

2019 年度 博士学位論文

広帯域移動通信のための
高密度分散 MIMO 協調伝送の研究

東北大学大学院工学研究科
通信工学専攻

関 裕太

Research on High-density Distributed MIMO Cooperative Transmission for Broadband Mobile Communication Systems

ABSTRACT: After about 40 years from its birth in 1979 in Japan, the mobile communication systems have been evolved into the 4th generation (4G). We witnessed the new generation approximately every 10 years. Recently, to enhance the mobile communication systems furthermore, the research for 5th generation (5G) mobile communication systems has been ongoing to initiate 5G services by around 2020. The mobile data traffic volume in 2020 will reach about 1,000 times of 2010 owing to the increasing popularity of smartphones. Therefore, in 5G mobile communication systems, it is necessary to significantly increase area link capacity defined as bps/Hz/m² compared with 4G in order to accommodate increasing mobile data traffic.

Multi-User Multiple Input Multiple Output (MU-MIMO) can significantly increase the link capacity without bandwidth expansion. One promising MU-MIMO technique is MMSE-SVD, which is a combination of minimum mean square error (MMSE) filter at the base station (BS) side and eigenmode filter generated by singular value decomposition (SVD) at user equipment (UE) side. Another approach to increase the link capacity is a distributed MIMO technique, in which a large number of distributed antennas (DAs) are spatially deploy over a macro-cell area. Some DAs close to each UE are cooperatively used MU-MIMO signal transmission. This is called distributed MIMO cooperative transmission. In this paper, for broadband mobile communication, we propose an adaptive MMSE-SVD for OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiple) downlink and SC (Single-Carrier) uplink which overcomes the time-frequency selective fading. And then, we propose a dynamic UE clustering and DA selection for distributed MIMO cooperative transmission using MMSE-SVD to achieve the higher link capacity with low computational complexity. Furthermore, we propose an improved MMSE-SVD which is designed to take into account the received co-channel interference (CCI) at spatially multiplexed UEs when generating the MMSE filter to increase the channel capacity.

Section 1 introduces the background and objective of this research.

Section 2 proposes an adaptive MMSE-SVD which improves the tracking ability against time-selective fading. By applying the OFDM and the SC using frequency-domain equalization (FDE) can reduce the effect of frequency-selective fading. For performing MMSE-SVD, BS and UEs to be multiplexed need to share the MIMO channel state information (CSI) prior to the data transmission to construct the MMSE filter eigenmode filters using SVD. This may cause a serious problem in a time-selective fading environment; the shared MIMO CSI becomes outdated and consequently, the bit error rate (BER) performance degrades. To improve the tracking ability against fast fading, the adaptive MMSE-SVD for OFDM downlink updates the BS transmit filter using

linear channel prediction and the UE receive filter using decision-feedback adaptive channel estimation, while the adaptive MMSE-SVD for SC uplink updates the BS receive filter. The computer simulation results show that the proposed adaptive MMSE-SVD can increase the allowable maximum Doppler frequency ($f_D T$) for keeping $BER < 10^{-2}$ by about 2.5 ~ 4 times for OFDM downlink while by about 1.6 ~ 2 times for SC uplink.

Section 3 proposes a UE clustering and DA selection beyond the cluster boundary for distributed MIMO cooperative transmission using MMSE-SVD with taking into account the CCI. A large-scale distributed MIMO requires prohibitively high computational complexity and may not be practical. It may be a good idea to introduce clustering of UEs for reducing the computational complexity to a practical level. MMSE-SVD processing is done in each cluster independently. However, the same radio frequency is reused in every cluster and the inter-cluster interference is produced as the CCI. By combining the clustering and scheduling, the average distance between different groups of multiplexed UEs can be made larger and the CCI can be reduced on average. However, sometimes, two UE groups close to the cluster boundary may be scheduled, then, DA selection beyond the cluster boundary can reduce the CCI to some extent. Furthermore, we propose to exploit the multiplexing-diversity tradeoff of MMSE-SVD to effectively mitigate the CCI. It is shown by the computer simulation that the proposed UE clustering and DA selection can achieve 17.6 (10.6) times higher downlink (uplink) sum capacity and 22.8 (22.9) times higher downlink (uplink) UE capacity compared to the conventional co-located MIMO.

Section 4 extends the distributed MIMO cooperative transmission into multi-cell environment. To cover the wide service area, multi-cell must be used. In the multi-cell environment, the inter-cell interference is produced as the CCI. Therefore, we can take into account the inter-cell interference into MMSE-SVD. MMSE-SVD with taking into account the CCI can improve the link capacity especially in macro-cell edge. It is shown by the computer simulation that proposed MMSE-SVD with taking into account the CCI can achieve the higher link capacity than conventional Zero-forcing (ZF) and Channel Inversion (CI). When $U=4$, MMSE-SVD with taking into account the CCI can achieve 4.2 (28) times higher of downlink (uplink) UE capacity at CDF=5% and 2.3 (2.9) times downlink (uplink) sum capacity at CDF=95% compared to conventional CI (ZF).

Section 5 gives the conclusions. As mentioned above, this thesis proposes a distributed MIMO cooperative transmission using MMSE-SVD for broadband mobile communication. The proposed technology can achieve the higher link capacity over all macro-cell area with low computational complexity. Consequently, it is applicable to develop the 5G mobile communication system using the distributed MIMO.

目次

第1章	緒論	8
1.1	これまでの移動無線通信の変遷	8
1.2	今後の移動通信の展望	10
1.3	広帯域無線チャネル	12
1.4	広帯域無線伝送に関わる従来技術	14
1.4.1	周波数選択性フェージングを克服する技術	14
1.4.2	マルチアンテナ(MIMO)技術	16
1.5	面的なリンク容量向上のための従来技術	19
1.6	本研究の目的と概要	21
	参考文献	23
第2章	MU-MIMO 伝送における高速フェージングに追従する適応 MMSE-SVD	27
2.1	概要	27
2.2	MU-MIMO 伝送系と送受信信号表現	28
2.2.1	送受信構成	28
2.2.2	送受信信号表現	30
2.3	MMSE-SVD の原理	32
2.3.1	OFDM 下りリンク MMSE-SVD	32
2.3.2	SC 上りリンク MMSE-SVD	34
2.4	MMSE-SVD フィルタ生成のための CSI 推定とフレーム構成	34
2.4.1	フレーム構成	35
2.4.2	パイロット信号設計	35
2.5	高速フェージング環境における課題	38
2.6	高速フェージングに追従する適応 MMSE-SVD	39

2.6.1	OFDM 下りリンク適応 MMSE-SVD.....	39
2.6.2	SC 上りリンク適応 MMSE-SVD	42
2.7	計算機シミュレーション	45
2.7.1	シミュレーション設定	45
2.7.2	周波数窓幅および受信バッファサイズの影響	45
2.7.3	正規化最大ドップラー周波数の影響	47
2.8	まとめ	49
	参考文献	50
	第 2 章に関する研究成果	52
第 3 章	動的クラスタリングを用いる分散 MIMO 協調伝送.....	53
3.1	概要	53
3.2	分散 MIMO 協調伝送とクラスタリング	54
3.2.1	分散 MIMO 協調伝送システムモデル	54
3.2.2	クラスタリング	54
3.3	動的クラスタリング	56
3.3.1	UE クラスタリング	56
3.3.2	分散アンテナ選択	56
3.4	クラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD.....	59
3.5	計算機シミュレーション	63
3.5.1	シミュレーション設定	63
3.5.2	リンク容量特性	66
3.5.2	多重ストリーム数によるアンテナダイバーシチ効果.....	68
3.6	まとめ	70
	参考文献	71

第3章に関する研究成果	72
第4章 マルチセル環境における分散 MIMO 協調伝送.....	73
4.1 概要	73
4.2 マクロセル間干渉	74
4.2.1 マクロセル間干渉モデル	74
4.2.2 マクロセル間干渉の測定手順	76
4.3 マクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD.....	76
4.4 計算機シミュレーション	78
4.4.1 シミュレーション設定	78
4.4.2 リンク容量特性	81
4.4.3 マクロセル内のリンク容量のヒートマップ	83
4.5 まとめ	86
参考文献	87
第4章に関する研究成果	88
第5章 結論	90
5.1 結論	90
5.2 残された研究課題	91
謝辞	93
本論文に関連する研究成果一覧.....	94

第1章 緒論

1.1 これまでの移動無線通信の変遷

1979年に日本において自動車電話サービス [1.1]が開始されて以来、移動無線通信は飛躍的な進歩を遂げ、人々の生活を劇的に変化させてきた。図 1.1 に移動無線通信システムの変遷を示す。この 40 年間で振り返ると、約 10 年ごとに新たな無線通信方式に世代交代しながら飛躍的に進展してきた。自動車電話および第 1 世代 (1G: 1st Generation) 携帯電話はアナログ方式であった。1990 年代にサービスが開始された第 2 世代 (2G: 2nd Generation) の移動無線通信システムでは、デジタル方式が採用され、音声通信だけではなく電子メールやインターネットといったデータ通信サービスも提供されるようになった。また、世界的にも移動無線通信におけるデータ通信の需要は大きく拡大し、音声伝送中心からデータ通信中心へと変化し、より高速かつ高品質な移動無線通信が求められるようになった。こうした背景を受けて、国際電気通信連合無線通信部門 (ITU-R: International Telecommunication Union Radio communication sector) において、IMT- 2000 (International Mobile Telecommunications 2000) [1.2]と呼ばれる国際標準の第 3 世代 (3G: 3rd Generation) 移動無線通信システムが検討され、標準化団体 3GPP (3rd Generation Partnership Project)を中心に標準仕様が議論された。3G では符号分割マルチアクセス(CDMA: Code Division Multiple Access) [1.3]が採用され、最大 2Mbps の伝送速度を実現した。日本では世界に先駆けて 3G のサービスが 2001 年より開始されている。その後、3G を発展させた 3.5G としてより高速なデータ通信が可能な HSPA(High Speed Packet Access) [1.4]が導入された。3GPP において第 4 世代 (4G: 4th Generation) への段階的な移行を目指し標準化活動が行われてきた Long Term Evolution (LTE) [1.5]システムでは、より周波数利用効率の高い直交周波数分割マルチアクセス (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access: OFDMA) [1.6]およびシングルキャリア周波数分割マルチアクセス (Single-Carrier Frequency-Division Multiple Access: SC-FDMA) [1.7]が採用された。LTE では下りリンク最大 100Mbps, 上りリンク最大 50Mbps の高速・大容量伝送と同時に低遅延を実現し、リアルタイム性が要求されるサービスにも用途が拡大された。日本では 2010 年より LTE サービスが開始されている。そして LTE を発展させた LTE-Advanced [1.8]では、下りリンク伝送で最大 3Gbps, 上りリンク伝送で最大 1.5Gbps の伝送速度を実現し、ITU-R において IMT-Advance [1.9]と呼ばれる 4G 移動無線通信システムの 1 つとして承認された。

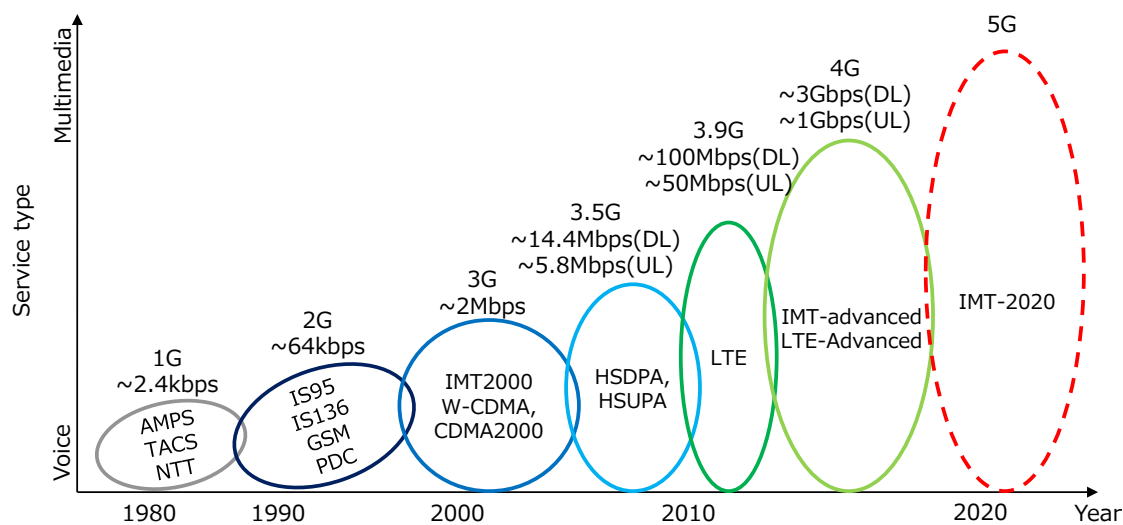


図 1.1 移動無線通信システムの変遷

このように移動無線通信システムは、各世代を経て大きく発展してきた。伝送速度の向上だけでなく、サービスの領域も世代に連れて拡大し、1Gでの音声通話のみのサービスから、データ通信サービスへと移行し、更にデータ通信の高速化・大容量化を実現してきた。また、移動無線通信システムのサービスの高度化に伴い、携帯電話・スマートフォンなど移動端末の加入者数は飛躍的に増大してきた。図 1.2 に日本における携帯電話加入契約数の推移を示す [1.10]。1995年頃から携帯端末は急速に普及し始め、2012年には普及率が100%を超え、現在では1億7000万台を超えている。1人1回線はもちろんのこと、デバイスの多様化により1人で複数回線に加入する利用者も増加していると読み取れる。このように今日では、移動無線通信システムは人々のくらしや社会に欠かせないものとなっている。

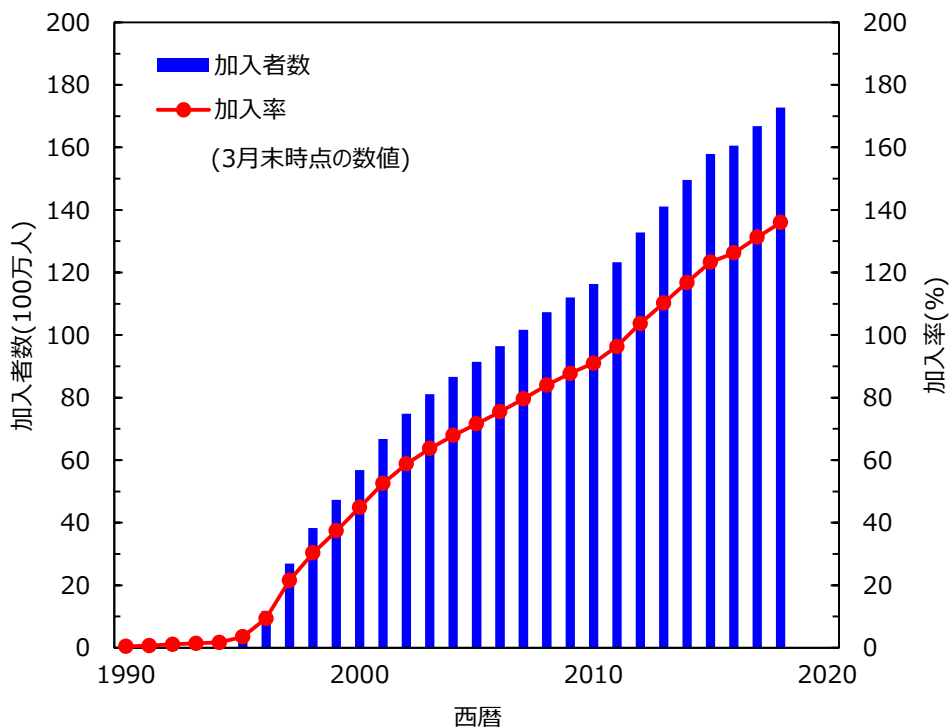


図 1.2 日本における移動無線通信のトラフィック

1.2 今後の移動通信の展望

前節で述べたように移動通信システムにおいてはこれまでの技術開発によって飛躍的向上が成し遂げられた。しかしながら、利用者数の増加に加え、スマートフォンに代表される多機能・高性能移動端末の普及に伴い、図 1.3 に示すように日本における移動無線通信トラフィック[1.10]は一貫して増加し続けていることがわかる。2010年から2018年の9年間で、年平均成長率約60%の割合で増加し続けており、2020年代中に2010年当時の1000倍を越えるトラフィックが発生すると予想される。世界的にも、2017年から2022年までの5年間で、年平均成長率約46%で移動無線通信トラフィックが増加する予測[1.11]が報告されており、移動無線通信の更なる高速・大容量化が期待されている。また、IoT (Internet of Things) の普及により、人與人、人とモノだけでなく、モノとモノの通信として、機器間通信(M2M: Machine-to-Machine) や車とモノの通信(V2X: Vehicle-to-everything) といった従来のスマートフォンやタブレットなどの移動端末以外の様々な機器やアプリケーションが提供され、移動無線通信の量的変化と同時に質的变化も予想されている。例えば、人工知能(Artificial Intelligence: AI) を活用した生活支援やロボットによる産業応用サービス、工場の

自動化、自動運転による無人タクシーや高齢者送迎サービス、人々の暮らしを見守るバイタル・データの収集および分析等による健康・医療サービスなど多種多様なサービスの実現が期待されている。

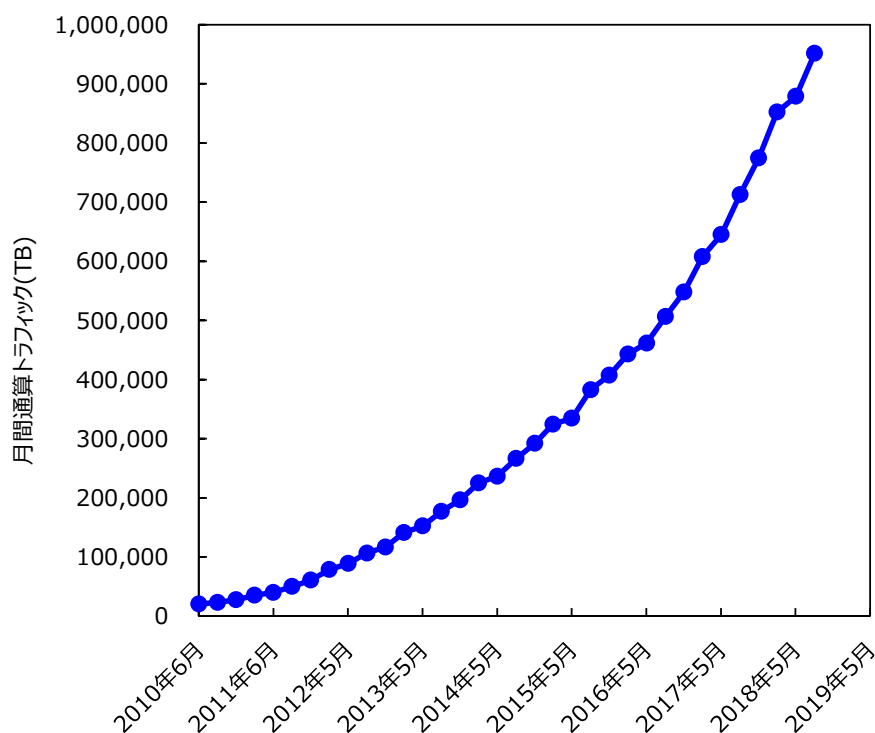


図 1.3 日本における移動無線通信のトラフィック

このような期待を背景に、第5世代(5G: 5th Generation)移動通信システムの研究開発が世界中で進められている [1.12-14]。ITU-R では、IMT-2020 という呼称で、次世代移動無線システムの標準化の検討が進められている。図 1.4 に IMT-2020 で示された代表的なシナリオを示す [1.14]。5G の代表的なシナリオとして以下の3つが挙げられている。

- ・ 高度化モバイルブロードバンド通信(eMBB: enhanced Mobile Broadband)
- ・ 大規模マシンタイプ通信(mMTC: massive Machine Type Communications)
- ・ 超信頼・低遅延通信(URLLC: Ultra-Reliable and Low Latency Communications)

eMBB は移動無線通信の高速・大容量化を目指しており、移動通信トラフィックの増加に対応するシナリオである。mMTC はスマートフォンに代表される移動端末に加え、大量に繋がる IoT 機器を考慮したシナリオである。そして URLLC は自動運転や産業用ロボットの

遠隔制御など高いリアルタイム性や信頼性が要求されるミッションクリティカルサービスを目指したシナリオである。3つの代表的なシナリオに加え、それらを組み合わせた利用が想定されている。こうした多様なシナリオを実現するためには、最大伝送速度(bps)だけでなく、エリア内全体での面的周波数利用効率(bps/Hz/m²)の向上、移動端末あたりの周波数利用効率(bps/Hz/user)の向上が必要となる。3GPPにおいて5Gにおける技術要件として、最大伝送速度は下り/上りリンク 20Gbps/10Gbpsに加え、面的周波数利用効率および移動端末あたりの周波数利用効率は4Gの3倍以上と規定されている[1.15]。しかしながら、これらの要求条件を達成するのは容易ではなく、様々な技術課題がある。本章では、以降で5G移動無線通信システム実現のための克服すべき課題と先行技術を述べると共に、本研究の目的を示す。以下では、基地局をBS (Base Station), 移動端末をUE (User Equipment)と呼ぶ。また周波数利用効率をリンク容量(bps/Hz)と表記する。

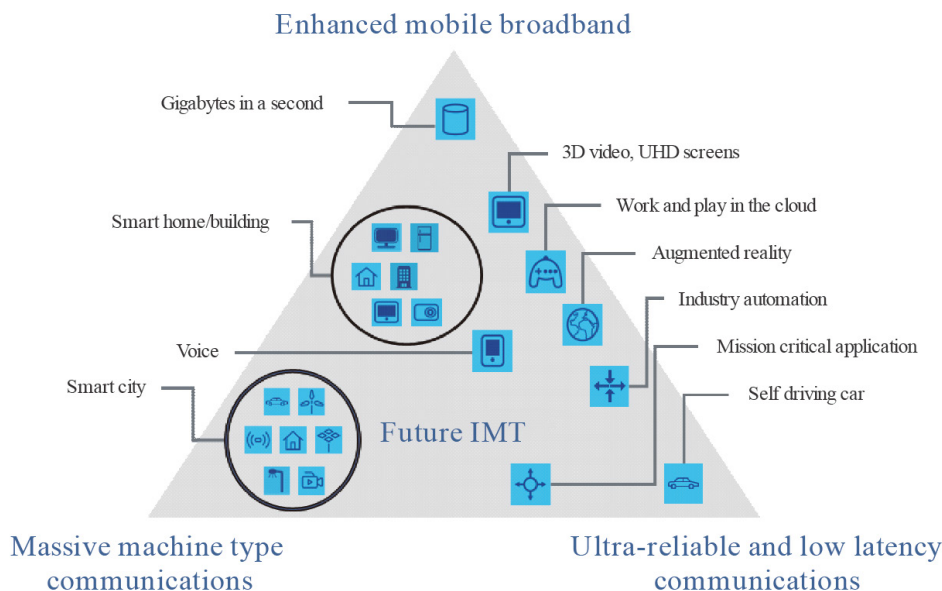


図 1.4 IMT-2020 に示される代表的なシナリオ

1.3 広帯域無線チャネル

移動無線通信では、送受信機間には建造物など多数の障害物があるため、送信機から送信された電波が送受信機間に存在する建物等によって反射・回折され、遅延時間の異なる多数の伝搬路 (パス)で構成される多重伝搬路を経由して受信機まで到達する。広帯域移動無線チャネルのモデルを図 1.5 に示す。移動無線チャネルは、伝搬損失、シャドウイング、およびマルチパスフェージングにより特徴付けられる。遅延時間の異なる L 個の分散パス

からなるマルチパスフェージングを仮定するとき、チャンネルのインパルス応答 $h(\tau, t)$ は次式で表わされる[1.16].

$$\begin{aligned}
 h(\tau, t) &= \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \\
 &= \sqrt{d^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta}{10}}} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_l(\tau, t) \delta(\tau - \tau_l)
 \end{aligned}
 \tag{1.1}$$

ここで、 d は送受信点間の距離、 α は伝搬損失指数を表す。 η は零平均で標準偏差 σ_S の正規分布に従うシャドウイング損失(dB)を表し、 $\tilde{h}_l(\tau, t)$ はフェージングの複素チャンネル利得である。 $\delta(\cdot)$ はデルタ関数を表す。 式(1.1)を高速フーリエ変換(FFT: Fast Fourier Transform)して得られるチャンネルの伝達関数は、周波数領域で一定とならず大きく変動する。 この現象は周波数選択性フェージングと呼ばれている。 図 1.6 は広帯域移動無線チャンネルにおけるフェージングの様子を表したものである。 搬送波周波数を 5GHz、移動速度を 50km/h およびチャンネルのパス数を 16 パスとした。 周波数方向で、チャンネルの伝達関数が大きく変動しているのがわかる。 さらに、受信点が異なるとチャンネルの伝達関数も異なるので、受信点が移動すれば伝達関数も時間変動する。 この現象は時間選択性フェージングと呼ばれている。 伝送帯域が広帯域になるほど周波数選択性フェージングの影響は大きくなる。 また広帯域の周波数帯域を確保するために一般に高い周波数を利用する必要があり、周波数が高くなるほど波長は短くなりドップラー周波数の影響が大きくなるため時間選択性フェージングの影響が大きくなる。 このような時間および周波数領域で大きく変動する二重選択性フェージング環境下を克服することが広帯域信号伝送を実現するために必須である。

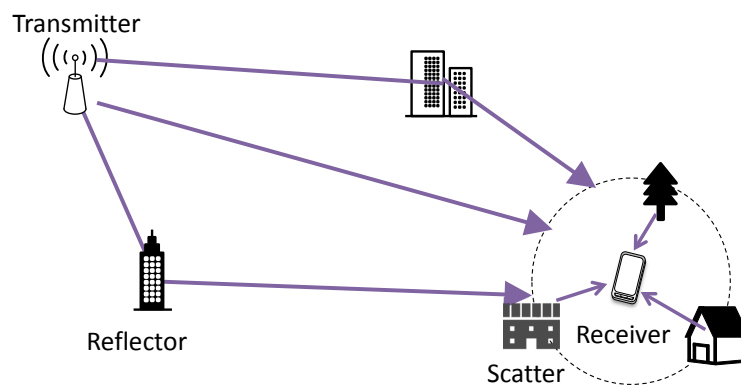


図 1.5 広帯域移動無線チャンネルのモデル

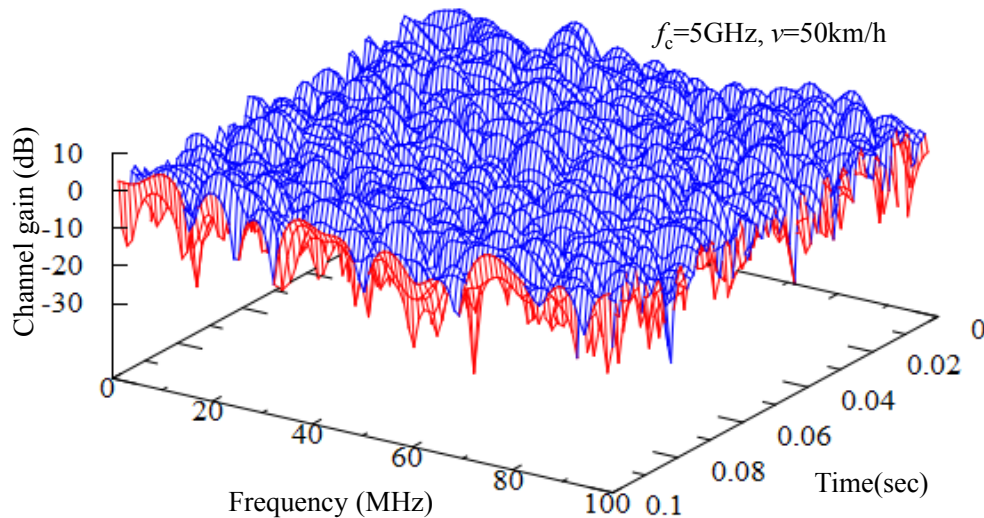


図 1.6 周波数・時間選択性フェージング

1.4 広帯域無線伝送に関わる従来技術

1.4.1 周波数選択性フェージングを克服する技術

前節で述べたように超高速伝送を実現するためには、時間・周波数選択性フェージングチャネルの克服が重要な課題となる。本節では、周波数選択性フェージングを克服する代表的な無線伝送技術として、OFDM 伝送と周波数領域等化(FDE: Frequency-Domain Equalization)を用いる SC 伝送について概説する。OFDM 伝送と FDE を用いる SC 伝送は本論文においても基本技術として採用している。図 1.7 に SC 伝送および OFDM 伝送の信号スペクトルを示す。超高速伝送では、無線チャネルが周波数選択性フェージングチャネルとなるため、シングルキャリア伝送では、図 1.7(a)に示すように周波数選択性フェージングチャネルの影響により、送信スペクトルに歪みが生じてしまう。送信スペクトルの歪みにより、符号間干渉(ISI: Inter-Symbol Interference)が生じ、伝送特性の大幅な劣化が生じる[1.17]。ISI を発生させない伝送方式として、OFDM に代表されるマルチキャリア(MC: Multi-Carrier)伝送[1.18]が注目されるようになった。OFDM は図 1.7(b)に示すように複数の狭帯域サブキャリアを用いて並列伝送を行うため、各サブキャリアのスペクトルには周波数選択性フェージングによる歪みが生じない。そのため、周波数選択性フェージングチャネル環境下でも ISI の生じない伝送が可能である。

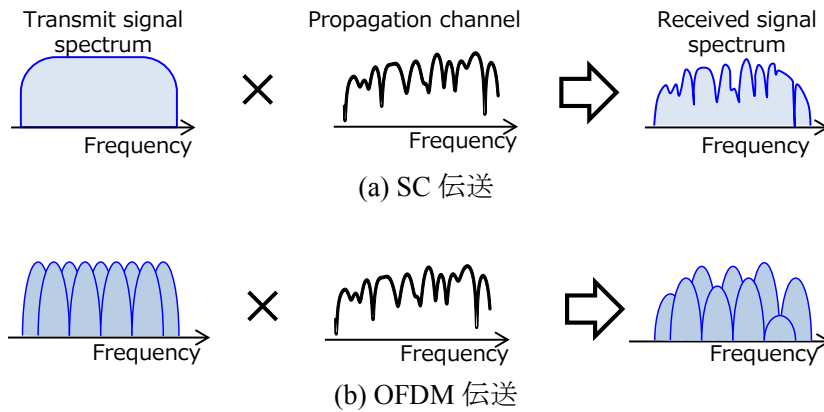


図 1.7 SC 伝送および OFDM 伝送の信号スペクトル

図 1.8 に OFDM の送受信機構成を示す． OFDM 伝送では，送信機で広帯域データシンボルを直並列(S/P)変換により N_c 個の狭帯域データシンボルに変換し，データシンボル系列に対して N_c ポイント IDFT 操作を行うことで，複数のサブキャリアが合成された OFDM シンボルを生成する．遅延パスによる OFDM シンボル間の干渉の影響を防ぐため，各 OFDM シンボルの後尾数サンプルをサイクリックプレフィックス(CP: Cyclic Prefix)としてコピーし，各 OFDM シンボルの先頭区間に設けられたガードインターバル(GI: Guard Interval)に挿入する．遅延パスの最大遅延時間が GI 長より短ければ，受信機で GI を除去することで OFDM シンボル間の干渉を回避することができる．受信機では，遅延パスによる直前の OFDM シンボルからの干渉成分を含んだ CP を除去した後，受信信号に対して N_c ポイント離散フーリエ変換(DFT: Discrete Fourier Transform)操作を行うことで，各サブキャリアを分離できる．各サブキャリアは直交しているため，各サブキャリア成分に対して同期検波を行うことで容易に信号検出ができる．LTE および LTE-Advanced の下りリンクでは，OFDM 伝送を用いたマルチアクセス方式が採用されている[1.5, 6].

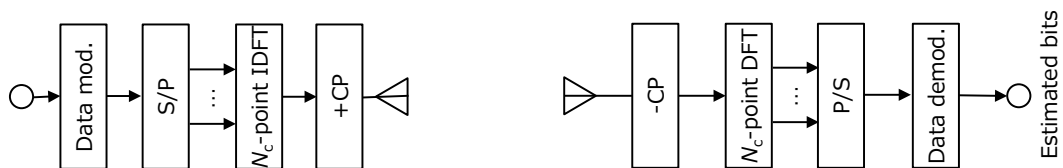


図 1.8 OFDM 伝送系およびブロック構成

一方，SC 伝送は OFDM 伝送と比較して，ピーク対平均電力比 (PAPR: Peak-to-Average Power Ratio)が低いという利点を有している．送信機の電力増幅器は移動端末の消費電力の

大きな割合を占めるため、特に上りリンクにおいては、送信信号の PAPR が小さいほど同じ受信性能を実現できるカバレッジエリアを増大することができたため、送信増幅器のバックオフを低減することが可能である。従って、SC 伝送は上りリンクの伝送に適している。広帯域 SC 伝送における周波数選択性フェージングの克服技術として、OFDM 伝送と同様に CP を挿入する広帯域 SC ブロック伝送と FDE を組み合わせた伝送技術周波数選択性チャネルの影響を抑圧できることが示されている [1.19, 20]。図 1.9 に FDE を用いる SC 伝送の送受信機構成を示す。送信側では、データシンボル系列を 1 ブロックあたり N_c 個のデータシンボルからなるブロック系列に変換する。次に、ブロック後尾 N_g シンボルを CP としてコピーして、ブロック先頭の GI に挿入して送信する。受信側では、CP を取り除いた後の受信信号ブロックに N_c ポイントの DFT を適用して周波数領域信号へと変換する。CP を用いるブロック伝送により OFDM 伝送の場合と同様にチャネルの巡回性を確保して受信信号を直交周波数分解することができる。DFT によって得られた周波数領域信号にチャネルの伝達関数を用いて作成した 1 タップの FDE 重みを乗算する。最小平均二乗誤差(MMSE: Minimum Mean Square Error)規範に基づく FDE 重みを用いる MMSE-FDE を用いれば、周波数選択性フェージングを有効利用し、周波数ダイバーシチ効果が得られ、伝送特性が大幅に改善することが示されている[1.20]。以上のことから、LTE および LTE-Advanced の上りリンク伝送方式では、電力利用効率が高く、簡易な受信側の構成で実現できる FDE を用いる SC 伝送を用いたマルチアクセスが採用されている[1.5, 6]。

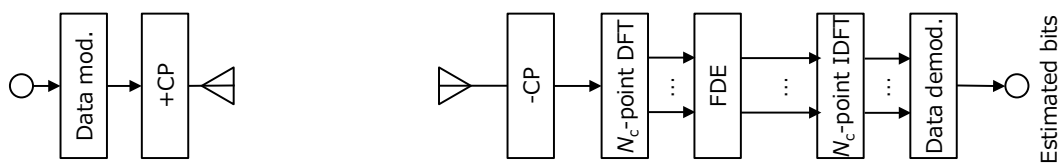


図 1.9 FDE を用いる SC 伝送系

1.4.2 マルチアンテナ(MIMO)技術

近年、送受信に双方で複数のアンテナを用い、伝送速度の向上を図る MIMO (Multiple-Input Multi-Output) 技術[1.21]がさかんに研究されている。図 1.10 に MIMO 技術の構成を示す。MIMO 技術は、ビームフォーミング技術、アンテナダイバーシチ技術、そして空間多重技術の 3 つに大別される。本論文では、主に空間多重技術に着目して検討を行っている。

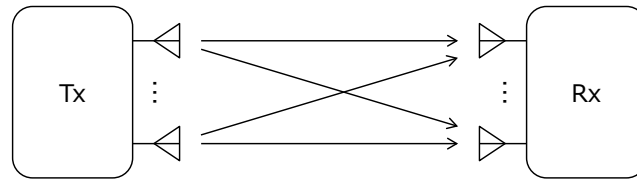


図 1.10 MIMO の構成

ビームフォーミング技術は、複数配置されたアンテナを用いて、各端末の信号到来方向を推定し、到来方向に応じた指向性ビームを形成する技術で、カバレッジの増大に有用である。指向性ビーム生成方法として、ウィナーフィルタ [1.22] などが古くから研究されており、各アンテナ間のフェージングの相関が大きいほど、高精度な指向性ビーム生成することができる。

アンテナダイバーシチ技術は、複数の送受信アンテナを用いて信号を伝送しフェージングの影響を軽減することで、信号電力対干渉+雑音電力比(SINR: Signal-to-Interference plus Noise power Ratio)を改善する技術である。空間的に離れたアンテナ間のフェージング相関が小さいことに着目し、複数の送受信アンテナを用いて信号を伝送し、各アンテナの信号を合成することによりダイバーシチ利得を得ることができる。最大比送受信ダイバーシチ(MRTC: Maximum Ratio Transmit and Combining) [1.23] が良く知られており、送受信ダイバーシチ利得により受信 SNR を改善できる。しかし、送受信側の双方においてチャンネル情報が必要であり、さらに送受信双方でダイバーシチ利得を得るためには MIMO チャンnel 行列に対して固有値分解を行う必要があるため、送受信機の構成が複雑になる。一方で、循環遅延送信ダイバーシチ(CDD: Cyclic Delay Diversity) [1.24] や時空間符号化(STBC: Space-Time Block Code) [1.25] を用いる送受信ダイバーシチは、送信側でチャンネル情報を必要とせず、簡易な処理で送受信ダイバーシチ利得を獲得できる。

空間多重技術は、複数のアンテナから異なる複数のデータストリームを並列伝送することで利用する周波数帯域幅を拡大することなく、伝送速度を向上する技術である。空間多重されたデータストリームが互いに干渉するため、アンテナ間干渉(IAI: Inter-Antenna Interference)を抑圧する高度な信号検出技術が必要となる。受信機における簡易な信号検出法は線形処理に基づく空間フィルタリングであり、IAI を完全に抑圧する ZF (Zero forcing) および最小平均二乗誤差(MMSE: Minimum Mean Square Error)規範に基づく空間フィルタリングが良く知られている [1.26]。ZF では IAI を完全に除去できる代わりに雑音強調が発生し伝送特性が劣化してしまう。MMSE では IAI と雑音の両方の影響を考慮して、送信信号と受信信号間の MSE が最小となるようにフィルタが設計されるため、雑音強調は抑圧できるもののフィルタリング後に IAI が残留し、伝送特性の改善を制限してしまう。一方、非線形処理として、受信側での最尤検出(MLD: Maximum Likelihood Detection) [1.27]や干渉キャ

ンセラ(SIC)に基づく手法 [1.28]が知られているが、アンテナ本数および変調多値数の増加と共に演算量が増加してしまう問題がある。また、送受信側双方でチャンネル情報が得られる場合、MIMO チャンネル行列の特異値分解 (SVD: Singular Value Decomposition) を用いて固有モードを形成し、各固有モードへの適切な送信電力配分および適応変調を行うことでリンク容量を最大にできる固有モード空間分割多重(E-SDM: Eigenbeam Space Division Multiplexing) [1.29] が送受信線形フィルタリングとして知られている。空間多重においても、送受信アンテナの本数が送信データストリーム数よりも多いとき、アンテナダイバーシティ利得が得られることが知られている[1.30]。

ところで、UE は小型化・低消費電力化が求められるため、UE に多数のアンテナを搭載することは望ましくない。そこで、従来の1BS 対1UE の通信を仮定した Single-user MIMO (SU-MIMO) を複数UE に拡張した Multi-user MIMO (MU-MIMO) [1.31] が近年注目を集めている。図 1.11 に MU-MIMO の構成を示す。異なる複数の UE を多重し、同一周波数を用いて同時に同一の BS と通信を行う。このとき、IAI に加え、多重されたユーザ間で生じる干渉 (IUI: Inter-User Interference) が問題となる。UE 側で IUI を除去するためには、各 UE が他の UE と BS との間のチャンネル情報を知る必要がある。しかしながら、UE 間で互いにチャンネル情報を得るためには、UE 間通信や BS からの報知が新たに必要となり、制御信号のオーバーヘッドが膨大になってしまう。従って、IUI を BS 側で抑圧する手法が一般的である。上りリンクでは、従来と同様に受信機である BS 側における受信 ZF や受信 MMSE および MLD および SIC によって IUI を抑圧可能である。下りリンクでは、送信機である BS であらかじめ IUI を抑圧する必要がある。この送信信号処理はプリコーディングと呼ばれ、線形処理として、Channel Inversion(CI) [1.32]、ブロック対角化(Block Diagonalization: BD) [1.33]、非線形処理として、Tomlinson-Harashima Precoding (THP) [1.34]や Vector Perturbation (VP) [1.35] などが知られているが、SU-MIMO のときと同様に線形処理は残留干渉により伝送特性の改善に制限があり、非線形処理は演算量の問題が残る。そこで、SU-MIMO の E-SDM を拡張した送受信フィルタリングが最近注目されている[1.36]。本研究においても、送受信フィルタリングとして、BS における MMSE フィルタと UE における SVD により生成する固有モードフィルタを組み合わせた MMSE-SVD(Minimum Mean Square Error filtering combined with Singular Value Decomposition) [1.37, 38]に着目して検討を行っている。

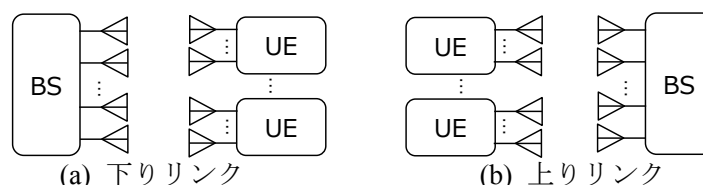


図 1.11 MU-MIMO の構成

1.5 面的なリンク容量向上のための従来技術

移動無線通信システムで使用できる無線周波数帯域には限りがあるため、全国で利用するためには同一の周波数チャンネルを再利用する必要がある。移動無線通信システムはセルラシステムを概念を基に構築されている[1.1]。セルラシステムと周波数繰り返しの概念図を図 1.12 に示す。一つの BS がカバーするエリアをマクロセルと呼ぶ。同一チャンネルを使用する各マクロセル間では、同一チャンネル干渉 (CCI: Co-channel Interference) が発生する。マクロセル間の距離が大きい場合は伝搬損失により CCI が小さくなる一方、セル間距離を大きくするためには周波数繰り返しを大きくする必要がありセルあたりで使用できる周波数帯域が小さくなってしまふ。CCI は特にセル端に存在する UE に深刻な伝送特性の劣化を引き起こし、リンク容量を低下させる。2G では、図 1.12 (a) のように隣接するマクロセルで互いに異なる周波数チャンネルを割り当てていた。3G および 4G では、図 1.12 (b) のように周波数利用効率を向上させるため全マクロセルで同一の帯域を使用する運用が考えられている。3G では CDMA の拡散符号を使った拡散利得により CCI の低減を図っている。一方、4G では CCI 低減のため複数の BS が連携してセル端の UE の伝送品質を向上させるセル間干渉制御 (ICIC: Inter-Cell Interference Coordination) [1.39, 40] 技術やマルチポイント協調伝送 (CoMP: Coordinated Multi-Point) [1.41, 42] 技術が考えられている。リンク容量のためには CCI の低減が必須となる。

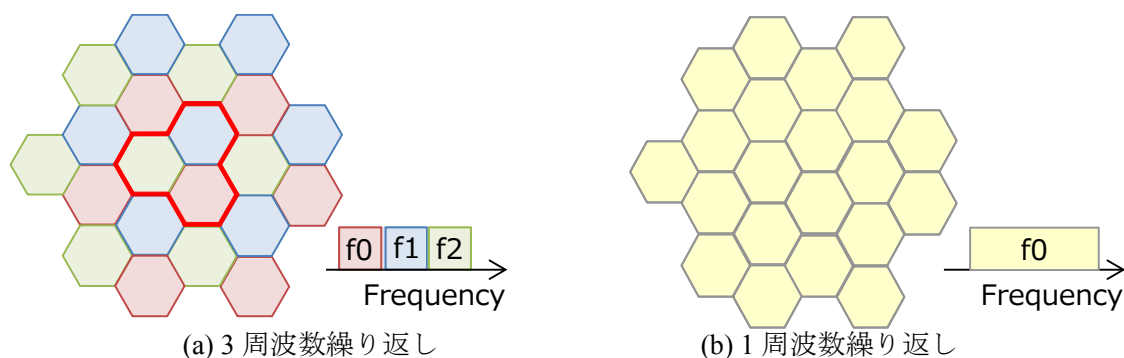


図 1.12 セルラシステムと周波数繰り返し

もう一つの面的なリンク容量の向上のための有効な方策として、無線セル半径(最大通信距離)をさらに縮小する小セル化である [1.43]。小セル化により、同一無線帯域をより近くで再利用できるようになるから面的リンク容量を向上できるのと同時に、より近距離の無線通信になるから低い送信電力で高速通信が可能となる。また、セルあたりの UE 数が減少するため、UE あたりの周波数利用効率も向上する。しかしながら、単純な小セル化では、

ユーザの移動によりハンドオーバーが頻繁に発生してしまう。また、BS間で連携を行う場合には、BS数が増加するためBS間でやり取りする情報量が増大してしまう。

図 1.13 および図 1.14 に従来の MIMO と小セル化における課題を避ける大規模アンテナ MIMO (Massive-MIMO)の 2 つのアプローチ [1.44]をそれぞれ示す。従来の集中 MIMO では、マクロセル基地局に高々数本のアンテナを搭載しマクロセルをカバーしていた。

Massive-MIMO の 1 つは、従来の集中 MIMO に比べて、超多数のアンテナを集中配置する massive MIMO の適用である[1.45]。集中型 massive MIMO では極細ビームにより、マクロセル内に超多数の仮想小セルを形成する。もう 1 つは、アンテナを従来のマクロセル内に分散配置させる分散型 massive MIMO である[1.46]。この分散 MIMO では、UE 近傍の分散アンテナを用いることで伝搬損失、シャドウイング、およびマルチパスフェージングの影響を軽減することが可能であり、集中型 massive MIMO に比べマクロセル全体に亘って通信品質を向上できることが期待される。本論文では、従来の集中 MIMO に比べて多数の分散アンテナを用いる分散 MIMO に関して検討を行う。

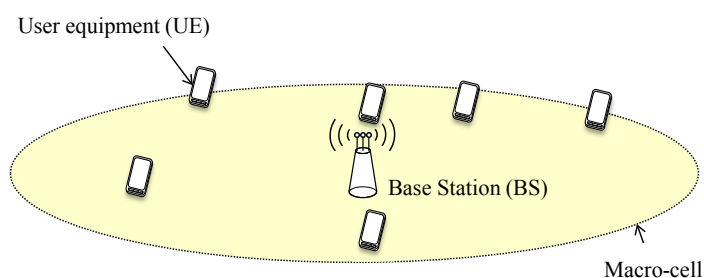
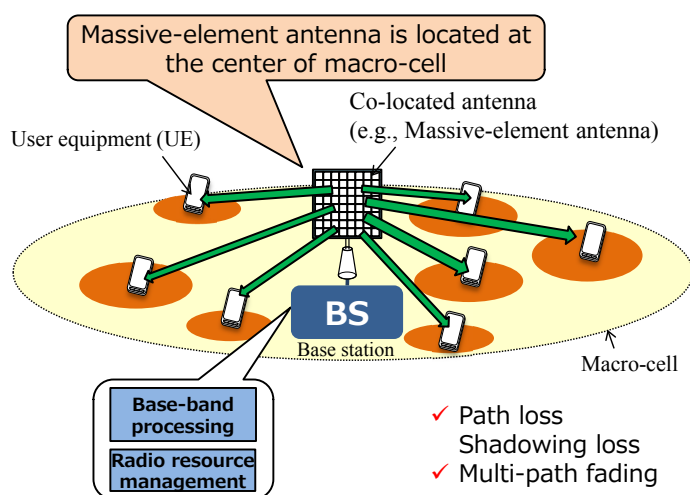


図 1.13 従来の MIMO (集中 MIMO)の概念図



(a) 集中 MIMO

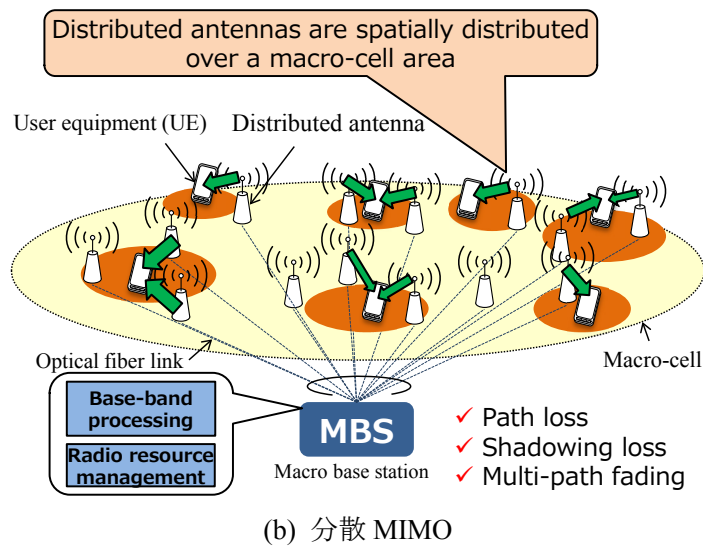


図 1.14 Massive-MIMO の概念図

1.6 本研究の目的と概要

1.2 節で述べたように、第 5 世代移動無線通信において更なるリンク容量の向上が要求されている。本論文では、面的なリンク容量の向上を目的として、分散 MIMO 協調伝送技術を確立することを目的としている。

第 2 章では、時間・周波数選択性フェージングの影響を克服する MU-MIMO 伝送技術を確立する。MU-MIMO 伝送を行う OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンクを対象に、各 UE と BS とがチャンネル情報を共有して行う MMSE-SVD 送受信線形フィルタリングを検討する。移動端末間でチャンネル情報を共有することは困難であるため、MU-MIMO では、E-SDM のように MIMO チャンネルを直交化した固有モードに分離することはできない。そこで、MMSE-SVD では、移動端末側では SVD を用いた固有モードフィルタを適用し IAI を抑圧し、基地局側では端末側のフィルタを考慮した等価チャンネルに対して MMSE フィルタを適用し IAI と IUI を同時に抑圧することで、残留干渉を許容した固有モードに変換する。SC 上りリンクで送受信フィルタに FDE 適用することで ISI も同時に抑圧することができる。但し、送受信フィルタの生成には BS と UE とでチャンネル情報(Channel State Information: CSI)を共有必要がある。時分割複信(Time Division Duplex: TDD)におけるチャンネルの相反性を利用して、データ伝送前に上り下りリンクのパイロット信号を配置するフレーム構成を示す。高速フェージング環境における課題を明らかにし、時間選択性フェージングへの対策として、送信側にパイロット信号を用いたチャンネル予測による送信フィルタを更新と、受信側の判定帰還チャンネル推定による受信フィルタの更新を行うことで、高速フェージング環境下での

特性劣化を救済する適応 MMSE-SVD を提案し、高速フェージング環境下の特性を改善できることを計算機シミュレーションにより示す。

第 3 章では、単一マクロセル環境を対象に、分散 MIMO 協調伝送の検討を行う。信号処理機能や無線資源管理機能をマクロ基地局に集中させ、UE 近傍のいくつかの分散アンテナを伝搬環境の変化に適応させて選択することで UE を中心とした仮想小セルを形成し、選択した複数アンテナを協調させて信号伝送する。これを分散 MIMO 協調伝送と呼ぶ。分散 MIMO 協調伝送は CoMP の発展と見做すことができる。分散 MIMO 協調伝送において問題となる演算量を低減する動的クラスタリングを提案する。多数のアンテナを連携させる分散 MIMO では、線形処理を用いる MU-MIMO を適用しても、アンテナ数の増加と共に基地局における処理量が指数関数的に増加してしまう。そこで、マクロセルエリアを複数のクラスタに分割することで演算量を低減する。クラスタ毎に通信させる移動端末を割り当てることで、クラスタ間の CCI を距離離隔で回避すると同時に CCI を考慮した MMSE-SVD により CCI の影響を低減する。また、移動端末の近傍の分散アンテナを用いることで、移動端末中心の小セルを形成することで面的リンク容量の改善が可能となる。提案する動的ユーザクラスタリングを適用した MMSE-SVD を用いる分散 MIMO 協調伝送が、従来の集中 MIMO と比較して優れたリンク容量を実現できることを計算機シミュレーションにより示す。

第 4 章では、分散 MIMO 協調伝送をマルチセル環境に拡張する。分散 MIMO マクロ基地局から張り出す分散アンテナの数や範囲には物理的な限界があるため、サービスエリアを拡げていくためにはマルチセル環境が必要となる。分散 MIMO を用いたとしても、同一周波数を用いるマクロセル間では大きな CCI が発生し、依然としてマクロセル端の伝送特性が劣化する問題が残っている。MMSE-SVD を用いる分散 MIMO 協調伝送において、CCI としてマクロセル間干渉を考慮することで、マルチセル環境下におけるマクロセル端においても従来の集中アンテナと比較して優れたリンク容量を実現できることを計算機シミュレーションにより示す。

第 5 章は本論文の結論と残された検討課題を述べる。

参考文献

- [1.1] (社)電子情報通信学会, 移動通信の基礎, コロナ社, 1986 年
- [1.2] Recommendation ITU-R, M.1457-14, “Detailed specifications of the terrestrial radio interfaces of International Mobile Telecommunications-2000 (IMT 2000),” Jan., 2019.
- [1.3] 3GPP W-CDMA
<http://www.3gpp.org/w-cdma>
- [1.4] 3GPP HSPA
<http://www.3gpp.org/hspa>
- [1.5] 3GPP LTE
<http://www.3gpp.org/lte>
- [1.6] R. Van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [1.7] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, “Single carrier FDMA for uplink wireless transmission,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, Vol. 3, No. 1, pp. 30-38, September 2006.
- [1.8] 3GPP LTE-Advanced
<http://www.3gpp.org/lte-advanced>
- [1.9] Recommendation ITU-R, M.2012-3, “Detailed specifications of the terrestrial radio interfaces of International Mobile Telecommunications-Advanced (IMT Advanced),” Jan. 2018.
- [1.10] 総務省 情報通信統計データベース
<http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/field/index.html>
- [1.11] Cisco VNT forecast, “Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2017–2022”, Cisco public, Feb. 2019.
- [1.12] ARIB 2020, “Mobile Communications System for 2020 and Beyond”, White paper, Oct. 2014.
- [1.13] 5GMF White Paper, “5G Mobile Communications Systems for 2020 and beyond”, Version 1.1, Sep., 2017.
- [1.14] International Telecommunications Union ITU-R, Recommendation M.2083-0 “IMT Vision – Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond”, Sept. 2015.
- [1.15] 3GPP TR 38.913 V15.0.0, “Study on Scenarios and Requirements for Next Generation Access Technologies,” June 2018.

- [1.16] W. C. Jakes, Jr. Ed., *Microwave Mobile Communications*, New York, Wiley, 1974.
- [1.17] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [1.18] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 35, No. 12, pp. 126-133, December 1997.
- [1.19] D. Falconer, S. L. Ariyavistakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, April 2002.
- [1.20] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," *IEE Electronics Letters*, Vol. 39, No. 2, pp. 239-241, January 2003.
- [1.21] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, Vol. 6, No. 3, pp. 311-335, March 1998.
- [1.22] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed., Prentice-Hall, Upper Saddle River (1996).
- [1.23] P. A. Dighe, R. K. Mallik, and S.S. Jamuar, "Analysis of transmit-receive diversity in Rayleigh fading," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 51, No. 4, pp. 694-703, April 2003.
- [1.24] G. Bauch and J. S. Malik, "Parameter optimization, interleaving and multiple access in OFDM with cyclic delay diversity," *Proc. IEEE 59th Vehicular Technology Conference*, Vol. 1, pp. 505-509, May 2004.
- [1.25] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, October 1998.
- [1.26] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO wireless communications*, Cambridge University Press, 2007.
- [1.27] A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," *Proc. IEEE 51th Vehicular Technology Conference*, Vol. 2, pp. 1070-1074, May 2000.
- [1.28] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R.A. Valenzuela, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," *Proc. URSI International Symposium on Signals Systems and Electronics Conference*, pp. 295-300, September 1998.

- [1.29] H. Smpath, S. Talwar, J. Tellado, V. Erceg, and A. Paulraj, "A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance, and field trial results," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 40, No. 9, pp. 143-149, September 2002.
- [1.30] L. Zheng, D. Tse, "Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels," *IEEE Trans. Information Theory*, Vol. 49, No. 5, May 2003.
- [1.31] D. Gesbert, M. Kountouris, R. W. Heath Jr., C.-B. Chae, and T. Sälzer, "Shifting the MIMO paradigm," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 24, no. 5, pp. 36-46, October 2007.
- [1.32] B. M. Hochwald, B. Peel and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-Part I: channel inversion and regularization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 1, pp. 195-202, Jan. 2005.
- [1.33] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp. 461–471, Feb. 2004.
- [1.34] G. Ginis and J. M. Cioffi, "A multi-user precoding scheme achieving crosstalk cancellation with application to DSL systems," in *Proc. of IEEE 39th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ACSSC 2005)*, Pacific Grove, USA, 29 Oct.-1 Nov. 2000.
- [1.35] B. Peel, B. M. Hochwald and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-Part II: Perturbation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 3, pp. 195-202, Mar. 2005.
- [1.36] S. Kumagai, S. Yoshioka, and F. Adachi, "Joint Tx/Rx signal processing for uplink distributed antenna network using single-carrier MU-MIMO," *10th International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICS 2015)*, Singapore, December 2015.
- [1.37] S. Kumagai, S. Yoshioka, and F. Adachi, "Joint Tx/Rx signal processing for uplink distributed antenna network using single-carrier MU-MIMO," *10th International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICS 2015)*, Singapore, December 2015.
- [1.38] S. Kumagai, T. Obara, T. Yamamoto, and F. Adachi, "Joint Tx/Rx MMSE filtering for single-carrier MIMO transmission," *IEICE Transactions on Communications*, vol. E97-B, no. 9, pp. 1967-1976, September 2014.
- [1.39] G. Boudreau, J. Panicker, N. Guo, R. Chang, N. Wang and S. Vrzic, "Interference coordination and cancellation for 4G networks," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.47, No.4, pp.74-81, April 2009.

- [1.40] D. Kimura, Y. Harada, and H. Seki, "De-centralized dynamic ICIC using X2 interfaces for downlink LTE systems," Proc. 2011 IEEE 73rd Vehicular Technology Conference (VTC-Spring), Budapest, Hungary, 15-18 May 2011.
- [1.41] Samsung, "R1-083569: Further discussion on inter-cell interference mitigation through limited coordination," 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #54, 2008.
- [1.42] 齋藤, 木村, 関, 松尾, 庄子, 外山, "基地局協調伝送システムの開発," Panasonic technical journal, Vol.58 No.4, Jan. 2013.
- [1.43] F. Adachi, "Wireless optical convergence enables spectrum-energy efficient wireless networks," Proc. 2014 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP) and the 2014 9th Asia-Pacific Microwave Photonics Conference (APMP), pp. 3 - 8, Sapporo, Japan, 20-23 Oct. 2014.
- [1.44] A. A. M. Saleh, A. J. Rustako, and R. S. Roman, "Distributed antennas for indoor radio communications," IEEE Trans. Commun., Vol. 35, No.12, pp. 1245-1251, Dec. 1987
- [1.45] E. G. Larsson, F. Tufvesson, O. Edfors, and T. L. Marzetta, "Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems," IEEE Commun. Mag., Jan., 2014.
- [1.46] F. Adachi, K. Takeda, T. Obara, T. Yamamoto, and H. Matsuda, "Recent advances in single-carrier frequency-domain equalization and distributed antenna network," IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E93-A, No.11, pp.2201-2211, Nov. 2010.

第2章 MU-MIMO 伝送における高速フェージングに追従する 適応 MMSE-SVD

2.1 概要

第1章で述べたように、広帯域移動無線チャネルは遅延時間の異なる多数のパスから構成されている時間・周波数の二重選択性フェージングであり、面的リンク容量の向上のためには時間・周波数選択性フェージングの克服が必須となる。CPを用いるOFDM伝送は、各サブキャリアで伝送された信号は周波数選択性フェージングによる歪みを受けず、リンク容量の高いデータ伝送を実現できる[2.1]。またCPを用いるSC伝送においても、FDEを適用することにより、OFDM伝送と同様に周波数選択性フェージングを軽減することができる[2.2]。更にMU-MIMOをOFDM伝送およびSC伝送に適用することで、UEあたりのアンテナ数を増加させることなく、多数のUEを空間多重することによりリンク容量の向上が期待できる[2.3]。MU-MIMOにおける簡易的な信号検出方法として、下りリンクではBS送信側での線形処理であるCI[2.4]、BD[2.5]、一方上りリンクではBS受信側における線形処理であるZF[2.6]などが知られているが、BS側のみでの線形処理では雑音強調等により性能が劣化する。下りリンクにおける非線形処理としてTHP[2.7]、上りリンクにおける非線形処理としてMLD[2.8]やSIC[2.9]が良く知られているが、非線形処理は演算量が膨大となる問題があり、演算量削減の検討も行われているが多数のアンテナを用いる分散MIMOのようなシステムでは実現が困難である[2.10, 11]。SU-MIMOにおける送受信フィルタであるE-SDM[2.12]は、線形処理でありながらIAIを理想的に直交化することができる。送受信フィルタリングをMU-MIMOに適用したMMSE-SVD (Minimum Mean Square Error filtering combined with Singular Value Decomposition)[2.13, 14]は、IAI, IUIを効率的に抑圧することができる。送受信フィルタリングであるMMSE-SVDでは、BSとUEとでCSIをデータ伝送前に共有する必要がある。しかしながら、従来の検討では理想チャネル推定が仮定されており、CSIを共有する方法は検討されていなかった[2.13, 14]。そこで本章では、OFDM下りリンクおよびSC上りリンクを対象に、MMSE-SVDを実現するためのサブフレームフォーマットを示し、高速フェージング環境下でのサブフレーム内チャネル変動によるデータ伝送特性劣化の問題を定量的に明らかにする。そして、高速フェージング環境における課題を解決するため、送信側でチャネルの線形予測を行い、受信側では判定帰還を用いたチャネル推定を行い、それぞれ送信フィルタおよび受信フィルタを適応的に更新する適応MMSE-SVDを提案する。以下に、本章の構成を示す。

第 2.2 節では、OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンクにおける MU-MIMO 伝送系と送受信信号表現を示す。

第 2.3 節では、MMSE-SVD の原理を示し、第 2.4 節では、MMSE-SVD を実現するためのフレーム構成を示し、CSI 推定方法を述べる。第 2.5 節で高速フェージング環境における OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンクの MMSE-SVD の平均 BER 特性を示し、高速フェージング環境下でのサブフレーム内チャンネル変動によるデータ伝送特性劣化の問題を明らかにする。

第 2.6 節では、高速フェージング環境下での課題を解決するため、高速フェージングに追従する適応 MMSE-SVD を提案する。OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンクにおける適応 MMSE-SVD の原理を説明する。

第 2.7 節では、計算機シミュレーションにより、適応 MMSE-SVD の平均 BER 特性を評価する。適応 MMSE-SVD を用いることで所望品質を確保するときの許容最大ドップラー周波数 $f_D T$ を拡大でき高速フェージング環境に対応できることを示す。

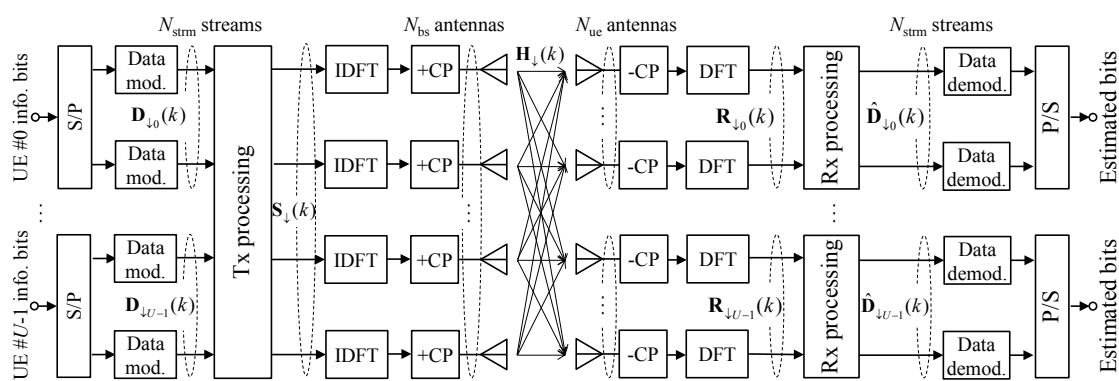
2.2 MU-MIMO 伝送系と送受信信号表現

本節では、OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンクにおける MU-MIMO 伝送系の送受信構成と送受信信号表現を示す。BS では N_{DA} 本の分散アンテナを有するものとし、MU-MIMO 伝送に用いるアンテナ数を $N_{bs} (\leq N_{DA})$ とする。また、各 UE は N_{ue} 本のアンテナを有するものとする。本節では、簡単化のため時間インデックス t の表記を省略する。

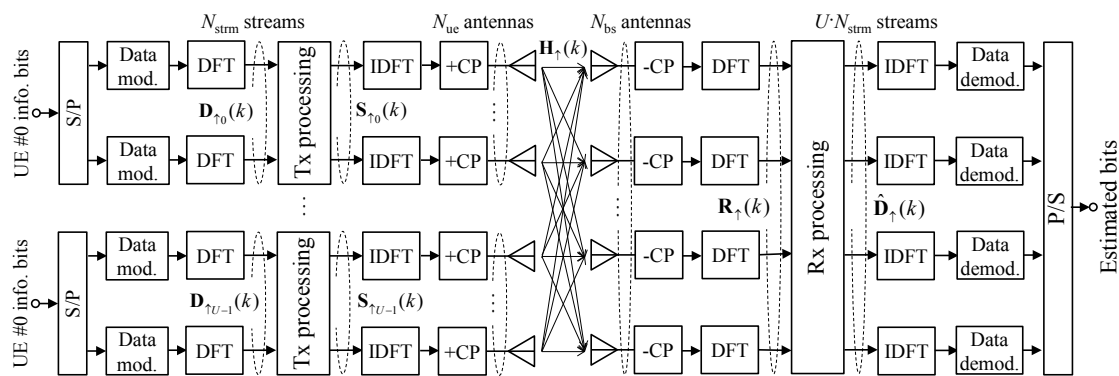
2.2.1 送受信構成

図 2.1 に OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンクにおける MU-MIMO 送受信構成を示す。以降では、シンボル時間 T_s 間隔の離散時間等価低域表現を用いる。OFDM 下りリンクでは、送信機である BS で各 UE に送信するビット系列を直並列(S/P)変換し、複数のデータシンボルに変調する。複数 UE に送信するデータシンボルを MU-MIMO 多重するための送信処理を行い複数 UE のデータシンボルを多重する。多重された系列に対して IDFT を行うことで、複数の直交サブキャリアから構成される OFDM シンボルを生成する。マルチパスによる OFDM シンボル間の干渉の影響を防ぐため、各 OFDM シンボルの後尾部を CP としてコピーし、各 OFDM シンボルの先頭区間に設けられた GI に挿入する。遅延パスの最大遅延時間が GI 長より短ければ、OFDM シンボル間の干渉を回避することができる。受信機である各 UE では、マルチパスによる OFDM シンボルの干渉成分を含んだ CP を除去した後、受信信号に対して DFT を行うことで、各サブキャリアを分離できる。各 UE で MU-MIMO 信号検出のための受信処理を行い、各 UE に送信されたデータシンボルを復調する。

一方、SC 上りリンクでは、送信機である各 UE で送信するビット系列を S/P 変換し、複数のデータシンボルに変調する。データ変調シンボルに対して DFT を行い、各 UE でそれぞれ MU-MIMO 多重するための送信処理を行う。送信処理後の系列に対して IDFT を行い、OFDM と同様に各 SC シンボルの後尾部を CP としてコピーし、各 SC シンボルの先頭区間に設けられた GI に挿入する。受信機である BS では、複数の UE から送信された SC シンボルを受信する。CP を除去した後、DFT によって得られた周波数領域信号に対して、MU-MIMO 信号検出のための受信処理を行い、各 UE から送信されたデータシンボルを復調する。



(a) OFDM 下りリンク



(b) SC 上りリンク

図 2.1 MU-MIMO 送受信構成

2.2.2 送受信信号表現

OFDM 下りリンクにおいて、図 2.1(a)に示す通り、 N_{bs} 本の送信アンテナを用いる BS と N_{ue} 本のアンテナを有する U 個の UE との MU-MIMO 伝送を仮定する。各 UE にそれぞれ $N_{\text{strm}} (\leq N_{\text{ue}})$ 個のデータストリームを多重するものとし、 $U \cdot N_{\text{strm}} \leq N_{\text{bs}}$ とする。BS で第 u 番目 UE の情報ビット系列を直並列(S/P)変換した後、各系列をデータ変調し N_{strm} 個のデータシンボル系列に変換する。各データシンボル系列を N_c 個($k=0 \sim N_c-1$)のブロックに分割し、 $N_{\text{strm}} \times 1$ の送信データシンボルベクトル $\mathbf{D}_{\downarrow u}(k) = [d_{\downarrow u,0}(k), \dots, d_{\downarrow u, n_{\text{strm}}}(k), \dots, d_{\downarrow u, N_{\text{strm}}-1}(k)]^T$ を得る。ここで $[\cdot]^T$ は行列の転置を表す。MU-MIMO 多重する U 個の UE 分の $\mathbf{D}_{\downarrow u}(k)$ を並べた $U \cdot N_{\text{strm}} \times 1$ の送信データシンボルベクトル $\mathbf{D}_{\downarrow}(k) = [\mathbf{D}_{\downarrow 0}^T(k), \dots, \mathbf{D}_{\downarrow u}^T(k), \dots, \mathbf{D}_{\downarrow U-1}^T(k)]^T$ に対して、MU-MIMO 多重のための送信処理を行い、次式で表される $N_{\text{bs}} \times 1$ 送信信号ベクトル $\mathbf{S}_{\downarrow}(k)$ を得る。

$$\mathbf{S}_{\downarrow}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}_{\downarrow \text{bs}}(k) \mathbf{D}_{\downarrow}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}_{\downarrow \text{bs}}(k) \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{\downarrow 0}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{\downarrow u}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{\downarrow U-1}(k) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

ここで、 E_s 、 T_s および k はそれぞれデータシンボルエネルギー、データシンボル長およびサブキャリア番号($0 \sim N_c-1$)を表す。 $\mathbf{W}_{\downarrow \text{bs}}(k)$ は、 $N_{\text{bs}} \times U \cdot N_{\text{strm}}$ の行列であり、次節で説明する MU-MIMO における送信処理を表す。 $\mathbf{S}_{\downarrow}(k)$ に対し、 N_c ポイント DFT を行い OFDM シンボルに変換した後、各 OFDM シンボルの後尾 N_g サンプルを CP としてコピーし、OFDM シンボルの先頭区間に設けられた GI に挿入し、 N_{bs} 本の送信アンテナから信号を送信する。第 u 番目 UE は、MIMO チャンネルを伝搬した信号を N_{ue} 本の受信アンテナで受信する。受信信号をそれぞれ N_c ポイント DFT により周波数領域に変換した $N_{\text{ue}} \times 1$ の受信信号ベクトル $\mathbf{R}_{\downarrow u}(k)$ は次式で表される。

$$\mathbf{R}_{\downarrow u}(k) = \mathbf{H}_{\downarrow u}(k) \mathbf{S}_{\downarrow}(k) + \mathbf{N}_{\downarrow u}(k) \quad (2.2)$$

ここで、 $\mathbf{N}_{\downarrow u}(k)$ は $N_{\text{ue}} \times 1$ の相加性白色ガウス雑音(AWGN)ベクトルであり、各要素が零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス変数である。 N_0 は AWGN の片側電力スペクトル密度である。 $\mathbf{H}_{\downarrow u}(k)$ は、 $U \cdot N_{\text{ue}} \times N_{\text{bs}}$ の MIMO チャンネル行列 $\mathbf{H}_{\downarrow}(k)$ の第 u 番目 UE に対応する部分行列であり、 $\mathbf{H}_{\downarrow}(k)$ は次式で表される。

$$\mathbf{H}_{\downarrow}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\downarrow 0}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{H}_{\downarrow u}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{H}_{\downarrow U-1}(k) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$\mathbf{R}_{\downarrow u}(k)$ を用いて, $N_{\text{strm}} \times 1$ の軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}_{\downarrow u}(k)$ は次式により得られる.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{D}}_{\downarrow u}(k) &= [\hat{d}_{\downarrow u,0}(k), \dots, \hat{d}_{\downarrow u, N_{\text{strm}}}(k), \dots, \hat{d}_{\downarrow u, N_{\text{strm}}-1}(k)]^T \\ &= \mathbf{W}_{\downarrow \text{ue}, u}(k) \mathbf{R}_{\downarrow u}(k) \end{aligned} \quad (2.4)$$

ここで $\mathbf{W}_{\downarrow \text{ue}, u}(k)$ は, $N_{\text{strm}} \times N_{\text{ue}}$ の行列であり, 次節で説明する MU-MIMO における受信処理を表す.

一方, SC 上りリンクでは, 図 2.1(b) に示す通り, N_{ue} 本の送信アンテナを有する U 個の UE と N_{bs} 本の受信アンテナを用いる BS との MU-MIMO 伝送を仮定する. 各 UE がそれぞれ $N_{\text{strm}} (\leq N_{\text{ue}})$ 個のデータストリームを送信するものとし, $U \cdot N_{\text{strm}} \leq N_{\text{bs}}$ とする. 第 u 番目 UE は情報ビット系列を S/P 変換した後, 各系列をデータ変調し N_{strm} 個のデータシンボル系列に変換する. 各データシンボル系列を N_c 個のデータシンボルからなるブロックに分割し, ブロック毎に DFT を適用することで周波数領域データシンボルブロック $\mathbf{D}_{\uparrow u}(k)$ に変換する. $\mathbf{D}_{\uparrow u}(k)$ に対して MU-MIMO 多重のための送信処理を行い, 次式で表される $N_{\text{ue}} \times 1$ 送信信号ベクトル $\mathbf{S}_{\uparrow u}(k)$ を得る.

$$\mathbf{S}_{\uparrow u}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}_{\uparrow \text{ue}, u}(k) \mathbf{D}_{\uparrow u}(k) \quad (2.5)$$

ここで, $\mathbf{W}_{\uparrow \text{ue}, u}(k)$ は $N_{\text{ue}} \times N_{\text{strm}}$ の行列であり, 次節で説明する MU-MIMO における送信処理を表す. $\mathbf{S}_{\uparrow u}(k)$ に対して IDFT を行い時間軸領域の SC シンボルに変換した後, 各 SC シンボルの後尾 N_g サンプルを CP としてコピーし, SC シンボルの先頭区間に設けられた GI に挿入し, N_{ue} 本の送信アンテナから信号を送信する. BS は, MIMO チャネルを伝搬した同時送信された U 個の UE からの信号を N_{bs} 本の受信アンテナで受信する. 受信信号をそれぞれ N_c ポイント DFT により周波数領域に変換した $N_{\text{bs}} \times 1$ の受信信号ベクトル $\mathbf{R}_{\uparrow}(k)$ は次式で表される.

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}_\uparrow(k) &= \sum_{u=0}^{U-1} \mathbf{H}_{\uparrow u}(k) \mathbf{S}_{\uparrow u}(k) + \mathbf{N}_\uparrow(k) \\
&= \mathbf{H}_\uparrow(k) \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{\uparrow ue,0}(k) & & & & \mathbf{O} \\ & \ddots & & & \\ & & \mathbf{W}_{\uparrow ue,u}(k) & & \\ & & & \ddots & \\ \mathbf{O} & & & & \mathbf{W}_{\uparrow ue,U-1}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{\uparrow 0}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{\uparrow u}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{\uparrow U-1}(k) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.6}$$

ここで、 \mathbf{O} は零行列を表す。 $\mathbf{H}_{\uparrow u}(k)$ は、 $N_{\text{bs}} \times U \cdot N_{\text{ue}}$ のMIMOチャネル行列 $\mathbf{H}_\uparrow(k)$ の第 u 番目UEに対応する部分行列であり、 $\mathbf{H}_\uparrow(k)$ は次式で表される。

$$\mathbf{H}_\uparrow(k) = [\mathbf{H}_{\uparrow 0}(k), \dots, \mathbf{H}_{\uparrow u}(k), \dots, \mathbf{H}_{\uparrow U-1}(k)] \tag{2.7}$$

なお、時分割複信(Time Division Duplex: TDD)を用いるときは、下りリンクと上りリンクのチャネルの相反性が成立するため、 $\mathbf{H}_\uparrow(k) = \mathbf{H}_\downarrow^T(k)$ が成り立つ。 $\mathbf{R}_\uparrow(k)$ を用いて、 $U \cdot N_{\text{strm}} \times 1$ の軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}_\uparrow(k)$ は次式により得られる。

$$\hat{\mathbf{D}}_\uparrow(k) = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{D}}_{\uparrow 0}(k) \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{D}}_{\uparrow u}(k) \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{D}}_{\uparrow U-1}(k) \end{bmatrix} = \mathbf{W}_{\uparrow \text{bs}}(k) \mathbf{R}_\uparrow(k) \tag{2.8}$$

ここで $\mathbf{W}_{\uparrow \text{bs}}(k)$ は、 $U \cdot N_{\text{strm}} \times N_{\text{bs}}$ の行列であり、次節で説明するMU-MIMOにおける受信処理を表す。

2.3 MMSE-SVDの原理

MMSE-SVDは、BS側のMMSEフィルタとUE側のSVDを用いる固有値モードフィルタを組み合わせた方式である。BS側のMMSEフィルタはIUIおよびIAIを同時に抑圧し、UE側の固有モードフィルタはIAIを抑圧する。以下で、OFDM下りリンクおよびSC上りリンクにおけるMMSE-SVDの送受信フィルタについて説明する。

2.3.1 OFDM下りリンクMMSE-SVD

BSにおいてBSと各UE間のMIMOチャネル行列 $\mathbf{H}_{\downarrow u}(k)$ に対してSVDを行い、UEが適用する受信フィルタを考慮した等価チャネルに対するMMSEフィルタを生成する。 $\mathbf{H}_{\downarrow u}(k)$ はSVDにより次式のように表すことができる[2.15]。

$$\mathbf{H}_{\downarrow u}(k) = \mathbf{U}_{\downarrow u}(k) \mathbf{\Lambda}_{\downarrow u}^{1/2}(k) \mathbf{V}_{\downarrow u}^H(k) \quad (2.9)$$

ここで、 $\mathbf{U}_{\downarrow u}(k)$ および $\mathbf{V}_{\downarrow u}(k)$ はそれぞれの $\mathbf{H}_{\downarrow u}(k)$ 左特異値および右特異値ベクトルを各列に有するユニタリ行列である。 $[\cdot]^H$ は行列のエルミート転置を表す。 $\mathbf{\Lambda}_{\downarrow u}(k)$ は第 n_{strm} 対角要素に $\mathbf{H}_{\downarrow u}(k)$ の第 n_{strm} 番目の固有値を有する $N_{\text{strm}} \times N_{\text{strm}}$ 対角行列である。BS における MMSE フィルタは、各 UE が固有モード受信を行う(すなわち $\mathbf{W}_{\downarrow \text{ue},u}(k) = \mathbf{U}_{\downarrow u}^H(k)$) と仮定したときの BS から見た等価チャネルに対する MMSE フィルタは次式で表わされる。

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{\downarrow \text{bs}}(k) &= \mathbf{W}_{\downarrow \text{mmse}}(k) \\ &= [\mathbf{W}_{\downarrow \text{mmse},0}(k), \dots, \mathbf{W}_{\downarrow \text{mmse},u}(k), \dots, \mathbf{W}_{\downarrow \text{mmse},U-1}(k)] \\ &= (\mathbf{U}_{\downarrow}^H(k) \mathbf{H}_{\downarrow}(k))^H \left((\mathbf{U}_{\downarrow}^H(k) \mathbf{H}_{\downarrow}(k)) \mathbf{U}_{\downarrow}^H(k) \mathbf{H}_{\downarrow}(k)^H + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \frac{N_{\text{ue}}}{N_{\text{strm}}} \mathbf{I}_{U \cdot N_{\text{strm}}} \right)^{-1} \mathbf{P}_{\downarrow}^{1/2}(k) \end{aligned} \quad (2.10)$$

ここで、 $[\cdot]^{-1}$ 、 \mathbf{I}_N はそれぞれ逆行列、単位行列を表す。 $\mathbf{U}_{\downarrow}(k) = \text{diag}[\mathbf{U}_{\downarrow 0}(k), \dots, \mathbf{U}_{\downarrow u}(k), \dots, \mathbf{U}_{\downarrow U-1}(k)]$ であり、 $\text{diag}[\cdot]$ は対角行列を表す。 $\mathbf{U}_{\downarrow}^H(k) \mathbf{H}_{\downarrow}(k)$ は、 $\mathbf{W}_{\downarrow \text{ue},u}(k) = \mathbf{U}_{\downarrow u}^H(k)$ と仮定したときの BS から見た等価チャネルである。 $\mathbf{P}_{\downarrow}(k) = \text{diag}[\mathbf{P}_{\downarrow 0}(k), \dots, \mathbf{P}_{\downarrow u}(k), \dots, \mathbf{P}_{\downarrow U-1}(k)]$ の部分行列 $\mathbf{P}_{\downarrow u}(k)$ は第 u 番目 UE の各固有モード・サブキャリアへの注水定理[2.16]に基づく電力配分を与える $N_{\text{strm}} \times N_{\text{strm}}$ 対角行列である。 $\mathbf{P}_{\downarrow u}(k)$ の第 n_{strm} 対角要素 $P_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}})$ は次式で表わされる。

$$P_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}}) = \left(\frac{1}{\lambda_{\downarrow u}} - \frac{1}{\left(\frac{E_s}{N_0} \right) A_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}})} \right)^+ \quad (2.11)$$

ここで、 $(x)^+$ は $\max(x, 0)$ 関数を表す。 $A_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}})$ は $\mathbf{\Lambda}_{\downarrow u}(k)$ の第 n_{strm} 番目の対角要素の 2 乗値である。 $\lambda_{\downarrow u}$ は各 UE への送信電力を一定にするための定数であり、次式を満たすよう決定される。

$$\frac{1}{N_{\text{strm}} \cdot N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n_{\text{strm}}=0}^{N_{\text{strm}}-1} P_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}}) \sum_{n_{\text{bs}}=0}^{N_{\text{bs}}-1} |A_u(k; n_{\text{bs}}, n_{\text{strm}})|^2 = 1 \quad (2.12)$$

但し、 $A_u(k; n_{\text{bs}}, n_{\text{strm}})$ は $\mathbf{W}_{\downarrow \text{mmse},u}(k) \mathbf{P}_u^{-1/2}(k)$ の第 $(n_{\text{bs}}, n_{\text{strm}})$ 要素である。

一方、各 UE は、SVD により求めた固有モードフィルタを用いて受信フィルタとして次式で求められるフィルタを適用する。

$$\mathbf{W}_{\downarrow \text{ue},u}(k) = \mathbf{W}_{\downarrow \text{svd},u}(k) = \mathbf{U}_{\downarrow u}^H(k) \quad (2.13)$$

2.3.2 SC 上りリンク MMSE-SVD

各 UE において, BS と各 UE 間の MIMO チャネル行列 $\mathbf{H}_{\uparrow u}(k)$ に対して SVD 行い, 固有モード送信フィルタを生成する. $\mathbf{H}_{\uparrow u}(k)$ は式(2.9)と同様に SVD により次式のように表すことができる.

$$\mathbf{H}_{\uparrow u}(k) = \mathbf{U}_{\uparrow u}(k) \mathbf{\Lambda}_{\uparrow u}^{1/2}(k) \mathbf{V}_{\uparrow u}^H(k) \quad (2.14)$$

各 UE における固有モード送信フィルタは次式で表わされる.

$$\mathbf{W}_{\uparrow ue,u}(k) = \mathbf{W}_{\uparrow svd,u}(k) = \mathbf{V}_{\uparrow u}(k) \mathbf{P}_{\uparrow u}^{1/2}(k) \quad (2.15)$$

ここで, $\mathbf{P}_{\uparrow u}(k)$ は第 u UE の各固有モードと各サブキャリアへの MMSE 規範に基づく電力配分[2.17]を表す対角行列である. $\mathbf{P}_{\uparrow u}(k)$ の第 n_{strm} 対角要素 $P_{\uparrow u}(k; n_{\text{strm}})$ は次式で表される.

$$P_{\uparrow u}(k; n_{\text{strm}}) = \left(\frac{1}{\lambda_{\uparrow u}} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{E_s}{N_0}\right) A_{\uparrow u}(k; n_{\text{strm}})}} - \frac{1}{\left(\frac{E_s}{N_0}\right) A_{\uparrow u}(k; n_{\text{strm}})} \right)^+ \quad (2.16)$$

このような電力配分により SC 伝送における FDE と等価の処理を MMSE-SVD で行うことができる.

BS 側では, 次式のように求められる UE 送信フィルタ $\mathbf{W}_{\uparrow svd,u}(k)$ とチャネル行列 $\mathbf{H}_{\uparrow}(k)$ が乗算された等価チャネルに対する MMSE フィルタを適用する.

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{\uparrow bs}(k) &= \mathbf{W}_{\uparrow mmse}(k) \\ &= \left(\mathbf{H}_{\uparrow}(k) \mathbf{W}_{\uparrow svd}(k) \right)^H \left(\left(\mathbf{H}_{\uparrow}(k) \mathbf{W}_{\uparrow svd}(k) \right) \left(\mathbf{H}_{\uparrow}(k) \mathbf{W}_{\uparrow svd}(k) \right)^H \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \text{diag} \left(1 + \frac{I_{0\uparrow}(0)}{N_0}, \dots, 1 + \frac{I_{0\uparrow}(N_{\text{bs}} - 1)}{N_0} \right) \right)^{-1} \end{aligned} \quad (2.17)$$

ここで, $\mathbf{W}_{\uparrow svd}(k) = \text{diag} [\mathbf{W}_{\uparrow svd,0}(k) \cdots \mathbf{W}_{\uparrow svd,u}(k) \cdots \mathbf{W}_{\uparrow svd,U-1}(k)]$ である.

2.4 MMSE-SVD フィルタ生成のための CSI 推定とフレーム構成

送受信フィルタリングである MMSE-SVD では, 送受信フィルタを生成するために, データ伝送を行う前に BS と UE とで MIMO チャネルの CSI を共有する必要がある. これは, 下りリンク MMSE-SVD, 上りリンク MMSE-SVD で共通である. 本節では, MMSE-SVD を実現するためのフレーム構成およびパイロット信号設計を示す. TDD のチャネル相反性を利用して, CSI のフィードバックを行うことなく, BS および UE でそれぞれ独立にパイロツ

ト信号を用いた CSI 推定を行う。また、CSI 推定時の下りリンクおよび上りリンク MMSE-SVD の平均 BER 特性を示すと共に高速フェージング環境における課題を示す。

2.4.1 フレーム構成

図 2.2 に MMSE-SVD を実現するための TDD フレーム構成を示す。上りリンクのパイロットシンボルを基準として $t=0$ とすると、 $t=1$ で下りリンクのパイロットシンボル、 $t=2 \sim 13$ で 12 個の上りリンクまたは下りリンクのデータ伝送用のシンボルが続く構成を採る。パイロットシンボル長、データシンボル長は同じであり、OFDM または SC シンボル長+CP 長に等しい。BS は $t=0$ の上りリンクパイロットを用いて CSI を推定し、下りリンクの送信フィルタ或いは上りリンクの受信フィルタを生成する。各 UE は $t=1$ の下りリンクパイロットを用いて CSI を推定し、下りリンクの受信フィルタ或いは上りリンクの送信フィルタを生成する。

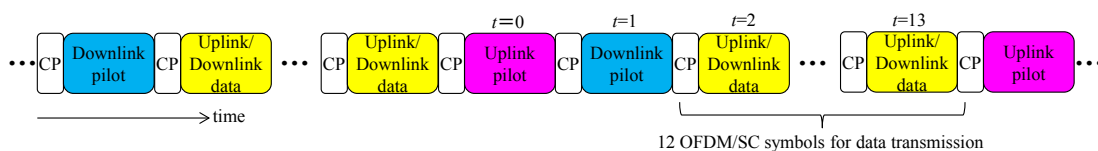


図 2.2 送受信フィルタリングのための TDD フレーム構成

2.4.2 パイロット信号設計

パイロット設計規範を以下に整理する[2.18].

- 1) 多数の MIMO チャネルの伝達関数を無歪で同時推定可能であること
- 2) PAPR が低いパイロット信号であること
- 3) パイロット信号の送信と同時に、UE から BS に或いは BS から UE に制御情報を通知できる構造であること

まず、1)を満たすため、伝搬チャネルの遅延パスが疎であることを利用する。つまり、サブキャリア総数 $N_c \gg$ チャネル最大遅延量 τ_{\max} サンプルが成立するとき、ナイキスト定理 [2.15] により N_c サブキャリアから成る帯域幅のチャネル伝達関数を $N_p \geq \tau_{\max}$ サンプルのパイロットを用いて無歪で推定できる。従って、 $N_c/\tau_{\max} (>>1)$ 個のチャネル伝達関数を無歪で同時に推定が可能である。図 2.3 に周波数分割多重を用いるパイロット配置を示す。各アンテナからサブキャリア間隔 N_c/N_p で等間隔に配置した N_p 個のサブキャリアをパイロットシンボルとして送信する。異なるアンテナでサブキャリア配置をシフトすることで同時に N_c/N_p 個のアンテナから直交したパイロット信号を送信することができる。例えば、 $N_c = 1024$ サブキャリアで $\tau_{\max} = 16$ サンプルのとき、 $N_p = 16$ サンプルのパイロットを用いて、 $N_c/\tau_{\max} = 64$

個のチャンネルを無歪で同時推定できる．これは，上りリンクでは BS において $64/N_{\text{ue}}$ 個の UE 分の MIMO チャンネルを同時推定化のであり，下りリンクでは UE において 64 個の BS アンテナ分の MIMO チャンネルを同時推定可能であることを意味する．

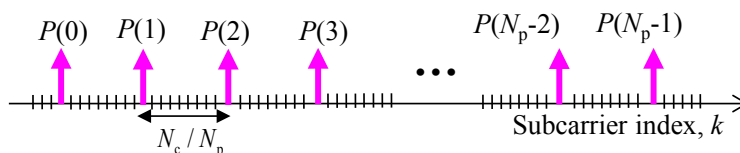


図 2.3 パイロット配置

次に 2)を満たすため，時間および周波数領域で定振幅性を有する次式の Zadoff-Chu 系列 [2.19]をパイロット系列として用いることができる．

$$P_i(k) = \exp\left(j \frac{k^2 i \pi}{N_p}\right), k = 0, 1, \dots, N_p - 1 \quad (2.18)$$

ここで， k はサブキャリア番号， i は N_p と素な任意の整数である．式(2.18)で定義される Zadoff-Chu 系列を周波数領域で一定間隔で並べた τ_{max} 本のサブキャリアを用いて送信することで，時間領域信号の定振幅性が保証される．

最後に，3)に関しては，推定すべきアンテナ数が N_c/τ_{max} より少なければ満たすことができる．但し，パイロット信号と制御情報データを同時送信すると，各アンテナから送信される信号の PAPR が増加してしまう．この PAPR の増加は特に上りリンクの UE 送信で問題となる．これを避ける SC 上りリンクのパイロット構造を図 2.4 に示す． N_p シンボルのパイロット系列のうち後尾 N_{cp} シンボルを N_d シンボルの制御情報の後方に CP としてコピーする．これにより，パイロット系列と制御情報間で生じるシンボル間干渉を取り除くことができる．

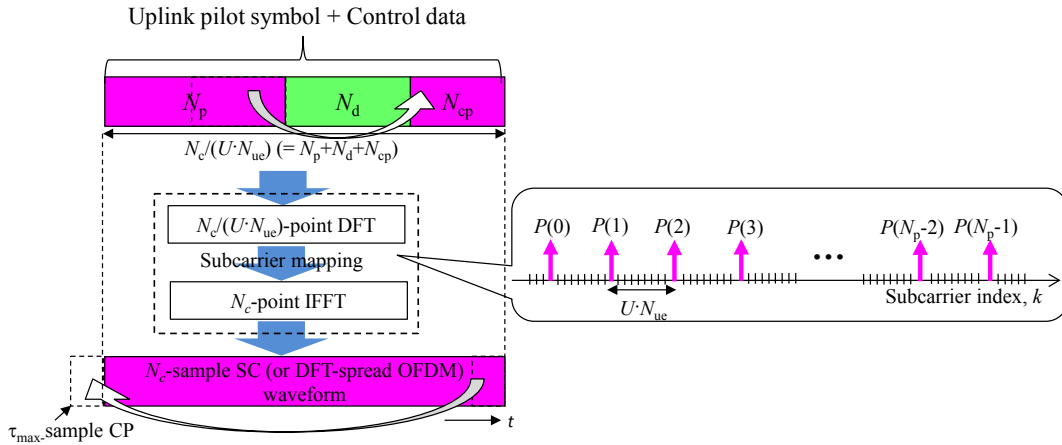


図 2.4 SC 上りリンクパイロット構成

このとき、制御情報の通知に使えるサブキャリア数を N_d とすると、 N_d は次式で表される。

$$N_d = \begin{cases} \frac{N_c}{U \cdot N_{ue}} - N_p - N_{cp} & \text{for SC uplink} \\ \frac{N_c}{N_{DA}} - N_p & \text{for OFDM downlink} \end{cases} \quad (2.19)$$

受信機におけるチャネル推定の手順を図 2.5 に示す。CP を除去した後、 N_c ポイント DFT を行い周波数領域信号に変換し、パイロットシンボルを取り出す。パイロットシンボルを逆変調することによりパイロットを配置したサブキャリアのチャネル情報を得る。 N_c ポイント IDFT を行い再び時間領域信号に変換した後、遅延時間窓関数により雑音成分を除去した時間軸領域のチャネル推定値を得る。時間軸領域のチャネル推定値に対して N_c ポイント DFT を行うことで N_c サブキャリアの周波数領域チャネル推定値を得る。以上の処理を全送信アンテナ、全受信アンテナ間で行うことで、BS では時刻 $t=0$ で上りパイロットから推定した初期チャネル推定値行列 $\hat{\mathbf{H}}_{bs}(k; t=0)$ 、各 UE では、時刻 $t=1$ で下りパイロットから推定した初期チャネル推定値行列 $\hat{\mathbf{H}}_{ue,u}(k; t=1)$ を得ることができる。

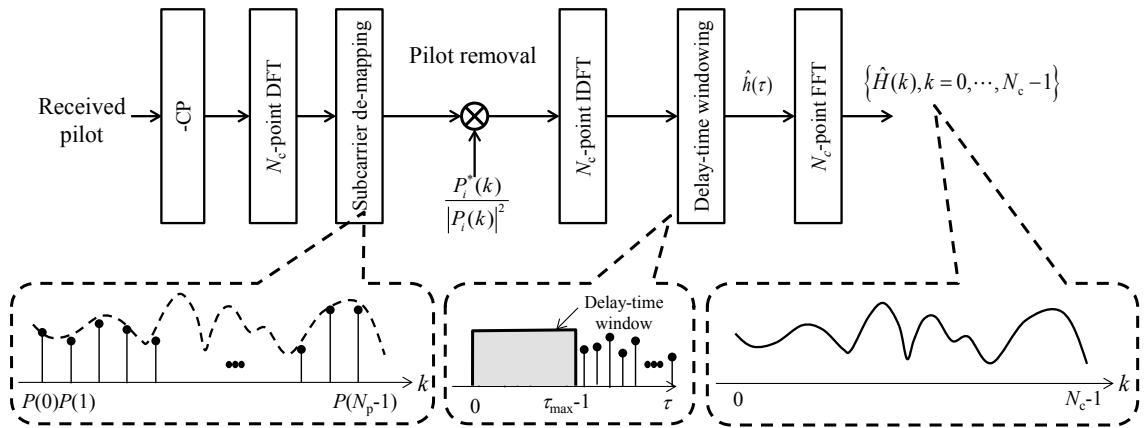


図 2.5 受信機における遅延時間窓関数を用いるチャネル推定の手順

2.5 高速フェージング環境における課題

UE が移動するときフレーム内でフェージングが時間変動する。BS では時刻 $t=0$ で上りパイロットから推定した初期チャネル推定値 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{bs}}(k; t=0)$ から生成した MMSE フィルタ、UE では時刻 $t=1$ で下りパイロットから推定した初期チャネル推定値 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ue},u}(k; t=1)$ から生成した固有モードフィルタを $t=2\sim 13$ のデータ伝送にそれぞれ適用する。データ伝送を行う $t=2\sim 13$ におけるチャネル利得が $t=0$ および $t=1$ におけるチャネル利得から変動するとき、残留 IUI および IAI が増加してしまう。図 2.6 に高速フェージングの時間変動の例を示す。図 2.7 にスロット長 T で正規化した正規化最大ドップラー周波数 $f_D T$ をパラメータとした OFDM 下りリンク MMSE-SVD および SC 上りリンク MMSE-SVD の平均 BER 特性を示す。なお、本章では誤り訂正符号化を適用しない BER を用いて評価を行う。 $f_D T \rightarrow 0$ のとき理想チャネル推定と同等の平均 BER 特性を示しているが、 $f_D T$ が大きくなるとフェージングの時間変動に伴うチャネルの誤差により、エラーフロアが発生することがわかる。 $f_D T=0.001$ は、搬送波周波数 5GHz、サブキャリア間隔 75kHz を仮定すると約 15km/h に相当する。このフェージング変動に伴う BER の劣化を救済することが課題である。

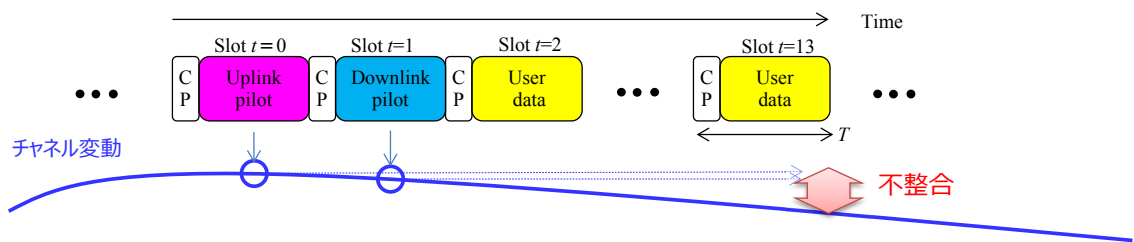


図 2.6 高速フェージングの時間変動の例

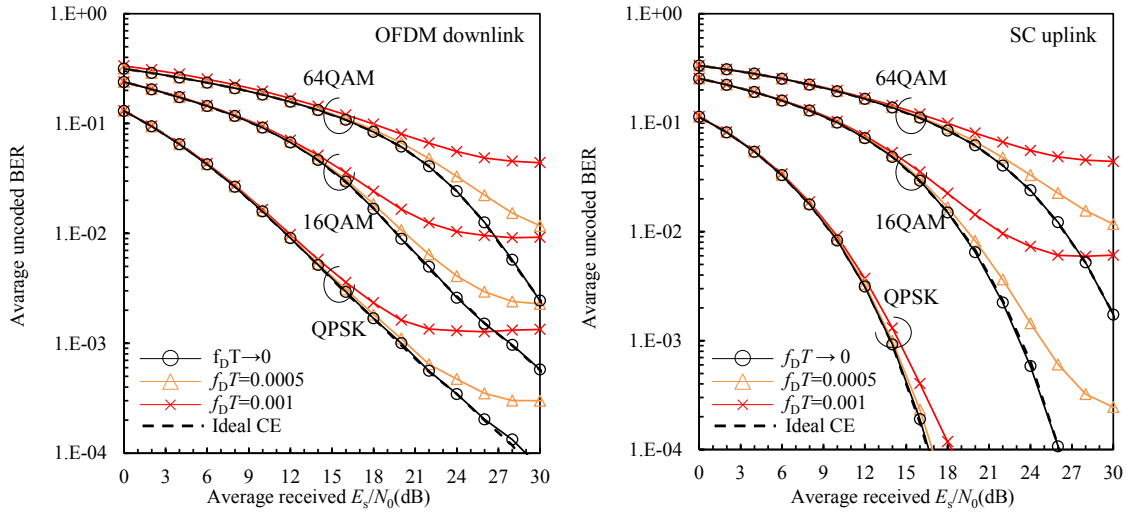


図 2.7 高速フェージング環境の平均 BER 特性劣化

2.6 高速フェージングに追従する適応 MMSE-SVD

下りリンクにおいて、BS では時刻 $t=0$ で上りパイロットから推定した初期チャネル推定値 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{bs}}(k;t=0)$ を $\mathbf{H}_{\downarrow}(k)$ の代わりに式(2.10)の送信フィルタ行列に代入する．一方、各 UE では、時刻 $t=1$ で下りパイロットから推定した初期チャネル推定値 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{uc,u}}(k;t=1)$ を $\mathbf{H}_{\downarrow}(k)$ の代わりに式(2.13)の受信フィルタ行列に代入する．上りリンクにおいても同様に、 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{bs}}(k;t=0)$ を $\mathbf{H}_{\uparrow}(k)$ の代わりに式(2.15)の受信フィルタ行列に代入し、各 UE では $\hat{\mathbf{H}}_{\text{uc,u}}(k;t=1)$ を $\mathbf{H}_{\uparrow}(k)$ の代わりに式(2.17)の送信フィルタ行列に代入する．しかしながら、前節で示したとおり、高速フェージング環境下では、初期チャネル推定値が実際のチャネルとずれてくるため残留 IAI および IUI が増大して平均 BER 特性が劣化してしまう．そのため、高速フェージングへの追従が必要となる．従来の高速フェージングに対する技術として、受信側で復調する対象となるデータシンボルの前後のパイロット信号を用いて補間処理を行う手法[2.20] が知られているが、補間処理のために復調対象のデータシンボルより時間的に後(未来)の信号を待つ必要があり、処理遅延が大きくなってしまいう問題がある．そこで本節では、復調対象のデータシンボルより時間的に後の信号を必要としない、復調対象となるデータシンボルの直前のデータシンボルを用いる判定帰還チャネル推定を提案する．

2.6.1 OFDM 下りリンク適応 MMSE-SVD

OFDM 下りリンク適応 MMSE-SVD では、IUI および IAI を抑圧する BS 送信側の MMSE フィルタをチャネルの線形予測を用いて適応更新し、IAI を抑圧する UE 側の固有モードフィルタを判定帰還チャネル推定を用いて適応更新する．OFDM 下りリンク適応 MMSE-SVD

の送受信構成を図 2.8 に示す. BS は上りリンクパイロットを用いて MIMO チャンネルを推定する. 時刻 $t=0$ で上りパイロットから推定した $\hat{\mathbf{H}}_{\text{bs}}(k;t=0)$ と 1 サブフレーム (N_{slot} スロット) 前の上りパイロットから推定した $\hat{\mathbf{H}}_{\text{bs}}(k;t=-N_{\text{slot}})$ とを外挿補間し, $t=2\sim 13$ のチャンネルを次式のように線形予測する.

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{bs}}(k;t) = \hat{\mathbf{H}}_{\text{bs}}(k;t=0) + \frac{\hat{\mathbf{H}}_{\text{bs}}(k;t=0) - \hat{\mathbf{H}}_{\text{bs}}(k;t=-N_{\text{slot}})}{N_{\text{slot}}} \times t \quad (2.20)$$

$\hat{\mathbf{H}}_{\text{bs}}(k;t)$ を式(2.10)に代入し, $t=2\sim 13$ の送信フィルタ $\mathbf{W}_{\text{downmse}}(k;t)$ をタイムスロット毎に更新する.

一方, 第 u 番目 UE では, 判定帰還チャンネル推定を用いて, $N_{\text{ue}} \times N_{\text{strm}}$ の等価チャンネル $\mathbf{H}_{\text{down,eq},u}(k;t) = \mathbf{H}_{\text{down}}(k;t) \mathbf{W}_{\text{downmse},u}(k;t)$ を推定する. 第 u 番目 UE の時刻 t における $N_{\text{ue}} \times 1$ 受信信号ベクトルを $\mathbf{R}_{\text{down},u}(k;t)$ と表し, 連続する $N_{\text{buf}} (\geq N_{\text{strm}})$ スロットで等価チャンネルの変動が十分小さいと仮定すると, 時刻 $t-1 \sim t-N_{\text{buf}}$ の $N_{\text{strm}} \times N_{\text{buf}}$ の受信信号ベクトルを行方向に並べた $N_{\text{ue}} \times N_{\text{buf}}$ の受信信号行列 $\dot{\mathbf{R}}_{\text{down},u}(k;t)$ は次式のように表される.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{R}}_{\text{down},u}(k;t) &= [\mathbf{R}_{\text{down},u}(k;t-N_{\text{buf}}), \dots, \mathbf{R}_{\text{down},u}(k;t-1)] \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_{\text{down}}(k;t) \mathbf{W}_{\text{downmse},u}(k;t) \dot{\mathbf{D}}_u(k;t) \\ &\quad + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{\substack{u'=0 \\ u' \neq u}}^{U-1} \mathbf{H}_{u'}(k;t) \mathbf{W}_{\text{downmse},u'}(k;t) \dot{\mathbf{D}}_{u'}(k;t) + \dot{\mathbf{N}}_u(k;t) \end{aligned} \quad (2.21)$$

ここで, 第 2 項は IUI 成分, 第 3 項は雑音成分を表す. $\dot{\mathbf{D}}_u(k;t) = [\mathbf{D}_{\text{down},u}(k;t-N_{\text{buf}}), \dots, \mathbf{D}_{\text{down},u}(k;t-1)]$ は $N_{\text{strm}} \times N_{\text{buf}}$ のデータシンボル行列, $\dot{\mathbf{N}}_u(k;t) = [\mathbf{N}_{\text{down},u}(k;t-N_{\text{buf}}), \dots, \mathbf{N}_{\text{down},u}(k;t-1)]$ は $N_{\text{ue}} \times N_{\text{strm}}$ の雑音行列である. 判定帰還シンボルベクトルを再変調して, 行方向に並べた $N_{\text{strm}} \times N_{\text{buf}}$ 行列 $\dot{\mathbf{D}}_{\text{down},u}(k;t) = [\dot{\mathbf{D}}_{\text{down},u}(k;t-N_{\text{buf}}), \dots, \dot{\mathbf{D}}_{\text{down},u}(k;t-1)]$ の逆行列を式(2.21)の右側から乗算することで, 等価チャンネルの推定値が $\hat{\mathbf{H}}_{\text{down,eq},u}(k;t)$ 次式のように得られる. 但し, $\dot{\mathbf{D}}_{\text{down},u}(k;t)$ の逆行列が存在しない場合は, 等価チャンネル推定の更新は行わない.

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{down,eq},u}(k;t) = \begin{cases} \dot{\mathbf{R}}_{\text{down},u}(k;t) \dot{\mathbf{D}}_{\text{down},u}^{-1}(k;t) & \text{rank}(\dot{\mathbf{D}}_{\text{down},u}(k;t)) = N_{\text{strm}} \\ \hat{\mathbf{H}}_{\text{down,eq},u}(k;t-1) & \text{rank}(\dot{\mathbf{D}}_{\text{down},u}(k;t)) < N_{\text{strm}} \end{cases} \quad (2.22)$$

得られた $\hat{\mathbf{H}}_{\text{down,eq},u}(k;t)$ を用いて次式のように周波数方向に移動平均を行う.

$$\tilde{\mathbf{H}}_{\downarrow \text{eq},u}(k;t) = \frac{1}{Q} \sum_{q=-Q/2}^{Q/2} \hat{\mathbf{H}}_{\downarrow \text{eq},u}(k+q;t) \quad (2.23)$$

ここで、 Q 周波数移動平均窓はである。 $\tilde{\mathbf{H}}_{\downarrow \text{eq},u}(k;t)$ を用いて、次式のように $t=(2+N_{\text{strm}})\sim 13$ 受信フィルタ行列を適応更新する。

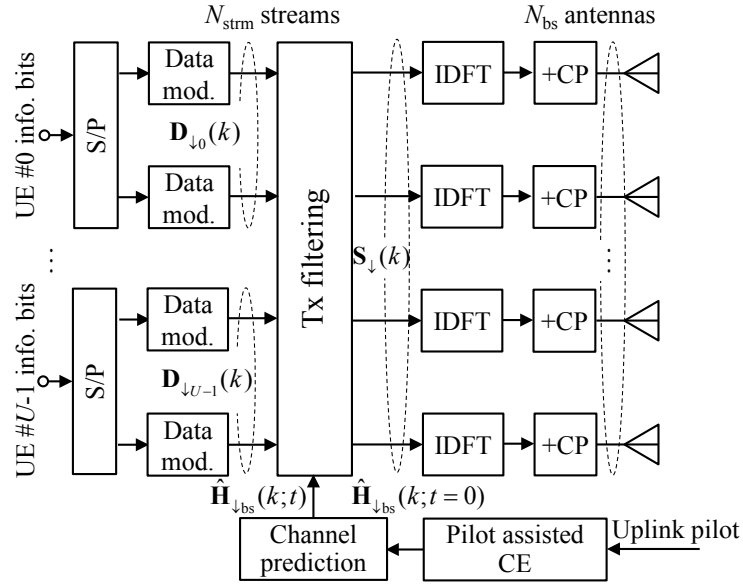
$$\mathbf{W}_{\downarrow \text{svd},u}(k;t) = \left(\tilde{\mathbf{H}}_{\downarrow \text{eq},u}(k;t) \left(\tilde{\mathbf{H}}_{\downarrow \text{eq},u}(k;t) \tilde{\mathbf{H}}_{\downarrow \text{eq},u}^H(k;t) + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_{\text{ue}}} \right)^{-1} \right)^H \quad (2.24)$$

このようにして更新して得られた $\mathbf{W}_{\downarrow \text{svd},u}(k;t)$ は、 $t=1$ で初期チャネル推定値から生成した $\mathbf{W}_{\downarrow \text{svd},u}(k;t=1)$ と比較して、フェージングへの追従性は高い一方で、判定帰還による誤り伝搬の影響を受ける。そこで、次式のように受信フィルタを適応的に切り替える。

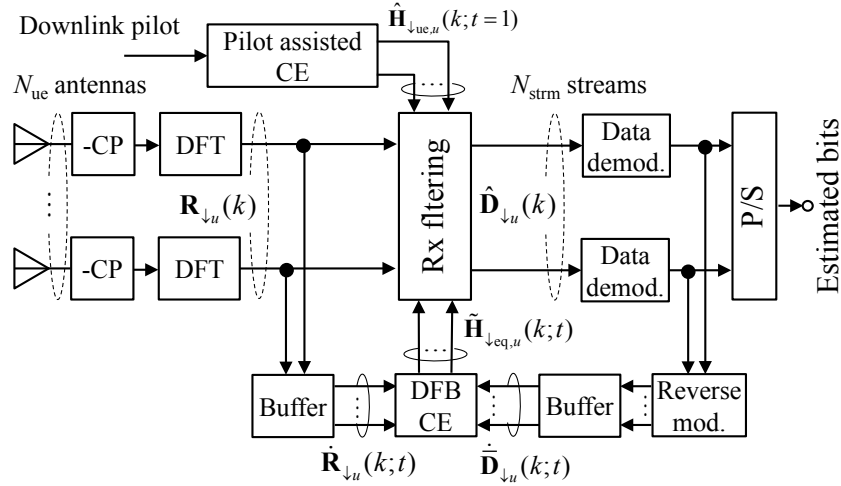
$$\tilde{\mathbf{W}}_{\downarrow \text{svd},u}(k;t) = \arg \min_{\substack{\mathbf{W}_{\downarrow \text{svd},u}(k;t') \in \\ \{\mathbf{W}_{\downarrow \text{svd},u}(k;1), \mathbf{W}_{\downarrow \text{svd},u}(k;t)\}}} \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} \min_{\mathbf{d}_u \in \Psi_{\text{mod}}} \left\| \mathbf{W}_{\downarrow \text{svd},u}(k;t') \mathbf{R}_{\downarrow u}(k;t) - \mathbf{D}_u \right\| \right) \quad (2.25)$$

ここで、 \mathbf{D}_u は $N_{\text{strm}} \times 1$ ベクトルで変調シンボル点候補の組み合わせ集合 Ψ_{mod} の要素である。第 u 番目 UE における軟判定値シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}_{\downarrow u}(k;t)$ は次式により得られる。

$$\hat{\mathbf{D}}_{\downarrow u}(k;t) = \tilde{\mathbf{W}}_{\downarrow \text{svd},u}(k;t) \mathbf{R}_{\downarrow u}(k;t) \quad (2.26)$$



(a) BS 送信機



(b) UE 受信機

図 2.8 適応 MMSE-SVD を用いる OFDM 下りリンクの送受信機構成

2.6.2 SC 上りリンク適応 MMSE-SVD

SC 上りリンク適応 MMSE-SVD では、IUI, IAI を低減する BS 受信側の MMSE フィルタを適応更新する。適応 MMSE-SVD を用いる SC 上りリンクの送受信構成を図 2.9 に示す。

BS では、判定帰還チャネル推定を用いて、 $N_{bs} \times U \cdot N_{strm}$ の等価チャネル $\mathbf{H}_{\uparrow eq}(k;t) = \mathbf{H}_{\uparrow}(k;t)\mathbf{W}_{\uparrow svd}(k;t)$ を推定する。時刻 t における $N_{bs} \times 1$ 受信信号ベクトルを $\mathbf{R}_{\uparrow}(k;t)$ と表し、連続する $N_{buf} (\geq U \cdot N_{strm})$ スロットにおける等価チャネルの変動が十分小さいと仮定すると、時

刻 $t-1 \sim t-N_{\text{buf}}$ の受信信号ベクトルを行方向に並べた $N_{\text{bs}} \times N_{\text{buf}}$ の受信信号行列 $\dot{\mathbf{R}}_{\uparrow}(k;t)$ は次式のように表される.

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{R}}_{\uparrow}(k;t) &= [\mathbf{R}_{\uparrow}(k;t-N_{\text{buf}}), \dots, \mathbf{R}_{\uparrow}(k;t-1)] \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_{\uparrow}(k;t) \mathbf{W}_{\uparrow\text{svd}}(k;t) \dot{\mathbf{D}}_{\uparrow}(k;t) + \dot{\mathbf{N}}_{\uparrow}(k;t)\end{aligned}\quad (2.27)$$

ここで, $\dot{\mathbf{D}}_{\uparrow}(k;t) = [\mathbf{D}_{\uparrow}(k;t-N_{\text{buf}}), \dots, \mathbf{D}_{\uparrow}(k;t-1)]$ は $U \cdot N_{\text{strm}} \times N_{\text{buf}}$ のデータシンボル行列, $\dot{\mathbf{N}}_{\uparrow}(k;t) = [\mathbf{N}_{\uparrow}(k;t-N_{\text{buf}}), \dots, \mathbf{N}_{\uparrow}(k;t-1)]$ は $N_{\text{bs}} \times N_{\text{buf}}$ の雑音行列である. 判定帰還シンボルベクトルを再変調して, 行方向に並べた $U \cdot N_{\text{strm}} \times N_{\text{buf}}$ の行列 $\dot{\bar{\mathbf{D}}}_{\uparrow}(k;t) = [\bar{\mathbf{D}}_{\uparrow}(k;t-N_{\text{buf}}), \dots, \bar{\mathbf{D}}_{\uparrow}(k;t-1)]$ の雑音を考慮した擬似逆行列を式(2.27)の右側から乗算することで, 等価チャネルの推定値 $\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{eq}}(k;t)$ を次式のように求める. 但し, $\dot{\bar{\mathbf{D}}}_{\uparrow}(k;t)$ の逆行列が存在しない場合は, 等価チャネル推定の更新は行わない.

$$\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{eq}}(k;t) = \begin{cases} \dot{\mathbf{R}}_{\uparrow}(k;t) \dot{\bar{\mathbf{D}}}_{\uparrow}^H(k;t) \left(\dot{\bar{\mathbf{D}}}_{\uparrow}^H(k;t) \dot{\bar{\mathbf{D}}}_{\uparrow}(k;t) + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{U \cdot N_{\text{strm}}} \right)^{-1} & \text{rank}(\dot{\bar{\mathbf{D}}}_{\uparrow}(k;t)) = U \cdot N_{\text{strm}} \\ \hat{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{eq}}(k;t-1) & \text{rank}(\dot{\bar{\mathbf{D}}}_{\uparrow}(k;t)) < U \cdot N_{\text{strm}} \end{cases}\quad (2.28)$$

得られた $\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{eq}}(k;t)$ を用いて次式のようにサブキャリア方向に移動平均を行う.

$$\tilde{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{eq}}(k;t) = \frac{1}{Q} \sum_{q=-Q/2}^{Q/2} \hat{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{eq}}(k+q;t)\quad (2.29)$$

$\tilde{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{eq}}(k;t)$ を用いて, $t=(2+U \cdot N_{\text{strm}}) \sim 13$ の受信フィルタ行列を次式のように適応更新する.

$$\mathbf{W}_{\uparrow\text{mmse}}(k;t) = \left(\tilde{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{eq}}(k;t) \right)^H \left(\tilde{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{eq}}(k;t) \left(\tilde{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{eq}}(k;t) \right)^H + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_{\text{bs}}} \right)^{-1}\quad (2.30)$$

このようにして更新して得られた $\mathbf{W}_{\uparrow\text{mmse}}(k;t)$ は, $t=0$ で初期チャネル推定値から生成した $\mathbf{W}_{\uparrow\text{mmse}}(k;t=0)$ と比較して, フェージングへの追従性は高い一方で, 判定帰還による誤り伝搬の影響を受ける. そこで, 次式のように受信フィルタを適応的に切り替える.

$$\tilde{\mathbf{W}}_{\uparrow\text{mmse}}(k;t) = \arg \min_{\substack{\mathbf{W}_{\uparrow\text{mmse}}(k;t') \in \\ \{\mathbf{W}_{\uparrow\text{mmse}}(k;0), \mathbf{W}_{\uparrow\text{mmse}}(k;t)\}}} \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} \min_{\mathbf{D} \in \Psi_{\text{mod}}} \left\| \mathbf{W}_{\uparrow\text{mmse}}(k;t') \mathbf{R}_{\uparrow}(k;t) - \mathbf{D} \right\| \right)\quad (2.31)$$

ここで、 \mathbf{D} は $U \cdot N_{\text{strm}} \times 1$ ベクトルで変調シンボル点候補の組み合わせ集合 Ψ_{mod} の要素である。BS における軟判定値シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}_{\uparrow}(k;t)$ は次式により得られる。

$$\hat{\mathbf{D}}_{\uparrow}(k;t) = \tilde{\mathbf{W}}_{\uparrow\text{mmse}}(k;t) \mathbf{R}_{\uparrow}(k;t) \quad (2.32)$$

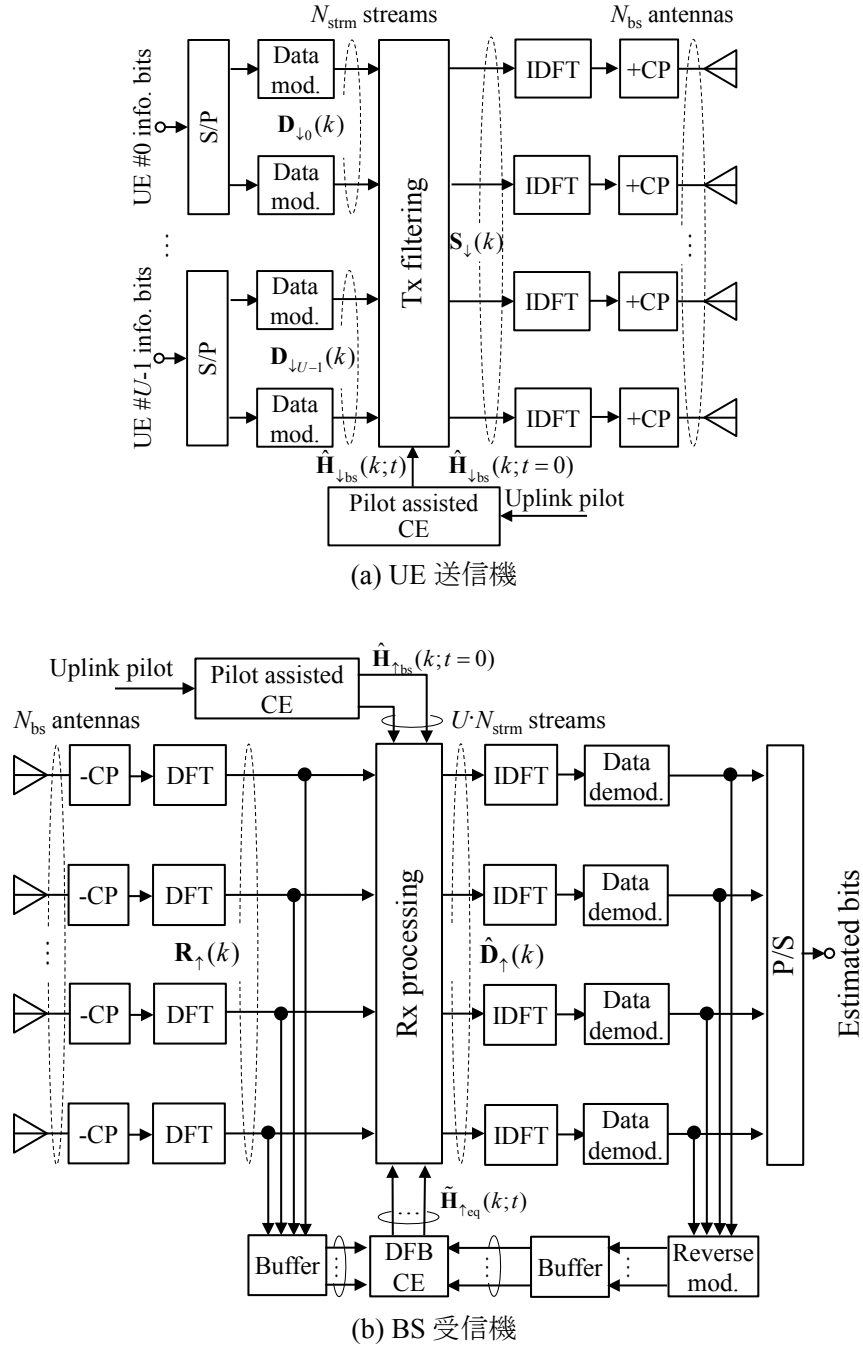


図 2.9 適応 MMSE-SVD を用いる SC 上りリンクの送受信機構成

2.7 計算機シミュレーション

本節では、計算機シミュレーションにより、高速フェージング環境における OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンク適応 MMSE-SVD の平均 BER 特性を評価する。

2.7.1 シミュレーション設定

表 2.1 に計算機シミュレーション諸元を示す。OFDM 下りリンクと SC 上りリンクを仮定し、 N_{bs} 本の送信アンテナを用いる BS と N_{ue} 本のアンテナを有する U 個の UE との MU-MIMO 伝送を仮定する。各 UE にそれぞれ N_{strm} ($\leq N_{ue}$)個のデータストリームを多重するものとし、 $U \cdot N_{strm} \leq N_{bs}$ とする。OFDM 下りリンク、SC 上りリンク共に 2.4 節で示したフレーム構成を用いる。 $L=16$ パスからなる周波数選択性レイリーフェージング環境を仮定し、アンテナ間のフェージング相関は無相関とし、正規化最大ドップラー周波数 $f_D T$ をパラメータとして無符号化誤り率を評価する。

表 2.1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter / Receiver	No.of BS antennas	$N_{bs} = 4$
	No.of multiplexed UEs	$U = 2$
	No.of UE antennas	$N_{ue} = 2$
	No.of data streams per UE	$N_{strm} = 2$
	Pilot sequence	Zadoff-Chu sequence ($i=1$), $N_p=16$
	Modulation	QPSK, 16QAM, 64QAM
	No.of subcarriers	$N_c = 1024$
	Gurad interval length	$N_g = 128$
Channel	Power delay profile	$L=16$ -path uniform
	Fading	Frequency-selective Rayleigh fading (Uncorrelated)

2.7.2 周波数窓幅および受信バッファサイズの影響

2.6 節で述べた OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンク適応 MMSE-SVD の判定帰還チャネル推定処理における周波数平均窓幅 Q およびのバッファサイズ N_{buf} 影響について議論する。図 2.10 に $f_D T$ をパラメータとした判定帰還チャネル推定時の周波数移動平均窓幅 Q 対平均 BER 特性を示す。 Q が大きいほど平均化による雑音低減の効果があるものの、等価チャネルの周波数選択性により Q が大きいほど誤差が大きくなるトレードオフの関係がある。

OFDM 下りリンクでは $Q=5$, SC 上りリンクでは $Q=3$ が最適値であることがわかる。次に、図 2.11 に $f_D T$ をパラメータとした判定帰還チャネル推定時のバッファサイズ N_{buf} 対平均 BER 特性を示す。 N_{buf} が大きくなるほど、時間平均化により判定帰還チャネル推定の誤差が小さくなり平均 BER 特性が改善する。 OFDM 下りリンクでは $N_{\text{buf}}=4$, SC 上りリンクでは $N_{\text{buf}}=8$ で改善効果は飽和することがわかる。以降のシミュレーションでは、最適化した Q および N_{buf} の値を使用する。

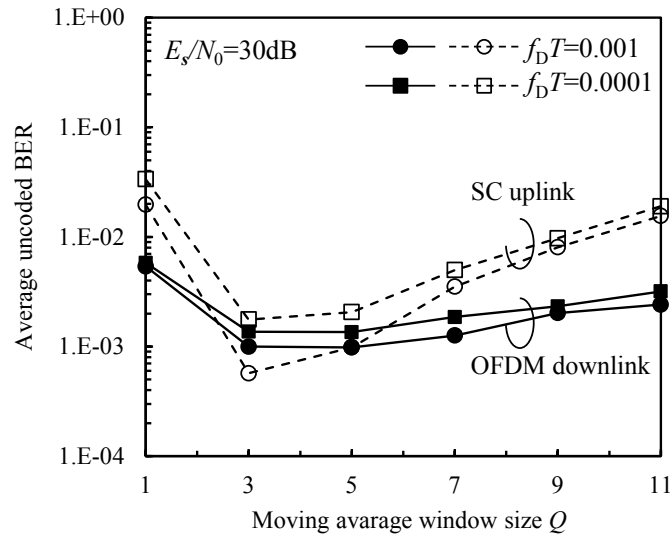


図 2.10 判定帰還チャネル推定における周波数移動平均窓幅 Q の影響

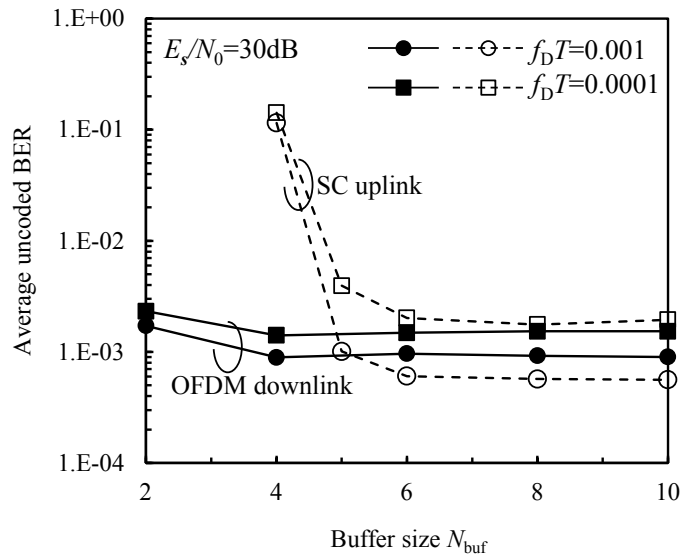
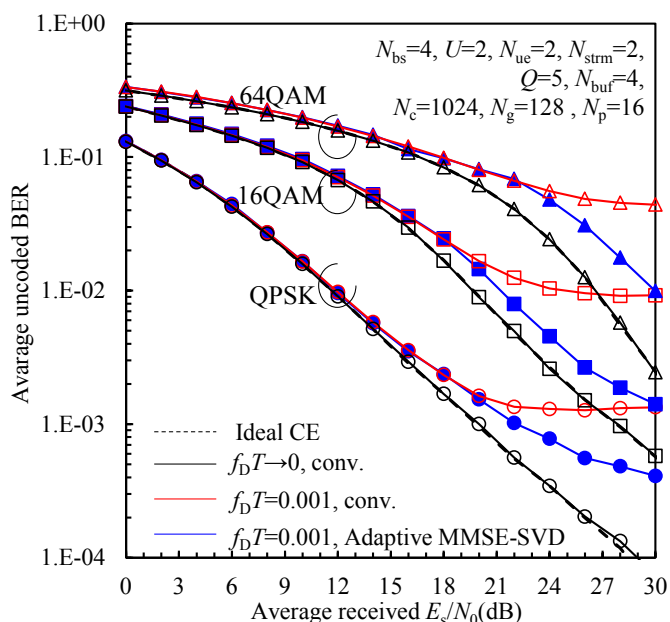


図 2.11 判定帰還チャネル推定におけるバッファサイズ N_{buf} 影響

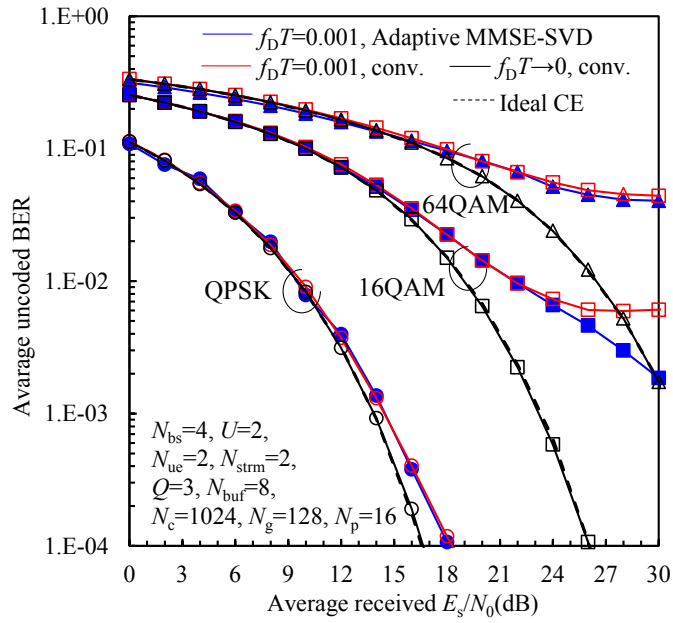
2.7.3 正規化最大ドップラー周波数の影響

図 2.12 に $f_D T$ をパラメータとした OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンクにおける平均送信 E_s/N_0 対平均 BER 特性を示す. OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンク共に準静的フェージング($f_D T \rightarrow 0$)のとき, 理想チャネル推定とほぼ同等の平均 BER 特性が得られていることがわかる. 従来の MMSE-SVD では, $f_D T$ が大きくなるほどフェージングの影響により送受信のフィルタと伝搬チャネルとの間に不整合が生じ, 平均 BER 特性は劣化しエラーフロアが生じる. 一方, 提案手法である適応 MMSE-SVD では, エラーフロアを低減できることがわかる. SC 上りリンクで, OFDM 下りリンクと比較して, 適応 MMSE-SVD の改善効果が小さいのは, SC 伝送では 1 サブキャリアの判定帰還の誤りが全サブキャリアに伝搬するためである.

次に, 図 2.13 に OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンクにおける $f_D T$ 対平均 BER 特性を示す. OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンク共に, 提案手法である適応 MMSE-SVD が従来の MMSE-SVD と比較して平均 BER 特性を改善できていることがわかる. BER= 10^{-2} で比較すると, OFDM 下りリンクでは QPSK, 16QAM および 64QAM でそれぞれ約 3 倍, 約 4 倍および約 2.5 倍に BER $<10^{-2}$ を確保する許容 $f_D T$ を拡大できることがわかる. 一方, SC 上りリンクでは, 64QAM での改善は見られないが, QPSK, 16QAM でそれぞれ約 2 倍, 1.6 倍に BER $<10^{-2}$ を確保する許容 $f_D T$ を拡大できることがわかる. QPSK を用いるとき, OFDM 下りリンクで $f_D T=0.006$, SC 上りリンクで $f_D T=0.004$ まで BER $<10^{-2}$ を確保することができ, これは搬送波周波数 5GHz, サブキャリア間隔 75kHz を仮定すると, それぞれ約 90km/h, 60km/h の移動速度に相当する.

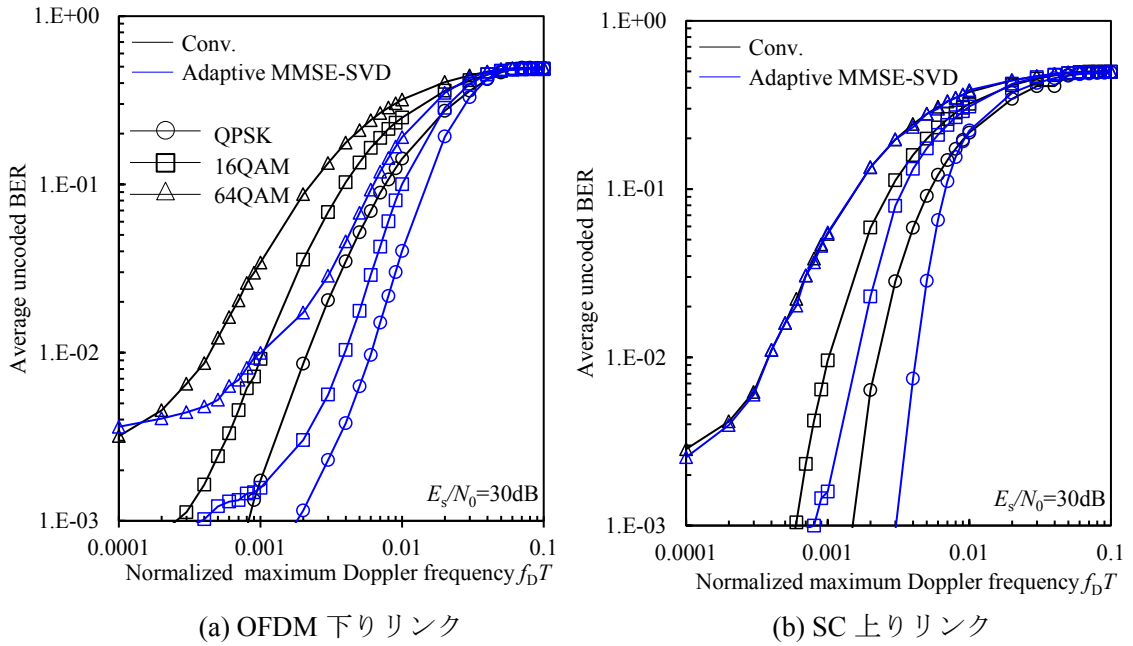


(a) OFDM 下りリンク



(b) SC 上りリンク

図 2.12 平均送信 E_s/N_0 対平均 BER 特性



(a) OFDM 下りリンク

(b) SC 上りリンク

図 2.13 最大正規化ドップラー周波数 $f_D T$ 対平均 BER 特性

2.8 まとめ

本章では、OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンク MU-MIMO 伝送において、高速フェージングに追従する適応 MMSE-SVD を提案した。従来の MMSE-SVD では、正規化最大ドップラー周波数 $f_D T$ が大きくなると、送受信フィルタの生成に用いる上りおよび下りリンクパイロット信号とデータシンボルとでフェージングの時間変動に伴いチャネルが変動するためエラーフロアを生じていた。提案する適応 MMSE-SVD を用いることでエラーフロアを改善することができることを示した。

OFDM 下りリンクでは $BER < 10^{-2}$ を確保する許容 $f_D T$ を約 2.5 倍から 4 倍拡大でき、一方 SC 上りリンクでは約 1.6 倍から 2 倍に拡大できることを示した。これは、送波周波数 5GHz、サブキャリア間隔 75kHz を仮定したとき、適応 MMSE-SVD を用いることで $BER < 10^{-2}$ を確保可能な移動速度は OFDM 下りリンクでは約 90km/h、SC 上りリンクでは約 60km/h まで対応可能であることに相当する。

参考文献

- [2.1] R. Van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [2.2] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single carrier FDMA for uplink wireless transmission," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, Vol. 3, No. 1, pp. 30-38, September 2006.
- [2.3] D. Gesbert, M. Kountouris, R. W. Heath Jr., C.-B. Chae, and T. Sälzer, "Shifting the MIMO paradigm," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 24, no. 5, pp. 36-46, October 2007.
- [2.4] B. M. Hochwald, B. Peel and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-Part I: channel inversion and regularization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 1, pp. 195-202, Jan. 2005.
- [2.5] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp. 461-471, Feb. 2004.
- [2.6] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO wireless communications*, Cambridge University Press, 2007.
- [2.7] G. Ginis and J. M. Cioffi, "A multi-user precoding scheme achieving crosstalk cancellation with application to DSL systems," in *Proc. of IEEE 39th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ACSSC 2005)*, Pacific Grove, USA, 29 Oct.-1 Nov. 2000.
- [2.8] A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," *Proc. IEEE 51th Vehicular Technology Conference*, Vol. 2, pp. 1070-1074, May 2000.
- [2.9] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R.A. Valenzuela, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," *Proc. URSI International Symposium on Signals Systems and Electronics Conference*, pp. 295-300, September 1998.
- [2.10] T. Yamamoto, K. Adachi, S. Sun, and F. Adachi, "Recursive QR packet combining for uplink single-carrier multi-user MIMO HARQ using near ML detection," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 12, no. 18, pp. 1652-1663, December 2012.
- [2.11] S. Yoshioka, S. Kumagai, and F. Adachi, "Joint Tomlinson-Harashima precoding and transmit equalization in time-domain for single-carrier MU-MIMO block transmission," *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC2015-Spring)*, Glasgow, Scotland, May 2015.

- [2.12] H. Smpath, S. Talwar, J. Tellado, V. Erceg, and A. Paulraj, "A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance, and field trial results," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 40, No. 9, pp. 143-149, September 2002.
- [2.13] S. Kumagai, S. Yoshioka, and F. Adachi, "Joint Tx/Rx signal processing for uplink distributed antenna network using single-carrier MU-MIMO," 10th International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICS 2015), Singapore, December 2015.
- [2.14] S. Kumagai, T. Obara, T. Yamamoto, and F. Adachi, "Joint Tx/Rx MMSE filtering for single-carrier MIMO transmission," *IEICE Transactions on Communications*, vol. E97-B, no. 9, pp. 1967-1976, September 2014.
- [2.15] A. Goldsmith, *Wireless communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [2.16] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [2.17] S. Kumagai, F. Adachi, "Joint Tx/Rx MMSE Filtering for Single-Carrier MU-MIMO," Proc. 12nd, IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communication Symposium (APWCS2015), Singapore, Aug. 2015.
- [2.18] Fumiyuki Adachi and Amnart Boonkajay, "Decision-feedback prediction channel estimation for MIMO cooperative transmission," Proc. 2018 IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC2018-Spring), Porto, Portugal, 3-6 June, 2018.
- [2.19] D. C. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol. 8, No. 4, pp. 531-532, July 1972.
- [2.20] S. Takaoka and F. Adachi, "Pilot-assisted channel estimation using adaptive interpolation for coherent rake reception of DS-SS signals," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E88-B, No.7, pp.2962-2970, July 2005.

第 2 章に関する研究成果

学術論文 (1 件)

- [1] Yuta Seki and Fumiyuki Adachi, “Adaptive MMSE-SVD for OFDM downlink MU-MIMO in a high mobility environment,” IEICE Communications Express, Vol. 7, Issue 6, pp. 195-200, June 2018.

国際会議 (3 件)

- [1] Yuta Seki, Amnart Boonkajay, and Fumiyuki Adachi, “Adaptive MMSE-SVD to Improve the Tracking Ability Against Fast Fading,” Proc. 2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference, Chicago, USA, 27-30 Aug., 2018.
- [2] Fumiyuki Adachi, Amnart Boonkajay, Yuta Seki and Tomoyuki Saito, “MIMO Channel Estimation for Time-Division Duplex Distributed Antenna Cooperative Transmission,” Proc. The 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC 2017), Valencia, Spain, 26-30 June, 2017.
- [3] Fumiyuki Adachi, Amnart Boonkajay, Tomoyuki Saito, and Yuta Seki, “Performance Comparison of MIMO Diversity Schemes in a Frequency-selective Rayleigh Fading Channel,” Proc. IEEE International Conference on Communication System (ICCS 2018), Chengdu, China, 19-21 Dec., 2018.

国内研究会 (3 件)

- [1] 関裕太, アムナート ブンカジャイ, 安達文幸, “分散 MIMO 協調伝送における適応 MMSE-SVD に関する検討,” 信学技報, Vol.117, No.246, RCS2017-173, pp.37-42, 2017 年 10 月.
- [2] 関裕太, アムナート ブンカジャイ, 安達文幸, “高速フェージングに追従する適応 MMSE-SVD の検討,” 信学技報, Vol.117, No.456, RCS2017-319, pp.13-18, 2018 年 3 月.
- [3] 安達文幸, アムナート ブンカジャイ, 齋藤智之, 関裕太, “TDD 分散アンテナ協調伝送のためのチャネル推定の一検討,” 信学技報, Vol.116, No.394, RCS2016-263, pp.159-164, 2017 年 1 月.

第3章 動的クラスタリングを用いる分散 MIMO 協調伝送

3.1 概要

分散 MIMO は、UE 近傍の分散アンテナを用いることで伝搬損失、シャドウイング、およびマルチパスフェージングの影響を軽減することが可能であり、従来の集中型の MIMO に比べマクロセル全体に亘って通信品質を向上できる[3.1, 2]. しかしながら、マクロセルエリア内に高密度に多数の分散アンテナを配置し、多数の UE を空間多重すると、線形処理を用いる MU-MIMO を適用しても、アンテナ数の増加と共に基地局における処理量が指数関数的に増加してしまい、許容できないほど膨大なものになってしまう[3.3].

異なる複数のクラスタに分割してクラスタ毎に独立に信号処理を行うクラスタリングは演算量の低減に有効な手法である[3.4]. クラスタあたりの多重 UE 数および分散アンテナ数を実現可能な規模で設計することが可能である. しかしながら、異なる複数のクラスタで独立に信号処理を行い、且つ同一時間・同一周波数を使って同時通信を行うため、クラスタ間で干渉が発生してしまう. 特にクラスタ端に近い UE は隣接クラスタから強い干渉を受けるため SINR が低下してしまう.

そこで、本章では分散 MIMO 協調伝送においてクラスタ間干渉を低減する動的クラスタリングを提案する. 動的クラスタリングでは、マクロセルエリアを多数の UE クラスタに分け、スケジューリングにより各クラスタ内の通信 UE を決定して分散 MIMO 協調伝送を行うことで、クラスタ毎に信号処理を行うことになるので演算量を削減できると共に、互いに接近した多数の UE が同時通信する確率を下げるができる. また、クラスタ境界を越えて分散アンテナ選択を行うことで、クラスタ間干渉の影響を低減し、UE を中心とした小セルを動的に形成することが可能となる. 更に本章では、MMSE-SVD について、クラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD へと拡張する. クラスタ間干渉を BS における MMSE フィルタに考慮することでクラスタ間干渉の影響を軽減することができる. 計算機シミュレーションにより提案する動的クラスタリングにより得られるリンク容量を明らかにする. また、第2章で述べた多重データストリーム数に伴うダイバーシチ効果[3.5] がリンク容量に与える影響について議論する. 以下に、本章の構成を示す.

第3.2節では、分散 MIMO のモデルについて説明する.

第3.3節では、提案する動的クラスタリングに関して述べる. MU-MIMO の演算量を削減するためのクラスタリングの考え方について述べ、UE クラスタリングと分散アンテナ選択の手順について説明する.

第3.4節では、クラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD について説明する. 第2章で示した MMSE-SVD について、クラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD へと拡張する.

第 3.5 節では，計算機シミュレーションにより，クラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD を用いる動的クラスタリングが達成するリンク容量を示す．

第 3.6 節で本章をまとめる．

3.2 分散 MIMO 協調伝送とクラスタリング

3.2.1 分散 MIMO 協調伝送システムモデル

図 3.1 に分散 MIMO 協調伝送のシステムモデルを示す．本論文の分散 MIMO 協調伝送では，無線信号処理機能や無線資源管理機能を有する BS とそれが受け持つ通信エリア内に分散配置した多数の分散アンテナから構成される．無線信号処理 (Base-band processing) 機能は，複数 UE を多重して異なる位置にある複数の分散アンテナを協調して MU-MIMO 送受信信号処理を行う．これを分散 MIMO 協調伝送と呼ぶ．無線資源管理 (Radio resource management) 機能は，BS がカバーするマクロエリア内に存在する多数ユーザの中から通信機会を与えるユーザの選択や通信に必要な無線帯域や送信電力の決定などのスケジューリング[3.6]を行う．

半径を R のマクロセルエリアに N_{DA} 本の分散アンテナがランダムに配置されるものと仮定する．但し，分散アンテナ間の最小距離を $R' = R/\sqrt{N_{DA}}$ とする．全ての分散アンテナは BS に光ファイバーを介して接続される．マクロセルエリア内に N_{ue} 本のアンテナを有する U_{act} 個の UE がランダムな位置に存在するものと仮定する．

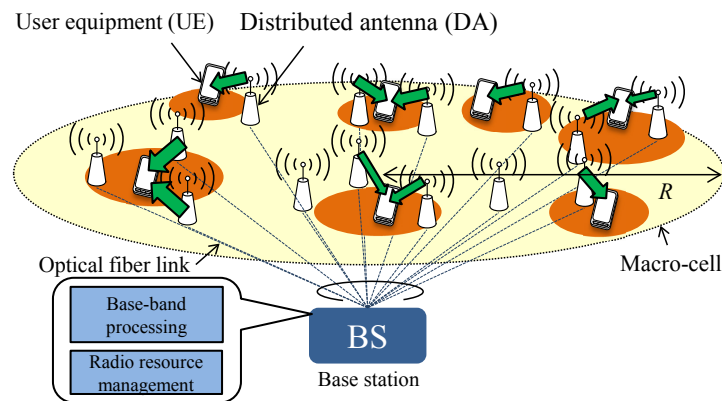


図 3.1 分散 MIMO 協調伝送システムモデル

3.2.2 クラスタリング

マクロセルエリア内の多数の分散アンテナを使って多数の UE を空間多重すると，線形処理を用いる MU-MIMO を適用しても，アンテナ数の増加と共に BS における処理量が指数関数的に増加してしまい，許容できないほど膨大なものになってしまう．異なる複数のク

ラスタに分割して、クラスタ毎に独立に信号処理を行うクラスタリングは演算量の低減に有効な手法である。クラスタリングでは、分散 MIMO において UE 近傍の分散アンテナの影響が伝送特性に支配的であることを利用する。クラスタ毎にクラスタ内の多重する UE の近傍のアンテナのみを用いて MU-MIMO 伝送を行うことで、マクロセル全体での演算量を低減することができる。図 3.2 に、OFDM 下りリンク MMSE-SVD において、全送信アンテナを協調させる場合とクラスタリングを用いた場合の BS における演算量を示す。逆行列および SVD の計算には、それぞれ Gauss-Jordan の消去法およびべき乗法(Power method)を用いた[3.7]。演算量として複素共役乗算数を指標に用いて、1 クラスタあたり用いる分散アンテナ数を $N_{bs}=4$ とした。全送信アンテナを協調させる場合、アンテナ数の増加と共に BS における処理量が指数関数的に増大するのに対し、クラスタリングを用いた場合では 1 クラスタあたりの演算量のクラスタ数倍(定数倍)の演算量に抑えることができることがわかる。クラスタリングを用いることにより、多重 UE 数および分散アンテナ数を実現可能な規模で設計することが可能である。

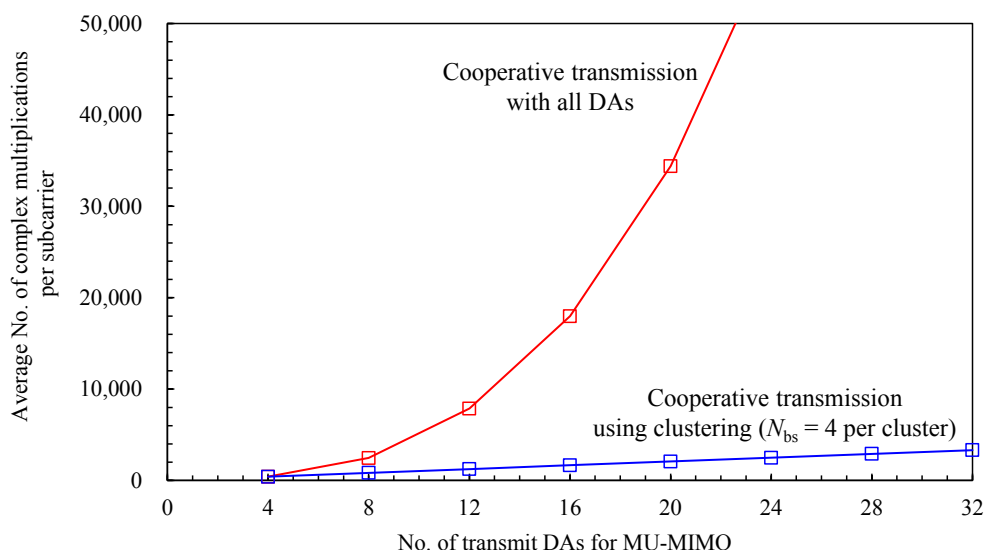


図 3.2 クラスタリングを用いるときの BS フィルタ生成の演算量 ($N_{bs}=4$)

しかしながら、異なる複数のクラスタで独立に信号処理を行い、且つ同一時間・同一周波数を使って同時通信を行うため、クラスタ間の干渉が発生してしまう。特にクラスタ端に近い UE は隣接クラスタから強い干渉を受けるため SINR が低下してしまう。次節では、分散 MIMO 協調伝送においてクラスタ間干渉を低減する動的ユーザクラスタリングを提案する。

3.3 動的クラスタリング

3.2 節で述べたように、マクロセルエリア内の多数の分散アンテナを使って多数の UE を空間多重すると、線形処理を用いる MMSE-SVD を適用しても、アンテナ数の増加と共に BS における処理量が指数関数的に増加してしまい、許容できないほど膨大なものになってしまう。そこで、マクロセルエリア内の UE を多数のクラスタに分割し、スケジューリングにより各クラスタ内の通信ユーザを決定して分散 MIMO 協調伝送を行えば、クラスタ毎に信号処理を行うことになるので演算量を削減できる共に、互いに接近したユーザ同士が同時に通信する確率を下げることができる。図 3.3 に動的クラスタリングにおける UE クラスタリングと分散アンテナ選択の手順を示す。以降で各処理について説明する。

3.3.1 UE クラスタリング

BS は、予めマクロセル内の UE を M 個のクラスタに分割する。本章ではマクロセルエリアを等面積に分割してクラスタリングするものとした。図 3.4 に $M=7$ および $M=19$ のときのクラスタリングの例を示す。 $N_{\text{DA}}=76$ 本の分散アンテナがマクロセルエリア内にランダムに配置されており、 N_{ue} 本のアンテナを有する $U_{\text{act}}=76$ 個の UE がマクロセル内にランダムに存在するものとした。BS はクラスタ毎にスケジューリングを行い、クラスタあたり U 個の UE をデータ伝送に割り当てる。これにより、互いに接近した多数の UE が同時に通信する確率を下げることができる。本章では、スケジューリングはクラスタ毎のラウンドロビンを用いる。

3.3.2 分散アンテナ選択

スケジューリング後にデータ伝送に用いる分散アンテナをクラスタ毎に N_{bs} 本選択する。図 3.5 に分散アンテナ選択のフローチャートを示す。中央のクラスタから順番に割り当てたクラスタ番号順に、クラスタ内の各 UE アンテナから送信された上りリンクパイロット信号を用いて測定した短区間平均受信信号の大きい分散アンテナを 1 本ずつ次式のように選択する。

$$n_{\text{bs}} = \arg \max_{\substack{n_{\text{bs}}, n_{\text{ue}, m, u} \\ n_{\text{bs}} \in A}} P(n_{\text{bs}}', n_{\text{ue}, m, u}') \quad (3.1)$$

ここで、 $P(n_{\text{bs}}, n_{\text{ue}, m, u})$ は m 番目クラスタ内の u 番目 UE の第 $n_{\text{ue}, m, u}$ アンテナから n_{bs} アンテナへ送信されたパイロット信号の平均電力である。 A は選択された分散アンテナの集合を表す。クラスタ境界を越えてマクロセルエリア全体から分散アンテナ選択を行うことで、各 UE は高い確率で UE 近傍のアンテナを少なくとも 1 本利用することが可能となり、UE 中心のクラスタを動的に形成することができる。図 3.6 に $M=7$ および $M=19$ の形成を用いて $N_{\text{bs}}=4$

本の分散アンテナを利用する場合のアンテナ選択の一例を示す。クラスタあたりの多重UE数は $U=2$ とした。クラスタ境界を越えて分散アンテナを選択することにより、クラスタ端のUEが割り当てられた場合でも、少なくとも1本のUE近傍の分散アンテナを利用できることがわかる。このことは、図3.6(a)中に赤色点線で示したように、動的クラスタリングにより一定距離を離れた位置にいる割当UEを中心とした小セルエリアを動的に形成していることと等価であり、マクロセルエリア全体にわたり面的リンク容量の向上を期待できる。

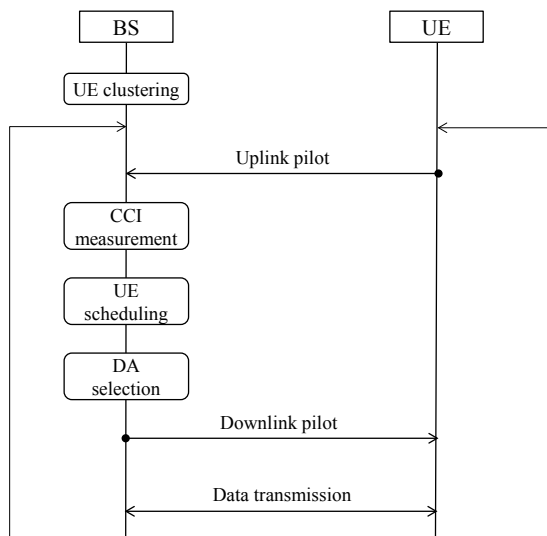


図 3.3 UE クラスタリングとアンテナ選択の手順

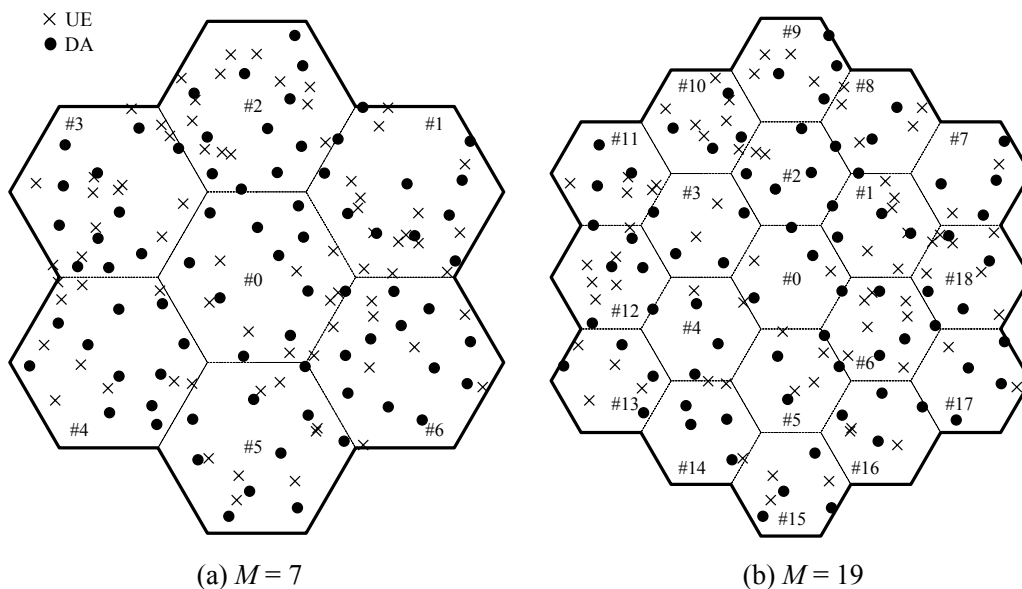


図 3.4 UE クラスタリングの例

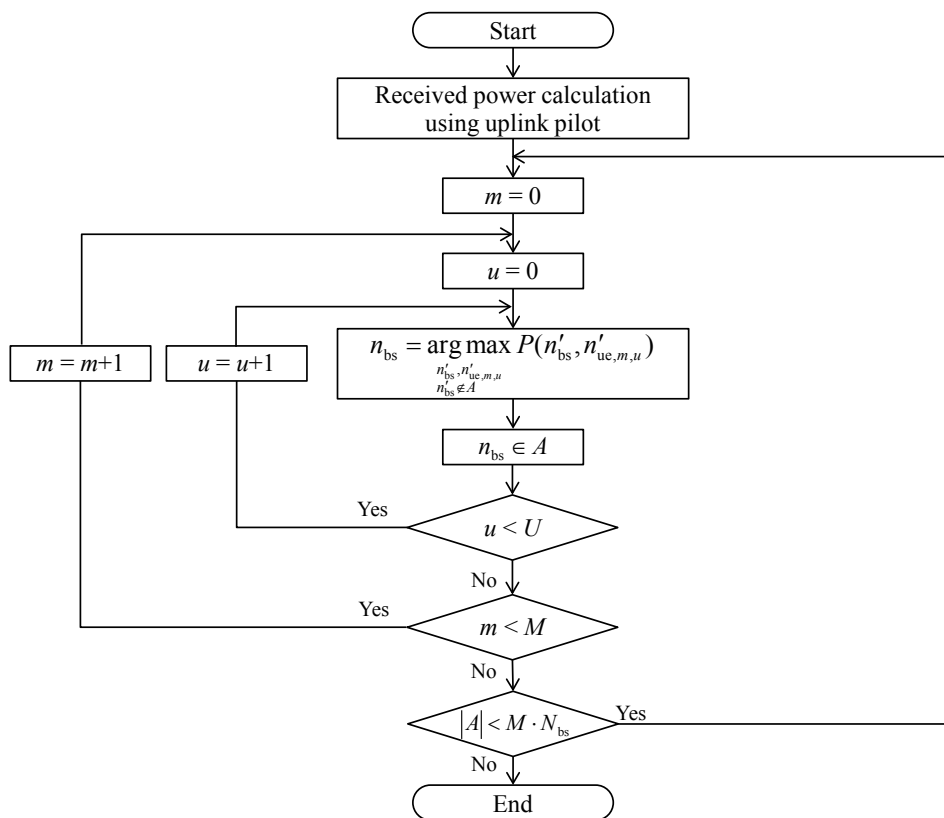


図 3.5 UE クラスタリングとアンテナ選択の手順

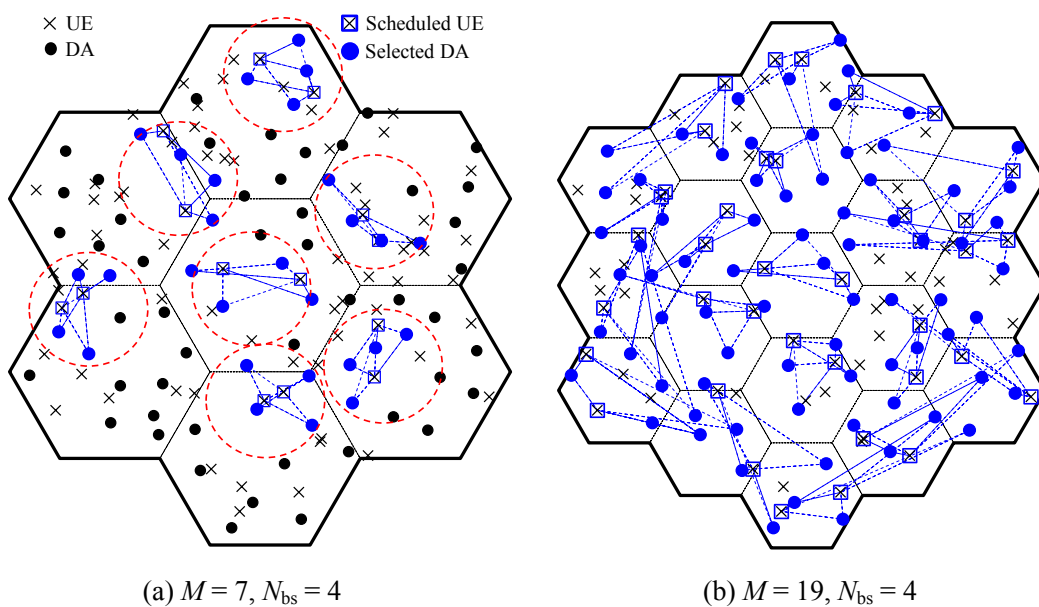


図 3.6 分散アンテナ選択の例

3.4 クラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD

マクロセルエリアを複数のクラスタに分割してクラスタ毎に独立に MU-MIMO 処理を行うことで演算量を削減できる一方、クラスタ間の CCI が増大してしまう。動的クラスタを用いることで CCI を低減することは可能であるが、残留 CCI の課題は残る。他クラスタからの各干渉信号に対して指向性制御によりヌル(Null) を形成することで空間フィルタとして干渉を低減する手法[3.8, 9]が知られているが、ヌル形成のためにアンテナ数を増やす必要があり演算量の増大に繋がる。そこで、本節ではクラスタ間干渉の影響を軽減するため、第2章で説明した MMSE-SVD における BS の MMSE フィルタにクラスタ間干渉を考慮したフィルタを再設計する。

図 3.4(a)で示した図を用いて、下りリンクを例にクラスタ間干渉のモデルについて説明する。図 3.7 に下りリンクのクラスタ間干渉モデルを示す。注目クラスタの UE に対して、周辺他クラスタの UE 宛に分散アンテナから送信される信号がクラスタ間干渉となる。異なる多数の方向から到来する干渉信号に対して、ヌル形成を行い空間フィルタにより干渉を低減することは困難である。そこで、各分散アンテナからの干渉信号を個別に低減するのではなく、足し合わされ合成された干渉信号の統計的性質を利用する。クラスタ間干渉信号は、異なる位置に存在する複数の分散アンテナから送信された信号がそれぞれ独立なチャネルを伝搬して被干渉 UE で受信される。これは、多数の独立した確率変数を合計したものであるため、中心極限定理[3.10]により正規分布に従うことが知られている。図 3.8 にクラスタ間干渉の確率密度関数を示す。クラスタ間干渉の分布が正規分布と概ね一致することが確認できる。第 m 番目クラスタの第 u 番目 UE におけるクラスタ間干渉の分散は次式で表される。

$$\begin{aligned}
 2\sigma_{\downarrow\text{CCI}}^2 &= \frac{2E_s}{T_s} \sum_{\substack{m'=0 \\ m' \neq m}}^{M-1} \sum_{u'=0}^{U-1} \sum_{\substack{n'_{\text{strm}}=0 \\ n'_{\text{strm}} \neq n_{\text{strm}}}}^{N_{\text{strm}}-1} \sum_{\substack{n'_{\text{bs}}=0 \\ n'_{\text{bs}} \neq n_{\text{bs}}}}^{N_{\text{bs}}-1} E \left[\left| H_{\downarrow u}(k; n_{\text{ue}}, n'_{\text{bs}}) W_{\downarrow\text{mmse}}(k; n'_{\text{bs}}, u' \cdot N_{\text{strm}} + n'_{\text{strm}}) \right|^2 \right] \\
 &= \frac{2E_s}{T_s} \sum_{\substack{m'=0 \\ m' \neq m}}^{M-1} \frac{U \cdot N_{\text{strm}}}{N_{\text{bs}}} \sum_{n'_{\text{bs}}=0}^{N_{\text{bs}}-1} d_{u, n'_{\text{bs}}} \cdot 10^{-\eta_{u, n'_{\text{bs}}}/10}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

ここで、 $H_{\downarrow u}(k; n_{\text{ue}}, n'_{\text{bs}})$ は注目クラスタの第 u 番目 UE の第 n_{ue} 番目アンテナと周辺クラスタの第 n'_{bs} 番目分散アンテナとの間のチャネル利得を表わし、 $W_{\downarrow\text{mmse}}(k; n'_{\text{bs}}, u' \cdot N_{\text{strm}} + n'_{\text{strm}})$ は周辺クラスタで乗算される送信フィルタの第 n'_{bs} アンテナに対応する要素を表す。なお、簡単化のためクラスタ番号 m の記載は省略した。これにより、クラスタ間干渉を零平均、分散 $2\sigma_{\downarrow\text{CCI}}^2$ のガウス雑音として近似することができる。クラスタ間干渉を考慮した OFDM 下りリンク MMSE-SVD における BS 送信フィルタおよび UE 受信フィルタは次式で表わされる。

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{W}_{\downarrow\text{mmse}}(k) = [\mathbf{W}_{\downarrow\text{mmse},0}(k), \dots, \mathbf{W}_{\downarrow\text{mmse},u}(k), \dots, \mathbf{W}_{\downarrow\text{mmse},U-1}(k)] \\ \quad = \left(\mathbf{U}_{\downarrow}^H(k) \mathbf{H}_{\downarrow}(k) \right)^H \left(\begin{array}{l} \left(\mathbf{U}_{\downarrow}^H(k) \mathbf{H}_{\downarrow}(k) \right) \left(\mathbf{U}_{\downarrow}^H(k) \mathbf{H}_{\downarrow}(k) \right)^H \\ + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \frac{N_{\text{ue}}}{U \cdot N_{\text{strm}}} \sum_{u=0}^{U-1} \left(1 + \frac{I_{\downarrow 0}(u)}{N_0} \right) \mathbf{I}_{U \cdot N_{\text{strm}}} \end{array} \right)^{-1} \mathbf{P}^{1/2}(k) \\ \mathbf{W}_{\downarrow\text{svd},u}(k) = \mathbf{U}_{\downarrow u}^H(k) \end{array} \right. \quad (3.3)$$

ここで、 $I_{\downarrow 0}(u)$ は第 u 番目 UE におけるクラスタ間干渉電力スペクトル密度であり、次式で表わされる。

$$\frac{I_{\downarrow 0}(u)}{N_0} = \frac{E_s}{N_0} \sum_{\substack{m'=0 \\ m' \neq m}}^{M-1} \frac{U \cdot N_{\text{strm}}}{N_{\text{bs}}} \sum_{n'_{\text{bs}}=0}^{N_{\text{bs}}-1} d_{u,n'_{\text{bs}}} \cdot 10^{-\eta_{u,n'_{\text{bs}}}/10} \quad (3.4)$$

$\mathbf{W}_{\downarrow\text{mmse}}(k)$ および $\mathbf{W}_{\downarrow\text{svd},u}(k)$ は、それぞれ BS 送信フィルタおよび UE 受信フィルタであり、BS の MMSE フィルタにおいてクラスタ間干渉をガウス雑音と近似している。式(3.3)の MMSE フィルタは、クラスタ間干渉をガウス雑音と見なし、IAI および IUI の完全直交化をせず残留 IAI および IUI を許容することで、クラスタ間干渉の影響を低減する動作をする。MMSE フィルタをクラスタ毎に独立に生成して使用する。なお、各クラスタの UE の SVD フィルタは 2.3 節と同様である。

次に、上りリンクについて説明する。図 3.9 に上りリンクのクラスタ間干渉のモデルを示す。上りリンクについても下りリンクと同様に、周辺クラスタの異なる複数の UE が送信された信号がそれぞれ独立なチャネルを伝搬して注目クラスタの分散アンテナで受信されるため、クラスタ間干渉をガウス雑音として近似することができる。注目クラスタの第 n_{bs} 番目分散アンテナにおけるクラスタ間干渉の分散 $2\sigma_{\uparrow\text{CCI}}^2$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} 2\sigma_{\uparrow\text{CCI}}^2 &= \frac{2E_s}{T_s} \sum_{\substack{m'=0 \\ m' \neq m}}^{M-1} \sum_{u'=0}^{U-1} \sum_{n'_{\text{strm}}=0}^{N_{\text{strm}}-1} \sum_{n'_{\text{ue}}=0}^{N_{\text{ue}}-1} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} E \left[\left| H_{\uparrow u}(k; n_{\text{bs},m}, n'_{\text{ue}}) W_{\uparrow\text{svd},u}(k; n'_{\text{ue}}, n'_{\text{strm}}) \right|^2 \right] \\ &= \frac{2E_s}{T_s} \sum_{\substack{m'=0 \\ m' \neq m}}^{M-1} N_{\text{strm}} \sum_{u'=0}^{U-1} d_{u',n_{\text{bs}}} \cdot 10^{-\eta_{u',n_{\text{bs}}}/10} \end{aligned} \quad (3.5)$$

ここで、 $H_{\uparrow u}(k; n_{\text{bs},m}, n'_{\text{ue}})$ は注目クラスタの $n_{\text{bs},m}$ 番目分散アンテナと周辺クラスタの第 u' UE の第 n'_{ue} との間のチャネル利得を表わし、 $W_{\uparrow\text{svd},u}(k; n'_{\text{ue}}, n'_{\text{strm}})$ は周辺クラスタの UE で乗算される送信フィルタの第 n'_{ue} アンテナに対応する要素を表す。クラスタ間干渉を考慮した SC 上りリンク MMSE-SVD における BS 送信フィルタおよび UE 受信フィルタは次式で表わされる。

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{W}_{\uparrow\text{svd},u}(k) = \mathbf{V}_{\uparrow u}(k) \mathbf{P}_{\uparrow u}^{1/2}(k) \\ \mathbf{W}_{\uparrow\text{mmse}}(k) = \left(\mathbf{H}_{\uparrow}(k) \mathbf{W}_{\uparrow\text{svd}}(k) \right)^H \left(\mathbf{H}_{\uparrow}(k) \mathbf{W}_{\uparrow\text{svd}}(k) \right) \left(\mathbf{H}_{\uparrow}(k) \mathbf{W}_{\uparrow\text{svd}}(k) \right)^H \\ \quad + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \text{diag} \left(1 + \frac{I_{0\uparrow}(0)}{N_0}, \dots, 1 + \frac{I_{0\uparrow}(N_{\text{bs}}-1)}{N_0} \right) \end{array} \right\}^{-1} \quad (3.6)$$

ここで, $I_{0\uparrow}(n_{\text{bs}})$ は第 n_{bs} 番目分散アンテナにおけるクラスタ間干渉密度であり, 次式で表わされる.

$$\frac{I_{0\uparrow}(n_{\text{bs}})}{N_0} = \frac{E_s}{N_0} \sum_{\substack{m'=0 \\ m' \neq m}}^{M-1} N_{\text{strm}} \sum_{u'=0}^{U-1} d_{u',n_{\text{bs}}} \cdot 10^{-\eta_{u',n_{\text{bs}}}/10} \quad (3.7)$$

$\mathbf{W}_{\uparrow\text{svd},u}(k)$, $\mathbf{W}_{\uparrow\text{mmse}}(k)$ は, それぞれ UE 送信フィルタおよび BS 受信フィルタであり, BS の MMSE フィルタにおいてクラスタ間干渉をガウス雑音と近似している. 式(3.6)の MMSE フィルタは, 下りリンク MMSE-SVD と同様, クラスタ間干渉をガウス雑音と見なし, 残留 IAI および IUI を許容することで, クラスタ間干渉の影響を低減する動作をする. なお, UE の SVD フィルタは 2.3 節と同様である.

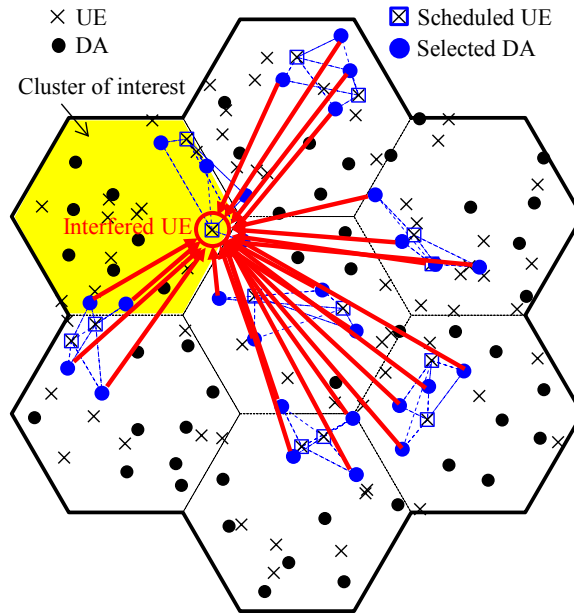


図 3.7 下りリンククラスタ間干渉モデル ($M=7, N_{\text{bs}}=4$)

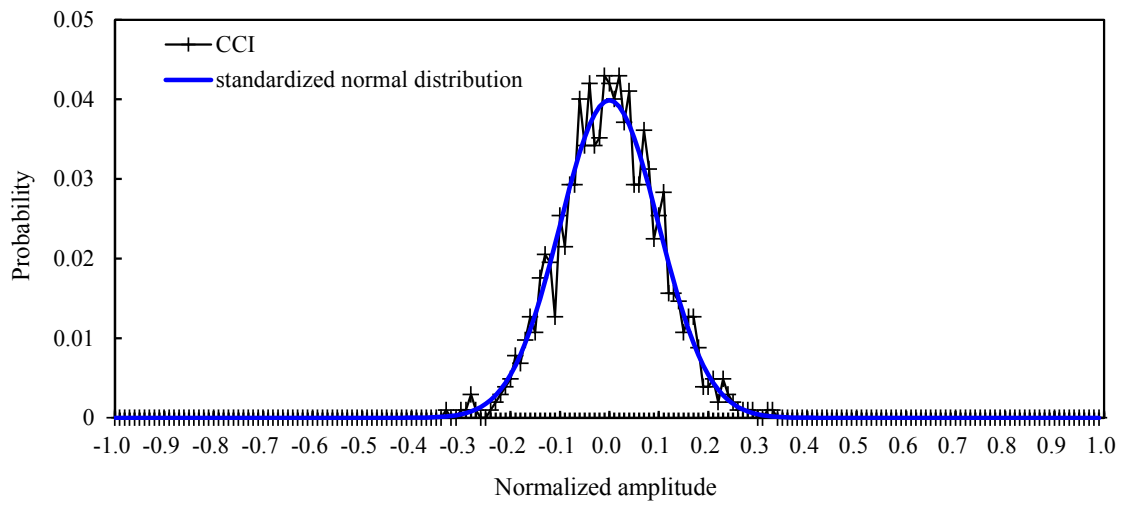


図 3.8 クラスタ間干渉の確率密度関数

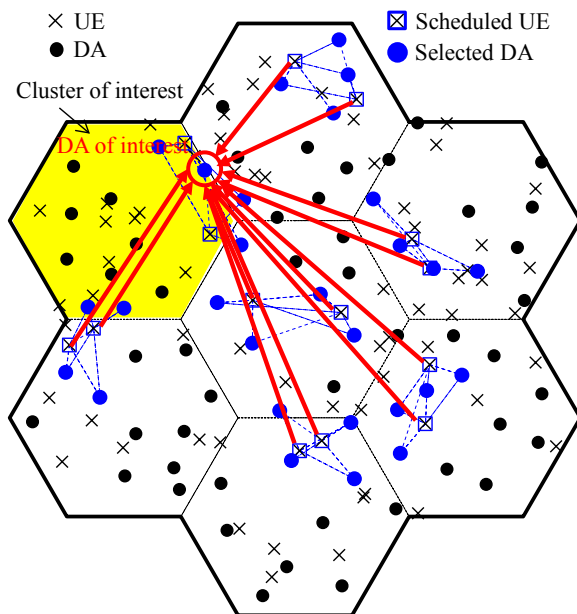


図 3.9 上りリンククラスタ間干渉モデル ($M=7, N_{bs}=4$)

3.5 計算機シミュレーション

本節では、計算機シミュレーションにより、OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンクにおいて、クラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD を用いる動的クラスタリングにより得られるリンク容量を評価する。クラスタ間干渉を考慮する効果について定量的に評価すると共に、UE あたりの多重データストリーム数 N_{strm} を減少させることによる空間ダイバーシチ効果について議論する。

3.5.1 シミュレーション設定

表 3.1 に計算機シミュレーション諸元を示す。マクロセル半径を R のマクロセルエリアに N_{DA} 本の分散アンテナがランダムに配置されるものと仮定する。但し、分散アンテナ間の最小距離を $R/\sqrt{N_{\text{DA}}}$ とする。 $N_{\text{uc}}=2$ 本のアンテナを有する $U_{\text{act}}=76$ 個の UE がマクロセル内にランダムに存在するものとする。 $N_c=1024$ 本のサブキャリアを用いて、クラスタあたり $U=2$ 個の UE を MU-MIMO 多重により伝送する。クラスタあたりの伝送に用いるアンテナ本数を $N_{\text{bs}}=4$ とする。

広帯域無線チャネルは、伝搬損失、シャドウイング損失およびマルチパスフェージングによって特徴づけられる[3.11]。遅延時間の異なる L 個の離散パスからなるマルチパスフェージングを仮定するとき、第 u 番目 UE の第 n_{uc} アンテナと BS の第 n_{bs} 分散アンテナ間のチャネルのインパルス応答およびチャネル伝達関数はそれぞれ次式で表される。

$$h_u(\tau; n_{\text{uc}}, n_{\text{bs}}) = \sqrt{d_{u, n_{\text{bs}}}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta_{u, n_{\text{bs}}}}{10}}} \left\{ \begin{aligned} & \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp(j\theta_{u, n_{\text{uc}}, n_{\text{bs}}}) \delta(\tau - \tau_{u, n_{\text{uc}}, n_{\text{bs}}}(0)) \\ & + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=0}^{L-1} \zeta_{u, n_{\text{uc}}, n_{\text{bs}}}(l) \delta(\tau - \tau_{u, n_{\text{uc}}, n_{\text{bs}}}(l)) \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

$$H_u(k; n_{\text{uc}}, n_{\text{bs}}) = \sqrt{d_{u, n_{\text{bs}}}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta_{u, n_{\text{bs}}}}{10}}} \left\{ \begin{aligned} & \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp(j\theta_{u, n_{\text{uc}}, n_{\text{bs}}}) \exp\left(-j\frac{2\pi k \tau_{u, n_{\text{uc}}, n_{\text{bs}}}(0)}{N_c}\right) \\ & + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=0}^{L-1} \zeta_{u, n_{\text{uc}}, n_{\text{bs}}}(l) \exp\left(-j\frac{2\pi k \tau_{u, n_{\text{uc}}, n_{\text{bs}}}(l)}{N_c}\right) \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

ここでは簡単化のためにクラスタ番号 m およびタイムスロット番号 t の記載は省略した。式(3.8)および式(3.9)の右辺第 1 項は直接波成分、第 2 項は遅延波成分を表す。本論文では、 u 番目 UE と第 n_{bs} 番目分散アンテナ間の距離が $d_{u, n_{\text{bs}}}$ が $d_{u, n_{\text{bs}}} \leq R'$ のとき、見通し環境で主要波と散乱波の電力比 $K>0$ となる仲上ライスフェージング環境、 $d_{u, n_{\text{bs}}} > R'$ のときはレイリーフェージング環境($K=0$)になると仮定する。 α は伝搬損失指数、 $\eta_{u, n_{\text{bs}}}$ は零平均で標準偏差 σ_s の正規分布に従うシャドウイング損失(dB)を表す。 $\theta_{u, n_{\text{uc}}, n_{\text{bs}}}$ は主要波の位相であり、一様分布

に従うと仮定する. $\xi_{u,n_{ue},n_{bs}}(l)$ および $\tau_{u,n_{ue},n_{bs}}$ はそれぞれ第 l パスの複素パス利得および遅延時間であり, 本報告ではサンプリング間隔 T_s の整数倍の遅延時間(すなわち $\tau_{u,n_{ue},n_{bs}} = l$ for all u, n_{ue}, n_{bs})を有する離散パスを仮定し, $E[\sum_{l=0}^{L-1} |\xi_{u,n_{ue},n_{bs}}(l)|^2] = 1$ (for all u, n_{ue}, n_{bs})である.

$H_u(k; n_{ue}, n_{bs})$ は BS-UE 間の MU-MIMO チャネル行列 $\mathbf{H}(k)$ の第 $(u \cdot N_{ue} + n_{ue}, n_{bs})$ 要素である. また, 各パス間, アンテナ間, タイムスロット間のフェージングは独立で無相関と仮定する. マクロセル半径 R で正規化した正規化送信 $E_s/N_0 = 0\text{dB}$ (すなわち, 分散アンテナから距離 R の地点での平均受信 $E_s/N_0 = 0\text{dB}$) として各送信点から信号を送信する. ガードインターバル長を $N_g = 128$ とし, 本章ではチャネル推定は理想的に行えるものと仮定する.

タイムスロット毎に, 各クラスタにおいて, 総サブキャリア帯域幅で正規化した第 u 番目 UE の OFDM 下りリンク容量 $C_{\downarrow u}$ (bps/Hz) および SC 上りリンク容量 $C_{\uparrow u}$ (bps/Hz) は, シヤノンのチャネル容量[3.12]により次式で計算できる.

$$\begin{cases} C_{\downarrow u} = \sum_{n_{\text{strm}}=0}^{N_{\text{strm}}-1} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2(1 + \gamma_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}})) \\ C_{\uparrow u} = \sum_{n_{\text{strm}}=0}^{N_{\text{strm}}-1} \log_2(1 + \gamma_{\uparrow u}(n_{\text{strm}})) \end{cases} \quad (3.10)$$

ここで, $\gamma_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}})$ および $\gamma_{\uparrow u}(n_{\text{strm}})$ はそれぞれ送受信フィルタリング後の第 k サブキャリアにおける第 n_{strm} 固有モードの瞬時受信 SINR およびデータシンボルの瞬時 SINR であり, 次式で表される.

$$\begin{cases} \gamma_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}}) = \frac{\frac{E_s}{N_0} |\bar{H}_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}}, u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}})|^2}{\mu_{\downarrow u}^{\text{IAI}}(k; n_{\text{strm}}) + \mu_{\downarrow u}^{\text{IUI}}(k; n_{\text{strm}}) + \mu_{\downarrow u}^{\text{noise+CCI}}(k; n_{\text{strm}})} \\ \gamma_{\uparrow u}(n_{\text{strm}}) = \frac{\frac{E_s}{N_0} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \bar{H}_{\uparrow u}(k; u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}, n_{\text{strm}}) \right|^2}{\mu_{\uparrow u}^{\text{ISI}}(n_{\text{strm}}) + \mu_{\uparrow u}^{\text{IAI}}(n_{\text{strm}}) + \mu_{\uparrow u}^{\text{IUI}}(n_{\text{strm}}) + \mu_{\uparrow u}^{\text{noise+CCI}}(n_{\text{strm}})} \end{cases} \quad (3.11)$$

ここで, $\bar{H}_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}}, u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}})$ は, OFDM 下りリンクの MMSE 送信フィルタおよび固有モード受信フィルタ適用後の第 u 番目 UE に対応する等価チャネル利得を表し,

$N_{\text{strm}} \times U \cdot N_{\text{strm}}$ の等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}_{\downarrow u}(k) = \mathbf{W}_{\downarrow \text{svd},u}(k) \mathbf{H}_{\downarrow u}(k) \mathbf{W}_{\downarrow \text{mmse}}(k)$ の第 $(n_{\text{strm}}, u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}, n_{\text{strm}})$ 要素である. $\mu_{\downarrow u}^{\text{IAI}}(k; n_{\text{strm}})$, $\mu_{\downarrow u}^{\text{IUI}}(k; n_{\text{strm}})$ および $\mu_{\downarrow u}^{\text{noise+CCI}}(k; n_{\text{strm}})$ は, それぞれ第 u 番目 UE の第 n_{strm} 番目ストリームにおける下りリンク残留 IAI, IUI および CCI+熱雑音電力であり, 式(3.12)で表される. また, $\bar{H}_{\uparrow u}(k; u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}, n_{\text{strm}})$ は, SC 上りリンクの固有モード送信フィルタおよび MMSE 受信フィルタ適用後の第 u 番目 UE に対応する等価チャネル利得を表し, $U \cdot N_{\text{strm}} \times N_{\text{strm}}$ の等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}_{\uparrow u}(k) = \mathbf{W}_{\uparrow \text{mmse}}(k) \mathbf{H}_{\uparrow u}(k) \mathbf{W}_{\uparrow \text{svd},u}(k)$ の第 $(u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}},$

n_{strm} 要素である． $\mu_{\uparrow u}^{\text{ISI}}(n_{\text{strm}})$, $\mu_{\uparrow u}^{\text{IAI}}(n_{\text{strm}})$, $\mu_{\uparrow u}^{\text{IUI}}(n_{\text{strm}})$ および $\mu_{\uparrow u}^{\text{noise+CCI}}(n_{\text{strm}})$ は，それぞれ第 u 番目 UE の第 n_{strm} 番目ストリームにおける上りリンク残留 ISI, IAI, IUI および CCI+熱雑音電力であり，式(3.13)で表される．

$$\begin{cases} \mu_{\downarrow u}^{\text{IAI}}(k; n_{\text{strm}}) = \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \sum_{\substack{n'_{\text{strm}}=0 \\ n'_{\text{strm}} \neq n_{\text{strm}}}}^{N_{\text{strm}}-1} \left| \bar{H}_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}}, u \cdot N_{\text{strm}} + n'_{\text{strm}}) \right|^2 \\ \mu_{\downarrow u}^{\text{IUI}}(k; n_{\text{strm}}) = \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \sum_{\substack{u'=0 \\ u' \neq u}}^{U-1} \sum_{n_{\text{strm}}=0}^{N_{\text{strm}}-1} \left| \hat{H}_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}}, u' \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}) \right|^2 \\ \mu_{\downarrow u}^{\text{noise+CCI}}(k; n_{\text{strm}}) = \left(1 + \frac{I_{0\downarrow}(u)}{N_0} \right) \sum_{n_{\text{uc}}=0}^{N_{\text{uc}}-1} \left| W_{\downarrow \text{svd}, u}(k; n_{\text{strm}}, n_{\text{uc}}) \right|^2 \end{cases} \quad (3.12)$$

$$\begin{cases} \mu_{\uparrow u}^{\text{ISI}}(n_{\text{strm}}) = \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \left\{ \begin{aligned} & \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left| \bar{H}_{\uparrow u}(k; u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}, n_{\text{strm}}) \right|^2 \right|^2 \\ & - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{\uparrow u}(k; u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}, n_{\text{strm}}) \right|^2 \right|^2 \end{aligned} \right\} \\ \mu_{\uparrow u}^{\text{IAI}}(n_{\text{strm}}) = \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \sum_{\substack{n'_{\text{strm}}=0 \\ n'_{\text{strm}} \neq n_{\text{strm}}}}^{N_{\text{uc}}-1} \left| \bar{H}_{\uparrow u}(k; u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}, n'_{\text{strm}}) \right|^2 \right\} \\ \mu_{\uparrow u}^{\text{IUI}}(n_{\text{strm}}) = \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \sum_{\substack{u'=0 \\ u' \neq u}}^{U-1} \sum_{n_{\text{strm}}=0}^{N_{\text{uc}}-1} \left| \bar{H}_{\uparrow u'}(k; u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}, n_{\text{strm}}) \right|^2 \right\} \\ \mu_{\uparrow u}^{\text{noise+CCI}}(n_{\text{strm}}) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n_{\text{bs}}=0}^{N_{\text{bs}}-1} \left(1 + \left| W_{\uparrow \text{mmse}}(k; u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}, n_{\text{bs}}) \right|^2 \frac{I_{0\uparrow}(n_{\text{bs}})}{N_0} \right) \end{cases} \quad (3.13)$$

タイムスロット毎に，各クラスタにおいて式(3.10)で求めた UE リンク容量を各マクロセル内で通信する UE 分合計した合計リンク容量(bps/Hz)を次式のように求める．

$$\begin{cases} C_{\downarrow} = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{u=0}^{U-1} C_{\downarrow u} \\ C_{\uparrow} = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{u=0}^{U-1} C_{\uparrow u} \end{cases} \quad (3.14)$$

表 3.1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter / Receiver	No. of DAs in a macoro-cell area	$N_{DA} = 76$
	No. of UEs in a macoro-cell area	$U_{act} = 76$
	Normalized transmit E_s/N_0	0dB
	No. of subcarriers	$N_c = 1024$
	Guard interval length	$N_g = 128$
	No. of clusters	$M=7, 19$
	No. of UEs per cluster	$U=2$
	No. of UE's antennas	$N_{uc}=2$
	No. of data streams per UE	$N_{strm}=1, 2$
	No. of DAs for data transmission per cluster	$N_{bs} = 4$
	Channel estimation	Ideal
Channel	Path loss exponent	$\alpha=3.5$
	Shadowing loss standard deviation	$\sigma_S=7(\text{dB})$
	Fading	Block Nakagami-Rice ($K=10(\text{dB})$) /Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform
	Fading correlation	Uncorrelated

3.5.2 リンク容量特性

図 3.10 および図 3.11 にそれぞれ OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンクにおけるクラスター間干渉を考慮した MMSE-SVD を用いる動的クラスタリングのリンク容量特性を示す. 図 3.10 (a)および図 3.11 (a)はマクロセル内の合計リンク容量の累積分布関数(Cumulative Distribution Function: CDF), 図 3.10 (b)および図 3.11 (b)は UE リンク容量の CDF を示している. 比較のために従来の集中 MIMO の特性を示し, クラスタ間干渉を考慮した効果を議論するためにクラスタ間干渉を考慮しない MMSE-SVD の特性を併せて示す.

図 3.10 および図 3.11 より, 集中 MIMO と比較して, 分散 MIMO 協調伝送が大きい合計リンク容量と UE リンク容量を達成できることがわかる. また, 分散 MIMO 協調伝送に動的クラスタリング($M=7, 19$)を組み合わせることで, リンク容量を改善できることがわかる. OFDM 下りリンク, SC 上りリンク共に, 合計リンク容量を比較すると, $M=7$ クラスタよりも $M=19$ クラスタの方が同時に通信する UE 数が多くなるためリンク容量が大きくなる.

一方、UE リンク容量を比較すると、リンク容量の小さい領域において、 $M=19$ クラスタの方が $M=7$ クラスタよりもリンク容量が小さくなる。これは、図 3.5 に示した分散アンテナ選択からもわかるように、 $M=19$ の場合は 1 クラスタあたりの分散アンテナ数が $M=7$ と比較して少なくなるため、アンテナ選択の自由度が小さくなり UE 近傍の分散アンテナを選択できなくなる確率が大きくなるためである。

また、OFDM 下りリンク、SC 上りリンク共に、MMSE-SVD にクラスタ間干渉を考慮しない場合と比較して、クラスタ間干渉を考慮することで、リンク容量を改善できることがわかる。特に、リンク容量の小さい領域での UE リンク容量、すなわちクラスタ間干渉の影響を大きく受ける UE のリンク容量を大きく改善できる。

クラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD を用いる動的クラスタリングにより、CDF の 10% 値で従来の集中 MIMO と比較して、OFDM 下りリンクでは合計リンク容量を $M=7$ ($M=19$) で 11.2 倍(13.7 倍)、UE リンク容量を $M=7$ ($M=19$) で 13.1 倍(6.6 倍)に改善することができる。また、SC 上りリンクでは合計リンク容量を $M=7$ ($M=19$) で 10.3 倍 (10.4 倍)、UE リンク容量を $M=7$ ($M=19$) で 10.8 倍(5.7 倍)に改善することができる。

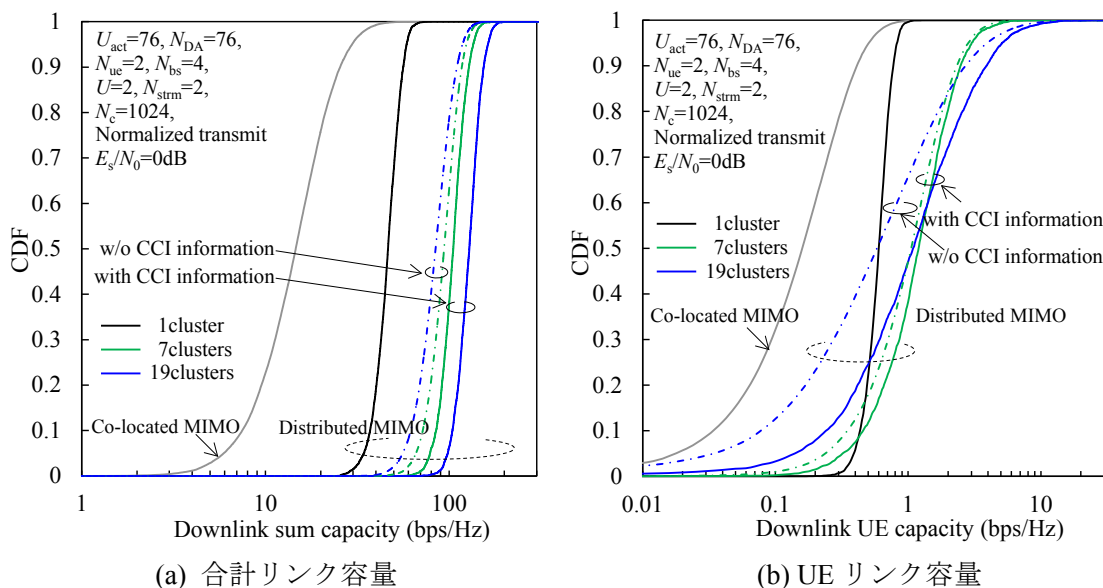


図 3.10 OFDM 下りリンク容量特性(クラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD の効果)

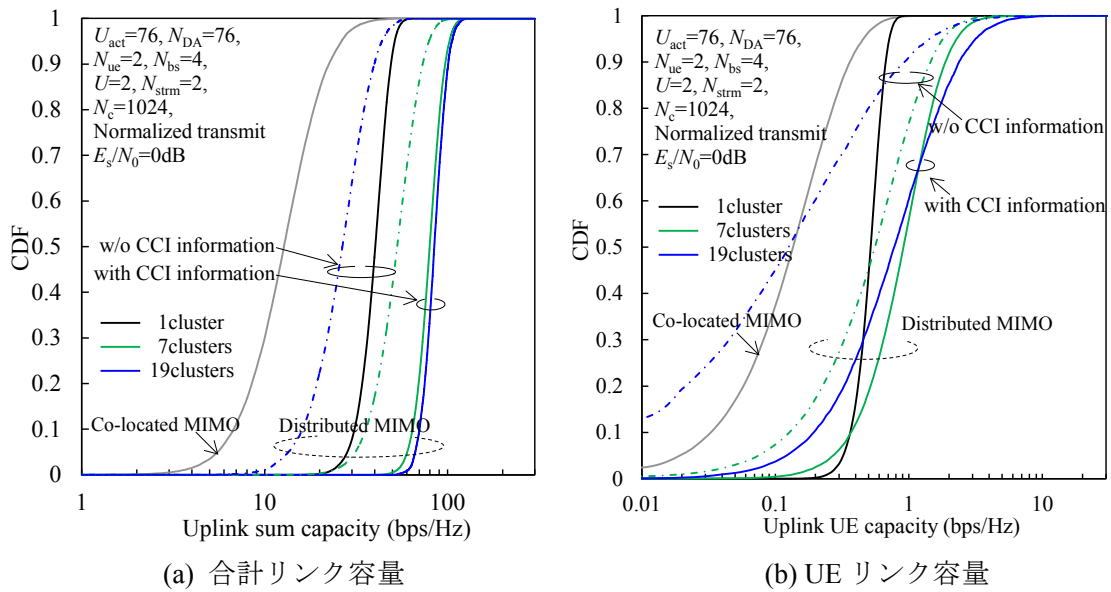


図 3.11 SC 上りリンク容量特性(クラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD の効果)

3.5.2 多重ストリーム数によるアンテナダイバーシチ効果

MMSE-SVD では UE あたりの多重データストリーム数 N_{stm} を減少させることで、アンテナダイバーシチ効果を得ることができる。ここでは、 N_{stm} によるアンテナダイバーシチ効果が、リンク容量に与える影響について評価する。図 3.12 および図 3.13 に N_{stm} をパラメータとした OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンク容量特性を示す。OFDM 下りリンク、SC 上りリンク共に、クラスタリングを用いないとき ($M=1$ クラスタ) は、 $N_{stm}=2$ の方が $N_{stm}=1$ と比較して大きいリンク容量を達成できる。一方、動的クラスタリングを用いるとき ($M=7, 19$ クラスタ), $N_{stm}=1$ の方が $N_{stm}=2$ と比較してリンク容量が大きくなる。これは、動的クラスタリングに伴うクラスタ間干渉の影響が大きい条件においては、 N_{stm} を増加して多重データストリーム数を増やす効果よりも N_{stm} を減少させることでアンテナダイバーシチ効果を得る影響の方が大きくなるためである。OFDM 下りリンクでは、 $N_{stm}=1$ のとき、CDF の 10% 値で従来の集中 MIMO と比較して、合計リンク容量を $M=7$ ($M=19$) で 17.6 倍 (26.3 倍)、UE リンク容量を $M=7$ ($M=19$) で 22.8 倍 (22.5 倍) に改善することができる。また、SC 上りリンクでは、合計リンク容量を $M=7$ ($M=19$) で 10.6 倍 (14.6 倍)、UE リンク容量を $M=7$ ($M=19$) で 22.9 倍 (22.5 倍) に改善することができる。

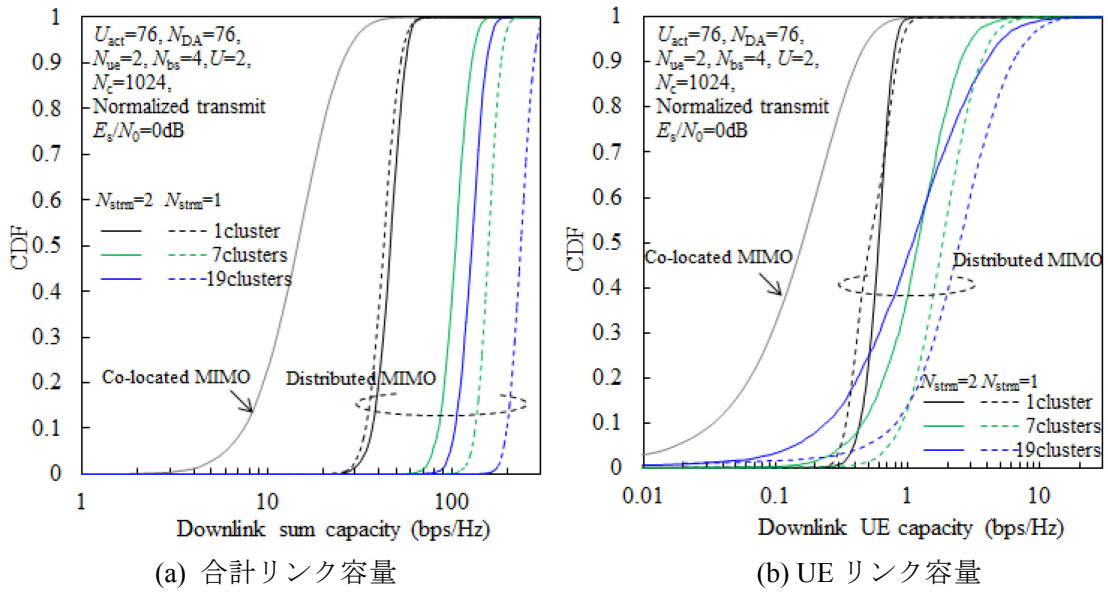


図 3.12 OFDM 下りリンク容量特性(N_{strm} によるアンテナダイバーシチ効果)

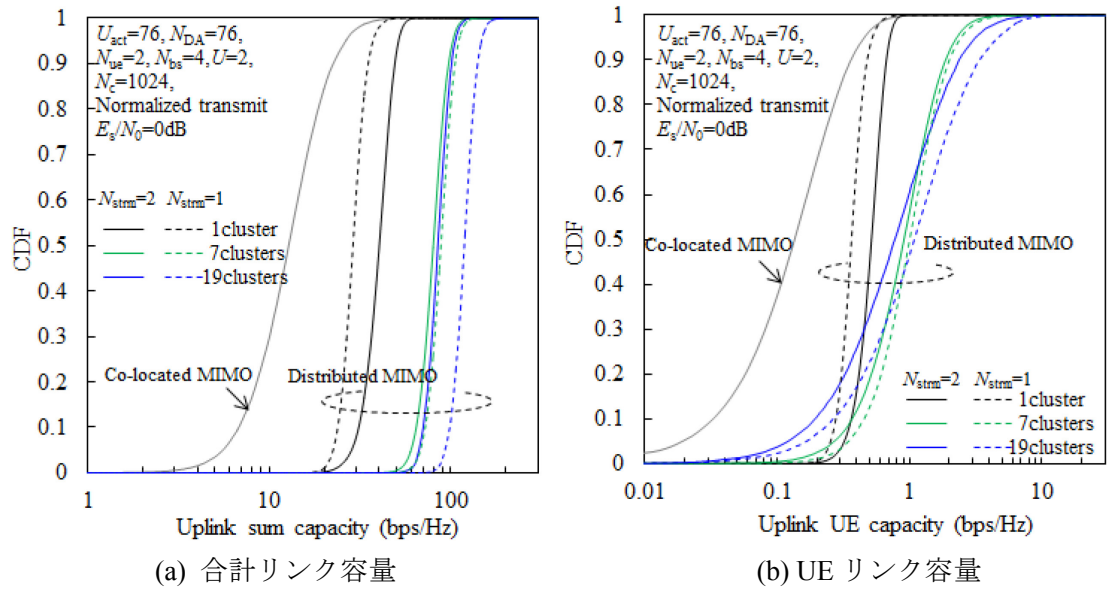


図 3.13 SC 上りリンク容量特性(N_{strm} によるアンテナダイバーシチ効果)

3.6 まとめ

本章では、OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンク分散 MIMO 協調伝送において、クラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD を用いる動的クラスタリングを提案した。動的クラスタリングを用いることで、UE クラスタリングにより互いに接近した多数の UE が同時に通信する確率を下げることができ、クラスタ境界を越えた分散アンテナ選択により UE 中心の小セルエリアを動的に形成することができる。これにより、多重 UE 数および分散アンテナ数を実現可能な規模で設計することが可能であるのと同時に、クラスタ間の干渉を低減することができることを示した。

また、クラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD を導入し、ガウス雑音に近似したクラスタ間干渉を MMSE フィルタにおいて考慮することで、クラスタ間の干渉の影響を低減し、マクロセルエリア全体にわたりリンク容量を改善できる。更に UE あたりの多重データストリーム数を低減することで、空間ダイバーシチ効果を得ることができ、リンク容量を拡大できる。計算機シミュレーションにより、クラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD を用いる動的クラスタリングを用いることで、OFDM 下りリンクでは合計リンク容量を $M=7$ ($M=19$) で 17.6 倍 (26.3 倍)、UE リンク容量を $M=7$ ($M=19$) で 22.8 倍 (22.5 倍) に改善することができることを示した。また、SC 上りリンクでは、合計リンク容量を $M=7$ ($M=19$) で 10.6 倍 (14.6 倍)、UE リンク容量を $M=7$ ($M=19$) で 22.9 倍 (22.5 倍) に改善することができることを示した。

参考文献

- [3.1] A. A. M. Saleh, A. J. Rustako, and R. S. Roman, "Distributed antennas for indoor radio communications," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 35, No.12, pp. 1245-1251, Dec. 1987
- [3.2] F. Adachi, K. Takeda, T. Obara, T. Yamamoto, and H. Matsuda, "Recent advances in single-carrier frequency-domain equalization and distributed antenna network," *IEICE Trans. Fundamentals*, Vol.E93-A, No.11, pp.2201-2211, Nov. 2010.
- [3.3] K. Li, R. R. Sharan, Y. Chen, T. Goldstein, J. R. Cavallaro, and C. Studer, "Decentralized baseband processing for massive MU-MIMO systems," *IEEE J. Emerging Sel. Topics Circuits Syst.*, Vol. 7, No. 4, pp. 491-507, Dec. 2017.
- [3.4] J. Joung, Y.-K. Chia, and S. Sun, "Energy-efficient, large-scale distributed-antenna system (L-DAS) for multiple users," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, Vol. 8, Issue 5, pp. 954 - 965, Oct. 2014.
- [3.5] Lizhong Zheng, David N. C. Tse, "Diversity and Multiplexing: A Fundamental Tradeoff in Multiple-Antenna Channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 5, May 2003.
- [3.6] A. Sang, X. Wang, M. Madhian, and R. D. Gitlin, "A flexible downlink scheduling scheme in cellular packet data systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, no. 3, pp. 568-577, Mar. 2006.
- [3.7] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed., Johns Hopkins Univ. Press, Baltimore MD, 1996.
- [3.8] L.C. Godara, "Application of Antenna Arrays to Mobile Communications. II. Beam-forming and Direction-of-arrival Considerations," *Proc. of the IEEE*, vol. 85, no. 8, pp. 1195 - 1245, Dec.1994.
- [3.9] N.H. Dawod, I.D. Marsland, R.H.M. Hafez, "Improved transmit null steering for MIMO-OFDM downlinks with distributed base station antenna arrays", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 3, Mar. 2006.
- [3.10] M. H. Degroot, *Probability and statistics*, 2nd ed., Addison Wesley, 1986.
- [3.11] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [3.12] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge University Press, 2005.

第3章に関する研究成果

学術論文 (1件)

- [1] Yuta Seki, Tomoyuki Saito, and Fumiya Adachi, “Dynamic UE clustering for distributed MIMO cooperative transmission,” IEICE Communications Express, vol.7, Issue 5, pp.160-165, May 2019.

国際会議 (3件)

- [1] Yuta Seki, Tomoyuki Saito, and Fumiya Adachi, “A Study on Dynamic Antenna Clustering for Distributed MIMO Cooperative transmission using Multi-user MMSE-SVD,” Proc. Wireless Personal Multimedia Communications 2018 (WPMC 2018), Chiang Rai, Thailand, 25-28 Nov. 2018.
- [2] Yuta Seki, Tomoyuki Saito, and Fumiya Adachi, “A Study on UE Clustering and Antenna Selection for Distributed MIMO Cooperative Transmission using Multi-user MMSE-SVD,” Proc. The 25th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC-2019), Ho Chi Minh city, Vietnam, 6-8 Nov. 2019. (投稿中)
- [3] Fumiya Adachi, Amnart Bookajay, Tomoyuki Saito, and Yuta Seki, “Distributed MIMO Cooperative Transmission Technique and Its Performance,” Proc. IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC 2019), Changchun, China, 11-13 Aug. 2019. (採録)

第4章 マルチセル環境における分散 MIMO 協調伝送

4.1 概要

第3章で、動的クラスタリングを用いる分散 MIMO 協調伝送により、マクロセルエリア全体にわたり、面的リンク容量が向上できることを示した。しかしながら、1つの BS から接続する分散アンテナの数や距離には限界があり、サービスエリアを面的に拡張するには複数の BS で構成するマクロセルでカバーする必要がある[4.1]。図 4.1 にマルチセル環境のシステムモデルを示す。注目するマクロセルの周辺に、同一周波数で運用する異なるマクロセルが複数存在する。このようなマルチセル環境においては、マクロセル間干渉が発生し、特にマクロセル端に存在する UE のリンク容量が低下してしまう。マクロセルエリア全体で高いリンク容量を実現するためには、マクロセル端 UE の救済が重要となる。マクロセル間干渉低減の技術として、ICIC(Inter-Cell Interference Coordination) [4.2]や CoMP (Coordinated Multiple Point)[4.3]が良く知られている。ICIC は、マクロセル間でマクロセル端 UE に割り当てる周波数を分割し、マクロセル毎に異なる周波数を利用することで干渉を低減することができる。しかしながら、マクロセルあたりで使用できる周波数帯域を制限することはリンク容量の低減に繋がる。CoMP は、異なる複数の BS で協調してマクロセル端の UE と伝送することでマクロセル間の干渉を低減することができる。しかしながら、協調動作をするためにリソース管理情報や各 UE のチャンネル情報などを共有することが必要であり、BS 間で伝送する情報量が膨大になるため大規模アンテナシステムでの実現は困難である[4.4]。そこで、本章では第3章で提案したクラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD を基に、マルチセル環境におけるマクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD へと拡張し、異なる複数の BS 間の通信を必要とせず、マクロセル間干渉の影響を低減し、マクロセル端に位置する UE のリンク容量を改善する。以下に、本章の構成を示す。

第4.2節では、本章で仮定するマルチセル環境におけるマクロセル間干渉モデルを示す。また、マクロセル間干渉を測定する手順について説明する。

第4.3節では、マルチセル環境におけるマクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD について説明する。第3章で示したクラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD を基に、マクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD へと拡張する。

第4.4節では、計算機シミュレーションにより、マルチセル環境におけるマクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD が達成するリンク容量を示す。最後に第4.5節で本章をまとめる。

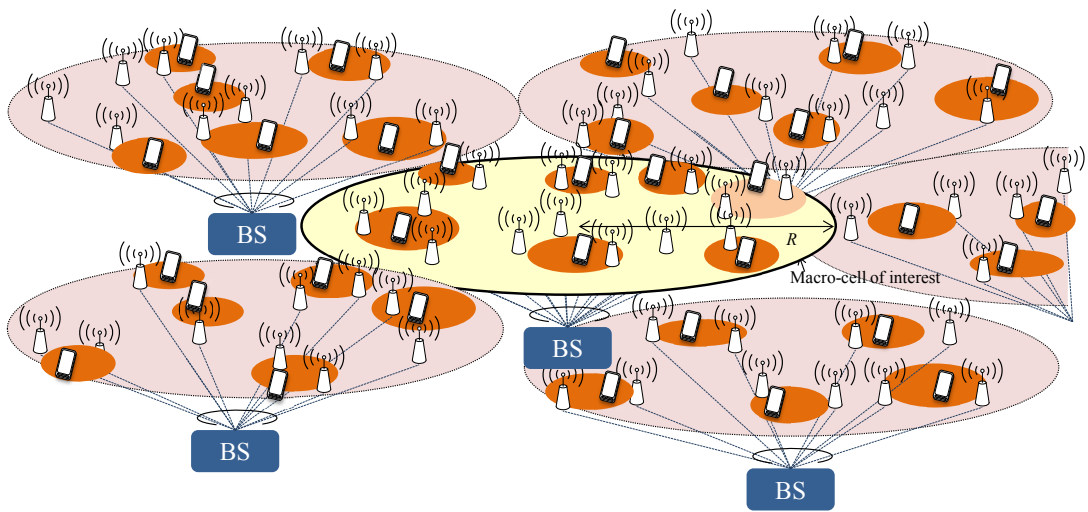


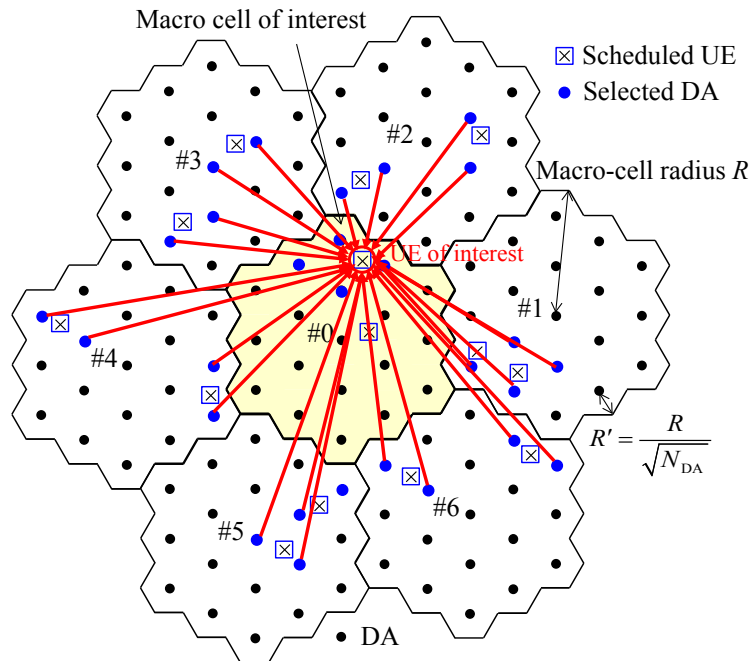
図 4.1 マルチセル環境のシステムモデル

4.2 マクロセル間干渉

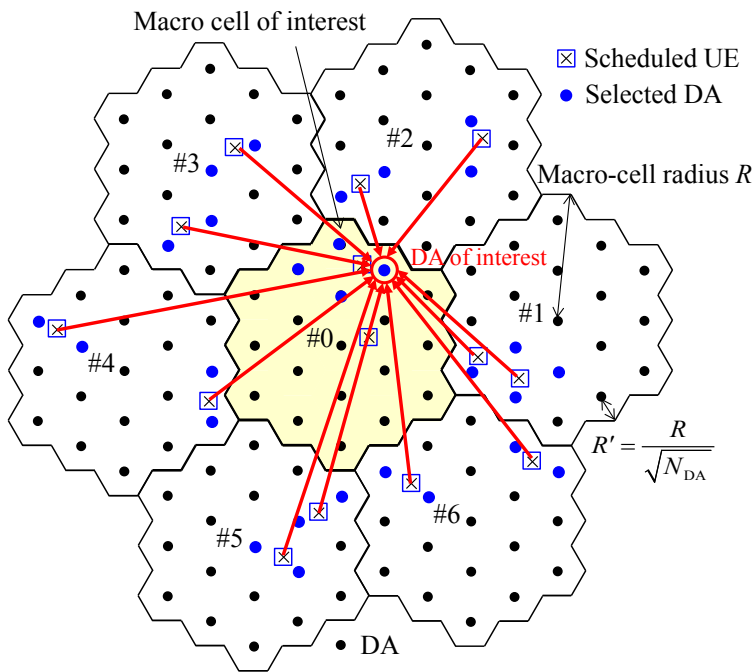
ここでは、本章で仮定するマルチセル環境におけるマクロセル間干渉モデルを示し、マクロセル間干渉を測定する手順について説明する。

4.2.1 マクロセル間干渉モデル

図 4.1 に下りリンクおよび上りリンクのマクロセル間干渉のモデルを示す。下りリンクでは、中央の注目するマクロセルの UE が被るマクロセル間干渉を図示している。本章では、マクロセル間干渉を受ける注目セル($c=0$)に隣接する 6 個のマクロセル($c=1\sim 6$)を考慮し、分散アンテナ配置の偏りの影響を低減するためマクロセルあたり N_{DA} 本の分散アンテナを等間隔に配置した。各マクロセルで、BS は N_{bs} 本の分散アンテナを用いて N_{ue} 本のアンテナを有する U 個の UE が同一時間・同一周波数を用いてデータ伝送を行う。周辺マクロセルにおいても同一時間・同一周波数を用いるため、周辺マクロセルの N_{bs} 本の分散アンテナから送信された信号が、マクロセル間干渉として、注目マクロセル内の UE で受信される。一方、上りリンクでは、中央の注目するマクロセルの DA が被るマクロセル間干渉を図示している。各マクロセルで、 N_{ue} 本のアンテナを有する U 個の UE が同一時間・同一周波数を用いてデータ伝送を行い、周辺マクロセルの UE から送信された信号が、マクロセル干渉として、注目マクロセルの DA で受信される。



(a) 下りリンク



(b) 上りリンク

図 4.2 マクロセル間干渉モデル($C=7, N_{DA} = 19, N_{bs}=4, U=2$)

4.2.2 マクロセル間干渉の測定手順

上りリンクのマクロセル間干渉は、注目マクロセルの BS が周辺マクロセルの UE から送信された信号を受信するため BS にて測定が可能である。一方、下りリンクのマクロセル間干渉は、注目マクロセルの UE が周辺マクロセルの分散アンテナから送信された信号を受信するため、注目マクロセルで測定することは困難である。そこで、注目マクロセル内の UE にて測定したマクロセル間干渉の情報を UE から BS へフィードバックすることを考える。図 4.3 にマクロセル間干渉の測定手順を示す。注目マクロセルの UE は、下りリンクパイロット信号を用いて周辺セルからのマクロセル間干渉を測定し、注目マクロセルの BS に上りリンクパイロットと共にマクロセル間干渉情報をフィードバックする。BS では、下りリンクマクロセル間干渉を受信すると共に、上りリンクのパイロット信号を用いて上りリンクマクロセル間干渉を測定する。その後、UE 割り当てと分散アンテナ選択を実施し、上りリンクおよび下りリンクのマクロセル間干渉情報を考慮して MMSE-SVD フィルタを生成し、上りリンクおよび下りリンクのデータ伝送を行う。

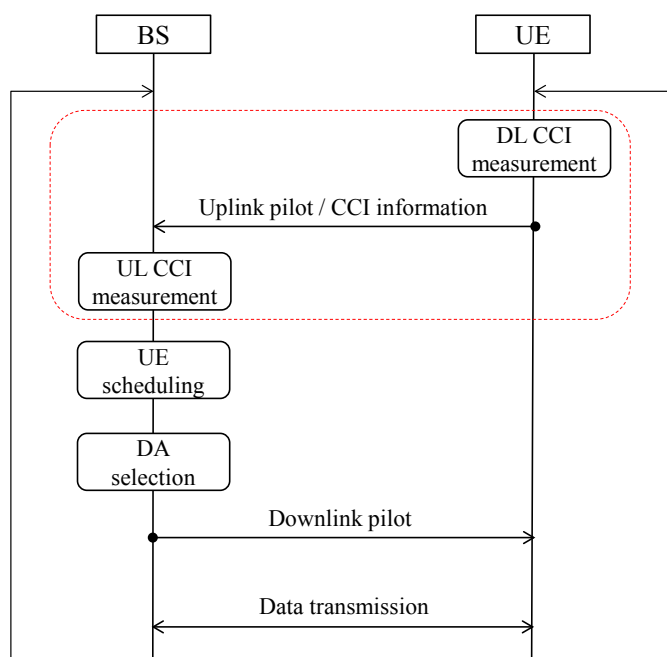


図 4.3 マクロセル間干渉の測定手順

4.3 マクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD

マクロセル間干渉信号は、図 4.2 に示した通り、下りリンクでは異なる位置に存在する複数の分散アンテナから送信された信号がそれぞれ独立なチャンネルを伝搬して被干渉 UE で

受信される．また上りリンクでは周辺マクロセルの異なる複数の UE から送信された信号がそれぞれ独立なチャネルを伝搬して注目クラスタの分散アンテナで受信される．3.4 節で示したクラスタ間干渉と同様に，マクロセル干渉は多数の独立した確率変数を合計したものであるため，中心極限定理[4.5]によりガウス雑音に近似することができる．3.4 節で述べたクラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD を拡張して，OFDM 下りリンクにおけるマクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD は次式で表わされる．

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{W}_{\downarrow\text{mmse}}(k) = [\mathbf{W}_{\downarrow\text{mmse},0}(k), \dots, \mathbf{W}_{\downarrow\text{mmse},u}(k), \dots, \mathbf{W}_{\downarrow\text{mmse},U-1}(k)] \\ \quad = (\mathbf{U}_{\downarrow}^H(k)\mathbf{H}_{\downarrow}(k))^H \left(\begin{array}{l} (\mathbf{U}_{\downarrow}(k)\mathbf{H}_{\downarrow}(k))(\mathbf{U}_{\downarrow}(k)\mathbf{H}_{\downarrow}(k))^H \\ + \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1} \frac{N_{\text{uc}}}{U \cdot N_{\text{strm}}} \sum_{u=0}^{U-1} \left(1 + \frac{I'_{\downarrow 0}(u)}{N_0}\right) \mathbf{I}_{U \cdot N_{\text{strm}}} \end{array} \right)^{-1} \mathbf{P}^{1/2}(k) \\ \mathbf{W}_{\downarrow\text{svd},u}(k) = \mathbf{U}_{\downarrow u}^H(k) \end{array} \right. \quad (4.1)$$

ここで， $I'_{\downarrow 0}(u)$ は注目マクロセルの第 u 番目 UE におけるマクロセル間干渉電力スペクトル密度であり，次式で表わされる．

$$\frac{I'_{\downarrow 0}(u)}{N_0} = \frac{E_s}{N_0} \sum_{c=1}^{C-1} \frac{U \cdot N_{\text{strm}}}{N_{\text{bs}}} \sum_{n_{\text{bs}}'(c)=0}^{N_{\text{bs}}-1} d_{u,n_{\text{bs}}'(c)} \cdot 10^{-\eta_{u,n_{\text{bs}}'(c)}/10} \quad (4.2)$$

$\mathbf{W}_{\downarrow\text{mmse}}(k)$ および $\mathbf{W}_{\downarrow\text{svd},u}(k)$ は，それぞれ BS 送信フィルタおよび UE 受信フィルタであり，BS の MMSE フィルタにおいてマクロセル間干渉をガウス雑音と近似している． $n_{\text{bs}}'(c)$ は第 c 番目周辺マクロセルの分散アンテナ番号を表す．式(4.2)の $I'_{\downarrow 0,u}(u)$ に UE からフィードバックされたマクロセル間干渉を代入することでマクロセル間干渉を考慮した MMSE フィルタを生成できる．SC 上りリンクについても同様に，マクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD は次式で表わされる．

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{W}_{\uparrow\text{svd},u}(k) = \mathbf{V}_{\uparrow u}(k)\mathbf{P}_{\uparrow u}^{1/2}(k) \\ \mathbf{W}_{\uparrow\text{mmse}}(k) = (\mathbf{H}_{\uparrow}(k)\mathbf{W}_{\uparrow\text{svd}}(k))^H \left(\begin{array}{l} (\mathbf{H}_{\uparrow}(k)\mathbf{W}_{\uparrow\text{svd}}(k))(\mathbf{H}_{\uparrow}(k)\mathbf{W}_{\uparrow\text{svd}}(k))^H \\ + \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1} \text{diag} \left(1 + \frac{I'_{\uparrow 0}(0)}{N_0}, \dots, 1 + \frac{I'_{\uparrow 0}(N_{\text{bs}}-1)}{N_0}\right) \end{array} \right)^{-1} \end{array} \right. \quad (4.3)$$

ここで， $I'_{\uparrow 0}(n_{\text{bs}})$ は注目マクロセルの第 n_{bs} 番目分散アンテナで受信される下りリンクマクロセル間干渉密度であり，次式で表わされる．

$$\frac{I'_{0\uparrow}(n_{\text{bs}})}{N_0} = \frac{E_s}{N_0} \sum_{c=1}^{C-1} N_{\text{strm}} \sum_{u'(c)=0}^{U-1} d_{u'(c),n_{\text{bs}}} \cdot 10^{-\eta_{u'(c),n_{\text{bs}}}/10} \quad (4.4)$$

$\mathbf{W}_{\uparrow\text{svd},u}(k)$, $\mathbf{W}_{\uparrow\text{mmse}}(k)$ は、それぞれ UE 送信フィルタおよび BS 受信フィルタであり、BS の MMSE フィルタにおいてクラスタ間干渉をガウス雑音と近似している。 $u'(c)$ は第 c 番目周辺マクロセルの UE 番号を表す。式(4.4)の $I'_{0\uparrow}(n_{\text{bs}})$ に上りパイロットを用いて測定した上りリンクマクロセル間干渉を代入することでマクロセル間干渉を考慮した MMSE フィルタを生成できる。

4.4 計算機シミュレーション

本節では、計算機シミュレーションにより、OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンクを対象に、マルチセル環境におけるマクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD が達成する合計リンク容量および UE リンク容量を評価し、BS の MMSE フィルタにおいてマクロセル間干渉を考慮する効果を議論する。最後に、注目マクロセルの UE リンク容量をヒートマップ特性で示し、マクロセル端を含めたマクロセルエリア全体に渡りリンク容量を向上できることを示す。

4.4.1 シミュレーション設定

表 4.1 に計算機シミュレーション諸元を示す。注目マクロセルと 6 つの周辺マクロセルからなるマルチセル環境を仮定する。アンテナ配置の偏りに伴うマクロセル間干渉の偏りを生じさせないため、マクロセル半径を R のマクロセルエリアに N_{DA} 本の分散アンテナを等間に配置した。 $N_{\text{ue}}=2$ 本のアンテナを有する U 個の UE が各マクロセルでランダムな位置に存在して、同一時間・同一周波数で $N_c=1024$ 本のサブキャリアを用いて MU-MIMO 多重によりデータ伝送を行うものとする。マクロセルあたりの伝送に用いるアンテナ本数を $N_{\text{bs}}=U \cdot N_{\text{ue}}$ とする。

チャネルモデルは 3 章と同様に、 u 番目 UE と第 n_{bs} 番目分散アンテナ間の距離が $d_{u,n_{\text{bs}}}$ が $d_{u,n_{\text{bs}}} \leq R'$ のとき、見通し環境で主要波と散乱波の電力比 $K>0$ となる仲上ライスフェージング環境、 $d_{u,n_{\text{bs}}} > R'$ のときはレイリーフェージング環境($K=0$)になると仮定する。また、各パス間、アンテナ間、タイムスロット間のフェージングは独立で無相関と仮定する。正規化送信 $E_s/N_0=50\text{dB}$ としてマクロセル間干渉が支配的な条件で評価を行う。ガードインターバル長を $N_g=128$ とし、本章ではチャネル推定は理想的に行えるものと仮定する。

リンク容量は、注目マクロセル($c=0$)を測定対象とする。総サブキャリア帯域幅で正規化した第 u 番目 UE の OFDM 下りリンク容量 $C_{\downarrow u}$ (bps/Hz)および SC 上りリンク容量 $C_{\uparrow u}$ (bps/Hz) は、シャノンのチャネル容量[4.6]により次式で計算できる。

$$\begin{cases} C_{\downarrow u} = \sum_{n_{\text{strm}}=0}^{N_{\text{strm}}-1} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2(1 + \gamma_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}})) \\ C_{\uparrow u} = \sum_{n_{\text{strm}}=0}^{N_{\text{strm}}-1} \log_2(1 + \gamma_{\uparrow u}(n_{\text{strm}})) \end{cases} \quad (4.5)$$

ここで、 $\gamma_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}})$ および $\gamma_{\uparrow u}(n_{\text{strm}})$ はそれぞれ送受信フィルタリング後の第 k サブキャリアにおける第 n_{strm} 固有モードの瞬時受信 SINR およびデータシンボルの瞬時 SINR であり、次式で表される。

$$\begin{cases} \gamma_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}}) = \frac{\frac{E_s}{N_0} \left| \bar{H}_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}}, u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}) \right|^2}{\mu_{\downarrow u}^{\text{IAI}}(k; n_{\text{strm}}) + \mu_{\downarrow u}^{\text{IUI}}(k; n_{\text{strm}}) + \mu_{\downarrow u}^{\text{noise+CCI}}(k; n_{\text{strm}})} \\ \gamma_{\uparrow u}(n_{\text{strm}}) = \frac{\frac{E_s}{N_0} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \bar{H}_{\uparrow u}(k; u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}, n_{\text{strm}}) \right|^2}{\mu_{\uparrow u}^{\text{ISI}}(n_{\text{strm}}) + \mu_{\uparrow u}^{\text{IAI}}(n_{\text{strm}}) + \mu_{\uparrow u}^{\text{IUI}}(n_{\text{strm}}) + \mu_{\uparrow u}^{\text{noise+CCI}}(n_{\text{strm}})} \end{cases} \quad (4.6)$$

ここで、 $\bar{H}_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}}, u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}})$ は、OFDM 下りリンクの MMSE 送信フィルタおよび固有モード受信フィルタ適用後の第 u 番目 UE に対応する等価チャネル利得を表し、

$N_{\text{strm}} \times U \cdot N_{\text{strm}}$ の等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}_{\downarrow u}(k) = \mathbf{W}_{\downarrow \text{svd}, u}(k) \mathbf{H}_{\downarrow u}(k) \mathbf{W}_{\downarrow \text{mmse}}(k)$ の第 $(n_{\text{strm}}, u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}})$ 要素である。 $\mu_{\downarrow u}^{\text{IAI}}(k; n_{\text{strm}})$ 、 $\mu_{\downarrow u}^{\text{IUI}}(k; n_{\text{strm}})$ および $\mu_{\downarrow u}^{\text{noise+CCI}}(k; n_{\text{strm}})$ は、それぞれ第 u 番目 UE の第 n_{strm} 番目ストリームにおける下りリンク残留 IAI、IUI および CCI+熱雑音電力であり、式(4.7)で表される。また、 $\bar{H}_{\uparrow u}(k; u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}, n_{\text{strm}})$ は、SC 上りリンクの固有モード送信フィルタおよび MMSE 受信フィルタ適用後の第 u 番目 UE に対応する等価チャネル利得を表し、 $U \cdot N_{\text{strm}} \times N_{\text{strm}}$ の等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}_{\uparrow u}(k) = \mathbf{W}_{\uparrow \text{mmse}}(k) \mathbf{H}_{\uparrow u}(k) \mathbf{W}_{\uparrow \text{svd}, u}(k)$ の第 $(u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}, n_{\text{strm}})$ 要素である。 $\mu_{\uparrow u}^{\text{ISI}}(n_{\text{strm}})$ 、 $\mu_{\uparrow u}^{\text{IAI}}(n_{\text{strm}})$ 、 $\mu_{\uparrow u}^{\text{IUI}}(n_{\text{strm}})$ および $\mu_{\uparrow u}^{\text{noise+CCI}}(n_{\text{strm}})$ は、それぞれ第 u 番目 UE の第 n_{strm} 番目ストリームにおける上りリンク残留 ISI、IAI、IUI および CCI+熱雑音電力であり、式(4.8)で表される。

$$\begin{cases} \mu_{\downarrow u}^{\text{IAI}}(k; n_{\text{strm}}) = \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \sum_{\substack{n'_{\text{strm}}=0 \\ n'_{\text{strm}} \neq n_{\text{strm}}}}^{N_{\text{strm}}-1} \left| \bar{H}_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}}, u \cdot N_{\text{strm}} + n'_{\text{strm}}) \right|^2 \\ \mu_{\downarrow u}^{\text{IUI}}(k; n_{\text{strm}}) = \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \sum_{\substack{u'=0 \\ u' \neq u}}^{U-1} \sum_{n_{\text{strm}}=0}^{N_{\text{strm}}-1} \left| \hat{H}_{\downarrow u}(k; n_{\text{strm}}, u' \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}) \right|^2 \\ \mu_{\downarrow u}^{\text{noise+CCI}}(k; n_{\text{strm}}) = \left(1 + \frac{I'_{0\downarrow}(u)}{N_0} \right) \sum_{n_{\text{uc}}=0}^{N_{\text{uc}}-1} \left| W_{\downarrow \text{svd}, u}(k; n_{\text{strm}}, n_{\text{uc}}) \right|^2 \end{cases} \quad (4.7)$$

$$\left\{ \begin{aligned}
\mu_{\uparrow u}^{\text{ISI}}(n_{\text{strm}}) &= \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \left\{ \begin{aligned}
&\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left| \bar{H}_{\uparrow u}(k; u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}, n_{\text{strm}}) \right|^2 \\
&-\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left| \hat{H}_{\uparrow u}(k; u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}, n_{\text{strm}}) \right|^2
\end{aligned} \right\} \\
\mu_{\uparrow u}^{\text{IAI}}(n_{\text{strm}}) &= \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \begin{aligned}
&\sum_{\substack{n'_{\text{strm}}=0 \\ n'_{\text{strm}} \neq n_{\text{strm}}}}^{N_{\text{uc}}-1} \left| \bar{H}_{\uparrow u}(k; u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}, n'_{\text{strm}}) \right|^2
\end{aligned} \right\} \\
\mu_{\uparrow u}^{\text{IUI}}(n_{\text{strm}}) &= \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \begin{aligned}
&\sum_{\substack{u'=0 \\ u' \neq u}}^{U-1} \sum_{n_{\text{strm}}=0}^{N_{\text{uc}}-1} \left| \bar{H}_{\uparrow u}(k; u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}, n_{\text{strm}}) \right|^2
\end{aligned} \right\} \\
\mu_{\uparrow u}^{\text{noise+CCI}}(n_{\text{strm}}) &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n_{\text{bs}}=0}^{N_{\text{bs}}-1} \left(1 + |W_{\uparrow \text{mmse}}(k; u \cdot N_{\text{strm}} + n_{\text{strm}}, n_{\text{bs}})|^2 \frac{I'_{0\uparrow}(n_{\text{bs}})}{N_0} \right)
\end{aligned} \right. \quad (4.8)$$

本章では、クラスタ間干渉は十分低減できるものと仮定し、CCIとしてマクロセル間干渉が支配的であると仮定した。式(4.5)で求めたUEリンク容量を注目マクロセル内で通信するUE分合計した合計リンク容量(bps/Hz)を次式のように求める。

$$\left\{ \begin{aligned}
C_{\downarrow} &= \sum_{u=0}^{U-1} C_{\downarrow u} \\
C_{\uparrow} &= \sum_{u=0}^{U-1} C_{\uparrow u}
\end{aligned} \right. \quad (4.9)$$

表 4.1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter / Receiver	No. of macoro-cells	$C = 7$
	No. of DAs in macoro-cell area	$N_{DA} = 7 / 19 / 37$
	Normalized transmit E_s/N_0	50dB (Interference limited condition)
	No. of subcarriers	$N_c = 1024$
	Gurad interval length	$N_g = 128$
	No. of UEs per macoro-cell	$U = 2 \sim 9$
	No. of UE's antennas	$N_{uc} = 2$
	No. of DAs for data transmission per macoro-cell	$N_{bs} = U \cdot N_{uc}$
	Channel estimation	Ideal
Channel	Path loss exponent	$\alpha = 3.5$
	Shadowing loss standard deviation	$\sigma_s = 7(\text{dB})$
	Fading	Block Nakagami-Rice ($K=10(\text{dB})$) /Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform
	Fading correlation	Uncorrelated

4.4.2 リンク容量特性

図 4.4 および図 4.5 にそれぞれ OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンクのマルチセル環境におけるマクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD のリンク容量を示す。図 4.4 (a) および図 4.5 (a) はマクロセル内の合計リンク容量の累積分布関数(CDF)，図 4.4 (b) および図 4.5 (b) は UE リンク容量の CDF を示している。比較のために，従来の集中 MIMO の特性および分散 MIMO を用いる CI[4.7]，ZF[4.8] の特性を示す。また，マクロセル間干渉を考慮した効果を議論するためにマクロセル間干渉を考慮しない MMSE-SVD の特性を併せて示す。

図 4.4 および 4.5 より，従来の集中 MIMO および ZF，CI と比較して，MMSE-SVD が大きい合計リンク容量と UE リンク容量を達成できることがわかる。また，OFDM 下りリンク，SC 上りリンク共に，MMSE-SVD にマクロセル間干渉を考慮しない場合と比較して，マクロセル間干渉を考慮することで，リンク容量を改善できることがわかる。特に，リンク容量の小さい領域でのリンク容量，すなわちマクロセル間干渉の影響を大きいマクロセル端におけるリンク容量を大きく改善できる。

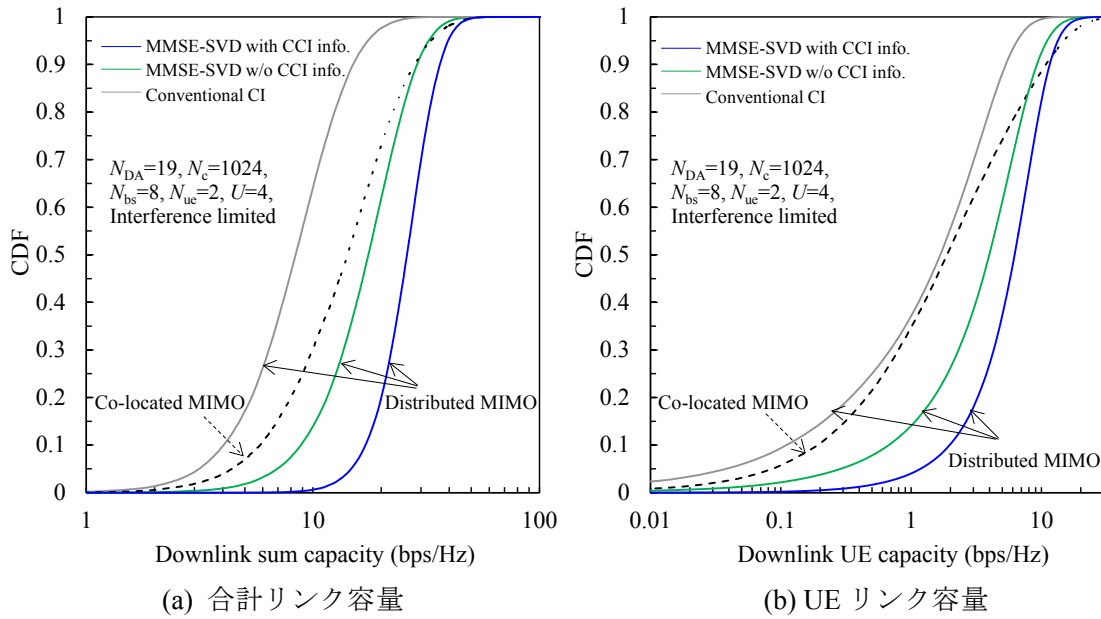


図 4.4 OFDM 下りリンク容量特性

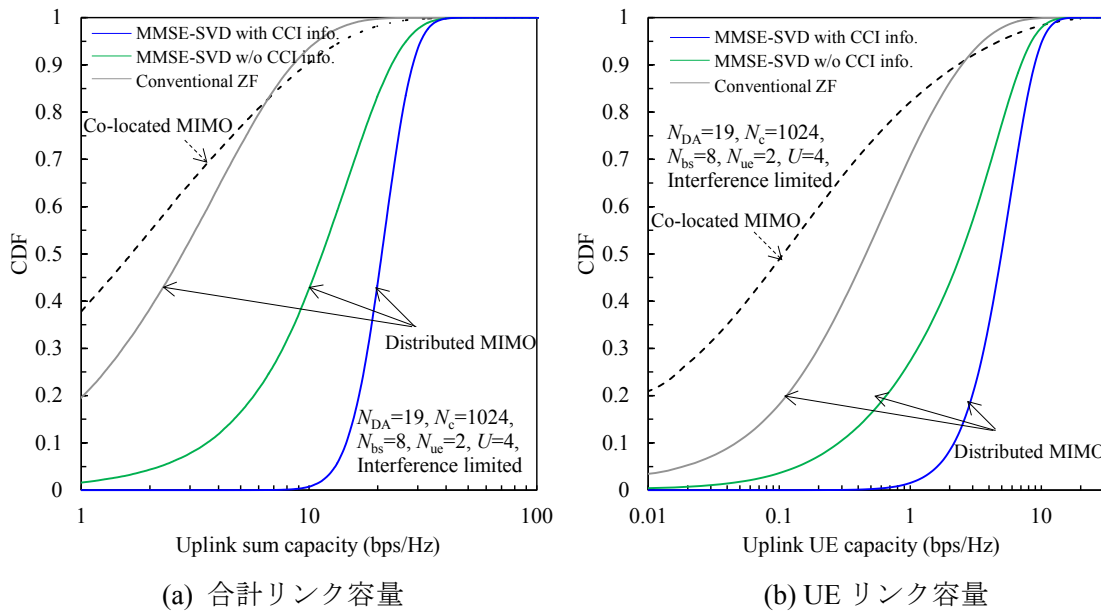


図 4.5 SC 上りリンク容量特性

図 4.6 にマクロセルあたりの多重 UE 数 U と OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンクの合計リンク容量の関係を示す。マクロセルあたりの多重 UE 数が多くなるほど、マクロセル間干渉の影響が大きくなるため、マクロセル間干渉を考慮した効果が大きくなる。従来の ZF,

CIおよびマクロセル間干渉を考慮しないMMSE-SVDでは、OFDM下りリンク、SC上りリンク共に、 $U \geq 4$ では多重UE数を大きくしてもマクロセル干渉により合計リンク容量が低下してしまう。一方、マクロセル間干渉を考慮したMMSE-SVDでは、 U を大きくするほど合計リンク容量を増大させることが可能であることがわかる。OFDM下りリンクでは、 $U=4$ ($U=9$)のとき、マクロセル間干渉を考慮したMMSE-SVDはCIと比較して、5%CDFで4.2倍 (12.1倍)、95%CDFで2.3倍 (6.5倍)の合計リンク容量を達成できる。SC上りリンクでは、 $U=4$ ($U=9$)のとき、マクロセル間干渉を考慮したMMSE-SVDはZFと比較して、5%CDFで28倍 (287倍)、95%CDFで2.9倍 (33倍)の合計リンク容量を達成できる。

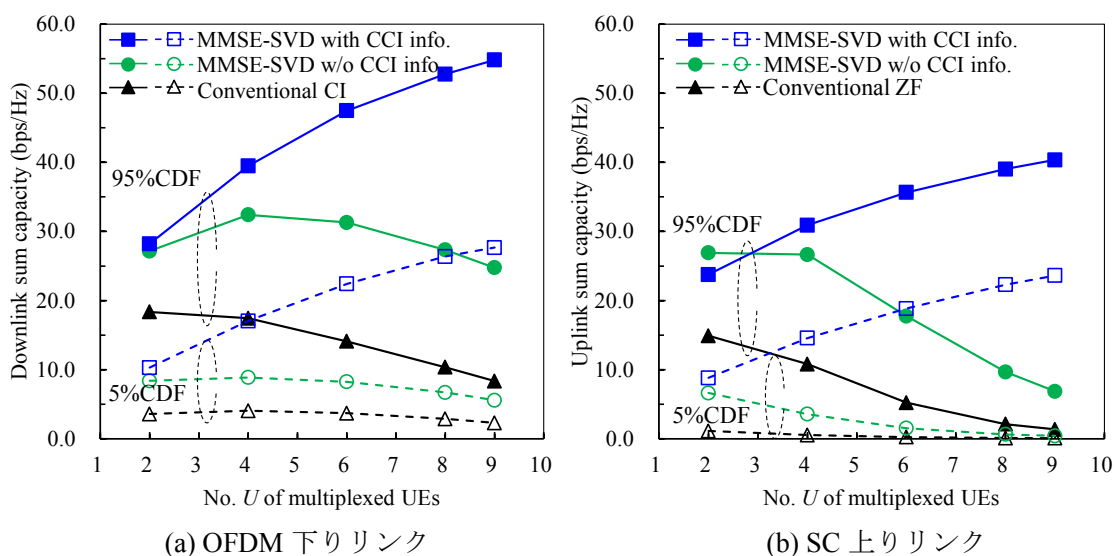
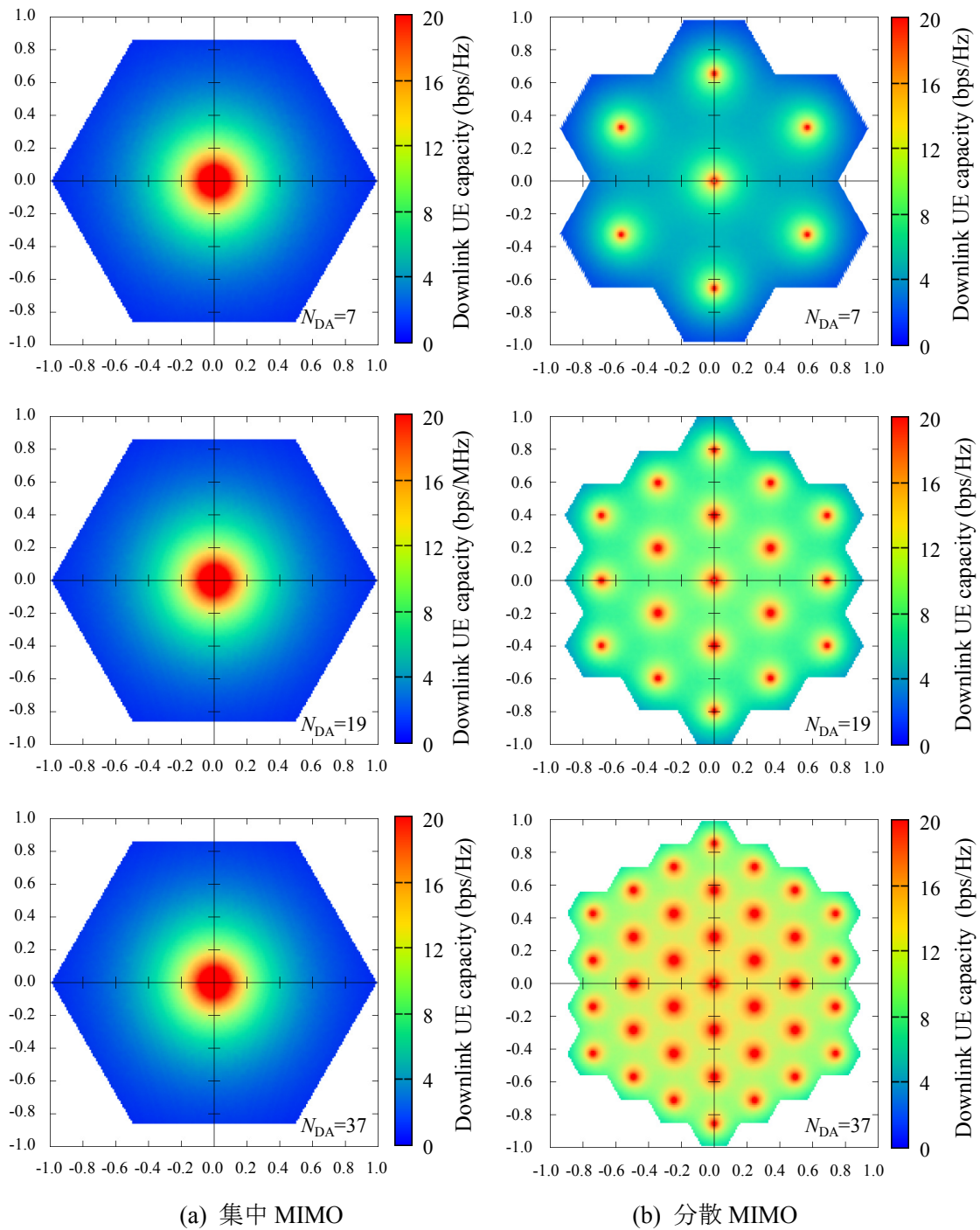


図 4.6 多重 UE 数 U とリンク容量の関係

4.4.3 マクロセル内のリンク容量のヒートマップ

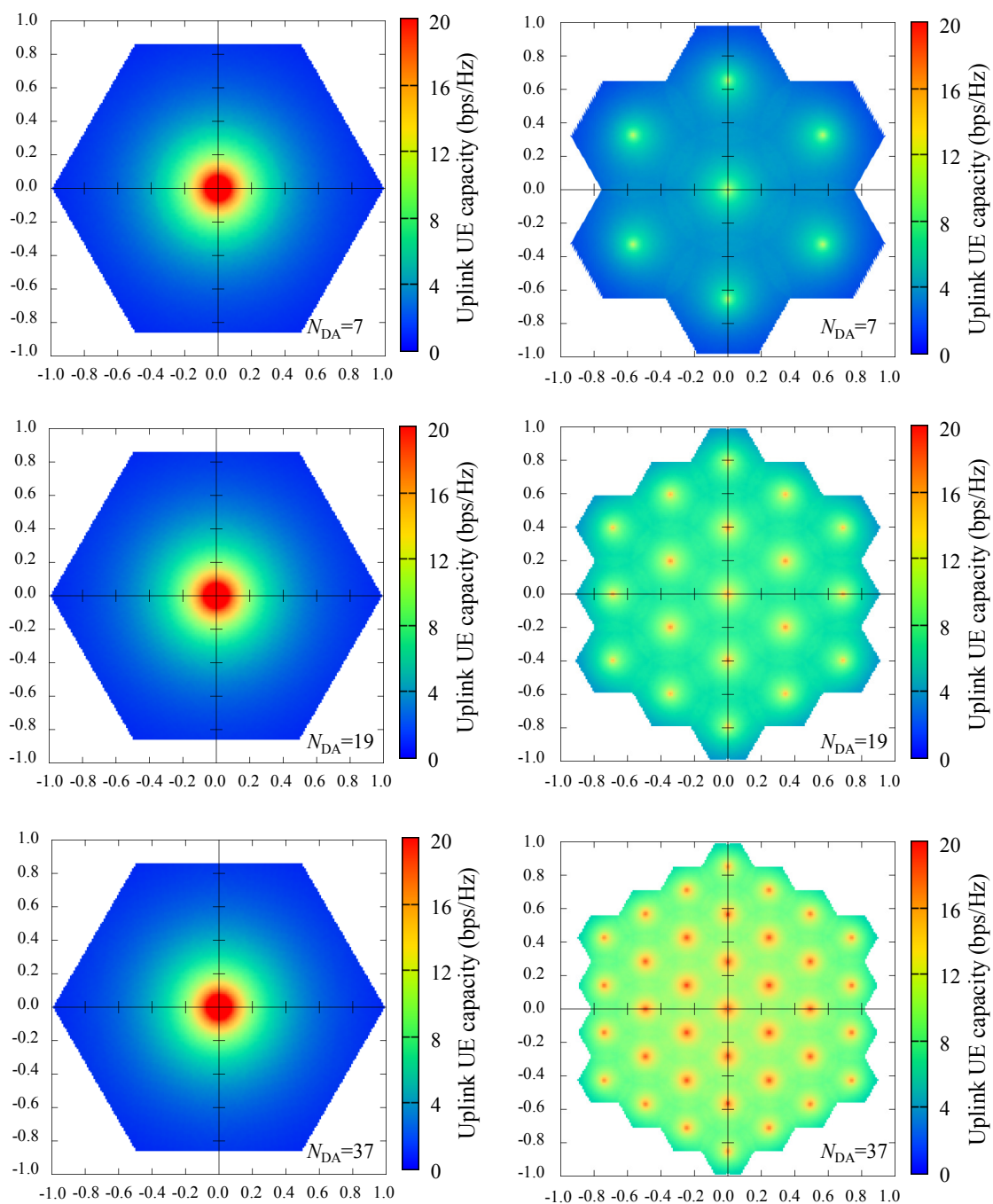
図 4.7 および図 4.8 にそれぞれ OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンクにおける注目マクロセル内の UE リンク容量のヒートマップを示す。OFDM 下りリンク、SC 上りリンク共に、従来の集中 MIMO と比較して、マクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD を用いる分散 MIMO がマクロセル内の全域にわたり高い UE リンク容量を実現できていることがわかる。また、マクロセル内のアンテナ数 N_{DA} が大きくなるほど、マルチセル環境においてもマクロセル全域のリンク容量を大きくすることができる。



(a) 集中 MIMO

(b) 分散 MIMO

図 4.7 OFDM 下りリンク容量のヒートマップ



(a) 集中 MIMO

(b) 分散 MIMO

図 4.8 SC 上りリンク容量のヒートマップ

4.5 まとめ

本章では、提案方式をマルチセル環境におけるマクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD へと拡張し、異なる複数の BS 間の通信を必要とせずに、マクロセル間干渉の影響を低減し、マクロセル端に位置する UE のリンク容量を改善できることを示した。従来の ZF, CI およびマクロセル間干渉を考慮しない MMSE-SVD では、OFDM 下りリンク, SC 上りリンク共に、多重 UE 数 U を大きくしてもマクロセル干渉により合計リンク容量が低下してしまう。一方、提案手法であるマクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD では、 U を大きくするほど合計リンク容量を増大させることが可能であることを明らかにした。 $U=4$ ($U=9$) のとき、マクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD は CI と比較して、5%CDF で 4.2 倍 (12.1 倍), 95%CDF で 2.3 倍 (6.5 倍) の合計リンク容量を達成できる。SC 上りリンクでは、 $U=4$ ($U=9$) のとき、マクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD は ZF と比較して、5%CDF で 28 倍 (287 倍), 95%CDF で 2.9 倍 (33 倍) の合計リンク容量を達成できることを明らかにした。また、提案手法であるマクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD を用いることで、マルチセル環境においてもマクロセル内全体で高いリンク容量を実現できることをヒートマップ特性により示した。

参考文献

- [4.1] W. C. Jakes, Jr. Ed., *Microwave Mobile Communications*, New York, Wiley, 1974.
- [4.2] G. Boudreau, J. Panicker, N. Guo, R. Chang, N. Wang and S. Vrzic, "Interference coordination and cancellation for 4G networks," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.47, No.4, pp.74-81, April 2009.
- [4.3] Samsung, "R1-083569: Further discussion on inter-cell interference mitigation through limited coordination," 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #54, 2008.
- [4.4] Kenji Hoshino, Manabu Mikami, "Experimental Evaluation of Simple Precoding Technique for Multi-Cell Coordinated MU-MIMO", *Proc., 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference: VTC2017-Spring*, , Sydney, Australia, 4-7 June, 2017.
- [4.5] M. H. Degroot, *Probability and statistics*, 2nd ed., Addison Wesley, 1986.
- [4.6] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [4.7] B. M. Hochwald, B. Peel and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-Part I: channel inversion and regularization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 1, pp. 195-202, Jan. 2005.
- [4.7] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO wireless communications*, Cambridge University Press, 2007.

第4章に関する研究成果

学術論文 (2 件)

- [1] Yuta Seki and Fumiyuki Adachi, “Improving link capacity by multi-user MMSE-SVD with ICI information in a distributed MIMO cellular network,” IEICE Communications Express, Vol. 7, Issue 9, pp. 316-321, Sept. 2018.
- [2] Fumiyuki Adachi, Amnart Boonkajay, Yuta Seki, Tomoyuki Saito, S. Kumagai, and H. Miyazaki, “Cooperative Distributed Antenna Transmission for 5G Mobile Communications Network,” IEICE Trans. Commun., Vol.E100-B, No.8, pp. 1190-1204, Aug. 2017.

国際会議 (6 件)

- [1] Yuta Seki, Shinya Kumagai and Fumiyuki Adachi, “Impact of CSI Error on FDM-MU-MIMO Downlink of Distributed Antenna Small cell Network,” Proc. 13th IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS 2016), Tokyo, Japan, 25-26 Aug., 2016.
- [2] Yuta Seki and Fumiyuki Adachi, “Downlink Capacity Comparison of MMSE-SVD and BD-SVD for Cooperative Distributed Antenna Transmission using Multi-user Scheduling,” Proc. 2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference: VTC2017-Fall, Toronto, Canada, 24-27 Sept., 2017.
- [3] Shinya Kumagai, Yuta Seki, and Fumiyuki Adachi, “Joint Tx/Rx Signal Processing for Distributed Antenna MU-MIMO Downlink,” Proc. 2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference: VTC2016-Fall, Montréal, Canada, 18–21 Sept. 2016.
- [4] Fumiyuki Adachi, Amnart Boonkajay, Yuta Seki and Tomoyuki Saito, “Cooperative Distributed Antenna Transmissions,” (Invited) Proc. 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference: VTC2017-Spring, Sydney, Australia, 4-7 June, 2017.
- [5] Fumiyuki Adachi, A. Boonkajay, Tomoyuki Saito, Yuta Seki, “Evolution of mobile radio communications systems and 5G,” Proc. 2017 Microwave Workshops and Exhibition (MWE2017), Pacifico Yokohama, Japan, 30 Nov. 2017.
- [6] Fumiyuki Adachi, A. Boonkajay, T. Saito, and Yuta Seki, “Distributed MIMO network for 5G enhanced mobile broadband,” Proc. SPIE, vol. 10559, Broadband Access Communication Technologies XII, SPIE OPTO 2018, San Francisco, USA, 27 Jan. - 1 Feb. 2018.

国内研究会 (6件)

- [1] 関裕太, 熊谷慎也, 安達文幸, “分散アンテナ OFDM-MU-MIMO 下りリンクにおける CSI 誤差の影響,” 信学技報, vol. 115, no. 472, RCS2015-334, pp. 7-12, 2016 年 3 月.
- [2] 関裕太, 安達文幸, “分散アンテナ小セルネットワークにおける下りリンク MMSE-SVD 送受信協調フィルタリングに関するマルチセル環境下での検討,” 信学技報, Vol.116, No.257, RCS2016-153, pp.1-6, 2016 年 10 月.
- [3] 関裕太, 安達文幸, “分散アンテナ小セルネットワークにおけるマルチユーザスケジューリング時の MMSE-SVD と BD-SVD の下りリンク容量比較,” 信学技報, Vol.116, No.479, RCS2016-295, pp.37-42, 2017 年 3 月.
- [4] 熊谷慎也, 関裕太, 安達文幸, “分散アンテナ OFDM-MU-MIMO 下りリンクにおける UE スケジューリング規範の影響,” 信学技報, vol. 115, no. 472, RCS2015-333, pp. 1-6, 2016 年 3 月.
- [5] 安達文幸, 熊谷慎也, 宮崎寛之, アムナート ブンカジヤイ, 関裕太, 齋藤智之, “第 5 世代移動通信システム実現に向けた分散アンテナ協調信号伝送と送信電力ピーク低減,” 信学技報, vol. 116, no. 110, RCS2016-73, pp. 159-164, 2016 年 6 月.
- [6] 安達文幸, アムナート ブンカジヤイ, 齋藤智之, 関裕太, “分散 MIMO 協調伝送技術とその特性,” 信学技報, vol. 118, no. 474, RCS2018-326, pp. 225-230, 2019 年 3 月.

第5章 結論

5.1 結論

本論文では、広帯域移動通信における面的なリンク容量の向上を目的として、OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンクを対象に分散 MIMO 協調伝送技術について検討を行った。広帯域移動通信における時間・周波数選択性フェージングを克服する技術として、MU-MIMO 伝送における送受信フィルタを適応的に更新する適応 MMSE-SVD を提案し、OFDM および FDE を用いる SC 伝送と組み合わせた。OFDM および FDE を用いる SC 伝送により周波数選択性フェージングの影響を軽減し、提案する適応 MMSE-SVD により時間選択性フェージングの影響を軽減することができる。また、分散 MIMO に MMSE-SVD を適用し、多数の分散アンテナを用いるときの演算量の問題と同一周波数干渉 CCI の問題を解決する動的クラスタリングを用いる分散 MIMO 協調伝送を提案した。動的クラスタリングを用いる分散 MIMO 協調伝送により、高密度に配置した多数の分散アンテナを用いる場合でも演算量を低減しつつ、マクロセルエリア全域で高いリンク容量を実現できることを示した。更に、分散 MIMO 協調伝送をマルチセル環境に拡張したマクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD を提案し、マクロセル環境においてもマクロセルエリア全域で高いリンク容量を実現できることを示した。これらの技術に関して各章ではそれぞれ以下のことを述べた。

第2章では、OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンク MU-MIMO 伝送において、高速フェージングに追従する適応 MMSE-SVD を提案した。従来の MMSE-SVD では、正規化最大ドップラー周波数 $f_D T$ が大きくなると、送受信フィルタの生成に用いる上りおよび下りリンクパイロット信号とデータシンボルとでフェージングの時間変動に伴いチャンネルが変動するためエラーフロアを生じていた。提案する適応 MMSE-SVD を用いることでエラーフロアを改善することができることを示した。OFDM 下りリンクでは $BER < 10^{-2}$ を確保する許容 $f_D T$ を約 2.5 倍から 4 倍拡大でき、一方 SC 上りリンクでは約 1.6 倍から 2 倍に拡大できることを示した。送波周波数 5GHz、サブキャリア間隔 75kHz を仮定したとき、適応 MMSE-SVD を用いることで $BER < 10^{-2}$ を確保可能な移動速度は OFDM 下りリンクでは約 90km/h、SC 上りリンクでは約 60km/h まで対応可能であることを示した。

第3章では、OFDM 下りリンクおよび SC 上りリンク分散 MIMO 協調伝送におけるクラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD を用いる動的クラスタリングを提案した。動的クラスタリングを用いることで、UE クラスタリングにより互いに接近した多数の UE が同時に通信する確率を下げることができ、クラスタ境界を越えた分散アンテナ選択により UE 中心の小セルエリアを動的に形成することができる。これにより、多重 UE 数および分散アンテナ数を実現可能な規模で設計することが可能であるのと同時に、クラスタ間の干渉を低減す

ることができることを示した。また、クラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD を導入し、ガウス雑音に近似したクラスタ間干渉を BS における MMSE フィルタにおいて考慮することで、クラスタ間の干渉の影響を低減し、マクロセルエリア全体にわたりリンク容量を改善できる。更に UE あたりの多重データストリーム数を低減することで、空間ダイバーシティ効果を得ることができ、リンク容量を拡大できる。計算機シミュレーションにより、クラスタ間干渉を考慮した MMSE-SVD を用いる動的クラスタリングを用いることで、OFDM 下りリンクでは合計リンク容量を $M=7$ ($M=19$) で 17.6 倍 (26.3 倍)、UE リンク容量を $M=7$ ($M=19$) で 22.8 倍 (22.5 倍) に改善することができることを示した。また、SC 上りリンクでは、合計リンク容量を $M=7$ ($M=19$) で 10.6 倍 (14.6 倍)、UE リンク容量を $M=7$ ($M=19$) で 22.9 倍 (22.5 倍) に改善することができることを示した。

第 4 章では、分散 MIMO 協調伝送をマルチセル環境に拡張した。提案手法を拡張したマクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD を用いることで、異なる複数の BS 間の通信を必要とせず、マクロセル間干渉の影響を低減し、マクロセル端に位置する UE のリンク容量を改善できることを示した。従来の ZF, CI およびマクロセル間干渉を考慮しない MMSE-SVD では、OFDM 下りリンク、SC 上りリンク共に、多重 UE 数 U を大きくしてもマクロセル干渉により合計リンク容量が低下してしまう。一方、提案手法であるマクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD では、 U を大きくするほど合計リンク容量を増大させることが可能であることを明らかにした。 $U=4$ ($U=9$) のとき、マクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD は CI と比較して、5%CDF で 4.2 倍 (12.1 倍)、95%CDF で 2.3 倍 (6.5 倍) の合計リンク容量を達成できる。SC 上りリンクでは、 $U=4$ ($U=9$) のとき、マクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD は ZF と比較して、5%CDF で 28 倍 (287 倍)、95%CDF で 2.9 倍 (33 倍) の合計リンク容量を達成できることを明らかにした。また、提案手法であるマクロセル間干渉を考慮した MMSE-SVD を用いることで、マルチセル環境においてもマクロセル内全体で高いリンク容量を実現できることをヒートマップ特性により示した。

本研究成果は、5G 移動通信システムにおける要素技術として組み込まれ、工場自動化や重機等の遠隔操作、スマートシティ等での IoT の活用に応用される見通しである。また、最近工場やオフィスなどの敷地内限定のローカルエリアネットワークを 5G で構築するローカル 5G の議論が進んでおり、本研究成果を活用可能と考えられる。

5.2 残された研究課題

残された検討課題として、以下の検討が挙げられる。

1) 更なる高速フェージングへの対応

新幹線やリニアモーターカー、高速道路等を想定した時速 100km/h 超での高速移動環境においてはフェージングの時間変動は更に大きくなり得る。このような厳しい環境

において安定した高速移動通信を実現するアルゴリズムの確立は重要な技術課題である。

2) UE/DA の組み合わせの最適化

本論文では、UE のクラスタリングにおいてマクロセルを等面積に分割する手法を用いた。しかしながら、実際の UE の分布はマクロセル内で一様とはならず、UE 分布の濃淡が生じ得る。このような環境における最低な UE のクラスタ分類およびそのときの最適な DA 選択方法については確立できておらず、リンク容量の改善の余地が残されていると考えられる。UE/DA の取り得る組み合わせは膨大であり、機械学習等を応用した準最適解の導出に付いても工学的に重要な課題である。

3) UE 毎の最適な多重ストリーム数選択

本論文では、同時多重する複数の UE で同一の多重ストリーム数を用いた。しかしながら、UE 毎に最適な多重ストリーム数は異なり、多重ストリーム数を低減してアンテナダイバーシチ効果を狙った方が良い UE も存在する。そこで、UE 毎に最適な多重ストリーム数を制御することにより、更なるリンク容量の改善が期待できる。

4) 自律分散制御によるマクロセル間連携

マクロセル間で、自律分散による高度な制御が実現できれば、マクロセル内の制御と同様により CCI を低減することが可能となる。機械学習等を応用した自律分散マクロセル間連携アルゴリズムの確立は重要な技術課題である。

謝辞

本研究を遂行し、研究成果を本論文にまとめるにあたり、ご指導ご鞭撻を賜りました東北大学大学院工学研究科陳強教授に深く感謝致します。また、論文の審査において非常に有益なご助言を頂きました東北大学電気通信研究所末松憲治教授ならびに東北大学大学院工学研究科川又政征教授に深く感謝致します。

本研究は東北大学電気通信研究機構に在籍中の研究成果を基にまとめたものであり、研究員としての貴重な機会を頂き、研究を進めるにあたり終始懇切丁寧なるご指導、ご鞭撻を賜りました東北大学電気通信研究機構安達文幸特任教授に深く感謝し、厚く謝意を表します。また、研究員として有益な討論・議論を行わせて頂いた Amnart Boonkajay 氏(現 Institute for Infocomm Research (I2R)、齋藤智之氏(現 NEC プラットフォームズ株式会社)に感謝申し上げます。

東北大学電気通信研究機構への出向ならびに博士後期課程の機会を与えて頂いたパナソニック株式会社要素技術開発センター開発 4 部外山隆行部長をはじめとする関係者各位に感謝申し上げます。本研究はこれまでパナソニック株式会社にて携わった研究開発で培った知識・知見が基礎となっており、これまでに関わった全ての方々に感謝致します。

最後に、生活を支え合い温かい励ましをいつも送り続けてくれた最愛なる家族に心から感謝します。

本論文に関連する研究成果一覧

学術論文 (4 件)

- [1] Yuta Seki and Fumiyuki Adachi, “Adaptive MMSE-SVD for OFDM downlink MU-MIMO in a high mobility environment,” IEICE Communications Express, Vol. 7, Issue 6, pp. 195-200, June 2018.
- [2] Yuta Seki, Tomoyuki Saito, and Fumiyuki Adachi, “Dynamic UE clustering for distributed MIMO cooperative transmission,” IEICE Communications Express, vol.7, Issue 5, pp.160-165, May 2019.
- [3] Yuta Seki and Fumiyuki Adachi, “Improving link capacity by multi-user MMSE-SVD with ICI information in a distributed MIMO cellular network,” IEICE Communications Express, Vol. 7, Issue 9, pp. 316-321, Sept. 2018.
- [4] Fumiyuki Adachi, Amnart Boonkajay, Yuta Seki, Tomoyuki Saito, S. Kumagai, and H. Miyazaki, “Cooperative Distributed Antenna Transmission for 5G Mobile Communications Network,” IEICE Trans. Commun., Vol.E100-B, No.8, pp. 1190-1204, Aug. 2017.

国際会議 (12 件)

- [1] Yuta Seki, Amnart Boonkajay, and Fumiyuki Adachi, “Adaptive MMSE-SVD to Improve the Tracking Ability Against Fast Fading,” Proc. 2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference, Chicago, USA, 27-30 Aug., 2018.
- [2] Yuta Seki, Tomoyuki Saito, and Fumiyuki Adachi, “A Study on Dynamic Antenna Clustering for Distributed MIMO Cooperative transmission using Multi-user MMSE-SVD,” Proc. Wireless Personal Multimedia Communications 2018 (WPMC 2018), Chiang Rai, Thailand, 25-28 Nov. 2018.
- [3] Yuta Seki, Tomoyuki Saito, and Fumiyuki Adachi, “A Study on UE Clustering and Antenna Selection for Distributed MIMO Cooperative Transmission using Multi-user MMSE-SVD,” Proc. The 25th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC-2019), Ho Chi Minh city, Vietnam, 6-8 Nov. 2019. (投稿中)
- [4] Yuta Seki, Shinya Kumagai and Fumiyuki Adachi, “Impact of CSI Error on FDM-MU-MIMO Downlink of Distributed Antenna Small cell Network,” Proc. 13th IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS 2016), Tokyo, Japan, 25-26 Aug., 2016.

- [5] Yuta Seki and Fumiyuki Adachi, “Downlink Capacity Comparison of MMSE-SVD and BD-SVD for Cooperative Distributed Antenna Transmission using Multi-user Scheduling,” Proc. 2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference: VTC2017-Fall, Toronto, Canada, 24-27 Sept., 2017.
- [6] Fumiyuki Adachi, Amnart Boonkajay, Yuta Seki and Tomoyuki Saito, “MIMO Channel Estimation for Time-Division Duplex Distributed Antenna Cooperative Transmission,” Proc. The 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC 2017), Valencia, Spain, 26-30 June, 2017.
- [7] Fumiyuki Adachi, Amnart Boonkajay, Tomoyuki Saito, and Yuta Seki, “Performance Comparison of MIMO Diversity Schemes in a Frequency-selective Rayleigh Fading Channel,” IEEE International Conference on Communication System (ICCS 2018), Chengdu, China, 19-21 Dec., 2018.
- [8] Fumiyuki Adachi, Amnart Bookajay, Tomoyuki Saito, and Yuta Seki, “Distributed MIMO Cooperative Transmission Technique and Its Performance,” Proc. IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC 2019), Changchun, China, 11-13 Aug. 2019. (採録)
- [9] Shinya Kumagai, Yuta Seki, and Fumiyuki Adachi, “Joint Tx/Rx Signal Processing for Distributed Antenna MU-MIMO Downlink,” Proc. 2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference: VTC2016-Fall, Montréal, Canada, 18–21 Sept. 2016.
- [10] Fumiyuki Adachi, Amnart Boonkajay, Yuta Seki and Tomoyuki Saito, “Cooperative Distributed Antenna Transmissions,” (Invited) Proc. 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference: VTC2017-Spring, Sydney, Australia, 4-7 June, 2017.
- [11] Fumiyuki Adachi, A. Boonkajay, Tomoyuki Saito, Yuta Seki, “Evolution of mobile radio communications systems and 5G,” Proc. 2017 Microwave Workshops and Exhibition (MWE2017), Pacifico Yokohama, Japan, 30 Nov. 2017.
- [12] Fumiyuki Adachi, A. Boonkajay, T. Saito, and Yuta Seki, “Distributed MIMO network for 5G enhanced mobile broadband,” Proc. SPIE, vol. 10559, Broadband Access Communication Technologies XII, SPIE OPTO 2018, San Francisco, USA, 27 Jan. - 1 Feb. 2018.

国内研究会 (9 件)

- [1] 関裕太, アムナート ブンカジャイ, 安達文幸, “分散 MIMO 協調伝送における適応 MMSE-SVD に関する検討,” 信学技報, Vol.117, No.246, RCS2017-173, pp.37-42, 2017 年 10 月.
- [2] 関裕太, アムナート ブンカジャイ, 安達文幸, “高速フェージングに追従する適応 MMSE-SVD の検討,” 信学技報, Vol.117, No.456, RCS2017-319, pp.13-18, 2018 年 3 月.
- [3] 関裕太, 熊谷慎也, 安達文幸, “分散アンテナ OFDM-MU-MIMO 下りリンクにおける CSI 誤差の影響,” 信学技報, vol. 115, no. 472, RCS2015-334, pp. 7-12, 2016 年 3 月.
- [4] 関裕太, 安達文幸, “分散アンテナ小セルネットワークにおける下りリンク MMSE-SVD 送受信協調フィルタリングに関するマルチセル環境下での検討,” 信学技報, Vol.116, No.257, RCS2016-153, pp.1-6, 2016 年 10 月.
- [5] 関裕太, 安達文幸, “分散アンテナ小セルネットワークにおけるマルチユーザスケジューリング時の MMSE-SVD と BD-SVD の下りリンク容量比較,” 信学技報, Vol.116, No.479, RCS2016-295, pp.37-42, 2017 年 3 月.
- [6] 安達文幸, アムナート ブンカジャイ, 齋藤智之, 関裕太, “TDD 分散アンテナ協調伝送のためのチャネル推定の一検討,” 信学技報, Vol.116, No.394, RCS2016-263, pp.159-164, 2017 年 1 月.
- [7] 熊谷慎也, 関裕太, 安達文幸, “分散アンテナ OFDM-MU-MIMO 下りリンクにおける UE スケジューリング規範の影響,” 信学技報, vol. 115, no. 472, RCS2015-333, pp. 1-6, 2016 年 3 月.
- [8] 安達文幸, 熊谷慎也, 宮崎寛之, アムナート ブンカジャイ, 関裕太, 齋藤智之, “第 5 世代移動通信システム実現に向けた分散アンテナ協調信号伝送と送信電力ピーク低減,” 信学技報, vol. 116, no. 110, RCS2016-73, pp. 159-164, 2016 年 6 月.
- [9] 安達文幸, アムナート ブンカジャイ, 齋藤智之, 関裕太, “分散 MIMO 協調伝送技術とその特性,” 信学技報, vol. 118, no. 474, RCS2018-326, pp. 225-230, 2019 年 3 月.