

平成 27 年度 博士学位論文

分散アンテナネットワークにおける  
広帯域 MIMO 伝送技術に関する研究

Research on Broadband MIMO Transmission Technology  
for Distributed Antenna Networks

東北大学大学院 工学研究科  
通信工学専攻  
熊谷慎也

## Research on Broadband MIMO Transmission Technology for Distributed Antenna Networks

**ABSTRACT:** The amount of mobile data traffic is increasing exponentially due to the increase of video traffic. Therefore, in the next generation mobile communication systems (i.e. 5G), 1000 times higher system capacity and 100 times higher user data rate are required. To realize a higher system capacity and higher user data rate in mobile communication systems, distributed antenna networks (DANs), where a number of antennas are spatially distributed within macro cells, and broadband multi-user multiple-input multiple-output (MU-MIMO) transmissions, where a number of users share the same channel, have been studied. In broadband MU-MIMO transmissions in DAN, the transmission performance degrades due to the inter-symbol interference (ISI), inter-antenna interference (IAI), and inter-user interference (IUI), as well as the co-channel interference (CCI) from neighboring macro cells, and hence, the broadband MU-MIMO transmission which efficiently suppresses these interferences is required. However, the signal processing techniques only at the transmitter or receiver sides (i.e. at the baseband unit (BBU) which operates the signal processing at the network side) cannot suppress these interferences sufficiently. This thesis explicates the broadband MU-MIMO transmission technology which efficiently suppresses interferences for DAN using broadband single-carrier (SC) transmission. This thesis is organized as follows.

Section 1 introduces the background and objective of this research.

Section 2 proposes a minimum mean square error (MMSE) based joint transmit and receive (Tx/Rx) filtering for the uplink transmission, assuming that each user equipment (UE) and BBU jointly apply a spatial/frequency-domain linear filtering based on MMSE criterion. Applying only the Rx MMSE filtering at BBU cannot improve the transmission performance sufficiently due to the presence of the residual ISI/IAI/IUI. By jointly applying Tx filtering at each UE and Rx filtering at BBU, the residual ISI/IAI/IUI can be suppressed significantly. The optimal Tx/Rx filter matrices based on MMSE criterion and the received signal-to-interference plus noise power ratio (SINR) are derived theoretically. Numerical results show that joint Tx/Rx MMSE filtering achieves about 1.6 times higher sum throughput and 1.8 times higher user throughput than the conventional Rx MMSE filtering.

Section 3 proposes two kinds of joint Tx/Rx MMSE filtering (called BD-SVD which applies singular value decomposition (SVD) after block diagonalization (BD) and MMSE-SVD which applies SVD without BD) for the downlink transmission, assuming that BBU and each UE jointly apply a spatial/frequency-domain linear filtering based on MMSE criterion. Applying only the Tx MMSE filtering at BBU cannot improve the transmission performance sufficiently due to the presence of the residual ISI/IAI/IUI. By jointly applying Tx filtering at BBU and Rx filtering at each UE, the residual ISI/IAI/IUI can be suppressed significantly. As Section 2, the optimal Tx/Rx filter matrices based on MMSE criterion and the received SINR for both BD-SVD and MMSE-SVD are derived theoretically. Numerical results show that BD-SVD and MMSE-SVD respectively achieve about 5.0 times and 3.8

times higher sum throughput and 5.1 times and 3.7 times higher user throughput than the conventional Tx MMSE filtering.

Section 4 proposes a UE-DA dynamic grouping which groups the UEs interfering strongly with each other and the neighboring DAs over the macro cell boundary. The strong CCI from neighboring macro cells can be regarded as IUI by the UE-DA dynamic grouping, and hence, it can be suppressed by the joint Tx/Rx MMSE filtering proposed in Sections 2 and 3. The algorithm of the UE-DA dynamic grouping, which groups the UEs and DAs which have a higher interference power than a certain threshold only using the average received power between each UE and DA only if and only if the number of UE in the group is less than or equal to the maximum number of UEs in each group, is proposed. Then, the Tx/Rx filter matrices and the received SINR for both uplink and downlink when the algorithm is used are derived. Numerical results show that UE-DA dynamic grouping achieves 3.3 times higher sum throughput than the case when each macro cell operates independently, and the tradeoff between sum throughput and computational complexity at BBU can be controlled by appropriately setting the threshold of interference power and the maximum number of UEs in each group which are introduced to the UE-DA dynamic grouping as parameters. Furthermore, numerical results also show that the combination of the proposed techniques in Sections 2 to 4 achieves about 10 times higher sum throughput than the case when each macro cell operates independently and applying only the Tx or Rx MMSE filtering.

Section 5 gives the conclusions. As mentioned above, this thesis proposes a joint Tx/Rx spatial/frequency-domain signal processing and resource scheduling technology for future mobile communication systems, and shows the effectiveness of the proposed technology. The proposed technology is applicable to develop the broadband MIMO transmission technology which increases both the system capacity and user data rate. Since the broadband MIMO transmission technology demonstrated in this thesis achieves both a higher system capacity and higher user data rate, it can be applied to future mobile communication systems. It should be noted that the proposed technology in this thesis can be easily extended to the case of orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) transmissions where ISI does not occur since the frequency-domain signal processing of the proposed technology can directly be applied to each subcarrier of OFDM signal.

# 目次

表記法.....	1
第 1 章 緒論.....	2
1.1. 移動通信の動向.....	2
1.2. 超高速・大容量移動通信実現への課題と先行研究.....	4
1.2.1. 信号帯域の広帯域化.....	5
1.2.2. SU-MIMO 伝送.....	6
1.2.3. MU-MIMO 伝送.....	17
1.2.4. セルラネットワークにおける受信 SINR および面的周波数利用効率.....	18
1.3. 研究概要.....	19
1.3.1. 研究の目的.....	19
1.3.2. 論文の要旨.....	20
参考文献.....	23
第 2 章 SC-MU-MIMO を用いる上りリンク DAN のための送受信協調信号処理.....	26
2.1. 概要.....	26
2.2. システムモデル.....	28
2.2.1. DAN モデル.....	28
2.2.2. チャネルモデル.....	29
2.2.3. 上りリンク SC-MU-MIMO 伝送系.....	30
2.3. 送受信フィルタの導出.....	37
2.3.1. 受信フィルタ.....	38
2.3.2. 送信フィルタ.....	39
2.3.3. スループットを向上させる電力配分.....	40
2.4. 計算機シミュレーションおよび数値計算結果.....	41
2.4.1. BER 特性.....	41
2.4.2. スループット特性.....	43
2.5. まとめ.....	44
参考文献.....	46
付録 A: [2.8]に基づく送受信協調フィルタリング.....	47
第 2 章に関連する研究成果.....	48
第 3 章 SC-MU-MIMO を用いる下りリンク DAN のための送受信協調信号処理.....	49
3.1. 概要.....	49
3.2. システムモデル.....	51
3.2.1. DAN モデル.....	51
3.2.2. チャネルモデル.....	52

3.2.3.	下りリンク SC-MU-MIMO 伝送系	53
3.3.	送受信フィルタの導出	60
3.3.1.	BD-SVD 法	60
3.3.2.	MMSE-SVD 法	64
3.3.3.	スループットを向上する電力配分	67
3.4.	計算機シミュレーションおよび数値計算結果	69
3.4.1.	BER 特性	69
3.4.2.	スループット特性	71
3.5.	まとめ	72
	参考文献	74
	第 3 章に関連する研究成果	75
第 4 章	SC-MU-MIMO を用いる DAN のためのリソーススケジューリング	76
4.1.	概要	76
4.2.	システムモデル	76
4.2.1.	DAN モデル	77
4.2.2.	チャネルモデル	77
4.2.3.	上りリンク SC-MU-MIMO 伝送系	78
4.2.4.	下りリンク SC-MU-MIMO 伝送系	82
4.3.	UE-DA 動的グルーピング	86
4.4.	数値計算結果	88
4.5.	まとめ	93
	参考文献	94
	第 4 章に関連する研究成果	94
第 5 章	結論	95
5.1.	結論	95
5.2.	残された検討課題	98
	参考文献	100
	本論文に関連する研究成果	101
	謝辞	102
	研究業績	103

## 表記法

$E[\cdot]$	アンサンブル平均
$[\cdot]^T$	転置
$[\cdot]^H$	エルミート転置
$\text{diag}[\cdot]$	対角行列
$\text{tr}[\cdot]$	トレース
$[\cdot]^{-1}$	逆行列
$\mathbf{I}_N$	$N$ 次単位行列
$\mathbf{0}_{N \times M}$	$N \times M$ の零行列
$\delta(\cdot)$	デルタ関数
$(x)^+$	$\max(x, 0)$
$(\cdot) \bmod x$	$x$ の剰余
$\text{erfc}(\cdot)$	誤差補関数

# 第 1 章 緒論

## 1.1. 移動通信の動向

1979 年に自動車電話サービスが開始されてから今日に到るまで、移動通信技術は飛躍的な進歩を遂げてきた(図 1.1). 特に、第 3 世代移動通信システム(3rd Generation: 3G)[1.1]および第 3.5 世代移動通信システム(3.5G)[1.2]から第 4 世代移動通信システム(4G)への段階的な移行を目指し、2004 年から 3rd Generation Partnership Project (3GPP)において標準化活動が行われてきた Long Term Evolution (LTE: 第 3.9 世代移動通信システム(3.9G) / 3GPP Release 8, 9)[1.3]は、下りリンクで最大 300Mbps, 上りリンクで最大 75Mbps もの高速通信を達成できる. LTE では、3G および 3.5G で採用された符号分割マルチアクセス(Code-Division Multiple Access: CDMA)[1.4, 1.5]に代わり、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]を採用し、最大伝送速度の向上のために下りリンクで最大 4 多重のマルチアンテナ送受信(Multiple-Input Multiple-Output: MIMO)伝送[1.8]をサポートしている. 更に、本格的な 4G として 3GPP で仕様策定が行われた LTE-Advanced (3GPP Release 10, 11)[1.9]は、LTE を基に Carrier Aggregation[1.10]や MIMO 多重数の高度化、Cordinated Multi-Point (CoMP)[1.11]等を採用することにより、下りリンクで最大 3Gbps, 上りリンクで最大 1.5Gbps もの高速通信を達成できる.

近年のこうした背景には、2010 年代に入りスマートフォンなどに代表される多機能・高性能移動端末(UE)が爆発的に普及したことがある. 図 1.2 に日本国内で 2010 年 6 月から 2015 年 6 月にかけて実際に発生したモバイルトラフィック [1.12]を示す. 図 1.2 に示す通り、国内のモバイルトラフィックは年率約 1.8 倍(直近 1 年では約 1.4 倍)のペースで増加し続けており、2020 年代中に 2010 年当時の 1000 倍のモバイルトラフィックが発生すると予想されている. したがって、次世代移動通信システム(5G)には、更に大容量な通信が要求される. また、図 1.3 に世界中で実際に発生した、または発生すると予想されているモバイルトラフィックおよびそのデータ内容の内訳[1.13]を示す. 図 1.3 に示す通り、世界的に見てもモバイルトラフィックは増加し続けており、その年率は約 1.6 倍である. また、トラフィックのデータ内容の内訳に注目すると、動画データが 2014 年から 2020 年にかけて約 10 倍増加すると予想されている. 動画データを快適にダウンロードするためには、ユーザあたりの伝送速度を向上させる必要があり、5G ではシステム全体の大容量化だけでなく、ユーザあたりの伝送速度の高速化も要求される.

上述の現状を踏まえ、多くの企業・団体が 5G の要求条件をまとめたホワイトペーパーを発行しており[1.14 - 1.18], 図 1.4 にその代表例[1.14]を示す. 図 1.4 に示す通り、5G の要求条件には、上述の「システムの大容量化」および「ユーザあたりの伝送速度の高速化」が含まれており、「システムの大容量化」については、LTE のマクロセル環境と比較して単位面積あたりで 1000 倍以上のシステム容量の大容量化が要求されている. 「ユーザあたりの伝送速度の高速化」について

は、LTE と比較して 100 倍程度のユーザ体感データ伝送速度を実現すること、すなわち 1Gbps 以上のデータ伝送速度を移動環境も含めたあらゆる環境で提供することが目標性能として挙げられている。その他、「無線区間の低遅延化」、「超多数の端末の同時接続」、「低コスト・省電力化」等が要求条件として挙げられているが、全ての要求条件を満たす単一のネットワークは存在しないため(そのため 5G では、LTE ベースのネットワークと New Radio Access Network (RAT) と呼ばれる LTE フォーマットに縛られないネットワークの共存を想定している)、本論文では上述の超高速・大容量無線通信の実現に注目し、これを実現する無線信号処理およびネットワークの検討を行う。

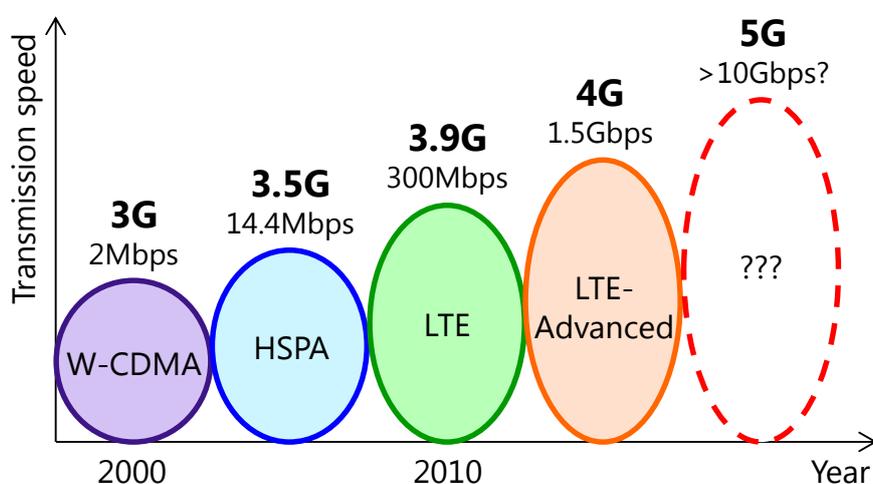


図 1.1 移動通信システムの変遷

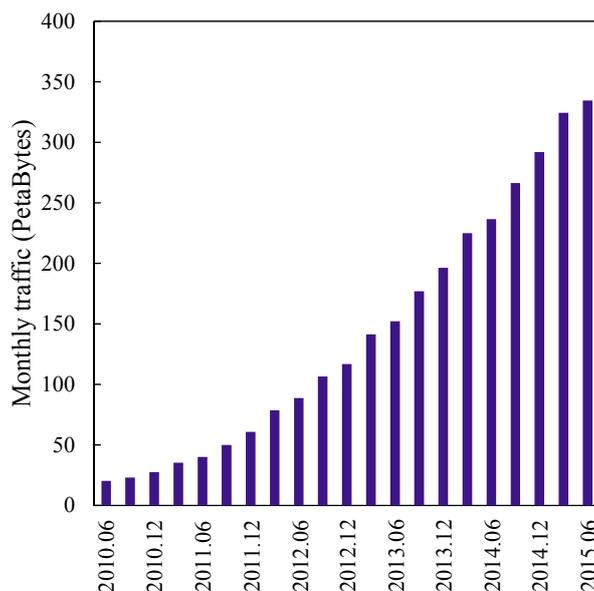


図 1.2 日本のモバイルトラフィックの現状(月間通算)

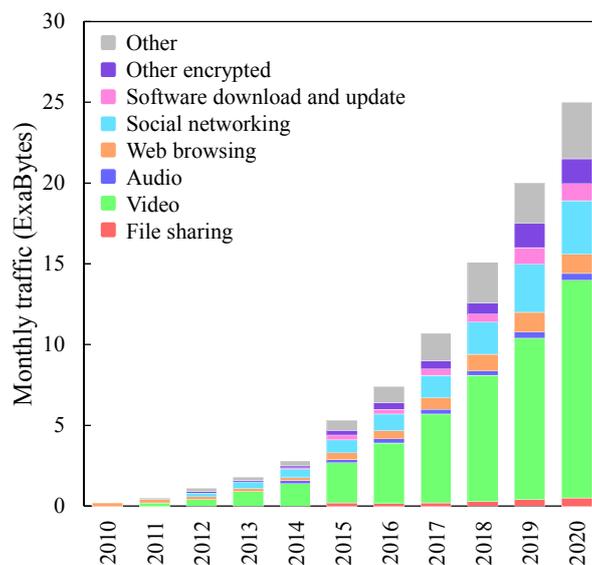


図 1.3 世界のモバイルトラフィックの現状と予測(月間通算)

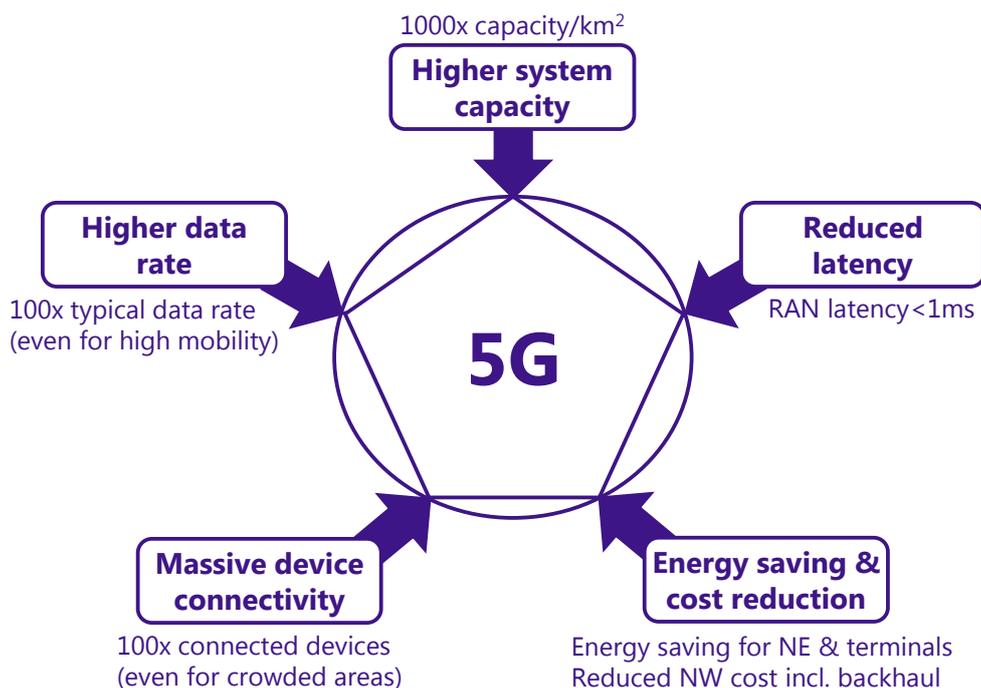


図 1.4 5G の要求条件

## 1.2. 超高速・大容量移動通信実現への課題と先行研究

「ユーザあたりの伝送速度の高速化」および「システムの大容量化」の実現には、①信号帯域の広帯域化(すなわち、信号の伝送速度自体を速くすること)、②MIMO 技術の導入(シングルユー

ザ(Single-User: SU)およびマルチユーザ(Multi-User: MU)), ③セルラネットワークにおけるセル端 UE の受信信号対干渉+雑音電力比(Signal-to-Interference plus Noise power Ratio: SINR)および面的周波数利用効率の向上などが挙げられる。本節では、上記①, ②, ③に伴い発生する問題およびそれらに対する先行研究について概説する。

### 1.2.1. 信号帯域の広帯域化

ユーザあたりの伝送速度を向上させる方法の一つとして、送信機から送信する信号の伝送速度自体を速くすることが挙げられる。これはすなわち、信号帯域が広帯域化することを意味している。

送受信機間には建造物など多数の障害物があるため、無線チャネルは図 1.5 に示すように遅延時間が異なる多数の伝搬路(パス)で構成される多重伝搬路となる。高速伝送では、パス間の遅延時間の広がり(マルチパスフェージング)が信号帯域幅の逆数よりかなり長くなるため、チャネルの伝達関数が信号帯域内で激しく変動する。この現象はマルチパスフェージング[1.19]と呼ばれている。マルチパスフェージングにより送信信号のスペクトルが歪んでしまい、伝送品質が劣化してしまう。また、この現象を時間領域で見ると、各パスを伝搬した信号の受信タイミングがずれるために信号が干渉してしまう符号間干渉(Inter Symbol Interference: ISI)が発生し伝送品質を劣化させる。

超高速伝送を実現するために信号帯域の広帯域化は不可欠であるが、使用帯域を広くするほどチャネルの周波数選択性(すなわち ISI)が強くなるため、超高速伝送実現にはマルチパスフェージングの克服が必須課題である。

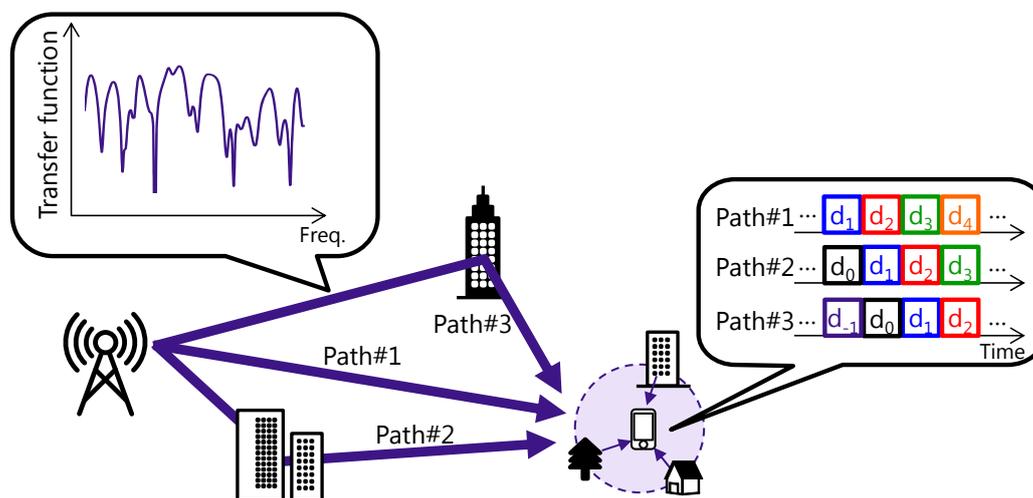


図 1.5 広帯域無線チャネル

マルチパスフェージングを克服するための先行研究として、周波数領域等化(Frequency-Domain Equalization: FDE)を用いる SC 伝送(SC-FDE)[1.20, 1.21]が広く知られている。SC 伝送は図 1.6 に示すように、高速なデータ信号を一つの搬送波周波数に乗せて送信するため、

マルチパスフェージングの影響によって送信信号のスペクトルが歪んでしまう。そのため、大きな ISI が生じ伝送品質が劣化してしまう。FDE は、チャンネルの伝達関数に基づき周波数領域で 1 タップの重みがけを行うことで受信信号のスペクトル歪みを補償する技術であり、簡易な処理で ISI の影響を低減できる。特に、最小平均二乗誤差(Minimum Mean Square Error: MMSE)規範に基づく FDE[1.22]はチャンネルの周波数選択性を積極的に活用することで周波数ダイバーシチを得ることができ、伝送品質を大幅に改善できる。また、ISI に強い耐性を有する直交周波数分割多重(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing: OFDM)伝送[1.6]よりも、送信信号のピーク対平均電力比(Peak-to-Average Power Ratio: PAPR)が低いという利点を有しているため、送信信号のバックオフを低減することもできる。

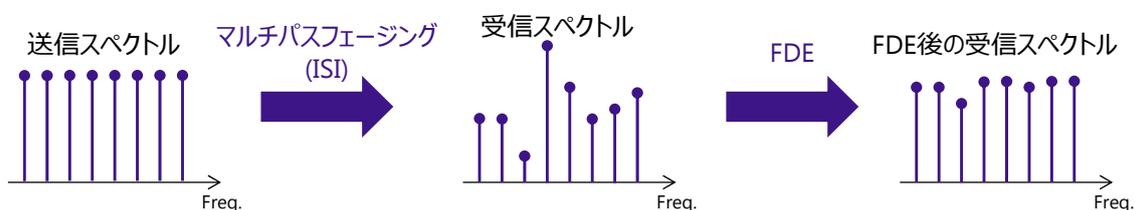


図 1.6 SC-FDE

### 1.2.2. SU-MIMO 伝送

ユーザあたりの伝送速度を飛躍的に向上できる別の技術として近年、SU-MIMO 技術[1.8]が注目を集めている。図 1.7 に示すように、SU-MIMO は送受信機双方で複数のアンテナを用いて、送信アンテナ毎に異なる信号を同時に同一周波数で送信することにより、信号帯域幅を拡大することなく伝送速度を向上できる周波数利用効率が非常に優れた技術である。しかし、送信アンテナ毎に異なる信号を送信しているため受信機ではこれら送信信号が重畳されて受信され、互いに干渉する。SU-MIMO 伝送ではこのアンテナ間干渉(Inter Antenna Interference: IAI)の克服が必須課題である。

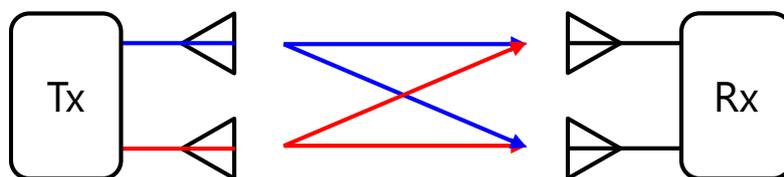


図 1.7 SU-MIMO 伝送

IAI を克服するための先行研究として、Zero-Forcing(ZF)規範あるいは MMSE 規範の受信フィルタリング[1.8]が挙げられるが、ZF 規範では IAI を完全に除去できる代わりに雑音強調が発生してしまう。MMSE 規範では 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、雑音強調は発生しないが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。

また、SC-FDE と SU-MIMO を組み合わせた SC-SU-MIMO 伝送において、受信 MMSE フィルタリングを用いた検討も報告されている[1.23, 1.24]が、フィルタリング後の残留 ISI および残留 IAI により伝送特性改善には限界があり、更なる伝送特性改善には繰り返し干渉キャンセラ (Interference Canceller: IC)[1.24, 1.25]等の非線形検出技術が必要であることが指摘されている。

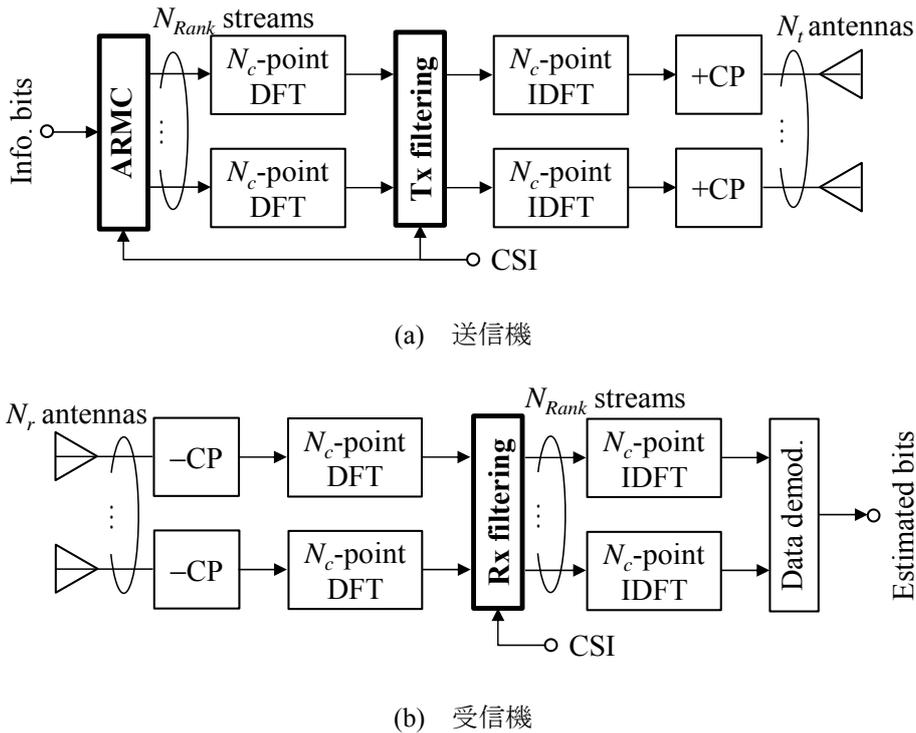


図 1.8 送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる SC-MIMO 伝送系

筆者らは最近、SC-SU-MIMO 伝送を対象に、送受信機がチャネル情報(Channel State Information: CSI)を共有して、MMSE 規範の線形フィルタリングを協調して行う送受信協調 MMSE フィルタリングを提案した[1.26]. 送受信協調 MMSE フィルタリングは、SU-MIMO チャネルを互いに直交したチャネル群(固有モード)に変換することで IAI を完全に除去し、生成した各固有モードに対して MMSE 規範の送信電力配分および受信 FDE を適用することで ISI を大幅に抑圧する. ここで、固有モード伝送は SU-MIMO において達成可能なスループットの上限である Shannon のチャネル容量を達成する伝送方法であり[1.8, 1.27], MMSE 規範の送信電力配分および受信 FDE は、固有モード毎に見ると送受信協調 MMSE-FDE[1.28]として動作するため、SC-SU-MIMO 伝送において Shannon のチャネル容量に迫る伝送速度を達成可能な伝送手法である. また、生成した固有モード間には大きな受信 SINR 差が存在するため、これを有効利用するために適応ランク/変調制御(Adaptive Rank/Modulation Control: ARMC)[1.26]を導入する. ここで、ランクとは SU-MIMO の空間多重数であり、ランクを送信アンテナ本数  $N_t$  とすると最大の空間多重化利得が得られ、

ランクを 1 とすると最大の空間ダイバーシチ利得が得られる(多重とダイバーシチのトレードオフ).

送受信協調 MMSE フィルタリングは後述の理由により本論文の基盤となる技術であるため, 本節で詳細を記述する.

### 送受信系

図 1.8 に送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる SC-SU-MIMO 伝送の送受信系を示す. 送信機および受信機はそれぞれ  $N_t$  および  $N_r$  本のアンテナを有している.

送信機では, 後述する ARMC を用いて情報ビット系列をデータ変調し,  $N_{Rank} (\leq \min(N_t, N_r))$  個のデータシンボル系列を生成する. 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  $\{d_n(t); t=1 \sim N_c, n=1 \sim N_{Rank}\}$  に分割し, ブロックごとに  $N_c$  ポイントの離散フーリエ変換 (Discrete Fourier transform: 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  $\{D_n(k); k=1 \sim N_c, n=1 \sim N_{Rank}\}$  に変換する. ここで,  $D_n(k)$  は次式で表される.

$$D_n(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=1}^{N_c} d_n(t) \exp\left(-j \frac{2\pi(t-1)(k-1)}{N_c}\right) \quad (1.1)$$

DFT 後の第  $k$  周波数における周波数領域データシンボルベクトル  $\mathbf{D}(k) = [D_1(k) \dots D_{N_{Rank}}(k)]^T \in \mathbb{C}^{N_{Rank} \times 1}$  に対して送信フィルタリングを適用し, 次式で表される送信シンボルベクトル  $\mathbf{S}(k) \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$  を得る.

$$\begin{aligned} \mathbf{S}(k) &= [S_1(k) \dots S_{N_t}(k)]^T \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F}(k) \mathbf{D}(k) \end{aligned} \quad (1.2)$$

ここで,  $\mathbf{F}(k) \in \mathbb{C}^{N_t \times N_{Rank}}$  は送信フィルタ行列である.  $E_s$  は平均送信シンボルエネルギー,  $T_s$  はシンボル長である. 得られた  $N_t$  個の送信シンボルブロック  $\{S_{n_t}(k); k=1 \sim N_c, n_t=0 \sim N_t\}$  に対して  $N_c$  ポイントの逆 DFT (Inverse DFT: IDFT) を適用することで時間領域送信シンボルブロック  $\{s_{n_t}(k); t=1 \sim N_c, n_t=0 \sim N_t\}$  に再変換する. 各ブロックの後尾  $N_g$  シンボルをサイクリックプレフィックス (Cyclic Prefix: CP) としてコピーし, ブロックの先頭のガードインターバル (Guard interval: GI) に挿入し,  $N_t$  本のアンテナから送信する.

受信機では,  $N_r$  本のアンテナで受信した各受信信号ブロックから CP を除去し,  $N_c$  ポイントの DFT を適用して周波数領域信号ブロックを得る.  $L$  個の離散パスから構成されるマルチパスフェージングチャネルを仮定したとき, CP 除去後の受信アンテナ  $\#n_r$  における受信信号ブロック  $\{R_{n_r}(k); t=1 \sim N_c\}$ ,  $n_r=0 \sim N_r$ , および  $N_c$  ポイント DFT 後の周波数領域受信信号ブロック  $\{r_{n_r}(k); k=1 \sim N_c, n_r=0 \sim N_r\}$  はそれぞれ次式で表される.

$$r_{n_r}(t) = \sum_{n_t=1}^{N_t} \sum_{l=1}^L \xi_{n_r, n_t}(l) s_{n_t}((t - \tau_{n_r, n_t}(l)) \bmod N_c) + z_{n_r}(t) \quad (1.3)$$

$$R_{n_r}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=1}^{N_c} r_{n_r}(t) \exp\left(-j \frac{2\pi(t-1)(k-1)}{N_c}\right) \quad (1.4)$$

ここで、 $\xi_{n_r, n_t}(l)$  および  $\tau_{n_r, n_t}(l)$  はそれぞれ送信アンテナ  $\#n_t$  と受信アンテナ  $\#n_r$  間におけるパス# $l$  の複素パス利得および遅延時間であり、本論文ではサンプリング感覚の整数倍の遅延時間(すなわち  $\tau_{n_r, n_t}(l) = l-1$ , for all  $n_t, n_r$ ) を仮定している。また、 $E\left[\sum_{l=1}^L |\xi_{n_r, n_t}(l)|^2\right]$ , for all  $n_t, n_r$  である。 $z_{n_r}(t)$  は零平均で分散  $2N_0/T_s$  の複素ガウス変数である熱雑音であり、 $N_0$  は加法性白色ガウス雑音 (Additive White Gaussian Noise: AWGN) の片側電力スペクトル密度である。よって、DFT 後の第  $k$  周波数における周波数領域受信信号ベクトル  $\mathbf{R}(k) = [R_1(k) \dots R_{N_r}(k)]^T \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  は次式で表される。

$$\mathbf{R}(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{S}(k) + \mathbf{Z}(k) \quad (1.5)$$

ここで、 $\mathbf{H}(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  は第  $(n_r, n_t)$  要素に送信アンテナ  $\#n_t$  と受信アンテナ  $\#n_r$  間の第  $k$  周波数の伝達関数  $H_{n_r, n_t}(k)$  をもつチャネル行列であり、 $H_{n_r, n_t}(k)$  は次式で表される。

$$H_{n_r, n_t}(k) = \sum_{l=1}^L \xi_{n_r, n_t}(l) \exp\left(-j \frac{2\pi \tau_{n_r, n_t}(l)(k-1)}{N_c}\right) \quad (1.6)$$

$\mathbf{Z}(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  は第  $n_r$  要素  $Z_{n_r}(t)$  に受信アンテナ  $\#n_r$  で受信された雑音の第  $k$  周波数成分をもつ雑音ベクトルであり、 $Z_{n_r}(t)$  は次式で表される。

$$Z_{n_r}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=1}^{N_c} z_{n_r}(t) \exp\left(-j \frac{2\pi(t-1)(k-1)}{N_c}\right) \quad (1.7)$$

$\mathbf{R}(k)$  に対して受信フィルタリングを適用し、次式で表される周波数領域軟判定シンボルベクトル  $\hat{\mathbf{D}}(k) = [\hat{D}_1(k) \dots \hat{D}_{N_{Rank}}(k)]^T \in \mathbb{C}^{N_{Rank} \times 1}$  を得る。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{D}}(k) &= \mathbf{W}(k)\mathbf{R}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k)\mathbf{D}(k) + \mathbf{W}(k)\mathbf{Z}(k) \end{aligned} \quad (1.8)$$

ここで、 $\mathbf{W}(k) \in \mathbb{C}^{N_{Rank} \times N_r}$  は受信フィルタ行列である。得られた  $N_{Rank}$  個のブロック  $\{\hat{D}_n(k); k=1 \sim N_c\}$ ,  $n=1 \sim N_{Rank}$ , に対してそれぞれ  $N_c$  ポイント IDFT を適用することで、次式で表される時間領域軟判定シンボルブロック  $\{\hat{d}_n(t); t=1 \sim N_c\}$ ,  $n=1 \sim N_{Rank}$ , を得る。

$$\hat{d}_n(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=1}^{N_c} \hat{D}_n(k) \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)(t-1)}{N_c}\right) \quad (1.9)$$

### 最適送受信フィルタ行列の導出

送信データシンボルブロック  $\{d_n(t)\}$  と時間領域軟判定シンボルブロック  $\{\hat{d}_n(t)\}$  の間のブロック合計 MSE,  $\varepsilon$  は次式で定義される。

$$\varepsilon \equiv E \left[ \sum_{n=1}^{N_{Rank}} \sum_{t=1}^{N_c} \left| d_n(t) - \frac{\hat{d}_n(t)}{\sqrt{2E_s/T_s}} \right|^2 \right] \quad (1.10)$$

ここで、DFT/IDFT 処理は MSE を変化させないことから、式(1.10)は次式で書き直される。

$$\varepsilon = E \left[ \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \left( \mathbf{D}(k) - \frac{\hat{\mathbf{D}}(k)}{\sqrt{2E_s/T_s}} \right) \left( \mathbf{D}(k) - \frac{\hat{\mathbf{D}}(k)}{\sqrt{2E_s/T_s}} \right)^H \right\} \right] \quad (1.11)$$

式(1.8)を式(1.11)に代入することで、合計 MSE はさらに次式で書き直される。

$$\varepsilon = \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \left( \mathbf{I}_{N_{\text{Rank}}} - \mathbf{W}(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k) \right) \left( \mathbf{I}_{N_{\text{Rank}}} - \mathbf{W}(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k) \right)^H \right\} + \gamma^{-1} \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left( \mathbf{W}(k)\mathbf{W}^H(k) \right) \quad (1.12)$$

ここで、 $E[\mathbf{D}(k)\mathbf{D}^H(k)] = \mathbf{I}_{N_{\text{Rank}}}$  および  $E[\mathbf{Z}(k)\mathbf{Z}^H(k)] = (2N_0/T_s)\mathbf{I}_{N_r}$  を用いた。  $\gamma = E_s/N_0$  である。

総送信電力制約条件下における合計 MSE の最小化問題は次式の最適化問題(P1.0)で表される。

$$(P1.0) \quad \min_{\{\mathbf{F}(k), \mathbf{W}(k)\}} \varepsilon \quad (1.13a)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left( \mathbf{F}(k)\mathbf{F}^H(k) \right) = N_r N_c \quad (1.13b)$$

最適化問題(P1.0)を満足する送受信フィルタ行列が MMSE 解である。しかし、一つの最適化問題に対して  $\mathbf{F}(k)$  と  $\mathbf{W}(k)$  の 2 変数が存在しているため、これらを同時に導出することは難しい。そこでまず、(送信フィルタ行列  $\times$  チャネル行列) を等価チャネル行列  $\bar{\mathbf{H}}(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k)$  とみなし、受信フィルタ行列  $\mathbf{W}_{opt}(k)$  を導出する。次いで、そのような受信フィルタが与えられたときのすなわち、目的関数に  $\mathbf{W}_{opt}(k)$  を代入して最適化問題を解き、送信フィルタ行列  $\mathbf{F}_{opt}(k)$  を導出する。

$\bar{\mathbf{H}}(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k)$  を式(1.12)に代入すると、その Hessian 行列  $\nabla^2 \varepsilon$  が半正定値行列となることから、式(1.12)は凸関数となる[1.29]。したがって式(1.12)は  $\partial \varepsilon / \partial \mathbf{W}(k) = \mathbf{0}$  のとき最小である。よって、上記の条件を満足する  $\mathbf{W}_{opt}(k)$  は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varepsilon}{\partial \mathbf{W}_{opt}(k)} &= \mathbf{0} \\ -\bar{\mathbf{H}}(k) \left( \mathbf{I}_{N_{\text{Rank}}} - \mathbf{W}_{opt}(k)\bar{\mathbf{H}}(k) \right)^H + \gamma^{-1} \mathbf{W}_{opt}^H(k) &= \mathbf{0} \\ \left( \bar{\mathbf{H}}(k)\bar{\mathbf{H}}^H(k) + \gamma^{-1} \mathbf{I}_{N_r} \right) \mathbf{W}_{opt}^H(k) &= \bar{\mathbf{H}}(k) \\ \mathbf{W}_{opt}^H(k) &= \left( \bar{\mathbf{H}}(k)\bar{\mathbf{H}}^H(k) + \gamma^{-1} \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \bar{\mathbf{H}}(k) \\ \mathbf{W}_{opt}(k) &= \left( \bar{\mathbf{H}}^H(k)\bar{\mathbf{H}}(k) + \gamma^{-1} \mathbf{I}_{N_{\text{Rank}}} \right)^{-1} \bar{\mathbf{H}}^H(k) \\ &= \left( \mathbf{F}^H(k)\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k) + \gamma^{-1} \mathbf{I}_{N_{\text{Rank}}} \right)^{-1} \mathbf{F}^H(k)\mathbf{H}^H(k) \end{aligned} \quad (1.14)$$

式(1.14)を式(1.12)に代入し、逆行列の補助定理[1.29]を用いることで、式(1.12)は次式で書き直される。

$$\varepsilon = \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \left( \gamma \mathbf{F}^H(k)\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k) + \mathbf{I}_{N_{\text{Rank}}} \right)^{-1} \right\} \quad (1.15)$$

ここで、

$$\begin{aligned}
\mathbf{I}_{N_{Rank}} - \mathbf{W}(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k) &= \mathbf{I}_{N_{Rank}} - \left( \mathbf{F}^H(k)\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k) + \gamma^{-1}\mathbf{I}_{N_{Rank}} \right)^{-1} \mathbf{F}^H(k)\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k) \\
&= \mathbf{I}_{N_{Rank}} - \mathbf{F}^H(k)\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k) \left( \mathbf{F}^H(k)\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k) + \gamma^{-1}\mathbf{I}_{N_{Rank}} \right)^{-1} \\
&= \gamma^{-1} \left( \mathbf{F}^H(k)\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k) + \gamma^{-1}\mathbf{I}_{N_{Rank}} \right)^{-1}
\end{aligned} \tag{1.16a}$$

および

$$\begin{aligned}
&\mathbf{W}(k)\mathbf{W}^H(k) \\
&= \left( \mathbf{F}^H(k)\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k) + \gamma^{-1}\mathbf{I}_{N_{Rank}} \right)^{-1} \mathbf{F}^H(k)\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k) \left( \mathbf{F}^H(k)\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k) + \gamma^{-1}\mathbf{I}_{N_{Rank}} \right)^{-1} \\
&= \mathbf{F}^H(k)\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k) \left( \mathbf{F}^H(k)\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}(k) + \gamma^{-1}\mathbf{I}_{N_{Rank}} \right)^{-2}
\end{aligned} \tag{1.16b}$$

を用いた. 任意の半正定値エルミート行列  $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{N \times N}$  に対して  $\text{tr}[\mathbf{X}] = \sum_{n=1}^N \Xi_n$  が成立するため ( $\Xi_n$  は

$\mathbf{X}\mathbf{X}^H$  の第  $n$  固有値) [1.30], 式(1.15)は次式で書き直される.

$$\begin{aligned}
\varepsilon &= \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \left[ \gamma \mathbf{F}(k)\mathbf{F}^H(k)\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k) + \mathbf{I}_{N_r} \right]^{-1} \right\} \\
&= \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{n=1}^{N_{Rank}} \left( \gamma P_n(k) \Lambda_n(k) + 1 \right)^{-1}
\end{aligned} \tag{1.17}$$

ここで,  $\text{tr}[\mathbf{A}\mathbf{B}] = \text{tr}[\mathbf{B}\mathbf{A}]$  ( $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ ,  $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ ) を用いた.  $P_n(k)$  および  $\Lambda_n(k)$  はそれぞれ  $\mathbf{F}(k)\mathbf{F}^H(k)$  および  $\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)$  の第  $n$  固有値である. また,  $\mathbf{H}(k)$  および  $\mathbf{F}(k)$  はそれぞれ次式に示すように特異値分解 [1.30] が可能である.

$$\begin{cases} \mathbf{H}(k) = \mathbf{U}_h(k) \sqrt{\Lambda(k)} \mathbf{V}_h^H(k) \\ \mathbf{F}(k) = \mathbf{U}_f(k) \sqrt{\mathbf{P}(k)} \mathbf{V}_f^H(k) \end{cases} \tag{1.18}$$

ここで,  $\mathbf{U}_h(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ ,  $\mathbf{V}_h(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ ,  $\mathbf{U}_f(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ ,  $\mathbf{V}_f(k) \in \mathbb{C}^{N_{Rank} \times N_{Rank}}$  はそれぞれユニタリ行列である.  $\Lambda(k) \in \mathbb{R}^{N_r \times N_r}$  は第  $n_r$  対角要素に  $\Lambda_{n_r}(k)$  を持ち, それ以外の要素が零となる行列である.

$\mathbf{P}(k) \in \mathbb{R}^{N_r \times N_{Rank}}$  は第  $n$  対角要素に  $P_n(k)$  を持ち, それ以外の要素が零となる行列である. したがって, 式(1.15)は次式で書き直すこともできる.

$$\varepsilon = \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left( \gamma \sqrt{\Lambda(k)} \mathbf{V}_h^H(k) \mathbf{U}_f(k) \sqrt{\mathbf{P}(k)} \sqrt{\mathbf{P}^T(k)} \mathbf{U}_f^H(k) \mathbf{V}_h(k) \sqrt{\Lambda^T(k)} + \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \tag{1.19}$$

式(1.17)は式(1.19)と等しいため,  $\mathbf{U}_f(k) = \mathbf{V}_h(k)$  である. また, 式(1.19)に  $\mathbf{V}_f(k)$  は含まれないため, 最適化問題(P1.0)は  $\mathbf{V}_f(k)$  に依存しない. したがって,  $\mathbf{V}_f(k)$  は任意のユニタリ行列に設定できる. 本章では簡単のため  $\mathbf{V}_f(k) = \mathbf{I}_{N_{Rank}}$  とする (なお,  $\mathbf{V}_f(k)$  を適切に設計することにより送信信号のピーク対平均電力比 (Peak-to-Average Power Ratio: PAPR) を低減することもできる). 以上より,  $\mathbf{F}_{opt}(k)$  は次式で表される.

$$\mathbf{F}_{opt}(k) = \mathbf{V}_h(k) \sqrt{\mathbf{P}_{opt}(k)} \tag{1.20}$$

式(1.20)を式(1.19)に代入することで、最適化問題(P1.0)は次式で書き直される。

$$(P1.1) \quad \min_{\{P_n(k)\}} \varepsilon = \sum_{k=1}^{N_t} \sum_{n=1}^{N_{Rank}} \frac{1}{\gamma P_n(k) \Lambda_n(k) + 1} \quad (1.21a)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^{N_t} \sum_{n=1}^{N_{Rank}} P_n(k) = N_t N_c \quad (1.21b)$$

$$P_n(k) \geq 0, \forall n, k \quad (1.21c)$$

最適化問題(P1.1)は、ラグランジュの未定乗数法を用いることで最適解を得ることができる。

$\{P_{opt,n}(k)\}$ を導出するために、インデックス  $n(=1 \sim N_{Rank})$  および  $k(=1 \sim N_c)$  を  $\Lambda(0) \geq \dots \geq \Lambda(v) \geq \dots \geq \Lambda(N_{Rank} N_c)$  を満たすインデックス  $v$  で再定義する。したがって最適化問題(P1.1)は次式で書き直される。

$$(P1.2) \quad \min_{\{P(v)\}} \varepsilon = \sum_{v=1}^{N_{Rank} N_c} \frac{1}{\gamma P(v) \Lambda(v) + 1} \quad (1.22a)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{v=1}^{N_{Rank} N_c} P(v) = N_t N_c \quad (1.22b)$$

$$P(v) \geq 0, \forall v \quad (1.22c)$$

ここで、 $P(v)$ は  $V$  個の非零要素と  $(N_{Rank} N_c - V)$  個の零要素を持つと仮定すると、式(1.22b)は

$$\begin{cases} \sum_{v=1}^V P(v) = N_t N_c \\ \sum_{v=V+1}^{N_{Rank} N_c} P(v) = 0 \end{cases} \quad (1.23)$$

と書き直される。以上より、ラグランジュ関数  $J(P(v), \mu, \kappa, \Psi(v))$  は次式で表される。

$$J(P(v), \mu, \kappa, \Psi(v)) = \sum_{v=1}^{N_{Rank} N_c} \frac{1}{\gamma P(v) \Lambda(v) + 1} + \mu \left( \sum_{v=1}^V P(v) - N_t N_c \right) + \kappa \left( \sum_{v=V+1}^{N_{Rank} N_c} P(v) - 0 \right) + \sum_{v=1}^{N_{Rank} N_c} \Psi(v) P(v) \quad (1.24)$$

ここで、 $\mu, \kappa, \Psi(v)$  はラグランジュ乗数である。最適解  $\{P_{opt,n}(k)\}$  は Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 条件を満たすため、次式が得られる。

$$\begin{cases} \left. \frac{\partial J(P(v), \mu, \kappa, \Psi(v))}{\partial P(v)} \right|_{P_{opt}(v)} = 0, \forall v \\ \sum_{v=1}^V P_{opt}(v) - N_t N_c = 0 \\ \sum_{v=V+1}^{N_{Rank} N_c} P_{opt}(v) - 0 = 0 \\ -P_{opt}(v) \leq 0, \forall v \\ \Psi(v) \geq 0, \forall v \\ \Psi(v) P_{opt}(v) = 0, \forall v \end{cases} \quad (1.25)$$

式(1.24)および式(1.25)より次式が得られる。

$$\begin{aligned}
\left. \frac{\partial J(P(v), \mu, \kappa, \Psi(v))}{\partial P(v)} \right|_{P_{opt}(v)} &= -\frac{\gamma\Lambda(v)}{(\gamma P_{opt}(v)\Lambda(v)+1)^2} + \mu = 0 \\
(\gamma P_{opt}(v)\Lambda(v)+1)^2 &= \frac{\gamma\Lambda(v)}{\mu} \\
\gamma P_{opt}(v)\Lambda(v)+1 &= \sqrt{\frac{\gamma\Lambda(v)}{\mu}} \\
P_{opt}(v) &= \left( \frac{1}{\sqrt{\mu}} \frac{1}{\sqrt{\gamma\Lambda(v)}} - \frac{1}{\gamma\Lambda(v)} \right)^+
\end{aligned} \tag{1.26}$$

また,  $\sum_{v=1}^V P_{opt}(v) - N_r N_c = 0$  より,

$$\begin{aligned}
\sum_{v=1}^V \left( \frac{1}{\sqrt{\mu}} \frac{1}{\sqrt{\gamma\Lambda(v)}} - \frac{1}{\gamma\Lambda(v)} \right) - N_r N_c &= 0 \\
\frac{1}{\sqrt{\mu}} \sum_{v=1}^V \frac{1}{\sqrt{\gamma\Lambda(v)}} &= N_r N_c + \sum_{v=1}^V \frac{1}{\gamma\Lambda(v)} \\
\frac{1}{\sqrt{\mu}} &= \frac{N_r N_c + \sum_{v=1}^V \frac{1}{\gamma\Lambda(v)}}{\sum_{v=1}^V \frac{1}{\sqrt{\gamma\Lambda(v)}}}
\end{aligned} \tag{1.27}$$

が得られる. 以上より,  $\{P_{opt,n}(k)\}$  は次式で表される.

$$P_{opt,n}(k) = \left( \frac{1}{\sqrt{\mu}} \frac{1}{\sqrt{\gamma\Lambda_n(k)}} - \frac{1}{\gamma\Lambda_n(k)} \right)^+ \tag{1.28}$$

#### 送受信協調 MMSE フィルタリングの動作

送受信協調 MMSE フィルタリング後の等価チャネル行列  $\hat{\mathbf{H}}(k) = \mathbf{W}_{opt}(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}_{opt}(k)$  は次式で表される.

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{H}}(k) &= \mathbf{W}_{opt}(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{F}_{opt}(k) \\
&= \left( \sqrt{\mathbf{P}_{opt}^T(k)} \mathbf{V}_h^H(k) \mathbf{V}_h(k) \sqrt{\Lambda^T(k)} \mathbf{U}_h^H(k) \mathbf{U}_h(k) \sqrt{\Lambda(k)} \mathbf{V}_h^H(k) \mathbf{V}_h(k) \sqrt{\mathbf{P}_{opt}(k)} + \gamma^{-1} \mathbf{I}_{N_{rank}} \right)^{-1} \\
&\quad \times \sqrt{\mathbf{P}_{opt}^T(k)} \mathbf{V}_h^H(k) \mathbf{V}_h(k) \sqrt{\Lambda^T(k)} \mathbf{U}_h^H(k) \mathbf{U}_h(k) \sqrt{\Lambda(k)} \mathbf{V}_h^H(k) \mathbf{V}_h(k) \sqrt{\mathbf{P}_{opt}(k)} \\
&= \left( \sqrt{\mathbf{P}_{opt}^T(k)} \sqrt{\Lambda^T(k)} \sqrt{\Lambda(k)} \sqrt{\mathbf{P}_{opt}(k)} + \gamma^{-1} \mathbf{I}_{N_{rank}} \right)^{-1} \sqrt{\mathbf{P}_{opt}^T(k)} \sqrt{\Lambda^T(k)} \sqrt{\Lambda(k)} \sqrt{\mathbf{P}_{opt}(k)} \\
&= \text{diag} \left[ \frac{P_{opt,1}(k)\Lambda_{opt,1}(k)}{P_{opt,1}(k)\Lambda_{opt,1}(k) + \gamma^{-1}} \cdots \frac{P_{opt,N_{rank}}(k)\Lambda_{opt,N_{rank}}(k)}{P_{opt,N_{rank}}(k)\Lambda_{opt,N_{rank}}(k) + \gamma^{-1}} \right] \\
&= \text{diag}[\hat{H}_1(k) \cdots \hat{H}_{N_{rank}}(k)]
\end{aligned} \tag{1.29}$$

式(1.29)より, 送受信協調 MMSE フィルタリングによって SU-MIMO チャネル行列  $\mathbf{H}(k)$  が対角

化され、IAI を完全に除去されることがわかる。また、式(1.28)で表される  $P_{opt,n}(k)$  は、 $\Lambda_n(k)$ 、すなわち第  $n$  固有モードの第  $k$  周波数に対する電力配分であることがわかる。したがって、送受信協調 MMSE フィルタリングは、固有モード伝送を実現している。

単一アンテナ送受信(Single-Input Single-Output: SISO)伝送における送受信協調 MMSE-FDE の送信重み  $W_{i,opt}(k)$  は次式で表される [1.28].

$$W_{i,opt}(k) = \left( \frac{1}{\sqrt{\mu}} \frac{1}{\sqrt{\gamma |H_{1,1}(k)|^2}} - \frac{1}{\gamma |H_{1,1}(k)|^2} \right)^+ \quad (1.30)$$

式(1.28)と式(1.30)を比較すると、SU-MIMO 伝送においては、各固有モードに対して送受信協調 MMSE-FDE を行っていることがわかる。

以上の理由により、送受信協調 MMSE フィルタリングは、固有モード伝送によって IAI を完全に除去し、各固有モードに対して MMSE 規範の送信電力配分および受信 FDE を行うことで ISI を抑圧でき、受信側のみで信号処理を行う受信 MMSE フィルタリングよりも優れた伝送特性を達成可能である。

#### 適応変調/ランク制御(ARMC)

固有モード間の受信 SINR 差を有効利用するために、ARMC を行う。ビット誤り率(Bit Error Rate: BER)最小規範に基づき、ランク  $N_{Rank}$  と変調方式が決定される。受信 SINR の低い固有モードにビットを割り当てない、または割り当てるビット数を少なくし(ランク  $N_{Rank}$  を減らす、または低多値変調を適用し)、受信 SINR の高い固有モードに割り当てるビットを多くする(高多値変調を適用する)ことで固有モード間の伝送品質の差を小さくできる。

式(1.8)に式(1.29)を代入することにより、周波数領域軟判定シンボルベクトル  $\hat{\mathbf{D}}(k)$  は次式で書き直される。

$$\hat{\mathbf{D}}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{H}}(k) \mathbf{D}(k) + \mathbf{W}(k) \mathbf{Z}(k) \quad (1.31)$$

したがって、第  $n$  固有モードの周波数領域軟判定シンボル  $\hat{D}_n(k)$  は次式で表される。

$$\hat{D}_n(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{H}_n(k) D_n(k) + \sum_{n_r=1}^{N_r} W_{n,n_r}(k) Z_{n_r}(k) \quad (1.32)$$

式(1.9)より、第  $n$  固有モードの時間領域軟判定シンボル  $\hat{d}_n(t)$  は次式で表される。

$$\begin{aligned}
\hat{d}_n(t) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=1}^{N_c} \left( \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{H}_n(k) D_n(k) + \sum_{n_r=1}^{N_r} W_{n,n_r}(k) Z_{n_r}(k) \right) \exp\left( j \frac{2\pi(k-1)(t-1)}{N_c} \right) \\
&= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=1}^{N_c} \left\{ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{H}_n(k) \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{\tau=1}^{N_c} d_n(\tau) \exp\left( -j \frac{2\pi(\tau-1)(k-1)}{N_c} \right) \right. \\
&\quad \left. + \sum_{n_r=1}^{N_r} W_{n,n_r}(k) Z_{n_r}(k) \right\} \exp\left( j \frac{2\pi(k-1)(t-1)}{N_c} \right) \\
&= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \hat{H}_n(k) \right) d_n(t) + \mu_{\text{ISI},n}(t) + \mu_{\text{noise},n}(t) \\
&= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \tilde{H}_n d_n(t) + \mu_{\text{ISI},n}(t) + \mu_{\text{noise},n}(t)
\end{aligned} \tag{1.33}$$

ここで、 $\mu_{\text{ISI},n}(t)$  および  $\mu_{\text{noise},n}(t)$  は残留 ISI および雑音であり、次式で表される。

$$\begin{cases} \mu_{\text{ISI},n}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \hat{H}_n(k) \sum_{\substack{\tau=1 \\ \tau \neq t}}^{N_c} d_n(\tau) \exp\left( j \frac{2\pi(k-1)(t-\tau)}{N_c} \right) \\ \mu_{\text{noise},n}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{n_r=1}^{N_r} W_{n,n_r}(k) \sum_{\tau=1}^{N_c} z_{n_r}(\tau) \exp\left( j \frac{2\pi(k-1)(t-\tau)}{N_c} \right) \end{cases} \tag{1.34}$$

したがって、残留 ISI の分散  $M_{\text{ISI},n}$  は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
M_{\text{ISI},n} &= E \left[ \left| \mu_{\text{ISI},n}(t) \right|^2 \right] \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c^2} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{k'=1}^{N_c} \hat{H}_n(k) \hat{H}_n^*(k') \sum_{\substack{\tau=1 \\ \tau \neq t}}^{N_c} \sum_{\substack{\tau'=1 \\ \tau' \neq t}}^{N_c} E \left[ d_n(\tau) d_n^*(\tau') \right] \exp\left( j \frac{2\pi(k-1)(t-\tau)}{N_c} - j \frac{2\pi(k'-1)(t-\tau')}{N_c} \right)
\end{aligned} \tag{1.35}$$

ここで、 $E \left[ d_n(\tau) d_n^*(\tau') \right] = \delta(\tau - \tau')$  より、式(1.35)は次式で書き直される。

$$\begin{aligned}
M_{\text{ISI},n} &= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c^2} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{k'=1}^{N_c} \hat{H}_n(k) \hat{H}_n^*(k') \sum_{\substack{\tau=1 \\ \tau \neq t}}^{N_c} \exp\left( j \frac{2\pi(k-k')(t-\tau)}{N_c} \right) \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c^2} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{k'=1}^{N_c} \hat{H}_n(k) \hat{H}_n^*(k') \left\{ \sum_{\tau=1}^{N_c} \exp\left( j \frac{2\pi(k-k')(t-\tau)}{N_c} \right) - 1 \right\} \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c^2} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{k'=1}^{N_c} \hat{H}_n(k) \hat{H}_n^*(k') (N_c \delta(k-k') - 1) \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_n(k) \right|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \hat{H}_n(k) \right|^2 \right) \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_n(k) \right|^2 - \left| \tilde{H}_n \right|^2 \right)
\end{aligned} \tag{1.36}$$

また、雑音の分散  $M_{\text{noise},n}$  は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
\mathbf{M}_{\text{noise},n} &= E\left[|\mu_{\text{noise},n}(t)|^2\right] \\
&= \frac{1}{N_c^2} \sum_{n_r=1}^{N_r} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{k'=1}^{N_c} W_{n,n_r}(k) W_{n,n_r}^*(k') \sum_{\tau=1}^{N_c} \sum_{\tau'=1}^{N_c} E[z_{n_r}(\tau) z_{n_r}^*(\tau')] \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)(t-\tau)}{N_c} - j \frac{2\pi(k'-1)(t-\tau')}{N_c}\right)
\end{aligned} \tag{1.37}$$

ここで、 $E[z_{n_r}(\tau) z_{n_r}^*(\tau')] = (2N_0/T_s)\delta(\tau-\tau')$  より、式(1.37)は次式で書き直される。

$$\begin{aligned}
\mathbf{M}_{\text{noise},n} &= \frac{2N_0}{T_s} \frac{1}{N_c^2} \sum_{n_r=1}^{N_r} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{k'=1}^{N_c} W_{n,n_r}(k) W_{n,n_r}^*(k') \sum_{\tau=1}^{N_c} \sum_{\tau'=1}^{N_c} \exp\left(j \frac{2\pi(k-k')(t-\tau)}{N_c}\right) \\
&= \frac{2N_0}{T_s} \frac{1}{N_c} \sum_{n_r=1}^{N_r} \sum_{k=1}^{N_c} |W_{n,n_r}(k)|^2
\end{aligned} \tag{1.38}$$

式(1.33), (1.36), (1.38)より、送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる SC-MIMO 伝送における第  $n$  固有モードの受信 SINR,  $\Gamma_n$  は次式で表される。

$$\begin{aligned}
\Gamma_n &= \frac{\frac{2E_s}{T_s} |\tilde{H}_n|^2}{\mathbf{M}_{\text{ISI},n} + \mathbf{M}_{\text{noise},n}} \\
&= \frac{|\tilde{H}_n|^2}{\left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} |\hat{H}_n(k)|^2 - |\tilde{H}_n|^2\right) + \frac{\gamma^{-1}}{N_c} \sum_{n_r=1}^{N_r} \sum_{k=1}^{N_c} |W_{n,n_r}(k)|^2}
\end{aligned} \tag{1.39}$$

グレイ符号化を用いた変調方式を用いる場合、雑音と ISI の和が複素ガウス変数のとき、条件付き BER,  $p_{b,n}$  は次式のように近似できることが知られている[1.31].

$$p_{b,n} = a_n \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\Gamma_n}{b_n}}\right) \tag{1.40}$$

ここで、 $a_n$  および  $b_n$  は変調方式に対応した係数であり、表 1.1 のようになっている。  $N_{\text{Rank}}$  個の固有モードにそれぞれ 1 シンボルあたり  $B_n$  ビットを割り当てたときの全固有モードの平均 BER,  $P_b$  は次式のように表すことができる。

$$P_b = \frac{\sum_{n=1}^{N_{\text{Rank}}} B_n p_{b,n}}{\sum_{n=1}^{N_{\text{Rank}}} B_n} = \frac{1}{\eta} \sum_{n=1}^{N_{\text{Rank}}} B_n a_n \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\Gamma_n}{b_n}}\right) \tag{1.41}$$

ここで、 $\eta = \sum_{n=1}^{N_{\text{Rank}}} B_n$  であり、データレート (bps/Hz) を表している。

変調方式およびランク  $N_{\text{Rank}}$  の決定は以下の手順で行う。まず、すべての  $N_{\text{Rank}}$  のパターンに対して式(1.39)より  $\Gamma_n$  を計算する。次に、全固有モードに割り当てられるビット数の合計が  $\eta$  となるような各固有モードへのビット配分の全組み合わせについて、式(1.41)を用いて最も平均 BER が小さくなる変調方式およびランク  $N_{\text{Rank}}$  の組み合わせを選択する。

表 1.1 各変調方式の  $a_n$  および  $b_n$

Data modulation	$a_n$	$b_n$
BPSK	1/2	1
QPSK	1/2	2
8PSK	1/3	$1/\sin^2(\pi/8)$
16QAM	3/8	10
64QAM	7/24	42
256QAM	15/64	170

### 1.2.3. MU-MIMO 伝送

システム容量を向上する技術として、MU-MIMO 伝送[1.32]が近年注目を集めている。MU-MIMO 伝送は、同一の時間/周波数を用いて基地局(BS)が複数の UE と通信を行うため、少ない帯域で多くの UE を収容でき、移動通信の利用できる周波数帯域の不足という課題を克服できる。しかし、同時に通信する UE 間で生じる干渉(Inter-User Interference: IUI)が必須課題である。

SU-MIMO 伝送と異なり、同時に通信する UE 間では CSI を共有することが困難であるため(また、実際に共有するには制御信号のオーバーヘッドが膨大になってしまうため)、MU-MIMO 伝送では BS において IUI を抑圧するのが原則である。したがって、上りリンクでは、従来の SU-MIMO 伝送と同様に受信 ZF または MMSE フィルタリングによって IUI を除去または抑圧可能であるが、下りリンクでは、送信機が IUI をあらかじめ除去または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、線形処理のものとして、送信 ZF フィルタリング[1.33]、送信 MMSE フィルタリング[1.33]、ブロック対角化(Block Diagonalization: BD)[1.34]などがある。また、非線形プリコーディングには、Tomlinson-Harashima Precoding (THP)[1.35]や Vector Perturbation (VP)[1.36]などがあるが、SC-MU-MIMO 伝送においては演算量が許容できないほど膨大になってしまうことが報告されている[1.37, 1.38]。

ユーザあたりの伝送速度の向上との両立には、1.2.1 節および 1.2.2 節で述べた SC-SU-MIMO 伝送との融合が考えられる。したがって、上下リンクそれぞれで ISI, IAI, および IUI を考慮した送受信協調 MMSE フィルタリングの設計が重要な課題である。

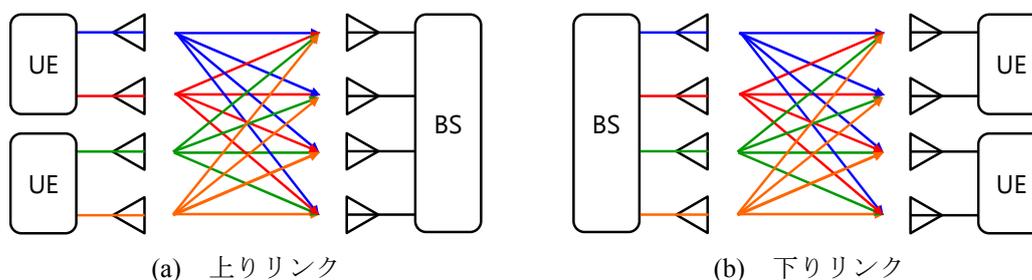


図 1.9 MU-MIMO 伝送

#### 1.2.4. セルラネットワークにおける受信 SINR および面的周波数利用効率

1.2.1 節から 1.2.3 節までは、信号処理の観点からユーザあたりの伝送速度の高速化およびシステムの大容量化実現への課題と先行研究を述べた。本節では、ネットワークの観点からユーザあたりの伝送速度の高速化およびシステムの大容量化実現への課題と先行研究を述べる。

4G までのセルラネットワークは、図 1.10 に示すように、マクロセル中央のマクロ BS が多数のアンテナを有しており、UE は自身が所属するマクロセルのマクロ BS と接続していた[1.39]。したがって、送受信機間の距離に依存する伝搬損失および送受信機間の遮蔽物によって信号電力が増減するシャドウイング損失の影響により、特にセル端付近の UE の希望信号電力が低下してしまう。また、セルラネットワークでは限りある周波数資源を有効利用するために、特に 4G システムでは全マクロセルで同一の帯域を使用して通信を行う。そのため、他マクロセルからの同一周波干渉(Co-Channel Interference: CCI)の影響を受ける。以上の理由により、特にセル端の UE の受信 SINR が極端に低下してしまい、高い伝送速度を達成できない。

また、1 台のマクロ BS が搭載できるアンテナ数には限りがあり、多数のアンテナを搭載したとしてもそれらアンテナのフェージング間で高い相関をもってしまうため[1.8]、1 台のマクロ BS が MU-MIMO により収容できる UE 数には限りがあり、ネットワークの面的周波数利用効率 (bps/Hz/km<sup>2</sup>)の向上、すなわちシステムの大容量化にも限界がある。

そこで近年、分散アンテナネットワーク(Distributed Antenna Network: DAN)[1.40, 1.41]が注目され、盛んに検討されている。DAN は図 1.11 に示すように、多数のアンテナがマクロセル内に分散配置されており、それぞれが従来の BS の役割を担うベースバンド装置(Base Band Unit: BBU)と光ファイバ等の有線で接続されているネットワークである。アンテナをセル内に分散配置することにより UE との通信距離を縮小することができ、セル全域で高い受信信号電力が得られる。また、DA は BBU を介して連携動作することができるので、複数の DA を用いて MU-MIMO 伝送を行うことで、多数の UE を収容できると考えられる。したがって、DAN と SC-MU-MIMO 伝送を組み合わせることで、超高速・大容量移動通信を実現できると期待できる。DAN に適した SC-MU-MIMO 信号処理技術の確立は重要な課題である。

しかし、DAN に関する従来の検討[1.42]では、各 DA は自マクロセル内の UE のみと接続すると仮定していたため、マクロセル境界を挟んで近接する他セルの UE の信号が強い CCI となり、伝送特性の改善を制限していた。MU-MIMO 伝送を行う UE-DA 群を図 1.10 のようにマクロセル境界を超えて適切に選択することができれば、強い CCI を回避でき、更に高い伝送速度およびシステム容量を達成可能だと予想される。SC-MU-MIMO 伝送を行う DAN に適したリソース (DA/UE)スケジューリング法の確立も重要な課題である。

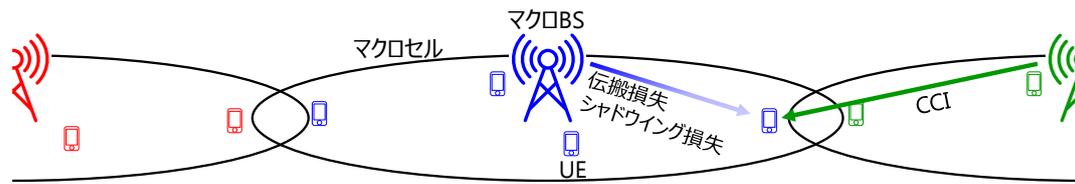


図 1.10 従来のセルラネットワーク

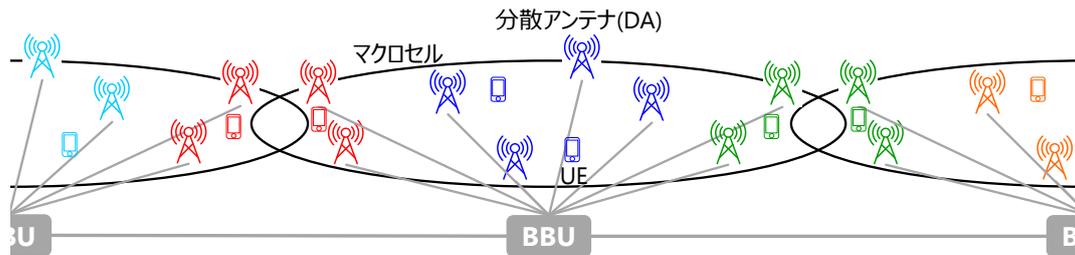


図 1.11 分散アンテナネットワーク(DAN)

## 1.3. 研究概要

### 1.3.1. 研究の目的

前節までに述べた通り，超高速・大容量移動通信の実現には，DAN と SC-MU-MIMO 伝送を組み合わせることが有効である．しかし，SC-MU-MIMO 伝送ではマルチパスフェージングに起因する ISI，各 UE 内のアンテナ間で発生する IAI，同時に通信 UE 間の IUI によって伝送特性が劣化する．SC-SU-MIMO 伝送を対象に筆者がこれまで検討してきた送受信協調 MMSE フィルタリングの考えを上下リンク SC-MU-MIMO 伝送に拡張することにより，上記の干渉を効果的に抑圧し，優れた伝送特性が得られると期待できる．このとき，単に SC-MU-MIMO 伝送を対象とした送受信協調信号処理技術を考えるのではなく，SC-MU-MIMO 伝送を DAN で行うことを考慮し，DAN に適した SC-MU-MIMO 送受信協調信号処理技術を確立する．また，信号処理の観点のみならず，ネットワークの観点から，SC-MU-MIMO 伝送を行う DAN に適したリソーススケジューリング法を確立する．これにより，DAN においても依然として存在していたセル端 UE への強い CCI の問題，および地理的に分散した DA と UE を如何に SC-MU-MIMO 信号処理のグループに含めるかという問題を解決できる．

以上より，本論文では超高速・大容量移動通信を実現する SC-MU-MIMO 伝送を行う DAN のための送受信協調信号処理およびリソーススケジューリング技術を提案することを目的としている．SC-SU-MIMO 伝送を対象に提案した送受信協調 MMSE フィルタリングの考えに基づき，SC-MU-MIMO 伝送を行う上下リンク DAN それぞれに適した送受信協調信号処理技術を提案する．上下リンクそれぞれに適した線形送受信フィルタを導出し，各 UE の固有モード毎の受信 SINR を理論的に導出する．さらに，SC-MU-MIMO 伝送を行う DAN のためのリソーススケジューリング技術として，UE-DA 動的グルーピングを提案する．UE-DA 動的グルーピングでは，マ

クロセル境界を超えて強く干渉し合う UE・DA 群を同一グループにグルーピングすることにより、SC-MU-MIMO 信号処理によって干渉を抑圧する。このとき、各グループにグルーピングされる最大 UE 数とグルーピングの規範となる干渉電力の閾値をパラメータとして与えることにより、スループットと BBU における演算量のトレードオフを制御することができる。

### 1.3.2. 論文の要旨

#### 第2章

SC-MU-MIMO 伝送を行う上りリンク DAN では、ISI, IAI, および IUI によって伝送特性が劣化する。従来検討されている上りリンク SC-MU-MIMO 伝送[1.43]では、受信 MMSE フィルタリングのみによるこれら干渉の抑圧を仮定していたため、フィルタリング後に残留する ISI, IAI, および IUI によって伝送特性改善に限界があった。また、更なる伝送品質改善のために、受信機における繰り返し干渉キャンセラ[1.44]や最尤型検出[1.45]が検討されているが、演算量が許容できないほど膨大なものになってしまう。

本章では、SC-MU-MIMO 伝送を行う上りリンク DAN を対象に、各 UE が自身と全 DA 間の CSI を BBU と共有し、MMSE 規範に基づく線形空間/周波数フィルタリングを協調して行う送受信協調 MMSE フィルタリングを提案する。各 UE の送信フィルタリングと BBU の受信フィルタリングが協調することで、各 UE と BS 間の SU-MIMO チャネルを複数の固有モードに変換し、各固有モードに対し MMSE 規範の送信電力配分および受信 FDE を適用する。これにより IAI および ISI を大幅に抑圧できる。同時に、BBU の受信フィルタリングにより IUI を抑圧する。ただし、UE 間で CSI を共有しないシナリオを仮定するため、SC-SU-MIMO 伝送のときと違い、全 UE と全 DA 間のチャネル行列を(ユニタリ行列) $\times$ (対角行列) $\times$ (ユニタリ行列)の形に分解することができない。そのため、BBU において左側のユニタリ行列のエルミート転置を乗積することでチャネルを完全に直交化(すなわち IAI/IUI を完全に除去)することはできない。

また、IAI/IUI が残留するものの、送受信協調 MMSE フィルタリングによって発生した固有モード間には大きな SINR 差が存在する。そのため、全固有モードで同一の変調方式を用いると、受信 SINR の低い固有モードで発生するビット誤りが全体の伝送品質改善を制限してしまう。そこで、この受信 SINR 差を有効利用するために、UE 毎に使用するランクと各固有モードで用いる変調方式を適応制御する ARMC を導入する。

しかし、各 UE-DA 間の平均受信電力が異なる DAN では固有モードの等価チャネル利得(固有値)の間に大きな差があるため、MMSE 電力配分では固有値の低い固有モードの通信品質を改善するために多くの電力を費やしてしまい、スループットが Shannon のチャネル容量[1.19]から大幅に劣化してしまう。したがって、スループット改善の観点から別の電力配分を設計すべきである。ただし、Shannon のチャネル容量を達成する注水(WF)電力配分[1.19]をそのまま適用すると ISI を強調してしまう。そこで、固有モード領域で WF 電力配分、周波数領域で MMSE 電力配分を行う WF-MMSE 電力配分の設計も行う。まず、各固有モードの固有値から試算した Shannon のチャネル容量に基づき、WF 電力配分によって各固有モードへの電力配分を決定する。次に、

各固有モードでは割り当てられた電力を MMSE 規範に基づき各周波数へ割り当てる．これにより，Shannon のチャンネル容量からの大幅の劣化を避けつつ，ISI を抑圧することができる．

また，送受信協調 MMSE フィルタリング後の各 UE の固有モード毎の受信 SINR を理論的に導出し，干渉をガウス近似することで Shannon のチャンネル容量からスループットを算出する．

計算機シミュレーションおよび数値計算により，提案する送受信協調 MMSE フィルタリングが従来の受信 MMSE フィルタリングよりも優れた BER およびスループット特性を達成できることを示す．

### 第3章

SC-MU-MIMO 伝送を行う下りリンク DAN では，ISI, IAI, および IUI によって伝送特性が劣化する．下りリンク SC-MU-MIMO 伝送では，ZF 規範または MMSE 規範の送信フィルタリング [1.33] が簡易な手法として挙げられるが，ZF 規範では雑音強調に相当する送信電力損，MMSE 規範ではフィルタリング後に残留する ISI/IAI/IUI によってそれぞれ伝送品質改善に限界がある．また，更なる伝送品質改善のために THP [1.35] や VP [1.36] が検討されているが，演算量が許容できないほど膨大なものになってしまう．

本章では，SC-MU-MIMO 伝送を行う下りリンク DAN を対象に，MMSE 規範に基づく線形空間/周波数フィルタリングを協調して行う送受信協調 MMSE フィルタリングを 2 種類 (BD-SVD 法，MMSE-SVD 法) 提案する．BD-SVD 法では，BBU の BD によって IUI を除去した後，全 DA-各 UE 間の等価チャンネル行列を SVD して SC-SU-MIMO 伝送と同様の送受信協調 MMSE フィルタリングを行う．このとき送受信協調 MMSE フィルタリングは，全 DA-各 UE 間の等価チャンネルを IAI の発生しない固有モードに変換し，各固有モードに対して MMSE 規範の送信電力配分および受信 FDE を適用して ISI を抑圧する．一方 MMSE-SVD 法では，全 DA-各 UE 間のチャンネル行列を直接 SVD して送受信協調 MMSE フィルタリングを行う．このとき送受信協調 MMSE フィルタリングは，BD-SVD 法と異なり IAI/ISI に加えて IUI も同時に抑圧する．

また，送受信協調 MMSE フィルタリングによって生成した固有モード間には大きな受信 SINR 差が存在するため，第 2 章と同様に ARMC を導入する．同様にして，各 UE-DA 間の平均受信電力が異なる DAN では固有モードの固有値の間に大きな差があるため，WF-MMSE 電力配分も設計する．

また，送受信協調 MMSE フィルタリング後の各 UE の固有モード毎の受信 SINR を理論的に導出し，干渉をガウス近似することで Shannon のチャンネル容量からスループットを算出する．

計算機シミュレーションおよび数値計算により，提案する送受信協調 MMSE フィルタリングが従来の送信 MMSE フィルタリングよりも優れた BER およびスループット特性を達成できることを示す．また，本章で仮定するシナリオでは，BD-SVD 法が MMSE-SVD 法よりも優れた BER およびスループット特性を達成できることを示す．

## 第4章

従来の DAN に関する検討[1.42]や2章および3章では, 各 DA は自マクロセル内の UE のみと接続する(UE-DA 固定グルーピングと呼ぶ)と仮定していたため, マクロセル境界を挟んで近接する他セルの UE の信号が強い CCI となり, 伝送特性の改善を制限していた. DA が連携できる範囲をマクロセル内に限定しなければ, UE 間の CCI を IUI とみなすことができる. そして, 互いに強く干渉し合う UE 間の IUI を SC-MU-MIMO 信号処理によって抑圧することで, 伝送特性の劣化を回避できる.

本章では, SC-MU-MIMO 伝送を行う DAN において, 強く干渉し合う UE 群とその近傍の DA 群を, マクロセル境界を超えて動的にグルーピングする手法(UE-DA 動的グルーピング)を提案する. SC-MU-MIMO 伝送では, DA 数が多重する UE 群の総アンテナ本数以上でなければならない. 提案 UE-DA 動的グルーピングでは, まず全 UE の各アンテナと接続する DA を決定する. 受信 SNR が最大の DA を接続先として選択する. その後, グルーピングの中心となる UE および DA を決定する. SC-MU-MIMO による干渉除去の効果を大きくするために, 与/受干渉電力が最大の UE および接続先 DA を中心にグルーピングをする. 続いて, そのグループへグルーピングする UE および DA を決定する. グループ内の UE および DA との相互干渉電力が最大であるグルーピングされていない UE および接続先 DA をグルーピングする. 以上を繰り返すことで全 UE および接続先の DA をグルーピングしていく.

2章, 3章と同様にして, 送受信協調 MMSE フィルタリング後の各 UE の固有モード毎の受信 SINR を理論的に導出し, 干渉をガウス近似することで Shannon のチャンネル容量からスループットを算出する.

数値計算により, 提案する UE-DA 動的グルーピングが従来の固定グルーピングよりも優れたスループット特性を達成できることを示す.

## 第5章

本章では本論文の結論と残された研究課題を述べる.

## 参考文献

- [1.1] 3GPP W-CDMA  
<http://www.3gpp.org/w-cdma>
- [1.2] 3GPP HSPA  
<http://www.3gpp.org/hspa>
- [1.3] 3GPP LTE  
<http://www.3gpp.org/lte>
- [1.4] S. Moshavi, "Multi-user detection for DS-SS-CDMA communications," *IEEE Communications Magazine*, vol. 34, no. 10, pp. 124-136, October 1996.
- [1.5] S. Hara and R. Ramjee, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, no. 12, pp. 126-136, December 1997.
- [1.6] R. V. 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. 1, no. 3, pp. 30-38, September 2006.
- [1.8] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO wireless communications*, Cambridge University Press, 2007.
- [1.9] 3GPP LTE-Advanced  
<http://www.3gpp.org/lte-advanced>
- [1.10] G. Yuan, X. Zhang, W. Wang, and Y. Yang, "Carrier aggregation for LTE-advanced mobile communication systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, no. 2, pp. 88-93, February 2010.
- [1.11] M. Sawahashi, Y. Kishiyama, A. Morimoto, D. Nishikawa, and M. Tanno, "Coordinated multipoint transmission/reception techniques for LTE-advanced," *IEEE Wireless Communications*, vol. 17, no. 3, pp. 26-34, June 2010.
- [1.12] 総務省, "我が国の移動通信トラヒックの現状," 2015年6月.
- [1.13] Ericsson, "Ericsson mobility report," November 2014.
- [1.14] NTT ドコモ, "ドコモ 5G ホワイトペーパー," 2014年9月.
- [1.15] Nokia Networks, "Looking ahead to 5G," July 2014.
- [1.16] Ericsson, "5G radio access," February 2015.
- [1.17] 5GPPP, "5G vision," February 2015.
- [1.18] ARIB, "Mobile communications systems for 2020 and beyond," October 2014.
- [1.19] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [1.20] 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.

- [1.21] 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.
- [1.22] F. Adachi, H. Tomeba, and K. Takeda, "Frequency-domain equalization for broadband single-carrier multiple access," *IEICE Transactions on Communications*, vol. E92-B, no. 5, pp. 1441-1456, May 2009.
- [1.23] J. P. Coon and M. A. Beach, "An investigation of MIMO single-carrier frequency-domain MMSE equalization," *London Communications Symposium*, pp. 237-240, 2002.
- [1.24] S. Okuyama, T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Iterative MMSE detection with interference cancellation for up-link HARQ using frequency-domain filtered SC-FDMA MIMO multiplexing," *IEICE Transactions on Communications*, vol. E94-B, no. 12, pp. 3559-3568, December 2011.
- [1.25] A. Nakajima and F. Adachi, "Iterative FDIC using 2D-MMSE FDE for turbo-coded HARQ in SC-MIMO multiplexing," *IEICE Transactions on Communications*, vol. E90-B, no. 3, pp. 693-695, March 2007.
- [1.26] 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.
- [1.27] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585-595, November/December 1999.
- [1.28] K. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Joint transmit/receive frequency-domain equalization for broadband mobile radio," *Proc. 12th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC 2009)*, Sendai, Japan, September 2009.
- [1.29] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge University Press, 2006.
- [1.30] G. H. Golub and C. F. V. Loan, *Matrix Computations, 4th edition*, Johns Hopkins University Press, 2013.
- [1.31] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications, 5th edition*, McGraw-Hill, 2008.
- [1.32] 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.
- [1.33] C. B. Peel, B. M. Hochwald, and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multi-antenna multiuser communication—part I: channel inversion and regularization," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 1, pp. 195-202, January 2005.
- [1.34] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp. 461-471, February 2004.

- [1.35] G. Ginis and J.M. Cioffi, "A multi-user precoding scheme achieving crosstalk cancellation with application to DSL systems," in *Proc. of 34th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, USA, 29 October-1 November 2000.
- [1.36] B. M. Hochwald, C. B. Peel, and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication—part II: Perturbation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 3, pp. 537-544, March 2005.
- [1.37] 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.
- [1.38] S. Yoshioka, S. Kumagai, and F. Adachi, "Vector perturbation for single-carrier MU-MIMO downlink," *IEEE International Conference on Communication System 2014 (ICCS 2014)*, Macau, November 2014.
- [1.39] E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Sköld, *4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband, 2nd edition*, Academic Press, 2014.
- [1.40] H. Hu, Y. Zhang, and Y. Yao, *Distributed Antenna Systems; Open Architecture for Future Wireless Communications*, Auerbach Publications, 2007.
- [1.41] F. Adachi, K. Takeda, T. Yamamoto, R. Matsukawa, and S. Kumagai, "Recent advances in single-carrier distributed antenna network," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 11, no. 12, pp. 1551-1563, December 2011.
- [1.42] S. Inoshita, H. Miyazaki, and F. Adachi, "Complexity- reduced per-antenna multiple access interference cancellation for DAN using DS-CDMA," in *Proc. of IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall)*, Vancouver, Canada, September 2014.
- [1.43] T. Chiba, K. Takeda, K. Takeda, and F. Adachi, "Uplink capacity of a cellular system using multi-user single-carrier MIMO multiplexing combined with frequency-domain equalization and transmit power control," *Wireless Personal Communications*, vol. 58, no. 3, pp. 455-468, June 2011.
- [1.44] S. Okuyama, T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Iterative MMSE detection with interference cancellation for up-link HARQ using frequency-domain filtered SC-FDMA MIMO multiplexing," *IEICE Transactions on Communications*, vol. E94-B, no. 12, pp. 3559-3568, December 2011.
- [1.45] 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.

## 第 2 章 SC-MU-MIMO を用いる上りリンク DAN のための送受信協調信号処理

### 2.1. 概要

SC-MU-MIMO 伝送を行う上りリンク DAN では、ISI, IAI, および IUI によって伝送特性が劣化する。従来検討されている上りリンク SC-MU-MIMO 伝送[2.1]では、受信 MMSE フィルタリングのみによるこれら干渉の抑圧を仮定していたため、フィルタリング後に残留する ISI, IAI, および IUI によって伝送特性改善に限界があった。また、更なる伝送品質改善のために、受信機における繰り返し干渉キャンセラ[2.2]や最尤型検出[2.3]が検討されているが、演算量が許容できないほど膨大なものになってしまう。

一方、筆者らは最近、SC-SU-MIMO 伝送を対象に、送受信機が CSI を共有し、MMSE 規範に基づく線形空間/周波数フィルタリングを協調して行う送受信協調 MMSE フィルタリングを提案した[2.4]。送受信協調 MMSE フィルタリングは、送受信機間の SU-MIMO チャネルを互いに直交した複数のチャネル(固有モード)に変換し、各固有モードに対し MMSE 規範の送信電力配分および受信 FDE を適用する。これにより IAI を完全に除去でき、ISI を大幅に抑圧できる。この手法を上りリンク SC-MU-MIMO 伝送へ拡張することにより、ISI/IAI の大幅な抑圧が期待できる。しかし、一般的に MU-MIMO 伝送では UE 間で CSI を共有することは困難であり、SC-SU-MIMO 伝送における送受信協調 MMSE フィルタリングをそのまま適用することはできない。

本章では、SC-MU-MIMO 伝送を行う上りリンク DAN を対象に、各 UE が自身と全 DA 間の CSI を BBU と共有し、MMSE 規範に基づく線形空間/周波数フィルタリングを協調して行う送受信協調 MMSE フィルタリングを提案する。各 UE の送信フィルタリングと BBU の受信フィルタリングが協調することで、各 UE と BS 間の SU-MIMO チャネルを複数の固有モードに変換し、各固有モードに対し MMSE 規範の送信電力配分および受信 FDE を適用する。これにより IAI および ISI を大幅に抑圧できる。同時に、BBU の受信フィルタリングにより IUI を抑圧する。ただし、UE 間で CSI を共有しないシナリオを仮定するため、SC-SU-MIMO 伝送のときと違い、全 UE と全 DA 間のチャネル行列を(ユニタリ行列) $\times$ (対角行列) $\times$ (ユニタリ行列)の形に分解することができない。そのため、BBU において左側のユニタリ行列のエルミート転置を乗積することでチャネルを完全に直交化(すなわち IAI/IUI を完全に除去)することはできない。

また、IAI/IUI が残留するものの、送受信協調 MMSE フィルタリングによって発生した固有モード間には大きな SINR 差が存在する。そのため、全固有モードで同一の変調方式を用いると、受信 SINR の低い固有モードで発生するビット誤りが全体の伝送品質改善を制限してしまう。そこで、この受信 SINR 差を有効利用するために、UE 毎に使用するランクと各固有モードで用いる変調方式を適応制御する ARMC を導入する。

しかし、各 UE-DA 間の平均受信電力が異なる DAN では固有モードの等価チャネル利得(固有

値)の間に大きな差があるため、MMSE 電力配分では固有値の低い固有モードの通信品質を改善するために多くの電力を費やしてしまい、スループットが Shannon のチャンネル容量[2.5]から大幅に劣化してしまう。したがって、スループット改善の観点から別の電力配分を設計すべきである。ただし、Shannon のチャンネル容量を達成する WF 電力配分[2.5]をそのまま適用すると ISI を強調してしまう。そこで、固有モード領域で WF 電力配分、周波数領域で MMSE 電力配分を行う WF-MMSE 電力配分の設計も行う。まず、各固有モードの固有値から試算した Shannon のチャンネル容量に基づき、WF 電力配分によって各固有モードへの電力配分を決定する。次に、各固有モードでは割り当てられた電力を MMSE 規範に基づき各周波数へ割り当てる。これにより、Shannon のチャンネル容量からの大幅の劣化を避けつつ、ISI を抑圧することができる。

また、送受信協調 MMSE フィルタリング後の各 UE の固有モード毎の受信 SINR を理論的に導出し、干渉をガウス近似することで Shannon のチャンネル容量からスループットを算出する。

計算機シミュレーションおよび数値計算により、提案する送受信協調 MMSE フィルタリングが従来の受信 MMSE フィルタリングよりも優れた BER およびスループット特性を達成できることを示す。

本章の構成は以下のとおりである。2.2 節では本章で想定する SC-MU-MIMO を用いる上りリンク DAN 伝送系を示す。2.3 節では UE 毎に総電力制約条件下で送信フィルタの入力信号と受信フィルタの出力信号間の MSE を最小化する最適化問題を定式化し、最適送受信フィルタ行列を導出する。2.4 節では計算機シミュレーションおよび数値計算結果を示し、2.5 節でまとめる。

なお、本章では時分割複信(Time Division Duplex: TDD)を仮定する。TDD では上下リンクで共通の周波数を用いて通信を行うため、各 UE と BBU が相互にパイロット信号を送信することにより共通の CSI を取得可能である。したがって図 2.1 に示すように、タイムスロット# $t$ における各 UE の送信信号処理に必要な CSI は、タイムスロット# $t-1$ (下りリンク:各 UE が受信機として動作しているとき)に BBU から送信されたパイロット信号から推定できる。なお、実際には、パイロット信号の受信時に付加される AWGN による CSI 推定誤差、パイロット受信時点と CSI を用いた送信信号の送信時点の時間差による CSI 不整合により実際の CSI との誤差が発生するが、本章ではこの影響は無視できると仮定して検討を行う。

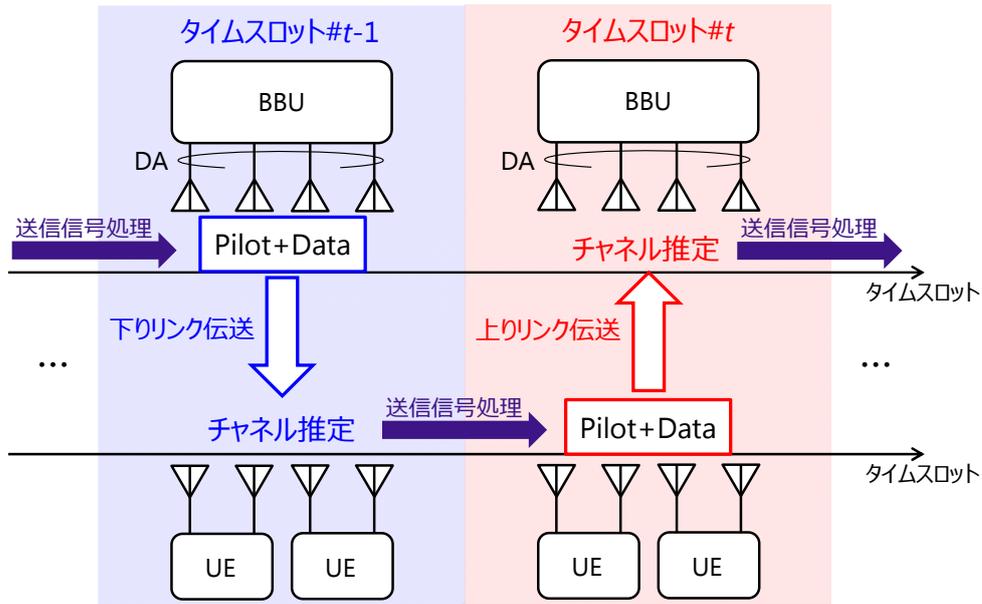


図 2.1 TDD における CSI 取得方法

## 2.2. システムモデル

本節では、本章で仮定する DAN モデル，チャンネルモデル，および上りリンク SC-MU-MIMO 伝送系について述べる。

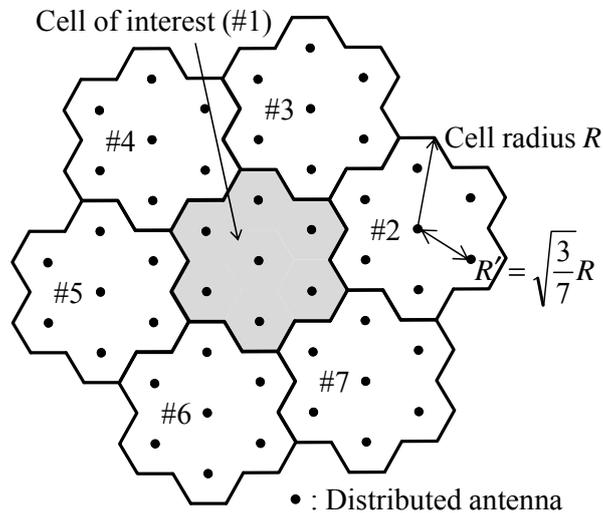


図 2.2 DAN モデル

### 2.2.1. DAN モデル

図 2.2 に、本章で仮定する DAN モデル[2.6]を示す。セル半径  $R$  の各マクロセル内には  $N_{total}=7$  本の DA が配置されており，DA 間距離  $R' = \sqrt{3/7}R$  としている。中央のマクロセル(#1)を注目セルとし，その周辺の 6 セル(#2~7)を考慮する。全マクロセルで同一帯域を用いて通信を行うもの

とし,  $N_{UE}$ 本のアンテナを有する UE が各マクロセル内に  $U$  台ランダムに発生する.

### 2.2.2. チャネルモデル

広帯域無線チャネルは, 伝搬損失, シェ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. 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, マクロセル# $c$  の UE# $u$  のアンテナ# $n_{UE}$  とマクロセル# $c'$  の DA# $m$  間のチャネルのインパルス応答は次式で表される.

$$h_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(\tau) = \left( d_{m,u}^{(c',c)} \right)^{-\frac{\alpha}{2}} \left\{ \begin{array}{l} \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp(j\theta_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}) \delta(\tau - \tau_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(l)) \\ + \sqrt{10^{-\frac{\eta_{m,u}^{(c',c)}}{10}}} \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=1}^L \xi_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(l) \delta(\tau - \tau_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(l)) \end{array} \right\} \quad (2.1)$$

ここで, 式(2.1)の右辺第1項は直接波成分, 第2項は遅延波成分であり, 本章では遅延波のみシェドウイング損失の影響を受けるものとする. また, 本章ではマクロセル# $c$  の UE# $u$  とマクロセル# $c'$  の DA# $m$  間の距離  $d_{m,u}^{(c',c)} \leq R/\sqrt{7}$  のとき仲上ライスフェージング環境(すなわち直接波と

遅延波の電力比  $K > 0$ ),  $d_{m,u}^{(c',c)} > R/\sqrt{7}$  のときレイリーフェージング環境( $K=0$ )になると仮定する.

$\alpha$  は伝搬損失指数,  $\eta_{m,u}^{(c',c)}$  は零平均で標準偏差  $\sigma_s$  の正規分布に従うシェドウイング損失(dB)を表す.  $\theta_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}$  は直接波の位相であり, 一様分布に従うと仮定する.  $\xi_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(l)$  および  $\tau_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(l)$  はそれぞれパス# $l$  の複素パス利得および遅延時間であり, 本章ではサンプリング間隔の整数倍の遅延時間(すなわち  $\tau_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)} = l-1$ , for all  $c, c', m, u, n_{UE}$ )を有する離散パスを仮定し,

$$E[\sum_{l=1}^L |\xi_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(l)|^2] = 1, \text{ for all } c, c', m, u, n_{UE}, \text{ である.}$$

マクロセル# $c'$  の DA# $m$  におけるマクロセル# $c$  の UE# $u$  からの信号の短区間平均受信電力  $P_{Rx,m,u}^{(c',c)}$  は次式で表される.

$$P_{Rx,m,u}^{(c',c)} = P_{Tx,u}^{(c)} \left( d_{m,u}^{(c',c)} \right)^{-\alpha} \left( \frac{K}{K+1} + 10^{-\frac{\eta_{m,u}^{(c',c)}}{10}} \frac{1}{K+1} \right) \quad (2.2)$$

ここで,  $P_{Tx,u}^{(c)}$  はマクロセル# $c$  の UE# $u$  の送信電力であり, 本章では  $P_{Tx,u}^{(c)} = P_{Tx}$ , for all  $c, u$ , とする. セル半径  $R$  で正規化した距離  $\hat{d}_{m,u}^{(c',c)} = d_{m,u}^{(c',c)}/R$ , 正規化送信電力  $\hat{P}_{Tx} = P_{Tx} \cdot R^{-\alpha}$  とすると, 式(2.2)

は次式で書き直される.

$$P_{Rx,m,u}^{(c',c)} = \hat{P}_{Tx} \left( \hat{d}_{m,u}^{(c',c)} \right)^{-\alpha} \left( \frac{K}{K+1} + 10^{-\frac{\eta_{m,u}^{(c',c)}}{10}} \frac{1}{K+1} \right) \quad (2.3)$$

さらに正規化送信シンボルエネルギー  $E_s = \hat{P}_{Tx} \cdot T_s$ , 雑音の分散  $2\sigma^2 = 2N_0/T_s$  とすると( $T_s$  はシン

ボル長,  $N_0$  は AWGN の片側電力スペクトル密度), 短区間平均受信 SNR,  $\gamma_{m,u}^{(c',c)}$  は次式で表される.

$$\gamma_{m,u}^{(c',c)} = \frac{P_{Kx,m,u}^{(c',c)}}{2\sigma^2} = \left( \frac{E_s}{N_0} \right) \left( \hat{d}_{m,u}^{(c',c)} \right)^{-\alpha} \left( \frac{K}{K+1} + 10^{\frac{\eta_{m,u}^{(c',c)}}{10}} \frac{1}{K+1} \right) \quad (2.4)$$

### 2.2.3. 上りリンク SC-MU-MIMO 伝送系

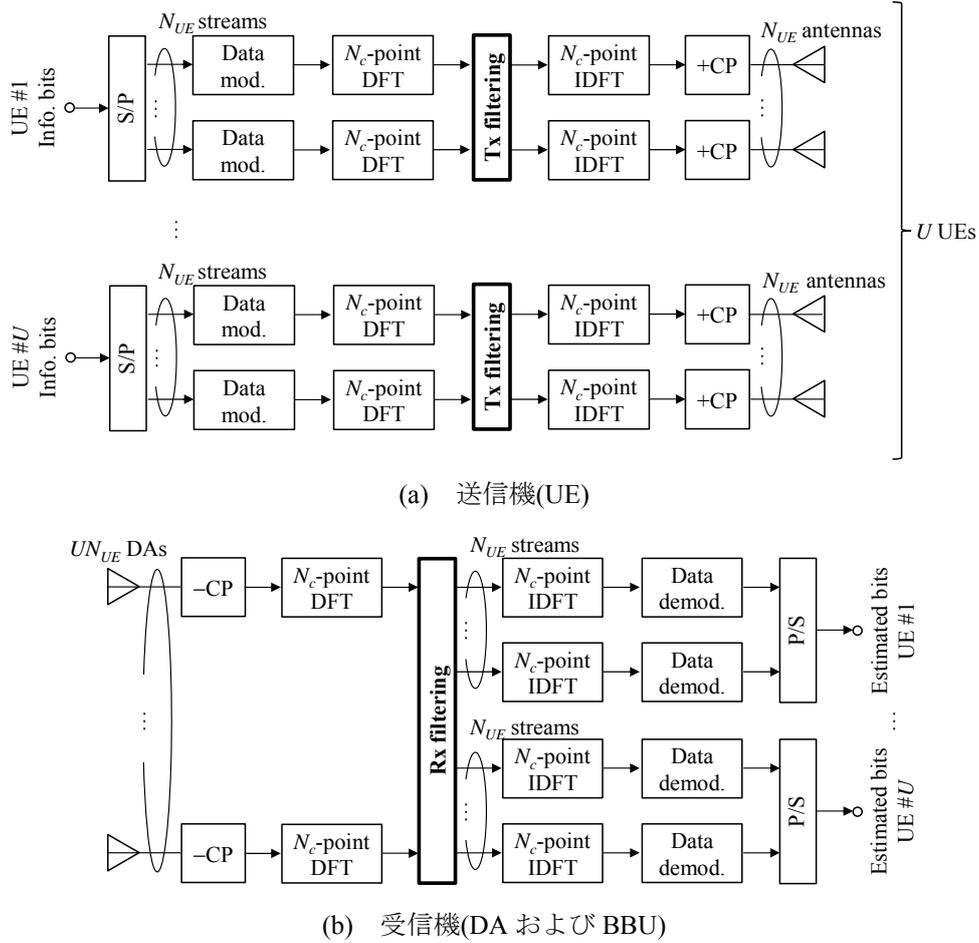


図 2.3 上りリンク SC-MU-MIMO 伝送系

上りリンク SC-MU-MIMO 伝送では DA 数が多重する UE 群の総アンテナ本数以上である必要があるため, まず各 UE のアンテナ数  $n_{UE}$  がどの DA と接続するかを決定する. 本章では, 次式のように, 各マクロセルの  $N_{total}=7$  本の DA から, UE# $u$  からの短区間平均受信 SNR,  $\gamma_{m,u}^{(c,c)}$  が最大の DA# $a_{u,n_{UE}}^{(c)}$  を接続先として選択する.

$$a_{u,n_{UE}}^{(c)} = \arg \max_{m \in \{1,2,\dots,N_{total}\}} \gamma_{m,u}^{(c,c)}, \text{ for all } c, u, n_{UE} \quad (2.5)$$

ここで, DA# $a_{u,n_{UE}}^{(c)}$  がすでに同一セルの他の UE アンテナの接続先として選択されている場合に

は、 $\gamma_{m,u}^{(c,c)}$  が小さな UE アンテナは次に  $\gamma_{m,u}^{(c,c)}$  が大きな DA を接続先として選択する．なお、本章では各マクロセル内の UE の接続先として選択された  $UN_{UE}$  本の DA 以外の DA は上りリンク SC-MU-MIMO 伝送に用いない．

以降では、マクロセル# $c$  に注目して伝送系を述べる．図 2.3 に本章で仮定する上りリンク SC-MU-MIMO 伝送系を示す． $N_{UE}$  本のアンテナを有する  $U$  台の UE が  $UN_{UE}$  本の DA と通信を行う．このとき、各 UE は自身と  $UN_{UE}$  本の DA 間の CSI のみを知っているものとする．

マクロセル# $c'$  の UE# $u$  のアンテナ# $n_{UE}$  とマクロセル# $c$  の DA# $n_{DA}(=1\sim UN_{UE})$  の第  $k(=1\sim N_c)$  周波数のチャネルの伝達関数  $H_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(c,c')}(k)$  は次式で与えられる．

$$H_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(c,c')}(k) = \left( \hat{d}_{n_{DA},u}^{(c,c')} \right)^{\frac{\alpha}{2}} \left\{ \begin{array}{l} \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp(j\theta_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(c,c')}) \exp\left(-j \frac{2\pi k \tau_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(c,c')}}{N_c} (l)\right) \\ + \sqrt{10^{-\frac{\eta_{n_{DA},u}^{(c,c')}}{10}}} \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=1}^L \xi_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(c,c')}(l) \exp\left(-j \frac{2\pi k \tau_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(c,c')}}{N_c} (l)\right) \end{array} \right\} \quad (2.6)$$

ここで、 $N_c$  はブロックサイズである．DAN では DA 毎に受信する CCI 電力が異なる．CCI が零平均の正規分布に従うとすると、DA# $n_{DA}$  における雑音+CCI の分散は次式で表される．

$$\begin{aligned} 2(\sigma_{\text{noise+CCI},n_{DA}}^{(c)})^2 &= \frac{2N_0}{T_s} + \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c} \sum_{c' \neq c}^U \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} |H_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(c,c')}(k)|^2 \\ &= \frac{2N_0}{T_s} \left( 1 + \frac{\gamma'}{N_c} \sum_{c' \neq c}^U \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} |H_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(c,c')}(k)|^2 \right) \\ &\equiv \frac{2N_0}{T_s} \beta_{n_{DA}}^{(c)} \end{aligned} \quad (2.7)$$

ここで、 $\gamma' = E_s/N_0$  である．マクロセル# $c$  内の UE# $u$  と  $UN_{UE}$  本の DA 間のチャネル行列  $\mathbf{H}_{UL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{UN_{UE} \times N_{UE}}$  の第  $(n_{DA}, n_{UE})$  要素を  $H_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(c,c')}(k) / \sqrt{\beta_{n_{DA}}^{(c)}}$  と定義すると、各 DA で受信される等価雑音(雑音+CCI)の分散を  $2N_0/T_s$  にできる．

UE# $u$  では、情報ビット系列を直並列(S/P)変換により  $N_{UE}$  個のビット系列に変換した後、各系列をデータ変調する．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  $\{d_{u,n_{UE}}^{(c)}(t); t=1\sim N_c\}$ ,  $n_{UE}=1\sim N_{UE}$ , 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  $\{D_{u,n_{UE}}^{(c)}(k); k=1\sim N_c\}$ ,  $n_{UE}=1\sim N_{UE}$ , に変換する．DFT 後の第  $k$  周波数における周波数領域データシンボルベクトル  $\mathbf{D}_u^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$  に対し送信フィルタリングを行い、次式で表される送信シンボルベクトル  $\mathbf{S}_{UL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$  を得る．

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{UL,u}^{(c)}(k) &= [S_{UL,u,1}^{(c)}(k) \cdots S_{UL,u,N_{UE}}^{(c)}(k)]^T \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F}_{UL,u}^{(c)}(k) \mathbf{D}_u^{(c)}(k) \end{aligned} \quad (2.8)$$

ここで、 $\mathbf{F}_{UL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$  は送信フィルタ行列である．得られた  $N_{UE}$  個の送信シンボルブロック  $\{S_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k); k=1\sim N_c\}$ ,  $n_{UE}=1\sim N_{UE}$ , に対して  $N_c$  ポイント IDFT を適用し、時間領域送信シンボル

ブロックに再変換する．各ブロックの後尾  $N_g$  シンボルを CP としてコピーし，ブロックの先頭の GI に挿入し，各アンテナから送信する．

BBU では， $UN_{UE}$  本の DA で得られた各受信信号ブロックから CP を除去し， $N_c$  ポイント DFT を適用して周波数領域受信信号ブロックに変換する．第  $k$  周波数における周波数領域受信信号ベクトル  $\mathbf{R}_{UL}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{UN_{UE} \times 1}$  は次式で表される．

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{UL}^{(c)}(k) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left[ \mathbf{H}_{UL,1}^{(c)}(k) \cdots \mathbf{H}_{UL,U}^{(c)}(k) \right] \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{UL,1}^{(c)}(k) & & \\ & \ddots & \\ & & \mathbf{F}_{UL,U}^{(c)}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1^{(c)}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{D}_U^{(c)}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{Z}_{UL}^{(c)}(k) \\ &\equiv \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_{UL}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{UL}^{(c)}(k) \mathbf{D}^{(c)}(k) + \mathbf{Z}_{UL}^{(c)}(k) \end{aligned} \quad (2.9)$$

ここで， $\mathbf{Z}_{UL}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{UN_{UE} \times 1}$  は各要素  $Z_{UL,n_{DA}}^{(c)}(k)$  が零平均で分散  $2N_0/T_s$  の複素ガウス変数である雑音 +CCI ベクトルである． $\mathbf{R}_{UL}^{(c)}(k)$  に対して次式のように受信フィルタ行列

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{UL}^{(c)}(k) &= \left[ \left( \mathbf{W}_{UL,1}^{(c)}(k) \right)^T \cdots \left( \mathbf{W}_{UL,U}^{(c)}(k) \right)^T \right]^T \in \mathbb{C}^{UN_{UE} \times UN_{UE}} \text{ を乗積し，周波数領域軟判定シンボルベクトル} \\ \hat{\mathbf{D}}_{UL}^{(c)}(k) &= \left[ \left( \hat{\mathbf{D}}_{UL,1}^{(c)}(k) \right)^T \cdots \left( \hat{\mathbf{D}}_{UL,U}^{(c)}(k) \right)^T \right]^T \in \mathbb{C}^{UN_{UE} \times 1} \text{ を得る．} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{D}}_{UL}^{(c)}(k) &= \mathbf{W}_{UL}^{(c)}(k) \mathbf{R}_{UL}^{(c)}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}_{UL}^{(c)}(k) \bar{\mathbf{H}}_{UL}^{(c)}(k) \mathbf{D}^{(c)}(k) + \mathbf{W}_{UL}^{(c)}(k) \mathbf{Z}_{UL}^{(c)}(k) \end{aligned} \quad (2.10)$$

ここで， $\hat{\mathbf{D}}_{UL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$  は  $\mathbf{D}_u^{(c)}(k)$  に対応する軟判定シンボルベクトルであり， $\mathbf{W}_{UL,u}^{(c)}(k)$

$\in \mathbb{C}^{N_{UE} \times UN_{UE}}$  は  $\mathbf{W}_{UL}^{(c)}(k)$  の内，UE# $u$  の信号に対応する部分行列である．式(2.10)より， $\hat{\mathbf{D}}_{UL,u}^{(c)}(k)$  の第

$n_{UE}$  要素  $\hat{D}_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  は次式で表される．

$$\begin{aligned} \hat{D}_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c)}(k) D_{u,n_{UE}}^{(c)}(k) + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{\substack{n'_{UE}=1 \\ n_{UE} \neq n_{UE}}}^{N_{UE}} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u',n'_{UE}}^{(c)}(k) D_{u',n'_{UE}}^{(c)}(k) \\ &\quad + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{\substack{u'=1 \\ u' \neq u}}^U \sum_{n'_{UE}=1}^{N_{UE}} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u',n'_{UE}}^{(c)}(k) D_{u',n'_{UE}}^{(c)}(k) + \sum_{n_{DA}=1}^{UN_{UE}} W_{UL,u,n_{UE},n_{DA}}^{(c)}(k) Z_{UL,n_{DA}}^{(c)}(k) \end{aligned} \quad (2.11)$$

ここで，

$$\hat{H}_{UL,u,n_{UE},u',n'_{UE}}^{(c)}(k) = \sum_{n_{DA}=1}^{UN_{UE}} W_{UL,u,n_{UE},n_{DA}}^{(c)}(k) \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \frac{H_{n_{DA},u',n'_{UE}}^{(c,c)}(k)}{\sqrt{\beta_{n_{DA}}^{(c)}}} F_{UL,u',n'_{UE},n_{UE}}^{(c)}(k) \quad (2.12)$$

であり， $W_{UL,u,n_{UE},n_{DA}}^{(c)}(k)$  および  $F_{UL,u',n'_{UE},n_{UE}}^{(c)}(k)$  はそれぞれ  $\mathbf{W}_{UL,u}^{(c)}(k)$  および  $\mathbf{F}_{UL,u}^{(c)}(k)$  の第  $(n_{UE}, n_{DA})$  および

$(n''_{UE}, n'_{UE})$  要素である．得られた  $UN_{UE}$  個の周波数領域軟判定シンボルブロック  $\{\hat{\mathbf{D}}_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)\}$ ；

$k=1\sim N_c$ ,  $u=1\sim U$ ,  $n_{UE}=1\sim N_{UE}$ , に  $N_c$  ポイント IDFT を適用し, 次式で表される時間領域軟判定シンボルブロック  $\{\hat{d}_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t); t=1\sim N_c\}$ ,  $u=1\sim U$ ,  $n_{UE}=1\sim N_{UE}$ , を得る.

$$\begin{aligned}
\hat{d}_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=1}^{N_c} \left( \begin{aligned} &\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c)}(k) D_{u,n_{UE}}^{(c)}(k) \\ &+ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{\substack{n_{UE}'=1 \\ n_{UE}' \neq n_{UE}}}^{N_{UE}} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}'}^{(c)}(k) D_{u,n_{UE}'}^{(c)}(k) \\ &+ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{\substack{u'=1 \\ u' \neq u}}^U \sum_{n_{UE}'=1}^{N_{UE}} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u',n_{UE}'}^{(c)}(k) D_{u',n_{UE}'}^{(c)}(k) \\ &+ \sum_{n_{DA}=1}^{UN_{UE}} W_{UL,u,n_{UE},n_{DA}}^{(c)}(k) Z_{UL,n_{DA}}^{(c)}(k) \end{aligned} \right) \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)(t-1)}{N_c}\right) \\
&= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=1}^{N_c} \left\{ \begin{aligned} &\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c)}(k) \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{\tau=1}^{N_c} d_{u,n_{UE}}^{(c)}(\tau) \exp\left(-j \frac{2\pi(\tau-1)(k-1)}{N_c}\right) \\ &+ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{\substack{n_{UE}'=1 \\ n_{UE}' \neq n_{UE}}}^{N_{UE}} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}'}^{(c)}(k) D_{u,n_{UE}'}^{(c)}(k) \\ &+ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{\substack{u'=1 \\ u' \neq u}}^U \sum_{n_{UE}'=1}^{N_{UE}} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u',n_{UE}'}^{(c)}(k) D_{u',n_{UE}'}^{(c)}(k) \\ &+ \sum_{n_{DA}=1}^{UN_{UE}} W_{UL,u,n_{UE},n_{DA}}^{(c)}(k) Z_{UL,n_{DA}}^{(c)}(k) \end{aligned} \right\} \\
&\quad \times \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)(t-1)}{N_c}\right) \\
&= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c)}(k) \right) d_{u,n_{UE}}^{(c)}(t) + \mu_{\text{ISI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) + \mu_{\text{IAI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) \quad (2.13) \\
&\quad + \mu_{\text{IUI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) + \mu_{\text{noise+CCI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) \\
&= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \tilde{H}_{UL,u,n_{UE}}^{(c)} d_{u,n_{UE}}^{(c)}(t) + \mu_{\text{ISI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) + \mu_{\text{IAI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) + \mu_{\text{IUI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) \\
&\quad + \mu_{\text{noise+CCI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t)
\end{aligned}$$

ここで,  $\mu_{\text{ISI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t)$ ,  $\mu_{\text{IAI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t)$ ,  $\mu_{\text{IUI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t)$ ,  $\mu_{\text{noise+CCI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t)$  はそれぞれ残留 ISI/IAI/IUI/雑音+CCI であり, 次式で表される.

$$\left\{ \begin{array}{l}
\mu_{\text{ISI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c)}(k) \sum_{\substack{\tau=1 \\ \tau \neq t}}^{N_c} d_{u,n_{UE}}^{(c)}(\tau) \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)(t-\tau)}{N_c}\right) \\
\mu_{\text{IAI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{\substack{n'_{UE}=1 \\ n'_{UE} \neq n_{UE}}}^{N_{UE}} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n'_{UE}}^{(c)}(k) \sum_{\tau=1}^{N_c} d_{u,n'_{UE}}^{(c)}(\tau) \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)(t-\tau)}{N_c}\right) \\
\mu_{\text{IUI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{\substack{u'=1 \\ u' \neq u}}^U \sum_{n'_{UE}=1}^{N_{UE}} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u',n'_{UE}}^{(c)}(k) \sum_{\tau=1}^{N_c} d_{u',n'_{UE}}^{(c)}(\tau) \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)(t-\tau)}{N_c}\right) \\
\mu_{\text{noise+CCI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{n_{DA}=1}^{UN_{UE}} W_{UL,u,n_{UE},n_{DA}}^{(c)}(k) \sum_{\tau=1}^{N_c} z_{UL,n_{DA}}^{(c)}(\tau) \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)(t-\tau)}{N_c}\right)
\end{array} \right. \quad (2.14)$$

ここで、 $z_{UL,n_{DA}}^{(c)}(\tau)$  は零平均で分散  $2N_0/T_s$  の複素ガウス変数である時間領域雑音+CCI である。したがって、残留 ISI の分散  $M_{\text{ISI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}$  は次式で表される。

$$\begin{aligned}
M_{\text{ISI},UL,u,n_{UE}}^{(c)} &= E\left[\left|\mu_{\text{ISI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t)\right|^2\right] \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c^2} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{k'=1}^{N_c} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c)}(k) \left(\hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c)}(k')\right)^* \sum_{\substack{\tau=1 \\ \tau \neq t}}^{N_c} \sum_{\substack{\tau'=1 \\ \tau' \neq t}}^{N_c} E\left[d_{u,n_{UE}}^{(c)}(\tau) \left(d_{u,n_{UE}}^{(c)}(\tau')\right)^*\right] \\
&\quad \times \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)(t-\tau)}{N_c} - j \frac{2\pi(k'-1)(t-\tau')}{N_c}\right)
\end{aligned} \quad (2.15)$$

ここで、 $E\left[d_{u,n_{UE}}^{(c)}(\tau) \left(d_{u,n_{UE}}^{(c)}(\tau')\right)^*\right] = \delta(\tau-\tau')$  より、式(2.15)は次式で書き直される。

$$\begin{aligned}
M_{\text{ISI},UL,u,n_{UE}}^{(c)} &= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c^2} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{k'=1}^{N_c} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c)}(k) \left(\hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c)}(k')\right)^* \sum_{\substack{\tau=1 \\ \tau \neq t}}^{N_c} \exp\left(j \frac{2\pi(k-k')(t-\tau)}{N_c}\right) \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c^2} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{k'=1}^{N_c} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c)}(k) \left(\hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c)}(k')\right)^* \left\{ \sum_{\tau=1}^{N_c} \exp\left(j \frac{2\pi(k-k')(t-\tau)}{N_c}\right) - 1 \right\} \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c^2} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{k'=1}^{N_c} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c)}(k) \left(\hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c)}(k')\right)^* (N_c \delta(k-k') - 1) \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c)}(k) \right|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c)}(k) \right|^2 \right) \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c)}(k) \right|^2 - \left| \tilde{H}_{UL,u,n_{UE}}^{(c)} \right|^2 \right)
\end{aligned} \quad (2.16)$$

また、残留 IAI の分散  $M_{\text{IAI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}$  は次式で表される。

$$\begin{aligned}
\mathbf{M}_{\text{IAI},UL,u,n_{UE}}^{(c)} &= E\left[\left|\mu_{\text{IAI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}(t)\right|^2\right] \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c^2} \sum_{\substack{n_{UE}'=1 \\ n_{UE}' \neq n_{UE}}}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{k'=1}^{N_c} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}'}^{(c)}(k) \left(\hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}'}^{(c)}(k')\right)^* \sum_{\tau=1}^{N_c} \sum_{\tau'=1}^{N_c} E\left[d_{u,n_{UE}'}^{(c)}(\tau) \left(d_{u,n_{UE}'}^{(c)}(\tau')\right)^*\right] \\
&\quad \times \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)(t-\tau)}{N_c} - j \frac{2\pi(k'-1)(t-\tau')}{N_c}\right) \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c^2} \sum_{\substack{n_{UE}'=1 \\ n_{UE}' \neq n_{UE}}}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{k'=1}^{N_c} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}'}^{(c)}(k) \left(\hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}'}^{(c)}(k')\right)^* \sum_{\tau=1}^{N_c} \exp\left(j \frac{2\pi(k-k')(t-\tau)}{N_c}\right) \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{n_{UE}'=1 \\ n_{UE}' \neq n_{UE}}}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left|\hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}'}^{(c)}(k)\right|^2
\end{aligned} \tag{2.17}$$

同様にして、残留 IUI の分散  $\mathbf{M}_{\text{IUI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}$  および雑音+CCI の分散  $\mathbf{M}_{\text{noise+CCI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}$  はそれぞれ次式で表される。

$$\begin{cases}
\mathbf{M}_{\text{IUI},UL,u,n_{UE}}^{(c)} = \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{u'=1 \\ u' \neq u}}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left|\hat{H}_{UL,u,n_{UE},u',n_{UE}'}^{(c)}(k)\right|^2 \\
\mathbf{M}_{\text{noise+CCI},UL,u,n_{UE}}^{(c)} = \frac{2N_0}{T_s} \frac{1}{N_c} \sum_{n_{DA}=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left|W_{UL,u,n_{UE},n_{DA}}^{(c)}(k)\right|^2
\end{cases} \tag{2.18}$$

ここで、 $E\left[z_{UL,n_{DA}}^{(c)}(\tau) \left(z_{UL,n_{DA}}^{(c)}(\tau')\right)^*\right] = (2N_0/T_s)\delta(\tau-\tau')$  を用いた。

以上より、送受信協調 MMSE フィルタリングを行ったときの、UE# $u$  の第  $n_{UE}$  固有モードの受信 SINR,  $\Gamma_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}$  は次式で表される。

$$\Gamma_{UL,u,n_{UE}}^{(c)} = \frac{\frac{2E_s}{T_s} \left|\tilde{H}_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}\right|^2}{\mathbf{M}_{\text{ISI},UL,u,n_{UE}}^{(c)} + \mathbf{M}_{\text{IAI},UL,u,n_{UE}}^{(c)} + \mathbf{M}_{\text{IUI},UL,u,n_{UE}}^{(c)} + \mathbf{M}_{\text{noise+CCI},UL,u,n_{UE}}^{(c)}} \tag{2.19}$$

式(2.19)より、UE# $u$  のスループット  $C_{UL,u}^{(c)}$  (bps/Hz)は Shannon のチャンネル容量[2.5]を基に次式で表される。

$$C_{UL,u}^{(c)} = \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \log_2 \left(1 + \Gamma_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}\right) \tag{2.20}$$

送受信協調 MMSE フィルタリングにより生成される固有モード間には大きさ受信 SINR 差が存在する。特に BER のように受信 SINR の悪いときの影響が強い伝送特性では、全固有モードで同一の変調方式を用いた場合、この受信 SINR 差によって伝送特性の改善が制限されてしまう。そこでこの受信 SINR 差を有効利用するために、ARMC を行う。BER 最小規範に基づき、UE# $u$  のランク  $N_{\text{Rank},u}^{(c)}$  と各固有モードの変調方式が決定される。

グレイ符号化を用いた変調方式を用いる場合、ISI, IAI, IUI, CCI, および雑音の和が複素ガウス変数のとき、UE# $u$  の第  $n_{UE}$  固有モードの条件付き BER,  $p_{b,UL,u,n_{UE}}^{(c)}$  は次式のように近似でき

ることが知られている[2.7].

$$p_{b,UL,u,n_{UE}}^{(c)} = a_{UL,u,n_{UE}}^{(c)} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\Gamma_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}}{b_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}}} \right) \quad (2.21)$$

ここで、 $a_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}$  および  $b_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}$  は変調方式に対応した係数であり、表 2.1 のようになっている。

$N_{Rank,u}^{(c)}$  個の固有モードにそれぞれ 1 シンボルあたり  $B_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}$  ビットを割り当てたときの全固有モードの平均 BER、 $P_{b,UL,u}^{(c)}$  は次式のように表すことができる。

$$\begin{aligned} P_{b,UL,u}^{(c)} &= \frac{\sum_{n_{UE}=1}^{N_{Rank,u}^{(c)}} B_{UL,u,n_{UE}}^{(c)} p_{b,UL,u,n_{UE}}^{(c)}}{\sum_{n_{UE}=1}^{N_{Rank,u}^{(c)}} B_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}} \\ &= \frac{1}{\Pi_{UL,u}^{(c)}} \sum_{n_{UE}=1}^{N_{Rank,u}^{(c)}} B_{UL,u,n_{UE}}^{(c)} a_{UL,u,n_{UE}}^{(c)} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\Gamma_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}}{b_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}}} \right) \end{aligned} \quad (2.22)$$

ここで、 $\Pi_{UL,u}^{(c)} = \sum_{n_{UE}=1}^{N_{Rank,u}^{(c)}} B_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}$  であり、UE# $u$  のデータレート(bps/Hz)を表している。

変調方式およびランク  $N_{Rank,u}^{(c)}$  の決定は以下の手順で行う。まず、マクロセル# $c$  内の全 UE に対する  $N_{Rank,u}^{(c)}$  の全てのパターンに対して式(2.19)より  $\Gamma_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}$  を計算する。次に、UE# $u$  の全固有モードに割り当てられるビット数の合計が  $\Pi_{UL,u}^{(c)}$  となるような各固有モードへのビット配分の全組み合わせについて、式(2.22)を用いて最も全 UE の平均 BER が小さくなる変調方式およびランク  $N_{Rank,u}^{(c)}$  の組み合わせを選択する。選択された組み合わせは BBU から各 UE に通知され、ARMC が行われる。

表 2.1 各変調方式の  $a_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}$  および  $b_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}$

Data modulation	$a_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}$	$b_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}$
BPSK	1/2	1
QPSK	1/2	2
8PSK	1/3	$1/\sin^2(\pi/8)$
16QAM	3/8	10
64QAM	7/24	42
256QAM	15/64	170

### 2.3. 送受信フィルタの導出

本節では、 $\mathbf{D}^{(c)}(k)$ と $\hat{\mathbf{D}}_{UL}^{(c)}(k)$ とのブロック合計 MSE を最小とする最適 $\mathbf{F}_{UL,u}^{(c)}(k)$ および $\mathbf{W}_{UL}^{(c)}(k)$ を導出する。その準備として、いくつかの式展開を導入する。

$\mathbf{H}_{UL,u}^{(c)}(k)$ はSVDにより次式に分解できる。

$$\begin{aligned}\mathbf{H}_{UL,u}^{(c)}(k) &= \mathbf{U}_{UL,u}^{(c)}(k) \begin{bmatrix} \left(\boldsymbol{\Lambda}_{UL,u}^{(c)}(k)\right)^{1/2} \\ \mathbf{0}_{(U-1)N_{UE} \times N_{UE}} \end{bmatrix} \left(\mathbf{V}_{UL,u}^{(c)}(k)\right)^H \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{UL,signal,u}^{(c)}(k) & \mathbf{U}_{UL,noise,u}^{(c)}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left(\boldsymbol{\Lambda}_{UL,u}^{(c)}(k)\right)^{1/2} \\ \mathbf{0}_{(U-1)N_{UE} \times N_{UE}} \end{bmatrix} \left(\mathbf{V}_{UL,u}^{(c)}(k)\right)^H \\ &= \mathbf{U}_{UL,signal,u}^{(c)}(k) \left(\boldsymbol{\Lambda}_{UL,u}^{(c)}(k)\right)^{1/2} \left(\mathbf{V}_{UL,u}^{(c)}(k)\right)^H\end{aligned}\quad (2.23)$$

ここで、 $\mathbf{U}_{UL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times UN_{UE}}$ および $\mathbf{V}_{UL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ はそれぞれ $\mathbf{H}_{UL,u}^{(c)}(k)$ の左および右特異ベクトルを各列に有するユニタリ行列である。 $\mathbf{U}_{UL,signal,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ および $\mathbf{U}_{UL,noise,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times (U-1)N_{UE}}$ はそれぞれ $\mathbf{H}_{UL,u}^{(c)}(k)$ の列空間および左零空間を表す行列である。ここで、 $\mathbf{H}_{UL,u}^{(c)}(k)$ の階数は $N_{UE}$ (すなわちフルランク)としている。 $\boldsymbol{\Lambda}_{UL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{R}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ は第 $n_{UE}$ 対角要素に $\mathbf{H}_{UL,u}^{(c)}(k)$ の第 $n_{UE}$ 特異値の2乗値を有する対角行列である。式(2.23)および固有モード送信を行う送信フィルタ行列 $\mathbf{F}_{UL,u}^{(c)}(k) = \mathbf{V}_{UL,u}^{(c)}(k) \left(\mathbf{P}_{UL,u}^{(c)}(k)\right)^{1/2}$  [2.4]を式(2.9)に代入することで次式が得られる。

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{UL}^{(c)}(k) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{UL,signal,1}^{(c)}(k) \left(\boldsymbol{\Lambda}_{UL,1}^{(c)}(k)\right)^{1/2} \left(\mathbf{V}_{UL,1}^{(c)}(k)\right)^H \mathbf{V}_{UL,1}^{(c)}(k) \left(\mathbf{P}_{UL,1}^{(c)}(k)\right)^{1/2} \\ \dots \mathbf{U}_{UL,signal,U}^{(c)}(k) \left(\boldsymbol{\Lambda}_{UL,U}^{(c)}(k)\right)^{1/2} \left(\mathbf{V}_{UL,U}^{(c)}(k)\right)^H \mathbf{V}_{UL,U}^{(c)}(k) \left(\mathbf{P}_{UL,U}^{(c)}(k)\right)^{1/2} \end{bmatrix} \mathbf{D}^{(c)}(k) + \mathbf{Z}_{UL}^{(c)}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{UL,signal,1}^{(c)}(k) \dots \mathbf{U}_{UL,signal,U}^{(c)}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left(\boldsymbol{\Lambda}_{UL,1}^{(c)}(k) \mathbf{P}_{UL,1}^{(c)}(k)\right)^{1/2} & & \\ & \ddots & \\ & & \left(\boldsymbol{\Lambda}_{UL,U}^{(c)}(k) \mathbf{P}_{UL,U}^{(c)}(k)\right)^{1/2} \end{bmatrix} \mathbf{D}^{(c)}(k) \\ &\quad + \mathbf{Z}_{UL}^{(c)}(k) \\ &\equiv \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) \mathbf{D}^{(c)}(k) + \mathbf{Z}_{UL}^{(c)}(k)\end{aligned}\quad (2.24)$$

ここで、 $\mathbf{P}_{UL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{R}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ は第 $n_{UE}$ 対角要素が第 $n_{UE}$ 固有モードへの電力配分を与える対角行列である。SC-SU-MIMO 伝送[2.4]では、式(2.24)の $\mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k)$ に対応する行列がユニタリ行列であるため、受信機において上述のユニタリ行列のエルミート転置を乗積する(固有モード受信)ことでSU-MIMO チャンネルを完全に直交化(すなわち IAI を完全に除去)することができる。しかし、 $\mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k)$ はユニタリ行列でないため、MU-MIMO チャンネルを完全に直交化(すなわち IAI/UII を完全に除去)することができない。受信機において $\mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k)$ の擬似逆行列を乗積し、IAI/UII を完全に除去する手法も提案されている(ただし狭帯域 MU-MIMO 伝送)[2.8]が、ZF 型の受信フィルタリングのため雑音強調が発生してしまう。

そこで本章では、 $\mathbf{D}^{(c)}(k)$ と $\hat{\mathbf{D}}_{UL}^{(c)}(k)$ とのブロック合計 MSE を最小とする送信および受信フィルタリングを行う。各 UE の総送信電力制約条件下での全 UE のブロック合計 MSE 最小化問題は次式で定式化される。

$$(P2.0) \quad \min_{\{\mathbf{F}_{UL,u}^{(c)}(k), \mathbf{W}_{UL}^{(c)}(k)\}} \varepsilon_{UL}^{(c)} \quad (2.25a)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \mathbf{F}_{UL,u}^{(c)}(k) \left( \mathbf{F}_{UL,u}^{(c)}(k) \right)^H \right\} \leq N_{UE} N_c, \text{ for all } u \quad (2.25b)$$

ここで、 $\varepsilon_{UL}^{(c)}$ は $\mathbf{D}^{(c)}(k)$ と $\hat{\mathbf{D}}_{UL}^{(c)}(k)$ とのブロック合計 MSE であり、次式で定義される。

$$\varepsilon_{UL}^{(c)} \equiv E \left[ \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \left( \mathbf{D}^{(c)}(k) - \frac{\hat{\mathbf{D}}_{UL}^{(c)}(k)}{\sqrt{2E_s/T_s}} \right) \left( \mathbf{D}^{(c)}(k) - \frac{\hat{\mathbf{D}}_{UL}^{(c)}(k)}{\sqrt{2E_s/T_s}} \right)^H \right\} \right] \quad (2.26)$$

式(2.10), (2.24)を代入することにより、式(2.26)は次式で書き直される。

$$\begin{aligned} \varepsilon_{UL}^{(c)} &= \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \left( \mathbf{I}_{UN_{UE}} - \mathbf{W}_{UL}^{(c)}(k) \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \mathbf{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) \right) \left( \mathbf{I}_{UN_{UE}} - \mathbf{W}_{UL}^{(c)}(k) \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \mathbf{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) \right)^H \right\} \\ &\quad + \gamma'^{-1} \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \mathbf{W}_{UL}^{(c)}(k) \left( \mathbf{W}_{UL}^{(c)}(k) \right)^H \right\} \end{aligned} \quad (2.27)$$

ここで、 $E \left[ \mathbf{D}^{(c)}(k) \left( \mathbf{D}^{(c)}(k) \right)^H \right] = \mathbf{I}_{UN_{UE}}$ 、 $E \left[ \mathbf{Z}_{UL}^{(c)}(k) \left( \mathbf{Z}_{UL}^{(c)}(k) \right)^H \right] = (2N_0/T_s) \mathbf{I}_{UN_{UE}}$ を用いた。 $\gamma' = E_s/N_0$ である。

### 2.3.1. 受信フィルタ

まず、送信フィルタ行列 $\{\mathbf{F}_{UL,u}^{(c)}(k)\}$ が与えられたものとして(すなわち $\mathbf{\Xi}_{UL}^{(c)}(k)$ が与えられたものとして)、最適受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_{opt,UL}^{(c)}(k)$ を導出する。このとき、Hessian 行列 $\nabla^2 \varepsilon_{UL}^{(c)}$ が正判定値行列となることから、式(2.27)は凸関数となる[2.9]。したがって、式(2.27)は $\partial \varepsilon_{UL}^{(c)} / \partial \mathbf{W}_{UL}^{(c)}(k) = \mathbf{0}$ のとき最小となる。よって、上記の条件を満足する $\mathbf{W}_{opt,UL}^{(c)}(k)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varepsilon_{UL}^{(c)}}{\partial \mathbf{W}_{opt,UL}^{(c)}(k)} &= \mathbf{0} \\ \Rightarrow -\mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \mathbf{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) \left( \mathbf{I}_{UN_{UE}} - \mathbf{W}_{opt,UL}^{(c)}(k) \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \mathbf{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) \right) + \gamma'^{-1} \left( \mathbf{W}_{opt,UL}^{(c)}(k) \right)^H &= \mathbf{0} \\ \Rightarrow \left\{ \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \mathbf{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) \left( \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \mathbf{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) \right)^H + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{UN_{UE}} \right\} \left( \mathbf{W}_{opt,UL}^{(c)}(k) \right)^H &= \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \mathbf{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) \quad (2.28) \\ \Rightarrow \left( \mathbf{W}_{opt,UL}^{(c)}(k) \right)^H &= \left\{ \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \mathbf{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) \left( \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \mathbf{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) \right)^H + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{UN_{UE}} \right\}^{-1} \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \mathbf{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) \\ \Rightarrow \mathbf{W}_{opt,UL}^{(c)}(k) &= \left\{ \mathbf{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) \left( \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \right)^H \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \mathbf{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{UN_{UE}} \right\}^{-1} \mathbf{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) \left( \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \right)^H \end{aligned}$$

また、式(2.9)と式(2.24)は等価であることから、 $\mathbf{W}_{opt,UL}^{(c)}(k)$ は次式で表すこともできる。

$$\mathbf{W}_{opt,UL}^{(c)}(k) = \left\{ \mathbf{H}_{UL}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{UL}^{(c)}(k) \right)^H \mathbf{H}_{UL}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{UL}^{(c)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{UN_{UE}} \right\}^{-1} \left( \mathbf{H}_{UL}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{UL}^{(c)}(k) \right)^H \quad (2.29)$$

### 2.3.2. 送信フィルタ

次に,  $\mathbf{W}_{opt,UL}^{(c)}(k)$  を式(2.27)に代入し, 最適化問題(P2.0)を  $\{\mathbf{F}_{UL,u}^{(c)}(k)\}$  (すなわち  $\{\mathbf{P}_{UL,u}^{(c)}(k)\}$ ) のみの関数として表す. 式(2.28)を式(2.27)に代入し, 逆行列の補助定理[2.10]を用いることで, 最適化問題(P2.0)は次式で書き直される.

$$(P2.1) \quad \min_{\{\mathbf{P}_{UL,u}^{(c)}(k)\}} \varepsilon_{UL}^{(c)} = \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \left( \gamma' (\boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k))^2 (\mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) + \mathbf{I}_{UNUE} \right)^{-1} \right\} \quad (2.30a)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr}(\mathbf{P}_{UL,u}^{(c)}(k))^2 \leq N_{UE} N_c, \text{ for all } u \quad (2.30b)$$

ここで,

$$\begin{aligned} & \mathbf{I}_{UNUE} - \mathbf{W}_{opt,UL}^{(c)}(k) \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) \\ &= \mathbf{I}_{UNUE} - \left\{ \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{UNUE} \right\}^{-1} \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) \\ &= \mathbf{I}_{UNUE} - \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) \left\{ \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{UNUE} \right\}^{-1} \\ &= \gamma'^{-1} \left\{ \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{UNUE} \right\}^{-1} \end{aligned} \quad (2.31a)$$

および

$$\begin{aligned} & \mathbf{W}_{opt,UL}^{(c)}(k) (\mathbf{W}_{opt,UL}^{(c)}(k))^H \\ &= \left\{ \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{UNUE} \right\}^{-1} \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) \\ & \times \left\{ \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{UNUE} \right\}^{-1} \\ &= \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) \left\{ \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \boldsymbol{\Xi}_{UL}^{(c)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{UNUE} \right\}^{-2} \end{aligned} \quad (2.31b)$$

を用いた. 式(2.30a)において,  $(\mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k)$  の非対角項が  $|\text{IAI}/\text{IUI}$  成分であり, これによりトレースを最小とする  $\{\mathbf{P}_{UL,u}^{(c)}(k)\}$  を閉形式で導出するのは困難である. また, 勾配法[2.9]などの繰り返しアルゴリズムを用いることで最適  $\{\mathbf{P}_{UL,u}^{(c)}(k)\}$  を数値的に求めることも可能であるが, 全 UE が互いの CSI を共有する必要があり, 現実的でない.

そこで本章では,  $|\text{IAI}/\text{IUI}$  が BBU で完全に除去できたと仮定したときの仮想 MSE を最小とする  $\{\mathbf{P}_{UL,u}^{(c)}(k)\}$  を導出する. 特異ベクトルの性質より  $(\mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k)$  の対角項は全て 1 となるため,  $|\text{IAI}/\text{IUI}$  が BBU で完全に除去できたと仮定したときの UE# $u$  のブロック合計仮想 MSE 最小化問題は次式で定式化される.

$$(P2.2) \quad \min_{\{\mathbf{P}_{UL,u}^{(c)}(k)\}} \hat{\varepsilon}_{UL,u}^{(c)} = \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \frac{1}{\gamma' \Lambda_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) P_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) + 1} \quad (2.32)$$

$$\text{s.t.} \quad (2.30b)$$

1.2.2 節の最適化問題(P1.1)と同様にして, KKT 条件[2.9]より, 最適解  $\mathbf{P}_{opt,UL,u}^{(c)}(k)$  の第  $n_{UE}$  対角要

素  $P_{opt,UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  は次式で導出される.

$$P_{opt,UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) = \left( \frac{1}{\sqrt{\mu_{UL,u}^{(c)}}} \frac{1}{\sqrt{\gamma' \Lambda_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)}} - \frac{1}{\gamma' \Lambda_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)} \right)^+ \quad (2.33)$$

ここで,  $\mu_{UL,u}^{(c)}$  は制約条件(2.22b)を満足するように設定される正数である.

### 2.3.3. スループットを向上させる電力配分

式(2.33)で与えられる MMSE 電力配分(以降 2D-MMSE 電力配分と呼ぶ)は, 固有値の低い固有モードに多くの電力を配分し全体の MSE を最小にするため, BER 特性などの受信 SINR の悪いときの影響が強い伝送特性改善には有効であるが, 式(2.13)で与えられるスループットが Shannon のチャンネル容量から大幅に劣化してしまう. 一方で, Shannon のチャンネル容量を達成する WF 電力配分をそのまま適用すると ISI を強調してしまう. また, 式(2.20)で与えられるスループットを最大にする電力配分を解析的に導出することも困難である. そこで本章では, まず各固有モードの固有値の周波数平均を用いて仮想スループットを定義し, これを最大にする各固有モードへの電力配分を導出する. 続いて, 各固有モードにおいて, 上述の電力配分によって与えられた電力を MMSE 規範に基づき各周波数へ配分する電力配分を導出する.

UE# $u$  の第  $n_{UE}$  固有モードの固有値の周波数平均  $\bar{\Lambda}_{UL,u,n_{UE}}^{(c)} = \sum_{k=1}^{N_c} \Lambda_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) / N_c$  を用いて, 仮想スループット  $\bar{C}_{UL,u}^{(c)}$  (bps/Hz) を次式で定義する.

$$\bar{C}_{UL,u}^{(c)} \equiv \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \log_2 \left( 1 + \gamma' \Omega_{WF,UL,u,n_{UE}}^{(c)} \bar{\Lambda}_{UL,u,n_{UE}}^{(c)} \right) \quad (2.34)$$

ここで,  $\Omega_{WF,UL,u,n_{UE}}^{(c)}$  は第  $n_{UE}$  固有モードへの電力配分であり, KKT 条件より, 式(2.34)を最大化する  $\Omega_{opt,WF,UL,u,n_{UE}}^{(c)}$  は次式で表される.

$$\Omega_{opt,WF,UL,u,n_{UE}}^{(c)} = \left( \frac{1}{\kappa_{UL,u}^{(c)}} - \frac{1}{\gamma' \bar{\Lambda}_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}} \right)^+ \quad (2.35)$$

なお,  $\kappa_{UL,u}^{(c)}$  は各 UE の総送信電力を一定にする(すなわち  $\sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \Omega_{WF,UL,u,n_{UE}}^{(c)} = N_{UE} N_c$ ) ように設定される正数である.

続いて, 式(2.32)と同様に, BBU で IAI および IUI が完全に除去できたと仮定したときの, UE# $u$  の第  $n_{UE}$  固有モードにおける仮想 MSE を次式で定義する.

$$\tilde{\epsilon}_{UL,u,n_{UE}}^{(c)} \equiv \sum_{k=1}^{N_c} \frac{1}{\gamma' \Lambda_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) \Omega_{MMSE,UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) + 1} \quad (2.36)$$

ここで,  $\Omega_{MMSE,UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  は第  $n_{UE}$  固有モードの第  $k$  周波数への電力配分であり, KKT 条件より, 式(2.36)を最小化する  $\Omega_{opt,MMSE,UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  は次式で表される.

$$\Omega_{opt,MMSE,UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) = \left( \frac{1}{\sqrt{\lambda_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}}} \frac{1}{\sqrt{\gamma' \Lambda_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)}} - \frac{1}{\gamma' \Lambda_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)} \right)^+ \quad (2.37)$$

なお,  $\lambda_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}$  は各 UE の総送信電力を一定にする(すなわち  $\sum_{k=1}^{N_c} \Omega_{MMSE,UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) = \Omega_{opt,WF,UL,u,n_{UE}}^{(c)}$ ) ように設定される正数である. 本章では, 式(2.35)および(2.37)で与えられる電力配分を WF-MMSE 電力配分と呼ぶ.

## 2.4. 計算機シミュレーションおよび数値計算結果

表 2.2 に計算機シミュレーションおよび数値計算諸元を示す. 各マクロセルの UE 数  $U=2$  とし, 各 UE のアンテナ本数  $N_{UE}=2$  とする. 各パス/アンテナ/UE 間のチャネルは無相関とし, 仰上ライスフェージング環境における  $K=10(\text{dB})$  とする. UE は自身と同一セル内の DA 間のチャネルを, BBU は同一セル内の全 UE-DA 間のチャネルを理想的に得られるものとしている.

表 2.2 計算機シミュレーションおよび数値計算諸元

Transmitter & Receiver	No. of DFT/IDFT point	$N_c=128$
	Gurad interval length	$N_g=16$
	No. of UEs per macro cell	$U=2$
	No. of UE's antennas	$N_{UE}=2$
	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

### 2.4.1. BER 特性

各 UE のアンテナ本数  $N_{UE}=2$  としたため, 各 UE は  $N_{Rank,u}^{(c)}=1$  あるいは 2 データストリームを同時送信する. 各データストリームの変調方式は表 2.1 に示すとおり BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM の中から選択され,  $N_{Rank,u}^{(c)}$  とともに BBU から各 UE に通知される. 議論の簡単化のため, BER 特性については伝搬損失, シャドウイング損失, および CCI の影響をなくし, ブロックレイリーフェージングを仮定する. したがって, 正規化送信  $E_s/N_0$  の値が平均受信  $E_s/N_0$  となる.

図 2.4 に, 提案する送受信協調 MMSE フィルタリングを用いたときの平均 BER 特性(Proposed)

を示す. ここで, 各 UE のデータレート  $\Pi_{UL,u}^{(c)}=4$  または  $8(\text{bps/Hz})$  とし, 2D-MMSE 電力配分を用いた. 比較として, [2.8]の手法を広帯域 SC-MU-MIMO 伝送に拡張した送受信協調フィルタリングの特性(ZF-based: 詳細は付録 A に記述), および従来の受信 MMSE フィルタリングのみを行ったときの特性(Conv.)を併記する. なお, ZF-based では提案法と同様に AMRC によって各 UE の  $N_{Rank,u}^{(c)}$  と変調方式を制御するが, 受信 MMSE フィルタリングでは  $N_{Rank,u}^{(c)}=N_{UE}=2$  ストリームに対し QPSK ( $\Pi_{UL,u}^{(c)}=4(\text{bps/Hz})$  のとき) または 16QAM ( $\Pi_{UL,u}^{(c)}=8(\text{bps/Hz})$  のとき) を適用する. 図 2.4 より, 提案法が [2.8] に基づく送受信協調フィルタリングおよび従来の受信 MMSE フィルタリングよりも優れた平均 BER 特性を達成できることがわかる. 従来の受信 MMSE フィルタリングでは, フィルタリング後の残留 ISI/IAI/IUI により特性改善に限界がある. 一方, 提案法では, 各 UE の送信フィルタリングと BBU の受信フィルタリングが MMSE 規範に基づき協調することで, 各 UE と BBU 間の SU-MIMO チャネルを複数の固有モードに変換し, 各固有モードに対し MMSE 規範の送信電力配分および受信 FDE を適用する. これにより IAI および ISI を大幅に抑圧できる. 同時に, BBU の受信フィルタリングにより IUI を抑圧できる. また, ARMC により固有モード間の受信 SINR 差を有効利用できる(詳細は後述), 結果として特性が大幅に改善する. [2.8] に基づく送受信協調フィルタリングでも, 各 UE と BBU 間の SU-MIMO チャネルを複数の固有モードに変換し, 各固有モードに対し MMSE 規範の送信電力配分および受信 FDE を適用するが, IAI および IUI を完全に除去する受信フィルタリングを用いるために雑音強調が発生し(式(A.3)分母第 2 項に対応), ARMC を用いても特性を改善することができない.

図 2.5 に, 提案法の ARMC による各 UE のランクと変調方式の選択確率を示す. 図 2.5 より, 全ての送信ビットが第 1 固有モードに割り当てられる確率が高いことがわかる. これは, 第 1 固有モードが  $N_{UE} \times UN_{UE}$  次の空間ダイバーシチ利得を獲得できるため, 受信 SINR の低い第 2 固有モードに送信ビットおよび送信電力を割り当てるよりも, 全送信電力を第 1 固有モードに割り当てるほうが BER を低減できるからである.

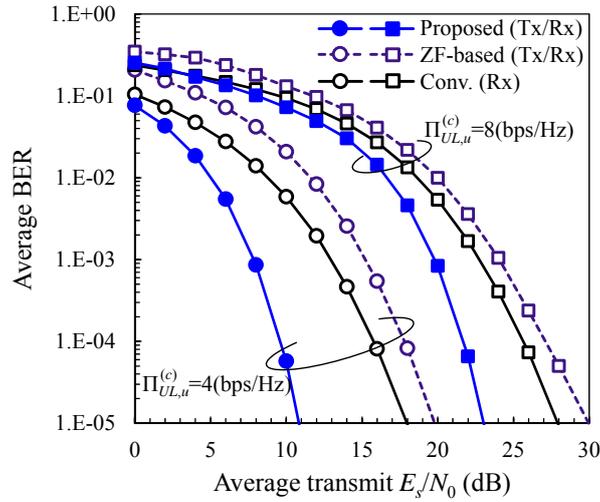
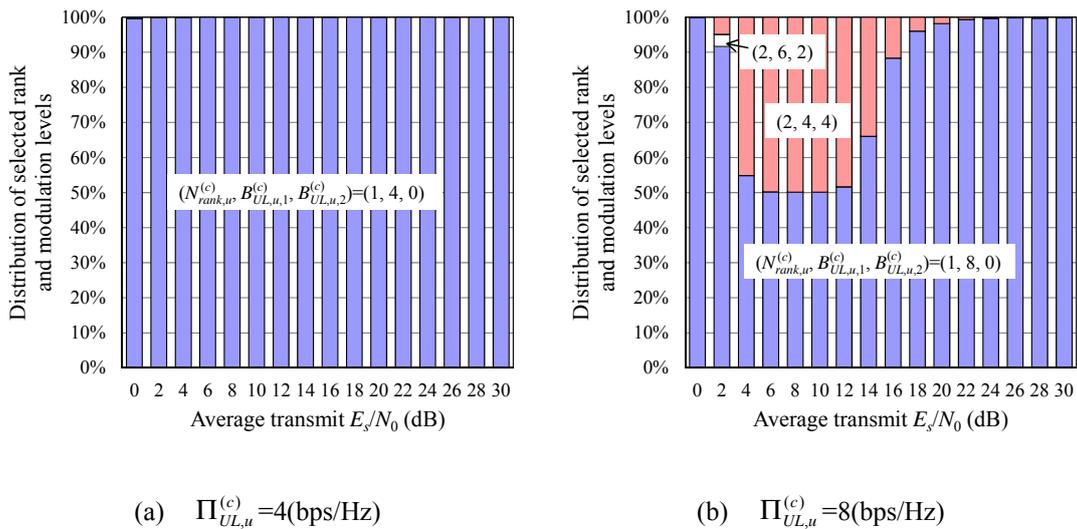


図 2.4 平均 BER 特性



(a)  $\Pi_{UL,u}^{(c)}=4(\text{bps/Hz})$

(b)  $\Pi_{UL,u}^{(c)}=8(\text{bps/Hz})$

図 2.5 各 UE のランクと変調方式の選択確率

### 2.4.2. スループット特性

図 2.6 に、SC-MU-MIMO を用いる DAN 上りリンクにおいて、提案する送受信協調 MMSE フィルタリング(2D-MMSE 電力配分, WF-MMSE 電力配分)を用いたときのスループット分布を示す。ここで、図 2.6(a)は注目セル内の UE 合計スループットの累積分布関数(Cumulative Distribution Function: CDF)、同図(b)は注目セル内の各 UE スループットの CDF を示している。比較として、従来の受信 MMSE フィルタリングを用いたときの特性を併記する。図 2.6 より、合計スループット、UE スループットどちらにおいても、提案する送受信協調 MMSE フィルタリングが従来の受信 MMSE フィルタリングよりも優れたスループット特性を達成できることがわかる。2.4.1

節で考察した通り，送受信協調 MMSE フィルタリングでは各 UE の送信フィルタリングと BBU の受信フィルタリングが MMSE 規範に基づき協調することで，各 UE と BBU 間の SU-MIMO チャンネルを複数の固有モードに変換し，各固有モードに対し MMSE 規範の送信電力配分および受信 FDE を適用する．これにより IAI および ISI を大幅に抑圧できる．同時に，BBU の受信フィルタリングにより IUI を抑圧できる．

また，図 2.6 より，WF-MMSE 電力配分が 2D-MMSE 電力配分よりも優れたスループット特性を達成できることがわかる．これは，WF-MMSE 電力配分は，固有モード領域で WF 電力配分，周波数領域で MMSE 電力配分を行うため，Shannon のチャンネル容量からの大幅の劣化を避けつつ ISI を抑圧できるからである．一例として，スループットの CDF の 10%(50%)値で比較するとき，受信フィルタリングの値を基準に，2D-MMSE 電力配分は合計スループットで 1.4 倍(1.4 倍)，UE スループットで 1.3 倍(1.5 倍)のスループットを達成できるのに対して，WF-MMSE 電力配分は合計スループットで 1.5 倍(1.6 倍)，UE スループットで 1.3 倍(1.8 倍)のスループットを達成できる．

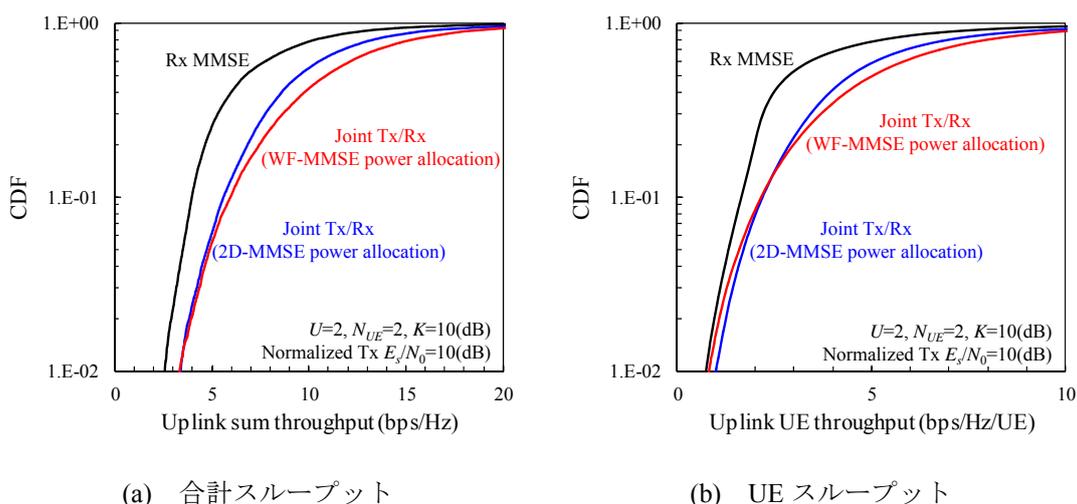


図 2.6 上りリンクスループットの CDF

## 2.5. まとめ

本章では，SC-MU-MIMO 伝送を行う上りリンク DAN を対象に，各 UE が自身と全 DA 間の CSI を BBU と共有し，MMSE 規範に基づく線形空間/周波数フィルタリングを協調して行う送受信協調 MMSE フィルタリングを提案した．各 UE の送信フィルタリングと BBU の受信フィルタリングが協調することで，各 UE と BS 間の SU-MIMO チャンネルを複数の固有モードに変換し，各固有モードに対し MMSE 規範の送信電力配分および受信 FDE を適用する．これにより IAI および ISI を大幅に抑圧できる．同時に，BBU の受信フィルタリングにより IUI を抑圧する．

また，送受信協調 MMSE フィルタリングによって発生した固有モード間には大きな SINR 差

が存在する。そのため、全固有モードで同一の変調方式を用いると、受信 SINR の低い固有モードで発生するビット誤りが全体の伝送品質改善を制限してしまう。そこで、この受信 SINR 差を有効利用するために、UE 毎に使用するランクと各固有モードで用いる変調方式を適応制御する ARMC を導入した。

しかし、各 UE-DA 間の平均受信電力が異なる DAN では固有モードの等価チャネル利得(固有値)の間に大きな差があるため、2D-MMSE 電力配分では固有値の低い固有モードの通信品質を改善するために多くの電力を費やしてしまい、スループットが Shannon のチャネル容量から大幅に劣化してしまう。したがって、スループット改善の観点から別の電力配分を設計すべきである。ただし、Shannon のチャネル容量を達成する WF 電力配分をそのまま適用すると ISI を強調してしまう。そこで、固有モード領域で WF 電力配分、周波数領域で MMSE 電力配分を行う WF-MMSE 電力配分の設計も行った。まず、各固有モードの固有値から試算した Shannon のチャネル容量に基づき、WF 電力配分によって各固有モードへの電力配分を決定する。次に、各固有モードでは割り当てられた電力を MMSE 規範に基づき各周波数へ割り当てる。これにより、Shannon のチャネル容量からの大幅の劣化を避けつつ、ISI を抑圧することができる。

また、送受信協調 MMSE フィルタリング後の各 UE の固有モード毎の受信 SINR を理論的に導出し、干渉をガウス近似することで Shannon のチャネル容量からスループットを算出した。

計算機シミュレーションおよび数値計算により、提案する送受信協調 MMSE フィルタリングが従来の受信 MMSE フィルタリングよりも優れた BER およびスループット特性を達成できることを示した。

## 参考文献

- [2.1] T. Chiba, K. Takeda, K. Takeda, and F. Adachi, "Uplink capacity of a cellular system using multi-user single-carrier MIMO multiplexing combined with frequency-domain equalization and transmit power control," *Wireless Personal Communications*, vol. 58, no. 3, pp. 455-468, June 2011.
- [2.2] S. Okuyama, T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Iterative MMSE detection with interference cancellation for up-link HARQ using frequency-domain filtered SC-FDMA MIMO multiplexing," *IEICE Transactions on Communications*, vol. E94-B, no. 12, pp. 3559-3568, December 2011.
- [2.3] 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.
- [2.4] 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.
- [2.5] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [2.6] S. Inoshita, H. Miyazaki, and F. Adachi, "Complexity- reduced per-antenna multiple access interference cancellation for DAN using DS-CDMA," in *Proc. of IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall)*, Vancouver, Canada, September 2014.
- [2.7] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications, 5th edition*, McGraw-Hill, 2008.
- [2.8] W. Liu, L. L. Yang, and L. Hanzo, "SVD-assisted multiuser transmitter and multiuser detector design for MIMO systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 2, pp. 1016-1021, February 2009.
- [2.9] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge University Press, 2006.
- [2.10] G. H. Golub and C. F. V. Loan, *Matrix Computation, 4th edition*, Johns Hopkins University Press, 2013.

## 付録 A: [2.8]に基づく送受信協調フィルタリング

[2.8]では、狭帯域上りリンク MU-MIMO 伝送を対象に、IAI/UII を完全に除去する送受信協調フィルタリングを提案している。この手法を広帯域上りリンク SC-MU-MIMO 伝送へ拡張する。

提案法と同様に UE# $u$  の送信フィルタ行列が  $\mathbf{F}_{UL,u}^{(c)}(k) = \mathbf{V}_{UL,u}^{(c)}(k)(\mathbf{P}_{UL,u}^{(c)}(k))^{1/2}$  のとき、BBU における受信フィルタ行列  $\mathbf{W}_{UL}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{UN_{UE} \times UN_{UE}}$  は、IAI/UII を完全に除去する行列  $\mathbf{W}_{UL,IAI/UII}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{UN_{UE} \times UN_{UE}}$  と各固有モードへの受信 FDE を行う対角行列  $\mathbf{W}_{UL,FDE}^{(c)}(k) \in \mathbb{R}^{UN_{UE} \times UN_{UE}}$  を用いて次式で表される。

$$\mathbf{W}_{UL}^{(c)}(k) = \mathbf{W}_{UL,FDE}^{(c)}(k)\mathbf{W}_{UL,IAI/UII}^{(c)}(k) \quad (\text{A.1})$$

ここで、

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{W}_{UL,IAI/UII}^{(c)}(k) = \left\{ \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k)^H \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \right\}^{-1} \left( \mathbf{U}_{UL,signal}^{(c)}(k) \right)^H \\ \mathbf{W}_{UL,FDE}^{(c)}(k) = \text{diag} \left[ \begin{array}{l} \frac{\sqrt{\Lambda_{UL,1,1}^{(c)}(k)P_{UL,1,1}^{(c)}(k)}}{\Lambda_{UL,u,1}^{(c)}(k)P_{UL,u,1}^{(c)}(k) + \gamma^{-1} \|\mathbf{W}_{UL,IAI/UII,1}^{(c)}(k)\|^2} \\ \frac{\sqrt{\Lambda_{UL,U,N_{UE}}^{(c)}(k)P_{UL,U,N_{UE}}^{(c)}(k)}}{\Lambda_{UL,U,N_{UE}}^{(c)}(k)P_{UL,U,N_{UE}}^{(c)}(k) + \gamma^{-1} \|\mathbf{W}_{UL,IAI/UII,U_{N_{UE}}}^{(c)}(k)\|^2} \\ \dots \\ \frac{\sqrt{\Lambda_{UL,U,N_{UE}}^{(c)}(k)P_{UL,U,N_{UE}}^{(c)}(k)}}{\Lambda_{UL,U,N_{UE}}^{(c)}(k)P_{UL,U,N_{UE}}^{(c)}(k) + \gamma^{-1} \|\mathbf{W}_{UL,IAI/UII,U_{N_{UE}}}^{(c)}(k)\|^2} \end{array} \right] \end{array} \right. \quad (\text{A.2})$$

である。なお、 $\|\mathbf{W}_{UL,IAI/UII,n}^{(c)}(k)\|^2$  は  $\mathbf{W}_{UL,IAI/UII}^{(c)}(k)$  の第  $n$  行ベクトルのユークリッドノルムの 2 乗値である。式(A.1)を式(2.27)に代入することで、UE# $u$  のブロック合計 MSE,  $\varepsilon_{UL,u}^{(c)}$  は次式で表される。

$$\varepsilon_{UL,u}^{(c)} = \sum_{k=1}^{N_s} \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \frac{1}{\gamma' \Lambda_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)P_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) + \|\mathbf{W}_{UL,IAI/UII,(u-1)N_{UE}+n_{UE}}^{(c)}(k)\|^2} \quad (\text{A.3})$$

式(A.3)中の  $\|\mathbf{W}_{UL,IAI/UII,n}^{(c)}(k)\|^2$  を計算するには、全 UE が互いの CSI を共有する必要があるが、現実的でない。そこで本章では、 $\|\mathbf{W}_{UL,IAI/UII,n}^{(c)}(k)\|^2 = 1, \text{ for all } n$ , と仮定して式(A.3)を最小とする  $\mathbf{P}_{UL,u}^{(c)}(k)$  を用いる。このとき最適  $\mathbf{P}_{UL,u}^{(c)}(k)$  を求める最適化問題は(P2.2)と等しくなるため、最適  $\mathbf{P}_{UL,u}^{(c)}(k)$  の第  $n_{UE}$  対角要素は提案法と同様に式(2.33)で与えられる。

## 第 2 章に関連する研究成果

学術論文(1 件)

- [1] 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.

国際会議(2 件)

- [1] S. Kumagai and F. Adachi, “Joint Tx/Rx MMSE filtering for single-carrier MU-MIMO uplink,” *2015 IEEE 12th Vehicular Technology Society Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS 2015)*, Singapore, August 2015.
- [2] 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.

国内学会・研究会(2 件)

- [1] 熊谷慎也, 安達文幸, “上りリンクシングルキャリア MU-MIMO における送受信協調 MMSE フィルタリング,” 信学技報, RCS2014-300, pp. 181-186, 2015 年 1 月.
- [2] 熊谷慎也, 吉岡翔平, 安達文幸, “シングルキャリア MU-MIMO を用いる分散アンテナネットワーク上りリンクにおける送受信協調フィルタリング,” 信学技報, RCS2014-355, pp. 327-332, 2015 年 3 月.

## 第3章 SC-MU-MIMO を用いる下りリンク DAN のための送受信協調信号処理

### 3.1. 概要

SC-MU-MIMO 伝送を行う下りリンク DAN では、ISI, IAI, および IUI によって伝送特性が劣化する。下りリンク SC-MU-MIMO 伝送においては、ZF 規範または MMSE 規範に基づく送信フィルタリング[3.1]が簡易な手法として挙げられるが、ZF 規範では雑音強調に相当する送信電力損、MMSE 規範ではフィルタリング後に残留する ISI/IAI/IUI によってそれぞれ伝送特性改善に限界がある。更なる伝送品質改善のために THP[3.2]や VP[3.3]が検討されているが、演算量が許容できないほど膨大なものとなってしまう。

一方、筆者らは最近、SC-SU-MIMO 伝送を対象に、送受信機が CSI を共有し、MMSE 規範に基づく線形空間/周波数フィルタリングを協調して行う送受信協調 MMSE フィルタリングを提案した[3.4]。送受信協調 MMSE フィルタリングは、送受信機間の SU-MIMO チャネルを互いに直交した複数のチャネル(固有モード)に変換し、各固有モードに対し MMSE 規範の送信電力配分および受信 FDE を適用する。これにより IAI を完全に除去でき、ISI を大幅に抑圧できる。また、第2章では、この手法の上りリンク SC-MU-MIMO 伝送への拡張を行い、MU-MIMO 伝送においても ISI および IAI を大幅に抑圧し、伝送特性を改善できることを示した。

本章では、SC-MU-MIMO 伝送を行う下りリンク DAN を対象に、MMSE 規範に基づく線形空間/周波数フィルタリングを協調して行う送受信協調 MMSE フィルタリングを2種類(BD-SVD 法, MMSE-SVD 法)提案する。BD-SVD 法では、送信機の BD[3.5]によって IUI を除去した後、全 DA-各 UE 間の等価チャネル行列を SVD して送受信協調 MMSE フィルタリングを行う。このとき送受信協調 MMSE フィルタリングは、全 DA-各 UE 間の等価チャネルを IAI の発生しない固有モードに変換し、各固有モードに対して MMSE 規範の送信電力配分および受信 FDE を適用して ISI を抑圧する。一方 MMSE-SVD 法では、全 DA-各 UE 間のチャネル行列を直接 SVD して送受信協調 MMSE フィルタリングを行う。このとき送受信協調 MMSE フィルタリングは、BD-SVD 法と異なり IAI/ISI に加えて IUI も同時に抑圧する。

また、送受信協調 MMSE フィルタリングによって発生した固有モード間には大きな SINR 差が存在する。そのため、全固有モードで同一の変調方式を用いると、受信 SINR の低い固有モードで発生するビット誤りが全体の伝送品質改善を制限してしまう。そこで、この受信 SINR 差を有効利用するために、UE 毎に使用するランクと各固有モードで用いる変調方式を適応制御する ARMC を導入する。

しかし、各 DA-UE 間の平均受信電力が異なる DAN では固有モードの等価チャネル利得(固有値)の間に大きな差があるため、MMSE 電力配分(以降、2D-MMSE 電力配分と呼ぶ)では固有値の低い固有モードの通信品質を改善するために多くの電力を費やしてしまい、スループットが

Shannon のチャネル容量[3.6]から大幅に劣化してしまう。したがって、スループット改善の観点から別の電力配分を設計すべきである。ただし、Shannon のチャネル容量を達成する WF 電力配分[3.6]をそのまま適用すると ISI を強調してしまう。そこで、第 2 章と同様に、固有モード領域で WF 電力配分、周波数領域で MMSE 電力配分を行う WF-MMSE 電力配分の設計を、BD-SVD 法、MMSE-SVD 法それぞれに対して行う。まず、各固有モードの固有値から試算した Shannon のチャネル容量に基づき、WF 電力配分によって各固有モードへの電力配分を決定する。次に、各固有モードでは割り当てられた電力を MMSE 規範に基づき各周波数へ割り当てる。これにより、Shannon のチャネル容量からの大幅の劣化を避けつつ、ISI を抑圧することができる。

また、送受信協調 MMSE フィルタリング後の各 UE の固有モード毎の受信 SINR を理論的に導出し、干渉をガウス近似することで Shannon のチャネル容量からスループットを算出する。

計算機シミュレーションおよび数値計算により、提案する送受信協調 MMSE フィルタリングが従来の受信 MMSE フィルタリングよりも優れた BER およびスループット特性を達成できることを示す。

本章の構成は以下のとおりである。3.2 節では本章で想定する SC-MU-MIMO を用いる下りリンク DAN 伝送系を示す。3.3 節では提案する 2 種類の手法についてそれぞれ、全 DA の総電力制約条件下で送信フィルタの入力信号と受信フィルタの出力信号間の MSE を最小化する最適化問題を定式化し、最適送受信フィルタ行列を導出する。3.4 節では計算機シミュレーションおよび数値計算結果を示し、3.5 節でまとめる。

なお、本章では TDD を仮定する。TDD では上下リンクで共通の周波数を用いて通信を行うため、各 UE と BBU が相互にパイロット信号を送信することにより共通の CSI を取得可能である。したがって図 3.1 に示すように、タイムスロット  $t$  における BBU の送信信号処理に必要な CSI は、タイムスロット  $t-1$  (上りリンク: BBU が受信機として動作しているとき) に各 UE から送信されたパイロット信号から推定できる。なお、実際には、パイロット信号の受信時に付加される AWGN による CSI 推定誤差、パイロット受信時点と CSI を用いた送信信号の送信時点の時間差による CSI 不整合により実際の CSI との誤差が発生するが、本章ではこの影響は無視できると仮定して検討を行う。

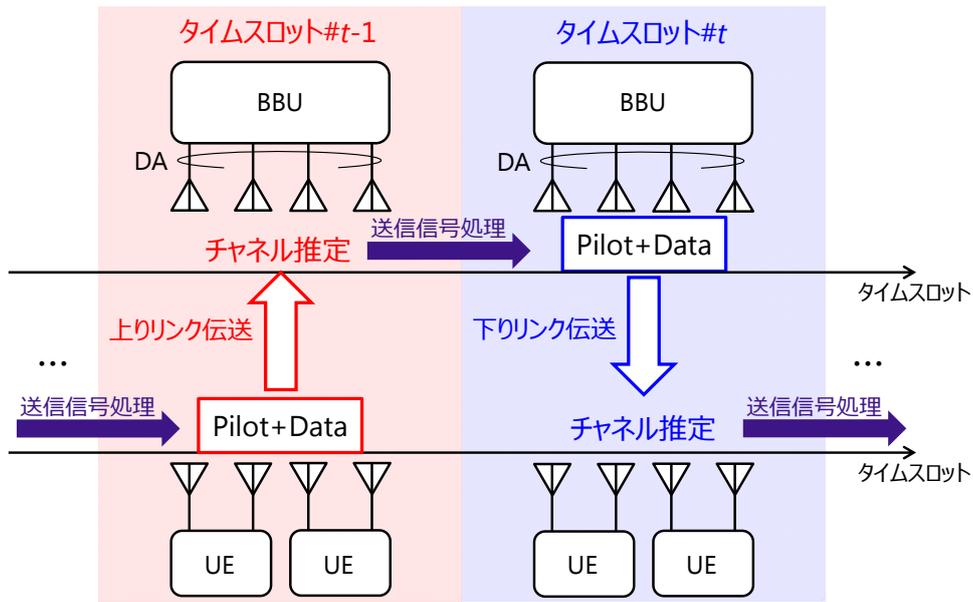


図 3.1 TDD における CSI 取得方法

### 3.2. システムモデル

本節では、本章で仮定する DAN モデル，チャンネルモデル，および上りリンク SC-MU-MIMO 伝送系について述べる。

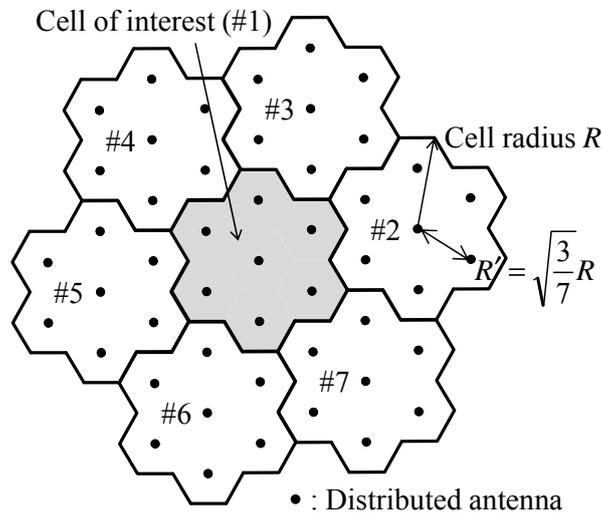


図 3.2 DAN モデル

#### 3.2.1. DAN モデル

図 3.2 に、本章で仮定する DAN モデル[3.7]を示す。セル半径  $R$  の各マクロセル内には  $N_{total}=7$  本の DA が配置されており，DA 間距離  $R' = \sqrt{3/7}R$  としている。中央のマクロセル(#1)を注目セ

ルとし、その周辺の6セル(#2~7)を考慮する。全マクロセルで同一帯域を用いて通信を行うものとし、 $N_{UE}$ 本のアンテナを有するUEが各マクロセル内に $U$ 台ランダムに発生する。

### 3.2.2. チャネルモデル

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。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、マクロセル# $c$ のUE# $u$ のアンテナ# $n_{UE}$ とマクロセル# $c'$ のDA# $m$ 間のチャネルのインパルス応答は次式で表される。

$$h_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(\tau) = \left( d_{m,u}^{(c',c)} \right)^{-\alpha} \left\{ \begin{aligned} & \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp(j\theta_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}) \delta(\tau - \tau_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(l)) \\ & + \sqrt{10^{-\frac{\eta_{m,u}^{(c',c)}}{10}}} \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=1}^L \xi_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(l) \delta(\tau - \tau_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(l)) \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

ここで、式(3.1)の右辺第1項は直接波成分、第2項は遅延波成分であり、本章では遅延波のみシャドウイング損失の影響を受けるものとする。また、本章ではマクロセル# $c$ のUE# $u$ とマクロセル# $c'$ のDA# $m$ 間の距離 $d_{m,u}^{(c',c)} \leq R/\sqrt{7}$ のとき仲上ライスフェージング環境(すなわち直接波と遅延波の電力比 $K > 0$ )、 $d_{m,u}^{(c',c)} > R/\sqrt{7}$ のときレイリーフェージング環境( $K=0$ )になると仮定する。

$\alpha$ は伝搬損失指数、 $\eta_{m,u}^{(c',c)}$ は零平均で標準偏差 $\sigma_s$ の正規分布に従うシャドウイング損失(dB)を表す。 $\theta_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}$ は直接波の位相であり、一様分布に従うと仮定する。 $\xi_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(l)$ および $\tau_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(l)$ はそれぞれパス# $l$ の複素パス利得および遅延時間であり、本章ではサンプリング間隔の整数倍の遅延時間(すなわち $\tau_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)} = l-1$ , for all  $c, c', m, u, n_{UE}$ )を有する離散パスを仮定し、

$$E\left[\sum_{l=1}^L |\xi_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(l)|^2\right] = 1, \text{ for all } c, c', m, u, n_{UE}, \text{ である。}$$

マクロセル# $c$ のUE# $u$ におけるマクロセル# $c'$ のDA# $m$ からの信号の短区間平均受信電力 $P_{Rx,m,u}^{(c',c)}$ は次式で表される。

$$P_{Rx,m,u}^{(c',c)} = P_{Tx,m}^{(c')} \left( d_{m,u}^{(c',c)} \right)^{-\alpha} \left( \frac{K}{K+1} + 10^{-\frac{\eta_{m,u}^{(c',c)}}{10}} \frac{1}{K+1} \right) \quad (3.2)$$

ここで、 $P_{Tx,m}^{(c')}$ はマクロセル# $c'$ のDA# $m$ の送信電力であり、本章では $P_{Tx,m}^{(c')} = P_{Tx}$ , for all  $c', m$ , とする。セル半径 $R$ で正規化した距離 $\hat{d}_{m,u}^{(c',c)} = d_{m,u}^{(c',c)}/R$ 、正規化送信電力 $\hat{P}_{Tx} = P_{Tx} \cdot R^{-\alpha}$ とすると、式(3.2)は次式で書き直される。

$$P_{Rx,m,u}^{(c',c)} = \hat{P}_{Tx} \left( \hat{d}_{m,u}^{(c',c)} \right)^{-\alpha} \left( \frac{K}{K+1} + 10^{-\frac{\eta_{m,u}^{(c',c)}}{10}} \frac{1}{K+1} \right) \quad (3.3)$$

さらに正規化送信シンボルエネルギー  $E_s = \hat{P}_{Tx} \cdot T_s$ , 雑音の分散  $2\sigma^2 = 2N_0/T_s$  とすると ( $T_s$  はシンボル長,  $N_0$  は AWGN の片側電力スペクトル密度), 短区間平均受信 SNR,  $\gamma_{m,u}^{(c,c)}$  は次式で表される.

$$\gamma_{m,u}^{(c,c)} = \frac{P_{Kx,m,u}^{(c,c)}}{2\sigma^2} = \left( \frac{E_s}{N_0} \right) \left( \hat{d}_{m,u}^{(c,c)} \right)^{-\alpha} \left( \frac{K}{K+1} + 10^{-\frac{\eta_{m,u}^{(c,c)}}{10}} \frac{1}{K+1} \right) \quad (3.4)$$

### 3.2.3. 下りリンク SC-MU-MIMO 伝送系

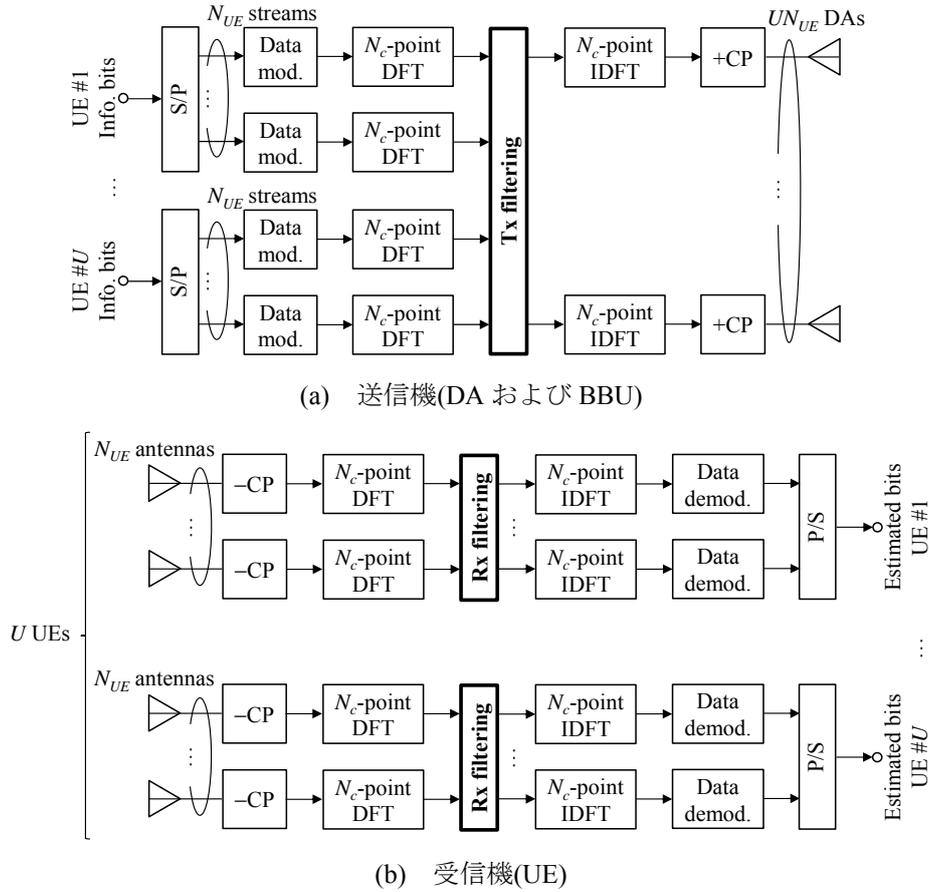


図 3.3 下りリンク SC-MU-MIMO 伝送系

下りリンク SC-MU-MIMO 伝送では DA 数が多重する UE 群の総アンテナ本数以上である必要があるため, まず各 UE のアンテナ数  $n_{UE}$  がどの DA と接続するかを決定する. 本章では, 次のように, 各マクロセルの  $N_{total} = 7$  本の DA から, UE# $u$  からの短区間平均受信 SNR,  $\gamma_{m,u}^{(c,c)}$  が最大の DA# $a_{u,n_{UE}}^{(c)}$  を接続先として選択する.

$$a_{u,n_{UE}}^{(c)} = \arg \max_{m \in \{1,2,\dots,N_{total}\}} \gamma_{m,u}^{(c,c)}, \text{ for all } c, u, n_{UE} \quad (3.5)$$

ここで, DA# $a_{u,n_{UE}}^{(c)}$  がすでに同一セルの他の UE アンテナの接続先として選択されている場合に

は、 $\gamma_{m,u}^{(c,c)}$  が小さな UE アンテナは次に  $\gamma_{m,u}^{(c,c)}$  が大きな DA を接続先として選択する。なお、本章では各マクロセル内の UE の接続先として選択された  $UN_{UE}$  本の DA 以外の DA は下りリンク SC-MU-MIMO 伝送に用いない。

以降では、マクロセル#c に注目して伝送系を述べる。図 3.3 に本章で仮定する下りリンク SC-MU-MIMO 伝送系を示す。 $N_{UE}$  本のアンテナを有する  $U$  台の UE が  $UN_{UE}$  本の DA と通信を行う。

マクロセル#c' の DA# $n_{DA}(=1\sim UN_{UE})$  とマクロセル#c の UE# $u$  のアンテナ# $n_{UE}$  の第  $k(=1\sim N_c)$  周波数のチャネルの伝達関数  $H_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(c',c)}(k)$  は次式で与えられる。

$$H_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(c',c)}(k) = \left( \hat{d}_{n_{DA},u}^{(c',c')} \right)^{\frac{\alpha}{2}} \left\{ \begin{array}{l} \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp(j\theta_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(c',c)}) \exp\left(-j \frac{2\pi k \tau_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(c',c)}(l)}{N_c}\right) \\ + \sqrt{10^{-\frac{\gamma_{n_{DA},u}^{(c',c')}}{10}}} \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=1}^L \xi_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(c',c)}(l) \exp\left(-j \frac{2\pi k \tau_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(c',c)}(l)}{N_c}\right) \end{array} \right\} \quad (3.6)$$

ここで、 $N_c$  はブロックサイズである。

BBU では、UE# $u$  の情報ビット系列を S/P 変換により  $N_{UE}$  個のビット系列に変換した後、各系列をデータ変調する。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に変換する。DFT 後の第  $k$  周波数における周波数領域データシンボルベクトル  $\mathbf{D}_u^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$  を全 UE 並べたベクトル  $\mathbf{D}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{UN_{UE} \times 1}$  に対し送信フィルタリングを行い、次式で表される送信シンボルベクトル  $\mathbf{S}_{DL}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{UN_{UE} \times 1}$  を得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{DL}^{(c)}(k) &= [\mathbf{S}_{DL,1}^{(c)}(k) \cdots \mathbf{S}_{DL,UN_{UE}}^{(c)}(k)]^T \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k) \mathbf{D}^{(c)}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left[ \mathbf{F}_{DL,1}^{(c)}(k) \cdots \mathbf{F}_{DL,U}^{(c)}(k) \right] \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1^{(c)}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{D}_U^{(c)}(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.7)$$

ここで、 $\mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{UN_{UE} \times UN_{UE}}$  は送信フィルタ行列であり、 $\mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{UN_{UE} \times N_{UE}}$  は  $\mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k)$  のうち  $\mathbf{D}_u^{(c)}(k)$  に対応する部分行列である。得られた  $UN_{UE}$  個の送信シンボルブロック  $\{\mathbf{S}_{DL,u,n_{DA}}^{(c)}(k); k=1\sim N_c, n_{DA}=1\sim UN_{UE}\}$  に対して  $N_c$  ポイント IDFT を適用し、時間領域送信シンボルブロックに変換する。各ブロックの後尾  $N_g$  シンボルを CP としてコピーし、ブロックの先頭の GI に挿入し、各 DA から送信する。

UE# $u$  では、 $N_{UE}$  本のアンテナで得られた各受信信号ブロックから CP を除去し、 $N_c$  ポイント DFT を適用して周波数領域受信信号ブロックに変換する。第  $k$  周波数における周波数領域受信信号ベクトル  $\mathbf{R}_{DL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$  は次式で表される。

$$\mathbf{R}_{DL,u}^{(c)}(k) = \mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{S}_{DL}^{(c)}(k) + \mathbf{Y}_{DL,u}^{(c)}(k) + \mathbf{Z}_{DL,u}^{(c)}(k) \quad (3.8)$$

ここで,  $\mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times UN_{UE}}$  は第  $(n_{UE}, n_{DA})$  要素に  $H_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(c,c)}(k)$  をもつ BBU と UE# $u$  間のチャネル行列である.  $\mathbf{Y}_{DL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$  は CCI ベクトル,  $\mathbf{Z}_{DL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$  は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雑音ベクトルである.  $\mathbf{R}_{DL,u}^{(c)}(k)$  に対して次式のように受信フィルタ行列

$\mathbf{W}_{DL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$  を乗積し, 周波数領域軟判定シンボルベクトル  $\hat{\mathbf{D}}_{DL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$  を得る.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{D}}_{DL,u}^{(c)}(k) &= [\hat{D}_{UL,u,1}^{(c)}(k) \cdots \hat{D}_{UL,u,N_{UE}}^{(c)}(k)]^T \\ &= \mathbf{W}_{DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{R}_{DL,u}^{(c)}(k) \end{aligned} \quad (3.9)$$

式(3.8), (3.9)より,  $\hat{\mathbf{D}}_{DL,u}^{(c)}(k)$  の第  $n_{UE}$  要素  $\hat{D}_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  は次式で表される.

$$\begin{aligned} \hat{D}_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c,c)}(k) D_{u,n_{UE}}^{(c)}(k) + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{\substack{n'_{UE}=1 \\ n'_{UE} \neq n_{UE}}}^{N_{UE}} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n'_{UE}}^{(c,c)}(k) D_{u,n'_{UE}}^{(c)}(k) \\ &+ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{\substack{u'=1 \\ u' \neq u}}^U \sum_{n'_{UE}=1}^{N_{UE}} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u',n'_{UE}}^{(c,c)}(k) D_{u',n'_{UE}}^{(c)}(k) + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{c' \neq c} \sum_{u'=1}^U \sum_{n'_{UE}=1}^{N_{UE}} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u',n'_{UE}}^{(c,c')} (k) D_{u',n'_{UE}}^{(c')} (k) \\ &+ \sum_{m=1}^{N_{UE}} W_{DL,u,n_{UE},m}^{(c)}(k) Z_{UL,m}^{(c)}(k) \end{aligned} \quad (3.10)$$

ここで,

$$\hat{H}_{DL,u,n_{UE},u',n'_{UE}}^{(c,c')} (k) = \sum_{m=1}^{N_{UE}} W_{DL,u,n_{UE},m}^{(c)}(k) \sum_{n_{DA}=1}^{UN_{UE}} H_{n_{DA},u,m}^{(c',c)}(k) F_{DL,u',n_{DA},n'_{UE}}^{(c')} (k) \quad (3.11)$$

であり,  $W_{DL,u,n_{UE},m}^{(c)}(k)$  および  $F_{DL,u',n_{DA},n'_{UE}}^{(c')} (k)$  はそれぞれ  $\mathbf{W}_{DL,u}^{(c)}(k)$  および  $\mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k)$  の第  $(n_{UE}, m)$  および

$(n_{DA}, n_{UE})$  要素である. 得られた  $N_{UE}$  個の周波数領域軟判定シンボルブロック  $\{\hat{\mathbf{D}}_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k); k=1 \sim N_c\}$ ,

$n_{UE}=1 \sim N_{UE}$ , に  $N_c$  ポイント IDFT を適用し, 時間領域軟判定シンボルブロック  $\{\hat{d}_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t); t=1 \sim N_c\}$ ,

$n_{UE}=1 \sim N_{UE}$ , を得る.

$$\begin{aligned}
\hat{d}_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=1}^{N_c} \left( \begin{aligned} &\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c,c)}(k) D_{u,n_{UE}}^{(c)}(k) \\ &+ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{\substack{n'_{UE}=1 \\ n'_{UE} \neq n_{UE}}}^{N_{UE}} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n'_{UE}}^{(c,c)}(k) D_{u,n'_{UE}}^{(c)}(k) \\ &+ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{\substack{u'=1 \\ u' \neq u}}^U \sum_{n'_{UE}=1}^{N_{UE}} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u',n'_{UE}}^{(c,c)}(k) D_{u',n'_{UE}}^{(c)}(k) \\ &+ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{c' \neq c} \sum_{u'=1}^U \sum_{n'_{UE}=1}^{N_{UE}} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u',n'_{UE}}^{(c,c')} (k) D_{u',n'_{UE}}^{(c')} (k) \\ &+ \sum_{m=1}^{N_{UE}} W_{DL,u,n_{UE},m}^{(c)}(k) Z_{DL,m}^{(c)}(k) \end{aligned} \right) \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)(t-1)}{N_c}\right) \\
&= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=1}^{N_c} \left\{ \begin{aligned} &\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c,c)}(k) \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{\tau=1}^{N_c} d_{u,n_{UE}}^{(c)}(\tau) \exp\left(-j \frac{2\pi(\tau-1)(k-1)}{N_c}\right) \\ &+ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{\substack{n'_{UE}=1 \\ n'_{UE} \neq n_{UE}}}^{N_{UE}} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n'_{UE}}^{(c,c)}(k) D_{u,n'_{UE}}^{(c)}(k) \\ &+ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{\substack{u'=1 \\ u' \neq u}}^U \sum_{n'_{UE}=1}^{N_{UE}} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u',n'_{UE}}^{(c,c)}(k) D_{u',n'_{UE}}^{(c)}(k) \\ &+ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{c' \neq c} \sum_{u'=1}^U \sum_{n'_{UE}=1}^{N_{UE}} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u',n'_{UE}}^{(c,c')} (k) D_{u',n'_{UE}}^{(c')} (k) \\ &+ \sum_{m=1}^{N_{UE}} W_{DL,u,n_{UE},m}^{(c)}(k) Z_{DL,m}^{(c)}(k) \end{aligned} \right\} \\
&\quad \times \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)(t-1)}{N_c}\right) \\
&= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c,c)}(k) \right) d_{u,n_{UE}}^{(c)}(t) + \mu_{\text{ISI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) + \mu_{\text{IAI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) \\
&\quad + \mu_{\text{IUI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) + \mu_{\text{CCI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) + \mu_{\text{noise},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) \\
&= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \tilde{H}_{DL,u,n_{UE}}^{(c)} d_{u,n_{UE}}^{(c)}(t) + \mu_{\text{ISI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) + \mu_{\text{IAI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) + \mu_{\text{IUI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) \\
&\quad + \mu_{\text{CCI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) + \mu_{\text{noise},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t)
\end{aligned} \tag{3.12}$$

ここで、 $\mu_{\text{ISI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t)$ 、 $\mu_{\text{IAI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t)$ 、 $\mu_{\text{IUI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t)$ 、 $\mu_{\text{CCI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t)$ 、 $\mu_{\text{noise},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t)$  はそれぞれ残留 ISI/IAI/IUI/CCI/雑音であり、次式で表される。

$$\left\{ \begin{array}{l}
\mu_{\text{ISI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c,c)}(k) \sum_{\substack{\tau=1 \\ \tau \neq t}}^{N_c} d_{u,n_{UE}}^{(c)}(\tau) \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)(t-\tau)}{N_c}\right) \\
\mu_{\text{IAI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{\substack{n'_{UE}=1 \\ n'_{UE} \neq n_{UE}}}^{N_{UE}} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n'_{UE}}^{(c,c)}(k) \sum_{\tau=1}^{N_c} d_{u,n'_{UE}}^{(c)}(\tau) \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)(t-\tau)}{N_c}\right) \\
\mu_{\text{IUI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{\substack{u'=1 \\ u' \neq u}}^U \sum_{n'_{UE}=1}^{N_{UE}} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u',n'_{UE}}^{(c,c)}(k) \sum_{\tau=1}^{N_c} d_{u',n'_{UE}}^{(c)}(\tau) \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)(t-\tau)}{N_c}\right) \\
\mu_{\text{CCI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{c' \neq c}^U \sum_{u'=1}^U \sum_{n'_{UE}=1}^{N_{UE}} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u',n'_{UE}}^{(c,c')} (k) \sum_{\tau=1}^{N_c} d_{u',n'_{UE}}^{(c')}(\tau) \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)(t-\tau)}{N_c}\right) \\
\mu_{\text{noise},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{N_{UE}} W_{DL,u,n_{UE},m}^{(c)}(k) \sum_{\tau=1}^{N_c} z_{DL,m}^{(c)}(\tau) \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)(t-\tau)}{N_c}\right)
\end{array} \right. \quad (3.13)$$

ここで、 $z_{DL,m}^{(c)}(\tau)$  は零平均で分散  $2N_0/T_s$  の複素ガウス変数である時間領域雑音+CCI である。したがって、残留 ISI の分散  $M_{\text{ISI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}$  は次式で表される。

$$\begin{aligned}
M_{\text{ISI},DL,u,n_{UE}}^{(c)} &= E\left[ \left| \mu_{\text{ISI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t) \right|^2 \right] \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c^2} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{k'=1}^{N_c} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c,c)}(k) \left( \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c,c)}(k') \right)^* \sum_{\substack{\tau=1 \\ \tau \neq t}}^{N_c} \sum_{\substack{\tau'=1 \\ \tau' \neq t}}^{N_c} E\left[ d_{u,n_{UE}}^{(c)}(\tau) \left( d_{u,n_{UE}}^{(c)}(\tau') \right)^* \right] \\
&\quad \times \exp\left( j \frac{2\pi(k-1)(t-\tau)}{N_c} - j \frac{2\pi(k'-1)(t-\tau')}{N_c} \right)
\end{aligned} \quad (3.14)$$

ここで、 $E\left[ d_{u,n_{UE}}^{(c)}(\tau) \left( d_{u,n_{UE}}^{(c)}(\tau') \right)^* \right] = \delta(\tau - \tau')$  より、式(3.14)は次式で書き直される。

$$\begin{aligned}
M_{\text{ISI},DL,u,n_{UE}}^{(c)} &= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c^2} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{k'=1}^{N_c} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c,c)}(k) \left( \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c,c)}(k') \right)^* \sum_{\substack{\tau=1 \\ \tau \neq t}}^{N_c} \exp\left( j \frac{2\pi(k-k')(t-\tau)}{N_c} \right) \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c^2} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{k'=1}^{N_c} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c,c)}(k) \left( \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c,c)}(k') \right)^* \left\{ \sum_{\tau=1}^{N_c} \exp\left( j \frac{2\pi(k-k')(t-\tau)}{N_c} \right) - 1 \right\} \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c^2} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{k'=1}^{N_c} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c,c)}(k) \left( \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c,c)}(k') \right)^* (N_c \delta(k-k') - 1) \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c,c)}(k) \right|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c,c)}(k) \right|^2 \right) \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(c,c)}(k) \right|^2 - \left| \tilde{H}_{DL,u,n_{UE}}^{(c)} \right|^2 \right)
\end{aligned} \quad (3.15)$$

また、残留 IAI の分散  $M_{\text{IAI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}$  は次式で表される。

$$\begin{aligned}
\mathbf{M}_{\text{IAI},DL,u,n_{UE}}^{(c)} &= E\left[\left|\mu_{\text{IAI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}(t)\right|^2\right] \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c^2} \sum_{\substack{n_{UE}'=1 \\ n_{UE}' \neq n_{UE}}}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{k'=1}^{N_c} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}'}^{(c,c)}(k) \left(\hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}'}^{(c,c)}(k')\right)^* \sum_{\tau=1}^{N_c} \sum_{\tau'=1}^{N_c} E\left[d_{u,n_{UE}}^{(c)}(\tau) \left(d_{u,n_{UE}}^{(c)}(\tau')\right)^*\right] \\
&\quad \times \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)(t-\tau)}{N_c} - j \frac{2\pi(k'-1)(t-\tau')}{N_c}\right) \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c^2} \sum_{\substack{n_{UE}'=1 \\ n_{UE}' \neq n_{UE}}}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{k'=1}^{N_c} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}'}^{(c,c)}(k) \left(\hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}'}^{(c,c)}(k')\right)^* \sum_{\tau=1}^{N_c} \exp\left(j \frac{2\pi(k-k')(t-\tau)}{N_c}\right) \\
&= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{n_{UE}'=1 \\ n_{UE}' \neq n_{UE}}}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left|\hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}'}^{(c,c)}(k)\right|^2
\end{aligned} \tag{3.16}$$

同様にして、残留 IUI の分散  $\mathbf{M}_{\text{IUI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}$ 、CCI の分散  $\mathbf{M}_{\text{CCI},DL,u,n_{UE}}^{(c)}$ 、および雑音の分散  $\mathbf{M}_{\text{noise},DL,u,n_{UE}}^{(c)}$  はそれぞれ次式で表される。

$$\left\{ \begin{aligned}
\mathbf{M}_{\text{IUI},DL,u,n_{UE}}^{(c)} &= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{u'=1 \\ u' \neq u}}^U \sum_{n_{UE}'=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left|\hat{H}_{DL,u,n_{UE},u',n_{UE}'}^{(c,c)}(k)\right|^2 \\
\mathbf{M}_{\text{CCI},DL,u,n_{UE}}^{(c)} &= \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c} \sum_{c' \neq c}^U \sum_{n_{UE}'=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left|\hat{H}_{DL,u,n_{UE},u',n_{UE}'}^{(c,c')}(k)\right|^2 \\
\mathbf{M}_{\text{noise},DL,u,n_{UE}}^{(c)} &= \frac{2N_0}{T_s} \frac{1}{N_c} \sum_{m=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left|W_{DL,u,n_{UE},m}^{(c)}(k)\right|^2
\end{aligned} \right. \tag{3.17}$$

ここで、 $E\left[z_{DL,m}^{(c)}(\tau) \left(z_{DL,m}^{(c)}(\tau')\right)^*\right] = (2N_0/T_s)\delta(\tau-\tau')$  を用いた。

以上より、送受信協調 MMSE フィルタリングを行ったときの、UE# $u$  の第  $n_{UE}$  固有モードの受信 SINR、 $\Gamma_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}$  は次式で表される。

$$\Gamma_{DL,u,n_{UE}}^{(c)} = \frac{\frac{2E_s}{T_s} \left|\tilde{H}_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}\right|^2}{\mathbf{M}_{\text{ISI},DL,u,n_{UE}}^{(c)} + \mathbf{M}_{\text{IAI},DL,u,n_{UE}}^{(c)} + \mathbf{M}_{\text{IUI},DL,u,n_{UE}}^{(c)} + \mathbf{M}_{\text{CCI},DL,u,n_{UE}}^{(c)} + \mathbf{M}_{\text{noise},DL,u,n_{UE}}^{(c)}} \tag{3.18}$$

式(3.18)より、UE# $u$  のスループット  $C_{DL,u}^{(c)}$  (bps/Hz) は Shannon のチャンネル容量[3.6]を基に次式で表される。

$$C_{DL,u}^{(c)} = \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \log_2 \left(1 + \Gamma_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}\right) \tag{3.19}$$

送受信協調 MMSE フィルタリングにより生成される固有モード間には大きさ受信 SINR 差が存在する。特に BER のように受信 SINR の悪いときの影響が強い伝送特性では、全固有モードで同一の変調方式を用いた場合、この受信 SINR 差によって伝送特性の改善が制限されてしまう。そこでこの受信 SINR 差を有効利用するために、ARMC を行う。BER 最小規範に基づき、UE# $u$  のランク  $N_{\text{Rank},u}^{(c)}$  と各固有モードの変調方式が決定される。

グレイ符号化を用いた変調方式を用いる場合、ISI、IAI、IUI、CCI、および雑音の和が複素ガ

ウス変数のとき、UE# $u$  の第  $n_{UE}$  固有モードの条件付き BER,  $p_{b,DL,u,n_{UE}}^{(c)}$  は次式のように近似できることが知られている[3.8].

$$p_{b,DL,u,n_{UE}}^{(c)} = a_{DL,u,n_{UE}}^{(c)} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\Gamma_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}}{b_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}}} \right) \quad (3.20)$$

ここで,  $a_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}$  および  $b_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}$  は変調方式に対応した係数であり, 表 3.1 のようになっている.

$N_{Rank,u}^{(c)}$  個の固有モードにそれぞれ 1 シンボルあたり  $B_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}$  ビットを割り当てたときの全固有モードの平均 BER,  $P_{b,DL,u}^{(c)}$  は次式のように表すことができる.

$$\begin{aligned} P_{b,DL,u}^{(c)} &= \frac{\sum_{n_{UE}=1}^{N_{Rank,u}^{(c)}} B_{UL,u,n_{UE}}^{(c)} p_{b,UL,u,n_{UE}}^{(c)}}{\sum_{n_{UE}=1}^{N_{Rank,u}^{(c)}} B_{UL,u,n_{UE}}^{(c)}} \\ &= \frac{1}{\Pi_{DL,u}^{(c)}} \sum_{n_{UE}=1}^{N_{Rank,u}^{(c)}} B_{DL,u,n_{UE}}^{(c)} a_{DL,u,n_{UE}}^{(c)} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\Gamma_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}}{b_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}}} \right) \end{aligned} \quad (3.21)$$

ここで,  $\Pi_{DL,u}^{(c)} = \sum_{n_{UE}=1}^{N_{Rank,u}^{(c)}} B_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}$  であり, UE# $u$  のデータレート(bps/Hz)を表している.

表 3.1 各変調方式の  $a_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}$  および  $b_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}$

Data modulation	$a_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}$	$b_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}$
BPSK	1/2	1
QPSK	1/2	2
8PSK	1/3	$1/\sin^2(\pi/8)$
16QAM	3/8	10
64QAM	7/24	42
256QAM	15/64	170

変調方式およびランク  $N_{Rank,u}^{(c)}$  の決定は以下の手順で行う. まず, マクロセル# $c$  内の全 UE に対する  $N_{Rank,u}^{(c)}$  の全てのパターンに対して式(3.18)より  $\Gamma_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}$  を計算する. 次に, UE# $u$  の全固有モードに割り当てられるビット数の合計が  $\Pi_{DL,u}^{(c)}$  となるような各固有モードへのビット配分の全組み合わせについて, 式(3.21)を用いて最も全 UE の平均 BER が小さくなる変調方式およびラン

ク  $N_{Rank,u}^{(c)}$  の組み合わせを選択する. 選択された組み合わせは BBU から各 UE に通知され, ARMC が行われる.

### 3.3. 送受信フィルタの導出

本節では, 提案する 2 種類の手法についてそれぞれ  $\mathbf{D}^{(c)}(k)$  と  $\hat{\mathbf{D}}_{DL}^{(c)}(k) = \left[ \left( \hat{\mathbf{D}}_{DL,1}^{(c)}(k) \right)^T \cdots \left( \hat{\mathbf{D}}_{DL,U}^{(c)}(k) \right)^T \right]^T$  とのブロック合計 MSE を最小とする最適  $\mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k)$  および  $\mathbf{W}_{DL,u}^{(c)}(k)$  を導出する. なお, 導出の際には CCI(すなわち  $\mathbf{Y}_{DL,u}^{(c)}(k)$ ) を考慮しない.

全 DA の総送信電力制約条件下での  $\mathbf{D}^{(c)}(k)$  と  $\hat{\mathbf{D}}_{DL}^{(c)}(k)$  とのブロック合計 MSE 最小化問題は次式で定式化される.

$$(P3.0) \quad \min_{\{\mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k), \mathbf{W}_{DL,u}^{(c)}(k)\}} \varepsilon_{DL}^{(c)} \quad (3.22a)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^{N_s} \text{tr} \left\{ \mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k) \left( \mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k) \right)^H \right\} \leq UN_{UE} N_c \quad (3.22b)$$

ここで,  $\varepsilon_{DL}^{(c)}$  は  $\mathbf{D}^{(c)}(k)$  と  $\hat{\mathbf{D}}_{DL}^{(c)}(k)$  とのブロック合計 MSE であり, 次式で定義される.

$$\varepsilon_{DL}^{(c)} \equiv E \left[ \sum_{k=1}^{N_s} \text{tr} \left\{ \left( \mathbf{D}^{(c)}(k) - \frac{\hat{\mathbf{D}}_{DL}^{(c)}(k)}{\sqrt{2E_s/T_s}} \right) \left( \mathbf{D}^{(c)}(k) - \frac{\hat{\mathbf{D}}_{DL}^{(c)}(k)}{\sqrt{2E_s/T_s}} \right)^H \right\} \right] \quad (3.23)$$

#### 3.3.1. BD-SVD 法

BD-SVD 法では, BBU の BD によって IUI を除去した後, BBU-各 UE 間の等価チャネル行列を SVD して送受信協調 MMSE フィルタリングを行う.

UE# $u$  の信号に対応する BD のプリコーディング行列  $\mathbf{F}_{BD,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{UN_{UE} \times N_{UE}}$  は次式で与えられる.

$$\mathbf{F}_{BD,u}^{(c)}(k) = \bar{\mathbf{V}}_{noise,u}^{(c)}(k) \quad (3.24)$$

ここで,  $\bar{\mathbf{V}}_{noise,u}^{(c)}(k)$  は  $\bar{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) = \left[ \left( \mathbf{H}_{DL,1}^{(c)}(k) \right)^T \cdots \left( \mathbf{H}_{DL,u-1}^{(c)}(k) \right)^T, \left( \mathbf{H}_{DL,u+1}^{(c)}(k) \right)^T \cdots \left( \mathbf{H}_{DL,U}^{(c)}(k) \right)^T \right]^T$  を SVD して得られる零の特異値に対応する右特異ベクトルからなる行列である. BD 後の UE# $u$  の等価チャネル行列は  $\hat{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) = \mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) \bar{\mathbf{V}}_{noise,u}^{(c)}(k)$  で表され, IUI が発生しないため SU-MIMO の場合と同様に考えることができる.  $\mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k) = \mathbf{F}_{BD,u}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) = \bar{\mathbf{V}}_{noise,u}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k)$  とすると  $(\mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k))$  は送信フィルタ行列  $\mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k)$  の内, BD のプリコーディング行列  $\mathbf{F}_{BD,u}^{(c)}(k)$  以外の項, 式(3.23)は次式で書き直される.

$$\begin{aligned}
\varepsilon_{DL}^{(c)} &= \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{u=1}^U \text{tr} \left\{ \left( \mathbf{I}_{N_{UE}} - \mathbf{W}_{DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k) \right) \left( \mathbf{I}_{N_{UE}} - \mathbf{W}_{DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k) \right)^H \right\} \\
&\quad + \gamma'^{-1} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{u=1}^U \text{tr} \left\{ \mathbf{W}_{DL,u}^{(c)}(k) \left( \mathbf{W}_{DL,u}^{(c)}(k) \right)^H \right\} \\
&= \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{u=1}^U \text{tr} \left\{ \left( \mathbf{I}_{N_{UE}} - \mathbf{W}_{DL,u}^{(c)}(k) \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right) \left( \mathbf{I}_{N_{UE}} - \mathbf{W}_{DL,u}^{(c)}(k) \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right)^H \right\} \\
&\quad + \gamma'^{-1} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{u=1}^U \text{tr} \left\{ \mathbf{W}_{DL,u}^{(c)}(k) \left( \mathbf{W}_{DL,u}^{(c)}(k) \right)^H \right\}
\end{aligned} \tag{3.25}$$

ここで、 $E[\mathbf{D}_u^{(c)}(k)(\mathbf{D}_u^{(c)}(k))^H] = \mathbf{I}_{N_{UE}}$ 、 $E[\mathbf{Z}_{DL,u}^{(c)}(k)(\mathbf{Z}_{DL,u}^{(c)}(k))^H] = (2N_0/T_s)\mathbf{I}_{N_{UE}}$  を用いた。  $\gamma' = E_s/N_0$  である。

まず、送信フィルタ行列  $\{\mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k)\}$  が与えられたものとして(すなわち  $\mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k)$  が与えられたものとして)、最適受信フィルタ行列  $\{\mathbf{W}_{opt,DL,u}^{(c)}(k)\}$  を導出する。このとき、Hessian 行列  $\nabla^2 \varepsilon_{DL}^{(c)}$  が正判定値行列となることから、式(3.25)は凸関数となる [3.9]。したがって、式(3.25)は  $\partial \varepsilon_{DL}^{(c)} / \partial \mathbf{W}_{DL,u}^{(c)}(k) = \mathbf{0}$  のとき最小となる。よって、上記の条件を満足する  $\mathbf{W}_{opt,DL,u}^{(c)}(k)$  は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
\frac{\varepsilon_{DL}^{(c)}}{\partial \mathbf{W}_{opt,DL,u}^{(c)}(k)} &= \mathbf{0} \\
&\Rightarrow -\mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k) \left( \mathbf{I}_{N_{UE}} - \mathbf{W}_{opt,DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k) \right) + \gamma'^{-1} \left( \mathbf{W}_{opt,DL,u}^{(c)}(k) \right)^H = \mathbf{0} \\
&\Rightarrow \left\{ \mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k) \left( \mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k) \right)^H + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{N_{UE}} \right\} \left( \mathbf{W}_{opt,DL,u}^{(c)}(k) \right)^H = \mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k) \tag{3.26} \\
&\Rightarrow \left( \mathbf{W}_{opt,DL,u}^{(c)}(k) \right)^H = \left\{ \mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k) \left( \mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k) \right)^H + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{N_{UE}} \right\}^{-1} \mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k) \\
&\Rightarrow \mathbf{W}_{opt,DL,u}^{(c)}(k) = \left\{ \left( \mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k) \right)^H \mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{N_{UE}} \right\}^{-1} \left( \mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k) \right)^H
\end{aligned}$$

次に、 $\mathbf{W}_{opt,DL,u}^{(c)}(k)$  を式(3.25)に代入し、最適化問題(P3.0)を  $\{\mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k)\}$  (すなわち  $\{\mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k)\}$ ) のみの関数として表す。式(2.28)を式(2.27)に代入し、逆行列の補助定理 [3.10] を用いることで、最適化問題(P3.0)は次式で書き直される。

$$\text{(P3.1)} \quad \min_{\{\mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k)\}} \varepsilon_{DL}^{(c)} = \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{u=1}^U \text{tr} \left[ \left\{ \gamma' \left( \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right)^H \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) + \mathbf{I}_{N_{UE}} \right\}^{-1} \right] \tag{3.27a}$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \overline{\mathbf{V}}_{noise,u}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \left( \overline{\mathbf{V}}_{noise,u}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right)^H \right\} \leq N_{UE} N_c, \text{ for all } u \tag{3.27b}$$

ここで、各 UE へ等しく電力が割り当てられるとし、

$$\begin{aligned}
&\mathbf{I}_{N_{UE}} - \mathbf{W}_{DL,u}^{(c)}(k) \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \\
&= \mathbf{I}_{N_{UE}} - \left\{ \left( \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right)^H \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{N_{UE}} \right\}^{-1} \left( \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right)^H \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \\
&= \mathbf{I}_{N_{UE}} - \left( \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right)^H \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \left\{ \left( \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right)^H \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{N_{UE}} \right\}^{-1} \\
&= \gamma'^{-1} \left\{ \left( \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right)^H \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{N_{UE}} \right\}^{-1}
\end{aligned} \tag{3.28a}$$

および

$$\begin{aligned}
& \mathbf{W}_{DL,u}^{(c)}(k) \left( \mathbf{W}_{DL,u}^{(c)}(k) \right)^H \\
&= \left\{ \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right\}^H \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{N_{UE}} \left\{ \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right\}^H \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \\
&\times \left\{ \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right\}^H \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{N_{UE}} \left\{ \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right\}^H \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right\}^{-1} \\
&= \left( \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right)^H \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \left\{ \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right\}^H \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{N_{UE}} \right\}^{-2}
\end{aligned} \tag{3.28b}$$

を用いた。任意の半正定値エルミート行列  $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{N \times N}$  に対して  $\text{tr}[\mathbf{X}] = \sum_{n=1}^N \Xi_n$  が成立するため ( $\Xi_n$

は  $\mathbf{X}\mathbf{X}^H$  の第  $n$  固有値) [3.10], 式(3.27a)は次式で書き直される。

$$\begin{aligned}
\min_{\{\mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k)\}} \varepsilon_{DL}^{(c)} &= \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{u=1}^U \text{tr} \left[ \left\{ \gamma' \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \left( \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right)^H \left( \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \right)^H \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) + \mathbf{I}_{N_{UE}} \right\}^{-1} \right] \\
&= \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{u=1}^U \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \left( \gamma' P_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) \dot{\Lambda}_{u,n_{UE}}^{(c)}(k) + 1 \right)^{-1}
\end{aligned} \tag{3.29}$$

ここで,  $\text{tr}[\mathbf{A}\mathbf{B}] = \text{tr}[\mathbf{B}\mathbf{A}]$  ( $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ ,  $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ ) を用いた。  $P_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  および  $\dot{\Lambda}_{u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  はそれぞれ

$\mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \left( \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right)^H$  および  $\left( \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) \right)^H \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k)$  の第  $n$  固有値である。また,  $\dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k)$  および  $\mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k)$  はそれぞれ次式に示すように SVD が可能である。

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) = \dot{\mathbf{U}}_u^{(c)}(k) \left( \dot{\Lambda}_u^{(c)}(k) \right)^{1/2} \left( \dot{\mathbf{V}}_u^{(c)}(k) \right)^H \\ \mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k) = \mathbf{U}_{SVD,u}^{(c)}(k) \left( \mathbf{P}_{DL,u}^{(c)}(k) \right)^{1/2} \left( \mathbf{V}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right)^H \end{cases} \tag{3.30}$$

ここで,  $\dot{\mathbf{U}}_u^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ ,  $\dot{\mathbf{V}}_u^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ ,  $\mathbf{U}_{SVD,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$ ,  $\mathbf{V}_{SVD,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$  はそれぞれユニタリ行列である。  $\dot{\Lambda}_u^{(c)}(k)$  および  $\mathbf{P}_{DL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{R}^{N_{UE} \times N_{UE}}$  はそれぞれ第  $n_{UE}$  対角要素に  $\dot{\Lambda}_{u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  および  $P_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  を持つ対角行列である。したがって, 式(3.27a)は次式で書きなおすこともできる。

$$\min_{\{\mathbf{F}_{SVD,u}^{(c)}(k)\}} \varepsilon_{DL}^{(c)} = \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{u=1}^U \text{tr} \left[ \left\{ \gamma' \left( \dot{\Lambda}_u^{(c)}(k) \right)^{1/2} \left( \dot{\mathbf{V}}_u^{(c)}(k) \right)^H \mathbf{U}_{SVD,u}^{(c)}(k) \mathbf{P}_{DL,u}^{(c)}(k) \left( \mathbf{U}_{SVD,u}^{(c)}(k) \right)^H \dot{\mathbf{V}}_u^{(c)}(k) \left( \dot{\Lambda}_u^{(c)}(k) \right)^{1/2} + \mathbf{I}_{N_{UE}} \right\}^{-1} \right] \tag{3.31}$$

式(3.29)は式(3.31)と等しいため,  $\mathbf{U}_{SVD,u}^{(c)}(k) = \dot{\mathbf{V}}_u^{(c)}(k)$  である。また, 式(3.31)に  $\mathbf{V}_{SVD,u}^{(c)}(k)$  は含まれないため, 最適化問題(P3.1)は  $\mathbf{V}_{SVD,u}^{(c)}(k)$  に依存しない。したがって,  $\mathbf{V}_{SVD,u}^{(c)}(k)$  は任意のユニタリ行列に設定できる。本章では簡単のため  $\mathbf{V}_{SVD,u}^{(c)}(k) = \mathbf{I}_{N_{UE}}$  とする(なお,  $\mathbf{V}_{SVD,u}^{(c)}(k)$  を適切に設計することにより送信信号の PAPR を低減することもできる)。以上より,  $\mathbf{F}_{opt,SVD,u}^{(c)}(k)$  は次式で表される。

$$\mathbf{F}_{opt,SVD,u}^{(c)}(k) = \dot{\mathbf{V}}_u^{(c)}(k) \left( \mathbf{P}_{opt,DL,u}^{(c)}(k) \right)^{1/2} \tag{3.32}$$

式(3.32)を式(3.31)に代入することで、最適化問題(P3.1)は次式で書き直される。

$$(P3.2) \quad \min_{\{\mathbf{P}_{DL,u}^{(c)}(k)\}} \mathcal{E}_{DL}^{(c)} = \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{u=1}^U \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \frac{1}{\gamma' \dot{\Lambda}_{u,n_{UE}}^{(c)}(k) P_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) + 1} \quad (3.33a)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} P_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) \sum_{n_{DA}=1}^{N_{UE}} |\Xi_{u,n_{DA},n_{UE}}^{(c)}(k)|^2 \leq N_{UE} N_c, \text{ for all } u \quad (3.33b)$$

ここで、 $\Xi_{u,n_{DA},n_{UE}}^{(c)}(k)$  は  $\bar{\mathbf{V}}_{noise,u}^{(c)}(k) \dot{\mathbf{V}}_u^{(c)}(k)$  の第  $(n_{DA}, n_{UE})$  要素である。1.2.2 節の最適化問題(P1.1)と同様にして、KKT 条件[3.9]より、最適解  $\mathbf{P}_{opt,DL,u}^{(c)}(k)$  の第  $n_{UE}$  対角要素  $P_{opt,DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  は次式で導出される。

$$P_{opt,DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) = \left( \frac{1}{\sqrt{\mu_{DL,u}^{(c)}}} \frac{1}{\sqrt{\gamma' \dot{\Lambda}_{u,n_{UE}}^{(c)}(k) \sum_{n_{DA}=1}^{N_{UE}} |\Xi_{u,n_{DA},n_{UE}}^{(c)}(k)|^2}} - \frac{1}{\gamma' \dot{\Lambda}_{u,n_{UE}}^{(c)}(k)} \right)^+ \quad (3.34)$$

ここで、 $\mu_{DL,u}^{(c)}$  は制約条件(3.33b)を満足するように設定される正数である。

また、送信フィルタ行列  $\mathbf{F}_{opt,DL,u}^{(c)}(k) = \bar{\mathbf{V}}_{noise,u}^{(c)}(k) \dot{\mathbf{V}}_u^{(c)}(k) (\mathbf{P}_{opt,DL,u}^{(c)}(k))^{1/2}$  を式(3.26)に代入することにより、受信フィルタ行列  $\mathbf{W}_{opt,DL,u}^{(c)}(k)$  は次式で書き直すこともできる。

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{opt,DL,u}^{(c)}(k) &= \left\{ \begin{aligned} &(\mathbf{P}_{opt,DL,u}^{(c)}(k))^{1/2} (\dot{\mathbf{V}}_u^{(c)}(k))^H \dot{\mathbf{V}}_u^{(c)}(k) (\dot{\Lambda}_u^{(c)}(k))^{1/2} (\dot{\mathbf{U}}_u^{(c)}(k))^H \\ &\times \dot{\mathbf{U}}_u^{(c)}(k) (\dot{\Lambda}_u^{(c)}(k))^{1/2} (\dot{\mathbf{V}}_u^{(c)}(k))^H \dot{\mathbf{V}}_u^{(c)}(k) (\mathbf{P}_{opt,DL,u}^{(c)}(k))^{1/2} + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{N_{UE}} \end{aligned} \right\}^{-1} \\ &\times (\mathbf{P}_{opt,DL,u}^{(c)}(k))^{1/2} (\dot{\mathbf{V}}_u^{(c)}(k))^H \dot{\mathbf{V}}_u^{(c)}(k) (\dot{\Lambda}_u^{(c)}(k))^{1/2} (\dot{\mathbf{U}}_u^{(c)}(k))^H \\ &= (\mathbf{P}_{opt,DL,u}^{(c)}(k) \dot{\Lambda}_u^{(c)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{N_{UE}})^{-1} (\mathbf{P}_{opt,DL,u}^{(c)}(k) \dot{\Lambda}_u^{(c)}(k))^{1/2} (\dot{\mathbf{U}}_u^{(c)}(k))^H \\ &= \mathbf{Q}_{BD-SVD,u}^{(c)}(k) (\dot{\mathbf{U}}_u^{(c)}(k))^H \end{aligned} \quad (3.35)$$

ここで、 $\mathbf{Q}_{BD-SVD,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{R}^{N_{UE} \times N_{UE}}$  は第  $n_{UE}$  対角要素  $Q_{BD-SVD,u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  が第  $n_{UE}$  固有モードへの MMSE-FDE 重みを与える対角行列である。式(3.35)より、受信フィルタは固有モード受信(右辺第2項)および MMSE-FDE(右辺第1項)として動作することがわかる。ただし、固有モードは本来のチャネル  $\mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k)$  を分解したのではなく、BD 後の等価チャネル

$\dot{\mathbf{H}}_u^{(c)}(k) = \mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) \bar{\mathbf{V}}_{noise,u}^{(c)}(k)$  を分解したものである。

なお、BD-SVD 法では BBU-全 UE 間の CSI を用いて BD を行うため、各 UE での受信フィルタ行列の計算にもこれら CSI が必要となってしまう。しかし、例えば[3.11]で提案されているように、BBU で送信フィルタリングを適用してからパイロット信号を送信することで、各 UE では送信フィルタとチャネル(すなわち  $\mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{DL,u}^{(c)}(k)$ )を同時に推定可能である。

### 3.3.2. MMSE-SVD 法

MMSE-SVD 法では, BBU-各 UE 間のチャネル行列を直接 SVD して送受信協調 MMSE フィルタリングを行う.

$\mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k)$  は SVD により次式に分解できる.

$$\begin{aligned}\mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k) &= \mathbf{U}_{DL,u}^{(c)}(k) \left( \boldsymbol{\Lambda}_{DL,u}^{(c)}(k) \right)^{1/2} \mathbf{0}_{N_{UE} \times (U-1)N_{UE}} \left( \mathbf{V}_{DL,u}^{(c)}(k) \right)^H \\ &= \mathbf{U}_{DL,u}^{(c)}(k) \left( \boldsymbol{\Lambda}_{DL,u}^{(c)}(k) \right)^{1/2} \mathbf{0}_{N_{UE} \times (U-1)N_{UE}} \left[ \mathbf{V}_{DL,signal,u}^{(c)}(k) \quad \mathbf{V}_{DL,noise,u}^{(c)}(k) \right]^H \\ &= \mathbf{U}_{DL,u}^{(c)}(k) \left( \boldsymbol{\Lambda}_{DL,u}^{(c)}(k) \right)^{1/2} \left( \mathbf{V}_{DL,signal,u}^{(c)}(k) \right)^H\end{aligned}\quad (3.36)$$

ここで,  $\mathbf{U}_{DL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$  および  $\mathbf{V}_{DL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{UN_{UE} \times UN_{UE}}$  はそれぞれ  $\mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k)$  の左および右特異ベクトルを各列に有するユニタリ行列である.  $\mathbf{V}_{DL,signal,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{UN_{UE} \times N_{UE}}$  および  $\mathbf{V}_{DL,noise,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{UN_{UE} \times (U-1)N_{UE}}$  はそれぞれ  $\mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k)$  の行空間および右零空間を表す行列である. ここで,  $\mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k)$  の階数は  $N_{UE}$  (すなわちフルランク) としている.  $\boldsymbol{\Lambda}_{DL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{R}^{N_{UE} \times N_{UE}}$  は第  $n_{UE}$  対角要素  $\Lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  に  $\mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k)$  の第  $n_{UE}$  特異値の 2 乗値を有する対角行列である. 式(3.36)および固有モード伝送を実現する受信フィルタ行列  $\mathbf{W}_{DL,u}^{(c)}(k) = \mathbf{Q}_{MMSE-SVD,u}^{(c)}(k) \left( \mathbf{U}_{DL,u}^{(c)}(k) \right)^H$  [3.4] を式(3.9)に代入することで次式が得られる.

$$\hat{\mathbf{D}}_{DL}^{(c)}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{Q}_{DL}^{(c)}(k) \left( \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) \right)^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k) \mathbf{D}^{(c)}(k) + \mathbf{Q}_{DL}^{(c)}(k) \left( \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) \right)^H \mathbf{Z}_{DL}^{(c)}(k) \quad (3.37)$$

ここで,  $\mathbf{Q}_{MMSE-SVD,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{R}^{N_{UE} \times N_{UE}}$  は第  $n_{UE}$  対角要素  $Q_{MMSE-SVD,u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  が第  $n_{UE}$  固有モードへの FDE 重みを与える対角行列である.  $Q_{MMSE-SVD,u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  は次式で与えられる.

$$Q_{MMSE-SVD,u,n_{UE}}^{(c)}(k) = \frac{\sqrt{\Lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) P_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)}}{\Lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) P_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) + \gamma'^{-1}} \quad (3.38)$$

ここで,  $\mathbf{Q}_{MMSE-SVD}^{(c)}(k) = \text{diag}[\mathbf{Q}_{MMSE-SVD,1}^{(c)}(k) \cdots \mathbf{Q}_{MMSE-SVD,U}^{(c)}(k)]$ ,  $\mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) = \left[ \left( \mathbf{H}_{DL,1}^{(c)}(k) \right)^T \cdots \left( \mathbf{H}_{DL,U}^{(c)}(k) \right)^T \right]^T$ ,

$\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) = \text{diag}[\mathbf{U}_{DL,1}^{(c)}(k) \cdots \mathbf{U}_{DL,U}^{(c)}(k)]$ ,  $\mathbf{Z}_{DL}^{(c)}(k) = \left[ \left( \mathbf{Z}_{DL,1}^{(c)}(k) \right)^T \cdots \left( \mathbf{Z}_{DL,U}^{(c)}(k) \right)^T \right]^T$  である.

式(3.37)で表される  $\hat{\mathbf{D}}_{DL}^{(c)}(k)$  は  $\mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k)$  とその関数である  $\mathbf{Q}_{DL}^{(c)}(k)$  をともに含むため, 最適  $\mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k)$  を一意に求めることができない. そこで本章では,  $\mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k)$  導出のときのみ  $\mathbf{Q}_{DL}^{(c)}(k) = \mathbf{I}_{N_{UE}}$  と近似する. なお, 勾配法[3.10]等の繰り返し手法による最適  $\mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k)$  の導出は残された検討課題である.

$\mathbf{D}^{(c)}(k)$  と  $\hat{\mathbf{D}}_{DL}^{(c)}(k)$  との正規化ブロック合計 MSE,  $\varepsilon_{DL}^{\prime(c)}$  を最小化する最適化問題(P3.3)を次式で定義する[3.12].

$$(P3.3) \quad \min_{\{\mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k)\}} \varepsilon_{DL}^{\prime(c)} \equiv E \left[ \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \left( \mathbf{D}^{(c)}(k) - \frac{\hat{\mathbf{D}}_{DL}^{(c)}(k)}{\beta_{DL}^{(c)} \sqrt{2E_s/T_s}} \right) \left( \mathbf{D}^{(c)}(k) - \frac{\hat{\mathbf{D}}_{DL}^{(c)}(k)}{\beta_{DL}^{(c)} \sqrt{2E_s/T_s}} \right)^H \right\} \right] \quad (3.39a)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k) \left( \mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k) \right)^H \right\} \leq UN_{UE} N_c \quad (3.39b)$$

式(3.37)を代入することにより，式(3.39a)は次式で書き直される．

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{DL}^{(c)} = \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left[ \begin{array}{l} \left\{ \mathbf{I}_{UN_{UE}} - (\boldsymbol{\beta}_{DL}^{(c)})^{-1} (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k) \right\} \\ \times \left\{ \mathbf{I}_{UN_{UE}} - (\boldsymbol{\beta}_{DL}^{(c)})^{-1} (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k) \right\}^H \end{array} \right] + \gamma'^{-1} (\boldsymbol{\beta}_{DL}^{(c)})^{-2} UN_{UE} N_c \quad (3.40)$$

ここで， $E[\mathbf{D}^{(c)}(k)(\mathbf{D}^{(c)}(k))^H] = \mathbf{I}_{UN_{UE}}$  および  $E[\mathbf{Z}_{DL}^{(c)}(k)(\mathbf{Z}_{DL}^{(c)}(k))^H] = (2N_0/T_s)\mathbf{I}_{UN_{UE}}$  を用いた．Hessian 行列  $\nabla^2 \boldsymbol{\varepsilon}_{DL}^{(c)}$  が半正定値行列となることから，式(3.40)は凸関数となる[3.10]．したがって，最適化問題(P3.3)はラグランジュの未定乗数法を用いて最適解を得ることができる．ラグランジュ関数  $J(\{\mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k)\}, \boldsymbol{\beta}_{DL}^{(c)})$  は次式で表される．

$$J(\{\mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k)\}, \boldsymbol{\beta}_{DL}^{(c)}) = \boldsymbol{\varepsilon}_{DL}^{(c)} + \lambda \left[ \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k) (\mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k))^H \right\} - UN_{UE} N_c \right] \quad (3.41)$$

ここで， $\lambda$  はラグランジュ乗数である．KKT 条件より，

$$\frac{\partial J(\{\mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k)\}, \boldsymbol{\beta}_{DL}^{(c)})}{\partial \mathbf{F}_{opt,DL}^{(c)}(k)} = \mathbf{0} \quad (3.42)$$

が成立する．したがって，

$$\begin{aligned} & -(\boldsymbol{\beta}_{DL}^{(c)})^{-1} (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^* (\mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k))^T \\ & \times \left\{ \mathbf{I}_{UN_{UE}} - (\boldsymbol{\beta}_{DL}^{(c)})^{-1} (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{opt,DL}^{(c)}(k) \right\}^H + \lambda (\mathbf{F}_{opt,DL}^{(c)}(k))^H = \mathbf{0} \\ \Rightarrow & \left\{ \begin{array}{l} (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) (\mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) \\ + \lambda (\boldsymbol{\beta}_{DL}^{(c)})^2 \mathbf{I}_{UN_{UE}} \end{array} \right\} (\mathbf{F}_{opt,DL}^{(c)}(k))^H = \boldsymbol{\beta}_{DL}^{(c)} (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) \\ \Rightarrow & \mathbf{F}_{opt,DL}^{(c)}(k) = \boldsymbol{\beta}_{DL}^{(c)} \left\{ (\mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) + \lambda (\boldsymbol{\beta}_{DL}^{(c)})^2 \mathbf{I}_{UN_{UE}} \right\}^{-1} (\mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) \end{aligned} \quad (3.43)$$

である．ここで，式(3.43)を式(3.39b)に代入すると，

$$(\boldsymbol{\beta}_{DL}^{(c)})^2 \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \boldsymbol{\Phi}_{DL}^{(c)}(k) (\boldsymbol{\Phi}_{DL}^{(c)}(k))^H \right\} \leq UN_{UE} N_c \quad (3.44)$$

となる．なお， $\boldsymbol{\Phi}_{DL}^{(c)}(k) = \left\{ (\mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) + \lambda (\boldsymbol{\beta}_{DL}^{(c)})^2 \mathbf{I}_{UN_{UE}} \right\}^{-1} (\mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k)$  とおいた．また，

$$\frac{\partial J(\{\mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k)\}, \boldsymbol{\beta}_{DL}^{(c)})}{\partial \boldsymbol{\beta}_{opt,DL}^{(c)}} = \mathbf{0} \quad (3.45)$$

が成立するため，

$$\begin{aligned}
& 2(\beta_{DL}^{(c)})^{-3} \left( \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left[ -(\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) \mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k) (\mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k))^H (\mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) \right] - \gamma'^{-1} UN_{UE} N_c \right) = 0 \\
& \Rightarrow \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left[ \begin{aligned} & (\beta_{opt,DL}^{(c)})^2 (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) \mathbf{\Phi}_{DL}^{(c)}(k) (\mathbf{\Phi}_{DL}^{(c)}(k))^H (\mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) \\ & - (\beta_{opt,DL}^{(c)})^2 (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) \mathbf{\Phi}_{DL}^{(c)}(k) \end{aligned} \right] + \gamma'^{-1} UN_{UE} N_c = 0 \\
& \Rightarrow \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left[ \begin{aligned} & (\beta_{opt,DL}^{(c)})^2 (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) \left\{ (\mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) + \mathfrak{A}_{UN_{UE}} \right\}^{-1} \\ & \times (\mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) \left\{ (\mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) + \mathfrak{A}_{UN_{UE}} \right\}^{-1} \\ & - (\beta_{opt,DL}^{(c)})^2 (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) \left\{ (\mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) + \mathfrak{A}_{UN_{UE}} \right\}^{-1} (\mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) \end{aligned} \right] \\
& + \gamma'^{-1} UN_{UE} N_c = 0 \\
& \Rightarrow -\xi (\beta_{opt,DL}^{(c)})^2 \sum_{k=1}^{N_c} \text{tr} \left\{ \mathbf{\Phi}_{DL}^{(c)}(k) (\mathbf{\Phi}_{DL}^{(c)}(k))^H \right\} + \gamma'^{-1} UN_{UE} N_c = 0 \\
& \Rightarrow -\xi UN_{UE} N_c + \gamma'^{-1} UN_{UE} N_c = 0 \\
& \Rightarrow \xi = \gamma'^{-1}
\end{aligned} \tag{3.46}$$

となる. ここで,  $\xi = \lambda (\beta_{opt,DL}^{(c)})^2$  とおいた. 以上より,

$$\begin{cases} \mathbf{F}_{opt,DL}^{(c)}(k) = \beta_{opt,DL}^{(c)} \left\{ (\mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{UN_{UE}} \right\}^{-1} (\mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) \\ \beta_{opt,DL}^{(c)} = \sqrt{\frac{UN_{UE} N_c}{\sum_{k=1}^{N_c} \left\{ \mathbf{\Phi}_{DL}^{(c)}(k) (\mathbf{\Phi}_{DL}^{(c)}(k))^H \right\}}} \end{cases} \tag{3.47}$$

と表される.

以上の  $\mathbf{F}_{opt,DL}^{(c)}(k)$  の導出では, 受信 FDE 行列  $\mathbf{Q}_{DL}^{(c)}(k) = \mathbf{I}_{N_{UE}}$  と仮定したため,  $\mathbf{F}_{opt,DL}^{(c)}(k)$  は受信 FDE と協調動作できない. そこで本章では,  $\mathbf{F}_{DL}^{(c)}(k) = \mathbf{\Phi}_{DL}^{(c)}(k) \mathbf{P}_{DL}^{(c)}(k)$  とし, MMSE プリコーディングに加えて電力配分を行う. 式(3.47)で与えられる MMSE プリコーディングは, IAI および IUI を完全に除去できないため, MMSE 規範の電力配分行列  $\mathbf{P}_{DL}^{(c)}(k)$  を閉形式で導出するのが困難である. そこで本章では, IAI/IUI が完全に除去できたと仮定したときの仮想 MSE を最小とする  $\mathbf{P}_{DL}^{(c)}(k)$  を導出する. IAI/IUI が完全に除去できたと仮定したときのブロック合計仮想 MSE 最小化問題は次式で定式化される.

$$(P3.4) \quad \min_{\{\mathbf{P}_{DL,u}^{(c)}(k)\}} \hat{\mathbf{\epsilon}}_{DL}^{(c)} = \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{u=1}^U \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \frac{1}{\gamma' \Lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) P_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) + 1} \tag{3.48a}$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} P_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) \sum_{n_{DA}=1}^{N_{DA}} \left| \Psi_{u,n_{DA},n_{UE}}^{(c)}(k) \right|^2 \leq N_{UE} N_c, \text{ for all } u \tag{3.48b}$$

ここで, 各 UE へ等しく電力が割り当てられるとした.  $\Psi_{u,n_{DA},n_{UE}}^{(c)}(k)$  は  $\mathbf{\Phi}_{DL,u}^{(c)}(k)$  の第  $(n_{DA}, n_{UE})$  要素である ( $\mathbf{\Phi}_{DL,u}^{(c)}(k) = [\mathbf{\Phi}_{DL,1}^{(c)}(k) \cdots \mathbf{\Phi}_{DL,U}^{(c)}(k)]$ ). BD-SVD 法と同様にして, KKT 条件[3.9]より, 最適解  $\mathbf{P}_{opt,DL,u}^{(c)}(k)$  の第  $n_{UE}$  対角要素  $P_{opt,DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  は次式で導出される ( $\mathbf{P}_{opt,DL}^{(c)}(k) = \text{diag}[\mathbf{P}_{opt,DL,1}^{(c)}(k) \cdots \mathbf{P}_{opt,DL,U}^{(c)}(k)]$ ).

$$P_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) = \left( \frac{1}{\sqrt{\mu_{DL,u}^{(c)}}} \frac{1}{\sqrt{\gamma' \Lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) \sum_{n_{DA}=1}^{UN_{UE}} |\Psi_{u,n_{DA},n_{UE}}^{(c)}(k)|^2}} - \frac{1}{\gamma' \Lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)} \right)^+ \quad (3.49)$$

ここで、 $\mu_{DL,u}^{(c)}$  は制約条件(3.48b)を満足するように設定される正数である。

以上の送受信フィルタ行列を代入すると、式(3.37)は次式で書き直すこともできる(雑音項省略)。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{D}}_{DL}^{(c)}(k) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{Q}_{MMSE-SVD}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) (\Lambda_{DL}^{(c)}(k))^{1/2} (\mathbf{V}_{DL}^{(c)}(k))^H \\ &\times \left\{ (\mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{UN_{UE}} \right\}^{-1} (\mathbf{H}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) (\mathbf{P}_{opt,DL}^{(c)}(k))^{1/2} \mathbf{D}^{(c)}(k) \end{aligned} \quad (3.50)$$

ここで、 $\Lambda_{DL}^{(c)}(k) = \text{diag}[\Lambda_{DL,1}^{(c)}(k) \cdots \Lambda_{DL,U}^{(c)}(k)]$  および  $\mathbf{V}_{DL,signal}^{(c)}(k) = [\mathbf{V}_{DL,signal,1}^{(c)}(k) \cdots \mathbf{V}_{DL,signal,U}^{(c)}(k)]^H$  である。  $\gamma'$  が十分大きいとき、式(3.50)は次式で近似できる。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{D}}_{DL}^{(c)}(k) &\approx \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{Q}_{MMSE-SVD}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) (\Lambda_{DL}^{(c)}(k))^{1/2} (\mathbf{V}_{DL}^{(c)}(k))^H \\ &\times \left\{ \mathbf{V}_{DL}^{(c)}(k) (\Lambda_{DL}^{(c)}(k))^{1/2} (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) (\Lambda_{DL}^{(c)}(k))^{1/2} (\mathbf{V}_{DL}^{(c)}(k))^H \right\}^{-1} \\ &\times \mathbf{V}_{DL}^{(c)}(k) (\Lambda_{DL}^{(c)}(k))^{1/2} (\mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k))^H \mathbf{U}_{DL}^{(c)}(k) (\mathbf{P}_{opt,DL}^{(c)}(k))^{1/2} \mathbf{D}^{(c)}(k) \\ &\approx \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{Q}_{MMSE-SVD}^{(c)}(k) (\Lambda_{DL}^{(c)}(k))^{1/2} (\mathbf{V}_{DL}^{(c)}(k))^H \left\{ \mathbf{V}_{DL}^{(c)}(k) \Lambda_{DL}^{(c)}(k) (\mathbf{V}_{DL}^{(c)}(k))^H \right\}^{-1} \\ &\times \mathbf{V}_{DL}^{(c)}(k) (\Lambda_{DL}^{(c)}(k))^{1/2} (\mathbf{P}_{opt,DL}^{(c)}(k))^{1/2} \mathbf{D}^{(c)}(k) \\ &\approx \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{Q}_{MMSE-SVD}^{(c)}(k) (\Lambda_{DL}^{(c)}(k))^{1/2} (\mathbf{V}_{DL}^{(c)}(k))^H (\Lambda_{DL}^{(c)}(k))^{1/2} \mathbf{V}_{DL}^{(c)}(k) \left\{ (\mathbf{V}_{DL}^{(c)}(k))^H \Lambda_{DL}^{(c)}(k) \mathbf{V}_{DL}^{(c)}(k) \right\}^{-1} \\ &\times (\mathbf{P}_{opt,DL}^{(c)}(k))^{1/2} \mathbf{D}^{(c)}(k) \\ &\approx \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{Q}_{MMSE-SVD}^{(c)}(k) (\Lambda_{DL}^{(c)}(k))^{1/2} (\mathbf{P}_{opt,DL}^{(c)}(k))^{1/2} \mathbf{D}^{(c)}(k) \end{aligned} \quad (3.51)$$

式(3.51)より、 $\gamma'$  が十分大きいとき、MMSE-SVD法は固有モード伝送を行うことがわかる。そして、BD-SVD法と異なり、固有モードは本来のチャネル  $\mathbf{H}_{DL,u}^{(c)}(k)$  を分解したものである。

なお、MMSE-SVD法においても、受信FDEを行うために送信電力配分の状態を知る必要があるが、BD-SVD法と同様の方法によって推定可能である。

### 3.3.3. スループットを向上する電力配分

式(3.34)および(3.49)で与えられるMMSE電力配分(以降2D-MMSE電力配分)は、固有値の低い固有モードに多くの電力を配分し全体のMSEを最小にするため、BER特性などの受信SINRの悪いときの影響が強い伝送特性改善には有効であるが、式(3.19)で与えられるスループットがShannonのチャネル容量から大幅に劣化してしまう。一方で、Shannonのチャネル容量を達成す

る WF 電力配分をそのまま適用すると ISI を強調してしまう。また、式(3.19)で与えられるスループットを最大にする電力配分を解析的に導出することも困難である。そこで本章では、まず各固有モードの固有値の周波数平均を用いて仮想スループットを定義し、これを最大にする各固有モードへの電力配分を導出する。続いて、各固有モードにおいて、上述の電力配分によって与えられた電力を MMSE 規範に基づき各周波数へ配分する電力配分を導出する。なお、前節と同様 CCI は考慮しない。また、式(3.34)および(3.49)を比較してわかるとおり、両者の違いは固有モードの固有値  $\dot{\Lambda}_{u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  および  $\Lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  と、  $\Xi_{u,n_{DA},n_{UE}}^{(c)}(k)$  および  $\Psi_{u,n_{DA},n_{UE}}^{(c)}(k)$  のみである。したがって本節では MMSE-SVD 法の WF-MMSE 電力配分のみを導出するが、BD-SVD 法については上記の違いを読み替えるのみで与えられる。

MMSE-SVD 法において、UE# $u$  の第  $n_{UE}$  固有モードの固有値の周波数平均  $\bar{\Lambda}_{DL,u,n_{UE}}^{(c)} = \sum_{k=1}^{N_c} \Lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)/N_c$  を用いて、仮想スループット  $\bar{C}_{DL,u}^{(c)}$  (bps/Hz) を次式で定義する。

$$\bar{C}_{DL,u}^{(c)} \equiv \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \log_2 \left( 1 + \gamma' \Omega_{WF,DL,u,n_{UE}}^{(c)} \bar{\Lambda}_{DL,u,n_{UE}}^{(c)} \right) \quad (3.52)$$

ここで、 $\Omega_{WF,DL,u,n_{UE}}^{(c)}$  は第  $n_{UE}$  固有モードへの電力配分であり、KKT 条件より、式(3.52)を最大化する  $\Omega_{opt,WF,DL,u,n_{UE}}^{(c)}$  は次式で表される。

$$\Omega_{opt,WF,DL,u,n_{UE}}^{(c)} = \left( \frac{1}{\kappa_{DL,u}^{(c)}} - \frac{1}{\gamma' \bar{\Lambda}_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}} \right)^+ \quad (3.53)$$

なお、 $\kappa_{DL,u}^{(c)}$  は各 UE への送信電力を一定にする(すなわち

$$\sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \Omega_{WF,DL,u,n_{UE}}^{(c)} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{n_{DA}=1}^{N_{UE}} \left| \Psi_{u,n_{DA},n_{UE}}^{(c)} \right|^2 = N_{UE} N_c) \text{ ように設定される正数である。}$$

続いて、BBU で IAI および IUI が完全に除去できたと仮定したときの、UE# $u$  の第  $n_{UE}$  固有モードにおける仮想 MSE を次式で定義する。

$$\tilde{\epsilon}_{DL,u,n_{UE}}^{(c)} \equiv \sum_{k=1}^{N_c} \frac{1}{\gamma' \Lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) \Omega_{MMSE,DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) + 1} \quad (3.54)$$

ここで、 $\Omega_{MMSE,DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  は第  $n_{UE}$  固有モードの第  $k$  周波数への電力配分であり、KKT 条件より、式(3.54)を最小化する  $\Omega_{opt,MMSE,DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)$  は次式で表される。

$$\Omega_{opt,MMSE,DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) = \left( \frac{1}{\sqrt{\lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}}} - \frac{1}{\sqrt{\gamma' \Lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)}} - \frac{1}{\gamma' \Lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k)} \right)^+ \quad (3.55)$$

なお、 $\lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(c)}$  は各固有モードの送信電力を一定にする(すなわち

$$\sum_{k=1}^{N_c} \Omega_{MMSE,DL,u,n_{UE}}^{(c)}(k) = \Omega_{opt,WF,DL,u,n_{UE}}^{(c)}) \text{ ように設定される正数である。本章では、式(3.53)および(3.55)}$$

で与えられる電力配分を WF-MMSE 電力配分と呼ぶ。

### 3.4. 計算機シミュレーションおよび数値計算結果

表 3.2 に計算機シミュレーションおよび数値計算諸元を示す. 各マクロセルの UE 数  $U=2$  とし, 各 UE のアンテナ本数  $N_{UE}=2$  とする. 各パス/アンテナ/UE 間のチャンネルは無相関とし, 仲上ライスフェージング環境における  $K=10(\text{dB})$  とする. UE は自身と同一セル内の DA 間の送信フィルタリング後のチャンネルを, BBU は同一セル内の全 UE-DA 間のチャンネルを理想的に得られるものとしている.

表 3.2 計算機シミュレーションおよび数値計算諸元

Transmitter & Receiver	No. of DFT/IDFT point	$N_c=128$
	Gurad interval length	$N_g=16$
	No. of UEs per macro cell	$U=2$
	No. of UE's antennas	$N_{UE}=2$
	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

#### 3.4.1. BER 特性

各 UE のアンテナ本数  $N_{UE}=2$  としたため, 各 UE は  $N_{Rank,u}^{(c)}=1$  あるいは 2 データストリームを同時送信する. 各データストリームの変調方式は表 3.1 に示すとおり BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM の中から選択され,  $N_{Rank,u}^{(c)}$  とともに BBU から各 UE に通知される. 議論の簡単化のため, BER 特性については伝搬損失, シャドウイング損失, および CCI の影響をなくし, ブロックレイリーフェージングを仮定する. したがって, 正規化送信  $E_s/N_0$  の値が平均受信  $E_s/N_0$  となる.

図 3.4 に, 提案する 2 種類の送受信協調 MMSE フィルタリングを用いたときの平均 BER 特性を示す. ここで, 各 UE のデータレート  $\Pi_{DL,u}^{(c)}=4(\text{bps/Hz})$  とし, MMSE 電力配分を用いた. 比較として, 従来の送信 MMSE フィルタリングのみを行ったときの特性を併記する. 受信 MMSE フィルタリングでは  $N_{Rank,u}^{(c)}=N_{UE}=2$  ストリームに対し QPSK を適用する. 図 3.4 より, 2 種類の提案法が従来の送信 MMSE フィルタリングよりも優れた平均 BER 特性を達成できることがわかる. 従来の送信 MMSE フィルタリングでは, フィルタリング後の残留 ISI/IAI/IUI により特性改善に限界がある. 一方, 提案法では, BBU の送信フィルタリングと各 UE の受信フィルタリングが

MMSE 規範に基づき協調することで、BBU と各 UE 間の SU-MIMO チャネルを複数の固有モードに変換し、各固有モードに対し MMSE 規範の送信電力配分および受信 FDE を適用する。これにより IAI および ISI を大幅に抑圧できる。また、ARMC により固有モード間の受信 SINR 差を有効利用でき(詳細は後述)、結果として特性が大幅に改善する。

また、図 3.4 より、BD-SVD 法が MMSE-SVD 法よりも優れた平均 BER 特性を達成できることがわかる。BD-SVD 法は、送受信協調フィルタリングの前段で BD を適用することで IUI を完全に除去している(ただし理想チャネル推定するとき)。一方 MMSE-SVD 法は、送信フィルタリングによって ISI/IAI とともに IUI を抑圧している。そのため IUI を完全に除去することができず、BD-SVD 法よりも特性が劣化したと考えられる。

図 3.5 に、2 種類の提案法の ARMC による各 UE のランクと変調方式の選択確率を示す。図 3.5 より、どちらの手法においても全ての送信ビットが第 1 固有モードに 100%の確率で割り当てられることがわかる。これは、第 1 固有モードが最も高い空間ダイバーシチ利得を獲得できるため、受信 SINR の低い第 2 固有モードに送信ビットおよび送信電力を割り当てるよりも、全送信電力を第 1 固有モードに割り当てるほうが BER を低減できるからである。

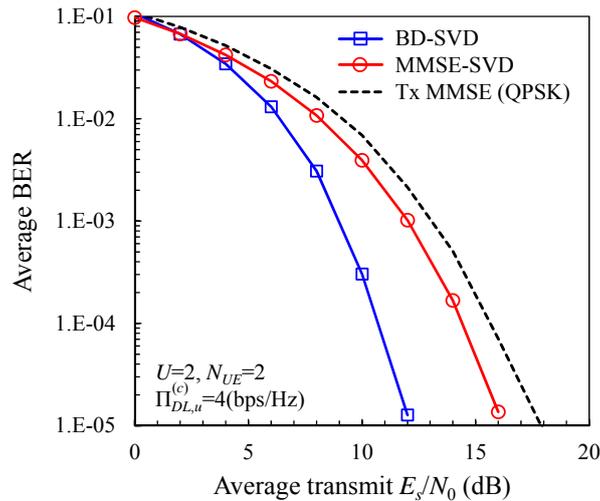


図 3.4 平均 BER 特性

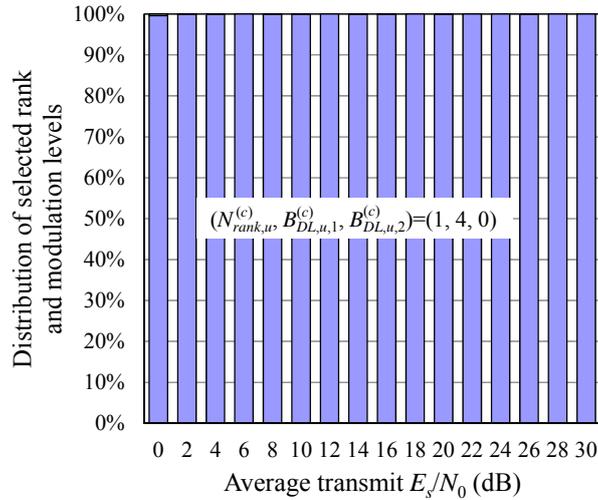


図 3.5 各 UE のランクと変調方式の選択確率

### 3.4.2. スループット特性

図 3.6 に、SC-MU-MIMO を用いる DAN 下りリンクにおいて、提案する送受信協調 MMSE フィルタリング(BD-SVD 法, MMSE-SVD 法)を用いたときのスループット分布を示す. ここで, 図 3.6(a)は注目セル内の UE 合計スループットの CDF, 同図(b)は注目セル内の各 UE スループットの CDF を示している. また, WF-MMSE 電力配分を用いた. 比較として, 従来の送信 MMSE フィルタリングを用いたときの特性を併記する. 図 3.6 より, 合計スループット, UE スループットどちらにおいても, 提案する送受信協調 MMSE フィルタリングが従来の送信 MMSE フィルタリングよりも優れたスループット特性を達成できることがわかる. 3.4.1 節で考察した通り, 送受信協調 MMSE フィルタリングでは BBU の送信フィルタリングと各 UE の受信フィルタリングが MMSE 規範に基づき協調することで, BBU と各 UE 間の SU-MIMO チャネルを複数の固有モードに変換し, 各固有モードに対し WF-MMSE 規範の送信電力配分および受信 FDE を適用する. これにより IAI および ISI を大幅に抑圧できる. 同時に, BBU の送信フィルタリングにより IUI を抑圧できる.

また, 図 3.6 より, BD-SVD 法が MMSE-SVD 法よりも優れた平均 BER 特性を達成できることがわかる. BD-SVD 法は, 送受信協調フィルタリングの前段で BD を適用することで IUI を完全に除去している(ただし理想チャネル推定のと看). 一方 MMSE-SVD 法は, 送信フィルタリングによって ISI/IAI とともに IUI を抑圧している. そのため IUI を完全に除去することができず, BD-SVD 法よりも特性が劣化したと考えられる. 一例として, スループットの CDF の 10%(50%) 値で比較するとき, 送信フィルタリングの値を基準に, BD-SVD 法は合計スループットで 7.4 倍(5.0 倍), UE スループットで 8.5 倍(5.1 倍)のスループットを達成できるのに対して, MMSE-SVD 法は合計スループットで 3.5 倍(3.8 倍), UE スループットで 3.7 倍(3.7 倍)のスループットを達成できる.

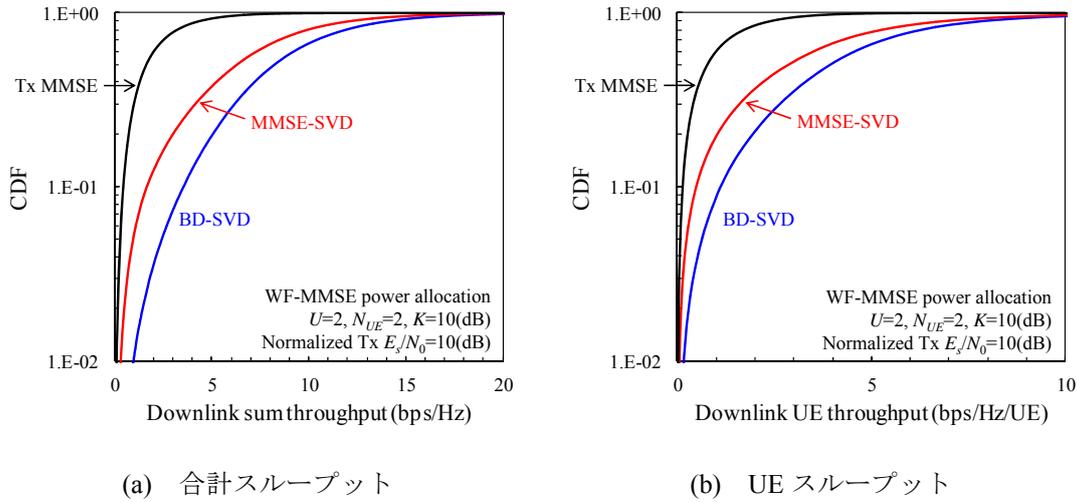


図 3.6 下りリンクスループットの CDF

### 3.5. まとめ

本章では、SC-MU-MIMO 伝送を行う下りリンク DAN を対象に、MMSE 規範に基づく線形空間/周波数フィルタリングを協調して行う送受信協調 MMSE フィルタリングを 2 種類(BD-SVD 法, MMSE-SVD 法)提案した. BD-SVD 法では、送信機の BD によって IUI を除去した後、全 DA-各 UE 間の等価チャネル行列を SVD して送受信協調 MMSE フィルタリングを行う. このとき送受信協調 MMSE フィルタリングは、全 DA-各 UE 間の等価チャネルを IAI の発生しない固有モードに変換し、各固有モードに対して MMSE 規範の送信電力配分および受信 FDE を適用して ISI を抑圧する. 一方 MMSE-SVD 法では、全 DA-各 UE 間のチャネル行列を直接 SVD して送受信協調 MMSE フィルタリングを行う. このとき送受信協調 MMSE フィルタリングは、BD-SVD 法と異なり IAI/ISI に加えて IUI も同時に抑圧する.

また、送受信協調 MMSE フィルタリングによって発生した固有モード間には大きな SINR 差が存在する. そのため、全固有モードで同一の変調方式を用いると、受信 SINR の低い固有モードで発生するビット誤りが全体の伝送品質改善を制限してしまう. そこで、この受信 SINR 差を有効利用するために、UE 毎に使用するランクと各固有モードで用いる変調方式を適応制御する ARMC を導入した.

しかし、各 DA-UE 間の平均受信電力が異なる DAN では固有モードの等価チャネル利得(固有値)の間に大きな差があるため、2D-MMSE 電力配分では固有値の低い固有モードの通信品質を改善するために多くの電力を費やしてしまい、スループットが Shannon のチャンネル容量から大幅に劣化してしまう. したがって、スループット改善の観点から別の電力配分を設計すべきである. ただし、Shannon のチャンネル容量を達成する WF 電力配分をそのまま適用すると ISI を強調してしまう. そこで、第 2 章と同様に、固有モード領域で WF 電力配分、周波数領域で MMSE 電力配分を行う WF-MMSE 電力配分の設計を、BD-SVD 法, MMSE-SVD 法それぞれに対して行った.

まず、各固有モードの固有値から試算した Shannon のチャンネル容量に基づき、WF 電力配分によって各固有モードへの電力配分を決定する。次に、各固有モードでは割り当てられた電力を MMSE 規範に基づき各周波数へ割り当てる。これにより、Shannon のチャンネル容量からの大幅の劣化を避けつつ、ISI を抑圧することができる。

また、送受信協調 MMSE フィルタリング後の各 UE の固有モード毎の受信 SINR を理論的に導出し、干渉をガウス近似することで Shannon のチャンネル容量からスループットを算出した。

計算機シミュレーションおよび数値計算により、提案する送受信協調 MMSE フィルタリングが従来の受信 MMSE フィルタリングよりも優れた BER およびスループット特性を達成できることを示した。

## 参考文献

- [3.1] C. B. Peel, B. M. Hochwald, and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication—part I: channel inversion and regularization," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 1, pp. 195-202, January 2005.
- [3.2] 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.
- [3.3] S. Yoshioka, S. Kumagai, and F. Adachi, "Vector perturbation for single-carrier MU-MIMO downlink," *IEEE International Conference on Communication System 2014 (ICCS 2014)*, Macau, November 2014.
- [3.4] 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.
- [3.5] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp. 461-471, February 2004.
- [3.6] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [3.7] S. Inoshita, H. Miyazaki, and F. Adachi, "Complexity- reduced per-antenna multiple access interference cancellation for DAN using DS-CDMA," in *Proc. of IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall)*, Vancouver, Canada, September 2014.
- [3.8] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications, 5th edition*, McGraw-Hill, 2008.
- [3.9] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge University Press, 2006.
- [3.10] G. H. Golub and C. F. V. Loan, *Matrix Computations, 4th edition*, Johns Hopkins University Press, 2013.
- [3.11] K. Harada, Y. Ogawa, T. Nishimura, and T. Ohgane, "A study on a multi-user single-carrier E-SDM scheme in wideband transmissions," *2013 International symposium on intelligent signal processing and communications systems (ISPACS 2013)*, Naha, Japan, November 2013.
- [3.12] M. Joham, W. Utschick, and J. A. Nossek "Linear transmit processing in MIMO communications systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 8, pp. 2700-2712, August 2005.

### 第3章に関連する研究成果

学術論文(1件)

- [1] 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.

国内学会・研究会(2件)

- [1] 熊谷慎也, 安達文幸, "下りリンクシングルキャリア MU-MIMO のための送受信協調 MMSE フィルタリング," 信学技報, RCS2015-176, pp. 101-106, 2015年10月.
- [2] 熊谷慎也, 安達文幸, "分散アンテナネットワークにおける下りリンク広帯域 MU-MIMO への送受信協調信号処理の適用効果," 信学技報, RCS2015-274, pp. 181-186, 2015年12月.

## 第4章 SC-MU-MIMO を用いる DAN のためのリソース スケジューリング

### 4.1. 概要

従来の DAN に関する検討[4.1]や2章および3章では、各 DA は自マクロセル内の UE のみと接続する(UE-DA 固定グルーピングと呼ぶ)と仮定していたため、マクロセル境界を挟んで近接する他セルの UE の信号が強い CCI となり、伝送特性の改善を制限していた。DA が連携できる範囲をマクロセル内に限定しなければ、UE 間の CCI を IUI とみなすことができる。そして、互いに強く干渉し合う UE 間の IUI を SC-MU-MIMO 信号処理によって抑圧することで、伝送特性の劣化を回避できる。

本章では、SC-MU-MIMO 伝送を行う DAN において、強く干渉し合う UE 群とその近傍の DA 群を、マクロセル境界を超えて動的にグルーピングする手法(UE-DA 動的グルーピング)を提案する。SC-MU-MIMO 伝送では、DA 数が多重する UE 群の総アンテナ本数以上でなければならない。提案 UE-DA 動的グルーピングでは、まず全 UE の各アンテナと接続する DA を決定する。受信 SNR が最大の DA を接続先として選択する。その後、グルーピングの中心となる UE および DA を決定する。SC-MU-MIMO による干渉除去の効果を大きくするために、与/受干渉電力が最大の UE および接続先 DA を中心にグルーピングをする。続いて、そのグループへグルーピングする UE および DA を決定する。グループ内の UE および DA との相互干渉電力が最大であるグルーピングされていない UE および接続先 DA をグルーピングする。以上を繰り返すことで全 UE および接続先の DA をグルーピングしていく。

2章、3章と同様にして、送受信協調 MMSE フィルタリング後の各 UE の固有モード毎の受信 SINR を理論的に導出し、干渉をガウス近似することで Shannon のチャンネル容量[4.2]からスループットを算出する。

数値計算により、提案する UE-DA 動的グルーピングが従来の固定グルーピングよりも優れたスループット特性を達成できることを示す。

### 4.2. システムモデル

本節では、本章で仮定する DAN モデル、チャンネルモデル、および上下リンク SC-MU-MIMO 伝送系について述べる。

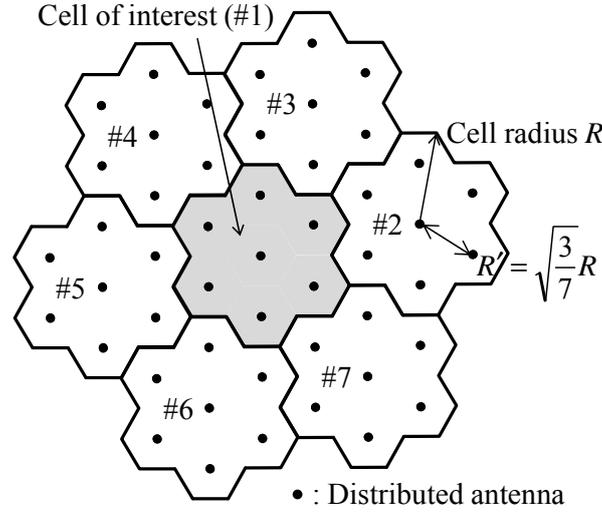


図 4.1 DAN モデル

#### 4.2.1. DAN モデル

図 4.1 に、本章で仮定する DAN モデル[4.1]を示す。セル半径  $R$  の各マクロセル内には  $N_{total}=7$  本の DA が配置されており、DA 間距離  $R' = \sqrt{3/7}R$  としている。中央のマクロセル(#1)を注目セルとし、その周辺の 6 セル(#2~7)を考慮する。全マクロセルで同一帯域を用いて通信を行うものとし、 $N_{UE}$  本のアンテナを有する UE が各マクロセル内に  $U$  台ランダムに発生する。

#### 4.2.2. チャネルモデル

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。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、マクロセル# $c$  の UE# $u$  のアンテナ# $n_{UE}$  とマクロセル# $c'$  の DA# $m$  間のチャネルのインパルス応答は次式で表される。

$$h_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(\tau) = \left( d_{m,u}^{(c',c)} \right)^{-\frac{\alpha}{2}} \left\{ \begin{array}{l} \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp(j\theta_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}) \delta(\tau - \tau_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(l)) \\ + \sqrt{10^{-\frac{\eta_{m,u}^{(c',c)}}{10}}} \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=1}^L \xi_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(l) \delta(\tau - \tau_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(l)) \end{array} \right\} \quad (4.1)$$

本章ではマクロセル# $c$  の UE# $u$  とマクロセル# $c'$  の DA# $m$  間の距離  $d_{m,u}^{(c',c)} \leq R/\sqrt{7}$  のとき仲上ライ

スフェージング環境(すなわち直接波と遅延波の電力比  $K > 0$ )、 $d_{m,u}^{(c',c)} > R/\sqrt{7}$  のときレイリーフ

フェージング環境( $K=0$ )になると仮定する。 $\alpha$  は伝搬損失指数、 $\eta_{m,u}^{(c',c)}$  は零平均で標準偏差  $\sigma_S$  の正規分布に従うシャドウイング損失(dB)を表す。 $\theta_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}$  は直接波の位相であり、一様分布に従うと仮定する。 $\xi_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(l)$  および  $\tau_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(l)$  はそれぞれパス# $l$  の複素パス利得および遅延時間であり、本

章ではサンプリング間隔の整数倍の遅延時間(すなわち  $\tau_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)} = l-1$ , for all  $c, c', m, u, n_{UE}$ )を有する離散パスを仮定し,  $E[\sum_{l=1}^L |\xi_{m,u,n_{UE}}^{(c',c)}(l)|^2] = 1$ , for all  $c, c', m, u, n_{UE}$ , である.

下りリンク伝送において, マクロセル# $c$  の UE# $u$  におけるマクロセル# $c'$  の DA# $m$  からの信号(上りリンク伝送においてはマクロセル# $c'$  の DA# $m$  におけるマクロセル# $c$  の UE# $u$  からの信号)の短区間平均受信電力  $P_{Rx,m,u}^{(c',c)}$  は次式で表される.

$$P_{Rx,m,u}^{(c',c)} = P_{Tx,m}^{(c')} (d_{m,u}^{(c',c)})^{-\alpha} \left( \frac{K}{K+1} + 10^{-\frac{\eta_{m,u}^{(c',c)}}{10}} \frac{1}{K+1} \right) \quad (4.2)$$

ここで,  $P_{Tx,m}^{(c')}$  はマクロセル# $c'$  の DA# $m$  の送信電力であり(上りリンク伝送ではマクロセル# $c$  の UE# $u$  の送信電力  $P_{Tx,u}^{(c)}$  に置き換える), 本章では  $P_{Tx,m}^{(c')} = P_{Tx,u}^{(c)} = P_{Tx}$ , for all  $c', m, c, u$ , とする. セル半径  $R$  で正規化した距離  $\hat{d}_{m,u}^{(c',c)} = d_{m,u}^{(c',c)}/R$ , 正規化送信電力  $\hat{P}_{Tx} = P_{Tx} \cdot R^{-\alpha}$  とすると, 式(4.2)は次式で書き直される.

$$P_{Rx,m,u}^{(c',c)} = \hat{P}_{Tx} (\hat{d}_{m,u}^{(c',c)})^{-\alpha} \left( \frac{K}{K+1} + 10^{-\frac{\eta_{m,u}^{(c',c)}}{10}} \frac{1}{K+1} \right) \quad (4.3)$$

さらに正規化送信シンボルエネルギー  $E_s = \hat{P}_{Tx} \cdot T_s$ , 雑音の分散  $2\sigma^2 = 2N_0/T_s$  とすると( $T_s$  はシンボル長,  $N_0$  は AWGN の片側電力スペクトル密度), 短区間平均受信 SNR,  $\gamma_{m,u}^{(c',c)}$  は次式で表される.

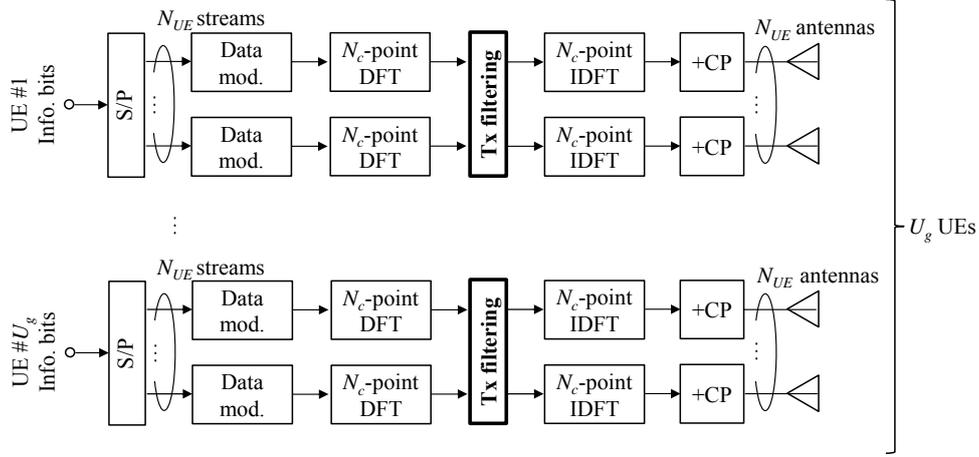
$$\gamma_{m,u}^{(c',c)} = \frac{P_{Rx,m,u}^{(c',c)}}{2\sigma^2} = \left( \frac{E_s}{N_0} \right) (\hat{d}_{m,u}^{(c',c)})^{-\alpha} \left( \frac{K}{K+1} + 10^{-\frac{\eta_{m,u}^{(c',c)}}{10}} \frac{1}{K+1} \right) \quad (4.4)$$

### 4.2.3. 上りリンク SC-MU-MIMO 伝送系

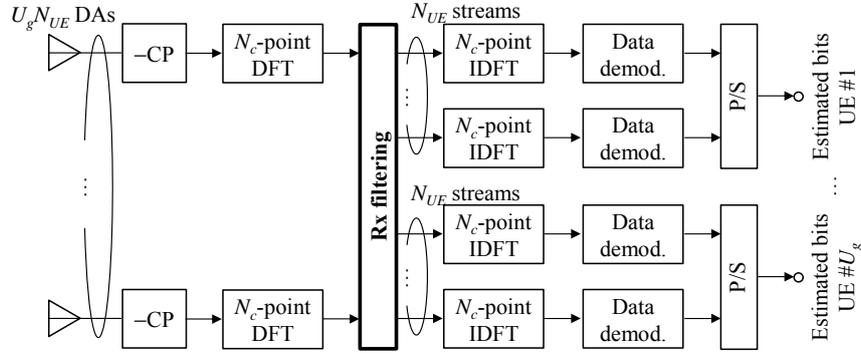
4.3 節で提案する UE-DA 動的グルーピングによって決定されたグループ  $G_g$  ( $U_g$  台の UE と  $U_g N_{UE}$  本の DA がグルーピング)に注目して伝送系を述べる. 図 4.2 に本章で仮定する上りリンク SC-MU-MIMO 伝送系を示す.  $N_{UE}$  本のアンテナを有する  $U_g$  台の UE が  $U_g N_{UE}$  本の DA と通信を行う. このとき, 各 UE は自身と  $U_g N_{UE}$  本の DA 間の CSI のみを知っているものとする.

グループ  $G_g$  の UE# $u$  のアンテナ# $n_{UE}$  とグループ  $G_g$  の DA# $n_{DA}$  ( $=1 \sim U_g N_{UE}$ ) の第  $k$  ( $=1 \sim N_c$ ) 周波数のチャネルの伝達関数  $H_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(g,g')}(k)$  は次式で与えられる.

$$H_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(g,g')}(k) = (\hat{d}_{n_{DA},u}^{(g,g')})^{\frac{\alpha}{2}} \left\{ \begin{aligned} & \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp(j\theta_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(g,g')}) \exp\left(-j \frac{2\pi k \tau_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(g,g')}(1)}{N_c}\right) \\ & + \sqrt{10^{-\frac{\eta_{n_{DA},u}^{(g,g')}}{10}}} \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=1}^L \xi_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(g,g')}(l) \exp\left(-j \frac{2\pi k \tau_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(g,g')}(l)}{N_c}\right) \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$



(a) 送信機(UE)



(b) 受信機(DA および BBU)

図 4.2 上りリンク SC-MU-MIMO 伝送系

ここで、 $N_c$ はブロックサイズであり、各変数の値は式(4.1)と対応する。DAN では DA 毎に受信する CCI 電力が異なる。CCI が零平均の正規分布に従うとすると、 $DA\#n_{DA}$  における雑音+CCI の分散は次式で表される。

$$\begin{aligned}
 2(\sigma_{\text{noise+CCI},n_{DA}}^{(g)})^2 &= \frac{2N_0}{T_s} + \frac{2E_s}{T_s} \frac{1}{N_c} \sum_{g' \neq g} \sum_{u=1}^{U_{g'}} \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} |H_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(g,g')} (k)|^2 \\
 &= \frac{2N_0}{T_s} \left( 1 + \frac{\gamma'}{N_c} \sum_{g' \neq g} \sum_{u=1}^{U_{g'}} \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} |H_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(g,g')} (k)|^2 \right) \\
 &\equiv \frac{2N_0}{T_s} \beta_{n_{DA}}^{(g)}
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

ここで、 $\gamma' = E_s/N_0$  である。グループ  $G_g$  の UE# $u$  と  $U_g N_{UE}$  本の DA 間のチャネル行列  $\mathbf{H}_{UL,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{U_g N_{UE} \times N_{UE}}$  の第  $(n_{DA}, n_{UE})$  要素を  $H_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(g,g)}(k) / \sqrt{\beta_{n_{DA}}^{(g)}}$  と定義すると、各 DA で受信される等価雑音(雑音+CCI)の分散を  $2N_0/T_s$  にできる。

UE# $u$  では、情報ビット系列を S/P 変換により  $N_{UE}$  個のビット系列に変換した後、各系列をデ

ータ変調する．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に変換する．DFT 後の第  $k$  周波数における周波数領域データシンボルベクトル  $\mathbf{D}_u^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$  に対し送信フィルタリングを行い，次式で表される送信シンボルベクトル  $\mathbf{S}_{UL,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$  を得る．

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{UL,u}^{(g)}(k) &= [S_{UL,u,1}^{(g)}(k) \cdots S_{UL,u,N_{UE}}^{(g)}(k)]^T \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F}_{UL,u}^{(g)}(k) \mathbf{D}_u^{(g)}(k) \end{aligned} \quad (4.7)$$

ここで， $\mathbf{F}_{UL,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$  は送信フィルタ行列であり，第 2 章より，MMSE 規範のフィルタは次式で表される．

$$\mathbf{F}_{UL,u}^{(g)}(k) = \mathbf{V}_{UL,u}^{(g)}(k) \left( \mathbf{P}_{UL,u}^{(g)}(k) \right)^{1/2} \quad (4.8)$$

$\mathbf{V}_{UL,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$  は  $\mathbf{H}_{UL,u}^{(g)}(k)$  の右特異ベクトルを各列に有するユニタリ行列である．対角行列  $\mathbf{P}_{UL,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{R}^{N_{UE} \times N_{UE}}$  の第  $n_{UE}$  対角要素  $P_{UL,u,n_{UE}}^{(g)}(k)$  は，第  $k$  周波数における第  $n$  固有モード(固有値  $\Lambda_{UL,u,n_{UE}}^{(g)}(k)$ ) への MMSE 送信電力配分であり，次式で表される．

$$P_{UL,u,n_{UE}}^{(g)}(k) = \left( \frac{1}{\sqrt{\mu_{UL,u}^{(g)}}} \frac{1}{\sqrt{\gamma' \Lambda_{UL,u,n_{UE}}^{(g)}(k)}} - \frac{1}{\gamma' \Lambda_{UL,u,n_{UE}}^{(g)}(k)} \right)^+ \quad (4.9)$$

ここで， $\mu_{UL,u}^{(g)}$  は各 UE の総送信電力を一定にする(すなわち  $\sum_{k=1}^{N_c} \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} P_{UL,u,n_{UE}}^{(g)}(k) = N_{UE} N_c$ ) ように設定される正数である．なお，WF-MMSE 電力配分においては式(4.9)中の  $\mu_{UL,u}^{(g)}$  が  $\lambda_{UL,u}^{(g)}$  に置き換わり， $\sum_{k=1}^{N_c} P_{UL,u,n_{UE}}^{(g)}(k) = \Omega_{UL,u,n_{UE}}^{(g)}$  を満たすように設定される． $\Omega_{UL,u,n_{UE}}^{(g)}$  は次式で表される．

$$\Omega_{UL,u,n_{UE}}^{(g)} = \left( \frac{1}{\kappa_{UL,u}^{(g)}} - \frac{1}{\gamma' \Lambda_{UL,u,n_{UE}}^{(g)}} \right)^+ \quad (4.10)$$

なお， $\kappa_{UL,u}^{(g)}$  は各 UE の総送信電力を一定にする(すなわち  $\sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \Omega_{UL,u,n_{UE}}^{(g)} = N_{UE} N_c$ ) ように設定される正数である． $\bar{\Lambda}_{UL,u,n_{UE}}^{(g)} = \sum_{k=1}^{N_c} \Lambda_{UL,u,n_{UE}}^{(g)}(k) / N_c$  は UE# $u$  の第  $n_{UE}$  固有モードの固有値の周波数平均である．得られた  $N_{UE}$  個の送信シンボルブロック  $\{S_{UL,u,n_{UE}}^{(g)}(k); k=1 \sim N_c\}$ ,  $n_{UE}=1 \sim N_{UE}$ ，に対して  $N_c$  ポイント IDFT を適用し，時間領域送信シンボルブロックに再変換する．各ブロックの後尾  $N_g$  シンボルを CP としてコピーし，ブロックの先頭の GI に挿入し，各アンテナから送信する．

BBU では， $U_g N_{UE}$  本の DA で得られた各受信信号ブロックから CP を除去し， $N_c$  ポイント DFT を適用して周波数領域受信信号ブロックに変換する．第  $k$  周波数における周波数領域受信信号ベクトル  $\mathbf{R}_{UL}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{U_g N_{UE} \times 1}$  は次式で表される．

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{UL}^{(g)}(k) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left[ \mathbf{H}_{UL,1}^{(g)}(k) \mathbf{F}_{UL,1}^{(g)}(k) \cdots \mathbf{H}_{UL,U_g}^{(g)}(k) \mathbf{F}_{UL,U_g}^{(g)}(k) \right] \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1^{(g)}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{U_g}^{(g)}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{Z}_{UL}^{(g)}(k) \\ &\equiv \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \bar{\mathbf{H}}_{UL}^{(g)}(k) \mathbf{D}^{(g)}(k) + \mathbf{Z}_{UL}^{(g)}(k)\end{aligned}\quad (4.11)$$

ここで、 $\mathbf{Z}_{UL}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{U_g N_{UE} \times 1}$  は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雑音+CCI ベクトルである。  $\mathbf{R}_{UL}^{(g)}(k)$  に対して次式のように受信フィルタ行列

$\mathbf{W}_{UL}^{(g)}(k) = \left[ \left( \mathbf{W}_{UL,1}^{(g)}(k) \right)^T \cdots \left( \mathbf{W}_{UL,U_g}^{(g)}(k) \right)^T \right]^T \in \mathbb{C}^{U_g N_{UE} \times U_g N_{UE}}$  を乗積し、周波数領域軟判定シンボルベクトル

$\hat{\mathbf{D}}_{UL}^{(g)}(k) = \left[ \left( \hat{\mathbf{D}}_{UL,1}^{(g)}(k) \right)^T \cdots \left( \hat{\mathbf{D}}_{UL,U_g}^{(g)}(k) \right)^T \right]^T \in \mathbb{C}^{U_g N_{UE} \times 1}$  を得る。

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{D}}_{UL}^{(g)}(k) &= [\hat{D}_{UL,1}^{(g)}(k) \cdots \hat{D}_{UL,U_g N_{UE}}^{(g)}(k)]^T \\ &= \mathbf{W}_{UL}^{(g)}(k) \mathbf{R}_{UL}^{(g)}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}_{UL}^{(g)}(k) \bar{\mathbf{H}}_{UL}^{(g)}(k) \mathbf{D}^{(g)}(k) + \mathbf{W}_{UL}^{(g)}(k) \mathbf{Z}_{UL}^{(g)}(k)\end{aligned}\quad (4.12)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{D}}_{UL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$  は  $\mathbf{d}_u^{(c)}(k)$  に対応する軟判定シンボルベクトルであり、 $\mathbf{W}_{UL,u}^{(c)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times U_g N_{UE}}$  は  $\mathbf{W}_{UL}^{(c)}(k)$  の内、UE# $u$  の信号に対応する部分行列である。第2章より、MMSE 規範の受信フィルタ行列  $\mathbf{W}_{UL}^{(g)}(k)$  は次式で表される。

$$\mathbf{W}_{UL}^{(g)}(k) = \left\{ \left( \bar{\mathbf{H}}_{UL}^{(g)}(k) \right)^H \bar{\mathbf{H}}_{UL}^{(g)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{U_g N_{UE}} \right\}^{-1} \left( \bar{\mathbf{H}}_{UL}^{(g)}(k) \right)^H \quad (4.13)$$

得られた  $U_g N_{UE}$  個の周波数領域軟判定シンボルブロック  $\{ \hat{D}_{UL,n}^{(g)}(k); k=1 \sim N_c, n=1 \sim U_g N_{UE} \}$  に  $N_c$  ポイント IDFT を適用し、時間領域軟判定シンボルブロックを得る。

以上の送受信協調 MMSE フィルタリングを行ったときの、UE# $u$  の第  $n_{UE}$  固有モードの受信 SINR,  $\Gamma_{UL,u,n_{UE}}^{(g)}$  は次式で表される。

$$\Gamma_{UL,u,n_{UE}}^{(g)} = \frac{\left| \tilde{\mathbf{H}}_{UL,u,n_{UE}}^{(g)} \right|^2}{\mathbf{M}_{\text{ISI},UL,u,n_{UE}}^{(g)} + \mathbf{M}_{\text{IAI},UL,u,n_{UE}}^{(g)} + \mathbf{M}_{\text{IUI},UL,u,n_{UE}}^{(g)} + \mathbf{M}_{\text{noise+CCI},UL,u,n_{UE}}^{(g)}} \quad (4.14)$$

ここで、

$$\left\{ \begin{array}{l}
\tilde{H}_{UL,u,n_{UE}}^{(g)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(g)}(k) \\
\hat{H}_{UL,u,n_{UE},u',n'_{UE}}^{(g)}(k) = \sum_{n_{DA}=1}^{UN_{UE}} W_{UL,u,n_{UE},n_{DA}}^{(g)}(k) \sum_{n'_{UE}=1}^{N_{UE}} \frac{H_{n_{DA},u',n'_{UE}}^{(g,g)}(k)}{\sqrt{\beta_{n_{DA}}^{(g)}}} F_{UL,u',n'_{UE},n'_{UE}}^{(g)}(k) \\
M_{ISI,UL,u,n_{UE}}^{(g)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(g)}(k) \right|^2 - \left| \tilde{H}_{UL,u,n_{UE}}^{(g)} \right|^2 \\
M_{IAI,UL,u,n_{UE}}^{(g)} = \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{n'_{UE}=1 \\ n'_{UE} \neq n_{UE}}}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u,n'_{UE}}^{(g)}(k) \right|^2 \\
M_{IUI,UL,u,n_{UE}}^{(g)} = \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{u'=1 \\ u' \neq u}}^U \sum_{n'_{UE}=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{UL,u,n_{UE},u',n'_{UE}}^{(g)}(k) \right|^2 \\
M_{\text{noise+CCI},UL,u,n_{UE}}^{(g)} = \frac{\gamma'^{-1}}{N_c} \sum_{n_{DA}=1}^{UN_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left| W_{UL,u,n_{UE},n_{DA}}^{(g)}(k) \right|^2
\end{array} \right. \quad (4.15)$$

であり,  $W_{UL,u,n_{UE},n_{DA}}^{(g)}(k)$  および  $F_{UL,u',n'_{UE},n'_{UE}}^{(g)}(k)$  はそれぞれ  $\mathbf{W}_{UL,u}^{(g)}(k)$  および  $\mathbf{F}_{UL,u}^{(g)}(k)$  の第  $(n_{UE}, n_{DA})$  および  $(n'_{UE}, n'_{UE})$  要素である.  $M_{ISI,UL,u,n_{UE}}^{(g)}$ ,  $M_{IAI,UL,u,n_{UE}}^{(g)}$ ,  $M_{IUI,UL,u,n_{UE}}^{(g)}$ ,  $M_{\text{noise+CCI},UL,u,n_{UE}}^{(g)}$  はそれぞれ正規化後の残留 ISI/IAI/IUI/雑音+CCI の分散である.

式(4.14)より, UE# $u$  のスループット  $C_{UL,u}^{(g)}$  (bps/Hz) は Shannon のチャネル容量[4.2]を基に次式で表される.

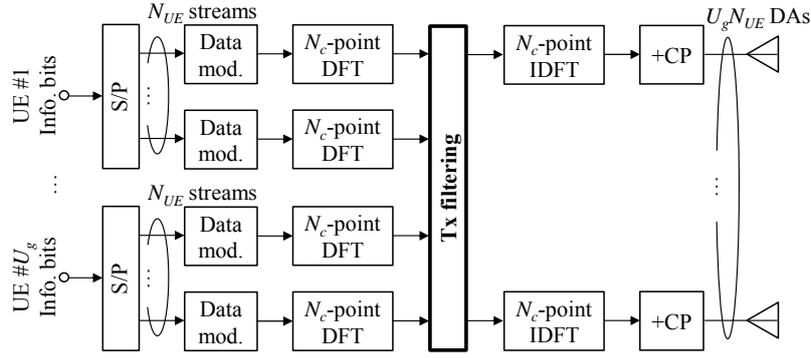
$$C_{UL,u}^{(g)} = \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \log_2 \left( 1 + \Gamma_{UL,u,n_{UE}}^{(g)} \right) \quad (4.16)$$

#### 4.2.4. 下りリンク SC-MU-MIMO 伝送系

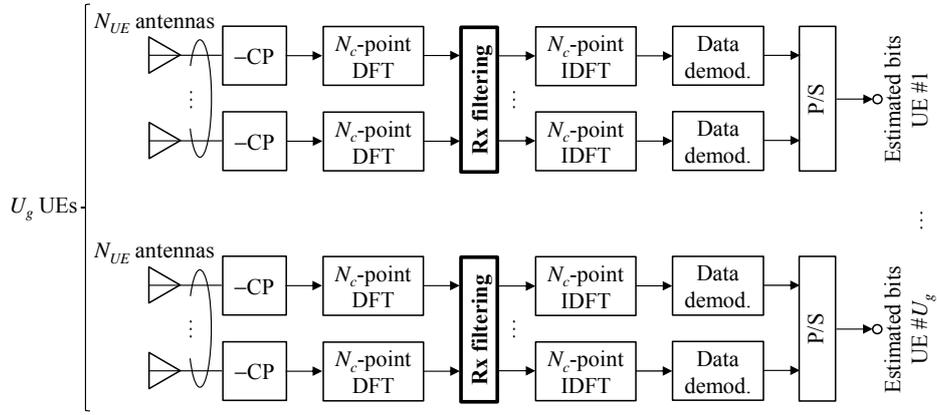
4.3 節で提案する UE-DA 動的グルーピングによって決定されたグループ  $G_g(U_g$  台の UE と  $U_g N_{UE}$  本の DA がグルーピング)に注目して伝送系を述べる. 図 4.2 に本章で仮定する上りリンク SC-MU-MIMO 伝送系を示す.  $N_{UE}$  本のアンテナを有する  $U_g$  台の UE が  $U_g N_{UE}$  本の DA と通信を行う. このとき, 各 UE は自身と  $U_g N_{UE}$  本の DA 間の CSI のみを知っているものとする.

グループ  $G_g$  の UE# $u$  のアンテナ# $n_{UE}$  とグループ  $G_g$  の DA# $n_{DA}(=1 \sim U_g N_{UE})$  の第  $k(=1 \sim N_c)$  周波数のチャネルの伝達関数  $H_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(g,g')}(k)$  は上りリンク伝送と同様に式(4.5)で与えられる.

BBU では, UE# $u$  の情報ビット系列を S/P 変換により  $N_{UE}$  個のビット系列に変換した後, 各系列をデータ変調する. 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に変換する. DFT 後の第  $k$  周波数における周波数領域データシンボルベクトル  $\mathbf{D}_u^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$  を全 UE 並べたベクトル  $\mathbf{D}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{U_g N_{UE} \times 1}$  に対し送信フィルタリングを行い, 次式で表される送信シンボルベクトル  $\mathbf{S}_{DL}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{U_g N_{UE} \times 1}$  を得る.



(a) 送信機(DA および BBU)



(b) 受信機(UE)

図 4.3 下りリンク SC-MU-MIMO 伝送系

$$\begin{aligned}
 \mathbf{S}_{DL}^{(g)}(k) &= [S_{DL,1}^{(g)}(k) \cdots S_{DL,U_g N_{UE}}^{(g)}(k)]^T \\
 &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F}_{DL}^{(g)}(k) \mathbf{D}^{(g)}(k) \\
 &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{DL,1}^{(g)}(k) \cdots \mathbf{F}_{DL,U_g}^{(g)}(k) \\ \mathbf{D}_1^{(g)}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{U_g}^{(g)}(k) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

ここで、 $\mathbf{F}_{DL}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{U_g N_{UE} \times U_g N_{UE}}$  は送信フィルタ行列であり、 $\mathbf{F}_{DL,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{U_g N_{UE} \times N_{UE}}$  は  $\mathbf{F}_{DL}^{(g)}(k)$  のうち  $\mathbf{D}_u^{(g)}(k)$  に対応する部分行列である。第 3 章より、BD-SVD 法の  $\mathbf{F}_{DL,u}^{(g)}(k)$  および MMSE-SVD 法の  $\mathbf{F}_{DL}^{(g)}(k)$  はそれぞれ次式で表される。

$$\mathbf{F}_{DL,u}^{(g)}(k) = \bar{\mathbf{V}}_{noise,u}^{(g)}(k) \hat{\mathbf{V}}_u^{(g)}(k) (\mathbf{P}_{DL,u}^{(g)}(k))^{1/2} \tag{BD-SVD 法} \tag{4.18a}$$

$$\mathbf{F}_{DL}^{(g)}(k) = \left\{ \left( \mathbf{H}_{DL}^{(g)}(k) \right)^H \mathbf{U}_{DL}^{(g)}(k) \left( \mathbf{U}_{DL}^{(g)}(k) \right)^H \mathbf{H}_{DL}^{(g)}(k) + \gamma'^{-1} \mathbf{I}_{U_g N_{UE}} \right\}^{-1} \left( \mathbf{H}_{DL}^{(g)}(k) \right)^H \mathbf{U}_{DL}^{(g)}(k) (\mathbf{P}_{DL}^{(g)}(k))^{1/2} \tag{MMSE-SVD 法} \tag{4.18b}$$

$\bar{\mathbf{V}}_{noise,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{U_g N_{UE} \times N_{UE}}$  は  $\bar{\mathbf{H}}_u^{(g)}(k) = \left[ \left( \mathbf{H}_{DL,1}^{(g)}(k) \right)^T \cdots \left( \mathbf{H}_{DL,u-1}^{(g)}(k) \right)^T, \left( \mathbf{H}_{DL,u+1}^{(g)}(k) \right)^T \cdots \left( \mathbf{H}_{DL,U_g}^{(g)}(k) \right)^T \right]^T$  を SVD し得られる零の特異値に対応する右特異ベクトルからなる行列であり,  $\mathbf{H}_{DL,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times U_g N_{UE}}$  は第  $(n_{UE}, n_{DA})$  要素に  $H_{n_{DA},u,n_{UE}}^{(g,g)}(k)$  をもつ UE# $u$  のチャネル行列である.  $\dot{\mathbf{V}}_u^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$  は BD 後の等価チャネル行列  $\mathbf{H}_{DL,u}^{(g)}(k) \bar{\mathbf{V}}_{noise,u}^{(g)}(k)$  を SVD して得られる右特異ベクトルからなる行列である.  $\mathbf{U}_{DL}^{(g)}(k) = \text{diag}[\mathbf{U}_{DL,1}^{(g)}(k) \cdots \mathbf{U}_{DL,U_g}^{(g)}(k)] \in \mathbb{C}^{U_g N_{UE} \times U_g N_{UE}}$  の部分行列  $\mathbf{U}_{DL,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$  は  $\mathbf{H}_{DL,u}^{(g)}(k)$  を SVD して得られる左特異ベクトルからなる行列であり,  $\mathbf{H}_{DL}^{(g)}(k) = \left[ \left( \mathbf{H}_{DL,1}^{(g)}(k) \right)^T \cdots \left( \mathbf{H}_{DL,U_g}^{(g)}(k) \right)^T \right]^T$  である.  $\mathbf{P}_{DL}^{(g)}(k) = \text{diag}[\mathbf{P}_{DL,1}^{(g)}(k) \cdots \mathbf{P}_{DL,U_g}^{(g)}(k)] \in \mathbb{R}^{U_g N_{UE} \times U_g N_{UE}}$  の部分行列  $\mathbf{P}_{DL,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{R}^{N_{UE} \times N_{UE}}$  は UE# $u$  の各固有モード・周波数への電力配分を与える対角行列であり, その第  $n_{UE}$  対角要素  $P_{DL,u,n_{UE}}^{(g)}(k)$  は, 次式で表される (MMSE 電力配分, MMSE-SVD 法).

$$P_{DL,u,n_{UE}}^{(g)}(k) = \left( \frac{1}{\sqrt{\mu_{DL,u}^{(g)}}} \frac{1}{\sqrt{\gamma' \Lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(g)}(k) \sum_{n_{DA}=1}^{U_g N_{UE}} |\Psi_{u,n_{DA},n_{UE}}^{(g)}(k)|^2}} - \frac{1}{\gamma' \Lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(g)}(k)} \right)^+ \quad (4.19)$$

ここで,  $\mu_{DL,u}^{(g)}$  は各 UE への送信電力を一定にする (すなわち  $\sum_{k=1}^{N_c} \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} P_{DL,u,n_{UE}}^{(g)}(k) \sum_{n_{DA}=1}^{U_g N_{UE}} |\Psi_{u,n_{DA},n_{UE}}^{(g)}(k)|^2 = N_{UE} N_c$ ) ように設定される正数である. また,  $\Psi_{u,n_{DA},n_{UE}}^{(g)}(k)$  は  $\mathbf{F}_{DL,u}^{(g)}(k) \left( \mathbf{P}_{DL,u}^{(g)}(k) \right)^{-1/2}$  の第  $(n_{DA}, n_{UE})$  要素であり,  $\Lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(g)}(k)$  は  $\mathbf{H}_{DL,u}^{(g)}(k)$  の第  $n_{UE}$  特異値の 2 乗値である. WF-MMSE 電力配分においては式 (4.19) 中の  $\mu_{DL,u}^{(g)}$  が  $\lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(g)}$  に置き換わり,  $\sum_{k=1}^{N_c} P_{DL,u,n_{UE}}^{(g)}(k) = \Omega_{DL,u,n_{UE}}^{(g)}$  を満たすように設定される.  $\Omega_{DL,u,n_{UE}}^{(g)}$  は次式で表される.

$$\Omega_{DL,u,n_{UE}}^{(g)} = \left( \frac{1}{\kappa_{DL,u}^{(g)}} - \frac{1}{\gamma' \Lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(g)}} \right)^+ \quad (4.20)$$

$\kappa_{DL,u}^{(g)}$  は各 UE への送信電力を一定にする (すなわち  $\sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \Omega_{DL,u,n_{UE}}^{(g)} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{n_{DA}=1}^{U_g N_{UE}} |\Psi_{u,n_{DA},n_{UE}}^{(g)}(k)|^2 = N_{UE} N_c$ ) ように設定される正数である.  $\bar{\Lambda}_{DL,u,n_{UE}}^{(g)} = \sum_{k=1}^{N_c} \Lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(g)}(k) / N_c$  は UE# $u$  の第  $n_{UE}$  固有モードの固有値の周波数平均である. なお,

BD-SVD 法の  $P_{UL,u,n_{UE}}^{(g)}(k)$  は式(4.19)および(4.20)の  $\Lambda_{DL,u,n_{UE}}^{(g)}(k)$  に対応する項を  $\mathbf{H}_{DL,u}^{(g)}(k)\bar{\mathbf{V}}_{noise,u}^{(g)}(k)$  の第  $n_{UE}$  特異値の 2 乗値  $\hat{\Lambda}_{u,n_{UE}}^{(g)}(k)$  に置き換わる. 得られた  $U_g N_{UE}$  個の送信シンボルブロック  $\{\mathbf{S}_{DL,u,n_{DA}}^{(g)}(k); k=1\sim N_c\}$ ,  $n_{DA}=1\sim U_g N_{UE}$ , に対して  $N_c$  ポイント IDFT を適用し, 時間領域送信シンボルブロックに再変換する. 各ブロックの後尾  $N_g$  シンボルを CP としてコピーし, ブロックの先頭の GI に挿入し, 各 DA から送信する.

UE# $u$  では,  $N_{UE}$  本のアンテナで得られた各受信信号ブロックから CP を除去し,  $N_c$  ポイント DFT を適用して周波数領域受信信号ブロックに変換する. 第  $k$  周波数における周波数領域受信信号ベクトル  $\mathbf{R}_{DL,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$  は次式で表される.

$$\mathbf{R}_{DL,u}^{(g)}(k) = \mathbf{H}_{DL,u}^{(g)}(k)\mathbf{S}_{DL}^{(g)}(k) + \mathbf{Y}_{DL,u}^{(g)}(k) + \mathbf{Z}_{DL,u}^{(g)}(k) \quad (4.21)$$

ここで,  $\mathbf{Y}_{DL,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$  は CCI ベクトル,  $\mathbf{Z}_{DL,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$  は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雑音ベクトルである.  $\mathbf{R}_{DL,u}^{(g)}(k)$  に対して次式のように受信フィルタ行列

$\mathbf{W}_{DL,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times N_{UE}}$  を乗積し, 周波数領域軟判定シンボルベクトル  $\hat{\mathbf{D}}_{DL,u}^{(g)}(k) \in \mathbb{C}^{N_{UE} \times 1}$  を得る.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{D}}_{DL,u}^{(g)}(k) &= [\hat{D}_{UL,u,1}^{(g)}(k) \cdots \hat{D}_{UL,u,N_{UE}}^{(g)}(k)]^T \\ &= \mathbf{W}_{DL,u}^{(g)}(k)\mathbf{R}_{DL,u}^{(g)}(k) \end{aligned} \quad (4.22)$$

ここで, ここで, 受信フィルタ行列は BD-SVD 法, MMSE-SVD 法ともに次式で表される.

$$\mathbf{W}_{DL,u}^{(g)}(k) = \left\{ \left( \mathbf{H}_{DL,u}^{(g)}(k)\mathbf{F}_{DL,u}^{(g)}(k) \right)^H \mathbf{H}_{DL,u}^{(g)}(k)\mathbf{F}_{DL,u}^{(g)}(k) + \gamma^{-1}\mathbf{I}_{N_{UE}} \right\}^{-1} \left( \mathbf{H}_{DL,u}^{(g)}(k)\mathbf{F}_{DL,u}^{(g)}(k) \right)^H \quad (4.23)$$

得られた  $N_{UE}$  個の周波数領域軟判定シンボルブロック  $\{\hat{D}_{DL,u,n_{UE}}^{(g)}(k); k=1\sim N_c\}$ ,  $n_{UE}=1\sim N_{UE}$  に  $N_c$  ポイント IDFT を適用し, 時間領域軟判定シンボルブロックを得る.

以上の送受信協調 MMSE フィルタリングを行ったときの, UE# $u$  の第  $n_{UE}$  固有モードの受信 SINR,  $\Gamma_{DL,u,n_{UE}}^{(g)}$  は次式で表される.

$$\Gamma_{DL,u,n_{UE}}^{(g)} = \frac{\left| \tilde{H}_{DL,u,n_{UE}}^{(g)} \right|^2}{\mathbf{M}_{|SI|,DL,u,n_{UE}}^{(g)} + \mathbf{M}_{|AI|,DL,u,n_{UE}}^{(g)} + \mathbf{M}_{|UI|,DL,u,n_{UE}}^{(g)} + \mathbf{M}_{CCI,DL,u,n_{UE}}^{(g)} + \mathbf{M}_{noise,DL,u,n_{UE}}^{(g)}} \quad (4.24)$$

ここで,

$$\left\{ \begin{array}{l}
\tilde{H}_{DL,u,n_{UE}}^{(g)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(g,g)}(k) \\
\hat{H}_{DL,u,n_{UE},u',n'_{UE}}^{(g,g')} (k) = \sum_{m=1}^{N_{UE}} W_{DL,u,n_{UE},m}^{(g)}(k) \sum_{n_{DA}=1}^{U_g \cdot N_{UE}} H_{n_{DA},u,m}^{(g',g)}(k) F_{DL,u',n_{DA},n'_{UE}}^{(g')} (k) \\
M_{ISI,DL,u,n_{UE}}^{(g)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n_{UE}}^{(g,g)}(k) \right|^2 - \left| \tilde{H}_{DL,u,n_{UE}}^{(g)} \right|^2 \\
M_{IAI,DL,u,n_{UE}}^{(g)} = \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{n'_{UE}=1 \\ n'_{UE} \neq n_{UE}}}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u,n'_{UE}}^{(g,g)}(k) \right|^2 \\
M_{IUI,DL,u,n_{UE}}^{(g)} = \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{u'=1 \\ u' \neq u}}^{U_g} \sum_{n'_{UE}=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u',n'_{UE}}^{(g,g)}(k) \right|^2 \\
M_{CCI,DL,u,n_{UE}}^{(g)} = \frac{1}{N_c} \sum_{g' \neq g} \sum_{u'=1}^{U_{g'}} \sum_{n'_{UE}=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left| \hat{H}_{DL,u,n_{UE},u',n'_{UE}}^{(g,g')} (k) \right|^2 \\
M_{\text{noise},DL,u,n_{UE}}^{(g)} = \frac{\gamma'^{-1}}{N_c} \sum_{m=1}^{N_{UE}} \sum_{k=1}^{N_c} \left| W_{DL,u,n_{UE},m}^{(g)}(k) \right|^2
\end{array} \right. \quad (4.25)$$

である。  $W_{DL,u,n_{UE},m}^{(g)}(k)$  および  $F_{DL,u,n_{DA},n_{UE}}^{(g)}(k)$  はそれぞれ  $\mathbf{W}_{DL,u}^{(g)}(k)$  および  $\mathbf{F}_{DL,u}^{(g)}(k)$  の第  $(n_{UE},m)$  および  $(n_{DA},n_{UE})$  要素である。  $M_{ISI,DL,u,n_{UE}}^{(g)}$ ,  $M_{IAI,DL,u,n_{UE}}^{(g)}$ ,  $M_{IUI,DL,u,n_{UE}}^{(g)}$ ,  $M_{CCI,DL,u,n_{UE}}^{(g)}$ ,  $M_{\text{noise},DL,u,n_{UE}}^{(g)}$  はそれぞれ正規化後の残留 ISI/IAI/IUI/CCI/雑音の分散である。

式(4.24)より、UE# $u$  のスループット  $C_{DL,u}^{(g)}$  (bps/Hz) は Shannon のチャネル容量[4.2]を基に次式で表される。

$$C_{DL,u}^{(g)} = \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \log_2 \left( 1 + \Gamma_{DL,u,n_{UE}}^{(g)} \right) \quad (4.26)$$

### 4.3. UE-DA 動的グルーピング

本節では、本章で提案する UE-DA 動的グルーピングを示す。UE-DA 動的グルーピングは、SC-MU-MIMO 伝送を行う DAN において強く干渉し合う UE 群とその近傍の DA 群を、マクロセル境界を超えて動的にグルーピングする。MU-MIMO 伝送では、DA 数が多重する UE 群の総アンテナ本数以上でなければならない。UE-DA 動的グルーピングでは、まず全 UE の各アンテナと接続する DA を決定する。短区間平均受信 SNR が最大の DA を接続先として選択する。その後、グルーピングの中心となる UE および DA を決定する。MU-MIMO による干渉除去の効果を大きくするために、与/受干渉電力が最大の UE および接続先 DA を中心にグルーピングをする。続いて、そのグループへグルーピングする UE および DA を決定する。グループ内の UE および DA との与/受干渉電力が最大であるグルーピングされていない UE および接続先 DA をグルーピングする。以上を繰り返すことで全 UE および接続先の DA をグルーピングしていく。

以降では、セル境界を超えて UE と DA がグルーピングされるため、UE および DA のインデックスを  $u=1 \sim 7U$  および  $m=1 \sim 7N_{total}$  と再定義する。図 4.4 に、UE-DA 動的グルーピングのプロ

ーチャートを示す。まず各 UE のアンテナ# $n_{UE}$ がどの DA と接続するかを決定する。本報告では、次式のように、UE# $u$  における  $\gamma_{m,u}$ (下りリンク。上りリンクでは UE# $u$  からの)短区間平均受信 SNR (式(4.4)で与えられる  $\gamma_{m,u}^{(c,c)}$  を上述のインデックスで再定義したもの)が最大となる DA# $a_{u,n_{UE}}$  を接続先として選択する。

$$a_{u,n_{UE}} = \arg \max_{m \in \{1,2,\dots,7N_{total}\}} \gamma_{m,u}, \text{ for all } u, n_{UE} \quad (4.27)$$

ここで、DA# $a_{u,n_{UE}}$  がすでに他の UE アンテナの接続先として選択されている場合には、 $\gamma_{m,u}$  が小さな UE アンテナは次に  $\gamma_{m,u}$  が大きな DA を接続先として選択する。なお、本章では UE の接続先として選択された  $7UN_{UE}$  本の DA 以外の DA は SC-MU-MIMO 伝送に用いない。

全 UE アンテナの接続 DA が決定した後、グルーピングの中心となる UE および DA を決定する。まず、いずれかのグループ  $G_g$  に所属する UE の集合  $G$ (グループインデックス  $g$  についての初回のループでは空集合)に属さない全ての UE# $u$  について、UE# $u$  の全てのアンテナ# $n_{UE}$  が接続する DA# $a_{u,n_{UE}}$  以外の DA からの受干渉(下りリンク。上りリンクでは DA への与干渉)を計算する。雑音電力で正規化した短区間平均受干渉電力  $I_u$  は次式で表される。

$$I_u = \sum_{i \in G, i \neq u} \sum_{n_{UE}=1}^{N_{UE}} \gamma_{a_i, n_{UE}, u}, \text{ for all } u \notin G \quad (4.28)$$

そして、 $I_u$  が最大の UE# $u$  および接続先 DA# $a_{u,n_{UE}}$  をグループ  $G_g$  へグルーピングする。

続いて、グループ  $G_g$  へグルーピングする他の UE および DA を決定する。まず、集合  $G$  に属さない全ての UE# $u$  について、UE# $u$  が接続する DA# $a_{u,n_{UE}}$  がグループ  $G_g$  内の UE へ与える干渉と(下りリンク。上りリンクでは UE から受ける干渉)、UE# $u$  がグループ  $G_g$  内の DA から受ける干渉(下りリンク。上りリンクでは DA へ与える干渉)の和を計算する。雑音電力で正規化した短区間平均相互干渉電力  $J_u$  は次式で表される。

$$J_u = \sum_{i \in G_g, n_{UE}=1}^{N_{UE}} \gamma_{a_u, n_{UE}, i} + \sum_{i \in G_g, n_{UE}=1}^{N_{UE}} \gamma_{a_i, n_{UE}, u}, \text{ for all } u \notin G \quad (4.29)$$

そして、 $J_u$  が最大の UE# $u$  を選択し、 $J_u$  が閾値  $\rho$  よりも大きいとき、UE# $u$  および接続先 DA# $a_{u,n_{UE}}$  をグループ  $G_g$  へグルーピングする。以上のグループ  $G_g$  のグルーピングを、最大  $J_u$  が閾値  $\rho$  よりも小さくなるか所属 UE 数が最大 UE 数  $U_{max}$  となるまで繰り返し、グループ  $G_g$  のグルーピングを終了する。

その後、グループ  $G_{g+1}$  のグルーピングを行うために  $I_u$  の計算に戻り、以降全 UE がいずれかのグループに所属するまでグルーピングを繰り返し、終了する。

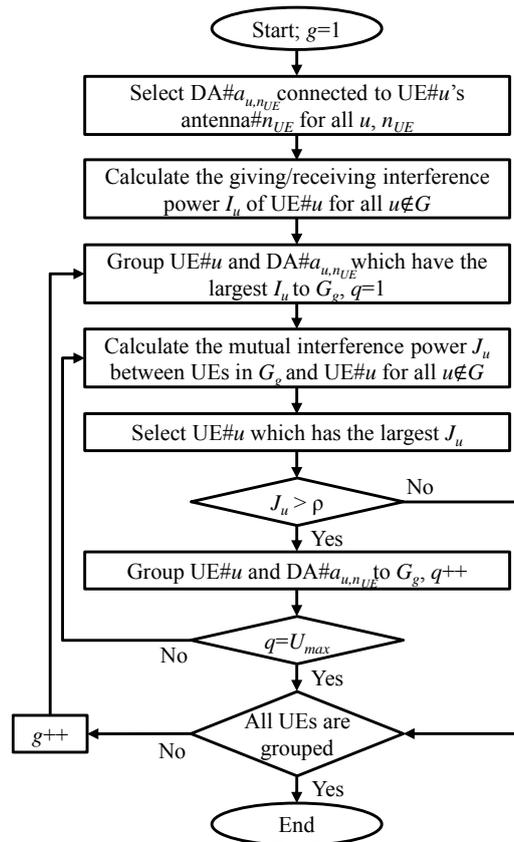


図 4.4 UE-DA 動的グルーピングのフローチャート

#### 4.4. 数値計算結果

表 4.1 に数値計算諸元を示す. 各マクロセルの UE 数  $U=2$  とし, 各 UE のアンテナ本数  $N_{UE}=2$  とする. 各 UE(上りリンク)/DA(下りリンク)の正規化送信  $E_s/N_0=10(\text{dB})$  とする. 各パス/アンテナ/UE 間のチャンネルは無相関とし, 仲上ライスフェージング環境における  $K=10(\text{dB})$  とする. 下りリンク伝送においては, UE は自身と同一グループ内の DA 間の送信フィルタリング後のチャンネルを, BBU は同一グループ内の全 UE-DA 間のチャンネルを理想的に得られるものとしている. 上りリンク伝送においては, UE は自身と同一グループ内の DA 間のチャンネルを, BBU は同一グループ内の全 UE-DA 間のチャンネルを理想的に得られるものとしている.

まず, 図 4.5 に動的グルーピング結果の一例を示す. ここで, 色でグループを表している. 各グループの最大 UE 数  $U_{max}=7U$  とし, 干渉電力の閾値  $\rho$  をパラメータとした. 図 4.5 より,  $\rho$  によってグルーピング結果が変化することがわかる.  $\rho$  が小さいほど多くの UE が同一グループにグルーピングされるため,  $\rho=0(\text{dB})$  では全 UE が同一グループにグルーピングされている. 一方,  $\rho$  を大きくすると相互干渉電力が低い(すなわちグループへの影響が小さい)UE が同一グループにグルーピングされなくなることが確認された.

表 4.1 数値計算諸元

Transmitter & Receiver	No.of DFT/IDFT point	$N_c=128$
	Gurad interval length	$N_g=16$
	No. of UEs per macro cell	$U=2$
	No. of UE's antennas	$N_{UE}=2$
	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

図 4.6 に、SC-MU-MIMO 伝送を行う下りリンク DAN において、送受信協調フィルタリングを用いたときのスループット分布を示す。ここで、注目セル内の UE 合計スループットの CDF の  $x\%$  値を  $x\%$  アウテージスループットと定義し、4.3 節で述べた UE-DA 動的グルーピングにおける閾値  $\rho$  を変化させる。各グループの最大 UE 数  $U_{max}=7U$  とし、WF-MMSE 電力配分を用いた。比較として、各マクロセル内の DA についてのみ式(4.27)に基づき UE の接続 DA を選択し、マクロセル内の DA のみが連携したとき(固定グルーピング、すなわち第 3 章)の特性も示す。また、送信 MMSE フィルタリングの特性も併記する。

図 4.6 よりまず、固定グルーピングにおいては BD-SVD 法が MMSE-SVD 法よりも高いスループットを達成できることがわかる。これは、固定グルーピングにおいては各グループの UE 多重数が高々  $U=2$  であるため、BD による等価チャネル利得の低下よりも IUI を完全に除去できる効果が大きいからである。一方、動的グルーピングにおいては MMSE-SVD 法が BD-SVD 法よりも高いスループットを達成できることがわかる。これは、動的グルーピングにおいては各グループの最大 UE 多重数が  $7U=14$  であるため、BD によって IUI を完全に除去しようとする、等価チャネル利得が大幅に劣化してしまうからである。また、いずれのグルーピングにおいても、MMSE-SVD 法は従来の送信 MMSE フィルタリングよりも高いスループットを達成できる。これは、MMSE-SVD 法では、各 UE-DA 間のチャネルを固有モードに変換し、各固有モードに対して WF-MMSE 電力配分を行うからである。

また、図 4.6 より、UE-DA 動的グルーピングにおいて  $\rho$  によってスループットが変化することがわかる。図 4.5 で示したように、 $\rho$  が小さいほど多くの UE が同一グループにグルーピングされるため CCI が小さくなるが、グループから遠方に存在する UE もグルーピングしてしまう可能性があるため、 $\rho=0\sim 6(\text{dB})$  の範囲では  $\rho$  を大きくするとスループットが向上する。しかし、 $\rho$  を大きくすると CCI が大きくなるため、 $\rho=6\sim 10(\text{dB})$  の範囲では  $\rho$  を大きくするとスループットが劣化する。

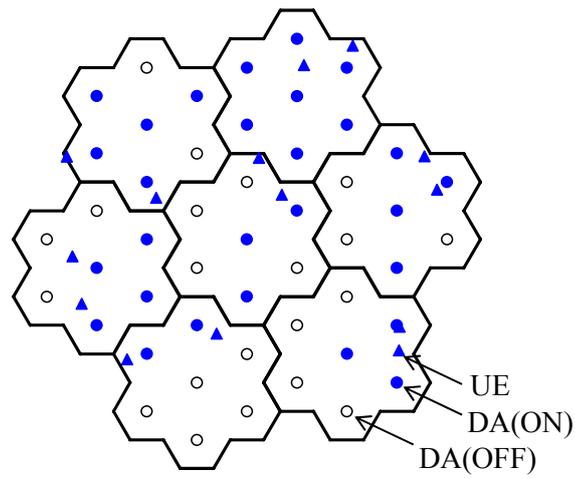
図 4.7 に、下りリンク伝送において 1 ブロックの送信フィルタ行列計算にかかる全マクロセル合計の複素乗算回数の相補累積分布関数(CCDF)を示す。ここで、SVD のアルゴリズムとしてベキ乗法[4.3](収束判定の閾値  $1.0 \times 10^{-10}$ )を用いた。図 4.7 より、動的グルーピングにおける複素乗算回数の最悪値において、MMSE-SVD 法は BD-SVD 法の 0.4%程度に低減できることがわかる。これは、BD-SVD 法においては最大  $(7U-1)N_{UE}=26$  次の行列の SVD を要するのに対し、MMSE-SVD 法では  $N_{UE}=2$  次の行列の SVD を要するからである。

また、図 4.7 より、UE-DA 動的グルーピングにおいて  $\rho$  によって複素乗算回数の分布が変化することがわかる。これは、 $\rho$  によって各グループの UE 数が増えるため、SVD および逆行行列演算を行う行列のサイズが変わるためである。図 4.6 および図 4.7 より、 $\rho$  を適切に設定することで、所要のスループットおよび BBU における演算量に対応可能であるといえる。

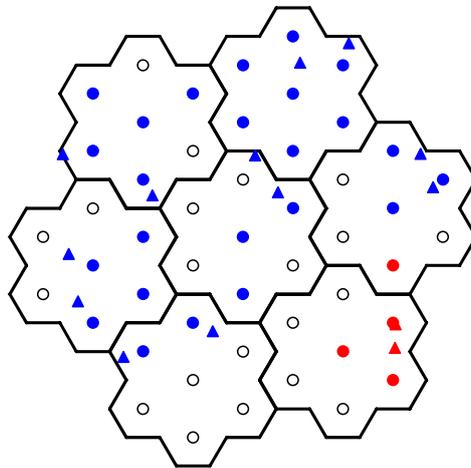
図 4.8 に、SC-MU-MIMO を用いる上りリンク DAN において、送受信協調 MMSE フィルタリングを用いたときのスループット分布を示す。ここで、注目セル内の UE 合計スループットの CDF の  $x\%$  値を  $x\%$  アウテージスループットと定義し、4.3 節で述べた UE-DA 動的グルーピングにおける各グループの最大 UE 数  $U_{max}$  を変化させる。閾値  $\rho=0$ (すなわち必ず各グループに  $U_{max}$  台の UE がグルーピングされる)とした。比較として、各マクロセル内の DA についてのみ式(4.27)に基づき UE の接続 DA を選択し、マクロセル内の DA のみが連携したとき(固定グルーピング、すなわち第 2 章)の特性も示す。

図 4.8 より、WF-MMSE 電力配分が 2D-MMSE 電力配分よりも高いスループットと達成できることがわかる。これは、固有モード伝送により IAI を抑圧し、WF および MMSE 電力配分により Shannon のチャンネル容量からの大幅の劣化を避けつつ ISI を抑圧できるからである。

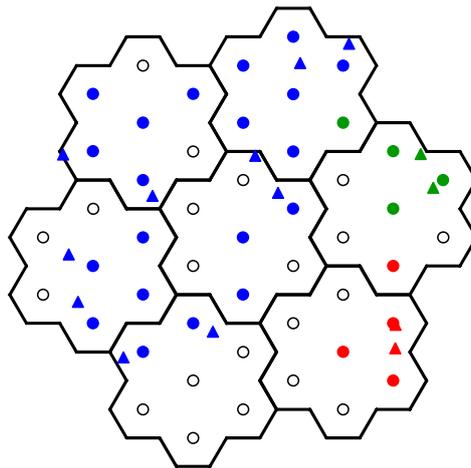
また、図 4.8 より、UE-DA 動的グルーピングにおいて  $U_{max}$  を大きくすることでスループットを向上できることがわかる。 $U_{max}=2$  のときには各グループにおける多重数( $U_g N_{UE}$ )が 4 であり、従来の固定グルーピングと多重数が変わらないため、動的グルーピングによるスループット改善はわずかである。しかし、 $U_{max}$  を大きくすることで IUI として扱える UE 数が増加するため、CCI が減少しスループットが改善する。



(a)  $\rho=0(\text{dB})$

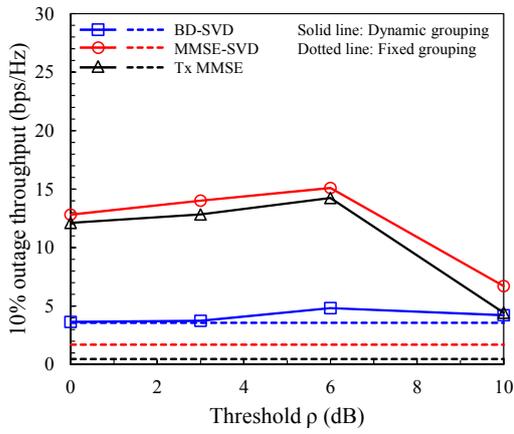


(b)  $\rho=6(\text{dB})$

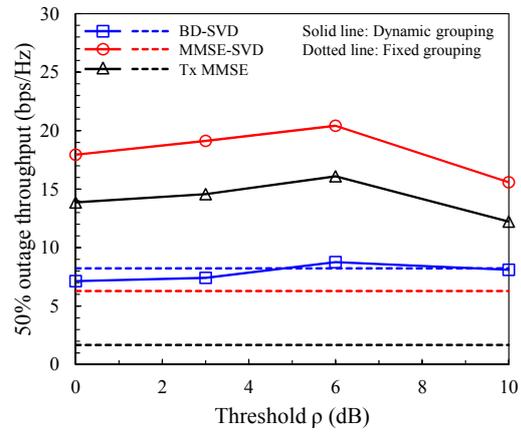


(c)  $\rho=10(\text{dB})$

図 4.5 UE-DA 動的グルーピング結果の一例



(a) 10%アウテージスループット



(b) 50%アウテージスループット

図 4.6 下りリンクスループット分布

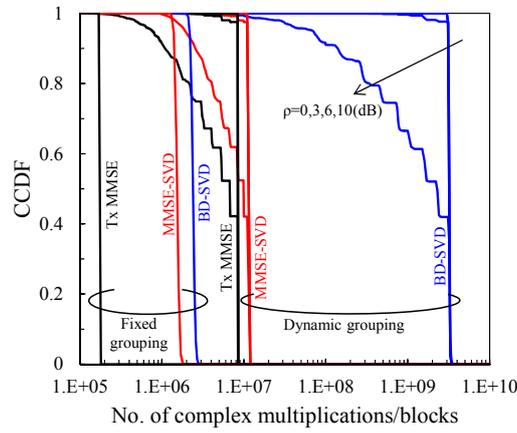
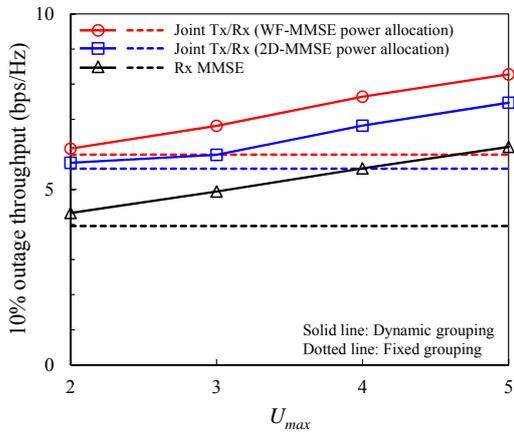
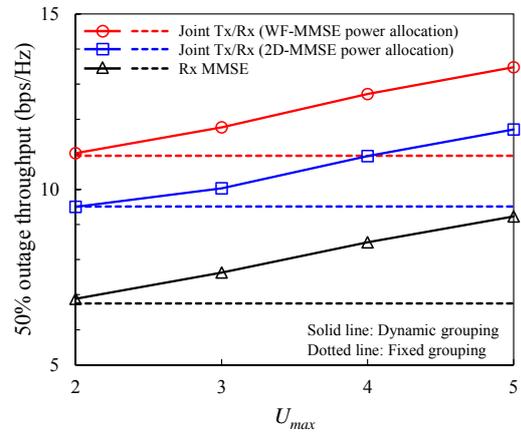


図 4.7 複素乗算回数の CCDF 特性(下りリンク)



(a) 10%アウテージスループット



(b) 50%アウテージスループット

図 4.8 上りリンクスループット分布

## 4.5. まとめ

本章では、SC-MU-MIMO 伝送を行う DAN において、強く干渉し合う UE 群とその近傍の DA 群を、マクロセル境界を超えて動的にグルーピングする手法(UE-DA 動的グルーピング)を提案した。SC-MU-MIMO 伝送では、DA 数が多重する UE 群の総アンテナ本数以上でなければならない。提案 UE-DA 動的グルーピングでは、まず全 UE の各アンテナと接続する DA を決定する。受信 SNR が最大の DA を接続先として選択する。その後、グルーピングの中心となる UE および DA を決定する。SC-MU-MIMO による干渉除去の効果を大きくするために、与/受干渉電力が最大の UE および接続先 DA を中心にグルーピングをする。続いて、そのグループへグルーピングする UE および DA を決定する。グループ内の UE および DA との相互干渉電力が最大であるグルーピングされていない UE および接続先 DA をグルーピングする。以上を繰り返すことで全 UE および接続先の DA をグルーピングしていく。

2 章、3 章と同様にして、送受信協調 MMSE フィルタリング後の各 UE の固有モード毎の受信 SINR を理論的に導出し、干渉をガウス近似することで Shannon のチャンネル容量からスループットを算出した。

数値計算により、提案する UE-DA 動的グルーピングが従来の固定グルーピングよりも優れたスループット特性を達成できることを示した。また、UE-DA 動的グルーピングにおいてパラメータとして導入した各グループの最大 UE 数および干渉電力の閾値を適切に設計することで、所要のスループットおよび BBU における演算量に対応可能であることを示した。

## 参考文献

- [4.1] S. Inoshita, H. Miyazaki, and F. Adachi, “Complexity- reduced per-antenna multiple access interference cancellation for DAN using DS-CDMA,” in *Proc. of IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall)*, Vancouver, Canada, September 2014.
- [4.2] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [4.3] G. H. Golub and C. F. V. Loan, *Matrix Computation, 4th edition*, Johns Hopkins University Press, 2013.

## 第 4 章に関連する研究成果

国際会議(1 件)

- [1] 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.

国内学会・研究会(3 件)

- [1] 吉岡翔平, 熊谷慎也, 安達文幸 “MU-MIMO 伝送を行う分散アンテナネットワークにおける UE-DA 動的グルーピング,” 信学技報, RCS2014-354, pp. 321-326, 2015 年 3 月.
- [2] 熊谷慎也, 吉岡翔平, 安達文幸, “シングルキャリア MU-MIMO を用いる分散アンテナネットワーク上りリンクにおける送受信協調フィルタリング,” 信学技報, RCS2014-355, pp. 327-332, 2015 年 3 月.
- [3] 熊谷慎也, 安達文幸, “分散アンテナネットワークにおける下りリンク広帯域 MU-MIMO への送受信協調信号処理の適用効果,” 信学技報, RCS2015-274, pp. 181-186, 2015 年 12 月.

## 第 5 章 結論

### 5.1. 結論

超高速・大容量移動通信の実現には、DAN と SC-MU-MIMO 伝送を組み合わせることが有効である。しかし、SC-MU-MIMO 伝送ではマルチパスフェージングに起因する ISI、各 UE 内のアンテナ間で発生する IAI、同時に通信する UE 間で発生する IUI によって伝送特性が劣化する。SC-SU-MIMO 伝送を対象に筆者がこれまで検討してきた送受信協調 MMSE フィルタリングの考えを上下リンク SC-MU-MIMO 伝送に拡張することにより、上記の干渉を効果的に抑圧し、優れた伝送特性が得られると期待できる。このとき、単に SC-MU-MIMO 伝送を対象とした送受信協調信号処理技術を考えるのではなく、SC-MU-MIMO 伝送を DAN で行うことを考慮し、DAN に適した SC-MU-MIMO 送受信協調信号処理技術を確立する。また、信号処理の観点のみならず、ネットワークの観点から、SC-MU-MIMO 伝送を行う DAN に適したリソーススケジューリング法を確立する。これにより、DAN においても依然として存在していたセル端 UE への強い CCI の問題、および地理的に分散した DA と UE を如何に SC-MU-MIMO 信号処理のグループに含めるかという問題を解決できる。

以上より、本論文では超高速・大容量移動通信を実現する SC-MU-MIMO 伝送を行う DAN のための送受信協調信号処理およびリソーススケジューリング技術を提案することを目的として検討を行った。SC-SU-MIMO 伝送を対象に提案した送受信協調 MMSE フィルタリングの考えに基づき、SC-MU-MIMO 伝送を行う上下リンク DAN それぞれに適した送受信協調信号処理技術を提案した。上下リンクそれぞれに適した線形送受信フィルタを導出し、各 UE の固有モード毎の受信 SINR を理論的に導出した。さらに、SC-MU-MIMO 伝送を行う DAN のためのリソーススケジューリング技術として、UE-DA 動的グルーピングを提案した。UE-DA 動的グルーピングでは、マクロセル境界を超えて強く干渉し合う UE・DA 群を同一グループにグルーピングすることにより、SC-MU-MIMO 信号処理によって干渉を抑圧する。このとき、各グループにグルーピングされる最大 UE 数とグルーピングの規範となる干渉電力の閾値をパラメータとして与えることにより、スループットと BBU における演算量のトレードオフを制御することができる。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、SC-MU-MIMO 伝送を行う上りリンク DAN を対象に、各 UE が自身と全 DA 間の CSI を BBU と共有し、MMSE 規範に基づく線形空間/周波数フィルタリングを協調して行う送受信協調 MMSE フィルタリングを提案した。各 UE の送信フィルタリングと BBU の受信フィルタリングが協調することで、各 UE と BS 間の SU-MIMO チャネルを複数の固有モードに変換し、各固有モードに対し MMSE 規範の送信電力配分および受信 FDE を適用する。これにより IAI および ISI を大幅に抑圧できる。同時に、BBU の受信フィルタリングにより IUI を抑圧する。また、送受信協調 MMSE フィルタリングによって発生した固有モード間には大きな SINR 差が存在する。そのため、全固有モードで同一の変調方式を用いると、受信 SINR の低い固有モードで

発生するビット誤りが全体の伝送品質改善を制限してしまう。そこで、この受信 SINR 差を有効利用するために、UE 毎に使用するランクと各固有モードで用いる変調方式を適応制御する ARMC を導入した。しかし、各 UE-DA 間の平均受信電力が異なる DAN では固有モードの等価チャンネル利得(固有値)の間に大きな差があるため、2D-MMSE 電力配分では固有値の低い固有モードの通信品質を改善するために多くの電力を費やしてしまい、スループットが Shannon のチャンネル容量から大幅に劣化してしまう。したがって、スループット改善の観点から別の電力配分を設計すべきである。ただし、Shannon のチャンネル容量を達成する WF 電力配分をそのまま適用すると ISI を強調してしまう。そこで、固有モード領域で WF 電力配分、周波数領域で MMSE 電力配分を行う WF-MMSE 電力配分の設計も行った。まず、各固有モードの固有値から試算した Shannon のチャンネル容量に基づき、WF 電力配分によって各固有モードへの電力配分を決定する。次に、各固有モードでは割り当てられた電力を MMSE 規範に基づき各周波数へ割り当てる。これにより、Shannon のチャンネル容量からの大幅の劣化を避けつつ、ISI を抑圧することができる。また、送受信協調 MMSE フィルタリング後の各 UE の固有モード毎の受信 SINR を理論的に導出し、干渉をガウス近似することで Shannon のチャンネル容量からスループットを算出した。計算機シミュレーションおよび数値計算により、提案する送受信協調 MMSE フィルタリングが従来の受信 MMSE フィルタリングよりも優れた BER およびスループット特性を達成できることを示した。

第3章では、SC-MU-MIMO 伝送を行う下りリンク DAN を対象に、MMSE 規範に基づく線形空間/周波数フィルタリングを協調して行う送受信協調 MMSE フィルタリングを2種類(BD-SVD 法, MMSE-SVD 法)提案した。BD-SVD 法では、送信機の BD によって IUI を除去した後、全 DA-各 UE 間の等価チャンネル行列を SVD して送受信協調 MMSE フィルタリングを行う。このとき送受信協調 MMSE フィルタリングは、全 DA-各 UE 間の等価チャンネルを IAI の発生しない固有モードに変換し、各固有モードに対して MMSE 規範の送信電力配分および受信 FDE を適用して ISI を抑圧する。一方 MMSE-SVD 法では、全 DA-各 UE 間のチャンネル行列を直接 SVD して送受信協調 MMSE フィルタリングを行う。このとき送受信協調 MMSE フィルタリングは、BD-SVD 法と異なり IAI/ISI に加えて IUI も同時に抑圧する。また、送受信協調 MMSE フィルタリングによって発生した固有モード間には大きな SINR 差が存在する。そのため、全固有モードで同一の変調方式を用いると、受信 SINR の低い固有モードで発生するビット誤りが全体の伝送品質改善を制限してしまう。そこで、この受信 SINR 差を有効利用するために、UE 毎に使用するランクと各固有モードで用いる変調方式を適応制御する ARMC を導入した。しかし、各 DA-UE 間の平均受信電力が異なる DAN では固有モードの等価チャンネル利得(固有値)の間に大きな差があるため、2D-MMSE 電力配分では固有値の低い固有モードの通信品質を改善するために多くの電力を費やしてしまい、スループットが Shannon のチャンネル容量から大幅に劣化してしまう。したがって、スループット改善の観点から別の電力配分を設計すべきである。ただし、Shannon のチャンネル容量を達成する WF 電力配分をそのまま適用すると ISI を強調してしまう。そこで、第2章と同様に、固有モード領域で WF 電力配分、周波数領域で MMSE 電力配分を行う WF-MMSE 電

力配分の設計を、BD-SVD 法、MMSE-SVD 法それぞれに対して行った。まず、各固有モードの固有値から試算した Shannon のチャンネル容量に基づき、WF 電力配分によって各固有モードへの電力配分を決定する。次に、各固有モードでは割り当てられた電力を MMSE 規範に基づき各周波数へ割り当てる。これにより、Shannon のチャンネル容量からの大幅の劣化を避けつつ、ISI を抑圧することができる。また、送受信協調 MMSE フィルタリング後の各 UE の固有モード毎の受信 SINR を理論的に導出し、干渉をガウス近似することで Shannon のチャンネル容量からスループットを算出した。計算機シミュレーションおよび数値計算により、提案する送受信協調 MMSE フィルタリングが従来の受信 MMSE フィルタリングよりも優れた BER およびスループット特性を達成できることを示した。

第 4 章では、SC-MU-MIMO 伝送を行う DAN において、強く干渉し合う UE 群とその近傍の DA 群を、マクロセル境界を超えて動的にグルーピングする手法(UE-DA 動的グルーピング)を提案した。SC-MU-MIMO 伝送では、DA 数が多重する UE 群の総アンテナ本数以上でなければならない。提案 UE-DA 動的グルーピングでは、まず全 UE の各アンテナと接続する DA を決定する。受信 SNR が最大の DA を接続先として選択する。その後、グルーピングの中心となる UE および DA を決定する。SC-MU-MIMO による干渉除去の効果を大きくするために、与/受干渉電力が最大の UE および接続先 DA を中心にグルーピングをする。続いて、そのグループへグルーピングする UE および DA を決定する。グループ内の UE および DA との相互干渉電力が最大であるグルーピングされていない UE および接続先 DA をグルーピングする。以上を繰り返すことで全 UE および接続先の DA をグルーピングしていく。2 章, 3 章と同様にして、送受信協調 MMSE フィルタリング後の各 UE の固有モード毎の受信 SINR を理論的に導出し、干渉をガウス近似することで Shannon のチャンネル容量からスループットを算出した。数値計算により、提案する UE-DA 動的グルーピングが従来の固定グルーピングよりも優れたスループット特性を達成できることを示した。また、UE-DA 動的グルーピングにおいてパラメータとして導入した各グループの最大 UE 数および干渉電力の閾値を適切に設計することで、所要のスループットおよび BBU における演算量に対応可能であることを示した。

なお、本論文で提案した各技術は、ISI の発生しない OFDM 伝送にも容易に拡張可能である。第 2 章および第 3 章で提案した上下リンクそれぞれの送受信協調 MMSE フィルタリングは、フィルタリング処理が周波数領域で行われるため、OFDM 伝送の各サブキャリアにこれを対応させることで適用可能である。このとき、OFDM 伝送では ISI が発生しないため、FDE に対応する項を省略することができ、その自由度をスループット向上のために使用することができる。また、第 4 章で提案した動的 UE-DA グルーピングは、伝送方法に関わらず動作可能なため、OFDM 伝送にそのまま適用できる。

## 5.2. 残された検討課題

残された検討課題として、以下の検討が挙げられる。

### (1) 送受信協調 MMSE フィルタリングの非線形信号処理技術との融合

第2章および第3章で提案した SC-MU-MIMO 伝送を行う DAN のための送受信協調 MMSE フィルタリングは、従来の線形フィルタリングである送信あるいは受信 MMSE フィルタリングよりも伝送特性を改善できる一方で、ISI, IAI, および IUI を完全に除去することができないため、Shannon のチャネル容量に漸近する伝送法とはいえない。上りリンク SC-MU-MIMO 伝送では、受信機(BBU)における繰り返し干渉キャンセル技術[5.1]と送受信協調 MMSE フィルタリングを融合させることにより、フィルタリング後の残留 ISI, IAI, および IUI を更に抑圧でき、更なるスループット向上が可能だと考えられる。また、下りリンク SC-MU-MIMO 伝送では、送信機(BBU)における VP[5.2]や THP[5.3]などの非線形プリコーディング技術と送受信協調 MMSE フィルタリングを融合させることにより、等価チャネル利得を劣化させることなく、フィルタリング後の残留 ISI, IAI, および IUI を更に抑圧でき、更なるスループット向上が可能だと考えられる。

### (2) UE-DA 動的グルーピングの UE スケジューリングとの融合

第4章で提案した UE-DA 動的グルーピングは、マクロセル境界を超えて UE と DA を動的にグルーピングすることにより、マクロセル毎独立に動作する DAN よりも SC-MU-MIMO 伝送特性を改善できるが、グルーピングの対象となる UE の選択規範については考慮していなかった(すなわち、第4章ではなんらかの規範によって選択された UE を必ず通信に参加させ、グルーピングしていた)。SC-MU-MIMO 伝送を用いる DAN の伝送特性は、選択される UE のチャネル状態および UE-DA の組み合わせに大きく依存しており、UE スケジューリングが UE-DA 動的グルーピングに与える影響を明らかにする必要がある。SC-MU-MIMO 伝送を用いる DAN を対象とした UE スケジューリングに関する検討の報告例は少なく、まず、瞬時スループット最大、Proportional Fair (PF)、ラウンドロビンなどの既存の UE スケジューリング規範[5.4]が UE-DA 動的グルーピングに与える影響を明らかにする必要がある。更に、UE-DA 動的グルーピングと UE スケジューリングが独立に動作するのではなく、両者を協調動作させることが可能な規範を確立すれば、システムスループットおよびユーザの公平性を向上可能だと考えられる。

### (3) SC-MU-MIMO 伝送を行う DAN に適したチャネル推定アルゴリズム

本論文では、UE が得られる CSI は全 CSI の一部という仮定をして検討を行ったが、得られる CSI 自体にはチャネル推定誤差が含まれないことを想定していた。実際には、BBU が有する CSI と各 UE が有する CSI には不整合が生じるため、SC-MU-MIMO 伝送を行う DAN の伝送特性を劣化させる。例えば TDD を仮定したとき、BBU は各 UE が送信したパイロット信号を用いてチャネル推定を行い、得られた CSI(チャネル推定誤差を含む)を用いて信号処理を行う。一方、各

UE は BBU から送信されたパイロット信号を用いてチャネル推定を行い、得られた CSI(チャネル推定誤差を含む)を用いて信号処理を行う。そのため、両者の CSI には独立のチャネル推定誤差が付加され、この CSI 不整合が送受信協調信号処理に影響を与える。さらに、CSI 取得時と信号送信時の時間差によっても CSI 不整合が発生する。したがって SC-MU-MIMO 伝送を行う DAN において、特に送受信協調信号処理を用いたときに適したチャネル推定アルゴリズムの設計が重要な課題である。

## 参考文献

- [5.1] S. Kumagai and F. Adachi, "Joint Tx/Rx MMSE filtering for single-carrier MIMO eigenmode transmission using iterative interference cancellation," *IEICE Transactions on Communications*, vol. E99-B, no. 1, pp. 192-201, January 2016.
- [5.2] S. Yoshioka, S. Kumagai, and F. Adachi, "Vector perturbation for single-carrier MU-MIMO downlink," *IEEE International Conference on Communication System 2014 (ICCS 2014)*, Macau, November 2014.
- [5.3] 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.
- [5.4] E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Sköld, *4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband, 2nd edition*, Academic Press, 2014.

## 本論文に関連する研究成果

学術論文(2 件)

- [1] 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] S. Kumagai and F. Adachi, "Joint Tx/Rx MMSE filtering for single-carrier MIMO eigenmode transmission using iterative interference cancellation," *IEICE Transactions on Communications*, vol. E99-B, no. 1, pp. 192-201, January 2016.

国際会議(2 件)

- [1] S. Kumagai and F. Adachi, "Joint Tx/Rx MMSE filtering for single-carrier MU-MIMO uplink," *2015 IEEE 12th Vehicular Technology Society Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS 2015)*, Singapore, August 2015.
- [2] 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.

国内学会・研究会(5 件)

- [1] 熊谷慎也, 安達文幸, "上りリンクシングルキャリア MU-MIMO における送受信協調 MMSE フィルタリング," 信学技報, RCS2014-300, pp. 181-186, 2015 年 1 月.
- [2] 吉岡翔平, 熊谷慎也, 安達文幸 "MU-MIMO 伝送を行う分散アンテナネットワークにおける UE-DA 動的グルーピング," 信学技報, RCS2014-354, pp. 321-326, 2015 年 3 月.
- [3] 熊谷慎也, 吉岡翔平, 安達文幸, "シングルキャリア MU-MIMO を用いる分散アンテナネットワーク上りリンクにおける送受信協調フィルタリング," 信学技報, RCS2014-355, pp. 327-332, 2015 年 3 月.
- [4] 熊谷慎也, 安達文幸, "下りリンクシングルキャリア MU-MIMO のための送受信協調 MMSE フィルタリング," 信学技報, RCS2015-176, pp. 101-106, 2015 年 10 月.
- [5] 熊谷慎也, 安達文幸, "分散アンテナネットワークにおける下りリンク広帯域 MU-MIMO への送受信協調信号処理の適用効果," 信学技報, RCS2015-274, pp. 181-186, 2015 年 12 月.

## 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、終始懇切丁寧なるご指導ご鞭撻を賜りました東北大学大学院工学研究科安達文幸教授に深く感謝いたします。また、非常な有益なご助言をいただきました東北大学大学院工学研究科川又政征教授、山田博仁教授に深く感謝いたします。

研究を進める上で、丁寧なご指導と数々の有益なご助言をいただきました Guan Gui 教授(現 Nanjing University of Posts and Telecommunications), Sumei Sun 博士(Institute for Infocomm Research), 安達宏一博士(Institute for Infocomm Research), 武田一樹博士(現 NTT ドコモ), 小原辰徳博士(現 NTT ドコモ), 山本哲矢博士(現パナソニック), 関宏之博士(現富士通研究所), 関裕太氏, 天間克宏氏, 宮崎寛之氏, Amnart Boonkajay 氏, 吉岡翔平氏(現 NTT ドコモ)に深く感謝いたします。

また、研究生活をともにし、有益な討論や助言をいただいた先輩方、同輩、後輩諸君および関係各位に深く感謝いたします。

本研究は、日本学術振興会特別研究員として研究資金援助を受けて行われたものであり、感謝いたします。

本研究は、以上の皆様のご協力のもと進められたものです。最後に、本過程を修了するまで私を支えてくれた家族に心より感謝いたします。

## 研究業績

### 受賞歴・職歴

- [1] IEEE VTS Japan 2012 Student Paper Award, 2012 年 9 月
- [2] 日本学術振興会特別研究員, 2013 年 4 月~2016 年 3 月
- [3] 2012 年度 RCS 研究専門委員会研究活動特別貢献賞, 2013 年 5 月
- [4] A3 Foresight Program 2013 Annual Workshop Best Presentation Award, 2013 年 7 月
- [5] IEEE VTC2014-Spring Best Student Paper Award, 2014 年 5 月
- [6] IEEE ICC 2014 Best Paper Award, 2014 年 6 月
- [7] IEEE APWCS2014 Student Best Paper Award, 2014 年 8 月

### 研究成果

学術論文(6 件)

- [1] F. Adachi, K. Takeda, T. Yamamoto, R. Matsukawa, and S. Kumagai, “Recent advances in single-carrier distributed antenna network,” *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 11, no. 12, pp. 1551-1563, December 2011.
- [2] H. Vo, S. Kumagai, T. Obara, and F. Adachi, “Analog single-carrier transmission with frequency-domain equalization,” *IEICE Transactions on Communications*, vol. E97-B, no. 9, pp. 1958-1966, September 2014.
- [3] 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.
- [4] T. H. Vo, S. Kumagai, and F. Adachi, “Analog SC-FDE using SSB technique,” *IEICE Communications Express (ComEX)*, vol. 4, no. 6, pp. 173-179, June 2015.
- [5] S. Kumagai and F. Adachi, “Joint Tx/Rx MMSE filtering for single-carrier MIMO eigenmode transmission using iterative interference cancellation,” *IEICE Transactions on Communications*, vol. E99-B, no. 1, pp. 192-201, January 2016.
- [6] S. Yoshioka, S. Kumagai, and F. Adachi, “Single-carrier multi-user MIMO downlink with time-domain Tomlinson-Harashima precoding,” *IEICE Transactions on Communications*, vol. E99-B, no. 2, pp. 471-480, February 2016.

国際会議(23 件)

- [1] S. Kumagai, R. Matsukawa, T. Obara and F. Adachi, “Channel capacity of distributed antenna network using transmit/receive diversity in a multi-cell environment,” *8th IEEE Vehicular Technology Society Asia Pacific Wireless Communication Symposium (APWCS 2011)*, Singapore, August 2011.
- [2] S. Kumagai, T.Obara, T.Yamamoto, and F. Adachi, “Joint transmit/receive MMSE filtering for single-carrier MIMO spatial multiplexing,” *9th IEEE Vehicular Technology Society Asia Pacific Wireless Communication Symposium (APWCS 2012)*, Kyoto, Japan, August 2012.
- [3] S. Kumagai, R. Matsukawa, T. Obara, T. Yamamoto, and F. Adachi, “Spectral efficiency of distributed antenna network using MIMO spatial multiplexing,” *2012 IEEE 76th Vehicular Technology Conference (VTC2012-Fall)*, Quebec, Canada, September 2012.
- [4] F. Adachi and S. Kumagai, “Multi-AP cooperative diversity for disaster-resilient wireless LAN,” *15th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC 2012)*, Taipei, Taiwan, September 2012.
- [5] S. Kumagai, T. Obara, T. Yamamoto, and F. Adachi, “Joint Tx/Rx filtering for single-carrier MIMO spatial multiplexing and HARQ packet combining,” *2012 IEEE The 13th International Conference on Communication Systems, Singapore (ICCS 2012)*, November 2012.
- [6] Y. Matsumura, S. Kumagai, T. Obara, T. Yamamoto, and F. Adachi, “Channel segregation based dynamic channel assignment for WLAN,” *2012 IEEE The 13th International Conference on Communication Systems (ICCS 2012)*, Singapore, November 2012.
- [7] R. Nagaoka, S. Kumagai, T. Yamamoto, and F. Adachi, “Adaptive multiplexing order selection for single-carrier MIMO transmission,” *10th IEEE Vehicular Technology Society Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS 2013)*, Seoul, Korea, August 2013.
- [8] S. Yoshioka, S. Kumagai, T. Yamamoto, T. Obara, and F. Adachi, “Single-carrier STBC diversity using CDP-CE and linear inter/extrapolation in a doubly selective fading channel,” *10th IEEE Vehicular Technology Society Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS 2013)*, Seoul, Korea, August 2013.
- [9] T. H. Vo, S. Kumagai, T. Obara, and F. Adachi, “Analog single-carrier transmission with frequency-domain equalization,” *19th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC 2013)*, Bali Island, Indonesia, August 2013.
- [10] S. Kumagai, T. Obara, T. Yamamoto, and F. Adachi, “Adaptive single-carrier MIMO transmission using joint Tx/Rx MMSE filtering,” *2013 IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC2013-Fall)*, Las Vegas, USA, September 2013.

- [11] G. Gui, S. Kumagai, A. Mehdodniya, and F. Adachi, "Variable is good: adaptive sparse channel estimation using VSS-ZA-NLMS algorithm," *International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP 2013)*, Hangzhou, China, October 2013.
- [12] S. Kumagai, T. Obara, T. Yamamoto, and F. Adachi, "Joint Tx/Rx MMSE filtering and joint rank adaptation/adaptive modulation for single-carrier MIMO packet transmission," *2013 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 2013)*, Okinawa, Japan, November 2013.
- [13] G. Gui, S. Kumagai, A. Mehdodniya, and F. Adachi, "Two are better than one: adaptive sparse system identification using affine combination of two sparse adaptive filters," *2014 IEEE 79th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Spring)*, Seoul, Korea, May 2014.
- [14] G. Gui, L. Dai, S. Kumagai, and F. Adachi, "Variable earns profit: improved adaptive channel estimation using sparse VSS-NLMS algorithms," *IEEE International Conference on Communications (ICC 2014)*, Sydney, Australia, June 2014.
- [15] H. Kaji, S. Kumagai, K. Temma, and F. Adachi, "Spectrum-energy efficiency tradeoff of distributed antenna network," *2014 IEEE 11th Vehicular Technology Society Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS 2014)*, Ping Tung, Taiwan, August 2014.
- [16] T. H. Vo, S. Kumagai, and F. Adachi, "A novel analog signal transmission using joint space-time transmit diversity and receive antenna diversity," *2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall)*, Vancouver, Canada, September 2014.
- [17] S. Kumagai and F. Adachi, "Joint iterative Tx/Rx MMSE filtering & interference cancellation for SC-MIMO spatial multiplexing," *International Conference on Communications in China (ICCC 2014)*, Shanghai, China, October 2014.
- [18] T. H. Vo, S. Kumagai, and F. Adachi, "Analog SC-FDE using single sideband technique," *2014 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2014)*, Hanoi, Vietnam, October 2014.
- [19] S. Yoshioka, S. Kumagai, and F. Adachi, "Vector perturbation for single-carrier MU-MIMO downlink," *IEEE International Conference on Communication System 2014 (ICCS 2014)*, Macau, November 2014.
- [20] 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.
- [21] S. Kumagai and F. Adachi, "Joint Tx/Rx MMSE filtering for single-carrier MU-MIMO uplink," *2015 IEEE 12th Vehicular Technology Society Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS 2015)*, Singapore, August 2015.

- [22] T. H. Vo, S. Kumagai, and F. Adachi, "Subcarrier combining for an analog single-carrier transmission," *2015 IEEE 82nd Vehicular Technology Conference (VTC2015-Fall)*, Boston, USA, September 2015.
- [23] 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.

国内学会・研究会(39件)

- [1] 熊谷慎也, 松川隆介, 小原辰徳, 安達文幸, "マルチセル環境下における送受信ダイバーシチを用いる分散アンテナネットワークのチャネル容量に関する一検討," 信学技報, RCS2010-263, pp.91-96, 2011年3月.
- [2] 熊谷慎也, 松川隆介, 小原辰徳, 山本哲矢, 安達文幸, "分散アンテナネットワークにおける MIMO 空間多重の適用効果," 信学技報, RCS2011-144, pp.25-30, 2011年10月.
- [3] 熊谷慎也, 松川隆介, 小原辰徳, 山本哲矢, 安達文幸, "マルチセル分散アンテナネットワークにおける MIMO 空間多重の周波数利用効率," 信学技報, RCS2011-251, pp.111-116, 2011年12月.
- [4] 熊谷慎也, 松川隆介, 小原辰徳, 山本哲矢, 安達文幸, "分散アンテナネットワークにおけるマルチユーザ MIMO の適用効果," 信学会総合大会, B-5-29, p.428, 2012年3月.
- [5] 熊谷慎也, 松川隆介, 小原辰徳, 山本哲矢, 安達文幸, "シングルキャリア MIMO 空間多重における送受信協調 MMSE フィルタリング," 信学技報, RCS2011-372, pp.335-340, 2012年3月.
- [6] 長岡諒, 熊谷慎也, 山本哲矢, 安達文幸, "マルチセル環境下におけるシングルキャリア MIMO 空間多重/ダイバーシチ切替え法の検討," 信学技報, RCS2012-44, pp.7-12, 2012年6月.
- [7] 熊谷慎也, 小原辰徳, 山本哲矢, 安達文幸, "送受信協調 MMSE フィルタリングを用いるシングルキャリア MIMO 空間多重の HARQ スループット," 信学技報, RCS2012-61, pp.105-110, 2012年6月.
- [8] 松村祐輝, 熊谷慎也, 小原辰徳, 山本哲矢, 安達文幸, "無線 LAN システムにおけるチャネル棲み分けに基づく動的チャネル配置の適用効果," 信学技報, RCS2012-64, pp.123-128, 2012年6月.
- [9] 熊谷慎也, 長岡諒, 小原辰徳, 山本哲矢, 安達文幸, "STBC-OFDM を用いる連携ダイバーシチ," 信学技報, RCS2012-112, pp. 97-102, 2012年8月.
- [10] 長岡諒, 熊谷慎也, 山本哲矢, 安達文幸, "送信 FDE を用いる STBC-OFDM のビット誤り率の理論解析," 信学技報, RCS2012-113, pp. 103-108, 2012年8月.
- [11] 熊谷慎也, 長岡諒, 小原辰徳, 山本哲矢, 安達文幸, "単一周波数ネットワークにおける STBC 連携ダイバーシチ," 信学会ソサイエティ大会, B-5-24, p.388, 2012年9月.

- [12] 熊谷慎也, 長岡諒, 小原辰徳, 山本哲矢, 安達文幸, “耐災害無線ネットワークにおける STBC 連携ダイバーシチの適用効果,” 信学技報, RCS2012-177, pp. 97-102, 2012 年 11 月.
- [13] 熊谷慎也, 小原辰徳, 山本哲矢, 安達文幸, “送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応シングルキャリア MIMO 伝送,” 信学技報, RCS2012-232, pp. 291-296, 2012 年 12 月.
- [14] 長岡諒, 熊谷慎也, 山本哲矢, 安達文幸, “循環遅延パイロットチャネル推定を用いたシングルキャリア MIMO 多重度適応可変通信,” 信学技報, RCS2012-296, pp. 73-78, 2013 年 2 月.
- [15] 熊谷慎也, 小原辰徳, 山本哲矢, 安達文幸, “送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる適応シングルキャリア MIMO 伝送の HARQ スループット,” 信学技報, RCS2012-299, pp. 91-96, 2013 年 2 月.
- [16] 嘉治英俊, 熊谷慎也, 天間克宏, 小原辰徳, 安達文幸, “分散アンテナネットワークにおけるエネルギー利用効率に関する一検討,” 信学技報, RCS2012-345, pp. 363-368, 2013 年 2 月.
- [17] 熊谷慎也, 小原辰徳, 山本哲矢, 安達文幸, “シングルキャリア固有モード MIMO 伝送に及ぼす電力配分の影響,” 信学会総合大会, B-5-20, pp. 430, 2013 年 3 月.
- [18] 吉岡翔平, 熊谷慎也, 山本哲矢, 小原辰徳, 安達文幸, “循環遅延パイロットチャネル推定を用いるシングルキャリア STBC ダイバーシチに関する一検討,” 信学会総合大会, B-5-89, pp. 499, 2013 年 3 月.
- [19] ヴォ タン ハイ, 熊谷慎也, 小原辰徳, 安達文幸, “SC-FDMA を用いるアナログ信号伝送に関する一検討,” 信学会総合大会, B-5-92, pp. 502, 2013 年 3 月.
- [20] 熊谷慎也, 小原辰徳, 山本哲矢, 安達文幸, “分散アンテナネットワークにおける送受信協調フィルタリングを用いる適応シングルキャリア MIMO 伝送の HARQ スループット,” 信学技報, RCS2013-15, pp. 81-86, 2013 年 4 月.
- [21] ヴォ タン ハイ, 熊谷慎也, 小原辰徳, 安達文幸, “アナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送,” 信学技報, RCS2013-60, pp. 135-140, 2013 年 6 月.
- [22] 長岡諒, 熊谷慎也, 安達文幸, “変調多値数と空間多重数を適応可変するシングルキャリア MIMO 伝送,” 信学技報, RCS2013-128, pp. 31-36, 2013 年 8 月.
- [23] 吉岡翔平, 熊谷慎也, 安達文幸, “Tomlinson-Harashima Precoding を用いるシングルキャリアマルチユーザ MIMO 下りリンクへの STBC ダイバーシチの適用効果,” 信学技報, RCS2013-127, pp. 25-30, 2013 年 8 月.
- [24] 熊谷慎也, 安達文幸, “シングルキャリア MIMO 空間多重における繰り返し干渉キャンセラを用いる送受信協調 MMSE フィルタリング,” 信学技報, RCS2013-162, pp. 115-120, 2013 年 10 月.
- [25] 長岡諒, 熊谷慎也, 安達文幸, “空間多重数を適応選択するシングルキャリア MIMO 通信の HARQ スループット,” 信学技報, RCS2013-383, pp. 463-468, 2014 年 3 月.
- [26] T. H. Vo, S. Kumagai, and F. Adachi, “SC-FDE using space-time transmit diversity combined with receive antenna diversity,” 信学技報, RCS2013-341, pp.211-216, 2014 年 3 月.

- [27] 熊谷慎也, 安達宏一, Sumei Sun, 安達文幸, “MIMO-SVD におけるアンテナ毎電力制約条件下での総送信電力最小化,” 信学技報, RCS2014-54, pp. 125-130, 2014 年 6 月.
- [28] 吉岡翔平, 熊谷慎也, 安達文幸, “Vector Perturbation を用いるシングルキャリア MU-MIMO,” 信学技報, RCS2014-55, pp. 131-136, 2014 年 6 月.
- [29] T. H. Vo, S. Kumagai, and F. Adachi, “Impact of channel estimation error on analog SC-FDE using STTD combined with receive antenna diversity,” 信学技報, RCS2014-92, pp. 19-24, 2014 年 7 月.
- [30] 吉岡翔平, 熊谷慎也, 安達文幸, “時間領域で送信等化と Tomlinson-Harashima Precoding を行うシングルキャリア MU-MIMO,” 信学技報, RCS2014-156, pp. 1-6, 2014 年 10 月.
- [31] 吉岡翔平, 熊谷慎也, 安達文幸 “M アルゴリズムによる摂動ベクトル探索を適用し時間領域送信等化 THP を行うシングルキャリア MU-MIMO,” 信学技報, RCS2014-253, pp. 195-200, 2014 年 12 月.
- [32] T. H. Vo, S. Kumagai, and F. Adachi, “Subcarrier combining for analog SC-FDE,” 信学技報, RCS2014-272, pp. 19-24, 2015 年 1 月.
- [33] 熊谷慎也, 安達文幸, “上りリンクシングルキャリア MU-MIMO における送受信協調 MMSE フィルタリング,” 信学技報, RCS2014-300, pp. 181-186, 2015 年 1 月.
- [34] 吉岡翔平, 熊谷慎也, 安達文幸 “MU-MIMO 伝送を行う分散アンテナネットワークにおける UE-DA 動的グルーピング,” 信学技報, RCS2014-354, pp. 321-326, 2015 年 3 月.
- [35] 熊谷慎也, 吉岡翔平, 安達文幸, “シングルキャリア MU-MIMO を用いる分散アンテナネットワーク上りリンクにおける送受信協調フィルタリング,” 信学技報, RCS2014-355, pp. 327-332, 2015 年 3 月.
- [36] 熊谷慎也, 安達文幸, “下りリンクシングルキャリア MU-MIMO のための送受信協調 MMSE フィルタリング,” 信学技報, RCS2015-176, pp. 101-106, 2015 年 10 月.
- [37] 熊谷慎也, 安達文幸, “分散アンテナネットワークにおける下りリンク広帯域 MU-MIMO への送受信協調信号処理の適用効果,” 信学技報, RCS2015-274, pp. 181-186, 2015 年 12 月.
- [38] 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, 2016 年 3 月(発表予定).
- [39] 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, 2016 年 3 月(発表予定).