

無線通信における周波数利用効率向上のための干渉 低減技術に関する研究

丸田, 一輝

<https://doi.org/10.15017/1654911>

出版情報：九州大学, 2015, 博士（工学）, 課程博士
バージョン：
権利関係：全文ファイル公表済

無線通信における周波数利用効率向上 のための干渉低減技術に関する研究

平成 28 年 3 月

九州大学大学院 システム情報科学府 情報知能工学専攻

丸田 一輝

概要

スマートフォンの爆発的な普及，大容量コンテンツサービスの急速な展開に伴い，無線通信の高速化・大容量化が求められている．無線通信の高速化のためには可能な限り多くの周波数資源（広い帯域幅）を必要とする．しかしながら，周波数資源は有限であることから現状は複数のシステムごとに限られた周波数帯域が割り当てられている．さらにはその周波数帯域は複数のユーザ端末が時間・周波数上で互いに棲み分けて共有している．本研究は，このようなシステム内・システム間における周波数の棲み分けを行わず，同一の周波数を積極的に利用し，その際に生じる干渉を低減することで周波数利用効率を向上することを目的とする．そこで生じる課題として，(1)セル間干渉，(2)ユーザ間干渉，(3)ホップ間干渉，(4)システム間干渉の4項目がある．本論文では，これらの課題に対する干渉低減技術を検討し，それぞれ以下の成果を得た．

(1) 準分散型基地局連携セル間干渉キャンセラ及びフラクショナル周波数繰り返し

爆発的に増加するトラフィックへの現状の対策は 1 基地局が提供するサービスエリア(セル)の狭小化，すなわちスモールセル化である．しかしスモールセルが多数，密に設置されることになればセル間の同一チャネル干渉が避けられない問題となる．セル間干渉の低減において，基地局連携技術が有効である．基地局を分散配置されたアンテナと見做し，同一時刻・同一周波数にて通信可能な技術であるマルチユーザ MIMO を適用する．しかし，全ての基地局が集中制御局を介して連携し，MIMO 信号処理を行うにはネットワーク構成，演算処理量ともに大規模となり現実的でない．そこで，集中制御局を不要としかつ簡易な演算にて連携可能な干渉キャンセル方式を提案した．さらに，その効果を向上可能なフラクショナル周波数繰り返し(FFR)を適用し，それらの併用による周波数利用効率改善効果を計算機シミュレーションにより明らかにした．

(2) Massive MIMO における低演算量ユーザ間干渉抑圧方式

1 基地局に対し，複数のユーザ端末が同一時間・同一周波数にて通信を行うことで周波数利用効率を向上可能である．それを実現する技術としてマルチユーザ MIMO が広く検討されている．さらに，基地局アンテナ数を 100 素子以上の規模に拡張した Massive MIMO が注目を集めており，アンテナ数に比例して空間多重数を増加できるため周波数利用効率向上につながる．一方，Massive MIMO は，信号処理に要する演算処理量が膨大となることが課題である．そこで，簡易な演算処理によって同等の性能を実現可能なユーザ間干渉抑圧方式を提案し，計算機シミュレーション

ョンにより有効性を明らかにした。さらに、実測した伝搬チャネルを用いた評価により、アンテナ多素子化により得られる効果を定量的に示すとともに提案方式の実伝搬環境での有効性を明らかにした。

(3) マルチホップネットワークにおける高効率パケット中継法

スモールセルを多数展開する際には、有線回線の敷設が不要な基地局のマルチホップ接続による無線バックホールが有効である。しかし中継経路上における同一チャネル干渉としてホップ間干渉が生じるため、これを低減可能な高効率パケット中継伝送法として2方式を検討した。高いパケット中継伝送効率を実現する手法のひとつに周期的間欠送信法(IPT)があるが、これは一次元のノード配置において一方向のパケット中継伝送時に特に効果を発揮する。これを面的ノード配置において双方向トラフィックを収容する際の拡張法としてラウンドロビン型IPT及びマルチチャネル中継法を提案し、従来方式よりも高いシステムスループットを達成することを計算機シミュレーションにより明らかにした。もう一つの中継伝送効率の向上技術として無線ネットワークコーディング(WNC)がある。中継局は上り/下り方向のパケットを受信した後、ビットレベルにて合成を行い両局宛にブロードキャストを行うことでパケットの送信回数を削減する。WNCは合成するパケット長が等しい場合にその効果を最大限発揮するが、実際のトラフィックは様々なデータ長のパケットが混在していることから、本研究ではさらにフレームアグリゲーション(FA)を適用することを提案した。ここで、WNC及びFAを実行するためのタイムアウト値がシステム特性を決定づける重要なパラメータとなる。本提案手法を実装した装置を試作開発し、屋外伝送実験により最適なタイムアウト値を求め、システムスループットの改善効果を明らかにした。

(4) サブキャリア送信電力制御を用いたブラインド型アダプティブアレー

複数の無線通信システム間の周波数共用が可能となれば、周波数割り当てやガードバンドを意識することなく既存(1次)システムに加えて新規(2次)システムを導入することが可能となる。しかし、異なる2システム間における同一チャネル干渉は互いに未知であり、1次システムが新たに干渉抑圧機能を導入することは現実的ではない。そこで、2次システム側が、未知であるシステム間干渉を抑圧しながらも1次システムへの与干渉を低減することで周波数共用を実現可能な手法として、サブキャリア送信電力制御及びその電力割り当てに応じたブラインド型アダプティブアレーの選択適用方式を提案した。計算機シミュレーションにより、システム間干渉が支配的な条件においても2システムが周波数共用可能であることを明らかにするとともに、本提案方式の機能を実装したハードウェアを試作開発し、伝送実験によりその有効性を実証した。

以上本論文では、無線通信システムにおいて問題となる様々な同一チャネル干渉に対し、それらを低減可能な技術を提案している。それぞれの提案技術は組み合わせて適用することも可能であり、シナジー効果によってより高い周波数利用効率を実現可能となる。

目次

概要.....	i
第1章 序論.....	1
1.1 本研究の背景.....	1
1.2 本研究の課題.....	5
1.2.1 セル間干渉 (ICI).....	5
1.2.2 ユーザ間干渉 (IUI).....	5
1.2.3 ホップ間干渉 (IHI).....	5
1.2.4 システム間干渉 (ISysI).....	6
1.3 本研究の目的.....	7
1.4 本論文の構成.....	7
第2章 準分散型基地局連携セル間干渉キャンセラ及びフラクショナル周波数繰り返し .11	
2.1 基地局連携技術.....	11
2.2 準分散型基地局連携セル間干渉キャンセラ.....	12
2.2.1 システム構成及び提案方式.....	12
2.2.2 提案方式における基地局連携構成.....	15
2.3 フラクショナル周波数繰り返し (FFR).....	16
2.4 チャンネル情報の不完全性.....	17
2.4.1 チャンネル推定誤差.....	17
2.4.2 取得可能な CSI 数.....	20
2.5 システムレベルシミュレーション.....	21
2.5.1 シミュレーション諸元.....	21
2.5.2 シミュレーション結果.....	23
2.6 まとめ.....	34
第3章 Massive MIMO における低演算量ユーザ間干渉抑圧方式.....	35
3.1 Massive MIMO.....	35
3.2 プリコーディング方式.....	36
3.2.1 等利得送信 (EGT).....	36

3.2.2 Zero Forcing (ZF).....	37
3.2.3 Gram-Schmidt 直交化 (GSO).....	37
3.2.4 Gauss-Seidel 法 (GSM).....	37
3.2.5 提案方式 (IUC).....	38
3.3 システムレベルシミュレーション.....	41
3.3.1 シミュレーション諸元.....	41
3.3.2 シミュレーション結果.....	42
3.4 演算量評価.....	46
3.5 実測チャネル情報に基づく評価.....	48
3.5.1 伝搬実験概要.....	48
3.5.2 伝搬特性.....	51
3.5.3 システムレベル評価.....	55
3.5.4 リンクレベル評価.....	56
3.6 まとめ.....	63
第4章 マルチホップネットワークにおける高効率パケット中継法.....	65
4.1 マルチホップネットワーク.....	65
4.2 システムモデル.....	67
4.3 周期的間欠送信.....	68
4.3.1 ラウンドロビン型周期的間欠送信 (RR-IPT).....	70
4.3.2 マルチチャネル中継法.....	72
4.3.3 システムレベルシミュレーション.....	73
4.4 無線ネットワークコーディング.....	79
4.4.1 試作装置概要.....	81
4.4.2 XOR 型無線ネットワークコーディング (WNC).....	82
4.4.3 フレームアグリゲーション (FA).....	83
4.4.4 タイムアウト制御.....	84
4.4.5 試作装置を用いた屋外伝送実験.....	87
4.5 まとめ.....	92
第5章 サブキャリア送信電力制御を用いたブラインド型アダプティブアレー.....	93
5.1 異システム間周波数共用.....	93
5.2 システムモデル及びブラインド型アダプティブアレー.....	94
5.2.1 最大比合成 (MRC).....	95
5.2.2 電力比反転 (PI).....	95
5.2.3 固有ベクトルビームスペースアダプティブアレー (EBAA).....	96
5.2.4 定包絡線アルゴリズム (CMA).....	97

5.2.5 固有ベクトルビームスペース CMA (E-BSCMA).....	97
5.2.6 基本特性.....	98
5.3 提案方式.....	101
5.4 リンクレベルシミュレーション.....	105
5.4.1 シミュレーション諸元.....	105
5.4.2 シミュレーション結果.....	106
5.5 試作装置を用いた伝送実験.....	113
5.5.1 試作装置概要.....	113
5.5.2 実験諸元.....	115
5.5.1 実験結果.....	116
5.6 まとめ.....	121
第6章 結論.....	123
参考文献.....	127
付録.....	135
略語一覧.....	139
記号一覧.....	143
謝辞.....	147
発表文献一覧.....	149
学術論文.....	149
国際会議論文.....	149
研究会論文.....	150
大会論文.....	151

第1章

序論

1.1 本研究の背景

光アクセスの普及に伴い、様々なブロードバンドサービスが提供されている。同時に、無線 LAN(Wireless Fidelity, Wi-Fi)[1][2]を始め、WiMAX(Worldwide Interoperability for Microwave Access)[3]や LTE(Long Term Evolution)[4][5]等の無線アクセスは大容量化が実現され、近年ユーザのネットワークへのアクセス手段は無線通信が主となってきた。さらにスマートフォンやタブレット端末が普及したことにより動画を始めとする多様な大容量コンテンツサービスが利用可能となり、モバイルトラフィックは年間で 1.5~2 倍のペースで急速に増加している。このままのペースが続けば今後 5 年で 10 倍、10 年で 1000 倍にも増加することが予測されている[6][7]。このことから爆発的に増加するトラフィックを収容するための対応が急務となっている。無線通信において伝送速度を向上するための単純な方法としては、占有帯域幅を拡大することである。しかし、周波数資源は有限であることから一事業者またはシステムに割り当てられる帯域幅も限られており、帯域幅の拡大による伝送速度の向上には限界がある。特に、UHF(Ultra High Frequency)~低 SHF(Super High Frequency)帯(800MHz~5GHz 帯周辺)の周波数は周囲の建造物等による反射・回折波を利用し易く無線アクセスに適していることから、上述した Wi-Fi をはじめとする多くの無線通信システムに割り当てられており[8]、周波数資源の枯渇が問題となっている。

図 1-1 に示すように、無線通信の速度は 10 年間で 1000 倍に近いペースで向上している。これまでの通信速度の向上は、方式の観点からは周波数利用効率の高い直交周波数分割多重(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)変調方式の採用や、直交振幅変調(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)の多値数の増加、より高性能な誤り訂正(Forward Error Correction, FEC)符号の適用等により実現されてきた。256QAM や 1024QAM は 1 シンボルでより多くの情報を伝送可能であるが高い信号対雑音電力比(Signal to Noise power Ratio, SNR)が求められる。また、シャノン限界に近い誤り訂正能力を示すターボ符号や低密度パリティ検査(Low Density Parity Check, LDPC)符号は複雑な処理を要するものの、ハードウェアへの負担が大きく、さらなる通信速度の向上を図ることは限界に迫りつつある。

一方、基地局(Base Station, BS)とユーザ端末(User Terminal, UT)に複数のアンテナを備え、空間領域において信号を多重する方式として Multiple Input Multiple Output (MIMO)[9]が有効である。ア

アンテナ数に比例して伝送容量を増大可能となることから、多値変調及び誤り訂正符号の方式限界を超える周波数利用効率向上が実現されている。また BS が備えるアンテナ数を 100 素子以上にまで拡張した Massive MIMO[10]-[13]が提案され、近年注目を集めている。多数のアンテナによる非常に大きい合成利得を得られるとともに、高次の空間多重伝送も可能となる。

第5世代移動通信(Fifth Generation Mobile Communications Systems, 5G)においては、飛躍的な通信速度の向上が求められており[14]、その実現のためにより広帯域を確保可能な6GHz以上の高周波数帯を移動通信に利用することが検討されている[15]。周波数が高くなるに従い電波の距離減衰が大きくなるため、回線利得が不足することになるが、Massive MIMO を適用すれば高いアンテナ合成利得が得られるためそれを補うことが可能となる。さらに高次の空間多重伝送による通信速度の向上も同時に実現可能となるため、高周波数帯の利用において Massive MIMO は親和性の高い技術とされている[16]。しかし Massive MIMO はその膨大なアンテナ数故に MIMO 信号処理に要する演算量も膨大となることが最大の課題として挙げられる。基地局アンテナ数を N_t 、空間多重数を N_m とすると、一般に、送信ウェイトの算出に要する演算量は $O(N_m N_t^2)$ であり、 $N_m > 10$ 、 $N_t > 100$ の規模を考えると従来考えられてきた MIMO と比較して各段に複雑となる。空間多重伝送の性能を維持しつつ、演算量を大幅に削減可能な技術が求められる。

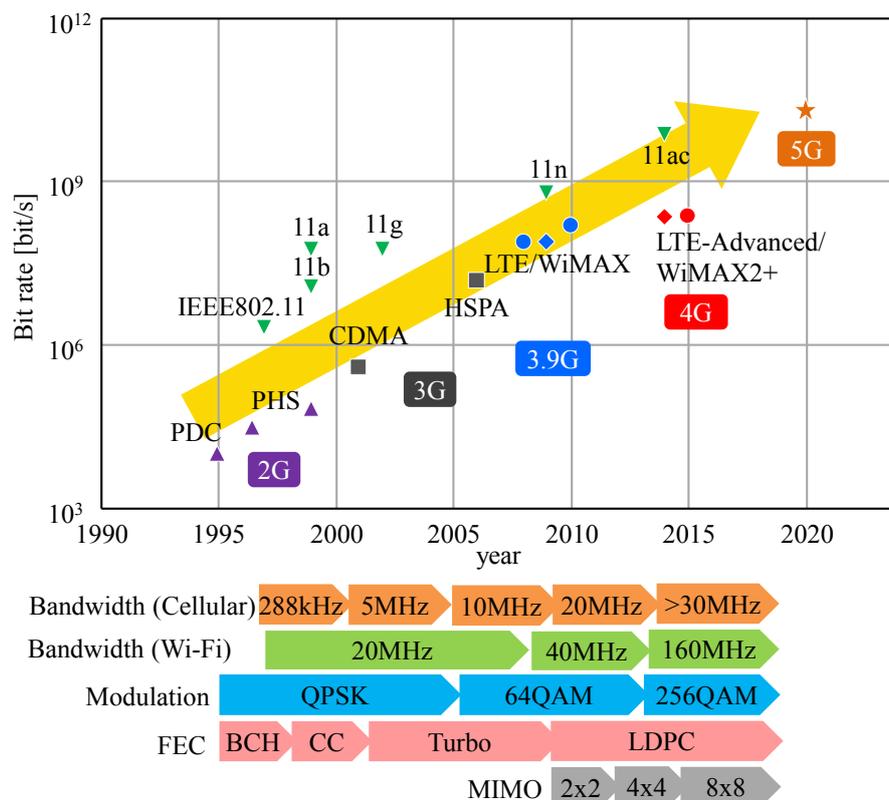


図 1-1 通信速度及び実装技術の進展

システム容量の観点からは、いかに効率よく周波数資源を運用しながらサービスエリアを面的に展開するかが重要となる。その際に問題となるのがセル(1局のBSにより形成されるカバーエリア)間における同一チャネル干渉(Inter-Cell Interference, ICI)である。広帯域化・MIMOの適用により高いピーク速度を達成できたとしてもICIの存在下ではその性能を最大限に発揮できない。特にセルエッジ領域ではICIの影響を大きく受けることから通信速度が十分に得られない、もしくは通信不可となってしまう恐れがある。ICIへの従来の対策技術としては、複数のチャネルを用意し、隣接するセルには異なる周波数を割り当て、同一チャネルを割り当てるセル間の距離を隔離する周波数繰り返し[17]や、直交した拡散符号を用いることで干渉電力密度を低減し、1周波数繰り返しでありながらもICIを低減可能な符号分割多元接続(Code Division Multiple Access, CDMA)[18]が採用されてきた。しかし、複数のチャネルを用いる周波数繰り返しはシステムに割り当てられた帯域を分割して運用する必要があり、またCDMAにおいてはデータ信号よりも広い帯域幅を伝送時に必要とすることから、いずれの方式も周波数利用効率に課題が残る。

このような背景から、1周波数繰り返しを前提に、狭小化したセル(スモールセル)を多数展開するアプローチが主流となっている。各BSのカバーエリアを縮小させることで各BSに属するUT数は減少(すなわちBSにかかる負荷を低減)し、その結果システム容量が増大する。マクロセルでは収容することが困難となってきた大容量のトラフィックをオフロードする手段として有効である。その形態としてはWi-Fiオフロード[19]やヘテロジニアスネットワーク(Heterogeneous Network, HetNet)[20]が代表的な例と言える。また、高周波数帯は減衰が大きくカバレッジが狭いことからスモールセルとしての利用に適している。図1-2に示すように、スモールセルはまずは高トラフィックとなるエリアにスポット的に展開されるため、ICIの影響は小さい。しかしながら、高トラフィック領域が増加し続ければスモールセルは高密度に配置され、UTもさらに増加すればスモールセルへの負荷も増大し、ICIの課題は再び浮上することになる。ICIが支配的となればそれ以上セル数を増加したとしてもシステム容量は飽和状態となる。

さらに、スモールセルを多数展開していくことを考えると、図1-2に示すように、面的に偏在するBSすべてに光ファイバ等の有線にてバックホール回線を提供することは敷設コストの観点から困難となる。これに対しては無線回線への置き換え、すなわち無線バックホールの適用が有効である[21][22]。各BSは中継機能を備え、多段中継(マルチホップ)により相互に接続を行うことで簡易かつ低コストにサービスエリアを拡大可能となる。しかしながら、BSは受信したデータパケットを再度隣接するBSへ送信するため時間リソースを多く消費し、中継伝送効率はホップ数の増加に伴い低下する[23]。さらにはそれらのBSが同じ周波数を用いるのであれば中継経路上における同一チャネル干渉、すなわちホップ間干渉(Inter-Hop Interference, IHI)が生じるため、これも中継伝送効率を低下させる要因となる。中継を行うBSがそれぞれ異なるチャネルを用いればIHIは回避可能であるが、前述した通り利用可能な周波数資源が限られていることを考慮すると、少ないチャネルでIHIを効率的に制御しながら中継伝送を向上する技術が求められる。

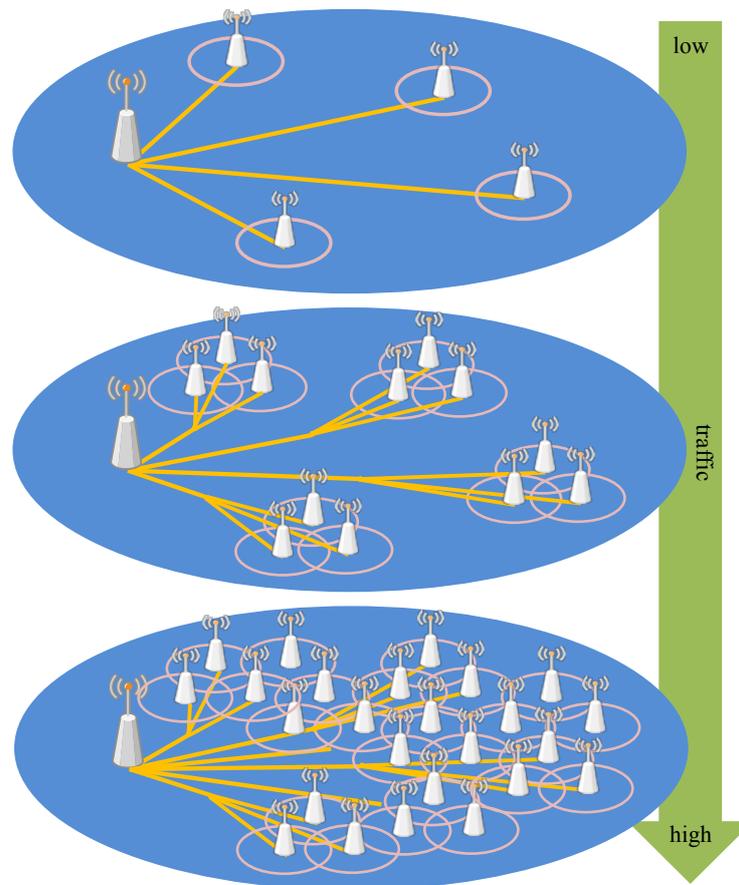


図 1-2 スモールセルの展開例

周波数資源が逼迫していることは前にも述べたが、各システムにおいて通信は常に行われているわけではなく、時間、周波数、ないしは空間において未使用の状況が生じ得る。そこで、複数のシステムがそれらの空きリソースを状況に応じて共有できれば、周波数資源の逼迫を回避可能となる。コグニティブ無線技術[24]-[26]がその代表的な技術として広く検討されている。既存(1次)システムの時間・周波数・空間リソースの空き状況を新規(2次)システムの無線局(BS または UT)が検出し、1次システムへの与干渉を回避しながら通信する。しかしこのアプローチは空き帯域の有効利用、つまり 100%の帯域利用率を狙うものである。同一の周波数資源を複数のシステム間で積極的に共有し、同一時間・同一空間上で利用することができればより高い周波数利用効率を達成可能である。このとき、複数のシステム間における干渉、システム間干渉(Inter-System Interference, ISysI)が生じる。これを低減もしくは性能劣化の無い範囲で許容、または信号処理によって低減することで、周波数利用効率を向上するための研究が進められている[27]。ここで考慮すべき点は、システムが異なれば通信方式や無線信号の型式も異なることから、干渉を制御するために必要なチャネル状態情報(Channel State Information, CSI)を利用できないことである。このよ

うな未知の干渉を，事前情報を用いることなく低減することが最大の課題である．この問題を克服し，複数のシステムが周波数割り当てという制約を超えて柔軟に無線リソースを利用可能となれば，帯域幅を限りなく広くとることが可能となり，それに伴い伝送速度の向上が達成される．

1.2 本研究の課題

以上述べたように，広帯域化による通信速度の向上を行うためには様々な場面で生じる同一チャネル干渉は避けられない．本論文では，無線通信において克服すべき課題として以下4項目の干渉問題を挙げる．その概要を図1-3に示す．以下にそれぞれの課題について検討されている背景技術について述べる．

1.2.1 セル間干渉 (ICI)

1 周波数繰り返しによる面的展開を行う際，特にセル端領域における通信品質の劣化が顕著となる．これに対し，分散配置されたBSをアンテナアレーと見做し，マルチユーザ(MU-)MIMOを適用する基地局連携技術が注目されてきた[28]．3GPP(Third Generation Partnership Project)においてはCoordinated Multi-Point Transmission/Reception(CoMP)[29]として標準化も進められている．これによりICIが低減されれば，セルの増加に伴いシステム容量を向上可能となる．理想的には全BSによる連携制御が望ましいが，そのためには膨大な数のBSを集中制御し，またICI低減のための膨大な演算を施す必要があることから非現実的である．そのため実用上の観点から，BS数は2～3局での連携に留まる検討が殆どである[30]．しかしその場合，クラスタ(連携するBS群の単位)間の干渉が依然として問題となる．基地局連携によるICI低減を完全に行うためには，連続的に展開されるBS群に対して適用可能な連携方式が必要となる．

1.2.2 ユーザ間干渉 (IUI)

BSあたりの同一時刻・同一周波数における接続UT数の増大により，周波数利用効率を向上可能となる．これを実現する技術として，BSに多数のアンテナを備え，空間多重数を大幅に増大するMassive MIMO伝送が有効である．しかし，BSアンテナ数，UT数の増加に従いユーザ間干渉(Inter-User Interference, IUI)の抑圧処理(膨大なサイズのチャネル行列の逆行列を求める演算)に要する演算量も膨大となるため，その簡易化手法が求められる．加えて，Massive MIMOを実環境に適用した際の詳細な特性，例えばUT間の空間的な相関や多素子化によりもたらされる効果についての報告は少なく，実用化に向けたフェージビリティを明らかにすることも重要である．

1.2.3 ホップ間干渉 (IHI)

無線バックホールとして多数の中継ノードが設置されるマルチホップネットワークには，低コスト化の観点から特定の事業者/システムに割り当てられていない免許不要帯域を利用することで現在広く普及している無線LANを用いたネットワーク構築が有効である．しかし，各ノード(中

継伝送を行う BS)は自律分散制御である Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance (CSMA/CA)に基づいて通信することから、無線 LAN をインターフェースとしたマルチホップネットワークでは、IHI に起因するパケット衝突が頻発する。この IHI を回避し、中継伝送効率を最大化可能な方式として周期的間欠送信(Intermittent Periodic Transmit, IPT)[31]-[38]が提案されている。IPT は枝分かれの無い 1 次元ノード配置において、一方向のトラフィックを中継するのに効果を発揮する方式であるため、2 次的にノードが配置されるトポロジや双方向トラフィックの効率的な中継伝送法が課題とされてきた[35]-[38]。

双方向トラフィックの中継伝送効率化については無線ネットワークコーディング(Wireless Network Coding, WNC)が有効である[39]-[50]。中継局は上り/下り方向のパケットを受信した後、ビットレベルにて合成を行い上り/下り方向にブロードキャストする。これによってパケットの送信回数を削減することが可能となる。WNC は合成するパケット長が等しい場合にその効果を最大限発揮する。実際のトラフィックは様々なデータ長のパケットが混在していることから、フレームアグリゲーション(Frame Aggregation, FA)を併せて適用することで WNC の利得を最大化可能である。WNC 及び FA を CSMA/CA ベースのマルチホップネットワークに適用する際、それらを実行するためのタイムアウト値がシステムの特性を決定づける重要なパラメータとなる。

1.2.4 システム間干渉 (ISysI)

複数の無線通信システム間の周波数共用が可能となれば、周波数割り当てやガードバンドを意識することなく既存(1 次)のシステム上に新規(2 次)のシステムを導入することが可能となる。一方、MIMO を適用し、与/被干渉を低減しながら空間的に周波数共用を図ることで、周波数利用効率を向上可能である[51][52]。しかし、これらの技術は 1 次システムに関する帯域の利用状況や受信品質等、何らかの情報を必要とし、また MIMO を適用する場合にはシステム間に跨る CSI の推定やウェイトの最適化が必要であり、その実現方法が問題となる。また既存の 1 次システムへの機能改変は不可能であることが想定されるため、未知である ISysI を、2 次システムのみが事前情報を用いることなく抑圧しながらも 1 次システムへの与干渉を低減可能な技術が必要となる。

干渉信号に関する事前知識を不要としながら所望信号を得ることが可能な手段として、アダプティブアレーが有効である。アダプティブアレーには様々なアルゴリズムが存在するが、その中でも、所望信号の到来方向や参照信号を必要としないブラインド型のアルゴリズムは未知のシステム間干渉の抑圧のためには適する。しかし、旧来確立されているブラインド型アルゴリズムは干渉信号を適切に抑圧可能な信号電力対干渉電力比(Signal to Interference power Ratio, SIR)の値が限定されており、加えていずれのアルゴリズムも SIR=0dB 付近においては十分な干渉抑圧効果が得られない。このため、いかなるレベルの干渉信号も抑圧可能なブラインド型アルゴリズムへの拡張手法が必要である。加えて、上述した 1 次システムへの与干渉低減を実現する送信手法の確立も求められる。

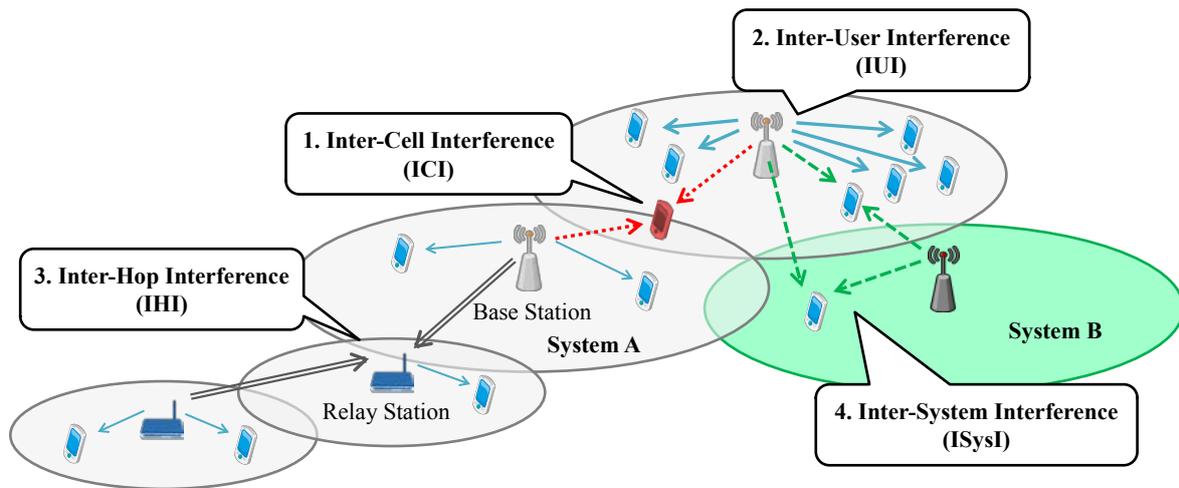


図 1-3 干渉問題

1.3 本研究の目的

本研究では、前節にて示した干渉問題に対しそれぞれ検討を行い、周波数利用効率向上に資する技術を確立することを目的とする。周波数利用効率の単位は $[\text{bit/s/Hz}] (= [\text{bps/Hz}])$ であり、「単位時間・単位帯域あたりに伝送可能な情報ビット数」として定義される。各検討において詳細な定義はそれぞれ示すが、占有帯域幅を変更することなく、新たな信号処理方式を適用することにより特性改善を図ることで周波数利用効率の向上を目指す。以下、本論の構成を説明するとともにそれぞれの干渉問題を克服するための課題とそれに対する検討のアプローチを述べる。

1.4 本論文の構成

本論文は全6章で構成される。各章の関係を図1-4に示す。

第1章である本章では、本研究の背景、課題及び目的について述べた。

第2章では、ICIという課題に対し、エリアを限定することなく、さらに集中制御局を配置することなく広域に亘り連携制御可能な構成にて実現可能なICIキャンセル方式を提案する。干渉源となる隣接セルのBSにおける送信信号及びCSIから干渉信号レプリカを生成し、それがUTにおいて干渉信号と相殺されるように、BSが送信する本来の信号から減算する形で重畳する。既存技術である基地局連携MU-MIMOのように、連携クラスタ単位で閉じた制御ではなく、各セルのBSが同期しながら分散的に隣接セルとの情報交換を行うことで連携伝送を実現可能とする。さらに提案方式を有効に機能させるために、フラクショナル周波数繰り返し(Fractional Frequency Reuse, FFR)[53]を適用する。これにより、セル端領域において周波数帯域幅は分割されるものの、信号電力対干渉雑音電力比(Signal to Interference and Noise power Ratio, SINR)を向上可能となるため、1

周波数繰り返しにおける基地局連携 MU-MIMO と比較して高い周波数利用効率を達成可能となる。本検討では、実環境を想定し、受信機雑音に起因する CSI の推定誤差や、連携可能な BS 数に起因する利用可能な CSI 数の制約といった劣化要因を考慮に入れた上で提案方式の有効性を計算機シミュレーションにより定量的に明らかにする。

第3章は、Massive MIMO における IUI 抑圧の課題に対し、第2章におけるアプローチと同様の手法を導入したレプリカ減算型の IUI 抑圧法を提案する。計算機シミュレーションにより、既存手法よりも少ない演算量にて同等の空間多重性能を達成可能であることを示し、従来方式と同等の演算量において実現可能な空間多重数を明らかにする。さらにフェージビリティの検証として 32 アンテナを備える受信局を用いて屋外にて伝搬測定を実施し、実測の CSI を用いた評価から提案方式による IUI 抑圧効果を検証する。空間多重特性は BS アンテナ数に比例することから、100 素子規模にアンテナを拡張した場合に達成可能なスループットを試算し、高い周波数利用効率を実現可能であることを示す。

第4章では、IHI に起因するパケット中継伝送効率劣化の課題に対し、2つの検討を行う。1つは IPT を 2次元ノード配置に適用し、上下トラフィックを効率よく収容可能とする手法としてラウンドロビン型周期的間欠送信(RR-IPT)及びマルチチャネル中継法を新たに提案する。2チャンネルを用い、一方のチャンネルに RR-IPT を適用し下り方向のトラフィックを、他方のチャンネルには CSMA/CA にて上下トラフィックを収容する。計算機シミュレーションにより、提案方式は従来の CSMA/CA に基づく中継法と比べて高いシステムスループットを達成可能であることを示す。もう1つは FA を両端のノードに適用した WNC による双方向トラフィックの中継伝送法を提案する。提案手法を実装した試作装置を開発し、最適なタイムアウト値を屋外伝送実験より求め、システムスループットの改善効果を明らかにする。

第5章では、異システム間の周波数共用シナリオを想定し、ISysI 低減手法を検討する。まず干渉抑圧効果の高いブラインド型アルゴリズムとして固有ベクトルビームスペース方式に基づく CMA(Eigenvector Beam Space CMA, E-BSCMA)を導出する。さらに上記 SIR=0dB 付近における ISysI を抑圧しながらも 1次システムへの与干渉を低減し、周波数共用を実現可能な手法としてサブキャリア送信電力制御を用いる E-BSCMA の適用方式を提案する。計算機シミュレーションにより、2システム共用時の周波数利用効率改善効果を明らかにするとともに、本提案方式の機能を実装したハードウェアを用い、有線接続による伝送実験を通してその有効性を実証する。

第6章では第2章から第5章における研究で得られた成果をまとめ、総合して達成される周波数利用効率改善効果を示す。また各々の成果が今後の無線通信システムに寄与し得るシナリオについての展望と、検討課題を述べる。

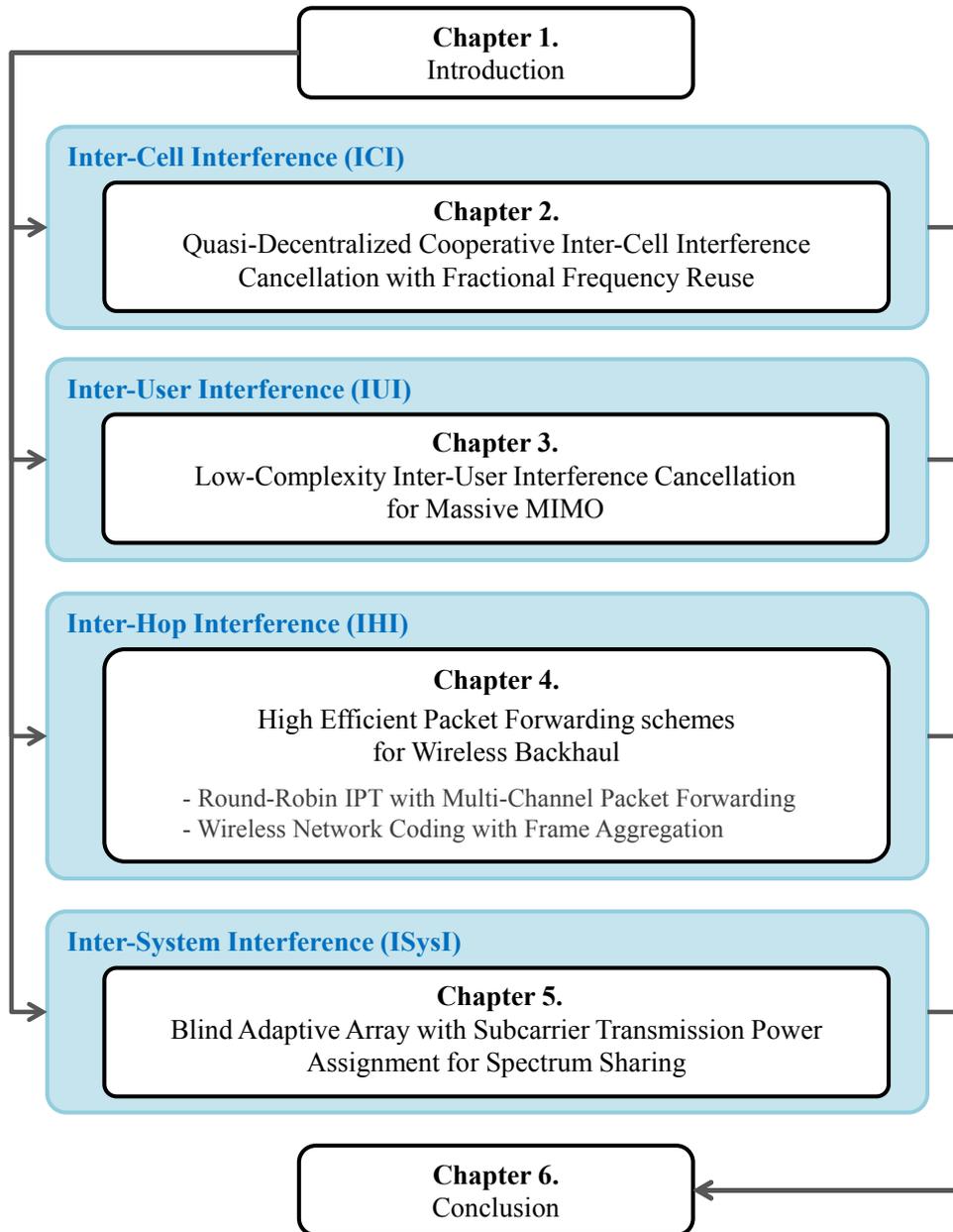


図 1-4 本論文の構成

第2章

準分散型基地局連携セル間干渉キャンセラ 及びフラクショナル周波数繰り返し

ICIを低減するためには、複数のBSをアレーアンテナと見做しMIMO伝送を適用する基地局連携技術が有効である。これを実現するためには、BS数に依存しない連携構成や干渉低減処理のための演算の簡易化が検討すべき課題となる。本章では、それらを両立可能な基地局連携構成及びICI低減方式について述べる。以下、第2.1節において基地局連携技術の概要について述べ、第2.2節にてシステムモデル及び提案方式の説明を行い、第2.3節では提案方式を有効に機能させる技術であるFFRの説明を行う。第2.4節にて本検討で導入するCSI不完全性について述べる。第2.5節において計算機シミュレーションにおける各パラメータと結果を示し、提案法の効果を明らかにする。最後に、第2.6節で本章をまとめる。

2.1 基地局連携技術

基地局連携技術は、LTE-AdvancedではCoMPと呼ばれ、1周波数繰り返しによるセルラシステムにおいて、セルエッジのスループットを向上するために有望な技術として標準化が進められてきた。LTE-AdvancedにおけるCoMPは大きく2種類に分類され、それぞれJoint Processing (JP), Coordinated Scheduling / Coordinated Beamforming (CS/CB)と呼ばれる[29]。JPは複数のBSがUTに対して同一の信号を送信することで受信SNRを向上する(Joint Transmission, JT), もしくは一方が送信を停止することで干渉量を減らしUTの受信SINRを向上する(Dynamic Point Selection, DPS)。CS/CBはBSが複数のアンテナを有する場合、他セルに属するUTへの与干渉を低減するようスケジューリング及びビームフォーミングを行うものである。両者とも複数のBSの総アンテナ数よりも少ないUTに対して協調動作を行うため、BSのリソースを冗長に消費する。理想的には複数のBSがそれと同数のUTに対して信号伝送を可能とすることが望ましい。複数のBSは、空間的に低相関化された分散アンテナと見做すことができる。その上でマルチユーザMIMO (MU-MIMO)[9]伝送を適用し、複数のUT宛ての信号を互いに直交化することでICIを除去し、同一時刻・同一周波数チャンネル上での通信を可能とする[28]。基地局連携においてはこのアプローチが最も高い伝送容量を期待でき、以降、本手法を基地局連携MU-MIMO (Cooperative MU-MIMO)

と呼び、検討の対象とする。

ここで、基地局連携 MU-MIMO を実施する際には、図 2-1 に示すように、集中制御局(Control Station, CS)を配置し、CS と各 BS 間を有線回線にて接続するような構成が必要となる。CS は全 BS-UT 間の CSI を取得し、MU-MIMO による空間多重伝送を行うための信号処理を実施するが、面的に展開された多数の BS に対して上記の処理を実施することを考えると、扱う CSI の取得に要する制御情報量やそれを含めたオーバーヘッド、及び演算負荷が膨大となり、CS の処理能力等に起因する性能の上限も考慮すると非現実的である。これらの制約から、LTE-Advanced においても CoMP は 2~3 程度に限定された BS への適用が想定されていた[30]。

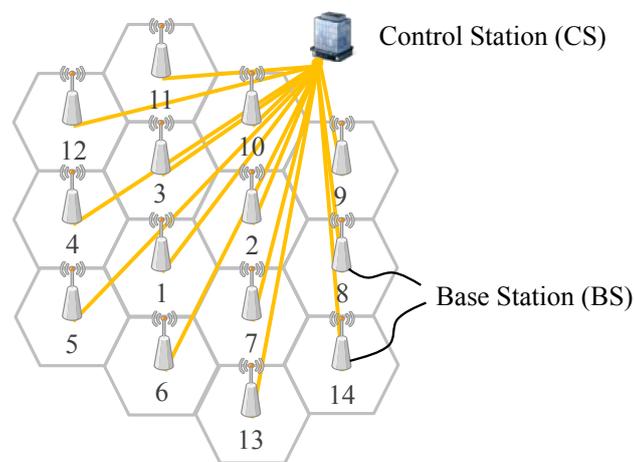


図 2-1 集中制御型による基地局連携

2.2 準分散型基地局連携セル間干渉キャンセラ

そこで、BS 数の制限なく基地局連携を可能とする ICI 低減方式を提案する。連携を行う周辺の BS から取得した送信信号及び CSI を基に干渉信号レプリカを生成し、元の送信信号から減算する形で重畳することにより ICI を低減する。本手法は完全ではないものの ICI を低減する一方、完全に ICI 除去を行う基地局連携 MU-MIMO に対して少ない演算量で実現可能である。

2.2.1 システム構成及び提案方式

本検討では、BS, UT ともに 1 アンテナずつ備えるものとする。複数本備える場合においても提案方式は同様に適用可能である。第 i セルにおいて、BS から UT に送信する下りリンク(Downlink, DL)の信号を $t_i \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ 、第 j セルの BS から第 i セルの UT 間におけるチャネル係数を $h_{ij} \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ とすると、第 i セルにおける UT の受信信号 $y_i \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ は、式(2.1)のように表される。

$$\begin{aligned}
y_i &= \sum_j^{N_c} h_{ij} \rho t_j + n_i \\
&= \rho h_{ii} t_i + \rho \sum_{j=1, j \neq i}^{N_c} h_{ij} t_j + n_i \\
&= \rho h_{ii} t_i + \rho \sum_{j \in C_i, j \neq i} h_{ij} t_j + \rho \sum_{j \in \bar{C}_i} h_{ij} t_j + n_i.
\end{aligned} \tag{2.1}$$

ここで、 N_c は ICI を考慮する対象のセル数である。第 1 項の $h_{ii}t_i$ は所望信号、第 2 項及び第 3 項の $h_{ij}t_j$ ($i \neq j$) は隣接セルからの干渉信号 (ICI)、 n_i は白色雑音 (Additive White Gaussian Noise, AWGN) 項である。チャネルはレイリーフェージング環境を仮定し、 h_{ij} を平均 0、分散 1 ($E[|h_{ij}|^2]=1$) である互いに独立な複素ガウス乱数とする。 $E[\cdot]$ は期待値演算である。また、 ρ は電力正規化係数である。ここで、評価対象とするセル全体の集合を $C \in \mathbb{N}^{1 \times N_c}$ と表す。そのうち、 $C_i \in \mathbb{N}^{1 \times N_o}$ を基地局連携の対象となる第 i セル及びその隣接セルから成るセル数 N_o の集合とし、 $\bar{C}_i \in \mathbb{N}^{1 \times N_c - N_o}$ をそれ以外のセル、すなわち基地局連携の対象外となるセルの集合として表す。例えば、 $N_o=7$ とした場合、図 2-1 中のセル番号を用いれば $C_1 = \{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\}$ 、 $C_2 = \{1, 2, 3, 7, 8, 9, 10\}$ となる。提案方式では、連携対象であるセルからの干渉信号である式(2.1)第 2 項の干渉信号が UT の受信時に相殺されるように、干渉信号レプリカを送信信号から減算する形で付加する。このときの送信信号 $t_i^{(1)}$ は式(2.2)のように表される。以降、初期の送信信号を、 $t_i^{(0)}=t_i$ と表す。

$$t_i^{(1)} = t_i^{(0)} - \sum_{j \in C_i, j \neq i} h_{ii}^{-1} h_{ij} t_j^{(0)}. \tag{2.2}$$

式(2.2)第 2 項の干渉信号レプリカは同一セル内では式(2.1)第 2 項の干渉をキャンセルする信号として働くが、他のセルに存在する UT に対してはそれ自身が新たな干渉となって受信される。式(2.1)、(2.2)から、ICI キャンセラを適用した場合の受信信号 $y_i^{(1)}$ は式(2.3)のように表される。

$$\begin{aligned}
y_i^{(1)} &= \sum_{j=1}^{N_c} h_{ij} \rho t_j^{(1)} + n_i \\
&= \rho h_{ii} t_i^{(0)} - \rho \sum_{j \in C_i, j \neq i} h_{ij} t_j^{(0)} \\
&\quad + \rho \sum_{j \in C_i, j \neq i} h_{ij} t_j^{(0)} - \rho \sum_{j \in C_i, j \neq i} h_{ij} \sum_{k \in C_j, k \neq j} h_{jj}^{-1} h_{jk} t_k^{(0)} \\
&\quad + \rho \sum_{j \in C_i} h_{ij} t_j^{(1)} + n_i \\
&= \rho h_{ii} t_i^{(0)} - \rho \sum_{j \in C_i, j \neq i} h_{ij} \sum_{k \in C_j, k \neq j} h_{jj}^{-1} h_{jk} t_k^{(0)} + \rho \sum_{j \in C_i} h_{ij} t_j^{(1)} + n_i.
\end{aligned} \tag{2.3}$$

このように、式(2.1)の第 2 項の干渉成分が式(2.3)の第 2 項のように置き換えられる。これを残留干渉と呼ぶ。第 3 項の ICI キャンセラが適用されていない ICI 成分も存在するが、第 i セルに対す

セル間距離が十分である場合には無視可能なレベルとなる．このとき，干渉低減が実現されていれば，干渉キャンセラ適用後の残留干渉が本来の ICI よりも小さいということであり，式(2.4)に示す条件が成立する．

$$\sum_{j \in C_i, j \neq i} |h_{ij}|^2 > \sum_{j \in C_i, j \neq i} |h_{ij}|^2 \sum_{k \in C_j, k \neq j} |h_{jk}^{-1}|^2 |h_{jk}|^2, \quad (2.4)$$

式(2.4)は期待値の演算($E[\cdot]$)を用いて導出される．例えば左辺は

$$\begin{aligned} E \left[\left| \sum_{j \in C_i, j \neq i} h_{ij} t_j \right|^2 \right] &= E \left[\sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} |h_{ij} t_j|^2 + \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} h_{ij} t_j h_{ik}^* t_k^* \right] \\ &= \sum_{j \in C_i, j \neq i} |h_{ij}|^2. \end{aligned} \quad (2.5)$$

と導出される． $(\cdot)^*$ は複素共役を表す．右辺も同様である．式(2.4)を整理すると

$$|h_{ii}|^2 > \sum_{j \in C_i, j \neq i} |h_{ij}|^2, \quad (2.6)$$

となり，これはつまり ICI のレベルが所望信号よりも小さい必要があることを意味しており，式(2.6)が提案方式である ICI キャンセラが有効に機能するための条件となる．

式(2.3)第2項の残留干渉は，それを相殺するためのレプリカを新たに生成し，式(2.2)の送信信号にさらに重畳することで干渉低減効果を高めることが可能である．これを γ 次の送信信号として一般化したとき，式(2.7)，(2.8)のように表される．

$$t_i^{(\gamma)} = t_i^{(0)} + \sum_{j \in C_i, j \neq i} g_{ij} t_j^{(\gamma-1)}, \quad (2.7)$$

$$g_{ij} = -h_{ii}^{-1} h_{ij}. \quad (2.8)$$

このときの受信信号 $y_i^{(\gamma)}$ は，式(2.9)のようになる．

$$\begin{aligned} y_i^{(\gamma)} &= \rho h_{ii} t_i \\ &+ \rho \sum_{\substack{k(0) \in C_i, \\ k(0) \neq i}} h_{ik(0)} \sum_{\substack{k(1) \in C_{k(0)}, \\ k(1) \neq k(0)}} g_{k(0)k(1)} \cdots \sum_{\substack{k(\gamma) \in C_{k(\gamma-1)}, \\ k(\gamma) \neq k(\gamma-1)}} g_{k(\gamma-1)k(\gamma)} t_{k(\gamma)} \\ &+ \rho \sum_{j \in C_i} h_{ij} t_j + n_i. \end{aligned} \quad (2.9)$$

$k(\gamma)$ は γ 次の ICI キャンセラ適用時におけるセルの番号である． γ が十分大きければ，ICI は十分小さい値に収束する．すなわち，提案方式は基地局連携 MU-MIMO における従来の干渉低減方式(例えば Zero Forcing, Gram-Schmidt の直交化法等)の近似解を与えるものとして位置づけられる．な

お、基地局連携伝送を行う場合、本来の送信信号に加えて干渉除去のための信号を重畳することから、いずれの干渉低減方式を用いたとしても BS 当たりの送信電力は変動する。そのため連携する BS 間においてピーク対平均電力比(Peak to Average Power Ratio, PAPR)が大きくなり、BS が送信可能な電力が制限されることになる。提案方式は微弱なレプリカ信号を重畳することから、送信電力の増加を低減可能であることを第 2.5.2.5 節の評価で明らかにする。

2.2.2 提案方式における基地局連携構成

提案する ICI キャンセラの特徴としては、演算の簡易化に加えて、各セルが限定された周辺セルの情報のみを用いて信号処理を実行可能な点が挙げられる。従来の基地局連携 MU-MIMO では、図 2-1 に示したように CS に接続された BS のみが連携の対象であり、当該連携 BS から構成されるクラスタ内では ICI は低減されるが、異なる CS と接続される隣接クラスタからの干渉(クラスタ間干渉)を受けることになる[59]。一方、提案する ICI キャンセラでは、CS を不要とする各 BS が相互に接続された構成において、ICI を低減すべき周辺セルから情報を取得し、生成した干渉信号レプリカを単に送信信号に付加することで実現可能である。図 2-2 に示される連携領域のように、それらが重複し合う形でありながらも各セルが干渉低減を実施することができる。つまり、広範囲に亘る基地局連携を、連携数の上限なしに実施可能となる。

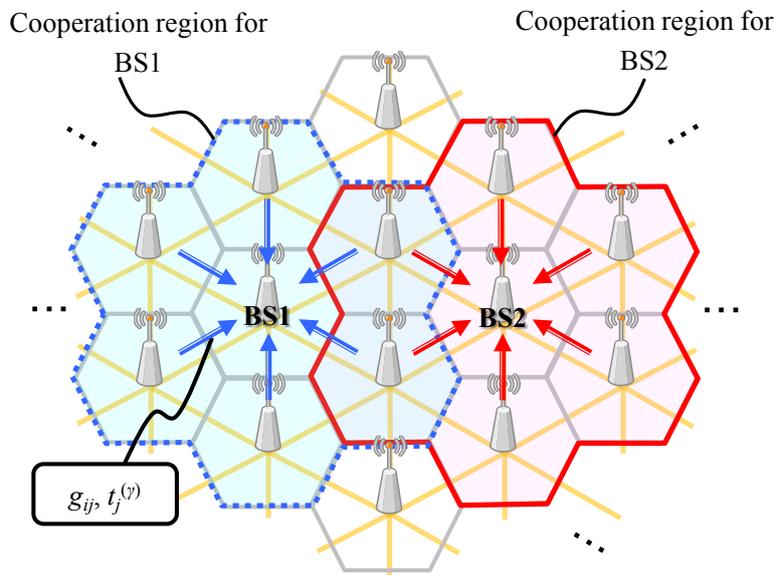


図 2-2 提案方式による基地局連携の構成

ここで、提案方式は「集中制御型」に対し「分散型」と分類できるが、干渉キャンセルを成立させるためには BS 間の同期が必要であることから自律分散のような動作との誤解を避けるために本論文では「準分散型」と定義する。従来の集中制御型では CS が全ての BS のための送信信号を算出する必要があったが、準分散型における提案方式では干渉キャンセルのための信号処理を各 BS が行うため、本来 CS が負担すべき信号処理量を各 BS へ分散させることができることも特徴の一つである。

2.3 フラクショナル周波数繰り返し (FFR)

式(2.6)の条件に示されるように、提案方式は UT の受信時における希望信号が干渉信号よりも小さい条件下でなければ適切に ICI を低減できない。これは、本来の送信信号に重畳して送信する干渉信号レプリカが同様に他のセルへ干渉を及ぼすためである。そのため ICI の影響が特に大きいセルエッジでは効果が得られない。そこで、セル間干渉を事前に回避する手法として、セル間干渉の領域ごとに周波数繰り返し係数(Reuse Factor, RF)を制御する FFR[53]を適用する。本検討で用いる FFR の概要を図 2-3 に示す。半径 r_{cell} の各セルを、半径 r_{inner} を境界としてセル中心領域とセルエッジ領域に分割する。セル中心領域には全帯域を割り当て(RF=1)、セルエッジ領域には帯域を 3 つのサブチャネルに分割し、3 周波数繰り返しとなるように割り当てる(RF=3)。セルエッジ領域に位置する UT が通信する際、各 BS はサブチャネルへ送信電力密度を 3 倍にして送信するものとする。また、信号送信時においてセル中心領域とセルエッジ領域に割り当てられる時間スロット長 T_{inner} , T_{edge} は、各領域の面積 A_{inner} , A_{edge} に比例し、つまり $T_{inner}/T_{edge} = A_{inner}/A_{edge}$ の関係が成立するものとする。

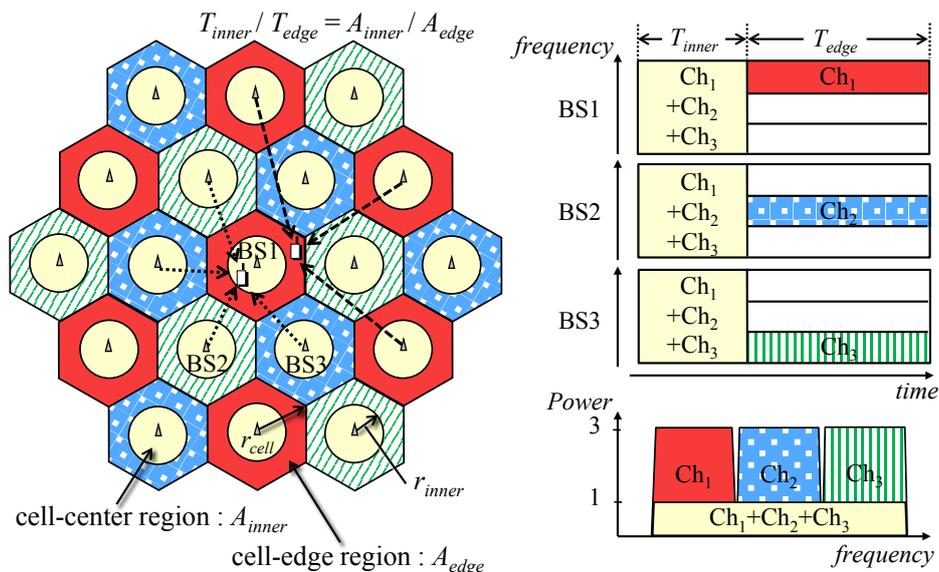


図 2-3 FFR

2.4 チャネル情報の不完全性

実環境では、UT の受信状況により CSI に推定誤差が生じ、これが基地局連携の特性に大きく影響を与える。ここでは、CSI の不完全性として、(1) UT の受信 SNR に応じた CSI 推定誤差、(2) BS の連携領域が限定されることによる利用可能な CSI 数、の2つを考慮する。これまで基地局連携における CSI の推定誤差を考慮した検討が行われている[56]-[58]が、いずれも連携 BS 数が2~3程度と限定されていた。また利用可能な CSI 数に関する検討は、大規模な基地局連携システムにおいて現実的な連携規模を見極める上で重要な評価である。

2.4.1 チャネル推定誤差

本検討では、チャネル推定は UT 毎に直交するトレーニング系列、ないしは異なる時間スロット等を用いることで互いの干渉なく独立に行われるものとし、その推定誤差は UT の平均受信 SNR にのみ依存するものとする。UT は推定した CSI を連携対象の BS へフィードバックすることで基地局連携送信を実施する。推定誤差 ε を考慮した CSI \tilde{h} は式(2.10)のように定義される。

$$\tilde{h}_{ij} = h_{ij} + \varepsilon_{ij}. \quad (2.10)$$

ここで、距離減衰の項は省略している。推定誤差 ε_{ij} は平均 0、分散 σ_e^2 である複素ガウス乱数とし、分散 σ_e^2 の値は UT の平均受信 SNR によって定まるものとする。本評価では、まずリンクレベルシミュレーションから受信 SNR に対する CSI 推定誤差をモデル化し、その値をシステムレベルシミュレーションに適用する。表 2-1 にリンクレベルシミュレーションで用いたパラメータを示す。システムとして LTE を想定し、15kHz 間隔で 600 サブキャリアを使用するものとする。トレーニング信号は 1 シンボル、全サブキャリアに割り当てられているものとし、1 局の BS から 1 台の UT へのトレーニングによる CSI 推定を考える。一般に、BS-UT 間の距離に従い伝搬損失は大きくなることから受信 SNR は小さくなり、CSI の推定誤差も大きくなる。そこで、雑音低減技術[60]による CSI 推定精度の向上を行う。その概要を図 2-4 に示す。

表 2-1 リンクレベルシミュレーションパラメータ

Parameters	Values
Modulation	OFDM
Number of subcarrier / FFT point	600 / 1024
Subcarrier spacing	15 kHz
Multipath model	ITU-R M.1225 Pedestrian B [61]
Fading model	i.i.d Rayleigh
Channel estimation	Least square with noise reduction [60]

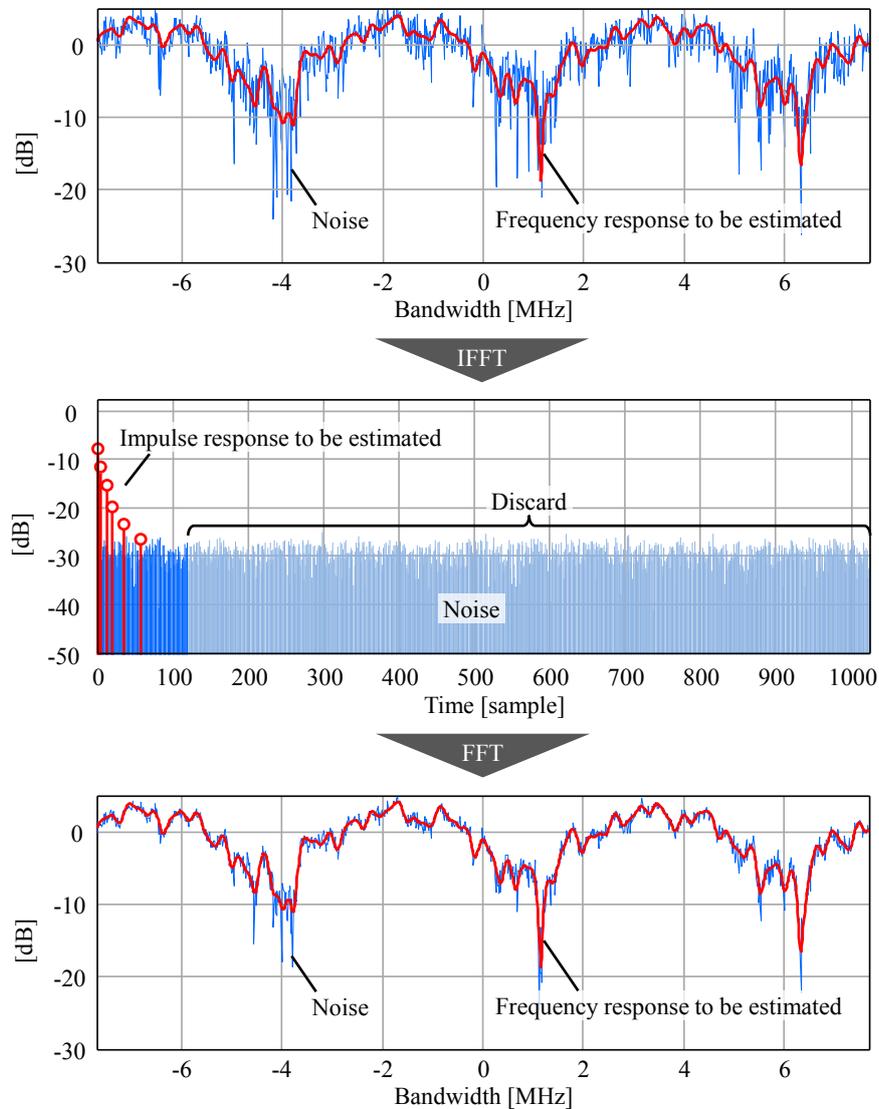


図 2-4 雑音低減処理による CSI 推定精度向上

UT ではトレーニング信号を受信した後、まず周波数領域において各サブキャリアの CSI を取得し、逆フーリエ変換(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)処理を施し、チャンネルの時間領域での情報であるインパルス応答を求める。使用するチャンネルモデルを ITU-R M.1225 にて規定されている Pedestrian B [61]とすると、このモデルにおけるインパルス応答の到来波の最大遅延量は $3.7\mu\text{sec}$ であり、一方で 1OFDM シンボルの時間長は $66.7\mu\text{sec}$ である。つまり、インパルス応答は 1OFDM

シンボルを構成する全サンプル数のうち、前方の 1/10 未満の領域に集中しており、以降は雑音成分である。従ってここではインパルス応答の全サンプルのうち後方 7/8 の領域を 0 に置換し、再度フーリエ変換(Fast Fourier Transform, FFT)を実施する。このとき雑音成分は全周波数領域に分散されることから、サブキャリア当たりの雑音電力が低減された CSI を得ることができる。このようにして取得した CSI を BS へフィードバックし、基地局連携送信に用いる。

上記の手順により推定した CSI の値と、理想的な CSI 値との差分から、推定誤差の平均二乗誤差(Mean Square Error, MSE) σ_e^2 を求めた。受信 SNR に対する σ_e^2 の特性を図 2-5 に示す。またこの結果から、SNR に対する推定誤差値を式(2.11)にモデル化した。以降のシステムレベルシミュレーションでは式(2.11)に示す CSI 推定誤差を用いる。

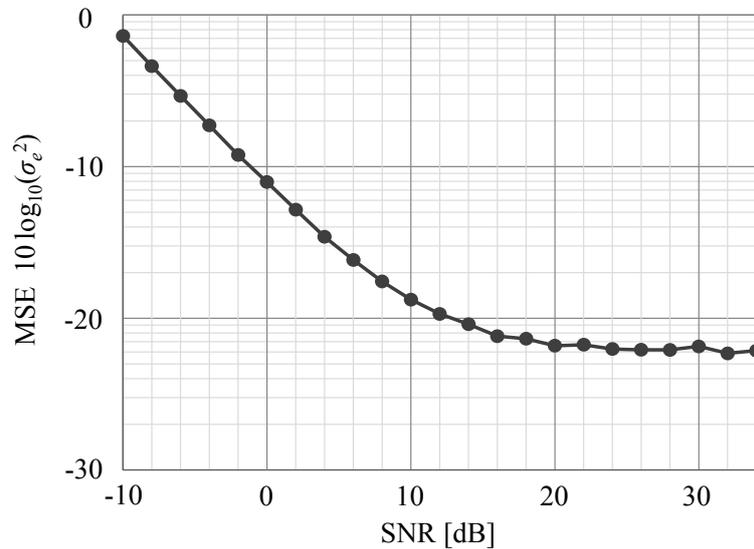


図 2-5 受信 SNR に対するチャネル推定誤差

$$10 \log_{10}(\sigma_e^2) = \begin{cases} -0.930 \times \text{SNR} - 10.89, & \text{for SNR} < 6 \\ 0.019 \times \text{SNR}^2 - 0.895 \times \text{SNR} - 11.629, & \text{for } 6 \leq \text{SNR} \leq 26 \\ -22.141, & \text{for SNR} > 26 \end{cases} \quad (2.11)$$

なお、OFDM を想定するのであれば上記 CSI 推定処理は全サブキャリアに対して実施することになる。BS は連携処理も含めて接続対象となる全ての UT に対する CSI を取得する必要があるが、そのためのオーバーヘッドも考慮に入れるべきであるが、これに対しては効率的な CSI 推定を行う

ためのさまざまな検討が行われており [62], 本論文では議論の対象外とする. CSI 推定誤差を含む場合, 式(2.7), (2.8), (2.9)は以下のように表されることになる. なお, その詳細な導出は付録に示す. 式(2.14)より, 推定誤差を含む信号は第2項及び第3項に現れることがわかる.

$$t_i^{(\gamma)} = t_i^{(0)} - \sum_{j \in C_i, j \neq i} \tilde{g}_{ij} t_j^{(\gamma-1)}, \quad (2.12)$$

$$g_{ij} = \tilde{h}_{ii}^{-1} \tilde{h}_{ij}. \quad (2.13)$$

$$\begin{aligned} y_i^{(\gamma)} &= \rho h_{ii} t_i^{(0)} + \rho \sum_{j \in C_i, j \neq i} \varepsilon_{ij} t_j^{(\gamma-1)} \\ &+ \rho \sum_{\substack{k(0) \in C_i, \\ k(0) \neq i}} h_{ik(0)} \sum_{\substack{k(1) \in C_{k(0)}, \\ k(1) \neq k(0)}} \tilde{g}_{k(0)k(1)} \cdots \sum_{\substack{k(\gamma) \in C_{k(\gamma-1)}, \\ k(\gamma) \neq k(\gamma-1)}} \tilde{g}_{k(\gamma-1)k(\gamma)} t_{k(\gamma)}^{(0)} \\ &+ \rho \sum_{j \in C_i} h_{ij} t_j^{(\gamma)} + n_i. \end{aligned} \quad (2.14)$$

2.4.2 取得可能な CSI 数

前節でも述べた通り, 実際のシステムでは, 隣接セルよりも遠方の BS と UT 間の CSI は推定精度的にも取得困難となることが考えられ, その取得可能な範囲は限定的になることが考えられる. 本節では, 基地局連携処理に用いる CSI 数もパラメータとして考慮する. 各 BS において平均 SNR の大きい順に, N_{CSI} だけ CSI を取得するものとする. このとき, 基地局連携による処理を実施する際には取得しない CSI は 0 として扱う. これを全体のチャンネル行列で表現すると, 一例として

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & \cdots & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & \cdots & 0 & & & 0 \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & \cdots & 0 & & & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & h_{ij} & \cdots & & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & & & & h_{Nc-1 Nc-1} & h_{Nc-1 Nc} \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & h_{Nc Nc-1} & h_{Nc Nc} \end{pmatrix}, \quad (2.15)$$

のように, 対角成分にのみ値を持つ行列となる. 全基地局連携 MU-MIMO は上記 \mathbf{H} を用いて送信ウェイトを算出する. 一方, 提案する ICI キャンセラ適用時は N_{CSI} だけの BS を連携対象とすることと等価となる ($N_o = N_{\text{CSI}}$).

2.5 システムレベルシミュレーション

2.5.1 シミュレーション諸元

シミュレーションパラメータを表 2-2 に示す。セルは図 2-1 のように六角形状に 37 セル配置され、中心セルにおける周波数利用効率を評価する。BS の送信電力は、RF=1 の場合のセルエッジにおける UT 当たりの平均受信 SNR より定まるものとし、本評価ではその値を 10dB とする。SINR 分布の観点から各方式を公平に比較するために、BS が連携動作する際の送信電力は全 BS 合計で一定とする。UT は、平均受信電力が最大となるセルを選択する。シミュレーション上では、1 試行ごとに各六角形セル上に UT を 1 台配置することでそれを模擬する。UT は各セル内に一様に分布し、それぞれのセルに属する BS と UT とが通信に漏れなく割り当てられるものとし、トラフィックは常に発生しているフルバッファとする。第 2.2.1 節においても述べたように、瞬時変動としてレイリーフェージングを与えているためセルエッジ領域に位置する UT は他セルからの受信レベルが大きくなる状況も起こりうる。建造物等によって生じる受信電力の短区間変動であるシャドウイングは考慮しない。FFR において、セル中心領域とセルエッジ領域の境界である r_{inner} は UT の平均受信 SINR に対応して定まり、これを閾値とする。UT をセル内に配置したとき、その平均 SINR が閾値よりも大きければセル中心領域に、閾値よりも小さければセルエッジ領域に割り当てる。シミュレーション上では、セル中心/セルエッジ領域個別に試行を行い、それぞれの領域の面積比に応じたサンプル数を取得し、周波数利用効率の分布を評価する。

表 2-2 システムレベルシミュレーションパラメータ

Parameters	Values
Cell deployment	Hexagonal, 37 cells
Cell edge SNR	10 dB w/o FFR 14.8 dB w/ FFR
Reuse Factor	1 @ Cell center region 3 @ Cell edge region
Reuse partition threshold SINR	-2 ~ 30 dB
Carrier frequency	2 GHz
Propagation model	ITU-R M.1225 Pedestrian B [61] $40\log_{10}r + 31$ dB (r : meters)
Fading model	i.i.d Rayleigh, flat fading
BS / UT height	30 / 1.2 m
BS / UT antenna	Single, Omni antenna
Number of CSI for cooperation	1 ~ 37

本システムには一定の周波数帯域幅が割り当てられているものとし、セルエッジ領域における周波数繰り返しによる帯域の分割係数として $1/RF$ を考慮に入れる。このとき、周波数利用効率 Γ は式(2.16)のように表される。

$$\Gamma = \begin{cases} \log_2(1 + \text{SINR}), & \text{for cell-center region (RF = 1)} \\ \frac{1}{3} \log_2(1 + \text{SINR}), & \text{for cell-edge region (RF = 3)} \end{cases} \quad (2.16)$$

ここで、下記4方式を比較する。

- (A) FFR を適用した ICI キャンセラ (Proposal)
- (B) FFR を適用した全基地局連携 MU-MIMO (Cooperative MU-MIMO w/ FFR)
- (C) 1 周波数繰り返しによる全基地局連携 MU-MIMO (Cooperative MU-MIMO w/o FFR)
- (D) 基地局連携を行わない FFR (FFR w/o Cooperation)

本検討においては(C)により達成される特性を目指すところとしているが、FFR を用いた方式としての比較のために(B)の評価も行う。方式(B)は、第2.2節にて説明した通り、同じチャンネルが割り当てられている領域のBS同士で連携を行い、MU-MIMO を適用する。なお、(B)及び(C)におけるMU-MIMO の送信ウェイト算出にはグラムシュミットの直交化(Gram-Schmidt Orthogonalization, GSO)[63]を用いる。各方式により得られる SINR に従って式(2.16)より周波数利用効率が定まる。CSI 推定誤差を考慮し、各方式によって得られる SINR の瞬時値を定式化した。ICI キャンセラ適用時(A)に得られる SINR を式(2.17)、全基地局連携 MU-MIMO 適用時(B,C)に得られる SINR を式(2.18)に、さらに基地局連携を行わない FFR のみの場合(D)を式(2.19)に示す。なお、提案方式(A)については干渉キャンセラの繰り返し次数 γ によって表式が異なることから、最適値である $\gamma=2$ の場合について示す。また式(2.17)、(2.18)の詳細な導出は付録に記載する。 $\gamma=2$ が最適である根拠は第2.5.2.1節での評価を通して示す。

SINR

$$= \frac{|h_{ii}|^2}{\underbrace{(N_{\text{CSI}} - 1)\sigma_e^2 \left(1 + \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \left| \frac{h_{jk}}{h_{jj}} \right|^2 \right)}_{\text{CSI estimation error}} + \underbrace{(N_{\text{CSI}} - 1)^2 \sigma_e^2 \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \sum_{\substack{l \in C_k, \\ l \neq k}} \left| \frac{h_{jl}}{h_{jj} h_{kk}} \right|^2 (|h_{jk}|^2 + |h_{kl}|^2)}_{\text{residual ICI}} + \underbrace{\sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \sum_{\substack{l \in C_k, \\ l \neq k}} \left| h_{jl} \frac{h_{jk} h_{kl}}{h_{jj} h_{kk}} \right|^2}_{\text{ICI from non-cooperative BSs}} + \underbrace{\sum_{j \in C_i} |h_{ij}|^2 + \frac{\sigma_n^2}{\rho}}_{\text{Noise}}}$$

(2.17)

$$\text{SINR} = \frac{\left| \sum_{j \in C_i} h_{ij} u_{ji} \right|^2}{\underbrace{N_{\text{CSI}} \sigma_e'^2 \sum_{j \in C_i} |h_{ij}|^2}_{\text{CSI estimation error}} + \underbrace{\sum_{k \in C} \left| \sum_{j \in C_i} h_{ij} u_{jk} \right|^2}_{\text{ICI from noncooperative BSs}} + \underbrace{\frac{\sigma_n^2}{\rho}}_{\text{Noise}}}. \quad (2.18)$$

$$\text{SINR} = \frac{|h_{ii}|^2}{\sum_{j \in C_i, j \neq i} |h_{ij}|^2 + \sigma_n^2}. \quad (2.19)$$

σ_n^2 は雑音電力である。式(2.18)中の u_{ij} は GSO によるウェイトの要素である。GSO ウェイトの算出法については第3.2.3節を参照されたい。それぞれの式からわかるように、(A), (B), (C)は基地局連携による ICI 除去を実施することから推定誤差の影響を受ける一方、式(2.19)に示すように (D)は基地局連携を伴わないためその影響を受けない。

2.5.2 シミュレーション結果

2.5.2.1 ICI キャンセラ繰り返し次数の最適値

まず、提案方式である ICI キャンセラの繰り返し適用次数の最適値を求める。図 2-6 に、繰り返し次数 γ に対する周波数利用効率のセル平均値と累積分布関数(Cumulative Distribution Function, CDF)の 5%値を示す。ここで、CSI 推定誤差の無い理想的な条件とする。また FFR の閾値 SINR として 2, 6, 10dB の値をプロットしている。いずれの場合においても、セル平均値は概ね $\gamma=2$ で上限値を迎える。閾値 SINR=2dB の場合には、 $\gamma>2$ において周波数利用効率は低下する傾向にある。これは、セル中心領域が広いことから ICI の影響を受けやすく、式(2.6)に示す条件を十分に満たすことができないことが原因と考えられ、ICI キャンセラの繰り返し適用に伴い生じる残留干渉が累積した結果、特性が劣化することになる。

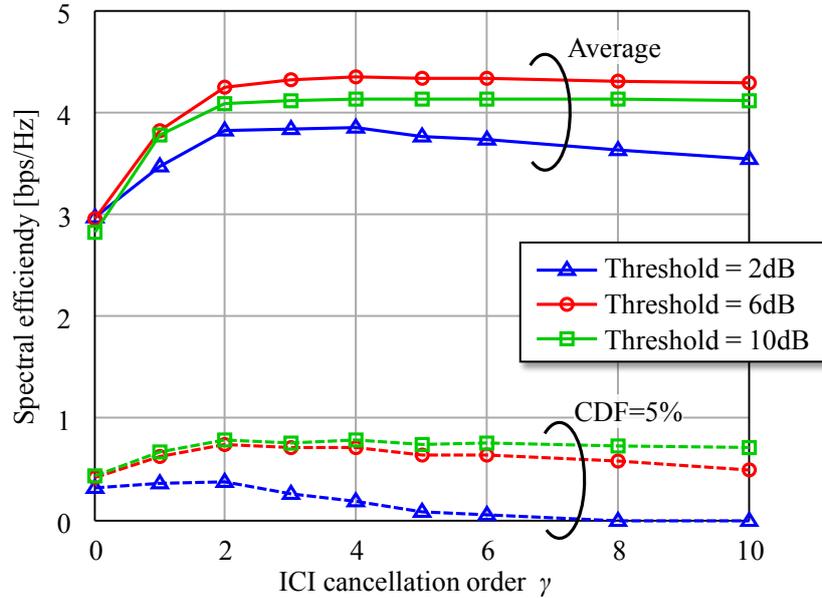


図 2-6 ICI キャンセラ繰り返し回数に対する周波数利用効率

CDF=5%値に着目すると、いずれの SINR 閾値においてもセル平均値特性と同様に $\gamma=2$ にて上限を迎え、低下する傾向にある。セルエッジ領域では ICI の影響が大きいことから、上述した式(2.6)を満たせない状況がより顕著になるためである。以上の評価より、ICI キャンセラの繰り返し回数の最適値を $\gamma=2$ とし、以降はこの値を用いることとする。

2.5.2.2 提案方式及び FFR の効果

次に、全体的な傾向を把握するため、前節と同じく CSI 推定は理想的な条件とし、各方式について取得した周波数利用効率の CDF を図 2-7 に示す。なお、参考として

(E) 1 周波数繰り返し(RF=1)

(F) 3 周波数繰り返し(RF=3), 送信電力+4.8dB

の特性も示す。また(A), (B)における FFR は SINR 閾値が 6dB, (D)において SINR 閾値は 4dB としており、詳細は後述するが周波数利用効率のセル平均値が最大となる条件である。

まず、基地局連携を伴わない条件(D, E, F)に着目する。高 CDF 領域においては、RF=1(E)の場合、高い周波数利用効率を得られる。これは、式(2.16)に示す係数 $1/\text{RF}$ が 1、すなわち帯域分割の影響を受けないためである。RF=3(F)の場合には帯域の分割により上記係数が $1/3$ となるため、高 CDF 領域における周波数利用効率は低下する。しかし低 CDF 領域では、RF=1(E)の場合は特にセルエッジ領域における ICI が大きいために周波数利用効率は小さく、ICI を回避可能かつ送信電力密度を 3 倍(+4.8dB)とする RF=3(F)の特性が優位となる。次に FFR のみ(D)の場合の特性は、高 CDF 領域において RF=1(E)の特性、低 CDF 領域において RF=3(F)の特性とよく一致する。このよ

うに FFR はセル中心/エッジ領域において最適な RF を与えることで ICI を効果的に回避する。

さらに, FFR に基地局連携 MU-MIMO を適用する方式(B)は, FFR のみ(D)の場合に対して, CDF 全領域にわたり周波数利用効率を改善させることができる. ICI を回避するだけでなく, 抑圧することの効果である. ここで, 方式(B)と FFR を用いない全基地局連携 MU-MIMO (C)を比較すると, FFR を併用する方式(B)は CDF の 15%から 40%までの領域において劣るものの, 高及び低 CDF 領域において優位となる点である. この理由は以下の様に推察される. FFR を用いない RF=1 の場合, 隣接するセルの境界周辺に基地局連携 MU-MIMO により空間多重する UT が近接して位置する状況が起こりうる. このような状況では UT とそれぞれの BS との間におけるチャンネルの相関(空間相関とも呼ばれる)は高くなり, この高い空間相関は MU-MIMO の直交化ロスを生じ, その結果特性が劣化する. 上述の高いチャンネル相関の影響は, 本来は MU-MIMO のスケジューリング技術 [54][55]により低減することは可能であるが, 面的に広がるサービスエリア全体の UT を考慮した MU-MIMO の最適スケジューリングは非常に複雑となり現実的ではない. FFR は, このような高相関な状況を回避するためのひとつの簡易なスケジューリング法と言える. 加えて, セルエッジ領域は周波数繰り返しによって ICI を回避するとともにサブチャンネル当たりの送信電力を増幅しているため, 良好な SNR が得られる. またセル中心領域においても同様に高い SINR を維持することが可能である.

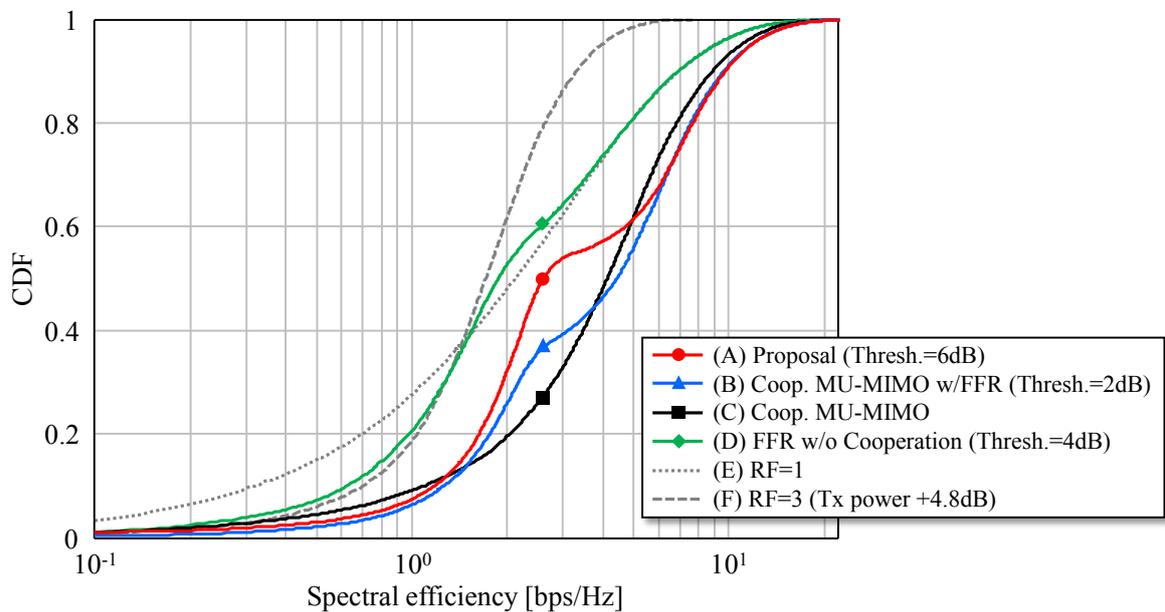


図 2-7 周波数利用効率の CDF

同様の理由から、提案方式である ICI キャンセラ(A)は FFR を適用する基地局連携 MU-MIMO(B)と同様の CDF カーブ特性を示し、(B)よりも劣る周波数利用効率特性を示す。FFR の適用により式(2.6)の要求条件をより良好に満たすことが可能となるが、この差が、提案方式が干渉低減処理を近似的に実施することにより生じる劣化量である。

2.5.2.3 FFR の閾値に対する特性及び CSI の推定誤差による影響

図 2-8 に SINR 閾値に対する周波数利用効率のセル平均値を、CSI 推定が理想的な場合及び推定誤差の影響を考慮した場合それぞれについて示す。ここでは、CSI 推定誤差そのものの影響を見ることを目的とし、取得する CSI 数は全セル分($N_{\text{CSI}}=37$)とする。横軸は FFR における半径 r_{inner} に対応した SINR の閾値である。SINR 閾値が小さいほど r_{inner} は大きくなり、セル中心領域が大きくなる。反対に、SINR 閾値が大きければ r_{inner} は小さく、すなわちセルエッジ領域が大きくなることを意味する。図より、各方式において平均周波数利用効率を最大化する SINR 閾値が存在することがわかる。以降の評価ではここで定めた閾値を用いるものとする。

FFR を用いる方式(A)、(B)そして(D)では、SINR 閾値が大きくなると周波数利用効率は減少する傾向にある。これは、RF=3 であるセルエッジ領域の面積が大きくなるに連れ、帯域を3分割することによる影響が大きくなるためである。一方、SINR 閾値が小さい場合にも低下する傾向にあるが、提案方式(A)は特に劣化が大きい。これは、セル中心領域における ICI が大きく、式(2.6)の要求条件が満たされずに ICI キャンセラの効果を得られなくなるためと考えられる。

推定誤差の影響に依存しない FFR のみ(D)における最適な SINR 閾値は 4dB である。CSI 推定が理想的な場合、提案方式(A)及び全基地局連携 MU-MIMO(B)における最適な SINR 閾値はそれぞれ 6dB、2dB であり、FFR(D)と比べて基地局連携による大きな利得が確認できる。周波数利用効率の最大値と比較すると、FFR を適用する全基地局連携 MU-MIMO(B)が最も良好な特性を達成する。

次に、CSI 推定誤差の影響に着目する。方式(A)、(B)及び(C)は CSI 推定が理想的の場合と比較して平均周波数利用効率の最大値はそれぞれ 22.3%、28.1%、そして 37.9%低下し、(C)においては FFR のみの場合(D)よりも劣化することがわかる。各基地局連携方式における劣化というのは、本来直交化処理によって完全に抑圧されるべき ICI が推定誤差に起因して生じるためであるが、FFR を適用した場合、RF=1 の場合と比較してセルの全領域において高い SIR を得られることから抑圧すべき ICI は相対的に小さいため方式(A)、(B)は(C)と比較して CSI 推定誤差の影響が低減されたものと考えられる。CSI 推定誤差の影響により、最適な SINR 閾値は方式(B)では 2dB から 4dB へ増加しており、一方で提案方式(A)は 6dB と変化が無い。基地局連携の利得をより得るためには RF=1 であるセル中心領域は大きいことが望ましく、すなわち SINR 閾値を小さくとる必要がある。しかし CSI に推定誤差が含まれる場合、基地局連携の効果は低減することから、SINR 閾値を大きくし、セル中心領域を縮小することによる干渉回避効果を取り込む方が周波数利用効率の最大化につながる。提案方式(A)に関しては、もともと残留 ICI を許容する特徴を有すること、また式(2.6)の条件を満たす必要があることから方式(B)よりも大きな SINR 閾値を要し、このため CSI 推定誤

差の影響が相対的に小さく現れたものと考えられる。注目すべき点は、提案方式(A)と FFR を併用する全基地局連携 MU-MIMO(B)の特性差は、CSI 推定が理想的な場合では 10.3%であったものが推定誤差存在下においては 3.1%にまで縮まり、さらに RF=1 である全基地局連携 MU-MIMO(C)と比較して 18.5%高い周波数利用効率を達成することである。

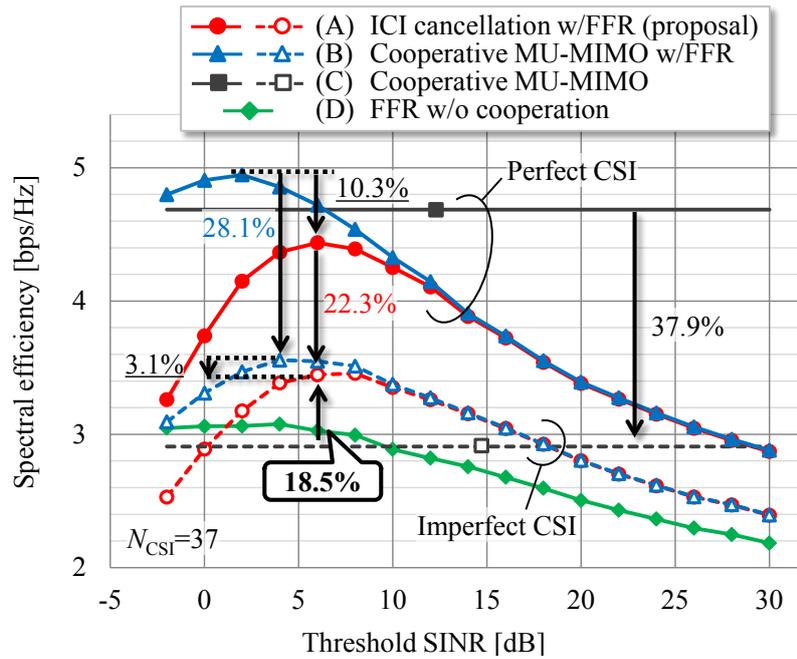


図 2-8 SINR 閾値に対する周波数利用効率のセル平均値

図 2-9 に、周波数利用効率の CDF=5%値の特性を示す。一般的に、CDF=5%値はセルエッジに位置する UT の特性と定義されており、セルラシステムの性能を評価する一つの指標となる。ただし FFR 適用時にはセルエッジのみでなく、セル中心領域のエッジ部、すなわち r_{inner} よりもすぐ内側に位置する UT の特性も含まれると考えられる。まず、CSI 推定が理想的の条件にて議論する。SINR 閾値を大きくし、RF=3 のセルエッジ領域を拡張することで方式(A), (B), (D)の特性は向上し、(A), (B)については FFR の干渉回避効果と併せてさらに基地局連携を適用することで大きな利得を得られており、全基地局連携 MU-MIMO(C), FFR のみ(D)の場合よりも優れた特性を示す。

次に CSI 推定誤差の影響に着目する。RF=1 による全基地局連携 MU-MIMO(C)では、そのセルエッジにおける特性は CSI 推定が理想的の場合と比べて 76.7%劣化する。一方、FFR を用いる方式(A), (B)の劣化量は、それぞれ最適な SINR 閾値で比較したときに 46.7%, 50.0%となる。この

とき、提案方式(A)は全基地局連携 MU-MIMO(C)に対して 211%の改善効果を達成する。しかしながら、FFR のみ(D)の特性と比較すると、FFR に加えて基地局連携を適用している方式(A), (B)との特性差は僅かであり、CSI 推定誤差存在下の基地局連携利得は小さいことがわかる。これに関しては、次節にて評価する取得 CSI 数を最適化することにより性能改善が図られる。

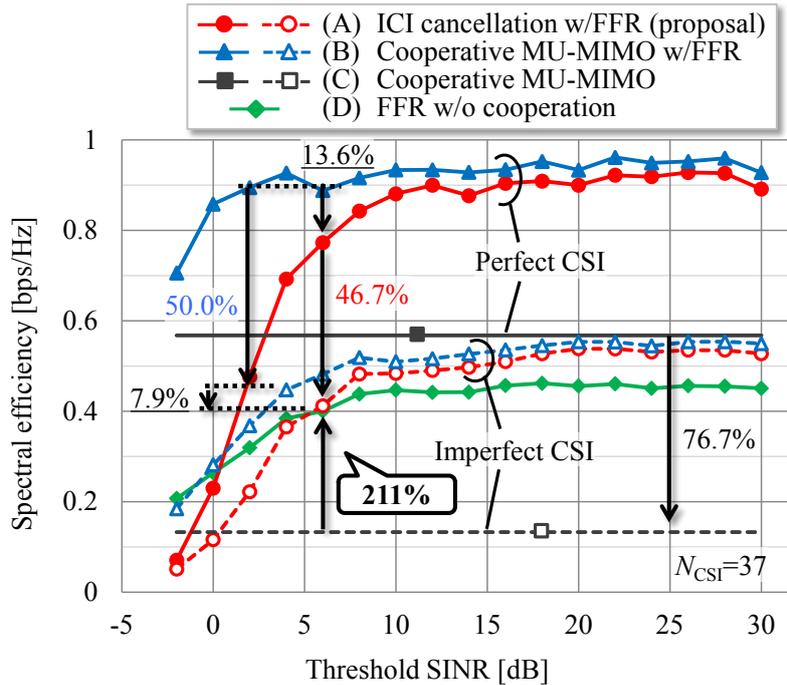


図 2-9 SINR 閾値に対する周波数利用効率の CDF=5%値

2.5.2.4 CSI の取得数による影響

図 2-10 及び図 2-11 を用い、取得する CSI の数 N_{CSI} に対する各方式の特性を比較する。ここで FFR を用いる各方式における SINR 閾値は第 2.5.2.3 節にて求めたものを用いている。また基地局連携を伴わない FFR(D)の特性は N_{CSI} に依存しない。図 2-10 に示すセル平均値において、CSI 推定が理想的である場合は N_{CSI} の減少に伴い周波数利用効率は減少する。つまり、推定誤差を含む CSI と同様に、限定的な領域の CSI の利用は不完全な CSI として特性劣化につながる。取得する CSI を近隣セル間のみに限定した場合、0 に置換した CSI h_{ij} に関しては、第 j セルの基地局から第 i セルの端末局への干渉は抑圧されずに影響を受けることになるが、 $N_{CSI} \leq 10$ では提案方式(A)が全基地局連携 MU-MIMO(C)よりも優位な特性として現れる。これはチャネル推定誤差の影響を(C)が受け易く、(A)は相対的に受け難い前節の考察と一致する。

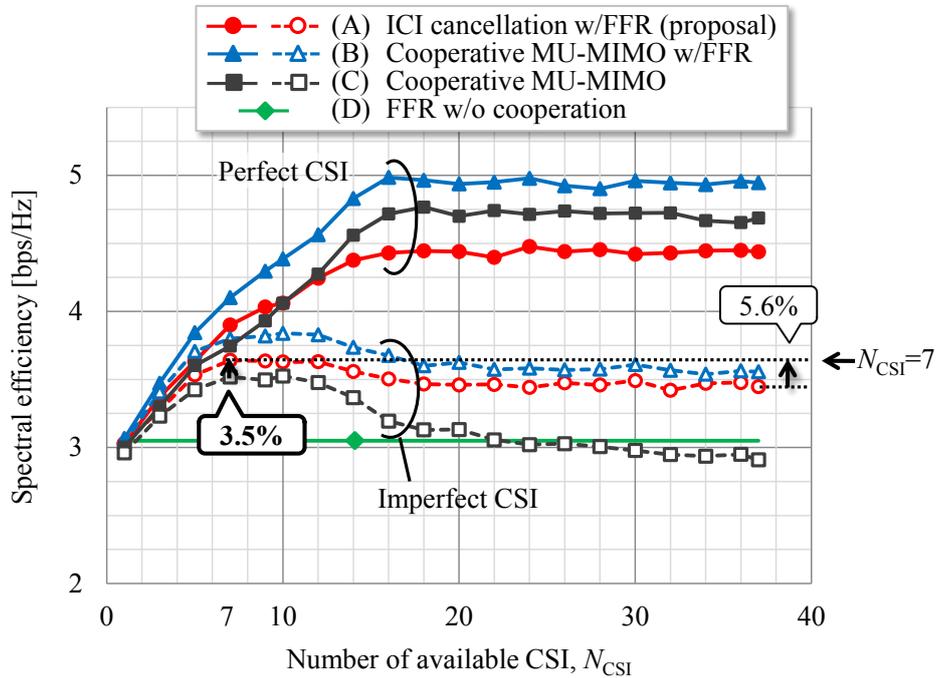


図 2-10 取得 CSI 数に対する周波数利用効率のセル平均値

図 2-11 に示す CDF=5%値の特性に着目すると、CSI 推定が理想的の場合、 $N_{CSI} \leq 7$ において提案方式(A)が最も良好な特性を示す。これは、セル平均値から求めた最適 SINR 閾値が方式(B)よりも大きいためである。

CSI 推定誤差が存在する場合、FFR(D)を除く各方式ともに平均周波数利用効率は $N_{CSI}=10$ 付近において最大化される。つまり、過剰に多くの CSI を利用すること(提案方式においては連携領域を広げることと等価である)は周波数利用効率を低下させる。これは、大きな推定誤差を含む遠方のセル間における CSI を無理に使用することは、不完全な直交化、提案方式においては精度の低い干渉信号レプリカを生成することにつながる。その結果、不要な ICI をより多く生じさせてしまうためである。さらには、そのような不要な干渉低減処理のために送信電力を消費しなければならない、希望信号へ割り当てられるべき電力が低減してしまうことも要因のひとつと考えられる。遠方のセルとの CSI は、セル間距離が離れていることから受信レベルが低く低精度であるが、そもそもそのような遠方セルからの ICI は無視可能であり、無理な基地局連携による干渉低減処理を行うよりも送信電力を希望信号へ振り向けた方が特性改善につながる。従って、取得する CSI 数を制限することは基地局連携の利得を改善し、方式(A)及び(B)は FFR のみ(D)の特性に対して優位となる。またシステム設計の観点からは、取得する CSI 数は少ない方がオーバーヘッドも少な

く好ましい。取得する CSI の範囲は隣接セルまでとした $N_{CSI} \leq 7$ が現実的な範囲とも言え、各方式とも $N_{CSI}=7$ において概ね平均周波数利用効率は最大値を達成しており、以降はこの値を用いて比較する。 N_{CSI} を 37 から 7 に制限したとき、提案方式(A)において周波数利用効率のセル平均値及び CDF=5%値はそれぞれ 5.6%, 18.5%改善する。

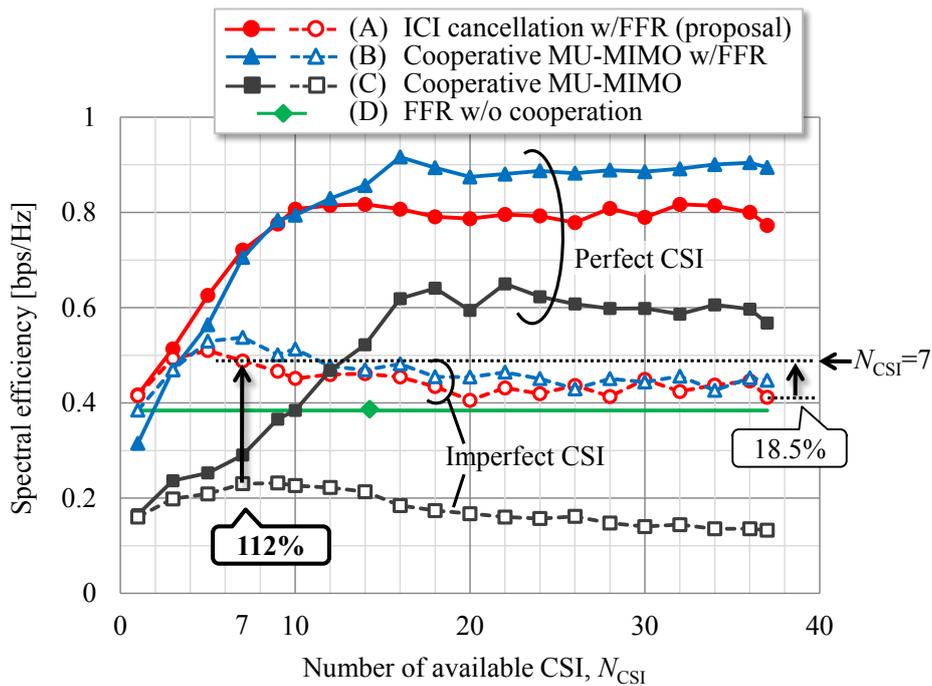
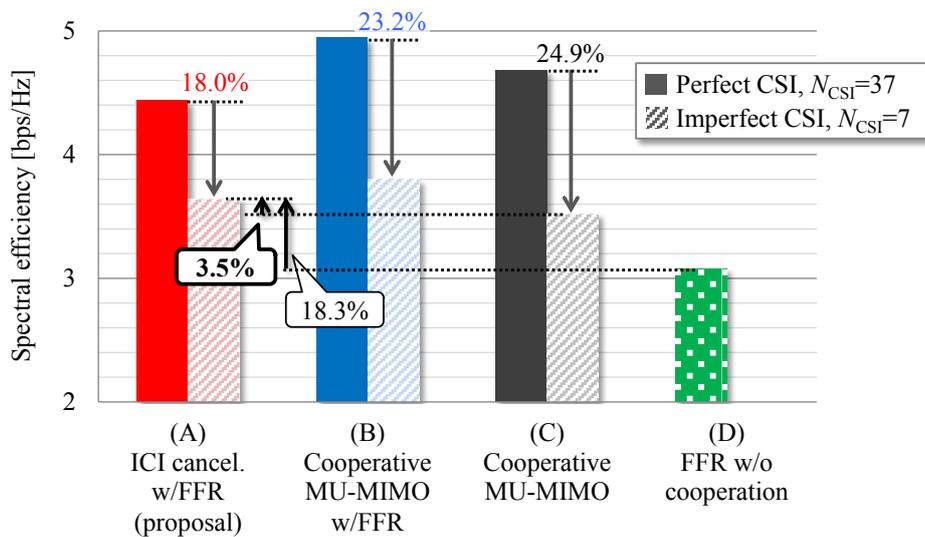
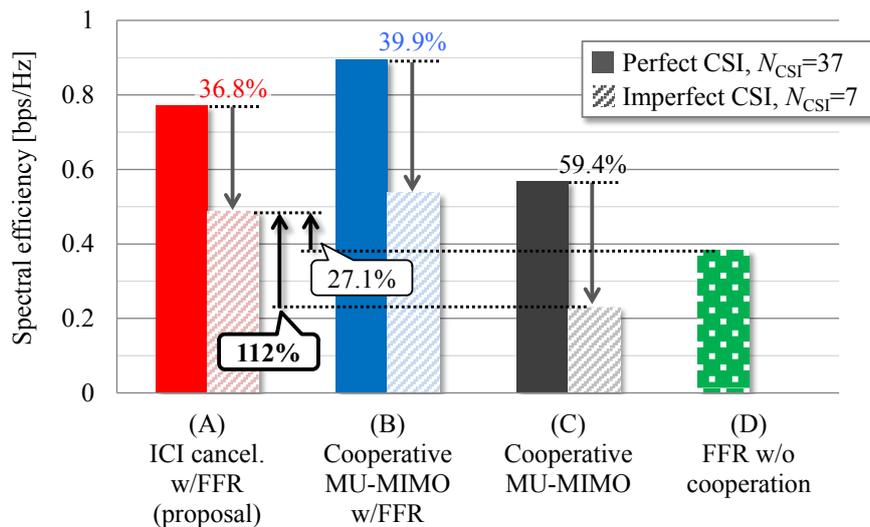


図 2-11 取得 CSI 数に対する周波数利用効率の CDF=5%値

これまでの評価から、最適な SINR 閾値及び取得 CSI 数の条件において達成可能な周波数利用効率を図 2-12 にまとめる。CSI 推定誤差の存在下において、提案方式(A)は、理想的な処理を実施する FFR を用いる全基地局連携 MU-MIMO(B)には特性としては届かないものの、全基地局連携 MU-MIMO(C)よりも優位であり、セル平均値にて 3.5%の改善を達成し、特に CDF=5%値における改善効果は 112%と大きい。また FFR 単体(D)と比較するとセル平均値、CDF=5%値においてそれぞれ 18.3%, 27.1%の改善が得られる。



(a) Average spectral efficiency



(b) CDF=5% spectral efficiency

図 2-12 各方式において達成される周波数利用効率

以上の結果から、基地局連携への FFR の適用は周波数利用効率改善に寄与するだけでなく CSI の不完全性への耐性向上にも有効であることがわかった。さらに、基地局連携構成を考えると、準分散型構成で実現可能な提案方式(A)は式(2.7)及び(2.8)に示すように必要な範囲での連携制御に限定することが可能であるため、それぞれ BS の連携処理における CSI 等の取得に伴うオーバーヘッドは N_{CSI} の低減とともに削減可能となる。

2.5.2.5 ピーク電力低減効果

基地局連携では、従来／提案技術に関わらず、実質的には本来の送信信号に加えて干渉除去のための信号を重畳することから、BS 当たりの送信電力は変動し、PAPR が增大する。本節ではその影響を評価する。図 2-13 に、BS 当たりの基地局連携適用時における送信電力の相補累積分布関数(Complementary Cumulative Distribution Functions, CCDF)特性を示す。なお、送信電力は連携制御を行わない状態での値を基準とし、規格化している。図より、提案方式(A)は送信電力の分布は最も小さく、ピーク送信電力を低減するのに有効であることがわかる。CCDF=1%において、全基地局連携 MU-MIMO(C)及びその FFR 併用(B)と比較してそれぞれ 8dB, 1dB の低減効果を示す。これは、FFR を適用することによる ICI 回避効果により、ICI をさらに低減するのに必要な送信電力も削減されたためである。加えて、提案方式は ICI レプリカ信号の重畳を途中で打ち切る近似処理であることから、送信電力の増加をさらに抑制できる。

ピーク送信電力が大きく増加する従来方式(C)においては、選択された UT との通信ごとに適切な送信電力制御(規格化)を実施する必要がある。ICI 除去のための重畳した信号による増分を抑えるために希望信号への電力は低減することになる。提案方式のようにピーク送信電力を低減可能な場合には、BS の増幅器の入力の上限に対してある程度のマージンを設けて送信電力を予め設定すれば瞬時の送信電力制御を行うことなくレプリカ信号の重畳という簡易な処理のみによって基地局連携による ICI 低減が実現可能となる。

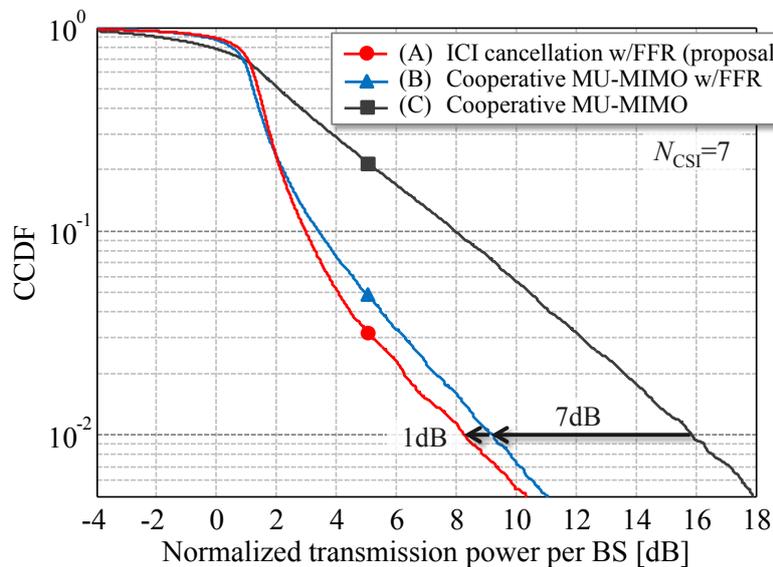


図 2-13 規格化送信電力の CCDF

2.5.2.6 演算量削減効果

最後に、演算量の観点から提案方式の有効性を検証する。ここで、演算量の指標として乗算回数を用いる。CSがMU-MIMOの演算を行う集中制御構成において、GSOによる演算量は第3.2.3節の導出を参照し、式(2.20)のように求められる。

$$\Phi_{\text{conv.}} = Nc^3(Nc+1) + Nc^2. \quad (2.20)$$

提案方式において、1局のBSに要する演算量は式(2.7)及び(2.8)から式(2.21)のように求められる。

$$\Phi_{\text{prop.}} = 2 + (\gamma + 1)N_{\text{CSI}}. \quad (2.21)$$

図2-14に、セル数 Nc に対する演算量を示す。提案方式においては、全BSを連携対象とする $N_{\text{CSI}}=Nc$ の場合、及び良好な周波数利用効率を達成する $N_{\text{CSI}}=7$ の場合をそれぞれ示す。集中制御型構成との比較のため、提案方式では全BSの演算量の合計値 $Nc\Phi_{\text{prop}}$ も併せて示す。また $\gamma=2$ とする。従来の集中制御型の構成では、CSは全体のチャンネル行列演算を実施する必要があるため、演算量は連携BS数の増加に伴い急激に増加する。一方で提案方式は総演算量で比較したとしても大幅な演算量削減効果を有することがわかる。その演算負荷はそれぞれのBSに分散され、加えてCSIの取得領域を限定することでさらに低減される。このためセル数 Nc が連携数 N_{CSI} を超えた場合にはそれ以上の演算量の増加はなく、良好な周波数利用効率を達成する $N_{\text{CSI}}=7$ においては、提案する準分散型の基地局連携構成は従来の集中制御型と比較して 1.2×10^{-5} 倍もの演算量削減効果を実現する。

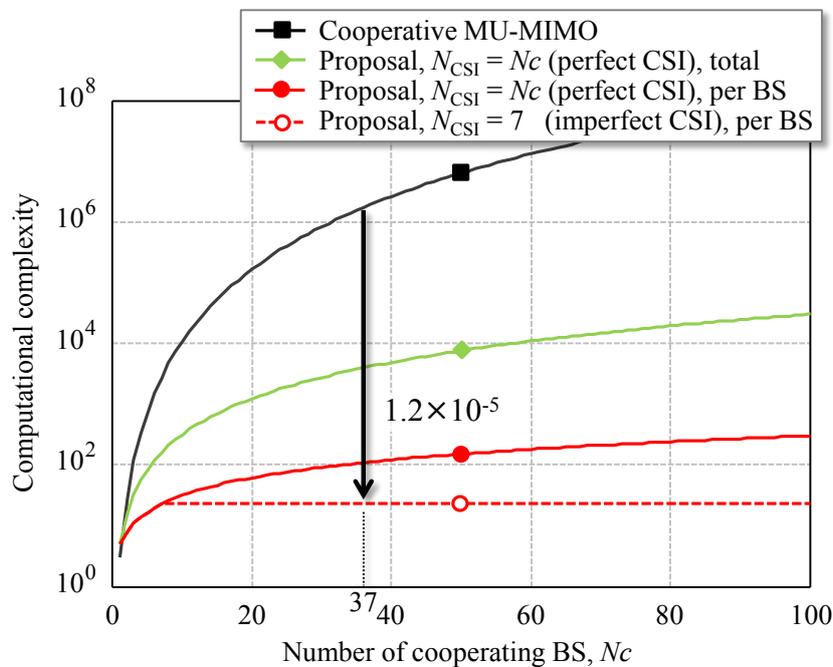


図 2-14 基地局連携送信に要する演算量 ($\gamma=2$)

2.6 まとめ

本章では、CSを必要としない準分散型の構成で実現可能な基地局連携によるICIキャンセラ、及びFFRの適用を提案した。特性評価において現実的な環境を模擬するために劣化要因としてUTの受信SNRに依存するCSI推定誤差と、取得可能なCSI数(連携可能なセル数)の2要素を考慮し、実用的な性能を明らかにするとともに提案方式の有効性を周波数利用効率及び演算量の観点から明らかにした。計算機シミュレーションの結果、提案方式は全基地局連携MU-MIMOと比較して周波数利用効率のセル平均値において3.5%、CDF=5%値において112%の改善を達成した。

FFRは従来のMU-MIMOでは必要となる集中制御による複雑なスケジューリングを不要としながらもUT間のチャンネル相関を低減するとともにSIRを改善し、提案方式が有効に機能するための条件を確保する。CSIの不完全性は基地局連携伝送の性能を大きく劣化させるが、FFRの適用によりその劣化を抑えることが可能である。さらにFFRはピーク送信電力の低減にも有効であることが明らかとなった。以上から、FFRは基地局連携との相性が良く、かつ演算負荷の少ない準分散型の構成にて実現可能なICIキャンセラとの併用は、ICIを克服するための技術として有効なアプローチと言える。

第3章

Massive MIMO における低演算量ユーザ間干渉抑圧方式

システム容量を向上するためには複数の UT に対し空間多重伝送を行う MU-MIMO が有効である。さらに、Massive MIMO を適用すれば多くの UT を同時に収容可能となり、高い周波数利用効率が期待される。しかし、IUI を抑圧するためのプリコーディング処理に要する演算量が膨大となることが課題となる。本章では、低演算量にて実現可能な IUI 抑圧方式の検討を行う。以下、第 3.1 節にて Massive MIMO 伝送についての概要を述べ、第 3.2 節にてシステムモデル及び比較評価を行う提案方式を含めたプリコーディング方式の説明を行う。第 3.3 節において計算機シミュレーションの結果を示すとともに、第 3.4 節では演算量の観点から評価を行い、提案法の効果を明らかにする。第 3.5 節では伝搬測定により取得した CSI を用いた評価を行い、実環境における提案方式の伝送特性を明らかにする。最後に、第 3.6 節で本章をまとめる。

3.1 Massive MIMO

Massive MIMO[10]-[16]は、BS が 100 素子規模のアンテナを備え、かつ空間多重伝送を行う UT 数を大幅に増加させることで飛躍的なシステム容量向上を実現可能とする。BS アンテナ数を N_t 、空間多重 UT 数を N_u とすると、 $N_t \gg N_u$ (例えば $N_t > 4N_u$)、つまり空間多重数に対して多くのアンテナ自由度を有する条件が Massive MIMO の定義とされている。これは、Massive MIMO を適用することの大きな利点として、前述した空間多重数の増大と、アレー利得を獲得することによる SNR または SIR の改善、があるためである。特に後者は、その膨大なアンテナ自由度を利用することで、干渉抑圧を伴うプリコーディング方式(例えば、GSO[63]や Zero Forcing(ZF)[64])を用いずとも、最大比送信(Maximal Ratio Transmission, MRT)[65]や等利得送信(Equal Gain Transmission, EGT)[66]のような各アンテナから送信される希望信号を同位相にて合成するのみの簡易なプリコーディング方式にて空間多重伝送が実現可能となることを意味する。つまり、IUI に対して非常に大きい希望信号の合成利得を与えることで SIR を確保し、所望の伝送品質を実現する。 N_t 素子の BS アンテナによる希望信号の同位相合成を実施した場合、信号の振幅 N_t 倍となることから電力は N_t^2 倍となり、その合成利得は $10\log_{10}(N_t^2)$ dB となる。一方で干渉信号はランダムに合成されるため統

計的には振幅は \sqrt{Nt} 倍であり、電力は Nt 倍、従って利得は $10\log_{10}(Nt)$ dB に留まる. Nu の UT を多重した場合、干渉電力は $10\log_{10}(NuNt)$ dB となり、SIR は $10\log_{10}(Nt/Nu)$ dB として与えられる. 例えば $Nt=100$, $Nu=10$ とすると、SIR は 10dB であり、干渉抑圧を行わずとも安定した伝送品質を達成可能となる. しかし多重数の増加に従い SIR は劣化するため、さらなる空間多重数の増加のためには IUI の抑圧が必須となり、大規模なチャネル行列の直交化処理等を行えば演算量は急激に増加する. 一般に、送信ウェイト乗算に要する演算量は $O(NuNt^2)$ であり、 $Nu>10$, $Nt>100$ の規模を考えると従来の MIMO と比較して各段に複雑となる.

3.2 プリコーディング方式

BS のアンテナ数を Nt , 空間多重伝送を実施する UT 数を Nu とすると、BS から UT への DL 伝送としたときの MU-MIMO チャネル行列 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{Nu \times Nt}$ は式(3.1)のように表される.

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1Nt} \\ h_{21} & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & h_{ij} & \vdots \\ h_{Nu1} & \cdots & & h_{NuNt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{h}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{Nu} \end{pmatrix}. \quad (3.1)$$

\mathbf{H} をもとに算出される MU-MIMO プリコーディングウェイト行列を $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{Nt \times Nu}$ とし、また、送信信号ベクトルを $\mathbf{T}=(t_1, t_2, \dots, t_{Nu})^T \in \mathbb{C}^{Nu \times 1}$, 受信機の AWGN ベクトルを $\mathbf{N}=(n_1, n_2, \dots, n_{Nu})^T \in \mathbb{C}^{Nu \times 1}$ とすると、受信信号ベクトル $\mathbf{Y}=(y_1, y_2, \dots, y_{Nu})^T \in \mathbb{C}^{Nu \times 1}$ は式(3.2)のように表される.

$$\mathbf{Y} = \rho \mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{T} + \mathbf{N}. \quad (3.2)$$

ρ は電力規格化係数である. 以下、本章において比較を行うプリコーディング方式を述べる.

3.2.1 等利得送信 (EGT)

チャネル係数の逆位相にて信号を伝送し、各送信アンテナからの信号が受信端において同位相にて合成されるように制御する. 演算量としては最も少ないが、IUI の抑圧機能を有さない.

$$\mathbf{W}_{\text{EGT}} = \begin{pmatrix} h_{11}^*/|h_{11}| & h_{21}^*/|h_{21}| & \cdots & h_{Nu1}^*/|h_{Nu1}| \\ h_{12}^*/|h_{12}| & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & h_{ij}^*/|h_{ij}| & \vdots \\ h_{1Nt}^*/|h_{1Nt}| & \cdots & & h_{NuNt}^*/|h_{NuNt}| \end{pmatrix}. \quad (3.3)$$

同様のウェイト算出法として MRT があるが、DL 伝送においては EGT が適している。MRT は CSI の振幅値に応じてウェイトの振幅値も与えるため、受信レベルの大きい BS 近傍の UT には大きい利得を、一方でレベルの小さいセルエッジ付近に位置する UT に対しては小さい利得を与えるよう制御することから、受信レベルに不均衡が生じてしまうためである。受信時においてはそのような制約はないため、受信 SNR を最大化する観点から MRC が適している。

3.2.2 Zero Forcing (ZF)

MIMO 伝送において広く用いられるプリコーディング方式であり、 \mathbf{H} の疑似逆行列によって求められる。

$$\mathbf{W}_{\text{ZF}} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}. \quad (3.4)$$

3.2.3 Gram-Schmidt 直交化 (GSO)

GSO によるウェイトベクトル $\mathbf{u}_i \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ は以下の手順にて求められる。まず、第 i UT に対するウェイトベクトルを求めるとき、第 i UT に対応するチャンネルベクトル \mathbf{h}_i を最下行へ移す。

$$\{\mathbf{h}'_1, \mathbf{h}'_2, \dots, \mathbf{h}'_{Nu}\}^T \equiv \{\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{i-1}, \mathbf{h}_{i+1}, \dots, \mathbf{h}_{Nu}, \mathbf{h}_i\}^T. \quad (3.5)$$

次に、 $\mathbf{h}'_k (k=1, 2, \dots, Nu)$ の、 $\mathbf{e}_j (j=1, 2, \dots, k-1) \in \mathbb{C}^{1 \times N_t}$ への射影成分を \mathbf{h}'_k より減算する。なお \mathbf{e}_k は規格化を行う。

$$\mathbf{e}_k = \mathbf{h}'_k - \sum_{j=1}^{k-1} (\mathbf{h}'_k \mathbf{e}_j^H) \mathbf{e}_j, \quad (3.6)$$

$$\mathbf{e}_k = (\mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^H)^{-1/2} \mathbf{e}_k, \quad \text{for } k=1, \dots, Nu \quad (3.7)$$

式(3.6)及び(3.7)の演算を $k=Nu$ まで繰り返し実施し、 \mathbf{e}_{Nu}^H を第 i UT に対するウェイトとする。

$$\mathbf{u}_i = \mathbf{e}_{Nu}^H. \quad (3.8)$$

列ベクトル \mathbf{u}_i を並べることでプリコーディングウェイト行列 $\mathbf{W}_{\text{GSO}} \in \mathbb{C}^{N_t \times Nu}$ が求まる。

$$\mathbf{W}_{\text{GSO}} = \{\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_{Nu}\}. \quad (3.9)$$

3.2.4 Gauss-Seidel 法 (GSM)

演算量を低減しながら ZF に漸近する特性を達成する手法として Neumann 級数展開に基づく方式[67][68]や Gauss-Seidel 法(Gauss-Seidel Method, GSM)[69]が提案されている。これら ZF における疑似逆行列演算を近似的に求める手法である。本検討では、同等の特性でより良好な演算量削減効果が示されている[69]ことから、Gauss-Seidel 法をひとつの比較対象とする。以下にその手順を示す。まず、 $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ を式(3.10)のように対角成分のみを持つ行列 \mathbf{D} と対角要素を除く下三角行 \mathbf{L} 及び上三角行 \mathbf{L}^H に分解する。

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^H = \mathbf{D} + \mathbf{L} + \mathbf{L}^H. \quad (3.10)$$

次に、 \mathbf{D} 、 \mathbf{L} 、 \mathbf{L}^H を用いて式(3.11)に示す漸化式処理により送信信号を求める。

$$\mathbf{T}_{\text{GSM}}^{(\gamma)} = (\mathbf{D} + \mathbf{L})^{-1}(\mathbf{T} - \mathbf{L}^H \mathbf{T}_{\text{GSM}}^{(\gamma-1)}), \quad \gamma=1, 2, \dots \quad (3.11)$$

ここで、 γ は干渉キャンセラの繰り返し回数であり、 $\mathbf{T}^{(0)}=\mathbf{0}$ (零ベクトル)とする。最終的に $\rho\mathbf{H}^H\mathbf{T}^{(\gamma)}$ を送信信号とする。上記演算は、ZFのウェイトにおける $(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}$ を近似的に求める処理に該当し、式(3.4)の行列×行列による演算を式(3.11)に示すように行列×ベクトルの演算に置き換えることによって演算オーダーを $O(Nu^3)$ から $O(Nu^2)$ に削減している。しかしながら、式(3.11)には逆行列演算である $(\mathbf{D}+\mathbf{L})^{-1}$ が含まれており、結局これを演算するための演算回路を要する。なお、ウェイトとしては式(3.12)のように表される。

$$\mathbf{W}_{\text{GSM}} = \sum_{k=0}^{\gamma} \{-(\mathbf{D} + \mathbf{L})^{-1} \mathbf{L}^H\}^k (\mathbf{D} + \mathbf{L})^{-1}, \quad \gamma=1, 2, \dots \quad (3.12)$$

3.2.5 提案方式 (IUIC)

提案する IUI 抑圧(IUI Cancellation, IUIC)方式の特徴は、EGT の送信ウェイトを用いた第1段階の処理により IUI よりも大きな希望信号の利得を獲得し、相対的に小さく抑えられた干渉を更に抑圧するための第2段階の処理として、シンボル単位で干渉信号レプリカを生成して逆位相で重畳する手法を導入するところにある。これは、アプローチとしては第2章で提案した ICI キャンセラと同様であり、また前節に示した Gauss-Seidel 法と同様の考え方である。しかしこれに対して提案方式はさらに少ない演算量で実現可能であり、セルエッジ付近のような低 SNR 領域において優れた SIR 特性を達成可能である。以下にその手順を示す。取得したチャネル行列から、式(3.3)と同様に EGT による送信ウェイト行列を得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{\text{EGT}} &= \begin{pmatrix} w_{11} & w_{12} & \cdots & w_{1Nu} \\ w_{21} & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & w_{ij} & \vdots \\ w_{Nr1} & \cdots & \ddots & w_{NrNu} \end{pmatrix} \\ &= (\mathbf{w}_1 \quad \mathbf{w}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{w}_{Nu}). \end{aligned} \quad (3.13)$$

\mathbf{W}_{EGT} を適用した受信信号 \mathbf{Y} を式(3.14)及び式(3.15)、(3.16)のように表記する。

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y} &= \mathbf{H}\mathbf{W}_{\text{EGT}}\mathbf{T} + \mathbf{N} \\
 &= \begin{pmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{h}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{Nu} \end{pmatrix} (\mathbf{w}_1 \quad \mathbf{w}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{w}_{Nu}) \begin{pmatrix} t_1 \\ t_2 \\ \vdots \\ t_{Nu} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{Nu} \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} \mathbf{h}_1\mathbf{w}_1 & \mathbf{h}_1\mathbf{w}_2 & \cdots & \mathbf{h}_1\mathbf{w}_{Nu} \\ \mathbf{h}_2\mathbf{w}_1 & \ddots & \cdots & \mathbf{h}_2\mathbf{w}_{Nu} \\ \vdots & & \mathbf{h}_i\mathbf{w}_j & \vdots \\ \mathbf{h}_{Nu}\mathbf{w}_1 & \mathbf{h}_{Nu}\mathbf{w}_2 & \cdots & \mathbf{h}_{Nu}\mathbf{w}_{Nu} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} t_1 \\ t_2 \\ \vdots \\ t_{Nu} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{Nu} \end{pmatrix} \\
 &= (\mathbf{Z}_D + \mathbf{Z}_{\text{IUI}})\mathbf{T} + \mathbf{N},
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

$$\mathbf{Z}_D = \begin{pmatrix} \mathbf{h}_1\mathbf{w}_1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & & & 0 \\ \vdots & & \mathbf{h}_i\mathbf{w}_i & & \vdots \\ 0 & & & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \mathbf{h}_{Nu}\mathbf{w}_{Nu} \end{pmatrix}, \tag{3.15}$$

$$\mathbf{Z}_{\text{IUI}} = \begin{pmatrix} 0 & \mathbf{h}_1\mathbf{w}_2 & \cdots & \mathbf{h}_1\mathbf{w}_{Nu} \\ \mathbf{h}_2\mathbf{w}_1 & \ddots & & \mathbf{h}_2\mathbf{w}_{Nu} \\ \vdots & & 0 & \vdots \\ \mathbf{h}_{Nu}\mathbf{w}_1 & \mathbf{h}_{Nu}\mathbf{w}_2 & \cdots & 0 \end{pmatrix}. \tag{3.16}$$

式(3.14)の $\mathbf{H}\mathbf{W}_{\text{EGT}} = \mathbf{Z}_D + \mathbf{Z}_{\text{IUI}}$ はサイズ $Nu \times Nu$ の行列であり、 \mathbf{Z}_D は所望成分を表す対角行列、 \mathbf{Z}_{IUI} は IUI 成分を表す非対角行列として定義される。ここで、非対角項における IUI 成分をキャンセルするための干渉信号レプリカを導入する。 \mathbf{Z}_D 、 \mathbf{Z}_{IUI} から、干渉信号レプリカ生成ウェイト $\Delta\mathbf{W}$ を式(3.17)のように定義する。

$$\Delta\mathbf{W} = -\mathbf{Z}_D^{-1}\mathbf{Z}_{\text{IUI}} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{\mathbf{h}_1\mathbf{w}_2}{\mathbf{h}_1\mathbf{w}_1} & -\frac{\mathbf{h}_1\mathbf{w}_3}{\mathbf{h}_1\mathbf{w}_1} & \cdots & -\frac{\mathbf{h}_1\mathbf{w}_{Nu}}{\mathbf{h}_1\mathbf{w}_1} \\ -\frac{\mathbf{h}_2\mathbf{w}_1}{\mathbf{h}_2\mathbf{w}_2} & 0 & -\frac{\mathbf{h}_2\mathbf{w}_3}{\mathbf{h}_2\mathbf{w}_2} & \cdots & -\frac{\mathbf{h}_2\mathbf{w}_{Nu}}{\mathbf{h}_2\mathbf{w}_2} \\ -\frac{\mathbf{h}_3\mathbf{w}_1}{\mathbf{h}_3\mathbf{w}_3} & -\frac{\mathbf{h}_3\mathbf{w}_2}{\mathbf{h}_3\mathbf{w}_3} & 0 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\frac{\mathbf{h}_{Nu}\mathbf{w}_1}{\mathbf{h}_{Nu}\mathbf{w}_{Nu}} & -\frac{\mathbf{h}_{Nu}\mathbf{w}_2}{\mathbf{h}_{Nu}\mathbf{w}_{Nu}} & -\frac{\mathbf{h}_{Nu}\mathbf{w}_3}{\mathbf{h}_{Nu}\mathbf{w}_{Nu}} & \cdots & 0 \end{pmatrix}. \tag{3.17}$$

送信信号 \mathbf{T} に $\Delta\mathbf{W}$ を乗算することで干渉信号をキャンセルするためのレプリカ信号が生成される。このときの新たな受信信号を $\mathbf{Y}^{(1)}$ とすると、

$$\begin{aligned}\mathbf{Y}^{(1)} &= \mathbf{H}\mathbf{W}_{\text{EGT}}\rho(\mathbf{T} + \Delta\mathbf{W}\mathbf{T}) + \mathbf{N} \\ &= \rho(\mathbf{Z}_{\text{D}} + \mathbf{Z}_{\text{IUI}})(\mathbf{T} + \Delta\mathbf{W}\mathbf{T}) + \mathbf{N} \\ &= \rho(\mathbf{Z}_{\text{D}} + \mathbf{Z}_{\text{IUI}} + \mathbf{Z}_{\text{D}}\Delta\mathbf{W} + \mathbf{Z}_{\text{IUI}}\Delta\mathbf{W})\mathbf{T} + \mathbf{N} \\ &= \rho(\mathbf{Z}_{\text{D}} + \mathbf{Z}_{\text{IUI}}\Delta\mathbf{W})\mathbf{T} + \mathbf{N},\end{aligned}\tag{3.18}$$

となり、式(3.14)における干渉成分 $\mathbf{Z}_{\text{IUI}}\mathbf{T}$ は式(3.18)では $\mathbf{Z}_{\text{IUI}}\Delta\mathbf{W}\mathbf{T}$ に置換されることがわかる。このとき、 $\Delta\mathbf{W}$ の各要素の分母は多素子アンテナによる EGT 利得から大きな値となっており、一方、分子は位相がランダムに合成された結果であることから、絶対値は 1 よりも十分に小さいことが期待される。IUI のレベルとしては、 $\Delta\mathbf{W}$ の各列成分の総和であるため、提案法による干渉抑圧が有効に機能するためには式(3.19)の条件

$$|\mathbf{h}_i\mathbf{w}_i| > \sum_{j \neq i}^{N_{\text{UI}}} |\mathbf{h}_i\mathbf{w}_j|,\tag{3.19}$$

が成立する必要がある。式(3.19)は、EGT による初段の干渉抑圧が成立する条件を示しており、このとき、 $\Delta\mathbf{W}$ を \mathbf{T} に作用させることによってさらに残留する IUI 成分は縮小する。また、 $\mathbf{w}_i = \mathbf{h}_i^*/|\mathbf{h}_i|$ であることから、ベクトル積 $\mathbf{h}_i\mathbf{w}_j = \mathbf{h}_i\mathbf{h}_j^*/|\mathbf{h}_j|$ は第 i UT と第 j UT 間のチャネル相関(空間相関)を表しており、当該チャネル相関を低減可能なスケジューリング法を併せて適用することにより IUIC の効果をさらに向上させることが可能となる。

式(3.18)第 2 項に示す残留干渉は、それをさらにキャンセルする干渉信号レプリカ $\Delta\mathbf{W}^2\mathbf{T}$ を導入することによりさらに抑圧することが可能であり、同様にこれを γ 次まで適用した場合の受信信号 $\mathbf{Y}^{(\gamma)}$ は、

$$\begin{aligned}\mathbf{Y}^{(\gamma)} &= \mathbf{H}\mathbf{W}_{\text{EGT}}\rho(\mathbf{T} + \Delta\mathbf{W}\mathbf{T} + \Delta\mathbf{W}^2\mathbf{T} + \cdots + \Delta\mathbf{W}^\gamma\mathbf{T}) + \mathbf{N} \\ &= (\mathbf{Z}_{\text{D}} + \mathbf{Z}_{\text{IUI}})\rho\sum_{k=0}^{\gamma}\Delta\mathbf{W}^k\mathbf{T} + \mathbf{N} \\ &= \rho\left(\mathbf{Z}_{\text{D}}\mathbf{T} + \mathbf{Z}_{\text{IUI}}\sum_{k=1}^{\gamma}\Delta\mathbf{W}^k\mathbf{T} + \mathbf{Z}_{\text{IUI}}\sum_{k=0}^{\gamma-1}\Delta\mathbf{W}^k\mathbf{T} + \mathbf{Z}_{\text{IUI}}\Delta\mathbf{W}^\gamma\mathbf{T}\right) + \mathbf{N} \\ &= \rho\left\{\mathbf{Z}_{\text{D}} + \sum_{k=1}^{\gamma}(\mathbf{Z}_{\text{D}}\Delta\mathbf{W} + \mathbf{Z}_{\text{IUI}})\Delta\mathbf{W}^{k-1} + \mathbf{Z}_{\text{IUI}}\Delta\mathbf{W}^\gamma\right\}\mathbf{T} + \mathbf{N} \\ &= \rho(\mathbf{Z}_{\text{D}} + \mathbf{Z}_{\text{IUI}}\Delta\mathbf{W}^\gamma)\mathbf{T} + \mathbf{N},\end{aligned}\tag{3.20}$$

となる。このとき、各次数 k における送信信号を $\Delta\mathbf{T}^{(k)}$ とすると、 $\Delta\mathbf{T}^{(k)}$ は $k-1$ 次の送信信号を用いて式(3.21)のように漸化式として表される。

$$\Delta \mathbf{T}^{(k)} = \Delta \mathbf{W} \Delta \mathbf{T}^{(k-1)}. \quad (3.21)$$

ただし, $\Delta \mathbf{T}^{(0)} = \mathbf{T}$ とする. 以上から, 第 γ 次までの干渉抑圧を適用した送信信号 $\mathbf{T}^{(\gamma)}$ は式(3.22)のよ
うに表される.

$$\mathbf{T}^{(\gamma)} = \rho \sum_{k=0}^{\gamma} \Delta \mathbf{T}^{(k)}. \quad (3.22)$$

このように, 提案する IUI 抑圧方式では送受信ウェイトとして EGT のウェイトベクトルを用い, その後残留する IUI をキャンセルする信号をシンボル毎に算出して重畳することでさらなる IUI の抑圧を実現する. 式(3.13), (3.17), (3.21), (3.22)からわかるように, 提案方式は逆行列演算を一切用いることなく, 行列×ベクトルの乗算処理のみで実施可能である点が特徴であり, 演算量の削減のみならず実装の簡易化を実現する. また, ウェイトとしては式(3.23)のように表される.

$$\mathbf{W}_{\text{IUIC}} = \mathbf{W}_{\text{EGT}} \sum_{k=0}^{\gamma} \Delta \mathbf{W}^k. \quad (3.23)$$

3.3 システムレベルシミュレーション

3.3.1 シミュレーション諸元

シミュレーションパラメータを表 3-1 に示す. LTE に準拠したパラメータとし, 1 セルモデルにおいて各プリコーディング方式における空間多重特性を評価する. セル内からランダムに UT を選択する場合と, スケジューリングとして第 i 及び第 j UT 間の規格化チャネル相関値

$$\text{Corr} = \frac{|\mathbf{h}_i \mathbf{h}_j^H|}{\|\mathbf{h}_i\| \|\mathbf{h}_j\|}, \quad (3.24)$$

を指標とし, この値が全ての UT 間に対して 0.15 を下回る UT の組み合わせを選択する場合とを評価する. 本章では DL における周波数利用効率特性を評価する.

$$\Gamma = \log_2(1 + \text{SINR}). \quad (3.25)$$

また, CSI 推定誤差は受信機雑音に起因するものを考慮し, 第 2.4.1 節において示した推定誤差のモデルを用いる. CSI 推定誤差の影響によりウェイトも同様に誤差を含むものとして算出される.

$$\tilde{\mathbf{W}} = \mathbf{W} + \mathbf{E}. \quad (3.26)$$

ここで, $\mathbf{E} = (\varepsilon_{ij})$ は誤差成分による行列である. これを考慮し, SINR は以下の式(3.27)より求まる. 行列 $\mathbf{H}\tilde{\mathbf{W}}$ ($\tilde{\mathbf{W}}$ は各方式におけるウェイト)の各項の絶対値の二乗から, 対角項を所望成分, 非対角項の列に関する総和を干渉成分と見做し算出する.

$$\text{SINR} = \frac{\left| \sum_{j=1}^{N_u} h_{ij} w_{ji} \right|^2}{\sum_{k=1, k \neq i}^{N_u} \left| \sum_{j=1}^{N_u} h_{kj} w_{jk} \right|^2 + \sum_{k=1}^{N_u} \left| \sum_{j=1}^{N_u} h_{kj} \varepsilon_{jk} \right|^2 + \frac{\sigma_n^2}{\rho}} \quad (3.27)$$

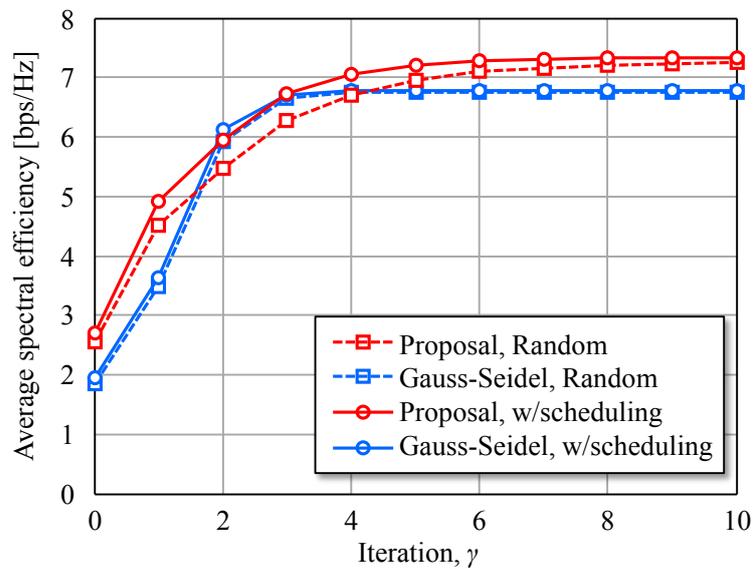
表 3-1 システムレベルシミュレーションパラメータ

Parameters	Values
Carrier frequency	2.0 GHz
Propagation model	3GPP Urban Macro NLOS [70] 35log ₁₀ r + 34.5 [dB] (r: meters)
Fading model	i.i.d Rayleigh
BS / UT height	30 / 1.2 m
BS / UT antenna elements	128 / 1
BS transmission power	40 dBm
BS / UT antenna gain	14 / 0 dBi
UT noise power	-104 dBm
Cell radius	500 m
UT desitribution	uniform
Cell edge SNR	10 dB

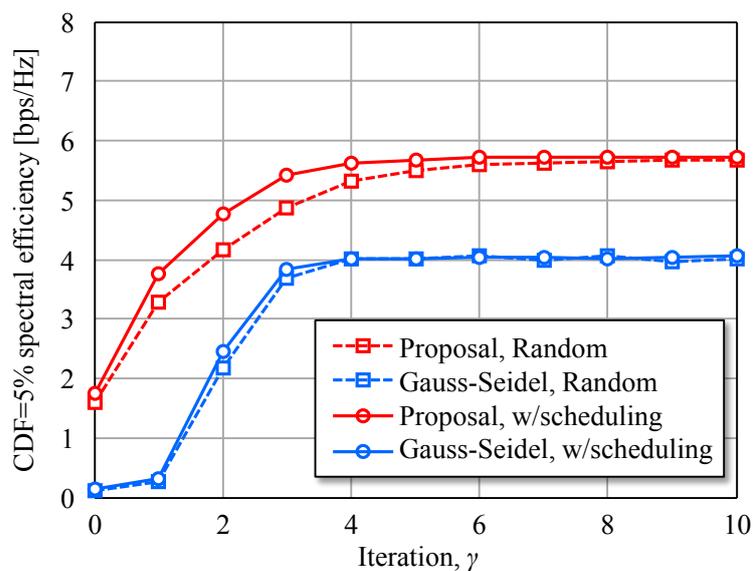
3.3.2 シミュレーション結果

図 3-1 に、多重 UT 数 $N_u=16$ における、干渉抑圧次数 γ に対する周波数利用効率のセル平均値及び CDF=5%値を示す。ここでは、提案方式(IUIC)及び Gauss-Seidel 法を比較する。提案方式における $\gamma=0$ は干渉抑圧を適用しない、EGT のみの特性に該当する。まず図 3-1(a)に示すセル平均値に着目すると、Gauss-Seidel 法は γ の増加に対する周波数利用効率の向上は大きく、 $\gamma > 2$ において提案方式よりも優位な特性を示す。これに対し、提案方式の γ に対する周波数利用効率の増加は緩やかであるが、スケジューリングの適用による改善効果は Gauss-Seidel 法よりも大きい。

図 3-1(b)に示す CDF=5%値においては、常に提案方式が優位となる。Gauss-Seidel 法は ZF の近似手法であることから、干渉成分を抑圧することにのみアンテナ自由度が消費され、希望信号の利得を十分に得ることができない。加えて、CSI 推定誤差を含むことから雑音強調による SINR の劣化も生じていることが考えられる。一方で提案方式は EGT によりアレー利得を得たうえで干渉抑圧処理を実施するため、セルエッジ領域のような SINR の低い CDF=5%値の特性を大きく改善する結果となる。またスケジューリングによる改善効果も得られており $\gamma=4$ において周波数利用効率は飽和する。以上の評価より、以降は両方式とも $\gamma=4$ を用いることとする。



(a) Average spectral efficiency



(b) CDF=5% spectral efficiency

図 3-1 繰り返し数 γ に対する周波数利用率 ($Nu=16$)

次に、各方式における全体的な傾向を把握するために周波数利用率の CDF 特性を図 3-2 に示す。ここで、各方式においてスケジューリングを適用するものとする。EGT は干渉抑圧を実施しないため、周波数利用率は全体として低い。また分布特性から Gram-Schmidt 法が最も優れてお

り、アレー利得及び干渉抑圧の効果が十分に得られていることがわかる。ZF 及び Gauss-Seidel 法は分布が一致しており、Gauss-Seidel 法による近似誤差は $Nu=16$ の条件においては見られない。しかし、両方式とも高/低 CDF 領域の周波数利用効率が提案方式及び Gram-Schmidt 法と比べて低い。前述したアレー利得の損失及び雑音強調効果がによるものと考えられ、特にセルエッジにおける特性が他方式と比べて大きく劣る。提案方式は分布の形状としては Gram-Schmidt 法に類似しており、1bps 程度の差はあるもののこれに対する近似手法と理解できる。提案方式はアレー利得を得られることから、ZF、Gauss-Seidel 法と比較して高/低 CDF 領域において優れており、これが同等のセル平均値ならびにすぐれた CDF=5%値を達成した要因と考察できる。

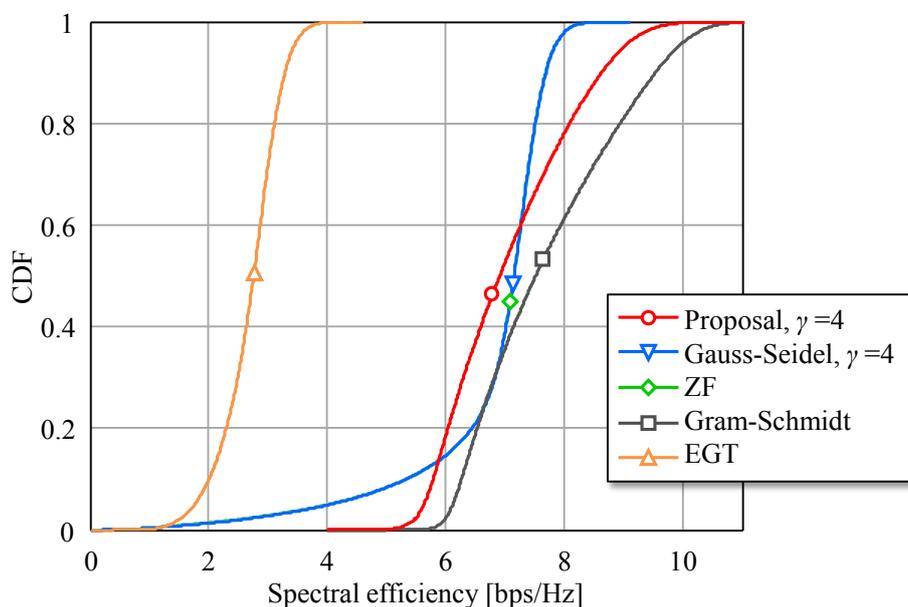
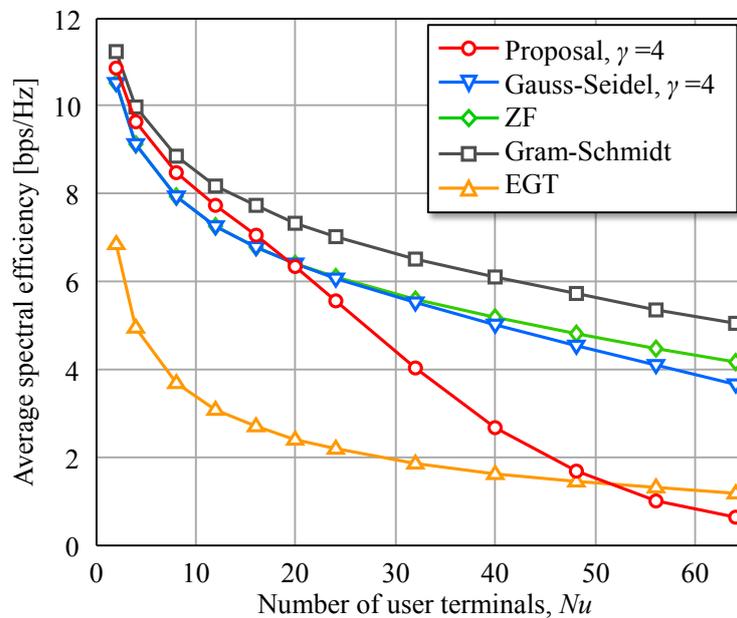


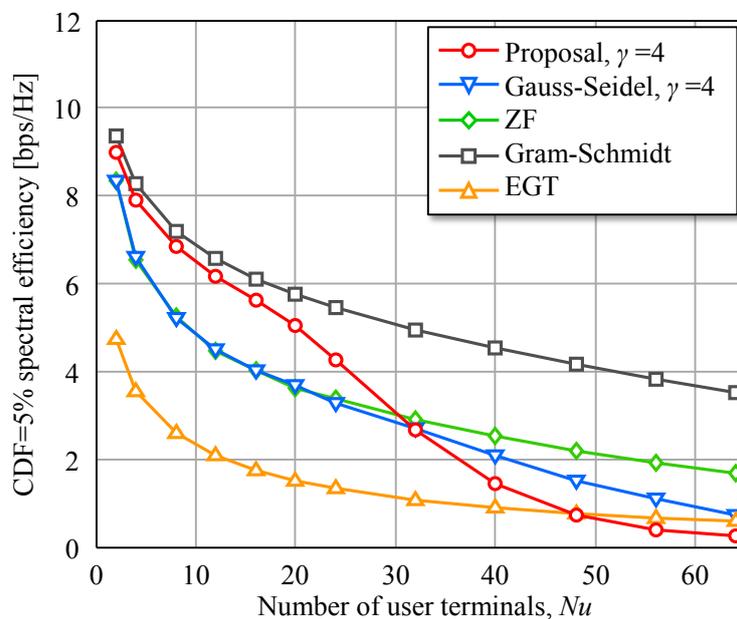
図 3-2 周波数利用効率の CDF ($Nu=16$, $Corr=0.15$)

次に、空間多重数 Nu に対する UT 当たりの周波数利用効率を図 3-3 に示す。いずれの方式においても Nu の増加に従い周波数利用効率は低下する傾向にある。図 3-3(a)に示すセル平均値を見ると、提案方式は $Nu \leq 20$ において ZF/Gauss-Seidel 法よりも優れた特性を示すが、それ以降は乖離が大きくなるのがわかる。これは EGT による干渉抑圧実施前の SIR が小さくなり以降の IUIC が機能するための条件式(3.19)を十分に満たすことができなくなるためと考えられる。図 3-3(b)に示す CDF=5%値では、 $Nu \leq 32$ において ZF/Gauss-Seidel 法よりも優位な特性となる。このことから、例えば UT の受信 SNR に応じて所要の周波数利用効率を達成するよう空間多重数 Nu を制御することにより従来手法と同等またはそれ以上の特性を達成することは可能である。また、希望信号電力及び干渉信号電力は、BS アンテナ数 N_t や多重 UT 数 N_u に対して線形の関係であることから、

提案方式の動作条件も Nt 及び Nu の比で定まる. 図 3-3 の結果より, 提案方式が常に有効な条件としては $Nt/Nu > 6$ であり, Massive MIMO の適用領域において十分有効であると言える.



(a) Average spectral efficiency



(b) CDF=5% spectral efficiency

図 3-3 空間多重数に対する UT の周波数利用効率 (Corr=0.15)

3.4 演算量評価

プリコーディングに要する乗算回数を指標とし、各方式における所要演算量を評価する。表 3-2 に EGT を除く、乗算処理を要する 4 方式の演算量を示す。なおサイズ $Nu \times Nu$ の行列の逆行列演算に要する乗算回数は $(Nu^3 + 3Nu^2 - Nu)/3$ としている[71]。これをもとに、 $Nt=128$, $\gamma=4$ としたときの演算量を図 3-4 に、また提案方式の各比較方式に対する演算量削減効果を図 3-5 にそれぞれ示す。演算量のオーダーとしては、Gram-Schmidt 法がもっとも大きく $O(NtNu^3)$ 、他の方式は $O(NtNu^2)$ である。空間多重数が増加するほど提案方式による演算量削減効果は大きくなる。周波数利用効率として良好な空間多重数として $Nu=20$ の場合で比べたとき、Gram-Schmidt 法に対して 95%、ZF に対しておよそ 50%、さらに Gauss-Seidel 法に対して 4.8% の演算量削減効果を達成する。提案方式は逆行列演算を実施する必要はなく、 ΔW を求める演算として $Nu(Nu-1)$ の乗算処理に留めることができることから、類似したアプローチである Gauss-Seidel 法よりも少ない演算量を実現する。また図 3-4 から、同じ演算量で実施可能な空間多重数を比較した場合、提案方式は ZF に対して概ね 1.4 倍の多重数増加を達成する。

表 3-2 演算量比較

Precoding scheme	Complexity
Proposed IUIC	$NtNu^2 + Nu(Nu - 1) + \gamma Nu^2$
Gauss-Seidel method	$NtNu^2 + (Nu^3 + 3Nu^2 - Nu)/3 + \gamma Nu^2$
Zero Forcing	$2NtNu^2 + (Nu^3 + 3Nu^2 - Nu)/3$
Gram-Schmidt orthogonalization	$NtNu^2(Nu + 1)$

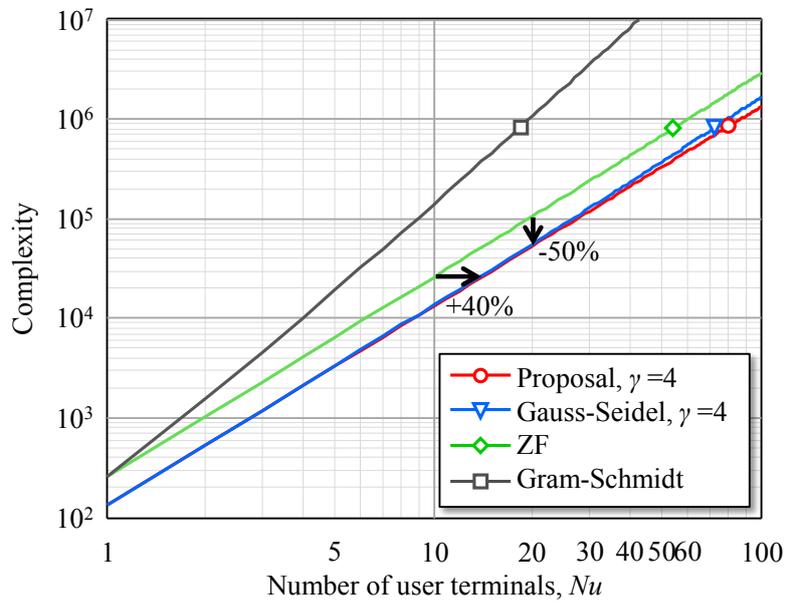


図 3-4 UT 数に対する所要演算量 ($N_t=128$)

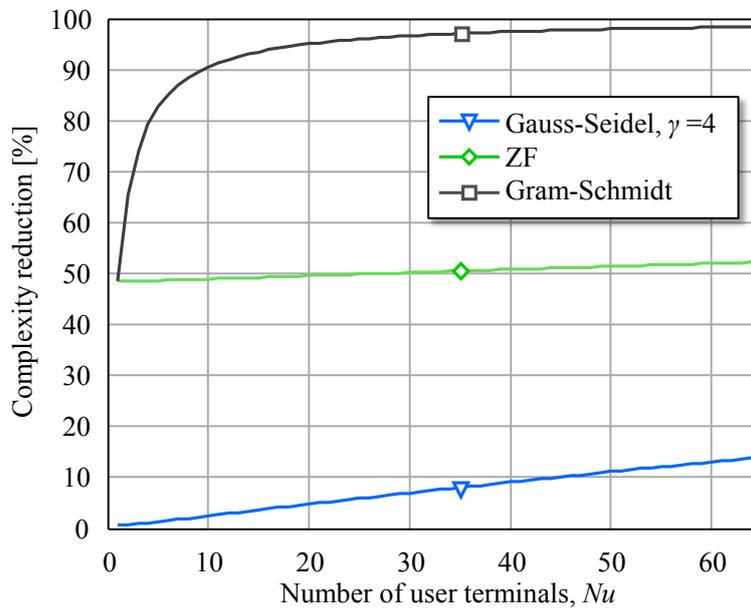


図 3-5 提案方式による演算量削減効果 ($N_t=128$)

3.5 実測チャネル情報に基づく評価

Massive MIMO の伝送特性はアンテナ構成や伝搬環境に大きく依存する。これは多数のアンテナ素子が相互に空間的な相関を持つためである。実伝搬環境における検討及び議論は活発化されているが[74][75]まだ報告例は少ない状況にある。本節では、Massive MIMO における伝搬特性の評価に加え、提案方式の有効性を検証することを目的として伝搬路情報を取得する屋外測定を実施した。32素子の受信局アンテナを用い1×32のSIMO(Single-Input Multiple Output)チャネルのCSIを取得し、システムレベル及びリンクレベルシミュレーションによりアンテナ多素子化の効果及び提案方式により達成される空間多重特性を評価する。

3.5.1 伝搬実験概要

図 3-6 に、実験装置の概要を、表 3-3 に実験パラメータを示す。また図 3-7 に UT 側である送信局の外観を、図 3-8 に BS 側である受信局の外観を示す。5.2GHz 帯の OFDM トレーニング信号を任意信号発生器にて生成し、各測定地点の地上高 10m の地点から指向性アンテナを用いて信号を送信し(図 3-7)、NTT 横須賀 R&D センタ内 10 階に設置した 32 素子アンテナにて信号受信する(図 3-8)。これにより、1×32 の SIMO チャネルの CSI を取得する。受信局の地上高は 45m(測定点との標高差は各地点で異なる)であり、受信局の 32 素子アンテナは 2 波長間隔で円形に配置する。32 素子アンテナは図 3-6 に示すようにスイッチによって時分割で切り替え、RF 信号からベースバンド信号へダウンコンバートする回路系統が 1 系統の受信装置を用いながらも多素子アンテナにおける信号受信を実現する。スイッチの切り替え周期を 33 周期としており、Port 0 は終端されている。Port 0 の無信号区間を検出することにより Port 1~Port 32 における受信信号を取得する。受信信号はバイナリデータとして保管され、計算機における信号処理によって CSI 推定を実施する。

送信信号は PAPR を考慮して定めた所定のトレーニングパターン 1OFDM シンボルの時間波形を、ガードインターバルを含まず繰り返した連続信号である。受信処理としては、まず受信信号を任意のタイミングにて各アンテナで 100 シンボル分抽出し、周波数オフセットの補正処理及び短時間平均処理を行い、雑音成分を抑圧する。それを FFT することでサブキャリア毎の短時間平均 CSI を取得し、シンボルタイミングの不確定性を排除するためにアンテナ#1(Port 1)に対する相対的な CSI に変換する。さらに、異なる時間に取得し同様の処理を施した複数(本実験では 5 回)の短時間平均 CSI を用いて長時間の平均化処理を実施することにより時変動成分を抑圧する。以上の処理により高精度な CSI を取得する。

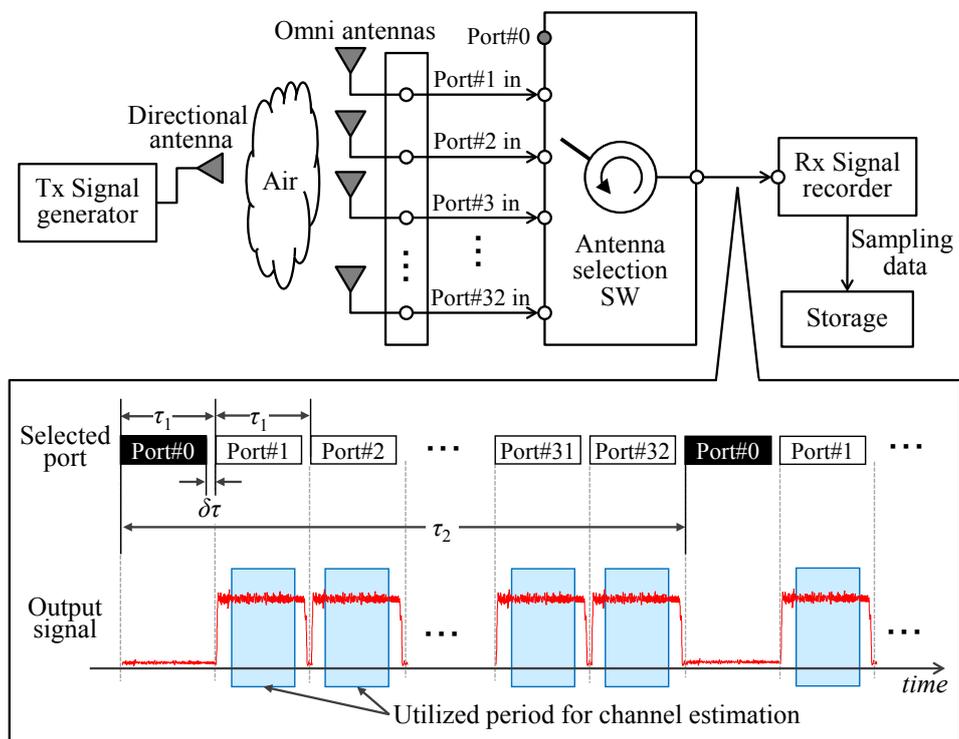


図 3-6 測定装置の概要

表 3-3 実験パラメータ

Parameters	Values
Carrier frequency	5.2GHz
Bandwidth	20MHz
Modulation	OFDM
Number of subcarrier / FFT point	850 / 1024
Transmission power	1 W
Transmitter (UT side) antenna configuration	Planar patch antenna Beamwidth: 87 degree Gain: 6.5 dBi
Receiver (BS side) antenna configuration	Omni-directional antenna, Circular array with 2 wavelength pacing Antenna gain: 1 dBi
τ_1 / τ_2	20 msec / 660 msec
$\delta\tau$	Lower than 200 nsec
Short term averaging	100
Long term averaging	5



図 3-7 送信局の外観

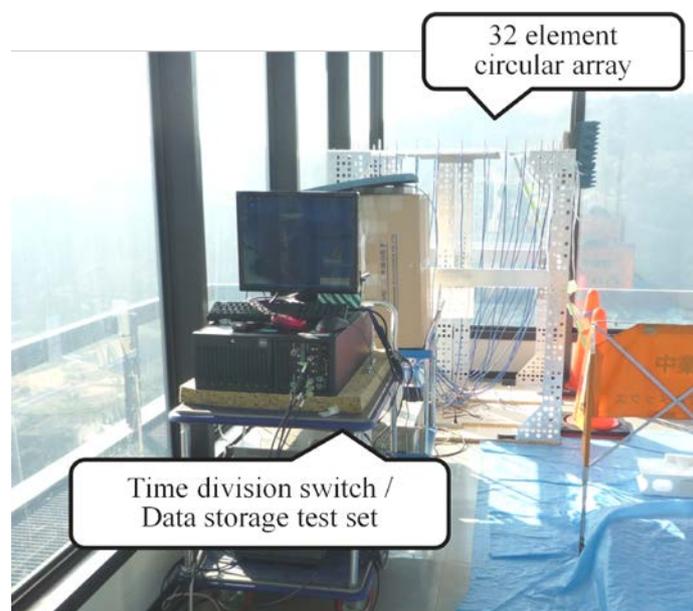


図 3-8 受信局の外観

測定は横須賀リサーチパーク(YRP)付近にて実施した。図 3-9 に測定実施エリア及び測定地点を示す。送受信局間は、いずれの地点もほぼ見通し(Line of Sight, LOS)環境となっている。

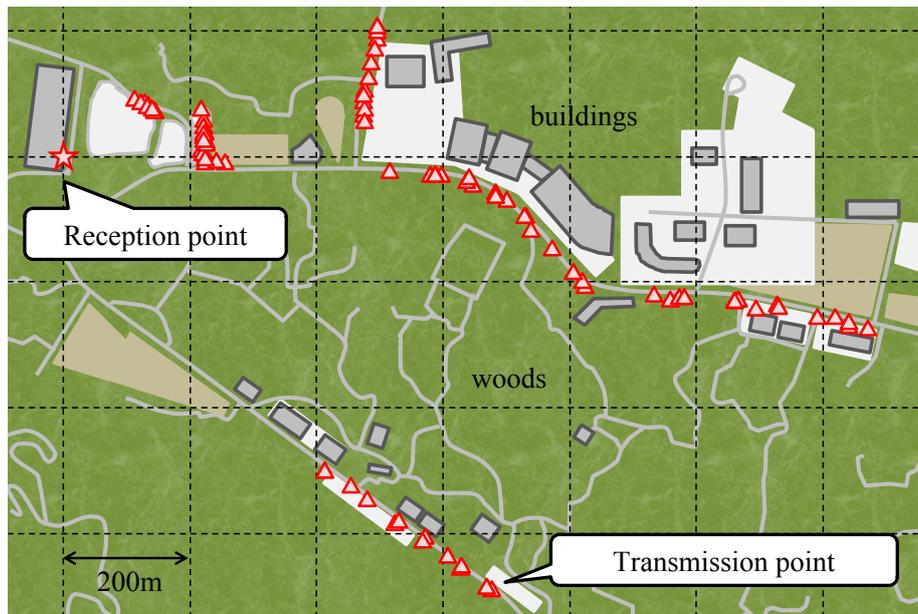


図 3-9 測定環境

3.5.2 伝搬特性

最初に、取得した CSI をもとに伝搬特性を評価する。まず、CSI の平均化処理の効果を検証する。ある地点において取得した CSI の周波数スペクトルを図 3-10 に示す。送信信号は OFDM 信号を用い、20MHz 帯域の両端に無信号のガードバンド領域を設けている。この領域のノイズレベルと信号が存在する領域のレベル差が SNR に相当する。平均化処理を行う前の受信信号では、所望信号がノイズに埋もれた状態となっていることがわかる。ここで、100 シンボルの短時間平均化により SNR は約 20dB($=10\log_{10}100$)改善し、さらに 5 回の長時間平均化にて約 7.0dB($=10\log_{10}5$)改善する。このことから、希望信号がノイズに埋もれる低 SNR 環境においても、平均化処理により信号を抽出し、その CSI を精度良く推定することが可能となることが確認できる。

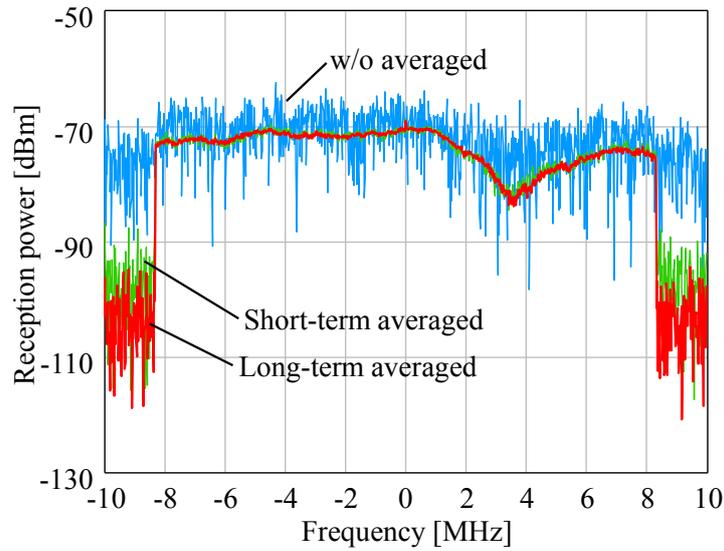


図 3-10 取得した伝搬路のスペクトル及び平均化の効果

長時間平均 CSI h_L と短時間平均 CSI h_S の差は、伝搬路上を通過する移動体や外乱要因に起因して生じる CSI 推定誤差に相当する。図 3-11 に長時間平均 CSI と短時間平均 CSI の関係の一例を示す。図からわかるように、短時間平均 CSI は時変動等の影響により変動する。

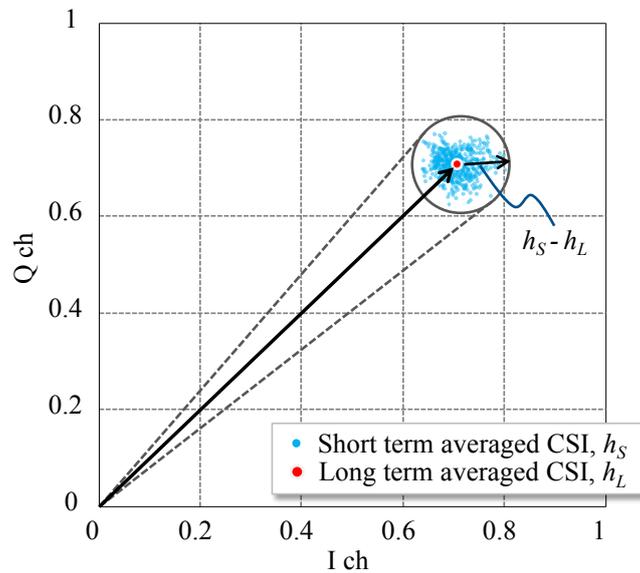


図 3-11 短時間平均 CSI と長時間平均 CSI

推定誤差の分布を統計的に評価するため、式(3.28)に示す長時間平均 CSI に対する短時間平均 CSI の差分ベクトルと、長時間平均 CSI の電力比を求め、各測定地点における SNR との対応を評価した。SNR は図 3-10 に示すガードバンドのノイズフロア領域と各サブキャリアの信号レベルとの差分から算出している。

$$Fluctuation [dB] = 20 \log_{10} \left| \frac{h_S - h_L}{h_L} \right| \quad (3.28)$$

図 3-12 にその結果を示す。測定した環境における CSI 変動の平均値は SNR の増加に反比例して低下し、SNR>25dB において概ねフロアとなる。CSI の短時間及び長時間の平均化がそれぞれ 100 回×5 回であることから、合計した雑音低減量は $20 \log_{10}(500) = 27.0 \text{ dB}$ であり、観測可能な SNR の上限が平均化回数と対応することがわかる。

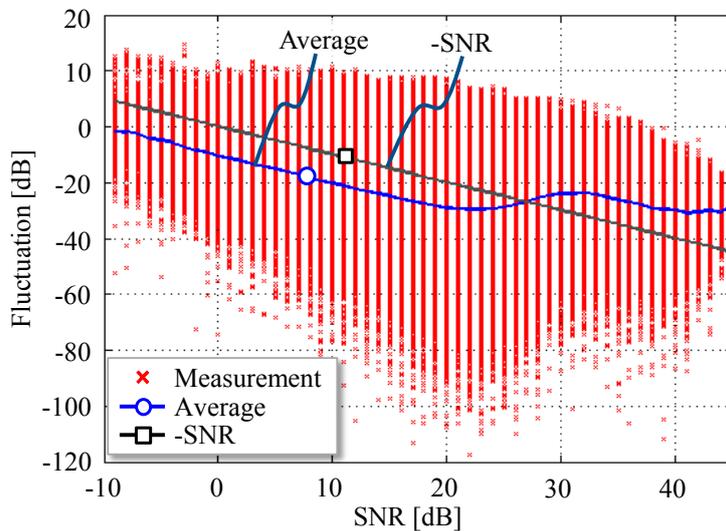


図 3-12 SNR に対する測定 CSI の変動分布

続いて、実環境における伝搬路上の空間相関を評価する。第 i 及び第 j 測定地点間のチャネル相関を規格化した値として式(3.29)にて求める。

$$Corr(\theta) = \frac{|\mathbf{h}_i \mathbf{h}_j^H|}{\|\mathbf{h}_i\| \|\mathbf{h}_j\|} \quad (3.29)$$

受信地点に対する、測定地点間の信号到来角度差 θ とチャネル相関の関係を図 3-13 に示す。図中に示す相関値は、全地点間及び全サブキャリアにおいて取得した値を含む。LOS 成分が含まれる伝搬環境においては、空間相関値は θ に比例して低減することが知られており [72][73]、本実験からも同様のことが確認された。 $\theta \leq 5^\circ$ の場合には大きな相関値が観測されるが、角度差を大きくするに従いチャネル相関は低減し、 $\theta \geq 10^\circ$ であれば、相関値はほぼ 0.4 以下に分布する。

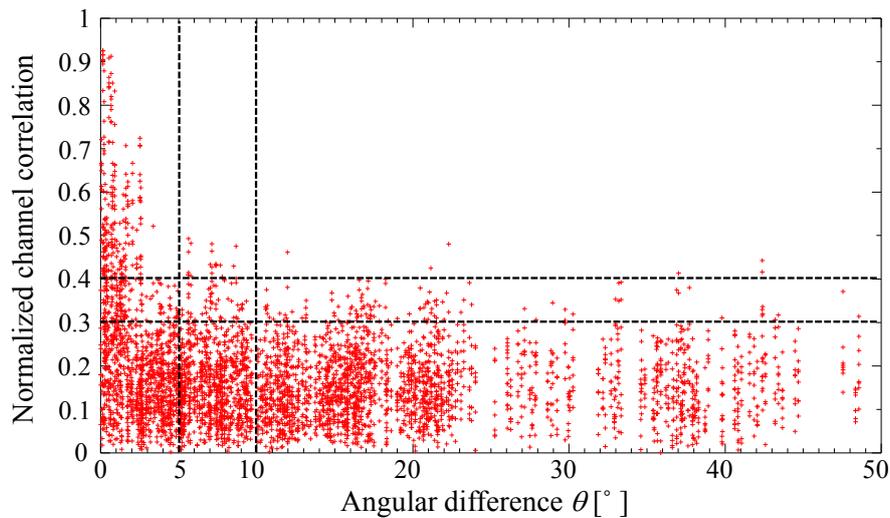


図 3-13 測定地点間の角度差に対するチャネル相関

また，図 3-14 に 2 測定地点を角度差それぞれ $\theta=2^\circ, 5^\circ, 10^\circ$ 以上となる 2 点を選出した場合と，ランダムに選出した場合の CDF を示す．ここでは比較として，32 本のアンテナのチャネルを独立無相関(i.i.d)の値として与えた場合のチャネル相関の CDF も併せて示す． $\theta \geq 10^\circ$ であれば相関値の分布は i.i.d チャネルによるものとほぼ一致する．以上の評価から，LOS 成分を確保可能な環境においては，空間多重において 2 測定地点間の角度差を設けるスケジューリング法を適用することによりチャネルの低相関化が実現され，空間多重特性を向上できることが期待される．

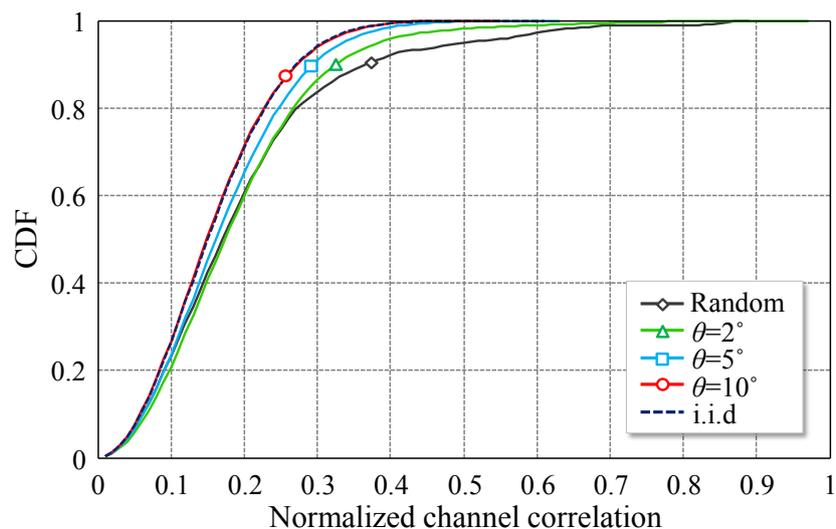


図 3-14 測定地点間のチャネル相関の CDF

3.5.3 システムレベル評価

実測 CSI データを用い、DL を想定し、提案方式 IUIC を適用した場合の空間多重特性を評価する。本評価におけるスケジューリング方式としては、前節で得られた結果を踏まえた指標を導入する。測定地点(UT)間の角度差を指標とし、所定の値 θ [°]以上となるように空間多重数 N_u の UT を選択するものとする。プリコーディングウェイト算出には長時間平均 CSI を用い、ウェイトを適用する瞬時チャネルは短時間 CSI を用いる。これにより、実環境における CSI 推定誤差を模擬する。図 3-15 に、空間多重数 $N_u=4$ における干渉抑圧次数 γ に対する SIR 特性を示す。ここで、SIR は式(3.27)より、雑音項を除いて算出される。評価では SIR の平均値及び CDF=1%値を示す。スケジューリング適用時の、 $\theta=2^\circ, 5^\circ, 10^\circ$ 以上の各特性、及びスケジューリングを実施せず、ランダムに UT を選択した場合の特性をプロットしている。スケジューリングを実施しない場合、互いに近接する UT を選択してしまうことで強いチャネル相関となり SIR が劣悪となる状況がある一方、 θ を大きく設けるに従い SIR は改善し、 $\theta \geq 5^\circ$ にて安定した特性が得られることがわかる。

CDF=1%値に注目すると、 θ が小さい、またスケジューリングを適用しない場合、高いチャネル相関となる UT の組み合わせを含むため γ を大きくしても十分な干渉抑圧の効果が得られないが、 $\theta \geq 5^\circ$ では EGT($\gamma=0$)のみでもある程度の SIR を確保できるため、IUIC が有効に機能することがわかる。 γ の増加に従い良好な SIR 改善効果が得られ、 $\gamma=7$ 以上で飽和する傾向にある。 $\gamma=4$ においても、平均値で SIR=33dB、CDF=1%値で SIR=17.5dB と、良好な特性を達成する。

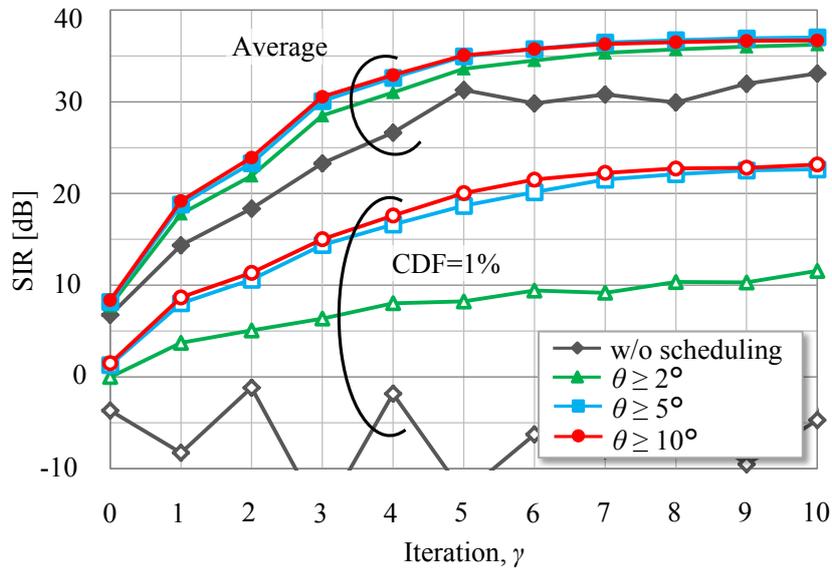


図 3-15 干渉抑圧次数 γ に対する SIR 特性 ($N_u=4$)

3.5.4 リンクレベル評価

続いて、実測 CSI を用い、空間多重時のリンクレベルでの誤り率特性評価を行うことで達成可能なスループット特性を明らかにする。

3.5.4.1 実測 CSI データを用いたエリアの拡張

図 3-9 に示したように、測定したエリアは BS を中心にほぼ 90°の角度幅に限定されていることから、データサンプル数が限定される。より高精度な評価を行うために、図 3-16 に示すように、BS アンテナが回転の対称性をもつ円形アレイである特徴を利用し、測定地点のデータを、BS を中心に 90°ずつ回転し、コピーしたものを疑似的に新しい測定地点として利用する。測定地点を 90°回転させた点の CSI は全アンテナを全体の本数の 1/4 だけシフトしたときのチャンネルと等価と見做せる。32 本のアンテナを用いた今回の実験の場合には、BS アンテナ #1 と RS#1' 間の CSI である $h_{1,1}$ を $h_{1,9}$ としてアンテナ 8 素子分のシフトを与え、UT から見たチャンネルベクトルとしては左へ 8 だけ巡回シフトしたものを新規の UT におけるチャンネルベクトルとする。さらに、UT の位置を 180°回転(チャンネルベクトルを 16 巡回シフト)、270°回転(24 巡回シフト)させたものを同様にコピーすることによって、図 3-17 に示すように 360°エリアに亘る領域にエリアを拡張したシミュレーションが可能となる。

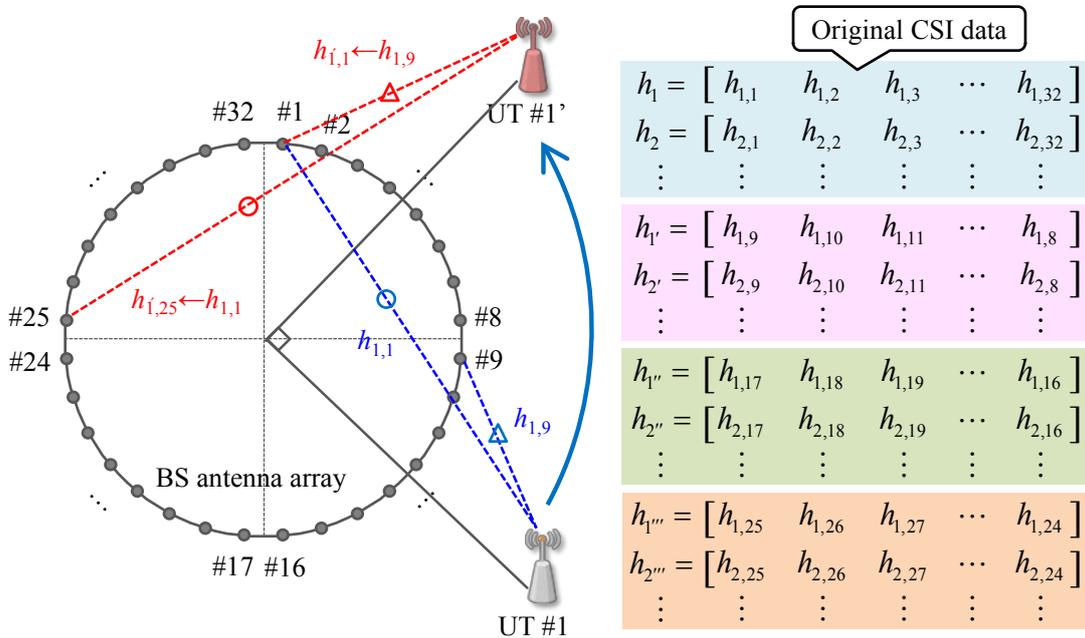


図 3-16 CSI データの拡張

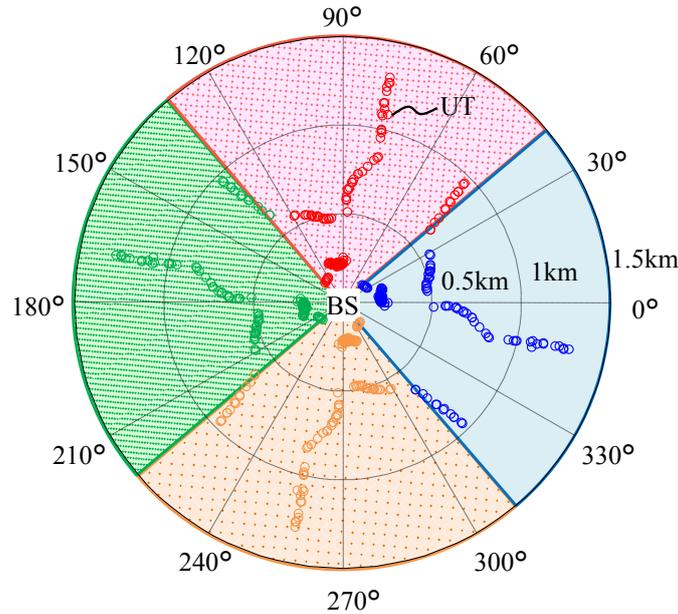


図 3-17 シミュレーション環境

表 3-4 にリンクレベルシミュレーションに用いたパラメータを示す．OFDM 諸元に関しては表 3-3 と同様である．図 3-9 に示す測定点における実測 CSI データを図 3-17 のように拡張した環境にて，IUC による DL の空間多重特性として，多重数 N_u における SNR に対するシンボル誤り率 (Symbol Error Rate, SER) 及びスループットを評価する．なお，CSI の振幅値は全サブキャリアの電力で規格化し，所望の SNR に対応する雑音電力をシミュレーションにて与える．空間多重を行う UT の各組み合わせにおいて 10 シンボル送信し，10000 サンプルの平均値を評価した．UT 間の角度差を指標としたスケジューリング法を適用するものとし，所定の値 $\theta=360/2N_u[^\circ]$ 以上となる UT を選択する．実測に基づく CSI 推定誤差を反映するために，同位相合成ウェイトの算出及び干渉抑圧は長時間平均 CSI を用い，ウェイトを適用する瞬時チャンネルには個別の短時間平均 CSI を用いる．比較として，以下の 2 条件にて評価を行う．

- A) 実測チャンネル(Measurement) : 長時間平均 CSI に対し，時変動を短時間平均 CSI で与える
- B) 見通し(LOS)チャンネルモデル(Simulation) : 実測の BS-UT 間距離から得られる LOS チャンネルに対し，時変動を複素乱数(i.i.d)で与える

B)において，LOS 環境の自由空間伝搬を仮定した場合のチャンネル係数は式(3.30)にて与えられる．

$$h_{ij} = \frac{l}{4\pi d_{ij}} \exp\left(-j \frac{2\pi d_{ij}}{l}\right). \quad (3.30)$$

ここで、 l は波長、 d_{ij} は受信局(BS)の第 j アンテナから第 i 測定地点(UT)間の距離を表す。 d_{ij} は GPS(Global Positioning System)を用いて推定された座標値を用いる。LOS モデルにおける CSI 推定誤差は i.i.d 複素ガウス乱数にて与えるものとし、分散を $\sigma_e^2 = -16\text{dB}$ とする。評価では残留干渉成分による特性劣化を中心に評価することを目的として、全ての UT が同様の SNR 条件下であるものとした。また、UT における復調時のチャンネル推定は理想的とする。SNR はアンテナ数 $N_t=1$ の場合を基準とし、いずれのアンテナ数 N_t 、多重数 N_u においても総送信電力は一定とする。

表 3-4 リンクレベルシミュレーションパラメータ

Parameters	Values
Number of UT (Measurement point)	133×4
Channel	Measurement, Free space propagation
CSI estimation for demodulation	Ideal
CSI estimation error	Measurement, i.i.d: $\sigma_e^2 = -16\text{ dB}$
Duration of OFDM Symbol	64 μs
Modulation	16QAM
Forward error correction scheme	Convolutional code, Rate=1/2 Soft decision Viterbi decoder
Number of Tx antenna (BS), N_t	1, 32
Number of Rx antenna (UT), N_r	1
Number of SDM, N_u	1~10
Angular difference, θ	360/2Nu [degree]

3.5.4.2 シミュレーション結果

図 3-18 に、実測 CSI 及び LOS チャンネルモデルそれぞれの場合における SER 特性を示す。ここで、多重数 $N_u=1$ としたときの BS アンテナ数 $N_t=1$ 及び 32、また $N_t=32$ としたときの $N_u=4$ の特性を示している。まず、BS アンテナ数を多素子化することの効果について検証を行うため、多重数 $N_u=1$ 、BS アンテナ数 $N_t=1$ 及び 32 の場合について着目する。BS アンテナ数 $N_t=1$ の場合、周波数選択性フェージングの影響により SNR に対する SER カーブが緩やかであるが、多素子化した $N_t=32$ の場合、EGT による利得向上の効果と併せて、SER カーブが急峻となる。さらに、その傾きは AWGN 環境となる LOS チャンネルモデルの特性の傾きと同等であり、これは、多素子化による統計多重効果が周波数選択性フェージングをフラット化するものと考えられる。一般に、電

波が周囲の反射物を経由し到来するマルチパスフェージング環境での SER 特性は AWGN 環境よりも劣化するが、近接サブキャリア間の相関は低減されるため、周波数ダイバーシチ効果によりインターリーブとの併用で FEC が効果的に機能する。しかし、今回の測定環境のように大地反射や建造物からの限られた反射波と見通し波が支配的な状況では、周波数方向の相関が強くインターリーブの効果が不十分になり、SER 特性の緩やかな勾配にその影響が現れるものと考えられる。その結果得られる利得は、SER の勾配が緩やかであるフェージング環境を AWGN 相当の環境に置き換える特性改善量と、多素子化による利得の理論値である $10\log_{10}(N_t^2/N_u N_t) = 10\log_{10}(32) = 15\text{dB}$ を加えた大きな SNR 改善効果となる。一方、 $N_t=32$ の SER 特性は LOS モデルの特性に対し 1.2dB 劣化している。これは、各アンテナにおける周波数選択性フェージングにより、レベルの低下するアンテナが同位相合成に効果的に寄与できなくなるためと考えられる。例えば 4 本アンテナの場合を例に総受信電力が同一となる以下のケースを比較する。各アンテナの受信電力が等しい (2,2,2,2) の場合と異なる (1,3,1,3) の場合、同位相合成後の振幅値の合計はそれぞれ $4\sqrt{2}$ と $(2+2\sqrt{3})$ 、そして受信電力は 32 と 29.9 となり、合計の受信電力は同じであってもアンテナ毎に等電力の場合の利得の方が大きい。このように、周波数選択性による波形歪は EGT 利得に差を生じさせ、これが所要 SNR の僅かな劣化となって表れる。

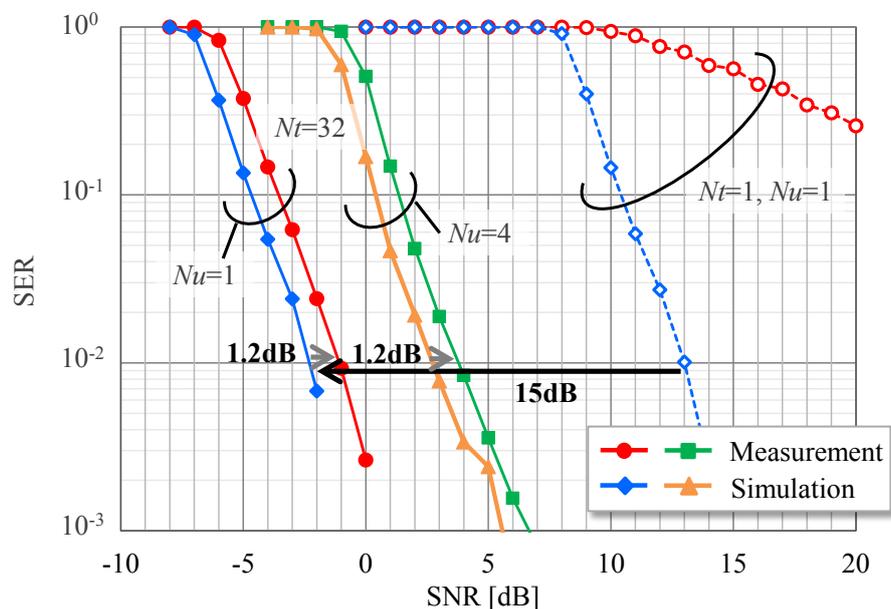


図 3-18 SNR に対する SER 特性 ($\gamma=4$, $N_t=1, 32$, $N_u=1, 4$)

次に、空間多重時について比較を行う。図 3-18 の、 $N_t=32$, $N_u=4$ の場合における SER 特性に着目すると、 $N_u=1$ の場合と同様に実測 CSI と LOS モデルによる SER の差は 1.2dB となっている。

このことから、多素子アンテナを用いる効果の理論特性からの劣化量 1.2dB は伝搬環境に起因するものであり、多重数 N_u には大きくは依存しないと思われる。このため、アンテナ数 N_t をさらに大規模にしたとき、それに比例した多重数を実現可能であることが予想される。

図 3-19 に、実測 CSI における BS アンテナ数 $N_t=32$ 、多重数 $N_u=1\sim 10$ における SNR に対する SER 特性を示す。総送信電力一定の条件での評価であるため、空間多重数 N_u が増加すると各ストリームに割り当てられる送信電力は減少し、それに伴い SER 曲線がシフトする。提案方式は γ により IUI 抑圧処理を打ち切ることから、IUI を完全に除去可能とする方式ではないが、 $N_u \leq 5$ では $\gamma=4$ においても IUI を十分に抑圧でき、所要 SER=1% を達成可能であることが確認できる。

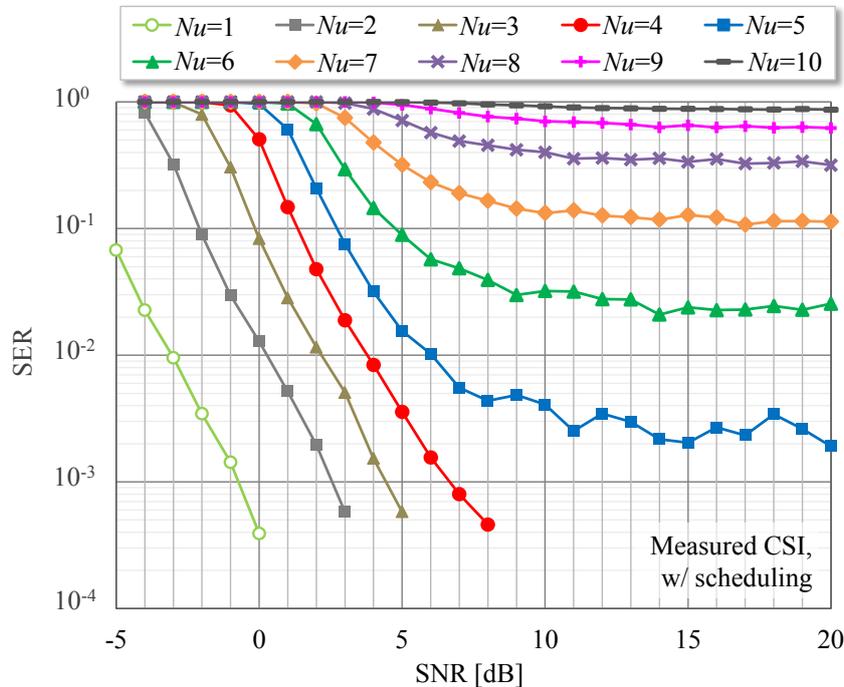


図 3-19 SNR に対する SER 特性 ($N_t=32, \gamma=4$)

図 3-20 に、干渉が支配的な条件として SNR=20dB とした場合の実測 CSI に基づく干渉抑圧次数 γ に対する SER 特性を示す。SER の観点からも、多重数 N_u の増加に伴い干渉抑圧性能は低下しており、ある程度の限界があることがわかる。また全体的な傾向として、 $\gamma \geq 4$ では偶数と奇数により SER は増減を繰り返しながら収束する様子が観測される。この傾向は図 3-15 の結果においても確認されており、理由としては干渉信号をキャンセルするためのレプリカ信号が他の宛先局に対しては与干渉となることから、多重数が大きく干渉がより支配的となる状況では、レプリカ信号による与干渉が干渉抑圧の効果を上回ると SER が劣化し、続く $\gamma+1$ 次の処理によってその

与干渉が再度抑圧されると SER が改善するという現象が繰り返し生じているためと考えられる。各多重数において、 $\gamma \geq 4$ では SER が改善する傾向は見られず、よって $\gamma=4$ が最適値と言える。

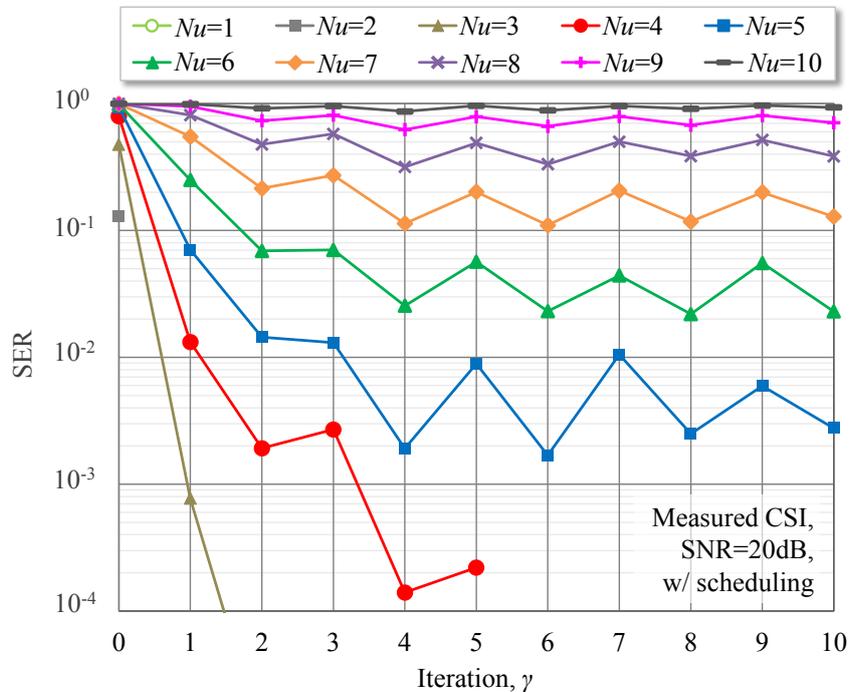


図 3-20 干渉抑圧回数に対する SER 特性 ($N_t=32$, SNR=20dB)

最後に、図 3-21 に SNR に対する UT 当たりのスループット特性を、図 3-22 に、SNR=20dB としたときの多重数に対する最大システムスループット特性をそれぞれ示す。システムスループットは UT 当たりのスループット $\times Nu$ として算出している。図 3-20 より所要 SER=1% を満たす最大の多重数としては $Nu=5$ であるが、システムスループットの観点からは $Nu=7$ で最大となる。このときのシステムスループットは 164Mbps であり、周波数利用効率としては 8.2bps/Hz を達成する。

図 3-18 にて述べた議論から、BS アンテナ数に比例して多重数を増加可能であると仮定すると、4 倍の 128 素子に拡張した場合、DL の MU-MIMO 伝送において、空間多重数は 28 多重まで可能ということになる。また、本章では 16QAM, Rate=1/2 (シンボルあたり 2bit) を用いて評価したが、より高い変調多値数及び符号化率の適用を考慮し、例えば 64QAM, Rate=3/4 (シンボルあたり 4.5bit) とすると、システムスループットは $164\text{Mbps} \times 4 (\text{空間多重数}) \times (4.5/2) (\text{変調多値数, 符号化率}) = 1.476\text{Gbps}$ もの値が、帯域幅 20MHz において実現できることが期待される。これは周波数利用効率にして 73.8bps/Hz である。以上の結果から、空間多重数の増大によって高い周波数利用効率を達成可能であることが実測 CSI を用いた評価からも明らかとなった。

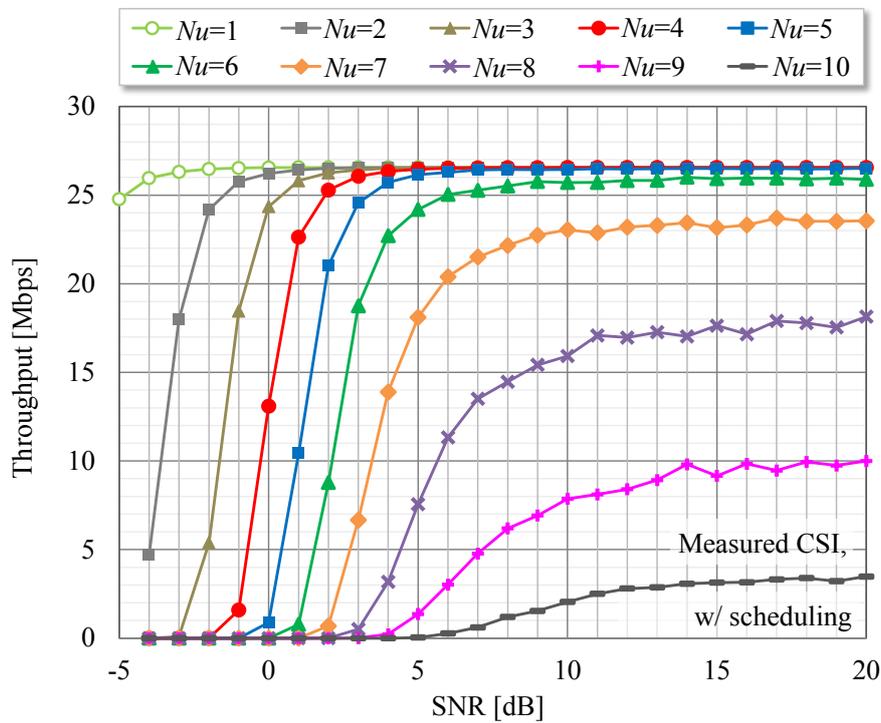


図 3-21 SNR に対する RS 当たりのスループット ($Nt=32, \gamma=4$)

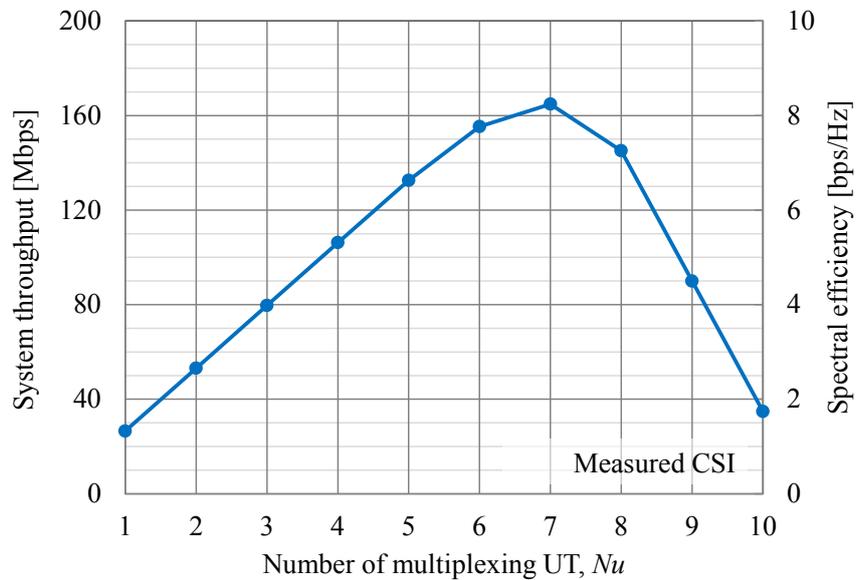


図 3-22 多重数に対するシステムスループット ($Nt=32, SNR=20dB$)

3.6 まとめ

本章では、Massive MIMO 伝送を低演算量にて実現可能な IUI 抑圧方式を提案した。EGT ウェイトを用い、後続する行列×ベクトルの簡易な演算を繰り返す漸化式処理により IUI を抑圧する。さらに、既存方式である ZF や Gauss-Seidel 法のように逆行列演算を必要としないことからハードウェアへの実装も容易となる。チャンネル推定誤差を考慮したシミュレーションにより、周波数利用効率特性を評価した。Gram-Schmidt の直交化法には劣るものの、多重 UT 数が $N_t/N_u > 6$ において ZF 及び Gauss-Seidel 法よりも優れた周波数利用効率、かつ最も少ない演算量削減効果を達成した。同演算量にて比較した場合には、ZF に対しておよそ 40% の空間多重数の増大、すなわち周波数利用効率の改善を可能とする。

また、提案方式の実環境における特性を評価するために 32 アンテナ素子を備える受信機を用い、伝搬路測定に基づく評価を実施した。多素子アンテナによる合成利得は周波数選択性の影響により若干劣化はするものの、そのような環境においても提案方式が有効に機能することを確認した。リンクレベルシミュレーションより BS アンテナ数 32 に対して 7 多重時に最大のシステムスループットを達成可能であることを明らかにし、アンテナ数を 128 に拡張して空間多重数を増大し、より高い変調多値数及び符号化率の適用を想定したときに帯域幅 20MHz において 1.476Gbps ものシステムスループット、周波数利用効率にして 73.8bps/Hz の実現が期待されることを確認した。

第4章

マルチホップネットワークにおける高効率パケット中継法

各中継ノードが自律分散的に動作を行うマルチホップネットワークでは, IHI がシステム容量を低下させる原因となる. 本章では, パケット中継伝送効率を改善し, IHI を低減する2つの手法について検討する. 以下, 第4.1節にてマルチホップネットワークの概要を述べ, 第4.2節にて検討を行うシステム構成の説明を行う. 第4.3節及び第4.4節ではそれぞれ提案するパケット中継伝送法とその検討結果を示し, 第4.5節にて本章をまとめる.

4.1 マルチホップネットワーク

マルチホップネットワークでは, 図4-1に示すように, 基幹ネットワークと有線で接続されたBS(コアノード)を配置し, その周辺にコアノードと無線で中継接続された多数の中継機能を備えるBSを展開することで有線回線の敷設なしにエリアを拡大可能とする.

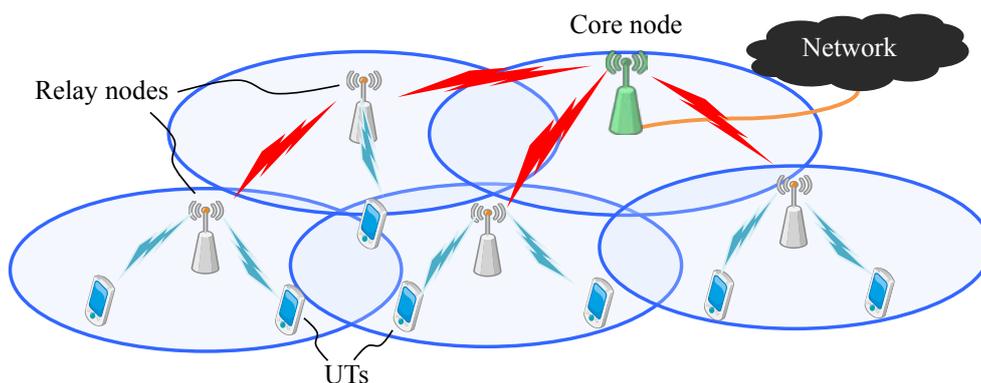


図 4-1 無線マルチホップネットワーク

無線 LAN をインターフェース(IF)としたマルチホップネットワークではメディアアクセス制御(Media Access Control, MAC)として自律分散型である CSMA/CA に基づく通信が行われることから、ホップ間干渉(IHI)に起因するパケット衝突が頻発する。そのため中継ノード数に対して指数的にシステム容量が劣化することが指摘されている[23]。WBS の容量は BS から UT へのアクセス回線に提供可能な伝送容量に直結するため、多数のスマールセルを収容するためには中継回線ネットワークの伝送効率、すなわち周波数利用効率を改善し、大容量化を実現する必要がある。伝送効率の改善とは、上述したパケット衝突による再送またはパケットロスの頻度を低減し、中継伝送の成功確率を向上させることにより実現される。これを実現するために、克服すべき課題として以下が挙げられる。

- IHI の生じないマルチホップ中継
- 双方向トラフィックの衝突回避
- 総送信パケット数の低減

マルチホップネットワークの中継伝送効率改善については、さまざまなアプローチから検討が行われている。マルチホップネットワークに時分割多元接続(Time Division Multiple Access, TDMA)を採用して中継ノードの送信タイミングを制御することにより、中継リンクにおける隠れ端末、晒し端末問題を回避する手法[76]や中継回線に MIMO を適用し、リンク間の干渉を制御しながら双方向のトラフィックを収容する手法[77]等が提案されている。これらの手法は分散制御である CSMA/CA に起因して生じる同一チャネル干渉を問題とし、各中継ノードの時刻同期及び CSI の共有などを図ることによってその問題を解決するものである。しかしながら、全てのノード間の同期や、MIMO 伝送を適用するためには制御情報を付加または交換するなどの新たな機構が必要であり、その簡易な実現法が課題として残る。一方、中継伝送に複数のチャネルを用いることを前提とし、CSMA/CA におけるチャネル予約の機構である Request To Send(RTS)と Clear To Send(CTS)パケット等を用いた事前のハンドシェイクに基づき各ノードが使用するチャネルを決定する手法[78][79]も提案されている。マルチチャネル化によりパケット衝突を回避することが可能となるが、利用可能なチャネル数には限りがあることから、可能な限りチャネル数の増加を抑えた特性改善手法が望まれる。

本章では、新たな同期手段や信号処理を伴わないアプローチとして周期的間欠送信(Intermittent Periodic Transmit, IPT)、及び無線ネットワークコーディング(Wireless Network Coding, WNC)それぞれを用いた 2 つのアプローチから検討を行う。それぞれの技術が解決する課題との関係を図 4-2 に示す。

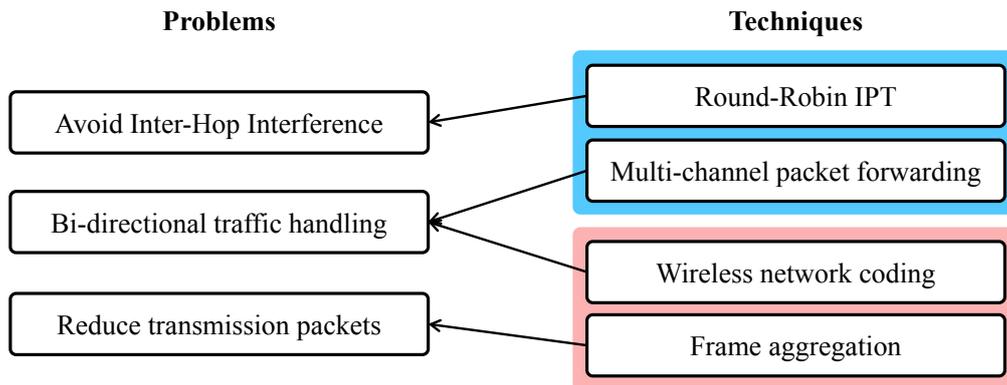


図 4-2 中継伝送効率改善への課題と検討技術の関係

4.2 システムモデル

本検討では、マルチホップネットワークの中継伝送プロトコル及びパケット制御法に着目する。図 4-3 に、各ノードに実装されるプロトコルスタック及び中継伝送の例を示す。中継回線のプロトコルとして IEEE802.11[1][2]が採用する CSMA/CA を想定する。各ノードは中継用、UT とのアクセス用にそれぞれ無線インターフェースを搭載しているものとし、中継処理は Wireless Multihop Relay(WMR)層として、MAC 層上位に第 2.5 層として実装する。また、BS 間の中継回線と BS-UT 間の無線アクセス回線では異なるチャンネルを割り当てることを前提に互いに干渉はないものとし、本検討では中継回線の特性にのみ着目する。ここで、ノード A の配下にある UT X からノード D の配下にある UT Y へデータパケットを送信する場合を考える。まず、UT X は UT Y を宛先としたデータパケットをノード A に送信する。ノード A は UT X からデータパケットを受信すると、中継回線用である WMR 層のヘッダをパケットに付与し、中継ネットワークへ転送する。中継回線用ヘッダには宛先としてノード D が登録される。中継ノード B や C 等では、到来したデータパケットの中継回線用ヘッダに記載された宛先情報とルーティングテーブルを参照しそれを中継する。ノード D は中継パケットを受信すると中継回線のヘッダを取り除き、UT Y に向けてデータパケットを送信する。WBS としてマルチホップネットワークを展開する場合、BS は固定設置されるため、中継経路の更新を頻繁に行う必要はない。

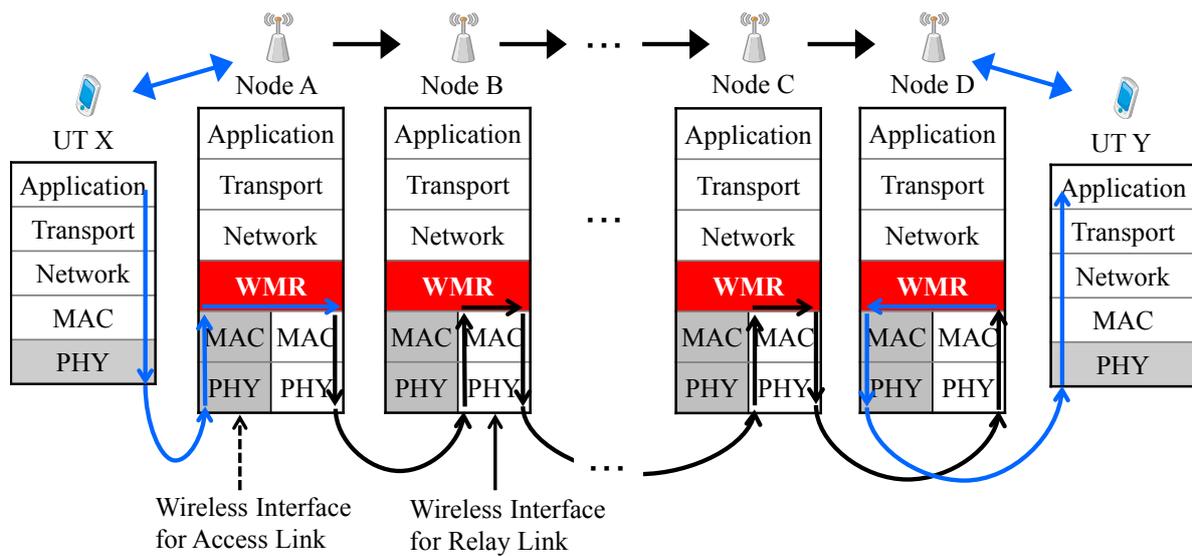


図 4-3 プロトコルスタック及び中継伝送の例

4.3 周期的間欠送信

簡易な手法にて高い中継伝送効率を達成する中継伝送プロトコルとして提案されている IPT[31]は、送信元ノードにおいてパケットを連続的に送信するのではなく、1 パケットずつ一定の時間間隔を与え送信することで中継経路上で発生する同一チャネル干渉に起因するパケット衝突を回避し、高い中継伝送効率すなわち周波数利用効率を達成可能な方式である。従って、RTS/CTS ハンドシェイクを不要とし、ランダムバックオフの上限の初期値である最小 Contention Window 長(MinCW)を最小限にすることができることから中継伝送効率の向上が達成される。さらに、前述のとおり一定の送信周期により中継経路上の各ノードは同時刻にパケットを送信または受信するため、これを契機としてさまざまな処理を与えればノードの疑似的な同期化も実現可能である。

IPT では、始点ノードはバッファに蓄えられたパケットを一定周期で送信し、各ノードは受信したパケットが自分宛でなければすぐに次の中継先へ向けて当該パケットを送信する。IPT によるパケット中継の例を図 4-4 に示す。ここでは直線状に中継ノードを配置するストリング型トポロジを用いて説明する。図 4-4 では全てのノードに同一の周波数が割り当てられているものとし、始点ノードに二つの送信周期 T_{IPT1} , T_{IPT2} ($T_{IPT1} > T_{IPT2}$) を与えている場合を示している。送信周期が T_{IPT1} のとき(図 4-4(a)), 周波数リユース間隔(Frequency Reuce Space, FRS), すなわち同時にパケットを送信するノード間の間隔 $N_{FRS}=5$ であり、一方、送信周期が T_{IPT2} の場合(図 4-4(b))では $N_{FRS}=3$ となる。このように、与える送信周期によって FRS を制御でき、適切な送信周期を設定すれば同一チャネル間干渉を取り除き、なおかつスループットを最大化させることが可能となる。このとき、最適な送信周期は形成される中継経路や、伝搬環境に依存するため、最適な送信周期を自律

的に設定する必要がある。経路上でパケット衝突が発生する都度、始点ノードが送信周期を一定値引き上げることで適切な送信周期へと引き込むことが可能である[32][33]。ノードを一直線上に配置したポトロジにおいて、IPT は従来方式よりも高いスループットを達成し、かつパケットロス大幅に低減することが実環境における評価からも明らかとなっている[34]。

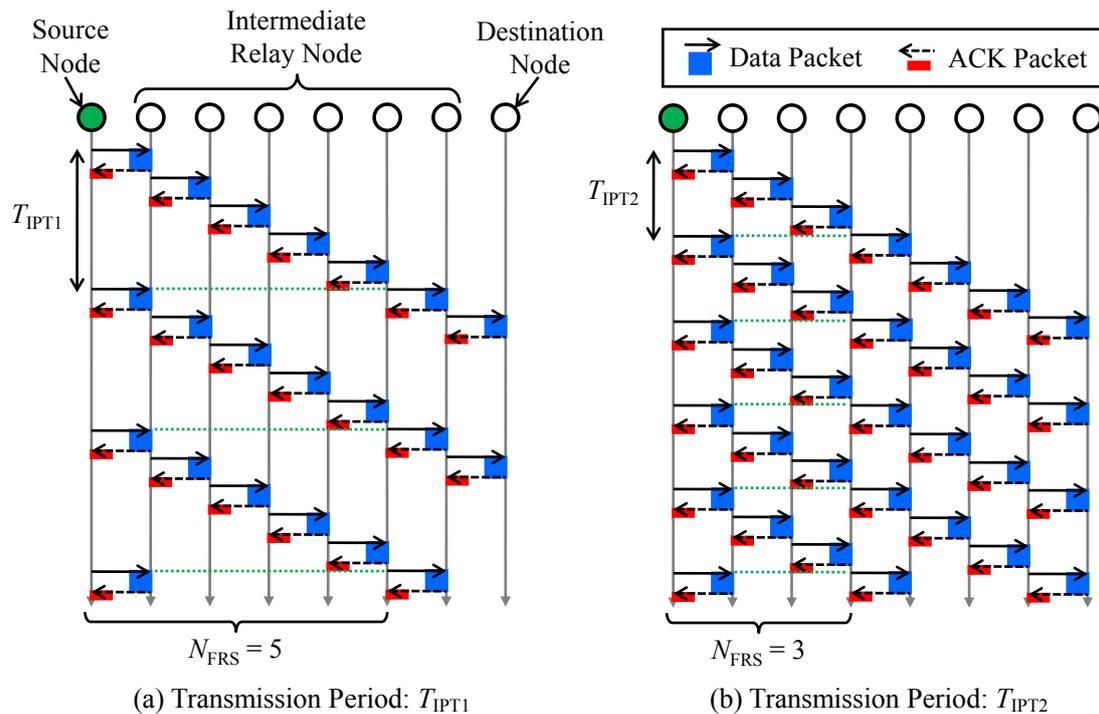


図 4-4 周期的間欠送信 (IPT)

IPT は 1 次元ノード配置における一方向のパケットフローに対して特に有効な方式である。IPT を 2 次元ノード配置においても動作可能とするために、コアノードから枝分かれの無い 1 本のルートを形成する渦巻ルーティングが検討されている[31][35]。しかし、当該ルーティングのためには全てのノードの位置を正確に把握する必要があり、各ノードが自律的にルートを形成するシステムには適さない。そこでルーティングの形状に依存しない IPT の適用法として、図 4-5(a)に示すように始点ノードから宛先ノードまでのルートを予約し、IPT を実施する間、その周辺ノードを待機状態とする中継経路予約(Path Reservation)[36]や、図 4-5(b)に示す手順で上下トラフィックを IPT にて中継する双方向多重型周期的間欠送信(Bidirectional-IPT, Bi-IPT)[37]が提案されている。さらに、ノードが面的に配置された環境下において渦巻ルーティングや中継経路予約を必要としない IPT の適用法としてラウンドロビン型周期的間欠送信(Round Robin-IPT, RR-IPT)[38]も有効な手法として検討されている。これらの技術により高効率なパケット中継が実現されるが、Bi-IPT

にて上りリンク(Uplink, UL)のトラフィックを収容する場合, ULの中継パケットはDLのパケット受信を契機に送出されることから, 遅延の増大が課題とされ, また待機状態となるノードに向けて送信されるパケットの再送回数の増大などの問題が残る. そこで本検討では, RR-IPTをベースとし, マルチチャンネル化によりULトラフィックをBi-IPTを用いずとも従来のCSMA/CAにて収容する手法を提案する. これにより, RR-IPTの効果を最大限に獲得しながら双方向トラフィックを効率的に収容することが可能となる. 2つのチャンネルを用い, 一方のチャンネルにはコアノードからのDLトラフィックのみを割り当て, RR-IPTを適用する. 他方のチャンネルにはDLトラフィック及び各ノードからのULトラフィックを従来のCSMA/CAにより収容する. チャンネル選択はコアノードのみが行うため, チャンネル選択に伴うオーバーヘッドは生じない.

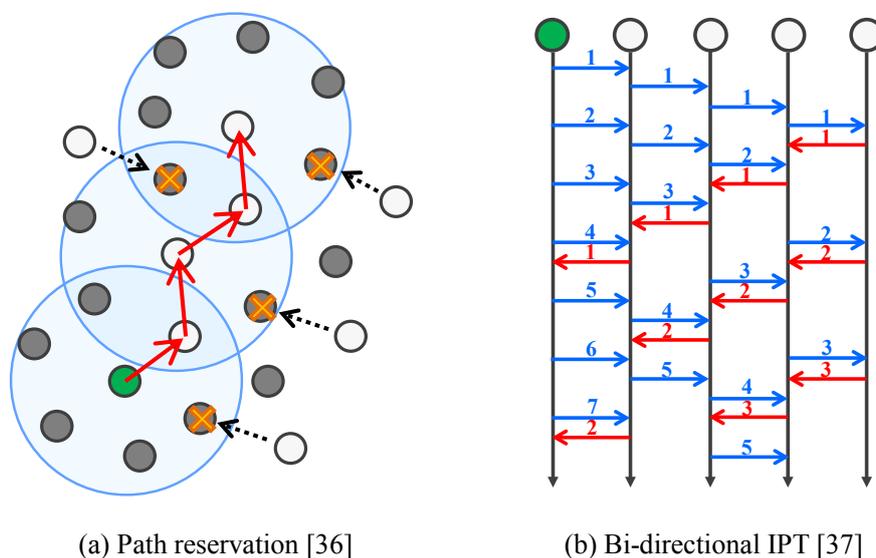


図 4-5 IPTの拡張方式

4.3.1 ラウンドロビン型周期的間欠送信 (RR-IPT)

2次元ノード配置において有効な中継伝送方式として, RR-IPTを説明する. これは, コアノードを中心にツリー型の経路を構成するマルチホップネットワークの特徴を活用する. コアノードのみが送信周期に従い, 隣接ノードへ順番にパケットを送信する. 中継ノードは従来のIPT同様, パケットを受信したら当該パケットを即中継する. 以下, RR-IPTの詳細な動作について図4-6を用いながら説明する. コアノードは周辺の中継ノードに対し, 送信周期を与えながら順番にパケットを送信する. 1次元のストリングトポロジにおけるIPTでは通常, 中継先のノードが次の中継先へパケットを送信し終えるまでの時間を送信周期に含める. つまり, 図4-6中の円で示す電波の到達範囲が重複しないように送信周期を与える必要がある. ところが, 中継経路がツリー上

に構成される場合には、中継ノードのパケット送信に干渉を与えない別のノードをコアノードの次の送信先とすることで、IPT 実行時における送信周期をストリングトポロジの場合よりも短く設定することが可能となる。ここで、RR-IPT において設定すべき送信周期について考察する。各ノードのパケット送信に要する時間を全て同一の T_{TX} と仮定し、コアノードが第 i 中継先へ送信後の待機時間である送信間隔を $T_{IPT,i}$ 、コアノードに隣接する中継ノード数を N_N とすると、第 i 中継ノード以降の 1 つの枝分かれの無い中継経路に着目したときの送信間隔であるラウンドロビン周期 T_{RR} は

$$\begin{aligned} T_{RR} &= \sum_{i=1}^{N_N} (T_{TX} + T_{IPT,i}) \\ &= N_N T_{TX} + \sum_{i=1}^{N_N} T_{IPT,i}, \end{aligned} \quad (4.1)$$

として与えられる。一方、同経路について所要の周波数リユース間隔を N_{FRS} とすると、IHI を回避するために要する送信周期 T_{FRS} は

$$T_{FRS} = N_{FRS} T_{TX}, \quad (4.2)$$

である。つまり、経路内干渉を及ぼさないためには全ての i に対して

$$T_{RR} \geq T_{FRS}, \quad (4.3)$$

である必要がある。以上の式(4.1)(4.2)(4.3)より、以下の条件式(4.4)が得られる。

$$\begin{aligned} T_{RR} - T_{FRS} &= N_N T_{TX} + \sum_{i=1}^{N_N} T_{IPT,i} - N_{FRS} T_{TX} \\ &= (N_N - N_{FRS}) T_{TX} + \sum_{i=1}^{N_N} T_{IPT,i} \\ &\geq 0. \end{aligned} \quad (4.4)$$

つまり、 $N_N \geq N_{FRS}$ であれば送信周期 $T_{IPT,i}$ を可能な限り小さく設定したとしても式(4.4)の条件を満たすことができるため、経路内干渉を回避可能となる。

一方、RR-IPT では一次元ノード配置の場合とは異なり複数の経路に対して IPT によるパケット中継が同時に行われるため、中継経路間の干渉(経路外干渉)も考慮する必要がある。主要な経路外干渉や経路内干渉においては送信周期の設定により回避可能であることから、経路外干渉に起因するパケット衝突の確率は極めて低い。そこで、MinCW を 0 ではない、規定値である 15 slot よりも小さい値に設定し、CSMA/CA のオーバーヘッドを削減しながらもランダムバックオフの機能を残すことで経路外干渉を回避する。また、各中継ノードにて以降のルートが分岐している場合も、当該ノードはラウンドロビンにて中継するパケットを選択する。

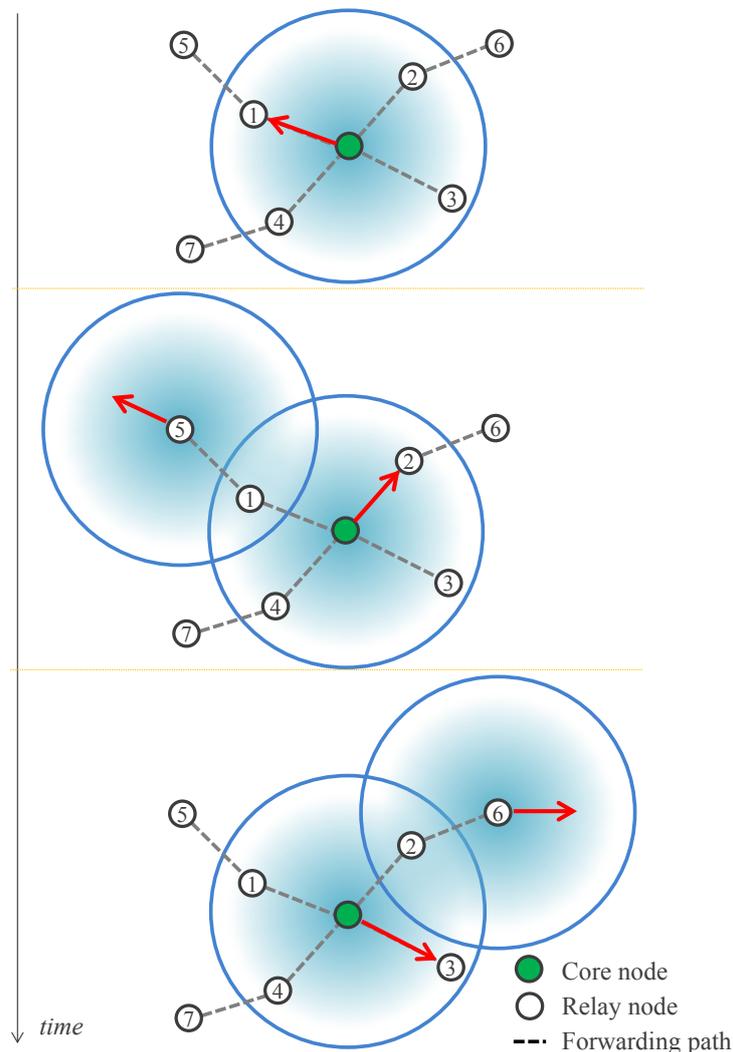


図 4-6 ラウンドロビン型周期的間欠送信(RR-IPT)

4.3.2 マルチチャネル中継法

高スループットを得るためには一方向のみのトラフィックを IPT にて中継することが好ましい。そこで、中継回線に用いるチャネルを新たに設け、チャネル 1 (Ch.1)を DL トラフィックのみに割り当て、チャネル 2 (Ch.2)を UL と一部の DL トラフィックに割り当てる。ここで、Ch.1 には RR-IPT を適用する。一般的に、UL トラフィックは DL トラフィックに比べ少なく、中継回線のシステム容量に対しても十分少量であることから、Ch.2 を有効に利用することを目的とし DL トラフィックを混在させる。手順としては、Ch.1 を割り当てるパケットのバッファの数に閾値を設け、DL トラフィックのパケットは優先的に Ch.1 に割り当てる。バッファへ割り当てられたパケ

ット数が予め設けた閾値を越える場合には Ch.1 のトラフィックは飽和状態にあると見做し Ch.2 のバッファへ割り当てる。ここでは、当該閾値を 100 パケットとする。また、各チャネルのパケットバッファに不均衡が生じないように、Ch.2 に割り当てられるパケット数は Ch.1 に割り当てられるパケット数を超えないよう制御される。各ノードはそれぞれの周波数を独立に使用するものとし、始点ノードにてパケットにいずれかのチャネルが割り当てられれば、以降は同チャネルのみを経由して最終宛先ノードまで中継される。そのためチャネル切り替えのためのオーバーヘッドを考慮する必要はなく、動的チャネル割り当て等の処理も不要である。ここで Ch.2 における中継方法について以下に示す 2 手法を検討する。

4.3.2.1 Dual-IPT

Ch.2 に Bi-IPT を適用し、DL 及び UL トラフィックを多重する。Bi-IPT を用いる場合、UL パケットは DL パケットをポーリング信号と見立て、この受信を契機に送出される。IPT の効果により IHI を回避しパケットロスを大幅に削減可能となるが、終点ノードのパケットを送信することから送信周期が増大することに加え、図 4-5(b)に示したようにパケットの遅延増大が懸念される。また、ある中継経路を流れる DL トラフィックが存在しない場合にはデータが空の制御パケットを送信し、バッファに格納されているパケットを掃き出すことが必要である。このように不要なトラフィックを必要とすることから、オーバーヘッドの増大も考えられる。指向性アンテナを用いる場合には上記の課題は改善できる[38]が、無指向性アンテナを用いる場合には無視できない。

4.3.2.2 Mono-IPT

前述したように、Ch.2 におけるトラフィック量は比較的少量となることから、IHI を許容可能と考えられる。そこで Bi-IPT を用いることなく CSMA/CA で多重する中継法を提案し、本手法の有効性を新たに検証する。この場合、各ノードは自律的に中継伝送を行うため前節にて説明した Bi-IPT のオーバーヘッドは生じないが、IHI によるパケット衝突は発生する。

4.3.3 システムレベルシミュレーション

4.3.3.1 シミュレーション諸元

各ノードには IEEE802.11a[1]に準拠した無線インターフェースが中継用に 2 機搭載されているものとし、54Mbps にて通信を行うものとする。所要 SINR を 10dB とし、これを満たす場合は確率 1 で受信成功、満たさない場合は確率 1 で受信に失敗するものとする。無線バックホール部における特性のみに着目し、以下 3 手法の比較を行う。それぞれのシミュレーションパラメータを表 4-1 に示す。

- A) **Mono-IPT** — チャンネル 1(Ch.1)にのみ RR-IPT を適用し DL トラフィックを中継する. チャンネル 2(Ch.2)では CSMA/CA にて DL/UL トラフィックを中継する.
- B) **Dual-IPT** — Ch.1 に RR-IPT を適用し DL トラフィックを, Ch.2 に RR-Bi-IPT を適用し DL/UL トラフィックを中継する.
- C) **Conventional** — 従来方式は IPT 等を適用しない, CSMA/CA に基づく中継伝送とする. データパケットの送信に成功すればランダムバックオフの期間をおいて次のパケットの送信を試みる. またチャンネル選択においては上下トラフィックとも平等に 2 つのチャンネルに割り当てるものとする.

IPT によるパケット中継では, コアノードのみが送信周期に従いながらラウンドロビンにてパケットを送信する. 送信周期は表 4-1 に示す通り, 経路内/外干渉を考慮し事前に最適な値が設定されているものとする. 例えば, 最終宛先ノードまで 1 ホップの場合, 以降のパケット中継による干渉を考慮しなくてよいことから送信周期を 0 として次のパケットを送信する. DL トラフィックのみを中継する RR-IPT では, 本評価サイトにおける最大ホップ数は 4 であり, FRS も最大で $N_{FRS}=4$ となる. コアノードに接続される中継ノード数は $N_N=4(=N_{FRS})$ であることから, 式(4.4)の条件を十分に満たしている. RR-Bi-IPT を適用する場合, ノード#2-#9 間に経路外干渉が生じるため当該経路間のパケット伝送に用いる送信周期は 700 μsec とする. さらに MinCW は 7 slot と設定し, 従来の 15 slot よりも短い経路外干渉の回避機能が動作するようにする. パケットを格納するバッファは中継先ごとに用意され, パケットの存在するバッファからラウンドロビンにて選択される. 選択されたバッファのうち, 最も早い時刻に格納されたパケットが送信される. すべてのバッファには十分な容量があるものとし, バッファ溢れによるパケットロスはないものとする.

評価サイト及びノード配置を図 4-7 に示す. より実用的な環境にて評価を行うため, 実際の建物をモデル化したものを評価サイトとした. 屋内における伝搬環境を想定し[80], 壁による減衰を 12dB とした[81]. コアノードを含む 24 のノードが各フロアに設置され, コアノードが中央の廊下に設置されるものとする. 中継経路は最小伝搬損ルーティング[82]により図 4-7 に示すようにツリー状に形成され, 変更されることはない.

各中継ノードで発生する UL トラフィックは中継ノード-端末間のアクセス回線ネットワークで発生したトラフィックであり, コアノードで発生する DL トラフィックは基幹有線ネットワークを通して送られてくるトラフィックである. 本検討では, パケット中継伝送効率そのものを評価するため, 再送制御等を伴わない User Datagram Protocol (UDP)[83]トラフィックを用いる. トラフィックはポアソン生起によりセッション単位で発生し, 1 パケットあたりのデータサイズは IP ヘッダを含め 1500 bytes とする. 1 セッション当たりのパケット数は対数正規分布に従うものとし, 発生する平均パケット数は DL トラフィックでは 20 パケット, UL トラフィックでは 3 パケットとした[84]. また, ネットワークへの負荷は DL:UL=10:1 の割合[85]にて与えられるものとする.

表 4-1 システムレベルシミュレーションパラメータ

Parameters	A) Mono-IPT		B) Dual-IPT		C) Conventional	
	Ch.1	Ch.2	Ch.1	Ch.2	Ch.1	Ch.2
Wireless IF	IEEE 802.11a [1]					
Tx rate	54 Mbps					
Channel model	IEEE 802.11 TGn channel model D [80] Wall penetration loss: 12 dB [81]					
Routing protocol	Minimum path loss routing [82]					
Traffic model	UDP traffic [83] Poisson origination, Log-normal distribution Avg. DL: 20 packets, UL: 3 packets [84] Packet size: 1500 bytes, Offered load ratio DL:UL=10:1 [85]					
Relay scheme	IPT	CSMA/CA	IPT	Bi-IPT	CSMA/CA	
RTS/CTS	Off	On	Off	Off	On	
MinCW [slot]	7	15	7	7	15	
Buffering	Round Robin	FIFO	Round Robin	Round Robin	FIFO	
Traffic handling	DL	DL+UL	DL	DL+UL	DL+UL	
Ch. switching threshold	100 packets		100 packets			
Tx period [μsec]	0, 100	0	0, 100	100, 700	0	

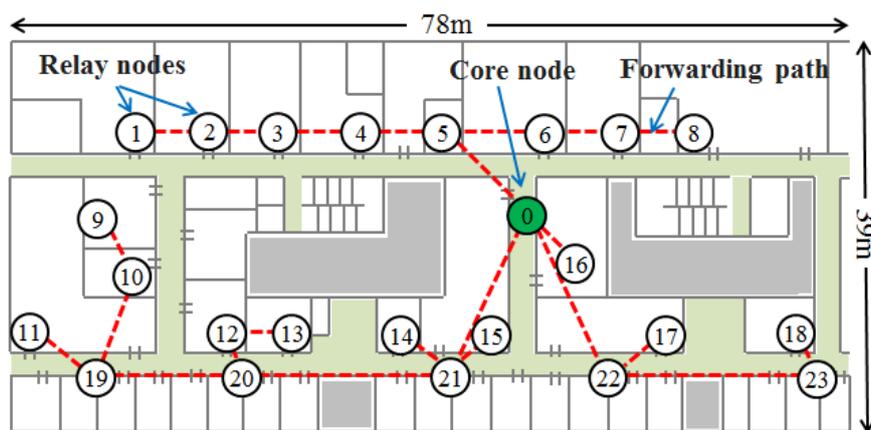


図 4-7 評価サイト

以下に定義する3指標によって特性評価を行う。

- システムスループット[Mbps] – 終点ノードにおいて重複無く受信に成功した単位時間当たりのデータパケットのビット数の総計
- パケット平均遅延[sec] – パケットが始点ノードにおいて発生してから終点ノードに届くまでに要した時間の平均
- パケットロス率[%] – 最大再送回数を超えて破棄されたパケット数の、シミュレーション時間内に受信されるべきパケット数に対する割合

シミュレーション上における経過時間は240秒間とし、これは結果の数値が収束するのに十分な期間である。

4.3.3.2 シミュレーション結果

総入力トラフィック量に対するシステムスループット、パケット平均遅延、パケットロス率をそれぞれ図4-8から図4-10に示す。システムスループットの上限としてはMono-IPTが最も高く、従来方式に比べて23%改善される。Dual-IPTについては、上限値は緩やかに上昇の傾向が見られるものの改善効果はMono-IPTに劣る。平均遅延に着目すると、Dual-IPTは遅延が急激に増大し始めるトラフィック量が従来方式よりも小さく、遅延の観点からは劣化する結果となっている。Mono-IPTは遅延においても改善されることが確認できる。パケットロス率についてはDual-IPTはほぼ0を達成しており、IPTの特徴であるIHI回避効果が確実に得られている。Mono-IPTはCh.2にCSMA/CAを用いることからパケットロスは存在するものの従来方式と比べて30%~50%低減可能となる。以下、チャンネル別の特性を示しながら詳細を考察する。

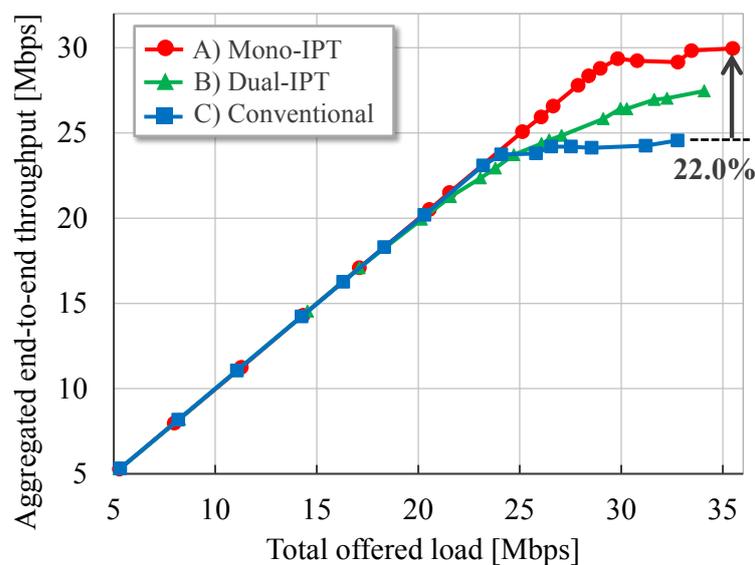


図 4-8 システムスループット

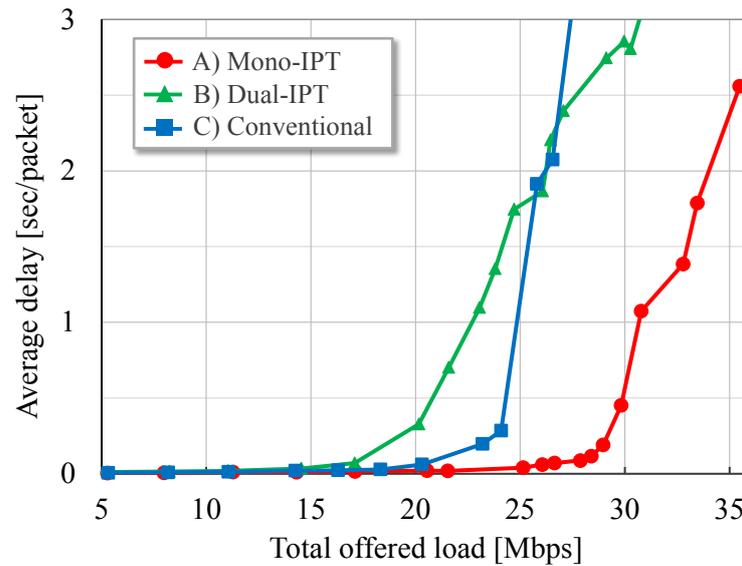


図 4-9 パケット平均値延

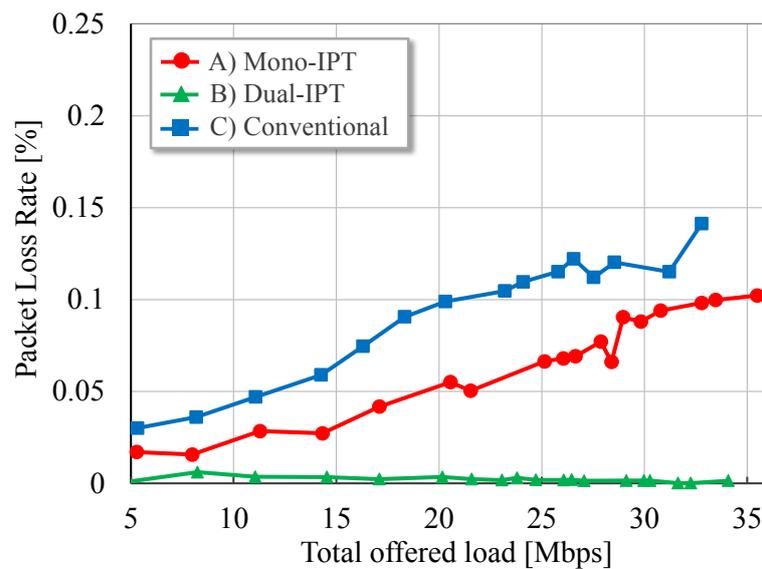


図 4-10 パケットロス率

図 4-11～図 4-13 に、それぞれチャネル別に見たシステムスループット、パケット平均遅延、パケットロス率を示す。まず Mono-IPT の特性に着目すると、DL トラフィックを収容する Ch.1 では従来方式と比較して 42.2%のスループットの改善と低遅延化、さらにパケットロス的大幅な低減が達成される。Ch.2 では UL トラフィックと一部の DL トラフィックを収容するが、負荷を Ch.1 に集中することにより Ch.2 における入力トラフィックが低減され、総トラフィックに対する飽和点が大きい方へシフトすることになる。つまり、シフトした飽和点までは低遅延にてパケッ

トを中継できるようになり、そのことが図 4-12 から観察される。図 4-13 より、Mono-IPT の Ch.2 におけるパケットロス率は従来方式と比べてわずかに上昇する。これは、Ch.2 は一部の DL トラフィックと全ての UL トラフィックを収容することから、双方向トラフィックの衝突確率が増加するためと考えられる。一方、RR-IPT は Ch.1 のパケットロス率をほぼ 0 とできることから、システム全体のパケットロス率低減に寄与する。したがって、Mono-IPT は一方のチャンネルに CSMA/CA を用いているにもかかわらず高スループット、低パケットロスを実現する。

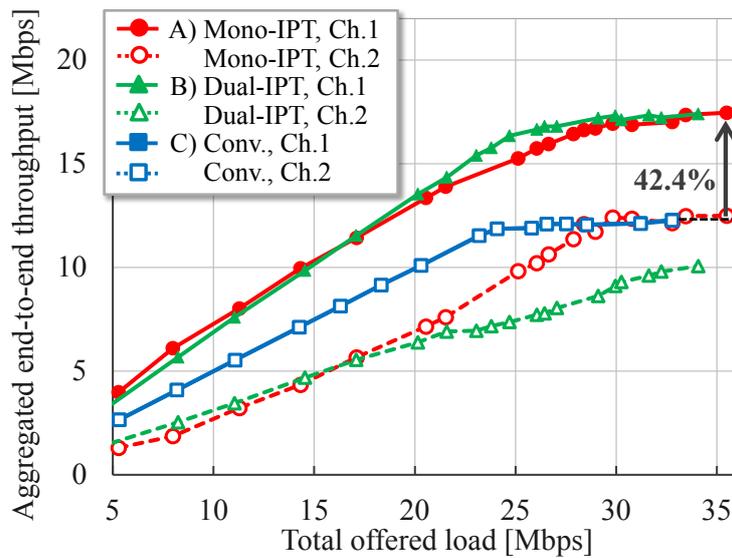


図 4-11 チャンネル別のシステムスループット

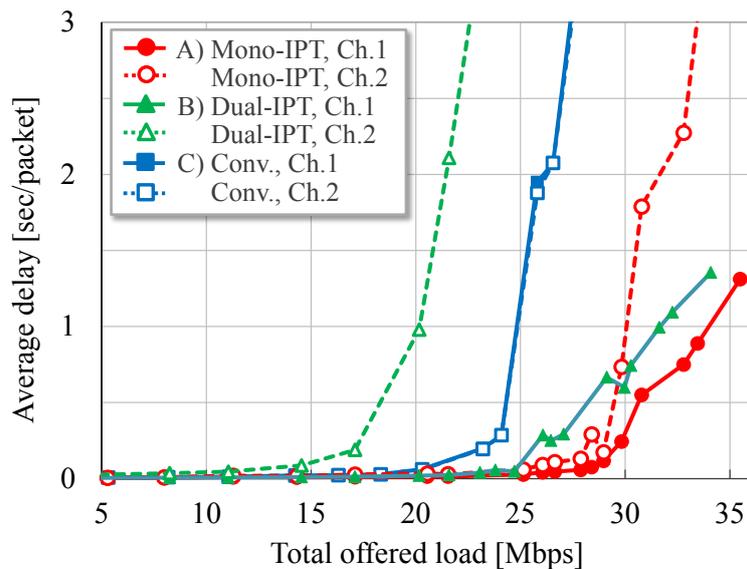


図 4-12 チャンネル別のパケット平均値延

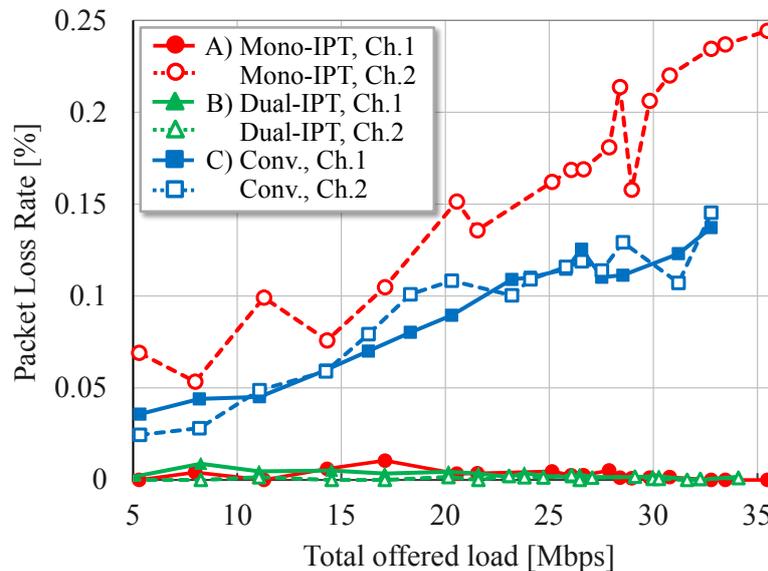


図 4-13 チャンネル別のパケットロス率

Dual-IPT は、Ch.1 については同様に良好な特性を示す一方、Ch.2 で遅延が増大しており、Bi-IPT 適用によるオーバーヘッドの増大が顕著に現れている。しかし、パケットロスの大幅な低減効果は Ch.1/2 とともに常に得られることから、低トラフィック時には有効な中継伝送方式と言える。

以上の結果より、入力トラフィックに応じて中継伝送方式を動的に制御することで通信品質の観点から優れたマルチホップネットワークの構築が可能となる。低トラフィック時には Dual-IPT を適用することにより低パケットロスでの中継伝送を実現し、高トラフィック時には Mono-IPT の適用によりシステム容量を 23%改善する。

4.4 無線ネットワークコーディング

前節では、Mono-IPT により、IHI を許容しながらも双方向トラフィックを多重する手法を提案した。双方向トラフィックの中継伝送において有効なもうひとつの手段として WNC がある。ネットワークコーディングは本来、有線ネットワークにおける伝送容量改善のために提案された[86]。その無線ネットワークへの応用として多くの検討がなされている[39]-[50]。WNC の基本的なフローを図 4-14 に示す。ノード A, R, B が直線状に配置されるトポロジにおいて、中継ノード R がまず A, B 両ノードからパケットを順次受信し、合成する。次のスロットにおいてノード R は当該合成パケットをブロードキャストし、ノード A, B は自ら送信したもとのパケット情報を用いて合成パケットからそれぞれ受信すべきパケットを取り出す。これにより、従来は図 4-14(a)のように 4 回必要であった双方向の伝送を図 4-14(b)のように 3 回で完了させることが可能となり、システムスループットは理論的には $4/3$ 倍(=1.33)向上する。中継ノード数 N_N における理論的な WNC

の利得は $2N_N / (N_N + 1)$ であることが知られており, $N_N \rightarrow \infty$ において最大の 2 となる[40]. つまり, ホップ数の増大に対して WNC の効果は減少しない.

一方, 実際のトラフィック環境はさまざまなパケット長を含む. ノード A, B から送信されるパケット長に差がある場合, その差分となる領域はデータ伝送に寄与しないことから, WNC の効果は劣化してしまう. そこで, ノード A, B において複数のパケットを連結するフレームアグリゲーション(FA)を適用し, パケット長を可能な限り揃えた上で WNC を適用することで, WNC 利得の最大化を図ることが可能である.

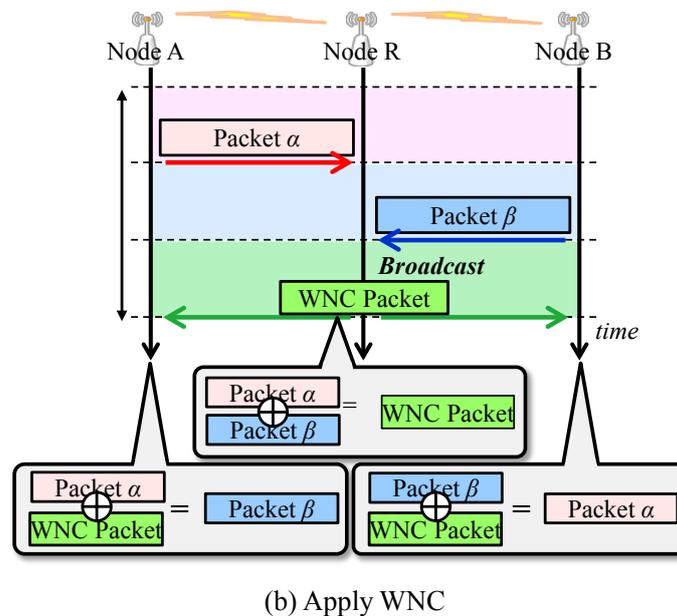
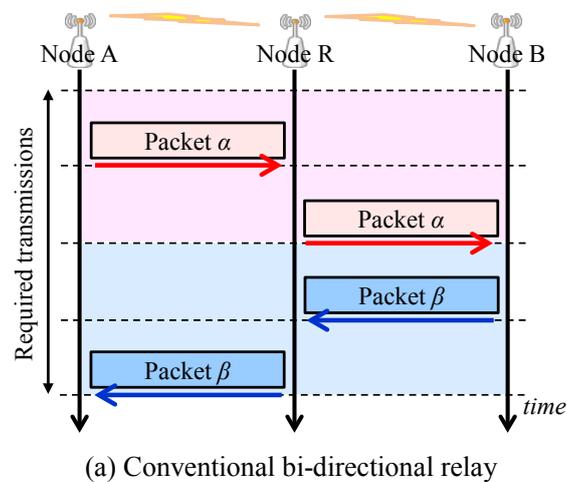


図 4-14 2 ホップ双方向中継伝送

これまでに、TDMA をベースとした WNC 及び FA の適用効果について報告されている[49][50]. TDMA では送信機会をプリアサインすることで WNC 及び FA の利得を最大化可能であるが、GPS 等を用いて各無線局を同期するための制御が必要である. 自律分散制御に基づく CSMA/CA はその必要はなく、さらに WNC の適用により中継局の送信機会を削減できることから改善効果は大きいことが期待される. しかし、WNC は送信元と宛先が相反するそれぞれの中継パケットがバッファに格納されている場合、また FA は宛先が同一である複数のパケットがバッファに格納されている場合に実施でき、両者を実施するためには所望のパケットがバッファに格納されるまで待機する必要がある. したがって、CSMA/CA においては各ノードが自律的にバッファ管理を行いながら送信機会を獲得する必要がある. 各ノードにおける送信機会を制御する方法として、WNC 及び FA の実行タイマーを設けることが考えられる. 一方、WNC 及び FA を中継ノード R に適用する場合には共通のタイムアウト機能により両者の動作を制御可能である[47]. しかしこの場合、ノード A, B から FA されないパケットが頻繁に送信されるため CSMA/CA のオーバーヘッドが増大してしまうこと、WNC と FA の制御を個別に最適化できないことが課題となる. そこで本節では、WNC を中継ノード R に、FA を両端のノード A, B に実装した 2 ホップ伝送試作装置を開発し、屋外伝送実験による評価から両者のタイムアウト値最適化によるシステムスループット改善効果を検証する.

4.4.1 試作装置概要

試作装置の外観を図 4-15 に示す. 本試作装置は 2 台の端局 A, B と中継局 R によって構成される 2 ホップ無線伝送システムである. 各無線局は屋外での使用が可能な防水防塵の筐体を備えている. RF 部は各無線局 1 つずつ備え、8°のビーム幅を持つグリッドパラボラアンテナを端局 A, B にそれぞれ 1 本、中継局 R には各端局に対向するよう分配器を通して 2 本備えている. 端局 A 及び B の配下には Ethernet[87]インターフェースを介して端末を接続可能である.

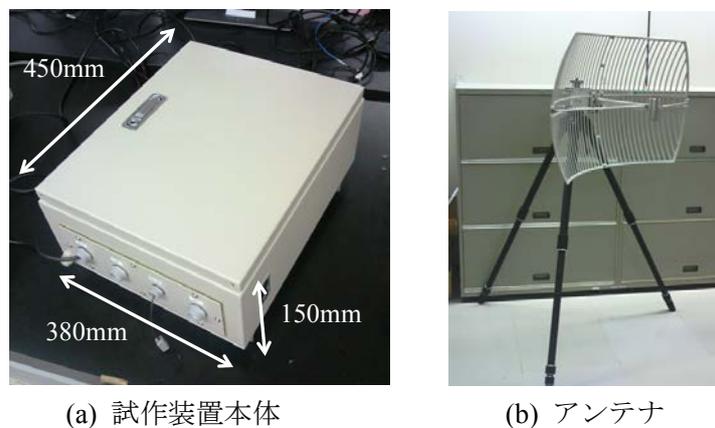


図 4-15 試作装置外観

端局 A, B は入力された Ethernet データフレームを, 中継局を介した無線中継伝送により交換する. 物理層及び MAC 層は IEEE802.11g[2]無線 LAN の仕様に準拠したものとなっている. OFDM をベースとし, 周波数帯域幅は 20MHz, FFT ポイント数 64, データサブキャリア数 48 である. 各無線局は CSMA/CA に則り, キャリアセンスを実施し, 当該チャンネルがアイドルであることを確認した後, ランダムバックオフ時間を置いてから送信を開始する. WNC 機能は中継局において実装されており, デコードは端局 A, B において行われる.

図 4-16 にプロトコルスタック及びフレーム構成を示す. WNC, FA はソフトウェア上にて実装可能であり, 第 4.2 節でも述べたように MAC 層とネットワーク層の間である第 2.5 層として実装した. 1 パケットは MAC ヘッダ, WNC ヘッダ及びペイロードから構成され, WNC ヘッダには, ペイロード中に含まれる Ethernet データフレームの ID が格納される. ペイロードは Ethernet データフレームを Ethernet ヘッダごと格納している. FA 適用時には, 1 ペイロード中に複数の Ethernet データフレームが連結して格納される.

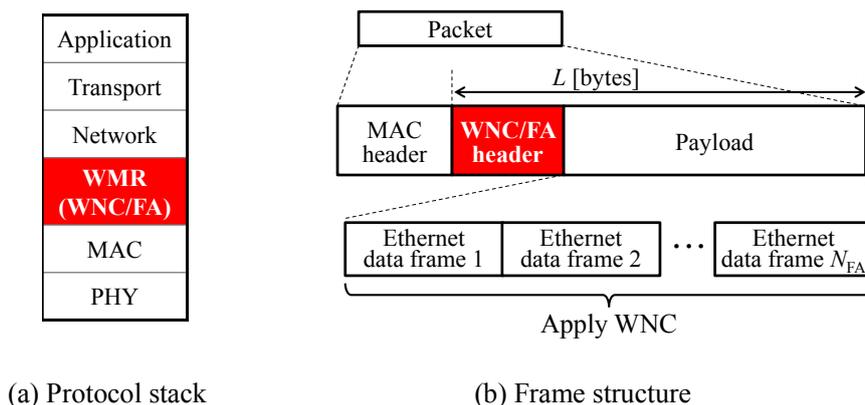


図 4-16 プロトコルスタック及びフレーム構成

4.4.2 XOR 型無線ネットワークコーディング (WNC)

WNC を実現する符号化として, 最もシンプルな方式であるビット毎の排他的論理和(eXclusive OR, XOR)演算を採用し, 実装している. FA 機能, タイムアウト機能と併せて以下に説明する. WNC を適用したマルチホップ伝送では, 以下の 3 種類の伝送が発生する.

(i) 端局 A → 中継局 R

端局 A は CSMA/CA により獲得した送信権においてパケット α を送信する. 送信済みパケットはそのペイロード ID と紐付けて端局 A の送信済みバッファに格納され, 後の WNC 復号に用いられる.

(ii) 端局 B→中継局 R

(i)と同様に端局 B はパケット β を送信する.

(iii) 中継局 R→端局 A・端局 B

中継局 R は上記(i)(ii)で送信されたパケット α , β を受信し, 誤り伝播を防止するため Cyclic Redundancy Check (CRC)チェックの結果, 誤りの無いパケットのみを受信バッファへ格納, 中継の対象とする. 続いて中継局は受信バッファを参照しパケット α と β の双方が存在する場合は XOR 演算を行い, 重畳された WNC パケットを端局 A, B へブロードキャストする. XOR 演算は, WNC ヘッダ以降のペイロード部に対してのみ行われるが, パケット α と β のパケット長が異なる場合は, 短いパケットのテール部にダミービット(オールゼロ)を挿入する. 端局 A, B は WNC パケットを受信すると, WNC ヘッダ内に記述されている送信済みパケットの情報を読み出し, 自身が備える送信済みバッファを参照し, 当該送信済みパケットと, 受信された WNC パケットの XOR 演算を再び行い, 中継されたパケットのペイロードを抽出する.

(i)~(iii)の伝送がどの順序で実施されるかは CSMA/CA に基づくランダムアクセスにより決定される. 中継局のバッファにパケット α のみ, またはパケット β のみしか存在しない場合には, WNC の実行及び送信ができないが, 中継局にタイマーを設け, パケット受信時より一定期間経過後に WNC 対象のパケットが存在しない場合(タイムアウト)に, WNC を行わずに中継すべきパケットを宛先局へユニキャストする. 詳細は第 4.4.4 節にて説明する.

4.4.3 フレームアグリゲーション (FA)

前節で説明した通り, 中継局の WNC 動作においてパケット α と β のパケット長が同一でない場合, いずれかのパケットにダミービットを付加することになるため, システムスループットが劣化する要因となる. CSMA/CA においては, ランダムなタイミングで中継局にパケット α , β が到着するため, 異なるパケット長の Ethernet データフレームが混在するトラフィック環境では前記劣化の影響が顕著になると予想される. この影響を緩和するため, 本試作装置では, 複数の Ethernet データフレームをまとめて1つのパケットのペイロードとする FA 機能を端局 A, B に実装している. FA なしの場合は, Ethernet データフレーム長の差を吸収するためにダミービットが多く挿入されるのに対し, FA では, 様々なペイロード長の Ethernet データフレームを連結して1つの大きなパケットとして送信するためダミービット量の削減が期待できる. 本試作装置における FA は, パケット遅延を増大させないことを優先し, Ethernet データフレームの送信バッファへの入力順番は変更しないものとした.

4.4.4 タイムアウト制御

CSMA/CA においては、各無線局が WNC 及び FA の効果を最大化するよう自律的な制御を与えることが重要である。そのためには、タイムアウト制御が有効であると考えられる。本試作装置においては、端局 A, B が FA 用のタイマーを、中継局 R が WNC 用のタイマーを備えている。それぞれのタイムアウト値を T_{FA} 及び T_{WNC} とする。

図 4-17 に WNC タイムアウト制御の動作フローを示す。中継局 R は初回パケット受信時から WNC タイマーを起動させ、WNC の実施を最大 T_{WNC} の期間待機するが、端局 A 及び B 宛てのパケットがバッファに格納されれば、タイムアウトを待たずに WNC を実施し、中継パケットの送信を行う。タイムアウトとなってもいずれか一方の宛先パケットしかバッファに存在しなければ、WNC を行わずにユニキャスト中継伝送を行う。

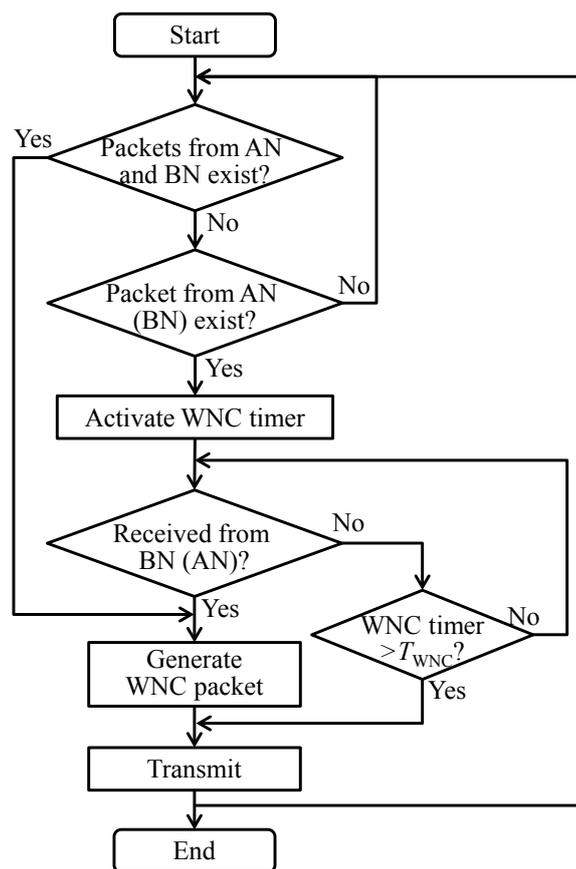


図 4-17 WNC におけるタイムアウト制御

図 4-18 に FA タイムアウト制御の動作フローを示す. 端局 A, B は最初のパケット受信時に FA タイマー起動させ, 最大 T_{FA} の期間待機するが, ペイロード長の上限 L [bytes]に達し次第送信を開始する. 中継局 R は上述と同様の動作にて受信パケットに対して WNC 処理を施し, 中継伝送を行う.

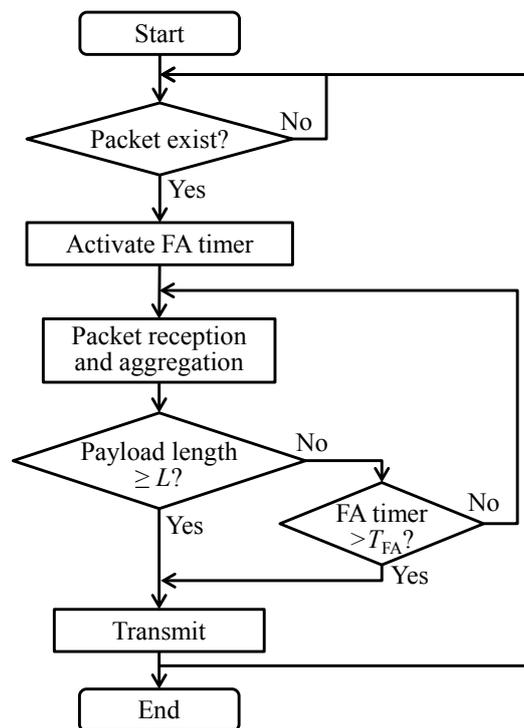


図 4-18 FA におけるタイムアウト制御

図 4-19 に, FA なし/適用時それぞれの場合における WNC 中継フローの一例を示す. FA の適用により, 中継局 R では WNC 対象の双方向パケット長が近くなりダミービットを削減できるため, WNC の効果を最大限に得ることができる. FA では, 端局から中継局へのリンクにおける送信回数削減に伴い時間リソースの利用効率を向上可能であるため, システム全体における伝送効率の大幅な向上が期待される.

4.4.5 試作装置を用いた屋外伝送実験

4.4.5.1 実験環境及びパラメータ

実験パラメータを表 4-2 に示す。図 4-20 に実験系を、図 4-21 に実験環境を、そして図 4-22 にその風景をそれぞれ示す。端局 A, 中継局 R, 端局 B を一直線上に設置し、それぞれの間隔はおよそ 50m である。各無線局間は見通し環境であり図 4-20 のように三脚に取り付けたアンテナをそれぞれ対向させている。周辺からの干渉はなく、端局 A, B の受信 SNR は 30dB 以上であり、64QAM, Rate=2/3 モードにてパケット誤り率(Packet Error Rate, PER)= 10^{-2} 未満となる。端局 A, B の Ethernet インターフェースと PC を接続し、それぞれの PC から固定ビットレート(Constant Bit Rate, CBR)の UDP[83]トラフィックを互いの PC 宛てに発生させ、トラフィックモニタにて受信スループットを測定する。トラフィックは 2 種類混在する環境を想定し、Traffic 1 は 1,500 bytes のデータパケット[87], Traffic 2 は 200 bytes の VoIP パケット[88]とする。生起確率はそれぞれ 50% とする。FA を適用した場合のペイロード長は $L=2,200$ bytes とし、FA を適用しない場合は、Ethernet の Maximum Transmission Unit(MTU) 1,500 bytes と Ethernet ヘッダ 14 bytes 及び WNC ヘッダ 10 bytes から $L=1,524$ bytes とした。評価指標として、両端局に接続されたトラフィックモニタより観測した受信スループットの合計、すなわちシステムスループットを用いる。

表 4-2 実験パラメータ

Parameters	Values
Wireless IF	IEEE 802.11g [2]
Offered traffic	UDP traffic, Constant Bit Rate Traffic 1: 1,500 bytes [87] Traffic 2: 200 bytes [88] (Occurrence probability: 50%)
Payload length, L	2,200 bytes (w/ FA) fixed. 1,524 bytes (w/o FA) fixed.
Buffer size	256 packets
FA timeout value, T_{FA}	0.01 ~ 100 msec (step: 1μsec)
WNC timeout value, T_{WNC}	0.01 ~ 100 msec (step: 1μsec)
Multiple Access	CSMA/CA w/o RTS/CTS/ACK
Modulation	64 QAM
Forward error correction	Convolutional code, Rate=2/3 Soft decision Viterbi decoder
Carrier frequency	2.412 GHz
Transmission power	17 dBm
Antenna gain	24 dBi
Antenna beam width	8°

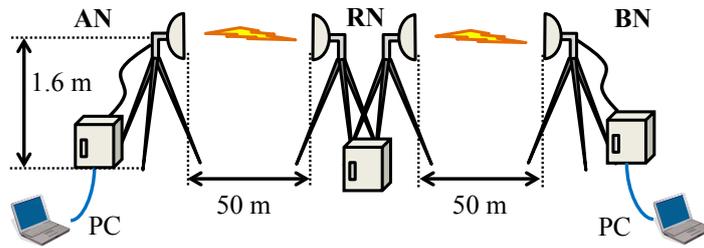


図 4-20 実験系

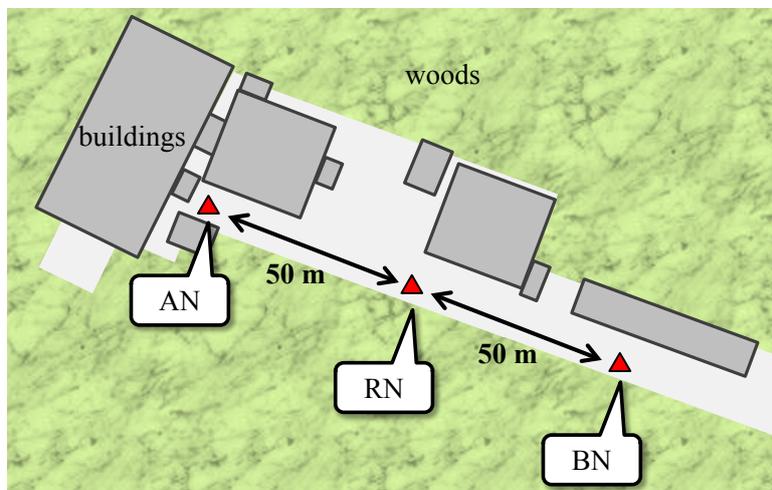


図 4-21 実験環境



図 4-22 実験風景

4.4.5.2 実験結果

まず，図 4-23 に入力トラフィックに対するシステムスループット特性を示す．ここではいくつかのパラメータについての例を示す．図横軸の入力トラフィックは両端局 A, B に入力したトラフィックの合計である．システムスループットとは，トラフィックモニタにて測定した端局 A, B の平均受信スループットの合計である．システムスループットの最大値は WNC 及び FA を適用することで改善され，加えて WNC のタイムアウト値の増加によってさらなる改善が確認できる．以降，WNC 及び FA それぞれに設定したタイムアウト値において達成したシステムスループットの最大値を用いて評価を行い，最適値を導出する．

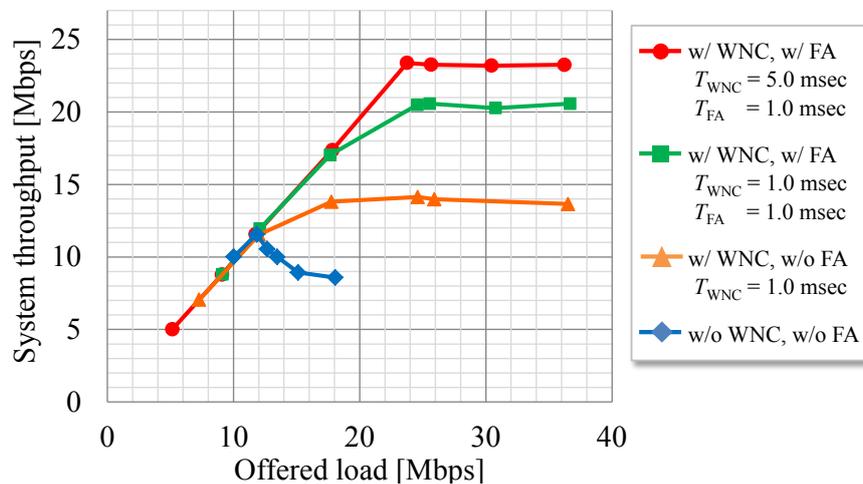


図 4-23 入力トラフィックに対するシステムスループット

図 4-24 に，FA タイムアウト値 T_{FA} に対するシステムスループット特性を示す．図中には $T_{WNC}=0.1, 1.0, 10\text{msec}$ の場合のものをプロットしている． T_{FA} に対し，スループットは極大値をとり， $T_{WNC}=0.1, 1.0\text{msec}$ の場合には $T_{FA}=10\text{msec}$ ， $T_{WNC}=10\text{msec}$ においては $T_{FA}=1.0\text{msec}$ が最適値となることがわかる． T_{FA} が上記最適値よりも大きい場合にスループットが低下する傾向にあることは，図 4-25 に示す FA 実施確率から考察できる．実施確率は，総受信パケット数に対する FA パケット数 $N_{FA}(=1\sim 4)$ の内訳として示している． $T_{FA}\geq 0.1\text{msec}$ のとき， $N_{FA}=3$ 及び 4 の割合は増加の傾向にある一方，減少することが望ましい $N_{FA}=1$ ，つまり FA の適用されないパケットの割合は増加することがわかる． $N_{FA}=3$ のとき，連結されるパケットの組み合わせは，本装置のペイロード長が $L=2,200$ bytes である制約上， $(1,500\times 1 + 200\times 2=1,900$ bytes)と $(200\times 3=600$ bytes)の 2 通りが， $N_{FA}=4$ においては $(1,500\times 1 + 200\times 3=2,100$ bytes)と $(200$ bytes $\times 4=800$ bytes)の 2 通りが起り得る．

200 bytes の短パケットのみによる FA の割合が増加すると、全体的な時間リソースの利用効率は劣化してしまい、さらには、ダミービットを削減可能な FA の組み合わせ($1,500 \times 1 + 200 \times (N_{FA}-1)$ bytes)の割合を減少させてしまうことから、上記の結果につながるものと考えられる。よって、過剰に大きい T_{FA} は好ましくなく、 $T_{FA}=1.0$ msec が最適値と言える。

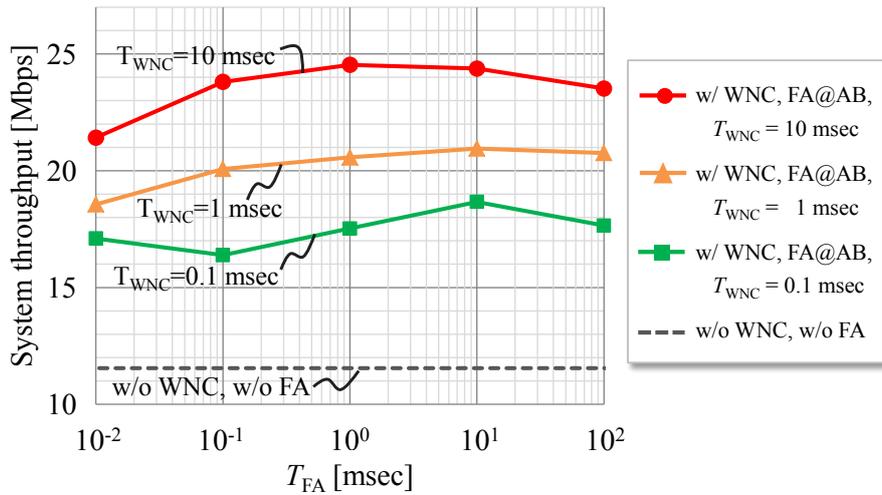


図 4-24 FA タイムアウトに対するシステムスループット

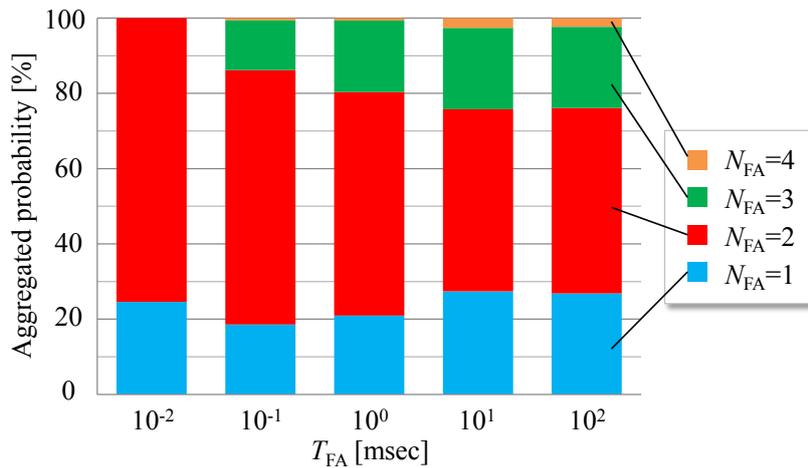


図 4-25 FA タイムアウト値に対する FA 実施確率 (w/o WNC, Offered load=27.0Mbps)

図 4-26 に、WNC タイムアウト値 T_{WNC} に対するシステムスループット特性を示す。図中には WNC のみ適用時の特性と、FA 適用時における $T_{FA}=0.1, 1.0, 10\text{msec}$ の特性をプロットしている。 T_{WNC} の増加に従いシステムスループットは向上し、 $T_{WNC}=10\text{msec}$ にてほぼ上限に達することがわかる。これは、 T_{WNC} の増加に従い WNC の実施確率が向上したためであり、このことは T_{WNC} に対する WNC の実施確率を示した図 4-27 から確認できる。WNC 実施確率とは、端局 A, B の受信パケット数のうち WNC の実施されたパケットの占める割合である。また図 4-26 には複数の T_{FA} における特性を示しているが、 $T_{FA}=10\text{msec}$ の場合がどの T_{WNC} においても良好なスループットを得られることがわかる。タイムアウト値の増加は同時に伝送遅延の増大を招くことが考えられ、またホップ数の増加に比例しても遅延は増大する。要求される遅延量に応じたタイムアウト値の最適化や、中継トラフィックのアプリケーションに応じた優先制御機能を与えることにより要求を満たすことは可能である。以上の評価より、 $T_{FA}=1.0\text{ msec}$, $T_{WNC}=10\text{msec}$ が最大スループットを達成するパラメータとなり、このとき従来の CSMA/CA のみのマルチホップ伝送に対して 2.12 倍の改善効果を達成する。本節では 2 ホップ伝送における検討結果を示したが、第 4.4 節にて述べた通り WNC による利得は中継ノード数により低下しないこと、また FA は中継ノードではなく端局で実施される、つまり中継処理とは独立であることから上記の改善効果は中継ノード数が増加した場合にも維持されることが期待できる。

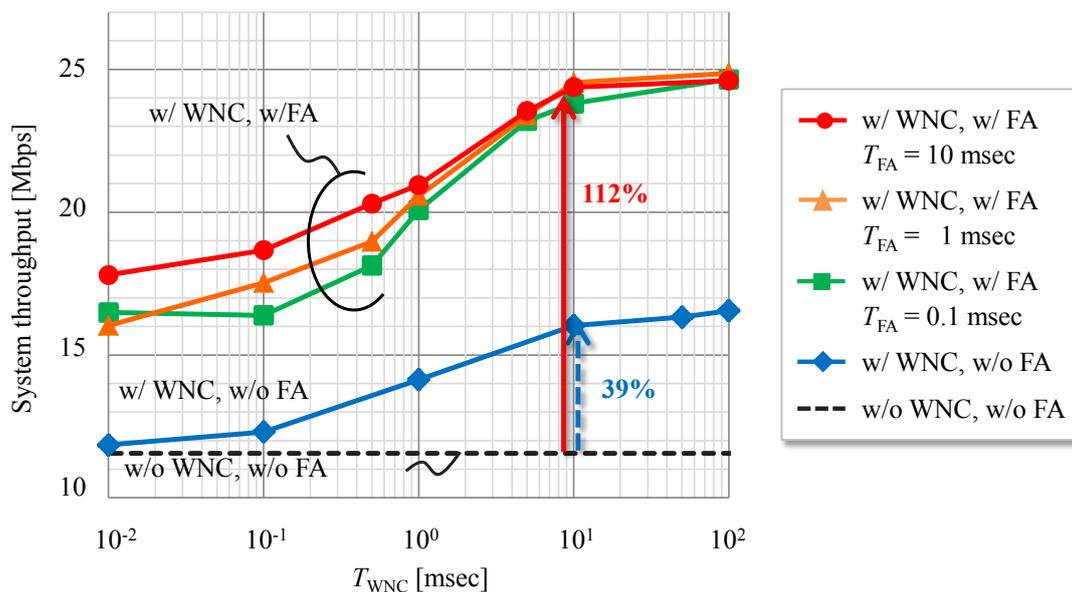


図 4-26 WNC タイムアウトに対するシステムスループット

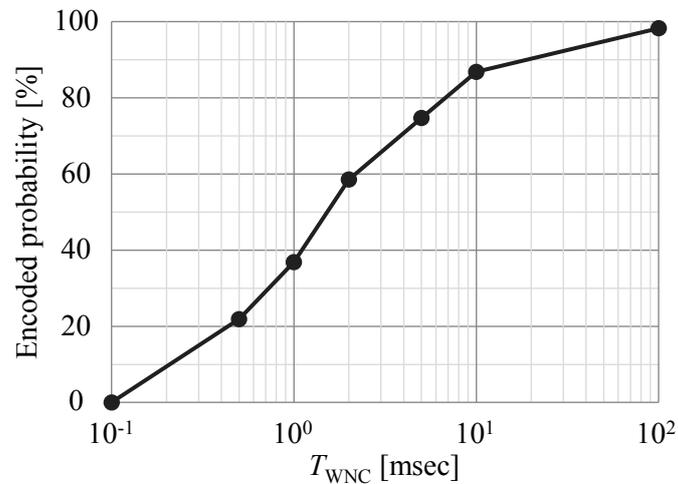


図 4-27 WNC タイムアウト値に対する WNC 実施確率
(w/o FA, Offered load=27.0Mbps)

4.5 まとめ

本章では、ランダムアクセスである CSMA/CA を用いたマルチホップネットワークにおいて IHI を低減し、中継伝送効率を向上可能なパケット中継伝送法として以下の 2 方式を提案した。

1) RR-IPT を適用したマルチチャンネル中継

中継回線に 2 つのチャンネルを用い、一方のチャンネルには下りトラフィックのみを RR-IPT にて中継伝送を行い、もう一方のチャンネルには上りと下り両方のトラフィックを CSMA/CA にて同時に収容する。計算機シミュレーションの結果、従来のパケット中継伝送方式に比べ、提案方式はシステムスループットを 22.0%(RR-IPT を用いるチャンネルでは 42.4%)改善し、平均遅延及びパケットロスを低減可能であることが明らかとなった。

2) FA を適用した WNC

WNC を適用する際、2 つの packet 長の不均衡によりその利得が減少するが、FA によりそれを補償可能となる。WNC 及び FA を実装した 2 ホップ無線伝送装置を試作し、屋外環境における伝送実験を通して、WNC 及び FA のタイムアウト値を最適化することによるシステムスループット改善効果を明らかにした。WNC のタイムアウト値を 10 msec、FA のタイムアウト値を 1.0 msec とすることにより、従来の中継伝送方式と比較してシステムスループットが 112%改善することを明らかにした。

上記 2 方式は併用することが可能である。例えば 2 チャンネルを用い、一方のチャンネルに RR-IPT を、他方のチャンネルには WNC/FA を適用するような形態が考えられる。このとき期待される周波数利用効率改善効果は $42.4/2 + 112/2 = 77.2\%$ と算出できる。

第5章

サブキャリア送信電力制御を用いたブラインド型アダプティブアレー

同一のシステム内において生じる干渉問題に対しては第2章から第4章に解決可能な技術を示してきた。ここでは、さらなる周波数利用効率の向上として複数のシステムが同一の空間において周波数資源を共用することを検討する。これにより、システムごとに周波数を分割し割り当てるという制約を緩和できるようになることから、大幅な周波数利用効率向上が期待される。しかし、未知である ISysI を、事前情報を用いることなく低減することが課題となる。以下、第5.1節において周波数共用技術についての概要を述べ、第5.2節においてシステムモデル及び検討する BAA アルゴリズムの概要及び基本特性を示し、第5.3節においてそれらを用いた提案方式の説明を行う。第5.4節にて計算機シミュレーションによる評価結果を、第5.5節では提案方式を実装したハードウェア試作装置による検証結果を示し、第5.6節にて本章をまとめる。

5.1 異システム間周波数共用

空間領域での周波数共用を行い、周波数利用効率を向上可能な技術として MIMO を適用した手法[51]や、干渉信号の位相を揃えることにより疑似的な干渉信号数を減少させる干渉アラインメントを用いた周波数共用技術[52]が検討されている。これまで検討されてきたコグニティブ無線技術[24][25]は、図 5-1(a)に示すように帯域の利用効率 100%を目指すものであったが、上記の手法は図 5-1(b)に示すように与/被干渉を低減しながら空間的に周波数共用を図ることで、周波数利用効率の向上を実現可能である。しかし、これを実現するためにはシステム間の CSI を取得する必要がある。異なるシステムの異なる信号の型式またはフレームフォーマットでは CSI を推定することは困難である。本章では、より積極的な周波数共用として空間領域での共用を検討対象とするが、このとき、互いに事前情報を用いることなく

- (i) 2次システム受信機が1次システム送信機から受ける ISysI を抑圧する
- (ii) 2次システム送信機が1次システム受信機へ与える ISysI を低減する

ことを同時に実現する必要がある。

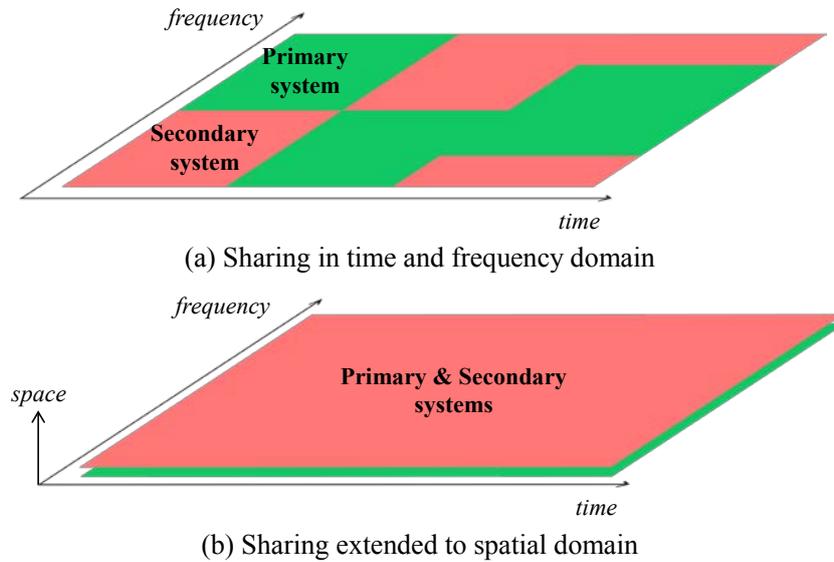


図 5-1 複数システムにおける周波数共有のアプローチ

干渉信号に関する事前知識を不要としながら所望信号を得ることが可能な手段として、ブラインド型アダプティブアレー(Blind Adaptive Array, BAA)が有効である。その中でも、最大比合成(Maximal Ratio Combining, MRC)[65]や電力比反転(Power Inversion, PI)[89], 固有ベクトルビームスペースアダプティブアレー(Eigenvector Beamspace Adaptive Array, EBAA)[90][91], そして定包絡線アルゴリズム(Constant Modulus Algorithm, CMA)[92][93]等のブラインド型アルゴリズムは、所望信号の到来方向や参照信号を必要としないことから、システム間の干渉を抑圧するのに適している。しかしこれらのアルゴリズムは $SIR > 0\text{dB}$ もしくは $SIR < 0\text{dB}$ の領域において適切に干渉を抑圧可能とするものであり、同等の電力($SIR \approx 0\text{dB}$)で受信される干渉信号に対しては干渉抑圧効果を十分に得られない。以下、その動作領域を拡張するとともに、前述した(i)(ii)の要件を同時に実現する手法の検討を行う。

5.2 システムモデル及びブラインド型アダプティブアレー

図 5-2 に示すような 2 システムが周波数共有を行う環境を想定し、1 次システムは方式に改変を加えることができない既存のシステム、2 次システムは新たな方式を適用可能な新規システムとする。また 1 次、2 次システムともに OFDM のようなマルチキャリア伝送を前提とし、以降説明する BAA の処理は 2 次システムのサブキャリア毎に実施するものとする。ここで、1 次システムの送信機を Primary Transmitter (PT), 受信機を Primary Receiver (PR), 2 次システムの送信機を Secondary Transmitter (ST), 受信機を Secondary Receiver (SR) とし、SR は N_r 本の受信アンテナを具備し、BAA 処理を実施可能とする。SR の受信アンテナには ST からの希望信号及び PT からの干渉信号すなわち I_{SysI} が受信され、BAA によりその I_{SysI} を抑圧する。

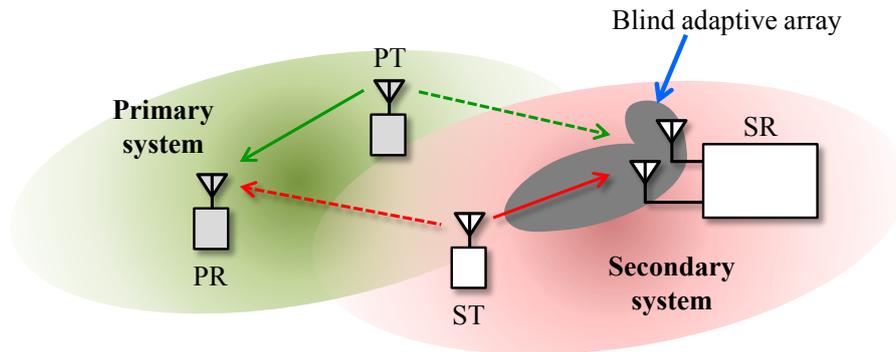


図 5-2 システムモデル

SR が備える N_r 本のアンテナに入力される, 第 i シンボルにおける受信信号ベクトルを,

$$\mathbf{X}(i) = [x_1(i) \ x_2(i) \ \cdots \ x_{N_r}(i)]^T, \quad i=1, 2, \dots, N_s. \quad (5.1)$$

とし, これはアレー入力ベクトルと呼ばれる. $\mathbf{X}(i) \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ は, ST からの希望信号及び PT からの干渉信号が合成された信号である. BAA は既知信号により推定する CSI などの事前情報を用いることなく, 受信信号 $\mathbf{X}(i)$ のみを用いて干渉抑圧を可能とする. BAA は古くから研究が進められ, 種々のアルゴリズムが確立されており, それらはさまざまな特性を有する. 以下に, 本論文で取り扱う BAA アルゴリズムの概要を示す.

5.2.1 最大比合成 (MRC)

MRC[65]は干渉波を積極的に抑圧する機能は持たないが, 受信信号を同相にて合成することで受信 SNR を最大化するように動作する. 受信信号ベクトル $\mathbf{X}(i)$ に乗算するウェイトベクトルを \mathbf{W}_{MRC} , ウェイトを適用した出力を $y(i)$ とすると, \mathbf{W}_{MRC} は式(5.2)のように表される.

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{\text{MRC}} &= E[\mathbf{X}(i) y^*(i)] \\ &= \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} \mathbf{X}(i) y^*(i), \end{aligned} \quad (5.2)$$

$$y(i) = \mathbf{W}_{\text{MRC}}^H \mathbf{X}(i). \quad (5.3)$$

式(5.2)及び(5.3)を繰り返すことでウェイトを最適化していく.

5.2.2 電力比反転 (PI)

PI[89]は受信信号の SIR を反転するように動作するアルゴリズムである. その性質から, 干渉波の電力が大きいほど, つまり SIR が負の方向に大きいほど強い干渉抑圧特性を得られる. PI によるウェイト \mathbf{W}_{PI} は受信信号の自己相関行列 \mathbf{R}_{xx} から式(5.4)のように求められる.

$$\mathbf{W}_{PI} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{C}, \quad (5.4)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx} &= E[\mathbf{X}(i)\mathbf{X}(i)^H] \\ &= \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} \mathbf{X}(i)\mathbf{X}(i)^H, \end{aligned} \quad (5.5)$$

$$\mathbf{C} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T. \quad (5.6)$$

ここで、 \mathbf{C} は拘束ベクトルと呼ばれる。

5.2.3 固有ベクトルビームスペースアダプティブアレー (EBAA)

EBAA[90]は、式(5.5)に示した自己相関行列 \mathbf{R}_{xx} の固有ベクトル $\mathbf{v}_k (k=1, 2, \dots, N_r)$ を求め、そのいずれかをアレー処理におけるウェイトとして用いる方式である。自己相関行列 \mathbf{R}_{xx} と、固有値 λ_k を対角項に有する行列 $\mathbf{\Lambda}$ 及び固有ベクトル \mathbf{v}_k から構成される行列 \mathbf{V} は式(5.7)から(5.9)の関係で表される。

$$\mathbf{R}_{xx} \mathbf{V} = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda}, \quad (5.7)$$

$$\mathbf{\Lambda} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & & & 0 \\ & \lambda_2 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & \lambda_{N_r} \end{bmatrix}, \quad (5.8)$$

$$\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1 \ \mathbf{v}_2 \ \dots \ \mathbf{v}_{N_r}]. \quad (5.9)$$

上式から、第 k 固有値に対応する EBAA ウェイト $\mathbf{W}_{EBAA}^{(k)}$ は

$$\mathbf{W}_{EBAA}^{(k)} = \mathbf{v}_k, \quad (5.10)$$

として与えられる。また、

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{N_r}, \quad (5.11)$$

の関係を有しているものとする。このとき、実際の到来波数を N_w とすると、受信アンテナ数 N_r が到来波数 N_w よりも大きい ($N_r > N_w$) 場合、即ち、アンテナの自由度に余裕がある場合、ウェイトとして有効なのは $\mathbf{v}_1 \sim \mathbf{v}_{N_w}$ である。式(5.11)に示す大小関係は到来波の受信レベルの大小関係と対応しており、 $\mathbf{W}_{EBAA}^{(k)}$ は k 番目の大きさに受信する到来波へビームを向け、他の到来波は干渉として抑圧するよう動作する。 $N_r = N_w = 2$ の場合、第1固有ベクトル \mathbf{v}_1 を用いることで、所望信号にビームを向ける MRC と同様のウェイトを得ることができ、一方、第2固有ベクトル \mathbf{v}_2 を用いることで PI と同様の、電力比を反転する性質を持ったウェイトを得る[91]。以下、 $\mathbf{W}_{EBAA}^{(1)} = \mathbf{v}_1$ 、 $\mathbf{W}_{EBAA}^{(2)} = \mathbf{v}_2$ とする。

5.2.4 定包絡線アルゴリズム (CMA)

CMA[92]は所望信号が定包絡線性を有している場合, その特性を利用する. 干渉が加わったことにより振幅変動を有する受信信号の振幅値を一定に戻すよう最適化を図ることで干渉抑圧効果を得る. CMA は他のアルゴリズムと比較して大きい干渉抑圧効果を有する. CMA ウェイトを $\mathbf{W}_{\text{CMA}}(m)$ (m は繰り返し回数), 所望の包絡線値を $\sigma (=1)$, とすると, 評価関数 $Q(\mathbf{W}_{\text{CMA}}(m))$ は式(5.12)及び(5.13)のように表される.

$$Q(\mathbf{W}_{\text{CMA}}(m)) = E \left[\left| |y|^p - \sigma^p \right|^q \right], \quad (5.12)$$

$$y(i) = \mathbf{W}_{\text{CMA}}^H(m) \mathbf{X}(i). \quad (5.13)$$

p 及び q は正の整数であり, それぞれ 1 または 2 の値をとるものとする. 最適ウェイトを求めるためのアルゴリズムはいくつか存在するが, ここでは収束性に優れた Least Square CMA (LS-CMA) を用いる[93]. $p=1, q=2$ の LS-CMA の場合, ウェイトの更新式は次式(5.14)のように表される.

$$\mathbf{W}_{\text{CMA}}(m+1) = \mathbf{W}_{\text{CMA}}(m) - \left[\sum_{i=1}^k \mathbf{X}(i) \mathbf{X}^H(i) \right]^{-1} \sum_{i=1}^k \mathbf{X}(i) [y^*(i) - \delta^*(i)], \quad (5.14)$$

$$\delta(i) = \frac{\sigma}{|y(i)|} y(i). \quad (5.15)$$

なお, CMA の初期ウェイトは一般に

$$\mathbf{W}_{\text{CMA}}(0) = [1, 0, 0, \dots, 0]^T, \quad (5.16)$$

とするが, 初期ウェイトの取り方により性能は変化する. 例えば, 初期ウェイトを PI のウェイトとすれば ($\mathbf{W}_{\text{CMA}}(0) = \mathbf{W}_{\text{PI}}$), 受信レベルの小さい信号を捕捉し, ダイバーシチゲインを得ながら受信レベルの大きい信号を抑圧するように動作する.

5.2.5 固有ベクトルビームスペース CMA (E-BSCMA)

BSCMA[94][95]は, まず第 1 段階のアレーウェイトによりマルチビームを形成し, それらの中から適当なアレー出力を選択し, 第 2 段階のアレー処理として CMA を適用することで CMA の収束性能等を改善する. 本検討では, この BSCMA を応用し, 第 1 段階の処理に EBAA を採用し, $\mathbf{W}_{\text{EBAA}}^{(1)}$ と $\mathbf{W}_{\text{EBAA}}^{(2)}$ をウェイトとして適用した受信信号 ($m=0$ における y) のいずれかを用いて後続の CMA を実施することで EBAA の干渉抑圧効果を向上するための手段として用いる. 言い換えると, 第 1 段階の EBAA からウェイトを求め, 第 2 段階の CMA におけるウェイトの初期値 $\mathbf{W}_{\text{CMA}}(0)$ として上記 EBAA のウェイト $\mathbf{W}_{\text{EBAA}}^{(k)}$ を設定することになる.

$$\mathbf{W}_{\text{CMA}}(0) = \mathbf{W}_{\text{EBAA}}^{(k)}, \quad k = 1, 2, \dots, Nw. \quad (5.17)$$

本論文ではこれを E-BSCMA と定義し, 第 k 固有ベクトルに対する E-BSCMA ウェイトを $\mathbf{W}_{\text{E-BSCMA}}^{(k)}$ とする.

5.2.6 基本特性

これまでに説明した各種 BAA アルゴリズムの基本特性を把握するための評価を実施する. 評価諸元を表 5-1 に示す. 受信アンテナ数 $Nr = 2$ とし, 2つの信号が受信される場合の到来方向に対するそれぞれの信号の出力電力を評価する. このときの第 i シンボルの受信信号ベクトル $\mathbf{X}(i)$ は式(5.18)のように表される.

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(i) &= \begin{bmatrix} \sqrt{\xi_1} h_{11} & \sqrt{\xi_2} h_{12} \\ \sqrt{\xi_1} h_{21} & \sqrt{\xi_2} h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(i) \\ n_2(i) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \sqrt{\xi_1} & \sqrt{\xi_2} \\ \sqrt{\xi_1} e^{-2\pi j d \sin \theta_1} & \sqrt{\xi_2} e^{-2\pi j d \sin \theta_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(i) \\ s_2(i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(i) \\ n_2(i) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5.18)$$

ここで, d は波長で規格化した受信アンテナ間隔であり, 半波長とする. $s_l(i)$ ($l=1, 2$) は送信シンボルであり, 変調方式は Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) とする. $n_l(i)$ は AWGN, ξ_l は受信信号に与える利得を表す. 第1の受信信号 s_1 を希望信号, 第2の信号 s_2 を干渉信号と仮定し, それぞれの到来角度を 0° , -50° とする. また SIR を $10\log_{10}(\xi_1/\xi_2)=3\text{dB}$ とする. CMA の繰り返し数を 10 とし, これは LS-CMA において十分収束する値である.

表 5-1 基本特性評価に用いるパラメータ

Parameters	1st signal (desired)	2nd signal (interference)
Number of reception antenna, Nr	2	
Modulation	QPSK	
Number of symbol, Ns	100	
Gain ξ_1, ξ_2	0	-3 dB
Angle of arrival θ_1, θ_2	0°	-50°
Normalized antenna separation d	0.5	
CMA iteration m	10	
SNR	30 dB	

到来角度に対するアレー出力信号の電力を図 5-3 に示す. まず, MRC を適用した場合, 受信電力の大きい希望信号が到来する $\theta=0^\circ$ 方向に対してビームが向けられているのみであり, 干渉信号が到来する $\theta=-50^\circ$ 方向にヌルは形成されない. このときの受信利得は, 2 アンテナによる同位相合成であることから振幅は 2 倍, 電力は 4 倍となることから, $10\log_{10}4=6\text{dB}$ であり, $\theta=0^\circ$ にておよそ 6dB を出力していることがわかる. しかし, これは信号利得のみに着目しているため, 雑音

を考慮すると SNR としての利得は 3dB となる. 雑音はランダム合成されることから統計的には振幅は $\sqrt{2}$ 倍, 電力は2倍となり, $\text{SNR}=10\log_{10}(4/2)=3\text{dB}$ となるためである.

CMA は干渉信号の到来方向に対して鋭いヌルを形成しており, 高い干渉抑圧効果を有することがわかる. 加えて, 所望信号に対しては MRC と同様の合成利得を獲得する. PI を用いる場合には受信電力の大きい所望信号の $\theta=0^\circ$ 方向に対してはヌルを形成するように動作し, 干渉信号に対しては利得を向上している. つまり PI の特徴である電力比を反転する効果が確認できる. しかし, SIR が 3dB であることからヌルは浅く, また所望信号の到来方向 $\theta=0^\circ$ に対してずれが生じていることがわかる. これに対し, PI ウェイトを初期値として CMA を適用する PI-CMA は, 所望信号方向に深いヌルを形成し, 同時に干渉信号方向 $\theta=-50^\circ$ にビームを形成し, 利得を得る. つまり CMA と全く反対の効果をもたらす.

EBAA の特性に着目すると, 第1固有ベクトルを用いた場合の出力パターンは MRC と同様である. 一方, 第2固有ベクトルは PI と同様の傾向を示すが, より深いヌル及びビームの形成効果を有することがわかる. それぞれのウェイトを初期値として CMA を適用した E-BSCMA では, 第1固有ベクトル適用時は CMA と同様の効果, 第2固有ベクトル適用時は PI-CMA と同様の効果が得られることがわかる.

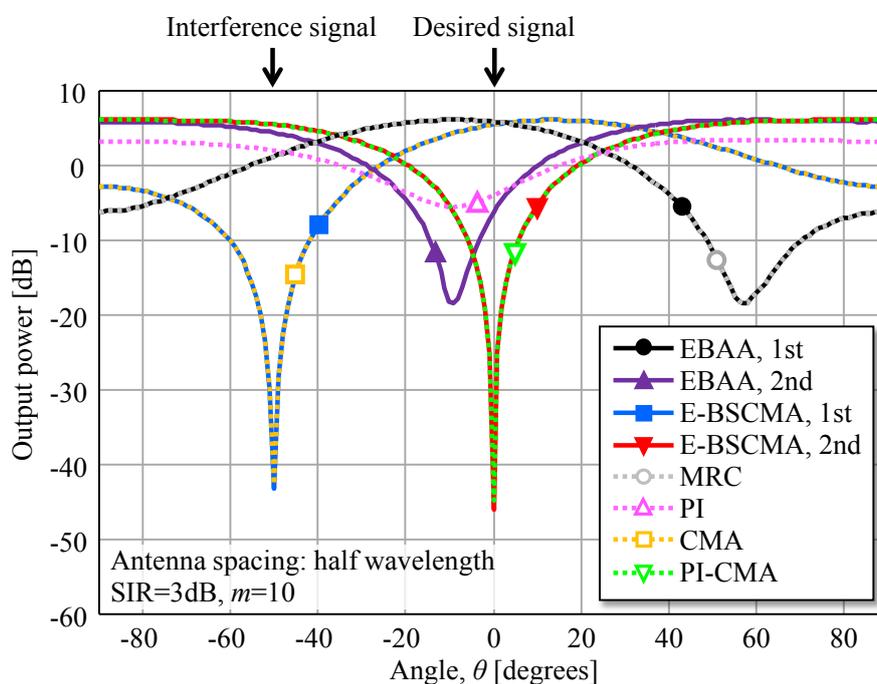


図 5-3 到来方向に対する出力信号電力

次に、各アルゴリズムの特性について入力 SIR と出力 SINR の観点から評価した結果を図 5-4 に示す。ここでのチャンネルモデルは i.i.d レイリーフェージングとした。すなわち式(5.18)において h_{ij} は平均 0, 分散 1 の互いに独立な複素ガウス乱数であり、出力 SINR は平均値である。MRC は $\text{SIR} > 0\text{dB}$ において所望信号を同位相合成する(ビームを向ける)ことにより利得を向上するため、入力 SIR よりも 3dB 大きい出力 SINR が得られるが、 $\text{SIR} < 0\text{dB}$ においては干渉信号に対して動作するため、出力 SINR は低下する。一方、PI は入力 SIR 値が反転される形で出力されており、干渉信号のレベルが大きいほど干渉信号を抑圧し(ヌルを向ける)、高い出力 SINR が得られる。このように、MRC と PI は入力 SIR に対しそれぞれ異なる出力を得ることがわかる。また、EBAA の第 1 固有ベクトルは MRC と同様の特性を示し、第 2 固有ベクトルは PI と同様の傾向であるがビーム形成効果により $\text{SIR} < 0\text{dB}$ の領域において PI よりも大きい出力 SINR を達成する。CMA は干渉抑圧効果を有するため、MRC よりも大きい出力 SINR が得られる。また、初期ウェイトに PI を用いる PI-CMA は入力 SIR に対して CMA と逆の出力特性を示す。

そして E-BSCMA の第 1 固有ベクトルは $\text{SIR} > 0\text{dB}$ において CMA よりもさらに良好な SINR 特性を示す。これは、EBAA によって初段のアレー利得を得られていることから、CMA が初期状態においてより正確に所望信号を捕捉できるようになったためである。同様に、E-BSCMA の第 2 固有ベクトルは $\text{SIR} < 0\text{dB}$ において PI-CMA よりも高い SINR を達成する。前述したように、EBAA の第 2 固有ベクトルは PI よりも大きい利得を得ることができるためである。

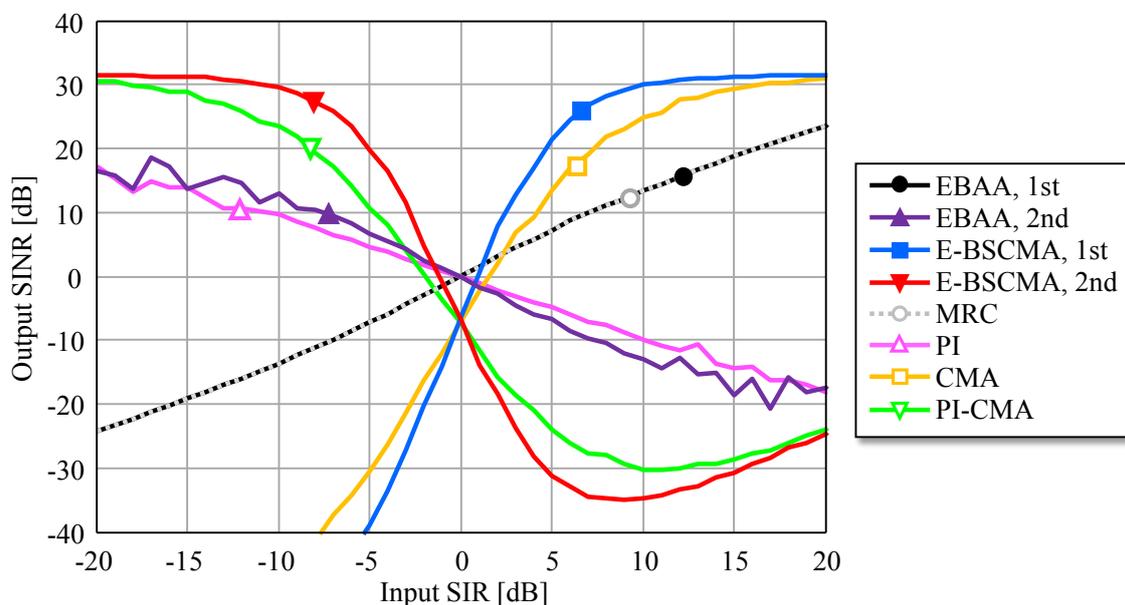


図 5-4 入力 SIR に対する出力 SINR (SNR=30dB)

以上のことから、E-BSCMA は他のアルゴリズムと比較して最も高い干渉抑圧効果を達成する方式であることがわかる。しかしながら、より高い干渉抑圧効果を得るためには希望信号と干渉信号との間に有意なレベル差が設けられている必要があり、それぞれが同等のレベルで受信されるような状況、つまり $SIR=0\text{dB}$ 付近の領域では十分な干渉抑圧効果が得られない。

5.3 提案方式

BAA の干渉抑圧性能が受信信号電力差に依存することに着目し、OFDM のようなマルチキャリア伝送システムにおいてサブキャリア毎の送信電力割り当て(Subcarrier Transmission Power Assignment, STPA)を導入し、サブキャリア毎のアレー処理によるブラインド干渉抑圧法を提案する。総送信電力一定の条件のもと、サブキャリアごとに電力密度に高低差を設け、干渉波に対する所望信号の電力が大きい／小さい状況を意図的に得ることで E-BSCMA ウェイト $\mathbf{W}_{\text{E-BSCMA}}^{(1)}$ 及び $\mathbf{W}_{\text{E-BSCMA}}^{(2)}$ それぞれを所望信号に対して適切に動作させる。図 5-5 に提案方式の概要を示す。 $\mathbf{W}_{\text{E-BSCMA}}^{(1)}$ を適用するサブキャリアには高い電力を(高レベルサブキャリア)、 $\mathbf{W}_{\text{E-BSCMA}}^{(2)}$ を適用するサブキャリアには低い電力を(低レベルサブキャリア)割り当て、その比を G と定義する。また、高レベルサブキャリア数 1 に対して配置する低レベルサブキャリア数を F と定義し、高／低サブキャリアを一定のパターンで繰り返し配置し、総送信電力が一定となるように制御する。ここで、全サブキャリアにて等電力密度で割り当てられる 1 次システムの干渉波が到来した場合、高レベルサブキャリアにおいては $SIR>0\text{dB}$ 、低レベルサブキャリアにおいては $SIR<0\text{dB}$ となり、それぞれの E-BSCMA ウェイトが適切に干渉を抑圧可能となる。

このとき、 G と F の設定によって提案方式の動作領域、すなわち E-BSCMA の各ウェイトが機能する SIR の領域が変化する。その一例を図 5-6 に示す。干渉を許容可能な領域は高レベルサブキャリアと低レベルサブキャリアの電力値の間と定義でき、つまり図 5-6(a)から(b)のように G を大きくすることでその許容可能領域は拡大する。しかし、 G を大きくするに従い低レベルサブキャリアは電力密度が低下するため、当該サブキャリアの SNR は低下する。ここで、図 5-6(b)から(c)のように F を増加させることでその余剰となる電力を全サブキャリアに振り向け、低レベルサブキャリアの電力密度を確保できる。

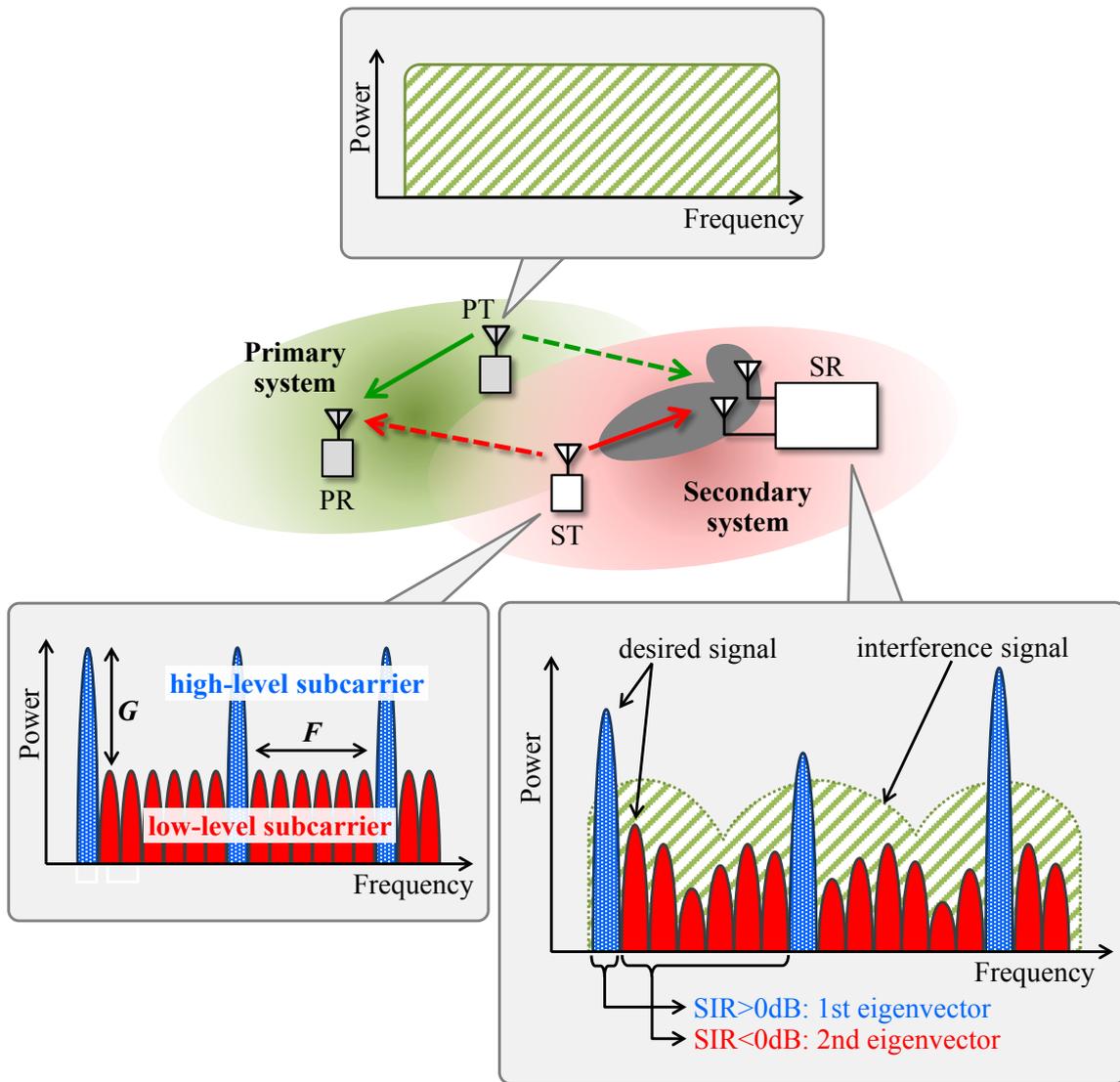


図 5-5 提案方式の概要

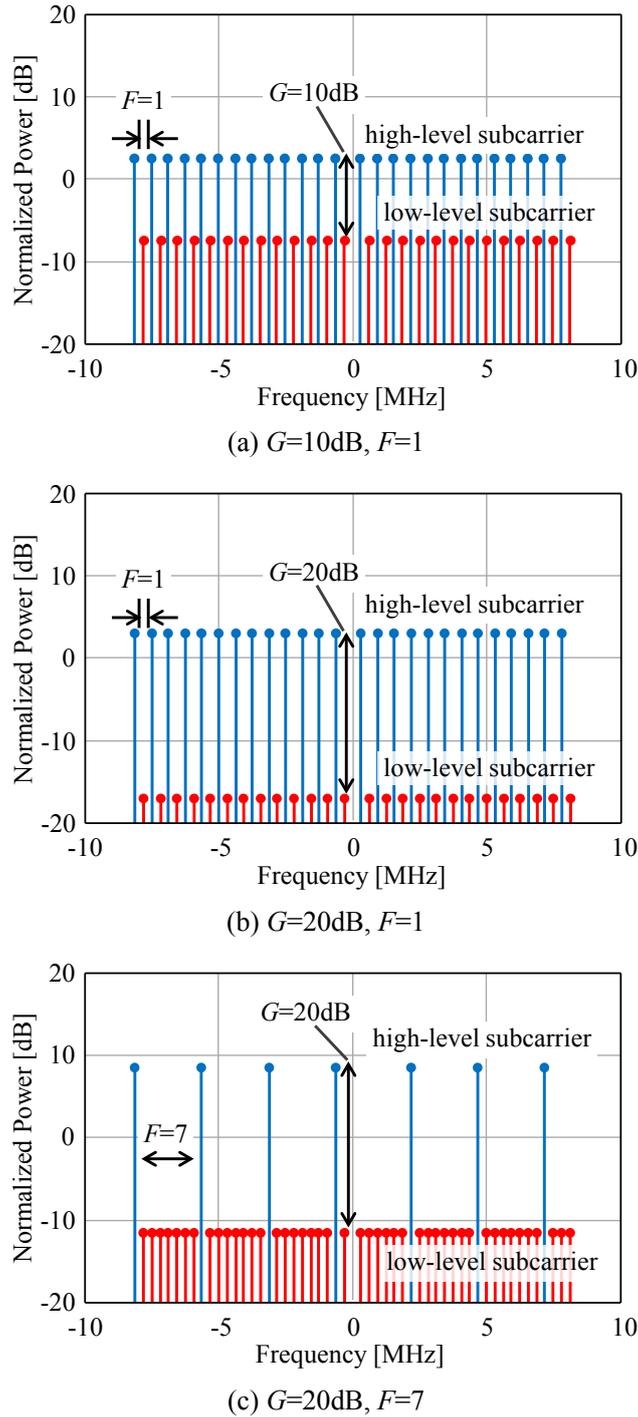


図 5-6 提案方式によるサブキャリア送信電力割り当ての例

提案方式による送受信機のブロック構成を図 5-7 に示す。送信機では図 5-7(a)に示すように STPA 部を新規に設ける。アレー処理はサブキャリア毎に実施することから、図 5-7(b)に示すよう

な Post-FFT 型の構成とする. STPA に関する情報である高/低レベルサブキャリアの配置は送受信機において事前に共有できているものとし, その電力割り当てに応じてサブキャリア毎に適用する E-BSCMA の固有ベクトルを選択する. つまり, 提案方式では STPA を事前に共有可能な情報として扱う.

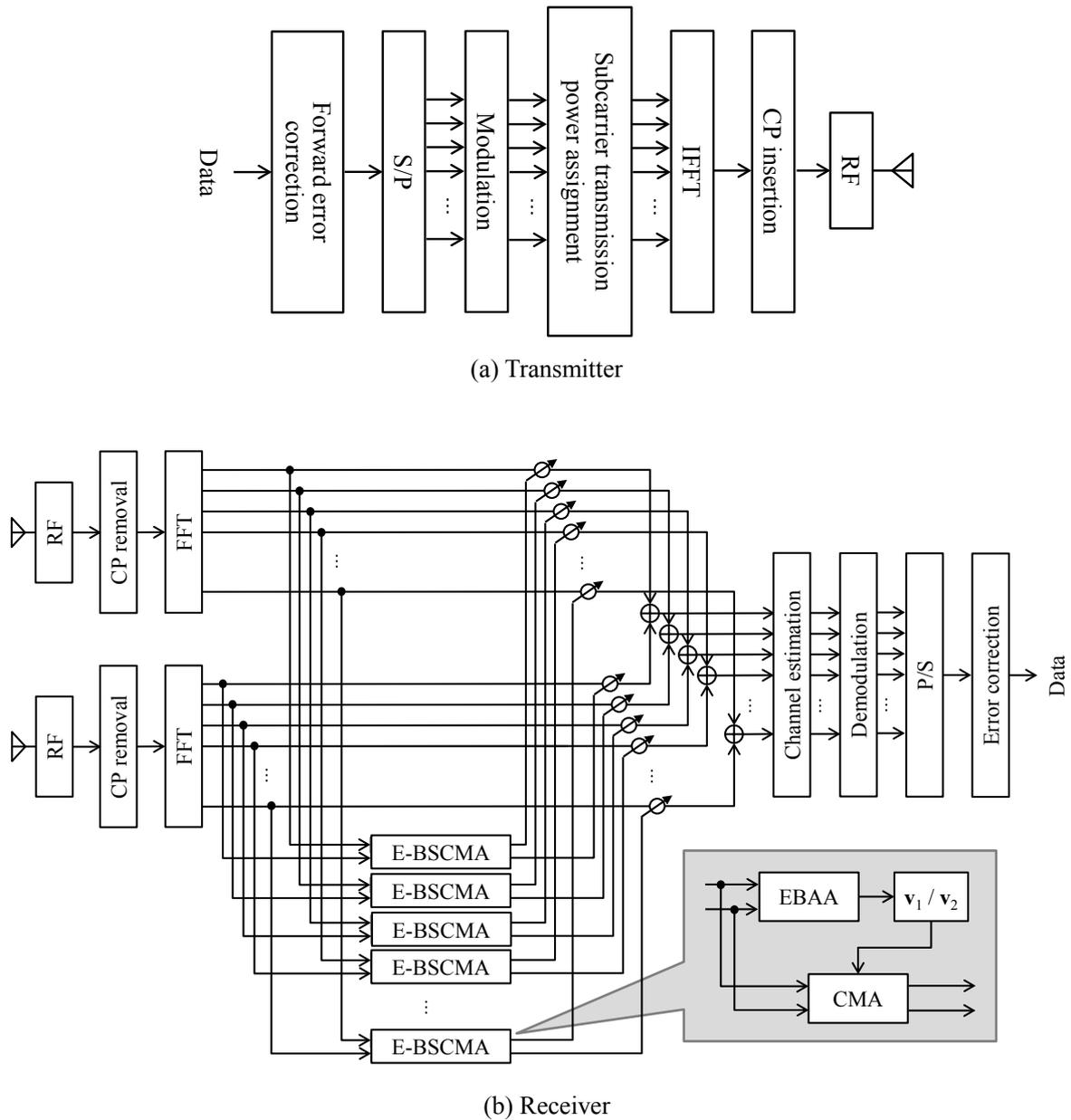


図 5-7 提案方式による送受信機のブロック構成

5.4 リンクレベルシミュレーション

5.4.1 シミュレーション諸元

本評価では、1次/2次システムともに802.11g[2]をベースとした物理層パラメータを用いる。シミュレーションパラメータを表5-2に示す。アダプティブアレー処理を実施する受信信号のシンボル数は128とする。各システムの送受信アンテナ間のチャンネルはレイリーフェージングを独立に与えるものとする。1次/2次システムともに公平な比較のために2本の受信アンテナを備えるものとし、1次システムにおいてはMRC受信のみを、2次システムにおいては前節にて説明した提案方式を適用する。タイミング検出は理想的とし、Cyclic Prefix(CP)除去後、適切なFFTウィンドウにてOFDMシンボルを抽出し、サブキャリア毎の受信信号にE-BSCMAを適用する。トレーニング信号はアレー処理適用後、自システムのチャンネル推定に用いられる。両システムの受信SNRを30dBに固定し、干渉電力のみを変化させ、SIRに対する両システムのスループット特性を評価する。以降の評価におけるSIRは、全サブキャリアの合計から求まる値として定義する。スループットは送信に要した時間(送信パケットの合計時間長)に対して受信に成功したデータビット数として算出し、パケットサイズは1500bytesとした。

表 5-2 リンクレベルシミュレーションパラメータ

Parameters	Primary	Secondary
Bandwidth	20 MHz	
Number of subcarrier / FFT point	52 / 64	
Number of data symbol	128	
Number of training symbol	2	
Duration of Symbol / CP	3.2 μ s / 0.8 μ sec	
Modulation	QPSK	
Forward Error Correction	Convolutional code, Rate=1/2 Soft decision Viterbi decoder	
Channel model	IEEE 802.11 TGn channel model D [80]	
FFT windowing	ideal	
Intra-system CSI estimation	Least square [60]	
Number of Tx antenna, N_t	1	
Number of Rx antenna, N_r	2	
Adaptive array algorithm	MRC	E-BSCMA ($m=10$)
Subcarrier Tx power ratio G		16, 18, 20, ..., 30 dB
Subcarrier number ratio F		1, 3, 5, ..., 23, 25, 51
SNR	30 dB	

5.4.2 シミュレーション結果

5.4.2.1 2次システムにおける干渉抑圧特性

2次システムの受信 SIR に対するスループット特性を図 5-8 に示す. このときの提案方式におけるパラメータは $G=20\text{dB}$, $F=9$ である. 従来方式として, STPA を実施しない($G=0\text{dB}$)E-BSCMA の特性も併せて示す. 第 5.2.6 節において示したように, 従来の E-BSCMA では第 1, 第 2 固有ベクトルいずれにおいても $\text{SIR}=0\text{dB}$ 付近にてスループットが得られていない. 一方, 提案方式を適用することにより, 有意なスループットが得られていることがわかる. これは, 干渉信号のレベルが高/低レベルサブキャリアの間に位置する状況であるためであるが, レベル差の範囲を超える場合には従来の E-BSCMA に切り替えることでいかなる電力の干渉信号も抑圧可能となる.

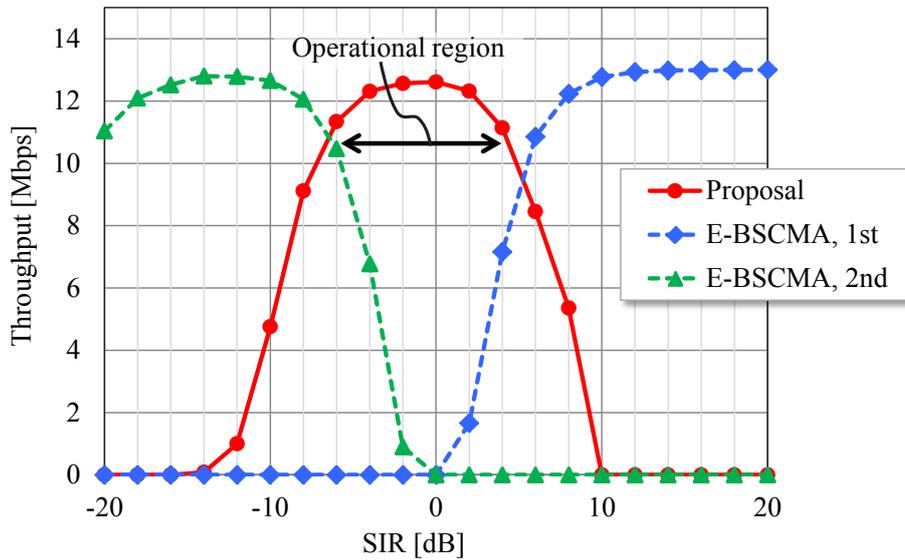


図 5-8 2次システムの SIR に対するスループット ($G=20\text{dB}$, $F=9$)

提案方式適用時, 最大スループットの 80%を達成する SIR の範囲を動作領域と定義し(図 5-8), 各パラメータにおいて評価した結果を図 5-9 に示す. ここで, F に対応して高レベルサブキャリア数 N_{h_sc} は式(5.19)のように求められる.

$$N_{h_sc} = \lceil 52 / (F + 1) \rceil. \tag{5.19}$$

[*] は天井関数である. 図 5-9 の横軸に F と併せて示すように, N_{h_sc} と SIR 動作領域の変化が対応していることがわかる. F の増加により高レベルサブキャリア数が減少すると, その余剰となる電力が帯域全体に振り向けられるため, 全体的なサブキャリアの電力密度は増加する. そのため, PT からの干渉波を許容可能な領域はより SIR が小さくなる方向へシフトする. また, 高/低

レベルサブキャリアのレベル差 G を大きくすれば許容可能な干渉電力のレンジは拡大すると考えられるが、図 5-9 からはその効果は確認されず、動作領域として SIR の値が大きくなる方向へシフトするのみである。これは、 G の増加が最大スループットを低下させるためと考えられ、図 5-10 からこのことが確認できる。送信電力の殆どを高レベルサブキャリアに集中させるため、低レベルサブキャリアに割り当てられる電力が減少し、SNR が低下することが理由と考えられる。

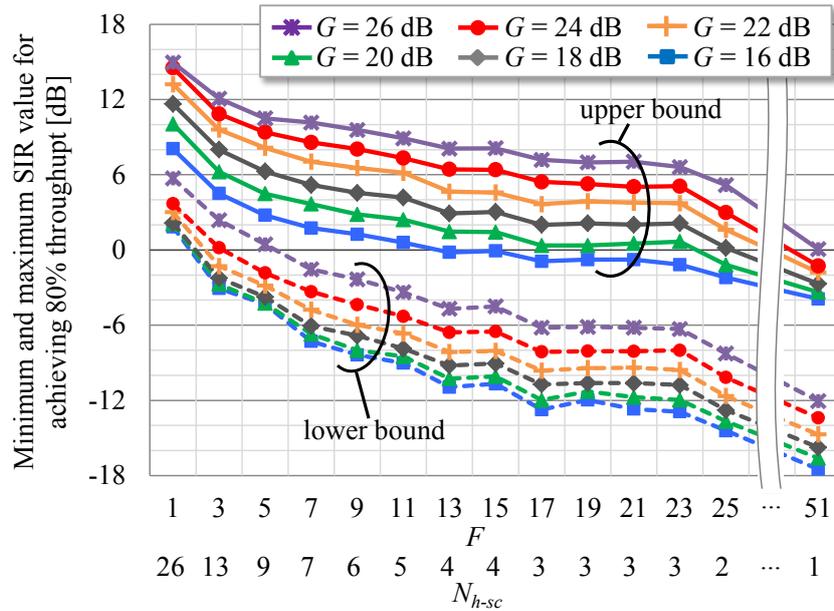


図 5-9 提案方式による 2 次システムの動作領域

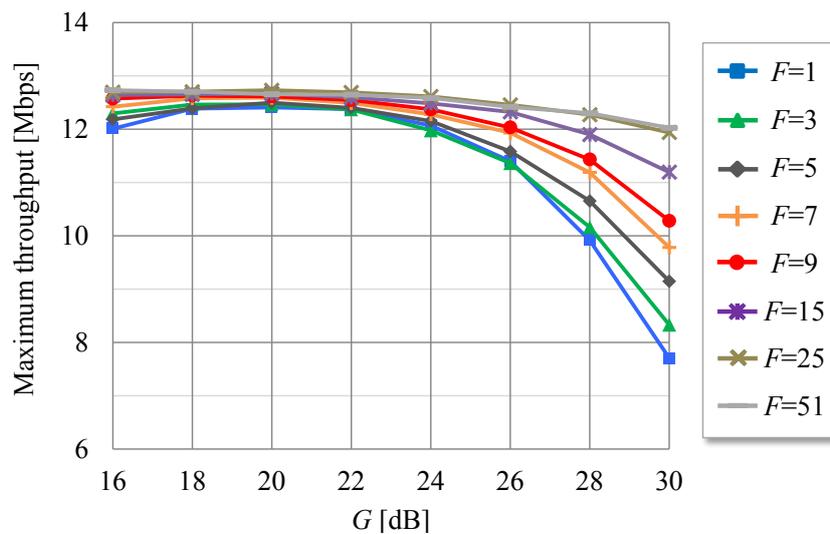


図 5-10 提案方式による 2 次システムの最大スループット

5.4.2.2 1次システムへの与干渉低減効果

提案方式による STPA は 1 次システムへの与干渉低減にも有効である。1 次システムの SIR に対するスループット特性を図 5-11 に示す。STPA の適用により、ST が送信する低レベルサブキャリアは PR が受ける ISysI を低減することから 1 次システムの動作 SIR は $G=20\text{dB}$, $F=9$ のときに 3.6dB , $G=24\text{dB}$, $F=13$ のときに 9.1dB 改善する。このように STPA のパラメータによって 1 次システムの動作 SIR の改善量は変化する。高レベルサブキャリアはより大きな干渉を受けることになるが、多数の低レベルサブキャリアにおいて有意な SIR を得られることから FEC によりその影響が補償されているものと考えられる。

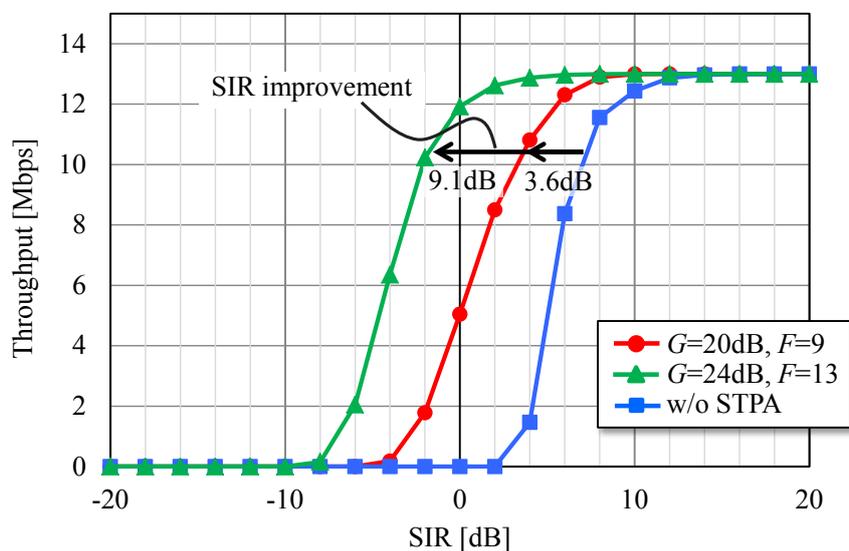


図 5-11 1 次システムの SIR に対するスループット

2 次システムに導入する STPA の、各パラメータに対する 1 次システムへの与干渉低減効果を図 5-12 にまとめる。与干渉低減効果は図 5-11 に示すように、最大スループットの 80% 値における SIR 値の改善量として定義する。ここで、与干渉低減効果は 1 次システムの FEC に強く依存することから、以下に示す符号化率とビットインターリーブパターンの組み合わせにて評価を行う。

- (A) Coding rate=1/2 and Matrix interleave
- (B) Coding rate=1/2 and Random interleave
- (C) Coding rate=3/4 and Matrix interleave

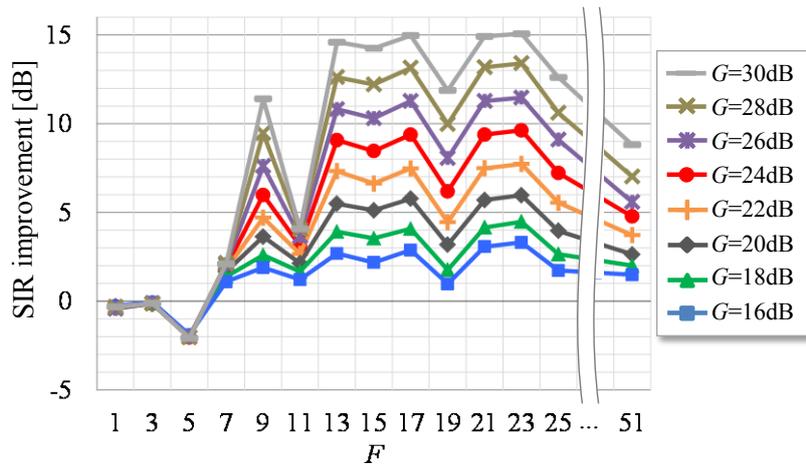
(A)のケース(図 5-12(a))では, SIR は $F \geq 7$ において改善することがわかる. F の増加に比例して低レベルサブキャリアの数は増加することから SIR は改善すると考えられるが, $F=5$ において劣化していることがわかる. これは, ビットインターリーブのパターンにより FEC が効果的に機能しないためと考えられる.

このことを考察するために, 本シミュレーションで採用している Matrix interleave のビットパターンを図 5-13 に示す. Matrix interleave では, ある行・列数に対して 1OFDM シンボルに割り当てるビット列を列方向に入力し, 行方向に出力することでビットの順序を入れ替える. 復調時のデインターリーブ処理においては, その入出力方向が逆となる. QPSK を適用するとき, 出力された行方向の連続する 2 ビットを 1 シンボルとする. PR では, 図中の実線もしくは破線で囲われたデータビットが ST から送信される高レベルサブキャリアにより大きな干渉を受ける. 図 5-13 では, $F=5$ 及び 13 の場合を例に示している. $F=13$ のとき, PR のデインターリーブ出力を見ると, ST からの高レベルサブキャリアにより干渉を受け, 誤る可能性の高いビットは十分に間隔が設けられており, これらのビットは隣接する干渉の影響の少ないビットの尤度を利用して FEC により復号可能となる. 一方, ビット誤りが連続, もしくは近接している場合には FEC による復号は困難となる. $F=5$ の場合を見てみると, 強い干渉を受けるビットは隣接, また近しい間隔で出力されており, FEC の効果を獲得できず, 誤りがバースト的に生じているものと考えられる. これが図 5-12(a)において $F=5$ が特性劣化を引き起こす要因と考察できる.

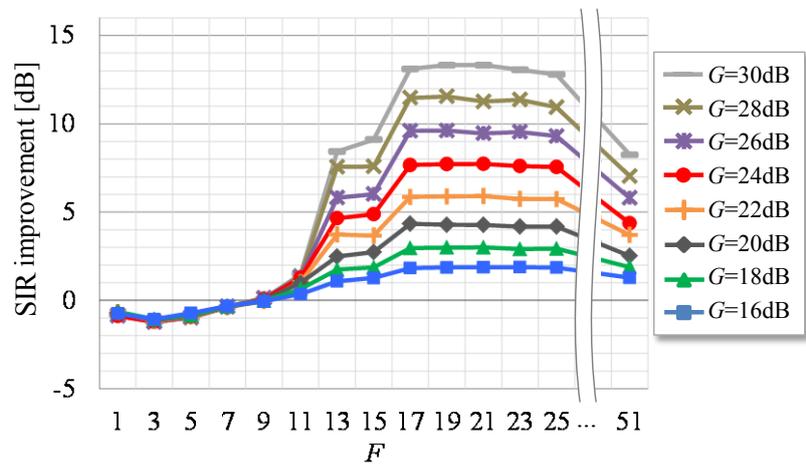
(B)のケース(図 5-12(b))では, (A)と同じ符号化率 $1/2$ でインターリーブのパターンをランダムとし, シンボルの送受信毎に異なるものを与えている. つまりインターリーブの効果は一様化され, $F(N_{h_sc})$ に直接的に依存する特性のみを確認することができる. $F \leq 25(N_{h_sc} \geq 2)$ においては高レベルサブキャリア数の減少に従う SIR 改善効果が確認できるが, $F=51(N_{h_sc}=1)$ では高レベルサブキャリアは 1 本であり, 全サブキャリアの電力密度が高まることから PR が受ける干渉は低レベルサブキャリアであっても無視できず, SIR 改善効果は縮小する.

符号化率を $3/4$ とする(C)のケース(図 5-12(c))では $F=51$ を除き有意な SIR 改善効果は得られない. 干渉抑圧機能を持たない 1 次システムには, ターボ符号のようなより強力な FEC 機能を備えることが求められるが, 2 次システムにおいて高レベルサブキャリア数及びその配置を最適化することによっても周波数共用効果を最大化することは可能である.

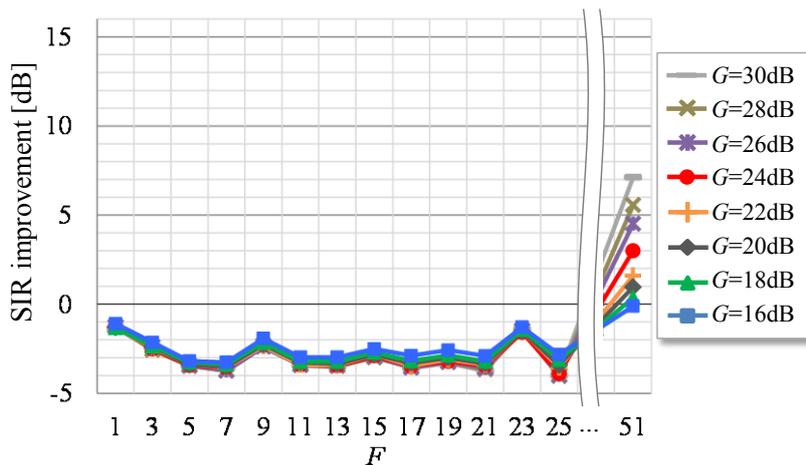
いずれのケースにおいても, G を大きくすることにより 1 次システムへの与干渉低減効果は改善する. しかし, 図 5-10 にも示したように, G の過度な増大は 2 次システムのスループットを低下させる. 以上の結果より, パラメータ G 及び F は 1 次及び 2 次システムの SIR に応じて周波数利用効率を最大化するよう最適なものを選択できることが望ましい.



(a) Coding rate=1/2, Matrix interleave



(b) Coding rate=1/2, Random interleave



(c) Coding rate=3/4, Matrix interleave

図 5-12 STPA による 1 次システムへの与干渉低減効果

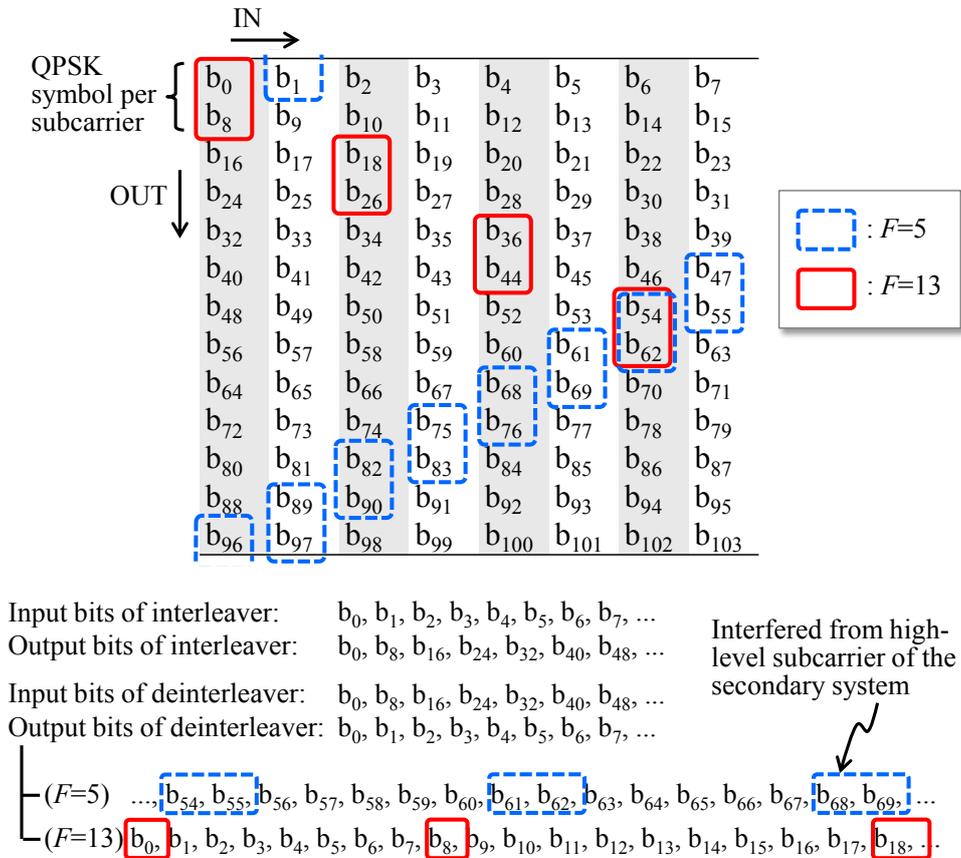


図 5-13 QPSK R=1/2 におけるインターリーブパターン及び高レベルサブキャリアの配置

5.4.2.3 周波数利用効率改善効果

最後に、2 システムによる周波数共用時に達成可能な周波数利用効率を評価する。周波数利用効率を以下の式(5.20)に定義する。

$$\Gamma = \frac{TP_{Primary} + TP_{Secondary}}{B} \quad (5.20)$$

ここで、 $TP_{Primary}$ 及び $TP_{Secondary}$ は 1 次/2 次システムそれぞれのスループット値、 B はチャンネルの帯域幅であり、本評価では表 5-2 から $B=20\text{MHz}$ である。図 5-14 に示すトポロジを想定し、両システムの SIR を同様に与える。SIR に対する周波数利用効率を図 5-15 に示す。従来方式は両システムとも STPA を行わず、2 アンテナによる MRC 受信のみを用い周波数共用を行う場合である。また比較として、周波数共用を行わない場合の特性を併せて示す。つまり両システムは異なる周波数を用い($B=40\text{MHz}$)、ISysI は発生しない。これより、周波数利用効率が 0.65 を上回れば周波数

共用が可能ということになる。2次システムは、E-BSCMAの第1/第2固有ベクトルいずれかのみを適用する方式と、STPAを用いる提案方式及びそのパラメータとをSIRに応じて周波数利用効率が最大となるよう最適なものを理想的に選択可能とする。提案方式の適用領域において用いたパラメータ G, F の組み合わせを表5-3に示す。提案方式の適用領域において用いたパラメータ G, F の組み合わせを表5-3に示す。提案方式の適用により、ISysIが支配的である $SIR < 0\text{dB}$ の領域においても周波数共用効果が得られており、 $SIR = 0\text{dB}$ のときに93.1%の周波数利用効率改善効果を達成する。以上の結果より、提案方式はシステム間における事前情報を全く必要とせず、2システムの周波数共用可能な領域を拡張可能であることが示された。

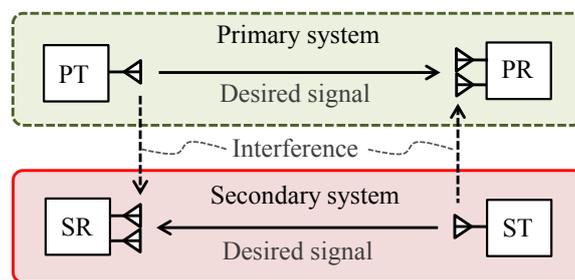


図 5-14 評価トポロジ

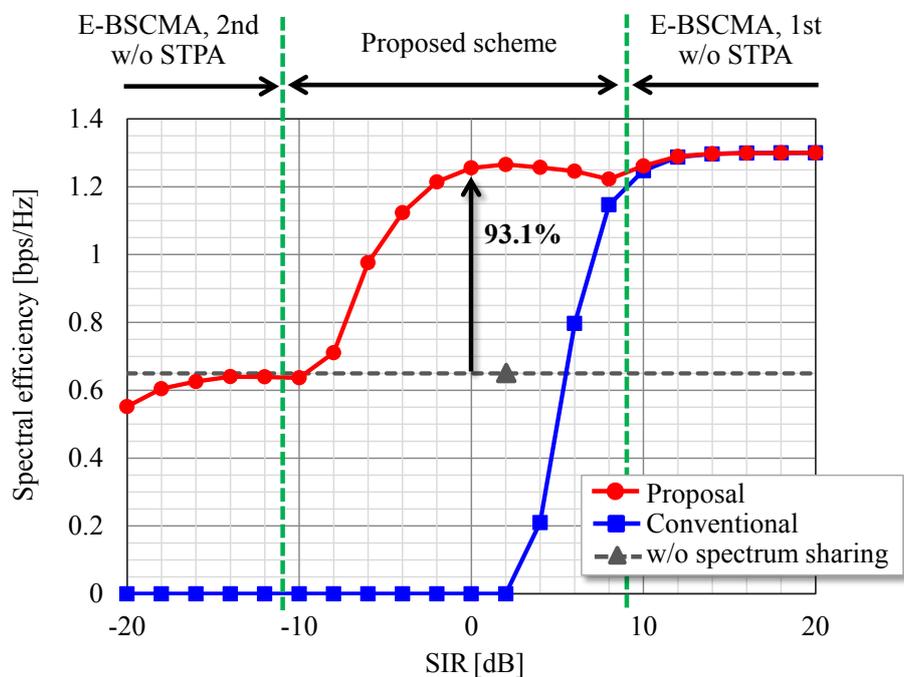


図 5-15 周波数共用時の周波数利用効率

表 5-3 SIR に対する最適パラメータ

SIR [dB]	-10	-8	-6	-4	-2	0	2	4	6	8
G [dB]	16	30	28	28	26	26	26	26	28	26
F	51	23	23	23	23	22	22	13	17	9

5.5 試作装置を用いた伝送実験

提案方式である STPA 及び BAA の動作確認及び検証として、同機能を実装した伝送装置を試作開発した。本節では、開発した試作装置を用い、有線接続による伝送実験にてリアルタイム信号処理の動作検証を行うとともに基本特性を評価した結果について述べる。

5.5.1 試作装置概要

図 5-16 に試作装置の外観を示す。ビットの入出力及び FEC 処理を行う FPGA ボードと、変復調及び RF 信号の入出力を行う FPGA ボードから構成される。2 次変調方式は狭帯域のキャリアを複数周波数軸上に干渉の無いように並べるマルチキャリア伝送とする。送信は 1 系統であり、出力端からの信号を同ボード上の 2 系統の入力端に折り返す構成である。

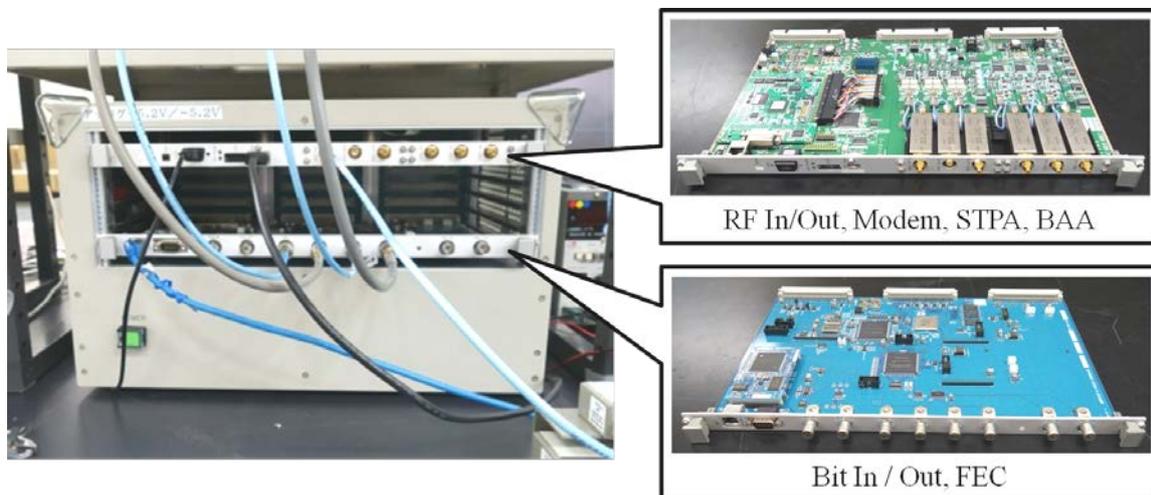


図 5-16 試作装置外観

図 5-17 (a)に送信機構成を示す。ビット系列に対して誤り訂正符号化を行い、サブキャリア数 N_{SC} に分割する。この符号化ビットは複素変調シンボルへ変換され、低レベルサブキャリアは G dB だけ減衰される。変調シンボルは、フィルタバンクにおいてルートロールオフフィルタによる帯

域制限とサブキャリア配列に則した周波数シフトが施された後、マルチキャリア信号として送信される。受信機構成を図 5-17 (b)に示す。4倍オーバーサンプリングされた2系統の受信信号はフィルタバンクによりサブキャリア毎の信号に抽出された後、BAA処理を施される。サブキャリア毎に設定されたBAAアルゴリズムによりウェイトを算出し、受信信号に乗算することで干渉を抑制した後、復調する。BAAアルゴリズムは実装の簡易化の観点からCMA及びPIを採用した。またPIに関しては、第5.2.4節にて述べたように当該ウェイトベクトルを初期値としてCMAを適用するPI-CMAとし、 $SIR < 0\text{dB}$ における高い干渉抑制効果を実現する。また本試作装置はアレー処理適用後の周波数スペクトルと各サブキャリアのコンスタレーションを出力する機能を持つ。

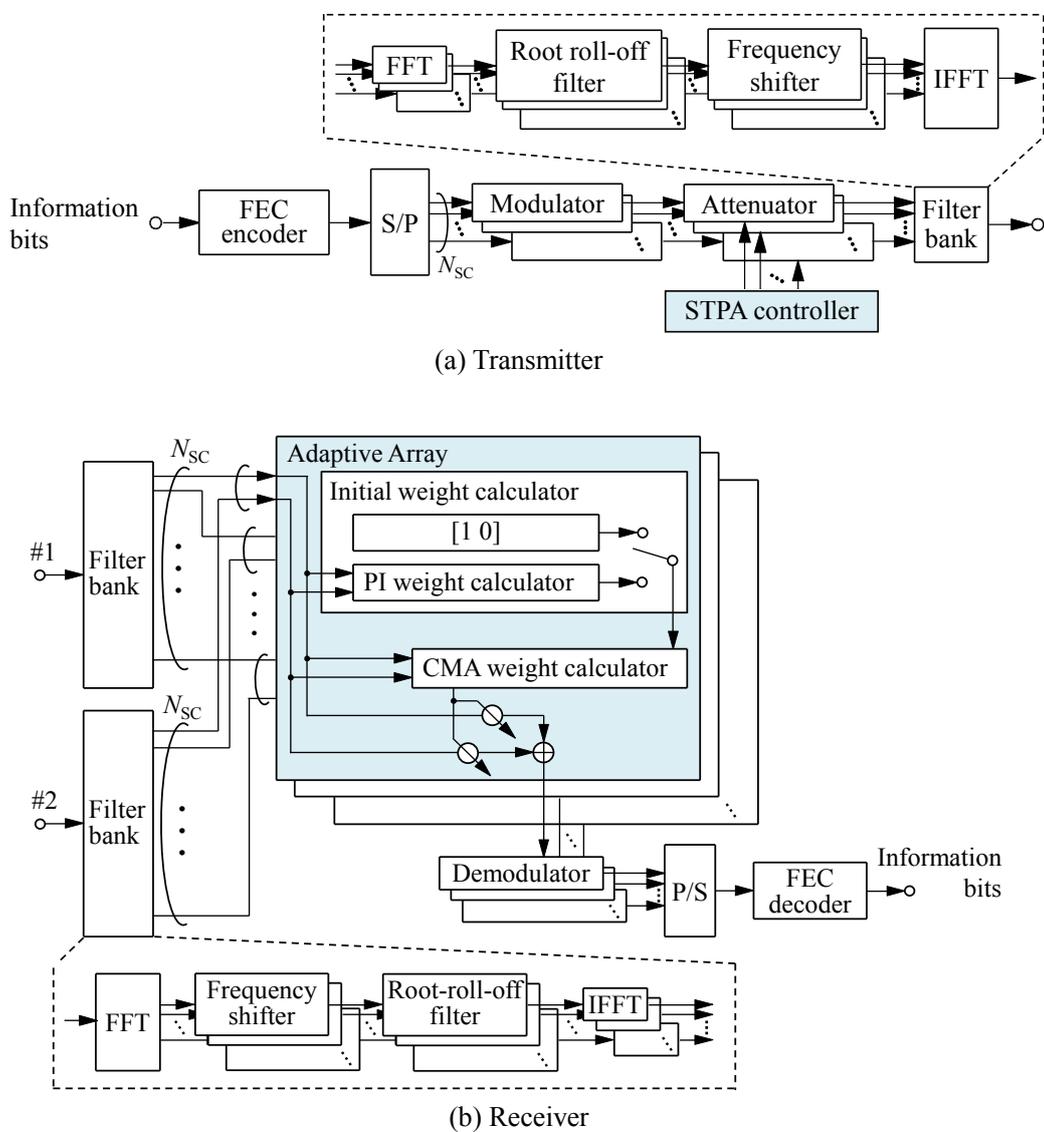


図 5-17 送受信機構成

5.5.2 実験諸元

図 5-18 に実験系, 図 5-19 にその外観を示す. 1 次システムと 2 次システムの周波数共用環境を模擬し, 試作装置 2 機を用いて互いに干渉を与える構成とした. 2 次システム装置の送信信号は 3 分配され, うち 1 系統は 1 次システムへの干渉として 1 次システム装置の送信信号に加算・受信される. 残り 2 系統は, それぞれ 1 次システムからの信号と雑音発生器により生成される AWGN を加算し, それぞれ 2 次システムの受信端 2 ポートに接続される. 1 次システムも同様に, 2 次システムからの干渉と AWGN が加算され, 1 次システムの装置に受信される. 1 次システムと 2 次システムの到来角度差を, 各々の移相器により 20° となるように設定した. 両システムの受信 SNR を 30 dB で一定とする. SNR 及び SIR は, 装置への入力端での測定値とした. ビット系列はビット誤り率(Bit Error Rate, BER)カウンタより連続的に発生し, 受信したビット系列との比較により BER を測定する.

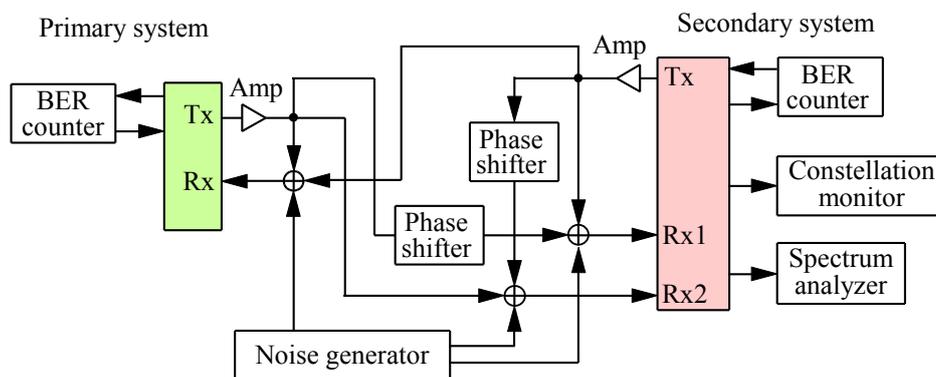


図 5-18 実験系

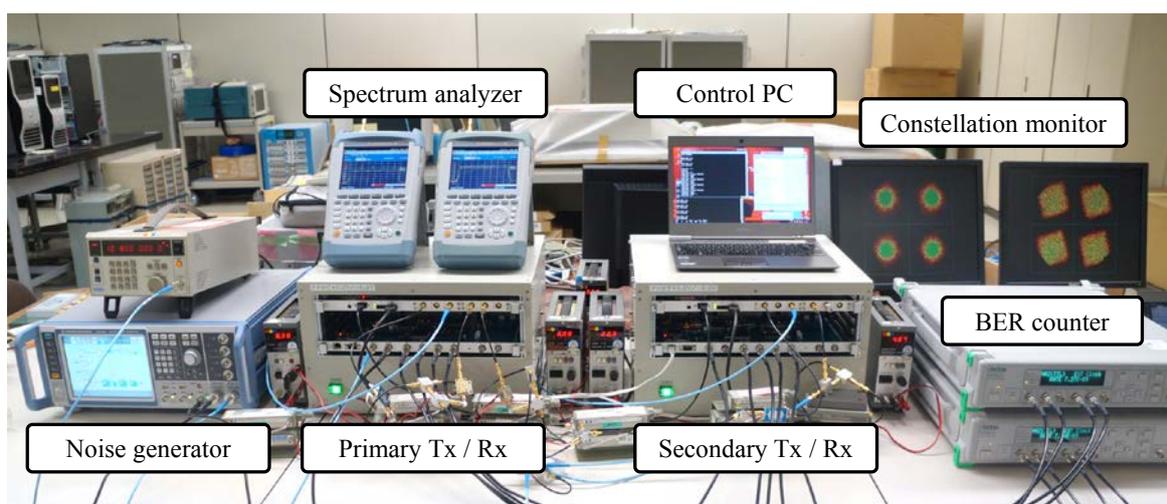


図 5-19 実験系外観

表 5-4 に装置諸元及び実験パラメータを示す．サブキャリア間の干渉は無く，直交関係と見做せるため伝送方式，及び量子化の有無の差異を除けば基本的には第 5.4 節にて述べた OFDM によるシミュレーションと同条件である．ただし有線接続における伝送系であることから，伝搬路は周波数選択性の無いフラットフェージング環境となる．なお，1 次システムの受信機側は BAA を実施せず，1 系統の受信信号のみを用いて復調処理を行う．

表 5-4 装置諸元及び実験パラメータ

Parameters	Primary	Secondary
Bandwidth	5.2 MHz	
Number of subcarrier, N_{SC}	52	
Subcarrier bandwidth	50 kHz	
Subcarrier spacing	100 kHz	
Carrier frequency	140 MHz	
Number of data symbol	128 (512 samples)	
Roll-off factor	0.2 (per subcarrier)	
Tx / Rx quantization bit	14 / 12 bits	
Modulation scheme	QPSK	
Forward error correction	Convolutional code, Rate=1/2 Soft decision Viterbi decoder	
Interleave	None	
Number of Tx port	1	
Number of Rx port	1	2
Adaptive array algorithm	None	CMA / PI-CMA
Angle of arrival difference	20 degrees	
G	4, 8, 12, 16, 20, 24, 26 dB	
F	7, 11, 13, 17, 25, 51	

5.5.1 実験結果

5.5.1.1 2 次システム受信特性

提案方式による干渉抑圧効果を検証する．SIR=0dB としたときの，従来方式及び提案方式による受信スペクトラム及びコンスタレーションを図 5-20 に示す．STPA のパラメータを $G=20\text{dB}$ ， $F=7$ とする．全サブキャリアに等電力密度を割り当てる従来方式では BAA を適用したとしてもコンスタレーションが収束しておらず，干渉を抑圧できていない．一方 STPA を適用することによ

り所望信号と干渉信号に有意なレベル差を得られることからコンスタレーションは収束し、高/低レベルサブキャリアそれぞれにおいて干渉を抑圧できていることがわかる。しかし、図から明らかのように低レベルサブキャリアのコンスタレーションは高レベルのものとは比べて振幅が小さくなる。加えて低レベルサブキャリアではその振幅値を表現できるビット数が少ないことから量子化誤差の影響を受けやすくなる。そのため G を大きくした場合の受信特性が劣化することが考えられる。

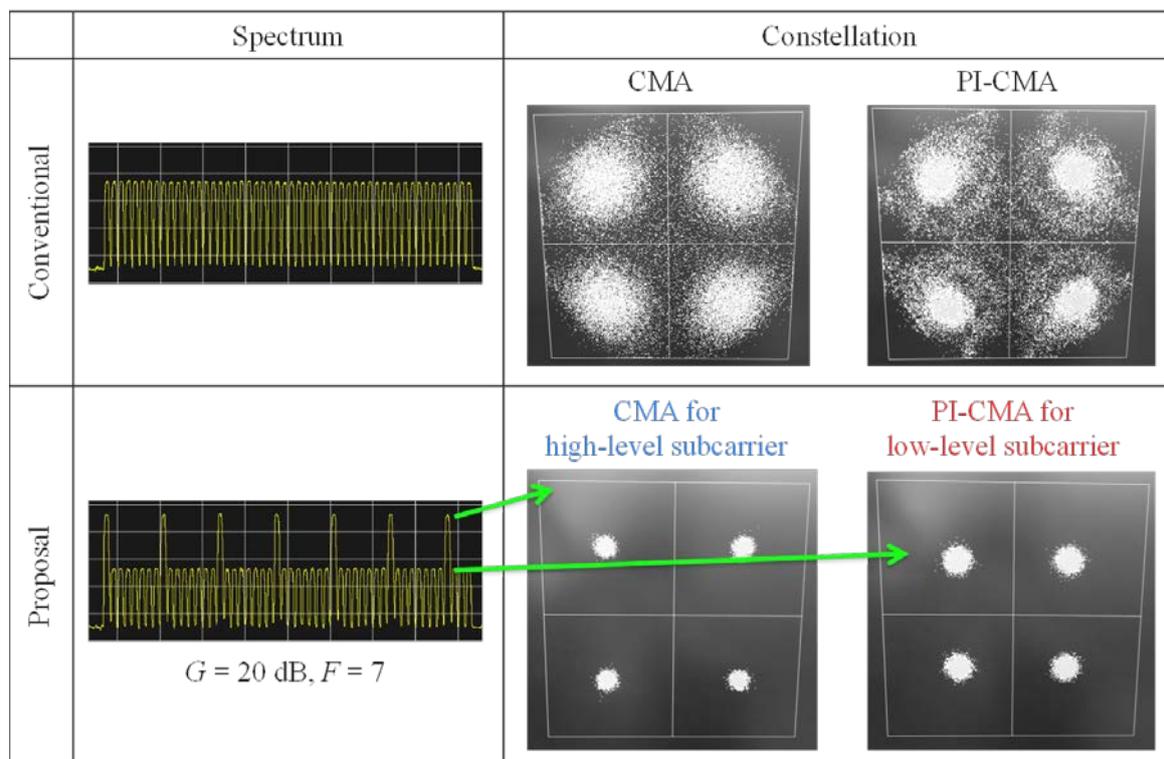


図 5-20 BAA 適用時の受信スペクトル及びコンスタレーション (SIR=0dB)

2次システムの受信 SIR に対する BER 特性を図 5-21 に示す。基本特性として、STPA を実施せず全サブキャリアに CMA または PI-CMA のみを適用した際の BER 特性も示す。また、それぞれに同様の条件で実施したシミュレーション結果も併せて示す。SIR=0dB 周辺の領域において、CMA 及び PI-CMA は BER が大きく劣化しているが、提案方式では、良好な BER 特性の改善が確認できる。また、シミュレーションと比較すると、CMA, PI-CMA では 2dB 程度の劣化が見られる。これは、実際の伝送系では全サブキャリアに等電力を割り当てていたとしても伝送路上でわずかな振幅変動が生じることが考えられ、CMA が所望信号を適切に補足できていないか、動作が不安

定になり, CMA の干渉抑圧性能の劣化したためと推測できる. これと同様の理由から, 提案方式適用時の動作領域外となる SIR においてシミュレーション値と実測値との乖離が確認できる. CMA が安定して動作する領域においては, 実測値とシミュレーションの差は 2dB 未満であり, 干渉抑圧アルゴリズムとしては理論通り動作していることが確認できる.

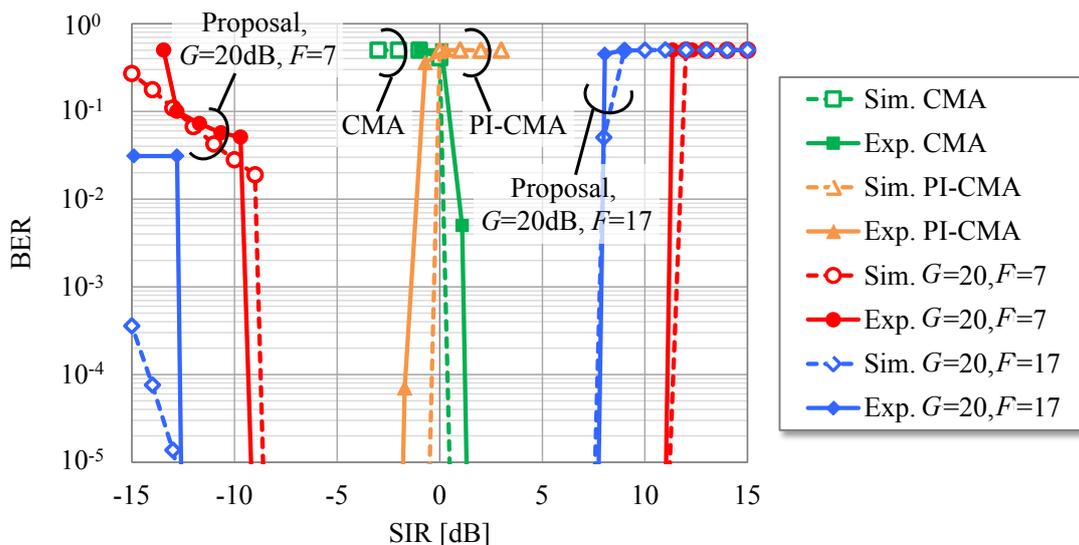


図 5-21 2次システムの SIR に対する BER 特性

次に, 高/低レベルサブキャリア電力比 G 及びサブキャリア数比 F による, 提案方式の動作 SIR 領域を明らかにする. ここでは, $\text{BER} \leq 10^{-5}$ となる SIR の範囲を動作領域と定義し, まず, $F=7$ における G に対する動作 SIR の上限と下限を図 5-22 に示す. シミュレーション値も併せて示す. 周波数選択性は無いため, 動作領域すなわち上限と下限の差は G の値に対応する形で大きくなる. しかしながら, $G=24\text{dB}$ では動作領域はシミュレーション値と乖離が生じ, 動作領域は小さくなる. また $G=26\text{dB}$ では動作しないことが確認された. 本試作装置は, サブキャリア毎にデジタル段での制御により電力を低下させる形で G に従う電力差を設け, 試作装置からの出力を増幅器によって増幅することで総送信電力一定とする制御を行っている. このため, 低レベルサブキャリアの量子化分解能の不足や, SIR が低い領域の評価時における干渉信号の試作装置への過入力により, 動作領域として限界が生じたものと考えられる.

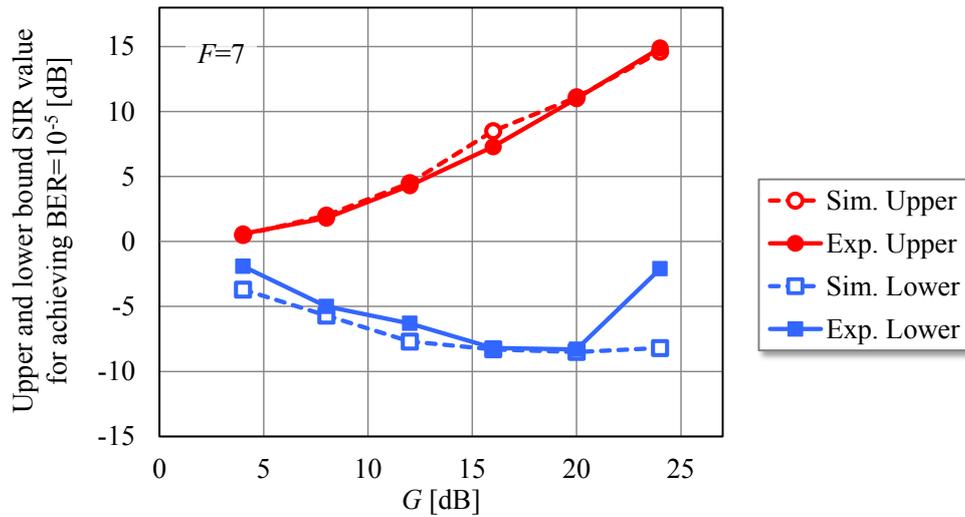


図 5-22 G に対する 2 次システムの動作領域 ($F=7$)

$G=20\text{dB}$ とし, F を変化させたときの動作 SIR 領域を図 5-23 に示す. 第 5.4.2.1 節にて説明したように, F を増加させると余剰となる電力が帯域全体に振り分けられるため, 全体的なサブキャリアの電力密度は増加し, 動作 SIR は小さくなる方向にシフトする. しかし, F が大きくなり量子化分解能の低い低レベルサブキャリア数が増加すると, 全体的な干渉抑圧性能は劣化するため, 動作 SIR の下限値はシミュレーション値と比較して大きくなることになる.

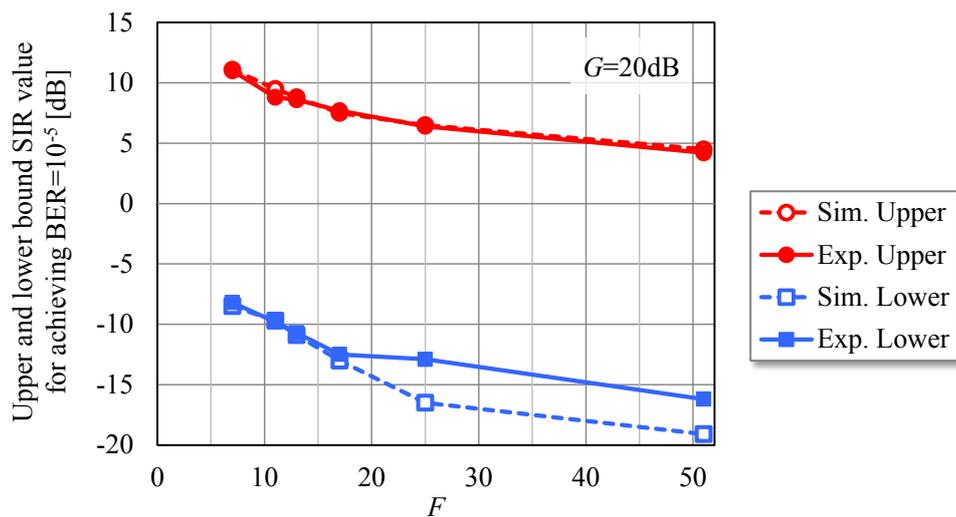


図 5-23 F に対する 2 次システムの動作領域 ($G=20\text{dB}$)

5.5.1.2 1次システム受信特性

最後に、STPAによる1次システムへの与干渉低減効果を確認する。STPA適用/非適用時の1次システムのSIRに対するBER特性を図5-24に示す。ここでは、与干渉低減効果の高い例として $\{G=20\text{dB}, F=17\}$ 、 $\{G=24\text{dB}, F=17\}$ のSTPAパラメータを示す。いずれのケースにおいても、シミュレーションと比較してBERカーブの描き方は類似しており、シミュレーションと同様の動作SIR改善効果の傾向を確認できる。BER= 10^{-5} において、 $G=20\text{dB}, F=17$ の場合では従来方式に対して動作SIRを3.0dB改善可し、さらに G を24dBにまで拡大できれば7.0dBの動作SIRの改善が可能である。図5-22において示したように、 G の過度な増大は2次システムの受信性能劣化につながるが、量子化ビット数の増加もしくはSTPAの実装次第では適用可能領域となることは十分に考えられる。また、本試作装置では未実装であったビットインターリーブ機能を追加することによりFECの能力を最大限に利用可能となることから、さらなる与干渉低減効果も期待できる。

以上より、提案するSTPA及びBAAによる周波数共用方式の有効性を、ハードウェア実装による伝送実験の観点から明らかにした。

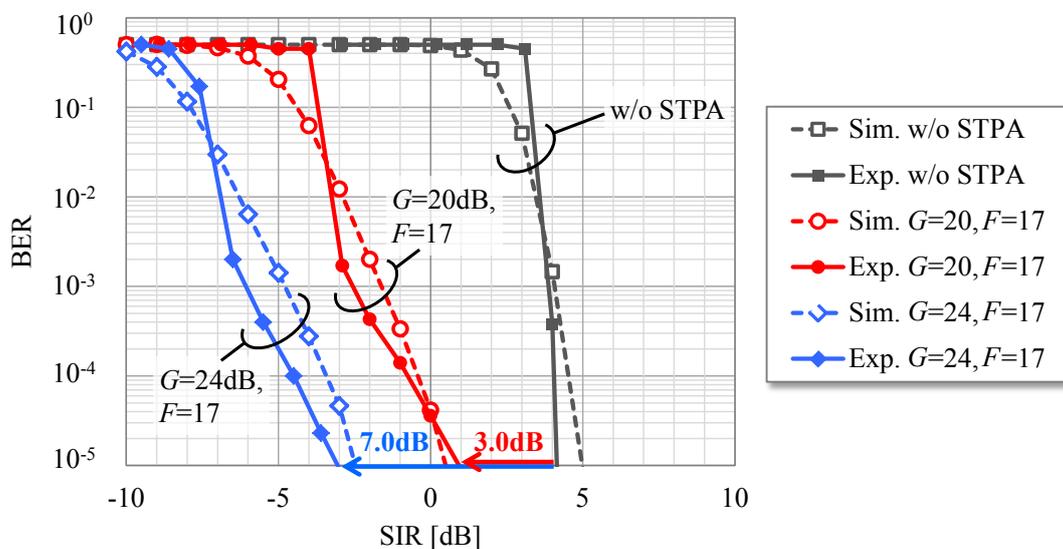


図 5-24 1次システムのSIRに対するBER特性

5.6 まとめ

本章では、STPA と、BAA アルゴリズムの選択的適用による周波数共用方式を提案した。サブキャリア毎に高/低電力にて割り当てることで干渉波に対して $SIR > 0\text{dB}$ 及び $SIR < 0\text{dB}$ となる状況を意図的に作り出し、高レベルサブキャリアには E-BSCMA の第 1 固有ベクトルを、低レベルサブキャリアには第 2 固有ベクトルを割り当て、2 次システムが適切に干渉信号のみを抑圧させることが可能となる。さらに低レベルサブキャリアは 1 次システムへの与干渉を低減する効果を併せ持つ。計算機シミュレーションにより、サブキャリア全体で見たときの $SIR = 0\text{dB}$ 周辺における干渉抑圧を実現し、さらに、2 システムが周波数を共用した場合の周波数利用効率を $SIR = 0\text{dB}$ において 93.1%改善可能であることを明らかにした。

また、提案方式を実装した試作装置を開発し、有線接続による伝送実験を行いリアルタイム信号処理による基本特性の検証を行った。シミュレーションと同様、2 次システムにおける $SIR = 0\text{dB}$ 周辺での干渉抑圧効果、及び 1 次システムへの与干渉低減効果を確認した。

提案方式が異なる複数システムの周波数共用環境における共存可能領域を拡大することが可能な技術として有効であることをシミュレーション及び伝送実験の両面から明らかにした。

第6章

結論

本論文では、無線通信における周波数資源の逼迫という課題を解決し、周波数利用効率を向上するための干渉低減技術の研究を行った。同一システム内における干渉問題として、第2章ではセル間干渉、第3章ではユーザ間干渉、第4章ではホップ間干渉を対象とし、それぞれの干渉を低減可能な方式を提案した。また第5章ではシステム間干渉を低減し、異システム間において周波数共用を可能とする方式を提案した。各章の要点を以下にまとめる。

第2章では、準分散型の構成で実現可能な基地局連携による ICI キャンセラ、及び FFR の適用を提案した。特性評価において現実的な環境を模擬するために劣化要因として CSI の不完全性を導入し、計算機シミュレーションによって基地局連携システムにおける実用的な性能を明らかにするとともに提案方式の有効性を周波数利用効率及び演算量の観点から明らかにした。CSI の不完全性として UT の受信 SNR に依存する CSI 推定誤差と、取得可能な CSI 数(連携可能なセル数)の2要素を取り入れた。計算機シミュレーションの結果、提案方式は全基地局連携 MU-MIMO と比較して周波数利用効率のセル平均値において 3.5%、CDF=5%値において 112%の改善を達成した。FFR は従来の MU-MIMO では必要となる集中制御による複雑なスケジューリングを不要としながらも UT 間のチャンネル相関を低減するとともに SIR を改善し、提案方式が有効に機能するための条件を確保する。CSI の不完全性は基地局連携伝送の性能を大きく劣化させるが、FFR の適用によりその劣化を抑えることが可能である。さらに FFR はピーク送信電力の低減にも有効であることを明らかにした。

第3章では、Massive MIMO において低演算量にて実現可能な IUI 抑圧方式を提案した。EGT ウェイトを用い、後続する行列×ベクトルの簡易な演算を繰り返す漸化式処理により IUI を抑圧する。さらに、既存方式である ZF や Gauss-Seidel 法のように逆行列演算を必要としないことからハードウェアへの実装も容易となる。チャンネル推定誤差を考慮したシミュレーションにより、周波数利用効率特性を評価した。Gram-Schmidt の直交化法には劣るものの、多重 UT 数が $N_t/N_u > 6$ において ZF 及び Gauss-Seidel 法よりも優れた周波数利用効率、かつ最も少ない演算量削減効果を達成した。同演算量にて比較した場合には、ZF に対しておよそ 40%の空間多重数の増大を可能とす

る。また、提案方式の実環境における特性を評価するために32アンテナ素子を備える受信機を試作開発し、伝搬路測定に基づく評価を実施した。多素子アンテナによる合成利得は周波数選択性の影響により若干劣化はするものの、実環境においても提案方式が有効に機能することを確認した。リンクレベルシミュレーションよりBSアンテナ数32に対して7多重時に最大のシステムスループットを達成可能であることを明らかにし、アンテナ数を128に拡張し、より高い変調多値数及び符号化率の適用を想定したときに帯域幅20MHzにおいて1.476Gbpsものシステムスループット、周波数利用効率にして73.8bps/Hzの実現が期待されることを確認した。

第4章では、ランダムアクセスであるCSMA/CAを用いたマルチホップネットワークにおいてIHIを低減し、中継伝送効率を向上可能なパケット中継伝送法として2方式を提案した。1つはRR-IPTを適用したマルチチャネル中継法である。中継回線に2つのチャネルを用い、一方のチャネルには下りトラフィックのみをRR-IPTにて中継伝送を行い、もう一方のチャネルには上りと下り両方のトラフィックをCSMA/CAにて同時に収容する。計算機シミュレーションの結果、従来のパケット中継伝送方式に比べ、提案方式はシステムスループットを23%改善し、平均遅延及びパケットロス低減可能であることを明らかにした。

もう1つはFAを端局に適用したWNCである。FAを端局に適用することによりCSMA/CAによるオーバーヘッドを削減するとともに両端局から送信されるパケット長を可能な限り等しくし、WNCの利得を最大化することが可能となる。WNC及びFAを実装した2ホップ無線伝送装置を試作し、屋外伝送実験を通して、WNC及びFAのタイムアウト値を最適化することによるシステムスループット改善効果を評価した。タイムアウト値の最適化の結果、従来の中継伝送方式と比較してシステムスループットが112%改善することを明らかにした。これら2つの技術は併用することが可能である。例えば一方のチャネルにRR-IPTを、他方のチャネルにはWNC/FAを適用するような形態が考えられる。このとき得られる周波数利用効率改善効果は $42.4/2 + 112/2 = 77.2\%$ と算出できる。

第5章では、STPAと、BAAアルゴリズムの選択的適用による周波数共用方式を提案した。サブキャリア毎に高/低電力にて割り当てることで干渉波に対して $SIR > 0\text{dB}$ 及び $SIR < 0\text{dB}$ となる状況を意図的に作り出し、高レベルサブキャリアにはE-BSCMAの第1固有ベクトルを、低レベルサブキャリアには第2固有ベクトルを適用し、2次システムが適切に干渉信号のみを抑圧させることが可能となる。さらに低レベルサブキャリアは1次システムへの与干渉を低減する効果を併せ持つ。計算機シミュレーションにより、 $SIR = 0\text{dB}$ 周辺における干渉抑圧を実現し、さらに、2次システムが周波数を共用した場合の周波数利用効率を $SIR = 0\text{dB}$ において93.1%改善可能であることを明らかにした。また、提案方式を実装した試作装置を開発し、有線接続による伝送実験により基本特性の検証を行った。シミュレーションと同様、2次システムにおける干渉抑圧効果、及び1次システムへの与干渉低減効果を確認した。

上記それぞれの研究結果は複合的に適用可能である。各章における成果である周波数利用効率改善効果は、第2章：112% (p. 34), 第3章：40% (p. 63), 第4章：77.2% (p. 92), 第5章：93.1% (p. 121) である。これらを総合すると

$$2.12 \times 1.4 \times 1.772 \times 1.931 = 10.16 \quad (6.1)$$

となり、システム全体として10倍以上の周波数利用効率改善効果を達成可能となる。

図6-1に、5Gの実現に向けた要素技術の概要を示す。基地局連携技術(CoMP)は、2011年に3GPP Release11にて標準仕様化されたがマクロセル環境ではその効果は小さいことから実用化には至らなかった。スモールセルが多数配置される環境ではエリアが大きくオーバーラップすることから、基地局連携の効果を大きく得られることが期待され、2020年の実用化に向けた議論が再度高まっている。第2章にて検討した基地局連携技術の成果はここに活かされるものと考えられる。

2022年以降には、20GHz超の高周波数帯を用いたMassive MIMO伝送技術の実用化が見込まれており、アナログ素子と信号処理量の簡素化を実現可能なアナログ・デジタルのハイブリッドによる構成が有力な候補として検討されている[96][97]。まずアナログ段によるビームフォーミングによって利得を獲得し、デジタル段における信号処理系統数を削減した後にMIMO信号処理を実施する。第3章で検討した成果である低演算量IUCは、初段に適用するEGTウェイトがアナログビームフォーミングに相当し、その後段にレプリカ減算型のIUC処理を適用可能である。したがってアナログ・デジタルハイブリッド構成においても本成果を活用することができる。また多数のモノを同時にかつ低遅延にネットワークに收容する機器間(Machine to Machine, M2M)通信に対しても本研究成果を適用可能である。

無線LANシステムの動向としては、20Gbps以上のスループットをスコープとしているIEEE802.11ay[98]が2020年頃の実用化を目指して設立された。60GHz帯を用いるが近距離通信のみならず、モバイルトラフィックのオフロード、また無線バックホール等の用途が想定されており、第4章の研究成果である高効率パケット中継伝送方式がここに活かされるであろう。

2016年には、LTEが自システムの2GHz帯と無線LANで利用されている5GHzの免許不要帯域を連結し(キャリアアグリゲーション)、ひとつのLTEの周波数帯域として運用する技術であるライセンス補助アクセス(Licensed Assisted Access, LAA)[99]の実用化が見込まれている。LTEはCSMA/CAのように周囲の無線リソースの仕様状況を検知し送信を控える機能を持たないため、無線LANはリソースを奪われてしまい動作に影響を及ぼすことが懸念される。このような課題に対して第5章の研究成果である周波数共用方式は活かされるであろう。

周波数利用効率の向上に寄与し得る技術のひとつに、全二重通信(Full Duplex)[100]が検討されている。これは従来、BS-UT間のUL/DLの通信を時分割複信(Time Division Duplex, TDD)もしくは周波数分割複信(Frequency Division Duplex, FDD)で行っていたものを同一時間・同一周波数にて実現可能とするものである。本論文で扱った干渉問題に加え、このような全二重通信を前提とした際に生じる干渉の克服、またそれを応用したさらなる周波数利用効率の向上が今後研究すべき課題として考えられる。

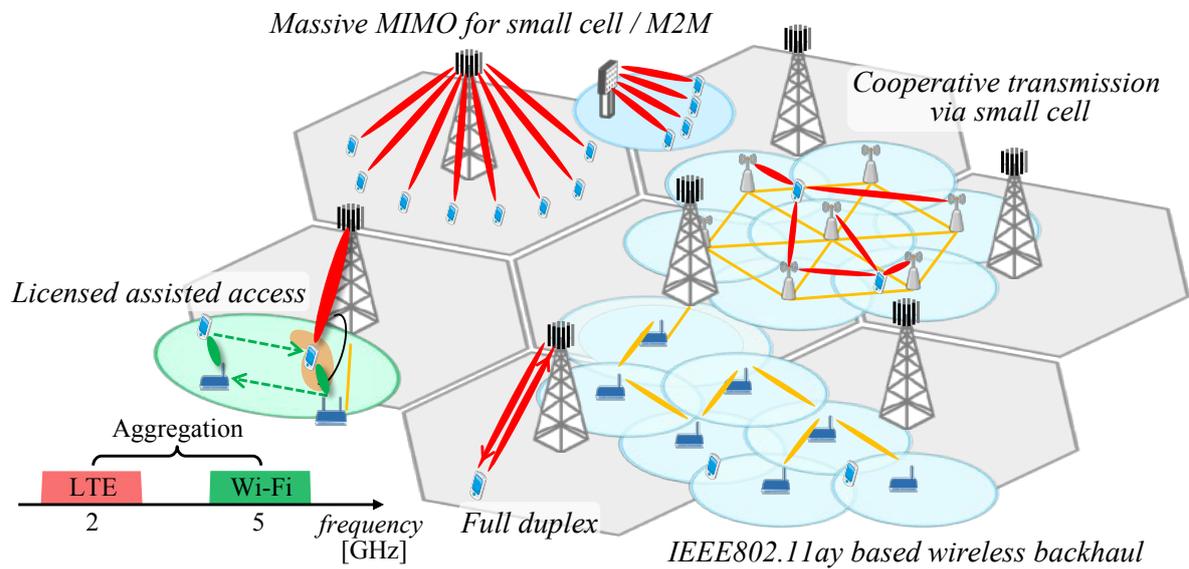


図 6-1 5G の実現に向けた要素技術

以上、現状の動向を踏まえ、それぞれの提案技術の適用領域についての展望及び検討課題を述べた。本論文の研究成果が将来の周波数枯渇時代における無線通信システムの構築に寄与できることを期待したい。

参考文献

- [1] IEEE Std 802.11a, “Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: Higher speed physical layer in the 5 GHz band,” 1999.
- [2] IEEE 802.11g-2003, “Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band,” 2003.
- [3] 802.16TGe-2005 Standard, “Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands,” February 2006.
- [4] 3GPP TS36.300, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (EUTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (EUTRAN); Overall description”.
- [5] 3GPP TR 36.814 V9.0.0, “Further advancements for E-UTRA physical layer aspects,” March 2010.
- [6] Report ITU-R M.2243, “Assessment of the global mobile broadband deployments and forecasts for International Mobile Telecommunications,” January 2012.
- [7] Cisco White Paper, “Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology, 2014-2019,” 2015.
- [8] <http://www.tele.soumu.go.jp/j/adm/freq/search/myuse/index.htm>
- [9] Q. H. Spencer, C. B. Peel, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, “An introduction to the multi-user MIMO downlink,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 60–67, October 2004.
- [10] T. L. Marzetta, “Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.9, no.11, pp.3590-3600, Nov. 2010.
- [11] J. Hoydis, S. ten Brink, M. Debbah, “Massive MIMO in the UL/DL of Cellular Networks: How Many Antennas Do We Need?,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.31, no.2, pp.160-171, February 2013.
- [12] F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, G. E. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, F. Tufvesson, “Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays.” *IEEE Signal Processing Magazine*, 30(1). p.40-60, 2013.
- [13] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, T. L. Marzetta, “Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol.52, no.2, pp.186-195, February 2014.
- [14] F. Boccardi, R. W. Heath, A. Lozano, T. L. Marzetta, P. Popovski, “Five disruptive technology directions for 5G,” *IEEE Communicaions Magazine*, vol.52, no.2, pp.74-80, February 2014.
- [15] B. Bangerter, S. Talwar, R. Arefi, K. Stewart, “Networks and devices for the 5G era,” *IEEE*

- Communications Magazine, vol.52, no.2, pp.90-96, February 2014.
- [16] S. Suyama, J. Shen, A. Benjebbour, Y. Kishiyama, Y. Okumura, "Super high bit rate radio access technologies for small cells using higher frequency bands," Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS) 2014, June 2014.
- [17] K. T. Kim, S. K. Oh, "A Universal Frequency Reuse System in a Mobile Cellular Environment," Proc. VTC 2007-Spring, pp.2855-2859, April 2007.
- [18] W. C. Y. Lee, "Overview of cellular CDMA," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 40, no. 2, pp. 291-302, May 1991.
- [19] A. Olivia, C. Bernardos, M. Calderon, T. Melia, and J. Zuniga, "IP flow mobility: smart traffic offload for future wireless networks," IEEE Communications Magazine, vol. 49, no. 10, October 2011.
- [20] R. Ferrus, O. Sallent, R. Agustí, "Interworking in heterogeneous wireless networks: Comprehensive framework and future trends," IEEE Wireless Communications, vol.17, no.2, pp.22-31, April 2010.
- [21] Y. Yamao, H. Suda, N. Umeda, and N. Nakajima, "Radio Access Network Design Concept for the Fourth Generation Mobile Communication System," Proc. VTC'00-Spring, vol.3, pp.2285-2289, May 2000.
- [22] R. Pabst, R. B.H. Walke, D.C Schultz, P. Herhold, H. Yanikomeroglu, S. Mukherjee, H. Viswanathan, M. Lott, W. Zirwas, M. Dohler, H. Aghvami, D. D. Falconer, G.P. Fettweis, "Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio," IEEE Communications Magazine, vol.42, no.9, pp.80-89, September 2004.
- [23] J. Li, C. Blake, D. S. J. De Couto, H. I. Lee and R. Morris, "Capacity of ad hoc wireless networks," Proc. ACM MobiCom '01, 2001.
- [24] Q. Zhao, "Spectrum opportunity and interference constraint in opportunistic spectrum access," Proc. ICASSP2007, vol.3, pp.III-605-III-608, Apr. 2007.
- [25] S. Haykin, "Cognitive radio: brain-empowered wireless communications," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.23, no. 2, pp.201-220, Feb. 2005.
- [26] T. Matsumura, K. Ibuka, K. Ishizu, H. Murakami, H. Harada, "Prototype of FDD/TDD dual mode LTE base station and terminal adaptor utilizing TV white-spaces," Proc. CROWNCOM'14, pp.317-322, June 2014.
- [27] J. Mashino, T. Sugiyama, "Subcarrier Suppressed Transmission for OFDMA in Satellite/Terrestrial Integrated Mobile Communication System," Proc. IEEE ICC'11, June 2011.
- [28] S. Shamai and B. Zaidel "Enhancing the cellular downlink capacity via co-processing at the transmitting end," Proc. VTC' 01-Spring, pp. 1745-1749, May 2001.
- [29] L. Daewon, S. Hanbyul, B. Clerckx, E. Hardouin, D. Mazzaresse, S. Nagata, K. Sayana, "Coordinated multipoint transmission and reception in LTE-advanced: deployment scenarios and

- operational challenges,” *IEEE Communications Magazine*, vol.50, no.2, pp.148-155, February 2012.
- [30] S. A. Ramprasad, H. C. Papadopoulos, A. Benjebbour, Y. Kishiyama, N. Jindal, G. Caire, “Cooperative cellular networks using multi-user MIMO: trade-offs, overheads, and interference control across architectures,” *IEEE Communications Magazine*, vol.49, no.5, pp.70-77, May 2011.
- [31] H. Furukawa, “Hop Count Independent Throughput Realization by a New Wireless Multihop Relay,” in *Proc. VTC’04-Fall*, September 2004.
- [32] H. Furukawa, Y. Higa, R.-G. Cheng and J.-S. Yang, “Proposed text for frame forwarding on 802.11s,” *IEEE802.11-05/770r0*, June 2005.
- [33] G. Jin, H. Furukawa, “Automatic Transmission Period Setting for Intermittent Periodic Transmission in Wireless Backhaul System,” *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E95-B, No.3, pp.857-865, March 2012.
- [34] Y. Higa and H. Furukawa, “Experimental evaluations of Wireless Multihop Network associated with the Intermittent Periodic Transmit,” *Proc. IEEE APWCS’06*, pp. 234-238, August 2006.
- [35] Y. Higa, H. Furukawa, “One-way relay for wireless multihop networks associated with the intermittent periodic transmit and the spiral mesh routing,” *Proc. VTC’05-Spring*. vol.5, pp.3202-3206 May 2005.
- [36] Y. Tohzaka, Y. Higa and H. Furukawa, “Evaluations of Wireless Multihop Network Incorporating Intermittent Periodic Transmit and Packet Forwarding Path Reservation,” *Proc. IEEE VTC’07 spring*, pp. 212-216, April 2007.
- [37] K. Maruta, Y. Tohzaka, Y. Higa, H. Furukawa, “Bidirectional Traffic Handlings in Wireless Multihop Networks Incorporating Intermittent Periodic Transmit and Packet Forwarding Path Reservation,” *Proc. APWCS’07*, August 2007.
- [38] K. Mitsunaga, K. Maruta, Y. Higa and H. Furukawa, “Application of directional antenna to wireless multihop network enabled by IPT forwarding,” *Proc. ICSPCS’08*, December 2008.
- [39] S. Katti, D. Katabi, W. Hu, and R. Hariharan, “The importance of being opportunistic: Practical network coding for wireless environments,” *Proc. Allerton Conference on Communication, Control and Computing*, September 2005.
- [40] S. Katti, H. Katti, H. Rahul, W. Hu, D. Katabi, M. Medard, and J. Crowcroft, “XORs in The Air: Practical Wireless Network Coding,” *Proc. ACM SIGCOMM’06*, pp. 243-254, September 2006.
- [41] C. Hausl and P. Dupraz, “Joint network-channel coding for the multipleaccess relay channel,” *Proc. IEEE SECON’06*, vol.3, pp.817-822, September 2006.
- [42] W. W. L. Ho and Y.-C. Liang, “Two-way relaying with multiple antennas using covariance feedback,” *Proc. IEEE VTC’08-fall*, September 2008.
- [43] A. Argyriou, “Network coding in IEEE 802.11 wireless LANs with an enhanced channel access scheme,” *Proc. IEEE GLOBECOM’08*, November 2008.
- [44] D. Umehara, T. Hirano, S. Denno, M. Morikura, and T. Sugiyama, “Analysis of network coding in

- slotted ALOHA with two-hop bidirectional traffic,” Proc. IEEE ICC’09, June 2009.
- [45] D. Umehara, S. Denno, M. Morikura, T. Sugiyama, “Throughput Analysis of Two-Hop Wireless CSMA Network Coding,” Proc. IEEE ICC’10, May 2010.
- [46] Y. Sangenya, D. Umehara, M. Morikura, N. Otsuki, and T. Sugiyama, “Novel length aware packet aggregation and coding scheme for multihop wireless LANs,” Proc. ICSPCS’11, December 2011.
- [47] J. Hasegawa, H. Yomo, Y. Kondo, P. Davis, R. Suzuki, S. Obana, and K. Skakibara, “Bidirectional packet aggregation and coding for VoIP transmission in wireless multi-hop networks,” Proc. IEEE ICC’09, June 2009.
- [48] N. Otsuki, T. Sugiyama, “Wireless Network Coding Diversity Technique Based on Hybrid AF/DF Relay Method Employing Adaptive Power Control at Relay Node for Bidirectional Two-Hop Wireless Networks,” IEICE Trans. on Comm., Vol.E95-B, No.12, pp.3772-3785, December 2012.
- [49] N. Otsuki, T. Sugiyama, “Performance Evaluation of TDMA Based Wireless Network Coding Prototype System,” Proc. IEEE VTC’12-Fall, September 2012.
- [50] N. Otsuki, T. Sugiyama, “Implementation of a TDMA Based Wireless Network Coding Prototype System with Ethernet Frame Aggregation,” IEICE Trans. on Comm., Vol.E95-B, No.12, pp.3752-3759, September 2012.
- [51] J. Park, Y. Park, S. Hwang, B. J. Jeong, “Low-Complexity GSVD-Based Beamforming and Power Allocation for a Cognitive Radio Network,” IEICE Transactions on Communications, Vol.E95-B, No.11, pp. 3536-3544, Nov. 2012.
- [52] B. Guler, A. Yener, “Selective Interference Alignment for MIMO Cognitive Femtocell Networks,” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.32, no.3, pp.439-450, March 2014.
- [53] 3GPP; Huawei, “Soft frequency reuse scheme for UTRAN LTE,” R1-050507, May 2005.
- [54] R. Kudo, Y. Takatori, K. Nishimori, A. Ohta, S. Kubota, “User Selection Method for Block Diagonalization in Multiuser MIMO Systems,” Proc. VTC 2006-Spring, Vol.5, pp.2216-2220, May 2006.
- [55] N. Kusashima, I. D. Garcia, K. Sakaguchi, K. Araki, S. Kaneko, Y. Kishi, “Dynamic Fractional Base Station Cooperation Using Shared Distributed Remote Radio Units for Advanced Cellular Networks,” IEICE Trans. Commun., vol.94-B, no.12, pp.3259-3271, December 2011.
- [56] P. Marsch, G. Fettweis, “On Downlink Network MIMO under a Constrained Backhaul and Imperfect Channel Knowledge,” Proc. GLOBECOM 2009, pp.1-6, November 2009.
- [57] E. Bjornson, R. Zakhour, D. Gesbert, B. Ottersten, “Cooperative Multicell Precoding: Rate Region Characterization and Distributed Strategies With Instantaneous and Statistical CSI,” IEEE Transactions on Signal Processing, vol.58, no.8, pp.4298-4310, August 2010
- [58] J. Zhang; C-K. Wen, S. Jin, X. Gao, K-K. Wong, “Large System Analysis of Cooperative Multi-Cell Downlink Transmission via Regularized Channel Inversion with Imperfect CSIT,” IEEE

- Transactions on Wireless Communications, vol.12, no.10, pp.4801-4813, October 2013.
- [59] J. Zhang, R. Chen, J. G. Andrews, A. Ghosh, and R. W. Heath, "Networked MIMO with clustered linear precoding," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 8, no. 4, pp. 1910-1921, April 2009.
- [60] J. J van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM system," Proc. IEEE VTC'95, vol. 2, pp. 815-819, July 1995.
- [61] ITU-R Recommendation, M. 1225, "Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000," 1997.
- [62] X. Hou, Z. Zhang, H. Kayama, "Doubly-Selective Channel Estimation for Packet OFDM Systems with Virtual Subcarriers," Proc. VTC 2008-Fall, pp.1-6, September 2008.
- [63] H. Nishimoto, S. Kato, Y. Ogawa, T. Ohgane, T. Nishimura, "Imperfect block diagonalization for multiuser MIMO downlink," Proc. PIMRC 2008. September 2008.
- [64] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, 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, 2004. 14.
- [65] T. Tabata, S. Hori, N. Kikuma, T. Wada, M. Fujimoto, H. Asato, "Experimental Study of Adaptive Array Antenna System for ISDB-T Mobile Reception," Proc. ISAP2009, tf3.2, October 2009.
- [66] D. J. Love, R. W. Heath, "Equal gain transmission in multiple-input multiple-output wireless systems," IEEE Transactions on Communications, vol.51, no.7, pp.1102-1110, July 2003.
- [67] H. Prabhu, J. Rodrigues, O. Edfors, F. Rusek, "Approximative matrix inverse computations for large-scale MIMO and applications to linear pre-coding systems," Proc. IEEE WCNC'13, April 2013, pp. 2710-2715.
- [68] Z. Dengkui, L. Boyu, L. Ping, "On the matrix inversion approximation based on neumann series in massive MIMO systems," Proc. IEEE ICC'15, pp.1763-1769, June 2015
- [69] X. Gao, L. Dai, J. Zhang, S. Han, C.-L. I, "Capacity-Approaching Linear Precoding with Low-Complexity for Large-Scale MIMO Systems," Proc. IEEE ICC'15, pp.3180-3185, June 2015.
- [70] 3GPP TR 25.996 V9.0.0, "Spacial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations," December 2009.
- [71] R. W. Farebrother, "Linear Least Squares Computations," New York: Marcel Dekker, 1988.
- [72] F. Kaltenberger, D. Gesbert, R. Knopp, M. Kountouris, "Correlation and capacity of measured multi-user MIMO channels," Proc. IEEE PIMRC'08, September 2008.
- [73] N. L. Ratnayake, K. Ziri-Castro, H. Suzuki, "Effects of user distribution on multiuser MIMO-OFDM channel capacity in rural area," Proc. ISCIT'12, pp.411-416, October 2012.
- [74] G. Dahman, J. Flordelis, F. Tufvesson, "Experimental evaluation of the effect of BS antenna inter-element spacing on MU-MIMO separation," Proc. IEEE ICC'15, pp.1685-1690, June 2015.

- [75] G. Xiang, O. Edfors, F. Rusek, F. Tufvesson, "Massive MIMO Performance Evaluation Based on Measured Propagation Data," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.14, no.7, pp.3899-3911, July 2015.
- [76] T. Fujii, "Dynamic Subcarrier Controlled TDMA/OFDM Multi-Hop Wireless Network for Improving End to End Throughput," *Proc. WCNC '09*. April 2009.
- [77] F. Ono, and K. Sakaguchi, "MIMO Spatial Spectrum Sharing for High Efficiency Mesh Network," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E91-B, No.1, pp.62-69, January 2008.
- [78] T. Luo, M. Motani, V. Srinivasan, "CAM-MAC: A Cooperative Asynchronous Multi-Channel MAC Protocol for Ad Hoc Networks," *Proc. BROADNETS '06*. October 2006.
- [79] H. Zhai, J. Wang, Y. Fang, "DUCHA: A New Dual-Channel MAC Protocol for Multihop Ad Hoc Networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol.5, no.11, pp.3224-3233, November 2006.
- [80] TGn Channel Models, *IEEE Std. 802.11-03/940r4*, May 2004.
- [81] ITU-R WP3K, "Draft revision of recommendation ITU-R P.1238; Propagation data and prediction models for the planning of indoor radio communication systems and radio local area networks in the frequency range 900MHz to 100GHz," *ITU-R Document 3/53*, March 1999.
- [82] T. J. Harrold, A. R. Nix, "Intelligent relaying for future personal communication systems," in *IEE Colloquium (Ref. No. 2000/003): Capacity and Range Enhancement Techniques for the Third Generation Mobile Communications and Beyond*, 2000.
- [83] J. Postel, "RFC 768 User Datagram Protocol", 1980.
- [84] M. Abrams, S. Williams, G. Abdulla, S.Patel, R. Ribler, and E. A. Fox "Multimedia traffic analysis using Chitra95," in *Proc. ACM Multimedia '95*, pp.267-276, November 1995.
- [85] K. Cho, K. Fukuda, H. Esaki and A. Kato, "Observing Slow Crustal Movement in Residential User Traffic," *Proc. ACM CoNEXT '08*, Article No. 12, 2008.
- [86] R. Ahlswede, S. Li, and R. Yeung, "Network information flow," *IEEE trans. on Information Theory*, vol. 46, pp. 1204-1216, July 2000.
- [87] IEEE 802.3-2005, "Part 3: Carrier sense multiple access with collision detection (CSMA/CD) access method and physical layer specifications," *IEEE Std 802.3-2005 (Revision of IEEE Std 802.3-2002 including all approved amendments)*, vol. Section 1, 2005.
- [88] ITU-T recommendation G.711, "Pulse code modulation (PCM) of voice frequencies," Nov. 1988.
- [89] R. T. Compton, Jr., "The Power-Inversion Adaptive Array: Concept and Performance," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-15, no.6, pp.803-814, Nov. 1979.
- [90] W. D. White, "Cascade preprocessors for adaptive antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.24, no.5, pp.670,684, Sep. 1976.
- [91] Y. Hatanaka, Y. Karasawa, "A Software Antenna Configuration Having Robustness for Strong

- Interference Signal Coming Suddenly : By Utilizing the Power Inversion Characteristics in the Second Eigenvector Beam Output,” IEICE Transactions on Communications (Japanese Edition), Vol.J85-B, No.7, pp.1086-1094, 2002.
- [92] J. Treichler, B.G. Agee, “A new approach to multipath correction of constant modulus signals,” IEEE Trans., Acoust., Speech, Signal Processing (ASSP), vol.31, no.2, pp.459-472, Apr. 1983.
- [93] B. G. Agee, “The least-squares CMA: A new technique for rapid correction of constant modulus signals,” Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP) ’86, vol.11, pp.953-956, Apr. 1986.
- [94] I. Chiba, W. Chujo, M. Fujise, “Beam space constant modulus algorithm adaptive array antennas,” IEEE 8th International Conference on Antennas and Propagation (ICAP), vol. 2, pp. 975-978, 1993.
- [95] K. Nishimori, N. Kikuma, N. Inagaki, “The Differential CMA Adaptive Array Antenna Using an Eigen-Beam-space System,” IEICE Transactions on Communications, Vol.E78-B, No.11, pp.1480-1488, Nov. 1995.
- [96] T. E. Bogale, L. B. Le, “Beamforming for multiuser massive MIMO systems: Digital versus hybrid analog-digital,” Proc. IEEE GLOBECOM’14, pp.4066-4071, December 2014.
- [97] F. Sohrabi, Y. Wei, “Hybrid digital and analog beamforming design for large-scale MIMO systems,” Proc. IEEE ICASSP’15, pp.2929-2933, April 2015.
- [98] http://www.ieee802.org/11/Reports/tgay_update.htm
- [99] J. Yubing, S. Chao-Fang, B. Krishnaswamy, R. Sivakumar, “Coexistence of Wi-Fi and LAA-LTE: Experimental evaluation, analysis and insights,” Proc. IEEE ICC’15, pp.2325-2331, June 2015.
- [100] J. I. Choi, M. Jain, K. Srinivasan, P. Levis, S. Katti, “Achieving Single Channel, Full Duplex Wireless Communication,” Proc. MobiCom’10, September 2010.

付録

CSI 推定誤差存在下における基地局連携時の受信信号表現の導出

第2章において提案した基地局連携 ICI キャンセラ, またグラムシュミット直交化法(GSO)は, CSI 推定誤差に起因して基地局連携送信時に誤差成分を含むことになる. ここでは各基地局連携送信法適用時の所望信号, 干渉信号, 及び誤差成分を導出し, 誤差成分が SINR 特性にどのように影響を与えるかを示す. ここで, 希望信号のチャネル利得 h_{ii} は自身及び ICI に関する CSI 推定誤差成分 ε_{ij} よりも十分小さい, すなわち $|h_{ii}| \gg |\varepsilon_{ij}|$ の関係にあると仮定し, $\tilde{h}_{ii} = h_{ii} + \varepsilon_{ii} \approx h_{ii}$ のように近似する. この近似を用い, まず基地局連携 ICI キャンセラについて, $\gamma=2$ における受信信号を以下の式(A.1)のように導出する.

$$\begin{aligned}
 y_i^{(2)} &= \rho \sum_{j=1}^M h_{ij} \rho t_j^{(2)} + n_i \\
 &= \rho h_{ii} t_i^{(2)} + \rho \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} h_{ij} t_j^{(2)} + \rho \sum_{j \in C_i} h_{ij} t_j^{(2)} + n_i \\
 &= \rho h_{ii} \left(t_i^{(0)} - \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \tilde{g}_{ij} t_j^{(0)} + \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \tilde{g}_{ij} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \tilde{g}_{jk} t_k^{(0)} \right) \\
 &\quad + \rho \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} h_{ij} \left(t_j^{(0)} - \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \tilde{g}_{jk} t_k^{(0)} + \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \tilde{g}_{jk} \sum_{\substack{l \in C_k, \\ l \neq k}} \tilde{g}_{kl} t_l^{(0)} \right) \\
 &\quad + \rho \sum_{j \in C_i} h_{ij} t_j^{(2)} + n_i.
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \approx \rho h_{ii} \left(t_i^{(0)} - \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \frac{h_{ij} + \varepsilon_{ij}}{h_{ii}} t_j^{(0)} + \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \frac{h_{ij} + \varepsilon_{ij}}{h_{ii}} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \tilde{g}_{jk} t_k^{(0)} \right) \\
& + \rho \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} h_{ij} \left(t_j^{(0)} - \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \tilde{g}_{jk} t_k^{(0)} + \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \tilde{g}_{jk} \sum_{\substack{l \in C_k, \\ l \neq k}} \tilde{g}_{kl} t_l^{(0)} \right) \\
& + \rho \sum_{j \in C_i} h_{ij} t_j^{(2)} + n_i \\
& = \rho h_{ii} t_i^{(0)} - \rho \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \varepsilon_{ij} t_j^{(0)} + \rho \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \varepsilon_{ij} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \tilde{g}_{jk} t_k^{(0)} \\
& + \rho \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} h_{ij} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \tilde{g}_{jk} \sum_{\substack{l \in C_k, \\ l \neq k}} \tilde{g}_{kl} t_l^{(0)} \\
& + \rho \sum_{j \in C_i} h_{ij} t_j^{(2)} + n_i \\
& = \rho h_{ii} t_i^{(0)} - \rho \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \varepsilon_{ij} t_j^{(1)} \\
& + \rho \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} h_{ij} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \tilde{g}_{jk} \sum_{\substack{l \in C_k, \\ l \neq k}} \tilde{g}_{kl} t_l^{(0)} \\
& + \rho \sum_{j \in C_i} h_{ij} t_j^{(2)} + n_i.
\end{aligned} \tag{A.1}$$

式(A.1)の第2項はCSI推定誤差に起因して生じる誤差信号であり、これは $(\gamma-1)$ 次の送信信号から生じるものであることがわかる。したがって、 γ 次のICIキャンセラ適用時における受信信号は式(2.14)のように導出される。

次に、式(2.17)のICIキャンセラ適用時におけるSINRを導出する。まず、式(A.1)第2項の誤差信号電力を求める。 $t_j^{(1)} = t_j^{(0)} + \sum \tilde{g}_{jk} t_k^{(0)}$ であるから、それぞれの項について期待値演算を行う。

$$E \left[\sum_{j \in C_i} |\varepsilon_{ij}|^2 \right] = (N_{\text{CSI}} - 1) \sigma_\varepsilon^2, \tag{A.2}$$

$$\begin{aligned}
E \left[\left| \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \varepsilon_{ij} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \tilde{g}_{jk} \right|^2 \right] &= E \left[\left| \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \varepsilon_{ij} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \frac{h_{jk} + \varepsilon_{jk}}{h_{jj} + \varepsilon_{jj}} \right|^2 \right] \\
&\approx E \left[\left| \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \varepsilon_{ij} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \frac{h_{jk} + \varepsilon_{jk}}{h_{jj}} \right|^2 \right] \\
&= \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} |\varepsilon_{ij}|^2 \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \frac{|h_{jk}|^2 + |\varepsilon_{jk}|^2}{|h_{jj}|^2} \\
&\approx (N_{\text{CSI}} - 1) \sigma_e^2 \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \left| \frac{h_{jk}}{h_{jj}} \right|^2. \tag{A.3}
\end{aligned}$$

ここで、 ε_{ij} に関する高次の累乗項は微小な値となることから無視している。式(A.1)第3項の残留干渉成分の電力については以下の式(A.4)のように導出される。

$$\begin{aligned}
E \left[\left| \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} h_{ij} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \tilde{g}_{jk} \sum_{\substack{l \in C_k, \\ l \neq k}} \tilde{g}_{kl} \right|^2 \right] \\
&\approx E \left[\left| \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} h_{ij} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \frac{h_{jk} + \varepsilon_{jk}}{h_{jj}} \sum_{\substack{l \in C_k, \\ l \neq k}} \frac{h_{kl} + \varepsilon_{kl}}{h_{kk}} \right|^2 \right] \\
&= E \left[\left| \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \sum_{\substack{l \in C_k, \\ l \neq k}} \frac{h_{ij}}{h_{jj} h_{kk}} (h_{jk} h_{kl} + h_{jk} \varepsilon_{kl} + \varepsilon_{jk} h_{kl} + \varepsilon_{jk} \varepsilon_{kl}) \right|^2 \right] \\
&= \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \sum_{\substack{l \in C_k, \\ l \neq k}} \left| \frac{h_{ij}}{h_{jj} h_{kk}} \right|^2 \left(|h_{jk} h_{kl}|^2 + |h_{jk} \varepsilon_{kl}|^2 + |\varepsilon_{jk} h_{kl}|^2 + |\varepsilon_{jk} \varepsilon_{kl}|^2 \right) \\
&\approx \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \sum_{\substack{l \in C_k, \\ l \neq k}} \left| \frac{h_{ij}}{h_{jj} h_{kk}} \right|^2 \left\{ |h_{jk} h_{kl}|^2 + (N_{\text{CSI}} - 1)^2 \sigma_e^2 (|h_{jk}|^2 + |h_{kl}|^2) \right\} \\
&= \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \sum_{\substack{l \in C_k, \\ l \neq k}} \left| h_{ij} \frac{h_{jk} h_{kl}}{h_{jj} h_{kk}} \right|^2 \\
&\quad + (N_{\text{CSI}} - 1)^2 \sigma_e^2 \sum_{\substack{j \in C_i, \\ j \neq i}} \sum_{\substack{k \in C_j, \\ k \neq j}} \sum_{\substack{l \in C_k, \\ l \neq k}} \left| \frac{h_{ij}}{h_{jj} h_{kk}} \right|^2 (|h_{jk}|^2 + |h_{kl}|^2). \tag{A.4}
\end{aligned}$$

以上導出したそれぞれの値より、式(2.17)の SINR は導出される。また、式(A.3)及び(A.4)に示すように、誤差信号成分は γ の増加とともに累積的に増大していくことがわかる。

次に GSO 適用時の受信信号を導出する. GSO による送信ウェイトを $\mathbf{W}_{\text{GSO}} = \{ \mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_{N_c} \} \in \mathbb{C}^{N_c \times N_c}$ とすると, その各要素 u_{ij} は CSI 推定誤差に起因した誤差成分

$$\tilde{u}_{ij} = u_{ij} + \varepsilon'_{ij}, \quad (\text{A.5})$$

を含むものとする. これを考慮すると, 第 i UT の受信信号は式(A.6)ように表せる.

$$\begin{aligned} y_i &= \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{j=1}^{N_c} h_{ij} \tilde{u}_{jk} \rho t_k + n_{ij} \\ &= \rho \sum_{k \in C} \left\{ \sum_{j \in C_i} h_{ij} (u_{jk} + \varepsilon'_{jk}) + \sum_{j \in \bar{C}_i} h_{ij} u_{jk} \right\} t_k + n_{ij} \\ &= \rho \sum_{j \in C_i} h_{ij} u_{ji} t_i + \rho \sum_{\substack{k \in C, j \in C_i \\ k \neq i}} h_{ij} u_{jk} t_k + \rho \sum_{k \in C} \sum_{j \in \bar{C}_i} h_{ij} \varepsilon'_{jk} t_k \\ &\quad + \rho \sum_{k \in C} \sum_{j \in \bar{C}_i} h_{ij} u_{jk} t_k + n_{ij} \\ &= \rho \sum_{j \in C_i} h_{ij} u_{ji} t_i + \rho \sum_{k \in C} \sum_{j \in C_i} h_{ij} \varepsilon'_{jk} t_k + \rho \sum_{k \in C} \sum_{j \in \bar{C}_i} h_{ij} u_{jk} t_k + n_{ij}. \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

式(A.6)の第1項は所望信号, 第2項は誤差成分, そして第3項は連携対象外のBSからのICIである. 上式第3項において, 連携対象外のウェイト $u_{ij} (i \in \bar{C}_i)$ に対する誤差成分はICIに含まれるものと見做す. ここで, ウェイトの誤差成分もCSI推定誤差と同様に複素ガウス分布に従うものと仮定し, その分散を $E[|\varepsilon'_{ij}|^2] \approx \sigma_e'^2$ とすると, 式(A.6)各項の二乗平均値より式(2.18)のSINRは導出される.

略語一覧

AWGN	Additive White Gaussian Noise
BAA	Blind Adaptive Array
BER	Bit Error Rate
Bi-IPT	Bi-directional Intermittent Periodic Transmit
BS	Base Station
BSCMA	Beam Space Constant Modulus Algorithm
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Functions
CDF	Cumulative Distribution Function
CDMA	Code Division Multiple Access
CMA	Constant Modulus Algorithm
CoMP	Coordinated Multi-Point Transmission/Reception
CS/CB	Coordinated Scheduling / Coordinated Beamforming
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
CSI	Channel State Information
CTS	Clear To Send
DL	Downlink
DPS	Dynamic Point Selection
EBAA	Eigenvector Beamspace Adaptive Array
EGT	Equal Gain Transmission
E-BSCMA	Eigenvector Beam Space Constant Modulus Algorithm
FA	Frame Aggregation

FDD	Frequency Division Duplex
FEC	Forward Error Correction
FFR	Fractional Frequency Reuse
GSM	Gauss-Seidel Method
GSO	Gram-Schmidt Orthogonalization
GPS	Global Positioning System
HetNet	Heterogeneous Network
ICI	Inter-Cell Interference
ICIC	Inter-Cell Interference Coordination
IHI	Inter-Hop Interference
IPT	Intermittent Periodic Transmit
ISysI	Inter-System Interference
IUI	Inter-User Interference
JP	Joint Processing
LAN	Local Area Network
LDPC	Low Density Parity Check
LAA	Licensed Assisted Access
LTE	Long Term Evolution
MAC	Media Access Control
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MRC	Maximal Ratio Combining
MRT	Maximal Ratio Transmission
MSE	Mean Square Error,
MU-MIMO	Multuser Multiple-Input Multiple-Output
M2M	Machine to Machine
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	Peak to Average Power Ratio

PER	Packet Error Rate
PI	Power Inversion
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Reuse Factor, Radio Frequency
RR-IPT	Round Robin Intermittent Periodic Transmit
RTS	Request To Send
SER	Symbol Error Rate
SIR	Signal to Interference power Ratio
SINR	Signal to Interference plus Noise power Ratio
SHF	Super High Frequency
SNR	Signal to Noise power Ratio
STPA	Subcarrier Transmission Power Assignment
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
UHF	Ultra High Frequency
UL	Uplink
UT	User Terminal
WBS	Wireless Backhaul Systems
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WMR	Wireless Multihop Relay
WNC	Wireless Network Cording
XOR	eXclusive OR
ZF	Zero Forcing
3GPP	Third Generation Partnership Project
5G	Fifth Generation Mobile Communications Systems

記号一覧

Γ	周波数利用効率
t	送信信号
\mathbf{T}	送信信号ベクトル
y	受信信号
\mathbf{Y}	受信信号ベクトル
ρ	電力規格化係数
h	チャンネル係数
\mathbf{h}	チャンネルベクトル
\mathbf{H}	チャンネル行列
\mathbf{W}	ウェイト
n	雑音
\mathbf{N}	雑音ベクトル
σ_n^2	雑音電力
ε	チャンネル推定誤差
\mathbf{E}	誤差成分行列
σ_e^2	誤差電力
\mathbf{X}	アレー入力ベクトル
\mathbf{R}_{xx}	自己相関行列
\mathbf{C}	拘束ベクトル
λ	固有値
Λ	固有値行列

\mathbf{v}	固有ベクトル
\mathbf{V}	固有ベクトル行列
N_c	セル数
N_o	連携セル数
N_{CSI}	取得 CSI 数
N_t	基地局アンテナ数
N_r	ユーザ端末アンテナ数
N_s	シンボル数
N_u	ユーザ端末数
N_N	コアノードの隣接中継ノード数
N_{FRS}	周波数リユース間隔
N_{FA}	FA パケット数
N_w	到来波数
N_{SC}	サブキャリア数
$N_{h_{sc}}$	高レベルサブキャリア数
C	連携セルの集合
\bar{C}	非連携セルの集合
γ	干渉キャンセラ繰り返し回数
r_{cell}	セル半径
r_{inner}	セル中心領域の半径
A_{edge}	セルエッジ領域の面積
A_{inner}	セル中心領域の面積
T_{edge}	セルエッジ領域に割り当てられるタイムスロット長
T_{inner}	セル中心領域に割り当てられるタイムスロット長
T_{TX}	パケット送信時間
T_{IPT}	パケット送信間隔
T_{RR}	ラウンドロビン周期

T_{FRS}	所要送信周期
T_{FA}	FA タイムアウト値
T_{WNC}	WNC タイムアウト値
L	Ethernet フレームのペイロード長
θ	受信信号の到来方向
m	CMA 繰返し数
G	高/低レベルサブキャリア電力比
F	高/低レベルサブキャリア数比
B	チャンネル帯域幅
$(\cdot)^*$	複素共役
$(\cdot)^{-1}$	逆行列
$(\cdot)^T$	転置
$(\cdot)^H$	複素共役転置
$ \cdot $	絶対値
$\ \cdot\ $	ノルム
$E(\cdot)$	期待値, 確率的平均
$[\cdot]$	天井関数

謝辞

本論文は、著者が2014年より九州大学 大学院システム情報科学府 情報知能工学専攻 博士後期課程 在学中に、また2008年よりNTTアクセスサービスシステム研究所において行った研究成果をまとめたものです。本論文を作成するにあたり、大変多くの方々に支えていただきました。

研究室に配属されて以来、研究についてご指導いただいたことはもちろん、博士後期課程への進学を快く受け入れていただくとともに、本論文を作成するにあたって多くのご指導を賜りました九州大学 システム情報科学研究院 情報知能工学部門 教授 古川 浩 先生に深く感謝申し上げます。論文説明会等を通して貴重なご意見を頂いた、九州大学 情報基盤研究開発センター 先端ネットワーク研究部門 教授 岡村 耕二 先生、九州大学 システム情報科学研究院 情報知能工学部門 准教授 藤崎 清孝 先生、九州大学 システム情報科学研究院 情報学部門 准教授 實松 豊 先生に深く感謝いたします。貴重なご意見を頂くとともに筆者が社会人となってからも度々激励のお言葉を頂きました九州大学 日本エジプト科学技術連携センター 教育連携部門 准教授 牟田 修 先生に深く感謝いたします。

筆者が入社以来、研究についてご指導いただくとともに博士号取得に向けた活動を温かく応援していただいた日本電信電話株式会社 NTT アクセスサービスシステム研究所 無線エントランスプロジェクト プロジェクトマネージャー 中津川 征士 氏、そして同プロジェクト 基幹方式グループ グループリーダー 飯塚 正孝 氏に深く感謝いたします。様々な研究の機会を与えていただき、多くのご指導を頂くとともに研究者、技術者としての視野を広げていただいた 現 工学院大学 工学部 情報通信工学科 教授 杉山 隆利 氏に深く感謝申し上げます。入社以来、研究者としての考え方、進め方について日々熱心にご指導いただいたNTTアクセスサービスシステム研究所 太田 厚 氏、現 三菱電機 情報技術総合研究所 アンテナ技術部 丸山 貴史 氏に深謝いたします。

研究を遂行するにあたり、ご指導、ご助言を頂くとともにときに相談にも乗っていただいたNTT未来ねっと研究所 増野 淳 氏、現 NTT ドコモ 無線アクセスネットワーク部 大槻 暢朗 氏、そして実験等の遂行にあたり多大なご支援をいただいたNTTアクセスサービスシステム研究所 黒崎 聰 氏、新井 拓人 氏、NTT未来ねっと研究所 宗 秀哉 氏に厚く御礼申し上げます。

最後に、これまでの筆者の進む道に対し温かく見守り支援してくださった両親、そして博士後期課程への進学を理解してくれ、応援してくれた妻 泉と、日々の心の支え、励みとなってくれた息子 煌士、娘 玲奈に深い感謝の意を表して謝辞といたします。

発表文献一覧

学術論文

- [1] K. Maruta, A. Ohta, M. Iizuka, T. Sugiyama, "Spectral Efficiency Improvement of Fractional Frequency Reuse by Inter-Cell Interference Cancellation on Cooperative Base Station," IEICE Transactions on Communications, Vol.E95-B, No.6, pp.2164-2168, June 2012. [Letter]
- [2] K. Maruta, J. Mashino, T. Sugiyama, "Blind Interference Suppression Scheme by Eigenvector Beamspace CMA Adaptive Array with Subcarrier Transmission Power Assignment for Spectrum Superposing," IEICE Trans. Commun., Vol.E98-B, No.06, pp.1050-1057, June 2015.
- [3] 丸田, 古川, "無線バックホールにおけるラウンドロビン型周期的間欠送信及びマルチチャネル中継法," Research Reports on ISEE of Kyushu University, Vol.20, No.2, pp.53-60, July 2015.
- [4] K. Maruta, A. Ohta, M. Iizuka, T. Sugiyama, "Impact of Imperfect Channel State Information on Quasi-Decentralized Cooperative Inter-Cell Interference Cancellation with Fractional Frequency Reuse," IEEE Transactions on Electronics, Information and Systems, Vol.135, No.10, October 2015.
- [5] K. Maruta, J. Mashino, N. Otsuki, T. Sugiyama, "System Throughput Improvement by Optimizing Timeout for Wireless Network Coding and Frame Aggregation on CSMA/CA Bidirectional Two-Hop Relaying Prototype," IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, Vol.11, No.S1, June 2016.

国際会議論文

- [6] K. Maruta, T. Maruyama, A. Ohta, M. Nakatsugawa, "Inter-Cluster Interference Canceller for Multiuser MIMO Distributed Antenna Systems," Proc. PIMRC'09, September 2009.
- [7] K. Maruta, T. Maruyama, A. Ohta, J. Mashino, M. Nakatsugawa, "Improving Spectral Efficiency of Multiuser-MIMO Distributed Antenna Systems by Inter-Cluster Interference Cancellation," Proc. APMC'10, December 2010.
- [8] K. Maruta, A. Ohta, M. Iizuka, T. Sugiyama, "Iterative Inter-Cluster Interference Cancellation for

- Cooperative Base Station Systems,” Proc. VTC’12-Spring, May 2012.
- [9] K. Maruta, A. Ohta, M. Iizuka, T. Sugiyama, “Applying FFR to Inter-Cell Interference Cancellation with Quasi-Decentralized Base Station Cooperation,” Proc. VTC’14-Spring, May 2014.
- [10] K. Maruta, J. Mashino, T. Sugiyama, “Blind Adaptive Arrays with Subcarrier Transmission Power Assignment for Spectrum Superposing,” Proc. APMC’14, November 2014.
- [11] K. Maruta, A. Ohta, S. Kurosaki, T. Arai, M. Iizuka, “A Novel Application of Massive MIMO: Massive Antenna Systems for Wireless Entrance (MAS-WE),” Proc. ICNC’15, February 2015.
- [12] K. Maruta, A. Ohta, S. Kurosaki, T. Arai, M. Iizuka, “Experimental Investigation of Space Division Multiplexing on Massive Antenna Systems,” Proc. ICC’15, June 2015.

研究会論文

- [13] 丸田, 丸山, 太田, 増野, 中津川, “マルチユーザ MIMO 分散アンテナシステムにおけるクラスタ間干渉キャンセラを用いた周波数利用効率改善効果,” 信学技報, vol. 109, no. 369, RCS2009-231, pp. 139-144, 2010 年 1 月.
- [14] 丸田, 丸山, 太田, 増野, 飯塚, “マルチユーザ MIMO 分散アンテナシステムにおけるクラスタ間干渉キャンセラの特性改善,” 信学技報, vol. 110 no. 268, RCS2010-150, pp. 51-56, 2010 年 11 月.
- [15] 丸田, 太田, 飯塚, 杉山, “基地局連携セル間干渉キャンセラによる FFR の周波数利用効率改善効果,” 信学技報, vol. 111, no. 289, RCS2011-196, pp. 43-48, 2011 年 11 月.
- [16] 丸田, 太田, 飯塚, 杉山, “FFR を用いた基地局連携セル間干渉キャンセラにおけるチャンネル情報不完全性の影響,” 信学技報, vol. 111, no. 451, RCS2011-354, pp. 229-234, 2012 年 3 月.
- [17] 丸田, 増野, 大槻, 杉山, “無線ネットワークコーディング試作装置の屋外伝送実験特性,” 信学技報, vol. 112, no. 351, RCS2012-196, pp.77-82, 2012 年 12 月.
- [18] 丸田, 太田, 黒崎, 新井, 飯塚, “大規模アンテナ無線エントランスシステムの提案 ～ 計算機シミュレーションによる特性評価 ～,” 信学技報, vol. 113, no. 8, RCS2013-6, pp. 31-36, 2013 年 4 月.
- [19] 丸田, 太田, 黒崎, 新井, 飯塚, “大規模アンテナ無線エントランスシステムの実験的検証 ～ 超高次空間多重に向けた基本特性評価 ～,” 信学技報, vol. 113, no. 93, RCS2013-72, pp. 205-210, 2013 年 6 月.
- [20] 丸田, 増野, 杉山, “サブキャリア送信電力制御を用いたブラインド型アダプティブアレー,” 信学技報, vol. 113, no. 301, RCS2013-196, pp. 129-134, 2013 年 11 月.
- [21] 丸田, 太田, 黒崎, 新井, 飯塚, “大規模アンテナ無線エントランスシステムの実験的検証 ～ 実伝搬データを用いたリンクレベル性能評価 ～,” 信学技報, vol. 113, no. 386,

- RCS2013-262, pp. 41-46, 2014年1月.
- [22] 丸田, 増野, 中戸, 杉山, “サブキャリア送信電力制御を用いた固有ベクトルビームスペース CMA アダプティブアレーによるブラインド干渉抑圧方式,” 信学技報, vol. 113, no. 456, RCS2013-343, pp. 223-228, 2014年3月.
- [23] 丸田, 増野, 大槻, 杉山, “CSMA/CA 無線ネットワークコーディング試作装置のタイムアウト最適化による伝送特性改善,” 信学技報, vol. 114, no. 8, RCS2014-13, pp. 67-72, 2014年4月.
- [24] 丸田, 太田, 新井, 黒崎, 岩國, 飯塚, “平行四辺形アレーを用いた大規模アンテナ無線エントランスシステム(MAS-WE)の実験的検証 ～ 超高次空間多重時の特性評価 ～,” 信学技報, vol. 114, no. 86, RCS2014-80, pp. 281-286, 2014年6月.
- [25] 丸田, 太田, 白戸, 黒崎, 新井, 岩國, 飯塚, “大規模アンテナ無線エントランスシステムにおける常時ビーム形成型空間分割多元接続方式及び周波数バックオフ制御,” 信学技報, vol. 115, no. 2, RCS2015-16, pp. 83-88, 2015年4月.
- [26] 丸田, 太田, 白戸, 黒崎, 新井, 岩國, 飯塚, “マルチセル Massive MIMO システムにおける MMSE-CMA アダプティブアレーを用いたアップリンク干渉除去,” 信学技報, vol. 115, no. 181, RCS2015-154, pp. 129-134, 2015年8月.
- [27] 丸田, 古川, “無線バックホールにおけるラウンドロビン型周期的間欠送信を用いた効率的マルチチャネル中継法の検討,” 信学技報, vol. 115, no. 206, CQ2015-67, pp. 161-166, 2015年9月.
- [28] 丸田, 岩國, 太田, 白戸, 新井, 飯塚, “第1固有モード伝送を積極活用する高周波数帯マルチユーザ Massive MIMO の検討,” 信学技報, vol. 115, no. 288, RCS2015-205, pp. 91-96, 2015年11月.

大会論文

- [29] 丸田, 丸山, 太田, 中津川, “マルチユーザ MIMO 分散アンテナシステムにおけるクラスタ間干渉キャンセラに関する検討,” 2009年電子情報通信学会総合大会講, B-5-144.
- [30] 丸田, 丸山, 太田, 中津川, “マルチユーザ MIMO 分散アンテナシステムにおけるクラスタ間干渉キャンセラを用いた周波数リユース最適化,” 2009年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-140.
- [31] 丸田, 丸山, 太田, 増野, 中津川, “クラスタ間干渉キャンセラを適用した分散アンテナシステムのクラスタエッジにおける周波数利用効率改善効果,” 2010年電子情報通信学会総合大会, B-5-139.
- [32] 丸田, 丸山, 太田, 増野, 中津川, “マルチユーザ MIMO 基地局連携システムにおける端末局スケジューリングに関する検討,” 2010年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-37.

- [33] 丸田, 丸山, 太田, 増野, 飯塚, “分散アンテナシステムにおけるダイナミッククラスタリングとクラスタ間干渉キャンセラの併用による周波数利用効率改善効果,” 2011 年電子情報通信学会総合大会, B-5-84.
- [34] 丸田, 太田, 丸山, 増野, 飯塚, “基地局連携システムにおけるセル間干渉キャンセラ適用による FFR の周波数利用効率改善効果,” 2011 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-71.
- [35] 丸田, 太田, 飯塚, 杉山, “FFR を用いた基地局連携セル間干渉キャンセラのチャンネル推定誤差環境下における特性評価,” 2012 年電子情報通信学会総合大会, B-5-28.
- [36] 丸田, 太田, 飯塚, 杉山, “低精度 CSI ミューティングの基地局連携セル間干渉キャンセラへの適用,” 2012 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-58.
- [37] 丸田, 太田, 黒崎, 新井, 飯塚, “大規模アンテナ無線エントランスシステムにおけるユーザ間干渉抑圧法,” 2013 年電子情報通信学会総合大会, B-5-177.
- [38] 丸田, 太田, 黒崎, 新井, 飯塚, “大規模アンテナ無線エントランスシステムにおけるユーザ間干渉抑圧特性の実験的検証,” 2013 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-109.
- [39] 丸田, 増野, 中戸, 杉山, “サブキャリア送信電力制御を用いた固有ベクトルビームスペース CMA アダプティブアレーによるブラインド干渉抑圧の動作領域拡張,” 2014 年電子情報通信学会総合大会, B-1-193.
- [40] 丸田, 太田, 新井, 黒崎, 岩國, 飯塚, “大規模アンテナ無線エントランスシステムにおける伝搬実験特性評価,” 2014 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-90.
- [41] 丸田, 太田, 白戸, 黒崎, 新井, 岩國, 飯塚, “大規模アンテナシステムにおける常時ビーム形成型多元接続の特性評価,” 2015 年電子情報通信学会総合大会, B-5-109.
- [42] 丸田, 岩國, 太田, 白戸, 新井, 飯塚, “高周波数帯マルチユーザ Massive MIMO における第 1 固有モード伝送のチャンネル時変動特性,” 2015 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-77.