように送信部において、周波数領域で SC-FDMA 信号を生成する DFT-spread OFDM を適用する。システム帯域幅（基地局の送受信帯域幅）は 10 MHz、サンプリング周波数は 15.36 Msps を仮定し、サブフレーム長は 1 ms とした。情報ビット系列は、チャネル符号化率 $R = 1/2$ または $3/4$ 、拘束長 $K = 4$ ビットによりターボ符号化を行った。符号化後のビット系列は、スクランブル符号を乗算した後、QPSK または 16QAM 変調方式を用いてデータ変調を行った。各ユーザの送信帯域幅は、4.5 MHz あるいは 0.36 MHz とした。周波数領域におけるサブキャリア間隔は、15.36 Msps を仮定すると 15 kHz に相当する。DFT により時間領域から周波数領域に変換された信号は、サブキャリアマッピング部において、Localized FDMA 信号を生成するものとした。マッピング後の信号は IFFT (Inverse FFT)により再び時間領域の信号に変換した後、各 FFT ブロックに CP を付加した。RS の系列には、CAZAC 系列である Zadoff-Chu 系列[4-3]を用いた。CAZAC 系列は、時間および周波数領域において一定振幅となる性質を有する。RS はデータ信号と同様に Localized FDMA 送信を仮定し、送信帯域幅はデータチャネルと同一とした。RS の系列長は、送信帯域幅が 4.5 MHz の場合は 300、0.36 MHz の場合は $48 / N_{RS}$ とした。ここで、 N_{RS} はサブフレーム当たりの RS ブロック数を表している。RS ブロックは、データ信号ブロックとサブフレーム内で時間多重して送信される。

チャネルモデルとして、6 パスの Typical Urban チャネルモデル[4-7]を用いた。フェージング変動の最大ドップラ周波数 f_D はパラメータとした。

図 4-13(b)に示すように、受信部では、2 ブランチのアンテナダイバーシチ受信を適用した。各ブランチの FFT タイミング同期は理想とした。また、チャネル推定は周波数領域で

行った．本検討では最適な RS 構成を明らかにするため，RS ブロック長がデータブロック長と異なる（データブロック長より小さい）場合を検討する．この場合，サンプリング周波数一定の条件で FFT ブロック長が異なると，周波数領域において，データチャネルのサブキャリアに対応する RS のサブキャリアにヌル（チャンネル推定値の存在しないサンプル点）が生じる．本評価ではまず，RS のチャンネル推定値が存在する連続する 2 つのサブキャリアを用いて線形補間により，ヌルサンプル点におけるチャンネル推定値を求める．次に，チャンネル推定値に残留する雑音成分を抑圧するため，対象のサブキャリアとその両端の数サブキャリアのチャンネル推定値を同相加算平均するものとした．更に，時間方向のサブフレーム内のフェージング変動に追従するため，RS ブロックにおいて周波数領域で求めたチャンネル推定値を，連続する 2 つの RS ブロック間で内挿および外挿による線形補間を行うことにより，データチャネルに対するチャンネル推定を求めた．求められたチャンネル推定値は，周波数領域等化のための LMMSE (Linear Minimum Mean Square Error)等化ウェイト生成のために用いられる．本評価では，等化ウェイト生成において理想の雑音電力を用いた．等化後の信号はブランチ間を合成後，データ復調およびターボ復号（Max-Log-MAP アルゴリズム）により 2 値の情報ビット系列を再生した．

表 4-4 主要シミュレーション諸元

System bandwidth	10 MHz
Sampling frequency	15.36 Msps
Occupied user transmission bandwidth	4.5 / 0.36 MHz
Sub-frame length	1.0 ms
RS sequence	Zadoff-Chu sequence (CAZAC sequence)
Data modulation	QPSK, 16QAM
Channel coding	Turbo coding ($K = 4$, $R = 1/2$, $3/4$)
Receiver diversity	2-branch receiver reception
Equalizer	LMMSE frequency domain equalizer
Channel estimation	RS-based frequency domain channel estimation with linear interpolation
Channel model	6-ray Typical Urban model

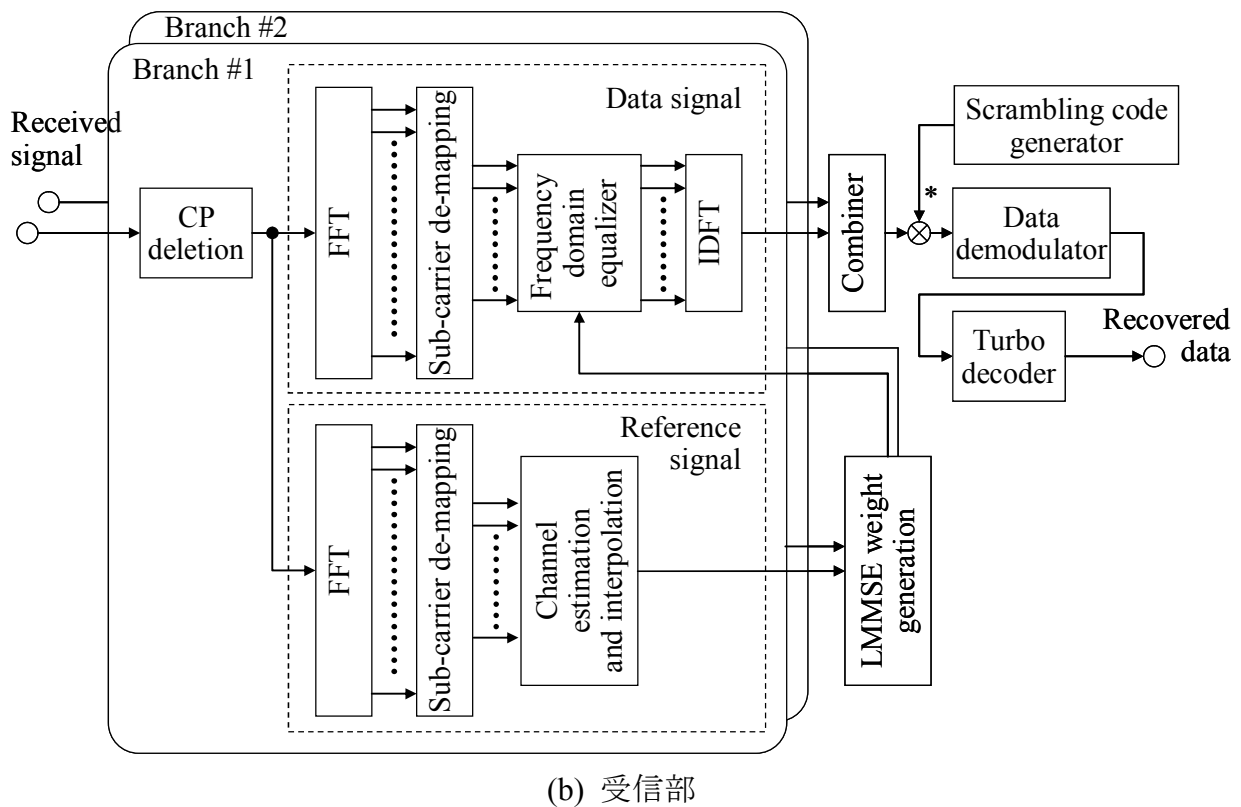
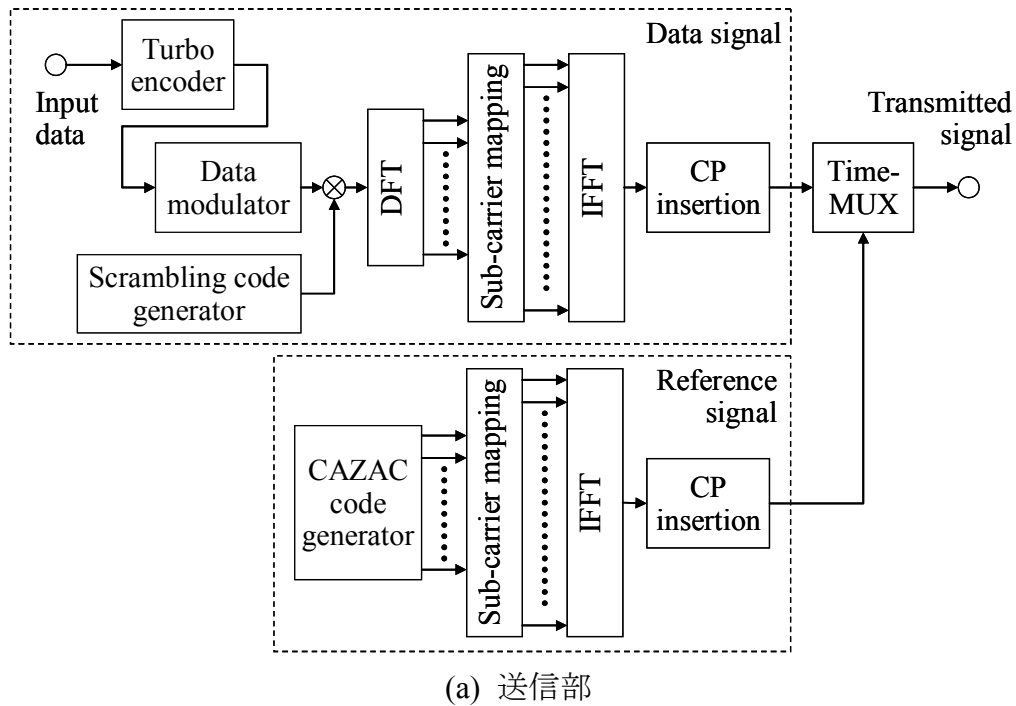


図 4-13 送受信部におけるブロック構成

4.3.3 シミュレーション結果

4.3.3.1 最適 FFT ブロック長

はじめに、RS を用いる同期検波復調に直接影響するデータチャネルの最適 FFT ブ

ブロック長の検討を行う．ここで，FFT ブロック長はデータブロック長と定義し，各 FFT ブロックには CP を付加する．図 4-14 に，FFT ブロック長とフェージングチャネル変動に対する追従性の関係を示す．図 4-14 に示すように，FFT ブロック長を短くするに従って，サブフレーム内に多くの CP を挿入することになるため，CP の挿入損が増大する．一方，前述のように周波数領域等化の適用を前提とするため，時間領域の FFT ブロック内では，同一のチャネル推定値を用いる必要がある．よって，FFT ブロック長を長くするに従い，FFT ブロック内において，実際のチャネル変動とチャネル推定値との誤差が大きくなってしまふ．このように，最適な FFT ブロック長は，CP 挿入損の低減とチャネル変動に対するチャネル推定の追従性のトレードオフの関係を考慮する必要がある．

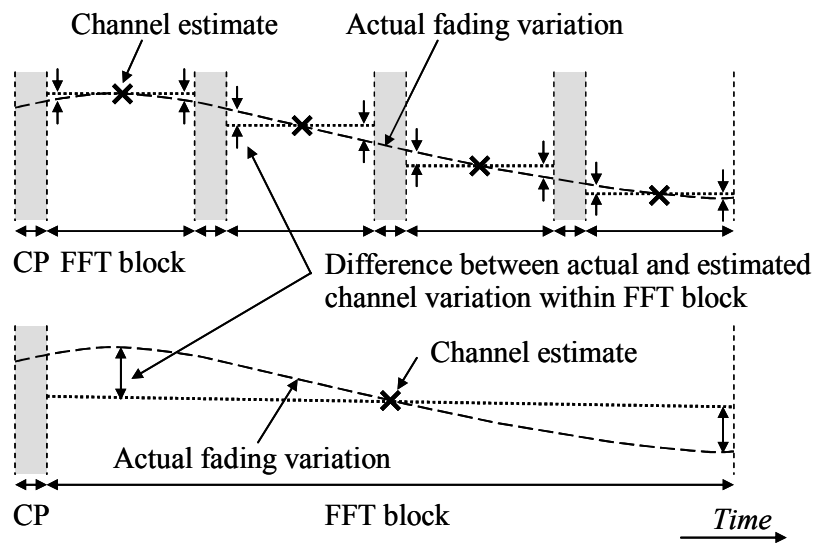
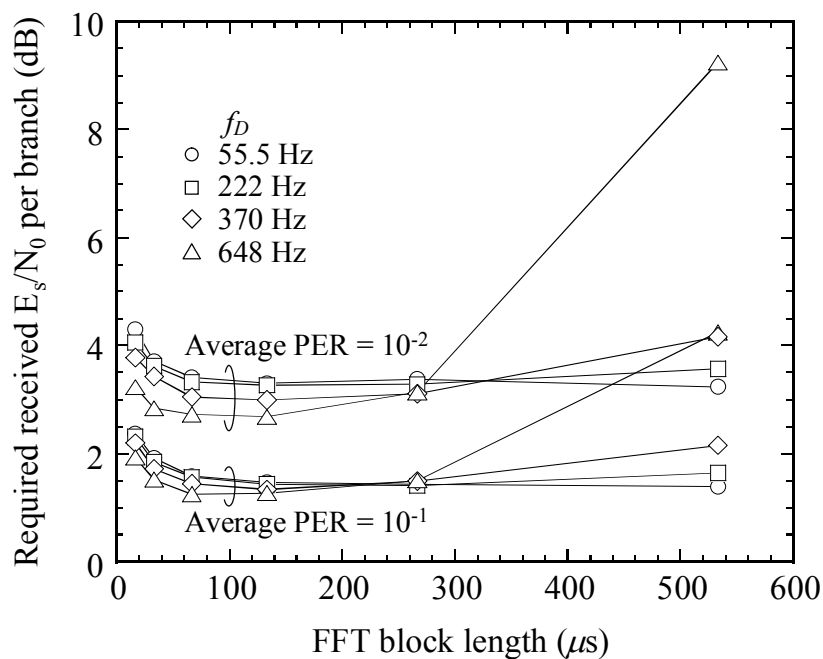


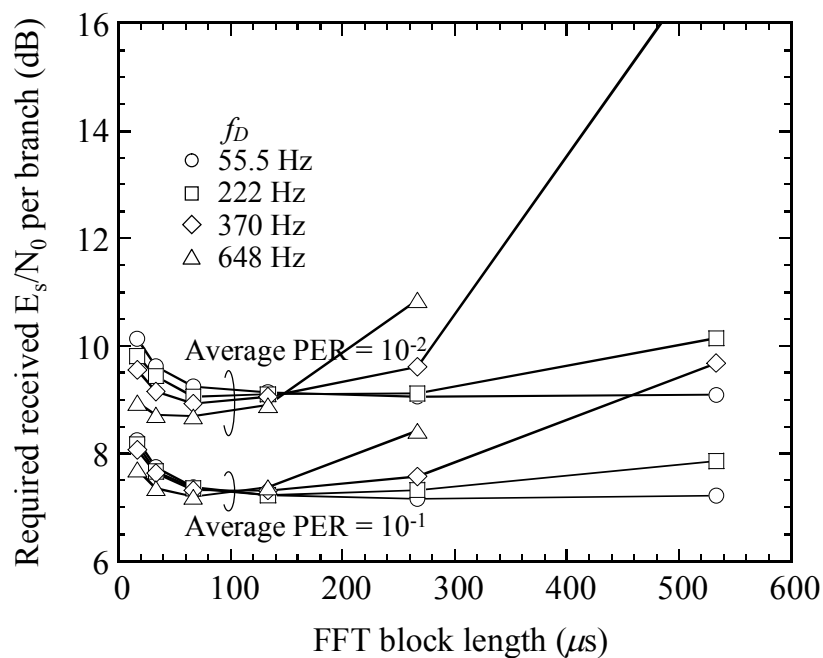
図 4-14 FFT ブロック長とフェージングチャネル変動に対する追従性の関係

図 4-15 に，FFT ブロック長に対する平均 PER (Packet Error Rate)が 10^{-1} および 10^{-2} を満たす 1 ブランチ当たりの所要平均受信情報 1 シンボル当たりの信号電力対雑音電力密度比 (E_s/N_0 : Signal energy per symbol-to-noise power spectrum density ratio)特性を示す．図 4-15(a)および 4-15(b)は，それぞれ，QPSK および 16QAM データ変調を用いた場合の特性であり，チャネル符号化率は $R = 1/2$ とした．本評価では，FFT ブロック長以外の影響を取り除くため，理想チャネル推定を仮定した．FFT ブロック長に関わらず，CP 長は $4.7 \mu\text{s}$ で一定とした．また，最大ドップラ周波数 f_D は 55.5, 222, 370, 648 Hz とした．これは，2 GHz のキャリア周波数の場合，それぞれ時速 30, 120, 200, 350 km に相当する．図より， f_D が 222 Hz までの低速～中速の移動環境の場合，CP 挿入損の増大を考慮すると，FFT ブロック長は $66.7 \mu\text{s}$ 以上とすべきであることがわかる．一方， $f_D = 648 \text{ Hz}$ 程度までの高速移動環境における所要平均受信 E_s/N_0 の増大を低く抑えるためには，FFT ブロック長は QPSK，および 16QAM 変調のとき，それぞれ， $266.6, 133.3 \mu\text{s}$ 程度以下にすべきであることがわかる．し

たがって、最適な FFT ブロック長は、 $66.7 - 133.3 \mu\text{s}$ 程度であることがわかる。これは、 15.36 Msps のサンプリング周波数を仮定した場合、 $1024 - 2048$ の FFT ポイント数に相当する。本結果より、以降の評価では、データチャネルの FFT ブロック長は $66.7 \mu\text{s}$ (1024 の FFT ポイント数) とする。



(a) QPSK データ変調



(b) 16QAM データ変調

図 4-15 FFT ブロック長に対する所要平均受信 E_s/N_0 特性

4.3.3.2 RS 系列

次に、PER 特性の観点から、RS 系列として CAZAC 系列のランダム系列に対する優位性を検討する。図 4-16 に、CAZAC 系列およびランダム系列を用いた場合の、1 ブランチ当たりの平均受信 E_s/N_0 に対する平均 PER 特性を示す。送信帯域幅は 4.5 MHz、データチャネルおよび RS の FFT ブロック長は $66.7 \mu s$ とした。また、QPSK および 16QAM データ変調を用い、 $R = 1/2$ とした。最大ドップラ周波数は $f_D = 55.5 \text{ Hz}$ とした。さらに、比較のため、理想チャネル推定の場合の特性も併せて示す。図 4-16 より、RS に CAZAC 系列を用いたときの平均 PER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 E_s/N_0 は、ランダム系列を用いた場合に比較して、QPSK および 16QAM 変調に対して、それぞれ、所要平均受信 E_s/N_0 を約 0.5、1.0 dB 低減できていることがわかる。これは CAZAC 系列のマルチパスに対する非常に低い自己相関特性(Zero auto-correlation)に起因して、チャネル推定精度が向上するためである。したがって、RS 系列として CAZAC 系列を用いる妥当性が確認できる。以降の評価では、RS 系列として CAZAC 系列を用いる。

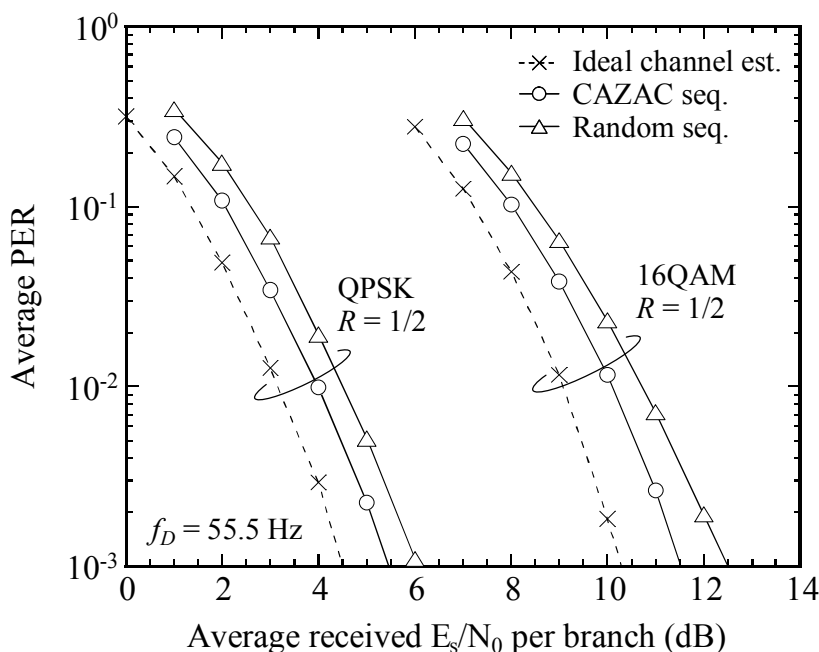


図 4-16 CAZAC 系列とランダム系列の PER 特性比較

4.3.3.3 ブロックサイズおよびサブフレーム内のブロック数

本段では、高ユーザスループット実現の観点から、サブフレーム当たりの RS ブロック数と RS の FFT ブロック長に関して、最適な RS 構成を明らかにする。図 4-17 に、本評価で検討する 4 つの RS 構成の候補のサブフレーム構成を示す。前段までの検討結果に基づき、データチャネルの FFT ブロック長は $66.7 \mu s$ 、RS 系列には CAZAC 系列を用いる。図 4-17(a) – 4-17(d)の各構成におけるサブフレーム当たりの RS ブロック数 N_{RS} は、それぞれ

$N_{RS} = 2, 4, 6, 8$ である．本検討では，サブフレーム当たりの RS 挿入損が一定としたため， N_{RS} の増大に伴い，RS ブロック長は 66.6, 33.3, 22.2, 16.7 μs と短くなっている．RS ブロック当たりの FFT ブロック長が長いほど，RS ブロック当たりのチャネル推定は向上する．一方，サブフレーム当たりの RS ブロック数が大きいほど，サブフレーム内のフェージング変動に対する追従性が向上する．

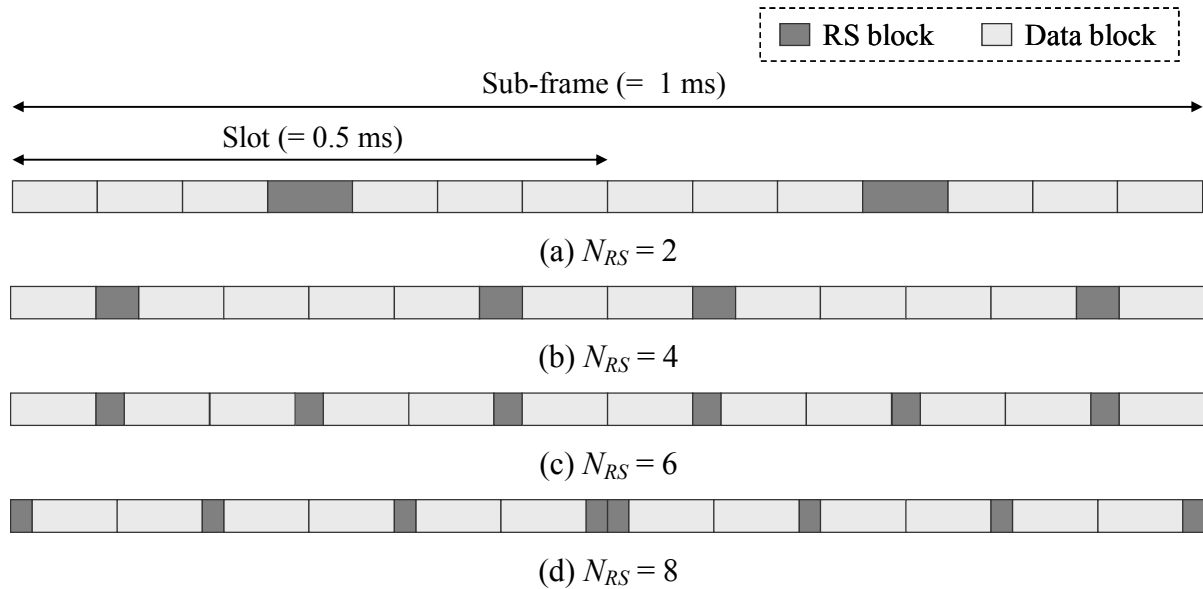
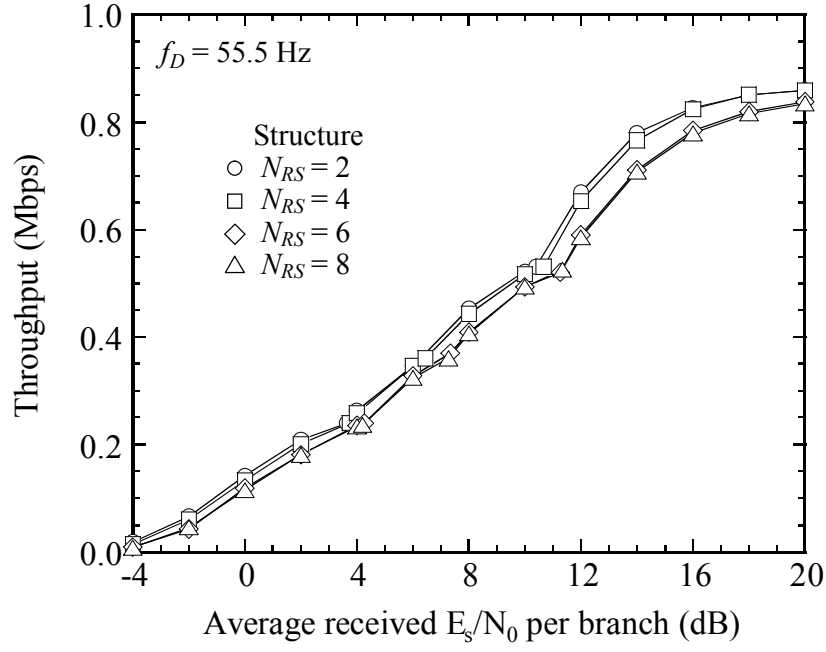


図 4-17 RS 構成の候補のサブフレーム構成

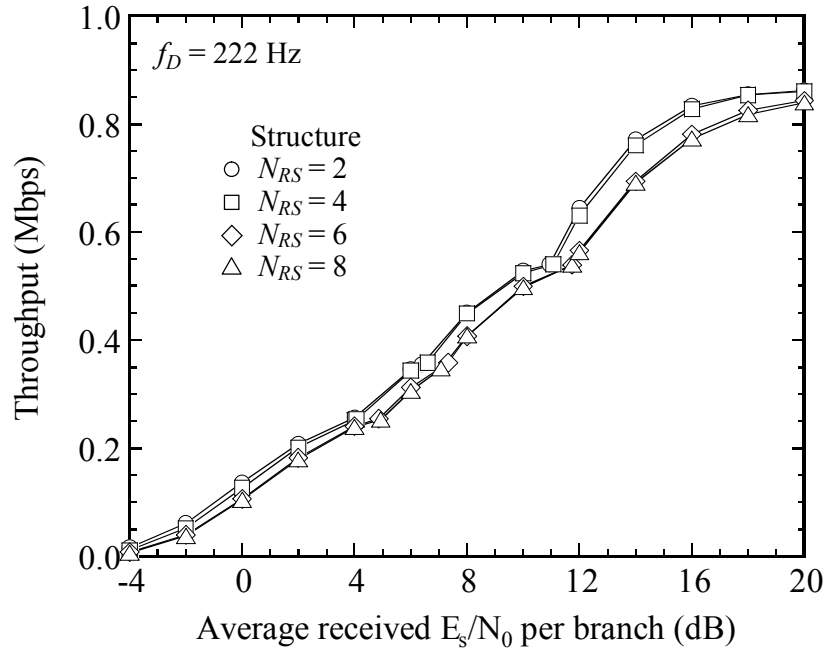
図 4-18(a), 4-18(b), 4-18(c)および 4-18(d)に，それぞれ， $f_D = 55.5, 222, 444$ および 648 Hz (2 GHz のキャリア周波数の場合，時速 30, 120, 240, 350 km に相当) のときの，1 ブランチ当たりの平均受信 E_s/N_0 に対するユーザスループット特性を示す．本評価では，最大のユーザスループットを実現するため，平均受信 E_s/N_0 に応じて，最適な変調方式とチャネル符号化率(MCS: Modulation and Coding Scheme)の組み合わせを理想的に選択する AMC の適用を仮定した．MCS の組み合わせは，QPSK 変調 (符号化率 $R = 1/2, 3/4$) および 16QAM 変調 ($R = 1/2, 3/4$) の 4 種類を用いた．ユーザ当たりの送信帯域幅は 0.36 MHz とした．

図 4-18(a)に示すように， $f_D = 55.5$ Hz の場合，主に QPSK 変調が用いられる平均受信 E_s/N_0 が約 8 dB 未満の領域においては，4 つの RS 構成の間で顕著な特性差は見られない．しかしながら，主に 16QAM 変調が適用される平均受信 E_s/N_0 が約 8 dB 以上の領域においては， $N_{RS} = 6$ および 8 の RS 構成のスループットが若干劣化している．これは，FFT ブロックあたりの RS 電力が， $N_{RS} = 2$ および 4 の RS 構成に比較して小さいため，チャネル推定精度が劣化するためと考えられる．図 4-18(b)の $f_D = 222$ Hz の場合においても， $f_D = 55.5$ Hz のときと同様の傾向が見られる．図 4-19 に，Jakes モデルにおける最大ドップラ周波数 f_D に対する連続する 2 つの RS ブロック間のフェージング相関の解析結果を示す．図より， $f_D = 222$ Hz の場合， $N_{RS} = 2, 4, 6 (8)$ に対応する 2 つの RS 間のフェージング相関値は，それぞれ，

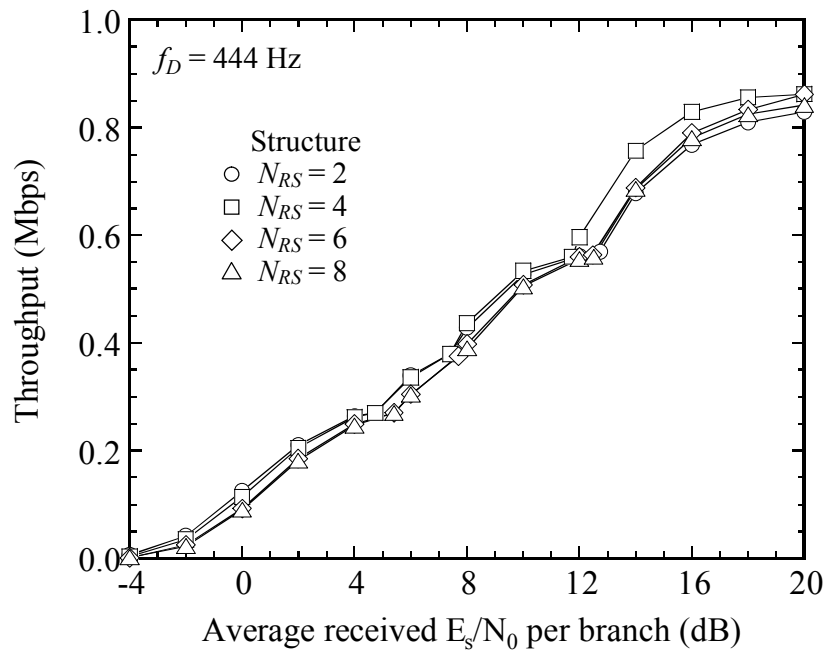
0.88, 0.95, 0.98 であり, $N_{RS}=2$ の場合でも RS ブロック間のフェージング相関は大きい値になっている。したがって, 図 4-18(b)のスループット特性の妥当性が確認できる。しかしながら, 図 4-18(c)に示すように $f_D=444$ Hz の場合には, 主に 16QAM 変調, チャネル符号率 $R=3/4$ が適用される平均受信 E_s/N_0 が約 12 dB 以上の領域において, $N_{RS}=2$ の RS 構成のユーザスループット特性が $N_{RS}=4$ の RS 構成に比較して劣化していることがわかる。これは, 図 4-19 より, $f_D=444$ Hz の場合のフェージング相関値が, $N_{RS}=2, 4, 6$ (8)の場合に対して, それぞれ 0.57, 0.81, 0.89 となることから, $N_{RS}=2$ の RS 構成のフェージング変動に対する追従性が劣化するためである。さらに, 図 4-18(d)に示すように LTE でサポートする上限に近い $f_D=648$ Hz の条件では, $N_{RS}=2$ の RS 構成は, 16QAM 変調が主に適用される平均受信 E_s/N_0 が約 8 dB 以上の領域においては, 他の構成に比較してスループットが劣化している。したがって, このような極端に高速な移動環境においては, $N_{RS}=4$ の RS 構成が最も良好なユーザスループット特性を実現できることがわかる。しかしながら, f_D が 444 Hz 程度以上の高速移動環境において, AMC を行ったとき 16QAM 変調が選択される確率は極めて低く, QPSK 変調が殆どの場合に選択されると考えられる。図 4-18(c), 4-18(d)から $f_D=648$ Hz の場合においても, QPSK 変調が主に適用される平均受信 E_s/N_0 が約 8 dB 以下の領域においては $N_{RS}=2$ の RS 構成は他の構成とほぼ同等のスループットが得られていることがわかる。したがって, f_D が 444 Hz 程度以上の高速移動環境において 16QAM 変調が適用される条件に対する $N_{RS}=2$ の RS 構成のスループットの劣化は実効上問題ないと言える。一方, $N_{RS}=2$ の RS 構成は $N_{RS}=4$ の RS 構成に比較して, 2 倍の FFT ブロック長 (RS 系列長) になる。RS 系列として用いた Zadoff-Chu 系列の系列数は, その系列長にほぼ比例するため, $N_{RS}=2$ は $N_{RS}=4$ に対して, 約 2 倍の系列数を生成することができ, セル間のより柔軟な RS 系列の割り当てを実現することができる。また, $N_{RS}=2$ の RS 構成は, OFDMA を用いる LTE 下りリンクのサブフレーム構成と同一であるため, CQI 情報などのフィードバック情報が必要な周波数領域スケジューリング, AMC, 再送制御などを高効率に実現でき, また実装上のメリットが得られる。結果として, $N_{RS}=2$ の RS 構成は, LTE の典型的な適用領域である時速 120 km 程度までの低速移動環境において高ユーザスループット特性を実現でき, 時速 350 km までの高速移動環境も実効上劣化無くサポートできる。さらに, 他の構成に比較して, RS 系列数を多く生成でき, 下りリンクと共通のサブフレーム構成を実現できることから, $N_{RS}=2$ の RS 構成が最も適することを示した。



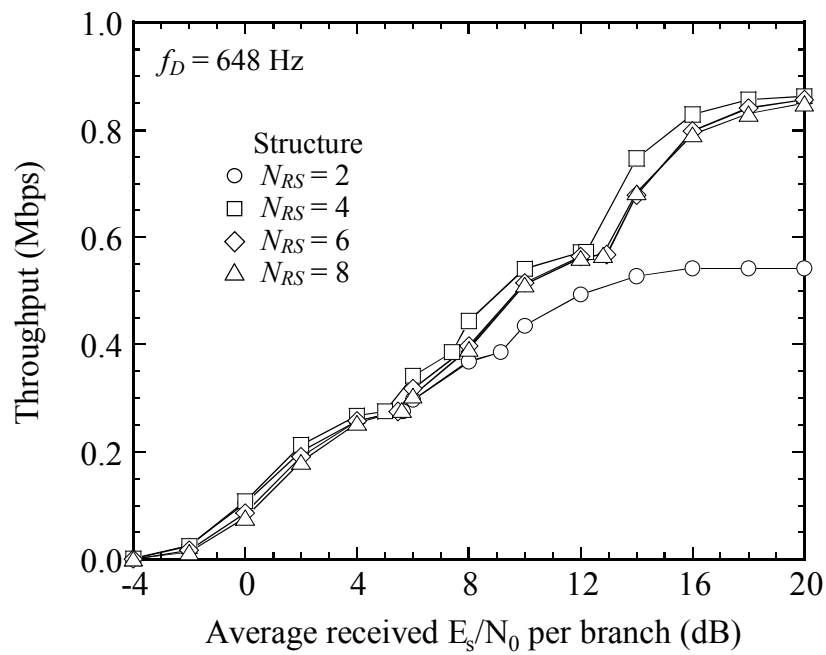
(a) $f_D = 55.5$ Hz



(b) $f_D = 222$ Hz



(c) $f_D = 444 \text{ Hz}$



(d) $f_D = 648 \text{ Hz}$

図 4-18 ユーザスループット特性比較

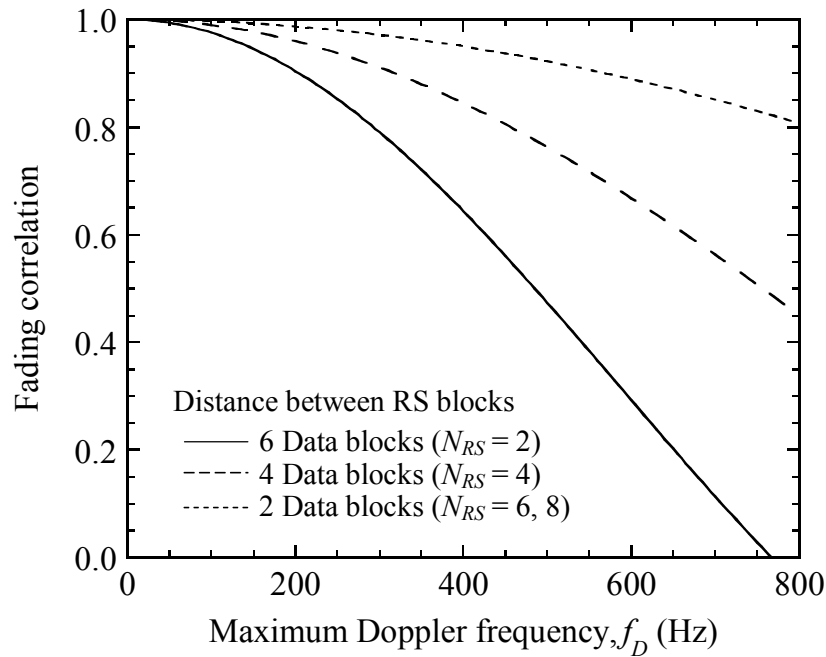


図 4-19 フェージング相関の解析結果

4.3.4 まとめ

本節では、SC-FDMA 無線アクセスを用いる LTE 上りリンクにおいて、ユーザスループットの観点から、同期検波のチャネル推定用に用いる最適な RS 構成を明らかにした。シミュレーション結果より、まず、周波数領域等化を用いるデータチャネルの最適な FFT ブロック長が、CP の挿入損とブロック内のフェージング変動の追従性のトレードオフより、 $66.7 - 133.3 \mu\text{s}$ (15.36 Msps のサンプリング周波数を仮定すると、1024 - 2048 の FFT ポイント数に相当) 程度であることを示した。次に、マルチパスに対して低い自己相関特性を有する CAZAC 系列が、ランダム系列に比較して PER 特性を改善でき、RS 系列に適していることを示した。さらに、1 ミリ秒のサブフレーム内に 2 つの RS ブロックを有する $N_{RS}=2$ の RS 構成は、LTE の典型的な適用領域である時速 120 km 程度までの低速移動環境において高ユーザスループット特性を実現でき、時速 350 km までの高速移動環境も実効上劣化無くサポートできることを示した。そして、他の構成に比較して、RS 系列数を多く生成でき、下りリンクと共通のサブフレーム構成を実現できることから、 $N_{RS}=2$ の RS 構成が最も適することを示した。

4.4 むすび

本章では、広帯域シングルキャリア FDMA を用いる無線アクセス方式に適する上りリンクパイロットチャネル構成について検討した。

4.2 節では、SC-FDMA 無線アクセスを用いる LTE 上りリンクにおいて、同一基地局内の同時アクセスユーザ間の FDMA と CDMA を併用する直交パイロットチャネル構成を提案した。提案構成では、異なる信号帯域間のユーザの多重には、Distributed FDMA を用い、同一の信号帯域間のユーザの多重には CDMA を適用することにより、信号帯域幅に関わらず同時アクセスユーザ間の直交パイロットチャネルを実現する。さらに、CDMA による直交多重を実現するため、パイロットチャネルの系列には、Cyclic shift を用いる自己相関および相互相関特性の優れた CAZAC 系列を適用する。シミュレーション結果より、まず、CAZAC 系列を用いたパイロットチャネルは、ランダム系列を用いる場合に比較して、マルチユーザ干渉および MPI の抑圧効果によるチャネル推定精度の向上に起因して大幅に PER 特性が改善できることを示した。また、提案した Distributed FDMA と CDMA を併用する直交パイロットチャネルを適用した場合、異なる信号帯域幅を使用する 6 ユーザ環境（1.25 MHz 帯域の 4 ユーザおよび 5 MHz 帯域の 2 ユーザ）における平均 PER 特性は、シングルユーザ環境における PER 特性にほぼ一致し、マルチユーザ間の直交パイロットチャネルが実現できることを示した。

4.3 節では、SC-FDMA 無線アクセスを用いる LTE 上りリンクにおいて、ユーザスループットの観点から、同期検波のチャネル推定用に用いる最適な RS 構成を明らかにした。シミュレーション結果より、まず、周波数領域等化を用いるデータチャネルの最適な FFT ブロック長が、CP の挿入損とブロック内のフェージング変動の追従性のトレードオフより、 $66.7 - 133.3 \mu\text{s}$ （15.36 Msps のサンプリング周波数を仮定すると、1024 - 2048 の FFT ポイント数に相当）程度であることを示した。次に、マルチパスに対して低い自己相関特性を有する CAZAC 系列が、ランダム系列に比較して PER 特性を改善でき、RS 系列に適していることを示した。さらに、1 ミリ秒のサブフレーム内に 2 つの RS ブロックを有する $N_{RS}=2$ の RS 構成は、LTE の典型的な適用領域である時速 120 km 程度までの低速移動環境において高ユーザスループット特性を実現でき、時速 350 km までの高速移動環境も実効上劣化無くサポートできることを示した。そして、他の構成に比較して、RS 系列数を多く生成でき、下りリンクと共通のサブフレーム構成を実現できることから、 $N_{RS}=2$ の RS 構成が最も適することを示した。

参考文献

第 4 章

- [4-1] M. Tanno, Y. Kishiyama, N. Miki, K. Higuchi, and M. Sawahashi, “Evolved UTRA - physical layer overview,” Proc. IEEE SPAWC 2007, June 2007.
- [4-2] S. Sesia, I. Toufik, and M. Baker, “LTE – The UMTS Long Term Evolution from Theory to Practice,” WILEY, 2009.
- [4-3] D. C. Chu, “Polyphase codes with good periodic correlation properties,” IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-18, pp. 531 – 532, July 1972.
- [4-4] 3GPP, R1-050822, “On allocation of uplink pilot sub-channels in EUTRA SC-OFDMA,” August 2005.
- [4-5] L. J. Greenstein, et al., “A new path-gain/delay-spread propagation model for digital cellular channels,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 46, no. 2, pp. 477-485, May 1997.
- [4-6] TR 25.814 (V1.0.2), “Physical layer aspects for Evolved UTRA,” February 2006.
- [4-7] 3GPP, TS45.005 (V7.3.0), “Radio transmission and reception,” Nov. 2005.
- [4-8] D. Galda, et al., “A low complexity transmitter structure for OFDM-FDMA uplink system,” IEEE VTC2002-Spring, vol. 4, pp. 1737-1741, May 2002.
- [4-9] R. Dinis, et al., “A multiple access scheme for the uplink of broadband wireless access,” Proc. IEEE GLOBECOM, vol. 6, pp.3808–3812, December 2004.
- [4-10] B. M. Popovic, “Generalized chirp-like polyphase sequences with optimum correlation properties,” IEEE Trans. IT, vol. 38, no. 4, July 1992.
- [4-11] D. Falconer, et al., “Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless access,” IEEE Commun. Mag., vol. 40, no. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [4-12] TR25.896 (V6.0.0), “Feasibility study for enhanced uplink for UTRA FDD”
- [4-13] TR25.913 (V7.3.0), “Requirements for Evolved UTRA and Evolved UTRAN”
- [4-14] TR25.814 (V7.1.0), “Physical layer aspects for Evolved UTRA”
- [4-15] 3GPP, TS36.211 (V8.2.0), “Evolved UTRA; Physical channels and modulation”

第5章 広帯域シングルキャリア FDMA 方式 における制御チャネル構成

5.1 まえがき

3GPP (3rd Generation Partnership Project)において、3G システムの長期的発展という位置付けで LTE (Long Term Evolution)と呼ばれる Evolved UTRA (UMTS Terrestrial Radio Access) and UTRAN (UMTS Terrestrial Radio Access Network)の標準化仕様(LTE Release 8)が完成された[5-1],[5-2]. LTE では最大 20 MHz の周波数帯域幅をサポートする. 下りリンクでは、広帯域の信号帯域で生じるマルチパス干渉(MPI: Multipath interference)に対して耐力のある OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access)に基づく無線アクセス方式が採用されている. 一方、上りリンクではピークのデータレート的高速化よりも、広カバレッジ化（セル端でのデータレートおよび周波数効率の向上）が優先され、マルチキャリア方式に対して、ピーク電力対平均電力比 (PAPR: Peak-to-Average Power Ratio)を低く抑えることができるシングルキャリア(SC: Single-Carrier) FDMA (Frequency Division Multiple Access)が採用されている.

LTE では、パケットアクセスのみが採用されており、音声トラヒックなどの遅延時間の要求条件の厳しいリアルタイムトラヒックを含めた全てのトラヒックをパケットアクセスで一元的に伝送する. 従って、下りリンクの共有データチャネル(Shared channel)には、遅延時間の要求条件および受信チャネル品質(CQI: Channel Quality Indicator)に基づくスケジューリング、適応変調・チャネル符号化(AMC: Adaptive Modulation and Coding)、パケット合成型のハイブリッド ARQ (HARQ: Hybrid Automatic Repeat reQuest)が適用される. これらのパケットアクセス技術を効率的に動作させるため、CQI 情報、および下りリンクの HARQ の確認応答(ACK: Acknowledgement)/非確認応答(NACK: Negative ACK)情報を送信する Layer 1/Layer 2 (L1/L2)制御チャネルが規定されている[5-3].

本章では、まず、LTE 上りリンクの DFT-Spread OFDM を用いる SC-FDMA において、L1/L2 制御信号のシングルキャリアに基づく効率的な多重法を提案する. はじめに、あるユーザ端末の上りリンクデータ送信を伴う場合の L1/L2 制御信号に対して、シングルキャリアに基づく多重法を提案する. 次に、上りリンクデータ送信を伴わない場合の L1/L2 制御信号に対して、専用の時間-周波数リソースを用いて周波数ホッピングを適用する多重法を提案する. さらに、同一の狭帯域の時間-周波数リソースを用いる異なるユーザ端末からの L1/L2 制御信号間を直交 CDMA により多重する方法を提案する.

LTE では、同一の CAZAC 系列を巡回シフト(CS: Cyclic Shift)して生成した複数の系列を

同一セル内の PUCCH の多重に用いることが採用されている[5-3]. 巡回シフト間隔の時間に近い大きな遅延スプレッドのマルチパスがある場合, 巡回シフトで生成した系列間の相互相関(符号間干渉)が大きくなり, 特性が劣化することが指摘されている[5-4]. 一方, 巡回シフトを用いたときの PUCCH の多重数を増大するために, ACK/NACK に対してはブロック拡散(BS: Block Spread)の適用が規定されている[5-3]. そこで本章では, 次に, 巡回シフトおよびブロック拡散を用いる CDMA においてチャネル符号化情報を用いて復調および復号を同時に行う協調最尤検出(MLD: Maximum Likelihood Detection) (Joint MLD)の構成を提案する. はじめに, Joint MLD における相関値の最適合成法を明らかにし, 次に Joint MLD の従来の同期検波に対する有効性を明らかにする. 最後に, CS-CDMA および BS-CDMA において Joint MLD を適用したときのブロック誤り率(BLER: Block Error Rate)を比較評価する.

本章の構成を以下に示す.

- 広帯域シングルキャリア FDMA 方式に適した上りリンク制御チャネルの多重法の提案と特性評価 (5.2 節)
- 巡回シフトおよびブロック拡散 CDMA における制御情報に対する符号化情報を用いる協調最尤検出法の特性評価 (5.3 節)

5.2 シングルキャリア FDMA 方式における上りリンク制御チャネルの多重法の提案と特性評価

5.2.1 上りリンクにおける L1/L2 制御信号

はじめに、L1/L2 制御信号の適切な多重法を設計する上で必要なため、LTE の上りリンクにおいて伝送される L1/L2 制御情報について説明する。

- 下りリンク共有データチャネルに対する ACK/NACK 情報

ACK (Acknowledgement) / NACK (Negative-acknowledgement)情報は、下りリンクにおいてデータ伝送が割り当てられたユーザ端末(UE: User Equipment)からのみ送信される。Round trip delay の制約のため、ACK/NACK 情報に対しては厳しい送信タイミングの要求が求められる。

- 下りリンクスケジューリングおよびリンクアダプテーションのための CQI

本情報は、下りリンクにおいてデータ送信を行うすべての UE から送信される。

- 下りリンク MIMO に関連するフィードバック情報

下りリンクにおける MIMO 伝送時の送信アンテナウェイトあるいはストリーム数の情報である。LTE の下りリンクではチャネル状態に応じて送信ストリーム数を適応的に制御する、ランクアダプテーションが採用されている。CQI と同等の性能が必要である。

- 上りリンクデータ送信のためのスケジューリング要求

上りリンクでデータ送信を行う場合、基地局スケジューラに登録されていない UE が、本情報を送信する

上記の L1/L2 制御信号はすべて上りリンク共有データチャネルに付随しない情報であり、上りリンクデータ送信を伴う場合も伴わない場合も、これらの制御情報を送信する必要がある。LTE では、W-CDMA において定義されているトランスポートフォーマットや HARQ に関連する情報のような共有データに付随する制御情報は用いない。これは、LTE の上りリンクにおいては、同時アクセス UE 間の直交性が周波数および符号領域で保たれており、同時アクセス UE 間の干渉を避けるための送信電力やトランスポートフォーマットに対する正確な制御が必要ないためである。下りリンク MIMO に関連する情報やスケジューリング要求は、送信間隔や遅延に対する要求条件が CQI と同等であるため、本検討では、ACK/NACK および CQI に着目する。

5.2.2 提案する上りリンク制御チャネルの多重法

5.2.2.1 上りリンクデータ送信を伴う場合の L1/L2 制御信号の多重法

図 5-1 に、提案する上りリンクデータ送信を伴う場合の L1/L2 制御信号のシングルキャリアに基づく多重法を示す。シングルキャリアに基づく多重法は、L1/L2 制御信号と共有データチャネルを時間分割多重(TDM: Time Division Multiplexing)することにより実現する。

シングルキャリアに基づく多重法は、マルチキャリアに基づく多重法に比較して以下に示すような優位性を示す。マルチキャリアに基づく多重法において、L1/L2 制御信号と共有データチャンネルは、異なる周波数帯域を用いて同時送信される。このとき、L1/L2 制御信号と共有データチャンネルは適切な電力比を用いて送信する。

- 低 PAPR

上りリンクでは、UE の送信部の消費電力が同じになるように同一の送信電力増幅器を仮定した場合、PAPR が大きいほど送信バックオフを大きくする必要があるため、送信機出力の送信電力が小さくなり、カバレッジが減少する。TDM によるシングルキャリアに基づく多重法を用いることにより、マルチキャリアに基づく多重法に比較して PAPR を低くできる。

- パイロットチャンネルのオーバーヘッド低減

シングルキャリアに基づく多重法では、共有データチャンネルの復調に必要なパイロットチャンネルに加えて、追加のパイロットチャンネルを送信する必要は無い。しかしながら、マルチキャリアに基づく多重法では、異なるキャリアで送信される L1/L2 制御チャンネルの復調に共有データチャンネルの復調用のパイロット信号と別のパイロット信号を送信する必要があり、パイロット信号のオーバーヘッドが増大する。

- 大きな周波数ダイバーシチ利得

シングルキャリアに基づく多重法において、L1/L2 制御信号は周波数スケジューリングにより割り当てられた広帯域のデータチャンネルと同一の帯域を用いて送信する。よって、大きな周波数ダイバーシチ利得が得られる。一方、マルチキャリアに基づく多重法では、L1/L2 制御チャンネルに割り当てる帯域幅は、無線リソースの効率化のため狭帯域にする必要がある。したがって、得られる周波数ダイバーシチ利得は、シングルキャリアに基づく多重法に比較して劣化する。さらに、シングルキャリアに基づく多重法では、共有データチャンネルにチャンネル状態に応じた周波数スケジューリングを用いる場合、各 UE には CQI の高い周波数ブロックが割り当てられるため、マルチユーザダイバーシチ効果が L1/L2 制御チャンネルに対しても得られる。しかしながら、マルチキャリアに基づく多重法において、共有データチャンネルとは独立に L1/L2 制御チャンネルに周波数スケジューリングを適用するのは、制御の複雑さと制御ビットの増大から非現実的である。

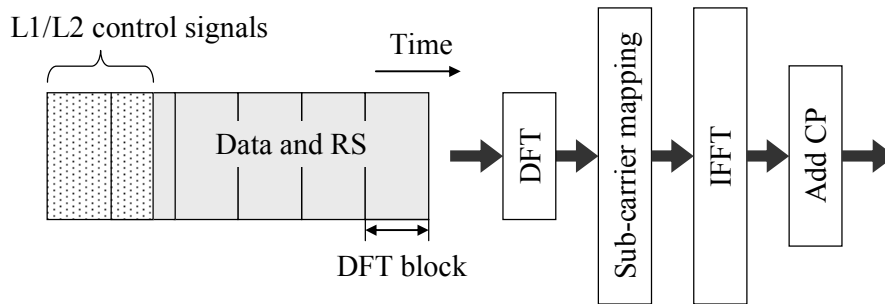


図 5-1 提案する上りリンクデータ送信を伴う場合の L1/L2 制御信号の多重法

5.2.2.2 上りリンクデータ送信を伴わない場合の L1/L2 制御信号の多重法

(1) 従来法

Evolved UTRA の Study Item [5-5]では、上り共有データチャネルが割り当てられない UE に対する ACK/NACK および CQI の多重法として、以下の 2 つの方法が提案されている。

- Option 1：サブフレーム内の上り共有データチャネルに対して時間分割多重
- Option 2：L1/L2 制御チャネル送信のため準静的に割り当てられた専用の時間・周波数リソースに多重

図 5-2(a)に Option 1 の多重法を示す。ACK/NACK および CQI 情報をサブフレーム毎に送信することができるため、低遅延な送信が実現できる。反面、制御チャネルのオーバーヘッドを小さく抑えるため、短い時間（例えば、1 ショートブロック区間）に ACK/NACK および CQI 情報を割り当てる場合、実効的なチャネル符号化および拡散による処理利得を大きくできないため所要の品質で復号できるカバレッジが減少する。図 5-2(b)に Option 2 の多重法を示す。割り当てられる時間・周波数リソースの帯域幅は、1 リソースブロック (RB: Resource Block)かその整数倍の帯域幅である。全サブフレーム区間を ACK/NACK および CQI 情報の送信に割り当てるため、多重する L1/L2 制御情報数を制限することにより、Repetition を含めたチャネル符号化率を小さく設定できるため広カバレッジな高品質受信を柔軟に実現できる。しかしながら、L1/L2 制御チャネルの高品質伝送を実現するための周波数ダイバーシチを得るために、制御チャネル専用の時間・周波数リソースの帯域幅を 1 MHz 程度以上に大きくする必要がある。この場合、サブフレーム毎に制御チャネル専用の時間・周波数リソースを割り当てることは、制御信号のオーバーヘッドの増大およびデータチャネルの送信機会の減少の観点から非現実的である。したがって、制御チャネル専用の時間・周波数リソースの送信間隔を大きくする必要があり、遅延に対する要求条件の厳しい即時性が要求される下りリンクの共有データチャネルの ACK/NACK 情報の多重には適さない。

以上より、Study Item で提案されている、Option 1 はカバレッジの観点から制約がある。一方、Option 2 は遅延とオーバーヘッドのトレードオフが課題となる。よって、低遅延を実現しつつ、高効率な L1/L2 制御信号のみを送信する場合の多重法が必要である。

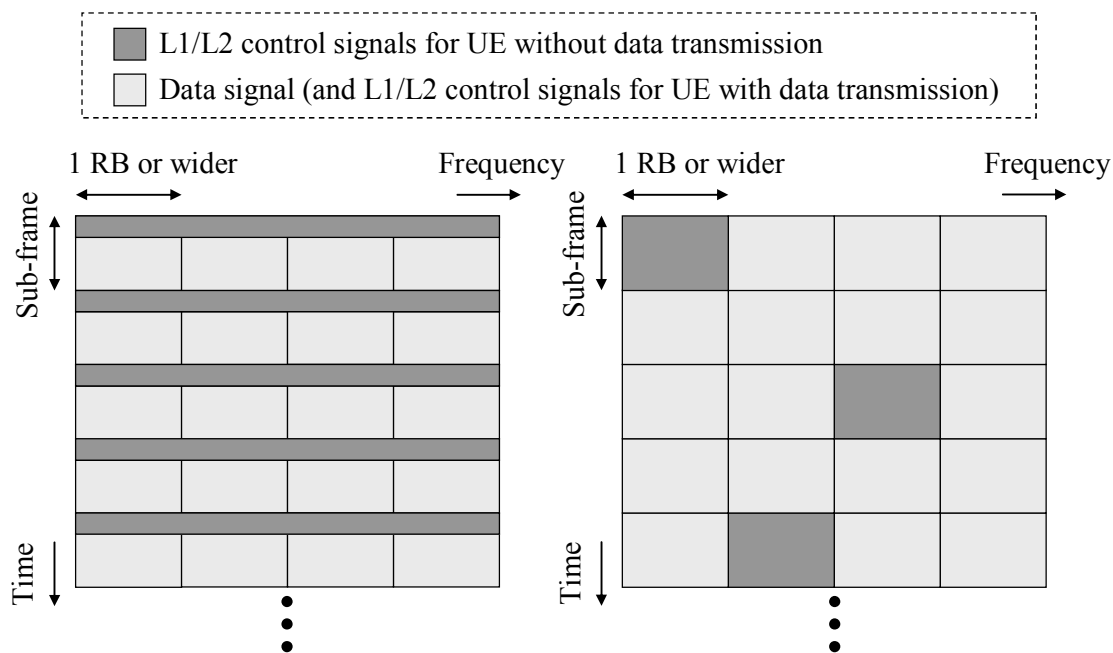


図 5-2 従来の上りリンクデータ送信を伴わない場合の L1/L2 制御信号の多重法

(2) 提案法

前段の議論を踏まえて、図 5-3 に示す共有データチャネルと独立に固有に割り当てられた狭帯域の時間・周波数リソースを複数用いる L1/L2 制御チャネルの多重法を提案する。提案多重法は以下の特徴を有する。

- サブフレーム毎に L1/L2 制御信号専用割り当てられた狭帯域の時間・周波数リソースを複数用意する。その最小帯域幅は、通常のリソースユニットの帯域幅と同じかそれより小さい帯域幅とする。
- 使用する時間・周波数リソースの数および送信帯域幅は、ACK/NACK および CQI 情報の多重数に応じて変更する。
- 周波数ダイバーシチ効果を得るために、複数の時間・周波数リソース間で周波数ホッピングを適用する。
- 異なるユーザの ACK/NACK および CQI 情報は、周波数、時間、符号領域で、あるいはこれらの組み合わせを用いて多重する。

提案法を用いることにより、低遅延の実現のため、制御チャネルのための時間・周波数リソースをサブフレーム毎に割り当てる場合でも、Option 2 の送信法に比較して制御信号のオーバーヘッドを低減することができる。したがって、本多重法を用いることにより、広カバレッジエリアを維持しつつ、毎サブフレームの送信機会を確保できるため低遅延伝送を実現できる。また、制御チャネルのオーバーヘッドを小さく抑えるために狭帯域を用いるこ

とにより減少する周波数ダイバーシチ効果を、周波数ホッピングで補償することができる。

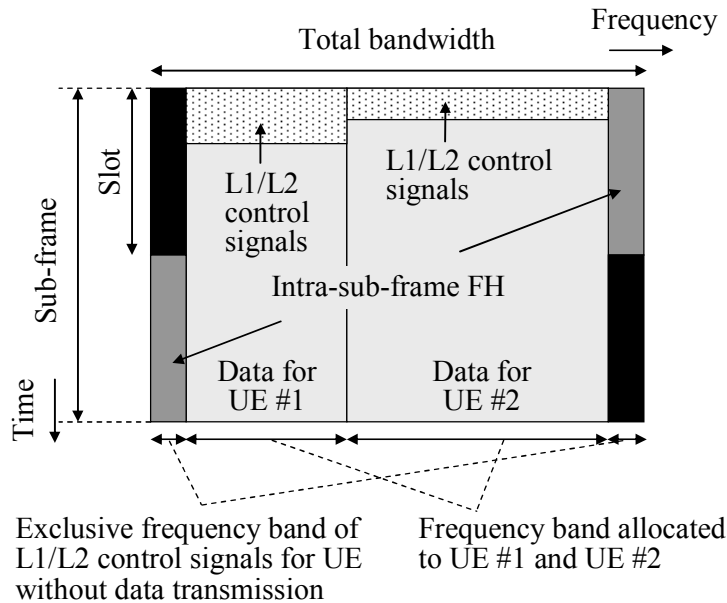


図 5-3 提案する上りリンクデータ送信を伴わない場合の L1/L2 制御信号の多重法

さらに、CAZAC 系列の巡回シフトを用いる直交 CDMA に基づく参照信号の多重法を拡張した、直交 CDMA に基づく UE 間の ACK/NACK および CQI の多重法を提案する。異なる UE の L1/L2 制御信号の巡回シフトを用いた直交 CDMA に基づく多重の例を図 5-4 に示す。提案する巡回シフトを用いる CDMA に基づく多重では、同一セル内の UE は各 DFT ブロック対して互いに異なる巡回シフト量（図 5-4 の例では、 Δ_p と Δ_q ）の同一 CAZAC 系列を用いる。一方、異なるセルでは別の CAZAC 系列を使用する。異なる UE の L1/L2 制御信号間の直交を維持するため、ひとつの DFT ブロック内の全てのサンプルに対して同一の変調が適用される。1 ms 長のサブフレーム区間に渡る複数の DFT ブロックの変調パターンが制御信号情報を意味する。さらに、直交を実現するため、L1/L2 制御信号に対して同一の送信帯域を使用する。同一 RB を仮定した場合、直交 CDMA に基づく多重は狭帯域の FDMA に基づく多重に比較して、セル間干渉のランダム化効果大きい。

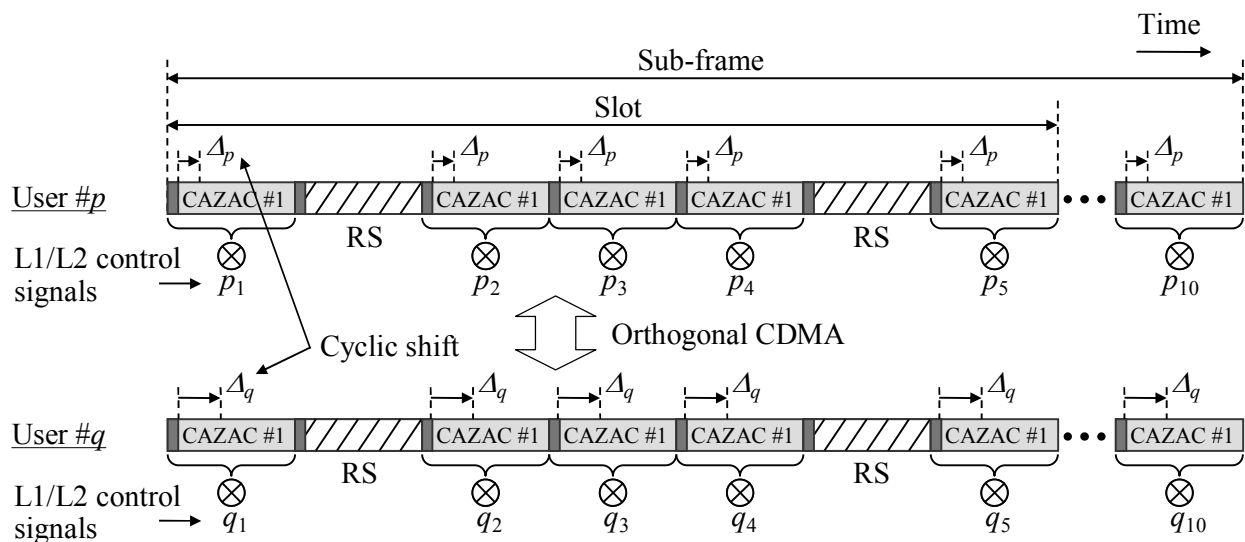


図 5-4 提案するデータ送信を伴わない UE 間の制御信号の直交 CDMA に基づく多重法

本検討では、直交 CDMA を実現する系列として、CAZAC 系列のひとつである Zadoff-Chu 系列[5-6]を用いる。系列長 N (N は奇数を仮定) の Zadoff-Chu 系列 $a_u(i)$ は、次式のように表される。

$$a_u(i) = \exp\left(\frac{-j2\pi u}{N} \cdot \frac{i(i+1)}{2}\right), \quad (i = 0, 1, \dots, N-1) \quad (5-1)$$

ここで、 u は系列番号を表し、 N と互いの素な値をとる。巡回シフトが適用される場合、系列長 N 、巡回シフト量 Δ とすると、直交系列数は $L = \lfloor N/\Delta \rfloor$ となる。結果として、巡回シフト量 l ($l = 0, 1, \dots, L-1$) の CAZAC 系列 $a_{u,l}(i)$ は次式のように表される。

$$a_{u,l}(i) = a_u\{(i + l \cdot \Delta) \bmod N\} \quad (5-2)$$

巡回シフトを用いる CAZAC 系列は、系列のもつ自己相関がゼロとなる性質により、同一送信帯域内の異なる UE の L1/L2 制御信号間の直交化を実現している。

5.2.3 シミュレーション評価

5.2.3.1 上りリンクデータ送信を伴う場合の L1/L2 制御信号のシングルキャリアおよびマルチキャリアに基づく多重法のカバレッジ比較

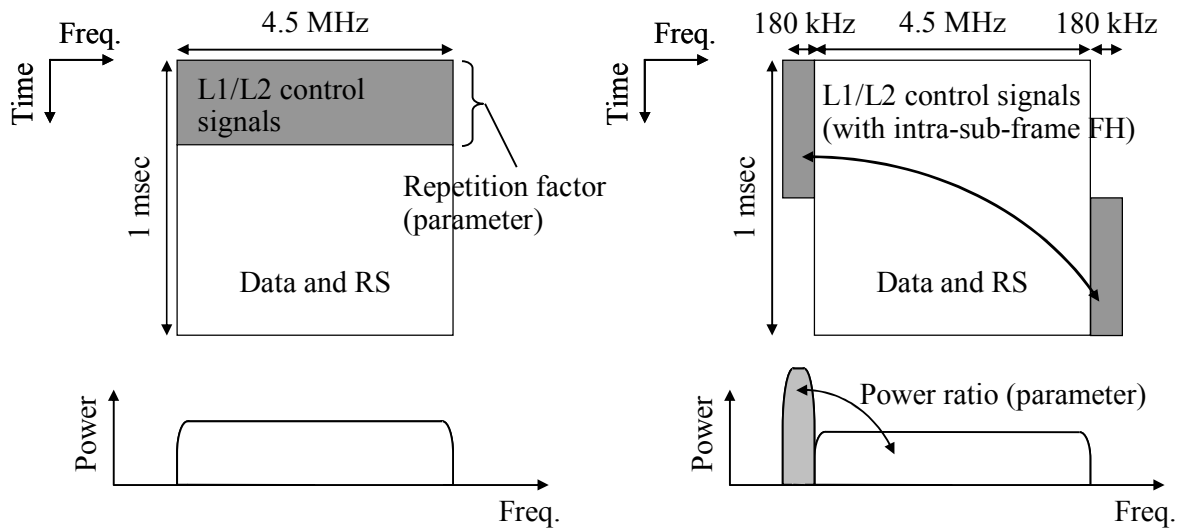
(1) 評価手順および評価条件

本検討では、L1/L2 制御信号のオーバーヘッドおよび Cubic metric (CM) を考慮したユーザスループットの観点から、シングルキャリアおよびマルチキャリアに基づく多重法のカバ

レッジ比較を行う．CM は次式で定義される[5-7].

$$CM = \{20 \log_{10}(v_{rms}) - 1.52\} / 1.85 \quad (5-3)$$

ここで， v_{rms} は入力信号の平均振幅で正規化した，各シンボルの振幅の 3 乗の r.m.s. 値である．式(5-3)における“1.52”および“1.85”は実験的に求められた係数である．CM は UE の電力増幅器の送信バックオフとして直接使用できることが報告されている．図 5-5(a)および 5-5(b)に，本評価で仮定したシングルキャリアおよびマルチキャリアに基づく多重法に対するチャンネル構成を示す．



(a) シングルキャリアに基づく多重法

(b) マルチキャリアに基づく多重法

図 5-5 シングルキャリアおよびマルチキャリアに基づく多重法に対するチャンネル構成

● シングルキャリアに基づく多重法

図 5-5(a)に示すように，所要のカバレッジを満たすように，受信 SNR (Signal-to-Noise power Ratio)に応じて L1/L2 制御信号を伝送するためのリピティションファクタ(RPF: RePetition Factor)を制御する．まず，平均受信 SNR に対してブロック誤り率(BLER: Block Error Rate)が 10^{-2} を満たすように L1/L2 制御信号の RPF を計算する．残りのシンボルにデータ信号を割り当てるとき，共有データチャネルのユーザスループットは，シャノン式を用い，CM に起因する劣化を考慮して次式のように計算する．

$$Throughput = \beta \cdot \log_2 \{1 + 10^{-\alpha/10} \cdot (SNR - CM)\} \cdot BW \cdot R_{data} \quad (5-4)$$

ここで， R_{data} は $N_{data} / 1800$ で計算される値（1800 はサブフレーム内に含まれるシンボルの

総数を表す), BW は共有データチャネルの送信帯域幅を示す. α および β はそれぞれ, 現実のチャネル符号化を考慮した場合の理想的なシャノンキャパシティからの劣化量[5-8], パイロットチャネルおよび Cyclic prefix を併せた挿入損を表しており, 本評価では, それぞれ 4 dB, 0.8 とした.

● マルチキャリアに基づく多重法

マルチキャリアに基づく方法では, 図 5-5(b)に示すように, 所要のカバレッジを満たすように, 受信 SNR に応じて L1/L2 制御信号を伝送するための送信電力を制御する. まず, 平均受信 SNR に対して BLER が 10^{-2} を満たすように L1/L2 制御信号の送信電力を計算する. 残りの電力を共有データチャネルに割り当てるとき, 共有データチャネルのユーザスループットは, シャノン式を用い, CM に起因する劣化を考慮して次式のように計算する.

$$Throughput = \beta \cdot \log_2 \{1 + 10^{-\alpha/10} \cdot (SNR - CM) \cdot R_{power}\} \cdot BW \quad (5-5)$$

ここで, R_{power} は共有データチャネルおよび L1/L2 制御チャネルの総送信電力に対する共有データチャネルの送信電力の比で計算される値である. また, α および β は, シングルキャリアに基づく多重法の場合と同一の値を用いた.

表 5-1 にシミュレーション諸元を示す. 共有データチャネルの送信帯域幅は 5 MHz を仮定した. したがって, シングルキャリアに基づく多重法の場合, L1/L2 制御チャネルの送信帯域幅は 5 MHz となる. 一方, マルチキャリアに基づく多重法の場合には, L1/L2 制御チャネルの送信帯域幅は 180 kHz として評価した. L1/L2 制御チャネルで伝送する情報ビット数は, 1 および 10 ビットとした. L1/L2 制御チャネルにおいて, チャネル変調は QPSK 変調とし, tail-biting を行うチャネル符号化率 1/2, 拘束長 9 ビットの畳み込み符号化を用い, 復号にはビタビ復号を適用した. 基地局の受信部において, 2 ブランチのアンテナダイバーシチ受信を適用した. チャネル推定は, サブフレーム内の 2 つのブロックにマッピングされたパイロットチャネルを用いて行った. 推定したチャネル推定値および理想の雑音電力を用い, マルチパス干渉の影響を低減する LMMSE (Linear Minimum Mean Square Error) アルゴリズムを用いる周波数領域等化を行った. チャネルモデルは 6 パスの Typical Urban モデルを適用し, 最大ドップラ周波数 f_D は 5.55 Hz とした (2 GHz のキャリア周波数で時速 3 km に相当).

表 5-1 シミュレーション諸元

System bandwidth	5 MHz	
Sub-frame length	1.0 ms (2 slots)	
Slot length	0.5 ms (7 DFT blocks)	
DFT block length	66.7 μ s	
Cyclic prefix length per DFT block	4.7 μ s	
Number of information bits	1 bit	10 bits
Data modulation	BPSK	QPSK
Channel coding	Not applied	Convolutional code ($R = 1/2$)
Receiver diversity	2-branch antenna diversity reception	
Channel model	6-ray TU channel ($f_D = 5.55$ Hz)	

(2) シミュレーション結果

表 5-2 に，シングルキャリアに基づく多重法とマルチキャリアに基づく多重法の CM 比較を示す．共有データチャネルの変調方式は QPSK 変調とした．また，マルチキャリアに基づく多重法において，CM 値は共有データチャネルと L1/L2 制御チャネルの送信電力比に依存するため， R_{power} をパラメータとして評価した．表より，シングルキャリアに基づく多重法は，マルチキャリアに基づく多重法に比較して，L1/L2 制御信号が所要の品質で復号できるカバレッジを広げるために，L1/L2 制御信号に割り当てる送信電力を共有データチャネルと同程度まで増大した場合，CM 値を 1 dB 程度低減できることがわかる．

表 5-2 シングルキャリアおよびマルチキャリアに基づく多重法に対する CM 比較

Multiplexing scheme	Transmission power ratio (data / control)	CM (dB)
SC-based	$R_{power} = 1.0$	1.06
MC-based	$R_{power} = 0.89$	1.57
	$R_{power} = 0.8$	1.83
	$R_{power} = 0.67$	2.08
	$R_{power} = 0.5$	2.18
	$R_{power} = 0.33$	2.08
	$R_{power} = 0.2$	1.83

次に，図 5-6 に， RPF をパラメータとした場合のシングルキャリアに基づく多重法を用いた L1/L2 制御信号の平均 BLER 特性を示す．図には，CM に起因する劣化を考慮した場合と考慮しない場合の BLER 特性をプロットしている．よって，CM に起因する劣化を考

慮した場合の SNR には CM による劣化が含まれる. L1/L2 制御信号ビット数は 10 とした. 図より, RPF が増大するに従って, 平均 BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR が減少していることがわかる. しかしながら, 平均受信 SNR が小さくなるとチャネル推定誤りが増大するため, RPF が 128 から 256 にしたときの受信 SNR の低減は 3 dB 以下となっている. また, CM を考慮する場合と考慮しない場合の平均 BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR の差は一定となる. これは, CM が RPF に依存しないためである.

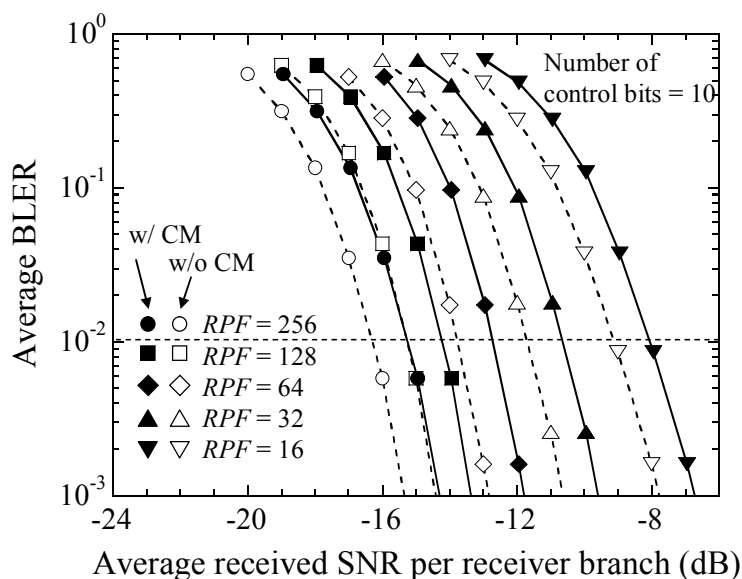


図 5-6 RPF をパラメータとした場合のシングルキャリアに基づく多重法を用いた L1/L2 制御信号の平均 BLER 特性

同様に, 図 5-7 に, R_{power} をパラメータとした場合のマルチキャリアに基づく多重法を用いた L1/L2 制御信号の平均 BLER 特性を示す. L1/L2 制御信号ビット数は図 5-6 の評価と同様に 10 ビットとした. 図より, マルチキャリアに基づく多重法ではサブフレーム内の周波数ホッピングを適用しているものの, 送信帯域が狭い(180 kHz)のため, 図 5-6 のシングルキャリアに基づく多重法に比較して周波数ダイバーシチ利得が小さいことがわかる. また, CM を考慮する場合と考慮しない場合の平均 BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR の差は, R_{power} に応じて異なる.

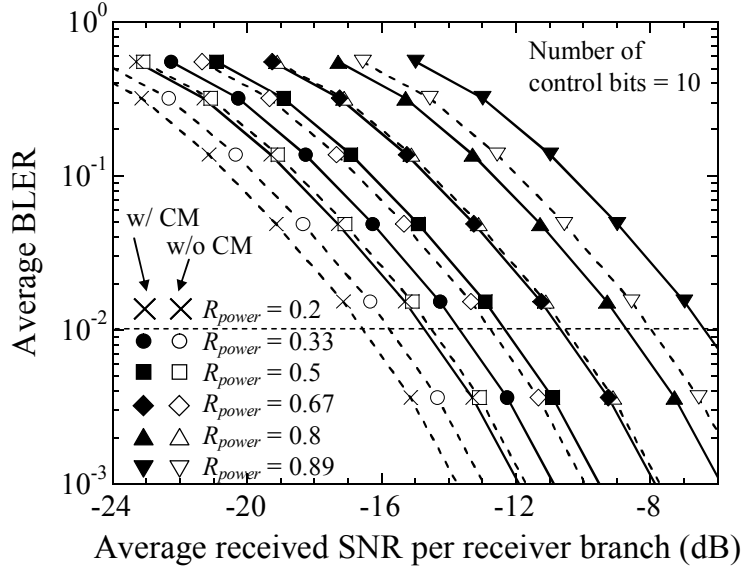


図 5-7 R_{power} をパラメータとした場合のマルチキャリアに基づく多重法を用いた L1/L2 制御信号の平均 BLER 特性

図 5-8 に、シングルキャリアに基づく多重法における、CM に起因する劣化を考慮する場合と考慮しない場合の平均受信 SNR に対する式(5-4)の R_{data} の計算値を示す。制御信号ビット数は 1 および 10 ビットの場合の特性を示している。図 5-6 の結果に基づき、所要 SNR に応じて適切な RPF を用いた。例えば、CM に起因する劣化を考慮する場合、所要平均受信 SNR がおよそ -12.5 dB の場合、必要な RPF は 64 となる。この場合、L1/L2 制御信号のシンボル数は、QPSK 変調およびチャネル符号化率 1/2 を仮定した 10 ビットの制御信号に対して、640 ($= 10 \text{ bits} \times 64 \times 2/2$) となる。送信帯域幅を 4.5 MHz とすると、サブフレーム内の総送信シンボル数は 3600 となる。したがって、共有データチャネルに対するシンボル数 N_{data} は 2960 ($= 3600 - 640$) と計算できる。このとき、 R_{data} は図 5-8 に示される通り、およそ 0.82 ($= 2960 / 3600$) となる。

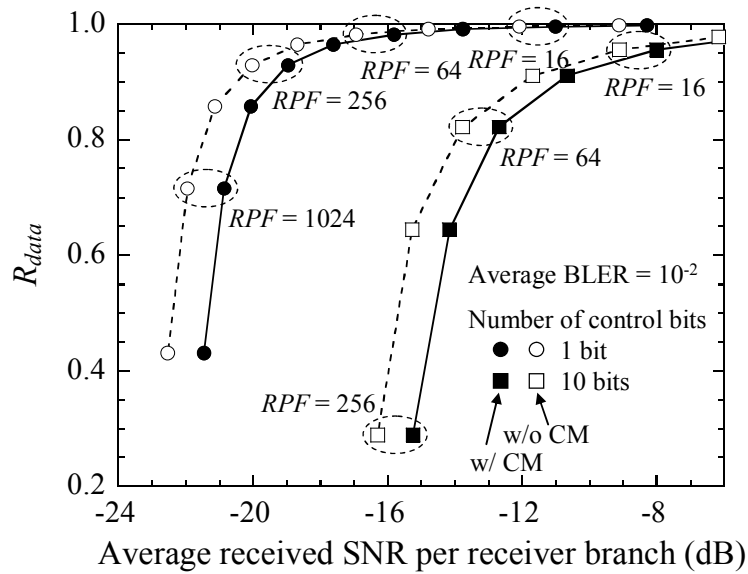


図 5-8 L1/L2 制御信号の平均 BLER = 10^{-2} を満たす場合のシングルキャリアに基づく多重法に対する R_{data}

同様に、図 5-9 に、マルチキャリアに基づく多重法における、CM に起因する劣化を考慮する場合と考慮しない場合の平均受信 SNR に対する式(5-5)の R_{power} の計算値を示す。図より、平均受信 SNR の減少に伴い、L1/L2 制御信号を伝送するために大きな送信電力が必要となるため、 R_{power} が増大することがわかる。このとき、 R_{power} の増大は共有データチャネルのユーザスループットの減少に繋がる。L1/L2 制御信号ビット数が 1 および 10 の場合、平均 BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR に応じて、適切な R_{power} が必要となる。

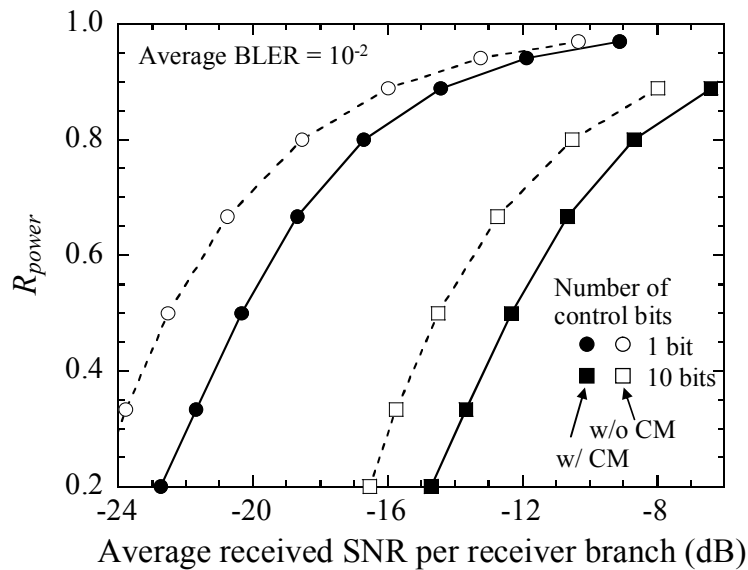
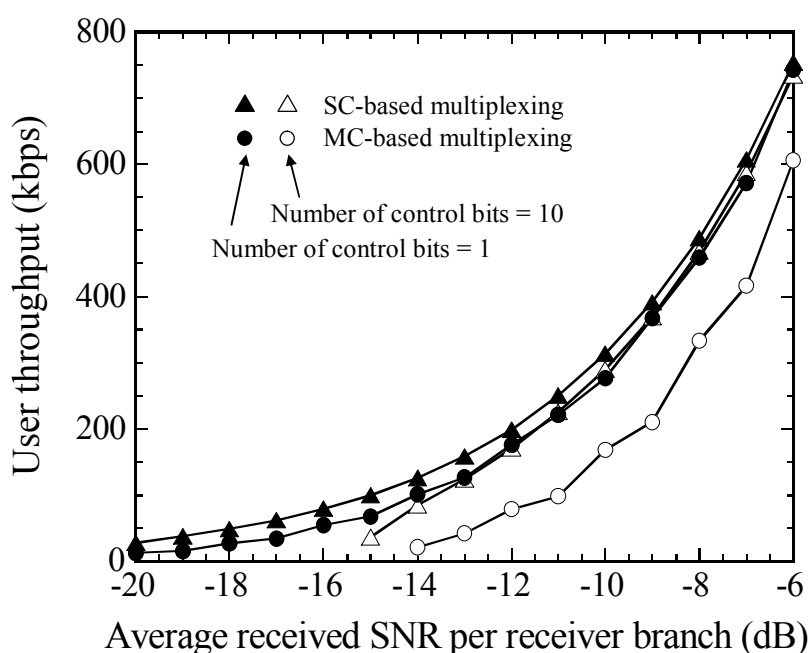
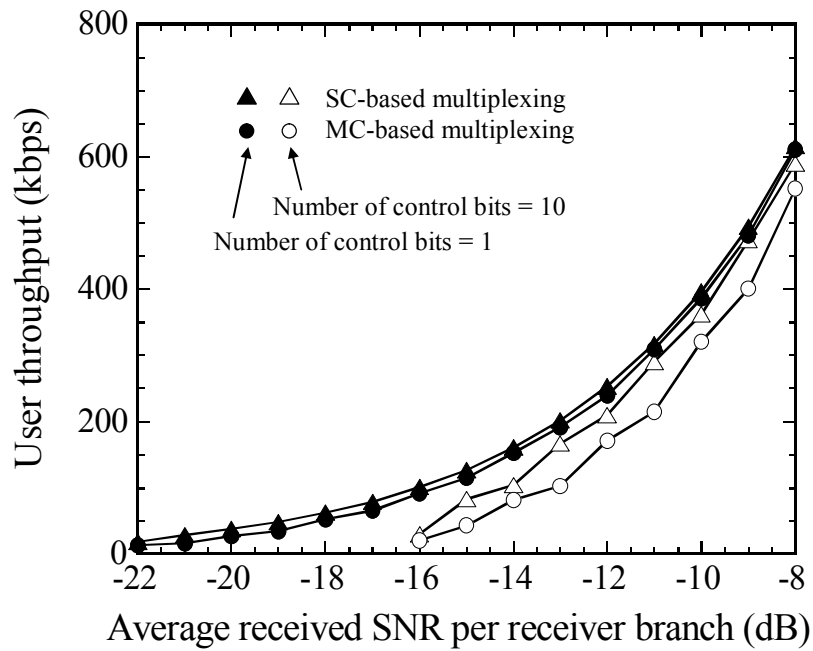


図 5-9 L1/L2 制御信号の平均 BLER = 10^{-2} を満たす場合のマルチキャリアに基づく多重法に対する R_{power}

図 5-10(a)および 5-10(b)に、シングルキャリアおよびマルチキャリアに基づく多重法における、CM に起因する劣化を考慮する場合としない場合の、平均 BLER が 10^{-2} を満たすために必要な L1/L2 制御信号のオーバーヘッドを含んだ平均受信 SNR に対するユーザスループット特性を示す。図 5-10(a)より、シングルキャリアに基づく多重法は、マルチキャリアに基づく多重法に比較して、常に高いユーザスループットを実現することがわかる。例えば、10 ビットの制御信号を伝送する場合、シングルキャリアに基づく多重法はマルチキャリアに基づく多重法に比較して、200 kbps のユーザスループットを実現する所要平均受信 SNR をおよそ 2 dB 低減できることがわかる。一方、図 5-10(b)より、CM を考慮しない場合、マルチキャリアに基づく多重法に比較したシングルキャリアに基づく多重法におけるカバレッジの利得はおよそ 1 dB に縮まることがわかる。よって、シングルキャリアに基づく多重法におけるカバレッジの利得は、小さい CM (あるいは PAPR) に起因していることがわかる。これらの結果より、高カバレッジエリアを実現する観点から、共有データチャネルの送信を伴う場合の L1/L2 制御信号の多重法としては、マルチキャリアよりもシングルキャリアを用いた方が有利であることを明らかにした。



(a) CM を考慮する場合

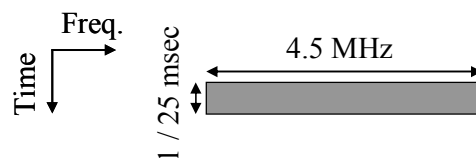


(b) CM を考慮しない場合

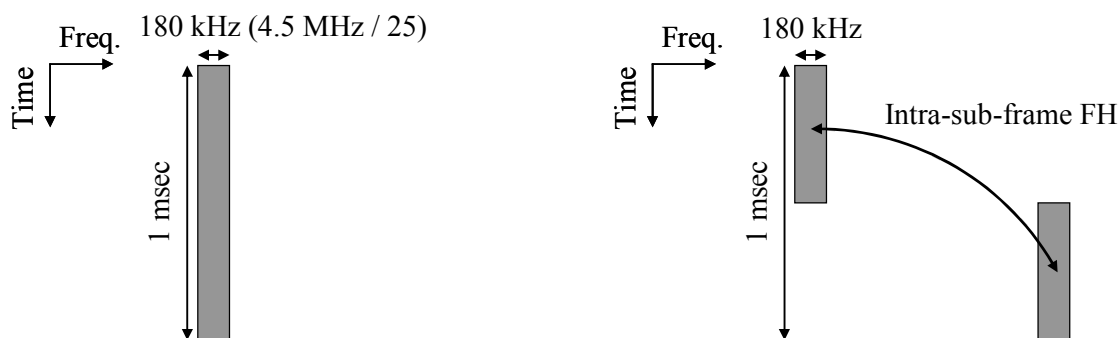
図 5-10 平均受信 SNR に対するユーザスループット特性

5.2.3.2 上りリンクデータ送信を伴わない場合の L1/L2 制御信号の BLER 特性

次に、上りリンクデータ送信を伴わない場合の、専用の時間-周波数リソースを用いてサブフレーム内で周波数ホッピングを適用する L1/L2 制御信号の提案多重法の BLER 特性を評価する。評価パラメータは、前段と同様である。本評価では、図 5-2(a)および 5-2(b)に示すような Option 1 および Option 2 に基づく多重法と提案法の比較を行う。Option 1 では、送信帯域幅は 4.5 MHz、送信区間は 1 / 25 ms とする。Option 2 および提案法では、送信帯域幅は 180 kHz (= 4.5 MHz / 25)、送信区間は 1 ms とする。ここで、Option 2 は提案多重法においてサブフレーム内の周波数ホッピングを適用しない場合に相当する。提案法において、周波数ホッピングの周波数間隔は 4.5 MHz とした。したがって、図 5-11 に示すように、L1/L2 制御信号の伝送に使用する無線リソースは、3 つの多重法において同一となる。すべての多重法において、L1/L2 制御信号ビット数は 10、チャネル符号化率 1/2 の QPSK 変調を仮定した。



(a) 広帯域送信



(b) 狭帯域送信・周波数ホッピング適用なし (c) 狭帯域送信・周波数ホッピング適用あり

図 5-11 検討する無線リソース割り当て

図 5-12 に, 3 つの多重法における L1/L2 制御信号の平均 BLER 特性比較を示す. 図より, 周波数ホッピングを適用しない場合の BLER 特性が, 180 kHz の狭帯域送信に起因して周波数ダイバーシチ利得が得られないため, 最も悪い特性となることがわかる. 一方, サブフレーム内の周波数ホッピングの適用により, 提案多重法を用いた場合の平均 BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR は, 周波数ホッピングを用いない場合に比較して 2.5 dB 程度低減できることがわかる. また, 広帯域伝送の場合, 大きな周波数ダイバーシチ利得に起因して, 提案多重法よりもさらに 1 dB 所要平均受信 SNR を低減できることがわかる. しかしながら, 図 5-11(a)に示すように, 広帯域伝送の場合は各サブフレームにおいて, L1/L2 制御信号の伝送に利用可能な無線リソースが制限されるため, L1/L2 制御信号伝送のため信号電力は提案多重法に比較しておよそ 14 dB ($= 10 \times \log(1/25)$) 減少する. これは, 所要の BLER を満たすための L1/L2 制御信号に対するカバレッジが, 提案多重法よりも小さくなることを意味する.

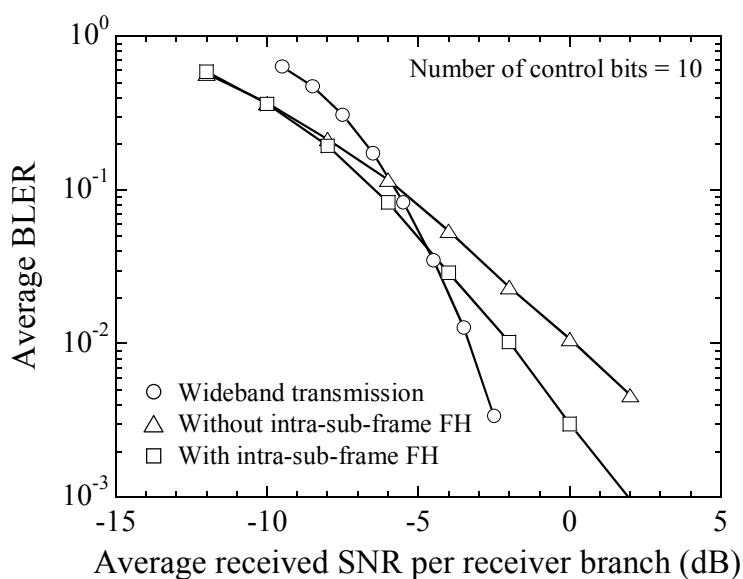


図 5-12 データ送信を伴わない場合の L1/L2 制御信号の BLER 特性比較

次に、サブフレーム内で周波数ホッピングを適用する提案法に対するホッピング間隔の影響を評価する。図 5-13 に、制御ビット数が 10 の場合の、周波数ホッピング間隔に対する平均 BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR 特性を示す。比較のため、周波数ホッピングを適用しない場合の特性も併せて示す。図 5-13 より、周波数ホッピング間隔がおおよそ 1 MHz よりも大きい場合、サブフレーム内で周波数ホッピングを適用する場合の所要平均受信 SNR は、周波数ホッピングを適用しない場合に比較して 2.5 dB 程度低減できることがわかる。したがって、上りリンクデータ送信を伴わない場合の、専用の時間-周波数リソースを用いてサブフレーム内で周波数ホッピングを適用する L1/L2 制御信号の提案多重法は、大きな周波数ダイバーシチ利得による高品質受信とサブフレーム区間の全時間を使用して伝送することによるカバレッジの増大の両方を実現できることがわかる。

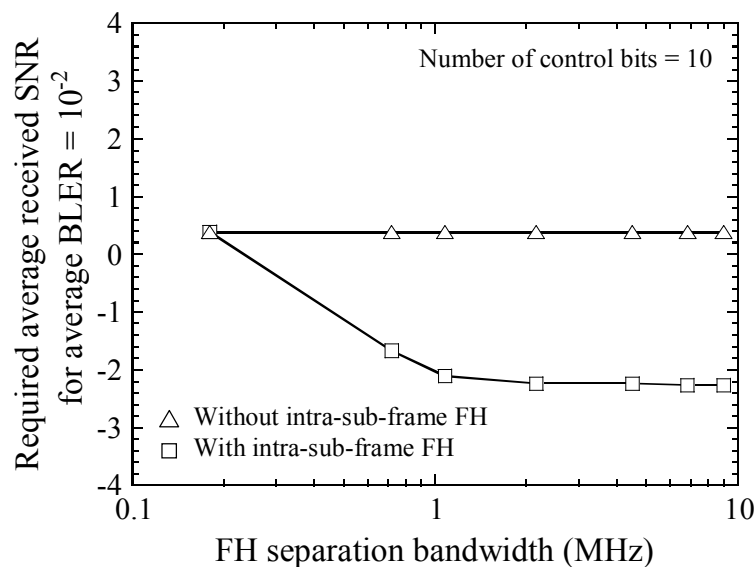


図 5-13 周波数ホッピング間隔の影響

最後に、図 5-14 に、巡回シフトを用いた直交 CDMA により 6 UE の異なる L1/L2 制御信号を多重した場合の、平均受信 SNR に対する平均 BLER 特性を示す。本評価では、図 5-11(c) のようなサブフレーム内の周波数ホッピングを適用した。比較のため、1 UE の場合の BLER 特性も併せて示す。制御信号ビット数は 10 とした。図より、6 UE 多重の場合の平均 BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR は、1 UE の場合に比較して 0.5 dB 程度劣化していることがわかる。この劣化は、異なる巡回シフトのコード間干渉によるものである。シミュレーション結果より、提案する CAZAC 系列の巡回シフトを用いる L1/L2 制御信号の CDMA 多重の有効性が確認できる。

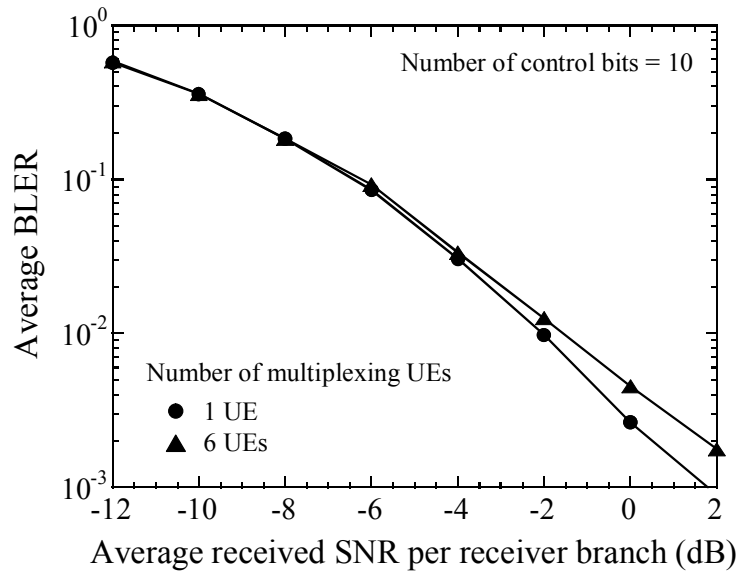


図 5-14 巡回シフトを用いる直交 CDMA により多重した場合の平均 BLER 特性

5.2.4 まとめ

本節では，LTE 上りリンクの DFT-Spread OFDM を用いる SC-FDMA において，L1/L2 制御信号のシングルキャリアに基づく効率的な多重法を提案した．はじめに，あるユーザ端末の上りリンクデータ送信を伴う場合の L1/L2 制御信号に対して，シングルキャリアに基づく多重法を提案した．次に，上りリンクデータ送信を伴わない場合の L1/L2 制御信号に対して，専用の時間-周波数リソースを用いて周波数ホッピングを適用する多重法を提案した．さらに，同一の狭帯域の時間-周波数リソースを用いる異なるユーザ端末からの L1/L2 制御信号間を CAZAC 系列の巡回シフトを用いる直交 CDMA により多重する方法を提案した．シミュレーション結果より，データ送信を伴う場合の L1/L2 制御信号の提案するシングルキャリアに基づく多重法は，低い CM と L1/L2 制御信号に対する同一の BLER 要求条件を満たす無線リソースの低減に起因して，マルチキャリアに基づく多重法よりも高いユーザスループットを実現することを示した．また，データ送信を伴わない場合の L1/L2 制御信号の提案するサブフレーム内の周波数ホッピングを適用する多重法は，大きな周波数利得が得られるため，高品質受信が可能であることを示した．具体的には，周波数ホッピング間隔がおよそ 1 MHz より大きい場合，サブフレーム内で周波数ホッピングを適用した場合の平均 BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR を，周波数ホッピングを適用しない場合に比較して 2.5 dB 程度低減できることを示した．さらに，同一無線リソース内の異なるユーザからの L1/L2 制御信号の多重法として，巡回シフトを用いる直交 CDMA による多重が有効であることを示した．L1/L2 制御信号に対するこれらの多重法は，LTE の上りリンク共有制御チャネル(PUCCH: Physical Uplink Control CHannel)の仕様に盛り込まれている [5-3]．

5.3 制御情報に対する符号化情報を用いる協調最尤検出法の提案

LTE では、同一の CAZAC 系列を巡回シフト(CS: Cyclic Shift)して生成した複数の系列を同一セル内の PUCCH の多重に用いることが採用されている[5-3]. 巡回シフト間隔の時間に近い大きな遅延スプレッドのマルチパスがある場合、巡回シフトで生成した系列間の相互相関(符号間干渉)が大きくなり、特性が劣化することが指摘されている[5-4]. 一方、巡回シフトを用いたときの PUCCH の多重数を増大するために、ACK/NACK に対してはブロック拡散(BS: Block Spread)の適用が規定されている[5-3]. そこで本節では、巡回シフトおよびブロック拡散を用いる CDMA においてチャネル符号化情報を用いて復調および復号を同時に行う協調最尤検出(MLD: Maximum Likelihood Detection) (Joint MLD)の構成を提案する. はじめに、Joint MLD における相関値の最適合成法を明らかにし、次に Joint MLD の従来の同期検波に対する有効性を明らかにする. 最後に、CS-CDMA および BS-CDMA において Joint MLD を適用したときのブロック誤り率(BLER: Block Error Rate)を比較評価する.

5.3.1 直交 CDMA を用いる制御情報のユーザ間多重法

LTE では、低 PAPR で広いカバレッジエリアを実現する SC-FDMA が採用されている. あるユーザ端末に割り当てられる無線リソースの最小単位はリソースブロック(RB: Resource Block)と呼ばれ、その帯域幅は 180 kHz (12 サブキャリアに相当)である. 制御情報ビット数が小さいため、PUCCH は 1 RB の帯域幅で送信される. 複数ユーザの PUCCH の多重には直交 CDMA が用いられる.

図 5-15 に PUCCH のサブフレーム構成を示す. サブフレーム長は、1 ms であり、0.5 ms 長の 2 つのスロットから構成される. 1 スロットには、FFT (Fast Fourier Transform)処理の単位である SC-FDMA シンボルが 7 シンボル多重されている. 1 SC-FDMA シンボルは、66.7 μ s の実効シンボルと 4.7 μ s の Cyclic prefix (CP)から構成される. CQI 情報を送信する PUCCH では、各スロットの第 2 および第 6 番目の SC-FDMA シンボルにチャネル推定用の参照信号(RS: Reference Signal)が多重される. 前述のように PUCCH では、180 kHz の狭帯域の RB が割り当てられるが、この場合、周波数ダイバーシチ効果が減少する. そこで、1 サブフレーム内の 2 スロット間でシステム帯域の両端の帯域に周波数ホッピング(FH: Frequency Hopping)を適用することにより大きな周波数ダイバーシチ効果を得る構成を採用している[5-3]. 本検討では、システム帯域幅を 10 MHz と仮定し、サブフレーム内の FH 間隔は 9 MHz とした.

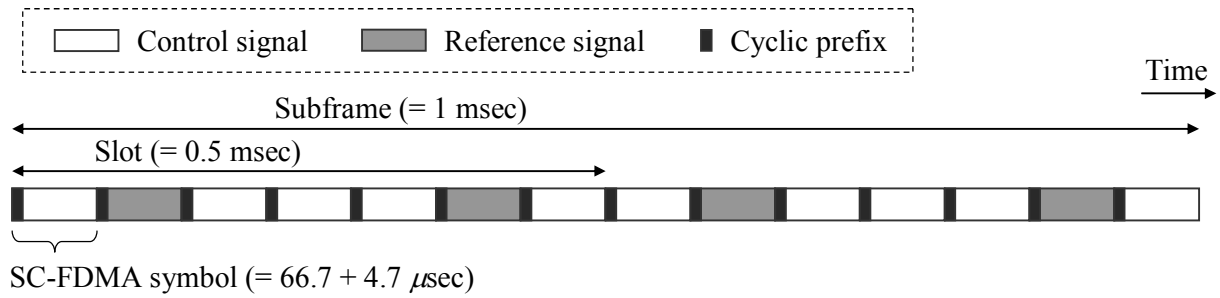


図 5-15 PUCCH のサブフレーム構成

● 巡回シフト(CS)-CDMA

同一の CAZAC 系列を巡回シフトして生成した複数の系列は、相互相関が小さく、CAZAC 系列数を増大するのに有効である[5-9]. そこで、CAZAC 系列を巡回シフトして生成した複数の系列を用いて PUCCH を直交 CDMA 多重する方法が提案され、CQI 情報を伝送する PUCCH の多重法として採用されている[5-3]. 本検討では、相互相関やピーク電力等が小さくなる条件を考慮した計算機サーチにより生成された CAZAC 系列[5-6]を用いた. 図 5-16(a)に巡回シフト多重の原理を示す. 系列番号 n の i 番目の信号を $a_n(i)$ とすると、この CAZAC 系列を巡回シフトして生成したシンボル系列 $\tilde{a}_{n,k}(i)$ ($i = 0, 1, \dots, N-1$) は次式で表わされる.

$$\tilde{a}_{n,k}(i) = a_n(\{i + N - k \cdot \Delta_{CS}\} \bmod N) \quad (5-6)$$

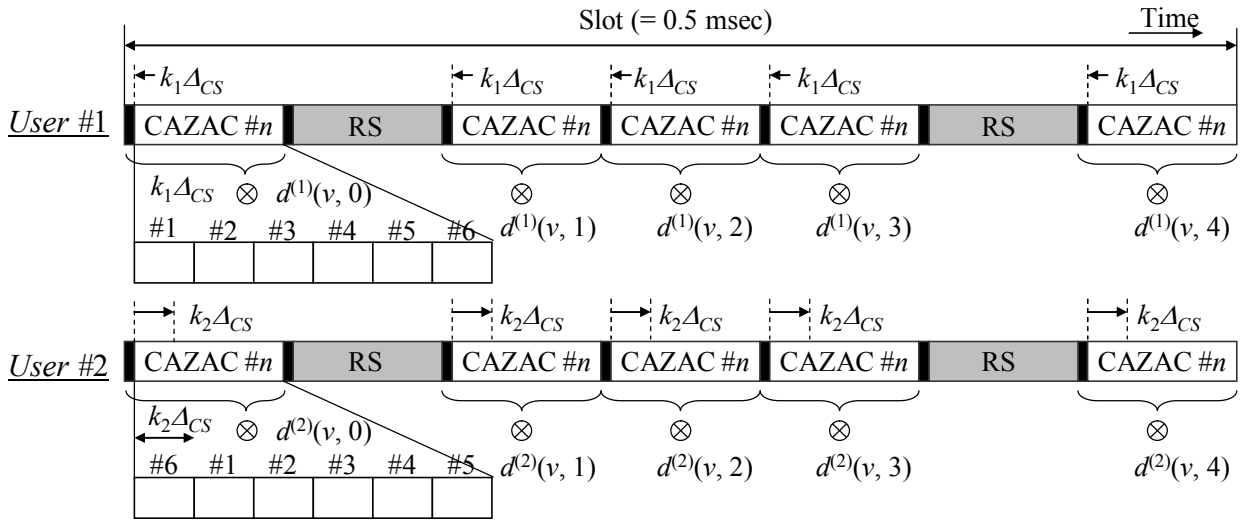
ここで、 N は CAZAC 系列の系列長、 k は巡回シフトで生成された系列の番号($k = 0, 1, \dots, K-1$), Δ_{CS} は巡回シフトの間隔である. 図のように、各 FFT ブロックに対して、同一セル内のユーザ間で同一 CAZAC 系列の異なる巡回シフト値を用いる (例えば、 $k_1 \Delta_{CS}$ および $k_2 \Delta_{CS}$). 各 FFT ブロックには同一の情報シンボルが変調 (多重) される. したがって、サブフレーム内の 10 FFT ブロック間の変調パターンが制御情報を表すことになる. 図において、 $d^{(k)}(v, j)$ はユーザ k に対する PUCCH の v 番目スロット($v = 0, 1$)の j 番目のシンボル($j = 0, 1, \dots, 4$)を示す. 巡回シフトの間隔 Δ_{SC} は、マルチパスの最大遅延時間より長くなるように設定する. 遅延スプレッドが小さい場合には、巡回シフトを用いるコード間の相関は小さく、直交 CDMA 多重が実現できる. しかしながら、遅延スプレッドが大きくなるとコード間の相関が大きくなり、直交性が崩れるため所要平均受信 SNR (Signal-to-Noise power Ratio) が増大することが指摘されている[5-4].

● ブロック拡散(BS)-CDMA

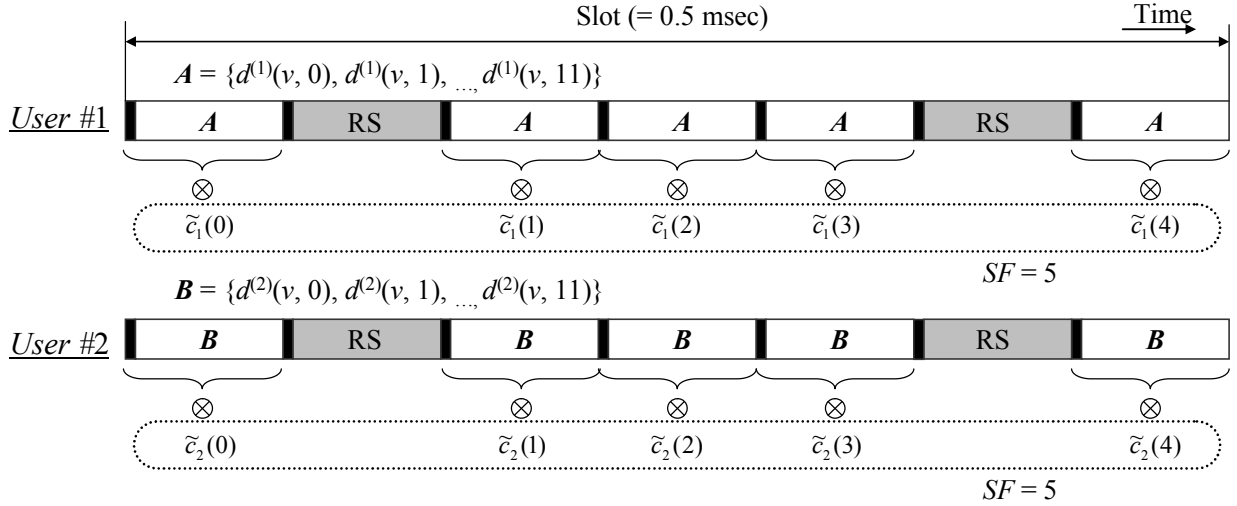
図 5-16(b)にブロック拡散多重の原理を示す. ブロック拡散の拡散率(SF: Spreading Factor)は、1 スロット内の制御情報を多重する FFT ブロックの数に設定する (すなわち、 $N_{BS} = 5$).

ユーザ k に対する BS 系列の i 番目の符号 ($i = 0, 1, \dots, N_{BS}-1$) を $\tilde{c}_k(i) = e^{2\pi i k} / N_{BS}$ とすると、ユーザ k に対する PUCCH の i 番目の FFT ブロックの j 番目のシンボルは、 SF が 5 の直交系列を用いて $\tilde{c}_k(i) d^{(k)}(v, j)$ のように拡散される。図 5-15 の LTE のサブフレーム構成を仮定する場合、ブロック拡散によって多重できる原理的な最大チャネル数は、巡回シフト多重に比較して小さくなる。

CS-CDMA と BS-CDMA において、伝送する CQI ビット数はともに 10 ビットとする。また、チャネル符号化としては、高速長 3 ビットの tail-biting 畳み込み符号化を用いる。CS-CDMA では、10 ビットの CQI は符号化率 $R = 1/2$ でチャネル符号化される。QPSK による変調後、1 サブフレーム内に RS のための 4 FFT ブロックを除いた 10 FFT ブロックに変調したシンボルを多重する。一方、BS-CDMA では、1 スロット内の QPSK 変調したシンボルを 12 シンボル多重することができる。このとき、10 ビットの CQI は符号化率 $R = 5/24$ でチャネル符号化される。したがって、同一の CQI ビット数およびサブフレーム構成を仮定した場合、BS-CDMA は CS-CDMA に比較して多重する PUCCH 数は小さいものの、大きなチャネル符号化利得を実現できることがわかる。



(a) CS-CDMA



(b) BS-CDMA

図 5-16 直交 CDMA 多重法

5.3.2 符号化情報を用いる Joint MLD

5.3.2.1 軟判定ビタビ復号を用いる従来の同期検波

図 5-17 に軟判定ビタビ復号[5-10]を用いる従来の同期検波復調のブロック構成を示す．受信部では，2 アンテナブランチのダイバーシチ受信を仮定する．FFT タイミング検出は理想とした． m 番目の受信ブランチ($m = 0, 1$)における受信信号 $r_m(t)$ ($t = 0, 1, \dots, N_{FFT}-1$)は次式のように表せる．

$$r_m(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l} s(t - \tau_l) + n_m(t) \quad (5-7)$$

ここで， $s(t) = \sqrt{2E_s/T_s} d(t)$ は送信信号であり， $E[d(t)^2] = 1$ を満たす（ $E[\cdot]$ はアンサンブル平均）． E_s および T_s はそれぞれシンボルの電力および間隔であり， $n_m(t)$ は雑音成分である．また， $h_{m,l}$ および τ_l はそれぞれ， m 番目の受信ブランチにおける l 番目のパス($l = 0, 1, \dots, L-1$)に対するチャネルインパルス応答($\sum_{l=0}^{L-1} E[h_{m,l}^2] = 1$)および遅延時間を表す． m 番目の受信ブランチにおける受信信号ブロックを $\mathbf{r}_m = [r_m(0), r_m(1), \dots, r_m(N_{FFT}-1)]^T$ とする（ $[\cdot]^T$ は行列の転置）と，受信信号は行列表記で次式のように与えられる．

$$\mathbf{r}_m = \mathbf{h}_m \mathbf{s} + \mathbf{n}_m = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}_m \mathbf{d} + \mathbf{n}_m \quad (5-8)$$

ここで， $\mathbf{s} = [s(0), s(1), \dots, s(N_{FFT}-1)]^T$ は送信信号ベクトル， $\mathbf{d} = [d(0), d(1), \dots, d(N_{FFT}-1)]^T$ は送信シンボルベクトル， $\mathbf{n}_m = [n_m(0), n_m(1), \dots, n_m(N_{FFT}-1)]^T$ は雑音ベクトル， $\mathbf{h}_m$ は

$N_{FFT} \times N_{FFT}$ のチャネルインパルス応答の巡回行列を表す．受信信号ブロックは FFT により周波数領域の信号ベクトル $\mathbf{R}_m = [R_m(0), R_m(1), \dots, R_m(N_{FFT}-1)]^T$ に変換され，次式のように表すことができる．

$$\mathbf{R}_m = \mathbf{F} \mathbf{r}_m = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_m \mathbf{D} + \mathbf{N}_m \quad (5-9)$$

ここで， $\mathbf{H}_m = \mathbf{F} \mathbf{h}_m \mathbf{F}^H$ は周波数領域のチャネル行列， $\mathbf{D} = \mathbf{F} \mathbf{d} = [D(0), D(1), \dots, D(N_{FFT}-1)]^T$ は周波数領域の信号ベクトル， $\mathbf{N}_m = \mathbf{F} \mathbf{n}_m = [N_m(0), N_m(1), \dots, N_m(N_{FFT}-1)]^T$ は周波数領域の雑音ベクトル， $\mathbf{F}$ は $N_{FFT} \times N_{FFT}$ の FFT 行列である（ $(\cdot)^H$ は行列のエルミート転置）． $\mathbf{R}_m$ の u 番目の周波数成分 $R_m(u)$ は次式で与えられる．

$$R_m(u) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} H_m(u) D(u) + N_m(u) \quad (5-10)$$

ここで， $H_m(u) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{l,m} \exp(-j2\pi u \tau_l / N_{FFT})$ ， $D(u) = (1/\sqrt{N_{FFT}}) \sum_{t=0}^{N_{FFT}-1} d(t) \exp(-j2\pi ut / N_{FFT})$ ， $N_m(u) = (1/\sqrt{N_{FFT}}) \sum_{t=0}^{N_{FFT}-1} n_m(t) \exp(-j2\pi ut / N_{FFT})$ である．FH を適用する PUCCH は周波数領域においてデマッピングされる．CS-CDMA において，各サブキャリア成分 $R_m(u)$ に対応する巡回シフトされた CAZAC 系列を乗算し， N_{CS} サブキャリアに渡って同相加算平均することにより $R_m^{(k)}(u)$ を得る．BS-CDMA では，各スロットに対して 5 FFT ブロックに渡り逆拡散を行うことで $R_m^{(k)}(u)$ を得る．

周波数領域のチャネル応答は，各スロットの 2 番目と 6 番目の FFT ブロックにマッピングされた 2 つの RS を用いて推定する．ユーザ k の PUCCH に対する 2 番目および 6 番目の FFT ブロックの RS による推定したチャネルインパルス応答を $\hat{H}_{m,1}^{(k)}(u)$ および $\hat{H}_{m,5}^{(k)}(u)$ とする．このとき，各スロットにおけるチャネル応答 $\bar{H}_m^{(k)}(u)$ を次式により計算する．

$$\bar{H}_m^{(k)}(u) = \frac{1}{12} \sum_{u'=0}^{11} \frac{\hat{H}_{m,1}^{(k)}(u') + \hat{H}_{m,5}^{(k)}(u')}{2} \quad (5-11)$$

推定したチャネル応答を用いて，LMMSE (Linear Minimum Mean Square) 等化ウェイトを $W_m^{(k)}(u) = \bar{H}_m^{(k)*}(u) / \left(\sum_{m'=0}^1 |\bar{H}_{m'}^{(k)}|^2 + \sigma \right)$ のように求める．本検討では雑音電力は理想値を用いた．このとき，ユーザ k に対する u 番目の周波数成分 $\hat{R}^{(k)}(u)$ は次式のように得られる．

$$\hat{R}^{(k)}(u) = \sum_{m=0}^1 W_m^{(k)}(u) R_m^{(k)}(u) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{H}^{(k)}(u) D^{(k)}(u) + \hat{N}^{(k)}(u) \quad (5-12)$$

ここで、 $\hat{H}^{(k)}(u) = \sum_{m=0}^1 W_m^{(k)}(u) H_m^{(k)}(u)$ および $\hat{N}^{(k)}(u) = \sum_{m=0}^1 W_m^{(k)}(u) N_m^{(k)}(u)$ は、周波数領域等化後の等価チャネルインパルス応答および雑音成分を表す。推定したチャネルインパルス応答を用いて、等化後の受信シンボルとシンボルレプリカ候補の間のユークリッド距離を計算し、最小 2 乗ユークリッド距離から、ビット“0”および“1”に対する事後確率(*a posteriori probability*)の対数尤度比 (LLR: Log-Likelihood Ratio)を算出する。最後に、文献[5-13]の tail-biting BCJR アルゴリズム(A3)を用いて LLR を軟判定ビタビ復号して、送信バイナリ系列を再生した。

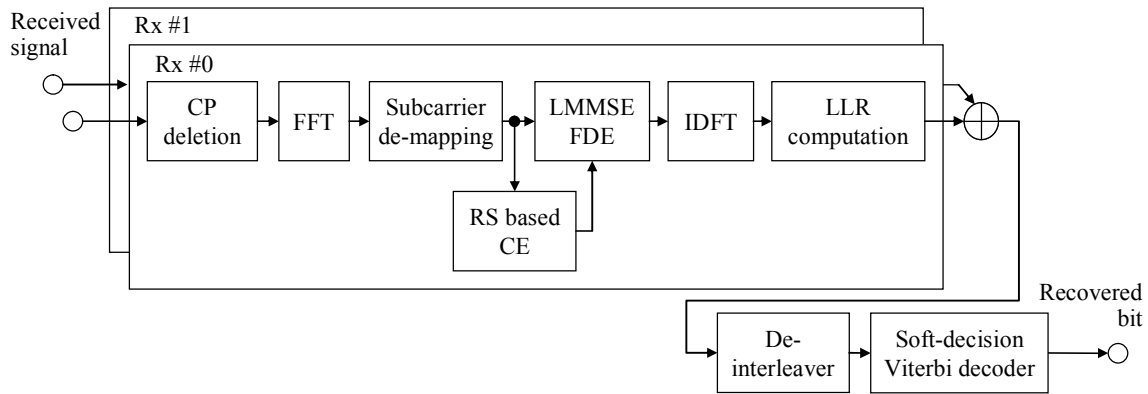


図 5-17 従来の同期検波復調のブロック構成

5.3.2.2 符号化情報を用いる Joint MLD

図 5-18(a)に提案する符号化情報を用いる Joint MLD のブロック構成を示す。図では、FFT、サブキャリアデマッピングなどは省略し、Joint MLD 部分のみに着目している。 k 番目の PUCCH に対する v 番目のスロットの RS を含む j 番目の FFT ブロック($j=0, 1, \dots, 6$)における逆拡散後の信号を $\bar{R}_m^{(k)}(v, j)$ とする。また、10 ビットの CQI の組み合わせの番号を q ($q=0, 1, \dots, 2^{10}-1$)、その集合を $\mathbf{s}_q$ とする。この集合から、シンボルレプリカ $\hat{d}_q(\tilde{j})$ ($\tilde{j}=0, 1, \dots, 13$) を計算する。ここで、 $\tilde{j}=1, 5, 8, 12$ に対する $\hat{d}_q(\tilde{j})$ は RS に対応するため、受信機において既知である。 2^{10} 通りのシンボルレプリカの候補 $\hat{d}_q^{(k)}(v, j)$ に対して、各スロットでの受信シンボルとシンボルレプリカの相関を次式のように計算する。

$$\hat{X}_{m,q}^{(k)}(v, j) = \bar{R}_m^{(k)}(v, j) \cdot \hat{d}_q^{(k)}(v, j)^* \quad (5-13)$$

ここで、 $(\cdot)^*$ は複素共役を表す。式(5-13)において、 $\tilde{j}$ と (v, j) の関係は、 $\tilde{j}=1, 5, 8, 12$ を除いて $\tilde{j}=5 \times v + j$ となる。各スロットおよび各受信ブランチにおいて相関が計算される。そして、2 つの受信ブランチ、2 つの周波数ホッピングするスロットに対する相関値を次式のように 2 乗合成する。

$$\tilde{X}^{(k)}(q) = \frac{1}{4} \sum_{m=0}^1 \sum_{v=0}^1 \left| \sum_{j=0}^6 \hat{X}_{m,q}^{(k)}(v, j) \right|^2 \quad (5-14)$$

式(5-14)において、 q は 10 ビットの CQI が取り得る 1024 通りの組み合わせ (コードワード) のインデックスを示す。Joint MLD では、式(5-14)で計算される相関の中から最大の相関となる CQI ビットのコードワード $\hat{\mathbf{s}}_{opt}^{(k)} = \{s_{q_{\max}}^{(k)}(0), s_{q_{\max}}^{(k)}(1), s_{q_{\max}}^{(k)}(2), \dots\}$ を、チャネルインパルス応答を推定することなく次式のように計算することができる。

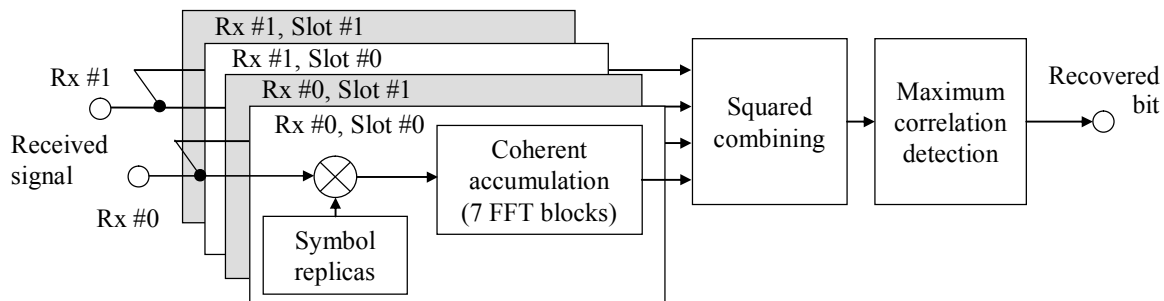
$$q_{\max} = \arg \max_q \tilde{X}^{(k)}(q) \quad (5-15)$$

2 乗合成では、4 つの相関値をチャネル推定誤差の影響を受けずに合成することができる。しかしながら、相関値に含まれる雑音成分の抑圧効果は小さい。

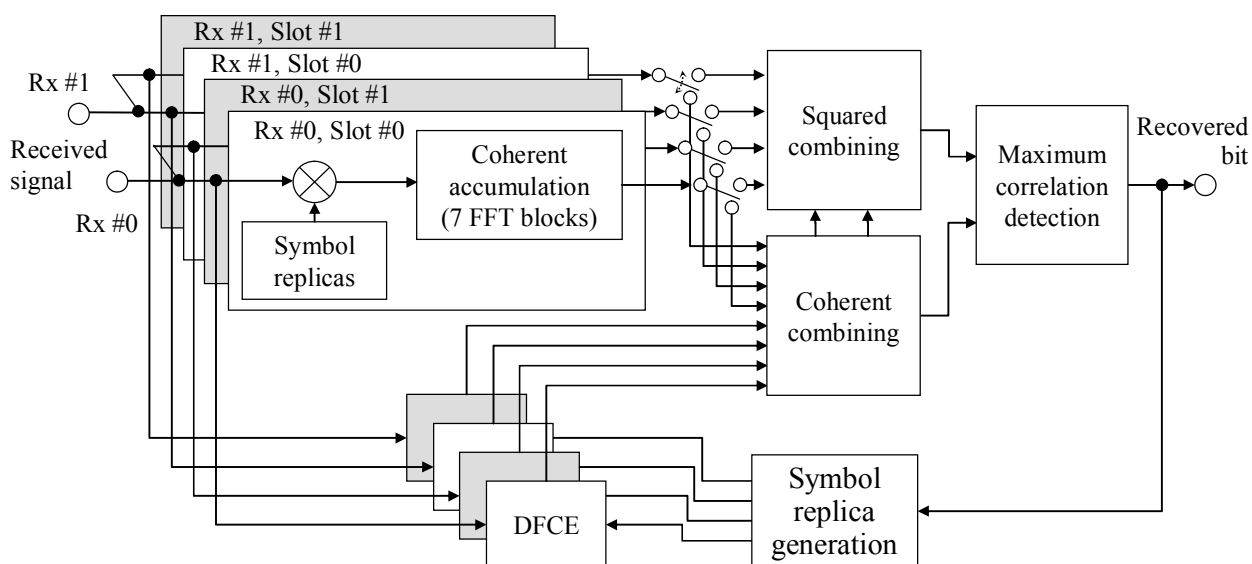
図 5-19 にサブフレーム間で FH を適用する PUCCH のサブフレーム構成を示す。図からわかるように、周波数ダイバーシチはサブフレーム内の 2 スロット間で FH を適用することにより得られ、受信ダイバーシチは各スロットの 2 つの受信アンテナブランチ間の信号を合成することにより得られる。ここで、Joint MLD における 4 つの相関値の同相合成を考える。同相合成は 2 乗合成に比較して雑音成分を抑圧することができる。しかしながら、十分な雑音成分の抑圧効果を得るためには、4 つの相関値、特に 2 つのスロット間の同相合成するための高精度チャネル推定が必要である。よって、4 つの相関値の高精度な同相合成を実現するため、Joint MLD 後の復号ビットを用いる DFCE を提案する。図 5-18(b)に DFCE を用いて相関値の同相合成を行う Joint MLD のブロック構成を示す。 k 番目の PUCCH に対する v 番目のスロットの j 番目の FFT ブロックにおける推定したシンボルレプリカを $\hat{s}^{(k)}(v, j)$ とする。ここで、 $j=1, 5$ に対する $\hat{s}^{(k)}(v, j)$ は既知である。時間領域のシンボル系列を逆拡散するために $\hat{s}^{(k)}(v, j)$ の複素共役を乗算することにより、チャネルインパルス応答 $H_m^{(k)}(v, j)$ を計算する。2 回目は、スロット内の RS を含む 7 FFT ブロックのチャネル応答を $\bar{H}_m^{(k)}(v) = \sum_{j=0}^6 \hat{H}_m^{(k)}(v, j)$ のように同相平均する。チャネル応答を推定するために、スロット内のすべての信号電力が使われるので、チャネル推定誤差を著しく低減することができる。2 つのスロット、2 つの受信ブランチにおける推定されたチャネルインパルス応答を用いることにより、4 つの相関値は次式のように同相で合成される。

$$\hat{X}^{(k)}(q) = \frac{1}{4} \left| \sum_{m=0}^1 \sum_{v=0}^1 \left[\sum_{j=0}^6 \hat{X}_{m,q}^{(k)}(v, j) \right] \bar{H}_m^{(k)}(v)^* \right|^2 \quad (5-16)$$

式(5-14)と比較して、式(5-16)を用いる Joint MLD では、相関値に含まれる雑音成分を効果的に除去できる。しかしながら、DFCE を適用によりチャネル推定誤差は低減されるが、依然として相関値にはチャネル推定誤差の影響が残留することになる。



(a) チャネル推定を用いない Joint MLD



(b) DFCE を用いる Joint MLD

図 5-18 Joint MLD のブロック構成

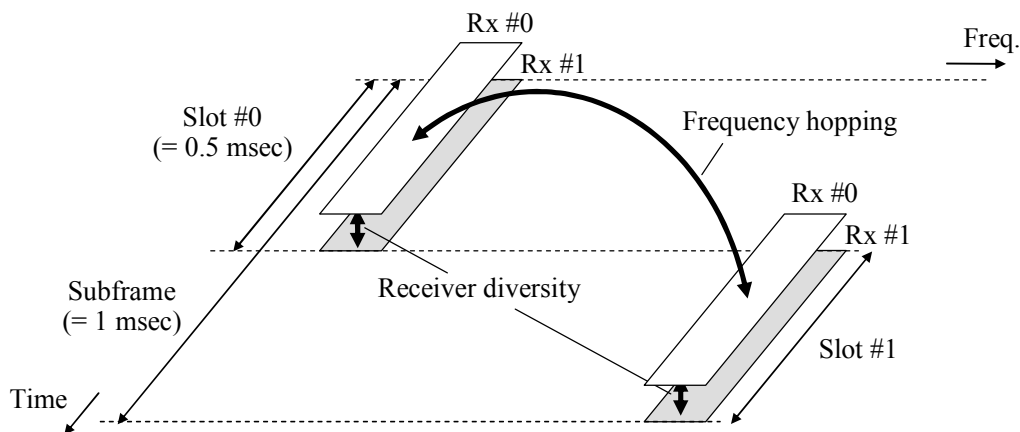


図 5-19 サブフレーム間で FH を適用する PUCCH のサブフレーム構成

5.3.3 シミュレーション評価

表 5-3 にシミュレーション諸元を示す．本評価では，チャネルモデルとして GSM 6 パス Typical Urban (TU)チャネルモデル[5-11]，ITU-R Vehicular-A (Veh-A)チャネルモデル[5-12]を用いた．TU および Veh-A チャネルモデルの Root mean square (r.m.s.)遅延スプレッドは，それぞれ $\tau_{rms} = 1.06, 0.38 \mu s$ である．さらに遅延スプレッドが大きい場合の，Joint MLD の効果を検証するため，6 パスの指数減衰電力遅延プロファイルモデルを用いた場合の特性も評価した．このモデルでは，各パスの平均受信電力は，先頭パスから 1 dB ずつ減衰するものとし，パス間の遅延時間を変えることにより， τ_m をパラメータとして評価した．以上のチャネルモデルにおいて，各パスは最大ドップラ周波数 f_D Hz の独立なレイリーフェージング変動に従うものとした．

表 5-3 主要シミュレーション諸元

Entire transmission bandwidth	10 MHz
Transmission bandwidth per UE	180 kHz
Subframe length	1 msec (14 FFT blocks)
FFT block length	66.7 μs
Cyclic prefix length	4.7 μs
Intra-subframe FH separation	9 MHz
Number of CQI bits	10 bits
Data modulation	QPSK
Channel coding	Tail-biting convolutional coding (Constraint length = 3 bits)
Receiver diversity	2-branch antenna diversity reception
Detection	Joint MLD / Coherent detection (reference)
Channel models	• GSM six-path TU model • ITU-R Veh.-A model • Exponentially-decayed model

5.3.3.1 最適な Joint MLD 構成の検討

はじめに，CS-CDMA において Joint MLD の最低な構成を明らかにするため，チャネル推定を行う Joint MLD とチャネル推定を行わない Joint MLD の平均 BLER 特性を比較評価する．図 5-20 に受信ブランチ当たりの平均受信 SNR に対する初回の Joint MLD 後の DFCE に基づく硬判定シンボル推定値の平均 2 乗誤差(MSE: Mean-Squared Error)特性を示す．MSE は送信信号の振幅によって正規化されている．巡回シフト数および多重する PUCCH 数は $K = N_{CS} = 6$ とした．図より，DFCE は RS のみを用いるチャネル推定に比較して MSE を大きく低減することがわかる．よって，DFCE のチャネル推定精度は十分に改善されているこ

とが確認できる．図 5-21 に GSM TU チャンネルモデルにおける受信ブランチ当たりの平均受信 SNR に対する Joint MLD を適用した制御信号の平均 BLER 特性を示す． $K = N_{CS} = 6$ とした．本評価における同相合成は，スロット内の 2 つの RS を用いて推定したチャンネルインパルス応答を用いて合成するものとした．図では，2 乗合成および同相合成をそれぞれ Squared comb. および Coh. comb. と表記している．比較のため，同相合成においてチャンネル推定が理想の場合の特性（図中の Ideal CE）を併せて示す．図より，2 つの受信ブランチ間あるいは 2 つのスロット間で同相合成する場合の BLER 特性は，受信ブランチおよびスロット間を 2 乗合成する（チャンネル推定を行わない）場合に比較して 1 – 1.5 dB 程度劣化していることがわかる．さらに，2 受信ブランチ間よりも 2 スロット間のチャンネル推定誤差の方が BLER 特性に与える影響が大きいことがわかる．この理由は次のように考えることができる．サブフレーム内の FH では FH が十分に大きいため，異なるスロットに属するシンボル系列間のフェージング相関は低い．よって，たいていの場合 2 つのスロット間の相関値の差は大きくなる．大きな相関値の差は BLER 特性に少なからず影響を与える．したがって，異なるスロットに属する 2 つの相関値の同相合成のためのチャンネル推定誤差が BLER 特性へ与える影響が大きいものと考えられる．一方，たとえ 2 受信ブランチ間のフェージング相関が低くても，2 受信ブランチ間の相関値の変動はそれほど大きくない．よって，2 受信ブランチ間の相関値の同相合成のためのチャンネル推定誤差の影響は，2 スロット間よりも小さくなるものと考えられる．また，理想チャンネル推定の同相合成は相関値に含まれる雑音成分を十分に抑圧できるため，チャンネル推定を用いない 2 乗合成に比較して，所要平均受信 SNR を 1.5 dB 程度低減していることがわかる．

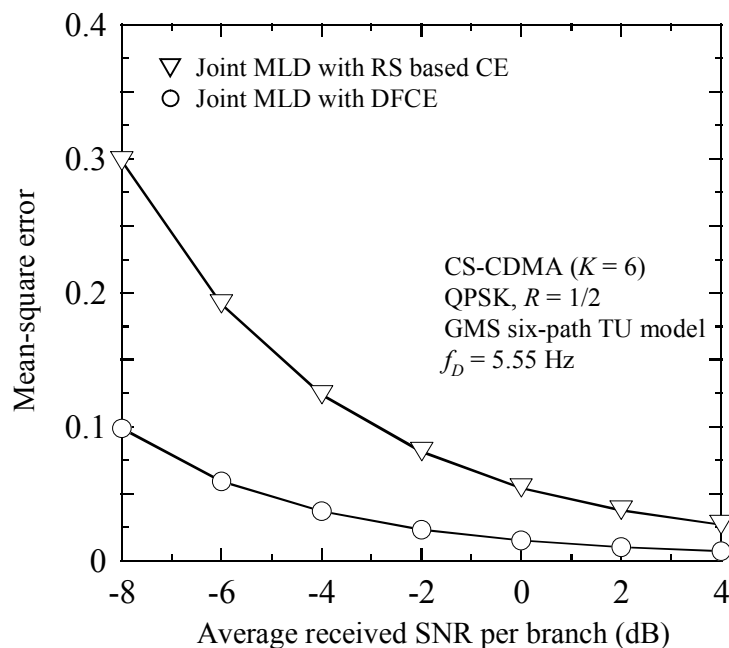


図 5-20 平均受信 SNR に対するチャンネル推定値の MSE 特性

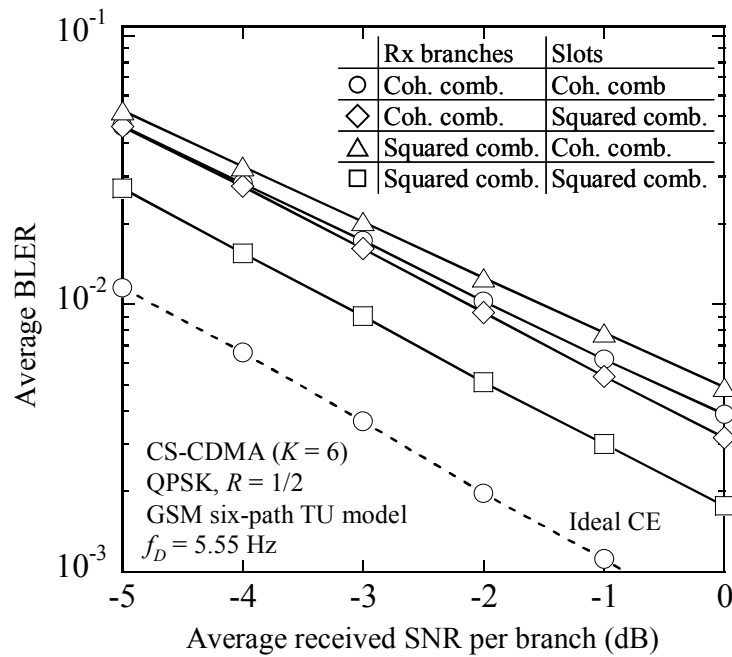


図 5-21 TU チャンネルにおける平均受信 SNR に対する平均 BLER 特性比較
(RS を用いる同相合成)

図 5-22 に、DFCE を用いる同相合成を適用した場合の平均受信 SNR に対する平均 BLER 特性比較を示す。図より、DFCE を用いる同相合成を適用してさえ、理想チャネル推定からの所要平均受信 SNR の劣化は 1.5 dB 程度であることがわかる。結果として、チャネル推定を行わない 4 つの相関値の 2 乗合成を用いる Joint MLD と同等の BLER 特性となっている。これは、4 つの相関値を同相合成する Joint MLD は 2 乗合成を用いる Joint MLD よりも改善することがないことを示している。したがって、符号化情報を用いる Joint MLD において、2 つの受信ブランチ間および FH を適用する 2 つのスロット間の 4 つの相関値の合成法として、チャネル推定を行わない 2 乗合成が最適な合成法であることを明らかにした。

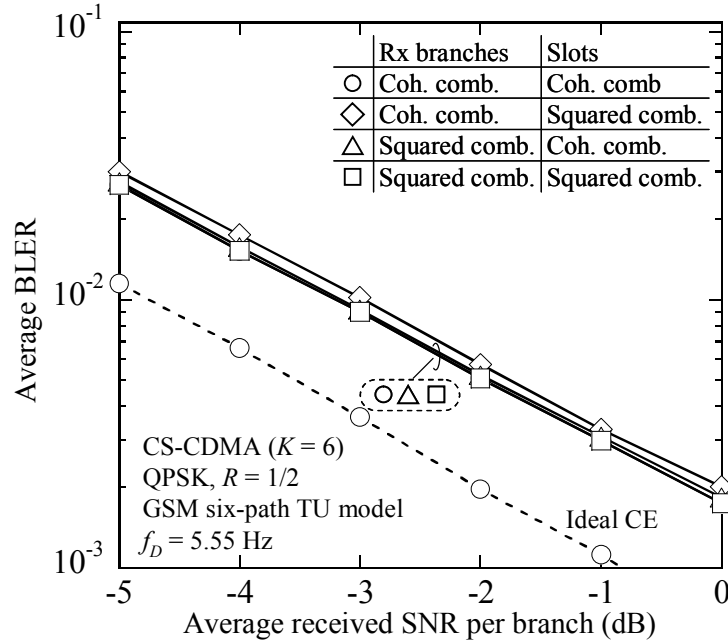


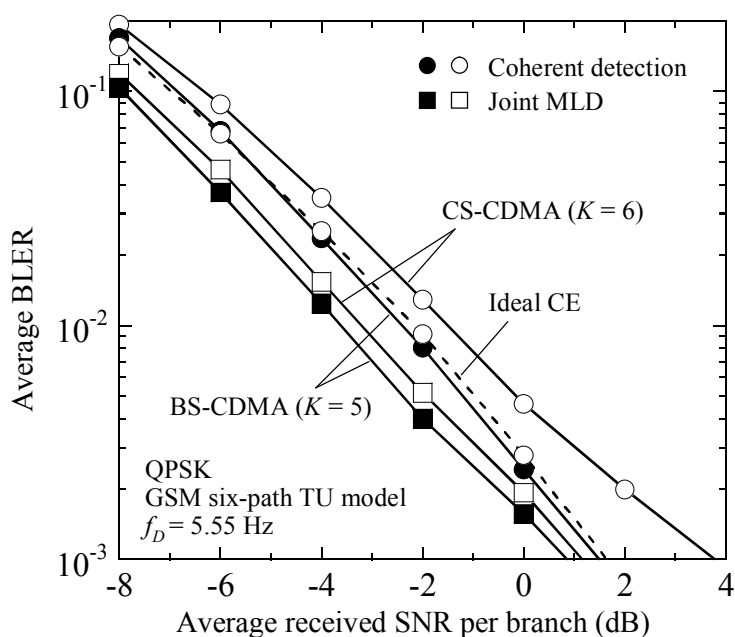
図 5-22 TU チャンネルにおける平均受信 SNR に対する平均 BLER 特性比較
(DFCE を用いる同相合成)

5.3.3.2 CS-CDMA と BS-CDMA における Joint MLD の効果

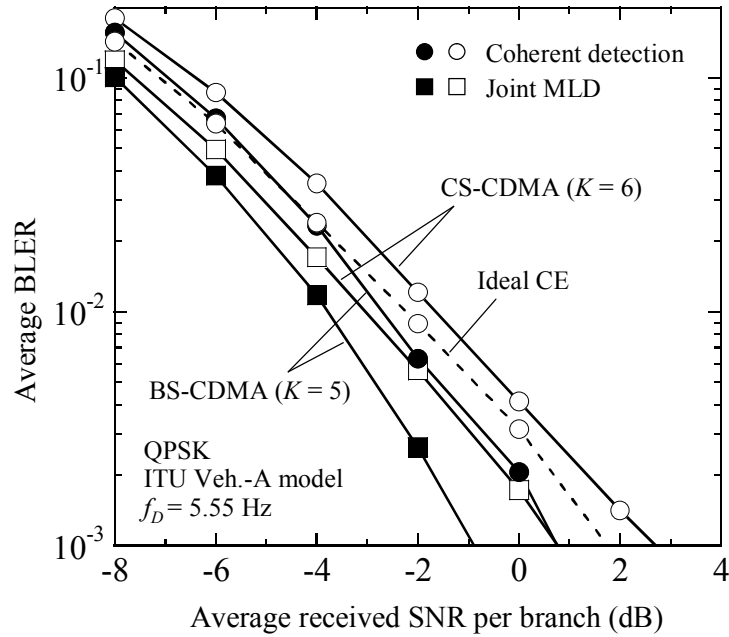
図 5-23 に Joint MLD および従来の軟判定ビタビ復号を用いる同期検波復調を用いた場合の受信ブランチ当たりの平均受信 SNR に対する平均 BLER 特性を示す。比較のため、CS-CDMA において理想チャネル推定を用いた場合の同期検波の BLER 特性も併せて示す。図 5-23(a)および 5-23(b)では、チャネルモデルとしてそれぞれ TU チャンネルおよび Veh.-A チャンネルを仮定した。CS-CDMA において、巡回シフト数および多重 PUCCH 数は $K = N_{CS} = 6$ とした。BS-CDMA において、多重 PUCCH 数 (SF に相当) は $K = N_{BS} = 5$ とした。図 5-23(a)より、従来の同期検波復調を用いた場合、CS-CDMA における平均 BLER = 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR は BS-CDMA に比較して 0.9 dB 程度増大していることがわかる。これは、同一 CQI ビット数を仮定した場合に BS-CDMA の方が高いチャネル符号化利得（低いチャネル符号化率）を実現できるためである。Joint MLD を用いることにより、CS-CDMA における平均 BLER = 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR は同期検波に比較して 1.6 dB 程度低減できることがわかる。さらに、理想チャネル推定を用いてさえ、Joint MLD が同期検波に比較して所要平均受信 SNR を 1 dB 程度低減していることがわかる。よって、Joint MLD は所要平均受信 SNR を低減するのに非常に有効である。BS-CDMA において、Joint MLD の同期検波に対する所要平均受信 SNR の改善量は最大 1.1 dB 程度である。サブフレーム区間が短く (1 ms)、PUCCH における符号間干渉の直交性の崩れが小さいため、BS-CDMA においては Joint MLD による改善量が小さいと考えられる。一方、CS-CDMA では Joint MLD が効果的に符号間干渉を抑圧していると考えられる。結果として、Joint MLD を適用した場合、

CS-CDMA に対する BS-CDMA の所要平均受信 SNR の劣化はおよそ 0.5 dB 程度に小さくなっている。

図 5-23(b)より, CS-CDMA の所要平均受信 SNR の劣化は BS-CDMA と比較して小さくなっていることがわかる。これは, Veh.-A チャンネルモデルの τ_{rms} が TU チャンネルモデルよりも小さいことに起因して, 符号間干渉による劣化の影響が低減されるためである。よって, CS-CDMA あるいは BS-CDMA を用いた場合, Joint MLD の平均 BLER = 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR は同期検波に比較して 0.7 dB 程度低減できることがわかる。しかしながら, Veh.-A チャンネルにおける同期検波に対する Joint MLD の平均受信 SNR の改善量は, TU チャンネルの場合とほぼ同等となっている。



(a) TU チャンネルモデル



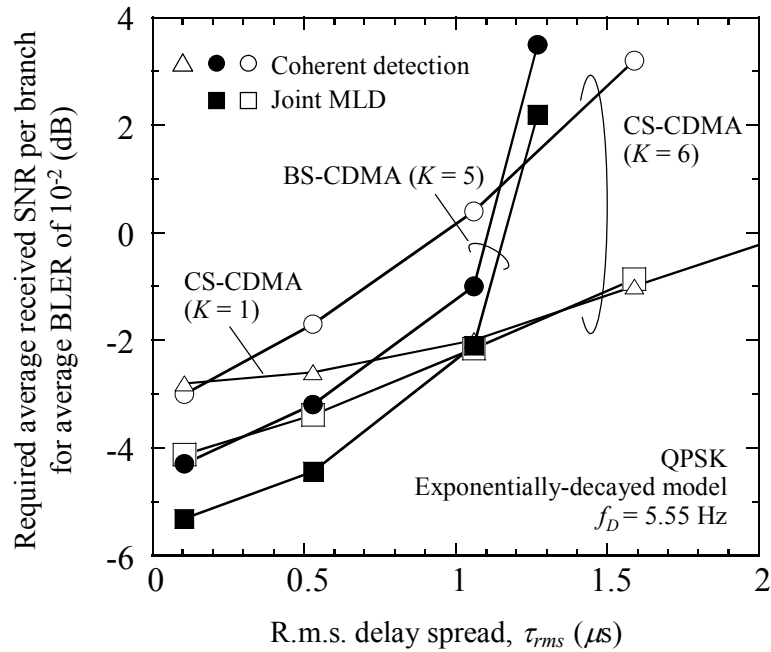
(b) Veh.-A チャネルモデル

図 5-23 平均受信 SNR に対する Joint MLD の平均 BLER 特性

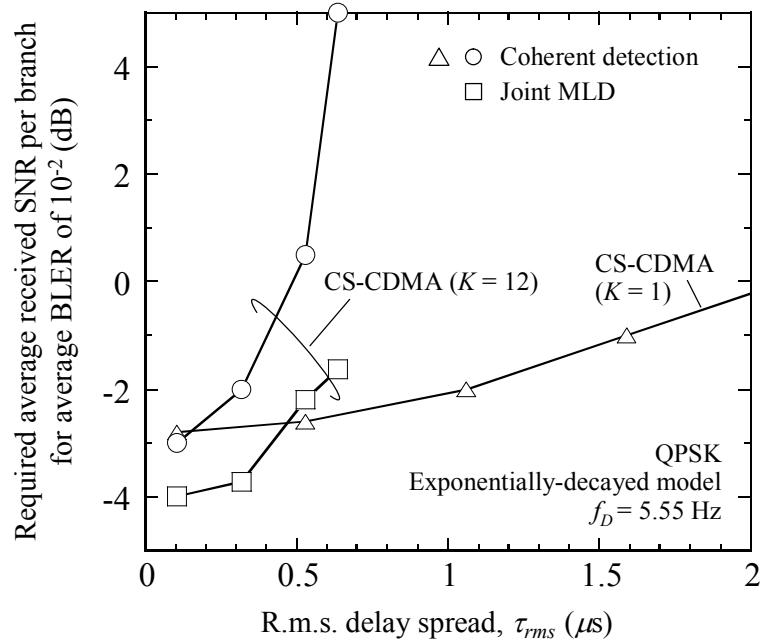
次に、図 5-24(a)および 5-24(b)に CS-CDMA における、r.m.s.遅延スプレッド τ_{rms} に対する平均 BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR 特性を示す。図 5-24(a)および 5-24(b)はそれぞれ、 $K = N_{CS} = 6$ ($\Delta_{CS} = 11.1 \mu s$)および $K = N_{CS} = 12$ ($\Delta_{CS} = 5.5 \mu s$)を仮定した。比較のため 1 チャンネル送信の場合の特性も併せて示す。また、図 5-24(a)においては、 $K = N_{BS} = 5$ を仮定した BS-CDMA の特性も示している。図 5-24(a)より、同期検波を用いた場合、異なる巡回シフトを用いる PUCCH からの符号間干渉が増大するため、 τ_{rms} の増大に伴い所要平均受信 SNR が大きく増大している。しかしながら、Joint MLD を適用することにより、符号間干渉に起因する所要平均受信 SNR の増大を、特に τ_{rms} が大きい条件において低く抑えることができている。例えば、CS-CDMA において、Joint MLD の平均 BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR は、 τ_{rms} が $1.06 \mu s$ および $1.59 \mu s$ に対してそれぞれ 2.6 dB および 4.0 dB 程度低減できている。さらに、 τ_{rms} が $0.5 \mu s$ より小さい環境において、BS-CDMA の所要平均受信 SNR は CS-CDMA に比較して 1.3 dB 程度低減できていることがわかる。よって、 τ_{rms} が小さい環境においては、5-6 コードを多重する場合、BS-CDMA が CS-CDMA に比較して有効であることがわかる。一方、 τ_{rms} が増大するに従って、CS-CDMA の BS-CDMA に対する所要平均受信 SNR の劣化は小さくなることがわかる。 τ_{rms} が $1 \mu s$ 程度の場合、CS-CDMA の所要平均受信 SNR は BS-CDMA とほぼ同等となっている。また、 τ_{rms} が $1.5 \mu s$ 程度の環境では、Joint MLD の 1 チャンネル送信に対する所要平均受信 SNR の劣化を 0.2 dB 以内に抑えられている。したがって、 τ_{rms} が $1 \mu s$ よりも大きい環境では、Joint MLD を用いる CS-CDMA は BS-CDMA に比較してより効果的に所要平均受信 SNR を低減できることがわ

かる。

図 5-24(b)より, $K = 12$ の場合, $\tau_{rms} = 0.64 \mu s$ において, Joint MLD の平均 BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR は同期検波に比較して 6.6 dB 程度低減できていることがわかる. $K = 12$ のようなたくさんの PUCCH を多重する場合には, 巡回シフト数を 12 に増大することが有効であり, 特に Joint MLD の適用が所要平均受信 SNR の低減に非常に有効であることがわかる. 以上の結果より, 遅延スプレッドの小さい環境では, BS-CDMA は所要平均受信 SNR を低減できるため, CS-CDMA よりも有効である. Joint MLD を適用した場合, BS-CDMA に対する CS-CDMA の所要平均受信 SNR の劣化は小さく抑えることができる. さらに, τ_{rms} が $1 \mu s$ よりも大きいような遅延スプレッドが大きい環境では, CS-CDMA が BS-CDMA よりも有効である.



(a) $K = 6$



(b) $K = 12$

図 5-24 τ_{rms} に対する平均 BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR 特性

最後に、図 5-25 に CS-CDMA および BS-CDMA における最大ドップラ周波数 f_D に対する平均 BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR 特性を示す。CS-CDMA では $K = 6$ 、BS-CDMA では $K = 5$ とし、 $\tau_{rms} = 1.06 \mu s$ の指数減衰チャネルモデルを仮定した。図より、Joint MLD は同期検波に比較してドップラ周波数の増大に起因するチャネル変動に対して耐性が強いことがわかる。また、 f_D が 300 Hz 程度以上の場合、Joint MLD の所要平均受信 SNR が増大していくことがわかる。これは、位相と振幅の変動に起因する 1 スロット内の 7 SC-FDMA シンボル区間でのフェージング変動が、同相加算平均を行う相関演算に影響を与えるためである。しかしながら、 $f_D = 460$ Hz 程度の高速フェージング環境においても、CS-CDMA において、Joint MLD の所要平均受信 SNR は同期検波に比較して 2.0 dB 低減できることがわかる。BS-CDMA では、1 スロット区間内においてもフェージング変動が現れるほどの f_D が非常に大きい条件でも、1 スロット内の 5 SC-FDMA シンボル区間で直交符号を適用しているため、CS-CDMA に比較して、特性劣化を低く抑えられている。

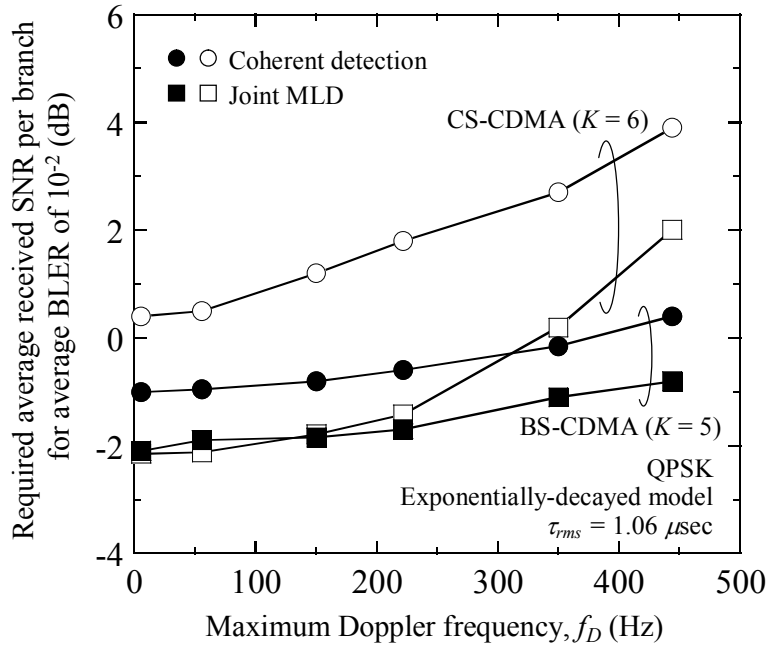


図 5-25 f_D に対する平均 BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR 特性

5.3.4 まとめ

本節では、PUCCH における CS-CDMA および BS-CDMA に対して、制御情報の符号化情報を用いる Joint MLD を提案した。はじめに、Joint MLD における 2 つの FH を適用するスロット間および 2 つの受信ブランチ間の相関値の最適な合成法を明らかにした。シミュレーション結果より、チャネル推定を用いない Joint MLD が従来の軟判定ビタビ復号を用いる同期検波に比較して、目標の平均 BLER を実現する所要平均受信 SNR を低減する観点から非常に有効であることを示した。また、Joint MLD を適用した場合の CS-CDMA および BS-CDMA の BLER 特性比較を行った。シミュレーション結果より、以下の点を明らかにした。

- DFCE を用いる場合でさえ、相関値の同相合成を用いる Joint MLD は 2 乗合成を行う Joint MLD よりも BLER 特性を改善しない。よって、2 つのスロット間および 2 つの受信ブランチ間の合成法としては、チャネル推定を用いない 2 乗合成が最も適することを示した。
- CS-CDMA において 6 (12) の PUCCH を多重する場合、Joint MLD の適用により、BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR を同期検波に比較して顕著に低減できる。
- τ_{rms} が $0.5 \mu s$ より小さい環境において、BS-CDMA の所要平均受信 SNR は CS-CDMA に比較して 1.3 dB 程度低減できる。しかしながら、 τ_{rms} が $1 \mu s$ 程度の場合、CS-CDMA の所要平均受信 SNR は BS-CDMA とほぼ同等であり、 τ_{rms} が $1 \mu s$ よりも大きい環境では、Joint MLD を用いる CS-CDMA は BS-CDMA に比較してより効果的に所要平均受信 SNR を低減できる。

5.4 むすび

本章では、広帯域シングルキャリア FDMA を用いる無線アクセス方式に適する上りリンク制御チャネル構成および受信信号処理技術について検討した。

まず、5.2 節では、本節では、LTE 上りリンクの DFT-Spread OFDM を用いる SC-FDMA において、L1/L2 制御信号のシングルキャリアに基づく効率的な多重法を提案した。はじめに、あるユーザ端末の上りリンクデータ送信を伴う場合の L1/L2 制御信号に対して、シングルキャリアに基づく多重法を提案した。次に、上りリンクデータ送信を伴わない場合の L1/L2 制御信号に対して、専用の時間-周波数リソースを用いて周波数ホッピングを適用する多重法を提案した。さらに、同一の狭帯域の時間-周波数リソースを用いる異なるユーザ端末からの L1/L2 制御信号間を CAZAC 系列の巡回シフトを用いる直交 CDMA により多重する方法を提案した。シミュレーション結果より、データ送信を伴う場合の L1/L2 制御信号の提案するシングルキャリアに基づく多重法は、低い CM と L1/L2 制御信号に対する同一の BLER 要求条件を満たす無線リソースの低減に起因して、マルチキャリアに基づく多重法よりも高いユーザスループットを実現することを示した。また、データ送信を伴わない場合の L1/L2 制御信号の提案するサブフレーム内の周波数ホッピングを適用する多重法は、大きな周波数利得が得られるため、高品質受信が可能であることを示した。具体的には、周波数ホッピング間隔がおよそ 1 MHz より大きい場合、サブフレーム内で周波数ホッピングを適用した場合の平均 BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR を、周波数ホッピングを適用しない場合に比較して 2.5 dB 程度低減できることを示した。さらに、同一無線リソース内の異なるユーザからの L1/L2 制御信号の多重法として、巡回シフトを用いる直交 CDMA による多重が有効であることを示した。

次に、5.3 稿では、PUCCH における CS-CDMA および BS-CDMA に対して、制御情報の符号化情報を用いる Joint MLD を提案した。はじめに、Joint MLD における 2 つの FH を適用するスロット間および 2 つの受信ブランチ間の相関値の最適な合成法を明らかにした。シミュレーション結果より、チャンネル推定を用いない Joint MLD が従来の軟判定ビタビ復号を用いる同期検波に比較して、目標の平均 BLER を実現する所要平均受信 SNR を低減する観点から非常に有効であることを示した。また、Joint MLD を適用した場合の CS-CDMA および BS-CDMA の BLER 特性比較を行った。シミュレーション結果より、以下の点を明らかにした。

- DFCE を用いる場合でさえ、相関値の同相合成を用いる Joint MLD は 2 乗合成を行う Joint MLD よりも BLER 特性を改善しない。よって、2 つのスロット間および 2 つの受信ブランチ間の合成法としては、チャンネル推定を用いない 2 乗合成が最も適することを示した。
- CS-CDMA において 6 (12) の PUCCH を多重する場合、Joint MLD の適用により、BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR を同期検波に比較して顕著に低減できる。

- τ_{rms} が $0.5 \mu\text{s}$ より小さい環境において、BS-CDMA の所要平均受信 SNR は CS-CDMA に比較して 1.3 dB 程度低減できる。しかしながら、 τ_{rms} が $1 \mu\text{s}$ 程度の場合、CS-CDMA の所要平均受信 SNR は BS-CDMA とほぼ同等であり、 τ_{rms} が $1 \mu\text{s}$ よりも大きい環境では、Joint MLD を用いる CS-CDMA は BS-CDMA に比較してより効果的に所要平均受信 SNR を低減できる。

参考文献

第 5 章

- [5-1] M. Tanno, Y. Kishiyama, N. Miki, K. Higuchi, and M. Sawahashi, “Evolved UTRA - physical layer overview,” Proc. IEEE SPAWC 2007, June 2007.
- [5-2] S. Sesia, I. Toufik, and M. Baker, “LTE – The UMTS Long Term Evolution from Theory to Practice,” WILEY, 2009.
- [5-3] 3GPP, TS36.211 (V8.2.0), “Evolved UTRA; Physical channels and modulation”
- [5-4] T. Kawamura, Y. Kishiyama, K. Higuchi, and M. Sawahashi, “CDMA-Based Multiplexing Scheme for Multiple L1/L2 Control Signals from Different UEs in Evolved UTRA Uplink,” Proc. of WPMC 2007, pp. 903 – 907, Dec. 2007.
- [5-5] 3GPP, TR25.814 (V7.0.0), “Physical Layer Aspects for Evolved UTRA”
- [5-6] D. C. Chu, “Polyphase codes with good periodic correlation properties,” IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 18, pp. 531–532, July 1972.
- [5-7] 3GPP, R4-040367, Motorola, “Comparison of PAR and cubic metric for power de-rating,” May 2004.
- [5-8] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communications,” Bell System Technical Journal, vol. 27, 1948.
- [5-9] Texas Instruments, 3GPP, R1-050822, “On allocation of uplink pilot sub-channels in EUTRA SC-OFDMA,” Aug. 2005.
- [5-10] J. B. Anderson and S. M. Hladik, “Tailbiting MAP decoders,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no. 2, pp. 297 – 302, Feb. 1998.
- [5-11] 3GPP, TS45.005 (V7.3.0), “Radio transmission and reception”
- [5-12] Recommendation ITU-R M.1225, “Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000,” 1997.

第6章 広帯域シングルキャリア FDMA 方式 における高効率データ信号伝送技術

6.1 まえがき

Long-Term Evolution (LTE)の上りリンクでは、電力増幅器の送信バックオフを低くすることによる広エリアカバレッジの実現を優先して、無線アクセス方式としてシングルキャリア(SC: Single-carrier)-FDMA(Frequency Division Multiple Access)が採用されている[6-1]. さらに、Discrete Fourier Transform (DFT)-precoded OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) (あるいは DFT-spread OFDMA) を用いて周波数領域で SC-FDMA 信号を生成する方法が採用されている[6-2],[6-3]. これは下りリンクの OFDMA と無線パラメータおよび信号処理を共通化することができ、マルチパス干渉に起因する波形歪みを補正するための周波数領域等化(FDE: Frequency Domain Equalizer)[6-4],[6-5]が容易に適用できるためである.

LTE の上りリンクでは、QPSK, 16QAM および 64QAM データ変調方式が採用されている(64QAM はオプション) [6-1]. 特に上りリンクでは、電力増幅器の送信バックオフを低く抑えるためにピーク電力対平均電力比(PAPR: Peak-to-Average Power Ratio)が低い高効率な変調方式が必要である. 受信信号電力対干渉および雑音電力比(SINR: Signal-to-Interference plus Noise Power Ratio)が高いセルサイト近傍では、16QAM や 64QAM の多値データ変調が用いられる. 16QAM や 64QAM に対しては、目標の BLER を満たす所要受信電力を低減する観点から、一般に信号点間のユークリッド距離の大きな square QAM が用いられる[6-6]. 一方、低いピーク電力（広いカバレッジ）を実現する観点からは、一定振幅に近い信号点配置を有する star 16QAM [6-7],[6-8]の適用が有効であると考えられる. そこで本章では、はじめに、上りリンクの DFT-precoded OFDMA において、様々な star 16QAM の CM を考慮した BLER 特性を評価する. まず、AWGN チャネルを仮定した場合に、相互情報量(MI: Mutual Information)に基づいて算出される star 16QAM の最適なリング振幅比に対する理論的妥当性を示す. 次に、star 16QAM の BLER 特性を示し、square 16QAM との比較を行う. このとき、リング振幅比およびチャネル符号化率をパラメータとして評価する. 本評価では、送信電力増幅器の送信バックオフとして、実測経験に基づく指標である CM (Cubic Metric)を用いる.

LTE よりも高いシステム性能を実現するため、LTE の無線インターフェースのさらなる拡張が行われている. これは、LTE-Advanced と呼ばれており、その初版の仕様が 2011 年 6 月に完成されている[6-9]. LTE-Advanced の上りリンクにおける特徴のひとつは、周波数領域における不連続な無線リソース割り当ての導入である. LTE-Advanced では LTE でサポー

トする帯域幅（最大 20 MHz）よりも広い帯域幅をサポートするため、コンポーネントキャリア(CC: Component Carrier)と呼ばれる基本周波数ブロックを複数キャリア束ねて送受信を行うことにより、広帯域化を実現するキャリアアグリゲーション(CA: Carrier Aggregation)[6-9]がサポートされている。LTE からの連続的な拡張および展開を可能とするため、各 CC は LTE と後方互換性をもつように設計される。加えて、周波数領域スケジューリングにおける無線リソース割り当ての柔軟性を改善するため、LTE の上りリンクにおける連続した無線リソース割り当ての制約が緩和されている。しかしながら、上記のどちらの信号波形も純粋なシングルキャリアではなく、結果として送信信号の PAPR は増大する。一方、ユーザ端末の送信電力の制限の厳しい上りリンクに対して、広いカバレッジエリアを提供するためには、PAPR は出来るだけ小さく抑える必要がある。そこで本章では、次に、このような LTE-Advanced の上りリンク信号に対して、最も簡易なピーク電力抑圧法であるクリッピング・フィルタリング(CF: Clipping and Filtering)法[6-10]を適用した場合のピーク電力抑圧効果を、送信バックオフの低減と平均ブロック誤り率(BLER: Block Error Rate)の劣化のトレードオフの関係を考慮して検討する。

本章の構成を以下に示す。

- DFT-precoded OFDMA における star 16QAM の特性評価（6.2 節）
- マルチキャリア/クラスタ伝送の CF 法によるピーク電力抑圧効果（6.3 節）

6.2 DFT-Precoded OFDMA における Star 16QAM の特性評価

LTE の上りリンクでは、QPSK, 16QAM および 64QAM データ変調方式が採用されている (64QAM はオプション) [6-1]. 特に上りリンクでは、電力増幅器の送信バックオフを低く抑えるために PAPR が低い高効率な変調方式が必要である. 受信 SINR が高いセルサイト近傍では、16QAM や 64QAM の多値データ変調が用いられる. 16QAM や 64QAM に対しては、目標の BLER を満たす所要受信電力を低減する観点から、一般に信号点間のユークリッド距離の大きな square QAM が用いられる[6-6]. 一方、低いピーク電力 (広いカバレージ) を実現する観点からは、一定振幅に近い信号点配置を有する star 16QAM [6-7],[6-8] の適用が有効であると考えられる. そこで本節では、上りリンクの DFT-precoded OFDMA において、様々な star 16QAM の CM を考慮した BLER 特性を評価する. まず、AWGN チャネルを仮定した場合に、相互情報量(MI: Mutual Information)に基づいて算出される star 16QAM の最適なリング振幅比に対する理論的妥当性を示す. 次に、star 16QAM の BLER 特性を示し、square 16QAM との比較を行う. このとき、リング振幅比およびチャネル符号化率をパラメータとして評価する. 本評価では、送信電力増幅器の送信バックオフとして、実測経験に基づく指標である CM (Cubic Metric)を用いる.

6.2.1 Star 16QAM および CM 特性

6.2.1.1 Star 16QAM

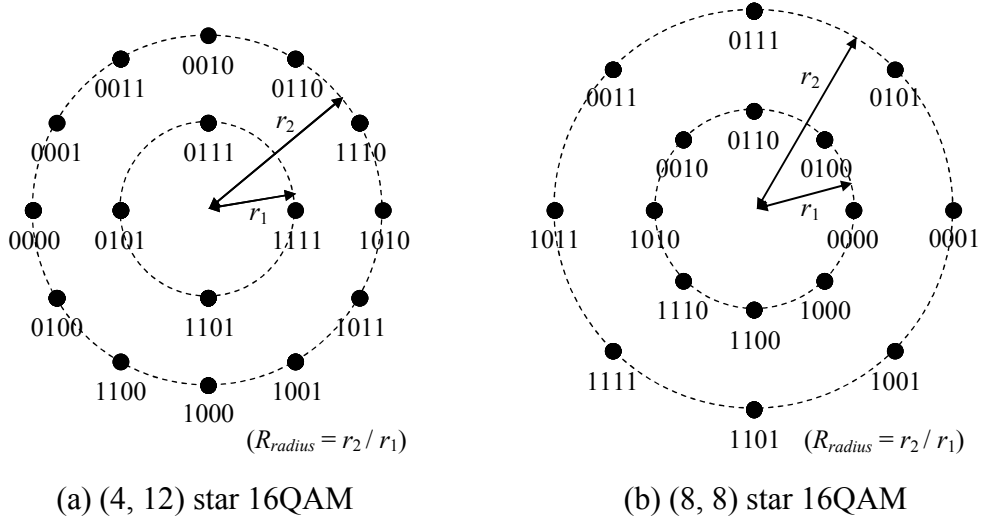
図 6-1(a)および 6-1(b)に、(4, 12)および(8, 8) star 16QAM の信号点配置をそれぞれ示す. 送信信号に対する変調後の信号波形 $d(t)$ は次式で表わすことができる.

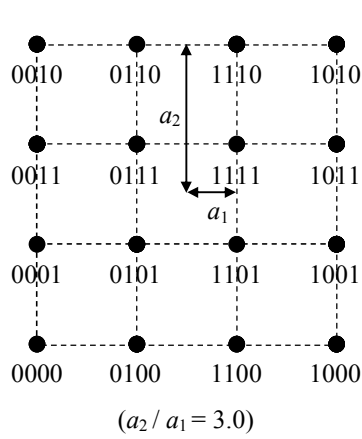
$$d(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} g(i) \cdot \exp[j\phi(i)] \cdot v(t/T_s - i) \quad (6-1)$$

ここで、 T_s はシンボル間隔、 $v(t)$ は $v(t) = 1$ ($0 \leq t < 1$); $v(t) = 0$ (otherwise) の単位関数である. star 16QAM の信号点配置は M 個の同心のリングから構成される. 各リングにおける信号点は等間隔に配置される. star QAM の信号点配置を (x, y) とした場合、振幅は $g(i) = r_h = \sqrt{x^2 + y^2}$, 位相は $\phi(i) = (2\pi/n_h)i + \theta_h = \tan^{-1}(y/x)$ と表わされる. ここで、 r_h, n_h, θ_h は、それぞれ h 番目のリング ($h = 1, 2, \dots, H$) に対する半径、信号点数、位相シフトである. このとき信号点配置は次式で与えられる.

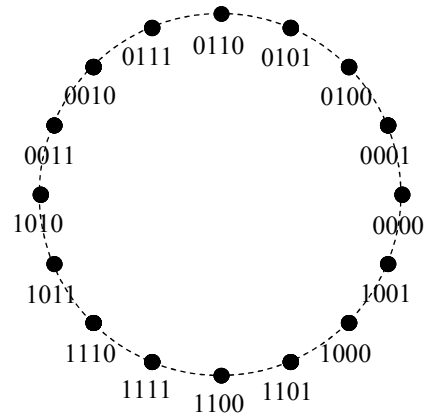
$$\Xi = \begin{cases} r_1 e^{j\{(2\pi/n_1)i + \theta_1\}}; i = 0, \dots, n_1 - 1 \text{ (ring 1)} \\ r_2 e^{j\{(2\pi/n_2)i + \theta_2\}}; i = 0, \dots, n_2 - 1 \text{ (ring 2)} \\ \dots \\ r_H e^{j\{(2\pi/n_H)i + \theta_H\}}; i = 0, \dots, n_H - 1 \text{ (ring H)} \end{cases} \quad (6-2)$$

本評価では、 $H = 2$ の star 16QAM を仮定する．図において、 R_{radius} は内リングの振幅 r_1 に対する外リングの振幅 r_2 のリング振幅比を表す．(4, 12) star 16QAM に対して、振幅成分は $g(i) = r\sqrt{16/(1+3R_{radius}^2)}$ として与えられる．ここで、 r は内リングの場合は 1、外リングの場合は R_{radius} となる．また、位相成分は $\phi(i) \in \{q\pi/2p\}$ として与えられる．ここで、内リングの場合は $p = 1, q = 0, 1, 2, 3$ 、外リングの場合は $p = 3, q = 0, 1, \dots, 11$ となる．同様に、(8, 8) star 16QAM に対して、振幅成分は $g(i) = r\sqrt{8/(1+R_{radius}^2)}$ として与えられる．ここで、 r は内リングの場合は 1、外リングの場合は R_{radius} となる．また、位相成分は $\phi(i) \in \{q\pi/4\}$ として与えられる．両リングにおいて $q = 0, 1, \dots, 7$ となる．さらに、図 6-1(c)および 6-1(d)に、リファレンスとして、それぞれ square 16QAM および 16PSK の信号点配置を示す．square 16QAM に対する信号点配置は、 $x \in \{(2q_x+1)\sqrt{2/5}; q_x = -2, -1, 0, 1\}$ 、 $y \in \{(2q_y+1)\sqrt{2/5}; q_y = -2, -1, 0, 1\}$ で与えられる．(4, 12) star 16QAM の特徴は、(8, 8) star 16QAM に比較して、内リングのユークリッド距離が大きいいため、雑音や干渉に強い点である．(8, 8) star 16QAM は、3 ビットを異なる位相、残りの 1 ビットを異なる振幅を表すために用いることで、位相と振幅を独立にマッピングできる．よって、リング振幅比を振幅変調と単独に最適化できるため、(4, 12) star 16QAM に比較してより耐性の強い信号マッピングが可能である．





(c) Square 16QAM



(d) 16PSK

図 6-1 16QAM の信号点配置

6.2.1.2 CM 特性

ACLR に対する要求条件を満たすためには、ピーク電力の信号が電力増幅器の非線形領域によって歪まないように、電力増幅器に入力する信号レベルを下げる必要がある。このとき、ACLR の要求条件を満たすため、与えられた信号波形や送信機構成に対して送信電力バックオフを設定する。ここで、電力増幅器の出力における ACLR の要求条件および目標スループット（あるいは BLER）を同時に満たす実効的な受信 SNR を SNR_{effect} と定義する。本検討では、 SNR_{effect} を次のように導く。まず、リンクレベルシミュレーションにより目標スループットを実現するための受信機入力端における所要受信 SNR (SNR_{req}) を計算する。 P_{out} を電力増幅器の出力電力、 L_{path} を距離減衰およびシャドウイングを含んだパスロスとすると（簡単のため、ここではケーブルロス等は無視する）、 SNR_{req} はデシベル表記で、 $SNR_{req} = P_{out} - L_{path} - N$ ように求められる。ここで、 N は受信機入力端における雑音電力を表す。ACLR の要求条件を満たすためには、予め送信電力 P_{Tx} から必要分だけ電力を下げなければならない。このとき、 P_{out} はデシベル表記で $P_{out} = P_{Tx} - P_{back-off}$ の条件を満たす。ここで、 $P_{back-off}$ は送信バックオフに対応する電力低減量を表す。したがって、実効的な受信 SNR は所要受信 SNR に電力低減量を加えることによって、次式のように計算できる（デシベル表記）。

$$SNR_{effect} \text{ (dB)} = P_{Tx} - L_{path} - N = SNR_{req} + P_{back-off} = SNR_{req} + CM \quad (6-3)$$

ここで、CM は電力増幅器の出力における電力低減量に対応する[6-11],[6-12]。LTE における CM は次式で定義される[6-11]。

$$CM \text{ (dB)} = \frac{20 \log_{10}(v_{rms}) - 1.52}{1.56} \quad (6-4)$$

ここで、 v_{rms} は入力信号の平均振幅で正規化した、各シンボルに対する振幅の瞬時値の 3 乗の r.m.s. (root mean squared) 値を表す。式(6-4)における“1.52”および“1.56”は、LTE の上りリンクにおける ACLR の要求条件を満たすための実測経験に基づく係数である。表 6-1 にリング振幅比 R_{radius} をパラメータにした場合の、式(6-4)により算出した star 16QAM の CM 特性を示す。リファレンスとして、square 16QAM および 16PSK の特性も併せて示す。CM 値は僅かではあるが送信帯域幅 B_{Tx} に影響を受けるため、 $B_{Tx} = 2$ RB (Resource Block) (= 360 kHz) および 5 RB (= 900 kHz) の 2 つの場合を評価した。表より、 R_{radius} が小さい場合、star 16QAM は square 16QAM よりも低い CM を実現することがわかる。これは、star 16QAM の場合に原点付近を通る信号点間の遷移が、square 16QAM よりも少なくなるためである。また、同一の R_{radius} を用いた場合、(4, 12) star 16QAM は (8, 8) star 16QAM に比較して低い CM となることがわかる。よって、CM を低減する観点からは、star 16QAM は square 16QAM よりも有効であることが確認できる。

表 6-1 16QAM における CM 特性比較

R_{radius}	(4, 12) star 16QAM		(8, 8) star 16QAM		Square 16QAM		16PSK	
	2 RBs	5 RBs	2 RBs	5 RBs	2 RBs	5 RBs	2 RBs	5 RBs
1.2	1.28	1.28	1.32	1.32	2.13	2.13	1.22	1.21
1.5	1.45	1.45	1.67	1.68				
1.8	1.59	1.59	2.03	2.04				
2.0	1.67	1.66	2.23	2.24				
2.5	1.79	1.79	2.59	2.60				
3.0	1.87	1.86	2.83	2.84				

6.2.2 MI に基づく最適なリング振幅比の検討

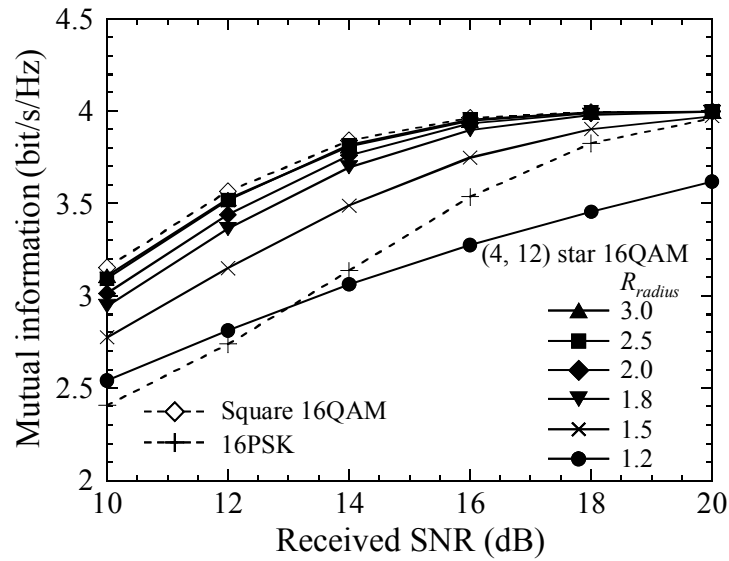
マルチパスフェージングチャネルを仮定し、ターボ符号、インタリーブ、LMMSE (Linear Minimum Mean Square Error) 規範に基づく周波数領域等化、参照信号(RS: Reference Signal)を用いるチャネル推定等の適用を考慮したリンクレベルシミュレーションにおいて、star 16QAM の最適なリング振幅比を理論解析によって証明することは一般に困難である。そこで本検討では、シミュレーション結果の妥当性を示すため、文献[6-13]のアプローチにより、シャノン容量を用いる MI に基づく容量計算から (4, 12) および (8, 8) star 16QAM の最適なリング振幅比を検討する。まず、AWGN チャネルにおいて、MI から各受信 SNR 値に対するスループットの上界を計算する。次に、最大伝送レートの 99% 値 (BLER が 10^{-2}) を満たす所要受信 SNR を最小にする観点から、最適なリング振幅比を検討する。MI に基づくス

ループットとリンクレベルシミュレーションから求めた最適なリング振幅比を比較することにより，リンクレベルシミュレーション結果の妥当性を示す．解析では，LTE のような無線通信において一般的に使われる BICM (Bit-Interleaved Coded Modulation) を仮定する．BICM では，有限の信号点配置をビット列でラベル付けし，各信号点は $\log_2 m = \log_2 |\Xi|$ ビットでラベル付けされる．このとき，各ビットは送受信機で独立に扱う．BICM の容量を計算するため，入出力間の MI はビット確率質量関数で最大化する必要がある[6-13]．与えられた信号の集合 Ξ に対する MI は，bit/s/Hz 表記で次式により求められる．

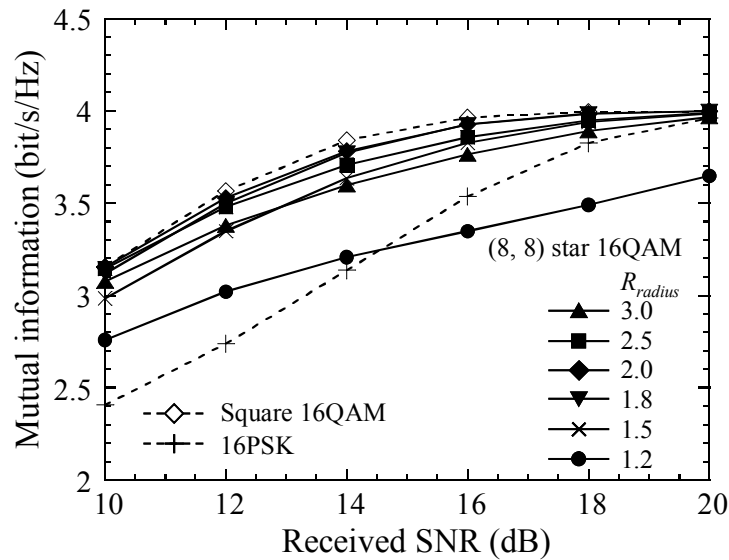
$$f(\Xi) = C = \log_2 m - \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m E_n \left\{ \log_2 \frac{\sum_{x' \in \Xi} \exp\left(-\frac{1}{N_0} |\sqrt{E}(x - x') + n|^2\right)}{\sum_{x'' \in \Xi_b^i} \exp\left(-\frac{1}{N_0} |\sqrt{E}(x - x'') + n|^2\right)} \right\} \quad (6-5)$$

ここで， n, E, N_0 は，それぞれ正規化複素ガウス変数の雑音成分，信号電力，雑音電力を表す． x および x' はともに集合 Ξ に属する信号点， x'' は集合 Ξ_b^i に属する信号点を示す．ここで，集合 Ξ_b^i は i 番目のビットの $b \in \{0, 1\}$ でラベル付けされた信号点の部分集合を表す．さらに， $E_n\{\cdot\}$ は n に対する期待値である．式(6-5)より，リング振幅比 R_{radius} をパラメータとして star 16QAM の最大伝送レートを計算する．

(4, 12) および (8, 8) star 16QAM における MI から算出した受信 SNR に対する最大伝送レートを，図 6-2(a) および 6-2(b) にそれぞれ示す．リング振幅比 R_{radius} をパラメータとした．同図に square 16QAM および 16PSK の特性も併せて示す．図 6-2(a) より， R_{radius} が 2.5 – 3.0 のときに (4, 12) star 16QAM の伝送レートを最大化できることがわかる．また，図 6-2(b) より，(8, 8) star 16QAM では，容量が最大となるリング振幅比は (4, 12) star 16QAM と比較して僅かに小さく， R_{radius} が 1.8 – 2.5 となることがわかる．(8, 8) star 16QAM の内リングにおける隣接シンボル間のユークリッド距離は，(4, 12) star 16QAM の場合に比較して小さい．よって，(8, 8) star 16QAM は (4, 12) star 16QAM よりも小さい R_{radius} で最大伝送レートを実現できる．



(a) (4, 12) star 16QAM



(b) (8, 8) star 16QAM

図 6-2 受信 SNR に対する MI から計算した最大伝送レート

6.2.3 シミュレーション評価のためのシステムモデル

図 6-3 に本検討で仮定したサブフレーム構成を示す．1 ms 長の 1 サブフレームは，14 個の SC-FDMA シンボルに相当する FFT (Fast Fourier Transform) ブロックから構成される．1 FFT ブロックは， $66.7 \mu\text{s}$ 長の有効シンボルと $4.7 \mu\text{s}$ 長の Cyclic prefix (CP) から成る．周波数領域の信号成分（以降，本検討ではサブキャリアと呼ぶ）の間隔は 15 kHz である．サブフレームの 4 番目および 11 番目の FFT ブロックに，データチャネルの同期検波復調のためのチャネル推定に用いる RS を多重した．

図 6-4(a)および 6-4(b)にそれぞれ，シミュレーションにおける送信部および受信部のブロック構成を示す．また，表 6-2 にシミュレーションに用いた主要な無線パラメータを示す．

情報ビット系列は、符号化率 $R = 1/3, 1/2$ および $3/4$ 、拘束長 4 ビットのターボ符号により符号化される。 $R = 1/3$ のターボ符号の生成多項式は $\mathbf{G} = [1, \mathbf{g}_0/\mathbf{g}_1]$ で表わされる。ここで $\mathbf{g}_0 = [1011]$ および $\mathbf{g}_1 = [1101]$ である。ターボ符号化後の符号化ビット系列に対して、1 サブフレームに多重される 1 符号化ブロック内のビットインタリーブを用いた。インタリーブ後のビット系列 v_r は、各種 16QAM の信号点配置 χ のシンボル $x_l = \mu(v_r)$ にマッピングされる。ここで、 $\mu(\cdot)$ は L 個の信号点候補 s^i ($i = 1, 2, \dots, L$) に対するマッピング関数を表す（本検討では $L = 16$ ）。1 FFT ブロック内のデータ変調されたシンボルの数を K 、 t 番目の FFT ブロック ($t = 0, 1, \dots, 13; t \neq 3, 10$) における g 番目のシンボル ($g = 0, 1, \dots, K-1$) を $x_g^{(t)} (\equiv x_l)$ ($l = g + tK$ ($l = 0, 1, \dots, 12 \times K-1$)) とする。変調後のシンボル系列はサイズ K の DFT に入力される。本評価では、 K は 24 または 60（それぞれ 2 RB (= 360 kHz), 5 RB (= 900 kHz) に対応）とした。そして、DFT により周波数領域信号系列 $X(k)$ ($k = 0, 1, \dots, K-1$) に変換される。Localized 送信を仮定し、サブキャリアマッピング部では、 K サブキャリアの信号を連続するサブキャリアにマッピングする。系列 $\{X(k)\}$ に $(N_{FFT} - K)$ 個のゼロを挿入後、サイズ N_{FFT} (= 1024) の IFFT (Inverse FFT) により、時間領域波形に変換される。最後に、FFT ブロックにブロック間干渉を除去するために CP を付加する。RS 系列には、時間および周波数領域で一定振幅の Constant Amplitude Zero Auto-Correlation (CAZAC) 系列に属する Zadoff-Chu 系列を用いた。

伝搬パスモデルには、r.m.s.遅延スプレッドが $\tau_{rms} = 1.06 \mu\text{s}$ の GSM Typical Urban (TU) チャネルモデル[6-14]および $\tau_{rms} = 1.06 \mu\text{s}$ の ITU Vehicular-A (Veh.-A) チャネルモデル[6-15]を用いた。また、様々な遅延スプレッドの環境での BLER 特性を評価するため、各パスの平均受信信号電力が先頭パスから 1 dB ずつ減衰する指数減衰電力遅延プロファイルモデルを用いた。各パスは、最大ドップラ周波数が $f_D = 5.55 \text{ Hz}$ の独立なレイリーフェージング変動を受けるものと仮定した。すべてのチャネルモデルにおいてパス数は $L = 6$ とした。

受信機では、2 アンテナのダイバーシチ受信を用いた。FFT タイミング検出は理想推定を仮定した。 m 番目の受信ブランチ ($m = 0, 1$) における受信信号ブロックを $\mathbf{r}_m = [r_m(0), \dots, r_m(N_{FFT} - 1)]^T$ とする ($[\cdot]^T$ は行列の転置を表す) と、行列表現で次式のように表すことができる。

$$\mathbf{r}_m = \mathbf{h}_m \mathbf{s} + \mathbf{n}_m = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}_m \mathbf{d} + \mathbf{n}_m \quad (6-6)$$

ここで、 $\mathbf{s}$ は送信信号ベクトル、 $\mathbf{d}$ は送信シンボルベクトル、 $\mathbf{n}_m$ は雑音ベクトル、 $\mathbf{h}_m$ は $N_{FFT} \times N_{FFT}$ のチャネルインパルス応答の巡回行列である。受信信号ブロックは、FFT によって周波数領域の信号ベクトル $\mathbf{R}_m = [R_m(0), \dots, R_m(N_{FFT} - 1)]^T$ に変換され、次式のように表すことができる。

$$\mathbf{R}_m = \mathbf{F} \mathbf{r}_m = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_m \mathbf{D} + \mathbf{N}_m \quad (6-7)$$

ここで, $\mathbf{H}_m = \mathbf{F} \mathbf{h}_m \mathbf{F}^H$ は周波数領域のチャネル行列 ($(\cdot)^H$ は行列のエルミート転置を表す), $\mathbf{D} = \mathbf{F} \mathbf{d}$ は周波数領域のシンボルベクトル, $\mathbf{N}_m = \mathbf{F} \mathbf{n}_m$ は周波数領域の雑音ベクトル, $\mathbf{F}$ は $N_{FFT} \times N_{FFT}$ の FFT 行列である. m 番目の受信ブランチにおける $\mathbf{R}_m$ の u 番目の成分 $R_m(u)$ は次式で与えられる.

$$R_m(u) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} H_m(u) D(u) + N_m(u) \quad (6-8)$$

ここで, $H_m(u) = \sum_{p=0}^{L-1} h_{p,m} \exp(-j2\pi u \tau_p / N_{FFT})$, $D(u) = 1/\sqrt{N_{FFT}} \sum_{t=0}^{N_{FFT}-1} d(t) \exp(-j2\pi ut / N_{FFT})$, $N_m(u) = 1/\sqrt{N_{FFT}} \sum_{t=0}^{N_{FFT}-1} n_m(t) \exp(-j2\pi ut / N_{FFT})$ である. また, $h_{p,m}$ および τ_p はそれぞれ, m 番目の受信ブランチにおける p 番目のパスに対するチャネルインパルス応答およびパスの遅延量を表す. $(N_{FFT} - K)$ サブキャリアの信号を除去することにより, u サンプルの中から k サブキャリアの所望信号を取り出す. ここで, d 番目のスロット, m 番目の受信ブランチに対する k 番目のサブキャリアの RS を用いて推定したチャネル応答を $H_m^d(k)$ とする. チャネル推定値に含まれる雑音成分を抑圧するため, 着目するサブキャリアを中心としてその両側の $(2F_{avg}+1)$ サブキャリアのチャネル応答を, 次式で示すように重み付き同相加算平均してチャネル応答 $\hat{H}_m^d(k)$ を計算する.

$$\hat{H}_m^d(k) = \sum_{f=-F_{avg}}^{F_{avg}} \alpha_f H_m^d(k+f) \quad (6-9)$$

式(6-9)において, 周波数選択性を考慮して重み係数 α_f ($\sum_{f=-F_{avg}}^{F_{avg}} \alpha_f = 1$) を用いる. 本評価では, $F_{avg} = 2$ とし, $[\alpha_0, \alpha_{+1/-1}, \alpha_{+2/-2}] = [0.34, 0.22, 0.11]$ に設定した. 計算したチャネル応答 $\hat{H}_m^d(k)$ はサブフレーム内の 2 つの RS シンボル間で, $\bar{H}_m(k) = 1/2 \sum_{d=0}^1 \hat{H}_m^d(k)$ のようにさらに同相加算平均する. 推定したチャネル応答を用いて, m 番目の受信ブランチにおける k 番目のサブキャリアの LMMSE ウェイト $W_m(k)$ を, $W_m(k) = \bar{H}_m^*(k) / \left(\sum_{m'=0}^1 |\bar{H}_{m'}(k)|^2 + \sigma^2 \right)$ により求めた. LMMSE ウェイトの分母の雑音電力 σ^2 の推定は, 理想推定を仮定した. 周波数領域等化および受信ブランチ間で合成した後の k 番目のサブキャリアにおける信号 $\hat{R}(k)$ は, 次式により表せる.

$$\hat{R}(k) = \sum_{m=0}^1 W_m(k) R_m(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{H}(k) D(k) + \hat{N}(k) \quad (6-10)$$

ここで、 $\hat{H}(k) = \sum_{m=0}^1 W_m(k) H_m(k)$ および $\hat{N}(k) = \sum_{m=0}^1 W_m(k) N_m(k)$ は、それぞれ周波数領域等化後の等価チャネル応答および雑音成分を表す。IDFT (Inverse DFT)により時間領域の信号に変換した後、情報シンボルとチャネル応答の推定値を用いて生成したシンボルレプリカ候補の最小2乗ユークリッド距離から、ビット“0”および“1”に対する事後確率(*a posteriori probability*)の対数尤度比 (LLR: Log-Likelihood Ratio)を計算した。FFTブロック内の l 番目の情報シンボル($l = 0, 1, \dots, K-1$)を $\bar{r}_l$ とすると、 l 番目の情報シンボルの j 番目のビット $v_{l,j}$ が“0”または“1”となる事後 LLR は、次式のように計算できる。

$$\begin{aligned} \Lambda(v_{l,j}) &= \log\{P(v_{l,j} = 1|\bar{r}_l)/P(v_{l,j} = 0|\bar{r}_l)\} = \max_{x_l \in \mathcal{X}_1^j} \log\{P(\bar{r}_l|v_{l,j})\} - \max_{x_l \in \mathcal{X}_0^j} \log\{P(\bar{r}_l|v_{l,j})\} \\ &= \max_{x_l \in \mathcal{X}_1^j} \left\{ \frac{-(\bar{r}_l - |\tilde{w}|x_l)^2}{2\sigma^2|\tilde{w}|^2} \right\} - \max_{x_l \in \mathcal{X}_0^j} \left\{ \frac{-(\bar{r}_l - |\tilde{w}|x_l)^2}{2\sigma^2|\tilde{w}|^2} \right\} \end{aligned} \quad (6-11)$$

式(6-11)において、 $\mathcal{X}_{0/1}^j$ は j 番目のビットにおいてビット“0”または“1”を含む信号点配置の集合を表す。等化ウェイトが乗算され、ブランチ間でダイバーシチ合成されたチャネルインパルス応答 $\hat{w}(l)$ は次式で表される。

$$\hat{w}(l) = IDFT \left\{ \sum_{m=0}^1 \bar{H}_m(k) W_m(k) \right\} \quad (6-12)$$

雑音の影響を軽減するため、 $\hat{w}(l)$ は $\tilde{w} = 1/K \sum_{l'=0}^{K-1} \hat{w}(l')$ のように K シンボルに渡って平均化される。送信信号点配置に重み付け係数 $\tilde{w}$ を乗算することにより、周波数等化およびダイバーシチ合成後の受信信号に対応するシンボルレプリカを生成する。デインタリーブ後、求めた LLR を Max-Log-MAP 復号器に入力した。最後に、Max-Log-MAP 復号器の出力の事後 LLR を硬判定して送信ビット系列を再生した。

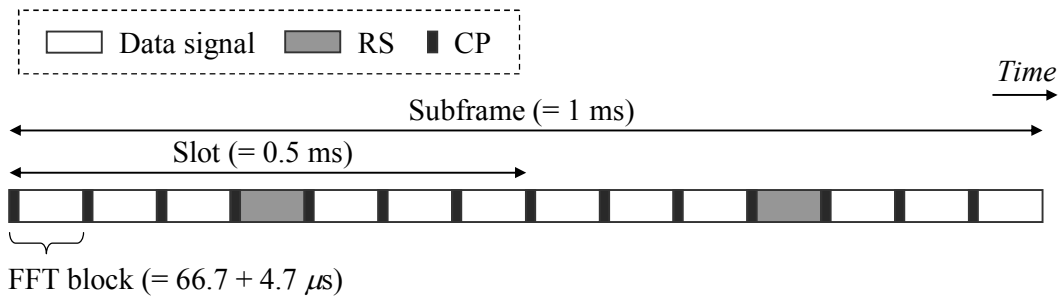


図 6-3 サブフレーム構成

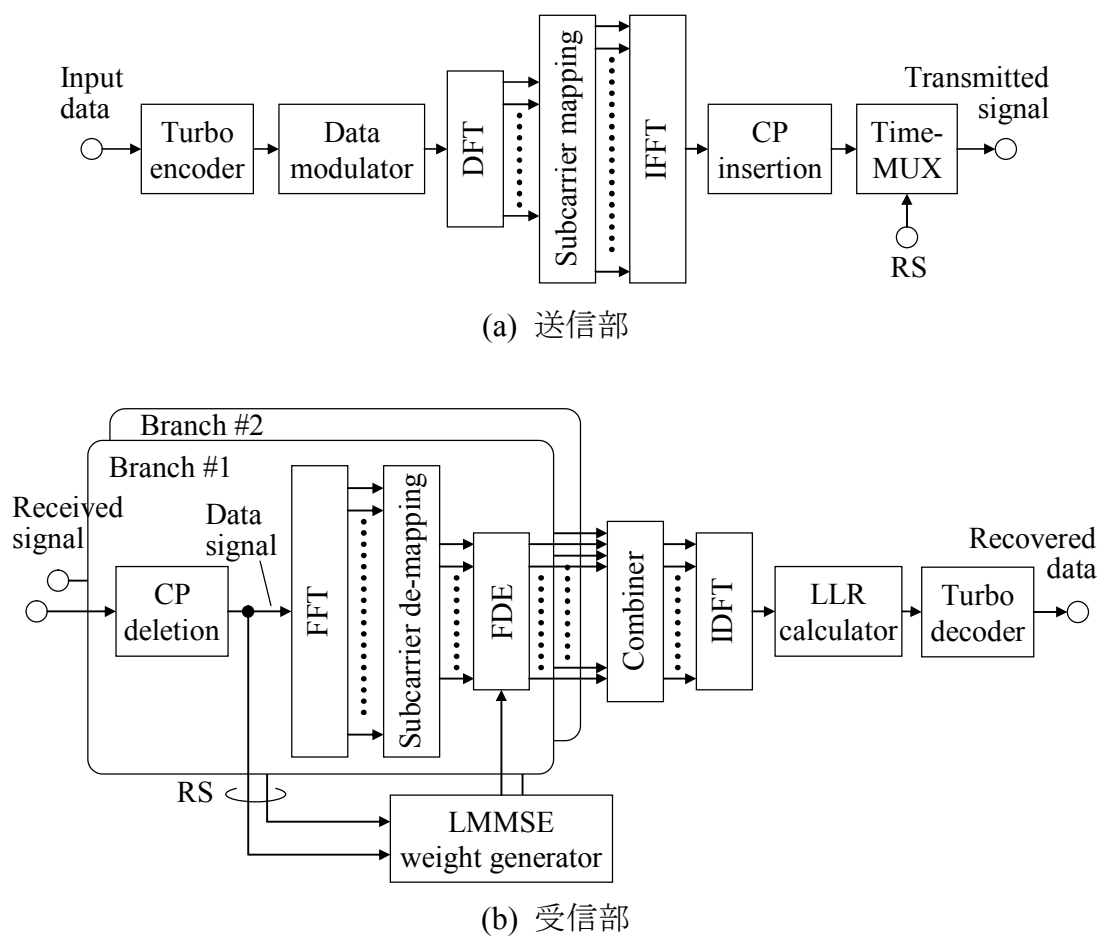


図 6-4 送信部および受信部の構成

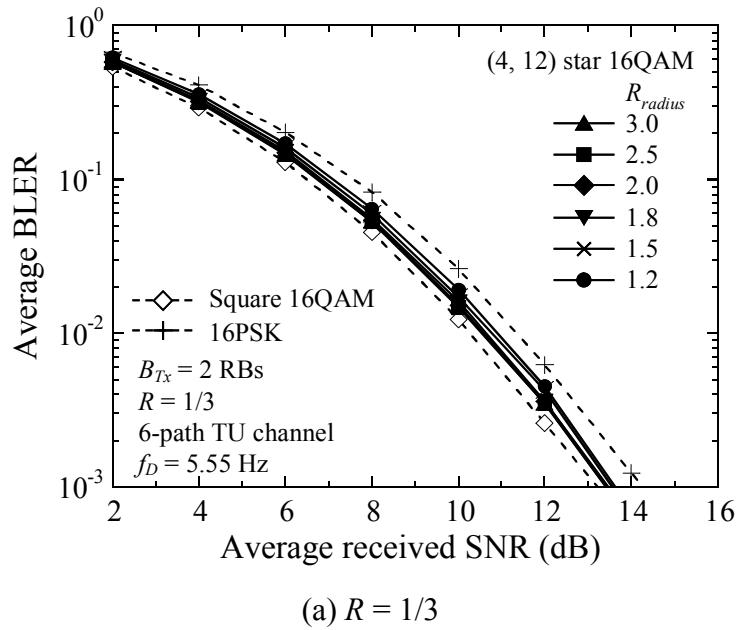
表 6-2 シミュレーション諸元

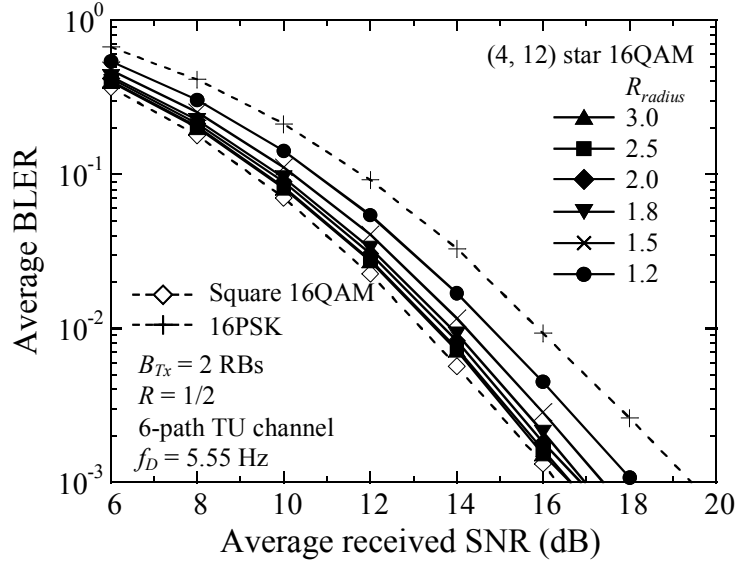
System bandwidth		10 MHz
Transmission bandwidth		2 RBs (= 360 kHz), 5 RBs (= 900 kHz)
Sampling rate		15.36 Msps
Subframe length		1.0 ms (14 FFT blocks)
FFT block length	Effective data	66.7 μ s
	CP	4.7 μ s
Number of RS blocks		2
Data modulation		(4, 12), (8, 8) star 16QAM, square 16QAM, 16PSK
Channel coding / decoding		Turbo coding ($R = 1/3, 1/2, 3/4$) / Max-Log-MAP decoding
Channel model		AWGN, 6-path TU, Veh.-A, Exponentially-decayed channel
Receiver		2-branch diversity reception, LMMSE-based FDE
Channel estimation		Weighted coherent averaging in frequency domain

6.2.4 シミュレーション結果

6.2.4.1 CM を考慮しない場合の平均 BLER 特性

図 6-5 に R_{radius} をパラメータにした場合の、平均受信 SNR に対する (4, 12) star 16QAM の平均 BLER 特性を示す。図 6-5(a) および 6-5(b) はそれぞれ $R = 1/3$ および $1/2$ の場合の BLER 特性を示している。また、square 16QAM および 16PSK の特性も併せて示す。本評価では、 $B_{Tx} = 2$ RBs, $f_D = 5.55$ Hz の 6 パス TU チャンネルモデルを仮定した。図 6-5(a) より、 R_{radius} を 1.2 から大きくすることにより、内リングと外リングに対する信号点配置のユークリッド距離が大きくなるため、BLER 特性が改善していることがわかる。 $R = 1/3$ の大きな符号化利得に起因して、 R_{radius} が 1.8 より大きい場合の BLER 特性差は小さくなっている。図 6-5(b) より、図 6-5(a) に比較して符号化利得が小さくなるため、平均 BLER 特性は R_{radius} に対してより影響を受けることがわかる。 R_{radius} が 2.0–3.0 の場合、ほぼ同等の BLER 特性となることがわかる。これらの結果は、図 6-2(a) の MI から計算した最大伝送レートにより得られた結果と一致する。予想された通り、CM を考慮しない場合、square 16QAM は (4, 12) star 16QAM および 16QAM よりも優れた BLER 特性を示すことがわかる。

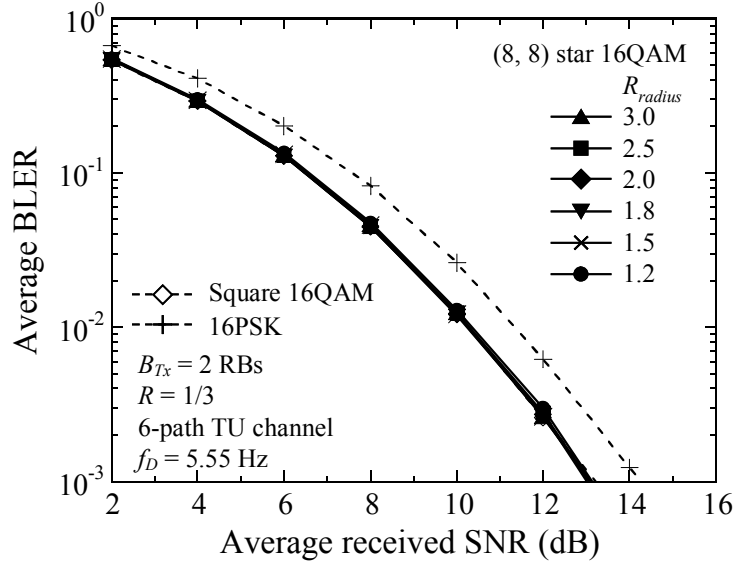




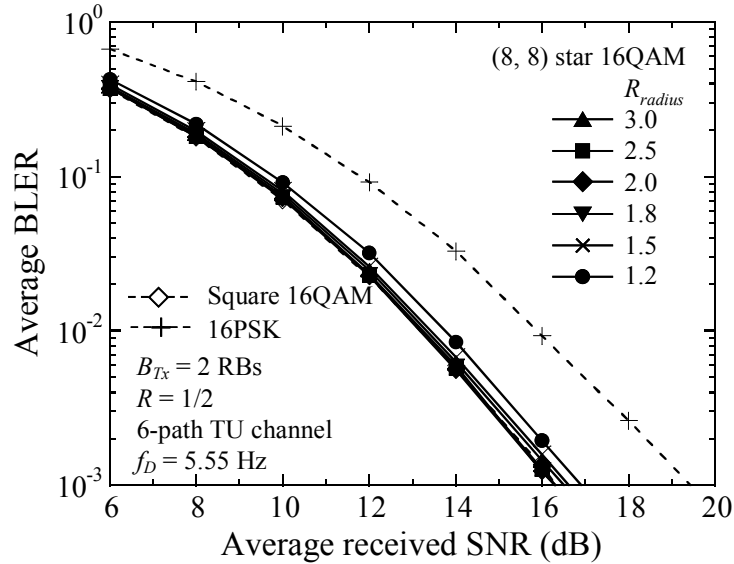
(b) $R = 1/2$

図 6-5 R_{radius} をパラメータにした場合の(4, 12) star 16QAM の平均 BLER 特性

次に、図 6-6 に R_{radius} をパラメータにした場合の、平均受信 SNR に対する(8, 8) star 16QAM の平均 BLER 特性を示す。その他の評価条件は、図 6-5 と同一である。図より、(8, 8) star 16QAM の BLER 特性は、(4, 12) star 16QAM と比較して、 R_{radius} に対する影響が小さいことがわかる。図 6-6(a)より、 $R = 1/3$ の場合、 R_{radius} に依らず同等の BLER 特性を示しており、square 16QAM とほぼ同等の BLER 特性となっている。同様に、図 6-6(b)より、 $R = 1/2$ の場合、 R_{radius} が 1.8 より大きいときに(8, 8) star 16QAM は square 16QAM とほぼ同等の BLER 特性を実現している。これらの結果は、図 6-2(b)の MIに基づいて得られた結果と一致する。図 6-5 および 6-6 の結果を比較すると、(8, 8) star 16QAM は(4, 12) star 16QAM よりも優れた BLER 特性を示すことがわかる。(8, 8) star 16QAM では、3 ビットで位相変調、1 ビットで振幅変調を独立に表すことができる。よって、マルチパスレイリーフェージング環境において、(8, 8) star 16QAM における位相と振幅の独立ビットマッピングが、(4, 12) star 16QAM のマッピングよりも大きな耐性を有していると考えられる。よって、(8, 8) star 16QAM は、CM を考慮しない場合でさえ、符号化率が $1/2$ 以下の条件において最適な R_{radius} を用いることにより、square 16QAM と同等の BLER 特性を実現できることがわかる。



(a) $R = 1/3$



(b) $R = 1/2$

図 6-6 R_{radius} をパラメータにした場合の(8, 8) star 16QAM の平均 BLER 特性

6.2.4.2 CM を考慮した場合の平均 BLER 特性

図 6-7 に $R = 1/3, 1/2, 3/4$ の場合の, R_{radius} に対する平均 BLER が 10^{-2} を満たす CM を考慮した所要平均受信 SNR 特性を示す. 送信帯域幅は $B_{Tx} = 2$ RB とし, AWGN チャネルを仮定した. 図 6-7 より, $R = 1/3$ の場合, 小さい R_{radius} を用いたときの(8, 8) star 16QAM および(4, 12) star 16QAM は, 低い CM 特性に起因して square 16QAM よりも所要平均受信 SNR を低減できることがわかる. 特に, $R_{radius} = 1.2$ を用いる(8, 8) star 16QAM は, square 16QAM に比較して所要平均受信 SNR を 0.6 dB 低減できている. $R = 1/2$ の場合, $R_{radius} = 1.5 - 1.8$ を用いる(8, 8) star 16QAM は, square 16QAM とほぼ同等の特性を実現していることがわかる. $R = 3/4$ の場合, $R_{radius} = 2.5 - 3.0$ を用いる(4, 12) star 16QAM は, square 16QAM とほぼ同等

の所要平均受信 SNR を実現できることがわかる。

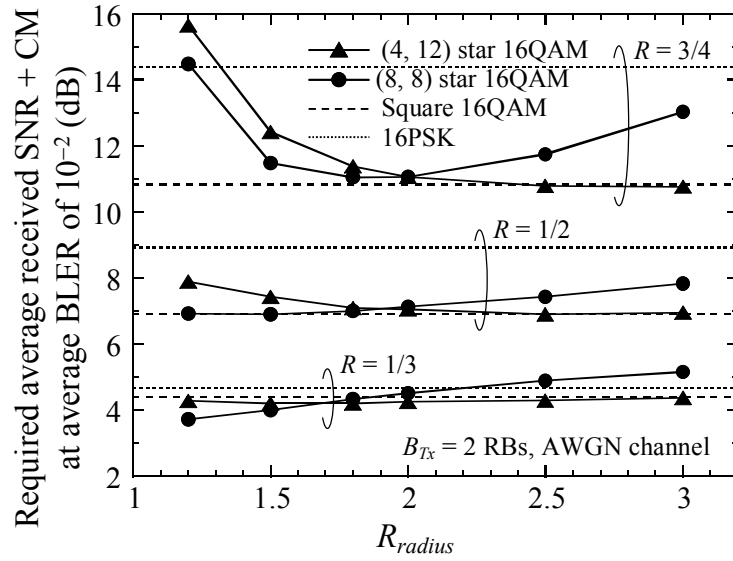
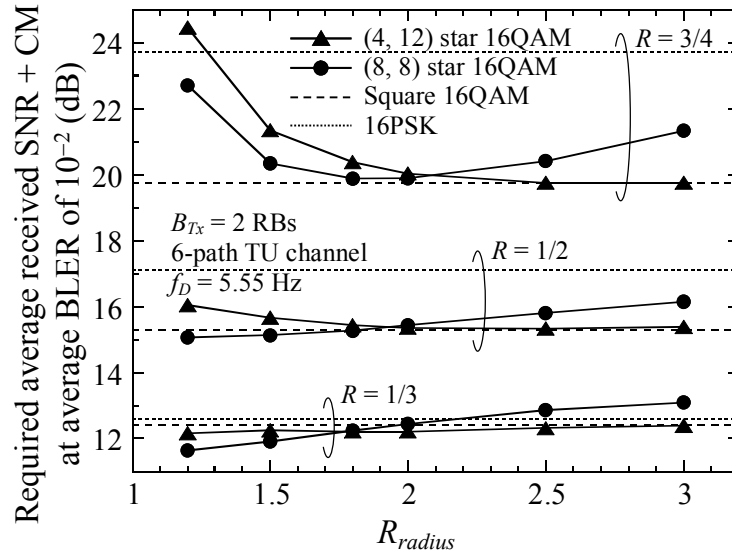
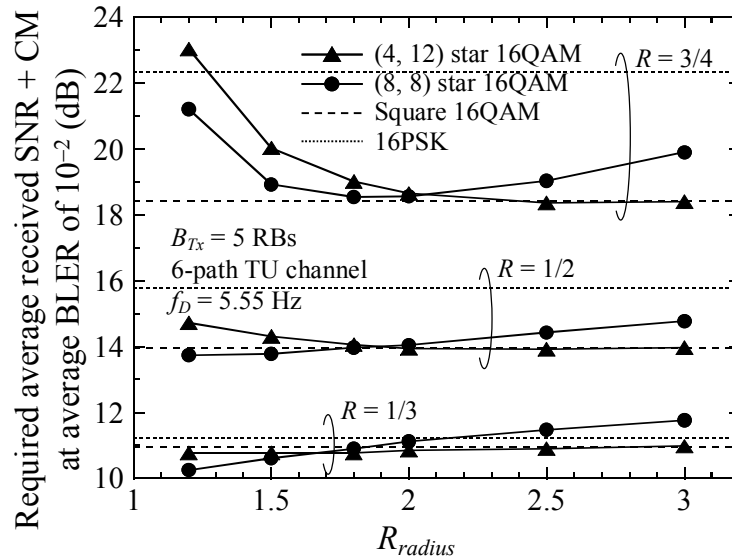


図 6-7 AWGN チャネルにおける R_{radius} に対する CM を考慮した所要平均受信 SNR 特性

図 6-8 に $f_D = 5.55$ Hz の 6 パス TU チャネルモデルを用いた場合の、 R_{radius} に対する平均 BLER が 10^{-2} を満たす CM を考慮した所要平均受信 SNR 特性を示す. 図 6-8(a) では $B_{Tx} = 2$ RB, 図 6-8(b) では $B_{Tx} = 5$ RB とした. 図より, 図 6-8(a) の特性は, フェージングチャネルに起因して, CM を考慮した所要平均受信 SNR は全体的に高くなっているものの, 図 6-7 と同様の傾向が見られる. 具体的には, $R = 1/3$ の場合, 小さい R_{radius} を用いたときの (8, 8) star 16QAM および (4, 12) star 16QAM は, 低い CM 特性に起因して square 16QAM よりも所要平均受信 SNR を低減できている. また, $R_{radius} = 1.2$ を用いる (8, 8) star 16QAM は, square 16QAM に比較して所要平均受信 SNR を 0.6 dB 低減できている. $R = 1/2$ の場合, AWGN チャネルと異なり, 1.5 より小さい R_{radius} を用いる (8, 8) star 16QAM は, square 16QAM に比較して僅かに所要平均受信 SNR を低減できることがわかる. しかしながら, AWGN チャネルの場合と同様に, $R = 3/4$ の場合, star 16QAM の CM を考慮した所要平均受信 SNR の利得は得られていない. 一方, $B_{Tx} = 5$ RB の場合, 十分な周波数ダイバーシチ効果が得られるため, 図 6-8(b) からわかるように, CM を考慮した所要平均受信 SNR は, $B_{Tx} = 2$ RB の場合に比較して小さくなっている. しかしながら, $B_{Tx} = 5$ RB の場合の所要平均受信 SNR の傾向は $B_{Tx} = 2$ RB の場合と同様である. 図 6-7 および 6-8 より, 平均 BLER が 10^{-2} を満たす CM を考慮した所要平均受信 SNR を最小にする R_{radius} の最適値は, 受信信号の変調や送信帯域幅による周波数選択性に依らずほぼ同一となることがわかる. (4, 12) star 16QAM に対して, $R = 1/3, 1/2, 3/4$ の場合の R_{radius} の最適値は 1.2, 2.5, 3.0, (8, 8) star 16QAM に対して, $R = 1/3, 1/2, 3/4$ の場合の R_{radius} の最適値は 1.2, 1.2, 2.0 となる.



(a) $B_{Tx} = 2$ RBs



(b) $B_{Tx} = 5$ RBs

図 6-8 TU チャンネルにおける R_{radius} に対する CM を考慮した所要平均受信 SNR 特性

図 6-9 に Veh.-A チャンネルモデルにおける CM を考慮した所要平均受信 SNR 特性を示す。図より，TU チャンネルモデルにおける結果と比較すると， τ_{rms} が小さいことに起因して周波数ダイバーシチ効果が減少するため，所要平均受信 SNR が増大している。しかしながら， $R = 1/3$ および $1/2$ の場合，(8, 8) star 16QAM は square 16QAM に比較して所要平均受信 SNR を低減できることがわかる。

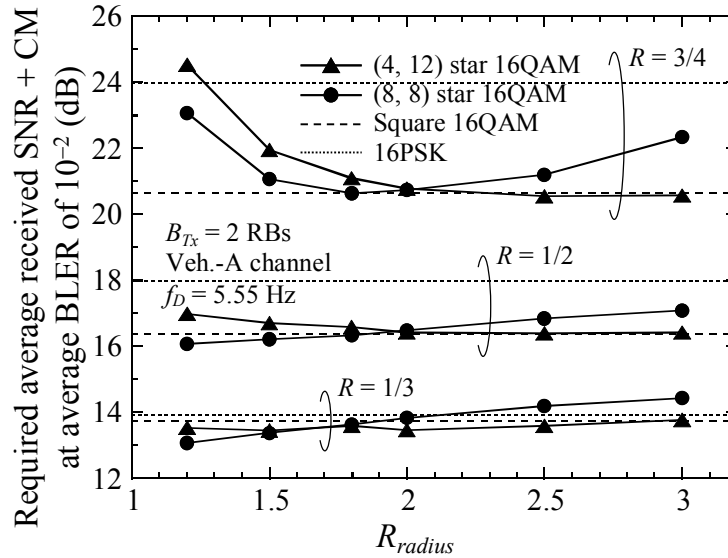


図 6-9 Veh.-A チャンネルにおける R_{radius} に対する CM を考慮した所要平均受信 SNR 特性

Square 16QAM と同様に、(4, 12) star 16QAM は各ビットが位相と振幅の両方の情報を表す。一方、(8, 8) star 16QAM では、3 ビットが位相変調、1 ビットが振幅変調のように位相と振幅を独立にマッピングすることができる。一般に、マルチパスレイリーフェージングチャンネルにおいて、振幅ビットに対する復号誤りは、位相ビットに対する復号誤りよりも BLER 特性に与える影響が大きい。そこで、低速から高速までの最大ドップラ周波数の環境において、RS を用いるチャンネル推定誤りが star 16QAM の信号点配置に対するビットマッピングに与える影響を評価する。各チャンネル符号化率に対して最適な R_{radius} を用いた場合の、 f_D に対する平均 BLER が 10^{-2} を満たす CM を考慮した所要平均受信 SNR 特性を図 6-10 に示す。本評価では、 $B_{Tx} = 2$ RB とし、 $R = 1/3, 1/2, 3/4$ の場合の特性を比較した。また、TU チャンネルモデルを仮定した。図 6-10 より、 $R = 1/3$ の場合、 f_D がおよそ 120 Hz までは、(8, 8) star 16QAM は square 16QAM に比較して CM を考慮した所要平均受信 SNR を 0.6 dB 低減していることがわかる。また、(4, 12) star 16QAM は square 16QAM とほぼ同等の特性を示すことがわかる。一方、 $R = 1/2$ または $3/4$ の場合、(8, 8) star 16QAM は square 16QAM に比較して顕著な利得が得られていない。次に、 τ_{rms} に対する平均 BLER が 10^{-2} を満たす CM を考慮した所要平均受信 SNR 特性を図 6-11 に示す。各チャンネル符号化率に対して最適な R_{radius} を用いた。本評価では、 $B_{Tx} = 2$ RB とし、6 パスの指数減衰チャンネルモデルを仮定した。図より、 τ_{rms} が大きくなるに従い、周波数ダイバーシチ効果が増大するため、CM を考慮した所要平均受信 SNR が低減していることがわかる。また、 $R = 1/3$ の場合、様々な遅延スプレッドの環境において、(8, 8) star 16QAM は square 16QAM より CM を考慮した所要平均受信 SNR を低減できている。しかしながら、 $R = 1/2$ あるいは $3/4$ の場合、(8, 8) star 16QAM を用いることによる square 16QAM からの顕著な利得は見られないことがわかる。

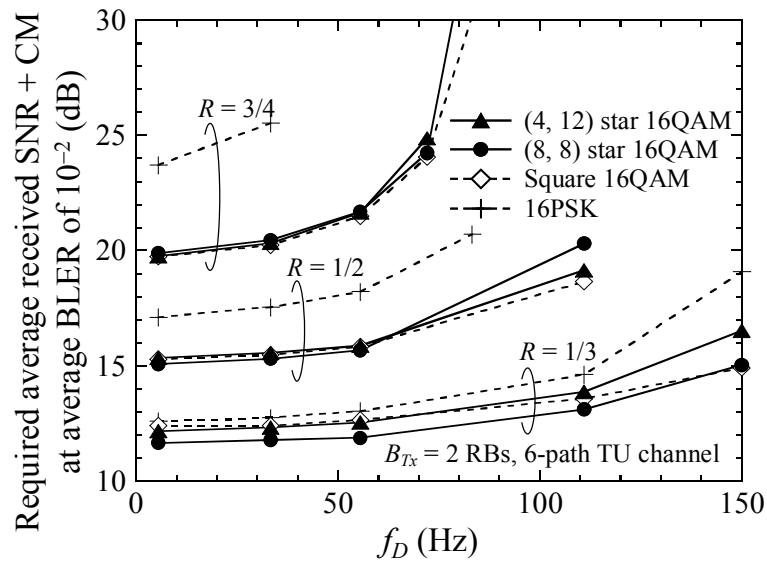


図 6-10 TU チャンネルにおける f_D に対する CM を考慮した所要平均受信 SNR 特性

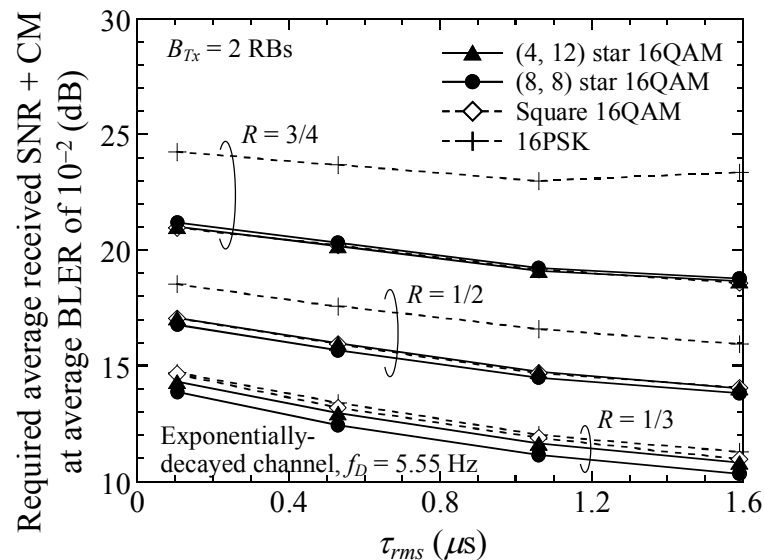


図 6-11 指数減衰チャンネルにおける τ_{rms} に対する CM を考慮した所要平均受信 SNR 特性

本検討では、低い CM（ユーザ端末の電力増幅器の送信バックオフ）を実現する star 16QAM に対する BLER 特性に着目し、square 16QAM との特性比較を行った。シミュレーション結果より、 $1/3$ 以下のチャンネル符号化率を用いる場合、目標の平均 BLER を満たす CM を考慮した所要平均受信 SNR に関して、star 16QAM は square 16QAM よりも優れた特性を示すことを明らかにした。近年、移动通信システムにおいては、既存の音声トラフィックに対して、様々な情報レートをもつデータトラフィックが急激に増大している。このようなデータトラフィックを効率的に伝送するため、HSPA や LTE ではパケットベースの無線アクセスが用いられる。さらに、様々な情報レートのデータ伝送を実現するため、適

応変調・チャネル符号化(AMC: Adaptive Modulation and Coding)が適用される。しかしながら、AMC を適応した場合、 $R = 1/3$ の star 16QAM が動作する受信 SNR 領域は、 $R = 2/3$ の QPSK でカバーされる。したがって、LTE の上りリンクにおいては、低い所要平均受信 SNR において高いチャネル符号化利得が得られる square 16QAM が採用されている。

6.2.5 まとめ

本節では、上りリンク DFT-precoded OFDMA において、低 PAPR を実現する star 16QAM に着目し、CM を考慮した BLER 特性を示した。シミュレーション結果より、まず、目標の平均 BLER を満たすための所要平均受信 SNR を最小とするの観点から、(4, 12)および(8, 8) star 16QAM に対する最適なリング振幅比 R_{radius} を明らかにした。また、これらの結果は MI に基づいて計算により得られた結果と一致することを確認した。さらに、(4, 12)および(8, 8) star 16QAM の最適リング振幅比は、ターボ符号の符号化率 R に応じて異なることを示し、最適なリング振幅比を用いた場合に、(8, 8) star 16QAM は(4, 12) star 16QAM に比較して優れた BLER 特性を示すことを明らかにした。 $R = 1/3$ の場合、(8, 8) star 16QAM に対する平均 BLER が 10^{-2} を満たす CM を考慮した所要平均受信 SNR を、square 16QAM に比較して 0.6 dB 低減できることを示した。結果として、上りリンクの DFT-precoded OFDMA において、 $1/3$ 以下の符号化率を用いる場合、ACLR の要求条件を満たすための所要平均受信 SNR に関して、(8, 8) star 16QAM の square 16QAM に対する優位性を明らかにした。

6.3 マルチキャリア/クラスタ伝送のクリッピング・フィルタリング法によるピーク電力抑圧効果

LTE よりも高いシステム性能を実現するため、LTE の無線インターフェースのさらなる拡張が行われている。これは、LTE-Advanced と呼ばれており、その初版の仕様が 2011 年 6 月に完成されている[6-9]。LTE-Advanced の上りリンクにおける特徴のひとつは、周波数領域における不連続な無線リソース割り当ての導入である。LTE-Advanced では LTE でサポートする帯域幅（最大 20 MHz）よりも広い帯域幅をサポートするため、コンポーネントキャリア(CC: Component Carrier)と呼ばれる基本周波数ブロックを複数キャリア束ねて送受信を行うことにより、広帯域化を実現するキャリアアグリゲーション(CA: Carrier Aggregation)[6-9]がサポートされている。LTE からの連続的な拡張および展開を可能とするため、各 CC は LTE と後方互換性をもつように設計される。加えて、周波数領域スケジューリングにおける無線リソース割り当ての柔軟性を改善するため、LTE の上りリンクにおける連続した無線リソース割り当ての制約が緩和されている。しかしながら、上記のどちらの信号波形も純粋なシングルキャリアではなく、結果として送信信号の PAPR は増大する。一方、ユーザ端末の送信電力の制限の厳しい上りリンクに対して、広いカバレッジエリアを提供するためには、PAPR は出来るだけ小さく抑える必要がある。そこで本節では、このような LTE-Advanced の上りリンク信号に対して、最も簡易なピーク電力抑圧法であるクリッピング・フィルタリング(CF: Clipping and Filtering)法[6-10]を適用した場合のピーク電力抑圧効果を、送信バックオフの低減と平均ブロック誤り率(BLER: Block Error Rate)の劣化のトレードオフの関係を考慮して検討する。本評価では送信バックオフの指標として、CM (Cubic Metric)[6-11]を用いる。

6.3.1 マルチキャリア/クラスタ DFT-Spread OFDMA

ピーク電力抑圧法として CF 法を適用するマルチキャリア(MC: Multi-Carrier)/クラスタ(CL: Clustered) DFT-Spread OFDMA の送信ブロック構成を図 6-12 に示す。MC DFT-Spread OFDMA は、複数の DFT (Discrete Fourier Transform)ブロックから構成されており、各 DFT ブロックは 20 MHz までの帯域幅（CA における 1 CC の信号帯域幅に相当）の信号をサポートする。DFT ブロック数がマルチキャリア数 N_{MC} に対応する。CL DFT-Spread OFDMA は、ひとつの DFT ブロックを使用するものの、無線リソースの割り当てに関して、LTE の上りリンクにおける周波数領域で連続するリソースブロック(RB: Resource Block)のみにデータチャネルを割り当てる制限を緩和している。ある CC 内の周波数領域における RB の分割数がクラスタ数 N_{CL} に対応する。MC あるいは CL DFT-Spread OFDMA に対する RB マッピングを行った後、ひとつの IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)により時間領域の信号に変換する。変換後の信号に対して、PAPR および CM を低減するための CF 信号処理を適

用する．信号 x は次式のように，ソフト包絡線リミッタによりクリッピングされる．

$$s = \begin{cases} x, & |x| \leq A \\ Ae^{j\phi(x)}, & |x| > A \end{cases} \quad (6-13)$$

ここで， A はクリッピングされる信号に対する最大振幅， $\phi(x)$ は x の位相を表わす．また，クリッピング比 γ は次式で定義する．

$$\gamma = 20 \log_{10}(A/\sqrt{P}) \quad (6-14)$$

ここで， P はクリッピング前の信号に対する平均電力である．後段のフィルタリング処理は，一連の FFT/IFFT 処理を用い，本評価ではクリッピングに起因する帯域外輻射を周波数領域で理想的に取り除くものとした．最後に，CF 処理後の信号ブロックに対して，受信部での周波数領域等化(FDE: Frequency Domain Equalization)におけるブロック間干渉の影響を低減するための CP (Cyclic Prefix) を付加する．

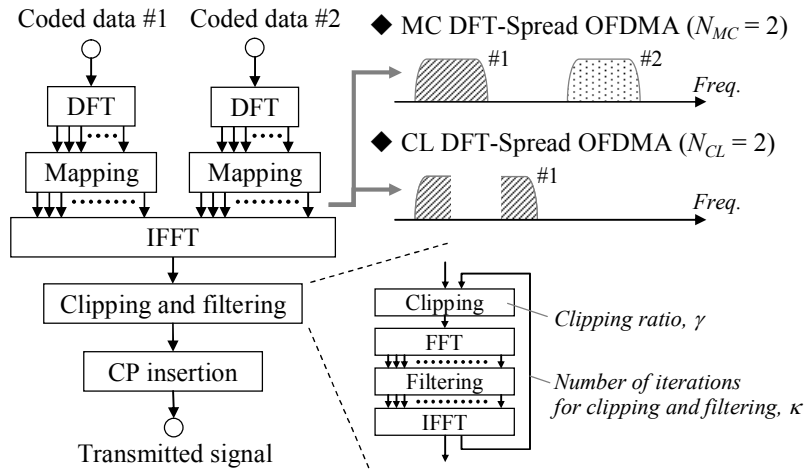


図 6-12 CF 法を適用する MC/CL DFT-Spread OFDMA の送信ブロック構成

6.3.2 評価手順

本評価では，ピーク電力抑圧の効果を評価するため，ユーザ端末の電力増幅器の送信バックオフとして，実測経験に基づく指標である CM 値を用いる．LTE における CM は，デシベル表記で次式のように定義される[6-11]．

$$CM = \{20 \log_{10}(v_{rms}) - 1.52\} / 1.56 \quad (6-15)$$

ここで， v_{rms} は入力信号の平均振幅で正規化した各サンプルの瞬時振幅の 3 乗の Root mean

squared (r.m.s.)値を表わし、1.52 および 1.56 は実測経験に基づく補正值である。表 6-3 に、 N_{MC} または N_{CL} をパラメータにした場合の各データ変調方式における CM 特性を示す。各マルチキャリアあるいはクラスタに割り当てられる RB サイズは同一の条件（最悪値）で評価を行った。表 6-3 より、 N_{MC} または N_{CL} の増大に伴い、CM も増大することがわかる。例えば、 $N_{MC}=2$ のとき、CM はシングルキャリア伝送時($N_{MC}=1$)に比較して 1 dB 程度増大しており、OFDM 信号に対する CM がおよそ 4.0 dB であることを考えると、OFDM からの利得は 1 dB 程度となっている。また、CL DFT-Spread OFDMA は MC DFT-Spread OFDMA よりも、 N_{CL} または N_{MC} の増大に伴う CM の増大が低く抑えられていることがわかる。

表 6-3 CM 特性

(a) MC DFT-Spread OFDMA

N_{MC}	1	2	3	4	5
QPSK	1.25	2.58	3.08	3.33	3.47
16QAM	2.17	3.08	3.40	3.56	3.66
64QAM	2.35	3.17	3.46	3.61	3.69

(b) CL DFT-Spread OFDMA

N_{CL}	1	2	3	4	5
QPSK	1.25	2.00	2.16	2.22	2.25
16QAM	2.17	2.66	2.76	2.80	2.81
64QAM	2.35	2.79	2.88	2.91	2.92

CM を用いることにより、送信バックオフの低減と平均 BLER 特性の劣化のトレードオフを考慮して、クリッピング比 γ の最適値を以下の手順で求める。

手順 1) 各 γ に対する CM を計算する。

手順 2) リンクシミュレーションにより、各 γ における、平均受信信号電力対雑音電力比 (SNR: Signal-to-Noise power Ratio)に対する平均 BLER 特性を求める。

手順 3) 目標とする平均 BLER を満たす実効的な所要平均受信 SNR を最小とする規範に基づき、 γ の最適値を求める。ここで、実効 SNR は平均受信 SNR + Δ_{CM} を表わす (Δ_{CM} は各 γ に対する CM 値とシングルキャリア伝送時($N_{MC}=N_{CL}=1$)の CM 値の差として定義)。

6.3.3 シミュレーション条件

表 6-4 に本評価で用いたシミュレーション諸元を示す。主要な無線パラメータは LTE-Advanced の評価条件に準拠している[6-16]。図 6-13 にシミュレーションモデルを示す。サブフレーム長 (TTI (Transmission Time Interval)に相当) は 1 ms であり、14 シンボルから構成される。ひとつのシンボルは 66.7 μ s の有効データと 4.7 μ s の CP から構成される。送

信部では、CC 毎に 2 値の情報ビット系列を、チャネル符号化率 R 、拘束長 4 ビットのターボ符号化後、QPSK, 16QAM, あるいは 64QAM を用いたデータ変調を行い、DFT へ入力する。MC DFT-Spread OFDMA では、CC 当たりの占有信号帯域を 4.32 MHz (= 24 RBs) (DFT ポイント数は 288), 隣接キャリア間の周波数間隔を 18 MHz とした。CL DFT-Spread OFDMA では、4.32 MHz 帯域幅の信号を RB マッピング部において N_{CL} クラスタに等分割した。このとき、各スラストのサイズは $4.32 / N_{CL}$ MHz (= $24 / N_{CL}$ RBs) となり、隣接クラスタ間の周波数間隔は $N_{CL} = 2, 3, 4$ の場合にそれぞれ 15.12, 7.92, 5.40 MHz とした。これは、CL DFT-Spread OFDMA においては、 N_{CL} によらずシステム帯域幅が 20 MHz であることを意味している。結果として得られた信号系列を 8192 ポイントの IFFT へ入力し、時間領域の信号に変換する。そして、CF 処理を行った後、各シンボルの先頭に CP を付加する。受信部におけるデータ信号の同期検波復調のためのチャネル推定に用いる参照信号(RS: Reference Signal)は、サブフレーム内の 4 および 11 番目のシンボルにマッピングした。RS 系列として、CAZAC (Constant Amplitude Zero Auto-Correlation) 系列のひとつである Zadoff-Chu 系列 [6-17] を用いた。CF 処理は RS シンボルに対しても行った。最後に、隣接シンボル間の不連続性に起因する帯域外輻射を抑圧するための時間窓フィルタを適用した。

チャネルモデルとして、EVA (Extended Vehicular A) [6-18], あるいは各パスの平均電力が先頭パスから 2 dB ずつ減衰する r.m.s. 遅延スプレッド σ の 6 パスの指数減衰電力遅延プロファイルを仮定した。各パスは最大ドップラ周波数 $f_D = 100$ Hz (3.5 GHz のキャリア周波数で時速約 30 km に相当) の独立なレイリーフェージングに従うものとした。その後、白色ガウス雑音(AWGN: Additive White Gaussian Noise)を付加した。

受信部では、2 ブランチのアンテナダイバーシチ受信を適用した。理想的な FFT タイミング検出を仮定した。CP を取り除いた後、FFT により受信信号を各周波数の成分に分離した。サブフレーム内の 2 つの RS シンボルを用いてチャネル推定を行った。受信したデータ信号は、LMMSE (Linear Minimum Mean Square Error) 規範に基づく周波数領域等化を行い、LMMSE ウェイト生成に用いる雑音電力は、受信した RS から推定したチャネル推定値の分散により求めた。最後に、IDFT (Inverse DFT) 後のデータ信号に対して、ビット毎の対数尤度比(LLR: Log Likelihood Ratio)を計算し、Max-Log-MAP アルゴリズムによる軟判定ターボ復号 (繰り返し数 8 回) を行い、送信ビット系列を再生した。

表 6-4 シミュレーション諸元

System bandwidth	20 – 100 MHz
Number of multi-carriers, N_{MC}	1 – 5
Number of clusters, N_{CL}	1 – 4
Signal bandwidth per CC	4.32 MHz (24 RBs)
Subframe length	1.0 ms (14 symbols)
Symbol length	Effective data: 66.7 μ s + CP: 4.7 μ s
Number of RS symbols per subframe	2
Data modulation	QPSK, 16QAM, 64QAM
Channel coding / decoding	Turbo coding ($R = 0.34 - 0.75$) / Max-Log-MAP decoding
Channel model	EVA, Exponentially decayed channel $f_D = 100$ Hz
Receiver	2-branch antenna diversity reception, MMSE-based FDE

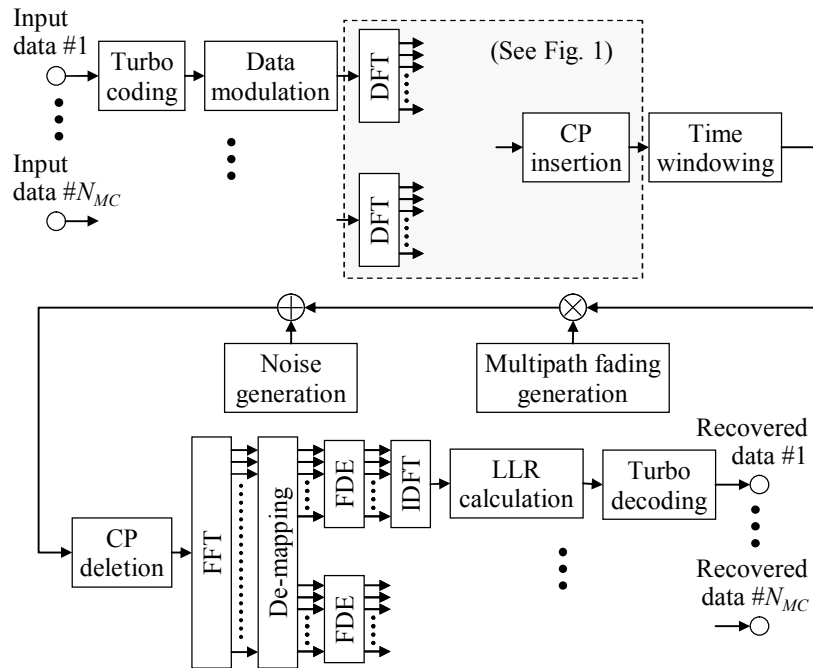


図 6-13 シミュレーションモデル

6.3.4 シミュレーション結果

6.3.4.1 CM 特性

表 6-5(a)および 6-5(b)に, CF の繰り返し数 κ およびクリッピングしきい値 γ をパラメータとした場合の MC/CL DFT-Spread OFDMA ($N_{MC}=2, N_{CL}=2$)の CM 特性を示す. 本評価では, データ変調方式として 16QAM を用いた. 表 6-5(a)では $\gamma=4$ dB, 表 6-5(b)では $\kappa=2$ を仮定し, 表 6-5(b)には Δ_{CM} も併せて示している. 表 6-5(a)より, κ が大きくなるに従い, CM が減

少することがわかる。しかしながら、MC および CL DFT-Spread OFDMA のどちらの場合においても、CM の低減は $\kappa=2$ でほぼ飽和している。よって、以降の評価では、 $\kappa=2$ を用いるものとした。また、表 6-5(b)より、 γ が小さくなるに従い、CM が減少することがわかる。例えば、 $\gamma=3$ dB の場合、MC および CL DFT-Spread OFDMA は、クリッピングを適用しない場合に比較して、それぞれ CM を 0.7 および 0.6 dB 低減できることがわかる。さらに、シングルキャリア伝送時($N_{MC}=N_{CL}=1$)と同等の CM を実現する場合の γ は、MC および CL DFT-Spread OFDMA で、それぞれ 2.2 および 3.7 dB となることがわかる。

表 6-5 CF が CM に与える影響(16QAM)

(a) CF の繰り返し数 κ の影響

κ	Non	1	2	3	4
$N_{MC}=2$	3.08	2.72	2.59	2.51	2.47
$N_{CL}=2$	2.66	2.37	2.25	2.18	2.14

* $\gamma=4$ (dB)

(b) クリッピングしきい値 γ の影響

γ (dB)	Non	6	5	4	3.7	3	2.2	2
$N_{MC}=2$ (Δ_{CM})	3.08 (0.91)	2.96 (0.79)	2.81 (0.64)	2.59 (0.42)	-	2.35 (0.18)	2.17 (0.00)	2.12 (-0.05)
$N_{CL}=2$ (Δ_{CM})	2.66 (0.49)	2.59 (0.42)	2.45 (0.28)	2.25 (0.08)	2.18 (0.01)	2.01 (-0.16)	-	1.79 (-0.38)

* $\kappa=2$

図 6-14 に $\kappa=2$, $\gamma=3$ dB を適用した場合の、MC/CL DFT-Spread OFDMA ($N_{MC}=2$, $N_{CL}=2$) に対する 16QAM データ変調のときの信号点配置の一例を示す。図より、CF 処理による CM の低減は、信号歪みの増大を伴うことが確認できる。本条件において計算されるエラーベクトル振幅(EVM: Error Vector Magnitude)値は、MC および CL DFT-Spread OFDMA に対してそれぞれ 10.4%および 9.4%である。

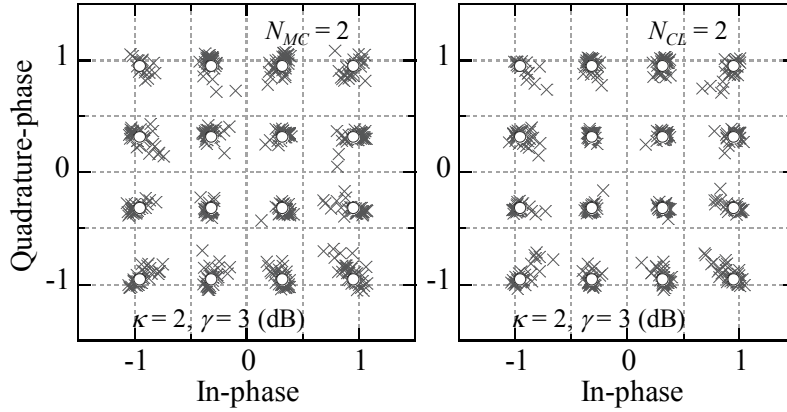


図 6-14 CF 法を適用した場合の信号点配置の一例(16QAM, $\kappa=2$, $\gamma=3$ dB)

6.3.4.2 平均 BLER 特性

図 6-15 に, γ をパラメータとした場合の, MC/CL DFT-Spread OFDMA ($N_{MC} = 2$, $N_{CL} = 2$) における平均受信 SNR に対する平均 BLER 特性を示す. 16QAM データ変調および $R = 0.51$ を用い, EVA チャンネルモデルを仮定した. 比較のため, クリッピングを適用しない場合の BLER 特性も併せて示す. 図 6-15 より, γ を大きくすることにより, クリッピングによる信号歪みの度合いが小さくなるため, BLER 特性が改善することがわかる. また, $\gamma = 6$ dB の場合の BLER 特性は, クリッピングを適用しない場合の特性とほぼ同等となることがわかる. 同一の γ を用いた場合, MC DFT-Spread OFDMA におけるクリッピングを適用しない場合に比較した BLER 特性の劣化量は, CL DFT-Spread OFDMA よりも僅かに大きくなること がわかる. さらに, シングルキャリア伝送時とほぼ同等の CM を実現する γ を仮定した場合, MC および CL DFT-Spread OFDMA における平均 BLER = 10^{-1} を満たす所要平均受信 SNR は, クリッピングを適用しない場合に比較して, それぞれ 1.6 および 0.5 dB 劣化していることがわかる.

図 6-16 に, 16QAM データ変調および $R = 0.35, 0.51, 0.75$ を用いた場合の, γ に対する MC/CL DFT-Spread OFDMA ($N_{MC} = 2$, $N_{CL} = 2$) の平均 BLER = 10^{-1} を満たす CM を考慮した所要平均受信 SNR の特性を示す. 縦軸はユーザ端末の電力増幅器の送信バックオフを含む実効的な所要平均受信 SNR を表わしている. 評価条件は, 図 6-15 と同一である. 図 6-16 より, $\gamma = 2, 3$ dB のような小さいクリッピング比を用いた場合, クリッピングによる信号歪みに起因する平均 BLER 特性の劣化量が CM の低減量を上回ることがわかる. しかしながら, 低いチャネル符号化率を用いた場合, 符号化利得の増大により, その劣化は小さく抑えられている. また, MC および CL DFT-Spread OFDMA とともに, CM を考慮した所要平均受信 SNR を最小にする観点から, シングルキャリア伝送時と同等の CM を実現するクリッピング比 $\gamma = 2.2$ および 3.7 dB は最適値ではないことがわかる. 結果として, $\gamma = 4$ あるいは 5 dB を用いることにより所要平均受信 SNR + Δ_{CM} を, クリッピングを適用しない場合に比較し

て 0.1 dB 程度低減することができるものの, CF 法を適用することによる顕著な利得は得られないことがわかる.

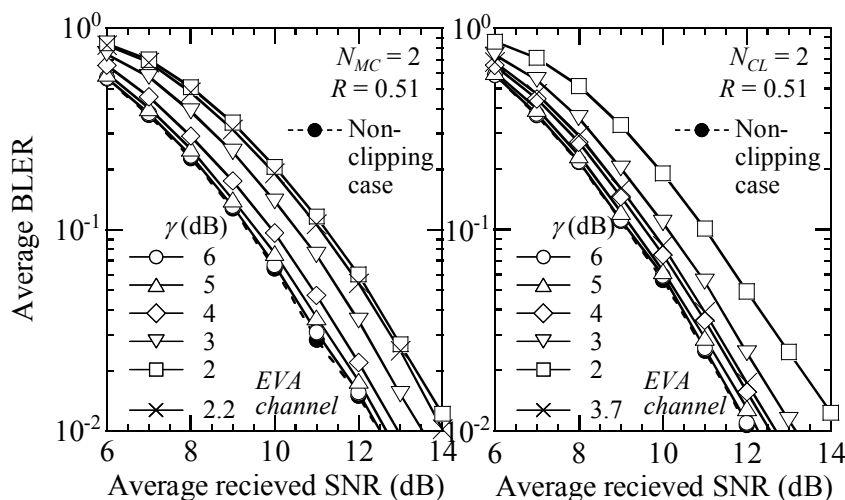


図 6-15 平均 BLER 特性(16QAM)

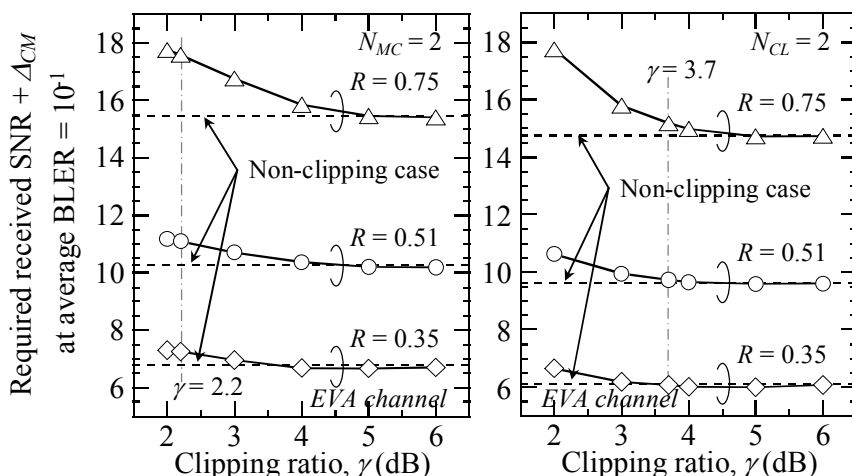


図 6-16 クリッピングしきい値に対する CM を考慮した所要平均受信 SNR 特性(16QAM)

図 6-17(a)および 6-17(b)に, それぞれ QPSK ($R = 0.36, 0.49, 0.70$)および 64QAM ($R = 0.34, 0.50$)データ変調を用いた場合の, γ に対する CM を考慮した平均受信 SNR 特性を示す. その他の評価条件は, 図 6-16 と同一である. 図 6-17 より, 図 6-16 の 16QAM データ変調の場合と同様な傾向が見られることがわかる. 結果として, 各変調方式およびチャネル符号化率(MCS: Modulation and Coding Scheme)に対して適切な γ を用いることで, クリッピングを適用しない場合に比較して, 所要平均受信 SNR + Δ_{CM} を 0.1 dB 程度低減できることがわかる.

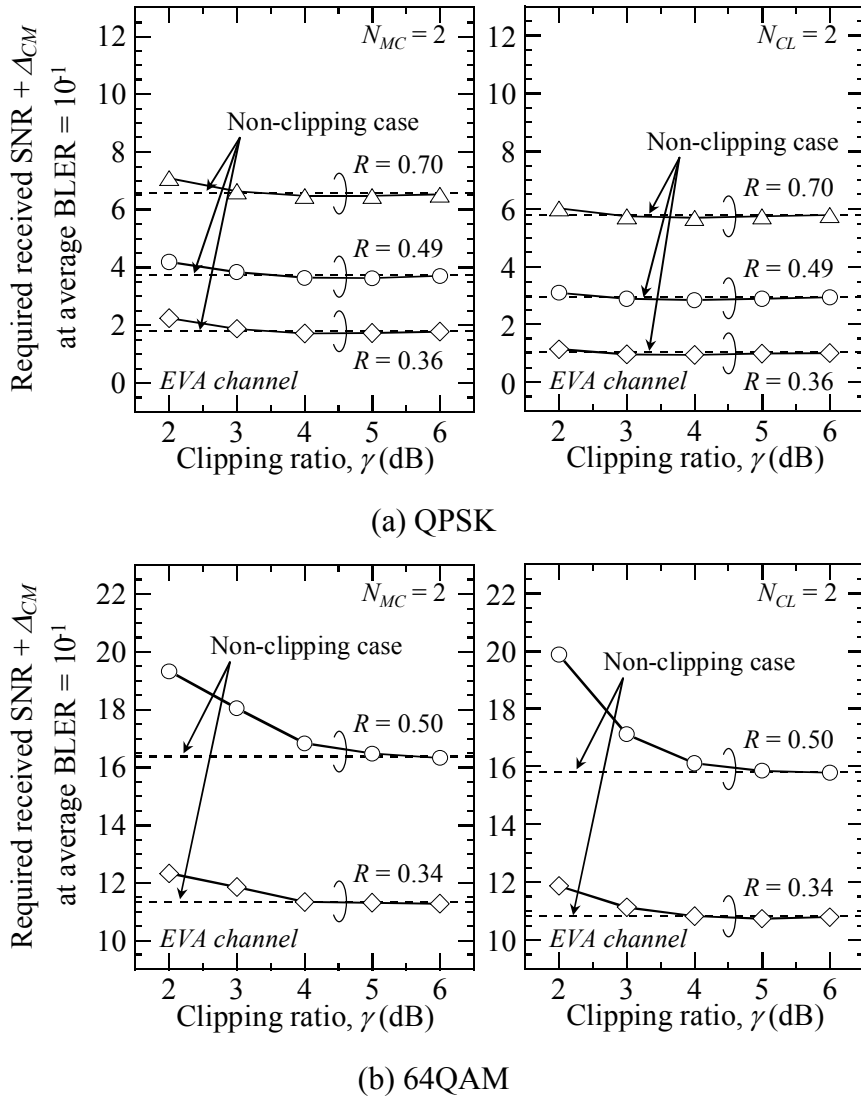


図 6-17 各データ変調方式におけるクリッピング比に対する CM を考慮した所要平均受信 SNR 特性

次に、 γ をパラメータとした場合の、MC/CL DFT-Spread OFDMA($N_{MC} = 2, N_{CL} = 2$)における、伝搬チャネルの遅延スプレッド σ に対する平均 $\text{BLER} = 10^{-1}$ を満たす CM を考慮した所要平均受信 SNR 特性を図 6-18 に示す. 16QAM データ変調および $R = 0.51$ を用いた. また、チャネルモデルは 6 パスの指数減衰電力遅延プロファイルを仮定し、パス間の遅延時間を変えることで σ を変化させた. 図より、 σ が小さくなるに従い、MC DFT-Spread OFDMA では CC 内の、CL DFT-Spread OFDMA ではクラスタ間の周波数ダイバーシチ利得の減少に起因して、所要平均受信 $\text{SNR} + \Delta_{CM}$ が徐々に増大していることがわかる. しかしながら、 γ が BLER 特性に与える影響は、 σ によらずほぼ同等である. 結果として、MC および CL DFT-Spread OFDMA とともに、クリッピングを適用しない場合からの適切な γ を用いたときの所要平均受信 $\text{SNR} + \Delta_{CM}$ の低減は 0.1 dB 程度である.

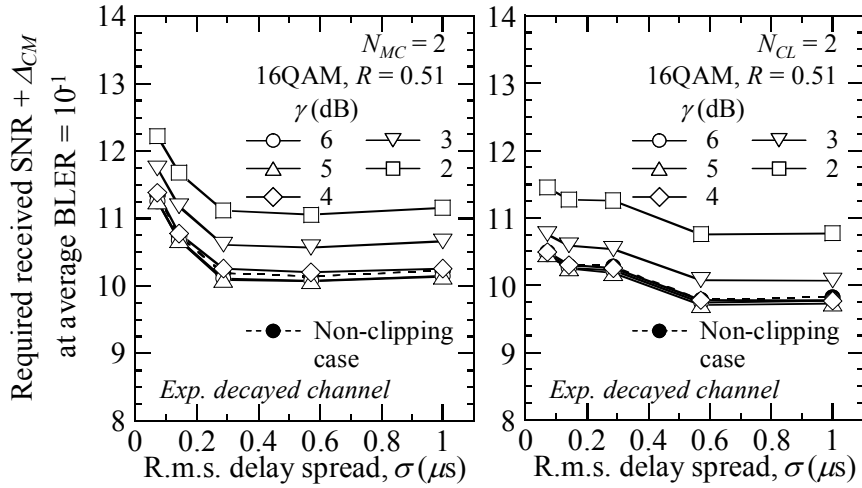


図 6-17 R.m.s.遅延スプレッドの影響

最後に、 γ をパラメータとした場合の、MC/CL DFT-Spread OFDMA における、 N_{MC} あるいは N_{CL} に対する平均 BLER = 10^{-1} を満たす CM を考慮した所要平均受信 SNR 特性を図 6-19 に示す。16QAM データ変調および $R = 0.51$ を用い、EVA チャンネルモデルを仮定した。図 6-19 より、 N_{MC} あるいは N_{CL} の増加に伴い、所要平均受信 SNR + Δ_{CM} が徐々に増大していくことがわかる。この増大は、主に N_{MC} あるいは N_{CL} の増加に伴う CM の増大が寄与している。したがって、 γ が BLER 特性に与える影響は、 N_{MC} あるいは N_{CL} によらずほぼ同等であると言える。結果として、MC および CL DFT-Spread OFDMA とともに、クリッピングを適用しない場合からの適切な γ を用いたときの所要平均受信 SNR + Δ_{CM} の低減は0.1 dB 程度であることがわかる。

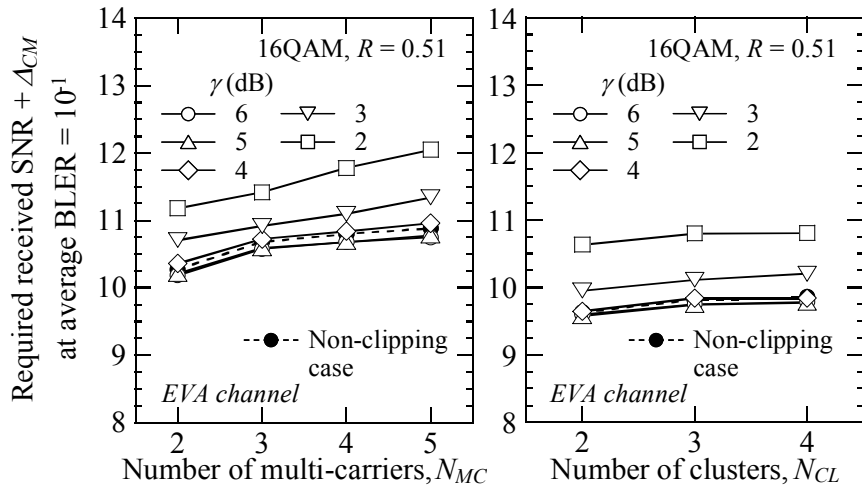


図 6-18 マルチキャリア/クラスタ数の影響

様々な MCS, 伝搬チャネル, およびマルチキャリア/クラスタ数の影響を考慮したこれら

のシミュレーション結果より、CF 法を適用することによる実質的な利得は小さく、MC/CL DFT-Spread OFDMA を用いる LTE-Advanced の上りリンク信号に対するピーク電力抑圧法として CF 法は適さないことを示した。

6.3.5 まとめ

本節では、MC/CL DFT-Spread OFDMA を用いる LTE-Advanced の上りリンク信号に対して、ユーザ端末の電力増幅器の送信バックに対応する CM の低減と平均 BLER 特性の劣化のトレードオフの関係を考慮して、CF 法を適用した場合のピーク電力抑圧効果を検討した。様々な MCS、伝搬チャネル、およびマルチキャリア/クラスタ数の影響を考慮したシミュレーション結果より、適切なクリッピング比を用いることで、クリッピングを適用しない場合に比較して、送信バックオフを考慮した実効的な所要平均受信 SNR を 0.1 dB 程度低減できるものの、CF 法の適用による顕著な利得は確認できなかった。したがって、CF 法を適用することによる実質的な利得は小さいため、MC/CL DFT-Spread OFDMA を用いる LTE-Advanced の上りリンク信号に対するピーク電力抑圧法として CF 法は適さないことを明らかにした。

6.4 むすび

本章では、広帯域シングルキャリア FDMA を用いる無線アクセス方式において、データチャネルに対する高効率信号伝送技術について検討した。

まず、6.2 節では、上りリンク DFT-precoded OFDMA において、低 PAPR を実現する star 16QAM に着目し、CM を考慮した BLER 特性を示した。シミュレーション結果より、まず、目標の平均 BLER を満たすための所要平均受信 SNR を最小とするの観点から、(4, 12) および (8, 8) star 16QAM に対する最適なリング振幅比を明らかにした。また、これらの結果は相互情報量に基づいて計算により得られた結果と一致することを確認した。さらに、(4, 12) および (8, 8) star 16QAM の最適リング振幅比は、ターボ符号の符号化率 R に応じて異なることを示し、最適なリング振幅比を用いた場合に、(8, 8) star 16QAM は (4, 12) star 16QAM に比較して優れた BLER 特性を示すことを明らかにした。 $R = 1/3$ の場合、(8, 8) star 16QAM に対する平均 BLER が 10^{-2} を満たす CM を考慮した所要平均受信 SNR を、square 16QAM に比較して 0.6 dB 低減できることを示した。結果として、上りリンクの DFT-precoded OFDMA において、 $1/3$ 以下の符号化率を用いる場合、ACLR の要求条件を満たすための所要平均受信 SNR に関して、(8, 8) star 16QAM の square 16QAM に対する優位性を明らかにした。しかしながら、AMC を適応した場合、 $R = 1/3$ の star 16QAM が動作する受信 SNR 領域は、 $R = 2/3$ の QPSK でカバーされたため、LTE の上りリンクにおいては square 16QAM が採用されている。

次に、6.3 節では、MC/CL DFT-Spread OFDMA を用いる LTE-Advanced の上りリンク信号に対して、ユーザ端末の電力増幅器の送信バックに対応する CM の低減と平均 BLER 特性の劣化のトレードオフの関係を考慮して、CF 法を適用した場合のピーク電力抑圧効果を検討した。様々な MCS、伝搬チャネル、およびマルチキャリア/クラスタ数の影響を考慮したシミュレーション結果より、適切なクリッピング比を用いることで、クリッピングを適用しない場合に比較して、送信バックオフを考慮した実効的な所要平均受信 SNR を 0.1 dB 程度低減できるものの、CF 法の適用による顕著な利得は確認できなかった。したがって、CF 法を適用することによる実質的な利得は小さいため、MC/CL DFT-Spread OFDMA を用いる LTE-Advanced の上りリンク信号に対するピーク電力抑圧法として CF 法は適さないことを明らかにした。

参考文献

第 6 章

- [6-1] 3GPP TS36.211 (V8.2.0), “E-UTRA; Physical channels and modulation,” Mar. 2008.
- [6-2] D. Galda and H. Rohling, “A low complexity transmitter structure for OFDM-FDMA uplink system,” IEEE VTC2002-Spring, vol. 4, pp. 1737–1741, May 2002.
- [6-3] R. Dinis, D. Falconer, C.T. Lam, and M. Sabbaghian, “A multiple access scheme for the uplink of broadband wireless access,” IEEE GLOBECOM, vol. 6, pp.3808–3812, Dec. 2004.
- [6-4] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, “Frequency-domain Equalization of Mobile Radio and Terrestrial Broadcast Channels,” IEEE Global Telecommunications Conference, vol. 1, pp. 1–5, Nov.–Dec., 1994.
- [6-5] D. Falconer, S.L. Ariyavistakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Edison, “Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems,” IEEE Commun., Mag., vol. 40, pp. 58–66, Apr. 2002.
- [6-6] J. G. Proakis, Digital Communications, 4th ed., New York: McGraw-Hill, 2001.
- [6-7] W. T. Webb, L. Hanzo, and R. Steel, “Bandwidth efficient QAM schemes for Rayleigh fading channels,” IEE Proc. I. vol. 138, pp. 169–175, June 1991.
- [6-8] Y. C. Chow, A.R. Nix, and J.P. McGeehan, “Analysis of 16-APSK Modulation in AWGN and Rayleigh Fading Channel,” Electron. Lett., vol. 28, pp. 1608–1610, Aug. 1992.
- [6-9] E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Sköld, 4G – LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband, Academic Press, 2011.
- [6-10] J. Armstrong, “Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering,” Electron. Lett., vol. 38, no. 5, pp. 246-247, Feb. 2002.
- [6-11] 3GPP TSG RAN WG4, R4-040367, Motorola, “Comparison of PAR and cubic metric for power de-rating,” May 2004.
- [6-12] 3GPP TSG RAN WG1, R1-060023, Motorola, “Cubic metric in 3GPP-LTE,” Jan. 2006.
- [6-13] G. Caire, G. Taricco, and E. Biglieri, “Bit-interleaved coded modulation,” IEEE Trans. on Inf. Theory, vol. 44, no. 3, pp. 927-947, May 1998.
- [6-14] 3GPP, TS45.005 (V7.3.0), “Radio transmission and reception”
- [6-15] Recommendation ITU-R M.1225, “Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000,” 1997.
- [6-16] 3GPP TS 36.211 V11.2.0, “E-UTRA; Physical channels and modulation,” Feb. 2013.
- [6-17] D. C. Chu, “Polyphase codes with good periodic correlation properties,” *IEEE Trans. on*

Information Theory, vol. 18, no. 4, pp. 531-532, July 1972.

- [6-18] 3GPP TS 36.104 V10.0.0, “E-UTRA; BS radio transmission and reception (Release 10),” Sept. 2010.

第7章 結論

本論文は、シングルキャリア伝送方式を用いる広帯域の無線アクセスにおける高効率信号伝送技術を対象とし、シングルキャリア伝送方式を用いる広帯域の無線アクセスに適したパイロットチャネル構成および制御チャネル構成の設計、データチャネルに対する高効率伝送技術および適応無線リンク制御技術の研究、高品質受信を実現する高機能信号処理技術(Advanced receiver)の研究を行った。

第1章は序論であり、本研究の背景、移動通信の特徴、W-CDMA方式以降の移動通信システムの要素技術を説明した上で、本論文の目的および論文の構成について述べた。

第2章では、広帯域CDMA方式(HSPA方式)において課題となるマルチパス干渉を抑圧し、伝送速度(スループット)の増大に有効な高機能受信機として、チップ等化器の検討を行なった。具体的には、自セルのマルチパス干渉に加えて他セルの干渉も抑圧するスライディング窓を用いるチップ等化器の構成を提案し、マルチパス干渉キャンセラとのスループット特性比較を行っている。シミュレーション結果より、チップ等化器はマルチパス干渉キャンセラよりも優れた干渉抑圧効果を有することを示した。ここでの主な研究成果をまとめると以下の通りである。

- 自セルのマルチパス干渉のみを抑圧する場合、4.8 Mbps (符号化率 1/2 の 16QAM データ変調により実現) までのスループットを実現する比較的低い領域では、MPIC は SWCE より優れたスループット特性が得られることを示した。また、4.8 Mbps 以上 (符号化率 3/4 の 16QAM データ変調により実現) のスループットを実現する領域では、SWCE のスループットが MPIC を上回ることを示した。
- 他セルからのマルチユーザ干渉も抑圧する場合、符号化率 1/2 の QPSK データ変調が用いられる領域 (ジオメトリが負となるような非常に低い環境) では、MPIC の干渉レプリカ生成における自セルのデータ仮判定誤り、符号化率 3/4 の 16QAM データ変調が用いられる領域 (ジオメトリが非常に高い環境) では、MPIC の干渉レプリカ生成における他セルのデータ仮判定誤りが増加するため、SWCE は MPIC より優れたスループット特性を示すことを明らかにした。また、セル数が増加した場合においても、SWCE は MPIC より優れた干渉抑圧効果を有することを示した。

第3章では、超広帯域 DS-SS を用いる無線アクセス方式において、伝搬チャネル状態に応じて情報レート制御を行う適応無線リンク制御技術の検討を行った。具体的には、Rake 受信機を前提とした場合に、QPSK データ変調を用いて、拡散およびチャネル符号化

利得を変化させ、瞬時の受信品質(SINR: Signal-to-Interference plus Noise power Ratio)に応じた最大のスループットを実現する制御法を提案した。また、試作した 40 MHz 帯域幅を有する実験装置による屋外伝送実験により、提案法の実現性、および提案法を適用した場合のスループットを明確化した。ここでの主な研究成果をまとめると以下の通りである。

- パイロットシンボルを用いたパケット毎（パケット長 0.5 ms）の受信 SINR 測定値に応じて、チャネル符号化率およびコード多重数を変化させることにより、受信 SINR に応じた最大スループットが、制御ループ遅延 4 ms で実現できることを示した。さらに、4 パスレイリーフェージングチャネルにおいて、20 Mbps 以上のスループットを、 $R = 1/2$ 、拡散率 $SF = 4$ を用いた $C_{mux} = 3$ コード多重により、平均受信 $E_s/N_0 = 9$ dB 程度で実現できることを実験的に示した。
- アンテナ高が 50 m の基地局から 800 – 1000 m 程度離れたほぼ見通し外環境の測定コースを、移動局が平均時速約 30 km で走行した。屋外実験結果より、非常に多くのパスが観測されるマルチパスフェージングチャネルにおいて、瞬時受信 SINR に応じた ASCG 法を用いた場合に、移動局の送信電力が 250 mW および 1 W のとき、アンテナダイバーシチ受信を用いることにより、ダイバーシチ受信なしの場合に比較して、スループット 20 Mbps 以上を実現する測定コースにおける場所率を、それぞれ 40, 70%以上改善することが可能であり、アンテナダイバーシチ受信の適用が非常に有効であることを示した。結果として、アンテナダイバーシチ受信の適用により、20 Mbps 以上のスループットを平均受信 SINR が 5.5 dB で実現し、送信電力が 1 W のとき、測定コースの約 85%の場所率で 20 Mbps 以上のスループットを実現できることを示した。

第 4 章では、広帯域シングルキャリア FDMA を用いる無線アクセス方式に適する上りリンクパイロットチャネル構成について検討した。具体的には、同一基地局の同時アクセスユーザを柔軟にサポートするための FDMA と CDMA を併用する直交パイロットチャネル構成を提案し、その有効性を明らかにした。また、パイロットチャネルに関して、FFT ブロックサイズ、信号系列、およびサブフレーム当たりのブロック数の検討を行った。ここでの主な研究成果をまとめると以下の通りである。

- 異なる信号帯域間のユーザの多重には、Distributed FDMA を用い、同一の信号帯域間のユーザの多重には CDMA を適用することにより、信号帯域幅に関わらず同時アクセスユーザ間の直交パイロットチャネルを実現する構成を提案した。さらに、CDMA による直交多重を実現するため、パイロットチャネルの系列には、Cyclic shift を用いる自己相関および相互相関特性の優れた CAZAC 系列を適用する。
- 提案した Distributed FDMA と CDMA を併用する直交パイロットチャネルを適用した場合、異なる信号帯域幅を使用する 6 ユーザ環境（1.25 MHz 帯域の 4 ユーザおよ

び 5 MHz 帯域の 2 ユーザ) における平均 PER 特性は, シングルユーザ環境における PER 特性にほぼ一致し, マルチユーザ間の直交パイロットチャネルが実現できることを示した.

- 周波数領域等化を用いるデータチャネルの最適な FFT ブロック長が, CP の挿入損とブロック内のフェージング変動の追従性のトレードオフより, $66.7 - 133.3 \mu\text{s}$ (15.36 Msps のサンプリング周波数を仮定すると, $1024 - 2048$ の FFT ポイント数に相当) 程度であることを示した. 次に, マルチパスに対して低い自己相関特性を有する CAZAC 系列が, ランダム系列に比較して PER 特性を改善でき, RS 系列に適していることを示した. さらに, 1 ミリ秒のサブフレーム内に 2 つの RS ブロックを有する $N_{RS} = 2$ の RS 構成は, LTE の典型的な適用領域である時速 120 km 程度までの低速移動環境において高ユーザスループット特性を実現でき, 時速 350 km までの高速移動環境も実効上劣化無くサポートできることを示した. そして, 他の構成に比較して, RS 系列数を多く生成でき, 下りリンクと共通のサブフレーム構成を実現できることから, $N_{RS} = 2$ の RS 構成が最も適することを示した.

第 5 章では, 広帯域シングルキャリア FDMA を用いる無線アクセス方式に適する上りリンク制御チャネル構成および受信信号処理技術について検討した. 具体的には, シングルキャリア伝送を維持しつつ, 制御信号を効率的に伝送する制御チャネル構成を提案し, その有効性を明らかにした. さらに, 制御信号の高品質受信を実現する符号化情報を用いる協調最尤検出法(Joint MLD)を提案し, シミュレーション評価により, ブロック誤り率低減の観点から, 提案法の有効性を明らかにした. ここでの主な研究成果をまとめると以下の通りである.

- 上りリンクデータ送信を伴う場合の L1/L2 制御信号に対して, シングルキャリアに基づく多重法を提案した. 次に, 上りリンクデータ送信を伴わない場合の L1/L2 制御信号に対して, 専用の時間-周波数リソースを用いて周波数ホッピングを適用する多重法を提案した. さらに, 同一の狭帯域の時間-周波数リソースを用いる異なるユーザ端末からの L1/L2 制御信号間を CAZAC 系列の巡回シフトを用いる直交 CDMA により多重する方法を提案した.
- データ送信を伴う場合の L1/L2 制御信号の提案するシングルキャリアに基づく多重法は, 低い CM と L1/L2 制御信号に対する同一の BLER 要求条件を満たす無線リソースの低減に起因して, マルチキャリアに基づく多重法よりも高いユーザスループットを実現できることを示した. また, データ送信を伴わない場合の L1/L2 制御信号の提案するサブフレーム内の周波数ホッピングを適用する多重法は, 大きな周波数利得が得られるため, 高品質受信が可能であることを示した.
- Joint MLD における 2 つの FH を適用するスロット間および 2 つの受信ブランチ間

の相関値の合成法として、チャネル推定を用いない 2 乗合成が最も適することを示した。

- CS-CDMA において 6 (12) の PUCCH を多重する場合, Joint MLD の適用により, BLER が 10^{-2} を満たす所要平均受信 SNR を同期検波に比較して顕著に低減できることを示した。
- 遅延スプレッド τ_{rms} が $0.5 \mu\text{s}$ より小さい環境において, BS-CDMA の所要平均受信 SNR は CS-CDMA に比較して 1.3 dB 程度低減できる。しかしながら, τ_{rms} が $1 \mu\text{s}$ 程度の場合, CS-CDMA の所要平均受信 SNR は BS-CDMA とほぼ同等であり, τ_{rms} が $1 \mu\text{s}$ よりも大きい環境では, Joint MLD を用いる CS-CDMA は BS-CDMA に比較してより効果的に所要平均受信 SNR を低減できる。

第 6 章では, 広帯域シングルキャリア FDMA を用いる無線アクセス方式において, データチャネルに対する高効率信号伝送技術を検討した。具体的には, PAPR の低減効果と実現できるブロック誤り率の双方を総合的に考慮して, 最適な star 16QAM データ変調方式を検討した。また, シングルキャリア FDMA をベースとしたマルチキャリア(MC)/クラスタ(CL)信号伝送で課題となる PAPR の増大を, クリッピング・フィルタリング法により抑圧する効果に関して, PAPR の低減とブロック誤り率の劣化のトレードオフを考慮して総合的に検討した。ここでの主な研究成果をまとめると以下の通りである。

- 目標の平均 BLER を満たすための所要平均受信 SNR を最小とするの観点から, (4, 12)および(8, 8) star 16QAM に対する最適なリング振幅比 R_{radius} を明らかにした。また, これらの結果は MI に基づいて計算により得られた結果と一致することを確認した。
- (4, 12)および(8, 8) star 16QAM の最適リング振幅比は, ターボ符号の符号化率 R に応じて異なることを示し, 最適なリング振幅比を用いた場合に, (8, 8) star 16QAM は(4, 12) star 16QAM に比較して優れた BLER 特性を示すことを明らかにした。 $R = 1/3$ の場合, (8, 8) star 16QAM に対する平均 BLER が 10^{-2} を満たす CM を考慮した所要平均受信 SNR を, square 16QAM に比較して 0.6 dB 低減できることを示した。結果として, 上りリンクの DFT-precoded OFDMA において, $1/3$ 以下の符号化率を用いる場合, ACLR の要求条件を満たすための所要平均受信 SNR に関して, (8, 8) star 16QAM の square 16QAM に対する優位性を明らかにした。
- MC/CL DFT-Spread OFDMA を用いる LTE-Advanced の上りリンク信号に対して, ユーザ端末の電力増幅器の送信バックに対応する CM の低減と平均 BLER 特性の劣化のトレードオフの関係を考慮して, CF 法を適用した場合のピーク電力抑圧効果を検討した。シミュレーション結果より, 適切なクリッピング比を用いることで, クリッピングを適用しない場合に比較して, 送信バックオフを考慮した実効的な所要

平均受信 SNR を 0.1 dB 程度低減できるものの、CF 法の適用による顕著な利得は確認できなかった。したがって、CF 法を適用することによる実質的な利得は小さいため、MC/CL DFT-Spread OFDMA を用いる LTE-Advanced の上りリンク信号に対するピーク電力抑圧法として CF 法は適さないことを明らかにした。

謝辞

本論文をまとめるにあたり，御懇切な御指導，御鞭撻，ならびに様々な御配慮を賜った北海道大学 大学院情報科学研究科 情報通信システム学講座の大鐘 武雄 准教授に深謝致します。また，有益な御助言を頂いた宮永 喜一 教授，野島 俊雄 特任教授，齊藤 晋聖 教授，小川 恭孝 特任教授に深謝致します。

また，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，御援助頂いた株式会社 NTT ドコモ 研究開発センター（元無線アクセス開発部長）尾上 誠蔵 所長，ならびに株式会社ドコモテクノロジー（元無線アクセス開発部部長）保田 佳之 部長，株式会社 NTT ドコモ 無線アクセス開発部 梅田 成視 部長，中村 武宏 担当部長，安藤 英浩 担当課長に深く感謝致します。

本研究は，株式会社 NTT ドコモ ワイヤレス研究所，無線アクセス開発部において無線アクセス方式の研究開発を行ってこられた元ワイヤレス研究所 無線アクセス研究室長，無線アクセス開発部 担当部長である東京都市大学 知識工学部 佐和橋 衛 教授の研究成果を基礎にして行ったものであり，佐和橋 衛 教授には，上司として本研究の機会を与えて頂くとともに，研究の途上で終始御熱心，懇切に御指導，御助言を頂きました。ここに心より御礼申し上げます。また，本研究に関して，様々な御指導，御助言を頂いた東京理科大学 理工学部（元 NTT ドコモ 無線アクセス開発部）樋口 健一 准教授，株式会社 NTT ドコモ 無線アクセス開発部 新 博行 担当課長，ならびに岸山 祥久 担当課長をはじめ，元ワイヤレス研究所 無線アクセス研究室関係各位，および無線アクセス開発部 無線アクセス方式担当関係各位に厚く御礼申し上げます。

最後に，長年私を支えて下さった家族に心より感謝いたします。

研究業績目録

1. 本研究に関する発表論文

公刊論文

- (1) T. Kawamura, Y. Kishiyama, K. Higuchi, and M. Sawahashi: 「Orthogonal pilot channel using combination of FDMA and CDMA in single-carrier FDMA-based Evolved UTRA uplink」, IEICE Trans. Commun., Vol. E91-B, No. 7, pp. 2299-2309 (2008)
- (2) T. Kawamura, Y. Kishiyama, K. Higuchi, and M. Sawahashi: 「Single-carrier based multiplexing of Layer 1/Layer 2 control signals in Evolved UTRA uplink using DFT-spread OFDM」, IEICE Trans. Commun., Vol. E92-B, No. 5, pp. 1695-1704 (2009)
- (3) T. Kawamura, R. Takahashi, H. Numata, N. Miki, and M. Sawahashi: 「Performance evaluation of joint MLD with channel coding information for control signals using cyclic shift CDMA and block spread CDMA」, IEICE Trans. Commun., Vol. E95-B, No. 12, pp. 3688-3698 (2012)
- (4) T. Kawamura, Y. Kishiyama, and M. Sawahashi: 「Performance of star 16QAM schemes considering cubic metric for uplink DFT-precoded OFDMA」, IEICE Trans. Fundamentals, Vol. E97-A, No. 1, pp. 18-29 (2014)

国際会議

- (1) T. Kawamura, K. Higuchi, Y. Kishiyama, and M. Sawahashi: 「Comparison between multipath interference canceller and chip equalizer in HSDPA in multipath channel」, Proc. of IEEE VTC 2002-Spring, Birmingham, USA, May 6-9, pp. 459-463 (2002)
- (2) T. Kawamura, K. Higuchi, H. Atarashi, and M. Sawahashi: 「Adaptive spreading and channel coding gain control and its experimental results in broadband DS-CDMA reverse link」, Proc. of IEEE ISSSTA 2004, Sydney, Australia, Aug. 30-Sept. 2, pp. 169-173 (2004)
- (3) T. Kawamura, Y. Kishiyama, K. Higuchi, and M. Sawahashi: 「Comparisons of 16QAM modulation schemes considering PAPR for single-carrier FDMA radio access in Evolved UTRA uplink」, Proc. of IEEE ISSSTA 2006, Manaus, Brazil, Aug. 28-31, pp. 332-336 (2006)
- (4) T. Kawamura, Y. Kishiyama, K. Higuchi, and M. Sawahashi: 「Orthogonal pilot channel using combination of FDMA and CDMA in single-carrier FDMA-based Evolved UTRA uplink」, Proc. of IEEE WCNC 2007, Hong Kong, China, Mar. 11-15, pp. 2403-2408 (2007)
- (5) T. Kawamura, Y. Kishiyama, K. Higuchi, and M. Sawahashi: 「Layer 1 / Layer 2 control channel structure in single-carrier FDMA based Evolved UTRA uplink」, Proc. of IEEE VTC

2007-Spring, Dublin, Ireland, Apr. 22-25, pp. 2941-2945 (2007)

- (6) T. Kawamura, Y. Kishiyama, K. Higuchi, and M. Sawahashi: 「Investigations on optimum reference signal structure for single-carrier FDMA radio access in Evolved UTRA uplink」, Proc. of URSI ISSSE 2007, Montreal, Canada, July 30-Aug. 2, pp. 259-262 (2007)
- (7) T. Kawamura, Y. Kishiyama, K. Higuchi, and M. Sawahashi: 「CDMA-based multiplexing scheme for multiple L1/L2 control signals from different UEs in Evolved UTRA uplink」, Proc. of WPMC 2007, Jaipur, India, Dec. 3-6, pp. 903-907 (2007)
- (8) T. Kawamura, H. Andoh, T. Ohgane, and Y. Ogawa: 「Investigations on peak power reduction with clipping and filtering of LTE-Advanced uplink signal using multi-carrier/clustered DFT-spread OFDMA」, Proc. of IEEE APWCS 2013, Seoul, Korea, Aug. 22-23, pp. 199-203 (2013)

2. その他の発表論文

公刊論文

- (1) 川村輝雄, 山本 学, 日景 隆, 伊藤精彦: 「スロット八木・宇田アレーを用いた平面マルチセクタアンテナ」, 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J85-B, No. 9, pp. 1633-1643 (2002)

国際会議

- (1) T. Kawamura, H. Atarashi, and M. Sawahashi: 「Adaptive transmission timing control using reservation packet in reverse link for broadband DS-CDMA wireless access」, Proc. of IEEE VTC 2003-Fall, Orlando, USA, Oct. 6-9, pp. 877- 881 (2003)
- (2) T. Kawamura, Y. Goto, H. Atarashi, and M. Sawahashi: 「Investigation on optimum guard interval length for variable spreading and chip repetition factors (VSCRF)-CDMA broadband packet wireless access in reverse link」, Proc. of WPMC 2004, Abano Terme, Italy, Sept, 12-15, pp. 330-334 (2004)
- (3) T. Kawamura, Y. Kishiyama, K. Higuchi, and M. Sawahashi: 「Investigations on optimum roll-off factor for DFT-spread OFDM based SC-FDMA radio access in Evolved UTRA uplink」, Proc. of IEEE ISWCS 2006, Valencia, Spain, Sept. 5-8, pp. 383-387 (2006)
- (4) T. Kawamura, Y. Kishiyama, A. Morimoto, and M. Sawahashi: 「Experiments on IP and physical layer packet throughput performance in evolved UTRA uplink using SC-FDMA radio access」, Proc. of IEEE ISWCS 2008, Reykjavik, Iceland, Oct. 21-24, pp. 103-107 (2008)

3. 国内学会発表

研究報告

- (1) 川村輝雄, 岸山祥久, 樋口健一, 佐和橋 衛: 「HSDPA におけるマルチパス干渉キャンセラとチップ等化器の特性比較」, 電子情報通信学会無線通信システム研究会技術報告, Vol. 101, No. 545, RCS2001-237, pp. 89-96 (2002)
- (2) 川村輝雄, 岸山祥久, 樋口健一, 佐和橋 衛: 「HSDPA における他セル干渉除去を考慮したマルチパス干渉キャンセラとチップ等化器の特性比較」, 電子情報通信学会無線通信システム研究会技術報告, Vol. 102, No. 22, RCS2002-28, pp. 123-128 (2002)
- (3) 川村輝雄, 樋口健一, 新 博行, 佐和橋 衛: 「上りリンク VSF-CDMA ブロードバンド無線アクセスにおける符号化率・コード数可変法を用いたスループット特性の実験結果」, 電子情報通信学会無線通信システム研究会技術報告, Vol. 103, No. 65, RCS2003-27, pp. 23-28 (2003)
- (4) 川村輝雄, 樋口健一, 新 博行, 佐和橋 衛: 「上りリンク VSF-CDMA ブロードバンド無線アクセスにおける適応符号化率・コード数可変法を用いたスループット特性の実験結果」, 電子情報通信学会無線通信システム研究会技術報告, Vol. 103, No. 203, RCS2003-77, pp. 39-44 (2003)
- (5) 川村輝雄, 新 博行, 佐和橋 衛: 「上りリンク DS-CDMA ブロードバンド無線アクセスにおける予約パケットを用いた適応送信タイミング制御法」, 電子情報通信学会無線通信システム研究会技術報告, Vol. 103, No. 363, RCS2003-141, pp. 13-18 (2003)
- (6) 川村輝雄, 樋口健一, 新 博行, 佐和橋 衛: 「上りリンクブロードバンド DS-CDMA 無線アクセスにおける適応チャネル符号化率・コード数可変法を用いたスループット特性の屋外実験結果」, 電子情報通信学会無線通信システム研究会技術報告, Vol. 104, No. 63, RCS2004-65, pp. 55-60 (2004)
- (7) 川村輝雄, 岸山祥久, 後藤喜和, 新 博行, 佐和橋 衛: 「下りリンクマルチセル環境のブロードバンドチャネルにおける OFDM と DS-CDMA 無線アクセスのスループット特性比較」, 電子情報通信学会無線通信システム研究会技術報告, Vol. 105, No. 15, RCS2005-14, pp. 43-48 (2005)
- (8) 川村輝雄, 岸山祥久, 樋口健一, 佐和橋 衛: 「Evolved UTRA 上りリンクシングルキャリア FDMA 無線アクセスにおける PAPR を考慮した 16QAM 変調の検討」, 電子情報通信学会無線通信システム研究会技術報告, Vol. 106, No. 119, RCS2006-39, pp. 25-30 (2006)
- (9) 川村輝雄, 岸山祥久, 樋口健一, 佐和橋 衛: 「シングルキャリア FDMA を用いる Evolved UTRA 上りリンクにおける FDMA と CDMA を併用する直交パイロットチャネル」, 電子情報通信学会無線通信システム研究会技術報告, Vol. 106, No. 168, RCS2006-104, pp. 269-274 (2006)

- (10) 川村輝雄, 大藤義顕, 岸山祥久, 樋口健一, 佐和橋 衛:「シングルキャリア FDMA を用いる Evolved UTRA 上りリンクにおける周波数利用効率およびスループットの性能評価」, 電子情報通信学会無線通信システム研究会技術報告, Vol. 106, No. 223, RCS2006-112, pp. 43-48 (2006)
- (11) 川村輝雄, 岸山祥久, 樋口健一, 佐和橋 衛:「シングルキャリア FDMA を用いる Evolved UTRA 上りリンクにおける L1/L2 制御チャネルの構成」, 電子情報通信学会無線通信システム研究会技術報告, Vol. 106, No. 305, RCS2006-156, pp. 137-142 (2006)
- (12) 川村輝雄, 岸山祥久, 樋口健一, 佐和橋 衛:「シングルキャリア FDMA を用いる Evolved UTRA 上りリンクにおける Layer 1/Layer 2 制御チャネルのカバレッジ評価」, 電子情報通信学会無線通信システム研究会技術報告, Vol. 106, No. 360, RCS2006-170, pp. 77-82 (2006)
- (13) 川村輝雄, 岸山祥久, 樋口健一, 佐和橋 衛:「シングルキャリア FDMA を用いる Evolved UTRA 上りリンクにおける最適リファレンス信号構成」, 電子情報通信学会無線通信システム研究会技術報告, Vol. 107, No. 192, RCS2007-78, pp. 147-152 (2007)
- (14) 川村輝雄, 岸山祥久, 森本彰人, 樋口健一, 佐和橋 衛:「Evolved UTRA 上りリンク制御チャネルにおける閉ループ送信電力制御の効果」, 電子情報通信学会無線通信システム研究会技術報告, Vol. 108, No. 117, RCS2008-24, pp. 49-54 (2008)
- (15) 川村輝雄, 柿島佑一, 安川真平, 齊藤敬佑, 岸山祥久, 田岡秀和, 安藤英浩:「[依頼講演] LTE-Advanced における無線アクセス技術の室内および屋外実験」, 電子情報通信学会無線通信システム研究会技術報告, Vol. 111, No. 289, RCS2011-214, pp. 149-154 (2011)
- (16) 川村輝雄, 井上祐樹, 齊藤敬佑, 安川真平, 安藤英浩:「[依頼講演] LTE-Advanced 下りリンクにおける固有値分解に基づく CSI フィードバックを用いるマルチユーザ MIMO 伝送実験」, 電子情報通信学会無線通信システム研究会技術報告, Vol. 112, No. 286, RCS2012-170, pp. 55-60 (2012)

学術講演

- (1) 川村輝雄, 樋口健一, 岸山祥久, 佐和橋 衛:「W-CDMA 下りリンク高速パケット伝送におけるマルチパス干渉キャンセラとマルチパス等化型シングルユーザ検出法の特性比較」, 2001 年電情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集, B-5-26 (2001)
- (2) 川村輝雄, 樋口健一, 岸山祥久, 佐和橋 衛:「下りリンク高速パケット伝送における他セル干渉除去を考慮したマルチパス干渉キャンセラとマルチパス等化型シングルユーザ検出器の特性比較」, 2002 年電情報通信学会総合大会講演論文集, SB-2-3 (2002)
- (3) 川村輝雄, 諏訪真悟, 新 博行, 佐和橋 衛:「上りリンクブロードバンドマルチキャリア/DS-CDMA における適応チャネル符号化率・マルチコード伝送」, 2002 年電情報

通信学会ソサイエティ大会講演論文集, B-5-53 (2002)

- (4) 川村輝雄, 樋口健一, 新 博行, 佐和橋 衛: 「上りリンクマルチキャリア/DS-CDMA ブロードバンド無線アクセスにおけるスループット特性の室内実験結果」, 2003 年電情報通信学会総合大会講演論文集, B-5-77 (2003)
- (5) 川村輝雄, 新 博行, 佐和橋 衛: 「上りリンク VSF-CDMA ブロードバンド無線アクセスにおける予約パケットを用いる適応送信タイミング制御」, 2003 年電情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集, B-5-94 (2003)
- (6) 川村輝雄, 樋口健一, 新 博行, 佐和橋 衛: 「上りリンクブロードバンド DS-CDMA 無線アクセスにおける適応チャネル符号化率・コード数可変法を用いたスループット特性の屋外実験結果」, 2004 年電情報通信学会総合大会講演論文集, B-5-100 (2004)
- (7) 川村輝雄, 後藤喜和, 新 博行, 佐和橋 衛: 「上りリンク可変拡散率・チップ繰り返しファクタ(VSCRF)-CDMA ブロードバンド無線アクセスにおけるユーザ間受信タイミングずれの影響」, 2004 年電情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集, B-5-41 (2004)
- (8) 川村輝雄, 後藤喜和, 岸山祥久, 新 博行, 佐和橋 衛: 「上りリンクブロードバンドマルチパスフェージングチャネルにおける DS-CDMA と OFDM パケット無線アクセスのユーザスループット特性比較」, 2005 年電情報通信学会総合大会講演論文集, B-5-44 (2005)
- (9) 川村輝雄, 岸山祥久, 樋口健一, 佐和橋 衛: 「Evolved UTRA 上りリンクシングルキャリア無線アクセスにおけるフレーム構成(1): パイロットチャネル構成の評価」, 2005 年電情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集, B-5-49 (2005)
- (10) 川村輝雄, 岸山祥久, 樋口健一, 佐和橋 衛: 「Evolved UTRA 上りリンクシングルキャリア FDMA 無線アクセスにおける直交パイロットチャネル構成の提案」, 2006 年電情報通信学会総合大会講演論文集, B-5-35 (2006)
- (11) 川村輝雄, 岸山祥久, 樋口健一, 佐和橋 衛: 「Evolved UTRA 上りリンクにおける L1/L2 制御チャネル構成の検討」, 2006 年電情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集, B-5-38 (2006)
- (12) 川村輝雄, 樋口健一, 佐和橋 衛: 「Evolved UTRA 上りリンクにおける直交 Reference Signal 構成」, 2007 年電情報通信学会総合大会講演論文集, B-5-66 (2007)
- (13) 川村輝雄, 岸山祥久, 河原敏朗, 樋口健一, 佐和橋 衛: 「Evolved UTRA 上りリンクにおける ACK/NACK および CQI 情報を同時送信する場合の最適多重法」, 2007 年電情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集, B-5-32 (2007)
- (14) 川村輝雄, 岸山祥久, 森本彰人, 佐和橋 衛: 「SC-FDMA を用いる Evolved UTRA 上りリンクにおけるスループット特性の室内実験結果」, 2008 年電情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集, BS-4-17 (2008)

- (15) 川村輝雄, 岸山祥久, 樋口健一, 佐和橋 衛: 「LTE-Advanced 上りリンクにおける $N \times$ DFTS-OFDM を用いた場合の PAPR 抑圧法の検討」, 2009 年電情報通信学会総合大会講演論文集, B-5-36 (2009)
- (16) 川村輝雄, 岸山祥久, 丹野元博, 中村武宏: 「LTE-Advanced 上りリンクにおける Clipping and Filtering によるピーク電力抑圧効果の検討」, 2010 年電情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集, B-5-78 (2010)
- (17) 川村輝雄, 安川真平, 岸山祥久, 田岡秀和, 安藤英浩: 「市街地環境における交差偏波アンテナを用いた場合の LTE-Advanced 上りリンク閉ループ型 2-by-2 SU-MIMO 伝送のスループット特性」, 2012 年電情報通信学会総合大会講演論文集, B-5-94 (2012)