

高速フェージングに耐性を有する  
高効率 STBC 伝送方式に関する研究

佐々木 進

電気通信大学大学院電気通信学研究科  
博士（工学）の学位申請論文

2011 年 3 月

高速フェージングに耐性を有する  
高効率 STBC 伝送方式に関する研究

博士論文審査委員会

主査	唐沢好男	教授
委員	橋本 猛	教授
委員	中嶋信生	教授
委員	山尾 泰	教授
委員	藤井威生	准教授

著作権所有者

佐々木 進

**2011**

# Study on an efficient STBC transmission scheme robust against fast fading

Susumu Sasaki

## Abstract

Multi-input multi-output (MIMO) is a transmission scheme using array antenna at the transmitter and the receiver and it is well known as an advanced diversity technology. It is a candidate of key technologies for the next generation mobile communication systems and it will be a future trend for using a broadband system and a wireless local area network (LAN) system.

Typically, a diversity system has more than one antenna at the transmitter and/or the receiver, but a transmit diversity requires channel state information (CSI) in order to control the array antenna characteristics at the transmitter. Alamouti proposed a new scheme named space-time block coding (STBC) without using CSI. This scheme, however, supports only two antennas at the transmitter ( $N=2$ ) for realizing full-rate and full-diversity functions.

First, we briefly explain antenna schemes, a control method for adaptive array, a coding (space time coding) methodology for efficient transmission scheme, and a channel characteristic model for estimating a propagation channel. And then, we analyze an advanced STBC scheme which is based on the designed criteria of an adaptive beam-forming.

When the normalized Doppler frequency  $f_D T_s$ , which is a key parameter of fast fading condition, is coming to close one, an irreducible error will occur. It causes the most serious problems particularly in the narrow-band mobile communication systems. As a countermeasure for this case, it is popular that a pilot symbol assisted modulation (PSAM) which inserts a pilot symbol periodically in the frame, has been used to mitigate the effects of fading. Generally, the performance of pilot insertion and extraction techniques is degraded by the time variance of the channel caused by fast fading.

The first half of this dissertation, we propose an efficient transmission scheme of the transmitter diversity based on MIMO STBC which is highly robust against fast fading and which can significantly increase the data transmission rate using not only BPSK

but also QPSK and 16QAM. We propose an advanced MIMO transmission scheme of STBC that uses high multilevel modulation to increase the transmission data rate. We propose to de-multiplex the pilot symbol into two symbol components with a real part (I-axes component) and an imaginary part (Q-axes component) for the data symbols, and to use Q-axes components only to estimate the channel state as the pilot signal, so that we can achieve additional data and increase the data rate.

By using the minimum-mean square error (MMSE) criterion, the optimal weight vectors are chosen to minimize the mean-square error between the received pilot information and the reference pilot signal, and we can find optimal weight vector by the recursive least squares (RLS) and this optimal weight is time-variant and referred to as the Wiener-solution. We show that the accuracy of the proposed technique is exemplified by a computer simulation.

In the latter half of this dissertation, we propose an enhanced PSAM STBC scheme against the fast fading channel which is equipped 4 transmit antennas ( $N=4$ ) based on Alamouti-type transmission diversity. This scheme becomes the configuration of quasi orthogonal STBC, and the intersymbol interference occurs, because the transmission code is not perfectly orthogonal. Therefore, it is difficult to determine optimal weight vector for each transmission symbol data after obtaining an estimated weight vector from the pilot symbol. We propose the solution to this problem by using the sophisticated approximation where the estimated channel characteristics are the same as the optimal weight vectors, and we clarify these issues and show the performance of the proposed technique based on a computer simulation.

Finally, we conclude that the proposed system will be promising for application to multi-users system.

# 高速フェージングに耐性を有する 高効率 STBC 伝送方式に関する研究

佐々木 進

## 概 要

本論文で扱う MIMO (Multi-Input Multi-Output)技術は送受信の双方にアレーアンテナを用いて情報伝送を行うシステムであり、高度なダイバーシチ技術として位置付けられ、その技術は将来システムとして無線 LAN と移動通信を融合した広帯域ワイヤレス情報通信等への応用が期待されている。通常、ダイバーシチ用アンテナは送受信の双方に設置することが望まれるが、送信側にアレーアンテナを置く送信ダイバーシチシステムの場合は、チャンネル情報を得る必要がある。一方、送信側でチャンネル情報を必要としない、開ループ構成としては Alamouti が提案した時空間ブロック符号化(STBC)方式があるが、この方法では、フルレート・フルダイバーシチの機能が得られるのは、送信アンテナ数が 2 本のときに限られている。

ところで、業務用無線システムのような狭帯域で使用されるシステムでは、変調信号のシンボル長  $T_s$  が長くなって、正規化ドップラー周波数  $f_D T_s$  ( $f_D$ : 最大ドップラー周波数) が 1 に対して無視できない値に近づき、軽減困難な誤りが発生する。そのため、この誤りの軽減が重要になる。そのような場合には、データの合間に間欠的にパイロット信号を組み入れて、受信側で適応的に信号処理を行う方式 (PSAM: Pilot-Symbol-Assisted Modulation) が古くから提案されているが、フェージングの速度が速くなる場合には、これでも、追従が間に合わないという事態になる。そのため、パイロット信号と時空間ブロック符号を一ブロック化した、高速追従が可能な PSAM 方式が提案されていた。しかし、ここでの通信方式は 2 値の BPSK 用いた検討であり、周波数利用効率の面や、伝送データレート向上についての研究はされていなかった。そこで本論文の目的の一つとして、送信信号とパイロット信号の挿入比率を改善し、フレーム利用効率の向上を図ると共に、多値変調の導入により、伝送データレートの向上を図っている。

第 3 章、第 4 章において、アンテナ構成とその制御方法を実現するアレー信号処理の技術、効率的な情報伝送を実現する時空間符号技術、チャンネルの推定やモデルリングを行う技術等について記述している。さらに、それらの技術を応用したシステムとして、高速フェージングに強く、かつ、伝送効率の良い時空間符号(STBC)技術を採用した MIMO システムを考え、その論理的な解析をしている。

第 5 章では、BPSK を採用した  $2 \times 4$  MIMO PSAM STBC 伝送方式を、QPSK,16QAM

などの多値変調へ拡張し、多くのデータを送信しても、フェージングに強い高品質・高速通信を可能とすることを示す。さらに、パイロット信号にはシンボルの I 軸成分（実数）のみ伝送し、残りの Q 軸成分（虚数）はデータビットに割り当てる新方式を提案する。この方式では、「追加ビット」が加算されることによりデータレイトがさらに増加する。この通信方式の基本的な機能を基に、変調方式の直交性や多値化を利用し、さらなる伝送効率の向上を図るため、最適なウェイトベクトルをパイロット信号の I 軸成分（実数）のみの情報から MMSE 基準を利用して求めている。採用した方式は、全てのパイロット信号を用いた従来の制御と同様に、最適なウェイトベクトルはウィナー解として求めるとともに、RLS アルゴリズムによる最適制御が可能であることを示している。その上で、計算機シミュレーションによって新提案方式による最適化動作を検証している。

第 6 章では、4 本の送信アンテナで構成するシステムを対象に、高速フェージングに強い送信ダイバーシチ方式を提案する。しかしながら、Alamouti 方式を適用する場合は、2 本のアンテナで実現した PSAM STBC 方式を 4 本のアンテナに拡張した場合、準直交型の STBC 方式になる。このシステムでは不完全直交問題、すなわちブロック内でのシンボル間干渉が発生する。そのため、パイロットシンボルから推定したウェイトベクトルでは、各データシンボルのウェイトベクトルを決定することが困難になる。そこで、本論文では伝搬路を推定した疑似ベクトルを最適なウェイトベクトルとして処理する近似手法を提案し、この課題を解決している。この提案方式が高速フェージングに強い特性であることを、計算機シミュレーションの結果により示している。

最後に、本提案システムは各入力信号間ではチャネル干渉が除去できる特徴があり、マルチユーザシステムへの応用が期待できるシステムであることも示している。

# 目次

<b>第1章 序論</b> . . . . .	1
1.1 移動通信の現状と将来動向 . . . . .	1
1.2 移動通信の発展形態 . . . . .	1
1.3 高速伝送の課題 . . . . .	5
1.4 研究の目的 . . . . .	6
1.5 フェージング環境 . . . . .	6
1.6 本論文の章構成 . . . . .	7
<b>第2章 MIMO(Multi-In Multi-Out)システム</b> . . . . .	10
2.1 MIMO システムの概要 . . . . .	10
2.1.1 送信手法 . . . . .	10
2.1.2 受信手法 . . . . .	13
2.1.3 チャネル特性 (CSI)の推定方法 . . . . .	14
2.2 MIMO システムの表現 . . . . .	15
2.2.1 MIMO チャネルの統計的表現 . . . . .	16
<b>第3章 送信ダイバーシチと STBC</b> . . . . .	21
3.1 最大比合成受信ダイバーシチ . . . . .	21
3.2 MIMO チャネルにおける最大比合成送受信 ダイバーシチ . . . . .	22
3.3 STBC (Space time block coding) . . . . .	23
3.3.1 STBC . . . . .	23
3.3.2 STBC を用いた送信ダイバーシチ . . . . .	25
<b>第4章 空間多重での受信方法と適応アルゴリズム</b> . . . . .	30
4.1 アダプティブアレー . . . . .	30
4.2 ZF (Zero-forcing)アルゴリズム . . . . .	31
4.3 MMSE 規範 . . . . .	33
4.3.1 LMS アリゴリズム . . . . .	34
4.3.2 RLS アルゴリズム . . . . .	35



<b>第5章</b>	<b>MIMO-STBC アダプティブアレー伝送方式</b>	39
5.1	既存の PSAM 付き STBC	39
5.1.1	高速フェージングための符号化[5.15]	41
5.2	多値化時空間ブロック符号 (STBC) による	
	システムモデル	41
5.2.1	新 STBC 送信	41
5.2.2	提案手法	42
5.2.3	評価用通信チャネル	43
5.2.4	送信ダイバーシチと STBC	45
5.2.5	STBC-MMSE に基づいた適応アルゴリズム	48
5.3	BER 特性評価	49
5.3.1	シミュレーション条件	49
5.3.2	シミュレーションモデルと	
	パイロットシンボル制御	50
5.3.3	低速フェージングにおける誤り特性	50
5.3.4	高速フェージング環境下での	
	伝送特性	52
5.3.5	高速フェージング下でのダイバーシチの効果	53
5.3.6	MMSE 規範を用いた RLS 特性	53
5.3.7	提案 STBC 方式による送信データレイトの改善	56
5.3.8	ハーフ・パイロット方式による	
	送信データレイトの増加	58
5.4	マルチ・ユーザへの展開	59
5.5	パイロット信号の挿入間引き	62
<b>第6章</b>	<b>高速フェージングに耐性を有する</b>	
	<b>準直交 STBC 伝送方式</b>	66
6.1	研究の背景	66
6.2	準直交 STBC 伝送方式	67
6.2.1	送信アンテナが 2 素子の場合	67
6.2.2	準直交 STBC の送受信	68
6.2.3	提案方式	69
6.3	シミュレーション結果と特性評価	72

6.3.1	シミュレーション条件	72
6.3.2	高速フェージング下での最適ウェイト特性	74
6.3.3	準直交 STBC のダイバーシチ利得	74
6.3.4	高 $f_D T_s$ への対応評価	77
6.4	マルチ・ユーザへの展開および応用例	79
6.5	まとめ	81
<b>第7章</b>	<b>結論</b>	<b>83</b>
	謝辞	84
	論文リスト	86
	著者略歴	87

# 第1章 序論

## 1.1 移動通信の現状と将来動向

近年、通信の世界では、ユビキタス社会の進展やメディアの多様とリッチコンテンツへのニーズの高まりに伴い、通信トラヒックの急激な伸展に対応する変革期に入っている。その一つが移動通信であり、公衆移動通信はこれまでの電話を主体にサービスが発展し、「いつでも、どこでも、誰ともでも」の利便性が広く認められ世界的にも加入者数が爆発的に増加してきた。日本では既に、固定網の加入者数を大きく超え、総務省の発表によれば、2010年6月の時点では日本全体でPHS（Personal Handy-phone System）を含め携帯電話の加入者数は約1億1,759.9万局で総人口に迫る人々が移動通信を利用している状況であり、移動通信のサービスは社会生活の中で必要不可欠な存在になっている。

もう一つの大きなうねりがインターネットトラヒックの伸びである。現在はインターネットが単なる情報収集のツール、電子メールのツールから脱却し、サイバー銀行や、証券取引等といった本格的なビジネス利用と、家庭、個人では音楽配信やインタラクティブサービス等への普及が急激に拡大している。さらに、この二つのサービスが合体されることにより、移動通信システムにおけるデータ通信の需要が拡大し、より高速で大容量な通信が求められている。このような情報通信社会のパラダイム変化に対応するため、適用可能な周波数スペクトルへの拡大期待に伴い、ホワイトスペースの利用や周波数利用率の向上検討が総務省で行われている。さらに、世代に向け高度化された次移動通信システムの研究がITU（国際電気通信連合）やARIB（電波産業会）などで行われている。

## 1.2 移動通信の発展形態

移動通信システムの発展形態と今後の高度化されるシステムの展開を図1.1に示す。現在では、広帯域通信をサービス可能な携帯電話を高機能化した第3.5世代（3.5G）が主流であり、その後は3.9G（LTE：long term evolution）に集約されて、第4世代に移行する計画がある。3.5世代以降の移動通信システムの特徴は、①数十から数百Mbpsの packets 伝送速度の高速化、②伝送品質の向上、③数bps/HZ/Cellの周波数利用率の向上、④オールIPによるメディア伝送、等である。特に、品質の向上と周波数利用効率の向上は、限られたスペクトラムの効率的な利用の面から必須な課題であり、適応変調、符号化、MIMO(Multi-Input Multi-Output)など技術の果たす役割は大きい。

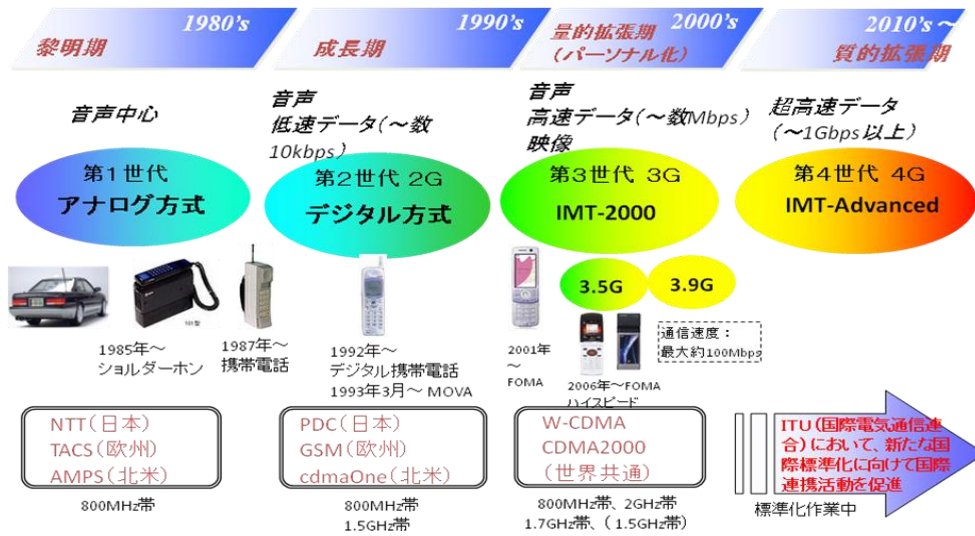


図 1.1 移動通信システムの発展形態

(情報通信審議会 情報通信技術分科会 携帯電話等周波数有効利用方策委員会報告概要  
「IMT-2000 の高度化のための技術的方策」[1.1]より)



図 1.2 携帯電話システムの高度化の展開

(情報通信審議会 情報通信技術分科会 携帯電話等周波数有効利用方策委員会報告概要  
「IMT-2000 の高度化のための技術的方策」[1.1]より)

次に、第2世代以降の携帯電話システムの高度化の展開を図1.2に示す。第3世代でIMT-2000 (International Mobile Telecommunications-2000)として標準化されたシステムの5方式は、その後モバイルWiMAX(Worldwide Interoperability for Microwave Access)が追加され、現在は6方式になっている。さらに、3.5世代として、それらの方式の発展系が導入され、3.9世代そして第4世代に向けて検討がITU等で行われている。特に、3.5世代から、携帯電話システム以外に無線LANに代表されるスポット的な通信が、広帯域(ブロードバンド)無線アクセスシステムとしてサービスが開始され、携帯電話システムとこれらの方式を統合した標準化が検討されている。

この背景には、移動通信分野における社会的なパラダイムの変革が大きく起因している。昨今の経済・社会環境はグローバル化が進展し、個人の行動規範は多様化し、個人の豊かさを遡及する傾向が顕在化してきた。そのため、受動的な通信サービスから、参加・発信する通信や、安全を支える通信、さらには、豊かさを享受する通信サービスへとその利用範囲が拡大している。これらの要求に対応するため、移動通信サービスはよりリッチなメディアを支え、かつ多様化した品質を提供することが求められてきた。そのため、総務省でも、図1.3に示す、トラフィックとサービス携帯を予測している[1.1].

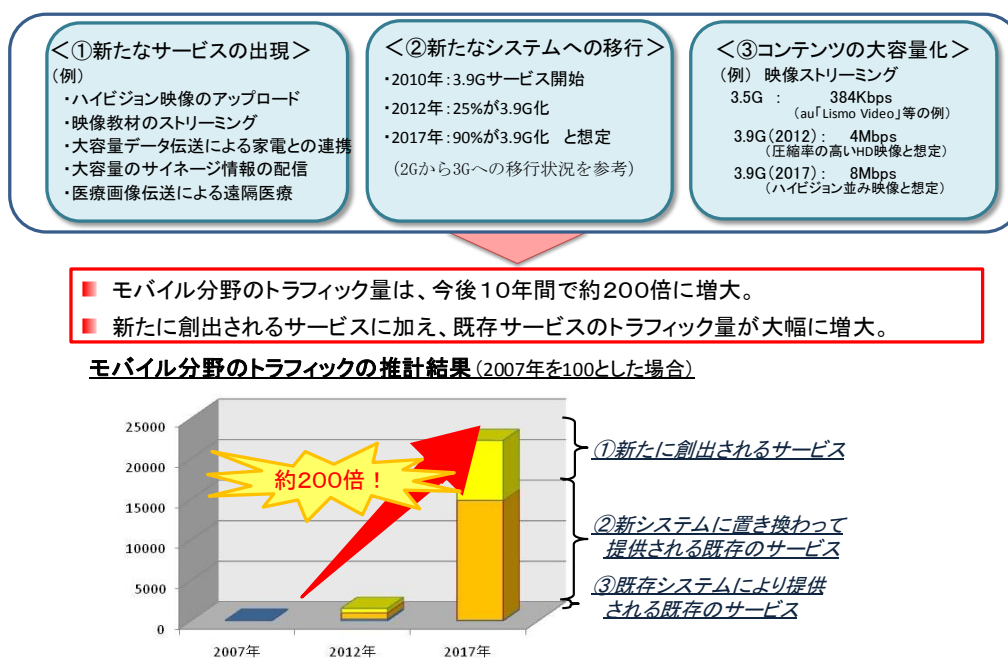


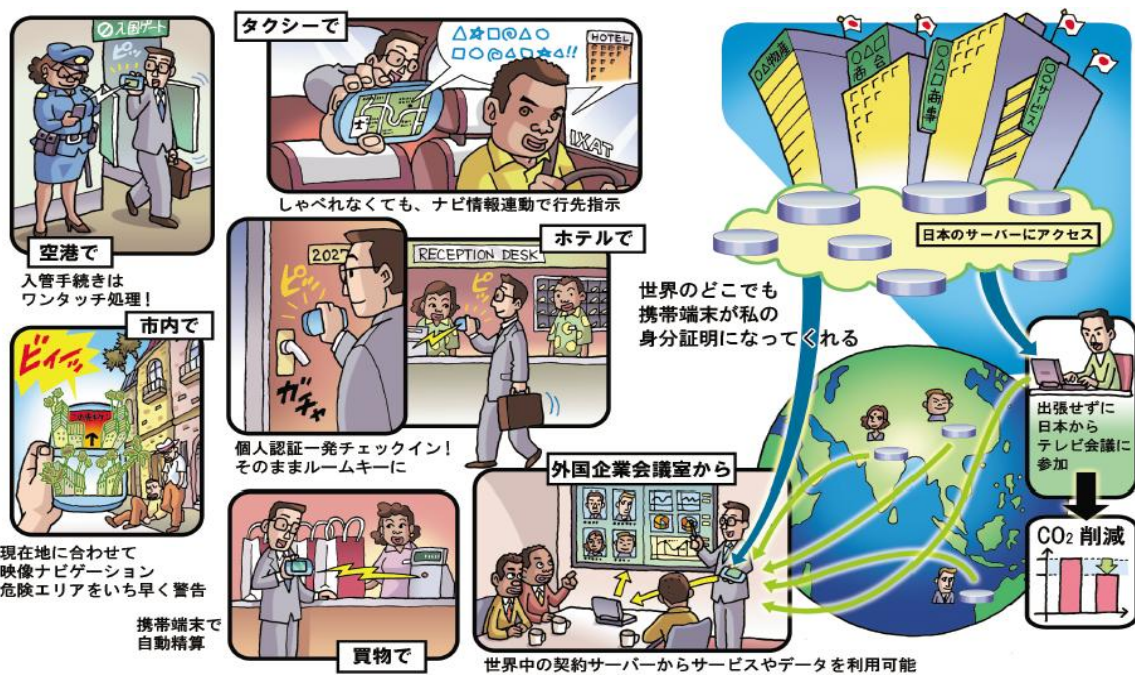
図 1.3 移動通信のトラフィック予測

(情報通信審議会 情報通信技術分科会 携帯電話等周波数有効利用方策委員会報告概要  
「IMT-2000 の高度化のための技術的方策」 [1.1]より)





(a) (その1)



(b) (その2)

図 1.4 予測されるサービス形態

(情報通信審議会 情報通信技術分科会 携帯電話等周波数有効利用方策委員会報告概要  
「IMT-2000 の高度化のための技術的方策」[1.1]より)

さらに、図 1.4(a),(b)に示すシーン図のごとく、通信トラフィックを高める要因となるサービス形態として、高品質の移動通信要求や、通信サービスの多様化が考えられる。

ブロードバンドには大きく分けて、2つの側面があり、その一つは昨今、臨場感の向上を目的とした高品質映像や 3D のリッチコンテンツの処理であり、もう一つは数百 M バイト情報の瞬時の通信を確保するための転送速度の上昇が不可欠であり、それに伴って、周波数不足の解消がもう一つの課題であり、期待でもある。

### 1.3 高速伝送の課題

移動通信の伝搬環境ではフェージングや遅延歪み、距離特性等の複合的な変動が伝送品質の劣化を発生させる。そのため、全ての場所での高速・高品質の伝送を実現することは困難である。そこで、経済的な高速伝送を実現するため、図 1.5 に示すような 3.9 世代の移動通信システム実現に向けた技術的な基本要件が設定され、高速伝送サービスへの環境を促進している。

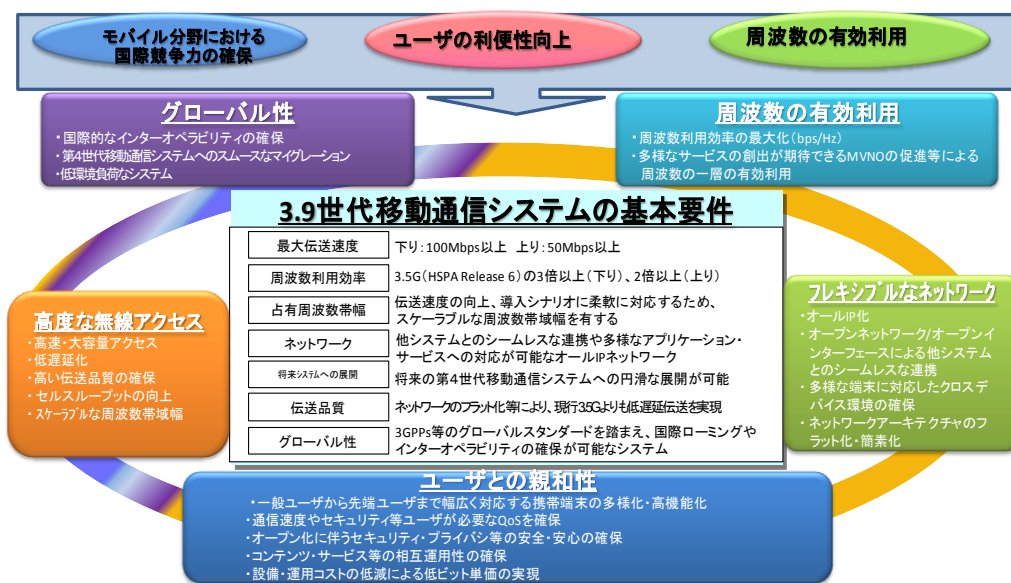


図 1.5 3.9 世代移動通信システムの基本要件

(情報通信審議会 情報通信技術分科会 携帯電話等周波数有効利用方策委員会報告概要「IMT-2000 の高度化のための技術的方策」[1.1]より)

前述のごとく、ここでの課題として、周波数スペクトラムに限界があるため、周波数利用率を高め、かつ、加入者容量の拡大と、高速伝送を行うことが必須である。そのため近年最も有力視されている技術の一つである、MIMO 多重伝送を用いた高速信号伝送方式が、LTE における必須技術として導入されている。さらに、LTE では無線アクセス方式として、

下りリンクにはマルチパス干渉に対する耐性が高く、サブキャリア数を容易に変更することで広範囲な周波数帯域幅に柔軟に対応する OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access)が採用されている。OFDMA は他の送信アンテナ信号との信号分離をマルチパス干渉の影響を受けることなく実現できるため、MIMO 多重伝送との親和性に優れていて高速信号伝送に適している。さらに MIMO 技術の優位性は、通信品質に伴うチャネル容量の増減に対する柔軟性があり、既に多くの研究が行われ[1.2]~[1.4]、その結果が反映されている。

## 1.4 フェージング環境

フェージング環境は、移動通信サービスに応じて、移動体が静止、歩行、乗り物等での利用形態によって分類される。我が国のデジタル自動車電話システム(PDC)のサービスが開始された時期では、移動速度は 900MHz 帯で高々 50km/h 程度であった。そのため、ドップラーによるスペクトルの広がり幅も約 80Hz 程度を考慮すれば十分であった。しかし、現在では IEEE, ARIB 等の標準化機関では、高速道路や新幹線車内での移動通信利用環境を考慮し、最高時速では 5 倍の 250km/h[1.5]までのサービスも検討されている。一方、移動通信の利用周波数の不足から、年々高い周波数帯に適用周波数は移行して、例えば WiHi などは、5GHz 帯で運用されている。ところで、LTE では図 1.5 に示すごとく、OFDM を採用しているため、サブキャリア間隔が 15kHz であり、OFDM のシンボル長(約 70  $\mu$  sec)、利用周波数 (2GHz : 仮定)、車速などの最小要求条件を考慮した場合、 $f_b T_s$  は約 0.02 程度になる。そこで本論文では、表 1.1 に示す周波数の利用環境と車速、並びに業務用無線システム[1.6]への適用等も考慮し、高速フェージングとしての記述は、 $f_b T_s=0.01$  までを想定している。

表 1.1 正規化したフェージング( $f_b T_s$ )の例

送信シンボル長( $T_s$ )	利用周波数帯		
	0.9GHz	2GHz	5GHz
1 $\mu$ sec	0.0001	0.0002	0.0005
10 $\mu$ sec	0.001	0.002	0.005
100 $\mu$ sec	0.01	0.02	0.05

$f_b = f_c V / C$  (ただし、車速約  $V=108\text{km/h}$ 、 $f_b$  : 最大ドップラー周波数  $f_c$  : 搬送波周波数、 $C$  : 光速)

## 1.5 研究の目的

前節では移動通信における、高速・大容量化を図るため、周波数利用効率の向上が必要であることを述べた。この課題を解決する手段として、MIMO 技術がある。この技術によ



り同一周波数で空間多重伝送し送信アンテナ本数倍の伝送容量を得て、周波数利用効率を改善することができる。さらに、複数の素子アンテナから構成されるアンテナ、すなわちアレーアンテナとデジタル信号処理を組み合わせることにより、空間的なフィルタリングを行い不要な信号を除去するアダプティブアレー(AA: Adaptive array)がある。この AA は SN(信号対雑音)の改善やフェージングの軽減が可能であり、チャンネル情報 (CSI : Channel Sate Information)を用いた適応信号処理機能を利用してフィルタリングを実現している。MIMO 方式では送受信アンテナ間のチャンネル応答が異なることを利用し、送信データが分離可能なため、複数の送信アンテナから異なる情報を送信すれば、伝送レートを向上させることができる。さらに、同種の情報を送信すれば、受信時の SN 比を改善できる。MIMO 技術は移動通信で大きな課題である伝送速度の高速化と大容量化に有効であり、さらに、AA は高機能アンテナとして通信品質の向上のために移動通信には広く適用されている。

本論文では、時空間符号(STBC: Space Time Code)が送信ダイバーシチの一手法であるため、この符号を用い、さらに MIMO と受信 AA を組み合わせることにより、より高機能なダイバーシチ方式を実現すること第一の目的としている。この目的を容易に実現するために、PSAM(Pilot Symbol Assisted Modulation)方式を採用し、パイロット情報を活用する方式を研究する。ここでは、STBC のブロック符号の一部に組み込んだパイロット情報を用いて、最適なダイバーシチ特性を実現する。このダイバーシチ方式の研究の中で、AA に必要な最適なウェイト情報を得るための適応信号処理アルゴリズムの研究と、MIMO を利用したダイバーシチ機能の向上とその有効性を研究している。

次に、伝送容量の向上を目的として、多値化変調器の導入と、パイロット信号のための付加ビットの低減により、容量の改善を目指した方式を提案している。さらに、受信側アンテナを複数で構成した AA を採用し、ダイバーシチ利得の向上させることにより、SN 比の改善や耐フェージング化を図っている。この提案方式が通信品質を向上させ、併せて通信容量を改善することを目的としている。

さらに、マルチユーザによるチャンネル干渉の軽減には、複数の送信ダイバーシチを用いた場合について、空間フィルタリングによる干渉抑圧機能の有効性を確認することも第二の目的とした。

最後に、移動通信の現状と将来動向で示したように高速フェージングの環境下でも、伝送信号のさらなる高品質化・高速化や周波数有効利用率の向上を実現させる方法として、LTE では受信状況において、送信ストリーム数を制御するランクアダプテーションが導入されている。この制御は、受信レベルが低いところ、フェージングが速い(干渉が強い)ところでは、ランク数(送信ストリーム数)を小さくして品質の改善を行い、受信レベルが高く干渉が少ないところでは、複数のストリームを同時に送信することにより高速伝送を実現している。そこで、伝送レートの制御による高速伝送を MIMO、STBC や AA を適用することによる、その効果や有効性についても検証する。

## 1.6 本論文の章構成

本論文は第1章から第7章で構成されている。以下、各章の内容について概略を示す。第1章ではMIMOとAAの研究の背景、目的について説明する共に、本章では本論文の章構成を示す。

第2章では、研究対象であるMIMO概要の解説と要素技術の基本的な構成について述べる。

第3章では、送信ダイバーシチの概要の解説とSTBCの基本的な構成について述べる。

第4章では、受信AAアンテナの特徴を決定するデジタル信号処理部で用いるアルゴリズムについて整理し、本論文で扱う最大比合成の機能を備えたステアリングアルゴリズムやアダプティブアルゴリズムについて述べる。

第5章では、提案するSTBC-AA概要を述べ、その回路構成について詳細に説明する。また、計算機シミュレーションによって周波数利用効率を改善したフェージングに強い方式であることを示す。

第6章では、提案する準直交STBCの概要を解説し、複数の送信アンテナ構成によるダイバーシチ方式に関して、干渉軽減とダイバーシチ利得について詳細に検証する共に、本提案方式がフェージングに強く、マルチユーザに適した方式であることを示す。

最後に第7章ではMIMOも含め送信ダイバーシチについて本論文の結論を述べる。

## 参考文献

- [1.1] 総務省・情報通信審議会技術分科会、携帯電話等周波数有効利用方策委員会報告概要、平成 20 年 12 月.
- [1.2] S. Y. Loyoka, “Channel capacity of MIMO architecture using the exponential correclation matrix,” *IEEE Commun. Lett.*, vol.5, no.9, pp369-371, Sept. 2001.
- [1.3] 唐沢好男、デジタル移動通信の電波伝搬基礎、コロナ社、2003.3.
- [1.4] M. Chiani, M. Z. Win, and A. Zanella, “On the capacity of spatially correlated MIMO Rayleigh-fading channels,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.49, no.10, pp.2363-2371, Oct. 2003.
- [1.5] ARIB STD-T97 Version 1.0, “Mobile Broadband Wireless Access Systems,” Sept. 2008.
- [1.6] 電波産業会、公共業務用デジタル移動通信システム、RCR STD-39, 平成 5 年 12 月.

## 第2章 MIMO システム

MIMO システムには、時空間符号化 (STBC : Space Time Coding) を用いたダイバーシチ効果による特性向上を図る技術、およびデータの並列伝送により伝送レートの向上を図る空間多重 (SDM) 技術がある。本章では、MIMO 技術の概要について説明し、さらに、MIMO システムをいくつかのタイプに分類し、その通信路モデルについて述べる。

### 2.1 MIMO システムの概要

BLAST(Diagonal-BLAST)[2.1]の提案で幕を開けた MIMO システムは、これまでにいくつかの方式が提案されている。システムの特徴は主に送信側の構成によって決定されている。

#### 2.1.1 送信手法

種々の MIMO システムにおける最大の違いは、伝送する送信信号数である。ここでは送信信号をストリームと呼ぶことにする。

MIMO システムの目的の一つに、受信時の SN 比を改善することがあり、まず、送信するストリームが一つの時の例として、最大比合成ダイバーシチ[2.2]がある。この方法は、図 2.1 に示す通り複数の送信アンテナを用いて送信ビームを形成し、一つのストリームを送信する方法である[2.3]。送信側でどのような送信ビームを形成するかを決定するために、MIMO チャネル特性情報を必要とする。

時空間符号(STC :Space Time Code)も送信ダイバーシチの一手法である。しかし、送信側でチャネル特性情報 (CSI :Channel State Information) を必要としない。そこで、全てのアンテナから信号を同時に送信しても、送信信号を個別に復号可能にするため、送信ストリームに含まれる各情報 (あるいはパリティ) を符号化する必要がある。このため、図 2-2 に示すごとく、各送信アンテナからは異なる信号が送信される。さらに、次に述べる空間多重とは異なり、送信されるストリーム数は1つであるため、送信側で送信信号を区別するための符号化が必要となる。

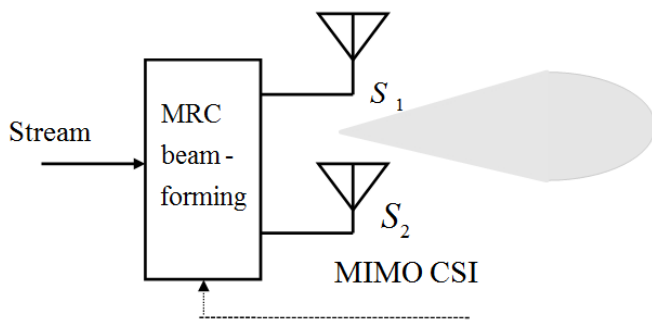


図 2.1 最大比合成送信ダイバーシチ

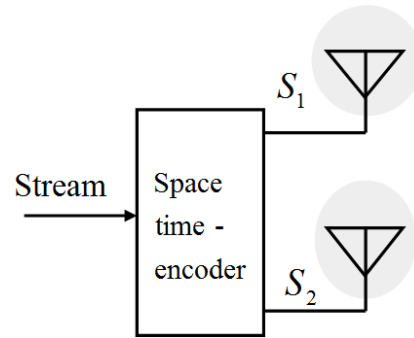


図 2.2 時空間符号 (STC)

符号化手法には、ブロック符号化によるもの(STBC :Space-time block code)[2.4]と畳み込み符号化によるもの(STTC :Space-time trellis code)[2.5]とがある。これら時空間符号は、最大比合成送信ダイバーシチとは異なり、一般に送信側でチャネル特性情報を必要としない(開ループ)ため送信側の構成は非常に簡単になる。

以上の手法は受信時の SN 比を改善することが目的であった。一方、MIMO システムの他の特徴は、伝送レートの向上を目的とするシステムである。このようなシステムでは、複数の送信アンテナを用いて、複数のストリームが送信されることになる。このため、各ストリームが空間的に多重化されていると考えることができ、空間多重(spatial multiplexing)と呼ばれる。空間多重では、一般に入力されたストリームを複数のストリームに分割して同時に送信する。そのため、分割された後の各ストリームをサブストリームとする。

送信側で CSI が得られない場合でも、図 2.3 に示すごとく、各送信アンテナから個々のサブストリームを等電力で送信する、空間分割多重方式(SDM : Space division multiplexing)[2.6]が検討されている。SDM は送信アンテナを全て用いるため、サブストリームの変調方式が等しい場合には、伝送レートを送信アンテナ本数の本数倍にすることができる。ただし、空間多重されたサブストリームは、受信機で互いに干渉するため、分離検出する手法が必要となる。

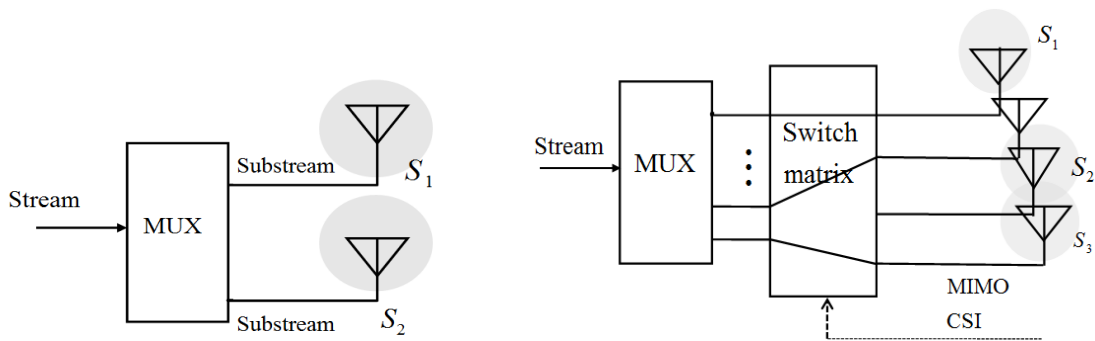


図 2.3 空間分割多重方式 (SDM) 図 2.4 重み付き空間分割多重方式(W-SDM)

次に、送信アンテナ数に余裕がある場合、目標の伝送レートを達成するのに全送信アンテナを使用しなくてもよく、送信アンテナを選択する自由度が生じる。このとき、送信側で CSI が既知の場合には、受信特性の最もよい送信アンテナを選択すればよい。図 2.4 に示すこの手法を、重み付き空間分割多重方式(W-SDM :Weighted SDM)と呼ぶ[2.7]. ここで、この方法を単に選択方式と呼ばないのは、送信アンテナの選択の他に、各サブストリームの変調方式や送信電力の制御が可能であり、この組み合わせにより、チャンネル容量を改善することができるためである。

W-SDM をさらに発展させると、最大比合成送信ダイバーシチのように送信ビーム形成を行うことが可能である。この場合、複数のサブストリーム毎に異なる送信ビームを形成する必要がある(マルチビーム). 各ビームの最適ウェイトは、次章以降で述べるように MIMO チャンネル行列の特異値分解によって与えられる。したがって、ここでの固有ビーム空間分割多重方式(E-SDM :Eigen beam SDM)と呼ぶ。さらに、固有ビーム毎に変調方式および送信電力を制御することにより、チャンネル容量を最大にできることが知られている[2.8].

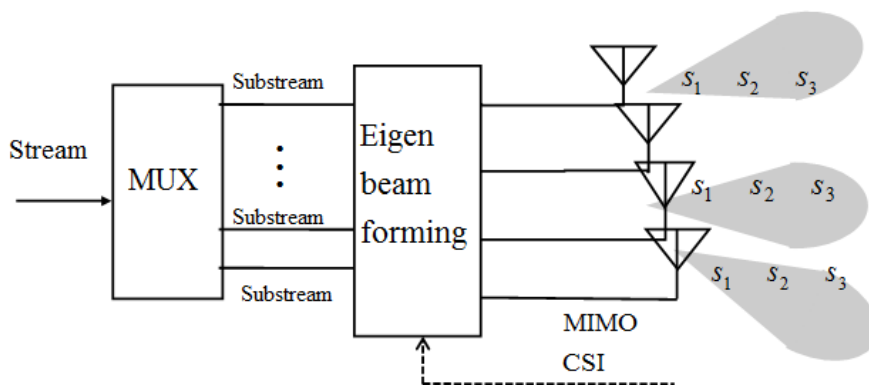


図 2.5 固有ビーム分割多重方式(E-SDM)

## 2.1.2 受信手法

受信手法に関して、以下簡単に各受信手法の概要を述べる。

まず、シングルストリームの場合について考える。STBC の場合は簡易な非最尤復号が可能であるが、STTC の復号は最尤系列推定(MLSE :Maximum likelihood sequence estimation)[2.9]となるため、状態数が多い場合には大きな計算量が必要である。しかし、送信側で選択あるいは最大比送信ダイバーシチが可能であれば、処理が簡単な最大比合成ダイバーシチが使用できる。

次に、マルチストリーム伝送として、SDM,W-SDM というアンテナ素子単位の空間多重の場合、最も単純な分離検出手法はアダプティブアレー[2.10]として知られる空間フィルタリングである。図 2.6 にその概念を示す。図のように、希望信号に強いビームを向け、不要な信号には利得の落ち込み点（ヌル）を向けることにより、空間的な選別を行う方式である。ウェイト決定には、サブストリーム干渉を完全に除去する ZF(zero forcing)アルゴリズムと、干渉と雑音電力を最小にする MMSE(minimum mean square error)アルゴリズムとがよく知られているが、後者の MMSE アルゴリズムは ZF アルゴリズムより優れた特性を有しているものの、最尤復号(MLD : Maximum likelihood detection)[2.9]には及ばない。

空間フィルタリングの特性を改善する手法として提案されたのが、BLAST で有名になった順序付け逐次復号(order successive detection)[2.11]である。これは、空間フィルタリングで最も品質の良いサブストリームのみ検出し、そのレプリカを受信信号から除去した後、次の検出を行う手法である。さらに、干渉キャンセラとしての機能により、通常空間フィルタリングと比較して特性改善が可能である。

ビーム単位で多重化する E-SDM では、SDM,W-SDM と同じ受信手法がそのまま適用でき、また、各送信ビーム毎に最大比合成ダイバーシチを行うことも可能である。

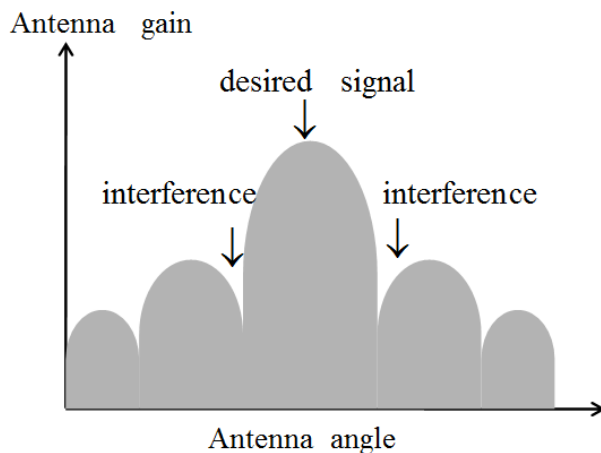


図 2.6 空間フィルタリング

### 2.1.3 チャネル情報(CSI)の推定方法

受信機の章で述べたとおり最適なストリーム検出手法を用いるためには、CSI (振幅のみ、あるいは、位相と振幅) を必要とする。これには、従来用いられてきた種々の推定手法が適用できる。一方、送信側で CSI が必要な場合には、受信側の協力が必須である[2.12]。送信側での CSI の取得方法は図 2.7 に示すように大きく 2 つに分けられる。1 つは図 2.7(a) の間接的な推定手法である。この場合、CSI の処理は受信側で行われる。推定された CSI、あるいはその CSI からさらに推定されたウェイトや変調方式、送信電力等の情報はフィードバック回線を通して送信側へ伝送される[2.13]。しかし、チャネルやウェイト等のアナログ情報をどの程度の精度 (ビット数) で伝送するかが問題となり、また、受信機側の信号処理量も無視できない。

一方、図 2.7(b)の方式は、時分割多重方式(TDD :Time division duplexing) のときのみ適用可能な方式である。このとき、チャネルは両回線で共通となるため、受信側からの信号を用いて直接チャネル推定ができる。ただし、CSI を得るために、少なくともパイロット信号部分は受信側からも MIMO 伝送を行う必要がある。

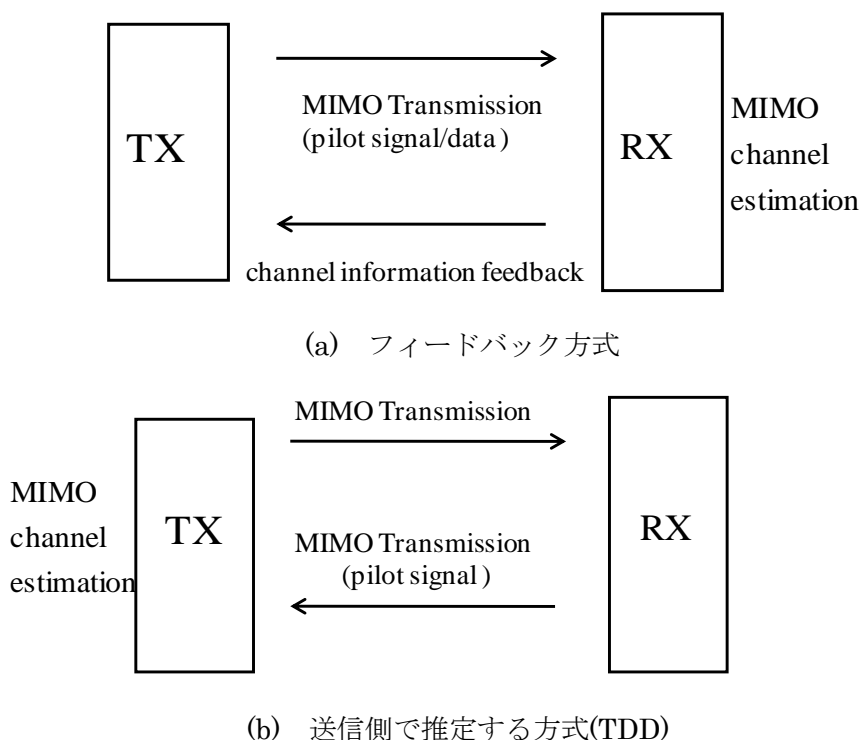


図 2.7 チャネル情報 (CSI) の推定方法

どちらの手法においても、チャネル特性の推定時の誤差の影響を考えなければならない。また、CSI を取得してから MIMO 伝送を開始するまでに遅延時間が発生する。この間にチャネル特性の変動が大きければ、結果として CSI に誤差が生じてしまう。そのような場合、



CSI を用いる各 MIMO 伝送方式の改善効果も減少する[2-14]~[2-16].

## 2.2 MIMO システムの表現

MIMO システムは送受信の双方にアレーアンテナを用いて情報を伝送するシステムであり、高度なダイバーシチ技術として利用されている。そこで、図 2.8 に示すように、 $N$  素子の送信アンテナ、 $M$  素子の受信アンテナで構成された MIMO システムの離散時間等価低域系を考える。

$j$  番目の送信アンテナには、送信信号として  $x_j(n)$  が入力される。ここで、 $n$  は離散時間を示すインデックスであり、 $x_j(n)$  は  $t = nT$  ( $T$  はシンボル長) におけるサンプルを表す。また、等価低域系を考えているため、 $x_j(n)$  は複素低域信号となる。

そこで、伝送されるストリームを表す信号を  $s_k(n)$  ( $1 \leq k \leq K$ :  $K$  はサブストリーム数) とし、これにウェイトベクトルあるいはウェイト行列が乗算された信号  $x_j(n)$  とする。

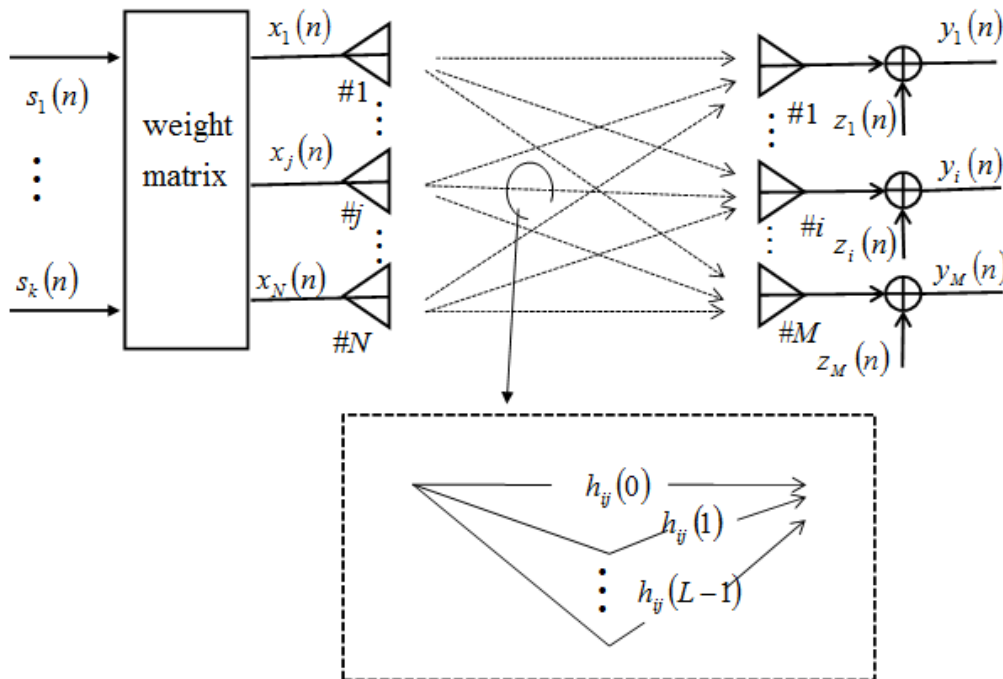


図 2.8 MIMO システムの基本モデル

次に、シンボル間隔遅延波で構成される時不変の MIMO チャネルを考える。各送信アンテナから送信される信号を要素とする  $N$  次元送信信号ベクトルを

$$\mathbf{x}(n) = [x_1(n), x_2(n), \dots, x_N(n)]^T \quad (2.1)$$

とすると ( $T$  は転置を表す)、MIMO チャネルを通過して各受信アンテナで受信された信

号を要素とする  $N$  次元受信信号ベクトルは次式となる.

$$\begin{aligned}\mathbf{y}(n) &= [y_1(n), y_2(n), \dots, y_N(n)]^T \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}(l) \mathbf{x}(n-l) + \mathbf{z}(n)\end{aligned}\quad (2.2)$$

ここで、 $\mathbf{H}(l)$ は次のように表される.  $M \times N$  のチャネル行列であり、

$$\mathbf{H}(l) = \begin{bmatrix} h_{11}(l) & \dots & h_{1N}(l) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1}(l) & \dots & h_{MN}(l) \end{bmatrix}^T, \quad (2.3)$$

第 $(i,j)$ 要素  $h_{ij}(l)$ は  $j$  番目の送信アンテナから  $i$  番目の受信アンテナへの  $l$  シンボル遅延波のチャネル応答を表す. また、 $\mathbf{z}(n) = [z_1(n), z_2(n), \dots, z_M(n)]^T$  は各受信信号中に含まれる雑音成分を要素とする  $M$  次元雑音ベクトルであり、各要素は平均値  $0$ 、分散  $2\sigma_\eta^2$  (実部・虚部はそれぞれ分散  $\sigma^2$ ) の独立な複素ガウス過程である.

$$E[\mathbf{z}(n)\mathbf{z}^H(n)] = 2\sigma_\eta^2 \mathbf{I}_M \quad (2.4)$$

が成立する. ただし、 $E[\cdot]$ はアンサンブル平均、 $\mathbf{I}_M$ は  $M$  次元単位行列、上添え字  $H$  はエルミート転置を表す.

本論文では、狭帯域のシステムを対象とするので、以下の議論では、 $h_{ij}$  を遅延パスのない周波数非選択性フェージング環境のみ扱うことにする. 従って、式(2.2)は

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{H}\mathbf{x}(n) + \mathbf{z}(n) \quad (2.5)$$

と書き換えられる.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & \dots & h_{MN} \end{bmatrix}^T \quad (2.6)$$

表す.

### 2.2.1 MIMO チャネルの統計的表現

MIMO を検討する上で、本論文で引用したチャネル環境は、以下の2つである. そこで、

a)レイリーフェージング環境と b) i.i.d.(independent identically distributed)通信路について説明する.

**a) レイリーフェージング環境**

無線 LAN のような可搬型タイプの端末を含めて、広い意味での移動通信を対象として、その電波伝搬環境の代表としては、レイリーフェージングが広く利用されている。移動通信の電波伝搬環境は反射・散乱・回折・遮蔽が混在するマルチパス環境である。図 2.9 はマルチパスの角度的広がりに着目した伝搬環境を 2つのタイプに分類する。モデル 1 は送受信両局が同一の散乱体エリア内にある場合の伝搬路のモデルで、モデル 2 は、一方の局が局所的に分布する散乱体の中にあり、もう一方がその散乱エリアを見通す位置にある伝搬路モデルである。モデル 1 は屋内の伝搬環境（無線 LAN 等）や低アンテナ高基地局の移動通信の伝搬チャネルであり、モデル 2 は高アンテナ高基地局の移動通信の伝搬チャネルが代表的な例である。

モデル 1 のアクセスポイント(AP)とユーザ端末(UT)、及びモデル 2 の移動局(MS)はパスの方向が水平面内で一様、あるいは角度的な広がりが十分に大きいとする条件で処理することにする。さらに、モデル 1 の場合、到来角が一様に分布する場合の空間相関  $\rho_a$  は (AP,UT,MS に対して)次式で表される [2.17].

$$\rho_a(\Delta d) \left( \equiv \frac{E[a_h^*(d)a_h(d+\Delta d)]}{E[a_h^*(d)a_h(d)]} \right) = J_0(k\Delta d) \quad (2.7)$$

ここで、 $\Delta d$  はアンテナ間距離、 $a_h$  はチャネル応答を表す複素振幅、 $J_0$  は 0 次第 1 種ベッセル関数、 $k$  は電波の波数であり、 $E[.]$  はアンサンブル平均である。

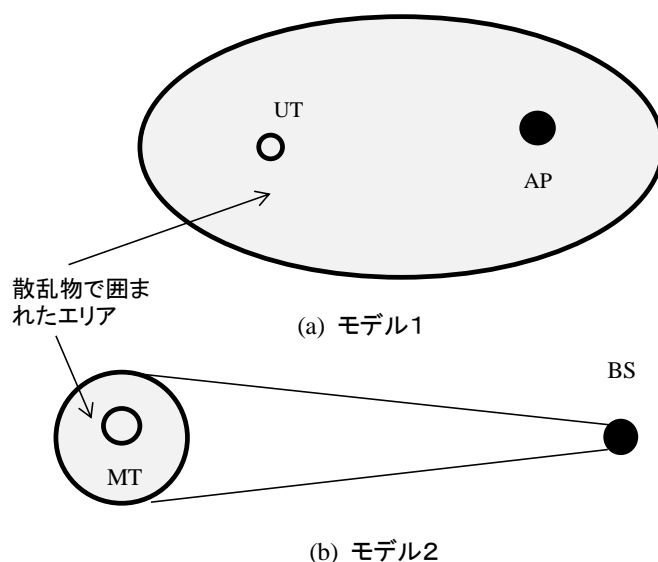


図 2.9 移動通信伝搬環境のモデル化(UT : ユーザ端末、AP : アクセスポイント、MT:移動局、BS : 基地局)

モデル2において、マルチパス波が移動体方向（アンテナの正面方向からの角度： $\theta_0$ ）を中心として、比較的狭い角度範囲（角度広がり標準偏差： $\sigma_0$ ）に正規分布して到来する場合、モデル2において、BS 対しての空間相関は次式で表される [2.17].

$$\rho_a(\Delta d) = \exp\left(jk\Delta d \sin \theta_0 - \frac{k^2 \Delta d^2 \sin^2 \theta_0 \sigma_0^2}{2}\right) \quad (2.8)$$

文献[2.17]によれば、空間相関が(2.7)式で表される環境(AP,UT,MS)では、アンテナが半波長程度以上離れて置かれていれば、マルチパスフェージングによる変動は無相関として取り扱うことができる。(2.8)式で表される基地局(BS)では、パスの角度の広がり程度に応じた空間相関が存在し、例えば、 $\sigma_0 = 3^\circ$ としても、2 波長程度の間隔では、相関関係がおおよそ 0.8 になり、アンテナ間の相関が無視できない。

#### b) i.i.d. チャネル (モデル1)

移動通信の場合は、端末が動くことにより、マルチパスの影響は特性の時間的変化として現れる。一方、無線 LAN のように端末が机上に置かれているような場合には、特性は場所の変化として現れる。何れの場合も、特性の統計的な把握が重要になる。本論文では、仮定として、図 2.9 のモデル1 の環境で考察することとしている。このケースは、送受信双方の局において多数のパスが角度的に十分な広がりを持つ環境であり、各々が受信局になった場合には、アンテナ間の受信信号の相関、すなわち空間相関は無相関とみなすことができ [2.18]、アンテナ間隔が半波長以上離れていれば、相関係数は 0.5 以下になり、實際上、その影響は殆どない。この環境では、(2.6)式の  $h_{ij}$  の全てのパスの振幅( $a_h$ )が同一のレイリー分布となり、かつその変動は無相関として取り扱える。このようなチャネルは i.i.d. チャネルと呼ばれる。

この i.i.d.チャネルの統計的性質の一つである相関行列の固有値の確率分布として求めている、マルチパス環境の1対1のリンク(SISO)では、レイリーフェージング環境における電力や SNR (信号対雑音電力)、あるいはそれと同じ次元である相関行列の固有値の分布は指数分布になる [2.15]。1対Nの最大比合成ダイバーシチ(SIMO)では、それがガンマ分布 (あるいは自由度  $2N$  の  $\chi$  (カイ) 自乗分布) になる。さらにそれを M 対 N に次元拡大した MIMO の場合は、固有値は Wishart 分布と呼ばれる分布になる [2-8], [2.18]~[2.20].

## 参考文献

- [2.1] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Bell Labs. Tech. J.*, vol.1, no.2, pp.41-59, Feb. 1996.
- [2.2] W. C. Jakes, ed., *Microwave mobile communications*. Wiley, New York, 1974.
- [2.3] P. A. Dighe, R. K. Mallik, and S. S. Jamuar, "Analysis of transmit-receive diversity in Rayleigh fading," in *Proc. IEEE Globecom' 2001*, vol.2, pp.1132-1136, Nov.2001.
- [2.4] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [2.5] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for wireless communication: performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.44, no.2, pp.744-765, March 1998.
- [2.6] A. van Zelst and T. C. W. Schenk, "Implementation of a MIMO OFDM-based wireless LAN system," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.52, no.2, pp.483-494, Feb. 2004.
- [2.7] 西村寿彦、大鐘武雄、小川恭孝、鷹取泰司、長敬三、"MIMO チャネルにおける E-SDM と重み付き BLAST の特性比較、" *信学技法*、RCS2002-274, pp. 127-132, Jan. 2003.
- [2.8] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *European Transactions on Telecommunications*," vol.10, no.6, pp.585-595, Nov. / Dec. 1999.
- [2.9] J. G. Proakis, *Digital communications*. McGraw-Hill, 3<sup>rd</sup> Edition, 1995.
- [2.10] 菊間信良、*アダプティブアンテナ技術*、オーム社、2003.
- [2.11] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture," *Electron. Lett.*, vol.35, no. 1, pp.14-16, Jan. 1999.
- [2.12] D. Samardzija and N. Mandayam, "Pilot-assisted estimation of MIMO fading channel response and achievable data rates," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.51, no. 11, pp.2882-2890, Nov. 2003.
- [2.13] V. Lau, L. Youjian, and T. A. Chen, "On the design of MIMO block-fading channels with feedback-link capacity constraint," *IEEE Trans. Commun.*, vol.52, no. 1, pp.62-70, Jan. 2004.
- [2.14] 西村寿彦、大鐘武雄、小川恭孝、鷹取泰司、長敬三、"固有ビーム空間分割多重方式におけるチャネル推定誤差を考慮した場合の特性評価、" *信学技報*、RCS2002-94、pp. 25-30, July 2002.

- [2.15] 坂口啓、ティンシーホー、荒木純道、 “MIMO 固有モード通信システムの構築と測定実験結果、” 信学論(B)、vol.J87-B, no. 9, pp. 1454-1466, Sept. 2004.
- [2.16] 堤貴彦、西村寿彦、大鐘武雄、小川恭孝、 “各種空間分割多重方式におけるチャネル情報誤差の影響に関する検討、” 信学論(B)、vol.J87-B, no. 9, pp. 1496-1504, Sept. 2004.
- [2.17] 唐沢好男、デジタル移動通信の電波伝搬基礎、コロナ社、March 2003.
- [2.18] A. T. James, “Distribution of matrix variates and latent roots derived from normal samples,” Ann. Math. Statist, vol.35, pp.475-501 1964.
- [2.19] A. Edelman, “Eigenvalues and condition number of random matrices,” SIAM J. Matrix Anal. Appl., vol.9,4, Oct., 1998.
- [2.20] B. N. Getu and J. B. Andersen, “BER and spectra efficiency of a MIMO system,” in Proc. WPMC’02, Oct. 2002.

### 第 3 章 送信ダイバーシチと STBC

送信側で MIMO チャンネル情報 (CSI) を必要とする方式として、最もよい特性が得られる最大比合成送信ダイバーシチと、送信側で CSI を必要としない STBC について述べる。

#### 3.1 最大比合成受信ダイバーシチ

図 3.1 で示す、受信機側に M 素子のアンテナで構成される最大比合成受信ダイバーシチの基本的な特性について述べる。

異なるチャンネル  $h_{1,1}, h_{2,1}, \dots, h_{M,1}$  を通って、信号  $s(n)$  が到来している。これに白色ガウス雑音  $z_1(n), z_2(n), \dots, z_M(n)$  が加わり、受信信号  $y_1(n), y_2(n), \dots, y_M(n)$  が生成される。ここで、SN 比を最大にするため、各受信アンテナにおける受信信号の振幅・位相の重み、すなわち、ウェイト  $w_1(n), w_2(n), \dots, w_M(n)$  を乗算した後、合成した信号  $s_o(n)$  の SN 比が最大になるようにウェイトを制御・決定する。

第 2 章で述べた、受信信号ベクトル、雑音ベクトルを加え、受信ウェイトベクトル

$\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_M]^T$  とチャンネルベクトル  $\mathbf{h}_1 = [h_1, h_2, \dots, h_M]^T$  を用いて、受信信号を表現すると、

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{h}_1 s(n) + \mathbf{z}(n) \quad (3.1)$$

さらに、出力信号は、

$$\begin{aligned} s_o(n) &= \mathbf{w}^H \mathbf{y}(n) \\ &= \mathbf{w}^H \mathbf{h}_1 s(n) + \mathbf{w}^H \mathbf{z}(n) \end{aligned} \quad (3.2)$$

と表わすことができる。ここで、上添え字 H はエルミート転置を示す。

合成出力  $s_o(n)$  における信号電力は

$$E \left[ \left| \mathbf{w}^H \mathbf{h}_1 s(n) \right|^2 \right] = \left| \mathbf{w}^H \mathbf{h}_1 \right|^2 E \left[ |s(n)|^2 \right] = \left| \mathbf{w}^H \mathbf{h}_1 \right|^2 P_s \quad (3.3)$$

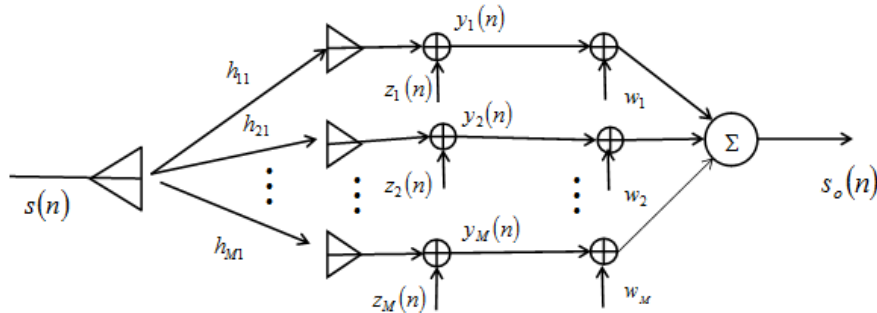


図 3.1 基本的受信機における最大比合成ダイバーシチ構成図

となる（ただし、 $E[s(n)^2] = P_s$  は信号電力）。また、雑音電力は

$$E\left[\left|\mathbf{w}^H \mathbf{z}(n)\right|^2\right] = E\left[\mathbf{w}^H \mathbf{z}(n) \left(\mathbf{w}^H \mathbf{z}(n)\right)^*\right] = \mathbf{w}^H E\left[\mathbf{z}(n) \mathbf{z}^H(n)\right] \mathbf{w} = \mathbf{w}^H \mathbf{w} P_z \quad (3.4)$$

となり（ただし、 $P_z$  は雑音電力）、 $\mathbf{w}^H \mathbf{w}$  に比例する。この結果、合成出力  $s_o(n)$  における

SN 比は  $\left(\frac{|\mathbf{w}^H \mathbf{h}_1|^2}{\mathbf{w}^H \mathbf{w}}\right) \left(\frac{P_s}{P_z}\right)$  と表わすことができる。

### 3.2 MIMO チャンネルにおける最大比合成送受信ダイバーシチ

図 3.2 に示すごとく、送信アンテナ  $N$ 、受信アンテナ  $M$  の MIMO 構成における最大比合成送受信ダイバーシチについてその特徴を述べる。

ここで、送信機、受信機のウェイトをそれぞれ、 $\mathbf{w}_t = [w_{t,1}, w_{t,2}, \dots, w_{t,N}]^T$ 、及び

$\mathbf{w}_r = [w_{r,1}, w_{r,2}, \dots, w_{r,M}]^T$  とする。このとき、送信信号ベクトル、受信信号ベクトル、合成出力それぞれ

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{w}_t s(n) \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(n) &= \mathbf{H} \mathbf{x}(n) + \mathbf{z}(n) \\ &= \mathbf{H} \mathbf{w}_t s(n) + \mathbf{z}(n) \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} s_o(n) &= \mathbf{w}_r^H \mathbf{y}(n) \\ &= \mathbf{w}_r^H \mathbf{H} \mathbf{w}_t s(n) + \mathbf{w}_r^H \mathbf{z}(n) \end{aligned} \quad (3.7)$$

と表わされる。式(3.2)と式(3.7)を比較することにより、受信ウェイトベクトルの最適解は

$$\mathbf{w}_r = (\mathbf{H} \mathbf{w}_t) \quad (3.8)$$

である。同様に送信ウェイトベクトルの最適解は、 $s_o(n)$  における SN 比は  $\mathbf{w}_t^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}_t (P_s/P_z)$

となり、 $\mathbf{w}_t^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}_t$  に比例すること分かる。ここで、 $P_s$  は信号電力、 $P_z$  は雑音電力である。

したがって、最適な送信ウェイトベクトル  $\mathbf{w}_t$  は  $\mathbf{w}_t^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}_t$  を最大にするように選ぶ。ただ



し、 $\mathbf{w}_t$  のノルムを大きくすると、 $\mathbf{w}_t^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}_t$  は限りなく大きくなるため、 $\mathbf{w}_t^H \mathbf{w}_t = 1$  という拘束条件を設ける。

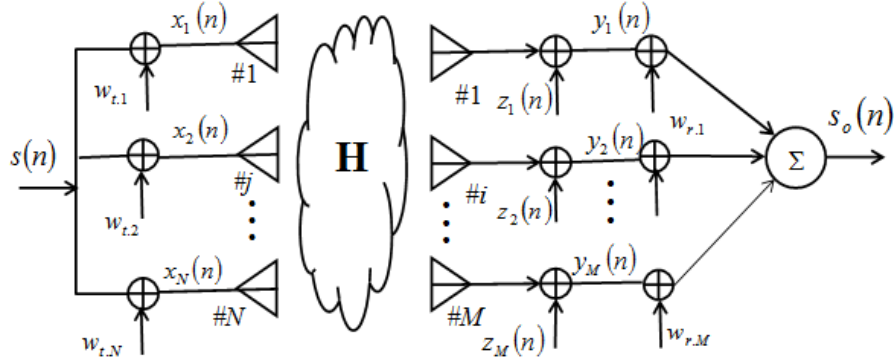


図 3.2 MIMO 構成の最大比合成送受信ダイバーシチ

Lagrange の未定乗数法を用いると、評価関数は

$$J = \mathbf{w}_t^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}_t - \alpha (\mathbf{w}_t^H \mathbf{w}_t - 1) \quad (3.9)$$

と表わせる。  $J$  は上に凸の関数となり、 $\delta J / \delta \mathbf{w}_t = 0$  を解くことで

$$\mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}_t - \alpha \mathbf{w}_t = 0, \text{ であり、 } \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}_t = \alpha \mathbf{w}_t \quad (3.10)$$

が得られる。これは固有方程式であり、 $\alpha$  は  $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$  の固有値、 $\mathbf{w}_t$  は固有ベクトルであり、また、 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$  はエルミート行列であるため、 $\alpha$  は非負の実数となる。

$\mathbf{H}^H \mathbf{H}$  の固有値は  $\lambda_1, \dots, \lambda_N$  の  $N$  個あるため、これだけではまた  $\alpha$  が決定できない。そこで、式(3.10)から

$$\mathbf{w}_t^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}_t = \alpha \mathbf{w}_t^H \mathbf{w}_t = \alpha \quad (3.11)$$

となる。したがって、 $\alpha$  は  $\mathbf{w}_t^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}_t$  に一致することから、 $\mathbf{w}_t^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}_t$  を最大にするためには、 $\alpha$  を  $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$  の最大固有値に対応する固有ベクトルとなる [3.1],[3.2],[3.3]。

$\mathbf{H}^H \mathbf{H}$  の最大固有値を  $\lambda_1$  とする。すなわち、 $\mathbf{w}_t^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}_t = \lambda_1$  とすると、合成出力の SN 比は

$$\gamma = \lambda_1 \left( \frac{P_s}{P_z} \right) \quad (3.12)$$

となる。

このように各チャネルの SN 比の合成によるウェイトで最大比合成を実現する。

### 3.3 STBC(Space time block coding)

#### 3.3.1 STBC

先述のごとく最大比合成送受信ダイバーシチは、送信側で CSI を必要とし、 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$  の最大固有値に対応する固有ベクトルの算出も行わなくてはならない。このため、本来簡易な信

号処理ですむ最大比合成ダイバーシチの特長が失われる。一方、送信側で CSI が未知でも使用できる時空間符号 (STC) が提案されている。

前章でも述べた通り、STC は Alamouti によって提案されたブロック符号によるもの (STBC) [3.4] と、Tarokh によって提案された畳み込み符号によるもの (STTC) [3.5] とに分けられるが、ここでは、本論文で利用している STBC のみ機能・原理を述べる。

最も簡易な符号として、Alamouti が提案した送信アンテナ 2 本の場合における符号化について述べる。時刻  $t=nT$  と  $t=(n+1)T$  ( $n$  は自然数) の連続した 2 シンボル時間 ( $2T$ ) において、2 つの複素バースバンド信号  $s(n)$  と  $s(n+1)$  を送信する。このとき、2 本の送信アンテナから送信される信号は次のような時空間符号化が行われる。

$$x_1(n) = s(n), \quad x_2(n) = s(n+1), \quad x_1(n+1) = -s^*(n+1), \quad x_2(n+1) = s^*(n) \quad (3.13)$$

受信側では MIMO チャネルを通過した受信信号に対して、最大比合成は行ない代わりに、時刻  $t=nT$  と  $t=(n+1)T$  の連続した 2 シンボル時間の受信信号を用いて復号を行う。図 3.3 に送受信機の構成を示す。ある  $i$  番目の受信アンテナにおける受信信号は、この 2 シンボル時間に

$$y_i(n) = h_{i1}x_1(n) + h_{i2}x_2(n) + z_i(n) = h_{i1}s(n) + h_{i2}s(n+1) + z_i(n) \quad (3.14)$$

$$y_i(n+1) = h_{i1}x_1(n+1) + h_{i2}x_2(n+1) + z_i(n+1) = -h_{i1}s^*(n+1) + h_{i2}s^*(n) + z_i(n+1) \quad (3.15)$$

のように表される。このとき、次のような操作を行う。

$$h_{i1}^*y_i(n) + h_{i2}y_i^*(n+1) = \left( |h_{i1}|^2 + |h_{i2}|^2 \right) s(n) + h_{i1}^*z_i(n) + h_{i2}z_i^*(n+1) \quad (3.16)$$

$$h_{i2}^*y_i(n) - h_{i1}y_i^*(n+1) = \left( |h_{i1}|^2 + |h_{i2}|^2 \right) s(n+1) + h_{i2}^*z_i(n) + h_{i1}z_i^*(n+1) \quad (3.17)$$

この式の右辺は、それぞれ  $s(n)$ 、および  $s(n+1)$  しか含まない。このように、受信信号とチャネル応答を用いた線形処理により、送信信号を分離検出できる。

式(3.16)における SN 比を求める。

$P_s$ 、 $P_z$  は前節で用いた、信号電力と雑音電力である。

まず、信号電力が以下のとおり得られる。

$$\left( |h_{i1}|^2 + |h_{i2}|^2 \right)^2 P_s \quad (3.18)$$

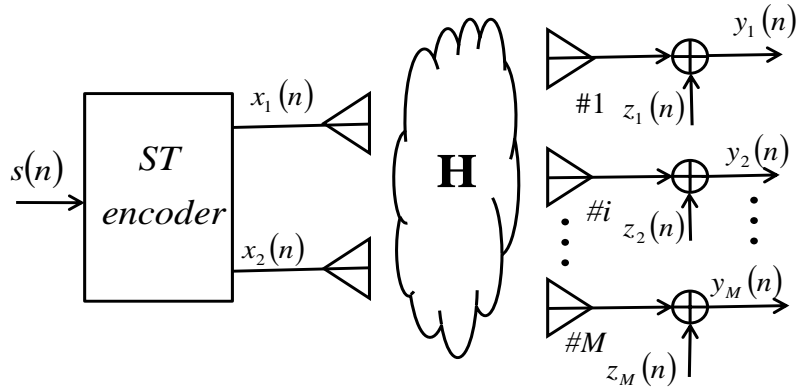


図 3.3 STBC の構成

さらに、雑音電力は、 $z_i(n)$ 、および  $z_i(n+1)$  が無相関であるため、

$$|h_{i1}|^2 P_z + |h_{i2}|^2 P_z = (|h_{i1}|^2 + |h_{i2}|^2) P_z \quad (3.19)$$

となり、STBC における SN 比は

$$\gamma = (|h_{i1}|^2 + |h_{i2}|^2) P_s / P_z \quad (3.20)$$

と表わすことができる。以上は、ある  $i$  番目の受信信号のみを記述したが、実際には  $M$  個の受信信号があるため、全体で同様の処理を行うことにより

$$\gamma = \sum_{i=1}^M (|h_{i1}|^2 + |h_{i2}|^2) P_s / P_z \quad (3.21)$$

となり、瞬時 SN はさらに改善される。利得は  $2M$  ブランチの最大比合成になる。

このように、STBC では送信側で CSI がなくても、送信ダイバーシチ利得を得られる。

STBC では、送信信号の電力を受信ダイバーシチの時と同じ設定にすると、各々のアンテナからの平均送信電力は  $1/2$  ずつになるので、復号化されて信号の SNR (信号対雑音電力比) は(3.20)式から

$$SNR = \gamma / 2 \quad (3.22)$$

となる。

(3.12)式と比較すると SN 比が 3dB 低下していることを除いて、受信ダイバーシチの性能は同じである。

このように、送信したい時系列データに対して時間領域と空間領域で信号を組み換え直して送信し、受信ダイバーシチと等価な効果を得ることができる。

### 3.3.2 STBC を用いた送信ダイバーシチ

2 対  $M$  の MIMO 構成による送信ダイバーシチを実現する符号として、Alamouti の方法を前節で述べた。さらに、受信側アンテナを 1 個( $M=1$ )にした Alamouti 構成を、図 3.4 に

示すと共に、その符号化を  $G_2$  と記述し、次式の行列で表わす。

$$G_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

上式は表 3-1 に示すとおり、2 シンボル間( $2T_s$ )の入力信号を  $s_1$ 、 $s_2$  とし、2 シンボルスロットスロットで送信している。

表 3.1 Alamouti STBC

時間スロット	アンテナ	
	Tx1	Tx2
時間 $t$	$s_1$	$s_2$
時間 $t + T_s$	$-s_2^*$	$s_1^*$

この伝送方式は、入力信号数と同数の伝送速度（レート）で信号伝送できるので、フルレート（=符号化率=1）の伝送方式である。アレーによるフェージング変動の抑圧は、2 対  $M$  の SIMO 構成ダイバーシチ（ $M=2$ ）の性能をもつ。このことをフルダイバーシチの機能であるとしている。

図 3.5 に最大比合成（MRC: Maximal Ratio Combining）と MIMO 構成に STBC を用いたときの、ダイバーシチ特性による BER 比較を示す。送信側での平均送信電力を  $1/2$  に設定したことによる、3dB の差を除けば、MRC と同等の特性を得ることができる。

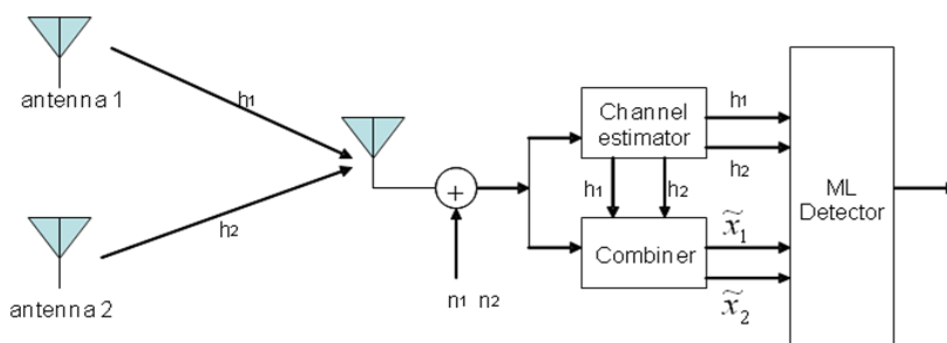


図 3.4 Alamouti 構成図(M=1)

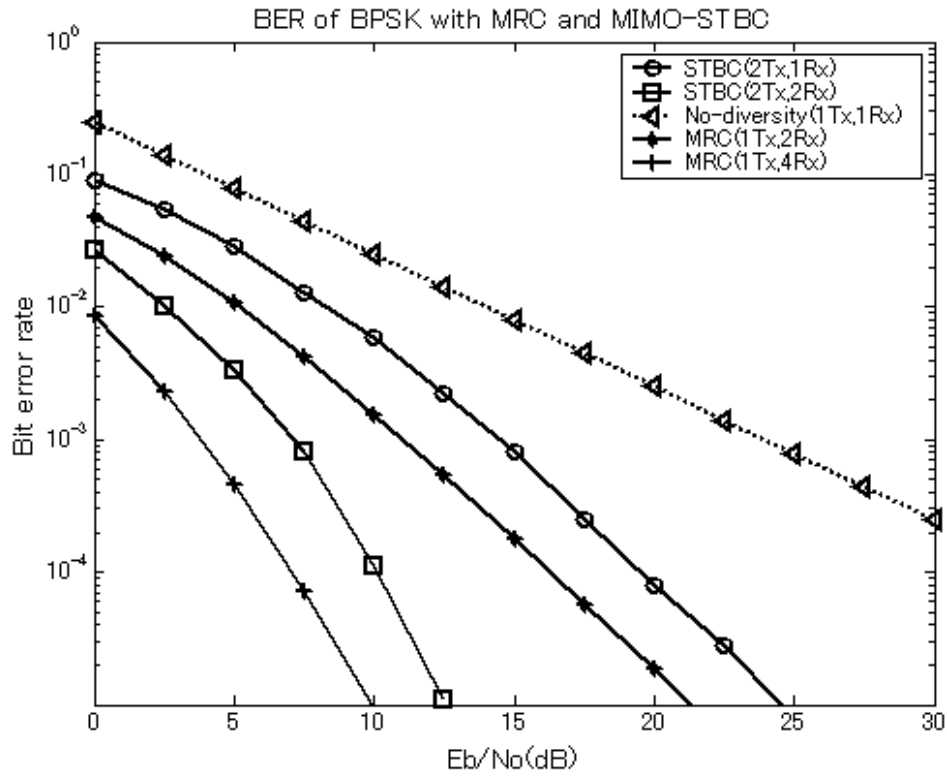


図 3.5 レイレーフェージングにおける MRC と STBC を用いた BPSK の BER 特性比較[3.4]

このように、フルレート・フルダイバーシチは STBC 伝送の理想であるが、これを実現する符号は  $M=2$  の場合以外では存在しないことが明らかにされている[3.5]. そのため、これに準じる符号として、種々の方法が提案されていて、そのいくつかの例を以下に示す[3.7].

$$G_3 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 \\ -s_3 & s_4 & s_1 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

これは、3本のアンテナから、4種類のデータを8の時間をかけて送る STBC 符号であり、符号化率は  $1/2$  である。

$$G_4 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ -s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* & s_4^* \\ -s_2^* & s_4^* & s_1^* & -s_2^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* & -s_2^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

これは、4本のアンテナから、4種類のデータを8の時間をかけて送る STBC 符号であり、符号化率は 1/2 である。

これ以外にも、4本のアンテナから、3種類のデータを4の時間をかけて送る符号化率 3/4 の STBC が提案されている[3.7]。これらは何れも、復号処理によって、 $s_i$  成分を最大 SNR で抽出したとき、他の信号成分  $s_j (j \neq i)$  が打ち消されてゼロになる直交関係が保たれているので、符号間干渉の無い最大比合成が実現できる。

このような完全直交ではないが、4本のアンテナから、4種類のデータを4の時間をかけて送る符号化率 1 の準直交 STBC も提案されている[3.8],[3.9]。第6章では、この準直交符号(QO-STBC)を用いて、STBC 特性を検討している。以下はその一例である。

$$Q_4 = \begin{bmatrix} G_2(s_1, s_2) & G_2(s_3, s_4) \\ -G_2^*(s_3, s_4) & G_2^*(s_1, s_2) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$Q_4 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

一般に QO-STBC には、種々のバリエーションがある [3.8]。そこで QO-STBC の代表的なものとして、一般的に良く利用されている符号化構成法としては、Jafarkhani[3.8]の方法を採用する。それは、直交行列（アダマール行列等）を拡大するとき、一般的に用いられる方式を、Alamouti の 2×2 ブロック符号に適用した素直な方法であることによる。

## 参考文献

- [3.1] 唐沢好男、デジタル移動通信の電波伝播基礎、コロナ社、2003.
- [3.2] M. Kang and M. S. Alaouini, "Largest eigenvalue of complex Wishart matrices and performance analysis of MIMO MRC system," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.21,no. 3, pp.418-426, April 2003.
- [3.3] 付鑑宇、谷口哲樹、唐沢好男、"独立にレイリー分布する MIMO チャネルにおける最大比合成伝送特性の簡易推定法," *信学論(B)*, vol.J86-B, no.9, pp.1963-1970, Sept. 2003.
- [3.4] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [3.5] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no.2, pp.744-765, March 1998.
- [3.6] V. Tarokh, H.Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-time coding for wireless communications : performance results," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.17, no.3 pp.451-460, March 1999.
- [3.7] L. Hanzo, T.H. Liew and B. L. Yeap, Turbo coding, turbo equalization and space-time coding for transmission over fading channel. *IEEE Press*, 2002.
- [3.8] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no.1, pp.1-4, Jan. 2001.
- [3.9] A. Hottinen, O. Tirkkonen, and R. Wichaman, Multi-antenna transceiver techniques for 3G and beyond. *John Wiley& Sons, Ltd.*, 2003.

## 第4章 空間多重での受信手法と適応アルゴリズム

前章までは送信ダイバーシチ技術によって、SN比の改善という意味でも大きな効果があることを示した。一方、空間多重が施されている送信信号は、受信側において多重化された信号から希望の信号を分離・検出する必要がある。そこで、入力信号の状況に応じたウェイトベクトルを用いて合成出力を得ることにより、指向性制御や干渉除去機能等を実現し、通信品質の向上を図ることができる。

本節では移動通信に適したアダプティブアレーに用いる適応アルゴリズムについて概要を示す。アダプティブアルゴリズムの中でも、移動通信に適した代表的なアルゴリズムについて、表 4.1 にまとめる[4.1]。

表 4.1 移動通信用アダプティブアルゴリズム

アルゴリズム	ウェイト生成法	干渉除去機能	特徴
最大比合成(MRC)	Self beam steering	×	簡易
MMSE (LMS)	ZF	○	直接解法
	LMS	○	収束時間大、演算時間小
	RLS	○	収束時間小、演算時間大

### 4.1 アダプティブアレー

アダプティブアレーは、トランスバーサルフィルタでタップ付き遅延線の出力にウェイトを乗積し合成しているのと同様に、各アンテナ出力にウェイトを乗積したのち、合成した信号を出力する構成である。

N 個の受信アンテナを用いたアダプティブアレー（空間フィルタ）は図 4.1 のような構成となる。

M 個のウェイト  $w_{j,1}, \dots, w_{j,M}$  からなるウェイトベクトルを  $\mathbf{w}_j = [w_{j,1}, \dots, w_{j,M}]^T$  とすると、アダプティブアレー出力は



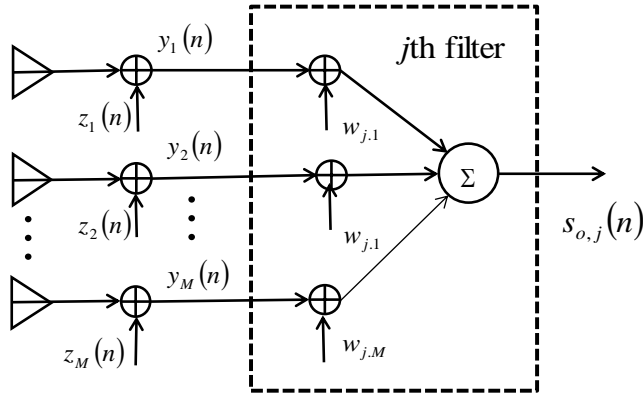


図 4.1 アダプティブアレーの構成

$$s_{o,j}(n) = \mathbf{w}_j^H \mathbf{y}(n) \quad (4.1)$$

で与えられる.

式(4.1)を行列表現すると

$$\mathbf{s}_o(n) = [s_{o,1}(n), s_{o,2}(n), \dots, s_{o,M}(n)]^T = \mathbf{W}^H \mathbf{y}(n) \quad (4.2)$$

となる. ただし,  $\mathbf{W}$  は  $M \times N$  ウェイト行列であり,

$$\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_N] \quad (4.3)$$

である.

次に, ウェイトベクトル  $\mathbf{w}_j$ , あるいは, ウェイト行列  $\mathbf{W}$  を求める方法として, ZF アルゴリズム, MMSE アルゴリズム等について解説する.

## 4.2 ZF (Zero-forcing) アルゴリズム

式(4.2)を展開すると

$$\mathbf{s}_o(n) = \mathbf{W}^H \mathbf{y}(n) = \mathbf{W}^H \mathbf{H} \mathbf{x}(n) + \mathbf{W}^H \mathbf{z}(n) = \mathbf{W}^H \mathbf{H} \mathbf{s}(n) + \mathbf{W}^H \mathbf{z}(n) \quad (4.4)$$

と書き換えられる. ここで雑音を無視すると, 式(4.3)は  $\mathbf{s}_o(n) = \mathbf{W}^H \mathbf{H} \mathbf{s}(n)$  と表わせる.

ZF アルゴリズムは  $\mathbf{s}_o(n) = \mathbf{s}(n)$  となるようなウェイト行列を求める手法である.

ZF アルゴリズムにおけるウェイト行列を  $\mathbf{W}_z$  と置き直すと,  $N=M$  の時,

$$\mathbf{W}_z^H \mathbf{H} = \mathbf{I}_N \quad (4.5)$$

となるように  $\mathbf{W}$  を定める.

次に, (4.4)と(4.5)から

$$\mathbf{s}_o(n) = \mathbf{s}(n) + \mathbf{W}_z^H \mathbf{z}(n) \quad (4.6)$$

となる. アダプティブアレー出力における信号電力は  $\mathbf{W}_z$  に依存しない. したがって, SN 比

は雑音電力によって決定される．各フィルタ出力に含まれる雑音は、 $\mathbf{W}_z$ の各要素を係数とした雑音の線形和になるため、SNRは $\mathbf{W}_z$ のノルムによる．ZFアルゴリズムでは、一般逆行列として、ノルム最小かつ最小二乗型である、Moore-Penrose一般逆行列

$$\mathbf{W}_z^H = \mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^H \mathbf{H}_N)^{-1} \mathbf{H}^H \quad (4.7)$$

を用いる[4.2]．ただし、ここでは $\mathbf{H}$ はフルランクであることを用いている．この式からわかるように、 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ が悪条件（行列式が小さい）であると $\mathbf{W}_z$ のノルムが、すなわち、雑音電力が大きくなってしまう．

なお、式(4.4)(4.5),(4.6)が成立するのは $M \geq N$ の場合である． $M < N$ の場合、Moore-Penrose一般逆行列は

$$\mathbf{H}^+ = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}^H \mathbf{H}_N)^{-1} \quad (4.8)$$

のように最小二乗解になり完全に干渉を除去することができない．式(4.4)は $M$ 元連立1次方程式であるが、 $N$ 個の方程式を全て満足する解が得られるのは、 $M \geq N$ のときだけである．すなわち、希望信号以外の干渉信号 $N-1$ が $M-1$ 以下でなければならない．このように、受信アンテナ素子数が $M$ であるとき、アダプティブアレーでは最大 $M-1$ 個の干渉を除去することができ、この $M-1$ をアレー自由度と呼んでいる．

空間フィルタリングを行う場合は、受信素子数を送信素子数以上にする必要がある．ただし、受信素子数が送信素子数より大きい場合には、余剰の素子数を雑音の低減に使用するため、 $M-N+1$ ブランチのダイバーシチ利得が得られる[4.3]．

以下では、 $M \geq N$ の場合のみを考える．ZFアルゴリズムのウェイト行列を用いることで、式(4.6)のような送信信号の分離検出が可能となる．言い換えると、空間フィルタリングはMIMOシステムを $N$ 個のSISOシステムに変換していると考えられる．各SISOシステムの入力におけるSN比は、式(4.1),(4.6)より

$$\gamma = \frac{E[s(n)]}{E[\mathbf{w}_{z,j}^H \mathbf{z}(n) \mathbf{z}^H(n) \mathbf{w}_{z,j}]} = \frac{P_x}{2\sigma^2 N \mathbf{w}_{z,j}^H \mathbf{w}_{z,j}} = \frac{\gamma_o}{N \mathbf{w}_{z,j}^H \mathbf{w}_{z,j}} \quad (4.9)$$

で与えられる．ただし、 $\gamma = P_x / 2\sigma^2 = P_x / P_z$ は、総送信電力 $P_x$ を1素子のみで送信した場合の平均受信SN比である．

実際の通信システムにZFアルゴリズムを適用する場合、このアルゴリズムは非希望波信号をゼロとする規範であり、所望波対干渉波電力(SIR)を最大化する規範であるため、雑音を含めた所望波対干渉波・雑音電力比(SINR)の最適化にはなっていない．そのため、所望波と干渉波の到来方向が近い等、干渉波の抑圧に所望波利得の大きな低下を生じる場合には、雑音強調と呼ばれるSINRが劣化する現象がある．

### 4.3 MMSE 規範

ZF アルゴリズムでは、式(4.1)の雑音を無視してウェイトを算出したが、MMSE では、雑音も含めて得られるアダプティブアレー出力  $s_{o,j}(n) = \mathbf{w}_j^T \mathbf{y}(n)$  と所望の信号  $s_j(n)$  との平均二乗誤差を最小にするようなウェイトを算出する。

MMSE アダプティブアレーは所望のアレー応答である参照信号と実際のアレー出力信号との差（誤差信号）を最小にすることによって最適なウェイトで構成されるシステムである。実際には、既知の参照信号を送信し、アレー出力  $y(t)$  と参照信号のレプリカ  $d(t)$  との差分を最小にするように動作させるアルゴリズムである。その誤差成分  $e(t)$  は

$$e(t) = d(t) - y(t) \quad (4.10)$$

で表される。この誤差成分の自乗のアンサンブル平均は

$$E[e(t)^2] = E[d(t) - y(t)]^2 \quad (4.11)$$

ここで、合成後の信号  $y(t)$  は、入力信号ベクトル  $\mathbf{x}$  とウェイトベクトル  $\mathbf{w}$  との積

$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)$  で与えられるので、誤差信号の平均自乗電力は

$$\begin{aligned} E[e(t)^2] &= E\left\{ [d(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)]^* [d(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)] \right\} \\ &= E\left\{ [d(t)]^2 - \mathbf{w}^H E[\mathbf{x}^*(t)d(t)] - \mathbf{w}^H E[\mathbf{x}(t)d^*(t)] + \mathbf{w}^H E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)] \mathbf{w} \right\} \\ &= E\left\{ [d(t)]^2 - \mathbf{w}^T \mathbf{v}_{xd}^* - \mathbf{w}^H \mathbf{v}_{xd} + \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \right\} \end{aligned} \quad (4.12)$$

で表される。ただし、式(4.12)で  $\mathbf{x}^H(t)\mathbf{w} = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)$  を用いた。また、 $\mathbf{v}_{xd}$  は入力信号ベクトルと参照信号ベクトルの相関ベクトル、 $\mathbf{R}_{xx}$  は入力信号ベクトル間の相関行列であり、次式で表わされる。

$$\mathbf{v}_{xd} = E[\mathbf{x}(t)d^*(t)] \quad (4.13)$$

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)] \quad (4.14)$$

式(4.12)において、ウェイトベクトル  $\mathbf{w}$  に着目すると、2次関数で相関行列  $\mathbf{R}_{xx}$  が正定数であるので、一つの極値を持つ関数であることが分かる。したがって、求めるウェイトベクトル  $\mathbf{w}_{\text{opt}}$  は一意に決定され

$$\frac{\delta}{\delta \mathbf{w}} E[e(t)^2] = 0 \quad (4.15)$$

を満足する  $\mathbf{w}$  により求められる.

また、 $\mathbf{R}$  は定数エルミート行列であるから [4.4]、

$$\frac{\delta}{\delta \mathbf{w}} E[e(t)^2] = -2\mathbf{v}_{xd} + 2\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w} \quad (4.16)$$

となる. したがって、最適ウェイトは

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{v}_{xd} \quad (4.17)$$

で与えられる. これはウィナー解と呼ばれる.  $\mathbf{w}_{opt}$  を式(4.12)に代入すると、最適時の二乗誤差電力は

$$E[e(t)_{\min}^2] = E[d(t)^2] - \mathbf{v}_{xd}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{v}_{xd} \quad (4.18)$$

となる.

### 4.3.1 LMS アルゴリズム

MMSE (Minimum mean square error) 規範を実現する代表的な最適化アルゴリズムが LMS (Least Mean square) アルゴリズムとも呼ばれ、1960 年に Widrow によって開発された [4.5]. MMSE ウェイトを逐次的に更新し、最適ウェイト解に収束させるアルゴリズムである. 二乗誤差電力関数の 2 次曲線に沿って最小値である最適解に向かい下っていくことから、最急降下法 (Steepest decent method) とも呼ばれる. ウェイトの更新は、前ウェイトから二乗誤差電力のウェイトについて偏微分した微係数にステップ定数  $\mu$  を掛けたものを差し引くことにより行われる.

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{\mu}{2} \frac{\delta}{\delta \mathbf{w}} E[e(n)^2] = \mathbf{w}(n) - \frac{\mu}{2} [-2\mathbf{v}_{xd} + 2\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w}(n)] \quad (4.19)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) - \frac{\mu}{2} [-2\mathbf{x}(n)d^*(n) + 2\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)\mathbf{w}(n)] \\ &= \mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{x}(n)[d^*(n) - \mathbf{x}^H(n)\mathbf{w}(n)] \\ &= \mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{x}(n)e^*(n) \end{aligned} \quad (4.20)$$

なお、ステップ定数  $\mu$  は収束条件から

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (4.21)$$

を満たさなければならない [4.5], [4.6]. ただし、 $\lambda_{\max}$  は相関行列  $\mathbf{R}_{xx}$  の最大固有値である.

### 4.3.2 RLS アルゴリズム

再帰的最小二乗(RLS: Recursive least squares)アルゴリズムは、LMS アルゴリズムと比べ、10 倍程度高速にウェイトを収束させることができる[4.7],[4.8]. RLS アルゴリズムでは非定常状態に対応するため、指数重みを用いて動作開始時点からの二乗誤差電力  $J(n)$  の累積を最小化する.

$$j(n) = \sum_{i=0}^n q^{n-1} |e(i)|^2 \quad (4.22)$$

ただし、 $q$  は忘却係数であり、 $0 < q \leq 1$  の値が設定される. このとき、アレーの出力  $y(n)$  及び、誤差成分  $e(n)$  は、ウェイト  $\mathbf{w}$  と入力信号  $\mathbf{x}(n)$  を用いて

$$y(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n) \quad (4.23)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (4.24)$$

で与えられる. ただし、 $d(n)$  は既知の参照信号である. 入力信号  $\mathbf{x}(n)$  の自己相関関数  $\mathbf{R}_{xx}(n)$  と参照信号と入力信号の相関ベクトルを

$$\mathbf{R}_{xx}(n) = \sum_{i=0}^n q^{n-1} \mathbf{x}(i) \mathbf{x}^H(i) \quad (4.25)$$

$$\mathbf{v}_{xd}(n) = \sum_{i=0}^n q^{n-1} \mathbf{x}(i) d^*(i) \quad (4.26)$$

と表わすと、求める最適解はウィナー解となり

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n) \mathbf{v}_{xd}(n) \quad (4.27)$$

となる. RLS アルゴリズムでは、この最適解を再帰的に求める. さらに、 $\mathbf{R}_{xx}(n)$  を忘却係数も考慮して求めると、

$$\mathbf{R}_{xx}(n) = q\mathbf{R}_{xx}(n-1) + \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n) \quad (4.28)$$

再帰的に  $\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n)$  を求める必要があり、入力信号の相関行列の逆数は次の再帰形式で表わすことができる[4.1].

$$\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n) = \frac{1}{q} \left\{ \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) - \frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1)}{q + \mathbf{x}^H(n) \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \mathbf{x}(n)} \right\} \quad (4.29)$$

RLS アルゴリズムでは  $\mathbf{R}_{xx}(0)$  は初期値として、対角項に正の定数  $c$  を加えて相関行列の

正値定符号性を確保する。初期値  $\mathbf{R}_{xx}^{-1}(0)$  は

$$\mathbf{R}_{xx}^{-1}(0) = c^{-1}\mathbf{I} \quad (4.30)$$

で与えられる。ただし、 $\mathbf{I}$  は、 $M \times M$  の単位行列である。  
カルマンゲイン  $k(n)$  を

$$k(n) = \frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1)\mathbf{x}(n)}{q + \mathbf{x}^H(n)\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1)\mathbf{x}(n)} \quad (4.31)$$

とすると、

$$\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n) = \frac{1}{q} \left\{ \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) - k(n)\mathbf{x}^H(n)\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \right\} \quad (4.32)$$

で表すことができる。また、式(4.32)の両辺に  $\mathbf{x}^*(n)$  をかけると

$$\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n)\mathbf{x}^*(n) = \frac{1}{q} \left\{ \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1)\mathbf{x}^*(n) - k(n)\mathbf{x}^H(n)\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1)\mathbf{x}^*(n) \right\} \quad (4.33)$$

式(4.31)と式(4.33)から

$$\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n)\mathbf{x}^*(n) = k(n) \quad (4.34)$$

が得られる。相関ベクトルの再帰形式では、前回の相関ベクトルと忘却係数を用いて、今回の相関ベクトルを求めると以下ようになる。

$$\mathbf{v}_{xd}(n) = q\mathbf{v}_{xd}(n-1) + \mathbf{x}^*(n)\mathbf{d}(n) \quad (4.35)$$

RLS アルゴリズムでのウェイトの更新方法は、以上により求めた自己相関関数  $\mathbf{R}_{xx}(n)$  と相関ベクトル  $\mathbf{v}_{xd}(n)$  の再帰形式表現を用いると

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n)\mathbf{v}_{xd}(n) = q\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n)\mathbf{v}_{xd}(n-1) + k(n)\mathbf{d}(n) \quad (4.36)$$

さらに式(4.32)から、ウェイト  $\mathbf{w}(n)$  を求めると

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1)\mathbf{v}_{xd}(n-1) + k(n) \left\{ \mathbf{d}(n) - \mathbf{x}^H(n)\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1)\mathbf{v}_{xd}(n-1) \right\} \quad (4.37)$$

で与えられる。

ここで RLS アルゴリズムの手法を整理すると、まず初期条件として、

$$\mathbf{R}_{xx}(0) = c\mathbf{I}, \mathbf{R}_{xx}^{-1}(0) = \frac{1}{c}\mathbf{I}, \mathbf{w}(0) = 0 \quad (4.38)$$

を設定し、 $n=1$  からカルマンゲイン

$$k(n) = \frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1)\mathbf{x}(n)}{q + \mathbf{x}^H(n)\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1)\mathbf{x}(n)} \quad (4.39)$$

を求める。次に、誤差信号

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{d}(n) - \mathbf{w}^H(n-1)\mathbf{x}(n) \quad (4.40)$$

を求め、ウェイト  $\mathbf{w}(n)$

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + k(n)\mathbf{x}(n)\mathbf{e}^*(n) \quad (4.41)$$

を更新し、入力自己相関関数行列を更新する。

$$\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n) = \frac{1}{q} \{ \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) - k(n)\mathbf{x}^H(n)\mathbf{R}_{xx}^{-1}(n-1) \} \quad (4.42)$$

次の更新周期でカウンタを  $n+1$  とし、計算を繰り返す。

RLS アルゴリズムの特長を以下にまとめる。

- ・ LMS アルゴリズムが二乗平均値の収束が数十千回必要になるのに比べ、収束が数千以下と 10 倍以上高速となる。
- ・ RLS アルゴリズムは近似を用いないので、繰り返し数が無限大に近づくと、係数ベクトルの最少二乗推定値は最小値である最適なウェイトのウィーナ解に近づく。

## 参考文献

- [4.1] 菊間信良、アダプティブアンテナ技術、オーム社、2003.
- [4.2] 柳井春夫、竹内啓、射影行列・一般行列・特異値分解、東京大学出版、1983年.
- [4.3] J. H. Winters, J. Salz, and R.D.Girlin, "The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol.42, no.2, pp.1740-1751, Feb./Mar./Apr. 1994.
- [4.4] D. H. Brandwood, "A complex gradient operator and its application in adaptive array theory," *Proc. IEEE*, vol.130, no. 1, pp.11-16, Feb. 1983.
- [4.5] B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griffiths, and B. B. Goode, "Adaptive antenna systems," *Proc. IEEE*, vol.55, no. 12, pp.2143-2158, Dec. 1967.
- [4.6] R. A. Monzingo and T. W. Miller, *Introduction to adaptive arrays*. John Wiley & Sons, New York, 1980.
- [4.7] S. Haykin、適応フィルタ入門、現代工学社出版、1994年.
- [4.8] J. G. Proakis, *Digital communications*. 3rd ed, McGraw-Hill, New York, 1995.



## 第5章 MIMO-STBC アダプティブアレー伝送方式

移動通信システムでは、高速フェージング下で伝送品質の劣化を補償するためのダイバーシチ方式は数多く研究されてきた[5.1]-[5.3]。無線回線の特性改善には複数の受信アンテナで構成されたアダプティブアレー (AA : Adaptive Array) を用い、最小自乗誤差 (MMSE) やゼロフォシング (ZF: Zero-Forcing) 方式等を用いて AA の特性を最適化している。

MIMO チャンネルにおける伝送システムには、時空間符号(STC: Space-Time Codes)[5.4] -[5.7] を用いて送信システム構成することにより、フェージング環境下でもダイバーシチ利得を確保し、通信品質の向上を図っている。また、STBC を用いると共に等化器と AA を併用し、同一チャンネル間干渉(CCI: Co-channel Interference)を削減する方式も提言されて[5.8]、さらに、時間軸の等化器を TDFDE (Tapped Delay line Frequency-Domain Equalization) を用いた AA も提案されている[5.9]、これらの方法は結果的にはダイバーシチ利得を得ることにより、信号対雑音 (SN) 比を改善し、伝送品質と伝送路容量を向上させている。

一方、高速フェージング対策用として、差動符号を用いた D-STBC(Differential-STBC) [5.10], [5.11]が提案され、チャンネル情報 (CSI : Channel State Information) を必要としない方式として研究されている。しかしながら、この方式は遅延検波による復調するため多値変調(QAM: Quadrature Amplitude Modulation)等の復号には複雑な手法が必要となるなど周波数有効利用の点に問題があるので、本研究では取り扱わない。

その他のフェージング対策として、パイロット信号により、フェージングの影響を低減する方式(PSAM: Pilot Symbol Assisted Modulation)が古くから多く研究されている [5.12]-[5.14]。フレーム効率を高めるため、従来は信号長に比較してパイロット信号の挿入比率を下げたフレーム構成する。そのため、検出機能等では、フェージングの強く影響され、通信品質や検出時間等に劣化が生じる。

この章では、Alamouti による STBC[5.4]を用いて送信システム構成することにより、高速フェージング環境下でも CCI と符号間干渉(ISI: Inter-symbol Interference)等を低減させ、さらには、多値化した直交変調によって高速データ伝送を可能とする PSAM 方式を提案する。

### 5.1 既存の PSAM 付き STBC

Alamouti による STBC は、送信側の2つのアンテナにより構成され、2個の入力シンボル信号が STBC に符号化される。具体的には、2シンボルの信号 $\{u, v\}$ は2つの送信アンテナから2シンボル周期( $2T_s$ ) ( $T_s$  はシンボル長)ごとに同時に送信される。あるシンボル送信時間 $(2n-1)T_s$  ( $n : 1, 2, \dots$ )には、アンテナ1からシンボル $\{u\}$ を送信し、同時にアンテナ2からシンボル $\{v\}$ を送信する。さらに、次のシンボル時間 $2nT_s$ には、アンテナ1からシンボル $\{-v^*\}$ 、またアンテナ2からシンボル $\{u^*\}$ を送信する。ここで、 $*$ は複素共役を示す。この STBC

はフルダイバーシチであり、フルレイトで機能する。

同期確立又はチャネル推定するためのプリアンブル（パイロット信号）を含んだ基本的なフレーム構成図を図 5.1 に示す。また、図 5.2 にはデータ及びパイロット信号をブロック化した時の送信側フレーム構成例を示す。このプリアンブル符号は疑似ランダム符号(PN: Pseudo-Noise)系列で構成されている。図 5.2 のように、一般的にはプリアンブル信号 $\{u^p, v^p\}$ はフレームの前頭部に挿入し、このパイロットとデータとのシンボル数は最低でも 2 つであり、通常でもパイロットシンボルはフレーム効率を考慮すればデータシンボルの数 1/10 程度である。そのため、チャネル等を推定する場合には、数フレームを受信したパイロットシンボルを平均・積算して規定の信号を復号化する必要がある。そのため、同期確立及びチャネル推定するためには数フレーム時間が必要になり、高速フェージングの環境下では、回線の変動が大きく早いため、確立時間がより多く必要になる。

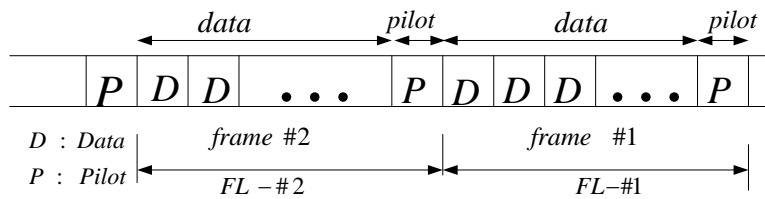


図 5.1 フレーム構成図

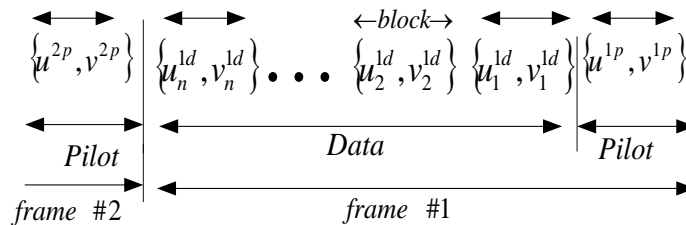


図 5.2 PSAM 付き送信フレーム構成図

適応型 AA を用いた場合、パイロット信号は受信側でウェイトを決定する情報として利用されるので、フェージング環境に適したフレーム構成やパイロット信号の挿入数を考慮する必要がある。しかしながら、挿入したパイロット信号の検出には、伝搬区間の変動により検出時間や精度の劣化が生じるため、パイロットシンボル挿入周期を出来るだけ短くする必要がある。

フレーム利用効率を無視した究極的なスキームとしては、データとパイロットシンボルを同時に送信し、ウェイトを決定することになる。この考えを元に、フェージングの影響を低減するために、Annanab 等は高速フェージングに耐性を有する方式として、データとパイロットシンボル同時に送り、ウェイトの最適化を高速化し、フェージングの影響を低減する方式を提案している[5.15].

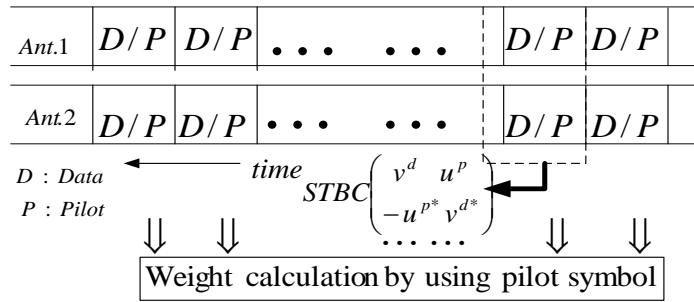


図 5.3 [5.15]の提案スロット構成

### 5.1.1 高速フェージングのための符号化[5.15]

データとパイロットシンボルを同時に送信する MIMO STBC AA 方式[5.15]のフレーム構成を図 5.3 に示す. この方式は同図に示ごとく、2つのシンボル $\{u, v\}$ の $\{u\}$ をパイロットシンボルに、 $\{v\}$ をデータシンボルに振分けている. この方法は、高速に時間変化する CSI の追尾には最速な方式で、高速フェージング環境下での特性は良好な結果を示している.

しかしながら、MIMO を利用したこの提案方式は、バイナリ信号で構成している上、データとパイロットシンボルを同時に送信しているため、データ伝送レイトは 1/2 に低下し、高速データ伝送には不向きである.

そこで、同方式を改良し、高速データ伝送に適した新たな方式を提案し効果の評価を行う.

## 5.2 多値化時空間ブロック符号 (STBC) によるシステムモデル

### 5.2.1 新 STBC 送信

本研究では QAM のような多値直交変調の導入により、多値化したデータとパイロット情報を STBC 化し、送信することにより、データ伝送の高速化を実現する. 2シンボル周期( $2T_s$ )ごとに送信される 2シンボルの信号 $\{u, v\}$ は、図 5.4 に示すごとく、各々  $\beta$  情報ビットごとに変調された後、Alamouti による STBC に符号化される. ブロック化された信号 $\{u, v\}$ は、シンボル送信時間 $(2n-1)T_s$  に送信され、次のシンボル送信時間 $(2n)T_s$  に $\{-u^*, v^*\}$  が各々アンテナ 1 および 2 から送信される. このスキームを用いることにより、高速データ伝送を実現している.

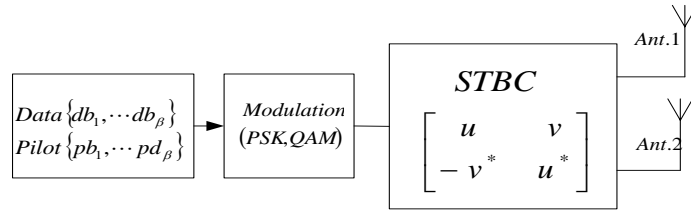


図 5.4 STBC 送信ブロック符号化構成図

この提案したスキームにおいて、あるブロック番号  $n$  番目の入力信号  $[u(n), v(n)]$  は、パイロットシンボル  $u(n)$  とデータシンボル  $v(n)$  に振り当てる。各ブロックでこれらの 2 つの素子シンボルを用いて STBC 化した時の送信行列  $\mathbf{S}(n)$  は次のように表現される。

$$\mathbf{S}(n) = \begin{bmatrix} u(n) & v(n) \\ -v(n)^* & u(n)^* \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

## 5.2.2 提案手法

図 5.5 に示すとおり、フェージングによる伝送品質の劣化を改善するために、Annanab 等が提案したフレーム構成は、ブロック符号の一部としてパイロット信号を毎ブロックごとに挿入している[5.15]。各ブロック ( $n$ ) の送信データシンボルを検出するために挿入するパイロットシンボルはシンボル間干渉等の軽減にも効果を発揮する。特に以下に示すとおり、高速フェージング下で雑音や干渉を除去するために、この PSAM 方式は非常に有効な方法である。

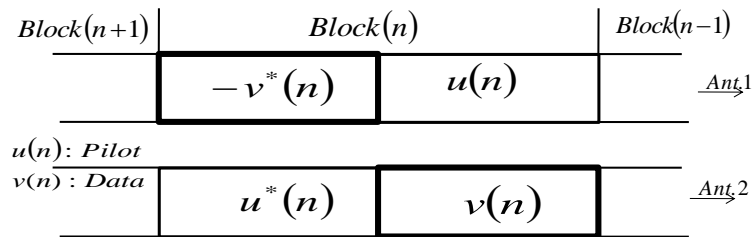


図 5.5 既存システムのブロック系列[5.15]

本研究では多値直交変調の導入により、高速伝送と、周波数利用効率向上を図った方式を提案する。入力信号  $u(n)$  や  $v(n)$  は複素関数で構成されているため、以下のように表現できる。

$$\{u(n)\} = \{u_I(n), u_Q(n)\} = u_I(n) + ju_Q(n) \quad (5.2a)$$

$$\{v(n)\} = \{v_I(n), v_Q(n)\} = v_I(n) + jv_Q(n) \quad (5.2b)$$

伝送データレート向上のため、I 軸成分のみにパイロット情報を挿入し、残りの Q 軸成分と 1 シンボルにデータに振分ける。具体的には、パイロットシンボル  $u(n)$  を 2 つのシンボル要素に分解し、実数部  $u_I(n)$  はパイロットシンボルに、さらに、虚数部  $u_Q(n)$  はデータシンボルに割当てて。図 5.6 に示すとおり、パイロットシンボルの実数部  $u_I(n)$  のみを、パイロット信号として伝送路の推定に用いる。そのため、虚数部  $u_Q(n)$  もデータ部として利用可能となる。さらに、データシンボル  $v(n)$  の実数及び虚数部はデータとして利用するため、送信データレートを 1/2 から 3/4 に増加することができる。

	[Block(n+1)]	[Block(n)]	[Block(n-1)]	
	$u_I(n+1)$	$-v_I(n)$	$u_I(n)$	$-v_I(n-1)$ $\xrightarrow{\text{Ant.1}}$
	$u_Q(n+1)$	$v_Q(n)$	$u_Q(n)$	$v_Q(n-1)$
$u_I(n)$	: Pilot	$u_I(n)$	$v_I(n)$	$u_I(n-1)$ $\xrightarrow{\text{Ant.2}}$
$u_Q(n)$	: Data	$-u_Q(n)$	$v_Q(n)$	$-u_Q(n-1)$
$v_I(n), v_Q(n)$				

図 5.6 提案シンボルブロック系列

例えば、データシンボルとパイロットシンボルが各々  $\beta$  ビットの情報量で構成されるとすると、

$$\{v_I(n), v_Q(n)\} = \{db_1, db_2, \dots, db_{\beta/2}, db_{\beta/2+1}, \dots, db_{\beta}\} \quad (5.3a)$$

*Data bits(I-CH)    Data bits(Q-CH)*

$$\{u_I(n), u_Q(n)\} = \{pb_1, pb_2, \dots, pb_{\beta/2}, db_{\beta+1}, db_{\beta+2}, \dots, db_{\beta+\beta/2}\} \quad (5.3b)$$

*Pilot bits(I-CH)    Extra data bits(Q-CH)*

そのため、総送信データビット数は、多値レベルの符号化を施すことで、1 ブロックで  $(\beta + \beta/2)$  となる。さらに、今後は  $v(n)$  部分のデータと区別するために、パイロットシンボルの(Q-CH)部分のデータを「追加データビット」と呼ぶことにする。

### 5.2.3 評価用通信路チャネル

まず、提案スキームの基本的な動作を確認するために、図 5.7 に示すとおり、1 個の受信アンテナを具備した基地局と 2 個の送信アンテナを備えた移動局から構成された MISO

(Multi In Single Out)モデルについて考える．次のステップとして、MIMO システムへ拡大するため、基地局では複数の受信アンテナを備え、各移動局では 2 個の送信アンテナを具備した送受信系を最終評価モデルとする．この通信系を図 5.8 に示す．

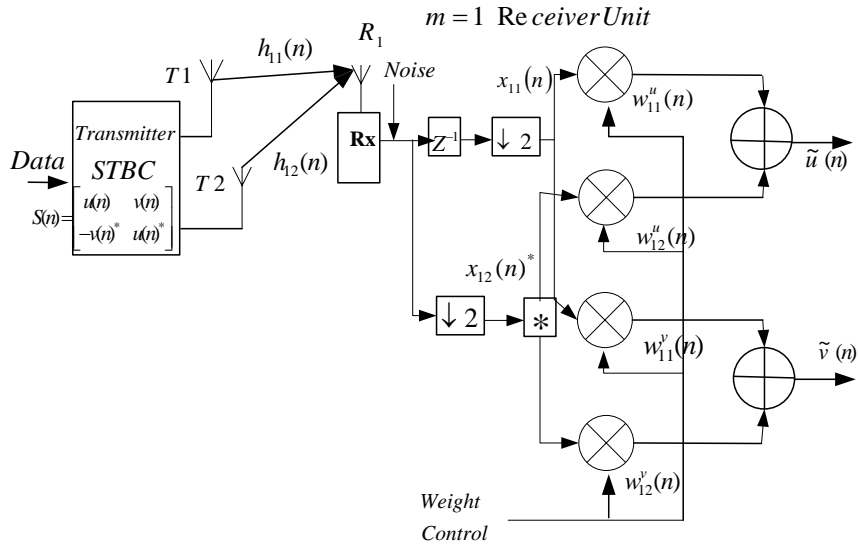


図 5.7 基本的ブロック構成図 (受信アンテナ M=1)

今回、評価モデルの伝搬路として採用した、時変チャンネル特性  $\mathbf{H}(n)$  は次の行列形式で表現される。

$$\mathbf{H}(n) = \begin{bmatrix} h_{11}(n) & h_{12}(n) \\ \vdots & \vdots \\ h_{M1}(n) & h_{M2}(n) \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

ブロック  $n$  における、チャンネル利得は  $h_{mi}(n)$  と表現できる、ここで、送信アンテナ  $i=1,2,\dots$ 、受信アンテナ  $m=1,2,\dots,M$ 。  $\mathbf{H}(n)$  の要素は i.i.d. (Independent and Identically Distributed) レイリーフェージングチャンネルであり、Jakes[5.16]モデルによる最大ドップラー周波数  $f_D$  をもつドップラー電力スペクトラムで構成されている。また、本論文で扱う伝送シンボル長が十数  $\mu$  であるため、これらチャンネル利得変動は  $2T_s$  のブロック周期の間は一定であると仮定しても、実用的には問題にならないので、 $\mathbf{H}$  をブロック番号  $n$  の関数として扱うことが可能としている。

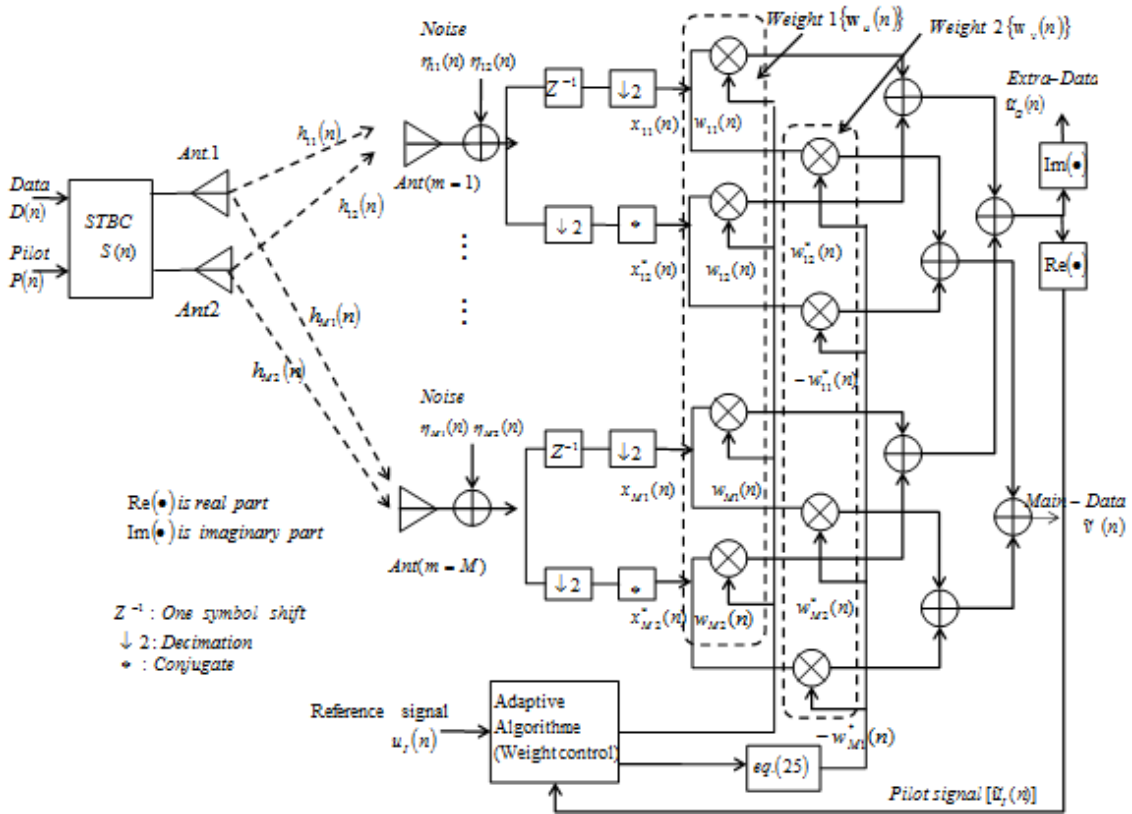


図 5.8 AA 機能を付き評価用 STBC ブロック 構成図(M > 1)

## 5.2.4 送信ダイバーシチと STBC

本節では、チャネル利得行列  $\mathbf{H}(n)$  は受信機側で完全な CSI として、認知されていると仮定している. 受信機側アンテナ  $m=1$  の場合の図 5.7 において、シンボル時間  $(2n-1)T_s$  と  $2nT_s$  における受信信号  $x_{11}(n)$  と  $x_{12}(n)$  は以下のとおり、表現できる.

$$\begin{pmatrix} x_{11}(n) \\ x_{12}(n) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} u(n) & v(n) \\ -v(n)^* & u(n)^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_{11}(n) \\ h_{12}(n) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \eta_{11}(n) \\ \eta_{12}(n) \end{pmatrix} \quad (5.5)$$

次のように書き換える.

$$\begin{pmatrix} x_{11}(n) \\ x_{12}^*(n) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(n) & h_{12}(n) \\ h_{12}^*(n) & -h_{11}^*(n) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u(n) \\ v(n) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \eta_{11}(n) \\ \eta_{12}^*(n) \end{pmatrix} \quad (5.6)$$

ここで、 $\boldsymbol{\eta}$  は複素雑音変数である. 次に、受信信号ベクトルやチャネル利得行列等を次のように定義する.

$$\mathbf{x}_1(n) = [x_{11}(n) \ x_{12}^*(n)]^T \quad (5.7)$$

$$\mathbf{H}_{e1}(n) = \begin{bmatrix} h_{11}(n) & h_{12}(n) \\ h_{12}^*(n) & -h_{11}^*(n) \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

$$\mathbf{s}(n) = [u(n) \ v(n)]^T \quad (5.9)$$

$$\boldsymbol{\eta}_1(n) = [\eta_{11}(n) \ \eta_{12}^*(n)]^T \quad (5.10)$$

ここで、 $\mathbf{x}_1(n)$ は以下のように表現できる.

$$\mathbf{x}_1(n) = (1/\sqrt{2})\mathbf{H}_{e1}(n)\mathbf{s}(n) + \boldsymbol{\eta}_1(n) \quad (5.12)$$

図 5.7 の受信機側において、CSI が既知の場合は、出力信号は次のように検出される.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{s}}_1(n) &= \mathbf{H}_{e1}^H(n)\mathbf{x}_1(n) \\ &= 1/\sqrt{2}(|h_{11}(n)|^2 + |h_{12}(n)|^2)\mathbf{s}(n) + \mathbf{H}_{e1}^H(n)\boldsymbol{\eta}_1(n) \end{aligned} \quad (5.13)$$

ここで、 $[\cdot]^H$ は複素共役転置を意味する. さらに、最尤推定(ML: Maximum Likelihood)を具備した STBC の復号時のダイバーシチ特性は SN 比率を除いて、最大比合成 (MRC) と同じダイバーシチ性能が得られることが広く知られている. そのため次に示すとおり、合成出力と参照信号(パイロット信号)間を最小二乗誤差により最適化されたウェイト  $\mathbf{w}$  は MRC 時のウェイト係数と同じなる.

$$\begin{cases} \tilde{u}(n) = \mathbf{w}_u^1(n)^H \mathbf{x}_1(n) \\ \tilde{v}(n) = \mathbf{w}_v^1(n)^H \mathbf{x}_1(n) \end{cases} \quad (5.13)$$

そこで、MMSE 基準に基づいた受信アンテナのウェイトを決定するために、参照パイロット信号を用いる. さらに、決定したウェイトベクトル $\{\mathbf{w}_{1k}(n): k=1,2\}$ を用いてパイロット信号を復号すると共に、チャネル特性  $h_{1i}(i=1,2)$ との関係を用いることによって、データ信号用の最適なウェイトを求めることができる. ここで、 $\mathbf{w}_{1k}(n)$ は  $k=1$  と  $k=2$  は、シンボル時間 $(2n-1)T_s$  と  $2nT_s$ におけるウェイト係数ベクトルである.

(5.12) 式と(5.13)式から、次に示すとおりブロックシンボル $[u(n), v(n)]$ に対する最適化されたウェイトベクトルが各々得られる.

$$\mathbf{w}_u^1(n) = [w_{11}^u(n) \ w_{12}^u(n)]^T \approx [h_{11}(n) \ h_{12}^*(n)]^T \quad (5.14a)$$

$$\mathbf{w}_v^1(n) = [w_{11}^v(n) \ w_{12}^v(n)]^T \approx [h_{12}(n) \ -h_{11}^*(n)]^T \quad (5.14b)$$



これらの関係により、参照パイロット信号を用いて得られた最適化されたウェイトベクトル  $\hat{\mathbf{w}}_u^1(n)$  の素子から、データ用の最適なウェイトベクトル  $\hat{\mathbf{w}}_v^1(n)$  は次のように得ることができる。

$$\hat{\mathbf{w}}_u^1(n) = \begin{bmatrix} w_{11}^u(n) & w_{12}^u(n) \end{bmatrix}^T \quad (5.15a)$$

$$\hat{\mathbf{w}}_v^1(n) = \begin{bmatrix} w_{12}^{u*}(n) & -w_{11}^{u*}(n) \end{bmatrix}^T \quad (5.15b)$$

次に、図 5.8 に示したように、1 個の受信アンテナから複数 ( $M$ ) の受信アンテナへ展開し、この構成の場合について、以下解説する。

まず、ブロック番号  $n$  における、 $\mathbf{u}(n)$  と  $\mathbf{v}(n)$  のウェイトを(13)式と(14)式から、次のように書き換える。

$$\mathbf{W}_u(n) = \begin{bmatrix} w_{11}^u(n) & w_{21}^u(n) & \cdots & w_{M1}^u(n) \\ w_{12}^u(n) & w_{22}^u(n) & \cdots & w_{M2}^u(n) \end{bmatrix}^T \quad (5.16a)$$

$$\mathbf{W}_v(n) = \begin{bmatrix} w_{11}^v(n) & w_{21}^v(n) & \cdots & w_{M1}^v(n) \\ w_{12}^v(n) & w_{22}^v(n) & \cdots & w_{M2}^v(n) \end{bmatrix}^T \quad (5.16b)$$

ここで、 $w_{m1}^v(n) = w_{m2}^{u*}(n)$ ,  $w_{m2}^v(n) = -w_{m1}^{u*}(n)$

同様に、受信信号は、(5.7)式から次のように書き換えられる。

$$\mathbf{X}(n) = \begin{bmatrix} x_{11}(n) & x_{21}(n) & \cdots & x_{M1}(n) \\ x_{12}^*(n) & x_{22}^*(n) & \cdots & x_{M2}^*(n) \end{bmatrix}^T \quad (5.17)$$

表記を簡単化するため、(5.16) 式と(5.17)式を直列・並列変換した形式にすると

$$\mathbf{w}_u(n) = \begin{bmatrix} w_{11}^u(n) & w_{12}^u(n) & w_{21}^u(n) & w_{22}^u(n) & \cdots & w_{M1}^u(n) & w_{M2}^u(n) \end{bmatrix}^T \quad (5.18a)$$

$$\mathbf{w}_v(n) = \begin{bmatrix} w_{11}^v(n) & w_{12}^v(n) & w_{21}^v(n) & w_{22}^v(n) & \cdots & w_{M1}^v(n) & w_{M2}^v(n) \end{bmatrix}^T \quad (5.18b)$$

$$\mathbf{x}(n) = \begin{bmatrix} x_{11}(n) & x_{12}^*(n) & x_{21}(n) & x_{22}^*(n) & \cdots & x_{M1}(n) & x_{M2}^*(n) \end{bmatrix}^T \quad (5.19)$$

しかしながら、もし CSI が受信側で得られない場合は、上述したとおり受信信号  $\mathbf{x}(n)$  とウェイトベクトル  $\mathbf{w}(n)$  を用いて推定パイロット信号とデータ信号を得ることができる。(5.13)式から(5.18)式までの記述を引用すると、信号出力  $[\tilde{\mathbf{u}}(n) \tilde{\mathbf{v}}(n)]$  は、最終的には次のように表わされる。

$$\begin{cases} \tilde{u}(n) = \mathbf{w}_u(n)^H \mathbf{x}(n) \\ \tilde{v}(n) = \mathbf{w}_v(n)^H \mathbf{x}(n) \end{cases} \quad (5.20)$$

次の節では、推定パイロット信号に対する最適なウェイトをどのように算出するか述べる。この際、このウェイト  $\mathbf{w}_u(n)$  は RLS(Recursive Least Squares) を適用して最適化している。

### 5.2.5 STBC-MMSE に基づいた適応アルゴリズム

前述ごとく、推定パイロット信号は(5.19)式の受信信号と(5.18a)式のウェイトベクトルを用いて得られる。

$$\tilde{u}_I(n) = \text{Re}[\mathbf{w}_u(n)^H \mathbf{x}(n)] \quad (5.21)$$

ここでは、 $\text{Re}(\cdot)$  は  $(\cdot)$  の実数部要素を表す。

最適なウェイトベクトルはビームフォーマの出力と参照パイロット信号との平均二乗誤差を最小化することによって求められる。

$$(\mathbf{w}_u(n))_{opt} = \arg \min E \left[ |u_I(n) - \tilde{u}_I(n)|^2 \right] \quad (5.22)$$

ここで、 $E[\cdot]$  はアンサンブル平均を意味する。

最適ウェイトベクトル  $(\mathbf{w}_u(n))_{opt}$  は時変数となり、最適なウィーナ解として、次のように得られる[Appendix 参照]。

$$\mathbf{w}_u(n) = \mathbf{R}(n)^{-1} \mathbf{b}(n) \quad (5.23)$$

$$\begin{cases} \mathbf{R}(n) = \gamma \mathbf{R}(n-1) + \mathbf{x}(n) \mathbf{x}(n)^H \\ \mathbf{b}(n) = \gamma \mathbf{b}(n-1) + u_I(n)^* \mathbf{x}(n) \end{cases} \quad (5.24)$$

ここで、 $\mathbf{R}(n)$  は受信信号の相関行列であり、本論文では、初期条件として、 $\mathbf{R}(n=0) = \mathbf{I}_{2M \times 2M}$  とした。最適なウェイトベクトル  $\mathbf{w}_u(n)$  を選択した後、データシンボル  $v(n)$  に対するウェイトベクトル  $\mathbf{w}_v(n)$  は(5.15) 式と同様にして、次のように決定することができる。

$$\mathbf{w}_v(n) = [w_{12}^*(n) - w_{11}^*(n) w_{22}^*(n) - w_{22}^*(n) \cdots w_{M2}^*(n) - w_{M1}^*(n)]^T \quad (5.25)$$

これにより、データ信号は、次のように得られる。

$$\tilde{v}(n) = \mathbf{w}_v(n)^H \mathbf{x}(n) \quad (5.26)$$

なお、 $u_Q(n)$  の推定値は次のように求められる。

$$\tilde{u}_Q(n) = \text{Im}[\mathbf{w}_u(n)^H \mathbf{x}(n)] \quad (5.27)$$

ここで、 $\text{Im}(\cdot)$ は  $(\cdot)$ の虚数部要素を表す。

そのため、「主データビット」はデータシンボルブロックから抽出し「追加データビット」はパイロットシンボルブロックから各々同時に抽出できることになる。

以下、今まで述べてきた方式の BER 特性をコンピュータシミュレーションにより検証及び評価する。

### 5.3 BER 特性評価

この節では、本研究で提案した適応ビームフォーミングを具備した MIMO STBC 方式について、高速フェージング環境下での BER 特性を評価する。

#### 5.3.1 シミュレーション条件

シミュレーションでは、Jakes によってモデル化されたドップラー・パワースペクトラムを有する、i.i.d. レイリーフェージング・チャネルを採用する。

提案システムを評価するにあたり、表 5.1 に示す条件下でシミュレーションを行い、正規化フェージング係数  $f_D T_s$  による影響について評価した。

表 5.1 シミュレーション条件

Number of Transmit Antennas	2
Number of Receive Antennas	1,2 and 4
Modulation	BPSK/QPSK/16QAM
Normalised Doppler frequency ( $f_D T_s$ )	0.001-0.1

QPSK/16QAM における BER を最小化するため、グレー符号配列を採用し、その後、データとパイロット信号には各々 BPSK, QPSK, および 16QAM に変調した。

各システムの特性は  $10^5$  STBC シンボルを平均した BER より評価した。ただし、初期のパイロット信号を抽出する  $100 \cdot \text{STBC}$  シンボルの BER は測定に使用しない。また、RLS アルゴリズムの忘却係数は 0.95 としている。

時変チャネル特性(5.4)式では、各チャネルパスの平均電力利得を 1 に設定し、各受信アンテナにおける平均受信電力を 1 に設定した。そのため、各アンテナから送信される平均電力は 1/2 に正規化される。

この論文では、信号電力  $P_s$  と雑音電力  $N$  との比を SNR と表記し、ここでの  $P_s$  は送信側の 2 つのアンテナからの総合電力であり、また、 $N$  は受信アンテナブランチごとの雑音電力を表している。

### 5.3.2 シミュレーションモデルとパイロットシンボル制御

表 5.2 に STBC のシミュレーション条件を示す. 多値変調の場合、パイロットとしてパイロットシンボルの片側要素  $u_I$  のみを用いたものを「ハーフ・パイロット」(ケース IV,V) と記述し、パイロットシンボル全要素  $u_I$  と  $u_Q$  の両方を用いたものを、「フル・パイロット」(ケース II,III) と記述している.

表 5.2 対応変調方式と送信可能データビットの比較

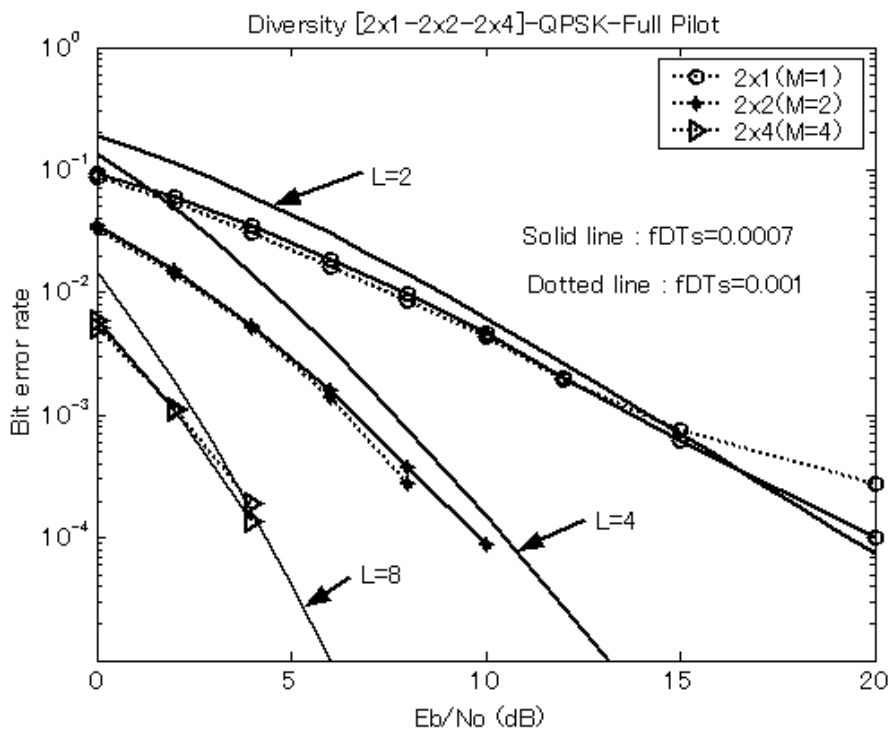
Case	Mod	U{Pilot }		V{Data}		Data bits /block	Symbol rate
		$u_I$	$u_Q$	$v_I$	$v_Q$		
I	Full Pilot symbol	BPSK	---	BPSK	---	1	1/2
II	symbol	QPSK(2)		QPSK(2)		2	1/2
III		16QAM(4)		16QAM(4)		4	1/2
IV	Half Pilot symbol-	QPSK-I (1)	QPSK-Q (1)	QPSK (2)		3	3/4
V	symbol-	16QAM-I (2)	16QAM-Q (2)	16QAM (4)		6	3/4

Pilot area
Data area

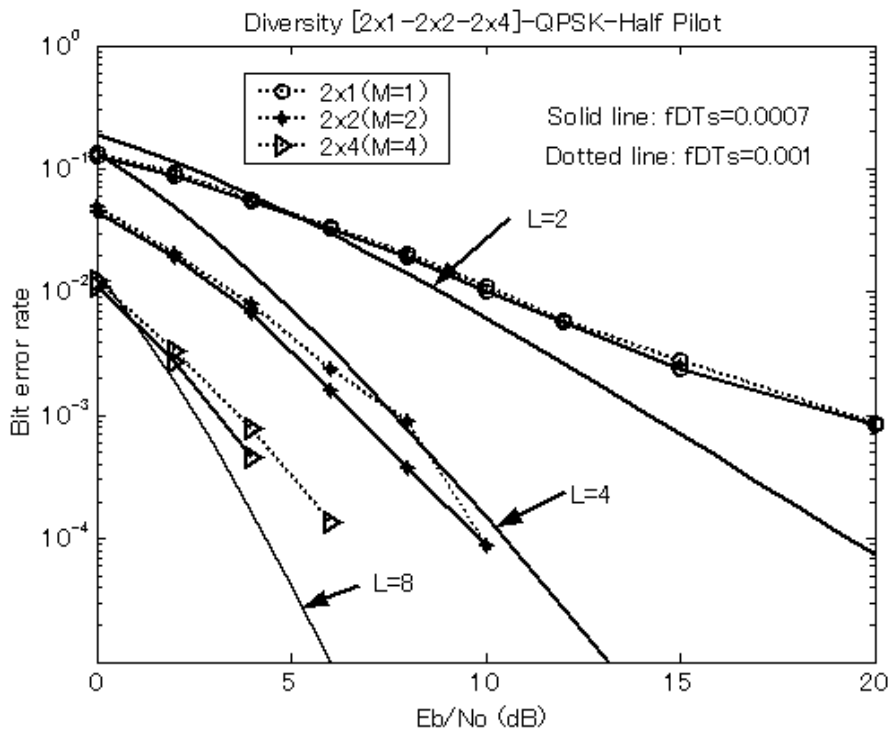
### 5.3.3 低速フェージングにおける誤り特性

まず、提案方式の基本的な特性として、ダイバーシチ利得特性について検討した. ダイバーシチ利得は多くのパラメータにより変動するため、図 5.8 の構成により、受信アンテナの本数  $M$  を 1 から 4 について評価した. 最大比合成ダイバーシチ(MRC)におけるダイバーシチ利得は  $L=2$  ( $M=1$  の場合)、 $L=4$  ( $M=2$  の場合)、そして  $L=8$  ( $M=4$  の場合)となる. 図 5.9(a) (b)に  $M=1$ ,  $M=2$ ,そして  $M=4$  におけるコヒーレント QPSK の BER 特性を示す. ここでは、低速度フェージング環境下( $f_b T_s=0.001$  以下)での「フル・パイロット」と「ハーフ・パイロット」での特性を示している.

低速度フェージング下での文献[5.16]の MRC 特性と比較する. 図中の実線は、2 ブランチ ( $L=2$ ), 4 ブランチ( $L=4$ )そして 8 ブランチ( $L=8$ )のダイバーシチにおける、DQPSK の BER である[5.16]. これらはレイリーフェージング下での特性と非常に近い結果を示している. この結果は、提案スキームがダイバーシチ・ブランチ数や利得において、ほぼ理論的に近いダイバーシチ特性を示している. しかしながら、「ハーフ・パイロット」制御の場合、図 5.9(b)に示すごとく、「フル・パイロット」制御の結果の図 5.9(a)と比較して、約 2dB 程の劣化が見られる.



(a) フル・パイロット制御(Case II)



(b) ハーフ・パイロット制御 (Case IV)

図 5.9 提案スキームのフルとハーフ・パイロット制御による QPSK の BER 特性

### 5.3.4 高速フェージング環境下での伝送特性

提案アルゴリズムの高速フェージング環境下で BER 特性を求め、提案している STBC では、データシンボルブロックから主データビット (Main data)、また、追加データビット (Extra data) はパイロットシンボルブロックから 2 つのデータ系を送信される。

主データ (Main data) と追加データ (Extra data) の BER 特性を図 5.10 (Case IV) に示す。特性は (5.26) 式と (5.27) 式から得られた BER がほぼ同一になっている。さらに、(5.18) 式から求めたウェイトによる BER と (5.25) 式から求めた各々のウェイトによる BER が等しくなっている。両データの BER が等しいことから、シンボル間干渉や、直交性等の劣化が少なく、直交性が維持されていることが明らかである。

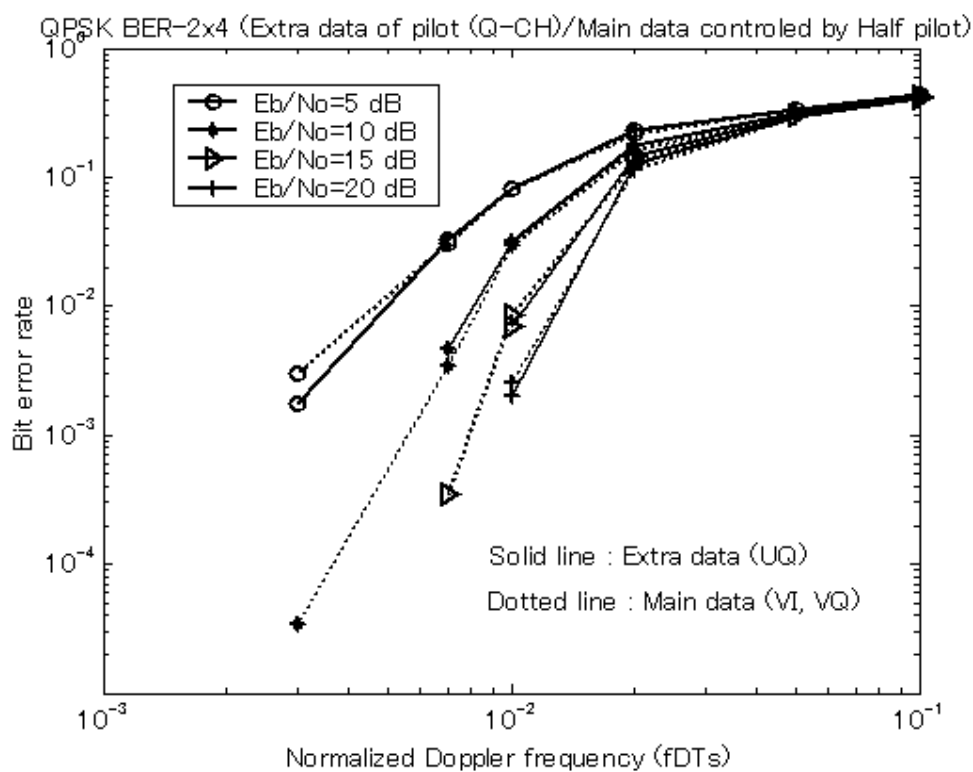


図 5.10 提案スキームによる QPSK の BER 特性  
(実線：追加データビット( $u_Q$ )、破線：主データビット( $v_i, v_Q$ ))

### 5.3.5 高速フェージング下でのダイバーシチの効果

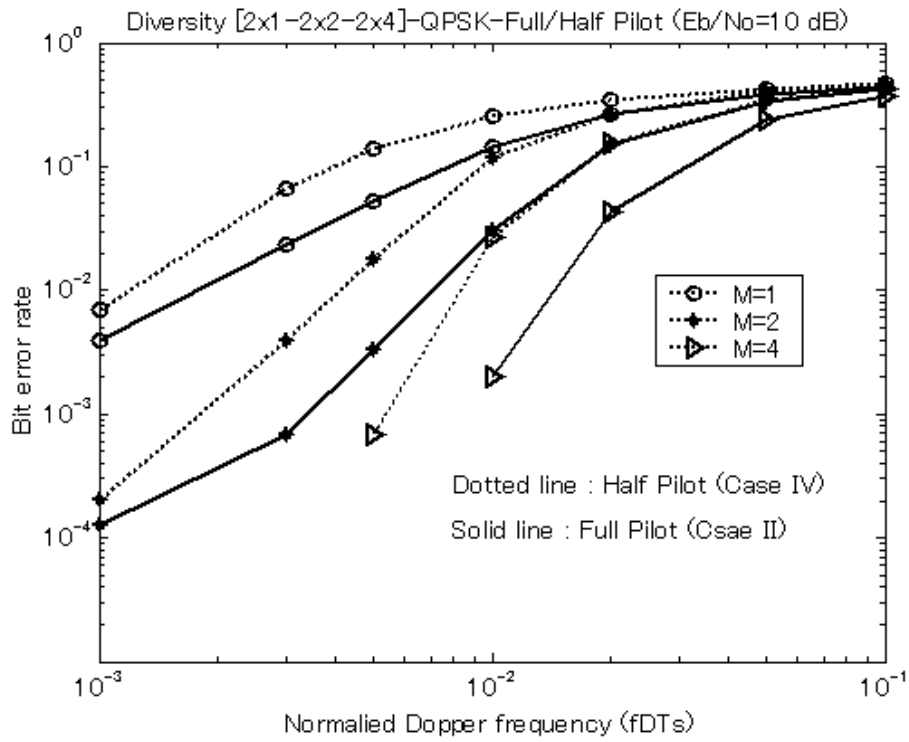
ここ節では、受信アンテナ数( $M=1,2,4$ )のダイバーシチ効果の影響を検証するため、「ハーフ・パイロット」と「フル・パイロット」制御における提案方式の特性評価を行った。

図 5.11(a) と (b)には、フェージング下( $f_b T_s=0.001\sim 0.1$ )での BER 特性の差異を、QPSK を使用した場合(Case II, IV)と 16QAM を使用した場合(Case III, V)について示している。これらの結果から、高速フェージング環境下でも、ダイバーシチ効果により、「ハーフ・パイロット」と「フル・パイロット」制御における BER 特性は、同様な傾向を示していることが分かる。特に、 $f_b T_s=0.01$  以上の場合、FM 雑音等による「軽減困難誤り」が顕在化してくる。しかし、提案方式ではダイバーシチ利得による改善効果を、 $f_b T_s=0.01$  以下では十分に発揮している。

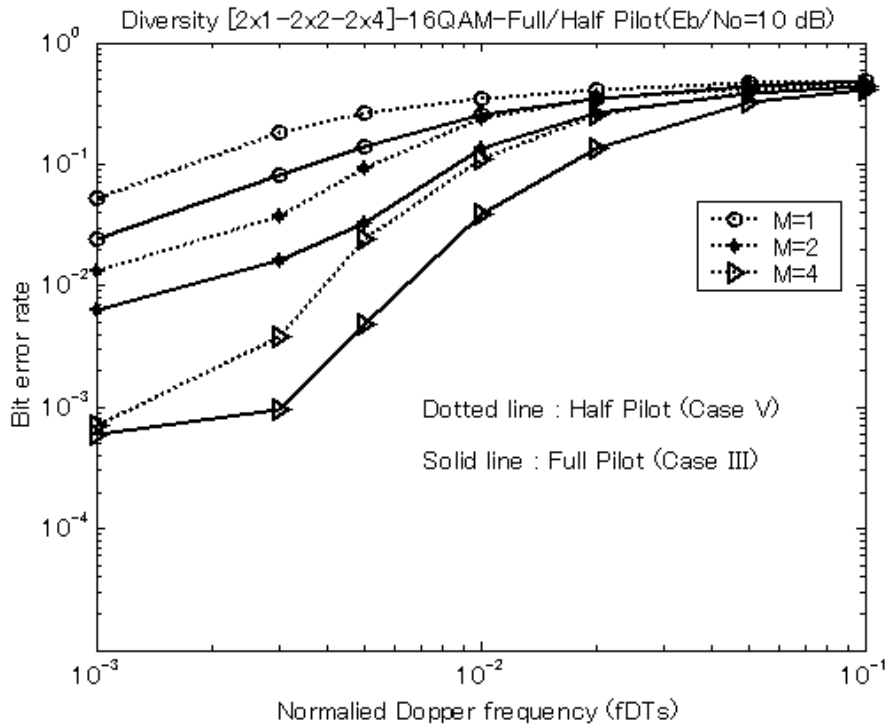
### 5.3.6 MMSE 規範を用いた RLS 特性

RLS を適用する際、追尾誤差が生じるという深刻な問題があり、BER 特性はもとより、フェージング対応機能にも支障をきたす。ドップラ周波数速度が増加するにつれて、追尾誤差は数十シンボル以上に亘って発生し、大きく変動する。「ハーフ・パイロット」と「フル・パイロット」制御において、QPSK と 16QAM を適用した場合の、MMSE における制御による残留誤差振幅の平均電圧と繰り返し測定回数を、図 5.12(a)と(b)に各々示す。これらの結果は「ハーフ・パイロット」と「フル・パイロット」制御を用いた場合の、MMSE 制御による残留誤差を示していることになり、明らかに、「ハーフ・パイロット」制御より、「フル・パイロット」制御を用いた場合の方が、初期収束特性が良いことが分かる。この追尾誤差による劣化を回避するため、この間の BER 測定を行わないこととしている。

また、 $f_b T_s=0.001$  以上の高速フェージングに対する耐性を確認するため、「ハーフ・パイロット」制御による QPSK に引き込み特性を図 5.13 に示す。この結果、 $f_b T_s=0.04$  でも 40 シンボル以内で制御動作は安定領域に入り、安定性した高速引き込みが可能な方式であることを示している。



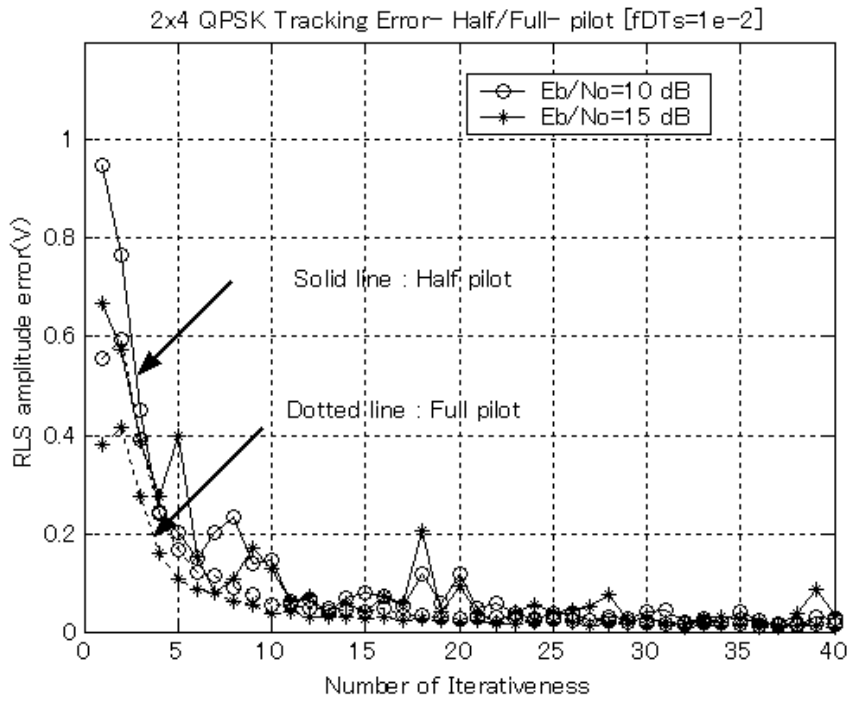
(a) QPSK (Cases II and IV)



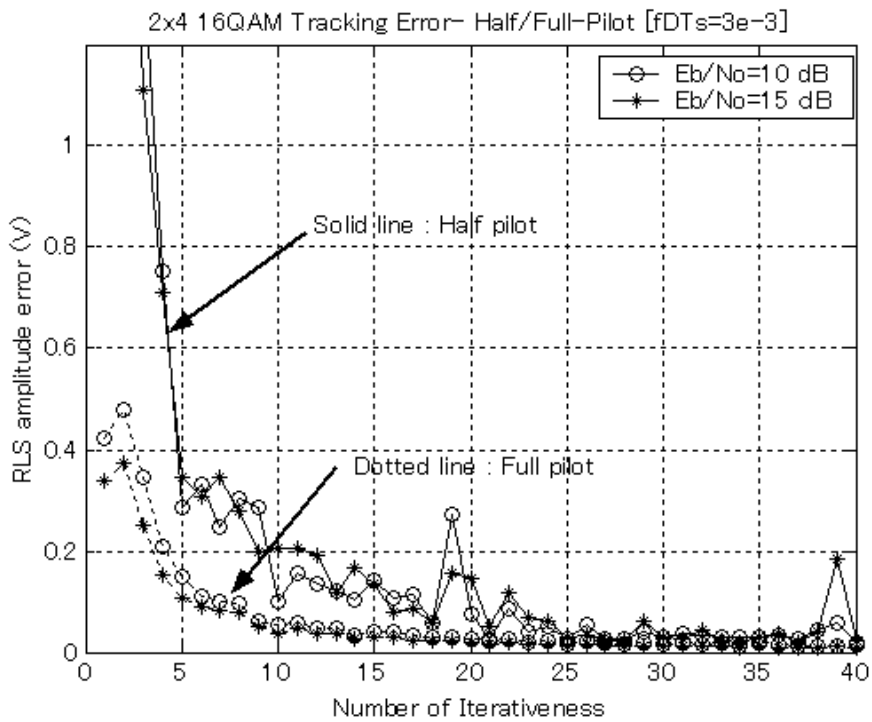
(b) 16QAM (Cases III and V)

図 5.11 ハーフ/フル・パイロットにおけるダイバーシチ数の効果





(a) QPSK



(b) 16QAM

図 5.12 ハーフ/フル・パイロットを用いた RLS 時の追尾誤差特性

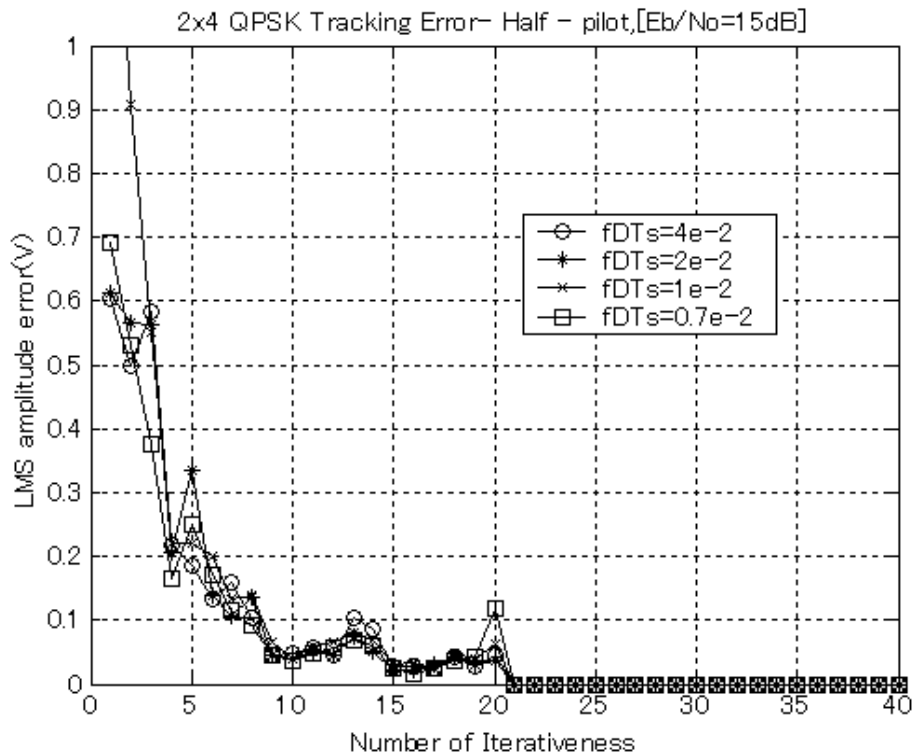
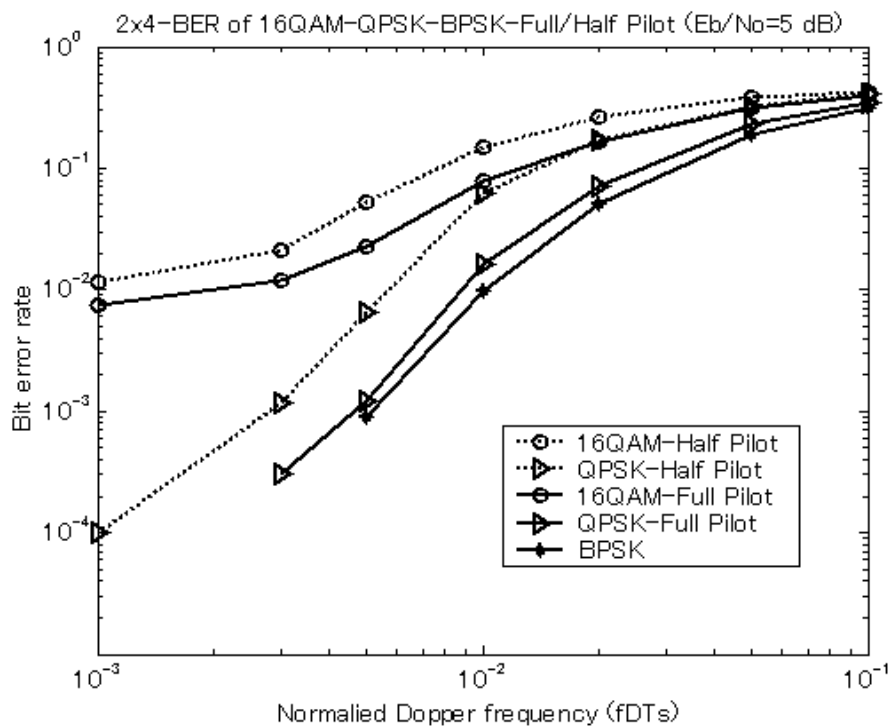


図 5.13 ハーフパイロットを用いた RLS と  $f_D T_s$  の追尾誤差特性

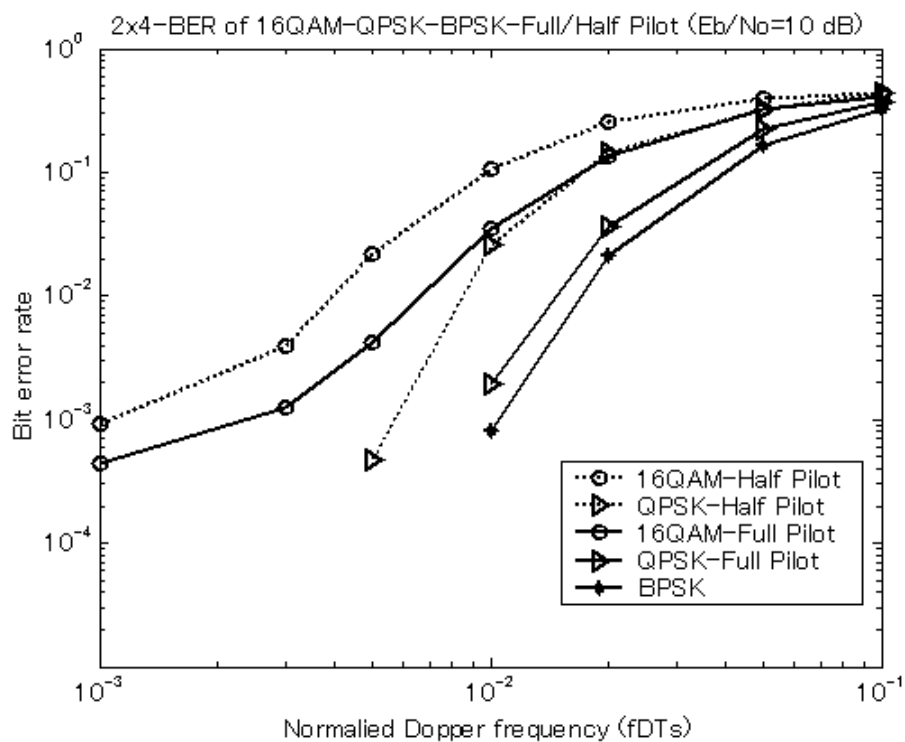
### 5.3.7 提案 STBC 方式による送信データレイトの改善

最後に、「ハーフ・パイロット」と「フル・パイロット」制御を用い、さらに、多値レベル変調(QPSK, 16QAM)を使用した新 STBC スキームと、既存のバイナリー変調 (BPSK) による特性[5.15]とを比較した. 表 5.2 のケース 1 (Case I) で示したとおり、当然、BPSK のパイロット信号は「フル・パイロット」制御となる. ここでは、フェージング干渉の影響を低減するため、ダイバーシチ数は最大の  $M=4$  の場合について、高速フェージング環境下で許容される BER と  $f_D T_s$  値を検証し、図 5.14(a)と(b)に、 $E_b/N_0=5\text{dB}$  と  $E_b/N_0=10\text{dB}$  の場合の BER 特性を各々示す.

16QAM の特性では  $f_D T_s=0.01$  の QPSK と比較して、劣化として 5dB の差異がみられる. 当然、BPSK の BER は QPSK に比べ、良好な特性を示している. この結果から、 $f_D T_s=0.01$  以下ではデータレイトの改善に本方式による効果は明らかである.



(a)  $E_b/N_0 = 5$  dB



(b)  $E_b/N_0 = 10$  dB

図 5.14 ハーフ/フル・パイロットを用いた 16QAM, QPSK 及び BPSK の BER 対正規ドップラー周波数 (破線: ハーフ・パイロット、実線: フル・パイロット)

### 5.3.8 ハーフ・パイロット方式による送信データレイトの増加

前節までの議論では、高速フェージング環境下での、パイロット挿入方式に対して、ダイバーシチ特性等による種々の BER について検証してきた。特に、超高速フェージングチャネル( $f_b T_s=0.1$  以上)においては、ダイバーシチ利得は向上せず、干渉を除去できないことが明らかになった。

そのため、高速フェージングに対する多値レベル変調を用いたデータ伝送では、表 5.2 の Case I から Case V の変調モードを組み合わせ、最適な環境下で、伝送データレイトの向上を図ることとする。伝送データレイトはドップラー・フェージング速度によって劣化し、同レベルの伝送品質を維持するには、その伝送データレイトは減少する。そこで、そのドップラー周波数に対応した、変調モードと伝送形式を最適に選択した場合の伝送データレイトを図 5.15 に示す。ただし、図中の伝送データビット数は表 5.2 のデータビット/ブロック数と同一である。各変調モードで、BER=0.01 より低い伝送品質を確保できるフェージング周波数と伝送可能なデータレイトを示している。

提案方式では伝送データレイトの改善することを示したが、5.3.7 章で述べたとおり、多値変調レベルやフェージング速度の増加によって次第に劣化する。例えば、ハーフ・パイロット制御の 16QAM の場合、 $f_b T_s=0.04$  以下( $E_b/N_0=10\text{dB}$ )では 6 ビットのデータ(BER=0.01)を伝送できる。提案方式では、2 データビット/ブロック以上のデータの伝送を可能し、16QAM と BPSK 変調[5.15]と比較して、同じフェージング条件下で、2 から 4 倍のデータビット/ブロックを伝送することができる。

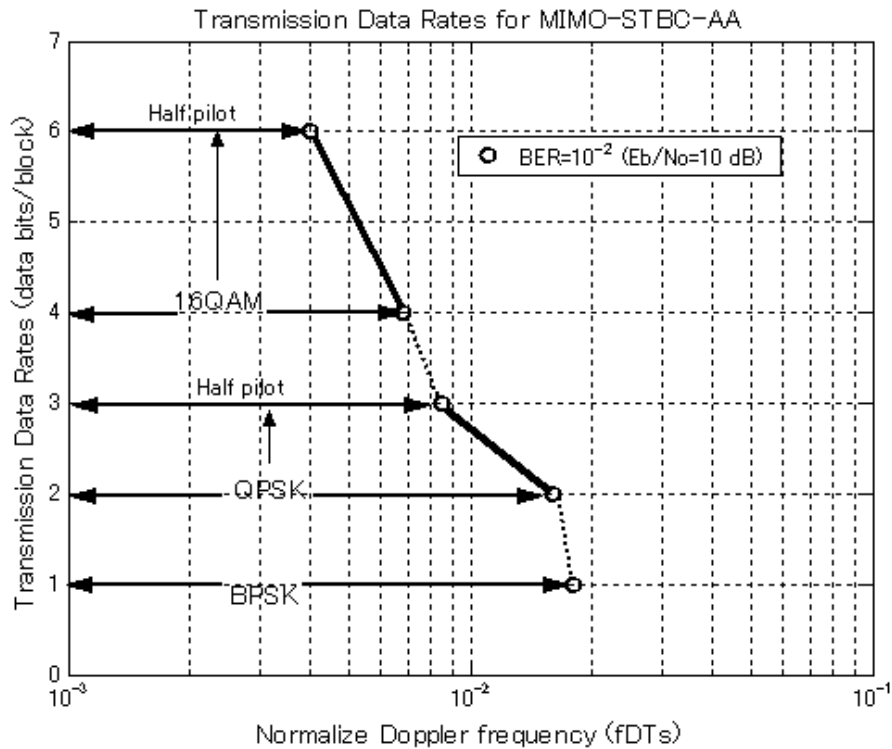


図 5.15 伝送データレート対正規ドップラー周波数  
(16QAM, QPSK, BPSK)

## 5.4 マルチ・ユーザへの展開

同一チャネルから構成されるマルチ・ユーザ環境について検討するため、図 5.8 の送信側の移動局 (K) 数を送信アンテナ 2 本 1 組(2×1 の MISO 基本)として拡大して、マルチ・ユーザに対応した構成が図 5.16 であり、基地局の受信側は図 5.8 と同じ構成にしている。

ここでは、移動局 (ユーザ) 数を  $K=1\sim 4$  として、チャネル特性、雑音等は全て、シングル・ユーザの場合と同条件で設定している。フェージング速度  $f_D \cdot T_s = 0.001\sim 0.05$  に対応したフル・パイロット制御により求めた BER 特性を図 5.17(a) (b)に示す。図に示すとおり、他ユーザ数に応じた同一チャネル干渉(CCI: Co-channel Interference)を受け、大きく劣化している。4 ユーザの場合には、ダイバーシチ利得は殆ど得られず、本提案のスキームはマルチ・ユーザへの対応は困難であることが分かる。そこで、この課題を解決する方式「4 アンテナ STBC 伝送方式」を次の 6 章で提案し、改善結果を述べる。

提案方式のポイントは、多値レベル変調を採用し、パイロットとデータ信号を同時に送信することにより、最適なウェイトベクトルをシンボルごとに非常に高速に更新すること

が可能となり、シングル・ユーザの場合は、高速フェージング環境下で、高いデータレイトの伝送を実現したことである。

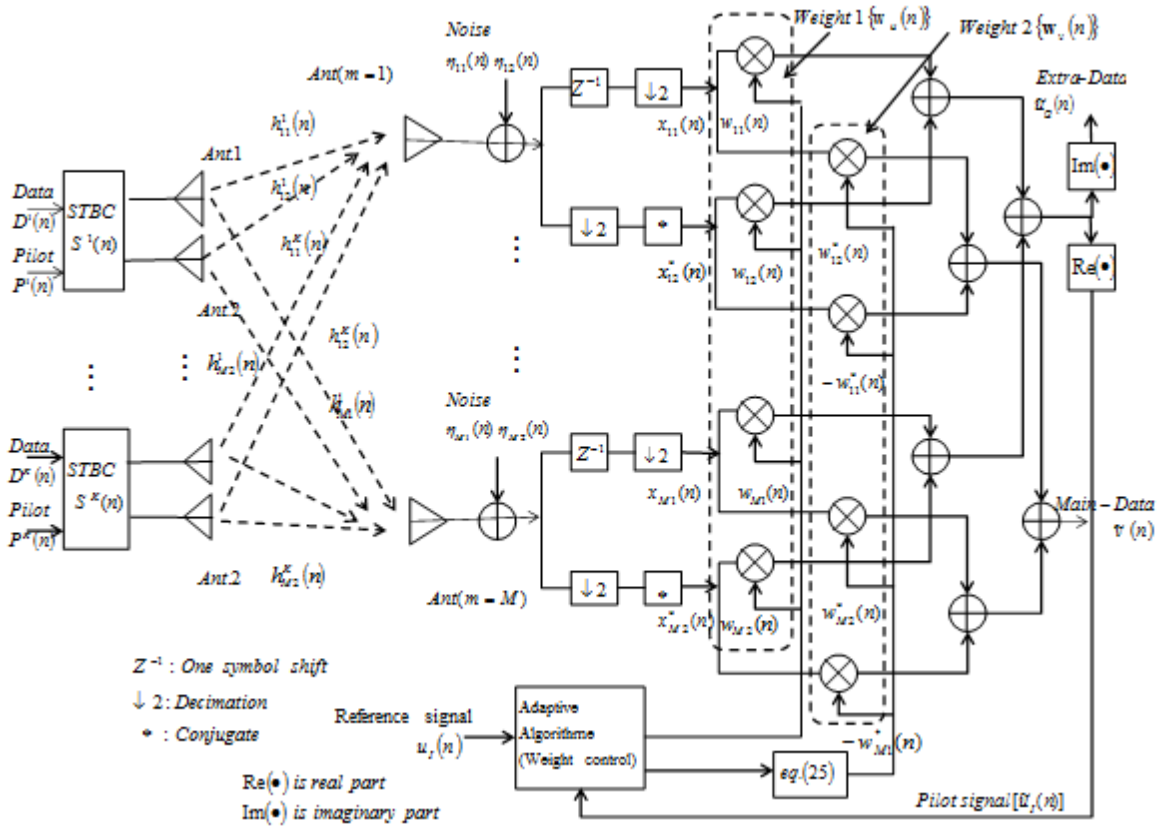
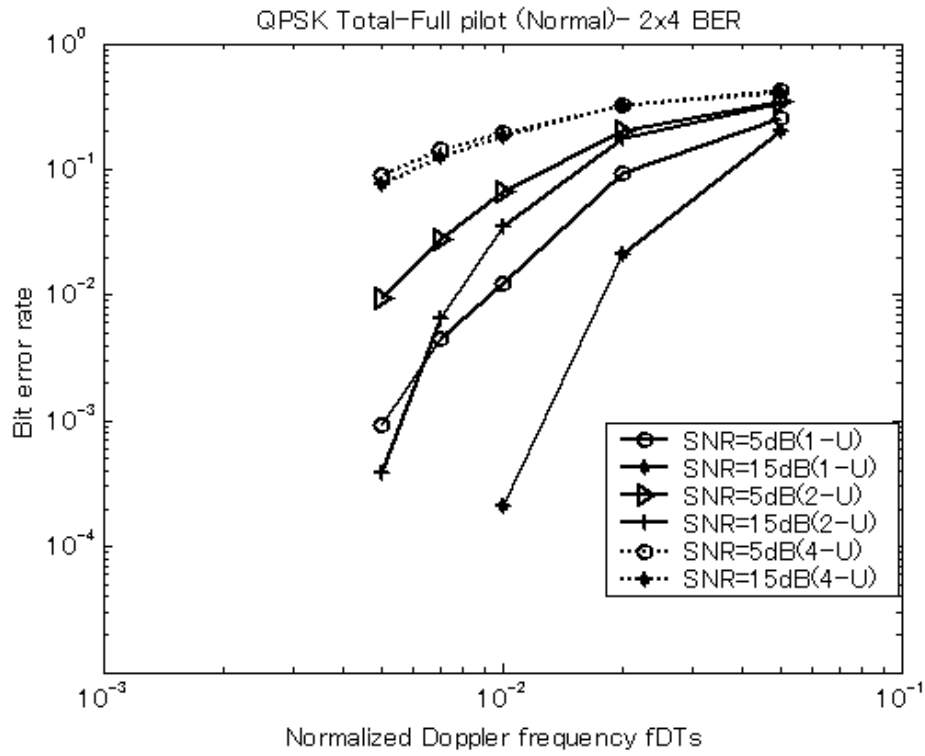
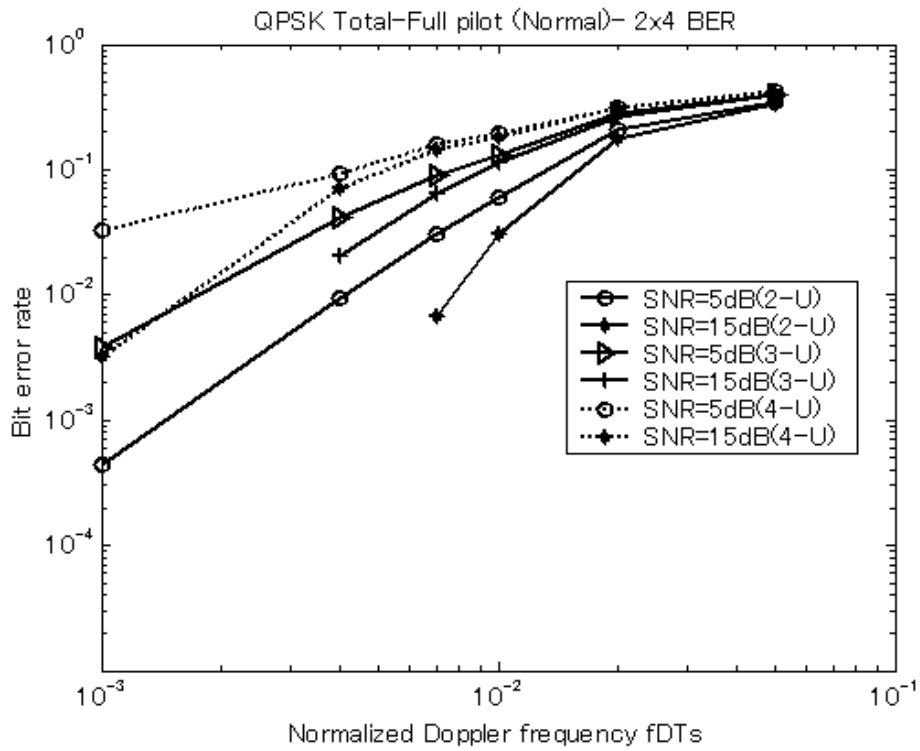


図 5.16 マルチ・ユーザ対応の STBC AA 方式



(a) 1,2,4 ユーザの BER



(b) 2,3,4 ユーザの BER

図 5.17 マルチユーザ (K=1~4) の BER 特性

## 5.5 パイロット信号の挿入間引き

研究の目的でも述べたが、受信状況に応じた送信データ数を制御するため本提案方式では、高速フェージングに対応するためパイロット信号の挿入間隔は、データシンボルごとに付加している。そのため、周波数利用率の面からはフレーム効率は悪いが、「ランクアダプテーション」の概念を導入し、データ伝送速度を最適化する方式を提案する。例えば、データ速度の速い、ブロードバンドシステムに本方式を適用するときは、シンボル長が短縮されたため、同じ  $f_D T_s = 0.01$  で所要 BER を以下の方法で確保することができる。すなわち、パイロット挿入間隔を拡大し、 $f_D T_s$  の目標値を低減することが可能となる。そこで、図 5.18 に示すごとく、制御用パイロット信号の挿入間隔を間引き（2 ブロック）すれば、 $T_s$  は  $1/2$  になる。しかし、データ速度が 2 倍になれば、 $f_D T_s$  の値は同じになる。図 5.19 はブロック間隔を 2 から 20 間隔で、 $v_1, v_2, \dots, v_{20}$  の BER を測定している。ここでの最適化アルゴリズム等の詳細な検討は、第 5.3.8 章の「ハーフ・パイロット方式による送信データレイトの増加」と併せて今後の課題としたい。

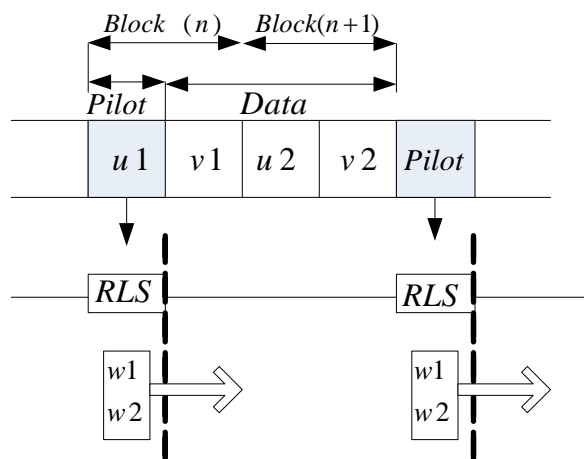


図 5.18 2 ブロックごとにパイロット信号を挿入したときの概念図



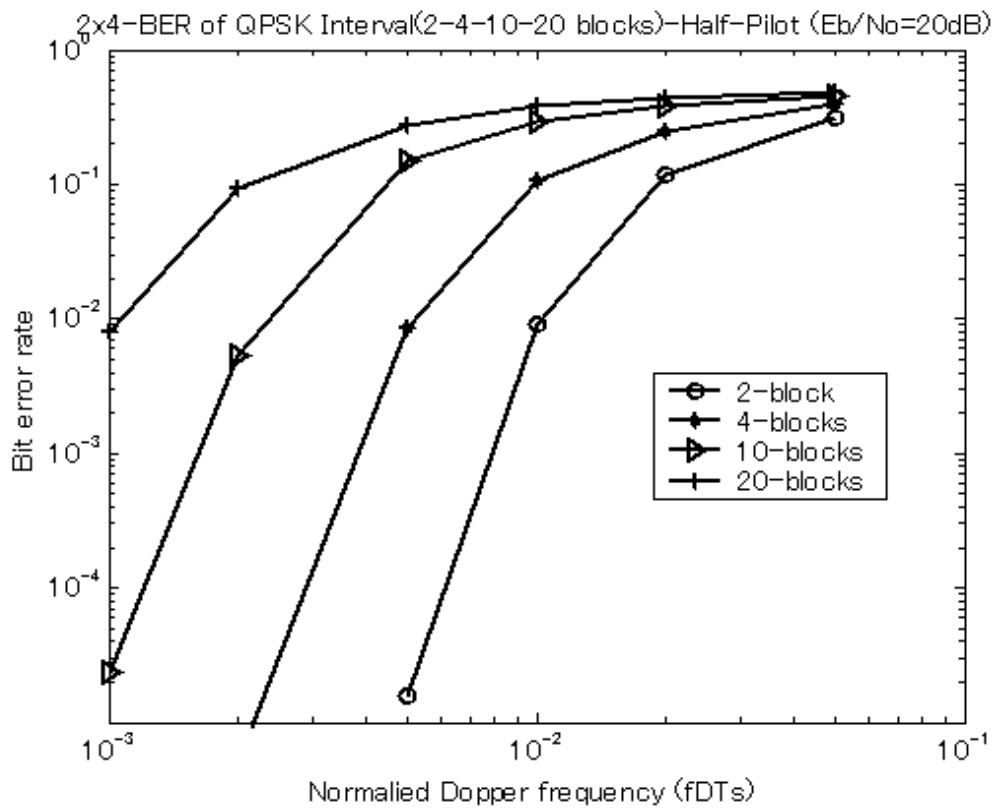


図 5.19 パイロット信号を間引きしたときのブロック間隔と BER 特性

## 参考文献

- [5.1] J. H. Winters, "Optimum combining in digital mobile radio with co-channel interference," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.2, no.4, pp.528-539, July 1984.
- [5.2] P. Balaban and J. Salz, "Dual diversity combining and equalization in digital cellular mobile radio," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 40, no.2, pp.342-354, May 1993.
- [5.3] T. Sunaga and S. Sampei, "Performance of multi-level QAM with post-detection maximal ratio combining space diversity for digital land-mobile radio communications," IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 42, no.3, pp.294-301, Aug. 1993.
- [5.4] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity for wireless communications," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.16, no.8, pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [5.5] V. Tarokh, N.Seshadri, and A.R.Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," IEEE Trans. Inf. Theory, vol.44, no.2, pp.744-765, March 1998.
- [5.6] A.F.Naguib, V. Tarokh, and A. R. Calderbank, "A space-time coding modem for high-data-rate wireless communications," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.16, no.8, pp.1459-1478, Oct. 1998.
- [5.7] J. Du and Y. Li, "Parallel detection of group wise space-time codes by predictive soft interference cancellation," IEEE Trans. Commun., vol.54., no.12, pp. 2150-2154, Dec. 2006.
- [5.8] X. N. Tran, T.Taniguchi, and Y.Karasawa, "Spatio-temporal equalization for space-time block coded transmission over frequency selective fading channel with co-channel interface," IEICE Trans. Fundamentals, vol.B88-A, no.3, pp.660-667, March 2005.
- [5.9] N. B. Nordin, T.Taniguchi, and Y.Karasawa, "Subband adaptive array for space-time block coding," IEICE Trans. Fundamentals, vol.B89-A, no.11, pp.3103-3113, Nov. 2006.
- [5.10] V. Tarokh and H. Jafarkhani, "A differential detection scheme for transmit diversity," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.18, no.7, pp.1169-1174, July 2000.
- [5.11] H. Jafarkhani and V. Tarokh, "Multiple transmit antenna differential detection from generalized orthogonal designs," IEEE Trans. Inf. Theory, vol.47, no.6, pp2626-2632, Sept. 2001.
- [5.12] J. K. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.40, no.4, pp.686-693, Nov. 1991.
- [5.13] S.Sampegi and T. Sunaga, "Raleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 42, no.2 pp.137-147, May 1993.
- [5.14] W.Y. Kuo and M.P.Fitz, "Frequency offset compensation of pilot symbol assisted modulation in frequency flat fading," IEEE Trans. Commun., vol.45, no.11, pp. 1412-1416, Nov. 1997.

- [5.15] S. Annanab, T.Taniguchi, and Y.Karasawa, “MIMO STBC adaptive array for fast fading channel,” IEICE Trans. Commun., vol.E90-B, no.9, pp.2321-2329, Sep. 2007.
- [5.16] W.C. Jakes, ed., Microwave mobile communications. Wiley, NewYork, 1974.

### Appendix : MMSE 規範における実数成分に対する RLS アルゴリズムの最適化

式(5.23)の導出.

RLS では次の時点までの入力信号を利用してウェイト全体の誤りを最小化するため、時間平均に基づいた最小自乗誤差を以下のように定義している.  $\mathbf{r}(t)$ は既知参照信号.

$$\begin{cases} j(n) = \sum_t^n \alpha^{n-1} |e(t)|^2 \\ e(t) = r(t) - \mathbf{W}^H \mathbf{X}(t) \end{cases} \quad (\text{A5.1})$$

(A5.1)は一般式であり、提案の出力信号が実数だけ場合は

$$e(t) = r(t) - \text{Re}[\mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)] = r(t) - \left[ \frac{1}{2} \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) + \frac{1}{2} \mathbf{w}^T \mathbf{x}^*(t) \right] \quad (\text{A5.2})$$

$$|e(t)|^2 = \left( r(t) - \frac{1}{2} \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) - \frac{1}{2} \mathbf{w}^T \mathbf{x}^*(t) \right) \left( r^*(t) - \frac{1}{2} \mathbf{w}^T \mathbf{x}^*(t) - \frac{1}{2} \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \right) \quad (\text{A5.3})$$

同様に  $\langle |e(t)|^2 \rangle$  は以下とおりに求まる.

$$\begin{aligned} \langle |e(t)|^2 \rangle &= \langle |r(t)|^2 \rangle - \frac{1}{2} \mathbf{w}^T \langle \mathbf{x}^*(t) r(t) \rangle - \frac{1}{2} \mathbf{w}^H \langle \mathbf{x}(t) r^*(t) \rangle \\ &\quad + \frac{1}{4} \mathbf{w}^H \langle \mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t) \rangle \mathbf{w} + \frac{1}{4} \mathbf{w}^T \langle \mathbf{x}^*(t) \mathbf{x}^T(t) \rangle \mathbf{w}^* \\ &= \langle |r(t)|^2 \rangle - \frac{1}{2} \mathbf{w}^T \mathbf{r}_{xr}^* - \frac{1}{2} \mathbf{w}^H r_{xr} + \frac{1}{4} \mathbf{w}^H R_{xx} \mathbf{w} + \frac{1}{4} \mathbf{w}^T R_{xx}^* \mathbf{w}^* \\ &= \langle |r(t)|^2 \rangle - \frac{1}{2} \mathbf{w}^T \mathbf{r}_{xr}^* - \frac{1}{2} \mathbf{w}^H \mathbf{r}_{xr} + \frac{1}{2} \mathbf{w}^H R_{xx} \mathbf{w} \end{aligned} \quad (\text{A5.4})$$

ここで、 $\mathbf{r}_{xr} \equiv \langle \mathbf{x}(t) \mathbf{r}^*(t) \rangle$ ,  $\mathbf{R}_{xx} \equiv \langle \mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t) \rangle$

$J(n)$ の最小自乗誤差を求めるために、(A5.1)式で  $J(n)$ のウェイトベクトルに関する勾配をゼロにする.

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{w}} J(n) = -\mathbf{r}_{xr} + R_{xx} \mathbf{w} = 0 \quad (\text{A5.5})$$

$$\mathbf{w}_{opt} = R_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xr} \quad (\text{A5.6})$$

得られた結果から、実数成分に着目した最適化も複素数値での最適化も、式(4.17)の  $\mathbf{w}_{opt}$  は同じであることが分かる.

## 第6章 高速フェージング耐性を有する準直交 STBC

### 伝送方式

送信側でチャネル特性の情報を用いない開ループでの方法には、Alamouti が提案した時空間ブロック符号化 (STBC) 方式がある。高速フェージングに対しては、送信信号とパイロット信号を同一ブロック内に組み入れ STBC 伝送する方式が、提案されているが、Alamouti の方法によっているため、送信アンテナの数  $N$  が 2 の場合に限られていた。本研究では、 $N=4$  の場合について、準直交 STBC による高速フェージングに強い伝送方式の構成を提案し、その評価を計算機シミュレーションで行う。準直交符号であるので、 $N=2$  の場合のように、最適なウェイト (ブロック内の送信シンボルを完全に分離するウェイト) を解析的に導出することは難しい。ここでは、近似手法を提案し、パイロット信号と送信信号が分離識別できることを明らかにする。

さらに、マルチ・ユーザへの本伝送方式の適応可能性についても検討する。

#### 6.1 研究の背景

ここまでに議論してきた方式では、Alamouti の方式を適用しているので、送信アンテナが 2 本の場合に限られていた。本章では、2 素子アンテナで実現した PSAM STBC 方式[6.1], [6.2]を図 6.1 に示すごとく、4 素子アンテナに拡張するため、準直交 STBC 方式を採用し、そこで発生する不完全直交問題、すなわちブロック内のシンボル間干渉問題を、近似的手法によって、解決することを提案する。また、計算機シミュレーションによって、この提案原理が妥当であることを実証する。

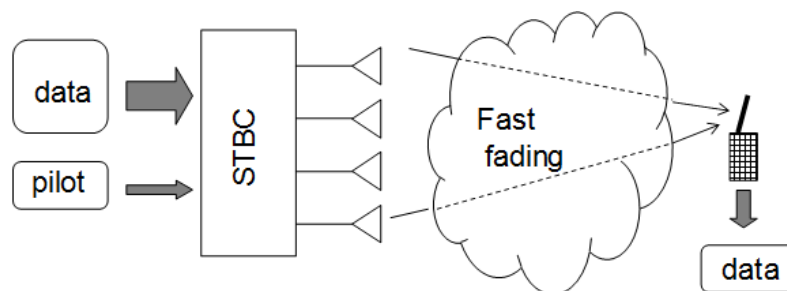


図 6.1 4 素子アレー-STBC システム構成  
(本研究が対象とする構成)

## 6.2 準直交 STBC 伝送方式

### 6.2.1 送信アンテナが 2 素子の場合

前節では、 $N=2$  に対して、パイロット信号( $p$ )と送信信号( $s$ )をブロックのペアとして次式のように時空間符号化(STBC)を提案してきた。

$$S_2 = \begin{pmatrix} p & s \\ -s^* & p^* \end{pmatrix} \quad (6.1)$$

ここで、上添字\*は複素共役を表す。

この伝送方式は高速フェージングに対して耐性を有することは確かめられたが、伝送レートが  $1/2$  に低下するので、パイロット信号と送信信号の変調方式を変える方法で、伝送レートを向上させる方法については、前章で提案している。図 6.2 は、この構成の概要図である。しかし、この方法を  $N=4$  の場合にそのまま適用することは、フルレート・フルダイバシティを実現する符号が無いので実現ができない。そこで、次節では、送信信号に対しては準直交 STBC (QO-STBC) で符号化し、受信側では、パイロット信号に対する適応信号処理を行ってパイロット信号に対する受信ウェイト  $w_p$  を決定し、3つの信号成分に対するウェイトは、QO-STBC の不完全直交関係をそのまま利用して変換する方法を提案する。

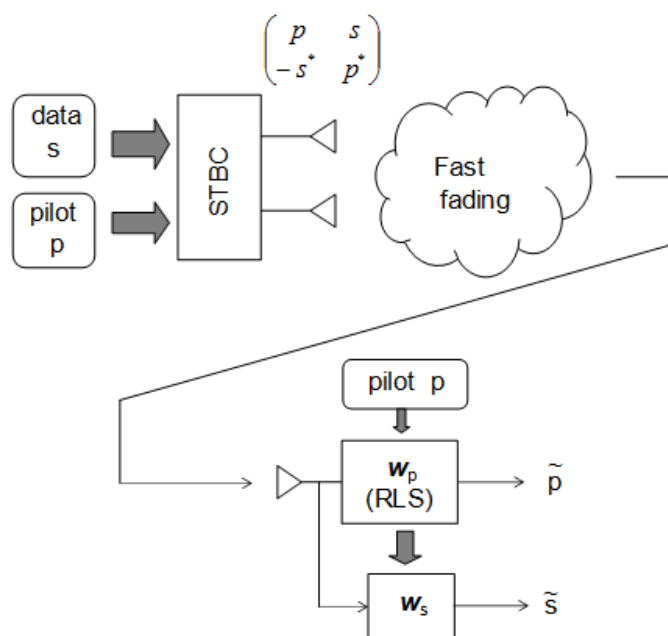


図 6.2  $N=2$  の耐高速フェージング STBC システム[6.5]

## 6.2.2 準直交 STBC の送受信

4 送信アンテナの準直交 STBC の送受信信号は次の式で表現できる.

$$\mathbf{r} = \mathbf{S}\mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (6.2)$$

ここで、 $\mathbf{S}$  は準直交符号、 $\mathbf{r}$  は受信信号ベクトル、 $\mathbf{h}$  は伝搬チャネル特性ベクトル、 $\mathbf{n}$  は雑音ベクトルであり、それぞれ次式で与えられる.

$$\mathbf{r} \equiv (r_1 \ r_2 \ r_3 \ r_4)^T \quad (6.3)$$

$$\mathbf{h} \equiv (h_1 \ h_2 \ h_3 \ h_4)^T \quad (6.4)$$

$$\mathbf{n} \equiv (n_1 \ n_2 \ n_3 \ n_4)^T \quad (6.5)$$

ここで、上付き文字  $T$  は、転置を表す.

準直交符号には種々のものがあるが、本質的な違いはないので、本論文の提案では、Alamouti 直交符号を  $4 \times 4$  に展開した STBC 送信信号行列[6.3],[6.4]を採用する.

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{pmatrix} \quad (6.6)$$

(6.2)式は次のように書き換えることができる.

$$\mathbf{r}_e = \mathbf{H}_e \mathbf{s} + \mathbf{n}_e \quad (6.7)$$

ここで、

$$\mathbf{r}_e \equiv (r_1 \ r_2^* \ r_3^* \ r_4)^T \quad (6.8)$$

$$\mathbf{s} \equiv (s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4)^T \quad (6.9)$$

$$\mathbf{n}_e \equiv (n_1 \ n_2^* \ n_3^* \ n_4)^T \quad (6.10)$$

また、行列  $\mathbf{H}_e$  は、信号行列  $\mathbf{S}$  をベクトル  $\mathbf{s}$  に置き換えたことによる等価的な伝搬チャネル行列で、次式となる.

$$\mathbf{H}_e = \begin{pmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_3^* & h_4^* & -h_1^* & -h_2^* \\ h_4 & -h_3 & -h_2 & h_1 \end{pmatrix} \quad (6.11)$$

受信信号ベクトル  $\mathbf{r}_e$  をウェイト行列  $\mathbf{W}$  で合成すると、合成信号ベクトルは

$$\mathbf{W}^H \mathbf{r}_e = \mathbf{W}^H \mathbf{H}_e \mathbf{s} + \mathbf{W}^H \mathbf{n}_e \quad (6.12)$$

となる。上付添字  $H$  は複素共役転置を意味する。  $\mathbf{W}^H = \mathbf{H}_e^{-1}$  とすれば、送信信号が符号間干渉なく分離受信できるが、  $\mathbf{H}_e^{-1}$  は完全直交でないために、  $h_1 \sim h_4$  の関数として、  $\mathbf{H}_e^{-1}$  の展開式は極めて複雑な式になる。また、非線形連立方程式を解くのが困難なため、後述する提案方式で行っているようなパイロット信号に対して求めたウェイトから他のウェイトを求めることも困難である。そこで、  $\mathbf{W}$  を  $\mathbf{H}_e$  で与えると、

$$\mathbf{W}^H \mathbf{r}_e = \mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e \mathbf{s} + \mathbf{H}_e^H \mathbf{n}_e \quad (6.13)$$

となる。式中の  $\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e$  は

$$\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e = \begin{pmatrix} A & 0 & 0 & a \\ 0 & A & -a & 0 \\ 0 & -a & A & 0 \\ a & 0 & 0 & A \end{pmatrix} \quad (6.14)$$

$$A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 \quad (6.15)$$

$$a = h_1 h_4^* + h_1^* h_4 - h_2 h_3^* - h_2^* h_3 \quad (6.16)$$

となる。このように  $\mathbf{H}_e$  をウェイトにすることは、直交性が完全でないので、すなわち(6.14)式が対角行列にならないので、干渉波成分を含む。信号対干渉波電力比 (SIR) を見積もると

$$SIR \approx \langle A^2 \rangle / \langle |a|^2 \rangle = 4 \quad (= 6dB) \quad (6.17)$$

となる。

後述の提案手法では、パイロット信号を用いて、パイロット信号に対する最適なウェイトを求め、他のウェイトを行列要素間に (6.11) 式の関係が満たされると仮定して、ウェイトを定める。そこで、次節では、パイロット信号を用いて適応制御を行い、この仮説を検証する。

### 6.2.3 提案方式

準直交 STBC では4つのシンボル ( $s_1 \sim s_4$ ) で一つのブロックを構成する。データ伝送効率の低下を最小限にするため、4つのシンボルの内の一つのシンボル(本論文では  $s_1$ )をパイロットシンボル  $p$  で置き換える。すなわち、準直交 STBC による送信信号を次式の形とする。

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} p & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & p^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & -s_4^* & p^* & s_2^* \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & p \end{pmatrix} \quad (6.18)$$

このパイロット信号を用いて、 $N=2$  の時の方法[6.1]に習って、図 6.3 の構成でウェイトベクトル  $\mathbf{w}_p$  を、最適化手法 RLS により定める。

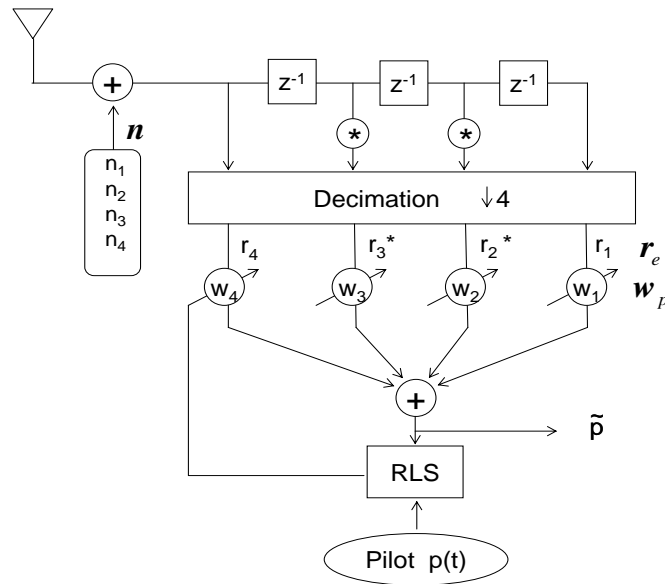


図 6.3 ウェイトベクトル  $\mathbf{w}_p$  の最適化構成図

このようにして求めたパイロット信号に対するウェイト  $\mathbf{w}_p$  と、送信信号  $s_2, s_3, s_4$  に対するウェイト  $\mathbf{w}_2, \mathbf{w}_3, \mathbf{w}_4$  の関係は、(6.11)式の  $\mathbf{H}_e$  を受信ウェイト行列  $\mathbf{W}$  とした(6.13)式から、 $\mathbf{H}_e$  と  $\mathbf{W}$  と間で相似関係が成立と見なし、その行列式を用いる。この場合も、ウェイト  $w_1$  がパイロットによって最適なウェイトになった場合、他のウェイトも (6.11) 式の要素間の関係が保たれ、次式の関係が成立すると仮定する。(仮定の妥当性は後述のシミュレーションで評価) すなわち

$$\mathbf{W} \equiv (\mathbf{w}_p \ \mathbf{w}_2 \ \mathbf{w}_3 \ \mathbf{w}_4)^T = \begin{pmatrix} w_1 & w_2 & w_3 & w_4 \\ w_2^* & -w_1^* & w_4^* & -w_3^* \\ w_3^* & w_4^* & -w_1^* & -w_2^* \\ w_4 & -w_3 & -w_2 & w_1 \end{pmatrix} \quad (6.19)$$



このようにすると、 $\mathbf{w}_p = (w_1 \ w_2 \ w_3 \ w_4)^T$  が求められれば、他のウェイト  $\mathbf{w}_2, \mathbf{w}_3, \mathbf{w}_4$  は(6.19)式の関係を使って、 $\mathbf{w}_p$  から変換によって求められるので、 $\mathbf{w}_p$  だけが定まればよいということになる。このようにして、送信信号に対するウェイトが定まれば、送信信号  $s_i$  ( $i=2, 3, 4$ )の受信信号は、次式で求められる。

$$\tilde{s}_i = \mathbf{w}_i^H \mathbf{r}_e \quad (i = 2, 3, 4) \tag{6.20}$$

図 6.4 はこの提案方式の全体構成を示している。また、図 6.5 は受信器のうちの  $\mathbf{w}_2$  のウェイトで  $s_2$  の信号を受信する例を示す ( $s_3, s_4$  も同様であるので省略)。

パイロット信号に対しては、平均自乗誤差最小の動作、すなわち、 $s_2 \ s_3 \ s_4$  の符号間干渉を受けない受信となることが保証されるが、提案方式で期待する(6.19)式で示したウェイト間の関係は近似であるので、信号シンボルに対して良好な分離識別ができるかどうかは、未知である。そのため、次節において、提案するパイロット信号に対するウェイトを計算機シミュレーションにより求めたウェイトによる BER と、他の受信信号もこのウェイトを用いて BER を求める。同様に、他の信号での BER を求め、パイロット信号に対する信号分離識別度の性能が変わらないことを明らかにする。

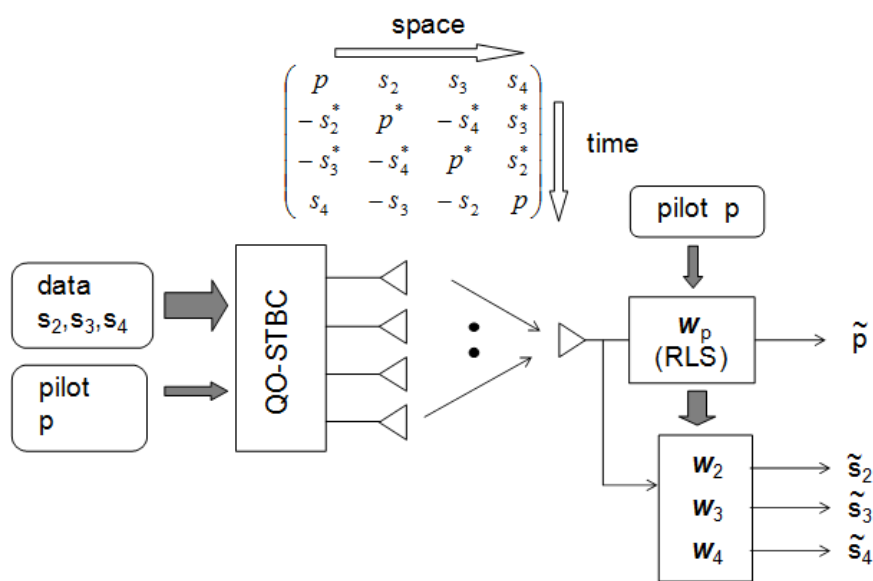


図 6.4 提案方式の構成概略図

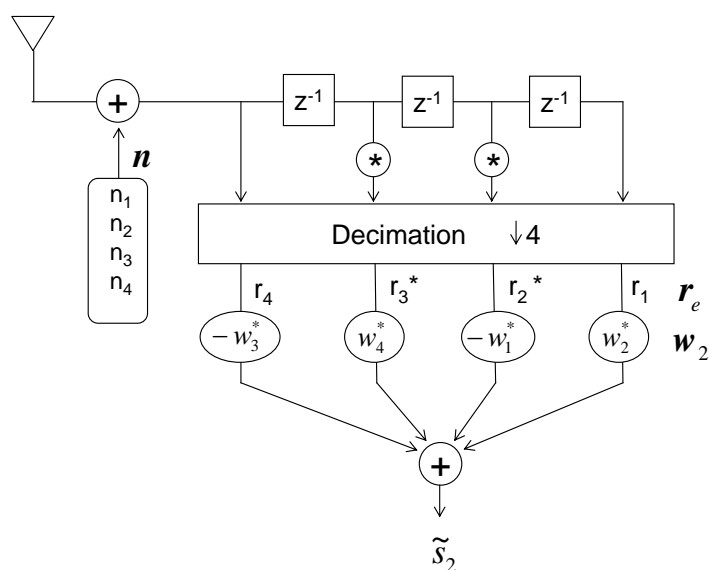


図 6.5 受信信号の抽出 ( $s_2$ 成分の場合)

## 6. 3 シミュレーション結果と特性評価

この節では、高速フェージング環境下で、提案した伝送系の確証を得るため、コンピュータシミュレーションにより特性の評価を行う。本研究では、狭帯域の高速フェージングを対象とし、遅延の広がりは考慮しない。

### 6.3.1 シミュレーション条件

本シミュレーションでは、正規化最大ドップラー周波数  $f_b T_s$  をパラメータとする Jakes 型ドップラーパワー・スペクトラム[6.5]を有する、i.i.d.レリーフェージング・チャネルを用いている。

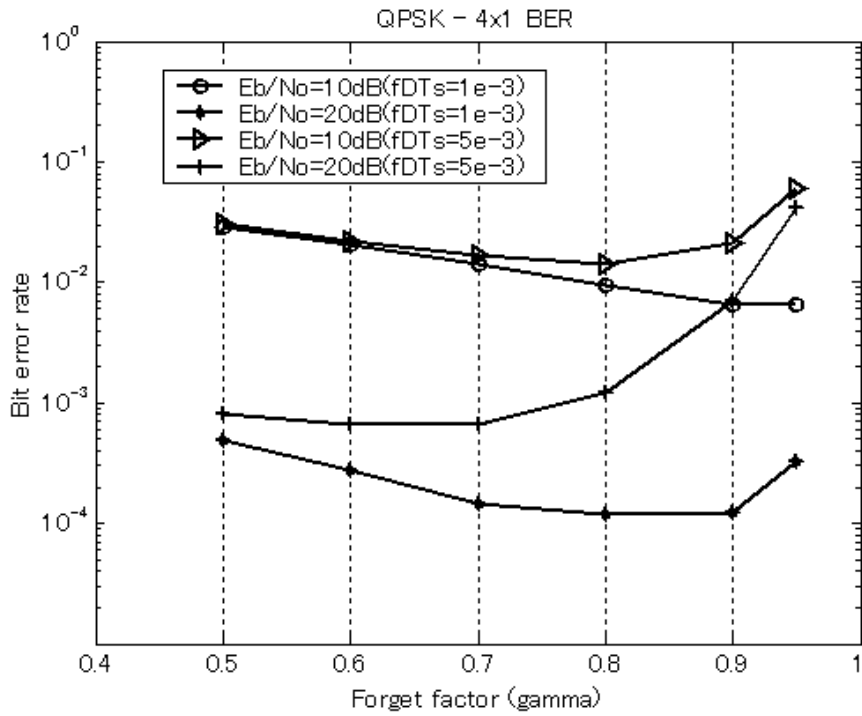
次に、シミュレーション条件を表 6.1 に示す。計算機シミュレーションでは、提案した送信ダイバーシチ方式での BER 特性を評価した。

表 6.1 シミュレーション条件

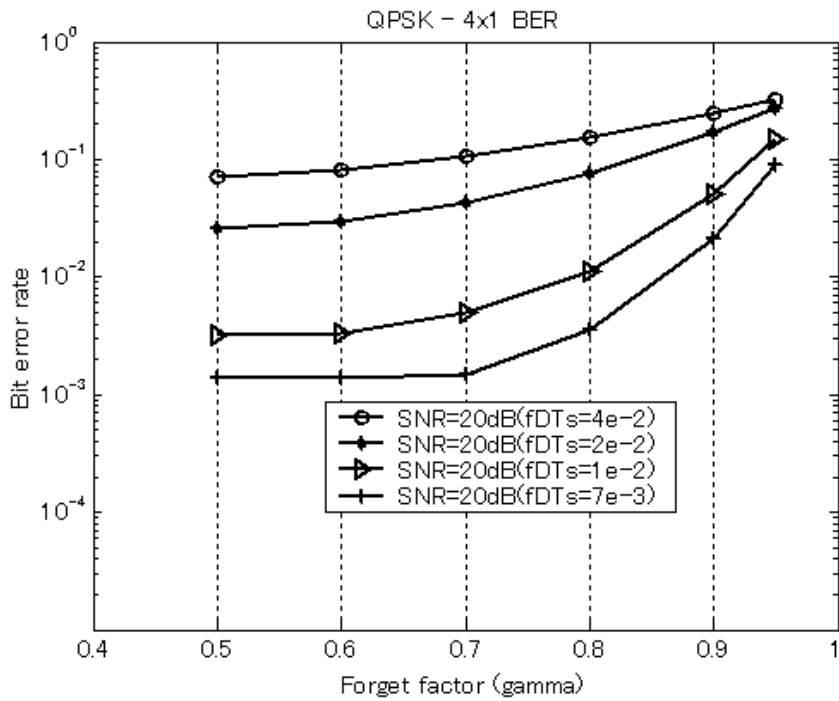
Number of Transmit Antennas (TX)	4
Number of Receive Antennas (RX)	1
Modulation	QPSK
Normalised Doppler frequency ( $f_D T_s$ )	0.0005-0.1

QPSKを採用し、各システム効果の評価するために、10万シンボルのデータ数を用いて BER を 10 回測定平均する。ビット数では  $2 \times 10^6$  のデータ量、パイロットシンボルを含めて 4 シンボルで構成されるブロック数では  $1/4 \times 10^6$ 。ただし、初期過度領域内の 100 シンボルは誤り率の測定から除去した。また、本研究では、各アンテナからの送信電力は同一にし、 $P_t/P_n$

を SNR とし、BER は QPSK の  $E_b/N_0$  で評価している



(a)  $0.001 < f_b T_s < 0.005$



(b)  $0.007 < f_b T_s < 0.04$

図 6.6 RLS の忘却係数と高速フェージング下での BER 特性との関係

通信路推定で用いた RLS アルゴリズムにおける忘却係数と最大ドップラー周波数の関係を図 6.6 に示す. この結果から最適な忘却係数はフェージング速度により 0.6~0.9 と偏在する. そのため、高速フェージング( $0.007 < f_D T_s < 0.04$ ) 環境を考慮した時の最適な、忘却係数は 0.7 付近であり、固定にした. なお、ダイバーシチオーダの比較を低速フェージング( $f_D T_s < 0.001$ )で評価するときのみ (3.3 章)、忘却係数を 0.9 としている.

### 6.3.2 高速フェージング下での最適ウェイト特性

前章で提案した構成系で、パイロット信号による最適なウェイトベクトル  $\mathbf{w}_p$  から各データのウェイト  $\mathbf{w}_2, \mathbf{w}_3, \mathbf{w}_4$  が、(6.19)式の関係を使った変換によって求められる. さらに、それらのウェイトを用い、(6.20)式により信号を再生している. そこで、再生信号に対する評価をするため、高速フェージング環境下での BER 特性を求めた.

図 6.7 では、パイロット信号(PL)から求めたウェイトベクトル  $\mathbf{w}_p$  によって算出されたウェイト( $\mathbf{w}_2, \mathbf{w}_3, \mathbf{w}_4$ ) を用いて、他のデータ ( $s_2, s_3, s_4$ ) 再生し、その BER を求めている.

提案したアルゴリズムにより、パイロット信号(PL)から求めたウェイトから求めた BER と他データの BER は非常によく一致していることが図 6.7(a)~(c)の結果から分かる. パイロット信号(PL)のウェイトによる BER が相互に等しいことが明らかであり、(6.19) 式と (6.20) 式の妥当性を確認した.

本論文ではパイロット信号  $p$  を  $s_1$  の部分に乗せたが、この結果から  $p$  および  $s_2 \sim s_4$  は全く対等であり、パイロットは  $s_1 \sim s_4$  のどこに乗せても同じであると結論できる.

### 6.3.3 準直交 STBC のダイバーシチ利得

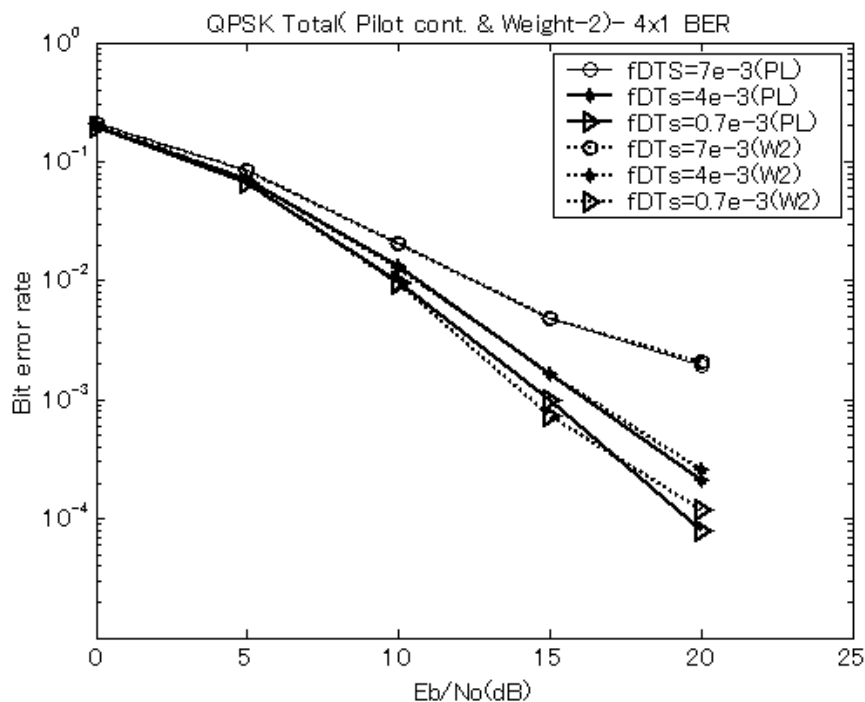
レイリーフェージング下において、準直交 STBC で符号化したシステムによる、送信ダイバーシチ特性が Jafarkhani[6.3]によって報告されている. その結果と比較するため、低速フェージングに対するダイバーシチ利得について検証した.

低速フェージング環境下で、パイロット信号(PL)のウェイト( $\mathbf{w}_p$ )による BER とそのウェイト( $\mathbf{w}_p$ )から抽出したウェイト( $\mathbf{w}_2$ )による BER 特性を図 6.8 に示す. また、破線が文献[6.3]の図 1 である.

本提案によるダイバーシチ利得は[6.3] の BER と比較して、約 0.5dB 程度の劣化が見られるが、ダイバーシチ機能はダイバーシチオーダが、ほぼ 2 と同等の利得は得られている. 今回の劣化原因としては、採用している RLS の忘却係数や、式 (6.14) 式に見られる  $\mathbf{a}$  の成分、フェージングや雑音等による要因と考えている. 特に、パイロット成分を用いたウェイトにより最適化したダイバーシチ特性は、これらの残留誤差部分も含めた特性と解釈している.

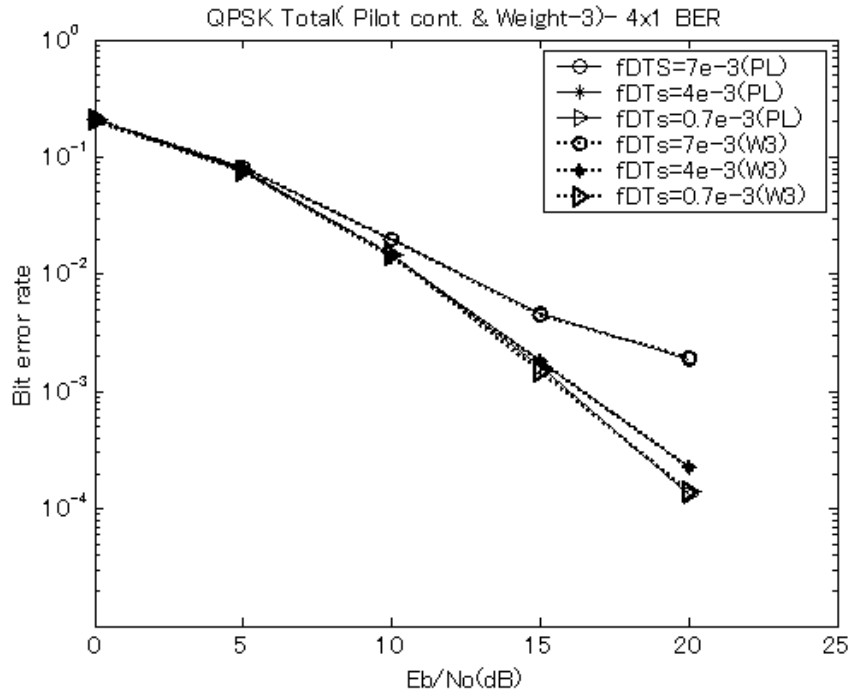
一方、実システムに適用することはできないが、(6.11)式の伝搬特性  $H_e$  が既知である場合、 $\mathbf{W}=(\mathbf{H}_e^{-1})^H$  のウェイト (すなわちゼロフォーシングウェイト) を利用して、BER を求めると、図 6.8 に示すとおり、ダイバーシチオーダがほぼ 2 で、かつ文献[6.10]と同等の結果になっている。

さらに、 $H_e$  そのものをウェイトにした場合でも、式(6.13)から得られる受信信号の BER は、レイリーフェージング下での、ダイバーシチ無しの場合と同一になっている。この結果から、提案方式のシステム制御機能が適切に動作していること示している。

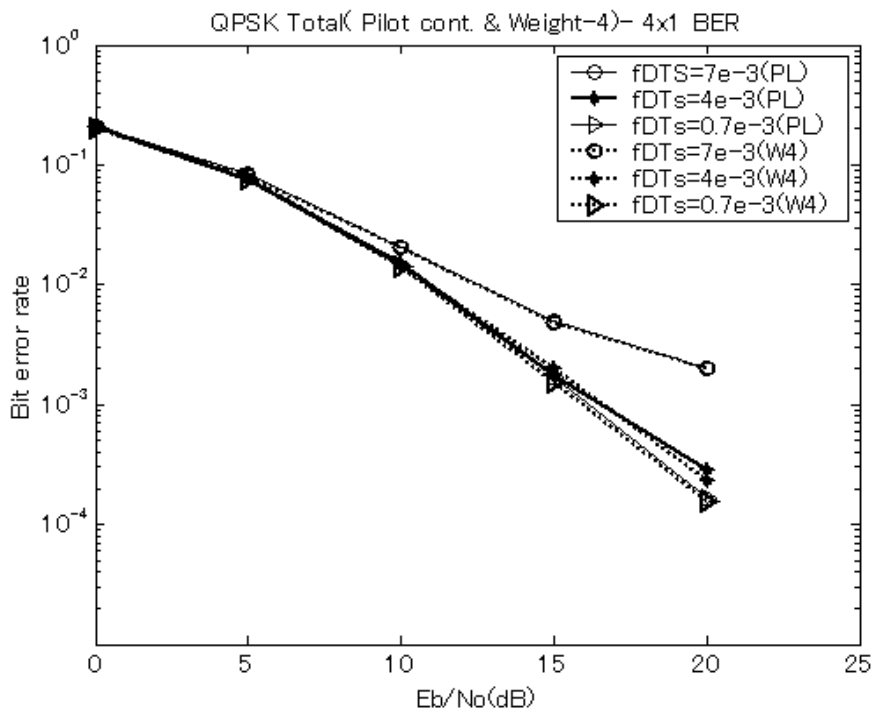


(a)  $w_2$  による再生データ  $s_2$

図 6.7 パイロット制御によるパイロット成分の BER と、変換ウェイトによる信号成分の BER 特性 ( $f_b T_s$  をパラメータ)



(b)  $w_3$  による再生データ  $s_3$



(c)  $w_4$  による再生データ  $s_4$

図 6.7 パイロット制御によるパイロット成分の BER と、変換ウェイトによる信号成分の BER 特性 ( $f_b T_s$  をパラメータ)

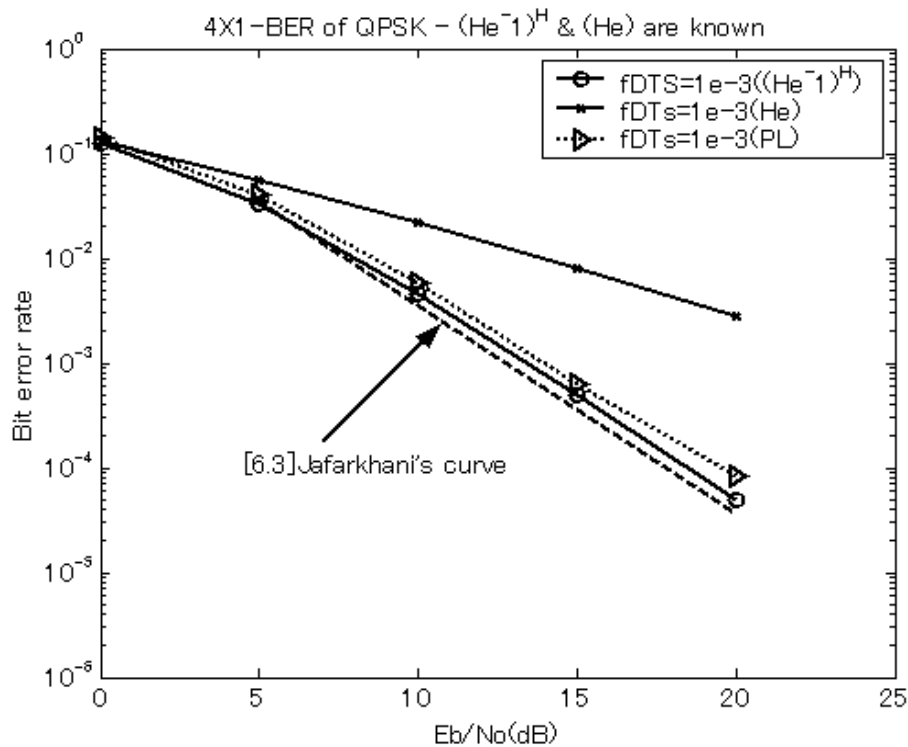


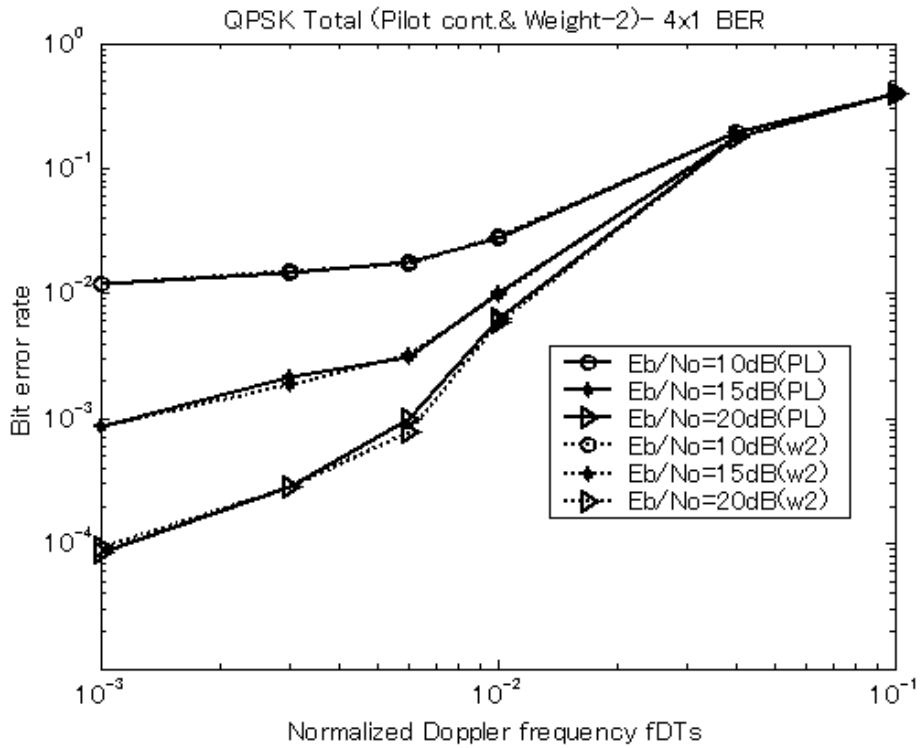
図 6.8 伝搬特性ウェイト  $H_e$  と  $(H_e^{-1})^H$  による BER 特性

### 6.3.4 高 $f_D T_s$ への対応評価

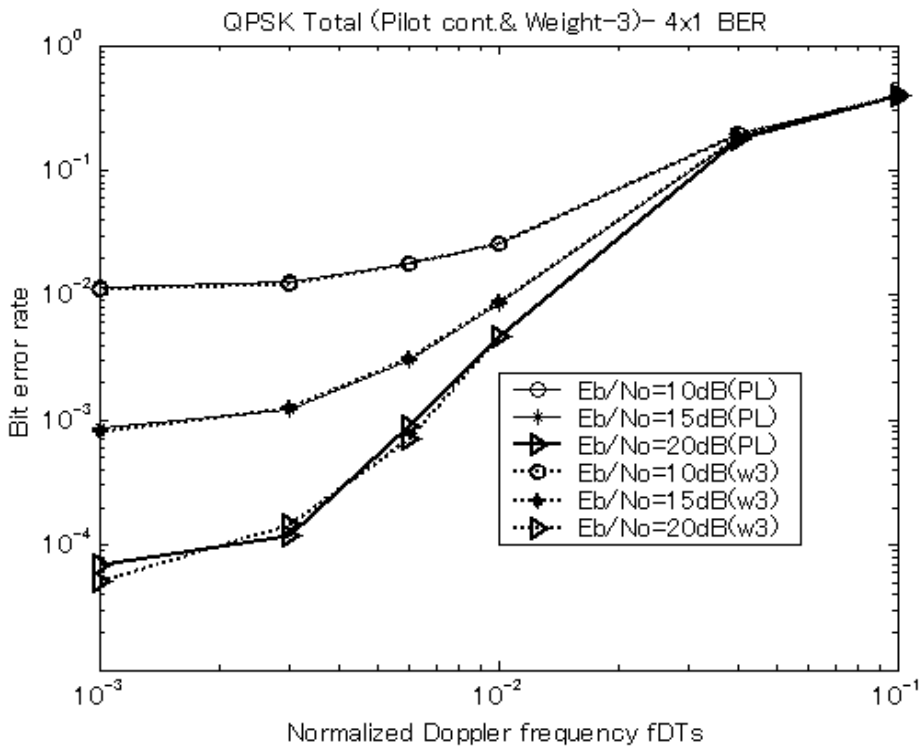
ここでは、提案した準直交 STBC 方式の高速フェージングに対する耐久性を、QPSK を用い、シミュレーションで検証、評価する。

データ信号 2 と 3 のウェイト  $w_2, w_3$  とパイロット信号 PL のウェイト  $w_p$  を使用した時の BER 特性を図 6.9 に示す。2 つの結果は、パイロット信号による制御とそのウェイトベクトルから作成したウェイトで再生したダイバーシチ利得はほぼ等しい結果を示している。

国内で稼働している移動通信システムに対する運用環境は BER ( $E_b/N_0=10\text{dB}$  以上) が 0.01 以下の伝送品質を確保できることが条件[6.6]であり、この結果を得るために、 $f_D T_s=0.01$  程度のドップラーフェージング下でも正常に動作する構成になっている必要がある。しかしながら、 $f_D T_s=0.005$  以下の通信環境では、必ずしも高速とは言い難いが、本方式は  $E_b/N_0=15\text{dB}$  以上であれば、上記の条件を満足するため、高  $f_D T_s$  対応可能な方式とも言える。特に、パイロット信号とデータ信号を同時に送信し、 $f_D T_s=0.005$  以下の通信環境で、4 シンボル ( $4T_s$ ) を 1 ブロックとしてブロック単位でアレーアンテナの追尾制御を行える方式は、高速フェージングに対応可能な方式と言える。



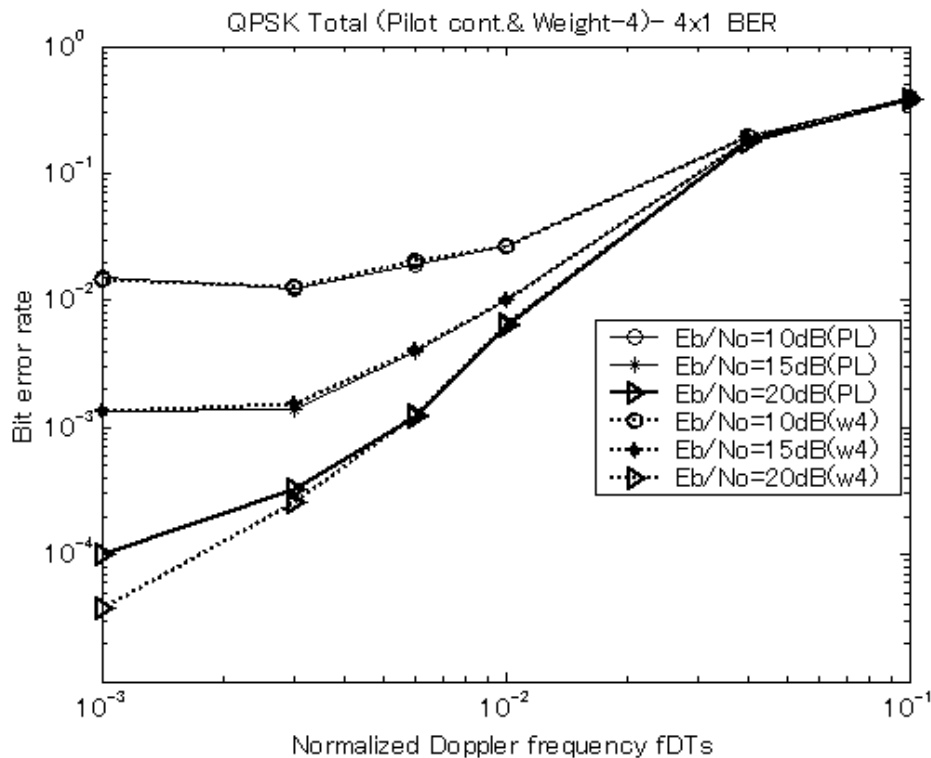
(a)  $w_2$ による再生データ  $s_2$



(b)  $w_3$ による再生データ  $s_3$

図 6.9 高速フェージング下での BER 特性





(c)  $w_4$ による再生データ  $s_4$

図 6.9 高速フェージング下での BER 特性

## 6.4 マルチ・ユーザへの展開および応用例

3節でのシミュレーション評価によって、提案方式は高速フェージングに対して十分な耐性があることが実証できた。また、パイロット信号により求めたウェイトから変換して得られるウェイトを用いて受信した3つの送信信号に対しては、パイロット信号に対する分離識別度と同等の性能で、それぞれの信号が受信できることがわかった。この場合に、評価した範囲では、BERにフロア値は現れず、図6.8に見られるように、ダイバーシチオーダは、ほぼ2となった。ダイバーシチオーダが2に留まること、すなわちフルダイバーシチ (=ダイバーシチオーダ4) にならないことは、準直交 STBC の宿命であるが、ダイバーシチオーダが2であれば、2素子アンテナでの STBC (Alamouti の方法) と同等になり、ダイバーシチ効果という意味では4素子アンテナにしたことのメリットが見えてこないことになる。

前章でも述べたが、ダイバーシチオーダが2の準直交 STBC のメリットとしては、広帯域移動無線アクセスの応用と、マルチ・ユーザへの応用が考えられる。第1の例としては、図6.10のように、面的に広がりのあるエリアを4本のアンテナでカバーするマクロダイバ

ーシチ方式である。エリア内を端末が高速に移動する場合に、エリア全体にわたってダイバーシチ効果を発揮する。2素子アンテナでは、このような、広がりのあるエリアはカバーできず、4素子アンテナにメリットがある。応用例として、図 6.11 に示すごとく、広大なサーキット場でのカーレースに対するレース指令等の通信サービスなどが一例と考えられる。

第2の例は、図 6.12 に示すマルチユーザシステム応用である。3つのユーザに対して、独立にダイバーシチオーダ2で情報を伝送できる、各ユーザへの干渉は図 6.9 に示したとおり完全除去できるメリットは大きい、前章の第5章の図 5.16 と比較すれば、その効果は絶大である。応用例としては、図 6.13 に示すごとく、ETC(Electronic Toll Collection)に導入した場合、複数車両間での通信処理が可能となるサービス等が考えられる。ここでは、2素子アンテナでの STBC 伝送に対する4素子アンテナでの伝送のメリットを二つの例により示したが、それ以外にもメリットが発揮できる応用範囲が多いと期待できる。

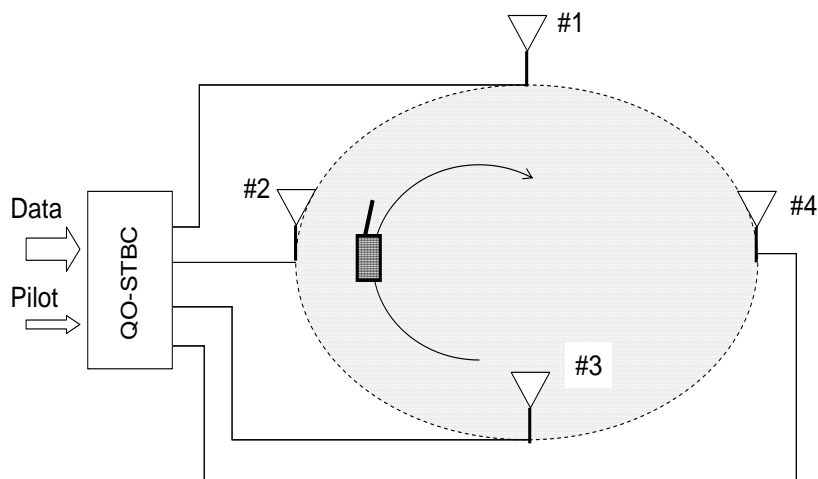


図 6.10 準直交 STBC のマクロダイバーシチ応用

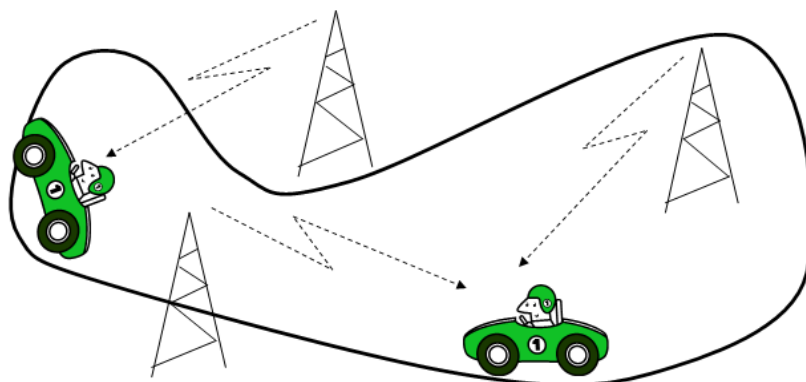


図 6.11 マクロダイバーシチ応用例 (サーキット内レーサとの通信)

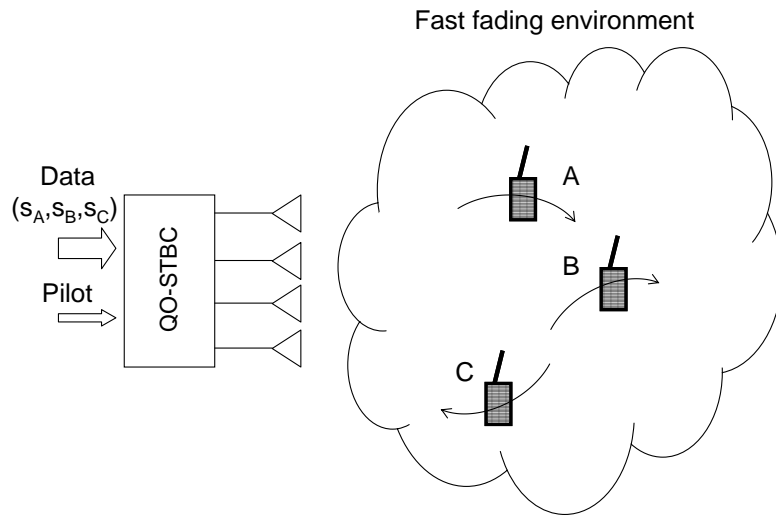


図 6.12 準直交 STBC のマルチ・ユーザ応用

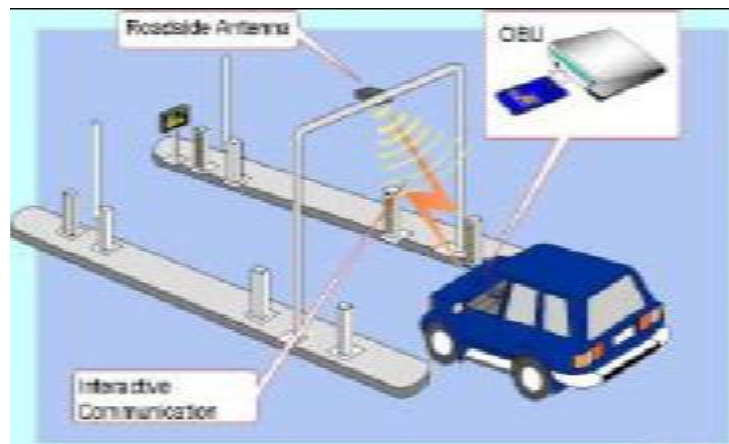


図 6.13 マルチ・ユーザ応用例 (ETC ゲート内における複数車両の通信処理)  
(GSC-9/GRSC2、May 2004, ARIB の DSRC プレゼン資料より)

## 6.5 まとめ

本章では、準直交 STBC 符号を用いた 4 素子アンテナでの送信ダイバーシティにおいて、1つのパイロットシンボルと 3つのデータシンボルを 1つのブロックとする、高速フェージングに耐性を有する伝送方式を提案した。この方式では、パイロット信号から先ずパイロット信号受信のアンテナ合成ウェイトを適応信号処理アルゴリズムによって決定し、その求められたウェイトベクトルを近似的考えに基づく変換手法を用いて信号用のウェイトベクトルを定めた。このようにして求めた受信性能は、パイロット信号に対する性能と同等であることを、計算機シミュレーションにより明らかにした。

原理的に高速フェージングに強いことが自明な方式であるが、これも計算機シミュレーションにより評価して、その性能を実証した。

参考文献

- [6.1] S. Annanab, T. Taniguchi, and Y. Karasawa, "MIMO STBC adaptive array for fast fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E90-B, no.9, pp.2321-2329, Sep. 2007.
- [6.2] S.Sasaki, S. Annanab, T. Taniguchi, and Y. Karasawa, "Advanced MIMO STBC adaptive array with PSAM in fast fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E93-B, no.3, pp.660-669, March 2010.
- [6.3] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," *IEEE Trans. Commun.*, vol.49, no.1, pp.1-4, Jan. 2001.
- [6.4] V.Tarokh, N.Seshadri, and A.R. Calderbank, "Space-time codes for wireless communication: Performance results," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.17, no.3, pp. 451-460, Mar. 1999.
- [6.5] W.C. Jakes, ed., *Microwave Mobile Communications*. Wiley, NewYork,1974.
- [6.6] H.Yoshino, K.Fukawa, and H.Suzuki, "Interference cancelling equalizer (ICE) for mobile radio communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*,vol.46, no.4, pp. 849-861, Nov. 1997.

## 第7章 結論

本論文では、まず移動通信の現状と今後の展望を述べているが、その携帯電話サービスの進展は驚異的な伸びをしており、これに対応した施策が官民学一体で行われている。特にスペクトラムという人類共有の資源を有効に利用するため、周波数利用効率の向上は不可欠である。本研究においては、この分野に注目して、MIMO 技術やダイバーシチ技術等について調査研究し、その研究成果を示すことになった。

本論文の前半部分（第2章から第4章）では、本研究で利用してきた、解析手段や数学的な理論について、解説している。特に、最適化解析部分では、RLS を始め多くの手法については、詳細に解説してきた。さらには、その手法を実際に採用し、提案方式の最適化アルゴリズムとして利用している。

後半の第5章、6章が本論文の主たる部分であり、シングル・ユーザを対象としてシステムを念頭に移動通信分野での環境に適したシステムを提案するため、ブロック符号によるシステムを考案し、その動作原理を示すと共に、その有効性を示した。

第5章では、高速フェージングに耐性を有する  $2 \times 4$  MIMO STBC 伝送方式を提案した。BPSK だけではなく、QPSK, 16QAM などのより多くのデータを送信できる変調方式について、フェージングに強い高品質・高速通信の実現を可能と方式を示した。また、受信側ダイバーシチ数が4 ( $M=4$ )で、フェージング環境が  $f_D T_S = 0.004$  以下の場合、16QAM を採用した新方式は伝送容量を大幅に拡大する可能性を併せて示した。さらに、受信アンテナアレー数を増やせば、より以上の特性改善が得られることも明らかである。

しかしながら、マルチ・ユーザに対応した方式には、本提案方式での対応は困難であると結論付け、さらに、第6章の提案方式に、その検討課題を継続させた。その結果「4素子アンテナでの送信ダイバーシチ」方式がこの要求に十分満足する結果を示すことになった。

準直交 STBC はその原理から、ダイバーシチオーダ4のフルダイバーシチは望めず、実際も2程度であったが、本方式でも、準直交 STBC の性能限界を引き出すことができた。さらに、本提案方式の応用例としては、複数アンテナを異なる地点に配置し、STBC 伝送を行うマクロダイバーシチや、さらに、送信アンテナ数を4本から8本、16本と増やした場合のマルチ・ユーザへの応用など、本方式の応用利用の展開が期待できる。

## 謝辞

「青年は未来を語り、老人は過去を語る」・・・、

社会人生活を一巡し、再びアカデミックな活動を志したシニア青年が、移動通信の未来を語るために、先生方や周囲の皆様方には、多大なご迷惑をお掛けすることは十分承知の上で研究を遂行させて頂きました。本論文に関する研究成果をまとめるにあたり、ご指導賜りました唐沢好男先生に厚く御礼を申し上げます。

ところで、還暦が近づくと、昔取った杵柄とばかり「落し噺」中で特に難しい「芝浜」まではいかないが「人情噺」に取組み、周囲の皆様の協力を得て、寄席の公演を成功させている友人を見るにつけて、私もこの領域にいる自由人であると自覚しています。

当初、研究への志が芽生えたのは、私の卒業した40数年前の研究室の恩師である佐藤洋先生とご一緒に研究されていた御牧義先生、保原信先生方のお陰であると考えています。先生方は大学における研究者・教育者として、凄まじい熱意を持っておられ、これに大御所であった電磁気学の河野教授が加わるとそれは更に白熱し、凡才な小生まで、就職することが憚る雰囲気の研究室であったからだと思います。さらに、当校は当時、総合大学でないため、修士課程までの研究科のみが許可されていました。そのため、その頃から御牧先生は博士課程までの研究科を設立したいと熱望し、その後、当校の教授になられてからは、保原先生方とで非常に苦勞され博士課程を文部省に認めさせ、本校の博士課程（大学院情報システム学研究科）における最初の研究科長になった先輩でした。御牧先生本人はわざわざ別の大学まで通い、学位を取ったので、我々後輩が研究室に伺う度、母校で学位を取ることを勧められ、それも私の大きな動機付けになっていました。そのような経緯もあり、数十年前、御牧先生にご指導して頂くために相談をしていた最中、急な病魔により亡くなられてしまい、その志も残念ながら中断し、通常の社会人に没頭していました。

しかし、定年が近づくにつれて、また未来を語りたいという欲望が持ち上がり、当時、同じ佐藤研究室で学び、既に本校の教授になっていた武田光夫君にお願いし、唐沢好男先生をご紹介して頂き、ご指導頂くことになりました。ところが、メーカでは変復調や無線システムの研究・開発を行い、さらに、移動通信システムの国際標準化推進等に従事していたため、当初は研究専門分野が異なり、研究目標も違っていたため、先生には非常に御苦勞をお掛けしたこと深くお詫びすると共に、ここまで、研究を維持するために鼓舞して頂いたことには感謝に堪えません。

さらに、もう一つの動機付けは、電通大で初めて(?)導入した研究・教育兼用コンピュータいや敢えて計算機(Hitach-10)と呼ぶ存在があったと思っています。この計算機はD棟の中庭に小さな建屋あり、その中に設置され、メモリーも1bitのフィリップーフロップ基盤が数千枚配置され、確か32kバイトの容量で、機能も初歩的でありながら、外形装置は非常に大きなものでした。この計算機の管理が幸運にも、佐藤研究室の下にあり、夜

遅くまで自由に使えましたが、用いるソフトは10進法(?)の機械言語かアセンブラー言語であり、入力装置は紙テープのため、修正にはパンチの穴を埋め、また貼り付ける毎日でした。この経験がシミュレーションするためのソフト・メーカーに対するアレルギーを無くし、その後のBAISICやMATLAB,SIMULINKを今日まで違和感なく利用できたことは、やはり「昔取った杵柄」や「Hitach-10」のお陰であると考えています。

あらためて、上記の様な環境を提供して頂いた母校・電通大や、私の研究への情熱の門戸を開いて頂いた恩師の佐藤洋先生、御牧義先生、保原信先生、並びに武田光夫先生には深く感謝する次第です。

さらに、大学への再入学を快く受け入れて頂いた、当時の(社)電波産業会、若尾正義専務理事、小林哲常務理事、安永啓一理事、並びに宗宏一郎企画国際部長、その後、何度も折れる気持ちを励まし、大いに奮い立たせて頂いた、元専務理事の古川弘志氏や佐藤孝平常務理事に感謝します。また、学位の取得を強く勧めて頂いた、元ドコモエンジニアリング(株)の鎌田光帯氏に感謝します。

在学中、研究遂行に多大のご助言とご指導を頂いた唐沢好男先生並びに谷口哲樹先生に改めて感謝します。さらに、研究室ではデータ取得の際、お世話になった、北川淳一君、竹本淳君、Supawan Annanabさんに感謝します。

最後に、研究の成就には長き時間を要しましたが、唐沢先生がよく引用していました「啐啄同時」が今の時期になったと勝手に考えていますし、研究中並びに本論文の作成にあたり多くの人々の協力を得ることができ、あらためて「邂逅」に歓喜した次第です。

## 論文リスト

- 著者が主著となっている論文誌論文

[1] S.Sasaki, S. Annanab, T. Taniguchi, and Y. Karasawa, “Advanced MIMO STBC adaptive array with PSAM in fast fading channel,” IEICE Trans. Commun., vol. E93-B, no.3, pp.660-669, March 2010.

[2] 佐々木 進、イスラム・モハンマド・ザヒドル、谷口 哲樹、唐沢 好男、“高速フェージングに耐性を有する準直交 STBC 伝送方式、” 信学論 B、vol. J94-B, no.2, pp.245-252, Feb. 2011.

- 国際会議

[1] S.Sasaki, S. Annanab, T. Taniguchi, and Y. Karasawa, “Advanced MIMO STBC AA with PSAM in fast fading ,” WPMC’09, sess. 18, no.3, Sendai, Japan, Sept. 2009.



## 著者略歴

佐々木 進 (ささきすすむ)

- 昭和 20 年 6 月 神奈川県に生まれる
- 昭和 44 年 3 月 電気通信大学電波通信学部通信工学科卒業
- 昭和 45 年 4 月 電気通信大学大学院電気通信研究科電波通信学専攻修士課程入学
- 昭和 47 年 3 月 電気通信大学大学院電気通信研究科電波通信学専攻修士課程修了
- 昭和 47 年 4 月 株式会社富士通研究所に入社し、衛星通信用 TDMA 方式バーストモデム、SCPC 方式用変復調装置等の研究に従事
- 昭和 49 年 12 月 富士通株式会社に移籍し、日本電信電話公社向け、FM 多重無線装置、都市内加入者無線システム等のマイクロ波多重無線装置の開発・設計に従事し、その後、デジタル自動車電話システム(PDC)、簡易携帯電話システム(PHS)等のデジタル移動通信システムの開発・設計に従事
- 平成 2 年 6 月 旧郵政省・電気通信技術審議会において、次世代移動通信システム(PHS、PDC、FPLMS(IMT-2000)等)の技術協力し、国際電気通信連合・無線通信部門(ITU-R)において IMT-2000 の国際標準化業務に従事
- 平成 14 年 1 月 (社) 電波産業会において、放送・通信分野の国際標準化業務に従事
- 平成 15 年 9 月 電気通信大学大学院電気通信研究科電子工学専攻博士後期課程入学  
社会人大学院生として、移動通信システムの通信方式に関する研究中。
- 平成 2 年、平成 6 年 「デジタル変復調」及び「デジタル無線装置」に対して特許奨励賞、平成 7 年 発明協会支部長賞を各々受賞。技術士(電気電子)、電子情報通信学会、日本技術士会、IEEE(LIFE)各会員。