

平成 27 年度 博士学位論文

高速移動環境における広帯域移動無線通信のため
の周波数領域送受信ダイバーシティに関する研究

Research on Frequency-Domain Transmit/Receive Diversity for
Broadband Mobile Communication in a High Mobility Environment

東北大学 工学研究科 通信工学専攻

安達研究室 学籍番号 B3TD2306

宮崎寛之

Research on Frequency-Domain Transmit/Receive Diversity for Broadband Mobile Communication in a High Mobility Environment

ABSTRACT : In future mobile communications such as the fifth (5G) mobile communications, broadband data transmission around 10Gbps is demanded even in a high mobility environment such as car-to-car communication and high speed railway communication. However, in high mobility broadband transmission, wireless channel is characterized by time and frequency doubly selective fading and it significantly degrades transmission performance. Space-time block coded (STBC) diversity and space-frequency block coded (SFBC) diversity are effective to improve the transmission performance while keeping the transmitter/receiver structure simple. However, STBC diversity suffers from the channel time variation within a STBC codeword in a high mobility environment while SFBC diversity suffers from the channel frequency variation within a SFBC codeword in a frequency-selective fading. In this thesis, novel frequency-domain equalization (FDE) techniques, called as the robust FDE, suitable for STBC/SFBC diversity in a time and frequency doubly selective fading channel are proposed. It is shown by theoretical analysis and computer simulation that the proposed robust FDE always achieves bit error rate (BER) performance superior to conventional FDE in a time and frequency selective fading channel.

In Section 2, the robust FDE suitable for STBC diversity in a high mobility environment is proposed. In the proposed robust FDE, multiple FDE weights each associated with a different coded block, are used within a STBC codeword. Multiple FDE weights are jointly optimized based on minimum mean square error (MMSE) criterion considering not only the channel frequency variation but also the channel time variation within a STBC codeword. Section 2 also provides theoretical analysis of the closed form expression of transmit/receive robust MMSE-FDE weight and then, the exact solution of the receive signal-to-interference plus noise power ratio (SINR) and conditional BER in STBC diversity in a high mobility environment. It is shown by theoretical analysis and computer simulation that the proposed robust FDE can tolerate 3 times larger Doppler frequency, which indicates the strength of channel time selectivity, for the $BER=10^{-3}$ than conventional FDE, which uses a common FDE weight over a STBC codeword and that the robust FDE achieves almost the same BER performance with 2 times lower computational complexity than iterative interference cancellation (I^2C). Also shown is that the transmit robust FDE achieves $1/R_{STBC}$ times higher receive SINR than the conventional transmit FDE in a quasi-static fading channel, where R_{STBC} denotes STBC coding rate.

In Section 3, the robust FDE suitable for SFBC diversity in a time and frequency doubly selective fading channel is proposed. In the robust FDE for SFBC diversity, multiple FDE weights each associated with a different frequency component for a SFBC codeword, are jointly optimized based on MMSE criterion considering the channel frequency variation within a SFBC codeword. Section 3 provides theoretical analysis of the closed form expression of transmit/receive robust

MMSE-FDE weight and then, exact solution of the receive SINR and conditional BER in SFBC diversity in a time and frequency selective fading channel as well as Sect. 2. It is shown by theoretical analysis and computer simulation that the proposed robust FDE can tolerate 3 times larger rms delay spread, which indicates the strength of channel frequency selectivity, for the $\text{BER}=10^{-3}$ than conventional FDE. Also shown is that SFBC diversity with the robust FDE can tolerate 2 times larger Doppler frequency than STBC diversity with the robust FDE.

As mentioned above, this thesis proposes novel FDE techniques for STBC/SFBC diversity in a time and frequency doubly selective fading channel and provides theoretical analysis for those. It is noted that the proposed robust FDE can apply not only STBC/SFBC diversity with the receive FDE but also those with the transmit FDE. Therefore, by using STBC/SFBC diversity with the receive FDE and those with the transmit FDE for uplink and downlink transmission, respectively, both uplink and downlink transmission in a high mobility environment can be improved while keeping the mobile terminal structure simple. Furthermore, the robust FDE requires no iteration processing and hence, the computational complexity for the robust FDE is relatively small. Therefore, the proposed robust FDE can be considered as a promising technique for future high mobility broadband mobile communications.

目次

第 1 章 緒論.....	9
1.1 移動無線通信の発展.....	9
1.2 次世代移動無線通信システムの問題点.....	13
1.2.1 無線周波数のひっ迫.....	13
1.2.2 時間・周波数二重選択性フェージング.....	15
1.3 既存技術.....	17
1.3.1 直交周波数分割多重 (OFDM) 伝送.....	17
1.3.2 周波数領域等化 (FDE) を用いるシングルキャリア (SC) 伝送.....	18
1.3.3 時空間ブロック符号化ダイバーシチ.....	20
1.3.4 空間・周波数ブロック符号化ダイバーシチ.....	21
1.4 本論文の目的.....	23
参考文献.....	24
第 2 章 シングルキャリア時空間ブロック符号化ダイバーシチのためのロバスト周波数領域等化.....	27
2.1 概要.....	27
2.2 ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチ.....	29
2.2.1 送受信機構成.....	29
2.2.1 送受信信号表現.....	31
2.3 ロバスト FDE 重みの導出.....	35
2.3.1 受信ロバスト FDE 重みの導出.....	36
2.3.2 送信ロバスト FDE 重みの導出.....	45
2.4 瞬時受信 SINR の厳密解および条件付き瞬時 BER の導出.....	52
2.4.1 受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける瞬時受信 SINR.....	52

2.4.2 送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける瞬時受信 SINR	61
2.4.3 チャネルの時間選択性が十分に小さい場合におけるロバスト FDE と瞬時受信 SINR	65
2.5 計算機シミュレーション	68
2.5.1 シミュレーション諸元	68
2.5.2 受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチ	68
2.5.3 送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチ	76
2.6 まとめ	89
参考文献	90
本章に関連する研究成果	91
2.A 付録	92
2.A.1 ロバスト FDE 重みの導出過程	92
第3章 シングルキャリア空間・周波数ブロック符号化ダイバーシチのためのロバスト周波数領域等化	97
3.1 概要	97
3.2 ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチ	99
3.2.1 送受信機構成	99
3.2.2 送受信信号表現	101
3.3 ロバスト FDE 重みの導出	106
3.3.1 受信ロバスト FDE 重みの導出	107
3.3.2 送信ロバスト FDE 重みの導出	117
3.4 瞬時受信 SINR の厳密解および条件付き瞬時 BER の導出	127
3.4.1 受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおける瞬時受信 SINR	127

3.4.2 送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおける瞬時受信 SINR	135
3.4.3 チャネルの周波数選択性が十分に小さい場合におけるロバスト FDE と瞬時受信 SINR.....	142
3.5 計算機シミュレーション	146
3.5.1 計算機シミュレーション諸元.....	146
3.5.2 受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチ.....	146
3.5.3 送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチ.....	154
3.6 まとめ.....	161
参考文献.....	162
本章に関連する研究成果.....	163
第4章 結論.....	165
4.1 結論.....	165
4.2 今後の課題.....	166
参考文献.....	168
謝辞.....	169
本論文に関連する研究成果.....	170
研究業績.....	172

第 1 章 緒論

1.1 移動無線通信の発展

携帯電話やスマートフォンに代表される移動無線通信は、これまで飛躍的な発展を遂げ、現代の社会には必要不可欠なものとなっている。図 1-1 に世代別の携帯電話通信規格および通信速度の遷移を、図 1-2 に我が国における携帯電話の普及率の推移[1-1]を示す。我が国では、1980 年代後半に初めて携帯電話が発売されて以来、約 10 年ごとに世代交代を行いながら、現在まで発展し続けている。それに伴って、音声通話のみならず、電子メールサービスやインターネットサービス、動画のダウンロードなど様々なサービスが携帯電話一つで利用できるようになった。その結果、携帯電話は爆発的に普及し、2011 年には普及率が 100%を超えた[1-1]。また同じ 2011 年にはスマートフォンが発売され、誰もが簡単にソーシャルネットワークサービスやクラウドサービスを利用できるようになり、人々の生活をさらに豊かなものとしている。

我が国において、移動無線通信サービスが商用に提供されたのは 1987 年のことである。このときに提供された第 1 世代 (1G) 携帯電話サービスはアナログ方式を採用しており、使用用途も音声通話のみに限られていた。しかしながら、1993 年に第 2 世代 (2G) 携帯電話サービスが開始されて以来、携帯電話の使用用途が一変する。第 2 世代携帯電話では第 1 世代とは異なりデジタル方式を採用しており、最大伝送速度 9.6kbps のデータ通信を提供できるようになった。その結果、音声通話サービスだけでなく電子メールサービスなども利用できるようになった。また携帯電話端末の使用用途の多様化に拍車をかけたのは、NTT ドコモが 1999 年にサービスを開始した「i モード」[1-2]などの携帯電話用インターネットサービスであろう。このサービスにより、携帯電話においても Web サイトの閲覧、画像のダウンロードなどが容易に行えるようになり、インターネットがより人々に身近なものとなった。また 2000 年には、カメラ付き携帯電話が商品化され、携帯電話においても写真を撮影できるようになった。これにより、携帯電話で撮影した画像を電子メールに添付して送ったり、インターネット上の Web サイトにアップロードしたりできるようになった。この機能は後に「写メール」と呼ばれるようになり、携帯電話の普及に大きな拍車をかけた[1-3]。2001 年には NTT ドコモが世界で初めて第 3 世代(2G) 携帯電話サービス「FOMA」の提供を開始した[1-4]。FOMA では広帯域符号分割マルチアクセス (W-CDMA) 方式が採用され、上りリンクで最大 384kbps、下りリンクで最大 2Mbps の高速データ通信を実現できるようになった。その結果、動画のダウンロードやインターネット予約など携帯電話で利用できるサービスがさらに多種多様となった。

その後も携帯電話サービスの発展は続く。2006 年には、下りリンクには HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) 方式を、上りリンクには HSUPA (High Speed Uplink Packet Access) 方式をそれぞれ採用した第 3.5 世代(3.5G) 携帯電話サービス[1-5]が開始され、下り最大

14.4Mbps, 上り最大 5.7Mbps というさらに高速なデータ通信をできるようになった。2010年にはNTTドコモを皮切りに Long Term Evolution (LTE) とよばれる第3.9世代(3.9G) 携帯電話[1-6]サービスの提供が開始された。LTEでは、W-CDMA方式を採用している第3世代、第3.5世代携帯電話サービスとは異なり、下りリンクにおいて直交周波数分割マルチアクセス (OFDMA) [1-7]を、上りリンクにおいてシングルキャリア周波数分割マルチアクセス (SC-FDMA) [1-8]方式を採用することで、下り最大 100Mbps, 上り最大 25Mbps という有線通信と比較しても引けをとらない高速データ通信を可能とした。また2015年3月には、NTTドコモが「Premium 4G」[1-9]という名で、LTEの発展系である LTE-Advanced[1-10]の商用サービスを開始した。LTE-Advancedでは、LTEの伝送方式にマルチアンテナ送受信 (MIMO) 技術[1-11]やキャリアアグリゲーション技術[1-12]を導入することで、下り最大 300Mbpsの超高速データ通信の実現を可能としており、第4世代(4G) 携帯電話と呼ばれている。今後は第4世代携帯電話サービスの提供エリアがさらに拡大し、日本中で超高速データ通信が利用できるようになると期待されている。

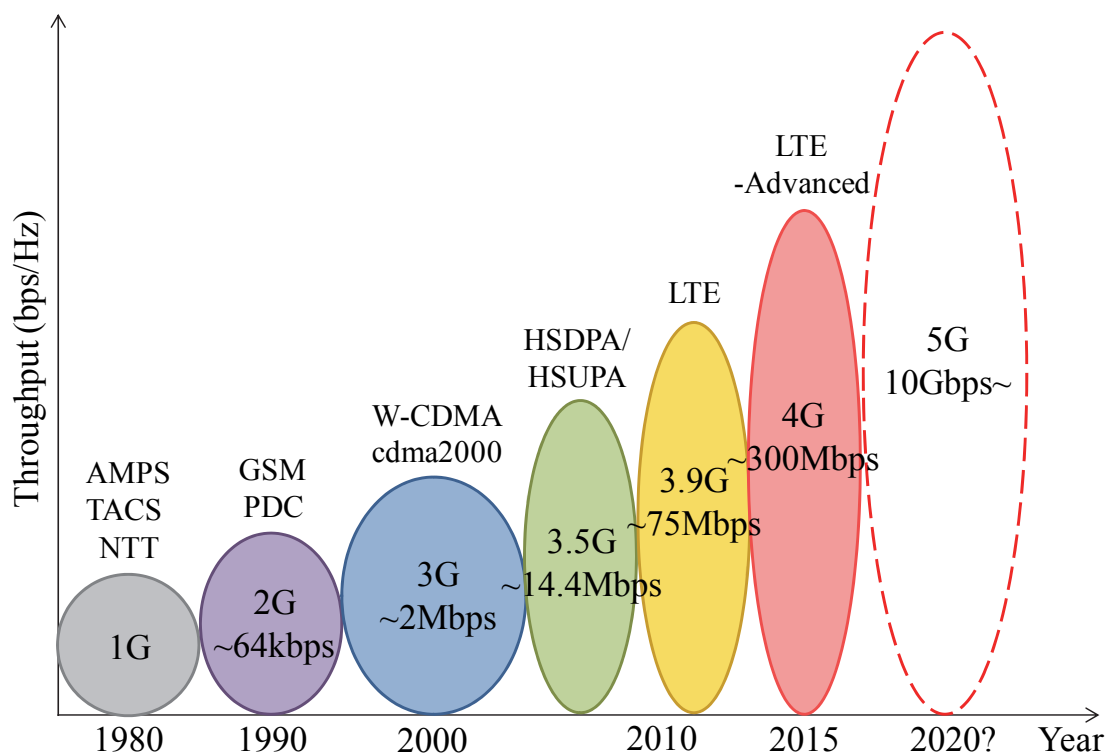


図 1-1 移動通信システムの進化

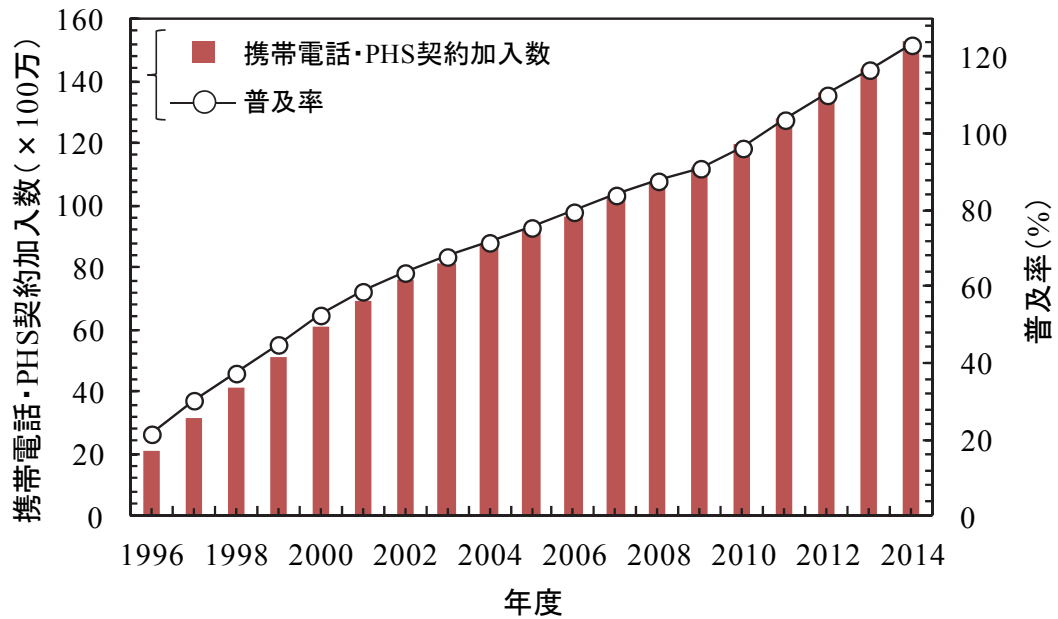


図 1-2 我が国における携帯電話の普及率の推移

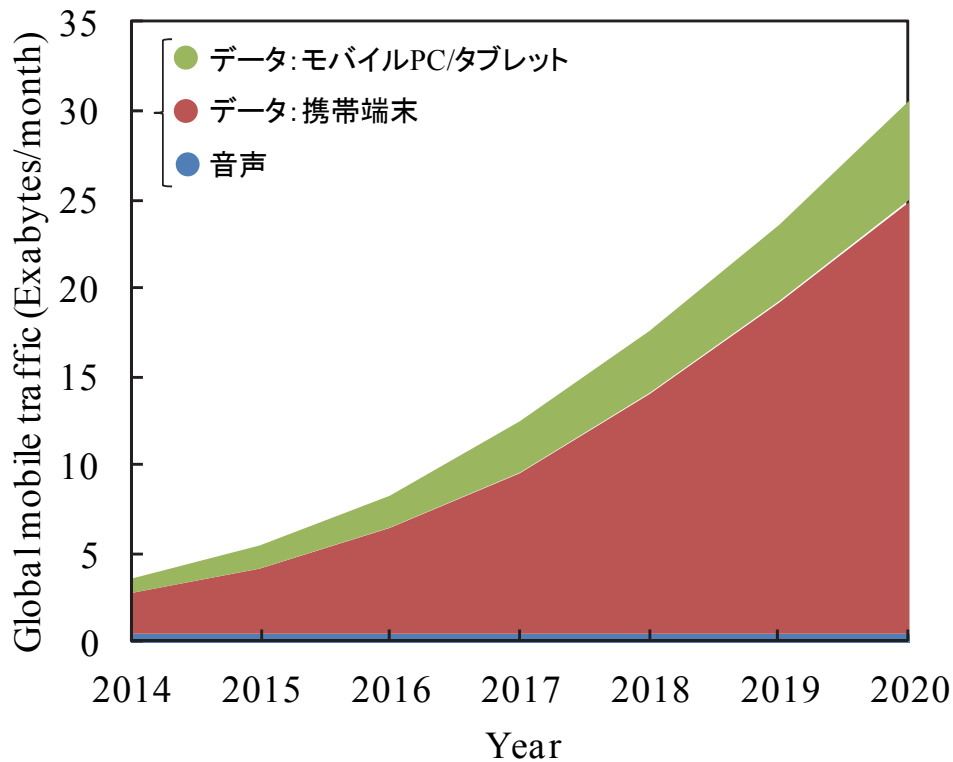


図 1-3 全世界における月間トラフィック量子測

上記のように携帯電話サービスが発展していく一方で、近年モバイルトラフィック量の急増が問題視されている。図 1-3 に全世界における月間モバイルトラフィック量の予測 [1-13]を示す。2011年にスマートフォンが登場して以来、人々はより手軽にインターネットサービスやクラウドサービスを利用できるようになった。その結果、2011年からこれまでモバイルトラフィック量は指数関数的に増大しており、5年後の2020年には現在の約7倍にトラフィック量が増大すると予想されている。そのため、次世代の移動無線通信システムではさらなる高速大容量化が求められている。また、これまでの移動無線通信システムでは携帯電話やスマートフォンが主流とされてきたが、近年「モノのインターネット (Internet of Things (IoT))」 [1-14]と呼ばれる新しい通信の仕組みが注目を集めている。この仕組みは、携帯電話だけでなく、メガネや腕時計などのアクセサリをはじめとし、自動車、家電、センサ、ロボットなど、身の回りのありとあらゆるものが無線でインターネットに接続した状態のことを表す。これにより、仮想現実感 (AR) サービスやスマートグリッドなど、携帯端末だけでは実現が困難な新たなサービスを実現でき、人々の生活をより豊かにできると期待されている。このIoTでは、インターネットに接続する無線端末が急増することから、同時接続端末数の飛躍的向上や高速通信エリアの拡大が求められている。さらに現在の移動無線通信システムは主に準静止環境で用いられているが、次世代移動無線通信システムでは、自動運転サービスを実現するための車車間通信 [1-15]や高速鉄道利用時にも高速大容量なデータ伝送を実現するムービングセル [1-16]の導入が検討されており、移動端末が高速に移動する環境下においても高速かつ高品質なデータ伝送が求められている。

このような背景に伴い、現在世界中で第5世代 (5G) 移動無線通信サービスの研究開発が急ピッチで進められている [1-15,16,17]。一例として 5G-PPP (The 5G Infrastructure Public Private Partnership) が発表した第5世代携帯電話の要求条件を図 1-4 に示す。第5世代携帯電話では、20Gbps のピーク伝送速度、100Mbps のユーザ体感伝送速度などの高速大容量化に関する要求条件はもちろんのこと、IoTを実現するために 10^6 device/km² の同時接続端末密度、1ms 未満の遅延、100 倍のエネルギー利用効率が求められている。また高速移動環境下においても優れた伝送品質を実現するために 500km/h のモビリティの確保が規定されている。

しかしながらこれらの要求条件を満たすためには、無線帯域のひっ迫や移動無線伝搬路など克服しなければならない課題が多数存在する。そこで以降、各問題と対策技術、本論文の概要および目的について述べる。

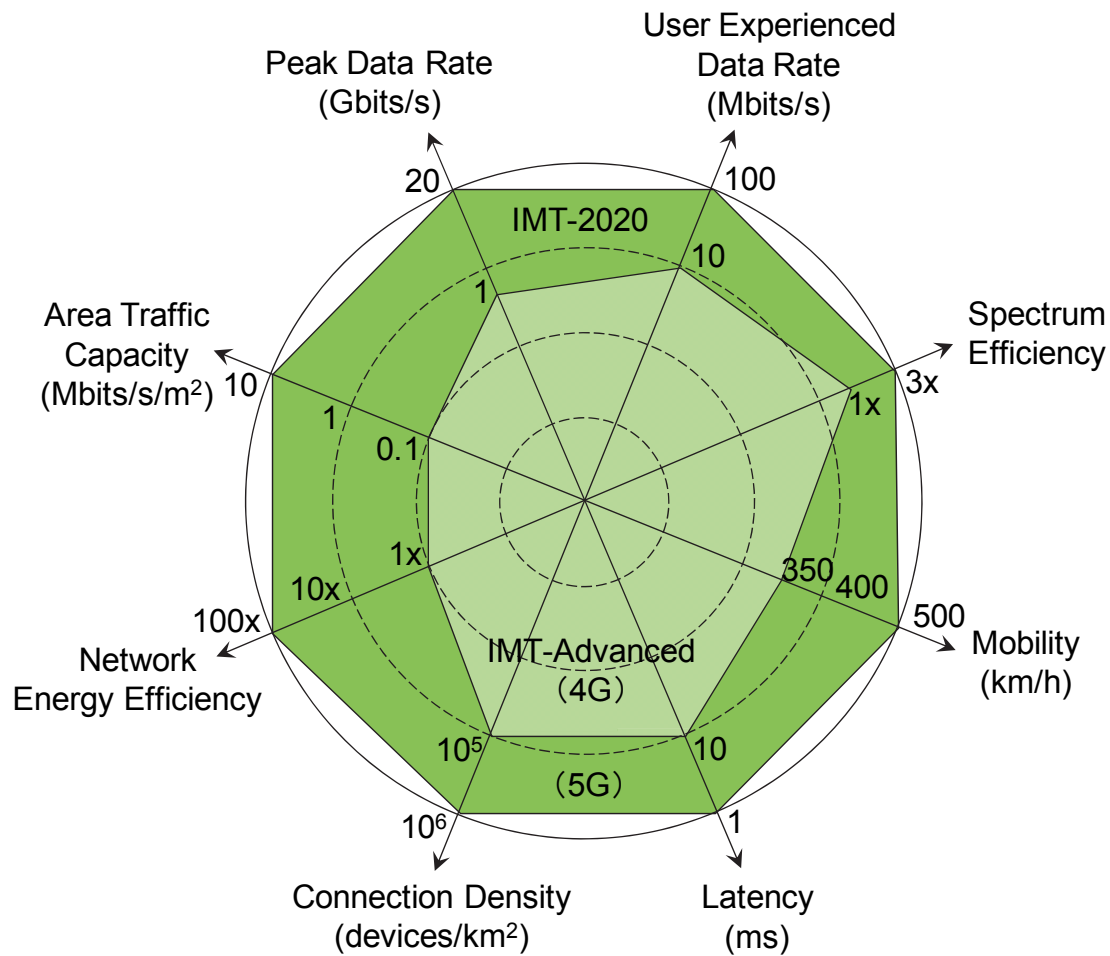


図 1-4 第 5 世代携帯電話システムにおける要求条件[1-13]

1.2 次世代移動無線通信システムの問題点

1.2.1 無線周波数のひっ迫

先に述べたように、次世代移動通信システムではさらに高速かつ大容量なデータ伝送が求められており、この目標を実現するためにはさらに広帯域な無線信号伝送が必要不可欠である。しかしながら、無線周波数は限りある資源であり、移動無線通信システムだけでなく様々な無線通信システムに用いられているため、常にひっ迫した状況にある。移動無線通信システムに広く用いられている UHF (960MHz-3GHz) 帯での我が国における利用状況[1-18]を図 1-5 に示す。図 1-5 で示されるように、UHF 帯は携帯電話事業だけでなく、気象衛星や GPS などに代表される衛星通信事業や航空無線通信、各種レーダーなど様々な無線通信システムに利用されており、一切の余裕がない。そのため、この UHF 帯においてさらに広帯域な無線伝送を実現しつつ、超多数の移動端末を同時に収容することは非常に困難である。

この問題を克服するために、第 5 世代移動無線通信システムでは、高周波数帯の利用 [1-15,17]が議論されている。これは図 1-6 で示すように、6GHz 以下の低 SHF 帯もしくは 10GHz 以上のセンチ波を使用することで広帯域化を実現するというものである。これらの高周波数帯では、UHF 帯と比較すると利用できる周波数に余裕があるため、数百 MHz の超広帯域伝送を実現でき、超高速大容量なデータ伝送を実現できると考えられる。しかしながら、搬送波周波数の高度化および信号帯域幅の広帯域化に伴い、移動無線伝搬路から受ける影響が深刻となる。そこで、次に移動無線伝搬路の特徴および高周波数広帯域伝送に与える影響について述べる。

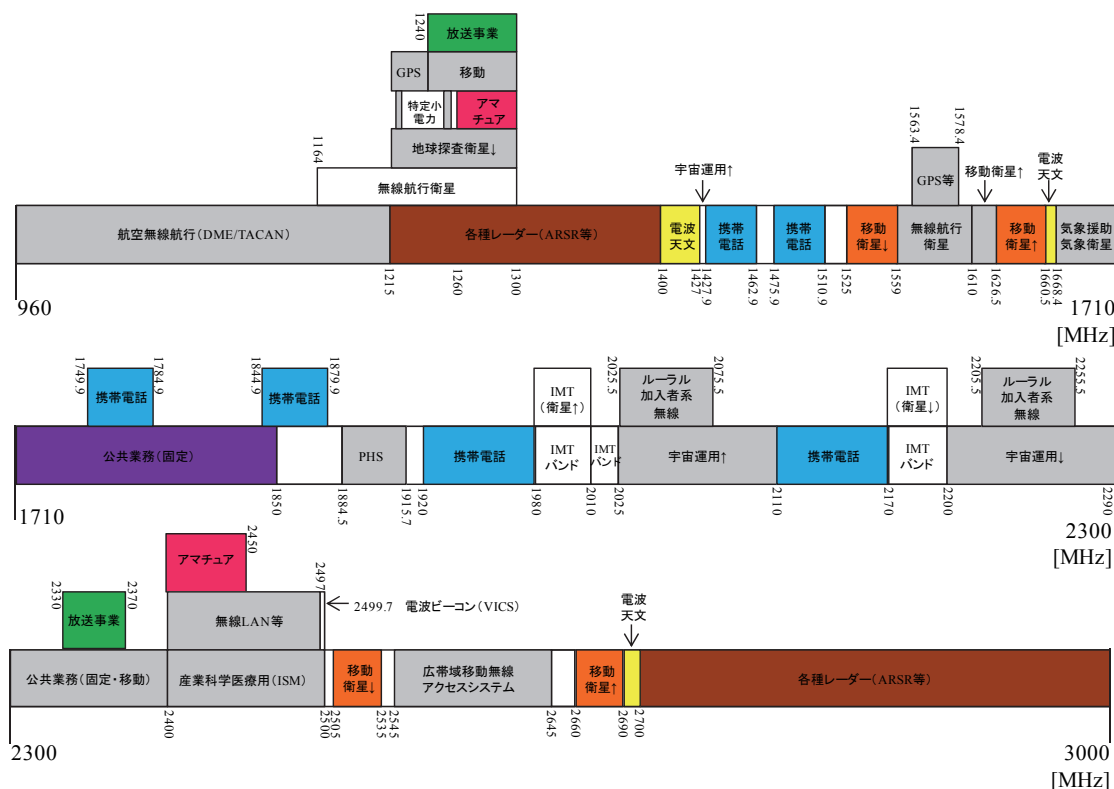


図 1-5 我が国における UHF 帯の利用状況

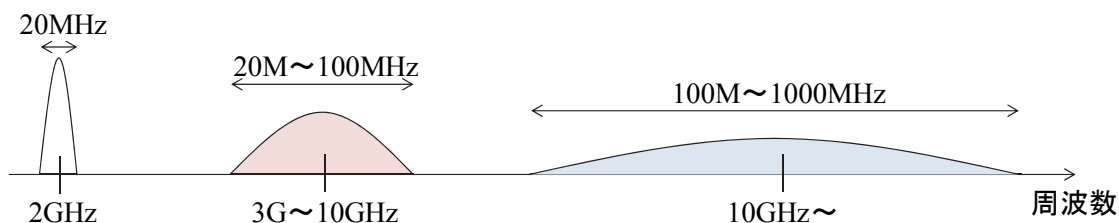


図 1-6 高周波数帯の利用

1.2.2 時間・周波数二重選択性フェージング

図 1-7(a)に広帯域移動無線チャネルの模式図を示す。送信機から送信された電波は送信機と受信機との間の障害物によって反射、回折されるため、無線チャネルは遅延時間の異なる複数の伝搬路（パス）から構成される。その結果、様々な方向から到来する電波が互いに干渉することで、受信機の位置によって受信信号電力が大きく変動する。そのため、受信機が移動する場合は、受信信号電力が激しく時間変動してしまう。この現象のことを時間選択性フェージングという。また広帯域伝送では、信号帯域幅の逆数に対してパス間の遅延時間差が無視できなくなるため、チャネルの伝達関数が信号帯域内で激しく変動してしまう。この現象のことを周波数選択性フェージングという。したがって、移動端末が高速に移動する環境下において広帯域伝送を行う場合は、無線伝搬チャネルは時間領域と周波数領域の両方において激しく変動する時間・周波数二重選択性フェージング[1-19]によって特徴づけられる。

このような無線伝搬チャネルのインパルス応答 $h(\tau, t)$ は次式で表される。

$$h(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (1.2-1)$$

ここで、 $h_l(t)$ は第 l ($l=0, \dots, L-1$) パスの複素パス利得であり、 τ_l は第 l パスの遅延時間である。また L はパス数であり、 $\delta(t)$ はデルタ関数である。ここで第 l パスの複素パス利得 $h_l(t)$ は次式で表される。

$$h_l(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j2\pi f_D \cos\theta_{l,n} t + \phi_{l,n}) \quad (1.2-2)$$

ここで、 $\theta_{l,n}$ は第 l パス第 n 素波の到来角であり、 $\phi_{l,n}$ は第 l パス第 n 素波の初期位相である。また N は素波数である。また $f_D = v/\lambda$ はチャネルの時間選択性を表す指標であり、ドップラ一周波数とよばれる。ただし、 v は移動速度、 λ は搬送波波長である。

また無線チャネルの周波数伝達関数 $H(f, t)$ は次式で与えられる。

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) \exp(-2\pi f \tau) d\tau = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) \exp(-2\pi f \tau_l) \quad (1.2-3)$$

ここで、チャネルの周波数選択性を表す指標として、rms 遅延スプレッド τ_{rms} が広く用いられており、次式で表される。

$$\tau_{rms} = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \Omega(t, \tau) (\tau - \bar{\tau})^2 d\tau} \quad (1.2-4)$$

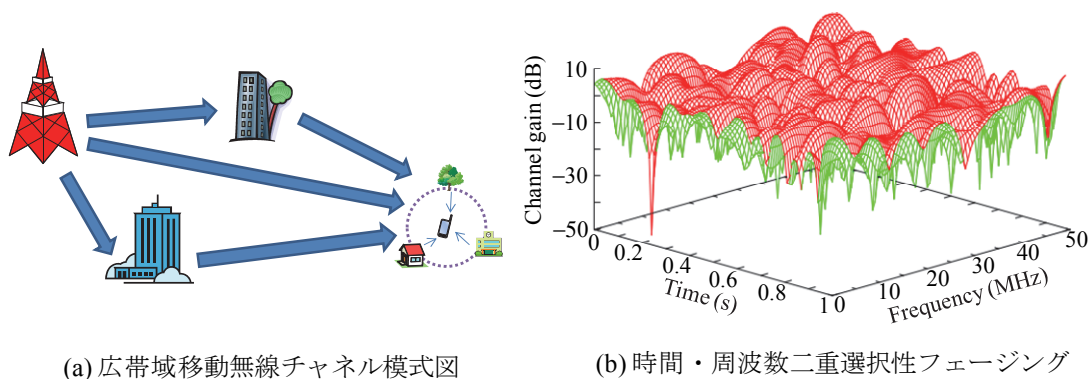
ただし、

$$\begin{cases} \Omega(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} E[h_l(t)]^2 \delta(\tau - \tau_l) \\ \bar{\tau} = \int_{-\infty}^{\infty} \tau \Omega(t, \tau) d\tau \end{cases} \quad (1.2-5)$$

であり、 $\Omega(t, \tau)$ は電力遅延プロファイルとよばれる。

図 1-7(b)に時間・周波数二重選択性フェージングのチャネルの伝達関数の一例を示す。端

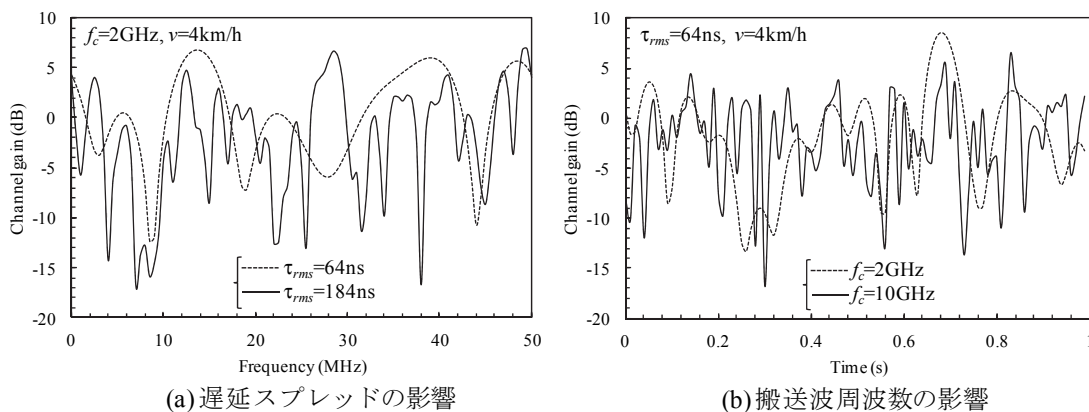
末の移動速度を 4km/h とし、搬送波周波数を $f_c=2\text{GHz}$, rms 遅延スプレッドを $\tau_{rms}=230\text{ns}$ としている. 図 1-7(b)より時間領域では 1 秒の間でも受信信号電力が激しく変動し, 周波数領域では数 MHz の帯域内でも受信信号電力が激しく変動していることが分かる. 広帯域伝送では, 帯域内におけるチャンネルの周波数選択性によって発生するスペクトル歪みおよびチャンネルの時間変動に伴う受信信号電力の落ち込みにより特性が大きく劣化してしまう. またチャンネルの rms 遅延スプレッドと搬送波周波数を変化させた場合におけるチャンネル周波数変動と時間変動を図 1-8 に示す. 図 1-8 より, rms 遅延スプレッドが大きくなるほどチャンネルの周波数選択性がより厳しくなることがわかる. さらに端末の移動速度が同じ場合においても搬送波周波数が高くなるほどチャンネルの時間選択性が厳しくなっている. これは搬送波周波数が高くなるにつれて波長が短くなることでドップラー周波数がより高くなるためである. したがって, 高周波数広帯域伝送を行う次世代移動無線通信システムでは, 同じ移動速度においても時間・周波数二重選択性フェージングの影響がより顕著となり, 現行のシステムのままでは許容可能な移動速度が小さくなってしまふ (例えば, 現行のシステム $f_c=2\text{GHz}$ における許容移動速度が 300km/h の場合, 高周波数広帯域伝送を行う次世代移動無線通信システム $f_c=20\text{GHz}$ における許容移動速度はわずか 30km/h となる). そのため, 次世代移動無線通信システムを実現するためには, 時間・周波数二重選択性フェージングの克服が重要な技術課題となる.



(a) 広帯域移動無線チャンネル模式図

(b) 時間・周波数二重選択性フェージング

図 1-7 広帯域移動無線チャンネル



(a) 遅延スプレッドの影響

(b) 搬送波周波数の影響

図 1-8 時間・周波数二重選択性フェージングの性質

1.3 既存技術

前述のように高周波数広帯域データ伝送において高品質な伝送を実現するためには、時間・周波数二重選択性フェージングの克服が重要な技術課題となる。そこで本節では、時間・周波数二重選択性フェージングの克服に向けた代表的な技術について述べる。

1.3.1 直交周波数分割多重 (OFDM) 伝送

広帯域データ伝送では、周波数選択性フェージングによりスペクトル歪みが発生する。その結果大きな符号間干渉 (ISI) が発生し、伝送品質が大幅に劣化してしまう。この問題を克服する技術として、直交周波数分割多重 (OFDM) 伝送[1-7]が提案されている。OFDM 伝送の概念図を図 1-9 に示す。OFDM 伝送では、複数の狭帯域信号 (サブキャリア) が互いに干渉しないように直交周波数上に配置し、それらを並列伝送する。これにより、サブキャリア間干渉を発生させずに高周波数利用効率の伝送を実現できる。また各サブキャリアは狭帯域であるため、周波数選択性フェージングによるスペクトル歪みが発生しない。そのため、OFDM 伝送は周波数選択性フェージングによる ISI を回避し、優れた伝送特性を実現することができる。OFDM 伝送における送受信機構成を図 1-10 に示す。OFDM 信号は N_c シンボルからなるデータ信号系列に対して N_c ポイント逆高速フーリエ変換 (IFFT) を適用することで、簡易に生成することができる。また受信機では受信信号に対して N_c ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用することで、複数のサブキャリアを直交分解することができる。このように OFDM 伝送では、FFT および IFFT 処理が必要なため、信号処理は N_c サンプルからなるブロック単位で行われる。ここで、周波数選択性フェージング環境下においても FFT によって複数のサブキャリアを直交分解するためには、ブロック間の干渉を回避しつつ受信信号が送信信号とチャンネルのインパルス応答の巡回畳み込み和で与えられるようにしなければならない。この 2 つの要件を満たすために、各ブロックの先頭に伝搬チャンネルの最大遅延時間以上のガード区間を設け、そのガード区間にブロックの後尾の複製であるサイクリックプレフィックス (CP) を挿入する方式がよく用いられている。このとき、直交分解後の各サブキャリアはチャンネルの伝達関数と送信信号との積で表されるため、サブキャリアごとに独立に同期検波およびデータ復調することができる。

ただし OFDM 伝送では、各サブキャリアが独立した信号となるため、OFDM 信号の時間波形は不規則な振幅および位相変動を見せ、ピーク対平均電力比 (PAPR) が大きくなってしまう[1-20]。現在の送信機で用いられる増幅器は、一般的に非線形性を有しているため、PAPR の高い OFDM 信号をそのまま増幅すると、出力信号が歪んでしまう。その結果、帯域外漏えい電力が大きくなり、隣接チャンネルを使用する他の通信に干渉を与えてしまう。この問題を克服する手法として、ピークが線形領域に収まるように平均入力電力を低下させるバックオフとよばれる手法が現在用いられているが、バックオフ値が大きくなるにつれて最大送信電力が小さくなるため、許容最大無線伝送距離が小さくなってしまう。

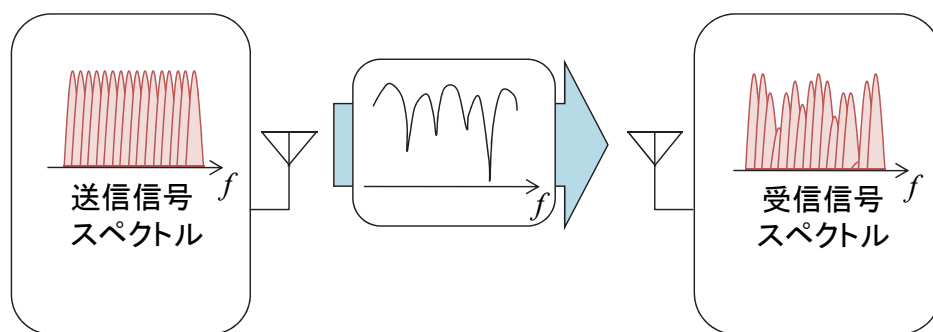


図 1-9 OFDM 伝送の概念図

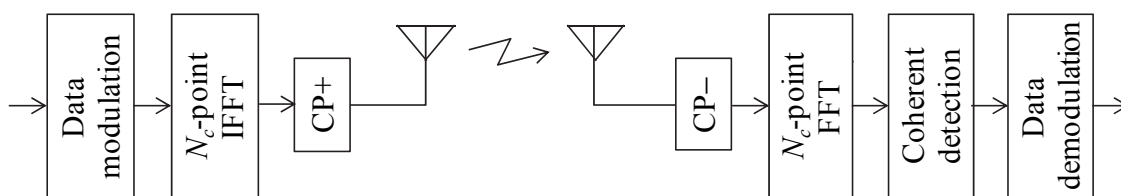


図 1-10 OFDM 伝送における送受信機構成

1.3.2 周波数領域等化 (FDE) を用いるシングルキャリア (SC) 伝送

シングルキャリア (SC) 伝送は OFDM 伝送より低 PAPR を実現できるため、より大きな最大送信電力を実現でき、許容無線伝送距離を大きくすることができる。しかしながら広帯域シングルキャリア (SC) 伝送では、周波数選択性フェージングによりスペクトル歪みが発生し、伝送品質が大幅に劣化してしまう。この問題を解決する手段として周波数領域等化 (FDE) を用いる SC 伝送 (SC-FDE 伝送) [1-21,22,23] が近年注目を集めている。SC-FDE 伝送の概念図を図 1-11 に示す。FDE では受信信号を周波数領域信号に変換した後、周波数領域において重みづけすることによって、周波数選択性フェージングに起因するスペクトル歪みを抑圧する。最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化 (MMSE-FDE) [1-22,1-23] を用いることで、受信機で加わった雑音の影響を抑えつつスペクトル歪みを抑圧することができる。その結果、周波数ダイバーシチ効果が得られ、最尤系列推定[1-19]に代表される時間領域等化と比較して低演算量ながら優れた伝送品質を実現することができる。SC-FDE 伝送における送受信機構成を図 1-12(a)に示す。SC-FDE 伝送では、受信機において周波数領域信号処理を行うために N_c ポイント FFT が用いられる。そして FFT 後の周波数領域受信信号に対して FDE を行った後、FDE 後の信号に対して N_c ポイント IFFT を適用することで時間領域信号に変換した後、データ復調を行う。このように SC-FDE 伝送では、OFDM 伝送と同様に信号処理がブロック単位で行われ、周波数選択性フェージングに起因するブロック間干渉を回避するためにブロックの先頭のガード区間に CP が挿入される。また近年、FDE を送信機側で用いる手法[1-24,25]についても広く検討されている。送信 FDE を用いる SC 伝送における送受信機構成を図 1-12(b)に示す。この伝送系では、受信機における受信時点においてスペクトル歪みが抑圧されているよう、送信機側であらかじめ送信信号スペクトル

を操作してから送信する。そのため、この伝送系では、FFT と IFFT がともに送信機側にある送受信機構成となり、複雑な信号処理をすべて送信機側に集中させることができる。したがって、送信 FDE を用いる SC 伝送を下りリンク伝送に適用すれば、移動端末の構成を簡易に保ちつつ優れた伝送品質を達成することができる。

しかしながら、これらの MMSE-FDE を用いる SC 伝送では FDE 後にもスペクトル歪みが残留する。その結果、FDE 後の残留 ISI によって特性改善が制限され、ビット誤り率 (BER) の理論的下界である最尤フィルタ (MF) 下界と比較するとその特性差は未だ大きい。

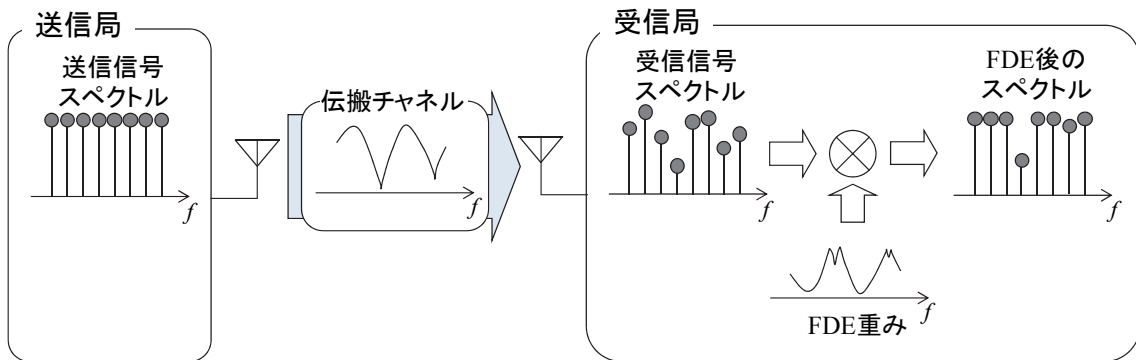
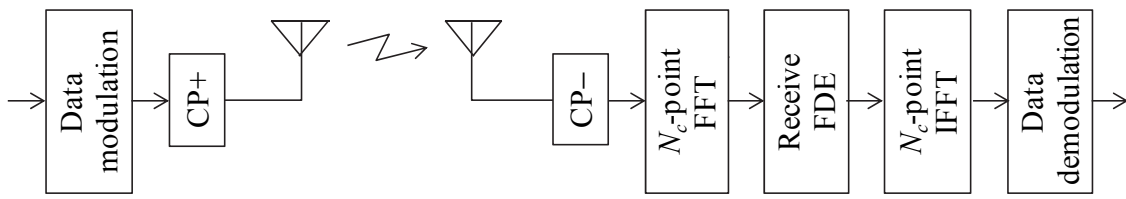
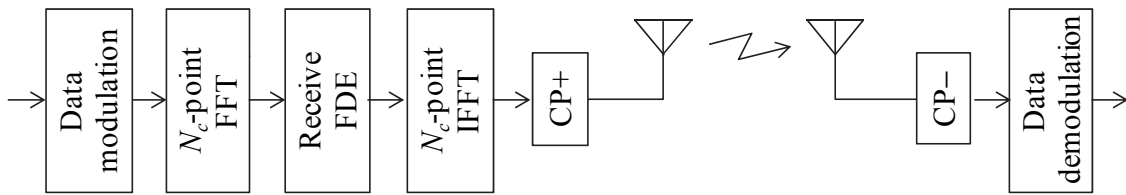


図 1-11 OFDM 伝送と SC 伝送の動作



(a) 受信 FDE を用いる SC-FDE 伝送



(b) 送信 FDE を用いる SC-FDE 伝送

図 1-12 SC-FDE 伝送における送受信機構成

1.3.3 時空間ブロック符号化ダイバーシチ

SC-FDE 伝送は、低演算量ながら優れた伝送品質を達成するものの、FDE 後の残留 ISI によって特性の改善には限界がある。そこでさらに優れた伝送品質を達成する手法として、FDE と送受信ダイバーシチを組み合わせた SC 送受信ダイバーシチ[1-26]が検討されている。この手法では複数の送受信アンテナを用いて信号伝送を行うことで空間ダイバーシチ効果が得られ、さらに伝送特性を改善することができる。ここで最も高い受信信号対雑音電力比 (SNR) を達成できる送受信ダイバーシチ手法として、最大比送受信 (MRTC) ダイバーシチ[1-27]がある。しかしながら、MRTC では送受信機の両方でチャンネル情報が必要であり、送受信機構成が複雑になってしまうという問題がある。

この問題を回避しつつ送受信ダイバーシチを実現する手段として、時空間ブロック符号化 (STBC) ダイバーシチ[1-28,29,30]が提案されている。SC-STBC ダイバーシチにおける送受信機構成および動作を図 1-13 に示す。まず送信機では、 N_c シンボルからなる J 個の送信信号ブロックを生成した後、各ブロックに対して N_c ポイント FFT を適用して周波数領域信号に変換する。その後、各周波数成分に対して、複素共役演算とブロックの順序入れ替えからなる STBC 符号化を適用し、 $N_t \times Q$ 個の符号化ブロックからなる STBC 符号を生成する。ここで N_t は送信アンテナ本数である。その後、STBC 符号を構成する各符号化ブロックに対して N_c ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換した後送信する。受信機では、受信信号に N_c ポイント FFT を適用して周波数領域信号に変換した後、受信 FDE を適用して $N_t \times Q$ 個の符号化ブロックからなる受信 STBC 符号を生成する。そして受信 STBC 符号に対して複素共役演算と加減算からなる STBC 復号を適用した後、 N_c ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換した後、データ復調を行う。この受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチでは、送信機においてチャンネル情報が不要である。したがって、送信機の構成を簡易に保ちつつ送受信ダイバーシチを実現できる。また SC-STBC ダイバーシチと送信 FDE を組み合わせた送受信ダイバーシチ手法[1-31,32,33]も盛んに検討されている。この伝送系では、受信機においてチャンネル情報が不要なため、受信機の構成を簡易に保ちつつ送受信ダイバーシチを実現できる。以上の特徴より、受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチは上りリンク伝送に、送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチは下りリンク伝送にそれぞれ適している[1-33]。

この STBC ダイバーシチでは、隣り合ったブロック間ではチャンネルがほとんど時間変動しないことを利用して送受信ダイバーシチに必要な処理を簡易化している。そのため、1STBC 符号語内でチャンネルが時間変動するような高速移動環境下では、STBC 符号の直交性が崩れてしまう[1-34]。その結果、STBC 復号後に J 個の信号ブロックが互いに干渉してしまい、特性が大きく劣化してしまう (図 1-14)。したがって、SC-STBC ダイバーシチは、周波数選択性には強い耐性を持つものの、時間選択性には弱いという欠点をもつ。

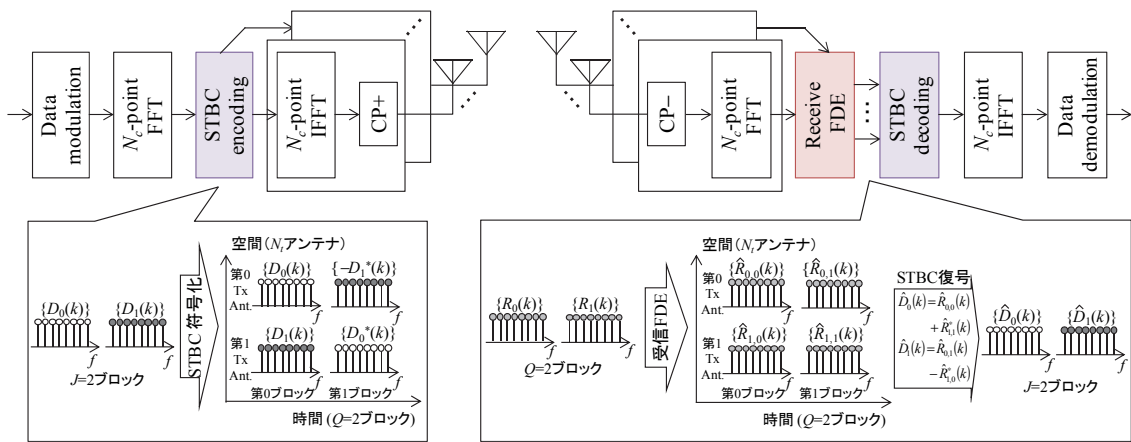


図 1-13 SC-STBC ダイバーシチにおける送受信機構成

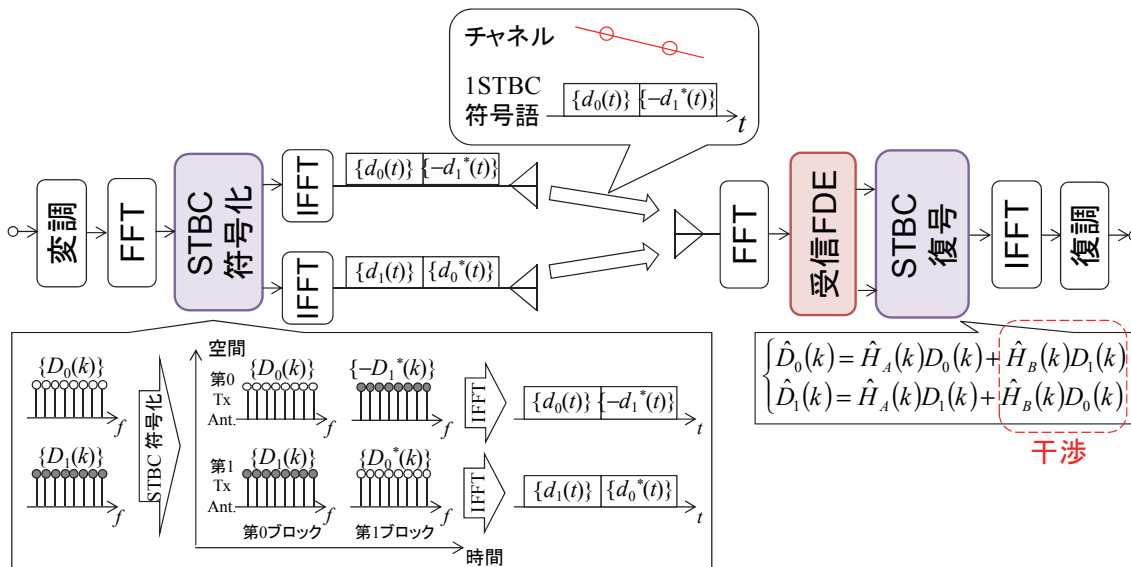


図 1-14 SC-STBC ダイバーシチにおけるチャネルの時間選択性の影響

1.3.4 空間・周波数ブロック符号化ダイバーシチ

送受信機構成を簡易に保ちつつ高速移動環境下においても優れた伝送品質を達成する送受信ダイバーシチ手法として、空間・周波数ブロック符号化 (SFBC) ダイバーシチ [1-35,36,37,38]がこれまでに提案されている。SC-SFBC ダイバーシチにおける送受信機構成および動作を図 1-15 に示す。送信機では、 N_c/Q シンボルからなる J 個の送信信号ブロックに対して N_c/Q ポイント離散フーリエ変換 (DFT) を適用して周波数領域信号に変換する。そして、周波数領域信号に対して SFBC 符号化を適用して、 N_c サブキャリアからなる N_t 個の SFBC 符号を生成する。その後 SFBC 信号に対して N_c ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換した後、 N_t 本のアンテナから送信する。受信機では、受信信号に対して N_c ポイ

ントFFTを適用して周波数領域信号に変換した後、受信FDEを適用する。その後受信FDE後の信号に対してSFBC復号を適用して N_c/Q シンボルからなる J 個の信号ブロックを得た後、 N_c/Q ポイントIDFTを適用して時間領域信号に変換してデータ復調を行う。このSC-SFBCダイバーシチでは、SC-STBCダイバーシチと同様に送信機の構成を簡易に保ちつつ送受信ダイバーシチを実現できる。またSFBC符号は1ブロックのみで構成されるため、STBC符号より符号長が短い。その結果、高速移動環境下ではSC-STBCダイバーシチより優れた伝送品質を達成できる。

このSC-SFBCダイバーシチでは隣接する周波数成分間ではチャンネルがほとんど周波数変動しないという性質を用いて、送受信ダイバーシチに必要な処理を簡易化している。そのため、周波数選択性が強い環境下では、SFBC符号の直交性が崩れることで干渉が発生し特性が大きく劣化してしまう[1-35,36] (図1-16)。

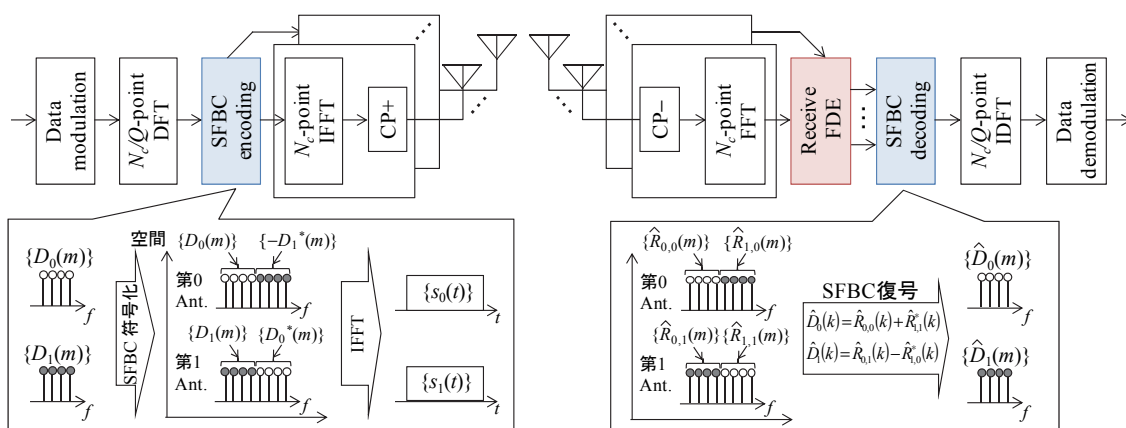


図 1-15 SC-SFBC ダイバーシチにおける送受信機構成

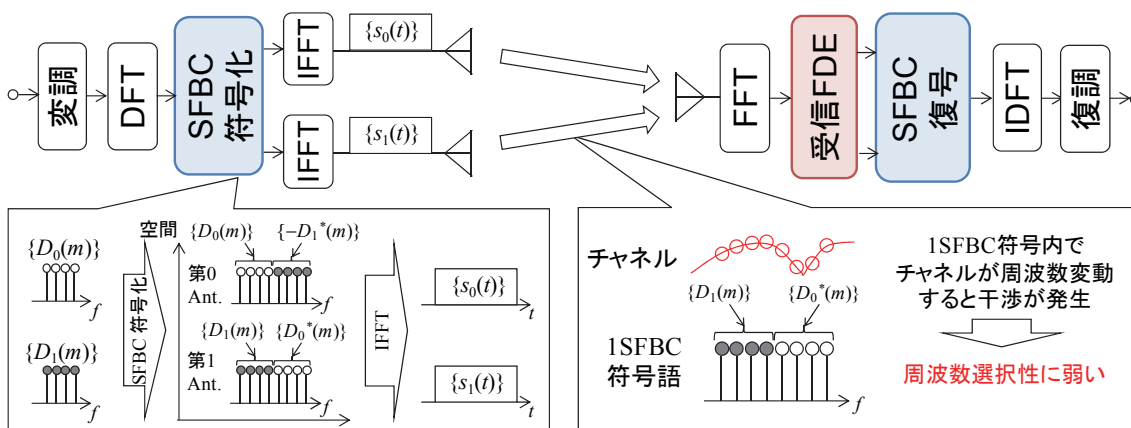


図 1-16 SC-SFBC ダイバーシチにおけるチャンネルの周波数選択性の影響

1.4 本論文の目的

これまで述べてきたように、次世代移動無線通信システムでは高周波数広帯域伝送が用いられるため、時間・周波数二重選択性フェージングの克服が必要不可欠である。送受信機の構成を簡易に保ちつつ優れた伝送品質を実現する手段として、SC-STBC ダイバーシチと SC-SFBC ダイバーシチの2つがある。しかしながら、前者では時間選択性が厳しい高速移動環境のとき、後者では周波数選択性が厳しい環境のとき、符号の直交性が崩れ伝送特性が大きく劣化してしまう。したがって、既存のダイバーシチ技術では、時間選択性と周波数選択性の両方が厳しい環境下において優れた伝送品質を実現することは困難だった。

そこで本研究では、高速移動環境下においても優れた伝送品質を達成することをめざし、SC-STBC ダイバーシチおよび SC-SFBC ダイバーシチに適した新たな FDE 法を提案している。本論文の構成は以下のとおりである。

第2章では、SC-STBC ダイバーシチに適したロバスト FDE を提案している。ロバスト FDE では、1つの STBC 符号語が複数の符号化ブロックで構成されていることに着目し、ブロック毎に一つの複数の FDE 重みを用いる。そしてその複数の FDE 重みを周波数変動と 1STBC 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮して同時に最適化することで、チャンネルの時間変動に起因する干渉を抑圧する。まず 1STBC 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮した場合における STBC 符号化前の送信信号と STBC 復号後の受信信号との平均二乗誤差(MSE)を導出し、その後 MSE を最小とする送信および受信ロバスト FDE 重みの閉形式解をそれぞれ導出している。また、1FFT ブロック内のチャンネルの時間変動をも考慮したうえで、時間・周波数二重選択性フェージング環境下における瞬時受信信号対雑音電力比 (SINR) の厳密解および条件付きビット誤り率 (BER) を導出している。これらの理論解析および計算機シミュレーションにより、ロバスト FDE は、1STBC 符号語内で共通の FDE 重みを用いる従来 FDE を用いる場合よりも常に優れた平均 BER 特性を達成できることを明らかにしている。また、送信ロバスト FDE は、準静的フェージング環境下の受信 SINR を従来送信 FDE と比較して STBC 符号化率の逆数倍の受信 SINR を達成できることを理論検討で明らかにしている。

第3章では、SC-SFBC ダイバーシチに適したロバスト FDE を提案している。SC-SFBC ダイバーシチのためのロバスト FDE では、1つの SFBC 符号がマッピングされた複数の周波数成分の FDE 重みを SFBC 符号語内のチャンネルの周波数変動を考慮して同時に最適化することで、1SFBC 符号語内のチャンネルの周波数変動に起因する干渉を抑圧する。第2章と同様に、まず 1SFBC 符号語内のチャンネルの周波数変動を考慮した場合における SFBC 符号化前の送信信号と SFBC 復号後の受信信号との MSE を導出し、その後 MSE を最小とする送信および受信ロバスト FDE 重みの閉形式解を導出している。また、1FFT ブロック内のチャンネルの時間変動をも考慮したうえで、時間・周波数二重選択性フェージング環境下における瞬時 SINR の厳密解および条件付き BER を導出している。これらの理論解析および計算

機シミュレーションにより、ロバスト FDE は、従来 FDE を用いる場合よりも常に優れた平均 BER 特性を達成できることを明らかにしている。またロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチはロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチと比較して許容正規化ドップラー周波数を大きくできることを明らかにしている。

最後に第 4 章において、本研究の結論と今後の研究課題を述べる。

以上の研究により、いかなる環境においても優れた伝送品質を達成可能な SC 伝送システムの実現を目指す。

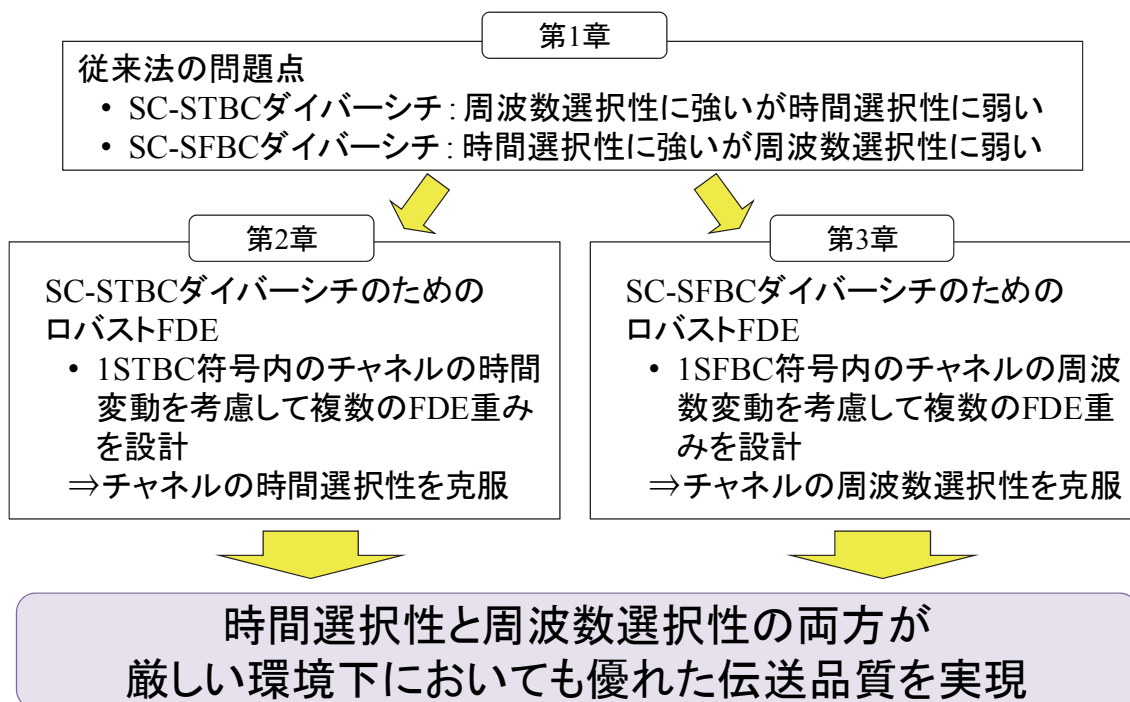


図 1-17 本論文の位置づけ

参考文献

- [1-1] 総務省情報通信統計データベース: 携帯・PHS の加入契約数の推移 (単純合算)
<http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/field/tsuushin02.html>
- [1-2] NTT ドコモ iモード <http://www.nttdocomo.co.jp/service/imode/>
- [1-3] 平賀 督基, ケータイカメラ進化論 ケータイカメラの誕生,
<http://www.itmedia.co.jp/promobile/articles/1004/07/news004.html>
- [1-4] NTT ドコモ R&D 第 3 世代の移動通信システムを支える W-CDMA 技術
<http://www.nttdocomo.co.jp/corporate/technology/rd/tech/bn/wcdma/index.html>
- [1-5] <http://www.3gpp.org/hspa>
- [1-6] <http://www.3gpp.org/LTE>
- [1-7] R. Prasad, OFDM for wireless communications systems, Artech House, 2004.
- [1-8] H. G. Myung and D. J. Goodman, Single Carrier FDMA: A New Air Interface for Long Term Evolution, John Wiley & Sons, Nov. 2008.
- [1-9] NTT ドコモ, Premium 4G サービスエリア ホームページ

https://www.nttdocomo.co.jp/support/area/premium_4g/index.html

- [1-10] <http://www.3gpp.org/LTE-Advanced>
- [1-11] 大鐘武雄, 小川恭孝, わかりやすい MIMO システム技術, オーム社, 2009 年
- [1-12] G. Yuan, X. Zhang, W. Wang and Y. Ynag, "Carrier aggregation for LTE-advanced mobile communication systems," IEEE COmmun., Mag., vol. 48, pp. 88-93, Feb. 2010.
- [1-13] Ericsson, Ericsson mobility report, June 2015.
<http://www.ericsson.com/res/docs/2015/ericsson-mobility-report-june-2015.pdf>
- [1-14] 総務省平成 27 年版情報通信白書
<http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/h27/html/nc254110.html>
- [1-15] NTT ドコモ, ドコモ 5G ホワイトペーパー, "2020 年以降の 5G 無線アクセスにおける要求条件と技術コンセプト" 2014 年 9 月
https://www.nttdocomo.co.jp/binary/pdf/corporate/technology/whitepaper_5g/DOCOMO_5G_White_PaperJP_20141006.pdf
- [1-16] 5G-PPP, 5G-PPP White Paper on Energy Vertical Sector, Oct. 2015.
https://5g-ppp.eu/wp-content/uploads/2014/02/5G-PPP-White_Paper-on-Energy-Vertical-Sector.pdf
- [1-17] Ericsson, Ericsson white paper, "5G radio access," Feb. 2015.
<http://www.ericsson.com/res/docs/whitepapers/wp-5g.pdf>
- [1-18] 総務省電波利用ホームページ
<http://www.tele.soumu.go.jp/resource/search/myuse/use/960m.pdf>
- [1-19] J. G. Proakis, Digital communication, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
- [1-20] H. Han and J. H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," IEEE Wireless Commun., Mag., Vol. 12, No. 2, pp. 56-65, April 2005.
- [1-21] H. Sari, G. Karam and J. Jeanclaude, "Transmission technique for digital terrestrial TV broadcasting," IEEE Commun., Mag. bol. 40, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [1-22] D. Falconer, S. L. Ariyavistakul, A. Benyamin Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun. Mag., Vol. 40, pp. 58-66, April 2002.
- [1-23] F. Adachi, T. Sao and T. Itagaki, "Performance of multi-code DS-CDMA using frequency-domain equalization in a frequency selective fading channel," IEE Electronics Letters, vol. 51, no. 7, pp. 1029-1033, July 2003.
- [1-24] A. Gusmao, R. Dinis and N. Reteves, "On frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications," IEEE Trans. Wireless Comuun., vol. 51, no. 7, pp. 1029-1033, July 2013.
- [1-25] R. L-U. Choi and R. D. Murch, "Frequency domain pre-equalization with transmit diversity for MISO broadband wireless communications," Proc. IEEE 56th Vehicular Technology Conference (VTC2002-fall), vol. 3, pp. 1787-1791, Sept. 2002.
- [1-26] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Joint use of frequency-domain equalization and transmit/receive antenna diversity for single-carrier transmissions," IEICE Trans. Commun., Vol. E87-B, No. 7, pp. 1946-1953, July 2004.
- [1-27] M. Kang and M. S. Alouini, "Largest eigenvalue of complex wishart matrices and performance analysis of MIMO MRC systems," IEEE J. Sel. Areas. Commun., vol. 21, no. 3, pp.418-426, Apr. 2013.
- [1-28] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE J. Sel. Areas. Commun., vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [1-29] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," IEEE J. Sel. Areas. Commun., vol. 17, no. 3, pp. 451-460, Mar. 1999.

- [1-30] K. Takeda, T. Itagaki and F. Adachi, "Application of space-time transmit diversity to single carrier transmission with frequency domain equalization and receive antenna diversity in a frequency-selective fading channel," *IEEE Proc. –Commun.*, vol. 151, no. 6, pp. 627-632, Dec. 2004.
- [1-31] H. Tomeba, K. Takeda and F. Adachi, "Space-time block coded joint transmit/receive diversity in a frequency-nonselective Rayleigh fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E89-B, no. 8, pp. 2189-2195, Aug. 2006.
- [1-32] H. Tomeba, K. Takeda and F. Adachi, "Frequency-domain space-time block coded joint transmit/receive diversity for direct-sequence spread spectrum signal transmission," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E90-B, no. 3, pp. 597-606, Mar. 2007.
- [1-33] R. Matsukawa, T. Obara and F. Adachi, "Frequency-domain space time block coded transmit/receive diversity for single-carrier distributed antenna network," *IEICE Communications Express (ComEX)*, vol. 2, no. 4, pp. 141-147, Apr. 2013.
- [1-34] P. H. Chiang, D. B. Lin and H. J. Li, "performance analysis of two-branch space-time block coded DS-CDMA systems in time-varying multipath Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 56, no. 2, pp. 975-983, Mar. 2007.
- [1-35] Y. Yupeng, Y. Dongfeng and W. Dalei, "Performance comparison of STBC and SFBC in turbo coded OFDM systems," *Proc. 2005 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM2005)*, Wuhan, China, Sept. 2005.
- [1-36] S. Yiu, D. Calin, O. Kaya and Y. Kai, "Distributed STBC-OFDM and distributed SFBC-OFDM for frequency-selective and time-varying channels," *Proc. Wireless Communications and Networking Conference 8WCNC2012*, Paris, France, Apr. 2012.
- [1-37] J. -H. Jang, H. C. Won and G. -H. Im, "Cyclic prefixed single carrier transmission with SFBC mobile wireless channels," *IEEE Letters, Signal Processing*, vol. 13, no. 5, pp. 261-264, May 2006.
- [1-38] D. -Y. Seol, U. -K. Kwon and G. -H. Im, "Performance of single carrier transmission with cooperative diversity over fast fading channels," *IEEE Trnas. Commun.*, vol. 57, no. 9, pp. 2799-2807, Sept. 2009. *IEEE Letters, Signal Processing*, vol. 13, no. 5, pp. 261-264, May 2006.

第 2 章 シングルキャリア時空間ブロック符号化ダイバーシチのためのロバスト周波数領域等化

2.1 概要

次世代高周波数広帯域伝送において高速大容量かつ高品質な伝送を実現するためには、時間・周波数二重選択性フェージングを克服しなければならない。まず周波数選択性フェージングを克服する手段として、周波数領域等化 (FDE) を用いるシングルキャリア (SC) 伝送 (SC-FDE) 伝送がある[2-1,2,3]。SC-FDE 伝送では、最小平均二乗誤差に基づく周波数領域等化 (MMSE-FDE) を適用することにより、周波数選択性フェージングに起因する符号間干渉 (ISI) を抑圧しつつ周波数ダイバーシチ効果を獲得し、低演算量ながら優れた伝送品質を達成できる。また時空間ブロック符号化 (STBC) ダイバーシチ[2-4,5]と FDE を併用すれば、送信機もしくは受信機の構成を簡易に保ちつつさらに伝送品質を改善できる。SC-STBC ダイバーシチには、受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチ[2-6]と送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチ[2-7]の二つがある。受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチでは、送信機においてチャネル情報が不要であり、STBC 符号化率を低下させることなく任意の受信アンテナ本数を利用できる。一方、送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチでは、受信機においてチャネル情報が不要であり、STBC 符号化率を低下させることなく任意の送信アンテナ本数を利用できる。したがって受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチは上りリンク伝送に適しており、送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチは下りリンク伝送に適している[2-8]。

SC-STBC ダイバーシチでは、複数のブロックで構成される 1STBC 符号語の中での伝搬チャネルの時間変動はほぼ無視できるという性質を用いて、送受信機構成を簡易に保ちつつ送受信ダイバーシチを実現している。そのため、高速鉄道利用時など移動端末が高速に移動する環境下では、1STBC 符号語内でチャネルが時間変動することにより STBC 符号の直交性が崩れてしまう。その結果 1STBC 符号語を構成する複数の送信ブロックが互いに干渉 (以降、この干渉を STBC 符号干渉と呼ぶ) してしまい特性が大きく劣化してしまう[2-9]。STBC 符号干渉を抑圧する技術として、繰り返し干渉キャンセラ (I^2C) [2-10,11]がこれまでに提案されている。しかしながら、 I^2C は繰り返し処理が必要なため演算量が高い。また I^2C を行うためには受信機においてチャネル情報が必要なため、送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチには適さない。一方、高速移動環境下における SC-STBC ダイバーシチに関するこれまでの検討は計算機シミュレーションによってのみ行われており、高速移動環境下における SC-STBC ダイバーシチにおける瞬時受信信号電力対干渉雑音電力比 (SINR) やビット誤り率 (BER) に関する理論解析はこれまで行われていなかった。

そこで本章では、低演算量で SC-STBC ダイバーシチにおける STBC 符号干渉を克服する

手段としてロバスト FDE を提案する。ロバスト FDE の概念図を図 2-1 に示す。前述のように 1STBC 符号は複数の符号化ブロックで構成される。この点に着目し、ロバスト FDE では 1STBC 符号語を構成する複数のブロックに合わせて複数の FDE 重みを用いる。このように時間方向に複数の FDE 重みを用意することで、1STBC 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮して FDE 重みを設計でき STBC 符号干渉を抑圧することが可能となる。まず、1STBC 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮したうえで、STBC 符号前の送信信号を STBC 復号後の受信信号との平均二乗誤差 (MSE) を導出した後、その MSE を最小とするロバスト FDE 重みを導出している。また 1STBC 符号語内のチャンネルの時間変動に加えて 1 ブロック内のチャンネルの時間変動を考慮したうえで、高速移動環境下における STBC 復号後の瞬時受信 SINR の厳密解および条件付き瞬時 BER を導出している。計算機シミュレーションおよび理論検討により、ロバスト FDE は従来 FDE より常に優れた平均 BER 特性を達成できることを明らかにしている。また送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチは、従来 FDE と比較して、準静的フェージング環境下における受信 SINR を符号化率の逆数倍に向上できることを明らかにしている。

本章の構成は以下のようになっている。2.2 節では、SC-STBC ダイバーシチにおける送受信機構および信号表現について述べる。2.3 節にてロバスト FDE を提案した後、2.4 節にて高速移動環境下における STBC 復号後の瞬時受信 SINR の厳密解および条件付き瞬時 BER を導出している。2.5 節にて計算機シミュレーション結果を示し、2.6 節にてまとめる。

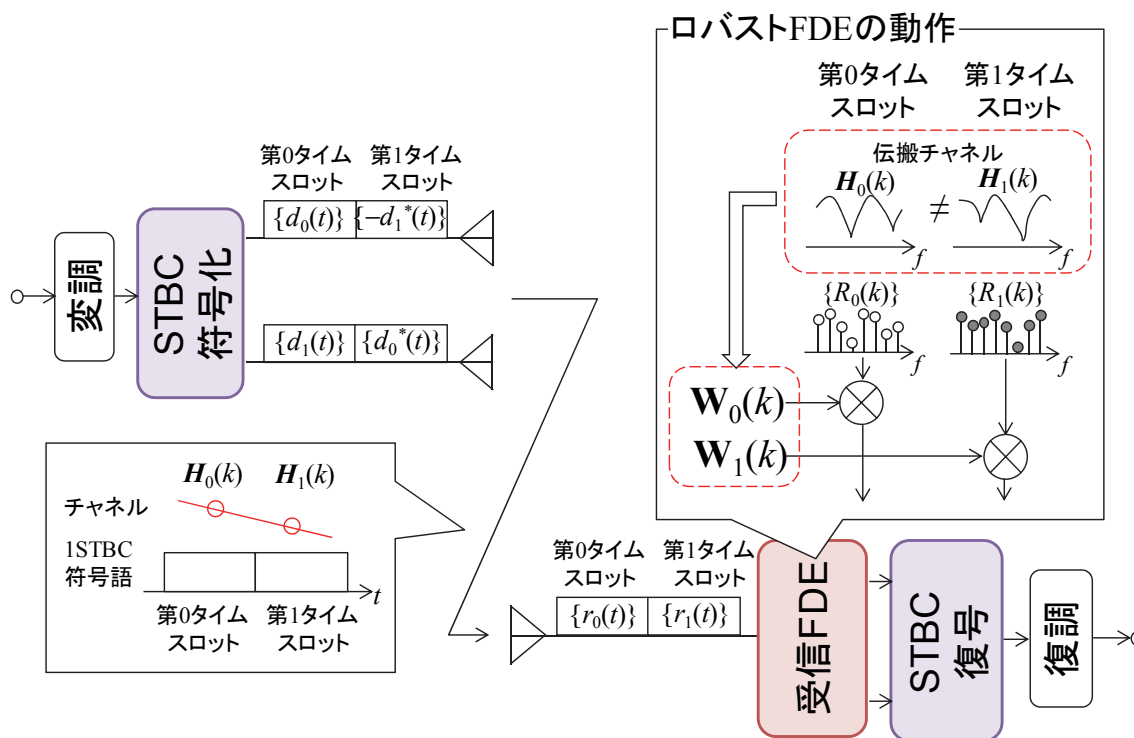


図 2-1 ロバスト FDE の概念図

2.2 ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチ

本章では、受信/送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチを仮定している。また送信機は N_t 本、受信機は N_r 本のアンテナをそれぞれ搭載しているものとする。以降、シンボル間隔 T_s の離散時間等価低域表現を用いる。

2.2.1 送受信機構成

(a) 受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチ

受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける送受信機構成を図 2-2 に示す。送信機では、まず $J \times N_c$ シンボルからなるデータ変調後の送信信号系列を分割して、 J 個の送信信号ブロックを生成する。そして生成した送信信号ブロックに対して N_c ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用して周波数領域信号に変換した後、周波数領域において STBC 符号化を行う。受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチでは、送信信号ブロック数 J および STBC 符号化ブロック数 Q は送信アンテナ本数 N_t によって決定される。送信アンテナ本数 N_t 、送信信号ブロック数 J 、STBC 符号化ブロック数 Q および STBC 符号化率 $R_{STBC} = J/Q$ の関係を表 2-1 に示す。その後、送信機は STBC 符号化ブロックに対して N_c ポイント逆 FFT (IFFT) を適用した後、サイクリックプレフィックス (CP) をブロックの先頭のガード区間に挿入して送信する。

受信機では、受信信号から CP を除去した後、 N_c ポイント FFT を適用して周波数領域受信信号に変換する。そして周波数領域受信信号に対して受信ロバスト FDE を適用した後、周波数領域において STBC 復号を行う。最後に STBC 復号後の受信信号に N_c ポイント IFFT を適用して時間領域受信信号に変換した後、データ復調を行う。

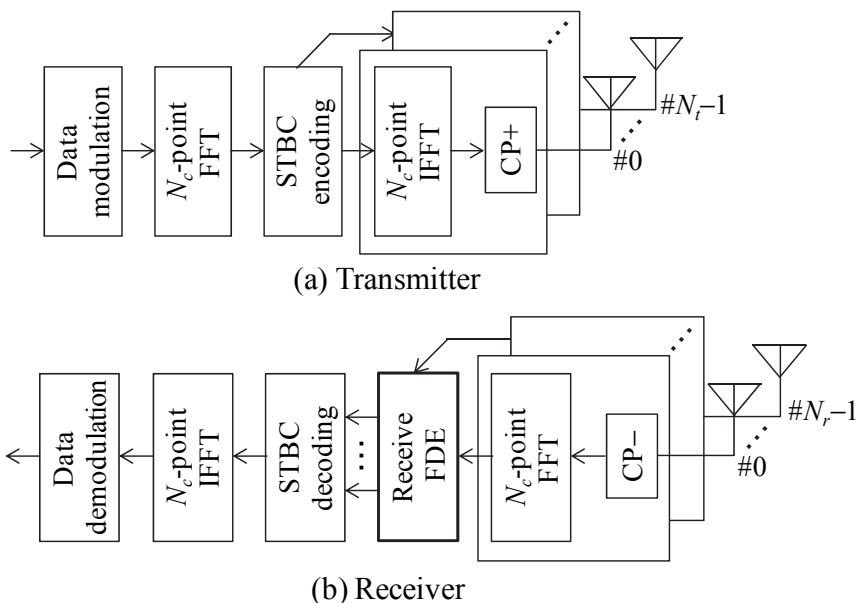


図 2-2 受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける送受信機構成

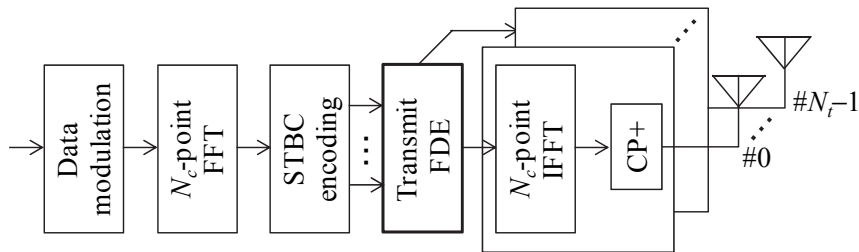
表 2-1 受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける符号化率

No. of transmit antennas, N_t	No. of transmit blocks, J	No. of coded blocks, Q	Coding rate $R_{STBC}=J/Q$
2	2	2	1
3	3	4	3/4
4	3	4	3/4
5	10	15	2/3

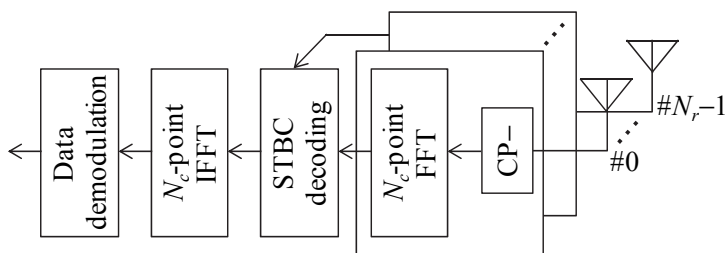
(b) 送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチ

図 2-3 に送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける送受信機構成を示す。送信機では、まず $J \times N_c$ シンボルからなるデータ変調後の送信信号系列を分割して、 J 個の送信信号ブロックを生成する。そして生成した送信信号ブロックに対して N_c ポイント FFT を適用して周波数領域信号に変換した後、周波数領域において STBC 符号化を行う。送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチでは、送信信号ブロック数 J および STBC 符号化ブロック数 Q は受信アンテナ本数 N_r によって決定される。受信アンテナ本数 N_r 、送信信号ブロック数 J 、STBC 符号化ブロック数 Q および STBC 符号化率 $R_{STBC}=J/Q$ の関係を表 2-2 に示す。その後、送信機は STBC 符号化ブロックに対して送信 FDE を適用する。そして N_c ポイント逆 FFT (IFFT) を適用した後、サイクリックプレフィックス (CP) をブロックの先頭のガード区間に挿入して送信する。

受信機では、受信信号から CP を除去した後、 N_c ポイント FFT を適用して周波数領域受信信号に変換する。そして周波数領域において STBC 復号を行う。最後に STBC 復号後の受信信号に N_c ポイント IFFT を適用して時間領域受信信号に変換した後、データ復調を行う。



(a) Transmitter



(b) Receiver

図 2-3 送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける送受信機構成

表 2-2 送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける符号化率

No. of receive antennas, N_r	No. of transmit blocks, J	No. of coded blocks, Q	Coding rate $R_{STBC}=J/Q$
2	2	2	1
3	3	4	3/4
4	3	4	3/4
5	10	15	2/3

2.2.1 送受信信号表現

(a) 受信 FDE を用いる STBC ダイバーシチ

送信機における第 j ($j=0, \dots, J-1$) 送信信号ブロックを $\{d_j(t): t=0, \dots, N_c-1\}$ と表現する. 送信機は送信信号ブロックに対し N_c ポイント FFT を適用して周波数領域送信信号 $\{D_j(k): k=0, \dots, N_c-1\}$ に変換する. 周波数領域送信信号 $D_j(k)$ は次式で与えられる.

$$D_j(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} d_j(t) \exp(-j2\pi kt/N_c) \quad (2.2-1)$$

ついで, 周波数領域において STBC 符号化を行い, STBC 符号化送信信号ブロック $\{S_{R,q}(n_b, k): k=0, \dots, N_c-1, n_r=0, \dots, N_r-1, q=0, \dots, Q-1\}$ を生成する. 第 q タイムスロットにおいて送信される第 q STBC 符号化送信信号ブロックベクトルを $\mathbf{S}_{R,q}(k) = [S_{R,q}(0, k), \dots, S_{R,q}(N_r-1, k)]^T$ とすると, それぞれ次式で与えられる.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{S}_0^T(k) \\ \mathbf{S}_1^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(k) & D_1(k) \\ -D_1^*(k) & D_0^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=2, (2.2-2a)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{S}_0^T(k) \\ \mathbf{S}_1^T(k) \\ \mathbf{S}_2^T(k) \\ \mathbf{S}_3^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(k) & D_1(k) & D_2(k) \\ -D_1^*(k) & D_0^*(k) & 0 \\ -D_2^*(k) & 0 & D_0^*(k) \\ 0 & -D_2^*(k) & D_1^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=3, (2.2-2b)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{S}_0^T(k) \\ \mathbf{S}_1^T(k) \\ \mathbf{S}_2^T(k) \\ \mathbf{S}_3^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(k) & D_1(k) & D_2(k) & 0 \\ -D_1^*(k) & D_0^*(k) & 0 & D_2(k) \\ -D_2^*(k) & 0 & D_0^*(k) & D_1^*(k) \\ 0 & -D_2^*(k) & D_1^*(k) & D_0(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=4, (2.2-2c)$$

その後, STBC 符号化周波数領域送信信号に対して N_c ポイント IFFT を適用して時間領域送信信号に変換する. 最後に, ブロックの先頭のガード区間に CP を挿入した後, Q タイムスロットを用いて N_r 本のアンテナから送信する.

受信機では, 時間・周波数二重選択性フェージングチャネルを伝搬して受信された信号から CP が除去される. 第 q タイムスロットにおける第 n_r アンテナの時間領域受信信号 $\{r_q(n_r, t): t=0, \dots, N_c-1, n_r=0, \dots, N_r-1\}$ は次式で表される.

$$r_q(n_r, t) = \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \sum_{n_r=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{q,l}(n_r, n_t, t) s_q(n_t, (t - \tau_l) \bmod N_c) + n_q(n_r, t) \quad (2.2-3)$$

ただし、 P は総送信電力であり、 $h_{q,l}(n_r, n_t, t)$ は第 q タイムスロット第 t シンボル受信時点における第 n_t 送信アンテナ—第 n_r 受信アンテナ間のチャネルの第 l 複素パス利得である。 $s_q(n_t, t)$ は第 q タイムスロットにおける第 n_t アンテナの時間領域送信信号であり次式で与えられる。

$$s_q(n_t, t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} S_q(n_t, k) \exp(j2\pi kt/N_c) \quad (2.2-4)$$

また $n_q(n_r, t)$ は零平均分散 $2N_0/T_s$ の加法的白色ガウス雑音 (AWGN) であり、 N_0 は片側雑音電力スペクトル密度である。その後受信機は CP 除去後の受信信号に N_c ポイント FFT を適用して周波数領域信号に変換する。第 q タイムスロットにおける第 n_r アンテナの周波数領域受信信号を $\{R_q(n_r, k): k=0, \dots, N_c-1, n_r=0, \dots, N_t-1\}$ とすると、第 q タイムスロットにおける周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{R}_q(k) = [R_q(0, k), \dots, R_q(N_t-1, k)]^T$ は次式で表される。

$$\mathbf{R}_q(k) = \sqrt{2P} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \mathbf{H}_q(k, k') \mathbf{S}_q(k') + \mathbf{N}_q(k) \quad (2.2-5)$$

ここで、 $\mathbf{H}_q(k, k')$ は 1 ブロック内のチャネルの時間変動を考慮した場合の第 q タイムスロットにおける $N_t \times N_t$ の周波数領域チャネル利得行列であり、 $H_q(n_r, n_t, k, k')$ は第 q タイムスロットにおける第 n_t 送信アンテナ—第 n_r 受信アンテナ間のチャネルの第 k' 周波数から第 k 周波数への伝達関数である。それぞれ次式で表される。

$$\mathbf{H}_q(k, k') = \begin{bmatrix} H_q(0, 0, k, k') & \cdots & H_q(0, N_t-1, k, k') \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_q(N_t-1, 0, k, k') & \cdots & H_q(N_t-1, N_t-1, k, k') \end{bmatrix} \quad (2.2-6)$$

$$H_q(n_r, n_t, k, k') = \frac{1}{N_c} \sum_{l=0}^{N_c-1} \left(\sum_{t=0}^{L-1} h_{q,l}(n_r, n_t, t) \exp(-j2\pi k' t/N_c) \right) \exp\left(-\frac{j2\pi(k-k')t}{N_c}\right) \quad (2.2-7)$$

また、 $\mathbf{N}_q(k) = [N_q(0, k), \dots, N_q(N_t-1, k)]^T$ は周波数領域雑音ベクトルであり、 $N_q(n_r, k)$ は次式で表される。

$$N_q(n_r, k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} n_q(n_r, t) \exp(-j2\pi kt/N_c) \quad (2.2-8)$$

式(2.2-5)で表されるように、高速移動環境下では各周波数成分が直交していないことが分かる。これは 1 ブロック内でチャネルが時間変動することで、受信信号が伝搬チャネルと送信信号との循環畳み込み和とはならないためである。

その後、受信機は受信信号に対して受信ロバスト FDE を適用する。受信ロバスト FDE 後の周波数領域受信信号を $\{\hat{\mathbf{R}}_q(n_t, k): k=0, \dots, N_c-1, n_t=0, \dots, N_t-1\}$ とすると、受信ロバスト FDE 後の周波数領域受信信号ベクトル $\hat{\mathbf{R}}_q(k) = [\hat{R}_{R,q}(0, k), \dots, \hat{R}_{R,q}(N_t-1, k)]^T$ は次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{R}}_q(k) = \mathbf{W}_{R,q}(k) \mathbf{R}_q(k) \quad (2.2-9)$$

ただし、 $\mathbf{W}_{R,q}(k) = [\mathbf{W}_{R,q}^T(0, k), \dots, \mathbf{W}_{R,q}^T(N_t-1, k)]^T$ は第 q タイムスロットにおける受信信号ブ

ックに対する $N_t \times N_r$ 受信 FDE 重み行列であり, $\mathbf{W}_{R,q}(n_t, k) = [W_{R,q}(n_t, 0, k), \dots, W_{R,q}(n_t, N_r - 1, k)]$ である. ついで受信ロバスト FDE 後の受信信号に対して STBC 復号を行う. STBC 復号後の第 j 受信信号ブロック $\{\hat{D}_j(k) : k=0, \dots, N_c - 1, j=0, \dots, J-1\}$ は次式で表される.

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}_0(0, k) + \hat{R}_1^*(1, k) \\ \hat{R}_0(1, k) - \hat{R}_1^*(0, k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ if } N_r=2, (2.2-10a)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \\ \hat{D}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}_0(0, k) + \hat{R}_1^*(1, k) + \hat{R}_2^*(2, k) \\ \hat{R}_0(1, k) - \hat{R}_1^*(0, k) + \hat{R}_3^*(2, k) \\ \hat{R}_0(2, k) - \hat{R}_2^*(0, k) - \hat{R}_3^*(1, k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ if } N_r=3, (2.2-10b)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \\ \hat{D}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}_0(0, k) + \hat{R}_1^*(1, k) + \hat{R}_2^*(2, k) + \hat{R}_3^*(3, k) \\ \hat{R}_0(1, k) - \hat{R}_1^*(0, k) - \hat{R}_2^*(3, k) + \hat{R}_3^*(2, k) \\ \hat{R}_0(2, k) + \hat{R}_1^*(3, k) - \hat{R}_2^*(0, k) - \hat{R}_3^*(1, k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ if } N_r=4, (2.2-10c)$$

最後に, STBC 復号後の周波数領域受信信号に対して N_c ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換した後, データ復調を行う.

(b) 送信 FDE を用いる STBC ダイバーシチ

送信機は送信信号ブロックに対し N_c ポイント FFT を適用して周波数領域送信信号に変換した後, 周波数領域において STBC 符号化を行って STBC 符号化送信信号ブロック $\{S_q(n_r, k) : k=0, \dots, N_c - 1, n_r=0, \dots, N_r - 1, q=0, \dots, Q-1\}$ を生成する. 第 q タイムスロットにおいて送信される第 q STBC 符号化送信信号ブロックベクトルを $\mathbf{S}_q(k) = [S_q(0, k), \dots, S_q(N_r - 1, k)]^T$ とすると, それぞれ次式で与えられる.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{S}_0^T(k) \\ \mathbf{S}_1^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(k) & D_1(k) \\ -D_1^*(k) & D_0^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=2, (2.2-11a)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{S}_0^T(k) \\ \mathbf{S}_1^T(k) \\ \mathbf{S}_2^T(k) \\ \mathbf{S}_3^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(k) & D_1(k) & D_2(k) \\ -D_1^*(k) & D_0^*(k) & 0 \\ -D_2^*(k) & 0 & D_0^*(k) \\ 0 & -D_2^*(k) & D_1^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=3, (2.2-11b)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{S}_0^T(k) \\ \mathbf{S}_1^T(k) \\ \mathbf{S}_2^T(k) \\ \mathbf{S}_3^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(k) & D_1(k) & D_2(k) & 0 \\ -D_1^*(k) & D_0^*(k) & 0 & D_2(k) \\ -D_2^*(k) & 0 & D_0^*(k) & D_1^*(k) \\ 0 & -D_2^*(k) & D_1^*(k) & D_0(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=4, (2.2-11c)$$

その後, STBC 符号化送信信号ブロックベクトルごとに送信ロバスト FDE を適用する. 送信ロバスト FDE 後の第 q 送信信号ブロックベクトル $\hat{\mathbf{S}}_q(k) = [\hat{S}_q(0, k), \dots, \hat{S}_q(N_r - 1, k)]^T$ は次式で与えられる.

$$\hat{\mathbf{S}}_q(k) = A_{N_r} \mathbf{W}_{T,q}(k) \mathbf{S}_q(k) \quad (2.2-12)$$

ただし, $\mathbf{W}_{T,q}(k) = [\mathbf{W}_{T,q}(0, k), \dots, \mathbf{W}_{T,q}(N_r - 1, k)]$ は第 q STBC 符号化送信信号ブロックに対する N_t

$\times N_r$ 送信ロバスト FDE 重み行列であり, $\mathbf{W}_{T,q}(n_r,k)=[W_{T,q}(0,n_r,k),\dots,W_{T,q}(N_r-1,n_r,k)]^T$ である. また A_{N_r} は 1 符号語内の送信電力を一定とするための電力正規化係数であり次式で与えられる.

$$A_{N_r} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{N_c} \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \|\mathbf{w}_{T,q}(n_r,k)\|^2}} \quad (2.2-13)$$

その後, 送信ロバスト FDE 後の周波数領域送信信号に対して N_c ポイント IFFT を適用して時間領域送信信号に変換する. 最後に, ブロックの先頭のガード区間に CP を挿入した後, Q タイムスロットを用いて N_r 本のアンテナから送信する.

受信機では, 時間・周波数二重選択性フェージングチャネルを伝搬して受信された信号から CP が除去される. 第 q タイムスロットにおける第 n_r アンテナの時間領域受信信号 $\{r_q(n_r,t):t=0,\dots,N_c-1, n_r=0,\dots,N_r-1\}$ は次式で表される.

$$r_q(n_r,t) = \sqrt{2P} \sum_{n_t=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{q,l}(n_r,n_t,t) \hat{s}_q(n_t,(t-\tau_l) \bmod N_c) + n_q(n_r,t) \quad (2.2-14)$$

ここで, $\hat{s}_q(n_t,t)$ は第 q タイムスロットにおける第 n_t アンテナの時間領域送信信号であり次式で与えられる.

$$\hat{s}_q(n_t,t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{S}_q(n_t,k) \exp(j2\pi kt/N_c) \quad (2.2-15)$$

その後受信機は CP 除去後の受信信号に N_c ポイント FFT を適用して周波数領域信号に変換する. 第 q タイムスロットにおける周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{R}_q(k)=[R_q(0,k),\dots,R_q(N_r-1,k)]^T$ は次式で表される.

$$\mathbf{R}_q(k) = \sqrt{2P} \sum_{k'=0}^{N_r-1} \mathbf{H}_q(k,k') \hat{\mathbf{S}}_q(k') + \mathbf{N}_q(k) \quad (2.2-16)$$

その後, 周波数領域受信信号に対して STBC 復号を行う. STBC 復号後の第 j 受信信号ブロック $\{\hat{D}_j(k):k=0,\dots,N_c-1, j=0,\dots,J-1\}$ は次式で表される.

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_0(0,k) + R_1^*(1,k) \\ R_0(1,k) - R_1^*(0,k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=2, (2.2-17a)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \\ \hat{D}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_0(0,k) + R_1^*(1,k) + R_2^*(2,k) \\ R_0(1,k) - R_1^*(0,k) + R_2^*(2,k) \\ R_0(2,k) - R_2^*(0,k) - R_3^*(1,k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=3, (2.2-17b)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \\ \hat{D}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_0(0,k) + R_1^*(1,k) + R_2^*(2,k) + R_3^*(3,k) \\ R_0(1,k) - R_1^*(0,k) - R_2^*(3,k) + R_3^*(2,k) \\ R_0(2,k) + R_1(3,k) - R_2^*(0,k) - R_3^*(1,k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=4, (2.2-17c)$$

最後に, STBC 復号後の周波数領域受信信号に対して N_c ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換した後, データ復調を行う.

2.3 ロバスト FDE 重みの導出

FDE は, 1 ブロック内のチャネルの時間変動は十分小さいという仮定を前提とした等化技術であるため, 本節では, 1 ブロック内のチャネルの時間変動は十分に小さいものと仮定して $(h_{q,l}(n_r, n_t, 0) \approx h_{q,l}(n_r, n_t, 0) = h_{q,l}(n_r, n_t))$ FDE 重みを導出する. このとき, 式(2.2-5)および式(2.2-16)はそれぞれ次式のように近似できる.

$$\mathbf{R}_q(k) \approx \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \mathbf{H}_q(k, k) \mathbf{S}_q(k) + \mathbf{N}_q(k) \quad (2.3-1)$$

$$\mathbf{R}_q(k) \approx \sqrt{2P} \mathbf{H}_q(k, k) \hat{\mathbf{S}}_q(k) + \mathbf{N}_q(k) \quad (2.3-2)$$

受信 FDE 重みは, STBC 符号化前の送信信号と STBC 復号後の受信信号との MSE を最小とするように決定される. 一方, 送信 FDE を用いる場合は受信 SINR が MSE に依存しない. そこで送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバースチでは, STBC 符号化前の送信信号と STBC 復号後の受信信号との相対 MSE[2-7]を最小とするように決定される. 受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバースチにおける MSE, e_{RX} および送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバースチにおける相対 MSE, e_{TX} はそれぞれ次式で与えられる.

$$e_{RX} = \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} E \left[\left| \hat{D}_j(k) - \sqrt{\frac{2P}{N_t \cdot (J/Q)}} D_j(k) \right|^2 \right] \quad (2.3-3)$$

$$e_{TX} = \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} E \left[\left| \frac{\hat{D}_j(k) - \sqrt{2P} A_{N_r} D_j(k)}{\sqrt{2P} A_{N_r} \sqrt{E[D_j(k)^2]}} \right|^2 \right] \quad (2.3-4)$$

ここで, 従来 FDE では 1STBC 符号内でチャネルが時間変動しないものと仮定しており, STBC 符号内で共通の FDE 重みを用いていた. したがって従来 FDE における受信/送信 FDE 重みの最適化問題は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} & \text{minimize} && e_{RX} \\ & \text{s.t.} && \mathbf{W}_{R,0}(n_t, k) = \dots = \mathbf{W}_{R,Q-1}(n_t, k) = \mathbf{W}_R(n_t, k) \text{ for } n_t = 0, \dots, N_t - 1 \\ & \text{with approximation} && \mathbf{H}_{R,q}(n_t, k, k) = \bar{\mathbf{H}}_R(n_t, k) \text{ for } q = 0, \dots, Q - 1, n_t = 0, \dots, N_t - 1 \end{aligned} \quad (2.3-5)$$

$$\begin{aligned} & \text{minimize} && e_{TX} \\ & \text{s.t.} && \mathbf{W}_{T,0}(n_r, k) = \dots = \mathbf{W}_{T,Q-1}(n_r, k) = \mathbf{W}_T(n_r, k) \text{ for } n_r = 0, \dots, N_r - 1 \\ & \text{with approximation} && \mathbf{H}_{T,q}(n_r, k, k) = \bar{\mathbf{H}}_T(n_r, k) \text{ for } q = 0, \dots, Q - 1, n_r = 0, \dots, N_r - 1 \end{aligned} \quad (2.3-6)$$

ただし, $\mathbf{H}_{T,q}(n_r, k, k) = [H_q(n_r, 0, k, k), \dots, H_q(n_r, N_t - 1, k, k)]$ はチャネル行列の第 n_r 行ベクトルであり, $\mathbf{H}_{R,q}(n_t, k, k) = [H_q(0, n_t, k, k), \dots, H_q(N_r - 1, n_t, k, k)]^T$ はチャネル行列の第 n_t 列ベクトルである. また $\bar{\mathbf{H}}_R(n_t, k)$ および $\bar{\mathbf{H}}_T(n_r, k)$ はそれぞれ次式で与えられる.

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{H}}_R(n_t, k) = \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \mathbf{H}_{R,q}(n_t, k, k) \\ \bar{\mathbf{H}}_T(n_r, k) = \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \mathbf{H}_{T,q}(n_r, k, k) \end{cases} \quad (2.3-7)$$

式(2.3-5)と式(2.3-6)の最適化問題を解くことにより，従来受信/送信 FDE 重みはそれぞれ次式で与えられる[2-6,7].

$$\mathbf{W}_R(n_t, k) = \frac{\bar{\mathbf{H}}_R^H(n_t, k)}{\sum_{n_t=0}^{N_t-1} \|\bar{\mathbf{H}}_R(n_t, k)\|^2 + \frac{J}{Q} \left(\frac{P}{N}\right)^{-1}} \quad (2.3-8)$$

$$\mathbf{W}_T(n_r, k) = \frac{\bar{\mathbf{H}}_T^H(n_r, k)}{\sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}_T(n_r, k)\|^2 + \left(\frac{P}{N}\right)^{-1}} \quad (2.3-9)$$

上式で与えられる従来 FDE 重みは，準静的フェージング環境下では MMSE 最適解となる。しかしながら，1STBC 符号語内でチャンネルが時間変動しないものと仮定して設計された重みであるため，高速移動環境下では 1STBC 符号語内のチャンネルの時間変動に追従できない。その結果，STBC 符号の直交性が崩れて STBC 符号干渉が発生してしまい，特性が大きく劣化してしまう。

この問題を克服する手段として，本章では SC-STBC ダイバーシチのためのロバスト FDE を提案する。SC-STBC ダイバーシチのためのロバスト FDE では，1STBC 符号を構成する複数のブロックごとに一つの FDE 重みを用いる。そしてチャンネルの周波数変動と符号語内のチャンネルの時間変動を考慮して，STBC 符号化前の送信信号と STBC 復号後の受信信号との MSE を最小とするように同時に決定する。これにより 1 符号語内のチャンネルの時間変動に起因する STBC 符号干渉を抑圧でき，高速移動環境下でも優れた伝送品質を達成できる。

2.3.1 受信ロバスト FDE 重みの導出

以降，1STBC 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮したうえで，STBC 符号化前の送信信号を STBC 復号後の受信信号との MSE を導出した後，その MSE を最小とする受信ロバスト FDE 重みを導出する。ただし，1STBC 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮した場合の MSE の数式表現は送信アンテナ本数 N_t によって異なる。そこで送信アンテナ本数で場合分けして MSE とロバスト FDE をそれぞれ導出する。

(a) $N_t=2$ の場合

式(2.2-2a), (2.2-9), (2.2-10a)および(2.3-1)より，STBC 復号後の第 j 周波数領域受信信号 $\{\hat{D}_j(k): k=0, \dots, N_c-1, j=0, \dots, J-1\}$ は次式のように表される。

$$\left\{ \begin{aligned}
\hat{D}_0(k) &= \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} (\mathbf{W}_{R,0}(0,k) \mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(1,k)) D_0(k) \\
&+ \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} (\mathbf{W}_{R,0}(0,k) \mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(1,k)) D_1(k) \\
&+ \mathbf{W}_{R,0}(0,k) \mathbf{N}_0(k) + \mathbf{N}_1^H(k) \mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) \\
\hat{D}_1(k) &= \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} (\mathbf{W}_{R,0}(1,k) \mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(0,k)) D_1(k) \\
&+ \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} (\mathbf{W}_{R,0}(1,k) \mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(0,k)) D_0(k) \\
&+ \mathbf{W}_{R,0}(1,k) \mathbf{N}_0(k) + \mathbf{N}_1^H(k) \mathbf{W}_{R,1}^H(0,k)
\end{aligned} \right. \quad (2.3-10)$$

ただし右辺第1項は希望信号成分であり、第2項は STBC 符号干渉成分である。また第3項は雑音成分である。式(2.3-10)を式(2.3-3)に代入することにより、1STBC 符号語内のチャネルの時間変動を考慮した場合における MSE は次式のように与えられる。

$$\begin{aligned}
e_{RX} &= \sum_{k=0}^{N_t-1} \left\{ \left| \mathbf{W}_{R,0}(0,k) \mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) - 1 \right|^2 \right. \\
&\quad \left. + \left| \mathbf{W}_{R,0}(1,k) \mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) - 1 \right|^2 \right\} \\
&+ \sum_{k=0}^{N_t-1} \left\{ \left| \mathbf{W}_{R,0}(0,k) \mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) \right|^2 \right. \\
&\quad \left. + \left| \mathbf{W}_{R,0}(1,k) \mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) \right|^2 \right\} \\
&+ N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \sum_{k=0}^{N_t-1} \left\{ \left\| \mathbf{W}_{R,0}(0,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,1}(1,k) \right\|^2 \right. \\
&\quad \left. + \left\| \mathbf{W}_{R,0}(1,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,1}(0,k) \right\|^2 \right\}
\end{aligned} \quad (2.3-11)$$

$\partial e_{RX} / \partial \mathbf{W}_{R,0}(0,k) = \mathbf{0}, \dots, \partial e_{RX} / \partial \mathbf{W}_{R,0}(N_t-1,k) = \mathbf{0}$ を解くことにより、 $N_t=2$ の場合における受信ロバスト FDE 重みは次式のように導出される。

$$\left\{ \begin{aligned}
\mathbf{W}_{R,0}(0,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k) (\tilde{H}_{R,2}(k) / \tilde{H}_{R,1}(k))}{\tilde{H}_{R,0}(k) - \left(|\tilde{H}_{R,2}(k)|^2 / \tilde{H}_{R,1}(k) \right)} \\
\mathbf{W}_{R,0}(1,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k) (\tilde{H}_{R,3}(k) / \tilde{H}_{R,0}(k))}{\tilde{H}_{R,1}(k) - \left(|\tilde{H}_{R,3}(k)|^2 / \tilde{H}_{R,0}(k) \right)} \\
\mathbf{W}_{R,1}(0,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) (\tilde{H}_{R,3}^*(k) / \tilde{H}_{R,0}(k))}{\tilde{H}_{R,1}(k) - \left(|\tilde{H}_{R,3}(k)|^2 / \tilde{H}_{R,0}(k) \right)} \\
\mathbf{W}_{R,1}(1,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) (\tilde{H}_{R,2}^*(k) / \tilde{H}_{R,1}(k))}{\tilde{H}_{R,0}(k) - \left(|\tilde{H}_{R,2}(k)|^2 / \tilde{H}_{R,1}(k) \right)}
\end{aligned} \right. \quad (2.3-12)$$

ただし、

$$\begin{cases}
\tilde{H}_{R,0}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\
\tilde{H}_{R,1}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\
\tilde{H}_{R,2}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k) \\
\tilde{H}_{R,3}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k)
\end{cases} \quad (2.3-13)$$

である。式(2.3-12)右辺における分子/分母第2項が1符号語内のチャネルの時間変動に起因する STBC 符号干渉を抑圧する項である。

(b) $N_t=3$ の場合

式(2.2-2b), (2.2-9), (2.2-10b)および(2.3-1)より, STBC 復号後の第 j 周波数領域受信信号 $\{\hat{D}_j(k): k=0, \dots, N_c-1, j=0, \dots, J-1\}$ は次式のように表される。

$$\begin{cases}
\hat{D}_0(k) = \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} (\mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) + \mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k)\mathbf{W}_{R,2}^H(2,k))D_0(k) \\
\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} (\mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k))D_1(k) \\
\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} (\mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{H}_{R,0}(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(0,k,k)\mathbf{W}_{R,2}^H(2,k))D_2(k) \\
\quad + \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{N}_0(k) + \mathbf{N}_1^H(k)\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) + \mathbf{N}_2^H(k)\mathbf{W}_{R,2}^H(2,k) \\
\hat{D}_1(k) = \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} (\mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) + \mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k)\mathbf{W}_{R,3}^H(2,k))D_1(k) \\
\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} (\mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k))D_0(k) \\
\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} (\mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{H}_{R,0}(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(1,k,k)\mathbf{W}_{R,3}^H(2,k))D_2(k) \\
\quad + \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{N}_0(k) - \mathbf{N}_1^H(k)\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) + \mathbf{N}_3^H(k)\mathbf{W}_{R,3}^H(2,k) \\
\hat{D}_2(k) = \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} (\mathbf{W}_{R,0}(2,k)\mathbf{H}_{R,0}(2,k,k) + \mathbf{H}_{R,2}^H(0,k,k)\mathbf{W}_{R,2}^H(0,k) + \mathbf{H}_{R,3}^H(1,k,k)\mathbf{W}_{R,3}^H(1,k))D_2(k) \\
\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} (\mathbf{W}_{R,0}(2,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k)\mathbf{W}_{R,2}^H(0,k))D_0(k) \\
\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} (\mathbf{W}_{R,0}(2,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k)\mathbf{W}_{R,3}^H(1,k))D_1(k) \\
\quad + \mathbf{W}_{R,0}(2,k)\mathbf{N}_0(k) - \mathbf{N}_2^H(k)\mathbf{W}_{R,2}^H(0,k) - \mathbf{N}_3^H(k)\mathbf{W}_{R,3}^H(1,k)
\end{cases} \quad (2.3-14)$$

式(2.3-14)を式(2.3-3)に代入することにより, 1STBC 符号語内のチャネルの時間変動を考慮した場合における MSE は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
e_{RX} = & \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \begin{aligned} & \left| \mathbf{W}_{R,0}(0,k) \mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) + \mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k) \mathbf{W}_{R,2}^H(2,k) - 1 \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_{R,0}(1,k) \mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) + \mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k) \mathbf{W}_{R,3}^H(2,k) - 1 \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_{R,0}(2,k) \mathbf{H}_{R,0}(2,k,k) + \mathbf{H}_{R,2}^H(0,k,k) \mathbf{W}_{R,2}^H(0,k) + \mathbf{H}_{R,3}^H(1,k,k) \mathbf{W}_{R,3}^H(1,k) - 1 \right|^2 \end{aligned} \right\} \\
& + \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \begin{aligned} & \left| \mathbf{W}_{R,0}(0,k) \mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) \right|^2 + \left| \mathbf{W}_{R,0}(0,k) \mathbf{H}_{R,0}(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(0,k,k) \mathbf{W}_{R,2}^H(2,k) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_{R,0}(1,k) \mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) \right|^2 + \left| \mathbf{W}_{R,0}(1,k) \mathbf{H}_{R,0}(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(1,k,k) \mathbf{W}_{R,3}^H(0,k) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_{R,0}(2,k) \mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k) \mathbf{W}_{R,2}^H(0,k) \right|^2 + \left| \mathbf{W}_{R,0}(2,k) \mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k) \mathbf{W}_{R,3}^H(1,k) \right|^2 \end{aligned} \right\} \\
& + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \begin{aligned} & \left\| \mathbf{W}_{R,0}(0,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,1}(1,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,2}(2,k) \right\|^2 \\ & + \left\| \mathbf{W}_{R,0}(1,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,1}(0,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,3}(2,k) \right\|^2 \\ & + \left\| \mathbf{W}_{R,0}(2,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,2}(0,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,3}(1,k) \right\|^2 \end{aligned} \right\}
\end{aligned} \tag{2.3-15}$$

$\partial e_{RX} / \partial \mathbf{W}_{R,0}(0,k) = \mathbf{0}, \dots, \partial e_{RX} / \partial \mathbf{W}_{R,Q-1}(N_t-1,k) = \mathbf{0}$ を解くことにより, $N_t=3$ の場合における受信ロバスト FDE 重みは次式のように導出される.

$$\left\{ \begin{aligned}
\mathbf{W}_{R,0}(0,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k) \alpha_{R,0}(k) + \mathbf{H}_{R,0}^H(2,k,k) \beta_{R,0}(k)}{\tilde{H}_{R,0,F}(k) - \tilde{H}_{R,0,A}^*(k) \alpha_{R,0}(k) + \tilde{H}_{R,0,D}^*(k) \beta_{R,0}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,1}(1,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) \alpha_{R,0}^*(k)}{\tilde{H}_{R,0,F}(k) - \tilde{H}_{R,0,A}^*(k) \alpha_{R,0}(k) + \tilde{H}_{R,0,D}^*(k) \beta_{R,0}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,2}(2,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(0,k,k) \beta_{R,0}^*(k)}{\tilde{H}_{R,0,F}(k) - \tilde{H}_{R,0,A}^*(k) \alpha_{R,0}(k) + \tilde{H}_{R,0,D}^*(k) \beta_{R,0}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,0}(1,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k) \alpha_{R,1}(k) + \mathbf{H}_{R,0}^H(2,k,k) \beta_{R,1}(k)}{\tilde{H}_{R,1,F}(k) - \tilde{H}_{R,1,A}^*(k) \alpha_{R,1}(k) + \tilde{H}_{R,1,D}^*(k) \beta_{R,1}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,1}(0,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) \alpha_{R,1}^*(k)}{\tilde{H}_{R,1,F}(k) - \tilde{H}_{R,1,A}^*(k) \alpha_{R,1}(k) + \tilde{H}_{R,1,D}^*(k) \beta_{R,1}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,3}(2,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(1,k,k) \beta_{R,1}^*(k)}{\tilde{H}_{R,1,F}(k) - \tilde{H}_{R,1,A}^*(k) \alpha_{R,1}(k) + \tilde{H}_{R,1,D}^*(k) \beta_{R,1}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,0}(2,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,0}^H(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k) \alpha_{R,2}(k) + \mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k) \beta_{R,2}(k)}{\tilde{H}_{R,2,F}(k) - \tilde{H}_{R,2,A}^*(k) \alpha_{R,2}(k) + \tilde{H}_{R,2,D}^*(k) \beta_{R,2}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,2}(0,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,2}^H(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k) \alpha_{R,2}^*(k)}{\tilde{H}_{R,2,F}(k) - \tilde{H}_{R,2,A}^*(k) \alpha_{R,2}(k) + \tilde{H}_{R,2,D}^*(k) \beta_{R,2}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,3}(1,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,3}^H(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k) \beta_{R,2}^*(k)}{\tilde{H}_{R,2,F}(k) - \tilde{H}_{R,2,A}^*(k) \alpha_{R,2}(k) + \tilde{H}_{R,2,D}^*(k) \beta_{R,2}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,1}(2,k) &= \text{arbitrary} \\
\mathbf{W}_{R,2}(1,k) &= \text{arbitrary} \\
\mathbf{W}_{R,3}(0,k) &= \text{arbitrary}
\end{aligned} \right. \tag{2.3-16}$$

ただし,

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_{R,i}(k) = \frac{\tilde{H}_{R,i,A}(k)\tilde{H}_{R,i,E}(k) - \tilde{H}_{R,i,C}(k)\tilde{H}_{R,i,D}(k)}{\tilde{H}_{R,i,B}(k)\tilde{H}_{R,i,E}(k) - |\tilde{H}_{R,i,C}(k)|^2} \\ \beta_{R,i}(k) = \frac{\tilde{H}_{R,i,A}(k)\tilde{H}_{R,i,C}^*(k) - \tilde{H}_{R,i,B}(k)\tilde{H}_{R,i,D}(k)}{\tilde{H}_{R,i,B}(k)\tilde{H}_{R,i,E}(k) - |\tilde{H}_{R,i,C}(k)|^2} \end{array} \right. \text{ for } i=0,1,2 \quad (2.3-17)$$

であり,

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{H}_{R,0,A}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k) \\ \tilde{H}_{R,0,B}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,0,C}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(2,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) \\ \tilde{H}_{R,0,D}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,2}(2,k,k) \\ \tilde{H}_{R,0,E}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(2,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,2}(0,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,0,F}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,2}(2,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \end{array} \right. \quad (2.3-18a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{H}_{R,1,A}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k) \\ \tilde{H}_{R,1,B}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,1,C}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(2,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) \\ \tilde{H}_{R,1,D}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,3}(2,k,k) \\ \tilde{H}_{R,1,E}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(2,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,3}(1,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,1,F}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,3}(2,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \end{array} \right. \quad (2.3-18b)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{H}_{R,2,A}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(2,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k)\mathbf{H}_{R,2}(0,k,k) \\ \tilde{H}_{R,2,B}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,2}(2,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,2,C}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) \\ \tilde{H}_{R,2,D}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(2,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k)\mathbf{H}_{R,3}(1,k,k) \\ \tilde{H}_{R,2,E}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,3}(2,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,2,F}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(2,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,2}(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,3}(1,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \end{array} \right. \quad (2.3-18c)$$

である。式(2.3-16)右辺における分子/分母第2,3項が STBC 符号干渉を抑圧する項であり、 $N_t=2$ の場合よりも項数が多いことが分かる。これは表 2-1 や式(2.3-10)および式(2.3-14)で示されるように、 $N_t=3$ の場合は $N_t=2$ の場合よりも1符号長が長く、より大きな STBC 符号干渉が発生するためである。また受信ロバスト FDE の場合は、 $\mathbf{W}_{R,1}(2,k)$ 、 $\mathbf{W}_{R,2}(1,k)$ および $\mathbf{W}_{R,3}(0,k)$ の3つの重みの値は任意であることが分かる。これは式(2.3-15)で示されるように、これら3つの重みは MSE と独立であるためである。

(c) $N_t=4$ の場合

式(2.2-2c), (2.2-9), (2.2-10c)および(2.3-1)より, STBC 復号後の第 j 周波数領域受信信号 $\{\hat{D}_j(k):k=0,\dots,N_c-1,j=0,\dots,J-1\}$ は次式のように表される.

$$\begin{aligned}
\hat{D}_0(k) &= \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) \right. \\
&\quad \left. + \mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k)\mathbf{W}_{R,2}^H(2,k) + \mathbf{W}_{R,3}(3,k)\mathbf{H}_{R,3}(3,k,k) \right) D_0(k) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) \right) D_1(k) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{H}_{R,0}(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(0,k,k)\mathbf{W}_{R,2}^H(2,k) \right) D_2(k) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_{R,3}(3,k)\mathbf{H}_{R,3}(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(3,k,k)\mathbf{W}_{R,2}^H(2,k) \right) D_1^*(k) \\
&\quad - \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_{R,3}(3,k)\mathbf{H}_{R,3}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(3,k,k)\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) \right) D_2^*(k) \\
&\quad + \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{N}_0(k) + \mathbf{N}_1^H(k)\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) + \mathbf{N}_2^H(k)\mathbf{W}_{R,2}^H(2,k) + \mathbf{W}_{R,3}(3,k)\mathbf{N}_3(k) \\
\hat{D}_1(k) &= \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) \right. \\
&\quad \left. + \mathbf{W}_{R,2}(3,k)\mathbf{H}_{R,2}(3,k,k) + \mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k)\mathbf{W}_{R,3}^H(2,k) \right) D_1(k) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) \right) D_0(k) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{H}_{R,0}(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(1,k,k)\mathbf{W}_{R,3}^H(2,k) \right) D_2(k) \\
&\quad - \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_{R,2}(3,k)\mathbf{H}_{R,2}(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(3,k,k)\mathbf{W}_{R,3}^H(2,k) \right) D_0^*(k) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_{R,2}(3,k)\mathbf{H}_{R,2}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(3,k,k)\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) \right) D_2^*(k) \\
&\quad + \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{N}_0(k) - \mathbf{N}_1^H(k)\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) - \mathbf{W}_{R,2}(3,k)\mathbf{N}_2(k) + \mathbf{N}_3^H(k)\mathbf{W}_{R,3}^H(2,k) \\
\hat{D}_2(k) &= \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_{R,0}(2,k)\mathbf{H}_{R,0}(2,k,k) + \mathbf{W}_{R,1}(3,k)\mathbf{H}_{R,1}(3,k,k) \right. \\
&\quad \left. + \mathbf{H}_{R,2}^H(0,k,k)\mathbf{W}_{R,2}^H(0,k) + \mathbf{H}_{R,3}^H(1,k,k)\mathbf{W}_{R,3}^H(1,k) \right) D_2(k) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_{R,0}(2,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k)\mathbf{W}_{R,2}^H(0,k) \right) D_0(k) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_{R,0}(2,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k)\mathbf{W}_{R,3}^H(1,k) \right) D_1(k) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_{R,1}(3,k)\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(3,k,k)\mathbf{W}_{R,3}^H(1,k) \right) D_0^*(k) \\
&\quad - \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_{R,1}(3,k)\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(3,k,k)\mathbf{W}_{R,2}^H(0,k) \right) D_1^*(k) \\
&\quad + \mathbf{W}_{R,0}(2,k)\mathbf{N}_0(k) + \mathbf{W}_{R,1}(3,k)\mathbf{N}_1(k) - \mathbf{N}_2^H(k)\mathbf{W}_{R,2}^H(0,k) - \mathbf{N}_3^H(k)\mathbf{W}_{R,3}^H(1,k)
\end{aligned} \tag{2.3-19}$$

式(2.3-19)を式(2.3-3)に代入することにより, 1STBC 符号語内のチャネルの時間変動を考慮した場合における MSE は次式のように変形できる.

$$\begin{aligned}
e_{RX} = & \sum_{k=0}^{N_i-1} \left\{ \begin{aligned} & \left| \mathbf{W}_{R,0}(0,k) \mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) + \mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k) \mathbf{W}_{R,2}^H(2,k) + \mathbf{H}_{R,3}^H(3,k,k) \mathbf{W}_{R,3}^H(3,k) - 1 \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_{R,0}(1,k) \mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) + \mathbf{W}_{R,2}(3,k) \mathbf{H}_{R,2}(3,k,k) + \mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k) \mathbf{W}_{R,3}^H(2,k) - 1 \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_{R,0}(2,k) \mathbf{H}_{R,0}(2,k,k) + \mathbf{W}_{R,1}(3,k) \mathbf{H}_{R,1}(3,k,k) + \mathbf{H}_{R,2}^H(0,k,k) \mathbf{W}_{R,2}^H(0,k) + \mathbf{H}_{R,3}^H(1,k,k) \mathbf{W}_{R,3}^H(1,k) - 1 \right|^2 \end{aligned} \right\} \\
& + \sum_{k=0}^{N_i-1} \left\{ \begin{aligned} & \left| \mathbf{W}_{R,0}(0,k) \mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) \right|^2 + \left| \mathbf{W}_{R,0}(0,k) \mathbf{H}_{R,0}(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(0,k,k) \mathbf{W}_{R,2}^H(2,k) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_{R,3}(3,k) \mathbf{H}_{R,3}(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(3,k,k) \mathbf{W}_{R,2}^H(2,k) \right|^2 + \left| \mathbf{W}_{R,3}(3,k) \mathbf{H}_{R,3}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(3,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_{R,0}(1,k) \mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) \right|^2 + \left| \mathbf{W}_{R,0}(1,k) \mathbf{H}_{R,0}(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(1,k,k) \mathbf{W}_{R,3}^H(0,k) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_{R,2}(3,k) \mathbf{H}_{R,2}(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(3,k,k) \mathbf{W}_{R,3}^H(2,k) \right|^2 + \left| \mathbf{W}_{R,2}(3,k) \mathbf{H}_{R,2}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(3,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_{R,0}(2,k) \mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k) \mathbf{W}_{R,2}^H(0,k) \right|^2 + \left| \mathbf{W}_{R,0}(2,k) \mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k) \mathbf{W}_{R,3}^H(1,k) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_{R,1}(3,k) \mathbf{H}_{R,1}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(3,k,k) \mathbf{W}_{R,3}^H(1,k) \right|^2 + \left| \mathbf{W}_{R,1}(3,k) \mathbf{H}_{R,1}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(3,k,k) \mathbf{W}_{R,2}^H(0,k) \right|^2 \end{aligned} \right\} \\
& + N_i \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \sum_{k=0}^{N_i-1} \left\{ \begin{aligned} & \left\| \mathbf{W}_{R,0}(0,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,1}(1,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,2}(2,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,3}(3,k) \right\|^2 \\ & + \left\| \mathbf{W}_{R,0}(1,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,1}(0,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,2}(3,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,3}(2,k) \right\|^2 \\ & + \left\| \mathbf{W}_{R,0}(2,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,1}(3,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,2}(0,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,3}(1,k) \right\|^2 \end{aligned} \right\} \quad (2.3-20)
\end{aligned}$$

$\partial e_{RX} / \partial \mathbf{W}_{R,0}(0,k) = \mathbf{0}, \dots, \partial e_{RX} / \partial \mathbf{W}_{R,Q-1}(N_i-1,k) = \mathbf{0}$ を解くことにより, $N_i=4$ の場合における受信ロバスト FDE 重みは次式のように導出される.

$$\begin{aligned}
\mathbf{W}_{R,0}(0,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k) \alpha_{R,0}(k) + \mathbf{H}_{R,0}^H(2,k,k) \beta_{R,0}(k)}{\tilde{H}_{R,0,M}(k) + \tilde{H}_{R,0,A}^*(k) \alpha_{R,0}(k) + \tilde{H}_{R,0,E}^*(k) \beta_{R,0}(k) + \tilde{H}_{R,0,H}^*(k) \gamma_{R,0}(k) + \tilde{H}_{R,0,K}^*(k) \gamma_{R,0}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,1}(1,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) \alpha_{R,0}^*(k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(3,k,k) \delta_{R,0}^*(k)}{\tilde{H}_{R,0,M}(k) + \tilde{H}_{R,0,A}^*(k) \alpha_{R,0}(k) + \tilde{H}_{R,0,E}^*(k) \beta_{R,0}(k) + \tilde{H}_{R,0,H}^*(k) \gamma_{R,0}(k) + \tilde{H}_{R,0,K}^*(k) \gamma_{R,0}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,2}(2,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(0,k,k) \beta_{R,0}^*(k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(3,k,k) \gamma_{R,0}^*(k)}{\tilde{H}_{R,0,M}(k) + \tilde{H}_{R,0,A}^*(k) \alpha_{R,0}(k) + \tilde{H}_{R,0,E}^*(k) \beta_{R,0}(k) + \tilde{H}_{R,0,H}^*(k) \gamma_{R,0}(k) + \tilde{H}_{R,0,K}^*(k) \gamma_{R,0}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,3}(3,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,3}^H(3,k,k) + \mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k) \gamma_{R,0}(k) + \mathbf{H}_{R,3}^H(1,k,k) \delta_{R,0}(k)}{\tilde{H}_{R,0,M}(k) + \tilde{H}_{R,0,A}^*(k) \alpha_{R,0}(k) + \tilde{H}_{R,0,E}^*(k) \beta_{R,0}(k) + \tilde{H}_{R,0,H}^*(k) \gamma_{R,0}(k) + \tilde{H}_{R,0,K}^*(k) \gamma_{R,0}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,0}(1,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k) + \mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k) \alpha_{R,1}(k) + \mathbf{H}_{R,0}^H(2,k,k) \beta_{R,1}(k)}{\tilde{H}_{R,1,M}(k) + \tilde{H}_{R,1,A}^*(k) \alpha_{R,1}(k) + \tilde{H}_{R,1,E}^*(k) \beta_{R,1}(k) + \tilde{H}_{R,1,H}^*(k) \gamma_{R,1}(k) + \tilde{H}_{R,1,K}^*(k) \gamma_{R,1}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,1}(0,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) \alpha_{R,1}^*(k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(3,k,k) \delta_{R,1}^*(k)}{\tilde{H}_{R,1,M}(k) + \tilde{H}_{R,1,A}^*(k) \alpha_{R,1}(k) + \tilde{H}_{R,1,E}^*(k) \beta_{R,1}(k) + \tilde{H}_{R,1,H}^*(k) \gamma_{R,1}(k) + \tilde{H}_{R,1,K}^*(k) \gamma_{R,1}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,3}(2,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(1,k,k) \beta_{R,1}^*(k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(3,k,k) \gamma_{R,1}^*(k)}{\tilde{H}_{R,1,M}(k) + \tilde{H}_{R,1,A}^*(k) \alpha_{R,1}(k) + \tilde{H}_{R,1,E}^*(k) \beta_{R,1}(k) + \tilde{H}_{R,1,H}^*(k) \gamma_{R,1}(k) + \tilde{H}_{R,1,K}^*(k) \gamma_{R,1}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,2}(3,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,2}^H(3,k,k) + \mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k) \gamma_{R,1}(k) + \mathbf{H}_{R,2}^H(0,k,k) \delta_{R,1}(k)}{\tilde{H}_{R,1,M}(k) + \tilde{H}_{R,1,A}^*(k) \alpha_{R,1}(k) + \tilde{H}_{R,1,E}^*(k) \beta_{R,1}(k) + \tilde{H}_{R,1,H}^*(k) \gamma_{R,1}(k) + \tilde{H}_{R,1,K}^*(k) \gamma_{R,1}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,0}(2,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,0}^H(2,k,k) + \mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k) \alpha_{R,2}(k) + \mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k) \beta_{R,2}(k)}{\tilde{H}_{R,2,M}(k) + \tilde{H}_{R,2,A}^*(k) \alpha_{R,2}(k) + \tilde{H}_{R,2,E}^*(k) \beta_{R,2}(k) + \tilde{H}_{R,2,H}^*(k) \gamma_{R,2}(k) + \tilde{H}_{R,2,K}^*(k) \gamma_{R,2}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,2}(0,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,2}^H(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k) \alpha_{R,2}^*(k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(3,k,k) \delta_{R,2}^*(k)}{\tilde{H}_{R,2,M}(k) + \tilde{H}_{R,2,A}^*(k) \alpha_{R,2}(k) + \tilde{H}_{R,2,E}^*(k) \beta_{R,2}(k) + \tilde{H}_{R,2,H}^*(k) \gamma_{R,2}(k) + \tilde{H}_{R,2,K}^*(k) \gamma_{R,2}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,3}(1,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,3}^H(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k) \beta_{R,2}^*(k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(3,k,k) \gamma_{R,2}^*(k)}{\tilde{H}_{R,2,M}(k) + \tilde{H}_{R,2,A}^*(k) \alpha_{R,2}(k) + \tilde{H}_{R,2,E}^*(k) \beta_{R,2}(k) + \tilde{H}_{R,2,H}^*(k) \gamma_{R,2}(k) + \tilde{H}_{R,2,K}^*(k) \gamma_{R,2}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,1}(3,k) &= \frac{\mathbf{H}_{R,1}^H(3,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) \gamma_{R,2}(k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) \delta_{R,2}(k)}{\tilde{H}_{R,2,M}(k) + \tilde{H}_{R,2,A}^*(k) \alpha_{R,2}(k) + \tilde{H}_{R,2,E}^*(k) \beta_{R,2}(k) + \tilde{H}_{R,2,H}^*(k) \gamma_{R,2}(k) + \tilde{H}_{R,2,K}^*(k) \gamma_{R,2}(k)} \\
\mathbf{W}_{R,1}(2,k) &= \text{arbitrary} \\
\mathbf{W}_{R,2}(1,k) &= \text{arbitrary} \\
\mathbf{W}_{R,3}(0,k) &= \text{arbitrary} \\
\mathbf{W}_{R,0}(3,k) &= \text{arbitrary}
\end{aligned} \quad (2.3-21)$$

ただし, $\alpha_{R,i}(k), \beta_{R,i}(k), \gamma_{R,i}(k)$ および $\delta_{R,i}(k)$ ($i=0,1,2$)は次式を満たす定数である.

$$\begin{cases} \tilde{H}_{R,i,A}(k) + \tilde{H}_{R,i,B}(k)\alpha_{R,i}(k) + \tilde{H}_{R,i,C}(k)\beta_{R,i}(k) + \tilde{H}_{R,i,D}(k)\delta_{R,i}(k) = 0 \\ \tilde{H}_{R,i,E}(k) + \tilde{H}_{R,i,C}^*(k)\alpha_{R,i}(k) + \tilde{H}_{R,i,F}(k)\beta_{R,i}(k) + \tilde{H}_{R,i,G}(k)\gamma_{R,i}(k) = 0 \\ \tilde{H}_{R,i,H}(k) + \tilde{H}_{R,i,G}^*(k)\beta_{R,i}(k) + \tilde{H}_{R,i,I}(k)\gamma_{R,i}(k) + \tilde{H}_{R,i,J}(k)\delta_{R,i}(k) = 0 \\ \tilde{H}_{R,i,K}(k) + \tilde{H}_{R,i,D}^*(k)\alpha_{R,i}(k) + \tilde{H}_{R,i,J}^*(k)\gamma_{R,i}(k) + \tilde{H}_{R,i,L}(k)\delta_{R,i}(k) = 0 \end{cases} \quad (2.3-22)$$

また,

$$\begin{cases} \tilde{H}_{R,0,A}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(0, k, k)\mathbf{H}_{R,0}(1, k, k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(0, k, k)\mathbf{H}_{R,1}(1, k, k) \\ \tilde{H}_{R,0,B}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(1, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,1}^H(0, k, k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,0,C}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(2, k, k)\mathbf{H}_{R,0}(1, k, k) \\ \tilde{H}_{R,0,D}(k) = \mathbf{H}_{R,1}^H(0, k, k)\mathbf{H}_{R,1}(3, k, k) \\ \tilde{H}_{R,0,E}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(0, k, k)\mathbf{H}_{R,0}(2, k, k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(0, k, k)\mathbf{H}_{R,2}(2, k, k) \\ \tilde{H}_{R,0,F}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(2, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,2}^H(0, k, k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,0,G}(k) = \mathbf{H}_{R,2}^H(0, k, k)\mathbf{H}_{R,2}(3, k, k) \\ \tilde{H}_{R,0,H}(k) = \mathbf{H}_{R,3}^H(3, k, k)\mathbf{H}_{R,3}(2, k, k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(3, k, k)\mathbf{H}_{R,2}(2, k, k) \\ \tilde{H}_{R,0,I}(k) = \|\mathbf{H}_{R,3}(2, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,2}^H(3, k, k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,0,J}(k) = \mathbf{H}_{R,3}^H(1, k, k)\mathbf{H}_{R,3}(2, k, k) \\ \tilde{H}_{R,0,K}(k) = \mathbf{H}_{R,3}^H(3, k, k)\mathbf{H}_{R,3}(1, k, k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(3, k, k)\mathbf{H}_{R,1}(1, k, k) \\ \tilde{H}_{R,0,L}(k) = \|\mathbf{H}_{R,3}(1, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,1}^H(3, k, k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,0,M}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(0, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,1}(1, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,2}(2, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,3}(3, k, k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \end{cases} \quad (2.3-23a)$$

$$\begin{cases} \tilde{H}_{R,1,A}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(1, k, k)\mathbf{H}_{R,0}(0, k, k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(1, k, k)\mathbf{H}_{R,1}(0, k, k) \\ \tilde{H}_{R,1,B}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(0, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,1}(1, k, k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,1,C}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(2, k, k)\mathbf{H}_{R,0}(0, k, k) \\ \tilde{H}_{R,1,D}(k) = \mathbf{H}_{R,1}^H(1, k, k)\mathbf{H}_{R,1}(3, k, k) \\ \tilde{H}_{R,1,E}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(1, k, k)\mathbf{H}_{R,0}(2, k, k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(1, k, k)\mathbf{H}_{R,3}(2, k, k) \\ \tilde{H}_{R,1,F}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(2, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,3}(1, k, k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,1,G}(k) = \mathbf{H}_{R,3}^H(1, k, k)\mathbf{H}_{R,3}(3, k, k) \\ \tilde{H}_{R,1,H}(k) = \mathbf{H}_{R,2}^H(3, k, k)\mathbf{H}_{R,2}(2, k, k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(3, k, k)\mathbf{H}_{R,3}(2, k, k) \\ \tilde{H}_{R,1,I}(k) = \|\mathbf{H}_{R,2}(2, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,3}(3, k, k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,1,J}(k) = \mathbf{H}_{R,2}^H(0, k, k)\mathbf{H}_{R,2}(2, k, k) \\ \tilde{H}_{R,1,K}(k) = \mathbf{H}_{R,2}^H(3, k, k)\mathbf{H}_{R,2}(0, k, k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(3, k, k)\mathbf{H}_{R,1}(0, k, k) \\ \tilde{H}_{R,1,L}(k) = \|\mathbf{H}_{R,2}(0, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,1}(3, k, k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,1,M}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(1, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,1}(0, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,2}(3, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,3}(2, k, k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \end{cases} \quad (2.3-23b)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
\tilde{H}_{R,2,A}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(2,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k)\mathbf{H}_{R,2}(0,k,k) \\
\tilde{H}_{R,2,B}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,2}(2,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\
\tilde{H}_{R,2,C}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) \\
\tilde{H}_{R,2,D}(k) = \mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k)\mathbf{H}_{R,2}(3,k,k) \\
\tilde{H}_{R,2,E}(k) = \mathbf{H}_{R,0}^H(2,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k)\mathbf{H}_{R,3}(1,k,k) \\
\tilde{H}_{R,2,F}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,3}(2,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\
\tilde{H}_{R,2,G}(k) = \mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k)\mathbf{H}_{R,3}(3,k,k) \\
\tilde{H}_{R,2,H}(k) = \mathbf{H}_{R,1}^H(3,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,3}^H(3,k,k)\mathbf{H}_{R,3}(1,k,k) \\
\tilde{H}_{R,2,I}(k) = \|\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,3}(3,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\
\tilde{H}_{R,2,J}(k) = \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k) \\
\tilde{H}_{R,2,K}(k) = \mathbf{H}_{R,1}^H(3,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,2}^H(3,k,k)\mathbf{H}_{R,2}(0,k,k) \\
\tilde{H}_{R,2,L}(k) = \|\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,2}(3,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\
\tilde{H}_{R,2,F}(k) = \|\mathbf{H}_{R,0}(2,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,1}(3,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,2}(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{R,3}(1,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1}
\end{array} \right. \quad (2.3-23c)$$

である。

2.3.2 送信ロバスト FDE 重みの導出

送信ロバスト FDE では、1STBC 符号語内のチャネルの時間変動を考慮したうえで STBC 符号化前の送信信号と STBC 復号後の受信信号との相対 MSE を最小とるように送信 FDE 重みを同時に決定する。ここで、1STBC 符号語内のチャネルの時間変動を考慮した場合、受信アンテナ本数 N_r によって MSE の数式表現が異なる。そこで以降、受信アンテナ本数で場合分けして、1STBC 符号語内のチャネルの時間変動を考慮した場合の MSE を導出した後、送信ロバスト FDE を導出する。

(a) $N_r=2$ の場合

式(2.2-11a), (2.2-12), (2.2-17a)および(2.3-2)より、STBC 復号後の第 j 周波数領域受信信号 $\{\hat{D}_j(k):k=0,\dots,N_c-1,j=0,\dots,J-1\}$ は次式のように表される。

$$\begin{cases} \hat{D}_0(k) = \sqrt{2P}A_{N_r} (\mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(0,k) + \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k))D_0(k) \\ \quad + \sqrt{2P}A_{N_r} (\mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(0,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k))D_1(k) \\ \quad + N_0(0,k) + N_1^*(1,k) \\ \hat{D}_1(k) = \sqrt{2P}A_{N_r} (\mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(1,k) + \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k))D_1(k) \\ \quad + \sqrt{2P}A_{N_r} (\mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(1,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k))D_0(k) \\ \quad + N_0(1,k) + N_1^*(0,k) \end{cases} \quad (2.3-24)$$

ただし右辺第 1 項は希望信号成分であり、第 2 項は STBC 符号干渉成分である。また第 3 項は雑音成分である。式(2.3-24)を式(2.3-4)に代入することにより、相対 MSE は次式のように変形できる。

$$\begin{aligned} e_{TX} = & \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \left| \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(0,k) + \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k) - 1 \right|^2 \right. \\ & \left. + \left| \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(0,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k) - 1 \right|^2 \right\} \\ & + \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \left| \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(0,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k) \right|^2 \right. \\ & \left. + \left| \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(1,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k) \right|^2 \right\} \\ & + N_r \left(\frac{1}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\| \mathbf{W}_{T,q}(n_r,k) \right\|^2 \end{aligned} \quad (2.3-25)$$

$\partial e_{TX} / \partial \mathbf{W}_{T,0}(0,k) = \mathbf{0}, \dots, \partial e_{TX} / \partial \mathbf{W}_{T,Q-1}(N_r-1,k) = \mathbf{0}$ を解くことにより、 $N_r=2$ の場合における送信ロバスト FDE 重みは次式のように導出される。

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{W}_{T,0}(0,k) = \frac{\mathbf{H}_{T,0}^H(0,k,k) - \mathbf{H}_{T,0}^H(1,k,k)(\tilde{H}_{T,2}(k)/\tilde{H}_{T,1}(k))}{\tilde{H}_{T,0}(k) - \left(|\tilde{H}_{T,2}(k)|^2 / \tilde{H}_{T,1}(k) \right)} \\ \mathbf{W}_{T,0}(1,k) = \frac{\mathbf{H}_{T,0}^H(1,k,k) - \mathbf{H}_{T,0}^H(0,k,k)(\tilde{H}_{T,3}(k)/\tilde{H}_{T,0}(k))}{\tilde{H}_{T,1}(k) - \left(|\tilde{H}_{T,3}(k)|^2 / \tilde{H}_{T,0}(k) \right)} \\ \mathbf{W}_{T,1}(0,k) = \frac{\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k) - \mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k)(\tilde{H}_{T,3}^*(k)/\tilde{H}_{T,0}(k))}{\tilde{H}_{T,1}(k) - \left(|\tilde{H}_{T,3}(k)|^2 / \tilde{H}_{T,0}(k) \right)} \\ \mathbf{W}_{T,1}(1,k) = \frac{\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k) - \mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k)(\tilde{H}_{T,2}^*(k)/\tilde{H}_{T,1}(k))}{\tilde{H}_{T,0}(k) - \left(|\tilde{H}_{T,2}(k)|^2 / \tilde{H}_{T,1}(k) \right)} \end{array} \right. \quad (2.3-26)$$

ただし,

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{H}_{T,0}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,1}(1,k,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{T,1}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,1}(0,k,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{T,2}(k) = \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{H}_{T,0}^H(0,k,k) - \mathbf{H}_{T,1}(1,k,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k) \\ \tilde{H}_{T,3}(k) = \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{H}_{T,0}^H(1,k,k) - \mathbf{H}_{T,1}(0,k,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k) \end{array} \right. \quad (2.3-27)$$

である。式(2.3-26)右辺における分子/分母第2項が1符号語内のチャネルの時間変動に起因する STBC 符号干渉を抑圧する項である。

(b) $N_r=3$ の場合

式(2.2-11b), (2.2-12), (2.2-17b)および(2.3-2)より, STBC 復号後の第 j 周波数領域受信信号 $\{\hat{D}_{T,j}(k) : k=0, \dots, N_c-1, j=0, \dots, J-1\}$ は次式のように表される。

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{D}_{T,0}(k) = \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(0,k) + \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k) + \mathbf{W}_{T,2}^H(2,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k) \right) D_{T,0}(k) \\ \quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(0,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k) \right) D_{T,1}(k) \\ \quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_{T,0}(2,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(0,k) - \mathbf{W}_{T,2}^H(2,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k) \right) D_{T,2}(k) \\ \quad + N_{T,0}(0,k) + N_{T,1}^*(1,k) + N_{T,2}^*(2,k) \\ \hat{D}_{T,1}(k) = \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(1,k) + \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k) + \mathbf{W}_{T,3}^H(2,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k) \right) D_{T,1}(k) \\ \quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(1,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k) \right) D_{T,0}(k) \\ \quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_{T,0}(2,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(1,k) - \mathbf{W}_{T,3}^H(2,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k) \right) D_{T,2}(k) \\ \quad + N_{T,0}(1,k) - N_{T,1}^*(0,k) + N_{T,3}^*(2,k) \\ \hat{D}_{T,2}(k) = \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_{T,0}(2,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(2,k) + \mathbf{W}_{T,2}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k) + \mathbf{W}_{T,3}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k) \right) D_{T,2}(k) \\ \quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(2,k) - \mathbf{W}_{T,2}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k) \right) D_{T,0}(k) \\ \quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(2,k) - \mathbf{W}_{T,3}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k) \right) D_{T,1}(k) \\ \quad + N_{T,0}(2,k) - N_{T,2}^*(0,k) - N_{T,3}^*(1,k) \end{array} \right. \quad (2.3-28)$$

式(2.3-28)を式(2.3-4)に代入することにより, 相対 MSE は次式のように変形できる。

$$\begin{aligned}
e_{TX} = & \sum_{k=0}^{N_r-1} \left\{ \begin{aligned} & \left| \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(0,k) + \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k) + \mathbf{W}_{T,2}^H(2,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k) - 1 \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(1,k) + \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k) + \mathbf{W}_{T,3}^H(2,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k) - 1 \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_{T,0}(2,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(2,k) + \mathbf{W}_{T,2}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k) + \mathbf{W}_{T,3}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k) - 1 \right|^2 \end{aligned} \right\} \\
& + \sum_{k=0}^{N_r-1} \left\{ \begin{aligned} & \left| \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(0,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_{T,0}(2,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(0,k) - \mathbf{W}_{T,2}^H(2,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(1,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_{T,0}(2,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(1,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(2,k) - \mathbf{W}_{T,2}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(2,k) - \mathbf{W}_{T,3}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k) \right|^2 \end{aligned} \right\} \\
& + N_r \left(\frac{1}{Q} \right) \left(\frac{P_r}{N} \right)^{-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_r-1} \left\| \mathbf{W}_{T,q}(n_r, k) \right\|^2
\end{aligned} \tag{2.3-29}$$

$\partial e_{TX} / \partial \mathbf{W}_{T,0}(0,k) = \mathbf{0}, \dots, \partial e_{TX} / \partial \mathbf{W}_{T,Q-1}(N_r-1,k) = \mathbf{0}$ を解くことにより, $N_r=3$ の場合における送信ロバスト FDE 重みは次式のように導出される.

$$\left\{ \begin{aligned}
\mathbf{W}_{T,0}(0,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,0}^H(0,k,k) - \mathbf{H}_{T,0}^H(1,k,k)\alpha_{T,0}(k) + \mathbf{H}_{T,0}^H(2,k,k)\beta_{T,0}(k)}{\tilde{H}_{T,0,F}(k) - \tilde{H}_{T,0,A}^*(k)\alpha_{T,0}(k) + \tilde{H}_{T,0,D}^*(k)\beta_{T,0}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,1}(1,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k) + \mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k)\alpha_{T,0}^*(k)}{\tilde{H}_{T,0,F}(k) - \tilde{H}_{T,0,A}^*(k)\alpha_{T,0}(k) + \tilde{H}_{T,0,D}^*(k)\beta_{T,0}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,2}(2,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k) + \mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k)\beta_{T,0}^*(k)}{\tilde{H}_{T,0,F}(k) - \tilde{H}_{T,0,A}^*(k)\alpha_{T,0}(k) + \tilde{H}_{T,0,D}^*(k)\beta_{T,0}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,0}(1,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,0}^H(1,k,k) - \mathbf{H}_{T,0}^H(0,k,k)\alpha_{T,1}(k) + \mathbf{H}_{T,0}^H(2,k,k)\beta_{T,1}(k)}{\tilde{H}_{T,1,F}(k) - \tilde{H}_{T,1,A}^*(k)\alpha_{T,1}(k) + \tilde{H}_{T,1,D}^*(k)\beta_{T,1}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,1}(0,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k) + \mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k)\alpha_{T,1}^*(k)}{\tilde{H}_{T,1,F}(k) - \tilde{H}_{T,1,A}^*(k)\alpha_{T,1}(k) + \tilde{H}_{T,1,D}^*(k)\beta_{T,1}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,3}(2,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k) + \mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k)\beta_{T,1}^*(k)}{\tilde{H}_{T,1,F}(k) - \tilde{H}_{T,1,A}^*(k)\alpha_{T,1}(k) + \tilde{H}_{T,1,D}^*(k)\beta_{T,1}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,0}(2,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,0}^H(2,k,k) - \mathbf{H}_{T,0}^H(0,k,k)\alpha_{T,2}(k) + \mathbf{H}_{T,0}^H(1,k,k)\beta_{T,2}(k)}{\tilde{H}_{T,2,F}(k) - \tilde{H}_{T,2,A}^*(k)\alpha_{T,2}(k) + \tilde{H}_{T,2,D}^*(k)\beta_{T,2}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,2}(0,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k) + \mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k)\alpha_{T,2}^*(k)}{\tilde{H}_{T,2,F}(k) - \tilde{H}_{T,2,A}^*(k)\alpha_{T,2}(k) + \tilde{H}_{T,2,D}^*(k)\beta_{T,2}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,3}(1,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k) + \mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k)\beta_{T,2}^*(k)}{\tilde{H}_{T,2,F}(k) - \tilde{H}_{T,2,A}^*(k)\alpha_{T,2}(k) + \tilde{H}_{T,2,D}^*(k)\beta_{T,2}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,1}(2,k) &= \mathbf{0} \\
\mathbf{W}_{T,2}(1,k) &= \mathbf{0} \\
\mathbf{W}_{T,3}(0,k) &= \mathbf{0}
\end{aligned} \right. \tag{2.3-30}$$

ただし,

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_{T,i}(k) = \frac{\tilde{H}_{T,i,A}(k)\tilde{H}_{T,i,E}(k) - \tilde{H}_{T,i,C}(k)\tilde{H}_{T,i,D}(k)}{\tilde{H}_{T,i,B}(k)\tilde{H}_{T,i,E}(k) - |\tilde{H}_{T,i,C}(k)|^2} \\ \beta_{T,i}(k) = \frac{\tilde{H}_{T,i,A}(k)\tilde{H}_{T,i,C}^*(k) - \tilde{H}_{T,i,B}(k)\tilde{H}_{T,i,D}(k)}{\tilde{H}_{T,i,B}(k)\tilde{H}_{T,i,E}(k) - |\tilde{H}_{T,i,C}(k)|^2} \end{array} \right. \text{ for } i = 0,1,2 \quad (2.3-31)$$

であり,

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{H}_{T,0,A}(k) = \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{H}_{T,0}^H(0,k,k) - \mathbf{H}_{T,1}(1,k,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k) \\ \tilde{H}_{T,0,B}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{T,0,C}(k) = \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{H}_{T,0}^H(2,k,k) \\ \tilde{H}_{T,0,D}(k) = \mathbf{H}_{T,0}(2,k,k)\mathbf{H}_{T,0}^H(0,k,k) - \mathbf{H}_{T,2}(2,k,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k) \\ \tilde{H}_{T,0,E}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(2,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{T,0,F}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,1}(1,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \end{array} \right. \quad (2.3-32a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{H}_{T,1,A}(k) = \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{H}_{T,0}^H(1,k,k) - \mathbf{H}_{T,1}(0,k,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k) \\ \tilde{H}_{T,1,B}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,1}(1,k,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{T,1,C}(k) = \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{H}_{T,0}^H(2,k,k) \\ \tilde{H}_{T,1,D}(k) = \mathbf{H}_{T,0}(2,k,k)\mathbf{H}_{T,0}^H(1,k,k) - \mathbf{H}_{T,3}(2,k,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k) \\ \tilde{H}_{T,1,E}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(2,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,3}(1,k,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{T,1,F}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,1}(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,3}(2,k,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \end{array} \right. \quad (2.3-32b)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{H}_{T,2,A}(k) = \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{H}_{T,0}^H(2,k,k) - \mathbf{H}_{T,2}(0,k,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k) \\ \tilde{H}_{T,2,B}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{T,2,C}(k) = \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{H}_{T,0}^H(1,k,k) \\ \tilde{H}_{T,2,D}(k) = \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{H}_{T,0}^H(2,k,k) - \mathbf{H}_{T,3}(1,k,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k) \\ \tilde{H}_{T,2,E}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{T,2,F}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(2,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,2}(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \end{array} \right. \quad (2.3-32c)$$

である．式(2.3-30)右辺における分子/分母第2項が STBC 符号干渉を抑圧する項である．また受信ロバスト FDE の場合は $\mathbf{W}_{R,1}(2,k)$, $\mathbf{W}_{R,2}(1,k)$ および $\mathbf{W}_{R,3}(0,k)$ の3つの重みの値は任意であるのに対し，送信ロバスト FDE の場合は $\mathbf{W}_{T,1}(2,k)$, $\mathbf{W}_{T,2}(1,k)$ および $\mathbf{W}_{T,3}(0,k)$ の3つの重みが0でなければならないことが分かる．これは送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチではすべての重みが雑音項に含まれ，送信 FDE のノルムが小さくなるほど受信 SINR が大きくなるためである．

(c) $N_r=4$ の場合

式(2.2-11c), (2.2-12), (2.2-17c)および(2.3-2)より, STBC 復号後の第 j 周波数領域受信信号 $\{\hat{D}_j(k):k=0,\dots,N_c-1,j=0,\dots,J-1\}$ は次式のように表される.

$$\left\{ \begin{aligned}
 \hat{D}_0(k) &= \sqrt{2PA_{N_r}} \left(\mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(0,k) + \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k) \right. \\
 &\quad \left. + \mathbf{W}_{T,2}^H(2,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k) + \mathbf{H}_{T,3}(3,k,k)\mathbf{W}_{T,3}(3,k) \right) D_0(k) \\
 &\quad + \sqrt{2PA_{N_r}} \left(\mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(0,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k) \right) D_1(k) \\
 &\quad + \sqrt{2PA_{N_r}} \left(\mathbf{H}_{T,0}(2,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(0,k) - \mathbf{W}_{T,2}^H(2,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k) \right) D_2(k) \\
 &\quad + \sqrt{2PA_{N_r}} \left(\mathbf{H}_{T,3}(2,k,k)\mathbf{W}_{T,3}(3,k) - \mathbf{W}_{T,2}^H(2,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(3,k,k) \right) D_0^*(k) \\
 &\quad - \sqrt{2PA_{N_r}} \left(\mathbf{H}_{T,3}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,3}(3,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(3,k,k) \right) D_2^*(k) \\
 &\quad + N_0(0,k) + N_1^*(1,k) + N_2^*(2,k) + N_3(3,k) \\
 \hat{D}_1(k) &= \sqrt{2PA_{N_r}} \left(\mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(1,k) + \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k) \right. \\
 &\quad \left. + \mathbf{H}_{T,2}(3,k,k)\mathbf{W}_{T,2}(3,k) + \mathbf{W}_{T,3}^H(2,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k) \right) D_1(k) \\
 &\quad + \sqrt{2PA_{N_r}} \left(\mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(1,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k) \right) D_0(k) \\
 &\quad + \sqrt{2PA_{N_r}} \left(\mathbf{H}_{T,0}(2,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(1,k) - \mathbf{W}_{T,3}^H(2,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k) \right) D_2(k) \\
 &\quad - \sqrt{2PA_{N_r}} \left(\mathbf{H}_{T,2}(2,k,k)\mathbf{W}_{T,2}(3,k) - \mathbf{W}_{T,3}^H(2,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(3,k,k) \right) D_0^*(k) \\
 &\quad + \sqrt{2PA_{N_r}} \left(\mathbf{H}_{T,2}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,2}(3,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(3,k,k) \right) D_2^*(k) \\
 &\quad + N_0(1,k) - N_1^*(0,k) - N_2(3,k) + N_3^*(2,k) \\
 \hat{D}_2(k) &= \sqrt{2PA_{N_r}} \left(\mathbf{H}_{T,0}(2,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(2,k) + \mathbf{H}_{T,1}(3,k,k)\mathbf{W}_{T,1}(3,k) \right. \\
 &\quad \left. + \mathbf{W}_{T,2}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k) + \mathbf{W}_{T,3}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k) \right) D_2(k) \\
 &\quad + \sqrt{2PA_{N_r}} \left(\mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(2,k) - \mathbf{W}_{T,2}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k) \right) D_0(k) \\
 &\quad + \sqrt{2PA_{N_r}} \left(\mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(2,k) - \mathbf{W}_{T,3}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k) \right) D_1(k) \\
 &\quad + \sqrt{2PA_{N_r}} \left(\mathbf{H}_{T,1}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,1}(3,k) - \mathbf{W}_{T,3}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(3,k,k) \right) D_0^*(k) \\
 &\quad - \sqrt{2PA_{N_r}} \left(\mathbf{H}_{T,1}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,1}(3,k) - \mathbf{W}_{T,2}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(3,k,k) \right) D_1^*(k) \\
 &\quad + N_0(2,k) + N_1(3,k) - N_2^*(0,k) - N_3^*(1,k)
 \end{aligned} \right. \quad (2.3-33)$$

式(2.3-33)を式(2.3-4)に代入することにより, 相対 MSE は次式のように変形できる.

$$\begin{aligned}
e_{TX} = & \sum_{k=0}^{N_r-1} \left\{ \begin{aligned} & \left| \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(0,k) + \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k) + \mathbf{W}_{T,2}^H(2,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k) + \mathbf{W}_{T,3}^H(3,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(3,k,k) - 1 \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(1,k) + \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k) + \mathbf{H}_{T,2}(3,k,k)\mathbf{W}_{T,2}(3,k) + \mathbf{W}_{T,3}^H(2,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k) - 1 \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_{T,0}(2,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(2,k) + \mathbf{H}_{T,1}(3,k,k)\mathbf{W}_{T,1}(3,k) + \mathbf{W}_{T,2}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k) + \mathbf{W}_{T,3}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k) - 1 \right|^2 \end{aligned} \right\} \\
& + \sum_{k=0}^{N_r-1} \left\{ \begin{aligned} & \left| \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(0,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k) \right|^2 + \left| \mathbf{H}_{T,0}(2,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(0,k) - \mathbf{W}_{T,2}^H(2,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_{T,3}(2,k,k)\mathbf{W}_{T,3}(3,k) - \mathbf{W}_{T,2}^H(2,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(3,k,k) \right|^2 + \left| \mathbf{H}_{T,3}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,3}(3,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(3,k,k) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(1,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k) \right|^2 + \left| \mathbf{H}_{T,0}(2,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(1,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_{T,2}(2,k,k)\mathbf{W}_{T,2}(3,k) - \mathbf{W}_{T,3}^H(2,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(3,k,k) \right|^2 + \left| \mathbf{H}_{T,2}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,2}(3,k) - \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,1}^H(3,k,k) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(2,k) - \mathbf{W}_{T,2}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k) \right|^2 + \left| \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,0}(2,k) - \mathbf{W}_{T,3}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_{T,1}(1,k,k)\mathbf{W}_{T,1}(3,k) - \mathbf{W}_{T,3}^H(1,k)\mathbf{H}_{T,3}^H(3,k,k) \right|^2 + \left| \mathbf{H}_{T,1}(0,k,k)\mathbf{W}_{T,1}(3,k) - \mathbf{W}_{T,2}^H(0,k)\mathbf{H}_{T,2}^H(3,k,k) \right|^2 \end{aligned} \right\} \\
& + N_r \left(\frac{1}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_r-1} \left\| \mathbf{W}_{T,q}(n_r, k) \right\|^2
\end{aligned} \tag{2.3-34}$$

$\partial e_{TX} / \partial \mathbf{W}_{T,0}(0,k) = \mathbf{0}, \dots, \partial e_{TX} / \partial \mathbf{W}_{T,Q-1}(N_r-1,k) = \mathbf{0}$ を解くことにより, $N_r=4$ の場合における受信ロバスト FDE 重みは次式のように導出される.

$$\begin{aligned}
\mathbf{W}_{T,0}(0,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,0}^H(0,k,k) + \mathbf{H}_{T,0}^H(1,k,k)\alpha_{T,0}(k) + \mathbf{H}_{T,0}^H(2,k,k)\beta_{T,0}(k)}{\tilde{H}_{T,0,M}(k) + \tilde{H}_{T,0,A}^*(k)\alpha_{T,0}(k) + \tilde{H}_{T,0,E}^*(k)\beta_{T,0}(k) + \tilde{H}_{T,0,H}^*(k)\gamma_{T,0}(k) + \tilde{H}_{T,0,K}^*(k)\delta_{T,0}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,1}(1,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k) - \mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k)\alpha_{T,0}(k) - \mathbf{H}_{T,1}^H(3,k,k)\delta_{T,0}^*(k)}{\tilde{H}_{T,0,M}(k) + \tilde{H}_{T,0,A}^*(k)\alpha_{T,0}(k) + \tilde{H}_{T,0,E}^*(k)\beta_{T,0}(k) + \tilde{H}_{T,0,H}^*(k)\gamma_{T,0}(k) + \tilde{H}_{T,0,K}^*(k)\delta_{T,0}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,2}(2,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k) - \mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k)\beta_{T,0}^*(k) - \mathbf{H}_{T,2}^H(3,k,k)\gamma_{T,0}^*(k)}{\tilde{H}_{T,0,M}(k) + \tilde{H}_{T,0,A}^*(k)\alpha_{T,0}(k) + \tilde{H}_{T,0,E}^*(k)\beta_{T,0}(k) + \tilde{H}_{T,0,H}^*(k)\gamma_{T,0}(k) + \tilde{H}_{T,0,K}^*(k)\delta_{T,0}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,3}(3,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,3}^H(3,k,k) + \mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k)\gamma_{T,0}(k) + \mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k)\delta_{T,0}(k)}{\tilde{H}_{T,0,M}(k) + \tilde{H}_{T,0,A}^*(k)\alpha_{T,0}(k) + \tilde{H}_{T,0,E}^*(k)\beta_{T,0}(k) + \tilde{H}_{T,0,H}^*(k)\gamma_{T,0}(k) + \tilde{H}_{T,0,K}^*(k)\delta_{T,0}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,0}(1,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,0}^H(1,k,k) + \mathbf{H}_{T,0}^H(0,k,k)\alpha_{T,1}(k) + \mathbf{H}_{T,0}^H(2,k,k)\beta_{T,1}(k)}{\tilde{H}_{T,1,M}(k) + \tilde{H}_{T,1,A}^*(k)\alpha_{T,1}(k) + \tilde{H}_{T,1,E}^*(k)\beta_{T,1}(k) + \tilde{H}_{T,1,H}^*(k)\gamma_{T,1}(k) + \tilde{H}_{T,1,K}^*(k)\delta_{T,1}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,1}(0,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k) - \mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k)\alpha_{T,1}^*(k) - \mathbf{H}_{T,1}^H(3,k,k)\delta_{T,1}^*(k)}{\tilde{H}_{T,1,M}(k) + \tilde{H}_{T,1,A}^*(k)\alpha_{T,1}(k) + \tilde{H}_{T,1,E}^*(k)\beta_{T,1}(k) + \tilde{H}_{T,1,H}^*(k)\gamma_{T,1}(k) + \tilde{H}_{T,1,K}^*(k)\delta_{T,1}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,3}(2,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k) - \mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k)\beta_{T,1}^*(k) - \mathbf{H}_{T,3}^H(3,k,k)\gamma_{T,1}^*(k)}{\tilde{H}_{T,1,M}(k) + \tilde{H}_{T,1,A}^*(k)\alpha_{T,1}(k) + \tilde{H}_{T,1,E}^*(k)\beta_{T,1}(k) + \tilde{H}_{T,1,H}^*(k)\gamma_{T,1}(k) + \tilde{H}_{T,1,K}^*(k)\delta_{T,1}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,2}(3,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,2}^H(3,k,k) + \mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k)\gamma_{T,1}(k) + \mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k)\delta_{T,1}(k)}{\tilde{H}_{T,1,M}(k) + \tilde{H}_{T,1,A}^*(k)\alpha_{T,1}(k) + \tilde{H}_{T,1,E}^*(k)\beta_{T,1}(k) + \tilde{H}_{T,1,H}^*(k)\gamma_{T,1}(k) + \tilde{H}_{T,1,K}^*(k)\delta_{T,1}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,0}(2,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,0}^H(2,k,k) + \mathbf{H}_{T,0}^H(0,k,k)\alpha_{T,2}(k) + \mathbf{H}_{T,0}^H(1,k,k)\beta_{T,2}(k)}{\tilde{H}_{T,2,M}(k) + \tilde{H}_{T,2,A}^*(k)\alpha_{T,2}(k) + \tilde{H}_{T,2,E}^*(k)\beta_{T,2}(k) + \tilde{H}_{T,2,H}^*(k)\gamma_{T,2}(k) + \tilde{H}_{T,2,K}^*(k)\delta_{T,2}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,2}(0,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k) - \mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k)\alpha_{T,2}^*(k) - \mathbf{H}_{T,2}^H(3,k,k)\delta_{T,2}^*(k)}{\tilde{H}_{T,2,M}(k) + \tilde{H}_{T,2,A}^*(k)\alpha_{T,2}(k) + \tilde{H}_{T,2,E}^*(k)\beta_{T,2}(k) + \tilde{H}_{T,2,H}^*(k)\gamma_{T,2}(k) + \tilde{H}_{T,2,K}^*(k)\delta_{T,2}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,3}(1,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k) - \mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k)\beta_{T,2}^*(k) - \mathbf{H}_{T,3}^H(3,k,k)\gamma_{T,2}^*(k)}{\tilde{H}_{T,2,M}(k) + \tilde{H}_{T,2,A}^*(k)\alpha_{T,2}(k) + \tilde{H}_{T,2,E}^*(k)\beta_{T,2}(k) + \tilde{H}_{T,2,H}^*(k)\gamma_{T,2}(k) + \tilde{H}_{T,2,K}^*(k)\delta_{T,2}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,1}(3,k) &= \frac{\mathbf{H}_{T,1}^H(3,k,k) + \mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k)\gamma_{T,2}(k) + \mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k)\delta_{T,2}(k)}{\tilde{H}_{T,2,M}(k) + \tilde{H}_{T,2,A}^*(k)\alpha_{T,2}(k) + \tilde{H}_{T,2,E}^*(k)\beta_{T,2}(k) + \tilde{H}_{T,2,H}^*(k)\gamma_{T,2}(k) + \tilde{H}_{T,2,K}^*(k)\delta_{T,2}(k)} \\
\mathbf{W}_{T,1}(2,k) &= \mathbf{0} \\
\mathbf{W}_{T,2}(1,k) &= \mathbf{0} \\
\mathbf{W}_{T,3}(0,k) &= \mathbf{0} \\
\mathbf{W}_{T,0}(3,k) &= \mathbf{0}
\end{aligned} \tag{2.3-35}$$

ただし, $\alpha_{T,i}(k), \beta_{T,i}(k), \gamma_{T,i}(k)$ および $\delta_{T,i}(k)$ ($i=0,1,2$)は次式を満たす定数である.

$$\begin{cases} \tilde{H}_{T,i,A}(k) + \tilde{H}_{T,i,B}(k)\alpha_{T,i}(k) + \tilde{H}_{T,i,C}(k)\beta_{T,i}(k) + \tilde{H}_{T,i,D}(k)\delta_{T,i}(k) = 0 \\ \tilde{H}_{T,i,E}(k) + \tilde{H}_{T,i,C}^*(k)\alpha_{T,i}(k) + \tilde{H}_{T,i,F}(k)\beta_{T,i}(k) + \tilde{H}_{T,i,G}(k)\gamma_{T,i}(k) = 0 \\ \tilde{H}_{T,i,H}(k) + \tilde{H}_{T,i,G}^*(k)\beta_{T,i}(k) + \tilde{H}_{T,i,I}(k)\gamma_{T,i}(k) + \tilde{H}_{T,i,J}(k)\delta_{T,i}(k) = 0 \\ \tilde{H}_{T,i,K}(k) + \tilde{H}_{T,i,D}^*(k)\alpha_{T,i}(k) + \tilde{H}_{T,i,J}^*(k)\gamma_{T,i}(k) + \tilde{H}_{T,i,L}(k)\delta_{T,i}(k) = 0 \end{cases} \quad (2.3-36)$$

また,

$$\begin{cases} \tilde{H}_{T,0,A}(k) = \mathbf{H}_{T,0}(1, k, k)\mathbf{H}_{T,0}^H(0, k, k) - \mathbf{H}_{T,1}(1, k, k)\mathbf{H}_{T,1}^H(0, k, k) \\ \tilde{H}_{T,0,B}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(1, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,1}^H(0, k, k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{T,0,C}(k) = \mathbf{H}_{T,0}(1, k, k)\mathbf{H}_{T,0}^H(2, k, k) \\ \tilde{H}_{T,0,D}(k) = \mathbf{H}_{T,1}(3, k, k)\mathbf{H}_{T,1}^H(0, k, k) \\ \tilde{H}_{T,0,E}(k) = \mathbf{H}_{T,0}(2, k, k)\mathbf{H}_{T,0}^H(0, k, k) - \mathbf{H}_{T,2}(2, k, k)\mathbf{H}_{T,2}^H(0, k, k) \\ \tilde{H}_{T,0,F}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(2, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,2}^H(0, k, k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{T,0,G}(k) = \mathbf{H}_{T,2}(3, k, k)\mathbf{H}_{T,2}^H(0, k, k) \\ \tilde{H}_{T,0,H}(k) = \mathbf{H}_{T,3}(2, k, k)\mathbf{H}_{T,3}^H(3, k, k) - \mathbf{H}_{T,2}(2, k, k)\mathbf{H}_{T,2}^H(3, k, k) \\ \tilde{H}_{T,0,I}(k) = \|\mathbf{H}_{T,3}(2, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,2}^H(3, k, k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{T,0,J}(k) = \mathbf{H}_{T,3}(2, k, k)\mathbf{H}_{T,3}^H(1, k, k) \\ \tilde{H}_{T,0,K}(k) = \mathbf{H}_{T,3}(1, k, k)\mathbf{H}_{T,3}^H(3, k, k) - \mathbf{H}_{T,1}(1, k, k)\mathbf{H}_{T,1}^H(3, k, k) \\ \tilde{H}_{T,0,L}(k) = \|\mathbf{H}_{T,3}(1, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,1}^H(3, k, k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{T,0,M}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(0, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,1}(1, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,2}^H(2, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,3}^H(3, k, k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \end{cases} \quad (2.3-37a)$$

$$\begin{cases} \tilde{H}_{T,1,A}(k) = \mathbf{H}_{T,0}^H(1, k, k)\mathbf{H}_{T,0}(0, k, k) - \mathbf{H}_{T,1}^H(1, k, k)\mathbf{H}_{T,1}(0, k, k) \\ \tilde{H}_{T,1,B}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(0, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,1}(1, k, k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{T,1,C}(k) = \mathbf{H}_{T,0}^H(2, k, k)\mathbf{H}_{T,0}(0, k, k) \\ \tilde{H}_{T,1,D}(k) = \mathbf{H}_{T,1}^H(1, k, k)\mathbf{H}_{T,1}(3, k, k) \\ \tilde{H}_{T,1,E}(k) = \mathbf{H}_{T,0}^H(1, k, k)\mathbf{H}_{T,0}(2, k, k) - \mathbf{H}_{T,3}^H(1, k, k)\mathbf{H}_{T,3}(2, k, k) \\ \tilde{H}_{T,1,F}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(2, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,3}(1, k, k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{T,1,G}(k) = \mathbf{H}_{T,3}^H(1, k, k)\mathbf{H}_{T,3}(3, k, k) \\ \tilde{H}_{T,1,H}(k) = \mathbf{H}_{T,2}^H(3, k, k)\mathbf{H}_{T,2}(2, k, k) - \mathbf{H}_{T,3}^H(3, k, k)\mathbf{H}_{T,3}(2, k, k) \\ \tilde{H}_{T,1,I}(k) = \|\mathbf{H}_{T,2}(2, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,3}(3, k, k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{T,1,J}(k) = \mathbf{H}_{T,2}^H(0, k, k)\mathbf{H}_{T,2}(2, k, k) \\ \tilde{H}_{T,1,K}(k) = \mathbf{H}_{T,2}^H(3, k, k)\mathbf{H}_{T,2}(0, k, k) - \mathbf{H}_{T,1}^H(3, k, k)\mathbf{H}_{T,1}(0, k, k) \\ \tilde{H}_{T,1,L}(k) = \|\mathbf{H}_{T,2}(0, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,1}(3, k, k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{T,1,M}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(1, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,1}(0, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,2}(3, k, k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,3}(2, k, k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \end{cases} \quad (2.3-37b)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
\tilde{H}_{T,2,A}(k) = \mathbf{H}_{T,0}^H(2,k,k)\mathbf{H}_{T,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k)\mathbf{H}_{T,2}(0,k,k) \\
\tilde{H}_{T,2,B}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\
\tilde{H}_{T,2,C}(k) = \mathbf{H}_{T,0}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{T,0}(0,k,k) \\
\tilde{H}_{T,2,D}(k) = \mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k)\mathbf{H}_{T,2}(3,k,k) \\
\tilde{H}_{T,2,E}(k) = \mathbf{H}_{T,0}^H(2,k,k)\mathbf{H}_{T,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k)\mathbf{H}_{T,3}(1,k,k) \\
\tilde{H}_{T,2,F}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(1,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\
\tilde{H}_{T,2,G}(k) = \mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k)\mathbf{H}_{T,3}(3,k,k) \\
\tilde{H}_{T,2,H}(k) = \mathbf{H}_{T,1}^H(3,k,k)\mathbf{H}_{T,1}(1,k,k) - \mathbf{H}_{T,3}^H(3,k,k)\mathbf{H}_{T,3}(1,k,k) \\
\tilde{H}_{T,2,I}(k) = \|\mathbf{H}_{T,1}(1,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,3}^H(3,k,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\
\tilde{H}_{T,2,J}(k) = \mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{T,1}(1,k,k) \\
\tilde{H}_{T,2,K}(k) = \mathbf{H}_{T,1}^H(3,k,k)\mathbf{H}_{T,1}(0,k,k) - \mathbf{H}_{T,2}^H(3,k,k)\mathbf{H}_{T,2}(0,k,k) \\
\tilde{H}_{T,2,L}(k) = \|\mathbf{H}_{T,1}(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,2}^H(3,k,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\
\tilde{H}_{T,2,M}(k) = \|\mathbf{H}_{T,0}(2,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,1}^H(3,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,2}(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1}
\end{array} \right. \quad (2.3-37c)$$

である。

2.4 瞬時受信 SINR の厳密解および条件付き瞬時 BER の導出

本節では、1FFT ブロック内のチャネルの時間変動をも考慮して、高速移動環境下における送信/受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおけるチャネル利得が与えられたときの瞬時 SINR の厳密解および条件付き瞬時 BER を求める。その後、ロバスト FDE の特殊解として、チャネルの時間選択性が十分小さい場合について議論し、送信ロバスト FDE は準静的フェージング環境下においても従来 FDE より常に高い受信 SINR を達成できることを示している。

2.4.1 受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける瞬時受信 SINR

式(2.2-2), (2.2-5), (2.2-9)および(2.2-10)より、STBC 復号後の第 j 周波数領域受信信号 $\hat{D}_j(k)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned}
\hat{D}_j(k) &= \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k,k') D_j(k') \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \sum_{j'=0}^{J-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,B,j,j'}(k,k') D_{j'}(k') + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \sum_{j'=0}^{J-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,C,j,j'}(k,k') D_{j'}^*(k') + \hat{N}_{R,j}(k)
\end{aligned} \quad (2.4-1)$$

ここで、 $\hat{H}_{R,A,j}(k,k')$ は STBC 復号後の希望信号に対する等価チャネルであり、次式で表される。

$$\begin{cases} \hat{H}_{R,A,0}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k') + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k')\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) \\ \hat{H}_{R,A,1}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k') + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k')\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) \end{cases} \dots \text{for } N_f=2, (2.4-2a)$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{R,A,0}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k') + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k')\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) + \mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k')\mathbf{W}_{R,2}^H(2,k) \\ \hat{H}_{R,A,1}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k') + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k')\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) + \mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k')\mathbf{W}_{R,3}^H(2,k) \\ \hat{H}_{R,A,2}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(2,k)\mathbf{H}_{R,0}(2,k,k') + \mathbf{H}_{R,2}^H(0,k,k')\mathbf{W}_{R,2}^H(0,k) + \mathbf{H}_{R,3}^H(1,k,k')\mathbf{W}_{R,3}^H(1,k) \end{cases} \dots \text{for } N_f=3, (2.4-2b)$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{R,A,0}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k') + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k')\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) \\ \quad + \mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k')\mathbf{W}_{R,2}^H(2,k) + \mathbf{W}_{R,3}(3,k)\mathbf{H}_{R,3}(3,k,k') \\ \hat{H}_{R,A,1}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k') + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k')\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) \\ \quad + \mathbf{W}_{R,2}(3,k)\mathbf{H}_{R,2}(3,k,k') + \mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k')\mathbf{W}_{R,3}^H(2,k) \\ \hat{H}_{R,A,2}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(2,k)\mathbf{H}_{R,0}(2,k,k') + \mathbf{W}_{R,1}(3,k)\mathbf{H}_{R,1}(3,k,k') \\ \quad + \mathbf{H}_{R,2}^H(0,k,k')\mathbf{W}_{R,2}^H(0,k) + \mathbf{H}_{R,3}^H(1,k,k')\mathbf{W}_{R,3}^H(1,k) \end{cases} \dots \text{for } N_f=4, (2.4-2c)$$

また $\hat{H}_{R,B,j,j'}(k,k')$ および $\hat{H}_{R,C,j,j'}(k,k')$ は STBC 復号後の STBC 符号干渉成分に対する等価チャネルであり、それぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} \hat{H}_{R,B,0,1}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k') - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k')\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) \\ \hat{H}_{R,B,1,0}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k') - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k')\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) \end{cases} \dots \text{for } N_f=2, (2.4-3a)$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{R,B,0,1}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k') - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k')\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) \\ \hat{H}_{R,B,0,2}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{H}_{R,0}(2,k,k') - \mathbf{H}_{R,2}^H(0,k,k')\mathbf{W}_{R,2}^H(2,k) \\ \hat{H}_{R,B,1,0}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k') - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k')\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) \\ \hat{H}_{R,B,1,2}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{H}_{R,0}(2,k,k') - \mathbf{H}_{R,3}^H(1,k,k')\mathbf{W}_{R,3}^H(2,k) \\ \hat{H}_{R,B,2,0}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(2,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k') - \mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k')\mathbf{W}_{R,2}^H(0,k) \\ \hat{H}_{R,B,2,1}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(2,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k') - \mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k')\mathbf{W}_{R,3}^H(1,k) \end{cases} \dots \text{for } N_f=3, (2.4-3b)$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{R,B,0,1}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k') - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k')\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) \\ \hat{H}_{R,B,0,2}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{H}_{R,0}(2,k,k') - \mathbf{H}_{R,2}^H(0,k,k')\mathbf{W}_{R,2}^H(2,k) \\ \hat{H}_{R,B,1,0}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k') - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k')\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) \\ \hat{H}_{R,B,1,2}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{H}_{R,0}(2,k,k') - \mathbf{H}_{R,3}^H(1,k,k')\mathbf{W}_{R,3}^H(2,k) \\ \hat{H}_{R,B,2,0}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(2,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k') - \mathbf{H}_{R,2}^H(2,k,k')\mathbf{W}_{R,2}^H(0,k) \\ \hat{H}_{R,B,2,1}(k,k') = \mathbf{W}_{R,0}(2,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k') - \mathbf{H}_{R,3}^H(2,k,k')\mathbf{W}_{R,3}^H(1,k) \end{cases} \dots \text{for } N_f=4, (2.4-3c)$$

および

$$\begin{cases} \hat{H}_{R,C,0,1}(k,k') = 0 \\ \hat{H}_{R,C,1,0}(k,k') = 0 \end{cases} \dots \text{for } N_f=2, (2.4-4a)$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{R,C,0,1}(k,k')=0 \\ \hat{H}_{R,C,0,2}(k,k')=0 \\ \hat{H}_{R,C,1,0}(k,k')=0 \\ \hat{H}_{R,C,1,2}(k,k')=0 \\ \hat{H}_{R,C,2,0}(k,k')=0 \\ \hat{H}_{R,C,2,1}(k,k')=0 \end{cases} \dots \text{for } N_f=3, (2.4-4b)$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{R,C,0,1}(k,k') = \mathbf{W}_{R,3}(3,k)\mathbf{H}_{R,3}(2,k,k') - \mathbf{H}_{R,2}^H(3,k,k')\mathbf{W}_{R,2}^H(2,k) \\ \hat{H}_{R,C,0,2}(k,k') = \mathbf{W}_{R,3}(3,k)\mathbf{H}_{R,3}(1,k,k') - \mathbf{H}_{R,1}^H(3,k,k')\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) \\ \hat{H}_{R,C,1,0}(k,k') = \mathbf{W}_{R,2}(3,k)\mathbf{H}_{R,2}(2,k,k') - \mathbf{H}_{R,3}^H(3,k,k')\mathbf{W}_{R,3}^H(2,k) \\ \hat{H}_{R,C,1,2}(k,k') = \mathbf{W}_{R,2}(3,k)\mathbf{H}_{R,2}(0,k,k') - \mathbf{H}_{R,1}^H(3,k,k')\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) \\ \hat{H}_{R,C,2,0}(k,k') = \mathbf{W}_{R,1}(3,k)\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k') - \mathbf{H}_{R,3}^H(3,k,k')\mathbf{W}_{R,3}^H(1,k) \\ \hat{H}_{R,C,2,1}(k,k') = \mathbf{W}_{R,1}(3,k)\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k') - \mathbf{H}_{R,2}^H(3,k,k')\mathbf{W}_{R,2}^H(0,k) \end{cases} \dots \text{for } N_f=4 (2.4-4c)$$

さらに、 $\hat{N}_{R,j}(k)$ は STBC 復号後の雑音成分であり、次式で表される。

$$\begin{cases} \hat{N}_{R,0}(k) = \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{N}_0(k) + \mathbf{N}_1^H(k)\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) \\ \hat{N}_{R,1}(k) = \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{N}_0(k) - \mathbf{N}_1^H(k)\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) \end{cases} \dots \text{for } N_f=2, (2.4-5a)$$

$$\begin{cases} \hat{N}_{R,0}(k) = \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{N}_0(k) + \mathbf{N}_1^H(k)\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) + \mathbf{N}_2^H(k)\mathbf{W}_{R,2}^H(2,k) \\ \hat{N}_{R,1}(k) = \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{N}_0(k) - \mathbf{N}_1^H(k)\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) + \mathbf{N}_3^H(k)\mathbf{W}_{R,3}^H(2,k) \\ \hat{N}_{R,2}(k) = \mathbf{W}_{R,0}(2,k)\mathbf{N}_0(k) - \mathbf{N}_2^H(k)\mathbf{W}_{R,2}^H(0,k) - \mathbf{N}_3^H(k)\mathbf{W}_{R,3}^H(1,k) \end{cases} \dots \text{for } N_f=3, (2.4-5b)$$

$$\begin{cases} \hat{N}_{R,0}(k) = \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{N}_0(k) + \mathbf{N}_1^H(k)\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) + \mathbf{N}_2^H(k)\mathbf{W}_{R,2}^H(2,k) + \mathbf{W}_{R,3}(3,k)\mathbf{N}_3(k) \\ \hat{N}_{R,1}(k) = \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{N}_0(k) - \mathbf{N}_1^H(k)\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) - \mathbf{W}_{R,2}(3,k)\mathbf{N}_2(k) + \mathbf{N}_3^H(k)\mathbf{W}_{R,3}^H(2,k) \\ \hat{N}_{R,2}(k) = \mathbf{W}_{R,0}(2,k)\mathbf{N}_0(k) + \mathbf{W}_{R,1}(3,k)\mathbf{N}_1(k) - \mathbf{N}_2^H(k)\mathbf{W}_{R,2}^H(0,k) - \mathbf{N}_3^H(k)\mathbf{W}_{R,3}^H(1,k) \end{cases} \dots \text{for } N_f=4, (2.4-5c)$$

式(2.4-1)より、STBC 復号後の第 j 時間領域受信信号 $\hat{d}_j(t)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \hat{d}_j(t) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{D}_j(k) \exp(j2\pi kt/N_c) \\ &= \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k,k) \right) d_j(t) + \mu_{R,j}^{PN}(t) + \mu_{R,j}^{ISI}(t) + \mu_{R,j}^{SI}(t) + \mu_{R,j}^{noise}(t) \end{aligned} \quad (2.4-6)$$

ただし、 $\mu_{R,j}^{PN}(t)$ は 1 ブロック内のチャネルの時間変動に起因する位相雑音成分であり、 $\mu_{R,j}^{ISI}(t)$ は残留 ISI 成分である。また $\mu_{R,j}^{SI}(t)$ は残留 STBC 符号干渉成分であり、 $\mu_{R,j}^{noise}(t)$ は雑音成分である。それぞれ次式で表される。

$$\left\{ \begin{aligned}
\mu_{R,j}^{PN}(t) &= \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{k'=0 \\ \neq k}}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{k-k'}{N_c} t\right) \right) d_j(t) \\
\mu_{R,j}^{ISI}(t) &= \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{t'=0 \\ \neq t}}^{N_c-1} \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{kt-k't'}{N_c}\right) \right) d_j(t') \\
\mu_{R,j}^{SI}(t) &= \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{J-1} \sum_{t'=0}^{N_c-1} \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,B,j,j'}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{kt-k't'}{N_c}\right) \right) d_{j'}(t') \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{J-1} \sum_{t'=0}^{N_c-1} \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,C,j,j'}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{kt-k't'}{N_c}\right) \right) d_{j'}^*(t') \\
\mu_{R,j}^{noise}(t) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{N}_{R,j}(k) \exp(j2\pi kt/N_c)
\end{aligned} \right. \quad (2.4-7)$$

式(2.4-7)より，位相雑音成分，残留 ISI 成分，残留 STBC 符号干渉成分および雑音成分は多数の確率変数の平均値であり，中心極限定理よりガウス分布に従うため，それらの和 $\mu_{R,j}(t) = \mu_{R,j}^{PN}(t) + \mu_{R,j}^{ISI}(t) + \mu_{R,j}^{SI}(t) + \mu_{R,j}^{noise}(t)$ は新たなガウス変数とみなすことができる．さらに，これらの干渉は互いに独立であるため， $\mu_{R,j}(t)$ の分散 $2\sigma_{\mu_{R,j}}^2(t)$ は次式で与えられる．

$$2\sigma_{\mu_{R,j}}^2(t) = E\left[|\mu_{R,j}(t)|^2\right] = 2\sigma_{\mu_{R,j}^{PN}}^2(t) + 2\sigma_{\mu_{R,j}^{ISI}}^2(t) + 2\sigma_{\mu_{R,j}^{SI}}^2(t) + 2\sigma_{\mu_{R,j}^{noise}}^2(t) \quad (2.4-8)$$

ただし $2\sigma_{\mu_{R,j}^{PN}}^2(t) = E\left[|\mu_{R,j}^{PN}(t)|^2\right]$ ， $2\sigma_{\mu_{R,j}^{ISI}}^2(t) = E\left[|\mu_{R,j}^{ISI}(t)|^2\right]$ ， $2\sigma_{\mu_{R,j}^{SI}}^2(t) = E\left[|\mu_{R,j}^{SI}(t)|^2\right]$ および $2\sigma_{\mu_{R,j}^{noise}}^2(t) = E\left[|\mu_{R,j}^{noise}(t)|^2\right]$ はそれぞれ，位相雑音成分，残留 ISI 成分，残留 STBC 符号干渉成分および雑音成分の分散である．以降，これらの分散について順に導出する．

(a) $2\sigma_{\mu_{R,j}^{PN}}^2(t)$ の導出

式(2.4-7)より， $2\sigma_{\mu_{R,j}^{PN}}^2(t)$ は次式で表される．

$$\begin{aligned}
2\sigma_{\mu_{R,j}^{PN}}^2(t) &= E\left[|\mu_{R,j}^{PN}(t)|^2\right] \\
&= \frac{2P}{N_t(J/Q)} E\left[\left\{ \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{k'=0 \\ \neq k}}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{k-k'}{N_c} t\right) \right) d_j(t) \right\} \right. \\
&\quad \left. \times \left\{ \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{k'=0 \\ \neq k}}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{k-k'}{N_c} t\right) \right)^* d_j^*(t) \right\} \right] \\
&= \frac{2P}{N_t(J/Q)} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{k'=0 \\ \neq k}}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{k-k'}{N_c} t\right) \right|^2 E\left[|d_j(t)|^2\right]
\end{aligned} \quad (2.4-9)$$

ここで， $E\left[|d_j(t)|^2\right] = 1$ より，

$$2\sigma_{\mu_{R,j}^{PN}}^2(t) = \frac{2P}{N_t(J/Q)} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{k'=0 \\ \neq k}}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k, k') \exp\left(j2\pi \frac{(k-k')}{N_c} t\right) \right|^2 \quad (2.4-10)$$

(b) $2\sigma_{\mu_{R,j}^{ISI}}^2(t)$ の導出

式(2.4-7)より, $2\sigma_{\mu_{R,j}^{ISI}}^2(t)$ は次式で表される.

$$\begin{aligned} 2\sigma_{\mu_{R,j}^{ISI}}^2(t) &= E \left[\left| \mu_{R,j}^{ISI}(t) \right|^2 \right] \\ &= \frac{2P}{N_t(J/Q)} E \left[\left\{ \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{t'=0 \\ \neq t}}^{N_c-1} \left(\sum_{\substack{k=0 \\ \neq k'}}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k, k') \exp\left(j2\pi \frac{kt - k't'}{N_c}\right) \right) d_{R,j}(t') \right\} \right. \\ &\quad \left. \times \left\{ \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{t'=0 \\ \neq t}}^{N_c-1} \left(\sum_{\substack{k=0 \\ \neq k'}}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k, k') \exp\left(j2\pi \frac{kt - k't'}{N_c}\right) \right) d_{R,j}(t') \right\}^* \right] \\ &= \frac{2P}{N_t(J/Q)} \frac{1}{N_c^2} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_1'=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k_2'=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{t_1=0 \\ \neq t}}^{N_c-1} \sum_{\substack{t_2=0 \\ \neq t}}^{N_c-1} \left(\hat{H}_{R,A,j}(k_1, k_1') \hat{H}_{R,A,j}^*(k_2, k_2') \right) \exp\left(j2\pi \left\{ \begin{array}{l} (k_1 t - k_1' t_1) \\ - (k_2 t - k_2' t_2) \end{array} \right\} / N_c \right) \\ &\quad \times E[d_j(t_1) d_j^*(t_2)] \end{aligned} \quad (2.4-11)$$

ここで, $E[d_j(t_1) d_j^*(t_2)] = \delta(t_1 - t_2)$ より,

$$\begin{aligned} 2\sigma_{\mu_{R,j}^{ISI}}^2(t) &= \frac{2P}{N_t(J/Q)} \frac{1}{N_c^2} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_1'=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k_2'=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{t'=0 \\ \neq t}}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k_1, k_1') \hat{H}_{R,A,j}^*(k_2, k_2') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 - k_2)t - (k_1' - k_2')t'}{N_c}\right) \\ &= \frac{2P}{N_t(J/Q)} \frac{1}{N_c^2} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_1'=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k_2'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k_1, k_1') \hat{H}_{R,A,j}^*(k_2, k_2') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 - k_2)t}{N_c}\right) \left\{ \sum_{\substack{t'=0 \\ \neq t}}^{N_c-1} \exp\left(-j2\pi \frac{(k_1' - k_2')t'}{N_c}\right) \right\} \\ &= \frac{2P}{N_t(J/Q)} \frac{1}{N_c^2} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_1'=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k_2'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k_1, k_1') \hat{H}_{R,A,j}^*(k_2, k_2') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 - k_2)t}{N_c}\right) \left\{ \begin{array}{l} \sum_{t'=0}^{N_c-1} \exp\left(-j2\pi \frac{(k_1' - k_2')t'}{N_c}\right) \\ - \exp\left(j2\pi \frac{(k_1' - k_2')t}{N_c}\right) \end{array} \right\} \\ &= \frac{2P}{N_t(J/Q)} \frac{1}{N_c^2} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_1'=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k_2'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k_1, k_1') \hat{H}_{R,A,j}^*(k_2, k_2') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 - k_2)t}{N_c}\right) \cdot \left(\sum_{t'=0}^{N_c-1} \exp\left(-j2\pi \frac{(k_1' - k_2')t'}{N_c}\right) \right) \\ &\quad - \frac{2P}{N_t(J/Q)} \frac{1}{N_c^2} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_1'=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k_2'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k_1, k_1') \hat{H}_{R,A,j}^*(k_2, k_2') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 - k_2)t - (k_1' - k_2')t}{N_c}\right) \end{aligned} \quad (2.4-12)$$

さらに, $\sum_{t'=0}^{N_c-1} \exp(-j2\pi(k_1' - k_2')t'/N_c) = N_c \delta(k_1' - k_2')$ より,

$$\begin{aligned} 2\sigma_{\mu_{R,j}^{ISI}}^2(t) &= \frac{2P}{N_t(J/Q)} \frac{1}{N_c} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_1'=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k_1, k_1') \hat{H}_{R,A,j}^*(k_2, k_2') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 - k_2)t}{N_c}\right) \\ &\quad - \frac{2P}{N_t(J/Q)} \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k, k') \exp\left(j2\pi \frac{(k - k')t}{N_c}\right) \right\} \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}^*(k, k') \exp\left(-j2\pi \frac{(k - k')t}{N_c}\right) \right\} \end{aligned} \quad (2.4-13)$$

以上のことから、残留 ISI の分散 $2\sigma_{\mu_{R,j}}^2(t)$ は次式で表される。

$$2\sigma_{\mu_{R,j}}^2(t) = \frac{2P}{N_i(J/Q)} \left\{ \begin{aligned} & \frac{1}{N_c} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k_1, k') \hat{H}_{R,A,j}^*(k_2, k') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 - k_2)}{N_c} t\right) \\ & - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k, k') \exp\left(j2\pi \frac{(k - k')}{N_c} t\right) \right|^2 \end{aligned} \right\} \quad (2.4-14)$$

(c) $2\sigma_{\mu_{R,j}}^2(t)$ の導出

式(2.4-7)より、 $2\sigma_{\mu_{R,j}}^2(t)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} 2\sigma_{\mu_{R,j}}^2(t) &= E\left[\mu_{R,j}^{\text{SI}}(t)\right]^2 \\ &= \frac{2P}{N_i(J/Q)} E \left[\begin{aligned} & \left\{ \begin{aligned} & \sqrt{\frac{2P}{N_i(J/Q)}} \frac{1}{N_c} \sum_{j'=0}^{J-1} \sum_{t'=0}^{N_c-1} \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,B,j,j'}(k, k') \exp\left(j2\pi \frac{kt - k't'}{N_c}\right) \right) d_j(t') \\ & + \sqrt{\frac{2P}{N_i(J/Q)}} \frac{1}{N_c} \sum_{j'=0}^{J-1} \sum_{t'=0}^{N_c-1} \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,C,j,j'}(k, k') \exp\left(j2\pi \frac{kt - k't'}{N_c}\right) \right) d_j^*(t') \end{aligned} \right\} \\ & \times \left\{ \begin{aligned} & \sqrt{\frac{2P}{N_i(J/Q)}} \frac{1}{N_c} \sum_{j'=0}^{J-1} \sum_{t'=0}^{N_c-1} \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,B,j,j'}(k, k') \exp\left(j2\pi \frac{kt - k't'}{N_c}\right) \right) d_j(t') \\ & + \sqrt{\frac{2P}{N_i(J/Q)}} \frac{1}{N_c} \sum_{j'=0}^{J-1} \sum_{t'=0}^{N_c-1} \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,C,j,j'}(k, k') \exp\left(j2\pi \frac{kt - k't'}{N_c}\right) \right) d_j^*(t') \end{aligned} \right\}^* \end{aligned} \right] \\ &= \frac{2P}{N_i(J/Q)} \frac{1}{N_c^2} \sum_{j_1=0}^{J-1} \sum_{j_2=0}^{J-1} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k_1'=0}^{N_c-1} \sum_{k_2'=0}^{N_c-1} \sum_{t_1=0}^{N_c-1} \sum_{t_2=0}^{N_c-1} \left(\hat{H}_{R,B,j,j_1}(k_1, k_1') \hat{H}_{R,B,j,j_2}^*(k_2, k_2') \right) \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 t - k_1' t_1) - (k_2 t - k_2' t_2)}{N_c}\right) \\ & \quad \times E[d_{j_1}^*(t_1) d_{j_2}(t_2)] \\ &+ \frac{2P}{N_i(J/Q)} \frac{1}{N_c^2} \sum_{j_1=0}^{J-1} \sum_{j_2=0}^{J-1} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k_1'=0}^{N_c-1} \sum_{k_2'=0}^{N_c-1} \sum_{t_1=0}^{N_c-1} \sum_{t_2=0}^{N_c-1} \left(\hat{H}_{R,B,j,j_1}(k_1, k_1') \hat{H}_{R,C,j,j_2}^*(k_2, k_2') \right) \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 t - k_1' t_1) - (k_2 t - k_2' t_2)}{N_c}\right) \\ & \quad \times E[d_{j_1}^*(t_1) d_{j_2}(t_2)] \\ &+ \frac{2P}{N_i(J/Q)} \frac{1}{N_c^2} \sum_{j_1=0}^{J-1} \sum_{j_2=0}^{J-1} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k_1'=0}^{N_c-1} \sum_{k_2'=0}^{N_c-1} \sum_{t_1=0}^{N_c-1} \sum_{t_2=0}^{N_c-1} \left(\hat{H}_{R,C,j,j_1}(k_1, k_1') \hat{H}_{R,B,j,j_2}^*(k_2, k_2') \right) \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 t - k_1' t_1) - (k_2 t - k_2' t_2)}{N_c}\right) \\ & \quad \times E[d_{j_1}^*(t_1) d_{j_2}(t_2)] \\ &+ \frac{2P}{N_i(J/Q)} \frac{1}{N_c^2} \sum_{j_1=0}^{J-1} \sum_{j_2=0}^{J-1} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k_1'=0}^{N_c-1} \sum_{k_2'=0}^{N_c-1} \sum_{t_1=0}^{N_c-1} \sum_{t_2=0}^{N_c-1} \left(\hat{H}_{R,C,j,j_1}(k_1, k_1') \hat{H}_{R,C,j,j_2}^*(k_2, k_2') \right) \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 t - k_1' t_1) - (k_2 t - k_2' t_2)}{N_c}\right) \\ & \quad \times E[d_{j_1}^*(t_1) d_{j_2}(t_2)] \end{aligned} \quad (2.4-15)$$

ここで、 $E[d_{j_1}^*(t_1) d_{j_2}^*(t_2)] = \delta(j_1 - j_2) \delta(t_1 - t_2)$ 、 $E[d_{j_1}(t_1) d_{j_2}(t_2)] = 0$ 、 $E[d_{j_1}^*(t_1) d_{j_2}(t_2)] = 0$ および $E[d_{j_1}^*(t_1) d_{j_2}(t_2)] = \delta(j_1 - j_2) \delta(t_1 - t_2)$ より、

$$\begin{aligned} 2\sigma_{\mu_{R,j}}^2(t) &= \frac{2P}{N_i(J/Q)} \frac{1}{N_c^2} \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k_1'=0}^{N_c-1} \sum_{k_2'=0}^{N_c-1} \sum_{t=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,B,j,j}(k_1, k_1') \hat{H}_{R,B,j,j}^*(k_2, k_2') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 t - k_1' t) - (k_2 t - k_2' t)}{N_c}\right) \\ &+ \frac{2P}{N_i(J/Q)} \frac{1}{N_c^2} \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k_1'=0}^{N_c-1} \sum_{k_2'=0}^{N_c-1} \sum_{t=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,C,j,j}(k_1, k_1') \hat{H}_{R,C,j,j}^*(k_2, k_2') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 t - k_1' t) - (k_2 t - k_2' t)}{N_c}\right) \quad (2.4-16) \\ &+ \frac{2P}{N_i(J/Q)} \frac{1}{N_c^2} \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k_1'=0}^{N_c-1} \sum_{k_2'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,B,j,j}(k_1, k_1') \hat{H}_{R,B,j,j}^*(k_2, k_2') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 - k_2)}{N_c} t\right) \cdot \left(\sum_{t'=0}^{N_c-1} \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 - k_2)}{N_c} t'\right) \right) \\ &+ \frac{2P}{N_i(J/Q)} \frac{1}{N_c^2} \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k_1'=0}^{N_c-1} \sum_{k_2'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,C,j,j}(k_1, k_1') \hat{H}_{R,C,j,j}^*(k_2, k_2') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 - k_2)}{N_c} t\right) \cdot \left(\sum_{t'=0}^{N_c-1} \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 - k_2)}{N_c} t'\right) \right) \end{aligned}$$

さらに、 $\sum_{t'=0}^{N_c-1} \exp(-j2\pi(k_1 - k_2)t'/N_c) = N_c \delta(k_1 - k_2)$ より、

$$\begin{aligned}
2\sigma_{\mu_{R,j}^{SI}}^2(t) &= \frac{2P}{N_t(J/Q)} \frac{1}{N_c} \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k_1=0}^{N_c-1N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1N_c-1} \hat{H}_{R,B,j,j'}(k_1, k') \hat{H}_{R,B,j,j'}^*(k_2, k') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 - k_2)}{N_c} t\right) \\
&+ \frac{2P}{N_t(J/Q)} \frac{1}{N_c} \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k_1=0}^{N_c-1N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1N_c-1} \hat{H}_{R,C,j,j'}(k_1, k') \hat{H}_{R,C,j,j'}^*(k_2, k') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 - k_2)}{N_c} t\right)
\end{aligned} \tag{2.4-17}$$

以上のことから、残留 STBC 符号干渉の分散 $2\sigma_{\mu_{R,j}^{SI}}^2(t)$ は次式で表される。

$$2\sigma_{\mu_{R,j}^{SI}}^2(t) = \frac{2P}{N_t(J/Q)} \frac{1}{N_c} \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k_1=0}^{N_c-1N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1N_c-1} \left\{ \hat{H}_{R,B,j,j'}(k_1, k') \hat{H}_{R,B,j,j'}^*(k_2, k') + \hat{H}_{R,C,j,j'}(k_1, k') \hat{H}_{R,C,j,j'}^*(k_2, k') \right\} \exp\left(j2\pi \frac{(k_1 - k_2)}{N_c} t\right) \tag{2.4-18}$$

(d) $2\sigma_{\mu_{R,j}^{noise}}^2(t)$ の導出

雑音成分の分散 $2\sigma_{\mu_{R,j}^{noise}}^2(t)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
2\sigma_{\mu_{R,j}^{noise}}^2(t) &= E\left[\left| \mu_{R,j}^{noise}(t) \right|^2 \right] \\
&= \frac{1}{N_c} E\left[\left(\sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{N}_{R,j}(k) \exp(j2\pi kt/N_c) \right) \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{N}_{R,j}(k) \exp(j2\pi kt/N_c) \right)^* \right] \\
&= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} E\left[\hat{N}_{R,j}(k) \hat{N}_{R,j}^*(k') \right] \exp\left(j2\pi \frac{k - k'}{N_c} t\right)
\end{aligned} \tag{2.4-19}$$

ここで、式(2.4-5)で示されるように、STBC 復号後の雑音成分 $\hat{N}_{R,j}(k)$ は送信アンテナ本数 N_t によって異なる。そこで以降 $N_t=2$ の場合における雑音成分の分散の導出に着目して述べる。

式(2.4-5a)を代入することにより、式(2.4-19)は以下のように変形できる。

$$\left\{ \begin{aligned}
2\sigma_{\mu_{R,0}^{noise}}^2(t) &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} E \left[\begin{aligned} & \left(\mathbf{W}_{R,0}(0, k) \mathbf{N}_0(k) + \mathbf{N}_1^H(k) \mathbf{W}_{R,1}^H(1, k) \right) \\ & \times \left(\mathbf{W}_{R,0}(0, k') \mathbf{N}_0(k') + \mathbf{N}_1^H(k') \mathbf{W}_{R,1}^H(1, k') \right)^* \end{aligned} \right] \exp\left(j2\pi \frac{k - k'}{N_c} t\right) \\
&= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} E \left[\begin{aligned} & \left(\mathbf{W}_{R,0}(0, k) \mathbf{N}_0(k) \mathbf{N}_0^H(k') \mathbf{W}_{R,0}^H(0, k') \right. \\ & + \mathbf{W}_{R,0}(0, k) \mathbf{N}_0(k) \mathbf{W}_{R,1}(1, k') \mathbf{N}_1(k') \\ & + \mathbf{N}_1^H(k) \mathbf{W}_{R,1}^H(1, k) \mathbf{N}_0^H(k') \mathbf{W}_{R,0}^H(0, k') \\ & \left. + \mathbf{N}_1^H(k) \mathbf{W}_{R,1}^H(1, k) \mathbf{W}_{R,1}(1, k') \mathbf{N}_1(k') \right) \end{aligned} \right] \exp\left(j2\pi \frac{k - k'}{N_c} t\right) \\
2\sigma_{\mu_{R,1}^{noise}}^2(t) &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} E \left[\begin{aligned} & \left(\mathbf{W}_{R,0}(1, k) \mathbf{N}_0(k) + \mathbf{N}_1^H(k) \mathbf{W}_{R,1}^H(0, k) \right) \\ & \times \left(\mathbf{W}_{R,0}(1, k') \mathbf{N}_0(k') + \mathbf{N}_1^H(k') \mathbf{W}_{R,1}^H(0, k') \right)^* \end{aligned} \right] \exp\left(j2\pi \frac{k - k'}{N_c} t\right) \\
&= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} E \left[\begin{aligned} & \left(\mathbf{W}_{R,0}(1, k) \mathbf{N}_0(k) \mathbf{N}_0^H(k') \mathbf{W}_{R,0}^H(1, k') \right. \\ & + \mathbf{W}_{R,0}(1, k) \mathbf{N}_0(k) \mathbf{W}_{R,1}(0, k') \mathbf{N}_{R,1}(k') \\ & + \mathbf{N}_1^H(k) \mathbf{W}_{R,1}^H(0, k) \mathbf{N}_0^H(k') \mathbf{W}_{R,0}^H(1, k') \\ & \left. + \mathbf{N}_1^H(k) \mathbf{W}_{R,1}^H(0, k) \mathbf{W}_{R,1}(0, k') \mathbf{N}_{R,1}(k') \right) \end{aligned} \right] \exp\left(j2\pi \frac{k - k'}{N_c} t\right)
\end{aligned} \right. \tag{2.4-20}$$

ここで，ベクトルの積の性質 $\mathbf{W}_{R,j}(n_t, k)\mathbf{N}_j(k) = \mathbf{N}_j^T(k)\mathbf{W}_{R,j}^T(n_t, k)$ および $\mathbf{N}_j^H(k)\mathbf{W}_{R,j}^H(n_t, k) = \mathbf{W}_{R,j}^*(n_t, k)\mathbf{N}_j^*(k)$ より，

$$\left\{ \begin{array}{l} 2\sigma_{\mu_{R,0}}^2(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \left(\begin{array}{l} \mathbf{W}_{R,0}(0, k)E[\mathbf{N}_0(k)\mathbf{N}_0^H(k')]\mathbf{W}_{R,0}^H(0, k') \\ + \mathbf{W}_{R,0}(0, k)E[\mathbf{N}_0(k)\mathbf{N}_1^T(k')]\mathbf{W}_{R,1}^T(1, k') \\ + \mathbf{W}_{R,1}^*(1, k)E[\mathbf{N}_1^*(k)\mathbf{N}_0^H(k')]\mathbf{W}_{R,0}^H(0, k') \\ + \mathbf{W}_{R,1}^*(1, k)E[\mathbf{N}_1^*(k)\mathbf{N}_1^T(k')]\mathbf{W}_{R,1}^T(1, k') \end{array} \right) \exp\left(j2\pi\frac{k-k'}{N_c}t\right) \\ 2\sigma_{\mu_{R,1}}^2(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \left(\begin{array}{l} \mathbf{W}_{R,0}(1, k)E[\mathbf{N}_0(k)\mathbf{N}_0^H(k')]\mathbf{W}_{R,0}^H(1, k') \\ + \mathbf{W}_{R,0}(1, k)E[\mathbf{N}_0(k)\mathbf{N}_1^T(k')]\mathbf{W}_{R,1}^T(0, k') \\ + \mathbf{W}_{R,1}^*(0, k)E[\mathbf{N}_1^*(k)\mathbf{N}_0^H(k')]\mathbf{W}_{R,0}^H(1, k') \\ + \mathbf{W}_{R,1}^*(0, k)E[\mathbf{N}_1^*(k)\mathbf{N}_1^T(k')]\mathbf{W}_{R,1}^T(0, k') \end{array} \right) \exp\left(j2\pi\frac{k-k'}{N_c}t\right) \end{array} \right. \quad (2.4-21)$$

さらに， $E[\mathbf{N}_0(k)\mathbf{N}_0^H(k')] = 2N\delta(k-k') \cdot \mathbf{I}_{N_t}$ ， $E[\mathbf{N}_0(k)\mathbf{N}_1^T(k')] = \mathbf{0}_{N_t}$ ， $E[\mathbf{N}_1^*(k)\mathbf{N}_0^T(k')] = \mathbf{0}_{N_t}$ および $E[\mathbf{N}_1^*(k)\mathbf{N}_1^T(k')] = 2N\delta(k-k') \cdot \mathbf{I}_{N_t}$ （ただし \mathbf{I}_{N_t} は $N_t \times N_t$ の単位行列であり， $\mathbf{0}_{N_t}$ は $N_t \times N_t$ の零行列である）より，

$$\left\{ \begin{array}{l} 2\sigma_{\mu_{R,0}}^2(t) = 2N \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} (\mathbf{W}_{R,0}(0, k)\mathbf{W}_{R,0}^H(0, k) + \mathbf{W}_{R,1}^*(1, k)\mathbf{W}_{R,1}^T(1, k)) \\ 2\sigma_{\mu_{R,1}}^2(t) = 2N \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} (\mathbf{W}_{R,0}(1, k)\mathbf{W}_{R,0}^H(1, k) + \mathbf{W}_{R,1}^*(0, k)\mathbf{W}_{R,1}^T(0, k)) \end{array} \right. \quad (2.4-22)$$

以上のことから， $N_t=2$ の場合における雑音の分散は次式で表される。

$$\left\{ \begin{array}{l} 2\sigma_{\mu_{R,0}}^2(t) = 2N \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} (\|\mathbf{W}_{R,0}(0, k)\|^2 + \|\mathbf{W}_{R,1}(1, k)\|^2) \\ 2\sigma_{\mu_{R,1}}^2(t) = 2N \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} (\|\mathbf{W}_{R,0}(1, k)\|^2 + \|\mathbf{W}_{R,1}(0, k)\|^2) \end{array} \right. \quad (2.4-23)$$

ただし， $\mathbf{W}_{R,j}(n_t, k)\mathbf{W}_{R,j}^H(n_t, k) = \mathbf{W}_{R,j}^*(n_t, k)\mathbf{W}_{R,j}^T(n_t, k) = \|\mathbf{W}_{R,j}(n_t, k)\|^2$ を用いた。

同様に計算することにより， $N_t=3, 4$ の場合における雑音の分散は次式で与えられる。

$$\left\{ \begin{array}{l} 2\sigma_{\mu_{R,0}}^2(t) = 2N \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} (\|\mathbf{W}_{R,0}(0, k)\|^2 + \|\mathbf{W}_{R,1}(1, k)\|^2 + \|\mathbf{W}_{R,2}(2, k)\|^2) \\ 2\sigma_{\mu_{R,1}}^2(t) = 2N \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} (\|\mathbf{W}_{R,0}(1, k)\|^2 + \|\mathbf{W}_{R,1}(0, k)\|^2 + \|\mathbf{W}_{R,3}(2, k)\|^2) \quad \dots \text{ for } N_t=3, (2.4-24a) \\ 2\sigma_{\mu_{R,2}}^2(t) = 2N \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} (\|\mathbf{W}_{R,0}(2, k)\|^2 + \|\mathbf{W}_{R,2}(0, k)\|^2 + \|\mathbf{W}_{R,3}(1, k)\|^2) \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 2\sigma_{\mu_{R,0}}^2(t) = 2N \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} (\|\mathbf{W}_{R,0}(0, k)\|^2 + \|\mathbf{W}_{R,1}(1, k)\|^2 + \|\mathbf{W}_{R,2}(2, k)\|^2 + \|\mathbf{W}_{R,3}(3, k)\|^2) \\ 2\sigma_{\mu_{R,1}}^2(t) = 2N \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} (\|\mathbf{W}_{R,0}(1, k)\|^2 + \|\mathbf{W}_{R,1}(0, k)\|^2 + \|\mathbf{W}_{R,2}(3, k)\|^2 + \|\mathbf{W}_{R,3}(2, k)\|^2) \\ 2\sigma_{\mu_{R,2}}^2(t) = 2N \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} (\|\mathbf{W}_{R,0}(2, k)\|^2 + \|\mathbf{W}_{R,1}(3, k)\|^2 + \|\mathbf{W}_{R,2}(0, k)\|^2 + \|\mathbf{W}_{R,3}(1, k)\|^2) \end{array} \right. \quad \dots \text{ for } N_t=4, (2.4-24b)$$

したがって、式(2.4-10), (2.4-14), (2.4-18), (2.4-23)および(2.4-24)より、高速移動環境下での受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける瞬時受信 SINR の厳密解, $\gamma_{R,j}(t)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
\gamma_{R,j}(t) &= \frac{2P \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k, k) \right|^2}{\sigma_{\mu_{R,j}}^2} \\
&= \frac{2P \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k, k) \right|^2}{\left[\begin{aligned} &P \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{k'=0 \\ \neq k}}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k, k') \exp\left(j2\pi \frac{(k-k')}{N_c} t\right) \right|^2 \\ &+ P \left\{ \begin{aligned} &\left[\frac{1}{N_c} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k_1, k') \hat{H}_{R,A,j}^*(k_1, k') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1-k_2)}{N_c} t\right) \right] \\ &- \left[\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{R,A,j}(k, k') \exp\left(j2\pi \frac{(k-k')}{N_c} t\right) \right]^2 \end{aligned} \right\} \\ &+ P \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{j=0 \\ \neq j}}^{J-1} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \left(\hat{H}_{R,B,j}(k_1, k') \hat{H}_{R,B,j}^*(k_1, k') \right. \\ &\quad \left. + \hat{H}_{R,C,j}(k_1, k') \hat{H}_{R,C,j}^*(k_1, k') \right) \exp\left(j2\pi \frac{(k_1-k_2)}{N_c} t\right) \\ &+ N_t \frac{J}{Q} \sigma_{\mu_{R,j}}^{\text{noise}}(t) \end{aligned} \right]} \quad (2.4-25)
\end{aligned}$$

最後に、QPSK データ変調を用いるものと仮定すると、受信ロバスト FDE を用いる場合におけるチャネル利得が与えられた時の条件付き瞬時 BER, $P_{e,R,j}(t)$ はそれぞれ次式で与えられる。

$$p_{e,R,j}(t) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{\gamma_{R,j}(t)}{4}} \right], \quad (2.4-26)$$

式(2.4-25)右辺分母第 1 項が 1 ブロック内のチャネルの時間変動に起因する位相雑音成分であり、第 2 項が残留 ISI 成分、第 3 項が残留 STBC 符号干渉成分である。また第 4 項が雑音成分である。式(2.4-25)より、1 ブロック内でチャネルが時間変動するような高速移動環境下では、位相雑音成分、残留 ISI 成分および残留 STBC 符号干渉成分がブロック内で時間変動することが分かる。

2.4.2 送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける瞬時受信 SINR

式(2.2-11), (2.2-12), (2.2-16)および(2.2-17)より, STBC 復号後の第 j 周波数領域受信信号 $\hat{D}_{T,j}(k)$ は次式で表される.

$$\begin{aligned} \hat{D}_{T,j}(k) = & \sqrt{2P}A_{N_r} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{T,A,j}(k,k')D_{T,j}(k') \\ & + \sqrt{2P}A_{N_r} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{j-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{T,B,j,j'}(k,k')D_{T,j'}(k') + \sqrt{2P}A_{N_r} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{j-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{T,C,j,j'}(k,k')D_{T,j'}^*(k') + \hat{N}_{T,j}(k) \end{aligned} \quad (2.4-27)$$

ここで, $\hat{H}_{T,A,j}(k,k')$ は STBC 復号後の希望信号に対する等価チャネルであり, 次式で表される.

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,A,0}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(0,k') + \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k')\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k') \\ \hat{H}_{T,A,1}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(1,k') + \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k')\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k') \end{cases} \quad \dots \text{for } N_r=2 \quad (2.4-28a)$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,A,0}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(0,k') + \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k')\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k') + \mathbf{W}_{T,2}^H(2,k')\mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k') \\ \hat{H}_{T,A,1}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(1,k') + \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k')\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k') + \mathbf{W}_{T,3}^H(2,k')\mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k') \\ \hat{H}_{T,A,2}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(2,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(2,k') + \mathbf{W}_{T,2}^H(0,k')\mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k') + \mathbf{W}_{T,3}^H(1,k')\mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k') \end{cases} \quad \dots \text{for } N_r=3 \quad (2.4-28b)$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,A,0}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(0,k') + \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k')\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k') \\ \quad + \mathbf{W}_{T,2}^H(2,k')\mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k') + \mathbf{H}_{T,3}(3,k,k')\mathbf{W}_{T,3}(3,k') \\ \hat{H}_{T,A,1}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(1,k') + \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k')\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k') \\ \quad + \mathbf{H}_{T,2}(3,k,k')\mathbf{W}_{T,2}(3,k') + \mathbf{W}_{T,3}^H(2,k')\mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k') \\ \hat{H}_{T,A,2}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(2,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(2,k') + \mathbf{H}_{T,1}(3,k,k')\mathbf{W}_{T,1}(3,k') \\ \quad + \mathbf{W}_{T,2}^H(0,k')\mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k') + \mathbf{W}_{T,3}^H(1,k')\mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k') \end{cases} \quad \dots \text{for } N_r=4 \quad (2.4-28c)$$

また $\hat{H}_{T,B,j,j'}(k,k')$ および $\hat{H}_{T,C,j,j'}(k,k')$ は STBC 復号後の STBC 符号干渉成分に対する等価チャネルであり, それぞれ次式で表される.

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,B,0,1}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(0,k') - \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k')\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k') \\ \hat{H}_{T,B,1,0}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(1,k') - \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k')\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k') \end{cases} \quad \dots \text{for } N_r=2, \quad (2.4-29a)$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,B,0,1}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(0,k') - \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k')\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k') \\ \hat{H}_{T,B,0,2}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(2,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(0,k') - \mathbf{W}_{T,2}^H(2,k')\mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k') \\ \hat{H}_{T,B,1,0}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(1,k') - \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k')\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k') \\ \hat{H}_{T,B,1,2}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(2,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(1,k') - \mathbf{W}_{T,3}^H(2,k')\mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k') \\ \hat{H}_{T,B,2,0}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(2,k') - \mathbf{W}_{T,2}^H(0,k')\mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k') \\ \hat{H}_{T,B,2,1}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(2,k') - \mathbf{W}_{T,3}^H(1,k')\mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k') \end{cases} \quad \dots \text{for } N_r=3, \quad (2.4-29b)$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,B,0,1}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(0,k') - \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k')\mathbf{H}_{T,1}^H(0,k,k') \\ \hat{H}_{T,B,0,2}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(2,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(0,k') - \mathbf{W}_{T,2}^H(2,k')\mathbf{H}_{T,2}^H(0,k,k') \\ \hat{H}_{T,B,1,0}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(1,k') - \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k')\mathbf{H}_{T,1}^H(1,k,k') \\ \hat{H}_{T,B,1,2}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(2,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(1,k') - \mathbf{W}_{T,3}^H(2,k')\mathbf{H}_{T,3}^H(1,k,k') \\ \hat{H}_{T,B,2,0}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(0,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(2,k') - \mathbf{W}_{T,2}^H(0,k')\mathbf{H}_{T,2}^H(2,k,k') \\ \hat{H}_{T,B,2,1}(k,k') = \mathbf{H}_{T,0}(1,k,k')\mathbf{W}_{T,0}(2,k') - \mathbf{W}_{T,3}^H(1,k')\mathbf{H}_{T,3}^H(2,k,k') \end{cases} \quad \dots \text{for } N_r=4, \quad (2.4-29c)$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,C,0,1}(k,k')=0 \\ \hat{H}_{T,C,1,0}(k,k')=0 \end{cases} \quad \dots \text{ for } N_r=2, (2.4-30a)$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,C,0,1}(k,k')=0 \\ \hat{H}_{T,C,0,2}(k,k')=0 \\ \hat{H}_{T,C,1,0}(k,k')=0 \\ \hat{H}_{T,C,1,2}(k,k')=0 \\ \hat{H}_{T,C,2,0}(k,k')=0 \\ \hat{H}_{T,C,2,1}(k,k')=0 \end{cases} \quad \dots \text{ for } N_r=3, (2.4-30b)$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,C,0,1}(k,k')=\mathbf{H}_{T,3}(2,k,k')\mathbf{W}_{T,3}(3,k')-\mathbf{W}_{T,2}^H(2,k')\mathbf{H}_{T,2}^H(3,k,k') \\ \hat{H}_{T,C,0,2}(k,k')=\mathbf{H}_{T,3}(1,k,k')\mathbf{W}_{T,3}(3,k')-\mathbf{W}_{T,1}^H(1,k')\mathbf{H}_{T,1}^H(3,k,k') \\ \hat{H}_{T,C,1,0}(k,k')=\mathbf{H}_{T,2}(2,k,k')\mathbf{W}_{T,2}(3,k')-\mathbf{W}_{T,3}^H(2,k')\mathbf{H}_{T,3}^H(3,k,k') \\ \hat{H}_{T,C,1,2}(k,k')=\mathbf{H}_{T,2}(0,k,k')\mathbf{W}_{T,2}(3,k')-\mathbf{W}_{T,1}^H(0,k')\mathbf{H}_{T,1}^H(3,k,k') \\ \hat{H}_{T,C,2,0}(k,k')=\mathbf{H}_{T,1}(1,k,k')\mathbf{W}_{T,1}(3,k')-\mathbf{W}_{T,3}^H(1,k')\mathbf{H}_{T,3}^H(3,k,k') \\ \hat{H}_{T,C,2,1}(k,k')=\mathbf{H}_{T,1}(0,k,k')\mathbf{W}_{T,1}(3,k')-\mathbf{W}_{T,2}^H(0,k')\mathbf{H}_{T,2}^H(3,k,k') \end{cases} \quad \dots \text{ for } N_r=4, (2.4-30c)$$

さらに、 $\hat{N}_{T,j}(k)$ はSTBC復号後の雑音成分であり、次式で表される。

$$\begin{cases} \hat{N}_{T,0}(k)=N_{T,0}(0,k)+N_{T,1}^*(1,k) \\ \hat{N}_{T,1}(k)=N_{T,0}(1,k)+N_{T,1}^*(0,k) \end{cases} \quad \dots \text{ for } N_r=2, (2.4-31a)$$

$$\begin{cases} \hat{N}_{T,0}(k)=N_{T,0}(0,k)+N_{T,1}^*(1,k)+N_{T,2}^*(2,k) \\ \hat{N}_{T,1}(k)=N_{T,0}(1,k)-N_{T,1}^*(0,k)+N_{T,3}^*(2,k) \\ \hat{N}_{T,2}(k)=N_{T,0}(2,k)-N_{T,2}^*(0,k)-N_{T,3}^*(1,k) \end{cases} \quad \dots \text{ for } N_r=3, (2.4-31b)$$

$$\begin{cases} \hat{N}_{T,0}(k)=N_{T,0}(0,k)+N_{T,1}^*(1,k)+N_{T,2}^*(2,k)+N_{T,3}^*(3,k) \\ \hat{N}_{T,1}(k)=N_{T,0}(1,k)-N_{T,1}^*(0,k)-N_{T,2}^*(3,k)+N_{T,3}^*(2,k) \\ \hat{N}_{T,2}(k)=N_{T,0}(2,k)+N_{T,1}^*(3,k)-N_{T,2}^*(0,k)-N_{T,3}^*(1,k) \end{cases} \quad \dots \text{ for } N_r=4, (2.4-31c)$$

式(2.4-27)より、STBC復号後の第 j 時間領域受信信号 $\hat{d}_{T,j}(t)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \hat{d}_{T,j}(t) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{D}_{T,j}(k) \exp(j2\pi kt/N_c) \\ &= \sqrt{2P} A_{N_r} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{T,A,j}(k,k) \right) d_{T,j}(t) + \mu_{T,j}^{PN}(t) + \mu_{T,j}^{ISI}(t) + \mu_{T,j}^{SI}(t) + \mu_{T,j}^{noise}(t) \end{aligned} \quad (2.4-32)$$

ただし、 $\mu_{T,j}^{PN}(t)$ は1ブロック内のチャネルの時間変動に起因する位相雑音成分であり、 $\mu_{T,j}^{ISI}(t)$ は残留ISI成分である。また $\mu_{T,j}^{SI}(t)$ は残留STBC符号干渉成分であり、 $\mu_{T,j}^{noise}(t)$ は雑音成分である。それぞれ次式で表される。

$$\begin{cases}
\mu_{T,j}^{PN}(t) = \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{k'=0 \\ k' \neq k}}^{N_c-1} \hat{H}_{T,A,j}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{k-k'}{N_c} t\right) \right) d_{T,j}(t) \\
\mu_{T,j}^{ISI}(t) = \sqrt{2P}A_{N_r} \frac{1}{N_c} \sum_{t'=0}^{N_c-1} \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{k'=0 \\ k' \neq t'}} \hat{H}_{T,A,j}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{kt-k't'}{N_c}\right) \right) d_{T,j}(t') \\
\mu_{T,j}^{SI}(t) = \sqrt{2P}A_{N_r} \frac{1}{N_c} \sum_{j'=0}^{J-1} \sum_{t'=0}^{N_c-1} \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{k'=0 \\ k' \neq j'}} \hat{H}_{T,B,j,j'}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{kt-k't'}{N_c}\right) \right) d_{T,j'}(t') \\
\quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \frac{1}{N_c} \sum_{j'=0}^{J-1} \sum_{t'=0}^{N_c-1} \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{k'=0 \\ k' \neq j'}} \hat{H}_{T,C,j,j'}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{kt-k't'}{N_c}\right) \right) d_{T,j'}^*(t') \\
\mu_{T,j}^{noise}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{N}_{T,j}(k) \exp(j2\pi kt/N_c)
\end{cases} \quad (2.4-33)$$

式(2.4-27)から式(2.4-30)と式(2.4-1)から式(2.4-4)を比較すると、STBC復号後の等価チャネルの数式表現は異なるものの、STBC復号後の時間領域信号の数式表現が受信ロバスト FDE を用いる場合のものと同様であることが分かる。そこで、受信ロバスト FDE の場合と同様に、位相雑音成分、残留 ISI 成分、残留 STBC 符号干渉成分および雑音成分の和 $\mu_{T,j}(t) = \mu_{T,j}^{PN}(t) + \mu_{T,j}^{ISI}(t) + \mu_{T,j}^{SI}(t) + \mu_{T,j}^{noise}(t)$ は新たなガウス変数とみなすことができる。さらに、これらの干渉は互いに独立であるため、 $\mu_{T,j}(t)$ の分散 $2\sigma_{\mu_{T,j}}^2(t)$ は次式で与えられる。

$$2\sigma_{\mu_{T,j}}^2(t) = E\left[|\mu_{T,j}(t)|^2\right] = 2\sigma_{\mu_{T,j}^{PN}}^2(t) + 2\sigma_{\mu_{T,j}^{ISI}}^2(t) + 2\sigma_{\mu_{T,j}^{SI}}^2(t) + 2\sigma_{\mu_{T,j}^{noise}}^2(t) \quad (2.4-34)$$

ただし $2\sigma_{\mu_{T,j}^{PN}}^2(t) = E\left[|\mu_{T,j}^{PN}(t)|^2\right]$ 、 $2\sigma_{\mu_{T,j}^{ISI}}^2(t) = E\left[|\mu_{T,j}^{ISI}(t)|^2\right]$ 、 $2\sigma_{\mu_{T,j}^{SI}}^2(t) = E\left[|\mu_{T,j}^{SI}(t)|^2\right]$ および $2\sigma_{\mu_{T,j}^{noise}}^2(t) = E\left[|\mu_{T,j}^{noise}(t)|^2\right]$ はそれぞれ、位相雑音成分、残留 ISI 成分、残留 STBC 符号干渉成分および雑音成分の分散である。受信ロバスト FDE の場合と同様に導出することにより、それぞれ以下のように求められる。

$$2\sigma_{\mu_{T,j}^{PN}}^2(t) = 2PA_{N_r} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{k'=0 \\ k' \neq k}}^{N_c-1} \hat{H}_{T,A,j}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{k-k'}{N_c} t\right) \right|^2 \quad (2.4-35)$$

$$2\sigma_{\mu_{T,j}^{ISI}}^2(t) = 2PA_{N_r} \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{k_1 \neq k_2}} \hat{H}_{T,A,j}(k_1,k') \hat{H}_{T,A,j}^*(k_2,k') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1-k_2)}{N_c} t\right) \right. \\ \left. - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{T,A,j}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{(k-k')}{N_c} t\right) \right|^2 \right\} \quad (2.4-36)$$

$$2\sigma_{\mu_{T,j}^{SI}}^2(t) = 2PA_{N_r} \frac{1}{N_c} \sum_{j'=0}^{J-1} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{k_1 \neq k_2}} \left\{ \hat{H}_{T,B,j,j'}(k_1,k') \hat{H}_{T,B,j,j'}^*(k_2,k') \right. \\ \left. + \hat{H}_{T,C,j,j'}(k_1,k') \hat{H}_{T,C,j,j'}^*(k_2,k') \right\} \exp\left(j2\pi \frac{(k_1-k_2)}{N_c} t\right) \quad (2.4-37)$$

$$2\sigma_{\mu_{T,j}^{noise}}^2(t) = 2N \cdot N_r \quad (2.4-38)$$

したがって、式(2.2-12),(2.4-32), (2.4-35), (2.4-36), (2.4-37)および(2.4-38)より、高速移動環境下での送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける瞬時受信 SINR, $\gamma_{T,j}(t)$ は次式で与えられる。

$$\gamma_{T,j}(t) = \frac{2PA_{N_r} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{T,A,j}(k,k) \right|^2}{\sigma_{\mu_{T,j}}^2} = \frac{2P \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{T,A,j}(k,k) \right|^2}{\left[\begin{aligned} & P \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{k'=0 \\ \neq k}}^{N_c-1} \hat{H}_{T,A,j}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{(k-k')}{N_c} t\right) \right|^2 \\ & + P \left\{ \begin{aligned} & \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{T,A,j}(k_1,k') \hat{H}_{T,A,j}^*(k_1,k') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1-k_2)}{N_c} t\right) \right|^2 \\ & - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{T,A,j}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{(k-k')}{N_c} t\right) \right|^2 \end{aligned} \right\} \\ & + P \frac{1}{N_c} \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \left(\hat{H}_{T,B,j}(k_1,k') \hat{H}_{T,B,j}^*(k_1,k') + \hat{H}_{T,C,j}(k_1,k') \hat{H}_{T,C,j}^*(k_1,k') \right) \exp\left(j2\pi \frac{(k_1-k_2)}{N_c} t\right) \\ & + N \cdot N_r \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \|\mathbf{w}_{T,q}(n_r,k)\|^2 \end{aligned} \right]^2} \quad (2.4-39)$$

最後に、QPSK データ変調を用いるものと仮定すると、送信ロバスト FDE を用いる場合におけるチャネル利得が与えられた時の条件付き BER, $P_{e,T,j}(t)$ はそれぞれ次式で与えられる。

$$p_{e,T,j}(t) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{\gamma_{T,j}(t)}{4}} \right], \quad (2.4-40)$$

式(2.4-39)右辺分母第 1 項が 1 ブロック内のチャネルの時間変動に起因する位相雑音成分であり、第 2 項が残留 ISI 成分、第 3 項が残留 STBC 符号干渉成分である。また第 4 項が雑音成分である。

2.4.3 チャネルの時間選択性が十分に小さい場合におけるロバスト FDE と瞬時受信 SINR

以降, チャネルの時間選択性が十分小さい場合におけるロバスト FDE と従来 FDE の関係について議論する.

(a) 受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチの場合

チャネルの時間選択性が十分小さい場合, $\mathbf{H}_{R,q}(n_t, k, k) \approx, \dots, \approx \mathbf{H}_{R,Q-1}(n_t, k, k) \approx \bar{\mathbf{H}}_R(n_t, k)$ が成り立つ. そこで上式を式(2.3-12), (2.3-16)および式(2.3-21)に代入することで, 準静的フェージング環境下における受信ロバスト FDE 重みは次式で与えられる.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_{R,0}(k) \\ \mathbf{W}_{R,1}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{H}}_R^H(0, k) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(1, k) \\ \bar{\mathbf{H}}_R^H(0, k) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(1, k) \end{pmatrix} C_{RX}^{-1}(k) \quad \dots \text{ for } N_r=2, (2.4-41a)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_{R,0}(k) \\ \mathbf{W}_{R,1}(k) \\ \mathbf{W}_{R,2}(k) \\ \mathbf{W}_{R,3}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{H}}_R^H(0, k) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(1, k) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(2, k) \\ \bar{\mathbf{H}}_R^H(0, k) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(1, k) & \mathbf{\Omega}(2, k) \\ \bar{\mathbf{H}}_R^H(0, k) & \mathbf{\Omega}(1, k) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(2, k) \\ \mathbf{\Omega}(0, k) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(1, k) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(2, k) \end{pmatrix} C_{RX}^{-1}(k) \quad \dots \text{ for } N_r=3, (2.4-41b)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_{R,0}(k) \\ \mathbf{W}_{R,1}(k) \\ \mathbf{W}_{R,2}(k) \\ \mathbf{W}_{R,3}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{H}}_R^H(0, k) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(1, k) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(2, k) & \mathbf{\Omega}(3, k) \\ \bar{\mathbf{H}}_R^H(0, k) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(1, k) & \mathbf{\Omega}(2, k) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(3, k) \\ \bar{\mathbf{H}}_R^H(0, k) & \mathbf{\Omega}(1, k) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(2, k) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(3, k) \\ \mathbf{\Omega}(0, k) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(1, k) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(2, k) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(3, k) \end{pmatrix} C_{RX}^{-1}(k) \quad \dots \text{ for } N_r=4, (2.4-41c)$$

ただし

$$C_{RX}^{-1}(k) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}_R(n_r, k)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1}. \quad (2.4-42)$$

である. また $\mathbf{\Omega}(n_t, k) = [\mathbf{\Omega}(0, n_t, k), \dots, \mathbf{\Omega}(N_r-1, n_t, k)]^T$ であり, $\mathbf{\Omega}(n_r, n_t, k)$ は任意の複素数である. 式(2.4-41)で与えられるように, 受信ロバスト FDE 重みの一部は任意の複素数であることが分かる. これは式(2.3-11), (2.3-15)および(2.3-20)で示されるように, ロバスト FDE 重みの一部は残留 ISI 成分にも雑音成分にも含まれず, MSE とは独立であるためである. ここで, $\mathbf{\Omega}(n_t, k) = \bar{\mathbf{H}}_R^H(n_t, k)$ のときロバスト FDE 重みは従来 FDE 重みと一致する. したがって, 準静的フェージング環境下における受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチでは, ロバスト FDE 重みと従来 FDE 重みは一致し, とともに等しい BER 特性を達成するといえる.

(b) 送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチの場合

チャネルの時間選択性が十分小さい場合, $\mathbf{H}_{T,q}(n_t, k, k) \approx, \dots, \approx \mathbf{H}_{T,Q-1}(n_t, k, k) \approx \bar{\mathbf{H}}_T(n_t, k)$ が成り立つ. そこで上式を式(2.3-26), (2.3-30)および式(2.3-35)に代入することで, 準静的フェージング環境下における送信ロバスト FDE 重みは次式で与えられる.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_{T,0}(k) \\ \mathbf{W}_{T,1}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{H}}_T^H(0, k) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(1, k) \\ \bar{\mathbf{H}}_T^H(0, k) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(1, k) \end{pmatrix} C_{TX}^{-1}(k) \quad \dots \text{ for } N_t=2, (2.4-43a)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_{T,0}(k) \\ \mathbf{W}_{T,1}(k) \\ \mathbf{W}_{T,2}(k) \\ \mathbf{W}_{T,3}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{H}}_T^H(0, k) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(1, k) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(2, k) \\ \bar{\mathbf{H}}_T^H(0, k) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(1, k) & \mathbf{0} \\ \bar{\mathbf{H}}_T^H(0, k) & \mathbf{0} & \bar{\mathbf{H}}_T^H(2, k) \\ \mathbf{0} & \bar{\mathbf{H}}_T^H(1, k) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(2, k) \end{pmatrix} C_{TX}^{-1}(k) \quad \dots \text{ for } N_t=3, (2.4-43b)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_{T,0}(k) \\ \mathbf{W}_{T,1}(k) \\ \mathbf{W}_{T,2}(k) \\ \mathbf{W}_{T,3}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{H}}_T^H(0,k) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(1,k) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(2,k) & \mathbf{0} \\ \bar{\mathbf{H}}_T^H(0,k) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(1,k) & \mathbf{0} & \bar{\mathbf{H}}_T^H(3,k) \\ \bar{\mathbf{H}}_T^H(0,k) & \mathbf{0} & \bar{\mathbf{H}}_T^H(2,k) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(3,k) \\ \mathbf{0} & \bar{\mathbf{H}}_T^H(1,k) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(2,k) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(3,k) \end{pmatrix} C_{TX}^{-1}(k) \dots \text{for } N_r=4, \quad (2.4-43c)$$

ただし

$$C_{TX}^{-1}(k) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}_T(n_r, k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1}. \quad (2.4-44)$$

である。式(2.3-9)と式(2.4-43)を比較すると、従来送信 FDE 重み行列は受信アンテナ本数にかかわらず密な行列であるのに対し、送信ロバスト FDE 重み行列は疎な行列であることがわかる。このことから送信ロバスト FDE 重みは従来 FDE 重みと比較して、送信 FDE 重みのノルムを小さくできる。

ついで、上記の送信 FDE 重みの違いが受信 SINR に与える影響について議論する。チャネルの時間選択性が十分小さい場合、式(2.4-39)は次式のように変形できる。

$$\begin{aligned} \gamma_{T,j} &= \frac{2PA_r^2 \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{T,j}(k) \right|^2}{\sigma_{\mu_{r,j}}^2} \\ &= \frac{2P \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{T,j}(k) \right|^2}{\left[P \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}_{T,j}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{T,j}(k) \right|^2 \right\} + N \cdot N_r \frac{1}{Q} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\mathbf{W}_{T,q}(n_r, k)\|^2 \right]} \end{aligned} \quad (2.4-45)$$

ここで、

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,0}(k) = \bar{\mathbf{H}}_T(0,k) \mathbf{W}_{T,0}(0,k) + \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k) \bar{\mathbf{H}}_T^H(1,k) \\ \hat{H}_{T,1}(k) = \bar{\mathbf{H}}_T(1,k) \mathbf{W}_{T,0}(1,k) + \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k) \bar{\mathbf{H}}_T^H(0,k) \end{cases} \dots, N_r=2, \quad (2.4-46a)$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,0}(k) = \bar{\mathbf{H}}_T(0,k) \mathbf{W}_{T,0}(0,k) + \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k) \bar{\mathbf{H}}_T^H(1,k) + \mathbf{W}_{T,2}^H(2,k) \bar{\mathbf{H}}_T^H(2,k) \\ \hat{H}_{T,1}(k) = \bar{\mathbf{H}}_T(1,k) \mathbf{W}_{T,0}(1,k) + \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k) \bar{\mathbf{H}}_T^H(0,k) + \mathbf{W}_{T,3}^H(2,k) \bar{\mathbf{H}}_T^H(2,k) \\ \hat{H}_{T,2}(k) = \bar{\mathbf{H}}_T(2,k) \mathbf{W}_{T,0}(2,k) + \mathbf{W}_{T,2}^H(0,k) \bar{\mathbf{H}}_T^H(0,k) + \mathbf{W}_{T,3}^H(1,k) \bar{\mathbf{H}}_T^H(1,k) \end{cases} \dots, N_r=3, \quad (2.4-46b)$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,0}(k) = \bar{\mathbf{H}}_T(0,k) \mathbf{W}_{T,0}(0,k) + \mathbf{W}_{T,1}^H(1,k) \bar{\mathbf{H}}_T^H(1,k) + \mathbf{W}_{T,2}^H(2,k) \bar{\mathbf{H}}_T^H(2,k) + \bar{\mathbf{H}}_T^H(3,k) \mathbf{W}_{T,3}(3,k) \\ \hat{H}_{T,1}(k) = \bar{\mathbf{H}}_T(1,k) \mathbf{W}_{T,0}(1,k) + \mathbf{W}_{T,1}^H(0,k) \bar{\mathbf{H}}_T^H(0,k) + \bar{\mathbf{H}}_T^H(3,k) \mathbf{W}_{T,2}(3,k) + \mathbf{W}_{T,3}^H(2,k) \bar{\mathbf{H}}_T^H(2,k) \\ \hat{H}_{T,2}(k) = \bar{\mathbf{H}}_T(2,k) \mathbf{W}_{T,0}(2,k) + \bar{\mathbf{H}}_T^H(3,k) \mathbf{W}_{T,1}(3,k) + \mathbf{W}_{T,2}^H(0,k) \bar{\mathbf{H}}_T^H(0,k) + \mathbf{W}_{T,3}^H(1,k) \bar{\mathbf{H}}_T^H(1,k) \end{cases} \dots, N_r=4, \quad (2.4-46c)$$

である。式(2.4-45)より、瞬時受信 SINR は送信 FDE 重みのノルムが小さくなるほど大きくなることが分かる。したがって、送信 FDE 重みのノルムを小さくできる送信ロバスト FDE は、従来送信 FDE と比較して、準静的フェージング環境下における受信 SINR をも向上できる。

また、式(2.4-45)に式(2.4-43)および(2.3-9)を代入することで、準静的フェージング環境下において送信ロバスト FDE および従来送信 FDE を用いる場合における受信 SINR, γ_{rob} およ

び $\gamma_{conv.}$ はそれぞれ次式で与えられる.

$$\left\{ \begin{array}{l} \gamma_{rob.} = \frac{2P \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{rob.}(k) \right)^2}{\left[P \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{rob.}^2(k) - \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{rob.}(k) \right)^2 \right\} + N \cdot N_r \frac{J}{Q} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{rob.}(k) \right]} \\ \gamma_{conv.} = \frac{2P \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{conv.}(k) \right)^2}{\left[P \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{conv.}^2(k) - \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{conv.}(k) \right)^2 \right\} + N \cdot N_r \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{conv.}(k) \right]} \end{array} \right. \quad (2.4-47)$$

ただし,

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{H}_{rob.}(k) = \frac{\sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}_T(n_r, k)\|^2}{\sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}_T(n_r, k)\|^2 + N_r \frac{J}{Q} \left(\frac{P}{N} \right)^{-1}} \\ \tilde{H}_{conv.}(k) = \frac{\sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}_T(n_r, k)\|^2}{\sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}_T(n_r, k)\|^2 + N_r \left(\frac{P}{N} \right)^{-1}} \end{array} \right. \quad (2.4-48)$$

である. ここで送受信ダイバーシチにより十分に高い受信 SNR が得られる場合 ($(1/N_r)(P/N) \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}_T(n_r, k)\|^2 \gg 1$), 式(2.4-47)は次式のように近似できる.

$$\left\{ \begin{array}{l} \gamma_{rob.} \approx \frac{2}{N_r} \frac{1}{J/Q} \left(\frac{P}{N} \right) = \frac{1}{R_{STBC}} \gamma_{conv.} \\ \gamma_{conv.} \approx \frac{2}{N_r} \left(\frac{P}{N} \right) \end{array} \right. \quad (2.4-49)$$

したがって, 送信ロバスト FDE は従来送信 FDE と比較して準静的フェージング環境下における受信 SINR を $1/R_{STBC}$ 倍に向上できる. また式(2.4-49)で与えられるように, 受信 SINR の改善量は STBC 符号化率にのみ依存する. したがって STBC 符号化率が一定であれば, 送信ロバスト FDE は常に一定の改善量を得ることができる.

2.5 計算機シミュレーション

2.5.1 シミュレーション諸元

計算機シミュレーション諸元を表 2-3 に示す. QPSK データ変調を仮定しており, FFT ブロックサイズ N_c および CP 長 N_g はそれぞれ $N_c=128$ および $N_g=32$ としている. 一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスの時間周波数二重選択性フェージングを仮定している. また本論文ではチャネル情報は理想的に得られるものと仮定している.

表 2-3 計算機シミュレーション諸元

Transmitter/receiver	Data modulation	QPSK
	FFT block size	$N_c=128$
	CP length	$N_g=32$
	Channel state information	Perfect
Channel	Fading type	Time/frequency double selective Rayleigh fading
	Power delay profile (PDP)	Symbol-spaced $L=16$ -path uniform PDP
	Delay time of the l th path, τ_l	$\tau_l=lT_s, l=0, \dots, L-1$

2.5.2 受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチ

2.5.2.1 受信ロバスト FDE 重みおよび等価チャネルの時間・周波数変動

図 2-4 に受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける伝搬チャネル, FDE 重みおよび STBC 復号後の等価チャネルの時間・周波数変動を示す. ただし, 送信アンテナ本数 N_t および受信アンテナ本数 N_r はそれぞれ $N_t=2$ および $N_r=1$ としている. またビットあたりの送信信号エネルギー対片側雑音電力スペクトル密度比 E_b/N_0 は 10dB とし, ブロック長 $T_B=(N_c+N_g)T_s$ で正規化された正規化ドップラー周波数 $f_D T_B$ は $f_D T_B=0.128$ としている. ここで搬送波周波数が $f_c=5\text{GHz}$, ブロック長が $T_B=71.4\mu\text{s}$ [2-12] の場合, 上記のドップラー周波数は移動速度 387km/h に相当する. また比較のため, 従来受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける FDE 重みおよび STBC 復号後の等価チャネルの時間・周波数変動も同様に図 2-4 に示す. 図 2-4(a), (b) および (c) より, チャネル利得が大きい周波数成分では従来受信 FDE 重みおよび受信ロバスト FDE 重みともに, 残留 ISI が小さくなるようチャネルの逆関数となるように動作していることが分かる. また第 0 タイムスロットと第 1 タイムスロットとでチャネルが異なる周波数成分に着目すると, 従来受信 FDE では等しい重みがい用いられているのに対し, 受信ロバスト FDE ではタイムスロット間で異なる重みがい用いられていることが分かる. さらに受信ロバスト FDE では, チャネル利得が大きいタイムスロットにおける重みは小さくなり, チャネル利得が小さいタイムスロットにおける重みは大きくなっていることが分かる. これは 1 符号語内のチャネルの時間変動を小さくし, STBC

符号干渉を抑圧するためのものである。

また図 2-4(d)左図に着目すると、従来受信 FDE を用いる場合は FDE 後も大きなスペクトル歪みが発生していることが分かる。これは FDE 重みが 1 符号語内のチャンネルの時間変動に追従していないために、チャンネルと重みの間で不整合が起こるためである。このことから、従来受信 FDE を用いる場合は STBC 符号干渉だけでなく残留 ISI も増加してしまうと考えられる。一方で図 2-4(e)左図より、受信ロバスト FDE は 1 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮して設計されているため、従来受信 FDE を用いる場合よりスペクトル歪みを抑圧できることが分かる。また図 2-4(d)右図および図 2-4(e)右図より、ロバスト FDE を用いることで従来受信 FDE より STBC 符号干渉も抑圧できることが分かる。以上のことから、ロバスト FDE は 1 符号語内のチャンネルの時間変動に起因する残留 ISI と残留 STBC 符号干渉の両方を抑圧できると考えられる。

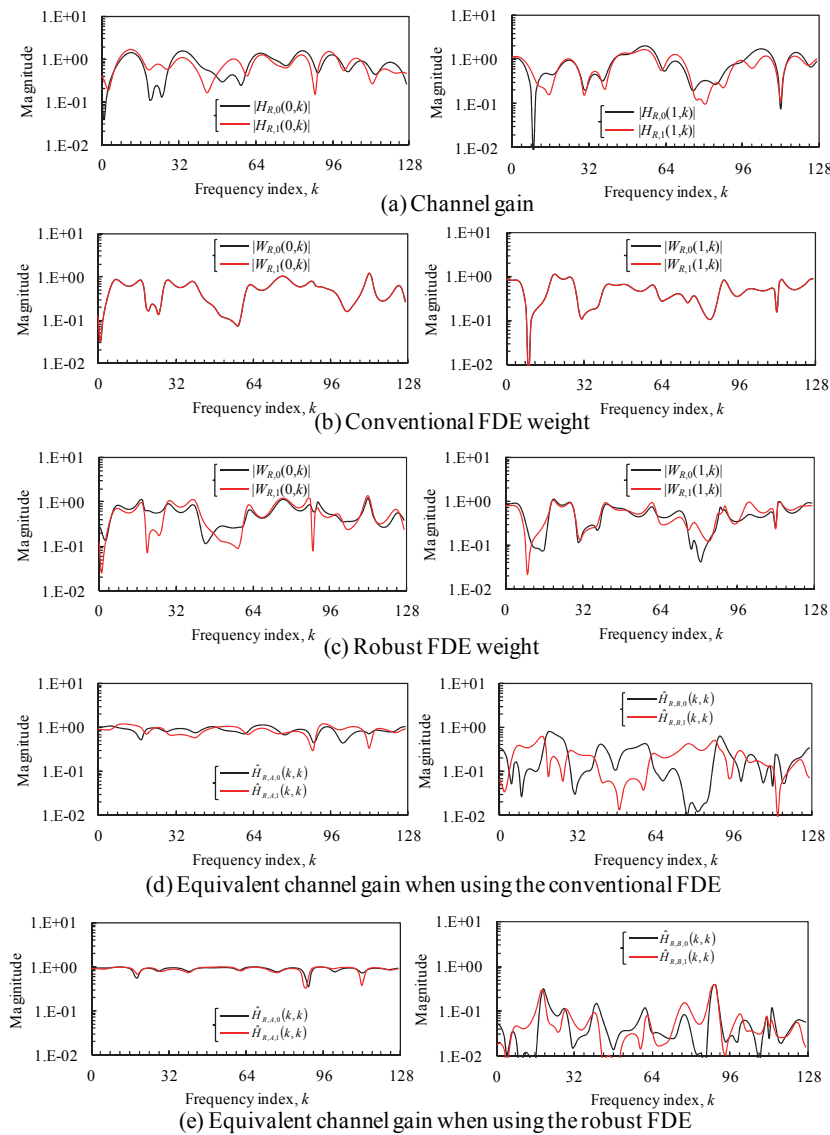


図 2-4 受信ロバスト FDE 重みと等価チャンネルの動作

2.5.2.2 送信アンテナ本数の影響

図 2-5 に受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す。ただし、受信アンテナ本数 N_r は $N_r=2$ とし、ブロック長 $T_B=(N_c+N_g)T_s$ で正規化された正規化ドップラー周波数 $f_d T_B$ は $f_d T_B=0.128$ としている。また比較のため、従来受信 FDE を用いる場合の特性も同様に図 2-5 に示す。また、それぞれの特性においてマーカーが計算機シミュレーション値を、線が理論特性を示している。図 2-5 より、従来受信 FDE を用いる場合はエラーフロアが生じていることが分かる。これは、1 符号語内のチャンネルの時間変動によって発生する ISI および STBC 符号干渉によるものである。また図 2-5 より、受信ロバスト FDE を用いることで平均 BER 特性を大幅に改善し、従来受信 FDE より常に優れた平均 BER 特性を達成できることが分かる。これは 1STBC 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮して最適化された FDE 重みを用いることで、ISI および STBC 符号干渉を抑圧できるためである。

また図 2-5 より、従来受信 FDE を用いる場合は、送信アンテナ本数を 2 本から 3 本に増加させると平均 BER 特性が劣化し、3 本から 4 本に増加させると平均 BER 特性が若干改善していることが分かる。しかしながら、受信ロバスト FDE を用いる場合は、送信アンテナ本数を 2 本から 3 本に増加させると平均 BER 特性が改善し、3 本から 4 本に増加させると平均 BER 特性が若干劣化している。この理由については以下のように考えられる。

一般的に高速移動環境下における SC-STBC ダイバーシチでは FDE 後の残留 ISI を残留 STBC 符号干渉によって特性が決定される。また式(2.4-2)、式(2.4-3)および式(2.4-4)で示されるように、送信アンテナ本数を増加させると、空間ダイバーシチ効果によって残留 ISI が低減するが、STBC 符号化および STBC 復号の処理が複雑になることで残留 STBC 符号干渉が増大してしまう。

まず従来受信 FDE では、1 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮していないため、大きな STBC 符号干渉が発生する。また同時に 1 符号語内のチャンネルの時間変動によって大きなスペクトル歪みが発生するため、残留 ISI も増大してしまう。送信アンテナ本数を 2 本から 3 本に増加させた場合、符号長が 2 倍になるため、残留 STBC 符号干渉が大きく増大する。そのため送信アンテナ本数を 2 本から 3 本に増加させた場合は、残留 ISI の減少より残留 STBC 符号干渉の増大の方が大きいため、特性が大きく劣化してしまう。一方で、送信アンテナ本数を 3 本から 4 本に増加させた場合は、符号長が変化しないため、残留 STBC 符号干渉の増加は小さい。したがって送信アンテナ本数を 3 本から 4 本に増加させる場合は残留 STBC 符号干渉の増加より空間ダイバーシチ効果による残留 ISI の減少の方が大きいため、特性が若干改善する。

一方で受信ロバスト FDE は 1 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮して設計されているため、STBC 符号干渉を効果的に抑圧できる。また同時に 1 符号語内のチャンネルの時間変動に起因するスペクトル歪みも抑圧でき、残留 ISI も抑圧できる。アンテナ本数が少ない場合は、残留 STBC 符号干渉が残留 ISI より抑圧されているため、残留 ISI が支配的となる。し

たがってアンテナ本数を 2 本から 3 本に増加させた場合は、空間ダイバーシチ効果による残留 ISI の減少により特性が改善する。一方、アンテナ本数が 3 本以上の場合、十分な空間ダイバーシチ効果により残留 ISI がほぼ無視できるほど抑圧されるため、残留 STBC 符号干渉が支配的となる。したがって、アンテナ本数を 3 本から 4 本に増加させると、残留 STBC 符号干渉の増大によって特性が若干劣化してしまう。また図 2-5 より、計算機シミュレーション結果と理論特性が良く一致しており、前章の理論解析が妥当であることが分かる。

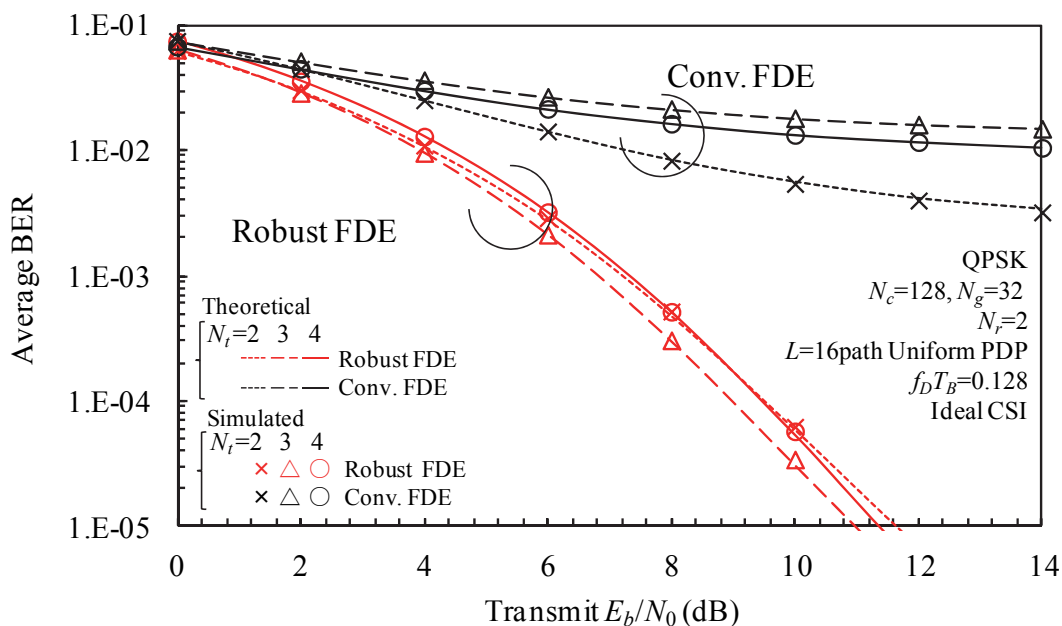


図 2-5 受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける送信アンテナ本数の影響

2.5.2.3 受信アンテナ本数の影響

図 2-6 に受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおいて受信アンテナ本数を変化させた場合における送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す。ただし送信アンテナ本数 N_t を $N_t=3$ 本とし、正規化ドップラー周波数 $f_d T_B$ は $f_d T_B=0.128$ としている。また比較のため、従来受信 FDE を用いる場合における平均 BER 特性も同様に図 2-6 に示す。また各特性においてマーカーが計算機シミュレーション値を、線が理論特性を示している。図 2-6 より、従来受信 FDE を用いる場合は、受信アンテナ本数を増加させたとしても 1 符号語内のチャンネルの時間変動に起因する ISI および STBC 符号干渉によりエラーフロアが発生していることが分かる。一方でロバスト FDE を用いる場合は、受信アンテナ本数を増加させることで平均 BER 特性を大幅に改善できることが分かる。例えば所要 BER が $BER=10^{-4}$ の場合、受信アンテナ本数を 2 本から 4 本に増加させることで所要 E_b/N_0 を約 6dB 低減できる。表 2-1 で示されるように、受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチでは送信アンテナ本数によってのみ STBC 符号化率が決定されるため、受信アンテナ本数を増加させたとしても STBC 符号

干渉は増大しない。したがって、受信アンテナ本数を増加させるにつれて空間ダイバーシチ効果の増加によって残留 ISI が減少するため、特性がさらに改善する。

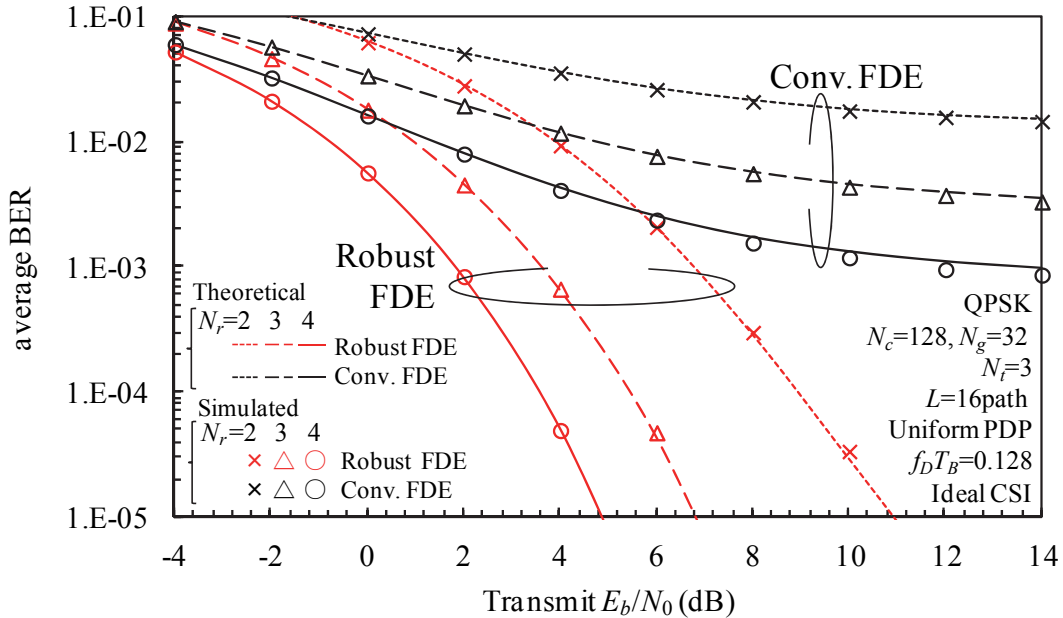


図 2-6 受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける受信アンテナ本数の影響

2.5.2.4 チャネルの時間選択性の影響

図 2-7 に受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける正規化ドップラー周波数 $f_D T_B$ 対平均 BER 特性を示す。ただし、受信アンテナ本数 N_r を $N_r=2$ とし、送信 E_b/N_0 を $E_b/N_0=7$ dB としている。また比較のため、従来受信 FDE を用いた場合の特性も同様に図 2-7 に示す。またそれぞれの特性において、マーカーが計算機シミュレーション値を、線が理論特性を示している。図 2-7 より、受信ロバスト FDE を用いることで所要 BER を達成可能な許容正規化ドップラー周波数を大きくできることが分かる。たとえば送信アンテナ本数 N_t が $N_t=3$ の場合における所要 BER= 10^{-4} を達成可能な許容正規化最大ドップラー周波数で比較すると、従来 FDE を用いる場合は 0.02 であるのに対し、ロバスト FDE を用いる場合は 0.06 となり、許容正規化最大ドップラー周波数を約 3 倍に大きくできる。これは受信ロバスト FDE を用いることで 1 符号語内のチャネルの時間変動に起因する ISI と STBC 符号干渉を抑圧できるためである。搬送波周波数が $f_c=5$ GHz、ブロック長が $T_B=71.4\mu\text{s}$ として許容移動速度を算出すると、従来 FDE を用いる場合は 60km/h、ロバスト FDE を用いる場合は 181km/h となる。このことから、従来 FDE を用いる場合は一般道を走行する自動車程度の移動速度しか許容できないのに対し、ロバスト FDE を用いる場合は特急列車程度の高速度移動をも許容できるといえる。また図 2-7 より受信ロバスト FDE を用いる場合、正規化ドップラー周波数 $f_D T_B$ が 0.08 以下のときは、送信アンテナ本数が 4 本の場合の方が 3 本の

場合より優れた平均 BER 特性を達成しているのに対し、正規化ドップラー周波数が 0.08 以上の場合は、送信アンテナ本数が 3 本の場合の方が 4 本の場合より優れた平均 BER 特性を達成していることが分かる。この理由については以下のように考えられる。前述のように、送信アンテナ本数を増加させると、空間ダイバーシチ効果により ISI を低減できるが、STBC 符号化および STBC 復号処理が複雑になるため STBC 符号干渉は増大する。ここで正規化ドップラー周波数が小さい場合は、STBC 符号干渉が小さく ISI が支配的となる。したがってこの場合は送信アンテナ本数が 4 本の場合の方が 3 本の場合よりも優れた平均 BER 特性を達成する。一方で正規化ドップラー周波数が大きい場合は、1 符号語内でチャンネルが時間変動するため STBC 符号干渉が支配的となる。したがってこの場合は送信アンテナ本数が 3 本の場合の方が 4 本の場合よりも優れた平均 BER 特性を達成する。また図 2-7 より、正規化ドップラー周波数が非常に大きい場合においても計算機シミュレーション値と理論特性が良く一致しており、理論解析が妥当であることが分かる。

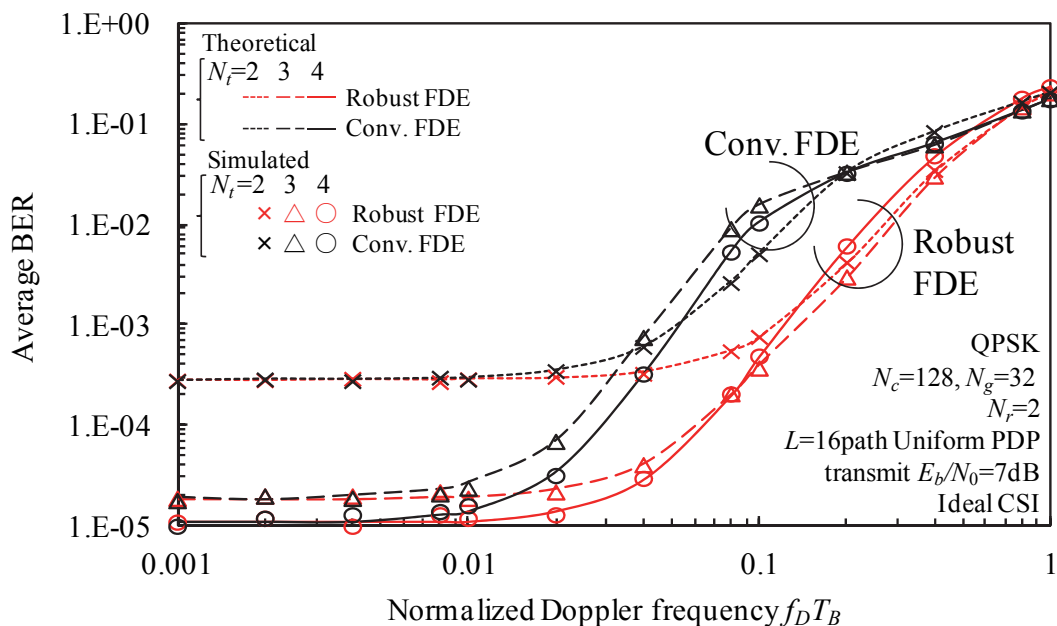


図 2-7 受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける正規化ドップラー周波数の影響

2.5.2.5 繰り返し干渉キャンセラとの比較

受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチでは、チャンネル情報が受信機で利用できるため、繰り返し干渉キャンセラ (I^2C) を適用することができる。図 2-8 に I^2C を導入した受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す。ただし送受信アンテナ本数はともに $N_T=N_R=2$ 本とし、正規化ドップラー周波数 $f_D T_B$ は $f_D T_B=0.128$ としている。なお I^2C における繰り返し回数は十分な特性改善が得られる最小繰り返し回数である 3 回としている。また比較として、受信ロバスト FDE を用いた場合、従来受信 FDE を用いた場合の特性も同様に図 2-8 に示す。図 2-8 より、 I^2C と比較すると受信ロバスト FDE は若干特性が劣化してしまうことが分かる。これはロバスト FDE 後の残留 STBC 符号干渉によるものと考えられる。しかしながら、 $BER=10^{-4}$ を達成するための所要送信 E_b/N_0 で比較すると、その劣化量はたかだか 0.5dB である。

また図 2-9 に、 I^2C を導入した受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける正規化ドップラー周波数 $f_D T_B$ 対平均 BER 特性を示す。ただし送受信アンテナ本数はともに $N_T=N_R=2$ 本とし、送信 E_b/N_0 は $E_b/N_0=7\text{dB}$ としている。また I^2C における繰り返し回数は同様に 3 回としている。比較のため、受信ロバスト FDE を用いた場合、従来受信 FDE を用いた場合の特性も同様に図 2-9 に示す。図 2-9 より、 I^2C と比較すると受信ロバスト FDE は所要 BER を達成可能な許容ドップラー周波数が若干小さくなってしまふことが分かる。しかしながら、所要 $BER=10^{-3}$ を達成可能な許容ドップラー周波数の劣化量はたかだか 0.7 倍程度である。以上の議論から、受信ロバスト FDE は I^2C とほぼ同等の平均 BER 特性を達成できるといえる。

また表 2-4 に受信ロバスト FDE もしくは I^2C を用いる場合における演算量を示す。ここでは演算量を 1STBC 符号の検出に要する複素乗算回数と定義している。式(2.3-8)と式(2.3-12)を比較して分かるように、受信ロバスト FDE は 1 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮して最適化されているため、従来 FDE より FDE 重みの算出に要する演算量が大きくなる。しかしながら、 I^2C とは異なり繰り返し処理を必要としないため、全体の演算量は低減できる。本シミュレーション条件において演算量を算出すると、受信ロバスト FDE を用いる場合は 8960 回、 I^2C を用いる場合は 17152 回となる。したがって、受信ロバスト FDE は I^2C の約半分の演算量でほぼ同等の平均 BER 特性を達成できる。また I^2C は受信機側でチャンネル情報が必要なため、受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにしか適用できない。一方で提案するロバスト FDE は受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチだけでなく送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにも適用できる。したがって、受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチを上りリンク伝送に、送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチを下りリンク伝送に適用することで、移動端末の構成を簡易に保ったまま、高速移動環境下における上下リンク特性の両方を改善できると考えられる。

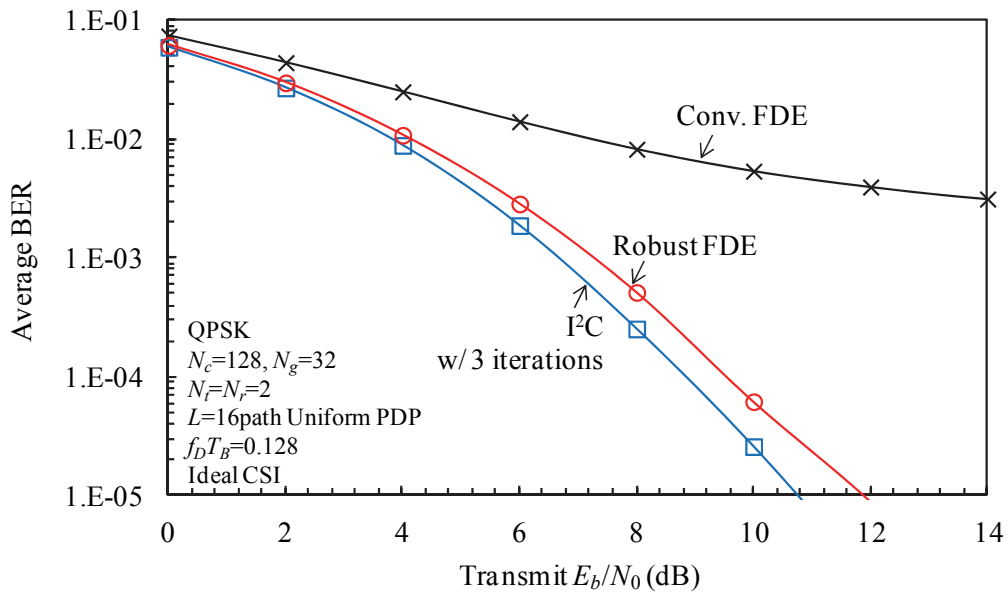


図 2-8 繰り返し干渉キャンセラとの比較

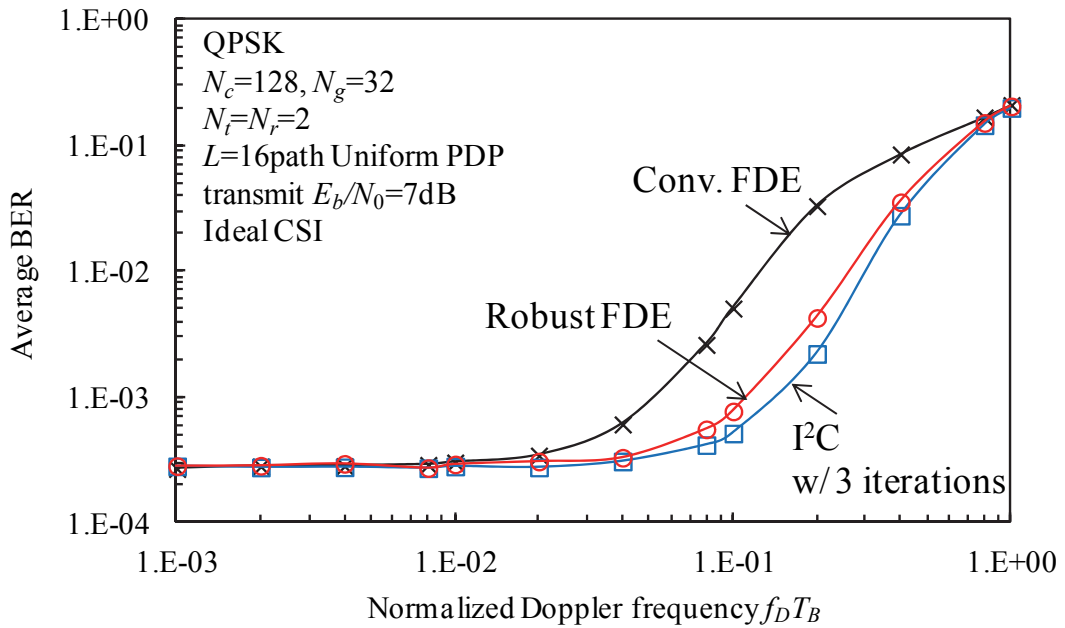


図 2-9 繰り返し干渉キャンセラとの比較 2

表 2-4 演算量比較

Robust FDE		Iterative STBC codeword interference cancellation	
FFT	$QN_c \log_2 N_c$	FFT	$QN_c \log_2 N_c$
Weight computation	$N_c(16N_r+2)$	Weight computation	$2N_c N_r$
Weight multiplexing	$QN_r N_r N_c$	Weight multiplexing	$QN_r N_r N_c$
IFFT	$JN_c \log_2 N_c$	IFFT	$JN_c \log_2 N_c$
		Replica generation	$N_c(3N_r+J)$
Overall complexity	$JN_c \log_2 N_c$ $N_c(16N_r+2)$ $+ QN_r N_r N_c$ $QN_c \log_2 N_c$	Overall complexity	$QN_c \log_2 N_c + 2IN_c N_r$ $+ IQN_r N_r N_c$ $+ IJN_c \log_2 N_c$ $+ IN_c(3N_r+J)$

2.5.3 送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチ

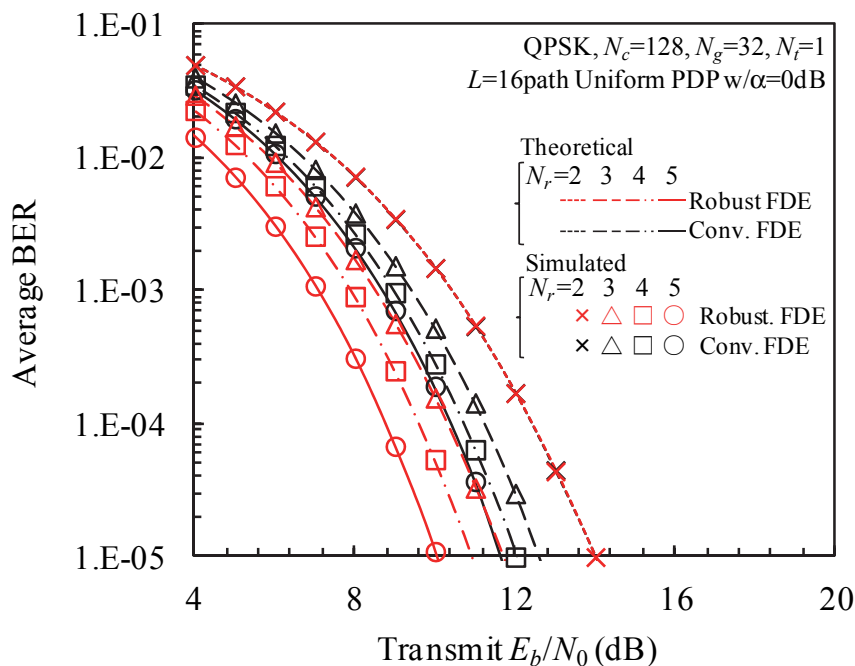
2.5.3.1 準静的フェージング環境下における BER, スループット特性

前節で示したように, 送信ロバスト FDE は準静的フェージング環境下においても従来送信 FDE より常に優れた平均 BER 特性を達成できる. そこで, はじめに準静的フェージングにおける BER 特性およびスループット特性について議論する.

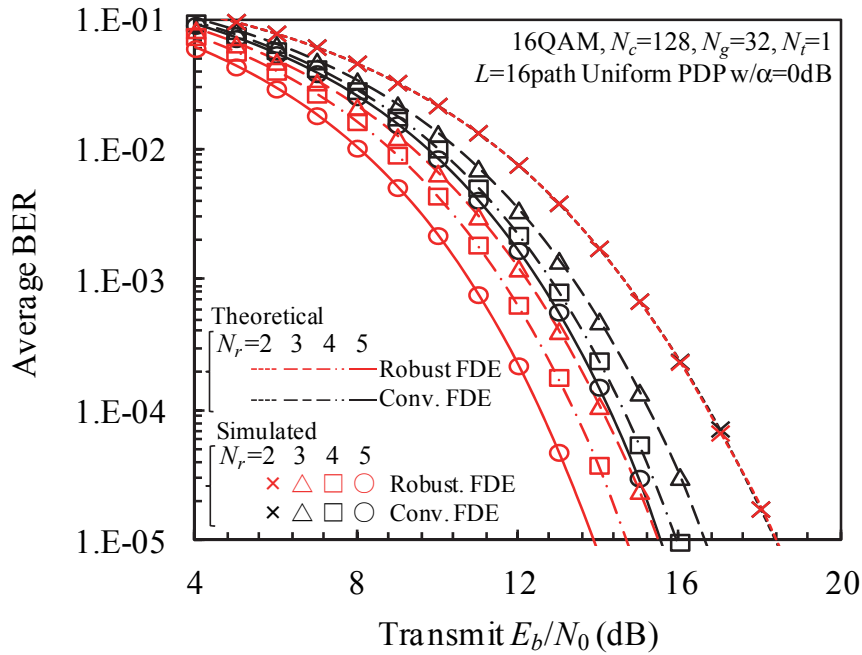
(a) 受信アンテナ本数の影響

図 2-10 に送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおけるビットあたりの送信 E_b/N_0 対 BER 特性を示す. ただし一例として, 送信アンテナ本数 N_r は $N_r=1$ としている. また比較のため従来 FDE を用いる場合における BER 特性も同様に図 2-10 に示す. また図中においてマーカーは計算機シミュレーション値を示し, 線は理論 BER 特性を示している. 図 2-10 より受信アンテナ本数 N_r が $N_r=2$ のとき, 送信ロバスト FDE を用いた場合の特性と従来送信 FDE を用いた場合の特性が一致していることが分かる. これは式(2.2-11a), 式(2.3-9)および式(2.4-43a)で示されるように, $N_r=2$ の場合は STBC 符号化行列が密であり, 送信ロバスト FDE 重みと従来 FDE 重みが一致するためである. 一方で $N_r>2$ の場合は, 送信ロバスト FDE を用いることで従来送信 FDE を用いる場合より優れた平均 BER 特性を達成できる. 例えば受信アンテナ本数が $N_r=3,4$ ($N_r=5$) の場合, 送信ロバスト FDE を用いることで従来送信 FDE を用いる場合より所要 BER= 10^{-4} のための所要送信 E_b/N_0 を約 1.2dB (1.6dB) 低減できる. この理由については以下のように説明できる. 送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチでは, 送信電力を一定に保つために送信 FDE 後の送信信号を送信 FDE 重みのノルムで正規化を行う. そのため, 送信 FDE 重みのノルムが大きくなるにつれてブロック平均受信信号電力が小さくなり受信 SNR が低下してしまう. ここで式(2.3-9)および式(2.3-43)

で示されるように、従来送信 FDE 重みは常に密な行列であるのに対し、送信ロバスト FDE 重みは $N_r > 2$ の場合は疎な行列となる。したがって、 $N_r > 2$ の場合は送信ロバスト FDE を用いることで従来送信 FDE 重みを用いる場合よりも送信 FDE 重みのノルムを小さくすることができ、その結果より高い受信 SNR を達成することができる。ここで送信ロバスト FDE 重みを用いることによる所要送信 E_b/N_0 の低減量($N_r=3,4$ の場合は 1.2dB, $N_r=5$ の場合は 1.6dB) を真数に変換すると $N_r=3,4$ の場合は 4/3 倍, $N_r=5$ の場合は 3/2 倍となり、符号化率の逆数倍と一致する。したがって式(2.4-49)で示されるように、送信ロバスト FDE は従来送信 FDE と比較して符号化率の逆数倍の受信 SINR を達成できることが分かる。また計算機シミュレーション値と理論特性を比較すると、受信アンテナ本数に関わらずよく一致しており、理論解析が妥当であることが分かる。さらに QPSK データ変調の場合および 16QAM データ変調を用いる場合の両方で同等の改善が得られ、送信ロバスト FDE による改善効果はデータ変調方式とは無関係であるといえる。



(a) QPSK データ変調

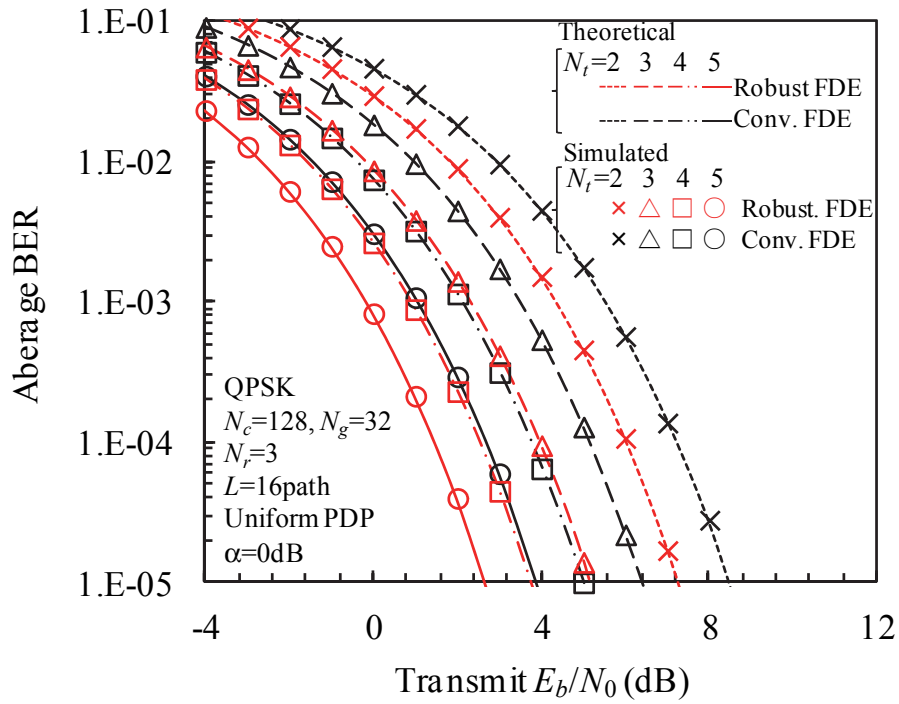


(b) 16QAM データ変調

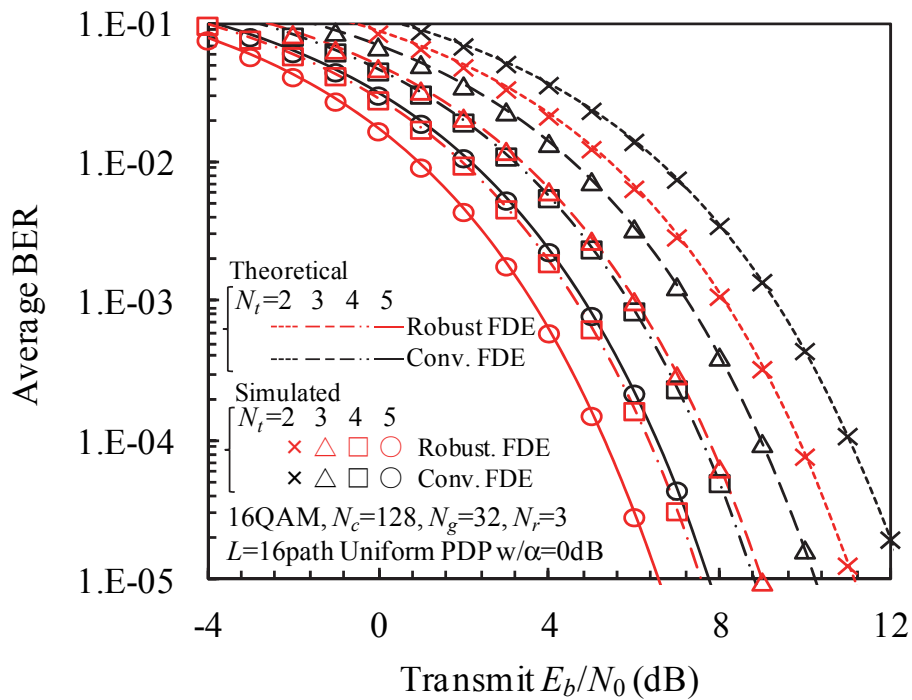
図 2-10 準静的フェージング環境下での送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける平均 BER 特性

(b) 送信アンテナ本数の影響

図 2-11 に送信アンテナ本数を変化させた場合における送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す。ただし、受信アンテナ本数は $N_r=3$ としている。また図 2-10 と同様に、マーカーは計算機シミュレーション値を示し、線は理論特性を示している。図 2-11 より、送信アンテナ本数に関わらず、送信ロバスト FDE は従来送信 FDE より常に優れた平均 BER 特性を達成できることが分かる。これは式(2.4-49)で示されるように、送信ロバスト FDE による改善効果は STBC 符号化率にのみ依存するためである。表 2-2 で示されるように、送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチでは、STBC 符号化率が送信アンテナ本数に依存せず、受信アンテナ本数によってのみ決定される。したがって、送信ロバスト FDE は、送信アンテナ本数に関わらず、常に一定の改善が得られる。たとえば送信アンテナ本数が $N_t=5$ の場合、送信ロバスト FDE を用いることで従来送信 FDE を用いる場合より $BER=10^{-4}$ のための所要送信 E_b/N_0 を約 1.2dB 低減できる。この結果は 2.4 節での理論解析と一致しており、理論解析が妥当であることが分かる。



(a) QPSK データ変調

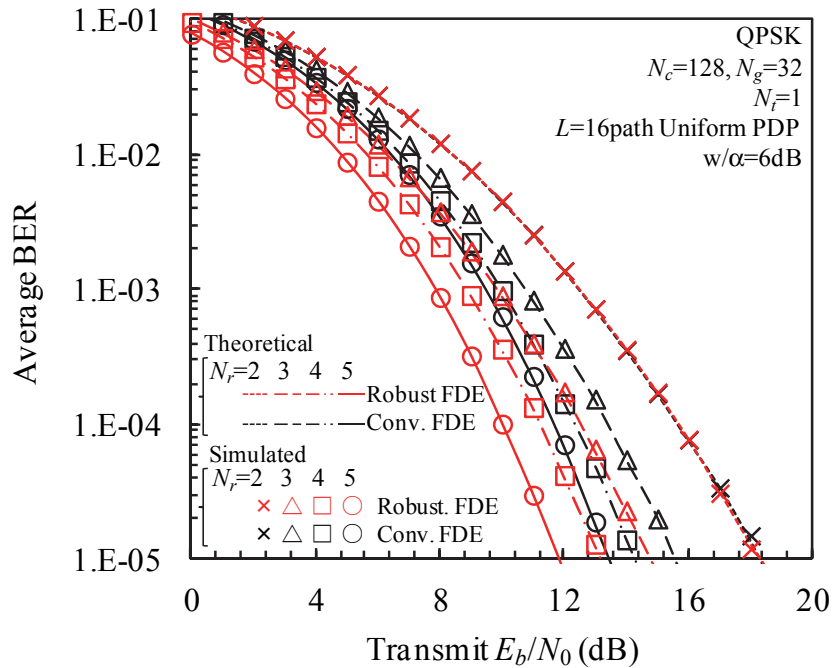


(b) 16QAM データ変調

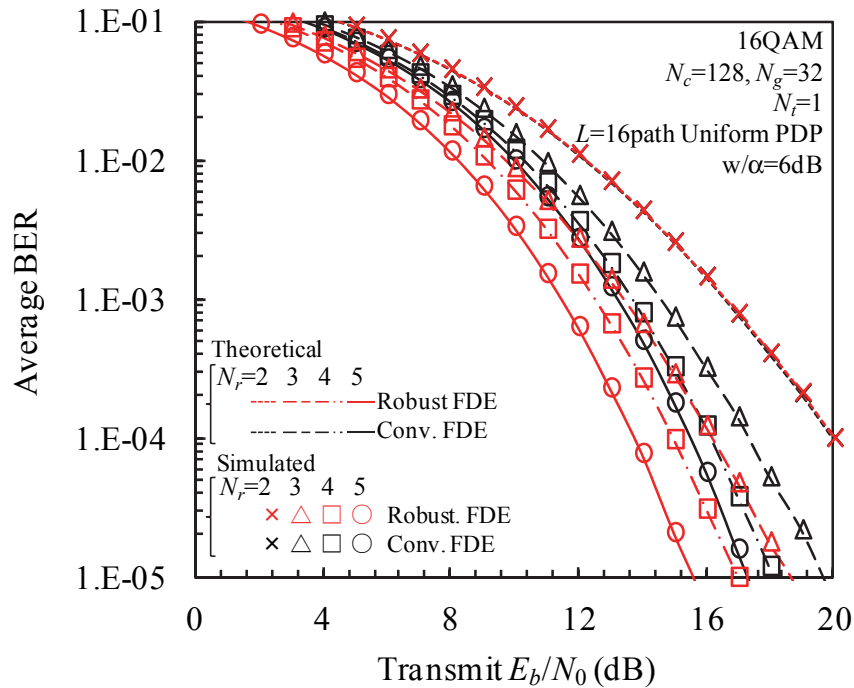
図 2-11 準静的フェージング環境下における送信アンテナ本数の影響

(c) チャネルの周波数選択性の影響

図 2-12 に伝搬チャネルの電力遅延プロファイルが減衰指数 $\alpha=6\text{dB}$ の指数減衰電力遅延プロファイルで表される場合における送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す. ただし送信アンテナ本数は一例として $N_t=1$ としている. 図 2-12 より, 周波数選択性が弱い環境下においても, $N_r>2$ の場合は, 送信ロバスト FDE を用いることで従来送信 FDE を用いる場合よりも優れた平均 BER 特性を達成できることが分かる. たとえば受信アンテナ本数が $N_r=3$ の場合, 送信ロバスト FDE を用いることで従来送信 FDE を用いる場合より $\text{BER}=10^{-4}$ のための所要送信 E_b/N_0 を約 1.2dB 低減できる. これは式(2.4-49)で示されるように, 送信ロバスト FDE による改善は STBC 符号化率にのみ依存し, チャネルの周波数選択性とは無関係であるためである.



(a) QPSK データ変調



(b) 16QAM データ変調

図 2-12 準静的フェージング環境下におけるチャネルの周波数選択性の影響

(d) スループット特性

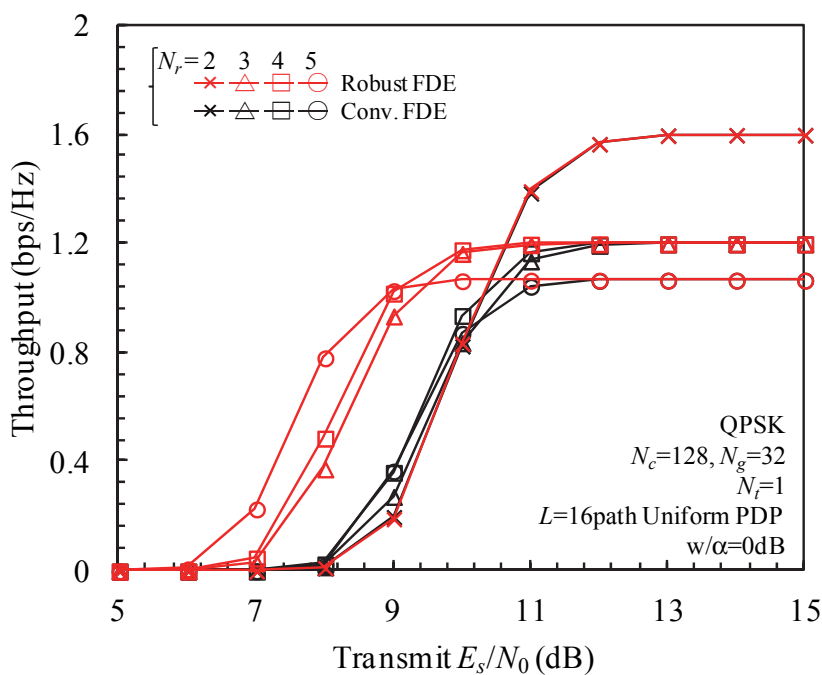
本論文では次式に従い、SC-STBC ダイバーシチにおけるスループット $S(\text{bps/Hz})$ を算出する。

$$S = R_{STBC} \cdot Z \cdot (1 - PER) \cdot \frac{N_c}{N_c + N_g} \quad (2.5-1)$$

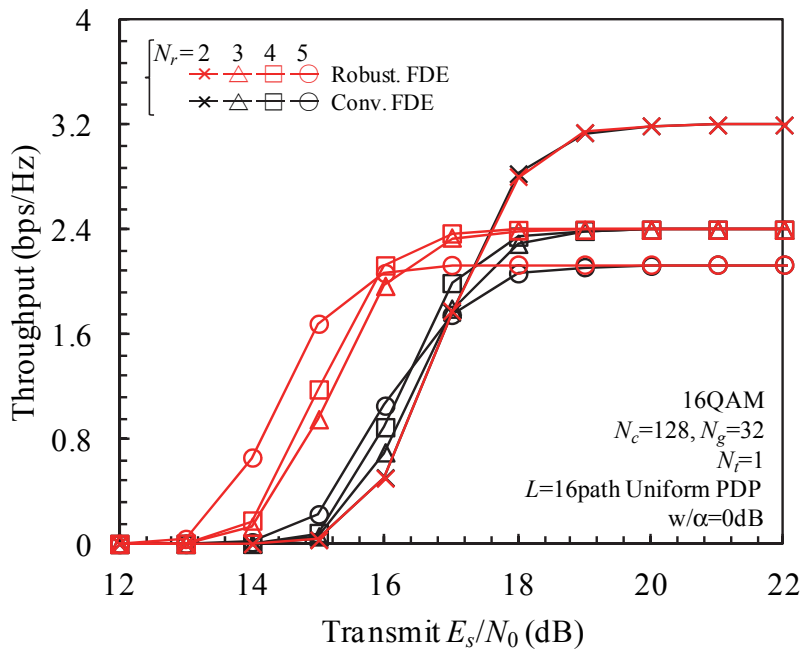
ここで、 Z は 1 シンボルあたりのビット数であり、 PER はパケット誤り率である。本節では 1 パケットは 5120 ビットで構成されるものと仮定している。

図 2-13 に送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける送信信号シンボルエネルギー対片側雑音電力スペクトル密度比 E_s/N_0 対スループット特性を示す。ただし、送信アンテナ本数は $N_t=2$ としている。また比較のため、従来送信 FDE を用いる場合におけるスループット特性も同様に図 2-13 に示す。図 2-13 より、従来送信 FDE を用いる場合は、受信アンテナ本数を増加させても低 E_s/N_0 領域におけるスループットをほとんど改善できないことが分かる。この理由については以下のように考えられる。一般的に移動無線通信ではダイバーシチオーダが大きくなるにつれて受信 SNR が改善する。ここで SC-STBC ダイバーシチでは、空間ダイバーシチ効果だけでなく周波数ダイバーシチ効果も得られるため、一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスの周波数選択性の強いフェージング環境下では、受信アンテナ本数が小さい場合でもすでに十分なダイバーシチオーダが得られる（一

様電力遅延プロファイルの場合、周波数ダイバーシチ効果によって得られるダイバーシチオーダはパス数と一致する)。そのため、従来送信 FDE を用いる場合は受信アンテナ本数を増加させたとしてもスループットはほとんど改善しない。一方で図 2-13 より、送信ロバスト FDE を用いる場合は、受信アンテナ本数を増加させることで低 E_s/N_0 領域におけるスループットを改善できることが分かる。この理由については以下のように説明できる。2.4 節で議論したように、送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチでは、送信 FDE 重みが疎になるほど重みのノルムが小さくなり、結果として受信 SNR が改善する。ここで式(2.4-43)で示されるように、受信アンテナ本数が大きくなるほど送信ロバスト FDE 重みはより疎となる。その結果、受信アンテナ本数が大きくなるほど送信ロバスト FDE 重みを用いることによる受信 SNR の改善量は大きくなるため、送信ロバスト FDE は低 E_s/N_0 領域におけるスループットをより改善できる。



(a) QPSK データ変調



(b) 16QAM データ変調

図 2-13 準静的フェージング環境下におけるスループット特性

以降は、伝搬チャンネルが時間・周波数二重選択性フェージングによって特徴づけられる場合について議論する。

2.5.3.2 送信ロバスト FDE 重みおよび等価チャンネルの時間・周波数変動

図 2-14 に送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける伝搬チャンネル、FDE 重みおよび STBC 復号後の等価チャンネルの時間・周波数変動を示す。ただし、送信アンテナ本数 N_t および受信アンテナ本数 N_r はそれぞれ $N_t=1$ および $N_r=2$ としている。また総送信 E_b/N_0 は 10dB とし、ブロック長 $T_B=(N_c+N_g)T_s$ で正規化された正規化ドップラー周波数 $f_d T_B$ は $f_d T_B=0.128$ としている。さらに 2.5.2.1 節で示した受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける伝搬チャンネル、ロバスト FDE 重みおよび STBC 復号後の等価チャンネルの時間・周波数変動と比較ができるよう、伝搬チャンネルの時間・周波数変動が対称である場合のもの ($H_{T,0}(0,k)=H_{R,0}(0,k)$, $H_{T,0}(1,k)=H_{R,0}(1,k)$, $H_{T,1}(0,k)=H_{R,1}(0,k)$, $H_{T,1}(1,k)=H_{R,1}(1,k)$) を示している。図 2-14(a), (b) および (c) より、チャンネル利得が大きい周波数成分では従来送信 FDE 重みおよび送信ロバスト FDE 重みともに、残留 ISI が小さくなるようチャンネルの逆閉数となるように動作していることが分かる。また送信ロバスト FDE でも、1STBC 符号語内のチャンネルの時間変動が小さくなるように、チャンネル利得が大きいタイムスロットにおける重みは小さくなり、チャンネル利得が小さいタイムスロットにおける重みは大きくなっていることが分かる。また図 2-14(d) および (e) より、送信ロバスト FDE は従来送信 FDE を用

いる場合よりも STBC 符号干渉だけでなくスペクトル歪みによる ISI も抑圧できることが分かる。

また図 2-14 と図 2-4 より、伝搬チャネルが対称である場合、送信ロバスト FDE は受信ロバスト FDE 重みと対称な動作をしていることが分かる。このことから、送信ロバスト FDE 重み行列と受信ロバスト FDE 重み行列は転置行列の関係にあるといえる。また図 2-14(d), (e) と図 2-4(d), (e) をそれぞれ比較すると、希望信号に対する等価チャネルは受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチと送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチとで等しい ($\hat{H}_{T,A,0}(k,k)=\hat{H}_{R,A,0}(k,k)$, $\hat{H}_{T,A,1}(k,k)=\hat{H}_{R,A,1}(k,k)$) のに対し、STBC 符号干渉成分に対する等価チャネルは受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチと送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチとで反対になっている ($\hat{H}_{T,A,0}(k,k)=\hat{H}_{R,A,1}(k,k)$, $\hat{H}_{T,A,1}(k,k)=\hat{H}_{R,A,0}(k,k)$) ことが分かる。この理由については以下のように考えられる。上記で議論したように受信 FDE を用いる場合における伝搬チャネルと送信 FDE を用いる場合における伝搬チャネルが対称である場合、受信 FDE 重みと送信 FDE 重みも対称となる。そのため、伝搬チャネル行列と FDE 重み行列の積で与えられる等価チャネル行列は、受信 FDE 重みを用いる場合と送信 FDE 重みを用いる場合とで複素共役転置の関係にある。このとき、STBC 復号後の希望信号に対する等価チャネル成分は等価チャネル行列の対角行列成分の和で与えられる。したがって、希望信号成分に対する等価チャネルは受信 FDE を用いる場合と送信 FDE を用いる場合とで一致する。一方で STBC 符号後の STBC 符号干渉に対する等価チャネル成分は等価チャネル行列の非対角成分の差で与えられる。したがって、STBC 符号干渉成分に対する等価チャネルは異なる。このように受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチと送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチでは、加わる瞬時 STBC 符号干渉電力が異なる。しかしながら、各 2 つのブロックの STBC 符号干渉成分はともに零平均で分散が等しいガウス変数であるため、平均 BER 特性では、受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチと送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチとで等しい特性が得られると考えられる。

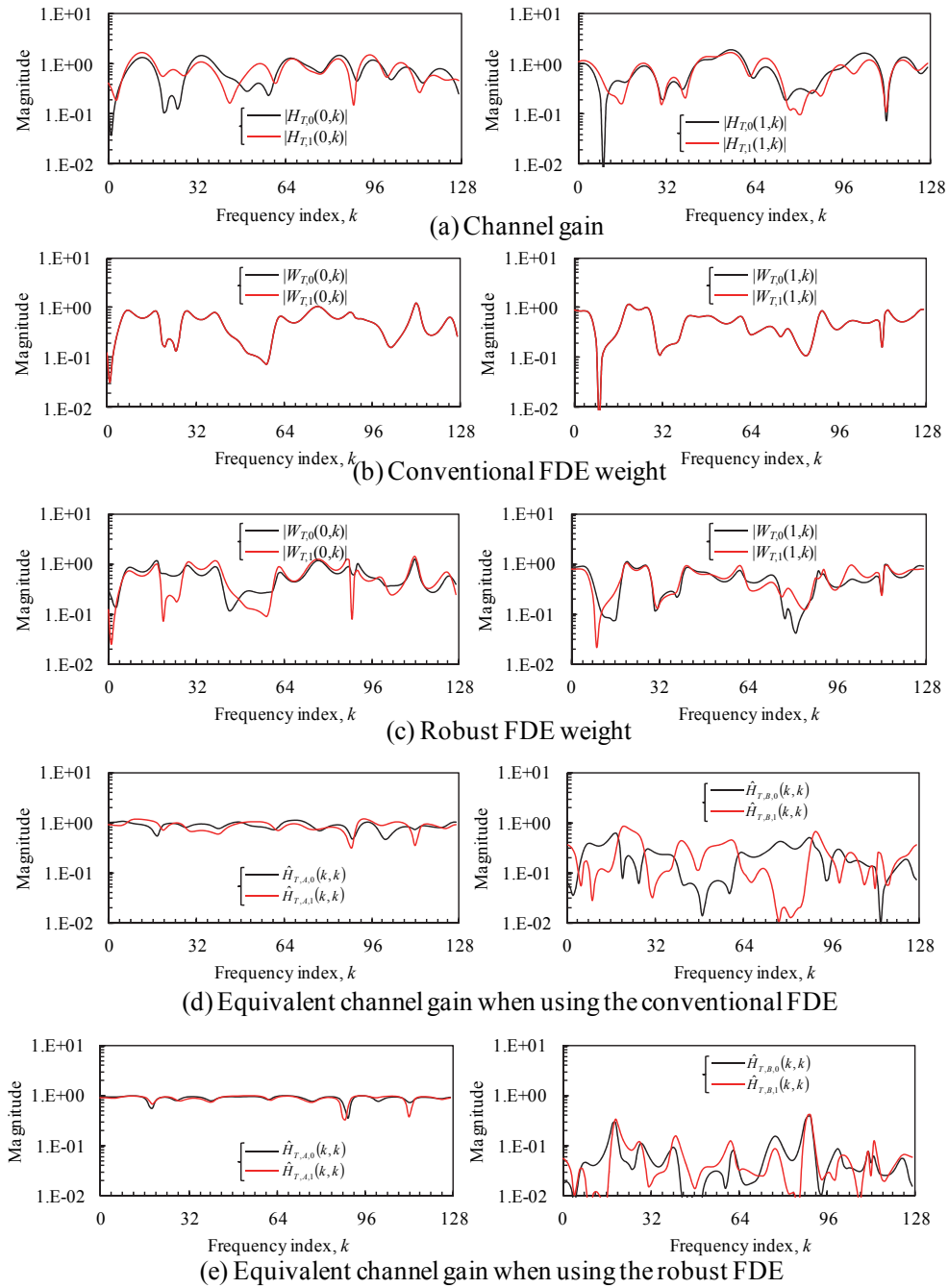


図 2-14 送信ロバスト FDE 重みの動作

2.5.3.3 送信アンテナ本数の影響

図 2-15 に送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおいて、送信アンテナ本数を増加させた場合における送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す。ただし、受信アンテナ本数 N_r を $N_r=3$ とし、正規化ドップラー周波数 $f_D T_B$ を $f_D T_B=0.128$ としている。また比較のため、従来送信 FDE を用いる場合における特性も同様に図 2-15 に示す。またそれぞれの特性において、マーカーが計算機シミュレーション値を、線が理論特性を示している。図 2-15 より、従来送信 FDE を用いる場合は、送信アンテナ本数を増加させることで特性改善はするものの依然としてエラーフロアが発生していることが分かる。これは、得られる空間ダイバーシチ効果が大きくなったとしても、STBC 符号干渉は抑圧できないためである。また図 2-15 より、送信ロバスト FDE を用いることで従来送信ロバスト FDE を用いる場合よりも常に優れた平均 BER 特性を達成できることが分かる。これは受信ロバスト FDE と同様に、1 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮して最適化された FDE 重みを用いることで STBC 符号干渉を抑圧できるためである。また図 2-15 より、送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチでは、送信アンテナ本数を増加させるにつれて BER 特性をさらに改善できることが分かる。たとえば所要 BER が $BER=10^{-4}$ の場合、送信アンテナ本数を 2 本から 4 本に増加させることで所要送信 E_b/N_0 を約 6dB 低減できる。表 2-2 で示されるように、送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチでは、STBC 符号化率が送信アンテナ本数ではなく受信アンテナ本数によって決定される。そのため、送信アンテナ本数を増加させたとしても STBC 符号干渉は増大しない。したがって、送信アンテナ本数を増加させるにつれて、空間ダイバーシチ効果によって残留 ISI が抑圧されるため平均 BER 特性が改善する。また図 2-15 より、計算機シミュレーション値を理論特性が良く一致しており、前節における理論解析が妥当であることが分かる。

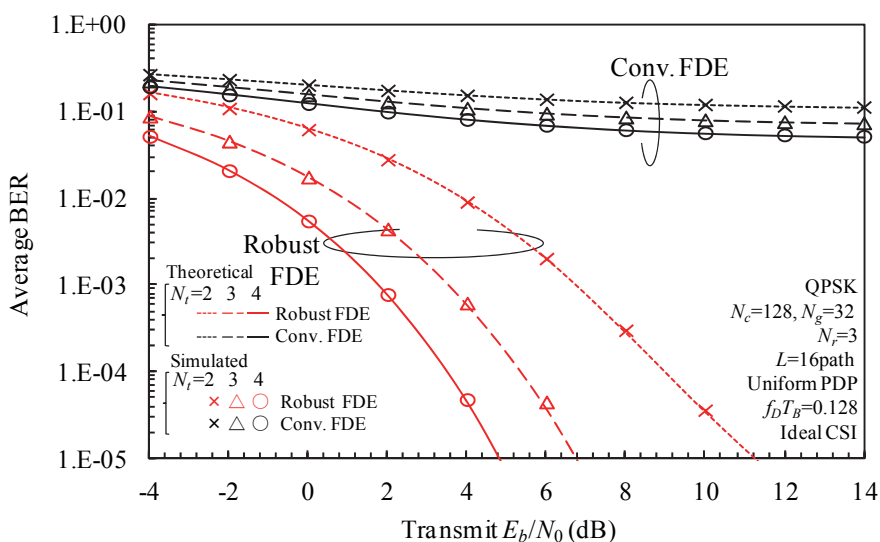


図 2-15 送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける送信アンテナ本数の影響

2.5.3.4 受信アンテナ本数の影響

図 2-16 に送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおいて、受信アンテナ本数を変化させた場合における送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す。ただし、送信アンテナ本数 N_t を $N_t=2$ とし、正規化ドップラー周波数 $f_D T_B$ を $f_D T_B=0.128$ としている。また比較のため、従来送信 FDE を用いる場合における特性も同様に図 2-16 に示す。またそれぞれの特性において、マーカーが計算機シミュレーション値を、線が理論特性を示している。図 2-16 より、これまでの議論と同様に、送信ロバスト FDE を用いることで従来送信 FDE を用いる場合よりも常に優れた平均 BER 特性を達成できることが分かる。また図 2-16 より送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチでは、受信アンテナ本数を 2 本から 3 本に増加させると BER 特性が改善するのに対し、受信アンテナ本数を 3 本から 4 本に増加させた場合は BER 特性が劣化していることが分かる。表 2-2 で示されるように、送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチでは、STBC 符号化率が受信アンテナ本数によって決定される。したがって受信アンテナ本数を増加させるにつれて、空間ダイバーシチ効果によって残留 ISI は低減するが残留 STBC 符号干渉は増大する。受信アンテナ本数が少ない場合は残留 ISI の影響が支配的のため、受信アンテナ本数を 2 本から 3 本に増加させると BER 特性が改善する。一方で受信アンテナ本数が多い場合は、残留 ISI より残留 STBC 符号干渉の方が支配的となるため、受信アンテナ本数を 3 本から 4 本に増加させると BER 特性が劣化してしまう。

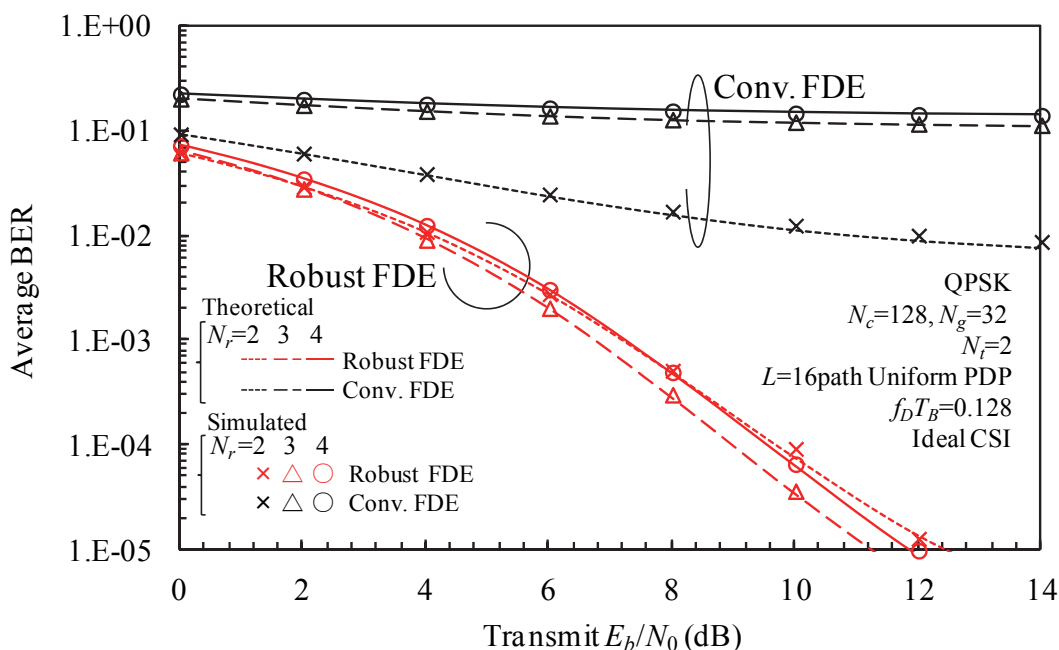


図 2-16 送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける受信アンテナ本数の影響

2.5.3.5 チャネルの時間選択性の影響

図 2-17 に送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける正規化ドップラー周波数 $f_D T_B$ 対平均 BER 特性を示す。ただし、送信アンテナ本数 N_t は $N_t=2$ とし、送信 E_b/N_0 は $E_b/N_0=7\text{dB}$ としている。また比較のため、従来送信 FDE を用いる場合の特性も同様に図 2-17 に示す。またそれぞれの特性において、マーカーで計算機シミュレーション値を、線で理論特性を示す。図 2-17 より、送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおいても、送信ロバスト FDE を用いることで従来送信 FDE を用いる場合よりも所要 BER を達成可能な許容正規化ドップラー周波数を大きくできることが分かる。たとえば受信アンテナ本数が 3 本の場合、送信ロバスト FDE を用いることで従来送信 FDE を用いる場合よりも所要 BER= 10^{-3} を達成可能な許容正規化ドップラー周波数を約 6 倍に大きくできる。これはこれまでの議論と同様に、1STBC 符号語内のチャネルの時間変動を考慮して最適化された FDE 重みを用いることで、1STBC 符号語内のチャネルの時間変動に起因する ISI および STBC 符号干渉を効果的に抑圧できるためである。

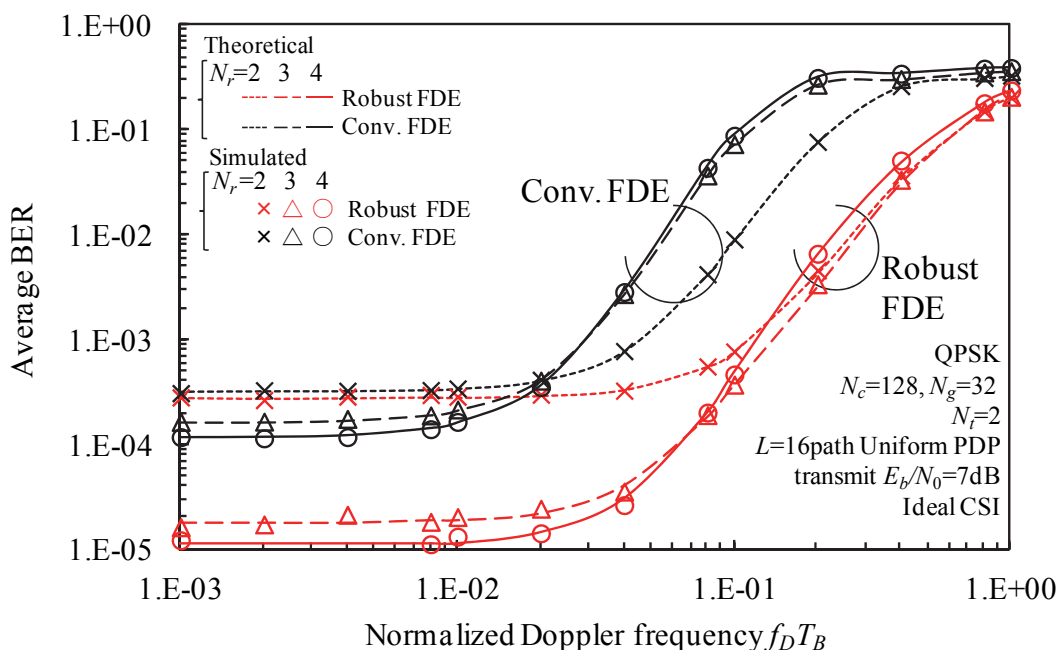


図 2-17 送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおけるドップラー周波数の影響

2.6 まとめ

本章では、低演算量で SC-STBC ダイバーシチにおける STBC 符号干渉を克服する手段としてロバスト FDE を提案した。ロバスト FDE では 1STBC 符号語を構成する複数のブロック毎に一つの FDE 重みを用いる。そして、チャネルの周波数変動と符号語内のチャネルの時間変動を考慮して、MMSE 規範に基づいて複数の FDE 重みを同時に決定する。本章では、1STBC 符号語内のチャネルの時間変動を考慮した場合における MSE を導出した後、送信および受信ロバスト MMSE-FDE 重みの閉形式解を導出した。また、1FFT ブロック内のチャネルの時間変動をも考慮したうえで、高速移動環境下での SC-STBC ダイバーシチにおける瞬時受信 SINR の厳密解および条件付き BER を導出した。

理論解析および計算機シミュレーションにより以下のことを明らかにした。

(a) 受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチに関する検討

高速移動環境下では、1STBC 符号語内のチャネルの時間変動により、STBC 符号干渉だけでなく ISI も増大してしまう。その結果、従来受信 FDE を用いる場合は特性が大きく劣化し、送受信アンテナ本数を増加させたとしても特性は改善されない。一方でロバスト FDE は 1STBC 符号語内のチャネルの時間変動を考慮して設計されているため、STBC 符号干渉だけでなく ISI も抑圧することができる。また受信アンテナ本数を増加させることで、高速移動環境下においても大きな空間ダイバーシチ効果を獲得でき、さらに優れた BER 特性を達成できる。例えば受信ロバスト FDE を用いることで、従来受信 FDE を用いる場合よりも $BER=10^{-3}$ を達成可能な許容正規化最大ドップラー周波数を約 3 倍に大きくできる。

受信ロバスト FDE を用いる場合は FDE 後に STBC 符号干渉が残留してしまうため、 I^2C と比較すると BER 特性が若干劣化してしまう。しかしながら、 $BER=10^{-3}$ のための所要送信 E_b/N_0 の劣化量はたかだか 0.5dB と十分小さい。一方、受信ロバスト FDE は繰り返し処理を必要としないため、受信ロバスト FDE に要する演算量は I^2C の約半分となる。したがって受信ロバスト FDE を用いることで、 I^2C を用いる場合と比較して、より低演算量でほぼ同等の平均 BER 特性を達成することができる。

また理論解析によって求めた理論特性は計算機シミュレーション結果とよく一致し、理論解析は妥当であるといえる。

(b) 送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチに関する検討

送信ロバスト FDE では、送信重み行列のノルムが小さくなるよう送信ロバスト FDE 重み行列が疎な行列となる。その結果、準静的フェージング環境下では、送信ロバスト FDE は従来送信 FDE と比較して、STBC 符号化率の逆数倍の受信 SINR を達成できる。ここで送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチでは、STBC 符号化率が受信アンテナ本数によって決定される。そのため受信アンテナ本数が 3 本以上の場合、データ変調方式、送信アンテナ

本数およびチャネルの周波数選択性に関わらず、送信ロバスト FDE は常に従来送信 FDE より常に優れた平均 BER 特性を達成できる。

また高速移動環境下では、受信ロバスト FDE と同様に、送信ロバスト FDE も 1STBC 符号語内のチャネルの時間変動に起因する STBC 符号干渉および ISI を抑圧できる。その結果送信ロバスト FDE は従来送信 FDE より常に優れた平均 BER 特性を達成できる。例えば送信ロバスト FDE を用いることで、従来送信 FDE を用いる場合と比較して、 $BER=10^{-3}$ を達成可能な許容正規化最大ドップラー周波数を約 6 倍に大きくすることができる。

また理論解析によって求めた理論特性は計算機シミュレーション結果とよく一致し、理論解析は妥当であるといえる。

参考文献

- [2-1] H. Sari, G. Karam and J. Jeanclaude, "Transmission technique for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Commun., Mag. bol.* 40, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [2-2] D. Falconer, S. L. Ariyavistakul, A. Benyamin Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, pp. 58-66, April 2002.
- [2-3] F. Adachi, T. Sao and T. Itagaki, "Performance of multi-code DS-SS using frequency-domain equalization in a frequency selective fading channel," *IEE Electronics Letters*, vol. 51, no. 7, pp. 1029-1033, July 2003.
- [2-4] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas. Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [2-5] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," *IEEE J. Sel. Areas. Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 451-460, Mar. 1999.
- [2-6] K. Takeda, T. Itagaki and F. Adachi, "Application of space-time transmit diversity to single carrier transmission with frequency domain equalization and receive antenna diversity in a frequency-selective fading channel," *IEEE Proc. -Commun.*, vol. 151, no. 6, pp. 627-632, Dec. 2004.
- [2-7] H. Tomeba, K. Takeda and F. Adachi, "Frequency-domain space-time block coded joint transmit/receive diversity for direct-sequence spread spectrum signal transmission," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E90-B, no. 3, pp. 597-606, Mar. 2007.
- [2-8] R. Matsukawa, T. Obara and F. Adachi, "Frequency-domain space time block coded transmit/receive diversity for single-carrier distributed antenna network," *IEICE Communications Express (ComEX)*, vol. 2, no. 4, pp. 141-147, Apr. 2013.
- [2-9] P. H. Chiang, D. B. Lin and H. J. Li, "Performance analysis of two-branch space-time block coded DS-SS systems in time-varying multipath Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 56, no. 2, pp. 975-983, Mar. 2007.
- [2-10] J. Q. Wee, J. W. Seo, K. T. Lee, Y. S. Lee and W. G. Jeon, "Successive interference cancellation of STBC-OFDM systems in a fast fading channel," *Proc. 61th Vehicular Technology Conference (VTC2005spring)*, vol. 2, pp. 841-844, Jun. 2005.
- [2-11] C. Y. Tso, J. M. Wu and P. A. Ting, "Iterative interference cancellation for STBC-OFDM systems in fast fading channel," *Proc. Global Telecommunications Conference 2009 (GLOBECOM2009)*, pp. 1-5, Nov. 2009.
- [2-12] <http://www.3gpp.org/LTE-Advanced>

本章に関連する研究成果

学術論文[2 件]

- [1] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Transmit Multi-Block FDE for Space-Time Block Coded Joint Transmit/Receive Diversity in a Quasi-Static Fading Channel," IEICE Trans. Commun., vol. E98-B, no.10, pp. 2068-2077, Oct. 2015.
- [2] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Frequency-Domain Equalization for Single-Carrier Block Coded Transmit Diversity in A High Mobility Environment," (accepted) IEICE Trans. Commun., vol. E99-B, no. 5, May 2016.

国際会議[4 件]

- [3] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Transmit FDE Weight Design for Single-Carrier Space-Time Block Coded Joint Transmit/Receive Diversity," Proc. The 9th International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICS2013), Tainan, Taiwan, Dec. 2013.
- [4] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Performance Analysis of Space-Time Block Coded Joint Tx/Rx Diversity Using Optimal Transmit FDE in Presence of Channel Estimation Error," Proc. 2014 IEEE 79th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Spring), Seoul, Korea, May 2014.
- [5] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Robust Frequency-Domain Equalization Against Doubly Selective Fading for Single-Carrier STBC Time-Division Duplex Transmission," Proc. The 10th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC2014), Nicosia, Cyprus, Aug. 2014.
- [6] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Adaptive Two-Dimension MIMO Channel Estimation for Single-Carrier STBC Time-Division Duplex Transmission," Proc. The 17th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC2014), Sydney, Australia, Sept. 2014.

国内研究会[5 件]

- [7] 宮崎寛之, 安達文幸, "時空間符号化送受信ダイバーシチのための最適送信周波数領域等化に関する一検討," 信学技報, vol. 113, no. 130, RCS2013-116, pp. 209-214, 2013 年 7 月.
- [8] 宮崎寛之, 安達文幸, "最適送信周波数領域等化を用いる時空間符号化送受信ダイバーシチにおけるチャンネル推定誤差の影響に関する一検討," 信学技報, vol. 113, no. 246, RCS2013-159, pp. 97-102, 2013 年 10 月.

- [9] 宮崎寛之, 安達文幸, "高速移動環境下におけるシングルキャリア時空間符号化時分割複信伝送のための周波数領域等化に関する一検討," 信学技報, vol. 113, no. 361, RCS2013-254, pp. 279-284, 2013 年 12 月.
- [10] 宮崎寛之, 安達文幸, "マルチブロック FDE を用いるシングルキャリア時空間符号化時分割複信伝送のための高精度チャネル推定法に関する一検討," 信学技報, vol. 113, RCS2013-386, pp.193-198, 2014 年 1 月.
- [11] 宮崎寛之, 安達文幸, "高速移動環境下におけるシングルキャリア時空間ブロック符号化ダイバーシチの理論解析に関する一検討," 信学技報, vol. 115, no. 396, RCS2015-289, pp. 55-60, 2016 年 1 月.

学内研究会[2 件]

- [12] 宮崎寛之, 安達文幸, "循環遅延パイロットチャネル推定および最適送信周波数領域等化を用いるシングルキャリア時空間符号化送受信ダイバーシチ," 伝送工学研究会, vol. 2013, no. 556-3, 2013 年 9 月.
- [13] 宮崎寛之, 安達文幸, "高速移動環境下における時分割複信シングルキャリア時空間符号化送受信ダイバーシチ," 伝送工学研究会, vol. 2013, no. 558-1, 2013 年 11 月.

2.A 付録

2.A.1 ロバスト FDE 重みの導出過程

本付録では, $N_r=2$ の場合に着目して, 受信ロバスト FDE 重みの導出の詳細について記述する. なお $N_r=2$ の場合における送信ロバスト FDE 重みも同様に導出できるため, 本付録では割愛する.

まず $N_r=2$ の場合, MSE は次式のように与えられる (再掲).

$$\begin{aligned}
e_{RX} = & \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \left| \mathbf{W}_{R,0}(0,k) \mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) - 1 \right|^2 \right. \\
& \left. + \left| \mathbf{W}_{R,0}(1,k) \mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) - 1 \right|^2 \right\} \\
& + \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \left| \mathbf{W}_{R,0}(0,k) \mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) \right|^2 \right. \\
& \left. + \left| \mathbf{W}_{R,0}(1,k) \mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) \mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) \right|^2 \right\} \\
& + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P_t}{N} \right)^{-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \left\| \mathbf{W}_{R,0}(0,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,1}(1,k) \right\|^2 \right. \\
& \left. + \left\| \mathbf{W}_{R,0}(1,k) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_{R,1}(0,k) \right\|^2 \right\}
\end{aligned} \tag{2.A-1}$$

$\partial e_{RX} / \partial \mathbf{W}_{R,0}^H(0,k) = \mathbf{0}$, $\partial e_{RX} / \partial \mathbf{W}_{R,0}^H(1,k) = \mathbf{0}$, $\partial e_{RX} / \partial \mathbf{W}_{R,1}(0,k) = \mathbf{0}$ および $\partial e_{RX} / \partial \mathbf{W}_{R,1}(1,k) = \mathbf{0}$ より, 次式の連立方程式が得られる.

$$\mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k) \tilde{A}_0(k) + \mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k) \tilde{B}_0(k) + \mathbf{W}_{R,0}(0,k) \tilde{\Gamma} = \mathbf{0} \tag{2.A-2a}$$

$$\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k)\tilde{A}_0(k) - \mathbf{H}_{R,1}(0,k,k)\tilde{B}_0(k) + \mathbf{W}_{R,1}^H(1,k)\tilde{\Gamma} = 0 \quad (2.A-2b)$$

$$\mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)\tilde{A}_1(k) + \mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\tilde{B}_1(k) + \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\tilde{\Gamma} = 0 \quad (2.A-2c)$$

$$\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k)\tilde{A}_1(k) - \mathbf{H}_{R,1}(1,k,k)\tilde{B}_1(k) + \mathbf{W}_{R,1}^H(0,k)\tilde{\Gamma} = 0 \quad (2.A-2d)$$

ただし,

$$\begin{cases} \tilde{A}_0(k) = \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) - 1 \\ \tilde{A}_1(k) = \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) - 1 \\ \tilde{B}_0(k) = \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k) \\ \tilde{B}_1(k) = \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k) \\ \tilde{\Gamma} = N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P_t}{N} \right)^{-1} \end{cases} \quad (2.A-3)$$

である. 式(2.A-2)および式(2.A-3)より, $\mathbf{W}_{R,0}(0,k)$ および $\mathbf{W}_{R,1}(1,k)$ は式(2.A-2a)および式(2.A-2b)のみに含まれ, $\mathbf{W}_{R,0}(1,k)$ および $\mathbf{W}_{R,1}(0,k)$ は式(2.A-2c)および式(2.A-2d)のみに含まれていることが分かる. このことから, $\mathbf{W}_{R,0}(0,k)$ および $\mathbf{W}_{R,1}(1,k)$ の導出と $\mathbf{W}_{R,0}(1,k)$ および $\mathbf{W}_{R,1}(0,k)$ の導出は独立にできる.

はじめに, $\mathbf{W}_{R,0}(0,k)$ および $\mathbf{W}_{R,1}(1,k)$ の導出について述べる. 式(2.A-2a)に右から $\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k)$ を乗算したものを式(2.A-2b)に左から $\mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)$ を乗算したものを減算すると次式が得られる.

$$\begin{cases} \mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k)\tilde{A}_0(k) + \mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k)\tilde{B}_0(k) + \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k)\tilde{\Gamma} = 0 \\ - \\ \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k)\tilde{A}_0(k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k)\tilde{B}_0(k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k)\tilde{\Gamma} = 0 \end{cases} \quad (2.A-4)$$

$$\begin{aligned} & \Downarrow \\ & (\mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k))\tilde{A}_0(k) \\ & + (\mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k) + \tilde{\Gamma})\tilde{B}_0(k) = 0 \end{aligned}$$

このことから,

$$\tilde{B}_0(k) = -\frac{(\mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k))}{(\mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k) + \tilde{\Gamma})} \tilde{A}_0(k) = -\frac{\tilde{H}_{R,2}(k)}{\tilde{H}_{R,1}(k)} \tilde{A}_0(k) \quad (2.A-5)$$

式(2.A-5)を式(2.A-2a)および式(2.A-2b)に代入すると, 次式が得られる.

$$(\mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)(\tilde{H}_{R,2}(k)/\tilde{H}_{R,1}(k)))\tilde{A}_0(k) + \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\tilde{\Gamma} = 0 \quad (2.A-6a)$$

$$(\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}(0,k,k)(\tilde{H}_{R,2}(k)/\tilde{H}_{R,1}(k)))\tilde{A}_0(k) + \mathbf{W}_{R,1}^H(1,k)\tilde{\Gamma} = 0 \quad (2.A-6b)$$

ついで, 式(2.A-6a)に右から $\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k)$ を乗算したものと式(2.A-6b)に左から $\mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)$ を乗算したものを加算すると次式が得られる.

$$\begin{cases}
\left(\mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) \left(\tilde{H}_{R,2}(k)/\tilde{H}_{R,1}(k) \right) \right) \tilde{A}_0(k) + \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k)\tilde{\Gamma} = 0 \\
+ \\
\left(\mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k) \left(\tilde{H}_{R,2}(k)/\tilde{H}_{R,1}(k) \right) \right) \tilde{A}_0(k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{W}_{R,1}^H(1,k)\tilde{\Gamma} = 0 \\
\downarrow \\
\left(\mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k) + \tilde{\Gamma} \right) \\
- \left(\mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k) \right) \left(\tilde{H}_{R,2}(k)/\tilde{H}_{R,1}(k) \right) \tilde{A}_0(k) + \tilde{\Gamma} = 0
\end{cases} \quad (2.A-7)$$

このことから,

$$\begin{aligned}
\tilde{A}_0(k) &= - \frac{\tilde{\Gamma}}{\left[\begin{array}{l} \mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k) + \tilde{\Gamma} \\ - \left(\mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k) \right) \left(\tilde{H}_{R,2}(k)/\tilde{H}_{R,1}(k) \right) \end{array} \right]} \\
&= - \frac{\tilde{\Gamma}}{\left[\tilde{H}_{R,0}(k) - \left(\left| \tilde{H}_{R,2}(k) \right|^2 / \tilde{H}_{R,1}(k) \right) \right]}
\end{aligned} \quad (2.A-8)$$

式(2.A-8)を式(2.A-6a)および式(2.A-6b)に代入して,

$$\begin{cases}
- \frac{\mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k) \left(\tilde{H}_{R,2}(k)/\tilde{H}_{R,1}(k) \right)}{\tilde{H}_{R,0}(k) - \left(\left| \tilde{H}_{R,2}(k) \right|^2 / \tilde{H}_{R,1}(k) \right)} \tilde{\Gamma} + \mathbf{W}_{R,0}(0,k)\tilde{\Gamma} = 0 \\
- \frac{\mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) \left(\tilde{H}_{R,2}(k)/\tilde{H}_{R,1}(k) \right)}{\tilde{H}_{R,0}(k) - \left(\left| \tilde{H}_{R,2}(k) \right|^2 / \tilde{H}_{R,1}(k) \right)} \tilde{\Gamma} + \mathbf{W}_{R,1}^H(1,k)\tilde{\Gamma} = 0
\end{cases} \quad (2.A-9)$$

最後に式(2.A-9)を変形して,

$$\begin{cases}
\mathbf{W}_{R,0}(0,k) = \frac{\mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k) \left(\tilde{H}_{R,2}(k)/\tilde{H}_{R,1}(k) \right)}{\tilde{H}_{R,0}(k) - \left(\left| \tilde{H}_{R,2}(k) \right|^2 / \tilde{H}_{R,1}(k) \right)} \\
\mathbf{W}_{R,1}(1,k) = \frac{\mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) \left(\tilde{H}_{R,2}(k)/\tilde{H}_{R,1}(k) \right)}{\tilde{H}_{R,0}(k) - \left(\left| \tilde{H}_{R,2}(k) \right|^2 / \tilde{H}_{R,1}(k) \right)}
\end{cases} \quad (2.A-10)$$

以上より, $\mathbf{W}_{R,0}(0,k)$ および $\mathbf{W}_{R,1}(1,k)$ のMMSE閉形式解が求まった.

ついで, $\mathbf{W}_{R,0}(1,k)$ および $\mathbf{W}_{R,1}(0,k)$ の導出について述べる. 式(2.A-2c)に右から $\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k)$ を乗算したもののから式(2.A-2d)に左から $\mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)$ を乗算したものを減算すると次式が得られる.

$$\begin{cases}
\mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k)\tilde{A}_1(k) + \mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k)\tilde{B}_1(k) + \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k)\tilde{\Gamma} = 0 \\
- \\
\mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k)\tilde{A}_1(k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k)\tilde{B}_1(k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k)\tilde{\Gamma} = 0 \\
\downarrow \\
\left(\mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k) \right) \tilde{A}_1(k) \\
+ \left(\mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k) + \tilde{\Gamma} \right) \tilde{B}_1(k) = 0
\end{cases} \quad (2.A-11)$$

このことから,

$$\bar{B}_1(k) = -\frac{(\mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k))}{(\mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(0,k,k) + \bar{\Gamma})} \bar{A}_1(k) = -\frac{\tilde{H}_{R,3}(k)}{\tilde{H}_{R,0}(k)} \bar{A}_1(k) \quad (2.A-12)$$

式(2.A-12)を式(2.A-2c)および式(2.A-2d)に代入すると、次式が得られる.

$$(\mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k))\left(\tilde{H}_{R,3}(k)/\tilde{H}_{R,0}(k)\right)\bar{A}_1(k) + \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\bar{\Gamma} = 0 \quad (2.A-13a)$$

$$(\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}(1,k,k))\left(\tilde{H}_{R,3}(k)/\tilde{H}_{R,0}(k)\right)\bar{A}_1(k) + \mathbf{W}_{R,1}^H(0,k)\bar{\Gamma} = 0 \quad (2.A-13b)$$

ついで、式(2.A-13a)に右から $\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k)$ を乗算したものから式(2.A-13b)に左から $\mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)$ を乗算したものを加算すると次式が得られる.

$$\begin{cases} (\mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k))\left(\tilde{H}_{R,3}(k)/\tilde{H}_{R,0}(k)\right)\bar{A}_1(k) + \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k)\bar{\Gamma} = 0 \\ + \\ (\mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k))\left(\tilde{H}_{R,3}(k)/\tilde{H}_{R,0}(k)\right)\bar{A}_1(k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{W}_{R,1}^H(0,k)\bar{\Gamma} = 0 \end{cases}$$

$$\Downarrow$$

$$\left(\begin{array}{l} (\mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k) + \bar{\Gamma}) \\ - (\mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k)) \end{array} \right) \left(\tilde{H}_{R,3}(k)/\tilde{H}_{R,0}(k) \right) \bar{A}_1(k) + \bar{\Gamma} = 0 \quad (2.A-14)$$

このことから,

$$\bar{A}_1(k) = -\frac{\bar{\Gamma}}{\left[\begin{array}{l} (\mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k) + \bar{\Gamma}) \\ - (\mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,0}(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k)\mathbf{H}_{R,1}(1,k,k)) \end{array} \right] \left(\tilde{H}_{R,3}(k)/\tilde{H}_{R,0}(k) \right)}$$

$$= -\frac{\bar{\Gamma}}{\left[\tilde{H}_{R,1}(k) - \left(\left| \tilde{H}_{R,3}(k) \right|^2 / \tilde{H}_{R,0}(k) \right) \right]} \quad (2.A-15)$$

式(2.A-15)を式(2.A-13a)および式(2.A-13b)に代入して,

$$\begin{cases} \frac{\mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\left(\tilde{H}_{R,3}(k)/\tilde{H}_{R,0}(k)\right)}{\tilde{H}_{R,1}(k) - \left(\left| \tilde{H}_{R,3}(k) \right|^2 / \tilde{H}_{R,0}(k) \right)} \bar{\Gamma} + \mathbf{W}_{R,0}(1,k)\bar{\Gamma} = 0 \\ \frac{\mathbf{H}_{R,1}(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}(1,k,k)\left(\tilde{H}_{R,3}(k)/\tilde{H}_{R,0}(k)\right)}{\tilde{H}_{R,1}(k) - \left(\left| \tilde{H}_{R,3}(k) \right|^2 / \tilde{H}_{R,0}(k) \right)} \bar{\Gamma} + \mathbf{W}_{R,1}^H(0,k)\bar{\Gamma} = 0 \end{cases} \quad (2.A-16)$$

最後に式(2.A-16)を変形して,

$$\begin{cases} \mathbf{W}_{R,0}(1,k) = \frac{\mathbf{H}_{R,0}^H(1,k,k) - \mathbf{H}_{R,0}^H(0,k,k)\left(\tilde{H}_{R,3}(k)/\tilde{H}_{R,0}(k)\right)}{\tilde{H}_{R,1}(k) - \left(\left| \tilde{H}_{R,3}(k) \right|^2 / \tilde{H}_{R,0}(k) \right)} \\ \mathbf{W}_{R,1}(0,k) = \frac{\mathbf{H}_{R,1}^H(0,k,k) + \mathbf{H}_{R,1}^H(1,k,k)\left(\tilde{H}_{R,3}(k)/\tilde{H}_{R,0}(k)\right)}{\tilde{H}_{R,1}(k) - \left(\left| \tilde{H}_{R,3}(k) \right|^2 / \tilde{H}_{R,0}(k) \right)} \end{cases} \quad (2.A-10)$$

以上より、 $\mathbf{W}_{R,0}(1,k)$ および $\mathbf{W}_{R,1}(0,k)$ の MMSE 解が求まった.

第3章 シングルキャリア空間・周波数ブロック符号化ダイバーシチのためのロバスト周波数領域等化

3.1 概要

前章にて、高速移動環境下における SC-STBC ダイバーシチのためのロバスト FDE を提案し、ロバスト FDE を用いることで従来 FDE を用いる場合よりも所要 BER を達成可能な許容正規化最大ドップラー周波数を大きくできることを明らかにした。また送信ロバスト FDE は送信 FDE 重み行列のノルムを小さくできるため、準静的フェージング環境下における受信 SINR を従来送信 FDE と比較して符号化率の逆数倍にできることを明らかにした。しかしながら、SC-STBC ダイバーシチでは 1STBC 符号語が複数のブロックで構成されているため、高速移動環境下における特性の改善には限界がある。

高速移動環境下において SC-STBC ダイバーシチより優れた伝送品質を達成するダイバーシチ手法として、空間周波数ブロック符号化 (SFBC) ダイバーシチ[4-1,2,3,4]がある。SFBC ダイバーシチでは、空間領域と周波数領域の 2 次元で符号を構成するため 1 ブロックのみで符号語を構成でき、STBC ダイバーシチと比較して符号長を短くできる。その結果、SC-STBC ダイバーシチより時間選択性に強く、高速移動環境下においても優れた伝送品質を達成できる。ただし、SC-SFBC ダイバーシチでは隣接する周波数成分間のチャンネルの周波数変動はほぼ無視できるという性質を用いて送受信ダイバーシチに必要な信号処理を簡易化している。そのため、隣接する周波数成分間においてもチャンネルが周波数変動するような周波数選択性が強い環境下では、SFBC 符号の直交性が崩れて干渉（以降、SFBC 符号干渉とよぶ）が発生し、特性が大きく劣化してしまう。一方、時間・周波数選択性フェージング環境下における SFBC ダイバーシチに関するこれまでの検討[4-1,2,3,4]は、計算機シミュレーションによってのみ行われており、時間・周波数二重選択性フェージング環境下における SC-SFBC ダイバーシチに関する理論解析はこれまで行われていなかった。

そこで本章では、時間・周波数選択性フェージング環境下においても優れた伝送品質を達成する手段として、SC-SFBC ダイバーシチに適したロバスト FDE を提案する。図 3-1 に SC-SFBC ダイバーシチのためのロバスト FDE の概念図を示す。SC-SFBC ダイバーシチのためのロバスト FDE では、1SFBC 符号を構成する複数の周波数成分間で異なる FDE 重みを用いることを許容する。そして、1SFBC 符号内のチャンネルの周波数変動を考慮して、SFBC 符号化前の送信信号と SFBC 復号後の受信信号との平均二乗誤差 (MSE) を最小とするように複数の FDE 重みを同時に決定する。これにより、1SFBC 符号語内のチャンネルの周波数変動に起因する SFBC 符号干渉を抑圧し、周波数選択性フェージング環境下においても優れた伝送品質を達成できる。また 1FFT ブロック内におけるチャンネルの時間変動をも考慮したうえで、時間・周波数二重選択性フェージング環境下での SC-SFBC ダイバーシチにおける伝

搬送チャンネルが与えられた場合における瞬時受信 SINR の厳密解と条件付き瞬時 BER を導出している。計算機シミュレーションおよび理論解析により、ロバスト FDE は従来 FDE[4-3,4] より常に優れた平均 BER 特性を達成できることを明らかにしている。また前章で提案したロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチと本章で提案するロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチの比較を行い、各種ダイバーシチ手法がより優れた平均 BER 特性を達成可能な伝搬チャンネルの条件を明らかにしている。

本章の構成は以下のようになっている。3.2 節において SC-SFBC ダイバーシチにおける送受信機構成および送受信信号表現について述べる。3.3 節では、1SFBC 符号語内のチャンネルの周波数変動を考慮したうえで MSE を最小とするように設計されたロバスト FDE 重みを導出し、3.4 節では、時間・周波数二重選択性フェージング環境下での SC-SFBC ダイバーシチにおける瞬時受信 SINR の厳密解と条件付き瞬時 BER を導出している。3.5 節にて計算機シミュレーション結果を示し、3.6 節でまとめる。

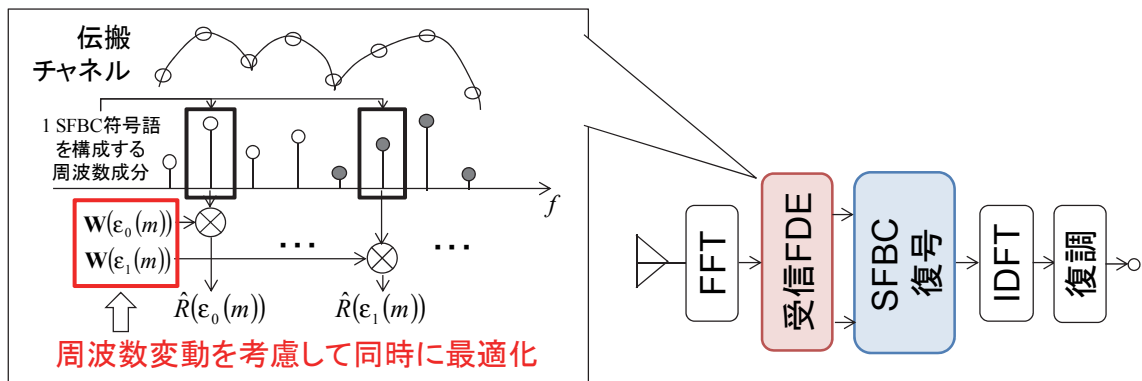


図 3-1 SC-SFBC ダイバーシチのためのロバスト FDE の概念図

3.2 ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチ

3.2.1 送受信機構成

本章では、ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチを仮定している。これまで同様、送信機は N_t 本、受信機は N_r 本のアンテナをそれぞれ搭載しているものと仮定している。

(a) 受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチ

受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおける送受信機構成を図 3-2 に示す。また、SC-SFBC ダイバーシチにおける送信機の動作の概念図を図 3-3 に示す。送信機では、まず $J \times N_c/Q$ シンボルからなるデータ変調後の送信信号系列を分割して、 J 個の送信信号ブロックを生成する。そして生成した送信信号ブロックに対して N_c/Q ポイント離散フーリエ変換 (DFT) を適用して周波数領域信号に変換した後、周波数領域において SFBC 符号化を行う。受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおける送信信号数 J および SFBC 符号化信号数 Q は、受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチと同様に送信アンテナ本数 N_t によって決定される。その後、送信機は SFBC 符号化ブロックに対して N_c ポイント逆 FFT (IFFT) を適用した後、サイクリックプレフィックス (CP) をブロックの先頭のガード区間に挿入して送信する。

受信機では、受信信号から CP を除去した後、 N_c ポイント FFT を適用して周波数領域受信信号に変換する。そして周波数領域受信信号に対して受信ロバスト FDE を適用した後、SFBC 復号を行う。最後に SFBC 復号後の受信信号に N_c/Q ポイント逆 DFT (IDFT) を適用して時間領域受信信号に変換した後、データ復調を行う。

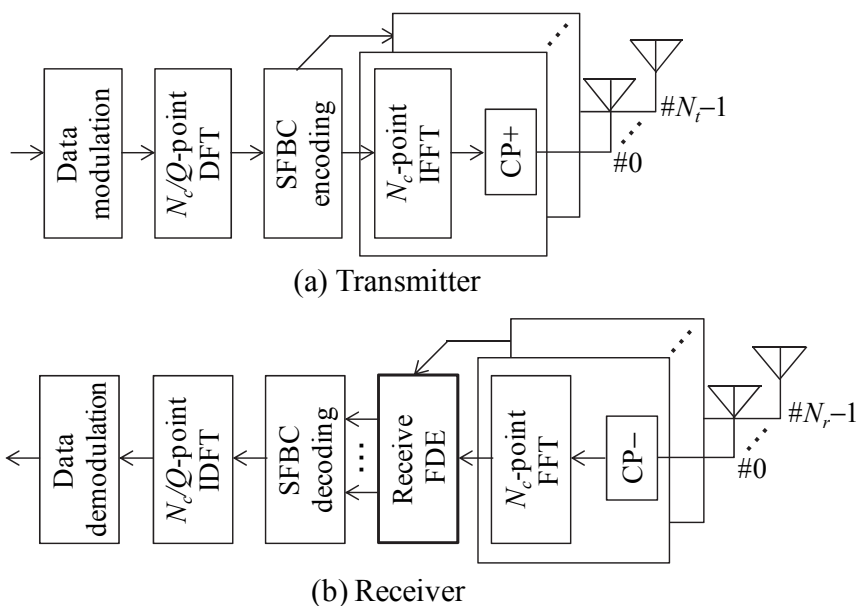


図 3-2 受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおける送受信機構成

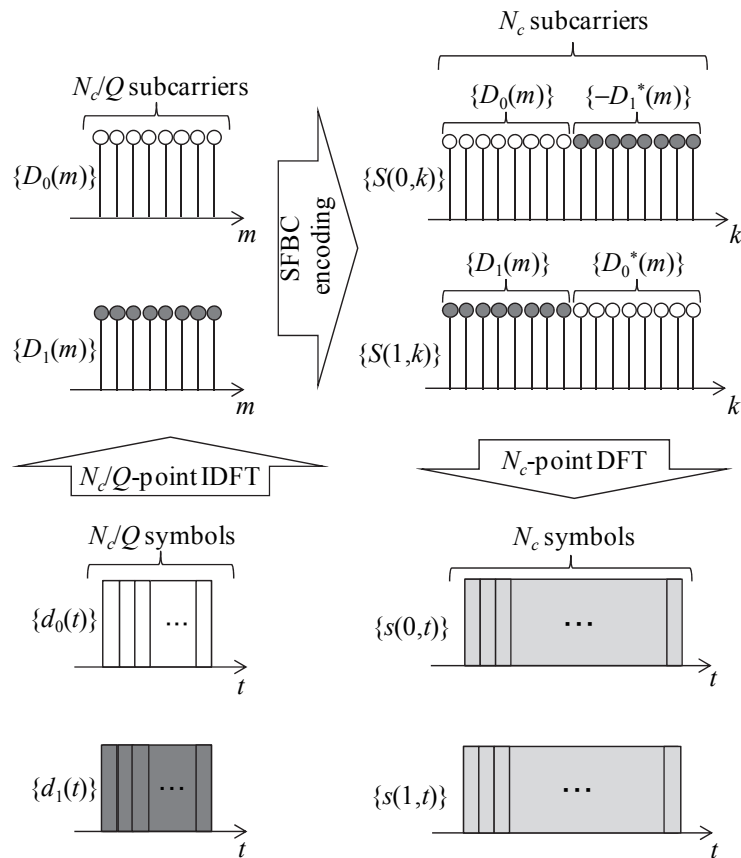


図 3-3 SC-SFBC ダイバーシチにおける送信機の動作

(b) 送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチ

送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおける送受信機構成を図 3-4 に示す。送信機では、まず $J \times N_c/Q$ シンボルからなるデータ変調後の送信信号系列を分割して、 J 個の送信信号ブロックを生成する。そして生成した送信信号ブロックに対して N_c/Q ポイント DFT を適用して周波数領域信号に変換した後、周波数領域において SFBC 符号化を行う。送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおける送信信号数 J および STBC 符号化信号数 Q は、送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチと同様に受信アンテナ本数 N_r によって決定される。その後、送信機は SFBC 符号化ブロックに対して送信ロバスト FDE を適用する。そして N_c ポイント IFFT を適用した後、サイクリックプレフィックス (CP) をブロックの先頭のガード区間に挿入して送信する。

受信機では、受信信号から CP を除去した後、 N_c ポイント FFT を適用して周波数領域受信信号に変換する。そして周波数領域において SFBC 復号を行う。最後に SFBC 復号後の受信信号に N_c/Q ポイント IDFT を適用して時間領域受信信号に変換した後、データ復調を行う。

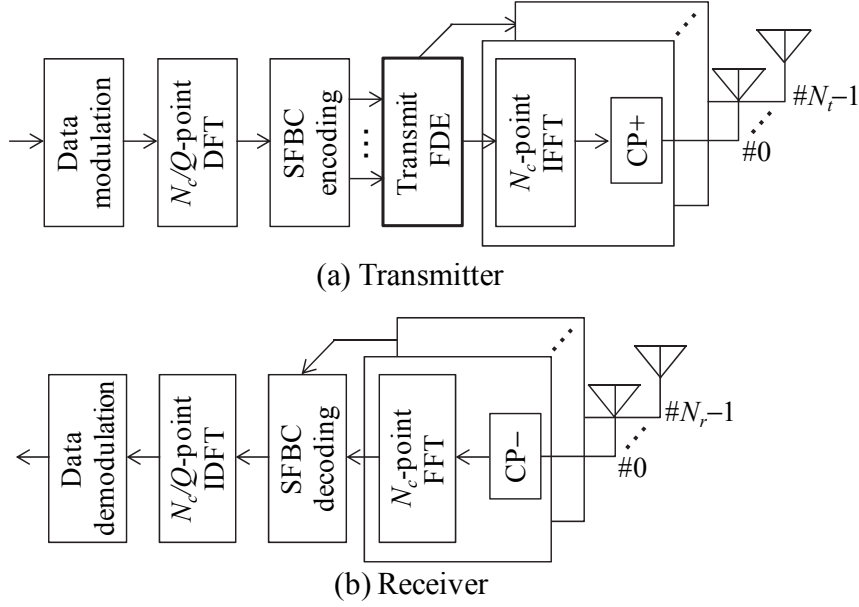


図 3-4 送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおける送受信機構成

3.2.2 送受信信号表現

(a) 受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチ

送信機における第 j ($j=0, \dots, J-1$) 送信信号ブロックを $\{d_j(t): t=0, \dots, N_c/Q-1\}$ と表現する. 送信機は送信信号ブロックに対し N_c/Q ポイント DFT を適用し周波数領域送信信号 $\{D_j(m): m=0, \dots, N_c/Q-1\}$ に変換する. 周波数領域送信信号 $D_j(k)$ は次式で与えられる.

$$D_j(m) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{t=0}^{M-1} d_j(t) \exp(-j 2\pi kt / (N_c/Q)) \quad (3.2-1)$$

ついで, 周波数領域において SFBC 符号化を行い, SFBC 符号化送信信号ブロック $\{S(n_r, k): k=0, \dots, N_c-1, n_r=0, \dots, N_r-1\}$ を生成する. 第 n_r SFBC 符号化送信信号はそれぞれ次式で与えられる.

$$\begin{pmatrix} S(0, \varepsilon_0(m)) & S(1, \varepsilon_0(m)) \\ S(0, \varepsilon_1(m)) & S(1, \varepsilon_1(m)) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(m) & D_1(m) \\ -D_1^*(m) & D_0^*(m) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=2, (3.2-2a)$$

$$\begin{pmatrix} S(0, \varepsilon_0(m)) & S(1, \varepsilon_0(m)) & S(2, \varepsilon_0(m)) \\ S(0, \varepsilon_1(m)) & S(1, \varepsilon_1(m)) & S(2, \varepsilon_1(m)) \\ S(0, \varepsilon_2(m)) & S(1, \varepsilon_2(m)) & S(2, \varepsilon_2(m)) \\ S(0, \varepsilon_3(m)) & S(1, \varepsilon_3(m)) & S(2, \varepsilon_3(m)) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(m) & D_1(m) & D_2(m) \\ -D_1^*(m) & D_0^*(m) & 0 \\ -D_2^*(m) & 0 & D_0^*(m) \\ 0 & -D_2^*(m) & D_1^*(m) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=3, (3.2-2b)$$

$$\begin{pmatrix} S(0, \varepsilon_0(m)) & S(1, \varepsilon_0(m)) & S(2, \varepsilon_0(m)) & S(3, \varepsilon_0(m)) \\ S(0, \varepsilon_1(m)) & S(1, \varepsilon_1(m)) & S(2, \varepsilon_1(m)) & S(3, \varepsilon_1(m)) \\ S(0, \varepsilon_2(m)) & S(1, \varepsilon_2(m)) & S(2, \varepsilon_2(m)) & S(3, \varepsilon_2(m)) \\ S(0, \varepsilon_3(m)) & S(1, \varepsilon_3(m)) & S(2, \varepsilon_3(m)) & S(3, \varepsilon_3(m)) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(m) & D_1(m) & D_2(m) & 0 \\ -D_1^*(m) & D_0^*(m) & 0 & D_2(m) \\ -D_2^*(m) & 0 & D_0^*(m) & D_1^*(m) \\ 0 & -D_2^*(m) & D_1^*(m) & D_0(m) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=4, (3.2-2c)$$

ここで, $\varepsilon_q(m)$ は SFBC 符号化におけるサブキャリアのマッピングインデックスである. 本

章では、スペクトル分割を用いた分散サブキャリアマッピングを仮定しており、スペクトル分割数を K とするとマッピングインデックス $\varepsilon_q(m)$ は次式で与えられる。

$$\varepsilon_q(m) = ((N_c/Q)/K) \left\{ Q \left\lfloor \frac{m}{((N_c/Q)/K)} \right\rfloor + q \right\} + (m \bmod ((N_c/Q)/K)) \quad (3.2-3)$$

各スペクトル分割数におけるサブキャリアマッピングの動作を図 3-5 に示す。

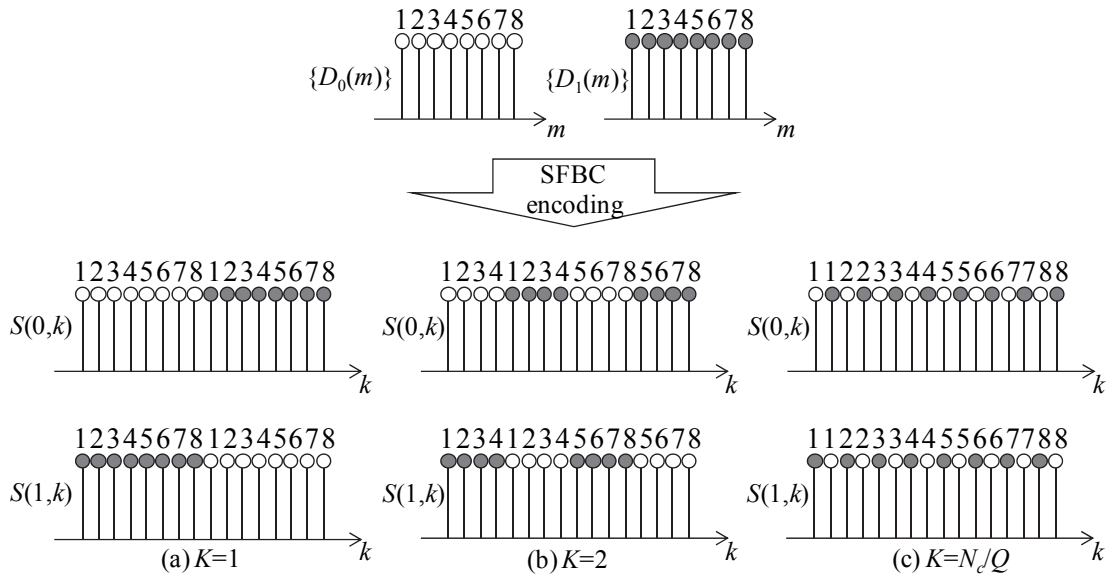


図 3-5 サブキャリアマッピングの動作

その後、送信機は SFBC 符号化周波数領域送信信号に対して N_c ポイント IFFT を適用して時間領域送信信号に変換する。最後に、ブロックの先頭のガード区間に CP を挿入した後、 N_t 本のアンテナから送信する。

受信機では、時間・周波数二重選択性フェージングチャネルを伝搬して受信された信号から CP が除去される。第 n_r アンテナの時間領域受信信号 $\{r(n_r, t): t=0, \dots, N_c-1, n_r=0, \dots, N_r-1\}$ は次式で表される。

$$r(n_r, t) = \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n_r, n_t, t) s(n_t, (t - \tau_l) \bmod N_c) + n(n_r, t) \quad (3.2-4)$$

ただし、 P は総送信電力であり、 $h_l(n_r, n_t, t)$ は第 t シンボル受信時点における第 n_t 送信アンテナ—第 n_r 受信アンテナ間のチャネルの第 l 複素パス利得である。 $s(n_t, t)$ は第 n_t アンテナの時間領域送信信号であり次式で与えられる。

$$s(n_t, t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} S(n_t, k) \exp(j 2\pi k t / N_c) \quad (3.2-5)$$

また $n(n_r, t)$ は零平均分散 $2N_0/T_s$ の AWGN である。その後、受信機は CP 除去後の受信信号に N_c ポイント FFT を適用して周波数領域信号に変換する。第 n_r アンテナの周波数領域受信信号を $\{R(n_r, k): k=0, \dots, N_c-1, n_r=0, \dots, N_r-1\}$ とすると、周波数領域受信信号ベクトル

$\mathbf{R}(k)=[R(0,k),\dots,R(N_r-1,k)]^T$ は次式で表される.

$$\mathbf{R}(k) = \sqrt{2P} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \mathbf{H}(k,k') \mathbf{S}(k') + \mathbf{N}(k) \quad (3.2-6)$$

ここで, $\mathbf{H}(k,k')$ は 1 ブロック内のチャネルの時間変動を考慮した場合における $N_r \times N_t$ の周波数領域チャネル利得行列であり, $H(n_r, n_t, k, k')$ は第 n_t 送信アンテナー第 n_r 受信アンテナ間のチャネルの伝達関数である. それぞれ次式で表される.

$$\mathbf{H}(k,k') = \begin{bmatrix} H(0,0,k,k') & \cdots & H(0,N_t-1,k,k') \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H(N_r-1,0,k,k') & \cdots & H(N_r-1,N_t-1,k,k') \end{bmatrix} \quad (3.2-7)$$

$$H(n_r, n_t, k, k') = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \left(\sum_{l=0}^{L-1} h_l(n_r, n_t, t) \exp(-j2\pi k' t / N_c) \right) \exp\left(-\frac{j2\pi(k-k')t}{N_c}\right) \quad (3.2-8)$$

また, $\mathbf{S}(k)=[S(0,k),\dots,S(N_r-1,k)]^T$ は周波数領域送信信号ベクトルである. $\mathbf{N}(k)=[N(0,k),\dots,N(N_r-1,k)]^T$ は周波数領域雑音ベクトルであり, $N(n_r,k)$ は次式で表される.

$$N(n_r, k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} n(n_r, t) \exp(-j2\pi kt / N_c) \quad (3.2-9)$$

その後, 受信機は受信信号に対して受信 FDE を適用する. 受信 FDE 後の周波数領域受信信号を $\{\hat{R}(n_t, k) : k=0, \dots, N_c-1, n_t=0, \dots, N_r-1\}$ とすると, 受信 FDE 後の周波数領域受信信号ベクトル $\hat{\mathbf{R}}(k) = [\hat{R}(0, k), \dots, \hat{R}(N_r-1, k)]^T$ は次式で与えられる.

$$\hat{\mathbf{R}}(k) = \mathbf{W}_R(k) \mathbf{R}(k) \quad (3.2-11)$$

ただし, $\mathbf{W}_R(k) = [\mathbf{W}_R^T(0, k), \dots, \mathbf{W}_R^T(N_r-1, k)]^T$ は第 q タイムスロットにおける受信信号ブロックに対する $N_r \times N_r$ 受信 FDE 重み行列であり, $\mathbf{W}_R(n_t, k) = [W_R(n_t, 0, k), \dots, W_R(n_t, N_r-1, k)]$ である. ついで受信 FDE 後の受信信号に対して SFBC 復号を適用する. SFBC 復号後の第 j 受信信号ブロック $\{\hat{D}_j(m) : m=0, \dots, N_c/Q-1, j=0, \dots, J-1\}$ は次式で表される.

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(m) \\ \hat{D}_1(m) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}(0, \varepsilon_0(m)) + \hat{R}^*(1, \varepsilon_1(m)) \\ \hat{R}(1, \varepsilon_0(m)) - \hat{R}^*(0, \varepsilon_1(m)) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ if } N_r=2, (3.2-12a)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(m) \\ \hat{D}_1(m) \\ \hat{D}_2(m) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}(0, \varepsilon_0(m)) + \hat{R}^*(1, \varepsilon_1(m)) + \hat{R}^*(2, \varepsilon_2(m)) \\ \hat{R}(1, \varepsilon_0(m)) - \hat{R}^*(0, \varepsilon_1(m)) + \hat{R}^*(2, \varepsilon_3(m)) \\ \hat{R}(2, \varepsilon_0(m)) - \hat{R}^*(0, \varepsilon_2(m)) - \hat{R}^*(1, \varepsilon_3(m)) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ if } N_r=3, (3.2-12b)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(m) \\ \hat{D}_1(m) \\ \hat{D}_2(m) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}(0, \varepsilon_0(m)) + \hat{R}^*(1, \varepsilon_1(m)) + \hat{R}^*(2, \varepsilon_2(m)) + \hat{R}^*(3, \varepsilon_3(m)) \\ \hat{R}(1, \varepsilon_0(m)) - \hat{R}^*(0, \varepsilon_1(m)) - \hat{R}^*(3, \varepsilon_2(m)) + \hat{R}^*(2, \varepsilon_3(m)) \\ \hat{R}(2, \varepsilon_0(m)) + \hat{R}^*(3, \varepsilon_1(m)) - \hat{R}^*(0, \varepsilon_2(m)) - \hat{R}^*(1, \varepsilon_3(m)) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ if } N_r=4, (3.2-12c)$$

最後に, SFBC 復号後の周波数領域受信信号に対して N_c/Q ポイント IDFT を適用して時間領域信号に変換した後, データ復調を行う.

(b) 送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチ

送信機は送信信号ブロックに対し N_c/Q ポイント DFT を適用して周波数領域送信信号に変換する. そして, SFBC 符号化を行い, SFBC 符号化送信信号 $\{S(n_r, k): m=0, \dots, N_c-1, n_r=0, \dots, N_r-1\}$ を生成する. SFBC 符号化送信信号はそれぞれ次式で与えられる.

$$\begin{pmatrix} S(0, \varepsilon_0(m)) & S(1, \varepsilon_0(m)) \\ S(0, \varepsilon_1(m)) & S(1, \varepsilon_1(m)) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(m) & D_1(m) \\ -D_1^*(m) & D_0^*(m) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=2, \quad (3.2-13a)$$

$$\begin{pmatrix} S(0, \varepsilon_0(m)) & S(1, \varepsilon_0(m)) & S(2, \varepsilon_0(m)) \\ S(0, \varepsilon_1(m)) & S(1, \varepsilon_1(m)) & S(2, \varepsilon_1(m)) \\ S(0, \varepsilon_2(m)) & S(1, \varepsilon_2(m)) & S(2, \varepsilon_2(m)) \\ S(0, \varepsilon_3(m)) & S(1, \varepsilon_3(m)) & S(2, \varepsilon_3(m)) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(m) & D_1(m) & D_2(m) \\ -D_1^*(m) & D_0^*(m) & 0 \\ -D_2^*(m) & 0 & D_0^*(m) \\ 0 & D_2(m) & -D_1(m) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=3, \quad (3.2-13b)$$

$$\begin{pmatrix} S(0, \varepsilon_0(m)) & S(1, \varepsilon_0(m)) & S(2, \varepsilon_0(m)) & S(3, \varepsilon_0(m)) \\ S(0, \varepsilon_1(m)) & S(1, \varepsilon_1(m)) & S(2, \varepsilon_1(m)) & S(3, \varepsilon_1(m)) \\ S(0, \varepsilon_2(m)) & S(1, \varepsilon_2(m)) & S(2, \varepsilon_2(m)) & S(3, \varepsilon_2(m)) \\ S(0, \varepsilon_3(m)) & S(1, \varepsilon_3(m)) & S(2, \varepsilon_3(m)) & S(3, \varepsilon_3(m)) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(m) & D_1(m) & D_2(m) & 0 \\ -D_1^*(m) & D_0^*(m) & 0 & D_2(m) \\ -D_2^*(m) & 0 & D_0^*(m) & D_1^*(m) \\ 0 & D_2(m) & -D_1(m) & D_0(m) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=4, \quad (3.2-13c)$$

その後, STBC 符号化送信信号に送信 FDE を適用する. SFBC 符号化送信信号ベクトルを $\mathbf{S}(k)=[S(0,k), \dots, S(N_r-1,k)]^T$ とすると, 送信 FDE 後の送信信号ブロックベクトル $\hat{\mathbf{S}}(k)=[\hat{S}(0,k), \dots, \hat{S}(N_r-1,k)]^T$ は次式で与えられる.

$$\hat{\mathbf{S}}(k) = A_{N_r} \mathbf{W}_T(k) \mathbf{S}(k) \quad (3.2-14)$$

ただし, $\mathbf{W}_T(k)=[\mathbf{W}_T(0,k), \dots, \mathbf{W}_T(N_r-1,k)]$ は $N_r \times N_r$ 送信 FDE 重み行列であり, $\mathbf{W}_T(n_r, k)=[W_T(0, n_r, k), \dots, W_T(N_r-1, n_r, k)]^T$ である. また A_{N_r} は 1 符号語内の送信電力を一定とするための電力正規化係数であり次式で与えられる.

$$A_{N_r} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{N_c} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \|\mathbf{W}_T(n_r, k)\|^2}} \quad (3.2-15)$$

その後, 送信 FDE 後の周波数領域送信信号に対して N_c ポイント IFFT を適用して時間領域送信信号に変換する. 最後に, ブロックの先頭のガード区間に CP を挿入した後 N_r 本のアンテナから送信する.

受信機では, 時間・周波数二重選択性フェージングチャネルを伝搬して受信された信号から CP が除去される. 第 n_r アンテナの時間領域受信信号 $\{r(n_r, t): t=0, \dots, N_c-1, n_r=0, \dots, N_r-1\}$ は次式で表される.

$$r(n_r, t) = \sqrt{2P} \sum_{n_t=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n_r, n_t, t) \hat{s}(n_t, (t - \tau_l) \bmod N_c) + n(n_r, t) \quad (3.2-16)$$

ただし, $\hat{s}(n_t, t)$ は第 n_t アンテナの時間領域送信信号であり次式で与えられる.

$$\hat{s}(n_t, t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{S}(n_t, k) \exp(j 2\pi k t / N_c) \quad (3.2-17)$$

また $n(n_r, t)$ は零平均分散 $2N_0/T_s$ の加法性白色ガウス雑音 (AWGN) である. その後受信機は

CP 除去後の受信信号に N_c ポイント FFT を適用して周波数領域信号に変換する. 第 n_r アンテナの周波数領域受信信号を $\{R(n_r, k): k=0, \dots, N_c-1, n_r=0, \dots, N_r-1\}$ とすると, 周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{R}(k)=[R(0, k), \dots, R(N_r-1, k)]^T$ は次式で表される.

$$\mathbf{R}(k) = \sqrt{2P} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \mathbf{H}(k, k') \hat{\mathbf{S}}(k') + \mathbf{N}(k) \quad (3.2-18)$$

その後, 受信機は周波数領域受信信号に対して SFBC 復号を適用する. SFBC 復号後の第 j 受信信号ブロック $\{\hat{D}_j(m): m=0, \dots, N_c/Q-1, j=0, \dots, J-1\}$ は次式で表される.

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(m) \\ \hat{D}_1(m) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R(0, \varepsilon_0(m)) + R^*(1, \varepsilon_1(m)) \\ R(1, \varepsilon_0(m)) - R^*(0, \varepsilon_1(m)) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ if } N_r=2, (3.2-19a)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(m) \\ \hat{D}_1(m) \\ \hat{D}_2(m) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R(0, \varepsilon_0(m)) + R^*(1, \varepsilon_1(m)) + R^*(2, \varepsilon_2(m)) \\ R(1, \varepsilon_0(m)) - R^*(0, \varepsilon_1(m)) + R^*(2, \varepsilon_3(m)) \\ R(2, \varepsilon_0(m)) - R^*(0, \varepsilon_2(m)) - R^*(1, \varepsilon_3(m)) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ if } N_r=3, (3.2-19b)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(m) \\ \hat{D}_1(m) \\ \hat{D}_2(m) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R(0, \varepsilon_0(m)) + R^*(1, \varepsilon_1(m)) + R^*(2, \varepsilon_2(m)) + R^*(3, \varepsilon_3(m)) \\ R(1, \varepsilon_0(m)) - R^*(0, \varepsilon_1(m)) - R(3, \varepsilon_2(m)) + R^*(2, \varepsilon_3(m)) \\ R(2, \varepsilon_0(m)) + R(3, \varepsilon_1(m)) - R^*(0, \varepsilon_2(m)) - R^*(1, \varepsilon_3(m)) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ if } N_r=4, (3.2-19c)$$

最後に, SFBC 復号後の周波数領域受信信号に対して N_c/Q ポイント IDFT を適用して時間領域信号に変換した後, データ復調を行う.

3.3 ロバスト FDE 重みの導出

以降, 前章と同様に, FDE 重みを導出する際は 1 ブロック内のチャネルの時間変動は十分に小さいものと仮定する ($h_i(n_r, n_t, 0) \approx h_i(n_r, n_t, 0) = h_i(n_r, n_t)$). このとき, 式(3.2-6)および式(3.2-18)はそれぞれ次式のように近似できる.

$$\mathbf{R}(k) \approx \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \mathbf{H}(k, k) \mathbf{S}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (3.3-1)$$

$$\mathbf{R}(k) \approx \sqrt{2P} \mathbf{H}(k, k) \hat{\mathbf{S}}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (3.3-2)$$

前章と同様に, 受信 FDE 重みは SFBC 符号化前の送信信号と SFBC 復号後の受信信号との MSE を最小とするように決定され, 送信 FDE 重みは SFBC 符号化前の送信信号と SFBC 復号後の受信信号との相対 MSE を最小とするように決定される. 受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける MSE, e_{RX} および送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける相対 MSE, e_{TX} はそれぞれ次式で与えられる.

$$e_{RX} = \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{m=0}^{N_t/Q-1} E \left[\left| \hat{D}_j(m) - \sqrt{\frac{2P}{N_t \cdot (J/Q)}} D_j(m) \right|^2 \right] \quad (3.3-3)$$

$$e_{TX} = \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{m=0}^{N_t/Q-1} E \left[\frac{\left| \hat{D}_j(m) - \sqrt{2P} A_{N_t} D_j(m) \right|^2}{\sqrt{2P} A_{N_t} \sqrt{E \left[|D_j(m)|^2 \right]}} \right] \quad (3.3-4)$$

ここで, 従来 FDE では 1SFBC 符号内でチャネルが周波数変動しないものと仮定しており, SFBC 符号内で共通の FDE 重みを用いていた. したがって従来 FDE における受信/送信 FDE 重みの最適化問題は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} & \text{minimize} && e_{RX} \\ & \text{s.t.} && \mathbf{W}_R(n_t, \varepsilon_0(m)) = \dots = \mathbf{W}_R(n_t, \varepsilon_{Q-1}(m)) = \mathbf{W}_R(n_t, m) \text{ for } n_t = 0, \dots, N_t - 1 \\ & \text{with approximation} && \mathbf{H}_R(n_t, \varepsilon_q(m), \varepsilon_q(m)) = \bar{\mathbf{H}}_R(n_t, m) \text{ for } q = 0, \dots, Q - 1, n_t = 0, \dots, N_t - 1 \end{aligned} \quad (3.3-5)$$

$$\begin{aligned} & \text{minimize} && e_{TX} \\ & \text{s.t.} && \mathbf{W}_T(n_r, \varepsilon_0(m)) = \dots = \mathbf{W}_T(n_r, \varepsilon_{Q-1}(m)) = \mathbf{W}_T(n_r, m) \text{ for } n_r = 0, \dots, N_r - 1 \\ & \text{with approximation} && \mathbf{H}_T(n_r, \varepsilon_q(m), \varepsilon_q(m)) = \bar{\mathbf{H}}_T(n_r, m) \text{ for } q = 0, \dots, Q - 1, n_r = 0, \dots, N_r - 1 \end{aligned} \quad (3.3-6)$$

ただし, $\mathbf{H}_T(n_r, k) = [H(n_r, 0, k, k), \dots, H(n_r, N_t - 1, k, k)]$ はチャネル行列の第 n_r 行ベクトルであり, $\mathbf{H}_R(n_t, k) = [H(0, n_t, k, k), \dots, H(N_r - 1, n_t, k, k)]^T$ はチャネル行列の第 n_t 列ベクトルである. また $\bar{\mathbf{H}}_R(n_t, m)$ および $\bar{\mathbf{H}}_T(n_r, m)$ はそれぞれ次式で与えられる.

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{H}}_R(n_t, m) = \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \mathbf{H}_R(n_t, \varepsilon_q(m)) \\ \bar{\mathbf{H}}_T(n_r, m) = \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \mathbf{H}_T(n_r, \varepsilon_q(m)) \end{cases} \quad (3.3-7)$$

式(3.3-5)と式(3.3-6)の最適化問題を解くことにより，従来受信/送信 FDE 重みはそれぞれ次式で与えられる[4-3,4].

$$\mathbf{W}_R(n_t, m) = \frac{\bar{\mathbf{H}}_R^H(n_t, m)}{\sum_{n_t=0}^{N_t-1} \|\bar{\mathbf{H}}_R(n_t, m)\|^2 + \frac{J}{Q} \left(\frac{P}{N}\right)^{-1}} \quad (3.3-8)$$

$$\mathbf{W}_T(n_r, m) = \frac{\bar{\mathbf{H}}_T^H(n_r, m)}{\sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}_T(n_r, m)\|^2 + \left(\frac{P}{N}\right)^{-1}} \quad (3.3-9)$$

この従来 FDE 重みは，周波数非選択性フェージング環境下においては MMSE 最適解となる。しかしながら，1STBC 符号語内でチャンネルが周波数変動しないものと仮定して設計された重みであるため，周波数選択性が強い環境下では SFBC 符号の直交性が崩れて SFBC 符号干渉が発生し，特性が大きく劣化してしまう。

そこで本章では，周波数選択性フェージングに起因する SFBC 符号干渉を抑圧する手法として，SC-SFBC ダイバーシチのためのロバスト FDE を提案する。SC-SFBC ダイバーシチのためのロバスト FDE では，1SFBC 符号語を構成する複数の周波数成分間で異なる FDE 重みを用いることを許容する。そして 1SFBC 符号語内のチャンネルの周波数変動を考慮したうえで SFBC 符号化前の送信信号と SFBC 復号後の受信信号との MSE を最小とするように FDE 重みを同時に最適化することで，1SFBC 符号語内のチャンネルの周波数変動に起因する SFBC 符号干渉を抑圧する。

3.3.1 受信ロバスト FDE 重みの導出

以降，1SFBC 符号語内のチャンネルの周波数変動を考慮した場合における MSE を導出した後，MSE を最小とする受信ロバスト FDE 重みを導出する。ここで，1SFBC 符号語内のチャンネルの周波数変動を考慮した場合，送信アンテナ本数 N_t によって MSE の数式表現が異なる。そこで送信アンテナ本数で場合分けして MSE および受信ロバスト FDE 重みを導出する。

(a) $N_t=2$ の場合

式(3.2-2a)，(3.2-11)，(3.2-12a)および(3.3-1)より，SFBC 復号後の第 j 周波数領域受信信号 $\{\hat{D}_j(m) : m=0, \dots, N_c/Q-1, j=0, \dots, J-1\}$ は次式のように表される。

$$\begin{cases}
\hat{D}_0(m) = \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} (\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_1(m))) D_0(m) \\
+ \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} (\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_1(m))) D_1(m) \\
+ \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \mathbf{N}(\varepsilon_0(m)) + \mathbf{N}^H(\varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_1(m)) \\
\hat{D}_1(m) = \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} (\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_1(m))) D_1(m) \\
+ \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} (\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_1(m))) D_0(m) \\
+ \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \mathbf{N}(\varepsilon_0(m)) + \mathbf{N}^H(\varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_1(m))
\end{cases} \quad (3.3-10)$$

さらに式(3.3-10)を式(3.3-3)に代入することにより，MSEは次式のように変形できる．

$$\begin{aligned}
e_{RX} = & \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \left| \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(\varepsilon_1(m), k) - 1 \right|^2 \right. \\
& \left. + \left| \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_1(m)) - 1 \right|^2 \right\} \\
& + \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \left| \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_1(m)) \right|^2 \right. \\
& \left. + \left| \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_1(m)) \right|^2 \right\} \\
& + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \left\| \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_1(m)) \right\|^2 \right. \\
& \left. + \left\| \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_1(m)) \right\|^2 \right\} \quad (3.3-11)
\end{aligned}$$

$\partial e_{RX} / \partial \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) = \mathbf{0}, \dots, \partial e_{RX} / \partial \mathbf{W}_R(N_t - 1, \varepsilon_1(m)) = \mathbf{0}$ を解くことにより， $N_t=2$ の場合における受信ロバストFDE重みは次式のように導出される．

$$\begin{cases}
\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) = \frac{\mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) (\tilde{H}_{R,2}(m) / \tilde{H}_{R,1}(m))}{\tilde{H}_{R,0}(m) - \left(|\tilde{H}_{R,2}(m)|^2 / \tilde{H}_{R,1}(m) \right)} \\
\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) = \frac{\mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) (\tilde{H}_{R,3}(m) / \tilde{H}_{R,0}(m))}{\tilde{H}_{R,1}(m) - \left(|\tilde{H}_{R,3}(m)|^2 / \tilde{H}_{R,0}(m) \right)} \\
\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_1(m)) = \frac{\mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) (\tilde{H}_{R,3}^*(m) / \tilde{H}_{R,0}(m))}{\tilde{H}_{R,1}(m) - \left(|\tilde{H}_{R,3}(m)|^2 / \tilde{H}_{R,0}(m) \right)} \\
\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_1(m)) = \frac{\mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) (\tilde{H}_{R,2}^*(m) / \tilde{H}_{R,1}(m))}{\tilde{H}_{R,0}(m) - \left(|\tilde{H}_{R,2}(m)|^2 / \tilde{H}_{R,1}(m) \right)}
\end{cases} \quad (3.3-12)$$

ただし，

$$\begin{cases}
\tilde{H}_{R,0}(m) = \|\mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\
\tilde{H}_{R,1}(m) = \|\mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\
\tilde{H}_{R,2}(m) = \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \\
\tilde{H}_{R,3}(m) = \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))
\end{cases} \quad (3.3-13)$$

である。式(3.3-12)右辺における分子/分母第2項が1符号語内のチャネルの周波数変動に起因する SFBC 符号干渉を抑圧する項である。

(b) $N_t=3$ の場合

式(3.2-2b), (3.2-11), (3.2-12b)および(3.3-1)より, SFBC 復号後の第 j 周波数領域受信信号 $\{\hat{D}_j(m) : m=0, \dots, N_c/Q-1, j=0, \dots, J-1\}$ は次式のように表される。

$$\begin{cases}
\hat{D}_0(m) = \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_1(m)) \right) D_0(m) \\
+ \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_1(m)) \right) D_1(m) \\
+ \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{W}_R^H(2, \varepsilon_2(m)) \right) D_2(m) \\
+ \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \mathbf{N}(\varepsilon_0(m)) + \mathbf{N}^H(\varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_1(m)) + \mathbf{N}^H(\varepsilon_2(m)) \mathbf{W}_R^H(2, \varepsilon_2(m)) \\
\hat{D}_1(m) = \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_1(m)) \right) D_1(m) \\
+ \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_1(m)) \right) D_0(m) \\
+ \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{W}_R^H(2, \varepsilon_3(m)) \right) D_2(m) \\
+ \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \mathbf{N}(\varepsilon_0(m)) - \mathbf{N}^H(\varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_1(m)) + \mathbf{N}^H(\varepsilon_3(m)) \mathbf{W}_R^H(2, \varepsilon_3(m)) \\
\hat{D}_2(m) = \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(2, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_2(m)) \right) D_2(m) \\
+ \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(2, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_2(m)) \right) D_0(m) \\
+ \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(2, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_3(m)) \right) D_1(m) \\
+ \mathbf{W}_R(2, \varepsilon_0(m)) \mathbf{N}(\varepsilon_0(m)) - \mathbf{N}^H(\varepsilon_2(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_2(m)) - \mathbf{N}^H(\varepsilon_3(m)) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_3(m))
\end{cases} \quad (3.3-14)$$

式(3.3-14)を式(3.3-3)に代入することにより, MSE は次式のように変形できる。

$$\begin{aligned}
e_{RX} = & \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \begin{aligned} & \left| \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_1(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{W}_R^H(2, \varepsilon_2(m)) - 1 \right|^2 \end{aligned} \right\} \\
& + \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \begin{aligned} & \left| \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_1(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{W}_R^H(2, \varepsilon_3(m)) - 1 \right|^2 \end{aligned} \right\} \\
& + \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \begin{aligned} & \left| \mathbf{W}_R(2, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_2(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_3(m)) - 1 \right|^2 \end{aligned} \right\} \\
& + \sum_{k=0}^{N_t-1} \left\{ \begin{aligned} & \left| \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_1(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{W}_R^H(2, \varepsilon_2(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_1(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{W}_R^H(2, \varepsilon_3(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_R(2, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_2(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_R(2, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_3(m)) \right|^2 \end{aligned} \right\} \\
& + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \sum_{k=0}^{N_t-1} \left\{ \begin{aligned} & \left\| \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_1(m)) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_R(2, \varepsilon_2(m)) \right\|^2 \\ & + \left\| \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_1(m)) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_R(2, \varepsilon_3(m)) \right\|^2 \\ & + \left\| \mathbf{W}_R(2, \varepsilon_0(m)) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_2(m)) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_3(m)) \right\|^2 \end{aligned} \right\} \quad (3.3-15)
\end{aligned}$$

$\partial e_{RX} / \partial \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) = \mathbf{0}, \dots, \partial e_{RX} / \partial \mathbf{W}_R(N_t - 1, \varepsilon_{Q-1}(m)) = \mathbf{0}$ を解くことにより, $N_t=3$ の場合における受信ロバスト FDE 重みは次式のように導出される.

$$\begin{aligned}
\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \alpha_{R,0}(m) + \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \beta_{R,0}(m)}{\tilde{H}_{R,0,F}(m) - \tilde{H}_{R,0,A}^*(m) \alpha_{R,0}(m) + \tilde{H}_{R,0,D}^*(m) \beta_{R,0}(m)} \\
\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_1(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) + \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \alpha_{R,0}^*(m)}{\tilde{H}_{R,0,F}(m) - \tilde{H}_{R,0,A}^*(m) \alpha_{R,0}(m) + \tilde{H}_{R,0,D}^*(m) \beta_{R,0}(m)} \\
\mathbf{W}_R(2, \varepsilon_2(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) - \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \beta_{R,0}(m)}{\tilde{H}_{R,0,F}(m) - \tilde{H}_{R,0,A}^*(m) \alpha_{R,0}(m) + \tilde{H}_{R,0,D}^*(m) \beta_{R,0}(m)} \\
\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \alpha_{R,1}(m) + \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \beta_{R,1}(m)}{\tilde{H}_{R,1,F}(m) - \tilde{H}_{R,1,A}^*(m) \alpha_{R,1}(m) + \tilde{H}_{R,1,D}^*(m) \beta_{R,1}(m)} \\
\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_1(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) + \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \alpha_{R,1}^*(m)}{\tilde{H}_{R,1,F}(m) - \tilde{H}_{R,1,A}^*(m) \alpha_{R,1}(m) + \tilde{H}_{R,1,D}^*(m) \beta_{R,1}(m)} \\
\mathbf{W}_R(2, \varepsilon_3(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) - \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \beta_{R,1}^*(m)}{\tilde{H}_{R,1,F}(m) - \tilde{H}_{R,1,A}^*(m) \alpha_{R,1}(m) + \tilde{H}_{R,1,D}^*(m) \beta_{R,1}(m)} \\
\mathbf{W}_R(2, \varepsilon_0(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \alpha_{R,2}(m) + \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \beta_{R,2}(m)}{\tilde{H}_{R,2,F}(m) - \tilde{H}_{R,2,A}^*(m) \alpha_{R,2}(m) + \tilde{H}_{R,2,D}^*(m) \beta_{R,2}(m)} \\
\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_2(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) + \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \alpha_{R,2}^*(m)}{\tilde{H}_{R,2,F}(m) - \tilde{H}_{R,2,A}^*(m) \alpha_{R,2}(m) + \tilde{H}_{R,2,D}^*(m) \beta_{R,2}(m)} \\
\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_3(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) - \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \beta_{R,2}^*(m)}{\tilde{H}_{R,2,F}(m) - \tilde{H}_{R,2,A}^*(m) \alpha_{R,2}(m) + \tilde{H}_{R,2,D}^*(m) \beta_{R,2}(m)} \\
\mathbf{W}_R(2, \varepsilon_1(m)) &= \text{arbitrary} \\
\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_2(m)) &= \text{arbitrary} \\
\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_3(m)) &= \text{arbitrary} \quad (3.3-16)
\end{aligned}$$

ただし,

$$\begin{cases} \alpha_{R,i}(m) = \frac{\tilde{H}_{R,i,A}(m)\tilde{H}_{R,i,E}(m) - \tilde{H}_{R,i,C}(m)\tilde{H}_{R,i,D}(m)}{\tilde{H}_{R,i,B}(m)\tilde{H}_{R,i,E}(m) - \left|\tilde{H}_{R,i,C}(m)\right|^2} \\ \beta_{R,i}(m) = \frac{\tilde{H}_{R,i,A}(m)\tilde{H}_{R,i,C}^*(m) - \tilde{H}_{R,i,B}(m)\tilde{H}_{R,i,D}(m)}{\tilde{H}_{R,i,B}(m)\tilde{H}_{R,i,E}(m) - \left|\tilde{H}_{R,i,C}(m)\right|^2} \end{cases} \text{ for } i=0,1,2 \quad (3.3-17)$$

であり,

$$\begin{cases} \tilde{H}_{R,0,A}(m) = \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\mathbf{H}_R(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \\ \tilde{H}_{R,0,B}(m) = \|\mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,0,C}(m) = \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \\ \tilde{H}_{R,0,D}(m) = \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\mathbf{H}_R(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \\ \tilde{H}_{R,0,E}(m) = \|\mathbf{H}_R(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,0,F}(m) = \|\mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \end{cases} \quad (3.3-18a)$$

$$\begin{cases} \tilde{H}_{R,1,A}(m) = \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\mathbf{H}_R(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \\ \tilde{H}_{R,1,B}(m) = \|\mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,1,C}(m) = \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \\ \tilde{H}_{R,1,D}(m) = \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\mathbf{H}_R(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \\ \tilde{H}_{R,1,E}(m) = \|\mathbf{H}_R(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,1,F}(m) = \|\mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \end{cases} \quad (3.3-18b)$$

$$\begin{cases} \tilde{H}_{R,2,A}(m) = \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\mathbf{H}_R(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \\ \tilde{H}_{R,2,B}(m) = \|\mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,2,C}(m) = \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \\ \tilde{H}_{R,2,D}(m) = \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\mathbf{H}_R(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \\ \tilde{H}_{R,2,E}(m) = \|\mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \\ \tilde{H}_{R,2,F}(m) = \|\mathbf{H}_R(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \end{cases} \quad (3.3-18c)$$

である.

(c) $N_t=4$ の場合

式(3.2-2c), (3.2-11), (3.2-12c)および(3.3-1)より, SFBC 復号後の第 j 周波数領域受信信号 $\{\hat{D}_j(m):m=0,\dots,N_c/Q-1,j=0,\dots,J-1\}$ は次式のように表される.

$$\begin{aligned}
\hat{D}_0(m) &= \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_R^H(1,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_1(m)) \right) D_0(m) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(0,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_1(m)) \right) D_1(m) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(0,\varepsilon_2(m),\varepsilon_2(m))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_2(m)) \right) D_2(m) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(3,\varepsilon_3(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_3(m),\varepsilon_3(m)) - \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_2(m),\varepsilon_2(m))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_2(m)) \right) D_1^*(m) \\
&\quad - \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(3,\varepsilon_3(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_3(m),\varepsilon_3(m)) - \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_1(m)) \right) D_2^*(m) \\
&\quad + \mathbf{W}_R(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{N}(\varepsilon_0(m)) + \mathbf{N}^H(\varepsilon_1(m))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_1(m)) + \mathbf{N}^H(\varepsilon_2(m))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_2(m)) + \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_3(m))\mathbf{N}(\varepsilon_3(m)) \\
\hat{D}_1(m) &= \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_R^H(0,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_1(m)) \right) D_1(m) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(1,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_1(m)) \right) D_0(m) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(1,\varepsilon_3(m),\varepsilon_3(m))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_3(m)) \right) D_2(m) \\
&\quad - \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(3,\varepsilon_2(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_2(m),\varepsilon_2(m)) - \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_3(m),\varepsilon_3(m))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_3(m)) \right) D_0^*(m) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(3,\varepsilon_2(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_2(m),\varepsilon_2(m)) - \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_1(m)) \right) D_2^*(m) \\
&\quad + \mathbf{W}_R(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{N}(\varepsilon_0(m)) - \mathbf{N}^H(\varepsilon_1(m))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_1(m)) - \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_2(m))\mathbf{N}(\varepsilon_2(m)) + \mathbf{N}^H(\varepsilon_3(m))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_3(m)) \\
\hat{D}_2(m) &= \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(2,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_1(m))\mathbf{H}_R(3,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m)) \right) D_2(m) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(2,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(2,\varepsilon_2(m),\varepsilon_2(m))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_2(m)) \right) D_0(m) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(2,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(2,\varepsilon_3(m),\varepsilon_3(m))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_3(m)) \right) D_1(m) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(3,\varepsilon_1(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_3(m),\varepsilon_3(m))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_3(m)) \right) D_0^*(m) \\
&\quad - \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\mathbf{W}_R(3,\varepsilon_1(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_2(m),\varepsilon_2(m))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_2(m)) \right) D_1^*(m) \\
&\quad + \mathbf{W}_R(2,\varepsilon_0(m))\mathbf{N}(\varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_1(m))\mathbf{N}(\varepsilon_1(m)) - \mathbf{N}^H(\varepsilon_2(m))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_2(m)) - \mathbf{N}^H(\varepsilon_3(m))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_3(m))
\end{aligned} \tag{3.3-19}$$

式(3.3-19)を式(3.3-3)に代入することにより, MSE は次式のように変形できる.

$$\begin{aligned}
e_{RX} = & \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \begin{aligned} & \left| \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_1(m)) \right. \\ & \left. + \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{W}_R^H(2, \varepsilon_2(m)) + \mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{W}_R^H(3, \varepsilon_3(m)) - 1 \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_1(m)) \right. \\ & \left. + \mathbf{W}_R(3, \varepsilon_2(m)) \mathbf{H}_R(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) + \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{W}_R^H(2, \varepsilon_3(m)) - 1 \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_R(2, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_R(3, \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_R(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right. \\ & \left. + \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_2(m)) + \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_3(m)) - 1 \right|^2 \end{aligned} \right\} \\
& + \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \begin{aligned} & \left| \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_1(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{W}_R^H(2, \varepsilon_2(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_R(3, \varepsilon_3(m)) \mathbf{H}_R(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) - \mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{W}_R^H(2, \varepsilon_2(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_{R,3}(3, k) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) - \mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_1(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_1(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_3(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_R(3, \varepsilon_2(m)) \mathbf{H}_R(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) - \mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{W}_R^H(2, \varepsilon_3(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_R(3, \varepsilon_2(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) - \mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_1(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_R(2, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_2(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_R(2, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_3(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_R(3, \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{W}_{R,3}^H(1, k) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{W}_R(3, \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_2(m)) \right|^2 \end{aligned} \right\} \\
& + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \begin{aligned} & \left\| \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_1(m)) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_R(2, \varepsilon_2(m)) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_R(3, \varepsilon_3(m)) \right\|^2 \\ & + \left\| \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_1(m)) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_R(3, \varepsilon_2(m)) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_R(2, \varepsilon_3(m)) \right\|^2 \\ & + \left\| \mathbf{W}_R(2, \varepsilon_0(m)) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_R(3, \varepsilon_1(m)) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_2(m)) \right\|^2 + \left\| \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_3(m)) \right\|^2 \end{aligned} \right\}
\end{aligned} \tag{3.3-20}$$

$\partial e_{RX} / \partial \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) = \mathbf{0}, \dots, \partial e_{RX} / \partial \mathbf{W}_R(N_t - 1, \varepsilon_{Q-1}(m)) = \mathbf{0}$ を解くことにより, $N_t = 4$ の場合における受信ロバスト FDE 重みは次式のように導出される.

$$\begin{aligned}
\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\alpha_{R,0}(m) + \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\beta_{R,0}(m)}{\tilde{H}_{R,0,M}(m) + \tilde{H}_{R,0,A}^*(m)\alpha_{R,0}(m) + \tilde{H}_{R,0,E}^*(m)\beta_{R,0}(m) + \tilde{H}_{R,0,H}^*(m)\gamma_{R,0}(m) + \tilde{H}_{R,0,K}^*(m)\gamma_{R,0}(m)} \\
\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_1(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\alpha_{R,0}^*(m) - \mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\delta_{R,0}^*(m)}{\tilde{H}_{R,0,M}(m) + \tilde{H}_{R,0,A}^*(m)\alpha_{R,0}(m) + \tilde{H}_{R,0,E}^*(m)\beta_{R,0}(m) + \tilde{H}_{R,0,H}^*(m)\gamma_{R,0}(m) + \tilde{H}_{R,0,K}^*(m)\gamma_{R,0}(m)} \\
\mathbf{W}_R(2, \varepsilon_2(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) - \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\beta_{R,0}^*(m) - \mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\gamma_{R,0}^*(m)}{\tilde{H}_{R,0,M}(m) + \tilde{H}_{R,0,A}^*(m)\alpha_{R,0}(m) + \tilde{H}_{R,0,E}^*(m)\beta_{R,0}(m) + \tilde{H}_{R,0,H}^*(m)\gamma_{R,0}(m) + \tilde{H}_{R,0,K}^*(m)\gamma_{R,0}(m)} \\
\mathbf{W}_R(3, \varepsilon_3(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) + \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\gamma_{R,0}(m) + \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\delta_{R,0}^*(m)}{\tilde{H}_{R,0,M}(m) + \tilde{H}_{R,0,A}^*(m)\alpha_{R,0}(m) + \tilde{H}_{R,0,E}^*(m)\beta_{R,0}(m) + \tilde{H}_{R,0,H}^*(m)\gamma_{R,0}(m) + \tilde{H}_{R,0,K}^*(m)\gamma_{R,0}(m)} \\
\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\alpha_{R,1}(m) + \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\beta_{R,1}(m)}{\tilde{H}_{R,1,M}(m) + \tilde{H}_{R,1,A}^*(m)\alpha_{R,1}(m) + \tilde{H}_{R,1,E}^*(m)\beta_{R,1}(m) + \tilde{H}_{R,1,H}^*(m)\gamma_{R,1}(m) + \tilde{H}_{R,1,K}^*(m)\gamma_{R,1}(m)} \\
\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_1(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\alpha_{R,1}^*(m) - \mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\delta_{R,1}^*(m)}{\tilde{H}_{R,1,M}(m) + \tilde{H}_{R,1,A}^*(m)\alpha_{R,1}(m) + \tilde{H}_{R,1,E}^*(m)\beta_{R,1}(m) + \tilde{H}_{R,1,H}^*(m)\gamma_{R,1}(m) + \tilde{H}_{R,1,K}^*(m)\gamma_{R,1}(m)} \\
\mathbf{W}_R(2, \varepsilon_3(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) - \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\beta_{R,1}^*(m) - \mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\gamma_{R,1}^*(m)}{\tilde{H}_{R,1,M}(m) + \tilde{H}_{R,1,A}^*(m)\alpha_{R,1}(m) + \tilde{H}_{R,1,E}^*(m)\beta_{R,1}(m) + \tilde{H}_{R,1,H}^*(m)\gamma_{R,1}(m) + \tilde{H}_{R,1,K}^*(m)\gamma_{R,1}(m)} \\
\mathbf{W}_R(3, \varepsilon_2(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) + \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\gamma_{R,1}(m) + \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\delta_{R,1}^*(m)}{\tilde{H}_{R,1,M}(m) + \tilde{H}_{R,1,A}^*(m)\alpha_{R,1}(m) + \tilde{H}_{R,1,E}^*(m)\beta_{R,1}(m) + \tilde{H}_{R,1,H}^*(m)\gamma_{R,1}(m) + \tilde{H}_{R,1,K}^*(m)\gamma_{R,1}(m)} \\
\mathbf{W}_R(2, \varepsilon_0(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\alpha_{R,2}(m) + \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\beta_{R,2}(m)}{\tilde{H}_{R,2,M}(m) + \tilde{H}_{R,2,A}^*(m)\alpha_{R,2}(m) + \tilde{H}_{R,2,E}^*(m)\beta_{R,2}(m) + \tilde{H}_{R,2,H}^*(m)\gamma_{R,2}(m) + \tilde{H}_{R,2,K}^*(m)\gamma_{R,2}(m)} \\
\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_2(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) - \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\alpha_{R,2}^*(m) - \mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\delta_{R,2}^*(m)}{\tilde{H}_{R,2,M}(m) + \tilde{H}_{R,2,A}^*(m)\alpha_{R,2}(m) + \tilde{H}_{R,2,E}^*(m)\beta_{R,2}(m) + \tilde{H}_{R,2,H}^*(m)\gamma_{R,2}(m) + \tilde{H}_{R,2,K}^*(m)\gamma_{R,2}(m)} \\
\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_3(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) - \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\beta_{R,2}^*(m) - \mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\gamma_{R,2}^*(m)}{\tilde{H}_{R,2,M}(m) + \tilde{H}_{R,2,A}^*(m)\alpha_{R,2}(m) + \tilde{H}_{R,2,E}^*(m)\beta_{R,2}(m) + \tilde{H}_{R,2,H}^*(m)\gamma_{R,2}(m) + \tilde{H}_{R,2,K}^*(m)\gamma_{R,2}(m)} \\
\mathbf{W}_R(3, \varepsilon_1(m)) &= \frac{\mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) + \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\gamma_{R,2}(m) + \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\delta_{R,2}^*(m)}{\tilde{H}_{R,2,M}(m) + \tilde{H}_{R,2,A}^*(m)\alpha_{R,2}(m) + \tilde{H}_{R,2,E}^*(m)\beta_{R,2}(m) + \tilde{H}_{R,2,H}^*(m)\gamma_{R,2}(m) + \tilde{H}_{R,2,K}^*(m)\gamma_{R,2}(m)} \\
\mathbf{W}_R(2, \varepsilon_1(m)) &= \text{arbitrary} \\
\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_2(m)) &= \text{arbitrary} \\
\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_3(m)) &= \text{arbitrary} \\
\mathbf{W}_R(3, \varepsilon_0(m)) &= \text{arbitrary}
\end{aligned}$$

(3.3-21)

ただし, $\alpha_{R,i}(m)$, $\beta_{R,i}(m)$, $\gamma_{R,i}(m)$ および $\delta_{R,i}(m)$ ($i=0,1,2$)は次式を満たす定数である.

$$\begin{cases}
\tilde{H}_{R,i,A}(m) + \tilde{H}_{R,i,B}^*(m)\alpha_{R,i}(m) + \tilde{H}_{R,i,C}(m)\beta_{R,i}(m) + \tilde{H}_{R,i,D}(m)\delta_{R,i}(m) = 0 \\
\tilde{H}_{R,i,E}(m) + \tilde{H}_{R,i,C}^*(m)\alpha_{R,i}(m) + \tilde{H}_{R,i,F}(m)\beta_{R,i}(m) + \tilde{H}_{R,i,G}(m)\gamma_{R,i}(m) = 0 \\
\tilde{H}_{R,i,H}(m) + \tilde{H}_{R,i,G}^*(m)\beta_{R,i}(m) + \tilde{H}_{R,i,I}(m)\gamma_{R,i}(m) + \tilde{H}_{R,i,J}(m)\delta_{R,i}(m) = 0 \\
\tilde{H}_{R,i,K}(m) + \tilde{H}_{R,i,D}^*(m)\alpha_{R,i}(m) + \tilde{H}_{R,i,J}^*(m)\gamma_{R,i}(m) + \tilde{H}_{R,i,L}(m)\delta_{R,i}(m) = 0
\end{cases}
\quad (3.3-22)$$

また,

$$\left\{ \begin{array}{l}
\tilde{H}_{R,2,A}(m) = \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \\
\tilde{H}_{R,2,B}(m) = \|\mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\
\tilde{H}_{R,2,C}(m) = \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \\
\tilde{H}_{R,2,D}(m) = \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{H}_R(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \\
\tilde{H}_{R,2,E}(m) = \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \\
\tilde{H}_{R,2,F}(m) = \|\mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\
\tilde{H}_{R,2,G}(m) = \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{H}_R(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \\
\tilde{H}_{R,2,H}(m) = \mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \\
\tilde{H}_{R,2,I}(m) = \|\mathbf{H}_R(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\
\tilde{H}_{R,2,J}(m) = \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \\
\tilde{H}_{R,2,K}(m) = \mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \\
\tilde{H}_{R,2,L}(m) = \|\mathbf{H}_R(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\
\tilde{H}_{R,2,F}(m) = \|\mathbf{H}_R(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\|^2 \\
\quad + \|\mathbf{H}_R(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1}
\end{array} \right. \tag{3.3-23c}$$

である。

3.3.2 送信ロバスト FDE 重みの導出

以降, 受信ロバスト FDE の場合と同様に, 1SFBC 符号語内のチャネルの周波数変動を考慮した場合における相対 MSE を導出した後, 相対 MSE を最小とする受信ロバスト FDE 重みを導出する. ただし, 送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバースチでは, 受信アンテナによって 1SFBC 符号語内のチャネルの周波数変動を考慮した場合の相対 MSE の数式表現が異なる. そこで, 受信アンテナ本数でそれぞれ場合分けして送信ロバスト FDE を導出する.

(a) $N_r=2$ の場合

式(3.2-13a), (3.2-14), (3.2-19a)および(3.3-2)より, SFBC 復号後の第 j 周波数領域受信信号 $\{\hat{D}_j(m) : m=0, \dots, N_c/Q-1, j=0, \dots, J-1\}$ は次式のように表される.

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{D}_0(m) = \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right) D_0(m) \\ \quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right) D_1(m) \\ \quad + N(0, \varepsilon_0(m)) + N^*(1, \varepsilon_1(m)) \\ \hat{D}_1(m) = \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right) D_1(m) \\ \quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right) D_0(m) \\ \quad + N(1, \varepsilon_0(m)) + N^*(0, \varepsilon_1(m)) \end{array} \right. \quad (3.3-24)$$

式(3.3-24)を式(3.3-4)に代入することにより, 相対 MSE は次式のように変形できる.

$$\begin{aligned} e_{TX} = & \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \begin{array}{l} \left| \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) - 1 \right|^2 \\ + \left| \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) - 1 \right|^2 \end{array} \right\} \\ & + \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \begin{array}{l} \left| \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right|^2 \\ + \left| \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right|^2 \end{array} \right\} \\ & + N_r \left(\frac{1}{Q} \right) \left(\frac{P_t}{N} \right)^{-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left\| \mathbf{W}_T(n_r, \varepsilon_q(m)) \right\|^2 \end{aligned} \quad (3.3-25)$$

$\partial e_{TX} / \partial \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) = \mathbf{0}, \dots, \partial e_{TX} / \partial \mathbf{W}_T(N_r - 1, \varepsilon_{Q-1}(m)) = \mathbf{0}$ を解くことにより, $N_r=2$ の場合における送信ロバスト FDE 重みは次式のように導出される.

$$\left\{ \begin{aligned}
\mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) &= \frac{\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))(\tilde{H}_{T,2}(m)/\tilde{H}_{T,1}(m))}{\tilde{H}_{T,0}(m) - \left(|\tilde{H}_{T,2}(m)|^2 / \tilde{H}_{T,1}(m) \right)} \\
\mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) &= \frac{\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))(\tilde{H}_{T,3}(m)/\tilde{H}_{T,0}(m))}{\tilde{H}_{T,1}(m) - \left(|\tilde{H}_{T,3}(m)|^2 / \tilde{H}_{T,0}(m) \right)} \\
\mathbf{W}_T(0, \varepsilon_1(m)) &= \frac{\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))(\tilde{H}_{T,3}^*(m)/\tilde{H}_{T,0}(m))}{\tilde{H}_{T,1}(m) - \left(|\tilde{H}_{T,3}(m)|^2 / \tilde{H}_{T,0}(m) \right)} \\
\mathbf{W}_T(1, \varepsilon_1(m)) &= \frac{\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))(\tilde{H}_{T,2}^*(m)/\tilde{H}_{T,1}(m))}{\tilde{H}_{T,0}(m) - \left(|\tilde{H}_{T,2}(m)|^2 / \tilde{H}_{T,1}(m) \right)}
\end{aligned} \right. \quad (3.3-26)$$

ただし,

$$\left\{ \begin{aligned}
\tilde{H}_{T,0}(k) &= \|\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\
\tilde{H}_{T,1}(k) &= \|\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\
\tilde{H}_{T,2}(k) &= \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \\
\tilde{H}_{T,3}(k) &= \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))
\end{aligned} \right. \quad (3.3-27)$$

である。

(b) $N_r=3$ の場合

式(3.2-13b), (3.2-14), (3.2-19b)および(3.3-2)より, SFBC 復号後の第 j 周波数領域受信信号 $\{\hat{D}_j(m) : m=0, \dots, N_c/Q-1, j=0, \dots, J-1\}$ は次式のように表される.

$$\begin{cases}
 \hat{D}_0(m) = \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m))\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right. \\
 \quad \left. + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m))\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \right) D_0(m) \\
 \quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m))\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right) D_1(m) \\
 \quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m))\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \right) D_2(m) \\
 \quad + N(0, \varepsilon_0(m)) + N^*(1, \varepsilon_1(m)) + N^*(2, \varepsilon_2(m)) \\
 \hat{D}_1(m) = \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m))\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right. \\
 \quad \left. + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m))\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \right) D_1(m) \\
 \quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m))\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right) D_0(m) \\
 \quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m))\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \right) D_2(m) \\
 \quad + N(1, \varepsilon_0(m)) - N^*(0, \varepsilon_1(m)) + N^*(2, \varepsilon_3(m)) \\
 \hat{D}_2(m) = \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m))\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \right. \\
 \quad \left. + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m))\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \right) D_2(m) \\
 \quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m))\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \right) D_0(m) \\
 \quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m))\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \right) D_1(m) \\
 \quad + N(2, \varepsilon_0(m)) - N^*(0, \varepsilon_2(m)) - N^*(1, \varepsilon_3(m))
 \end{cases} \tag{3.3-28}$$

式(3.3-28)を式(3.3-4)に代入することにより, 相対 MSE は次式のように変形できる.

$$\begin{aligned}
 e_{TX} = & \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \left| \begin{aligned} & \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m))\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \\ & + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m))\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) - 1 \end{aligned} \right|^2 \right. \\
 & + \left| \begin{aligned} & \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m))\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \\ & + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m))\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) - 1 \end{aligned} \right|^2 \\
 & + \left| \begin{aligned} & \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m))\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \\ & + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m))\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) - 1 \end{aligned} \right|^2 \Big\} \\
 & + \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \left| \begin{aligned} & \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m))\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \\ & + \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m))\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \\ & + \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m))\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \\ & + \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m))\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \\ & + \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m))\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \\ & + \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m))\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \end{aligned} \right|^2 \Big\} \\
 & + N_r \left(\frac{1}{Q} \right) \left(\frac{P_t}{N} \right)^{-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{M-1} \|\mathbf{W}_T(n_r, \varepsilon_q(m))\|^2
 \end{aligned} \tag{3.3-29}$$

$\partial e_{TX}/\partial \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) = \mathbf{0}, \dots, \partial e_{TX}/\partial \mathbf{W}_T(N_r - 1, \varepsilon_{Q-1}(m)) = \mathbf{0}$ を解くことにより, $N_r=3$ の場合における送信ロバスト FDE 重みは次式のように導出される.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) = \frac{\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\alpha_{T,0}(m) + \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\beta_{T,0}(m)}{\tilde{H}_{T,0,F}(m) - \tilde{H}_{T,0,A}^*(m)\alpha_{T,0}(m) + \tilde{H}_{T,0,D}^*(m)\beta_{T,0}(m)} \\
 \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_1(m)) = \frac{\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) + \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\alpha_{T,0}^*(m)}{\tilde{H}_{T,0,F}(m) - \tilde{H}_{T,0,A}^*(m)\alpha_{T,0}(m) + \tilde{H}_{T,0,D}^*(m)\beta_{T,0}(m)} \\
 \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_2(m)) = \frac{\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) - \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\beta_{T,0}^*(m)}{\tilde{H}_{T,0,F}(m) - \tilde{H}_{T,0,A}^*(m)\alpha_{T,0}(m) + \tilde{H}_{T,0,D}^*(m)\beta_{T,0}(m)} \\
 \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) = \frac{\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\alpha_{T,1}(m) + \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\beta_{T,1}(m)}{\tilde{H}_{T,1,F}(m) - \tilde{H}_{T,1,A}^*(m)\alpha_{T,1}(m) + \tilde{H}_{D,1}^*(m)\beta_{T,1}(m)} \\
 \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_1(m)) = \frac{\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) + \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\alpha_{T,1}^*(m)}{\tilde{H}_{T,1,F}(m) - \tilde{H}_{T,1,A}^*(m)\alpha_{T,1}(m) + \tilde{H}_{D,1}^*(m)\beta_{T,1}(m)} \\
 \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_3(m)) = \frac{\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) - \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\beta_{T,1}^*(m)}{\tilde{H}_{T,1,F}(m) - \tilde{H}_{T,1,A}^*(m)\alpha_{T,1}(m) + \tilde{H}_{D,1}^*(m)\beta_{T,1}(m)} \\
 \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m)) = \frac{\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\alpha_{T,2}(m) + \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\beta_{T,2}(m)}{\tilde{H}_{T,2,F}(m) - \tilde{H}_{T,2,A}^*(m)\alpha_{T,2}(m) + \tilde{H}_{T,2,D}^*(m)\beta_{T,2}(m)} \\
 \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_2(m)) = \frac{\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) + \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\alpha_{T,2}^*(m)}{\tilde{H}_{T,2,F}(m) - \tilde{H}_{T,2,A}^*(m)\alpha_{T,2}(m) + \tilde{H}_{T,2,D}^*(m)\beta_{T,2}(m)} \\
 \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_3(m)) = \frac{\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) - \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\beta_{T,2}^*(m)}{\tilde{H}_{T,2,F}(m) - \tilde{H}_{T,2,A}^*(m)\alpha_{T,2}(m) + \tilde{H}_{T,2,D}^*(m)\beta_{T,2}(m)} \\
 \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_1(m)) = \mathbf{0} \\
 \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_2(m)) = \mathbf{0} \\
 \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_3(m)) = \mathbf{0}
 \end{array} \right. \tag{3.3-30}$$

ただし,

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \alpha_{T,i}(m) = \frac{\tilde{H}_{T,i,A}(m)\tilde{H}_{T,i,E}(m) - \tilde{H}_{T,i,C}(m)\tilde{H}_{T,i,D}(m)}{\tilde{H}_{T,i,B}(m)\tilde{H}_{T,i,E}(m) - \left|\tilde{H}_{T,i,C}(m)\right|^2} \\
 \beta_{T,i}(m) = \frac{\tilde{H}_{T,i,A}(m)\tilde{H}_{T,i,C}^*(m) - \tilde{H}_{T,i,B}(m)\tilde{H}_{T,i,D}(m)}{\tilde{H}_{T,i,B}(m)\tilde{H}_{T,i,E}(m) - \left|\tilde{H}_{T,i,C}(m)\right|^2}
 \end{array} \right. \text{ for } i = 0, 1, 2 \tag{3.3-31}$$

であり,

$$\left\{ \begin{aligned}
\tilde{H}_{T,0,A}(m) &= \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \\
\tilde{H}_{T,0,B}(m) &= \|\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\
\tilde{H}_{T,0,C}(m) &= \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \\
\tilde{H}_{T,0,D}(m) &= \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \\
\tilde{H}_{T,0,E}(m) &= \|\mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\
\tilde{H}_{T,0,F}(m) &= \|\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1}
\end{aligned} \right. \quad (3.3-32a)$$

$$\left\{ \begin{aligned}
\tilde{H}_{T,1,A}(m) &= \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \\
\tilde{H}_{T,1,B}(m) &= \|\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\
\tilde{H}_{T,1,C}(m) &= \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \\
\tilde{H}_{T,1,D}(m) &= \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \\
\tilde{H}_{T,1,E}(m) &= \|\mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_{T,3}(1, k, k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\
\tilde{H}_{T,1,F}(m) &= \|\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1}
\end{aligned} \right. \quad (2.3-32b)$$

$$\left\{ \begin{aligned}
\tilde{H}_{T,2,A}(m) &= \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \\
\tilde{H}_{T,2,B}(m) &= \|\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\
\tilde{H}_{T,2,C}(m) &= \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \\
\tilde{H}_{T,2,D}(m) &= \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \\
\tilde{H}_{T,2,E}(m) &= \|\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\
\tilde{H}_{T,2,F}(m) &= \|\mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1}
\end{aligned} \right. \quad (2.3-32c)$$

である。

(c) $N_r=4$ の場合

式(3.2-13c), (3.2-14), (3.2-19c)および(3.3-2)より, SFBC 復号後の第 j 周波数領域受信信号 $\{\hat{D}_j(m) : m=0, \dots, N_c/Q-1, j=0, \dots, J-1\}$ は次式のように表される.

$$\begin{aligned}
 \hat{D}_0(m) &= \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m))\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right. \\
 &\quad \left. + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m))\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) + \mathbf{H}_T(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\mathbf{W}_T(3, \varepsilon_3(m)) \right) D_0(m) \\
 &\quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m))\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right) D_1(m) \\
 &\quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m))\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \right) D_2(m) \\
 &\quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\mathbf{W}_T(3, \varepsilon_3(m)) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m))\mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \right) D_1^*(m) \\
 &\quad - \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\mathbf{W}_T(3, \varepsilon_3(m)) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m))\mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right) D_2^*(m) \\
 &\quad + N(0, \varepsilon_0(m)) + N^*(1, \varepsilon_1(m)) + N(2, \varepsilon_2(m)) + N(3, \varepsilon_3(m)) \\
 \hat{D}_1(m) &= \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m))\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right. \\
 &\quad \left. + \mathbf{H}_T(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\mathbf{W}_T(3, \varepsilon_2(m)) + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m))\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \right) D_1(m) \\
 &\quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m))\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right) D_0(m) \\
 &\quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m))\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \right) D_2(m) \\
 &\quad - \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\mathbf{W}_T(3, \varepsilon_2(m)) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m))\mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \right) D_0^*(m) \\
 &\quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\mathbf{W}_T(3, \varepsilon_2(m)) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m))\mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right) D_2^*(m) \\
 &\quad + N(1, \varepsilon_0(m)) - N^*(0, \varepsilon_1(m)) - N(3, \varepsilon_2(m)) + N^*(2, \varepsilon_3(m)) \\
 \hat{D}_2(m) &= \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_T(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\mathbf{W}_T(3, \varepsilon_1(m)) \right. \\
 &\quad \left. + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m))\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m))\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \right) D_2(m) \\
 &\quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m))\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \right) D_0(m) \\
 &\quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m))\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \right) D_1(m) \\
 &\quad + \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\mathbf{W}_T(3, \varepsilon_1(m)) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m))\mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \right) D_0^*(m) \\
 &\quad - \sqrt{2P}A_{N_r} \left(\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\mathbf{W}_T(3, \varepsilon_1(m)) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m))\mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \right) D_1^*(m) \\
 &\quad + N(2, \varepsilon_0(m)) + N(3, \varepsilon_1(m)) - N^*(0, \varepsilon_2(m)) - N^*(1, \varepsilon_3(m))
 \end{aligned} \tag{3.3-33}$$

式(3.3-33)を式(3.3-4)に代入することにより, 相対 MSE は次式のように変形できる.

$$\begin{aligned}
e_{TX} = & \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \begin{aligned} & \left| \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right. \\ & \left. + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m)) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) + \mathbf{W}_T^H(3, \varepsilon_3(m)) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) - 1 \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right. \\ & \left. + \mathbf{H}_T(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_2(m)) + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m)) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) - 1 \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_T(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_1(m)) \right. \\ & \left. + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m)) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m)) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) - 1 \right|^2 \end{aligned} \right\} \\
& + \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \begin{aligned} & \left| \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m)) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_3(m)) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m)) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_3(m)) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m)) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_2(m)) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m)) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_2(m)) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m)) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m)) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m)) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_1(m)) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m)) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \right|^2 \\ & + \left| \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_1(m)) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m)) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \right|^2 \end{aligned} \right\} \\
& + N_r \left(\frac{1}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left\| \mathbf{W}_T(n_r, \varepsilon_q(m)) \right\|^2
\end{aligned} \tag{3.3-34}$$

$\partial e_{TX} / \partial \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) = \mathbf{0}, \dots, \partial e_{TX} / \partial \mathbf{W}_T(N_r - 1, \varepsilon_{Q-1}(m)) = \mathbf{0}$ を解くことにより, $N_r=4$ の場合における送信ロバスト FDE 重みは次式のように導出される.

$$\begin{aligned}
\mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) &= \frac{\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\alpha_{T,0}(m) + \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\beta_{T,0}(m)}{\tilde{H}_{T,0,M}(m) + \tilde{H}_{T,0,A}^*(m)\alpha_{T,0}(m) + \tilde{H}_{T,0,E}^*(m)\beta_{T,0}(m) + \tilde{H}_{T,0,H}^*(m)\gamma_{T,0}(m) + \tilde{H}_{T,0,K}^*(m)\gamma_{T,0}(m)} \\
\mathbf{W}_T(1, \varepsilon_1(m)) &= \frac{\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\alpha_{T,0}^*(m) - \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\delta_{T,0}^*(m)}{\tilde{H}_{T,0,M}(m) + \tilde{H}_{T,0,A}^*(m)\alpha_{T,0}(m) + \tilde{H}_{T,0,E}^*(m)\beta_{T,0}(m) + \tilde{H}_{T,0,H}^*(m)\gamma_{T,0}(m) + \tilde{H}_{T,0,K}^*(m)\gamma_{T,0}(m)} \\
\mathbf{W}_T(2, \varepsilon_2(m)) &= \frac{\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) - \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\beta_{T,0}(m) - \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\gamma_{T,0}^*(m)}{\tilde{H}_{T,0,M}(m) + \tilde{H}_{T,0,A}^*(m)\alpha_{T,0}(m) + \tilde{H}_{T,0,E}^*(m)\beta_{T,0}(m) + \tilde{H}_{T,0,H}^*(m)\gamma_{T,0}(m) + \tilde{H}_{T,0,K}^*(m)\gamma_{T,0}(m)} \\
\mathbf{W}_T(3, \varepsilon_3(m)) &= \frac{\mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) + \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\gamma_{T,0}(m) + \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\delta_{T,0}(m)}{\tilde{H}_{T,0,M}(m) + \tilde{H}_{T,0,A}^*(m)\alpha_{T,0}(m) + \tilde{H}_{T,0,E}^*(m)\beta_{T,0}(m) + \tilde{H}_{T,0,H}^*(m)\gamma_{T,0}(m) + \tilde{H}_{T,0,K}^*(m)\gamma_{T,0}(m)} \\
\mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) &= \frac{\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) + \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\alpha_{T,1}(m) + \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\beta_{T,1}(m)}{\tilde{H}_{T,1,M}(m) + \tilde{H}_{T,1,A}^*(m)\alpha_{T,1}(m) + \tilde{H}_{T,1,E}^*(m)\beta_{T,1}(m) + \tilde{H}_{T,1,H}^*(m)\gamma_{T,1}(m) + \tilde{H}_{T,1,K}^*(m)\gamma_{T,1}(m)} \\
\mathbf{W}_T(0, \varepsilon_1(m)) &= \frac{\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\alpha_{T,1}^*(m) - \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\delta_{T,1}^*(m)}{\tilde{H}_{T,1,M}(m) + \tilde{H}_{T,1,A}^*(m)\alpha_{T,1}(m) + \tilde{H}_{T,1,E}^*(m)\beta_{T,1}(m) + \tilde{H}_{T,1,H}^*(m)\gamma_{T,1}(m) + \tilde{H}_{T,1,K}^*(m)\gamma_{T,1}(m)} \\
\mathbf{W}_T(2, \varepsilon_3(m)) &= \frac{\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) - \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\beta_{T,1}(m) - \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\gamma_{T,1}^*(m)}{\tilde{H}_{T,1,M}(m) + \tilde{H}_{T,1,A}^*(m)\alpha_{T,1}(m) + \tilde{H}_{T,1,E}^*(m)\beta_{T,1}(m) + \tilde{H}_{T,1,H}^*(m)\gamma_{T,1}(m) + \tilde{H}_{T,1,K}^*(m)\gamma_{T,1}(m)} \\
\mathbf{W}_T(3, \varepsilon_2(m)) &= \frac{\mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) + \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\gamma_{T,1}(m) + \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\delta_{T,1}(m)}{\tilde{H}_{T,1,M}(m) + \tilde{H}_{T,1,A}^*(m)\alpha_{T,1}(m) + \tilde{H}_{T,1,E}^*(m)\beta_{T,1}(m) + \tilde{H}_{T,1,H}^*(m)\gamma_{T,1}(m) + \tilde{H}_{T,1,K}^*(m)\gamma_{T,1}(m)} \\
\mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m)) &= \frac{\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)k) + \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\alpha_{T,2}(m) + \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\beta_{T,2}(m)}{\tilde{H}_{T,2,M}(m) + \tilde{H}_{T,2,A}^*(m)\alpha_{T,2}(m) + \tilde{H}_{T,2,E}^*(m)\beta_{T,2}(m) + \tilde{H}_{T,2,H}^*(m)\gamma_{T,2}(m) + \tilde{H}_{T,2,K}^*(m)\gamma_{T,2}(m)} \\
\mathbf{W}_T(0, \varepsilon_2(m)) &= \frac{\mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) - \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\alpha_{T,2}^*(m) - \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\delta_{T,2}^*(m)}{\tilde{H}_{T,2,M}(m) + \tilde{H}_{T,2,A}^*(m)\alpha_{T,2}(m) + \tilde{H}_{T,2,E}^*(m)\beta_{T,2}(m) + \tilde{H}_{T,2,H}^*(m)\gamma_{T,2}(m) + \tilde{H}_{T,2,K}^*(m)\gamma_{T,2}(m)} \\
\mathbf{W}_T(1, \varepsilon_3(m)) &= \frac{\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) - \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\beta_{T,2}^*(m) - \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\gamma_{T,2}^*(m)}{\tilde{H}_{T,2,M}(m) + \tilde{H}_{T,2,A}^*(m)\alpha_{T,2}(m) + \tilde{H}_{T,2,E}^*(m)\beta_{T,2}(m) + \tilde{H}_{T,2,H}^*(m)\gamma_{T,2}(m) + \tilde{H}_{T,2,K}^*(m)\gamma_{T,2}(m)} \\
\mathbf{W}_T(3, \varepsilon_1(m)) &= \frac{\mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) + \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\gamma_{T,1}(m) + \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\delta_{T,2}(m)}{\tilde{H}_{T,2,M}(m) + \tilde{H}_{T,2,A}^*(m)\alpha_{T,2}(m) + \tilde{H}_{T,2,E}^*(m)\beta_{T,2}(m) + \tilde{H}_{T,2,H}^*(m)\gamma_{T,2}(m) + \tilde{H}_{T,2,K}^*(m)\gamma_{T,2}(m)} \\
\mathbf{W}_T(2, \varepsilon_1(m)) &= \mathbf{0} \\
\mathbf{W}_T(1, \varepsilon_2(m)) &= \mathbf{0} \\
\mathbf{W}_T(0, \varepsilon_3(m)) &= \mathbf{0} \\
\mathbf{W}_T(3, \varepsilon_{01}(m)) &= \mathbf{0}
\end{aligned}
\tag{3.3-35}$$

ただし, $\alpha_{T,i}(m), \beta_{T,i}(m), \gamma_{T,i}(m)$ および $\delta_{T,i}(m)$ ($i=0,1,2$)は次式を満たす定数である.

$$\begin{cases}
\tilde{H}_{T,i,A}(m) + \tilde{H}_{T,i,B}(m)\alpha_{T,i}(m) + \tilde{H}_{T,i,C}(m)\beta_{T,i}(m) + \tilde{H}_{T,i,D}(m)\delta_{T,i}(m) = 0 \\
\tilde{H}_{T,i,E}(m) + \tilde{H}_{T,i,C}^*(m)\alpha_{T,i}(m) + \tilde{H}_{T,i,F}(m)\beta_{T,i}(m) + \tilde{H}_{T,i,G}(m)\gamma_{T,i}(m) = 0 \\
\tilde{H}_{T,i,H}(m) + \tilde{H}_{T,i,G}^*(m)\beta_{T,i}(m) + \tilde{H}_{T,i,I}(m)\gamma_{T,i}(m) + \tilde{H}_{T,i,J}(m)\delta_{T,i}(m) = 0 \\
\tilde{H}_{T,i,K}(m) + \tilde{H}_{T,i,D}^*(m)\alpha_{T,i}(m) + \tilde{H}_{T,i,J}^*(m)\gamma_{T,i}(m) + \tilde{H}_{T,i,L}(m)\delta_{T,i}(m) = 0
\end{cases}
\tag{3.3-36}$$

また,

$$\left\{ \begin{array}{l}
\tilde{H}_{T,2,A}(m) = \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \\
\tilde{H}_{T,2,B}(m) = \|\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\
\tilde{H}_{T,2,C}(m) = \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \\
\tilde{H}_{T,2,D}(m) = \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{H}_T(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \\
\tilde{H}_{T,2,E}(m) = \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \\
\tilde{H}_{T,2,F}(m) = \|\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\
\tilde{H}_{T,2,G}(m) = \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{H}_T(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \\
\tilde{H}_{T,2,H}(m) = \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m)) \\
\tilde{H}_{T,2,I}(m) = \|\mathbf{H}_T(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\
\tilde{H}_{T,2,J}(m) = \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \\
\tilde{H}_{T,2,K}(m) = \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m)) \\
\tilde{H}_{T,2,L}(m) = \|\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\
\tilde{H}_{T,2,M}(m) = \|\mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m))\|^2 \\
\quad + \|\mathbf{H}_T(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m))\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1}
\end{array} \right. \tag{3.3-37c}$$

である。

3.4 瞬時受信 SINR の厳密解および条件付き瞬時 BER の導出

本節では、1 ブロック内のチャネルの時間変動に起因する干渉をも考慮して、時間・周波数二重選択性フェージング環境下における送信/受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおけるチャネル利得が与えられたときの瞬時 SINR の厳密解および条件付き BER を導出する。

3.4.1 受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおける瞬時受信 SINR

式(3.2-2), (3.2-6), (3.2-11), (3.2-12)より、SFBC 復号後の第 j 周波数領域受信信号 $\hat{D}_j(m)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \hat{D}_j(m) = & \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \sum_{m'=0}^{M-1} \hat{H}_{R,A,j}(m,m') D_j(m') \\ & + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{J-1} \sum_{m'=0}^{M-1} \hat{H}_{R,B,j,j'}(m,m') D_{j'}(m') + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{J-1} \sum_{m'=0}^{M-1} \hat{H}_{R,C,j,j'}(m,m') D_{j'}^*(m') \\ & + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \sum_{j'=0}^{J-1} \sum_{m'=0}^{M-1} \hat{H}_{R,D,j,j'}(m,m') D_{j'}(m') + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \sum_{j'=0}^{J-1} \sum_{m'=0}^{M-1} \hat{H}_{R,E,j,j'}(m,m') D_{j'}^*(m') + \hat{N}_{R,j}(m) \end{aligned} \quad (3.4-1)$$

右辺第 1 項は希望信号成分であり、第 2,3 項は周波数選択性フェージングに起因する SFBC 符号干渉である。また第 4,5 項は時間選択性フェージングに起因する SFBC 符号干渉である。1 ブロック内でチャネルが時間変動するような高速移動環境下では、周波数成分が直交せず互いに干渉する。このとき、異なる周波数成分にマッピングされた SFBC 符号同士が干渉し、新たな SFBC 符号干渉が発生する。ここで、 $\hat{H}_{R,A,j}(m,m')$ は STBC 復号後の希望信号に対する等価チャネルであり、次式で表される。

$$\begin{cases} \hat{H}_{R,A,0}(m,m') = \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) + \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_1(m)) \\ \hat{H}_{R,A,1}(m,m') = \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) + \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_1(m)) \\ \dots \text{ for } N_f=2, \end{cases} \quad (3.4-2a)$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{R,A,0}(m,m') = \mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) + \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_1(m)) \\ \quad + \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m')) \mathbf{W}_R^H(2, \varepsilon_2(m)) \\ \hat{H}_{R,A,1}(m,m') = \mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) + \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_1(m)) \\ \quad + \mathbf{H}_R^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m')) \mathbf{W}_R^H(2, \varepsilon_3(m)) \\ \hat{H}_{R,A,2}(m,m') = \mathbf{W}_R(2, \varepsilon_0(m)) \mathbf{H}_R(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) + \mathbf{H}_R^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m')) \mathbf{W}_R^H(0, \varepsilon_2(m)) \\ \quad + \mathbf{H}_R^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m')) \mathbf{W}_R^H(1, \varepsilon_3(m)) \\ \dots \text{ for } N_f=3, \end{cases} \quad (3.4-2b)$$

$$\begin{cases}
\hat{H}_{R,A,0}(m,m') = \mathbf{W}_R(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m')) + \mathbf{H}_R^H(1,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_1(m)) \\
\quad + \mathbf{H}_R^H(2,\varepsilon_2(m),\varepsilon_2(m'))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_2(m)) + \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_3(m))\mathbf{H}_R(3,\varepsilon_3(m),\varepsilon_3(m')) \\
\hat{H}_{R,A,1}(m,m') = \mathbf{W}_R(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m')) + \mathbf{H}_R^H(0,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_1(m)) \\
\quad + \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_2(m))\mathbf{H}_R(3,\varepsilon_2(m),\varepsilon_2(m')) + \mathbf{H}_R^H(2,\varepsilon_3(m),\varepsilon_3(m'))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_3(m)) \\
\hat{H}_{R,A,2}(m,m') = \mathbf{W}_R(2,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m')) + \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_1(m))\mathbf{H}_R(3,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m')) \\
\quad + \mathbf{H}_R^H(0,\varepsilon_2(m),\varepsilon_2(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_2(m)) + \mathbf{H}_R^H(1,\varepsilon_3(m),\varepsilon_3(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_3(m)) \\
\end{cases} \dots \text{for } N_f=4, (3.4-2c)$$

また $\hat{H}_{R,B,j}(m,m')$ および $\hat{H}_{R,C,j}(m,m')$ は周波数選択性フェージングに起因する SFBC 符号干渉成分に対する等価チャネルであり、それぞれ次式で表される。

$$\begin{cases}
\hat{H}_{R,B,0,1}(m,m') = \mathbf{W}_R(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_R^H(0,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_1(m)) \\
\hat{H}_{R,B,1,0}(m,m') = \mathbf{W}_R(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_R^H(1,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_1(m)) \dots \text{for } N_f=2, (3.4-3a)
\end{cases}$$

$$\begin{cases}
\hat{H}_{R,B,0,1}(m,m') = \mathbf{W}_R(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_R^H(0,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_1(m)) \\
\hat{H}_{R,B,0,2}(m,m') = \mathbf{W}_R(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_R^H(0,\varepsilon_2(m),\varepsilon_2(m'))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_2(m)) \\
\hat{H}_{R,B,1,0}(m,m') = \mathbf{W}_R(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_R^H(1,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_1(m)) \\
\hat{H}_{R,B,1,2}(m,m') = \mathbf{W}_R(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_R^H(1,\varepsilon_3(m),\varepsilon_3(m'))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_3(m)) \\
\hat{H}_{R,B,2,0}(m,m') = \mathbf{W}_R(2,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_R^H(2,\varepsilon_2(m),\varepsilon_2(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_2(m)) \\
\hat{H}_{R,B,2,1}(m,m') = \mathbf{W}_R(2,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_R^H(2,\varepsilon_3(m),\varepsilon_3(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_3(m)) \\
\end{cases} \dots \text{for } N_f=3, (3.4-3b)$$

$$\begin{cases}
\hat{H}_{R,B,0,1}(m,m') = \mathbf{W}_R(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_R^H(0,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_1(m)) \\
\hat{H}_{R,B,0,2}(m,m') = \mathbf{W}_R(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_R^H(0,\varepsilon_2(m),\varepsilon_2(m'))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_2(m)) \\
\hat{H}_{R,B,1,0}(m,m') = \mathbf{W}_R(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_R^H(1,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_1(m)) \\
\hat{H}_{R,B,1,2}(m,m') = \mathbf{W}_R(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_R^H(1,\varepsilon_3(m),\varepsilon_3(m'))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_3(m)) \\
\hat{H}_{R,B,2,0}(m,m') = \mathbf{W}_R(2,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_R^H(2,\varepsilon_2(m),\varepsilon_2(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_2(m)) \\
\hat{H}_{R,B,2,1}(m,m') = \mathbf{W}_R(2,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_0(m),\varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_R^H(2,\varepsilon_3(m),\varepsilon_3(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_3(m)) \\
\end{cases} \dots \text{for } N_f=4, (3.4-3c)$$

$$\hat{H}_{R,C,0,1}(m,m') = 0, \quad \hat{H}_{R,C,1,0}(m,m') = 0 \quad \dots \text{for } N_f=2, (3.4-4a)$$

$$\begin{cases}
\hat{H}_{R,C,0,1}(m,m') = 0, \quad \hat{H}_{R,C,0,2}(m,m') = 0, \quad \hat{H}_{R,C,1,0}(m,m') = 0 \\
\hat{H}_{R,C,1,2}(m,m') = 0, \quad \hat{H}_{R,C,2,0}(m,m') = 0, \quad \hat{H}_{R,C,2,1}(m,m') = 0 \dots \text{for } N_f=3, (3.4-4b)
\end{cases}$$

$$\begin{cases}
\hat{H}_{R,C,0,1}(m,m') = \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_3(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_3(m),\varepsilon_3(m')) - \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_2(m),\varepsilon_2(m'))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_2(m)) \\
\hat{H}_{R,C,0,2}(m,m') = \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_3(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_3(m),\varepsilon_3(m')) - \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_1(m)) \\
\hat{H}_{R,C,1,0}(m,m') = \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_2(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_2(m),\varepsilon_2(m')) - \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_3(m),\varepsilon_3(m'))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_3(m)) \\
\hat{H}_{R,C,1,2}(m,m') = \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_2(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_2(m),\varepsilon_2(m')) - \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_1(m)) \dots \text{for } N_f=4 (3.4-4c) \\
\hat{H}_{R,C,2,0}(m,m') = \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_1(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m')) - \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_3(m),\varepsilon_3(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_3(m)) \\
\hat{H}_{R,C,2,1}(m,m') = \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_1(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_1(m),\varepsilon_1(m')) - \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_2(m),\varepsilon_2(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_2(m))
\end{cases}$$

さらに、 $\hat{H}_{R,D,j}(m,m')$ および $\hat{H}_{R,E,j}(m,m')$ は時間選択性フェージングに起因する SFBC 符号干

$$\begin{aligned}
\hat{H}_{R,E,0,0}(m,m') &= \mathbf{W}_R(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_0(m),\varepsilon_1(m')) + \mathbf{W}_R(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_0(m),\varepsilon_2(m')) \\
&\quad + \mathbf{H}_R^H(0,\varepsilon_1(m),\varepsilon_0(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_1(m)) + \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_1(m),\varepsilon_3(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_1(m)) \\
&\quad + \mathbf{H}_R^H(0,\varepsilon_2(m),\varepsilon_0(m'))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_2(m)) + \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_2(m),\varepsilon_3(m'))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_2(m)) \\
&\quad + \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_3(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_3(m),\varepsilon_1(m')) + \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_3(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_3(m),\varepsilon_2(m')) \\
\hat{H}_{R,E,0,1}(m,m') &= \mathbf{W}_R(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_0(m),\varepsilon_3(m')) - \mathbf{W}_R(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_0(m),\varepsilon_1(m')) \\
&\quad + \mathbf{H}_R^H(1,\varepsilon_1(m),\varepsilon_0(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_1(m),\varepsilon_2(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_1(m)) \\
&\quad + \mathbf{H}_R^H(1,\varepsilon_2(m),\varepsilon_0(m'))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_2(m)) - \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_3(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_3(m),\varepsilon_1(m')) \\
\hat{H}_{R,E,0,2}(m,m') &= \mathbf{H}_R^H(2,\varepsilon_1(m),\varepsilon_0(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_1(m)) - \mathbf{W}_R(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_0(m),\varepsilon_2(m')) \\
&\quad + \mathbf{H}_R^H(2,\varepsilon_2(m),\varepsilon_0(m'))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_2(m)) - \mathbf{W}_R(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_0(m),\varepsilon_3(m')) \\
&\quad + \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_2(m),\varepsilon_1(m'))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_2(m)) - \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_3(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_3(m),\varepsilon_2(m')) \\
\hat{H}_{R,E,1,0}(m,m') &= \mathbf{W}_R(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_0(m),\varepsilon_1(m')) - \mathbf{H}_R^H(0,\varepsilon_1(m),\varepsilon_0(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_1(m)) \\
&\quad + \mathbf{W}_R(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_0(m),\varepsilon_2(m')) - \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_1(m),\varepsilon_3(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_1(m)) \\
&\quad + \mathbf{H}_R^H(0,\varepsilon_3(m),\varepsilon_0(m'))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_3(m)) - \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_2(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_2(m),\varepsilon_1(m')) \\
\hat{H}_{R,E,1,1}(m,m') &= \mathbf{W}_R(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_0(m),\varepsilon_3(m')) - \mathbf{W}_R(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_0(m),\varepsilon_1(m')) \\
&\quad + \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_1(m),\varepsilon_2(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_R^H(1,\varepsilon_1(m),\varepsilon_0(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_1(m)) \\
&\quad + \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_2(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_2(m),\varepsilon_1(m')) - \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_2(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_2(m),\varepsilon_3(m')) \\
&\quad + \mathbf{H}_R^H(1,\varepsilon_3(m),\varepsilon_0(m'))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_3(m)) - \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_3(m),\varepsilon_2(m'))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_3(m)) \\
\hat{H}_{R,E,1,2}(m,m') &= \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_2(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_2(m),\varepsilon_3(m')) - \mathbf{W}_R(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_0(m),\varepsilon_2(m')) \\
&\quad + \mathbf{H}_R^H(2,\varepsilon_3(m),\varepsilon_0(m'))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_3(m)) - \mathbf{W}_R(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_0(m),\varepsilon_3(m')) \\
&\quad + \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_3(m),\varepsilon_1(m'))\mathbf{W}_R^H(2,\varepsilon_3(m)) - \mathbf{H}_R^H(2,\varepsilon_1(m),\varepsilon_0(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_1(m)) \\
\hat{H}_{R,E,2,0}(m,m') &= \mathbf{W}_R(2,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_0(m),\varepsilon_1(m')) - \mathbf{H}_R^H(0,\varepsilon_2(m),\varepsilon_0(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_2(m)) \\
&\quad + \mathbf{W}_R(2,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_0(m),\varepsilon_2(m')) - \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_2(m),\varepsilon_3(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_2(m)) \\
&\quad + \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_1(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_1(m),\varepsilon_2(m')) - \mathbf{H}_R^H(0,\varepsilon_3(m),\varepsilon_0(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_3(m)) \\
\hat{H}_{R,E,2,1}(m,m') &= \mathbf{W}_R(2,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_0(m),\varepsilon_3(m')) - \mathbf{W}_R(2,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_0(m),\varepsilon_1(m')) \\
&\quad + \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_1(m))\mathbf{H}_R(2,\varepsilon_1(m),\varepsilon_3(m')) - \mathbf{H}_R^H(1,\varepsilon_2(m),\varepsilon_0(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_2(m)) \\
&\quad + \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_3(m),\varepsilon_2(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_3(m)) - \mathbf{H}_R^H(1,\varepsilon_3(m),\varepsilon_0(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_3(m)) \\
\hat{H}_{R,E,2,2}(m,m') &= -\mathbf{H}_R^H(2,\varepsilon_2(m),\varepsilon_0(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_2(m)) - \mathbf{W}_R(2,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_0(m),\varepsilon_2(m')) \\
&\quad - \mathbf{H}_R^H(2,\varepsilon_3(m),\varepsilon_0(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_3(m)) - \mathbf{W}_R(2,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_0(m),\varepsilon_3(m')) \\
&\quad - \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_2(m),\varepsilon_1(m'))\mathbf{W}_R^H(0,\varepsilon_2(m)) - \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_1(m))\mathbf{H}_R(0,\varepsilon_1(m),\varepsilon_2(m')) \\
&\quad - \mathbf{H}_R^H(3,\varepsilon_3(m),\varepsilon_1(m'))\mathbf{W}_R^H(1,\varepsilon_3(m)) - \mathbf{W}_R(3,\varepsilon_1(m))\mathbf{H}_R(1,\varepsilon_1(m),\varepsilon_3(m'))
\end{aligned}$$

... for $N_f=4$, (3.4-6c)

また $\hat{N}_{R,j}(m)$ は SFBC 復号後の雑音成分であり，次式で表される。

$$\begin{cases}
\hat{N}_{R,0}(m) = \mathbf{W}_{R,0}(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{N}(\varepsilon_0(m)) + \mathbf{N}^H(\varepsilon_1(m))\mathbf{W}_{R,1}^H(1,\varepsilon_1(m)) \\
\hat{N}_{R,1}(m) = \mathbf{W}_{R,0}(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{N}(\varepsilon_0(m)) - \mathbf{N}^H(\varepsilon_1(m))\mathbf{W}_{R,1}^H(0,\varepsilon_1(m))
\end{cases}
\quad \dots \text{ for } N_f=2, (3.4-7a)$$

$$\begin{cases}
\hat{N}_{R,0}(m) = \mathbf{W}_{R,0}(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{N}(\varepsilon_0(m)) + \mathbf{N}^H(\varepsilon_1(m))\mathbf{W}_{R,1}^H(1,\varepsilon_1(m)) + \mathbf{N}^H(\varepsilon_2(m))\mathbf{W}_{R,2}^H(2,\varepsilon_2(m)) \\
\hat{N}_{R,1}(m) = \mathbf{W}_{R,0}(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{N}(\varepsilon_0(m)) - \mathbf{N}^H(\varepsilon_1(m))\mathbf{W}_{R,1}^H(0,\varepsilon_1(m)) + \mathbf{N}^H(\varepsilon_3(m))\mathbf{W}_{R,3}^H(2,\varepsilon_3(m)) \\
\hat{N}_{R,2}(m) = \mathbf{W}_{R,0}(2,\varepsilon_0(m))\mathbf{N}(\varepsilon_0(m)) - \mathbf{N}^H(\varepsilon_2(m))\mathbf{W}_{R,2}^H(0,\varepsilon_2(m)) - \mathbf{N}^H(\varepsilon_3(m))\mathbf{W}_{R,3}^H(1,\varepsilon_3(m))
\end{cases}
\quad \dots \text{ for } N_f=3, (3.4-7b)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{N}_{R,0}(m) = \mathbf{W}_{R,0}(0, \boldsymbol{\varepsilon}_0(m))\mathbf{N}(\boldsymbol{\varepsilon}_0(m)) + \mathbf{N}^H(\boldsymbol{\varepsilon}_1(m))\mathbf{W}_{R,1}^H(1, \boldsymbol{\varepsilon}_1(m)) \\ \quad + \mathbf{N}^H(\boldsymbol{\varepsilon}_2(m))\mathbf{W}_{R,2}^H(2, \boldsymbol{\varepsilon}_2(m)) + \mathbf{W}_{R,3}(3, \boldsymbol{\varepsilon}_3(m))\mathbf{N}(\boldsymbol{\varepsilon}_3(m)) \\ \hat{N}_{R,1}(m) = \mathbf{W}_{R,0}(1, \boldsymbol{\varepsilon}_0(m))\mathbf{N}(\boldsymbol{\varepsilon}_0(m)) - \mathbf{N}^H(\boldsymbol{\varepsilon}_1(m))\mathbf{W}_{R,1}^H(0, \boldsymbol{\varepsilon}_1(m)) \\ \quad - \mathbf{W}_{R,2}(3, \boldsymbol{\varepsilon}_2(m))\mathbf{N}(\boldsymbol{\varepsilon}_2(m)) + \mathbf{N}^H(\boldsymbol{\varepsilon}_3(m))\mathbf{W}_{R,3}^H(2, \boldsymbol{\varepsilon}_3(m)) \\ \hat{N}_{R,2}(m) = \mathbf{W}_{R,0}(2, \boldsymbol{\varepsilon}_0(m))\mathbf{N}(\boldsymbol{\varepsilon}_0(m)) + \mathbf{W}_{R,1}(3, \boldsymbol{\varepsilon}_1(m))\mathbf{N}(\boldsymbol{\varepsilon}_1(m)) \\ \quad - \mathbf{N}^H(\boldsymbol{\varepsilon}_2(m))\mathbf{W}_{R,2}^H(0, \boldsymbol{\varepsilon}_2(m)) - \mathbf{N}^H(\boldsymbol{\varepsilon}_3(m))\mathbf{W}_{R,3}^H(1, \boldsymbol{\varepsilon}_3(m)) \end{array} \right. \quad \dots \text{ for } N_t=4, \quad (3.4-7c)$$

式(2.4-1)より，STBC復号後の第 j 時間領域受信信号 $\hat{d}_j(t)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \hat{d}_j(t) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \hat{D}_j(m) \exp(j2\pi km/(N_c/Q)) \\ &= \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \hat{H}_{R,A,j}(m, m) \right) d_j(t) + \mu_{R,j}^{PN}(t) + \mu_{R,j}^{ISI}(t) + \mu_{R,j}^{SI}(t) + \mu_{R,j}^{noise}(t) \end{aligned} \quad (3.4-8)$$

ただし， $\mu_{R,j}^{PN}(t)$ は1ブロック内のチャネルの時間変動に起因する位相雑音成分であり， $\mu_{R,j}^{ISI}(t)$ は残留ISI成分である。また $\mu_{R,j}^{SI}(t)$ は残留STBC符号干渉成分であり， $\mu_{R,j}^{noise}(t)$ は雑音成分である。それぞれ次式で表される。

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_{R,j}^{PN}(t) = \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \left(\frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \sum_{\substack{m'=0 \\ \neq m}}^{N_c/Q-1} (\hat{H}_{R,A,j}(m, m') + \hat{H}_{R,D,j,j}(m, m')) \exp\left(j2\pi \frac{m-m'}{(N_c/Q)} t\right) \right) d_j(t) \\ \mu_{R,j}^{ISI}(t) = \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{\substack{t'=0 \\ \neq t}}^{N_c/Q-1} \left(\sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} (\hat{H}_{R,A,j}(m, m') + \hat{H}_{R,D,j,j}(m, m')) \exp\left(j2\pi \frac{mt-m't'}{(N_c/Q)}\right) \right) d_j(t') \\ \mu_{R,j}^{SI}(t) = \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{J-1} \sum_{t'=0}^{N_c/Q-1} \left(\sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} (\hat{H}_{R,B,j,j'}(m, m') + \hat{H}_{R,D,j,j'}(m, m')) \exp\left(j2\pi \frac{mt-m't'}{(N_c/Q)}\right) \right) d_{j'}(t') \\ \quad + \sqrt{\frac{2P}{N_t(J/Q)}} \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{J-1} \sum_{t'=0}^{N_c/Q-1} \left(\sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} (\hat{H}_{R,C,j,j'}(m, m') + \hat{H}_{R,E,j,j'}(m, m')) \exp\left(j2\pi \frac{mt-m't'}{(N_c/Q)}\right) \right) d_{j'}^*(t') \\ \mu_{R,j}^{noise}(t) = \frac{1}{\sqrt{(N_c/Q)}} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \hat{N}_j(m) \exp(j2\pi km/(N_c/Q)) \end{array} \right. \quad (3.4-9)$$

式(3.4-8)より，位相雑音成分，残留ISI成分，残留STBC符号干渉成分および雑音成分は多数の確率変数の平均値であり，中心極限定理よりガウス分布に従うため，それらの和 $\mu_{R,j}(t) = \mu_{R,j}^{PN}(t) + \mu_{R,j}^{ISI}(t) + \mu_{R,j}^{SI}(t) + \mu_{R,j}^{noise}(t)$ は新たなガウス変数とみなすことができる。さらに，これらの干渉は互いに独立であるため， $\mu_{R,j}(t)$ の分散 $2\sigma_{\mu_{R,j}}^2(t)$ は次式で与えられる。

$$2\sigma_{\mu_{R,j}}^2(t) = E\left[|\mu_{R,j}(t)|^2\right] = 2\sigma_{\mu_{R,j}^{PN}}^2(t) + 2\sigma_{\mu_{R,j}^{ISI}}^2(t) + 2\sigma_{\mu_{R,j}^{SI}}^2(t) + 2\sigma_{\mu_{R,j}^{noise}}^2(t) \quad (3.4-10)$$

ただし $2\sigma_{\mu_{R,j}^{PN}}^2(t) = E\left[|\mu_{R,j}^{PN}(t)|^2\right]$ ， $2\sigma_{\mu_{R,j}^{ISI}}^2(t) = E\left[|\mu_{R,j}^{ISI}(t)|^2\right]$ ， $2\sigma_{\mu_{R,j}^{SI}}^2(t) = E\left[|\mu_{R,j}^{SI}(t)|^2\right]$ および $2\sigma_{\mu_{R,j}^{noise}}^2(t) = E\left[|\mu_{R,j}^{noise}(t)|^2\right]$ はそれぞれ，位相雑音成分，残留ISI成分，残留STBC符号干渉成分および雑音成分の分散である。2.4節と同様に導出することにより，それぞれ次式のように与えられる。

$$2\sigma_{\mu_{T,j}^{PN}}^2(t) = 2PA_{N_r} \left| \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \sum_{\substack{m'=0 \\ \neq m}}^{N_c/Q-1} (\hat{H}_{R,A,j}(m, m') + \hat{H}_{R,D,j,j}(m, m')) \exp\left(j2\pi \frac{m-m'}{N_c/Q} t\right) \right|^2 \quad (3.4-11)$$

$$2\sigma_{\mu_{T,j}^{ISI}}^2(t) = 2PA_{N_r} \left\{ \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m_1=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m_2=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \left\{ (\hat{H}_{R,A,j}(m_1, m') + \hat{H}_{R,D,j,j}(m_1, m')) \right. \right. \\ \left. \left. \times (\hat{H}_{R,A,j}(m_2, m') + \hat{H}_{R,D,j,j}(m_2, m'))^* \right\} \exp\left(j2\pi \frac{(m_1 - m_2)}{(N_c/Q)} t\right) \right\} \\ - \left| \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} (\hat{H}_{R,A,j}(m, m') + \hat{H}_{R,D,j,j}(m, m')) \exp\left(j2\pi \frac{(m - m')}{(N_c/Q)} t\right) \right|^2 \quad (3.4-12)$$

$$2\sigma_{\mu_{T,j}^{SI}}^2(t) = 2PA_{N_r} \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{J-1} \sum_{m_1=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m_2=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} \left\{ \begin{aligned} & (\hat{H}_{R,B,j,j'}(m_1, m') + \hat{H}_{R,D,j,j'}(m_1, m')) \\ & \times (\hat{H}_{R,B,j,j'}(m_2, m') + \hat{H}_{R,D,j,j'}(m_2, m'))^* \\ & + (\hat{H}_{R,C,j,j'}(m_1, m') + \hat{H}_{R,E,j,j'}(m_1, m')) \\ & \times (\hat{H}_{R,C,j,j'}(m_2, m') + \hat{H}_{R,E,j,j'}(m_2, m'))^* \end{aligned} \right\} \exp\left(j2\pi \frac{(m_1 - m_2)}{(N_c/Q)} t\right) \quad (3.4-13)$$

$$\left\{ \begin{aligned} 2\sigma_{\mu_{R,0}^{noise}}^2(t) &= 2N \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} (\|\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_1(m))\|^2) \\ 2\sigma_{\mu_{R,1}^{noise}}^2(t) &= 2N \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} (\|\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_1(m))\|^2) \end{aligned} \right. \quad \dots \text{ for } N_f=2, \quad (3.4-14a)$$

$$\left\{ \begin{aligned} 2\sigma_{\mu_{R,0}^{noise}}^2(t) &= 2N \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} (\|\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_1(m))\|^2 + \|\mathbf{W}_R(2, \varepsilon_2(m))\|^2) \\ 2\sigma_{\mu_{R,1}^{noise}}^2(t) &= 2N \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} (\|\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_1(m))\|^2 + \|\mathbf{W}_R(2, \varepsilon_3(m))\|^2) \\ 2\sigma_{\mu_{R,2}^{noise}}^2(t) &= 2N \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} (\|\mathbf{W}_R(2, \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_2(m))\|^2 + \|\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_3(m))\|^2) \end{aligned} \right. \quad \dots \text{ for } N_f=3 \quad (3.4-14b)$$

$$\left\{ \begin{aligned} 2\sigma_{\mu_{R,0}^{noise}}^2(t) &= 2N \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} (\|\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_1(m))\|^2 + \|\mathbf{W}_R(2, \varepsilon_2(m))\|^2 + \|\mathbf{W}_R(3, \varepsilon_3(m))\|^2) \\ 2\sigma_{\mu_{R,1}^{noise}}^2(t) &= 2N \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} (\|\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_1(m))\|^2 + \|\mathbf{W}_R(3, \varepsilon_2(m))\|^2 + \|\mathbf{W}_R(2, \varepsilon_3(m))\|^2) \\ 2\sigma_{\mu_{R,2}^{noise}}^2(t) &= 2N \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} (\|\mathbf{W}_R(2, \varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{W}_R(3, \varepsilon_1(m))\|^2 + \|\mathbf{W}_R(0, \varepsilon_2(m))\|^2 + \|\mathbf{W}_R(1, \varepsilon_3(m))\|^2) \end{aligned} \right. \quad \dots \text{ for } N_f=4 \quad (3.4-14c)$$

したがって、式(3.4-8), (3.4-11), (3.4-12), (3.4-13)および(3.4-14)より、高速移動環境下での受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける瞬時受信 SINR, $\gamma_{R_i}(t)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
\gamma_{R,j}(t) &= \frac{2P \left| \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \hat{H}_{R,A,j}(m,m) \right|^2}{\sigma_{\mu_{R,j}}^2} \\
&= \frac{2P \left| \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \hat{H}_{R,A,j}(m,m) \right|^2}{\left[\begin{aligned} &P \left| \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \sum_{\substack{m'=0 \\ \neq m}}^{N_c/Q-1} (\hat{H}_{R,A,j}(m,m') + \hat{H}_{R,D,j,j}(m,m')) \exp\left(j2\pi \frac{(m-m')}{(N_c/Q)} t\right) \right|^2 \\ &+ P \left\{ \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m_1=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m_2=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} \left\{ (\hat{H}_{R,A,j}(m_1,m') + \hat{H}_{R,D,j,j}(m_1,m')) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \times (\hat{H}_{R,A,j}(m_2,m') + \hat{H}_{R,D,j,j}(m_2,m'))^* \right\} \exp\left(j2\pi \frac{(m_1-m_2)}{(N_c/Q)} t\right) \right\} \\ &\quad \left. - \left| \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} (\hat{H}_{R,A,j}(m,m') + \hat{H}_{R,D,j,j}(m,m')) \exp\left(j2\pi \frac{(m-m')}{(N_c/Q)} t\right) \right|^2 \right\} \\ &+ P \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{J-1} \sum_{m_1=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m_2=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} \left\{ \begin{aligned} &(\hat{H}_{R,B,j,j'}(m_1,m') + \hat{H}_{R,D,j,j'}(m_1,m')) \\ &\times (\hat{H}_{R,B,j,j'}(m_2,m') + \hat{H}_{R,D,j,j'}(m_2,m'))^* \\ &+ (\hat{H}_{R,C,j,j'}(m_1,m') + \hat{H}_{R,E,j,j'}(m_1,m')) \\ &\times (\hat{H}_{R,C,j,j'}(m_2,m') + \hat{H}_{R,E,j,j'}(m_2,m'))^* \end{aligned} \right\} \exp\left(j2\pi \frac{(m_1-m_2)}{(N_c/Q)} t\right) \\ &+ N_t \frac{J}{Q} \sigma_{\mu_{R,j}}^{\text{noise}}(t) \end{aligned} \right]^2} \tag{3.4-15}
\end{aligned}$$

最後に、QPSK データ変調を用いるものと仮定すると、受信ロバスト FDE を用いる場合におけるチャネル利得が与えられた時の条件付き BER, $P_{e,R,j}(t)$ はそれぞれ次式で与えられる。

$$p_{e,R,j}(t) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{\gamma_{R,j}(t)}{4}} \right], \tag{3.4-16}$$

式(3.4-15)右辺分母第 1 項が 1 ブロック内のチャネルの時間変動に起因する位相雑音成分であり、第 2 項が残留 ISI 成分、第 3 項が残留 SFBC 符号干渉成分である。また第 4 項が雑音成分である。式(3.4-15)より、1 ブロック内でチャネルが時間変動するような高速移動環境下では、位相雑音成分、残留 ISI 成分および残留 SFBC 符号干渉成分も 1 ブロック内で時間変動することが分かる。

3.4.2 送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおける瞬時受信 SINR

式(3.2-13), (3.2-14), (3.2-18)および(3.2-19)より, SFBC 復号後の第 j 周波数領域受信信号 $\hat{D}_j(m)$ は次式で表される.

$$\begin{aligned}
\hat{D}_j(m) = & \sqrt{2P}A_{N_r} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} \hat{H}_{T,A,j}(m, m') D_j(m') \\
& + \sqrt{2P}A_{N_r} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{J-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} \hat{H}_{T,B,j,j'}(m, m') D_{j'}(m') + \sqrt{2P}A_{N_r} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{J-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} \hat{H}_{T,C,j,j'}(m, m') D_{j'}^*(m') \\
& + \sqrt{2P}A_{N_r} \sum_{j'=0}^{J-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} \hat{H}_{T,D,j,j'}(m, m') D_{j'}(m') + \sqrt{2P}A_{N_r} \sum_{j'=0}^{J-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} \hat{H}_{T,E,j,j'}(m, m') D_{j'}^*(m') + \hat{N}_{T,j}(m)
\end{aligned} \tag{3.4-17}$$

右辺第 1 項は希望信号成分であり, 第 2,3 項は周波数選択性フェージングに起因する SFBC 符号干渉である. また第 4,5 項は時間選択性フェージングに起因する SFBC 符号干渉である. ここで, $\hat{H}_{T,A,j}(m, m')$ は SFBC 復号後の希望信号に対する等価チャネルであり, 次式で表される.

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,A,0}(m, m') = \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m')) + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \\ \hat{H}_{T,A,1}(m, m') = \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m')) + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \end{cases} \dots \text{for } N_r=2, \tag{3.4-18a}$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,A,0}(m, m') = \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m')) + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m)) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \\ \quad + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m')) \\ \hat{H}_{T,A,1}(m, m') = \mathbf{H}_{T,0}(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m')) + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \\ \quad + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m')) \\ \hat{H}_{T,A,2}(m, m') = \mathbf{H}_{T,0}(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m')) + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m')) \\ \quad + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m')) \end{cases} \dots \text{for } N_r=3, \tag{3.4-18b}$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,A,0}(m, m') = \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m')) + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \\ \quad + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m')) + \mathbf{H}_T(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_3(m')) \\ \hat{H}_{T,A,1}(m, m') = \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m')) + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \\ \quad + \mathbf{H}_T(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_2(m')) + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m')) \\ \hat{H}_{T,A,2}(m, m') = \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m')) + \mathbf{H}_T(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_1(m')) \\ \quad + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m')) + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m')) \end{cases} \dots \text{for } N_r=4, \tag{3.4-18c}$$

また $\hat{H}_{T,B,j}(m, m')$ および $\hat{H}_{T,C,j}(m, m')$ は周波数選択性フェージングに起因する SFBC 符号干渉成分に対する等価チャネルであり, それぞれ次式で表される.

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,B,0,1}(m, m') = \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \\ \hat{H}_{T,B,1,0}(m, m') = \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \end{cases}$$

... for $N_f=2$, (3.4-19a)

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,B,0,1}(m, m') = \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \\ \hat{H}_{T,B,0,2}(m, m') = \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m')) \\ \hat{H}_{T,B,1,0}(m, m') = \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \\ \hat{H}_{T,B,1,2}(m, m') = \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m')) \\ \hat{H}_{T,B,2,0}(m, m') = \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m')) \\ \hat{H}_{T,B,2,1}(m, m') = \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m')) \end{cases}$$

... for $N_f=3$, (3.4-19b)

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,B,0,1}(m, m') = \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \\ \hat{H}_{T,B,0,2}(m, m') = \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m')) \\ \hat{H}_{T,B,1,0}(m, m') = \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \\ \hat{H}_{T,B,1,2}(m, m') = \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m')) \\ \hat{H}_{T,B,2,0}(m, m') = \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m')) \\ \hat{H}_{T,B,2,1}(m, m') = \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m')) \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m')) \end{cases}$$

... for $N_f=4$, (3.4-19c)

および

$$\hat{H}_{T,C,0,1}(m, m') = 0, \quad \hat{H}_{T,C,1,0}(m, m') = 0$$

... for $N_f=2$, (3.4-20a)

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,C,0,1}(m, m') = 0, \quad \hat{H}_{T,C,0,2}(m, m') = 0, \quad \hat{H}_{T,C,1,0}(m, m') = 0 \\ \hat{H}_{T,C,1,2}(m, m') = 0, \quad \hat{H}_{T,C,2,0}(m, m') = 0, \quad \hat{H}_{T,C,2,1}(m, m') = 0 \end{cases}$$

... for $N_f=3$, (3.4-20b)

$$\begin{cases} \hat{H}_{T,C,0,1}(m, m') = \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_3(m')) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m')) \\ \hat{H}_{T,C,0,2}(m, m') = \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_3(m')) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \\ \hat{H}_{T,C,1,0}(m, m') = \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_2(m')) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m')) \\ \hat{H}_{T,C,1,2}(m, m') = \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_2(m')) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \\ \hat{H}_{T,C,2,0}(m, m') = \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_1(m')) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_3(m')) \\ \hat{H}_{T,C,2,1}(m, m') = \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_1(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_1(m')) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_2(m')) \end{cases}$$

... for $N_f=4$ (3.4-20c)

さらに, $\hat{H}_{T,D,j}(m, m')$ および $\hat{H}_{T,E,j}(m, m')$ は時間選択性フェージングに起因する SFBC 符号干渉成分に対する等価チャネルであり, それぞれ次式で表される.

$$\hat{H}_{T,D,0,0}(m, m') = 0, \quad \hat{H}_{T,D,0,1}(m, m') = 0, \quad \hat{H}_{T,D,1,0}(m, m') = 0, \quad \hat{H}_{T,D,1,1}(m, m') = 0 \quad \dots \text{ for } N_f=2, (3.4-21a)$$

$$\begin{cases}
\hat{H}_{T,E,0,0}(m, m') = \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_1(m')) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m')) + \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_2(m')) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m')) \\
\quad + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_0(m')) + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_3(m')) \\
\quad + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_0(m')) + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_3(m')) \\
\quad + \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_1(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_3(m')) + \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_2(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_3(m')) \\
\hat{H}_{T,E,0,1}(m, m') = \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_3(m')) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_1(m')) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m')) \\
\quad + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_2(m')) \\
\quad + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_2(m), \varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_3(m), \varepsilon_1(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_3(m')) \\
\hat{H}_{T,E,0,2}(m, m') = \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_1(m), \varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_2(m')) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m')) \\
\quad + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_3(m')) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m')) \\
\quad + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_1(m')) - \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_3(m), \varepsilon_2(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_3(m')) \\
\hat{H}_{T,E,1,0}(m, m') = \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_1(m')) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_0(m')) \\
\quad + \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_2(m')) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_3(m')) \\
\quad + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_3(m), \varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_2(m), \varepsilon_1(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_2(m')) \\
\hat{H}_{T,E,1,1}(m, m') = \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_3(m')) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_1(m')) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m')) \\
\quad + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_1(m), \varepsilon_2(m')) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_0(m')) \\
\quad + \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_1(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_2(m')) - \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_3(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_2(m')) \\
\quad + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_2(m')) \\
\hat{H}_{T,E,1,2}(m, m') = \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_2(m), \varepsilon_3(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_2(m')) - \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_2(m')) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m')) \\
\quad + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_3(m')) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m')) \\
\quad + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_1(m')) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m')) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_1(m), \varepsilon_0(m')) \\
\hat{H}_{T,E,2,0}(m, m') = \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_1(m')) \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_2(m), \varepsilon_0(m')) \\
\quad + \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_2(m')) \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_3(m')) \\
\quad + \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_1(m), \varepsilon_2(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_1(m')) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(0, \varepsilon_3(m), \varepsilon_0(m')) \\
\hat{H}_{T,E,2,1}(m, m') = \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_0(m), \varepsilon_3(m')) \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_1(m')) \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m')) \\
\quad + \mathbf{H}_T(2, \varepsilon_1(m), \varepsilon_3(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_1(m')) - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_2(m), \varepsilon_0(m')) \\
\quad + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_2(m')) - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(1, \varepsilon_3(m), \varepsilon_0(m')) \\
\hat{H}_{T,E,2,2}(m, m') = -\mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_2(m), \varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_0(m), \varepsilon_2(m')) \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m')) \\
\quad - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(2, \varepsilon_3(m), \varepsilon_0(m')) - \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_0(m), \varepsilon_3(m')) \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m')) \\
\quad - \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m')) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_2(m), \varepsilon_1(m')) - \mathbf{H}_T(0, \varepsilon_1(m), \varepsilon_2(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_1(m')) \\
\quad - \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m')) \mathbf{H}_T^H(3, \varepsilon_3(m), \varepsilon_1(m')) - \mathbf{H}_T(1, \varepsilon_1(m), \varepsilon_3(m')) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_1(m'))
\end{cases}$$

... for $N_r=4$, (3.4-22c)

また $\hat{N}_{T,j}(m)$ は STBC 復号後の雑音成分であり，次式で表される．

$$\begin{cases}
\hat{N}_{T,0}(m) = N(0, \varepsilon_0(m)) + N^*(1, \varepsilon_1(m)) \\
\hat{N}_{T,1}(m) = N(1, \varepsilon_0(m)) + N^*(0, \varepsilon_1(m))
\end{cases}
\quad \dots \text{ for } N_r=2, (3.4-23a)$$

$$\begin{cases}
\hat{N}_{T,0}(m) = N(0, \varepsilon_0(m)) + N^*(1, \varepsilon_1(m)) + N^*(2, \varepsilon_2(m)) \\
\hat{N}_{T,1}(m) = N(1, \varepsilon_0(m)) - N^*(0, \varepsilon_1(m)) + N^*(2, \varepsilon_3(m)) \\
\hat{N}_{T,2}(m) = N(2, \varepsilon_0(m)) - N^*(0, \varepsilon_2(m)) - N^*(1, \varepsilon_3(m))
\end{cases}
\quad \dots \text{ for } N_r=3, (3.4-23b)$$

$$\begin{cases} \hat{N}_{T,0}(m) = N(0, \varepsilon_0(m)) + N^*(1, \varepsilon_1(m)) + N^*(2, \varepsilon_2(m)) + N(3, \varepsilon_3(m)) \\ \hat{N}_{T,1}(m) = N(1, \varepsilon_0(m)) - N^*(0, \varepsilon_1(m)) - N(3, \varepsilon_2(m)) + N^*(2, \varepsilon_3(m)) \\ \hat{N}_{T,2}(m) = N(2, \varepsilon_0(m)) + N(3, \varepsilon_1(m)) - N^*(0, \varepsilon_2(m)) - N^*(1, \varepsilon_3(m)) \end{cases} \quad \dots \text{ for } N_r=4, \quad (3.4-23c)$$

式(3.4-17)より，SFBC復号後の第 j 時間領域受信信号 $\hat{d}_{T,j}(t)$ は次式で表される．

$$\begin{aligned} \hat{d}_j(t) &= \frac{1}{\sqrt{(N_c/Q)}} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \hat{D}_j(m) \exp(j2\pi mt/(N_c/Q)) \\ &= \sqrt{2P} A_{N_r} \left(\frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \hat{H}_{T,A,j}(m, m) \right) d_j(t) + \mu_{T,j}^{PN}(t) + \mu_{T,j}^{ISI}(t) + \mu_{T,j}^{SI}(t) + \mu_{T,j}^{noise}(t) \end{aligned} \quad (3.4-24)$$

ただし， $\mu_{T,j}^{PN}(t)$ は1ブロック内のチャネルの時間変動に起因する位相雑音成分であり， $\mu_{T,j}^{ISI}(t)$ は残留ISI成分である．また $\mu_{T,j}^{SI}(t)$ は残留STBC符号干渉成分であり， $\mu_{T,j}^{noise}(t)$ は雑音成分である．それぞれ次式で表される．

$$\begin{cases} \mu_{T,j}^{PN}(t) = \sqrt{2P} A_{N_r} \left(\frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \sum_{\substack{m'=0 \\ \neq m}}^{N_c/Q-1} (\hat{H}_{R,A,j}(m, m') + \hat{H}_{R,D,j,j}(m, m')) \exp\left(j2\pi \frac{m-m'}{(N_c/Q)} t\right) \right) d_j(t) \\ \mu_{T,j}^{ISI}(t) = \sqrt{2P} A_{N_r} \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{\substack{t'=0 \\ \neq t}}^{N_c/Q-1} \left(\sum_{k=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} (\hat{H}_{R,A,j}(m, m') + \hat{H}_{R,D,j,j}(m, m')) \exp\left(j2\pi \frac{mt-m't'}{(N_c/Q)}\right) \right) d_j(t') \\ \mu_{T,j}^{SI}(t) = \sqrt{2P} A_{N_r} \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{J-1} \sum_{t'=0}^{N_c/Q-1} \left(\sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} (\hat{H}_{R,B,j,j'}(m, m') + \hat{H}_{R,D,j,j}(m, m')) \exp\left(j2\pi \frac{mt-m't'}{(N_c/Q)}\right) \right) d_{j'}(t') \\ \quad + \sqrt{2P} A_{N_r} \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{J-1} \sum_{t'=0}^{N_c/Q-1} \left(\sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} (\hat{H}_{R,C,j,j'}(m, m') + \hat{H}_{R,E,j,j'}(m, m')) \exp\left(j2\pi \frac{mt-m't'}{(N_c/Q)}\right) \right) d_{j'}^*(t') \\ \mu_{T,j}^{noise}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c/Q}} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \hat{N}_{T,j}(m) \exp(j2\pi mt/(N_c/Q)) \end{cases} \quad (3.4-25)$$

式(3.4-24)より，位相雑音成分，残留ISI成分，残留STBC符号干渉成分および雑音成分は多数の確率変数の平均値であり，中心極限定理よりガウス分布に従うため，それらの和 $\mu_{T,j}(t) = \mu_{T,j}^{PN}(t) + \mu_{T,j}^{ISI}(t) + \mu_{T,j}^{SI}(t) + \mu_{T,j}^{noise}(t)$ は新たなガウス変数とみなすことができる．さらに，これらの干渉は互いに独立であるため， $\mu_{T,j}(t)$ の分散 $2\sigma_{\mu_{T,j}}^2(t)$ は次式で与えられる．

$$2\sigma_{\mu_{T,j}}^2(t) = E\left[|\mu_{T,j}(t)|^2\right] = 2\sigma_{\mu_{T,j}^{PN}}^2(t) + 2\sigma_{\mu_{T,j}^{ISI}}^2(t) + 2\sigma_{\mu_{T,j}^{SI}}^2(t) + 2\sigma_{\mu_{T,j}^{noise}}^2(t) \quad (3.4-26)$$

ただし $2\sigma_{\mu_{T,j}^{PN}}^2(t) = E\left[|\mu_{T,j}^{PN}(t)|^2\right]$ ， $2\sigma_{\mu_{T,j}^{ISI}}^2(t) = E\left[|\mu_{T,j}^{ISI}(t)|^2\right]$ ， $2\sigma_{\mu_{T,j}^{SI}}^2(t) = E\left[|\mu_{T,j}^{SI}(t)|^2\right]$ および $2\sigma_{\mu_{T,j}^{noise}}^2(t) = E\left[|\mu_{T,j}^{noise}(t)|^2\right]$ はそれぞれ，位相雑音成分，残留ISI成分，残留SFBC符号干渉成分および雑音成分の分散である．2.4節と同様に導出することにより，それぞれ次式のように与えられる．

$$2\sigma_{\mu_{T,j}^{PN}}^2(t) = 2P A_{N_r} \left| \frac{1}{N_c/Q} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \sum_{\substack{m'=0 \\ \neq m}}^{N_c/Q-1} (\hat{H}_{R,A,j}(m, m') + \hat{H}_{R,D,j,j}(m, m')) \exp\left(j2\pi \frac{m-m'}{(N_c/Q)} t\right) \right|^2 \quad (3.4-27)$$

$$2\sigma_{\mu_{T,j}^{ISI}}^2(t) = 2PA_{N_r} \left\{ \frac{1}{N_c/Q} \sum_{m_1=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m_2=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} \left\{ \left(\hat{H}_{R,A,j}(m_1, m') + \hat{H}_{R,D,j,j}(m_1, m') \right) \right. \right. \\ \left. \left. \times \left(\hat{H}_{R,A,j}(m_2, m') + \hat{H}_{R,D,j,j}(m_2, m') \right)^* \right\} \exp \left(j2\pi \frac{(m_1 - m_2)}{N_c/Q} t \right) \right\} \\ \left. - \left| \frac{1}{N_c/Q} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} \left(\hat{H}_{R,A,j}(m, m') + \hat{H}_{R,D,j,j}(m, m') \right) \exp \left(j2\pi \frac{(m - m')}{N_c/Q} t \right) \right|^2 \right\} \quad (3.4-28)$$

$$2\sigma_{\mu_{T,j}^{SI}}^2(t) = 2PA_{N_r} \frac{1}{N_c/Q} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{J-1} \sum_{m_1=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m_2=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} \left\{ \left(\hat{H}_{R,B,j,j'}(m_1, m') + \hat{H}_{R,D,j,j'}(m_1, m') \right) \right. \\ \left. \times \left(\hat{H}_{R,B,j,j'}(m_2, m') + \hat{H}_{R,D,j,j'}(m_2, m') \right)^* \right. \\ \left. + \left(\hat{H}_{R,C,j,j'}(m_1, m') + \hat{H}_{R,E,j,j'}(m_1, m') \right) \right. \\ \left. \times \left(\hat{H}_{R,C,j,j'}(m_2, m') + \hat{H}_{R,E,j,j'}(m_2, m') \right)^* \right\} \exp \left(j2\pi \frac{(m_1 - m_2)}{N_c/Q} t \right) \quad (3.4-29)$$

$$2\sigma_{\mu_{T,j}^{noise}}^2(t) = 2N \cdot N_r \quad (3.4-30)$$

したがって、式(3.4-24), (3.4-27), (3.4-28), (3.4-29)および(3.4-30)より、時間・周波数二重選択性フェージング環境下での送信ロバストFDEを用いるSC-SFBCダイバーシチにおける瞬時受信 SINR の厳密解、 $\gamma_{T,j}(t)$ は次式で与えられる。

$$\gamma_{T,j}(t) = \frac{2P \left| \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \hat{H}_{T,A,j}(m, m) \right|^2}{\sigma_{\mu_{T,j}}^2} \\ = \frac{2P \left| \frac{1}{(N_c/Q)} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \hat{H}_{T,A,j}(m, m) \right|^2}{\left[P \left| \frac{1}{N_c/Q} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \sum_{\substack{m'=0 \\ \neq m}}^{N_c/Q-1} \left(\hat{H}_{T,A,j}(m, m') + \hat{H}_{T,D,j,j}(m, m') \right) \exp \left(j2\pi \frac{(m - m')}{N_c/Q} t \right) \right|^2 \right.} \\ \left. + P \left\{ \frac{1}{N_c/Q} \sum_{m_1=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m_2=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} \left\{ \left(\hat{H}_{T,A,j}(m_1, m') + \hat{H}_{T,D,j,j}(m_1, m') \right) \right. \right. \right. \\ \left. \left. \times \left(\hat{H}_{T,A,j}(m_2, m') + \hat{H}_{T,D,j,j}(m_2, m') \right)^* \right\} \exp \left(j2\pi \frac{(m_1 - m_2)}{N_c/Q} t \right) \right\} \right. \\ \left. - \left| \frac{1}{N_c/Q} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} \left(\hat{H}_{T,A,j}(m, m') + \hat{H}_{T,D,j,j}(m, m') \right) \exp \left(j2\pi \frac{(m - m')}{N_c/Q} t \right) \right|^2 \right\} \right. \\ \left. + P \frac{1}{N_c/Q} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{J-1} \sum_{m_1=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m_2=0}^{N_c/Q-1} \sum_{m'=0}^{N_c/Q-1} \left\{ \left(\hat{H}_{T,B,j,j'}(m_1, m') + \hat{H}_{T,D,j,j'}(m_1, m') \right) \right. \right. \\ \left. \times \left(\hat{H}_{T,B,j,j'}(m_2, m') + \hat{H}_{T,D,j,j'}(m_2, m') \right)^* \right. \\ \left. + \left(\hat{H}_{T,C,j,j'}(m_1, m') + \hat{H}_{T,E,j,j'}(m_1, m') \right) \right. \\ \left. \times \left(\hat{H}_{T,C,j,j'}(m_2, m') + \hat{H}_{T,E,j,j'}(m_2, m') \right)^* \right\} \exp \left(j2\pi \frac{(m_1 - m_2)}{N_c/Q} t \right) \right. \\ \left. + N_r N \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \left\| \mathbf{w}_T(n_r, \epsilon_q(m)) \right\|^2 \right] \quad (3.4-31)$$

最後に、QPSK データ変調を用いるものと仮定すると、送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバ
ーシチにおけるチャネル利得が与えられた時の条件付き BER, $P_{e,T,j}(t)$ はそれぞれ次式で与え
られる.

$$p_{e,T,j}(t) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{\gamma_{T,j}(t)}{4}} \right], \quad (3.4-32)$$

式(3.4-31)右辺分母第 1 項が 1 ブロック内のチャネルの時間変動に起因する位相雑音成分で
あり、第 2 項が残留 ISI 成分、第 3 項が残留 SFBC 符号干渉成分である。また第 4 項が雑音
成分である。

3.4.3 チャネルの周波数選択性が十分に小さい場合におけるロバスト FDE と瞬 時受信 SINR

以降、チャネルの周波数選択性が十分小さい場合におけるロバスト FDE と従来 FDE の関
係について議論する。なお簡単化のため、1FFT ブロック内のチャネルの時間変動は無視で
きるほど小さいものと仮定している。

(a) 受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバースチチの場合

チャネルの周波数選択性が十分小さい場合、
 $\mathbf{H}_R(n_t, \boldsymbol{\varepsilon}_0(m), \boldsymbol{\varepsilon}_0(m)) \approx, \dots, \approx \mathbf{H}_{R,Q-1}(n_t, \boldsymbol{\varepsilon}_{Q-1}(m), \boldsymbol{\varepsilon}_{Q-1}(m)) \approx \bar{\mathbf{H}}_R(n_t, m)$ が成り立つ。そこで上式を式
(3.3-12), (3.3-16)および式(3.3-21)に代入することで、周波数非選択性フェージング環境下
における受信ロバスト FDE 重みは次式で与えられる。

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_R(\boldsymbol{\varepsilon}_0(m)) \\ \mathbf{W}_R(\boldsymbol{\varepsilon}_1(m)) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{H}}_R^H(0, m) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(1, m) \\ \bar{\mathbf{H}}_R^H(0, m) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(1, m) \end{pmatrix} C_{RX}^{-1}(m) \quad \dots \text{ for } N_r=2, (3.4-33a)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_R(\boldsymbol{\varepsilon}_0(m)) \\ \mathbf{W}_R(\boldsymbol{\varepsilon}_1(m)) \\ \mathbf{W}_R(\boldsymbol{\varepsilon}_2(m)) \\ \mathbf{W}_R(\boldsymbol{\varepsilon}_3(m)) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{H}}_R^H(0, m) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(1, m) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(2, m) \\ \bar{\mathbf{H}}_R^H(0, m) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(1, m) & \boldsymbol{\Omega}(2, m) \\ \bar{\mathbf{H}}_R^H(0, m) & \boldsymbol{\Omega}(1, m) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(2, m) \\ \boldsymbol{\Omega}(0, m) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(1, m) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(2, m) \end{pmatrix} C_{RX}^{-1}(m) \quad \dots \text{ for } N_r=3, (3.4-33b)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_R(\boldsymbol{\varepsilon}_0(m)) \\ \mathbf{W}_R(\boldsymbol{\varepsilon}_1(m)) \\ \mathbf{W}_R(\boldsymbol{\varepsilon}_2(m)) \\ \mathbf{W}_R(\boldsymbol{\varepsilon}_3(m)) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{H}}_R^H(0, m) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(1, m) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(2, m) & \boldsymbol{\Omega}(3, m) \\ \bar{\mathbf{H}}_R^H(0, m) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(1, m) & \boldsymbol{\Omega}(2, m) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(3, m) \\ \bar{\mathbf{H}}_R^H(0, m) & \boldsymbol{\Omega}(1, m) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(2, m) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(3, m) \\ \boldsymbol{\Omega}(0, m) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(1, m) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(2, m) & \bar{\mathbf{H}}_R^H(3, m) \end{pmatrix} C_{RX}^{-1}(m) \quad \dots \text{ for } N_r=4, (3.4-33c)$$

ただし

$$C_{RX}^{-1}(m) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}_R(n_r, m)\|^2 + N_t \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1}. \quad (3.4-34)$$

である。また $\boldsymbol{\Omega}(n_r, m) = [\boldsymbol{\Omega}(0, n_r, m), \dots, \boldsymbol{\Omega}(N_r-1, n_r, m)]^T$ であり、 $\boldsymbol{\Omega}(n_r, n_t, k)$ は任意の複素数である。
式(3.4-33)で与えられるように、受信ロバスト FDE 重みの一部は任意の複素数であることが
分かる。これは式(3.3-11), (3.3-15)および(3.3-20)で示されるように、ロバスト FDE 重みの一
部は残留 ISI 成分にも雑音成分にも含まれず、MSE とは独立であるためである。ここで、

$\mathbf{\Omega}(n_r, m) = \bar{\mathbf{H}}_r^H(n_r, m)$ のときロバスト FDE 重みは従来 FDE 重みと一致する。したがって、準静的フェージング環境下における受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチでは、ロバスト FDE 重みと従来 FDE 重みは一致し、ともに等しい BER 特性を達成するといえる。

(b) 送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチの場合

チャネルの周波数選択性が十分小さい場合、 $\mathbf{H}_T(n_r, \varepsilon_0(m), \varepsilon_0(m)) \approx, \dots, \approx \mathbf{H}_T(n_r, \varepsilon_{Q-1}(m), \varepsilon_{Q-1}(m)) \approx \bar{\mathbf{H}}_T(n_r, m)$ が成り立つ。そこで上式を式(3.3-26), (3.3-30)および式(3.3-35)に代入することで、周波数非選択性フェージング環境下における送信ロバスト FDE 重みは次式で与えられる。

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_T(\varepsilon_0(m)) \\ \mathbf{W}_T(\varepsilon_1(m)) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{H}}_T^H(0, m) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(1, m) \\ \bar{\mathbf{H}}_T^H(0, m) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(1, m) \end{pmatrix} C_{TX}^{-1}(m) \quad \dots \text{ for } N_r=2, (3.4-35a)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_T(\varepsilon_0(m)) \\ \mathbf{W}_T(\varepsilon_1(m)) \\ \mathbf{W}_T(\varepsilon_2(m)) \\ \mathbf{W}_T(\varepsilon_3(m)) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{H}}_T^H(0, m) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(1, m) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(2, m) \\ \bar{\mathbf{H}}_T^H(0, m) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(1, m) & \mathbf{0} \\ \bar{\mathbf{H}}_T^H(0, m) & \mathbf{0} & \bar{\mathbf{H}}_T^H(2, m) \\ \mathbf{0} & \bar{\mathbf{H}}_T^H(1, m) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(2, m) \end{pmatrix} C_{TX}^{-1}(m) \quad \dots \text{ for } N_r=3, (3.4-35b)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_T(\varepsilon_0(m)) \\ \mathbf{W}_T(\varepsilon_1(m)) \\ \mathbf{W}_T(\varepsilon_2(m)) \\ \mathbf{W}_T(\varepsilon_3(m)) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{H}}_T^H(0, m) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(1, m) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(2, m) & \mathbf{0} \\ \bar{\mathbf{H}}_T^H(0, m) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(1, m) & \mathbf{0} & \bar{\mathbf{H}}_T^H(3, m) \\ \bar{\mathbf{H}}_T^H(0, m) & \mathbf{0} & \bar{\mathbf{H}}_T^H(2, m) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(3, m) \\ \mathbf{0} & \bar{\mathbf{H}}_T^H(1, m) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(2, m) & \bar{\mathbf{H}}_T^H(3, m) \end{pmatrix} C_{TX}^{-1}(m) \quad \dots \text{ for } N_r=4, (3.4-35c)$$

ただし

$$C_{TX}^{-1}(m) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}_T(n_r, m)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P}{N} \right)^{-1}. \quad (3.4-36)$$

である。式(3.3-9)と式(3.4-35)を比較すると、従来送信 FDE 重み行列は受信アンテナ本数にかかわらず密な行列であるのに対し、送信ロバスト FDE 重み行列は疎な行列であることがわかる。このことから送信ロバスト FDE 重みは従来 FDE 重みと比較して、送信 FDE 重みのノルムを小さくできる。

ついで、上記の送信 FDE 重みの違いが受信 SINR に与える影響について議論する。チャネルの周波数選択性が十分小さい場合、式(3.4-31)は次式のように変形できる。

$$\gamma_{T,j} = \frac{2PA_n^2 \left| \frac{1}{N_c/Q} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \hat{H}_{T,j}(m) \right|^2}{\sigma_{\mu_{r,j}}^2} = \frac{2P \left| \frac{1}{N_c/Q} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \hat{H}_{T,j}(m) \right|^2}{\left[P \left\{ \frac{1}{N_c/Q} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} |\hat{H}_{T,j}(m)|^2 - \left| \frac{1}{N_c/Q} \sum_{k=0}^{N_c/Q-1} \hat{H}_{T,j}(m) \right|^2 \right\} + N \cdot N_r \frac{1}{Q} \frac{1}{N_c} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\mathbf{W}_T(n_r, \varepsilon_q(m))\|^2 \right]} \quad (3.4-37)$$

ここで、

$$\begin{cases} \hat{H}_T(\varepsilon_0(m)) = \bar{\mathbf{H}}_T(0, m) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m)) \bar{\mathbf{H}}_T^H(1, m) \\ \hat{H}_T(\varepsilon_1(m)) = \bar{\mathbf{H}}_T(1, m) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m)) \bar{\mathbf{H}}_T^H(0, m) \end{cases} \dots, N_r=2, (3.4-38a)$$

$$\begin{cases} \hat{H}_T(\varepsilon_0(m)) = \bar{\mathbf{H}}_T(0, m) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m)) \bar{\mathbf{H}}_T^H(1, m) + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m)) \bar{\mathbf{H}}_T^H(2, m) \\ \hat{H}_T(\varepsilon_1(m)) = \bar{\mathbf{H}}_T(1, m) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m)) \bar{\mathbf{H}}_T^H(0, m) + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m)) \bar{\mathbf{H}}_T^H(2, m) \\ \hat{H}_T(\varepsilon_2(m)) = \bar{\mathbf{H}}_T(2, m) \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m)) \bar{\mathbf{H}}_T^H(0, m) + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m)) \bar{\mathbf{H}}_T^H(1, m) \end{cases} \dots, N_r=3, (3.4-38b)$$

$$\begin{cases} \hat{H}_T(\varepsilon_0(m)) = \bar{\mathbf{H}}_T(0, m) \mathbf{W}_T(0, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_1(m)) \bar{\mathbf{H}}_T^H(1, m) + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_2(m)) \bar{\mathbf{H}}_T^H(2, m) + \bar{\mathbf{H}}_T^H(3, m) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_3(m)) \\ \hat{H}_T(\varepsilon_1(m)) = \bar{\mathbf{H}}_T(1, m) \mathbf{W}_T(1, \varepsilon_0(m)) + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_1(m)) \bar{\mathbf{H}}_T^H(0, m) + \bar{\mathbf{H}}_T^H(3, m) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_2(m)) + \mathbf{W}_T^H(2, \varepsilon_3(m)) \bar{\mathbf{H}}_T^H(2, m) \\ \hat{H}_T(\varepsilon_2(m)) = \bar{\mathbf{H}}_T(2, m) \mathbf{W}_T(2, \varepsilon_0(m)) + \bar{\mathbf{H}}_T^H(3, k) \mathbf{W}_T(3, \varepsilon_1(m)) + \mathbf{W}_T^H(0, \varepsilon_2(m)) \bar{\mathbf{H}}_T^H(0, m) + \mathbf{W}_T^H(1, \varepsilon_3(m)) \bar{\mathbf{H}}_T^H(1, m) \end{cases} \dots, N_r=4, (2.4-38c)$$

である。式(3.4-37)より、瞬時受信 SINR は送信 FDE 重みのノルムが小さくなるほど大きくなる事が分かる。したがって、SC-STBC ダイバーシチの場合と同様に、送信 FDE 重みのノルムを小さくできる送信ロバスト FDE は、従来送信 FDE と比較して、周波数非選択性フェージング環境下における受信 SINR を向上できる。

また、式(3.4-37)に式(3.4-35)および(3.3-9)を代入することで、準静的フェージング環境下において送信ロバスト FDE および従来送信 FDE を用いる場合における受信 SINR, γ_{rob} および γ_{conv} はそれぞれ次式で与えられる。

$$\left\{ \begin{array}{l} \gamma_{rob} = \frac{2P \left(\frac{1}{N_c} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \tilde{H}_{rob}(m) \right)^2}{\left[P \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \tilde{H}_{rob}^2(m) - \left(\frac{1}{N_c} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \tilde{H}_{rob}(m) \right)^2 \right\} + N \cdot N_r \frac{J}{Q} \frac{1}{N_c} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \tilde{H}_{rob}(m) \right]} \\ \gamma_{conv} = \frac{2P \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{conv}(m) \right)^2}{\left[P \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \tilde{H}_{conv}^2(m) - \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{conv}(m) \right)^2 \right\} + N \cdot N_r \frac{1}{N_c} \sum_{m=0}^{N_c/Q-1} \tilde{H}_{conv}(m) \right]} \end{array} \right. (3.4-39)$$

ただし、

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{H}_{rob}(m) = \frac{\sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}_T(n_r, m)\|^2}{\sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}_T(n_r, m)\|^2 + N_r \left(\frac{P}{N} \right)^{-1}} \\ \tilde{H}_{conv}(m) = \frac{\sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}_T(n_r, m)\|^2}{\sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}_T(n_r, m)\|^2 + N_r \left(\frac{P}{N} \right)^{-1}} \end{array} \right. (3.4-40)$$

である。ここで送受信ダイバーシチにより十分に高い受信 SNR が得られる場合

$((1/N_r)(P/N)\sum_{n_r=0}^{N_r-1}\|\bar{\mathbf{H}}_T(n_r, m)\|^2 \gg 1)$, 式(3.4-39)は次式のように近似できる.

$$\begin{cases} \gamma_{rob.} \approx \frac{2}{N_r} \frac{1}{J/Q} \left(\frac{P}{N}\right) = \frac{1}{R_{SFBC}} \gamma_{conv.} \\ \gamma_{conv.} \approx \frac{2}{N_r} \left(\frac{P}{N}\right) \end{cases} \quad (3.4-41)$$

したがって, 送信ロバスト FDE は, 従来送信 FDE と比較して, 周波数非選択性フェージング環境下における受信 SINR を $1/R_{SFBC}$ 倍に向上できる. また式(3.4-41)で与えられるように, 受信 SINR の改善量は SFBC 符号化率にのみ依存する. したがって SFBC 符号化率が一定であれば, 送信ロバスト FDE は常に一定の改善量を得ることができる.

3.5 計算機シミュレーション

3.5.1 計算機シミュレーション諸元

計算機シミュレーション諸元を表 3-1 に示す。QPSK データ変調を仮定しており、FFT ブロックサイズ N_c および CP 長 N_g はそれぞれ $N_c=128$ および $N_g=32$ としている。時間周波数二重選択性フェージングを仮定しており、チャンネル情報は理想的に得られるものと仮定している。

表 3-1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter/receiver	Data modulation	QPSK
	FFT block size	$N_c=128$
	CP length	$N_g=32$
	Channel state information	Perfect
Channel	Fading type	Time/frequency double selective Rayleigh fading

3.5.2 受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチ

3.5.2.1 スペクトル分割数の影響

図 3-6 に受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおいて、スペクトル分割数 K を変化させた場合における送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す。ただし、送信アンテナ本数 N_t および受信アンテナ本数 N_r はそれぞれ $N_t=3$ および $N_r=2$ としている。また伝搬チャンネルは一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスの時間・周波数二重選択性フェージング（シンボル長 T_s で正規化された正規化 rms 遅延スプレッド τ_{rms}/T_s は $\tau_{rms}/T_s=4.61$ ）で特徴づけられるものとし、正規化ドップラー周波数 $f_D T_B$ は $f_D T_B=0.128$ としている。また比較のため、従来 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチを用いた場合、ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチを用いた場合の特性も同様に図 3-6 に示す。またそれぞれの特性においてマーカーが計算機シミュレーション値を、線が理論特性を示している。図 3-6 より、従来 FDE を用いる場合、エラーフロアが発生していることが分かる。これは 1SFBC 符号語内のチャンネルの周波数変動によって ISI および SFBC 符号干渉が発生するためである。また図 3-6 より受信ロバスト FDE を用いることで、周波数選択性が強い場合においても優れた平均 BER 特性を達成できることが分かる。これは 1SFBC 符号語内のチャンネルの周波数変動を考慮して最適化された FDE 重みを用いることで、1SFBC 符号語内のチャンネルの時間変動に起因する ISI および SFBC 符号干渉を抑圧できるためである。また図 3-6 より、スペクトル分割数が大きくなるにつれて BER 特性がさらに改善していることが分かる。たとえばスペクトル分割数を $K=8$ から最大値である $K=32$ と大きくすることで、 $BER=10^{-5}$ のための所要送信 E_b/N_0 を約 4dB 低減できる。図 3-5 で示されるように、スペクトル分割数が大きくなるにつ

れてひとつの SFBC 符号語がマッピングされるサブキャリアの間隔が近くなる。そのため、スペクトル分割数が大きくなるにつれて 1SFBC 符号語内の周波数変動が小さくなり、SFBC 符号干渉が小さくなる。また図 3-6 より、計算機シミュレーション値と理論特性が良く一致しており、前節における理論解析が妥当であることが分かる。

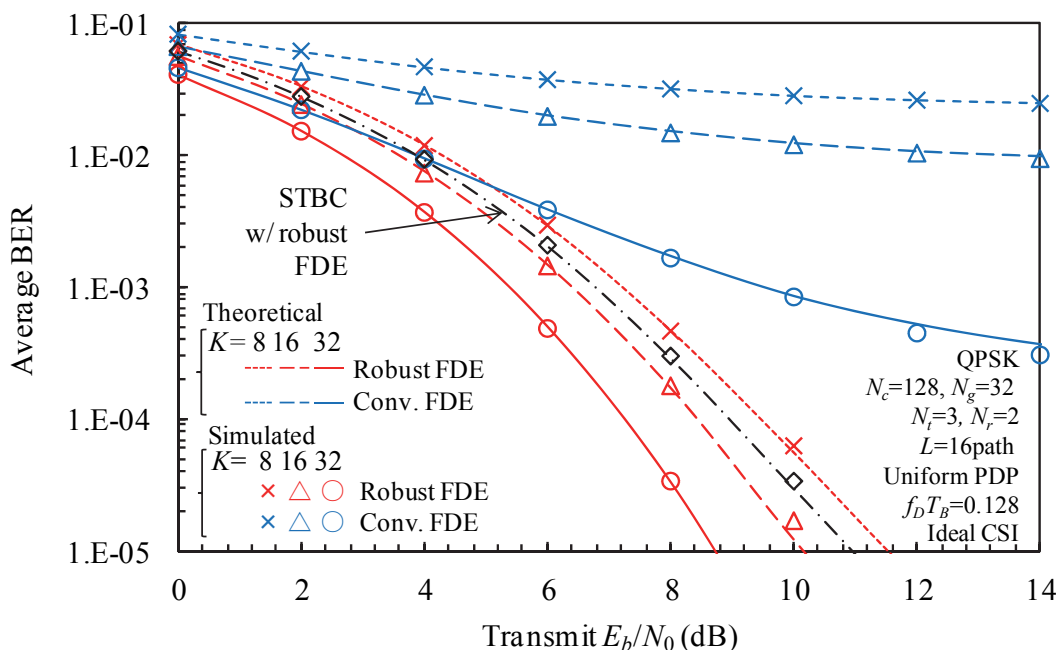


図 3-6 受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおいてスペクトル分割数が平均 BER 特性に与える影響

ついで、スペクトル分割数がピーク対平均電力比 (PAPR) に与える影響について議論する。受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチでは次式にしたがって PAPR を算出する。

$$PAPR = \frac{\max_t \left[|s(n, t)|^2 \right]}{E \left[|s(n, t)|^2 \right]} \quad (3.5-1)$$

図 3-7 に受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおいてスペクトル分割数 K を変化させた場合における PAPR の相補累積分布関数 (CCDF) 特性を示す。ただし送信アンテナ本数は $N_t=3$ としている。また比較のため、従来 SC 伝送を用いた場合および OFDM 伝送を用いた場合の特性も同様に図 3-7 に示す。図 3-7 より、スペクトル分割数が大きくなると一度 PAPR が大きくなるものの、さらに大きくすると PAPR が減少することが分かる。この理由については以下のように考えられる。一般的に PAPR は周波数成分間の位相の連続性によって決定され、周波数成分間の位相が無相関に近づくにつれて PAPR が増加してしまう。まずスペクトル分割数が比較的小さい場合は、スペクトル分割数が大きくなるにつれて、

周波数成分間の位相の不連続点が多くなるため PAPR が増加する。一方でスペクトル分割数が比較的大きい場合は、図 3-5 で示されるように、スペクトル分割数が大きくなるにつれて、一つの SC 信号がマッピングされる周波数成分の間隔が等間隔に近づく。その結果、周波数成分間の位相が連続に近づくため、PAPR が減少する。図 3-7 より、スペクトル分割数を最小値の $K=1$ から最大値の $K=32=N_c/Q$ に増加させた場合の PAPR の増大はたかだか 0.2dB である。また図 3-7 より、受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチの場合は SC 伝送の場合よりも PAPR が高くなってしまふことが分かる。これはサブキャリアマッピングにより、相関のない複数の SC 信号がマッピングされることで位相の不連続点が発生するためである。また送信アンテナ本数が 3 本以上の場合は、信号がマッピングされない周波数成分があり、その前後においても位相の不連続点が発生するため、PAPR はさらに高くなってしまふ。しかしながら、OFDM 伝送と比較すると受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチは依然として低い PAPR を達成できる。たとえばスペクトル分割数が $K=32$ の場合、受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチは OFDM 伝送と比較して PAPR の CCDF0.1%値を約 2dB 低減できる。

以上の議論から、受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチでは、PAPR の観点からもスペクトル分割数を最大値の $K=32$ と設定しても大きな PAPR の増大はないため、スペクトル分割数の最適値は $K=N_c/Q$ であるといえる。そこで以降の議論ではスペクトル分割数を $K=N_c/Q$ と設定して議論を行う。

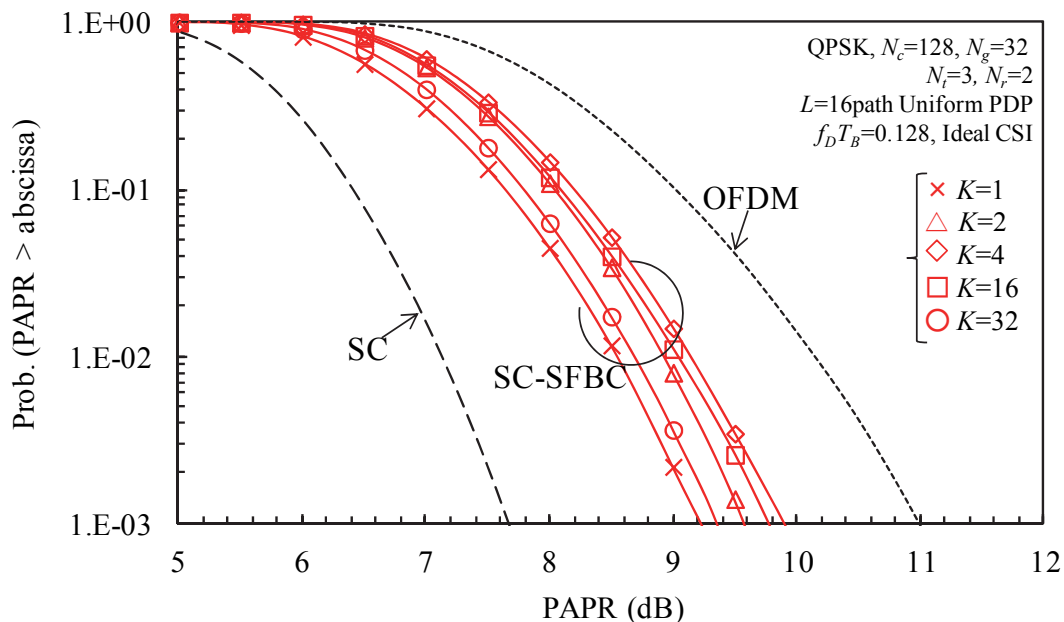


図 3-7 受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおいてスペクトル分割数が PAPR 特性に与える影響

3.5.2.2 送信アンテナ本数の影響

図 3-8 に受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおいて送信アンテナ本数を变化させた場合における送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す。ただし受信アンテナ本数は $N_r=2$ としている。伝搬チャネルは一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスの時間周波数二重選択性フェージング（シンボル長 T_s で正規化された正規化 rms 遅延スプレッド τ_{rms}/T_s は $\tau_{rms}/T_s=4.61$ ）で特徴づけられるものとし、正規化ドップラー周波数 $f_d T_B$ は $f_d T_B=0.128$ としている。また比較のため、従来 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおける特性も同様に図 3-8 に示す。また各特性において、マーカーが計算機シミュレーション値を、線が理論特性を示している。図 3-8 より、従来 FDE を用いる場合、エラーフロアは見られないものの平均 BER 特性が劣化していることが分かる。SC-SFBC ダイバーシチではスペクトル分割数を $K=N_c/Q$ と設定することで SFBC 符号干渉をある程度抑圧できる。しかしながら、隣り合った周波数成分間でもチャネルが周波数変動するような周波数選択性が強い場合は、依然として SFBC 符号干渉が発生してしまうため、平均 BER 特性が劣化してしまう。また図 3-8 より、受信ロバスト FDE は周波数選択性が強い環境下においても優れた平均 BER 特性が得られ、従来受信 FDE より常に優れた平均 BER 特性を達成できることが分かる。これは受信ロバスト FDE を用いることで SFBC 符号干渉を抑圧できるためである。さらに図 3-8 より、受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチでは、送信アンテナ本数を増加させるにつれて平均 BER 特性をさらに改善できることが分かる。前述のとおり、SC-SFBC ダイバーシチではスペクトル分割数を最大値の $K=N_c/Q$ と設定することで SFBC 符号干渉をある程度抑圧できる。その結果、送信アンテナ本数の増加に伴う SFBC 符号干渉の増大よりも空間ダイバーシチ効果による ISI の減少の方が大きいいため、送信アンテナ本数を増加させるにつれて平均 BER 特性が改善する。

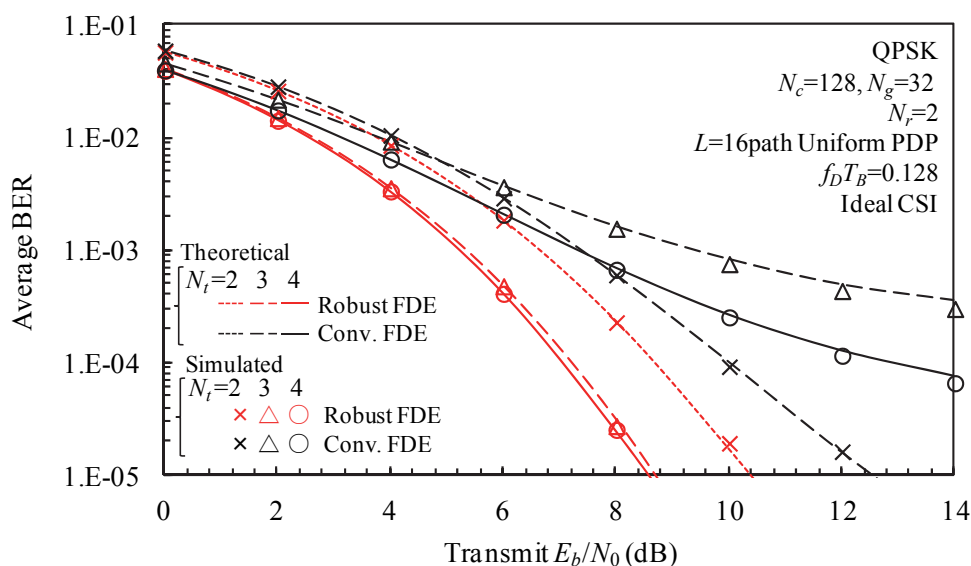


図 3-8 受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおける送信アンテナ本数の影響

3.5.2.3 受信アンテナ本数の影響

図 3-9 に受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおいて、受信アンテナ本数を変化させた場合における送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す。ただし、送信アンテナ本数 N_t は $N_t=3$ としている。伝搬チャネルは一律電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスの時間・周波数二重選択性フェージング（シンボル長 T_s で正規化された正規化 rms 遅延スプレッド τ_{rms}/T_s は $\tau_{rms}/T_s=4.61$ ）で特徴づけられるものとし、正規化ドップラー周波数 $f_D T_B$ は $f_D T_B=0.128$ としている。また比較のため、従来 FDE を用いる場合における特性も同様に図 3-9 に示す。またそれぞれの特性において、マーカーが計算機シミュレーション値を、線が理論特性を示している。図 3-9 より、受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチでは、ロバスト FDE を用いる場合および従来 FDE を用いる場合ともに受信アンテナ本数を増加させることで平均 BER 特性を改善できることが分かる。受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチでは、受信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチと同様に、SFBC 符号化率が送信アンテナ本数によって決定されるため、受信アンテナ本数を増加させたとしても SFBC 符号干渉は増加しない。したがって、受信アンテナ本数を増加させるにつれて、より大きな空間ダイバーシチ効果が得られ平均 BER 特性が改善する。また図 3-9 より、受信ロバスト FDE は 1SFBC 符号語内のチャネルの周波数変動に起因する ISI と SFBC 符号干渉を抑圧できるため、従来受信 FDE より常に優れた平均 BER 特性を達成できることが分かる。

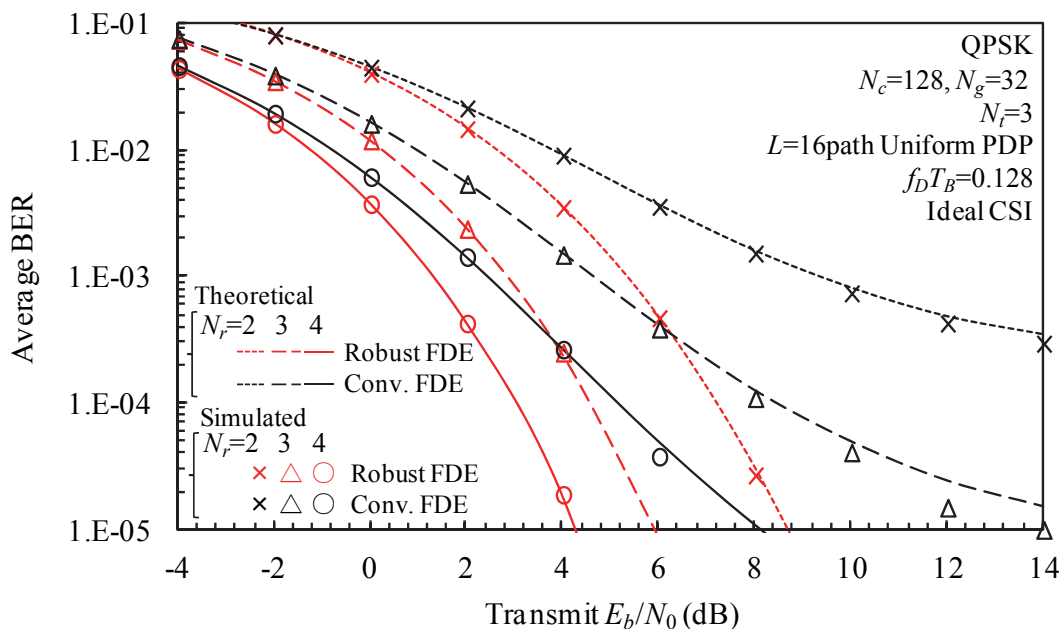


図 3-9 受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおける受信アンテナ本数の影響

3.5.2.4 チャネルの時間選択性と周波数選択性の影響

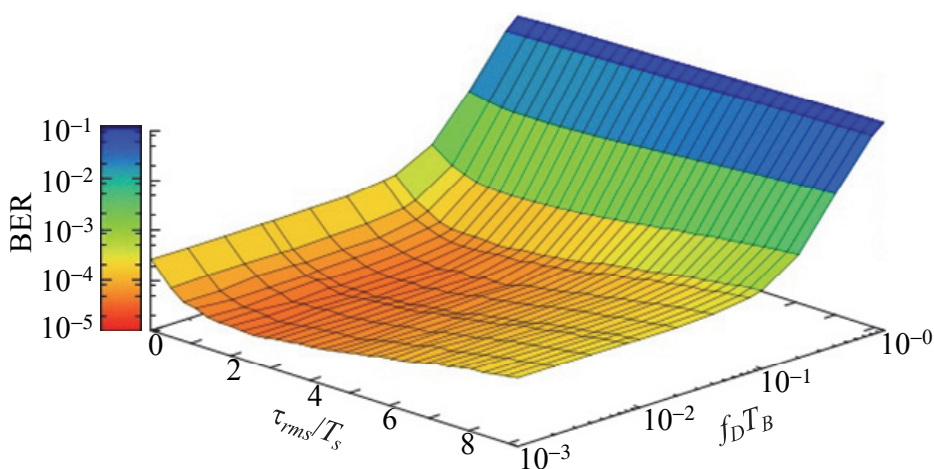
図 3-10 に受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおける正規化 rms 遅延スプレッド対正規化ドップラー周波数対平均 BER 特性を示す。ただし送信 E_b/N_0 は $E_b/N_0=7\text{dB}$ とし、送信アンテナ本数 N_t および受信アンテナ本数 N_r は $N_t=3$ および $N_r=2$ としている。3D グラフにおけるカラーは BER を示し、赤色は低 BER を、青色は高 BER を示している。また比較のため、従来受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチを用いた場合、受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチを用いた場合の特性も同様に図 3-10 に示す。図 3-10 より、SC-SFBC ダイバーシチを用いる場合、正規化 rms 遅延スプレッドが大きくなると一度 BER が改善するものの、それ以上正規化 rms 遅延スプレッドが大きくなると BER が劣化することが分かる。この理由については以下のように考えられる。まず SC-SFBC ダイバーシチは SC 伝送の一つであるため、周波数ダイバーシチ効果を得ることができ、周波数選択性が強くなるほど周波数ダイバーシチ利得が増加する。一方で SFBC ダイバーシチを行っているため、周波数選択性が強くなるほど 1SFBC 符号語内の周波数線変動が大きくなり、SFBC 符号干渉が増大してしまう。すなわち、SC-SFBC ダイバーシチでは、周波数ダイバーシチ効果による特性改善と SFBC 符号干渉による特性劣化がトレードオフの関係にある。周波数選択性が比較的弱い環境下では、SFBC 符号干渉による特性劣化より周波数ダイバーシチ効果による特性改善の方が大きいため、正規化 rms 遅延スプレッドが大きくなるにつれて平均 BER 特性が改善する。一方で周波数選択性が強い環境下では、周波数ダイバーシチ効果により特性改善よりも SFBC 符号干渉による特性劣化の方が大きいため、正規化 rms 遅延スプレッドが大きくなるにつれて平均 BER 特性が劣化してしまう。

また図 3-10(a)と図 3-10(b)より、受信ロバスト FDE を用いることで従来受信 FDE を用いる場合よりも所要 BER を達成可能な許容正規化 rms 遅延スプレッドを大きくできることが分かる。例えば所要 BER が $\text{BER}=10^{-3}$ の場合、従来 FDE を用いる場合における許容正規化 rms 遅延スプレッドは $\tau_{rms}/T_s=3.2$ であるのに対し、受信ロバスト FDE を用いる場合は許容正規化 rms 遅延スプレッドが 9.2 である場合においても所要 BER を達成できる。これは受信ロバスト FDE を用いることで、1SFBC 符号語内のチャネルの周波数変動に起因する SFBC 符号干渉を効果的に抑圧できるためである。ここで、帯域幅 $1/T_s=50\text{MHz}$ として、許容 rms 遅延スプレッドを求めると、従来 FDE を用いる場合は $\tau_{rms}=64\text{ns}$ 、ロバスト FDE を用いる場合は $\tau_{rms}=184\text{ns}$ となる。搬送波周波数 $f_c=5\text{GHz}$ の場合における都市部での遅延スプレッドの中央値は 100ns [3-5]であることを考慮すると、ロバスト FDE を用いることで帯域幅が 50MHz と広帯域の場合においても優れた伝送品質を達成できるといえる。

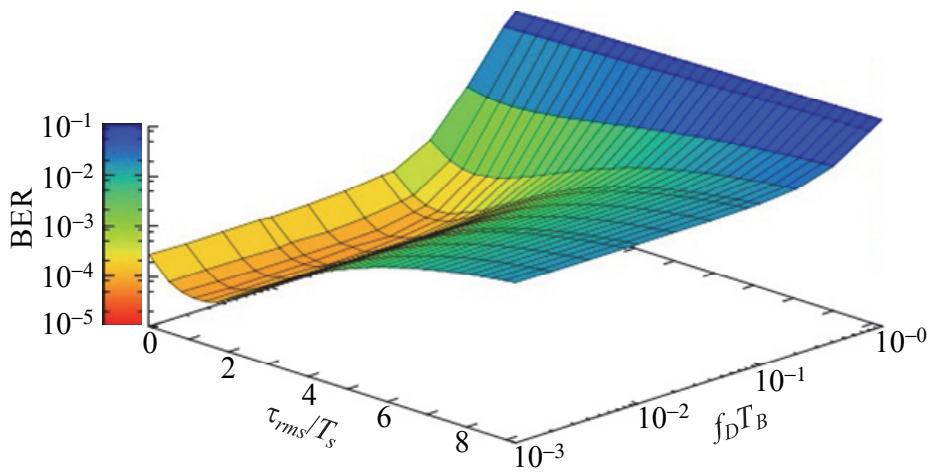
最後に、受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチと受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチの比較を行う。まず図 3-10(a)および図 3-10(c)より、正規化 rms 遅延スプレッドが大きい場合は、受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチの方が受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチより優れた平均 BER 特性を達成していることが分かる。これは SC-STBC ダイバーシチでは、周波数ダイバーシチ効果により周波

数選択性が強くなるほど特性が改善するのに対し、SC-SFBC ダイバーシチでは SFBC 符号干渉により周波数選択性が強くなるほど特性が劣化してしまうためである。しかしながら図 3-10(a), (b)および(c)より、受信ロバスト FDE を用いることで、従来受信 FDE を用いる場合よりも SC-STBC ダイバーシチからの劣化量を大幅に小さくできることが分かる。一方、図 3-10(a)および図 3-10(c)より、正規化ドップラー周波数が大きい場合は、受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチの方が受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチより優れた平均 BER 特性を達成できることが分かる。たとえば所要 BER=10⁻³ を達成可能な許容正規化ドップラー周波数で比較すると、受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける許容正規化最大ドップラー周波数は $f_D T_B = 0.08$ であるのに対し、受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおける許容正規化最大ドップラー周波数は $f_D T_B = 0.2$ となっており、SC-SFBC ダイバーシチを用いることで許容正規化ドップラー周波数を約 2 倍に大きくできる。これは SC-SFBC ダイバーシチを用いることで符号長を短くできるためである。搬送波周波数 $f_c = 5\text{GHz}$ 、ブロック長 $T_B = 71.4\mu\text{s}$ として、それぞれの場合における許容移動速度を算出すると、SC-STBC ダイバーシチにおける許容移動速度は 242km/h、SC-SFBC ダイバーシチにおける許容移動速度は 605km/h となる。このことから、受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチを導入することで、リニアモーターカー乗車時のような高速移動環境下においても所要伝送品質を満足できるといえる。

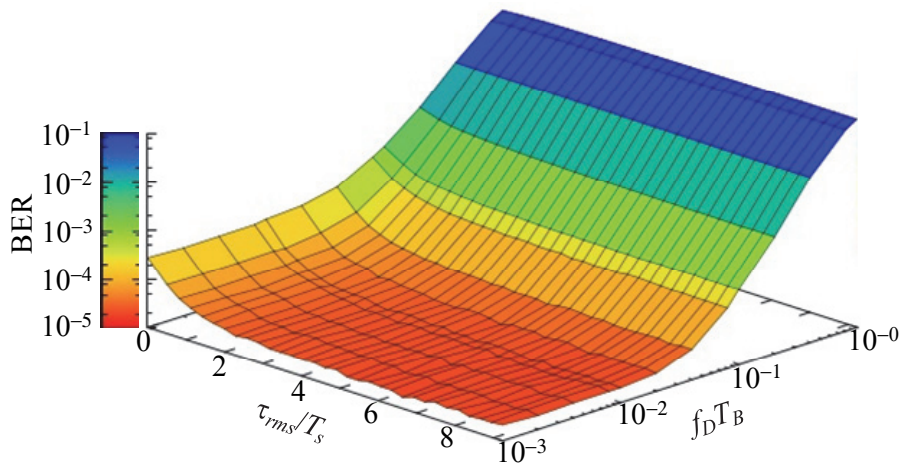
図 3-10(a)および図 3-10(c)より、正規化 rms 遅延スプレッドが 2.0 未満の場合は受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチと受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチは等しい特性を達成していること分かる。また正規化 rms 遅延スプレッドが 2.0 以上かつ正規化ドップラー周波数が 0.03 未満の場合は受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチが受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチより優れた平均 BER 特性を達成しており、正規化ドップラー周波数が 0.03 以上の場合は受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチが受信ロバスト FDE より優れた平均 BER 特性を達成している。



(a) 受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチの場合



(b) 従来受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチの場合



(c) 受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチの場合

図 3-10 受信 FDE を用いる SC 送受信ダイバーシチにおけるチャンネルの時間選択性および周波数選択性の影響

3.5.3 送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチ

3.5.3.1 スペクトル分割数の影響

図 3-11 に送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおいて、スペクトル分割数 K を変化させた場合における送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す。ただし送信アンテナ本数 N_t および受信アンテナ本数 N_r はそれぞれ $N_t=2$ および $N_r=3$ としている。また受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチの場合と同様に、伝搬チャネルは一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスの時間・周波数二重選択性フェージング（シンボル長 T_s で正規化された正規化 rms 遅延スプレッド τ_{rms}/T_s は $\tau_{rms}/T_s=4.61$ ）で特徴づけられるものとし、正規化ドップラー周波数 $f_D T_B$ は $f_D T_B=0.128$ としている。また比較のため、従来 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチを用いた場合、ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチを用いた場合の特性も同様に図 3-11 に示す。図 3-11 より、従来送信 FDE を用いる場合大きなエラーフロアが生じていることが分かる。これは 1SFBC 符号語内のチャネルの周波数変動に起因する SFBC 符号干渉によるものである。また送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチでは、送信 FDE 重み行列のノルムが大きくなるほど特性が劣化する。式(3.3-6)で与えられるように従来送信 FDE 重み行列は受信アンテナ本数に関わらず常に密な行列であるため、送信 FDE 重み行列のノルムが大きくなってしまふ。これにより受信 SINR が低下してしまふため、従来受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチを行う場合よりも特性が劣化してしまふ。一方図 3-11 より、送信ロバスト FDE を用いることで、従来 FDE を用いる場合よりも常に優れた平均 BER 特性を達成できることが分かる。これは受信ロバスト FDE の場合と同様に、1SFBC 符号語内のチャネルの周波数変動を考慮して最適化された FDE 重みを用いることで、1SFBC 符号語内のチャネルの周波数変動に起因する ISI と SFBC 符号干渉を抑圧できるためである。また送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチの場合においても、スペクトル分割数が大きくなるにつれて平均 BER 特性がさらに改善していることが分かる。これは、スペクトル分割数が大きくなるにつれて、1STBC 符号語がマッピングされるサブキャリアの間隔がせまくなり、結果として SFBC 符号干渉が小さくなるためである。このことから平均 BER 特性の観点からみると、スペクトル分割数の最適値は最大値 $K=N_t/Q$ であるといえる。

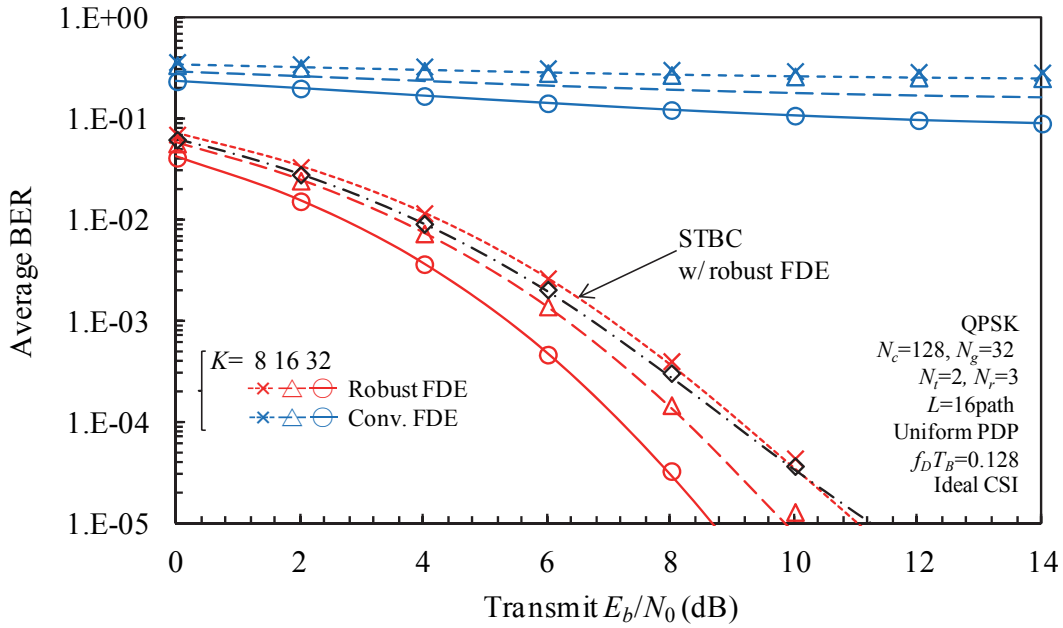


図 3-11 送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおいてスペクトル分割数が平均 BER 特性に与える影響

ついで、スペクトル分割数がピーク対平均電力比（PAPR）に与える影響について議論する。送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチでは次式に従い PAPR を算出する。

$$PAPR = \frac{\max_t \left[\left| \hat{s}(n, t) \right|^2 \right]}{E \left[\left| \hat{s}(n, t) \right|^2 \right]} \quad (3.5-2)$$

図 3-12 に送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおいて、スペクトル分割数を変化させた場合における PAPR の CCDF 特性を示す。ただし送信アンテナ本数 N_t および受信アンテナ本数 N_r はそれぞれ $N_r=2$ および $N_r=3$ としている。伝搬チャネルは一樣電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスの時間周波数二重選択性フェージング（シンボル長 T_s で正規化された正規化 rms 遅延スプレッド τ_{rms}/T_s は $\tau_{rms}/T_s=4.61$ ）で特徴づけられるものとし、正規化ドップラー周波数 $f_D T_B$ は $f_D T_B=0.128$ としている。また比較のため、SC 伝送を用いた場合および OFDM 伝送を用いた場合の特性も同様に図 3-12 に示す。図 3-12 と図 3-7 を比較すると、送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチでは受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチを用いる場合よりも PAPR が増大してしまうことが分かる。これは送信 FDE により SC 送信信号の位相とスペクトルが操作されることで、周波数成分間の位相が不連続になるためである。また図 3-12 より、送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチでは、スペクトル分割数を変化させたとしても PAPR があまり変化しないことが分かる。これはスペクトル分割数を変化させることによる PAPR の増大よりも送信 FDE による PAPR の増大

の方が大きいためである。たとえばスペクトル分割数を最小値の $K=1$ から最大値の $K=32$ に増加させた場合における PAPR の増大はただか 0.2dB である。

以上の議論から、PAPR の観点からもスペクトル分割数を最大値の $K=32$ と設定しても大きな PAPR の増大はないため、スペクトル分割数の最適値は $K=N_c/Q$ であるといえる。そこで以降の議論ではスペクトル分割数を $K=N_c/Q$ と設定して議論を行う。

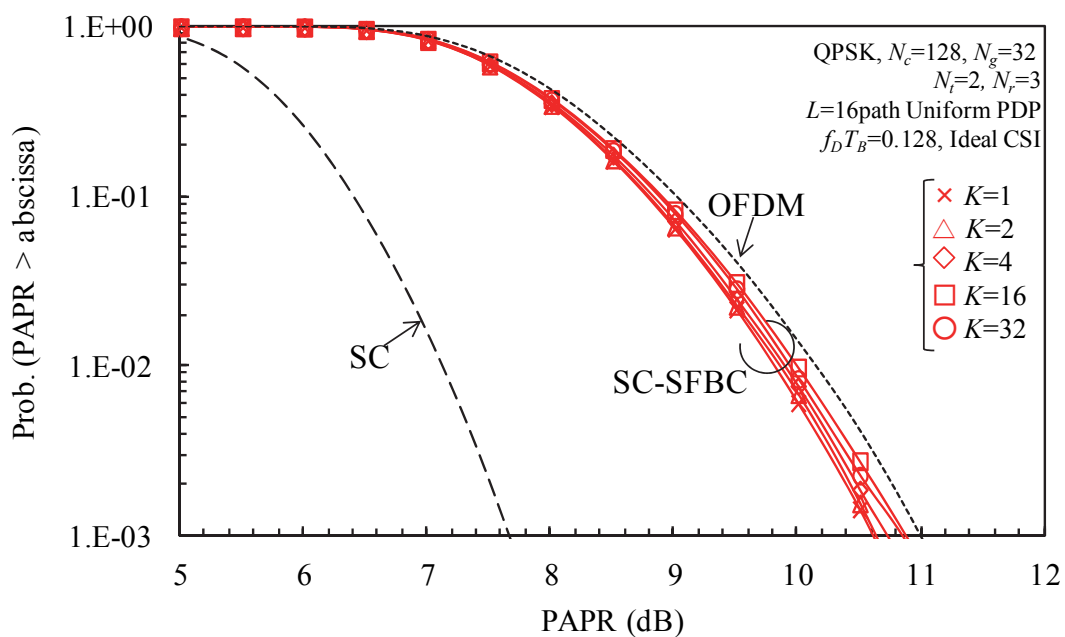


図 3-12 送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおいてスペクトル分割数が PAPR 特性に与える影響

3.5.3.2 送信アンテナ本数の影響

図 3-13 に送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおいて送信アンテナ本数を変化させた場合における送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す。ただし受信アンテナ本数 N_r は $N_r=3$ としている。伝搬チャネルは一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスの時間周波数二重選択性フェージング（シンボル長 T_s で正規化された正規化 rms 遅延スプレッド τ_{rms}/T_s は $\tau_{rms}/T_s=4.61$ ）で特徴づけられるものとし、正規化ドップラー周波数 $f_D T_B$ は $f_D T_B=0.128$ としている。また比較のため、従来 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおける特性も同様に図 3-13 に示す。図 3-13 より、従来送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチでは、送信アンテナ本数を増加させても平均 BER 特性を改善できないことが分かる。これは 1SFBC 符号語内のチャンネルの周波数変動に起因する SFBC 符号干渉によるものである。一方で、送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチでは送信アンテナ本数を増加させるにつれて平均 BER 特性をさらに改善できることが分かる。送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチでは、送信 FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチと同様に SFBC 符号化率が受信アンテナ本数によってのみ決定されるため、送信アンテナ本数を増加させても SFBC 符号干渉は増加しない。したがって、送信アンテナ本数を増加させることで、空間ダイバーシチ効果により ISI が効果的に抑圧されるため平均 BER 特性が改善する。

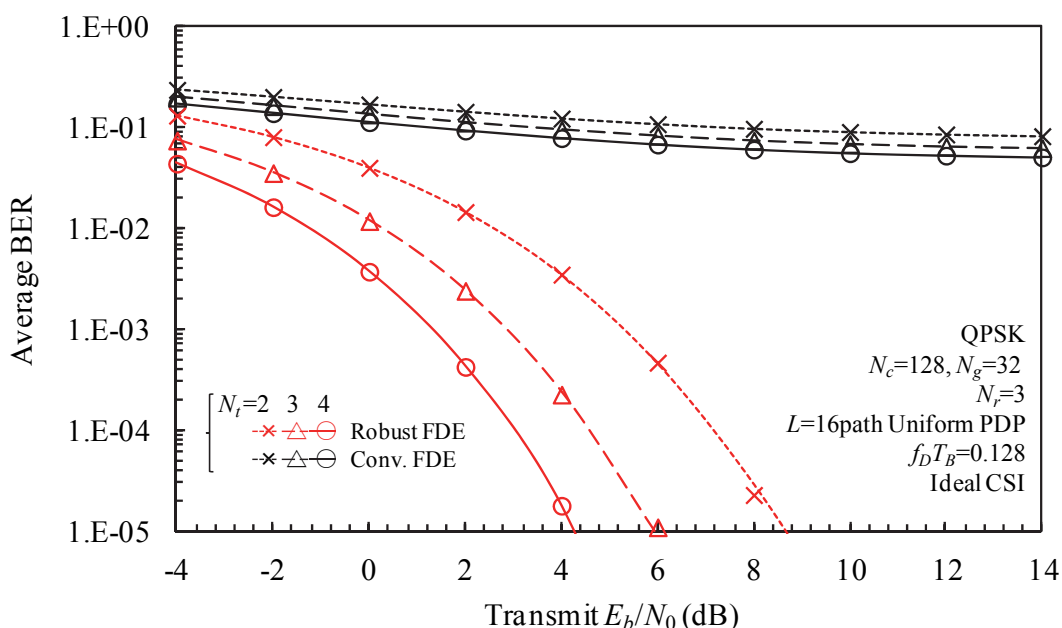


図 3-13 送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおける送信アンテナ本数の影響

3.5.2.4 受信アンテナ本数の影響

図 3-14 に送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバースチにおいて、受信アンテナ本数を変化させた場合における送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す。ただし送信アンテナ本数 N_t は $N_t=2$ としている。伝搬チャネルは一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスの時間周波数二重選択性フェージング（シンボル長 T_s で正規化された正規化 rms 遅延スプレッド τ_{rms}/T_s は $\tau_{rms}/T_s=4.61$ ）で特徴づけられるものとし、正規化ドップラー周波数 $f_D T_B$ は $f_D T_B=0.128$ としている。また比較のため、従来 FDE を用いる場合における特性も同様に図 3-14 に示す。図 3-14 より、これまでの議論と同様に、送信ロバスト FDE を用いることで従来送信 FDE を用いる場合よりも常に優れた平均 BER 特性を達成できることが分かる。また送信ロバスト FDE を用いる場合は、受信アンテナ本数を増加させるにつれて平均 BER 特性が改善していることが分かる。送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバースチでは、SFBC 符号化率が受信アンテナ本数によって決定されるため、受信アンテナ本数が増加するにつれて、残留 SFBC 符号干渉が増大する。しかしながら、スペクトル分割数を $K=N_c/Q$ と設定すれば SFBC 符号干渉をある程度抑圧できる。その結果、SFBC 符号干渉の増大より空間ダイバースチ効果による残留 ISI の低減の方が大きくなるため、受信アンテナ本数を増加させることでも平均 BER 特性を改善できる。

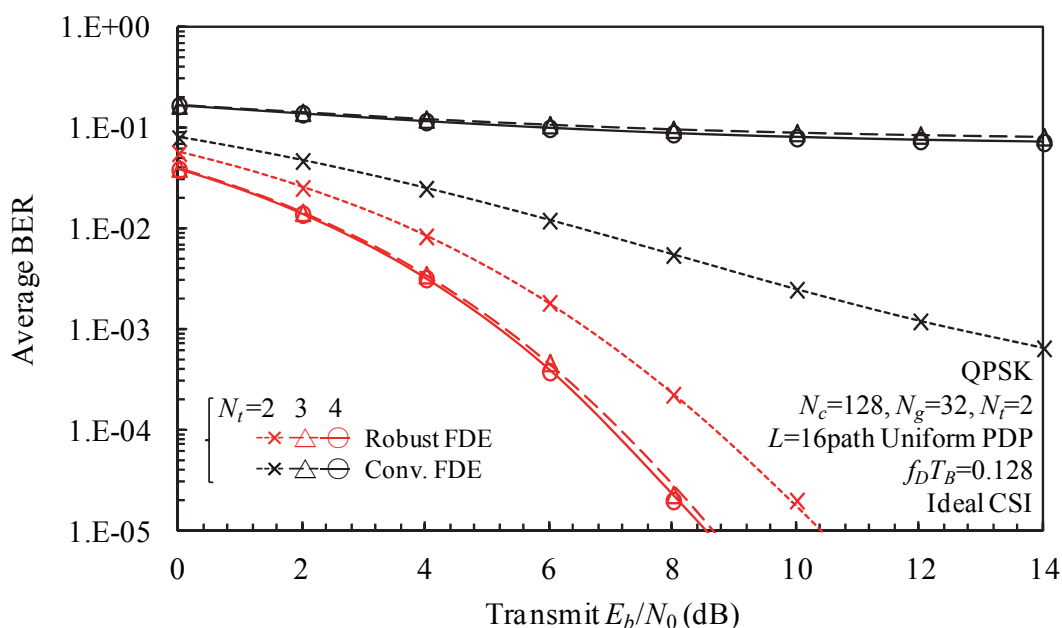


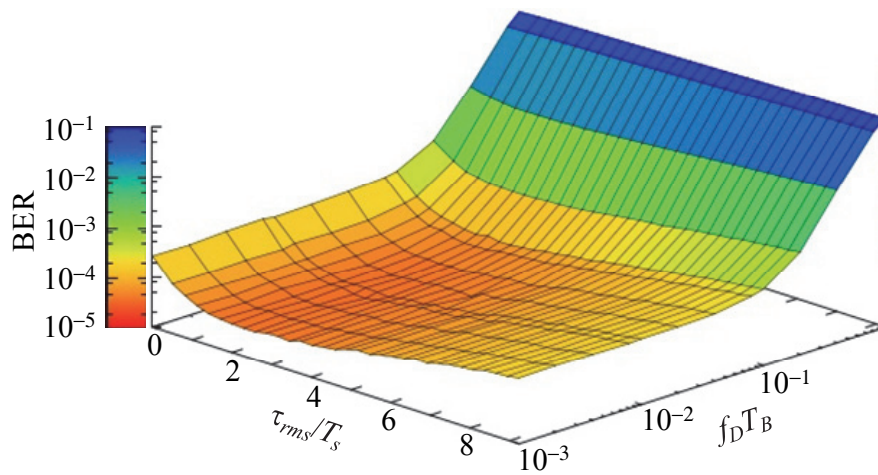
図 3-14 送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバースチにおける受信アンテナ本数の影響

3.5.2.4 チャネルの時間選択性と周波数選択性の影響

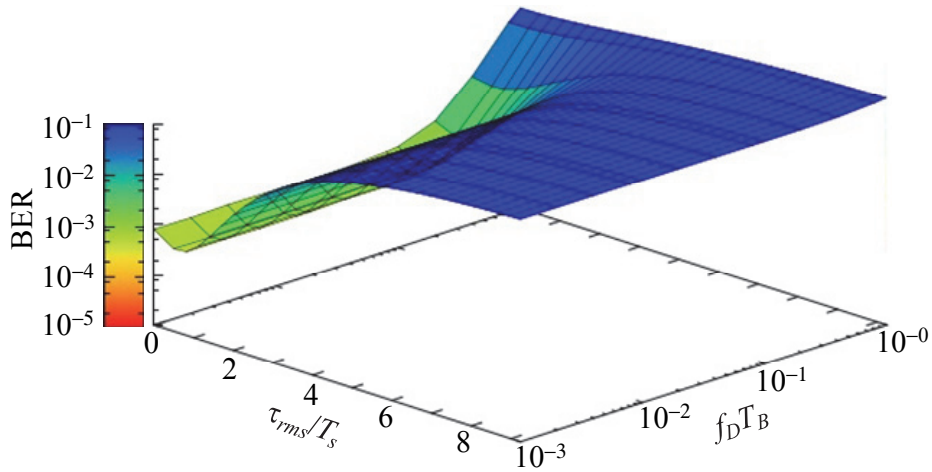
図 3-15 に送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおける正規化 rms 遅延スプレッド対正規化ドップラー周波数対平均 BER 特性を示す。ただし送信 E_b/N_0 は $E_b/N_0=7\text{dB}$ とし、送信アンテナ本数 N_t および受信アンテナ本数 N_r は $N_t=2$ および $N_r=3$ としている。3D グラフにおけるカラーは BER を示し、赤色は低 BER を、青色は高 BER を示している。また比較のため、従来送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチを用いた場合、送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチを用いた場合の特性も同様に図 3-15 に示す。図 3-15(b) より、従来送信 FDE を用いる場合は、正規化 rms 遅延スプレッドが大きくなると BER が著しく劣化し、従来受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチの場合よりも特性が劣化してしまうことが分かる。これは従来送信 FDE 重み行列が密であることで発生する受信信号電力損によるものと考えられる。一方図 3-15(a) および (b) より、送信ロバスト FDE を用いることで、従来送信 FDE を用いる場合よりも所要 BER を達成可能な許容正規化 rms 遅延スプレッドを大きくできることが分かる。たとえば所要 BER が $\text{BER}=10^{-3}$ の場合、従来送信 FDE を用いる場合における許容正規化 rms 遅延スプレッドは約 1.0 であるのに対し、送信ロバスト FDE を用いる場合は正規化 rms 遅延スプレッドが 9.2 の場合においても所要 BER を達成できる。

また図 3-15(a) および (c) より、チャネルの周波数選択性が強い場合は、送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチより送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチの方がより優れた伝送品質を達成していることが分かる。これは送信ロバスト FDE 後の残留 SFBC 符号干渉によるものである。しかしながら、チャネルの時間選択性が強い環境下では、送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチは送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチより優れた平均 BER 特性を達成できる。たとえば正規化 rms 遅延スプレッドが 2.0 の場合、送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチは、送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチを用いる場合と比較して、所要 $\text{BER}=10^{-3}$ を達成可能な正規化ドップラー周波数を約 2 倍に拡大できる。これは受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチの場合と同様に、SFBC ダイバーシチを用いることで符号長を短くできるためである。

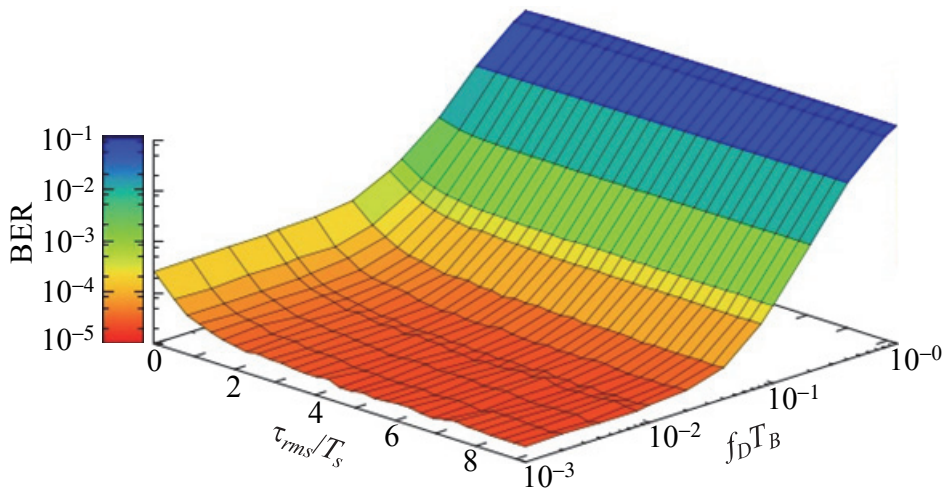
図 3-15(a) および図 3-15(c) より、正規化 rms 遅延スプレッドが 2.0 未満の場合は送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチと送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチは等しい特性を達成していること分かる。また正規化 rms 遅延スプレッドが 2.0 以上かつ正規化ドップラー周波数が 0.03 未満の場合は送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチが送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチより優れた平均 BER 特性を達成しており、正規化ドップラー周波数が 0.03 以上の場合は送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチが送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチより優れた平均 BER 特性を達成している。



(a) 送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチの場合



(b) 従来送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチの場合



(c) 送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチの場合

図 3-15 送信 FDE を用いる SC 送受信ダイバーシチにおけるチャネルの時間選択性と周波数選択性の影響

3.6 まとめ

本章では、時間・周波数二重選択性フェージング環境下においても優れた伝送品質を達成する手段として、SC-SFBC ダイバーシチに適したロバスト FDE を提案した。SC-SFBC ダイバーシチのためのロバスト FDE では、1SFBC 符号を構成する複数の周波数成分間で異なる FDE 重みを用いることを許容する。そして、1SFBC 符号内のチャネルの周波数変動を考慮したうえで、SFBC 符号化前の送信信号と SFBC 復号後の受信信号との MSE を最小とするように複数の FDE 重みを同時に決定する。これにより、1SFBC 符号語内のチャネルの周波数変動に起因する SFBC 符号干渉を抑圧し、周波数選択性フェージング環境下においても優れた伝送品質を達成できる。また 1FFT ブロック内におけるチャネルの時間変動をも考慮したうえで、時間・周波数二重選択性フェージング環境下での SC-SFBC ダイバーシチにおける伝搬チャネルが与えられた場合における瞬時受信 SINR の厳密解と条件付き瞬時 BER を導出した。計算機シミュレーションおよび理論解析により、以下のことを明らかにした。

(a) 受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチに関する検討

SC-SFBC ダイバーシチでは、スペクトル分割数が大きくなるにつれて平均 BER 特性が改善する。これはスペクトル分割数が大きくなるにつれて 1SFBC 符号語内のチャネルの周波数変動が小さくなるためである。またスペクトル分割数を大きくすると、始めは PAPR が増加するものの、さらにスペクトル分割数を大きくすると PAPR が減少する。その結果、スペクトル分割数を最小値から最大値に変化させた場合における PAPR の増大量はたかだか 0.2dB 程度となる。したがって、受信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチでは、BER 特性と PAPR 特性の両方の観点からも、スペクトル分割数を最大値と設定する方がよい。

送受信アンテナ本数に関わらず、受信ロバスト FDE は従来受信 FDE より常に優れた平均 BER 特性を達成できる。またスペクトル分割数を最大値と設定することで SFBC 符号干渉をある程度抑圧できるため、送信アンテナ本数を増加させることでも平均 BER 特性を向上できる。

受信ロバスト FDE を用いることで、従来受信 FDE を用いる場合よりも所要 $\text{BER}=10^{-3}$ を達成可能な許容 rms 遅延スプレッドを約 3 倍に大きくすることができる。また正規化 rms 遅延スプレッドが 2.0 以上かつ正規化ドップラー周波数が 0.03 未満の場合は受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチが受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチより優れた平均 BER 特性を達成し、正規化ドップラー周波数が 0.03 以上の場合は受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチが受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチより優れた平均 BER 特性を達成する。

(b) 送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチに関する検討

送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチにおいても、スペクトル分割数を大きくするこ

とで平均 BER 特性を改善できる。また送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチでは、送信 FDE による PAPR の増大が支配的であるため、スペクトル分割数を変化させても PAPR はほとんど変化しない。したがって、送信 FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチでも、スペクトル分割数を最大値と設定する方がよい。

従来送信 FDE を用いる場合は、チャネルの周波数変動に起因する SFBC 符号干渉および送信 FDE 重み行列のノルムの増大による受信 SINR の低下によって BER 特性が劣化してしまう。一方、送信ロバスト FDE では、送信 FDE 重み行列のノルムを小さくしつつチャネルの周波数変動に起因する SFBC 符号干渉も抑圧できるため、従来送信 FDE を用いる場合よりも平均 BER 特性を大幅に改善できる。また、スペクトル分割数を最大値と設定すれば SFBC 符号干渉をある程度抑圧できるため、送信ロバストを用いる場合は受信アンテナ本数を増加させることでも平均 BER 特性を向上できる。

送信ロバスト FDE を用いることで、従来受信 FDE を用いる場合よりも所要 BER= 10^{-3} を達成可能な許容 rms 遅延スプレッドを約 9 倍に大きくすることができる。また正規化 rms 遅延スプレッドが 2.0 以上かつ正規化ドップラー周波数が 0.03 未満の場合は送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチが送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチより優れた平均 BER 特性を達成し、正規化ドップラー周波数が 0.03 以上の場合は送信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチが送信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチより優れた平均 BER 特性を達成する。

参考文献

- [3-1] Y. Yupeng, Y. Dongfeng and W. Dalei, "Performance comparison of STBC and SFBC in turbo coded OFDM systems," Proc. 2005 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM2005), Wuhan, China, Sept. 2005.
- [3-2] S. Yiu, D. Calin, O. Kaya and Y. Kai, "Distributed STBC-OFDM and distributed SFBC-OFDM for frequency-selective and time-varying channels," Proc. Wireless Communications and Networking Conference (WCNC2012), Paris, France, Apr. 2012.
- [3-3] J. -H. Jang, H. C. Won and G. -H. Im, "Cyclic prefixed single carrier transmission with SFBC mobile wireless channels," IEEE Letters, Signal Processing, vol. 13, no. 5, pp. 261-264, May 2006.
- [3-4] D. -Y. Seol, U. -K. Kwon and G. -H. Im, "Performance of single carrier transmission with cooperative diversity over fast fading channels," IEEE Trnas. Commun., vol. 57, no. 9, pp. 2799-2807, Sept. 2009. IEEE Letters, Signal Processing, vol. 13, no. 5, pp. 261-264, May 2006.
- [3-5] H. Masui, K. Takahashi, S. Takahashi, K. Kobe and T. Kobayashi, "Distance dependence of microwave delay spreads measured in urban quasi line-of-sight environment," IEICE Trans. Commun., vol.E82-B, no. 12, pp. 1997-2003, Dec. 1999.

本章に関連する研究成果

国際会議[1 件]

- [1] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Frequency-Domain Equalization for Single-Carrier SFBC Diversity in a Frequency-Selective Fading," Proc. 2015 IEEE 82th Vehicular Technology Conference (VTC2015-Fall), Boston, United States, Sept. 2015.

国内研究会[1 件]

- [2] 宮崎寛之, 安達文幸, "周波数選択性フェージング環境下におけるシングルキャリア空間・周波数ブロック符号化ダイバーシチのための周波数領域等化," 信学技報, vol. 114, no. 395, RCS2014-283, pp. 85-90, 2015 年 1 月.

学内研究会[1 件]

- [3] 宮崎寛之, 安達文幸, "シングルキャリア空間・周波数ブロック符号化ダイバーシチに適した周波数領域等化," 伝送工学研究会, vol. 2014, no. 566-1, 2014 年 10 月.

第4章 結論

4.1 結論

本論文では、高速移動環境下における伝送品質のさらなる改善をめざし、SC-STBC ダイバーシチおよび SC-SFBC ダイバーシチのためのロバスト FDE をそれぞれ提案した。

第2章では、SC-STBC ダイバーシチにおける時間選択性フェージングに起因する特性劣化を克服する手段として SC-STBC ダイバーシチに適したロバスト FDE を提案した。SC-STBC ダイバーシチのためのロバスト FDE では、1STBC 符号語が複数の符号化ブロックで構成されていることに着目し、ブロックごとに一つの FDE 重みを用いる。そしてチャネルの周波数変動と STBC 符号語のチャネルの時間変動を考慮して複数の FDE 重みを同時に決定することで 1STBC 符号語内のチャネルの時間変動に起因する STBC 符号干渉を抑圧する。第2章では、はじめに 1STBC 符号語内のチャネルの時間変動を考慮した場合における STBC 符号化前の送信信号と STBC 復号後の受信信号との MSE を導出した後、MSE を最小とする送信および受信ロバスト FDE 重みの閉形式解を導出した。また 1FFT ブロック内のチャネルの時間変動をも考慮して高速移動環境下における SC-STBC ダイバーシチでの瞬時受信 SINR の厳密解および条件付き瞬時 BER を導出した。ついで、チャネルの時間選択性が十分に小さい場合における瞬時受信 SINR を求め、送信ロバスト FDE は準静的フェージング環境下における受信 SINR を従来送信 FDE と比較して符号化率の逆数倍にできることを示した。計算機シミュレーションにより、受信ロバスト FDE は、従来受信 FDE と比較して、所要 BER= 10^{-3} を達成可能な許容ドップラー周波数を約 3 倍に大きくできること、繰り返し干渉キャンセラと比較して約半分の演算量ではほぼ同等の平均 BER 特性を達成できることを明らかにした。また送信ロバスト FDE は、従来送信 FDE と比較して、所要 BER= 10^{-3} を達成可能な許容ドップラー周波数を約 6 倍に大きくできること、送信ロバスト FDE は準静的フェージング環境下における受信 SINR を従来送信 FDE と比較して符号化率の逆数倍にできることを明らかにした。

第3章では、SC-SFBC ダイバーシチにおける周波数選択性フェージングに起因する特性劣化を克服する手段として SC-SFBC ダイバーシチに適したロバスト FDE を提案した。SC-SFBC ダイバーシチのためのロバスト FDE では、1SFBC 符号語を構成する複数の周波数成分間で異なる FDE 重みを用いることを許容したうえで、1SFBC 符号語内のチャネルの周波数変動を考慮して複数の FDE 重みを同時に最適化することで、1SFBC 符号語内のチャネルの周波数変動に起因する SFBC 符号干渉を抑圧する。第2章と同様に、はじめに 1SFBC 符号語内のチャネルの周波数変動を考慮した場合における SFBC 符号化前の送信信号と SFBC 復号後の受信信号との MSE を導出した後、その MSE を最小とする送信および受信ロバスト FDE 重みの閉形式解を導出した。また 1FFT ブロック内のチャネルの時間変動と周波数変動の両方を考慮して、時間・周波数二重選択性フェージング環境下における SC-SFBC

ダイバーシチでの瞬時受信 SINR の厳密解と条件付き瞬時 BER を導出した。計算機シミュレーションにより、受信ロバスト FDE は従来受信 FDE と比較して $BER=10^{-3}$ を達成可能な許容正規化遅延スプレッドを約 3 倍にできること、送信ロバスト FDE は従来送信 FDE と比較して $BER=10^{-3}$ を達成可能な許容正規化遅延スプレッドを約 9 倍にできることを明らかにした。また SC-SFBC ダイバーシチにおけるサブキャリアマッピングの影響を議論し、SC-SFBC ダイバーシチでは BER と PAPR の両方の観点からも、SC 信号をサブキャリア単位に分割してマッピングする分散サブキャリアマッピングが最適であることを明らかにした。最後にロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチとロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチの比較を行い、受信ロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチは、第 2 章で提案した受信ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチと比較して $BER=10^{-3}$ を達成可能な許容正規化最大ドップラー周波数を約 2 倍にできること、rms 遅延スプレッド正規化 rms 遅延スプレッドが 2.0 以上かつ正規化ドップラー周波数が 0.03 未満の場合はロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチがロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチより優れた平均 BER 特性を達成し、正規化ドップラー周波数が 0.03 以上の場合はロバスト FDE を用いる SC-SFBC ダイバーシチがロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチより優れた平均 BER 特性を達成することを明らかにした。

4.2 今後の課題

本研究における今後の課題として以下のようなものが考えられる。

- ・ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチおよび SC-SFBC ダイバーシチの分散アンテナネットワークへの適用効果

本論文では、1 対 1 通信を仮定して、ロバスト FDE を用いることで時間・周波数二重選択性フェージングを克服できることを示した。しかしながら、次世代移動無線通信システムにおいて通信エリア全体で高速大容量なデータ伝送を実現するためには、伝搬損失およびシャドウィング損失をも克服する必要がある。伝搬損失およびシャドウィング損失を克服する手段として、分散アンテナネットワーク (DAN) [4-1]がよく知られている。また先行研究により、SC-STBC ダイバーシチと DAN を併用することで伝搬損失、シャドウィング損失および周波数選択性フェージングの影響を効果的に抑圧でき、通信エリア全体で優れた伝送品質を達成できることが明らかにされている[4-2]。しかしながら、上記の先行研究では、準静的フェージング環境下を仮定し、FDE には従来 FDE を用いるものと仮定していた。そこで、時間・周波数二重選択性フェージング環境下における DAN にロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチもしくは SC-SFBC ダイバーシチを適用することで、どの程度アウトエージ確率を低減できるか検討する必要がある。

- ・高精度チャネル推定の検討

本論文では、チャネル情報が理想的に得られるものと仮定してロバスト FDE の有効性を示した。ただし高速移動環境下では、チャネルの激しい時間変動によるチャネル推定精度の劣化が深刻な問題としてあげられる。そのため高速移動環境下においても高いチャネル推定精度を達成するチャネル推定法を確立する必要がある。

また送信 FDE を用いる伝送系では送信機においてチャネル情報が必要なため、どのようにして送信機がチャネル情報を得るかが重要な技術課題としてあげられる。上りリンクチャネルと下りリンクチャネルを時間で分割する時分割複信 (TDD) 伝送では、上りリンクと下りリンクで同一のチャネルが用いられるため、上りリンク伝送において推定したチャネル情報を下りリンク伝送に再利用することができる[4-3]。しかしながら高速移動環境下では、上りリンク伝送における受信時と下りリンク伝送における送信時とでチャネルが変動してしまうことでチャネル推定精度が劣化してしまう。したがって、チャネル推定精度の劣化は特に送信 FDE を用いる伝送系においてより顕著となる。そこで送信 FDE を用いる伝送系においても高いチャネル推定精度を達成するためのチャネル予測法および送信フレーム構成制御法について検討する必要がある。

- ・送信アンテナ本数が 5 本以上の場合におけるロバスト FDE 重みの導出

本論文では、送信 (受信) アンテナ本数が 4 本以下の場合における受信 (送信) ロバスト FDE 重みを導出したが、送信 (受信) アンテナ本数が 5 本以上の場合における受信 (送信) ロバスト FDE 重みは未だ導出されていない。送信アンテナ本数が 5 本以上の場合、STBC 符号長がさらに長くなるため、1STBC 符号語内のチャネルの時間変動に起因する STBC 符号干渉の影響がより顕著となる。そこで、送信 (受信) アンテナが 5 本以上の場合における受信 (送信) ロバスト FDE 重みについても検討する必要がある。

- ・1FFT ブロック内のチャネルの時間変動に起因する干渉を抑圧する技術に関する検討

本論文にて、ロバスト FDE を用いることで 1STBC 符号語内のチャネルの時間変動に起因する STBC 符号干渉を抑圧できることを示したが、1FFT ブロック内でもチャネルが時間変動するような高速移動環境下では、ロバスト FDE を用いたとしても 1FFT ブロック内のチャネルの時間変動に起因する干渉は抑圧できない。したがって、高速移動環境下における伝送品質を改善するためには 1FFT ブロック内のチャネルの時間変動に起因する干渉を抑圧する技術について検討する必要がある。1FFT ブロック内のチャネルの時間変動に起因する干渉を抑圧する技術として、マルチタップ周波数領域等化[4-4]や繰り返し干渉キャンセラ [4-5]がこれまでに検討されている。しかしながらこれらの手法ではいずれも高演算量が高い。そこで低演算量で 1FFT ブロック内のチャネルの時間変動に起因する干渉を抑圧する技術について検討する必要がある。

・ロバスト FDE の時空間周波数ブロック符号化ダイバーシチへの拡張

本論文では、STBC ダイバーシチと SFBC ダイバーシチのふたつに着目して、それぞれに適したロバスト FDE を提案したが、STBC ダイバーシチと SFBC ダイバーシチを組み合わせた時空間周波数ブロック符号化 (STFBC) ダイバーシチ[4-6]という手法もある。STBC ダイバーシチ、SFBC ダイバーシチおよび STFBC ダイバーシチとの違いは、符号を構成する次元のみであるため、本論文で提案したロバスト FDE は STFBC ダイバーシチにも容易に拡張することができると考えられる。そこで STFBC ダイバーシチに適したロバスト FDE についても検討する必要がある。

参考文献

- [4-1] F. Adachi, W. Peng, T. Obara, T. Yamamoto, R. Matsukawa and M. Nakada, "Distributed antenna network for gigabit wireless access," *International Journal of Electronics and Communications (AEUE)*, Elsevier, vol. 66, no. 8, pp. 605-622, Aug. 2012.
- [4-2] R. Matsukawa, T. Obara and F. Adachi, "Frequency-domain space-time block coded transmit/receive diversity for single-carrier distributed antenna network," *IEICE Communications Express (ComEX)*, vol. 2, no. 4, pp. 141-147, Apr. 2013.
- [4-3] S. Yoshioka, S. Kumagai, T. Yamamoto, T. Obara and F. Adachi, "Single-carrier STBC diversity using CDP-CE and linear inter/extrapolation in a doubly selective fading channel," *The 10th IEEE Vehicular Technology Society Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS2013)*, Seoul, Korea, Aug. 2013.
- [4-4] W. G. Jeon, K. H. Chang and Y. S. Cho, "An equalization technique for orthogonal frequency-division multiplexing systems in time-variant multipath channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 1, pp. 27-32, Jan. 1999.
- [4-5] L. Yang, C. Ming, S. Cheng and H. Wang, "Intercarrier interference cancellation of OFDM for time-varying channels," *Proc. 2004 IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM2004)*, vol. 6, pp. 3753-3757, Dec. 2004.
- [4-6] L. Wei and W. Siqui, "Space-time-frequency block coding over Rayleigh fading channels for OFDM systems," *Proc. 2003 International Conference on Communications Technology (ICCT2003)*, vol. 2, pp. 1008-1012, Apr. 2003.

謝辞

本研究を行うにあたり、終始丁寧なご指導ご鞭撻を賜りました東北大学大学院工学研究科安達文幸教授に深く感謝いたします。また、有益なご助言を頂いた東北大学大学院工学研究科陳強教授、末松憲治教授に深く感謝いたします。

研究を進める上で丁寧なご指導と数々の有益なご助言をくださいました小原辰徳博士（現：株式会社NTTドコモ）をはじめ、研究生生活を共にし、有益な討論や助言を頂いた安達研究室の先輩方に心から感謝いたします。

そして、約6年間研究生生活を共にし、様々な刺激を頂いた同輩の熊谷慎也氏、Amnart Thor Boonkajay 氏、修士時代をともに過ごした木村和裕氏、学士時代をともに過ごした Nguyen Van Ky 氏に深く感謝いたします。また有益な討論をしていただいた後輩の皆さまにも深く感謝いたします。

最後に、長年私を支えてくださった家族に心より感謝し、天国にいる母に祈りを捧げます。

本研究は以上の皆様のご協力のもと進められたものです。重ねて心より感謝いたします。

本論文に関連する研究成果

学術論文[2 件]

- [1] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Transmit Multi-Block FDE for Space-Time Block Coded Joint Transmit/Receive Diversity in a QUasi-Static Fading Channel," IEICE Trans. Commun., vol. E98-B, no.10, pp. 2068-2077, Oct. 2015.
- [2] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Frequency-Domain Equalization for Single-Carrier Block Coded Transmit Diversity in A High Mobility Environment," (accepted) IEICE Trans. Commun., vol. E99-B, no. 5, May 2016.

国際会議[5 件]

- [3] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Transmit FDE Weight Design for Single-Carrier Space-Time Block Coded Joint Transmit/Receive Diversity," Proc. The 9th International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICS2013), Tainan, Taiwan, Dec. 2013.
- [4] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Performance Analysis of Space-Time Block Coded Joint Tx/Rx Diversity Using Optimal Transmit FDE in Presence of Channel Estimation Error," Proc. 2014 IEEE 79th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Spring), Seoul, Korea, May 2014.
- [5] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Robust Frequency-Domain Equalization Against Doubly Selective Fading for Single-Carrier STBC Time-Division Duplex Transmission," Proc. The 10th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC2014), Nicosia, Cyprus, Aug. 2014.
- [6] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Adaptive Two-Dimension MIMO Channel Estimation for Single-Carrier STBC Time-Division Duplex Transmission," Proc. The 17th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC2014), Sydney, Australia, Sept. 2014.
- [7] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Frequency-Domain Equalization for Single-Carrier SFBC Diversity in a Frequency-Selective Fading," Proc. 2015 IEEE 82th Vehicular Technology Conference (VTC2015-Fall), Boston, United States, Sept. 2015.

国内研究会[8 件]

- [8] 宮崎寛之, 安達文幸, “時空間符号化送受信ダイバーシチのための最適送信周波数領域等化に関する一検討,” 信学技報, vol. 113, no. 130, RCS2013-116, pp. 209-214, 2013年7月

- [9] 宮崎寛之, 安達文幸, "最適送信周波数領域等化を用いる時空間符号化送受信ダイバーシチにおけるチャンネル推定誤差の影響に関する一検討," 信学技報, vol. 113, no. 246, RCS2013-159, pp. 97-102, 2013 年 10 月
- [10] 宮崎寛之, 安達文幸, "高速移動環境下におけるシングルキャリア時空間符号化時分割複信伝送のための周波数領域等化に関する一検討," 信学技報, vol. 113, no. 361, RCS2013-254, pp. 279-284, 2013 年 12 月
- [11] 宮崎寛之, 安達文幸, "マルチブロック FDE を用いるシングルキャリア時空間符号化時分割複信伝送のための高精度チャンネル推定法に関する一検討," 信学技報, vol. 113, RCS2013-386, pp.193-198, 2014 年 1 月
- [12] 宮崎寛之, 安達文幸, "周波数選択性フェージング環境下におけるシングルキャリア空間・周波数ブロック符号化ダイバーシチのための周波数領域等化," 信学技報, vol. 114, no. 395, RCS2014-283, pp. 85-90, 2015 年 1 月
- [13] 宮崎寛之, 安達文幸, "高速移動環境下におけるシングルキャリア時空間ブロック符号化ダイバーシチの理論解析に関する一検討," 信学技報, vol. 115, no. 396, RCS2015-289, pp. 55-60, 2016 年 1 月

学内研究会[3 件]

- [14] 宮崎寛之, 安達文幸, "循環遅延パイロットチャンネル推定および最適送信周波数領域等化を用いるシングルキャリア時空間符号化送受信ダイバーシチ," 伝送工学研究会, vol. 2013, no. 556-3, 2013 年 9 月
- [15] 宮崎寛之, 安達文幸, "高速移動環境下における時分割複信シングルキャリア時空間符号化送受信ダイバーシチ," 伝送工学研究会, vol. 2013, no. 558-1, 2013 年 11 月
- [16] 宮崎寛之, 安達文幸, "シングルキャリア空間・周波数ブロック符号化ダイバーシチに適した周波数領域等化," 伝送工学研究会, vol. 2014, no. 566-1, 2014 年 10 月

研究業績

受賞歴[3 件]

- IEEE VTS Japan 2012 Student Paper Award, 2012 年 9 月
- 2013 年度無線通信システム研究会活動奨励賞, 2014 年 5 月
- 電子情報通信学会東北支部平成 26 年度学生ランチ活動奨励賞, 2015 年 3 月

職歴

- 2014 年 4 月より日本学術振興会特別研究員

学術論文[5 件]

- [1] Hiroyuki Miyazaki, Tatsunori Obara and Fumiyuki Adachi, "Joint Transmit/Receive MMSE-FDE for Analog Network Coded Single-Carrier Bi-directional Multi-Antenna Relay," IEICE Trans. Commun., vol. E96-B, no.12, pp. 3153-3162, Dec. 2013.
- [2] Kazuhiro Kimura, Hiroyuki Miyazaki, Tatsunori Obara and Fumiyuki Adachi, "Single-Carrier Cooperative DF Relay Using Adaptive Modulation," IEICE Trans. Commun., vol. E97-B, no.2, pp. 387-395, Feb. 2014.
- [3] Takayoshi Iwata, Hiroyuki Miyazaki and F. Adachi, "Capacity-Fairness Controllable Scheduling Algorithms for Single-Carrier FDMA," IEICE Trans. Commun., vol. E97-B, no. 7, pp. 1474-1482, July, 2014.
- [4] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Transmit Multi-Block FDE for Space-Time Block Coded Joint Transmit/Receive Diversity in a Quasi-Static Fading Channel," IEICE Trans. Commun., vol. E98-B, no.10, pp. 2068-2077, Oct. 2015.
- [5] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Frequency-Domain Equalization for Single-Carrier Block Coded Transmit Diversity in A High Mobility Environment," (accepted) IEICE Trans. Commun., vol. E99-B, no. 5, May 2016.

国際会議[21 件]

- [1] Hiroyuki Miyazaki, Masayuki Nakada, Tatsunori Obara and Fumiyuki Adachi, "Adaptive Power Allocation for Bi-Directional Single-Carrier Relay Using Analog Network Coding," Proc. The 8th International Conference on Information, Communications and Signal Processing

(ICICS 2011), Singapore, Dec. 2011.

- [2] Hiroiyuki Miyazaki, Masayuki Nakada, Tatsunori Obara and Fumiyuki Adachi, "Joint Transmit/Receive MMSE-FDE for MIMO Analog Network Coding in Single-Carrier Bi-Directional Relay Communications," Proc. 2012 IEEE 76th Vehicular Technology Conference (VTC2012-Fall), Quebec, Canada, Sept. 2012.
- [3] Hiroiyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Adaptive Analog Network Coded Two-Way Relay," Proc. The 10th IEEE Vehicular Technology Society Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS 2013), Seoul, Korea, Aug. 2013.
- [4] Jimmy Hadi Susanto, Hiroiyuki Miyazaki, Katsuhiko Temma, Tetsuya Yamamoto and Fumiyuki Adachi, "Linearly Distributed Antenna Diversity Using Single Frequency Network for High-Speed Railway Communications," Proc. The 19th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC 2013), Bali Island, Indonesia, Aug. 2013.
- [5] Takayoshi Iwata, Kazuhiro Kimura, Hiroiyuki Miyazaki, Tatsunori Obara and Fumiyuki Adachi, "Capacity-Fairness Controllable Scheduling for Uplink Single-carrier FDMA," Proc. 2013 IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC2013-Fall), Las Vegas, United States, Sept. 2013.
- [6] Hiroiyuki Miyazaki, Tatsunori Obara and Fumiyuki Adachi, "Adaptive Window Width Control for Cyclic Shifted Pilot Aided Channel Estimation Suitable for SC-ANC Bi-Directional Relay Using Joint Tx/Rx MMSE-FDE," Proc. International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP 2013), Hangzhou, China, Oct. 2013.
- [7] Shohei Inoshita, Hiroiyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Uplink Capacity and Required Transmit Power of DS-CDMA DAN," Proc. 2013 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS2013), Okinawa, Japan, Nov. 2013.
- [8] Hiroiyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Transmit FDE Weight Design for Single-Carrier Space-Time Block Coded Joint Transmit/Receive Diversity," Proc. The 9th International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICS2013), Tainan, Taiwan, Dec. 2013.
- [9] Hiroiyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Performance Analysis of Space-Time Block Coded Joint Tx/Rx Diversity Using Optimal Transmit FDE in Presence of Channel Estimation Error," Proc. 2014 IEEE 79th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Spring), Seoul, Korea, May 2014.
- [10] Hiroiyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Robust Frequency-Domain Equalization Against Doubly Selective Fading for Single-Carrier STBC Time-Division Duplex Transmission," Proc. The 10th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC2014), Nicosia, Cyprus, Aug. 2014.
- [11] Hiroiyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Adaptive Two-Dimension MIMO Channel

- Estimation for Single-Carrier STBC Time-Division Duplex Transmission," Proc. The 17th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC2014), Sydney, Australia, Sept. 2014.
- [12] Chikara Endo, Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Space-Time Block Coded Amplify-and-Forward Cooperative Relay Without Channel State Information At Relay Station," Proc. The 17th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC2014), Sydney, Australia, Sept. 2014.
- [13] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Pseudo Block Coded Single-Carrier Frequency-Domain Equalization Transmission," Proc. 2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall), Vancouver, Canada, Sept. 2014.
- [14] Jimmy Hadi Susanto, Hiroyuki Miyazaki, Katsuhiko Temma and Fumiyuki Adachi, "Distributed Antenna Tx/Rx Diversity Using Sparse Channel Estimation in Doubly Selective Nakagami-Rice Fading Channel," Proc. 2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall), Vancouver, Canada, Sept. 2014.
- [15] Shohei Inoshita, Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Complexity-reduced Per-Antenna Multiple Access Interference Cancellation for DAN Using DS-CDMA," Proc. 2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall), Vancouver, Canada, Sept. 2014.
- [16] Fumiyuki Adachi and Hiroyuki Miyazaki, "STBC Decode-And-Forward OFDM Relay for Unmanned Aircraft System," Proc. The 2014 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC2014), Sendai, Japan, Nov. 2014.
- [17] Fumiyuki Adachi, Hiroyuki Miyazaki and Chikara Endo, "STBC AF Relay for Unmanned Aircraft Systems," Proc. SPIE Photonics West 2014, San Francisco, California, United States, Feb. 2015.
- [18] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Pseudo block coded single-carrier transmission using frequency-domain block signal detection," Proc. 2015 IEEE 81th Vehicular Technology Conference (VTC2015-Spring), Glasgow, Scotland, May 2015.
- [19] Chikara Endo, Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Cyclic Delay Pilot Channel Estimation for Space-Time Block Coded AF Relay," Proc. 2015 IEEE 12nd Vehicular Technology Society Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS2015), Singapore, Aug. 2015.
- [20] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Frequency-Domain Equalization for Single-Carrier SFBC Diversity in a Frequency-Selective Fading," Proc. 2015 IEEE 82th Vehicular Technology Conference (VTC2015-Fall), Boston, United States, Sept. 2015.
- [21] Hiroyuki Miyazaki and Fumiyuki Adachi, "Joint Tx/Rx FDE & Spectrum Combining for SC-ANC BI-Directional Relay in Presence of Timing Offset," Proc. The 10th International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICS 2011), Singapore,

Dec. 2015.

国内総合大会, ソサイエティ大会[10 件]

- [1] 宮崎寛之, 中田雅之, 小原辰徳, 安達文幸, “MIMO アナログネットワーク符号化を用いたシングルキャリア双方向中継通信におけるチャネル推定誤差に関する一検討,” 信学会総合大会, B-5-75, 2012 年 3 月
- [2] 宮崎寛之, 小原辰徳, 安達文幸, “MIMO-ANC およびマルチリレーANC を用いる SC 双方向中継通信のスループット特性比較に関する一検討,” 信学会ソサイエティ大会, B-5-3, 2012 年 9 月
- [3] 宮崎寛之, 小原辰徳, 安達文幸, “循環遅延パイロットチャネル推定を用いる MIMO アナログネットワーク符号化シングルキャリア双方向中継のスループット特性,” 信学会総合大会, B-5-25, 2013 年 3 月
- [4] 井下翔平, 宮崎寛之, 小原辰徳, 安達文幸, “DS-CDMA を用いる分散アンテナネットワーク上りリンク容量に関する一検討,” 信学会総合大会, B-5-73, 2013 年 3 月
- [5] 木村和裕, 宮崎寛之, 小原辰徳, 安達文幸, “適応変調とターボ符号化を用いる上りリンク SC 協調 DF リレーのスループット特性に関する一検討,” 信学会総合大会, B-8-21, 2013 年 3 月
- [6] 宮崎寛之, 安達文幸, “地上-UAS 連携マルチリンク MIMO 協調中継伝送におけるスループット特性,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-39, 2013 年 9 月
- [7] 宮崎寛之, 安達文幸, “ジョイント周波数領域等化・復号を用いる擬似ブロック符号化 OFDM 伝送,” 信学会総合大会, B-5-52, 2014 年 3 月
- [8] 安達文幸, 宮崎寛之, 遠藤力, “無人航空機システムにおける MIMO 時空間符号化中継,” 信学会ソサイエティ大会, BI-1-4, 2014 年 9 月
- [9] 宮崎寛之, 安達文幸, “送受信協調 SC-ANC 双方向中継における帯域制限フィルタの設計,” 信学会総合大会, B-5-57, 2015 年 3 月
- [10] 遠藤力, 宮崎寛之, 安達文幸, “時空間ブロック符号化 AF 中継伝送に及ぼすドップラーシフトの影響,” 信学会総合大会, B-5-57, 2015 年 3 月
- [11] 遠藤力, 宮崎寛之, 安達文幸, “アナログネットワーク符号化を用いる時空間ブロック符号化双方向中継伝送のための選択送信ダイバーシチ,” 信学会総合大会, B-5-83, 2016 年 3 月

国内研究会[38 件]

- [1] 宮崎寛之, 中田雅之, 小原辰徳, 安達文幸, “シングルキャリア・アナログネットワーク符号化上り/下りリンク双方向通信における電力配分法に関する一検討,” 信学技報, vol.110, no. 433, 2010-295, pp.271-276, 2011 年 3 月
- [2] 宮崎寛之, 中田雅之, 小原辰徳, 安達文幸, “シングルキャリア MIMO アナログネット

- ワーク符号化双方向通信における送信ダイバーシチおよび周波数領域等化に関する一検討,” 信学技報, vol. 111, no. 289, RCS2011-221, pp.191-196, 2011 年 11 月
- [3] 宮崎寛之, 中田雅之, 小原辰徳, 安達文幸, “シングルキャリア双方向中継通信における MIMO アナログネットワーク符号化のための送受信協調 MMSE-FDE に関する一検討,” 信学技報, vol. 111, no. 451, RCS2011-332, pp.95-100, 2012 年 3 月
- [4] 宮崎寛之, 小原辰徳, 安達文幸, “マルチリレーアナログネットワーク符号化を用いるシングルキャリア双方向中継通信における送受信協調 MMSE-FDE に関する一検討,” 信学技報, vol. 112, no. 89, RCS2012-73, pp.175-180, 2012 年 6 月
- [5] 岩田隆芳, 木村和裕, 宮崎寛之, 小原辰徳, 安達文幸, “上りリンク SC-FDMA 協調 AF リレーにおけるスケジューリングに関する検討,” 信学技報, vol. 112, no. 132, RCS2012-85, pp. 61-66, 2012 年 7 月
- [6] 宮崎寛之, 小原辰徳, 安達文幸, “アナログネットワーク符号化を用いるシングルキャリア HARQ 双方向中継通信のためのパケット再送法に関する一検討,” 信学技報, vol. 112, no. 192, RCS2012-117, pp. 127-132, 2012 年 8 月
- [7] 宮崎寛之, 小原辰徳, 安達文幸, “MIMO アナログネットワーク符号化を用いるシングルキャリア双方向中継通信のための時間多重パイロットチャネル推定法に関する一検討,” 信学技報, vol. 112, no. 351, RCS2012-213, pp. 179-184, 2012 年 12 月
- [8] 岩田隆芳, 木村和裕, 宮崎寛之, 小原辰徳, 安達文幸, “上りリンク SC-FDMA におけるサブキャリアブロック化を用いたユーザスケジューリング,” 信学技報, vol. 112, no. 443, RCS2012-297, pp.79-84, 2013 年 2 月
- [9] Jimmy Hadi Susanto, 宮崎寛之, 天間克宏, 小原辰徳, 山本哲矢, 安達文幸, “周波数選択性向上・ライスフェージング環境下におけるシングルキャリア単一周波数ネットワーク送受信ダイバーシチの伝送特性,” 信学技報, vol. 112, no. 443, RCS2012-298, pp.85-90, 2013 年 2 月
- [10] 松野貴徳, 木村和裕, 宮崎寛之, 山本哲矢, 安達文幸, “飛び越し経路によるダイバーシチを考慮したマルチホップ伝送における周波数割り当てに関する検討,” 信学技報, vol. 112, no. 443, RCS2012-304, pp.121-125, 2013 年 2 月
- [11] 宮崎寛之, 小原辰徳, 安達文幸, “適応変調符号化を用いるアナログネットワーク符号化 SC/OFDM ハイブリッド双方向中継通信に関する一検討,” 信学技報, vol. 112, no. 443, RCS2012-304, pp.133-138, 2013 年 2 月
- [12] 宮崎寛之, 安達文幸, “時空間符号化送受信ダイバーシチのための最適送信周波数領域等化に関する一検討,” 信学技報, vol. 113, no. 130, RCS2013-116, pp. 209-214, 2013 年 7 月
- [13] 井下翔平, 宮崎寛之, 安達文幸, “DS-CDMA 分散アンテナネットワークにおける上りリンク容量,” 信学技報, vol. 113, no. 194, RCS2013-123, pp. 1-6, 2013 年 8 月
- [14] 宮崎寛之, 安達文幸, “最適送信周波数領域等化を用いる時空間符号化送受信ダイバーシチにおけるチャネル推定誤差の影響に関する一検討,” 信学技報, vol. 113, no. 246,

- RCS2013-159, pp. 97-102, 2013 年 10 月
- [15] 松野貴徳, 宮崎寛之, 安達文幸, "飛び越し経路によるダイバーシチを考慮したマルチホップ伝送における干渉キャンセラに関する検討," 信学技報, vol. 113, no. 246, RCS2013-170, pp.163-168, 2013 年 10 月
- [16] 井下翔平, 宮崎寛之, 安達文幸, "分散アンテナネットワークにおける DS-CDMA および SC-FDMA の上りリンク容量比較," 信学技報, vol. 113, no. 361, RCS2013-253, pp. 273-278, 2013 年 12 月
- [17] 宮崎寛之, 安達文幸, "高速移動環境下におけるシングルキャリア時空間符号化時分割複信伝送のための周波数領域等化に関する一検討," 信学技報, vol. 113, no. 361, RCS2013-254, pp. 279-284, 2013 年 12 月
- [18] 岩田隆芳, 宮崎寛之, 安達文幸, "上りリンク SC-FDMA/SDMA における同時接続ユーザ数選択スケジューリング法に関する一検討," 信学技報, RCS2013-386, pp.163-168, 2014 年 1 月
- [19] 宮崎寛之, 安達文幸, "マルチブロック FDE を用いるシングルキャリア時空間符号化時分割複信伝送のための高精度チャネル推定法に関する一検討," 信学技報, RCS2013-386, pp.193-198, 2014 年 1 月
- [20] 宮崎寛之, 安達文幸, "疑似ブロック符号化シングルキャリア伝送とその周波数領域等化復号に関する一検討," 信学技報, vol.113, no.456, RCS2013-306, pp.1-5, 2014 年 3 月
- [21] Jimmy Hadi Susanto, 宮崎寛之, 天間克宏, 安達文幸, "高速移動環境下における分散アンテナ送受信ダイバーシチのスループット特性に関する一検討," 信学技報, vol.113, no.456, RCS2013-342, pp.217-222, 2014 年 3 月
- [22] 井下翔平, 宮崎寛之, 安達文幸, "DS-CDMA 分散アンテナネットワークにおけるユーザ選択 MAI キャンセラ," 信学技報, vol.113, no.456, RCS2013-308, pp.13-18, 2014 年 3 月
- [23] 遠藤力, 宮崎寛之, 安達文幸, "中継局でチャネル情報を必要としない時空間ブロック符号化協調 AF 中継伝送," 信学技報, vol. 114, no. 8, RCS2014-11, pp. 55-60, 2014 年 4 月
- [24] 宮崎寛之, 安達文幸, "疑似ブロック符号化シングルキャリア伝送への非線形周波数領域ブロック信号検出の適用に関する一検討," 信学技報, vol. 114, no. 86, RCS2014-57, pp. 143-148, 2014 年 6 月
- [25] 宮崎寛之, 安達文幸, "マルチコード直接スペクトル拡散伝送のための確率伝搬法に基づくジョイント周波数領域等化・逆拡散に関する一検討," 信学技報, vol. 114, no. 164, RCS2014-89, pp. 1-6, 2014 年 7 月
- [26] 遠藤力, 宮崎寛之, 安達文幸, "時空間ブロック符号化協調 AF リレーのための循環遅延パイロットチャネル推定法に関する一検討," 信学技報, vol. 114, no. 164, RCS2014-90, pp. 7-12, 2014 年 7 月
- [27] 井下翔平, 宮崎寛之, 安達文幸, "不均一ユーザ分布環境における DS-CDMA DAN のための適応アンテナ毎干渉キャンセラ," 信学技報, vol. 114, no. 284, SR2014-60, pp. 7-13,

2014年10月

- [28] Yumeto Mori, Shohei Inoshita, Hiroyuki Miyazaki and FumiYuki Adachi, "Optimum Number of Transmit Antennas for STTD in MC-CDMA Distributed Antenna Network," 信学技報, vol. 114, no. 284, SR2014-61, pp. 15-13, 2014年10月
- [29] 宮崎寛之, 安達文幸, "周波数選択性フェージング環境下におけるシングルキャリア空間・周波数ブロック符号化ダイバーシチのための周波数領域等化," 信学技報, vol. 114, no. 395, RCS2014-283, pp. 85-90, 2015年1月
- [30] 遠藤 力, 宮崎寛之, 安達文幸, "3本以上の中継局アンテナを用いる協調AF中継伝送のための時空間ブロック符号化," 信学技報, vol. 114, no. 395, RCS2014-272, pp. 19-24, 2015年1月
- [31] 宮崎寛之, 安達文幸, "タイミングオフセットが存在する環境下におけるSC-ANC双方向中継通信のためのジョイント送受信協調MMSE-FDE&スペクトル合成に関する一検討," 信学技報, vol. 114, no. 490, RCS2014-351, pp. 297-302, 2015年3月
- [32] 遠藤 力, 宮崎寛之, 安達文幸, "循環遅延ダイバーシチを用いた時空間ブロック符号化AF中継伝送," 信学技報, vol. 114, no. 490, RCS2014-350, pp. 291-296, 2015年3月
- [33] 盛 夢都, 井下翔平, 宮崎寛之, 安達文幸, "下りリンクMC-CDMA分散アンテナネットワークのための適応2次元ブロック拡散," 信学技報, vol. 114, no. 490, RCS2014-353, pp. 309-314, 2015年3月
- [34] 遠藤 力, 宮崎寛之, 安達文幸, "時空間ブロック符号化AF中継の実験評価," 信学技報, vol. 115, no. 113, RCS2015-46, pp. 1-6, 2015年6月
- [35] 遠藤 力, 宮崎寛之, 安達文幸, "アナログネットワーク符号化を用いた時空間ブロック符号化双方向協調中継に関する一検討," 信学技報, vol. 115, no. 181, RCS2015-133, pp. 7-12, 2015年8月
- [36] 遠藤 力, 宮崎寛之, 安達文幸, "アナログネットワーク符号化を用いる時空間ブロック符号化双方向中継伝送のための循環遅延パイロットチャネル推定," 信学技報, vol. 115, no. 288, RCS2015-210, pp. 121-126, 2015年11月
- [37] 宮崎寛之, 安達文幸, "分散アンテナ時空間ブロック符号化ダイバーシチへのマクロセル間連携の導入効果," 信学技報, vol. 115, no. 369, RCS2015-273, pp. 175-180, 2015年12月
- [38] 宮崎寛之, 安達文幸, "高速移動環境下におけるシングルキャリア時空間ブロック符号化ダイバーシチの理論解析に関する一検討," 信学技報, vol. 115, no. 396, RCS2015-289, pp. 55-60, 2016年1月
- [39] 宮崎寛之, 安達文幸, "分散アンテナ時空間ブロック符号化ダイバーシチのための適応分散アンテナ選択法に関する一検討," 信学技報, 2016年3月発表予定
- [40] 齋藤智之, 宮崎寛之, 安達文幸, "マルチセル環境下における分散アンテナSTBC送信ダイバーシチのOFDM下りリンク伝送特性に関する一検討," 信学技報, 2016年3月発表

表予定

- [41] 盛夢都, 宮崎寛之, 安達文幸, "分散アンテナ時空間ブロック符号化ダイバーシチを用いる OFDMA 下りリンクにおけるスケジューリングに関する検討," 信学技報, 2016年3月発表予定
- [42] 遠藤力, 宮崎寛之, 安達文幸, "アナログネットワーク符号化を用いる非再生中継用時空間ブロック符号化中継伝送への循環遅延ダイバーシチの導入効果," 信学技報, 2016年3月発表予定