

# 移動無線通信におけるシステム容量拡大に関する検討

沖野, 健太

<https://doi.org/10.15017/1398284>

---

出版情報：九州大学, 2013, 博士（工学）, 課程博士  
バージョン：  
権利関係：全文ファイル公表済

移動無線通信における  
システム容量拡大に関する検討

平成 25 年 2 月

沖野 健太

## 概要

近年、モバイルデータトラフィックは急激に増加しており、モバイル通信システムの大容量化は喫緊の課題である。誤り訂正符号などの無線伝送技術の高度化による大容量化は、既に実用域において理論上の上限であるシャノン限界に近づきつつあり、これ以上の大幅な改善を期待することはできない。さらなるシステム容量の拡大には、新たな技術の開拓が必要である。この要請に応える技術として、近年、複数のアンテナ素子を用いて通信を行うマルチアンテナ技術と、送信出力の異なる基地局をエリア内に混在させる異出力基地局ネットワークが注目されている。マルチアンテナ技術では、無線伝送方式の変更無しに、もしくは、小さな変更のみで、システム容量をアンテナ素子数に応じて拡大させることが出来る。異出力基地局ネットワークでは、高トラフィックのエリアに低出力基地局を配置することによって、高出力基地局によるサービスエリアの広域性を維持しつつ、低出力基地局によってシステム容量を拡大させることが出来る。本論文では、モバイル通信システムの大容量化に資する技術として、マルチアンテナ技術と異出力基地局ネットワークに着目し、以下の検討を行った。

まず本論文では、送信処理にマルチアンテナ技術を適用するモバイル通信システムにおいて、高速移動端末の通信特性を向上させることで大容量化を目指した。マルチアンテナ技術では、伝搬路状態に基づき、各アンテナ素子で送受信される信号の位相と振幅(アレーウエイト)を制御する。送信マルチアンテナ技術では、過去の伝搬路状態に基づいて送信アレーウエイトを決定するため、端末が高速に移動すると、過去と現在の伝搬路状態の相関が低下し特性が劣化する。そこで本研究では第1に、端末の受信にもマルチアンテナ技術を適用することで基地局の送信アレーウエイトの精度劣化を補償する手法について検討を行い、計算機シミュレーションとフィールド試験の両方により改善効果を確認した。本研究では第2に、端末が高速に移動する場合の送信マルチアンテナ技術の特性向上に資する技術として、時間変動する伝搬路の高精度予測について検討を行った。現在の伝搬路状態を予測して送信アレーウエイトを決定すれば、端末が高速に移動する場合の特性劣化を抑制することができる。したがって、過去の伝搬路状態から現在の伝搬路状態を如何に正確に予測するかが重要となる。伝搬路予測技術は、近年のモバイル通信システムのマルチアンテナ化に伴い新たな手法が研究されており、基地局と端末の各アンテナ素子間の伝搬路をそれぞれ独立に予測するのではなく、仮のアレーウエイト(伝搬路予測用アレーウエイト)を固定的に設定し、マルチアンテナ素子間の伝搬路を重み付け合成したものに対して予測を行うことを特徴とする。なぜなら、伝搬路は多数の反射・散乱波によって構成されており、直接予測しようとする则これらが均一に合成されることによって伝搬路が複雑に変動し、高精度な予測が困難となるからである。伝搬路予測用アレーウエイトでマルチアンテナ素子間の伝搬路を重み付け合成すると、複数の反射・散乱波が抑制されることで伝搬路変動の複雑さが軽減される。そこで、本研究では、伝搬路予測用アレーウエイトを固定的に設定するのではなく、電波の放射・到来方向に対して適応的に設定することで伝搬路の予測精度を向上

させる手法を提案した。リンクレベル計算機シミュレーションによりその効果を確認した。

最後に本論文では、異出力基地局ネットワークにおける下りリンク通信の大容量化について検討した。異出力基地局ネットワークでは、高出力基地局がもたらすサービスエリアの広域性を維持しつつ、低出力基地局によってシステム全体での容量を拡大させる。モバイルデータトラフィックに対して周波数リソースを十分に確保できない場合、高出力セルのトラフィックの多い領域に低出力基地局を追加配置し、同一の時間・周波数リソースを高出力セルと低出力セルの両方に割り当てると、低出力セルは高出力セルからの強い干渉波に晒されるものの、低出力セルの分だけシステム容量を拡大させることが出来る。高出力セルと低出力セルのセル選択基準の設定、すなわちセル端の決定手法によっては、さらなる改善が期待出来る。しかし、特に希望波受信電力が低下するセル端において干渉の影響が顕著となる。そこで本研究では、セル端の決定手法の考察と併せて、低出力セルが高出力セルから受ける干渉波を抑制する手法の検討を行い、両手法の相乗効果によるシステム全体としてみた容量拡大について検討した。システムレベル計算機シミュレーションにより大容量化が達成出来ることを確認した。

以上、要するに本論文は、マルチアンテナ技術による容量改善、特に高速移動端末に対する伝送特性を改善することによる容量改善と、異出力基地局ネットワークによる容量改善について検討を行い、前者については基地局と端末におけるマルチアンテナ技術の併用と高精度な伝搬路変動予測手法によって改善効果を得て、後者については異出力セル間のセル端決定手法と干渉抑制技術によって改善効果を得た。これらの成果は、トラフィック爆発問題が深刻な社会問題となりつつあるモバイル通信の世界に一石を投じるものである。

---

# 目次

第 1 章	序論 .....	1
1.1	研究の目的 .....	1
1.2	研究の背景と従来の研究 .....	3
1.3	研究の内容と論文の構成 .....	8
第 2 章	AAA を基地局と端末に適用したシステムの特徴 .....	11
2.1	はじめに .....	11
2.2	移動無線伝搬路 .....	12
2.2.1	電波伝搬の仕組み .....	12
2.2.2	伝搬損 .....	13
2.2.3	高速フェージングモデル .....	16
2.3	AAA/SDMA .....	19
2.4	端末への受信 AAA の適用 .....	24
2.4.1	プロトタイプ AAA 端末 .....	24
2.4.2	アレーウェイト計算 .....	26
2.5	iBurst システム .....	27
2.6	計算機シミュレーション .....	28
2.7	フィールド試験 .....	32
2.7.1	定速ドライブ実証 .....	33
2.7.2	通常ドライブ実証 .....	35
2.8	まとめ .....	37
第 3 章	レイ打消しを行う方向基準ビームスペース MIMO 伝搬路 予測 .....	39
3.1	はじめに .....	39
3.2	伝搬路モデルと伝搬路推定値 .....	40
3.3	ビームスペース自己回帰線形予測 .....	40
3.3.1	自己回帰モデルに基づく線形予測 .....	42
3.3.2	ビームスペース変換 .....	43
3.4	提案予測方式 .....	43

---

3.4.1	放射・到来方向に基づく伝搬路予測用変換行列 .....	44
3.4.2	レイ打消しを行う自己回帰線形予測 .....	46
3.5	計算機シミュレーション .....	47
3.6	まとめ .....	52
第4章	異出力基地局ネットワークにおけるセル領域拡張と下りリンク干渉抑制 .....	53
4.1	はじめに .....	53
4.2	セル領域拡張 .....	54
4.3	下りリンクセル間干渉協調 .....	55
4.4	計算機シミュレーション .....	58
4.5	まとめ .....	67
第5章	結論 .....	68
謝辞	.....	70
参考文献	.....	71

図目次

図 1-1	マルチアンテナ技術.....	5
図 1-2	MIMO 伝搬路とビームスペース MIMO 伝搬路.....	6
図 1-3	異出力基地局ネットワーク.....	8
図 2-1	見通し外伝搬路.....	13
図 2-2	レイリー波の時間相関.....	15
図 2-3	リニアアレーアンテナでの電波受信.....	17
図 2-4	時空間伝搬路モデル.....	19
図 2-5	iBurst 基地局.....	20
図 2-6	iBurst 基地局の AAA/SDMA 信号処理構成.....	21
図 2-7	iBurst のフレームおよびスロット構成.....	24
図 2-8	プロトタイプ AAA 端末の評価ボード.....	25
図 2-9	評価ボードのブロック図.....	26
図 2-10	アレーウェイト適用タイミング.....	27
図 2-11	非空間多重モードにおける SINR の CDF (シミュレーション).....	31
図 2-12	2 空間多重モードにおける SINR の CDF (シミュレーション).....	31
図 2-13	3 空間多重モードにおける SINR の CDF (シミュレーション).....	32
図 2-14	車内計測環境.....	33
図 2-15	定速ドライブ実証における非空間多重モードでの SINR の CDF.....	34
図 2-16	定速ドライブ実証における 2 空間多重モードでの SINR の CDF.....	35
図 2-17	通常ドライブ実証における SINR の CDF (郊外エリア).....	36
図 2-18	通常ドライブ実証における SINR の CDF (都市エリア).....	36
図 2-19	通常ドライブ実証における瞬時スループットの CDF (郊外エリア).....	37
図 2-20	通常ドライブ実証における瞬時スループットの CDF (都市エリア).....	37
図 3-1	ビームパターン.....	41
図 3-2	変換前の伝搬路とビームスペース伝搬路.....	42
図 3-3	伝搬路推定時刻と送信時刻の関係.....	43
図 3-4	予測時間長に対する RMSE 特性 ( $T \times R=4 \times 4, P=20$ ).....	49
図 3-5	ビームスペース MIMO 伝搬路における予測時間長に対する RMSE 特性 ( $T \times R=4 \times 4, P=20$ ).....	50

---

図 3-6	送受信アンテナ数に対する RMSE 特性 ( $\tau=16\text{ms}$ , $P=20$ ).....	50
図 3-7	線形予測フィルタの次数に対する RMSE 特性 ( $T \times R=4 \times 4$ , $\tau=16\text{ms}$ ).....	51
図 3-8	BER 特性 ( $T \times R=4 \times 4$ , $\tau=16\text{ms}$ , $P=20$ ).....	52
図 4-1	低出力セルに適用した CRE による下りリンク干渉シナリオ.....	55
図 4-2	制御チャネルに対する ICIC.....	58
図 4-3	長期平均 W-SINR の CDF (シナリオ a) .....	61
図 4-4	ユーザスループット (シナリオ a) .....	63
図 4-5	ICIC 無しでのリソース利用率と低出力端末比率 (シナリオ a) .....	64
図 4-6	ICIC 無しでのリソース利用率と低出力端末比率 (シナリオ b) .....	66
図 4-7	ICIC 無しでのリソース利用率と低出力端末比率 (シナリオ c) .....	66

---

## 表目次

表 1-1	モバイル通信サービスの主要年表.....	3
表 2-1	プロトタイプ AAA 端末評価ボードの主要諸元.....	25
表 2-2	iBurst システムパラメータ.....	28
表 2-3	下りリンクにおける各変調クラスの目標 SINR とユーザスループット.....	28
表 2-4	シミュレーション諸元.....	29
表 2-5	定速ドライブ実証の計測条件.....	33
表 2-6	低速移動時からの SINR 劣化量の比較.....	34
表 3-1	シミュレーション諸元.....	48
表 4-1	シミュレーション諸元.....	60
表 4-2	全/高出力セル/低出力セルユーザスループット (シナリオ a) .....	63
表 4-3	全/高出力セル/低出力セルユーザスループット (シナリオ b, c) .....	65

---

**略語一覽**

AAA	Adaptive Antenna Array
ABS	Almost Blank Subframe
AR-LP	Linear Prediction method based on AutoRegressive model
ARPU	Average Revenue Per User
BB	Base Band
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
BS-AR	BeamSpace- linear prediction method based on AutoRegressive model
CCE	Control Channel Element
CCH	Cotrol CHannel
CDF	Cumulative Distribution Function
CRE	Cell Range Expansion
CQI	Channel Quality Indicator
CRS	Cell-specifiference Signal
CSI	Channel State Information
D-AMPS	Digital-Advanced Mobile Phone System
DBS	Direction based transform matrices to BeamSpace
DCI	Downlink Control Information
DoA	Direction of Arrival
DoD	Direction of Departure
eNB	eNodeB
FDD	Frequency Division Duplex
FIFO	First-In First-Out
FTP	File Transfer Protocol
GSM	Global Special Mobile
HeNB	Home eNodeB
HARQ	Hybrid Auto Repeat reQuest
IF	Intermediate Frequency
i.i.d.	independent and identically-distributed
IMT	International Mobile Telecommunication
IR	Incremental Redundancy
IS	Interim Standard
ITU	International Telecommunication Union
LLCS	Lightly Loaded Control channel Subframe

---

LMS	Least Mean Square
LOS	Line-Of-Sight
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multi-Input Multi-Output
MeNB	Macro eNodeB
MieNB	Micro eNodeB
MISO	Multi-Input Single-Output
MMSE	Minimum Mean Square Error
MRC	Maximum Ratio Combining
MS	Mobile Station
MSE	Mean Square Error
NLOS	Non-Line-Of-Sight
PC	Personal Computer
PeNB	Pico eNodeB
PDC	Personal Digital Cellular
PDCCH	Physical Downlink Control CHannel
PDSCH	Physical Downlink Shared Channel
PMI	Precoding Matrix Indicator
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
REG	Resource Element Group
RF	Radio Frequency
RI	Rank Indicator
RLS	Recursive Least-Squares
RMSE	Root Mean Square Error
SDMA	Space Division Multiple Access
SINR	Signal to Interference plus Noise power Ratio
SISO	Single-Input Single-Output
SMI	Sample Matrix Inversion
SNR	Signal to Noise power Ratio
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
UE	User Equipment
W-CDMA	Wideband-Code Division Multiple Access
W-SINR	Wideband-Signal to Interference plus Noise power Ratio
ZF	Zero Forcing

---

# 第1章 序論

## 1.1 研究の目的

近年、モバイル端末がスマートフォンやタブレット端末へと高度化していることにより、モバイルデータトラフィックは急激に増加している。2010年の世界全体でのモバイルデータトラフィックは、1年前の予測を超えて前年比 2.6 倍に成長している[1]。これは今後も大きく増加し続けると予測されており、2015年には2010年比で26倍ものトラフィックになる見込みである。そのため、モバイル通信システムの大容量化は喫緊の課題である。誤り訂正符号などの無線伝送技術の高度化によるモバイル通信システムの大容量化は、既に実用域において理論上の上限であるシャノン限界に近づきつつあり、これ以上の大幅な改善を期待することはできない。さらなるシステム容量の拡大には、新たな技術の開拓が必要である。この要請に応える技術として、複数のアンテナ素子を用いて通信を行うマルチアンテナ技術と、特徴の異なる基地局 (BS: Base Station, eNB: eNodeB) をエリア内に混在させる異種混合ネットワークが注目されている。マルチアンテナ技術では、無線伝送方式の変更無しに、もしくは、小さな変更のみで、システム容量をアンテナ素子数に応じて拡大させることが出来る。異種混合ネットワークでは、例えば高トラフィックのエリアに低出力基地局を配置すること(本論文では異出力基地局ネットワークと呼ぶ)によって、高出力基地局によるサービスエリアの広域性を維持しつつ、低出力基地局によってシステム容量を拡大させることが出来る。

まず本論文では、送信処理にマルチアンテナ技術を適用するモバイル通信システムにおいて、高速移動端末の受信性能を向上させることによる大容量化について論じた。マルチアンテナ技術では、伝搬路状態に基づき各アンテナ素子で送受信される信号の位相と振幅(アレーウェイト)を制御する。上りリンクと下りリンクの通信を同一周波数で時分割して行う時分割複信(TDD: Time Division Duplex)システムでは、上下リンク間に伝搬路の可逆性が存在する。そのため、基地局が上りリンク受信のために決定したマルチアンテナの受信アレーウェイトを、下りリンクの送信アレーウェイトにも適用でき、マルチアンテナ技術による改善効果を基地局のみならず端末でも得ることが出来る[2]。しかしながら、端末(MS: Mobile Station, UE: User Equipment)が高速に移動すると、上下リンクの通信時刻差における伝搬路変動が送信アレーウェイトの精度劣化を引き起こし、下りリンク(基地局から端末への通信)のシステム容量が低下するという問題が生じる。これを解決する手法として、端末での受信にもマルチアンテナ技術を適用することで、基地局の送信アレーウェイトの精度劣化を補償することが考えられる。現存の商用モバイル通信システムで採用されているような基地局のみにマルチアンテナ

ナ技術を適用することを前提とした通信では、端末の単一アンテナ素子に対して受信および送信アレーウェイトが決定されるため、端末の移動が低速であればこのアンテナ素子において良好な下りリンク受信特性が得られる。このような下りリンク通信の受信側にもマルチアンテナを導入し、その効果を端末が高速に移動する場合について研究したものはない。本研究の第1の目的は、端末は単一アンテナ素子しか備えないことを前提に、基地局の送信にマルチアンテナ技術を用いるモバイル通信システムにおいて、端末が高速に移動すると下りリンクのシステム容量が低下するという課題に対して、端末の受信にもマルチアンテナ技術を適用することで補償する手法について検討を行い、その改善効果を明らかにすることである。

次に本論文では、端末が高速に移動する場合の送信マルチアンテナ技術の特性向上に資する技術として、時間変動する伝搬路の高精度予測について論じた。上で述べたように、送信マルチアンテナ技術では、端末が高速に移動すると、過去と現在の伝搬路状態の相関が低下し特性が劣化する。そのため、現在の伝搬路状態を予測して送信アレーウェイトを決定できれば、端末が高速に移動する場合の特性劣化を抑制することができる。したがって、過去の伝搬路状態から現在の伝搬路状態を如何に正確に予測するかが重要となる。過去においても伝搬路予測については多くの研究がなされており、近年はモバイル通信システムのマルチアンテナ化に伴い、新たな手法も提案されている[3]-[10]。当該手法の1つは、基地局と端末のマルチアンテナ素子間の伝搬路をそれぞれ独立に予測するのではなく、仮のアレーウェイト(伝搬路予測用アレーウェイト)を例えば反射・散乱波の平均的な放射・到来方向から固定的に設定し、マルチアンテナ素子間の伝搬路を重み付け合成したものに対して予測を行うことを特徴とする。この重み付け合成が複数の反射・散乱波を抑制するため、合成後の伝搬路では変動の複雑さが軽減され、より正確な伝搬路予測が可能となる。しかしながら、伝搬路予測用アレーウェイトを固定的に設定しているという点では、マルチアンテナを十分に活用した手法とは言い難い。本研究の第2の目的は、伝搬路予測用アレーウェイトを電波の放射・到来方向に対して適応的に設定することで、伝搬路の予測精度を向上させる手法を提案することである。

最後に本論文では、異出力基地局ネットワークにおける下りリンク通信の大容量化について論じた。今後のモバイルデータトラフィックの急増に対して、マルチアンテナに代表される無線伝送技術のみで要求に応え続けることは困難であり、システム全体での大容量化を目指す必要がある。異出力基地局ネットワークのように、高出力基地局が形成する高出力セルのトラフィックの多い領域に低出力基地局を追加配置し、同一の時間・周波数リソースを両セルに割り当てると、高出力セルからの干渉波により通信品質は低いものの、低出力セルの分だけシステム容量を拡大させることができる[11]。両セル間のトラフィック状況の違いを考えると、高出力セルと低出力セルのセル選択基準の設定、すなわちセル端の決定手法によっては、さらなる改善が期待できる。しかし、上で述べたように低出力セルは高出力セルからの強い干渉波に晒されており、低出力セルの領域を拡大するようにセル端を決定する場合には、特に希望波受信電力が低下するセル端において干渉の影響が顕著となる。本研究の

第3の目的は、セル選択基準の考察と併せて、低出力セルが高出力セルから受ける干渉波を抑制する手法の検討を行い、両手法の相乗効果によるシステム全体としてみた容量拡大を示すことである。

## 1.2 研究の背景と従来の研究

これまでもモバイル通信への要求は高まり続けており、それに応えるべくモバイル通信システムは継続的に発展を遂げてきた。表 1-1に、モバイル通信サービスの主要年表を示す。1979年に世界に先駆けて国内で開始された第1世代サービスでは、アナログ方式の自動車携帯電話による音声サービスが提供された。1990年代になるとデジタル方式による第2世代サービスが開始され、日本ではPDC(Personal Digital Cellular)、欧州ではGSM(Global Special Mobile)、米国ではD-AMPS(Digital Advanced Mobile Phone System)やIS-95(Interim Standard-95)を使用した音声サービスおよび低速のデータサービスが提供された。2001年にはW-CDMA(Wideband-Code Division Multiple Access)、2002年にはCDMA2000による第3世代サービスが国内で開始され、現在も全国で使用されている。ここで、第3世代モバイル通信システムとは、国際電気通信連合(ITU: International Telecommunication Union)が定めるIMT-2000(International Mobile Telecommunication-2000)規格に準拠したシステムのことである。IMT-2000規格は、モバイルデータトラフィックのマルチメディア化への対応を要求条件の1つとして考慮している。具体的には、第2世代のデータサービスではショートメッセージサービス程度であったものが、携帯端末の高機能化に伴い長文メールやwebサービスが提供されるようになり、さらにはメールへの携帯端末で撮影した写真・動画ファイルの添付や、画像を使用したwebページ化が進んでいた。そのため、モバイルデータトラフィックが増加し、モバイル通信の高速化が求められていた。

表 1-1 モバイル通信サービスの主要年表

1979年	国内でアナログ方式の自動車携帯電話による音声サービス開始
1990年代	国内ではPDC、欧州ではGSM、米国ではD-AMPSやIS-95を使用した音声サービスおよび低速のデータサービス開始
2001年	国内でW-CDMAによる第3世代サービス開始
2002年	国内でCDMA2000による第3世代サービス開始

近年、モバイルデータトラフィックのマルチメディア化はさらなる進展を遂げようとしており、これに伴い前節で述べたようなモバイルデータトラフィックの急増が始まっている。2010年の世界全体でのモバイルデータトラフィックの内、およそ50%が動画トラフィックとなっている[1]。これは、モバイルデータ通信の高速化や携帯端末の高機能化などにより、サイズの大きい動画でも快適に楽しむことが出来

るようになったためである。中でも高いデータ処理機能を備えた携帯端末はスマートフォンと呼ばれており(iPhone・BlackBerry・Android 携帯など), これらの普及がモバイルデータトラフィックを押し上げている。スマートフォンは一般的に大画面と高速データ通信機能も備えており, メールの送受信やテキストベースの web ページ閲覧だけでなく, PC(Personal Computer)向けに配信されている画像や動画の視聴, および, それらを含んだ web ページ閲覧を楽しむことが出来る。

このようなモバイル通信サービスへの要求に対して, 開発ベンダーとオペレータは限られた周波数の中においてモバイル通信システムを大容量化して応え続けなければならない。周波数は有限な資源であり, 国から割り当てを受けるかオークションで落札する必要があるため, モバイルデータトラフィックの増加に合わせて希望どおりに確保し続けることは難しいからである。一方, 無線伝送技術では既に実用域において理論上の上限に近づきつつあり, さらなるシステム容量の拡大には新たな技術の開拓が必要である。この要請に応える技術として, マルチアンテナ技術と異種混合ネットワークが注目されている。

マルチアンテナ技術の例を図 1-1に示す。マルチアンテナ技術は, アレーアンテナと呼ばれる複数個配置されたアンテナ素子を使用して, 無線信号の送信もしくは受信またはその両方を行うことにより, 通信の品質あるいは容量を改善させる技術である。その基本技術は, 伝搬路状態に基づき計算されるアレーウェイトにより, 各アンテナ素子における送受信信号の振幅と位相を独立に制御することで, マルチアンテナの指向性を適応的に制御するアダプティブアレーアンテナ(AAA: Adaptive Antenna Array)である[12]。AAA は古くから研究が行われており, 希望波を合成したり干渉波を抑制したりすることで, 無線信号品質を改善させて受信器へ供給することが出来る。AAA を応用することでシステム容量を拡大させる接続方式の 1 つが, 空間分割多元接続(SDMA: Space Division Multiple Access)である[13]-[15]。SDMA では, 基地局に適用された AAA により, 複数の端末からの接続を空間的に分割する。そのため, 同一の時間・周波数チャネルを異なる端末で共用でき, 周波数利用効率やシステム容量を大きく改善出来る。送信器と受信器の両側で複数のアンテナ素子を利用する MIMO(Multi-Input Multi-Output)通信では, 無線信号品質の改善に加えて, 複数のデータ系列を同時に送信し, 受信器側の AAA によってそれらを分離受信することで, 理論上のユーザスループットをデータ系列数倍に向上させることが可能である。

AAA および SDMA は数年前からいくつかの商用システムに導入されており, 有効性も実証されている[2],[16],[17]。それらは, 上りリンクと下りリンクの通信を同一周波数で時分割して行う時分割復信システムであるため, 上下リンク間に伝搬路の可逆性が存在する。そこで, 基地局が上りリンク受信のために決定した受信アレーウェイトを, 送信アレーウェイトとして下りリンクの送信信号にも適用することが可能であり, 端末側の対応無しに AAA と SDMA による改善効果を上下リンク両方で得ることが出来る。しかしながら, 例えば端末が高速に移動しているような環境では, 上下リンクの通信時刻差における伝搬路変動が, 基地局が適用する下りリンク送信アレーウェイトの精度劣化を引き起こし, 端末の

受信信号品質が劣化してしまう[18],[19]. 特に SDMA により他の端末が同一(時間・周波数)チャンネルを使用している場合には, 他の端末への信号が干渉波として漏れこんでしまうため, その劣化は著しい. したがって, 基地局の送信に AAA および SDMA を用いるマルチアンテナシステムでは, 端末が高速に移動すると, 下りリンクのシステム容量が低下するという課題がある.

この課題を解決する手法として, 端末での受信にも AAA を適用し, 希望波の合成や干渉波の抑制を行うことで, 基地局の送信アレーウェイトの精度劣化を補償することが考えられる. 過去のマルチアンテナ技術に関する研究は, 送信または受信の一方にマルチアンテナ技術を適用するものが中心であり, 近年 MIMO 伝送が注目を集めるようになってからは両側に適用するものも増加している[20],[21]. しかしながら, 現存の商用モバイル通信システムにおける代表的な基地局マルチアンテナ技術は, MIMO 伝送を想定していないため, 端末は単一アンテナ素子しか備えないものとして動作する, すなわち, 基地局が下りリンク送信に適用する AAA および SDMA は, 端末が備える単一アンテナ素子のみを狙って制御する. そのようなマルチアンテナシステムにおいて, 高速に移動する端末の受信に AAA を適用する効果については, これまで研究されておらず明らかでない.

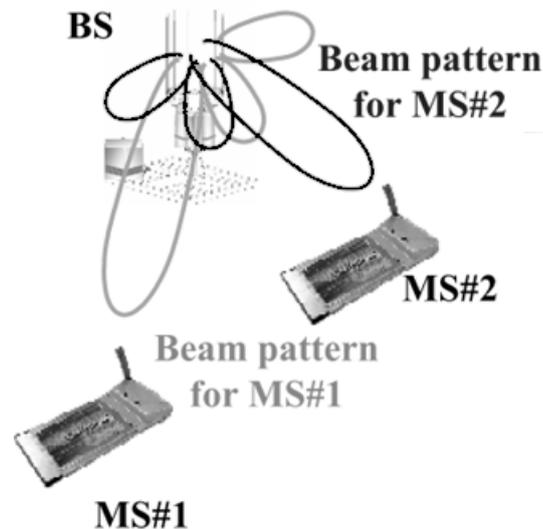


図 1-1 マルチアンテナ技術

このような受信処理による劣化補償以外に, 端末が高速に移動する場合の送信マルチアンテナ技術の特性向上に資する技術として, 時間変動する伝搬路の高精度予測がある. これまで多くの研究者が, 送信 AAA や無線信号品質に応じた変調方式・符号化率を選択する適応送信のために, 伝搬路予測方式の研究に取り組んできた. そのうち, 自己回帰モデルに基づく線形予測方式は, 比較的少ない計算量で実装することが可能である[3]-[5]. しかしながら, 実環境の移動無線伝搬路は多数の反射・散乱波によって作り出されるため, 変動が非常に複雑であり, 高精度な予測は短時間または定速に移動する端末に対してしか達成されていない. 近年はモバイル通信システムのマルチアンテナ化に伴い, それらを活用する新たな伝搬路予測方式が研究されている[8]-[10]. 複数アンテナ素子

間の伝搬路(MIMO 伝搬路)予測誤差の下限に関する解析では, MIMO 伝搬路の空間パラメータ(反射・散乱波の放射・到来角など)を活用することで, 伝搬路予測精度を改善出来ることが報告されている[10]. その実装例では, 基地局と端末の各アンテナ素子間の伝搬路をそれぞれ独立に予測するのではなく, 例えば反射・散乱波の平均的な放射・到来方向から固定的に設定された伝搬路予測用アレーウェイトで重み付け合成した伝搬路(ビームスペース伝搬路)に対して予測を行う. 図 1-2に, MIMO 伝搬路とビームスペース MIMO 伝搬路の概念図を示す. アレーウェイトは, 物理的にはアレーアンテナの指向性(ビームパターン)を制御するビーム形成器として働くため, ビームが向けられなかった方向の反射・散乱波は抑制される. その結果, 伝搬路予測用アレーウェイトで重み付け合成された伝搬路(ビームスペース伝搬路)では変動の複雑さが軽減され, より長時間に渡って, または, より高速に移動する端末に対して, 正確な伝搬路予測を行うことが可能になる. しかしながら, 当該手法では伝搬路予測用アレーウェイトを固定的に設定しており, ビームが多くの反射・散乱波に向けられた場合には, 重み付け合成による予測精度の改善効果が小さくなる. そのような理由から, 当該手法での伝搬路予測誤差は, 理論上の下限値に対して改善の余地を残している.

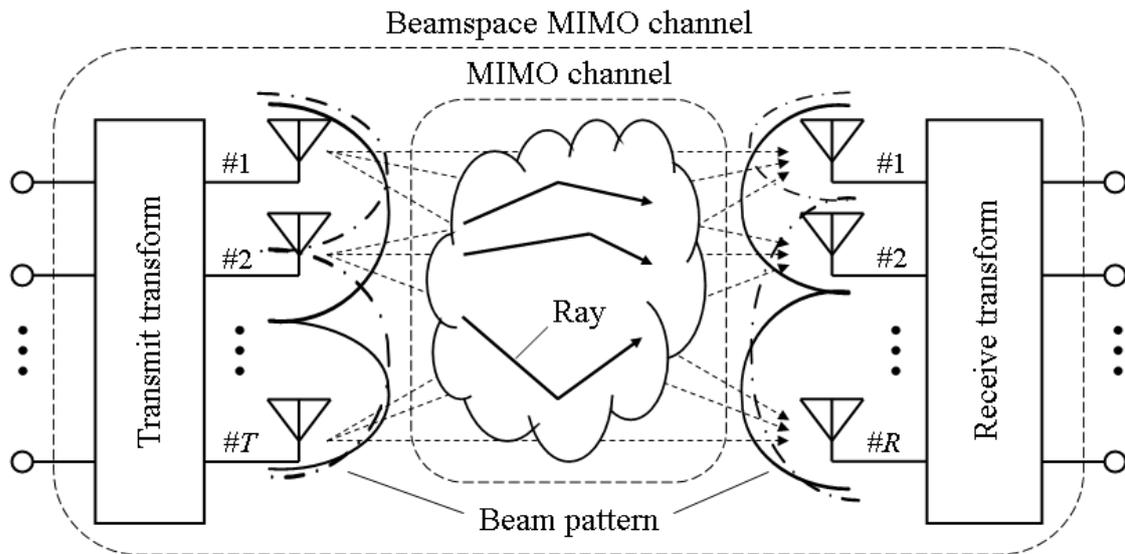


図 1-2 MIMO 伝搬路とビームスペース MIMO 伝搬路

マルチアンテナに代表される無線伝送技術による改善のみで, 今後予想されるモバイルデータトラフィックの急増に応え続けることは不十分である. その改善量はアンテナ素子数に比例して増加するが, 基地局に多数のアンテナ素子を搭載することは, 設置およびその場所の確保を難しくする. また, 小型化が求められている端末においては, 搭載するアンテナ素子数を増やすことは容易ではない. そこで近年期待されているのが, 異種混合ネットワークである[11]. 異種混合ネットワークの1つである異出力基地局ネットワークの例を図 1-3に示す. 高出力基地局(MeNB: Macro eNodeB)で構成される高出力セルレイアウト内において, トラフィックの増加によりシステム容量が不足してきた場合, トラフ

ックの多い領域に低出力ノードであるマイクロ／ピコ／ホーム基地局 (Mi/P/HeNB: Micro/Pico/Home eNodeB) やリレーノード (Relay node) を追加配置し、トラフィックを低出力セルへ振り分けることが考えられる。低出力セル用に別の周波数リソースを用意できないような状況において、同一の時間・周波数リソースを両セルに割り当てると、高出力セルからの干渉波により通信品質は低いものの、低出力セルの分だけシステム容量を拡大させることが出来る。主に電力増幅器が低出力であることによりサイズが小さく低コストである低出力ノードを、高出力基地局と組み合わせて使うことにより、高出力基地局がもたらすカバレッジを維持しながら、システム全体での容量を柔軟かつ効率的に拡大させることが期待される。それゆえ、次世代のモバイル通信システムには、異出力基地局ネットワークを効果的にサポートすることが望まれている。

マイクロ／ピコ基地局といった低出力基地局は、高出力基地局と同様に、モバイル通信サービスを提供するオペレータ、もしくはモバイル通信のインフラストラクチャ (Infrastructure) を提供するシステムインテグレータ (System integrator) によって計画的に配置される。しかしながら、従来の高出力システムのように正確な置局設計を行うことは困難である。まず、高出力セルのトラフィックを低出力セルに振り分けることが求められるため、高出力基地局からの強い受信電力があるとしても、低出力基地局はトラフィックの多い領域に配置することが望まれる。トラフィックの分布は、時間によっても変化する。また、エリアあたりの低出力基地局の置局数は高出力基地局よりも多くなるため、置局設計作業が複雑になる。加えて、高出力システムによる運用後に低出力基地局の配置が検討されることで、置局設計において制約が生じる場合も多く考えられる。例えば、設置場所の確保の面から、システム導入初期は旧世代のモバイル通信システムの高出力基地局と同じ場所へ、次世代モバイル通信システムの高出力基地局を追加設置もしくは置換する。そして、将来のトラフィックの増加に応える必要性が生じた時に、新規に低出力基地局の導入を検討するような状況である。その結果、一般的に使用される最大下りリンク受信電力に基づく接続セル選択では、低出力基地局によって形成される低出力セルのセルサイズは、高出力基地局からの強い受信電力により期待以上に狭められてしまう。このことが、高出力セルから低出力セルへのトラフィックの振り分けを不十分にし、高出力セルにおける容量不足を解消できなくなる。すなわち、異出力基地局ネットワーク化によるシステム容量利得が、限定的なものになってしまう。特に、高出力基地局からの受信電力が強い領域にトラフィックが集中していると、その影響が大きくなる。この問題に対して、いくつかの研究が異出力基地局ネットワークでは従来と異なるセル選択基準が有益であると指摘している [22]-[25]。セル領域拡張 (CRE: Cell Range Expansion) はその代表的かつシンプルなものである。端末がより低い下りリンク受信電力のセルに接続されることを許容することにより、セルの領域を広げる。CREにより低出力セルのセルサイズを大きくするほど (低出力 CRE: Pico CRE)、高出力セルから低出力セルへのトラフィックの振り分け効果は増大できる一方で、低出力セルからの希望波受信電力が低下するセル端においては、高出力セルからの強い干渉波の影響が顕著となる。したがって、低出力 CRE によるシステム容量利得の改善は、セ

ル端において高出力セルから受ける干渉を抑制する手法と併せて検討する必要がある。

これらについては、代表的な次世代モバイル通信システムである LTE (Long Term Evolution) を高度化した LTE-Advanced の標準化において、多数の検討が行われてきた。しかしながら、それらの検討には次に述べる2つの問題がある。1つは、多くの検討におけるトラフィックモデルとして、従来の高出力セルシステムの評価に広く使われているフルバッファ (Full buffer) モデルがそのまま使用されていることである。異出力基地局ネットワークでは、セルサイズの違いにより、高出力セルと低出力セルとの間で接続ユーザ数に大きな差が生じる。そのような状況でフルバッファモデルを使用すると、両セル間で端末に割り当てられるリソース量が大きく異なってしまったため、評価結果として不適切である。例えば極端な場合には、1つの低出力セルに1端末のみが接続され、著しく高いユーザスループットが記録されてしまう。現実には端末がそのように連続した大量のトラフィックを持つことは特異であるため、そのユーザスループットをシステム容量に含めるべきではない。もう1つは、低出力セルのセルサイズを著しく大きくする低出力 CRE がシステム容量利得の改善に有効という前提に立ち、下りリンク干渉抑制の検討が行われていることである。低出力セルのセルサイズを大きくするほど、セル端における高出力セルからの干渉の影響は顕著となり、下りリンク干渉抑制に必要な仕様変更も大きくなると考えられる。もし、低出力セルのセルサイズを大きくしすぎることなく同程度の改善量が得られるなら、下りリンク干渉抑制に必要な仕様変更を小さく抑えることが出来る。これは機器開発ベンダーの開発を容易にし、コストの低下につながる。また、基地局の仕様変更のみで済むのであれば、旧仕様の端末でも同じ改善を得ることができ、システムの移行期において有効である。したがって、低出力 CRE によりセルサイズを大きくする程度に応じて必要な下りリンク干渉抑制を検討し、それらのシステム容量利得を比較することで、どのような下りリンク干渉抑制が必要か判断すべきである。

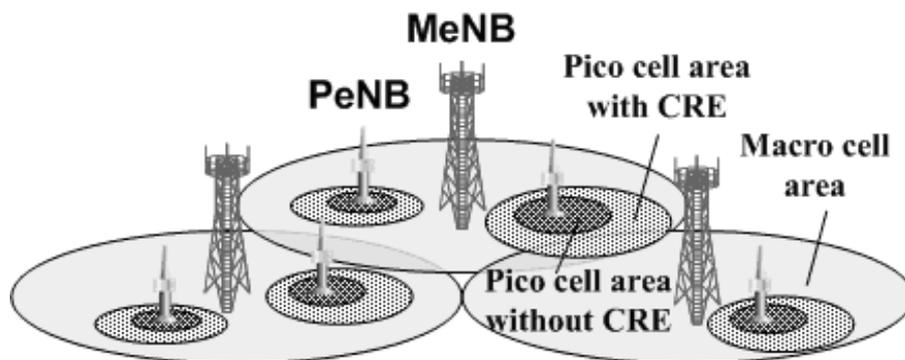


図 1-3 異出力基地局ネットワーク

### 1.3 研究の内容と論文の構成

本論文では、モバイル通信システムのさらなる大容量化に向けて注目されているマルチアンテナ

技術と異出力基地局ネットワークにおいて、前節で述べた各課題に対して以下3つの検討を行う。

第1に、基地局が送信処理にマルチアンテナ技術を適用するモバイル通信システムでは、端末が高速に移動すると、下りリンクのシステム容量が低下するという課題に対して、端末の受信にもAAAを適用することで容量低下を補償する手法を検討する。AAAによる改善効果は、伝搬環境や端末の移動速度に依存するため、本論文では2素子アレーアンテナを備えたプロトタイプ端末を開発し、フィールド試験と計算機シミュレーションの両方で改善効果の検証を行う。

第2に、端末が高速に移動する場合の送信マルチアンテナ技術の特性向上に資する伝搬路高精度予測技術において、伝搬路予測用アレーウェイトを固定的に設定するのではなく、電波の放射・到来方向に対して適応的に設定することで伝搬路の予測精度を向上させる手法を提案する。従来の固定的に設定された伝搬路予測用アレーウェイトは、平均的には伝搬路の変動を緩和し、予測精度を向上させる。しかし、反射・散乱波の放射・到来方向は時間と場所により様々であるため、伝搬路予測用アレーウェイトが合成する方向に多くの反射・散乱波が含まれてしまうと、伝搬路の変動は緩和されず、高い伝搬路予測精度を得ることができない。したがって、伝搬路予測用アレーウェイトにより合成される反射・散乱波の数を効果的に低減できれば、より高い伝搬路予測性能を達成出来ると考えられる。マルチアンテナを利用することで、複数の反射・散乱波に対する放射・到来角推定が可能であるため、提案する伝搬路予測用アレーウェイトはその推定値に基づき計算される。提案方式の伝搬路予測性能を、リンクレベル計算機シミュレーションにより評価する。

第3に、異出力基地局ネットワークにおける下りリンク通信の大容量化のために、低出力CREの考察と併せて、低出力セルが高出力セルから受ける干渉波を抑制する手法の検討を行う。低出力CREによりセルサイズを大きくする程度に応じて異なる2つの干渉抑制手法を検討し、両手法の相乗効果によるシステム全体としてみた容量拡大効果を評価する。異出力基地局ネットワークの特性を公正なトラフィックの元で評価するため、本論文ではバースト性を有するトラフィックであるFTP(File Transfer Protocol)モデルを用いたシステムレベル計算機シミュレーションを行う。

本論文の構成は以下の通りである。

第2章では、基地局が送信処理にマルチアンテナ技術を適用するモバイル通信システムにおいて、高速に移動する端末の受信にもAAAを適用することで容量低下を補償する手法を検討する。まず移動無線伝搬路とAAAおよびSDMAについて述べた後に、開発した2素子アレーアンテナを備えるプロトタイプ端末を説明する。これを用いて、フィールド試験とリンクレベル計算機シミュレーションの両方で改善効果の検証を行う。モバイル通信システムとして、基地局にマルチアンテナ技術を導入することを前提に仕様が策定され、すでに長く商用サービスが行われているiBurstシステムを対象とする。

第3章では、端末が高速に移動する場合の送信マルチアンテナ技術の特性向上に資する伝搬路高精度予測技術において、伝搬路予測用アレーウェイトを電波の放射・到来方向に対して適応的に

設定することで、伝搬路の予測精度を向上させる手法を提案する。まず、従来の伝搬路予測技術として、自己回帰線形予測と伝搬路予測用アレーウェイトについて述べ、続いて提案手法の伝搬路予測用アレーウェイトについて説明する。提案する伝搬路予測用アレーウェイトで高精度な伝搬路予測を可能にするために、反射・散乱波を打ち消しながら自己回帰線形予測を行う方法を併せて提案する。伝搬路予測性能は、計算機シミュレーションにより評価する。

第4章では、異出力基地局ネットワークにおける下りリンク通信の大容量化のために、低出力 CRE の考察と併せて、低出力セルが高出力セルから受ける干渉波を抑制する手法の検討を行う。低出力 CRE と検討する干渉抑制手法を説明し、FTP モデルのトラフィックを用いたシステムレベル計算機シミュレーションにより特性評価を行う。モバイル通信システムとして、次世代で主流となる LTE (Long Term Evolution) の機能拡張である LTE-Advanced を対象とする。

第5章で結論を述べる。

## 第2章 AAA を基地局と端末に適用した システムの特徴

### 2.1 はじめに

本章では、基地局が送信処理にマルチアンテナ技術を適用するモバイル通信システムにおいて、高速に移動する端末の受信処理にもアダプティブアレーアンテナ (AAA: Adaptive Antenna Array) を適用することでシステム容量低下を補償する手法を検討する。AAA および空間分割多元接続 (SDMA: Space Division Multiple Access) は数年前からいくつかの商用システムに導入されており、すでに有効性が実証されている[16],[17]。これらの商用システムは、上りリンクと下りリンクの通信を同一周波数で時分割して行う時分割復信 (TDD: Time Division Duplex) システムであるため、上下リンク間に伝搬路の可逆性が存在する。そのため、基地局が上りリンク受信のために決定したマルチアンテナの受信アレーウェイトを、下りリンクの送信アレーウェイトとしても適用することが可能であり、端末側の対応無しに AAA および SDMA による改善効果を上下リンク両方で得ることが出来る。しかしながら、例えば端末が高速に移動しているような環境では、上下リンクの通信時刻差における伝搬路変動が送信アレーウェイトの精度劣化を引き起こし、下りリンクのシステム容量が低下するという問題が生じる。特に SDMA により他の端末が同一(時間・周波数)チャネルを使用している場合には、それらへの信号が干渉波として漏洩してくるため低下は著しい。

このような課題を解決する手法として、端末での受信にも AAA を適用することが考えられる。過去のマルチアンテナ技術に関する研究は、送信または受信の一方にマルチアンテナ技術を適用するものが中心であり、近年 MIMO (Multi-Input Multi-Output) 伝送が注目を集めるようになってからは両側に適用するものも増加している。しかしながら、現存の商用モバイル通信システムにおける代表的な基地局送信マルチアンテナ技術は、MIMO 伝送を想定していないため、端末は単一アンテナ素子しか備えないものとして動作する。すなわち、基地局が下りリンク送信に適用する AAA および SDMA は、端末の単一アンテナ素子のみを狙って制御する。そのようなマルチアンテナシステムにおいて、高速に移動する端末の受信に AAA を用いる効果については、これまで研究されておらず明らかでない。本論文では、まずリンクレベル計算機シミュレーションによりその改善効果を明らかにする。続いて、AAA による改善効果は伝搬環境や端末の移動速度に依存するため、2 素子アレーアンテナを備えたプロトタイプ端末を開発し、フィールド試験による改善効果の検証を行う。モバイル通信システ

ムとして、基地局に AAA および SDMA を導入することを前提として仕様策定された iBurst システムを対象とする。

## 2.2 移動無線伝搬路

本節では、本研究の対象である陸上移動無線通信での伝搬路について説明する[26],[27]。無線通信の媒体には、その周波数帯により電波と光の2つがある。携帯電話などの陸上移動無線通信では、電波が使用されている。最初に電波伝搬の仕組みについて述べ、その後本論文で使用する伝搬路モデルについて説明する。

### 2.2.1 電波伝搬の仕組み

送信器と受信器の間が見通し外の場合の電波伝搬の様子を、図 2-1に示す。送信器のアンテナ素子から放射された電波は、大地、建物、車などによって反射され、多数の伝搬路を形成する。多数の反射波が合成されたものは、多重散乱波と呼ばれる。電波伝搬には、反射波のみで形成される見通し外伝搬路と、反射波に加えて直接波も受信器に到達する見通し内伝搬路がある。陸上移動無線通信では端末の周辺に建物などの障害物が多く存在するため、一般的に見通し外伝搬路となる。多数の反射波が定在波を形成し、その中を端末が移動することで、高速フェージングと呼ばれる激しい伝搬路変動を受けることになる。そのため、高速フェージングのもとで安定した通信を行うことが、移動無線通信における重大な課題の1つである。

異なる伝搬路を介した反射波は、それぞれの経路長の違いにより、異なる遅延時間を持って受信器に到達する。また、反射波はその反射強度や経路長などにより、異なる受信レベルで受信器に到達する。その結果、受信器は比較的長い時間に渡ってさまざまな受信レベルの電波を受信することになる。

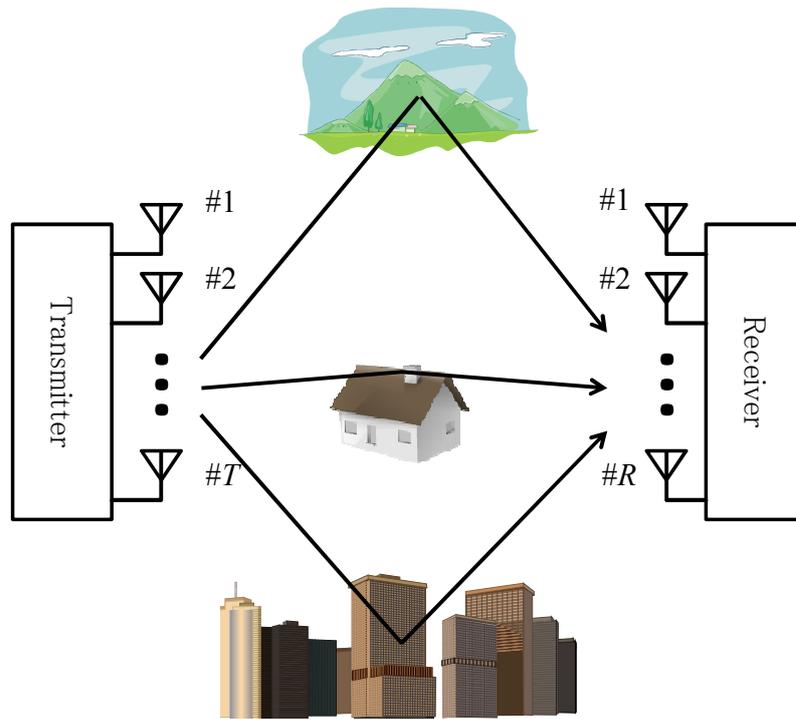


図 2-1 見通し外伝搬路

## 2.2.2 伝搬損

移動無線通信における受信信号電力  $P_r$  は、次式で表される。

$$P_r = L_c G P_t \quad (2-1)$$

ここで、 $L_c$  は電波伝搬による伝搬損、 $G$  はアンテナ利得、 $P_t$  は送信信号電力を表す。伝搬損は、次のように 3 要素の積で表される。

$$L_c = L_p L_s L_f \quad (2-2)$$

ここで、 $L_p$  はパスロス (Path-Loss)、 $L_s$  はシャドウイング損、 $L_f$  は高速フェージング損である。

パスロスは、広い領域で伝搬損を平均されたものであり、送信器と受信器の間の距離、搬送波周波数、地形などで決定される。最も簡単なモデルでは、パスロスは次式のように表される。

$$L_p = A r^\alpha \quad (2-3)$$

ここで、 $A$  と  $\alpha$  は伝搬定数、 $r$  は送信器と受信器の間の距離である。伝搬定数は、アンテナ高や地形、搬送波周波数により変わる。これを推定するために実際の環境で電波伝搬実験が行われ、統計的な値が報告されている。第3世代のモバイル通信システムの評価において、都市部および郊外のシナリオに適用出来るマクロセル伝搬モデルとして、次式のパスロスモデルが用いられている[28]。

$$L_c[\text{dB}] = 40(1 - 4 \times 10^{-3} D h b) \text{Log}_{10}(R) - 18 \text{Log}_{10}(D h b) + 21 \text{Log}_{10}(f_c) + 80 \quad (2-4)$$

ここで、 $R$  は基地局と端末の間の距離[km]、 $f_c$  は搬送波周波数[MHz]、 $D h b$  は想定シナリオにおける平均的な屋根上の高さからの基地局アンテナ高[m]である。ただしこのモデルでは、端末が屋内に位

置した場合に電波がその建物内へ透過する際の損失を、透過損(20dB)としてパスロスと区別して定義している。

シャドウイング損は、数10mの局所的な領域における伝搬損の変動を表したものである。シャドウイングは、比較的狭い領域において、建物や道路、その他の障害物による伝搬条件が変動することで引き起こされる。シャドウイング損は、多数の実験より対数正規分布に従うことが知られている。シャドウイング損 $x$ をデシベルで表現すると、

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-\frac{(x-E[x])^2}{2\sigma_n^2}} \quad (2-5)$$

となる。ここで、 $E[x]$ は $x$ の平均値、 $\sigma_n^2$ は分散である。分散は、伝搬環境により4~12dBの値をとり、前述のマクロセル伝搬モデルでは10dBが使用される。

高速フェージング損は、多数の反射波から作られる定在波の中を端末が移動することで引き起こされる。この時、信号レベルと位相のランダムな変動とともに、ドップラー偏移を受ける。高速フェージングは、Jakesモデルによって解析される。以下、基地局が送信器、端末が受信器の場合を用いて説明する。多重散乱波の各々の反射波は、“レイ(素波)”と呼ばれる。送信器が周波数 $f_c$ の搬送波を送信し、端末の移動によるドップラー偏移を受けた素波 $n$ の複素包絡線を $e_n(t)$ とすると、その信号波形 $r_n(t)$ は次式で表される。

$$r_n(t) = \text{Re}[e_n(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2-6)$$

複素包絡線 $e_n(t)$ の位相は、主に送受信器間の経路長の差による位相偏移 $\phi_n$ と、ドップラー周波数 $f_n$ のドップラー偏移による位相回転分 $2\pi f_n t$ からなり、包絡線振幅を $R_n$ とすると複素包絡線 $e_n(t)$ は次式で表される。

$$e_n(t) = \text{Re}[R_n e^{j(2\pi f_n t + \phi_n)}] \quad (2-7)$$

素波 $n$ のドップラー周波数 $f_n$ は次式で与えられる。

$$f_n = \frac{v \cos \theta_n}{\lambda} \quad (2-8)$$

ここで、 $\lambda$ は搬送波の波長、 $v$ は端末の移動速度、 $\theta_n$ は端末の移動方向に対する素波 $n$ の到来角度である。 $\theta_n = 0, \pi$ の時、ドップラー周波数の絶対値は最大( $f_D = v/\lambda$ )となるため、これを最大ドップラー周波数と呼ぶ。多重散乱波 $r(t)$ は、Jakesモデルでは周囲のあらゆる方向から一様に到来する素波の重ね合わせとして表現されるため、素波数を $N$ とすると次式で表される。

$$r(t) = \sum_{n=1}^N r_n(t) = \text{Re}[e(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2-9)$$

ここで $e(t)$ は多重散乱波の複素包絡線であり、次式で与えられる。

$$e(t) = \sum_{n=1}^N e_n(t) \quad (2-10)$$

複素包絡線の同相成分を  $x(t)$ 、直交成分を  $y(t)$  とすると、多数の反射波より大きな  $N$  に対して、中心極限定理により互いに独立な正規分布に従うランダムな変数となる。時刻  $t$  におけるランダム変数  $x$ 、 $y$  を、互いに独立で、平均  $0$ 、分散  $\sigma_s^2$  の正規分布に従うものとする、包絡線振幅  $R = \sqrt{x^2 + y^2}$  の確率密度関数は次のようになる。

$$p(R) = \frac{R}{\sigma_s^2} e^{-\frac{R^2}{2\sigma_s^2}} \quad (2-11)$$

したがって、多重散乱波の複素包絡線振幅はレイリー分布に従う。以下、このような多重散乱波をレイリー波と呼ぶ。レイリー波の時間相関は、次式で表される。

$$\rho(\tau) = J_0(2\pi f_D \tau) \quad (2-12)$$

ここで、 $J_0(\cdot)$  は第1種0次ベッセル関数である。レイリー波の時間相関を、図2-2に示す。このようにおよそ半波長分の移動時間で相関がほぼ0になるため、端末が移動することにより、少なくとも半波長の間隔で信号レベルの大きな低下が生じる。このような信号の微細な変動は、高速フェージングと呼ばれる。過去のモバイル通信システムのように、基地局・端末のアンテナ素子数が共に1であり、信号の帯域幅が狭帯域であれば、高速フェージングは時間相関のみで特徴づけることができた。しかしながら、近年は無線通信の高速・大容量化のために、基地局・端末のマルチアンテナ化と信号の広帯域化が進んでおり、その伝送特性を正しく評価するためには、高速フェージングを時間相関に加えて、空間相関、周波数相関についても適切にモデル化することが求められる。

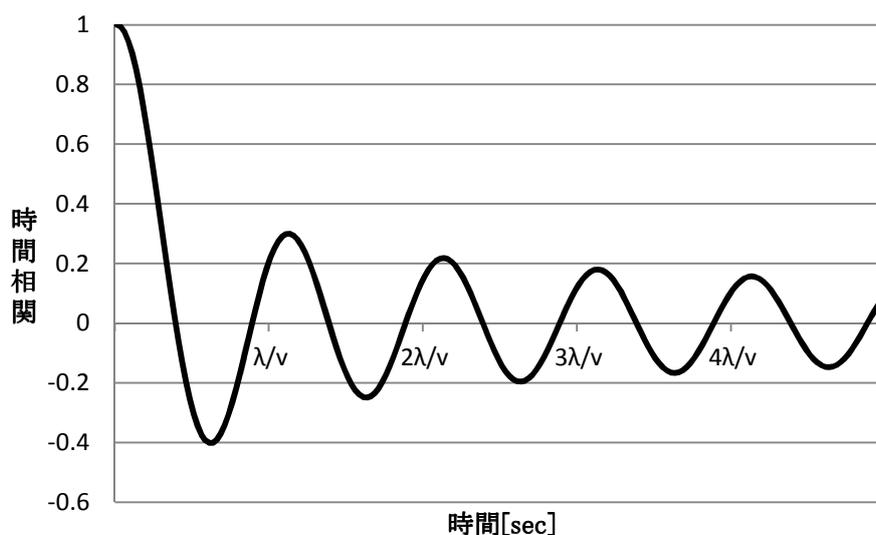


図 2-2 レイリー波の時間相関

### 2.2.3 高速フェージングモデル

実際のフェージングおよび信号は、等価ベースバンド表現で記述出来る[27]. これは、搬送波周波数を零とする代わりに、信号を複素数で表現することである. 以下では、等価ベースバンド表現を使用して説明を行う.

#### Jakes モデルの拡張

マルチアンテナシステムを評価するための高速フェージングモデルとして、Jakes モデルを拡張したものが使用されている. レイの重なりによる高速フェージングは、次のように表現される.

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\omega_l t} \quad (2-13)$$

ここで、 $L$  はレイの総数、 $\alpha_l$  は  $l$  番目のレイの散乱係数である.  $\omega_l$  は  $l$  番目のレイのドップラー(角)周波数であり、次式で与えられる.

$$\omega_l = 2\pi / \lambda \cdot v \cos \theta_l \quad (2-14)$$

$v$  は送信器または受信器の移動速度、 $\theta_l$  は移動方向に対する到来角、 $\lambda$  は波長である. この高速フェージング表現に、 $R$  本の受信アンテナ、および、 $T$  本の送信アンテナに対する各レイの空間の次元を加えることにより、次式の MIMO 伝搬路に拡張される.

$$\mathbf{H}(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \mathbf{a}_{r,l} \mathbf{a}_{t,l}^T e^{j\omega_l t} \quad (2-15)$$

ここで、 $\mathbf{a}_{r,l}$  と  $\mathbf{a}_{t,l}$  はそれぞれ  $l$  番目のレイについての  $R$  次元受信アレー応答ベクトルと  $T$  次元送信アレー応答ベクトルである. アレー応答ベクトルについて、受信器のアンテナ素子が直線状に並ぶリニアアレーアンテナを用いて説明する. リニアアレーアンテナでの電波受信の様子を図 2-3 に示す. アレーの開口面に対して角度  $\psi_l$  で到来した  $l$  番目のレイについて、基準点における伝搬路応答を  $h_{0,l}(t) = \alpha_l e^{j\omega_l t}$  とすると、基準点からの位置が  $d_u$  の第  $u$  アンテナ素子における伝搬路応答は、次式で表される.

$$\begin{aligned} h_{u,l}(t) &= h_{0,l}(t) \exp(-j2\pi f_c \tau_{u,l}) \\ &= h_{0,l}(t) \exp\left(-j2\pi f_c \frac{d_u \sin \psi_l}{c}\right) \\ &= h_{0,l}(t) \exp\left(-j2\pi \frac{d_u \sin \psi_l}{\lambda}\right) \\ &= h_{0,l}(t) a_{u,l} \end{aligned} \quad (2-16)$$

ここで、 $c$  は伝搬速度、 $a_{u,l}$  がアレー応答である(上式は、受信信号がアレーの開口長  $|d_R - d_1|$  に対して十分狭帯域である場合に成り立つ). 例えば、 $\psi_l = \pi/6 = 30$  度、 $d_u = \lambda/2$  の場合、第  $u$  アンテナ

ナ素子における伝搬路応答は  $h_{u,l}(t) = h_{0,l}(t)\exp(-j\pi/2)$  となり、基準点での伝搬路応答から  $-90$  度回転したものとなる。以上より、式(2-15)のアレー応答ベクトル  $\mathbf{a}_{r,l}$ ,  $\mathbf{a}_{t,l}$  は、次のように表現される。

$$\mathbf{a}_{r,l} = [a_{1,l}, a_{2,l}, \dots, a_{R,l}]^T \tag{2-17}$$

$$\mathbf{a}_{t,l} = [a_{1,l}, a_{2,l}, \dots, a_{T,l}]^T \tag{2-18}$$

式(2-15)は行列形式を使うことで次式のようにも表現出来る。

$$\mathbf{H}(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \mathbf{a}_{r,l} \mathbf{a}_{t,l}^T e^{j\omega_l t} = \mathbf{A}_r \mathbf{C} \mathbf{W}(t) \mathbf{A}_t^T \tag{2-19}$$

$$\mathbf{C} = \text{diag}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L) \tag{2-20}$$

$$\mathbf{W}(t) = \text{diag}(e^{j\omega_1 t}, e^{j\omega_2 t}, \dots, e^{j\omega_L t}) \tag{2-21}$$

$\mathbf{A}_r$  と  $\mathbf{A}_t$  はそれぞれ  $L$  個のレイに対するアレー応答ベクトルをまとめた  $R \times L$  の受信アレー応答行列と  $T \times L$  の送信アレー応答行列である。 $T$  本の送信アンテナからの送信信号を送信信号ベクトル  $\mathbf{s}(t)$  と定義することで、MIMO 伝搬路を通過した後の  $R$  本の受信アンテナによる受信信号ベクトル  $\mathbf{x}(t)$  は次のように表される。

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \tag{2-22}$$

ここで、 $\mathbf{n}(t)$  は受信信号に含まれるノイズ成分である。

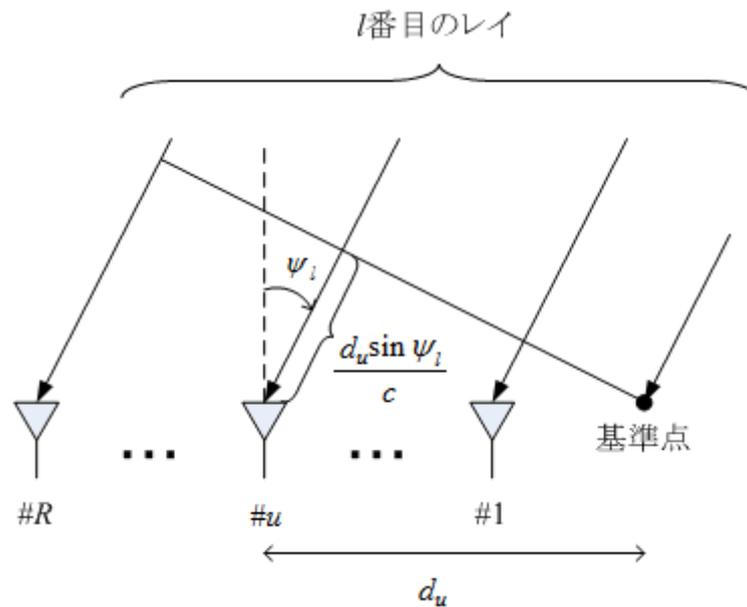


図 2-3 リニアアレーアンテナでの電波受信

## 時空間伝搬モデル

モバイル通信システムの高速度・大容量化を実現するために、時間・周波数・空間の各領域で新たな技術が導入されている。例えば、送信と受信が共にマルチアンテナを活用する MIMO 通信や、伝送帯域幅が広帯域であることを活用した周波数領域スケジューリングなどである。したがって、これらの技術を正當に評価出来ることが高速フェージングモデルに求められ、その代表的なものが時空間伝搬モデルである。時空間伝搬モデルの概要を図 2-4 に示す。時空間伝搬モデルの 1 つとして、3GPP (3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project) において評価のために仕様化された SCM (Spatial Channel Model) がある[29]。SCM では、伝搬遅延時間および到来方向がほぼ同じとみなせるレイの集合を 1 つのクラスタで扱い、クラスタの特性と、クラスタ内の特性に分けて定義する。以下、各クラスタのレイの集合をそれぞれパスと呼び、クラスタ内の各レイをサブパスと呼ぶ。

各パスは、空間パラメータである放射角 (AoD: Angular of Departure), 到来角 (AoA: Angular of Arrival), 電力方位スペクトル (PAS: Power Azimuth Spectrum) と、周波数パラメータである電力, 遅延時間とにより特性付けられる。それぞれのパスは、遅延時間, および, 電力が等しい複数の独立なサブパスから構成されるクラスタによりモデル化される。各サブパスの初期位相は独立である。時刻  $t$  における基地局の第  $s$  アンテナ素子と端末の第  $u$  アンテナ素子の間の  $n$  番目のパスの伝搬路応答は、次式で表される。

$$h_{u,s,n}(t) = \sqrt{\frac{P_n}{M}} \sum_{m=1}^M \begin{bmatrix} \exp\left\{j\left(\frac{2\pi}{\lambda} r_{BS} \sin(\theta_{n,m,AoD} + \varphi_s) + \Phi_{n,m}\right)\right\} \times \\ \exp\left\{j\left(\frac{2\pi}{\lambda} r_{UE} \sin(\theta_{n,m,AoA} + \varphi_u)\right)\right\} \times \\ \exp\left\{j\frac{2\pi}{\lambda} \|\mathbf{v}\| \cos(\theta_{n,m,AoA} - \theta_v) t\right\} \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

ここで、 $P_n$  は  $n$  番目のパスの電力、 $M$  はパスあたりのサブパス数、 $r_{BS}$  と  $r_{UE}$  はそれぞれ基地局と端末のサーキュラーアレーアンテナ (円形配置) の半径、 $\theta_{n,m,AoD}$  と  $\theta_{n,m,AoA}$  と  $\Phi_{n,m}$  はそれぞれ  $n$  番目のパスの  $m$  番目のサブパスに関する AoD と AoA と初期位相、 $\varphi_s$  と  $\varphi_u$  はそれぞれ基地局の第  $s$  アンテナ素子と端末の第  $u$  アンテナ素子の位置の角度、 $\|\mathbf{v}\|$  と  $\theta_v$  はそれぞれ端末の移動速度ベクトルの振幅と角度である。時刻  $t$  における基地局の第  $s$  アンテナ素子と端末の第  $u$  アンテナ素子の間の伝搬路応答は、次式で表される。

$$h_{u,s}(t) = \sum_{n=1}^N h_{u,s,n}(t) \delta(t - \tau_n) \quad (2-24)$$

ここで、 $N$  はパス数、 $\tau_n$  は  $n$  番目のパスの遅延時間である。

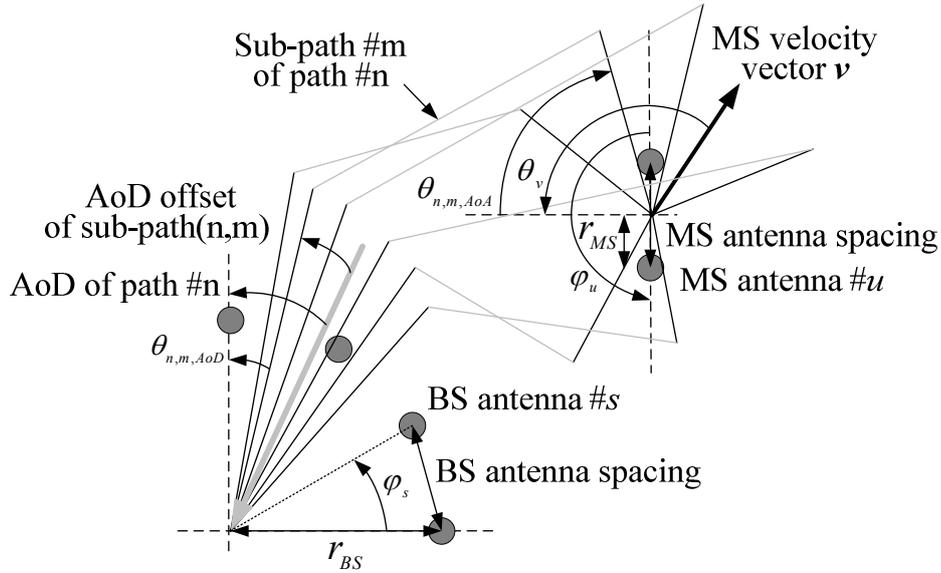


図 2-4 時空間伝搬路モデル

## 2.3 AAA/SDMA

本節では、研究対象のモバイル通信システムである iBurst の構成に基づき、代表的なマルチアンテナ技術である AAA および SDMA について説明する. 図 2-5 と図 2-6 に、マルチアンテナを具備した iBurst システムの基地局とその AAA/SDMA 信号処理構成をそれぞれ示す. 基地局のアレーアンテナ素子で受信された信号は、RF (Radio Frequency) ユニットにより帯域外信号の除去、サンプリング、周波数変換などが行われ、デジタル複素ベースバンド (BB: Base Band) 信号に変換される. 各アンテナ素子の BB 受信信号は、図 2-6 の Rx weight controller と表されているブロックで計算された受信アレーウェイトにより、重み付け合成して出力される. 時刻  $t$  における第  $s$  アンテナ素子の BB 受信信号と受信ウェイトをそれぞれ  $x_s(t)$ 、 $w_s$  とすると、 $S$  本のアレーアンテナ素子による重み付け合成出力信号  $y(t)$  は次式で表される.

$$y(t) = \sum_{s=1}^S w_s^* x_s(t) \quad (2-25)$$

ここで、上添字<sup>\*</sup>は複素共役を表す. BB 受信信号ベクトル  $\mathbf{x}(t)$  と受信ウェイトベクトル (受信アレーウェイト)  $\mathbf{w}$  を、

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_S(t)]^T \quad (2-26)$$

$$\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_S]^T \quad (2-27)$$

と定義すると、(2-25)式は次式のように複素ベクトルの内積で表される.

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (2-28)$$

ここで、上添字 $T$ と $H$ は、それぞれ転置と複素共役転置(エルミート)を表す。この式からもわかるように、AAAの機能と性能は、どのようなウェイトベクトルを適用するかにより変わってくる。AAAの機能は、その目的より希望波合成と干渉波抑制の2つに大別される。希望波合成では、重み付け合成出力信号に含まれる希望波成分が大きくなるよう、ウェイトベクトルを制御する。具体的には、各アンテナ素子の受信信号に含まれる希望波成分の位相を揃えるようなウェイトベクトルを適用する。一方、干渉波抑制では、重み付け合成出力信号に含まれる干渉波成分が小さくなるようウェイトベクトルを制御する。具体的には、各アンテナ素子の信号に含まれる干渉波成分が互いに打ち消しあうようなウェイトベクトルを適用する。



図 2-5 iBurst 基地局

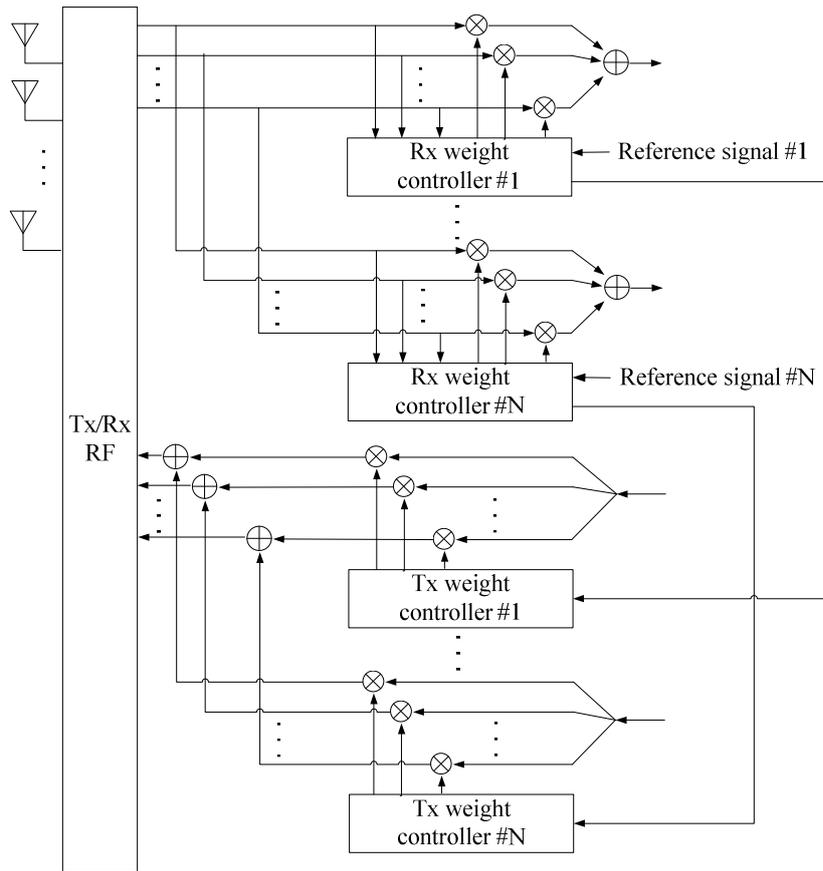


図 2-6 iBurst 基地局の AAA/SDMA 信号処理構成

AAA の動作原理には予備知識および評価関数が異なる様々なものがある。モバイル通信においては、希望波の到来方向についての情報を必要とせず、また、干渉波の抑制が可能である最小二乗誤差法 (MMSE: Minimum Mean Square Error) が広く用いられる。MMSE-AAA は、参照信号と重み付け合成出力信号との平均二乗誤差を最小化することにより、最適なウェイトベクトルを決定する。この方式では、希望波合成と干渉波抑制が同時に行われるという利点がある。比較される AAA の動作原理に、最大比合成法 (MRC: Maximum Ratio Combining) や ZF 法 (Zero Forcing) がある。MRC-AAA は希望波合成については最適であるため、干渉波が存在しない場合には MMSE-AAA と等価である。干渉波がある場合には、干渉波抑制ができないため MMSE-AAA に比べて特性が劣る。ZF 法は、干渉波抑制が可能であるものの、引き換えに信号に含まれる雑音成分を増幅する場合があります、MMSE-AAA よりも特性が劣る。MMSE-AAA は、これら 2 方式の良い点を兼ね備えた方式と言える。AAA には“アンテナ素子数 - 1”の自由度があり、自由度の数だけ希望波合成または干渉波抑制を行うことが出来る。MMSE-AAA において“アンテナ素子数 - 1”以上の干渉波が存在する場合には、その動作原理に基づいて処理対象が選択されることになる。

参照信号を  $r_e(t)$  とすると、誤差信号  $e_r(t)$  は (2-28) 式より次式で与えられる。

$$e_r(t) = r_e(t) - y(t) = r_e(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (2-29)$$

誤差信号の二乗平均値は、次式で表される。

$$\begin{aligned} E[|e_r(t)|^2] &= E[|r_e(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)|^2] \\ &= E[|r_e(t)|^2] - \mathbf{w}^T \mathbf{r}_{xr}^* - \mathbf{w}^H \mathbf{r}_{xr} + \mathbf{w}^H R_{xx} \mathbf{w} \end{aligned} \quad (2-30)$$

ここで、 $E[\cdot]$ は期待値演算を表す。また、 $\mathbf{r}_{xr}$ は参照信号と BB 受信信号ベクトルとの相関ベクトル、 $R_{xx}$ は BB 受信信号ベクトルの相関行列であり、それぞれ次式で定義される。

$$\mathbf{r}_{xr} = E[\mathbf{x}(t)r_e^*(t)] = [E[x_1(t)r_e^*(t)], E[x_2(t)r_e^*(t)], \dots, E[x_S(t)r_e^*(t)]]^T \quad (2-31)$$

$$\begin{aligned} R_{xx} &= E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)] \\ &= \begin{bmatrix} E[x_1(t)x_1^*(t)] & E[x_1(t)x_2^*(t)] & \cdots & E[x_1(t)x_S^*(t)] \\ E[x_2(t)x_1^*(t)] & E[x_2(t)x_2^*(t)] & \cdots & E[x_2(t)x_S^*(t)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E[x_S(t)x_1^*(t)] & E[x_S(t)x_2^*(t)] & \cdots & E[x_S(t)x_S^*(t)] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-32)$$

AAA の最適化において、相関ベクトルおよび相関行列は、時間平均により求めることが出来る。MMSE-AAA では(2-30)式が評価関数であり、これを最小化する受信ウェイトベクトル  $\mathbf{w}$  を決定する。(2-30)式は受信ウェイトベクトル  $\mathbf{w}$  の 2 次関数であり、相関行列  $R_{xx}$  が正定値行列であるので、極値が最小値となる。したがって、(2-30)式を受信ウェイトベクトル  $\mathbf{w}$  に関して微分すると、

$$\nabla_{\mathbf{w}} E[|e(t)|^2] = -2\mathbf{r}_{xr} + 2R_{xx}\mathbf{w} \quad (2-33)$$

であり、これを 0 とおくことにより最適受信ウェイトベクトル  $\mathbf{w}_{opt}$  が次式で与えられる。

$$\mathbf{w}_{opt} = R_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xr} \quad (2-34)$$

これは、ウィーナ解と呼ばれる。(2-22)式において、送信器のアンテナ素子が単一の場合を考えると、(2-31)式と(2-32)式は次のように展開される。

$$\mathbf{r}_{xr} = P_s \mathbf{h}_1(t) \quad (2-35)$$

$$R_{xx} = P_s \mathbf{h}_1(t)\mathbf{h}_1^T(t) + P_n I \quad (2-36)$$

ここで、

$$\mathbf{h}_1(t) = [h_{11}(t), h_{21}(t), \dots, h_{S1}(t)]^T \quad (2-37)$$

$$P_s = E[|s(t)|^2] \quad (2-38)$$

$$P_n = E[|n_s(t)|^2] = 2\sigma_n^2 \quad (s = 0, 1, \dots, S) \quad (2-39)$$

である。各アンテナ素子のノイズ成分は、実部と虚部が互いに独立で、共に平均 0、分散  $\sigma_n^2$  のガウス過程に従うと想定している。以上より、MMSE-AAA における最適受信ウェイトベクトルの計算に必要な相関行列と相関ベクトルは、時間平均だけでなく、伝搬路応答からも計算することが出来る。

希望波と無相関な干渉波  $i(t)$  が送信されている場合、相関行列は次式で表される。

$$R_{xx} = P_s \mathbf{h}_1(t) \mathbf{h}_1^T(t) + P_i \mathbf{h}_i(t) \mathbf{h}_i^T(t) + P_n I \quad (2-40)$$

ここで,

$$\mathbf{h}_i(t) = [h_{1i}(t), h_{2i}(t), \dots, h_{Si}(t)]^T \quad (2-41)$$

$$P_i = E[|i(t)|^2] \quad (2-42)$$

であり,  $\mathbf{h}_i(t)$  は干渉波を送信する単一送信アンテナ素子と受信アンテナ素子との間の伝搬路応答である. 干渉波が周辺基地局から到来する場合は, その伝搬路応答を推定することは一般的に困難であるため, 相関行列は時間平均から計算される.

SDMA は, 同一基地局に接続している複数の端末に対して, それぞれ AAA を適用することで空間的に分離し, 同一の時間・周波数チャネルの使用を可能にする技術である.

TDD システムにおける AAA および SDMA を説明するために, 図 2-7 に iBurst のフレームおよびスロット構成を示す. iBurst では, 上下リンクのスロットがセットでユーザに割り当てられる (例えば, 上りリンクスロット 1 と下りリンクスロット 1 がユーザ 1 に, 上りリンクスロット 2 と下りリンクスロット 2 がユーザ 2 に割り当てられる). 基地局は, 各上りリンクスロットの前方で受信したトレーニング系列を利用して, MMSE 規範に基づく受信アレーウェイトを生成する. 受信アレーウェイトでアレーアンテナ素子での上りリンクスロット受信信号を重み付け合成することにより, 基地局は受信対象端末からの希望波の受信電力フェージングを軽減することが出来る. 加えて, 他端末が同一 (時間・周波数) チャネルを使用している場合には, これに対処するように受信アレーウェイトが計算され, 他端末からの干渉を抑制する. 続いて下りリンクの送信が行われるが, iBurst のような TDD システムでは, 上下リンクが同じ周波数帯を使用するため伝搬路の可逆性が存在し, 上りリンクで計算された受信アレーウェイトを下りリンクの送信アレーウェイトとして適用することが出来る (上下リンクのスロットがセットでユーザに割り当てられるため, 例えば, 上りリンクスロット 1 で計算された受信アレーウェイトは, 下りリンクスロット 1 の送信アレーウェイトとして適用する). これにより, 上りリンク受信時に得られる AAA の効果を下りリンクでも得ることが出来る. すなわち, 希望波の受信電力フェージングが軽減され, 他の端末に向けては信号を抑制するように送信することが可能になる. SDMA は, 図 2-6 に示すように, この操作を複数の端末に対して適用することで実現される.

しかしながら, (2-34) ~ (2-42) 式からわかるように, 基地局の受信アレーウェイトは, 上りリンクトレーニング系列の受信時刻における伝搬路応答に対して最適なもの計算されているため, 時間経過により伝搬路応答が変化するにつれて, 送信アレーウェイトは最適解に対する誤差が増加する. その結果, 希望波の受信電力フェージングの低減効果は減少し, 他端末への信号による干渉電力は増加することで, 受信信号品質が劣化する.

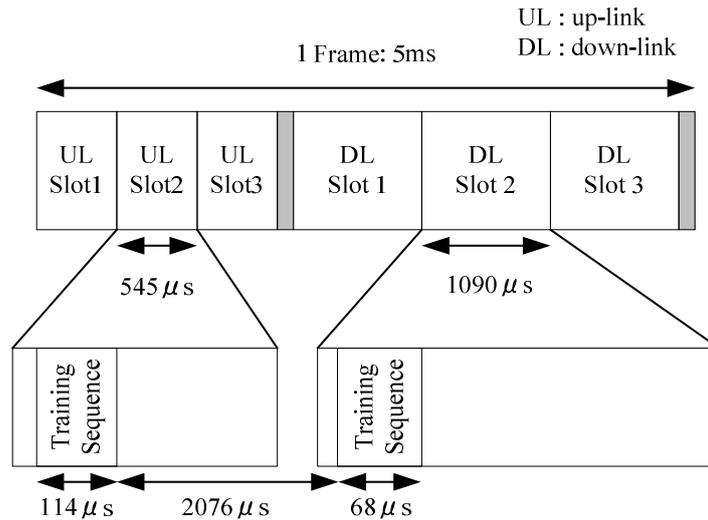


図 2-7 iBurst のフレームおよびスロット構成

## 2.4 端末への受信 AAA の適用

前節で述べたように、例えば端末が高速に移動していることによる高速時変フェージング環境では、上下リンクの通信時刻差における伝搬路変動が、下りリンクに適用された送信アレーウェイトの精度劣化を引き起こし、システム容量が低下する。そこで、本章では受信側での改善策として、端末の受信処理にも AAA を適用することでシステム容量の低下を補償する手法を検討する。端末が高速に移動している場合の通信性能であるモビリティ性能の改善効果は、伝搬環境や端末の移動速度に依存するため、本論文では計算機シミュレーションによる評価に加えて、2 素子アレーアンテナのプロトタイプ端末を開発し、フィールド試験による評価も行う。モビリティ性能として、本論文では端末の異なる移動速度における信号対干渉雑音電力比 (SINR: Signal to Interference plus Noise power Ratio) とユーザスループットを評価する。

### 2.4.1 プロトタイプ AAA 端末

AAA 信号処理部を備えたプロトタイプ端末評価ボードとそのブロック図をそれぞれ図 2-8 と図 2-9 に、主要諸元を表 2-1 に示す。プロトタイプ AAA 端末は 2 素子のアレーアンテナを具備し、送信では固定の単一アンテナ素子のみを、受信時は 2 アンテナ素子両方を使用する。これは、本論文では端末の受信処理に AAA を適用することによる、下りリンクのモビリティ性能改善に焦点を当てているからである。AAA の動作原理については、SDMA 時の同一チャネル干渉も抑制できるように、希望波合成と干渉波抑制が適応的に行われる MMSE を用いる。iBurst の無線周波数 (RF: Radio Frequency) モジュールから出力されるデジタル中間周波数 (IF: Intermediate Frequency) 信号が、

AAA 信号処理ユニットに入力される。IF-BB 変換部は、IF 信号を BB 信号に変換し、これが受信アレーウェイトの計算に使用される。受信アレーウェイトの計算処理については、次項で詳しく説明する。IF 信号の処理は、FIFO (First-In First-Out) メモリを使って遅延される。FIFO メモリの出力 IF 信号は受信アレーウェイトによって重み付け合成され、等化器を具備する従来の iBurst 信号処理ユニットで処理される。性能評価のため、プロトタイプ端末は PC (Personal Computer) に接続され、iBurst 信号処理ユニットで計算された SINR 値が PC で記録される。加えて、1 秒当たりの FTP ダウンロードファイルサイズを測定することで、ユーザスループット(単位は kbps)が PC で計算及び記録される。

表 2-1 プロトタイプ AAA 端末評価ボードの主要諸元

Number of antenna elements	2
Directivity of antenna element	Omni
Antenna gain	2 dBi
Antenna spacing	$0.5 \lambda$
Adaptive Antenna Processing Criterion	MMSE
Optimization algorithm	SMI
FIFO buffer size	8.52 kbit

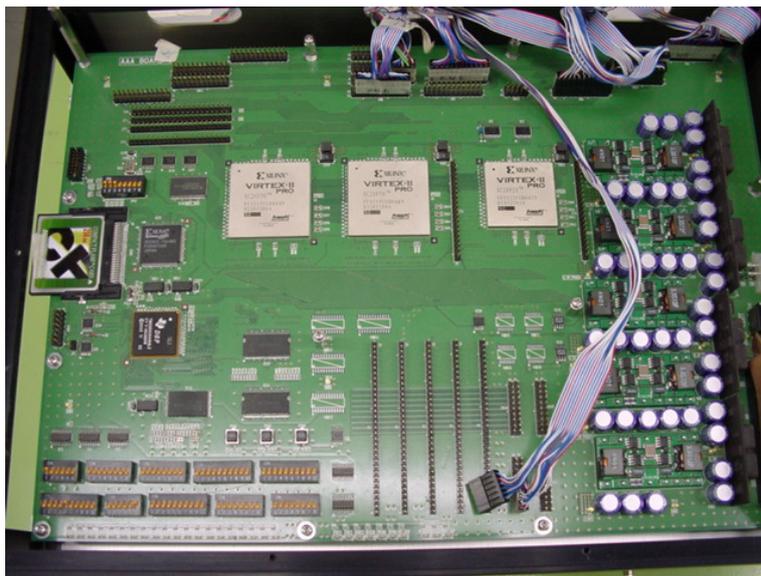


図 2-8 プロトタイプ AAA 端末の評価ボード

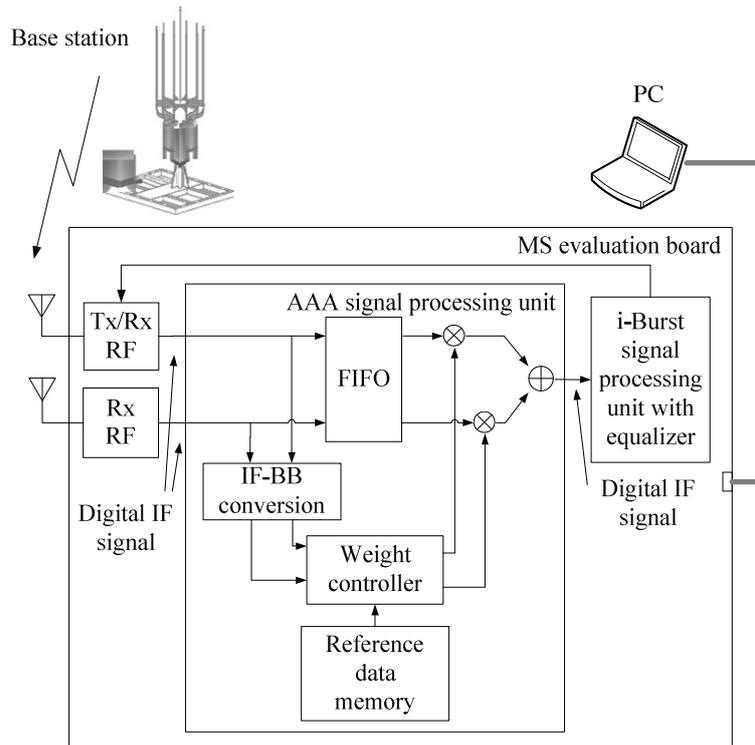


図 2-9 評価ボードのブロック図

## 2.4.2 アレーウェイト計算

図 2-9のウェイトコントローラは、MMSE 規範に基づいて受信アレーウェイトを計算する。MMSE 規範の最適アレーウェイトは、参照信号とアレー出力信号の間の平均二乗誤差(MSE: Mean Square Error)を最小化することにより決定される。iBurst では、下りリンクスロットの前方に含まれる 34 シンボルの下りリンクトレーニング系列を、参照信号として使用出来る。MMSE 規範に基づくアレーウェイトの最適化アルゴリズムには、最急降下法に基づく LMS (Least Mean Square), サンプル値を用いた直接解法(SMI: Sample Matrix Inversion), 再帰的最小二乗法(RLS: Recursive Least-Squares)などがある。本論文では、収束に注意を払う必要がない SMI アルゴリズムを使用する。このアルゴリズムは、サンプルデータから相関行列と相関ベクトルを推定し、最適ウェイトの理論式である( 2-34 )式に代入することで、直接最適ウェイトを計算する。相関行列の逆行列演算が必要なため計算負荷が大きいアルゴリズムであるが、アンテナ素子数が少ない場合は許容出来る。ウェイトコントローラは、次のように受信アレーウェイト  $\mathbf{w}(m)$  を計算する[12].

$$R_{xx}(m) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mathbf{x}(i)\mathbf{x}^H(i) \quad (2-43)$$

$$\mathbf{r}_{xr}(m) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mathbf{x}(i)r_e^*(i) \quad (2-44)$$

$$\mathbf{w}(m) = R_{xx}^{-1}(m)\mathbf{r}_{xr}(m) \quad (2-45)$$

ここで、 $\mathbf{x}(i)$  は BB に変換されたアレー受信信号、 $r_e(i)$  は参照信号に使用する下りリンクトレーニング系列、 $m$  はサンプル数 (= 34) である。

図 2-10 に受信アレーウェイトの適用タイミングを示す。計算された受信アレーウェイトは、受信後に FIFO メモリで遅延させたデジタル IF 信号に適用する。これにより、後段の iBurst 信号処理部には、受信 AAA により信号品質が改善された下りリンク信号が入力される。iBurst 信号処理部では、下りリンクトレーニング系列を受信信号の振幅と位相の補正に使用するため、データ部と同様に下りリンクトレーニング系列部にも受信アレーウェイトによる重み付け合成を適用する。

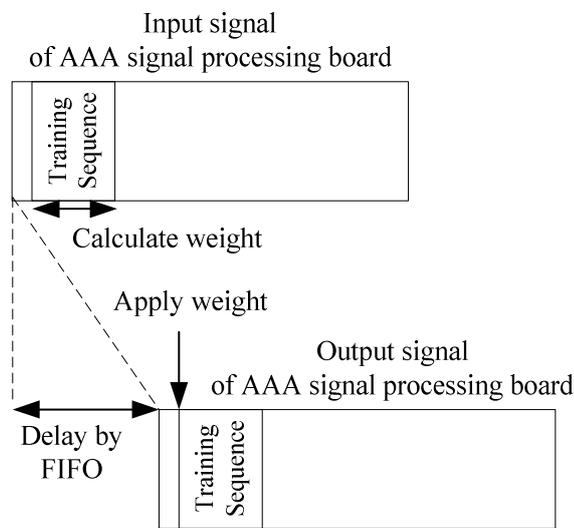


図 2-10 アレーウェイト適用タイミング

## 2.5 iBurst システム

フィールド試験に使用される iBurst システムのパラメータを、表 2-2 に示す [30]。iBurst は、変調クラス (ModClass) と呼ばれる様々な変調方式と符号化の組み合わせを用いたリンクアダプテーションをサポートしている。すなわち、受信信号品質に応じて変調クラスが適応的に選択され、ユーザスループットが高速化される。そのため、ユーザスループットは、基地局と端末の間のリンク状態に強く影響を受ける。各変調クラスに対する目標下りリンク SINR とユーザスループットを表 2-3 に示す。現在商用化されている一般的な iBurst 基地局は、12 素子のアレーアンテナを具備している。iBurst システムでは、比較的広いアンテナ素子間隔のアレーアンテナ配置が用いられる。これは、アンテナ素子間のフェージング相関を小さくすることで、希望波の受信電力フェージングの軽減効果 (ダイバーシティ効果) を増大させるため、および複数の端末が同じような方向に位置する場合でもそれらの信号の分離を可能にするためである。一方で、端末が高速に移動している場合、アンテナ素子間のフェージン

グ相関が小さいことで異なるフェージング変動が生じ、送信アレーウェイトの精度が劣化し易い。本論文では、図 2-5に示しているように、隣接するアンテナ素子間間隔が  $3.5\lambda$  ( $\lambda$  は搬送波の波長) の円形アレーアンテナ配置を使用する。

表 2-2 iBurst システムパラメータ

System	TDD-TDMA/SDMA
Carrier frequency	2005.3125 MHz
Symbol rate	500 ksps
Down-link modulation type	$\pi/2$ -BPSK, QPSK, 8PSK, 12QAM, 16QAM, 24QAM
BS	
Pulse shaping filter on BS transmitter	Root-raised cosine filter with roll-off factor 0.25
Number of antenna elements	12
Antenna topology	Circle
Antenna spacing	$3.5\lambda$
Adaptive Antenna Processing Criterion	MMSE

\*TDMA (Time Division Multiple Access), BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quadrature PSK), QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

表 2-3 下りリンクにおける各変調クラスの目標 SINR とユーザスループット

Mod Class	Down-link target SINR(dB)	Single stream down-link throughput (kbps)	Aggregated 3 stream down-link throughput (kbps)
0	-0.5	35.2	105.6
1	1.3	49.6	148.8
2	2.8	81.6	244.8
3	5.7	126.4	379.2
4	7.9	161.6	484.8
5	10.1	198.4	595.2
6	12.2	262.4	787.2
7	13.5	307.2	921.6
8	15.4	353.6	1060.8

## 2.6 計算機シミュレーション

まず、リンクレベル計算機シミュレーションにより、端末の受信処理へ2素子のAAAを適用することによる下りリンクモビリティ性能の改善効果を評価する。シミュレーションの主要諸元を、表 2-4に示す。伝搬路モデルは、SCM において角度広がりと遅延広がりを固定にすることで簡易化したものを使用する。角度広がり、郊外マクロセルシナリオのパラメータを使用する。電力遅延プロファイルは vehicular A を使用し、シミュレーションにおける最も近いサンプル時刻で各パスを近似する。各パスは、同じ遅延時間と電力を持つ8つの独立なサブパスから構成される。各サブパスの初期位相は互いに独立であり、 $0\sim 360$  度の一様分布に従いランダムに選択される。受信信号とのタイミング同期については、AAA と等化器の両方が第1到来パスに拘束される。等化器のタップ数は、全ての遅延パ

スをカバーするように設定される. 等化器のタップ係数は, AAA による重み付け合成後の信号に対して計算される. SINR は受信した下りリンクトレーニング系列を使用して次式のように計算される.

$$SINR = \frac{|s'|^2}{\frac{1}{N_{TS}} \sum_{i=0}^{N_{TS}-1} |z(i)r_e^*(i) - s'|^2} \quad (2-46)$$

$$s' = \frac{1}{N_{TS}} \sum_{j=0}^{N_{TS}-1} z(j)r_e^*(j) \quad (2-47)$$

ここで,  $z(i)$  は等化器出力における下りリンクトレーニング系列受信信号,  $N_{TS}$  は下りリンクトレーニング系列のシンボル数(=34)であり, SINR は AAA と等化器によって処理された受信信号に対して計算される. iBurst システムでは, 図 2-7に示されているように上りリンクと下りリンクのスロットサイズが非対称であるため, 上りリンクのトレーニング系列と下りリンクスロットの間の通信時刻差は, スロットごとに異なる. そのため, 高速に移動する端末が受ける下りリンクの性能劣化は, 下りリンクスロット 1 よりも下りリンクスロット 3 のほうが重大である. 本論文では代表的な性能劣化を評価するために, 下りリンクスロット 2 におけるモビリティ性能を示す. セル構成は単一セルとし, 周辺セルからの干渉波はないものとする. AAA のみの場合に加えて, SDMA による空間多重端末数が 2 と 3 の場合をそれぞれ評価する(以下, これら 3 つをそれぞれ非/2/3 空間多重モードと呼ぶ). SDMA を行う場合, 各端末への信号は同一の電力レベルで送信される.

表 2-4 シミュレーション諸元

Power delay profile		Vehicular A	
Number of paths		6	
Relative path power (dB)	Delay (ns)	0.0	0
		-1.0	310
		-9.0	710
		-10.0	1090
		-15.0	1730
		-20.0	2510
RMS delay spread		370 ns	
Number of sub-paths per path		8	
Average SNR(Signal to Noise power Ratio) per antenna		20 dB	
BS			
AoA offset of sub-paths per path		Laplacian distribution	
Angle spread per path		RMS 2 degrees	
AoA of paths		Gaussian distribution	
Angle spread of paths		RMS 2.4 degrees	
AoA difference per path between MSs		0 degrees	
MS			
Angle of antenna position		0, 180 degrees	
Equalizer		4 taps transversal equalizer with tap interval T/2 (T: Symbol duration)	
AoA of sub-paths		360 degrees uniform distribution	
Velocity		3, 20, 40 kmph	
Angle of velocity vector		0 degrees	

非2/3空間多重モードにおける SINR の累積分布関数(CDF: Cumulative Distribution Function)を, 図 2-11から図 2-13にそれぞれ示す. 非空間多重モードにおける通常端末では, 端末移動速度が3kmphの場合と比較して, 40kmphの場合に CDF=0.1 の SINR において 6.1dB の劣化が見られ, 端末 AAA を適用することにより 4.0dB の改善を得ている. 一方, 2空間多重モードにおける通常端末では, 端末移動速度が3kmphの場合と比較して, 20kmphの場合に CDF=0.1 の SINR において 10.6dB の劣化, 40kmphの場合に 15.0dB の劣化となっており, 非空間多重モードの場合よりも大きな劣化が見られる. これは, 基地局の送信アレーウェイトの精度劣化による影響として, 希望波受信信号レベルの低下に加えて, SDMA で他端末へ向けて送信された信号の漏れこみにより干渉が増加するためである. 端末 AAA を適用することにより, CDF=0.1 の SINR は端末移動速度 20kmph と 40kmph において, それぞれ 6.2dB と 7.6dB の改善を得ており, 非空間多重モードの場合よりも改善効果大きい. これは, 端末 AAA によって空間多重された他端末への信号による干渉が抑制されるからである. したがって, 高速移動端末が受ける下りリンクの性能劣化は, 非空間多重モードよりも 2空間多重モードにおいてより大きく, 端末 AAA の干渉抑制効果が大きな改善をもたらすことがわかる. また, AAA を適用しない端末における高速移動時の SINR の劣化と, 端末 AAA を適用することによる SINR の改善の両方が, 移動速度が速くなるほど増加している. これは, 伝搬路変動が速くなることで基地局の送信アレーウェイトの精度がより低くなり, 端末が送信にも使用するアンテナ素子(送受信アンテナ素子)での受信信号品質が大きく劣化することで, 端末 AAA を適用することによる改善の余地が増大するからである. 低速移動端末の場合には, 基地局の送信アレーウェイトの精度が高い状態で維持され, 端末の送受信アンテナ素子において高い受信信号品質が得られるため, 端末 AAA による改善効果はほとんど得られない. 非空間多重モードよりも 2空間多重モードのほうが端末 AAA による改善効果大きい一方で, 2空間多重モードと 3空間多重モードを比較すると, 端末移動速度が 20kmph と 40kmph の場合に CDF=0.1 の SINR においてそれぞれ 3.2dB と 4.7dB の改善であり, 2空間多重モードの場合より改善効果が小さい. これは, 3空間多重モードの場合は, 干渉波となる端末の数(=2)が 2素子端末 AAA の自由度(=1)よりも大きいため, 両方の干渉を同時に抑制することが出来ないからである.

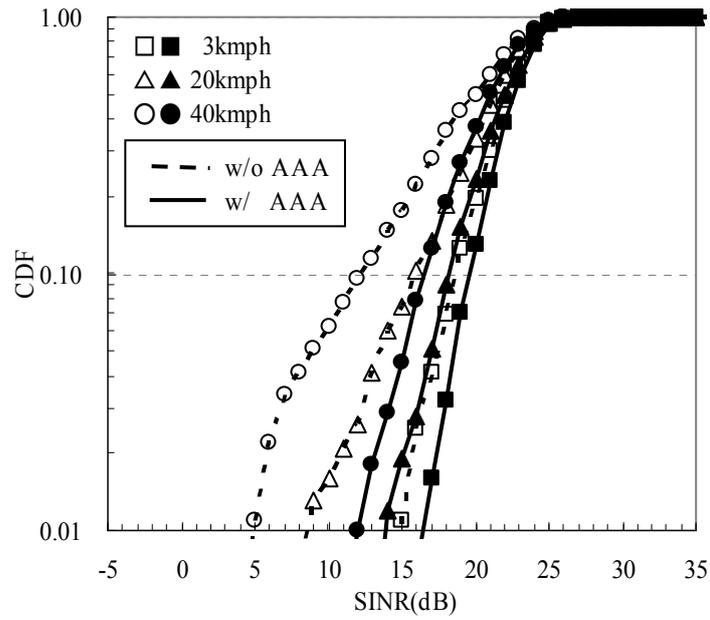


図 2-11 非空間多重モードにおける SINR の CDF (シミュレーション)

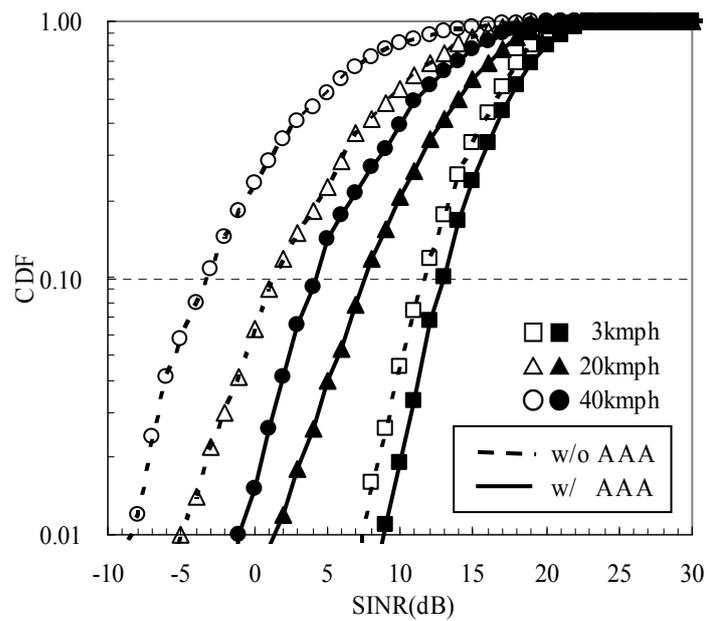


図 2-12 2 空間多重モードにおける SINR の CDF (シミュレーション)

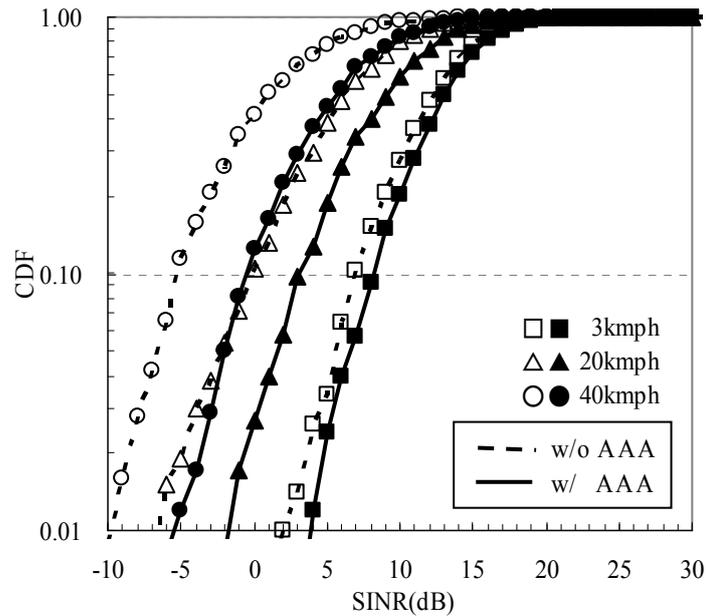


図 2-13 3 空間多重モードにおける SINR の CDF (シミュレーション)

## 2.7 フィールド試験

フィールド試験は、以下の 2 ケースに対して行う。

- ケース 1: 「定速ドライブ実証」一定速度で走行した場合の特性を取得することで、与えられた移動速度における性能を検証する
- ケース 2: 「通常ドライブ実証」通常走行した場合の特性を取得することで、様々な移動速度の元での総合性能を検証する

これらの試験を、郊外および都市環境で行う。端末の数は、1 (非空間多重モード) および 2 (2 空間多重モード) の場合を評価する。端末は一般車両に乗せて移動させる。車内の計測環境を図 2-14 に示す。2 空間多重モードの場合、AAA 評価用のプロトタイプ端末と空間多重されている干渉端末の両方を同一車両に乗せ、車内では 2 メートル程離して配置する。端末性能の個体差が評価結果に含まれないようにするため、端末 AAA の有無での各性能は、共にプロトタイプ端末を使用して AAA 機能スイッチを ON/OFF することで計測する。計算機シミュレーションと同じく、周辺セルからの干渉が存在しない単一セル環境で試験を行う。

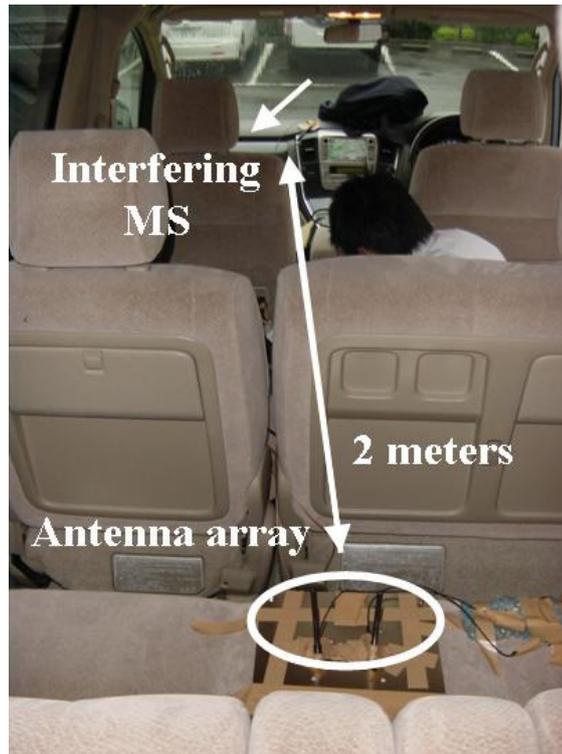


図 2-14 車内計測環境

### 2.7.1 定速ドライブ実証

定速ドライブ実証の計測条件を表 2-5に示す。基地局は丘の上に立つビルの屋上に設置されており、その少し離れた周囲にもビルが存在している。計測を行う道路沿いには、2階建て家屋と畑などの平地が混在しており、伝搬環境は基地局と端末との間が見通せる LOS (Line-Of-Sight) と見通し外となる NLOS (non-LOS) の両方を含んでいる。基地局による下りリンク電力制御は停止し、各端末に向けた信号は同じ電力レベルで送信する。

表 2-5 定速ドライブ実証の計測条件

Area	Suburban
BS antenna height	30 m
MS antenna height	1 m
Difference of ground height between BS and MS	28 m
Distance between BS and MS	1.0 ~ 1.3 km
Velocity	~5, 20, 40 kmph

非空間多重モードおよび2空間多重モードにおける SINR の CDF を、図 2-15 と図 2-16 にそれぞれ示す。また表 2-6は、シミュレーション結果とフィールド試験結果の両方について、通常端末の移動速度が 3kmph (シミュレーション) / ~5kmph (フィールド試験) の場合からの SINR 劣化量 (CDF=0.1)を一覧にする。シミュレーション結果とフィールド試験結果の傾向は類似しており、端末の

移動速度が高速になるほど SINR の劣化が大きく、端末 AAA による改善効果も大きい。また、非空間多重モードよりも 2 空間多重モードにおいて同一チャネル干渉により SINR の劣化が重大であり、端末 AAA はその干渉を抑制することで大きな SINR の改善をもたらしている。定量的な比較については、フィールド試験における伝搬路特性を、シミュレーションに使用されたものと正確に比較する必要があり、本論文では触れないこととする。

表 2-6 低速移動時からの SINR 劣化量の比較

Test type		Simulation			Experiment		
Velocity (kmph)		3	20	40	~5	20	40
No multiplex	SINR degradation w/o MS-AAA (dB)		2.7	6.1		1.4	5.4
	SINR improvement w/ MS-AAA (dB)	1.0	2.3	4.0	-0.9	-1.0	1.8
2 multiplex	SINR degradation w/o MS-AAA (dB)		10.6	15.0		7.3	12.0
	SINR improvement w/ MS-AAA (dB)	1.3	6.2	7.6	0.7	4.1	4.5

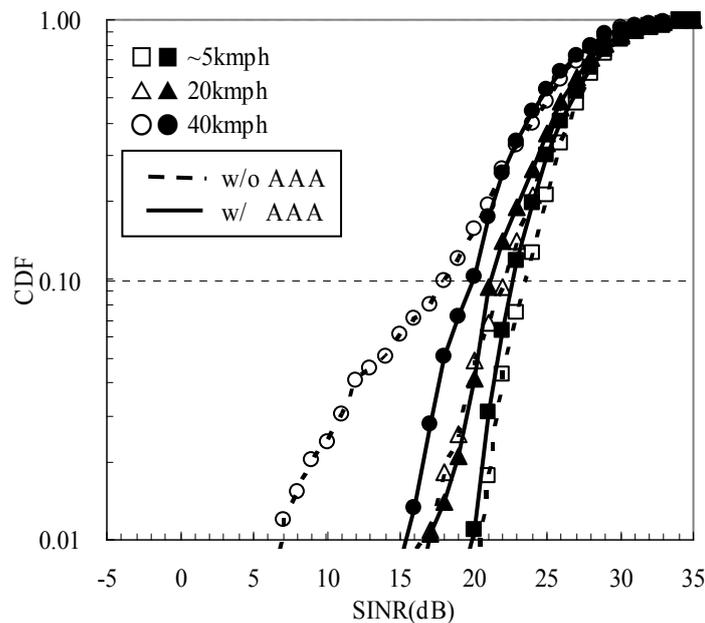


図 2-15 定速ドライブ実証における非空間多重モードでの SINR の CDF

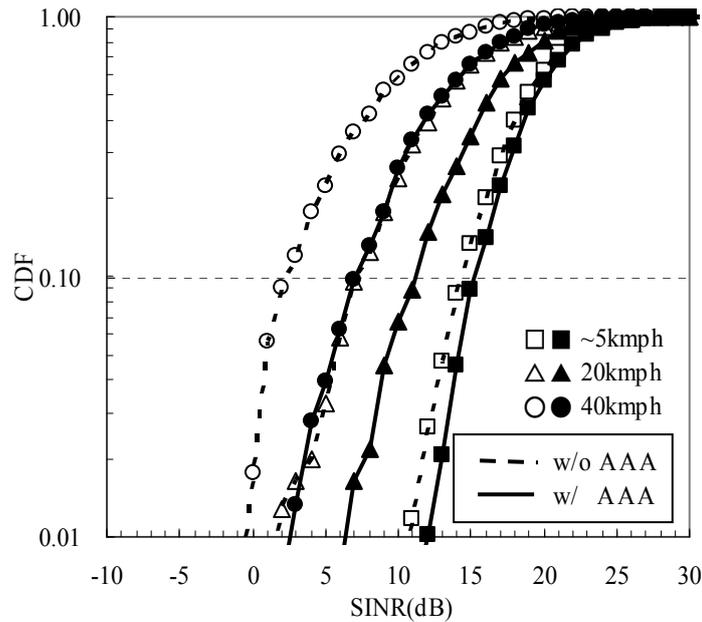


図 2-16 定速ドライブ実証における 2 空間多重モードでの SINR の CDF

## 2.7.2 通常ドライブ実証

通常ドライブ実証の計測条件を表 2-7に示す. ここでは, 端末 AAA による改善効果が大きい 2 空間多重モードに焦点を絞る. 都市エリアでは, 基地局はビルの屋上に配置されており, 周囲は同様の高さのビルに囲まれている. 計測道路沿いには多くの高いビルが建っており, 伝搬環境は NLOS である. 郊外および都市エリアにおける SINR の CDF を, 図 2-17と図 2-18にそれぞれ示す. CDF=0.1 での SINR 改善量は, 郊外および都市エリアにおいてそれぞれ 4.5dB と 3.8dB であり, 通常の移動利用状況においても端末 AAA による改善効果が得られることがわかる. 郊外および都市エリアにおける瞬時スループットの CDF を図 2-19と図 2-20にそれぞれ示す. CDF=0.1 での瞬時スループット改善量は, 郊外および都市エリアにおいてそれぞれ 1.9 倍と 1.6 倍であり, 平均スループットでは 1.3 倍と 1.2 倍である. 以上の結果より, ユーザが実際に体感するスループットにおいても, 端末の受信処理に AAA を適用することで改善効果が得られることがわかる.

表 2-7 通常ドライブ実証の計測条件

Area	Suburban	Urban
BS antenna height	30 m	25 m
MS antenna height	1 m	1 m
Difference of ground height between BS and MS	0 ~ 28 m	0 m
Distance between BS and MS	0.0 ~ 1.8 km	0.1 ~ 0.5 km
Velocity	0 ~ 50 kmph	0 ~ 50 kmph

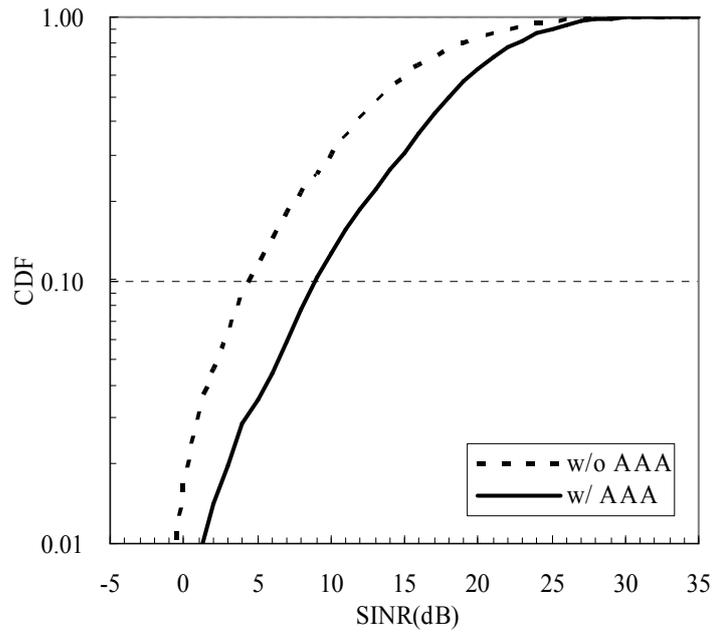


図 2-17 通常ドライブ実証における SINR の CDF (郊外エリア)

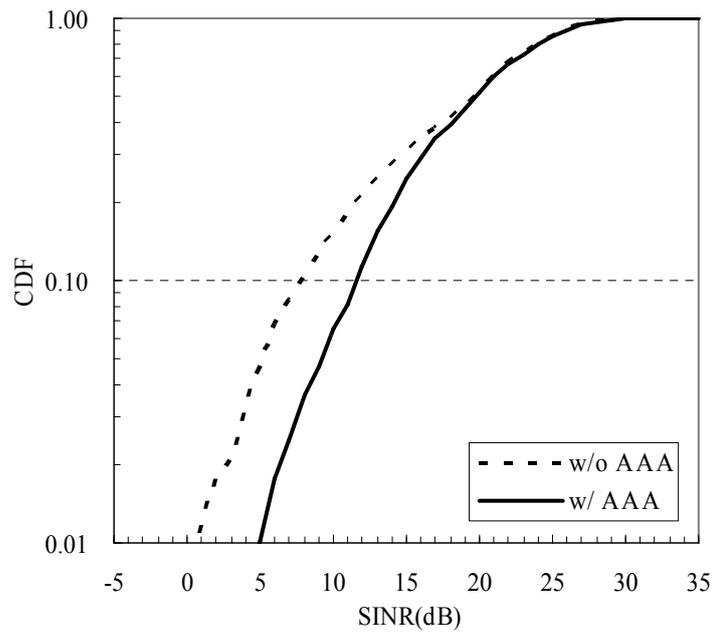


図 2-18 通常ドライブ実証における SINR の CDF (都市エリア)

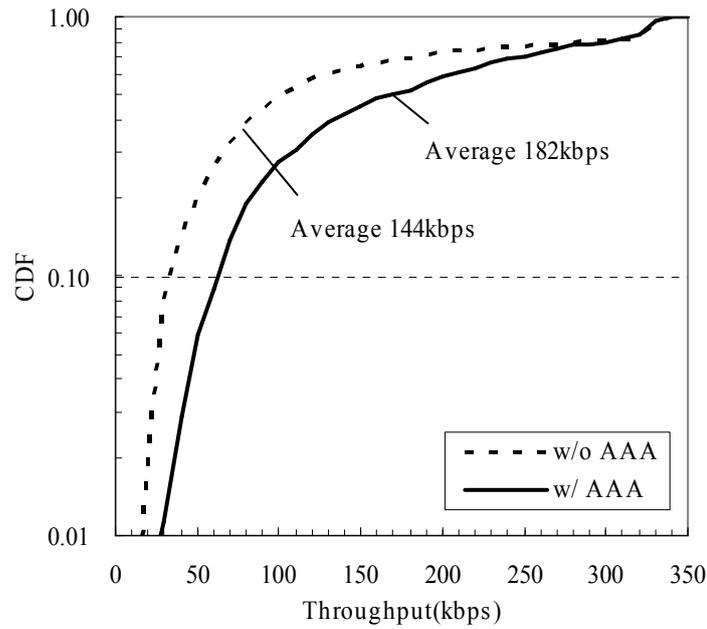


図 2-19 通常ドライブ実証における瞬時スループットの CDF (郊外エリア)

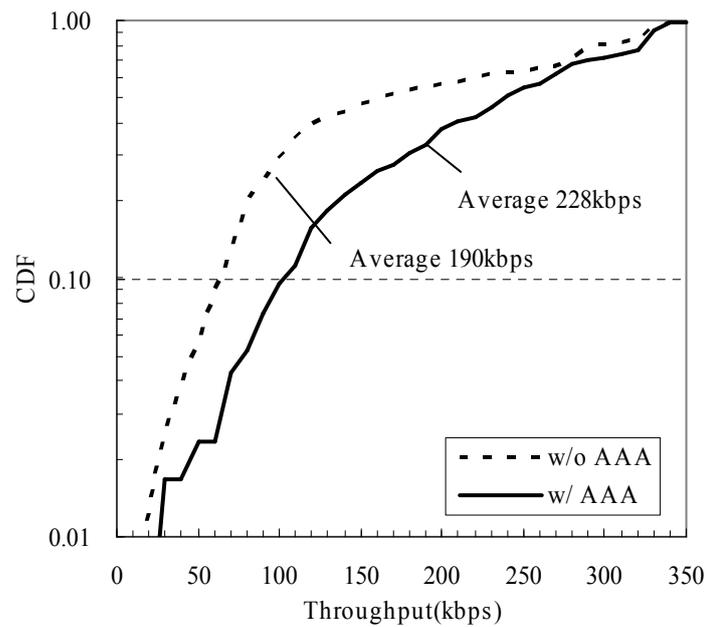


図 2-20 通常ドライブ実証における瞬時スループットの CDF (都市エリア)

## 2.8 まとめ

本章では、基地局が下りリンク送信に AAA を適用するモバイル通信システムにおいて、高速に移動する端末の受信処理へ AAA を適用することによるモビリティ性能改善効果の検討を行った。リンクレベル計算機シミュレーションによる検証に加えて、2 素子 AAA を具備するプロトタイプ端末を開発し、

フィールド試験により様々な高速移動環境下で下りリンクモビリティ性能の改善効果の評価した。高速移動端末が受ける下りリンクの性能劣化は、基地局が SDMA を行っている場合により大きく、端末 AAA の同一チャンネル干渉抑制効果が大きな改善をもたらすことを示した。また、下りリンク性能劣化は移動速度が速くなるほど大きくなり、これに対して端末 AAA を適用することによる改善効果も大きくなることを示した。SDMA による空間多重端末数が 2 の場合については、一般車両での通常移動時の改善効果をフィールド試験により確認し、およそ 50kmph までの移動速度に対して、下りリンクの SINR (CDF=0.1) で 3.8dB 以上、瞬時 (CDF=0.1) と平均のスループット値でそれぞれ 1.6 倍、1.2 倍以上の改善効果が得られることを、郊外および都市環境の両方で示した。

# 第3章 レイ打消しを行う方向基準ビームスペース MIMO 伝搬路予測

## 3.1 はじめに

前章では、基地局の送信にマルチアンテナ技術を用いるモバイル通信システムにおいて、端末が高速に移動すると下りリンクの周波数利用効率が低下するという課題に対して、端末の受信にもマルチアンテナ技術を適用することで補償する手法について検討を行い、その改善効果を明らかにした。しかしながら、送信マルチアンテナ技術の効果は劣化したままであるため、大幅な改善効果を得ることは難しい。端末が高速に移動する場合の送信マルチアンテナ技術の特性向上に資する技術としては、時間変動する伝搬路の予測があり、改善が報告されているが劣化を完全に補償することはできていない[7]。送信マルチアンテナ技術では、過去の伝搬路状態に基づいて送信アレーウェイトを決定する。端末が高速に移動すると、過去と現在の伝搬路状態の相関が低下し特性が劣化する。したがって、過去の伝搬路状態から現在の伝搬路状態を如何に正確に予測するかが重要となる。

時間変動する伝搬路の高精度予測については、近年のモバイル通信システムのマルチアンテナ化により、MIMO (Multi-Input Multi-Output) 伝搬路の空間パラメータ(反射・散乱波の放射・到来角など)を活用することで予測限界を低減出来ることが報告されている[10]。その実装例はビームスペース(BS : BeamSpace) 自己回帰線形予測と呼ばれており、基地局と端末のアンテナ素子間の伝搬路をそれぞれ独立に予測するのではなく、固定的に設定された伝搬路予測用アレーウェイトで重み付け合成したものに対して予測を行う。アレーウェイトは、物理的にはアレーアンテナの指向性(ビームパターン)を制御するビーム形成器として働くため、ビームが向けられなかった方向の反射・散乱波は抑制される。その結果、伝搬路予測用アレーウェイトで重み付け合成された伝搬路(ビームスペース伝搬路)では変動の複雑さが軽減され、より長時間に渡って、またはより高速に移動する端末に対して、正確な伝搬路予測を行うことが可能になる。しかしながら、当該手法では伝搬路予測用アレーウェイトを固定的に設定しており、ビームが多くの反射・散乱波に向けられた場合には、重み付け合成による予測精度の改善効果が小さくなる。

本章では、ビームスペース線形予測において、伝搬路予測用アレーウェイトを固定的に設定するのではなく、電波の放射・到来方向に対して適応的に設定することで伝搬路の予測精度を向上させる手法を提案する。マルチアンテナを利用すると、複数の反射・散乱波に対する放射・到来角推定が

可能であるため、提案する伝搬路予測用アレーウェイトはその推定値に基づき計算される。伝搬路予測用アレーウェイトの集合である変換行列には、伝搬路予測用アレーウェイトで重み付け合成した伝搬路に対して実施される予測の誤差が、元の伝搬路に対する予測値を得るための逆変換時に増幅されないことが求められる。この制約が、反射・散乱波の数の不十分な低減を引き起こす。これを防ぐために、他のビームスペース伝搬路に対して計算された予測フィルタ係数を利用して、そこに含まれている反射・散乱波成分を打ち消す方法を提案する。提案方式の伝搬路予測性能を、リンクレベル計算機シミュレーションにより評価する。

## 3.2 伝搬路モデルと伝搬路推定値

高速フェージングモデルおよび MIMO 伝搬路を経由した受信信号については、2.2節において詳しく述べた。この MIMO 伝搬路の伝搬路推定が行われるとき、ノイズ成分による推定誤差が生じ、MIMO 伝搬路推定値 (CSI: Channel State Information)  $\tilde{\mathbf{H}}(t)$  は次式のように表される。

$$\tilde{\mathbf{H}}(t) = \mathbf{H}(t) + \mathbf{Z}(t) \quad (3-1)$$

ここで、 $\mathbf{Z}(t)$  は推定誤差であり、その各要素は平均が 0 で分散が  $\sigma_z^2$  の i.i.d. (Independent and Identically-Distributed) 複素ガウス過程である。本論文で検討対象としている伝搬路予測方式のアプローチは、レイパラメータ ((2-19)式における散乱係数  $\alpha_l$ , ドップラー(角)周波数  $\omega_l$ , 受信および送信アレー応答ベクトル  $\mathbf{a}_{r,l}$ ,  $\mathbf{a}_{t,l}$ ) の変動は、ドップラー効果によって引き起こされる伝搬路  $\mathbf{H}(t)$  の高速フェージングに比べて、ずっと緩やかであるという事実に基づいている。例えば、2.2.2項で述べたように伝搬路は少なくとも半波長(搬送波周波数が 2GHz の場合 7.5cm)の間隔で大きなレベル変動が生じるが、半波長の移動によるアレー応答ベクトルの変化は、レイの反射・散乱点が送信器・受信器から数  $m$  以上離れていると考えれば、小さいことがわかる。これらレイパラメータの変動速度を、解析において考慮することも重要である。しかし、レイパラメータが時間とともに変化するより現実的な伝搬路モデルにおいてもまた、適応追従方式を使うことにより自己回帰線形予測が効果的であることが示されている[3],[4]。そのため、本論文では提案方式の有効性を示すことに焦点を絞り、レイパラメータが時間変化しない従来の定常的な伝搬路モデルを用いる。

## 3.3 ビームスペース自己回帰線形予測

最も基本的な伝搬路予測では、MIMO 伝搬路  $\mathbf{H}(t)$  における各アンテナ素子間の伝搬路  $h_{u,s}(t)$  に対してそれぞれ独立に予測が行われる(添え字  $u, s$  は、それぞれ受信アンテナ素子番号と送信アンテナ素子番号)。この予測方式では、単一アンテナ素子間 (SISO: Single-Input Single-Output) の伝搬路を予測する場合と何ら違いが無く、複数アンテナ素子を有することによる情報の増加を全く活用

できていない。ビームスペース自己回帰線形予測は、これを改善した伝搬路予測方式であり、図 1-2 に示すように、MIMO-CSIを伝搬路予測用アレーウェイトの集合である変換行列で重み付け合成したもの(ビームスペース MIMO-CSI)に対して伝搬路予測を適用し、伝搬路予測値を逆変換することで MIMO 伝搬路の予測値を得る。送信・受信変換行列の各列ベクトルである伝搬路予測用アレーウェイトは、各アンテナ素子の信号を重み付け合成するため、物理的にはビームパターンを形成することになる。一例として、受信アンテナ素子数が2の場合に、伝搬路予測用受信変換行列によって形成されるビームパターンを図 3-1に示す。ビームパターン#1,2 は、それぞれ伝搬路予測用受信変換行列の第1,2列ベクトルにより形成される。ビームパターン#1で受信した出力であるビームスペース伝搬路は、到来方向(DoA: Direction of Arrival)が30度および150度付近のレイ成分が抑制されたものとなる。変換前の伝搬路とビームスペース伝搬路の例を、図 3-2に示す。変換前と比べて、高速フェージングに影響を与えるレイが減少するため、変動が緩やかになっている様子がわかる。そのような伝搬路に対しては、より高い精度で伝搬路を予測することが可能となる。

本項では、まず自己回帰モデルに基づく線形予測について説明し、次に伝搬路予測用アレーウェイトによるビームスペースへの変換および逆変換を詳しく説明する。

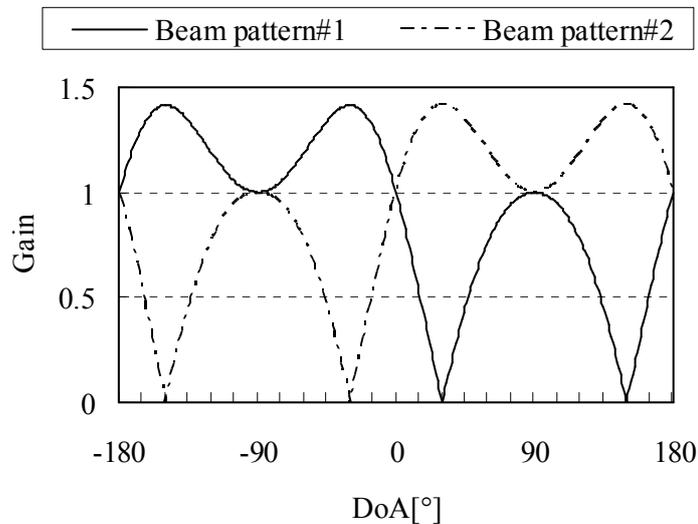


図 3-1 ビームパターン

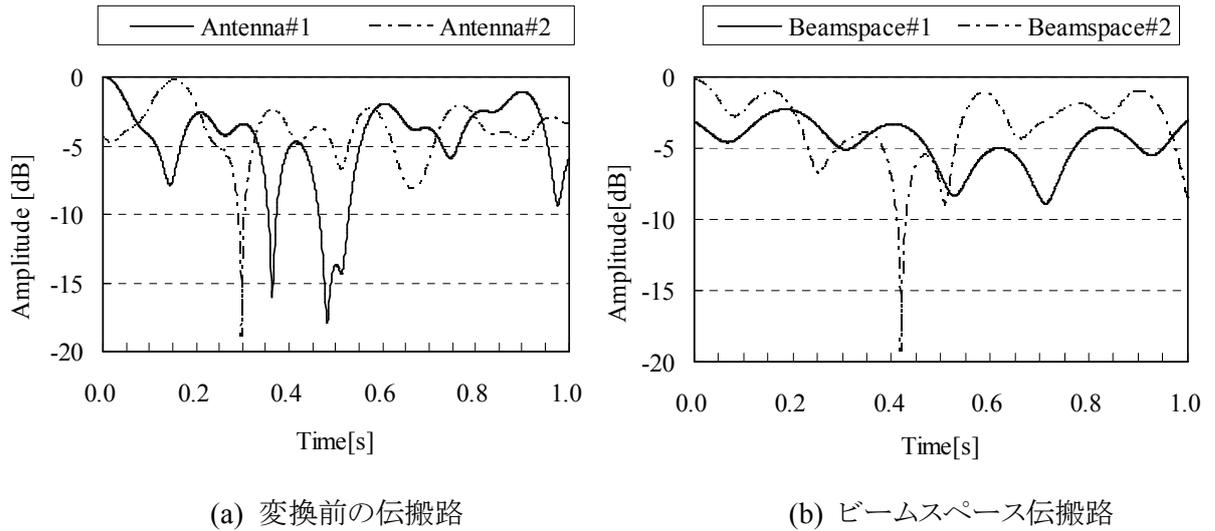


図 3-2 変換前の伝搬路とビームスペース伝搬路

### 3.3.1 自己回帰モデルに基づく線形予測

伝搬路推定時刻と送信時刻の関係を図 3-3 に示す。  $\Delta T_s$  は伝搬路推定間隔、  $\tau$  は最新の伝搬路推定時刻と送信時刻との間の時間差である。 2.2.3 項で説明した伝搬路モデルより、伝搬路の時間変動は自己回帰モデルに従うと想定されるため、時刻  $t_{n+1}$  の CSI は  $P$  個の過去の CSI を使い以下のように線形予測することが妥当である。

$$\hat{h}(t_{n+1}) = \sum_{j=0}^{P-1} d(j) \tilde{h}(t_{n-j}) \quad (3-2)$$

ここで、  $d(j)$  は線形予測フィルタ係数、  $\tilde{h}(t_{n-j})$  は  $j$  個前の CSI である。 予測 CSI の平均二乗誤差を最小化する最適フィルタ係数  $\mathbf{d}_{opt} = [d_{opt}(0), \dots, d_{opt}(P-1)]^T$  は、次式で与えられる。

$$\mathbf{d}_{opt} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r} \quad (3-3)$$

ここで、  $\mathbf{R}$  は要素が  $R_{ij} = E[h(t_{n-i})h^*(t_{n-j})]$  でサイズが  $P \times P$  の自己相関行列、  $\mathbf{r}$  は要素が  $r_j = E[h(t_{n+1})h^*(t_{n-j})]$  でサイズが  $P$  の自己相関ベクトルである[5]。自己相関行列と自己相関ベクトルは、過去の CSI を用いたサンプル平均により計算される。線形予測フィルタサイズが有限な場合、図 2-2 のレイレー波時間相関特性における高いサイドローブ (Sidelobe) を活用することで、未来の CSI をより正確に予測出来る。そのため、過去の CSI を係数  $Q$  で間引き、低周期で線形予測フィルタに入力する [3],[4]。伝搬路を周期  $\Delta T_s$  で推定していて、最新の伝搬路推定時刻と送信時刻との間の時間差  $\tau$  が  $Q\Delta T_s$  よりも大きい場合、予測した CSI を新たな線形予測フィルタ入力として予測を繰り返すことで時刻  $t_n + \tau$  における伝搬路を予測するため、予測誤差の伝搬が生じることになる。本論文では、この予測方式を自己回帰線形予測 (AR-LP : Linear Prediction method based on AutoRegressive model) と呼ぶ。

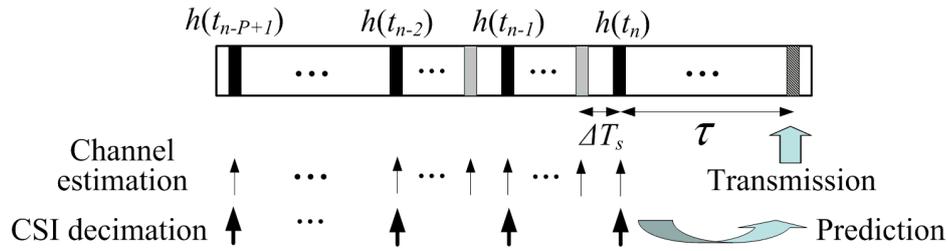


図 3-3 伝搬路推定時刻と送信時刻の関係

### 3.3.2 ビームスペース変換

複数のアンテナ素子を有していることを活用し、レイパラメータ情報を抽出した伝搬路予測を行うために、自己回帰線形予測を基地局と端末の各アンテナ素子間の伝搬路に対して独立に適用するのではなく、固定的に設定された伝搬路予測用アレーウェイトで重み付け合成した伝搬路に対して適用する方式が提案されている[10]. MIMO-CSI に伝搬路予測用アレーウェイトの集合である変換行列を乗算したビームスペース MIMO-CSI は次式で表される.

$$\tilde{\mathbf{Y}}(t) = \mathbf{W}_r^H \tilde{\mathbf{H}}(t) \mathbf{W}_t \tag{3-4}$$

ここで、 $\mathbf{W}_r$  と  $\mathbf{W}_t$  はそれぞれ  $R \times R$  の伝搬路予測用受信変換行列と  $T \times T$  の伝搬路予測用送信変換行列である. これら伝搬路予測用変換行列の各列ベクトルが伝搬路予測用アレーウェイトであり、物理的には AAA におけるビーム形成器として働くことになる. 各送信ビームと各受信ビームは、それぞれ部分方向空間を張るため、ビームパターンのヌルが向けられた方向のレイは抑制されることになり、ビームスペースビームスペース MIMO 伝搬路の各要素ではレイの影響が低減される. その結果、ビームスペース MIMO 伝搬路の時間変動は緩やかで広い時間相関特性を持つようになり、この各要素に対して自己回帰線形予測を適用することでより高い CSI 予測性能が得られる. MIMO 伝搬路の CSI 予測値は、ビームスペース MIMO 伝搬路の CSI 予測値  $\hat{\mathbf{Y}}(t+\tau)$  (以下、ビームスペース MIMO-CSI 予測値) に、以下のように逆変換行列を乗算することで得られる.

$$\hat{\mathbf{H}}(t+\tau) = (\mathbf{W}_r^H)^{-1} \hat{\mathbf{Y}}(t+\tau) \mathbf{W}_t^{-1} \tag{3-5}$$

本論文では、この従来予測方式をビームスペース自己回帰線形予測 (BS-AR) と呼ぶ. レイの到来・放射方向は未知、もしくは平均的な方向で想定されるため、固定の伝搬路予測用変換行列が適用される.

## 3.4 提案予測方式

前節で述べた BS-AR では、固定の伝搬路予測用アレーウェイトの集合である変換行列を用いるため、放射・到来波の方向によっては予測性能の改善が不十分なものになる. 例えば、ある方向に放

射・到来波が偏っており、その方向にビームが向いていると、ビームスペース MIMO 伝搬路においてほとんどの放射・散乱波を含んだままの要素が生じる。そのような要素での時間相関特性は、MIMO 伝搬路での時間相関特性と同様に狭いものになるため予測精度の改善は小さい。したがって、放射・到来波の方向に応じて適応的に伝搬路予測用変換行列を計算出来れば、BS-AR による予測性能を改善出来るはずである。AAA には、希望波の合成や干渉波の抑制のほかに放射・到来方向推定を行う機能があり、“アンテナ素子数-1”個の放射・到来波方向を推定することが出来る[12]。本論文での提案手法は、 $R-1$  個のレイの到来方向 (DoA) と  $T-1$  個のレイの放射方向 (DoD: Direction of Departure) は、放射・到来方向推定技術を用いることで過去の CSI より推定可能、という想定に基づく。

### 3.4.1 放射・到来方向に基づく伝搬路予測用変換行列

伝搬路予測用アレーウェイトの集合である変換行列には、ビームスペース MIMO 伝搬路のいずれの要素においても、レイの数を少なくすることが求められる。加えて、逆変換時に予測誤差が増幅されない良条件の行列であることが求められる。良条件とは行列の条件数が小さいことを指し、条件数は行列の最大特異値と最小特異値の比から求められる。全てのヌルを電力の大きいレイの DoA および DoD に向ける変換行列は、ビームスペース MIMO 伝搬路の各要素に存在するレイの数を効果的に低減出来るが、そのような変換行列は一般的に悪条件になってしまう。悪条件とは、行列の最大特異値と最小特異値の比が大きいことである。そのような変換行列では、ビームスペース MIMO 伝搬路において精度の高い伝搬路予測が可能であっても、逆変換時に予測誤差が増幅されてしまい高精度な伝搬路予測結果が得られない。

本論文では、良条件という制約のもとで、適応的にビームスペース MIMO 伝搬路の各要素に存在するレイの数を低減出来る伝搬路予測用変換行列を提案する。まず、マルチアンテナを利用すると複数の反射・散乱波に対する放射・到来角推定が可能であるため、受信アンテナ素子数が  $R$  個の場合に、 $R-1$  個の DoA ( $\phi_{r,1} \sim \phi_{r,R-1}$ ) を推定出来る想定する。レイの総数は  $L$  ( $R < L$ ) であり、振幅について以下のように降順に整列されているものとする。

$$|\alpha_1| \geq |\alpha_2| \geq \dots \geq |\alpha_{R-1}| \geq \dots \geq |\alpha_L| \quad (3-6)$$

推定された  $R-1$  個の DoA より、 $R \times (R-1)$  の受信アレー応答部分行列が以下のように得られる。

$$\mathbf{A}_{r,R} = [\mathbf{a}_{r,1} \quad \mathbf{a}_{r,2} \quad \dots \quad \mathbf{a}_{r,R-1}] \quad (3-7)$$

これに対応する逆行列は、受信アレー応答部分行列を対角化でき、ビームスペース MIMO 伝搬路に存在するレイの数を効果的に低減出来るが、前述のとおり一般的に悪条件なものになってしまう。本論文では、良条件かつレイの数を低減出来る伝搬路予測用変換行列を得るために、以下のように受信アレー応答部分行列に対して QR 分解を適用する。

$$\mathbf{A}_{r,R} = \mathbf{Q}_r \mathbf{R}_r \quad (3-8)$$

ここで、 $\mathbf{Q}_r$ は $R \times R$ のユニタリ行列、 $\mathbf{R}_r$ は $R \times (R-1)$ の上三角行列である。ユニタリ行列は最も良条件、すなわち最大特異値と最小特異値の比が1であるため、 $\mathbf{Q}_r$ を伝搬路予測用受信変換行列として使用することになると、受信アレー応答部分行列は上三角行列  $\mathbf{R}_r$ に変換される。すなわち、 $\mathbf{Q}_r$ の第  $R$  列ベクトル  $\mathbf{q}_{r,R}$  (伝搬路予測用アレーウェイト)による重み付け合成は、1~ $R-1$  番目のレイの DoA にヌルを向けることになる。この変換によってもたらされるビームスペース MISO (Multi-Input Single-Output) 伝搬路には、直接ヌルが向けられなかった残りのレイのみが含まれる。これに対して送信側の AAA による DoD 推定を用いることにより、前述の  $R-1$  個のレイに加えて新たに  $T-1$  個のレイの DoD ( $\phi_{r,R} \sim \phi_{r,R+T-2}$ )を推定出来ると想定する ( $R-1$  個のレイと  $T-1$  個のレイは全て異なる)。レイは、受信変換ベクトル  $\mathbf{q}_{r,R}$  によって形成されるビームスペース MISO 伝搬路の振幅について、以下のように降順に整列されているものとする。

$$|\alpha'_R| \geq |\alpha'_{R+1}| \geq \dots \geq |\alpha'_i| \geq \dots \geq |\alpha'_{R+T-2}| \geq \dots \geq |\alpha'_L| \quad (3-9)$$

$$\alpha'_i = \mathbf{q}_{r,R}^H \mathbf{a}_{r,i} \alpha_i \quad (3-10)$$

受信アレー応答部分行列の場合と同様の手順により、送信アレー応答部分行列  $\mathbf{A}_{t,T}$  は以下のように分解される。

$$\mathbf{A}_{t,T}^T = (\mathbf{Q}_t \mathbf{R}_t)^T = \mathbf{L}_t \mathbf{Q}_t^T \quad (3-11)$$

ここで、 $\mathbf{L}_t$ は $(T-1) \times T$ の下三角行列、 $\mathbf{Q}_t$ は $T \times T$ のユニタリ行列である。 $\mathbf{Q}_t$ を伝搬路予測用送信変換行列として使用することで、ビームスペース MIMO-CSI は以下のように表される。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{Y}}(t) &= \mathbf{Q}_r^H \tilde{\mathbf{H}}(t) \mathbf{Q}_t^* \\ &= \mathbf{R}_r \mathbf{C}_R \mathbf{W}_R(t) \mathbf{A}_{t,R}^T + \mathbf{A}'_{r,T} \mathbf{C}_T \mathbf{W}_T(t) \mathbf{L}_t + \mathbf{A}'_{r,O} \mathbf{C}_O \mathbf{W}_O(t) \mathbf{A}'_{t,O} + \mathbf{Z}'(t) \end{aligned} \quad (3-12)$$

$$\mathbf{C}_R = \text{diag}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{R-1}) \quad (3-13)$$

$$\mathbf{C}_T = \text{diag}(\alpha_R, \alpha_{R+1}, \dots, \alpha_{R+T-2}) \quad (3-14)$$

$$\mathbf{C}_O = \text{diag}(\alpha_{R+T-1}, \alpha_{R+T}, \dots, \alpha_L) \quad (3-15)$$

$$\mathbf{W}_R(t) = \text{diag}(e^{j\omega_1 t}, e^{j\omega_2 t}, \dots, e^{j\omega_{R-1} t}) \quad (3-16)$$

$$\mathbf{W}_T(t) = \text{diag}(e^{j\omega_R t}, e^{j\omega_{R+1} t}, \dots, e^{j\omega_{R+T-2} t}) \quad (3-17)$$

$$\mathbf{W}_O(t) = \text{diag}(e^{j\omega_{R+T-1} t}, e^{j\omega_{R+T} t}, \dots, e^{j\omega_L t}) \quad (3-18)$$

$$\mathbf{A}_{t,R}^T = [\mathbf{a}_{t,1} \quad \mathbf{a}_{t,2} \quad \dots \quad \mathbf{a}_{t,R-1}]^T \mathbf{Q}_t^* \quad (3-19)$$

$$\mathbf{A}'_{r,T} = \mathbf{Q}_r^H [\mathbf{a}_{r,R} \quad \mathbf{a}_{r,R+1} \quad \dots \quad \mathbf{a}_{r,R+T-2}] \quad (3-20)$$

$$\mathbf{A}'_{r,O} = \mathbf{Q}_r^H [\mathbf{a}_{r,R+T-1} \quad \mathbf{a}_{r,R+T} \quad \dots \quad \mathbf{a}_{r,L}] \quad (3-21)$$

$$\mathbf{A}'_{t,O} = [\mathbf{a}_{t,R+T-1} \quad \mathbf{a}_{t,R+T} \quad \cdots \quad \mathbf{a}_{t,L}]^T \mathbf{Q}_t^* \quad (3-22)$$

$$\mathbf{Z}'(t) = \mathbf{Q}_r^H \mathbf{Z}(t) \mathbf{Q}_t^* \quad (3-23)$$

ここで、レイの番号は、それぞれ(3-6)式および(3-9)式の整列を適用した後のものである。添え字  $R, T, o$  は、それぞれ  $1 \sim R-1$  番目のレイ、 $R \sim R+T-2$  番目のレイ、そしてその他のレイに関連する成分を表す。この式で示されているように、存在するレイの数は、ビームスペース MIMO-CSI の右下成分ほど減少している。本論文では、この提案変換行列を放射・到来方向に基づくビームスペース変換行列 (DBS : Direction based transform matrices to BeamSpace) と呼ぶ。

### 3.4.2 レイ打消しを行う自己回帰線形予測

前項で提案した DBS では、アレー応答部分行列は対角行列ではなく三角行列に変換されるため、ビームスペース MIMO-CSI の左上部要素に存在するレイの数は意図的には低減されない。一方、( $R$  行目,  $T$  列目)の要素には、 $R+T-1 \sim L$  番目のレイのみが存在する。したがって、このビームスペース MIMO-CSI に対して自己回帰線形予測を適用した場合、右下要素では伝搬路変動の複雑さが軽減されている(時間相関特性が鈍い)ことで高精度な予測が期待出来る。しかし、左上の要素ほど多くのレイが存在するため、伝搬路変動が複雑であり(時間相関特性が鋭い)、高精度な伝搬路予測が期待できなくなる。これを改善させるため、本論文では、右下要素から順に計算する線形予測フィルタ係数を用いて、他要素におけるレイ成分を打消す方法を提案する。以下の説明では簡単のため、ビームスペース MIMO-CSI に含まれる伝搬路推定誤差  $\mathbf{z}'(t)$  を省略する。

( $R, T$ )要素で計算された線形予測フィルタ係数  $d_{R,T}(j)$  を用いて( $R-1, T$ )要素における伝搬路予測を行うと、予測値は以下のように表される。

$$\begin{aligned} \hat{y}_{R-1,T}^{(R,T)}(t_{n+1}) &= \sum_{j=0}^{P-1} d_{R,T}(j) y_{R-1,T}(t_{n-j}) \\ &= [\mathbf{R}_r \mathbf{C}_R \hat{\mathbf{W}}_R^{(R,T)}(t_{n+1}) \mathbf{A}'_{t,R}]_{R-1,T} \\ &\quad + [\mathbf{A}'_{r,O} \mathbf{C}_O \hat{\mathbf{W}}_O^{(R,T)}(t_{n+1}) \mathbf{A}'_{t,O}]_{R-1,T} \end{aligned} \quad (3-24)$$

ここで、 $[\cdot]_{x,y}$  は行列の( $x, y$ )要素を、 $\hat{\mathbf{W}}_R^{(R,T)}(t_{n+1})$ 、 $\hat{\mathbf{W}}_O^{(R,T)}(t_{n+1})$  はそれぞれ線形予測フィルタ係数  $d_{R,T}(j)$  によるレイパラメータ  $\mathbf{W}_R(t)$ 、 $\mathbf{W}_O(t)$  のフィルタ出力である。  $d_{R,T}(j)$  は  $R+T-1 \sim L$  番目のレイ成分に対して計算された線形予測フィルタ係数であるため、右辺第2項は  $R+T-1 \sim L$  番目のレイ成分の予測値になる。ただし、( $R, T$ )要素とは異なる伝搬路予測用アレーウェイトが乗算されているため、最適な自己回帰線形予測値ではない。一方、右辺第1項はそれらと異なるレイ成分に対するフィルタ出力であるため、このままでは適切な予測値を得ることができない。そこで、伝搬路推定を実施済みの時刻  $t_m$  に対しても過去のビームスペース CSI に基づく自己回帰線形予測を行い、以下のようにビ

ームスペース CSI から予測値を減算する.

$$\begin{aligned} y'_{R-1,T}(t_m) &= y_{R-1,T}(t_m) - \hat{y}_{R-1,T}^{(R,T)}(t_m) \\ &= [\mathbf{R}_r \mathbf{C}_R \mathbf{W}_R(t_m) \mathbf{A}'_{t,R}]_{R-1,T} \quad (t_m \leq t_n) \\ &\quad - [\mathbf{R}_r \mathbf{C}_R \hat{\mathbf{W}}_R^{(R,T)}(t_m) \mathbf{A}'_{t,R}]_{R-1,T} \end{aligned} \quad (3-25)$$

(3-24)式より  $R+T-1 \sim L$  番目のレイについては予測値が出力されるため、それらの成分はこの減算により打ち消され、 $R-1$  番目のレイのみが主成分として残る. そのような伝搬路の変動は単調であり、時間相関特性は時間差に関わらず1であるため、自己回帰線形予測を適用することで正確な予測値を期待出来る. 元の $(R-1, T)$ 要素のビームスペース CSI 予測値は、以下のように得られる.

$$\hat{y}_{R-1,T}(t_{n+1}) = \hat{y}_{R-1,T}^{(R,T)}(t_{n+1}) + \hat{y}_{R-1,T}^{(R-1,T)}(t_{n+1}) \quad (3-26)$$

ここで、 $\hat{y}_{R-1,T}^{(R-1,T)}(t_{n+1})$ は(3-25)式のビームスペース CSI に自己回帰線形予測を適用した予測値である. これらの処理を、右下要素から左上要素へ向かって列、行の順に行っていく.  $(Ra, Ta)$ 要素に対する上記の処理は、以下のように表される.

$$\begin{aligned} \hat{y}_{Ra,Ta}(t_{n+1}) &= \hat{y}_{Ra,Ta}^{(R,T)}(t_{n+1}) + \hat{y}_{Ra,Ta}^{(R-1,T)}(t_{n+1}) + \dots + \hat{y}_{Ra,Ta}^{(Ra,T)}(t_{n+1}) \\ &\quad + \hat{y}_{Ra,Ta}^{(R,T-1)}(t_{n+1}) + \hat{y}_{Ra,Ta}^{(R,T-2)}(t_{n+1}) + \dots + \hat{y}_{Ra,Ta}^{(R,Ta)}(t_{n+1}) \\ &\quad + \hat{y}_{Ra,Ta}^{(Ra,Ta)}(t_{n+1}) \end{aligned} \quad (3-27)$$

$$\hat{y}_{Ra,Ta}^{(R,T-1)}(t_{n+1}) = \sum_{j=0}^{P-1} d_{R,T-1}(j) y_{Ra,Ta}^{(Ra,T)}(t_{n-j}) \quad (3-28)$$

理想的には、右下要素以外の各要素でレイ打消し後に行われる自己回帰線形予測は、単一のレイ成分のみに適用されることになり、高い予測性能が期待される. MIMO-CSI の予測値は、以下のようにビームスペース MIMO-CSI を逆変換することで得られる.

$$\hat{\mathbf{H}}(t_{n+1}) = \mathbf{Q}_r \hat{\mathbf{Y}}(t_{n+1}) \mathbf{Q}_t^T \quad (3-29)$$

### 3.5 計算機シミュレーション

前節で提案した MIMO 伝搬路予測方式を、計算機シミュレーションにより評価する. 最新の伝搬路推定時刻  $t$  に対して時間  $\tau$  後の MIMO 伝搬路予測誤差を、以下で定義される二乗平均平方根誤差(RMSE: Root Mean Square Error)により評価する.

$$\begin{aligned} RMSE(\tau) &= \sqrt{E[\|\mathbf{Er}(t+\tau)\|_F^2] / E[\|\mathbf{H}(t+\tau)\|_F^2]} \\ &= \sqrt{E[\|\mathbf{Er}(t+\tau)\|_F^2] / LRT} \end{aligned} \quad (3-30)$$

$$\mathbf{Er}(t+\tau) = \hat{\mathbf{H}}(t+\tau) - \mathbf{H}(t+\tau) \quad (3-31)$$

ここで,  $\|\cdot\|_F$  はフロベニウスノルムであり, 次式で定義される.

$$\|A\|_F = \sqrt{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n |a_{ij}|^2} \quad (3-32)$$

シミュレーションに使用するパラメータを表 3-1に示す. 各スナップショットでは, レイパラメータと受信器の移動方向はランダムに生成し, スナップショット内では変化しないものとする. 基地局側での放射波の角度広がり小さい環境(例えば基地局が周囲より高いビルの上に設置されている場合)において, 高い MIMO 伝搬路容量を得るには, 大きなアンテナ間隔が必要となる.  $0.5\lambda$  以上のアンテナ間隔は方向推定において曖昧さを生じさせるが, 提案する変換行列は方向推定した(曖昧さを伴う)レイに対応するアレー応答部分行列が必要なだけであるため計算可能である. 従来方式である BS-AR の変換行列は, 3 セクタ構成を想定した場合にリニアアレーがカバーする方向(リニアアレーの開口方向を 0 度として  $-60 \sim 60$  度の方向)をアンテナ素子数で等分割し, その境界方向に対して 3.4.1項で述べた方法を適用することで計算する. 端末が高速に移動することが想定される屋外伝搬路の特性は, 相対的に大電力で少数のレイが支配的であるため, 本論文ではレイの数  $L$  を 10 と想定する[10]. 推定 CSI の精度として, 次式で定義される信号対雑音電力比 (SNR: Signal to Noise power Ratio) を 30dB と想定する.

$$\begin{aligned} SNR &= E[\|H(t)\|_F^2] / E[\|Z(t)\|_F^2] \\ &= E[\|H(t)\|_F^2] / \sigma_z^2 RT \end{aligned} \quad (3-33)$$

表 3-1 シミュレーション諸元

Number of snapshots	10000
Number of rays	10
Scattering coefficient of rays	Zero-mean complex Gaussian distribution with variance 1
Center direction of departure rays	-60 to 60 degrees uniform distribution
DoD offset of rays	Laplacian distribution with angle spread of RMS 5 degrees
DoA of rays	360 degrees uniform distribution
Transmit antenna array	Uniform linear array with $4\lambda$ -spacing
Receive antenna array	Uniform linear array with $0.5\lambda$ -spacing
Moving direction	360 degrees uniform distribution
Maximum Doppler frequency	100 Hz
CSI estimating rate	1000 Hz
CSI decimation factor	2
Number of training CSIs	1000
SNR of estimated CSI	30 dB

送信アンテナ素子数  $T$  と受信アンテナ素子数  $R$  が共に 4 で、線形予測フィルタの次数  $P$  が 20 の場合について、予測時間長に対する RMSE 特性とビームスペース MIMO 伝搬路の各要素における RMSE 特性を、図 3-4 と図 3-5 にそれぞれ示す。図 3-4 に示されているように、通常の自己回帰線形予測と比較して、ビームスペース MIMO 伝搬路に変換して自己回帰線形予測を適用することで、伝搬路の予測精度が大きく改善している。一方で、予測時間長が長くなると予測精度が無視できない程度で劣化している。DBS-AR では、ビームスペース MIMO 伝搬路の各要素に存在するレイの数を意図的に減少させるため、さらに予測性能が改善している。しかし、図 3-5 に示されているように、ビームスペース MIMO 伝搬路の左上要素には多くのレイが残っているため、提案方式の伝搬路予測用変換行列を適用するだけでは十分に予測性能が改善しないことがわかる。提案予測方式であるレイ打消しを併用した場合、ビームスペース MIMO 伝搬路の右下以外の要素においてもレイの数が削減され、予測性能が改善されている。左上の要素ほど予測誤差が大きくなっているのは、他の要素で計算された線形予測フィルタは最適ではなくレイ打消しにおいて予測誤差が生じるため、および、右下の要素から順にレイ打消しを用いることで、予測誤差が伝搬してしまうためである。逆変換後の MIMO 伝搬路予測値においてもより低い RMSE が達成されており、本提案予測方式が特に予測時間長が長くなるほど(または端末の移動速度が速くなるほど)有効であることがわかる。

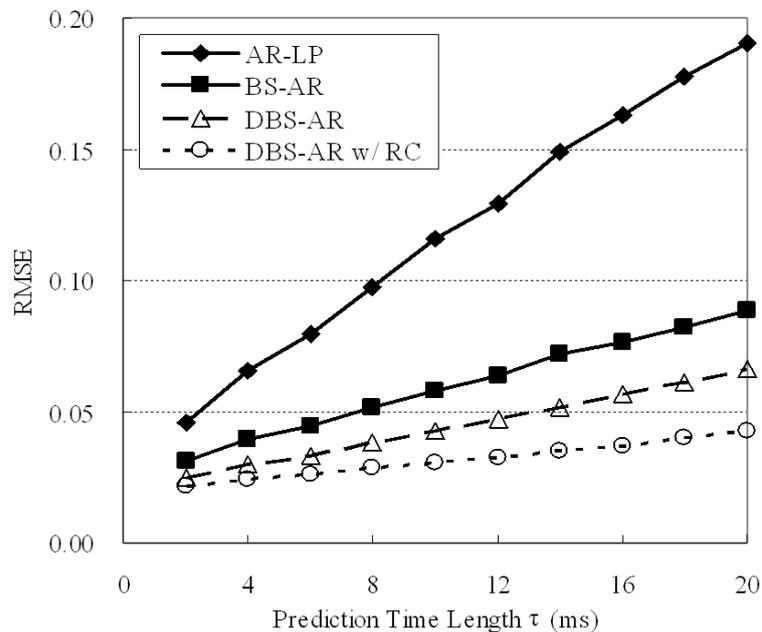


図 3-4 予測時間長に対する RMSE 特性 ( $T \times R = 4 \times 4$ ,  $P = 20$ )

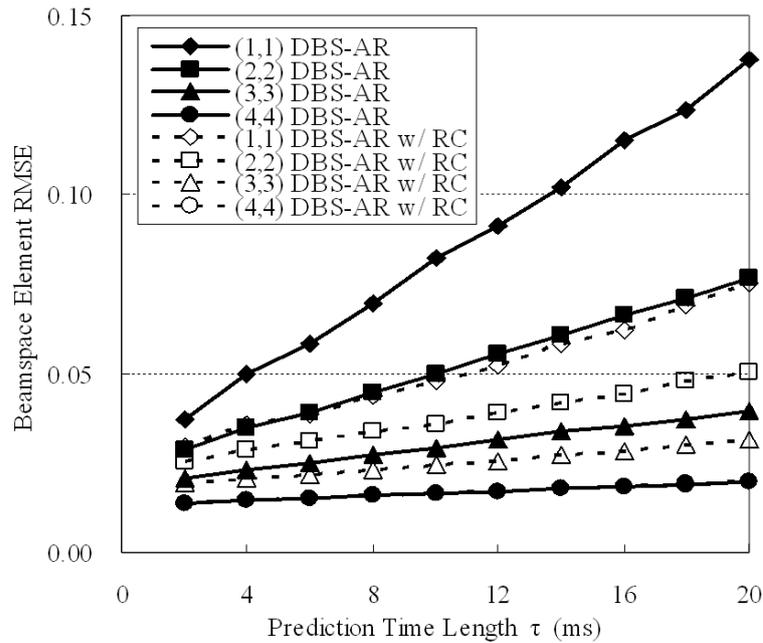


図 3-5 ビームスペース MIMO 伝搬路における予測時間長に対する RMSE 特性 ( $T \times R = 4 \times 4, P = 20$ )

線形予測フィルタの次数  $P$  が 20 で予測時間長が 16ms の場合について、送受信アンテナ素子数が  $2 \times 2$  から  $4 \times 4$  までに対する RMSE 特性を図 3-6 に示す。ビームスペース MIMO 伝搬路への変換のみを行う予測方式では、高い予測性能を達成するために多くのアンテナ素子が必要である。一方で、レイ打消しを適用する提案予測方式では、少ないアンテナ素子数でも高い予測性能が得られることがわかる。

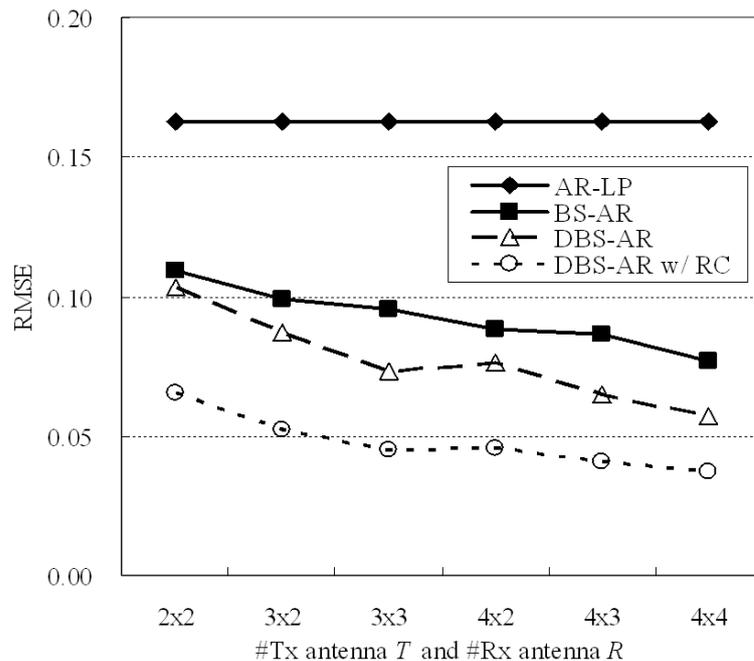


図 3-6 送受信アンテナ数に対する RMSE 特性 ( $\tau = 16\text{ms}, P = 20$ )

送信アンテナ素子数  $T$  と受信アンテナ素子数  $R$  が共に 4, 予測時間長が 16ms の場合について, 線形予測フィルタの次数に対する RMSE 特性を図 3-7に示す. レイ打消しにより, 自己回帰線形予測が適用されるビームスペース MIMO 伝搬路の各要素は, 存在するレイの数が少なく, 伝搬路変動の複雑さが軽減され自己相関特性が鈍くなる. その結果, 低次数の線形予測フィルタでも高い予測性能を得ることが出来る. これは多数の過去の CSI を必要としないことを意味するため, レイパラメータの変動に対して耐性のある予測方式であると言える.

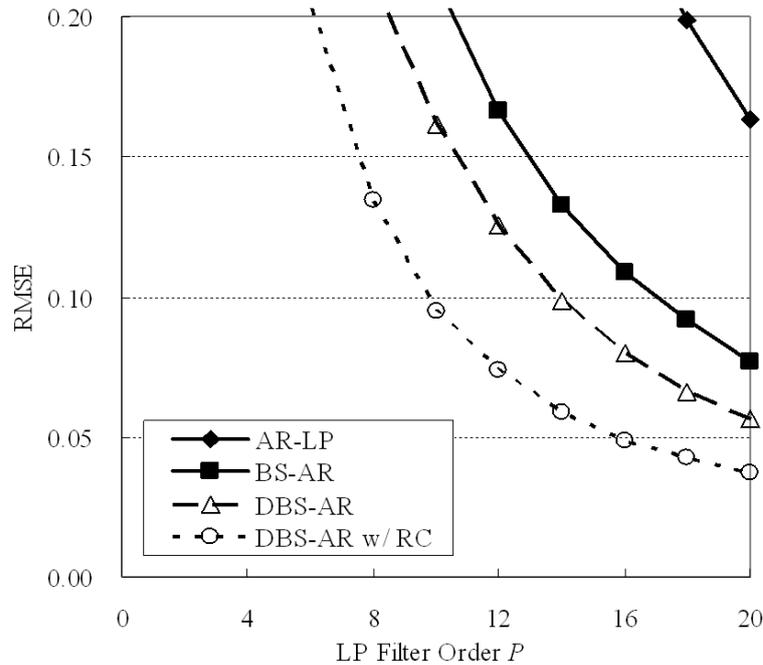


図 3-7 線形予測フィルタの次数に対する RMSE 特性 ( $T \times R = 4 \times 4$ ,  $\tau = 16\text{ms}$ )

最後に, MIMO 伝送の 1 つである固有ビーム空間分割多重送信を用いた場合のビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) 特性を, 図 3-8に示す[31]. この無線送信方式では, MIMO-CSI の特異値分解から得られる固有ベクトルを送信アレーウェイトに使用することで, 複数の送信信号を多重化し同時に送信することが出来る. 多重化される各送信信号を, 本論文ではサブストリームと呼ぶ. BER 特性を最小化するために, 以下のような固有値を考慮したリソースアダプテーションが適用される.

- サブストリーム数と変調方式の組み合わせ, および, 各サブストリームの送信電力を, 推定される BER の上界が最も低くなるよう決定
  - ・ 総データレートは 8 ビット/シンボル
  - ・ サブストリーム数と変調方式は 5 つの組み合わせ (256QAM  $\times$  1, 64QAM  $\times$  1+QPSK  $\times$  1, 16QAM  $\times$  2, 16QAM  $\times$  1+QPSK  $\times$  2, QPSK  $\times$  4)
  - ・ 総送信電力は一定

1msec 長の送信スロットは 14 シンボルから構成され, 先頭シンボルは伝搬路推定のための参照信号

とする. 1スロットに対してタイミングの異なる4つのMIMO-CSIが予測され, 各シンボルに対する予測値を得るために, レイズドコサインフィルタ(ロールオフ係数 0.9)による補間が行われる[32]. 各シンボルに対して計算される固有値はスロット内で平均化され, リソースアダプテーションに使用される. 図3-8に示されているように, 従来の予測方式では, 予測CSIの誤差により深刻なBER特性の劣化が生じてしまう. レイ打消しを用いる提案予測方式では, 予測CSIの誤差が小さいため, 推定CSIと予測CSIの時間差が無い場合(ただし補間は適用)と同等の良好なBER特性を達成している.

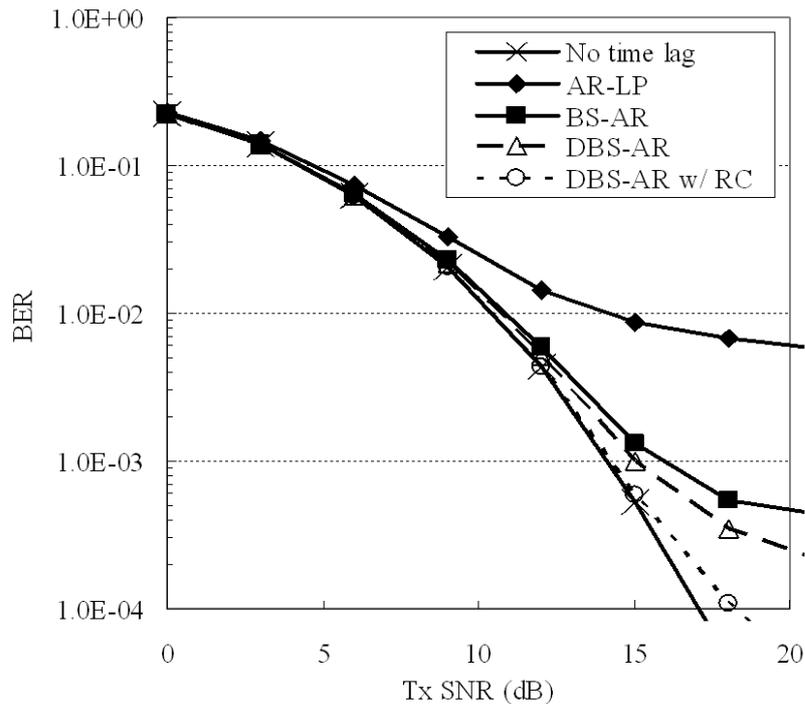


図 3-8 BER 特性 ( $T \times R = 4 \times 4$ ,  $\tau = 16\text{ms}$ ,  $P = 20$ )

### 3.6 まとめ

本章では, 端末が高速に移動する場合の送信マルチアンテナ技術の特性向上に資する技術として, 時間変動する伝搬路の高精度予測に着目し, ビームスペース自己回帰線形予測において, 伝搬路予測用アレーウェイトを固定的に設定するのではなく, 電波の放射・到来方向に対して適応的に設定することで伝搬路の予測精度を向上させる手法を提案した. 提案手法では, 伝搬路予測用アレーウェイトは複数の反射・散乱波に対する放射・到来角推定値に基づき計算され, 加えて, 他の伝搬路予測用アレーウェイトによる重み付け合成伝搬路に対して計算された予測フィルタ係数を利用して, 反射・散乱波成分が打ち消される. 計算機シミュレーションにより, 提案予測方式は長期間に対する予測性能を改善出来ることを示し, 加えて少ないアンテナ素子数や低い線形予測フィルタ次数でも, 正確な予測が達成出来ることを示した. また, 提案予測方式を MIMO 伝送に用いることで, 高いドップラー周波数の環境においても良好な BER 特性が得られることを示した.

## 第4章 異出力基地局ネットワークにおける セル領域拡張と下りリンク干渉抑制

### 4.1 はじめに

前章までに述べてきたマルチアンテナに代表される無線伝送技術だけでは、今後予想されるモバイルデータトラフィックの急増には応えきれないと考えられる。システム容量を拡大させる新たな技術として、異出力基地局ネットワークが注目されている。異出力基地局ネットワークでは、高出力基地局で構成される高出力セルレイアウト内へ、サイズが小さく低コストである低出力ノードとしてマイクロ/ピコ/ホーム基地局やリレーノードが重なる形で配置される。例えば、高トラフィックのエリアに低出力基地局を追加配置し、同一の時間・周波数リソースを両セルに割り当てると、高出力基地局がもたらすサービスエリアの広域性を維持しつつ、高出力セルからの干渉波により通信品質は低いものの低出力セルの分だけシステム全体での容量を拡大させることが出来る。

マイクロ/ピコ基地局といった低出力基地局は、高出力基地局と同様にオペレータもしくはシステムインテグレータによって計画的に配置される。しかしながら、従来の高出力システムのように正確な置局設計を行うことは困難である。まず、高出力セルのトラフィックを低出力セルに振り分けることが求められるため、高出力基地局からの強い受信電力があるとしても、低出力基地局はトラフィックの多い領域に配置することが望まれる。トラフィックの分布は、時間によっても変化する。また、低出力基地局のエリアあたりの置局数は高出力基地局よりも多くなるため、置局設計作業が複雑になる。加えて、高出力システムによる運用後に低出力基地局の配置が検討されることで、置局設計において制約が生じる場合も多く考えられる。その結果、一般的に使用される最大下りリンク受信電力がセル選択基準に設定されると、低出力基地局によって形成される低出力セルのセルサイズは、高出力基地局からの強い受信電力により期待以上に狭められてしまう。このことが、高出力セルから低出力セルへのトラフィックの振り分けを不十分にし、高出力セルにおけるシステム容量不足を解消できなくなる。すなわち、異出力基地局ネットワーク化によるシステム容量利得が、限定的なものになってしまう。

この問題に対して、いくつかの研究が異出力基地局ネットワークでは新たなセル選択基準、すなわちセル端の決定手法が有益であると指摘している[22]-[25]。セル領域拡張 (CRE: Cell Range Expansion) はその代表的かつシンプルなものである。端末がより低い下りリンク受信電力のセルに接続されることを許容することにより、セルの領域を広げる。低出力 CRE (Pico CRE) により低出力セル

のセルサイズを大きくするほど、高出力セルから低出力セルへのトラフィックの振り分け効果は増大できる一方で、希望波受信電力が低下する低出力セルのセル端では、下りリンクにおいて高出力セルからの強い干渉波に晒され影響が顕著となる。したがって、セル端の決定手法の考察と併せて、低出力セルが高出力セルから受ける干渉波を抑制する手法の検討を行う必要がある。

異出力基地局ネットワークにおける低出力 CRE の改善効果と下りリンク干渉抑制については、LTE (Long Term Evolution) の機能拡張である LTE-Advanced の標準化において多数の検討が行われてきた。しかしながら、それらの検討には次に述べる2つの問題がある。1 つは、多くの検討におけるトラフィックモデルとして、従来の高出力セルシステムの評価に広く使われているフルバッファモデルがそのまま使用されていることである。異出力基地局ネットワークでは、セルサイズの違いにより、高出力セルと低出力セルとの間で接続ユーザ数に大きな差が生じる。そのような状況でフルバッファモデルを用いた評価を行うと、適切とは言い難い結果が表れてしまう。もう 1 つは、低出力セルのセルサイズを著しく大きくする低出力 CRE がシステム容量利得の改善に有効という前提に立ち、下りリンク干渉抑制の検討が行われていることである。低出力 CRE のセルサイズを大きくするほど、低出力セルのセル端において高出力セルからの下りリンク干渉の影響が顕著となり、干渉抑制のための仕様変更も大きくなると考えられる。もし、低出力セルのセルサイズを大きくしすぎることなく同程度の改善量が得られるなら、下りリンク干渉抑制に必要な仕様変更を小さく抑えることが出来る。したがって、低出力 CRE によりセルサイズを大きくする程度に応じて必要な下りリンク干渉抑制を検討し、それらのシステム容量利得を比較することで、どのような下りリンク干渉抑制が必要か判断すべきである。

本論文では、異出力基地局ネットワークにおける下りリンク通信の大容量化のために、低出力 CRE の考察と併せて、低出力セルが高出力セルから受ける下りリンク干渉抑制手法の検討を行い、両手法の相乗効果によるシステム全体としてみた容量拡大について検討する。低出力 CRE によりセルサイズを大きくする程度に応じて異なる 2 つの下りリンク干渉抑制手法を検討し、両手法の相乗効果によるシステム全体としてみた容量拡大効果を評価する。公正な特性評価を行うために、バースト性を有するトラフィックである FTP (File Transfer Protocol) モデルを用いたシステムレベル計算機シミュレーションを行う。モバイル通信システムとして、次世代で主流となる LTE-Advanced を対象とする。

## 4.2 セル領域拡張

図 4-1に、高出力基地局 (MeNB: Macro eNodeB) と低出力基地局 (PeNB: Pico eNodeB) で構成される異出力基地局ネットワークにおいて、低出力セルに CRE を適用した場合の下りリンク干渉シナリオを示す。高出力基地局によるカバレッジを維持しつつシステム全体の容量を拡大させるために、低出力基地局は高出力セルレイアウト内へ重なる形で配置される。高出力セルに接続されていた端末が低出力セルへ接続されることにより、トラフィックが低出力セルへと振り分けられる。その結果、高出

カセルと低出力セルを含めた全体のシステムはより多くのトラフィックを同時に扱うことが可能になり、ユーザはより高いスループットで通信することが出来る。しかしながら、従来のセル選択基準は最大下りリンク受信電力レベルに基づくため、高出力基地局からの強い下りリンク受信電力が低出力セルの領域を期待よりも狭くし、高出力セルから低出力セルへのトラフィックの振り分けを不十分なものにしてしまう。高出力セルシステムにとって、低出力基地局を追加配置することによる恩恵は、トラフィックの振り分けによってもたらされるユーザ当たりの利用可能なリソースの増加のみであり、これと引き換えに低出力セルからは干渉を受けてしまう。したがって、トラフィックの不十分な振り分けは、異出力基地局ネットワークによる性能改善を限定的なものにし、場合によっては性能劣化を引き起こしてしまう。

CRE は、下りリンク受信電力レベルの測定値にバイアスを与えることにより、他セルよりも下りリンク受信電力レベルの弱いセルへ端末が接続されることを許容する。これにより、基地局の送信電力を増大することなく、セルの領域が拡張される。異出力基地局ネットワークの場合、低出力セルに対して CRE を適用することで低出力セル領域を広げ、高出力セルから低出力セルへのトラフィックの振り分けを増大させることが出来る。本論文では、このセル端決定手法を低出力 CRE と呼ぶ。トラフィックの振り分け効果は低出力 CRE のバイアスを大きくするほど増加する一方で、低出力 CRE によって新たに低出力セルへ接続された端末は、図 4-1に示されているように下りリンクにおいて高出力基地局からの強い干渉に晒される。したがって、低出力セルのセル端端末に対する下りリンクの干渉抑制を、低出力 CRE と併せて検討する必要がある。詳細を次節で述べる。

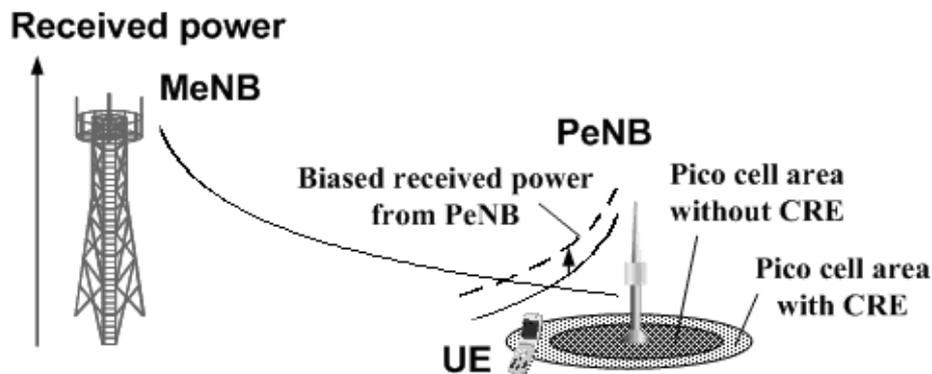


図 4-1 低出力セルに適用した CRE による下りリンク干渉シナリオ

### 4.3 下りリンクセル間干渉協調

LTE (Release-8, 9) の下りリンクでは、各サブフレームの先頭 1~3 (または 4) シンボルにおける全周波数領域が制御チャネル用に予約されており (この領域を制御チャネル領域と呼ぶ)、ここに含まれる制御情報により、当該サブフレームにおける端末への物理下りリンク共有チャネル (PDSCH:

Physical Downlink Shared Channel. ユーザのデータを主に運ぶ)の周波数リソース割り当て情報を通知したり, 上りリンクのスケジューリング情報を通知したりする. PDSCH に対しては, 動的な周波数領域セル間干渉協調 (ICIC: Inter-Cell Interference Coordination) がサポートされている. 具体的には, どの周波数領域で干渉をどれだけ抑制しているか(送信電力を抑えているか)についての情報を, 基地局間で通知しあうシグナリングがサポートされている. 送信電力を抑えている周波数領域を周辺基地局に通知することで, セル端端末にリソースを割り当てる周波数領域への干渉抑制を暗に要求する. 一方で制御チャンネルに対しては, そのような動的 ICIC はサポートされていない. これは, 従来のセル選択基準の元では, ICIC を行う必要が無いよう低い SINR を想定した制御チャンネルが設計されているからである. しかし前節で述べたように, 異出力基地局ネットワークでは低出力 CRE が性能利得の改善に有効であると指摘されている. 大きなバイアスレベルの低出力 CRE が PDSCH に関しては効果的であるなら, LTE の制御チャンネルを設計した際の想定よりも低い SINR のセル端端末が発生する可能性があり, 下りリンク制御チャンネルの干渉抑制を低出力 CRE と併せて検討する必要がある.

図 4-2に, 本論文で検討する制御チャンネルに対する ICIC の例を示す. LTE-Advanced では, LTE との後方互換性を維持することが要件となっており, LTE および LTE-Advanced の端末が共存する状況が想定されている. 干渉抑制のために制御チャンネルそのものを変更するような解法は, LTE 端末との後方互換性を保持できないため受け入れられない. 本論文では, LTE-Advanced の標準化作業における検討と同様に, 制御チャンネルそのものは変更しない ICIC を検討する. 複数種類ある制御チャンネルのうち, 本論文では LTE において干渉耐性の弱い物理下りリンク制御チャンネル (PDCCH: Physical Downlink Control CHannel) に焦点を絞る. PDCCH は, 各端末に対して, 下りリンクのリソース割り当て情報を通知したり, 上りリンクのスケジューリング情報を通知したりする. 制御チャンネル領域には, 複数の PDCCH が多重化される. PDCCH は, 単一または複数の制御チャンネル要素 (CCE: Control Channel Element) から構成され, CCE は複数のリソース要素グループ (REG: Resource Element Group) から成る. REG は, LTE 仕様で決められたセルごとのホッピングパターンに基づき, 制御チャンネル領域全体へ分散配置されるため, データチャンネルのような周波数領域での ICIC は不可能である. そのため, 下りリンク制御チャンネルに対しては, サブフレーム単位で干渉抑制を行う時間領域の ICIC (制御チャンネルの干渉を抑制するサブフレームを, セル間で協調制御) で検討しなければならない.

1 つ目の検討方式は, ABS (Almost Blank Subframe) と呼ばれるサブフレームを使用した ICIC である. この方式は, LTE-Advanced の標準化作業において基準解法として想定されている. 図 4-2に示されているように, ABS において, セルは伝搬路状態を測定するために通常必要とされるセル固有参照信号 (CRS: Cell-specific Reference Signal) のみを送信する. そのため, 近隣セルの PDCCH に対する干渉を最も抑制出来る. 加えて, ABS では下りリンクのリソース割り当て情報を運ぶ PDCCH が無いことにより PDSCH も送信しないため, 近隣セルの PDSCH に対する干渉もまた抑制される. このよ

うに大きく干渉が抑制される一方で、ABS が適用されるセル(本論文で検討する異出力基地局ネットワークでは高出力セル)においては、利用出来る PDSCH リソースが減少することになり、容量とユーザスループットで大きな劣化が生じてしまう。

本論文では別の検討方式として、図 4-2に示されているように、セルが特定のサブフレームでは制御チャンネル領域の使用率を低いレベルに制限することにより、近隣セルの PDCCH に対する干渉を平均的に抑制する ICIC を適用する。本論文では、このようなサブフレームを LLCS (Lightly Loaded Control channel Subframe)と呼ぶ。LLCS が適用される高出力セルでは、PDCCH リソースの制限によって同時にスケジューリング出来る端末数が減少する。そのため、各周波数リソースをそれぞれ伝搬路状態の良い端末に割り当てることで得られる周波数領域マルチユーザダイバーシティ利得が劣化し、ユーザスループットの低下が生じる。もしくは、PDCCH リソース制限が無い場合の同時スケジューリングユーザ数を維持するために、制御チャンネル領域を増大する(LTE では制御チャンネル領域の予約シンボル数を変更可能)ことでオーバーヘッドが増加し、ユーザスループットの低下が生じる。しかしながら、PDSCH リソースは減少しないため、ABS を用いる ICIC に比べて、高出力セルにおける容量の劣化は小さく抑えられる。LLCS による PDCCH への干渉抑制効果は、ABS と比較すると小さいが(LLCS で制御チャンネル領域使用率を最小に制限すると ABS と同じになる)、低出力 CRE のバイアスが小さいなら、LLCS は PDCCH の干渉問題を解決するのに十分である。したがって、どの程度大きいバイアスの低出力 CRE が異出力基地局ネットワークの性能改善に有効であるかは、干渉抑制方式の選択において重要なポイントとなる。

本論文で検討する低出力 CRE を用いる異出力基地局ネットワークでは、高出力基地局から低出力セルのセル端端末への強い干渉を抑制するために、ABS または LLCS は高出力セルのみに適用される。これらは高出力セル端末のスループットを劣化させるため、通常サブフレームとの比率は、高出力セルから低出力セルへのトラフィックの振り分けによる恩恵がその劣化を超えるよう、トラフィック状況に応じて適切かつ動的に設定される必要がある。低出力セルでは、PDCCH の干渉問題を解決するために、低出力 CRE によって低出力セルに接続された受信信号品質の著しく低い端末(以下、低出力セル端端末と呼ぶ)に対するリソース割り当てを、近隣高出力セルが ABS または LLCS を適用して干渉抑制しているサブフレームに制限する。この制限は、低出力セル端端末のユーザスループットに影響を与えるため、供給されるスケジューリング機会が不足しないよう、適切な比率の ABS または LLCS が必要となる。本論文では、動的な比率設定は検討対象外とし、複数の静的な比率設定を用いて評価を行う。実際には、スループット特性をより良くするために、トラフィック状況に応じた動的な比率設定が望まれる。これを実現するためには、現在のフレームにおいてどのサブフレームが ABS または LLCS であるかについての情報を、バックホール回線(Back Hauls)を介して基地局間で通知しあえるよう、LTE-Advanced において追加の基地局間シグナリングを規定する必要がある。

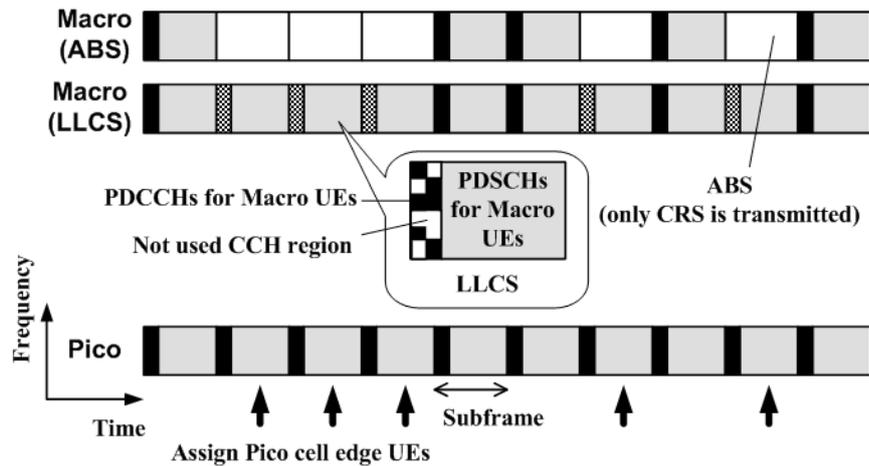


図 4-2 制御チャネルに対する ICIC

## 4.4 計算機シミュレーション

低出力 CRE および制御チャネルに対する ICIC を適用する異出力基地局ネットワークの特性を、システムレベル計算機シミュレーションにより評価する。シミュレーションの主要諸元を表 4-1 に示す。高出力基地局と低出力基地局は、高さなどが異なる場所に配置されるため、それぞれ異なるパスロスモデルを適用する。トラフィックとして FTP モデルを想定し、ファイルサイズは 0.5MB、ユーザ到着分布は各想定高出力セル領域(低出力基地局の有無に関係なく、本来高出力基地局で端末が接続されると想定されている領域)あたりの生起率が 2.5 から 10.0 のポアソン分布を評価する。これは、想定高出力セル領域あたり 10Mbps から 40Mbps の発生トラフィックに相当する。FTP モデルのトラフィックにおけるユーザスループットは、以下のように定義されており、これを評価指標とする[33]。

- “ユーザスループット” = “ダウンロードが完了したファイルのデータ量 / データのダウンロードに要した時間” (1 ファイルのダウンロードに要する時間は、ファイルが送信バッファに受信された時刻から始まり、ファイルの最後のビットが正しく受信器に提供された時刻で終わる)

計算量の問題によりシミュレーション 1 回の評価時間を短くしているため (1 秒のウォームアップ期間を含む 32 秒)、スループットが著しく低い端末は、シミュレーション期間内に 1 つのファイルもダウンロードを完了することができない。それらのユーザスループットは、0Mbps として数える。このような状況は、システムが一部の端末に対してサービス品質を満たすことができていない、と解釈出来る。本シミュレーションでは、データチャネルの性能利得に焦点を絞るため、制御チャネルの受信エラーは考慮しない。そのため、制御チャネルを所要品質以上で受信可能と想定される設定で評価を実施する。下りリンクの受信成否や伝搬路状態のフィードバックなどの上りリンク通信についても、エラーは考慮せず理想的に受信されるものとする。ABS またはトラフィックが無いことで PDSCH が送信されないサブフレームにおいても CRS だけは送信され、これが周辺セルの端末に干渉を与えるが、端末によってはこ

の干渉を AAA で打ち消す機能を有するものも考えられるため、本論文では考慮しない。ABS または LLCS と通常サブフレームの比率については、ABS では 2:8 と 5:5 を、LLCS では 5:5 と 8:2 をそれぞれ評価する(例として 5:5 の場合が図 4-2 に示されている)。ABS のほうが小さい比率を評価しているのは、ABS を適用することによる高出力セルでのスループット劣化が LLCS と比べて大きいからである。高出力セルがトラフィックを持たないとき、その比率は 8:2 とし、必ず 10 サブフレーム(=1 フレーム)内に 2 つは通常サブフレームを持つものとする。これは、LTE では他の制御情報を送信するために、PDSCH リソースが使用されるためである(ただし、本論文では他の制御情報の送信は行わない)。PDCCH において、ブロック誤り率 1%以下を満たすために必要な長期平均広帯域 SINR (W-SINR: Wideband-SINR)を、参考文献[34]より  $-6.3\text{dB}$  と想定する。これは、PDSCH の閉ループ空間多重伝送方式に使用される下りリンク制御情報(DCI: Downlink Control Information)フォーマット 2 で、最もブロック誤り率を低くするアグリゲーションレベル 8 (LTE では繰り返しレベルを変えて DCI のブロック誤り率を制御出来る)に  $4\text{dB}$  の電力増幅を適用したときの特性に対応する。PDCCH の電力増幅は、制御チャンネル領域におけるリソースをより多く占有することになるが、今回の評価では簡単のためその影響は考慮しない。全てのセルの全てのリソースが使用された場合の長期平均 W-SINR が  $-6.3\text{dB}$  以下の低出力セル端端末に対するリソース割り当てを、低出力基地局がオーバーレイしている高出力セル(親高出力セルと呼ぶ)で ABS または LLCS が適用されているサブフレームに限定することで、PDCCH の干渉問題を解決する。ABS が適用される場合、低出力セル端端末の伝搬路状態は、親高出力セルが ABS を適用しているサブフレームのみで測定させることにより、干渉抑制された伝搬路状態がフィードバックされる。端末と基地局の配置については、ホットスポット(端末が集中して存在している領域、すなわち、トラフィックの多い領域)を含むシナリオに着目し、低出力基地局はその中心に配置されるものとする。各想定高出力セル領域内の端末数を 30 とし、分布の異なる以下 3 つのシナリオを評価する。

- (a) 各想定高出力セル領域に 2 ホットスポット、各ホットスポットに最低 2 端末
- (b) 各想定高出力セル領域に 2 ホットスポット、各ホットスポットに最低 10 端末
- (c) 各想定高出力セル領域に 4 ホットスポット、各ホットスポットに最低 5 端末

ホットスポットは半径  $40\text{m}$  の円と想定し、その中心点が一様分布にしたがってランダムに各想定高出力セル領域内へ配置される。シナリオで規定されている最低数の端末が、各ホットスポット内へ一様分布にしたがってランダムに配置され、残りの端末は各想定高出力セル領域に一様分布にしたがってランダムに配置される。低出力基地局は、ホットスポットの中心点に配置されるため、シナリオ a~c での想定高出力セル領域あたりの低出力基地局数は、それぞれ 2, 2, 4 である。シミュレーションは、端末とホットスポットおよび低出力基地局の配置が異なる 4 回のドロップで実行される。

表 4-1 シミュレーション諸元

Parameter	Assumption	
	Macro cell	Pico cell
Cellular layout	Hexagonal grid, 7 cell sites, 3 sectors per site	Non uniform distribution, correlated to hotspots
Distance dependent pathloss	$128.1+37.6\log_{10}(R)$ dB, $R$ in km	$140.7+36.7\log_{10}(R)$ dB, $R$ in km
Inter-site distance	500 m	N/A
Antenna pattern	3D	Omni
Total eNB transmission power	46 dBm	30 dBm
eNB antenna gain	14 dBi	5 dBi
Duplex mode	FDD(Frequency Division Duplex)	
Carrier frequency	2.0 GHz	
System bandwidth	10 MHz	
Penetration loss	20 dB	
Fading channel model	Typical Urban	
Number of antennas	eNB transmission: 2, UE reception: 2	
Transmission scheme	Closed loop spatial multiplexing w/ rank adaptation	
Scheduling algorithm	Proportional fairness	
HARQ(Hybrid Auto Repeat reQuest) scheme	HARQ-IR(Incremental Redundancy), up to 5 re-transmission	
Link adaptation	CQI(Channel Quality Indicator)/PMI(Precoding Matrix Indicator)/RI(Rank Indicator) reports with 6ms delay, 5ms period, CQI of all subbands are ideally reported in each feedback period	
Channel estimation	Ideal	
Number of CCH symbols	$2^{\dagger}$	
Link to system mapping	EESM(Exponential Effective SIR Mapping)[35]	

<sup>†</sup>ユーザースループットは3 CCH シンボルでのシミュレーション結果から推測される

まず、低出力 CRE によって生じる PDCCH の干渉問題を評価する。各想定高出力セル領域に2ホットスポット、各ホットスポットに最低2端末が存在するシナリオ a で、全リソースが使用された場合の長期平均 W-SINR の CDF を図 4-3 に示す。低出力 CRE のバイアスが 8dB 以上になると、5%以上の端末において、長期平均 W-SINR が所要値の -6.3dB を下回っており、PDCCH で干渉問題が生じることがわかる。8dB バイアスの場合に 98%の端末で PDCCH の受信品質要求を満たすためには、低出力セル端端末に対して約 3dB の干渉抑制が必要であるため、LLCS における制御チャネル領域の使用率を 0.5 に制限することとする。8dB よりも大きなバイアスの低出力 CRE に対して LLCS で PDCCH の干渉問題を解決するには、著しく低い制御チャネル領域使用率に制限する必要がある、PDCCH のリソース割り当て時に多数の制約が生じるため、ABS-ICIC のみを評価する。

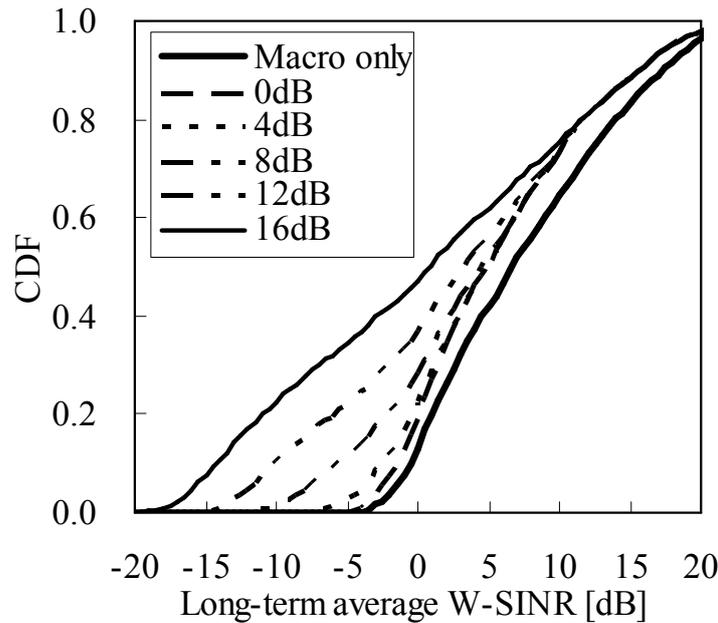


図 4-3 長期平均 W-SINR の CDF (シナリオ a)

続いて、発生トラフィックが 10 および 20Mbps の場合について、ワースト 5% および中間ユーザスループット、ICIC 無しの場合のリソース使用率、低出力端末の比率を、図 4-4 と図 4-5 にそれぞれ示す。ワースト 5% および中間スループットは、“30 端末  $\times$  21 高出力セル  $\times$  4 ドロップ = 2520 端末” のスループットの CDF が 0.05 および 0.50 での値である。加えて、全端末、高出力セル端末、低出力セル端末それぞれのワースト 5% および中間ユーザスループットを表 4-2 に示す。ここでは、高出力基地局のみのシステムでの性能も併せて示す。PDCCH に対する ICIC 無しの場合、低出力 CRE のバイアスが 8dB 以上になると PDCCH の受信品質問題が生じるため、仮に PDCCH を受信できた場合の潜在的なユーザスループット特性として示す。図 4-5 より、高出力基地局のみのシステムでは、高トラフィック (20Mbps) の状況において過負荷状態となり、ワースト 5% の端末に対してサービス品質を満たすことができていない。異出力基地局ネットワーク化を行った場合、トラフィックが低出力セルへと振り分けられることでユーザスループットが改善し、サービス品質を満たすことができていた。しかしながら、低出力 CRE を適用しない場合には、その利得が限られたものになっている。これは、図 4-5 に示されているように、高出力セルから低出力セルへのトラフィックの振り分けが小さく (低出力セルに接続される端末の比率が小さい)、低出力セルの負荷が高出力セルと比較して非常に低いためである。低出力 CRE を適用すると、高出力セルから低出力セルへのトラフィックの振り分けが増加することで、より高いユーザスループット特性が達成されている。PDCCH に対する ICIC を適用していないため潜在特性であるが、8dB バイアスの低出力 CRE で最も大きいユーザスループットの改善が得られており、低出力 CRE の有効性が確認出来る。16dB のようなさらに大きいバイアスになると、ワースト 5% ユーザスループットが著しく劣化している。これは、図 4-3 に示されているように、高出力基地局からの強い干

渉波に晒される低出力セル端端末が発生するからである。加えて、このようなユーザスループットの低い端末の発生や接続端末数の増加により、図 4-5に示されているように低出力セルの負荷が高くなったことも影響している。

PDCCH に対する ICIC として ABS-ICIC または LLCS-ICIC を適用した場合、低トラフィック状況 (10Mbps) では ICIC を適用しない場合の潜在性能から大きく劣化し、4dB バイアスの低出力 CRE で ICIC を適用しない場合よりも低い性能しか得られていない。ABS-ICIC については、表 4-2より特に高出力セルユーザのスループットが劣化している。これは、ABS の適用により高出力セルで利用可能な PDSCH リソースが減少するため、および、その影響で周辺高出力基地局の送信との衝突確率が上昇することで(全ての高出力セルで共通の ABS-ICIC パターンを使用しているため)干渉量が増加するためである。LLCS-ICIC については、ワースト 5%ユーザスループットの劣化が大きい。これは、低出力セルにおいてリソースに空きがある状況でも、低出力セル端端末に対するスケジューリング機会が、親高出力セルの LLCS に制限されるからである。一方、高トラフィック状況 (20Mbps) になると、8dB バイアスの低出力 CRE に LLCS-ICIC を適用することで、4dB バイアスの低出力 CRE で ICIC を適用しない場合のユーザスループットと比較して、ワースト 5%値で 20%、中間値で 29%の利得を得ている。これは、次のように説明出来る。トラフィックが増加すると、図 4-5に示されているように、セル領域が広く接続端末数の多い高出力セルが低出力セルよりも早く過負荷状態になり、高出力セル端末におけるスループットの低下が問題となる。そのため、LLCS によるユーザスループットの劣化が生じるとしても、低出力 CRE による高出力セルから低出力セルへのトラフィックの振り分けをより大きくし、高出力セル端末の低いユーザスループットを向上させることが望まれる。16dB バイアスの低出力 CRE はより多くのトラフィックを低出力セルへ振り分けるが、低出力セル端端末を多く発生させる。これらの端末の制御チャネル干渉問題を解決し、かつ、十分なスケジューリング機会を与えるためには、高出力セルにおいて高い比率で ABS を適用する必要がある(例えば 10 サブフレーム中 5 つを ABS にする)、これが高出力セル端末のスループットを大きく劣化させる。そのため、シナリオ a のような配置シナリオでは、8dB 程度のバイアスの低出力 CRE に LLCS-ICIC を適用する方式が、異出力基地局ネットワークによる利得を高めるのに効果的である。

表 4-2 全/高出力セル/低出力セルユーザスループット(シナリオ a)

Offered traffic	10Mbps		20Mbps	
	5% worst [Mbps]	Median [Mbps]	5% worst [Mbps]	Median [Mbps]
<b>Pico CRE w/ ICIC</b>				
<i>All users</i>				
<i>Macro only</i>	4.1	15.0	0.0	1.3
<i>0dB w/o ICIC</i>	6.4	21.1	0.7	3.0
<i>4dB w/o ICIC</i>	7.0	22.1	1.0	4.4
<i>[8dB w/o ICIC]</i>	7.3	24.0	1.3	5.8
<i>[16dB w/o ICIC]</i>	3.8	26.5	0.0	10.1
<i>8dB (LLCS5:5)</i>	5.2	23.3	1.0	5.5
<i>8dB (LLCS8:2)</i>	5.8	23.4	1.2	5.7
<i>8dB (ABS2:8)</i>	4.3	16.7	0.7	3.3
<i>8dB (ABS5:5)</i>	1.2	6.0	0.0	1.2
<i>16dB (ABS2:8)</i>	1.5	19.1	0.0	6.3
<i>16dB (ABS5:5)</i>	3.5	11.5	0.7	3.3
<b>Pico CRE w/ ICIC</b>				
<i>Macro users</i>				
<i>0dB w/o ICIC</i>	6.3	21.0	0.7	2.5
<i>4dB w/o ICIC</i>	7.2	23.7	0.9	3.5
<i>[8dB w/o ICIC]</i>	10.3	27.2	1.7	6.4
<i>[16dB w/o ICIC]</i>	18.4	36.2	8.1	23.5
<i>8dB (LLCS5:5)</i>	9.6	27.0	1.4	6.0
<i>8dB (LLCS8:2)</i>	9.3	26.5	1.6	6.6
<i>8dB (ABS2:8)</i>	5.2	18.4	0.6	2.5
<i>8dB (ABS5:5)</i>	1.0	4.3	0.0	0.8
<i>16dB (ABS2:8)</i>	11.7	26.5	4.4	13.9
<i>16dB (ABS5:5)</i>	4.1	12.1	0.6	2.6
<b>Pico CRE w/ ICIC</b>				
<i>Pico users</i>				
<i>0dB w/o ICIC</i>	8.9	21.9	5.3	11.7
<i>4dB w/o ICIC</i>	6.7	17.0	2.7	7.2
<i>[8dB w/o ICIC]</i>	5.2	16.5	0.9	4.8
<i>[16dB w/o ICIC]</i>	2.3	15.0	0.0	3.2
<i>8dB (LLCS5:5)</i>	3.4	14.7	0.6	4.2
<i>8dB (LLCS8:2)</i>	4.1	15.7	0.8	4.3
<i>8dB (ABS2:8)</i>	1.9	12.8	1.3	5.2
<i>8dB (ABS5:5)</i>	4.5	10.5	2.6	6.4
<i>16dB (ABS2:8)</i>	0.0	10.9	0.0	2.0
<i>16dB (ABS5:5)</i>	3.0	10.8	1.0	3.8

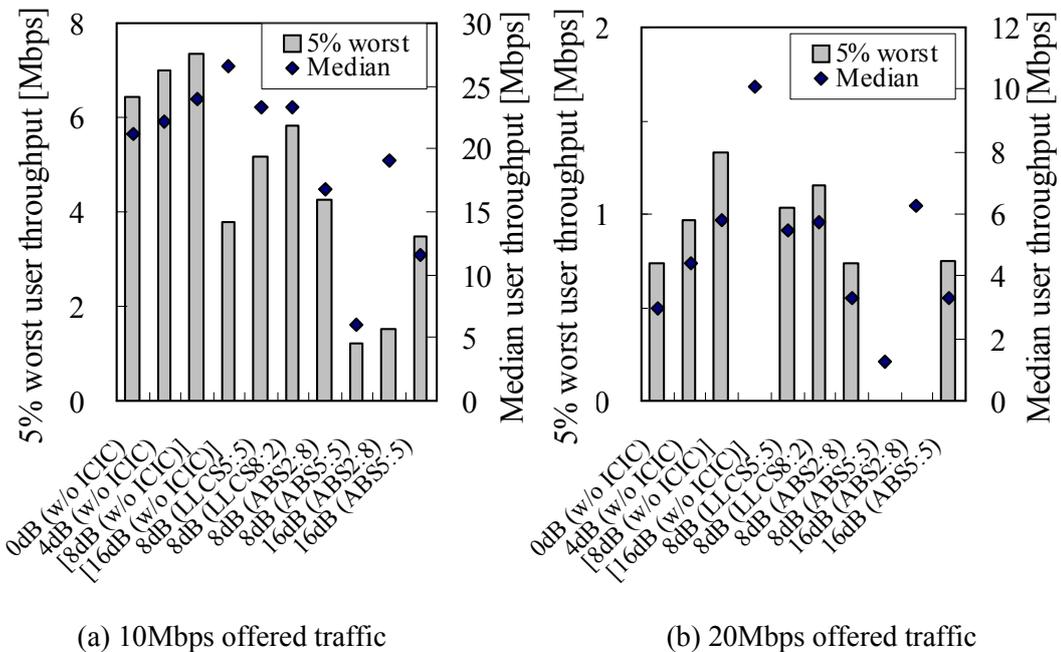


図 4-4 ユーザスループット(シナリオ a)

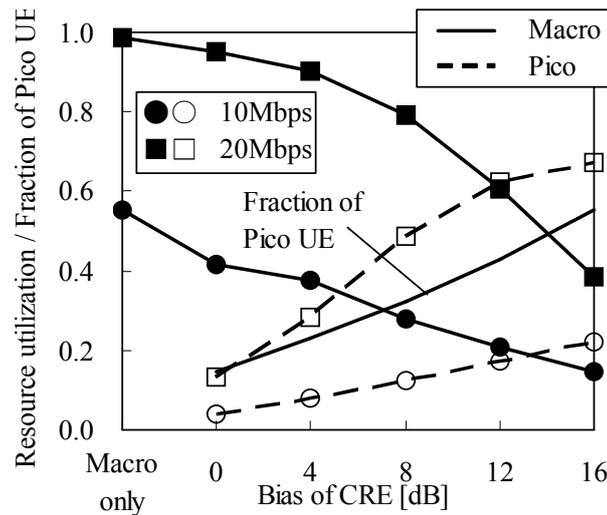


図 4-5 ICIC 無しでのリソース利用率と低出力端末比率(シナリオ a)

次に、各想定高出力セル領域に 2 ホットスポット、各ホットスポットに最低 10 端末が存在するシナリオ b で発生トラフィックが 20 および 30Mbps の場合と、各想定高出力セル領域に 4 ホットスポット、各ホットスポットに最低 5 端末が存在するシナリオ c で発生トラフィックが 30 および 40Mbps の場合について、ワースト 5%および中間ユーザスループットを表 4-3に、ICIC 無しの場合のリソース使用率および低出力セル端末の比率を図 4-6と図 4-7にそれぞれ示す。前述のシナリオ a と比較すると、より高い比率で端末がホットスポットに分布している。そのため、低出力 CRE を用いない場合でも高出力セルから低出力セルへのトラフィックの振り分け効果が大きく、ユーザスループットにおいて高い利得が得られている。シナリオ b の低トラフィック(30Mbps)状況で、8dB バイアスの低出力 CRE と LLCS-ICIC を適用した場合、4dB バイアスの低出力 CRE で ICIC を適用しない場合のユーザスループットと比較して、中間ユーザスループットでは 19%の利得を得ているものの、ワースト 5%ユーザスループットにおいて 9%の劣化が生じている。これは、シナリオ a と比較して低出力セルの接続ユーザ数が多く負荷が高いために、低出力 CRE のバイアスを大きくすると高出力基地局から強い干渉を受ける低出力セル端末において、低いスループットが生じるためである。表 4-3より、高出力セル端末のスループットは低出力セル端末のスループットよりも高いので、データチャネルの ICIC を併用し、ワースト 5%ユーザスループットの劣化を改善させる必要がある。ABS-ICIC は低出力セル端末のデータチャネルに対する干渉も抑制出来るが、いずれの設定においても高出力セル端末におけるユーザスループット劣化の影響が大きく、改善が得られていない。

シナリオ c の場合、低出力セル端末の比率はシナリオ b の場合に近いが、同じトラフィック状況(30Mbps)において、低出力セルの負荷はシナリオ b の場合よりも低い。これは、低出力セル端末がより多くの低出力セルに分かれて接続されることで負荷分散されているからである。そのため、低出力 CRE による低出力セルへのトラフィックの振り分けがより有効であり、ICIC 無しの潜在特性においては、16dB バイアスで最も大きいスループットの改善が得られている。8dB バイアスの低出力 CRE に適切な

比率の LLCS-ICIC を適用することで、ワースト 5%および中間ユーザスループットの両方で利得の改善が得られている。高トラフィック状況(40Mbps)では、他の評価シナリオの場合と異なり、16dB バイアスの低出力 CRE に ABS-ICIC(5: 5)を適用することで、ユーザスループットのさらなる改善が得られている。これは、高出力セルの観点からは、低出力基地局の数が多いため低出力 CRE のバイアスを大きくしたときのトラフィック振り分け効果の増加量が大きく(図 4-7の低出力セル端末の比率を図 4-6と比較すると、低出力 CRE のバイアスを大きくしたとき増加の割合が大きい)、ABS を適用出来るだけの負荷低減が成し遂げられるからである。低出力セルの観点からは、端末がより多くの低出力セルに分散して接続されているため、低出力 CRE のバイアスを大きくした場合でもリソースに余裕があり、加えて、高出力基地局が ABS を適用した時に、より多くの低出力セル端末が同時にデータチャネルの干渉抑制効果を享受出来るからである。

表 4-3 全/高出力セル/低出力セルユーザスループット(シナリオ b, c)

Configuration	2 PeNBs with 10 UEs/hotspot				4 PeNBs with 5 UEs/hotspot			
	20Mbps		30Mbps		30Mbps		40Mbps	
Offered traffic								
User throughput	5% worst [Mbps]	Median [Mbps]	5% worst [Mbps]	Median [Mbps]	5% worst [Mbps]	Median [Mbps]	5% worst [Mbps]	Median [Mbps]
<b>Pico CRE w/ ICIC</b>	<i>All users</i>							
<i>Macro only</i>	0.0	1.3	0.0	0.9	0.0	0.9	0.0	0.8
<i>0dB w/o ICIC</i>	2.6	10.0	0.7	3.2	0.9	5.1	0.6	2.7
<i>4dB w/o ICIC</i>	4.4	13.3	1.1	4.6	2.0	7.9	1.0	4.2
<i>[8dB w/o ICIC]</i>	4.3	16.7	1.2	6.3	3.2	11.7	1.2	5.7
<i>[16dB w/o ICIC]</i>	3.7	21.1	1.0	7.4	3.2	15.6	1.3	9.5
<i>8dB (LLCS5:5)</i>	3.3	15.4	1.0	5.5	2.1	11.1	0.9	5.6
<i>8dB (LLCS8:2)</i>	3.6	16.3	1.0	5.5	2.2	10.4	1.1	5.3
<i>8dB (ABS2:8)</i>	2.8	10.7	1.0	3.9	1.8	7.9	1.0	4.3
<i>8dB (ABS5:5)</i>	1.0	4.8	0.0	2.2	0.8	4.7	0.6	3.2
<i>16dB (ABS2:8)</i>	1.9	14.4	0.0	4.9	1.6	11.5	0.6	6.5
<i>16dB (ABS5:5)</i>	2.8	10.4	1.0	4.1	2.6	9.4	1.3	5.5
<b>Pico CRE w/ ICIC</b>	<i>Macro users</i>							
<i>0dB w/o ICIC</i>	2.2	7.9	0.6	2.0	0.8	2.7	0.0	1.5
<i>4dB w/o ICIC</i>	4.4	14.1	1.0	3.7	1.6	6.4	0.8	2.4
<i>[8dB w/o ICIC]</i>	8.1	22.7	2.5	10.1	4.8	15.9	1.3	6.6
<i>[16dB w/o ICIC]</i>	19.4	35.1	13.5	29.7	17.3	33.4	14.0	29.3
<i>8dB (LLCS5:5)</i>	7.1	21.5	2.1	8.9	4.8	15.4	1.5	6.4
<i>8dB (LLCS8:2)</i>	7.7	22.2	2.3	9.0	3.9	14.6	1.4	6.2
<i>8dB (ABS2:8)</i>	4.0	12.7	1.0	4.2	1.9	8.2	0.9	3.3
<i>8dB (ABS5:5)</i>	0.7	2.7	0.0	1.2	0.0	1.6	0.0	1.2
<i>16dB (ABS2:8)</i>	13.1	27.8	8.6	20.6	11.3	26.2	8.4	20.8
<i>16dB (ABS5:5)</i>	5.1	12.5	1.6	6.6	4.2	11.2	1.8	7.3
<b>Pico CRE w/ ICIC</b>	<i>Pico users</i>							
<i>0dB w/o ICIC</i>	5.9	13.7	3.5	9.7	4.9	11.9	4.0	10.1
<i>4dB w/o ICIC</i>	4.4	12.3	1.7	6.0	3.0	9.1	1.8	6.3
<i>[8dB w/o ICIC]</i>	3.5	12.9	0.9	4.3	2.7	9.7	1.2	5.1
<i>[16dB w/o ICIC]</i>	3.2	16.3	0.8	5.0	2.9	12.8	1.2	7.2
<i>8dB (LLCS5:5)</i>	2.8	11.5	0.8	3.5	1.6	8.9	0.7	5.1
<i>8dB (LLCS8:2)</i>	3.1	12.5	0.8	3.6	1.9	8.2	1.0	4.7
<i>8dB (ABS2:8)</i>	2.2	9.4	1.0	3.6	1.7	7.7	1.2	5.1
<i>8dB (ABS5:5)</i>	2.6	7.0	1.2	3.8	2.7	7.3	1.7	5.3
<i>16dB (ABS2:8)</i>	1.5	10.5	0.0	3.2	1.4	9.3	0.5	4.7
<i>16dB (ABS5:5)</i>	2.4	9.5	0.9	3.5	2.4	9.0	1.3	5.1

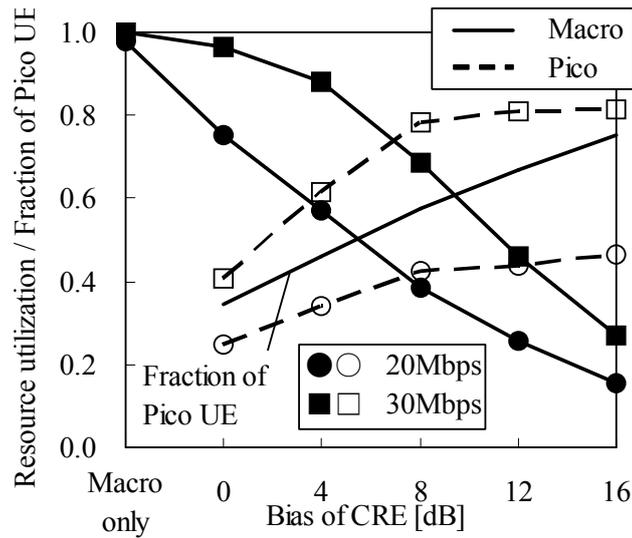


図 4-6 ICIC 無しでのリソース利用率と低出力端末比率(シナリオ b)

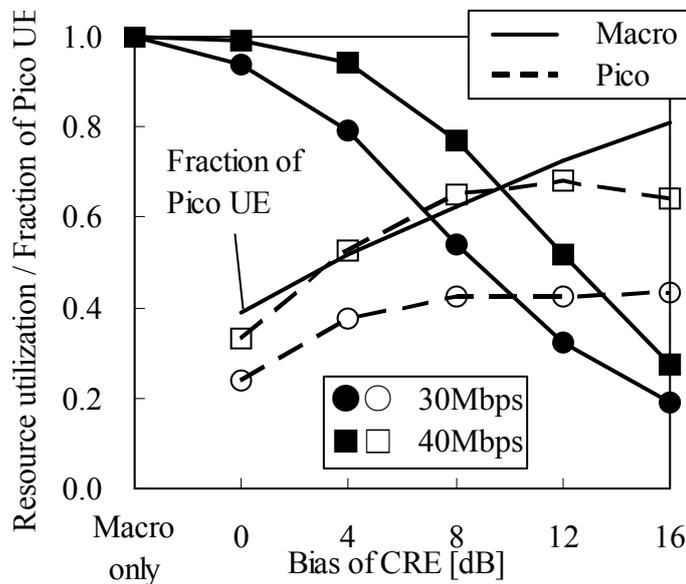


図 4-7 ICIC 無しでのリソース利用率と低出力端末比率(シナリオ c)

以上の結果より、8dB 程度のバイアスの低出力 CRE に LLCS-ICIC を適用することで、様々な配置シナリオにおいて、異出力基地局ネットワークによるユーザスループット利得の改善が得られることがわかる。一方、低出力基地局の数が多い場合には、16dB のような大きいバイアスの低出力 CRE に ABS を用いた ICIC を適用することで、さらなるユーザスループットの改善が得られている。将来的には、トラフィックの著しい増加に応えるために、多数の低出力基地局の配置が予想されるため、大きいバイアスの低出力 CRE と ABS-ICIC の組み合わせも有効になるとと思われる。

大きいバイアスの低出力 CRE を用いると、低出力セル端端末に対する CRS のみによる干渉も影響が大きいため、端末側で CRS を打ち消す能力なども必要になる。しかし、LTE 端末ではそのような能力は必須要件ではないため、ABS-ICIC を適用したとしてもそのような端末では通信できない可能性

が高い。したがって、LTE から LTE-Advanced への移行期においても異出力基地局ネットワークを効率的に運用するために、LLCS-ICIC を優先してサポートし、8dB 程度のバイアスの低出力 CRE を活用出来るようにすることが、より良いサービス品質を提供しようとするオペレータにとって有益であると考えられる。

## 4.5 まとめ

本章では、高出力基地局と低出力基地局で構成される異出力基地局ネットワークの効率的運用のために、代表的な次世代モバイル通信システムである LTE-Advanced システムにおいて、低出力 CRE の考察と併せて低出力セルが高出力セルから受ける下りリンク干渉抑制手法の検討を行い、両手法の相乗効果によるシステム全体としてみた下りリンク容量拡大について検討を行った。下りリンク制御チャネルの干渉抑制方式として、ABS および LLCS を用いる ICIC を検討し、システムレベル計算機シミュレーションにより様々な配置と低出力 CRE のバイアスにおいて評価を実施した。トラフィックモデルには、フルバッファモデルよりも現実的である FTP モデルを用いることで、異出力基地局ネットワークの効果を公正に評価した。

シミュレーション結果により、8dB 程度のバイアスの低出力 CRE に LLCS-ICIC を適用することで、様々な配置シナリオにおいて、異出力基地局ネットワークによるユーザスループット利得の改善が得られることを示した。また、低出力基地局の数が多い場合には、16dB のような大きいバイアスの低出力 CRE に ABS を用いた ICIC を適用することで、さらなるユーザスループットの改善が得られることを示した。

## 第5章 結論

本論文では、モバイル通信システムのさらなる高速・大容量化に向けて注目されているマルチアンテナ技術と異出力基地局ネットワークの各課題に対して、以下に述べる3つの検討を行った。

基地局が送信にマルチアンテナ技術を適用するモバイル通信システムでは、端末が高速に移動すると、上下リンクの通信時刻差における伝搬路変動が送信アレーウェイトの精度劣化を引き起こす。これが、下りリンクのシステム容量を低下させるという課題がある。この課題に対して、第1に端末の受信受信処理にも AAA を適用することで容量低下を補償する手法を検討した。基地局が AAA と SDMA を備え既に商用サービスを開始している iBurst において、2素子 AAA を具備したプロトタイプ端末を開発し、計算機シミュレーションとフィールド試験の両方で改善効果の検証を行った。高速移動端末が受ける下りリンクの性能劣化は、基地局が SDMA を行っている場合により大きく、端末 AAA の同一チャンネル干渉抑制効果が大きな改善をもたらすことを示した。また、下りリンク性能劣化は移動速度が速くなるほど大きくなり、これに対して端末 AAA を適用することによる改善効果も大きくなることを示した。SDMA による空間多重端末数が2の場合、一般車両での通常移動時の改善効果をフィールド試験により確認し、およそ 50kmph までの移動速度に対して、下りリンクの SINR (CDF=0.1) で 3.8dB 以上、瞬時(CDF=0.1)と平均のスループット値でそれぞれ 1.6 倍、1.2 倍以上の改善効果が得られることを、郊外および都市環境の両方で示した。

第2に、端末が高速に移動する場合の送信マルチアンテナ技術の特性向上に資する技術として、時間変動する伝搬路の高精度予測に着目し、ビームスペース自己回帰線形予測において、伝搬路予測用アレーウェイトを固定的に設定するのではなく、電波の放射・到来方向に対して適応的に設定することで伝搬路の予測精度を向上させる手法を提案した。提案手法では、伝搬路予測用アレーウェイトは複数の反射・散乱波に対する放射・到来角推定値に基づき計算され、加えて、他の伝搬路予測用アレーウェイトによる重み付け合成伝搬路に対して計算された予測フィルタ係数を利用して、反射・散乱波成分が打ち消される。計算機シミュレーションにより、提案予測方式は長期間に対する予測性能を改善出来ることを示し、加えて少ないアンテナ素子数や低い線形予測フィルタ次数でも、正確な予測が達成出来ることを示した。

第3に、高出力基地局と低出力基地局で構成される異出力基地局ネットワークの効率的運用のために、代表的な次世代モバイル通信システムである LTE-Advanced システムにおいて、低出力 CRE の考察と併せて低出力セルが高出力セルから受ける下りリンク干渉抑制手法の検討を行い、両手法の相乗効果によるシステム全体としてみた下りリンク容量拡大について検討を行った。下りリンク制御チャンネルの干渉抑制方式として、ABS および LLCS を用いる ICIC を検討し、システムレベル計算機

シミュレーションにより様々な配置と低出力 CRE のバイアスにおいて評価を実施した。シミュレーション結果により、8dB 程度のバイアスの低出力 CRE に LLCS-ICIC を適用することで、様々な配置シナリオにおいて、異出力基地局ネットワークによるユーザスループット利得の改善が得られることを示した。また、低出力基地局の数が多い場合には、16dB のような大きいバイアスの低出力 CRE に ABS を用いた ICIC を適用することで、さらなるユーザスループットの改善が得られることを示した。

これらにより、限られた周波数の中で、より大容量なモバイル通信システムを提供することが可能となる。ユーザは快適なサービスを享受でき、これを利用した新たなアプリケーションが生まれることで、情報通信技術を活用した豊かな社会への発展に貢献することが期待される。

## 謝辞

本論文を作成するにあたり、指導教官を前任者から引き継いで頂き、様々なご指導を頂いた九州大学 システム情報科学研究院 情報知能工学部門 教授 古川 浩先生に深謝いたします。大学を異動された後も、研究遂行にあたり有益なご助言を頂き、本論文の細部にわたりご指導を頂いた電気通信大学 先端ワイヤレスコミュニケーション研究センター 特任教授 赤岩 芳彦先生に深謝いたします。筆者が博士後期課程に在籍中の活動を援助して頂いた、九州大学 日本エジプト科学技術連携センター 教育連携部門 准教授 牟田 修先生、本論文に対してご助言、ご討論を頂いた九州大学 システム情報科学研究院 情報知能工学部門 准教授 藤崎 清孝先生、情報学部門 准教授 實松 豊先生に感謝いたします。本研究の第2章については、九州大学大学院 システム情報科学府 前知能システム学専攻 赤岩研究室との共同研究を行い、研究室の各位から様々な検討結果やご討論を頂いた。京セラ株式会社 研究開発本部 新事業研究開発部 山本 高久氏、福村 由紀雄氏、草野 吉雅氏、井上 裕司氏、並びに同社 前横浜 R&D センター 神野 純一氏、木村 滋氏には、筆者が会社での業務と並行して博士後期過程に在籍し、研究活動を進める機会を与えて頂いた。同社 前横浜 R&D センター 第1, 4, 6 研究部の各位には、研究遂行にあたり実験システムの開発やシミュレータの作成への多大なるご協力、並びに日頃からの有益なご討論ご助言を頂いた。特に、加藤 正則氏には、第2章のフィールド試験において長時間に渡るご協力を頂いた。第4章の研究においては、Kyocera Wireless Corporation Amit Kalhan 氏、並びに 3GPP RAN WG1 (Radio Access Network Working Group 1) 会合に参加されていた各社各位から多数のご討論を頂いた。ここに記して、皆様に感謝の意を表します。

## 参考文献

- [1] Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2009-2014, Cisco, 2010.
- [2] 服部武, 藤岡雅宣, “IEEE 802.20 の標準規格: 625k-MC(iBurst 拡張仕様)と MBTDD-W/MBFDD,” 改定版 ワイヤレス・ブロードバンド教科書 高速 IP ワイヤレス編, 第 6 章, (株)インプレス R&D, 東京, 2006.
- [3] S. Hu, H. Hallen, and A. Duel-Hallen, “Physical channel modeling, adaptive prediction and transmitter diversity for flat fading mobile channels,” Proc. IEEE SPAWC 1999, pp. 387–390, May 1999.
- [4] A. Duel-Hallen, S. Hu, and H. Hallen, “Long-range prediction of fading signals,” IEEE Signal Process. Mag., vol. 17, no. 3, pp. 62–75, May 2000.
- [5] T. Ekman, “Prediction of mobile radio channels: modeling and design,” PhD thesis, Signals and Systems, Uppsala University, Uppsala, Sweden Oct. 2002.  
Available: <http://www.signal.uu.se/Publications/abstracts/a023.html>
- [6] H. P. Bui, Y. Ogawa, T. Ohgane, and T. Nishimura, “Channel Extrapolation Techniques for E-SDM System in Time-Varying Fading Environments,” IEICE Trans. Commun., vol. E89-B, no. 11, pp. 3083-3092, Nov. 2006.
- [7] Y. Doi, T. Ito, M. Iwami, S. Nakao, T. Miyata, J. Kitakado, T. Ohgane, and Y. Ogawa, “Result of The Laboratory Test for SDMA Downlink Performance Improved by Estimating The Downlink Channel Response,” Proc. IEICE Gen. Conf. '03 (Japanese), SB-3-1, Mar. 2003.
- [8] A. Arredondo, K. R. Dandekar, and G. Xu, “Vector channel modeling and prediction for the improvement of downlink received power,” IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 7, pp. 1121–1129, Jul. 2002.
- [9] M. Guillaud and D. T. M. Slock, “A specular approach to MIMO frequency-selective channel tracking and prediction,” Proc. IEEE SPAWC 2004, pp. 59–63, July 2004
- [10] T. Svantesson and A. Swindlehurst, “A performance bound for prediction of MIMO channels,” IEEE Trans. Signal Process., vol. 54, pp. 520-529.
- [11] 3GPP, RP-100383, “New Work Item Proposal: Enhanced ICIC for non-CA based deployments of heterogeneous networks for LTE,” CMCC, Mar. 2010.
- [12] 菊間信良, アダプティブアンテナ技術, (株)オーム社, 東京, 2003.
- [13] Y. Doi, J. Kitakado, T. Ito, T. Miyata, S. Nakao, T. Ohgane, and Y. Ogawa, “Development and Evaluation of the SDMA Test Bed for PHS in the Field,” IEICE Trans. Commun., Vol.E86-B, No.12, pp.3433-3440, Dec. 2003.
- [14] T. Nishimura, T. Ohgane, Y. Ogawa, Y. Doi, and J. Kitakado, “Space Domain Multistage Interference Canceller for SDMA,” IEICE Trans. Commun., Vol.E84-B, No.3, pp.377-382, March

- 2001.
- [15] H. Kasami, S. Obayashi, and H. Shoki, "A Modified DCMP Algorithm for SDMA Receiver in Base Station of Broadband Fixed Wireless Access Systems," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E84-B, No.7, pp.1774-1780, July 2001.
- [16] T. Yokota, K. Yamamoto, J. Jinno, S. Kimura, H. Kato, M.Sada, Y. Chika, and K. Tachibana, "The Development of PHS Base Station with Adaptive Array Antenna," *Proc. 1998 Commun. Society Conf. of IEICE (Japanese)*, B-5-74, pp.324, Oct. 1998.
- [17] Y. Fujitsuka, K. Iimuro, H. Tanigawa, M. Iida, M. Shimada, K. Kataoka, and T. Hamai, "A Field Test for the PHS Base Station with Adaptive Array Antenna," *Proc. 1998 Commun. Society Conf. of IEICE (Japanese)*, B-5-77, pp.327, Oct. 1998.
- [18] H. Yoshinaga, M. Taromaru, and Y. Akaiwa, "Performance of Adaptive Array Antenna at PHS Basestation," *IEICE Trans. Commun. (Japanese Edition)*, Vol.J84-B, No.3, pp.505-513, March 2001.
- [19] Y. Katoh, T. Ohgane, Y. Ogawa, and K. Itoh, "Cochannel Interference Cancellation by Base Station Adaptive Array in Uncorrelated Rayleigh Fading Channel," *IEICE Trans. Commun. (Japanese Edition)*, Vol.J81-B-II, No.1, pp.1-9, Jan. 1998.
- [20] K. Miyashita, T. Nishimura, T. Ohgane, Y.Ogawa, Y. Takatori, and C. Keizo, "High data-rate transmission with eigenbeam-space division multiplexing (E-SDM) in a MIMO channels," *Proc. IEEE VTC Fall 2002*, vol. 3, pp. 1302-1306, Sept. 2002.
- [21] 3GPP, TS36 series (Release 8, 9), <http://www.3gpp.org/ftp/Specs/html-info/36-series.htm>.
- [22] LTE Advanced: Heterogeneous Networks, Qualcomm Inc., Feb. 2010.
- [23] 3GPP, R1-100701, "Importance of serving cell association in HetNets," Qualcomm Inc., Jan. 2010.
- [24] A. Morimoto, M. Tanno, Y. Kishiyama, K. Higuchi, and M. Sawahashi, "Investigation on Optimum Radio Link Connection Using Remote Radio Equipment in Heterogeneous Network for LTE-Advanced," *IEEE VTC2009-Spring*, Apr. 2009.
- [25] 3GPP, R1-094777, "Downlink Performance Evaluation in Heterogeneous Deployment Configurations 1 and 4," Kyocera, Nov. 2009.
- [26] Y. Akaiwa, *Introduction to Digital Mobile Communications*, Wiley, 1997.
- [27] 高畑文雄, デジタル無線通信入門, 培風館, 東京, 2002.
- [28] 3GPP, TR 25.942 V3.3.0 (2002-06), RF System Scenarios, June 2002.
- [29] 3GPP TR 25.966 V6.1.0, "Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations (Release 6)," Sep. 2006.
- [30] ANSI ATIS 0700004-2005, "High Capacity-Spatial Division Multiple Access," Sep. 2005.
- [31] K. Miyashita, T. Nishimura, T. Ohgane, Y.Ogawa, Y. Takatori, and C. Keizo, "High data-rate transmission with eigenbeam-space division multiplexing (E-SDM) in a MIMO channels," *Proc. IEEE VTC Fall 2002*, vol. 3, pp. 1302-1306, Sept. 2002.

- 
- [32] N. W. K. Lo, D. D. Falconer, and A. U. H Sheikh, "Adaptive equalization and diversity combining for mobile radio using interpolated channel estimates," *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, vol. 40, no. 3, pp. 636-645, Aug. 1991.
- [33] 3GPP, TR 36.814 (V9.0.0), "Further Advancements for E-UTRA, Physical Layer Aspects, (Release 9)," Mar. 2010.
- [34] 3GPP, R1-101451, "Downlink CCH performance aspects for co-channel deployed macro and HeNBs," Nokia Siemens Networks, Nokia, Feb. 2010.
- [35] 3GPP, TR 25.892 (V6.0.0), "Feasibility Study for Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) for UTRAN enhancement, (Release 6)," June 2004.