

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	セルラ移動通信システムにおけるネットワーク連携干渉抑圧技術の研究
Title(English)	
著者(和文)	星野兼次
Author(English)	Kenji Hoshino
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第12151号, 授与年月日:2021年12月31日, 学位の種別:課程博士, 審査員:岡田 健一,藤井 輝也,阪口 啓,高田 潤一,廣川 二郎,久保田 周治
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第12151号, Conferred date:2021/12/31, Degree Type:Course doctor, Examiner:,,,,,
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

博士学位論文

セルラ移動通信システムにおける
ネットワーク連携干渉抑圧技術の研究

2021年11月

東京工業大学工学院

電気電子系 電気電子コース

星野 兼次

目次

第1章 序論.....	6
1.1 研究の背景.....	6
1.2 セル境界の通信品質・通信容量改善に関する研究の状況.....	8
1.3 本研究の位置付け.....	15
1.4 本論文の構成.....	18
第2章 ネットワーク連携干渉抑圧技術.....	20
2.1 ネットワーク連携干渉抑圧技術の概要.....	20
2.2 各技術の適用例及び改善効果.....	21
第3章 ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術による干渉抑圧.....	29
3.1 まえがき.....	29
3.2 ネットワーク連携無線リソース割り当てを用いたマルチリンク伝送技術.....	32
3.2.1 システムモデル.....	32
3.2.2 タイミングオフセットによるサブキャリア間干渉.....	35
3.3 タイミングオフセット干渉キャンセラの提案.....	40
3.3.1 タイミングオフセット干渉キャンセラの基本処理.....	40
3.3.2 タイミングオフセット干渉キャンセル法.....	41
3.3.3 信号処理量削減法.....	45
3.4 計算機シミュレーション評価.....	48
3.4.1 評価条件.....	48
3.4.2 評価結果.....	49
3.5 干渉抑圧効果.....	54
3.6 むすび.....	55
第4章 ネットワーク連携分散アンテナ技術による干渉抑圧.....	57
4.1 まえがき.....	57

4.2 非線形プリコーディングを用いたネットワーク連携分散アンテナによる干渉抑 圧技術.....	62
4.2.1 システムモデル.....	62
4.2.2 送信ウェイト及び干渉キャンセルによるユーザ間干渉抑圧.....	64
4.2.3 モジューロ演算による送信電力増大の抑制.....	68
4.3 ベクトル摂動を用いた更なる干渉抑圧技術の提案.....	70
4.3.1 ベクトル摂動 (VP)	71
4.3.2 従来の非線形プリコーディングへの VP の適用.....	72
4.3.3 摂動ベクトル探索アルゴリズムの制御手順.....	76
4.4 計算機シミュレーション評価.....	78
4.4.1 評価条件.....	78
4.4.2 評価結果.....	79
4.5 干渉抑圧効果.....	87
4.6 むすび.....	87
第5章 ネットワーク連携ビームフォーミング制御技術による干渉抑圧.....	89
5.1 まえがき.....	89
5.2 コードブックを用いたネットワーク連携ビームフォーミングによる干渉抑圧技 術.....	91
5.2.1 システムモデル.....	91
5.2.2 組み合わせ最適化のための評価関数.....	93
5.2.3 各評価関数の適用による通信品質評価.....	94
5.3 ネットワーク連携ビームフォーミング制御におけるコードブック設計法の提案	100
5.3.1 各ビームのカバーエリアを考慮した不均一ビーム幅設計法.....	100
5.3.2 セル間干渉を考慮した不等間隔チルト角設計法.....	102
5.3.3 提案法によるアンテナ指向性パターン.....	103
5.4 計算機シミュレーション評価.....	103

5.4.1 評価結果.....	106
5.5 干渉抑圧効果.....	111
5.6 むすび.....	113
第6章 ネットワーク連携制御技術の組み合わせによる干渉抑圧.....	115
第7章 結論.....	119
7.1 本研究の主たる成果.....	119
7.2 今後の展望.....	120
参考文献.....	123
本研究に関する業績.....	130
謝辞.....	131

主な略語と記号

略語

LTE	第4世代移動通信システム (Long Term Evolution)
OFDM	直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
GI	ガードインターバル (Guard Interval)
SNR	信号対雑音電力比 (Signal-to-Noise power Ratio)
SIR	信号対干渉電力比 (Signal-to-Interference power Ratio)
SINR	信号対干渉及び雑音電力比 (Signal-to-Interference plus Noise power Ratio)
FFT	高速フーリエ変換 (Fast Fourier Transform)
IFFT	逆高速フーリエ変換 (Inverse Fast Fourier Transform)
QPSK	四位相偏移変調 (Quadrature Phase Shift Keying)
QAM	直角位相振幅変調 (Quadrature Amplitude Modulation)
FEC	誤り訂正符号 (Forward Error Correction)
BER	ビット誤り率 (Bit Error Rate)
BS	基地局 (Base Station)
MS	移動局/端末 (Mobile Station)
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MU-MIMO	Multi-User MIMO
ZF	Zero Forcing
MMSE	最小平均二乗誤差 (Minimum Mean Square Error)
IUI	ユーザ間干渉 (Inter-User Interference)
NLP	非線形プリコーディング (Non-Linear Precoding)
DPC	Dirty Paper Coding
VP	ベクトル摂動 (Vector Perturbation)
SE-VP	Sphere Encoding VP
THP	Tomlinson-Harashima Precoding
LR	格子基底縮小 (Lattice Reduction)
DFT	離散フーリエ変換 (Discrete Fourier Transform)
PF	比例公平化 (Proportional Fairness)

記号

f_c	搬送波周波数
$\theta_{3\text{dB}}$	ビーム半値幅
\mathbf{H}	チャンネル行列
$h_{i,j}$	アンテナブランチ# j から# i までのチャンネル
\mathbf{I}_M	M 次元単位行列
$E(\cdot)$	アンサンブル平均
$\det(\cdot)$	行列式
$\text{diag}(\cdot)$	対角行列
$\text{Re}(\cdot)$	実部
$\text{Im}(\cdot)$	虚部
$\text{Mod}_\tau(\cdot)$	τ を除数とする剰余演算 (モジュロ演算)
$\lfloor \cdot \rfloor$	床関数
$\mathbb{C}^{M \times N}$	M 行 N 列の複素数の集合
$\mathbb{R}^{M \times N}$	M 行 N 列の実数の集合
$\mathbb{Z}^{M \times N}$	M 行 N 列の整数の集合
T	転置
H	エルミート転置
$*$	複素共役
$\ \mathbf{x}\ $	ベクトルノルム ($\sqrt{\mathbf{x}^H \mathbf{x}}$)

第1章 序論

1.1 研究の背景

1979年に自動車電話サービスとして開始されたセルラ移動通信システムは今日までに飛躍的な進化を遂げ、今や我々の生活に必要なインフラの一つとなっている。セルラ移動通信システムの歴史は、第1世代の狭帯域アナログ方式から始まり、1990年代には第2世代として狭帯域デジタル方式に進化した[1.1]。2000年代に入ると第3世代として符号分割多元接続（CDMA: Code Division Multiple Access）を用いた広帯域デジタルシステムに進化し、高速データ通信によりWebブラウジングや電子メール等のマルチメディアサービスの提供が可能となった。2010年代に入るとCDMAに代わり、より高い周波数利用効率を実現する直交周波数分割多元接続（OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiple Access）を用いたシステムに進化し、更なる高速大容量化が進んだ。OFDMAベースの移動通信システムとして、2010年には第3.9世代であるLTE（Long Term Evolution）[1.2]の商用サービスが国内でスタートした。LTEでは、最大4レイヤの空間多重伝送を行うMIMO（Multi-Input Multi-Output）技術が新たに導入され、下りリンクのピークスループットとして300Mbpsを達成している。更に、LTEを高度化させた第4世代であるLTE-Advancedでは異なる周波数リソースを同時に使用することで更なる広帯域化を実現するCA（Carrier Aggregation）や複数基地局間での協調送受信を行うCoMP（Coordinated Multi-Point）等の新たな技術が導入され、下りリンクのピークスループットとして3Gbpsを達成した[1.3]。更に、2020年には第5世代（5G）の商用サービスがスタートした。5Gでは、多数のアンテナ素子を用いて空間多重レイヤ数の拡大を図るMassive MIMO、ミリ波帯を含めた新たな無線周波数帯の利用による更なる広帯域化によりピークスループットとして10Gbps以上の通信速度の実現が目標として掲げられている[1.4]。

このような目覚ましい移動通信技術の発展により、携帯電話の加入者数は近年増加の一途をたどっており、国内の携帯電話加入者数は2021年3月に約1.9億にまで膨れ上がっている[1.5]。また、加入者数の増加と共に、スマートフォンの普及、更には動画のストリーミング配信等の高トラフィックが要求されるマルチメディアサービスも徐々に普及し始めている。このような加入者数の増加やスマートフォンの普及等により、移動通信のトラフィック量は近年爆発的に増加している。総務省の統計データによると、2019年9月から2020年9月までの1年間

で国内の移動通信トラフィックは、約1.3倍に増加しており[1.6]、このペースで増加が続くと5年後には現在の約3.7倍、10年後には約13.8倍になると予想される。今後、スマートフォンやタブレット端末の更なる普及やIoT (Internet of Things) 端末の普及等も考慮すると、更なる通信トラフィックのひっ迫は避けて通れない喫緊の課題であり、この急激なトラフィックの増大に対応するためには周波数利用効率の抜本的な改善が求められる。

ところで、セルラ移動通信システムは、基地局がそれぞれ一定の範囲(“セル”)をカバーし、複数の基地局でそれらを面的に隙間なく埋めることで、広いエリアに対してくまなく安定的な通信サービスを提供している。また、各セルで使用する周波数は、セル間で繰り返して用いることにより限られた周波数資源の有効利用を図っている。各セルのカバー範囲(セル半径)は小さく(小セル化)すればする程、単位面積当たりの周波数利用効率を向上できるため、セル半径は徐々に小さくなっており、セルラ移動通信が導入された当初のセル半径は大都市・中小都市で3~5km程度であったが[1.7]、近年では大都市部で100m程度となっている。また、第3世代以降は全てのセルで同一周波数を使用する1セル繰り返し構成が基本である。この場合、基地局近傍では自基地局からの受信電力が高いため通信品質は良好だが、セル境界では受信電力が低く、隣接する基地局からの干渉電力が大きいため通信品質は劣化することが課題である。特に、小セル化により隣接基地局のみならず次隣接基地局からの干渉の影響も大きくなるため、セル境界の通信品質劣化は益々重要な課題となっている。セル境界の通信品質を抜本的に改善する技術の一つとして、複数基地局間で協調して送受信を行うネットワーク連携制御が有効である[1.8]。ネットワーク連携制御は、無線リソース割り当て制御やビームフォーミング制御を複数基地局間で協調して行うことでセル境界におけるセル間干渉を抑圧もしくは回避し、通信品質を大幅に改善できる。一方、近年5Gでは、場所に依らず均一な通信品質を実現することが求められている。そこで、ネットワーク連携制御によりセル全体の通信容量を劣化させずにセル境界の通信品質を改善することが必要である。また、一般に協調する範囲が広い程高い通信品質の改善効果が得られるが、協調制御を行うための信号処理量は膨大となることが課題である。このことから少ない信号処理量で大きな干渉抑圧効果が得られるネットワーク連携制御技術が望まれている。

本論文は、このような背景をもとにネットワーク連携制御によるセル境界及びセル全体の通信品質改善技術とそれらを適用した場合の干渉抑圧効果に関して筆者が行った研究の成果をまとめたもので、次の3つの項目に大別される。

- (1) ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術による干渉抑圧
- (2) ネットワーク連携分散アンテナ技術による干渉抑圧
- (3) ネットワーク連携ビームフォーミング制御技術による干渉抑圧

1.2 セル境界の通信品質・通信容量改善に関する研究の状況

無線通信における伝送容量（通信チャネル容量）の理論限界はシャノン-ハートレーの定理で示されている。そのチャネル容量は基本的に受信SNR（Signal-to-Noise power Ratio）で決まり、 B をシステムの帯域幅[Hz]、 S を受信信号電力[W]、 N を雑音電力[W]とすると、チャネル容量 $C_{\text{singlecell}}$ [bps]は次式で与えられる[1.9].

$$C_{\text{singlecell}} = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.1)$$

ただし、上式は単一セルを仮定した場合の容量である。一方、セルラ移動通信システムでは単一セルの場合とは異なり、周辺基地局からの干渉電力もチャネル容量に影響を与える。周辺基地局からの同一周波数干渉を考慮したセルラ移動通信システムにおけるチャネル容量 $C_{\text{multicell}}$ [bps]は次式で与えられる。

$$C_{\text{multicell}} = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N+I} \right) \quad (1.2)$$

ただし、 I を干渉電力とする。セル境界エリアでは周辺基地局からの同一周波数の干渉電力 I が大きくなるため通信チャネル容量が劣化することが課題である。特に、基地局からの希望信号電力 S が十分大きくても干渉電力 I が大きいと通信チャネル容量は劣化する。したがって、セル境界エリアの通信品質及び通信容量を改善するためにはセル間干渉を抑圧もしくは回避することが最重要である。

一般に、セル間干渉の回避・抑圧技術は以下の3つに分類して考えることができる。

(1) 周波数軸上の干渉抑圧技術：無線リソースを周波数軸上である一定の帯域幅（サブバンド）に分割し、隣接基地局間等でサブバンド毎に異なる干渉回避または抑圧制御を行う技術（ICIC: Inter-Cell Interference Coordination, CS: Coordinated Scheduling, 等）

(2) 時間軸上の干渉抑圧技術：無線リソースを時間軸上である一定の時間間隔（スロット）に分割し、隣接基地局間等でスロット毎に異なる干渉回避または抑圧制御を行う技術（eICIC: enhanced ICIC, CS: Coordinated Scheduling, 等）

(3) 空間軸上の干渉抑圧技術：指向性アンテナを用いたビームフォーミング

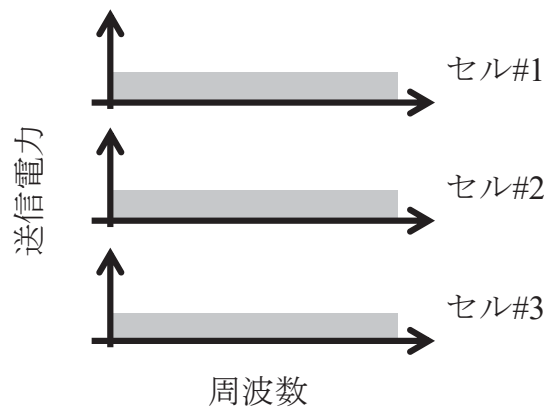
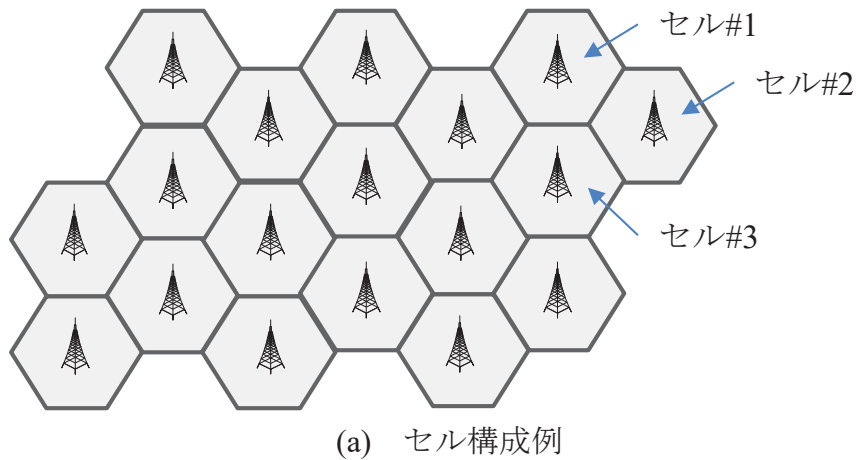


図 1.1 周波数繰り返しの例（繰り返しセル数が 1 の場合）

制御により隣接基地局間等で互いのビームが干渉しないように指向制御を行うことで干渉を回避または抑圧制御を行う技術（アンテナビームチルティング，FD-MIMO（Full-Dimension MIMO），CB: Coordinated Beamforming，等）

また，これらの技術はセル毎に固定的・半固定的に設定もしくは制御する場合と，トラフィック量等の状況に応じて基地局間で協調してユーザ毎に動的に制御する場合とに大別できる。

(1) 周波数軸上の干渉抑圧技術

セルラ移動通信システムでは，セル間で周波数を繰り返して使用することで周波数の有効利用を図っている．セル繰り返しの最小単位は繰り返しセル数と呼ばれ，セル設計において重要なパラメータの一つである．セル繰り返しによる周波数割り当ての一例を図1.1～1.3に示す．図1.1, 1.2はそれぞれ繰り返しセル数を1とした場合（全セルで同一の周波数を設定した場合）と繰り返しセル数を3と

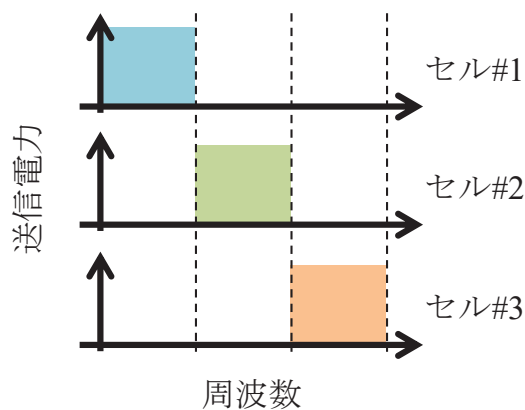
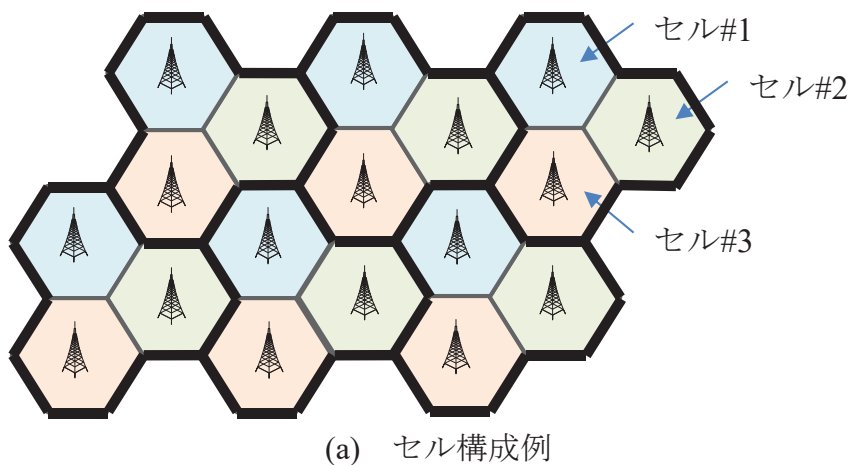


図 1.2 周波数繰り返しの例（繰り返しセル数が 3 の場合）

した場合を示す。図1.1の場合，隣接するセル間で同一の周波数を用いるためセル境界ではセル間干渉により通信容量が劣化する．一方，図1.2の場合，隣接するセル間で異なる周波数（サブバンド）を割り当て，同一周波数を用いるセル間の距離を離すことにより同一周波数干渉は図1.1の場合よりも低減できる．セル繰り返しを用いる場合の最大伝送容量（チャンネル容量）は繰り返しセル数を K とすると， $B/K \log_2(1 + S/(N + I))$ と表せる．したがって，繰り返しセル数分だけ使用できる帯域幅が減少するため，繰り返しセル数が $K = 1$ の場合は高い伝送容量が得られる一方，繰り返しセル数が $K = 3$ の場合セル間干渉は回避できるが最大伝送容量は $K = 1$ の場合に対して $1/3$ となる[1.9].

第2世代までは繰り返しセル数として7セルや4セルなどが一般に用いられてきたが，第3世代以降はトラフィック需要の高まりから最大伝送容量の高い1セル繰り返しが基本となっている[1.10]. したがって，セル間干渉による影響は重要な課題となっている．一方，1セル繰り返しを基本とし，セル間干渉による影

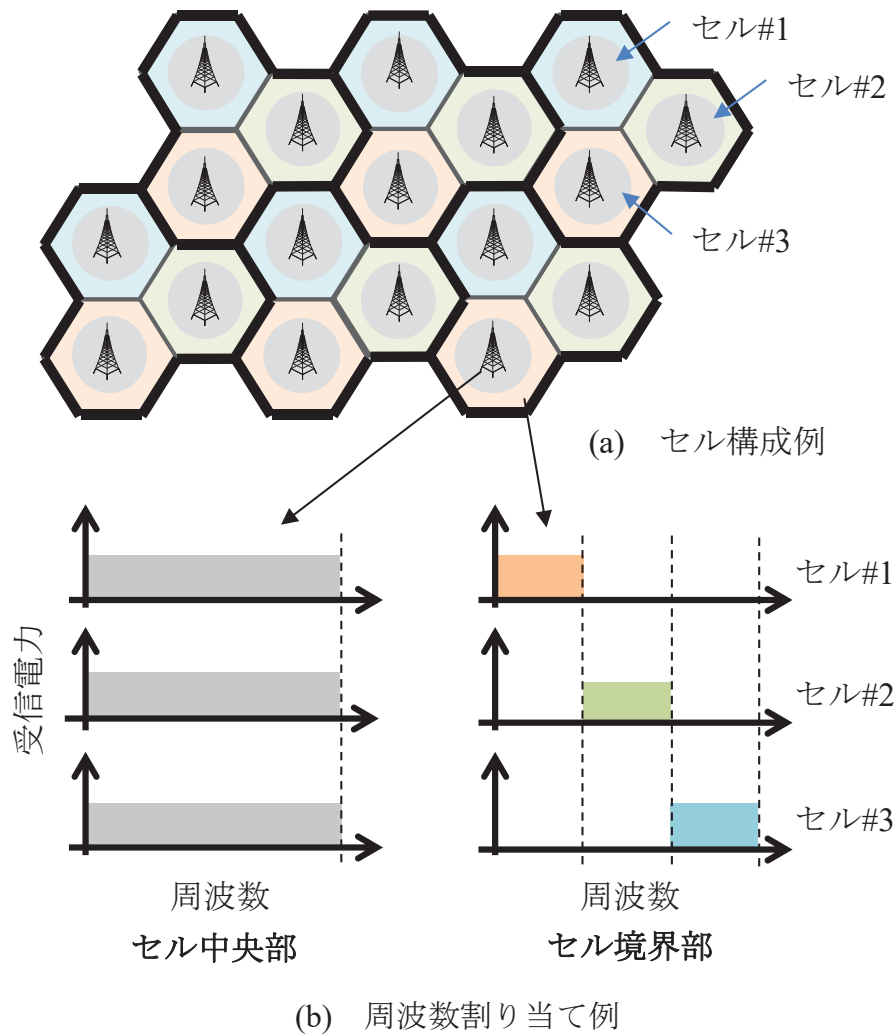
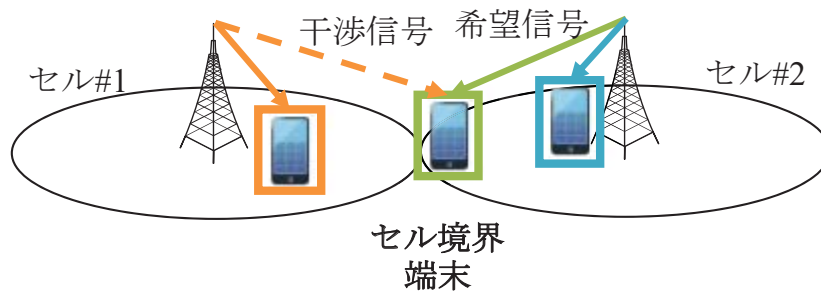


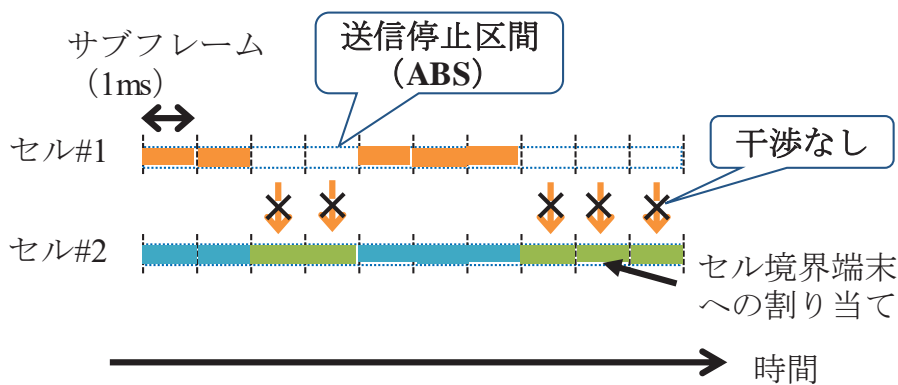
図 1.3 FFR の周波数繰り返し例
(セル境界の繰り返しセル数が 3 の場合)

響も回避する方法としてセル境界エリアのみ部分的に周波数繰り返しを行う FFR (Fractional Frequency Reuse) が提案されている[1.11]. FFRにおける周波数割り当て例を図1.3に示す. FFRでは基地局近傍エリアとセル境界エリアの割り当て周波数を分離し, 基地局近傍エリアのサブバンドについては送信電力を小さくして周波数繰り返し数を1とし, セル境界エリアのサブバンドは送信電力を大きくして隣接基地局間で周波数繰り返しを行う方式である. これにより基地局近傍エリアでは周波数の分割による最大伝送容量の低下を防いでいる.

隣接基地局間で協調して端末への周波数割り当て制御を行うことでFFRと同等の効果を得る方法としてICIC (Inter-Cell Interference Coordination) がある[1.12-1.15]. ICICでは, 基地局間インタフェース (X2インタフェース) 等を介してセル間での周波数毎の干渉強度を基地局間で共有し, セル境界端末に対して干渉



(a) 端末の配置例



(b) フレーム構成例

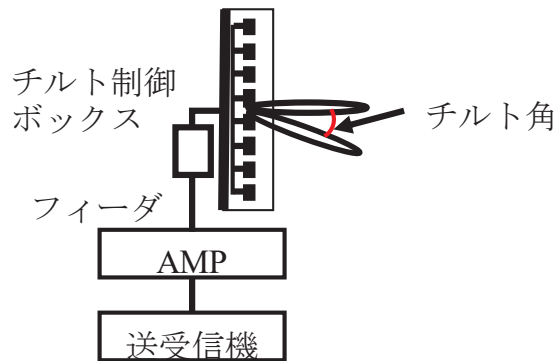
図 1.4 eICIC の概念図

強度の高い無線リソースの割り当てを避けることにより、セル境界における通信品質の向上を図っている[1.15]. ただし、FFRもICICも基本的にセル境界での周波数割り当てを制限することで干渉を回避する技術であるため、セル境界では全帯域を用いた最大伝送容量が得られないことが課題である. したがって、セル境界で通信品質を維持しつつ、全帯域を用いた最大伝送容量と同等の伝送容量の実現が重要である.

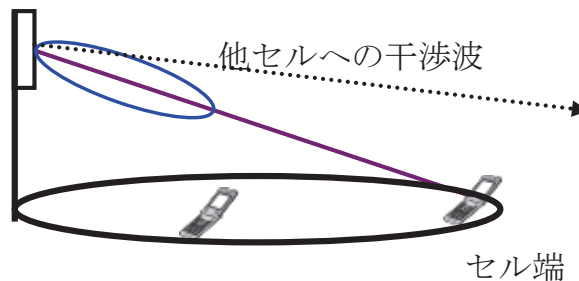
(2) 時間軸上の干渉抑圧技術

時間軸上の干渉抑圧技術の一つとして、LTE-Advancedで標準化されているeICIC (enhanced ICIC) がある[1.16]. eICICは、主にマクロセル内に同一周波数を用いる多数のsmallセルが重畳されるセル構成 (HetNet: Heterogeneous Network) で用いられる技術であり、下りリンク信号の一部を時間軸上で停止することで他セルへの干渉を低減する. eICICの端末の配置例及びその際の送信フレーム構成例をそれぞれ図1.4(a)及び図1.4(b)に示す. eICICでは、図1.4(b)に示すように時間軸上でデータを送信しない区間 (ABS: Almost Blank Subframe) を設け、特に隣接基地局から強い干渉を受けているセル境界端末にABSで保護され

電氣的ビームチルト



(a) アンテナ構成



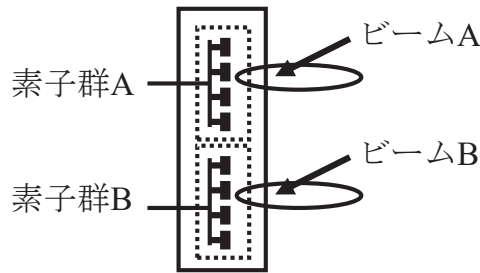
(b) 垂直面内ビーム制御による他セルへの干渉

図 1.5 ビームチルティング

た時間の無線リソースを優先的に割り当てることでセル境界端末の通信品質を大幅に改善することができる[1.16-1.19]. ただし, 本技術は時間軸上の無線リソースを制限することで干渉を回避する技術であるため, セル境界では全時間を用いた最大伝送容量が得られないことが課題である. したがって, セル境界で通信品質を維持しつつ, 全時間を用いた最大伝送容量と同等の伝送容量の実現が重要である.

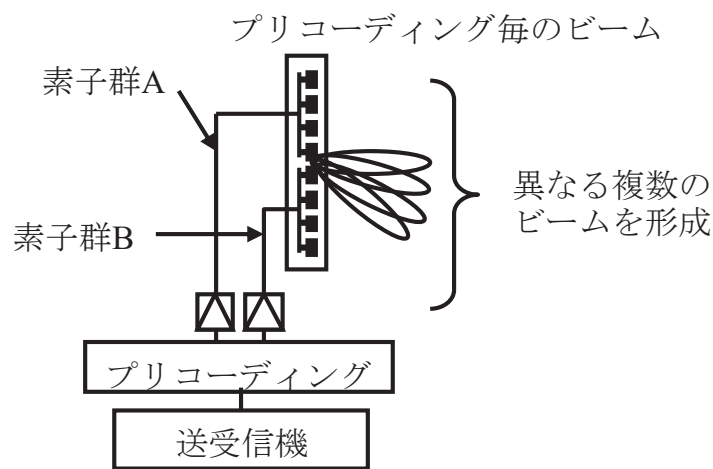
(3) 空間軸上の干渉抑圧技術

指向性アンテナを用いたビームフォーミング制御により, 周波数や時間軸上の無線リソースを制限することなく干渉を抑圧することが可能である. 垂直面内のビームフォーミングによりセル間の干渉を抑圧すると共にセル内の受信電力を改善する方法として従来ビームチルティングが用いられてきた[1.20]. ビームチルティングは図1.5に示す通り基地局アンテナの垂直面内指向性(最大指向方向)を固定的に制御する. その特性はアンテナの垂直面内指向性とチルト角で決まり, 一般にチルト角はセル境界に向けて設定される. この場合はビームを一



等振幅, 等位相合成

(a) アンテナ構成



(b) プリコーディングによる垂直面内ビーム制御

図 1.6 プリコーディングを用いた垂直ビームフォーミング制御

つしか形成しない。昨今，端末毎に最適なビームを形成するアダプティブアレーアンテナ (AAA: Adaptive Array Antenna) 技術を活用した方法も検討されている [1.21-1.26]。AAA技術を応用したビームフォーミング技術として，図1.6に示すようにアンテナ素子に対してデジタル制御により異なるアンテナウェイト（振幅及び位相）を与えることでビームを制御する“プリコーディング”を用いた垂直面内ビームフォーミング制御技術が検討された[1.21,1.22]。本技術による垂直ビームフォーミング制御では，垂直面内に並ぶアンテナ素子を2つの素子群に分割し，上下の素子群に対して予め設定した複数のビームに対応するアンテナウェイト（コードブック）から最適なアンテナウェイトを選択することで簡易に垂直面内のビームフォーミング制御を行う技術である。端末の位置や受信レベル等に応じて深いチルト角を適用することで周辺セルに対する干渉を低減することが可能である。また，プリコーディングを用いて垂直面内及び水平面内で同時にビームフォーミング制御を行う技術としてFD-MIMO (Full-Dimension MIMO)

[1.23]やMassive MIMO[1.24]が提案されている。更に、プリコーディングを基本としたビームフォーミング制御を基地局間で協調して制御を行うことでセル境界の通信品質を更に改善する基地局間連携ビームフォーミング (CB: Coordinated Beamforming) も検討されている[1.25-1.28]。これまでの基地局間連携ビームフォーミング制御では、主に隣接基地局間で連携する狭いエリアでの連携制御が検討されてきたが、小セル化やMassive MIMOによるアンテナの高利得化により、隣接基地局のみならず次隣接基地局、次々隣接などの遠方基地局からの同一周波数干渉も通信品質に影響を与えることから、次々隣接基地局を含む広域での連携制御が必要とされている。しかし、複数のビームパターンを事前に定義して用いるコードブック型のプリコーディングを基本とする場合、広域での基地局間連携ビームフォーミング制御においては、各基地局で設定可能なビームの数が增大するとビームの組み合わせ総数が指数関数的に増大し、ビームの最適選択に必要な計算処理量が増大することが課題である。したがって、ビームを最適選択した際の通信品質を維持しつつ、可能な限りビーム数を削減し計算処理量を低減することが重要である。

以上より、セル間干渉抑圧技術は周波数・時間・空間軸上の技術に分類でき、表1.1のようにまとめられる。

1.3 本研究の位置付け

本論文では、セルラ移動通信システムにおいて課題となるセル間の同一周波数干渉による通信品質及び通信容量の劣化に対し、ネットワーク連携制御により同一周波数干渉を抑圧する技術についての研究成果をまとめている。

ネットワーク連携制御による干渉抑圧技術は、それぞれ周波数軸上の干渉抑圧技術として(1)ネットワーク連携無線リソース割り当て制御、時間軸上の干渉抑圧技術として(2)ネットワーク連携分散アンテナ、空間軸上の干渉抑圧技術として(3)ネットワーク連携ビームフォーミング制御についてそれぞれ分類して検討している。本節では、前節で述べた従来技術に対する上記検討の位置付けについて説明する。

(1) ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術による干渉抑圧

周波数繰り返しセル構成やFFR構成ではセル境界において使用可能な帯域幅は繰り返しセル数分だけ減少するため、最大伝送容量が低下することが課題である。そこで、本研究ではセル境界の端末に対して自基地局及び隣接基地局から

異なる周波数（サブバンド）を同時に利用することで利用帯域幅を拡大し、最大伝送容量を改善するネットワーク連携無線リソース割り当て制御を用いたマルチリンク伝送について検討する。本技術をFFR構成に適用することでセル境界でも基地局近傍と同じ広さの帯域幅を使用できるため、通信容量の改善が期待できる。マルチリンク伝送は、表1.1に示す通り隣接基地局と連携して同一のセル境界端末に信号を送信する従来方式である協調伝送（JT: Joint Transmission）の一つに位置付けられる。ただし、FFRを前提とし、隣接基地局間で異なる周波数リソースを用いる点で従来の協調伝送とは異なる。

本研究では、変調方式としてOFDMを用いたマルチリンク伝送について検討している。OFDMを用いたマルチリンク伝送では、基地局間の時刻同期誤差や、各基地局から端末までの経路長差により、各基地局からのOFDM信号に受信タイミングの誤差（タイミングオフセット）が生じる。このタイミングオフセットにより異なる基地局から送信されるOFDM信号間で周波数軸上の干渉が発生し、通信品質が劣化する。そこで、本研究ではタイミングオフセットによるOFDM信号間干渉を除去し、通信品質を改善するタイミングオフセット干渉キャンセル法

表 1.1 主なセル間干渉抑圧技術

	干渉抑圧技術	基地局間連携干渉抑圧技術	本論文での基地局間連携干渉抑圧技術
周波数軸上の干渉抑圧技術	<ul style="list-style-type: none"> • 周波数繰り返し • 部分的周波数繰り返し (FFR) • ICIC • 協調スケジューリング (CS) • 協調伝送 (JT) 	<ul style="list-style-type: none"> • ICIC • 協調スケジューリング (CS) • 協調伝送 (JT) 	ネットワーク連携無線リソース割り当て制御 <ul style="list-style-type: none"> • 協調伝送 (FFRに基づく無線リソース割り当て)
時間軸上の干渉抑圧技術	<ul style="list-style-type: none"> • eICIC • 協調スケジューリング (CS) • 協調伝送 (JT) 	<ul style="list-style-type: none"> • eICIC • 協調スケジューリング (CS) • 協調伝送 (JT) 	ネットワーク連携分散アンテナ <ul style="list-style-type: none"> • 送信干渉キャンセル (協調マルチユーザ MIMO)
空間軸上の干渉抑圧技術	<ul style="list-style-type: none"> • アンテナビームチルディング • セクタ構成 • Massive MIMO • 協調ビームフォーミング (CB) • ネットワークMIMO 	<ul style="list-style-type: none"> • Massive MIMO • 協調ビームフォーミング (CB) • ネットワークMIMO 	ネットワーク連携ビームフォーミング制御 <ul style="list-style-type: none"> • 広域協調ビームフォーミング

を提案する．提案法を用いることにより，マルチリンク伝送においてタイミングオフセットがない場合と概ね等しい通信品質を達成することを明らかにしている．

(2) ネットワーク連携分散アンテナ技術による干渉抑圧

eICICでは時間軸上の無線リソースを一部停止することによりセル間干渉を回避し，セル境界での通信品質を改善する．この場合，使用できる無線リソース（時間リソース）が減る分，通信容量が低下することが課題となる．一方，無線リソースを停止せずにセル間干渉を低減させる方法として，異なるセル間で同一周波数を使用するユーザ間の干渉を基地局側で予め信号処理により除去または抑圧するネットワーク連携分散アンテナ技術を用いた送信干渉キャンセルが有効である．本技術は，表1.1に示す通りマルチユーザを対象とした送信干渉キャンセル，もしくは単局マルチユーザMIMOを拡張した協調マルチユーザMIMOに位置付けられる．

本研究では，送信干渉キャンセル技術として非線形プリコーディング技術を用いた伝送特性改善技術について検討している．従来の非線形プリコーディング技術としてDirty Paper Coding (DPC) やVector Perturbation (VP) と呼ばれる非線形送信干渉キャンセラが知られている．DPCは，他のアンテナからの干渉信号をキャンセルする信号を各送信信号に予め重畳することで，受信側での干渉を抑圧する．しかし，各信号にキャンセル信号を加算した信号を送信することから，各信号の送信電力の増大が課題となった．その増分を削減する技術として，THP (Tomlinson-Harashima Precoding) と呼ばれる技術を組み合わせることで送信電力の増分を抑圧する方法が提案されている．しかし，DPCとTHPを組み合わせても送信信号電力の最小化を図れないため，ビット誤り率特性を大きく低減できなかった．一方，VPは干渉除去の送信ウェイトを各信号に重畳する前に各ユーザの送信シンボルに複素振幅の差分（オフセット）を適宜加算し，送信電力を最小化することで各ユーザのビット誤り率特性を大幅に改善する技術である．そのためには，送信電力を最小化するオフセット値を各ユーザの送信シンボル毎に設定する必要がある，その処理は膨大となることが課題である．そこで，本研究ではDPCにおいてVPと同様に各ユーザの送信信号に送信電力を最小化するオフセット値を適宜重畳し，DPCとVPを組み合わせた非線形プリコーディングを提案する．DPCにより他ユーザ干渉をキャンセルする信号を予測処理することから，送信電力を最小化する各ユーザの送信シンボル毎のオフセット値の探索範囲を大幅に削減できる．提案法を用いることにより従来のVPに対してビット誤り率特性を劣化させずに，計算処理を大幅に削減できることを明らかにしている．

(3) ネットワーク連携ビームフォーミング制御技術による干渉抑圧

これまで検討されてきた基地局間連携ビームフォーミング制御は、主に隣接基地局間での比較的狭いエリアでの連携制御を対象としていた。一方、前節で述べた通り、小セル化やアンテナの高利得化により隣接基地局のみならず次隣接基地局以遠の基地局からも比較的大きな干渉波が届く。そこで、隣接基地局間のみならず次隣接基地局以遠の基地局からの干渉を抑圧し、セル全体及びセル境界の通信品質を改善する複数基地局間連携ビームフォーミング制御について検討する。本技術は、表1.1に示す通り従来の協調ビームフォーミング（CB）を広域に拡張した広域協調ビームフォーミングに位置付けられる。

本研究では、複数基地局間連携ビームフォーミング制御におけるビーム設計技術について検討している。複数基地局間連携制御によるビーム制御では、一般に細かな精度でビーム制御を実現すればする程伝送特性の向上が期待できるが、各基地局で設定可能なビーム数とその分増加するためビームの最適選択制御に必要な制御処理量が指数的に増大することが課題である。そこで、ビームの指向方向やビーム幅を効率的に設定することでビーム数を大幅に削減するビーム設計法を提案している。提案法では、従来のビーム設計法に対して伝送特性を殆ど劣化させることなく、ビームの最適選択制御に必要な制御処理量を大幅に削減できることを明らかにしている。

1.4 本論文の構成

以上述べたように、本研究はセルラ移動通信システムにおけるネットワーク連携干渉抑圧技術として、ネットワーク連携リソース割り当て制御技術、ネットワーク連携分散アンテナ技術、ネットワーク連携ビームフォーミング制御技術について検討した結果をまとめたものである。本論文の内容は次の通りである。

第2章の「ネットワーク連携干渉抑圧技術」では、本論で提案するネットワーク連携を用いた干渉抑圧技術について概説し、各干渉抑圧技術の従来法に対する適用効果及び制御処理量についてまとめている。

第3章の「ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術による干渉抑圧」では、周波数領域での干渉抑圧技術としてネットワーク連携による無線リソース割り当て制御技術について説明している。周波数領域の無線リソース割り当てによる干渉抑圧技術では、各基地局からの信号の到来タイミング差により復調時に各基地局の送信するOFDM信号間で相互干渉が発生することが課題である。この課題を解決する方式として、復調時に発生する干渉を簡易に除去する方

式を提案している。本方式を適用することで、セル境界での通信品質を維持しつつ、全帯域を用いた場合の最大伝送容量と同等の伝送容量を実現できることを示している。

第4章の「ネットワーク連携分散アンテナ技術による干渉抑圧」では、時間領域での干渉抑圧技術として分散アンテナを用いた干渉キャンセル技術について説明している。分散アンテナ技術による干渉抑圧技術として、非線形キャンセラを用いた信号処理技術について検討している。非線形キャンセラは、線形キャンセラと比較して干渉キャンセル効果が非常に高い反面、無数の信号の組み合わせから最適な信号を検出するために膨大な信号処理量が必要となることが課題である。本章では、効率的に信号を検出することで信号処理量を大幅に削減する方式について提案している。本方式を適用することで、従来法と同じビット誤り率特性を維持しつつ、信号処理にかかる計算時間を大幅に削減できることを示している。

第5章の「ネットワーク連携ビームフォーミング制御技術による干渉抑圧」では、空間領域での干渉抑圧技術としてネットワーク連携による複数基地局間連携ビームフォーミング制御技術について説明している。複数基地局間連携ビームフォーミング制御では、各基地局で設定可能なビーム数が多い程きめ細やかなビーム制御ができるため大きな通信品質の改善効果が期待できるが、最適なアンテナビームの選択に膨大な信号処理量が必要となることが課題である。そこで、ビームの指向方向やビーム幅を基地局高やセル半径等に応じて適応的に設定することで、各基地局が選択できるビーム数を削減するビーム設計法を提案している。本方式を適用することで、細かな精度でビーム制御を実現する従来法の通信品質と概ね同じ特性を維持しつつ、最適制御に必要なビームの組み合わせ数を大幅に削減できることを示している。

第6章の「ネットワーク連携制御技術の組み合わせによる干渉抑圧」では、本研究で得られた周波数、時間、空間の3つの領域のネットワーク干渉抑圧技術を組み合わせることによる相乗効果等について概観している。

第7章の「結論」では、本研究で得られた成果を総括し、将来展望について述べている。

第2章 ネットワーク連携干渉抑圧技術

2.1 ネットワーク連携干渉抑圧技術の概要

本論で検討するネットワーク連携システム及びそれを用いた干渉抑圧技術の概念図を図2.1に示す。前節で示した通り、セルラ移動通信システムでは単位面積当たりの通信容量向上のため更なる小セル化が進んでいる。このような構成では、隣接基地局のみならず次隣接基地局以遠の離れた基地局からの干渉による通信品質の劣化が課題となる。また、Massive MIMOアンテナ等によるアンテナの高利得化が進んでいる。これによりセル内での受信電力を改善できる一方で、隣接及び次隣接以遠のセルへの干渉電力も同時に増大させる懸念がある。そこで、本論では次隣接基地局を含む広域エリアでの複数基地局間連携制御によりこれらの干渉を抑圧するネットワーク連携システムを検討する。

一般に、連携する基地局数が多ければ多い程、高い通信品質の改善効果が得られるが、連携制御を行うための制御処理量は膨大となる。したがって、広域での複数基地局間連携制御では、制御処理量に対する周波数利用効率の改善効果を考慮して適切に連携範囲を設定する必要がある。

本論で検討するネットワーク連携干渉抑圧技術は主に次の3つの要素技術に大別される。

- (1) ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術
- (2) ネットワーク連携分散アンテナ技術
- (3) ネットワーク連携ビームフォーミング制御技術

(1)及び(2)の干渉抑圧技術は連携基地局数が少なくても高い改善効果が得られる。しかし、連携基地局間でのユーザデータ信号の共有等の処理が必要であり制御処理量が多い。一方、(3)の干渉抑圧技術は連携基地局数が多い程高い改善効果が得られる。ただし、ユーザデータ信号の共有は不要であるため、少ない制御処理量で適用できる。

以上より、本論では(1)及び(2)の干渉抑圧技術は隣接基地局間連携制御として、(3)の干渉抑圧技術に関しては広域基地局間連携制御としてそれぞれ検討する。また、隣接基地局間連携制御 ((1), (2)) 及び広域基地局間連携制御 ((3)) を組み合わせることで更なる周波数利用効率の改善も期待できる。

各要素技術の適用例と周波数利用効率改善効果について次節で述べる。

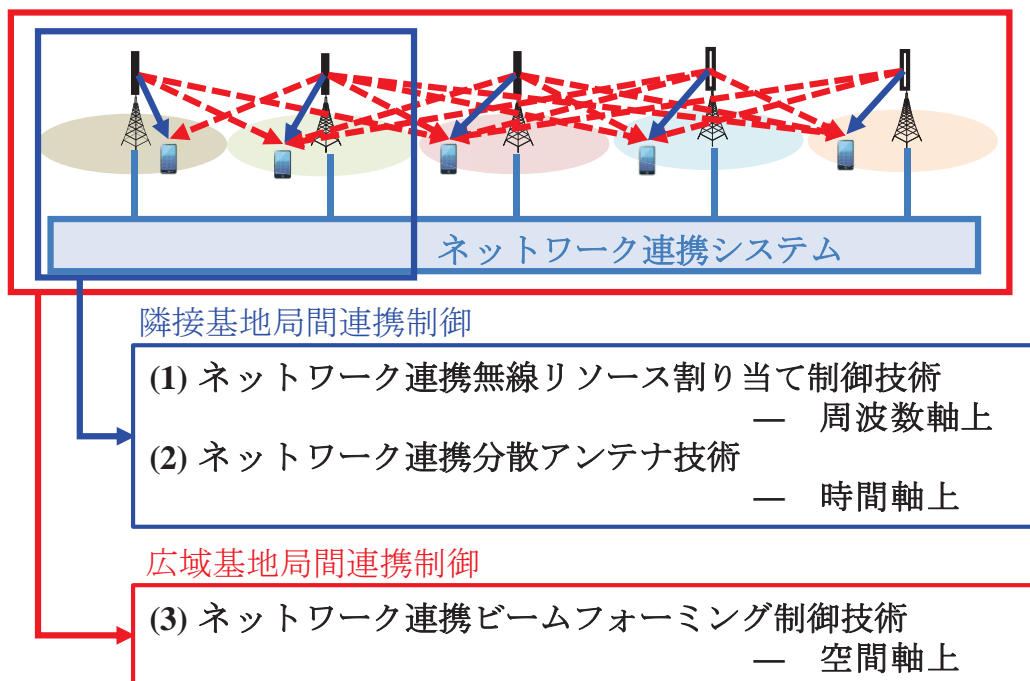


図 2.1 ネットワーク連携システムによる干渉抑圧技術

2.2 各技術の適用例及び改善効果

本節で仮定する干渉抑圧技術の適用によるスループット（シャノン容量）の計算例について図2.2の3セル構成を例として説明する。

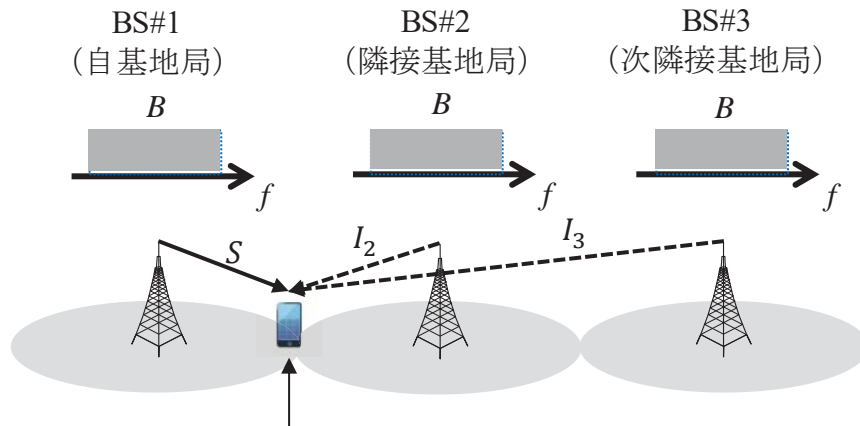
まず、1セル周波数繰り返しにおけるセル境界でのSINR及びシャノン容量の例を図2.2(a)に示す。図2.2(a)に示す3セル構成において、BS#1に在圏する端末のSINRは、希望信号電力 S と隣接基地局BS#2からの干渉電力 I_2 、次隣接基地局BS#3からの干渉電力 I_3 、及び雑音電力 N で決まり、次式で与えられる。

$$\text{SINR} = S / (N + I_2 + I_3) \quad (2.1)$$

また、その通信容量 C はSINRで決まり、次式で与えられる。

$$C = \log_2(1 + \text{SINR}) \quad (2.2)$$

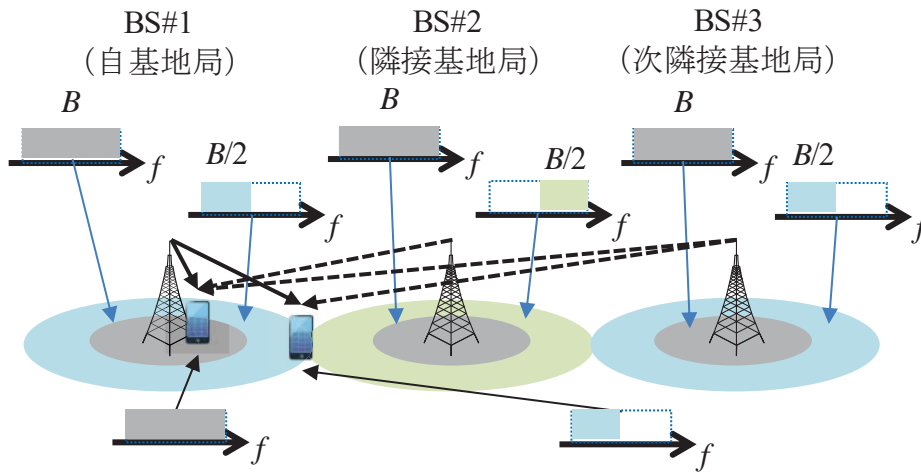
自基地局BS#1と隣接基地局BS#2のセル境界に位置する端末は、自基地局からの希望信号電力 S と隣接基地局からの干渉電力 I_2 がほぼ等電力となるためSINR



セル境界端末

- $\text{SINR} = \frac{S}{N+I_2+I_3} \approx \frac{S}{I_2} = 1$ (0dB)
 - $S \approx I_2$
- $C = \log_2(1 + 1) = \log_2 2^1 = 1 = 1\text{bps}$
 - 帯域幅: B

(a) 1セル周波数繰り返しの例



基地局近傍端末

- $\text{SINR} = \frac{S}{N+I_2+I_3} = 100$ (20dB)
 - $S \gg (N + I_2 + I_3)$
- $C = \log_2(1 + 100) \approx \log_2 2^6 = 6\text{bps}$
 - 帯域幅: B

セル境界端末

- $\text{SINR} = \frac{S}{N+I_3} = 20$ (13dB)
- $C = \frac{1}{2} \log_2(1 + 20) \approx \frac{1}{2} \log_2 2^4 = 2\text{bps}$
 - 帯域幅: $B/2$

(b) FFR の周波数繰り返しの例 (セル境界の繰り返しセル数が 2 の場合)

図 2.2 周波数繰り返し構成における SINR 及びスループットの計算例

は約1 (0dB) となり, その際の通信容量は $C = \log_2(1 + 1) = \log_2 2^1 = 1\text{bps}$ となる.

次に, セル境界の繰り返しセル数を2とする場合のFFR (Fractional Frequency Reuse) におけるSINR及び通信容量の例を図2.2(b)に示す. 基地局近傍端末は繰り返しセル数が1であるためSINRは式(2.1)と同様である. また, 自基地局からの距離が近く, 隣接基地局及び次隣接基地局からは離れているため, 希望信号電力 S が干渉電力 I_2 や I_3 よりも十分高い. このため高いSINR及び通信容量が得られる. ここでは, 基地局近傍端末は一例としてSINRは100 (20dB), 通信容量は $C = \log_2(1 + 100) \approx \log_2 2^6 = \text{約}6\text{bps}$ が得られるものと仮定する. 一方, セル境界では周波数繰り返しにより隣接基地局からの同一周波数干渉 I_2 を受けない. したがって, SINRは式(2.1)の I_2 の成分を除去することができ, 次式で表せる.

$$\text{SINR} = S/(N + I_3) \quad (2.3)$$

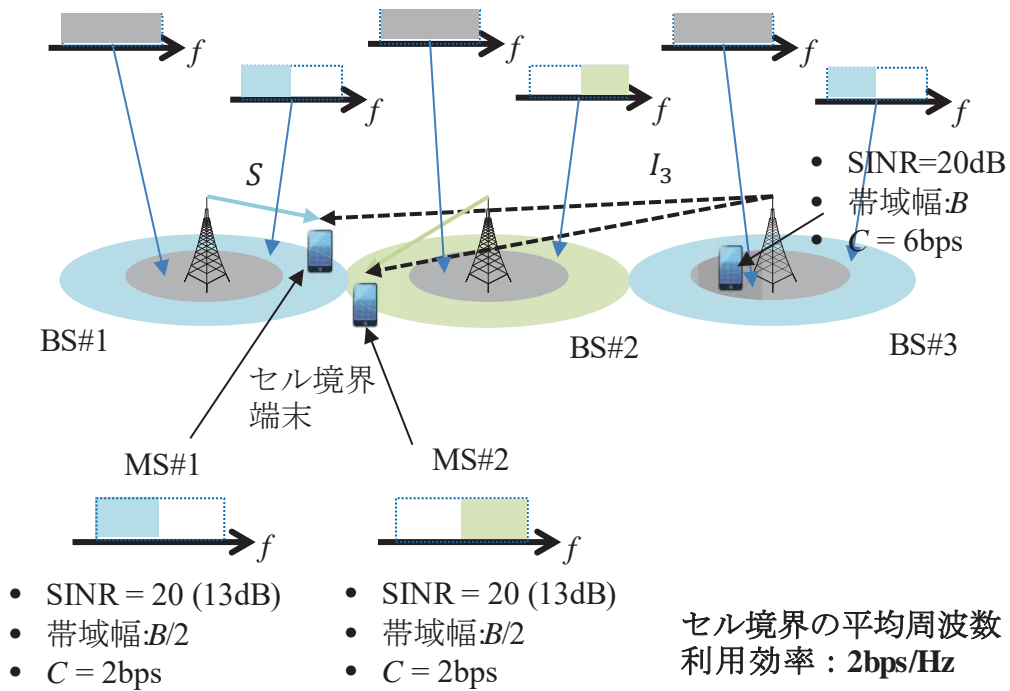
上式の通り, 隣接基地局からの強い干渉を回避できるため, 図2.2(a)の場合に対してSINR及び通信容量を改善できる. ここではSINRを一例として20 (約13dB) とする. 一方, 帯域幅は基地局近傍端末の1/2となるため, 通信容量は $C = 1/2 \log_2(1 + 20) \approx 1/2 \log_2 2^4 = 2\text{bps}$ となる.

各干渉抑圧技術を適用した場合の従来システムからのSINR及び通信容量の改善効果について以下に述べる.

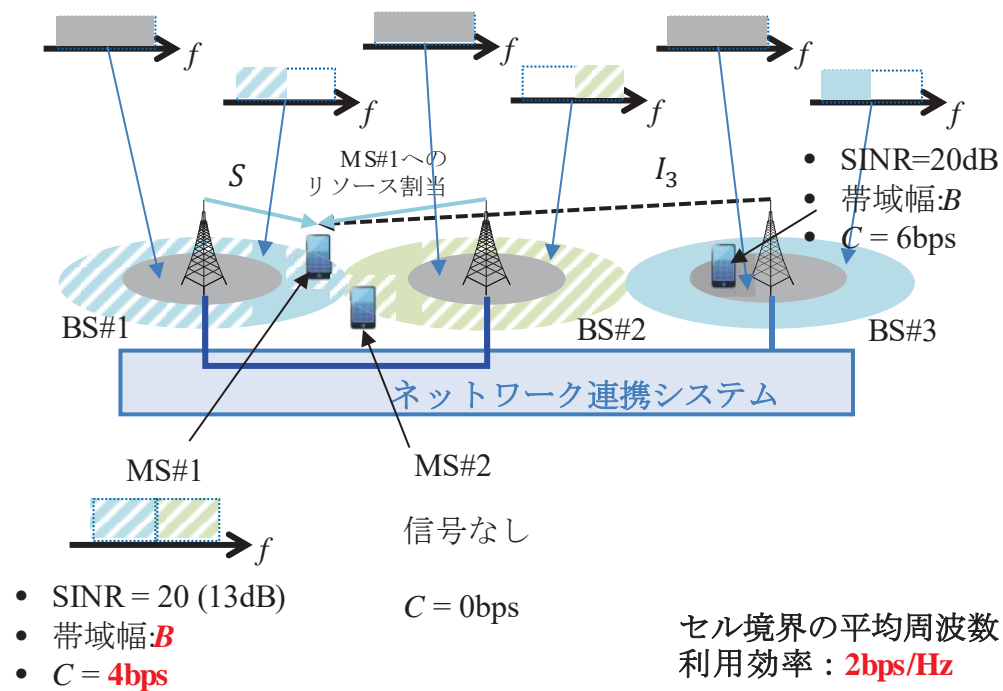
(1) ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術

ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術の適用例, 通信容量及び周波数利用効率の例を図2.3に示す. まず, 従来システムとしてネットワーク連携を用いないFFR構成の例を図2.3(a)に示す. ここでは, セル境界端末 (MS#1及び#2) に着目して説明する. MS#1及び#2はそれぞれの隣接基地局であるBS#2及び#1からの干渉を互いに受けないため, 両端末とも図2.2(b)で示した通信容量と等しく, 約2bpsである.

しかし, この場合使用できる帯域幅は $B/2$ [Hz] であるため最大通信容量は全帯域 B [Hz] を用いた場合に対して半分となる. そこで, 本研究ではセル境界の端末に対して自基地局及び隣接基地局から異なる周波数リソースを同時に使用して送信することで最大通信容量を改善するマルチリンク伝送について検討する. これによりセル境界でも基地局近傍と同じ広さの帯域幅を使用でき, 最大通信容量の改善が期待できる. マルチリンク伝送を適用した場合の例を図2.3(b)に示す. 図2.3(b)に示す通り, BS#1及び#2からMS#1宛ての送信信号をそれぞれ $B/2$ [Hz] の帯域幅を使用して送信することで, MS#1の通信容量を倍にすることがで



(a) 従来システム（連携制御なし，FFR(セル境界2セル繰り返し)



(b) 提案システム（ネットワーク連携無線リソース割り当て）

図 2.3 ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術

き、その通信容量は約4bpsとなる。一方、MS#1はBS#1及び#2の両方の周波数リソースを用いて通信を行うため、MS#1が通信を行っている間はMS#2への無線リソース割り当てが行われず（即ち、通信容量が瞬時的に0bpsとなる）ため、セル境界の平均的な周波数利用効率は2bps/Hzとなる。なお、FFR構成を想定するためセル中央での通信容量は従来システムと同様に約6bpsが期待できる。以上より、セル境界での平均周波数利用効率はFFRを用いる従来システムと同じ2bps/Hzだが、最大通信容量は約2倍（約2bpsから約4bps）に改善できる。

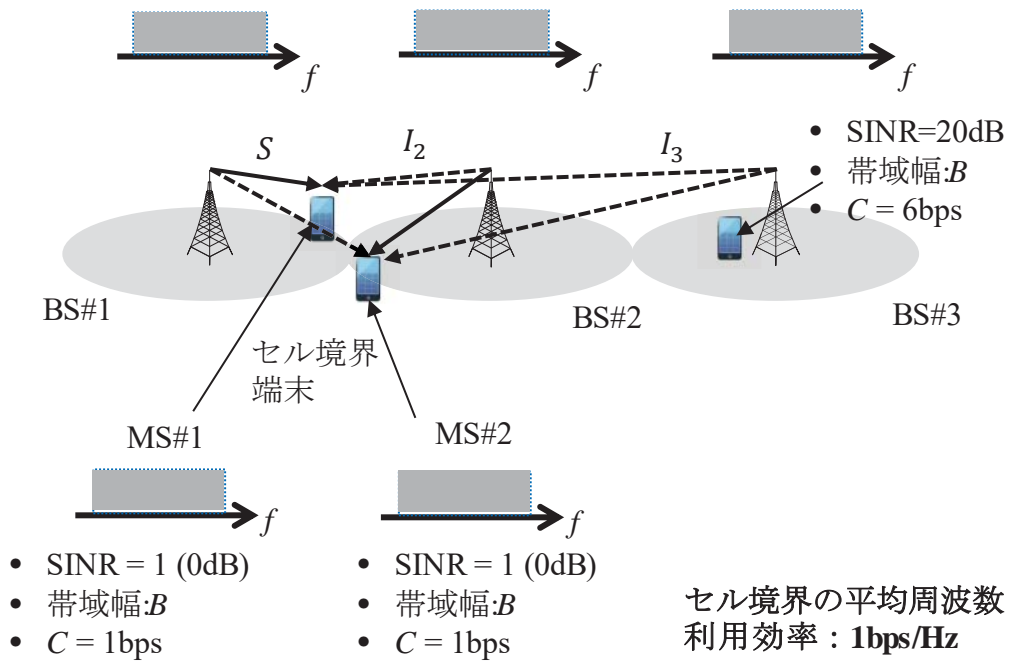
(2) ネットワーク連携分散アンテナ技術

次に、ネットワーク連携分散アンテナ技術の適用例、通信容量及び周波数利用効率の例を図2.4に示す。従来システムとしてネットワーク連携を用いない場合の例を図2.4(a)に示す。MS#1及び#2のSINR及び通信容量は図2.2(a)と同様であり、それぞれ通信容量として約1bpsしか得られない。

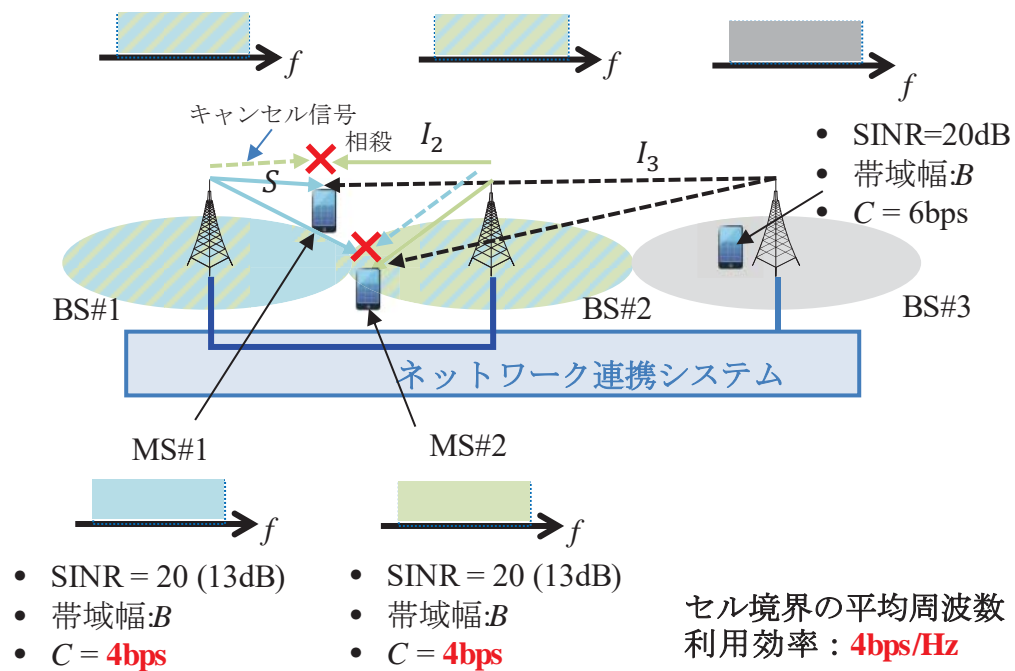
ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術では、(1)で示した通り周波数リソースを一部停止することによりセル間干渉を回避し、セル境界での通信品質を改善するため、使用可能な無線リソースが減る分、セル境界の平均的な周波数利用効率は低下することが課題となる。そこで、本研究では無線リソースを停止せずに、異なるセル間で同一周波数を使用するユーザ間の干渉を基地局側で予め信号処理により除去する送信干渉キャンセルについて検討する。送信干渉キャンセルを用いるネットワーク連携分散アンテナ技術の適用例を図2.4(b)に示す。MS#1で受信されるBS#2からの干渉はBS#1から送信されるキャンセル信号により相殺（キャンセル）されるため、MS#1では同一周波数干渉 I_2 を受けない。したがって、ネットワーク連携分散アンテナ技術におけるMS#1のSINRは図2.2(b)のセル境界のSINRと等しく、約13dBが期待できる。また、通信容量は全帯域 B を用いた場合の通信容量である図2.3(b)と同じであり、約4bpsが得られる。同様に、MS#2ではBS#1からの干渉はBS#2から送信されるキャンセル信号により相殺されるため、MS#2でも約4bpsの通信容量が得られる。したがって、セル境界の平均周波数利用効率は約4bps/Hzとなり、ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術のように周波数リソースの制限を行う場合に対して高い改善効果が得られる。以上より、セル境界の平均周波数利用効率は従来システムに対して約4倍（1bps/Hzから4bps/Hz）に改善できる。

(3) ネットワーク連携ビームフォーミング制御技術

次に、ネットワーク連携ビームフォーミング制御技術の適用例、通信容量及び周波数利用効率の例を図2.5に示す。まず、従来システムとしてネットワーク連携を用いず、基地局個別にビームフォーミングを行う場合の例を図2.5(a)に示



(a) 従来システム (連携制御なし)

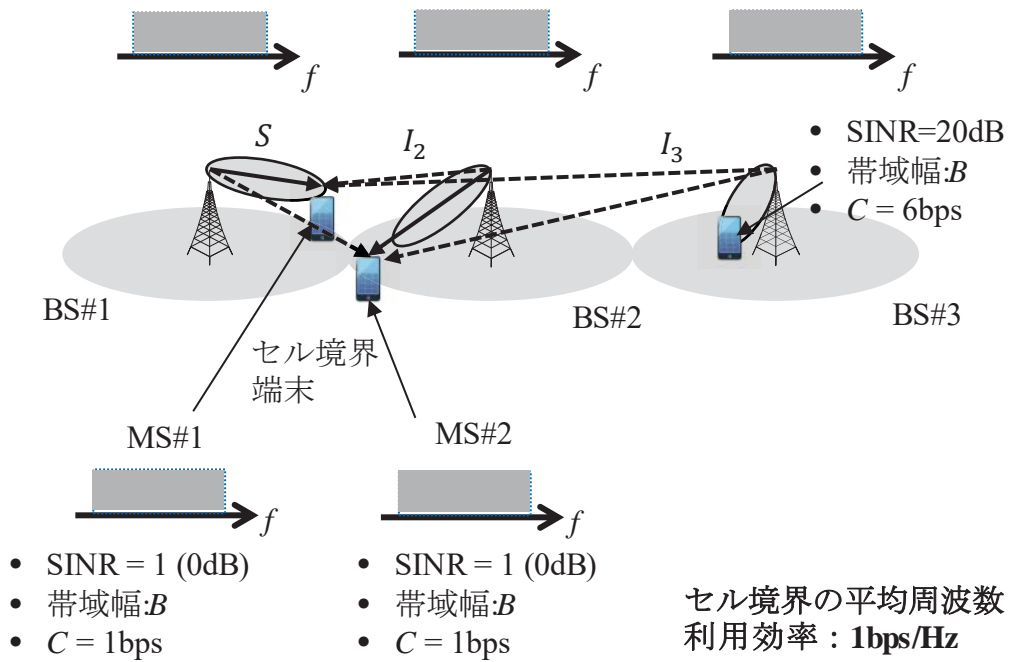


(b) 提案システム (ネットワーク連携分散アンテナ)

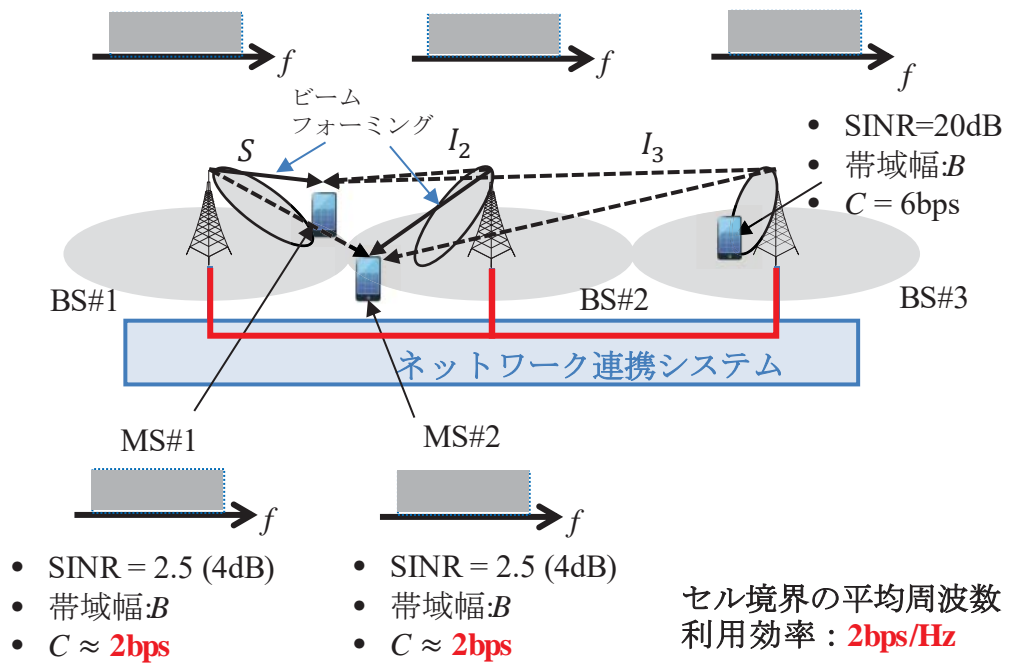
図 2.4 ネットワーク連携分散アンテナ技術

す。BS#1及び#2は端末に対して最大指向性が向くようにビーム制御を行うため、BS#1はMS#2に対して、BS#2はMS#1に対して強い干渉を与える。MS#1及び#2のSINR及び通信容量はこれらの干渉により大きく劣化し、図2.2(a)、図2.4(a)と同様に約1bps程度の通信容量しか得られない。

本研究では、次隣接基地局以遠の基地局を含む広域での複数基地局間連携ビームフォーミング制御（ネットワーク連携ビームフォーミング制御）について検討する。ネットワーク連携ビームフォーミング制御では、連携対象の基地局に在圏する各端末の通信容量が予め設定される評価関数に基づいて最適化（もしくは最大化）されるようにビームの選択制御が行われる。ネットワーク連携ビームフォーミング制御の適用例を図2.5(b)に示す。広域でのビームフォーミング制御により、BS#1及び#2の隣接基地局間のみならず、BS#3も含めた連携制御が行われる。特に、BS#1及び#2のように互いのビームが向き合うことでSINRが大きく劣化する場合には、チルト角の深いビームを選択することでSINR及び通信容量を改善できる。複数基地局間連携ビームフォーミング制御によりセル境界のSINRは約4dB（真値で約2.5）まで改善できる。これにより、通信容量としては $C = \log_2(1 + 2.5) = \text{約}2\text{bps}$ が期待できる。無線リソースの分割や制限を行わないため、セル境界領域の平均的な周波数利用効率は2bps/Hzとなる。以上より、セル境界の平均周波数利用効率は従来システムに対して2倍（1bps/Hzから2bps/Hz）に改善できる。



(a) 従来システム (連携制御なし, 基地局個別ビームフォーミング)



(b) 提案システム (ネットワーク連携ビームフォーミング)

図 2.5 ネットワーク連携ビームフォーミング制御

第3章 ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術による干渉抑圧

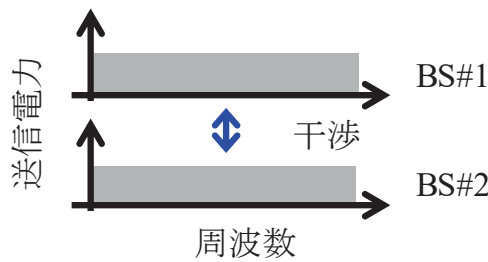
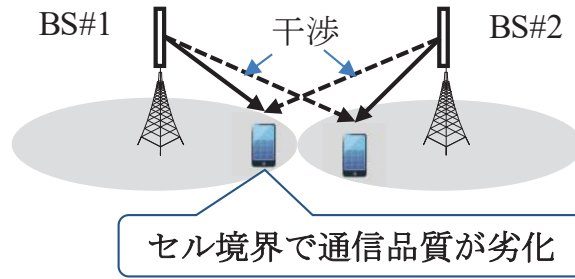
3.1 まえがき

セルラ移動通信システムでは、周波数の有効利用を図るため第3.9世代移動通信システム（LTE: Long Term Evolution）以降、図3.1(a)に示すように同一周波数をセル間で再利用する1セル繰り返しが一般的に用いられている。1セル繰り返しでは、システムに割り当てられた全周波数帯域を各セルで使用できることから通信容量を最大化できる一方、セル間の同一周波数干渉によりセル境界での通信品質及び通信容量が基地局近傍に対して極端に劣化することが課題である[3.1].

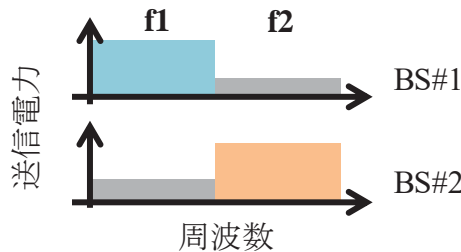
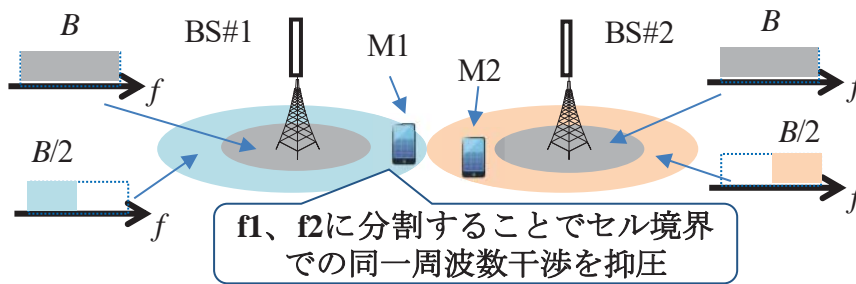
一方、全周波数帯域を複数のサブバンドに分割し、サブバンド毎の電力割り当てに偏りを持たせることでセル境界での同一周波数干渉を低減する技術としてFFR（Fractional Frequency Reuse）が提案されている[3.1, 3.2]. FFRによる周波数割り当ての例を図3.1(b)に示す。FFRでは基地局近傍エリアとセル境界エリアの割り当て周波数を分離し、基地局近傍エリアのサブバンドについては送信電力を小さくして周波数繰り返し数を1とし、セル境界エリアのサブバンドは送信電力を大きくして隣接基地局間で周波数繰り返しを行う方式である。図3.1(b)はセル境界の周波数繰り返し数を2とした場合の例である。図に示すように、BS#1のセル境界の端末M1が受信するBS#2からのf1の同一周波数干渉は十分低いため、セル境界での通信品質を改善することができる。

FFRを用いた場合のセル境界での最大伝送容量（シャノン容量）は、システムの全帯域幅を B 、SINR（Signal to Interference plus Noise power Ratio）を γ 、繰り返しセル数を N とすると、 $B/N \log_2(1 + \gamma)$ と表現できる。このように、FFRにおけるセル境界での最大伝送容量は、周波数分割によるセル間干渉の低減によりSINR (γ) の改善が見込める一方、繰り返しセル数分だけ帯域幅 (B/N) が減少する。したがって、SINRの改善効果よりも帯域幅の減少による劣化が大きい場合は最大伝送容量が低下することが課題である。

ところで、セル境界に位置する端末が自基地局及び隣接基地局からそれぞれ異なるサブバンドを利用することで広帯域化し、セル境界のスループットを向上させるネットワーク連携無線リソース割り当てを用いたマルチリンク伝送が



(a) 1セル繰り返し (全セルで全帯域幅を使用)



(b) FFR (2サブバンドをセル境界で繰り返して使用)

図 3.1 セラ移動通信システムにおける周波数繰り返しの概念図

検討されている[3.3-3.8]. ネットワーク連携による無線リソース割り当て制御によりセル境界に位置する端末に対して同時に2つの異なるサブバンド f_1 (帯域幅 $B/2$) と f_2 (帯域幅 $B/2$) を割り当ててデータを送信することで, 最大伝送容量 $B/2 \cdot \log_2(1 + \gamma) + B/2 \cdot \log_2(1 + \gamma) = B \log_2(1 + \gamma)$ で受信することができる.

セラ移動通信システムでは, 第4世代移動通信システム以降変調方式として

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) が一般に採用されている。OFDMは、マルチパスフェージングに対する耐性と、高い周波数利用効率のため、移動通信システム以外にも地上デジタル放送や無線LANにも広く採用されている。

LTE-Advancedや次世代無線LANでのマルチリンク伝送[3.8, 3.9]では、各基地局から送信される送信信号が周波数軸上で互いに干渉しないように、送信信号の両端にガードバンドを設けることが基本である。例えば、LTE-Advancedにおいては送信信号の帯域の両端にそれぞれ5%のガードバンドが設けられており、チャンネル帯域幅に対して90%が実効帯域幅となっている。しかし、周波数有効利用の観点ではガードバンドを可能な限り狭くして、データ送信に用いることで通信容量を改善することが昨今重要となっている[3.10]。そこで、OFDMの特徴を生かして、サブバンド間にガードバンドを用いない新たなマルチリンク伝送が提案されている[3.7]。

サブバンド間にガードバンドを設けずに行うマルチリンク伝送では、隣接基地局間で同期(タイミング)が取れていれば、複数基地局から周波数多重で送信された信号は、通常のOFDM信号と同様にしてサブキャリア間の直交性を維持して端末側で一括して受信ができる。しかし、基地局毎のオシレータ(発振器)等の周波数誤差による周波数ずれ(周波数オフセット)や基地局間の時刻同期誤差による信号の到来タイミングずれ(タイミングオフセット)などが発生した場合、OFDM信号の直交性が崩れ、信号間に相互干渉が発生することで通信品質の劣化を招くことが課題である[3.11, 3.12]。

周波数オフセットが発生した場合の対策として、受信側で基地局それぞれに対して周波数オフセットを補償し、各々の基地局への干渉成分を互いにキャンセルする周波数オフセットキャンセラが提案されている[3.7]。周波数オフセットキャンセラでは、端末が最初に各基地局の周波数オフセットを個別に補償する。次に直交性崩れにより発生した残留干渉を、各基地局からの受信信号のレプリカ信号でキャンセルする。これにより基地局毎に周波数オフセットが異なる場合でも正しく復調を行うことが可能である。また、各基地局で高い周波数確度を持つオシレータを用いることで回避することが可能である。

一方、タイミングオフセットは基地局間の時刻同期誤差がある場合のみならず各基地局から端末までの経路長差がある場合でも発生する。したがって、各基地局の送信タイミングが揃っていたとしても端末の位置が何れかの基地局に寄っている場合、各基地局からの経路長差により発生しうる課題である。しかし、周波数オフセットの補償技術[3.7]は検討されたが、タイミングオフセットがない理想条件を仮定しており、タイミングオフセットがある実環境におけるその補償技術は検討されていなかった。そこで、サブバンド間にガードバンドを設けず

にOFDMを用いたマルチリンク伝送におけるタイミングオフセット補償法を提案した[3.13]. タイミングオフセットによる影響は, 周波数オフセットと同様に各OFDM信号間の直交性崩れによる隣接周波数干渉による通信品質の劣化として現れる[3.11, 3.12].

本章では, サブバンド間にガードバンドを設けずにOFDMを用いたマルチリンク伝送におけるタイミングオフセット補償法として, 基地局間のタイミングオフセットによる干渉分をキャンセルするタイミングオフセット干渉キャンセラについて検討する[3.14, 3.15].

3.2 ネットワーク連携無線リソース割り当てを用いたマルチリンク伝送技術

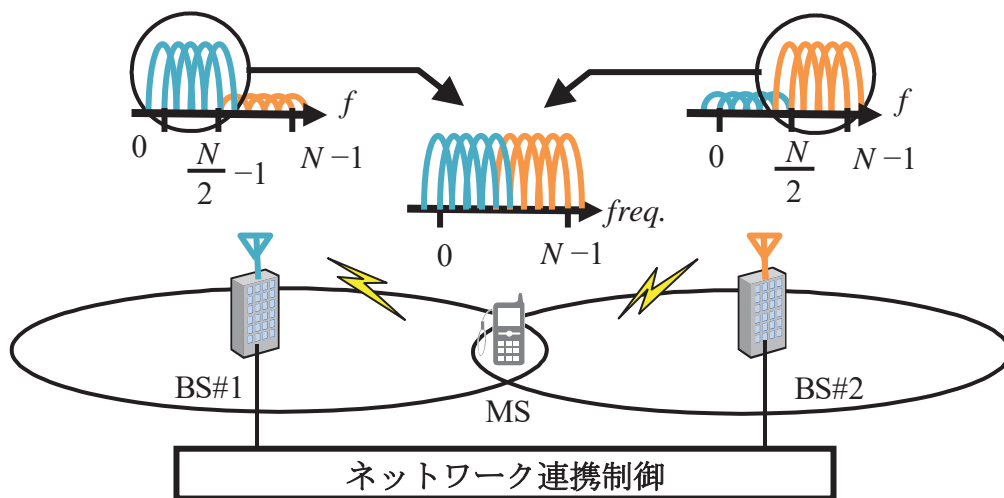
3.2.1 システムモデル

図3.2(a)及び図3.2(b)にOFDMを用いた下りリンクにおける2基地局間のマルチリンク伝送の構成モデル及びタイミングオフセットが発生していない場合の受信信号モデルを示す. 図3.2(a)に示す通り, 端末(MS)は2基地局(BS#1とBS#2)間のセル境界に位置するものとする. また, 総サブキャリア数を N (簡単のため N は偶数とする)として, BS#1から $0 \sim N/2 - 1$ 番サブキャリア, BS#2から $N/2 \sim N - 1$ 番サブキャリアを周波数多重させてMSに送信するものとする.

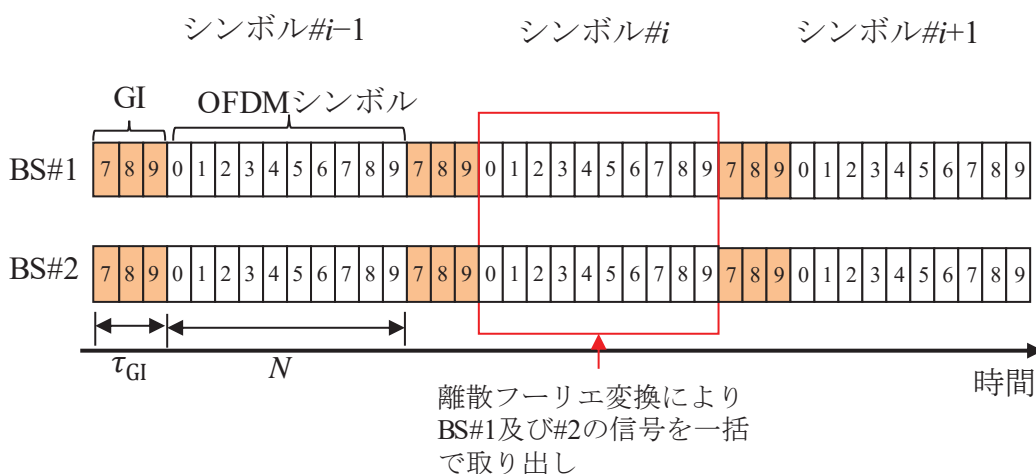
今, OFDMシンボル番号を i , サブキャリア番号を n とし, i 番目シンボル, n 番目サブキャリアの変調信号を d_n^i とする. また, サンプル番号を k とし, サンプル数が τ_{GI} のガードインターバル (GI: Guard Interval) の挿入を考慮し $-\tau_{GI} \leq k \leq N - 1$ とする. GIは, マルチパスフェージングによるシンボル間干渉の影響を回避するためにOFDMシンボルの末尾部分の信号をOFDMシンボルの先頭にコピーして用いる巡回信号である. このとき, BS#1から送信されるOFDM信号 $s_1(k)$, 及びBS#2から送信されるOFDM信号 $s_2(k)$ は次式で与えられる.

$$s_1(k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} d_n^i e^{j2\pi nk/N} \quad (3.1)$$

$$s_2(k) = \sum_{n=N/2}^{N-1} d_n^i e^{j2\pi nk/N} \quad (3.2)$$



(a) 構成モデル



(b) 受信信号モデル

図 3.2 OFDM を用いたマルチリンク伝送のシステムモデル

ここで、BS#1からの $N/2 \sim N-1$ 番サブキャリア、及びBS#2からの $0 \sim N/2-1$ 番サブキャリアのMSにおける受信信号は十分小さいものとし、MSでの受信特性に着目するため上記のサブキャリア成分は省略している。

次に、BS#1からの受信信号を $r_1(k)$ 、BS#2からの受信信号を $r_2(k)$ とし、BS#1からMS間及びBS#2からMS間の伝搬チャネルをそれぞれ h_1 、 h_2 とすると、MSではBS#1及びBS#2からの信号を同時に受信し、その受信信号 $r(k)$ は次式で与えられる。

$$r(k) = r_1(k) + r_2(k)$$

$$= h_1 s_1(k) + h_2 s_2(k) \quad (3.3)$$

ただし、ここでは簡単のため各伝搬チャネルの遅延波成分を省略する。即ち、パス数を1と仮定する。また、受信処理を説明するためここでは雑音成分は省略する。また、ここではOFDMシンボルは十分短いものとし、数シンボルの間の伝搬チャネル h_1 、 h_2 は変動しないものと仮定して検討する。

次に、受信信号からGI成分を除去するため、OFDMシンボルの先頭の τ_{GI} サンプルを取り除く（即ち、 $-\tau_{GI} \leq k \leq N-1$ から $0 \leq k \leq N-1$ とする）。次に、GI成分を除去した信号に対して一括して離散フーリエ変換（DFT: Discrete Fourier Transform）を行う（即ち、時間領域から周波数領域への変換を行う）ことでサブキャリア毎のデータ信号を取り出す。受信側で取得するサブキャリア番号を l とすると、式(3.3)に対して離散フーリエ変換を適用した後の信号 $x(l)$ は次式のように表せる。

$$\begin{aligned} x(l) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} r(k) e^{-j2\pi lk/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} h_1 s_1(k) e^{-j2\pi lk/N} + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} h_2 s_2(k) e^{-j2\pi lk/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} h_1 \sum_{n=0}^{N/2-1} d_n^i e^{j2\pi nk/N} e^{-j2\pi lk/N} \\ &\quad + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} h_2 \sum_{n=N/2}^{N-1} d_n^i e^{j2\pi nk/N} e^{-j2\pi lk/N} \\ &= \frac{1}{N} h_1 \sum_{n=0}^{N/2-1} d_n^i \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi(n-l)k/N} + \frac{1}{N} h_2 \sum_{n=N/2}^{N-1} d_n^i \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi(n-l)k/N} \\ &= \begin{cases} h_1 d_l^i & ; 0 \leq l \leq N/2 - 1 \\ h_2 d_l^i & ; N/2 \leq l \leq N - 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (3.4)$$

上式において、伝搬チャネル h_1 及び h_2 は基地局からのパイロット信号から受信側で推定できるため、最終的に受信側で送信データ信号 d_l^i を取り出すことが

できる. また, 上式では, $\sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi(n-l)k/N}$ の部分が $n = l$ 以外で全て0となるため, BS#1及びBS#2の受信信号間で互いに干渉することなく, それぞれの信号を取り出すことができていることが分かる. 以上より, マルチリンク伝送によりMSでは2基地局からそれぞれ $N/2$ サブキャリアの信号を同時に受信できるため, 従来のセル境界の繰り返しセル数が2の場合のFFR構成に対して最大通信容量を2倍にすることができる.

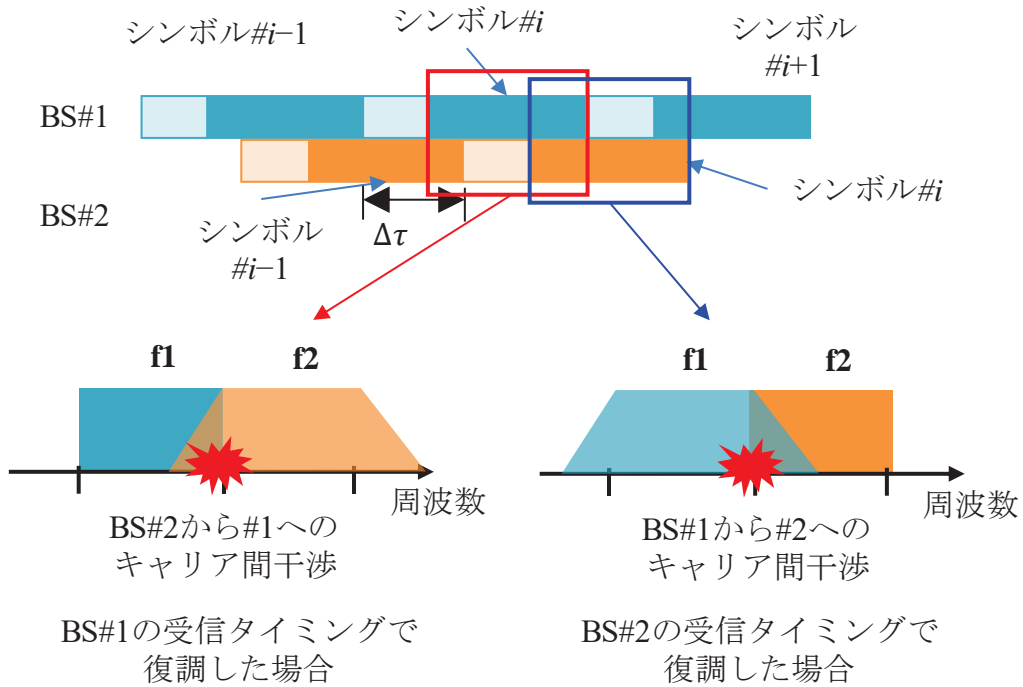
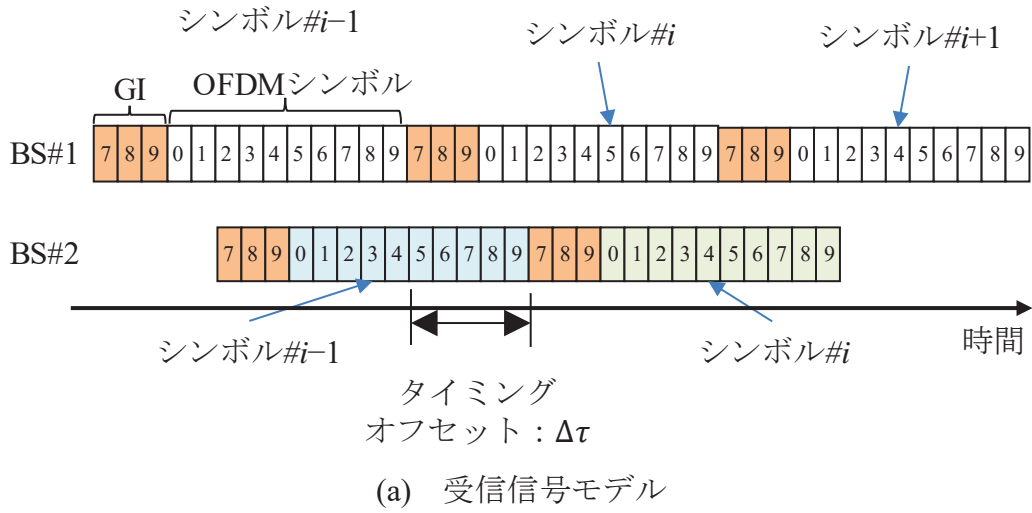
3.2.2 タイミングオフセットによるサブキャリア間干渉

BS#1及びBS#2の信号間にタイミングオフセットが発生する場合の受信信号のモデルを図3.3(a)に示す. 本章では, 各基地局からの信号の受信タイミング間に固定的なタイミング差が生じているものとする. また, タイミングオフセットによる干渉のみに着目するため, BS#1, BS#2間の周波数差はないものと仮定して検討するが, 文献[3.7]で提案されている周波数オフセット干渉キャンセラを同時に用いることで周波数誤差とタイミングオフセットの両方を補償することが可能である.

図3.3(a)に示すように, ここではBS#1の受信信号に対するBS#2の受信信号はGIを超える遅延が発生しているものとする. この場合, 例えばBS#1の i 番目のOFDMシンボルの受信タイミングで受信した場合, BS#2の i 番目のOFDMシンボルと共に $i - 1$ 番目のOFDMシンボルも同時に受信される. $i - 1$ 番目も i 番目も不完全なシンボルである (即ち, 1周期分のOFDMシンボルではない) ためBS#1の信号との直交性崩れが発生し, BS#1の受信サブキャリア信号はその直交性崩れによる干渉を受ける. なお, 本章では2シンボル以上遅延する場合については検討対象外とするが, 次節で示す干渉キャンセラを用いれば原理的には干渉を抑圧することは可能である.

今, BS#1の受信信号に対するBS#2の受信信号の遅延量を $\Delta\tau$ とする. ただし, 簡単のため k と同じサンプル単位で遅延するものとする. このとき, 例えばBS#1の i 番目のOFDMシンボルの受信タイミングで受信する場合のBS#1からの受信信号 $r_1(k)$ 及びBS#2からの受信信号 $r_2(k)$ は次式で与えられる.

$$r_1(k) = h_1 \sum_{n=0}^{N/2-1} d_n^i e^{j2\pi nk/N} \quad (3.5)$$



(b) タイミングオフセットによる周波数軸上のサブキャリア間干渉
 図 3.3 2 基地局からの信号に到来タイミング差がある場合
 のモデルとその影響

$$r_2(k) = \begin{cases} (\Delta\tau = 0 \text{ の場合}) \\ h_2 \sum_{n=N/2}^{N-1} d_n^i e^{j2\pi nk/N} \\ (0 < \Delta\tau < N + \tau_{GI} \text{ の場合}) \\ \begin{cases} h_2 \sum_{n=N/2}^{N-1} d_n^{i-1} e^{j2\pi n(k+N+\tau_{GI}-\Delta\tau)/N} & ; -\tau_{GI} \leq k \leq \Delta\tau - \tau_{GI} - 1 \\ h_2 \sum_{n=N/2}^{N-1} d_n^i e^{j2\pi n(k-\Delta\tau)/N} & ; \Delta\tau - \tau_{GI} \leq k \leq N - 1 \end{cases} \\ (\Delta\tau = N + \tau_{GI} \text{ の場合}) \\ h_2 \sum_{n=N/2}^{N-1} d_n^{i-1} e^{j2\pi nk/N} \end{cases} \quad (3.6)$$

ただし、式(3.6)の $1 \leq \Delta\tau \leq N + \tau_{GI} - 1$ の場合において $-\tau_{GI} \leq k \leq \Delta\tau - \tau_{GI} - 1$ がBS#2の $i - 1$ 番目のOFDMシンボル、 $\Delta\tau - \tau_{GI} \leq k \leq N - 1$ が i 番目のOFDMシンボルに相当する。次に、式(3.5)及び式(3.6)の受信信号からGIを除去し、離散フーリエ変換により周波数領域信号に変換すると、BS#1の受信タイミングでの復調信号 $x_1(l)$ は次式のように表せる。

$$\begin{aligned} x_1(l) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (r_1(k) + r_2(k)) e^{-j2\pi lk/N} & ; 0 \leq l \leq N/2 - 1 \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} r_1(k) e^{-j2\pi lk/N} + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} r_2(k) e^{-j2\pi lk/N} \\ &= h_1 d_i^i + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{\Delta\tau - \tau_{GI} - 1} h_2 \sum_{n=N/2}^{N-1} d_n^{i-1} e^{j2\pi n(k+N+\tau_{GI}-\Delta\tau)/N} e^{-j2\pi lk/N} \\ &\quad + \frac{1}{N} \sum_{k=\Delta\tau - \tau_{GI}}^{N-1} h_2 \sum_{n=N/2}^{N-1} d_n^i e^{j2\pi n(k-\Delta\tau)/N} e^{-j2\pi lk/N} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= h_1 d_l^i + h_2 \left(\frac{1}{N} \sum_{n=N/2}^{N-1} d_n^{i-1} e^{j2\pi n(N+\tau_{GI}-\Delta\tau)/N} \sum_{k=0}^{\Delta\tau-\tau_{GI}-1} e^{j2\pi(n-l)k/N} \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{N} \sum_{n=N/2}^{N-1} d_n^i e^{-j2\pi n\Delta\tau/N} \sum_{k=\Delta\tau-\tau_{GI}}^{N-1} e^{j2\pi(n-l)k/N} \right) \\
&= h_1 d_l^i + h_2 \left(\frac{1}{N} \sum_{n=N/2}^{N-1} d_n^{i-1} e^{j2\pi n(N+\tau_{GI}-\Delta\tau)/N} \frac{1 - e^{j2\pi(n-l)(\Delta\tau-\tau_{GI})/N}}{1 - e^{j2\pi(n-l)/N}} \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{N} \sum_{n=N/2}^{N-1} d_n^i e^{-j2\pi n\Delta\tau/N} \frac{e^{j2\pi(n-l)(\Delta\tau-\tau_{GI})/N} - e^{j2\pi(n-l)/N}}{1 - e^{j2\pi(n-l)/N}} \right) \\
&= h_1 d_l^i + h_2 \left(\frac{1}{N} \sum_{n=N/2}^{N-1} d_n^{i-1} e^{j2\pi n} \frac{e^{j2\pi n(\tau_{GI}-\Delta\tau)/N} - e^{j2\pi n l(\tau_{GI}-\Delta\tau)/N}}{1 - e^{j2\pi(n-l)/N}} \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{N} \sum_{n=N/2}^{N-1} d_n^i e^{-j2\pi n\Delta\tau/N} \frac{e^{j2\pi(n-l)(\Delta\tau-\tau_{GI})/N} - e^{j2\pi(n-l)/N}}{1 - e^{j2\pi(n-l)/N}} \right) \tag{3.7}
\end{aligned}$$

式(3.7)の括弧内の1項目と2項目はそれぞれ k の範囲が $0 \leq k \leq \Delta\tau - \tau_{GI} - 1$, $\Delta\tau - \tau_{GI} \leq k \leq N - 1$ であり, 何れも1周期分の信号にならない. このように, BS#1のサブキャリア ($0 \leq l \leq N/2 - 1$) にBS#2の信号が直交せずに干渉として残留し, 図3.3(b)に示すように周波数領域上で干渉を受ける.

同様に, BS#2の i 番目のOFDMシンボルの受信タイミングで受信する場合, BS#1からの受信信号 $r_1(k)$ 及びBS#2からの受信信号 $r_2(k)$ は次式で与えられる.

$$r_1(k) = \begin{cases} (\Delta\tau = 0 \text{ の場合}) \\ h_1 \sum_{n=0}^{N/2-1} d_n^i e^{j2\pi nk/N} \\ (0 < \Delta\tau < N + \tau_{GI} \text{ の場合}) \\ \begin{cases} h_1 \sum_{n=0}^{N/2-1} d_n^i e^{j2\pi n(k+\Delta\tau)/N} & ; -\tau_{GI} \leq k \leq \Delta\tau - \tau_{GI} - 1 \\ h_1 \sum_{n=0}^{N/2-1} d_n^{i+1} e^{j2\pi n(k-N-\tau_{GI}+\Delta\tau)/N} & ; \Delta\tau - \tau_{GI} \leq k \leq N - 1 \end{cases} \\ (\Delta\tau = N + \tau_{GI} \text{ の場合}) \\ h_1 \sum_{n=0}^{N/2-1} d_n^{i+1} e^{j2\pi nk/N} \end{cases} \quad (3.8)$$

$$r_2(k) = h_1 \sum_{n=N/2}^{N-1} d_n^i e^{j2\pi nk/N} \quad (3.9)$$

ただし、式(3.8)の $1 \leq \Delta\tau \leq N + \tau_{GI} - 1$ の場合において $-\tau_{GI} \leq k \leq \Delta\tau - \tau_{GI} - 1$ がBS#1の i 番目のOFDMシンボル、 $\Delta\tau - \tau_{GI} \leq k \leq N - 1$ が $i + 1$ 番目のOFDMシンボルである。また、式(3.8)及び式(3.9)の受信信号からGIを除去し、BS#2の信号($N/2 \leq l \leq N - 1$ のサブキャリア)を復調するとその復調信号 $x_2(l)$ は次式のように表せる。

$$\begin{aligned} x_2(l) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (r_1(k) + r_2(k)) e^{-j2\pi lk/N} & ; N/2 \leq l \leq N - 1 \\ &= h_2 d_l^i + h_1 \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} d_n^i e^{j2\pi n\Delta\tau/N} \sum_{k=0}^{\Delta\tau-\tau_{GI}-1} e^{j2\pi(n-l)k/N} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} d_n^{i+1} e^{j2\pi n(\Delta\tau-\tau_{GI}-N)/N} \sum_{k=\Delta\tau-\tau_{GI}}^{N-1} e^{j2\pi(n-l)k/N} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= h_2 d_l^i + h_1 \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} d_n^i e^{j2\pi n \Delta\tau/N} \frac{1 - e^{j2\pi(n-l)(\Delta\tau - \tau_{G1})/N}}{1 - e^{j2\pi(n-l)/N}} \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} d_n^{i+1} e^{j2\pi n(\Delta\tau - \tau_{G1} - N)/N} \frac{e^{j2\pi(n-l)(\Delta\tau - \tau_{G1})/N} - e^{j2\pi(n-l)}}{1 - e^{j2\pi(n-l)/N}} \right)
\end{aligned} \tag{3.10}$$

式(3.7)及び式(3.10)より，BS#1のタイミングで受信するとBS#2からのキャリア間干渉を，BS#2のタイミングで受信するとBS#1からのキャリア間干渉をそれぞれ受ける．これらの干渉により通信品質が劣化することが課題である．

3.3 タイミングオフセット干渉キャンセラの提案

3.3.1 タイミングオフセット干渉キャンセラの基本処理

本節では，式(3.7)及び式(3.10)で示したBS#1及びBS#2の各復調信号に残留する相互干渉を抑圧する基本信号処理について説明する．なお，BS#2からのBS#1への隣接チャンネル間干渉とBS#1からのBS#2への隣接チャンネル間干渉は対称性があり，その干渉抑圧処理も互いに同一であることから，ここではBS#1におけるBS#2からの干渉抑圧処理についてのみ説明する．

タイミングオフセットによる干渉は，BS#1の受信タイミングで受信した受信信号に含まれるBS#2からの隣接チャンネル間干渉成分を，BS#2の受信タイミングで受信して復調したレプリカ信号を減算することで除去できる．本節では，この干渉キャンセラの基本原理として式(3.7)で示したBS#1の受信信号に残留するBS#2の送信データ信号成分が含まれる干渉成分を除去する場合を例に簡易的に説明する．式(3.7)から分かる通り，干渉成分である2項目の式は，BS#2の*i*番目の送信データ信号 d_i^i ，及び*i* - 1番目の送信データ信号成分 d_{i-1}^i 以外全て既知の変数である．したがって， d_i^i 及び d_{i-1}^i を予め復調しておき，これらを式(3.7)に代入することで干渉成分を除去した受信データ信号を取り出すことができる．

データ信号 d_i^i は，式(3.10)で得られた復調信号 $x_2(l)$ に対して伝搬路補償を行うことで取り出すことができ，そのデータ信号 \tilde{d}_i^i は次式で与えられる．

$$\tilde{d}_i^i = \frac{x_2(l)}{h_2}$$

$$\begin{aligned}
&= d_l^i + \frac{h_1}{h_2} \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} d_n^i e^{j2\pi n \Delta\tau/N} \frac{1 - e^{j2\pi(n-l)(\Delta\tau - \tau_{GI})/N}}{1 - e^{j2\pi(n-l)/N}} \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} d_n^{i+1} e^{j2\pi n(\Delta\tau - \tau_{GI} - N)/N} \frac{e^{j2\pi(n-l)(\Delta\tau - \tau_{GI})/N} - e^{j2\pi(n-l)}}{1 - e^{j2\pi(n-l)/N}} \right)
\end{aligned} \tag{3.11}$$

同様に、 $i - 1$ 番目の送信データ信号はBS#2からの $i - 1$ 番目のOFDM信号の受信タイミングで受信して取り出すことができ、そのデータ信号 \tilde{d}_l^{i-1} は次式となる。

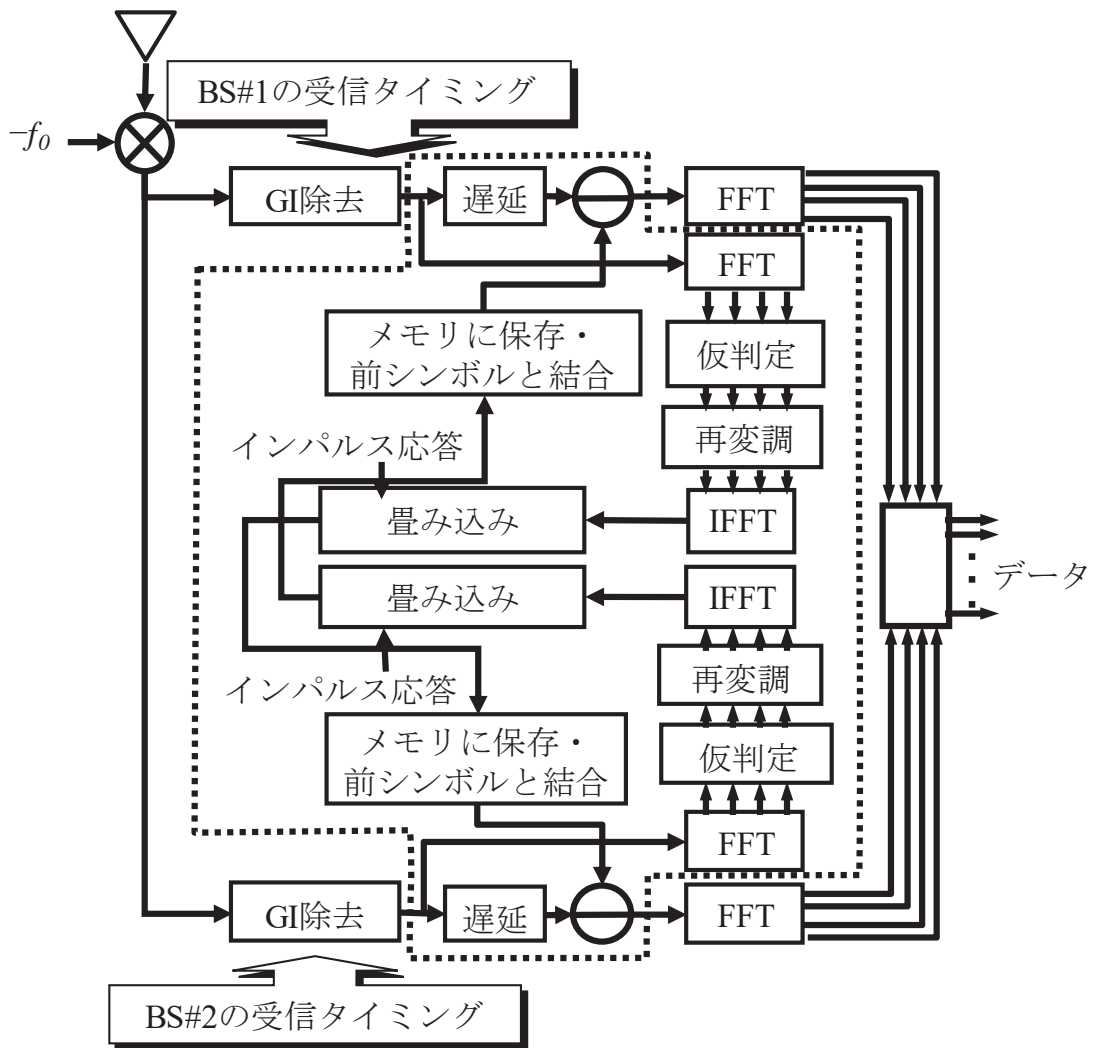
$$\begin{aligned}
\tilde{d}_l^{i-1} &= d_l^{i-1} + \frac{h_1}{h_2} \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} d_n^{i-1} e^{j2\pi n \Delta\tau/N} \frac{1 - e^{j2\pi(n-l)(\Delta\tau - \tau_{GI})/N}}{1 - e^{j2\pi(n-l)/N}} \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N/2-1} d_n^i e^{j2\pi n(\Delta\tau - \tau_{GI} - N)/N} \frac{e^{j2\pi(n-l)(\Delta\tau - \tau_{GI})/N} - e^{j2\pi(n-l)}}{1 - e^{j2\pi(n-l)/N}} \right)
\end{aligned} \tag{3.12}$$

式(3.11)及び(3.12)の \tilde{d}_l^i 及び \tilde{d}_l^{i-1} を、それぞれ式(3.7)の d_l^i 及び d_l^{i-1} に代入することで最終的にBS#1からの送信データ信号である d_n^i ($0 \leq n \leq N/2 - 1$)を取り出すことができる。ただし、式(3.11)及び(3.12)から分かる通り、 \tilde{d}_l^i 及び \tilde{d}_l^{i-1} にはBS#1からの受信信号成分 ($0 \leq n \leq N/2 - 1$) が干渉として残留しているためこれらを式(3.7)に代入しても完全に干渉を除去することはできない。しかし、 \tilde{d}_l^i 及び \tilde{d}_l^{i-1} に含まれる干渉は自サブキャリア ($N/2 \leq n \leq N - 1$)ではなく隣接 ($0 \leq n \leq N/2 - 1$) サブキャリアからの干渉であるため主信号よりも比較的小さいため、これらの信号を用いて減算することで干渉の抑圧効果が得られる。

次節以降、マルチパスフェージングの環境下における具体的なタイミングオフセット干渉キャンセル手順及びシミュレーション評価について述べる。

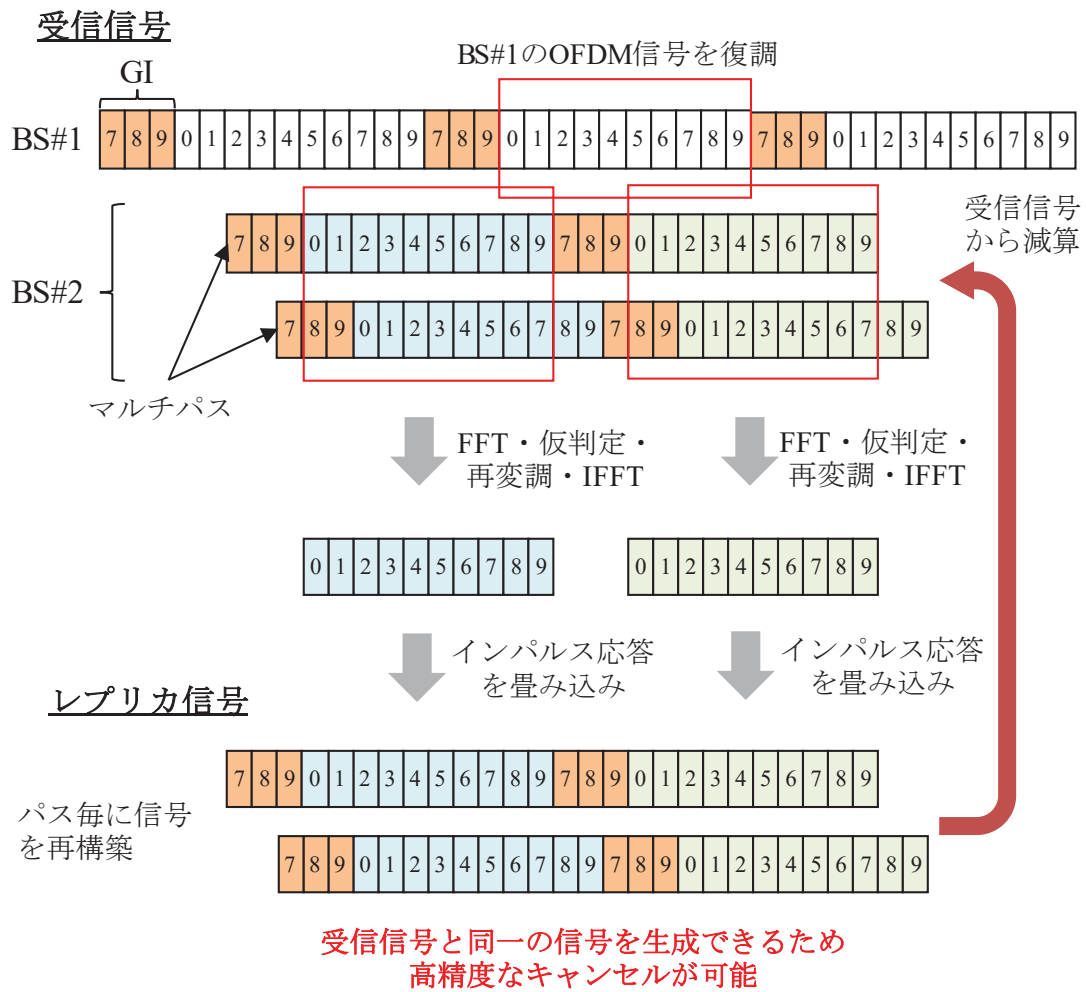
3.3.2 タイミングオフセット干渉キャンセル法

図3.4(a)にタイミングオフセット干渉キャンセラの受信ブロック図を示す。図中、点線内部はキャンセル処理に関わる部分である。受信機では、受信ベースバンド信号について、各基地局の受信タイミングでGIを除去し、フーリエ変換を行



(a) ブロック図

図 3.4 タイミングオフセット干渉キャンセラ (パスキャンセラ)



(b) キャンセル方法

図 3.4 タイミングオフセット干渉キャンセラ (パスキャンセラ)

う。この時、受信タイミングを各基地局の受信信号に合わせており、隣接基地局の受信信号はタイミングずれの影響により直交していないため、サブキャリア間干渉により通信品質が劣化する。

タイミングオフセット干渉キャンセラは、この干渉成分を除去する。ここでは簡単のため、BS#1からの信号受信を対象に説明を行う。BS#1の信号を受信する場合、干渉キャンセラでは、干渉源となるBS#2の受信信号を予め除去する。そのためには、適切なBS#2の受信信号のレプリカを生成する必要がある。

レプリカの生成手法としては、BS#2の受信信号を復調、仮判定処理した上で送信信号の時間波形を再生し、インパルス応答を畳み込むことによりレプリカ信号を生成する。ここでは、この方法をパスキャンセラと呼ぶことにする。パスキャンセラによるキャンセル方法を図3.4(b)に示す。パスキャンセラでは、下記の手順により、干渉成分の除去を行う。

- (i) BS#2の受信タイミングでGIを除去し、フーリエ変換により周波数領域の信号に変換する。
- (ii) BS#2のサブキャリア成分のみを取り出し、復調後に仮判定する。
- (iii) 仮判定により取り出した信号を逆フーリエ変換により時間領域の信号に戻す。
- (iv) 時間領域の信号に、BS#2の伝搬応答であるインパルス応答を畳み込んで、BS#2の受信信号のレプリカを作成する。
- (v) BS#1のタイミングでGIが除去された受信信号から、(iv)のレプリカを減算する。
- (vi) 最後に、減算された信号に対してフーリエ変換を行い、BS#1のサブキャリア成分を取り出す。

以上の処理を行うことにより、干渉成分を除去できる。

パスキャンセラでは、BS#2の受信信号のレプリカを生成する際に、BS#1の受信信号からの周波数間干渉や雑音による仮判定誤りの結果、若干の伝送特性の劣化が生じるものの、BS#2の信号をほぼ完全に除去することができることから、干渉成分を大幅に低減できる。ただし、本方式ではパスごとにキャンセル信号を生成する必要があるためパスが増加すると多くの信号処理量が必要となる。また、実環境においては遅延波（伝搬遅延プロファイル）は連続的であるため、図3.4(b)で示したようにマルチパスを離散的に分離して生成するレプリカ信号では干渉抑圧効果が十分に得られない可能性がある。

3.3.3 信号処理量削減法

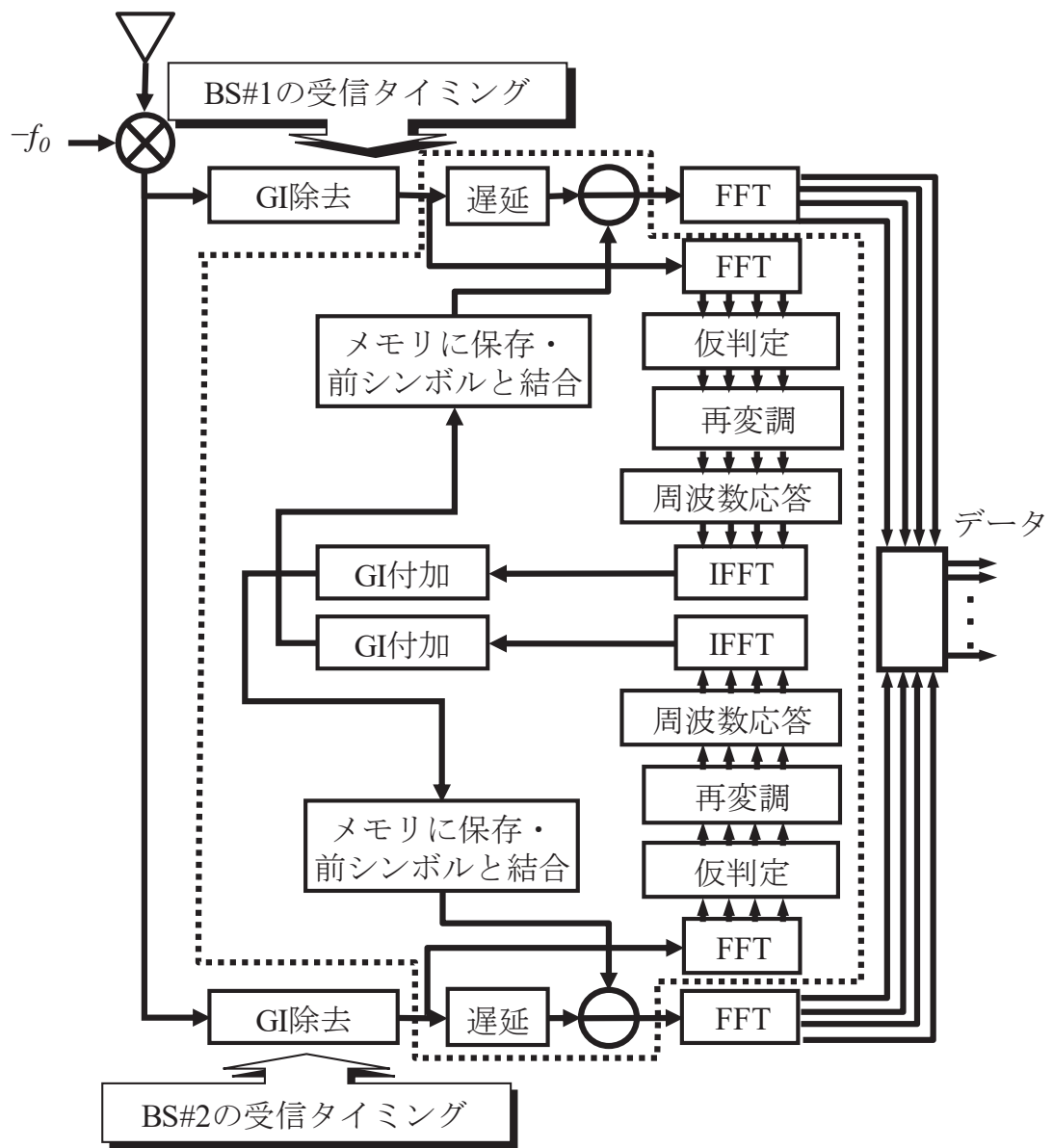
パスキャンセラでは、インパルス応答との畳み込みによりレプリカを生成するため、遅延パス数が多くなるにつれて信号処理量が増大する。そこで、IFFT処理により、全パス成分を含むレプリカを一括して生成する方法を検討する。本論では、この方法を一括キャンセラと呼ぶこととする。

図3.5(a)に一括キャンセラの受信ブロック図を示す。一括キャンセラにおける基本的な受信処理はパスキャンセラのものとほぼ同じであり、レプリカ生成処理のみ異なる。具体的には、パスキャンセラの制御手順における、(i)、(ii)は全く同じ処理となる。一括キャンセラでは、仮判定後のサブキャリア成分に対して、周波数軸上で周波数応答成分を乗算し、IFFTによりレプリカを一括して生成する。このため、インパルス応答の畳み込み処理が不要となり、信号処理量を低減できる。

しかしながら、IFFTによりレプリカを生成するため、GI区間については、レプリカを生成することができない。そこで、以下ではGI区間のレプリカの生成手法について検討する。GI区間のレプリカ生成手法として、まず、OFDMの送信信号生成と同様にして、OFDMシンボルの後方部分をコピーする手法が考えられる。本論では、この手法をコピーキャンセラと呼ぶ。

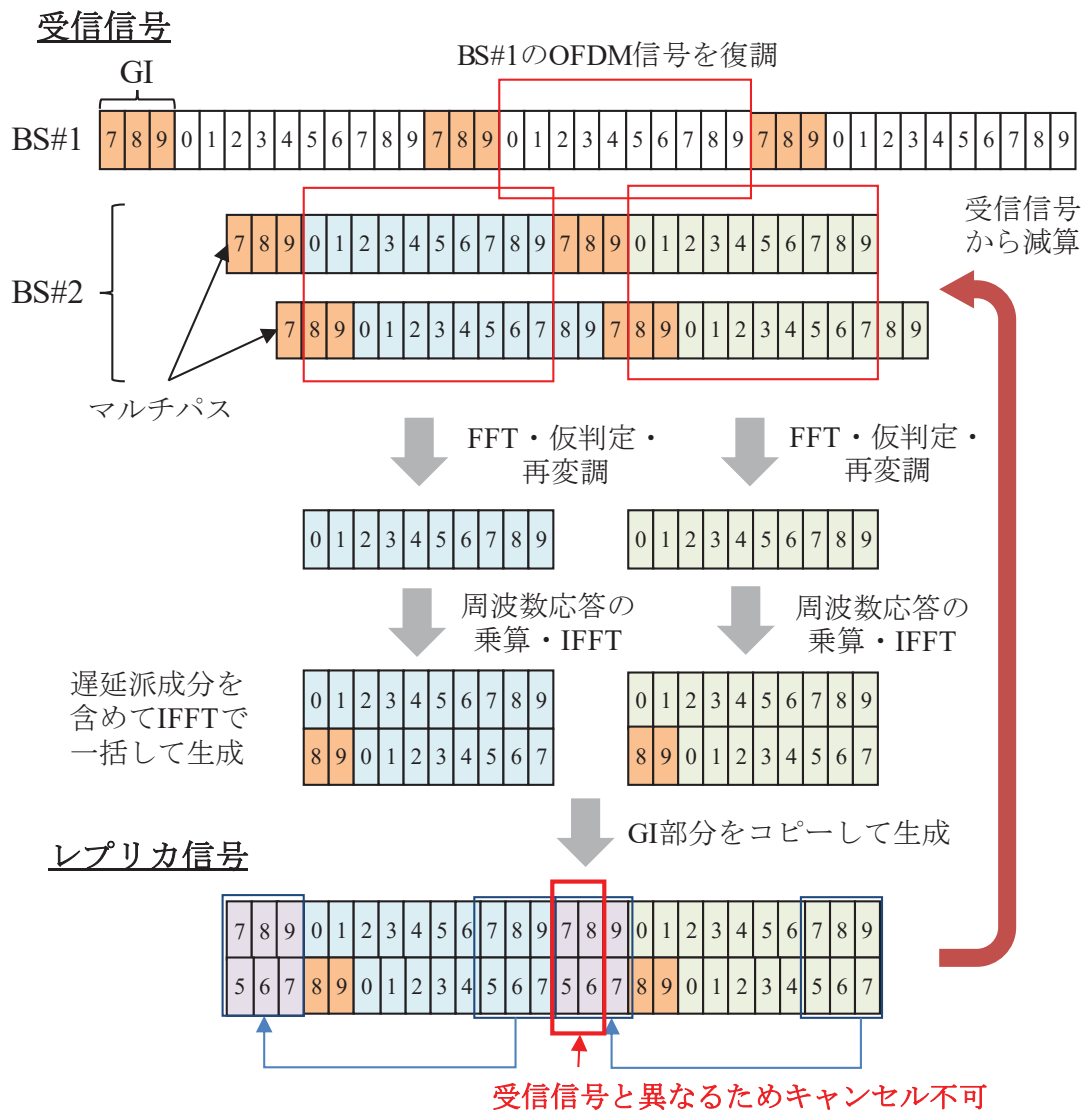
コピーキャンセラによるキャンセル方法を図3.5(b)に示す。図に示すように、コピーキャンセラではIFFTにより一括生成されたOFDMシンボル部分のレプリカ信号の後方部分をコピーすることにより、GI区間のレプリカ信号を生成する。図3.5(b)のレプリカ信号に示すように、GI区間は実際には前シンボルの遅延波成分が含まれるため、受信信号と完全に同一なレプリカ信号を生成することはできないが、非常に簡易な手法によりレプリカを生成できる。

また、別のアプローチとして、BS#1の受信タイミングでフーリエ変換した信号を利用する手法が考えられる。本論では、この手法を擬似GIキャンセラと呼ぶ。図3.3に示すように、BS#2のGI区間がBS#1のOFDMシンボル区間に含まれるものとする。BS#1の受信タイミングでフーリエ変換し、BS#2の帯域成分のみを取り出し、逆フーリエ変換により再び時間波形へ戻すことにより、BS#2のGI区間の信号を取り出すことができる。実際には、BS#1の受信タイミングでフーリエ変換する際に、直交性の崩れが生じるため、完全なGI区間の再生はできないが、擬似GIキャンセラにより、ある程度精度の高い信号が生成できる。一括キャンセラは、上記のように、コピーキャンセラ、または、擬似GIキャンセラにより再生したGI区間を付加した後、キャンセル処理を行うことにより干渉の低減を図る。



(a) ブロック図

図 3.5 タイミングオフセット干渉キャンセラ (一括キャンセラ)



(b) キャンセル方法 (コピーキャンセラの場合)

図 3.5 タイミングオフセット干渉キャンセラ (一括キャンセラ)

3.4 計算機シミュレーション評価

3.4.1 評価条件

前章で示した三つのタイミングオフセット干渉キャンセラの方式（パスキャンセラ，コピーキャンセラ，疑似GIキャンセラ）を計算機シミュレーションにより評価する．シミュレーション諸元を表3.1に示す．二基地局のマルチリンク伝送を対象とし，両基地局からの平均受信電力は等しいものとする．サブキャリア間隔を15kHz，サブキャリア数を64とし，各基地局で32サブキャリアずつを使用するものとする．GI長を1/8OFDMシンボル長とし，変調方式は一例としてQPSKとする．パスモデルを図3.6に示す．パスモデルは，パス数5，傾き3dBの指数関数モデルとし，各パスは独立な準静的なレイリー変動に従うものとする．また，パス間隔は全て等しいものとし，遅延スプレッドは都市部を想定して1 μ sとする．また，各基地局に対する周波数同期は理想的であるものとする．

また，ここでは各基地局からのチャネル，及び受信タイミングは理想的に推定できるものと仮定する．提案手法においては，受信信号のレプリカは隣接基地局からの信号により検知された信号から生成される．したがって，チャネル推定精度はキャンセル特性に大きな影響を与える．チャネル推定の一つの方法として，推定精度を向上させるために時間および周波数領域で複数のパイロットシンボルを平均化する方法がある[3.16]．特に準静的フェージングチャネルでは，平均化するパイロットシンボルの数を増やすことでチャネル推定精度を向上させることができる．例えば，文献[3.17]における時間領域チャネル推定では，最初にチャネル推定値の逆フーリエ変換によってインパルス応答が取得される．次に，インパルス応答がガードインターバル内に含まれることを利用して，ガードインターバル部分のみ抜き出されてフーリエ変換が行われる．この方法により，OFDMシンボルに含まれる雑音成分を除去することができるため，高精度な

表 3.1 シミュレーション諸元

サブキャリア間隔	15kHz
サブキャリア数	64 (基地局毎に32)
ガードインターバル長	1/8 OFDMシンボル長
変調方式	QPSK
最大ドップラ周波数	0Hz

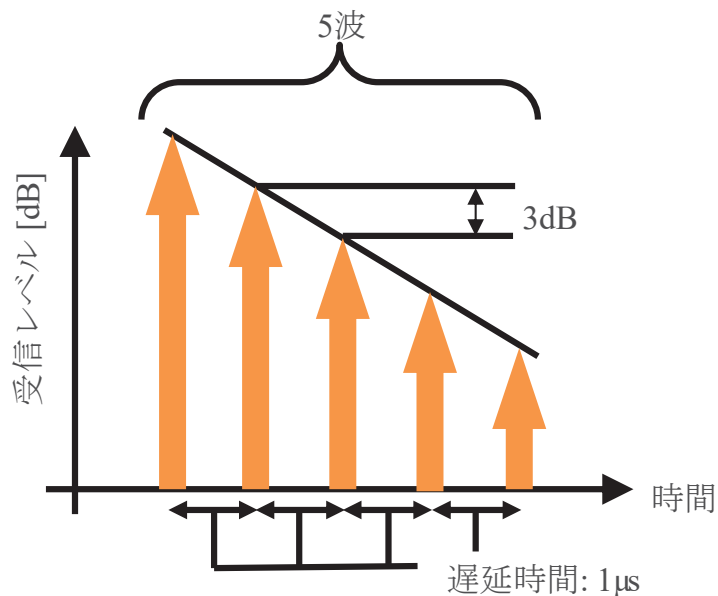


図 3.6 遅延プロファイル

チャンネル推定が可能である。本章では、BS#1及び2から個別に異なるパイロット信号を送信するものとし、文献[3.16, 3.17]等のチャンネル推定技術を用いることにより理想的にチャンネル推定ができるものとする。また、LTE[3.18]等の無線通信システムを仮定して、パイロット信号は時間軸上で定期的を送信されるものとし、伝搬チャンネルの時間変動にも追従できるものとする。

タイミングオフセット干渉キャンセラでは、特に各基地局からの受信タイミング検出も重要である。実際の無線伝送システムにおいては、各基地局から定期的を送信される共通制御チャンネルまたはパイロットシンボルを利用することによってタイミングを検出できる。具体的には、共通制御チャンネルやパイロットシンボルなどの既知信号を利用して相互相関を計算することにより、正確な受信タイミングを推定することができる[3.19, 3.20]。

3.4.2 評価結果

(a) 隣接チャンネル間干渉による影響

まず、干渉キャンセラを用いない場合のBS#1及び2のタイミングオフセットによる影響を評価する。図3.7にSNRを20dBとした場合の、BS#2からのタイミングオフセット干渉によるBS#1の信号が受信する干渉及び雑音電力の結果を示

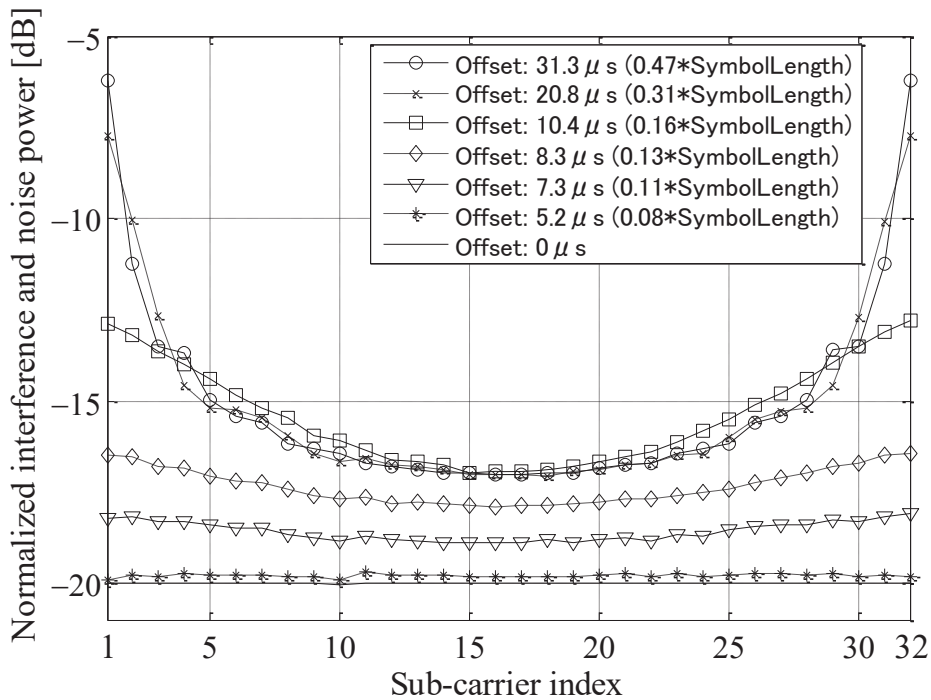


図 3.7 タイミングオフセットの影響
(直交性崩れによるサブキャリア毎の残留干渉電力)

す. x軸はBS#1が送信を行うサブキャリア番号を, y軸はサブキャリア当たりの希望信号受信電力を1として正規化した干渉雑音電力を示す. タイミングオフセット量 (Offset) をパラメータとし, Offset = 0 μ sからOFDMシンボルの約半分であるOffset = 31.3 μ sまで変えて評価を行った. 図3.7より, 全ての場合において端のサブキャリア (1番, 32番のサブキャリア) に近づく程, 干渉雑音電力が増大していることが分かる. これはBS#2のFFTウィンドウのタイミングずれによる直交性崩れにより干渉が発生し, BS#2のサブバンドに近いサブキャリア程干渉の影響は大きくなるためである. 具体的には, 32番目のサブキャリアについては隣接するサブキャリア (33番以降のサブキャリア) からの直交性崩れによる干渉を受けている. また, 1番目のサブキャリアはOFDM信号の周期性により64番目以前のサブキャリアの干渉が回り込んで影響している.

また, 干渉電力は特に端のサブキャリアにおいてタイミングオフセット量の増加とともに増加しており, タイミング遅延の値が8.3 μ sより大きくなるとGI長を越えるため, 5パス全ての直交性が崩れた状態となるため, 帯域の中央付近のレベルは概ね一定の干渉量となる. 以降のシミュレーション評価では, 送信側での送信タイミング誤差, 及び受信 (端末) 側でのBS#1及びBS#2からの伝搬遅延差の合計値として最大31.3 μ sのタイミングオフセットがあるものと仮定して評価を行う.

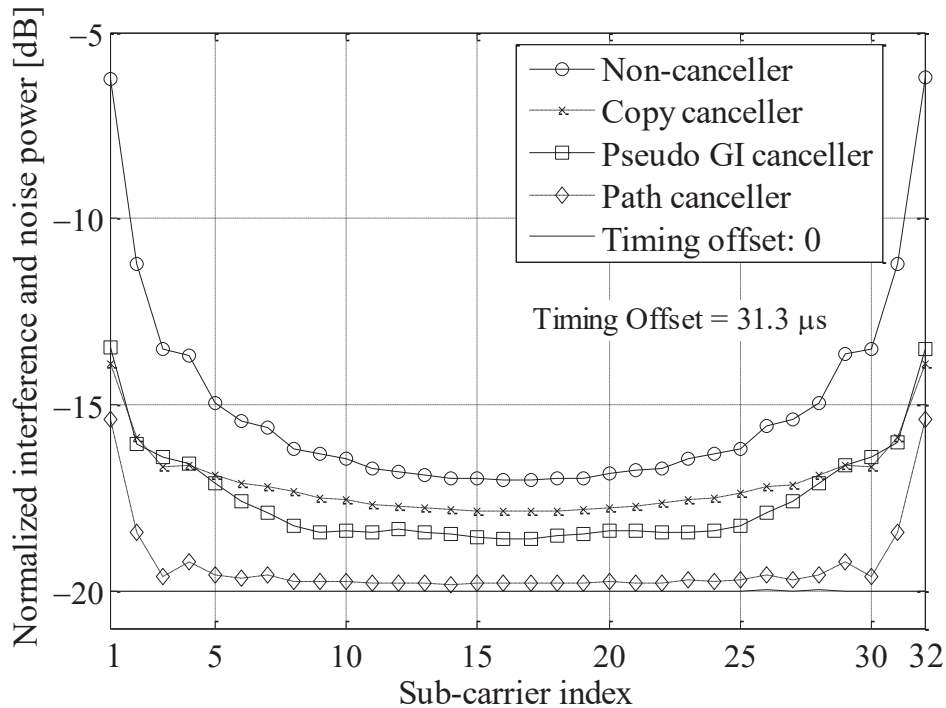


図 3.8 タイミングオフセット干渉キャンセラの適用によるサブキャリア毎の残留干渉雑音電力

(b) 提案法による干渉抑圧効果

次に、パスキャンセラ、コピーキャンセラ、及び疑似GIキャンセラの各方式を適用した場合の干渉抑圧効果を評価する。図3.8にSNRが20dB、Offset=31.3μsの場合の干渉雑音電力を示す。図中では、キャンセラなしの場合を「Non-Canceller」、コピーキャンセラを「CopyCanceller」、疑似GIキャンセラを「PseudoGICanceller」、パスキャンセラを「PathCanceller」、タイミングオフセットが発生しない場合を「TimingOffset: 0」と表記している。タイミングオフセットがない場合は、両局からの信号間の直交性が保たれ周波数間干渉が発生しないので、熱雑音である-20dBのみが存在し、各干渉キャンセラの目標値と見なすことができる。

図3.8に示す通り、すべての干渉キャンセラにおいて、サブキャリア番号によらずNon-Cancellerと比較して干渉レベルを低減できていることが分かる。干渉キャンセラの効果は、パスキャンセラ、疑似GIキャンセラ、コピーキャンセラの順に良好な特性を示している。特にパスキャンセラは干渉雑音電力を著しく低減できており、1番目や32番目のサブキャリア端近傍を除いてほぼ理想値に近い値を示している。疑似GIキャンセラ、コピーキャンセラは、GI区間を完全に補償できないため、特性の劣化が生じている。また、疑似GIキャンセラはコピーキャンセラに比べて特性が向上している。GI区間以外のキャンセル手法は完全に同じ

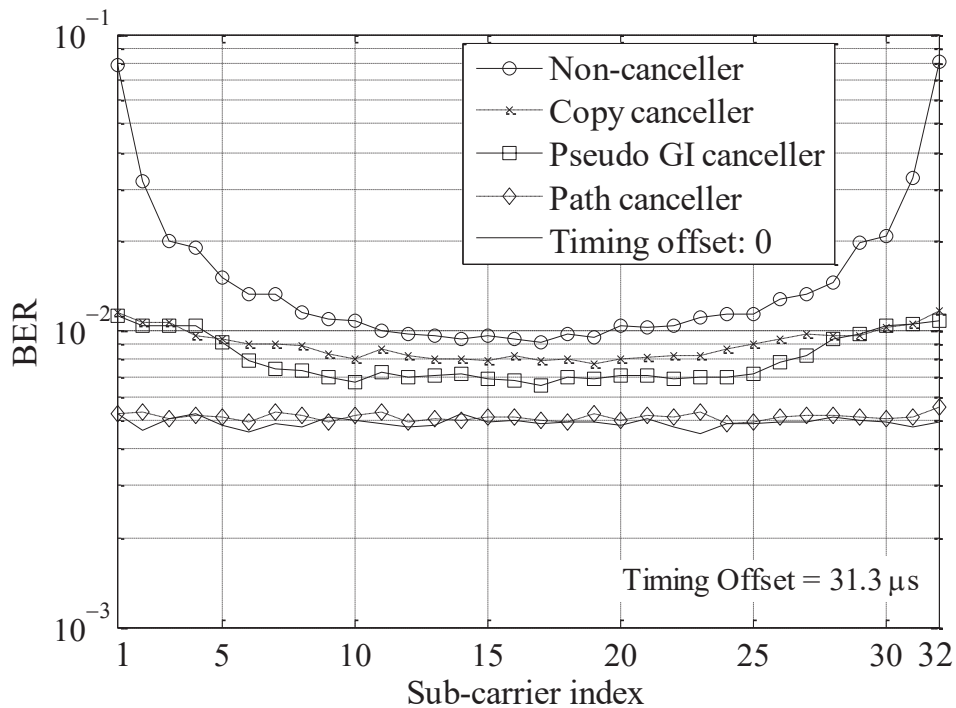


図 3.9 サブキャリア毎の BER 特性

であることから、GI区間の補償精度が疑似GIキャンセラの方が優れているためであると考えられる。

また、適用したどの方法を用いてもサブキャリア端の干渉雑音電力が高くなっている。これは以下の理由による。各干渉キャンセラでは、仮判定誤りやGI区間におけるレプリカの精度の低さ等により、完全なレプリカ信号を生成することは不可能である。したがって、レプリカ信号により減算され取り出されたBS#1の信号は、BS#2からの干渉信号成分が残留している。この干渉信号成分による周波数間干渉の影響はBS#2のサブキャリアに近いサブキャリアほど大きな影響を受けるため、サブキャリア端ほど干渉電力が大きくなっている。

次に、各干渉キャンセラ方式について、図3.8と同じ条件におけるビット誤り率（BER: Bit Error Rate）特性結果を図3.9に示す。各干渉キャンセラを適用することにより、BERを大きく低下できる。特に、パスキャンセラでは、タイミングオフセットが発生していない場合とほぼ同じ特性を示している。

ここで、パスキャンセラの端キャリアに着目すると図3.8における干渉雑音電力は高いにも関わらず図3.9のBERに大きな劣化は見られない。これは、次の理由によるものと考えられる。パスキャンセラにおいて干渉電力が発生する要因は、手順(ii)において受信信号からBS#2のサブキャリア成分を取り出す際に、判定誤りが発生し、正しいレプリカ信号を生成できないためである。この判定誤り

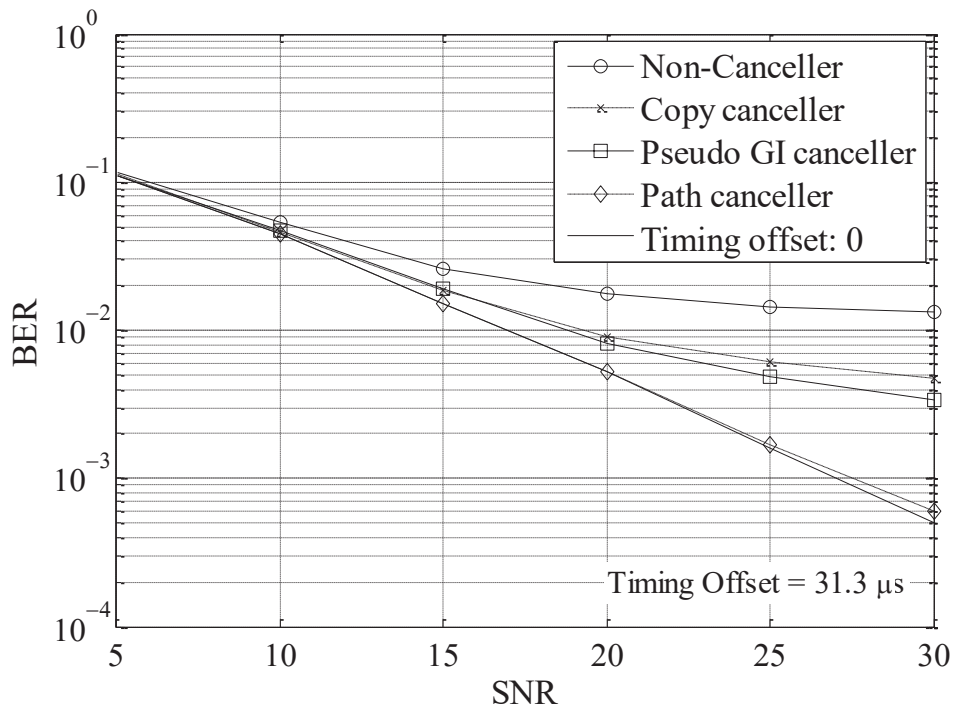


図 3.10 SNR に対する BER 特性

量は、BS#1からの信号の直交性崩れによるBS#2への干渉の大きさに左右される。すなわち、BS#1の受信電力が高い場合にはBS#2の信号へ与える干渉も大きいため、判定誤り量は増加し、干渉電力は高くなる。同様に、受信電力が低い場合にはBS#2の信号へ与える干渉は小さいため、判定誤り量は減少し、干渉電力は小さくなる。BS#1の受信電力（希望電力）が高い場合には、干渉電力が高くてビット誤りが発生しにくい。したがって、パスキャンセラでは干渉雑音電力がBERに影響を与えていないものと考えられる。

次に、x軸をSNRとした場合の全サブキャリアの平均BER特性を図3.10に示す。図より、キャンセラを適用することにより明らかに特性が向上しており、また、図3.8、3.11と同様に、パスキャンセラの特性が最も良好であり理想値に近いことが分かる。コピーキャンセラや擬似GIキャンセラは、パスキャンセラ程特性は良くないがキャンセラなしの場合と比較すると例えばBER = 0.02で評価すると4dB程度の改善効果が得られている。

(c) 誤り訂正を適用した場合の干渉抑圧効果

実際の伝送システムへの適用を想定し、誤り訂正符号（FEC: Forward Error Correction）とシンボルインターリーブを考慮した場合の提案手法の特性について評価する。ここでは、FECとして畳み込み符号化とビタビ復号、シンボルイン

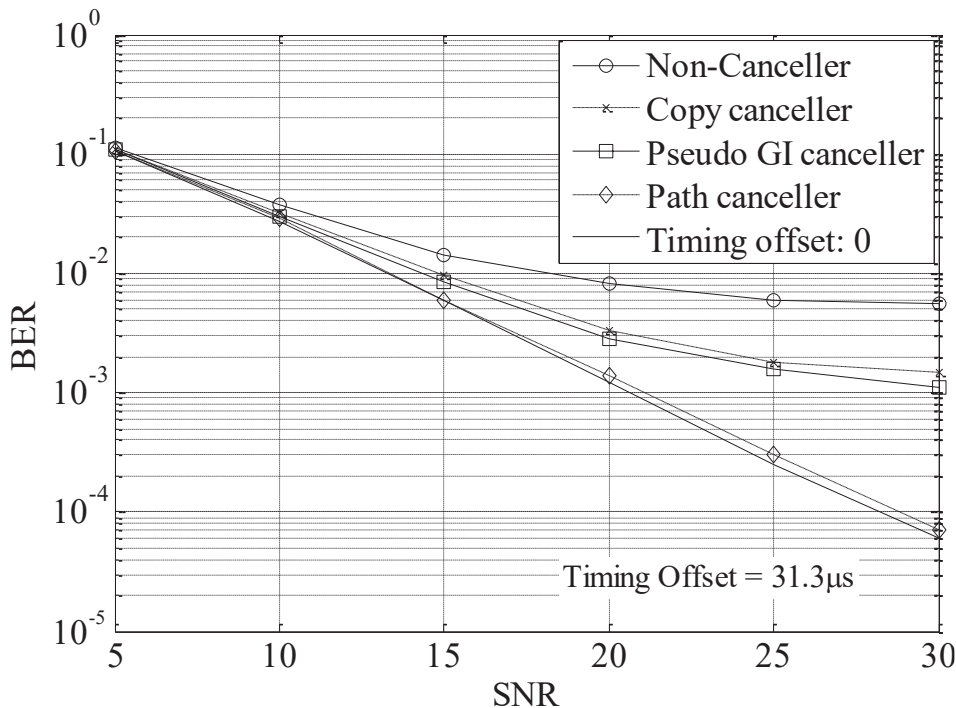


図 3.11 FEC 及びサブキャリア間インターリーブを用いた場合の BER 特性

ターリーブ方式としてランダムインターリーブを一例として使用する．符号化率を1/2とし，拘束長を3とする．その他のシミュレーション条件については図3.10と同じ条件とする．

図3.11にSNRに対するBER特性を示す．図から分かる通り，図3.10の結果と比較して全体的な特性が向上していることが分かる．特に，パスキャンセラでは，タイミングオフセットが発生していない場合と概ね同じ特性を示しており，BER=10⁻²で評価すると，キャンセラを用いない場合に対して約5dBの改善効果が得られた．また，一括キャンセラはパスキャンセラよりも特性は劣化するが，キャンセラを用いない場合に対してBER=10⁻²で約3.5dBの改善効果が得られた．

なお，本評価ではレプリカ信号を生成する際に復号化及び再符号化は適用していないが，これらを適用することでBER特性は更に改善されると考えられる．

3.5 干渉抑圧効果

3.2節で示した通り，連携する各基地局からの信号の受信タイミングが揃っていれば信号間の相互干渉が発生しないため，セル間干渉を完全に回避することができる．一方，受信タイミングが揃っていない場合は信号間で干渉が発生し，

その干渉は前節までに示した提案法により抑圧することができる。

図3.8ではセル境界のSNRを20dB、タイミングオフセット量を31.3 μ sとした場合のチャンネル間の残留干渉をサブキャリア毎に示した。評価結果より、干渉キャンセルを行わない場合に対する提案方式による干渉抑圧効果はサブキャリアにより異なることが分かった。干渉キャンセルを行わない場合に対する干渉抑圧効果を最もチャンネル間干渉が大きい1番目と32番目のサブキャリアで評価すると、パスキャンセラを用いる場合で約9dB、一括キャンセラ（コピーキャンセラ及び疑似GIキャンセラ）を用いる場合で約7dBの効果が得られることが分かった。また、例えば15番目のサブキャリアでは、コピーキャンセラを用いる場合で約3dB、疑似GIキャンセラを用いる場合で約2dBの改善効果が得られることが分かった。サブキャリア間で平均した干渉抑圧効果は、各端末に割り当てられるサブキャリア数等により異なるが、本論での評価条件である32サブキャリアの場合、パスキャンセラでは約6dB、一括キャンセラでは約3dBの干渉抑圧効果が得られた。

3.6 むすび

本章では、各セルで異なる周波数を割り当てるセル繰り返し構成において、セル境界でのスループットを改善するマルチリンク伝送技術を対象として検討を行った。OFDMを前提としたマルチリンク伝送では、基地局間でタイミングオフセットがある場合、各基地局からの信号間で直交性崩れが発生し、サブキャリア間干渉により通信品質が劣化することが課題である。この課題に対して、タイミングオフセット干渉キャンセル手法を提案した。本章で得られた成果は以下の通りである。

(1) タイミングオフセット干渉キャンセルを実現する方法として、各基地局からの信号の到来タイミングに合わせて受信するタイミングオフセット補償手法、次に各信号の干渉成分を抑圧する干渉キャンセル手法を提案した。

(2) タイミングオフセット干渉キャンセルにおいて、二つのキャンセル信号（レプリカ信号）の生成方法を提案した。一つはパスキャンセラで、仮判定後の信号を逆フーリエ変換した後、インパルス応答で畳み込むことによりパス毎にレプリカを生成する方法である。もう一つは一括キャンセラで、仮判定後の信号に周波数応答を乗算した後、逆フーリエ変換により一括してレプリカを生成する方法であり、パスキャンセラよりも信号処理量を低減できる。また、一括キャンセラでは、GIレプリカの生成方法の違いにより二つの方法を提案した。一つはコピーキャンセラで、OFDMシンボル後方部をコピーする。もう一方は疑似GIキ

キャンセラで、希望信号のタイミングでフーリエ変換した信号に基づいてGIレプリカを生成する方法である。

(3) 計算機シミュレーションで各方式の適用効果を評価した。パスキャンセラはキャンセル後の残留干渉電力、及びBER特性共にタイミングオフセットがない場合と同等の特性を示し、三つの手法のうち最も良好な特性を示すことを明らかにした。BER特性ではキャンセラを用いない場合に対してBER= 10^{-2} で約5dBの改善効果が得られた。また、コピーキャンセラ及び擬似GIキャンセラは、パスキャンセラよりも残留干渉電力及びBER特性は劣化するが、キャンセラを適用しない場合よりもBER= 10^{-2} で約3.5dBの改善効果が得られた。

(4) セル境界のSNRを20dB、タイミングオフセット量をOFDMシンボル長の約半分である31.3 μ sとした場合、キャンセラを適用しない場合に対して、パスキャンセラ及び一括キャンセラを適用した場合それぞれ約6dB及び約3dBの干渉抑圧効果が得られた。

本章では、ガードバンドを設けずに無線リソース割り当てを行うマルチリンク伝送を前提としたタイミングオフセット干渉キャンセラ法を提案した。提案法は、LTEや5G等の通信システムに依存しないため、OFDMベースの通信方式全てに適用可能である。ただし、同じOFDMベースの通信方式であっても通信方式（無線LAN, LTE, 5G等）により、サブキャリア間隔、誤り訂正符号化、変調方式等が異なるため、タイミングオフセット干渉キャンセラの適用効果はそれぞれに異なると考えられる。しかし、本章で提案したキャンセル技術は各パスを考慮したレプリカを生成することで精度良くキャンセルできるため、通信方式に依らずタイミングオフセットによる劣化を殆どなくす効果が期待できる。

第 4 章 ネットワーク連携分散アンテナ技術による干渉抑圧

4.1 まえがき

前章では、周波数繰り返しを前提として、セル境界において自基地局及び隣接基地局で異なるサブバンドを用いて送受信を行うことで実効的に利用できる帯域幅を拡大し、最大伝送容量の拡大を図るマルチリンク伝送技術について検討した。本技術によりセル境界での最大伝送容量は改善できるが、自セルと隣接セルにそれぞれ在圏する端末が同時に通信できない課題がある。

セル境界の周波数利用効率を劣化させないためには、図4.1に示すように自セルと隣接セルの両端末が相互に干渉を抑圧して同時に全周波数帯域を用いた通信を行うことが望ましい。これを実現する技術として、ネットワーク連携基地局間干渉抑圧技術である“ネットワーク連携分散アンテナ技術”が有効である[4.1]。

ネットワーク連携分散アンテナ技術は、図4.2(a)に示す単局MU-MIMO (Multi-User Multiple-Input Multiple-Output) 伝送を図4.2(b)に示すように基地局連携MU-MIMO伝送に拡張した技術である。単局MU-MIMO伝送は、複数のアンテナを持つ単一の基地局が同一セル内の複数のユーザと同一周波数、同一時刻の無線リソースを用いて通信を行う技術である[4.2-4.4]。図4.2(a)は、4本のアンテナが具備された基地局が2ユーザと同一無線リソースを用いて同時通信を行う場合の例である。MU-MIMOでは、ユーザ間の干渉 (IUI: Inter-User Interference) をユーザ側で抑圧することが不可能であるため、基地局側での信号処理によりIUIを抑圧する。

図4.2(b)に示す基地局間連携MU-MIMOはIUIを抑圧するための信号処理を集中基地局で行い、アンテナを2本ずつそれぞれ異なる基地局に配置した例である。地理的に離れた基地局にアンテナを配置することで、アンテナを一か所に配置する図4.2(a)の単局MU-MIMOに対して、異なる基地局に設置したアンテナ間相関を実質的に無相関にできるためIUIのキャンセル効果を高めることが可能である[4.3]。また、単局MU-MIMOは隣接セルからの干渉を受けるが、基地局間連携MU-MIMOは隣接セルからの干渉を抑圧できることが大きな特徴である。

基地局間連携MU-MIMOは隣接基地局に跨る一つのMU-MIMOとみなせるため、IUIを抑圧するための干渉キャンセル処理は単局MU-MIMOと基本的には同

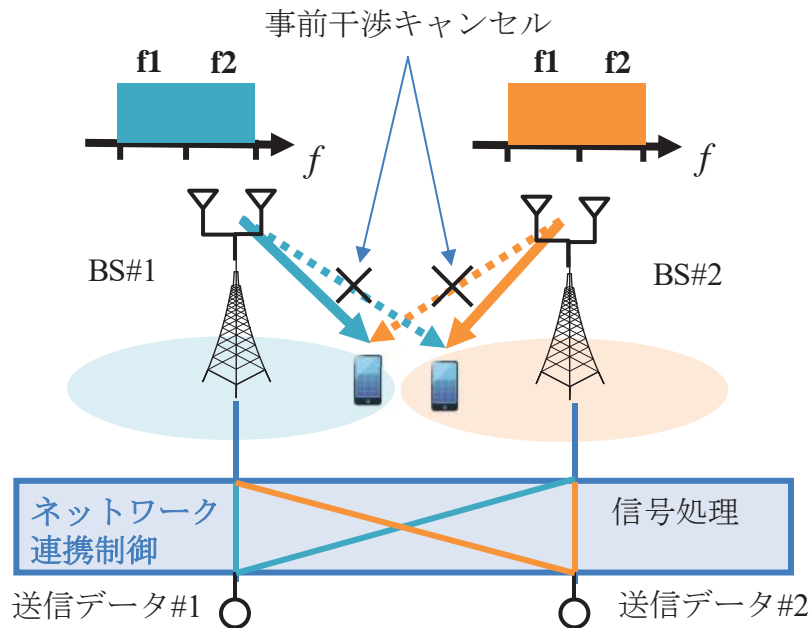
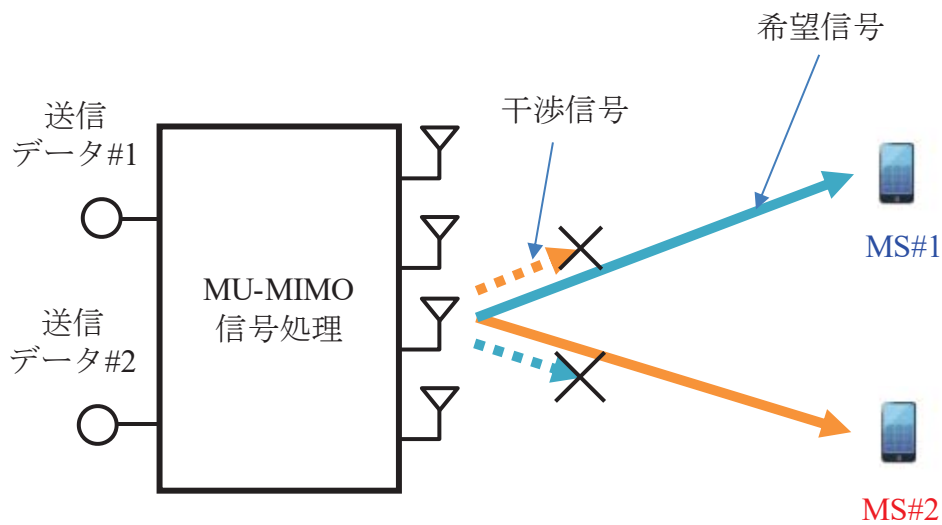


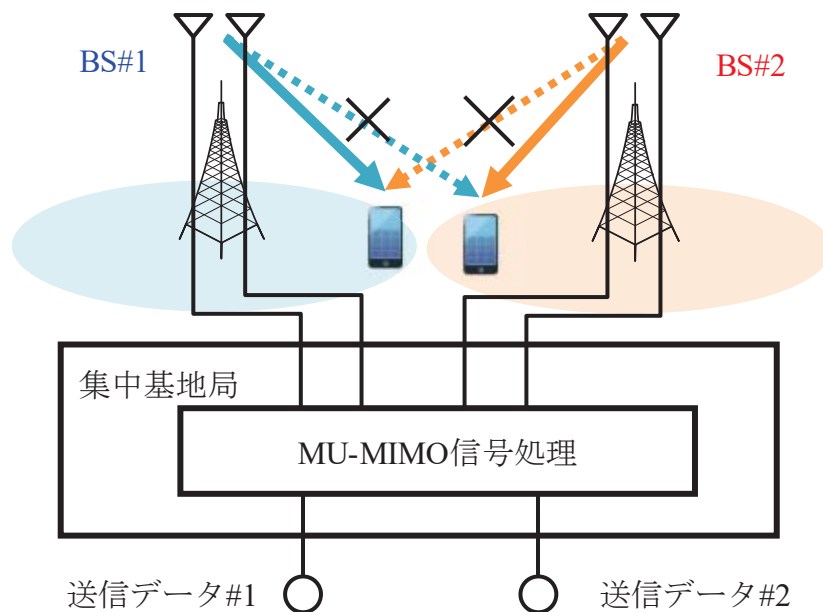
図 4.1 ネットワーク連携分散アンテナ技術を用いた
ユーザ間干渉キャンセル

じアルゴリズムを適用することができる。下りリンクMIMO伝送において送信ストリーム間の干渉を抑圧するためには基地局-ユーザ間の下りリンク伝搬チャネルの情報（CSI: Channel State Information）が必要となる。MU-MIMO伝送においては、一般にユーザ間でCSIの共有はできないため、前述の通りIUIをユーザ側で抑圧することはできない。そのため、基地局側で干渉キャンセルを行うことが前提となる。基地局側で下りリンクのCSIを取得する方法としては大きく二通りある[4.4]。一つは、チャネルの双対性を利用し、端末から送信されるSRS（Sounding Reference Signal）等の上りリンク信号を用いてチャネルを推定することで下りリンクのCSIを得る方法で、複信方式として主にTDD（Time Division Duplex）を対象として用いられる。もう一つは、CSI-RS（CSI-Reference Signal）等の下りリンクのCSI測定用パイロット信号を用いて端末側でチャネルを推定し、推定したCSIに対応するインデックスをコードブック等に基づいて基地局にフィードバックする方法がある。

ところで、MU-MIMO伝送におけるIUIのキャンセルアルゴリズムは、線形キャンセル（線形プリコーディング）と非線形キャンセル（非線形プリコーディング）に大別できる[4.3]。図4.3(a)(b)にそれぞれのウェイト形成イメージを示す。図では説明の都合上MS#1に対するウェイト形成のみ示しているが、実際にはここにMS#2に対する信号が多重される。線形プリコーディング（LP: Linear Precoding）ではMS#1及びMS#2の下りリンク伝搬チャネルの状態に対応する送



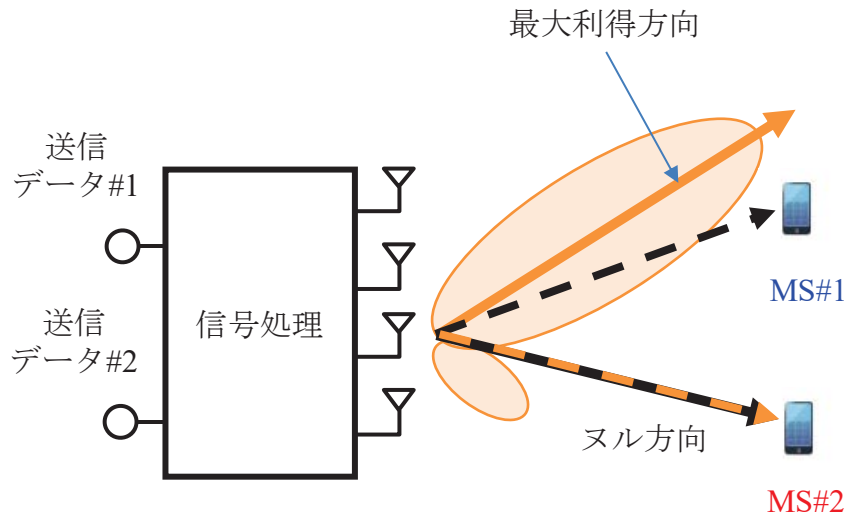
(a) 単局 MU-MIMO



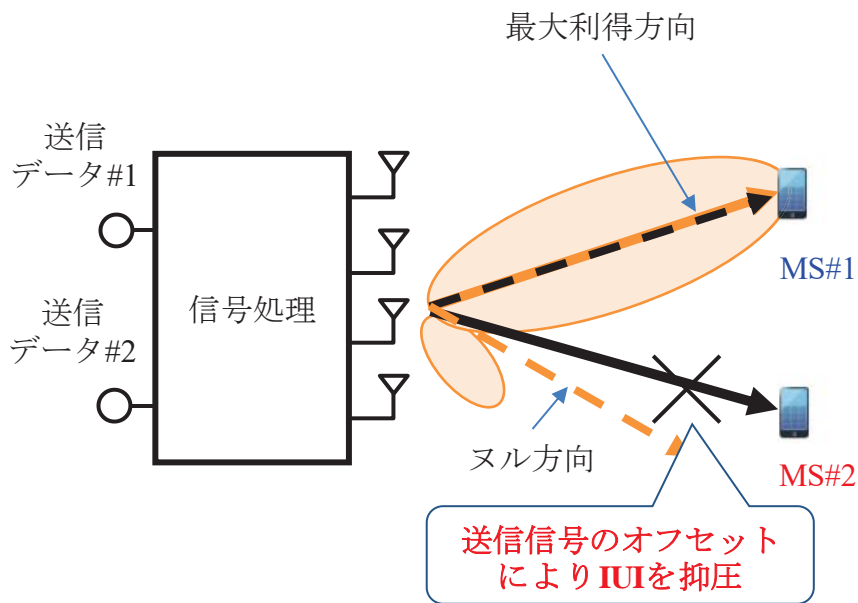
(b) 基地局間連携 MU-MIMO

図 4.2 ネットワーク連携分散アンテナ技術

信ウェイトを適用することでIUIを抑圧する方式である．例えば，LPの一つであるZF (Zero Forcing) では，図4.3(a)に示す通り，MS#1に対する信号がMS#2に対して干渉となることを回避するためにMS#2に対してヌルを形成することで干渉を抑圧 (キャンセル) する．この場合，MS#2への干渉は完全にキャンセルできるが，MS#1の方向は最大利得とならないため，伝送特性が劣化することが課題である．一方，非線形プリコーディング (NLP: Non-Linear Precoding) では，



(a) 線形プリコーディングにおけるウェイト形成の概念
(ZF: Zero forcing の例)



(b) 非線形プリコーディングにおけるウェイト形成の概念

図 4.3 ユーザ間干渉キャンセル技術

図4.3(b)に示す通り, MS#1の方向が最大利得となるように送信ウェイトを適用し, 送信データ信号に干渉キャンセル信号を重畳することでIUIを抑制する. 但し, 干渉キャンセル信号を重畳する分の送信電力が増大するが, 一般にNLPはLPよりも効率の良い伝送特性を実現できる. 従来, NLPは単局MU-MIMOとしての検討が行われていたが, セル間の干渉を抑制する目的としての検討は行われてこ

なかった。そこで、本章ではセル間干渉を抑圧する基地局間連携MU-MIMOに適応する非線形プリコーディング技術の検討を行う。

非線形プリコーディングの一つとして、各端末に対して最大利得となるように送信ウェイトを適用し、送信信号にキャンセル信号を重畳して送信する技術としてDPC (Dirty Paper Coding) がある[4.5]。DPCでは、キャンセル信号を送信信号に予め重畳するため、送信信号電力が増大することが課題である。この電力の増加を抑える信号処理としてTHP (Tomlinson-Harashima Precoding) が広く知られている[4.6-4.9]。THPでは、干渉キャンセル後の送信電力の増加をモジュロ演算(剰余演算)により抑圧している。

THPを用いたMU-MIMOでは、送信ウェイト行列としてZFを用いるIUIの干渉キャンセラ(ZF-THP)と、雑音電力とのバランスを考慮して干渉キャンセルを行うMMSE (Minimum Mean Square Error) を用いたIUIの干渉キャンセラ(MMSE-THP) [4.9]がある。更に、MMSE-THPに格子基底縮小(LR: Lattice Reduction)を適用したLRA MMSE-THP (LR Aided MMSE-THP) が検討されている[4.10]。LRはチャンネル行列の準直交化を行う処理であり、LRを適用することでIUIの送信干渉キャンセル効果を高められ、伝送特性の改善を図ることができる。しかし、これらのTHPを用いたプリコーディング手法では何れも送信信号電力を一定の電力内に収める処理のみを行っており、送信信号電力の最小化が図れていない。このため、THPを用いた非線形プリコーディングではビット誤り特性を理想まで改善できない。

一方、最も高い伝送性能が得られるNLP方式としてベクトル摂動(VP: Vector Perturbation)が提案されている[4.11, 4.12]。VPは送信電力を最小化する最適な複素振幅の差分(オフセットベクトル)を送信信号に加算することで送信電力を最小化し、ビット誤り率特性を大幅に改善する。干渉キャンセルに必要な送信信号電力を最小化できるため、送信電力正規化後の希望信号電力を最大化できるため、受信側での最適な信号分離アルゴリズムであるMLD (Maximum Likelihood Detection) と同等の効果が得られる。即ち、ビット誤り特性をほぼ理想まで改善できる。しかし、VPでは、最適なオフセットベクトルを探索するために膨大な信号処理が必要となることが課題である。

本章では、MMSE-THPやLRA MMSE-THPに、VPと同様に送信電力を最小化するオフセットベクトルを重畳することで従来のNLP方式に対して信号処理量を大幅に削減し、ビット誤り特性をほぼ理想まで改善できる非線形プリコーディング(PVS MMSE-THP (Perturbation Vector Search MMSE-THP))を提案する[4.13, 4.14]。提案法では、DPCと同様にQR分解による事前処理を行い、送信電力を最小化するオフセットベクトルを探索木を用いて効率的に探索できるため、VPと同等のビット誤り率特性を得つつ、オフセットベクトルの探索による信号

処理量を大幅に削減できる.

4.2 非線形プリコーディングを用いたネットワーク 連携分散アンテナによる干渉抑圧技術

4.2.1 システムモデル

図4.4に本章で前提とするシステムモデルを示す. 本章では, 1つの集中制御基地局 (Centralized BS) と複数の移動局 (MS) で構成される基地局間協調MU-MIMOシステムについて検討する. 集中制御基地局のアンテナは分散アンテナにより地理的に離れた複数の地点 (複数基地局) から送信されているものとし, 端末は各基地局からの信号が等電力で受信できるセル境界に位置するものとする.

また, 簡単のため本章では各MSには単一の受信アンテナが具備されているものとし, 下りリンクのCSIは各分散アンテナを通してCentralized BSで理想的に取得できるものとする.

今, 集中制御基地局の総送信アンテナ数を M 本, 移動局の総受信アンテナ数 (送信ストリーム数) を N 本とする. 下りリンクMU-MIMOチャネルを $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times M}$, 希望信号ベクトルを $\mathbf{d} = [d_1, \dots, d_N]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, 送信信号ベクトルを $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_M]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1}$, MSの受信アンテナの雑音ベクトルを $\mathbf{n} = [n_1, \dots, n_N]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ とすると, 受信信号ベクトル $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_N]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ は次式のように表せる.

$$\mathbf{x} = \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} = \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \mathbf{H} P(\mathbf{d}) + \mathbf{n} \quad (4.1)$$

ただし, $\gamma = E(\|\mathbf{s}\|^2)$ は送信電力を正規化するための変数であり, $P(\mathbf{d})$ は希望信号ベクトル \mathbf{d} のプリコーディング制御後の信号を表す.

ここで, 実信号空間でのモジュロ演算や摂動ベクトル探索を行うための準備として, 式(4.1)の受信信号モデルを実数値表記に変換する. $\text{Re}(\cdot)$ 及び $\text{Im}(\cdot)$ を複素数の実部と虚部を表すものとする. 実信号表記での受信信号は次式のように表せる.

$$\mathbf{x}_r = \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \mathbf{H}_r \mathbf{s}_r + \mathbf{n}_r \quad (4.2)$$

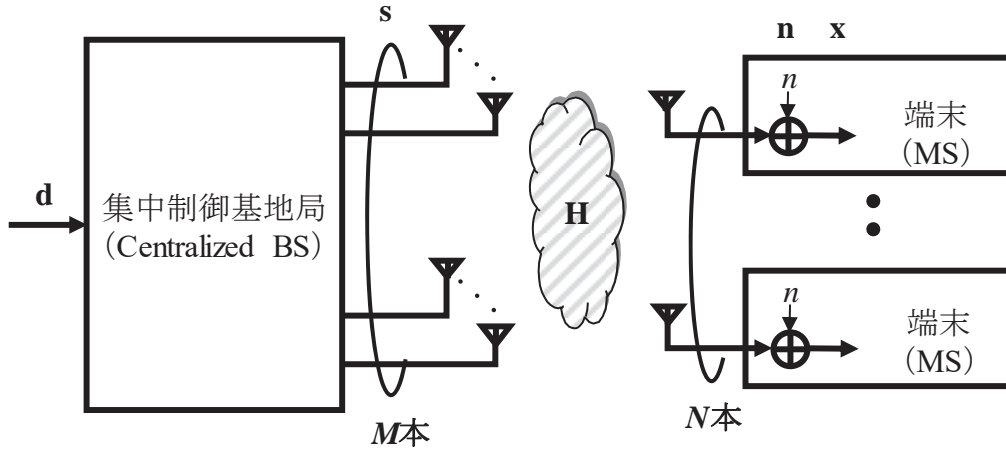


図 4.4 システムモデル

ただし，実信号ベクトルは次式のように定義する．

$$\mathbf{x}_r = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{x}) \\ \text{Im}(\mathbf{x}) \end{bmatrix}, \mathbf{s}_r = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{s}) \\ \text{Im}(\mathbf{s}) \end{bmatrix}, \mathbf{n}_r = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{n}) \\ \text{Im}(\mathbf{n}) \end{bmatrix}, \mathbf{d}_r = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{d}) \\ \text{Im}(\mathbf{d}) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

式(4.3)を満たす実信号表記でのMU-MIMOチャネル行列 $\mathbf{H}_r \in \mathbb{R}^{2N \times 2M}$ は次式のように表せる．

$$\mathbf{H}_r = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{H}) & -\text{Im}(\mathbf{H}) \\ \text{Im}(\mathbf{H}) & \text{Re}(\mathbf{H}) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

ここで，受信信号ベクトルを，MMSEを考慮して一般化した等価式に置き換える[4.10].

$$\mathbf{x}_r = \frac{1}{\sqrt{V}} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_r & \frac{\sigma_n}{\sigma_s} \mathbf{I}_{2N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_r \\ \mathbf{0}_{2N \times 1} \end{bmatrix} + \mathbf{n}_r \triangleq \frac{1}{\sqrt{V}} \mathbf{H}_{er} \mathbf{s}_{er} + \mathbf{n}_r \quad (4.5)$$

ただし， σ_n^2 は端末における雑音電力， σ_s^2 は希望信号電力， \mathbf{I}_{2N} は $2N \times 2N$ 次元の単位行列， $\mathbf{H}_{er} \in \mathbb{R}^{2N \times (2M+2N)}$ は拡張チャネル行列， $\mathbf{s}_{er} \in \mathbb{R}^{(2M+2N) \times 1}$ は拡張送信信号ベクトル， $\mathbf{0}_{2N \times 1}$ は $2N \times 1$ 次元のゼロベクトルを表す．

提案法では，拡張チャネル行列 \mathbf{H}_{er} を用いてZFと同様の信号処理を行うこと

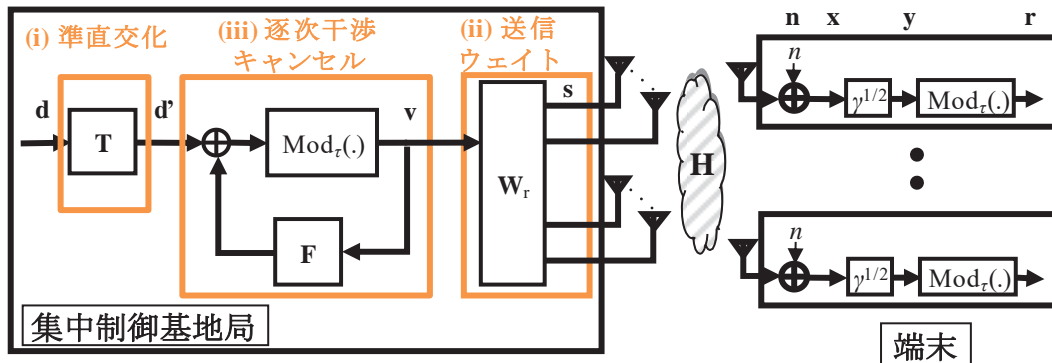


図 4.5 LR MMSE-THP のブロック図

で、 \mathbf{H}_r に対してMMSE処理を行う場合と等価な特性を実現する文献[4.10]の方式を用いる。MMSEは雑音強調とストリーム間干渉のバランスを考慮した方法である。PVS MMSE-THPでは上記の拡張チャネル行列を用いることで従来のNLP方式からの性能の向上を図る。なお、 $\sigma_n = 0$ とすることでZFと同等の処理となる。

4.2.2 送信ウェイト及び干渉キャンセルによるユーザ間干渉抑圧

本4.2節では、従来法であるLRA MMSE-THPの信号処理について説明し、4.3節でLRA MMSE-THPを拡張した提案法（PVS MMSE-THP）について説明する。

LRA MMSE-THPのブロック図を図4.5に示す。LRA MMSE-THPでは、(i)から(iii)の3つの主要な信号処理から構成される。各信号処理の役割は以下の通りである。

(i)では、変換行列 \mathbf{T}^T を実数値のチャネル行列 \mathbf{H}_{er} に乘算することにより、チャネル行列を準直交行列に変換する。この準直交化処理により、IUIの事前逐次キャンセルにより発生する送信電力の増加を抑制することができる。

(ii)では、IUIが除去された送信信号に対して送信ウェイト \mathbf{W}_r を適用することにより各MSに向けてビームを形成する。

(iii)では、逐次干渉キャンセル信号 \mathbf{F} を用いてIUIを逐次的にキャンセルし、干渉キャンセル時に増大する送信電力を送信信号のオフセットにより低減する。従来法では送信信号のオフセットとしてモジュロ演算（剰余演算）を行う。4.3節で説明する提案法では、モジュロ演算の代わりにベクトル摂動による信号の

オフセットを行い、最適摂動ベクトル探索を行うことにより送信電力の最小化を図る。

以降より詳細な信号処理について説明する。

送信ウェイト

まず、 \mathbf{H}_{er} にLR（格子基底縮小）による準直交化処理を行う[4.10]。これにより後述するQR分解後の三角行列の非対角要素を小さくすることができる。

$$\mathbf{H}_{\text{red}} \triangleq \mathbf{T}\mathbf{H}_{\text{er}} \quad (4.6)$$

ただし、 $\mathbf{H}_{\text{red}} \in \mathbb{R}^{2N \times (2M+2N)}$ は \mathbf{H}_{er} に格子基底縮小を適用した行列とする。また、 $\mathbf{T} \in \mathbb{Z}^{2N \times 2N}$ は整数を要素に持つユニモジュラ行列であり、 \mathbf{T} の行列式は $\det(\mathbf{T}) = \pm 1$ の関係が成り立つ。なお、 \mathbf{T}^{-1} もまたユニモジュラ行列となる性質を持つ。LRを適用することにより後述する逐次干渉キャンセルによる送信電力の増大を抑えることができる。

\mathbf{H}_{red} の転置行列に対してQR分解を適用すると次式の通りとなる。

$$\mathbf{H}_{\text{red}}^T = \mathbf{Q}\mathbf{R} = [\mathbf{Q}_w^T \quad \tilde{\mathbf{Q}}_w^T]^T \mathbf{R} \quad (4.7)$$

ただし、 $\mathbf{Q} \in \mathbb{R}^{(2M+2N) \times 2N}$ は $\mathbf{Q}^T \mathbf{Q} = \mathbf{I}_{2N}$ を満たすユニタリ行列、 $\mathbf{R} \in \mathbb{R}^{2N \times 2N}$ は下三角行列を表す。なお、 $\mathbf{Q}_w \in \mathbb{R}^{2M \times 2N}$ 及び $\tilde{\mathbf{Q}}_w \in \mathbb{R}^{2N \times 2N}$ は、それぞれ \mathbf{Q} の最初の $2M$ 列の部分行列、最後の $2N$ 列の部分行列を表している。ZFの場合、即ち式(4.5)において $\sigma_n = 0$ の場合、 $\tilde{\mathbf{Q}}_w = \mathbf{0}_{2N \times 2N}$ となる。また、式(4.6)の準直交化処理により $\mathbf{H}_{\text{red}}^T$ は直交行列に近づく。これによりQR分解後の下三角行列 \mathbf{R} の非対角要素を小さくすることができ、後に示す逐次干渉キャンセル処理による送信電力の増加を抑えることができる。

式(4.7)より、 \mathbf{H}_{red} は次式の通りである。

$$\mathbf{H}_{\text{red}} = \mathbf{R}^T \mathbf{Q}^T \quad (4.8)$$

ただし、 \mathbf{R}^T は上三角行列となる。

ここで、 \mathbf{R}^T の要素 $r_{i,j}$ の対角要素で構成される対角行列を $\mathbf{D} = \text{diag}(r_{1,1}, \dots, r_{2N,2N}) \in \mathbb{R}^{2N \times 2N}$ とし、送信ウェイト $\mathbf{W}_r \in \mathbb{R}^{2M \times 2N}$ を次式のように定義する。

$$\mathbf{W}_r = \mathbf{Q}_w \mathbf{D}^{-1} \quad (4.9)$$

ここで、送信信号ベクトルを仮に $\mathbf{v}_r \in \mathbb{R}^{2N \times 1}$ とし、 \mathbf{v}_r に予め送信ウェイトとして \mathbf{W}_r を乗算した信号 $\mathbf{s}_r = \mathbf{W}_r \mathbf{v}_r$ を送信すると、 $\sqrt{\gamma}$ の乗算により送信電力の正規化を行った後の受信信号ベクトル \mathbf{y}_r は次式の通りとなる。

$$\begin{aligned}
\mathbf{y}_r &= \sqrt{\gamma} \mathbf{x}_r \\
&= \mathbf{H}_{er} \cdot \mathbf{s}_{er} + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r \\
&= \mathbf{T}^{-1} \mathbf{H}_{red} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{s}_r \\ \mathbf{0}_{2N \times 1} \end{bmatrix} + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r \\
&= \mathbf{T}^{-1} \mathbf{R}^T \mathbf{Q}^T \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{W}_r \mathbf{v}_r \\ \mathbf{0}_{2N \times 1} \end{bmatrix} + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r \\
&= \mathbf{T}^{-1} \mathbf{R}^T \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_w^T & \tilde{\mathbf{Q}}_w^T \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_w \mathbf{D}^{-1} \mathbf{v}_r \\ \mathbf{0}_{2N \times 1} \end{bmatrix} + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r \\
&= \mathbf{T}^{-1} \mathbf{R}^T \mathbf{Q}_w^T \cdot \mathbf{Q}_w \mathbf{D}^{-1} \mathbf{v}_r + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r \\
&\approx \mathbf{T}^{-1} \mathbf{R}^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{v}_r + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r \\
&= \mathbf{T}^{-1} \mathbf{L} \mathbf{v}_r + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r
\end{aligned} \tag{4.10}$$

ただし、ZFの場合（即ち $\sigma_n = 0$ の場合）は $\mathbf{Q}_w^T \mathbf{Q}_w = \mathbf{I}_{2N}$ となるが、MMSEの場合（ $\sigma_n \approx 0$ の場合）は $\mathbf{Q}_w^T \mathbf{Q}_w \approx \mathbf{I}_{2N}$ となり、雑音電力に応じたIUIが残留する。また、 $\mathbf{L} = \mathbf{R}^T \mathbf{D}^{-1} \in \mathbb{R}^{2N \times 2N}$ とする。

逐次干渉キャンセル

\mathbf{L} は上三角行列であるため、例えば $N = 2$ とすると式(4.10)の $\mathbf{L} \mathbf{v}_r$ は次式のように与えられる。

$$\begin{aligned}
\mathbf{L} \mathbf{v}_r &= \mathbf{R}^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{v}_r \\
&= \begin{bmatrix} r_{1,1} & 0 & 0 & 0 \\ r_{2,1} & r_{2,2} & 0 & 0 \\ r_{3,1} & r_{3,2} & r_{3,3} & 0 \\ r_{4,1} & r_{4,2} & r_{4,3} & r_{4,4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{1,1}^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{2,2}^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{3,3}^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{4,4}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ l_{2,1} & 1 & 0 & 0 \\ l_{3,1} & l_{3,2} & 1 & 0 \\ l_{4,1} & l_{4,2} & l_{4,3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

$$= \begin{bmatrix} v_1 \\ l_{2,1}v_1 + v_2 \\ l_{3,1}v_1 + l_{3,2}v_2 + v_3 \\ l_{4,1}v_1 + l_{4,2}v_2 + l_{4,3}v_3 + v_4 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

ただし, $l_{i,j} = r_{i,j}/r_{j,j}$ とする. 式(4.11)より, 1行目 (1番目のストリーム) は v_1 以外のIUIがない信号となるが, 2行目は v_1 , 3行目は v_1 及び v_2 , 4行目は v_1 , v_2 及び v_3 , のIUIがそれぞれ含まれている. これらのIUIを除去するためには, 送信データ信号 \mathbf{v}_r に対して予めストリーム間干渉をキャンセルしておく必要がある. そこで, \mathbf{v}_r を元々の送信信号ベクトル $\mathbf{d}_r = [d_1, \dots, d_{2N}]^T \in \mathbb{R}^{2N \times 1}$ に対してIUIをキャンセルした信号として定義し, 次式の通りとする.

$$\begin{aligned} \mathbf{T}^{-1}\mathbf{L}\mathbf{v}_r &= \mathbf{d}_r \\ \mathbf{L}\mathbf{v}_r &= \mathbf{T}\mathbf{d}_r \\ \mathbf{L}\mathbf{v}_r &= \mathbf{d}'_r \\ \mathbf{v}_r &= \mathbf{L}^{-1}\mathbf{d}'_r \end{aligned} \quad (4.12)$$

ただし, $\mathbf{d}'_r = \mathbf{T}\mathbf{d}_r = [d'_1, \dots, d'_{2N}]^T \in \mathbb{R}^{2N \times 1}$ とする.

したがって, 式(4.11)の例では, \mathbf{v}_r は具体的に次式のように与えることでIUIをキャンセルすることができる.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_r &= \mathbf{L}^{-1}\mathbf{d}'_r \\ &= \begin{bmatrix} d'_1 \\ d'_2 - l_{2,1}d'_1 \\ d'_3 - l_{3,2}d'_2 - (l_{3,2}l_{2,1} - l_{3,1})d'_1 \\ d'_4 - l_{4,3}d'_3 - (l_{4,2} - l_{4,3}l_{3,2})d'_2 - (l_{4,1} - l_{4,2}l_{2,1} + l_{4,3}l_{3,1} - l_{4,3}l_{3,2}l_{2,1})d'_1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.13)$$

式(4.13)より, \mathbf{v}_r は \mathbf{L} の非対角項 $l_{i,j}$ が大きくなると送信電力が増大することが課題となる. そこで, 次節で説明するモジュロ演算を用いた送信信号 \mathbf{d}'_r のオフセットにより送信電力の低減を図る. モジュロ演算は $d'_1 \rightarrow d'_2 \rightarrow \dots \rightarrow d'_{2N}$ と順番に行われ, d'_n に対するオフセット量は直前の送信信号 d'_{n-1} のオフセット量により異なるため, 干渉のキャンセルは送信ストリーム毎に逐次的に行う.

ここで, 式(4.12)より送信信号ベクトル \mathbf{v}_r は次式のように書き換えできる.

$$\mathbf{v}_r = \mathbf{d}'_r - (\mathbf{L} - \mathbf{I}_{2N})\mathbf{v}_r \quad (4.14)$$

したがって、逐次干渉キャンセル行列 $\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{2N \times 2N}$ は次式のように表せる。

$$\mathbf{F} = \mathbf{L} - \mathbf{I}_{2N} = \mathbf{R}^T \mathbf{D}^{-1} - \mathbf{I}_{2N} \quad (4.15)$$

式(4.10), 式(4.12)より, 受信信号ベクトル \mathbf{y}_r は次式の通りとなり, 送信信号 \mathbf{d}_r はIUIを除去した状態で受信できる。

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_r &\approx \mathbf{T}^{-1} \mathbf{L} \mathbf{v}_r + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r \\ &= \mathbf{T}^{-1} \mathbf{L} (\mathbf{L}^{-1} \mathbf{d}'_r) + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r \\ &= \mathbf{T}^{-1} \mathbf{d}'_r + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r \\ &= \mathbf{T}^{-1} (\mathbf{T} \mathbf{d}_r) + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r \\ &= \mathbf{d}_r + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r \end{aligned} \quad (4.16)$$

4.2.3 モジュロ演算による送信電力増大の抑制

式(4.13)より, 送信信号ベクトル \mathbf{v}_r はIUIのキャンセルにより送信電力が増大するため, 送信電力の抑圧が必要となる。THPでは, $\mathbf{L} \mathbf{v}_r$ の要素毎に対して剰余演算(モジュロ演算)を行うことにより電力の増大を抑制する。

まず, 実数信号 a のモジュロ演算 $\text{Mod}_\tau(a)$ を次式のように定義する。

$$\text{Mod}_\tau(a) = a - \left\lfloor \frac{a}{\tau} + \frac{1}{2} \right\rfloor \tau \quad (4.17)$$

ただし, 床関数 $\lfloor \cdot \rfloor$ は引数と等しいかまたはそれ以下の整数を示す。また, 定数 τ はモジュロ幅を表し, 使用される変調多値数により異なる。 M_{ary} -QAMを想定し, 定数 τ は次式のように与えられる。

$$\tau = 2 \left(|\Lambda|_{\max} + \frac{\Delta}{2} \right) \quad (4.18)$$

ただし, $|\Lambda|_{\max}$ は最大振幅を持つ変調シンボルの実数もしくは虚数の絶対値

を表し、 Δ は2つの変調シンボル間の最小ユークリッド距離を表す。例えば、 $M_{\text{ary}} = 4, 16, 64$ の場合、 τ はそれぞれ $2\sqrt{2}$ 、 $8\sqrt{10}$ 、 $16\sqrt{42}$ となる。

ここで、モジュロ演算 $\text{Mod}_\tau(a)$ は a に τ の整数倍を加算することと等しいため、整数 $z \in \mathbb{Z}$ を用いて次式のように表せる。

$$\text{Mod}_\tau(a) = a + \tau z \quad (4.19)$$

以上より、電力の増幅を抑制した後の送信信号ベクトル \mathbf{v}_r は次式のように表せる。

$$\begin{aligned} \text{Mod}_\tau(\mathbf{L}\mathbf{v}_r) &= \mathbf{d}'_r \\ \mathbf{L}\mathbf{v}_r &= \mathbf{d}'_r - \tau\mathbf{z}_r \\ \mathbf{v}_r &= \mathbf{L}^{-1}(\mathbf{d}'_r - \tau\mathbf{z}_r) \end{aligned} \quad (4.20)$$

ただし、 $\mathbf{z}_r = [z_1, \dots, z_{2N}]^T \in \mathbb{Z}^{2N \times 1}$ はモジュロ演算により一意に決まる整数ベクトルであり、 $\tau\mathbf{z}_r \in \mathbb{R}^{2N \times 1}$ は摂動ベクトルと呼ばれる。

式(4.20)を式(4.14)と同様な形に書き換えると、次式の通りとなる。

$$\mathbf{v}_r = \mathbf{d}'_r - \tau\mathbf{z}_r - (\mathbf{L} - \mathbf{I}_{2N})\mathbf{v}_r \quad (4.21)$$

式(4.21)より、逐次干渉キャンセルを考慮すると、 \mathbf{v}_r の n 番目の要素 v_n は次式の通り表せる。

$$v_n = (d'_n - \sum_{k=1}^{n-1} f_{n,k} v_k) - \tau z_n \quad (4.22)$$

ここで、 $f_{n,k}$ は逐次干渉キャンセル行列 \mathbf{F} の (n, k) 番目の要素を表す。式(4.20)より送信信号 \mathbf{s}_r は次式の通りとなる。

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_r &= \mathbf{W}_r \cdot \mathbf{v}_r \\ &= \mathbf{Q}_w \mathbf{D}^{-1} \cdot \mathbf{L}^{-1}(\mathbf{d}'_r - \tau\mathbf{z}_r) \\ &= \mathbf{Q}_w \mathbf{D}^{-1} \cdot (\mathbf{R}^T \mathbf{D}^{-1})^{-1}(\mathbf{d}'_r - \tau\mathbf{z}_r) \end{aligned} \quad (4.23)$$

以上より、式(4.10)、式(4.23)をまとめると、端末側で受信される受信信号ベク

トル \mathbf{y}_r は次式の通りとなる.

$$\begin{aligned}
\mathbf{y}_r &= \sqrt{\gamma} \mathbf{x}_r \\
&= \mathbf{H}_{er} \cdot \mathbf{s}_{er} + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r \\
&= (\mathbf{T}^{-1} \mathbf{R}^T \mathbf{Q}_w^T) \cdot \{\mathbf{Q}_w \mathbf{D}^{-1} (\mathbf{R}^T \mathbf{D}^{-1})^{-1} (\mathbf{d}'_r - \tau \mathbf{z}_r)\} + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r \\
&\approx \mathbf{T}^{-1} \mathbf{R}^T \mathbf{D}^{-1} (\mathbf{R}^T \mathbf{D}^{-1})^{-1} (\mathbf{T} \mathbf{d}_r - \tau \mathbf{z}_r) + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r \\
&= \mathbf{T}^{-1} (\mathbf{T} \mathbf{d}_r - \tau \mathbf{z}_r) + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r \\
&= \mathbf{d}_r - \tau \mathbf{T}^{-1} \mathbf{z}_r + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r
\end{aligned} \tag{4.24}$$

次に, 受信信号に対してモジュロ演算を適用することで最終的な復調信号が得られる. ここで, \mathbf{T}^{-1} はユニモジュラ行列, 即ち整数の行列であり, $\mathbf{T}^{-1} \mathbf{z}_r$ も整数のベクトルとなるため, 次式を満たす.

$$\text{Mod}_\tau(\tau \mathbf{T}^{-1} \mathbf{z}_r) = 0 \tag{4.25}$$

以上より, 最終的な受信信号 \mathbf{r}_r は次式の通りとなる.

$$\begin{aligned}
\mathbf{r}_r &= \text{Mod}_\tau(\mathbf{y}_r) \\
&\approx \text{Mod}_\tau(\mathbf{d}_r - \tau \mathbf{T}^{-1} \mathbf{z}_r + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r) \\
&= \mathbf{d}_r + \sqrt{\gamma} \mathbf{n}_r
\end{aligned} \tag{4.26}$$

上式より希望信号 \mathbf{d}_r が受信側で正しく推定できることが分かる.

4.3 ベクトル摂動を用いた更なる干渉抑圧技術の提案

THPを用いた従来法におけるモジュロ演算は, 送信信号 $\mathbf{L}\mathbf{v}_r$ を単にモジュロ幅 τ に収める処理を行うものであり, 送信信号電力 $\|\mathbf{s}_r\|^2$ の最小化を保障するものではない. このため, MMSE-THPでは従来の線形プリコーディングと比較してビット誤り率を大きく低減できないことが課題である. そこで本章では, ベクトル摂動 (VP) を考慮した送信信号電力の最小化を行うことで, 通信品質を更に改

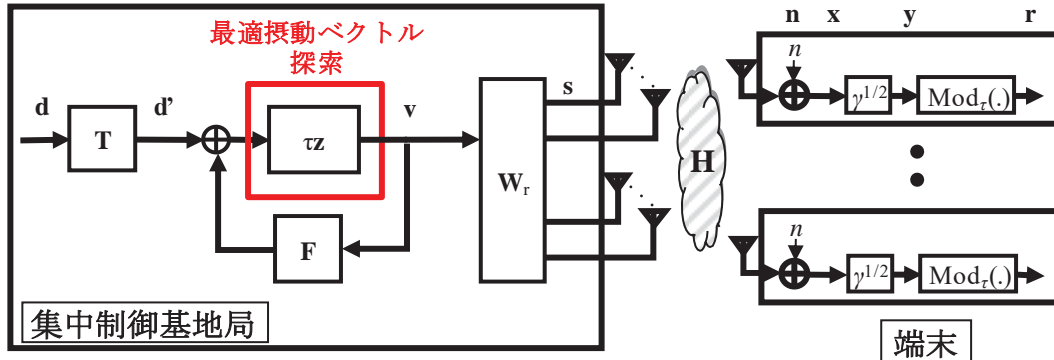


図 4.6 提案法 (PVS MMSE-THP) のブロック図

善する方式について検討する。

図4.6に提案法であるPVS MMSE-THPのブロック図を示す。図4.5との差分は逐次干渉キャンセル時にモジュロ演算の代わりに最適摂動ベクトル探索に基づく任意の送信信号のオフセットを行うことである。なお、本章ではLRを適用する場合及び適用しない場合の提案法をそれぞれPVS MMSE-THP w/ LR, PVS MMSE-THP w/o LRと称してそれぞれ評価を行う。

4.3.1 ベクトル摂動(VP)

本章では従来法であるLRAMMSE-THPに、ベクトル摂動 (VP) を組み合わせる方式について検討する。本節では、まずVPの概念について説明する[4.3, 4.11, 4.12].

送信信号 \mathbf{s} にZF等の線形キャンセルのウェイトを適用する場合、伝搬チャネル \mathbf{H} の状態によっては送信電力が大きくなる場合があるため、送信ウェイト適用後の信号には電力正規化が必要である。一例としてZFの送信ウェイト \mathbf{W}_{ZF} を適用した場合の送信信号 \mathbf{s}' は、送信電力の正規化を考慮すると次式の通りとなる。

$$\mathbf{W}_{ZF}\mathbf{s}' = \frac{1}{\|\mathbf{H}^{-1}\cdot\mathbf{s}\|} \mathbf{H}^{-1} \cdot \mathbf{s} \quad (4.27)$$

一方、VPでは送信信号 \mathbf{s} に任意のオフセットを与える。オフセットベクトルを $\boldsymbol{\tau z}$ とすると、送信信号は次式のように表される。

$$\mathbf{W}_{ZF}\mathbf{s}' = \frac{1}{\|\mathbf{H}^{-1} \cdot (\mathbf{s} + \tau\mathbf{z})\|} \mathbf{H}^{-1} \cdot (\mathbf{s} + \tau\mathbf{z}) \quad (4.28)$$

以上より，受信信号電力を最大化（即ち，SNRを最大化）するためには $\|\mathbf{H}^{-1} \cdot (\mathbf{s} + \tau\mathbf{z})\|$ を最小化すればよい．VPでは $\|\mathbf{H}^{-1} \cdot (\mathbf{s} + \tau\mathbf{z})\|$ が最小となる $\tau\mathbf{z}$ を求める．THPの場合，モジュロ演算により $\tau\mathbf{z}$ は一意に決定するが，VPの場合は無数の摂動ベクトルの候補から最適なオフセットベクトルを探索する．

図4.7に，送信信号をQPSK信号とした場合の $\tau\mathbf{z}$ を加算した場合の動作例を示す[4.3]．送信側の源信号を $\mathbf{s}_1 = 1 + j$ とし，モジュロ幅を $\tau = 4$ とする．今，オフセット量を $\mathbf{z}_1 = 4(1 + j)$ ，即ち，オフセット先を $\mathbf{s}_1 + \tau\mathbf{z}_1 = 5(1 + j)$ としたとき $\|\mathbf{H}^{-1} \cdot (\mathbf{s} + \tau\mathbf{z})\|$ が最小になるものとする．受信側では $5(1 + j)$ に対して $\tau = 4$ を用いてモジュロ演算を行うと， $5/4$ の剰余は1であるため，元の信号である $1 + j$ を復元することができる．

オフセットベクトルは無数の候補点が存在するため，候補点を制限して準最適なオフセットベクトルを探索する方法が提案されている．例えば，超球探索法を用いて探索空間を制限することで準最適な摂動ベクトルを探索するSE-VP (Sphere Encoding VP) [4.15]や，QR分解を行いMアルゴリズムを用いて探索空間を制限するQRDM-Eなどが提案されている[4.16-4.18]．

4.3.2 従来の非線形プリコーディングへのVPの適用

本章では，従来法であるLRAMMSE-THPに最適ベクトル摂動 (VP) を適用することで伝送特性の高いNLP方式を提案する．具体的に，従来法では式(4.19)及び式(4.20)においてモジュロ演算によって一意に定まるオフセットベクトル \mathbf{z}_r を適用していたのに対し，提案法では最適な \mathbf{z}_r (\mathbf{z}_{opt}) を適用する． \mathbf{z}_{opt} は \mathbf{z}_r と同様に整数ベクトルであるため式(4.25)の条件を満たす．

具体的な最適摂動ベクトルの探索方法として，本節ではSE-VPと同様に超球半径を定め，超球半径の最も小さな（即ち送信電力の低い）オフセットベクトルを深さ優先の分岐限定法により探索する．

まず，最適摂動ベクトル $\tau\mathbf{z}_{opt}$ は目的関数を用いて次式のように書き下せる．

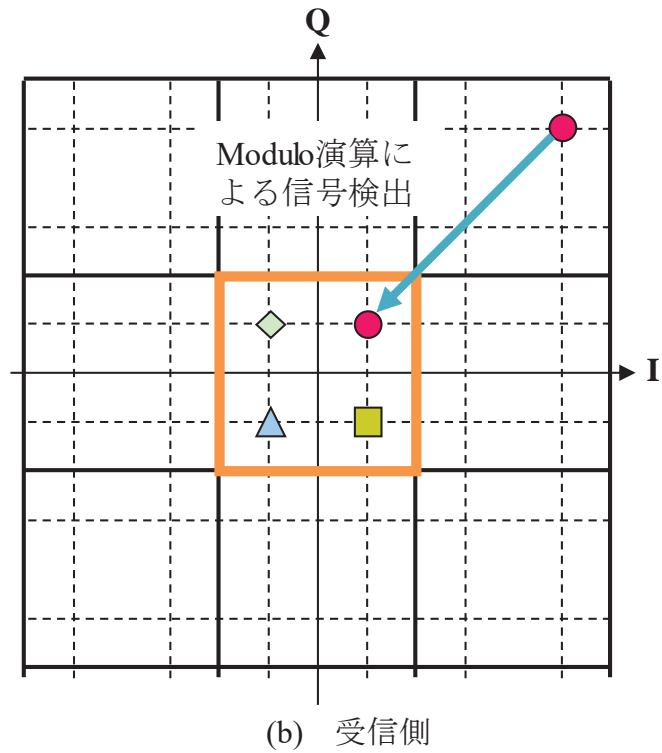
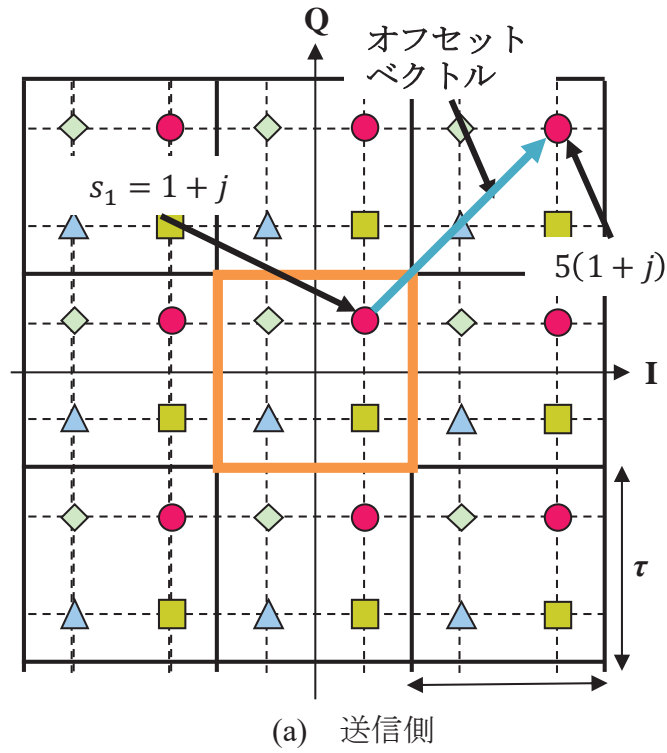


図 4.7 VP によるオフセットベクトルの動作例 (QPSK の場合)

$$\begin{aligned}
\tau\mathbf{z}_{\text{opt}} &\triangleq \arg \min_{\tau\mathbf{z}_r} \|\mathbf{s}_r\|^2 = \arg \min_{\tau\mathbf{z}_r} \|\mathbf{W}_r \mathbf{v}_r\|^2 \\
&= \arg \min_{\tau\mathbf{z}_r} \|\mathbf{Q}_w \mathbf{D}^{-1} \mathbf{v}_r\|^2 = \arg \min_{\tau\mathbf{z}_r} \|\mathbf{v}_r^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{Q}_w^T \mathbf{Q}_w \mathbf{D}^{-1} \mathbf{v}_r\| \\
&\approx \arg \min_{\tau\mathbf{z}_r} \|\mathbf{v}_r^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{v}_r\| = \arg \min_{\tau\mathbf{z}_r} \|\mathbf{D}^{-1} \mathbf{v}_r\|^2 \\
&= \arg \min_{\tau\mathbf{z}_r} \sum_{n=1}^{2N} \left(\frac{1}{r_{n,n}} \right)^2 v_n^2 = \arg \min_{\tau\mathbf{z}_r} \mathcal{M}(2N)
\end{aligned} \tag{4.29}$$

ただし、 $\mathcal{M}(n)$ を次式のように定義する.

$$\mathcal{M}(n) = \sum_{k=1}^n \left(\frac{1}{r_{k,k}} \right)^2 v_k^2 \tag{4.30}$$

上記の通り $\mathcal{M}(n)$ は1から n までの全ての2乗ユークリッド距離を合計した累積メトリックを表している. 式(4.22)より, 干渉キャンセルは送信ストリーム毎に逐次的に行われるため, v_n は $v_1 \sim v_{n-1}$ の値に依存する. したがって, 摂動項の候補 $\tau\mathbf{z}_n$ は $n = 1 \rightarrow 2 \rightarrow \dots \rightarrow 2N$ の順に決定され, 図4.8に示す探索木として表現できる. 本節では深さ優先分岐限定法[4.19]に基づく最適摂動ベクトル探索アルゴリズムについて説明する.

最適摂動ベクトルを効率的に探索するため, 各摂動項候補 $\tau\mathbf{z}_n$ に対してまず優先順位付けを行う. 優先順位は, 図4.8に示す探索木において摂動項候補の探索の順番として用いる. 式(4.29)より, $\mathcal{M}(2N)$ を最小化するためには探索木のレベル(深さ) n において可能な限り v_n^2 を小さくすることが重要である. v_n^2 を小さくするためには, 摂動項 $\tau\mathbf{z}_n$ は式(4.22)より $\tilde{\mathbf{d}}_n = \mathbf{d}'_n - \sum_{k=1}^{n-1} f_{n,k} v_k$ に近い値である必要があると考えられる. ただし, $\tilde{\mathbf{d}}_n$ は摂動項候補 $\tau\mathbf{z}_n$ を減算する前のIUI事前キャンセル済みの n 番目の送信信号である. そこで, 本章で提案する探索アルゴリズムでは, l_n を探索順のインデックスとして摂動項候補 $\tau\mathbf{z}_n^{(l_n)}$ を $\tilde{\mathbf{d}}_n$ に近い順に優先順位付けする. $\tilde{\mathbf{d}}_n - \tau\mathbf{z}_n^{(1)} \geq 0$ の場合と $\tilde{\mathbf{d}}_n - \tau\mathbf{z}_n^{(1)} < 0$ の場合のそれぞれについて摂動項候補の優先順位付けを図4.9に示す. なお, 摂動項候補として $\tau\mathbf{z}_n^{(1)}$ を選択し, $\tilde{\mathbf{d}}_n$ から減算することは, $\tilde{\mathbf{d}}_n$ をモジュロ演算することと等しい. 即ち, $v_n = \tilde{\mathbf{d}}_n - \tau\mathbf{z}_n^{(1)} = \text{Mod}_\tau(\tilde{\mathbf{d}}_r)$ である.

図4.8では, 優先度の高い摂動項候補のノードが左側, 優先度の低いノードが

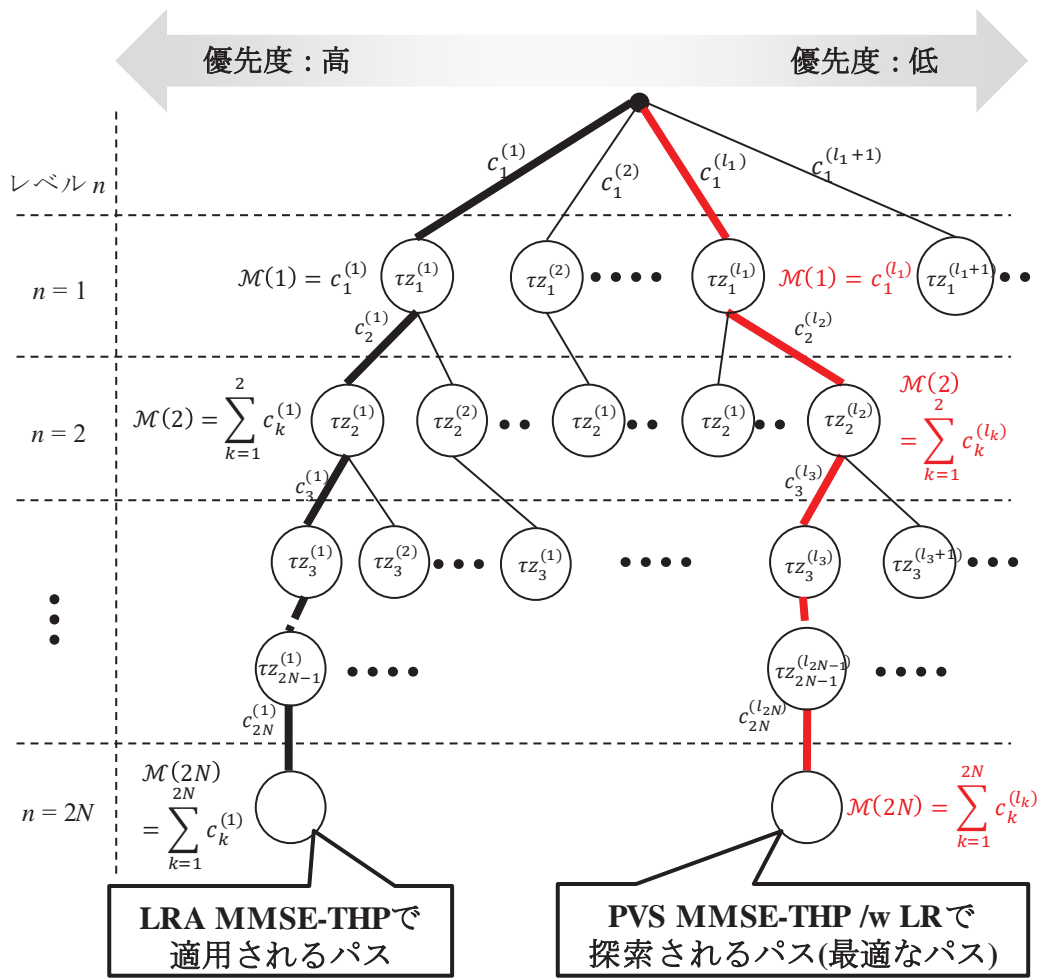


図 4.8 摂動ベクトル探索アルゴリズムのための探索木

右側に配置されている．探索木の最も左側のパス（経路）は，探索木の全てのレベル（深さ）で最も優先度の高い摂動項 $\tau z_n^{(1)}$ が選択された場合に相当し，このパスは摂動ベクトルとしてモジュロ演算に基づいて決定される LRA MMSE-THP の場合に相当する．一方，PVS MMSE-THP w/ LR では，LRA MMSE-THP と同様に探索木の各レベルで優先度が最も高い摂動項候補を最初に選択し，次に優先度の低いノードを探索し続け，総メトリックが最も小さいパスが他に存在するかどうかを計算する[4.19]．PVS MMSE-THP w/ LR では，総メトリック $\mathcal{M}(2N)$ を最小化する最適なパスを見つけることができる一方，LRA MMSE-THP は総メトリックを計算しないため，PVS MMSE-THP w/ LR は LRA MMSE-THP よりも優れた伝送特性を得られることが期待できる．同様に，MMSE-THP や Ordered MMSE-THP など他の従来の THP ベースの NLP 方式も総メトリックは計算されない．したがって，PVS MMSE-THP は他の全ての THP ベースの NLP 方式よりも優れた特性

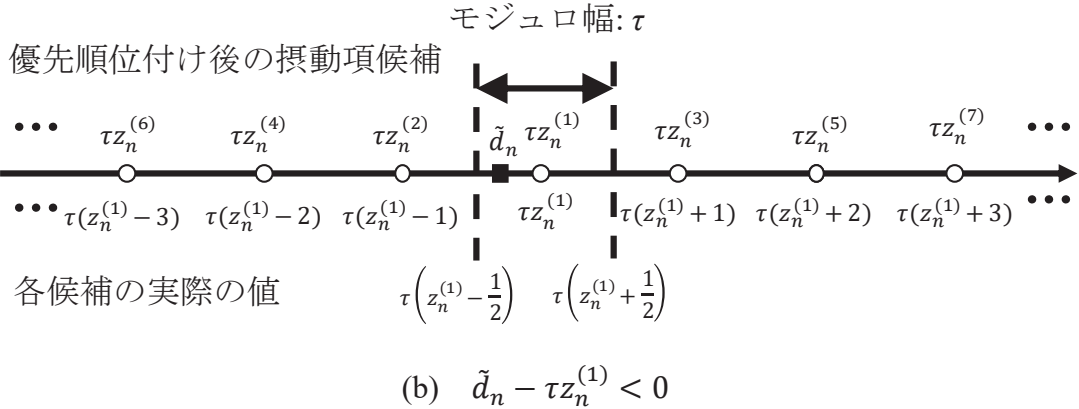
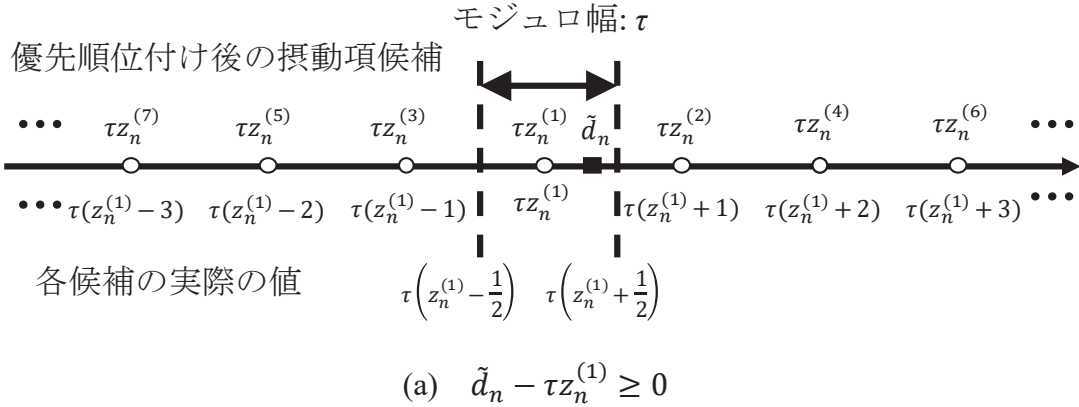


図 4.9 摂動ベクトル候補探索のための優先順位付け

が実現できると考えられる．なお，PVS MMSE-THP w/ LR及びPVS MMSE-THP w/o LRは，両方とも同じ摂動ベクトル探索アルゴリズムによって最適なパスを見つけることができるため，同じ伝送特性が得られる．しかし，LRを適用しない場合に対してLRを適用することで探索される摂動項候補の数を減らすことが可能である．

4.3.3 摂動ベクトル探索アルゴリズムの制御手順

PVS MMSE-THPにおける摂動ベクトル探索アルゴリズムのフローチャートを図4.10に示す．フローチャートの具体的な制御手順は以下の通りである．

Step (a) 最初に探索木の深さを $n = 1$ に初期化する．また，累積メトリックも $\mathcal{M}(0) = 0$ として初期化する．総メトリックの最小値，即ち $n = 1$ から $n = 2N$ までの累積である $2N$ 次元の超球半径の2乗を \mathcal{C}^2 として定義し，最初に $\mathcal{C}^2 = \infty$ とし

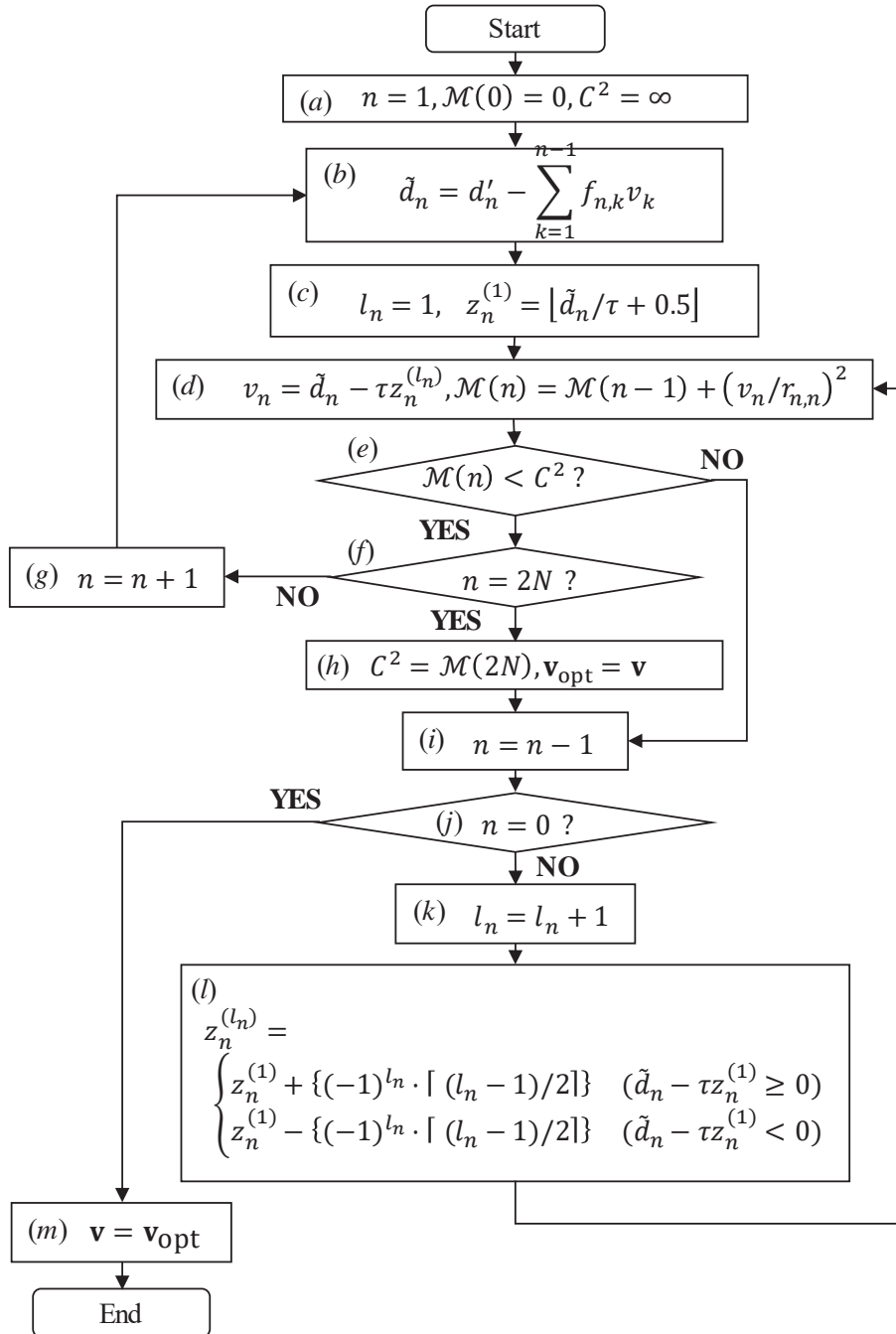


図 4.10 最適摂動ベクトル候補アルゴリズムのフローチャート

て初期化する.

Step (b) IUIの事前キャンセルのため $\tilde{d}_n = d'_n - \sum_{k=1}^{n-1} f_{n,k} v_k$ を計算する.

Step (c) 摂動項候補インデックス l_n を $l_n = 1$ に初期化し, 最も優先度の高い摂動項として $\tau z_n^{(1)}$ を選択する. このとき, $\tau z_n^{(1)} = \tau(\lfloor \tilde{d}_n/\tau + 0.5 \rfloor)$ となる.

Step (d) l_n 番目の摂動項候補 $\tau z_n^{(l_n)}$ に対して式(4.22)と**Step (b)**を用いて $v_n = d'_n - \tau z_n^{(l_n)}$ を計算する. また, 累積メトリック $\mathcal{M}(n) = \mathcal{M}(n-1) + (v_n/r_{n,n})^2$ を計算する.

Step (e) $\mathcal{M}(n) < C^2$ を満たしたら**Step (f)**を実行し, 満たさなければ**Step (i)**を実行する.

Step (f) レベルが最も深いかどうか, 即ち $n = 2N$ かどうかを判別する.

Step (g) $n < 2N$ の場合, n を1増やして**Step (b)**を実行する.

Step (h) $n = 2N$ の場合, より適切な摂動ベクトル τz_{opt} が見つかったことを意味する. そこで超球半径の2乗 C^2 を更新して $C^2 = \mathcal{M}(2N)$ とする. また, この摂動ベクトル τz_{opt} が減算された送信信号 \mathbf{v}_r を $\mathbf{v}_{\text{opt}} = \mathbf{v}_r$ として保存する.

Step (i) 更に小さな総メトリックが存在しないかどうかを確認するため, $n = n - 1$ として探索木の一つ上のレベルに戻る.

Step (j) n が探索木の根であるかどうか, 即ち $n = 0$ であるかを判定する. もし根である場合, **Step (m)**を実行する.

Step (k) 次に低い優先度の摂動項を調べるため l_n を1増やす.

Step (l) 4.5.2節で示した方法で摂動項候補 $\tau z_n^{(l_n)}$ を \tilde{d}_n からの距離に近い順に優先度付けする. 優先順は図4.10のフローチャートの**Step (l)**に示す通りである.

Step (l)を完了したら**Step (d)**に戻る.

Step (m) **Step (j)**において $n = 0$ である場合, 他に適切な摂動ベクトルが存在しないことを意味するため現在の送信信号 \mathbf{v}_r を $\mathbf{v}_{\text{opt}} = \mathbf{v}_r$ として設定してアルゴリズムを終了する.

4.4 計算機シミュレーション評価

4.4.1 評価条件

提案法の適用効果を計算機シミュレーションで評価する. 主なシミュレーション条件を表4.1に示す. アンテナ数を $M = N = 4, 8, 16$ とする. 変調方式としてQPSK及び16QAMを用いる. また, チャンネル符号化は用いない. 各送信アンテナから端末までの平均受信電力は各MSで等しいものとする. また, 各送信アンテ

ナ-受信アンテナ間には互いに無相関とし、伝搬チャネル \mathbf{H} の各要素は平均0、分散1の独立な複素ガウス分布に従うものと仮定する。

また、ここでは \mathbf{H}_{er} に式(4.6)に基づくLRを適用する場合と適用しない場合の両方のPVS MMSE-THPについて評価する。LRを適用しない場合は式(4.6)の \mathbf{T} に単位行列を適用する場合 ($\mathbf{T} = \mathbf{I}_{2N}$) と等しい。LRを適用する場合は式(4.6)の \mathbf{T} に、 \mathbf{H}_{er}^T の格子基底縮小により得られるユニモジュラ行列を適用する。LRの方式として本章では文献[4.20]で提案されるLLL (Lenstra-Lenstra-Lovasz) を用いる。LRアルゴリズムにおける直交度 δ は一例として $\delta = 3/4$ に設定する。

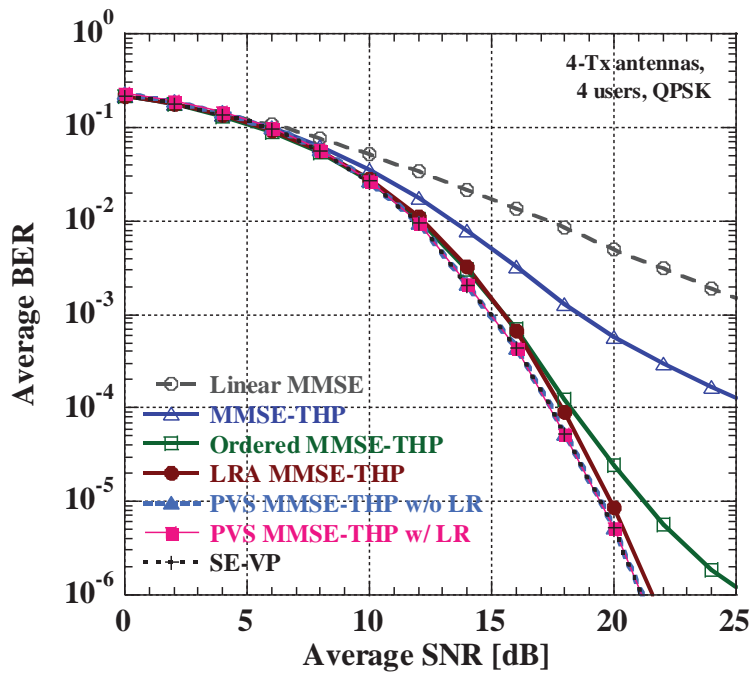
4.4.2 評価結果

(a) BER特性

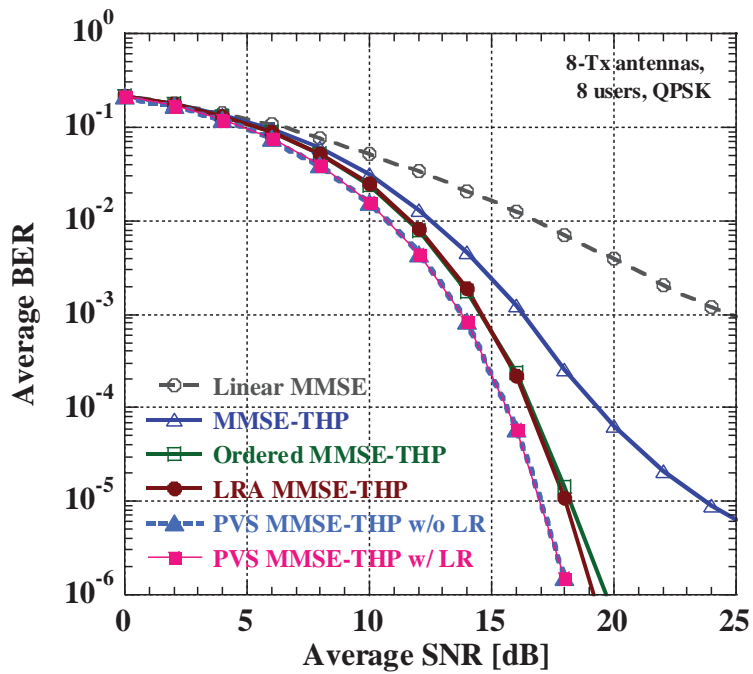
図4.11 (a), (b), (c)にそれぞれ $M = N = 4, 8, 16$ の場合のPVS MMSE-THPのビット誤り率 (BER) 特性を示す。変調方式としてここではQPSKを用いている。横軸は端末の雑音電力に対する全送信アンテナの総送信電力の比である平均SNRとしている。また、比較対象として従来のLP方式及びNLP方式も併せて評価している。図4.11から分かる通り、PVS MMSE-THP w/o LR及びw/ LRの両方とも、従来

表 4.1 シミュレーション諸元

パラメータ	値
基地局総アンテナ数/端末総アンテナ数	4/4, 8/8, 16/16
変調方式	QPSK, 16QAM
チャンネル符号化	None
チャンネルモデル	i.i.d. flat Rayleigh fading
チャンネル推定及びフィードバック	Ideal
プリコーディング方式	[従来法] Linear MMSE, MMSE-THP, Ordered MMSE-THP, LRA MMSE-THP, SE-VP [提案法] PVS MMSE-THP w/o LR, PVS MMSE-THP w/ LR
格子基底縮小アルゴリズム	LLL algorithm ($\delta = 3/4$)

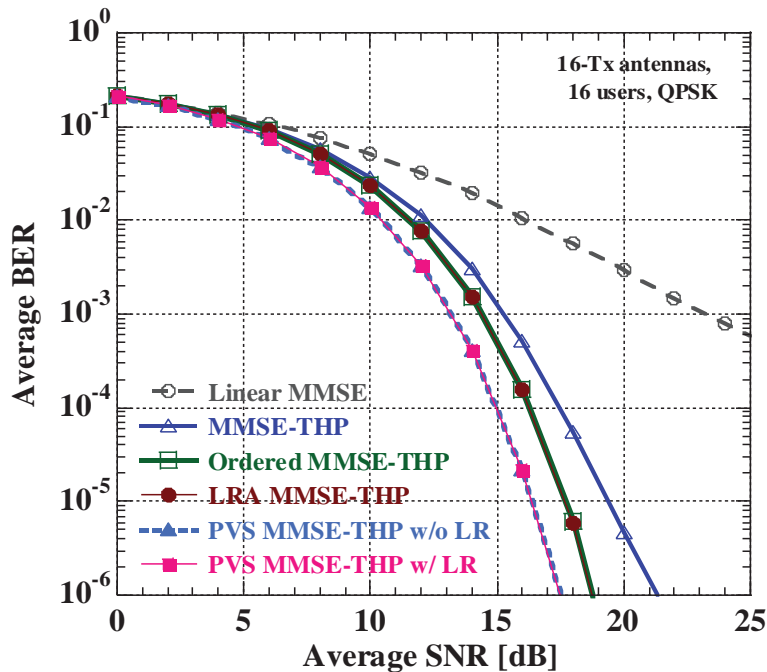


(a) $M = N = 4$



(b) $M = N = 8$

図 4.11 平均 BER 特性 (QPSK)



(c) $M = N = 16$

図 4.11 平均 BER 特性 (QPSK)

のLP方式であるLinear MMSEに対して大きく特性が改善している。また、従来のTHPベースのNLP方式であるMMSE-THP, Ordered MMSE-THP, LRA MMSE-THPと比較しても良好な特性が得られていることが分かる。これは、PVS MMSE-THPが常に最適な摂動ベクトルを選択しているのに対し、従来法であるTHPベースのNLP方式は4.5節で説明したように選択された摂動ベクトルが常に最適であるとは限らないためである。なお、PVS MMSE-THP w/ LR及びPVS MMSE-THP w/o LRは、4.5.2節で説明した通り同じ摂動ベクトルの探索アルゴリズムを適用しているため、LRの有無に関わらず最適な摂動ベクトルを選択しており同じ特性が得られている。図4.11 (a)は $K = 9$ とした場合のSE-VPのBER特性も記載している。 $K^{1/2}$ はSE-VPにおける探索木のあるノードからの分岐(枝)の数を表している[4.15]。これは、実信号空間における摂動項候補(探索木のノード)の数に対応する。PVS MMSE-THPとSE-VPを比較すると、両者は同じ特性が得られていることが分かる。この結果より、提案したPVS MMSE-THPが最適な摂動ベクトルを探索することにより最適な伝送特性が得られることを示している。なお、SE-VPでは $M = N = 8$ 及び $M = N = 16$ とすると摂動ベクトル探索に膨大なメモリ容量が必要となり実行できないため本節では $M = N = 4$ の結果のみ示している。

図4.11 (a), (b), (c)より、LRA MMSE-THPと比較すると、PVS MMSE-THP w/o LR及びPVS MMSE-THP w/ LRは、 $M = N = 4$ において約0.5dB, $M = N = 8$ にお

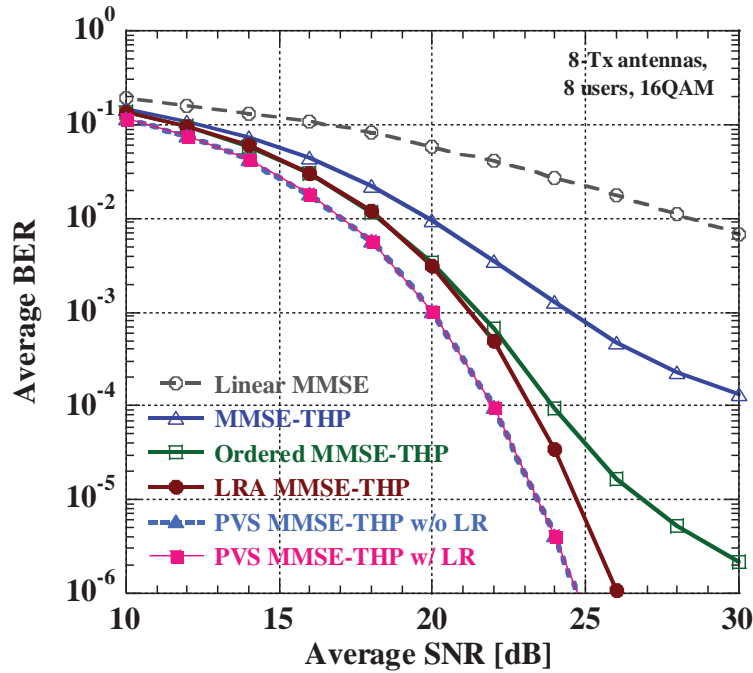


図 4.12 平均 BER 特性 ($M=N=8$, 16QAM)

いて約1dB, $M=N=16$ において約2dBの改善が得られている. 以上の結果より, PVS MMSE-THPは, LRA MMSE-THPと比較して送信アンテナ数に応じて必要な送信電力の削減効果が高められることが分かる. したがって, 提案したNLP方式は, 多数のアンテナを使用するMassive MIMOに非常に適しており, 次世代移動無線伝送技術の一つとして期待できる.

アンテナ数として $M=N=8$, 変調方式として16QAMを用いた場合のBER特性を図4.12に示す. 図4.12の結果より, 提案するPVS MMSE-THPは変調多値数の高い場合においても従来のNLP方式に対して高い伝送特性が得られることが分かる.

(b) 摂動ベクトル探索にかかる信号処理量の評価

PVS MMSE-THPでは最適摂動ベクトルの探索にかかる信号処理時間が計算時間の大部分を占める. したがって, PVS MMSE-THPの計算量を評価するにあたり, 探索される摂動項候補 τz_n の数を評価する. 図4.13に平均SNRをパラメータとして, PVS MMSE-THP w/o LR及びPVS MMSE-THP w/ LRの探索された摂動項候補の数の累積分布関数 (CDF) を示す. $M=N=8$, QPSKの場合におけるCDF特性の中央値で評価すると, PVS MMSE-THP w/ LRの摂動項候補の探索数はw/o LRの場合よりも僅かに低く, SNR=0 dBにおいて約6%低いことが分かる.

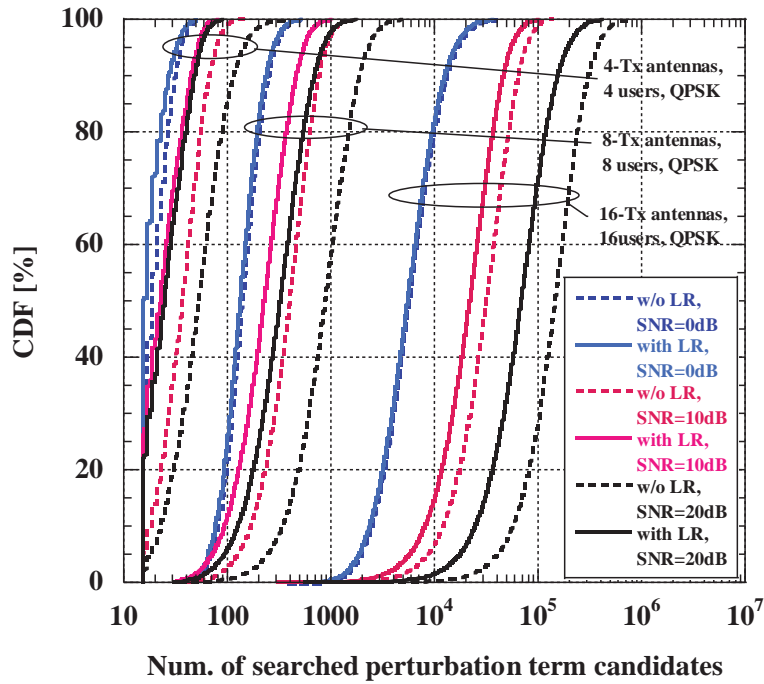


図 4.13 摂動項候補の探索数の CDF

一方, SNR = 10 dBにおいてはPVS MMSE-THP w/LRの摂動項候補の探索数はPVS MMSE-THP w/o LRの場合よりも約63%と削減できることが分かる. 以上の結果より, LRにより探索数を大幅に削減でき, その削減効果は平均SNRに強く依存することが分かった. 以上より, LRアルゴリズムにかかる信号処理量が摂動ベクトル探索よりも十分小さい場合, 最適摂動ベクトルの探索にかかる信号処理量の削減によりPVS MMSE-THP w/LRの全体の信号処理量はPVS MMSE-THP w/o LRよりも大幅に削減できると考えられる.

SE-VP ($K = 9$)及びPVS MMSE-THPの摂動候補の探索数のCDFにおける中央値をまとめた結果を表4.2に示す. 表4.2より, 提案法はSE-VPよりも摂動候補の

表 4.2 摂動項候補の探索数

基地局 総アンテナ数 (変調方式)	SE-VP ($K = 9$)	PVS MMSE-THP (w/o LR)		PVS MMSE-THP (w/ LR)	
		SNR = 0 dB	SNR = 20 dB	SNR = 0 dB	SNR = 20 dB
4 (QPSK)	1641	19	53	15	25
8 (QPSK)	7396592	142	883	133	324
16 (QPSK)	3.18×10^{14}	5581	1.47×10^5	5502	68876
8 (16QAM)	8217495	251	892	237	331

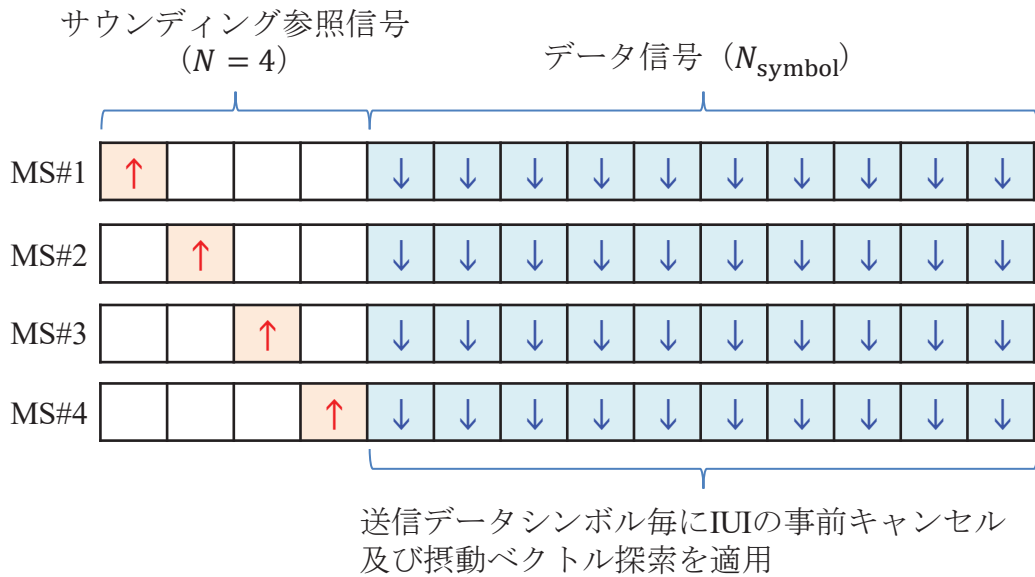


図 4.14 送信フレーム構成

探索数を大幅に削減できることが分かる。

(c) 時間軸での干渉除去を考慮した計算時間評価

図4.6で示した送信機側の信号処理全体の計算量を評価するため、本節ではPCに実装した評価環境における計算時間を測定する。

本節で想定する送信フレーム構成を図4.14に示す。本節では、TDDを想定し、フレームの最初に端末から上りリンクでサウンディング参照信号 (SRS) を送信し、その後下りリンクでシンボル数 N_{symbol} のデータ信号を送信するものとする。サウンディング参照信号を各端末のアンテナから送信することにより基地局側で $M \times N$ のMU-MIMOチャネル \mathbf{H} を推定する。また、1送信フレーム内ではMU-MIMOチャネル \mathbf{H} は変化しないものとする。したがって、 \mathbf{T} 、 \mathbf{F} 、 \mathbf{W}_r 等の \mathbf{H} から算出された全ての変数は、同一フレーム内のデータ信号 N_{symbol} 内で再利用される。一方、IUIの事前キャンセルと摂動ベクトル探索については送信データシンボル毎に実行される。本節では、アンテナ数を $M = N = 4$ 、変調方式をQPSKとして評価する。シミュレーションに用いた計算機的主要な諸元を表4.3に示す。本シミュレーションでは、MATLAB R2017aをシミュレーションソフトウェアとして使用した[4.21]。

図4.15に上記評価環境での N_{symbol} の送信フレームを生成するのに要した計算時間のCDFを示す。図4.15では $N_{\text{symbol}} = 10$ に設定し、計算時間は N_{symbol} で正規化している。即ち送信シンボル毎の計算時間として評価したものである。CDFの

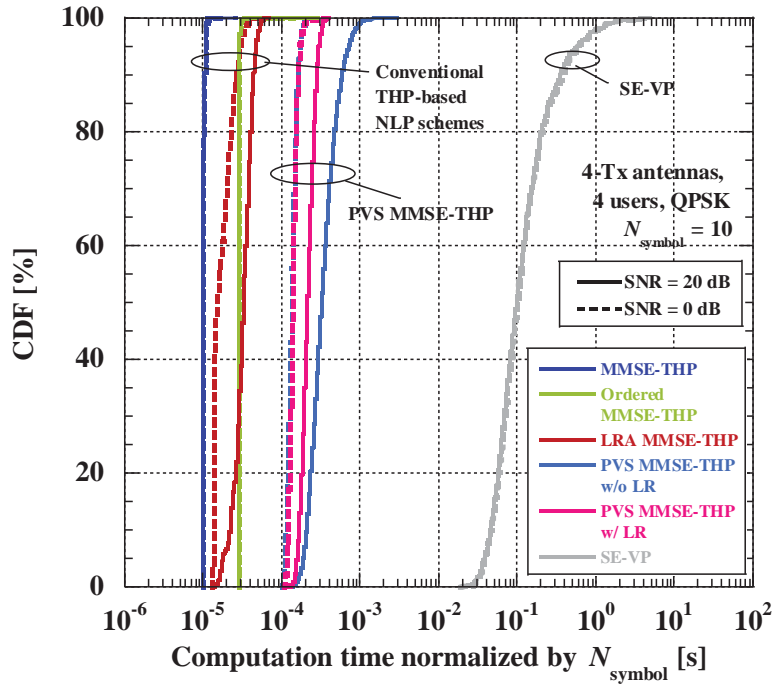


図 4.15 送信シンボル毎の送信側計算時間 ($N_{\text{symbol}} = 10$)

中央値で評価すると、PVS MMSE-THP w/ LRの計算時間はSNR = 0 dB及び20 dBにおいて、SE-VPの計算時間に対してそれぞれ約1/1000及び1/500となっている。以上より、図4.11 (a)においてPVS MMSE-THP w/ LRとSE-VPはほぼ同じ伝送特性が得られていることから、PVS MMSE-THP w/ LRがSE-VPよりも効率的に最適な摂動ベクトルを探索できていることが分かる。PVS MMSE-THP w/ LRとw/o LRをSNR = 20 dBにおけるCDFの中央値と比較するとPVS MMSE-THP w/ LRはw/o LRの計算時間の約2/3を達成している。これは、LRの処理により最適摂動ベクトル探索に必要な時間が短縮されているためである。一方、図4.15の結果からPVS MMSE-THPが従来のTHPベースのNLP方式よりも約2倍～10倍の計算時間を要していることも確認できる。このように、PVS MMSE-THPは従来のTHPベースのNLP方式に対して、良好な伝送特性が得られる代わりに膨大な計算時間を要することが課題である。

表 4.3 シミュレーションに用いた計算機の主な諸元

CPU	Intel Core i5-4200U (2.3 GHz)
メモリ	DDR3 SDRAM 8,192 MB
OS	Windows 7 Professional
シミュレーションソフト	MATLAB R2017a

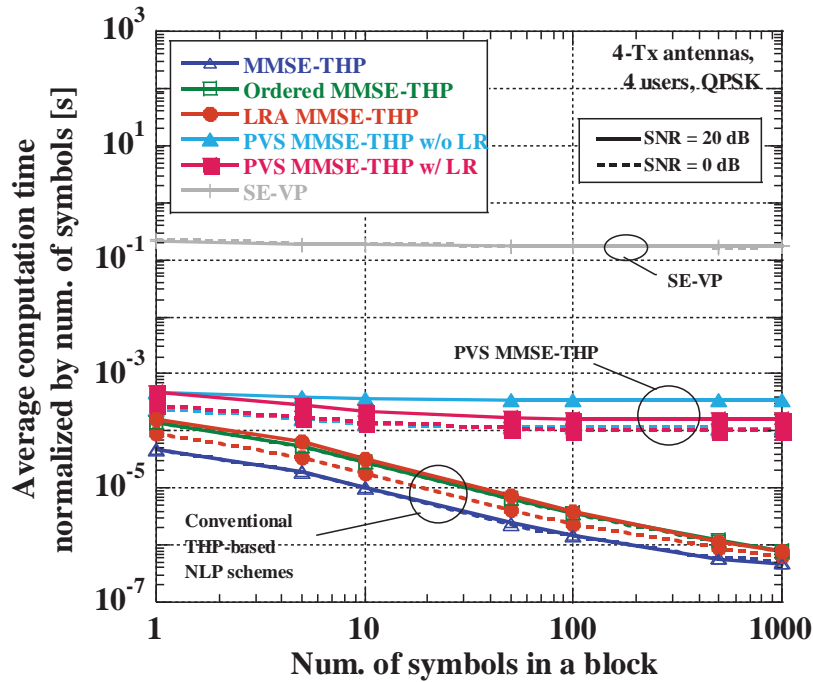


図 4.16 送信シンボル数 N_{symbol} で正規化した計算時間

次に、 N_{symbol} をパラメータとして平均の計算時間を評価する．図4.16は $N_{\text{symbol}} = 1 \sim 1,000$ として評価し、 N_{symbol} で正規化した平均計算時間を示す．図4.16から分かる通り、特に従来のTHPベースのNLP方式では、 N_{symbol} が増加するにつれて計算時間が減少している．この理由は次の通りである．図4.14で説明した通り、 \mathbf{T} 、 \mathbf{F} 、 \mathbf{W}_r を取得するためのLR処理やQR分解は送信フレーム毎に実行される一方、IUIの事前キャンセルや摂動ベクトル探索はシンボル毎に実行される．従来のTHPベースのNLP方式では、 N_{symbol} が小さい場合LR処理及びQR分解に要する計算時間が全体の計算時間の大部分を占める．また、LR処理及びQR分解に要する計算時間は N_{symbol} が増加するに従ってその比率は減少する．したがって、 N_{symbol} の増加に従い全体の計算時間が減少している．一方、SE-VPやPVS MMSE-THPでは N_{symbol} に関わらず計算時間はほとんど一定である．これは、従来のTHPベースのNLP方式とは逆にIUIの事前キャンセルと摂動ベクトル探索に全体の計算時間の大部分を占めているためであると考えられる．

図4.16に示す通り、PVS MMSE-THPはSE-VPと比較して N_{symbol} に関わらず1/500以下の計算時間を達成していることが分かる．図4.16の計算時間の結果及び図4.11 (a)のBER特性結果より、PVS MMSE-THPはSE-VPに対して伝送性能を一切劣化させることなく計算量を大幅に削減できることが分かる．一方、THPベースのNLP方式と比較すると $N_{\text{symbol}} = 10$ においてPVS MMSE-THPは約10倍の

計算時間を要することが分かる。

なお、提案法であるPVS MMSE-THPは、摂動ベクトルの探索数を減らして最適な伝送性能を達成することを目的としており、図4.15や図4.16に示した結果はシミュレーションプログラムから得られた評価結果の一例である。これらの結果は、提案法及び従来のNLP方式のプログラムの実装方法により異なることに注意されたい。計算量の厳密な評価を行うに当たっては、従来のNLP方式及びPVS MMSE-THPの制御アルゴリズムの精緻化及び浮動小数点演算の数などを考慮したより詳細な評価検討が必要である。

4.5 干渉抑圧効果

従来法に対する提案法の干渉抑圧効果を評価する。図4.11及び図4.12より提案法（PVS MMSE-THP）のIUI抑圧効果及び受信電力改善効果は変調多値数や送信アンテナ数により異なる。変調多値数が4（変調方式がQPSK）の場合、図4.11 (a), (b), (c)より、 $BER = 10^{-3}$ でLRA MMSE-THPと比較すると、提案法は $M = N = 4$ において約0.5dB、 $M = N = 8$ において約1dB、 $M = N = 16$ において約2dBの効果を得られている。また変調多値数が16（変調方式が16QAM）の場合は、図4.12より $M = N = 8$ においてLRA MMSE-THPに対して約2dBの効果を得られている。以上より、提案法は変調多値数が高いほど、かつアンテナ数が多いほど従来法との差分が大きく、干渉抑圧効果が高い傾向があることが分かった。

4.6 むすび

本章では、セル境界でも全周波数帯域を用いて安定的に高い通信品質を実現する手法として、隣接基地局間で連携して事前にユーザ間干渉（IUI）をキャンセルするネットワーク連携分散アンテナ技術について検討を行った。ネットワーク連携分散アンテナ技術において、IUIを精度よくキャンセルするアルゴリズムとして非線形プリコーディング（NLP）に着目し、NLP方式における伝送特性の改善法について検討した。本章で得られた成果は以下の通りである。

(1) NLP方式の一つとして、MMSEベースのIUIの事前干渉キャンセルにTHP処理を適用した従来法（MMSE-THP及びLRA MMSE-THP）を拡張したPVS MMSE-THPを提案した。

(2) 提案法では、従来のモジュロ演算による送信信号のオフセットとは異なり、最適摂動ベクトル探索により得られた摂動ベクトルによるオフセットを行

うことで従来法に対して更なる伝送特性の改善を図る技術である。摂動ベクトルの探索アルゴリズムとして、深さ優先分岐限定法に基づく効率的な最適摂動ベクトル探索アルゴリズムを提案した。

(3) 計算機シミュレーションにより上記アルゴリズムを用いた伝送特性評価を行った。PVS MMSE-THPは従来のLP方式及びTHPベースのNLP方式よりも優れた伝送特性が得られることを定量的に明らかにした。また、PVS MMSE-THPは従来のNLP方式と比較して、送信アンテナ数に応じて送信電力の削減効果を高められることを明らかにした。送信アンテナ数が4、変調方式としてQPSKを用いた場合の性能評価では、提案方式であるPVS MMSE-THPとSE-VPがほぼ同じ伝送特性となることを明らかにした。

(4) 計算量の評価においては、摂動項候補の探索数の評価及び送信側アルゴリズム全体の計算時間の評価を行い、PVS MMSE-THPがSE-VPよりもはるかに低い計算量を達成しつつ、伝送性能の最適性を維持できることを明らかにした。

第5章 ネットワーク連携ビームフォーミング制御技術による干渉抑圧

5.1 まえがき

セルラ移動通信システムにおいてセル間干渉を抑圧する方法として、基地局側で指向性アンテナを用いるビームフォーミング制御が有効である。アダプティブアレーアンテナ技術を用いたビームフォーミングによるセル間干渉抑圧技術として、“プリコーディング”を用いた垂直面内ビームフォーミング制御が提案されている[5.1]。プリコーディングは、デジタル制御により各アンテナポートに対して異なるアンテナウェイト（振幅及び位相）を与えることでビームを制御する技術である。デジタル制御により異なる周波数及び時間軸上の無線リソースに対して個別にビームフォーミング制御を行うため、端末毎に適宜異なるビームを形成することが可能である。

また、垂直及び水平方向にそれぞれ複数のアンテナ素子を配置した平面アレイアンテナを用い、それぞれに対して2次元的なプリコーディング制御を行うことで垂直面内及び水平面内で同時にビームフォーミング制御を行うFD-MIMO（Full-Dimension MIMO）が提案されている[5.2]。更に、第5世代移動通信（5G）システムではこれらのアンテナ素子を増やすことで更にアンテナ利得を向上させることが可能なMassive MIMOが採用されている[5.3, 5.4]。

プリコーディング制御を基地局毎に独立に行うことで端末毎のSNR（Signal-to-Noise power Ratio）を最大化することは可能である。しかし、他セルからの干渉を考慮せずに基地局個別に最適化を行った場合、端末のSNRは最大化できるが、端末位置によっては他セルからの干渉によりSINR（Signal-to-Interference-plus-Noise power Ratio）が劣化する場合がある。この課題を解決する方法として、各端末のSINRを最適化するように複数基地局間で連携してビームフォーミング制御を行う複数基地局間連携ビームフォーミング制御が検討されている[5.5-5.8]。複数基地局間連携ビームフォーミング制御では、端末毎のビームを適宜設定することでセル境界の通信品質の改善のみならずセル全体の通信品質の改善を同時に図ることができる。

ところで、基地局のビーム制御方法として一般に二つの方式が用いられている。一つは決められたビームパターン等に依らず状況に応じて基地局が端末に

対して逐次ビームを生成し、制御する非コードブック型ビームフォーミングであり、もう一つは予め複数のビーム方向を定義しておき、その中から基地局が端末の状況に応じてビームを選択するコードブック型ビームフォーミングである[5.9]. 非コードブック型ビームフォーミングはアンテナ素子毎のチャンネル情報(振幅及び位相)を必要とするため、それらの情報を端末からのフィードバックにより取得する場合にはその情報量が膨大となる. また、アンテナ素子毎のチャンネル情報から最適なビームを決定するには多くの信号処理が必要となり、制御は複雑となる. 一方、コードブック型ビームフォーミングは複数のビームパターンを予め設定し、それらをインデックスで識別することから、連続的な制御を行う非コードブック型ビームフォーミングよりもフィードバック情報量が非常に少なく、またビームの決定も異なるインデックスのビームの比較により決定されることから簡易に実現できることが特徴である.

複数基地局間連携ビームフォーミング制御では、複数の基地局が連携して各基地局のビーム方向を最適化することから、連携制御する基地局数が多ければその制御量は膨大となることから、フィードバック情報量が少ないコードブック型ビームフォーミングが適している. 本章ではフィードバック情報量が少なく、ビーム方向の決定が簡易なコードブック型ビームフォーミングを対象として検討を行う.

コードブック型ビームフォーミングでは、一般にコードブックで定義されるビーム数が多い程きめ細かなビーム制御を行えることから大きな通信品質の改善効果が期待できるが、各基地局の端末毎に最適なビームパターンを選択する必要があり、コードブックで定義されるビーム数が多い程多くの計算処理量を要する. したがって、通信品質を大きく低下させずにビーム数を可能な限り削減することが求められる. 例えば、5Gシステムでは平面アレイアンテナを前提とし、垂直及び水平面の素子数に応じて拡張可能なDFT (Discrete Fourier Transform) コードブックが用いられている[5.10, 5.11]. DFTコードブックが単一のアンテナパネルのみを想定しているのに対し、複数のアンテナパネルを想定してパネル間の物理的な分離を考慮したコードブック設計法等も提案されている[5.12]. しかし、何れの方式においてもこれらの設計法により生成される複数のビームはビーム毎のビーム幅が同一で指向方向が垂直面又は水平面に等間隔に並ぶ設計法であった.

しかし、一般に基地局から見た端末位置の角度分布は水平面では一様であるが、垂直面は一様とはならない. 例えば、端末の垂直面内指向方向は基地局アンテナ高 (h_b) と端末位置 (距離 d) より $\tan^{-1}(h_b/d)$ となり、距離 d に応じて線形にならない. したがって、垂直面内に関しては水平面内とは異なりビームを同一のビーム幅で、等間隔に割り当てる従来法は効率的な設計ではない.

本章では、垂直面内指向方向の非線形性に着目し、通信品質を大きく低下させずに基地局アンテナの垂直面内指向性のビーム幅を任意の幅で、指向方向を不等間隔に割り当てて、コードブックのビーム数を極力削減できるコードブック設計法を提案する。具体的には、複数基地局間連携ビームフォーミングを対象として、垂直面内指向方向（チルト角）に応じて各ビームをグループ分けし、浅いチルト角のビームグループにはきめ細かいビーム制御を行うためにビーム幅の狭いビームを密な角度間隔で割り当て、深いチルト角のビームグループにはきめ細かなビーム制御が不要なためにビーム幅の広いビームを疎な角度間隔で割り当てるコードブック型垂直面内ビーム割り当て設計法を提案する[5.13]。このように提案法は同一ビーム幅で等間隔に割り当てる従来法に比べて、割り当てるコードブックのビーム数を大幅に削減できることから、複数基地局間連携ビームフォーミングを適用した場合の信号処理量を大幅に削減できる。

5.2 コードブックを用いたネットワーク連携ビームフォーミングによる干渉抑圧技術

5.2.1 システムモデル

本章で想定する複数基地局間連携ビームフォーミング制御の概念図を図5.1に示す。各セル内で同一周波数（例えば、OFDMA（Orthogonal Frequency Division Multiple Access）の同一周波数ブロック）を割り当てられる端末を1台とする。本章では、複数基地局が基地局間連携ネットワークで相互に接続されている構成を前提とする。

また、各基地局のビーム制御方法として、予め複数のビームパターン（もしくはアンテナウェイト）を定義し、その中から端末毎にビームを選択して用いるコードブック型のビームフォーミングを適用するものとする。各基地局に在圏する端末は自基地局及び連携対象の基地局（以下、連携基地局）の下り信号からビーム毎の受信電力を測定し、自基地局にフィードバックする。5Gシステムでは複数基地局からのビーム毎の参照信号受信電力（RSRP: Reference Signal Received Power）を端末側で測定し、自基地局にフィードバックするGroup-based beam reporting [5.9-5.10]が採用されており、このような方法を想定している。

各基地局からフィードバックされた受信電力に基づき、基地局連携ビーム制御により各基地局に適用すべきビームを決定し、そのビームで送受信を行う。

今、連携基地局数を N_{BS} とし、連携基地局を連番で $B = \{j | 1 \leq j \leq N_{BS}\}$ とする。

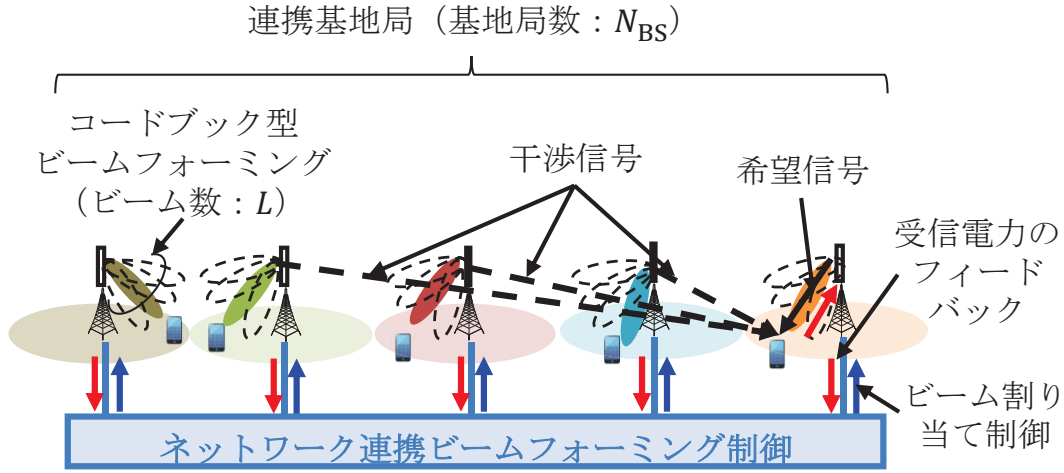


図 5.1 ネットワーク連携ビームフォーミング制御技術のシステムモデル

また，本章では無線アクセス方式としてOFDMAを想定する．OFDMAでは同一基地局に在圏する端末間のデータ信号は周波数もしくは時間軸上で互いに完全に直交する（ただし，マルチユーザMIMO伝送は仮定しない）．本章では，同一周波数（OFDMAの同一周波数ブロック）を利用するセル間干渉に着目するため，各基地局に在圏する端末を1台として検討し，端末数を $N_{MS} = N_{BS}$ とする．

また，連携基地局に在圏する端末のインデックスを連番で $M = \{i | 1 \leq i \leq N_{MS}\}$ と定義する．各基地局で利用可能なビーム数を L とし，基地局 $\#j$ において利用可能なビームインデックスを $K_j = \{l_j | 1 \leq l_j \leq L\}$ と定義する．したがって，全基地局で選択可能なビームの組み合わせ数は $L^{N_{BS}}$ となる．また，ビームの全ての組み合わせを連番で $S = \{k | 1 \leq k \leq L^{N_{BS}}\}$ と定義する．

ここで，連番の k 番目のビームの組み合わせを選択した場合の基地局 $\#j$ から基地局 $\#i$ 内の端末 $\#i$ の受信電力を $p_{i,j}^{(k)}$ とすると，端末 $\#i$ の受信SINR $\gamma_i^{(k)}$ は次式のように表せる．

$$\gamma_i^{(k)} = \frac{p_{i,i}^{(k)}}{\sum_{\substack{j \in B \\ j \neq i}} p_{i,j}^{(k)} + n_i} \quad (5.1)$$

ただし， n_i は端末 $\#i$ における雑音電力を表す．また，その時の端末 $\#i$ のシャノン容量（通信容量） $C_i^{(k)}$ [bps/Hz]は次式のように表せる．

$$C_i^{(k)} = \log_2(1 + \gamma_i^{(k)}) \quad (5.2)$$

ビームの組み合わせにより各端末の通信容量は大きく異なる。組み合わせ最適化後の k を k_{Final} とすると、その最適化問題は次式のように一般化できる。

$$k_{\text{Final}} = \arg \max_{k \in S} H(C_1^{(k)}, C_2^{(k)}, \dots, C_{N_{\text{BS}}}^{(k)}) \quad (5.3)$$

ただし、 $H(\cdot)$ は最大化を行うための評価関数である。

5.2.2 組み合わせ最適化のための評価関数

ビームの組み合わせ最適化を行うための評価関数として様々な方式が提案されている[5.15-5.17]。ここでは、以下4つの評価関数について説明する。

(a) 合計値最大化法 (Maxsum)

合計通信容量の最大化を図る方法であり、次式で与えられる。

$$k_{\text{Final}} = \arg \max_{k \in S} \sum_{i \in M} C_i^{(k)} \quad (5.4)$$

(b) 最小値最大化法 (Maxmin)

連携対象端末のうち最小の通信容量 $C_{\min}^{(k)}$ を最大化する方法であり、次式で与えられる。

$$C_{\min}^{(k)} \in \min_{i \in M} C_i^{(k)} \quad (5.5)$$

$$k_{\text{Final}} = \arg \max_{k \in S} C_{\min}^{(k)} \quad (5.6)$$

(c) 拡張最小値最大化法 (eMaxmin: enhanced Maxmin) [5.16]

最小値最大化法において最大化される最低通信容量に対して、若干の低下を許容して、合計通信容量を最大化するアルゴリズムである。

まず、連携対象端末のうち最小の通信容量 $C_{\min}^{(k)}$ のうち最大となる通信容量

$C_{\max\min}$ を次式の通り選択する.

$$C_{\max\min} = \max_{k \in S} C_{\min}^{(k)} \quad (5.7)$$

次に, $C_{\max\min}$ に対して若干の低下を許容するために, ε だけ低い通信容量 $C'_{\max\min}$ を設定する. また, $C'_{\max\min}$ よりも最低通信容量が高くなるビームの組み合わせを S' として次式の通り再定義する.

$$C'_{\max\min} = C_{\max\min} - \varepsilon \quad (5.8)$$

$$S' = \{k \mid C'_{\max\min} \leq C_{\min}^{(k)}\} \quad (5.9)$$

最後に, 組み合わせ S' の中から端末の合計通信容量が最大となるビームの組み合わせを最適なビームの組み合わせ k_{Final} として次式の通り求める.

$$k_{\text{Final}} = \arg \max_{k \in S'} \sum_{i \in M} C_i^{(k)} \quad (5.10)$$

ここで, ε を 0bps とすると, 最小値最大化法に基づく制御アルゴリズムとなる. 一方, ε を ∞ [bps] とすると合計値最大化法に基づく制御アルゴリズムとなる. 本章では文献[5.16]を参考に一例として $\varepsilon = 0.05$ bps と設定する.

(d) 比例公平化法 (PF: Proportional Fairness)

合計通信容量の最大化と端末間の公平性の両方を考慮した方法であり, 次式で与えられる.

$$k_{\text{Final}} = \arg \max_{k \in S} \left\{ \left(\prod_{i \in M} C_i^{(k)} \right)^{\frac{1}{N_{\text{MS}}}} \right\} \Leftrightarrow \arg \max_{k \in S} \left\{ \frac{1}{N_{\text{MS}}} \sum_{i \in M} \log C_i^{(k)} \right\} \quad (5.11)$$

5.2.3 各評価関数の適用による通信品質評価

前節で述べた各評価関数を複数基地局間連携ビームフォーミング制御に適用した場合の通信品質の特性比較を行う. 評価モデルを以下に示す.

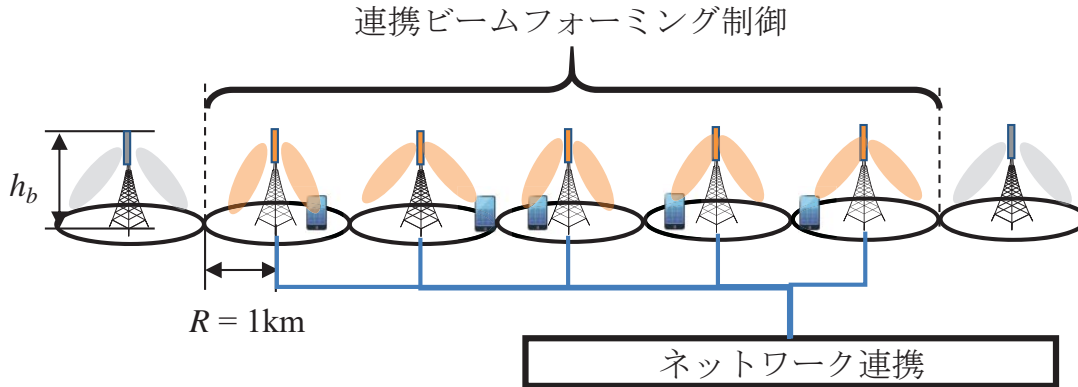


図 5.2 セル配置モデル

(a) セル配置モデル

本章では，次隣接基地局を含む複数基地局における垂直面内アンテナ指向性制御の通信品質を評価するため図5.2に示す一次元のセル配置モデルで評価を行う．連携基地局数を $N_{BS} = N_{MS} = 5$ とし，その左右それぞれに1基地局を設置した1次元7セルモデルで評価を行う．左右の1基地局は連携対象外でありセル境界に対して固定的なビームを設定する．また，基地局高を $h_b = 50$ m，セル半径を $R = 1$ kmとし，各基地局のサービスエリア内にそれぞれ1端末をランダムに配置する．

(b) アンテナパターンモデル

本章では，サイドローブレベルを簡易に設定可能なチェビシェフ分布[5.18]に従う振幅分布 v をアンテナ素子に与えるアレイアンテナを仮定する．一例として，各素子を無指向とし，アンテナ素子数を $N_e = 40$ 及び10素子，素子間隔を 0.65λ ，サイドローブレベルを最大利得からの相対利得として $S_L = -25$ dBとした場合のリニアアレイアンテナの指向性パターンを図5.3「Cheb.」に示す．チェビシェフ分布の振幅を適用したアレイアンテナは図のようにサイドローブの包絡線が一定となる特徴を有する．

また，実際の伝搬路では端末周辺の建物等で電波が散乱・回折しヌル点が埋まることから，評価モデルではサイドローブを一定値に近似する文献[5.19]のアンテナ指向性パターンを用いる．

本章では垂直面内指向方向を θ [deg.]として，次式に示すアンテナパターン $G(\theta)$ を用いる．

$$G(\theta) = \begin{cases} D \cdot \cos^m(\theta/2), & \text{if } |\theta| \leq \theta_{SL} \\ D \cdot 10^{S_L/10}, & \text{if } |\theta| > \theta_{SL} \end{cases} \quad (5.12)$$

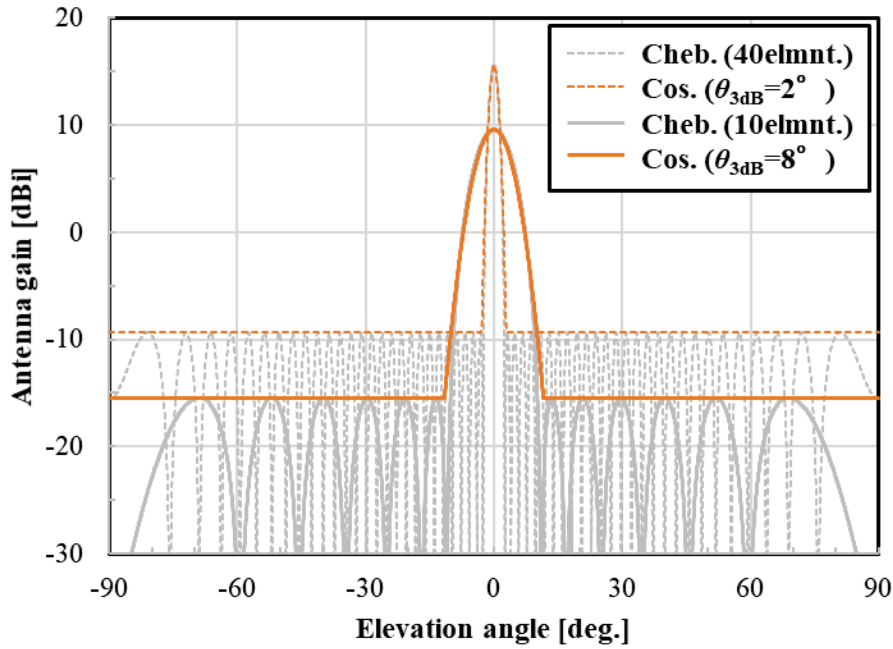


図 5.3 アンテナ指向性パターンの例

半値幅を θ_{3dB} とすると， m ， θ_{SL} は次式となる．

$$m = -3 / (10 \log_{10}(\cos(\theta_{3dB}/4))) \quad (5.13)$$

$$\theta_{SL} = 2 \cos^{-1}(10^{SL/(10m)}) \quad (5.14)$$

また， D は振幅分布や素子数等で決まる最大利得を表す．一例として半値幅を $\theta_{3dB} = 2^\circ, 8^\circ$ とし，それぞれ $D = (\sum_{n=1}^{N_e} v_n)^2 \approx 15.63, 9.05$ とした場合のアンテナパターンの例を図5.3「Cos.」に併せて示す．

同図より， $\theta_{3dB} = 2^\circ, 8^\circ$ とした場合のアンテナパターンは，それぞれ $N_e = 40$ 及び10素子とした場合のアレイアンテナのアンテナパターンと良く近似していることが分かる．

(c) コードブックパターン

ここでは，5Gシステムで用いられるコードブック設計法であるDFTコードブック[5.9-5.12]を想定したコードブックを設定する．DFTコードブックで用いられるアンテナウェイトは，各アンテナ素子に対してビームのインデックス番号 l に比例した位相変位を与える．したがって，各ビームのビーム幅及び角度間隔は一定となる．本章では，本方式を以下均一・等間隔ビーム割り当て法と呼ぶ．

均一・等間隔ビーム割り当て法によるビーム割り当てとして、本章ではセル端に指向が向くビームを最初の割り当てとし、セルの内側に指向が向くビームを同一ビーム幅かつ等間隔の角度で順に割り当てていくものとする。ビーム# l のビーム幅を $\theta_{\text{tilt},l}$ 、地上側を正とする垂直面内指向方向を $\theta_{\text{tilt},l}$ すると、それぞれ次式の通りである。

$$\begin{cases} \theta_{3\text{dB},l} = \theta_{3\text{dB},\text{def}} \\ \theta_{\text{tilt},l} = \theta_{\text{cedge}} + (l-1)\theta_{3\text{dB},\text{def}} \end{cases} \quad (5.15)$$

ただし、 l は $1 \leq l \leq L$ 、 $\theta_{3\text{dB},\text{def}}$ はアンテナ素子数で一意に定まる最小の半値幅であり、ここでは $\theta_{3\text{dB},\text{def}} = 8^\circ$ とする。また、 θ_{cedge} は基地局アンテナから見たセル境界への俯角であり、次式となる。

$$\theta_{\text{cedge}} = \tan^{-1}(h_b/R) \quad (5.16)$$

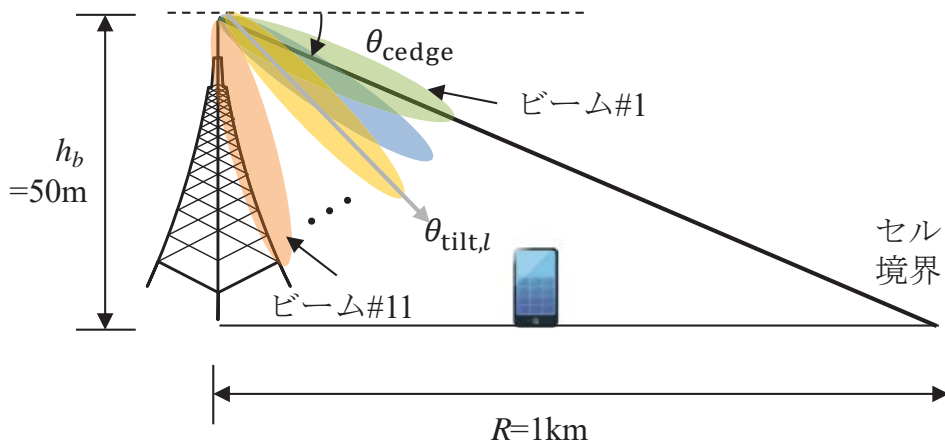
なお、基地局高を $h_b = 50\text{m}$ 、セル半径を $R = 1\text{km}$ とすると、 $\theta_{\text{cedge}} \approx 2.86^\circ$ である。本節で用いる均一・等間隔ビーム割り当て法による基地局からのビーム割り当て例、アンテナ指向性パターン（角度特性）をそれぞれ図5.4(a), (b)に示す。本節では、 $\theta_{\text{cedge}} \leq \theta \leq 90^\circ$ のエリアをカバーするものとしてビーム数を $L = 11$ とする。

(d) 電波伝搬モデル

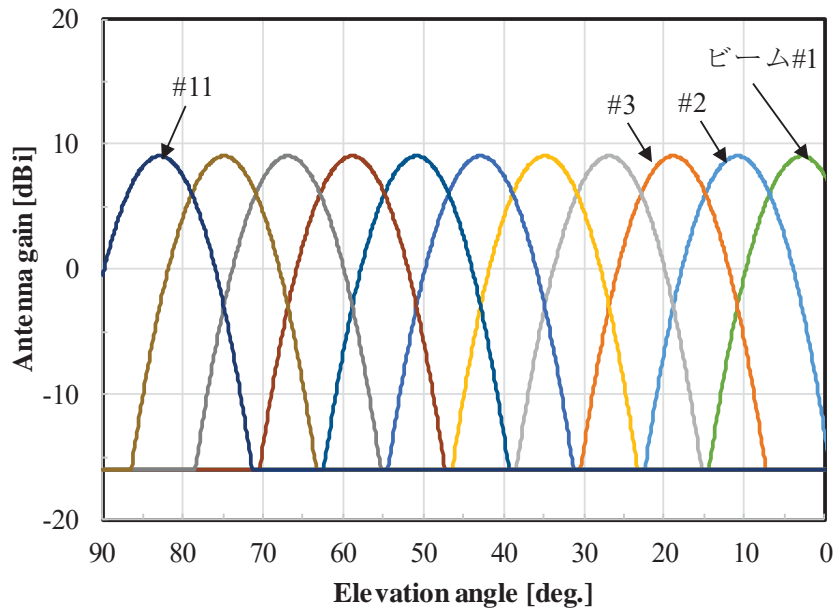
伝搬モデルは基地局-端末間距離で変動する長区間変動と場所的変動である短区間変動（シャドウイング）が重畳した変動と仮定する。基地局# j から端末# i までの信号の受信電力 $p_{i,j}$ は次式で与えられるものとする。

$$p_{i,j} = Pt \cdot G_l(\theta_{i,j}) \cdot d_{i,j}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{i,j}/10} \quad (5.17)$$

ここで、 Pt は基地局の送信電力である。また、 $G_l(\theta)$ はビーム# l を選択した場合の θ 方向のアンテナ利得であり、 $\theta_{i,j}$ は基地局# j から見た端末# i の地上側を正とする俯角である。また、 $d_{i,j}^{-\alpha}$ は基地局# j から端末# i までの距離 $d_{i,j}$ に基づく損失であり、ここでは都市部を考慮して伝搬定数を $\alpha = 3.5$ とする。 $10^{-\eta_{i,j}/10}$ は周辺建物により減衰するシャドウイング損失であり、 $\eta_{i,j}$ は平均0dB、標準偏差 σ [dB]の対数正規変動とする。本論では市街地を想定し、 $\sigma = 4\text{dB}$ とする。また、 Pt は半値幅 $\theta_{3\text{dB}} = 8^\circ$ のビームをセル境界 ($R = 1\text{km}$) に向けた場合のセル境界のSNRが



(a) コードブックによるビーム割り当て



(b) アンテナ指向性パターン

図 5.4 コードブックによるアンテナ指向性パターン

20dBとなるように規格化する。

5.2.2節で述べたビーム選択法(a)~(d)を適用した場合の各端末のSINRのCDF特性結果を図5.5に示す。なお、参考として基地局間連携を用いずに各基地局で在圏端末の受信電力が最大となるように独立にビーム制御を行う場合(“基地局間連携制御なし”)の特性も併せて示している。図より、Maxsumでは連携対象端末の合計スループットを最大化しているため、50%値では全ての方式の中で最も高い特性を示している。しかし、一部の端末(約6%の端末)は0dB以下の非常に

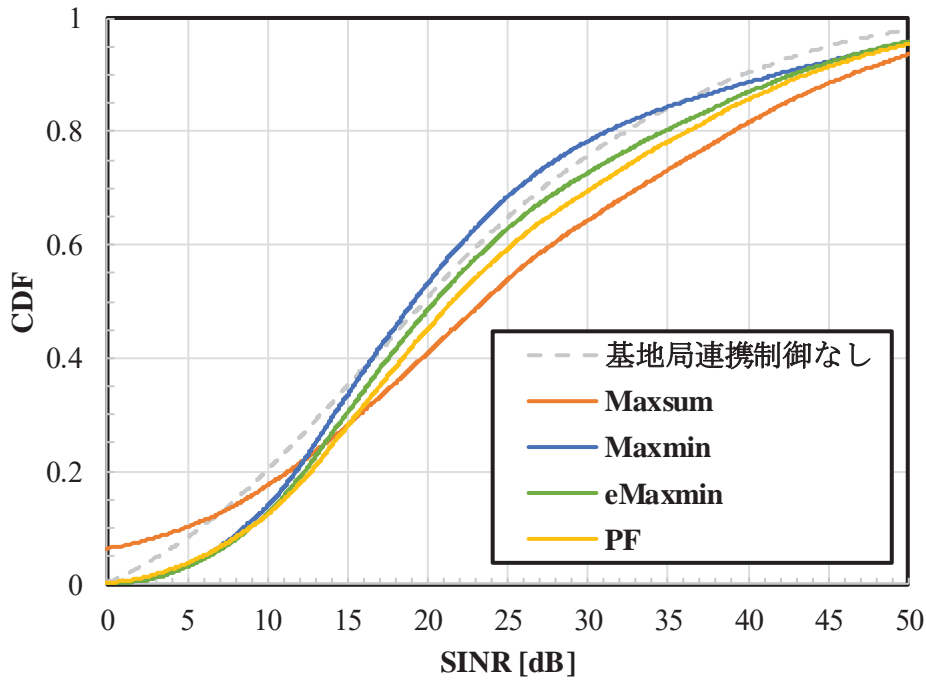


図 5.5 SINR 特性評価結果

低いSINRを示している。一方, MaxminではSINRが低い領域(例えば $\text{SINR} \leq 5 \text{ dB}$)では最も高い特性となっている。しかし, 最低値の最大化により50%値が劣化しており, 基地局間連携制御を行わない場合よりも低い値を示している。

一方, eMaxmin及びPFは50%値を大きく劣化させることなくSINRの低い領域(例えば5%値)を大幅に改善できていることが分かる。PFについて基地局間連携制御を行わない場合と比較すると, 5%値において約4dB, 50%値においても約3dBの特性改善が得られている。

以降では, 上記で評価した(a)~(d)の評価関数のうち, CDFの50%値及び5%値の何れの特性も良好であるPFを用いて評価を行う。

ところで, 一般にビーム幅 $\theta_{3\text{dB,def}}$ を狭くしてビーム数 L を増やすことで精度の高いビーム制御が可能となるため, 通信品質特性は改善できる。しかし, 各端末からフィードバックされる受信電力データの個数は LN_{BS} 個となり, ビーム数 L が増大するとフィードバック情報量が増大する。また, 上記(a)~(d)の最適ビームを決定するには, いずれも端末毎に $L^{N_{\text{BS}}}$ 個の組み合わせのスループット計算が必要であり, ビーム数 L が増えると最適ビーム選択に必要な信号処理量が指数関数的に増大することが課題である。そこで, 信号処理量を削減するために少ないビーム数で極力高い通信容量を実現するコードブック設計法が不可欠である。

5.3 ネットワーク連携ビームフォーミング制御におけるコードブック設計法の提案

端末の垂直面内指向方向は，基地局-端末間の距離を d とすると $\tan^{-1}(h_b/d)$ となり， d に応じて線形にならない．そのため，ビーム幅を全て等しく狭くすると，各ビームのカバーエリア（受信電力が最も高くなる範囲）は基地局近傍になる程極端に狭くなり，また受信電力も高くなるため，幾つかのビームを間引いても通信品質に影響を及ぼさないことが推定される．また，間引くビームの数が多ければビーム数を削減できる．そこで，従来の均一・等間隔のビーム割り当てに代わり，不均一・不等間隔のビーム割り当てを行う新たなコードブック設計法を提案する．

具体的には，深い角度のチルト角を与える基地局近傍エリアに指向性が向くビームは広ビームを疎な角度間隔で割り当て，浅い角度のチルト角を与える基地局から離れたエリアに指向性が向くビームは狭ビームを密に割り当てる．これにより必要となるビーム数を大幅に削減できる．

一方，セル間干渉を更に抑圧するために，セル境界方向のビームのチルト角を少し深め（角度オフセット）に設定することでセル境界近傍の通信品質を改善することが期待される[5.15]．本章では角度オフセットの最適化についても併せて提案する．

5.3.1 各ビームのカバーエリアを考慮した不均一ビーム幅設計法

提案法によるビーム幅設計法の概念図を図5.6に示す．図5.6は，破線が従来法である均一・等間隔ビーム割り当て，実線が提案法のビーム割り当てを示す．提案法ではビームを N_g グループに分割し， n 番目のビームの集合（ビームグループ）を \mathcal{g}_n とする．最も浅い角度のチルト角を与えるビームグループ \mathcal{g}_1 に対しては最も狭いビーム幅 $\theta_{3dB,def}$ を割り当てる．一方，指向方向が深いチルト角を与えるビームグループに対しては広いビーム幅を割り当てる．以上のことを考慮し，ビーム l の半値幅 $\theta_{3dB,l}$ 及びチルト角 $\theta_{tilt,l}$ を次式のように与える．

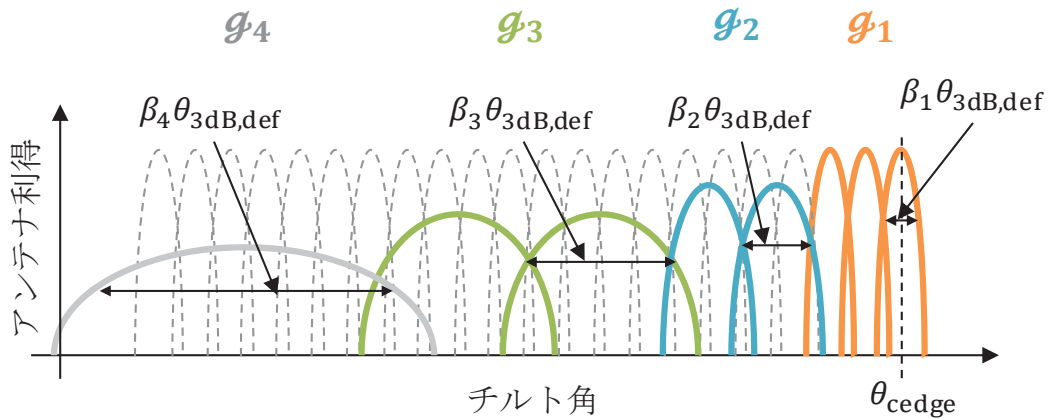


図 5.6 不均一ビーム幅設計法

$$\begin{cases} \theta_{3\text{dB},l} = \beta_n \theta_{3\text{dB},\text{def}}, & l \in \mathcal{G}_n \\ \theta_{\text{tilt},l} = \begin{cases} \theta_{\text{cedge}}, & \text{if } l = 1 \\ \theta_{\text{tilt},l-1} + \theta_{3\text{dB},l}, & \text{if } l > 1 \end{cases} \end{cases} \quad (5.18)$$

ただし、 $\beta_n \in \mathbb{N}$ は使用するアンテナ素子数によって変わる係数であり、 $\beta_1 = 1$, $\beta_n > \beta_{n-1}$ とする。尚、具体的な半値幅 $\theta_{3\text{dB},l}$ のアンテナビームの生成に関して以下に説明する。最も簡易な方法としては、異なるビーム幅に対応するアンテナを複数用意し、適宜選択して用いる方法が考えられるが、アンテナの設置スペースの観点から適切ではない。一方、一つのアレーアンテナを用いて異なるビーム幅のビームを生成することが可能であり、一般的である。ビーム幅はアンテナの素子数に反比例する[5.20]。したがって、最大 N_e 素子を持つリニアアレーアンテナに対し、連続する半分の素子 ($N_e/2$ 素子) だけを利用すればビームの半値幅は2倍となり、更に半分の素子 ($N_e/4$ 素子) を利用すればビーム半値幅は4倍になる。具体的なアンテナ制御としては、残りの $N_e/2$ 素子、 $3N_e/4$ 素子の送信ウェイトを0とすることで実現できる。例えば、 $N_e = 40$ 素子の半値幅が $\theta_{3\text{dB},\text{def}} = 2^\circ$ の場合、40素子のうち連続する20素子を利用すると半値幅は2倍の 4° となり、10素子を使用すると半値幅は4倍の 8° となる。なお、半値幅を4倍に設定することでアンテナ利得が6dB下がるが、チルト角が深いため伝搬距離が短くなり、受信電力は十分高くなるため、利得の劣化による特性の影響は少ない。例えば、基地局高を50m、セル半径を1kmとする場合、セル端に対するチルト角 45° の地点 ($50\sqrt{2}$) での受信レベルは、自由空間伝搬損を仮定すると $20 \log_{10}(1000/50\sqrt{2}) = 23\text{dB}$ となり、アンテナ利得の劣化分よりも十分大きい。

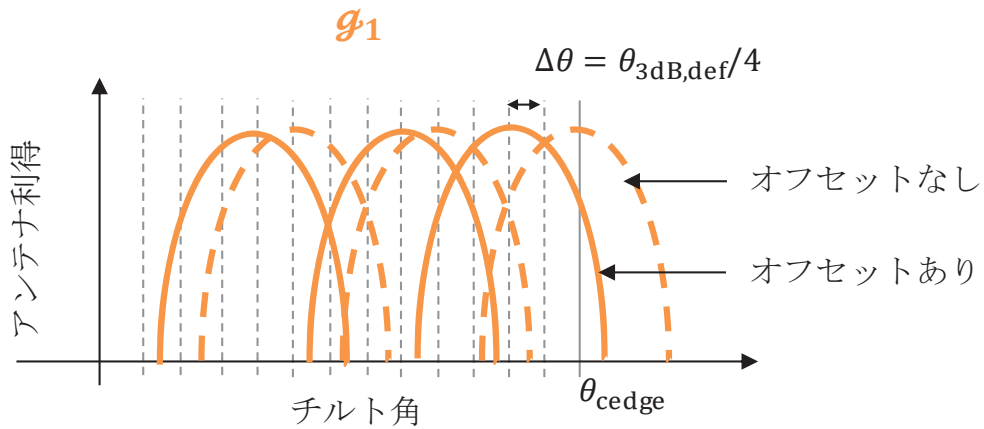


図 5.7 不等間隔チルト角設計法

5.3.2 セル間干渉を考慮した不等間隔チルト角設計法

セル境界方向のビームに対して、そのチルト角に少し深めチルト角（以下、角度オフセット）を設定することで一層のセル間干渉を低減し、セル境界エリアの通信品質の向上が期待できる。しかし、角度オフセットを大きく与えると干渉電力を低減できる反面、自セルの受信電力も低くなることから、各ビームのチルト角に対して一律の角度オフセットを与えることは適切ではない。そこで、本章では各ビームに対して異なる角度オフセットを与える不等間隔オフセットを提案する。本章で提案するチルト角設計の概念図を図5.7に示す。ここでは角度オフセットの最小単位 $\Delta\theta$ として $\Delta\theta = \theta_{3\text{dB,def}}/4$ と定義し、各ビームに対して任意の角度オフセットを与える。前節の式(5.18)にビーム毎の不等間隔オフセットを加えた場合のビーム# l のチルト角 $\tilde{\theta}_{\text{tilt},l}$ を次式のように与える。

$$\tilde{\theta}_{\text{tilt},l} = \theta_{\text{tilt},l} + n_l \Delta\theta \quad (5.19)$$

ただし、 $n_l \in \mathbb{N}$ はビーム# l のオフセット係数である。このようにビーム幅 $\theta_{3\text{dB,def}}$ の 1/4 程度の若干の角度オフセットを加えることによりセル内の受信電力を大きく劣化させずに隣接セルへの与干渉を低減できるため、セル境界における通信品質の改善が期待できる。

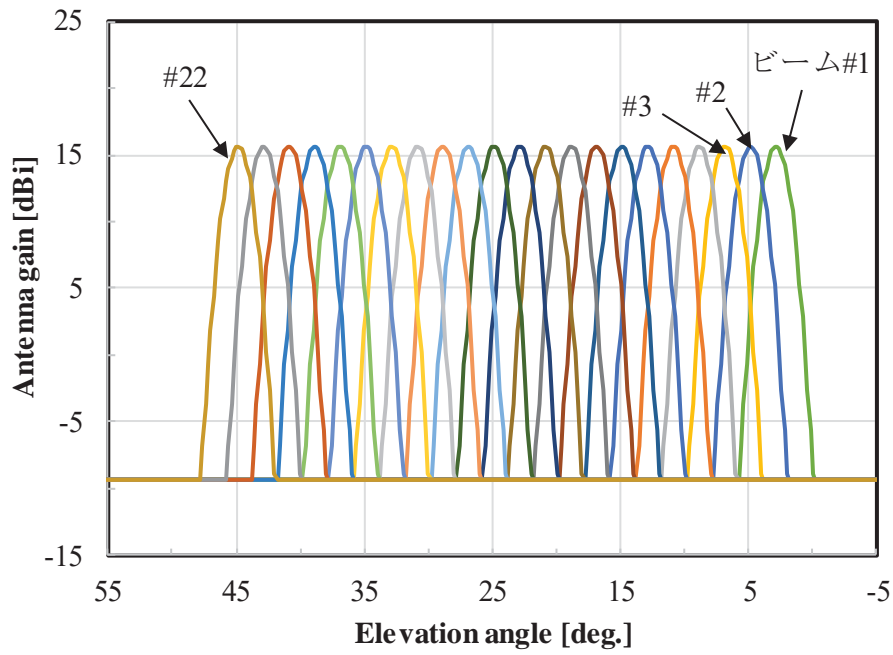
5.3.3 提案法によるアンテナ指向性パターン

5.2.3節で示した従来法である均一・等間隔ビーム割り当てによるアンテナ指向性パターンの例を図5.8に、提案法である不均一・不等間隔ビーム割り当てによるアンテナ指向性パターンの例を図5.9に示す。図の例では、 $\theta_{3\text{dB,def}} = 2^\circ$ とし、 $\theta_{\text{cedge}} \leq \theta \leq 45^\circ$ のエリアをカバーする場合を示している。提案法では、ビームグループを $N_g = 4$ 、各グループのビーム幅の係数を $\beta_2 = 2$ 、 $\beta_3 = 4$ 、 $\beta_4 = 8$ （それぞれ20素子、10素子、5素子のみ使用する場合に相当）とした。また、角度オフセットはそれぞれ $n_1 = 2, n_l = 1 (l \geq 2)$ とした。図5.8、図5.9はそれぞれ(a)にアンテナ指向性パターン（角度特性）、(b)に受信特性（距離特性）をそれぞれ示す。距離特性では、距離の3.5乗に比例する伝搬損失を与えており、ビーム# l を用いた場合のセル境界（ $R = 1 \text{ km}$ ）における受信電力を0 dBとした場合の相対受信電力を示している。なお、アンテナの開口面は垂直角 θ に対して $\cos(\theta)$ となるため、一般にビームの利得は $\cos^2(\theta)$ となる。したがって、 $\theta = 45^\circ$ の場合の利得は $\cos^2(\theta) \approx -3\text{dB}$ に劣化するが、図5.8(b)に示す通り伝搬利得に対しては僅かな劣化であるため本論では図5.8(a)に示す通り等利得と近似している。

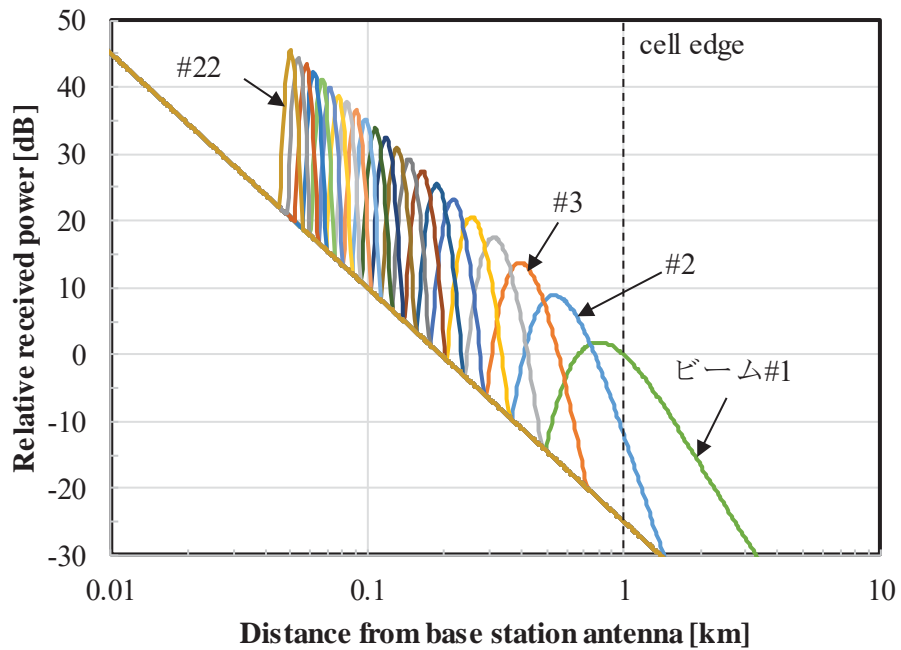
図中、破線が5.3.1節の不均一ビーム幅設定のみ適用した場合、実線が5.3.2節の不等間隔角度オフセットを加えた場合の例である。図5.8(b)と図5.9(b)を比較すると、提案法は $g_2 \sim g_4$ において従来法に対してビーム幅を広げることで広いエリアをカバーできるため必要となるビーム数を大幅に削減できる。また、広ビームを用いることによりサイドローブレベルが下がるため、隣接セルに対する干渉電力を下げる効果も期待できる。一方、実線のチルト角の不等間隔オフセットに着目すると、角度オフセットによりセル境界である $R = 1 \text{ km}$ よりも遠方に対する干渉電力を低減できていることが分かる。

5.4 計算機シミュレーション評価

提案するコードブック設計法による通信品質の特性を評価するため、計算機シミュレーションを行う。評価条件は5.2.3節で示した条件（セル配置モデル、アンテナパターンモデル、電波伝搬モデル）に従うものとする。

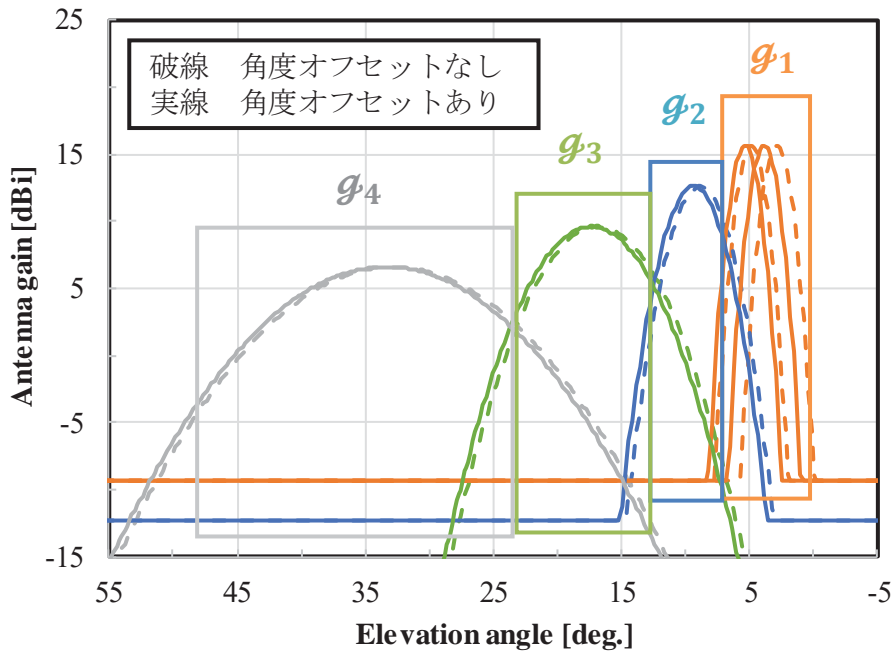


(a) アンテナ指向性パターン

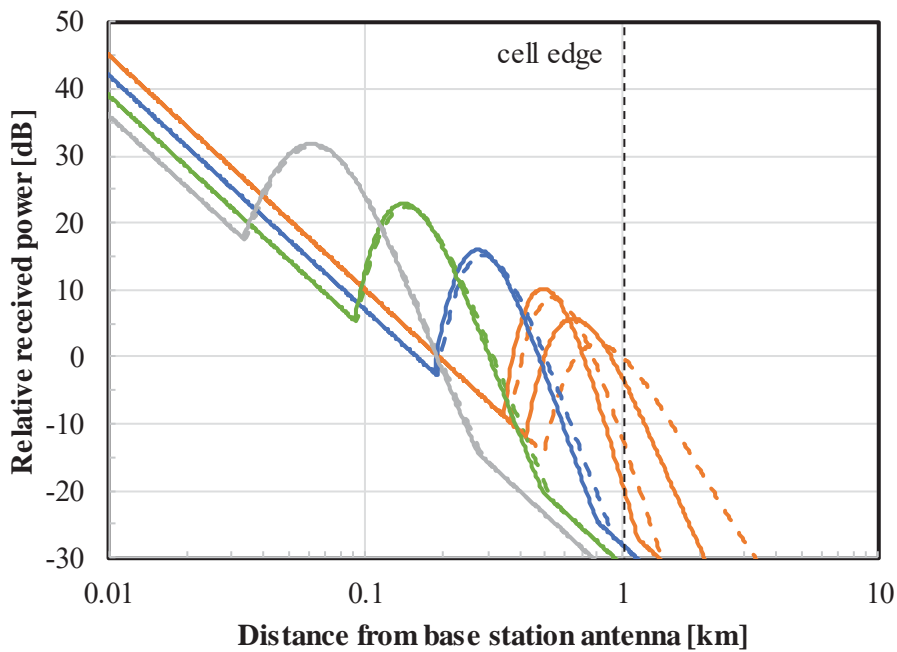


(b) 距離特性 (各ビームの受信レベル特性)

図 5.8 従来の均一・等間隔ビーム割り当てによる
アンテナ指向性パターンの例



(a) アンテナ指向性パターン



(b) 距離特性 (各ビームの受信レベル特性)

図 5.9 提案する不均一・不等間隔ビーム割り当てによるアンテナ指向性パターンの例 ($N_g = 4$ の場合)

5.4.1 評価結果

(a) SINR基本特性

提案するコードブック設計法で生成した図5.9のコードブックパターン（角度オフセットあり・なし）と従来の均一・等間隔ビーム割り当て法（ $L = 22$ ）で生成した図5.8のコードブックパターンを比較する。

ビーム選択法としてPFを適用した場合の各端末のSINRのCDF特性結果を図5.10に示す。図5.10(a)は各基地局カバーエリア内に一様分布する連携対象の5端末のSINR-CDF結果である。図に示す通り、提案法は角度オフセットを適用することでCDFが低い領域（約40%以下）において従来法よりも高いSINRを達成できていることが分かる。10%値で評価すると提案法は従来法に対して約2.07dBの改善が得られている。

一方、SINRが高い領域（約40%以上）では従来法に対して若干の特性劣化が見られる。これはビーム幅を広げたことによる利得の低下によるものである。しかし、現在5Gで用いられている最大の変調多値数である256QAMを達成するための所要SINR（ $10 \log_{10}(2^8 - 1) \approx 24\text{dB}$ ）を十分に達成できているため、通信容量の低下には繋がらない。

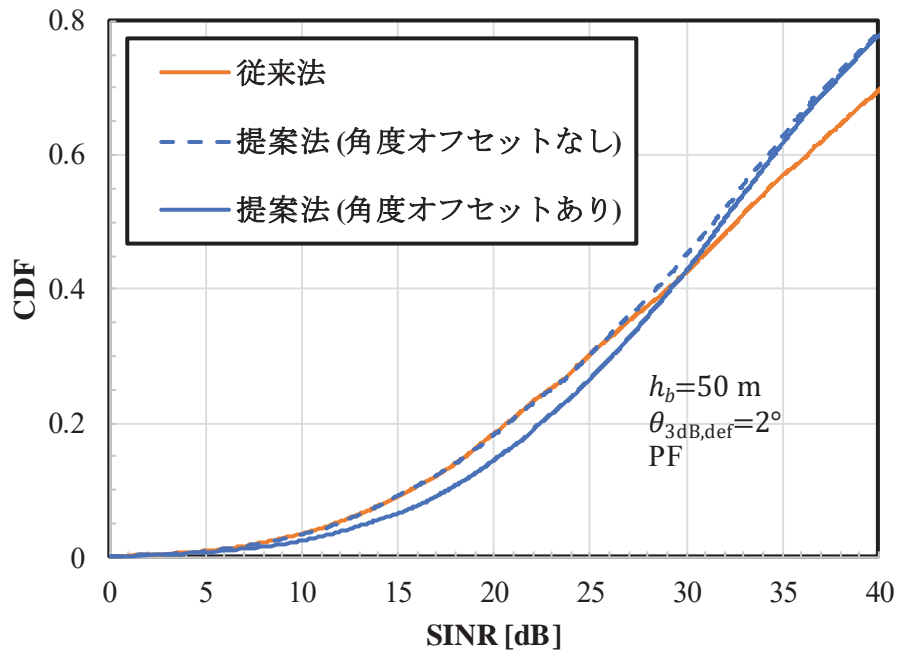
次に、各基地局のカバーエリア内において自基地局からの距離が $0.9\text{km} \leq d \leq 1\text{km}$ となる端末をセル境界端末と定義し、連携対象である5端末のうちセル境界端末のみを対象として評価した結果を図5.10(b)に示す。図より、角度オフセットの適用によりセル間干渉を低減できるため、提案法（角度オフセットあり）は従来法に対してSINRを大幅に改善できている。CDFの50%値で評価すると約3.87dBの改善効果が得られている。

以上より、提案法（ $L = 5$ ビーム）は従来法（ $L = 22$ ビーム）と比較して、大きく通信容量を劣化させずにビーム数を大幅に低減できる。特に、角度オフセットの適用により、提案法はセル境界での通信品質を従来法と比較して改善できる。

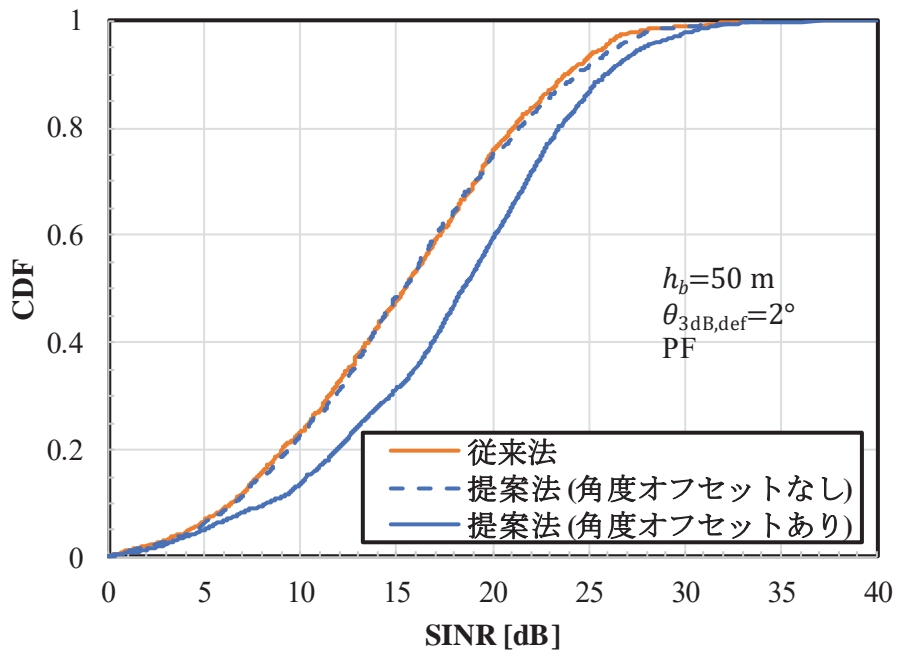
(b) ビーム幅を変えた場合の特性

次に、最小ビーム幅を $\theta_{3\text{dB,def}} = 4^\circ$ （ $N_e = 20$ 素子に相当）とした場合のビームパターン割り当て例、セル全体及びセル境界のSINR特性をそれぞれ図5.11(a)、(b)及び(c)に示す。ここではビームグループ数を $N_g = 3$ 、 $\beta_2 = 2$ 、 $\beta_3 = 4$ とした。

また、角度オフセットは図5.9と同様とした。図5.11(b)より $\theta_{3\text{dB,def}} = 4^\circ$ は図5.10(a)の結果と概ね同じ特性が得られている。一方、図5.11(c)よりセル境界では提案法

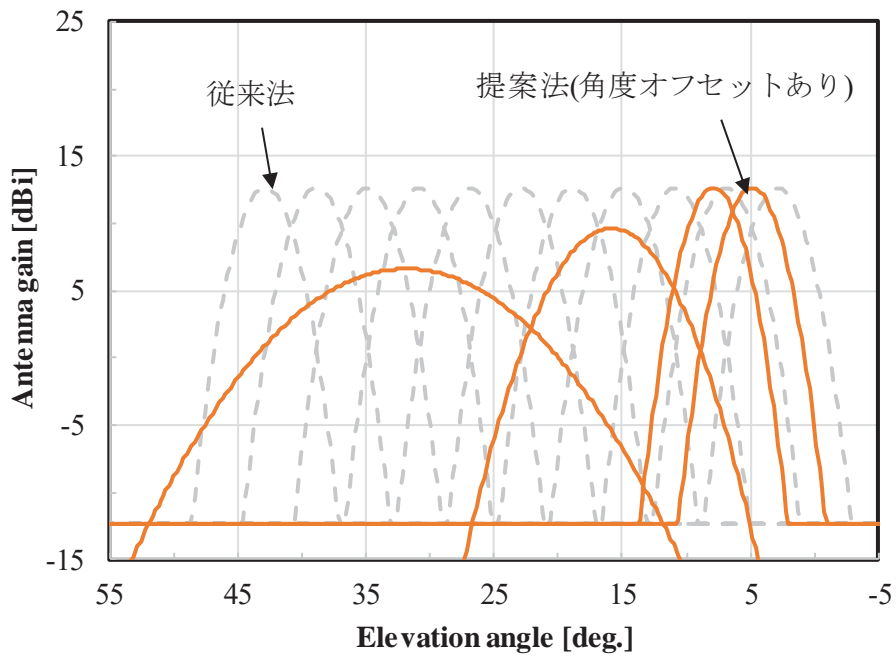


(a) セル全体

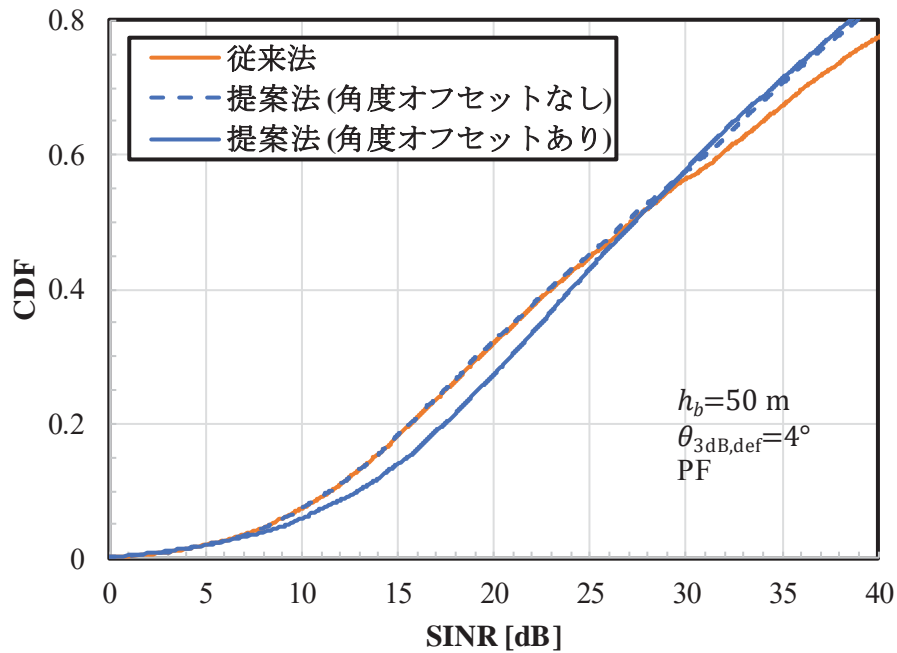


(b) セル境界

図 5.10 提案法及び従来法の SINR 特性比較

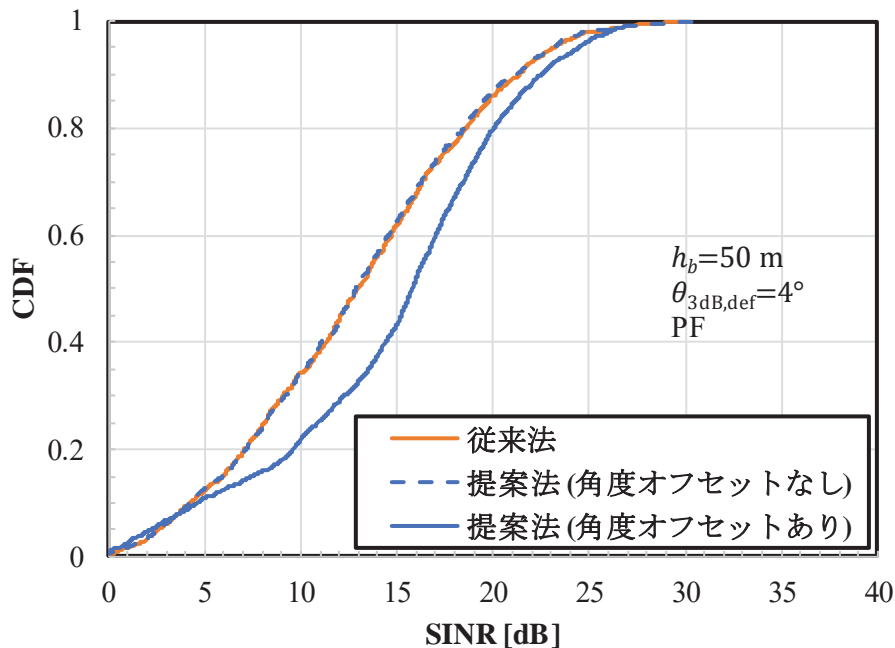


(a) アンテナ指向性パターン



(b) セル全体

図 5.11 ビーム幅を変えた場合の SINR 特性 ($\theta_{3dB,def} = 4^\circ$)



(c) セル境界

図 5.11 ビーム幅を変えた場合の SINR 特性 ($\theta_{3dB,def} = 4^\circ$)

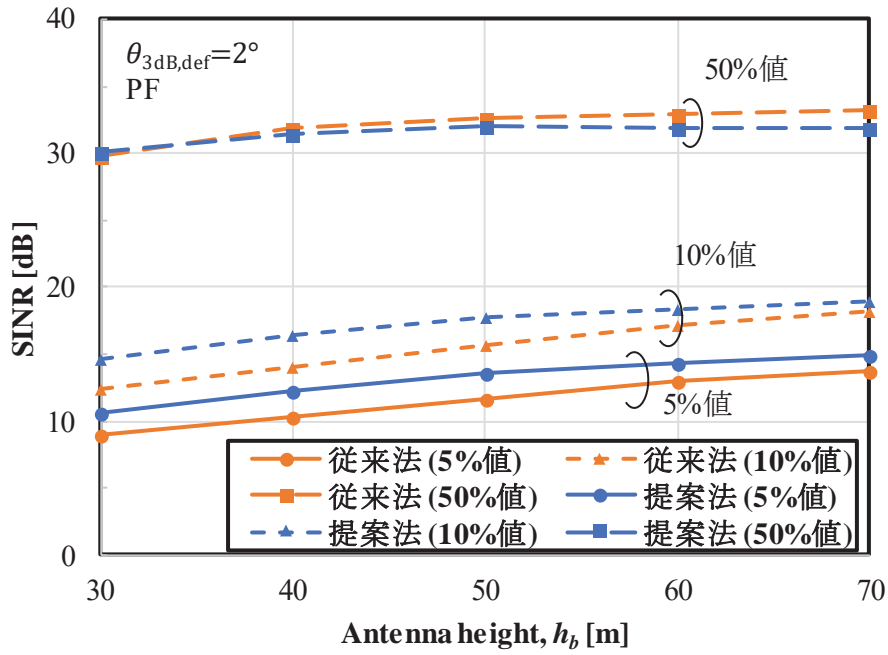
(角度オフセットあり)は50%値で約2.84dBの改善となり、 $\theta_{3dB,def} = 2^\circ$ の場合より若干効果は下がる。これはビーム幅が広いため、オフセットを適用しても隣接セルでビーム幅が狭い $\theta_{3dB,def} = 2^\circ$ と比較して干渉を大きく抑圧できないためと考えられる。

(c) 基地局高を変えた場合の特性

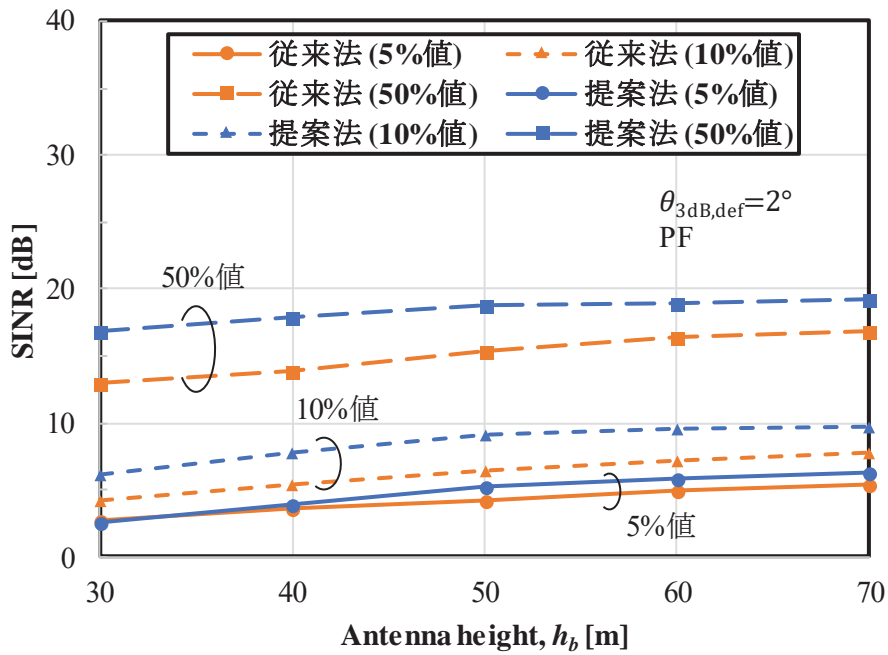
次に、基地局高 h_b を可変パラメータとした場合のセル全体及びセル境界の SINR特性をそれぞれ図5.12(a)及び(b)に示す。ここでは、 $\theta_{3dB,def} = 2^\circ$ 、ビーム選択法としてPFを用いている。基地局高が高くなるに従い基地局からのセル境界に対する俯角が大きくなるため隣接セルに対する干渉電力が低下する。このため、図5.12(a)に示す通り、提案法、従来法共に10%値及び5%値は改善している。従来法に対する提案法の改善効果は基地局高が高くなるに従い小さくなるが両者は概ね近い特性を示している。一方、図5.12(b)のセル境界の特性に着目すると、角度オフセットの効果により従来法よりも提案法が高い特性となっており、基地局高によらず角度オフセット効果が得られることが分かった。例えば、基地局30mのとき、50%値で約4dBの特性改善が得られている。

(d) ビーム幅に対する計算処理量特性

$\theta_{3dB,def} = 2^\circ$ 場合、ビームの最適制御に必要な組み合わせ総数は従来法



(a) セル全体



(b) セル境界

図 5.12 基地局高を変えた場合の SINR 特性

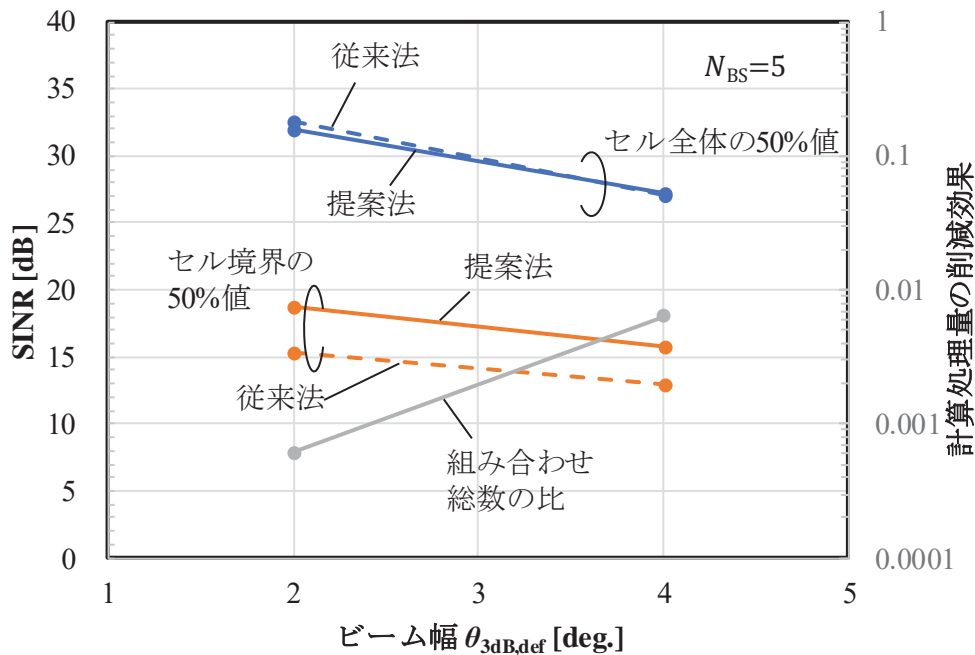


図 5.13 ビーム組み合わせ総数

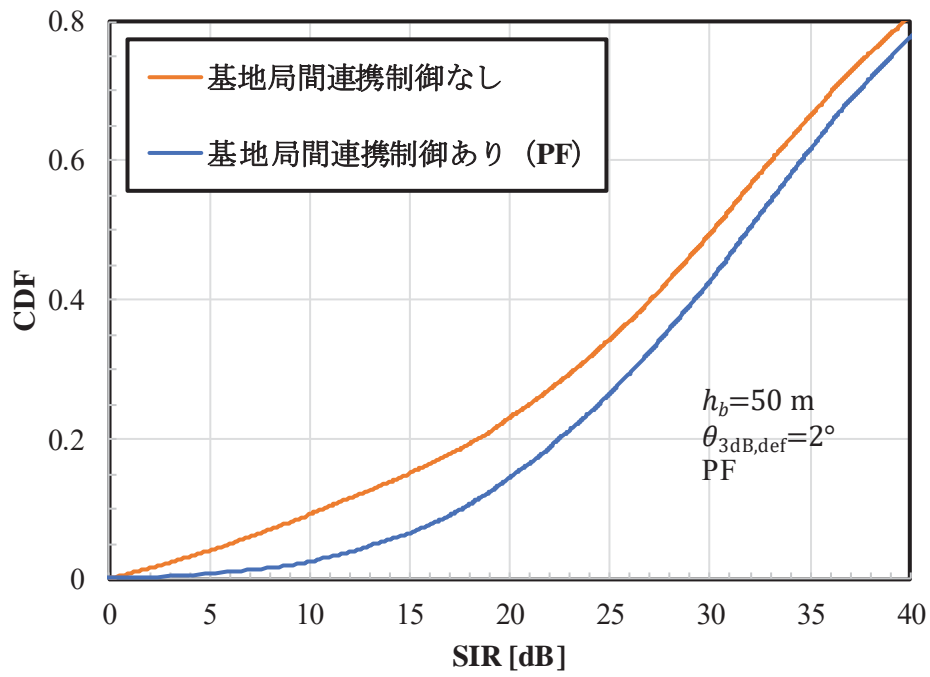
が 22^5 通りに対して提案法は 5^5 通りであり，その削減効果は $5^5/22^5 \approx 1/1649 \approx 0.0006$ となる．同様に， $\theta_{3dB,def} = 4^\circ$ の場合の削減効果は $4^5/11^5 \approx 1/157 \approx 0.006$ となる．

図5.13にビーム幅 $\theta_{3dB,def} = 2^\circ, 4^\circ$ とした場合の従来法と提案法のセル全体及びセル境界におけるSINRの50%値，及び組み合わせ総数（計算処理量）の削減効果をまとめたものを示す．同図より，セル全体における提案法のSINRの50%値は従来法に比べて僅かな低下がみられるが，計算処理量は0.0006～0.006と大幅に削減できていることが分かる．一方，セル境界における提案法のSINRの50%値は従来法に比べて，計算処理量を大幅に削減しているにも関わらず，逆に若干の改善がみられる．

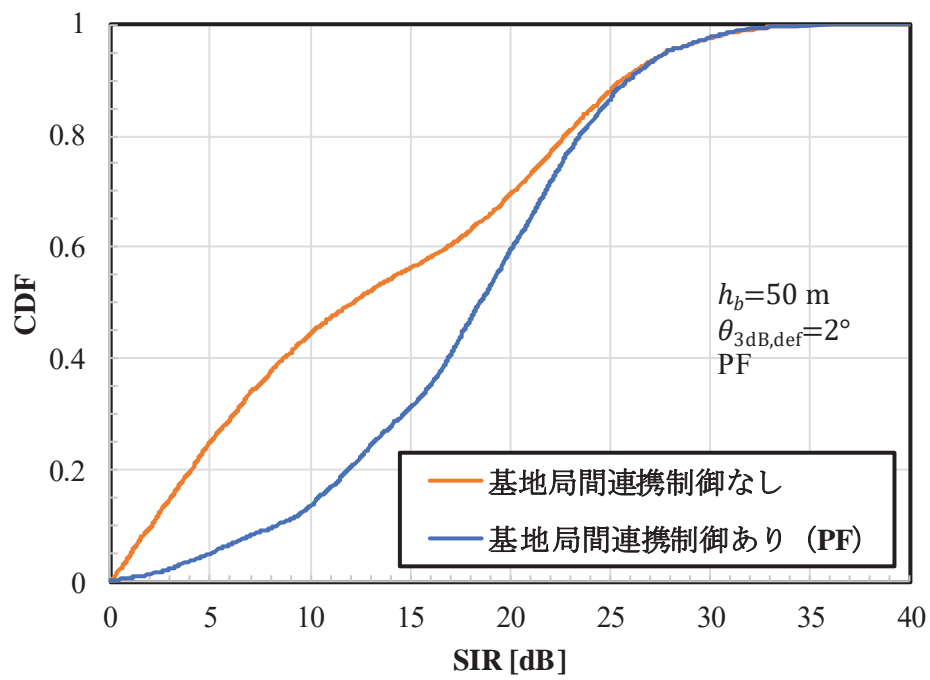
このように，提案法は従来法とSINRの改善特性を殆ど劣化させずに，計算処理量を抜本的に改善できる．特に，提案法の改善効果はビームの半値幅 $\theta_{3dB,def}$ が小さい程計算処理量の大きな削減効果が得られることから，素子数の多いMassive MIMOにおいて高い効果が期待できる．

5.5 干渉抑圧効果

図5.9で示した不均一・不等間隔ビーム割り当て（角度オフセットあり）によ



(a) セル全体



(b) セル境界

図 5.14 SIR 特性結果

るコードブックパターンを用いた場合の干渉抑圧効果を評価する。ここでは、雑音成分を取り除いて（即ち、セル境界のSNRを ∞ として）受信電力対干渉電力比（SIR : Signal to Interference power Ratio）による評価を行う。評価条件は5.2.3節に示した条件を用いるものとする。

基地局間連携制御を行わない場合を比較対象とし、PFを用いた基地局間連携制御を行う場合のSIR評価結果を図5.14に示す。基地局間連携制御を行わない場合は、各基地局に在圏する端末で最大の受信電力となるビームを選択する方式である。したがって、連携制御を行わない場合に対して制御を行う場合の改善量は、基地局間連携制御による干渉抑圧効果に相当するものである。図5.14(a)より、セル全体の5%値で評価すると7.32dB、50%値で評価すると1.78dBの干渉抑圧効果が得られている。また、図5.14(b)より、セル境界の5%値で評価すると3.92dB、50%値で評価すると6.33dBの干渉抑圧効果が得られている。以上より、次隣接基地局を含む広域での複数基地局間連携ビームフォーミング制御によりセル全体での特性は維持しつつセル境界では5dB以上の大幅な干渉抑圧が可能であることを明らかにした。

5.6 むすび

本章では、複数基地局間連携による垂直面内ビームフォーミング制御におけるコードブック設計法について検討した。従来のコードブック設計法は、均一・等間隔なビーム設計法のみ提案されていた。しかし、一般に基地局から見た端末位置の角度分布は水平面では一様であるが、垂直面は一様とはならない。そこで、本節では不均一・不等間隔の設計法を提案し、少ないビーム数で従来法と同等の通信品質特性を得つつ、ビーム最適制御に必要なビーム組み合わせ数を大幅に削減する方式を提案した。本章で得られた結果は以下の通りである。

- (1) 提案法はセル境界エリア向けのビームは狭ビームを密に、近傍向けのビームは広ビームを疎に割り当てる不均一ビーム幅割り当てにより、従来法に比べて通信品質を大きく劣化させずに、ビーム数を大幅に削減できる。
- (2) セル境界に割り当てられるビームに対して不等間隔なチルト角のオフセットを与えることで、計算処理量を大幅に削減しているにも関わらず、従来法に比べてセル境界の通信品質を改善できる。
- (3) 提案法は従来法に対してシステム全体の通信品質を大きく劣化させずに、最適なビーム選択の計算処理量を1/100～1/1000に削減できる。
- (4) 提案法の計算処理量はビームの半値幅が小さい程大きな削減効果が得ら

- れ、素子数の多いMassive MIMOにおいて高い効果が期待できる。
- (5) 複数基地局間連携によるビームフォーミング制御により、セル境界において5dB以上の大幅な干渉抑圧効果が得られる。

第6章 ネットワーク連携制御技術の組み合わせによる干渉抑圧

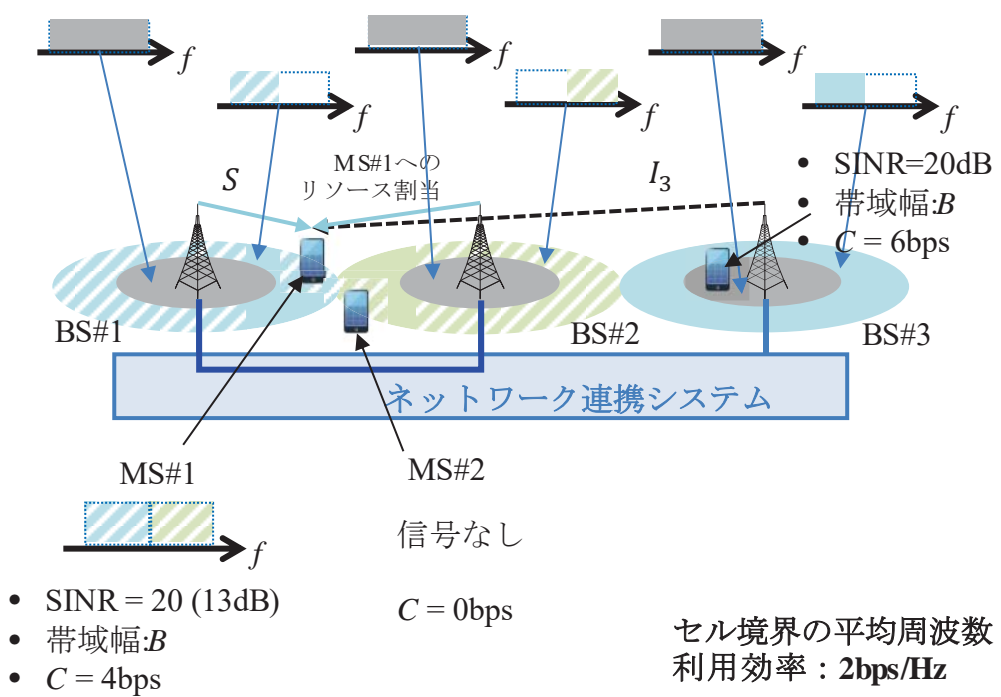
隣接基地局間連携制御である3章「ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術」及び4章「ネットワーク連携分散アンテナ技術」と、広域基地局間連携制御である5章「ネットワーク連携ビームフォーミング制御技術」を組み合わせることで適用することにより各技術を単体で用いるよりも高い通信品質及び通信容量の改善が期待できる。本章では、(1)ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術とビームフォーミング制御技術の組み合わせ、(2)ネットワーク連携分散アンテナ技術とビームフォーミング制御技術の組み合わせについてそれぞれ適用例と周波数利用効率改善効果について述べる。

(1) ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術とビームフォーミング制御技術の組み合わせ

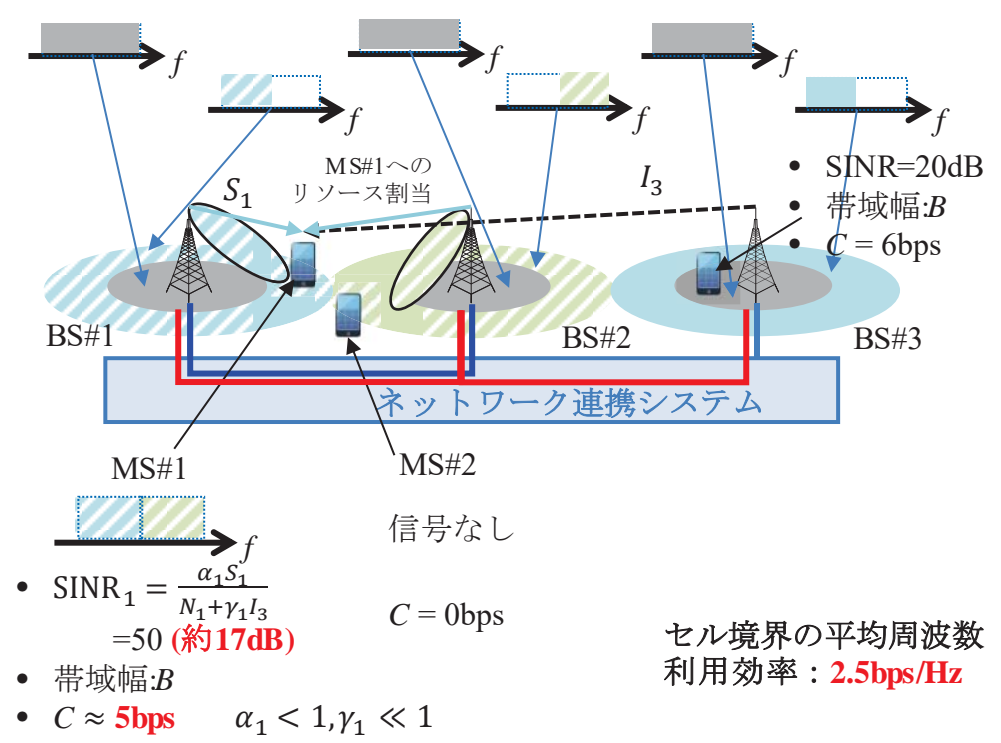
セル境界の繰り返しセル数を2としたFFR構成を前提とし、ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術のみを用いた場合の例を図6.1(a)に、ネットワーク連携無線リソース割り当て及びビームフォーミング制御を組み合わせる場合の例を図6.1(b)に示す。ネットワーク連携無線リソース割り当て制御及びビームフォーミング制御は、異なる軸上の干渉抑圧技術（それぞれ周波数軸上及び空間軸上）であるため、組み合わせることで更なる改善が期待できる。組み合わせ技術によるMS#1のSINR ($SINR_1$) は次式のように表せる。

$$SINR_1 = \alpha_1 S / (N_1 + \gamma_1 I_3) \quad (6.1)$$

ただし、 α_1 、 γ_1 はそれぞれビームフォーミング制御により低減できる受信電力の係数である。チルト角の深いビームが選択されることにより希望受信電力 S_1 は若干低下するが、他セルに与える干渉電力は大きく低減できることから干渉電力 I_3 は大きく低減できるため、 $\alpha_1 < 1$ 、 $\gamma_1 \ll 1$ を満たす。式(6.1)より、MS#1はネットワーク連携無線リソース割り当て制御のみの適用によるSINR（式(2.3)）よりも高いSINRの改善効果が期待できる。これによりSINRは約17dB（13+4dB）、通信容量は約5bpsが期待できる。一方、MS#1はBS#1及び#2の両方の周波数リソースを用いているため、MS#1が通信を行っている間はMS#2への周波数リソース割り当てができない。このため、セル境界での平均周波数利用効率は上記の半分



(a) 単体技術 (無線リソース割り当て制御)



(b) 組み合わせ技術 (無線リソース割り当て及びビームフォーミング制御)

図 6.1 ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術とビームフォーミング制御技術の組み合わせ

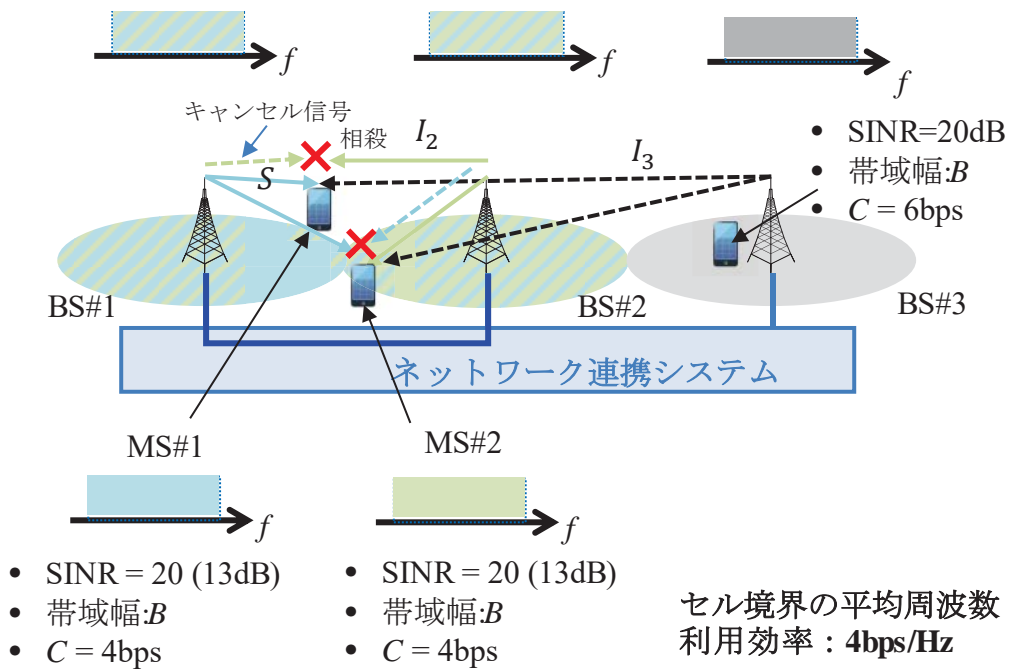
である約2.5bps/Hzとなる。以上より、ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術とビームフォーミング制御技術の組み合わせにより、セル境界での平均周波数利用効率は図6.1(a)の単体技術に対して約1.25倍（2bps/Hzから2.5bps/Hz）に改善できる。また、セル境界の最大通信容量は2.5倍（約2bpsから約5bps）に改善できる。

(2) ネットワーク連携分散アンテナ技術とビームフォーミング制御技術の組み合わせ

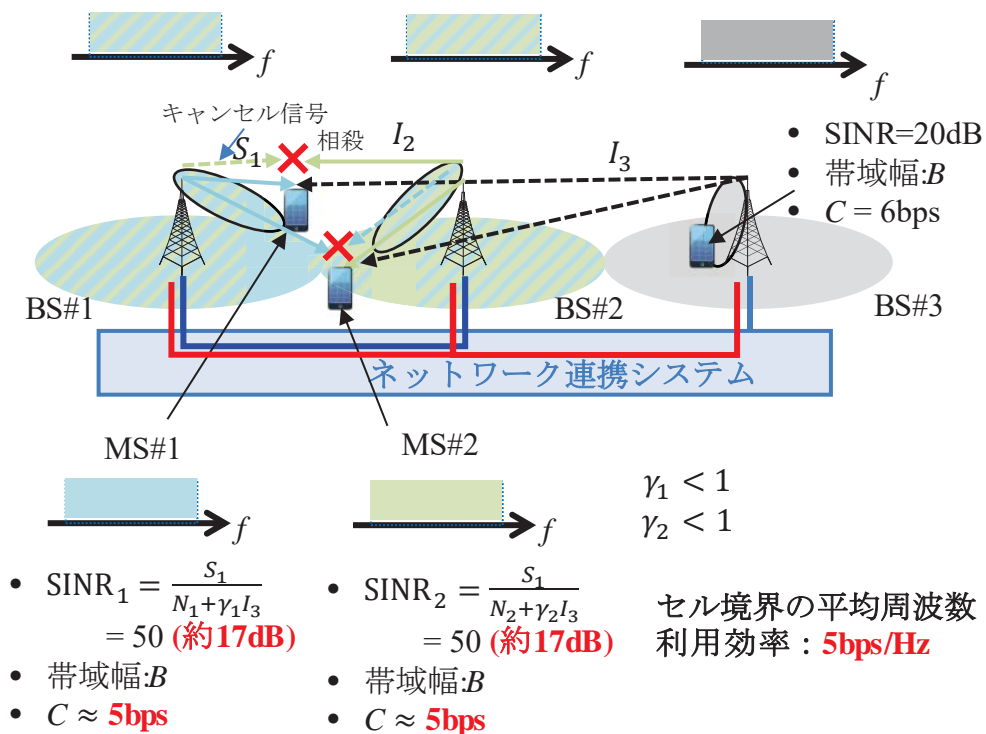
次に、ネットワーク連携分散アンテナ技術とネットワーク連携ビームフォーミング制御技術を組み合わせ適用した場合の例を図6.2に示す。ネットワーク連携分散アンテナ技術により隣接基地局BS#2からの干渉 I_2 をBS#1からのキャンセル信号により相殺（キャンセル）するため、MS#1では干渉 I_2 を受けない。また、ネットワーク連携ビームフォーミング制御によりBS#3のチルト角を制御することで干渉 I_3 を低減できる。以上より、MS#1のSINR（ $SINR_1$ ）は次式のように表せる。

$$SINR_1 = S / (N_1 + \gamma_1 I_3) \quad (6.2)$$

ただし、 $\gamma_1 < 1$ である。式(6.2)よりネットワーク連携分散アンテナ技術のみ適用する場合のSINR（式(2.3)）よりも高いSINRを実現できるため、高い通信容量が期待できる。そのSINRは約17dB、通信容量は約5bpsが得られる。一方、MS#2もBS#1からの干渉 I_1 をキャンセルして通信を行うことができるためMS#1と同じ約5bpsの通信容量が得られる。したがって、セル境界領域の平均周波数利用効率は約5bps/Hzである。以上より、ネットワーク連携分散アンテナ技術とビームフォーミング制御技術の組み合わせにより、セル境界での周波数利用効率は図6.2(a)の単体技術に対して約1.25倍（4bps/Hzから5bps/Hz）に改善できる。



(a) 単体技術 (分散アンテナ)



(b) 組み合わせ技術 (分散アンテナ及びビームフォーミング制御)

図 6.2 ネットワーク連携分散アンテナ技術
とビームフォーミング制御技術の組み合わせ

第7章 結論

7.1 本研究の主たる成果

本論文では、セルラ移動通信システムにおいて通信品質及び通信容量の劣化の原因となるセル間干渉を抑圧し、セル境界及びセル全体の周波数利用効率の向上を図ることを目的として、ネットワーク連携制御による干渉抑圧技術について検討した。このうち、周波数軸上の干渉抑圧技術としてネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術、時間軸上の干渉抑圧技術としてネットワーク連携分散アンテナ技術、空間軸上の干渉抑圧技術としてネットワーク連携ビームフォーミング制御技術についてそれぞれ検討した。また、これらの組み合わせ技術による適用効果についても述べた。本論文の研究成果は、以下のように要約される。

(1) ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術

各セルで異なる周波数を割り当てるセル繰り返しやFFR (Fractional Frequency Reuse) の構成ではセル境界において全帯域の周波数を使用できないため最大伝送速度が得られない課題がある。そこで、各セルが使用する周波数(サブバンド)を有効に活用することで、セル境界でのスループットを改善するマルチリンク伝送技術について検討を行った。OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) を用いるマルチリンク伝送では、各基地局から到来する信号の受信タイミングオフセットがある場合、信号間で直交性崩れが発生し、サブキャリア間干渉により通信品質が劣化することが課題となる。本研究では、この課題に対してタイミングオフセット干渉キャンセル法を提案した。提案法では、各基地局からの信号のレプリカ(干渉キャンセル信号)を生成し、各基地局の受信タイミングで受信した信号から干渉キャンセル信号を減算することで互いの直交性崩れによる干渉成分を除去することができ、受信タイミングオフセットがない場合とおおよそ同等の通信品質を実現できることを明らかにした。

(2) ネットワーク連携分散アンテナ技術

周波数や時間等の無線リソースを停止することなくセル間干渉を抑圧して通信を行う方法として、隣接基地局間で連携して事前にユーザ間干渉 (IUI: Inter-User Interference) をキャンセルするネットワーク連携分散アンテナ技術につい

て検討を行った。線形プリコーディングよりも精度良くIUIをキャンセルできる方法として非線形プリコーディング (NLP: Non-Linear Precoding) による干渉抑圧技術について検討した。従来のNLP方式であるMMSE-THP (Minimum Mean Square Error - THP) では、干渉を抑圧するために必要となる送信信号のオフセットの最適化が行われていないため、線形プリコーディングに対して大きな伝送特性の改善が得られなかった。これに対して、MMSE-THPを基本として、任意の送信信号のオフセットを与えるベクトル摂動 (VP: Vector Perturbation) の技術を組み合わせることで高い伝送特性を得られる新たな方式を提案した。提案法は従来のNLP方式よりも優れた伝送特性が得られることを定量的に明らかにした。また、最も高い伝送特性が得られるSE-VP (Sphere-Encoding VP) と同等の伝送特性を得つつ、信号処理量を1/500以下に削減できることを明らかにした。

(3) ネットワーク連携ビームフォーミング制御技術

コードブック型のビームフォーミング制御を用いた複数基地局間の連携ビームフォーミング制御手法について検討した。本研究では、ビーム数と計算処理量を考慮した効率的なコードブック設計法について検討した。コードブック型のビームフォーミング制御では、一般にビーム数が多い程きめ細かなビーム制御を行えることから大きな周波数利用効率改善効果が期待できる (従来法)。しかし、複数基地局間連携により最適なビームパターンを選択する場合、ビーム数が多いほど多くの計算処理量及び計算時間を要する。そこで、ビームの指向方向、ビーム数と計算処理量の観点から複数基地局間連携ビームフォーミング制御における効率的なコードブック設計法を提案し、その適用効果を評価した。提案法は従来法に対してシステム全体の通信品質を大きく劣化させることなく、最適なビーム選択の計算処理量を1/100~1/1000に削減できることを明らかにした。

7.2 今後の展望

本論文で検討した技術に関する今後の展望及び課題について述べる。

(1) ネットワーク連携無線リソース割り当て制御技術で検討したマルチリンク伝送では、異なるサブバンドを用いて効率的に通信容量を向上できることから、次世代無線LAN (IEEE802.11be) への活用が検討されている。本研究で提案したキャンセル技術は、OFDM信号の直交性崩れによるサブキャリア間干渉を抑圧する技術である。OFDM信号の直交性崩れによるサブキャリア間干渉は、例えばサブキャリア間隔が異なるOFDM信号をガードキャリアレスで周波数軸上で多重して送受信するF-OFDM (Filtered-OFDM) 等でも同様に発生する課題である

と考えられ、このような課題への対策技術としても応用できると考えられる。

(2)ネットワーク連携分散アンテナ技術では、マルチユーザMIMO伝送における非線形プリコーディング方式の検討を行った。マルチユーザMIMO伝送において現在商用システムで一般に使用されている線形プリコーディング技術では、ユーザ間の伝搬チャネルの相関が高いとIUIを除去することで希望信号電力も大きく下がるため伝送特性が大きく劣化することが課題である。一方、非線形プリコーディングでは送信信号のオフセットを行うことで希望信号電力を低下させずにIUIを抑圧できるため、ユーザ間のチャネルの相関が高い場合でも高い伝送特性が得られる。したがって、本研究で検討した非線形プリコーディング技術は、例えば、ユーザ間の距離が比較的近く、基地局から見通しの環境（例えば、ストリートセル）等で線形プリコーディングよりも高い適用効果が得られると考えられる。一方、本研究で提案した信号処理アルゴリズムは、OFDMシンボル毎に送信信号のオフセット制御が必要であるため線形プリコーディングと比べると依然膨大な信号処理が必要となることが課題である。したがって、今後更なる信号処理量の削減技術の検討が必要である。

(3)ネットワーク連携ビームフォーミング制御技術では、コードブック型ビームフォーミングを用いた複数基地局間連携でのビーム選択制御技術について検討した。本研究で前提としたコードブック型ビームフォーミングによる複数基地局間連携でのビーム制御は、各ビームに対応するインデックスのみを用いて各局のビーム制御が可能であるため、伝搬チャネル情報を用いて行う(2)の検討と異なり、多数の基地局間での連携制御でも比較的少ない信号処理量でビーム制御が可能である。基地局アンテナにMassive MIMOアンテナを前提としている第5世代移動通信システム以降では必須技術の一つとして一般的に用いられることが期待される。提案手法を用いても連携する基地局数が増加することによりビームの組み合わせ総数が増加するため、最適制御を行う場合信号処理量が増大する。この課題に対しては、例えば各端末が100m程度移動しても一旦最適化し選択したビームが大きく変わることは稀である。これは、端末の移動速度を例えば時速100km（秒速30m）とした場合、約3秒に相当する。この特徴に着目すれば、ビーム再選択時間ごとに全ビームを用いた最適化を行わずに、現在の最適化ビームの前後の角度のビームに絞って選択するような制御（制限制御）により、次の最適化ビームを選択できる可能性が非常に高いと予測できる。このような制限制御を行うことで、選択制御にかかる信号処理量や計算時間の大幅な削減が期待できる。

移動通信システムでは、今後更なるトラフィック需要の増加に伴い、限られた周波数リソースを更に有効に利用することが今後益々重要な課題となることが予想される。そのためには、本研究で検討したネットワーク連携制御による周波数軸上、時間軸、空間軸上での干渉抑圧技術をそれぞれ更に高度化し、実システムを考慮してこれらを総合的に評価し、移動通信システムへの導入を具体化することが必要である。本研究がこれらの研究開発、実用化の一助になることを期待する。

参考文献

第 1 章

- [1.1] 総務省, 令和2年 情報通信白書, 第1部, 第1章
<https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/index.html>
- [1.2] 3GPP, LTE, <https://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/98-lte>
- [1.3] 3GPP, LTE-Advanced,
<https://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/97-lte-advanced>
- [1.4] E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Skold, “5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology,” 2018.
- [1.5] 電気通信事業者協会, 携帯電話・PHS契約数, <https://www.tca.or.jp/database/>
- [1.6] 総務省, 情報通信統計データベース, 移動通信トラヒックの推移
<https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/field/data/gt010602.pdf>
- [1.7] NTTドコモ, “セル構成技術の進展,
https://www.nttdocomo.co.jp/binary/pdf/corporate/technology/rd/technical_journal/bn/vol1_2/vol1_2_021jp.pdf,” テクニカル・ジャーナル, vol. 1, no. 2, Oct. 1993.
- [1.8] M. Sawahashi, Y. Kishiyama, A. Morimoto, D. Nishikawa, and M. Tanno, “Coordinated multipoint transmission/reception techniques for LTE-Advanced,” IEEE Trans. Wirel. Commun., vol. 17, no. 3, pp. 26-34, June 2010.
- [1.9] A. GoldSmith, “Wireless Communications,” Cambridge Univ Pr, 2005.
- [1.10] E. Dahlman, Y. Jading, S. Parkvall, and H. Murai, “3G Radio Access Evolution - HSPA and LTE for Mobile Broadband -,” IEICE Trans. Commun., vol. E92-B, no. 5, pp. 1432-1440, May 2009.
- [1.11] Nortel, “Adaptive fractional frequency reuse,” 3GPP R1-060905, 2006.
- [1.12] Nortel, “Discussion on the DL Interference Coordination,” 3GPP R1-074641, 2007.
- [1.13] C. Kosta, B. Hunt, A. Quddus, and R. Tafazolli, “On Interference Avoidance through Inter-Cell Interference Coordination (ICIC) based on OFDMA mobile systems,” IEEE Commun. Surv. Tutor., vol. 15, no. 3, pp. 973-995, July 2013.
- [1.14] D. Lee, G. Y. Li, and S. Tang, “Inter-Cell Interference Coordination for LTE Systems,” 2012 IEEE GLOBECOM, pp. 4828-4833, Dec. 2012.
- [1.15] 木村大, 関宏之, “セル間干渉制御 (ICIC) 技術,” Fujitsu, vol. 62(4), pp. 455-460, July 2011.
- [1.16] 3GPP, Heterogeneous Networks in LTE,

<https://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/1576-hetnet>

- [1.17] A. Damnjanovic, J. Montojo, Y. Wei, T. Ji, T. Luo, M. Vajapeyam, T Yoo, O. Song, and D. Malladi, "A survey on 3GPP heterogeneous networks," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 18, pp. 10-21, June 2011.
- [1.18] D. Lopez-Perez, I. Guvenc, G. de la Roche, M. Kountouris, T. Q. S. Quek, and J. Zhang, "Enhanced intercell interference coordination challenges in heterogeneous networks," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 18, no. 3, pp. 22-30, June, 2011.
- [1.19] A. Nagate, S. Nabatame, K. Hoshino, and T. Fujii, "Experimental evaluations of coordinated interference control for co-channel overlaid cell structure," *IEEE VTC2015 Spring*, May 2015.
- [1.20] 藤井輝也, "移動通信におけるアンテナビームチルティングの最適化," *信学論 (B-II)*, vol. J77-B2, no.3, pp. 166-170, 1994.
- [1.21] 星野兼次, 藤井輝也, "セルラ移動通信におけるプリコーディングを用いたアンテナ垂直面内指向性制御によるスループット改善効果," *信学技報*, vol. 111, no. 12, RCS2011-18, pp. 101-106, Apr. 2011
- [1.22] Y. Inoue, D. Takeda, K. Saito, T. Kawamura, and H. Andoh, "Field Experimental Evaluation of Null Control Performance of MU-MIMO Considering Smart Vertical MIMO in LTE-Advanced Downlink under LOS Dominant Conditions," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E97-B, no. 10, pp. 2136-2144, Oct. 2014.
- [1.23] Y. Kim et al., "Full dimension MIMO (FD-MIMO): The next evolution of MIMO in LTE systems," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 21, no. 3, pp. 92-100, June 2014.
- [1.24] T. L. Marzetta, "Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 11, pp. 3590–3600, Nov. 2010.
- [1.25] K. Hoshino and T. Fujii, "Improving Throughput by Multi-Cell Coordinated Vertical Plane Beam Control with Pre-Coding," *IEEE VTC-Spring*, pp. 1-5, July 2012.
- [1.26] K. Hoshino and T. Fujii, "Throughput Improvement by Precoding-Based Vertical Plane Beam Control and Cooperative MIMO Transmission," *IEEE PIMRC2013*, Sept. 2013
- [1.27] N. Seifi, J. Zhang, R. W. Heath, T. Svensson and M. Coldrey, "Coordinated 3D Beamforming for Interference Management in Cellular Networks," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 13, no. 10, pp. 5396-5410, Oct. 2014.
- [1.28] 小林崇春 他, "5G 超高密度セルにおける協調ビームフォーミングの検討と屋内実験" *信学技報*, vol. 115, no. 2, RCS2015-18, pp. 95-100, Apr. 2015.

第 3 章

- [3.1] Nortel, "Adaptive fractional frequency reuse," 3GPP R1-060905, 2006.

- [3.2] S. W. Halpern, "Reuse partitioning in cellular systems," IEEE VTC'83, pp. 322-327, 1983.
- [3.3] B. Jabbari, E. H. Dinan, and W. Fuhrmann, "Performance analysis of a multilink packet access for next generation wireless cellular systems," IEEE PIMRC, 1998.
- [3.4] W. Fuhrmann, B. Jabbari, "Multi link packet access for wireless cellular networks," IEEE ICUPC, 1998.
- [3.5] B. Jabbari, E. H. Dinan, "Modeling and performance of a multilink packet access for wireless cellular systems," IEEE MILCOM, 2001.
- [3.6] F. H. P. Fitzek, P. Popovski, J. Theeuwes, C. Wijting, R. Prasad, and M. Katz, "Sub-carrier assignment for OFDM based wireless networks using multiple base stations," IEEE ICC, 2005.
- [3.7] A. Nagate, K. Hoshino and T. Fujii, "Frequency Offset Interference Canceller for Multi-Link Transmission in OFDM Systems," IEICE Trans. Commun., vol. E93-B, no. 3, pp. 620-628, Mar. 2010.
- [3.8] X. Lin, J. G. Andrews and A. Ghosh, "Modeling, Analysis and Design for Carrier Aggregation in Heterogeneous Cellular Networks," IEEE Trans. on Commun., vol. 61, no. 9, pp. 4002-4015, Sept. 2013.
- [3.9] 井上保彦, 岸田朗, "グローバルスタンダード最前線 (IEEE 802.11作業班における次世代無線LAN標準化の最新動向)," NTT技術ジャーナル, Dec. 2020.
- [3.10] NTTドコモ, "5GにおけるRF性能/無線リソース制御仕様," https://www.nttdocomo.co.jp/binary/pdf/corporate/technology/rd/technical_journal/bn/vol26_3/vol26_3_010jp.pdf, テクニカル・ジャーナル, vol. 26, no. 3, Nov. 2018.
- [3.11] S. Iwelski, E. Majeed, Z. Bai, G. H. Bruck and P. Jung, "Reliable feedback generation in unsynchronized joint-processing CoMP transmission networks," IEEE 26th PIMRC, pp. 921-926, 2015.
- [3.12] 伊丹誠, "デジタル放送/移動通信のためのOFDM変調技術," トリケップス, 2000.
- [3.13] 星野兼次, 長手厚史, 藤井輝也, "マルチリンク直交受信における周波数オフセット補償に関する一検討," 2007年信学ソ大, B-5-79, pp. 401, Sept. 2007.
- [3.14] K. Hoshino, A. Nagate and T. Fujii, "Timing Offset Interference Canceller in Multi-Link Transmission for OFDM-Based Cellular Radio Communications," IEICE Trans. Commun., vol. E93-B, no. 10, pp. 2735-2741, Oct. 2010.
- [3.15] K. Hoshino, A. Nagate, and T. Fujii, "Timing Offset Interference Canceller in Multi-Link Transmission for OFDM-Based Cellular Radio Communications," IEEE 68th VTC, pp. 1-5, 2008.
- [3.16] A. GoldSmith, "Wireless Communications," Cambridge Univ Pr, 2005.
- [3.17] J.-J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, P. O. Borjesson, "On Channel Estimation in OFDM Systems," IEEE VTC'95, July 1995.
- [3.18] 3GPP TS 36.211, "E-UTRA; Physical Channels and Modulation (Release 16)," V16.7.0, Sept.

2021.

- [3.19] T. Keller, L. Piazzo, P. Mandarini, L. Hanzo, “Orthogonal frequency division multiplex synchronization techniques for frequency-selective fading channels,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 19, no. 6, pp. 999-1008, June 2001.
- [3.20] 平明徳, 石津文雄, 三宅真, “周波数選択性フェージング環境におけるOFDM通信システムのタイミング同期方式,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. J84-B, no. 7, pp. 1255-1264, July 2001.

第 4 章

- [4.1] D. Castanheira and A. Gameiro, “Distributed antenna system capacity scaling [Coordinated and Distributed MIMO],” *IEEE Wirel. Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 68-75, June 2010.
- [4.2] D. Gesbert, M. Kountouris, R.W. Heath Jr., C.-B. Chae, and T. Sälzer, “Shifting the MIMO paradigm,” *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 24, no. 5, pp. 36–46, Sept. 2007.
- [4.3] 西森健太郎, “マルチユーザMIMOの基礎,” コロナ社, 東京, 2014.
- [4.4] E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Sköld, “5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology,” Academic Press, Oct. 2020.
- [4.5] M. Costa, “Writing on dirty paper,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-29, pp. 439-441, May 1983.
- [4.6] M. Tomlinson, “New automatic equaliser employing modulo arithmetic,” *IEEE Electron. Letter.*, vol. 7, no. 5/6, pp. 138–139, Mar. 1971.
- [4.7] H. Harashima and H. Miyakawa, “Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 20, no. 4, pp. 774–780, Aug. 1972.
- [4.8] R. Fischer, C. Windpassinger, A. Lampe, and J. Huber, “Space-time transmission using Tomlinson-Harashima precoding,” *International ITG Conference on Source and Channel Coding*, pp. 139–147, 2002.
- [4.9] M. Joham, J. Brehmer, and W. Utshick, “MMSE approaches to multiuser spatio-temporal Tomlinson-Harashima precoding,” *International ITG Conference on Source and Channel Coding*, pp. 387–394, Erlangen, Germany, Jan. 2004.
- [4.10] F. Liu, L.G. Jiang, and C. He, “Lattice-reduction-aided MMSE Tomlinson-Harashima precoding for MIMO systems,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E90-B, no. 7, pp. 1872–1875, July 2007.
- [4.11] C.B. Peel, B.M. Hochwald, and A.L Swindlehurst, “A Vector-Perturbation Technique for Near-Capacity Multiantenna Multiuser Communication — Part I: Channel Inversion and Regularization,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, pp. 195-202, 2005.

- [4.12] B.M. Hochwald, C.B. Peel, and A.L Swindlehurst, “A Vector-Perturbation Technique for Near-Capacity Multiantenna Multiuser Communication — Part II: Perturbation,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 3, pp. 537–544, Mar. 2005.
- [4.13] K. Hoshino, M. Mikami, S. Maiti and H. Yoshino, “Non-Linear Precoding Scheme Using MMSE Based Successive Inter-User Interference Pre-Cancellation and Perturbation Vector Search for Downlink MU-MIMO Systems,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E101-B, no. 2, pp. 451-461, Feb. 2018.
- [4.14] K. Hoshino, M. Mikami, S. Maiti, and H. Yoshino, “An Extension of Tomlinson-Harashima Precoding for Downlink Multi-User MIMO Systems,” *IEEE 85th VTC-Spring*, pp. 1-6, 2017.
- [4.15] M. Mohaisen, H. Bing, and K.H. Chang, “Fixed-complexity vector-perturbation with block diagonalization for MU-MIMO systems,” *IEEE Malays. Int. Conf. Commun.*, pp. 283–243, Dec. 2009.
- [4.16] 高田雅人, 留場宏道, 小野寺毅, 窪田稔, 前原文明, 高畑文雄, “Vector perturbationを用いる下りリンクMU-MIMOにおける摂動ベクトル探索技術に関する検討,” *信学技報*, vol. 112, no. 443, RCS2012-289, Feb. 2012.
- [4.17] M. Mohaisen, “A Review of Fixed-Complexity Vector Perturbation for MU-MIMO,” *J. Inf. Process. Syst.*, vol. 11, no. 3, pp. 354–369, 2015.
- [4.18] 矢野一人, 塚本悟司, 菌部聡司, 侯亜飛, 前田隆宏, 伴弘司, 宇野雅博, 小林聖, “大容量無線通信の実現に向けた非線形MU-MIMOの伝送性能評価,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. J99-B, no. 8, pp. 548–563, Aug. 2016.
- [4.19] E. Balas and P. Toth, “Branch and bound methods,” in *The Traveling Salesman Problem: A Guided Tour of Combinatorial Optimization*, ed. E.L. Lawler, J.K. Lenstra, A. H. G. Rinnooy Kart, D. B. Shmoys, pp. 361–401, John Wiley & Sons, New York, 1985.
- [4.20] A. K. Lenstra, H. W. Lenstra, and L. Lovasz, “Factoring polynomials with rational coefficients,” *Math. Ann.*, vol. 261, no. 4, pp. 515–534, Dec. 1982.
- [4.21] MATLAB R2017a (Version 9.2), “<https://www.mathworks.com/products/matlab.html>,” The MathWorks, Inc., 2017.

第5章

- [5.1] 星野兼次, 藤井輝也, “セルラ移動通信におけるプリコーディングを用いたアンテナ垂直面内指向性制御によるスループット改善効果,” *信学技報*, vol. 111, no. 12, RCS2011-18, pp. 101-106, Apr. 2011.
- [5.2] Y. Kim et al., “Full dimension MIMO (FD-MIMO): The next evolution of MIMO in LTE systems,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 21, no. 3, pp. 92-100, June 2014.

- [5.3] 3GPP, “TR 38.913: Study on Scenarios and Requirements for Next Generation Access Technologies,” 2020.
- [5.4] E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Sköld, “5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology,” Academic Press, Oct. 2020.
- [5.5] S. Lakshminarayana, M. Assaad, and M. Debbah, “Coordinated Multicell Beamforming for Massive MIMO: A Random Matrix Approach,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 61, no. 6, pp. 3387-3412, June 2015.
- [5.6] M. Sawahashi, Y. Kishiyama, A. Morimoto, D. Nishikawa, and M. Tanno, “Coordinated multipoint transmission/reception techniques for LTE-Advanced,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 26-34, June 2010.
- [5.7] K. Hoshino and T. Fujii, “Improving Throughput by Multi-Cell Coordinated Vertical Plane Beam Control with Pre-Coding,” *IEEE VTC-Spring*, pp. 1-5, July 2012.
- [5.8] J. Zhang, S. Chen, Y. Lin, J. Zheng, B. Ai and L. Hanzo, “Cell-Free Massive MIMO: A New Next-Generation Paradigm,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 99878-99888, 2019.
- [5.9] Y. R. Li, B. Gao, X. Zhang and K. Huang, “Beam Management in Millimeter-Wave Communications for 5G and Beyond,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 13282-13293, 2020.
- [5.10] A. Zaidi et al., “5G Physical Layer – Principles, Models and Technology Components,” Academic Press, 2019.
- [5.11] D. Ying, F. W. Vook, T. A. Thomas, D. J. Love, and A. Ghosh, “Kronecker product correlation model and limited feedback codebook design in a 3D channel model,” *Proc. IEEE ICC*, pp.5865-5870, Jun. 2014.
- [5.12] H. M. Shin et al., “Performance evaluation of codebook designs for FD-MIMO with multiple panel array systems,” *Proc. IEEE WCNC*, Barcelona, 2018.
- [5.13] K. Hoshino and T. Fujii, “Codebook Design for Vertical Beamforming by Multi-Cell Coordination,” *IEICE Trans. Fundam. Electron. Comput. Sci.*, vol. E105-A, no. 4, Apr. 2022 (to be published).
- [5.14] 3GPP, NR Physical Layer Procedures for Data (Release 16), document TS38.214, V16.4.0, Dec. 2020.
- [5.15] N. Seifi, J. Zhang, R. W. Heath, T. Svensson and M. Coldrey, “Coordinated 3D Beamforming for Interference Management in Cellular Networks,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 13, no. 10, pp. 5396-5410, Oct. 2014.
- [5.16] K. Hoshino and T. Fujii, “A study on optimal beam selection algorithm for multi-cell coordinated beamforming,” *IEEE VTC2021-Spring*, pp. 1-5, Apr. 2021.
- [5.17] Y. Liu, Y. Dai and Z. Luo, “Coordinated Beamforming for MISO Interference Channel: Complexity Analysis and Efficient Algorithms,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 59, no. 3, pp. 1142-1157, Mar. 2011.

- [5.18] C. L. Dolph, "A Current Distribution for Broadside Arrays Which Optimizes the Relationship Between Beamwidth and Side-Lobe Level," IRE and Electronics, June 1946.
- [5.19] K. Hoshino, S. Nabatame, A. Nagate, and T. Fujii, "Network Coordinated Inter-Cell Interference Control using Horizontal-Plane Beamforming on Small Cells in 3D Cell Structure," IEEE VTC2015-Spring, Mar. 2015.
- [5.20] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design," John Wiley & Sons, Inc., 4th ed., 2016.

本研究に関する業績

- [1] K. Hoshino, A. Nagate and T. Fujii, “Timing Offset Interference Canceller in Multi-Link Transmission for OFDM-Based Cellular Radio Communications,” IEICE Trans. Commun., vol. E93-B, no. 10, pp. 2735-2741, Oct. 2010.
- [2] K. Hoshino, M. Mikami, S. Maiti and H. Yoshino, “Non-Linear Precoding Scheme Using MMSE Based Successive Inter-User Interference Pre-Cancellation and Perturbation Vector Search for Downlink MU-MIMO Systems,” IEICE Trans. Commun., vol. E101-B, no. 2, pp. 451-461, Feb. 2018.
- [3] K. Hoshino and T. Fujii, “Codebook Design for Vertical Beamforming by Multi-Cell Coordination,” IEICE Trans. Fundam. Electron. Comput. Sci., vol. E105-A, no. 4, Apr. 2022 (to be published).
- [4] K. Hoshino, A. Nagate, and T. Fujii, “Timing Offset Interference Canceller in Multi-Link Transmission for OFDM-Based Cellular Radio Communications,” IEEE 68th VTC, pp. 1-5, 2008.
- [5] K. Hoshino, M. Mikami, S. Maiti, and H. Yoshino, “An Extension of Tomlinson-Harashima Precoding for Downlink Multi-User MIMO Systems,” IEEE 85th VTC-Spring, pp. 1-6, 2017.
- [6] K. Hoshino and T. Fujii, “A Study on Optimal Beam Selection Algorithm for Multi-cell Coordinated Beamforming,” IEEE 93th VTC-Spring, pp. 1-5, 2021.

謝辞

本論文をまとめるにあたり、御助言、御指導を賜った東京工業大学工学院岡田健一教授に謹んで感謝の意を表します。また、研究の計画段階からはじまり原稿執筆に至るまで数多くの御指導・御助言を賜り、また日頃の打ち合わせなど様々な場面において直接ご指導を賜った指導教員である藤井輝也特任教授に厚く御礼申し上げます。また、有益な御討論、御助言を下された阪口啓教授、高田潤一教授、廣川二郎教授、芝浦工業大学工学部久保田周治教授に深謝致します。また、研究活動を行うにあたり様々なご支援を頂きました望月章子氏に感謝申し上げます。

また、会社の業務を進めながら本研究を円滑に進めるにあたり、ソフトバンク株式会社基盤技術研究室の長手厚史室長、林秀樹担当部長、表英毅部長、太田喜元部長代行には様々な御協力、御援助を頂いた。ここに、深く感謝致します。特に、長手厚史室長には直接の上司として研究の途上で多くの御助言、御援助を賜った。ここに厚くお礼申し上げます。更に、無線伝送研究開発課のメンバには本研究を遂行するにあたり様々な業務の協力を頂くと共に、日々の議論を通して多くの知見を得ることができた。心より感謝し、ここに御礼申し上げます。

最後に、日頃より温かく見守ってくれた妻有貴子、長女なな子、次女祐奈に心より感謝致します。

2021年11月25日
星野 兼次