

移動体通信システムのための
時空間ブロック符号を簡易に用いる
送信/協調ダイバーシチ技術

山岡 智也

名古屋大学大学院工学研究科

2016年

目次

第1章	序論	1
1.1	研究の背景	1
1.1.1	移動体通信システムの歴史的背景	1
1.1.2	移動体通信システムを高信頼化する送信/協調ダイバーシチ技術	2
1.1.3	送信/協調ダイバーシチ技術に関する検討の経過	5
1.1.4	時空間ブロック符号に関する関連研究	7
1.2	本論文の目的	9
1.3	本論文の構成	10
第2章	時空間ブロック符号	11
2.1	はじめに	11
2.2	2送信アンテナのSTBC	11
2.2.1	Alamouti 符号	11
2.2.2	CIOD	13
2.3	4送信アンテナのQOSTBC	17
2.3.1	ABBA 符号	17
2.3.2	位相回転を行うQOSTBC	19
2.3.3	QOSTBC-MDC	21
2.4	多送信アンテナのSTBC	22
2.5	STBCを用いる協調ダイバーシチ	24
2.6	STBCを用いるマルチホップ協調ダイバーシチ	26
2.7	本論文が着目するSTBCの課題と符号の構造	29
2.7.1	CIODの符号構造1	30
2.7.2	CIODの符号構造2	30

2.7.3	4 送信アンテナの QOSTBC の符号構造	31
2.7.4	拡大 Alamouti 符号の符号構造	31
2.8	まとめ	32
第 3 章	単一 RF 回路の送信局による CIOD を用いる送信ダイバーシチ	33
3.1	はじめに	33
3.2	システムモデル	34
3.2.1	送信局	34
3.2.2	受信局	35
3.3	帯域外放射特性	37
3.4	BER 特性	38
3.5	まとめ	39
第 4 章	CIOD を用いる協調ダイバーシチ	41
4.1	はじめに	41
4.2	システムモデル	42
4.2.1	送信局	43
4.2.2	中継局	43
4.2.3	受信局	44
4.3	BER 特性	45
4.3.1	比較方式	45
4.3.2	評価方法	46
4.3.3	評価結果	47
4.4	まとめ	49
第 5 章	QOSTBC を用いる協調ダイバーシチ	53
5.1	はじめに	53
5.2	システムモデル	54
5.2.1	送信局	55
5.2.2	中継局	56
5.2.3	受信局	57

5.3	BER 特性	58
5.3.1	比較方式	59
5.3.2	評価方法	59
5.3.3	評価結果	62
5.4	性能比較	63
5.5	まとめ	65
第 6 章	拡大 Alamouti 符号を用いるマルチホップ協調ダイバーシチ	69
6.1	はじめに	69
6.2	システムモデル	70
6.2.1	送信局	70
6.2.2	中継局	70
6.2.3	受信局	72
6.3	BER 特性	73
6.3.1	比較方式	73
6.3.2	評価方法	75
6.3.3	評価結果	76
6.4	まとめ	77
第 7 章	総括	83
7.1	本論文のまとめ	83
7.2	今後に向けて	86
文献		87
記号一覧		91
業績一覧		99

目 次

2.1	Alamouti 符号ブロックの伝送例	13
2.2	CIOD のシステムモデル	14
2.3	Alamouti 符号を用いる協調ダイバーシチのシステムモデル	25
2.4	Alamouti 符号を用いるマルチホップ協調ダイバーシチのシステムモデル	27
3.1	単一 RF 回路の送信局による CIOD を用いる送信ダイバーシチ (TD-CIOD) における送信局のシステムモデル	35
3.2	TD-CIOD における s, s_1, s_2 の関係	36
3.3	TD-CIOD の帯域外放射特性	38
3.4	TD-CIOD の BER 特性	40
4.1	CIOD を用いる協調ダイバーシチ (CD-CIOD) のシステムモデル	42
4.2	CD-CIOD における送信局のシステムモデル	43
4.3	CD-CIOD のアドホックネットワークにおける BER 特性	50
4.4	CD-CIOD のセルラシステムにおけるアップリンクの BER 特性	50
4.5	CD-CIOD のセルラシステムにおけるダウンリンクの BER 特性	51
5.1	QOSTBC を用いる協調ダイバーシチ (CD-QOSTBC) のシステムモデル	54
5.2	CD-QOSTBC のアドホックネットワークにおける BER 特性	66
5.3	CD-QOSTBC のセルラシステムにおけるアップリンクの BER 特性	66
5.4	CD-QOSTBC のセルラシステムにおけるダウンリンクの BER 特性	67
5.5	アドホックネットワークの BER 特性の比較	67
5.6	セルラシステムにおけるアップリンクの BER 特性の比較	68
5.7	セルラシステムにおけるダウンリンクの BER 特性の比較	68

6.1	拡大 Alamouti 符号を用いるマルチホップ協調ダイバーシチのシステムモデル	78
6.2	拡大 Alamouti 符号を用いる方式の BER 特性	79
6.3	Alamouti 符号を用いる方式の BER 特性	79
6.4	符号化を行わない方式の BER 特性	80
6.5	ダイバーシチを得ない方式の BER 特性	80
6.6	3 ホップの BER 特性	81
6.7	4 ホップの BER 特性	81
6.8	5 ホップの BER 特性	82
6.9	6 ホップの BER 特性	82

表目次

3.1	TD-CIOD の帯域外放射成分に関する評価の諸元	37
3.2	TD-CIOD の BER 特性に関する評価の諸元	39
4.1	CD-CIOD の BER 特性に関する評価の諸元	48
5.1	CD-QOSTBC の BER 特性に関する評価の諸元	60
5.2	各方式の PAPR(QPSK 利用時のピーク電力対平均総送信電力比)	65
6.1	マルチホップ伝送の BER 特性に関する評価の諸元	75

第1章 序論

1.1 研究の背景

1.1.1 移動体通信システムの歴史的背景

無線通信の最大の利点は、通信回線をコードレスにできることである。その結果、通信端末が通信インフラとハードウェア上の接続が得られていない場合にも通信を可能にし、移動を行っている端末に対しても通信回線を提供し、移動体通信を実現できるようになる。この無線通信が公衆移動体通信システムとしてサービスが始まったのは第二次世界大戦後であるが、当初から通信品質と通信容量が不十分である問題があった。この問題に対して、デジタル無線通信方式を導入した GSM(global system for mobile communication) [1] をはじめとする第2世代移動体通信規格が策定された。それらの通信規格の進歩により、課題となっていた通信品質と通信容量が向上し、サービスのコストが改善した。あわせて通信端末のサイズ・重量が軽少となった結果、移動体通信は事業として成立するようになり、1990年代より携帯電話が広く普及するようになった。このように移動体通信システムの発展は、無線通信方式の高信頼化・大容量化・低コスト化を実現することによってなされてきた。

さらに1990年以降のデジタル無線通信方式の高度化により、加入者の増加および要求に応じてきた。従来では通信品質が著しく劣化するマルチパス環境や移動環境においても高信頼の通信を可能にするとともに、高周波数・広帯域の周波数リソースを高効率に活用して通信容量の増大を実現した。第2世代移動体通信規格で実現されたデジタル無線通信による高品質な音声通信に加え、W-CDMA(wideband code division multiple access) [2] をはじめとする第3世代移動体通信規格では、携帯電話向けのインターネット接続、電子メールによるテキストデータや携帯電話端末に付属するカメラによる画像データの送受信が実現した。現代において流通している

LTE(long term evolution) [3]をはじめとする第4世代移動体通信規格では、移動通信端末が有線回線と同等の役割を担えるようになった。近年では第5世代移動体通信規格の策定が始まっているが、あらゆるものをインターネットに接続するIoT(internet of things)の実現に向けて移動体通信は重要な役割を担っている。このように、無線通信方式の発達が新たな需要を誘発し、更なる無線通信方式およびの発展を促してきたことから、今後も移動体通信システムの高信頼化・大容量化・低コスト化を実現する技術開発は重要な課題である。

1.1.2 移動体通信システムを高信頼化する送信/協調ダイバーシチ技術

近年の移動体通信システムはデジタル無線通信が主流となっており、その理由として以下が挙げられる。

1. 現代の情報通信では、情報の複製・保存が容易に行えることからデータをデジタル化して取り扱うことが当たり前となっており、デジタル通信はこのデジタル化されたデータに対して親和性が高い通信方式である。また、デジタル化されたデータは圧縮が可能であり、アナログ信号を通信するよりも大容量化が可能である。
2. 送受信信号に対する処理をDSP(digital signal processor)上で実現できることから、通信に伴う各処理を高精度に小規模の回路で実現することが可能である。
3. デジタル信号処理を導入することにより、無線通信の高信頼化・大容量化が可能になる。例えば、デジタル無線通信では周波数領域等化や符号分割多元接続が可能になることからマルチパスに頑強な無線通信を実現できる。また、MIMO(multiple-input multiple-output)を導入すれば無線通信の高信頼化・大容量化が可能になるが、デジタル無線通信における線形変調を用いれば、MLD(maximum likelihood detection)により高感度な検波も実現できる。

特に近年のデジタル無線通信は、デジタル情報の送受の過程で発生する誤りの訂正を可能にする誤り訂正処理の発展の恩恵を受け、シャノンが提示したシャノンリミット [4] に漸近する性能を獲得している。ターボ符号 [5]・LDPC(low density

parity check) [6]をはじめとする誤り訂正処理とは，送受の過程によって一部の情報の信頼性が損なわれた結果発生する誤りを回復できる処理である．具体的には，デジタル情報の送信の際に冗長を与え，受信にともなう情報処理の過程で各情報の信頼性を平均化する処理を施すことで，一部の情報において損なわれた信頼性を回復させる過程のことを指す．ただし，送受の過程において著しく情報の信頼性が損なわれる誤差要因を含む場合には，誤り訂正処理が有効に機能しない．この場合，誤差要因の影響の相関が低くなるように複数の送受の過程を用意することで，誤り訂正能力を改善できる．

無線通信において，この送受の過程を複数用意することで通信の信頼性を向上させる技術をダイバーシチ技術と呼ぶ．ダイバーシチ技術において複数の過程を用意するために分割されるリソースは，時間，周波数，空間，偏波などがあり，それぞれから得られるダイバーシチを時間ダイバーシチ，周波数ダイバーシチ，空間ダイバーシチ，偏波ダイバーシチと呼ぶ．しかし本論文では，各ダイバーシチの性質や適用される技術に着目して分類して，以下の3種類に類別する．

- 送信の過程と受信の過程が同数存在し，送受信間の伝搬の過程がそれぞれ直交関係にあり，それぞれの受信結果を干渉させることなく受信できるダイバーシチ技術．時間ダイバーシチ，周波数ダイバーシチ，偏波ダイバーシチがこれに相当する．ダイバーシチ利得を向上させようと繰り返し送信を行うように修正する場合，時間，周波数，偏波のそれぞれのリソースとしての有限性から伝送レートが劣化する問題がある．
- 送信の過程が単一である一方，受信の過程が複数存在し，同質の情報を含む信号を複数受信することができるダイバーシチ技術．空間ダイバーシチのうち受信ダイバーシチがこれに相当する．受信過程を増大させれば伝送レートを劣化させることなくダイバーシチ利得を向上でき，誤り訂正処理の前段の段階でダイバーシチ利得が得られる．しかし，受信局の装置構成が複雑になることが問題となる．
- 送受信間の伝搬の過程が複数である一方，受信の過程が単一であり，信号同士が干渉しあっているダイバーシチ技術．空間ダイバーシチのうち送信/協調ダ

ダイバーシチがこれに相当する．送受の過程を増大させれば伝送レートを劣化させることなくダイバーシチ利得を向上させられ，誤り訂正処理の前段の段階でダイバーシチ利得が得られる．しかし，受信局以外の装置構成が複雑になるほか，受信信号における干渉に対する対策が必要である．

なお，それぞれのダイバーシチ技術は排反して存在する技術ではない．移動体通信システムでは，時間ダイバーシチと周波数ダイバーシチと空間ダイバーシチが同時に採用される場合が多々ある．

移動体通信において伝送レートを低減させることなくダイバーシチ利得を向上できるのは，空間ダイバーシチである．たしかに空間ダイバーシチ以外のダイバーシチ技術を用いる場合にも，1シンボル当たりの信号多値数を増大すれば，リソースを逼迫させることなく繰り返し送信を実現できる．採用する変調方式がQPSK(quaternary phase-shift keying)のように低伝送レートであれば，信号多値数を増大しても所要信号電力対雑音電力比 (signal to noise power ratio: SNR) は現実的に対応可能な増大量である．しかし，採用する変調方式が256QAM(quadrature amplitude modulation)の場合には，信号多値数を増大した後の変調方式は65536QAMと所要SNRが非現実的な値となる．このような理由から，通信の高速化が推進されている現代では，空間ダイバーシチ技術は重要である．

高信頼性の観点においても，空間ダイバーシチは有効性が高い．空間ダイバーシチ以外のダイバーシチ技術は誤り訂正処理を伴ってダイバーシチ利得が得られるのに対して，空間ダイバーシチは誤り訂正処理の前段でダイバーシチ利得が得られる．したがって，誤り訂正が機能せず信頼性が得られない状況においても空間ダイバーシチを導入して解決できる場合がある．また，近年検討が進んでいるIoTは，短いパケット長を前提として議論がなされている．パケット長が短い場合には，強力な誤り訂正処理の利用を期待できない．IoTにおける信頼性確保の観点からも，空間ダイバーシチの高度化は重要である．

空間ダイバーシチの採用においてまず問題となるのは装置構成が複雑となることであり，この観点から送信/協調ダイバーシチの検討が必要である．信頼性の観点から評価すると，受信信号において干渉が発生する送信/協調ダイバーシチよりも，干渉が発生しない受信ダイバーシチの方が高信頼の通信を行うことが可能である．し

かし移動体通信システムでは，移動通信端末は軽小であることが求められ，受信局が移動通信端末となる場合には受信ダイバーシチを必ず採用できるとは限らない．移動体通信システムにおいて，通信路の双方向で空間ダイバーシチを実現するためには，送信/協調ダイバーシチの検討が必要である．

送信ダイバーシチは複数の送信アンテナを有することで，協調ダイバーシチは複数の中継局が協調して中継伝送を行うことでダイバーシチ伝送を実現する．これらの送信/協調ダイバーシチにおいて干渉が発生することを問題点として挙げたが，これは時空間ブロック符号 (space-time block code: STBC) によって解決可能である．一方で STBC の利用を前提とする場合にも，送信/協調ダイバーシチにおいて装置構成が複雑となる課題がある．

本論文では，STBC の利用を前提とした送信/協調ダイバーシチにおいて，これまで注目されてこなかった符号の特徴に着目することで装置構成を簡素化することを試みる．次節以降，送信/協調ダイバーシチの検討の経過と，STBC に関する関連研究を述べていく．

1.1.3 送信/協調ダイバーシチ技術に関する検討の経過

移動体通信の高信頼化のためにダイバーシチ技術が着目された黎明期において，送信ダイバーシチの課題は，複数の送信アンテナから送信されて干渉しあう信号を活用してダイバーシチ利得を得ることであった．伝送レートの低下を許容できるのであれば，アンテナを切り替えながら信号を繰り返し送信することで，信号を干渉させることなくダイバーシチ利得が得られる．伝送レートの低下を許容できず，繰り返し送信が行えない場合には，送信局で伝搬路応答をあらかじめ把握し，受信局でコヒーレントに信号を受信できるようにビームを形成すればよい．送信局での伝搬路応答が把握できない場合には，送信アンテナ毎に異なる遅延量を与えてビート干渉を予防したうえで，受信局では等化によって信号間の干渉を解除する遅延ダイバーシチが検討された [7-9]．しかし，等化には多くの演算を要することが課題になる．また，興味深い方式として時空間トレリス符号も検討されている [10]．これは，送信アンテナ毎の信号間に相関を与えるとともに，受信処理において最尤判定を実施することで，誤り訂正符号化利得とダイバーシチ利得を同時に得られる技術

である．しかし，最尤判定にともなう演算量の増大が課題となっている．このように，伝送レートを低下させず，送信局であらかじめ伝搬路を把握することなく，低い演算量で送信ダイバーシチを実現することは課題となっていた．

この送信ダイバーシチの課題を解決したものが Alamouti の提案した Alamouti 符号であった [11]．Alamouti 符号は，2本のアンテナを備える送信局においてあらかじめ伝搬路を把握することなく，伝送レート損を発生させることなく信号を送信するにもかかわらず，受信局では簡単な2次方程式を解くことで信号間の干渉を解除できる技術である．Alamouti 符号は，STBC [11–22] の先駆けである．その後，想定する送信アンテナ数や伝送レートなどが異なる様々なバリエーションが考案され続けている．この STBC によって，送信ダイバーシチ技術は簡易に実現されるようになって，一般的な技術として活用されることになった．

本論文では，通信に伴う処理の一環として導入を行う観点で有効性を検討されてこなかった STBC の符号の構造に着目して STBC を簡易に用いることで，送信/協調ダイバーシチの装置を簡素化することを主題とする．そのため，STBC については別途節を設けて関連研究を述べるとともに，具体的な符号・関連方式の詳細を2章で説明する．

その後，送信ダイバーシチ技術は単独で検討されるのではなく，受信ダイバーシチ技術，空間多重化技術とともに MIMO 技術として一般化されて検討されることとなった [23–26]．MIMO は，複数の送受信アンテナを装備していることを前提に通信の大容量化・高信頼化を行う技術である．現在では，MIMO は成熟した技術となり，移動体通信システムにおいて当たり前活用される技術となっている．

さらに近年では，通信装置においてコスト高の要因となっている送信局の RF 回路が，MIMO では複数必要になるといった課題に対して，送信局の RF 回路を単一化する検討も始まっている [27–29]．この技術では，送信局では RF 回路が単一であるが，出力先の送信アンテナを複数備えており，出力先のアンテナを選択することで伝搬路応答を変更しながら無線通信を可能にできる．この様々な伝搬路応答を選択できるという機能には様々な可能性が考えられる．しかし，現在の検討で主流となっているのは，アンテナの選択を情報ビットの一部で行い，受信局側では変化する伝搬路応答から情報ビットを推定することで伝送レートの改善を行う SM (spatial modulation) の検討である．この頻繁なアンテナの切り替えは信号波形に不連続点を発生させる

ことから帯域外放射を発生させるなど，実用に向けた課題は残されている．

このように空間ダイバーシチ技術は成熟した技術となりつつあるが，複数の送受信装置を必要とし装置のコスト高を誘発することは現在も課題となっている．この問題を，中継伝送を利用して解決を行うのが協調ダイバーシチである [30–37]．無線通信の特徴のひとつに同報性があるが，通信システムに中継局が存在することを仮定すると，この同報性を利用すれば通信範囲に含まれる中継局の数だけチャンネルを増大させることが可能である．これらの中継局を協調動作させれば，送信局・中継局・受信局のそれぞれが単一の送受信アンテナしか備えていなくてもダイバーシチ伝送を実現できる．この協調ダイバーシチにはいくつかの形態が考えられ，送信局と受信局との見通しを仮定するか否か，中継局を単一とするか複数とするか，中継段数を一回とするか複数とするかを変更して，様々な検討が行われている．

この協調ダイバーシチでは，活用する中継局数に応じてチャンネルが増大するので，中継局を複数とすることでダイバーシチ利得を増大させることが可能である．このとき複数の中継局から送信されて干渉しあう信号への対処が課題となる．この解決方法として，送信ダイバーシチ技術を利用することが可能である．

1.1.4 時空間ブロック符号に関する関連研究

STBC の検討は Alamouti 符号に端を発しているが，その後の主な研究課題のひとつはアンテナ数を増大させた場合の符号の創出であった．この観点から主なる検討経過を以下に述べる．

- 1998 年，Alamouti が 2 ストリーム用の Alamouti 符号を発表した [11]．
- 1999 年，Tarokh が 3 ストリーム以上の伝送用の OSTBC(orthogonal space-time block code) の設計法を発表した [12]．
- 2000 年，Tirkkonen が 4 ストリームでフルレートの伝送用の QOSTBC(quasi-orthogonal space-time block code) の一種である ABBA 符号を発表した [13]．2001 年，Jafakhani が等価の QOSTBC を発表した [14]．2004 年，Su が ABBA 符号よりも誤り率特性を改善できる位相回転を行う QOSTBC を発表した [15]．

2005年, Yuen が ABBA 符号よりも復号の演算量が少ない QOSTBC-MDC (QOSTBC with minimum decoding complexity) を発表した [16] .

- 2002年, Ahmed が Jafakhani の QOSTBC の設計法を拡張して8ストリームでフルレートの伝送用の QOSTBC を発表した [20] . 2003年, Markus がこの設計法を2のべき乗数のストリームに拡張した拡大 Alamouti 符号を発表した [21] . 2005年, Abreu がより誤り率を改善できる GABBA (Generalized ABBA) 符号を発表した [22] .

また, 1.1.3 節で述べたように, 送信ダイバーシチ技術は協調ダイバーシチに適用できることから, STBC を用いる協調ダイバーシチの検討も進められている. 協調ダイバーシチに STBC を適用するのであれば, 中継局で時空間ブロック符号化を行えばよい. STBC を用いる協調ダイバーシチの検討経過を以下に述べる .

- 2003年, Laneman が協調ダイバーシチに Alamouti 符号を適用した [31] .
- 2006年, 宮野が協調ダイバーシチに QOSTBC を適用した [33] .
- 2009年, Maham が協調ダイバーシチに GABBA 符号を適用した [34] .

STBC は, 干渉項を含まず高信頼の伝送が可能であることを示す「直交性」と, 1ストリームの場合と同等の伝送レートであることを示す「フルレート」をいかに両立するかが, 性能を議論するうえでの観点のひとつである. 2ストリームの場合には, Alamouti 符号が両者を両立している. しかし, 3ストリームでは両者は両立しないことが知られている. そこで3ストリーム以上で, 非直交性の原因となる干渉項が発生しないように信号成分を間引きながら符号サイズを拡張した STBC が OSTBC である. これに対して, 非直交性を許容してフルレートを実現するよう, 信号成分を間引かずに符号サイズを拡張した STBC が QOSTBC である. この中でも, ABBA 符号は2種の Alamouti 符号をたすき掛けるように配置することで, Jafakhani の QOSTBC は2種の Alamouti 符号に符号化の単位を倍にして再度 Alamouti 符号化を行うことで, 符号サイズを拡張した符号として得られる.

本論文では, この QOSTBC の生成に係る拡張方法と, それによって派生する符号の構造に着目する. STBC を用いる協調ダイバーシチでは, 中継局で送信信号の再

現と時空間ブロック符号化が必要であることを述べた．詳細は2章で示すが，STBCを用いる協調ダイバーシチでは中継局でキャリアリカバリーや信号分離が必要になる．これに対して，QOSTBCの生成にかかる拡張方法を協調ダイバーシチにおける一連の中継処理に適用して受信局でQOSTBCを受信するようにすれば，中継局を簡素化した協調ダイバーシチを実現できる．

さらに，多ストリームでありながら，直交性とフルレートを両立する送信ダイバーシチの方法としてCIOD(complex interleaved orthogonal design)がある．送信局の送信アンテナが3本以上であっても，同時に送信するストリームが2ストリームであれば，Alamouti符号を利用して直交性とフルレートを両立できる．そして送信に用いるアンテナを切り換えて得られる各ストリームの伝搬路応答を信号空間へ反映させれば，送信アンテナ数と同じオーダーの信号空間ダイバーシチ [38] による利得が得られる．このCIODの検討経過を以下に述べる．

- 2002年，Khanが4ストリーム用のCIODを発表した [18]．
- 2006年，KhanがCIODのストリーム数を一般化した [19]．

本論文では，2006年に示された2送信アンテナ用のCIODに着目する．2送信アンテナ用のCIODでは，送信されるのは1ストリームのみなので，適切に修正すれば送信局のRF(radio frequency)回路の単一化が可能になる．また，送信側でのベースバンド処理に時空間符号化が含まれているが，ベースバンド処理の最終段では信号の消去と等価の処理を行っている．そこで，この消去の処理を中継処理とする協調ダイバーシチを実現することで，中継局の簡素化を実現できる．

1.2 本論文の目的

本論文では，これまで述べた背景に基づき，STBCを用いる送信/協調ダイバーシチの装置を簡素化できる方式を確立することを主題とする．簡素化の切り口として，通信に伴う処理の一環として導入を行う観点で有効性が検討されてこなかったSTBCの符号の構造に着目する．その結果，従来と異なる処理手順でSTBCの符号化が可能になり，STBCを用いる送信ダイバーシチの送信局におけるRF回路を共通化した

り，STBC を用いる協調ダイバーシチの中継処理における STBC の符号化を簡略化することが可能になる．このような問題意識のもと，以下の3つを確立する．

1. 単一の RF 回路の送信局による簡素化した送信ダイバーシチ
2. STBC を用いながら中継局でキャリアリカバリーを行わない協調ダイバーシチ
3. STBC を用いながら中継局で信号分離を行わないマルチホップ協調ダイバーシチ

目的2. については2方式を提案するものとし，それぞれの目的に即した計4方式を提案していく．

1.3 本論文の構成

本論文は，本章を含めて7章からなる．まず，2章にて本論文が主題とする要素技術である STBC について，提案方式の背景技術となる話題について述べる．併せて課題を整理し，着眼する符号の構造を示し，本論文の問題意識を明らかにする．

3章～6章において，1.2節で述べた3つの目的に即した4方式についてそれぞれ述べる．各目的と各章の対応を以下に示す．

- 3章では，目的1. に即した単一 RF 回路の送信局による CIOD を用いる送信ダイバーシチを示す．
- 4章では，目的2. に即した CIOD を用いる協調ダイバーシチを示す．
- 5章では，目的2. に即した QOSTBC を用いる協調ダイバーシチを示す．
- 6章では，目的3. に即した拡大 Alamouti 符号を用いるマルチホップ協調ダイバーシチを示す．

各章では，それぞれの方式の実現に必要なシステムモデルの説明と，性能を確認するための評価結果を示す．

7章では，総括として本論文のまとめを行うとともに，今後の課題について述べる．

第2章 時空間ブロック符号

2.1 はじめに

本章では，本研究で主題として扱う要素技術である STBC について述べる．STBC は，1.1.4 節で一端を示したように，送信アンテナの本数，直交性，伝送レート，演算量を勘案して設計する必要があるため，種々の符号が検討されているが，ここでは本研究に係る STBC を説明する．具体的には，2 送信アンテナの STBC として Alamouti 符号および CIOD を，4 送信アンテナの STBC として ABBA 符号，位相回転を行う QOSTBC および QOSTBC-MDC を，多送信アンテナの STBC として拡大 Alamouti 符号をそれぞれ紹介する．さらに，協調ダイバーシチへの適用例を示す．そのうえで課題を整理し，それらを解決するために本論文が着目する STBC の符号構造について述べ，本論文の問題意識を明らかにする．

2.2 2 送信アンテナの STBC

2.2.1 Alamouti 符号

Alamouti 符号は，2 ストリームの伝送において，直交性とフルレートを両立する STBC である．情報ビットから生成された信号系列を x_1, x_2 とすると，Alamouti 符号は，以下のように与えられる符号化ブロックである [11]． X_{Ala} は，次式で与えられる．

$$X_{\text{Ala}} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

ここで $(\cdot)^*$ は複素共役を表す．Alamouti 符号を用いて伝送を行う場合，各送信アンテナからは X_{Ala} の列ベクトルに相当する信号列を RF 信号に変換して送信する．本

論文では，基本的に情報ビットから生成された信号を x_l (l は時刻を表す整数) で，送信信号を s_l で表すが，本章では説明の便宜上，送信信号も x_l で表す場合があることを留意されたい．

p 番目の送信アンテナから受信アンテナまでの伝搬路応答を h_p ， l 番目に受信する信号を r_l とすると，送信局と受信局の関係は図 2.1 に示すような関係を有する．なお，本論文では送信アンテナまたは送信を担う中継局を表すインデックスに p を用い，受信を担う中継局を表すインデックスに q を用いるものとする．受信局で発生する雑音を n_l とすると，受信局で受信されるベースバンドの受信信号系列 $\mathbf{r} = [r_1, r_2]^T$ は次式のように表される．

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \mathbf{X}_{\text{Ala}} \mathbf{h} + \mathbf{n} \\ &= \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.2)$$

この受信信号系列から x_1, x_2 の推定は，上式の連立方程式を例えば以下のように解くことで簡単に実現できる．

$$h_1^* r_1 + h_2 r_2^* = (|h_1|^2 + |h_2|^2) x_1 + h_1 n_1 + h_2 n_1^* \quad (2.3)$$

$$h_2^* r_1 - h_1^* r_2^* = (|h_1|^2 + |h_2|^2) x_2 + h_2^* n_1 - h_1^* n_2^* \quad (2.4)$$

したがって Alamouti 符号は，送信局で伝搬路応答を把握しなくとも受信局で伝搬路応答を推定できれば，減衰項を $(|h_1|^2 + |h_2|^2)$ としてダイバーシチ効果が得られる．この受信信号の電力 $\mathbf{r}^H \mathbf{r}$ ($(\cdot)^H$ は共役転置を表す) を求めると， u_l を雑音成分から派生する不要信号として以下のように計算できる．

$$\mathbf{r}^H \mathbf{r} = [h_1^*, h_2^*] \begin{bmatrix} \lambda & 0 \\ 0 & \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \sum_{l=1}^2 u_l \quad (2.5)$$

$$= \alpha \lambda + \sum_{l=1}^2 u_l \quad (2.6)$$

$$\alpha = (|h_1|^2 + |h_2|^2) \quad (2.7)$$

$$\lambda = (|x_1|^2 + |x_2|^2) \quad (2.8)$$

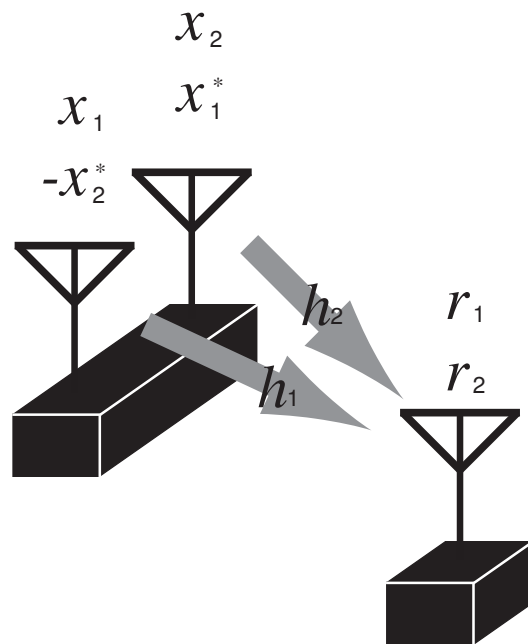


図 2.1: Alamouti 符号ブロックの伝送例

また，以下のような符号化ブロックを用いても，同等の効果が得られる．

$$\mathbf{X}_{\text{Ala}}^T = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

2.2.2 CIOD

CIOD が総括されて検討されている文献 [19] では，CIOD は一般化された形式で与えられているが，本論文では 2 送信アンテナ向けの CIOD に着目する．システムモデルを，処理毎の信号のコンスタレーションを付して図 2.2 に示す．

送信系列を x_1, x_2 とする．QPSK であることを仮定すれば，図 2.2 の A. のようにコンスタレーションが与えられる．CIOD はまず位相項 ϕ による位相回転を与える

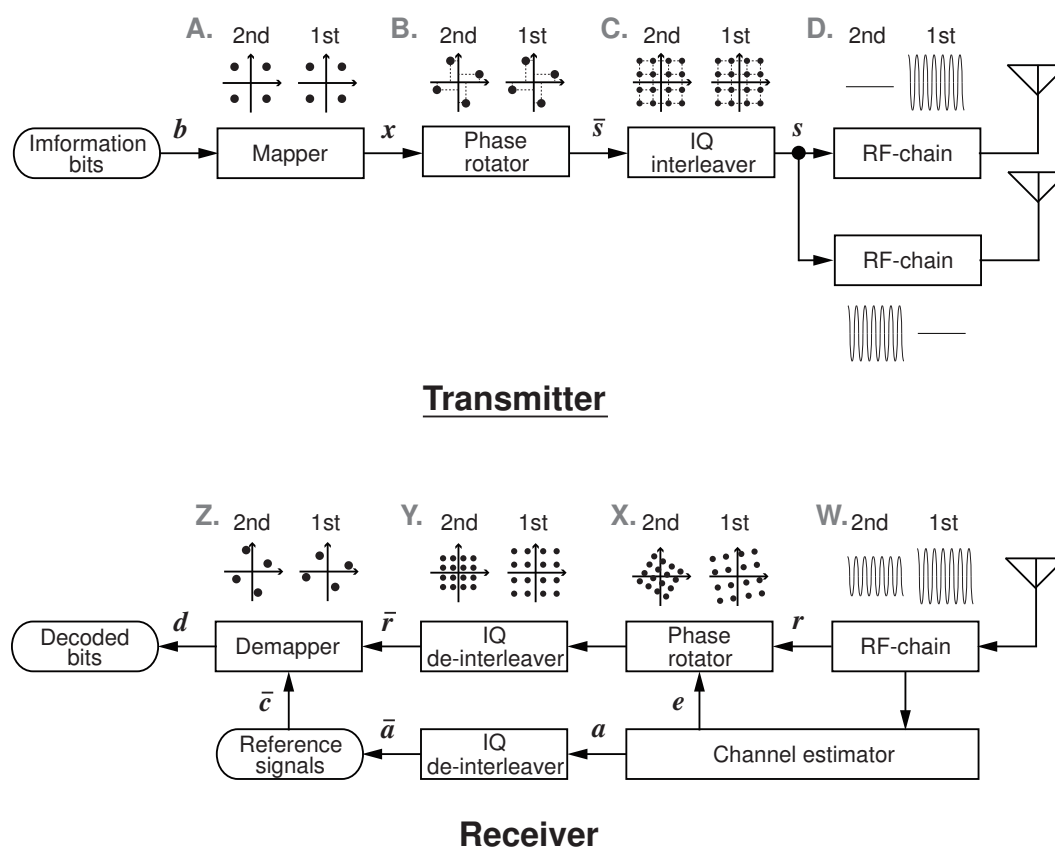


図 2.2: CIOD のシステムモデル

点に特徴がある．位相回転後の l 番目の信号 \bar{s}_l は，次式で表される．

$$\bar{s}_l = e^{j\phi} x_l \quad (2.10)$$

この ϕ の値の最適値は，採用する変調方式によって異なる．QPSK を用いる場合，位相回転後に 16QAM の一部に含まれるように $\phi = -0.4653\text{rad}$ と設定する．その結果，コンスターレーションは図 2.2 の B. のように与えられる．

そして \bar{s}_1, \bar{s}_2 の実部と虚部を以下のようにインターリーブする点に次の特徴がある．

$$s_1 = \bar{s}_1^R + j\bar{s}_2^I \quad (2.11)$$

$$s_2 = \bar{s}_2^R + j\bar{s}_1^I \quad (2.12)$$

$(\cdot)^R$ と $(\cdot)^I$ は，それぞれ複素数の実部と虚部を表す．その結果，コンスターレーショ

ンは図 2.2 の C. のように 16QAM と等価になる．本論文では，送信局において実部と虚部をインターリーブする処理を IQ インターリーブングと称する．得られた信号列から，以下のように符号化ブロックを構成する．

$$\mathbf{S}_{\text{CIOD}} = \begin{bmatrix} s_1 & 0 \\ 0 & s_2 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

CIOD によって伝送を行う場合，Alamouti 符号を用いて伝送を行う場合と同様に，各送信アンテナからは， \mathbf{S}_{CIOD} の列ベクトルに相当する送信信号系列を RF 信号に変換して送信される．

そして，受信局で受信されるベースバンドの受信信号系列 $\mathbf{r} = [r_1, r_2]^T$ は次式のよ
うに表される．

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \mathbf{S}_{\text{CIOD}} \mathbf{h} + \mathbf{n} \\ &= \begin{bmatrix} s_1 & 0 \\ 0 & s_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.14)$$

受信信号 r_1, r_2 のそれぞれは， s_1, s_2 にそれぞれ異なる伝搬路応答 h_1, h_2 が乗算された信号からなるので，図 2.2 の X. のように異なるフェージングを受けた信号として受信される．

CIOD における復号では，伝搬路応答を以下のように振幅項 a_p , 位相項 e_p に分けて取り扱う．

$$a_p = |h_p| \quad (2.15)$$

$$e_p = \frac{h_p}{|h_p|} \quad (2.16)$$

得られた位相項 e_p を用いて，受信信号の伝搬による位相回転を補正してから実部と虚部のデインターリーブングを行う．

$$\bar{r}_1 = (r_1 e_1^*)^R + j(r_2 e_2^*)^I \quad (2.17)$$

$$\bar{r}_2 = (r_2 e_2^*)^R + j(r_1 e_1^*)^I \quad (2.18)$$

本論文では，受信局において実部と虚部をインターリーブする処理を IQ デインターリーブングと称する．位相回転を補正によって図 2.2 の Y. のようなコンスタレーショ

ンが得られ、さらにIQデインターリーピングによって図2.2のZ.のようなコンスタレーションが得られる。図2.2のZ.では、IQデインターリーピングの効果によってIchとQchが独立にフェージングを受けるが、QPSKのコンスタレーションに位相回転が与えられた状態であるのでIchとQchのいずれかのフェージングが顕著であっても復号が可能である。このように信号空間が独立にフェージングを受けて得られるダイバーシチは、信号空間ダイバーシチと呼ばれる [38]。

一方で、図2.2のZ.の信号を復号するための準備も並行して行う。振幅項 a_1, a_2 について、受信信号のIchとQchの減衰が同時にわかるような複素数 \bar{a}_1, \bar{a}_2 を以下のように構成する。

$$\bar{a}_1 = a_1 + ja_2 \quad (2.19)$$

$$\bar{a}_2 = a_2 + ja_1 \quad (2.20)$$

そして、送信に用いた変調方式の位相回転が行われた図2.2のB.に相当するコンスタレーション c のIchとQchに対して、 \bar{a}_p の実部と虚部をそれぞれ乗算し、図2.2のZ.の信号を復号するための参照信号 \bar{c}_p を生成する。このコンスタレーション \bar{c}_p を用いて \bar{r}_l を最尤判定を行うことで、復号を実施する。

ただし、Alamouti符号が2つのストリームの電力利得が等利得であるのに対して、CIODにおける信号空間のダイバーシチ利得はそれぞれ $\cos^2\phi$ 、 $\sin^2\phi$ と偏りが発生するため、Alamouti符号を用いる場合よりもダイバーシチ利得が劣化する。

2.3 4送信アンテナのQOSTBC

2.3.1 ABBA 符号

ABBA 符号は, 4 ストリームでフルレートの伝送を実現できる QOSTBC である [13]. ABBA 符号の符号化ブロックは, 以下で与えられる.

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{\text{ABBA}} &= \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ x_3 & x_4 & x_1 & x_2 \\ -x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{ABBA}} & \mathbf{B}_{\text{ABBA}} \\ \mathbf{B}_{\text{ABBA}} & \mathbf{A}_{\text{ABBA}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.21)$$

上記のように ABBA 符号は, 2 つの Alamouti 符号である $\mathbf{A}_{\text{ABBA}}, \mathbf{B}_{\text{ABBA}}$ をたすきがけのように配置している特徴がある. ABBA 符号を用いて伝送を行う場合, 各送信アンテナからは, \mathbf{X}_{ABBA} の列ベクトルに相当する信号列を RF 信号に変換して送信される.

そして, 受信局で受信されるベースバンドの受信信号系列 $\mathbf{r} = [r_1, \dots, r_4]^T$ は次式のように表される.

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \mathbf{X}_{\text{ABBA}} \mathbf{h} + \mathbf{n} \\ &= \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ x_3 & x_4 & x_1 & x_2 \\ -x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.22)$$

得られた信号に対する最尤判定による復号は, 以下のメトリックが最小となる

x_1, \dots, x_4 を復号結果として選択することで実施できる .

$$f(x_1, x_3) = \alpha(|x_1|^2 + |x_3|^2) + (\beta x_1 x_3^*)^R + (\gamma x_1 + \delta x_3)^R \quad (2.23)$$

$$f(x_2, x_4) = \alpha(|x_2|^2 + |x_4|^2) + (\beta x_2 x_4^*)^R + (\chi x_2 + \psi x_4)^R \quad (2.24)$$

$$\alpha = (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2) \quad (2.25)$$

$$\beta = 2(h_1 h_3^* + h_2^* h_4) \quad (2.26)$$

$$\gamma = -h_1 r_1^* - h_2^* r_2 - h_3 r_3^* - h_4^* r_4 \quad (2.27)$$

$$\delta = -h_3 r_1^* - h_4^* r_2 - h_1 r_3^* - h_2^* r_4 \quad (2.28)$$

$$\chi = -h_2 r_1^* + h_1^* r_2 - h_4 r_3^* + h_3^* r_4 \quad (2.29)$$

$$\psi = -h_4 r_1^* + h_3^* r_2 - h_2 r_3^* + h_1^* r_4 \quad (2.30)$$

この受信信号の電力 $r^H r$ を求めると , u_l を雑音成分から派生する不要信号として式 (2.25) の定義を用いて以下のように計算される . 以下のように計算できる .

$$\begin{aligned} r^H r &= [h_1^*, h_2^*, h_3^*, h_4^*] \begin{bmatrix} \lambda & 0 & \chi & 0 \\ 0 & \lambda & 0 & \chi \\ \chi & 0 & \lambda & 0 \\ 0 & \chi & 0 & \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} + \sum_{l=1}^4 u_l \\ &= \alpha \lambda + \xi \chi + \sum_{l=1}^4 u_l \end{aligned} \quad (2.31)$$

$$\xi = 2(h_1 h_3^* - h_2^* h_4) \quad (2.32)$$

$$\lambda = (|x_1|^2 + |x_2|^2 + |x_3|^2 + |x_4|^2) \quad (2.33)$$

$$\chi = 2(x_1 x_3^* + x_2 x_4^*)^R \quad (2.34)$$

伝送レート損が発生しないフルレートを実現しているものの ABBA 符号を含む QOSTBC では直交性を満足していないため , 式 (2.31) で確認できるように干渉項 $\xi \chi$ が含まれており , 理想的な 4 ストリームダイバーシチとなっていない点には注意が必要である .

なお , ABBA 符号と同種の符号に Jafarkhani による QOSTBC があり , 以下で与え

れられる [14] .

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{\text{Jafa}} &= \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & -x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{Jafa}} & \mathbf{B}_{\text{Jafa}} \\ -\mathbf{B}_{\text{Jafa}}^* & \mathbf{A}_{\text{Jafa}}^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.35)$$

この符号は , Alamouti 符号 \mathbf{A}_{Jafa} , \mathbf{B}_{Jafa} に対して符号のサイズを変更して再度符号化を行っている構造をもつのが特徴である .

2.3.2 位相回転を行う QOSTBC

位相回転を行う QOSTBC は , 4 ストリームでフルレートの伝送を実現でき , ABBA 符号よりもストリーム間の干渉を低減してさらに誤り率特性を改善できる QOSTBC である [15] . ABBA 符号の一部の符号に , 位相回転を与えて以下のように得られる .

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{\text{rot}} &= \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & e^{j\phi} x_3 & e^{j\phi} x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -(e^{j\phi} x_4)^* & (e^{j\phi} x_3)^* \\ e^{j\phi} x_3 & e^{j\phi} x_4 & x_1 & x_2 \\ -(e^{j\phi} x_4)^* & (e^{j\phi} x_3)^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{rot}} & \mathbf{B}_{\text{rot}} \\ \mathbf{B}_{\text{rot}} & \mathbf{A}_{\text{rot}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.36)$$

この符号を用いて伝送を行う場合 , 各送信アンテナからは , \mathbf{X}_{rot} の列ベクトルに相当する信号列を RF 信号に変換して送信される .

2.3.1 節で示した定義を利用すると , 受信局で受信されるベースバンドの受信信号系列 \mathbf{r} は以下のように表される .

$$\mathbf{r} = \mathbf{X}_{\text{rot}} \mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (2.37)$$

最尤判定による復号は，式 (2.25)-(2.30) での定義を用い，以下のメトリックが最小となる x_1, \dots, x_4 を復号結果として選択することで実施できる．

$$f(x_1, x_3) = \alpha(|x_1|^2 + |x_3|^2) + (\beta x_1 (e^{j\phi} x_3)^*)^R + (\gamma x_1 + \delta e^{j\phi} x_3)^R \quad (2.38)$$

$$f(x_2, x_4) = \alpha(|x_2|^2 + |x_4|^2) + (\beta x_2 (e^{j\phi} x_4)^*)^R + (\chi x_2 + \psi e^{j\phi} x_4)^R \quad (2.39)$$

この受信信号の電力 $\mathbf{r}^H \mathbf{r}$ を求めると， u_l を雑音成分から派生する不要信号とし，式 (2.25)，(2.32)，(2.33) の定義を用いて以下のように計算できる．

$$\begin{aligned} \mathbf{r}^H \mathbf{r} &= [h_1^*, h_2^*, h_3^*, h_4^*] \begin{bmatrix} \lambda & 0 & \chi & 0 \\ 0 & \lambda & 0 & \chi \\ \chi & 0 & \lambda & 0 \\ 0 & \chi & 0 & \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} + \sum_{l=1}^4 u_l \\ &= \alpha\lambda + \xi\chi + \sum_{l=1}^4 u_l \end{aligned} \quad (2.40)$$

$$\chi = 2(e^{-j\phi} x_1 x_3^* + e^{-j\phi} x_2 x_4^*)^R \quad (2.41)$$

位相回転を行う QOSTBC は，干渉項の一部である χ に $e^{-j\phi}$ が含まれており，干渉項を制御できる点が特徴である．QPSK を変調方式とする場合には， $\phi = \frac{\pi}{4}$ rad が最適な設定値であることが知られている [15]． $\phi = 0$ となる ABBA 符号と比較すると，以下のように χ を計算できる．

ABBA 符号 ($\phi = 0$)

$$\max(|\chi|) = 4 \quad (2.42)$$

$$E(|\chi|) = \frac{3}{2} \quad (2.43)$$

位相回転を行う QOSTBC ($\phi = \frac{\pi}{4}$)

$$\max(|\chi|) = 2\sqrt{2} \quad (2.44)$$

$$E(|\chi|) = \sqrt{2} \quad (2.45)$$

なお， $\max(\cdot)$ は最大値を， $E(\cdot)$ は期待値を表す．したがって，位相回転を行う QOSTBC は，ABBA 符号と比較して復号にかかる演算量も同等であるにもかかわらず，ストリーム間の干渉を低減して，BER 特性を改善することが可能である．

2.3.3 QOSTBC-MDC

QOSTBC-MDC は，4 ストリームでフルレートの実現でき，ABBA 符号より最尤復号に必要な演算量を低減できる QOSTBC である [16]．具体的な符号は，以下で与えられる．

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{\text{MDC}} &= \begin{bmatrix} x_1^{\text{R}} + jx_3^{\text{R}} & x_2^{\text{R}} + jx_4^{\text{R}} & -x_1^{\text{I}} + jx_3^{\text{I}} & -x_2^{\text{I}} + jx_4^{\text{I}} \\ -x_2^{\text{R}} + jx_4^{\text{R}} & x_1^{\text{R}} - jx_3^{\text{R}} & x_2^{\text{I}} + jx_4^{\text{I}} & -x_1^{\text{I}} - jx_3^{\text{I}} \\ -x_1^{\text{I}} + jx_3^{\text{I}} & -x_2^{\text{I}} + jx_4^{\text{I}} & x_1^{\text{R}} + jx_3^{\text{R}} & x_2^{\text{R}} + jx_4^{\text{R}} \\ x_2^{\text{I}} + jx_4^{\text{I}} & -x_1^{\text{I}} - jx_3^{\text{I}} & -x_2^{\text{R}} + jx_4^{\text{R}} & x_1^{\text{R}} - jx_3^{\text{R}} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{MDC}} & \mathbf{B}_{\text{MDC}} \\ \mathbf{B}_{\text{MDC}} & \mathbf{A}_{\text{MDC}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.46)$$

この符号を用いて伝送を行う場合，各送信アンテナからは， \mathbf{X}_{MDC} の列ベクトルに相当する信号列を RF 信号に変換して送信される．

2.3.1 節で示した定義を利用すると，受信局で受信されるベースバンドの受信信号系列 \mathbf{r} は以下のように表される．

$$\mathbf{r} = \mathbf{X}_{\text{MDC}} \mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (2.47)$$

最尤判定による復号は，式 (2.25)-(2.30) での定義を用い，以下のメトリックが最小となる x_1, \dots, x_4 を復号結果として選択することで実施できる．

$$f(x_1) = \alpha |x_1|^2 + (\beta x_1^{\text{R}} x_1^{\text{I}} + \gamma x_1^{\text{R}} + \delta x_1^{\text{I}})^{\text{R}} \quad (2.48)$$

$$f(x_2) = \alpha |x_2|^2 + (\beta x_2^{\text{R}} x_2^{\text{I}} + \chi x_2^{\text{R}} + \psi x_2^{\text{I}})^{\text{R}} \quad (2.49)$$

$$f(x_3) = \alpha |x_3|^2 + (\beta x_3^{\text{R}} x_3^{\text{I}} + \gamma x_3^{\text{R}} + \delta x_3^{\text{I}})^{\text{R}} \quad (2.50)$$

$$f(x_4) = \alpha |x_4|^2 + (\beta x_4^{\text{R}} x_4^{\text{I}} + \chi x_4^{\text{R}} + \psi x_4^{\text{I}})^{\text{R}} \quad (2.51)$$

ABBA 符号が，ひとつのメトリックの算出に対して 2 シンボルを要することから，復号にかかる演算量が変調多値数の 2 乗のオーダーで必要だとすると，QOSTBC-MDC は，ひとつのメトリックを 1 シンボルで算出できるので，復号にかかる演算量が変調多値数の 1 乗のオーダーとなる．この受信信号の電力 $\mathbf{r}^H \mathbf{r}$ を求めると， u_l を雑音

成分から派生する不要信号とし，式 (2.25)，(2.32)，(2.33) の定義を用いて以下のよう
に計算される．

$$\begin{aligned} \mathbf{r}^H \mathbf{r} &= [h_1^*, h_2^*, h_3^*, h_4^*] \begin{bmatrix} \lambda & 0 & \chi & 0 \\ 0 & \lambda & 0 & \chi \\ \chi & 0 & \lambda & 0 \\ 0 & \chi & 0 & \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} + \sum_{l=1}^4 u_l \\ &= \alpha\lambda + \xi\chi + \sum_{l=1}^4 u_l \end{aligned} \quad (2.52)$$

$$\chi = 2(-x_1^R x_1^I + x_2^R x_2^I - x_3^R x_3^I + x_4^R x_4^I)^R \quad (2.53)$$

2.4 多送信アンテナの STBC

拡大 Alamouti 符号は，アンテナ本数が 2 のべき乗である場合に対応するように
一般化された QOSTBC である [21]．具体的には，Alamouti 符号から Jafarkhani の
QOSTBC に拡張した要領で，Alamouti 符号を繰り返し符号サイズを拡大していくこ
とで得られる符号である．符号を説明する便宜上，信号系列を x_{2m-1}, x_{2m} とした場合
の Alamouti 符号を以下のように定義し直す．

$$\mathbf{X}_m^{(2)} = \begin{bmatrix} x_{2m-1} & -x_{2m}^* \\ x_{2m} & x_{2m-1}^* \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

なお，本論文への導入においては，以降の説明に係る便宜上，式 (2.9) の表記に則っ
た Alamouti 符号を用いる．そして拡大 Alamouti 符号は，以下のように符号化の単
位を 2 倍にしながら符号化を繰り返し，信号ブロックの次元の拡大を行なうことで
得られる符号である．

$$\mathbf{X}_{m'}^{(k)} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{2m'-1}^{(k-1)} & -\mathbf{X}_{2m'}^{(k-1)*} \\ \mathbf{X}_{2m'}^{(k-1)} & \mathbf{X}_{2m'-1}^{(k-1)*} \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

符号化の結果， $\mathbf{X}_1^{(K)}$ が得られたとすると， $\mathbf{X}_1^{(K)}$ は $2^{K-1} \times 2^{K-1}$ の大きさを有する符号
化ブロックとなる． $\mathbf{X}_1^{(K)}$ を用いて伝送を行う場合には，各送信アンテナから列ベク

トルに相当する信号列を RF 信号に変換して送信される．拡大 Alamouti 符号は，使用する送信アンテナ数に伴ってストリーム数が増大する場合にも，伝送レート損が発生することなく送信ダイバーシチ伝送を実現する．

そして，受信局で受信されるベースバンドの受信信号系列 $\mathbf{r}^{(K)} = [r_1, \dots, r_{2^{K-1}}]^T$ は， 2^{K-1} 本の各送信アンテナから受信局までの伝搬路応答ベクトルを $\mathbf{h}^{(K)} = [h_1, \dots, h_{2^{K-1}}]^T$ ，受信局で発生する雑音成分ベクトルを $\mathbf{n} = [n_1, \dots, n_{2^{K-1}}]^T$ とすると，次式のように表される．

$$\mathbf{r}^{(K)} = \mathbf{X}_1^{(K)} \mathbf{h}^{(K)} + \mathbf{n} \quad (2.56)$$

得られた受信信号は，Equivalent virtual MIMO channel matrix によって表記可能である．すなわち，

$$\check{\mathbf{r}}^{(K)} = \check{\mathbf{H}}^{(K)} \check{\mathbf{x}}^{(K)} + \check{\mathbf{n}} \quad (2.57)$$

と受信信号を通常の MIMO と同様に伝送路応答ブロックと送信信号ベクトルで表記可能である．受信信号ベクトル $\check{\mathbf{r}}^{(K)}$ ，伝送路応答ブロック $\check{\mathbf{H}}^{(K)}$ ，送信信号ベクトル $\check{\mathbf{x}}^{(K)}$ は，以下のように再帰的に記述が可能である．

$$\check{\mathbf{r}}^{(K)} = \begin{bmatrix} \check{\mathbf{r}}_1^{(K-1)} \\ \check{\mathbf{r}}_2^{(K-1)*} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

$$\check{\mathbf{r}}_{m'}^{(k)} = \begin{bmatrix} \check{\mathbf{r}}_{2m'-1}^{(k-1)} \\ \check{\mathbf{r}}_{2m'}^{(k-1)*} \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

$$\check{\mathbf{r}}_m^{(2)} = \begin{bmatrix} r_{1,2m-1} \\ r_{1,2m}^* \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

$$\check{\mathbf{H}}^{(K)} = \begin{bmatrix} \check{\mathbf{H}}_1^{(K-1)} & \check{\mathbf{H}}_2^{(K-1)} \\ \check{\mathbf{H}}_2^{(K-1)*} & -\check{\mathbf{H}}_1^{(K-1)*} \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

$$\check{\mathbf{H}}_{m'}^{(k)} = \begin{bmatrix} \check{\mathbf{H}}_{2m'-1}^{(k-1)} & \check{\mathbf{H}}_{2m'}^{(k-1)} \\ \check{\mathbf{H}}_{2m'}^{(k-1)*} & -\check{\mathbf{H}}_{2m'-1}^{(k-1)*} \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

$$\check{\mathbf{H}}_m^{(2)} = \begin{bmatrix} h_{2m-1} & h_{2m} \\ h_{2m}^* & -h_{2m-1}^* \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

$$\check{\mathbf{x}}^{(K)} = \begin{bmatrix} \check{x}_1^{(K-1)} \\ -\check{x}_2^{(K-1)*} \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

$$\check{\mathbf{x}}_{m'}^{(k)} = \begin{bmatrix} \check{x}_{2m'-1}^{(k-1)} \\ -\check{x}_{2m'}^{(k-1)*} \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

$$\check{\mathbf{x}}_m^{(2)} = \begin{bmatrix} x_{2m-1} \\ -x_{2m}^* \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

したがって必ずしも最尤判定を行う必要はなく, ZF(zero forcing) や MMSE(minimum mean square error) といった空間フィルタリング [26] を用いて復号を行うことが可能である.

これまで種々の STBC を紹介したが, STBC を用いる送信ダイバーシチの実装においてストリーム数と同数の RF 回路が送信局に必要となる. 送信局の RF 回路には, 無線装置でコスト高の原因となる高利得な増幅器を含む. このコストの圧縮が STBC を用いる送信ダイバーシチの課題である.

2.5 STBC を用いる協調ダイバーシチ

STBC は, 1.1.4 節で述べたように, 送信ダイバーシチのみに用いられるわけではなく, 協調ダイバーシチにも用いられる. 協調ダイバーシチに STBC を用いる場合, 複数の中継局が協調動作をすることとし, 中継局内の中継処理の過程で STBC による符号化を実施し, 受信局で多重化された信号の干渉を STBC の効果によって抑圧することが特徴となる. 本節では, STBC を用いる協調ダイバーシチを実施する例として単一のアンテナを有する送信局, 2 台の中継局, 受信局による Alamouti 符号を用いる協調ダイバーシチを説明する. システム構成例を信号系列・伝搬路応答とともに付して図 2.3 に示す.

送信局から信号系列を x_1, x_2 を RF 信号に変換して送信されたとすると, q 番目の中継局で受信されるベースバンド信号の受信信号 $r_{q,l}^{(1)}$ は, 以下のように表される.

$$r_{q,l}^{(1)} = h_{q1}^{(1)} x_1 + n_{q,l}^{(1)} \quad (2.67)$$

$h_{q1}^{(1)}$ は, 1 回目の通信における送信局から q 番目の中継局の伝搬路応答を, $n_{q,l}^{(1)}$ は 1 回目の通信における q 番目の中継局で発生する l 番目の雑音成分である. この受信

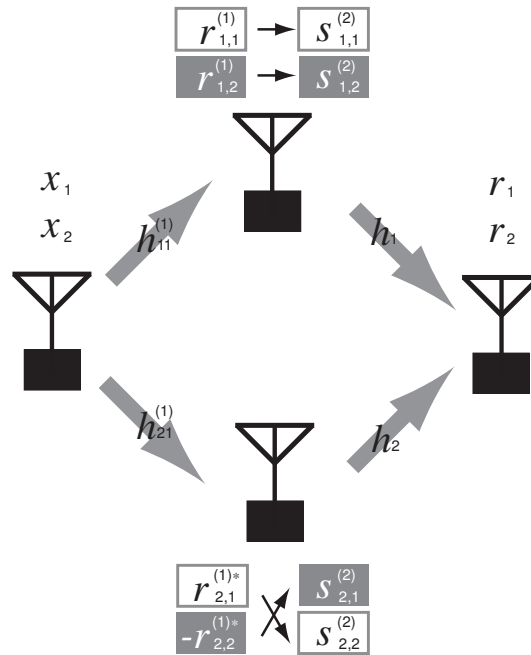


図 2.3: Alamouti 符号を用いる協調ダイバーシチのシステムモデル

信号 $r_{q,l}^{(1)}$ に対して, q 番目の中継局では, 以下のように送信信号系列 $s_q^{(2)} = [s_{q,1}^{(2)}, s_{q,2}^{(2)}]^T$ を生成する.

$$s_1^{(2)} = [r_{1,1}^{(1)}, r_{1,2}^{(1)}]^T \quad (2.68)$$

$$s_2^{(2)} = [-r_{2,2}^{(1)*}, r_{2,1}^{(1)*}]^T \quad (2.69)$$

$r_{q,1}^{(1)}$ および $r_{q,2}^{(1)}$ にそれぞれ x_1 および x_2 が干渉することなく含まれているとすると, この処理は Alamouti 符号化と等価になる. それぞれ生成した信号 RF 信号に変換して受信局へ送信する.

受信局で受信されるベースバンド信号の受信信号 r_l は, 以下のように表せる.

$$r_1 = h_1 s_{1,1}^{(2)} - h_2 s_{2,2}^{(2)*} + n_1 \quad (2.70)$$

$$r_2 = h_1 s_{1,2}^{(2)} + h_2 s_{2,1}^{(2)*} + n_2 \quad (2.71)$$

h_p は p 番目の中継局から受信局までの伝搬路応答であり, n_l は受信局で発生する雑音成分である. 送信局から p 番目の中継局を介した受信局までの伝搬路応答を g'_p と

し，中継局で発生する雑音による不要信号系列を $\mathbf{u}^{(1)'}$ すると，受信信号系列 \mathbf{r} は，以下のように表せる．

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \mathbf{X}_{\text{Ala}}^T \mathbf{g}' + \mathbf{u}^{(1)'} + \mathbf{n} \\ &= \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 h_{11}^{(1)} \\ h_2 h_{21}^{(1)*} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_1 n_{1,1}^{(1)} - h_2 n_{2,2}^{(1)*} \\ h_1 n_{1,2}^{(1)} + h_2 n_{2,1}^{(1)*} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.72)$$

符号化ブロック \mathbf{X}'_{Ala} と伝搬路応答ベクトル \mathbf{g}' に着目すれば，Alamouti 符号を用いる伝送と等価であるため，受信局で多重化された 2 台の中継局からの信号を Alamouti 符号の効果によってダイバーシチ利得を得ながら分離することが可能である．

本節では STBC を用いる協調ダイバーシチを紹介したが，本方式での中継局は，時空間符号化のために複素演算が必要となることからキャリアリカバリが必須となる．しかし，キャリアリカバリは演算量が大きいほか，時間遅延の原因となるため，省略することによって遅延時間の短縮しながらコストを安くできる効果が見込める．また，協調ダイバーシチでは中継局毎の発振器に個体差が存在する場合には，誤り率性能が劣化する．これに対して，中継局でのダウンコンバートとアップコンバートとを行う周波数偏差を同一として送信局で用いた中心周波数と一致させれば，コヒーレントな協調ダイバーシチを実現できる．しかしこの場合にキャリアリカバリが不正確であると，伝送路推定処理によってキャリアリカバリの失敗による位相ずれが補正されてしまい，アップコンバート後の中心周波数が送信局で用いた中心周波数と一致しない問題が発生する．キャリアリカバリを省略すれば，ダウンコンバートとアップコンバートとを行う周波数偏差を同一として，コヒーレントな協調ダイバーシチを実現可能である．

2.6 STBC を用いるマルチホップ協調ダイバーシチ

2.5 節で解説を行った STBC を用いる協調ダイバーシチは，マルチホップ伝送に拡張することが可能である．本節では，STBC を用いる協調ダイバーシチを実施する例として単一のアンテナを有する送信局，4 台の中継局，受信局による Alamouti 符号を用いる 3 ホップ協調ダイバーシチを説明する．システム構成例を信号系列・伝搬路応答をとともに付して図 2.4 に示す．

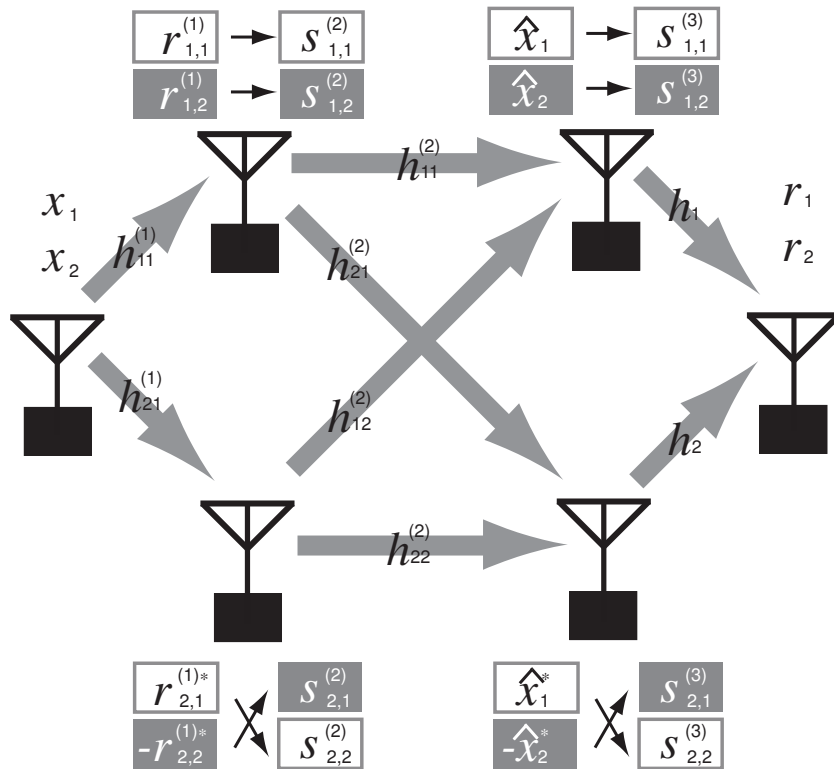


図 2.4: Alamouti 符号を用いるマルチホップ協調ダイバーシチのシステムモデル

送信局から信号系列を x_1, x_2 を RF 信号に変換して送信されたとすると, 1 回目の通信において q 番目の中継局で受信されるベースバンド信号の受信信号 $r_{q,l}^{(1)}$ は, 以下のように表される.

$$r_{q,l}^{(1)} = h_{q1}^{(1)} x_l + n_{q,l}^{(1)} \quad (2.73)$$

$h_{q1}^{(1)}$ は, 1 回目の通信における送信局から q 番目の中継局の伝搬路応答を, $n_{q,l}^{(1)}$ は 1 回目の通信における q 番目の中継局で発生する l 番目の雑音成分である. この受信信号 $r_{q,l}^{(1)}$ に対して, q 番目の中継局では, 以下のように送信信号系列 $\mathbf{s}_q^{(2)} = [s_{q,1}^{(2)}, s_{q,2}^{(2)}]^T$ を生成する.

$$\mathbf{s}_1^{(2)} = [r_{1,1}^{(1)}, r_{1,2}^{(1)}]^T \quad (2.74)$$

$$\mathbf{s}_2^{(2)} = [-r_{2,2}^{(1)*}, r_{2,1}^{(1)*}]^T \quad (2.75)$$

$r_{q,1}^{(1)}$ および $r_{q,2}^{(1)}$ にそれぞれ x_1 および x_2 が干渉することなく含まれているとすると、この処理は Alamouti 符号化と等価になる。

それぞれ生成した信号 RF 信号に変換して 2 回目の送信を行う。2 回目の通信において q 番目の中継局で受信されるベースバンド信号の受信信号 $r_{q,l}^{(2)}$ は、以下のように表される。

$$r_{q,1}^{(2)} = h_{q1}^{(2)} h_{11}^{(1)} s_{1,1} - h_{q2}^{(2)} h_{21}^{(1)} s_{2,2}^* + n_{q,1}^{(2)} \quad (2.76)$$

$$r_{q,2}^{(2)} = h_{q1}^{(2)} h_{11}^{(1)} s_{1,2} + h_{q2}^{(2)} h_{21}^{(1)} s_{2,1}^* + n_{q,2}^{(2)} \quad (2.77)$$

$h_{qp}^{(2)}$ は送信を行う p 番目の中継局から受信を行う q 番目の中継局からまでの伝搬路応答であり、 $n_{q,l}^{(2)}$ は受信を行う q 番目の中継局で発生する雑音成分である。送信局から p 番目の中継局を介した q 番目の中継局までの伝搬路応答を g'_{qp} とし、1 回目の受信を行った中継局で発生する雑音による不要信号系列を $\mathbf{u}^{(1)}$ すると、受信信号系列 $\mathbf{r} = [r_1, r_2]^T$ は、以下のように表せる。

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \mathbf{X}_{\text{Ala}}^T \mathbf{g}' + \mathbf{u}^{(2)} \\ &= \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{q1}^{(2)} h_{11}^{(1)} \\ h_{q2}^{(2)} h_{21}^{(1)*} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{q1}^{(2)} n_{1,1}^{(1)} - h_{q2}^{(2)} n_{2,1}^{(1)*} + n_{q,1}^{(2)} \\ h_{q1}^{(2)} n_{1,2}^{(1)} + h_{q2}^{(2)} n_{2,2}^{(1)*} + n_{q,2}^{(2)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.78)$$

符号化ブロック \mathbf{X}'_{Ala} と伝搬路応答ベクトル \mathbf{g}' に着目すれば、Alamouti 符号を用いる伝送と等価であるため、受信局で多重化された 2 台の中継局からの信号を Alamouti 符号の効果によってダイバーシチ利得を得ながら、送信局での送信信号系列を推定して \hat{x}_1, \hat{x}_2 が得られる。 q 番目の中継局では、以下のように送信信号系列 $\mathbf{s}_q^{(3)} = [s_{q,1}^{(3)}, s_{q,2}^{(3)}]^T$ を生成する。

$$\mathbf{s}_1^{(3)} = [\hat{x}_1, \hat{x}_2]^T \quad (2.79)$$

$$\mathbf{s}_2^{(3)} = [-\hat{x}_2^*, \hat{x}_1^*]^T \quad (2.80)$$

それぞれ生成した信号 RF 信号に変換して受信局へ送信する。

受信局で受信されるベースバンド信号の受信信号 r_l は、以下のように表せる。

$$r_1 = h_1 s_{1,1}^{(3)} + h_2 s_{2,1}^{(3)} + n_1 \quad (2.81)$$

$$r_2 = h_1 s_{1,2}^{(3)} + h_2 s_{2,2}^{(3)} + n_2 \quad (2.82)$$

h_p は p 番目の中継局から受信局までの伝搬路応答であり, n_l は受信局で発生する雑音成分である. 受信信号系列 $\mathbf{r} = [r_1, r_2]^T$ は, 以下のように表せる.

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \hat{\mathbf{X}}_{\text{Ala}}^T \mathbf{h} + \mathbf{n} \\ &= \begin{bmatrix} \hat{x}_1 & -\hat{x}_2^* \\ \hat{x}_2 & \hat{x}_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.83)$$

符号化ブロック $\hat{\mathbf{X}}_{\text{Ala}}^T$ と伝搬路応答ベクトル \mathbf{g}' に着目すれば, Alamouti 符号を用いる伝送と等価である. そのため, 受信局で多重化された2台の中継局からの信号を Alamouti 符号の効果によってダイバーシチ利得を得ながら分離して, 高信頼のマルチホップ伝送を実現できる.

本節では STBC を用いるマルチホップ協調ダイバーシチを紹介したが, 本方式で一部のの中継局は, 時空間符号化のために信号分離が必要となる. 単純な Alamouti 符号化が行われた信号であれば信号分離が容易であるが, 空間多重化された信号を受信するような用途に拡張する場合には, アンテナを含めた受信システムを複数用意する必要がある. この中継局での信号分離を伴わない時空間符号化方法を確立すれば, 将来の空間多重伝送への拡張がある場合にも, 中継局の受信システムを複数用意することなく対応することが可能である.

2.7 本論文が着目する STBC の課題と符号の構造

本節では, 本章でこれまでに紹介した具体的な技術内容に即して, STBC の課題と本論文が着目する符号の構造を再確認する. そして 1.2 節で掲げた目的と, ここで確認する課題および解決に必要な着眼点との対応もまとめる.

STBC を送信/協調ダイバーシチに用いる場合に以下の課題が存在する.

- A. 送信ダイバーシチに用いる場合, ストリーム数と同数の RF 回路が送信局に必要
- B. 協調ダイバーシチに用いる場合, 時空間符号化のために中継局においてキャリアリカバリが必要

C. マルチホップ協調ダイバーシチに用いる場合，中継局において送信信号系列の推定が必要．

本論文では，これらの問題に対して，各符号の特徴的な構造に着目して解決を行っていく．以下，本論文で着目する符号の構造と期待される効果について述べていく．

2.7.1 CIOD の符号構造 1

2 アンテナの CIOD は，CIOD の実現に必要な位相回転と IQ インターリービングを完了した信号 s_1, s_2 を用いるとすると，以下のような符号ブロックを有する．

$$\mathbf{S}_{\text{CIOD}} = \begin{bmatrix} s_1 & 0 \\ 0 & s_2 \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

符号ブロックの各列ベクトルが各送信アンテナから送信されるが，2 本の送信アンテナから同時に信号が送信されることがないために，複数の RF 信号を並列に変調する必要がない．この点に着目すれば，送信局の RF 回路を単一化した送信ダイバーシチを実現することが可能になる．

本着想に基づけば，1.2 節で示した目的 1. を実現して課題 A. を解決可能である．具体的な提案方式は，3 章でシステムモデルと性能評価結果とともに紹介を行う．

2.7.2 CIOD の符号構造 2

送信信号列 x_1, x_2 から Alamouti 符号を生成すると，以下ようになる．

$$\mathbf{X}_{\text{Ala}} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.85)$$

したがって，Alamouti 符号を活用する場合，複素数の演算が必要である．一方，CIOD を活用する場合には，CIOD の実現に必要な位相回転と IQ インターリービングを完了した信号 s_1, s_2 をあらかじめ生成できるのであれば，以下のように符号が与えられる．

$$\mathbf{S}_{\text{CIOD}} = \begin{bmatrix} s_1 & 0 \\ 0 & s_2 \end{bmatrix} \quad (2.86)$$

したがって，位相回転とIQインターリーピングを完了した信号 s_1, s_2 の存在を前提とすれば，CIOD の活用には複素数の演算を必要としないことがわかる．そこで送信局であらかじめ信号 s_1, s_2 を生成しておけば，中継局では信号の消去のみで符号化を実現でき，複素数演算を必要としないことから，中継局のキャリアリカバリーを省いて STBC を用いる協調ダイバーシチを実現することが可能になる．

本着想に基づけば，1.2 節で示した目的 2. を実現して課題 B. を解決可能である．具体的な提案方式は，4 章でシステムモデルと性能評価結果とともに紹介を行う．

2.7.3 4 送信アンテナの QOSTBC の符号構造

ABBA 符号，位相回転を行う QOSTBC，QOSTBC-MDC はいずれも以下のように 2 種類の 2×2 の STBC をたすきがけて配置する構造を有している．

$$X = \begin{bmatrix} A & B \\ B & A \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

この 2 種類の符号 A, B があらかじめ存在することを前提とすれば，QOSTBC の生成には複素数の演算を必要としないことがわかる．そこで送信局であらかじめ信号 A, B を生成しておけば，中継局では信号の並べ替えのみで符号化を実現でき，複素数演算を必要としないことから，中継局のキャリアリカバリーを省いて STBC を用いる協調ダイバーシチを実現することが可能になる．

本着想に基づけば，1.2 節で示した目的 2. を実現して課題 B. を解決可能である．具体的な提案方式は，5 章でシステムモデルと性能評価結果とともに紹介を行う．

2.7.4 拡大 Alamouti 符号の符号構造

拡大 Alamouti 符号は，2.4 節の式 (2.55) で確認したように以下のように 2 つの拡大 Alamouti 符号に対して Alamouti 符号化を実施して，信号ブロックの次元の拡大を行うことを特徴とする．

$$\mathbf{X}_{m'}^{(k)} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{2m'-1}^{(k-1)} & -\mathbf{X}_{2m'}^{(k-1)*} \\ \mathbf{X}_{2m'}^{(k-1)} & \mathbf{X}_{2m'-1}^{(k-1)*} \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

この2つの拡大 Alamouti 符号があらかじめ存在することを前提とすれば，信号ブロックの次元が拡大された符号を得るために，個別に信号系列 x_l の推定が必要でないことがわかる．これらの性質を踏まえて，中継局において受信した拡大 Alamouti 符号を用いて，符号化の単位を拡大して Alamouti 符号化を実施すれば，中継局の信号分離を省いて STBC を用いるマルチホップ協調ダイバーシチを実現することが可能になる．

本着想に基づけば，1.2 節で示した目的 3. を実現して課題 C. を解決可能である．具体的な提案方式は，6 章でシステムモデルと性能評価結果とともに紹介を行う．

2.8 まとめ

本章では，STBC の中でも本論文が背景技術とする話題について述べた．それらに含まれる課題を整理するとともに，解決に必要な符号の構造を述べ，1.2 節で示した目的との対応関係を明らかにした．具体的な提案方式の説明は，3 章～6 章で行っていく．

第3章 単一RF回路の送信局による CIODを用いる送信ダイバー シチ

3.1 はじめに

本研究のひとつ目の目的は、単一のRF回路の送信局による簡素化した送信ダイバーシチを確立することである。関連研究として、単一RF回路でMIMOを実現する方式であるSMにCIODを適用することで、単一RF回路のままダイバーシチ利得が得られる検討が進められている [39]。この方式には、以下の3点の問題がある。

1. 情報ビットの多重化のためのランダムなアンテナの切り替えに伴って波形に不連続点が発生し、帯域外放射成分が増大する
2. ダイバーシチ利得が得られる多くのケースでSERが 10^{-2} 以下であり、誤り訂正の利用を前提とする現在の無線通信方式では実質的に誤り率特性が改善しない。
3. 最尤判定に必要な演算が多くなる。

本章では、情報ビットの多重化を行わずに送信ダイバーシチに特化することで、これらの問題を解決する単一RF回路の送信局によるCIODを用いる送信ダイバーシチを提案する。本方式では、複数のアンテナを有するが単一のRF回路を有するような送信局においてCIODを導入する。さらにSMの特徴であるアンテナの切り替えを情報ビットの一部で行わないことで、アンテナ切り替え間隔を長くすることを特徴とする。その結果、すべての信号列に対してCIODと同等のダイバーシチ利得

が得られる．一方で，信号波形の不連続点を減少させて帯域外放射の増大を大幅に減少できる．以降，システムモデルを示した後に，帯域外放射特性および BER 特性を評価する．そこでまず，システムモデルの説明を通して，このような特長を有する単一 RF 回路の送信局による CIOD を用いる送信ダイバーシチの実現方法を説明する．そして，提案方式の効果を確認するために帯域外放射特性を評価する．さらに，ダイバーシチ効果と送信局の RF 回路が単一でない場合に対する性能の差異を確認するために誤り率特性 (bit error rate: BER) 特性の評価を実施する．

3.2 システムモデル

3.2.1 送信局

送信局のシステムモデルを図 3.1 に示す．なお本章では，単一 RF 回路の送信局による CIOD を用いる送信ダイバーシチを TD-CIOD と略して図表のキャプションに用いる．3.1 節で述べたアンテナ切り換え間隔を L として， $\mathbf{b} = [b_1, \dots, b_{4L}]^T$ の情報ビット列から QPSK 信号列 $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_{2L}]^T$ を生成する．この QPSK 信号列 \mathbf{x} に対して，位相回転を以下のように与える．

$$\bar{s}_l = e^{j\phi} x_l \quad (3.1)$$

その結果得られた信号系列 $\bar{\mathbf{s}} = [\bar{s}_1, \dots, \bar{s}_{2L}]^T$ に対して，IQ インターリーバーによる Ich 成分と Qch 成分の交換を行う．具体的には，以下のように L のシンボル数ずれた信号同士で Ich 成分と Qch 成分の交換を行う処理を行うことで，信号系列 $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_{l'}, \dots, s_L, s_{L+1}, \dots, s_{L+l'}, \dots, s_{2L}]^T$ が得られる．

$$s_{l'} = \bar{s}_{l'}^R + j\bar{s}_{L+l'}^I \quad (3.2)$$

$$s_{L+l'} = \bar{s}_{L+l'}^R + j\bar{s}_{l'}^I \quad (3.3)$$

このように IQ インターリーピングを行う周期を L として長くしていることが本方式の特徴である．

送信信号系列 \mathbf{s} は，単一の RF 回路によって RF 信号へと変換され，2 つのアンテナから L の周期で切り換えを行いながら交互に送出される．2.7.1 節で言及したよう

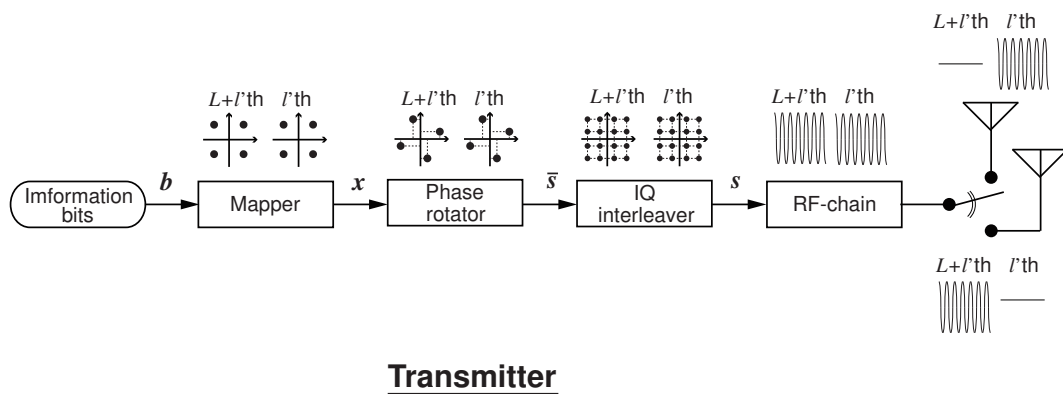


図 3.1: 単一 RF 回路の送信局による CIOD を用いる送信ダイバーシチ (TD-CIOD) における送信局のシステムモデル

に，CIOD では 2 本の送信アンテナから同時に信号が送信されることがないために，複数の RF 信号を並列に変調する必要がなくなることから，RF 回路を単一とできるのが本方式の特徴である．そして，周期を L とした IQ インターリービングと整合するように，アンテナの切り替え周期も L と長くしている． s_1 を送出したアンテナを 1 番目のアンテナとすれば， $s_{(p-1)L+l'}$ の信号は p 番目のアンテナから送出される． p 番目のアンテナから送出されるベースバンドの信号成分を送信信号系列 s_p として， s, s_1, s_2 の関係を図 3.2 に示す．アンテナの切り換え周期を長くした結果，不連続点が大幅に少なくなっている．その結果，帯域放射成分を低減して 3.1 節で述べた従来方式の問題点 1. を解決できる．

3.2.2 受信局

二つのアンテナから交互に送出された信号は，単一のアンテナを有する受信機に受信される．このとき，二つの送信アンテナが半波長以上離れて配置されていれば，二つの伝搬路は無相関となる．このような前提に従えば，ダウンコンバートされたベースバンドにおける受信信号列 $\mathbf{r} = [r_1, \dots, r_{l'}, \dots, r_L, r_{L+1}, \dots, r_{L+l'}, \dots, r_{2L}]^T$ は以

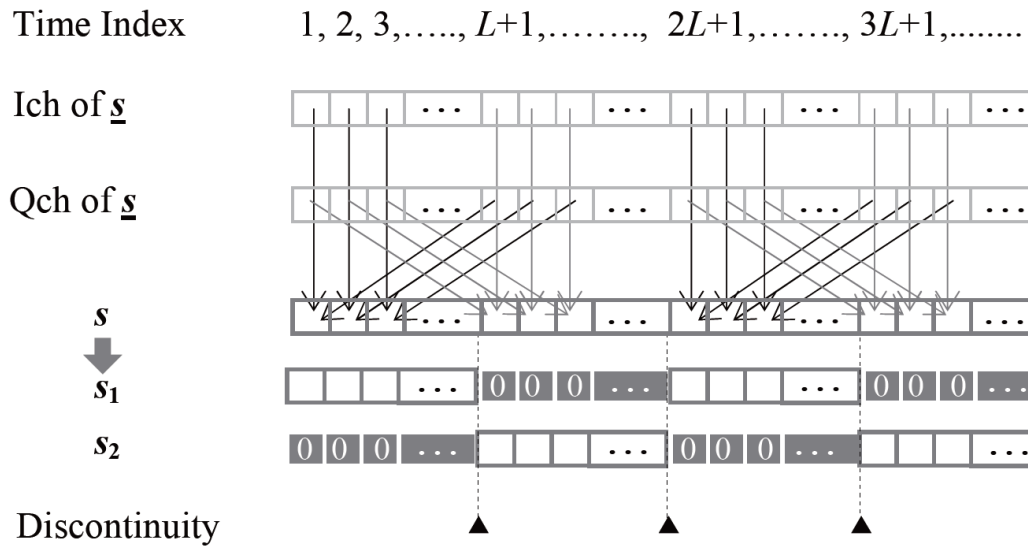


図 3.2: TD-CIOD における s, s_1, s_2 の関係

下のように与えられる .

$$r_{l'} = h_1 s_{l'} + n_{l'} \quad (3.4)$$

$$r_{L+l'} = h_2 s_{L+l'} + n_{L+l'} \quad (3.5)$$

h_p は, p 番目の送信アンテナから受信アンテナまでの伝搬路応答である . $n_{(p-1)L+l'}$ は $(p-1)L+l'$ 番目に受信局で発生する雑音成分である . ここで, 受信信号系列 $r_{l'}, r_{L+l'}$ を整理すると, 以下のようなになる .

$$\begin{bmatrix} r_{l'} \\ r_{L+l'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{l'} & 0 \\ 0 & s_{L+l'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{l'} \\ n_{L+l'} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

この受信信号系列は, CIOD によって得られる受信信号と等価である . CIOD と同等のダイバーシチ利得を得ながらダイバーシチ受信が可能であるので, 3.1 節で述べた従来方式の問題点 2. を解決できる . ここでは, 2.2.2 節に示した受信局と同様の処理によって復号を行う . このときの最尤判定に必要な演算量は従来からの CIOD と同等であるので, 3.1 節で述べた従来方式の問題点 3. を解決できる .

表 3.1: TD-CIOD の帯域外放射成分に関する評価の諸元

変調方式	QPSK
伝送路	準静的フラットレイリーフェージング
雑音	なし
送信フィルタ	ルートレイズドロールオフフィルタ
ロールオフ率	0.1
パケット数	4096
パケット長	4096
L	$1, 2, 2^2, \dots, 2^{12}$
備考	タイミング同期, 周波数同期, 無線局間同期, 伝搬路応答推定は理想的に実施. 他端末からの干渉はないものとする.

3.3 帯域外放射特性

本節では、本方式の効果である、帯域外放射の低減量を把握するため、 L を変更しながら受信信号のスペクトルを模擬して、その帯域外成分を確認していく。チャネルは準静的レイリーフェージングを仮定してレイリーフェージングで与え、雑音は与えないものとし、変調方式はQPSKとし、送信フィルタをロールオフ率が0.1であるルートレイズドロールオフフィルタを用い、パケット数4096、パケット長4096、 L を $1, 2, 2^2, \dots, 2^{11}$ と変化させた表3.1の諸元で与えられる信号のスペクトルを取得し、得られる周波数スペクトルをパケット数分平均化する。得られたスペクトルが、示したのが図3.3である。

L をパケット長の半分に設定すれば、不連続点がない場合に比べ3dBの帯域外放射成分が上昇するのみであり、この上昇分が許容できれば本方式による単一RF回路の送信局でダイバーシチ効果を享受できることを示している。なお、SMや単純なSMとCIODの組み合わせでは $L=2$ に相当する多大な帯域外放射が発生するので、本方式により十分な帯域外放射の抑圧効果が得られていることがわかる。

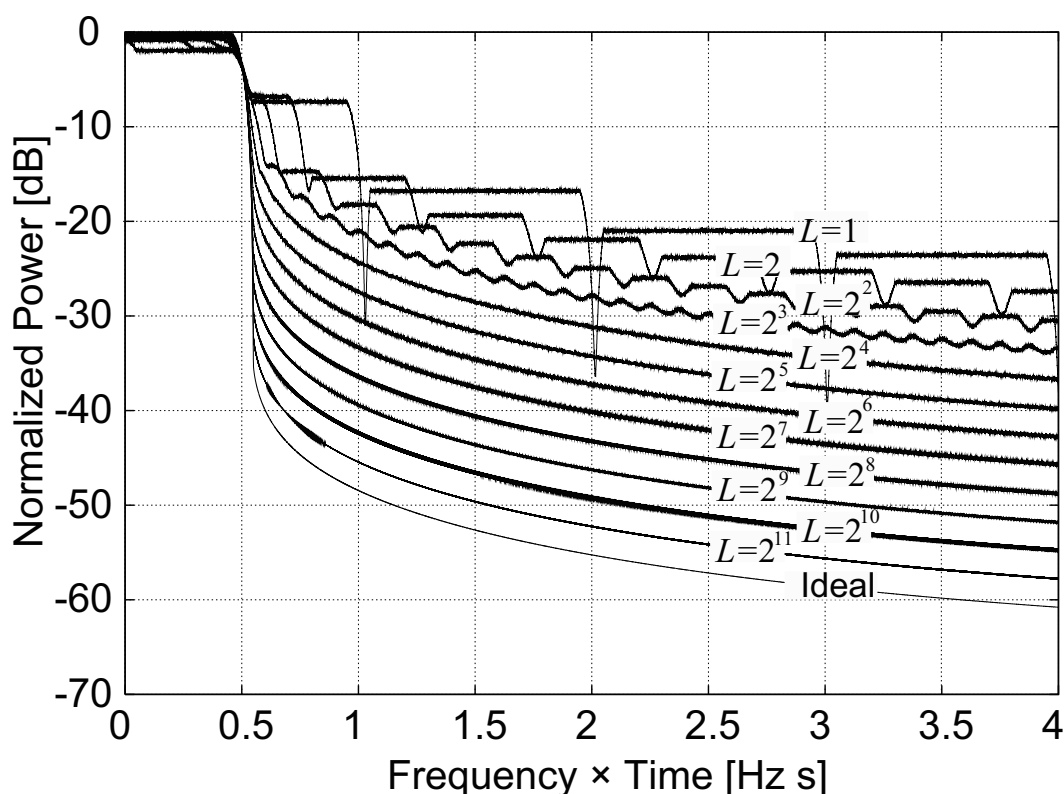


図 3.3: TD-CIOD の帯域外放射特性

3.4 BER 特性

本節では、ダイバーシチ効果と送信局の RF 回路が単一でない場合に対する性能の差異を確認するために、BER 特性を評価した結果について述べる。伝搬路は準静的なフラットレイリーフェージングとして、雑音は AWGN として与え、変調方式は QPSK とし、タイミング同期、周波数同期、伝搬路応答推定は理想的に実施されているものとし、その他の無線局からの干渉がなく理想的な信号受信が行われることを仮定する表 3.2 の諸元で評価する。比較方式は 2.2.1 節で示した Alamouti 符号を用いる方式と、1 ストリームでダイバーシチを得ない方式である。Alamouti 符号を用いる方式との比較によって送信局の RF 回路が単一でない場合に対する性能の差異を確認でき、ダイバーシチを得ない方式との比較によってダイバーシチ効果を確認できる。

表 3.2: TD-CIOD の BER 特性に関する評価の諸元

変調方式	QPSK
雑音	AWGN
伝送路	準静的フラットレイリーフェージング
備考	タイミング同期，周波数同期，無線局間同期， 伝搬路応答推定は理想的に実施。 他端末からの干渉はないものとする。

得られた評価結果を図 3.4 に示す。黒色の実線が本方式を，黒色の破線が Alamouti 符号を用いる方式を，灰色の波線がダイバーシチを得ない方式をそれぞれ示している。本方式の特性は，原理上 CIOD と同等の特性を達成する。ダイバーシチを得ない方式との比較から，本方式は $BER=10^{-2}$ において 4dB ものダイバーシチ利得を得られることが確認できる。一方で，Alamouti 符号を用いる方式からは $BER=10^{-2}$ において 2dB もの劣化が生じている。本方式は，送信局の RF 回路を単一とした結果， $BER=10^{-2}$ において最適方式からは 2dB もの劣化が生じるものの，4dB のダイバーシチ利得が得られることがわかる。

3.5 まとめ

本章では，CIOD の符号の構造に着目するとともに，送信局の RF 回路が単一でも帯域外放射が少ない送信ダイバーシチの方式として単一 RF 回路の送信局による CIOD を用いる送信ダイバーシチを提案した。提案方式では，送信局の RF 回路が単一とする送信ダイバーシチであるにもかかわらず，帯域外放射の増大は，3dB のみである。また $BER=10^{-2}$ において，送信局の RF 回路を 2 つとする場合からの性能劣化は 2dB にとどまり，ダイバーシチ利得が 4dB 得られることを確認した。

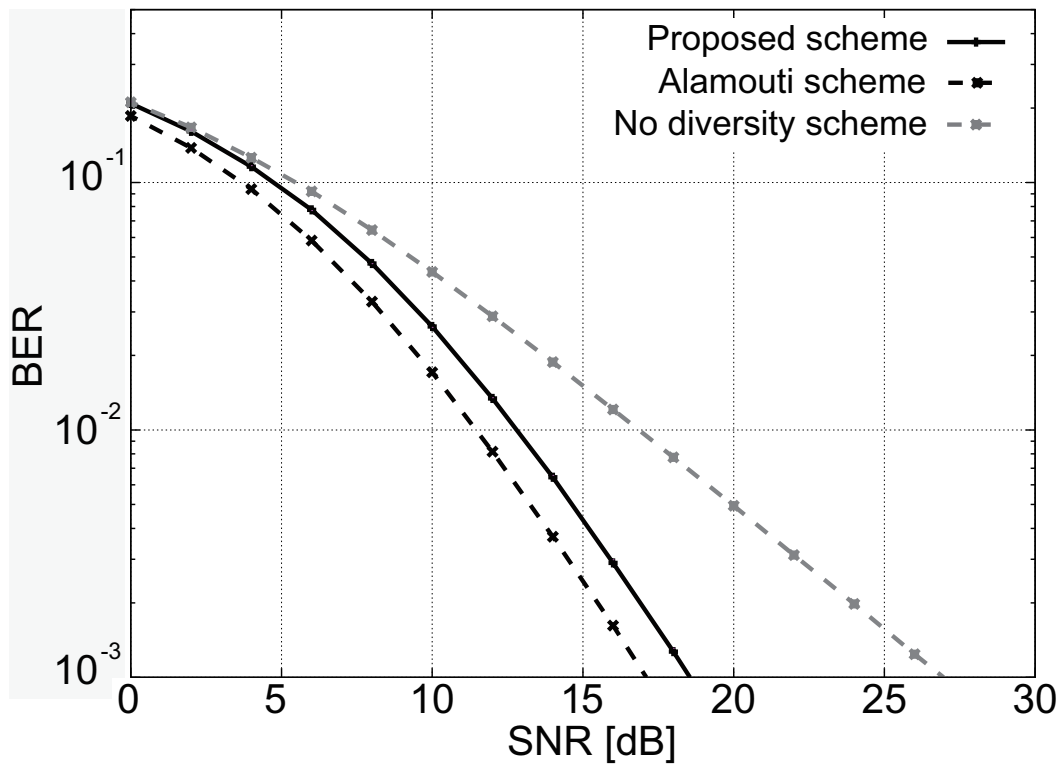


図 3.4: TD-CIOD の BER 特性

第4章 CIODを用いる協調ダイバーシチ

4.1 はじめに

本論文のふたつ目の目的は、STBCを用いる協調ダイバーシチにおける中継局でのキャリアリカバリーを行わない協調ダイバーシチを確立することである。STBCを用いる協調ダイバーシチは、中継局でSTBCの符号化を行うことが特徴のひとつである。しかし、STBCの符号化は複素数演算で実施されることから、中継局でキャリアリカバリーが必要となる。この中継局でのキャリアリカバリーを行うことなくSTBCを用いる協調ダイバーシチを実現できれば、中継処理を簡易にしながら中継処理に係る時間遅延を短縮できるようになる。

そこで本章では、中継局でのキャリアリカバリーを必要としないCIODを用いる協調ダイバーシチを提案する。CIODの送信における手続きは、信号の位相回転、IQインターリーブング、符号ブロックの生成からなる。複素数演算の観点から整理すると、信号の位相回転とIQインターリーブングには複素数演算が必要であるが、符号ブロックの生成には複素数演算を必要としない。そこで提案方式では、協調ダイバーシチにCIODを導入するにあたり、信号の位相回転とIQインターリーブング送信局で完了させておく。そして符号ブロックの生成を中継局で実施するようにし、中継局でのキャリアリカバリーを行うことなくSTBCを用いる協調ダイバーシチを実現する。まず、システムモデルの説明を通して、このような特長を有するCIODを用いる協調ダイバーシチの実現方法を説明する。さらに、中継局でのキャリアリカバリーを行うSTBCを用いる協調ダイバーシチとの比較と、ダイバーシチ効果の確認を行うためにBER特性の評価を実施する。

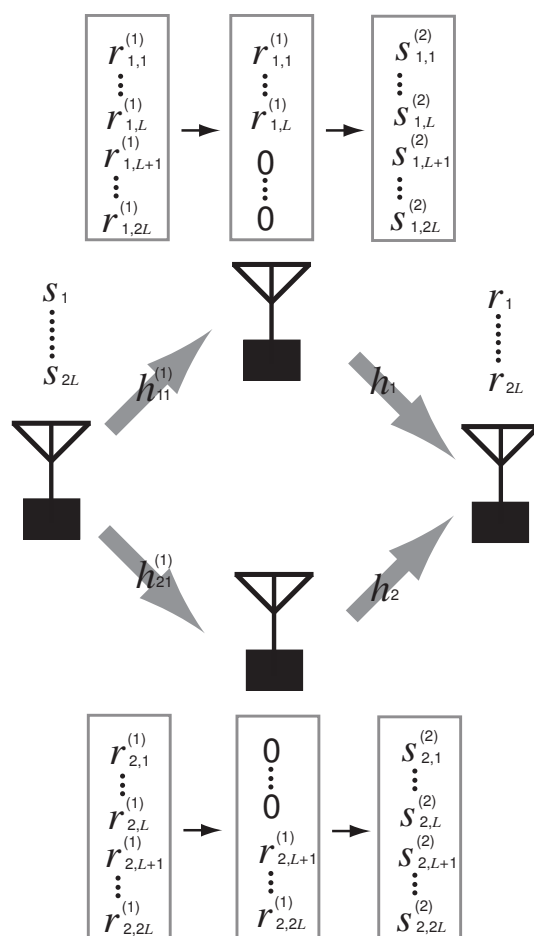


図 4.1: CIOD を用いる協調ダイバーシチ (CD-CIOD) のシステムモデル

4.2 システムモデル

本節では、CIOD を用いる協調ダイバーシチのシステムモデルを説明する。本方式は、単一のアンテナを有する送信局・2 台の中継局・受信局からなり、システムの構成例を、信号系列・伝搬路応答をと共に付して図 4.1 に示す。なお本章では、CIOD を用いる協調ダイバーシチを CD-CIOD と略して図表のキャプションに用いる。以降、送信局、中継局、受信局のそれぞれの動作を説明する。

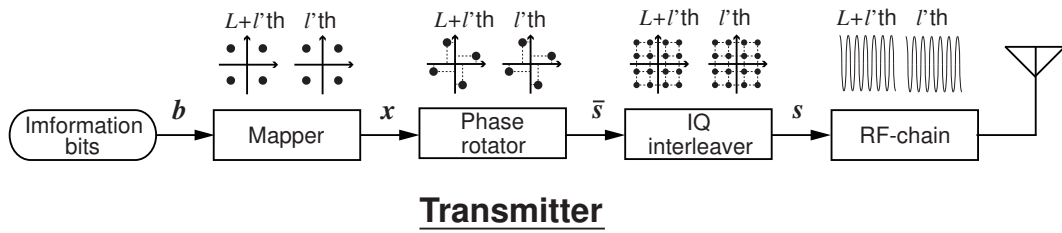


図 4.2: CD-CIOD における送信局のシステムモデル

4.2.1 送信局

送信局については，システムモデルを図 4.2 に示す． $\mathbf{b} = [b_1, \dots, b_{4L}]^T$ の情報ビット列から QPSK 信号列 $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_{2L}]^T$ を生成する．この QPSK 信号列 \mathbf{x} に対して，位相回転を以下のように与える．

$$\bar{s}_l = e^{j\phi} x_l \quad (4.1)$$

その結果得られた信号系列 $\bar{\mathbf{s}} = [\bar{s}_1, \dots, \bar{s}_{2L}]$ に対して，IQ インターリーバーによる Ich 成分と Qch 成分の交換を行う．具体的には，以下のように処理を行うことで，信号系列 $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_{L'}, \dots, s_L, s_{L+1}, \dots, s_{L+L'}, \dots, s_{2L}]^T$ が得られる．

$$s_{l'} = \bar{s}_l^R + j\bar{s}_{L+l'}^I \quad (4.2)$$

$$s_{L+l'} = \bar{s}_{L+l'}^R + j\bar{s}_{l'}^I \quad (4.3)$$

IQ インターリーピングを行う周期を L として長くするのは，受信信号の不連続点を少なくして，帯域外放射成分を低減させるためである．得られた送信信号系列 \mathbf{s} を RF 信号に変換して送信する．

4.2.2 中継局

送信局のアンテナから q ($q = 1, 2$) 番目の中継局までの伝搬路を経て，各中継局では受信に必要な処理を行って以下の IF 帯の信号を受信する．

$$r_{q,l}^{(1)} = \underline{h}_{q1}^{(1)} s_l + \underline{n}_{q,l}^{(1)} \quad (4.4)$$

$h_{q1}^{(1)}$ は送信局のアンテナから q 番目の中継局までの IF(intermediate frequency) 帯における伝搬路応答を, $n_{q,l}^{(1)}$ は q 番目の中継局で発生する l 番目の IF 帯における雑音成分をそれぞれ表す.

次に, 送信処理について解説する. なお, 2.2.1 節で述べたように, 本論文では送信を担う中継局を表すインデックスに p を用い, 受信を担う中継局を表すインデックスに q を用いて説明を行う. p 台目の中継局では, 受信信号 $r_{q,l}^{(1)}$ の一部を削除して, 以下のように送信信号系列 $s_1^{(2)} = [s_{1,1}^{(2)}, \dots, s_{1,2L}^{(2)}]^T, s_2^{(2)} = [s_{2,1}^{(2)}, \dots, s_{2,2L}^{(2)}]^T$ を生成する.

$$s_1^{(2)} = [r_1^{(1)}, \dots, r_L^{(1)}, 0, \dots, 0]^T \quad (4.5)$$

$$s_2^{(2)} = [0, \dots, 0, r_{L+1}^{(1)}, \dots, r_{2L}^{(1)}]^T \quad (4.6)$$

2.7.2 節で言及したように, 中継局では位相回転と IQ インターリーピングを完了した信号である送信信号系列 s を含む信号を受信しているため, CIOD の符号の生成は式 (4.5), (4.6) に示される信号の消失によって達成できるため, 複素数演算を必要としないことがわかる. その結果, 中継局でのキャリアリカバリーを省略することが可能である.

それぞれの中継局では, IF 帯の信号を RF 帯へと変換してアンテナから送出する.

4.2.3 受信局

二つの中継局から交互に送出された信号は, 単一のアンテナを有する受信機に受信される. このとき, 二つの中継局のアンテナが半波長以上離れて配置されていれば, 二つの伝搬路は無相関となる. このような前提に従えば, ダウンコンバートされたベースバンドにおける受信信号系列 $r = [r_1, \dots, r_{l'}, \dots, r_L, r_{L+1}, \dots, r_{L+l'}, \dots, r_{2L}]^T$ は以下のように与えられる.

$$r_{l'} = h_1 s_{1,l'}^{(2)} + n_{l'} \quad (4.7)$$

$$r_{L+l'} = h_2 s_{2,L+l'}^{(2)} + n_{L+l'} \quad (4.8)$$

h_p は, p 番目の中継局のアンテナから受信アンテナまでの伝搬路応答である. $n_{(p-1)L+l'}$ は $(p-1)L+l'$ 番目に受信局で発生する雑音成分である. 送信局から p 番目の中継

局を介して受信局までの伝搬路応答を g_p , 受信局で受信される中継局での雑音成分に基づく不要波信号 u_l は , 以下のように表される .

$$g_p = h_p h_{p1}^{(1)} \quad (4.9)$$

$$u_{l'} = h_1 n_{1,l'}^{(1)} \quad (4.10)$$

$$u_{L+l'} = h_2 n_{2,L+l'}^{(1)} \quad (4.11)$$

そこで , 受信信号系列 $r_{l'}, r_{L+l'}$ を整理すると , 以下のようになる .

$$\begin{bmatrix} r_{l'} \\ r_{L+l'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{l'} & 0 \\ 0 & s_{L+l'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{l'} \\ u_{L+l'} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{l'} \\ n_{L+l'} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

この受信信号系列は , CIOD によって得られる受信信号と等価であり , ダイバーシチ受信が可能である . 本論文では , 2.2.2 節に示した受信局と同様の処理によって復号を行う . このときの最尤判定に必要な演算量は , 従来からの CIOD と同等である .

4.3 BER 特性

本節では , 中継局でのキャリアリカバリーを行う STBC を用いる協調ダイバーシチとの比較と , ダイバーシチ効果の確認を行うために BER 特性の評価を行う . まず , 比較の対象とする方式を説明し , 具体的な評価方法を述べ , 得られた BER 特性を考察とともに述べる .

4.3.1 比較方式

比較方式として , 2.5 節で述べた Alamouti 符号を用いる方式 , ダイバーシチを得ない方式の 2 方式を評価する . Alamouti 符号を用いる方式は中継局でのキャリアリカバリーを行うが , Alamouti 符号が符号の直交性を満たすことから , 2 ストリームの STBC を用いる伝送において最高の信頼性を達成できる . この Alamouti 符号を用いる方式との比較によって , Alamouti 符号の代わりに CIOD を用いて中継局でのキャリアリカバリーを行わないために発生する劣化を確認できる . また , 中継回数を同じとしてダイバーシチを得ない方式による BER 特性を取得して比較を行えば , ダイ

バーシチ利得を確認することが可能になる．ここで，新たに導入を行うダイバーシチを得ない方式について述べる．この方式は，送信局，受信局，1台の中継局が単一のアンテナを有して2ホップのAF (amplify and forward) による中継伝送を行う方式である．したがって，受信局で受信されるベースバンド信号の受信信号 r_l'' は，以下のように表せる．

$$r_l'' = g'' x_l + u_l'' + n_l \quad (4.13)$$

$$g'' = h_1 h_{11}^{(1)} \quad (4.14)$$

$$u_l'' = h_1 n_{1,l}^{(1)} \quad (4.15)$$

4.3.2 評価方法

評価の目的はBERの確認であり，SNR以外に勘案する要素を少なくするため，送信局の送信電力に対して，SNRから算出される雑音電力を有するAWGNを各中継局，受信局で発生させ，中継局の中継利得を0dBとする表4.1の諸元で評価する．タイミング同期，周波数同期，無線局間同期，伝搬路応答推定は理想的に実施されているものとし，その他の無線局からの干渉がなく理想的な信号受信が行われることを仮定する．変調方式はQPSKとし，SNRを変化させてBERを取得する．

また，評価シナリオとしてアドホックネットワーク，セルラシステムのダウンリンク，セルラシステムのアップリンクを想定し，それぞれのシナリオのチャンネルを以下のように与えるものとする．

アドホックネットワーク 送信局，中継局，受信局が移動局であるとして，無線局間の伝搬路を準静的なフラットレイリーフェージングとしてレイリー変数で与えるシナリオである．チャンネルの振幅変動は以下ようになる．

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} g'_1 \\ g'_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} |h_1 h_{11}^{(1)}| \\ |h_2 h_{21}^{(1)}| \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.16)$$

$$|g''| = |h_1 h_{11}^{(1)}| \quad (4.17)$$

セルラシステムのアップリンク 送信局が移動局，中継局と受信局を固定局として，送信～中継局間の伝搬路を準静的なフラットレイリーフェージングとしてレイリー変数で与え，中継局～受信局間では固定局が高所に設置されているために見通し伝搬であると仮定し，位相のランダムな回転のみ与え，チャンネルの振幅変動が以下ようになる．

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} g'_1 \\ g'_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} |h_{11}^{(1)}| \\ |h_{21}^{(1)}| \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.18)$$

$$|g''| = |h_{11}^{(1)}| \quad (4.19)$$

セルラシステムのダウンリンク 送信局と中継局を固定局，受信局を移動局として，送信局～中継局間では固定局が高所に設置されているために見通し伝搬であると仮定し，位相のランダムな回転のみ与え，中継局～受信局間では準静的なフラットレイリーフェージングとしてレイリー変数で与え，チャンネルの振幅変動が以下ようになる．

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} g'_1 \\ g'_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} |h_1| \\ |h_2| \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.20)$$

$$|g''| = |h_1| \quad (4.21)$$

4.3.3 評価結果

アドホックネットワークの BER 特性を図 4.3 に，セルラシステムにおけるアップリンクの BER 特性を図 4.4 に，セルラシステムにおけるダウンリンクの BER 特性

表 4.1: CD-CIOD の BER 特性に関する評価の諸元

変調方式	QPSK
雑音	AWGN
中継利得	0dB
評価シナリオ	アドホックネットワーク/ セルラシステムのアップリンク/ セルラシステムのダウンリンク
備考	タイミング同期，周波数同期，無線局間同期， 伝搬路応答推定は理想的に実施。 他端末からの干渉はないものとする。

を図 4.5 にそれぞれ示す．黒色の実線が本方式を，黒色の破線が Alamouti 符号を用いる方式を，灰色の波線がダイバーシチを得ない方式をそれぞれ示している．

まず，図 4.3 に示すアドホックネットワークの BER 特性を評価する．アドホックネットワークの BER 特性では，提案方式はダイバーシチを得ない方式と比較から $BER=10^{-2}$ で 5dB 以上ものダイバーシチ利得を得られることがわかる．一方で Alamouti 符号を用いる方式は 7dB 以上のダイバーシチ利得が得られ，これに対して提案方式は 2dB もの性能劣化が見られる．提案方式により中継局でのキャリアリカバリーを省略した場合にも一定のダイバーシチ利得が得られるが，2 ストリームでの STBC を用いる最適な伝送に比べて性能が劣化することがわかる．

次に，図 4.4 に示すセルラシステムにおけるアップリンクの BER 特性を評価する．各方式の特性の特徴として，アドホックネットワークの BER 特性よりもそれぞれ改善された特性が得られている．これは，このシナリオが中継局～受信局間では見通し伝搬を仮定しているため，アドホックネットワークと比べてフェージングの変動が緩やかになったためである．提案方式はダイバーシチを得ない方式と比較から $BER=10^{-2}$ で 4dB 以上ものダイバーシチ利得を得られている．Alamouti 符号を用いる方式は 5dB 以上の利得が得られ，これに対して提案方式は 1dB もの性能劣化が見られる．アドホックネットワークと比べてダイバーシチ利得が小さくなった理由として，フェージングの変動が緩やかになった結果，ダイバーシチ効果によって BER

が改善する余地が少なくなったためである。同様に，Alamouti 符号を用いる方式に対する提案方式の性能劣化も，フェージングの変動が緩やかになった結果，性能差が表れる余地が少なくなったことにより小さくなったといえる。

さらに図 4.5 に示すセルラシステムにおけるダウンリンクの BER 特性を評価する。各特性の特徴として，セルラシステムにおけるアップリンクの BER 特性よりもそれぞれ改善された特性が得られている。これは，このシナリオが送信局～中継局では見通し伝搬を仮定しているため，中継局で発生する雑音を受信局で強調されることなく復号が行われたためである。提案方式はダイバーシチを得ない方式と比較から $BER=10^{-2}$ で 3dB 以上ものダイバーシチ利得を得られている。Alamouti 符号を用いる方式は 5dB 以上の利得が得られ，これに対して提案方式は 2dB もの性能劣化が見られる。アップリンクと比べてダイバーシチ利得が小さくなった理由として，中継局の雑音の強調がなくなった結果，ダイバーシチ効果によって BER が改善する余地が少なくなったためである。一方で Alamouti 符号を用いる方式に対する提案方式の性能劣化は大きくなっている。雑音強調が小さくなった結果，CIOD はストリーム毎の電力利得が等利得となっていないにも関わらず，中継局で雑音が付加されている影響が表れやすくなったためである。

4.4 まとめ

本章では，CIOD の符号の構造に着目して中継局でのキャリアリカバリーを必要としない CIOD を用いる協調ダイバーシチを提案した。BER 特性の評価から，提案方式は劣悪な伝搬路であるほどダイバーシチ効果が大きくなることを確認した。すべての伝搬路がレイリーフェージング環境下である場合には， $BER=10^{-2}$ において，中継局がキャリアリカバリーを行う場合からの性能劣化は性能劣化は 2dB にとどまり，ダイバーシチ利得が 5dB 得られることを確認した。

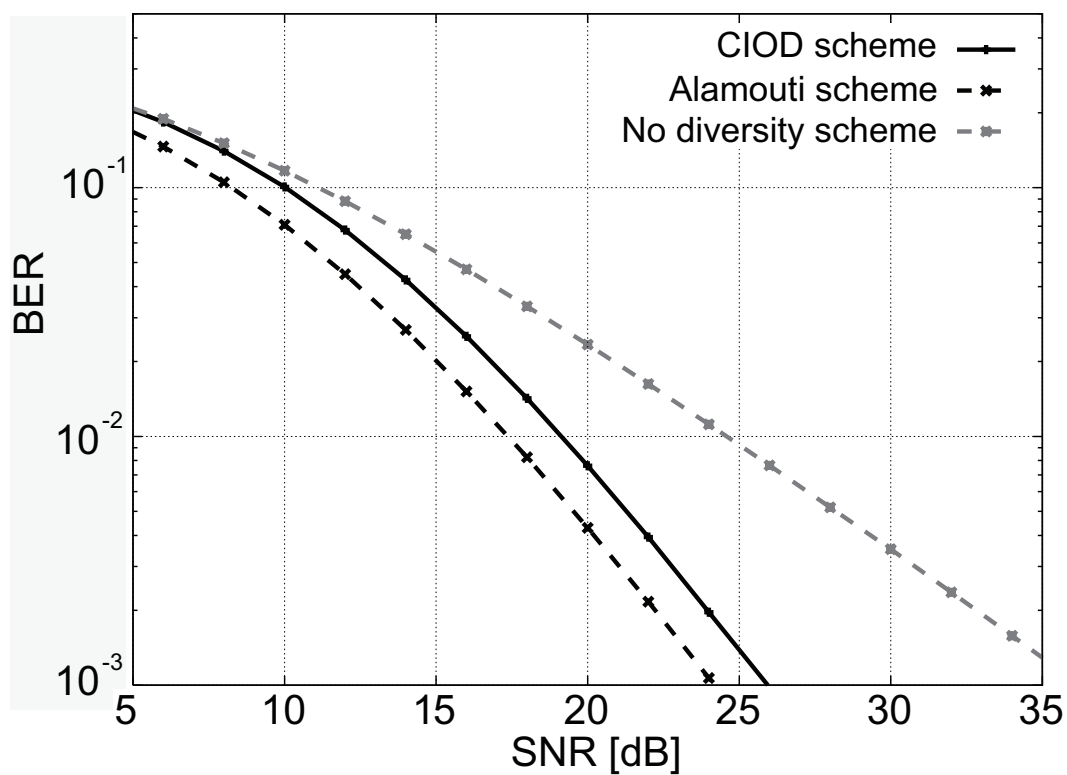


図 4.3: CD-CIOD のアドホックネットワークにおける BER 特性

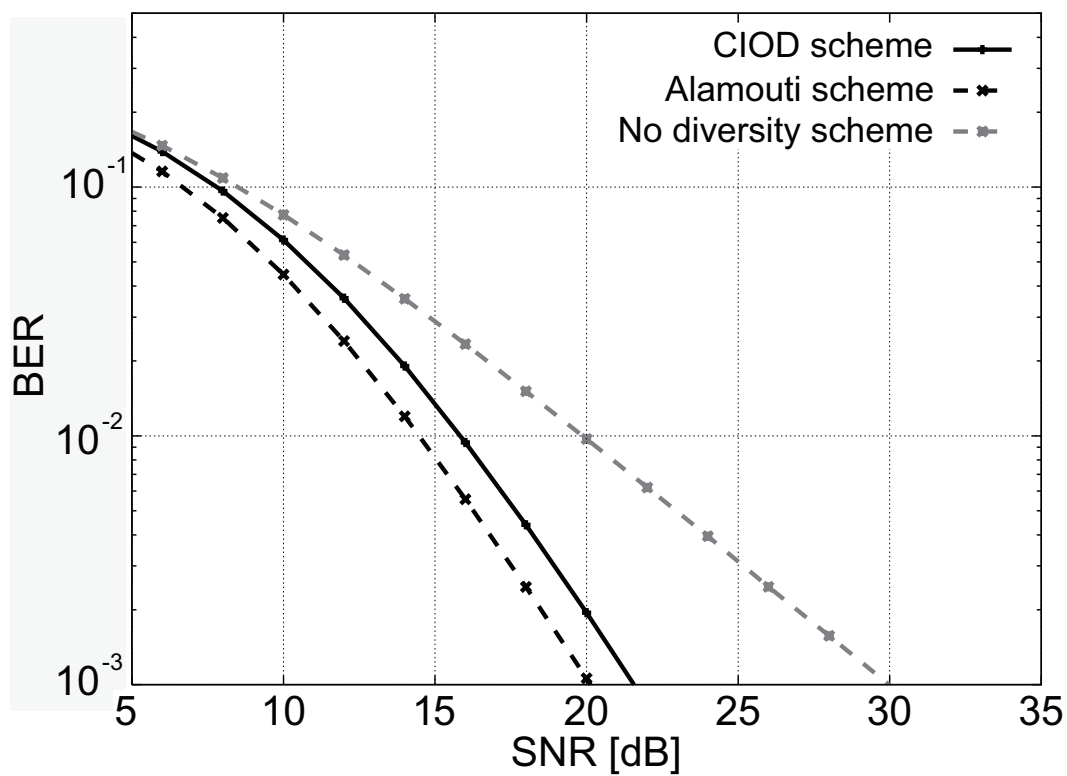


図 4.4: CD-CIOD のセルラシステムにおけるアップリンクの BER 特性

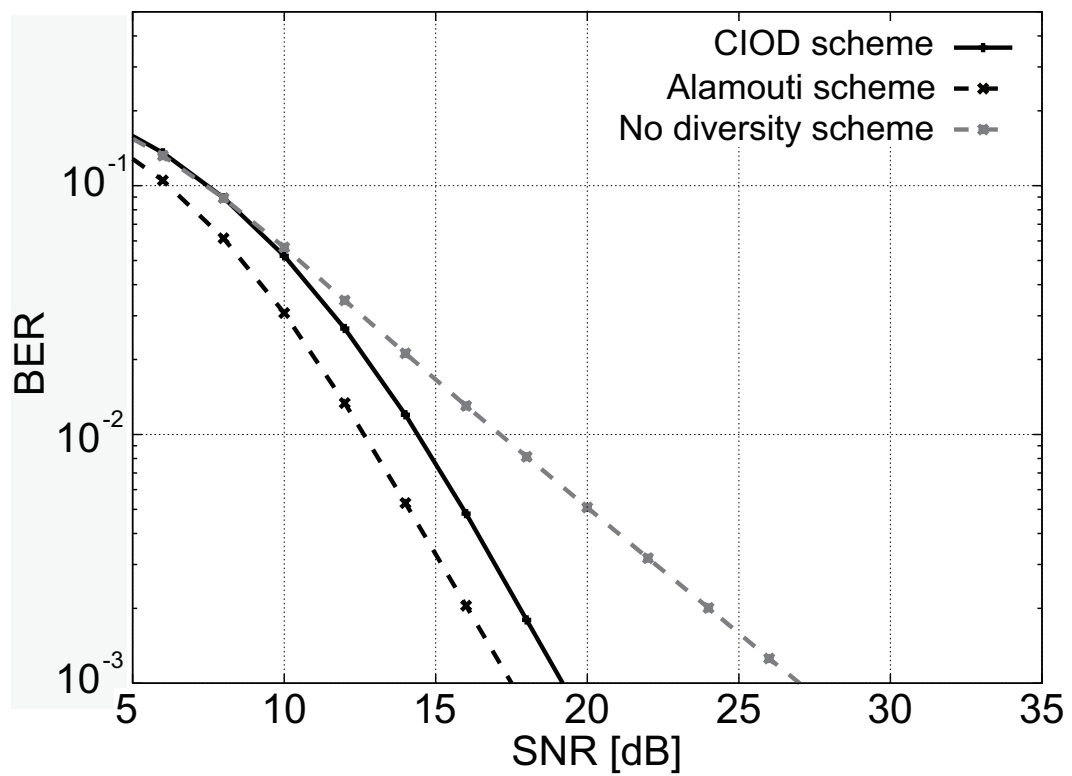


図 4.5: CD-CIOD のセルラシステムにおけるダウンリンクの BER 特性

第5章 QOSTBCを用いる協調ダイバーシチ

5.1 はじめに

4章では中継局でのキャリアリカバリーを必要としないCIODを用いる協調ダイバーシチを提案したが、本章ではその特長を引き継ぎながら問題を改善するQOSTBCを用いる協調ダイバーシチを提案する。先に提案したCIODを用いる協調ダイバーシチの問題は、比較的ダイバーシチ利得が低いこと、CIODを用いることからピーク電力が高くなることが挙げられる。両者を解決する方法として、2本の送信アンテナを有する送信局および単一アンテナを有する受信局の間に2台の単一アンテナを有する中継局を有するシステムモデルを前提として、送信アンテナからあらかじめSTBCの符号化を行って送信を行う。この場合、中継局では受信信号の入れ替えによってQOSTBCの符号を生成できるので、中継局でのキャリアリカバリーを必要とすることなくSTBCを用いる協調ダイバーシチを実現できるようになる。その結果、CIODを用いないこと、送信局で2本のアンテナから分波して信号を送信できることからピーク電力を低減できる方式となる。また、ダイバーシチ利得も4ストリームの受信信号から得られるためCIODを用いる場合より改善できる。さらに本方式からは、3方式が派生する。標準方式はABBA符号を用いる方式であるが、さらなる誤り率を改善する方式として位相回転を行うQOSTBCを用いる方式があり、復号における演算量を低減する方式としてQOSTBC-MDCを用いる方式がある。そこでまず、3方式のシステムモデルをあわせて説明する。次にBER特性の評価を通して、3方式のダイバーシチ効果と中継局での受信信号の入れ替え処理の効果を確認する。さらに、4章での評価結果とあわせて、CIODを用いる協調ダイバーシチ、Alamouti符号を用いる方式との比較を実施する。

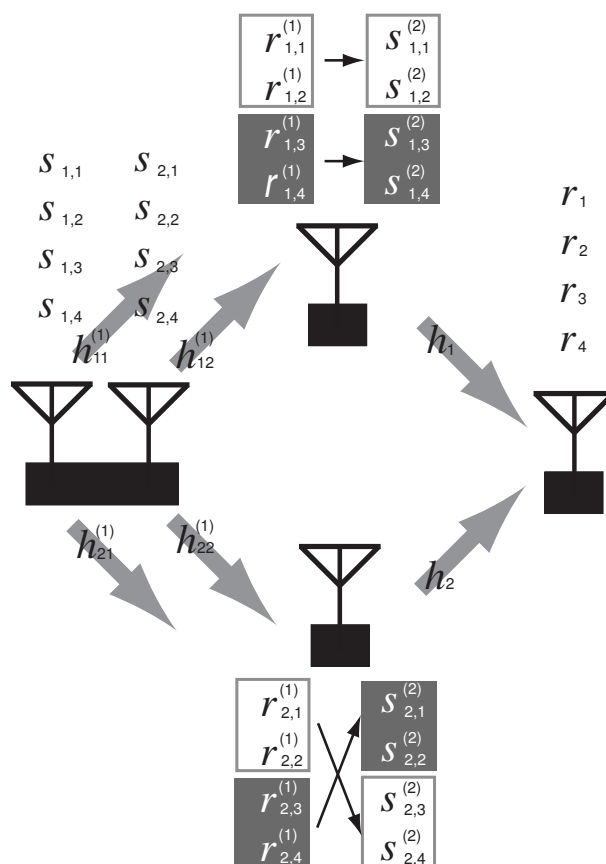


図 5.1: QOSTBC を用いる協調ダイバーシチ (CD-QOSTBC) のシステムモデル

5.2 システムモデル

本節では，QOSTBC を用いる協調ダイバーシチのシステムモデルを説明する．本方式は，2本のアンテナを有する送信局・単一のアンテナを有する2台の中継局および受信局からなり，システムの構成例を，信号系列・伝搬路応答をともに付して図 5.1 に示す．なお本章では，QOSTBC を用いる協調ダイバーシチを CD-QOSTBC と略して図表のキャプションに用いる．システムの動作は4シンボル単位で可能であるため，本章での説明はシンボル長を4として説明するものとする．以降，送信局，中継局，受信局のそれぞれの動作を説明する．

5.2.1 送信局

$\mathbf{b} = [b_1, \dots, b_8]^T$ の情報ビット列から QPSK 信号列 $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_4]^T$ を生成する。さらに得られた信号系列 \mathbf{x} に対して時空間ブロック符号化を行って、 p ($p = 1, 2$) 番目のアンテナから送信するための送信信号系列 s_p の生成を行う。ABBA 符号を用いる方式、位相回転を行う QOSTBC を用いる方式、QOSTBC-MDC を用いる方式のそれぞれにおける $s_p = [s_{p,1}, \dots, s_{p,4}]^T$ は、2.3 節における式 (2.21), (2.36), (2.46) で定義した $\mathbf{A}_{\text{ABBA}}, \mathbf{B}_{\text{ABBA}}, \mathbf{A}_{\text{rot}}, \mathbf{B}_{\text{rot}}, \mathbf{A}_{\text{MDC}}, \mathbf{B}_{\text{MDC}}$ を用いて以下のように生成する。

ABBA 符号を用いる方式

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} s_{1,1} & s_{2,1} \\ s_{1,2} & s_{2,2} \\ s_{1,3} & s_{2,3} \\ s_{1,4} & s_{2,4} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \\ x_3 & x_4 \\ -x_4^* & x_3^* \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{ABBA}} \\ \mathbf{B}_{\text{ABBA}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.1)$$

位相回転を行う QOSTBC を用いる方式

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} s_{1,1} & s_{2,1} \\ s_{1,2} & s_{2,2} \\ s_{1,3} & s_{2,3} \\ s_{1,4} & s_{2,4} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \\ e^{j\phi} x_3 & e^{j\phi} x_4 \\ -(e^{j\phi} x_4)^* & (e^{j\phi} x_3)^* \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{rot}} \\ \mathbf{B}_{\text{rot}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.2)$$

QOSTBC-MDC を用いる方式

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} s_{1,1} & s_{2,1} \\ s_{1,2} & s_{2,2} \\ s_{1,3} & s_{2,3} \\ s_{1,4} & s_{2,4} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} x_1^{\text{R}} + jx_3^{\text{R}} & x_2^{\text{R}} + jx_4^{\text{R}} \\ -x_2^{\text{R}} + jx_4^{\text{R}} & x_1^{\text{R}} - jx_3^{\text{R}} \\ -x_1^{\text{I}} + jx_3^{\text{I}} & -x_2^{\text{I}} + jx_4^{\text{I}} \\ x_2^{\text{I}} + jx_4^{\text{I}} & -x_1^{\text{I}} - jx_3^{\text{I}} \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{MDC}} \\ \mathbf{B}_{\text{MDC}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.3)$$

なお，式中の $\frac{1}{\sqrt{2}}$ は，2本のアンテナを用いる送信局の総送信電力を正規化するためのものである．送信信号系列 s_p は，RF回路によってRF信号へと変換され， p 番目の送信アンテナから送信される．

5.2.2 中継局

送信局のアンテナから q ($q = 1, 2$) 番目の中継局までの伝搬路を経て，各中継局では受信に必要な処理を行って以下のIF帯の信号を受信する． $\mathbf{r}_q^{(1)} = [r_{q,1}^{(1)}, \dots, r_{q,4}^{(1)}]^T$ を受信する．各受信信号は，以下のように与えられる．

$$\mathbf{r}_{q,l}^{(1)} = \underline{h}_{q1}^{(1)} s_{1,l} + \underline{h}_{q2}^{(1)} s_{2,l} + \underline{n}_{q,l}^{(1)}. \quad (5.4)$$

$\underline{h}_{qp}^{(1)}$ は送信局の p 番目のアンテナから q 番目の中継局までのIF帯における伝搬路応答を， $\underline{n}_{q,l}^{(1)}$ は q 番目の中継局で発生する l 番目のIF帯における雑音成分を表している．受信信号ベクトル $\mathbf{r}_q^{(1)} = [r_{q,1}^{(1)}, \dots, r_{q,4}^{(1)}]^T$ は，伝送路応答ベクトルを $\mathbf{h}_q^{(1)} = [\underline{h}_{q1}^{(1)}, \underline{h}_{q2}^{(1)}]^T$ ，雑音ベクトルを $\mathbf{u}_q^{(1)} = [\underline{n}_{q,1}^{(1)}, \dots, \underline{n}_{q,4}^{(1)}]^T$ とし， \mathbf{A}_{ABBA} ， \mathbf{A}_{rot} ， \mathbf{A}_{MDC} を \mathbf{A} で， \mathbf{B}_{ABBA} ， \mathbf{B}_{rot} ， \mathbf{B}_{MDC} を \mathbf{B} でそれぞれまとめて表すとすると，以下のように記述できる．

$$\mathbf{r}_q^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{B} \end{bmatrix} \mathbf{h}_q^{(1)} + \mathbf{u}_q^{(1)} \quad (5.5)$$

2.7.3節で言及したように，中継局は2種類の符号 \mathbf{A} ， \mathbf{B} を含む信号を受信しているので，複素数演算を行うことなくキャリアリカバリーを省いて符号化を実施することが可能である．

そこでそれぞれの中継局は，次のように受信信号 $\mathbf{r}_{q,l}^{(1)}$ の並べ替えを行い，送信信

号系列 $s_1^{(2)}, s_2^{(2)}$ を生成する .

$$\begin{aligned} s_1^{(2)} &= \frac{1}{\sqrt{2}} [r_{1,1}^{(1)}, r_{1,2}^{(1)}, r_{1,3}^{(1)}, r_{1,4}^{(1)}]^T \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{B} \end{bmatrix} \mathbf{h}_1^{(1)} + \mathbf{u}_1^{(1)} \end{aligned} \quad (5.6)$$

$$\begin{aligned} s_2^{(2)} &= \frac{1}{\sqrt{2}} [r_{2,3}^{(1)}, r_{2,4}^{(1)}, r_{2,1}^{(1)}, r_{2,2}^{(1)}]^T \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{A} \end{bmatrix} \mathbf{h}_2^{(1)} + \tilde{\mathbf{u}}_2^{(1)} \end{aligned} \quad (5.7)$$

$$\tilde{\mathbf{u}}_2^{(1)} = [n_{2,3}^{(1)}, n_{2,4}^{(1)}, n_{2,1}^{(1)}, n_{2,2}^{(1)}]^T \quad (5.8)$$

式中の $\frac{1}{\sqrt{2}}$ による重みは , 2 台の中継局を介する場合に所望信号の総電力の期待値を一定とするためのものである . それぞれの中継局では , IF 帯の信号を RF 帯へと変換してアンテナから送出する .

5.2.3 受信局

受信局は , 受信信号系列 $\mathbf{r} = [r_1, \dots, r_4]^T$ を受信する . ここで , 受信する信号は以下のように与えられる .

$$r_l = h_1 s_{1,l}^{(2)} + h_2 s_{2,l}^{(2)} + n_l \quad (5.9)$$

n_l は受信局で発生する雑音である .

受信信号系列 \mathbf{r} を表すのに必要な伝搬路ベクトル \mathbf{g} , 不要波信号ベクトル \mathbf{u} , 雑音

ベクトル \mathbf{n} は以下のように表される .

$$\begin{aligned}\mathbf{g} &= [g_1, g_2, g_3, g_4]^T \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_1 h_{11}^{(1)} \\ h_1 h_{12}^{(1)} \\ h_2 h_{21}^{(1)} \\ h_2 h_{22}^{(1)} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (5.10)$$

$$\begin{aligned}\mathbf{u} &= h_1 [n_{1,1}^{(1)}, n_{1,2}^{(1)}, n_{1,3}^{(1)}, n_{1,4}^{(1)}]^T \\ &\quad + h_2 [n_{2,3}^{(1)}, n_{2,4}^{(1)}, n_{2,1}^{(1)}, n_{2,2}^{(1)}]^T\end{aligned}\quad (5.11)$$

$$\mathbf{n} = [n_1, n_2, n_3, n_4]^T \quad (5.12)$$

そして受信信号系列 \mathbf{r} は , 送信局での符号化 , 中継局での並べ替えの効果によって , それぞれの方式において 2.3 節における式 (2.21) , (2.36) , (2.46) で定義した符号化ブロックを用いて以下のように与えられる .

ABBA 符号を用いる方式

$$\mathbf{r} = \mathbf{X}_{\text{ABBA}} \mathbf{g} + \mathbf{u} + \mathbf{n} \quad (5.13)$$

位相回転を行う QOSTBC を用いる方式

$$\mathbf{r} = \mathbf{X}_{\text{rot}} \mathbf{g} + \mathbf{u} + \mathbf{n} \quad (5.14)$$

QOSTBC-MDC を用いる方式

$$\mathbf{r} = \mathbf{X}_{\text{MDC}} \mathbf{g} + \mathbf{u} + \mathbf{n} \quad (5.15)$$

それぞれの受信信号系列 \mathbf{r} は , 送信信号ブロックと伝搬路応答ベクトルに着目すると 2.3 節で示した QOSTBC の受信信号とそれぞれ等価である . 本論文では , 2.3 節で示した方法によって最尤判定による復号を行う .

5.3 BER 特性

本節では , 解説を行った 3 方式のダイバーシチ効果と中継局での受信信号の入れ替え処理の効果を確認を行うために BER 特性の評価を行う . まず , 比較の対象とす

る方式を説明し，具体的な評価方法を述べ，得られた BER 特性を考察とともに述べる．

5.3.1 比較方式

比較方式として，中継局で並べ替えを行わない方式と 4.3.2 節で評価したダイバーシチを得ない方式の 2 方式を評価する．4.3 での評価と同様に，ダイバーシチを得ない方式との比較によってダイバーシチ効果を確認できる．ここでは，中継局での受信信号の入れ替え処理の効果を確認するために新たに導入を行う中継局で並べ替えを行わない方式について述べる．この方式は，図 5.1 において，ABBA 符号を用いる場合と同様に Alamouti 符号化を行った信号系列の送信を行い，各中継局では AF による中継伝送を行う（所望信号成分の総電力の期待値を増大させないための重みづけは実施する）．受信局で受信されるベースバンド信号の受信信号 r'_i は，以下のように表せる．

$$\begin{bmatrix} r'_1 \\ r'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g'_1 \\ g'_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u'_1 \\ u'_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

$$\begin{bmatrix} g'_1 \\ g'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(h_{11}^{(1)} + h_{12}^{(1)}) \\ h_2(h_{21}^{(1)} + h_{22}^{(1)}) \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

この方式との比較によって，提案方式における中継局での並べ替えの効果を確認することが可能になる．

5.3.2 評価方法

評価の目的は BER の確認であり，SNR 以外に勘案する要素を少なくするため，送信局の送信電力に対して，SNR から算出される雑音電力を有する AWGN を各中継局，受信局で発生させ，中継局の中継利得を 0dB とする表 5.1 の諸元で評価する．タイミング同期，周波数同期，無線局間同期，伝搬路応答推定は理想的に実施されているものとし，その他の無線局からの干渉がなく理想的な信号受信が行われることを仮定する．変調方式は QPSK とし，SNR を変化させて BER を取得する．

表 5.1: CD-QOSTBC の BER 特性に関する評価の諸元

変調方式	QPSK
雑音	AWGN
中継利得	0dB
評価シナリオ	アドホックネットワーク/ セルラシステムのアップリンク/ セルラシステムのダウンリンク
備考	タイミング同期, 周波数同期, 無線局間同期, 伝搬路応答推定は理想的に実施. 他端末からの干渉はないものとする.

また, 評価シナリオとしてアドホックネットワーク, セルラシステムのアップリンク, セルラシステムのダウンリンクを想定し, それぞれのシナリオのチャンネルを以下のように与えるものとする.

アドホックネットワーク 送信局, 中継局, 受信局が移動局であるとして, 無線局間の伝搬路を準静的なフラットレイリーフェージングとしてレイリー変数で与えるシナリオである. チャンネルの振幅変動は以下ようになる.

$$\begin{aligned} \mathbf{g} &= [|g_1|, |g_2|, |g_3|, |g_4|]^T \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} |h_1 h_{11}^{(1)}| \\ |h_1 h_{12}^{(1)}| \\ |h_2 h_{21}^{(1)}| \\ |h_2 h_{22}^{(1)}| \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.18)$$

$$\begin{bmatrix} |g'_1| \\ |g'_2| \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} |h_1 h_{11}^{(1)} + h_2 h_{21}^{(1)}| \\ |h_1 h_{12}^{(1)} + h_2 h_{22}^{(1)}| \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

$$|g''| = |h_1 h_{11}^{(1)}| \quad (5.20)$$

セルラシステムのアップリンク 送信局が移動局, 中継局と受信局を固定局として, 送信 ~ 中継局間の伝搬路を準静的なフラットレイリーフェージングとしてレイ

リー変数で与え，中継局～受信局間では固定局が高所に設置されているために見通し伝搬であると仮定し，位相のランダムな回転のみ与え，チャンネルの振幅変動が以下ようになる．

$$\begin{aligned} \mathbf{g} &= [|g_1|, |g_2|, |g_3|, |g_4|]^T \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} |h_{11}^{(1)}| \\ |h_{12}^{(1)}| \\ |h_{21}^{(1)}| \\ |h_{22}^{(1)}| \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.21)$$

$$\begin{bmatrix} |g'_1| \\ |g'_2| \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} |e_1 h_{11}^{(1)} + e_2 h_{21}^{(1)}| \\ |e_1 h_{12}^{(1)} + e_2 h_{22}^{(1)}| \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

$$|g''| = |h_{11}^{(1)}| \quad (5.23)$$

セルラシステムのダウンリンク 送信局と中継局を固定局，受信局を移動局として，送信局～中継局間では固定局が高所に設置されているために見通し伝搬であると仮定し，位相のランダムな回転のみ与え，中継局～受信局間では準静的なフラットレイリーフェージングとしてレイリー変数で与え，チャンネルの振幅変動が以下ようになる．

$$\begin{aligned} \mathbf{g} &= [|g_1|, |g_2|, |g_3|, |g_4|]^T \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} |h_1| \\ |h_1| \\ |h_2| \\ |h_2| \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.24)$$

$$\begin{bmatrix} |g'_1| \\ |g'_2| \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} |h_1 e_{11}^{(1)} + h_2 e_{21}^{(1)}| \\ |h_1 e_{12}^{(1)} + h_2 e_{22}^{(1)}| \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

$$|g''| = |h_1| \quad (5.26)$$

e_p および $e_{qp}^{(1)}$ は，見通しである伝搬においてランダムな位相回転項のみを表現した項であり， $|e_p| = |e_{qp}^{(1)}| = 1$ である．これらのチャンネルモデルにおいても，アドホックネットワークとセルラシステムのアップリンクの比較において振幅変動の大きさ

の違いが発生し、セルラシステムのアップリンクとダウンリンクの比較においてパス間のフェージングにおける相関の違いが発生している。

5.3.3 評価結果

アドホックネットワークの BER 特性を図 5.2 に、セルラシステムにおけるアップリンクの BER 特性を図 5.3 に、セルラシステムにおけるダウンリンクの BER 特性を図 5.4 にそれぞれ示す。黒色の実線が本方式を、黒色の点線が位相回転を行う QOSTBC を用いる方式を、灰色の点線が QOSTBC-MDC を用いる方式を、灰色の実線が並べ替えを行わない方式を、灰色の波線がダイバーシチを得ない方式をそれぞれ示している。

まず、図 5.2 に示すアドホックネットワークの BER 特性を評価する。アドホックネットワークの BER 特性では、提案した 3 方式をダイバーシチを得ない方式と比較から $BER=10^{-2}$ で 9dB 以上ものダイバーシチ利得を得られることがわかる。また、並べ替えを行わない方式との比較では、ABBA 符号を用いる方式および QOSTBC-MDC を用いる方式は 1dB の BER の改善が、位相回転を行う QOSTBC を用いる方式は 1.2dB の改善がそれぞれ得られている。単純な AF による中継を用いても本章で目的としたキャリアリカバリーを行わない中継処理を実現できるが、提案方式の並べ替えを行うことで更なる BER の改善が得られることがわかる。3 方式間の比較に関しては、ABBA 符号を用いる方式および QOSTBC-MDC を用いる方式は同等の特性を示しており、QOSTBC-MDC を提案方式に適用すると BER の劣化を伴わずに復号に係る演算量を削減できることがわかる。また、ABBA 符号を用いる方式に対して位相回転を行う QOSTBC を用いる方式は演算量が同等であるにもかかわらず BER を改善できることを確認できる。

次に、図 5.3 に示すセルラシステムにおけるアップリンクの BER 特性を評価する。セルラシステムにおけるアップリンクの BER 特性では、提案した 3 方式をダイバーシチを得ない方式と比較から $BER=10^{-2}$ で 7dB 以上ものダイバーシチ利得を得られることがわかる。アドホックネットワークよりもダイバーシチ利得が低下している理由として、中継局～受信局間を見通しと仮定したためにダイバーシチを得ない場合の BER 特性の劣化が小さく、ダイバーシチ効果による改善の余地が小さかったた

めである。また、並べ替えを行わない方式との比較では、ABBA 符号を用いる方式および QOSTBC-MDC を用いる方式は 1.4dB の BER の改善が、位相回転を行う QOSTBC を用いる方式は 1.7dB の改善がそれぞれ得られており、アドホックネットワークにおける改善量よりも大きい。中継局での信号の並べ替えを行うことでストリーム間の干渉を低減できるが、この結果は提案方式の干渉の低減量がより大きくなっていることを示唆している。アドホックネットワークのようなフェージングの著しい環境でない場合、ストリーム間の干渉をより少なくできる符号を採用することで、ダイバーシチ効果を良質にできることがわかる。

さらに、図 5.4 に示すセルラシステムにおけるダウンリンクの BER 特性を評価する。セルラシステムにおけるダウンリンクの BER 特性では、提案した 3 方式をダイバーシチを得ない方式と比較から $BER=10^{-2}$ で 7dB 以上ものダイバーシチ利得を得られることがわかる。また、並べ替えを行わない方式との比較では、ABBA 符号を用いる方式および QOSTBC-MDC を用いる方式は 2.2dB の BER の改善が、位相回転を行う QOSTBC を用いる方式は 2.5dB の改善がそれぞれ得られており、セルラシステムにおけるダウンリンクにおける改善量よりも大きい。これは並べ替えを行わないでは、ストリーム間に相関が発生してダイバーシチ利得が低下するのに対して、提案方式ではそのような相関を回避してダイバーシチ利得を得られたためである。

5.4 性能比較

本節では、本章の目的であった CIOD を用いる協調ダイバーシチに対する改善を確認するための性能比較を実施する。4 章で評価を行った CIOD を用いる協調ダイバーシチと Alamouti 符号を用いる方式に対して、ABBA 符号を用いる方式を、ピーク電力と平均電力比を表す PAPR(peak to average power ratio) および BER 特性の観点から比較を実施する。なお、通常では PAPR は各送信アンテナにおける平均電力とピーク電力の比を指すが、本節では送信局全体における平均電力とピーク電力の比を指すものとする。これにより、比較する各方式の送信局におけるアンテナ本数が異なっている場合にも、公平なピーク電力の評価が可能になる。

まず，PAPR の評価結果を表 5.2 に示す．PAPR は帯域制限の影響を勘案せず，にコンスタレーションおよび送信アンテナ数から導出されたものである．Alamouti 符号を用いる方式では，QPSK を利用する場合には PAPR=0dB となる．これに対して CIOD を用いる方式では，QPSK を利用する場合にも伝送に用いられるコンスタレーションは 16QAM と同等となるので 2.6dB に上昇する．一方，ABBA 符号を用いる方式では送信局の 2 本のアンテナから信号を送出するのでピーク電力を -3dB 低減できることから，PAPR も -3dB となる．ABBA 符号を用いる方式を利用することで，ピーク電力を低減することが可能である．

次に BER 特性を評価する．BER 特性は，4.3.3 節および 5.3.3 節での評価結果を利用し，アドホックネットワークの BER 特性を図 5.5 に，セルラシステムにおけるアップリンクの BER 特性を図 5.6 に，セルラシステムにおけるダウンリンクの BER 特性を図 5.7 にそれぞれ示す．黒色の実線が ABBA 符号を用いる方式を，灰色の実線が CIOD を用いる方式を黒色の破線が Alamouti 符号を用いる方式をそれぞれ示している．

図 5.5 に示すアドホックネットワークの BER 特性は，ABBA 符号を用いる方式が最もよい特性を示し，次いで Alamouti 符号を用いる方式がよい結果を示している．これは，送信局～中継局間および中継局～受信局間の両方でレイリーフェージングが発生した結果受信信号の減衰が顕著になる場合には，4 ストリームでダイバーシチ効果が得られる ABBA 符号を用いる方式が良好なダイバーシチ効果が得られることを示している．

図 5.6 に示すアップリンクの BER 特性も，ABBA 符号を用いる方式が最もよい特性を示し，次いで Alamouti 符号を用いる方式がよい結果を示している．送信局～中継局間でレイリーフェージングが発生した結果，中継局と受信局で発生した雑音とともに雑音強調が発生する劣悪な伝搬環境であるために，4 ストリームでダイバーシチ効果が得られる ABBA 符号を用いる方式が良好なダイバーシチ効果が得られることを示している．

しかし，図 5.7 に示すダウンリンクの BER 特性は，BER= 10^{-2} に着目すると Alamouti 符号を用いる方式が最もよい特性を示し，次いで ABBA 符号を用いる方式がよい結果を示している．このシナリオでは中継局～受信局間でレイリーフェージングが発生した場合を仮定しており，雑音強調は受信局で発生した雑音成分のみに対し

表 5.2: 各方式の PAPR(QPSK 利用時のピーク電力対平均総送信電力比)

	ABBA 符号を 用いる方式	CIOD を 用いる方式	Alamouti 符号を 用いる方式
PAPR [dB]	-3	2.6	0

て発生するため、先に評価結果を示した 2 シナリオよりも比較的良好な伝搬環境である。その結果、ダイバーシチ効果が小さくなり、2.3.1 節の式 (2.31) で示した ABBA 符号の干渉項 ξ_{χ} による ABBA 符号を用いる方式の性能劣化への寄与が目立つようになったため、このような性能の変化が見られた。

BER 特性の比較を総じると、ABBA 符号を用いる協調ダイバーシチの方が、CIOD を用いる協調ダイバーシチよりも良好な BER 特性を得られる。また 4 ストリームによる伝送の効果が表れるようなフェージングの影響が顕著に表れる場合には、ABBA 符号を用いる協調ダイバーシチの方が、Alamouti 符号を用いる方式よりも良好な BER 特性を得られる。

5.5 まとめ

本章では、QOSTBC の符号の構造に着目して中継局でのキャリアリカバリーを必要としない QOSTBC を用いる協調ダイバーシチを提案した。BER 特性の評価から、提案方式は劣悪な伝搬路であるほどダイバーシチ効果が大きくなることを確認した。4 章で提案した CIOD を用いる協調ダイバーシチとの比較では、送信局の RF 回路が 2 つ必要になる欠点が存在するものの、BER = 10^{-2} における性能改善と PAPR の低減を同時に達成できることを確認した。

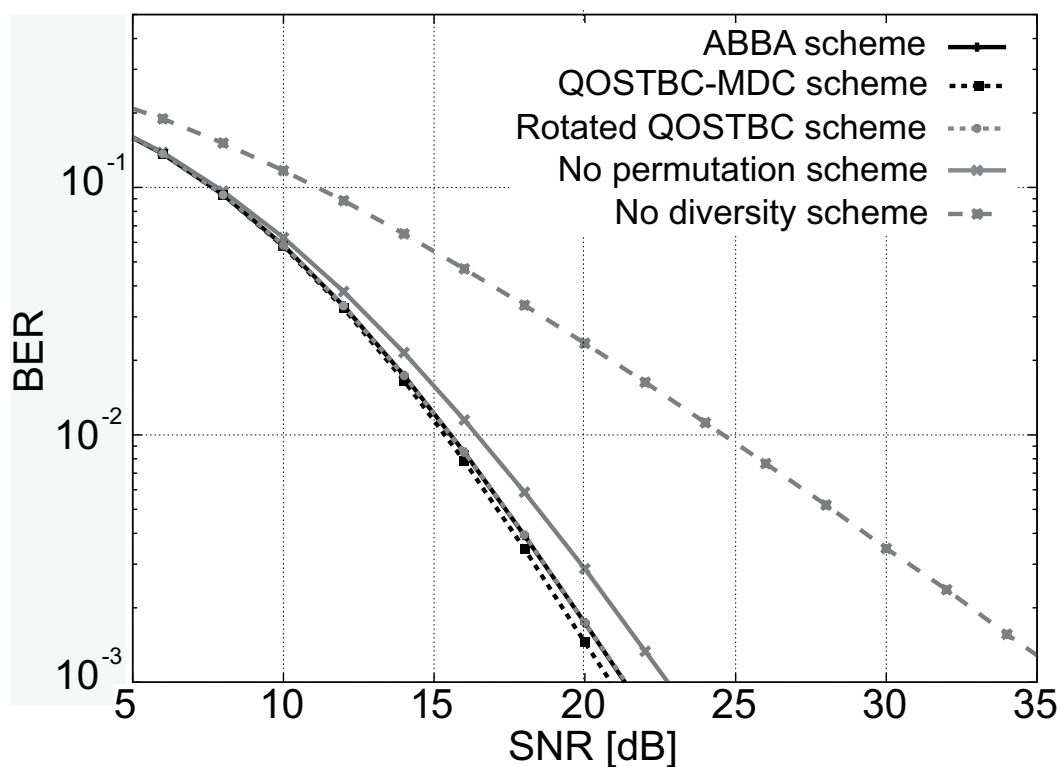


図 5.2: CD-QOSTBC のアドホックネットワークにおける BER 特性

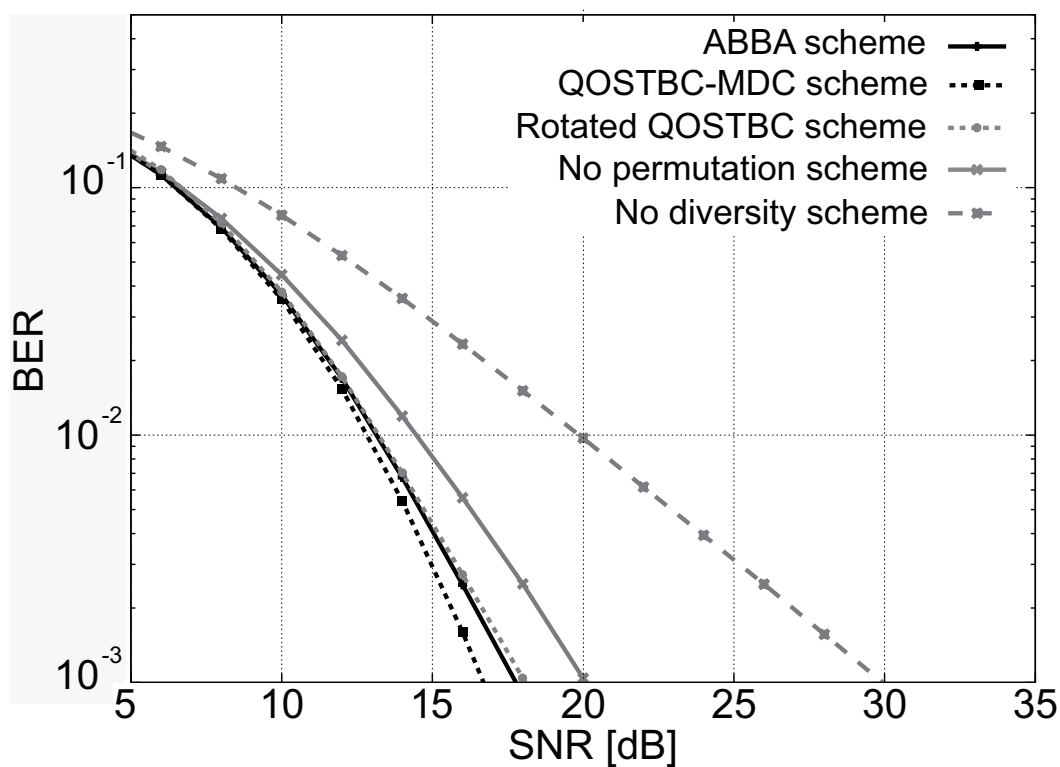


図 5.3: CD-QOSTBC のセルラシステムにおけるアップリンクの BER 特性

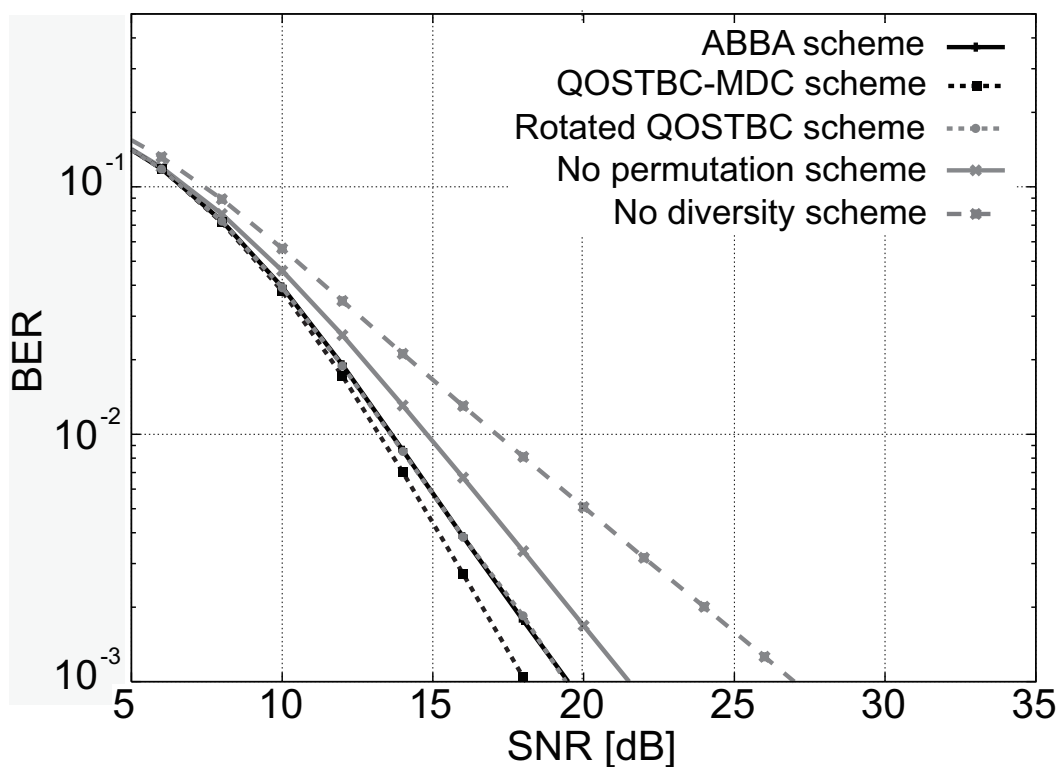


図 5.4: CD-QOSTBC のセルラシステムにおけるダウンリンクの BER 特性

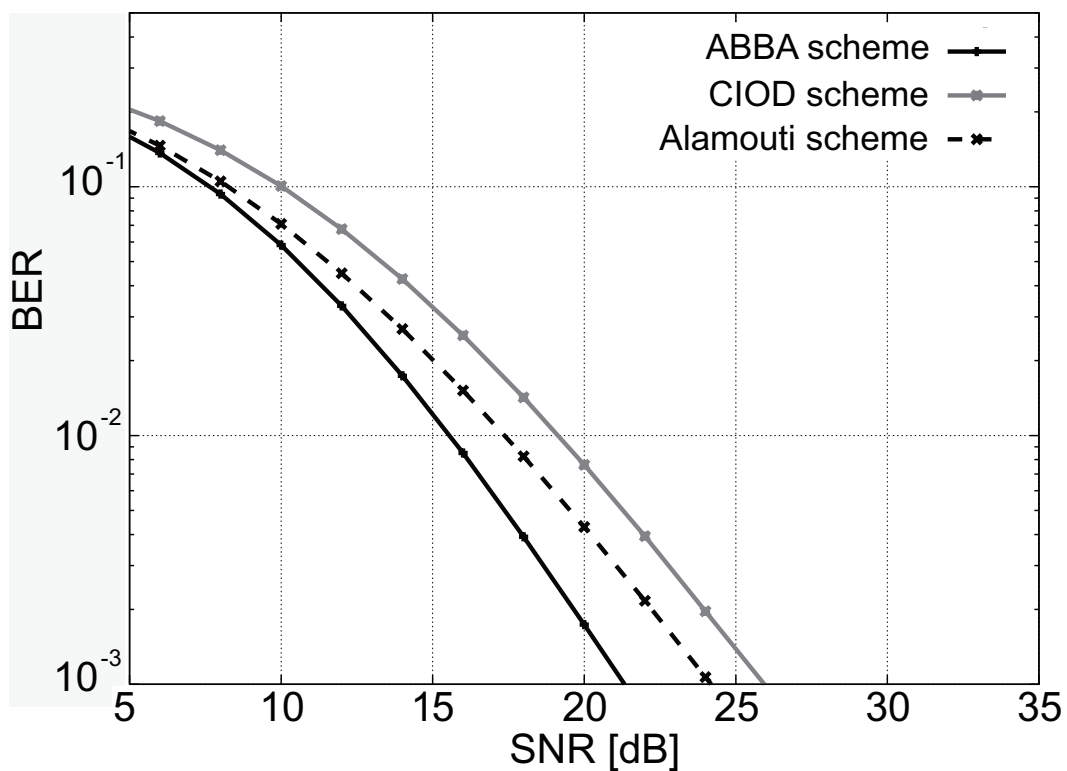


図 5.5: アドホックネットワークの BER 特性の比較

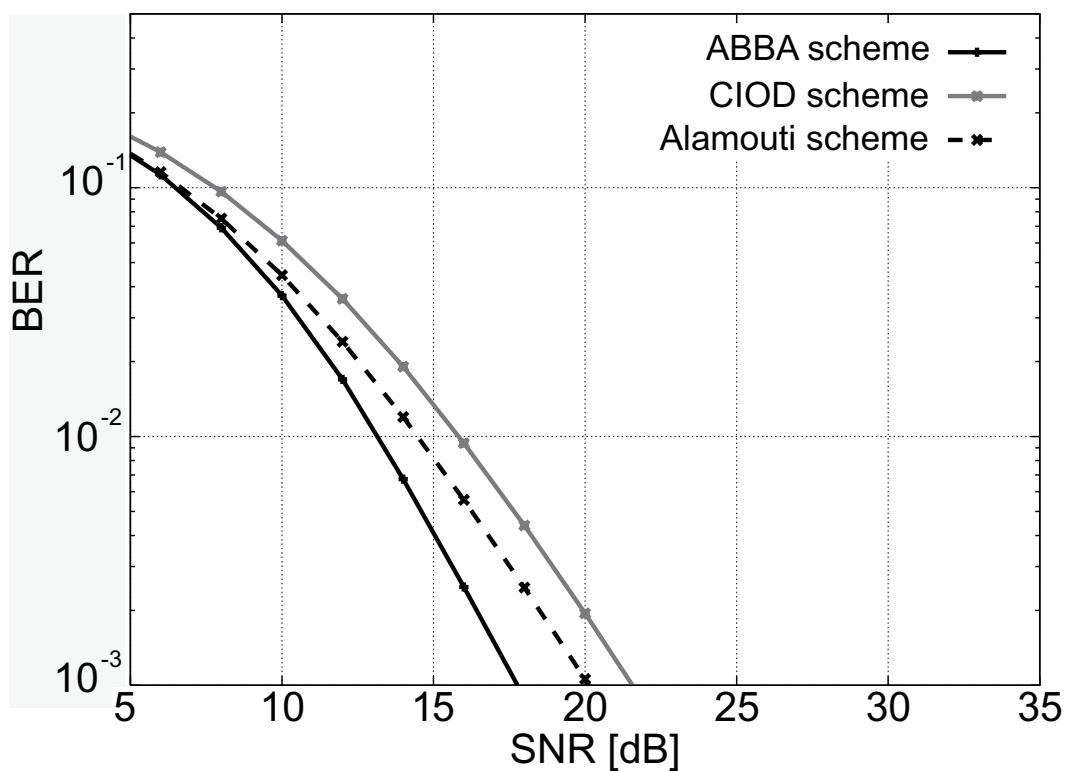


図 5.6: セルラシステムにおけるアップリンクの BER 特性の比較

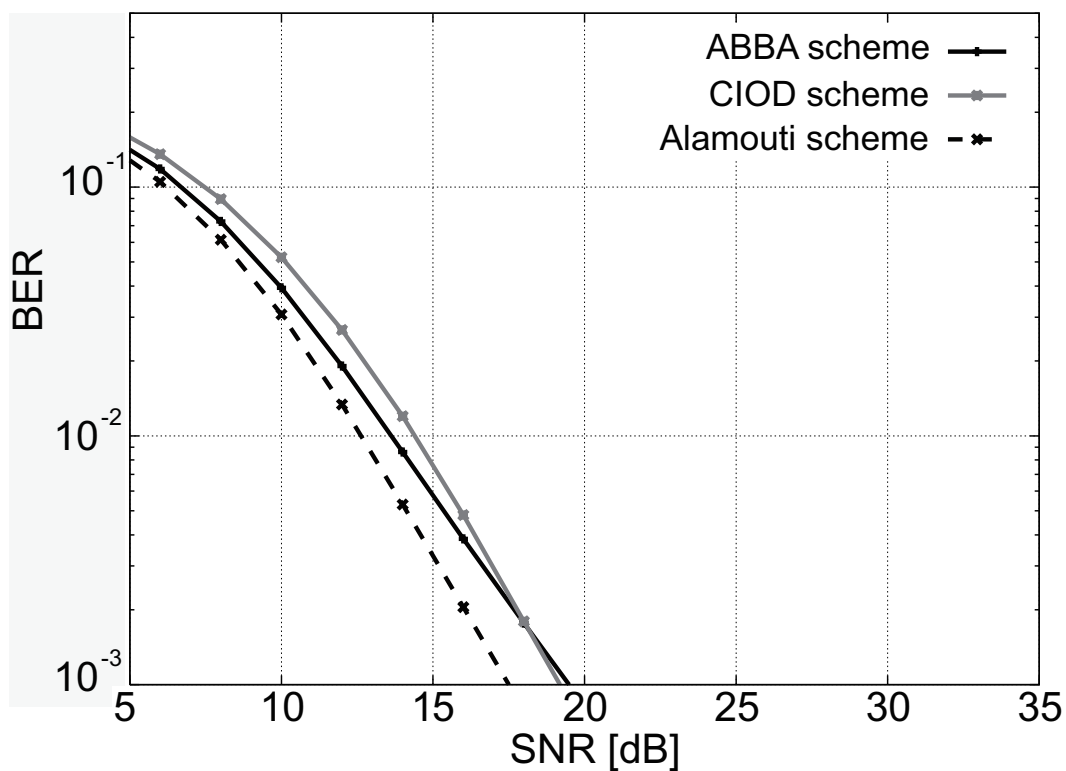


図 5.7: セルラシステムにおけるダウンリンクの BER 特性の比較

第6章 拡大 Alamouti 符号を用いるマルチホップ協調ダイバーシチ

6.1 はじめに

本論文の3つ目の目的は、STBCを用いるマルチホップ協調ダイバーシチにおける中継局での信号分離を行わない協調ダイバーシチを確立することである。STBCを用いる協調ダイバーシチは、中継局でSTBCの符号化を行うことが特徴のひとつであるが、マルチホップ伝送を行う場合には、一部の的中継局で信号分離を行うことが必要であった。しかし、この中継局での信号分離を行うことなくSTBCを用いる協調ダイバーシチを実現できれば、単一の受信システムでありながら空間多重伝送への拡張も可能になる。

そこで本章では、中継局での信号分離を必要としない拡大 Alamouti 符号を用いるマルチホップ協調ダイバーシチを提案する。拡大 Alamouti 符号は、同じ大きさの符号化ブロックの2つの拡大 Alamouti 符号に対して、符号化の単位を調整した Alamouti 符号化の実施を繰り返すことで生成される特徴を有する。そこで提案方式では、中継局において受信した拡大 Alamouti 符号をに対して、符号化の単位を拡大して拡大 Alamouti 符号の生成の過程を再現するように Alamouti 符号化を実施してマルチホップ協調ダイバーシチに適用して、中継局での信号分離を省略してSTBCの効果を得る。まず、システムモデルの説明を通して、このような特長を有する拡大 Alamouti 符号を用いるマルチホップ協調ダイバーシチの実現方法を説明する。さらに、符号化の単位を拡大して行う Alamouti 符号化の効果、ダイバーシチ効果の確認を行うために BER 特性の評価を実施する。

6.2 システムモデル

本節では，拡大 Alamouti 符号を用いるマルチホップ協調ダイバーシチのシステムモデルを説明する．本方式は， K 回の通信を行うマルチホップ通信を行い，単一のアンテナを有する送信局・ $2(K-1)$ 台の中継局・受信局からなり，中継伝送の際には 2 台の中継局が協調して実施される．システムの構成例を，信号系列・伝搬路応答をともに付して図 6.1 に示す．システムの動作は 2^{K-1} シンボル単位で可能であるため，本章での説明はシンボル長を 2^{K-1} として説明するものとする．以降，送信局，中継局，受信局のそれぞれの動作を説明する．

6.2.1 送信局

$\mathbf{b} = [b_1, \dots, b_{2K}]^T$ の情報ビット列から QPSK 信号列 $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_{2^{K-1}}]^T$ を生成する．得られた信号系列 \mathbf{x} を送信信号系列 $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_{2^{K-1}}]^T$ として RF 回路によって RF 信号へと変換して送信する．

6.2.2 中継局

1 回目の中継処理

送信局のアンテナから q ($q = 1, 2$) 番目の中継局までの伝搬路を経て，各中継局では受信に必要な処理を行って以下のベースバンド信号を受信する．

$$r_{q,l}^{(1)} = h_{q1}^{(1)} s_l + n_{q,l}^{(1)}. \quad (6.1)$$

$h_{q1}^{(1)}$ は送信局のアンテナから q 番目の中継局までの伝搬路応答を， $n_{q,l}^{(1)}$ は q 番目の中継局で発生する l 番目の雑音成分を表している． q 番目の中継局は，次のように受信信号 $r_{q,l}^{(1)}$ の Alamouti 符号化を行い，送信信号系列 $s_1^{(2)}, s_2^{(2)}$ を生成する．

$$s_1^{(2)} = \frac{1}{\sqrt{2}} [r_{1,1}^{(1)}, r_{1,2}^{(1)}, \dots, r_{1,2^{K-1}-1}^{(1)}, r_{1,2^{K-1}}^{(1)}]^T \quad (6.2)$$

$$s_2^{(2)} = \frac{1}{\sqrt{2}} [-r_{2,2}^{(1)*}, r_{2,1}^{(1)*}, \dots, -r_{2,2^{K-1}}^{(1)*}, r_{2,2^{K-1}-1}^{(1)*}]^T \quad (6.3)$$

式中の $\frac{1}{\sqrt{2}}$ による重みは、2 台の中継局が協調して中継する場合に所望信号の総電力の期待値を一定とするためのものである。それぞれのの中継局では、得られた送信信号系列を信号を RF 帯へと変換してアンテナから送出して 2 回目の通信を開始する。

2 回目以降の中継処理

$k(k = 2, \dots, K - 1)$ 回目目の通信において、 $q(q = 1, 2)$ 番目の中継局では受信に必要な処理を行って以下のベースバンド信号を受信する。

$$\mathbf{r}_{q,l}^{(k)} = h_{q1}^{(k)} s_{1,l}^{(k)} + h_{q2}^{(k)} s_{2,l}^{(k)} + n_{q,l}^{(k)} \quad (6.4)$$

$s_{p,l}^{(k)}$ は k 回目の送信を行った $p(p = 1, 2)$ 番目の中継局で送信された l 番目の送信信号を、 $h_{qp}^{(k)}$ は送信を行う p 番目の中継局から受信を行う q 番目の中継局までの伝搬路応答を、 $n_{q,l}^{(k)}$ は q 番目の中継局で発生する l 番目の雑音成分をそれぞれ表す。さらに受信信号系列 $\mathbf{r}_q^{(k)} = [r_{q,1}^{(k)}, \dots, r_{q,2^{K-1}}^{(k)}]^T$ を表記の利便性を勘案して以下のように与える。

$$\mathbf{r}_q^{(k)} = [r_{q,1}^{(k)}, \dots, r_{q,m'}^{(k)}, \dots, r_{q,2^{K-k}}^{(k)}]^T \quad (6.5)$$

$$r_{q,m'}^{(k)} = \frac{1}{\sqrt{2}} [r_{q,2^{k-1}(m'-1)+1}^{(k)}, \dots, r_{q,2^{k-1}m'}^{(k)}] \quad (6.6)$$

それぞれのの中継局は、次のように受信信号系列 $\mathbf{r}_q^{(k)}$ の符号化を行い、送信信号系列 $\mathbf{s}_1^{(k+1)}, \mathbf{s}_2^{(k+1)}$ を生成する。

$$\mathbf{s}_1^{(k+1)} = [r_{1,1}^{(k)}, r_{1,2}^{(k)}, \dots, r_{1,2^{K-k-1}}^{(k)}, r_{1,2^{K-k}}^{(k)}]^T \quad (6.7)$$

$$\mathbf{s}_2^{(k+1)} = [-r_{2,2}^{(k)*}, r_{2,1}^{(k)*}, \dots, -r_{2,2^{K-k}}^{(k)*}, r_{2,2^{K-k-1}}^{(k)*}]^T \quad (6.8)$$

それぞれのの中継局では、得られた送信信号系列を信号を RF 帯へと変換してアンテナから送出して $k + 1$ 回目の通信を開始する。

中継局で式 (6.7), (6.8) の符号化を繰り返していると、中継局で受信信号系列 $\mathbf{r}_{q,m'}^{(k)}$ は、2.4 節の式 (2.55) で定義した拡大 Alamouti 符号である $X_{m'}^{(k)}$ を用いて以下のように与えられる。

$$\mathbf{r}_{q,m'}^{(k)} = X_{2m'-1}^{(k)} \mathbf{g}_q^{(k)} + \mathbf{u}_{q,m'}^{(k)} \quad (6.9)$$

なお、伝搬路応答ベクトル $\mathbf{g}_q^{(k)}$ および不要波信号ベクトル $\mathbf{u}_{q,m'}^{(k)}$ は、以下のように再

帰的に表される．

$$\mathbf{g}_q^{(k)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} h_{q1}^{(k)} \mathbf{g}_1^{(k-1)} \\ h_{q2}^{(k)} \mathbf{g}_2^{(k-1)*} \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

$$\mathbf{g}_q^{(2)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} h_{q1}^{(2)} h_{11}^{(1)} \\ h_{q2}^{(2)} h_{21}^{(1)*} \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

$$\mathbf{u}_{q,m'}^{(k)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\begin{bmatrix} h_{q1}^{(k)} \mathbf{u}_{1,2m'-1}^{(k-1)} \\ h_{q1}^{(k)} \mathbf{u}_{1,2m'}^{(k-1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -h_{q2}^{(k)} \mathbf{u}_{2,2m'-1}^{(k-1)*} \\ h_{q2}^{(k)} \mathbf{u}_{2,2m'}^{(k-1)*} \end{bmatrix} \right) \\ + [n_{q,2^{k-1}(m'-1)+1}^{(k)}, \dots, n_{q,2^{k-1}m'}^{(k)}]^T \quad (6.12)$$

$$\mathbf{u}_{q,m}^{(2)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\begin{bmatrix} h_{q1}^{(2)} n_{1,2m-1}^{(1)} \\ h_{q1}^{(2)} n_{1,2m}^{(1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -h_{q2}^{(2)} n_{2,2m}^{(1)*} \\ h_{q2}^{(2)} n_{2,2m-1}^{(1)*} \end{bmatrix} \right) \\ + [n_{q,2m-1}^{(2)}, n_{q,2m}^{(2)}]^T \quad (6.13)$$

2.7.4 節で言及したように，中継局は拡大 Alamouti 符号を受信しているので，信号ブロックの次元が拡大された符号が得られるように符号化を行えば，信号分離を必要としない．そのような効果を得られるように式 (6.7)，(6.8) では中継段位に応じて符号化の単位を拡大するように，Alamouti 符号化を実施している．このように信号分離を行わずに中継処理において時空間符号化を施すことが，本方式の特徴である．

6.2.3 受信局

受信局は， K 回目の通信によって受信信号系列 $\mathbf{r} = [r_1, \dots, r_{2^{K-1}}]^T$ を受信する．ここで，受信する信号は以下のように与えられる．

$$r_l = h_1 s_{1,l}^{(K)} + h_2 s_{2,l}^{(K)} + n_l \quad (6.14)$$

$s_{p,l}^{(K)}$ は K 回目の送信を行った p ($p = 1, 2$) 番目の中継局で送信された l 番目の送信信号を h_p は p 番目の中継局から受信局までの伝搬路応答を， n_l は受信局で発生する雑音をそれぞれ表す．

受信信号系列 \mathbf{r} を表すのに必要な伝搬路ベクトル \mathbf{g} ，不要波信号ベクトル \mathbf{u} ，は以下のように記述できる．

$$\mathbf{g} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} h_1 \mathbf{g}_1^{(K-1)} \\ h_2 \mathbf{g}_2^{(K-1)*} \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

$$\mathbf{u} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\begin{bmatrix} h_{11}^{(K)} \mathbf{u}_{1,1}^{(K-1)} \\ h_{11}^{(K)} \mathbf{u}_{1,2}^{(K-1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -h_{12}^{(K)} \mathbf{u}_{2,2}^{(K-1)*} \\ h_{12}^{(K)} \mathbf{u}_{2,1}^{(K-1)*} \end{bmatrix} \right) \quad (6.16)$$

$$(6.17)$$

2.4 節で定義した拡大 Alamouti 符号である $X_1^{(K)}$ を用いると, \mathbf{n} を雑音ベクトルとして, 受信信号系列 \mathbf{r} は次式のように表される.

$$\mathbf{r} = X_1^{(K)} \mathbf{g} + \mathbf{u} + \mathbf{n} \quad (6.18)$$

送信信号ブロックと伝搬路応答ベクトルに着目すると 2.4 節で示した拡大 Alamouti 符号の受信信号とそれぞれ等価であるので, Equivalent virtual MIMO channel matrix によって表記可能である. 本論文では, ZF によって復号を行うものとする.

6.3 BER 特性

本節では, 符号化の単位を拡大して行う Alamouti 符号化の効果, ダイバーシチ効果の確認を行うために BER 特性の評価を実施する. まず, 比較の対象とする方式を説明し, 具体的な評価方法を述べ, 得られた BER 特性を考察とともに述べる.

6.3.1 比較方式

比較方式として, Alamouti 符号を用いる方式, 符号化を行わない方式, ダイバーシチを得ない方式の 3 方式を評価する. それぞれの動作を以下に示す.

Alamouti 符号を用いる方式 Alamouti 符号を用いる方式では, 拡大 Alamouti 符号を用いる方式の式 (6.5),(6.6) による各中継局の中継伝送を AF で行う (所望信号成分の総電力の期待値を増大させないための重みづけは実施する). 受信局で

受信されるベースバンド信号の受信信号ベクトル $\mathbf{r}' = [r'_1, r'_2]^T$ は，式 (2.9) で示される Alamouti 符号である X_{Ala}^T を用いて以下のように表せる．

$$\mathbf{r}' = X'_{\text{Ala}} \mathbf{g}' + \mathbf{u}' + \mathbf{n}' \quad (6.19)$$

\mathbf{u}', \mathbf{n}' はそれぞれ不要波信号ベクトル，雑音ベクトルを表し，伝搬路ベクトル \mathbf{g}' は，以下のように再帰的に記述できる．

$$\mathbf{g}' = \frac{1}{\sqrt{2}} (h_1 \mathbf{g}_1^{(K-1)'} + h_2 \mathbf{g}_2^{(K-1)'}) \quad (6.20)$$

$$\mathbf{g}_q^{(k+1)'} = \frac{1}{\sqrt{2}} (h_{q1}^{(k+1)} \mathbf{g}_1^{(k)'} + h_{q2}^{(k+1)} \mathbf{g}_2^{(k)'}) \quad (6.21)$$

$$\mathbf{g}_q^{(2)'} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} h_{q1}^{(2)} h_{11}^{(1)} \\ h_{q2}^{(2)} h_{21}^{(1)*} \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

この従来方式は，STBC の効果を楽しみながら中継局で信号分離を行わない方式であり，この方式と比較することで拡大 Alamouti 符号を用いる方式の特徴である式 (6.5),(6.6) の単位を拡大しながらの行う Alamouti 符号化の効果を確認することが可能になる．

符号化を行わない方式 符号化を行わない方式では，拡大 Alamouti 符号を用いる方式の式 (6.2)-(6.6) による各中継局の中継伝送を AF で行う（所望信号成分の総電力の期待値を増大させないための重みづけは実施する）．受信局で受信されるベースバンド信号の受信信号 r_l''' は，以下のように表される．

$$r_l''' = g_l''' + x_l + u_l''' + n_l \quad (6.23)$$

u_l''' は不要波信号であり，伝搬路応答 g_l''' は，以下のように再帰的に記述できる．

$$g_l''' = \frac{1}{\sqrt{2}} (h_1 g_1^{(K-1)'''} + h_2 g_2^{(K-1)'''}) \quad (6.24)$$

$$g_q^{(k+1)'''} = \frac{1}{\sqrt{2}} (h_{q1}^{(k+1)} g_1^{(k)'''} + h_{q2}^{(k+1)} g_2^{(k)'''}) \quad (6.25)$$

$$g_q^{(2)'''} = \frac{1}{\sqrt{2}} (h_{q1}^{(2)} h_{11}^{(1)} + h_{q2}^{(2)} h_{21}^{(1)}) \quad (6.26)$$

この方式と比較することで，全中継局での符号化の効果を確認することが可能になる．

表 6.1: マルチホップ伝送の BER 特性に関する評価の諸元

変調方式	QPSK
雑音	AWGN
中継利得	0dB
伝送路	準静的フラットレイリーフェージング
評価シナリオ	3ホップ/4ホップ/5ホップ/6ホップ
備考	タイミング同期，周波数同期，無線局間同期，伝搬路応答推定は理想的に実施． 他端末からの干渉はないものとする．

ダイバーシチを得ない方式 ダイバーシチを得ない方式では，送信局，受信局，1台の中継局が単一のアンテナを有し， K ホップの AF (Amplify and Forward) による中継伝送を行う．したがって，受信局で受信されるベースバンド信号の受信信号 r_l'' は，伝送路応答を g'' ，不要波信号を u_l'' として以下のように表せる．

$$r_l'' = g'' x_l + n_l + u_l'' \quad (6.27)$$

$$g'' = h_1 \prod_{k=1}^{K-1} h_{11}^{(k)} \quad (6.28)$$

この方式と比較することで，ダイバーシチ効果を確認することが可能になる．

6.3.2 評価方法

評価の目的は BER の確認であり，SNR 以外に勘案する要素を少なくするため，送信局の送信電力に対して，SNR から算出される雑音電力を有する AWGN を各中継局，受信局で発生させ，中継局の中継利得を 0dB とし各伝搬路は準静的なフラットレイリーフェージングとする表 6.1 の諸元で評価する．タイミング同期，周波数同期，無線局間同期，伝搬路応答推定は理想的に実施されているものとし，その他の無線局からの干渉がなく理想的な信号受信が行われることを仮定する．変調方式は QPSK とし，SNR を変化させて BER を取得する．

6.3.3 評価結果

各方式の BER 特性を評価することを目的として，拡大 Alamouti 符号を用いる方式を図 6.2，Alamouti 符号を用いる方式を図 6.3，符号化を行わない方式を図 6.4，ダイバーシチを得ていない方式を図 6.5 に，それぞれ評価結果を記載する．

各方式とも，ホップ数の増大に合わせて特性が劣化しているのは，伝送距離を勘案することなく送信電力を一定としているため，ホップ数の増大の影響を受けて増加する雑音項，変動が大きくなる電力変動項が特性の劣化に寄与するためである．図 6.5 に示されるダイバーシチを得ていない方式では，ホップ数の増大に伴って BER 特性の傾きが緩やかとなる傾向を示している．雑音項が増加して雑音電力が増大しても，BER 特性の傾きに影響を与えないことから，この BER 特性の傾きに対する性能劣化の主な原因は，電力変動項の積算と考えられる．

これに対して図 6.2 に示される提案方式の BER 特性は，各ホップとも高 SNR における傾きがほぼ一定であり，ダイバーシチを得ていない方式において問題となっていたホップ数の増大に対する BER の劣化が大幅に改善している．これは， $k(k = 2, \dots, K)$ 回目の信号受信において，信号系列 $s_1^{(k)}$ に含まれるストリームと $s_2^{(k)}$ に含まれるストリームが，式 (6.2)-(6.6) の処理によって直交し，2 回目以降の信号受信を行う全ての無線局において 2 次に相当するダイバーシチが得られて，ホップ数が増大する場合にもシステム全体の伝送路の電力変動を抑制しているためである．提案方式を用いることにより，ホップ数が増大する場合にも，良好な BER を達成できる．

図 6.4 に示される符号化を行わない方式の BER 特性は，中継局において時空間符号化処理を行わないために提案方式に比べてストリーム間の干渉が増大し，良好なダイバーシチを得られず，BER 特性が劣化している．また，図 6.3 に示される Alamouti 符号を用いる方式の BER 特性は，ホップ数の増加に対して傾きが緩やかとなっていく傾向を示している．これは，2 回目の信号受信においては提案方式と同様に 2 次に相当するダイバーシチを得ているが，3 回目以降の信号受信における $s_1^{(k)}$ と $s_2^{(k)}$ ($k = 3, \dots, K$) が干渉するため，ホップ数が少ない場合には 2 回目の信号受信の効果が大きく提案方式に近い性能が得られるが，ホップ数が増大するほど $s_1^{(k)}$ と $s_2^{(k)}$ が干渉する受信を行う無線局が増大するとともに，システム全体の伝送路の電力変動が増大し，符号化を行わない方式の性能に漸近していくためである．評価結

果を総じると，提案方式，Alamouti 符号を用いる方式，符号化を行わない方式，ダイバーシチを得ていない方式の順で良好な BER 特性を達成していることがわかる．

次に同一のホップ数での各方式毎の BER 特性の比較を目的として，3 ホップの特性を図 6.6，4 ホップの特性を図 6.7，5 ホップの特性を図 6.8，6 ホップの特性を図 6.9 にそれぞれ評価結果を記載する．提案方式は，Alamouti 符号を用いる方式に対して， $BER=10^{-2}$ で，3 ホップの場合には 0.5dB，4 ホップの場合には 1dB，5,6 ホップの場合には 2dB，の改善が得られていることがわかる．提案方式と符号化を行わない方式を比較することで，提案方式の符号化利得は， $BER=10^{-2}$ で，3 ホップの場合には 4dB，4-6 ホップの場合には 5dB，得られていることがわかる．提案方式とダイバーシチを得ない方式を，比較することで，提案方式のダイバーシチ利得は， $BER=10^{-2}$ で，3 ホップの場合には 10dB，4 ホップの場合には 13dB，5 ホップの場合には 16dB，6 ホップの場合には 19dB 得られていることが分かる．計算機シミュレーションの結果より，提案方式を用いることで，ストリーム間の干渉を低減して良好な空間ダイバーシチ利得を得ていることが確認できる．

6.4 まとめ

本章では，拡大 Alamouti 符号の構造に着目して中継局での信号分離を必要としない拡大 Alamouti 符号を用いるマルチホップ協調ダイバーシチを提案した．BER 特性の評価から，提案方式はホップ数が増大するほど性能改善が大きくなることを確認した．6 ホップの伝送を行う場合には， $BER=10^{-2}$ において，提案方式の特徴である符号化の単位を拡大する符号化を行わない場合よりも 2dB の性能改善が得られることを確認した．

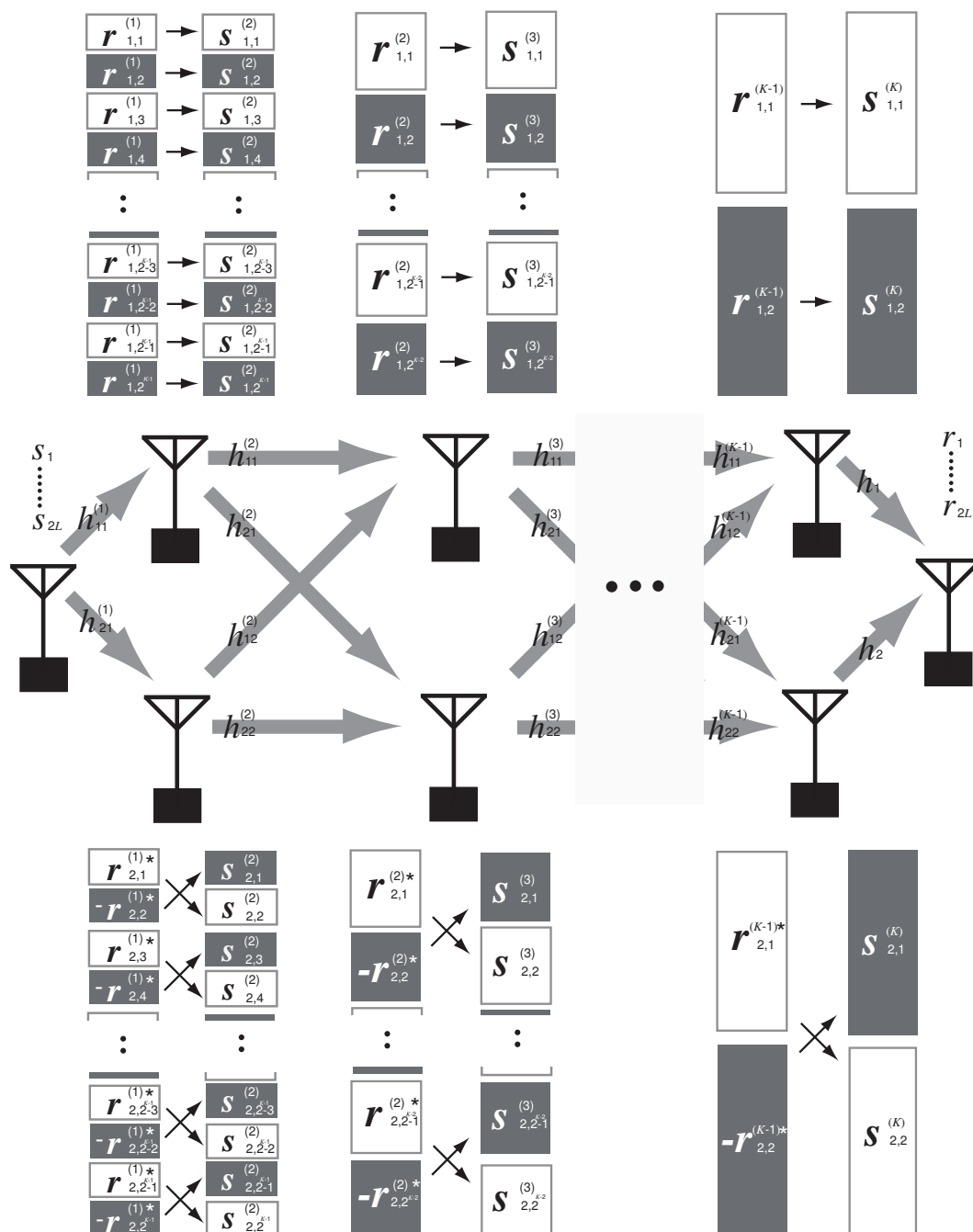


図 6.1: 拡大 Alamouti 符号を用いるマルチホップ協調ダイバーシチのシステムモデル

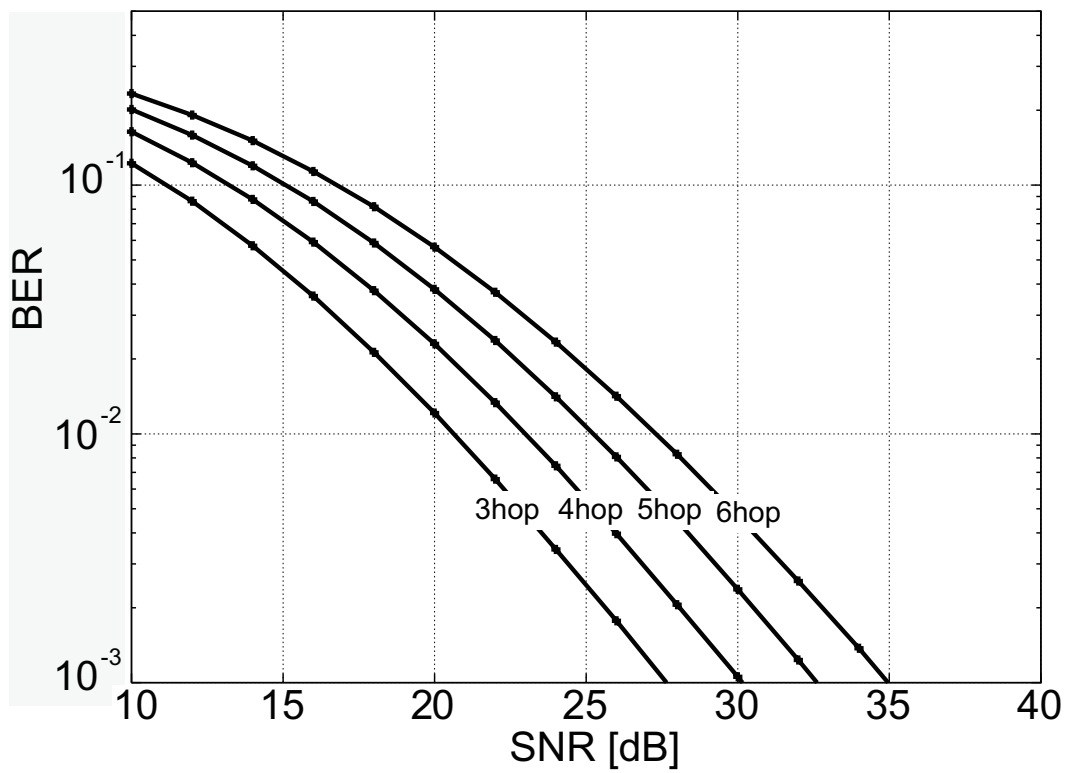


図 6.2: 拡大 Alamouti 符号を用いる方式の BER 特性

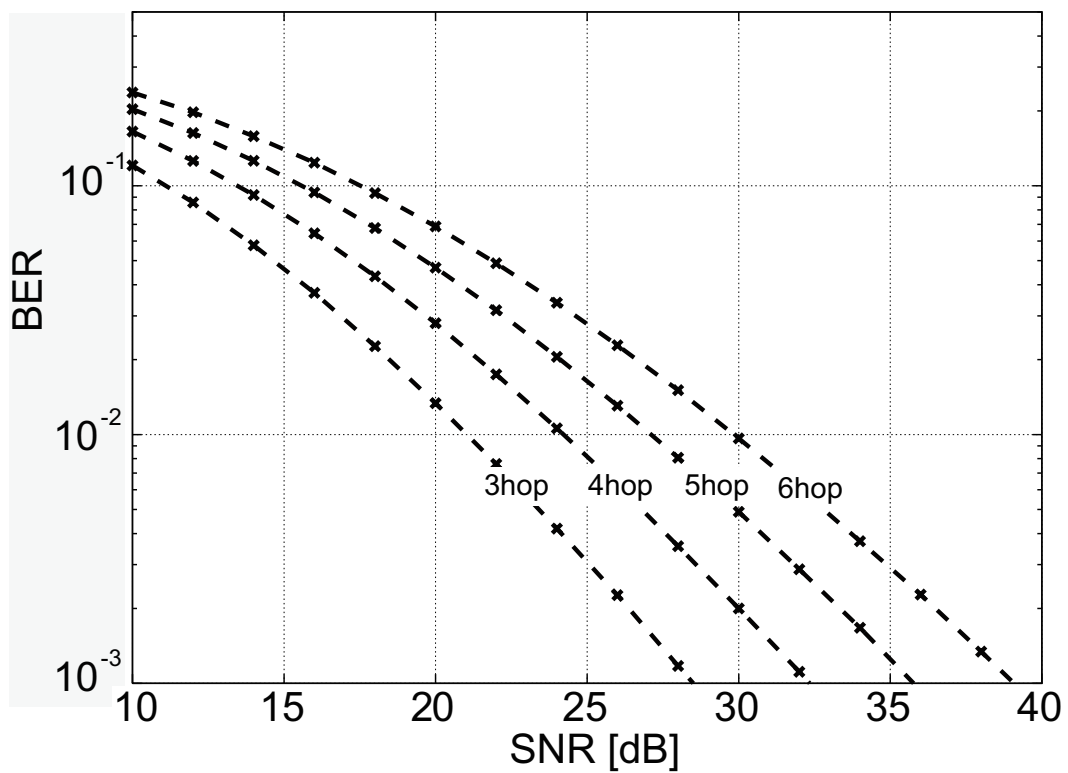


図 6.3: Alamouti 符号を用いる方式の BER 特性

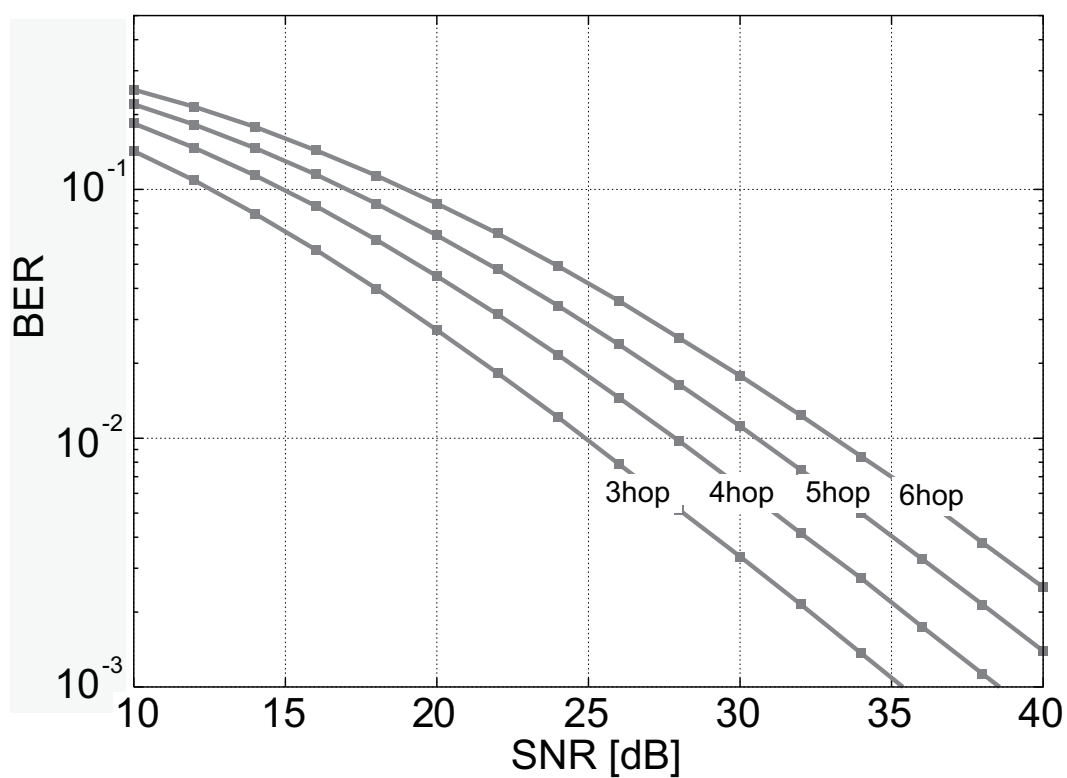


図 6.4: 符号化を行わない方式の BER 特性

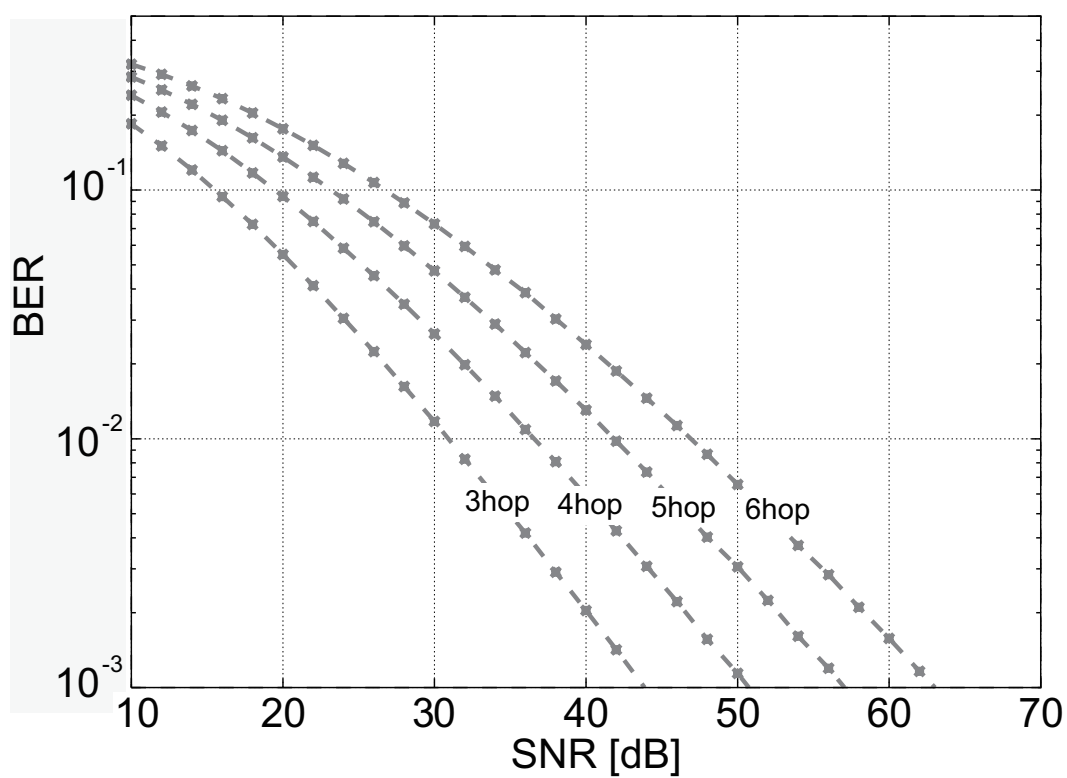


図 6.5: ダイバーシチを得ない方式の BER 特性

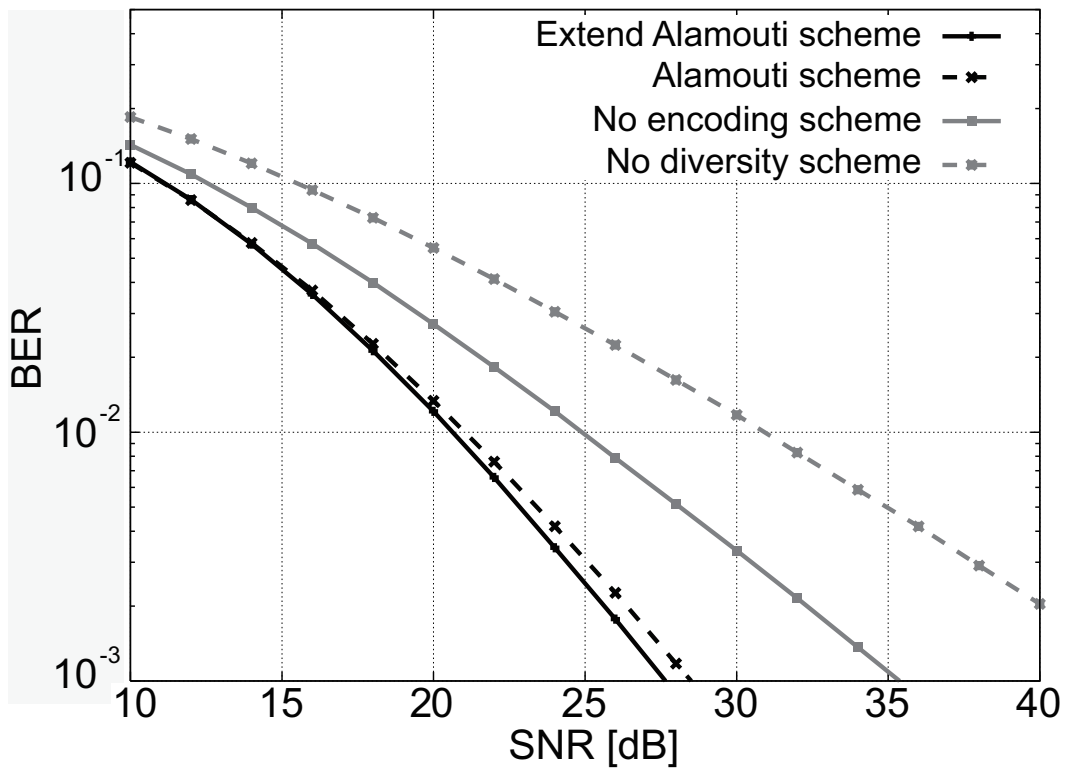


図 6.6: 3 ホップの BER 特性

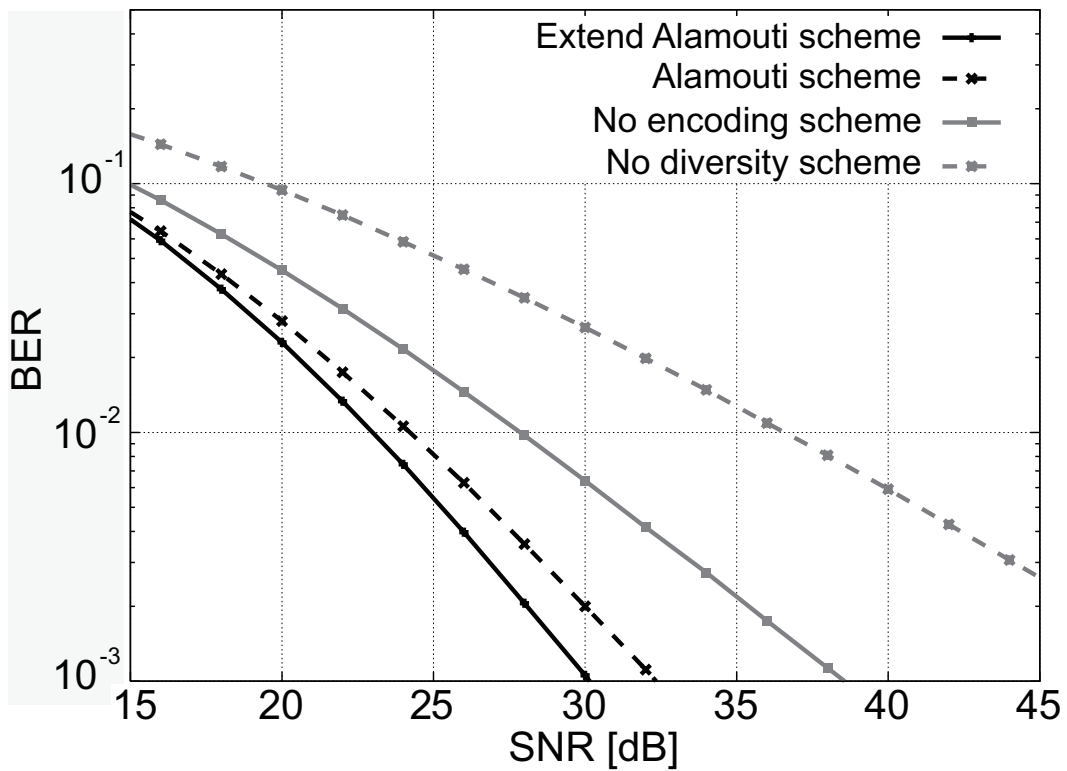


図 6.7: 4 ホップの BER 特性

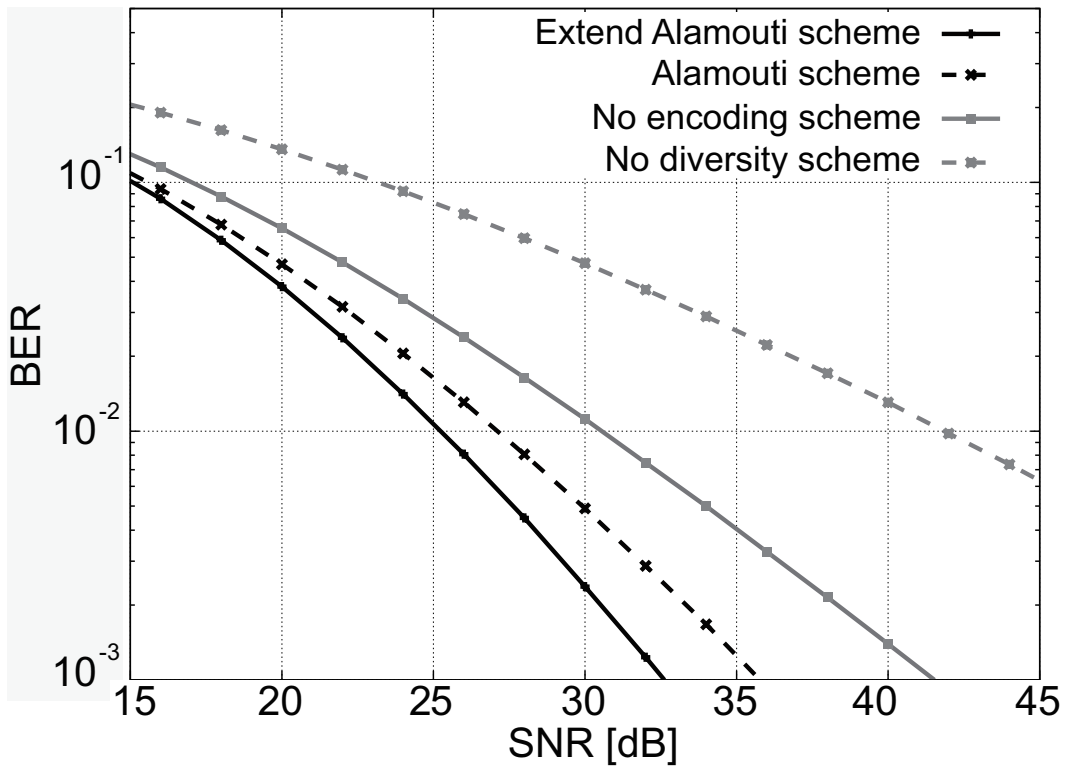


図 6.8: 5 ホップの BER 特性

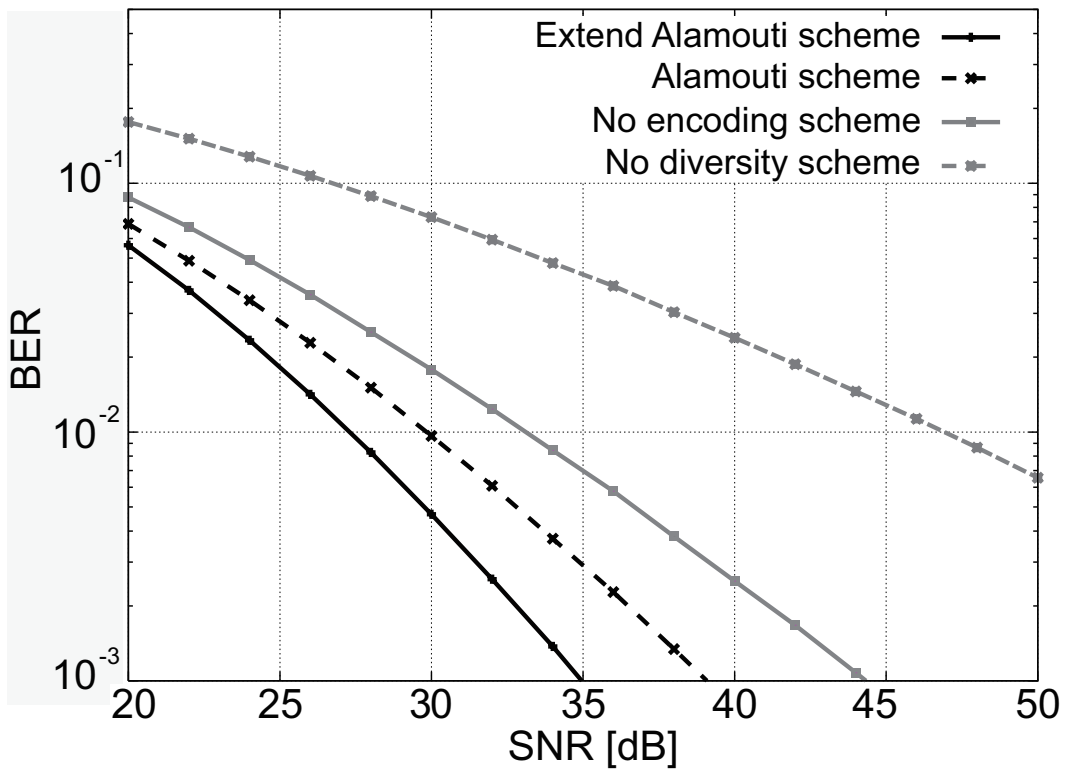


図 6.9: 6 ホップの BER 特性

第7章 総括

7.1 本論文のまとめ

本論文では，STBCを用いる送信/協調ダイバーシチの装置を簡素化できる方式を提案した．STBCを用いる送信/協調ダイバーシチは，伝送レートを低減させずに受信局に制約を与えることなく良好なダイバーシチを実現できる利点があるものの，送信局や中継局の装置構成が複雑となる課題があった．これに対し本論文では，通信に伴う処理の一環として導入を行う観点で有効性を検討されてこなかったSTBCの符号の構造に着目した．その結果，従来と異なる処理手順でSTBCの符号化が可能になり，送信ダイバーシチにおけるRF回路を共通化したり，協調ダイバーシチにおける中継処理の過程を簡略できるようになった．この効果を利用した送信/協調ダイバーシチの装置を簡素化できる4方式を示し，その有効性を確認してきた．本節では，本論文が各章で述べてきた本論文の寄与を示すことを通じてまとめを行う．

まず第1章では，本論文の意義を確認しながら目的を示し，その後の構成について述べた．本論文の意義を確認するため，現在までの移動体通信システムの発展についての歴史的背景を述べ，その発展に不可欠であるデジタル無線通信の高信頼化にダイバーシチ技術が有効であることを述べた．ダイバーシチ技術の中でも送信/協調ダイバーシチは受信局に制約を与えることなく良好なダイバーシチを実現できる利点があるものの，送信局や中継局の装置構成が複雑となり，受信信号間に干渉が発生する課題があることを示した．さらに送信/協調ダイバーシチの検討の経過をたどることで，受信信号間の干渉の問題をSTBCによって解決できることを述べた．そしてSTBCの関連研究を紐解くことで，これまで有効性を検討されてこなかった送信局や中継局の装置構成を簡易にする符号の構造が存在することを示唆し，本論文がその構造の性質に着目した方式を提案することを示した．これらを踏まえて，単

一のRF回路の送信局による簡素化した送信ダイバーシチ，STBCを用いながら中継局でキャリアリカバリーを行わない協調ダイバーシチ，STBCを用いながら中継局で信号分離を行わないマルチホップ協調ダイバーシチのそれぞれを提案することを目的として，これらを達成するための4方式が本論文でどのように示されるかを述べた．

第2章では，STBCの中でも本論文に係る技術を示し，協調ダイバーシチに適用した際のシステムについて紹介し，それぞれに含まれる課題を解決するために本論文が着目する符号の構造について示した．まず，本論文の理解において必要なSTBCである2本の送信アンテナ向けのAlamouti符号，CIOD，4本の送信アンテナ向けの3つのQOSTBCおよび2のべき乗数となる送信アンテナ向けの拡大Alamouti符号をそれぞれ紹介し，送信局においてRF回路が複数要することが課題であることを述べた．さらに協調ダイバーシチ/マルチホップ協調ダイバーシチに適用した場合のシステムについて紹介し，キャリアリカバリーが必要であること，信号分離が必要である課題があることを示した．以上を踏まえて，これらの課題を解決するために本論文が着目するSTBCの構造について述べ，本論文の問題意識を明らかにした．

第3章では，単一RF回路の送信局によるCIODを用いる送信ダイバーシチを提案した．単一RF回路でMIMOを実現する方式であるSMにCIODを適用することで，ダイバーシチ利得が得られることが知られていたが，帯域外放射成分が増大し，最尤判定に必要な演算が多く，実質的な誤り率特性の改善が得られない欠点があった．これに対して本方式では，送信局のRF回路が単一とする送信ダイバーシチであるにもかかわらず帯域外放射の増大は3dBのみであり，最尤判定に必要な演算はCIODと同様である．またBER= 10^{-2} において，送信局のRF回路を2つとする場合からの性能劣化は2dBにとどまり，ダイバーシチ利得が4dB得られることを確認した．

第4章では，中継局でのキャリアリカバリーを必要としないCIODを用いる協調ダイバーシチを提案した．本方式は，CIODを2台の中継局を介する協調ダイバーシチに導入するにあたり，送信局で複素数の演算を完了し，信号の消去による符号ブロックの生成を中継局で実施して，中継局でのキャリアリカバリーを行うことなくSTBCを用いる協調ダイバーシチを実現した．BER特性の評価から，本方式は劣悪な伝搬路であるほどダイバーシチ効果が大きくなる性質があることを確認した．す

すべての伝搬路がレイリーフェージング環境下である場合には、 $BER=10^{-2}$ において、中継局がキャリアリカバリーを行う場合からの性能劣化は性能劣化は2dBにとどまり、ダイバーシチ利得が5dB得られることを確認した。

第5章では、中継局でのキャリアリカバリーを必要としないQOSTBCを用いる協調ダイバーシチを3方式提案した。本方式では、2台の中継局を介する協調ダイバーシチにおいて送信局が2本の送信アンテナを有することを前提として、送信アンテナからあらかじめSTBCの符号化を行って送信を行い、さらに中継局での受信信号の入れ替えによってQOSTBCの符号を生成することを特徴とする。その結果、中継局でのキャリアリカバリーを行うことなくSTBCを用いる協調ダイバーシチを実現できる。また、CIODを用いる場合と比べ、送信局のRF回路が2つ必要となるが、PAPRを低減できること、4ストリームのダイバーシチ伝送を実現できるメリットが得られる。BER特性の評価から、本方式は劣悪な伝搬路であるほどダイバーシチ効果が大きくなることを確認した。CIODを用いる場合との比較では、 $BER=10^{-2}$ における性能改善とPAPRの低減を同時に達成できることを確認した。

第6章では、中継局での信号分離を必要としない拡大Alamouti符号を用いるマルチホップ協調ダイバーシチを提案した。本方式は、各中継段位での中継処理を2台の中継局で協調して実施されるマルチホップ協調ダイバーシチにおいて、各中継局で実施されるAlamouti符号化処理を符号化の単位を変更しながら実施することで、受信局で拡大Alamouti符号化が施された信号を受信し、これを復号することで通信を実現できる。中継局で信号分離を行うことなくSTBC符号化の恩恵を享受してダイバーシチ利得が得られることが特長である。BER特性の評価から、提案方式はホップ数が増大するほど性能改善が大きくなることを確認した。6ホップの伝送を行う場合には、 $BER=10^{-2}$ において、提案方式の特徴である符号化の単位を拡大する符号化を行わない場合よりも2dBの性能改善が得られることを確認した。

以上のように本論文では、移動体通信システムの高信頼化において重要な役割を果たすSTBCを用いる送信/協調ダイバーシチにおいて装置が複雑となる課題に対して、これまで着目されてこなかった符号の構造に着目して装置を簡素化できる4方式を提案し、それぞれの処理を定式化しながら解説するとともに、性能評価によって効果を示した。

7.2 今後にむけて

本論文では，STBC を用いる送信/協調ダイバーシチの簡素化を実現するための4方式について議論を行った．しかし，それぞれの方式について送信アンテナ本数または中継局台数を増大させるための拡張の余地が存在している．この観点での改良の余地を中心に，残された今後の課題について方式毎に以下に示す．

単一 RF 回路の送信局による CIOD を用いる送信ダイバーシチについて，2 送信アンテナの場合について示したが，以下の課題が存在する．

- アンテナ数を増大させた場合の定式化と性能評価
- 実用化に向けた課題の抽出とその解決または影響の評価

CIOD を用いる協調ダイバーシチについて，中継局が 2 台である場合について示したが，以下の課題が存在する．

- 中継局数を増大させた場合の定式化と性能評価
- 中継段位数を増大させた場合の定式化と性能評価
- 実用化に向けた課題の抽出とその解決または影響の評価

QOSTBC を用いる協調ダイバーシチについて，中継局が 2 台である場合について示したが，以下の課題が存在する．

- 中継局数を増大させた場合の定式化と性能評価
- 中継段位数を増大させた場合の定式化と性能評価
- 実用化に向けた課題の抽出とその解決または影響の評価

拡大 Alamouti 符号を用いるマルチホップ協調ダイバーシチについて，中継局の台数を 2 台とした場合に中継段位数を一般化した場合について示したが，以下の課題が存在する．

- 中継局数を増大させた場合の定式化と性能評価
- 空間多重を適用する場合の定式化と性能評価
- 実用化に向けた課題の抽出とその解決または影響の評価

文献

- [1] “GSM 05.03 version 8.3.0 Release 1999,” Feb. 2000.
- [2] “3GPP TS 25.101 v.3.7.0,” July 2001.
- [3] “3GPP TS 36.211 v.8.8.0,” Sept. 2009.
- [4] C.E. Shannon, “Mathematical theory of communication,” *The Bell System Technical Journal*, pp.379–423, July 1948.
- [5] C. Berrou and A. Glavieux, “Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo-codes,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.44, no.10, pp.1261–1271, Oct. 1996.
- [6] R.G. Gallager, “Low-Density Parity-Check Codes,” *MIT Press, Cambridge, MA.*, vol.44, no.10, pp.1261–1271, Oct. 1963.
- [7] A. Wittneben, “A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, pp.1630–1634, May 1993.
- [8] N. Seshadri and J.H. Winters, “Two signaling schemes for improving the error performance of FDD transmission systems using transmitter antenna diversity,” in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp.508–511, May 1993.
- [9] 久保博嗣, 岡崎彰浩, 棚田一夫, 村上圭司, “送信ダイバーシチと適応等化器によるビート干渉抑圧方式に関する一検討,” *電子情報通信学会論文誌 B*, pp.468–476, March 2003.

- [10] V. Tarokh, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance analysis and code construction," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.44, no.2, pp.744–765, March 1998.
- [11] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," in *Proc. IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.16, pp.1451–1458, Oct. 1998.
- [12] V. Tarokh, H. Jafakhani, and A.R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," *IEEE Journal on Sel. Areas in Commun.*, vol.17, no.3, pp.451–460, March 1999.
- [13] O. Tirkkonen, A. Boariu, and A. Hottinen, "Minimal nonorthogonality rate one space-time block codes for 3+ tx antennas," *IEEE ISSSTA*, vol.2, pp.429–432, Sept. 2000.
- [14] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," *IEEE Trans. Commun.*, vol.49, no.1, pp.1–4, Jan. 2001.
- [15] W. Su and X.G. Xia, "Signal constellations for quasi-orthogonal space-time block codes with full diversity," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.50, no.10, pp.2331–2347, Oct. 2004.
- [16] C. Yuen, Y.L. Guan, and T.T. Tjhung, "Quasi-orthogonal STBC with minimum decoding complexity," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.4, no.5, pp.2089–2094, Sept. 2005.
- [17] C. Papasias and G. Foschini, "Capacity-approaching space-time codes for system employing four transmitter antennas," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.49, no.3, pp.726–733, March 2003.
- [18] Z.A. Khan and B.S. Rajan, "STBC from co-ordinate interleaved orthogonal designs," in *Proc IEEE Int. ISIT 2002, Lausanne, Switzerland*, p.275, June 2002.
- [19] M.Z.A. Khan and B.S. Rajan, "Single-symbol maximum likelihood decodable linear STBCs," *IEEE Trans. Inf. Theory*, pp.2062–2091, June 2006.

- [20] Y. Ahmed, R.M. Buehrer, and J.H. Reed, "Space time block codes for eight transmit antennas," in *Proc. Asilomar Conf. 36th SSC.*, vol.2, no.3-6, pp.115–119, Nov. 2002.
- [21] R. Markus and F.M. Christoph, "On extend Alamouti schemes for space-time coding," *WPMC '02, Honolulu*, pp.115–119, Oct. 2002.
- [22] G. Abreu, "GABBA codes - Generalized full-rate orthogonally decodable space-time block codes," in *Proc. 39th Asilomar Conf. SSC*, pp.1278–1283, Oct. 2005.
- [23] A. Goldsmith, S.A. Jafar, N. Jindal, and S. Vishwanath, "Capacity limits of mimo channels," in *Proc. IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.18, pp.2172–2178, Nov. 2003.
- [24] Q.H. Spencer, C.B. Peel, A. Lee, and M. Haardt, "An introduction to the multi-user MIMO downlink," in *Proc. IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.42, pp.60–67, Oct. 2004.
- [25] M. Vu and A. Paulraj, "MIMO wireless liner precoding," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol.24, pp.86–105, Sept. 2007.
- [26] 小川 恭孝大鐘 武雄 , わかりやすい mimo システム技術 , 第一版 , オーム社 , 2009 .
- [27] M.D. Renzo, H. Haas, S. Sugiura, and L. Hanzo, "Spatial modulation for generalized MIMO: Challenges, opportunities and implementation," in *Proc. IEEE*, vol.102, pp.56–103, Jan. 2014.
- [28] K. Ishibashi and S. Sugiura, "Effects of antenna switching on band-limited spatial modulation," *IEEE Commun. Lett.*, vol.3, no.4, pp.345–348, Aug. 2014.
- [29] J. Jeganathan, A. Ghrayeb, L. Szczecinski, and A. Ceron, "Space shift keying modulation for MIMO channels," in *Proc. IEEE TENCON 2012*, pp.1–6, 2012.
- [30] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "Increasing uplink capacity via user cooperation diversity," in *Proc. IEEE ISIT*, p.156, Aug. 1998.

- [31] J.N. Laneman and G.W. Wornell, “Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.49, no.10, pp.2415–2425, Oct. 2003.
- [32] X. Li, “Energy-efficient wireless sensor network with transmission diversity,” *Electronics let.*, 27th, vol.39, no.24, pp.1753–1755, Nov. 2003.
- [33] 宮野剛, 村田英一, 荒木純道, “時空符号化協力マルチホップ通信における再送同期制御方式,” 電子情報通信学会論文誌 B , vol.89 , no.6 , pp.920–925 , July 2006 .
- [34] B. Maham, A. Hjørungnes, and G. Abreu, “Distributed GABBA space-time codes in amplify-and-forward relay networks,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.8, no.4, pp.2036–2045, 2009.
- [35] J. Hubaux, T.E. Hunter, and A. Nosratinia, “Cooperative communication in wireless networks,” *IEEE Commun. Mag.*, vol.42, no.10, pp.68–73, Oct. 2004.
- [36] J.N. Laneman, D.N.C. Tse, and G.W. Wornell, “Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.50, no.12, pp.283–289, Feb. 2006.
- [37] H. Ochiari, P. Mitran, and V. Tarokh, “Variable-rate two-phase collaborative communication protocols for wireless networks,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.52, no.9, pp.4299–4313, Aug. 2006.
- [38] J. Boutros and E. Viterbo, “Signal space diversity: a power- and bandwidth-efficient diversity technique for the Rayleigh fading channel,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.44, no.4, pp.1453–1467, July 1998.
- [39] R. Rajashekar and K.V.S. Hari, “Modulation diversity for spatial modulation using complex interleaved orthogonal design,” *IEEE TENCON2012*, pp.1–6, 2012.

記号一覧

記号	パラメータ
A	QOSTBC の符号化ブロックの一部． 2×2 の大きさを有する．
A_{ABBA}	ABBA 符号の符号化ブロックの一部． 2×2 の大きさを有する．
A_{rot}	位相回転を行う QOSTBC の符号化ブロックの一部． 2×2 の大きさを有する．
A_{MDC}	QOSTBC-MDC の符号化ブロックの一部． 2×2 の大きさを有する．
A_{Jafa}	Jafarkhani による QOSTBC の符号化ブロックの一部． 2×2 の大きさを有する．
B	QOSTBC の符号化ブロックの一部． 2×2 の大きさを有する．
B_{ABBA}	ABBA 符号の符号化ブロックの一部． 2×2 の大きさを有する．
B_{rot}	位相回転を行う QOSTBC の符号化ブロックの一部． 2×2 の大きさを有する．
B_{MDC}	QOSTBC-MDC の符号化ブロックの一部． 2×2 の大きさを有する．
B_{Jafa}	Jafarkhani による QOSTBC の符号化ブロックの一部． 2×2 の大きさを有する．
a_p	伝搬路応答の振幅．添え字は，送信アンテナが p 番目であることを表す．
\bar{a}_p	IQ インターリーブ処理後の伝搬路応答の振幅．
e_p	伝搬路応答の位相．添え字は，送信アンテナが p 番目であることを表す．
g	伝搬路応答ベクトル．ただし，送信局と受信局の間に 2 台の協調する中継局を介している．

記号	パラメータ
$\mathbf{g}_q^{(k+1)}$	伝搬路応答ベクトル．ただし，マルチホップ協調ダイバーシチにおいて $k+1$ 回目の受信を行った際に q 番目の中継局における伝搬路応答を表す．
\mathbf{g}'	伝搬路応答ベクトル．ただし，送信局と受信局の間に 2 台の協調する中継局を介している．
\mathbf{g}'_q	伝搬路応答ベクトル．ただし，送信局と受信局の間で q 番目の中継局を介している．
$\mathbf{g}_q^{(k+1)'}$	伝搬路応答ベクトル．ただし，マルチホップ協調ダイバーシチにおいて $k+1$ 回目の受信を行った際に q 番目の中継局における伝搬路応答を表す．
\mathbf{g}''	ただし，送信局と受信局の間に 1 台の中継局を介している．
\mathbf{g}'''	伝搬路応答．ただし，送信局と受信局の間に 2 台の協調する中継局を介している．
$\mathbf{g}_q^{(k)'''}$	伝搬路応答ベクトル．ただし，マルチホップ協調ダイバーシチにおいて k 回目の受信を行った際に q 番目の中継局における伝搬路応答を表す．
$\mathbf{g}_q^{(k)}$	マルチホップ協調ダイバーシチにおける伝搬路応答ベクトル．送信局から k ホップ目の q 番目の中継局までの応答ベクトルを表す．
$\check{\mathbf{H}}^{(K)}$	伝送路応答行列．拡大 Alamouti 符号の Equivalent virtual MIMO channel matrix における表記である．
$\check{\mathbf{H}}_{m'}^{(k)}$	m' 番目の伝送路応答行列．拡大 Alamouti 符号の Equivalent virtual MIMO channel matrix における表記である．
$\check{\mathbf{H}}_m^{(2)}$	m 番目の伝送路応答行列．拡大 Alamouti 符号の Equivalent virtual MIMO channel matrix における表記である．
\mathbf{h}	伝送路応答ベクトル．
$\mathbf{h}^{(k)}$	伝送路応答ベクトル．拡大 Alamouti 符号用の表記．
h_p	伝搬路応答．添え字は，送信局の p 番目の送信アンテナ，または p 番目の中継局から受信局までの応答．

記号	パラメータ
$h_{qp}^{(k)}$	マルチホップ通信における伝搬路応答. k ホップ目の伝送における送信局の p 番目の送信アンテナまたは p 番目の中継局から q 番目の中継局までの応答.
\mathbf{n}	受信局で発生する雑音系列.
n_l	受信局で発生する l 番目の雑音成分.
$n_{q,l}^{(k)}$	中継局で発生する雑音成分. k ホップ目の伝送における q 番目の中継局において発生する l 番目の雑音.
\mathbf{r}	受信局で受信する受信信号系列.
r_l	受信局で受信する l 番目の受信信号.
$\mathbf{r}_{q,m'}^{(k)}$	中継局で受信する受信信号系列の一部. k ホップ目の伝送における q 番目の中継局において受信される m' 番目の信号ベクトル.
$r_{q,l}^{(k)}$	中継局で受信する受信信号. k ホップ目の伝送における q 番目の中継局において受信される l 番目の信号.
$\check{\mathbf{r}}^{(K)}$	受信信号ベクトル. 拡大 Alamouti 符号の Equivalent virtual MIMO channel matrix における表記である.
$\check{\mathbf{r}}_{m'}^{(k)}$	m' 番目の受信信号ベクトル. 拡大 Alamouti 符号の Equivalent virtual MIMO channel matrix における表記である.
$\check{\mathbf{r}}_m^{(2)}$	m 番目の受信信号ベクトル. 拡大 Alamouti 符号の Equivalent virtual MIMO channel matrix における表記である.
r'_l	受信局で受信する l 番目の受信信号.
r''_l	受信局で受信する l 番目の受信信号.
r'''_l	受信局で受信する l 番目の受信信号.
\mathbf{S}_{CIOD}	CIOD における送信信号ブロック. 2×2 の大きさを有する.
\mathbf{s}	送信局から送信される送信信号系列.
s_l	送信局から送信される l 番目の送信信号.
\bar{s}_l	信号ブロック. CIOD において IQ インターリーブ前の信号ブロック.
s_p	送信信号系列. 送信局の p 番目の送信アンテナから送信される送信信号系列であることを表す.

記号	パラメータ
$s_{p,l}$	送信局から送信される送信信号．添え字は p 番目の送信アンテナから送信された l 番目の送信信号であることを表す．
$\bar{s}_{p,l}$	送信局から送信される送信信号．添え字は p 番目の送信アンテナから送信された l 番目の送信信号であることを表す．
$s_p^{(k)}$	中継局から送信される送信信号系列．マルチホップ通信における k ホップ目の伝送における p 番目の中継局から送信される送信信号系列であることを表す．
$s_{p,l}^{(k)}$	中継局から送信される送信信号．マルチホップ通信における k ホップ目の伝送における p 番目の中継局から送信される l 番目の送信信号であることを表す．
u	不要信号ベクトル．中継局で発生した雑音成分が受信局で影響する成分を表す．
$u_q^{(k)}$	不要信号ベクトル．マルチホップ協調ダイバーシチにおいて k 回目の受信を行う q 番目の中継局で不要信号として影響する成分を表す．
$\tilde{u}_q^{(k)}$	不要信号ベクトル．マルチホップ協調ダイバーシチにおいて k 回目の受信を行う q 番目の中継局で不要信号として影響する成分を表す．
u'	不要信号ベクトル．中継局で発生した雑音成分が受信局で影響する成分を表す．
u'_l	不要信号．中継局で発生した雑音成分が受信局で影響する成分を表す．
X	QOSTBC の符号化ブロック． 4×4 の大きさを有する．
$X_1^{(K)}$	拡大 Alamouti 符号の符号化ブロック． $2^{K-1} \times 2^{K-1}$ の大きさを有する．
X_{Ala}	Alamouti 符号の符号化ブロック．
X_{Ala}^T	Alamouti 符号の符号化ブロック．
X_{ABBA}	ABBA 符号の符号化ブロック．
X_{Jafa}	Jafarkhani の QOSTBC の符号化ブロック．

記号	パラメータ
\mathbf{X}_{MDC}	QOSTBC-MDC の符号化ブロック .
\mathbf{X}_{rot}	位相回転を行う QOSTBC-MDC の符号化ブロック .
$\mathbf{X}_{m'}^{(k)}$	m' 番目の拡大 Alamouti 符号の符号化ブロック . $2^{k-1} \times 2^{k-1}$ の大きさを有する .
$\mathbf{X}_m^{(2)}$	m 番目の拡大 Alamouti 符号の符号化ブロック . $2^{k-1} \times 2^{k-1}$ の大きさを有する .
$\check{\mathbf{x}}^{(K)}$	送信信号ベクトル . 拡大 Alamouti 符号の Equivalent virtual MIMO channel matrix における表記である .
$\check{\mathbf{x}}_{m'}^{(k)}$	m' 番目の送信信号ベクトル . 拡大 Alamouti 符号の Equivalent virtual MIMO channel matrix における表記である .
$\check{\mathbf{x}}_m^{(2)}$	m 番目の送信信号ベクトル . 拡大 Alamouti 符号の Equivalent virtual MIMO channel matrix における表記である .
x_l	時空間符号化前の l 番目の信号 .
ϕ	信号に与えられる位相回転量 .

謝辞

本研究を遂行するにあたり，名古屋大学教養教育院教授山里敬也先生から多大なるご指導とご鞭撻を賜りました．博士課程での課題を前向きに取り組みながら，充実した研究活動を継続できましたことを感謝致しております．心より御礼を申し上げます．

本論文を執筆するにあたり，多くの先生からご指導を頂きました．名古屋大学未来材料・システム研究所教授片山正昭先生には，研究室での活動を見守っていただくとともに，厳しくも暖かなご指導を頂きました．横浜国立大学大学院工学研究院教授落合秀樹先生には，本論文に対する貴重なご助言を頂くとともに，著された諸論文から多大なる薫陶を頂きました．名古屋大学大学院工学研究科教授藤井俊彰先生には，博士課程での各審査において的確なご意見を頂きました．名古屋大学未来材料・システム研究所准教授岡田啓先生には，本研究の遂行に亘って暖かくも的確なご助言を頂きました．厚く御礼を申し上げます．

また，名古屋大学片山正昭研究室の皆様から多くのお力添えを頂きました．名古屋大学未来材料・システム研究所助教小林健太郎先生には，研究室での活動を行うにあたって多くのご配慮を頂きました．事務補佐員として細やかなサポートを頂きました石川愛子様，白石栄里子様のご協力により，研究活動を円滑に送ることができました．田中裕也さんをはじめとする学生の皆様との議論を通じて，研究室での活動が有意義なものとなりました．深く感謝致します．

本研究の遂行には，三菱電機株式会社情報技術総合研究所の皆様からもお力添えを頂きました．電子システム技術部部长田崎裕久氏，無線通信技術部部长岡村敦博士，電子システム技術部レーダ信号処理グループグループリーダー原照幸氏には，本研究に取り組む機会を与えて頂きました．電子システム技術部レーダ信号処理グループ各位，無線通信技術部旧信号処理チーム各位をはじめとする皆様からは，技

術者としての素養を培ううえで多くの議論を頂きました。また、知的財産センター専任原嘉孝博士には、本研究の遂行に亘って多大なるご助言を頂きました。謹んで御礼を申し上げます。

また、学生生活を見守って頂きました両親には、大学へ訪問する度に感謝致しておりました。改めて謝意を示します。

本論文を提出できましたことを心より感謝しております。本当にありがとうございました。

業績一覧

(本論文に関係のある文献・発表を示す)

I. 学会誌等

論文題目	公表の方法及び時期	著者
1. 3-hop cooperative diversity using quasi-orthogonal space-time block code	IEICE Transactions on Communications, vol. E93-B, no. 6, pp. 1636-1640, Jun. 2010	T. Yamaoka , Y. Hara , N. Fukui , H. Kubo
2. 拡大 Alamouti 符号を用いるマルチホップ協調ダイバーシチ	電子情報通信学会論文誌, vol. J94-B, no. 3, pp. 444-454, Mar. 2011	山岡智也, 原 嘉孝 , 福井範行 , 久保博嗣
3. A simple cooperative relaying with Alamouti coded transmission	IEICE Transactions on Communications, vol. E95-B, no. 2, pp. 643-646, Feb. 2012	T. Yamaoka , Y. Hara , N. Fukui , H. Kubo, T. Yamazato
4. QOSTBC を用いる簡易な中継処理による協調ダイバーシチ	電子情報通信学会論文誌, vol. J97-B, no. 12, pp. 1213-1223, Dec. 2014	山岡智也, 原 嘉孝 , 石岡和明 , 原 照幸 , 山里敬也

論文題目	公表の方法及び時期	著者
5. Transmit diversity with single RF front-end using CIOD	IEICE Communicaitons Express (to be accepted)	T. Yamaoka, T. Hara , A. Okazaki , T. Yamazato

IEICE: 電子情報通信学会

II. その他

論文題目	公表の方法及び時期	著者
1. QOSTBC を用いる 3 ホップ協調ダイバーシチ	第 32 回情報理論とその応用シンポジウム , T12-1 , Dec. 2009	山岡智也, 原 嘉孝, 福井範行, 久保博嗣
2. 簡易な送信装置による送信ダイバーシチ	電子情報通信学会信学技報 Vol.114 No.254, RCS2014-177, Oct. 2014	山岡智也, 原 照幸, 岡崎彰浩, 山里敬也