

マルチキャリア空間多重伝送における  
繰り返し信号処理の検討

2008 年度

安達 宏一

# 目次

概要.....	1
1. 序論.....	5
1.1 無線通信の歴史および今後.....	5
1.2 無線伝搬路.....	9
1.3 無線アクセス方式.....	12
1.3.1 シングルキャリアシステム.....	12
1.3.2 マルチキャリアシステム.....	15
1.4 マルチアンテナ伝送.....	21
1.4.1 空間ダイバーシチ.....	22
1.4.2 空間多重.....	25
1.5 繰り返し信号処理.....	29
1.5.1 判定帰還型チャネル推定.....	29
1.5.2 繰り返し干渉キャンセラ.....	30
1.6 本研究の位置づけ.....	31
1.7 参考文献.....	34
2. OFDM 伝送における判定帰還型繰り返しブロックチャネル推定に関する理論検討.....	39
2.1 はじめに.....	39
2.2 送受信機構成.....	41
2.2.1 送受信システム.....	41
2.2.2 送信信号表現.....	42
2.2.3 チャネルモデル.....	42
2.2.4 受信信号.....	43
2.2.5 チャネル推定.....	43
2.3 判定帰還型ブロック繰り返しチャネル推定 (DF-BICE の理論検討).....	44
2.3.1 BER 表現式の導出.....	44
2.3.2 $m_{XX}$ , $m_{YY}$ および $m_{XY}$ の導出.....	47
2.4 計算機シミュレーション諸元.....	48
2.5 理論およびシミュレーション結果.....	49
2.5.1 繰り返し数の影響.....	49
2.5.2 受信アンテナダイバーシチを用いない場合の平均 BER 特性.....	50
2.5.3 アンテナダイバーシチの適用効果( $N_r=1, 2, 4$ ).....	53

2.6	まとめ	54
2.7	参考文献	54
付録 2.A	式(2.24)~式(2.30)の導出	55
付録 2.B	パイロットチャネル推定適用時の BER 表現式の導出	56
<b>3.</b>	<b>CRC 復号結果に基づく繰り返し変形 QRD-M 信号分離法</b>	<b>59</b>
3.1	はじめに	59
3.2	システムモデル	61
3.2.1	送信信号	62
3.2.2	受信信号	62
3.3	変形 QRD-M	63
3.3.1	CRC 復号結果および受信 SINR に基づく送信信号ランキング	65
3.3.2	QR 分解	66
3.3.3	変形 M-algorithm	67
3.3.4	ターボ復号および CRC 復号	70
3.4	計算機シミュレーション諸元	71
3.4.1	送信機	71
3.4.2	チャネル	73
3.4.3	受信機	73
3.5	計算機シミュレーション結果	73
3.5.1	生き残りシンボルレプリカ候補数 $S_m$ の影響	73
3.5.2	Modified QRD-M の適用効果	74
3.5.3	演算量削減効果	75
3.5.4	演算量	77
3.5.5	チャネルモデルの影響	78
3.5.6	アンテナ本数の影響	80
3.5.7	スループット特性	81
3.6	まとめ	81
3.7	参考文献	82
<b>4.</b>	<b>MC-CDMA 仮想 MIMO システムおよび繰り返し ICI キャンセラ</b>	<b>84</b>
4.1	はじめに	84
4.2	送受信システムモデル	85
4.3	提案信号分離法	87
4.3.1	パス分離	88
4.3.2	信号検出	90
4.4	ICI キャンセラ	91
4.5	Matched filter bound	95

4.6	計算機シミュレーション結果	96
4.6.1	計算機シミュレーション諸元	96
4.6.2	平均 BER 特性	96
4.6.3	パス数の影響	98
4.6.4	コード多重伝送時の伝送特性	100
4.6.5	繰り返し ICI キャンセラの適用効果	100
4.7	まとめ	100
4.8	参考文献	101
付録 4.A	拡散率 $SF$ がサブキャリア数 $N_c$ より小さい場合	102
<b>5.</b>	<b>MC-CDMA MIMO 多重伝送時のチャンネル容量に関する検討</b>	<b>104</b>
5.1	はじめに	104
5.2	送受信システムモデル	106
5.3	理想 ICI キャンセラ適用時の検討	108
5.3.1	チャンネル容量表示式の導出	108
5.3.2	<i>Jensen</i> の不等式を用いた証明	111
5.4	残留 ICI/IAI を考慮したチャンネル容量の導出	112
5.4.1	受信 SINR の導出	112
5.4.2	適応 MMSE 重み	115
5.5	数値計算結果	115
5.5.1	数値計算諸元	115
5.5.2	理想 ICI キャンセラ仮定時の MC-CDMA のチャンネル容量	116
5.5.3	残留 ICI/IAI を考慮した MC-CDMA のチャンネル容量	120
5.6	まとめ	124
5.7	参考文献	125
付録 5.A	$2\sigma_{ICI}^2$ と $2\sigma_{IAI}^2$ の導出	126
<b>6.</b>	<b>結論</b>	<b>129</b>
6.1	OFDM 伝送における判定帰還型チャンネル推定法の理論検討 (第 2 章)	129
6.2	MIMO 多重伝送における繰り返し信号分離法 (第 3 章)	130
6.3	MC-CDMA 仮想 MIMO システムおよび繰り返し ICI キャンセラ (第 4 章)	130
6.4	MC-CDMA MIMO 伝送におけるチャンネル容量 (第 5 章)	131
6.5	全体のまとめと今後の課題	131
	謝辞	133
	研究業績一覧	134
1.	査読付き論文	134
2.	国際会議	134

3.	国内研究会.....	136
4.	表彰.....	138

# 目次

図 1.1 移動体通信の変遷 . . . . .	6
図 1.2 隣接セルからの干渉 . . . . .	8
図 1.3 マルチパス伝搬路 . . . . .	10
図 1.4 送受信機間チャンネルの一例 . . . . .	10
図 1.5 周波数領域でのチャンネル変動 . . . . .	11
図 1.6 DS-CDMA の送受信機構成 . . . . .	13
図 1.7 パスの分解能 . . . . .	13
図 1.8 シングルキャリアおよびマルチキャリアシステムの信号スペクトル . . . . .	16
図 1.9 マルチパス伝搬時のシンボル . . . . .	16
図 1.10 OFDM の送受信機構成 . . . . .	17
図 1.11 MC-CDMA の送受信機構成 . . . . .	19
図 1.12 DS-CDMA , OFDM , MC-CDMA の平均 BER 特性の理論値 . . . . .	21
図 1.13 マルチアンテナ伝送の分類 . . . . .	21
図 1.14 空間ダイバーシチの送受信機構成 . . . . .	22
図 1.15 空間多重伝送の送受信機構成 . . . . .	25
図 1.16 M-アルゴリズムの動作例 . . . . .	29
図 1.17 判定帰還型チャンネル推定のブロック図 . . . . .	29
図 1.18 干渉キャンセラのブロック図 . . . . .	31
図 1.19 本研究と従来研究の位置づけ . . . . .	32
図 1.20 本論文の構成 . . . . .	32
図 2.1 本研究のアプローチ . . . . .	40
図 2.2 送受信機構成 . . . . .	41
図 2.3 判定帰還型チャンネル推定部 . . . . .	42
図 2.4 パケットフレーム構成 . . . . .	42
図 2.5 2次元平均化フィルタ . . . . .	45
図 2.6 繰り返し数の影響 . . . . .	49
図 2.7 平均化フィルタの適用効果 . . . . .	51
図 2.8 チャンネル利得とビット誤りの関係 . . . . .	52
図 2.9 チャンネル利得とその推定値 . . . . .	52
図 2.10 受信アンテナダイバーシチの適用効果 . . . . .	53
図 3.1 送受信機構成 . . . . .	61

図 3.2	パケットフレーム構成 . . . . .	61
図 3.3	変形 QRD-M のフローチャート . . . . .	64
図 3.4	上三角行列 $\mathbf{R}$ の対角成分 . . . . .	66
図 3.5	送信アンテナランキング法 . . . . .	66
図 3.6	QR 分解の概念図 . . . . .	66
図 3.7	変形 M-アルゴリズムのフローチャート . . . . .	68
図 3.8	従来の M-アルゴリズムと提案 M-アルゴリズムの動作例 . . . . .	68
図 3.9	LLR 計算法による特性差 . . . . .	70
図 3.10	ターボ復号器と CRC 復号器の構成 . . . . .	70
図 3.11	チャンネルモデル . . . . .	72
図 3.12	生き残りシンボルレプリカ候補数が平均 PER 特性に与える影響 . . . . .	74
図 3.13	提案法(Iterative Modified QRD-M)の適用効果 . . . . .	75
図 3.14	平均繰り返し数の累積分布特性 . . . . .	76
図 3.15	平均繰り返し数 . . . . .	76
図 3.16	平均生き残りシンボルレプリカ候補数 . . . . .	77
図 3.17	チャンネルモデルの影響 . . . . .	79
図 3.18	アンテナ本数の影響 . . . . .	80
図 3.19	スループット特性 . . . . .	81
図 4.1	送受信機構成 . . . . .	86
図 4.2	提案法の概念図 . . . . .	88
図 4.3	逆拡散処理 . . . . .	88
図 4.4	ICI キャンセラの構成 . . . . .	91
図 4.5	平均 BER 特性 . . . . .	97
図 4.6	パス数 $L$ の影響 . . . . .	98
図 4.7	コード多重伝送時の平均 BER 特性 . . . . .	98
図 4.8	ICI キャンセラの適用効果 . . . . .	99
図 4.9	サブキャリアマッピング . . . . .	102
図 5.1	本検討のアプローチ . . . . .	106
図 5.2	送受信機構成 . . . . .	107
図 5.3	ICI/IAI キャンセラ構成 . . . . .	112
図 5.4	受信アンテナダイバーシチの適用効果 . . . . .	117
図 5.5	チャンネルパラメータの影響 . . . . .	117
図 5.6	アンテナ本数の影響 . . . . .	118
図 5.7	$(N_t, N_r)$ -MIMO と $N_t \times (1, N_r)$ -SIMO のチャンネル容量差 . . . . .	119
図 5.8	マルチパス数 $L$ の影響 . . . . .	119
図 5.9	残留 ICI の影響 . . . . .	121

図 5.10 等価チャネル利得と ICI 電力 . . . . .	121
図 5.11 MC-CDMA MIMO と OFDM MIMO のチャネル容量 . . . . .	123
図 5.12 残留 ICI/IAI が MC-CDMA MIMO に与える影響 . . . . .	123
図 5.13 受信アンテナダイバーシチの適用効果 . . . . .	124



# 表目次

表 1.1 第1・2世代システムの主諸元 .....	6
表 1.2 第3世代システムの主諸元 .....	6
表 1.3 第3世代以降のシステムにおける主諸元 .....	8
表 2.1 計算機シミュレーション諸元 .....	49
表 3.1 計算機シミュレーション諸元 .....	72
表 3.2 各繰り返しステージにおける実数乗算回数 .....	78
表 3.3 平均 PER= $10^{-2}$ における $\beta$ と $\gamma$ .....	78
表 4.1 計算機シミュレーション諸元 .....	96
表 5.1 計算機シミュレーション諸元 .....	116

# 概要

無線通信は現在，我々の生活とは切り離せない重要なインフラのひとつとなっている．1980年代に第1世代の周波数分割マルチアクセス(FDMA: Frequency Division Multiple Access)に基づくアクセス方式から始まったセルラー無線通信システムは，その後ほぼ10年毎に世代を変え，第2世代ではアクセス方式を時間分割多重アクセス(TDMA: Time Division Multiple Access)に，第3世代(IMT-2000: International Mobile Telecommunications-2000)では符号分割マルチアクセス(CDMA: Code Division Multiple Access)へと変えつつ進化してきた．第3世代の発展形であるEnhanced IMT-2000ではHSDPA(High Speed Downlink Packet Access)およびHSUPA(High Speed Uplink Packet Access)と言われる技術を用いることにより，5MHzの周波数帯域を用いて下り最大14.4Mbps/上り最大6Mbpsを達成しようとしている．

動画の配信などインターネットにおけるマルチメディアサービスの普及に伴い，いつでもどこでも利用できる無線通信システムに対する伝送速度高速化の要求は増大している．現在，3GPP(3rd Generation Partnership Project)において2010年の導入を目標に第3.9世代(3G LTE(Long Term Evolution)やEvolved UTRA(Evolved UMTS Terrestrial Radio Access)と呼ばれる)の導入が予定されており，その後数年かけて第4世代への移行が計画されている．Evolved UTRAでは，最大20MHzの周波数帯域を用いて下り最大100Mbps/上り最大50Mbpsが要求条件とされている．第4世代システムでは，最大100MHz帯域を用いて下り1Gbps/上り500Mbpsが要求条件とされている．

ユーザ間の直交性を維持するために第1世代では周波数次元，第2世代では時間次元，第3世代では符号次元が用いられてきた．それでは，第4世代ではどの次元を用いてユーザ間の直交性を実現するのであろうか？まず，時間領域処理から周波数領域での処理へと移ると考えられる．また，重要な課題の1つとして広帯域伝送時に問題となるシンボル間干渉への耐性が求められる．超高速伝送時には使用する周波数帯域も広くなり，伝搬路に対する時間分解能も大幅に向上する．

第3世代システムの発展形である3G LTEでは50MHz~100MHzを用いることが計画されている．この場合には，送受信機間のチャンネルは複数のパスから構成される周波数選択性フェージングチャンネルとなる．現在用いられているシングルキャリア(SC: Single Carrier)方式のDS-SS(Direct Sequence-Code Division Multiple Access)では，パス間干渉(IPI: Inter-Path Interference)の影響により伝送特性が大きく劣化してしまうことが知られている．そのような伝搬路に耐性を有している伝送方式としてマルチキャリア(MC: Multi Carrier)伝送が挙げられる．マルチキャリア伝送では，送信データ系列を低速な並列データ系列へと変換する．さらにそれらを

周波数領域でスペクトルの重なりが生じながらも直交するように多数の直交サブキャリアを用いて並列伝送する。これによりすぐれた周波数利用効率を実現することができる。また、マルチキャリア伝送ではブロックの先頭部分にガードインターバル(GI: Guard Interval)と呼ばれる冗長を挿入することによって、IPI を除去することができる。

100MHz という限られた周波数帯を用いて 1Gbps という超高速伝送を実現するためには、10bps/Hz 以上の周波数利用効率を実現する無線技術が必須となる。しかしながらマルチキャリア伝送のみでは、このような高い周波数利用効率を実現することは不可能である。そこで、周波数・時間・符号に続く第4の次元である空間を用いることが考えられている。空間を用いて信号(もしくはユーザ)の多重を行う空間多重では、送信機に複数のアンテナを実装し、各アンテナから異なる信号を送信することによって同一の時間スロット・同一の周波数で信号を多重することができるため、使用する周波数帯域幅を拡大することなく伝送速度を向上させることができる。したがって、マルチキャリア伝送と空間多重伝送の組み合わせが第4世代システムにおいては必須の無線技術となると考えられている。しかしながら、空間多重を用いた場合、複数のアンテナから送信された信号が重畳されて受信されるため、受信機では送信信号の分離を行う処理が必須となる。そのための方法として近年様々な信号検出法が検討されている。

次世代無線通信システムでは、現在の第3世代システムとは異なり、すべての通信がIPベースとなることが考えられている。その場合には、パケット単位での伝送を行うこととなる。チャネル容量は、パケット伝送時に得られるスループット特性の達成可能な理論的上界として考えることができるため、そのチャネル容量に関する検討を行うことは学術的のみならず実用的にも大変重要であると言える。マルチキャリア伝送の一種である MC-CDMA(Multi-Carrier-Code Division Multiple Access)では、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)とは異なり、周波数領域での拡散および周波数領域等化(FDE: Frequency Domain Equalization)によって周波数ダイバーシチ効果を得ることができる。しかしながら、周波数選択性フェージングチャネルにより生じる直交拡散符号間の直交性の崩れに起因するコード間干渉(ICI: Inter-Code Interference)によって伝送特性が大きく劣化してしまう。そこで近年さまざまな干渉除去法が提案されているが、その干渉の低減量が MC-CDMA のチャネル容量に与える影響は明らかにされていなかった。

近年、受信機で繰り返し処理を行うことにより、チャネル推定精度や MIMO 多重伝送時の信号分離精度を向上させるための繰り返し信号処理が提案されている。判定帰還データシンボルを用いることで、平均化効果によりチャネル推定精度の劣化要因となる雑音の影響を低減することができ、MIMO 多重伝送時には、繰り返し処理により検出精度劣化の主要因となる他アンテナ干渉を除去できるので、伝送特性を大幅に改善できる。

本論文では超高速伝送を実現するために必須の技術であるマルチキャリア伝送と空間多重伝送に関する検討を行う。前半では、OFDM 空間多重の伝送特性を改善するための繰り返し処理に基づくチャネル推定法および信号検出法についての提案を行い、その適用効果を誤り率特性やスループット特性の観点から明らかにしている。後半では、MC-CDMA 伝送を対象に、周波数領域の処理によってパス分離を行う信号分離法を提案し、コード多重伝送時に問題となる ICI

を除去するための繰り返し ICI キャンセラの適用効果を明らかにしている。また、残留 ICI やアンテナ間干渉(IAI: Inter-Antenna Interference)を考慮した MC-CDMA のチャンネル容量を理論的に導出し、残留 ICI/IAI がチャンネル容量に与える影響を明らかにしている。

まず第 1 章では、無線通信システムの歴史、基本技術、今後の展望について述べる。また、それらに基づき超高速伝送を実現する際の問題点を指摘し、最後に本論文の動機について述べる。

第 2 章では、OFDM 伝送における判定帰還型ブロック繰り返しチャンネル推定の理論的検討を行い、その平均ビット誤り率(BER: Bit Error Rate)特性を明らかにしている。以前にも判定帰還型チャンネル推定の理論的検討は行われているが、それらはみな理想判定帰還を仮定していた。しかしながら、実際には判定帰還誤りがあるため、推定精度を劣化させてしまう。そのため判定帰還誤りを考慮した BER 解析は実用的にも重要であるといえる。そこで本検討においては、従来の検討と異なり、パケット内に存在する判定帰還誤りを考慮し、BER 導出に必要なチャンネル推定値の利得の分散値算出にあたって誤り率を用いることで、判定帰還誤りを考慮した実際にそくした BER 表現式を導出している。また、雑音および判定帰還誤りに起因するチャンネル推定精度の劣化を抑圧するために、周波数・時間方向の 2 次元フィルタの適用を考慮している。計算機シミュレーションにより、理論検討の妥当性を評価している。

第 3 章では、マルチアンテナ(MIMO: Multiple-Input Multiple-Output)多重伝送における繰り返し信号分離法の提案を行う。パケット伝送時には、そのパケットが正しく受信されたかどうかを受信機で判断するために巡回冗長検査(CRC: Cyclic Redundancy Check)符号を付加するのが一般的である。MIMO 多重伝送時には送信アンテナ毎に誤り訂正符号化および検出符号化を行っている。受信信号の受信品質は送信アンテナ毎に異なるため、同時に受信された信号間でも受信品質に違いが生じる。正しく受信された信号のみを判定帰還し受信信号から除去すれば、誤って受信されていた信号の検出精度を向上させることができる。

そこで第 3 章では、CRC 符号による誤り検出結果を用いる繰り返し信号分離法を提案する。正しく受信された信号のみを受信信号から除去するために、パケット単位で得られる CRC 復号結果を用いる。従来研究として、並列干渉キャンセラ(PIC: Parallel Interference Canceller)や逐次干渉キャンセラ(SIC: Serial Interference Canceller)が提案されているが、本研究では、QRD-M(QR-Decomposition and M-algorithm)信号分離法が送信アンテナ毎に逐次検出を行うことに注目し、M-アルゴリズム内において送信アンテナからのパケットが正しく受信されたと判断された受信パケットのみのシンボルレプリカ候補を生成することで干渉キャンセラを構成し、誤りがあると判断されたパケットの信号検出精度を改善する。

送信機から送信された信号は、異なる遅延時間を有するパスを經由して受信機において受信される。すなわちこれは周波数領域において送信信号が各パスの有する遅延時間に基づく位相回転を受けた状態で重畳されて受信される。そこで第 4 章では、MC-CDMA 伝送を対象として、周波数領域で各パスの遅延時間に基づく逆位相回転を与えることによって、異なる遅延時間を有するパスを分離し、それらを仮想的な受信アンテナとして用いる仮想 MIMO システムを提案する。

提案法では周波数領域においてマルチパスの各パス固有の遅延時間に基づく逆位相回転を与

えることにより IPI を除去して信号検出を行う。提案法を用いることによって、仮想的に受信アンテナ本数をマルチパス数倍にできるので、受信アンテナ本数が送信アンテナ本数よりも少ないような環境でも MIMO 多重伝送を実現できる。更に、コード多重伝送時に生じる ICI の影響を低減するために、繰り返し ICI キャンセラを提案し、その適用効果を明らかにする。

第 5 章では、シングル送信アンテナおよびマルチ送信アンテナ時の MC-CDMA 伝送を対象として、チャンネル容量に関する検討を行う。まず始めに、ICI を理想的に除去できた場合の MC-CDMA MIMO のチャンネル容量の表示式を、データチャンネルが拡散されている複数のサブキャリアを仮想的な受信アンテナとして考えることにより導出する。その後、繰り返し干渉キャンセラを適用した場合のチャンネル容量に関する検討を行う。

検討に当たっては、残留 ICI および IAI の度合を表す係数を導入し、それらを用いて誤差を最小とする最小 2 乗誤差(MMSE: Minimum Mean Squared Error)規範フィルタおよび干渉成分のガウス近似に基づく条件付き受信信号電力対干渉 + 雑音電力比(SINR: Signal-to-Interference plus Noise power Ratio)の導出を行う。計算機シミュレーションを用いて OFDM との比較検討を行う。

第 6 章では本論文のまとめを述べた後に、今後の課題について触れる。

# 1. 序論

本章では、無線通信の歴史および今後、無線伝搬路、そして無線伝送方式の基本技術について述べ、最後に他の研究との関連について述べながら、本論文の位置づけを示す。

## 1.1 無線通信の歴史および今後

現在、携帯電話に代表される無線通信システムはわれわれの生活とは切り離せないほど重要なインフラとなっている。2007年12月時点における日本の携帯電話加入者数は第2世代・第3世代合わせて1億台を超えた[1.1]。

移動体通信はその登場以来ほぼ10年毎に大きな進化を遂げてきた(図 1.1)。1979年に導入された第1世代と呼ばれる無線通信では周波数分割マルチアクセス(FDMA: Frequency Division Multiple Access)がアクセス方式として採用された。NTT方式(のちにNTT大容量方式)、米国ではAMPS方式(AMPS: Advanced Mobile Phone Service)、AMPS方式を原型としたTACS方式(TACS: Total Access Communications System)がありアナログ方式であった。すべてのシステムにおいてサービスエリアを複数のセルと呼ばれるエリアに分割して通話サービスを提供していた。それぞれ異なる周波数帯を用いていたが、日本における周波数割り当てに適合されたTACSをJ-TACS方式、さらに大容量化を進めるために無線チャネルを1/2に狭帯域化したものがN-TACS方式と呼ばれている。

第2世代では、時間分割マルチアクセス(TDMA: Time Division Multiple Access)を用いるPDC(Personal Digital Cellular)システムが日本で1993年に商用化された。欧州ではGSM(Global System for Mobile Communications)が採用された。一方、米国では符号分割マルチアクセス(CDMA: Code Division Multiple Access)に基づくIS-95が採用された。PDCの特徴は、GSMで用いられているGMSK(Gaussian filtered Minimum Shift Keying)と比較して周波数利用効率が高い $\pi/4$ -shift DQPSK(Differential Quadrature Phase Shift Keying)が採用されたことであろう。表 1.1 に第1および第2世代システムの主諸元を示す。

インターネットにおける動画データなどのコンテンツ配信に代表されるマルチメディアサービスの普及に伴い、ITU(International Telecommunication Union)では第3世代(IMT-2000: International Mobile Telecommunications-2000)の下りリンクにおけるターゲットデータレートを高速移動時に144kbps(Kilo Bit Per Second)、低速移動時に384kbps、屋内環境では2Mbps(Mega Bit Per Second)と設定した[1.2]。IMT-2000ではマルチアクセス方式としてCDMA[1.3]が採用されている。

CDMAでは、全てのユーザが同一の時間スロット・周波数帯を利用して通信を行い、ユーザ

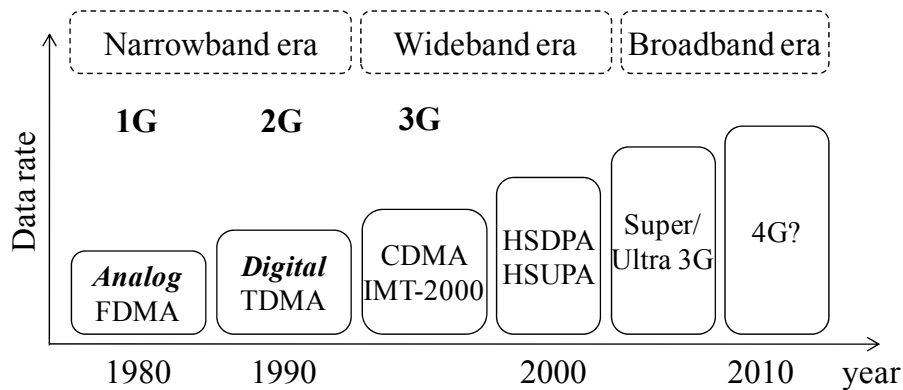


図 1.1 移動体通信の変遷 .

表 1.1 第 1・2 世代システムの主諸元

	第 1 世代		第 2 世代		
システム	NTT 大容量方式	TACS	PDC	IS-95	GSM
周波数帯	870~885MHz	890~915MHz	800 MHz / 1.5GHz	800MHz	800MHz
アクセス方式	FDMA	FDMA	TDMA /FDD	CDMA /FDD	TDMA /FDD
変調方式	FM	PM	$\pi/4$ -shift DQPSK	下り: QPSK 上り: OQPSK	GMSK

表 1.2 第 3 世代システムの主諸元

システム	W-CDMA	cdma2000
Duplex 方式	FDD	FDD
伝送速度	~2Mbps	~153.6kbps
アクセス方式	上り/下り: DS-SS-SSMA	上り: DS-SS-SSMA 下り: MC-SS-SSMA
帯域幅	5MHz	1.25 MHz
チップレート	3.84Mcps	1.2288 Mcps
誤り訂正	ターボ符号/畳み込み符号	ターボ符号/畳み込み符号
データ変調	上り: BPSK 下り: QPSK	上り: BPSK/QPSK 下り: QPSK
拡散符号	上り: HPSK [1.4] 下り: QPSK	上り: HPSK 下り: QPSK

の識別は固有の拡散符号を用いて行う。一方、FDMA ではユーザ毎に異なる周波数を、TDMA では異なる時間スロットを割り当てることで通信を行う。すなわち FDMA では割り当てにより端末に搭載されている周波数シンセサイザの発振周波数を変える必要があり、TDMA では時間スロットを切り替える必要がある。CDMA では周波数割り当てや時間スロット割り当てが不要

になるといったメリットがある。第2世代システムでは、欧州・米国・日本で異なるシステムを採用したために、互いに異なるシステム間での相互接続が不可能であった。このことから IMT-2000 では、世界中でシームレスに通信が行える統一規格の実現が求められたが、最終的に欧州・日本の W-CDMA(Wideband-CDMA)と米国の cdma2000 が標準化された。これら2つの主諸元を表 1.2 に示す。W-CDMA の標準化は 3GPP(Third Generation Partnership Project)で行われ、もうひとつの標準化方式である CDMA2000 は 3GPP2 において行われた。

CDMA を用いるシステムには以下のような特徴がある。

- (1) CDMA では、同一周波数帯を多数のユーザが共有する。このため、上りリンクにおいては遠近問題により伝送品質が大幅に劣化するため、送信電力制御(TPC: Transmission Power Control)[1.5]が不可欠である。TPC により、所要  $E_b/N_0$ (Energy per bit-to-Noise power spectrum density ratio)の低減を実現している。
- (2) セル固有のスクランブル符号を用いることによって、隣接セルで同一の周波数を再利用することができる(1セル周波数利用繰り返しが可能)。
- (3) 広帯域化によるパスの分解能向上により Rake 受信を用いた高品質伝送の実現。
- (4) 可変拡散率(OVSF: Orthogonal Variable Spreading Factor)符号[1.6]を用いることにより可変レートサービスが可能。
- (5) 隣接セルで同一周波数を用いているため、ソフトハンドオーバを行うことができる。

また、誤り訂正符号としてシャノン限界に迫る誤り訂正能力を持つターボ符号[1.7]が用いられている。

W-CDMA と cdma2000 の発展形として、第 3.5 世代(Enhanced IMT-2000)と呼ばれる HSDPA/HSUPA(High Speed Downlink Packet Access/High Speed Uplink Packet Access)および CDMA2000 1xEV-DO(Evolution Data Only)がある[1.2]。Enhanced IMT-2000 の HSDPA/HSUPA では、端末における受信電力およびチャネル状態に応じて QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)と 16QAM(Quadrature Amplitude Modulation)を適応的に切り替え、チャネル符号化率も変化させる適応変調符号化(AMC: Adaptive Modulation and Coding)[1.8]や、そして自動再送要求(Hybrid ARQ: Hybrid Automatic Repeat reQuest)[1.9][1.10]を導入することにより 3G と同一の周波数帯域幅(5MHz)を用いながら、第 3 世代システムと比較して最大伝送速度の向上(下りリンク最大 14.4Mbps/上りリンク最大 6Mbps)を達成しようとしている[1.11][1.12]。

2004 年から標準化作業[1.13]の始まった第 3.9 世代(3G LTE: 3G Long Term Evolution)では、これまでのシステムとは異なり、上り下りリンクで異なる伝送方式が採用されることになっている。3G LTE までは、上り下りリンクで同一のアクセス方式(第 1 世代:FDMA, 第 2 世代:TDMA, 第 3 世代:CDMA)を用いてきた。3G LTE においては上りでは、ピーク対平均電力比(PAPR: Peak-to-Average Power Ratio)の問題からシングルキャリア方式に基づくシングルキャリア周波数分割多元アクセス(SC-FDMA: SC-Frequency Division Multiple Access)[1.14]が、下りリンクでは周波数スケジューリングの容易性や空間多重伝送との親和性の高さから OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)[1.14]が採用された。表 1.3 に第 3 世代以降の



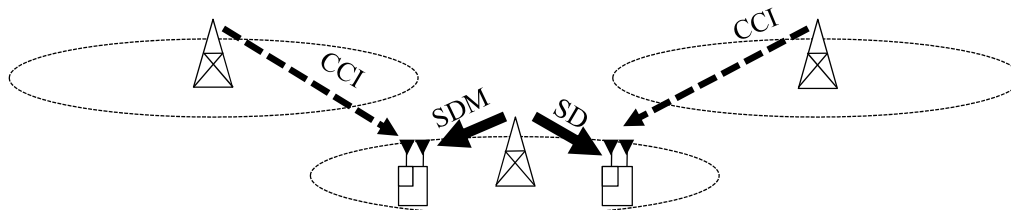


図 1.2 隣接セルからの干渉 .

表 1.3 第 3 世代以降のシステムにおける主諸元

	3G (IMT-2000)	3.5G (Enhanced IMT-2000)	3.9G (3G LTE/E-UTRA)	4G (LTE-advanced)
Duplex 方式	FDD			FDD or TDD
アクセス方式	上り/下り: CDMA		上り: SC-FDMA 下り: OFDM	Multi-carrier system?
帯域幅	5MHz		1.4 ~ 20 MHz	100 MHz
伝送速度	~2Mbps	~14Mbps	上り:~50Mbps 下り:~100Mbps	上り:~500Mbps 下り:~1Gbps
コアネットワーク	回線交換 + IP パケット		IP パケット	
主要技術	TPC	AMC Hybrid ARQ	FDE Scheduling SDM	SDM?

システムにおける主諸元を示す .

上り下りリンクともに帯域幅の増加に伴い深刻になるマルチパス干渉への対策として周波数領域等化(FDE: Frequency Domain Equalization)が用いられる[1.15][1.16] .信号処理の全てが周波数領域で行われることも特徴の 1 つである .また ,第 3 世代ではコアネットワーク系として回線交換方式とパケット交換が用いられていたが ,3G LTE ではすべての通信がパケット交換で行われるということも特徴である .更に ,下りリンクでは 2 送信アンテナ ,2 受信アンテナを用いる空間多重伝送(SDM: Space Division Multiplexing)が採用されることも大きな変更点である[1.17] .

第 4 世代(LTE Advanced)では ,3G LTE 無線技術を基盤としてさらなる通信の高速化が行われる予定である .下りリンクでは 1Gbps(Giga Bit Per Second) ,上りリンクでは 500Mbps がターゲットデータレートとされている[1.18] .しかしながら ,利用できる周波数帯域幅には限りがあり ,最大でも 100MHz 程度になると考えられている .その場合には ,周波数利用効率 10bps/Hz 以上が必要となる .もし仮にシングルアンテナ伝送を用いた場合には ,1024QAM をデータ変調として用いなくてはならなくなるが ,伝送特性は大きく劣化してしまう .また ,限りある周波数帯を有効に利用するために ,図 1.2 に示すように同一の搬送波周波数を隣接する基地局で使用する必要があるため ,同一チャネル間干渉(CCI: Co-Channel Interference)が生じる .よって ,多値変調を用いた場合などには所望の誤り率を達成するのに必要な受信電力が大きくなる ,すなわち送信電

力を大きくする必要があるため、CCIの増大につながってしまう。

そこで注目されているのが、SDM[1.19][1.20][1.21]や空間ダイバーシチ(SD: Space Diversity)[1.22][1.23][1.24]に代表されるマルチアンテナ伝送(MIMO: Multiple-Input Multiple-Output)技術[1.25]である。空間多重では、総送信電力を一定に保ちつつも伝送速度を送信アンテナ本数倍にできるため、他セルもしくは他ユーザへの干渉を増大させることなく伝送速度を向上できる。空間ダイバーシチではダイバーシチ効果により所要受信電力を低減できるため、CCIが存在する環境下でも高品質な伝送が可能となる。したがって、次世代システムにおけるコア技術はマルチキャリアシステムとマルチアンテナ伝送であると言える[1.26]。

## 1.2 無線伝搬路

送信機(下りリンク:基地局,上りリンク:端末)から送信された信号は、図 1.3 に示すように建造物のような大きな障害物により遮蔽あるいは反射(Reflection)・回折(Diffraction)され、受信機(下りリンク:端末,上りリンク:基地局)周辺に存在する散乱体によって散乱(Scattering)された後に端末で受信されることになる。

- ・反射 : 搬送波の波長よりも大きな滑らかな表面に入射した場合に生じる。
- ・回折 : 搬送波の波長よりも大きな物体が送受信機間に存在した場合でも、全ての信号が遮蔽されるわけではなく、遮蔽物の端から信号が回り込んで伝搬する。
- ・散乱 : 搬送波の波長よりも大きいか、粗い表面、もしくはそれ以外でも搬送波の波長よりと等しいか小さい物体に入射した場合に生じる。

送信機から受信機へと直接到来する直接波(Direct wave)、それ以外のパスを遅延波(Delayed wave)と呼ぶ。すなわち、受信機において受信される信号は、複数の経路を伝搬して重なり合ったものとなる。複数の経路は物理的な距離差が生じており、結果として異なる遅延時間を有して受信されることになる。これにより異なる経路を伝搬してきた送信信号波形が重畳された結果、受信信号強度が強めあったり弱めあったり(振幅変動や位相回転)する。このような伝搬路をマルチパスフェージングチャンネルと呼ぶ[1.27]。

図 1.4 は一様電力遅延プロファイルを有する  $L=16$  パスチャンネルの瞬時インパルス応答を示している。このようなインパルス応答をもつチャンネルのフーリエ変換が周波数領域での周波数応答となる。時刻  $t$  における周波数応答  $H(f,t)$  は以下のように表せる。

$$H(f,t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) \exp(-j2\pi f\tau_l) \quad (1.1)$$

ここで、 $h_l(t)$  は時刻  $t$  における第  $l$  番目のパスの複素チャンネル利得、 $\tau_l$  は第  $l$  番目のパスの遅延時間である。伝送する信号のシンボル長がチャンネルの遅延量よりも十分に大きい場合には、受信信号が受ける歪みは小さく伝送特性の劣化にはつながらない。しかしながら、高速伝送時にはシンボル長が短くなるため、各パスの遅延量はシンボル長よりも大きくなる。

無線チャンネルの特性を表すものの 1 つに r.m.s.(root mean squared)遅延スプレッドがある。r.m.s.遅延スプレッドは電力遅延モデルの 2 次中心モーメント(second central moment)の平方根として

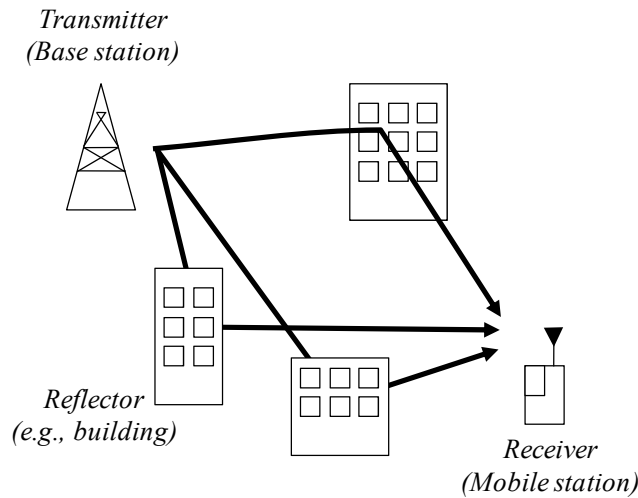
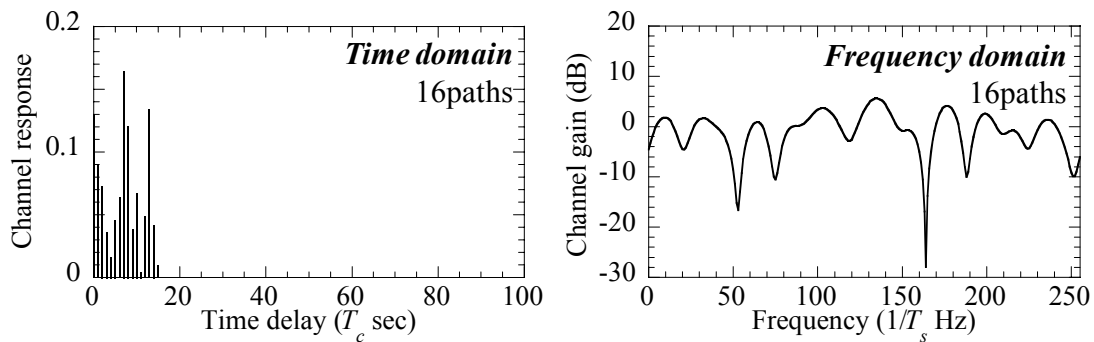


図 1.3 マルチパス伝搬路 .



(a) 瞬時インパルス応答 .

(b) 周波数応答 .

図 1.4 送受信機間チャネルの一例 .

与えられる .

$$\sigma_\tau = \sqrt{E[\tau^2] - E[\tau]^2} \tag{1.2}$$

ここで、 $E[\tau]$ は平均遅延を、 $E[\tau^2]$ は2次モーメントである .

また、周波数領域においてチャネルの変動がほぼ一定であると考えられる帯域幅はコヒーレンス帯域幅と呼ばれ、チャネルの最大遅延時間を $\tau_{\max}$ とした場合以下のように近似することができる[1.27] .

$$B_c \approx 1/\tau_{\max} \tag{1.3}$$

しかしながら、チャネルの最大遅延時間 $\tau_{\max}$ が同じであっても異なる電力遅延分布を有している . そこで、式(1.3)よりも一般的に用いられるのが r.m.s.遅延スプレッドである . コヒーレンス帯域幅と遅延スプレッドの関係を与える一般式は存在しないが、多くの近似式が求められ、チャネルの複素周波数応答の相関値が 0.9 となるものは以下の式で表すことができる[1.27] .

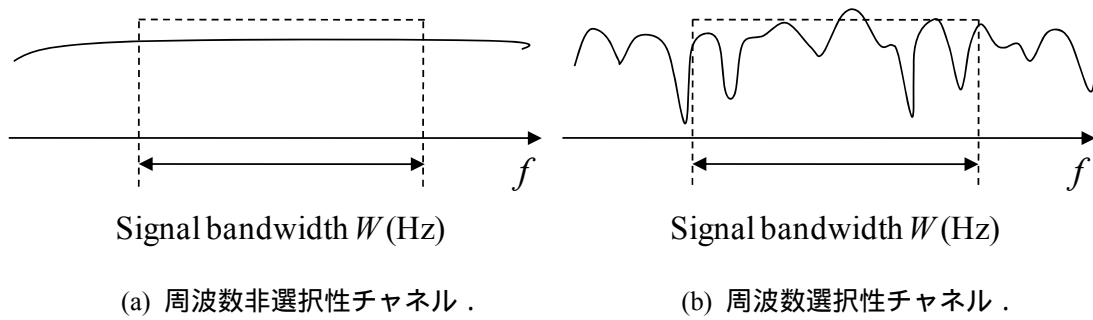


図 1.5 周波数領域でのチャネル変動 .

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (\text{Hz}) \quad (1.4)$$

また、同様にしてチャネルの複素周波数応答の相関値が 0.5 以上となるものは

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (\text{Hz}) \quad (1.5)$$

として求められる .

無線チャネルは、周波数領域において“周波数選択性”と“周波数非選択性”に区別される . チャネルのコヒーレンス帯域幅と信号の帯域幅の関係が  $B_c < W$  となる場合、信号の帯域内でチャネルの周波数応答が大きく変化するため周波数選択性チャネルとなる . 一方、 $B_c > W$  の場合、信号の周波数成分が受けるフェージングの影響は帯域内でほぼ一定であるとみなすことができるため、周波数非選択性チャネルとなる .

図 1.5 に信号スペクトルとコヒーレンス帯域幅の関係を示す . 信号の帯域幅  $W(\text{Hz})$  は時間領域でのシンボル長  $T(\text{sec})$  の逆数として与えられる . すなわち、伝送速度 100Mbps を実現しようとした場合その帯域幅はおよそ  $W=100(\text{MHz})$  程度になる . そのため、例えば実験により得られた r.m.s.遅延スプレッド  $0.35\mu\text{sec}$ [1.28] の場合、相関値が 90%(50%)以上となるコヒーレンス帯域幅はおよそ  $0.057(0.57)\text{MHz}$  となるため、信号帯域幅内で大きくチャネルが変動する . そのため、そのような周波数選択性チャネルに対する対策が必須となる .

時間領域においてチャネルの変動がほぼ一定であると考えられる時間はコヒーレンス時間と呼ばれる . ドップラースプレッド  $f_d$  とコヒーレンス時間  $T_0$  は以下のように関係付けられる .

$$T_0 \approx \frac{1}{f_d} \quad (1.6)$$

さらに、チャネル変動の時間相関が 0.5 以上となる時間差をコヒーレンス時間とすると[1.27]

$$T_0 \approx \frac{9}{16\pi f_d} \quad (1.7)$$

として与えられる . 更に一般的なコヒーレンス時間は式(1.6)と式(1.7)の幾何平均として与えられる[1.27] .

$$T_0 = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} = \frac{0.423}{f_d} \text{ (sec)} \quad (1.8)$$

ドップラースプレッド  $f_d$ (Hz)は端末の移動速度  $v$ (m/sec) ,搬送波周波数  $f_c$ (Hz)と光速  $c$ (m/s)を用いて以下のように与えられる .

$$f_d = v \cdot \frac{f_c}{c} \quad (1.9)$$

例えば ,搬送波周波数 5GHz , 端末が 100(km/hour)で移動していると

$$f_d = 100 \cdot \frac{1000}{3600} \cdot \frac{5 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \approx 462 \text{ (Hz)} \quad (1.10)$$

となる . したがってコヒーレンス時間は

$$T_0 = \frac{0.423}{462} \approx 10^{-3} \text{ (sec)} \quad (1.11)$$

となる .

100MHzの帯域幅を持つ信号を送信した場合 ,シンボル長  $T$ (sec)は  $T=1/W=1/(100 \times 10^6)=10^{-8}$ (sec)となる . したがって ,ブロック伝送を仮定 (数シンボルを連続して伝送)した場合でも時間選択性の影響は周波数選択性のそれと比較してあまり大きくないと考えられる . このように ,無線伝送チャンネルは周波数選択性と時間選択性によって特徴付けられる . しかしながら ,広帯域な周波数を用いる超高速伝送時には ,時間選択性と比較して周波数選択性の影響が大きくなる . 以下の節では ,その周波数選択性に対する対策を兼ね備えた無線アクセス方式について簡単に触れる .

### 1.3 無線アクセス方式

#### 1.3.1 シングルキャリアシステム

シングルキャリア(SC)システムでは ,データシンボルを広帯域な周波数スペクトルを用いて伝送する . しかしながら ,前節で述べたように周波数選択性フェージングチャンネルの影響を受けた場合 ,受信信号のスペクトルが歪んでしまうために伝送特性が著しく劣化してしまう . 第3世代で導入されている DS-CDMA[1.29]は ,シンボルレートと比較して高速なチップレートへと送信シンボルを変換することによりスペクトル拡散を行う . これにより狭帯域干渉への耐性や秘匿性を実現している . DS-CDMA を用いる W-CDMA では ,Rake 合成と呼ばれるチャンネル等化を行っている . Rake 合成ではマルチパスを個々のパスに分離して ,同相合成を行うことによってパスダイバーシチ利得を獲得し ,受信品質を向上させている .

DS-CDMA の送受信機構成を図 1.6 に示す . 送信機では ,2 値の送信データ系列をチャンネル符号化およびインタリーブした後に ,データ変調により送信シンボル系列を得る . その後 ,拡散符号を用いて送信シンボル系列を広帯域へ拡散して伝送する . 1 データシンボルを拡散符号により拡散しシンボル長の  $1/SF$  の長さであるチップ系列へと変換する . 受信機では ,各パスを伝搬して受信された信号を逆拡散した後に同期合成 (これを Rake 合成と呼ぶ) する . Rake 合成後の

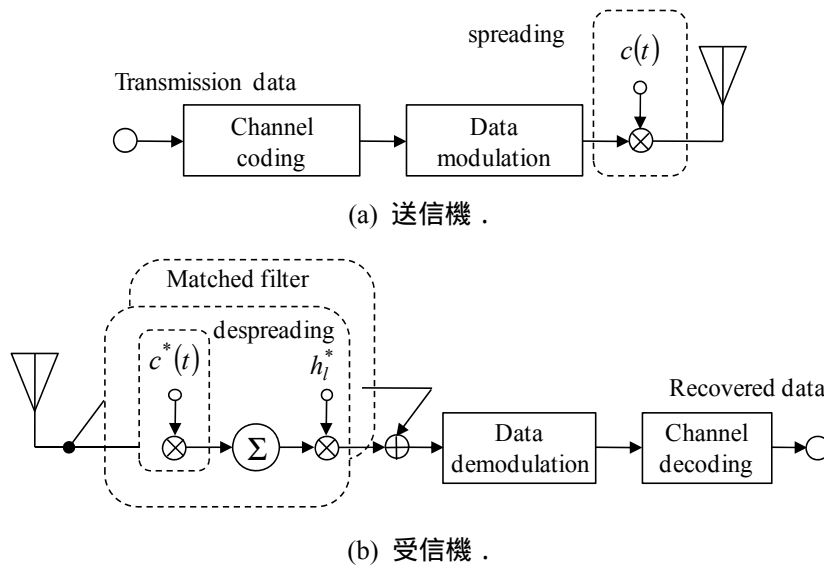


図 1.6 DS-CDMA の送受信機構成 .

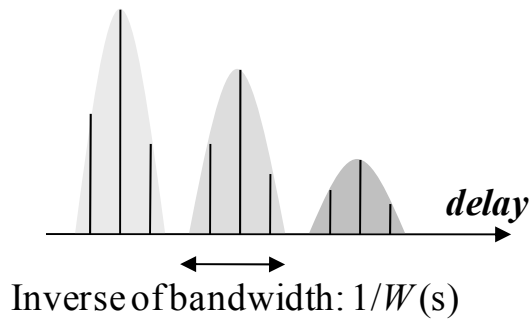


図 1.7 パスの分解能 .

系列をデータ復調，チャンネル復号した後に送信データ系列を得ることになる .

DS-CDMA の送信信号系列  $x(t)$  は以下のようにして表すことができる .

$$x(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{SF \cdot T_c}} d\left(\left\lfloor \frac{t}{SF} \right\rfloor\right) c(t \bmod SF) \quad (1.12)$$

ここで， $E_s$  はデータシンボルあたりの信号エネルギー， $T_c$  はチップ長， $SF$  は拡散率を表し， $d(\cdot)$  は送信シンボル系列， $\{c(t); t = 0 \sim (SF - 1)\}$  は拡散符号を表している . また， $\lfloor x \rfloor$  は  $x$  より小さいか等しい最大の整数を表す .

送受信機間のチャンネルを  $L$  個の離散パスから構成されるマルチパスチャンネルとすると，そのインパルス応答は次式で表わせる .

$$h(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (1.13)$$

ここで， $h_l$  は第  $l$  パスの複素チャンネル利得であり， $\tau_l$  はパスの遅延時間である . DS-CDMA では，拡散を行い，データシンボルをより短いチップ系列へと変換している，すなわちチップ長が短くなっているためパスの分解能が向上している . 図 1.7 に示すように，信号伝送時に分解できるパスの間隔は信号スペクトルの帯域幅  $W(\text{Hz})$  の逆数，すなわち  $T_c = 1/W(\text{sec})$  となる . 例えば，帯域

幅 5MHz に拡散された DS-SS のチップ長は  $T_c=1/(5 \times 10^6)=2 \times 10^{-7}(\text{sec})=0.2(\mu\text{sec})$  となる。図の例の場合には、狭帯域信号伝送時にはパスの分解能が低いいため 3 パスであったチャネルを 9 パスとして扱うことができる。

このようなパスを伝搬してきた信号は、以下のように表わされる。

$$y(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x(t - \tau_l) + n(t) \quad (1.14)$$

ここで、 $n(t)$  は雑音を表す。式(1.12)を上式に導入すると以下のようになる。

$$y(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \left( \sqrt{\frac{2E_s}{SF \cdot T_c}} d(n) c(t - \tau_l) \right) + n(t) \quad (1.15)$$

この受信信号に対して、パスの遅延時間に整合させたチップ系列を乗算(逆拡散)することによって、第  $l$  パスを伝搬してきた信号を検出することができる。

$$\tilde{y}_l(n) = \frac{1}{SF} \sum_{t=\tau_l}^{(SF-1)+\tau_l} y(t) c^*(t - \tau_l) \quad (1.16)$$

式(1.15)と式(1.16)から以下の式を得る。

$$\tilde{y}_l(n) = \sqrt{\frac{2E_s}{SF \cdot T_c}} h_l d(n) + \mu_{IPI} + \mu_{noise} \quad (1.17)$$

ここで、第 1 項は希望信号成分、第 2 項は IPI、第 3 項は雑音成分である。パス毎に検出された信号を最大比合成(MRC: Maximum Ratio Combining)することにより軟判定値を得る。

$$\begin{aligned} \tilde{d}(n) &= \sum_{l=0}^{L-1} h_l^* \tilde{y}_l(n) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{SF \cdot T_c}} \left( \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \right) d(n) + \sum_{l=0}^{L-1} h_l^* \mu_{IPI} + \sum_{l=0}^{L-1} h_l^* \mu_{noise} \end{aligned} \quad (1.18)$$

上式からわかるように、軟判定値は、希望信号、パス間干渉、雑音成分の和で表される。また、高速伝送時にはコード多重が必要となるため、コード間干渉(ICI)も生じる。雑音成分は受信電力を増大させることにより影響を小さくすることができるが、パス間干渉やコード間干渉に関しては影響を小さくすることができない。このため第 3 世代で採用されている Rake 受信を行った場合には、高速伝送時やパス数が増大した場合、特性が著しく劣化してしまう。そこで近年、受信信号から干渉レプリカを生成し除去する干渉除去法[1.30]や、周波数領域等化(FDE)を行うことによりこれらの影響を低減・抑圧する方法[1.15][1.16]が検討されている。

パス間干渉を理想的に除去できた場合の瞬時受信信号電力対雑音比(SNR: Signal-to-Noise ratio)は

$$\begin{aligned} \gamma_{DS-CDMA} &= \frac{E \left[ \left| \sqrt{\frac{2E_s}{SF \cdot T_c}} \left( \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \right) d(n) \right|^2 \right]}{\frac{1}{2} E \left[ \left| \sum_{l=0}^{L-1} h_l^* \mu_{noise} \right|^2 \right]} \\ &= \frac{\frac{2E_s}{SF \cdot T_c} \left( \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \right)^2}{\frac{1}{2} E \left[ \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{l'=0}^{L-1} h_l^* h_{l'} \frac{1}{SF} \sum_{t=0}^{SF-1} \sum_{t'=0}^{SF-1} c^*(t-\tau_l) c(t'-\tau_{l'}) n(t) n^*(t') \right]} \end{aligned} \quad (1.19)$$

として与えられる．ここで  $E[\cdot]$  は期待値操作である．

雑音と拡散符号の自己相関は

$$\begin{cases} E[n(t)n^*(t')] = \frac{2N_0}{T_c} \delta(t-t') \\ E[c^*(t-\tau_l)c(t'-\tau_{l'})] = \delta(t-t')\delta(l-l') \end{cases} \quad (1.20)$$

であるので，

$$\gamma_{DS-CDMA} = \frac{\frac{2E_s}{SF \cdot T_c} \left( \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \right)^2}{\frac{1}{SF} \left( \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \right) \frac{N_0}{T_c}} = \frac{2E_s}{N_0} \left( \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \right) \quad (1.21)$$

となり異なるパスを伝搬してきた信号をすべて同期合成することができるためパスダイバーシチ効果が得られることがわかる．

### 1.3.2 マルチキャリアシステム

シングルキャリアシステムにおける信号の周波数スペクトル(ロールオフファクタ $\alpha$ )とマルチキャリアシステムにおける信号の周波数スペクトルを図 1.8 に示す．シングルキャリアシステムでは，広帯域の周波数を 1 つの信号スペクトルが利用することになる．そのため，周波数選択性フェージングチャネルを伝搬した後の信号の周波数スペクトルには歪みが生じ，伝送特性の劣化につながる．一方，マルチキャリアシステムの場合には，同様な周波数選択性フェージングチャネルを伝搬した場合でも，サブキャリア単位でみると周波数非選択性フェージングチャネルと考えることができる．

マルチキャリア伝送時には，チャネルのインパルス応答行列が巡回行列となる場合に，送信機側で逆高速フーリエ変換(IFFT: Inverse fast Fourier Transform)や逆離散フーリエ変換(IDFT: Inverse Discrete Fourier Transform)，受信機側で高速フーリエ変換(FFT: Fast Fourier Transform)や離散フーリエ変換(DFT: Discrete Fourier Transform)を用いることで送信シンボルを直交化できるという性質を利用して信号を伝送している．そのため，チャネルが巡回行列とならない場合，



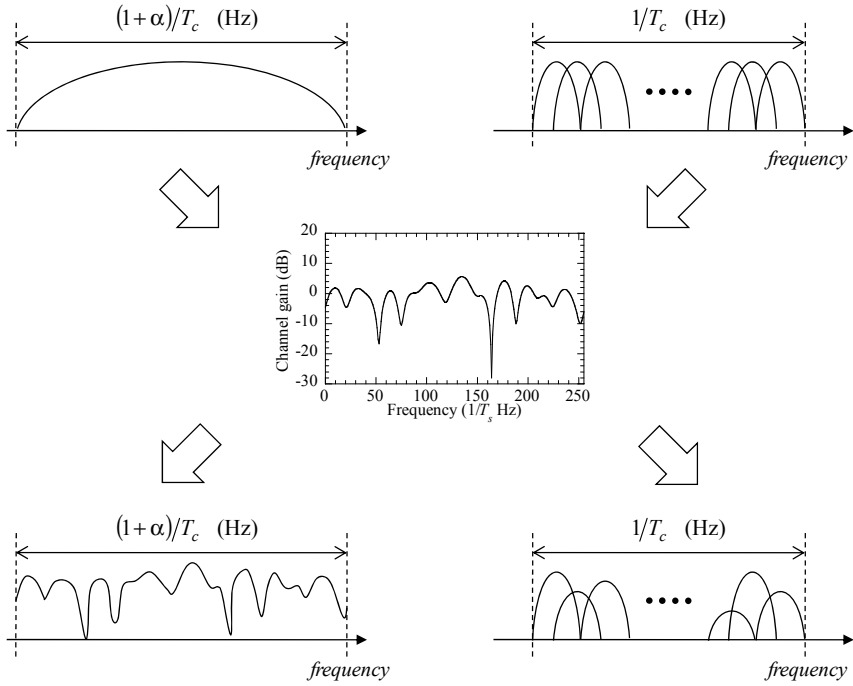
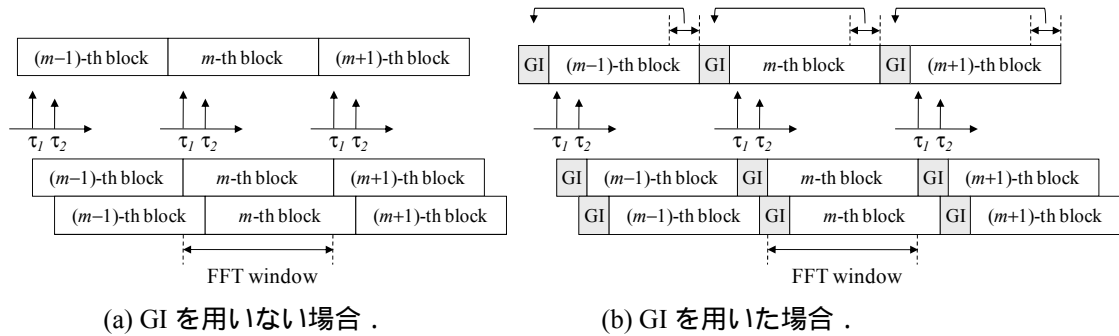


図 1.8 シングルキャリアおよびマルチキャリアシステムの信号スペクトル .



(a) GI を用いない場合 .

(b) GI を用いた場合 .

図 1.9 マルチパス伝搬時のシンボル .

サブキャリア間干渉(ICI: Inter-Carrier Interference)が生じてしまい( 図 1.9(a) ), 伝送特性が劣化してしまうことになる . そこでマルチキャリア伝送では, 送信ブロックの先頭部分( ガードインターバル(GI: Guard Interval) ) にブロックの最後部  $N_g$ -FFT サンプルをコピーしてサイクリックプレフィックス(CP: Cyclic Prefix)として挿入する . 伝送効率は  $N_c/(N_c+N_g)$  となってしまうが, GI 長が伝搬路の最大遅延より長ければ, マルチパスチャネルにより生じるブロック間干渉( IBI: Inter-Block Interference)を除去しつつ, チャネルを巡回行列とすることができるため伝送特性の劣化を回避できる ( 図 1.9(b) ). 現在までにこの GI 長の最適化が文献[1.31]などにおいて行われている .

### 1.3.2.1 OFDM

図 1.10 に OFDM[1.32][1.33]の送受信機構成を示す . OFDM では, 2 値の送信データ系列をチャネル符号化およびデータ変調した後に, 複数の並列系列へと直並列(S/P: Serial-to-Parallel)変換

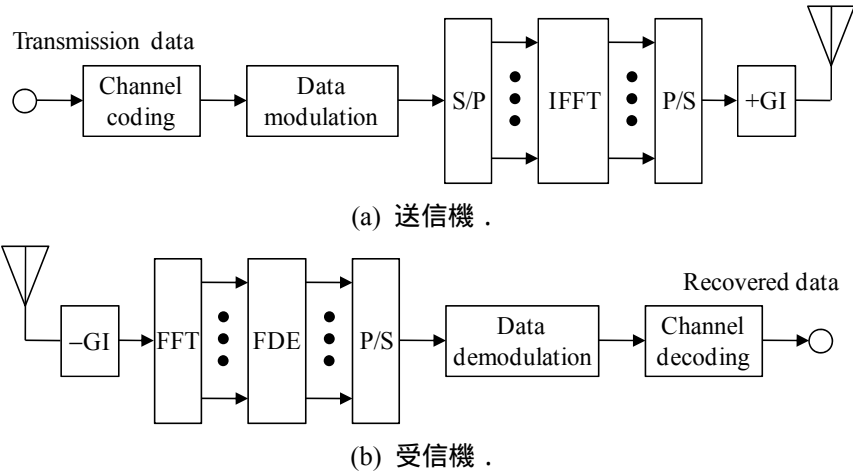


図 1.10 OFDM の送受信機構成 .

する . 各系列で互いに直交するサブキャリアを変調した後に加算される . これらの処理は , 次式のように IFFT や IDFT により簡易に実現することができる . サブキャリア数を  $N_c$  とした場合 , 時間領域信号  $\{x(t); t = 0 \sim (N_c - 1)\}$  は以下のように与えられる .

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \left( \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} d(k) \right) \exp(j2\pi f_k t) \quad (1.22)$$

ここで ,  $\{d(k); k = 0 \sim (N_c - 1)\}$  は第  $k$  番目のサブキャリアで伝送されるデータシンボルを表し ,  $f_k$  は第  $k$  番目のサブキャリアの周波数を示している . また ,  $E_c$  と  $T_c$  はそれぞれ FFT サンプルあたりの信号エネルギーと FFT サンプル長である . 送信機では , ブロック先頭部分に GI を挿入した後に送信する .

式(1.13)で与えられる  $L$  パスの周波数選択性フェージングチャンネルを伝搬して受信され , GI を除去した後の信号  $\{y(t); t = 0 \sim (N_c - 1)\}$  は以下のように表すことができる .

$$y(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x((t - \tau_l) \bmod N_c) + n(t) \quad (1.23)$$

周波数領域に変換するため FFT もしくは DFT を次式のように行う(この操作は OFDM 復調とも呼ばれる) .

$$Y(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} y(t) \exp(-j2\pi f_k t) \quad (1.24)$$

上式に式(1.23)を代入することで , 以下のような周波数成分  $\{Y(k); k = 0 \sim (N_c - 1)\}$  を得る .

$$\begin{aligned} Y(k) &= \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \left( \sum_{l=0}^{L-1} h_l x((t - \tau_l) \bmod N_c) + n(t) \right) \exp(-j2\pi f_k t) \\ &= \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l x((t - \tau_l) \bmod N_c) \exp(-j2\pi f_k t) + \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} n(t) \exp(-j2\pi f_k t) \\ &= H(k) \left( \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} d(k) \right) + \Pi(k) \end{aligned} \quad (1.25)$$

周波数領域へと変換された信号は , 同期検波により検出される .

$$\tilde{d}(k) = H^*(k)Y(k) \quad (1.26)$$

上式に式(1.25)を代入することで以下を得る .

$$\tilde{d}(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} |H(k)|^2 d(k) + H^*(k)\Pi(k) \quad (1.27)$$

この場合の瞬時 SNR は以下のように表わされる .

$$\gamma_{OFDM} = \frac{E \left[ \left| \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} |H(k)|^2 d(k) \right|^2 \right]}{\frac{1}{2} E \left[ |H^*(k)\Pi(k)|^2 \right]} = \frac{\frac{2E_c}{T_c} (|H(k)|^2)^2}{\frac{N_0}{N_c \cdot T_c} |H(k)|^2} = \frac{2E_s}{N_0} |H(k)|^2 \quad (1.28)$$

式(1.28)からわかるように ,OFDM では ,DS-CDMA の場合(式(1.21))と異なり周波数(パス)ダイバーシチ効果を得ることができないため ,伝送特性改善のためには誤り訂正符号化が必須となっている[1.34] . 一方で OFDM 伝送では ,各サブキャリアで伝送された信号は周波数非選択性フェージングチャネルの影響を受けているとみなせるので ,後に説明する空間多重などの親和性が高い .

### 1.3.2.2 MC-CDMA

MC-CDMA[1.35][1.36]は , OFDM と周波数領域拡散を組み合わせた伝送方式である . MC-CDMA の送受信機構成を図 1.11 に示す . シングルキャリア伝送の一種である DS-CDMA が時間領域で送信データシンボルの拡散を行っているのに対して , MC-CDMA では周波数領域でデータシンボルの拡散を行っている . すなわち , MC-CDMA では互いに直交するサブキャリアに拡散後のシンボルをマッピングすることになる .

OFDM と同様にまず 2 値の送信データ系列はチャンネル符号化およびデータ変調される . その後 ,  $SF$  個にコピーされ拡散符号を用いて拡散される . OFDM と同様に IFFT や IDFT により得られる時間領域信号  $\{x(t); t = 0 \sim (N_c - 1)\}$  は次式のように表される .

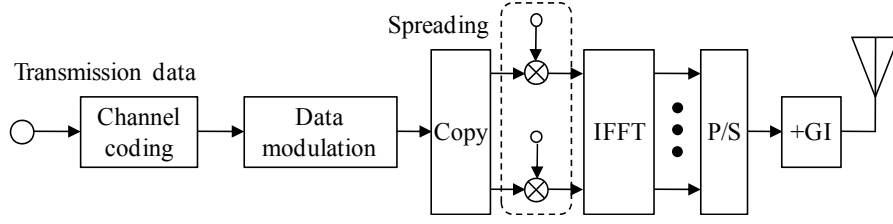
$$x(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \left( \sqrt{\frac{2E_c}{SF \cdot T_c}} d \left( \left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor \right) c(k) \right) \exp(j2\pi f_k t) \quad (1.29)$$

ここで ,  $\{d(n); n = 0 \sim (\lfloor N_c/SF \rfloor - 1)\}$  は送信データシンボル ,  $\{c(k); k = 0 \sim (SF - 1)\}$  は拡散符号系列を表し ,  $E_c$  と  $T_c$  はそれぞれ FFT サンプルあたりの信号エネルギーと FFT サンプル長を表している .

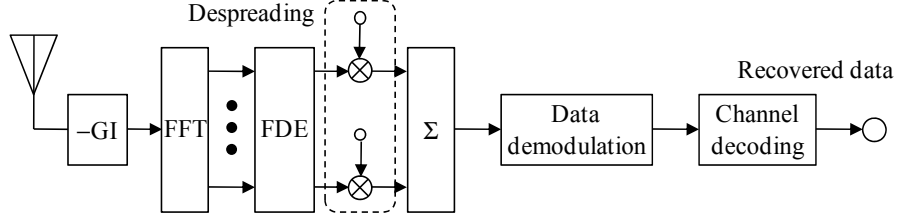
式(1.13)で与えられる周波数選択性フェージングチャネルを伝搬し , GI を除去した後の受信信号  $\{y(t); t = 0 \sim (N_c - 1)\}$  は以下ようになる .

$$y(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x((t - \tau_l) \bmod N_c) + n(t) \quad (1.30)$$

受信信号に対して FFT もしくは DFT を行うことにより得られる周波数成分は以下ようになる .



(a) 送信機 .



(b) 受信機 .

図 1.11 MC-CDMA の送受信機構成 .

$$Y(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} y(t) \exp(-j2\pi f_k t) \quad (1.31)$$

上式に式(1.29)と式(1.30)を代入することで以下を得る .

$$\begin{aligned} Y(k) &= \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \left( \sum_{l=0}^{L-1} h_l x((t - \tau_l) \bmod N_c) + n(t) \right) \exp(-j2\pi f_k t) \\ &= \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l x((t - \tau_l) \bmod N_c) \exp(-j2\pi f_k t) + \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} n(t) \exp(-j2\pi f_k t) \\ &= H(k) \left( \sqrt{\frac{2E_c}{SF \cdot T_c}} d \left( \left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor \right) c(k) \right) + \Pi(k) \end{aligned} \quad (1.32)$$

その後、周波数領域等化後および逆拡散を以下の式のように行う .

$$\tilde{d}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} w(k) Y(k) c^*(k) \quad (1.33)$$

ここで  $w(k)$  は等化重みであり、MRC 重みや最小二乗誤差規範(MMSE: Minimum mean squared error)重み、ゼロフォーシング(ZF: Zero forcing)重みのような様々な等化重みが検討されている [1.36] .

式(1.33)に式(1.31)を代入することで以下のようになる .

$$\begin{aligned} \tilde{d}(n) &= \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \sqrt{\frac{2E_c}{SF \cdot T_c}} w(k) H(k) d(n) c(k) c^*(k) + \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} w(k) c^*(k) \Pi(k) \\ &= \frac{1}{SF} \left( \sqrt{\frac{2E_c}{SF \cdot T_c}} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} w(k) H(k) \right) d(n) + \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} w(k) c^*(k) \Pi(k) \end{aligned} \quad (1.34)$$

MRC 重みを用いた場合( $w(k)=H^*(k)$ )、瞬時 SNR は

$$\gamma_{MC-CDMA} = \frac{E \left[ \left| \frac{1}{SF} \left( \sqrt{\frac{2E_c}{SF \cdot T_c}} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} |H(k)|^2 \right) d(n) \right|^2 \right]}{\frac{1}{2} E \left[ \left| \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} H^*(k) c^*(k) \Pi(k) \right|^2 \right]} \quad (1.35)$$

となり，ここで，

$$\begin{aligned} E[\Pi(k)\Pi^*(k')] &= E \left[ \frac{1}{N_c^2} \sum_{t=0}^{N_c-1} \sum_{t'=0}^{N_c-1} n(t) \exp \left( -j2\pi \frac{t}{N_c} k \right) n^*(t') \exp \left( j2\pi \frac{t'}{N_c} k' \right) \right] \\ &= \frac{1}{N_c^2} \sum_{t=0}^{N_c-1} n(t) n^*(t) \exp \left( -j2\pi \frac{(k-k')}{N_c} t \right) \\ &= \frac{1}{N_c} \frac{2N_0}{T_c} \left( \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \exp \left( -j2\pi \frac{(k-k')}{N_c} t \right) \right) \\ &= \frac{1}{N_c} \frac{2N_0}{T_c} \delta(k-k') \end{aligned} \quad (1.36)$$

であるので，

$$\begin{aligned} \gamma_{MC-CDMA} &= \frac{\frac{2E_c}{SF \cdot T_c} \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} |H(k)|^2 \right)^2}{\frac{N_0}{N_c \cdot T_c} \left( \frac{1}{SF^2} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} |H(k)|^2 \right)} \\ &= \frac{2E_s}{N_0} \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} |H(k)|^2 \right) \end{aligned} \quad (1.37)$$

となる．上式より，MC-CDMA を用いた場合には，パス間干渉なく周波数ダイバーシチ効果（時間領域におけるパスダイバーシチ効果と等価）を得ることができるということがわかる．ところが拡散符号系列あたりの伝送速度は OFDM のそれと比較して  $1/SF$  となってしまうため，伝送速度向上のためにはコード多重が必要となる．しかしながら，周波数選択フェージングチャネルを伝搬した場合には，拡散符号系列間の直交性の崩れが生じることから生じるコード間干渉(ICI)の影響により伝送特性が劣化してしまう[1.16]．そのため，伝送特性改善のためには ICI キャンセラの適用が不可欠である[1.37][1.38]．

式(1.21)，式(1.28)，および式(1.37)で与えられる受信 SNR から求めた DS-CDMA，OFDM，MC-CDMA の条件付き BER は次式で与えられる[1.39]．

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\gamma}{4}} \right) \quad (1.38)$$

ここで， $\operatorname{erfc}(\cdot)$  は誤差補関数[1.39]であり，データ変調に QPSK を用いるものとした．条件付き BER を平均化して得られた平均 BER 特性を図 1.12 に示す．サブキャリア数は  $N_c=256$ ，チャネルは  $L=16$ -path の等利得周波数選択性フェージングチャネルとした．DS-CDMA および

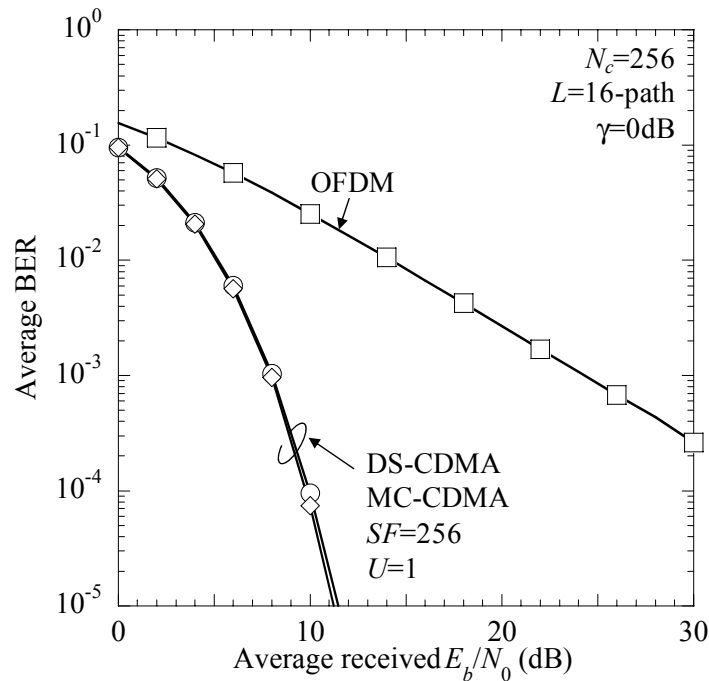


図 1.12 DS-CDMA , OFDM , MC-CDMA の平均 BER 特性の理論値 .

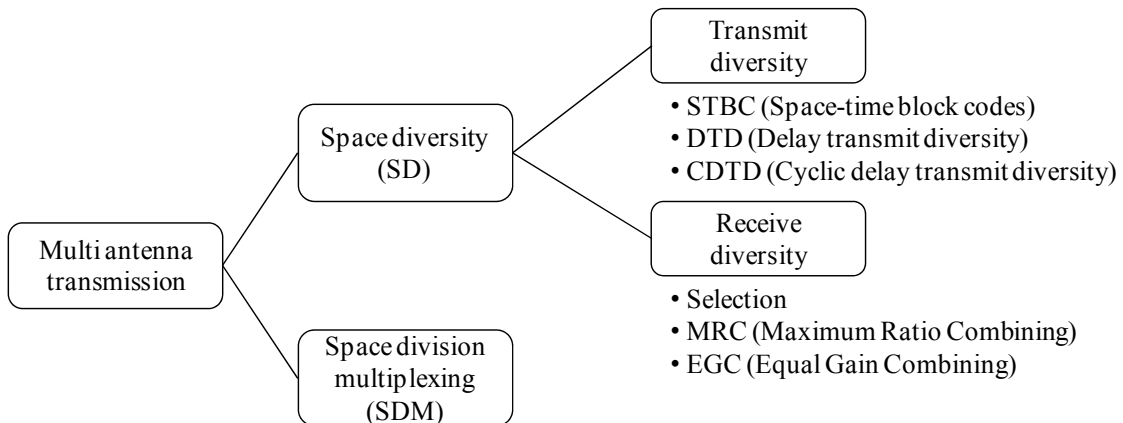


図 1.13 マルチアンテナ伝送の分類 .

MC-CDMA では、拡散率を  $SF=256$ 、コード多重数を  $U=1$  とした。図から分かるように、OFDM ではダイバーシチ効果を得られていないが、DS-CDMA および MC-CDMA では周波数ダイバーシチ効果により優れた BER 特性が得られていることがわかる。しかしながら、コード多重を行っていないため伝送速度は OFDM の  $1/SF$  となっている。

#### 1.4 マルチアンテナ伝送

マルチキャリア伝送は優れた周波数利用効率を実現できるものの、次世代システムで求められている超高速伝送を限られた周波数帯域を用いて実現することは不可能である。送信機、受信機、もしくは送受信機に複数のアンテナを実装するマルチアンテナ伝送は大きく 2 つに分類することができる (図 1.13) [1.25][1.40]。

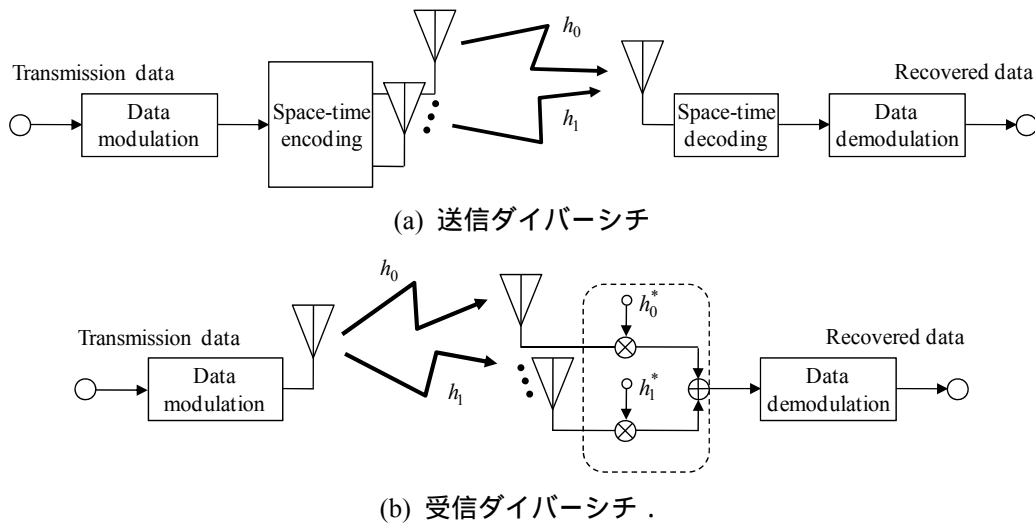


図 1.14 空間ダイバーシチの送受信機構成 .

1. 空間ダイバーシチ(SD) : 伝送速度は増大しないものの , ダイバーシチ利得の獲得により伝送品質を改善する . 主に , 送信側に複数アンテナを実装する送信ダイバーシチと受信側に複数アンテナを実装する受信ダイバーシチに分けることができる .
2. 空間多重(SDM) : 伝送速度を増大させることができる . 受信アンテナダイバーシチや送信アンテナダイバーシチと組み合わせることができる .

### 1.4.1 空間ダイバーシチ

空間ダイバーシチには , “受信ダイバーシチ”と“送信ダイバーシチ”がある . 受信ダイバーシチでは受信機に複数アンテナを実装し , 各アンテナで受信された信号に最大比合成重みを乗算して合成することによりダイバーシチ効果を得る .

受信ダイバーシチでは , 複数の受信アンテナを実装し , 各アンテナでそれぞれ信号を受信してコヒーレント合成する[1.41] . 送信信号は以下のように表される . ここでは簡単のために時間変数  $t$  を除去して説明を行う .

$$x = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} d \quad (1.39)$$

以下では簡単のため受信アンテナ数が 2 の場合について述べる . 各アンテナで受信される信号は , 送信された信号がそれぞれ独立なチャネルを伝搬してきたものとなる . それらは次式で表すことができる .

$$\begin{cases} y_0 = h_0 x + n_0 = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} h_0 d + n_0 \\ y_1 = h_1 x + n_1 = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} h_1 d + n_1 \end{cases} \quad (1.40)$$

ここで ,  $h_{n_r}$  は送信アンテナと第  $n_r$  受信アンテナ間のチャネル応答である . 受信機では , 各受信アンテナの受信信号に対して , 最大比合成を行うことによって判定信号を得ることになる .

$$\begin{aligned}
\tilde{d} &= h_0^* y_0 + h_1^* y_1 \\
&= \left( \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} |h_0|^2 d + h_0^* n_0 \right) + \left( \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} |h_1|^2 d + h_1^* n_1 \right) \\
&= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} (|h_0|^2 + |h_1|^2) d + h_0^* n_0 + h_1^* n_1
\end{aligned} \tag{1.41}$$

上式からわかるように，ダイバーシチ効果が得られていることがわかる．この場合の，瞬時受信 SNR $\gamma$ は，各受信アンテナにおける雑音が無相関であることを考慮すると以下ようになる．

$$\begin{aligned}
\gamma &= \frac{E \left[ \left| \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} (|h_0|^2 + |h_1|^2) d \right|^2 \right]}{\frac{1}{2} E \left[ |h_0^* n_0 + h_1^* n_1|^2 \right]} \\
&= \frac{\frac{2E_s}{T_s} (|h_0|^2 + |h_1|^2)^2}{\frac{N_0}{T_s} (|h_0|^2 + |h_1|^2)} = \frac{2E_s}{N_0} (|h_0|^2 + |h_1|^2)
\end{aligned} \tag{1.42}$$

受信ダイバーシチを適用するためには，各受信アンテナと送信アンテナ間のフェージング相関を低くするために各アンテナ間を搬送波の半波長以上 ( $\lambda/2$ :  $\lambda$ は搬送波周波数の波長) 離す必要がある．例えば，現在の第3世代携帯では，2GHz 付近の搬送波周波数が用いられているので，アンテナ間は

$$\frac{\lambda}{2} = \frac{1}{2} \frac{c}{f} = \frac{1}{2} \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 10^9} = 0.075(m) = 7.5(cm) \tag{1.43}$$

以上離す必要がある．近年小型化が進んでいる携帯端末においては，アンテナ間隔を広げることは難しい．下りリンク伝送を考えた場合，送信機（基地局）における物理的制限（送信電力やアンテナ数）は受信機（端末）のそれと比較して少なく，基地局ではアンテナ間を十分に離すことができる．そこで考えられたのが送信ダイバーシチである．

送信ダイバーシチは，Alamouti が時空間ブロック符号(STBC: Space-Time Block Codes)を提案して以来活発に研究が行われてきた[1.24]．他にも時空間トレリス符号(STTC: Space-Time Trellis Codes)[1.42]，遅延送信ダイバーシチ(DTD: Delay Transmit Diversity)[1.43]，循環遅延ダイバーシチ(CDTD: Cyclic Delay Transmit Diversity)[1.22]などがある．

最も簡易な方法で，送信ダイバーシチを実現することのできる STBC では，以下のように時空間符号化を行う[1.24]．

$$\begin{array}{c}
\text{time} \\
\longrightarrow \\
\text{space} \left\downarrow \begin{pmatrix} d_0 & -d_1^* \\ d_1 & d_0^* \end{pmatrix} \right.
\end{array} \tag{1.44}$$

受信機では，連続する2つの時間スロットに受信された信号を用いて時空間復号を行う．それぞれ



れの時間スロットに受信された信号は以下のように表わされる(2スロット間でのチャネル変動はないものとする)。

$$\begin{cases} y(2n) = \sqrt{\frac{2E_s}{2 \cdot T_s}} h_0 d_0 + \sqrt{\frac{2E_s}{2 \cdot T_s}} h_1 d_1 + n(2n) \\ y(2n+1) = \sqrt{\frac{2E_s}{2 \cdot T_s}} h_0 (-d_1^*) + \sqrt{\frac{2E_s}{2 \cdot T_s}} h_1 d_0^* + n(2n+1) \end{cases} \quad (1.45)$$

上式の受信信号に対して以下のような処理を行う。

$$\begin{cases} \tilde{d}_0 = h_0^* y(2n) + h_1 y^*(2n+1) \\ \tilde{d}_1 = h_1^* y(2n) - h_0 y^*(2n+1) \end{cases} \quad (1.46)$$

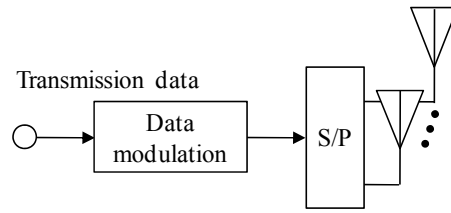
上式に式(1.45)を代入すると以下のように、それぞれの送信シンボルを取り出すことができる。

$$\begin{cases} \tilde{d}_0 = h_0^* \left( \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} h_0 d_0 + \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} h_1 d_1 + n(2n) \right) + h_1 \left( -\sqrt{\frac{E_s}{T_s}} h_0^* d_1 + \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} h_1^* d_0 + n^*(2n+1) \right) \\ = \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} |h_0|^2 d_0 + \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} h_0^* h_1 d_1 + h_0^* n(2n) - \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} h_1 h_0^* d_1 + \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} |h_1|^2 d_0 + h_1 n^*(2n+1) \\ = \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} (|h_0|^2 + |h_1|^2) d_0 + h_0^* n(2n) + h_1 n^*(2n+1) \\ \tilde{d}_1 = h_1^* \left( \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} h_0 d_0 + \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} h_1 d_1 + n(2n) \right) - h_0 \left( \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} h_0^* (-d_1) + \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} h_1^* d_0 + n^*(2n+1) \right) \\ = \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} h_1^* h_0 d_0 + \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} |h_1|^2 d_1 + h_1^* n(2n) + \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} |h_0|^2 d_1 - \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} h_0 h_1^* d_0 - h_0 n^*(2n+1) \\ = \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} (|h_0|^2 + |h_1|^2) d_1 + h_1^* n(2n) - h_0 n^*(2n+1) \end{cases} \quad (1.47)$$

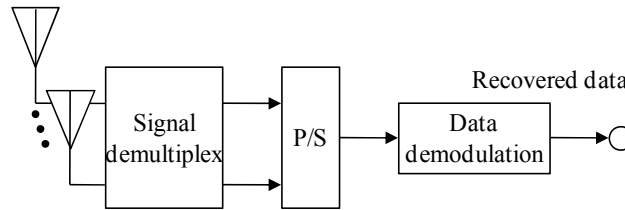
送信シンボル  $d_0$  について ( $d_1$  に関しても同様の手順で求められる) の瞬時 SNR は

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{E \left[ \left| \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} (|h_0|^2 + |h_1|^2) d_0 \right|^2 \right]}{\frac{1}{2} E \left[ |h_0^* n(2n) + h_1 n^*(2n+1)|^2 \right]} \\ &= \frac{E_s}{N_0} (|h_0|^2 + |h_1|^2) \end{aligned} \quad (1.48)$$

式(1.42)と式(1.48)からわかるように、受信ダイバーシチと送信ダイバーシチは、同じダイバーシチ次数(2)を獲得できていることがわかる。しかしながら、送信ダイバーシチでは総送信電力を一定に保つという条件が課されるため各アンテナからの送信電力は 1/2 となり、受信ダイバーシチと送信ダイバーシチでは誤り率特性を比較した場合約 3dB の特性差が生じる。



(a) 送信機 .



(b) 受信機 .

図 1.15 空間多重伝送の送受信機構成 .

## 1.4.2 空間多重

マルチキャリア伝送では、周波数領域で互いに直交するサブキャリアを用いて伝送を行うことによって、周波数利用効率を向上させているが、3G LTE や LTE Advanced で要求されているような超高速伝送を実現するには十分とは言えない。そこで、限られた周波数帯域を用いて飛躍的に伝送速度を向上させることのできる SDM が必須となる[1.26]。

空間多重伝送時には、同一の周波数帯・時間スロットを用いて各送信アンテナから異なる信号を送信する。ここでは簡単のために周波数非選択性フェージングチャネル(1-パスモデル)を仮定する。送信アンテナ数を  $N_t$ とした場合、第  $n_r$  受信アンテナで受信された信号は、すべての信号が重畳されたものとなり、次式のように表わすことができる。ここでは簡単のために時間変数  $t$  を除去して説明を行う。

$$y_{n_r} = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} h_{n_r, n_t} d_{n_t} + n_{n_r} \quad (1.49)$$

ここで、 $d_{n_t}$  は第  $n_t$  アンテナからの送信シンボル、 $h_{n_r, n_t}$  は第  $n_r$  受信アンテナと第  $n_t$  送信アンテナ間のチャネル変動、 $n_{n_r}$  は第  $n_r$  受信アンテナにおける雑音である。

受信機では、重畳されて受信された信号を分離する必要がある。そのための信号分離法として近年様々な方法が検討されている。以下にその代表的なものを示す。

### 1.4.2.1 MLD

送信信号の事後確率(APP: A Posteriori Probability)を最大にする信号検出法は最大事後確率(MAP: Maximum A Posteriori)検出器と呼ばれる。しかしながら、受信機において送信信号に関する事前確率は得ることができないため、Bayes の定理[1.25]を用いることにより得られる最尤検

出(MLD: Maximum Likelihood Detection)[1.45]が最適な受信機となる．MLD では，尤も送信された可能性が高い送信信号の組み合わせを出力する．これは，受信信号と送信信号の全組み合わせを比較し，2乗ユークリッド距離が最も小さくなる送信信号の組み合わせを，送信信号として出力することと等価になる．事前情報を用いない場合において最も優れた検出精度を実現できるものの，送信アンテナ数および変調多値数の増大に伴い指数関数的に演算量が増大してしまう問題がある．多値変調数を  $C$ ，送信アンテナ数を  $N_t$  とした場合，組み合わせ候補数は  $C^{N_t}$  となる．例えば送信アンテナ数 4，16QAM 変調( $C=16$ )を用いた場合の組み合わせ候補数は  $16^4=65536$  となる．

受信信号は，次式のように表わされる．

$$y_{n_r} = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} h_{n_r, n_t} \left( \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} d_{n_t} \right) + n_{n_r} \quad (1.50)$$

MLD では，全受信アンテナで受信された信号と送信信号の全ての組み合わせの中から，送信された可能性が高い組み合わせを送信信号として次式のように判定する．

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{d}} &= (\tilde{d}_0 \quad \cdots \quad \tilde{d}_{N_t-1})^T \\ &= \arg \min_{\{d_{n_t} : n_t=0 \sim N_t-1\}} \left( \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \left| y_{n_r} - \sum_{n_t=0}^{N_t-1} h_{n_r, n_t} \left( \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} d_{n_t} \right) \right|^2 \right) \end{aligned} \quad (1.51)$$

#### 1.4.2.2 MMSE

MMSE を規範とするフィルタ[1.39]は送信信号とフィルタ出力の誤差を最小とする．MIMO 多重伝送時の受信信号を表す式(1.50)は，行列表現を用いると以下の式のように表わせる．

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= y(r_0 \quad \cdots \quad y_{N_r-1})^T \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{pmatrix} h_{0,0} & \cdots & h_{0,N_t-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r-1,0} & \cdots & h_{N_r-1,N_t-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_0 \\ \vdots \\ d_{N_t-1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_0 \\ \vdots \\ n_{N_r-1} \end{pmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h} \mathbf{d} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (1.52)$$

ここで  $\mathbf{d}$  は  $N_t$  行 1 列の送信信号ベクトルである．MMSE フィルタ出力は以下のように表せる．

$$\tilde{\mathbf{d}} = \mathbf{w} \mathbf{y} \quad (1.53)$$

ここで， $\tilde{\mathbf{d}}$  は  $N_t$  行 1 列のベクトル， $\mathbf{w}$  は  $N_t$  行  $N_r$  列の MMSE 重み， $\mathbf{y}$  は  $N_r$  行 1 列の受信信号ベクトルである．

誤差ベクトル  $\mathbf{e}$  を以下のように定義する．

$$\mathbf{e} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{d} - \mathbf{w} \mathbf{y} \quad (1.54)$$

誤差ベクトル  $\mathbf{e}$  のベクトルノルムの 2 乗平均値は

$$E\left[\|\mathbf{e}\|^2\right] = E\left[\left\|\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\mathbf{d} - \mathbf{w}\mathbf{y}\right\|^2\right] \quad (1.55)$$

となる。ここで、 $\|\cdot\|$  はベクトルのノルムを表す。MMSE 解は Winer-Hopf 解[1.46]として知られ、以下のようにして与えられる。

$$\mathbf{w}^H = \mathbf{\Omega}^{-1}\mathbf{p} \quad (1.56)$$

$\mathbf{\Omega}$ は受信信号の自己相関行列、 $\mathbf{p}$  は受信信号と送信信号の相互相関ベクトルを表し、以下のよう  
に与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{\Omega} &= E\left[\mathbf{y}\mathbf{y}^H\right] \\ &= E\left[\left(\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\mathbf{h}\mathbf{d} + \mathbf{n}\right)\left(\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\mathbf{h}\mathbf{d} + \mathbf{n}\right)^H\right] \end{aligned} \quad (1.57)$$

ここで、 $\mathbf{h}$  と  $\mathbf{n}$  はそれぞれ  $N_r$  行  $N_t$  列のチャネル行列と  $N_r$  行 1 列の雑音ベクトルである。送信信号と雑音の間に相関はないため、以下ようになる。

$$\begin{aligned} \mathbf{\Omega} &= E\left[\frac{2E_s}{T_s}(\mathbf{h}\mathbf{d}\mathbf{d}^H\mathbf{h}^H)\right] + E\left[\mathbf{n}\mathbf{n}^H\right] \\ &= \frac{2E_s}{T_s}\mathbf{h}\mathbf{h}^H + \frac{2N_0}{T_s}\mathbf{I}_{N_r} \end{aligned} \quad (1.58)$$

また、 $\mathbf{p}$  は

$$\begin{aligned} \mathbf{p} &= E\left[\mathbf{y}\left(\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\mathbf{d}^H\right)\right] \\ &= E\left[\left(\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\mathbf{h}\mathbf{d} + \mathbf{n}\right)\left(\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\mathbf{d}^H\right)\right] \\ &= \frac{2E_s}{T_s}\mathbf{h} \end{aligned} \quad (1.59)$$

となる。よって MMSE 等化重みは以下ようになる。

$$\begin{aligned} \mathbf{w} &= \left(\mathbf{\Omega}^{-1}\mathbf{p}\right)^H \\ &= \left[\left(\frac{2E_s}{T_s}\mathbf{h}\mathbf{h}^H + \frac{2N_0}{T_s}\mathbf{I}_{N_r}\right)^{-1}\left(\frac{2E_s}{T_s}\mathbf{h}\right)\right]^H \\ &= \mathbf{h}^H\left(\mathbf{h}\mathbf{h}^H + (E_s/N_0)^{-1}\mathbf{I}_{N_r}\right)^{-1} \end{aligned} \quad (1.60)$$

このようにして得られた MMSE 係数を用いて送信信号の分離を行う。MMSE フィルタでは他の送信アンテナからの信号を抑圧できるため送信アンテナ毎に信号の検出が可能である。しかしながら、他アンテナからの干渉信号の抑圧に受信機のもつ自由度（受信アンテナ本数-1）を用いてしまうため、受信ダイバーシチ効果が減少してしまうといった問題がある[1.47]。例えば、送信アンテナ本数を  $N_t$ 、受信アンテナ本数を  $N_r$  とした場合、フィルタ出力時のダイバーシチ次数

は $(N_r - N_t + 1)$ となる（これは、文献[1.47]における干渉キャンセラの第 0 ステージの出力と等価である）。

### 1.4.2.3 QRD-M

QR 分解 M-アルゴリズム(QRD-M: QR-decomposition and M-algorithm)[1.48]-[1.50]は MLD で問題となっていた演算量を削減しつつ、優れた信号分離精度を実現した信号分離法である。QRD-M は、QR 分解による送信信号の直交化および M-アルゴリズムによる逐次信号検出から構成されている。

受信信号をベクトル表示すると式(1.50)より、次式のように表せる。

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h} \mathbf{d} + \mathbf{n} \quad (1.61)$$

$\mathbf{h}$  に対して QR 分解を以下のように適用する。

$$\mathbf{h} = \mathbf{Q} \mathbf{R} \quad (1.62)$$

ここで、 $\mathbf{Q}$  は  $N_r$  行  $N_t$  列のユニタリ行列、 $\mathbf{R}$  は  $N_r$  行  $N_t$  列の上三角行列である。受信信号ベクトル  $\mathbf{y}$  に対して、 $\mathbf{Q}^H$  を乗算することにより以下のように受信信号を直交化することができる（ここで $(\cdot)^H$  はエルミート転置操作を表す）。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}} &= (\tilde{y}_0 \quad \cdots \quad \tilde{y}_{n_t} \quad \cdots \quad \tilde{y}_{N_t-1})^T \\ &= \mathbf{Q}^H \mathbf{y} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{Q}^H \mathbf{h} \mathbf{d} + \mathbf{Q}^H \mathbf{n} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{R} \mathbf{d} + \mathbf{Q}^H \mathbf{n} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{pmatrix} r_{0,0} & \cdots & r_{0,n_t} & \cdots & r_{0,N_t-1} \\ & \ddots & & & \vdots \\ & & r_{n_t,n_t} & & r_{n_t,N_t-1} \\ & & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & & & & r_{N_t-1,N_t-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_0 \\ \vdots \\ d_{n_t} \\ \vdots \\ d_{N_t-1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \tilde{n}_0 \\ \vdots \\ \tilde{n}_{n_t} \\ \vdots \\ \tilde{n}_{N_t-1} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (1.63)$$

受信機では、

$$\tilde{d}_{n_t} = \arg \min_{\tilde{d}_{n_t}} \left| \left( \tilde{y}_{n_t} - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{n'_t=n_t+1}^{N_t-1} r_{n_t,n'_t} \tilde{d}_{n'_t} \right) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} r_{n_t,n_t} \tilde{d}_{n_t} \right|^2 \quad (1.64)$$

というように逐次的に信号検出を行う。式(1.63)から分かるように、第  $n_t$  送信アンテナの検出時には第 0 ~ 第 $(n_t-1)$ 送信アンテナからの干渉はなく、第 $(n_t+1)$  ~ 第 $(N_t-1)$ 送信アンテナからの信号のみが干渉を与えていることが分かる。そこで M-アルゴリズムでは、直交化後の受信信号から第 $(n_t+1)$  ~ 第 $(N_t-1)$ 送信アンテナからの干渉レプリカを生成して減算したのちに第  $n_t$  送信アンテナの信号検出を行う。しかしながら、逐次干渉キャンセラに基づく信号検出を行った場合には

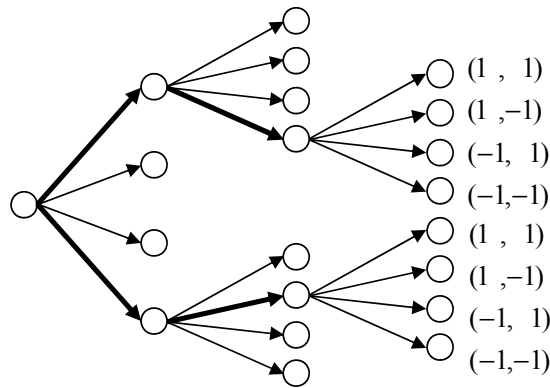


図 1.16 M-アルゴリズムの動作例 .

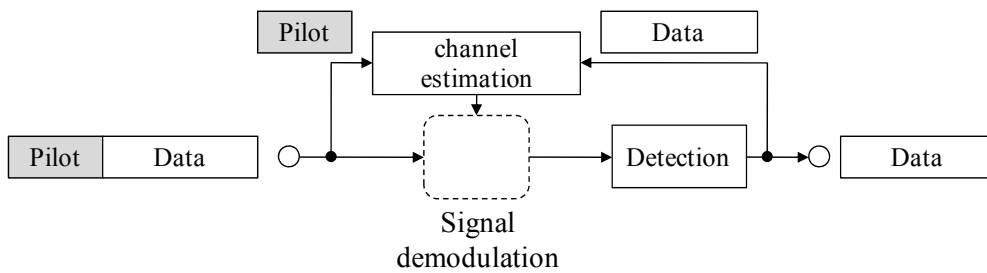


図 1.17 判定帰還型チャンネル推定のブロック図 .

誤り伝搬により大きく特性が劣化してしまうことが知られている[1.44] .

誤り伝搬による特性劣化を回避するために用いられるのが M-アルゴリズムである . M-アルゴリズムでは検出精度を向上させるために , 各送信アンテナの検出時に複数の候補信号( $S_n$  個)を保持するようにしている . 図 1.16 に QPSK データ変調を仮定し ,  $S_0=2$  ,  $S_1=2$  ,  $S_2=4$  とした場合の動作例を示す . まず第 0 アンテナ検出時には , 4 つの QPSK 信号と直交化後の受信信号間の 2 乗ユークリッド距離を計算し , その中から最も小さい (2 乗ユークリッド距離の小さい) ものから 2 つのシンボルを候補レプリカとして保持する . 第 1 アンテナ検出時には , 直交化後の受信信号からそれぞれの候補レプリカを除去したものと , QPSK 信号との 2 乗ユークリッド距離を計算し , 最も確からしいシンボル 2 つを保持する . 第 2 アンテナ検出時にも同様の操作を行い , 信号の検出を行う .

## 1.5 繰り返し信号処理

### 1.5.1 判定帰還型チャンネル推定

受信機で一度復調・検出されたデータシンボルは既知のパイロットシンボルとして考えることができるため , それらを用いることでパイロットシンボル数を増大させることができ , チャンネル推定精度を改善できる[1.51] ( 図 1.17) .

OFDM 伝送を考えた場合 , 第  $i$ -OFDM シンボルの第  $k$  サブキャリアにおける受信信号 , チャンネル利得 , 送信信号 , 雑音を  $y(k,i)$  ,  $H(k,i)$  ,  $S(k,i)$  ,  $\Pi(k,i)$  とした時 , それらの関係は以下のように表すことができる .

$$Y(k,i) = H(k,i)S(k,i) + \Pi(k,i) \quad (1.65)$$

ここで,

$$S(k,i) = \begin{cases} P(k,i) & \text{for } i = 0 \sim (N_{pilot} - 1) \\ D(k,i) & \text{for } i = N_{pilot} \sim (N_{pilot} + N_{data} - 1) \end{cases} \quad (1.66)$$

であり,  $P(k,i)$ は既知のパイロットシンボル,  $D(k,i)$ はデータシンボルである.

チャネル変動の時間選択性がほぼ無視できる, すなわち  $H(k,i)=H(k)$ の時, パイロットシンボル数を  $N_{pilot}$ とした場合には,

$$\begin{aligned} \tilde{H}(k) &= \frac{1}{N_{pilot}} \sum_{i=0}^{N_{pilot}-1} \frac{Y(k,i)}{P(k,i)} \\ &= H(k) + \frac{1}{N_{pilot}} \sum_{i=0}^{N_{pilot}-1} \frac{\Pi(k,i)}{P(k,i)} \end{aligned} \quad (1.67)$$

となり, チャネル推定の誤差となる雑音成分を  $1/N_{pilot}$ にすることができる.

もし仮に,  $N_{data}$ 個のデータシンボルを正しく判定帰還することができれば,  $N_{pilot}$ 個のパイロットシンボルに加えて  $N_{data}$ 個のデータシンボルも用いることができるため以下のように平均化を行うことができる.

$$\begin{aligned} \tilde{H}(k) &= \frac{1}{N_{pilot}} \left( \sum_{i=0}^{N_{pilot}-1} \frac{Y(k,i)}{P(k,i)} + \sum_{i=N_{pilot}}^{(N_{pilot}+N_{data}-1)} \frac{Y(k,i)}{D(k,i)} \right) \\ &= H(k) + \frac{1}{N_{pilot} + N_{data}} \left( \sum_{i=0}^{N_{pilot}-1} \frac{Y(k,i)}{P(k,i)} + \sum_{i=N_{pilot}}^{(N_{pilot}+N_{data}-1)} \frac{\Pi(k,i)}{D(k,i)} \right) \end{aligned} \quad (1.68)$$

この場合, パイロットシンボルのみを用いる場合と異なり, 雑音成分の影響を  $1/(N_{pilot}+N_{data})$ にすることができる. しかしながら, 実際の判定帰還には誤りが含まれるため判定帰還チャネル推定を用いた場合にはチャネル推定精度が劣化してしまう可能性がある. さらに, チャネルは時間・周波数選択性フェージングチャネルとなるため, 平均化を行うことによってチャネル推定精度が劣化する場合も考えられる.

### 1.5.2 繰り返し干渉キャンセラ

MIMO 多重伝送では, 各送信アンテナから異なる信号を送信することによって, 必要となる時間・周波数資源を増大させることなく, 伝送速度を向上できる. 第  $n_r$  受信アンテナの受信信号  $Y_{n_r}$  は以下の式で示すように, 複数の送信アンテナから送信された信号の足し合わせとなる.

$$Y_{n_r} = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} H_{n_r, n_t} S_{n_t} + \Pi_{n_r} \quad (1.69)$$

ここで,  $H_{n_r, n_t}$  は第  $n_t$  送信アンテナと第  $n_r$  受信アンテナ間のチャネル利得,  $S_{n_t}$  は第  $n_t$  送信アンテナからの送信信号,  $\Pi_{n_r}$  は第  $n_r$  受信アンテナにおける雑音成分を表す.

第  $n_t$  送信アンテナに関する検出を考える. 1.4.2 で述べた MIMO 信号検出法を用いることによって送信信号の検出を行うことができる. 式(1.69)は以下の式のように書き換えることができる.

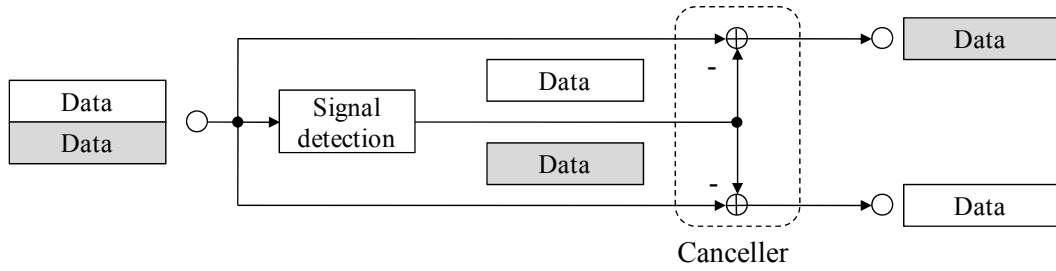


図 1.18 干渉キャンセラのブロック図 .

$$Y_{n_r} = H_{n_r, n_i} S_{n_i} + \sum_{\substack{n'_i=0 \\ \neq n_i}}^{N_i-1} H_{n_r, n'_i} S_{n'_i} + \Pi_{n_r} \quad (1.70)$$

第 1 項が希望信号成分 (第  $n_i$  送信アンテナからの信号), 第 2 項が他アンテナからの干渉, 第 3 項が雑音成分である. 一度信号検出を行い得られた各送信の仮判定結果を判定帰還することによって, 送信信号レプリカ  $\tilde{S}_{n'_i}$  を生成することができれば, それらを以下の式に示すように受信信号から除去することによって他アンテナ干渉を除去することができる (図 1.18).

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_{n_r} &= Y_{n_r} - \left( \sum_{\substack{n'_i=0 \\ \neq n_i}}^{N_i-1} H_{n_r, n'_i} \tilde{S}_{n'_i} \right) \\ &= H_{n_r, n_i} S_{n_i} + \sum_{\substack{n'_i=0 \\ \neq n_i}}^{N_i-1} H_{n_r, n'_i} (S_{n'_i} - \tilde{S}_{n'_i}) + \Pi_{n_r} \end{aligned} \quad (1.71)$$

もし仮に判定帰還結果が正しい場合, すなわち  $\tilde{S}_{n'_i} = S_{n'_i}$  の場合,

$$\tilde{Y}_{n_r} = H_{n_r, n_i} S_{n_i} + \Pi_{n_r} \quad (1.72)$$

となる. しかしながら, 実際には判定帰還結果には誤りが含まれるためその影響を考慮して干渉除去を行う必要がある. 文献[1.52]では, 判定帰還誤りの影響を最低限に抑えるために軟判定値を用いた干渉レプリカ生成を行っている. また文献[1.53]では直列(Serial)干渉キャンセラを対象として, 干渉レプリカの生成精度および干渉除去精度の向上のために巡回冗長検査(CRC)符号の復号結果によって硬判定および軟判定レプリカを切り替える干渉除去法が提案されている.

## 1.6 本研究の位置づけ

図 1.19 に本研究の位置づけを示す. 次世代システムのアクセス方式として, OFDM や MC-CDMA に代表されるマルチキャリアシステムが注目されている. また, 過酷な無線伝搬路において伝送品質を改善するために受信ダイバーシチおよび送信ダイバーシチの検討が多くなされてきた. さらに近年では, 空間的に信号を多重する空間多重伝送が注目されており, マルチキャリア伝送と空間多重伝送の組み合わせは必須の伝送技術であると言える. しかしながら, それらを組み合わせる際には高精度なチャネル推定や干渉キャンセラ技術が必要となる.



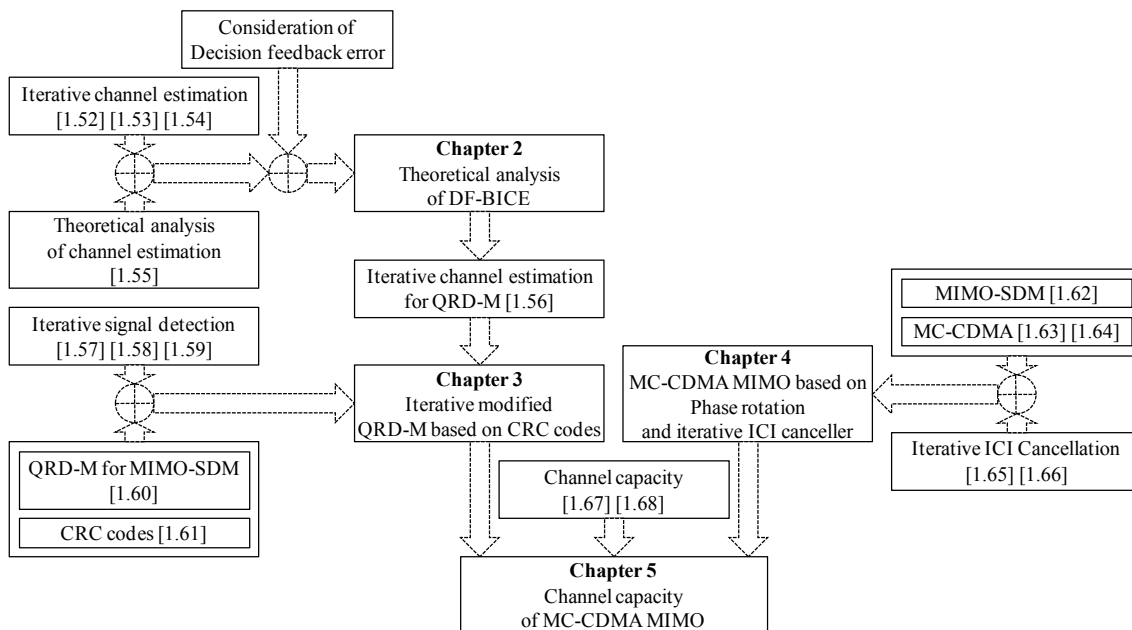


図 1.19 本研究と従来研究の位置づけ .

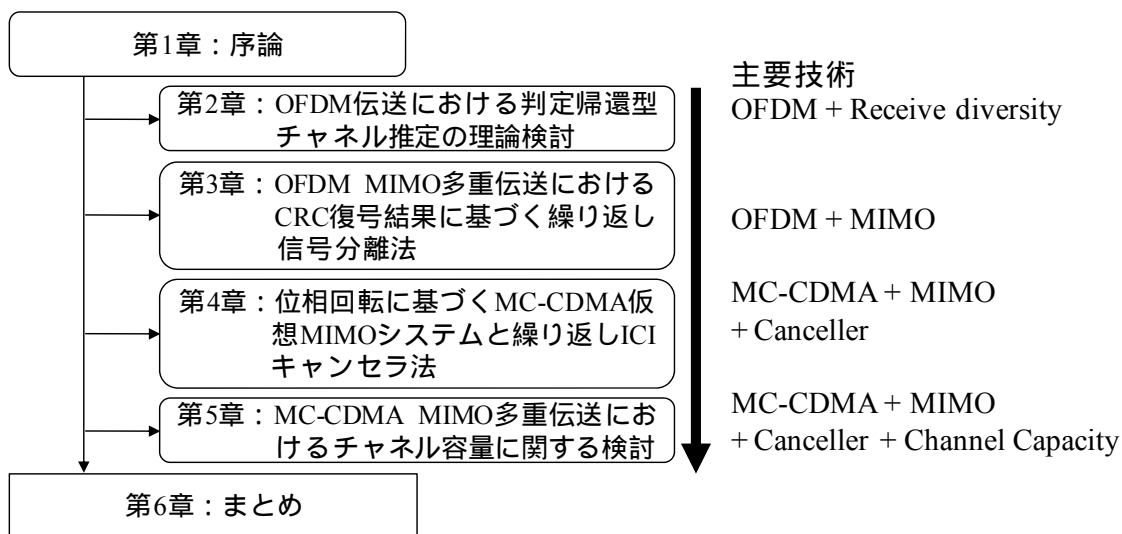


図 1.20 本論文の構成 .

図 1.20 に本論文の構成を示す . 限られた周波数資源を用いて , 超高速伝送を実現するためには , OFDM や MC-CDMA のようなマルチキャリア伝送と空間多重伝送の組み合わせが必須であると言え . マルチキャリア伝送と空間多重伝送の組み合わせ時には以下のような技術が必要となる .

1. 高精度なチャンネル推定法  
OFDM 復調や , MIMO 多重伝送時の信号分離には , 各送受信アンテナ間のチャンネル状態を知ることが必須となる .
2. 高精度な信号分離法および干渉キャンセラ  
MIMO 多重伝送時には他アンテナからの干渉を抑圧 ( 除去 ) しつつ信号の検出を行う必

要がある。

これらの要求を実現するために、文献[1.44]で示されているように、チャネル推定精度を向上させるために受信機において繰り返しチャネル推定を行う方法や、MIMO 多重伝送時には、繰り返し処理内において誤り訂正復号器と信号検出部との情報の受け渡しを行うことによって優れた信号分離精度を実現する方法が提案されている[1.59]。本論文では、マルチキャリア空間多重伝送を対象として、繰り返し処理を用いることによって信号検出精度を向上させる方法について検討を行う。

高精度なチャネル推定法を行うための方法として、受信機における繰り返し判定帰還型チャネル推定法が挙げられる。文献[1.54]では、強力な誤り訂正能力を有するターボ符号の繰り返し復号処理の中に判定帰還データシンボルに基づく繰り返しチャネル推定を組み合わせた場合の平均 BER 特性の評価および平均化範囲の最適化が計算機シミュレーションにより行われているが、その特性評価は計算機シミュレーションによるものである。狭帯域シングルキャリア伝送における判定帰還型チャネル推定の理論検討は文献[1.57]で行われているものの、判定帰還データシンボルの判定帰還誤りは考慮されていない。また、同一パケット内での複数回の繰り返し処理を考慮はされていない。判定帰還を行うことによって、チャネル推定に用いるシンボル数を増大できるためチャネル推定精度を向上できると考えられるが、判定帰還誤りの影響により推定精度が劣化してしまう。しかしながら、判定帰還誤りを考慮した判定帰還型チャネル推定法の理論的な BER 特性評価は行われていない。

そこでまず、第 2 章では OFDM 伝送における判定帰還型ブロック繰り返しチャネル推定の理論的検討を行い、その平均 BER 特性を明らかにしている。理論検討に当たっては、判定帰還により生じる誤り伝搬を考慮する。また、雑音および判定帰還誤りに起因するチャネル推定精度の劣化を抑圧するために、周波数・時間方向の 2 次元フィルタを適用する。計算機シミュレーションにより、理論検討の妥当性を評価している。

第 3 章では、MIMO 多重伝送における繰り返し信号分離法の提案を行う。文献[1.52]では、MIMO-CDMA 伝送を対象として MMSE 空間フィルタリングと軟判定シンボルによる干渉キャンセラが提案されその有効性が計算機シミュレーションにより評価されている。パケット伝送時には、そのパケットが正しく受信されたかどうかを受信機で判断するために CRC 符号を付加している。そこで、文献[1.53]では誤り訂正符号化単位毎に付加されている CRC 符号に基づき繰り返し干渉キャンセラに用いるシンボルを軟判定シンボルもしくは硬判定シンボルへと切り返えることで特性改善を図る信号分離法が提案されている。QRD-M 信号分離法では、QR-分解と M-アルゴリズムを用いて送信アンテナ毎に逐次的な干渉除去および信号の検出を行っている。本研究では CRC 符号による誤り検出結果を用いる繰り返し信号分離法を提案する。QRD-M 信号分離法では送信アンテナ毎に逐次検出を行うことに注目し、送信アンテナからのパケットが正しく受信されたと判断されたアンテナのレプリカ生成を誤り訂正復号の出力から生成する。それにより誤りがあると判断されたパケットの信号検出精度を改善する。

第 4 章では、マルチパス成分を分離することにより仮想的に受信アンテナ本数を増大させるこ

とにより, MC-CDMA 伝送時に仮想 MIMO システムを構築する方法を提案する. 第 2 章・第 3 章では OFDM を対象としていたが, 周波数ダイバーシチ利得獲得を狙い本章では MC-CDMA を対象とした検討を行う. 文献[1.60]では, DS-CDMA/MIMO 多重伝送を対象として, 2 次元 MMSE フィルタとマルチパス干渉キャンセラを用いることでマルチパス干渉を除去しパス分離を行う方法が提案されている.

本論文ではマルチキャリア伝送を対象として, 提案法では周波数領域においてマルチパスの各パス固有の遅延時間に基づく逆位相回転を与えることによりパス間干渉(IPI)を除去しつつ, 異なる遅延時間を有するパスを分離する. そして, その分離されたパスを仮想的な受信アンテナとして用いることによって信号検出を行う. さらに, コード多重伝送時には拡散符号間の直交性の崩れに起因する ICI の影響により MC-CDMA の伝送特性は大幅に劣化してしまう. そこで, 伝送特性を改善するために, 繰り返し ICI キャンセラ[1.65][1.66]の提案を行い, その適用効果を計算機シミュレーションにより明らかにする.

第 5 章では, シングル送信アンテナおよびマルチ送信アンテナの MC-CDMA 伝送を対象として, 繰り返し干渉キャンセラを適用した場合のチャンネル容量に関する検討を行う. 第 2 章~第 4 章ではマルチキャリアシステム(OFDM/MC-CDMA)の伝送特性改善を目的として提案を行った. 本章では, それら繰り返し信号処理を行った場合に得られる特性の上界であるチャンネル容量について検討する. MMSE 規範フィルタ-FDE を用いる MMSE, MMSE-FDE を用いる DS-CDMA, そして OFDM のチャンネル容量比較が文献[1.67]で行われている. また, マッチドフィルタを用いる MC-CDMA のチャンネル容量に関する検討は文献[1.68]で行われている. しかしながら, 今までに MC-CDMA MIMO を対象として残留 ICI/IAI キャンセラを用いた場合のチャンネル容量の評価は行われていない. 検討においては, 残留 ICI および IAI の割合を表す係数を導入し, それらを用いて誤差を最小とする MMSE フィルタの設計および条件付き受信 SINR の導出を行う. 計算機シミュレーションを用いて OFDM との比較検討を行う.

最後に第 6 章では, 本論文の研究成果をまとめている.

## 1.7 参考文献

- [1.1] 社団法人電気通信事業者協会 <http://www.tca.or.jp/index.html>.
- [1.2] 立川敬二 監修, “W-CDMA 移动通信方式,”丸善株式会社, 2001 年.
- [1.3] A. J. Viterbi, CDMA: Principles of Spread Spectrum Communications, Addison-Wesley, 1995.
- [1.4] 後藤尚久, 伊藤精彦, 中川正雄, “アンテナ・無線ハンドブック,”オーム社, 2006 年.
- [1.5] S. Ariyavisitakul, “Signal and interference statistics of a CDMA system with feedback power control part II”, IEEE Trans. Commun., vol.42, pp.598-1005, Feb./Mar./Apr. 1994.
- [1.6] K. Okawa and F. Adachi, “Orthogonal forward link using orthogonal multi-spreading factor codes for coherent DS-CDMA,” IEICE Trans. Commun., vol.E81-B, no.4, pp.777-784, Apr. 1998.
- [1.7] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, “Near Shannon limit error-correcting coding and

- decoding: Turbo-codes,” Proc. IEEE ICC’93, vol.2, pp.1064-1070, May 1993.
- [1.8] A. J. Goldsmith and S. Chua, “Variable-rate variable-power MQAM for fading channels,” IEEE Trans. Commun., vol.45, no.10, pp.1218-1230, Oct. 1997.
- [1.9] D. Chase, “Code combining – a maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets,” IEEE Trans. Commun., vol.33, no.5, pp.385-393, May 1985.
- [1.10] J. Hagenauer, “Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPC codes) and their applications,” IEEE Trans. Commun., vol.36, no.4, pp.389-400, Apr. 1988.
- [1.11] 3GPP TS 25.308 V8.2.0 “Technical specification group radio access network; high speed downlink packet access (HSDPA); Overall description; Stage 2,” May. 2008.
- [1.12] 3GPP TS 25.309 V6.6.0, “FDD enhanced uplink; Overall description; Stage 2,” Apr. 2004.
- [1.13] 3GPP, “UTRA-UTRAN Long Term Evolution (LTE) and 3GPP System Architecture Evolution (SAE)”.
- [1.14] 3GPP, RP-050758, “LS on UTRAN LTE multiple access selection,” Dec. 2005.
- [1.15] D. Falconer, S. L. Ariyavitakul, A. Benyamini-Seeyar, and B. Eidson, “Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems,” IEEE Commun. Mag., vol.40, no.4, pp.58-66, Apr. 2002.
- [1.16] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, “Broadband CDMA techniques,” Special Issue on Modulation, Coding and Signal Processing, IEEE Wirel. Commun., Mag., vol.12, no.2, pp.8-18, Apr. 2005.
- [1.17] 3GPP TR25.912 V7.2.0, “Feasibility study for evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA) and Universal Terrestrial Radio Access Network (UTRAN),” Aug. 2007.
- [1.18] Y. Kim, B. J. Jeong, J. Chung, C. Hwang, J. S. Ryu, K. Kim, and Y. K. Kim, “Beyond 3G: Vision, Requirements, and Enabling Technologies,” IEEE Commun. Mag., vol.41, no.3, pp.120-124, Mar. 2003.
- [1.19] G. J. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas,” Bell Labs Tech. J., vol. 1, no.2, pp.41-59, Aug. 1996.
- [1.20] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, “V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel,” Proc. URSI ISSSE 98, pp.295-300, Sept.-Oct. 1998.
- [1.21] R. D. Murch and K. B. Letaief, “Antenna systems for broadband wireless access,” IEEE Commun. Mag., vol.40, no.4, pp.76-83, Apr. 2002.
- [1.22] G. Bauch and J. S. Malik, “Parameter optimization, interleaving and multiple access in OFDM with cyclic delay diversity,” Proc. IEEE VTC 2004-spring, vol.1, pp.505-509, May 2004.
- [1.23] V. Tarokh, “Space-time block codes from orthogonal designs,” IEEE Trans. Inf. Theory, vol.45,

- no.5, pp.1456-1467, Jul. 1999.
- [1.24] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.16, no.8, pp.1451-1458, Oct. 1998.
  - [1.25] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2007.
  - [1.26] G. Stüber, J. Barry, S. McLaughlin, Y. Li, M. Ingram, and T. Pratt, "Broadband MIMO-OFDM wireless communications," *Proc. the IEEE*, vol.92, no.2, pp.271-294, Feb. 2004.
  - [1.27] B. Sklar, *Digital Communications Fundamentals and Applications*, 2nd ed., Prentice Hall P T R, 2000.
  - [1.28] Y. Kishiyama, N. Maeda, K. Higuchi, H. Atarashi, and M. Sawahashi, "Field experiments on throughput performance above 100 Mbps in forward link for VSF-OFCDM broadband wireless access," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E88-B, no.2, pp.604-614, Feb. 2005.
  - [1.29] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communication system," *IEEE Commun., Mag.*, vol.36, no.9, pp.56-69, Sept. 1998.
  - [1.30] K. Okawa, K. Higuchi, and M. Sawahashi, "Parallel-type coherent multi-stage interference canceller with iterative channel estimation using both pilot and decision-feedback data symbols for W-CDMA mobile radio," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E84-B, no.3, pp.446-456, Mar. 2001.
  - [1.31] M. Batarieri, K. Baum, and T. P. Karauss, "Cyclic prefix length analysis for 4G OFDM systems," *Proc. IEEE VTC 2004-fall*, vol.1, pp.543-547, Sept. 2004.
  - [1.32] L. J. Cimini, "Analysis and simulation of digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol.COM-33, no.7, pp.665-675, Jul. 1985.
  - [1.33] M. Okada, S. Hara, N. Morinaga, "Bit error rate performance of orthogonal multicarrier modulation radio transmission systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E76-B, no.2, pp.113-119, Feb. 1993.
  - [1.34] K. Fazel and L. Papke, "On the performance of convolutional coded CDMA/OFDM for mobile communication systems," *Proc. IEEE PIMRC'93*, pp.468-472, Sept. 1993.
  - [1.35] N. Yee, J. P. Linnartz, and G. Fettweis, "Multi-carrier CDMA for indoor wireless radio networks," *Proc. IEEE PIMRC'93*, pp.109-113, Sept. 1993.
  - [1.36] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.48, no.5, pp.1584-1595, Sept. 1999.
  - [1.37] R. Dinis, P. Silva, and A. Gusmao, "An iterative frequency-domain decision-feedback receiver for MC-CDMA schemes," *Proc. IEEE VTC 2005-spring*, vol.1, pp.271-275, May-Jun. 2005.
  - [1.38] K. Ishihara, K. Takeda, and F. Adachi, "Iterative frequency-domain soft interference cancellation for multicode DS- and MC-CDMA transmission and performance comparison," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E89-B, no.12, pp.3344-3355, Dec. 2006.

- [1.39] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed., MacGraw-Hill, 2001.
- [1.40] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, "From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.21, no.3, pp.281-302, Apr. 2003.
- [1.41] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [1.42] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.44, no.2, pp.744-765, Mar. 1998.
- [1.43] J. H. Winters, "Diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.47, no.1, pp.119-123, Feb. 1998.
- [1.44] J. Choi, *Adaptive and iterative signal processing in communications*, Cambridge, 2007.
- [1.45] A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," *Proc. IEEE VTC 2000-spring*, vol.2, pp.1070-1074, May 2000.
- [1.46] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, 2001.
- [1.47] R. Narasimhan, "Error propagation analysis of V-BLAST with channel-estimation errors," *IEEE Trans. Commun.*, vol.53, no.1, pp.27-31, Jan. 2005.
- [1.48] K. J. Kim, J. Yue, R. A. Iltis, and J. D. Gibson, "A QRD-M/Kalman filter-based detection and channel estimation algorithm for MIMO-OFDM systems," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol.4, no.2, pp.710-721, Mar. 2005.
- [1.49] K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda, and M. Sawahashi, "Adaptive selection of surviving symbol replica candidates based on maximum reliability in QRM-MLD for OFCDM MIMO multiplexing," *Proc. IEEE Globecom'04*, vol.4, pp.2480-2486, Nov.-Dec. 2004.
- [1.50] H. Taoka, K. Dai, K. Higuchi, M. Sawahashi, "Field experiments on MIMO multiplexing with peak frequency efficiency of 50 Bit/Second/Hz using MLD based signal detection for OFDM high-speed packet access," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.26, no.6, pp.845-856, Aug. 2008.
- [1.51] K. Adachi, R. Esmailzadeh, M. Nakagawa, "Iterative QRM-MLD with pilot-assisted channel estimation for OFDM MIMO multiplexing," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol.E89-A, no.7, pp.1892-1902, July 2006.
- [1.52] A. Nakajima, D. Garg, and F. Adachi, "Frequency-domain iterative parallel interference cancellation for multicode spread-spectrum MIMO multiplexing," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E91-B, no.5, pp.1531-1539, May 2008.
- [1.53] T. Abe, H. Fujii, H. Suda, and S. Tomisato, "Performance enhancement of SC/S-MMSE Turbo receiver for MIMO-SDM/OFDM transmission," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E88-B, no.5, pp.2110-2119, May 2005.

- [1.54] M. C. Valenti and B. D. Woerner, "Iterative channel estimation and decoding of pilot symbol assisted Turbo codes over flat-fading channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.19, no.9, pp.1697-1705, Sept. 2001.
- [1.55] F. Ito, S. P. Jarot, R. Esmailzadeh, M. Nakagawa, "Iterative channel estimation for Turbo coded OFDM systems," *Proc. International OFDM Workshop*, Sept. 2003.
- [1.56] K. Ishihara, K. Takeda, and F. Adachi, "Decision feedback channel estimation for OFDM with STTD," *Proc. WPMC'04*, Sept. 2004.
- [1.57] F. Adachi, "BER analysis of 2PSK, 4PSK, and 16QAM with decision feedback channel estimation in frequency-selective slow Rayleigh fading," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.48, no.5, pp.1563-1572, Sept. 1999.
- [1.58] K. Adachi, R. Esmailzadeh, M. Nakagawa, "Iterative QRM-MLD with pilot-assisted channel estimation for OFDM MIMO multiplexing," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol.E89-A, no.7, pp.1892-1902, July 2006.
- [1.59] B. M. Hochwald and S. ten Brink, "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol.51, no.3, pp.389-399, Mar. 2003.
- [1.60] N. Maeda, K. Higuchi, J. Kawamoto, M. Sawahashi, M. Kimata, and S. Yoshida, "QRM-MLD combined with MMSE-based multipath interference canceller for MIMO multiplexing in broadband DS-CDMA," *Proc. IEEE PIMRC 2004*, vol.3, pp.1741-1746, Sept. 2004.
- [1.61] W. W. Peterson and D. T. Brown, "Cyclic codes for error detection," *Proc. IRE*, pp.228-236, Jan. 1961.
- [1.62] G. J. Foschini and M. Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, vol.6, no.3, pp.311-335, Mar. 1998.
- [1.63] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.48, no.5, pp.1584-1595, Sept. 1999.
- [1.64] K. Fazel and S. Kaise, *Multi-carrier and spread spectrum systems*, Wiley, 2003.
- [1.65] K. Ishihara, K. Takeda, and F. Adachi, "Iterative frequency-domain soft interference cancellation for multicode DS- and MC-CDMA transmission and performance comparison," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E89-B, no.12, pp.3344-3355, Dec. 2006.
- [1.66] Y. Yuan-Wu and Y. Li, "Iterative and diversity techniques for uplink MC-CDMA mobile systems with full load," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.57, no.2, pp.1040-1048, Mar. 2008.
- [1.67] M. Ma, Y. Yang, H. Cheng, and B. Jiao, "A capacity comparison between MC-CDMA and CP-CDMA," *Proc. IEEE VTC 2006-fall*, pp.1-4, Sept. 2006.
- [1.68] M. Debbah, "Capacity of a downlink MC-CDMA multi-cell network," *Proc. IEEE ICASSP'04*, vol.4, pp.761-764, May 2004.

## 2. OFDM 伝送における判定帰還型繰り返しブロックチャネル推定に関する理論検討

### あらまし

OFDM は、マルチパスフェージングチャネルにより引き起こされる影響を低減できることから、次世代移動体通信システムの有力な伝送方式と考えられている。OFDM 伝送時には高精度なチャネル推定が必須である。現在までに、多くのパイロットチャネル推定法が提案されている。パケット伝送の場合には、チャネル推定精度を向上させるために受信パケット内で判定帰還に基づく繰り返しチャネル推定処理(DF-BICE: Decision Feedback Block Iterative Channel Estimation)を行うことが可能である。しかしながら、判定帰還の中に含まれる判定誤りの影響により BER やパケット誤り率(PER: Packet Error Rate)特性を劣化させてしまう。従来から判定帰還チャネル推定を対象として、BER 特性の理論解析が行われてきたが、それらは理想判定帰還を仮定していた。しかしながら実際には判定帰還データの中には誤りが含まれるためその影響でチャネル推定精度が劣化してしまう。すなわち判定帰還誤りを考慮した BER 特性の理論解析は実用的にも非常に重要であるといえる。そこで本章では、QPSK データ変調を仮定し、判定帰還誤りを考慮した DF-BICE の理論的な検討を行い、平均 BER の理論的な表示式を導出する。表示式の導出に必要なチャネル推定値の分散を判定帰還誤り (BER 特性) を用いて算出している、判定帰還誤りの影響を低減するために、時間および周波数方向へと平均化を行う 2 次元(2D: 2 Dimensional)平均化フィルタを用いる。2D 平均化フィルタおよびアンテナダイバーシチの適用効果を議論し、理論検討の妥当性を計算機シミュレーションで確認している。

### 2.1 はじめに

OFDM は次世代移動体通信の有力な伝送方式として近年注目されている[2.1]。送信データシンボルの復調を行うために同期検波が必要なことから、OFDM 伝送時には高精度なチャネル推定が必須であると言える。これまでに、遅延時間領域窓関数法[2.2]やフェージング変動への追従性を向上させるための補間法[2.3]のような数々のチャネル推定法が提案されている。次世代移動体通信では、パケット伝送が主流になると考えられる。パケット伝送の場合には、チャネル推定精度を向上するために判定帰還に基づく繰り返しチャネル推定(DF-BICE)を行うことが



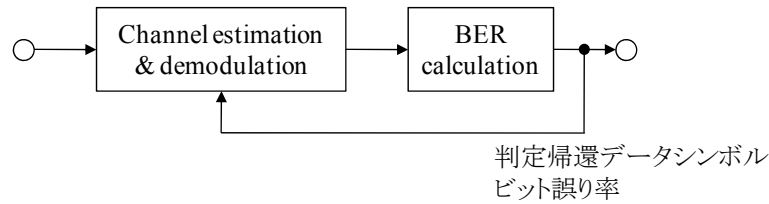


図 2.1 本研究のアプローチ .

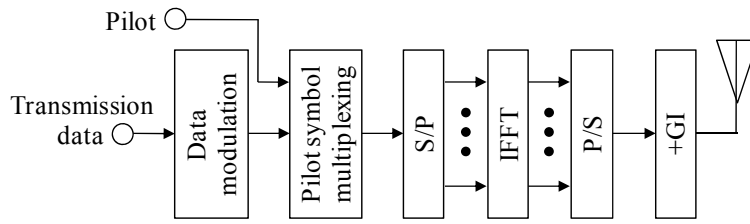
できる[2.4][2.5] . しかしながら , 誤りを含む判定帰還を行った場合には , BER や PER 特性を劣化させてしまう . その影響を低減するための簡易な方法としては , 時間および周波数方向へと平均化を行う 2D 平均化フィルタを用いることが考えられる .

マルチパス環境下における OFDM の理論的な検討は[2.6]-[2.8]において行われており , 正規化ドップラー周波数の影響や r.m.s.遅延スプレッドの影響が理論的に検討されている . また , シングルキャリアシステムを対象とした判定帰還型チャンネル推定法の BER 解析は[2.9]で行われているものの , 判定帰還誤りの影響は考慮されていない . 文献[2.10]において差動位相シフトキーイング(DPSK: Differential Phase Shift Keying)における一般二次形式を用いて OFDM の BER 特性の理論検討を行っている . しかしながら今までに , 判定帰還誤りを考慮した DF-BICE における BER 特性の理論検討は行われていない . また , パケット内繰り返し判定帰還型チャンネル推定を適用した場合の繰り返し数が平均 BER 特性に与える影響も明らかにされていない . 実際のシステムに判定帰還型チャンネル推定を適用した場合 , 判定帰還データの中には誤りが含まれるためその影響でチャンネル推定精度が劣化してしまう . すなわち判定帰還誤りを考慮した BER 特性の理論解析は実用的にも非常に重要であるといえる .

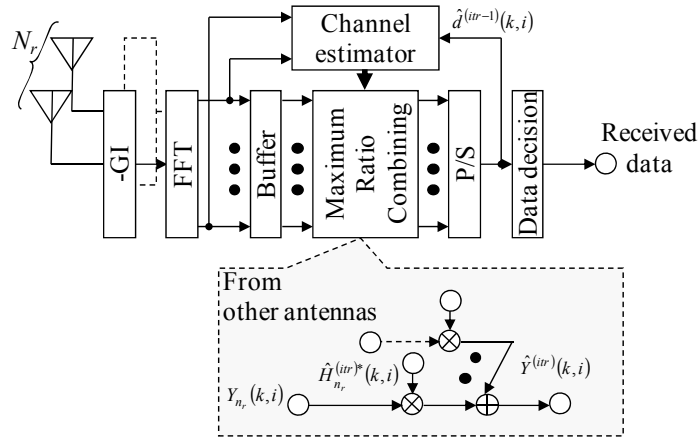
そこで本章では , OFDM 伝送を対象として判定帰還誤りを考慮した 2D 平均化フィルタを用いる DF-BICE の BER 特性の理論検討を行う . 高速パケット伝送時には , チャンネルの時間変動に対してパケット長が十分に短いため , チャンネルを準静的 ( すなわち低速フェージング ) と考えることができる . そこで本研究では判定帰還誤りがパケットフレーム内に一様に存在しているものとしている . そして , QPSK データ変調を仮定した場合に判定帰還誤りを考慮した閉じた形の再帰的な BER 表現式を導出する .

アンテナダイバーシチは OFDM の伝送特性改善のために有効であることが知られている . そこで , 得られた BER 表現式を用いてアンテナダイバーシチを用いた場合の判定帰還型チャンネル推定の理論 BER に関する検討を行う . チャンネル推定値や雑音成分に判定帰還誤りが影響する . そこで BER 特性の表示式導出にあたって必要となるチャンネル推定値の分散 , 雑音の分散およびチャンネル推定値と実際のチャンネル値の相関をガウス近似で求める際に , 判定帰還誤りの影響を考慮している . 本章では , 図 2.1 に示すように繰り返し処理の際に得られる判定帰還データシンボルを用いることによって , 次の繰り返し処理でチャンネル推定を行う . また , その時に得られる誤り率を用いることによって次の繰り返し処理における BER 特性の導出を行う .

本章の構成は以下のようになっている . 第 2 節では , 本章で仮定している OFDM のシステムモデルを示す . その後 , 第 3 節で DF-BICE の理論検討を行う . 第 4 節で , シミュレーション



(a) 送信機 .



(b) 受信機 .

図 2.2 送受信機構成 .

諸元を示した後に、第 5 節では、導出した BER 表現式により得られた BER とシミュレーションにより得られた BER 特性の比較を行っている。また、2 次元平均化フィルタの適用効果や理論検討の妥当性を計算機シミュレーション結果により評価している。第 6 節は本章のまとめである。

## 2.2 送受信機構成

### 2.2.1 送受信システム

図 2.2 と図 2.3 にそれぞれシステムモデルと、判定帰還型チャンネル推定の構成を示す。本章では、 $N_c$ 本のサブキャリアを用いる OFDM を想定している。図 2.4 に示しているように、 $N_{data}$ 個の OFDM データシンボルの先頭部分にチャンネル推定に用いる  $N_{pilot}$ 個の OFDM パイロットシンボルを時間多重するパケット構成を仮定している。各パケット内に多重されている OFDM シンボル数は  $N_{frame}$  個 ( $N_{frame} = N_{pilot} + N_{data}$ ) である。

送信機では、2 値のデータ系列をまず QPSK データ変調し、 $(N_{data} \times N_c)$ 個のデータシンボルからなるシンボル系列を得る。OFDM パイロットシンボルの時間多重後に S/P 変換した後に、 $N_c$ ポイントの IFFT により OFDM パケットフレームを生成する。マルチパスチャネルの影響により生じる IBI の影響を除去するために各 OFDM シンボルの先頭部分に  $N_g$ -FFT サンプルの GI を挿入した後に送信する。

送信された OFDM パケットは周波数選択性フェージングチャネルを伝搬した後に  $N_r$ 本の受信アンテナにより受信される。GI を除去した後で受信 OFDM シンボルは  $N_c$ ポイントの FFT によ

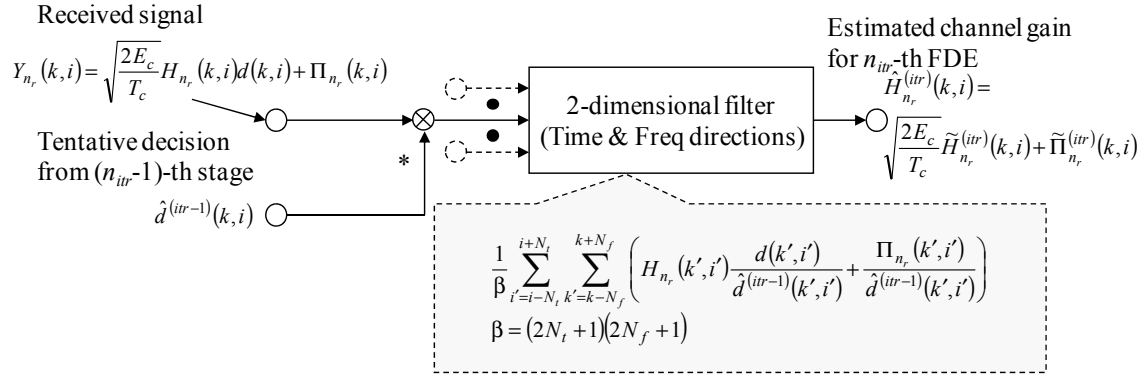


図 2.3 判定帰還型チャネル推定部 .

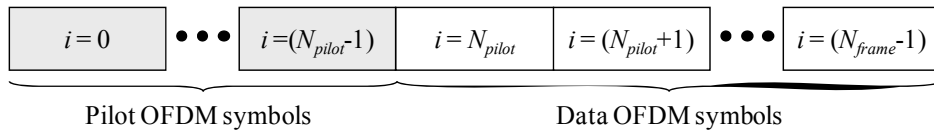


図 2.4 パケットフレーム構成 .

り  $N_c$  個のサブキャリア成分へと分解される . パケットフレーム内の全サブキャリア成分をバッファに格納する . まず , 受信した第  $i$ -OFDM パイロットシンボル ( $i=0 \sim (N_{pilot}-1)$ ) を用いてまず初回のチャネル推定を行う . その後 , 得られたチャネル推定値を用いてアンテナダイバーシチ合成を MRC により行い , 仮判定を行う . 図 2.5 に示すように , チャネル推定精度を向上させるために , 得られた仮判定結果を判定帰還することにより判定帰還型チャネル推定を行う . ここでは一般性を失わないために , 第  $i$ -OFDM シンボル ( $i=0 \sim (N_{frame}-1)$ ) の第  $k$  サブキャリア ( $k=0 \sim (N_c-1)$ ) 成分における処理について考える .

## 2.2.2 送信信号表現

第  $i$ -OFDM シンボル  $\{x_i(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$  は等価低域表現を用いて以下のように表わされる .

$$x_i(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} s(k,i) \exp\left(j2\pi \frac{t}{N_c} k\right) \quad (2.1)$$

ここで  $E_c$  と  $T_c$  はそれぞれ FFT サンプルあたりの各サブキャリアの信号エネルギーと FFT サンプル長を表す .  $s(k,i)$  は第  $k$  サブキャリアで伝送される第  $i$  シンボルである .  $s(k,i)$  は

$$s(k,i) = \begin{cases} p(k,i) & \text{for } 0 \leq i < N_{pilot} \\ d(k,i) & \text{for } N_{pilot} \leq i < N_{frame} \end{cases} \quad (2.2)$$

として与えられ , ここで  $p(k,i)$  は QPSK パイロットシンボル ,  $d(k,i)$  はデータシンボルである .

## 2.2.3 チャネルモデル

送受信機間のチャネルはそれぞれ異なる遅延時間を有する  $L$ -パスの周波数選択フェージングチャネルであると仮定し , 各伝搬パスは独立な障害物等により生成される分解不可能な多数の素波から構成されているとし , 独立なフェージング変動を受けているものとした .

低速フェージングを仮定した場合，受信した第  $n_r$  受信アンテナ ( $n_r = 0 \sim (N_r - 1)$ ) における第  $i$ -OFDM シンボルは以下のようにして表わされる．

$$y_{n_r,i}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r,l} x_i(t - \tau_l) + n_{n_r}(t) \quad (2.3)$$

ここで  $h_{n_r,l}$  と  $\tau_l$  は第  $l$  パス ( $l = 0 \sim (L-1)$ ) の複素チャネル利得と遅延時間， $n_{n_r}(t)$  は第  $n_r$  受信アンテナにおける加法性白色ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) であり，分散は  $2\sigma^2 = 2N_0/T_c$  である (ここで  $N_0$  は AWGN の片側電力スペクトル密度である)．

チャネルの遅延プロファイルは以下のようにして表現することができる．

$$\Omega(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \Omega_{n_r,l} \delta(\tau - \tau_l) \quad (2.4)$$

ここで  $\Omega_{n_r,l} = E[|h_{n_r,l}|^2]$  ( $E[\cdot]$  は期待値操作を表す) であり， $\delta(\cdot)$  はデルタ関数である．チャネルの周波数相関 (第  $k$  サブキャリアと  $k'$  サブキャリアにおけるチャネル利得間の相関) は  $\Omega_{n_r,l}$  のフーリエ変換として与えられ，以下のようになる．

$$F(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \Omega_{n_r,l} \exp\left(-j2\pi \frac{(k' - k)}{N_c} \tau_l\right) \quad (2.5)$$

## 2.2.4 受信信号

第  $n_r$  受信アンテナにおける  $N_c$  ポイント FFT により得られる第  $k$  サブキャリア成分  $\{Y_{n_r}(k,i); k=0 \sim (N_c - 1)\}$  は

$$\begin{aligned} Y_{n_r}(k,i) &= \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} y_{n_r,i}(t) \exp\left(-j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \\ &= \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} H_{n_r}(k,i) s(k,i) + \Pi_{n_r}(k,i) \end{aligned} \quad (2.6)$$

となる． $H_{n_r}(k,i)$  と  $\Pi_{n_r}(k,i)$  はチャネルのインパルス応答と雑音成分のフーリエ変換であり以下の式で与えられる．

$$\begin{cases} H_{n_r}(k,i) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r,l} \exp\left(-j2\pi \frac{k}{N_c} \tau_l\right) \\ \Pi_{n_r}(k,i) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} n_{n_r}(t) \exp\left(-j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \end{cases} \quad (2.7)$$

## 2.2.5 チャネル推定

チャネル推定の目的は，周波数領域におけるチャネル利得  $H_{n_r}(k,i)$  を推定することである．本章で仮定している DF-BICE では同一パケット内において“同期検波/信号検出”と“判定帰還型チャネル推定”を繰り返し行う．以下の式のように，パケット内に多重されているパイロットシンボルを取り除くことによりチャネル推定の初期値を得ることができる．

$$\hat{H}_{n_r}^{(0)}(k) = \frac{1}{N_{pilot}} \sum_{i'=0}^{N_{pilot}-1} \frac{Y_{n_r}(k, i')}{p(k, i')} \quad (2.8)$$

$\hat{H}_{n_r}^{(0)}(k)$  はチャネル推定の初期値であり,  $i=0 \sim (N_{frame}-1)$  に対して  $\hat{H}_{n_r}^{(0)}(k, i) = \hat{H}_{n_r}^{(0)}(k)$  である. MRC アンテナ合成は第  $i$  シンボル ( $i = N_{pilot} \sim (N_{frame}-1)$ ) に対して以下のようにして行われる.

$$\hat{Y}^{(0)}(k, i) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} Y_{n_r}(k, i) \left\{ \hat{H}_{n_r}^{(0)}(k, i) \right\}^* \quad (2.9)$$

ここで  $(\cdot)^*$  は複素共役操作である.  $\hat{Y}^{(0)}(k, i)$  に基づいて  $d(k, i)$  に関するデータ復調を行い,  $\hat{d}^{(0)}(k, i)$  を得る. その後  $\hat{d}^{(0)}(k, i)$  を次の繰り返しにおける新しいパイロットシンボルとして判定帰還する. ここで繰り返し処理のステージを表す  $itr$  ( $itr > 0$ ) を導入する. 第  $itr$  ステージでは,  $\hat{d}^{(itr-1)}(k, i)$  を用いて判定帰還型チャネル推定を行う. その後得られたチャネル推定値を用いて, 再度  $\hat{d}^{(itr)}(k, i)$  を得るために MRC アンテナ合成を行う.

### 2.3 判定帰還型ブロック繰り返しチャネル推定 (DF-BICE の理論検討)

本節では, DF-BICE を用いた場合の OFDM 伝送の BER 表現式を導出する. ここでは, 第  $k$  サブキャリア ( $k = 0 \sim (N_c - 1)$ ) における第  $i$ -QPSK データシンボル ( $i = N_{pilot} \sim (N_{frame}-1)$ ) における処理を考える. また, 簡単のために全伝送ビットが“1”であるとする (すなわち,  $d(k, i) = (1+j)/\sqrt{2}$ ). そのような場合の判定誤りは以下のように表わすことができる.

$$\begin{cases} \text{prob} \left( \hat{d}^{(itr-1)}(k, i) = \frac{1+j}{\sqrt{2}} \right) = (1 - P_b^{(itr-1)})^2 \\ \text{prob} \left( \hat{d}^{(itr-1)}(k, i) = \frac{1-j}{\sqrt{2}} \right) = P_b^{(itr-1)} \cdot (1 - P_b^{(itr-1)}) \\ \text{prob} \left( \hat{d}^{(itr-1)}(k, i) = \frac{-1+j}{\sqrt{2}} \right) = (1 - P_b^{(itr-1)}) \cdot P_b^{(itr-1)} \\ \text{prob} \left( \hat{d}^{(itr-1)}(k, i) = \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \right) = (P_b^{(itr-1)})^2 \end{cases} \quad (2.10)$$

ここで  $P_b^{(itr-1)}$  は第  $(itr-1)$  繰り返しステージにおけるビット誤り率である.

#### 2.3.1 BER 表現式の導出

QPSK シンボルの第 1 および第 2 ビットの誤り率は同じであるので, 本研究では第 1 ビットのみに着目して検討を行う. QPSK データシンボルの第 1 ビットに誤りが生じるのは, 以下のような場合である.

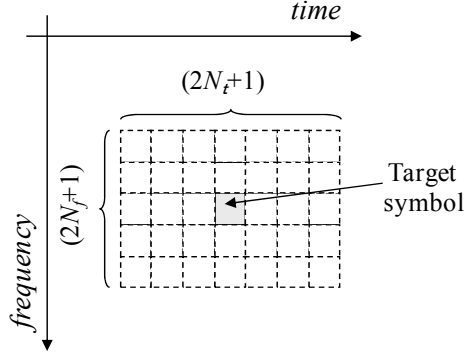


図 2.5 次元平均化フィルタ .

$$\text{Re}[\hat{Y}^{(itr)}(k, i)] = \text{Re} \left[ \sum_{n_r=0}^{N_r-1} Y_{n_r}(k, i) \left\{ \hat{H}_{n_r}^{(itr)}(k, i) \right\}^* \right] < 0 \quad (2.11)$$

$\hat{H}_{n_r}^{(itr)}(k, i)$  はチャネル推定値である . 本章では , 判定帰還誤りによる特性劣化を回避するために 図 2.5 に示しているような時間および周波数方向への 2 次元平均化フィルタを用いる .  $(2N_t+1)$  と  $(2N_f+1)$  はそれぞれ時間領域 , 周波数領域における平均化シンボル数である .  $\hat{H}_{n_r}^{(itr)}(k, i)$  は以下のようにして与えられる .

$$\hat{H}_{n_r}^{(itr)} = \frac{1}{\beta} \sum_{k'=k-N_f}^{k+N_f} \sum_{i'=i-N_t}^{i+N_t} \frac{Y_{n_r}(k', i')}{\hat{d}^{(itr-1)}(k', i')} \quad (2.12)$$

ここで  $\beta=(2N_t+1)(2N_f+1)$  である . 式(2.6)を用いると , 式(2.12)は以下のように書くことができる .

$$\hat{H}_{n_r}^{(itr)} = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \tilde{H}_{n_r}^{(itr)}(k, i) + \tilde{\Pi}_{n_r}^{(itr)}(k, i) \quad (2.13)$$

$\tilde{H}_{n_r}^{(itr)}(k, i)$  と  $\tilde{\Pi}_{n_r}^{(itr)}(k, i)$  はそれぞれ以下のようにして与えられる .

$$\begin{cases} \tilde{H}_{n_r}^{(itr)}(k, i) = \frac{1}{\beta} \sum_{k'=k-N_f}^{k+N_f} \sum_{i'=i-N_t}^{i+N_t} H_{n_r}(k', i') \frac{d(k', i')}{\hat{d}^{(itr-1)}(k', i')} \\ \tilde{\Pi}_{n_r}^{(itr)}(k, i) = \frac{1}{\beta} \sum_{k'=k-N_f}^{k+N_f} \sum_{i'=i-N_t}^{i+N_t} \frac{\Pi_{n_r}(k', i')}{\hat{d}^{(itr-1)}(k', i')} \end{cases} \quad (2.14)$$

式(2.6)と(2.13)を式(2.11)に代入することにより以下の式を得る .

$$\text{Re}[\hat{Y}^{(itr)}(k, i)] = \text{Re} \left[ \sum_{n_r=0}^{N_r-1} U_{n_r} V_{n_r}^* \right] < 0 \quad (2.15)$$

ここで

$$\begin{cases} U_{n_r} = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} H_{n_r}(k, i) d(k, i) + \Pi_{n_r}(k, i) \\ V_{n_r} = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \tilde{H}_{n_r}^{(itr)}(k, i) + \tilde{\Pi}_{n_r}^{(itr)}(k, i) \end{cases} \quad (2.16)$$

であり,  $U_{n_r}$  と  $V_{n_r}$  は平均 0 の有相関複素ガウス変数である .

式(2.15)は, 文献[2.11]で定義されている以下の一般二次形式の特別系 ( $A=B=0$ ,  $C=1/2$  とした場合) である .

$$\text{Re}[\hat{Y}^{(itr)}(k, i)] = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \left( A|U_{n_r}|^2 + B|V_{n_r}|^2 + CU_{n_r}V_{n_r}^* + C^*U_{n_r}^*V_{n_r} \right) \quad (2.17)$$

$N_r$  は (時間・周波数・空間) ダイバーシチ次数である .  $N_r$  受信ダイバーシチを考えた場合,  $N_r$  個の  $\{U_{n_r}, V_{n_r}\}$  は互いに独立な同一分布するガウス変数であると考えられる . そのような場合には, 第  $itr$  繰り返しステージにおける平均 BER の閉じた形の表現式は以下のように与えられる .

$$P_b^{(itr)} = \frac{1}{\left(1 + \frac{v_2}{v_1}\right)^{2N_r-1}} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \binom{2N_r-1}{n_r} \left(\frac{v_2}{v_1}\right)^{n_r} \quad (2.18)$$

ここで

$$\begin{cases} v_1 = \sqrt{w^2 + \frac{4}{m_{XX}m_{YY} - |m_{XY}|^2}} - w \\ v_2 = \sqrt{w^2 + \frac{4}{m_{XX}m_{YY} - |m_{XY}|^2}} + w \\ w = \frac{2 \text{Re}[m_{XY}]}{m_{XX}m_{YY} - |m_{XY}|^2} \end{cases} \quad (2.19)$$

である . 式(2.19)における  $m_{XX}$ ,  $m_{YY}$  および  $m_{XY}$  は以下の式で与えられる .

$$\begin{cases} m_{XX} = E[|U_{n_r}|^2] = \frac{2E_c}{T_c} E[|H_{n_r}(k, i)d(k, i)|^2] + E[|\Pi_{n_r}(k, i)|^2] \\ m_{YY} = E[|V_{n_r}|^2] = \frac{2E_c}{T_c} E[|\tilde{H}_{n_r}^{(itr)}(k, i)|^2] + E[|\tilde{\Pi}_{n_r}^{(itr)}(k, i)|^2] \\ m_{XY} = E[U_{n_r}V_{n_r}^*] = \frac{2E_c}{T_c} E[H_{n_r}(k, i)d(k, i)\tilde{H}_{n_r}^{(itr)*}(k, i)] + E[\Pi_{n_r}(k, i)\tilde{\Pi}_{n_r}^{(itr)*}(k, i)] \end{cases} \quad (2.20)$$

正規化共分散  $\mu$  を以下のように定義する .

$$\mu = \frac{m_{XY}}{\sqrt{m_{XX}m_{YY}}} \quad (2.21)$$

式(2.18)における  $v_2/v_1$  は以下のようにして与えられる .

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{\sqrt{w^2 + \frac{4}{m_{XX}m_{YY} - |m_{XY}|^2}} + w}{\sqrt{w^2 + \frac{4}{m_{XX}m_{YY} - |m_{XY}|^2}} - w} = \frac{\sqrt{1 - \text{Im}^2[\mu]} + \text{Re}[\mu]}{\sqrt{1 - \text{Im}^2[\mu]} - \text{Re}[\mu]} \quad (2.22)$$

式(2.22)を式(2.18)に代入することにより

$$P_b^{(itr)} = \frac{1}{\left(1 + \frac{\sqrt{1 - \text{Im}^2[\mu]} + \text{Re}[\mu]}{\sqrt{1 - \text{Im}^2[\mu]} - \text{Re}[\mu]}\right)^{2N_r - 1}} \sum_{n_r=0}^{2N_r-1} \binom{2N_r-1}{n_r} \left(\frac{\sqrt{1 - \text{Im}^2[\mu]} + \text{Re}[\mu]}{\sqrt{1 - \text{Im}^2[\mu]} - \text{Re}[\mu]}\right)^{n_r} \quad (2.23)$$

を得る．続いて，判定帰還誤りを考慮した  $m_{XX}$ ， $m_{YY}$  および  $m_{XY}$  を導出する．

### 2.3.2 $m_{XX}$ ， $m_{YY}$ および $m_{XY}$ の導出

チャネル利得が乗算された送信データシンボル  $H_{n_r}(k, i)d(k, i)$  の分散と雑音  $\Pi_{n_r}(k, i)$  の分散は以下のようにして求めることができる[付録 2.A 参照]．

$$\begin{cases} E\left[|H_{n_r}(k, i)d(k, i)|^2\right] = 1 \\ E\left[|\Pi_{n_r}(k, i)|^2\right] = \frac{2N_0}{N_c T_c} \end{cases} \quad (2.24)$$

チャネル利得の推定値  $\tilde{H}_{n_r}^{(itr)}(k, i)$  の分散は式(2.24)と同様にして以下のようになる[付録 2.A 参照]．

$$E\left[|\tilde{H}_{n_r}^{(itr)}(k, i)|^2\right] = \frac{1}{\beta^2} \sum_{i'=i-N_t}^{i+N_t} \sum_{i''=i-N_t}^{i+N_t} \left\{ J_0(2\pi f_D T_s (i' - i'')) \times \sum_{k'=k-N_f}^{k+N_f} \sum_{k''=k-N_f}^{k+N_f} \left\{ E\left[ \begin{array}{l} \hat{d}^{(itr-1)*}(k', i') \\ \times \hat{d}^{(itr-1)}(k'', i'') \\ \times F(k' - k'') \end{array} \right] \right\} \right\} \quad (2.25)$$

ここで  $F(\cdot)$  は式(2.5)で定義される周波数相関関数であり  $J_0(\cdot)$  は第 1 種 0 次ベッセル関数， $T_s = (N_c + N_g)T_c$  であり  $f_D T_s$  は正規化最大ドップラー周波数である．

$$E\left[\hat{d}^{(itr-1)*}(k', i') \cdot \hat{d}^{(itr-1)}(k'', i'')\right] = \begin{cases} 1 & \text{for } k' = k'' \text{ and } i' = i'' \\ (1 - 2P_b^{(itr-1)})^2 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.26)$$

チャネル推定値に含まれる雑音成分  $\tilde{\Pi}_{n_r}^{(itr)}(k, i)$  の分散は以下のようになる[付録 2.A 参照]．

$$E\left[|\tilde{\Pi}_{n_r}^{(itr)}(k, i)|^2\right] = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{2N_0}{N_c T_c} \quad (2.27)$$

チャネル利得  $H_{n_r}(k, i)d(k, i)$  とその推定値  $\tilde{H}_{n_r}^{(itr)}(k, i)$  の相関値は以下のようになる[付録 2.A 参照]．



$$E[H_{n_r}(k,i)d(k,i)\tilde{H}_{n_r}^{(itr)*}(k,i)] = \frac{1}{\beta} \sum_{k'=k-N_f}^{k+N_f} \sum_{i'=i-N_t}^{i+N_t} J_0(2\pi f_D T_s i') E[\hat{d}^{(itr-1)}(k',i')] F^*(k'-k) \quad (2.28)$$

ここで

$$E[\hat{d}^{(itr-1)}(k',i')] = \begin{cases} \hat{d}^{(itr-1)}(k,i) & \text{for } k'=k \text{ and } i'=i \\ (1-2P_b^{(itr-1)}) \cdot \frac{1+j}{\sqrt{2}} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.29)$$

である．雑音  $\Pi_{n_r}(k,i)$  とチャネル推定値に含まれる雑音  $\tilde{\Pi}_{n_r}(k,i)$  の相関値は[付録 2.A 参照]

$$E[\Pi_{n_r}(k,i)\tilde{\Pi}_{n_r}^{(itr)*}(k,i)] = \frac{1}{\beta} \cdot E[\hat{d}^{(itr-1)}(k,i)] \cdot \frac{2N_0}{N_c T_c} \quad (2.30)$$

となる．

式(2.24)~式(2.30)を式(2.20)に代入することにより， $m_{XX}$ ， $m_{YY}$ ， $m_{XY}$ を以下のようにして得る．

$$\left\{ \begin{aligned} m_{XX} &= \frac{2E_c}{T_c} + \frac{2N_0}{N_c T_c} \\ m_{YY} &= \frac{2E_c}{\beta^2 T_c} \cdot \sum_{i'=i-N_t}^{i+N_t} \sum_{i''=i-N_t}^{i+N_t} \left\{ J_0(2\pi f_D T_s (i'-i'')) \times \sum_{k'=k-N_f}^{k+N_f} \sum_{k''=k-N_f}^{k+N_f} \left\{ E \left[ \begin{aligned} &\hat{d}^{(itr-1)*}(k',i') \\ &\times \hat{d}^{(itr-1)}(k'',i'') \end{aligned} \right] \right\} \times F(k'-k'') \right\} \right\} + \frac{2N_0}{\beta N_c T_c} \\ m_{XY} &= \frac{2E_c}{\beta T_c} \cdot \sum_{k'=k-N_f}^{k+N_f} \sum_{i'=i-N_t}^{i+N_t} J_0(2\pi f_D T_s i') E[\hat{d}^{(itr-1)}(k',i')] F^*(k'-k) + \frac{2N_0}{\beta N_c T_c} \cdot E[\hat{d}^{(itr-1)}(k,i)] \end{aligned} \right. \quad (2.31)$$

上式を式(2.21)に代入することにより，正規化共分散 $\mu$ を得ることができる．その後，第  $itr$  繰り返しステージにおける BER  $P_b^{(itr)}$  は式(2.23)を式(2.10)で与えられる 4 つの判定誤りに対して平均化することにより得ることができる．上の式からわかるように，DF-BICE を用いた OFDM の理論 BER  $P_b^{(itr)}$  は  $P_b^{(0)}$  から再帰的に求められる．

## 2.4 計算機シミュレーション諸元

表 2.1 にシミュレーション諸元を示す．データ変調として QPSK を用いた．FFT ポイント数 (OFDM のサブキャリア数と同値) は  $N_c=256$  とし，GI 長は  $N_g=32$  とした．チャネル推定のために  $N_{data}=63$  個の OFDM データシンボル毎に  $N_{pilot}=1$  個の OFDM パイロットシンボルを時間多重した．送受信機間のチャネルはパス数  $L=16$  の一様電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングを仮定した．各パスは一様分布の到来方向を持つ 128 個の素波から構成されているとし[2.12]，第  $l$  パスの遅延量は  $\tau_{F=l}$  とした．また，高速パケット伝送時には，チャネルを低速フェージングと仮定することができるため，本章では正規化最大ドップラー周波数を  $f_D T_s = f_D (N_c + N_g) T_c \approx 0$  に設定した．受信機では  $N_r$  受信アンテナダイバーシチを用いた．

表 2.1 計算機シミュレーション諸元

サブキャリア数		$N_c=256$
GI 長		$N_g=32$
パケットフレーム構成		$N_{frame}=N_{pilot}=1 + N_{data}=63$
データ変調		QPSK
受信アンテナ本数		$N_r=1\sim 4$
チャンネルモデル	フェージング	ブロックレイリーフェージングチャンネル
	マルチパス数	$L=16$
	減衰指数	$\gamma=0\text{dB}$
	正規化ドップラー周波数	$f_D T_s \approx 0$

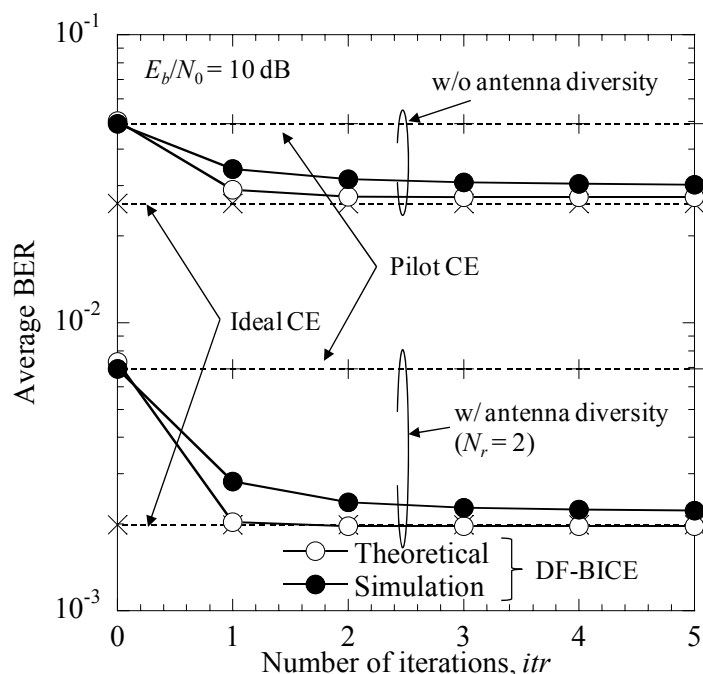


図 2.6 繰り返し数の影響 .

## 2.5 理論およびシミュレーション結果

### 2.5.1 繰り返し数の影響

ここではまず、DF-BICE の繰り返し数が与える影響を評価する。図 2.6 に繰り返し数に対する DF-BICE を用いる OFDM の平均 BER 特性を示す。ここで、ビット当たりの受信信号電力対雑音電力密度比( $E_b/N_0$ )は 10dB とし、 $E_b/N_0=0.5(N_c E_c/N_0)(1+N_g/N_c)(1+N_{pilot}/N_{data})$ である。図からわかるように、繰り返し数が増えることにより、DF-BICE を用いる OFDM の平均 BER 特性が改善していることがわかる。しかしながら、繰り返し数を 1 回以上にした場合の特性改善効果は小さくなっているため、今後のシミュレーションでは、繰り返し数を 1 回に設定した。

## 2.5.2 受信アンテナダイバーシチを用いない場合の平均 BER 特性

平均受信  $E_b/N_0$  に対する，導出した BER 表現式およびシミュレーションにより得られた BER 特性を  $N_r$  および  $N_f$  をパラメータとして図 2.7 に示す．比較のために，理想的にチャンネル推定が行われた場合の BER 特性とパイロットシンボルのみを用いた BER 特性 (DF-BICE において  $N_r=N_f=0$  とした場合と等価) も示す．パイロットチャンネル推定を用いた場合の平均 BER 特性の導出は付録 2.B に示す．図からわかるように，理論式から導出した BER とシミュレーションによるものがよく一致していることがわかる．

ここではまず，“時間領域のみの平均化”(図 2.7 (a)) について考える．図からわかるように  $N_r$  の増加に伴い理論 BER は大きく改善している一方で，シミュレーションにより得られた BER 特性の改善度が小さいことがわかる．この理由は以下のように説明することができる．周波数選択性フェージングチャンネルにおいては，あるサブキャリアにおいてチャンネル利得が大きく落ち込んでしまうことがある．そのような場合には，低速フェージングチャンネルを仮定しているため，図 2.8 に示すように，そのサブキャリアで伝送されているデータシンボルの多くが誤って受信されることになる．したがって，“時間領域のみの平均化”のみでは判定帰還誤りの影響を低減できなくなり，特性改善効果が得られないためである．

続いて，“周波数領域のみの平均化”(図 2.7 (b)) についての検討を行う．図からわかるように，周波数方向への平均化数  $N_f$  を増大させた場合， $N_f=2$  以上の領域において BER 特性が著しく劣化していることがわかる．これは，周波数選択性フェージングチャンネルにおいては，隣接サブキャリア間のチャンネル応答が大きく変化し，相関値が小さくなることによって，図 2.9 に示すように， $N_f=2$  や 5 とした場合に得られるチャンネル推定値が  $N_f=1$  とした場合のチャンネル推定値よりも精度が悪くなってしまうためである．ここで，r.m.s. 遅延スプレッドは以下の式で与えられる．

$$\tau_{\text{rms}} = \sqrt{\sum_{l=0}^{L-1} \tau_l^2 P_l - \bar{\tau}^2} \quad (2.32)$$

ここで，

$$\bar{\tau} = \sum_{l=0}^{L-1} \tau_l P_l, \quad \sum_{l=0}^{L-1} P_l = 1 \quad (2.33)$$

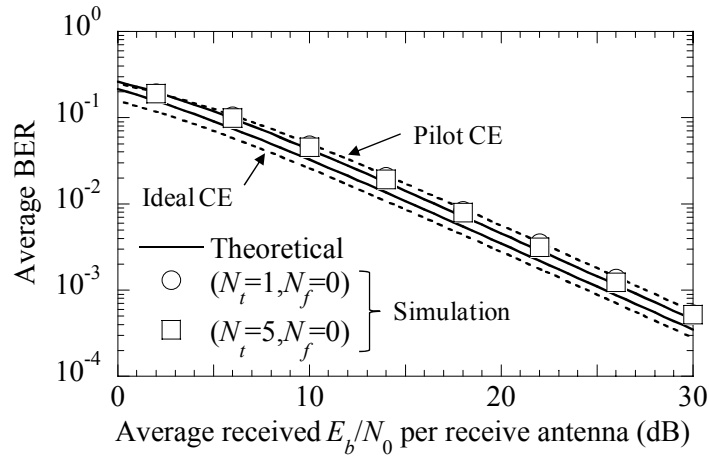
である．ここでは，一様電力遅延プロファイルの， $P_l=1/L$  となるので，

$$\tau_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{L} \cdot \sum_{l=0}^{L-1} \tau_l^2 - \bar{\tau}^2} \quad (2.34)$$

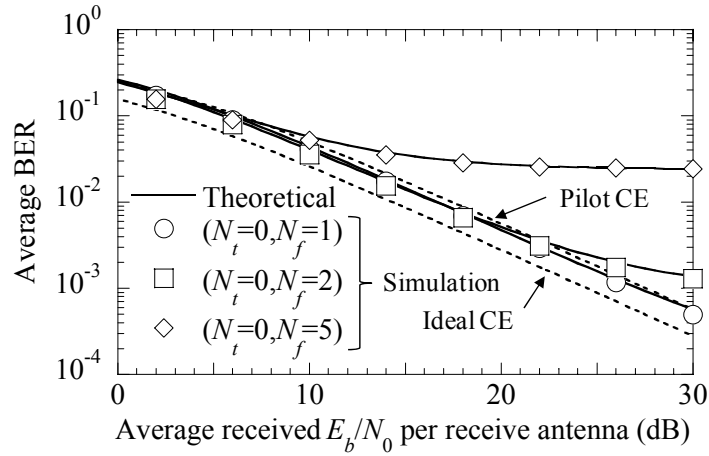
となる．したがって，r.m.s 遅延スプレッドは

$$\tau_{\text{rms}} \approx 4.61 \cdot T_c \quad (2.35)$$

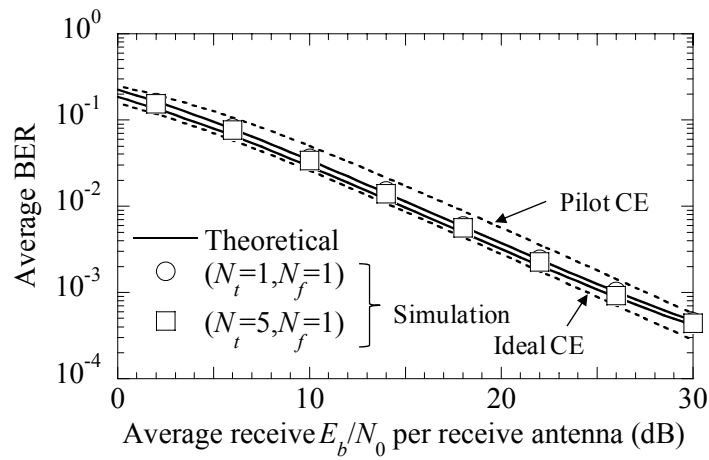
また，サブキャリア間隔は， $f_s=1/T_c/256(\text{Hz})$  で与えられる．ここで，式(1.4)より相関値が 0.9 となる周波数帯域幅は，



(a) 時間領域平均化フィルタ .



(b) 周波数領域平均化フィルタ .



(c) 時間・周波数領域平均化フィルタ .

図 2.7 平均化フィルタの適用効果 .

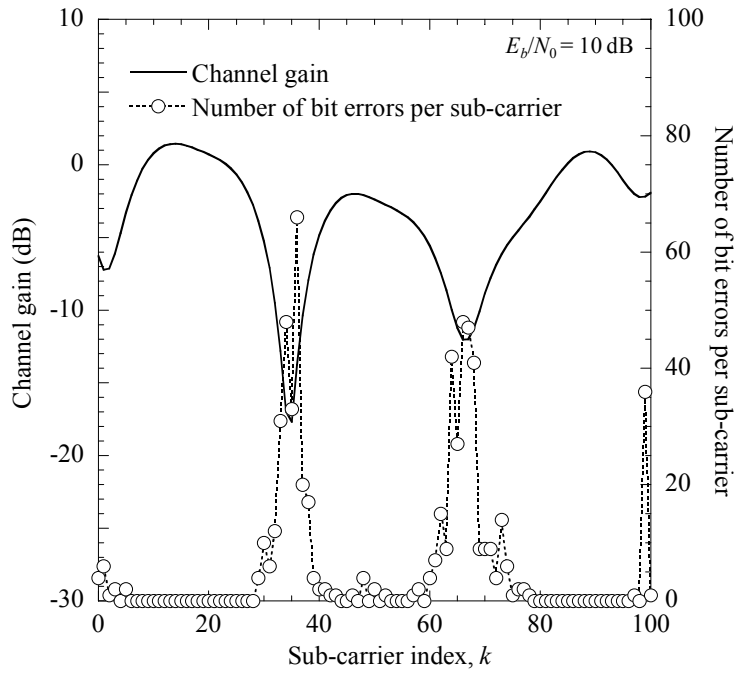


図 2.8 チャンネル利得とビット誤りの関係 .

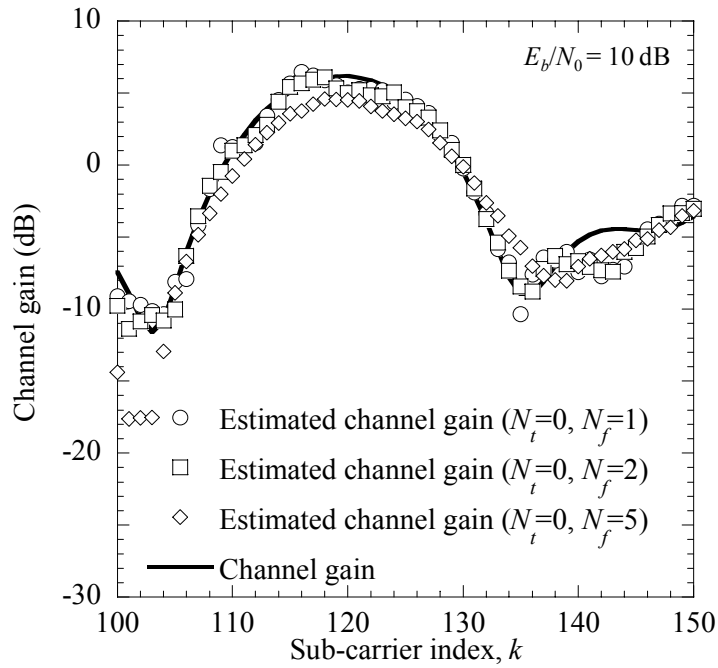


図 2.9 チャンネル利得とその推定値 .

$$B_c \approx \frac{1}{50\tau_{rms}} = \frac{1}{230.5 \cdot T_c} \approx f_s \quad (2.36)$$

となることから、今回仮定したチャンネルモデルにおいては、周波数方向への平均化数を  $N_f=1$  としたほうがよいことがわかる .

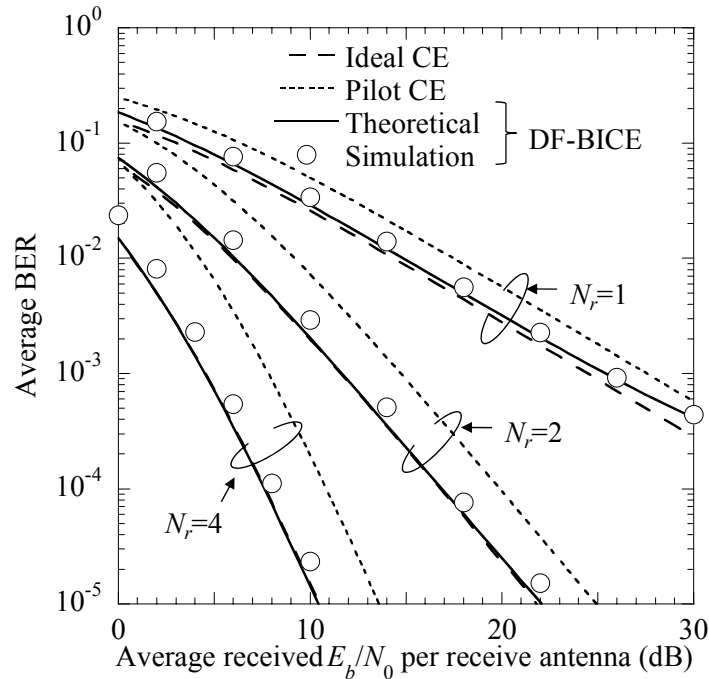


図 2.10 受信アンテナダイバーシチの適用効果 .

最後に 2 次元平均化フィルタ (時間領域および周波数領域) を用いた場合 ( $N_r=1$  および  $N_r=1, 2, 5$ ) についての検討を行う . 図 2.7 (c) からわかるように ,  $N_r$  の増大にともない , DF-BICE を用いる OFDM の BER 特性が改善していることがわかる . 時間領域の平均化数および周波数領域の平均化数を  $N_r=5$  および  $N_r=1$  とした場合には , DF-BICE を用いることによって理想チャネル推定からの特性劣化を平均 BER= $10^{-2}$  において約 1dB 程度に抑えられていることがわかる . また , 本研究で導出した BER 理論式から算出した理論 BER の値とシミュレーション値が一致していることがわかる .

### 2.5.3 アンテナダイバーシチの適用効果 ( $N_r=1, 2, 4$ )

図 2.10 に受信アンテナ本数  $N_r$  をパラメータとした場合の DF-BICE ( $N_r=5, N_r=1$ ) を用いる OFDM の平均 BER 特性を示す . また , 比較のために , 理想チャネル推定およびパイロットチャネル推定を用いた場合の平均 BER 特性も合わせて示す . 図からわかるように , 受信アンテナ本数  $N_r$  の増大に伴い , 特性が改善していることがわかる . さらに , 受信アンテナダイバーシチ適用時には DF-BICE を用いた場合の理想チャネル推定からの  $E_b/N_0$  の劣化量が小さくなっていることがわかる . これは  $N_r$  が増大することにより , 周波数領域における合成後のチャネル利得が落ち込む可能性が小さくなるため , ビット誤りの位置がランダム化されたためであると考えられる . それにより 2 次元平均化フィルタの適用効果が増大し , 判定帰還誤りの影響を低減できたためであると考えられる . 理論式から導出した理論 BER とシミュレーション結果を比べてみると , 高 BER 領域では若干の乖離が見られるものの , 低 BER 領域においてはほぼ一致していることから , 本研究で導出した理論 BER の妥当性を確認できる .

## 2.6 まとめ

本章では、OFDM 伝送を対象として 2 次元平均化フィルタを用いる判定帰還型ブロック繰り返しチャンネル推定(DF-BICE)の平均 BER 特性の理論検討を行い、QPSK データ変調を仮定した場合の判定帰還誤りを考慮した閉じた形で与えられる再帰的な BER 表示式を理論的に導出した。従来行われてきた判定帰還型チャンネル推定の理論検討では理想判定帰還を仮定していたが、実際のシステムでは判定帰還誤りが生じるため、判定帰還誤りを考慮した BER 特性の表示式導出は非常に重要であった。本研究は判定帰還誤りの影響を取り入れてチャンネル推定値および雑音成分のガウス近似を行うことによって、判定帰還誤りを考慮した BER 特性表示式を導出した。周波数選択性フェージングチャンネル環境において、導出した BER 表示式および計算機シミュレーションにより得られた平均 BER 特性に関して特性評価を行い、本章で導出を行った判定帰還誤りの影響を考慮した BER 表現式の妥当性を確認した。

## 2.7 参考文献

- [2.1] F. Adachi, "Wireless past and future-evolving mobile communications systems," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E84-A, no.1, pp.55-60, Jan. 2001.
- [2.2] J. J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. Wilson, and P. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," Proc. IEEE VTC 1995, vol.2, pp.815-819, July 1995.
- [2.3] K. Ishihara, K. Takeda, and F. Adachi, "Decision feedback channel estimation for OFDM with STTD," Proc. WPMC'04, Sept. 2004.
- [2.4] F. Ito, S. P. Jarot, R. Esmailzadeh, M. Nakagawa, "Iterative channel estimation for Turbo coded OFDM systems," Proc. International OFDM Workshop, Sept. 2003.
- [2.5] K. Adachi, R. Esmailzadeh, M. Nakagawa, "Iterative QRM-MLD with pilot-assisted channel estimation for OFDM MIMO multiplexing," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E89-A, no.7, pp.1892-1902, July 2006.
- [2.6] M. Okada, S. Hara, and N. Morinaga, "Bit error rate performance of orthogonal multicarrier modulation radio transmission systems," IEICE Trans. Commun., vol.E76-B, no.2, pp.113-119, Feb. 1993.
- [2.7] J. W. Jwa, "Performance of QPSK/OFDM on frequency-selective Rayleigh fading channels," IEICE Trans. Commun., vol.E87-B, no.5, pp.1407-1411, May 2004.
- [2.8] F. Sasamori, S. Handa, and S. Oshita, "A simple method of BER calculation in DPSK/OFDM systems over fading channels," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E88-A, no.1, pp.366-373, Jan. 2005.
- [2.9] F. Adachi, "BER analysis of 2PSK, 4PSK, and 16QAM with decision feedback channel estimation in frequency-selective slow Rayleigh fading," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.48, no.5, pp.1563-1572, Sept. 1999.
- [2.10] J. Lu, T.T. Tjhung, F. Adachi, and C.L. Huang, "BER performance of OFDM-MDPSK system

in frequency-selective Rician fading with diversity reception,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol.49, no.4, pp.1216-1225, July 2000.

[2.11] J. G. Proakis, Digital Communications, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.

[2.12] W.C. Jakes Jr, Ed, Microwave mobile communications, Wiley, New York, 1974.

## 付録 2.A 式(2.24)～式(2.30)の導出

本章では送受信機間の各パスが受けているフェージングは独立である，すなわち  $E[h_{n_r,l}(t)h_{n_r,l'}^*(t)] = \Omega_l \delta(l-l')$  であるとしてので  $H_{n_r}(k,i)d(k,i)$  の分散は以下のように与えられる．

$$\begin{aligned} E\left[|H_{n_r}(k,i)d(k,i)|^2\right] &= E\left[\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{l'=0}^{L-1} \left\{ h_{n_r,l}(i)h_{n_r,l'}^*(i) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \times \exp\left(-j2\pi \frac{k}{N_c} \tau_l\right) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} \tau_{l'}\right) \right\}\right] \cdot E\left[|d(k,i)|^2\right] \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \Omega_l = 1 \end{aligned} \quad (2.37)$$

雑音は白色，すなわち  $E[n_{n_r}(t)n_{n_r}^*(t)] = (2N_0/T_c)\delta(t-t')$  であるので，雑音  $\Pi_{n_r}(k,i)$  の分散は

$$\begin{aligned} E\left[|\Pi_{n_r}(k,i)|^2\right] &= \frac{1}{N_c^2} E\left[\sum_{t=0}^{N_c-1} \sum_{t'=0}^{N_c-1} \left\{ n_{n_r}(t)n_{n_r}^*(t) \exp\left(-j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t'\right) \right\}\right] \\ &= \frac{1}{N_c^2} \sum_{t=0}^{N_c-1} \sum_{t'=0}^{N_c-1} E\left[n_{n_r}(t)n_{n_r}^*(t')\right] \exp\left(-j2\pi \frac{(t-t')}{N_c} k\right) \\ &= \frac{1}{N_c^2} \sum_{t=0}^{N_c-1} E\left[|n_{n_r}(t)|^2\right] = \frac{2N_0}{N_c T_c} \end{aligned} \quad (2.38)$$

となる．また，本章ではフェージングモデルとして Jake's モデルを用いているため，フェージングの自己相関は以下のようにして与えられる．

$$E\left[h_{n_r,l}(i')h_{n_r,l'}^*(i'')\right] = \Omega_l \cdot J_0(2\pi f_D T_s(i'-i''))\delta(l'-l'') \quad (2.39)$$

したがって，チャネル推定値  $\tilde{H}_{n_r}^{(itr)}(k,i)$  の分散は

$$\begin{aligned} E\left[|\tilde{H}_{n_r}^{(itr)}(k,i)|^2\right] &= \frac{1}{\beta^2} E\left[\sum_{k'=k-N_f}^{k+N_f} \sum_{i'=i-N_i}^{i+N_i} H_{n_r}(k',i') \frac{d(k',i')}{\hat{d}^{(itr-1)}(k',i')} \right. \\ &\quad \left. \times \sum_{k''=k-N_f}^{k+N_f} \sum_{i''=i-N_i}^{i+N_i} H_{n_r}^*(k'',i'') \frac{d^*(k'',i'')}{\hat{d}^{(itr-1)*}(k'',i'')} \right] \\ &= \frac{1}{\beta^2} \sum_{i'=i-N_i}^{i+N_i} \sum_{i''=i-N_i}^{i+N_i} \left\{ J_0(2\pi f_D T_s(i'-i'')) \times \sum_{k'=k-N_f}^{k+N_f} \sum_{k''=k-N_f}^{k+N_f} \left[ E\left[ \frac{\hat{d}^{(itr-1)*}(k',i')}{\hat{d}^{(itr-1)}(k'',i'')} \right] \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \times F(k'-k'') \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.40)$$

となる．また，チャネル推定値に含まれる雑音  $\tilde{\Pi}_{n_r}^{(itr)}(k,i)$  の分散は



$$\begin{aligned}
E\left[\left|\tilde{\Pi}_{n_r}^{(itr)}(k,i)\right|^2\right] &= \frac{1}{\beta^2} E\left[\sum_{k'=k-N_f}^{k+N_f} \sum_{i'=i-N_t}^{i+N_t} \frac{\Pi_{n_r}(k',i')}{\hat{d}^{(itr-1)}(k',i')} \right. \\
&\quad \left. \times \sum_{k''=k-N_f}^{k+N_f} \sum_{i''=i-N_t}^{i+N_t} \frac{\Pi_{n_r}^*(k'',i'')}{\hat{d}^{(itr-1)*}(k'',i'')} \right] \\
&= \frac{1}{\beta} E\left[\left|\Pi_{n_r}(k,i)\right|^2\right] = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{2N_0}{N_c T_c}
\end{aligned} \tag{2.41}$$

のように求められる．また， $H_{n_r}(k,i)d(k,i)$  と  $\tilde{H}_{n_r}^{(itr)}(k,i)$  の相関値は

$$\begin{aligned}
&E\left[H_{n_r}(k,i)d(k,i)\tilde{H}_{n_r}^{(itr)*}(k,i)\right] \\
&= \frac{1}{\beta} E\left[d(k,i)H_{n_r}(k,i) \times \sum_{k'=k-N_f}^{k+N_f} \sum_{i'=i-N_t}^{i+N_t} H_{n_r}^*(k',i') \frac{d^*(k',i')}{\hat{d}^{(itr-1)*}(k',i')}\right] \\
&= \frac{1}{\beta} \sum_{k'=k-N_f}^{k+N_f} \sum_{i'=i-N_t}^{i+N_t} \left\{ E\left[\hat{d}^{(itr-1)}(k',i')\right] \times \sum_{l=0}^{L-1} \Omega_l J_0(2\pi f_D T_s i') \exp\left(j2\pi \frac{(k'-k)}{N_c} \tau_l\right) \right\} \\
&= \frac{1}{\beta} \sum_{k'=k-N_f}^{k+N_f} \sum_{i'=i-N_t}^{i+N_t} \left\{ J_0(2\pi f_D T_s i') E\left[\hat{d}^{(itr-1)}(k',i')\right] \times \sum_{l=0}^{L-1} \Omega_l \exp\left(j2\pi \frac{(k'-k)}{N_c} \tau_l\right) \right\} \\
&= \frac{1}{\beta} \sum_{k'=k-N_f}^{k+N_f} \sum_{i'=i-N_t}^{i+N_t} J_0(2\pi f_D T_s i') E\left[\hat{d}^{(itr-1)}(k',i')\right] F^*(k'-k)
\end{aligned} \tag{2.42}$$

となる．雑音  $\Pi_{n_r}(k,i)$  とチャネル推定値に含まれる雑音  $\tilde{\Pi}_{n_r}^{(itr)}(k,i)$  の相関値は

$$\begin{aligned}
E\left[\Pi_{n_r}(k,i)\tilde{\Pi}_{n_r}^{(itr)*}(k,i)\right] &= \frac{1}{\beta} E\left[\Pi_{n_r}(k,i) \left\{ \sum_{k'=k-N_f}^{k+N_f} \sum_{i'=i-N_t}^{i+N_t} \frac{\Pi_{n_r}(k',i')}{\hat{d}^{(itr-1)}(k',i')} \right\}^*\right] \\
&= \frac{1}{\beta} E\left[\Pi_{n_r}(k,i)\Pi_{n_r}^*(k,i)\right] \cdot E\left[\hat{d}^{(itr-1)}(k,i)\right] \\
&= \frac{1}{\beta} \cdot E\left[\hat{d}^{(itr-1)}(k,i)\right] \cdot \frac{2N_0}{N_c T_c}
\end{aligned} \tag{2.43}$$

となる．

## 付録 2.B パイロットチャネル推定適用時の BER 表現式の導出

第  $itr$  繰り返しステージにおいて，式(2.8)で示されているように初期チャネル推定値  $\hat{H}_{n_r}^{(0)}(k)$  を得るためにパイロットチャネル推定が行われる．その場合，式(2.16)における  $U_{n_r}$  と  $V_{n_r}$  は以下のようになる．

$$\begin{cases} U_{n_r} = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} H_{n_r}(k,i)d(k,i) + \Pi_{n_r}(k,i) \\ V_{n_r} = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \tilde{H}_{n_r}^{(0)}(k) + \tilde{\Pi}_{n_r}^{(0)}(k) \end{cases} \tag{2.44}$$

ここで

$$\begin{cases} \tilde{H}_{n_r}^{(0)}(k) = \frac{1}{N_{pilot}} \sum_{i'=0}^{N_{pilot}} H_{n_r}(k, i') \frac{p(k, i')}{p(k, i')} \\ \tilde{\Pi}_{n_r}^{(0)}(k) = \frac{1}{N_{pilot}} \sum_{i'=0}^{N_{pilot}} \frac{\Pi_{n_r}(k, i')}{p(k, i')} \end{cases} \quad (2.45)$$

であるので,  $m_{XX}$ ,  $m_{YY}$ , そして  $m_{XY}$  は以下のように与えられる.

$$\begin{cases} m_{XX} = E\left[|X_{n_r}|^2\right] = \frac{2E_c}{T_c} E\left[|H_{n_r}(k, i) \times d(k, i)|^2\right] + E\left[|\Pi_{n_r}(k, i)|^2\right] \\ m_{YY} = E\left[|Y_{n_r}|^2\right] = \frac{2E_c}{T_c} E\left[|\tilde{H}_{n_r}^{(0)}(k)|^2\right] + E\left[|\tilde{\Pi}_{n_r}^{(0)}(i)|^2\right] \\ m_{XY} = E\left[X_{n_r} Y_{n_r}^*\right] = \frac{2E_c}{T_c} E\left[H_{n_r}(k, i) d(k, i) \times \tilde{H}_{n_r}^{(0)*}(i)\right] + E\left[\Pi_{n_r}(k, i) \times \tilde{\Pi}_{n_r}^{(0)*}(i)\right] \end{cases} \quad (2.46)$$

また, 式(2.24)から  $H_{n_r}(k, i)d(k, i)$  および  $\Pi_{n_r}(k, i)$  の分散は

$$\begin{cases} E\left[|H_{n_r}(k, i) d(k, i)|^2\right] = E\left[|H_{n_r}(k, i)|^2\right] \cdot E\left[|d(k, i)|^2\right] = 1 \\ E\left[|\Pi_{n_r}(k, i)|^2\right] = \frac{2N_0}{N_c T_c} \end{cases} \quad (2.47)$$

となる. また, 初期チャネル推定値  $\tilde{H}_{n_r}^{(0)}(k)$  の分散は

$$\begin{aligned} E\left[|H_{n_r}^{(0)}(k)|^2\right] &= \left(\frac{1}{N_{pilot}}\right)^2 \sum_{i=0}^{N_{pilot}-1} \sum_{i'=0}^{N_{pilot}-1} E\left[H(k, i) H^*(k, i')\right] \\ &= \left(\frac{1}{N_{pilot}}\right)^2 \sum_{i=0}^{N_{pilot}-1} \sum_{i'=0}^{N_{pilot}-1} \sum_{l=0}^{L-1} \Omega_l J_0(2\pi f_D T_s (i-i')) \\ &= \left(\frac{1}{N_{pilot}}\right)^2 \sum_{i=0}^{N_{pilot}-1} \sum_{i'=0}^{N_{pilot}-1} J_0(2\pi f_D T_s (i-i')) \end{aligned} \quad (2.48)$$

となる. また,  $\tilde{\Pi}_{n_r}^{(0)}(k)$  の分散は以下のように求めることができる.

$$\begin{aligned} E\left[|\tilde{\Pi}_{n_r}^{(0)}(k)|^2\right] &= \left(\frac{1}{N_{pilot}}\right)^2 \sum_{i=0}^{N_{pilot}-1} \sum_{i'=0}^{N_{pilot}-1} E\left[\frac{\Pi_{n_r}(k, i)}{p(k, i)} \left\{\frac{\Pi_{n_r}(k, i')}{p(k, i')}\right\}^*\right] \\ &= \left(\frac{1}{N_{pilot}}\right) \cdot \frac{2N_0}{N_c T_c} \end{aligned} \quad (2.49)$$

また, チャネル利得  $H_{n_r}(k, i)d(k, i)$  と初期チャネル推定値  $\tilde{H}_{n_r}^{(0)}(k)$  の相関値は以下ようになる.

$$\begin{aligned}
E\left\{[H_{n_r}(k,i)d(k,i)]\tilde{H}_{n_r}^{(0)*}(k)\right\} &= \frac{1}{N_{pilot}} E\left[d(k,i)H_{n_r}(k,i) \sum_{i'=0}^{N_{pilot}-1} H^*(k,i')\right] \\
&= \frac{1}{N_{pilot}} E[d(k,i)] \sum_{i'=0}^{N_{pilot}-1} \sum_{l=0}^{L-1} \Omega_l J_0(2\pi f_D T_s(i-i')) \\
&= \frac{1}{N_{pilot}} \cdot \frac{1+j}{\sqrt{2}} \cdot \sum_{i'=0}^{N_{pilot}-1} J_0(2\pi f_D T_s(i-i'))
\end{aligned} \tag{2.50}$$

さらに， $\Pi_{n_r}(k,i)$  と  $\tilde{\Pi}_{n_r}^{(0)}(k,i)$  の相関値は

$$\begin{aligned}
E\left[\Pi_{n_r}(k,i)\tilde{\Pi}_{n_r}^{(0)*}(k,i)\right] &= \frac{1}{N_{pilot}} E\left[\Pi_{n_r}(k,i) \left\{ \sum_{i'=0}^{N_{pilot}-1} \frac{\Pi_{n_r}(k,i')}{p(k,i')} \right\}^*\right] \\
&= 0
\end{aligned} \tag{2.51}$$

となる．式(2.47)~式(2.51)を式(2.46)に代入し，式(2.22)および式(2.23)を用いることによって，パイロットチャネル推定を用いた場合の理論 BER を得ることができる．

# 3. CRC 復号結果に基づく繰り返し変形 QRD-M 信号分離法

## あらまし

限られた周波数帯域を用いて高速伝送を行うために MIMO 伝送が必須である。その信号分離法として低演算量ながらも優れた信号分離精度を実現できる QRD-M 信号分離法が注目されている。本章では、演算量を大きく増大させることなく、伝送特性を改善するために巡回冗長検査 (CRC) 符号に基づく変形 QRD-M 信号分離法を提案する。MIMO 多重伝送時には、同時に受信された信号間でも受信品質に違いが生じる。正しく受信されたパケットのみを判定帰還し受信信号から除去することによって、誤って受信されていた信号の検出精度を向上させることができると考えられる。提案法では、送信アンテナ毎に得られる CRC 復号結果および受信 SINR に基づき信号の検出順序を決定するための送信信号ランキングを行う。さらに変形 M-アルゴリズム部では CRC 復号結果とターボ復号の出力に基づき生き残りシンボルレプリカ候補の生成を行うことにより、後段のシンボル検出の検出精度を向上させる。これは逐次干渉キャンセラ(SIC)と等価である。さらに、CRC の復号結果に基づいて繰り返し処理の終了を行うため、演算量の増大を抑えることができる。計算機シミュレーションによる特性評価の結果、平均  $PER=10^{-2}$  を達成するのに必要な平均受信ビットあたりのエネルギー対雑音電力密度比( $E_b/N_0$ )を MLD と比較して約 0.4dB の劣化にとどめていることを示す。

## 3.1 はじめに

次世代移動体通信では、超高速伝送・高品質伝送が必要とされている[3.1]。符号化 OFDM(Coded OFDM)は多数の周波数領域で互いに直交するサブキャリアを用いることにより、周波数利用率を高め、またブロックの先頭部分に GI と呼ばれる冗長度を付加することによりマルチパス環境における特性劣化を回避できることから注目されている[3.2]。また符号化 OFDM では、チャネル符号化と周波数インタリーブを行うことにより周波数ダイバーシチ効果を得ることができるため、優れた伝送特性を実現できる。

一方で、限られた周波数帯域内で伝送速度を大幅に向上させることのできる方法として送受信機に複数のアンテナを実装する MIMO 伝送が注目されている[3.3]-[3.6]。MIMO 伝送では、異なるアンテナから異なる信号を伝送するため、受信機においてそれらの分離および検出を行う必要がある。現在までに様々な信号分離法が提案されているが、その中でも MLD は優れた信号分離特

性を実現できることが知られているが、膨大な演算量が必要となるため実用的でないといった問題がある。そこで近年、QR 分解による受信信号の直交化と M-アルゴリズムによる逐次信号検出を用いる QR 分解 M-アルゴリズム(QRD-M)が低演算量でありながら、MLD とほぼ同程度の検出精度を実現できる信号分離法として注目されている[3.7][3.8]。QRD-M 信号分離法では、高精度なチャンネル推定が必要とされている。筆者らは以前ターボ復号後の判定帰還データシンボルを用いて繰り返しチャンネル推定を行う判定帰還型繰り返しチャンネル推定法を提案した[3.10]。判定帰還型チャンネル推定の推定精度はその判定帰還データシンボルに依存する。したがって、判定帰還型チャンネル推定を用いる場合、その信号分離精度が大きく影響する。

ところで、次世代移動体通信において高速伝送を実現するための技術として MIMO 多重伝送と並んで重要になるのが、パケット伝送である。しかしながら、周波数選択性フェージングチャンネル環境下では、伝送特性が著しく劣化してしまうため、何らかの誤り制御方式が必須である。再送要求(ARQ: Automatic Repeat reQuest)とターボ符号や LDPC(Low Density Parity Check)符号のような誤り訂正符号を組み合わせたハイブリッド自動再送要求(HARQ: Hybrid ARQ)は誤り制御方式として有効であることが知られている。HARQ では、受信パケットが正しく復号されたかどうかを判定するために巡回冗長検査符号(CRC)符号の利用が必須である[3.11]。また、各アンテナで送信レートを可変にする PARC(Per Antenna Rate Control)[3.12]では、送信アンテナ毎に誤り訂正符号化および誤り検出符号化が行われる。これにより受信機においてレイヤー(送信アンテナ)毎に逐次的に信号検出、誤り訂正復号、干渉キャンセラを行う方法が検討されている。各送受信アンテナ間のチャンネルは独立に変動していると考えられるため、信号の受信品質は送信アンテナ毎に異なるため、同時に受信された信号間でも受信品質に違いが生じる。正しく受信されたパケットのみを判定帰還し受信信号から除去することによって、誤って受信されていた信号の検出精度を向上させることができると考えられる。

本章では、演算量の増大を抑えながら MIMO 多重伝送の伝送特性を改善するために CRC 符号に基づく繰り返し変形 QRD-M 信号分離法を提案する。本章における提案法の主要部分は以下の 2 つに分類される。(a)“CRC 復号結果および受信 SINR に基づく送信信号ランキング”と(b)“CRC 復号結果に基づく変形 M-アルゴリズム部”である。提案法においては、変形 M-アルゴリズム内において正しく復号された送信アンテナからの信号のみを受信信号から除去することができるため、残留誤りを含んでいる信号の検出精度を向上させることができると考えられる。文献[3.13]では、CRC 復号結果に基づき、軟判定干渉レプリカ、硬判定干渉レプリカの生成を切り替えて干渉除去を行う逐次干渉キャンセラ(SIC)が提案されている。この方法では、干渉キャンセルを受信信号に対して行っているが、本提案法においては、干渉除去を QR 分解後の直交受信信号に基づく M-アルゴリズム内で行っている。

CRC 復号結果に基づきターボ復号の演算量を低減するための方法が文献[3.14]においても提案されている。提案法では、文献[3.14]の考えも取り入れ CRC 復号結果に基づき繰り返し処理を終了するため、優れた PER 特性を実現しつつも演算量の増大を抑えることができる。

本章では、計算機シミュレーションにより、周波数選択性フェージングチャンネル環境下に

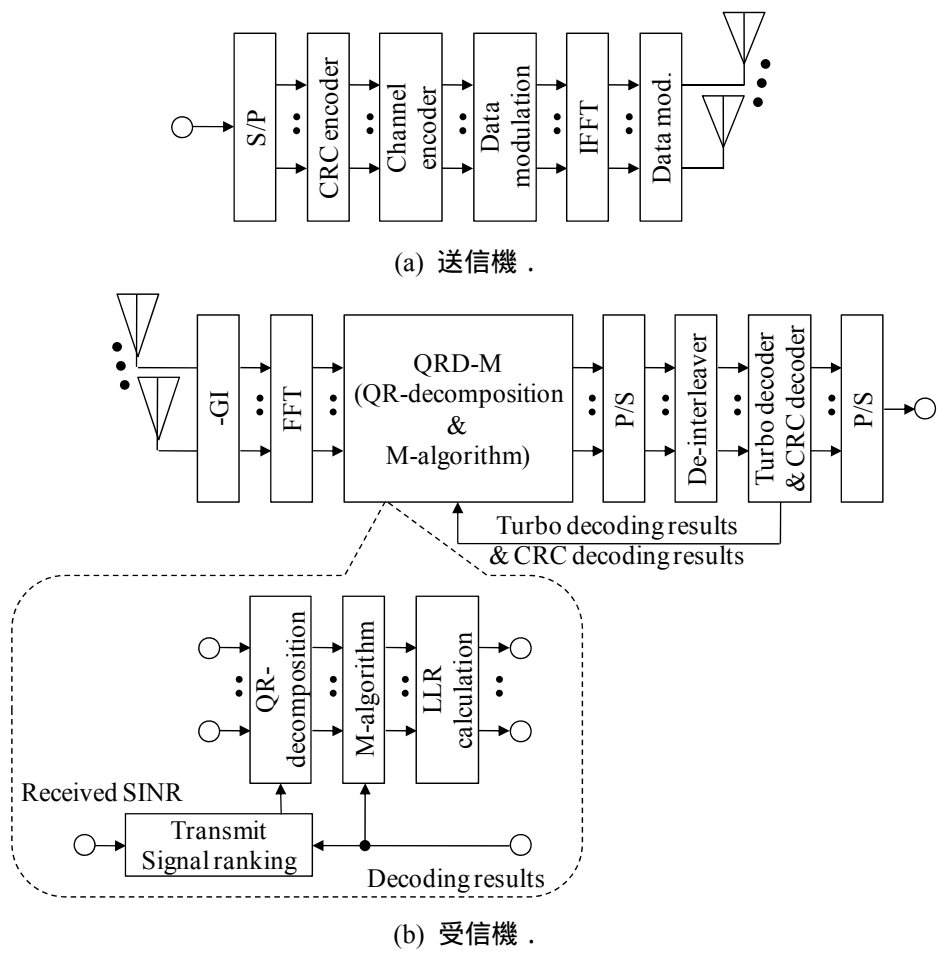


図 3.1 送受信機構成 .

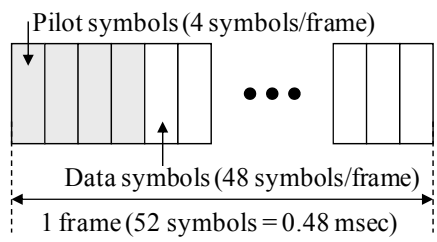


図 3.2 パケットフレーム構成 .

において提案法を用いた場合の平均 PER 特性およびスループット特性を明らかにする .

本章の構成は以下のようにになっている . 第 2 節では , まず送受信機システムモデルを示す . その後 , 第 3 節では , 提案している繰り返し変形 QRD-M 信号分離法の説明を行う . 第 4 節で計算機シミュレーション諸元を示した後に , 第 5 節では , 計算機シミュレーションにより提案法の有効性を評価している . 第 6 節は本章のまとめである .

### 3.2 システムモデル

送受信機構成を図 3.1 に示す . チャネル符号化にはターボ符号を用いた . 送信機ではまず 2

値の送信データ系列を CRC 符号化し，その後ターボ符号化する．符号化ビット系列は QPSK を用いてデータ変調される．図 3.2 に本章で仮定したパケットフレーム構成を示す．パケットフレームには  $N_{pilot}$  個の OFDM パイロットシンボルと  $N_{data}$  個の OFDM データシンボルが時間多重されているものとした．

### 3.2.1 送信信号

第  $n_t$  送信アンテナ ( $n_t = 0 \sim (N_t - 1)$ )， $N_t$  は送信アンテナ本数，から送信される OFDM 信号  $\{x_{n_t}(t); t = 0 \sim (N_c - 1)\}$  は等価低域表現を用いて以下のように表わされる．

$$x_{n_t}(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{k=0}^{N_{sub}-1} s_{n_t}(k, i) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \quad (3.1)$$

ここで  $N_c$  は FFT ポイント数であり，そのうち  $N_{sub} (\leq N_c)$  個のサブキャリアがデータ伝送に用いられるものとした． $E_c$  は FFT サンプルあたりの各サブキャリアで伝送される信号のエネルギー， $T_c$  は FFT サンプル長， $s_{n_t}(k, i)$  は第  $n_t$  送信アンテナから送信される第  $k$  サブキャリア ( $k = 0 \sim (N_{sub} - 1)$ ) で伝送される第  $i$  シンボル ( $i = 0 \sim (N_{frame} - 1)$ ) である． $s_{n_t}(k, i)$  は

$$s_{n_t}(k, i) = \begin{cases} p_{n_t}(k, i) & \text{for } 0 \leq i < N_{pilot} \\ d_{n_t}(k, i) & \text{for } N_{pilot} \leq i < N_{frame} \end{cases} \quad (3.2)$$

と表される．ここで  $\{p_{n_t}(k, i); i = 0 \sim (N_{pilot} - 1)\}$  は各アンテナ間で直交するパイロットシンボル系列， $\{d_{n_t}(k, i); i = N_{pilot} \sim (N_{frame} - 1)\}$  は第  $n_t$  アンテナから伝送される第  $(i - N_{pilot})$  データシンボルである．各 OFDM シンボルの先頭に  $N_g$  ポイントの GI を付加した後に，時間領域の OFDM 信号  $\{x_{n_t}(t \bmod N_c); t = -N_g \sim (N_c - 1)\}$  が送信される．

### 3.2.2 受信信号

周波数選択性フェージングチャネルを伝搬した OFDM 信号は， $N_r$  本の受信アンテナによって受信される．送受信アンテナ間は  $L$  パスの周波数選択性フェージングチャネルを仮定し，各パスは独立なフェージング変動を受けているとした．チャネルのインパルス応答は以下のように表わされる．

$$h_{n_r, n_t}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r, n_t, l} \delta(\tau - \tau_l) \quad (3.3)$$

ここで  $h_{n_r, n_t, l}$  と  $\tau_l$  はそれぞれ，第  $n_t$  送信アンテナと第  $n_r$  受信アンテナ間の第  $l$  パス ( $l = 0 \sim (L - 1)$ ) の複素チャネル利得と遅延時間である．

GI 除去後の第  $n_r$  受信アンテナ ( $n_r = 0 \sim (N_r - 1)$ ) における時間領域の受信信号  $\{y_{n_r}(t); t = 0 \sim (N_c - 1)\}$  は以下のように表わせる．

$$y_{n_r}(t) = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r, n_t, l} x_{n_t}((t - \tau_l) \bmod N_c) + n_{n_r}(t) \quad (3.4)$$

ここで  $n_{n_r}(t)$  は平均 0，分散  $2\sigma^2 = 2N_0/T_c$  の AWGN である ( $N_0$  は AWGN の片側電力スペクトル密度)．

受信された OFDM 信号は  $N_c$  ポイントの FFT により  $N_c$  個の周波数成分へと分解される．第  $n_r$  受信アンテナにおける第  $k$  サブキャリア成分， $Y_{n_r}(k, i)$ ，は以下ようになる．

$$Y_{n_r}(k, i) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} y_{n_r}(t) \exp\left(-j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \quad (3.5)$$

である．式(3.4)を上式に代入することで以下ようになる．

$$Y_{n_r}(k, i) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{p=0}^{N_r-1} H_{n_r, n_t}(k, i) s_{n_t}(k, i) + \Pi_{n_r}(k, i) \quad (3.6)$$

ここで  $H_{n_r, n_t}(k, i)$  と  $\Pi_{n_r}(k, i)$  はそれぞれ第  $n_t$  送信アンテナと第  $n_r$  受信アンテナ間のチャネルインパルス応答と第  $n_r$  受信アンテナにおける雑音成分のフーリエ変換であり，以下のように与えられる．

$$\begin{cases} H_{n_r, n_t}(k, i) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r, n_t, l} \exp\left(-j2\pi \frac{k}{N_c} \tau_l\right) \\ \Pi_{n_r}(k, i) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} n_{n_r}(t) \exp\left(-j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \end{cases} \quad (3.7)$$

$Y_{n_r}(k, i)$  は  $N_r$  本の送信アンテナから送信された信号に対して振幅変動および位相回転が生じたものの足し合わせとなる．

本章で提案している繰り返し変形 QRD-M は複数回の繰り返しステージから構成されている．ここで繰り返しステージを表す  $n_{irr}$  という変数を用いる．初回ステージ( $n_{irr}=0$ )では，パケットフレーム内に時間多重された直交パイロットを用いてチャネル推定を行った後に，送信信号ランキングおよび従来の受信 SINR に基づく QRD-M を用いて送信信号のランキングおよび検出を行う．その後，対数尤度比(LLR: Log Likelihood Ratio)の計算を行い，軟判定ターボ復号および CRC 復号を行う．もし CRC 復号により残留誤りがないと判断されれば繰り返し処理を終了する．一方で，もし残留誤りが検出された場合には，ターボ復号器からの出力系列を判定帰還し，判定帰還型チャネル推定を行う[3.10]．次の繰り返しステージ( $n_{irr}=1$ )では，提案法である受信 SINR と CRC 復号結果に基づく変形 QRD-M 信号分離法により信号検出を行う．この処理を CRC 復号により残留誤りが検出されなくなるまで，もしくは事前に設定した最大繰り返し数に達するまで行う．

### 3.3 変形 QRD-M

提案法では，初回ステージ( $n_{irr}=0$ )で従来の QRD-M 信号分離法により信号検出を行った後で，



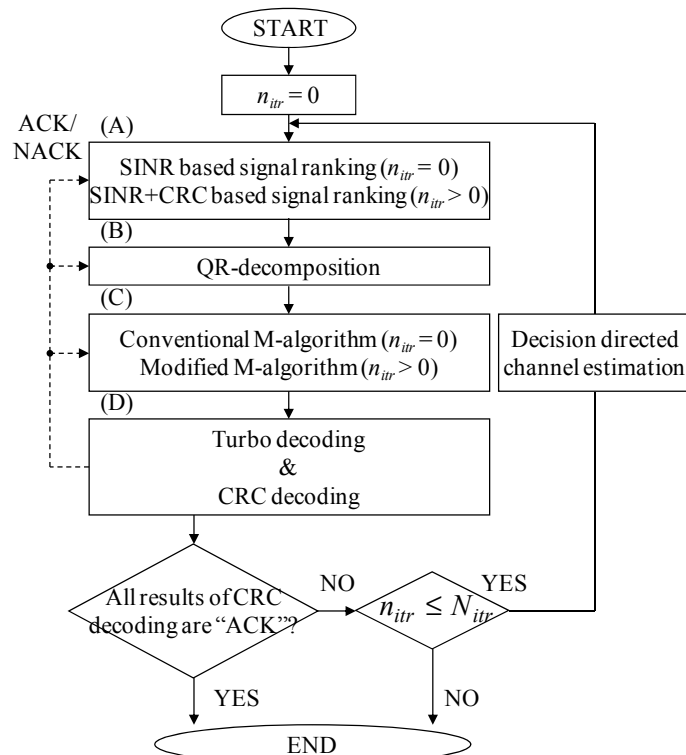


図 3.3 変形 QRD-M のフローチャート .

続くステージ( $n_{itr} > 0$ )において提案する CRC 復号結果に基づく変形 QRD-M 信号分離法により信号検出を行う．提案する変形 QRD-M 信号分離法では，CRC 復号結果を用いて演算量の増大を抑えつつ，信号検出精度を改善する．提案法のフローチャートを図 3.3 に示す．変形 QRD-M 信号分離法は以下のような要素技術から構成されている．

- A) CRC 復号結果および受信 SINR に基づく送信信号ランキング
- B) QR 分解
- C) 変形 M-アルゴリズム
- D) ターボ復号および CRC 復号

繰り返し処理は(A)，(B)，(C)，そして(D)から構成されている．本章では，最大繰り返し数を  $N_{itr}$  と設定している．CRC 復号結果に基づいて，繰り返し処理は最大繰り返し数に達する前でも終了される．更に CRC 復号結果が“ACK”のシンボルに関してはシンボルレプリカ候補を生成してから生き残りシンボルレプリカ候補を選択するのではなく，前段の繰り返し処理のターボ復号器からの出力結果(LLR: Log-Likelihood Ratio)に基づいて生き残りシンボルレプリカ候補を生成する．従来の QRD-M では常に予め設定された数の生き残りシンボルレプリカ候補を生成していた)．これらの処理により，提案法では特性改善を実現しつつ演算量の増大を抑圧できる．

QRD-M 信号分離法では，各送信アンテナから送信された信号のレプリカ候補を M-アルゴリズムの各ステップにおいて選択することになる．従って，前段の繰り返し処理の CRC 復号により得られた情報を事前情報として利用することによって，選択精度を改善することができると考えられる．従来の QRD-M では，受信 SINR にのみ基づいて送信信号ランキングを行っていた．一方で，提案法では受信 SINR のみではなく，繰り返し処理によって得られる CRC 復号結果を

用いることができるため、それらを用いて送信信号ランキングを行う。また、従来の M-アルゴリズムではまずシンボルレプリカ候補を生成してから、2乗ユークリッド距離に基づく尤度計算を行い、生き残りシンボルレプリカ候補を各ステップで選択していた。一方で、提案する変形 M-アルゴリズムでは、CRC 復号結果を用いることができるため、それに基づいて生き残りシンボルレプリカ候補を生成することによって演算量を削減でき、さらに次のステップ以降の信号の検出精度を改善することができる。

### 3.3.1 CRC 復号結果および受信 SINR に基づく送信信号ランキング

M-アルゴリズムの処理過程において、もし正しいシンボルレプリカ候補が候補リストから除外され、誤ったレプリカ候補がリストに残った場合にはその信号の検出精度のみではなく、次ステップ以降の信号検出にも影響を与え（誤り伝搬）、伝送特性の著しい劣化へとつながる。したがって、より影響の大きい始めのほうのステップで検出されるシンボルの検出精度を改善することが重要であることがわかる。さらに、QR 分解では図 3.4 に示すように上三角  $\mathbf{R}$  行列の右側に位置するシンボルに対する対角成分の 2 乗平均値が小さくなるといった性質がある。QRD-M や V-BLAST のように逐次干渉キャンセラや M-アルゴリズムにより信号検出を行う場合、誤り伝搬により信号の検出精度が劣化してしまう。そのため誤り伝搬の起こる確率を最小とする、すなわち誤り率を最小とする最適な送信信号ランキング法は、文献[3.15][3.16]に示されているように M-アルゴリズムの各検出ステップにおいて SNR を最大とする、すなわち上三角行列  $\mathbf{R}$  の対角成分の 2 乗値  $|R_{k,k}|^2$  を最大とするように行うランキングとなる。文献[3.15][3.16]の方法では、QR 分解の各列処理において、列成分の相関値に基づき列成分の入れ替えを行う。一方で、各送信アンテナのチャンネル状態を考慮した瞬時受信 SINR を推定し、受信 SINR の大きな信号から検出を行うようにチャンネル行列の入れ替えを行う簡易なランキング法が提案されている[3.8]。本研究では、CRC 復号結果を送信信号ランキングに取り入れるということを目的としているため、文献[3.8]で提案されている受信 SINR に基づく送信信号ランキングを用いた。繰り返し変形 QRD-M 信号分離法では、受信 SINR に加え CRC 復号後に送信信号に関する付加情報（CRC 復号結果）を用いることができる。図 3.5 は受信 SINR に基づく従来の送信信号ランキングと提案する受信 SINR に加え CRC 復号結果に基づく送信信号ランキングの一例を示す。

提案法においては、QR 分解後の上三角行列が図 3.5 (b) に示されるように 2 つの部分に分けられるように、チャンネル推定行列  $\tilde{\mathbf{H}}(k,i)$  に対して列置換を行う。CRC 復号結果が“ACK”となった信号は受信 SINR に関わらず M-アルゴリズムの始めのほうで検出されるようにチャンネル行列の列置換を行う。図 3.5 に示している例の場合、従来の送信信号ランキングでは、右側（M-アルゴリズムの始めの方のステップ）から最大の受信 SINR を持つ信号  $d_4(k,i)$ 、続いて  $d_1(k,i)$  と  $d_2(k,i)$ 、最後に  $d_3(k,i)$  が検出されるように列置換を行う。一方で、提案法では、まず受信 SINR によらず CRC 復号結果が“ACK”となっている信号  $d_2(k,i)$  と  $d_1(k,i)$  が右側に位置するように、続いて CRC 復号結果が“NACK”となっている信号を受信 SINR の大きな  $d_4(k,i)$  と  $d_3(k,i)$  が検出されるように列置換を行う。

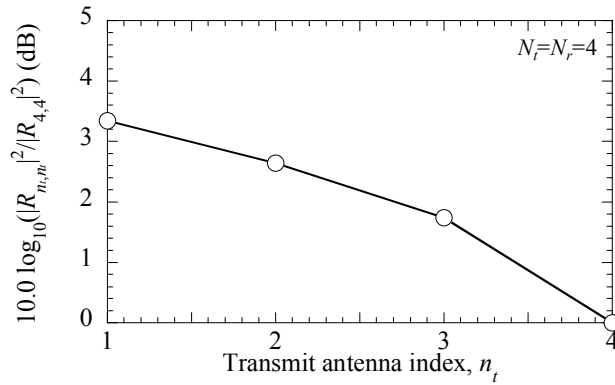


図 3.4 上三角行列  $\mathbf{R}$  の対角成分 .

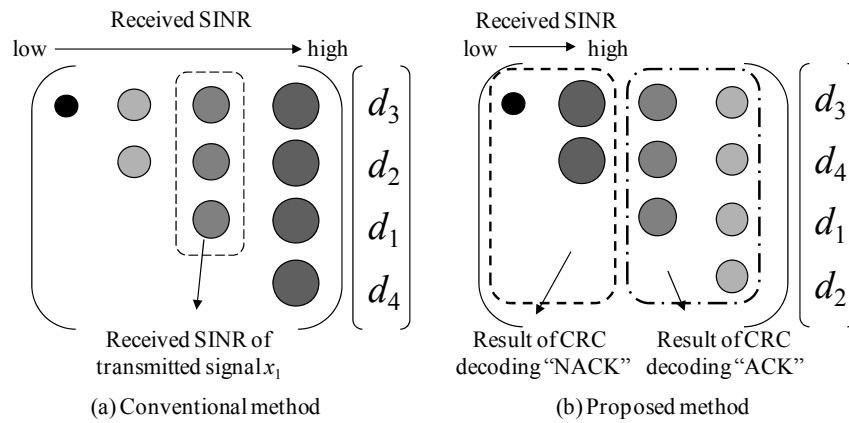


図 3.5 送信アンテナランキング法 .

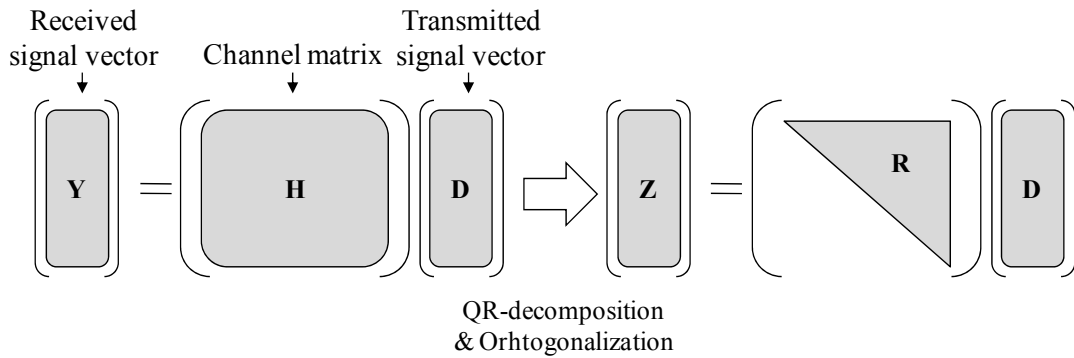


図 3.6 QR 分解の概念図 .

### 3.3.2 QR 分解

QRD-M 信号分離法では、図 3.6 に示すように、送受信機間のチャネル行列に対して QR 分解を行い、送信信号を直交化することにより逐次的な信号検出を可能としている。今後の説明においては、第  $k$  サブキャリアにおいて第  $n_i$  番目にランキングされた送信アンテナを  $rank_k(n_i)$  と表す。送信信号ランキング後の第  $i$ -OFDM シンボルの第  $k$  サブキャリアにおけるチャネル推定行列  $\tilde{\mathbf{H}}(k,i)$  は以下ようになる。

$$\tilde{\mathbf{H}}(k,i) = \begin{bmatrix} \tilde{H}_{0,rank_k(N_t-1)}(k,i) & & \cdots & & \tilde{H}_{0,rank_k(0)}(k,i) \\ \vdots & \ddots & & & \vdots \\ \tilde{H}_{n_r,rank_k(N_t-1)}(k,i) & & \tilde{H}_{n_r,rank_k(n_t)}(k,i) & & \tilde{H}_{n_r,rank_k(0)}(k,i) \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ \tilde{H}_{N_r-1,rank_k(N_t-1)}(k,i) & & \cdots & & \tilde{H}_{N_r-1,rank_k(0)}(k,i) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

列置換後のチャネル推定行列に対して  $N_t$  行  $N_t$  列の上三角行列  $\mathbf{R}(k,i)$  ,  $N_r$  行  $N_t$  列のユニタリ行列  $\mathbf{Q}(k,i)$ を得るために QR 分解を以下のように行う[3.17] .

$$\begin{aligned} & \tilde{\mathbf{H}}(k,i) \\ & = \mathbf{Q}(k,i)\mathbf{R}(k,i) \\ & = \begin{bmatrix} Q_{0,0}(k,i) & & \cdots & & Q_{0,N_t-1}(k,i) \\ \vdots & \ddots & & & \vdots \\ Q_{N_r-1,0}(k,i) & & \cdots & & Q_{N_r-1,N_t-1}(k,i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{0,0}(k,i) & & \cdots & & R_{0,N_t-1}(k,i) \\ & \ddots & & & \\ & & R_{n_t,n_t}(k,i) & & \vdots \\ \mathbf{0} & & & \ddots & \\ & & & & R_{N_t-1,N_t-1}(k,i) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.9)$$

受信信号ベクトル  $\mathbf{Y}(k,i) = [Y_0(k,i) \cdots Y_{n_r}(k,i) \cdots Y_{N_r-1}(k,i)]^T$  に対してユニタリ行列のエルミート転置  $\mathbf{Q}^H(k,i)$  を乗算することによって直交化された受信信号  $\mathbf{Z}(k,i) = [Z_{N_t-1}(k,i) \cdots Z_{n_t}(k,i) \cdots Z_0(k,i)]^T$  を以下のように得る .

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}(k,i) & = \mathbf{Q}^H(k,i)\mathbf{Y}(k,i) \\ & = \mathbf{R}(k,i) \begin{bmatrix} d_{rank_k(N_t-1)}(k,i) \\ d_{rank_k(N_t-2)}(k,i) \\ \vdots \\ d_{rank_k(0)}(k,i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Pi'_0(k,i) \\ \Pi'_1(k,i) \\ \vdots \\ \Pi'_{N_t-1}(k,i) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.10)$$

ここで  $(\cdot)^H$  はエルミート転置操作 ,  $\mathbf{\Pi}'(k,i) = [\Pi'_0(k,i) \cdots \Pi'_{n_t}(k,i) \cdots \Pi'_{N_t-1}(k,i)]^T$  は  $\mathbf{Q}^H(k,i)\mathbf{\Pi}(k,i)$  で与えられる等価雑音ベクトルである .

### 3.3.3 変形 M-algorithm

M-アルゴリズムは送信アンテナ本数分  $N_t$  ステップから構成される . 各ステップにおいて信頼度の低いシンボルレプリカは候補リストから除外される . 変形 M-アルゴリズム部において , “NACK” となっている信号を分離する際には最大の生き残りシンボルレプリカ候補数を固定している . しかしながら , 文献[3.18]では推定した雑音電力量に基づき , M-アルゴリズムのステップ毎に適応的に生き残りシンボルレプリカ候補数を設定する方法が提案されている . また , 文献[3.19]では , 瞬時のチャネル利得やチャネルの統計的性質に基づき各ステップの生き残りシンボルレプリカ候補数を制御する方法が提案されている . この方法は提案法である変形 M-アルゴリズムにも適用可能であるが , 本研究では文献[3.17]において提案されている適応生き残りシンボルレプリカ候補選択法(ASESS: Adaptive SElection of Surviving Symbol replica candidates)を用いた .

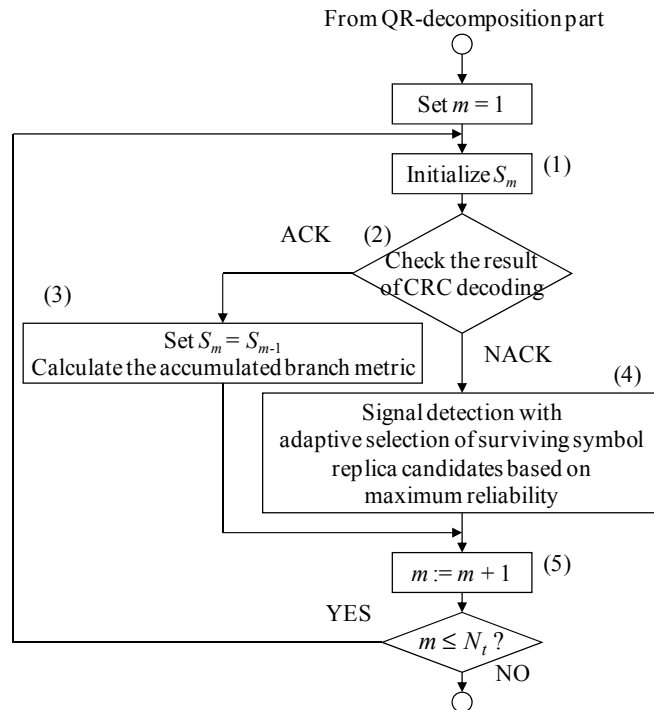
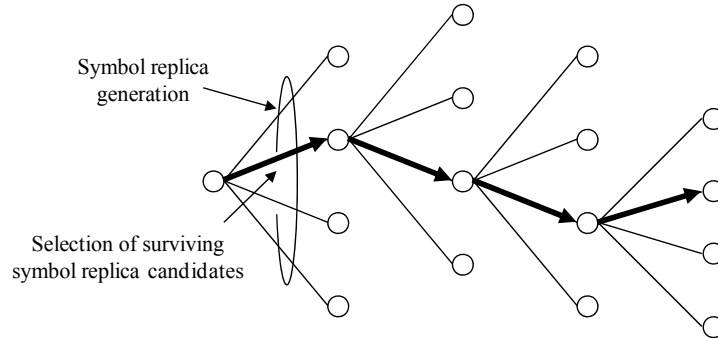
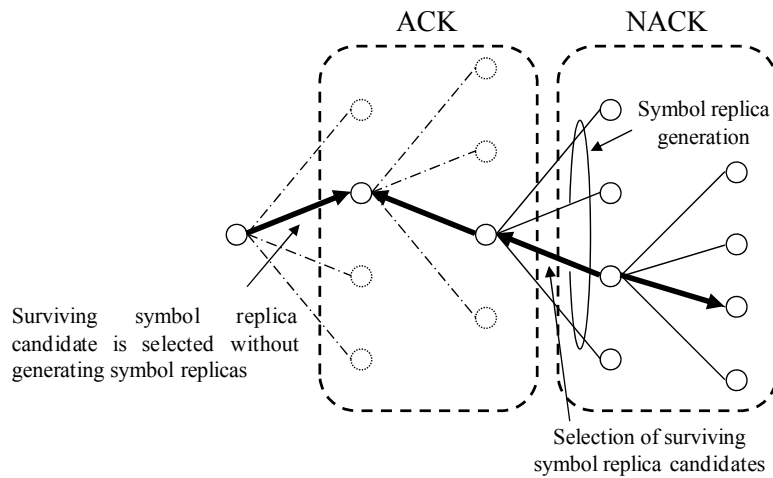


図 3.7 変形 M-アルゴリズムのフローチャート .



(a) Conventional M-algorithm.



(b) Modified M-algorithm

図 3.8 従来の M-アルゴリズムと提案 M-アルゴリズムの動作例 .

ここでは一般性を失うことなく変形 M-アルゴリズムの第  $m$  ステップにおける処理について考える。図 3.7 は変形 M-アルゴリズムのフローチャートを示し、 $S_m$  は第  $m$  ステップ ( $m = 0 \sim (N_t - 1)$ ) における最大生き残りシンボルレプリカ候補数を表している。変形 M-アルゴリズムは以下のように実行される。

1. 第  $m$  ステップにおける生き残りシンボルレプリカ候補数を事前に決定した初期値  $S_m$  に設定する。
2.  $m$  番目にランキングされた送信アンテナのシンボルの CRC 復号結果をチェックする。
3. もしシンボル内の全ビットの CRC 復号結果が “ACK” であった場合、 $S_m$  を  $S_{m-1}$  へと設定する ( $S_0=1$ )。第  $m$  ステップにおける生き残りシンボルレプリカを第  $(n_{itr}-1)$  ステージのターボ復号器からの出力に基づき生成する。生成されたレプリカと、第  $0 \sim (m-1)$  の生き残りシンボルレプリカ除去後の直交化後受信信号との 2 乗ユークリッド距離を計算し、第  $(m-1)$  ステップからの累積ブランチメトリックに加算し、ステップ 5 へと進む。
4. もしシンボル内に 1 ビットでも “NACK” の復号結果を持つビットがあった場合、適応生き残りシンボルレプリカ候補選択法 [3.17] により生き残りシンボルレプリカ候補の選択を行う。この処理は以下の 3 段階に分けて実行される。
  - 4.1 もし  $C \times S_{m-1} < S_m$  ならば、 $S_m$  を  $C \times S_{m-1}$  へと再設定する (ここで  $C$  はコンステレーションサイズであり、QPSK データ変調の場合  $C=4$  である)。
  - 4.2 第  $m$  ステップで第  $(m-1)$  ステップからの生き残りシンボルレプリカ候補に加算されるシンボルレプリカ候補を象限検出 [3.17] によりランキングする。
  - 4.3 候補リスト内の生き残りシンボルレプリカ候補数が  $S_m$  になるまで、第  $m$  ステップにおける生き残りシンボルレプリカ候補を適応的に選択する。
5.  $m$  に 1 を加える。

ここまでの処理、ステップ (1) ~ (5) を  $m=N_t$  になるまで繰り返す。第  $N_t$  ステップにおいて生き残りシンボルレプリカ候補とそれに対応する累積ブランチメトリックを出力する。各ビットに対して LLR を算出した後に、LLR 系列をデ・インタリーブし軟判定ターボ復号器へと入力する。

第 1 および 2 送信アンテナに関する CRC 復号結果が “ACK”、第 3 および 4 送信アンテナに関する CRC 復号結果が “NACK” の場合における変形 M-アルゴリズムと従来の M-アルゴリズムの比較を図 3.8 に示す。簡単のために各ステップにおける生き残りシンボルレプリカ候補数は 1 に設定した。従来の M-アルゴリズムでは、各ステップ ( $m=1 \sim 4$ ) において適応生き残りシンボルレプリカ候補選択を行う。一方で、提案する変形 M-アルゴリズムでは第 1 ステップおよび第 2 ステップでは第  $(n_{itr}-1)$  ステージのターボ復号器から得られた LLR に基づき 1 個だけ生き残りシンボルレプリカ候補を生成する。その後、第 3 および第 4 ステップにおいてのみ適応生き残りシンボルレプリカ候補選択を行う。

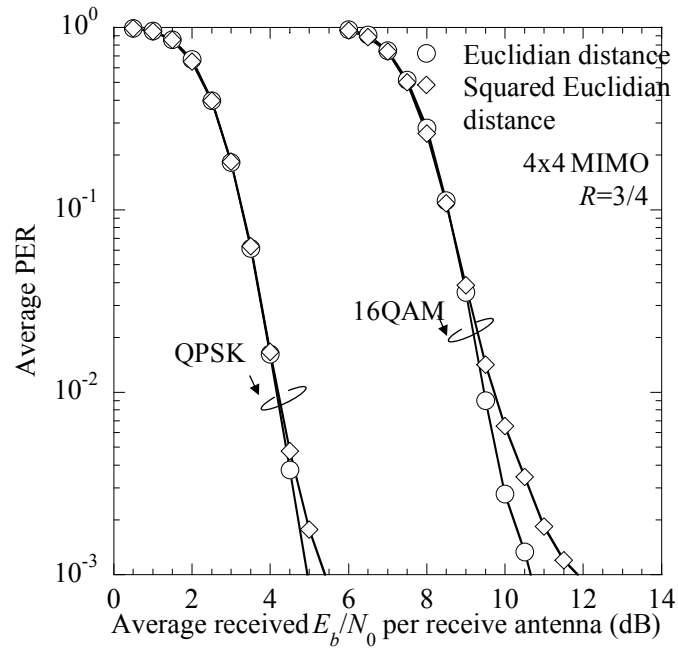


図 3.9 LLR 計算法による特性差 .

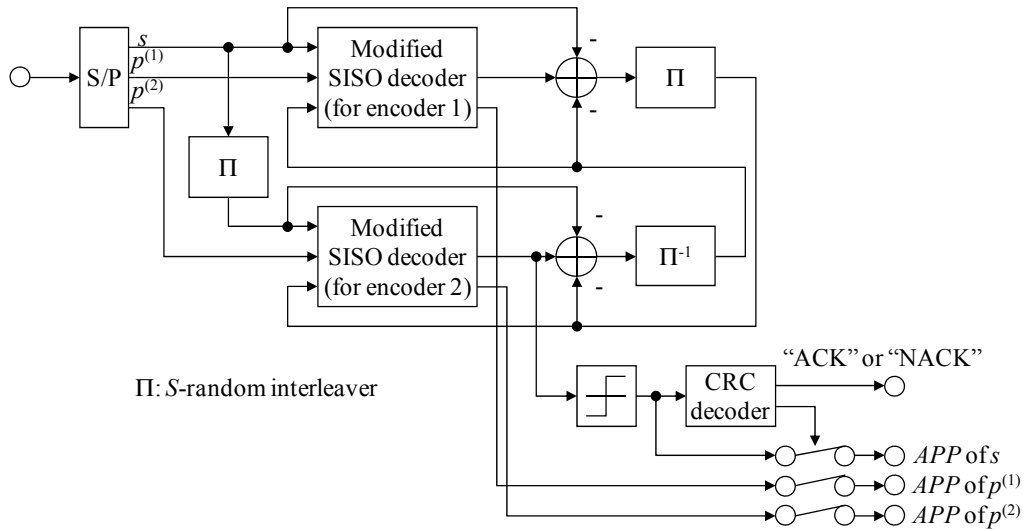


図 3.10 ターボ復号器と CRC 復号器の構成 .

### 3.3.4 ターボ復号および CRC 復号

変形 M-アルゴリズムにおいて得られ、ターボ復号器（最大繰り返し数 8）に入力される LLR は以下のように表わされる .

$$\Lambda_{n_t,b} = \frac{1}{2\sigma_{n_t}^2} \left( \sqrt{e_{\min,n_t,b,-1}} - \sqrt{e_{\min,n_t,b,1}} \right) \quad (3.11)$$

$2\sigma_{n_t}^2$  は推定された干渉 + 雑音電力であり  $e_{\min,n_t,b,s}$  は第  $n_t$  アンテナから送信されたシンボルの第  $b$

ビットがそれぞれ  $s$  (1 or -1) である最小の累積ブランチメトリックである．  $2\sigma_{n_i}^2$  は以下のように求められる[3.18]．

$$2\sigma_{n_i}^2 = \frac{1}{N_r \cdot (N_{sub} - 2)} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{k=1}^{N_{sub}-2} \frac{2N_{pilot}}{3} \cdot \left| \tilde{H}_{n_r, n_i}(k, i) - \frac{(\tilde{H}_{n_r, n_i}(k+1, i) + \tilde{H}_{n_r, n_i}(k-1, i))}{2} \right|^2 \quad (3.12)$$

ここで  $\tilde{H}_{n_r, n_i}(k, i)$  は第  $n_i$  送信アンテナと第  $n_r$  受信アンテナ間の第  $k$  サブキャリアにおけるチャネル利得の推定値である．

MLD 信号分離法では，送信信号レプリカの候補に対して全探索を行うため，各送信アンテナからの送信ビットが 1 であるレプリカと -1 であるレプリカを必ず得ることができる．一方で，QRD-M 信号分離法では，M-アルゴリズムにおいて生き残りシンボルレプリカ候補の削減を行うため，特定のビットが 1 (もしくは -1) であるレプリカを出力として得ることができない可能性がある．そこで本稿では，文献[3.9]で提案されている尤度情報生成法を用いた．図 3.9 に送信アンテナ数 4，受信アンテナ数を 4 とし，誤り訂正符号として符号化率  $R=3/4$  のターボ符号を用いた場合の QRD-M の平均 PER 特性を示す．図から，2 乗ユークリッド距離を LLR 計算に用いた場合，特性が劣化していることがわかる．これは，QRD-M 信号分離法では存在しない尤度情報の生成を行う必要があり，その際に 2 乗ユークリッド距離を用いた場合に実際の尤度情報との差が大きくなるためである．したがって本章では，文献[3.9]で報告されているように，2 乗ユークリッド距離の代わりにユークリッド距離を LLR の生成に用いることとした．

また本研究では情報ビットの LLR のみではなく，パリティビットに関する LLR も出力するために，文献[3.20]と同様の処理を用いた．更にターボ復号の繰り返し処理毎に CRC 復号を行った．もし符号化単位となるターボ符号化ブロック内に残留誤りが検出されなかった場合にはターボ復号の繰り返し処理を終了した．CRC 復号とターボ復号を図 3.10 に示すように組み合わせた．

### 3.4 計算機シミュレーション諸元

表 3.1 に計算機シミュレーション諸元を示す．本章では，帯域幅 101.5MHz[3.21]の  $N_r$ -by- $N_r$ -OFDM MIMO 多重を想定した．

#### 3.4.1 送信機

送信機では，まず 2 値の送信データ系列を  $N_r$  個の並列データ系列へと S/P 変換する．その後で，各系列に対して生成多項式  $G(x)=x^{16}+x^{12}+x^5+1$  の CRC 符号を用いて誤り検出符号化を行い，原符号化率  $R_{org}=1/3$  のターボ符号を用いてチャネル符号化する．ターボ符号化器から得られた符号化率  $R=1/3$  に対してパンクチャリングを行って符号化率  $R=3/4$  もしくは  $8/9$  の符号化率を実現する．本稿では符号化率  $R=3/4(8/9)$  に対してそれぞれ符号長 (誤り検出符号化単位) が約 1500(1200)ビットになるようにした．ターボ符号化器は間に  $S$ -ランダムインタリーブ[3.22]を挟んだそれぞれの生成多項式が  $(13,15)_8$  の 2 つの再帰的組織畳み込み(RSC: Recursive Systematic Convolutional)符号化器によって構成されているものとした．符号化後のデータ系列は



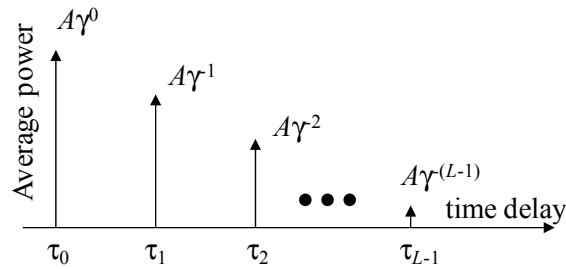


図 3.11 チャンネルモデル .

表 3.1 計算機シミュレーション諸元

送受信アンテナ本数	4-by-4 , 3-by-3 , 2-by-2	
サブキャリア数	$N_{sub}=768$	
FFT ポイント数	$N_c=1024$	
OFDM シンボル長 (有効シンボル長 + GI 長)	9.259 $\mu$ sec (7.259+1.674 $\mu$ sec)	
フレーム構成	52 OFDM シンボル (4 パイロット+48 データ)	
チャンネル符号化/復号法	ターボ符号( $R=3/4, 8/9, K=4$ ) / Max-Log-MAP 復号 (最大繰り返し数 8)	
誤り検出符号	16bit-CRC	
OFDM シンボルタイミング検出	Ideal	
チャンネル推定法	1. 理想チャンネル推定 2. パイロットチャンネル推定 3. パイロットチャンネル推定 + 判定帰還形チャンネル推定[3.10]	
送信信号ランキング	1. 受信 SINR 規範[3.17] 2. 受信 SINR + CRC 復号結果規範	
チャンネル モデル	電力遅延プロファイル	$L$ パス指数減衰レイリーフェージングチャンネルモデル
	減衰指数	$\gamma=1$ dB
	正規化ドップラー周波数	$f_D T_{symbol}=0.0001$
	r.m.s.遅延スプレッド	$\sigma=0.085\sim 0.43\mu$ sec

ビットインタリーブ後に  $N_{sub}=768$  個の並列系列へと S/P 変換され、それぞれ QPSK データ変調される。受信機におけるチャンネル推定のために、パケットフレーム内には図 3.2 に示したように、48 個の OFDM データシンボル毎に 4 個の直交パイロットシンボルを時間多重した。パイロット系列を時間多重した後の系列に対して  $N_c=1024$  ポイントの IFFT を行い、時間領域 OFDM シンボル (=1024-FFT サンプル、シンボル長=7.585 $\mu$ sec) を得る。送受信機間のマルチパスフェージングチャンネルにより生じる IBI を除去するために、各 OFDM シンボルの先頭部分に GI (=226-FFT

サンプル，GI 長=1.674  $\mu\text{sec}$ ) を挿入する．パイロットシンボルの送信電力はデータシンボルの送信電力と同じとした．

### 3.4.2 チャンネル

本章では，図 3.11 に示すような指数減衰電力プロファイルを持つ  $L$  パスの周波数選択性レイリーフェージングチャンネルを仮定した．正規化最大ドップラー周波数  $f_D T_{\text{symbol}} = f_D T_c (N_g + N_c)$  は 0.0001 とした．ここで  $T_c$  は 7.4nsec の FFT サンプル長である．チャンネルの電力遅延プロファイルは以下の式で与えられる．

$$\Omega(\tau) = A \sum_{l=0}^{L-1} \gamma^{-l} \delta(\tau - \tau_l) \quad (3.13)$$

ここで  $\gamma (\geq 1)$  は減衰指数であり  $A = (1 - \gamma^{-1}) / (1 - \gamma^{-L})$  である．r.m.s.遅延スプレッド  $\sigma$  は減衰指数  $\gamma$  を 1dB に固定したまま，パス間隔を変化させることにより約 0.085~0.43  $\mu\text{sec}$  を実現した．

### 3.4.3 受信機

受信機では，OFDM タイミング (FFT ウィンドウ) は理想的に行われるものとした．またチャンネル推定には判定帰還型チャンネル推定[3.10]を用いた．GI 除去後に，時間領域の OFDM 信号を 1024-FFT ポイントの FFT により周波数成分へと分解した．本章では，1024 個のサブキャリアのうち 768 個のサブキャリアのみを信号伝送に用いた．チャンネル復号には最大繰返し数 8 回の Max-Log-MAP 復号を用い，文献[3.20]と同様にして情報ビットのみではなくパリティビットに対しても LLR を出力するようにした．

## 3.5 計算機シミュレーション結果

### 3.5.1 生き残りシンボルレプリカ候補数 $S_m$ の影響

ここではまず，生き残りシンボルレプリカ候補数 ( $S_1, S_2, S_3, S_4$ ) が提案法の平均 PER 特性に与える影響を明らかにする．図 3.12 に生き残りシンボルレプリカ候補数をパラメータとして，平均受信  $E_b/N_0$  に対する提案法の平均 PER 特性を示す．また，比較のために理想チャンネル推定を仮定した MLD を示す．ここで，平均受信  $E_b/N_0 = 0.5 (E_s/N_0) (1 + N_g/N_c) (1 + N_{\text{pilot}}/N_{\text{data}})$  として定義した ( $E_s = N_c E_c$ )．理想チャンネル推定時には  $E_b/N_0 = 0.5 (N_c E_c / N_0) (1 + N_g/N_c)$  とした．また，ターボ符号による符号化損も考慮し，提案法の場合には CRC 符号化ビットの挿入損 0.06dB も考慮した．図からわかるように，提案法を用いた場合でも生き残りシンボルレプリカ候補数を少なくすることによって，M-アルゴリズムにおいて正しいレプリカ候補を選択できない可能性が増大するために平均 PER 特性が劣化していることがわかる．しかしながら，生き残りシンボルレプリカ候補数を増大させることにより平均 PER 特性は改善するものの，それに伴って演算量も増大してしまうため，特性改善と演算量の間にはトレードオフが存在する．生き残りシンボルレプリカ候補数を ( $S_1, S_2, S_3, S_4$ ) = (4, 10, 10, 10) に設定した場合，繰返し数  $n_{\text{iter}} = 4$  のときにほとんど特性劣化が生じていないことがわかる．したがって，本章では提案法適用時の生き残りシンボルレプリカ候補数を

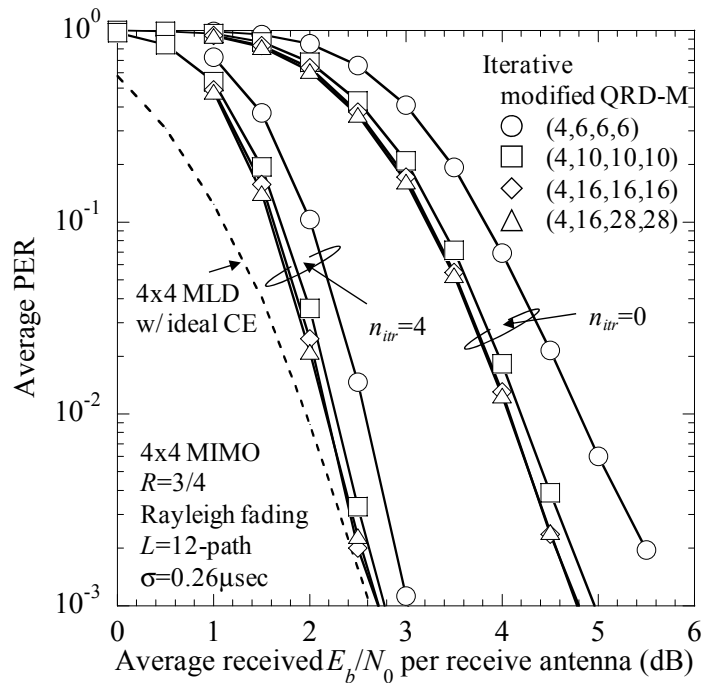


図 3.12 生き残りシンボルレプリカ候補数が平均 PER 特性に与える影響 .

(4,10,10,10)と設定した . 一方 , 従来のパイロットチャネル推定を用いる QRD-M ( 提案法における  $n_{itr}=0$  と等価 ) では , 生き残りシンボルレプリカ候補数を(4,16,16,16)より少なく設定することによって , 特性が劣化していることがわかる . したがって今後のシミュレーションでは , 従来の QRD-M 信号分離法における生き残りシンボルレプリカ候補数を  $(S_1, S_2, S_3, S_4)=(4, 16, 16, 16)$ とした .

### 3.5.2 Modified QRD-M の適用効果

続いて , 提案法の適用効果を図 3.13 に示す . 図には平均受信  $E_b/N_0$  に対する提案法の平均 PER 特性を最大繰り返し数  $N_{itr}$  をパラメータとして示す . また , 比較のために CRC 復号結果を用いない繰り返し判定帰還形チャネル推定のみ適用時の特性[3.10] , 従来のパイロットチャネル推定 ( 周波数領域において隣接サブキャリアにおけるチャネル推定値を(0.6, 1.0, 0.6)で重み付け平均 ) を用いる QRD-M , 理想チャネル推定を仮定した QRD-M を示す . また , パイロットチャネル推定および理想チャネル推定を仮定した MLD の特性も比較のために示している . CRC 復号結果を用いない場合[3.10]では , 各アンテナから送信された信号が正しく復号されたかどうかという事前情報を用いないため , 信号分離は各繰り返しステージにおいて判定帰還形チャネル推定により再推定されたチャネル推定値を用いて従来の QRD-M 信号分離法を用いている . そのため , 繰り返し処理の途中段階で一旦正しく復号されたシンボルが , 最終ステージ  $N_{itr}$  において誤って復号されてしまう可能性が生じる . 一方で , 提案法では , そのような現象が起こらないように CRC 復号結果を用いることができる . 繰り返し処理途中において CRC 復号結果が“ACK”となった信号はそれ以降再検出されることはなく , “NACK”となっている信号のみ検出が行われる . そのため , CRC 復号結果を用いる提案法では , 繰り返し数の増大に伴い従来の繰り返し QRD-M や

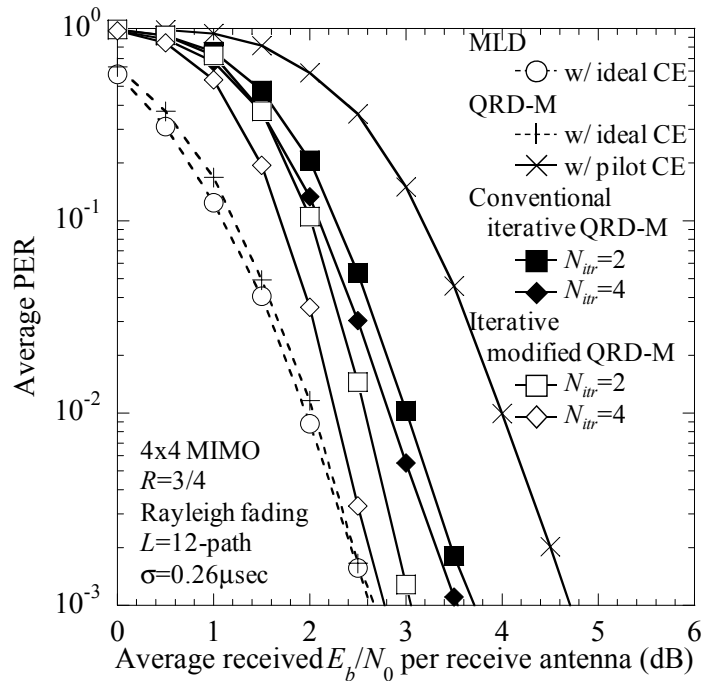


図 3.13 提案法(Iterative Modified QRD-M)の適用効果 .

QRD-M と比較して優れた平均 PER 特性を実現できている . また図 3.13 からわかるように , 平均 PER=10<sup>-2</sup> を達成するのに必要な平均受信  $E_b/N_0$  を提案法を用いることによって , 従来の繰り返し QRD-M と QRD-M から約 0.5dB と 1.7dB 低減できており , その時の理想チャネル推定を仮定した MLD からの劣化量は約 0.4dB である .

### 3.5.3 演算量削減効果

#### 3.5.3.1 平均繰り返し数

提案法では , CRC 復号結果に基づいて最大繰り返し数に達する前に繰り返し処理を終了することができる . もし全送信アンテナから送信された全ターボ符号化ブロックに残留誤りが検出されなかった場合 (“ACK”) には , 繰り返し処理を終了する . 図 3.14 に最大繰り返し数  $N_{itr}$  を 4 に設定した場合の , 提案法の平均繰り返し数の累積分布関数(CDF: Cumulative Distribution Function) を平均受信  $E_b/N_0$  をパラメータとして示す . 図からわかるように平均受信  $E_b/N_0$  の増大に伴い , CDF カーブが左へと移動していることがわかる . すなわち , 平均受信  $E_b/N_0$  の増大に伴い , 繰り返し途中で残留誤りがなくなり繰り返し処理を終了できているということである .

平均受信  $E_b/N_0$  に対する提案法の平均繰り返し数を図 3.15 に示す . 図からわかるように , 平均受信  $E_b/N_0$  の増大に伴い , 平均繰り返し数が減少している . 図 3.13 より , 平均 PER=10<sup>-2</sup> を達成するのに必要な平均受信  $E_b/N_0$  は約 2.3dB であるので , その場合提案法では平均繰り返し数を 2.4 回に低減できていることがわかる .

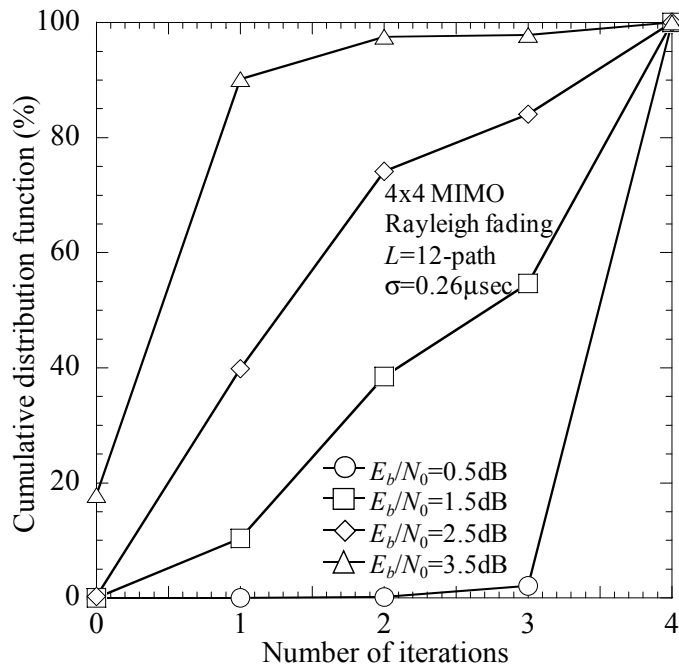


図 3.14 平均繰り返し数の累積分布特性 .

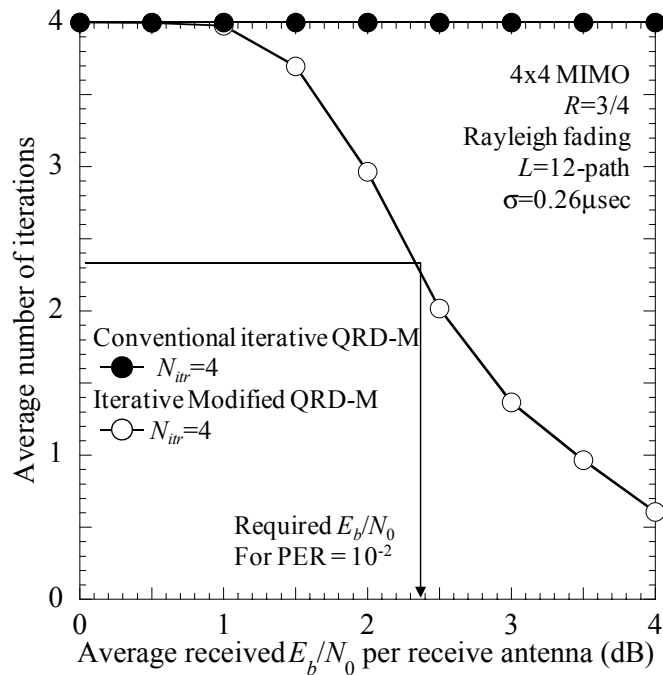


図 3.15 平均繰り返し数 .

### 3.5.3.2 生き残りシンボルレプリカ候補数

図 3.16 は、各繰り返しステージにおける生き残りシンボルレプリカ候補数の平均値を示している。提案法では、 $N_t$  送信アンテナからの送信ブロックのうち 1 つでも“NACK”となる

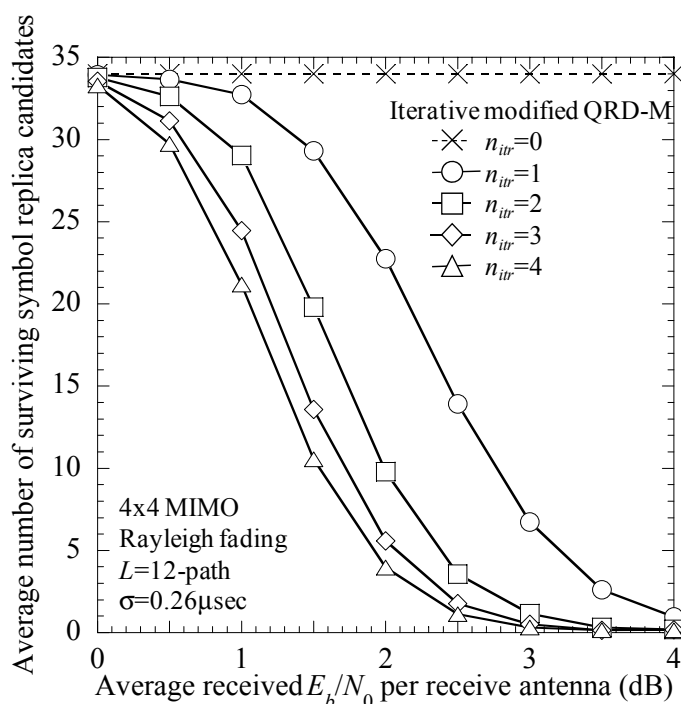


図 3.16 平均生き残りシンボルレプリカ候補数 .

ブロックがあった場合に繰り返し処理による信号検出を行う . 図 3.16 より , 繰り返しステージの増大に伴い , 各ステージにおいて必要となる生き残りシンボルレプリカ候補数が減少していることがわかる . すなわち , レプリカ候補を生成するのに必要な演算量および , 2 乗ユークリッド距離計算に必要な演算量を大幅に低減できていることになる .

### 3.5.4 演算量

平均  $PER=10^{-2}$  を達成するのに必要となる , 提案法の演算量を 1 パケットフレームあたりの乗算回数の観点から評価する . ここでは , 送受信アンテナ本数を  $N_T=N_R=4$  とし , QPSK データ変調 ( $C=4$ ) を用い , 最大繰り返し数は  $N_{itr}=4$  とした . 判定帰還形チャネル推定 (DF-CE: Decision Feedback-Channel Estimation) と , 従来の  $n_{itr}=0$  ステージにおける従来の QRD-M , および  $n_{itr}=0$  における変形 QRD-M において必要となる実数乗算回数を表 3.2 に示す [3.17] . DD-CE において用いられる時間領域および周波数領域 2 次元平均化フィルタの平均化数  $N_{time}$  と  $N_{freq}$  はそれぞれ 4 と 1 とした [3.10] . 提案法では , 第  $n_{itr}=0$  ステージでは従来の QRD-M を , それ以降の繰り返しステージでは変形 QRD-M 法を用いる . 繰り返し変形 QRD-M では , QR-分解をデータシンボル , サブキャリア毎に行うため , QR-分解に必要な演算量は従来の QRD-M の  $N_{sub}$  倍となる . 本章では , それによる演算量の増大を抑えるために ,  $N_t$  アンテナからの信号が “ACK” となっているサブキャリア・データシンボルでは QR-分解を行わないものとした . ここでは  $\beta$  という変数を導入する .  $\beta$  は各繰り返しステージにおける QR-分解の実行回数をその最大数  $N_{data} \times N_{sub}$  で除算したものである . また ,  $\gamma$  を事前に設定した最大の生き残りシンボルレプリカ候補数  $\sum_{m=1}^{N_t} S_m$  に

表 3.2 各繰り返しステージにおける実数乗算回数

DF-CE	$\{2 \cdot 4 \cdot N_t \cdot N_r + \{(2N_{freq} + 1)(2N_{time} + 1) \times 2 + 4\} \cdot \beta + 2 \cdot 2 \cdot \beta\} \cdot N_{sub} \cdot N_{data}$	
QRD-M[3.17] ( $n_{itr} = 0$ )	QR-decomposition	$4 \cdot N_t^3 \cdot N_{sub}$
	$\mathbf{Q}^H$ multiplication	$4 \cdot N_t^2 \cdot N_{sub} \cdot N_{data}$
	Replica generation	$4 \cdot (N_t \cdot (N_t + 1) / 2) \cdot C \cdot N_{sub}$
	Squared Euclidian distance calc.	$2 \cdot \left( \sum_{m=1}^{N_t} S_m \right) \cdot N_{sub} \cdot N_{data}$
Modified QRD-M ( $n_{itr} > 0$ )	QR-decomposition	$4 \cdot N_t^3 \cdot N_{sub} \cdot N_{data} \cdot \beta$
	$\mathbf{Q}^H$ multiplication	$4 \cdot N_t^2 \cdot N_{sub} \cdot N_{data} \cdot \beta$
	Replica generation	$4 \cdot (N_t \cdot (N_t + 1) / 2) \cdot C \cdot N_{sub} \cdot N_{data} \cdot \beta$
	Squared Euclidian distance calc.	$2 \cdot \left( \sum_{m=1}^{N_t} S_m \right) \cdot N_{sub} \cdot N_{data} \cdot \gamma$

表 3.3 平均 PER= $10^{-2}$  における $\beta$ と $\gamma$

	$\beta$	$\gamma$
$n_{itr}=1$	0.898236	0.512291
$n_{itr}=2$	0.360356	0.162763
$n_{itr}=3$	0.202383	0.091758
$n_{itr}=4$	0.13083	0.059913

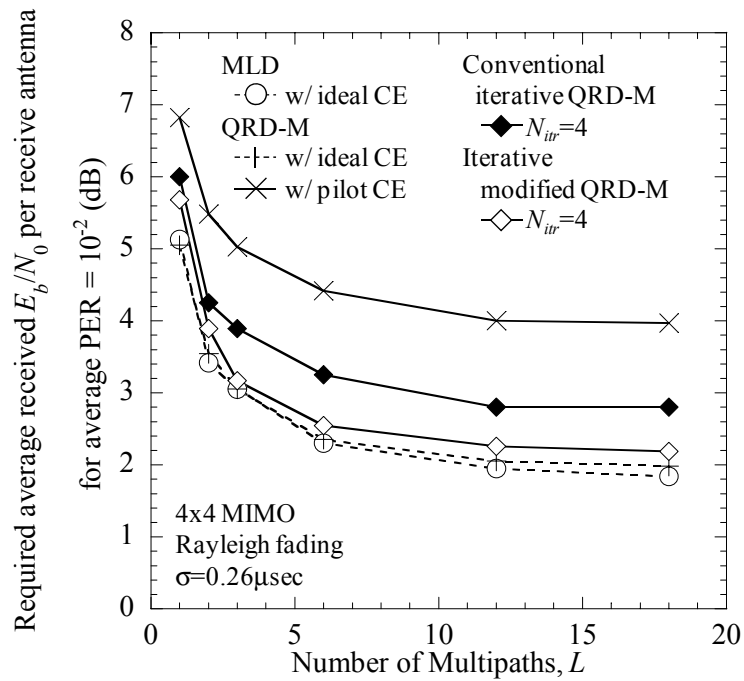
対する各繰り返しステージで生成された生き残りシンボルレプリカ候補数 (図 3.16) の比率とする。 $\beta$ と $\gamma$ は受信  $E_b/N_0$  の増大に伴い減少することから、提案法の演算量は受信  $E_b/N_0$  に依存する。平均 PER= $10^{-2}$  (平均受信  $E_b/N_0=2.3\text{dB}$ ) における $\beta$ と $\gamma$ を表 3.3 に示す。

これらのことから、演算量は提案法の各繰り返しステージにおいて異なることがわかる。したがって、提案法の総演算量は $\beta$ と $\gamma$ を表 3.2 で与えられている式に代入することで得られる各繰り返しステージにおける演算量の和として与えられる。生き残りシンボルレプリカ候補数を ( $S_1=4, S_2=S_3=S_4=10$ ) とした場合の提案法の平均 PER= $10^{-2}$  点における演算量は  $5.8 \times 10^7$  となる。一方で、生き残りシンボルレプリカ候補数を ( $S_1=4, S_2=S_3=S_4=16$ ) とした場合の従来の QRD-M の演算量は  $5.2 \times 10^6$ 、また MLD の演算量は  $7.6 \times 10^7$  である。

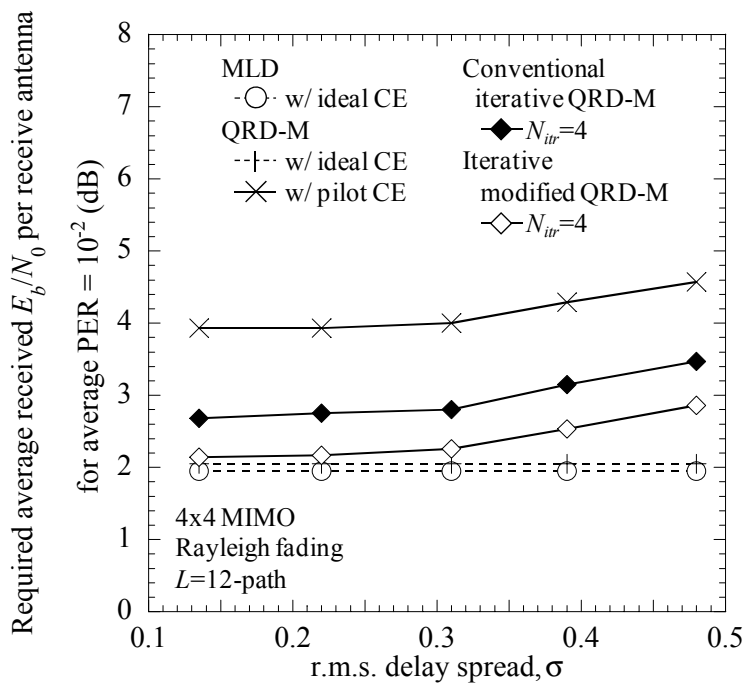
### 3.5.5 チャンネルモデルの影響

#### 3.5.5.1 マルチパス数 $L$ の影響

平均 PER= $10^{-2}$  を達成するのに必要な受信  $E_b/N_0$  をマルチパス数  $L$  をパラメータとして図 3.17 (a) に示す。マルチパス数によらず r.m.s. 遅延スプレッドを  $\sigma=0.26\mu\text{sec}$  とするために、パス間隔を変化させた。図からわかるようにターボ符号および周波数インタリーブにより得られる周波数ダイバーシチ効果によって、マルチパス数  $L$  が増大することによって所要  $E_b/N_0$  が減少している。



(a) マルチパス数  $L$  .



(b) r.m.s.遅延スプレッド  $\sigma$  .

図 3.17 チャンネルモデルの影響 .

しかしながら，理想チャンネル推定を仮定した ML-D からの提案法の特性能劣化量は  $L$  によらず，およそ 0.5dB 以下である .



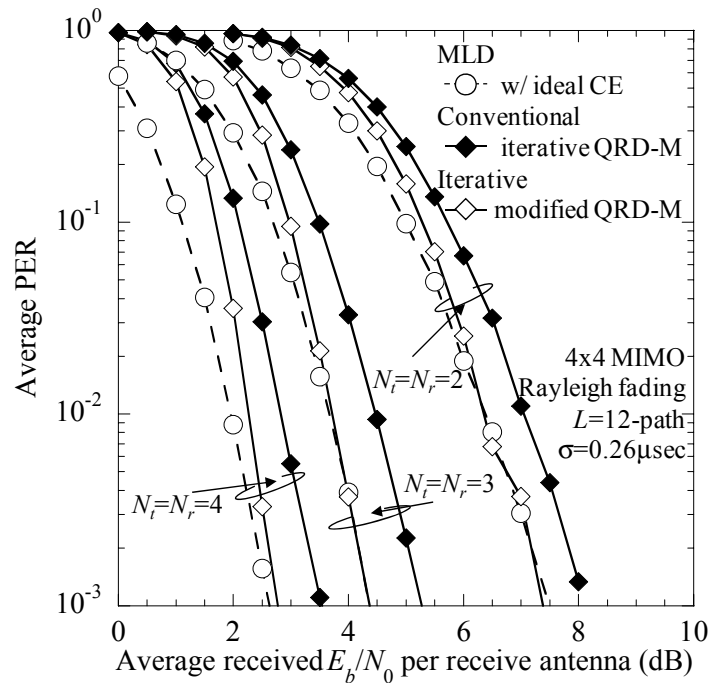


図 3.18 アンテナ本数の影響 .

### 3.5.5.2 r.m.s.遅延スプレッドの影響

r.m.s.遅延スプレッド $\sigma$ に対する平均  $\text{PER}=10^{-2}$  を達成するのに必要な受信  $E_b/N_0$  を図 3.17 (b) に示す . マルチパス数  $L$  は 12 とした . 遅延スプレッドによらず提案法を用いることにより従来の QRD-M と比較して所要  $E_b/N_0$  を低減できていることがわかる . r.m.s.遅延スプレッドが  $\sigma=0.34 \mu\text{sec}$  以上になった場合に , 所要  $E_b/N_0$  が増大していることがわかる . これは , チャネル推定において隣接サブキャリアを用いるフィルタを適用しているため , r.m.s.遅延スプレッドが増大することにより周波数選択性が厳しくなり (コヒーレンス帯域幅が減少) チャネル推定精度が劣化したためである .

### 3.5.6 アンテナ本数の影響

ここでは , 送受信アンテナ数が同数である場合 ( $N_t=N_r$ ) を考える . 図 3.18 に平均受信  $E_b/N_0$  に対する平均 PER 特性をアンテナ本数をパラメータとして示す . 図からわかるようにアンテナ本数の増大に伴い誤り率特性が改善していることがわかる . これは , より大きな空間ダイバーシチ効果が得られたためである . 提案法を用いた場合には , アンテナ本数によらず従来法と比較して優れた誤り率特性を達成できている . さらにアンテナ本数が 2 もしくは 3 の場合には , 提案法を用いることによって理想チャネル推定を仮定した MLD とほぼ同程度の誤り率特性を実現できている . これは以下のようにして説明できる . 提案法においては変形 M-アルゴリズム部において , “ACK” となったシンボルを直交化後の受信信号から完全に除去する干渉キャンセラと考えることができる . それによりこのような優れた誤り率特性が得られていると考えられる .

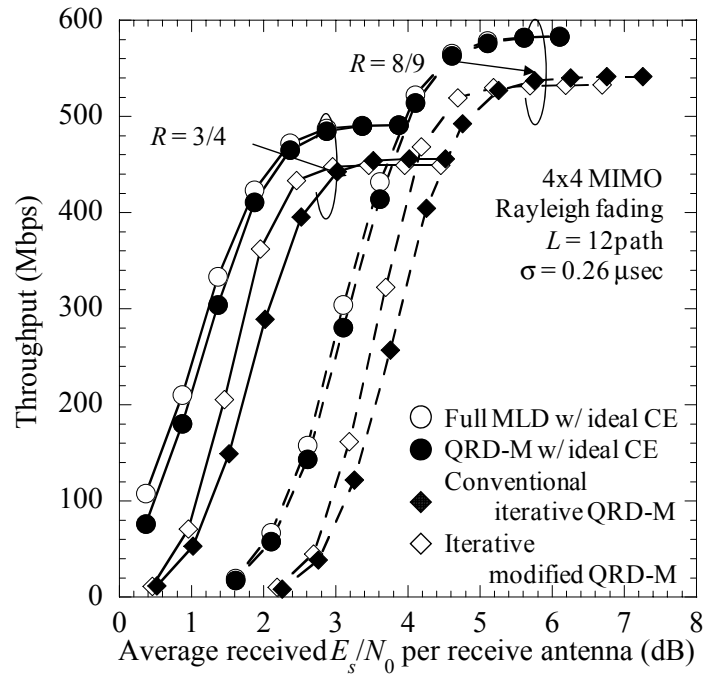


図 3.19 スループット特性 .

### 3.5.7 スループット特性

4-by-4 MIMO 多重伝送時のスループット特性を平均受信  $E_s/N_0$  を横軸として図 3.19 に示す . 本章では , スループット(bit/sec)を以下のように定義した .

$$\eta = \frac{B}{T_{symbol} \times (N_{pilot} + N_{data})} \times \frac{N_{suc}}{N_{trans}} \quad (3.14)$$

ここで  $B$  は 1 パケットフレームあたりの情報ビット数 ,  $N_{suc}$  は正しく受信されたターボ符号化パケット数 ,  $N_{trans}$  は総送信ターボ符号化パケット数である . 理想チャネル推定を仮定した場合のスループットは符号化率  $R=3/4$  および  $8/9$  に対してそれぞれ 490 Mbps および 580Mbps となる . チャネル推定のためにパイロットシンボルをパケットフレームに挿入した場合にはパイロット挿入損約 8%を考慮した . 提案法を用いることによってスループット 400Mbps および 500Mbps を平均受信  $E_s/N_0$  が 2.2dB および 4.5dB で達成できている . このとき理想チャネル推定を仮定した MLD からの所要  $E_s/N_0$  の増加量はおよそ 0.5dB である .

### 3.6 まとめ

MIMO 多重伝送では , 各送信アンテナで可変データレートおよび HARQ を実行するために , 送信アンテナ毎に誤り検出符号化および誤り訂正符号化を行っている . 各送信アンテナの受信品質はアンテナ間のチャネル状態に大きく依存するため , 同一パケットとして送信された信号間でも受信品質に違いが生じる . 正しく受信されたパケットのみを判定帰還し受信信号から除去することによって , 誤って受信されていた信号の検出精度を向上させることができると考えられる .

そこで本章では，OFDM MIMO 多重伝送を対象として繰り返し変形 QRD-M 信号分離法を提案した．提案法では，繰り返し処理内で得られる送信アンテナ毎の誤り検出結果に基づいて QRD-M 信号分離法特有の M-アルゴリズム内において正しく受信された送信アンテナからの信号を除去した．また，除去精度の向上および演算量低減を目的として信号の検出順序を決定する CRC 復号結果と受信 SINR に基づく送信信号ランキングも提案した．周波数選択フェージングチャネル環境下において，計算機シミュレーションにより特性評価を行った結果，最大繰り返し数  $N_{itr}=4$  とした場合に平均  $PER=10^{-2}$  を達成するのに必要な所要平均受信  $E_b/N_0$  を従来法と比較して 1.2dB 低減できることを示した．

### 3.7 参考文献

- [3.1] F. Adachi, "Wireless past and future-evolving mobile communications systems," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E84-A, no.1, pp.55-60, Jan. 2001.
- [3.2] K. Fazel and L. Papke, "On the performance of convolutional coded CDMA/OFDM for mobile communication systems," Proc. IEEE PIMRC'93, pp.468-472, Sept. 1993.
- [3.3] G. J. Foschini and M. Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," Wireless Personal Commun., vol.6, no.3, pp.311-335, Mar. 1998.
- [3.4] D. Gesbert, M. Shafi, D. S. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, "From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems," IEEE J. Select. Areas Commun., vol.21, no.3, pp.281-302, Apr. 2003.
- [3.5] R. D. Murch and K.B. Letaief, "Antenna systems for broadband wireless access," IEEE Commun. Mag., vol.40, no.4, pp.76-83, Apr. 2002.
- [3.6] A. van Zelst, R. van Nee, and G.A. Awater, "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," Proc. IEEE VTC 2000-spring, vol.2, pp.1070-1074, May 2000.
- [3.7] K. J. Kim, J. Yue, R. A. Iltis, and J. D. Gibson, "A QRD-M/Kalman filter-based detection and channel estimation algorithm for MIMO-OFDM systems," IEEE Trans. Wirel. Commun., vol.4, no.2, pp.710-721, Mar. 2005.
- [3.8] H. Kawai, K. Higuchi, N. Maeda, and M. Sawahashi, "Performance of QRM-MLD employing two-dimensional multi-slot and sub-carrier-averaging channel estimation filter using orthogonal pilot channel for OFCDM MIMO multiplexing in multipath fading channel," Proc. Wireless2004, July 2004.
- [3.9] H. Kawai, K. Higuchi, N. Maeda, M. Sawahashi, T. Ito, Y. Kakura, A. Ushirokawa, and H. Seki, "Likelihood function for QRM-MLD suitable for soft-decision Turbo decoding and its performance for OFCDM MIMO multiplexing in multipath fading channel," IEICE Trans. Commun., vol.E88-B, no.1, pp.47-57, Jan. 2005.
- [3.10] K. Adachi, R. Esmailzadeh, and M. Nakagawa, "Iterative QRD-M with QRM-MLD with

- pilot-assisted decision directed channel estimation for OFDM MIMO multiplexing,” *IEICE Trans. Fundamentals*, vol.E89-A, no.7, pp.1892-1902, July 2006.
- [3.11] W. W. Peterson and D. T. Brown, “Cyclic codes for error detection,” *Proc. IRE*, pp.228-236, Jan. 1961.
- [3.12] S. T. Chung, A. Lozano, and H. C. Huang, “Approaching eigenmode BLAST channel capacity using V-BLAST with rate and power feedback,” *Proc. IEEE VTC 2001-fall*, pp.915-919, Oct. 2001.
- [3.13] T. Abe, H. Fujii, H. Suda, and S. Tomisato, “Performance enhancement of SC/S-MMSE Turbo receiver for MIMO-SDM/OFDM transmission,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E88-B, no.5, pp.2110-2119, May 2005.
- [3.14] A. Shibutani, H. Suda, and F. Adachi, “Reducing average number of turbo decoding iteration,” *Electron. Lett.*, vol.35, no.9, pp.701-702, Apr. 1999.
- [3.15] D. Wübben, R. Böhnke, J. Rinas, V. Kühn, and K. D. Kammeyer, “Efficient algorithm for decoding layered space-time codes,” *Electron. Lett.*, vol.37, no.22, pp.1348-1350, Oct. 2001.
- [3.16] X. Jing, Z. Zhou, T. Zhang, “A V-BLAST detector based on Modified Householder QRD over the spatially correlated fading channel,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E91-B, no.11, pp. 3727-3731, Nov. 2008.
- [3.17] K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda, and M. Sawahashi, “Adaptive selection of surviving symbol replica candidates based on maximum reliability in QRM-MLD for OFCDM MIMO multiplexing,” *Proc. IEEE Globecom’04*, vol.4, pp.2480-2486, Nov.-Dec. 2004.
- [3.18] H. Kawai, K. Higuchi, N. Maeda, and M. Sawahashi, “Adaptive control of surviving symbol replica candidates in QRM-MLD for OFDM MIMO multiplexing,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.24, no.6, pp.1130-1140, Jun. 2006.
- [3.19] W. Peng, S. Ma, T. S. Ng, and J. Z. Wang, “Adaptive QRD-M detection with variable number of surviving paths for MIMO systems,” *Proc. IEEE ISCIT’07*, pp.403-408, Oct. 2007.
- [3.20] X. Wang and V. Poor, “Iterative (Turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.47, no.7, pp.1046-1061, Jul. 1999.
- [3.21] Y. Kishiyama, N. Maeda, K. Higuchi, H. Atarashi, and M. Sawahashi, “Transmission performance analysis of VSF-OFCDM broadband packet wireless access based on field experiments in 100-MHz forward link,” *Proc. IEEE VTC 2004-fall*, vol.5, pp.3328-3333, Sept. 2004.
- [3.22] O. F. Acikel and W. E. Ryan, “Punctured turbo codes for BPSK/QPSK channels,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.47, no.9, pp.1315-1323, Sept. 1999.

# 4. MC-CDMA 仮想 MIMO システムおよび繰り返し ICI キャンセラ

## あらまし

第2章・第3章では、無線アクセス方式として OFDM を用いてきた。第1章でもふれたように、OFDM と同じマルチキャリア伝送の一種である MC-CDMA は、マルチパス干渉によるシンボル間干渉を避けることができることと、周波数領域拡散と周波数領域等化(FDE)を用いることで周波数ダイバーシチ効果を得ることができることから次世代無線通信システムの有力な伝送方式の一つである。また一方で、マルチアンテナ伝送(MIMO)は、信号帯域幅を拡大することなく伝送速度を向上させることができる。無線伝送では、遅延時間の異なる伝搬パスを経由して受信される信号成分が異なるマルチパスを伝搬し合成されて受信される。これは周波数領域において送信信号が各パスの有する遅延時間に基づく位相回転を受けた状態で受信されることと等価である。そこで本章では、周波数領域において各パスの遅延時間に基づく逆位相回転を乗算することによってパス間干渉(IPI)なしに各パスを伝搬してきた信号を分離し、それらを仮想的な受信アンテナとして用いる仮想 MIMO システムを提案する。提案法では、受信アンテナ本数をマルチパス数倍にできるため、受信アンテナ本数が送信アンテナ本数よりも少ない環境においても、MIMO 多重伝送路を構築することが可能である。また、MC-CDMA では伝送速度の向上にコード多重が必須となる。その場合、周波数選択性チャネル環境下では、直交符号間の直交性の崩れに起因するコード間干渉(ICI)により伝送特性が大きく劣化してしまう。そこで、本章では提案仮想 MIMO システムに対して繰り返し ICI キャンセラを提案し、その適用効果も明らかにする。

## 4.1 はじめに

マルチメディア通信の急激な普及に伴い、次世代移動体通信では超高速伝送が求められている[4.1]。超高速伝送時のチャネルは、異なる遅延時間を有する伝搬路パスから構成される周波数選択性チャネルとなるため、従来のシングルキャリア(SC: Single-Carrier)伝送ではシンボル間干渉(ISI: Inter-Symbol Interference)により伝送特性が大きく劣化してしまう。周波数領域等化(FDE)を適用すればシングルキャリア伝送や DS-SS-CDMA の伝送特性を大幅に改善できる[4.2][4.3]。

周波数選択性フェージングチャネルに対する対策としては、OFDM や MC-CDMA[4.4]のようなマルチキャリア(MC)伝送が挙げられる。マルチキャリア伝送では、各ブロックの先頭部分の GI に CP を挿入することによって、IFFT/FFT を用いることで多数の周波数非選択性チャネルを

用いた信号伝送を行うことができるため、ISI問題を避けることができる。また直交チャネルを用いているため周波数利用効率に優れている。

しかしながら、マルチキャリアシステムのみでは、限られた周波数帯域での高速伝送は不可能である。そこでマルチキャリアシステムとマルチアンテナ(MIMO)伝送との組み合わせが必須であると考えられる[4.5][4.6]。MIMO伝送では、送信機に複数のアンテナを実装し、各アンテナから異なる信号を送信することによって周波数帯域を広げることなく伝送速度を向上させることができる[4.7][4.8]。

もし受信機において、各パスを伝搬してきた信号を分離することができれば、受信アンテナ本数を仮想的にマルチパス数倍にすることができると考えられる[4.9]。文献[4.10]と[4.11]では、シングルアンテナ伝送およびMIMO多重伝送のDS-SS伝送を対象として、誤り訂正復号後の送信信号を判定帰還することでマルチパス干渉(MPI:MultiPath Interference)レプリカを受信信号から除去する方法が提案されている。

本章では、各パスを伝搬した信号が異なる遅延時間を有して受信機に到達するということに注目し、MC-SS伝送を対象として周波数領域において各パスの遅延時間に合わせた逆位相回転を与えることによってパス間干渉(IPI)を除去することによって信号分離を行う方法を提案する。それにより、マルチパス数  $L$ 、 $N_t$ 本の送信アンテナ、 $N_r$ 本の受信アンテナを持つMIMOシステムでは、 $N_r$ -by- $(N_r \times L)$ の仮想MIMOチャネルを構築することができる。その後、MIMO信号分離法を適用することによって各アンテナからの送信信号の検出を行う。MIMO信号分離法としては、MLD[4.12]やQRD-M[4.13]、MMSE規範フィルタ[4.14]の適用が考えられるが、本章では簡単のためにMLDを用いる。また、MC-SSの伝送特性はコード多重伝送時に周波数領域等化後の残留コード間干渉(ICI)の影響で大きく劣化してしまうことが報告されている[4.3]。そこで本研究では、提案法を用いるMC-SS伝送時に残留ICIを除去し、伝送特性を改善する方法も検討している。

本章の構成は以下のようにになっている。第2節では、システムモデルを示す。第3節で提案信号分離法の詳細を示す。第4節では、提案法をもちいるシステムにおける残留ICIキャンセラを示す。第5節で、マッチドフィルタバウンドについて述べた後に、計算機シミュレーション結果を第6節で示す。第7節は本章のまとめである。

## 4.2 送受信システムモデル

図4.1に送信アンテナ数  $N_t$ 、受信アンテナ数  $N_r$ の送受信機構成を示す。本研究では、FFTサンプル間隔の離散時間表現を用いる。第  $u$  拡散符号  $\{c_u(q); q = 0 \sim (SF-1)\}$  で拡散されるデータシンボルを  $\{d_{n,u}(n); n = 0 \sim (\lfloor N_c/SF \rfloor - 1)\}$  と表す。ここで、 $\lfloor x \rfloor$  は  $x$  より小さいか等しい最大の整数である。拡散されたシンボルの第  $q$  サブキャリア成分は以下のように表わすことができる。

$$S_{n,u}(q) = \sqrt{\frac{2E_c}{SF \cdot T_c}} d_{n,u} \left( \left\lfloor \frac{q}{SF} \right\rfloor \right) c_u(q \bmod SF) \quad (4.1)$$

ここで  $E_c$  は FFT サンプルあたりの信号エネルギー、 $T_c$  は FFT サンプル長である。

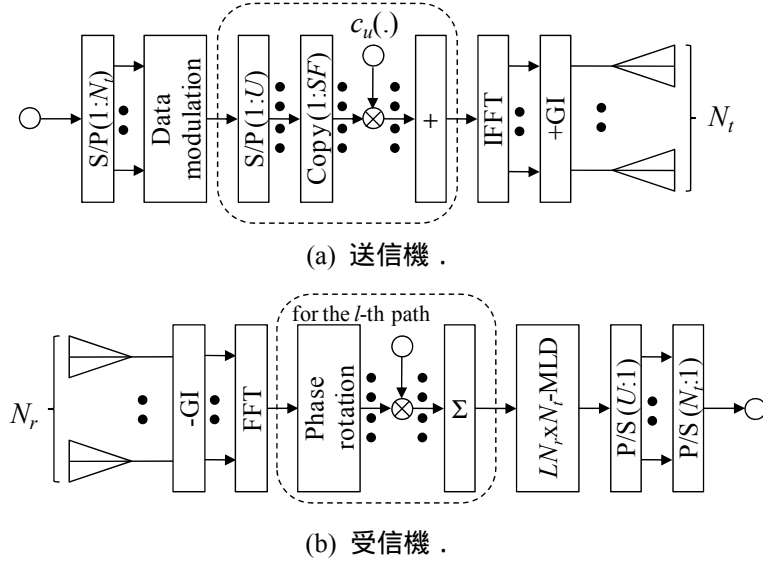


図 4.1 送受信機構成 .

コード多重後に  $N_c$  ポイントの IFFT により時間領域の MC-CDMA 信号を生成する .

$$x_{n_t}(t) = \sum_{q=0}^{N_c-1} \tilde{S}_{n_t}(q) \exp\left(j2\pi \frac{t}{N_c} q\right) \quad (4.2)$$

ここで、 $\tilde{S}_{n_t}(q)$  はコード多重後の第  $q$  サブキャリア成分であり、以下の式で与えられる .

$$\tilde{S}_{n_t}(q) = \sum_{u=0}^{U-1} S_{n_t,u}(q) \quad (4.3)$$

$N_g$  ポイントの CP を GI 部分に挿入した後に MC-CDMA 信号  $\{s_{n_t}(t \bmod N_c); t = -N_g \sim (N_c - 1)\}$  が送信される .

各送受信アンテナ間は  $L$  パスの周波数選択性フェージングチャネルであるとし、各パスは独立なフェージング変動を受けているものとした . 第  $n_t$  送信アンテナ第  $n_r$  受信アンテナ間のチャネルのインパルス応答は以下のように表わせる .

$$h_{n_r,n_t}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r,n_t,l} \delta(t - \tau_l) \quad (4.4)$$

ここで  $h_{n_r,n_t,l}$  と  $\tau_l$  はそれぞれ、第  $l$  パスの複素チャネル利得および遅延時間である

$$\left(E \left[ \sum_{l=0}^{L-1} |h_{n_r,n_t,l}|^2 \right]\right) = 1, \quad E[\cdot] \text{ は期待値平均操作, } \delta(\cdot) \text{ はデルタ関数を表す.}$$

GI 除去後の第  $n_r$  受信アンテナにおける受信信号  $\{y_{n_r}(t) : t = 0 \sim (N_c - 1)\}$  は以下のように表わせる .

$$y_{n_r}(t) = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r,n_t,l} x_{n_t}((t - \tau_l) \bmod N_c) + n_{n_r}(t) \quad (4.5)$$

ここで  $n_{n_r}(t)$  は AWGN であり、その分散は  $2\sigma^2 = 2N_0/T_c$  で与えられる ( $N_0$  は AWGN の片側電力ス

ベクトル密度である)。

受信信号  $\{r_{n_r}(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$  は  $N_c$  ポイントの FFT により周波数領域信号  $\{R_{n_r}(q); q=0 \sim (N_c-1)\}$  に変換される。

$$Y_{n_r}(q) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} y_{n_r}(t) \exp\left(-j2\pi \frac{q}{N_c} t\right) \quad (4.6)$$

上式に式(4.5)を代入することで、 $Y_{n_r}(q)$  は以下ようになる。

$$Y_{n_r}(q) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} H_{n_r, n_r}(q) \tilde{S}_{n_r}(q) + \Pi_{n_r}(q) \quad (4.7)$$

ここで  $H_{n_r, n_r}(q)$  と  $\Pi_{n_r}(q)$  はそれぞれチャネルのインパルス応答と雑音のフーリエ変換であり以下のように与えられる。

$$\begin{cases} H_{n_r, n_r}(q) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r, n_r, l} \exp\left(-j2\pi \frac{q}{N_c} \tau_l\right) \\ \Pi_{n_r}(q) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} n_{n_r}(t) \exp\left(-j2\pi \frac{q}{N_c} t\right) \end{cases} \quad (4.8)$$

### 4.3 提案信号分離法

提案法は主に2つの部分から構成されている。各パスの分離を行う部分と、信号検出部である。提案法概念図を図4.2に示す。ここでは簡単のために、送受信アンテナ本数を  $N_T=N_R=1$ 、パス数を  $L=2$ 、各パスの電力が1の場合を考える。各パス固有の遅延時間を受けて受信された信号は、以下の式のように表すことができる(簡単のため雑音成分を無視する)。

$$y_0(t) = h_{0,0,0} x_0((t-\tau_0) \bmod N_c) + h_{0,0,1} x_0((t-\tau_1) \bmod N_c) \quad (4.9)$$

この受信信号に対して、FFT処理を行うと以下のような受信信号を得ることになる。

$$Y_0(q) = \tilde{S}_0(q) \cdot \left( \exp\left(-j2\pi \frac{q}{N_c} \tau_0\right) + \exp\left(-j2\pi \frac{q}{N_c} \tau_1\right) \right) \quad (4.10)$$

これはすなわち、周波数領域で受信信号を見ると、送信信号に各パス固有の位相回転が乗算され足しあわされた形となる。ここで、図4.2に示すように第  $l=0$  パス固有の遅延時間に基づく逆位相回転  $\exp(j2\pi q \tau_0 / N_c)$  を乗算すると、第  $l=0$  パスの位相回転量は打ち消され、第  $l=1$  パスの位相回転量は  $\exp(-j2\pi q(\tau_1 - \tau_0) / N_c)$  となる。

ここで、以下の式のように表される周波数領域逆拡散を考える。

$$\tilde{y}_{0,l} = \frac{1}{N_c} \sum_{q=0}^{N_c-1} Y_0(q) c^*(q) \quad (4.11)$$

式(4.10)と式(4.11)より、以下を得る。



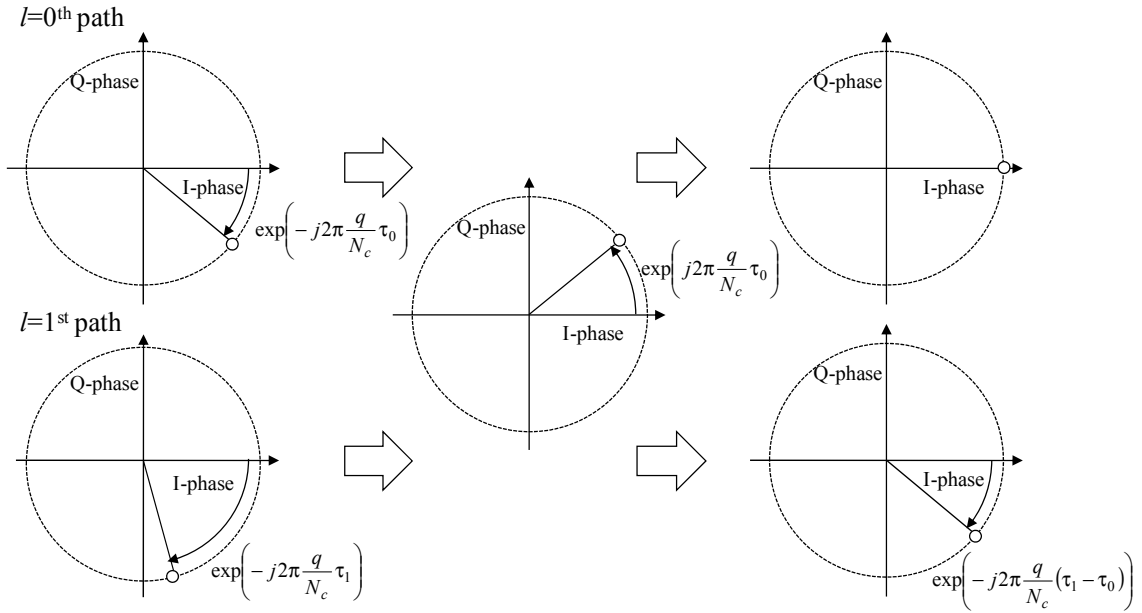


図 4.2 提案法の概念図 .

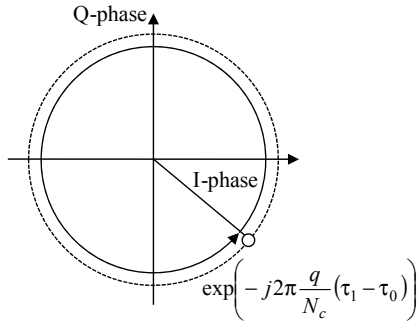


図 4.3 逆拡散処理 .

$$\tilde{y}_{0,l} = S_0 \cdot \left( 1 + \frac{1}{N_c} \sum_{q=0}^{N_c-1} \exp\left(-j2\pi \frac{q}{N_c} (\tau_1 - \tau_0)\right) \right) \quad (4.12)$$

上式の第 2 項は図 4.3 に示すように第  $l=1$  パスと第  $l=0$  パスの遅延時間差から求まる位相回転量の足し合わせとなり，式(4.19)に示すような関係 $(\tau_1 - \tau_0) < N_c$ を満たす限り 0 となる .

#### 4.3.1 パス分離

一般性を失わずに第  $l$  パスの検出を考える . 式(4.7)は以下のように書き換えることができる .

$$Y_{n_r}(q) = \sum_{n_t=0}^{N_r-1} \left( \tilde{S}_{n_t}(q) \sum_{l'=0}^{L-1} h_{n_r, n_t, l'} \exp\left(-j2\pi \frac{q}{N_c} \tau_{l'}\right) \right) + \Pi_{n_r}(q) \quad (4.13)$$

受信信号に第  $l$  パスの伝搬遅延により生じた位相回転の逆回転を以下のように与える .

$$\tilde{Y}_{n_r,l}(q) = Y_{n_r}(q) \exp\left(j2\pi \frac{q}{N_c} \tau_{l'}\right) \quad (4.14)$$

式(4.14)に式(4.13)を代入することで以下のようになる .

$$\tilde{Y}_{n_r,l}(q) = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \left( \tilde{S}_{n_t}(q) \sum_{l'=0}^{L-1} h_{n_r,n_t,l'} \exp\left(-j2\pi \frac{q}{N_c} (\tau_{l'} - \tau_l)\right) \right) + \Pi_{n_r}(q) \exp\left(j2\pi \frac{q}{N_c} \tau_{l'}\right) \quad (4.15)$$

その後周波数領域逆拡散を以下のように行う .

$$\tilde{y}_{u,n_r,l}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{q=0}^{SF-1} \tilde{Y}_{n_r,l}(q) c_u^*(q) \quad (4.16)$$

式(4.15)と式(4.16)より逆拡散出力は以下のようになる .

$$\tilde{y}_{u,n_r,l}(n) = \sqrt{\frac{2E_c}{SF \cdot T_c}} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} h_{n_r,n_t,l} d_{n_t,u}(n) + \mu_{IPI,u,n_r,l}(n) + \mu_{ICI,u,n_r,l}(n) + \mu_{noise,u,n_r,l}(n) \quad (4.17)$$

第 1 項は希望信号成分および他アンテナからの干渉 , 第 2 項が IPI , 第 3 項が ICI , 第 4 項が雑音を表しており , 以下の式で与えられる .

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_{IPI,u,n_r,l}(n) = \sqrt{\frac{2E_c}{SF \cdot T_c}} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} d_{n_t,u}(n) \sum_{\substack{l'=0 \\ \neq l}}^{L-1} h_{n_r,n_t,l'} \frac{1}{SF} \sum_{q=0}^{SF-1} \exp\left(-j2\pi \frac{q}{N_c} (\tau_{l'} - \tau_l)\right) \\ \mu_{ICI,u,n_r,l}(n) = \sqrt{\frac{2E_c}{SF \cdot T_c}} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{\substack{u'=0 \\ \neq u}}^{U-1} \left( d_{n_t,u'}(n) \sum_{l'=0}^{L-1} h_{n_r,n_t,l'} \left( \frac{1}{SF} \sum_{q=0}^{SF-1} c_{u'}(q) c_u^*(q) \exp\left(-j2\pi \frac{q}{N_c} (\tau_{l'} - \tau_l)\right) \right) \right) \\ \mu_{noise,u,n_r,l}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{q=0}^{SF-1} \Pi_{n_r}(q) \exp\left(j2\pi \frac{q}{N_c} \tau_l\right) c_u^*(q) \end{array} \right. \quad (4.18)$$

ここでは , 簡単のために最大拡散( $SF=N_c$ )を仮定する ( 付録 4.A に拡散率  $SF$  がサブキャリア数  $N_c$  より小さい場合の説明を示している ) .

各パス間の遅延時間と拡散率( $SF=N_c$ )の間に

$$\max_{l,l'=0 \sim L-1} \left| \frac{\tau_{l'} - \tau_l}{N_c} \right| < 1 \quad (4.19)$$

の関係が満たされる場合 ( 最大遅延時間差  $\Delta\tau_{\max} \leq N_g \leq N_c$  であるから , この関係は常に成立する ) ,

以下のような関係式を得ることができる .

$$\frac{1}{N_c} \sum_{q=0}^{N_c-1} \exp\left(-j2\pi \frac{q}{N_c} (\tau_{l'} - \tau_l)\right) = \begin{cases} 1 & \tau_{l'} = \tau_l \\ 0 & \tau_{l'} \neq \tau_l \end{cases} \quad (4.20)$$

すなわち  $\tau_l$  と異なる遅延時間を有するパスは逆拡散の過程で抑圧できることになり , 式(4.17)の  $\mu_{IPI,u,n_r,l}$  は 0 となる . つまり , 第  $l$  パス検出の際に , 他パスからの干渉を除去できることになる .

したがって , 式(4.17)は

$$\tilde{y}_{u,n_r,l}(n) = \sqrt{\frac{2E_c}{SF \cdot T_c}} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} h_{n_r,n_t,l} d_{n_t,u}(n) + \mu_{ICI,u,n_r,l}(n) + \mu_{noise,u,n_r,l}(n) \quad (4.21)$$

となる。

### 4.3.2 信号検出

ここでは説明の簡単のために、他コードから生じる ICI 成分を無視する( $\mu_{ICI,u,n_r,l}(n)=0$ )。

#### 4.3.2.1 シングルアンテナ伝送時

シングルアンテナ伝送時には、分離した各パス成分に対して MRC 合成を以下のように行う。

$$\tilde{d}_{0,u}(n) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r,0,l}^* \cdot \tilde{y}_{u,n_r,l}(n) \quad (4.22)$$

MRC 合成の出力は以下ようになる。

$$\tilde{d}_{0,u}(n) = \sqrt{\frac{2E_c}{N_c \cdot T_c}} \left( \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} |h_{n_r,0,l}|^2 \right) d_{0,u}(n) + \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r,0,l}^* \mu_{noise,u,n_r,l}(n) \quad (4.23)$$

#### 4.3.2.2 マルチアンテナ伝送時

マルチアンテナ伝送時には、MIMO の信号分離法を適用する必要がある。各パスを伝搬してきた信号を取り出せているので、仮想的に  $N_r$ -by- $(N_r \times L)$ -MIMO システムを構築できる。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_u(n) &= (\tilde{y}_{u,0,0}(n) \ \cdots \ \tilde{y}_{u,n_r,l}(n) \ \cdots \ \tilde{y}_{u,N_r-1,L-1}(n))^T \\ &= \sqrt{\frac{2E_c}{N_c \cdot T_c}} \begin{pmatrix} h_{0,0,0} & \cdots & h_{0,N_r-1,0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_r,0,l} & h_{n_r,n_t,l} & h_{n_r,N_r-1,l} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r-1,0,L-1} & \cdots & h_{N_r-1,N_r-1,L-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_{0,u}(n) \\ \vdots \\ d_{N_r-1,u}(n) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mu_{noise,u,0,0}(n) \\ \vdots \\ \mu_{noise,u,n_r,l}(n) \\ \vdots \\ \mu_{noise,u,N_r-1,L-1}(n) \end{pmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2E_c}{N_c \cdot T_c}} \mathbf{h} \mathbf{d}_u(n) + \boldsymbol{\mu}(n) \end{aligned} \quad (4.24)$$

以下のように 2 乗ユークリッド距離の計算を行い、送信信号の検出を行う。

$$\tilde{\mathbf{d}}_u(n) = \arg \min_{\mathbf{d}} \left( \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} \left| \tilde{y}_{u,n_r,l}(n) - \sqrt{\frac{2E_c}{N_c \cdot T_c}} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} h_{n_r,n_t,l} d_{n_t,u}(n) \right|^2 \right) \quad (4.25)$$

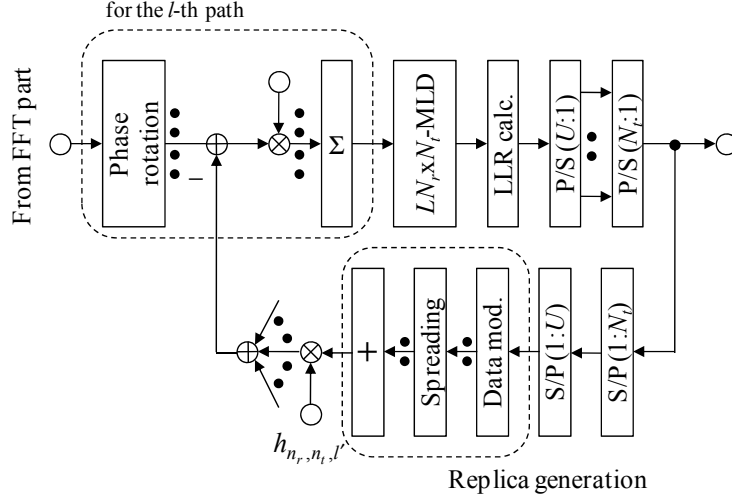


図 4.4 ICI キャンセラの構成 .

#### 4.4 ICI キャンセラ

第 4.3 節では、説明の簡単のために ICI 成分を考慮していなかった。しかしながら、コード多重伝送時には、他コードからの干渉(ICI)が生じ、伝送特性が劣化してしまうことが知られている。そこで、本研究では図 4.4 に示すような繰り返し ICI キャンセラの適用を考える。ここでは最大繰り返し数  $L$  回のキャンセラにおける第  $i$  ステージの処理について考える。

一般性を失うことなく第  $n_r$  受信アンテナの第  $q$  サブキャリアにおける処理を考える。受信信号は式(4.13)より以下のように与えられる。

$$Y_{n_r}(q) = \sum_{n_t=0}^{N_r-1} \tilde{S}_{n_t}(q) \sum_{l'=0}^{L-1} h_{n_r, n_t, l'} \exp\left(-j2\pi \frac{q}{N_c} \tau_{l'}\right) + \Pi_{n_r}(k) \quad (4.26)$$

パス固有の遅延時間に基づいて逆位相回転を与えることで次式のように第  $l$  パスの分離を行う。

$$\tilde{Y}_{n_r, l}(q) = \sum_{n_t=0}^{N_r-1} \tilde{S}_{n_t}(q) \sum_{l'=0}^{L-1} h_{n_r, n_t, l'} \exp\left(-j2\pi \frac{q}{N_c} (\tau_{l'} - \tau_l)\right) + \Pi_{n_r}(q) \exp\left(j2\pi \frac{q}{N_c} \tau_l\right) \quad (4.27)$$

この信号から以下のように干渉成分を除去する。

まず、第  $l$  パスを伝搬してきた信号検出時に干渉となる ICI 成分を以下のように生成する。

$$M_{n_r, l}^{(i)}(q) = \sum_{n_t=0}^{N_r-1} \sum_{u'=0}^{U-1} \left( \sqrt{\frac{2E_c}{N_c \cdot T_c}} \hat{d}_{n_t, u'}^{(i-1)}(n) c_{u'}(q) \left( \sum_{\substack{l'=0 \\ \neq l}}^{L-1} h_{n_r, n_t, l'} \exp\left(-j2\pi \frac{q}{N_c} (\tau_{l'} - \tau_l)\right) \right) \right) \quad (4.28)$$

ここで、 $\hat{d}_{n_t, u}^{(i-1)}(n)$  は第  $(i-1)$  回目の処理で得られた軟判定シンボルであり、 $\hat{d}_{n_t, u}^{(-1)}(n) = 0$  である。続いて、式(4.27)で与えられる逆位相回転乗算後の受信信号から次式のように干渉除去を行う。

$$\hat{Y}_{n_r, l}^{(i)}(q) = \tilde{Y}_{n_r, l}(q) - M_{n_r, l}^{(i)}(q) \quad (4.29)$$

干渉キャンセル後の受信信号に対して逆拡散を以下のように行う．

$$\hat{y}_{u,n_r,l}^{(i)}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{q=0}^{SF-1} \hat{Y}_{n_r,l}^{(i)}(q) c_u^*(q) \quad (4.30)$$

式(4.29)を式(4.30)に代入することで  $\hat{y}_{u,n_r,l}^{(i)}(n)$  は以下のように表される．

$$\hat{y}_{u,n_r,l}^{(i)}(n) = \sqrt{\frac{2E_c}{N_c \cdot T_c}} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} h_{n_r,n_t,l} d_{n_t,u}(n) + \mu_{ICI,u,n_r,l}^{(i)} + \mu_{noise,u,n_r,l} \quad (4.31)$$

ここで， $\mu_{ICI,u,n_r,l}^{(i)}$  は以下のようにして与えられる．

$$\hat{\mu}_{u,n_r,l}^{(i)} = \sqrt{\frac{2E_c}{N_c \cdot T_c}} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{\substack{u'=0 \\ \neq u}}^{U-1} \left( \left\{ d_{n_t,u'}(n) - \hat{d}_{n_t,u'}^{(i-1)}(n) \right\} \times \sum_{\substack{l'=0 \\ \neq l}}^{L-1} h_{n_r,n_t,l'} \left( \frac{1}{SF} \sum_{q=0}^{SF-1} c_{u'}(q) c_u^*(q) \exp\left(-j2\pi \frac{q}{N_c} (\tau_{l'} - \tau_l)\right) \right) \right) \quad (4.32)$$

第  $n_t$  アンテナ第  $u$  コードを用いて送信されたシンボルの第  $b$  ビットの条件付き対数尤度比 (Conditional LLR) は， $\hat{\mathbf{y}}_u^{(i)}(n) = (\hat{y}_{u,0,0}^{(i)}(n) \cdots \hat{y}_{u,n_r,l}^{(i)}(n) \cdots \hat{y}_{u,N_r-1,L-1}^{(i)}(n))^T$  を用いることで以下のように求めることができる (ここで， $\Pr(\mathbf{A} | \mathbf{B}; b)$  は  $b$  を含む  $\mathbf{B}$  に対する  $\mathbf{A}$  の条件付き確率， $\Pr(\mathbf{B}; b)$  は  $b$  を含む  $\mathbf{B}$  の事前確率を表す)．

$$\begin{aligned} L_{n_t,u,b}^{(i)}(n) &= \ln \left( \frac{\Pr(d_{n_t,u,b}(n) = 1 | \hat{\mathbf{y}}_u^{(i)}(n))}{\Pr(d_{n_t,u,b}(n) = 0 | \hat{\mathbf{y}}_u^{(i)}(n))} \right) \\ &= \ln \left( \frac{\Pr(\hat{\mathbf{y}}_u^{(i)}(n) | \mathbf{d}_u(n) : d_{n_t,u,b}(n) = 1) \Pr(\mathbf{d}_u(n) : d_{n_t,u,b}(n) = 1)}{\Pr(\hat{\mathbf{y}}_u^{(i)}(n) | \mathbf{d}_u(n) : d_{n_t,u,b}(n) = 0) \Pr(\mathbf{d}_u(n) : d_{n_t,u,b}(n) = 0)} \right) \\ &= \ln \left( \frac{\Pr(\hat{\mathbf{y}}_u^{(i)}(n) | \mathbf{d}_u(n) : d_{n_t,u,b}(n) = 1)}{\Pr(\hat{\mathbf{y}}_u^{(i)}(n) | \mathbf{d}_u(n) : d_{n_t,u,b}(n) = 0)} \right) + \underbrace{\ln \left( \frac{\Pr(\mathbf{d}_u(n) : d_{n_t,u,b}(n) = 1)}{\Pr(\mathbf{d}_u(n) : d_{n_t,u,b}(n) = 0)} \right)}_{=0} \\ &= \ln \left( \frac{\sum_{d_{n_t,u,b}(n)=1} \prod_{n_r=0}^{N_r-1} \prod_{l=0}^{L-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{u,n_r,l}^{(i)2}}} \exp\left(-|D_{u,n_r,l}^{(i)}(n)|^2 / (2\sigma_{u,n_r,l}^{(i)2})\right)}{\sum_{d_{n_t,u,b}(n)=0} \prod_{n_r=0}^{N_r-1} \prod_{l=0}^{L-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{u,n_r,l}^{(i)2}}} \exp\left(-|D_{u,n_r,l}^{(i)}(n)|^2 / (2\sigma_{u,n_r,l}^{(i)2})\right)} \right) \quad (4.33) \\ &\approx \arg \min_{d_{n_t,u,b}(n)=0} \left( \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} \left( +\frac{1}{2} \ln(2\pi\sigma_{u,n_r,l}^{(i)2}) + |D_{u,n_r,l}^{(i)}(n)|^2 / (2\sigma_{u,n_r,l}^{(i)2}) \right) \right) \\ &\quad - \arg \min_{d_{n_t,u,b}(n)=1} \left( \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} \left( \frac{1}{2} \ln(2\pi\sigma_{u,n_r,l}^{(i)2}) + |D_{u,n_r,l}^{(i)}(n)|^2 / (2\sigma_{u,n_r,l}^{(i)2}) \right) \right) \end{aligned}$$

ここで，

$$D_{u,n_r,l}^{(i)}(n) = \hat{y}_{u,n_r,l}^{(i)}(n) - \sqrt{\frac{2E_c}{N_c \cdot T_c}} \sum_{n'_i=0}^{N_i-1} h_{n_r,n'_i,l} d_{n'_i,u}^{(i)}(n) \quad (4.34)$$

である。  $2\sigma_{u,n_r,l}^{(i)2}$  は第  $n_r$  アンテナの第  $l$  仮想アンテナにおける ICI と雑音の和の分散であり，以下のようにして与えられる。

$$2\sigma_{u,n_r,l}^{(i)2} = 2\sigma_{ICI,u,n_r,l}^{(i)2} + 2\sigma_{noise,u,n_r,l}^2 \quad (4.35)$$

第  $n_r$  受信アンテナの第  $l$  仮想アンテナにおける ICI の分散は以下のように求めることができる。

$$\begin{aligned} 2\sigma_{ICI,u,n_r,l}^{(i)2} &= E \left[ \left| \mu_{ICI,u,n_r,l}^{(i)} \right|^2 \right] \\ &= \frac{2E_c}{N_c \cdot T_c} \cdot E \left[ \sum_{\substack{n_i=0 \\ \neq u}}^{N_i-1} \sum_{\substack{n'_i=0 \\ \neq u}}^{N_i-1} \sum_{\substack{u'=0 \\ \neq u}}^{U-1} \sum_{\substack{u''=0 \\ \neq u}}^{U-1} \left\{ d_{n_i,u'}(n) - \hat{d}_{n_i,u'}^{(i-1)}(n) \right\} \left\{ d_{n_i,u''}(n) - \hat{d}_{n_i,u''}^{(i-1)}(n) \right\}^* X \right] \end{aligned} \quad (4.36)$$

ここで，

$$X = \sum_{\substack{l'=0 \\ \neq l}}^{L-1} \sum_{\substack{l''=0 \\ \neq l}}^{L-1} h_{n_r,n_i,l'} h_{n_r,n_i,l''}^* \frac{1}{N_c^2} \sum_{q=0}^{N_c-1} \sum_{q'=0}^{N_c-1} \left( c_{u'}(q) c_u^*(q) c_{u''}^*(q') c_u(q') \right) \times \exp \left( -j2\pi \frac{q}{N_c} (\tau_{l'} - \tau_l) \right) \cdot \exp \left( j2\pi \frac{q'}{N_c} (\tau_{l''} - \tau_l) \right) \quad (4.37)$$

である。

さてここで，拡散符号に関する標本平均を考える。拡散符号間の相関は 0 となるので

$$E \left[ c_{u'}(q) c_u^*(q) c_{u''}^*(q') c_u(q') \right] = \delta(u' - u'') \delta(q - q') \quad (4.38)$$

となり，また，各アンテナからの送信信号間の相関は 0 であるので

$$\begin{aligned} 2\sigma_{ICI,u,n_r,l}^{(i)2} &= \frac{2E_c}{N_c \cdot T_c} \sum_{\substack{n_i=0 \\ \neq u}}^{N_i-1} \sum_{\substack{n'_i=0 \\ \neq u}}^{N_i-1} E \left[ \left| \begin{array}{c} d_{n_i,u'}(n) \\ -\hat{d}_{n_i,u'}^{(i-1)}(n) \end{array} \right|^2 \right] \times \sum_{\substack{l'=0 \\ \neq l}}^{L-1} \sum_{\substack{l''=0 \\ \neq l}}^{L-1} h_{n_r,n_i,l'} h_{n_r,n_i,l''}^* \frac{1}{N_c^2} \sum_{q=0}^{N_c-1} \left( \exp \left( -j2\pi \frac{q}{N_c} (\tau_{l'} - \tau_l) \right) \right) \left( \exp \left( j2\pi \frac{q}{N_c} (\tau_{l''} - \tau_l) \right) \right) \\ &= \frac{2E_c}{N_c \cdot T_c} \left( \sum_{\substack{n_i=0 \\ \neq u}}^{N_i-1} \sum_{\substack{n'_i=0 \\ \neq u}}^{N_i-1} E \left[ \left| \begin{array}{c} d_{n_i,u'}(n) \\ -\hat{d}_{n_i,u'}^{(i-1)}(n) \end{array} \right|^2 \right] \left( \sum_{\substack{l'=0 \\ \neq l}}^{L-1} \sum_{\substack{l''=0 \\ \neq l}}^{L-1} h_{n_r,n_i,l'} h_{n_r,n_i,l''}^* \frac{1}{N_c^2} \sum_{q=0}^{N_c-1} \exp \left( -j2\pi \frac{q}{N_c} (\tau_{l'} - \tau_{l''}) \right) \right) \right) \end{aligned} \quad (4.39)$$

さらに，最大拡散  $SF=N_c$  の場合には

$$\frac{1}{N_c} \sum_{q=0}^{SF-1} \exp \left( -j2\pi \frac{q}{N_c} (\tau_{l'} - \tau_{l''}) \right) = \begin{cases} 1 & l' = l'' \\ 0 & l' \neq l'' \end{cases} \quad (4.40)$$

となるので，最終的に第  $n_r$  受信アンテナの第  $l$  仮想アンテナにおける ICI 成分の分散は

$$2\sigma_{ICI,u,n_r,l}^{(i)2} = \frac{2E_c}{N_c \cdot T_c} \frac{1}{N_c} \left( \sum_{n_i=0}^{N_i-1} \left( \sum_{\substack{u'=0 \\ \neq u}}^{U-1} \left( |d_{n_i,u'}(n)|^2 - |\hat{d}_{n_i,u'}^{(i-1)}(n)|^2 \right) \right) \left( \sum_{\substack{l'=0 \\ \neq l}}^{L-1} |h_{n_r,n_i,l'}|^2 \right) \right) \quad (4.41)$$

となる．また，同様にして雑音の分散は以下のように求めることができる．

$$2\sigma_{noise,u,n_r,l}^2 = E \left[ \left| \mu_{noise,u,n_r,l} \right|^2 \right] \quad (4.42)$$

上式に式(4.18)で与えられる  $\mu_{noise,u,n_r,l}$  を代入すると

$$2\sigma_{noise,u,n_r,l}^2 = E \left[ \frac{1}{N_c^2} \sum_{q=0}^{N_c-N_c-1} \sum_{q'=0}^{N_c-N_c-1} \Pi_{n_r}(q) \Pi_{n_r}^*(q') c_u^*(q) c_u(q') \exp \left( j2\pi \frac{q}{N_c} \tau_l \right) \exp \left( -j2\pi \frac{q'}{N_c} \tau_l \right) \right] \quad (4.43)$$

となる．ここで，各周波数成分の雑音の相関は0であるので，

$$E \left[ \Pi_{n_r}(q) \Pi_{n_r}^*(q') \right] = \frac{2N_0}{N_c \cdot T_c} (q - q') \quad (4.44)$$

となり

$$2\sigma_{noise,u,n_r,l}^2 = \frac{1}{N_c} \cdot \frac{2N_0}{N_c \cdot T_c} \quad (4.45)$$

と得ることができる．したがって，干渉+雑音の和の分散  $2\sigma_{u,n_r,l}^2$  は

$$2\sigma_{u,n_r,l}^{(i)2} = \frac{2E_c}{N_c^2 \cdot T_c} \sum_{n_i=0}^{N_i-1} \left( \sum_{\substack{u'=0 \\ \neq u}}^{U-1} \left( |d_{n_i,u'}(n)|^2 - |\hat{d}_{n_i,u'}^{(i-1)}(n)|^2 \right) \right) \left( \sum_{\substack{l'=0 \\ \neq l}}^{L-1} |h_{n_r,n_i,l'}|^2 \right) + \frac{2N_0}{N_c \cdot N_c \cdot T_c} \quad (4.46)$$

となる．

続いて，第 $(i+1)$ ステージの干渉キャンセルに用いる軟判定シンボルレプリカ  $\hat{d}_{n_i,u}^{(i)}(n)$  を生成する．干渉除去後の受信信号が  $\hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n)$  であるときに，第  $n_i$  アンテナ，第  $n$  シンボル，第  $u$  コードで送信されたシンボルの第  $b$  ビットが1であるか0であるかの事後確率を  $\Pr(d_{n_i,u,b}(n)=1|\hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n))$  および  $\Pr(d_{n_i,u,b}(n)=0|\hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n))$  で表すと

$$p(d_{n_i,u,b}(n)=0|\hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n)) + p(d_{n_i,u,b}(n)=1|\hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n)) = 1 \quad (4.47)$$

となる．第  $n_i$  アンテナの第  $u$  コードの第  $b$  ビットの条件付き LLR は

$$L_{n_i,u,b}^{(i)}(n) = \ln \left( \frac{\Pr(d_{n_i,u,b}(n)=1|\hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n))}{\Pr(d_{n_i,u,b}(n)=0|\hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n))} \right) \quad (4.48)$$

で与えられるので，

$$\Pr(d_{n_i,u,b}(n)=1|\hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n)) = e^{L_{n_i,u,b}^{(i)}(n)} \cdot \Pr(d_{n_i,u,b}(n)=0|\hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n)) \quad (4.49)$$

となり，以下の式を得る．

$$\begin{cases} \Pr(d_{n_r,u,b}(n)=0 | \hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n)) = \frac{1}{1 + e^{L_{n_r,u,b}^{(i)}(n)}} \\ \Pr(d_{n_r,u,b}(n)=1 | \hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n)) = \frac{e^{L_{n_r,u,b}^{(i)}(n)}}{1 + e^{L_{n_r,u,b}^{(i)}(n)}} \end{cases} \quad (4.50)$$

QPSK データ変調を用いた場合の軟判定シンボルは以下のように求めることができる。

$$\begin{aligned} \hat{d}_{n_r,u}(n) &= \left( \frac{1}{\sqrt{2}} + j \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \Pr(d_{n_r,u,0}(n)=1 | \hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n)) \Pr(d_{n_r,u,1}(n)=1 | \hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n)) \\ &\quad + \left( \frac{1}{\sqrt{2}} - j \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \Pr(d_{n_r,u,0}(n)=1 | \hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n)) \Pr(d_{n_r,u,1}(n)=0 | \hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n)) \\ &\quad + \left( -\frac{1}{\sqrt{2}} + j \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \Pr(d_{n_r,u,0}(n)=0 | \hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n)) \Pr(d_{n_r,u,1}(n)=1 | \hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n)) \\ &\quad + \left( -\frac{1}{\sqrt{2}} - j \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \Pr(d_{n_r,u,0}(n)=0 | \hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n)) \Pr(d_{n_r,u,1}(n)=0 | \hat{\mathbf{y}}^{(i)}(n)) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\left( e^{L_{n_r,u,0}^{(i)}(n)/2} - e^{-L_{n_r,u,0}^{(i)}(n)/2} \right)}{\left( e^{L_{n_r,u,0}^{(i)}(n)/2} + e^{-L_{n_r,u,0}^{(i)}(n)/2} \right)} + j \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\left( e^{L_{n_r,u,1}^{(i)}(n)/2} - e^{-L_{n_r,u,1}^{(i)}(n)/2} \right)}{\left( e^{L_{n_r,u,1}^{(i)}(n)/2} + e^{-L_{n_r,u,1}^{(i)}(n)/2} \right)} \end{aligned} \quad (4.51)$$

ここで

$$\tanh(L) = \frac{e^L - e^{-L}}{e^L + e^{-L}} \quad (4.52)$$

を用いて表すと，軟判定シンボルレプリカは以下ようになる。

$$\hat{d}_{n_r,u}^{(i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{L_{n_r,u,0}^{(i)}(n)}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{L_{n_r,u,1}^{(i)}(n)}{2}\right) \quad (4.53)$$

式(4.33)，式(4.46)，そして式(4.53)を用いることで第 $(i+1)$ 繰り返しキャンセラで用いる軟判定シンボルを生成する。

#### 4.5 Matched filter bound

$L$ -パス伝搬路のときの BER 下界は  $N_r L$  個の受信アンテナを用いる最大比合成(MRC)ダイバーシチ受信時の BER であり，QPSK 変調では，以下の式で与えられる[4.14][4.15]。ただし，仮想アンテナあたりの受信  $E_s/N_0$  は 1 パス時の  $1/L$  になる。

$$P_{b, MFB}\left(\frac{E_s}{N_0}\right) = \left( \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{E_s/N_0}{E_s/N_0 + 2L}} \right) \right)^{N_r L} \sum_{k=0}^{N_r L - 1} \binom{N_r L - 1 + k}{k} \left( \frac{1}{2} \left( 1 + \sqrt{\frac{E_s/N_0}{E_s/N_0 + 2L}} \right) \right)^k \quad (4.54)$$

$\binom{a}{b}$  は 2 項係数を表し， $E_s/N_0 = 2E_b/N_0$  である。



表 4.1 計算機シミュレーション諸元

Parameters		value
送信アンテナ本数		$N_t=1, 2, 4$
受信アンテナ本数		$N_r=1, 2$
サブキャリア数		$N_c=256$
拡散率		$SF=256$
コード多重数		$U=1\sim 256$
チャネル推定		Ideal
MIMO 信号分離法		MLD
チャネルモデル	フェージング	ブロックレイリーフェージング
	マルチパス数	$L$ -パス
	減衰指数	$\gamma=0\text{dB}$
	遅延量	$l$ -FFT サンプル

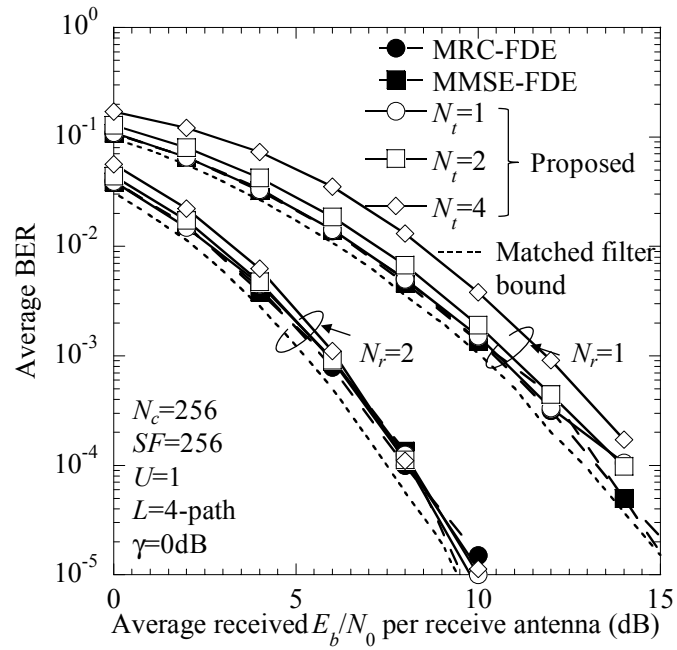
## 4.6 計算機シミュレーション結果

### 4.6.1 計算機シミュレーション諸元

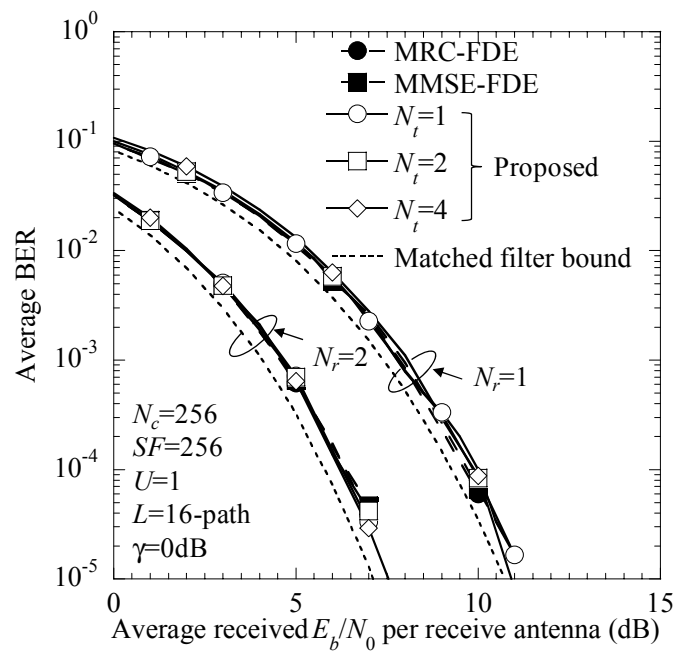
シミュレーション諸元を表 1 に示す。送受信アンテナ本数は  $N_t$  および  $N_r$  とした。サブキャリア数は  $N_c=256$ 、拡散率は  $SF=256$  とした。データ変調には QPSK を用いた。受信機におけるチャネル推定は理想的に行われるものとしている。送受信機間のチャネルは減衰指数  $\gamma=0\text{dB}$  の  $L$  パス周波数選択性フェージングチャネルとし、第  $l$  パスの遅延時間は  $l$ -FFT サンプルと仮定した。マルチアンテナ伝送時には、受信機における信号分離法として MLD を用いた[4.12]。

### 4.6.2 平均 BER 特性

シングルコード伝送時( $U=1$ )の受信アンテナあたりの平均受信  $E_b/N_0$  に対する提案法の平均 BER 特性を送信アンテナ数  $N_t$  をパラメータとして図 4.5 に示す。また比較のために従来法の MRC-周波数領域等化[4.4]と MMSE-周波数領域等化[4.4]の特性、式(4.54)で与えられる理論下界も示す。まずパス数  $L=4$  の場合に、提案法では送信アンテナ本数が増大するにつれて若干特性が劣化していることがわかる。これはパス数が少ない場合には仮想アンテナ本数を増大することができないためであると考えられる。しかしながら、パス数  $L=16$  の場合には、アンテナ本数を増大させても提案法はほぼ同じ BER 特性となっていることがわかる。また、コード多重数を  $U=1$  としてはいるものの、提案法では MRC-および MMSE-周波数領域等化を用いた場合と比較して  $N_t$  倍の伝送速度を実現できている。また、Matched filter bound からの特性劣化は、GI の挿入損によるもの  $10\log_{10}(N_c/(N_c+N_g))=10\log_{10}(256/(256+32))\approx 0.51\text{dB}$  である。



(a)  $L=4$ .



(b)  $L=16$ .

図 4.5 平均 BER 特性 .

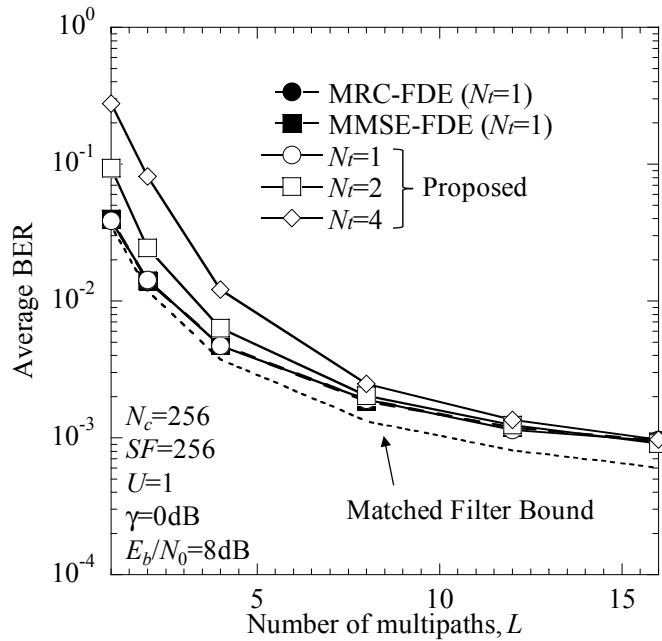


図 4.6 パス数  $L$  の影響 .

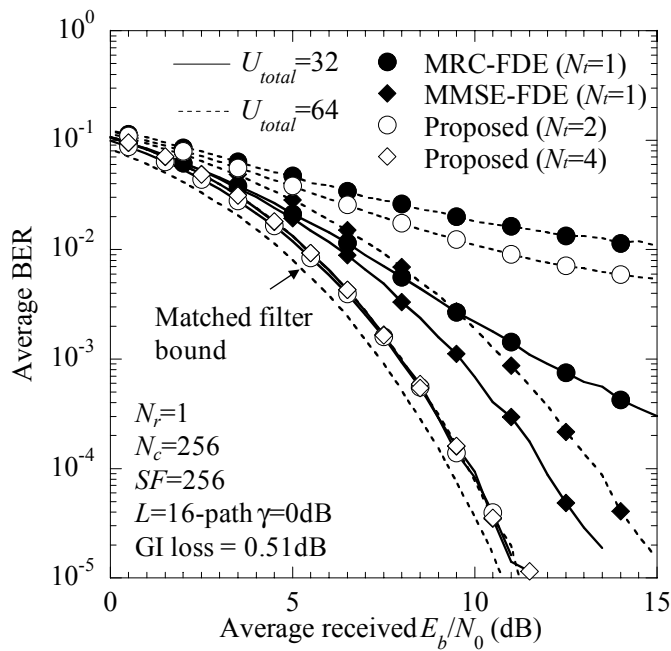
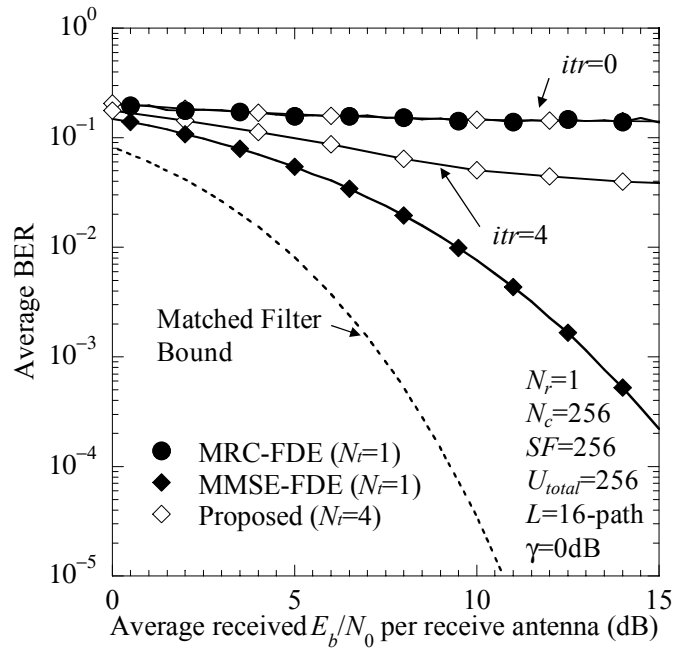


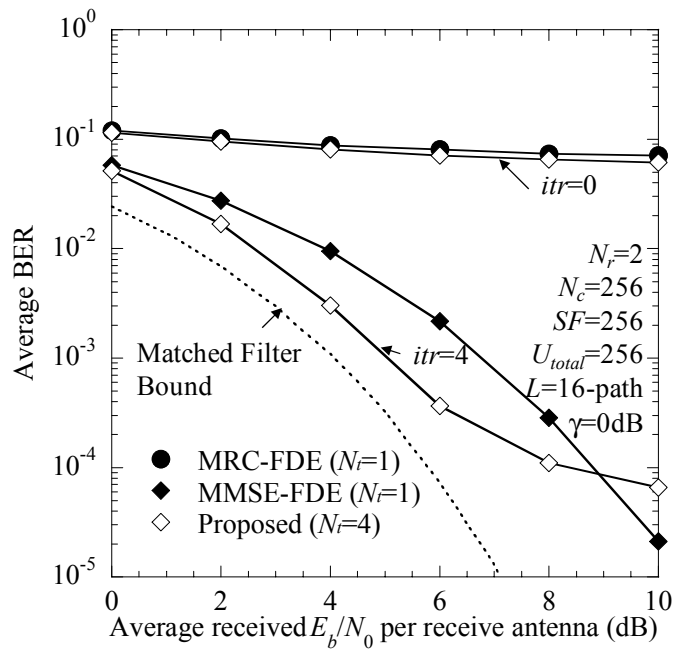
図 4.7 コード多重伝送時の平均 BER 特性 .

### 4.6.3 パス数の影響

図 4.6 に提案法に対するパス数  $L$  の影響を示す . 受信  $E_b/N_0$  は 8dB に固定した . 図からわかるように , 送信アンテナ本数が 1 の場合にはパス数  $L$  によらず , 提案法は MRC-および MMSE-周波数領域等化と同じ BER 特性となっている . 一方で , アンテナ本数が  $N_t=2$  および 4 の場合には



(a)  $N_r=1$ .



(b)  $N_r=2$ .

図 4.8 ICI キャンセラの適用効果 .

パス数が少ない場合に、大幅に特性が劣化していることがわかる。しかしながら、パス数  $L$  の増大に伴い MRC および MMSE-周波数領域等化との特性差が縮小していることがわかる。これは、パス数  $L$  が少ない場合には、仮想受信アンテナ数が少なくなるため MIMO 信号分離を適用

しても、検出精度が劣化してしまうためである。

#### 4.6.4 コード多重伝送時の伝送特性

図 4.7 にトータルコード多重数  $U_{total}$  を 32 および 64 とした場合の特性を示す。提案法の場合には、各アンテナにおけるコード多重数  $U$  は  $U=U_{total}/N_t$  となる。図からわかるように、従来の MRC-FDE ( $N_r=N_f=1$ ) を用いた場合には多重数によらず特性が大きく劣化していることがわかる。これは、MRC によりチャネルの周波数選択性が強められ ICI が大きくなってしまったためである。また、MMSE-FDE ( $N_r=N_f=1$ ) を用いた場合には、特性劣化を抑えられてはいるものの、 $U_{total}=64$  のときには特性が劣化してしまっていることがわかる。一方で、提案法ではまず  $N_r=2$  とした場合、 $U_{total}$  が 64 になった場合に特性が大きく劣化しているものの、 $U_{total}=32$  とした場合でも特性劣化がないことがわかる。これは、アンテナあたりのコード多重数  $U$  が  $U_{total}/N_r=32$  となったため、ICI が大きくなったためである。一方で、 $N_r=4$  とした場合の提案法では、 $U_{total}$  が 64 となった場合でも、アンテナあたりのコード多重数  $U$  は  $U_{total}/N_r=16$  であり、ICI を抑えることができるため優れた特性を示していることがわかる。

#### 4.6.5 繰り返し ICI キャンセラの適用効果

図 4.8 に提案法を用いる MC-CDMA 伝送時に対する繰り返し ICI キャンセラ適用効果を示す。最大繰り返し数は  $itr=0$  と 4 回とし、総コード多重数を  $U_{total}=256$  とした。図からわかるように、受信アンテナ本数を  $N_r=1$  とした場合（図 4.8 (a)）では、残留 ICI の影響を十分に除去できていないために平均 BER 特性の改善効果が小さいことがわかる。一方で、受信アンテナ本数を  $N_r=2$  とした場合（図 4.8 (b)）には、ICI キャンセラの適用により、平均 BER 特性を改善できていることがわかる。

### 4.7 まとめ

無線伝送では、無線伝送では、遅延時間の異なる伝搬パスを経由して受信される信号成分が異なるマルチパスを伝搬し合成されて受信される。これは周波数領域において送信信号が各パスの有する遅延時間に基づく位相回転を受けた状態で受信されることと等価である。そこで本章では、周波数選択性フェージングチャネル環境下の MC-CDMA 伝送を対象として、各パスの遅延時間に基づく逆位相回転量を受信信号に対して周波数領域で与えることでパス間干渉なく信号分離を行える空間多重伝送システムを提案した。提案法では、受信アンテナ本数が送信アンテナ本数と比べて少ない場合でも、仮想的に受信アンテナ本数をマルチパス数倍にできることから、信号分離が行えることを示した。

計算機シミュレーションによる特性評価の結果、パス数が少ない場合でも提案法を用いて信号分離が行えることを示した。また、同一の総コード多重数を固定した場合に、従来の周波数領域等化法と比較して優れた誤り率特性を実現できることを示した。OFDM 伝送と同一の最大データレートを実現するためにはコード多重が必須となるが、コード多重数を増大させた場合に ICI

の影響により伝送特性が大きく劣化してしまう。そこで、提案した仮想 MIMO システムに対して繰り返し処理により ICI の影響を除去する繰り返し ICI キャンセラを提案し、その適用効果を計算機シミュレーションにより明らかにした。

#### 4.8 参考文献

- [4.1] Y. Kim, B. J. Jeong, J. Chung, C. Hwang, J. S. Ryu, K. Kim, and Y. K. Kim, "Beyond 3G vision, requirements, and enabling technologies," *IEEE Commun., Mag.*, vol.41, no.3, pp.120-124, Mar. 2003.
- [4.2] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun., Mag.*, vol.40, no.4, pp.58-66, Apr. 2002.
- [4.3] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-SS using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," *Electron. Lett.*, vol.39, no.2, pp.239-241, Jan. 2003.
- [4.4] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.48, no.5, pp.1584-1595, Sept. 1999.
- [4.5] G. Stüber, J. Barry, S. McLaughlin, Y. Li, M. Ingram, and T. Pratt, "Broadband MIMO-OFDM wireless communications," *Proc. the IEEE*, vol.92, no.2, pp.271-294, Feb. 2004.
- [4.6] M. Juntti, M. Vehkaperä, J. Leinonen, V. Zexian, D. Tujkovic, S. Tsumura, and S. Hara, "MIMO MC-SS communications for future cellular systems," *IEEE Commun., Mag.*, vol.43, no.2, pp.118-124, Feb. 2005.
- [4.7] G. J. Foschini and M. Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, vol.6, no.3, pp.311-335, Mar. 1998.
- [4.8] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, "From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.21, pp.281-302, Apr. 2003.
- [4.9] 安達, 安達, 小島, 武田, "周波数選択性チャネルにおける MIMO チャネル容量の考察," 信学会総合大会, BS-1-4, pp.S-7-8, 2008年3月.
- [4.10] K. Higuchi, A. Fujiwara, and M. Sawahashi, "Multipath interference canceller for high-speed packet transmission with adaptive modulation and coding scheme in W-SS forward link," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.20, no.2, pp.419-432, Feb. 2002.
- [4.11] N. Maeda, K. Higuchi, J. Kawamoto, M. Sawahashi, M. Kimata, and S. Yoshida, "QRM-MLD combined with MMSE-based multipath interference canceller for MIMO multiplexing in broadband DS-SS," *Proc. IEEE PIMRC 2004*, vol.3, pp.1741-1746, Sept. 2004.

- [4.12] A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," Proc. IEEE VTC 2000-spring, vol.2, pp.1070-1074, May 2000.
- [4.13] K. J. Kim, J. Yue, R. A. Iltis, and J. D. Gibson, "A QRD-M/Kalman filter-based detection and channel estimation algorithm for MIMO-OFDM systems," IEEE Trans. Wirel. Commun., vol.4, no.2, pp.710-721, Mar. 2005.
- [4.14] J. G. Proakis, Digital Communications, 4th edition, McGraw-Hill, 2001.
- [4.15] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-SS-OFDM with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," IEICE Trans. Commun., vol.E87-B, no.10, pp.2991-3002, Oct. 2004.

#### 付録 4.A 拡散率 $SF$ がサブキャリア数 $N_c$ より小さい場合

拡散率  $SF$  がサブキャリア数  $N_c$  より小さい場合を考える。図 4.9 に示すように、第  $n$  データシンボルを拡散して得られた拡散された後の符号系列を  $(N_c/SF)$  間隔のサブキャリアにマッピングする。

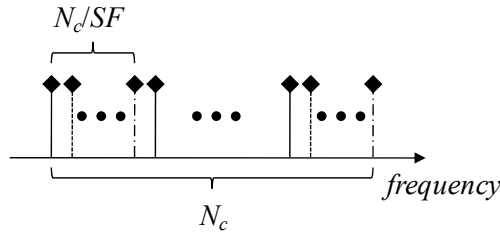


図 4.9 サブキャリアマッピング。

受信機で得られる受信信号の第  $k$  サブキャリア成分  $\{Y_{n_r}(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$  は式(4.13)より、以下の式のように与えられる。

$$Y_{n_r}(k) = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \left( \tilde{S}_{n_t}(k) \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r, n_t, l} \exp\left(-j2\pi \frac{k}{N_c} \tau_l\right) \right) + \Pi_{n_r}(k) \quad (4.55)$$

受信信号に第  $l$  パスの伝搬遅延により生じた位相回転の逆回転を以下のように与える。

$$\tilde{Y}_{n_r, l}(k) = Y_{n_r}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} \tau_l\right) \quad (4.56)$$

その後、マッピングされた  $(N_c/SF)$  間隔のサブキャリアに対して周波数領域逆拡散を以下のように行う。

$$\tilde{y}_{u, n_r, l}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{q=0}^{SF-1} \tilde{Y}_{n_r, l}\left(n + \frac{N_c}{SF} \cdot q\right) c_u^*(q) \quad (4.57)$$

式(4.56)を上式に代入することで以下の判定信号を得る。

$$\tilde{y}_{n_r,u,l}(n) = \sqrt{\frac{2E_c}{SF \cdot T_c}} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} h_{n_r,n_t,l} d_{n_t,u}(n) + \mu_{IPI,u,n_r,l} + \mu_{noise,n_r,l} \quad (4.58)$$

ここで、第1項は希望信号成分および他アンテナからの干渉、第2項がIPI、第3項が雑音を表しており、それぞれ以下の式で与えられる。

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_{IPI,u,n_r,l} = \sqrt{\frac{2E_c}{SF \cdot T_c}} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} d_{n_t,u}(n) \sum_{\substack{l'=0 \\ \neq l}}^{L-1} \left( h_{n_r,n_t,l'} \exp\left(-j2\pi \frac{n}{N_c} (\tau_{l'} - \tau_l)\right) \right) \\ \quad \times \frac{1}{SF} \sum_{q=0}^{SF-1} \exp\left(-j2\pi \frac{q}{SF} (\tau_{l'} - \tau_l)\right) \\ \mu_{noise,n_r,l} = \frac{1}{SF} \sum_{q=0}^{SF-1} \Pi_{n_r}(q) \exp\left(j2\pi \frac{\left(n + \frac{N_c}{SF} \cdot q\right)}{N_c} \tau_l\right) c_u^*(q) \end{array} \right. \quad (4.59)$$

各パス間の遅延時間と拡散率の間に

$$\max_{l,l'=0 \sim L-1} \left| \frac{\tau_{l'} - \tau_l}{SF} \right| < 1 \quad (4.60)$$

の関係が満たされる場合、以下のような関係式を得ることができる。

$$\frac{1}{SF} \sum_{q=0}^{SF-1} \exp\left(-j2\pi \frac{q}{SF} (\tau_{l'} - \tau_l)\right) = \begin{cases} 1 & \tau_{l'} = \tau_l \\ 0 & \tau_{l'} \neq \tau_l \end{cases} \quad (4.61)$$

したがって、式(4.59)で与えられるパス間干渉は除去できるため、式(4.58)は以下ようになる。

$$\tilde{y}_{n_r,u,l}(n) = \sqrt{\frac{2E_c}{SF \cdot T_c}} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} d_{n_t,u}(n) h_{n_r,n_t,l} + \mu_{noise,n_r,l} \quad (4.62)$$

このように、提案法ではサブキャリア数と拡散率が異なる場合でも拡散符号のマッピングを変化させることによってパス分離を行える。



# 5. MC-CDMA MIMO 多重伝送時のチャネル容量に関する検討

## あらまし

次世代移動体通信において、高速・大容量な伝送を実現するための伝送方式として、多数の直交狭帯域なサブキャリアを用いて信号を伝送する OFDM、OFDM と周波数領域での拡散を組み合わせた MC-CDMA が注目されている。また、送受信機に複数のアンテナを実装し空間的に信号を多重するマルチアンテナ(MIMO)伝送と組み合わせにより周波数帯域を広げることなく、超高速伝送を実現することができる。しかしながら、MC-CDMA 伝送時には周波数選択性の影響により生じる ICI および他アンテナからの IAI の影響により伝送特性が劣化してしまう。近年、繰り返し処理に基づく ICI/IAI 低減法が提案され、その有効性が計算機シミュレーションにより明らかにされている。本論文では、マルチキャリア伝送およびマルチアンテナ伝送時の特性改善のための手法について提案および特性評価を行ってきた。そこで本章では、まず周波数ダイバーシチ利得および空間ダイバーシチ利得を考慮し、理想的に ICI がキャンセルされた場合の MC-CDMA MIMO のチャネル容量を導出する。データチャネルが拡散されたサブキャリアを仮想的な受信アンテナとして扱うことによって、理想 ICI キャンセラ適用時のチャネル容量表示式を導出した。さらに、繰り返し ICI/IAI 低減法を適用した場合の MC-CDMA MIMO 多重伝送のチャネル容量の導出にあたっては、残留 ICI/IAI の残留程度を表す係数を導入し、干渉成分をガウス近似することによって受信 SINR を算出した。その算出された受信 SINR に基づき MC-CDMA MIMO のチャネル容量を求めることによって、残留 ICI/IAI がチャネル容量に与える影響を明らかにする。

## 5.1 はじめに

次世代移動体通信では、超高速伝送を実現するための伝送方式が必要不可欠である。超高速伝送時には、信号のスペクトルは広帯域となるため、送受信機間のチャネルは周波数選択性フェージングチャネルとなり、従来のシングルキャリアシステムではパス間干渉(IPI)伝送特性が大きく劣化してしまう。近年、周波数領域で直交する多数の狭帯域サブキャリアを用いて並列に信号を伝送する OFDM や MC-CDMA のようなマルチキャリア伝送が注目されている[5.1]。

MC-CDMA 伝送では、各データシンボルを直交符号により複数のサブキャリアに拡散した後、に伝送する。受信機においてサブキャリア毎にチャネルにより生じた振幅変動および位相変動を

補償するために1タップの周波数領域等化(FDE)を用いることによって周波数ダイバーシチ利得を得ることができる。さらにコード多重を行うことによってMC-CDMAの伝送速度を可变的に設定することができる。また、MC-CDMAと同様にしてシングルキャリアシステムやDS-CDMAにFDEを適用し、優れた伝送特性を実現する方法が提案されている[5.2][5.3]。しかしながら、コード多重伝送時には、FDEを行った場合でも周波数選択性を完全に補償することができないため、ICIが残留してしまい(今後、残留ICIと呼ぶ)、その影響によりOFDMと比較して特性が大きく劣化してしまうことが知られている[5.4]。近年、その残留ICIの影響を除去するためにMC-CDMAおよびDS-CDMAを対象として様々な繰り返しICIキャンセラが提案され、その有効性が計算機シミュレーションにより確認されている[5.5]-[5.7]。

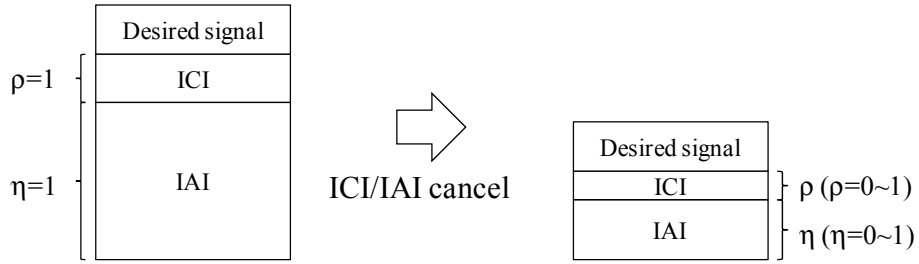
しかし、OFDMやMC-CDMAのみでは、10bps/Hz(使用帯域幅100MHzで伝送速度1Gbpsに相当)以上が要求される超高速伝送を達成するのは不可能である。送受信機に複数のアンテナを実装することによって、空間的に信号を多重することで使用する周波数帯域幅を拡大することなく伝送容量を向上できるマルチアンテナ(MIMO)多重伝送が大きな注目を集めている。次世代移動体通信では、マルチキャリア伝送とMIMO多重伝送の組み合わせが必須であると考えられる[5.8]。

MIMO多重伝送時には、各アンテナから異なる信号が送信されるため、受信機において他アンテナ干渉(IAI)が発生する。信号検出法として、MLD[5.9]、MMSE規範フィルタ[5.10]、演算量低減型のMLDであるQRD-M[5.11]などが検討されてきた。近年、FDEを用いるシングルキャリアCDMA MIMOを対象として、受信機における繰り返し処理を用いて自アンテナから生じるICIおよび、他アンテナから生じるIAIを除去する方法が提案されている。

文献[5.12]では、仲上フェージングチャネルを仮定し、チャネルパラメータがMC-CDMAの伝送特性に与える影響が明らかにされている。MMSE規範フィルタ-FDEを用いるMMSE、MMSE-FDEを用いるDS-CDMA、そしてOFDMのチャネル容量比較が文献[5.13]で行われている。また、マッチドフィルタを用いるMC-CDMAのチャネル容量に関する検討は[5.14]で行われている。しかしながら、今までにMC-CDMA MIMOを対象として残留ICI/IAIキャンセラを用いた場合のチャネル容量の評価は行われていない。

受信信号および送受信機間のチャネル行列から算出することのできるチャネル容量は、具体的な信号分離法や検出法を用いればよいのかということに関しては示唆されていない。そこで、本研究では具体的な信号分離法としてMMSEフィルタを用いた場合の条件付きチャネル容量についての検討を行っている。MMSE信号検出時には、その出力信号に干渉(ICI/IAI)が残留することにより、受信SINRが低下し、それによって受信信号とチャネル行列から求めることのできるチャネル容量よりも低くなってしまふ。そこで本稿ではMMSEフィルタに加え、繰り返し干渉キャンセラを導入することを考え、キャンセラに要求される性能(干渉の除去度合い)を議論する。

本研究では、まず理想的にICIをキャンセルできた場合のMC-CDMA MIMOのチャネル容量表示式を理論的に導出し、文献[5.15]で導出されているOFDM MIMOのチャネル容量との比較を行う。また、幾何平均と算術平均の関係を与えるJensenの不等式[5.16]を用いての比較証明を



$$\begin{aligned}
 R &= \text{Desired signal} + \text{ICI} + \text{IAI} + \text{Noise} - ((1-\rho) \cdot \text{ICI} + (1-\eta) \cdot \text{IAI}) \\
 &= \text{Desired signal} + \underbrace{\rho \cdot \text{ICI}}_{\text{Residual ICI}} + \underbrace{\eta \cdot \text{IAI}}_{\text{Residual IAI}} + \underbrace{\text{Noise}}_{\text{Noise}}
 \end{aligned}$$

図 5.1 本検討のアプローチ。

行う。さらに、残留 ICI/IAI を考慮した受信 SINR を導出し、それに基づき残留 ICI/IAI を考慮した MC-CDMA MIMO 伝送のチャネル容量を算出する。文献[5.17]や[5.18]で提案されている干渉キャンセラを適用した場合、除去できる干渉量は受信 SNR や用いている誤り訂正符号および変調方式に依存することになる。そこで本稿では、図 5.1 に示すように残留 ICI および IAI 度合いを表す  $\rho$  と  $\eta$  という変数を導入することによって残留 ICI/IAI がチャネル容量に与える影響を明らかにする。

本章の構成は以下のようになっている。第 2 節では、理想 ICI キャンセラを仮定した場合の MC-CDMA MIMO のチャネル容量表示式を導出する。その後、第 3 節で残留 ICI/IAI を考慮したチャネル容量を導出する。導出したチャネル容量表示式を用いて数値計算により、MC-CDMA MIMO のチャネル容量を第 4 節で明らかにする。第 5 節はまとめである。

## 5.2 送受信システムモデル

送受信機構成を図 5.2 に示す。本章では、FFT サンプル間隔の離散時間表現を用いる。送信機では、まず 2 値の情報ビット系列を送信アンテナ数  $N_t$  分の並列系列へと S/P 変換する。その後、各系列で以下の操作を行う。ここでは第  $n_t$  送信アンテナ ( $n_t = 0 \sim (N_t - 1)$ ) における処理を示す。情報ビット系列をチャネル符号化およびデータ変調し、 $U$  個の並列系列  $\{d_{n_t, u}(n); n = 0 \sim (\lfloor k/SF \rfloor - 1)\}$ ,  $u = 0 \sim (U - 1)$ , へと S/P 変換する。ここで、 $U$  はコード多重数であり、 $\lfloor x \rfloor$  は  $x$  を超えない最大の整数を表す。各データシンボルを直交符号  $\{c_{oc, u}(k); k = 0 \sim (SF - 1)\}$  を用いて拡散し、コード多重する。ここで、 $SF$  は拡散率である。スクランブル符号を用いなかった場合には直交符号の周期的な自己相関・相互相関特性により特性が劣化してしまうことが報告されている[5.19]。そこで、コード多重後のチップ系列に対して長周期のスクランブル符号  $\{c_{scr}(k); k = 0 \sim (N_c - 1)\}$  を乗算し、周波数領域において  $SF \times \lfloor N_c/SF \rfloor$  のチップインタリーブを用いてインタリーブする。 $N_c$  ポイントの IFFT により時間領域の MC-CDMA 信号を生成する。

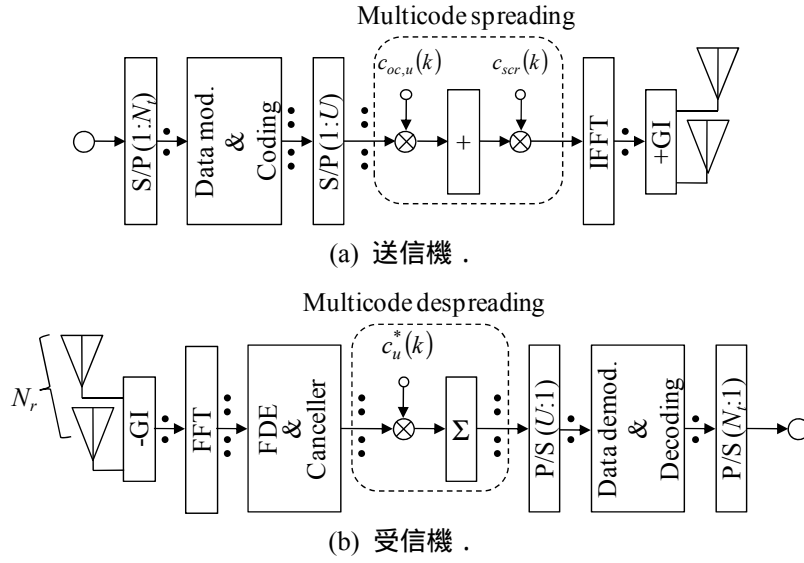


図 5.2 送受信機構成 .

一般性を失うことなく，ここでは MC-CDMA 信号  $\{x_{n_t}(t); t=0 \sim (N_c - 1)\}$  について考える． $x_{n_t}(t)$  は等価低域表現を用いて以下のように表わされる．

$$x_{n_t}(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{S}_{n_t}(k) \exp\left(j2\pi \frac{t}{N_c} k\right) \quad (5.1)$$

ここで，

$$\begin{aligned} \tilde{S}_{n_t}(k) &= \sum_{u=0}^{U-1} S_{n_t,u}(k) c_{scr}(k) \\ &= \sqrt{2P} \sum_{u=0}^{U-1} d_{n_r,u} \left( \left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor \right) c_{oc,u}(k \bmod SF) c_{scr}(k) \end{aligned} \quad (5.2)$$

であり， $P=E_c/(N_r S F T_c)$  は拡散符号あたりの送信電力， $E_c$  は FFT サンプルあたりの信号エネルギー， $T_c$  は FFT サンプル長である．マルチパスフェージングチャネルにより生じるブロック間干渉 (IBI) を除去するために  $N_g$ -FFT サンプルの GI 部分に CP を挿入した後に，MC-CDMA 信号， $\{x_{n_t}(t \bmod N_c); t = -N_g \sim (N_c - 1)\}$ ，を各アンテナから送信する．

送受信機間のチャネルはそれぞれ独立のフェージング変動を受けている  $L$  パスの周波数選択性フェージングチャネルとした．第  $n_t$  送信アンテナと第  $n_r$  受信アンテナ間のチャネルのインパルス応答は以下のように表わされる．

$$h_{n_r,n_t}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r,n_t,l} \delta(\tau - \tau_l) \quad (5.3)$$

ここで  $h_{n_r,l}$  は第  $l$  パスの複素チャネル利得であり， $E \left[ \sum_{l=0}^{L-1} |h_{n_r,n_t,l}|^2 \right] = 1$  とした ( $E[\cdot]$  は期待値操作， $\delta(\cdot)$  はデルタ関数である)．また， $\tau_l$  は第  $l$  パスの遅延時間である．

CP 除去後の第  $n_r$  受信アンテナ ( $n_r = 0 \sim (N_r - 1)$ ) における受信信号は以下のように表わされる．

$$y_{n_r}(t) = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r,n_t,l} x_{n_t}((t-\tau_l) \bmod N_c) + n_{n_r}(t) \quad (5.4)$$

ここで  $n_{n_r}(t)$  は平均 0, 分散  $2\sigma^2=2N_0/T_c$  の AWGN である ( $N_0$  は AWGN の片側電力スペクトル密度). 受信信号に  $N_c$  ポイントの FFT を行うことにより, 周波数領域信号へと変換する. 第  $n_r$  受信アンテナにおける MC-CDMA の第  $k$  周波数成分  $Y_{n_r}(k)$  は次式のようになる.

$$Y_{n_r}(k) = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} H_{n_r,n_t}(k) \tilde{S}_{n_t}(k) + \Pi_{n_r}(k) \quad (5.5)$$

ここで  $H_{n_r,n_t}(k)$  と  $\Pi_{n_r}(k)$  はそれぞれチャネルのインパルス応答と雑音のフーリエ変換であり, 以下のように与えられる.

$$\begin{cases} H_{n_r,n_t}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r,n_t,l} \exp\left(-j2\pi \frac{k}{N_c} \tau_l\right) \\ \Pi_{n_r}(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} n_{n_r}(t) \exp\left(-j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \end{cases} \quad (5.6)$$

ここで,  $c_u(k) = c_{oc,u}(k) c_{scr}(k)$  とすると, 第  $k$  サブキャリア成分は以下のように書き表される.

$$Y_{n_r}(k) = \left( \sum_{n_t=0}^{N_t-1} H_{n_r,n_t}(k) \left( \sqrt{2P} \sum_{u=0}^{U-1} d_{n_t,u} \left( \left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor \right) c_u(k) \right) \right) + \Pi_{n_r}(k) \quad (5.7)$$

式(5.7)は更に以下のように変更できる.

$$Y_{n_r}(k) = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sqrt{2P} H_{n_r,n_t}(k) c_u(k) d_{n_t,u} \left( \left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor \right) + M_{n_r}(k) + \Pi_{n_r}(k) \quad (5.8)$$

ここで  $M_{n_r}(k)$  は ICI 成分であり, 以下のように与えられる.

$$M_{n_r}(k) = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} H_{n_r,n_t}(k) \left\{ \tilde{S}_{n_t}(k) - \sqrt{2P} d_{n_t,u} \left( \left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor \right) c_u(k) \right\} \quad (5.9)$$

## 5.3 理想 ICI キャンセラ適用時の検討

### 5.3.1 チャネル容量表示式の導出

本節では, 理想的に ICI をキャンセルできた場合のチャネル容量を導出する. 受信信号は行列表現を用いて以下のように表わすことができる.

$$\begin{aligned}
& \mathbf{Y}(k) \\
&= (Y_0(k) \ \cdots \ Y_{N_r-1}(k))^T \\
&= \sqrt{2P} \mathbf{c}_u \begin{pmatrix} H_{0,0}(k) & \cdots & H_{0,N_r-1}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_r-1,0}(k) & \cdots & H_{N_r-1,N_r-1}(k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_{0,u} \left( \left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor \right) \\ \vdots \\ d_{N_r-1,u} \left( \left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor \right) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{M}_0(k) \\ \vdots \\ \mathbf{M}_{N_r-1}(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Pi_0(k) \\ \vdots \\ \Pi_{N_r-1}(k) \end{pmatrix} \\
&= \sqrt{2P} \mathbf{c}_u \mathbf{H}(k) \mathbf{d}_u(n) + \mathbf{M}(k) + \mathbf{\Pi}(k)
\end{aligned} \tag{5.10}$$

ここで  $\mathbf{H}(k)$  は  $N_r$  行  $N_r$  列のチャネル行列を表す。 $N_r$  行 1 列の  $\mathbf{Y}(k)$  を以下のように第  $n$  データチャネルに関する  $(N_r \times SF)$  行 1 列の等価受信信号ベクトル  $\hat{\mathbf{Y}}(n)$  へと変換する。 $\hat{\mathbf{Y}}(n)$  は以下のように表わされる。

$$\begin{aligned}
& \mathbf{Y}(n) = (Y_0(nSF) \ \cdots \ Y_{N_r-1}((n+1)SF-1))^T \\
&= \sqrt{2P} \mathbf{c}_u \begin{pmatrix} H_{0,0}(nSF) & \cdots & H_{0,N_r-1}(nSF) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{0,0} \left( \begin{matrix} (n+1) \\ \times SF-1 \end{matrix} \right) & & H_{0,N_r-1} \left( \begin{matrix} (n+1) \\ \times SF-1 \end{matrix} \right) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_r-1,0}(nSF) & & H_{N_r-1,N_r-1}(nSF) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_r-1,0} \left( \begin{matrix} (n+1) \\ \times SF-1 \end{matrix} \right) & \cdots & H_{N_r-1,N_r-1} \left( \begin{matrix} (n+1) \\ \times SF-1 \end{matrix} \right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_{0,u}(n) \\ \vdots \\ d_{N_r-1,u}(n) \end{pmatrix} \\
& \quad + \begin{pmatrix} \mathbf{M}_0(nSF) \\ \vdots \\ \mathbf{M}_0 \left( \begin{matrix} (n+1)SF-1 \end{matrix} \right) \\ \vdots \\ \mathbf{M}_{N_r-1}(nSF) \\ \vdots \\ \mathbf{M}_{N_r-1} \left( \begin{matrix} (n+1)SF-1 \end{matrix} \right) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Pi_0(nSF) \\ \vdots \\ \Pi_0 \left( \begin{matrix} (n+1)SF-1 \end{matrix} \right) \\ \vdots \\ \Pi_{N_r-1}(nSF) \\ \vdots \\ \Pi_{N_r-1} \left( \begin{matrix} (n+1)SF-1 \end{matrix} \right) \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{5.11}$$

拡散符号系列を表す  $(N_r \times SF)$  行  $(N_r \times SF)$  列の対角行列を以下のように定義する。

$$\mathbf{c}_u = \text{diag}(c_u(0), \dots, c_u(SF-1), \dots, c_u(0), \dots, c_u(SF-1)) \tag{5.12}$$

式(5.12)を用いると  $\hat{\mathbf{Y}}(n)$  は以下のように表わされる。

$$\hat{\mathbf{Y}}(n) = \sqrt{2P} \mathbf{c}_u \hat{\mathbf{H}}(n) \mathbf{d}_u(n) + \hat{\mathbf{M}}(n) + \hat{\mathbf{\Pi}}(n) \tag{5.13}$$

第  $n$  データチャネルに関するチャネル容量表示式  $C(n)$  を以下のように得ることができる[5.20]。

$$C(n) = E \left[ \log_2 \frac{\det A_s(n) \cdot \det A_r(n)}{\det A_u(n)} \right] \tag{5.14}$$

ここで  $\det A_s$ ,  $\det A_r$ , そして  $\det A_u$  は以下のように与えられる。

$$\begin{cases} \det A_s(n) = \det E \left[ (\sqrt{2P} \mathbf{d}_u(n)) (\sqrt{2P} \mathbf{d}_u(n))^H \right] \\ \det A_r(n) = \det E \left[ \hat{\mathbf{Y}}(n) \hat{\mathbf{Y}}^H(n) \right] \\ \det A_u(n) = E \left[ \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^H(n) \right] \\ \mathbf{u}(n) = (\sqrt{2P} \mathbf{d}_u^T(n), \hat{\mathbf{Y}}(n))^T \end{cases} \quad (5.15)$$

ここで,

$$\begin{cases} E \left[ \mathbf{d}_u(n) \mathbf{d}_u^H(n) \right] = \mathbf{I}_{N_t} \\ E \left[ \hat{\mathbf{M}}(n) \hat{\mathbf{M}}^H(n) \right] = (U-1) \cdot 2N_t \cdot P \cdot \mathbf{I}_{(N_r \cdot SF)} \\ E \left[ \hat{\mathbf{\Pi}}(n) \hat{\mathbf{\Pi}}^H(n) \right] = 2N_0 / (N_c \cdot T_c) \cdot \mathbf{I}_{(N_r \cdot SF)} \end{cases} \quad (5.16)$$

であり,  $\mathbf{I}_M$  は  $M$  行  $M$  列の単位行列である. 式(5.16)を式(5.15)に代入することにより, 以下を得る.

$$\begin{cases} \det A_s = \det(2P \cdot \mathbf{I}_{N_t}) \\ \det A_r = \det \left( 2P \cdot \mathbf{c}_u \hat{\mathbf{H}}(n) \hat{\mathbf{H}}^H(n) \mathbf{c}_u^H + \left( 2N_t \cdot (U-1) \cdot P + \frac{2N_0}{N_c \cdot T_c} \right) \cdot \mathbf{I}_{(N_r \cdot SF)} \right) \\ \det A_u = \det A_s \cdot \det \left( \left( 2N_t \cdot (U-1) \cdot P + \frac{2N_0}{N_c \cdot T_c} \right) \cdot \mathbf{I}_{(N_r \cdot SF)} \right) \end{cases} \quad (5.17)$$

式(5.17)を式(5.14)に代入し, 理想的に ICI キャンセルが行えたとすると,  $\det(\mathbf{I}_{m \times m} + \mathbf{X}_{m \times n} \mathbf{Y}_{m \times n}^H) = \det(\mathbf{I}_{n \times n} + \mathbf{Y}_{m \times n}^H \mathbf{X}_{m \times n})$  [5.21]を用いることによって  $C(n)$ は以下ようになる.

$$C(n) = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_t} + \frac{1}{N_t} \cdot \frac{E_s}{N_0} \cdot \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k) \right) \right) \quad (5.18)$$

また, 拡散率  $SF$  の場合  $\lfloor N_c / SF \rfloor$  個の並列系列が伝送されていると考えられるので, コード多重数  $U$  の MC-CDMA MIMO 伝送のチャネル容量は以下ようになる.

$$C_{MC} = E \left[ \frac{U}{N_c} \sum_{n=0}^{\lfloor \frac{N_c}{SF} \rfloor - 1} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_t} + \frac{1}{N_t} \cdot \frac{E_s}{N_0} \cdot \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k) \right) \right) \right] \quad (5.19)$$

シングルアンテナ伝送時には, 式(5.19)は以下ようになる.

$$C_{MC} = E \left[ \frac{U}{N_c} \sum_{n=0}^{\lfloor \frac{N_c}{SF} \rfloor - 1} \log_2 \left( 1 + \frac{E_s}{N_0} \cdot \left( \frac{1}{SF} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} |H_{n_r}(k)|^2 \right) \right) \right] \quad (5.20)$$

一方, OFDM MIMO 多重伝送時のチャネル容量は

$$C_{OFDM} = E \left[ \frac{1}{N_c} \cdot \sum_{n=0}^{N_c-1} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_r} + \frac{E_s}{N_t \cdot N_0} \mathbf{H}(k) \mathbf{H}^H(k) \right) \right] \quad (5.21)$$

として与えられる[5.15] .

### 5.3.2 Jensen の不等式を用いた証明

ここでは , OFDM MIMO と理想 ICI キャンセラを用いた MC-CDMA MIMO のチャネル容量の比較を *Jensen* の不等式[5.16]を用いて行う .

拡散率  $SF=N_c$  , コード多重数  $U=N_c$  とした MC-CDMA MIMO のチャネル容量は式(5.20)より

$$C_{fullMC} = \frac{N_c}{N_c} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_t} + \frac{E_s}{N_c \cdot N_t \cdot N_0} \sum_{k=0}^{N_c-1} \mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k) \right) \quad (5.22)$$

として与えられる .  $\mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k)$  を固有値分解することにより ,

$$C_{fullMC} = \frac{1}{N_c} \sum_{i=0}^{N_{\min}-1} \log_2 \left( 1 + \frac{E_s}{N_c \cdot N_t \cdot N_0} \sum_{k=0}^{N_c-1} \lambda_i(k) \right)^{N_c} \quad (5.23)$$

となる . ここで  $\lambda_i(k)$  は  $\mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k)$  の  $i$  番目 ( $i=0 \sim (N_{\min}-1)$ ;  $N_{\min} = \min(N_t, N_r)$ ) の固有値である .

一方 , OFDM MIMO 多重伝送時のチャネル容量は , 式(5.21)より

$$C_{OFDM} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_t} + \frac{E_s}{N_t \cdot N_0} \mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k) \right) \quad (5.24)$$

として与えられるので , MC-CDMA の場合と同様に固有値分解を行うことで以下を得る .

$$\begin{aligned} C_{OFDM} &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_{\min}} + \frac{E_s}{N_t \cdot N_0} \cdot \mathbf{\Lambda}(k) \right) \\ &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left( \log_2 \prod_{i=0}^{N_{\min}-1} \left( 1 + \frac{E_s}{N_t \cdot N_0} \lambda_i(k) \right) \right) \end{aligned} \quad (5.25)$$

ここで , 以下の式で与えられる幾何平均(Geometric mean)と算術平均(Arithmetic mean)の関係を表す *Jensen* の不等式を用いる[5.16] .

$$\text{geometric mean} \left( \prod_{n=0}^{N-1} x_n \right)^{\frac{1}{N}} \leq \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \quad \text{arithmetic mean} \quad (5.26)$$

等号は  $\{x_n = x; n=0 \sim N-1\}$  の時にのみ成り立つ .

OFDM MIMO と MC-CDMA MIMO は以下のような関係になる .



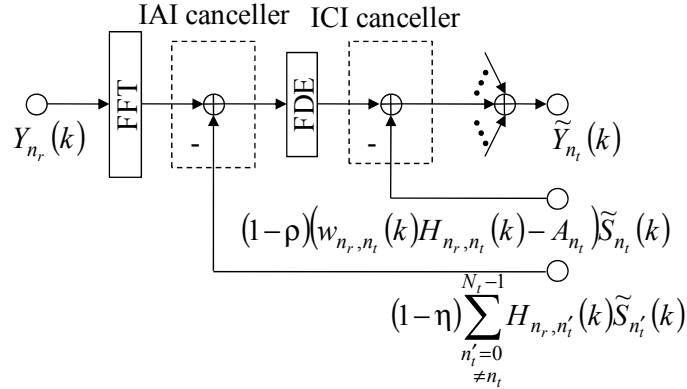


図 5.3 ICI/IAI キャンセラ構成 .

$$\begin{aligned}
C_{OFDM} &= \frac{1}{N_c} \sum_{i=0}^{N_{\min}-1} \log_2 \left( \prod_{k=0}^{N_c-1} \left( 1 + \frac{E_s}{N_t \cdot N_0} \cdot \lambda_i(k) \right) \right) \\
&\leq \frac{1}{N_c} \sum_{i=0}^{N_{\min}-1} \log_2 \left( \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left( 1 + \frac{E_s}{N_t \cdot N_0} \cdot \lambda_i(k) \right) \right)^{N_c} \right) \\
&= \frac{1}{N_c} \sum_{i=0}^{N_{\min}-1} \log_2 \left( 1 + \frac{E_s}{N_c \cdot N_t \cdot N_0} \sum_{k=0}^{N_c-1} \lambda_i(k) \right)^{N_c} = C_{fullMC}
\end{aligned} \tag{5.27}$$

これよりただちに理想 ICI キャンセラを用いたフルコード多重 MC-CDMA が常に OFDM 以上のチャネル容量を達成できることがわかる .

## 5.4 残留 ICI/IAI を考慮したチャネル容量の導出

### 5.4.1 受信 SINR の導出

続いて , 残留 ICI/IAI を考慮した MC-CDMA MIMO のチャネル容量の導出を行う . まず , 残留 ICI/IAI を考慮した条件付き受信 SINR の導出を行う . 残留 ICI は等価チャネル利得がその平均値と異なることによって生じる . したがって第  $n_r$  受信アンテナにおける第  $n_t$  送信アンテナに関する残留 ICI は以下のように表わすことができる [5.6][5.7] .

$$M_{n_r, n_t}(k) = \left( w_{n_r, n_t}(k) H_{n_r, n_t}(k) - \frac{A_{n_t}}{N_r} \right) \tilde{S}_{n_t}(k) \tag{5.28}$$

ここで  $w_{n_r, n_t}(k)$  は第  $n_r$  受信アンテナの第  $k$  サブキャリアにおける第  $n_t$  送信アンテナに対する FDE 重みであり , 式(5.38)で与えられる . また ,  $A_{n_t}$  は第  $n_t$  送信アンテナに対する平均等価チャネル利得であり , 以下のように与えられる .

$$A_{n_t} = \frac{1}{SF} \sum_{n_r=0}^{N_r-1(n+1)SF-1} \sum_{k=nSF} w_{n_r, n_t}(k) H_{n_r, n_t}(k) \tag{5.29}$$

受信機では , まず IAI をキャンセルし , 周波数領域後に ICI をキャンセルするものとする . 図 5.3 に本章で用いたキャンセラの構成を示す . 干渉キャンセルが不完全であるものとし , IAI の残留度合を表す係数  $\eta$  ( $\eta=0\sim 1$ ) および ICI の残留度合を表す係数  $\rho$  ( $\rho=0\sim 1$ ) を導入する . それにより , IAI

キャンセル,周波数領域等化およびICI キャンセル後にアンテナダイバーシチ合成して得られる第  $n_i$  送信アンテナの周波数領域信号  $\tilde{Y}_{n_i}(k)$  は次式のように表すことができる.

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_{n_i}(k) &= \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \left\{ w_{n_r, n_i}(k) \left( Y_{n_r}(k) - (1-\eta) \sum_{\substack{n'_i=0 \\ \neq n_i}}^{N_i-1} H_{n_r, n'_i}(k) \tilde{S}_{n'_i}(k) \right) \right. \\ &\quad \left. - (1-\rho) \cdot \left( w_{n_r, n_i}(k) H_{n_r, n_i}(k) - \frac{A_{n_i}}{N_r} \right) \tilde{S}_{n_i}(k) \right\} \\ &= A_{n_i} \tilde{S}_{n_i}(k) + \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \left( \rho \cdot \left( w_{n_r, n_i}(k) H_{n_r, n_i}(k) - \frac{A_{n_i}}{N_r} \right) \tilde{S}_{n_i}(k) \right. \\ &\quad \left. + \eta \cdot w_{n_r, n_i}(k) \sum_{\substack{n'_i=0 \\ \neq n_i}}^{N_i-1} H_{n_r, n'_i}(k) \tilde{S}_{n'_i}(k) + w_{n_r, n_i}(k) \Pi_{n_r}(k) \right) \end{aligned} \quad (5.30)$$

その後で, 逆拡散を行う.

$$\tilde{d}_{n_i, u}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{Y}_{n_i}(k) c_u^*(k) \quad (5.31)$$

式(5.30)を上式に代入することで以下の式を得る.

$$\tilde{d}_{n_i, u}(n) = \sqrt{2P} A_{n_i} d_{n_i, u}(n) + \mu_{ICI} + \mu_{IAI} + \mu_{noise} \quad (5.32)$$

第 1 項は希望信号成分 (第  $n_i$  アンテナの第  $u$  拡散符号チャンネル), 第 2 項はコード間干渉, 第 3 項は他アンテナ干渉, 第 4 項は雑音成分であり, 以下の式で与えられる.

$$\begin{cases} \mu_{ICI} = \rho \sum_{\substack{u'=0 \\ \neq u}}^{U-1} \left( d_{n_i, u'}(n) \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \left( \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n_i}(k) H_{n_r, n_i}(k) - A_{n_i} \right) c_{u'}(k) c_u^*(k) \right) \right) \\ \mu_{IAI} = \eta \sum_{\substack{n'_i=0 \\ \neq n_i}}^{N_i-1} \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{S}_{n'_i}(k) \left( \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n_i}(k) H_{n_r, n'_i}(k) \right) \cdot c_u^*(k) \right) \\ \mu_{noise} = \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n_i}(k) \Pi_{n_r}(k) c_c^*(k) \end{cases} \quad (5.33)$$

周波数領域でのサブキャリア間隔は  $1/T_s$  ( $T_s = T_c N_c$  は OFDM シンボルの有効シンボル長)である. 瞬時受信 SINR は平均受信  $E_s/N_0$  と瞬時チャンネル利得  $\{H_{n_r, n_i}(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$  に依存する. MC-CDMA シンボル内において,  $SF$  サブキャリアを平均化する逆拡散処理が行われる.  $\lfloor N_c/SF \rfloor$  の並列データチャンネルが 1-MC-CDMA シンボル内で伝送されるということを考慮すると, MC-CDMA MIMO のチャンネル容量は,

$$C = \frac{U}{N_c} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{n=0}^{\lfloor \frac{N_c-1}{SF} \rfloor} \log_2 \left( 1 + \gamma_{n_t, n} \left\{ \frac{E_s}{N_0}, \mathbf{H}(k) \right\} \right) \quad (5.34)$$

として求めることができる． $\gamma_{n_t, n} \{E_s/N_0, \mathbf{H}(k)\}$  はチャネル行列  $\mathbf{H}(k)$  が与えられた時の第  $n_t$  送信アンテナの第  $n$  データチャネルの条件付き受信 SINR である．

送信信号データシンボル  $d_{n_t, u}(n)$  および拡散符号  $c_u(k)$  はランダムな変数であり，それらの足し合わせてである残留 ICI 成分および残留 IAI 成分はランダムなガウス変数となる．加算される変数の数が多くなれば中央極限定理によりガウス分布に近づくことが知られている．ここで，コード多重数  $U$  が十分大きい場合を考えると，十分中央極限定理が成り立つと考えられる．そこで残留 ICI 成分，残留 IAI 成分と雑音の和を平均 0，分散  $2\sigma^2$  のガウス過程として扱くと， $2\sigma^2$  は以下のようにして与えられる．

$$2\sigma^2 = 2\sigma_{ICI}^2 + 2\sigma_{IAI}^2 + 2\sigma_{noise}^2 \quad (5.35)$$

ここで  $2\sigma_{ICI}^2$ ， $2\sigma_{IAI}^2$  および  $2\sigma_{noise}^2$  はそれぞれ，次式で与えられる残留 ICI，残留 IAI，および雑音の分散である[付録 5.A 参照]．

$$\left\{ \begin{array}{l} 2\sigma_{ICI}^2 = E[|\mu_{ICI}|^2] \\ \quad = \frac{\rho^2}{SF} \cdot \frac{2E_c \cdot (U-1)}{N_t \cdot SF \cdot T_c} \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \left| \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n_t}(k) H_{n_r, n_t}(k) \right|^2 - |A_{n_t}|^2 \right) \\ 2\sigma_{IAI}^2 = E[|\mu_{IAI}|^2] \\ \quad = \frac{\eta^2}{SF} \cdot \frac{2E_c \cdot U}{N_t \cdot SF \cdot T_c} \sum_{\substack{n_t'=0 \\ \neq n_t}}^{N_t-1} \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \left| \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n_t'}(k) H_{n_r, n_t'}(k) \right|^2 \right) \\ 2\sigma_{noise}^2 = E[|\mu_{noise}|^2] \\ \quad = \frac{1}{SF} \cdot \frac{2N_0}{N_c \cdot T_c} \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} |w_{n_r, n_t}(k)|^2 \right) \end{array} \right. \quad (5.36)$$

したがって条件付き受信 SINR， $\gamma_n(E_s/N_0, \{\mathbf{H}(k)\})$  は以下のように与えられる．

$$\gamma_{n_t, n_r} \left( \frac{E_s}{N_0}, \{\mathbf{H}(k)\} \right) = \frac{\frac{1}{N_t} \left( \frac{E_s}{N_0} \right) \left| \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n_t} H_{n_r, n_t}(k) \right|^2}{\left( \frac{\eta^2}{SF} \cdot \frac{U}{N_t} \left( \frac{E_s}{N_0} \right) \sum_{\substack{n'_t=0 \\ \neq n_t}}^{N_t-1} \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \left| \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n'_t}(k) H_{n_r, n'_t}(k) \right|^2 \right) \right.} \right.} \quad (5.37)$$

$$\left. + \frac{\rho^2}{SF} \cdot \frac{(U-1)}{N_t} \left( \frac{E_s}{N_0} \right) \cdot \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \left| \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n_t} H_{n_r, n_t}(k) \right|^2 - |A_{n_t}|^2 \right) \right.$$

$$\left. + \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} |w_{n_r, n_t}(k)|^2 \right)^2$$

残留ICIおよびIAIを考慮したMC-CDMA MIMOのチャネル容量は式(5.37)を式(5.34)に代入することにより与えられる。

#### 5.4.2 適応 MMSE 重み

第  $n_t$  送信アンテナに対する残留ICI/IAIを考慮したMMSE等化重みは次式で与えられる。

$$\mathbf{w}_{n_t}(k) = (w_{0, n_t}(k) \cdots w_{n_r, n_t}(k) \cdots w_{N_r-1, n_t}(k))$$

$$= \left( \mathbf{H}(k) \mathbf{G}_{n_t}(k) \mathbf{H}^H(k) + \left( \frac{U}{SF} \cdot \frac{E_s}{N_t \cdot N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \begin{pmatrix} H_{0, n_t}^*(k) \\ \vdots \\ H_{N_r-1, n_t}^*(k) \end{pmatrix}^T \quad (5.38)$$

ここで、 $\mathbf{H}(k)$ は $N_r$ 行 $N_t$ 列のチャネル行列、 $\mathbf{G}_{n_t}(k)$ は次式で与えられる干渉考慮行列である。

$$\mathbf{G}_{n_t}(k) = \text{diag}(g_0 \cdots g_{n'_t} \cdots g_{N_r-1}) \quad (5.39)$$

ここで、

$$g_{n'_t} = \begin{cases} \rho^2 & n'_t = n_t \\ \eta^2 & n'_t \neq n_t \end{cases} \quad (5.40)$$

である。

### 5.5 数値計算結果

#### 5.5.1 数値計算諸元

残留ICI/IAIがMC-CDMA MIMOのチャネル容量に与える影響を数値計算により明らかにする。

表 5.1 に数値計算諸元を示す。MC-CDMA 比較のためのOFDMともにサブキャリア数は $N_c=256$ とした。MC-CDMA 伝送時の拡散率 $SF$ とし、コード多重数を拡散率と同一( $U=SF$ )とした。チャネルは各パスが独立のフェージング変動を受ける減衰指数 $\gamma$ (dB)の $L$ -パスのブロックフェージングを仮定し、減衰指数 $\gamma$ およびパス数 $L$ はパラメータとして評価した。チャネル容量の計算にあたって、GI挿入損は考慮していない。送信アンテナ本数を $N_t$ 、受信アンテナ本数を $N_r$ のパラメータとして特性評価を行った。

表 5.1 計算機シミュレーション諸元

		MC-CDMA	OFDM
サブキャリア数		$N_c=256$	
拡散率		$SF=4\sim 256$	
コード多重数		$U=SF$	
ICI/IAIキャンセラ		$\rho=0\sim 1$ $\eta=0\sim 1$	$\rho=0$ $\eta=0\sim 1$
チャンネルモデル	フェージング	ブロックレイリーフェージング	
	パス数	$L$ -path	
	減衰指数	$\gamma$ (dB)	
	最大ドップラー周波数	$f_D \rightarrow 0$ (Hz)	
送信アンテナ本数		$N_t=1\sim 4$	
受信アンテナ本数		$N_r=4$	

## 5.5.2 理想 ICI キャンセラ仮定時の MC-CDMA のチャンネル容量

### 5.5.2.1 シングルアンテナ伝送時

ここでは、まずシングルアンテナ伝送時についての検討を行う。

#### 5.5.2.1.1 受信アンテナダイバーシチの適用効果

シングルアンテナ伝送時の MC-CDMA と OFDM のチャンネル容量を受信アンテナ本数  $N_r$  をパラメータとして図 5.4 に示す。図からわかるように、受信アンテナ本数の増大に伴いチャンネル容量差が小さくなっていることがわかる。この理由は以下のようにして説明できる。MC-CDMA が OFDM に対してもっている優位性は、式(5.20)と式(5.21)からわかるように、周波数領域拡散により得られる周波数ダイバーシチ効果である。そのため、受信アンテナ本数が  $N_r=1$  の場合(空間ダイバーシチ効果が得られない環境)では、獲得できる周波数ダイバーシチ効果の影響で OFDM と比較して大きなチャンネル容量が得られている。しかしながら、受信アンテナ本数の増大に伴い、空間ダイバーシチ効果が大きくなることによりチャンネルの周波数応答の落ち込みが小さくなる、すなわちチャンネルが平坦化されることで、周波数ダイバーシチ効果により得られる特性改善効果が相対的に小さくなったためであると考えられる。

#### 5.5.2.1.2 チャンネルパラメータの影響

図 5.5 にチャンネルパラメータ(マルチパス数および減衰指数)が MC-CDMA と OFDM のチャンネル容量に与える影響を示す。図からわかるように、OFDM のチャンネル容量は受信信号の電力にのみ依存し(文献[5.15])、パス数  $L$  には依存していないことがわかる。一方で、MC-CDMA

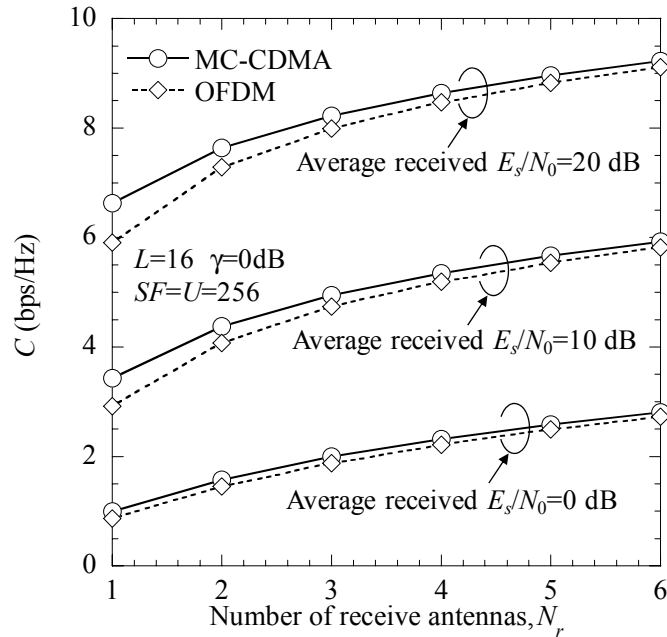
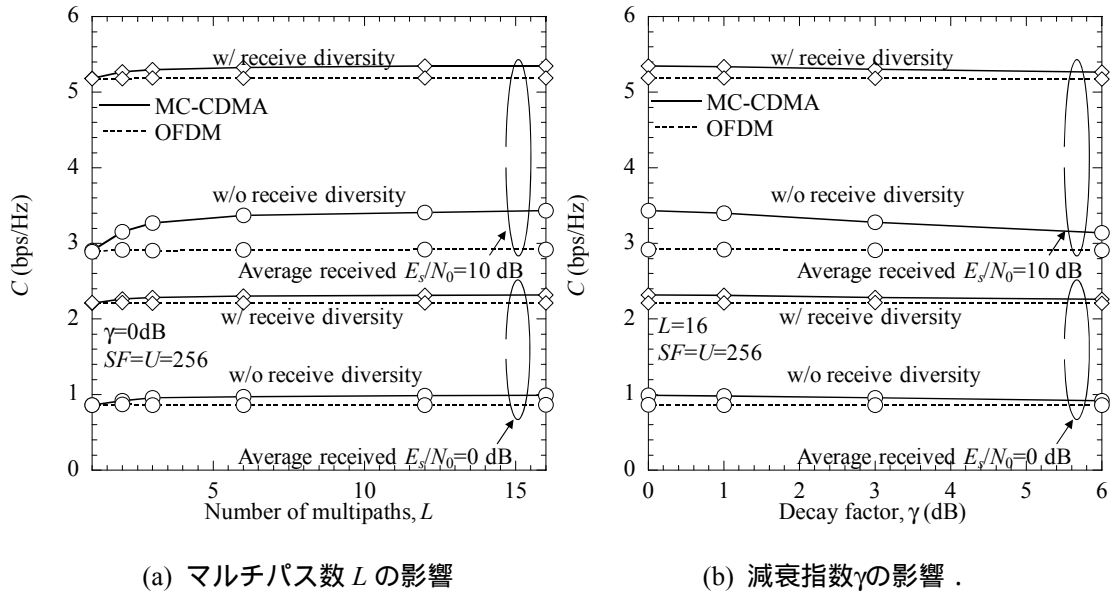


図 5.4 受信アンテナダイバーシチの適用効果 .



(a) マルチパス数  $L$  の影響

(b) 減衰指数  $\gamma$  の影響 .

図 5.5 チャネルパラメータの影響 .

のチャネル容量はパス数  $L$  の増大, 減衰指数  $\gamma$  の減少に伴い増大していることがわかる . これは周波数選択性の増大によって, 獲得できる周波数ダイバーシチ効果が増大したためである . しかしながら, 受信アンテナダイバーシチ ( $N_r=4$ ) を適用した場合, チャネルのパラメータが MC-CDMA のチャネル容量に与える影響が小さくなっていることがわかる . これは, 受信アンテナ本数の増大によって得られる空間ダイバーシチ効果の影響が, 周波数領域拡散によって得られる周波数ダイバーシチ効果と比較して大きくなったためであると考えられる .

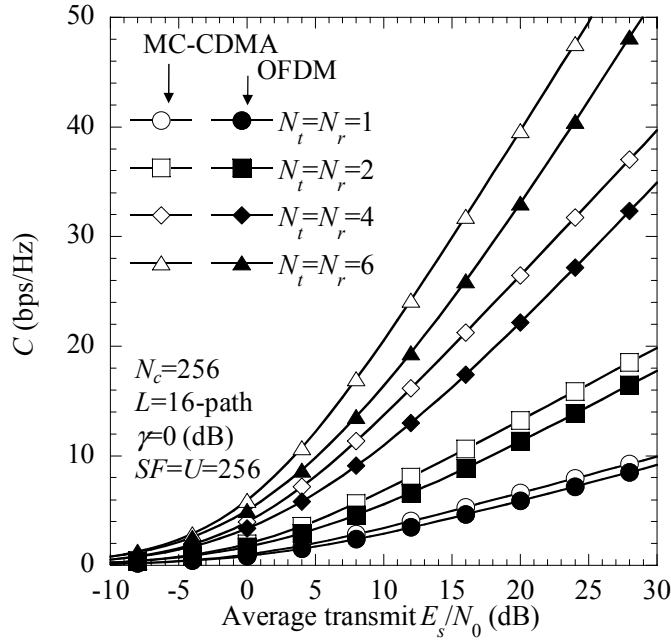


図 5.6 アンテナ本数の影響 .

### 5.5.2.2 マルチアンテナ伝送時

マルチアンテナ伝送時の特性評価を行う .

#### 5.5.2.2.1 アンテナ本数の影響

図 5.6 に ,送受信アンテナ本数を同一としたとき( $N_t=N_r$ )について ,受信アンテナあたりの受信  $E_s/N_0$  に対する MC-CDMA と OFDM の平均チャンネル容量を示す . アンテナ本数を多くするとチャンネル容量が大幅に増加する . また , アンテナ本数によらず , MC-CDMA が OFDM よりも常に大きなチャンネル容量を実現できることがわかる . アンテナ本数が増大した場合に , MC-CDMA MIMO と OFDM MIMO のチャンネル容量差が拡大していることがわかる .

続いて ,MIMO 多重伝送時と送信アンテナ本数分の SIMO 伝送時とのチャンネル容量の比較を行う .  $(N_t, N_r)$ -MIMO 多重と  $N_t \times (1, N_r)$ -SIMO との平均チャンネル容量の差を  $\Delta C(\text{bps/Hz})$  とすると次式のように表わされる .

$$\begin{aligned}
 \Delta C(\text{bps/Hz}) &= (N_t, N_r)\text{MIMO} - N_t \times (1, N_r)\text{SIMO} \\
 &= E \left[ \frac{U}{N_c} \sum_{n=0}^{\lfloor \frac{N_c}{SF} \rfloor - 1} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_t} + \frac{1}{SF \cdot N_t} \frac{E_s}{N_0} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k) \right) \right] \\
 &\quad - \left[ \frac{U}{N_c} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{\lfloor \frac{N_c}{SF} \rfloor - 1} \log_2 \left( 1 + \frac{1}{SF \cdot N_t} \frac{E_s}{N_0} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} |H_{n_r, n_t}(k)|^2 \right) \right] \\
 &\leq 0
 \end{aligned} \tag{5.41}$$

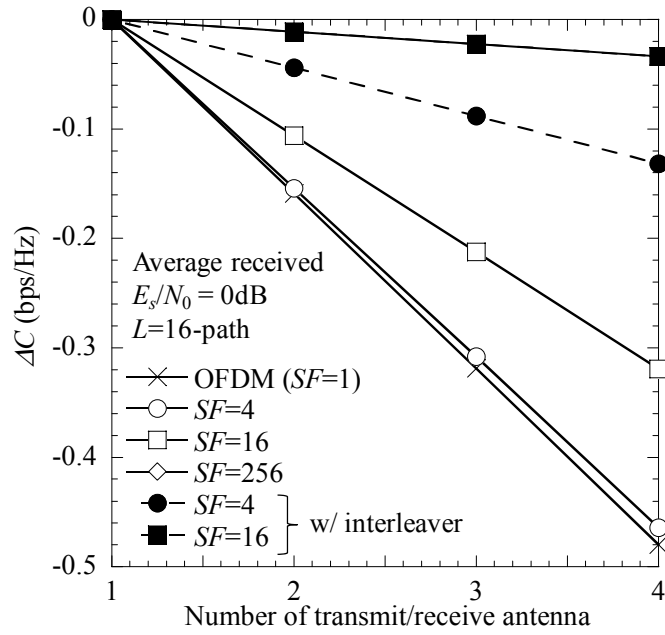


図 5.7  $(N_t, N_r)$ -MIMO と  $N_t \times (1, N_r)$ -SIMO のチャンネル容量差 .

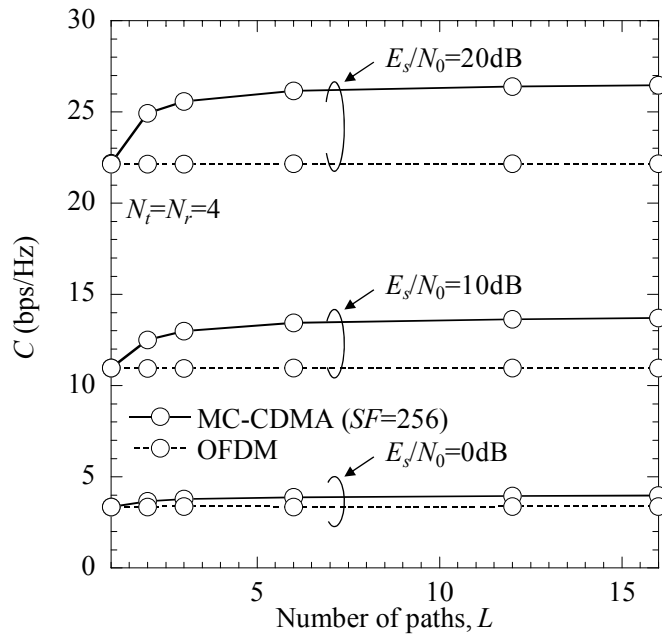


図 5.8 マルチパス数  $L$  の影響 .

$\Delta C$  は常に 0 以下となるから  $(N_t, N_r)$ -MIMO 多重伝送時の最大のチャンネル容量は  $N_t \times (1, N_r)$ -SIMO 伝送以下となることがわかる . ここで簡単のために  $N_t = 2, N_r = 2, U = SF = 1$  の場合について示す .



$$\begin{aligned}
\Delta C(\text{bps/Hz}) &= (N_t, N_r)\text{MIMO} - N_t \times (1, N_r)\text{SIMO} \\
&= E \left[ \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_t} + \frac{E_s}{2N_0} \mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k) \right) - \sum_{n_r=0}^1 \log_2 \left( 1 + \frac{E_s}{2N_0} \sum_{n_r=0}^1 H_{n_r, n_t}(k) \right) \right] \\
&= E \left[ \log_2 \left\{ \left( 1 + \frac{E_s}{2N_0} (|H_{11}(k)|^2 + |H_{21}(k)|^2) \right) \left( 1 + \frac{E_s}{2N_0} (|H_{12}(k)|^2 + |H_{22}(k)|^2) \right) \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - \left( \frac{E_s}{2N_0} \right)^2 |H_{11}^*(k)H_{12}(k) + H_{21}^*(k)H_{22}(k)|^2 \right\} \right. \\
&\quad \left. - \log_2 \left\{ \left( 1 + \frac{E_s}{2N_0} (|H_{11}(k)|^2 + |H_{21}(k)|^2) \right) \left( 1 + \frac{E_s}{2N_0} (|H_{12}(k)|^2 + |H_{22}(k)|^2) \right) \right\} \right] \tag{5.42}
\end{aligned}$$

ここで、 $\left(\frac{E_s}{2N_0}\right)^2 |H_{11}^*(k)H_{12}(k) + H_{21}^*(k)H_{22}(k)|^2$  は常に 0 以上となるため、 $\Delta C$  は常に 0 より小さい値になる。送受信アンテナ本数に対する式(5.42)で与えられる $\Delta C(\text{bps/Hz})$ の計算結果を図 5.7 に示す。図から OFDM 伝送時には送受信アンテナ本数を増加させると、 $\Delta C$  が大きくなってしまふことがわかる。一方、MC-CDMA 伝送では、拡散率  $SF$  を大きくすることによって $\Delta C$  を小さくでき、 $SF=4, 16$  と拡散率が小さい場合でも、周波数領域で等間隔インタリーバを用いることにより $\Delta C$  を小さくできることがわかる。これは以下のようにして説明できる。拡散率が低い場合、各送信アンテナに対する等価チャネル利得にばらつきが生じてしまう、すなわち等価的な受信電力に差が生じることになる。そのような場合には、等価的な受信電力が小さい送信アンテナは他のアンテナから相対的に大きな干渉を受けることになるため信号分離精度が劣化してしまうからであると考えることができる。

#### 5.5.2.2.2 マルチパス数の影響。

送受信アンテナ本数を  $N_t=N_r=4$  とした場合に、マルチパス数  $L$  が MC-CDMA MIMO と OFDM MIMO のチャネル容量に与える影響を図 5.8 に示す。理想 ICI キャンセラを適用した場合、マルチパス数  $L$  によらず周波数ダイバーシチ効果の影響によって常に MC-CDMA MIMO が OFDM MIMO より大きなチャネル容量を実現できていることがわかる。また、 $L=1$  (周波数非選択性フェージングチャネル) のときは、MC-CDMA MIMO のチャネル容量と OFDM MIMO のチャネル容量は同じとなっている。このことは、式(5.27)において等号が成り立つことからわかる。

### 5.5.3 残留 ICI/IAI を考慮した MC-CDMA のチャネル容量

5.5.2 では、理想的に ICI をキャンセルできた場合について特性評価を行った。しかしながら、理想的に ICI のキャンセルを行うことは不可能であると考えられる。そこで、ここでは残留 ICI が MC-CDMA のチャネル容量に与える影響についての検討を行う。

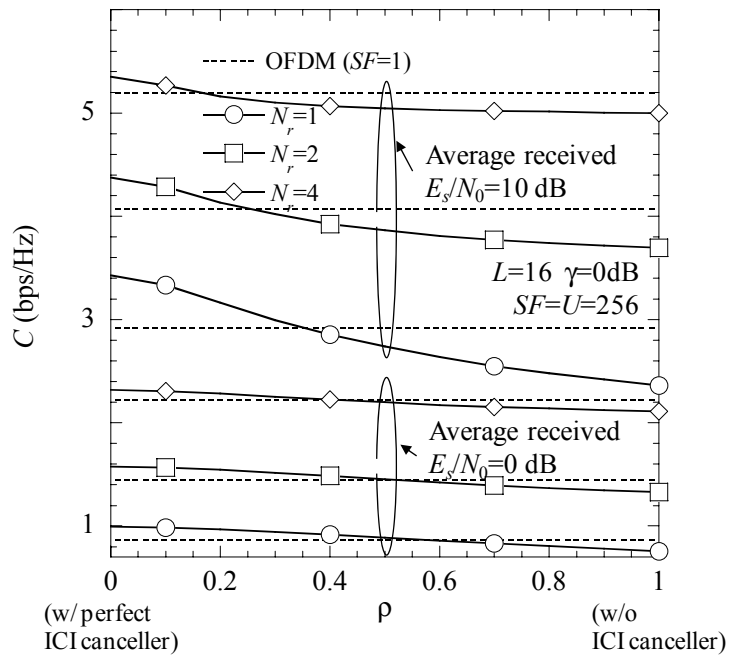
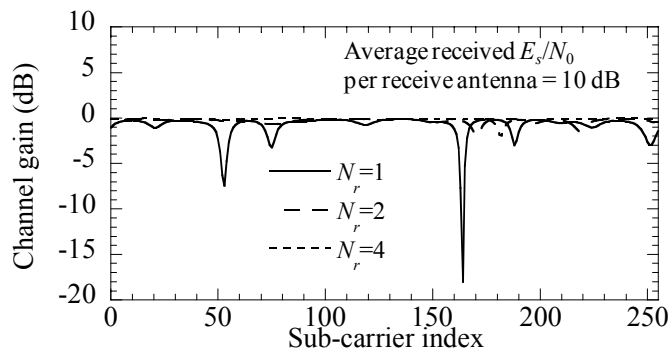
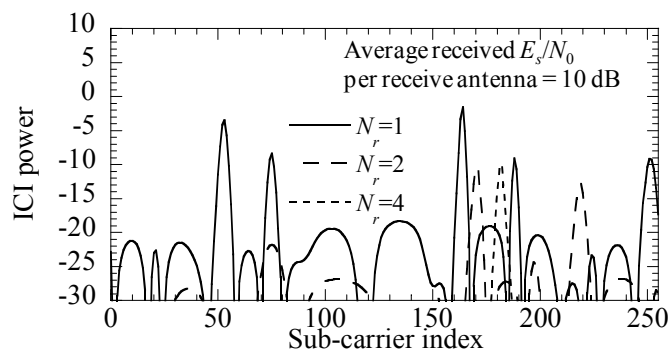


図 5.9 残留 ICI の影響 .



(a) 等価チャネル利得 .



(b) ICI 電力 .

図 5.10 等価チャネル利得と ICI 電力 .

### 5.5.3.1 シングルアンテナ伝送時

残留 ICI( $\rho$ )が MC-CDMA のチャンネル容量に与える影響を受信アンテナ本数  $N_r$  をパラメータとして図 5.9 に示す。残留 ICI が  $\rho=1$  のとき (ICI キャンセラ非適用時) に, MC-CDMA のチャンネル容量と OFDM のチャンネル容量差が  $N_r$  の増大に伴って小さくなっていることがわかる。これは以下のようにして説明できる。式(5.33)からわかるように残留 ICI は FDE およびアンテナダイバースチ合成後の等価チャンネル利得  $\left(\sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r,0}(k)H_{n_r,0}(k)\right)$  と平均等価チャンネル利得  $A_0$  との差により生じる。図 5.10(a)に示すように,  $\left(\sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r,0}(k)H_{n_r,0}(k)\right)$  は  $N_r$  の増大に伴い小さくなっていることがわかる。結果として, 図 5.10(b)に示されているように, 残留 ICI 電力が小さくなり, チャンネル容量の増大につながる。

### 5.5.3.2 マルチアンテナ伝送時

#### 5.5.3.2.1 MC-CDMA MIMO と OFDM MIMO のチャンネル容量

図 5.11 に各受信アンテナあたりの受信  $E_s/N_0$  に対する MC-CDMA MIMO と OFDM のチャンネル容量[5.15]を示す。ICI/IAI キャンセラを用いない MMSE 信号分離法の場合には, 受信  $E_s/N_0$  によらず常に OFDM MIMO よりもチャンネル容量が低くなっている。この理由は以下のように説明できる。まず MMSE 信号分離では, 受信機のもつ自由度( $N_r-1$ )を他アンテナからの干渉抑圧に用いているために, 受信ダイバースチの次数が失われているためであり, さらに IAI の完全な抑圧はできていないためである。干渉キャンセラを用いていないために, ICI が残留しており, それらの影響によりチャンネル容量が低下していると考えられる。しかしながら, 繰り返し ICI/IAI キャンセラを適用すれば OFDM MIMO に近いチャンネル容量を達成できることがわかる。

#### 5.5.3.2.2 残留 ICI/IAI の影響

図 5.12 に残留 ICI/IAI が MC-CDMA MIMO のチャンネル容量に与える影響を示す。横軸は残留 ICI/IAI 度合いを表す  $\rho$  と  $\eta$  である。また, 比較のために残留 IAI のみを考慮した OFDM MIMO のチャンネル容量および OFDM MIMO のチャンネル容量の上界[5.15]も示す。図からわかるように, MC-CDMA MIMO では IAI に加えて他コードからの ICI が残留するため,  $\rho$  と  $\eta$  が大きい場合には (キャンセル不完全性が強くなれば) OFDM MIMO よりチャンネル容量が低下していることがわかる。しかしながら  $\rho$  と  $\eta$  が小さくなれば (キャンセルが理想に近づけば) その差が小さくなり,  $E_s/N_0$  が 20dB 以下の領域において  $\rho$  と  $\eta$  を 0.2 程度まで低減できれば MC-CDMA MIMO が OFDM MIMO よりも大きなチャンネル容量を実現できる。

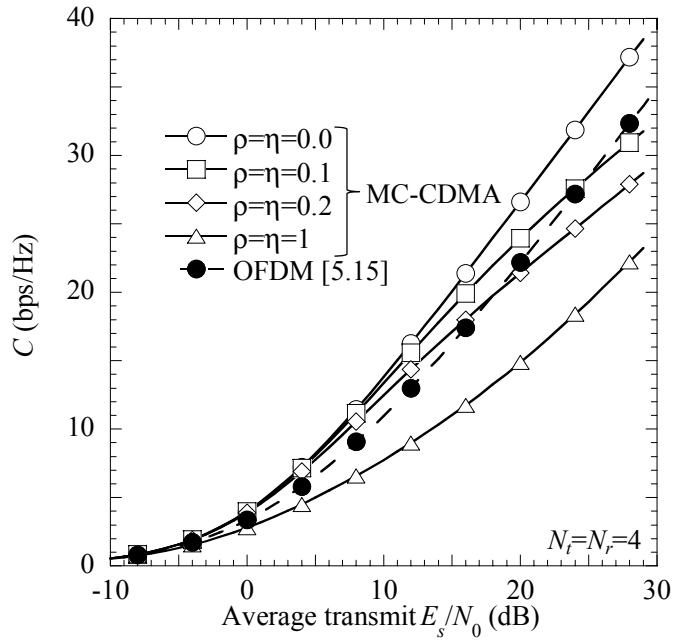


図 5.11 MC-CDMA MIMO と OFDM MIMO のチャンネル容量 .

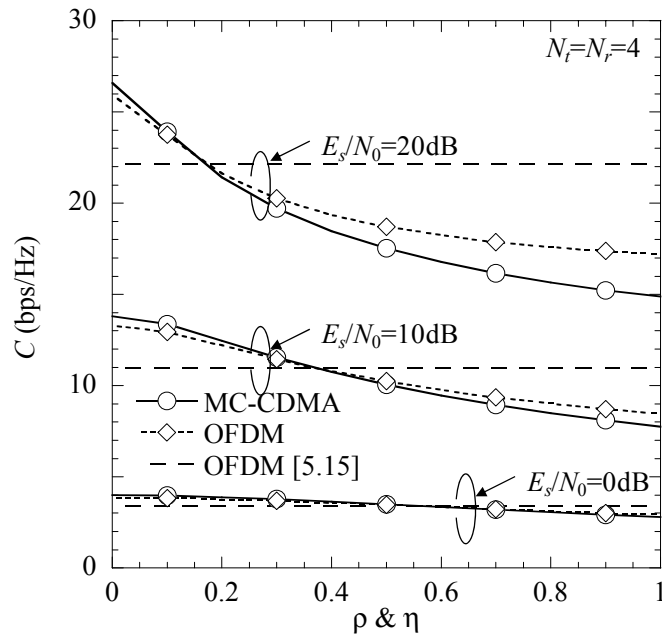


図 5.12 残留 ICI/IAI が MC-CDMA MIMO に与える影響 .

### 5.5.3.2.3 受信ダイバーシチの効果

5.5.3.1 において, シングルアンテナ伝送時に受信アンテナダイバーシチを適用することによって, 等化後のチャンネル利得の周波数選択性が弱まり, 残留 ICI 成分が小さくなることで, 干渉キャンセラを適用しない場合でも優れたチャンネル容量を達成できることを示してきた. そこで図 5.13 に受信アンテナ本数を  $N_r=4$  に固定し, 送信アンテナ本数  $N_t$  を変化させた場合の残留 ICI/IAI

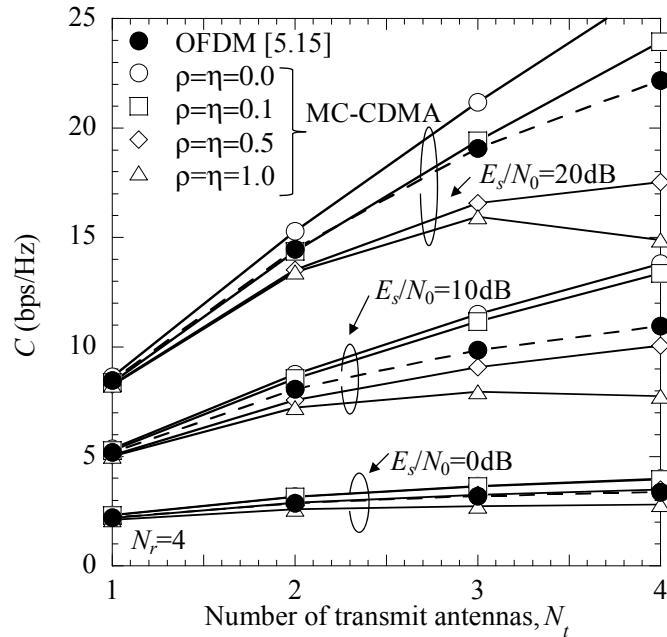


図 5.13 受信アンテナダイバーシチの適用効果 .

度合( $\rho$ と $\eta$ )の影響を示す . 比較のために文献[5.15]で与えられる OFDM MIMO のチャンネル容量も示す . 図からわかるように , 送信アンテナ本数が少ない場合( $N_t < N_r$ )には受信ダイバーシチ効果によって残留 ICI を低減できるため ,  $\rho$ と $\eta$ が MC-CDMA のチャンネル容量に与える影響は小さいことがわかる . しかしながら , 送信アンテナ本数の増加に伴いその影響が大きくなるため ,  $\rho$ と $\eta$ が大きい場合にはチャンネル容量が大幅に劣化している . また , 残留 ICI/IAI を 50%程度まで低減できた場合には送信アンテナ本数の増大に伴ってチャンネル容量を増大できるものの , 残留 ICI/IAI が大きい場合には  $N_t=4$  よりも  $N_t=3$  のほうが大きいチャンネル容量を達成できている . 送信アンテナ数が  $N_t=1$  および 2 の場合には , ICI/IAI を 5 割程度まで低減できればよいが ,  $N_t=3$  および 4 の場合には , 1 割程度にまで低減できれば OFDM MIMO とほぼ同程度かそれ以上のチャンネル容量を達成できることがわかる .

## 5.6 まとめ

本章では , まず理想 ICI キャンセラを適用した MC-CDMA のチャンネル容量を理論的に導出した . 導出したチャンネル容量表示式を用いて MC-CDMA のチャンネル容量と OFDM のチャンネル容量の比較を行った . Jensen の不等式と数値計算から , 理想的に ICI をキャンセルできた場合には , MC-CDMA が周波数ダイバーシチを得られることから OFDM より大きなチャンネル容量を実現できることを示した . 更に , 受信機における繰り返し干渉 (IAI および ICI) キャンセラの適用を想定し , 残留 ICI/IAI を考慮した MC-CDMA の受信 SINR に基づくチャンネル容量を導出した . 現在までに報告されている文献[5.12]-[5.14]では , MC-CDMA のチャンネル容量は OFDM より必ず小さくなるとされていた . しかしながら , 本研究で導出した残留 ICI/IAI を考慮した MC-CDMA のチャンネル容量に基づく数値計算の結果 , ある程度まで残留 ICI を低減できれば MC-CDMA も

OFDM とほぼ同程度のチャネル容量を実現できることを示した .

## 5.7 参考文献

- [5.1] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Commun., Mag.*, vol.35, no.12, pp.126-133, Dec. 1997.
- [5.2] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyarand, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol.40, pp.58-66, Apr. 2002.
- [5.3] T. Itagaki and F. Adachi, "Joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining for orthogonal Multicode DS-CDMA signal transmissions in a frequency-selective fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E87-B, no.7, pp.1954-1963, July 2004.
- [5.4] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wirel. Commun. Mag.*, vol.12.no.2, pp.8-18, Apr. 2005.
- [5.5] R. Dinis, P. Silva, and A. Gusmao, "An iterative frequency-domain decision-feedback receiver for MC-CDMA schemes," *Proc. IEEE VTC 2005-spring*, pp.271-275, May-June 2005.
- [5.6] K. Takeda, K. Ishihara, and F. Adachi, "Frequency-domain ICI cancellation with MMSE equalization for DS-CDMA downlink," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E89-B, no.12, pp.3335-3343, Dec. 2006.
- [5.7] K. Ishihara, K. Takeda, and F. Adachi, "Iterative frequency-domain soft interference cancellation for multicode DS- and MC-CDMA transmission and performance comparison," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E89-B, no.12, pp.3344-3355, Dec. 2006.
- [5.8] G. Stüber, J. Barry, S. McLaughlin, Y. Li, M. Ingram, and T. Pratt, "Broadband MIMO-OFDM wireless communications," *Proc. the IEEE*, vol.92, no.2, pp.271-294, Feb. 2004.
- [5.9] A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," *Proc. IEEE VTC 2000-spring*, vol.2, pp.1070-1074, May 2000.
- [5.10] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th edition, McGraw-Hill, 2001.
- [5.11] K. J. Kim, J. Yue, R. A. Iltis, and J. D. Gibson, "A QRD-M/Kalman filter-based detection and channel estimation algorithm for MIMO-OFDM systems," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol.4, no.2, pp.710-721, Mar. 2005.
- [5.12] Z. Kang and K. Yao, "On the capacity and asymptotic performance of MC-CDMA system over Nakagami-m fading channels," *Proc. IEEE VTC 2004-spring*, vol.2 pp.1153-1157, May 2004.
- [5.13] M. Ma, Y. Yang, H. Cheng, and B. Jiao, "A capacity comparison between MC-CDMA and CP-CDMA," *Proc. IEEE VTC 2006-fall*, pp.1-4, Sept. 2006.
- [5.14] M. Debbah, "Capacity of a downlink MC-CDMA multi-cell network," *Proc. IEEE ICASSP'04*, vol.4, pp.761-764, May 2004.
- [5.15] H. Bölcskei, D. Gesbert, and A. J. Paulraj, "On the capacity of OFDM-based spatial

- multiplexing systems,” IEEE Trans. Commun., vol.50, no.2, pp.225-234, Feb. 2002.
- [5.16] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, Table of integrals, series, and products, New York, Academic Press, 1965.
- [5.17] P. Bouvet, V. Le Nir, M. Helard, and R. L. Gouable, “Spatial multiplexed coded MC-CDMA with iterative receiver,” Proc. IEEE PIMRC 2004, vol.2, pp.801-804, Sept. 2004.
- [5.18] A. Phasouliotis and D. K. C. So, “A novel OSSMIC receiver for downlink MIMO MC-CDMA systems,” Proc. IEEE VTC 2008-spring, pp.1271-1275, May 2008.
- [5.19] D. Garg, “High Speed Packet Access Techniques for Broadband CDMA Mobile Radio,” Doctoral Thesis, Tohoku University, Mar. 2005.
- [5.20] G. J. Foschini and M. Gans, “On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas,” Wireless Personal Commun., vol.6, no.3, pp.311-335, Mar. 1998.
- [5.21] J. N. Franklin, Matrix theory, Prentice-Hall, pp.80-81, 1968.

## 付録 5.A $2\sigma_{ICI}^2$ と $2\sigma_{IAI}^2$ の導出

残留 ICI の分散  $2\sigma_{ICI}^2$  を導出する． $2\sigma_{ICI}^2$  は以下のようにして与えられる．

$$\begin{aligned}
2\sigma_{ICI}^2 &= E\left[|u_{ICI}|^2\right] \\
&= E\left[\left|\rho \cdot \sum_{\substack{u'=0 \\ \neq u}}^{U-1} \left\{ S_{n_r, u'}(n) \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \begin{pmatrix} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n_r}(k) H_{n_r, n_r}(k) \\ -A_{n_t} \end{pmatrix} c_{u'}(k) c_u^*(k) \right\} \right|^2\right] \\
&= \left(\frac{\rho}{SF}\right)^2 E\left[ \sum_{\substack{u'=0 \\ \neq u}}^{U-1} \sum_{\substack{u''=0 \\ \neq u}}^{U-1} S_{n_r, u'}(n) S_{n_r, u''}^*(n) \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \sum_{k'=nSF}^{(n+1)SF-1} \begin{pmatrix} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n_r}(k) H_{n_r, n_r}(k) \\ -A_{n_t} \end{pmatrix} c_{u'}(k) c_u^*(k) \right. \\
&\quad \left. \times \begin{pmatrix} \sum_{n_r'=0}^{N_r-1} w_{n_r', n_r'}(k') H_{n_r', n_r'}(k') \\ -A_{n_t} \end{pmatrix}^* c_{u''}(k') c_u(k') \right] \\
&= \left(\frac{\rho}{SF}\right)^2 \sum_{\substack{u'=0 \\ \neq u}}^{U-1} \sum_{\substack{u''=0 \\ \neq u}}^{U-1} E\left[ S_{n_r, u'}(n) S_{n_r, u''}^*(n) \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \sum_{k'=nSF}^{(n+1)SF-1} \begin{pmatrix} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n_r}(k) H_{n_r, n_r}(k) \\ -A_{n_t} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sum_{n_r'=0}^{N_r-1} w_{n_r', n_r'}(k') H_{n_r', n_r'}(k') \\ -A_{n_t} \end{pmatrix}^* \right. \\
&\quad \left. \times E\left[ c_{u'}(k) c_u^*(k) c_{u''}^*(k') c_u(k') \right] \right]
\end{aligned} \tag{5.43}$$

ここで，他コードを用いて伝送される信号は無相関であるということと，拡散符号のランダム性を考慮すると以下のような関係式を得ることができる．

$$\begin{cases} E[S_{n_t, u'}(n)S_{n_t, u'}^*(n)] = \frac{2E_c}{N_t \cdot SF \cdot T_c} \cdot \delta(u' - u'') \\ E[c_{u'}(k)c_{u'}^*(k)c_{u'}^*(k')c_{u'}(k')] = \delta(k - k')\delta(u' - u'') \end{cases} \quad (5.44)$$

式(5.44)を式(5.43)に代入すると

$$\begin{aligned} 2\sigma_{ICI}^2 &= E\left[|\mu_{ICI}|^2\right] \\ &= \left(\frac{\rho}{SF}\right)^2 \cdot \frac{2(U-1)E_c}{N_t \cdot SF \cdot T_c} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \left| \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n_t}(k)H_{n_r, n_t}(k) - A_{n_t} \right|^2 \\ &= \left(\frac{\rho}{SF}\right)^2 \cdot \frac{2(U-1)E_c}{N_t \cdot SF \cdot T_c} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \left( \begin{aligned} &\left| \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n_t}(k)H_{n_r, n_t}(k) \right|^2 \\ &- 2 \operatorname{Re} \left[ \left( \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n_t}(k)H_{n_r, n_t}(k) \right) \cdot A_{n_t} \right] \\ &+ |A_{n_t}|^2 \end{aligned} \right) \\ &= \left(\frac{\rho}{SF}\right)^2 \cdot \frac{2(U-1)E_c}{N_t \cdot SF \cdot T_c} \cdot \left( \begin{aligned} &\sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \left| \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n_t}(k)H_{n_r, n_t}(k) \right|^2 \\ &- 2 \cdot A_{n_t} \cdot SF \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \operatorname{Re}[w_{n_r, n_t}(k)H_{n_r, n_t}(k)] \right) \\ &+ SF \cdot |A_{n_t}|^2 \end{aligned} \right) \quad (5.45) \\ &= \left(\frac{\rho}{SF}\right)^2 \cdot \frac{2(U-1)E_c}{N_t \cdot SF \cdot T_c} \cdot \left( \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \left| \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n_t}(k)H_{n_r, n_t}(k) \right|^2 - 2 \cdot SF \cdot |A_{n_t}|^2 + SF \cdot |A_{n_t}|^2 \right) \\ &= \frac{\rho^2}{SF} \cdot \frac{2(U-1)E_c}{N_t \cdot SF \cdot T_c} \cdot \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \left| \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n_t}(k)H_{n_r, n_t}(k) \right|^2 - |A_{n_t}|^2 \right) \end{aligned}$$

となる。

同様にして残留 IAI の分散  $2\sigma_{IAI}^2$  は以下のようにして与えられる。



$$\begin{aligned}
2\sigma_{IAI} &= E\left[|\mu_{IAI}|^2\right] \\
&= E\left[\left|\eta \cdot \sum_{\substack{n'_i=0 \\ \neq n_i}}^{N_i-1} \left\{ \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{S}_{n'_i}(k) \left( \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n'_i}(k) H_{n_r, n'_i}(k) \right) \cdot c_u^*(k) \right\}\right|^2\right] \\
&= \left(\frac{\eta}{SF}\right)^2 \cdot \sum_{\substack{n'_i=0 \\ \neq n_i}}^{N_i-1} \sum_{\substack{n''_i=0 \\ \neq n_i}}^{N_i-1} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \sum_{k'=nSF}^{(n+1)SF-1} \left( \begin{aligned} &E\left[\tilde{S}_{n'_i}(k) \tilde{S}_{n''_i}^*(k')\right] \left( \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n'_i}(k) H_{n_r, n'_i}(k) \right) \\ &\times \left( \sum_{n'_r=0}^{N_r-1} w_{n'_r, n''_i}(k') H_{n'_r, n''_i}(k') \right)^* E\left[c_u^*(k) c_u^*(k')\right] \end{aligned} \right) \end{aligned} \quad (5.46)$$

ここで,

$$\begin{cases} E\left[\tilde{S}_{n'_i}(k) \tilde{S}_{n''_i}^*(k')\right] = \frac{2U \cdot E_c}{N_i \cdot SF \cdot T_c} \delta(n'_i - n''_i) \delta(k - k') \\ E\left[c_u^*(k) c_u^*(k')\right] = \delta(k - k') \end{cases} \quad (5.47)$$

であるので, 残留 IAI の分散  $2\sigma_{IAI}^2$  は

$$\begin{aligned}
2\sigma_{IAI}^2 &= E\left[|\mu_{IAI}|^2\right] \\
&= \left(\frac{\eta}{SF}\right)^2 \cdot \frac{2U \cdot E_c}{N_i \cdot SF \cdot T_c} \sum_{\substack{n'_i=0 \\ \neq n_i}}^{N_i-1} \sum_{\substack{k=nSF \\ \neq n_i}}^{(n+1)SF-1} \left( \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n'_i}(k) H_{n_r, n'_i}(k) \right) \left( \sum_{n'_r=0}^{N_r-1} w_{n'_r, n'_i}(k) H_{n'_r, n'_i}(k) \right)^* \\
&= \left(\frac{\eta}{SF}\right)^2 \cdot \frac{2U \cdot E_c}{N_i \cdot SF \cdot T_c} \sum_{\substack{n'_i=0 \\ \neq n_i}}^{N_i-1} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \left| \sum_{n_r=0}^{N_r-1} w_{n_r, n'_i}(k) H_{n_r, n'_i}(k) \right|^2
\end{aligned} \quad (5.48)$$

となる.

## 6. 結論

本論文では超高速伝送を実現するために必須の技術であるマルチキャリア伝送と空間多重伝送の伝送特性を改善するための繰り返し信号処理に関する検討を行った。

第 2 章および 3 章では、OFDM 伝送時の伝送特性を改善するための繰り返し処理に基づくチャネル推定法や OFDM マルチアンテナ(MIMO)多重伝送時に優れた信号検出精度を実現する信号検出法についての提案を行い、その適用効果を誤り率特性やスループット特性の観点から明らかにした。

第 4 章では、送受信機間のマルチパスを分離することで仮想的な受信アンテナとして用いる仮想 MIMO システムを提案した。パスの分離法として MC-CDMA 伝送を対象として、周波数領域における位相回転処理によってパス分離を行う信号検出法を提案し、さらに、伝送特性を向上させるために繰り返し ICI キャンセラを提案、その適用効果を明らかにした。

最後に、第 5 章では残留 ICI や残留 IAI を考慮した MC-CDMA のチャネル容量を理論的に導出し、繰り返し干渉キャンセラ適用時に残留 ICI/IAI がチャネル容量に与える影響を明らかにした。

### 6.1 OFDM 伝送における判定帰還型チャネル推定法の理論検討（第 2 章）

第 2 章では、OFDM パケット伝送において判定帰還型繰り返しチャネル推定を用いた場合の平均 BER に関する理論検討を行い、QPSK データ変調を仮定した場合の判定帰還誤りを考慮した閉じた形で与えられる再帰的な BER 表示式を導出した。

従来研究では、判定帰還誤りが考慮されていなかったが、本研究では判定帰還誤りがチャネル推定に及ぼす影響を考慮した。BER 表示式の導出時に必要となるチャネル推定値の分散を算出する際に、1 つ前の繰り返しステージの BER を用い、誤りを含んだチャネル推定値と雑音成分のガウス近似を行うことによって、判定帰還誤りを考慮した BER 表示式を導出した。更に判定帰還誤りの影響を低減するために、推定したチャネル利得を時間・周波数方向で平均化を行う 2 次元平均化フィルタを導入した。

周波数選択性フェージングチャネル環境下において、2 次元平均化フィルタの平均化範囲が BER 特性に与える影響を明らかにした。また、導出した BER 表示式を用いた平均 BER 特性の数値計算および信号伝送の計算機シミュレーションにより、理論検討の妥当性を示すとともに、判定帰還型繰り返しチャネル推定の有効性を示した。本検討で仮定したチャネルモデルでは、判定帰還型繰り返しチャネル推定を使うことにより、理想チャネル推定からの劣化量を 1dB 程度

まで低減できることも示した。

## 6.2 MIMO 多重伝送における繰り返し信号分離法 (第3章)

パケット伝送が主流になる次世代移動体通信では、パケット毎に誤り訂正復号、誤り検出、そして再送要求が行われる。スループット特性の改善に有効な HARQ を実現する上で、誤り訂正符号化ブロック毎に付加される CRC 符号の付加は必須であると言える。また、限られた周波数帯域幅を用いて高速伝送を実現するために MIMO 多重伝送は必須の伝送技術である。

MIMO 多重伝送時には、送受信アンテナ間のチャネル状態が異なるので、各送信アンテナから送信された信号の受信品質は異なるものとなる。正しく受信された信号のみを判定帰還し受信信号から除去することによって、誤って受信されていた信号の検出精度を向上させることができると考えられる。ところで、低演算量ながら、MLD に近い信号検出精度を実現できる QR 分解に基づく M アルゴリズム (QRD-M) が注目されている。QRD-M では、行列演算により送信信号を直交化し、M アルゴリズムを用いて逐次的に干渉の除去と検出を行う。

第3章では、各送信アンテナから送信された信号ブロック毎に CRC 復号結果が得られることと QRD-M 信号分離法が逐次的に信号検出を行うという点に着目し、繰り返し信号分離法 (繰り返し変形 QRD-M 信号分離法) を提案した。

提案法では、従来の QRD-M 信号分離法を用いて初回の信号検出を行った後に、送信アンテナ毎に誤り訂正復号、誤り検出復号を行う。ブロック毎に得られる CRC 復号結果をもとに、正しく受信された、すなわち誤りなく復号されたブロック内の信号のレプリカを誤り訂正復号器の出力から生成する。残留誤りが存在すると判定されたブロック内の信号を検出する際には、変形 M-アルゴリズム内において、生成した信号レプリカを除去することによって、信号の検出精度を改善できる。

提案法はチャネルモデル (マルチパス数や r.m.s. 遅延スプレッド) の違いに依らず、QRD-M 信号分離法の信号検出精度を向上でき、平均  $PER=10^{-2}$  を達成するための所要平均受信  $E_b/N_0$  を従来の QRD-M 信号分離法より約 1.7dB 低減できることを計算機シミュレーションにより示した。

## 6.3 MC-CDMA 仮想 MIMO システムおよび繰り返し ICI キャンセラ (第4章)

次世代システムでは伝送信号の広帯域化に伴って送受信機間のパスの分解能が向上する。これによって受信機では複数のパスを伝搬してきた送信信号を受信することになる。その結果、周波数領域において送信信号が各パスの有する遅延時間に基づく位相回転を受けた状態で受信される。

そこで第4章では、MC-CDMA 伝送時に受信機で観測されるマルチパス成分を仮想的な受信アンテナとして用いることによって、受信機が1つしか受信アンテナを実装していない場合でも、仮想的に受信アンテナ本数をマルチパス数倍に増加できる信号検出法を提案した。提案法では、各パスの遅延時間に基づき、受信信号に周波数領域で逆位相回転を与えることによって、各パスを伝搬してきた送信信号をパス間干渉 (IPI) なく検出する。計算機シミュレーションによる特性評

価の結果、マルチパス数が十分である場合に仮想 MIMO 伝送路を構築できることを示した。

次に、周波数選択性フェージングチャンネルに起因する拡散符号間の直交性の崩れにより生じる ICI を除去するための繰り返し ICI キャンセラを提案した。繰り返し ICI キャンセラを適用することによって、コード多重伝送時にも優れたビット誤り率特性を達成でき、平均 BER=10<sup>-3</sup>を達成するための所要平均受信  $E_b/N_0$  を、理論的 BER 下界に 1dB 程度まで近づけることができることを示した。

#### 6.4 MC-CDMA MIMO 伝送におけるチャンネル容量 (第 5 章)

次世代移動体通信においてはパケット伝送が主流になると考えられる。その場合に、送受信機間のチャンネル状態に応じて適応的にデータ変調の多値数や誤り訂正符号の符号化率を変化させる AMC や HARQ の適用がパケットスループット特性の向上に有効である。送受信機間のチャンネル状態および受信 SNR から理論的に求められるチャンネル容量(Channel capacity)は、AMC や HARQ を適用した場合のスループット特性の上界であり、それらを明らかにすることは学術的のみならず実用的にも非常に重要である。

そこで、第 5 章ではまず MC-CDMA MIMO 多重伝送時に理想的に ICI を除去できたと仮定した場合のチャンネル容量を導出した。また、繰り返し干渉キャンセラを適用した場合の MC-CDMA MIMO 多重伝送のチャンネル容量を導出するために、残留 ICI 度合いと残留 IAI 度合を表すパラメータを導入し、それらを考慮したときの受信 SINR を導出した。残留干渉成分をガウス近似し、受信 SINR が与えられたときの MC-CDMA MIMO 多重伝送時のチャンネル容量を数値計算により算出し、OFDM MIMO 多重伝送との比較を行った。送受信アンテナ本数を  $N_T=N_R=4$  とした場合には、残留干渉成分を 20%まで低減できれば MC-CDMA MIMO 多重伝送時に OFDM MIMO 多重伝送と同程度、もしくは大きなチャンネル容量を達成できることを示した。

#### 6.5 全体のまとめと今後の課題

本論文の目的は、次世代無線通信システムにおける超高速伝送を実現するための無線技術の検討であった。第 2 章では OFDM 伝送における判定帰還型チャンネル推定に着目し、その適用効果を明らかにするために、平均 BER の理論式の導出および、その妥当性の評価を行った。第 3 章では、OFDM MIMO 多重伝送を対象として、MIMO 多重伝送時に問題となる信号分離法として、誤り検出符号を用いた繰り返し処理に基づく高精度な信号検出法の提案を行った。さらに、第 4 章では、周波数領域においてパスの遅延時間に応じた逆位相回転を与えてパス分離を行い、MC-CDMA と MIMO 多重を組み合わせた仮想 MIMO システムを構築する信号伝送法を提案するとともに、特性改善のための繰り返し ICI キャンセラの提案も行い、その適用効果を明らかにした。また、第 5 章では、MC-CDMA MIMO 多重伝送時のチャンネル容量を理論的に導出し、繰り返し干渉キャンセラを適用した場合の MC-CDMA MIMO 多重伝送のチャンネル容量の表示式を導出し、OFDM MIMO 多重伝送のチャンネル容量との比較評価を行った。

本研究に関連する今後の課題を以下に示す。

1. 第2章では、判定帰還誤りを考慮した OFDM 伝送における繰り返しチャネル推定適用時の BER 特性の導出を行い、2次元平均化フィルタの適用効果を明らかにした。しかしながら、最適なフィルタの平均化範囲は計算機シミュレーションにより求めた。今後の研究課題としては、2次元平均化フィルタの平均化範囲の最適化等が考えられる。
2. 第3章では、CRC 復号結果に基づく繰り返し変形 QRD-M 信号分離法を提案し、提案法の適用効果を計算機シミュレーションにより明らかにした。提案法では、CRC 復号結果が“ACK”となった符号化ブロックを用いて、“NACK”となっている符号化ブロックの検出精度を改善した。しかしながら、この場合にはブロック単位での特性改善しか望めない。今後は、誤り訂正復号器からの出力対数尤度比(LLR)などに基づく誤り検出を用いた場合の検討が考えられる。
3. 第4章では、MC-CDMA 伝送を対象として、マルチパス成分を仮想的な受信アンテナとして用いることで仮想 MIMO システムを構築する方法を提案し、また、繰り返しコード間干渉キャンセラの適用効果を明らかにした。本研究は、繰り返しキャンセラの処理内に誤り訂正復号を含まない基礎検討であったが、近年信号検出と誤り訂正復号器間で尤度情報の受け渡しを行うことで伝送特性を改善するターボ等化が提案されている。今後の検討課題として、ターボ等化を適用した場合の伝送特性の評価等が考えられる。また、本研究では FFT サンプル間隔のチャンネルプロファイルを仮定したが、各パスが FFT サンプルの分数間隔遅延を有している場合や波形整形フィルタを用いた場合の伝送特性を明らかにすることは今後の重要な課題である。
4. 第5章では、干渉キャンセルを用いるときの MC-CDMA (MIMO)について、残留 ICI 度合や残留 IAI 度合を表す係数を導入してチャンネル容量を算出した。今後の課題としては、実際の信号検出および干渉キャンセラを適用した場合にどの程度まで干渉を除去できるのか、または抑圧できるのかを明らかにすることと、そのときに得られるチャンネル容量を明らかにすることが考えられる。

# 謝辞

本研究を行うにあたり，終始御懇切な御指導・御鞭撻を賜りました慶應義塾大学中川正雄教授に，心より感謝を申し上げます．また，本論文の審査において数多くの御助言，御指導を賜りました慶應義塾大学笹瀬巖教授，大槻知明准教授，眞田幸俊准教授に感謝申し上げます．

本研究は，NTT ドコモと慶應義塾大学の共同研究プロジェクト“次世代ブロードバンド移動体通信プロジェクト”の資金援助，また日本学術振興会特別研究員としての研究資金援助を受け行われたものであり，感謝致します．

次世代ブロードバンド移動体通信プロジェクトの研究員として研究を行うにあたり，多大なる御助言および御指導を賜りました，武蔵工業大学佐和橋衛教授，東京理科大学樋口健一講師，NTT ドコモ無線アクセス開発部川合裕之氏に感謝申し上げます．

また，本研究を行うにあたって，必要となる計算機プログラムや無線伝搬の知識に関して御指導・御助言いただきました電気通信大学藤井威生准教授，東京理科大学田久修助教に感謝申し上げます．

本研究を行うにあたり，多方面にわたり御協力頂いた，“次世代ブロードバンド移動体通信プロジェクト”のメンバー，Lee JunHwan 氏，NandarLynn 氏，伊藤史人氏，長谷川亮氏，吉持直樹氏，大野力氏，斉藤雅彦氏，志村隆一郎氏，水野陽一郎氏，長谷川和彦氏，荒川和洋氏，福山裕己氏，藤川昌宏氏，高池喜久氏，山腰真氏，李威氏，岡崎皓広氏，田村翼氏，また，中川研同期，安倍尚吾氏，石田正徳氏，井尻岳人氏，岸本有玄氏，近藤俊介氏，杉山英充氏，堀井悠史氏，松澤哲士氏，光永明弘氏，および中川研究室の先輩・後輩を含めた皆様に感謝致します．

最後に，長年私を支えて下さった家族をはじめとする，私を取り巻く全ての人々に心より感謝致します．

# 研究業績一覽

## 1. 査読付き論文

- [1] **K. Adachi**, R. Esmailzadeh, and M. Nakagawa “Iterative QRM-MLD with pilot assisted decision directed channel estimation for OFDM MIMO multiplexing,” *IEICE Transaction on Fundamentals*, vol. E89-A, no. 7, pp.1892-1902, July 2006.
- [2] **K. Adachi** and M. Nakagawa, “Iterative modified QRD-M based on CRC codes for OFDM MIMO Multiplexing,” *IEICE Transaction on Communications*, vol E90-B, no. 6, pp.1433-1443, June 2007.
- [3] **K. Adachi** and M. Nakagawa, “Theoretical analysis of decision directed block iterative channel estimation for OFDM mobile radio,” *IEICE Transaction on Communications*, vol. E90-B, no. 7, pp.1764-1772, July 2007.
- [4] Y. Fukuyama, O. Takyu, **K. Adachi**, and M. Nakagawa, “Relay method of sending soft decision symbol based on the result of error detecting code in cooperative communication,” *IEICE Transactions on Fundamentals*, vol. E90-A, no. 11, pp.2404-2412, November 2007.
- [5] **K. Adachi**, F. Adachi, and M. Nakagawa, “On cellular MIMO channel capacity,” *IEICE Transactions on Communications*, vol.E91-B, no.7, pp.2366-2373, July 2008.
- [6] **K. Adachi**, F. Adachi, and M. Nakagawa, “Channel capacity of MC-CDMA and impact of residual ICI,” *IEICE Transactions on Communications*, vol.E92-B, no.1, pp. 209-218, Jan. 2008.

## 2. 国際会議

- [1] **K. Adachi**, R. Esmailzadeh, M. Nakagawa, H. Kawai, and K. Higuchi, “Accurate channel estimation method using decision feedback data symbols after soft-decision Turbo decoding in QRM-MLD for OFDM MIMO multiplexing,” *Proc. Wireless Personal Multimedia Conference (WPMC)'05*, pp. 716-720, Sept. 2005.
- [2] **K. Adachi** and M. Nakagawa, “Iterative modified QRD-MLD based on CRC check for OFDM MIMO multiplexing,” *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)'06-spring*, pp. 1353-1357, May 2006.
- [3] **K. Adachi** and M. Nakagawa, “LDPC coded iterative signal detection based on QRD-M,” *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)'06-fall*, pp. 1-5, Sept. 2006.

- [4] Y. Fukuyama, O. Takyu, **K. Adachi**, and M. Nakagawa, "Relay method of sending soft decision symbol based on the result of error detecting code in cooperative communication," *Proc. IASTED International Conference on Communication Systems and Networks (CSN) 2006*, pp. 131-136, Aug. 2006.
- [5] **K. Adachi** and M. Nakagawa, "Theoretical analysis of decision directed block iterative channel estimation for OFDM mobile radio," *Proc. IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS)'06*, Nov. 2006.
- [6] **K. Adachi** and M. Nakagawa, "Throughput performance of HARQ with OFDM MIMO-SDM using iterative modified QRD-M," *Proc. IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS)'07*, Aug. 2007.
- [7] **K. Adachi**, F. Adachi, and M. Nakagawa, "On cellular MIMO spectrum efficiency," *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)'07-fall*, pp. 417 - 421, Oct. 2007.
- [8] W. Li, O. Takyu, **K. Adachi**, and M. Nakagawa, "Performance evaluation of decision directed channel estimation for single user IFDMA," *Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS) 2008*, Jan. 2008.
- [9] **K. Adachi** and M. Nakagawa, "Bit-wise error detection based iterative signal detection for OFDM MIMO multiplexing," *Proc. IEEE Wireless Communication and Networking Conference (WCNC) 2008*, pp. 929 - 934, Apr. 2008.
- [10] **K. Adachi**, F. Adachi, and M. Nakagawa, "Cellular MIMO channel capacities of MC-CDMA and OFDM," *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)'08-spring*, May 2008.
- [11] **K. Adachi**, F. Adachi, and M. Nakagawa, "Upper bound of cellular channel capacity," *Proc. IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS)'08*, Aug. 2008.
- [12] **K. Adachi**, F. Adachi, and M. Nakagawa, "Approximate channel capacity of MC-CDMA MIMO," *Proc. Wireless Personal Multimedia Conference (WPMC)'08*, Sept. 2008.
- [13] **K. Adachi**, F. Adachi, and M. Nakagawa, "A study on channel capacities of MC-CDMA MIMO and OFDM MIMO," *Proc. 11<sup>th</sup> IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS) 2008*, Nov. 2008.
- [14] Nandarlynn, **K. Adachi**, O. Takyu, and M. Nakagawa, "Effect of channel mismatch on AMC in asymmetric TDD/OFDM system with pre-equalization in downlink," *Proc. 2008 International Symposium on Information Theory and its Application (ISITA 2008)*, Dec. 2008.
- [15] **K. Adachi** and M. Nakagawa, "On the construction of orthogonal code subgroups for MC-CDMA with FDE in a frequency selective channel," *Proc. IEEE Wireless Communications & Networking Conference (WCNC)'09*, Apr. 2009 (Accepted).
- [16] **K. Adachi** and M. Nakagawa, "Phase Rotation/MC-CDMA for Uplink Transmission," *Proc. Multi-Carrier System & Solutions (MC-SS)'09*, May 2009 (Accepted).



### 3. 国内研究会

- [1] **安達宏一**, エスマイルザテリアズ, 中川正雄, 川合裕之, 樋口健一, “ OFDM MIMO 多重の QRM-MLD 信号分離法におけるターボ復号後判定帰還型高精度チャネル推定法,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2004-382, pp.92-98, 2005 年 3 月 .
- [2] **安達宏一**, 中川正雄, “ OFDM MIMO 多重における CRC チェック結果に基づく繰り返し QRM-MLD 信号分離法,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2005-111, pp.25-30, 2005 年 11 月 .
- [3] 福山裕己, 田久修, **安達宏一**, 中川正雄, “ 協力通信における誤り検出符号の結果に基づき軟判定シンボルを送信する中継方法,” 電子情報通信学会総合大会 ,B-5-34 ,pp.386, 2006 年 3 月 .
- [4] 福山裕己, 田久修, **安達宏一**, 中川正雄, “ 協力通信における誤り検出符号の結果に基づき軟判定シンボルを送信する中継方法,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2006-45, pp.59-64, 2006 年 6 月 .
- [5] **安達宏一**, 中川正雄, “ LDPC 符号化繰り返し Modified QRD-M 信号分離法,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2006-61, pp.13-18, 2006 年 7 月 .
- [6] **安達宏一**, 中川正雄, “ ブロック内繰り返し判定帰還型チャネル推定の理論検討,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2006-126, pp.127-132, 2006 年 8 月 .
- [7] 福山裕己, 田久修, **安達宏一**, 中川正雄, “ 協力中継通信における通信路状態に基づく軟判定シンボルを用いる中継方法,” 電子情報通信学会総合大会 ,B-5-14 ,pp.428, 2007 年 3 月 .
- [8] 李威, 田久修, **安達宏一**, 中川正雄, “ IFDMA 伝送における判定帰還型チャネル推定のシングルユーザ環境下での特性評価,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2007-20, pp.55-60, 2007 年 6 月 .
- [9] **安達宏一**, 安達文幸, 中川正雄, “ マルチセル環境における MIMO 多重伝送の周波数利用効率,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会 ,RCS2007-27 ,pp.97-102, 2007 年 6 月 .
- [10] **安達宏一**, 中川正雄, “ 繰り返し変形 QRD-M 信号分離法を用いる OFDM MIMO の HARQ スループット特性,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2007-37, pp.49-54, 2007 年 7 月 .
- [11] **安達宏一**, 中川正雄, “ 誤り検出結果をビット単位で用いる繰り返し変形 QRD-M 信号分離法,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会 ,RCS2007-77 ,pp.1441-146, 2007 年 8 月 .
- [12] **安達宏一**, 安達文幸, 中川正雄, “ MC-CDMA のチャネル容量の理論検討,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2007-91, pp.67-72, 2007 年 10 月 .

- [13] 安達宏一, 安達文幸, 中川正雄, “ICI キャンセラを用いる MC-CDMA のチャネル容量に関する理論検討,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2007-102, pp.31-36, 2007 年 11 月.
- [14] 安達宏一, 安達文幸, 中川正雄, “MC-CDMA MIMO のチャネル容量の理論検討,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2007-131, pp.115-120, 2007 年 12 月.
- [15] 安達宏一, 安達文幸, 中川正雄, “MC-CDMA と OFDM のチャネル容量に関する検討,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2007-155, pp.127-132, 2008 年 1 月.
- [16] 福山裕己, 田久修, 安達宏一, 中川正雄, “協力通信における中継局のビット誤り推定に基づく電力割り当て再送法の提案,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2007-212, pp.157-162, 2008 年 3 月.
- [17] 安達文幸, 安達宏一, 小島洋平, 武田一樹, “周波数選択性チャネルにおける MIMO チャネル容量の考察,” 電子情報通信学会総合大会, BS-1-4, pp.S8-S9, 2008 年 3 月.
- [18] 安達宏一, 安達文幸, 中川正雄, “残留 ICI/IAI を考慮した MC-CDMA MIMO のチャネル容量,” 電子情報通信学会総合大会, BS-1-4, pp.S10-S11, 2008 年 3 月.
- [19] 安達宏一, 安達文幸, 中川正雄, “セルラー方式のチャネル容量に関する一検討,” 電子情報通信学会総合大会, B-5-43, pp.429, 2008 年 3 月.
- [20] 安達宏一, 安達文幸, 中川正雄, “残留 ICI/IAI を考慮した MC-CDMA MIMO のチャネル容量,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2008-28, pp.73-78, 2008 年 6 月.
- [21] 山崎聡, 安達宏一, 中川正雄, “上りリンク IFDMA における他ユーザ間干渉に関する理論検討,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2008-38, pp.37-42, 2008 年 7 月.
- [22] 高梨義幸, 竹田大輔, 安達宏一, 中川正雄, “Vector Coding における送信ダイバーシチの適用効果に関する一検討,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2008-49, pp.103-108, 2008 年 7 月.
- [23] 安達宏一, 安達文幸, 中川正雄, “セル端に端末が存在する最悪条件下でのセルラーチャネル容量の解析,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2008-64, pp.67-72, 2008 年 8 月.
- [24] 安達宏一, 安達文幸, 中川正雄, “MC-CDMA における位相回転を与える MIMO 空間多重伝送,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2008-106, pp.19-24, 2008 年 10 月.
- [25] 山崎聡, 安達宏一, 中川正雄, “繰り返し干渉キャンセラを用いる上りリンク IFDMA の平均 BER 特性,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2008-134, pp.25-30, 2008 年 11 月.

- [26] 高梨義幸, 安達宏一, 竹田大輔, 中川正雄, “ Vector Coding における Chase Combining 再送法,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2008-148, pp.107-112, 2008年11月.
- [27] 安達宏一, 中川正雄, “ 周波数選択性チャネルにおける MC-CDMA の直交拡散符号グループの設計法,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2008-171, pp.121-126, 2008年12月.
- [28] 安達宏一, 安達文幸, 中川正雄, “ マルチコード MC-CDMA 仮想 MIMO システムの伝送特性と ICI キャンセラの適用効果,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, RCS2008-204, 2009年1月.
- [29] 山腰真, 安達宏一, 中川正雄, “ 3 タイムスロット送信をする協力通信に対するキャンセラの検討,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, 2009年3月(投稿済み).
- [30] 安達宏一, 中川正雄, “ 上りリンクにおける位相回転/マルチキャリア符号分割多元接続,” 電子情報通信学会 無線通信システム(RCS)研究会, 2009年3月(投稿済み).
- [31] 安達宏一, 中川正雄, “ 周波数選択性チャネルにおける直交グループ設計を考慮した MC-CDMA 伝送の BER の検討,” 電子情報通信学会総合大会, 2009年3月.(投稿済み)

#### 4. 表彰

- [1] IEEE VTS Japan Chapter VTC Young Researcher's Encouragement Award in VTC'06-spring, K. Adachi and M. Nakagawa, (Awarded paper) “Iterative modified QRM-MLD based on CRC check for OFDM MIMO multiplexing”.
- [2] 電子情報通信学会無線通信システム研究会活動奨励賞(最多発表賞), “ マルチセル環境における MIMO 多重伝送の周波数利用効率 ” 他.
- [3] 電子情報通信学会無線通信システム研究会活動奨励賞(奨励賞), “ 繰り返し変形 QRD-M 信号分離法を用いる OFDM MIMO の HARQ スループット特性 ” 他.