The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

Title	広帯域無線通信システムにおける協力中継伝送方式に関する研究
Author(s)	畑本, 浩伸
Citation	大阪大学, 2011, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/1040
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

https://ir.library.osaka-u.ac.jp/

The University of Osaka

広帯域無線通信システムにおける
協力中継伝送方式に関する研究

2011 年

畑本 浩伸

謝辞

本論文は，大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻教授三瓶政一博士のご指導のもと，著者が同専攻在学中に行った研究成果をまとめたものである．本研究を進めるにあたり三瓶教授から賜ったご懇意なるご教示，ご鞭撻に対し，深甚なる感謝の意を表す次第である．

また，本研究を遂行し，研究成果をまとめるにあたり，大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻教授小牧省三博士，並びに同専攻准教授宮本伸一博士から賜ったご懇意なるご教示，ご鞭撻に対し，深甚なる感謝の意を表す次第である．

さらに，著者の大学院在学中，講義等を通じて通信工学の各分野に関して，及び本論文に関して多大なご指導を賜った，大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻教授北山研一博士，同教授河崎善一郎博士，同教授馬場口登博士，同教授滝根哲哉博士，同教授井上恭博士，並びに大阪大学産業科学研究所教授溝口理一郎博士，同教授鷲尾隆博士をはじめとする先生方に厚く感謝申し上げる．

著者は研究を進めるにあたり，大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻助教衣斐信介博士にご助言，ご激励を頂いた．ここに厚くお礼申し上げる．

また，著者の大学院在学中，折にふれ熱心なご討論と有益なご助言を頂いた大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻ワイヤレスシステム工学領域三瓶研究室卒業生である松岡秀浩博士（以下，所属略），橋本真幸博士，花岡誠之博士，山中仁昭博士，中西俊之博士，横枕一成博士，汐月昭彦氏，中川純氏，原田（旧姓：酒井）朋子氏，馬場崇氏，岡坂昌蔵氏，谷尾卓俊氏，原田諭氏，渡辺卓磨氏，浅原誠之氏，田村尚志氏，大西聡明氏，岡田暁彦氏，新田（旧姓：小畑）晴香氏，荒木真敬氏，伊東北斗氏，河北龍之介氏，合田雄一氏，佐藤達也氏，河下真臣氏，河本健二氏，竹林篤史氏，長岡聡氏，延山陽徳氏，溝渕正倫氏，青木朝海氏，尾上愛実氏，馬場康弘氏，平井聡氏に厚く感謝申し上げる．さらに，同研究室在学生である D.Q. Thang 氏，高田直幸氏，早田直樹氏，嶋本廣大氏，的場弘樹氏，原冰氏をはじめとする諸兄に厚くお礼申し上げる．加えて，同研究室前秘書山田（旧姓：増永）雅子氏にご激励を頂いた．厚くお礼申し上げる．

そして，本論文作成の期間においてご厚誼を頂いた，沖電気工業株式会社無線技術研究開発部部長浜口雅春氏，同部チームマネージャ清水聡博士，中林昭一氏（以下，所属略），菊池典恭氏，浅野欽也氏，星名悟氏，金子富氏，清水希氏，並びに沖電気工業株式会社研究開発センタ山口徳郎博士，同研究開発センタ片桐一浩氏に感謝の意を表す次第である．

最後に，惜しみない援助と理解を頂いた家族に心より感謝する．

内容梗概

本論文は，著者が大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻在学中に行った，広帯域無線通信システムにおける協力中継伝送方式に関する研究をまとめたものであり，以下に示す 6 章により構成されている．

第 1 章は序論であり，本研究の背景となる研究分野に関して現状と問題点を述べ，本研究の位置付けを明らかにする．

第 2 章では，無線アクセスシステムがユーザに提供する伝送特性として，ピーク伝送速度ではなく，99 % の確率で保証される最低スループットを表す 1 % スループットがより適していることを示した上で，送信機を電柱程度の高さに設置し，伝送速度が 100 Msymbol/s 程度の広帯域伝送の伝送特性を 1 % スループット特性の観点で検討した結果，シングルホップ伝送では，現実的な送信電力によって経済的なゾーン半径である数 100 m 程度のエリアをカバーすることが不可能であることを明らかにする．そして，その解決策として協力中継伝送が有望との観点から，広帯域無線通信システムにおける従来の再送方式並びに協力中継伝送方式における課題を明確化し，本論文における研究の意義を明確化する．

第 3 章では，無線メッシュネットワークにおいて瞬時伝搬路応答を利用した協力中継伝送を実施する上で，各ノードは，周辺ノードとの間の平均的リンク品質の把握に基づいて中継可能なノード群を常に把握することが必要であるとの認識の下，メッシュネットワーク内の各リンクの平均リンク品質を推定し，中継可能なノード群を常に把握するためのノードサーチ方式を提案する．そして，計算機シミュレーションによりその特性を評価し，提案方式の有効性を明らかにする．

第 4 章では，シングルホップ伝送において所望の 1 % スループットは得られないものの通信不能状態までは至っていない場合に，生起ノードと宛先ノード間のシングルホップ伝送を基本とし，宛先ノードにおいて伝送誤りが発生した場合にのみ，中継ノードにおいてダイナミックスペクトル制御に基づき初回伝送時に大きな歪みを受けたスペクトルを再送する，部分スペクトル再送方式を提案する．また計算機シミュレーションにより，提案方式の伝送特性を評価し，提案方式の有効性を明らかにする．

第 5 章では，シングルホップ伝送では通信不能状態となる場合に，無線メッシュネットワークおいて，中継可能なノード群から並列中継のためのノード群を適宜選択し，各リンクの瞬時伝搬路特性を最大限活用することで所望のスループット特性を実現する並列中継伝送方式を提案する．また計算機シミュレーションにより，提案方式の伝送特性を評価し，提案方式の有効性を明らかにする．

第 6 章は結論であり，本研究で得られた結果の総括を行う．

目 次

謝辞 **i**

内容梗概 **iii**

主な記号 **xiii**

主な略語 **xv**

第 1 章　序論 **1**

第 2 章　送信電力制約下における広帯域無線通信システムの課題 **9**

2.1　緒言 9
2.2　無線通信システムにおける電波伝搬 9
2.2.1　無線通信システムの回線設計と電波伝搬の関係 9
2.2.2　パスロス 10
2.2.3　シャドウィング 11
2.2.4　瞬時変動 12
2.2.5　広帯域伝送時の受信信号電力 15
2.3　広帯域シングルキャリア伝送と通信路容量 16
2.3.1　広帯域無線通信システム 16
2.3.2　広帯域伝送モデル 18
2.3.3　広帯域シングルキャリア伝送に関する計算機シミュレーション . . 24
2.4　無線メッシュネットワークにおけるマルチホップ伝送方式 29
2.5　従来の HARQ 方式 30
2.5.1　無線通信システムにおける再送 30
2.5.2　Chase Combining 31
2.5.3　Incremental Redundancy 31
2.5.4　従来の再送方式に関する計算機シミュレーション 33
2.6　従来の協力中継伝送方式 34
2.6.1　無線通信システムにおける協力中継伝送 34
2.6.2　マルチパスルーティング方式 34

2.6.3 平均受信信号電力基準の中継ノード選択方式 35
2.6.4 送信ダイバーシチ効果を獲得可能な中継伝送方式 37
2.7 広帯域無線通信システムの課題 38
2.7.1 従来の HARQ の課題 38
2.7.2 従来の協力中継伝送の課題 39
2.8 広カバレッジ環境において広帯域伝送を可能とする無線通信システム設計のシナリオ 41
2.8.1 メッシュ構造を用いた協力中継伝送のシナリオ 41
2.8.2 協力中継伝送の通信プロトコル 45
2.9 結言 47

第 3 章 無線メッシュネットワークにおけるノードサーチ方式 49
3.1 緒言 49
3.2 無線メッシュネットワークにおけるノードサーチのシナリオ 49
3.3 周波数領域ベースのパイロット信号を用いた伝搬路推定方式 50
3.3.1 パイロット信号の送受信信号処理 50
3.3.2 パイロット信号を用いた伝搬路推定方式 52
3.3.3 伝搬路推定方式に関する計算機シミュレーション 56
3.4 無線メッシュネットワークにおけるノードサーチ方式 59
3.4.1 提案ノードサーチ方式 59
3.4.2 ノードサーチ方式に関する計算機シミュレーション 60
3.5 結言 64

第 4 章 中継ノードを利用した相互情報量基準の部分スペクトル再送方式 65
4.1 緒言 65
4.2 ダイナミックスペクトル制御を用いた部分スペクトル再送方式 66
4.2.1 ダイナミックスペクトル制御 66
4.2.2 部分スペクトル再送の概念 67
4.2.3 生起ノードによる部分スペクトル再送 69
4.2.4 中継ノードによる部分スペクトル再送 74
4.3 等化器出力相互情報量基準の再送スペクトル量制御 76
4.3.1 相互情報量 76
4.3.2 MMSE-FDE 出力における等化器出力相互情報量 80
4.3.3 再送スペクトル選択基準に関する考察 82
4.3.4 再送スペクトル量の制御方式 84
4.4 部分スペクトル再送方式に関する計算機シミュレーション 85
4.4.1 生起ノードによる再送 85
4.4.2 中継ノードによる再送 88

4.4.3 無線メッシュネットワークにおける中継ノードを用いた部分スペクトル再送方式の評価 92
4.5 結言 95

第 5 章 無線メッシュネットワークにおける 2 ホップ並列協力中継伝送方式 97
5.1 緒言 97
5.2 2 ホップ並列協力中継伝送 98
5.2.1 通信プロトコル 98
5.2.2 伝送システム 100
5.3 2 ホップ並列協力中継伝送の理論限界 103
5.3.1 2 ホップ並列協力中継伝送の通信路容量 103
5.3.2 2 ホップ並列協力中継伝送の通信路容量に関する計算機シミュレーション 105
5.4 協力中継伝送における中継ノード選択方式 107
5.4.1 概要 107
5.4.2 生起ノードからの信号を正しく受信できる周辺ノードの選択（第一段階） 107
5.4.3 中継候補ノードと宛先ノード間の瞬時伝搬路利得の高いノードの選択（第二段階） 108
5.4.4 中継ノード数の最小化（第三段階） 109
5.5 2 ホップ並列協力中継伝送方式に関する計算機シミュレーション 109
5.5.1 計算機シミュレーション諸元 109
5.5.2 計算機シミュレーション結果 110
5.6 結言 115

第 6 章 結論 117

参考文献 121

本論文に関する原著論文 129
A 学術論文 129
B 国際会議 129
C 研究会発表 129
D 大会発表 130
E 受賞 130

図目次

1.1 R-node を用いた協力中継伝送のシナリオ 4
1.2 R-node を用いた再送の概念図 5
1.3 2 ホップ並列協力中継伝送の概念図 5

2.1 自由空間伝搬におけるパスロス 10
2.2 ITU-R の式におけるパスロス 10
2.3 長区間中央値によって正規化された受信信号電力の短区間中央値 11
2.4 シャドウィングの標準偏差に対する長区間中央値によって正規化された受信信号電力の短区間中央値 11
2.5 インパルス信号が伝搬路を経由した際に得られる時間に対する受信信号電力と，受信信号電力特性に対する狭帯域及び広帯域伝送時の離散時間インパルス応答 13
2.6 短区間平均値で正規化された受信信号電力の CDF 14
2.7 短区間平均値で正規化されたインパルス応答のパスの数に対する受信信号電力 14
2.8 広帯域伝送時の伝搬距離に対する短区間平均受信 SNR の 50 %，10 %，1 % 値 15
2.9 SC-FDMA の送信信号処理 16
2.10 SC-FDMA の受信信号処理 17
2.11 IFDMA と LFDMA のスペクトル配置 17
2.12 周波数領域ベースの注水定理の概念 22
2.13 広帯域シングルキャリア伝送時のパス数に対する通信路容量（$E_s/N_0 = 10$ dB） 25
2.14 文献 [4] の瞬時インパルス応答モデルに対する周波数応答特性 26
2.15 E_s/N_0 に対する FER 特性（図 2.14 の 3 Path Model） 27
2.16 E_s/N_0 に対する FER 特性（図 2.14 の 5 Path Model） 28
2.17 直接連接型のマルチホップ伝送の概念図 29
2.18 マルチホップ数に対する $G_{multihop}$ 30
2.19 Chase Combining の概念 31
2.20 Incremental Redundancy の概念 32

2.21 Chase Combining 利用時の E_s/N_0 に対する平均スループット効率 33
2.22 Incremental Redundancy 利用時の E_s/N_0 に対する平均スループット効率 . . 33
2.23 マルチパスルーティング方式の概念 34
2.24 2 ホップ並列伝送時に，S-R 間及び R-D 間共に高いリンク品質を持つ R-node が 1 つ選択された場合の，長区間中央値で正規化された受信信号電力の短区間中央値の CDF 35
2.25 送信電力に対する 2 ホップ通信路容量 36
2.26 ノード当たりの E_s/N_0 に対する 1 % 通信路容量 38
2.27 正規化 E_s/N_0 に対する 1 % 通信路容量 40
2.28 無線メッシュネットワークモデル 41
2.29 本論文における課題解決のための R-node の利用形態 42
2.30 ネットワーク内の周辺ノードに対するノードサーチプロトコル 45
2.31 R-node を用いた部分スペクトル再送プロトコル 45
2.32 複数の R-node を用いた 2 ホップ並列協力中継伝送プロトコル 46

3.1 周波数領域ベースのパイロット信号を用いたチャネル推定に関する送受信信号処理 51
3.2 周辺ノードから時分割でパイロット信号がブロードキャストされた場合 . 52
3.3 周辺 N_Q ノードから符号多重でパイロット信号がブロードキャストされた場合 52
3.4 周辺ノードから時分割で送信されたパイロット信号の受信 53
3.5 周辺ノードから符号多重で送信されたパイロット信号の受信 53
3.6 推定周波数応答のスナップショット（時分割，時間窓フィルタ無し） . . . 56
3.7 推定周波数応答のスナップショット（時分割，時間窓フィルタ有り） . . . 56
3.8 パイロット信号が時分割で送信された場合の，E_s/N_0 に対する平均二乗誤差の 99 % 値 57
3.9 推定周波数応答のスナップショット（符号多重，時間窓フィルタ無し） . . 58
3.10 推定周波数応答のスナップショット（符号多重，時間窓フィルタ有り） . . 58
3.11 DUR = 0 dB で 2 つのパイロット信号が符号多重で送信された場合の，E_s/N_0 に対する平均二乗誤差の 99 % 値 59
3.12 パイロット信号の平均化回数に対する 1% 通信路容量（時分割） 61
3.13 パイロット信号の平均化回数に対する 1% 通信路容量（符号多重） 61
3.14 1 セル繰返し 7 セルラッピング環境 63
3.15 1 セル繰返し 7 セルラッピング環境におけるパイロット信号の平均化回数に対する 1 % 通信路容量 63

4.1 DSC を利用した伝送の概念図 66
4.2 DSC を利用した場合の E_s/N_0 に対する FER 67
4.3 R-node を用いた部分スペクトル再送の概念図 68

4.4 S-node が再送する場合の伝送システムモデル 69
4.5 $N_d = 8, \beta = 1/2$ における再送スペクトルのマッピング例 71
4.6 R-node が再送する場合の伝送システムモデル 74
4.7 $\sigma_{\mathcal{L}_Z}$ に対する J 関数の出力 78
4.8 J 関数により計算した BPSK 及び QPSK 伝送時の E_s/N_0 に対する相互情報量 78
4.9 等化器入力相互情報量に対する等化器出力相互情報量 79
4.10 復号器出力事後相互情報量に対する復号器入力相互情報量 79
4.11 S-D 間の E_s/N_0 に対する等化器出力相互情報量の 1 % 特性 ($\beta = 1/2$) 83
4.12 等化器出力相互情報量基準の再送レート決定アルゴリズム 84
4.13 S-D 間の E_s/N_0 に対する平均スループット効率 87
4.14 S-D 間の E_s/N_0 に対する再送レート選択確率 87
4.15 S-D 間の E_s/N_0 に対する等化器出力相互情報量の 1 % 値 88
4.16 S-D 間の E_s/N_0 に対する I^E の 1 % 特性 ($\beta = 1/2$). パスロスは 4 乗則に従うものとする. 89
4.17 R-node を利用した場合の S-D 間の E_s/N_0 に対する平均スループット効率 . 90
4.18 R-node を利用した場合の S-D 間の E_s/N_0 に対する再送レート選択確率 90
4.19 R-node を利用した場合の S-D 間の E_s/N_0 に対する等化器出力相互情報量の 1 % 値 91
4.20 メッシュネットワークにおける送信電力に対する平均スループット効率 93
4.21 メッシュネットワークにおける送信電力に対する再送レート選択確率 . . . 93
4.22 メッシュネットワークにおける送信電力に対する 1 % スループット効率 . 94

5.1 2 ホップ並列協力中継伝送プロトコル 99
5.2 複数の R-node が協力して中継伝送する場合の伝送システムモデル 101
5.3 各ノードの送信電力に対する 2 ホップ並列協力中継伝送の通信路容量の CDF 1 % 値 106
5.4 注水定理を適用していない場合の各ノードの送信電力に対するスループット効率の CDF 1 % 値 111
5.5 注水定理適用した場合の各ノードの送信電力に対するスループット効率の CDF 1 % 値 112
5.6 ノード数最小化アルゴリズムに基づき各ノードが協力伝送した場合の，各ノードの送信電力に対するスループット効率の 1 % 値 113
5.7 ノード数最小化アルゴリズムに基づき協力伝送を行った際の $N_{q:min}$ の選択確率 ($N_q = 2$ と設定した場合) 114
5.8 ノード数最小化アルゴリズムに基づき協力伝送を行った際の $N_{q:min}$ の選択確率 ($N_q = 4$ と設定した場合) 114

5.9 ノード数最小化アルゴリズムに基づき各ノードが協力伝送した場合の，各ノードの送信電力に対する R-node 群の総送信電力の平均値 ($N_q = 2$ と設定した場合) 115
5.10 ノード数最小化アルゴリズムに基づき各ノードが協力伝送した場合の，各ノードの送信電力に対する R-node 群の総送信電力の平均値 ($N_q = 4$ と設定した場合) 115

主な記号

$\boldsymbol{r}$	時間領域受信シンボルベクトル
$\boldsymbol{s}$	時間領域送信シンボルベクトル
$\boldsymbol{\nu}$	時間領域雑音ベクトル
$\boldsymbol{H}^c$	時間領域伝搬路行列
$\boldsymbol{h}$	時間領域瞬時インパルス応答ベクトル
$\boldsymbol{r}^f$	周波数領域受信シンボルベクトル
$\boldsymbol{s}^f$	周波数領域送信シンボルベクトル
$\boldsymbol{\nu}^f$	周波数領域雑音ベクトル
$\boldsymbol{\Xi}$	周波数領域伝搬路行列
$\boldsymbol{F}$	離散フーリエ変換行列
$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{s}^f}$	周波数領域送信シンボルベクトルの共分散行列
$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{r}^f}$	周波数領域受信シンボルベクトルの共分散行列
$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{\nu}^f}$	周波数領域雑音ベクトルの共分散行列
a^*	スカラー a の複素共役
$\lvert a \rvert$	スカラー a の絶対値
$\mathrm{diag}[\boldsymbol{a}]$	ベクトル $\boldsymbol{a}$ を対角成分に持つ対角行列
$\mathbb{E}[\boldsymbol{A}]$	行列 $\boldsymbol{A}$ のアンサンブル平均
$(\boldsymbol{A})^{-1}$	行列 $\boldsymbol{A}$ の逆行列
$(\boldsymbol{A})^T$	行列 $\boldsymbol{A}$ の転置行列
$(\boldsymbol{A})^H$	行列 $\boldsymbol{A}$ の複素共役転置行列
$\mathrm{tr}[\boldsymbol{A}]$	行列 $\boldsymbol{A}$ の対角成分の和
$\mathbb{R}$	実数の集合
$\mathbb{C}$	複素数の集合
E_s	受信シンボルのエネルギー
N_0	複素雑音電力密度
W	信号帯域幅
β	部分スペクトルの再送レート
I^E	等化器出力相互情報量

主な略語

ACK	ACKnowledgment	
AP	Access Point	
ARQ	Automatic Repeat reQuest	自動再送要求
AWGN	Additive White Gaussian Noise	加法性白色ガウス雑音
BICM	Bit Interleaved Coded Modulation	ビットインターリーブ符号化変調
BPSK	Binary Phase Shift Keying	二相位相変調
BS	Base Station	基地局
BSG	Baseband Signal Generator	
CC	Chase Combining	
CDF	Cumulative Distribution Function	累積分布関数
CP	Cyclic Prefix	
CSI	Channel State Information	
DF	Decode and Forward	
DFT	Discrete Fourier Transform	離散フーリエ変換
DSC	Dynamic Spectrum Control	ダイナミックスペクトル制御
DUR	Desired to Undesired power Ratio	希望対非希望電力比
D-node	Destination node	宛先ノード
FDE	Frequency Domain Equalization	周波数領域等化
FDMA	Frequency Division Multiple Access	周波数分割多元接続
FEC	Forward Error Correction	前方誤り訂正
FFT	Fast Fourier Transform	高速フーリエ変換
HARQ	Hybrid Automatic Repeat reQuest	ハイブリッド自動再送要求
IFDMA	Interleaved FDMA	
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	逆高速フーリエ変換
IID	Independent Identically Distributed	独立同一分布
IP	Internet Protocol	
IR	Incremental Redundancy	
ISI	Inter Symbol Interference	符号間干渉
ITU	International Telecommunication Union	国際電気通信連合
LAN	Local Area Network	
LFDMA	Localized FDMA	
LLR	Log Likelihood Ratio	対数ゆう度比

LOS	Line Of Sight	見通し内
LTE	Long Term Evolution	
MAP	Maximum A Posteriori	事後確率最大
MI	Mutual Information	相互情報量
MIMO	Multi-Input Multi-Ouptut	
MMSE	Minimum Mean Square Error	最小平均二乗誤差
MRC	Maximum Ratio Combining	最大比合成
NACK	Negative ACKnowledgment	
NLOS	Non-Line Of Sight	見通し外
NSC	Non Systematic Convolutional	非組織畳込み
NSR	Noise to Signal power Ratio	雑音対信号電力比
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	直交周波数分割多重
PAPR	Peak to Average Power Ratio	ピーク対平均電力比
PDF	Probability Density Function	確率密度関数
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying	四相位相変調
RSC	Recursive Systematic Convolutional	再帰的組織畳込み
R-node	Relay node	中継ノード
SC-FDMA	Single Carrier FDMA	
SC/MMSE	Soft Canceller and MMSE	ソフトキャンセラ型 MMSE
SDMA	Space Division Multiple Access	空間分割多元接続
SfiSfo	Soft input Soft output	軟入力軟出力
SISO	Single-Input Single-Output	
SNR	Signal to Noise power Ratio	信号対雑音電力比
S-node	Source node	生起ノード
WMN	Wireless Mesh Network	無線メッシュネットワーク

第1章

序論

近年，ディジタル信号処理技術 [1], [2] 及び通信方式の発達 [3]-[8] により，様々な地域や場所において有線の基幹ネットワークによる広帯域の高速通信サービスが実施されている．この基幹ネットワークを構成するケーブルを空間内のあらゆる場所に敷設することは現実的に困難であり，基幹ネットワークの終端である基地局（BS：Base Station）やアクセスポイント（AP：Access Point）から端末へのラスト 1 ホップの無線化を実施することで，あらゆる場所で通信が可能となる．

公衆無線通信の代表格である LTE（Long Term Evolution）[9]-[11] 等のセルラシステム，ホットスポットで利用される IEEE 802.11n 等の無線 LAN（Local Area Network）[12]-[14] 等の各種無線通信システムは，ユーザに対して最大で数十 Mbps から数百 Mbps の高速伝送が可能であると謳っている．しかしながら，ピークスループットが数十 Mbps の無線通信システムを利用した場合，ユーザが体感できるスループットは通信環境が良好な場合において数 Mbps，環境が劣悪な場合では数百 kbps であり，ピークスループットとは大きな開きがあるのが現状である．これまでのインターネットへの無線通信によるアクセスでは，伝送遅延はあまり重要視されなかったので，この問題はあまり深刻にはとらえられていなかったが，インターネットが重要な社会インフラとなるにつれて伝送遅延がサービス品質の重要な要素としてとらえられ始めた今日，ユーザにとってより実感しやすい尺度に基づくスループット特性の評価が望まれていると考えられる．

ユーザの視点からスループット特性をとらえた場合に，より実感しやすい尺度は，どれだけの確率で得られるスループット特性であるかということである．その観点からは，例えば 99 % の確率で保証される最低スループット特性という考え方がある．通常，これは劣化率 1 % を保証するスループット特性という意味で 1 % スループット特性と呼ばれる．当然ながら，今後は 1 % スループットとして数十 Mbps が提供可能な高速無線通信システムが必要となると考えられる．

無線通信の高速化を実施する一手段として，信号の広帯域化が挙げられる [15], [16]．信号を広帯域化した場合，受信フィルタの帯域幅に比例して雑音電力が高くなるため，送

信電力を一定にした場合，受信信号対雑音電力比（SNR：Signal to Noise power Ratio）が低下する．C.E. Shannon [17] が伝送容量の上界を示した単位周波数あたりの通信路容量 [bit/s/Hz] は,

$$\frac{C}{W} = \log_2\left(1 + \frac{P_s}{N_0 W}\right) \tag{1.1}$$

となり，C は通信路容量 [bit/s]，W は帯域幅 [Hz]，P_s は受信信号電力 [mW]，N_0 は雑音電力密度 [mW/Hz]，$\frac{P_s}{N_0 W}$ は受信 SNR を示す [18]-[21]．同式より，無線信号の広帯域化により受信 SNR が低下した場合，単位周波数あたりの通信路容量も低下する．受信信号電力を高める方法として，送受信機間の伝送距離を短くする方法や送信電力を高める方法が挙げられる．伝送距離を短くすることは，1 つの BS や AP が無線端末を収容可能なカバレッジの縮小となり，BS や AP の設置コストが増える．また，送信電力を高めるということは，消費電力の増大と共に送信機の電力増幅器が大きくなり設置場所が限られてしまうため，送信電力を高める選択にも制約がある．したがって，送信電力に制約がある中で数百 m 程度のカバレッジを満たすという条件の下，シングルホップ伝送以外の何らかの伝送形態により受信信号電力を高める必要があると考えられる．

送信電力に制約がある中で数百 m 程度のカバレッジを保ちつつ受信信号電力を高める方式として，無線アドホックネットワーク [22] の分野では，無線メッシュネットワーク（WMN：Wireless Mesh Network）[23] 内の呼の生起ノード（S-node : Source node）と宛先ノード（D-node：Destination node）間にある中継ノード（R-node：Relay node）を利用するマルチホップ伝送 [24] に関する検討が行われている．マルチホップ伝送では複数回の中継伝送により S-node から D-node へフレームを伝送することで 1 回の伝送距離が短くなり，受信信号電力が高まる．マルチホップ伝送は，有線通信における IP（Internet Protocol）層の考え方を基にして発展してきた伝送形態であり，制約条件を満たしつつ受信信号電力を高めることができるので，広帯域無線通信システム構築の一つの解であるといえる．IP 層による制御では，一般的に，伝搬距離に依存するパスロスと周辺地物に依存するシャドウィングからの影響により決まる平均リンク品質ベースでホップ先が決定される．このとき，平均スループットの上昇は期待できるものの，平均リンク品質を中央値として周辺環境の変化により時々刻々と変動する瞬時リンク品質との差異による伝送誤りが発生する場合，ボトルネックリンクの発生により高い 1 % スループットを達成できない．

マルチホップ伝送による受信信号電力を高める手段に対し，S-node の無線信号のエネルギーが周辺に放射されている物理現象に着目してみる．従来のシングルホップ伝送では，S-node の放射エネルギーの一部しか利用されていないものの，メッシュネットワーク内における複数の周辺ノードが S-node の放射エネルギーを受信し，そのエネルギーを再生した上で D-node に信号エネルギーを集約する何かしらのシステム形態を構築できれば受信信号電力が高まり，ラスト 1 ホップにおける広帯域伝送が可能になると考えられる．

このことを踏まえて本研究では，S-node から放射されたエネルギーを効率的に集約可能な物理層ベースの広帯域無線通信システムにおける協力中継伝送方式の提案を行う．

協力中継伝送を実施するためには，まずネットワーク内において協力して欲しい R-node の探索が必要となる．D-node における受信信号電力と 1 % スループットを高める上で選択すべき R-node は，まず S-node からの広帯域信号を確実に受信可能な高い瞬時リンク品質を持つノードである．しかしながら，瞬時リンク品質を把握するのに必要なパイロット信号の伝送を周辺ノード全てと頻繁に行うことは無線リソースを大幅に消費するため，望ましいものではない．したがって，効率的に瞬時リンク品質を推定可能なノードサーチ方式が求められる．これに対して，平均リンク品質が高いものは瞬時リンク品質も高くなる確率が高いため，まず長周期間隔で把握可能な平均リンク品質を推定し，実際に通信要求が発生した段階で，平均リンク品質の高い一部の周辺ノードに対してのみパイロット信号を用いた瞬時リンク品質の把握を行うことが考えられる．そこで，周辺ノードの平均リンク品質を高精度に推定するための，周波数領域ベースのパイロット信号を用いたノードサーチ方式を提案する．このノードサーチ方式により，協力中継伝送を実施するのに必要となる瞬時リンク品質の高いノードの絞り込みが可能となる．

S-D 間のシングルホップ伝送において所望の 1 % スループットが得られない場合，R-node を用いて目標値を達成することが必要になる．R-node の利用形態としては，S-D 間の通信路品質が，所望の 1 % スループットを達成するには不十分な状況において 1 つの R-node が補助的に協力する形態と，S-D 間でほとんど通信不能な状況において 1 つあるいはそれ以上の R-node が本格的に協力する形態が考えられる．後者に属する主要技術はマルチホップ伝送であるが，本論文では，ホップ数を増やす直接連接型の中継伝送ではなく，2 ホップ伝送を複数の R-node で行う並列型の協力中継伝送について検討する．この理由は，3 ホップ以上の直接連接中継伝送の場合，end-to-end で瞬時伝搬路特性が最大となる R-node の選択を行うことは現実的に不可能なのに対し，ホップ数が 2 の中継伝送においては，S-R 間と R-D 間の両方の伝搬路を R-node が把握することができ，end-to-end で瞬時伝搬路利得を最大とする R-node の選択，あるいは協調制御が可能になるからである．

図 1.1 に，本論文で検討する R-node の活用に関する 2 つのシナリオ展開を示す．同図では，メッシュネットワーク内においてノードサーチが適切に行われることを前提とした上で，

1. シングルホップ伝送において，所望の 1 % スループットは得られないものの通信不能状態までは至っていない場合に，R-node を補助的に利用されるノードと位置付け，フレーム再送時に R-node を利用して 1 % スループットを高める

2. シングルホップ伝送では通信不能状態となる場合に，本格的な協力中継伝送として，複数の R-node を並列に用いた 2 ホップの中継伝送を行うことにより 1 % スループッ

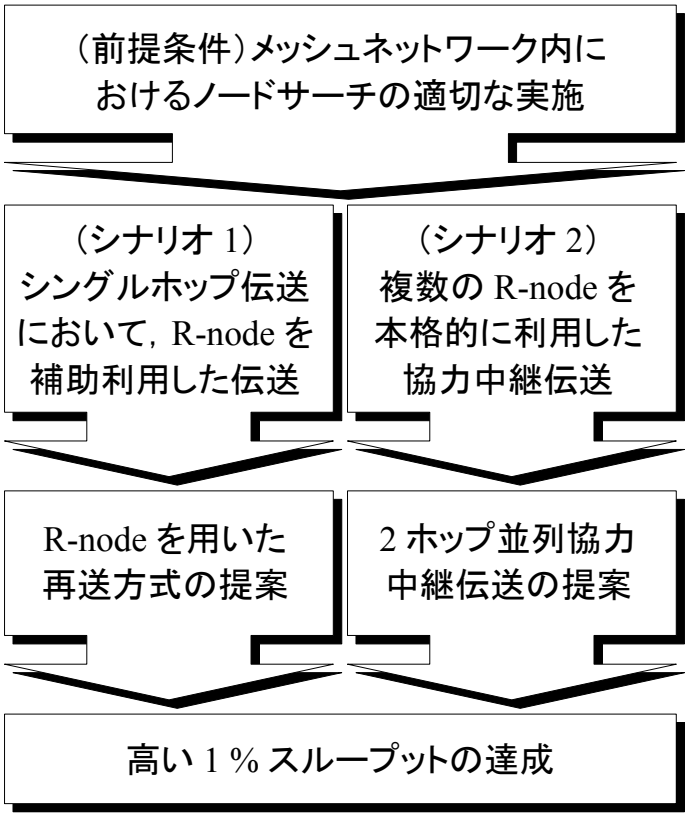


図 1.1　R-node を用いた協力中継伝送のシナリオ

トを高める

という 2 つのシナリオを示している．以降では，1. の再送シナリオ及び 2. の並列協力中継伝送シナリオの経緯を示す．

受信信号電力の低下によりシングルホップ伝送において再送が発生した場合，現状のセルラシステムでは，Type-II の HARQ（Hybrid Automatic Repeat reQuest）の代表的な方式である CC（Chase Combining） [25] や IR（Incremental Redundancy） [26] を用いたスループットの改善が行われている．CC は，初回に伝送されたフレームを再送し，D-node において初回信号と再送信号を最大比合成（MRC : Maximum Ratio Combining）をすることで，時間ダイバーシチ効果によりフレーム誤りを訂正する方式である．一方，IR は，初回伝送フレームとは異なるパリティビット系列を部分的に送信することにより，符号化利得によりフレーム誤りを訂正する方式である．しかしながら，CC では準静的環境において，時間ダイバーシチ効果を得ることができないため，スループットの改善を期待できない．また，IR では再送を複数回に分けて行うため，フレームに含まれるヘッダ情報の蓄積により，スループットが低下する．したがって，準静的環境下において初回伝送と同

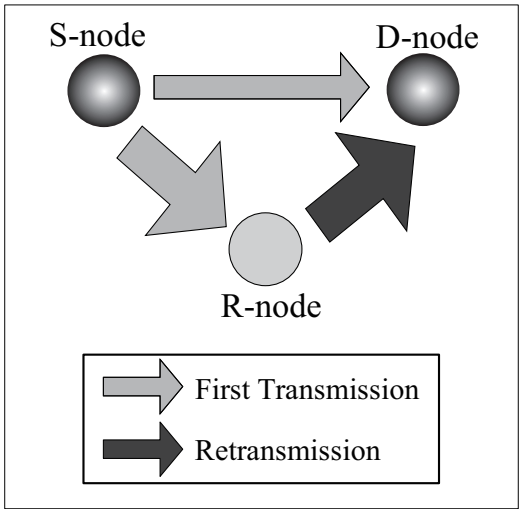


図 1.2　R-node を用いた再送の概念図

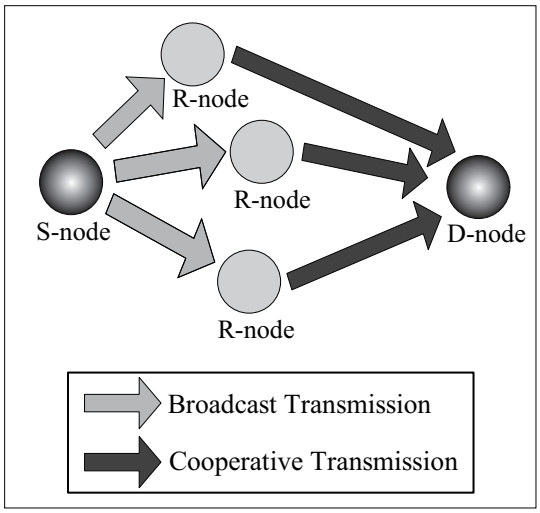


図 1.3　2 ホップ並列協力中継伝送の概念図

一のチャネルを利用しつつ，一回の再送でフレーム誤りを訂正するのに必要最小量の情報を再送することでスループットを改善する伝送方式が必要になると考えられる．このことを踏まえて，S-node が放射した無線信号が D-node だけでなく周辺ノードにおいて受信されていることに注目し，S-node と D-node 間の広帯域シングルホップ伝送を主体とした R-node による部分スペクトルの再送方式を提案する．図 1.2 に，R-node を用いた再送の概念図を示す．提案する部分スペクトル再送方式では文献 [27]-[29] のダイナミックスペクトル制御（DSC：Dynamic Spectrum Control）を用いて，フレームを構成する離散スペクトルのうち，初回伝送時に利得の低い伝搬路経由で受信された周波数成分を，S-node ではなく R-node が再送することで初回伝送時に発生した伝搬路歪み並びにエネルギーの損失を効率的に補うことができる．その際の課題は，いかにして，必要最小限の再送すべき部分スペクトルを特定し，再送するかにある．これに対しては，再送後の等化器出力の相互情報量（MI : Mutual Information）が一定の閾値以上であれば後段の復号器においてフレーム誤りを訂正できるとの知見から，再送後の等化器出力相互情報量を推定し，必要最小量の部分スペクトルの量を決定する．また，特定された再送スペクトルは，必要最小限の時間で効率的に再送する．

先に述べた再送方式ではシングルホップ伝送の受信 SNR がマイナス数 dB から数 dB 程度となる場合を想定しているが，広カバレッジ環境において S-node と D-node の距離が長い場合，D-node の受信 SNR がマイナス数十 dB となり，シングルホップ伝送の信号が全く届かない状況が想定される．このような状況においては，メッシュ構造を活かして，S-node からのエネルギーを瞬時リンク品質の高い複数の R-node で収集し，R-node 群が再生した信号エネルギーを D-node において集約することで，受信 SNR をフレームの復号に

成功可能な 10 dB 程度まで改善する方式が求められる．このことを踏まえて，ノードサーチ方式により周辺ノードの平均リンク品質が把握されている前提の下，複数の R-node を並列に利用する 2 ホップの協力中継伝送方式を提案する．図 1.3 に，複数の R-node を用いた 2 ホップ並列協力中継伝送の概念図を示す．協力中継伝送を確実に実施するためには，まず S-node からの信号を確実に復号可能な周辺ノードを把握する必要がある．そこで提案方式では，各ノードが周辺ノードからのビーコン信号を定期的に受信し，ノード間の平均伝搬路状況を把握する．また，通信可能な周辺ノードのテーブルとその品質情報を定期的に周辺ノードと交換する．以上の操作により，各ノードは，自身が通信可能なノード群の把握と共に，それらがどのノードに中継可能か把握することが可能となる．一方，通信要求が発生し，その宛先が中継を要する位置にあるノードである場合には，まず，周辺ノードテーブルを参照し，中継可能と判断されたノードに対し，パイロット信号の送信を要求し，その結果得られる瞬時リンク品質から等化器出力相互情報量を計算する．そして，等化器出力相互情報量が一定の閾値を超える周辺ノードを中継可能な候補ノード群として残す．次に，中継可能な候補ノード群から D-node へパイロット信号を伝送し，チャネル利得が高い数個の候補を R-node 群として選択する．このように複数の R-node を利用することで，単位ノードあたりの送信電力の低減効果を期待できるものの，複数の R-node を用いることによって総送信電力が増大することもあり得るので，利用する R-node 数は D-node におけるフレーム復号にとって必要最小数とすべきである．そこで提案方式では，等化器出力相互情報量基準で，D-node でのフレーム復号の成功を保証しつつ，瞬時リンク品質が他の R-node に対して相対的に低い R-node を利用しないようにする．提案する 2 ホップ並列協力中継伝送を実施することにより，単位ノードあたりの送信電力と中継伝送に必要となる総送信電力を低減しつつ，S-node から放射されたエネルギーを D-node に集約することで受信 SNR が高まり，高い 1 % スループットを達成することが可能となる．

本研究では，以上で述べた 2 つのシナリオに沿った伝送方式，並びにそれらを支える技術であるノードサーチ方式を提案し，その有効性を計算機シミュレーション解析により確認する．

第 2 章では，まず，送信電力に制約のある広カバレッジ環境において広帯域無線通信システムを利用した際の受信 SNR の累積分布関数（CDF：Cumulative Distribution Function）の 1 % 値が，広帯域のシングルホップ伝送を実施する際においてカバレッジ端では所要値を満たさないことを明らかにする．そして，広帯域無線通信システムにおける従来の再送方式並びに協力中継伝送方式を説明した後，それらの課題について言及する．さらに，本研究において課題を解決する提案協力中継伝送を行うにあたり注目したメッシュ構造を持つ無線ネットワークの前提条件を述べた後，後続の三つの章に関する研究の意義を明確にする．

第 3 章では，無線メッシュネットワークにおいて瞬時伝搬路応答を利用した協力中継伝

送実現のための効率的な瞬時リンク品質の探索のために，まず長周期で把握可能な平均リンク品質を推定し，協力中継伝送を実施する直前に平均リンク品質の高い周辺ノードに対してのみ瞬時リンク品質の推定を行うことがあるべき姿であることを明確にする．このことを踏まえて，周波数領域ベースのパイロット信号を利用した高精度な平均リンク推定のためのノードサーチ方式を提案する．そして，周辺ノードからパイロット信号が送信された場合における，平均リンク品質推定精度を計算機シミュレーションにより評価し，提案方式の有効性を明らかにする．

第 4 章では，シングルホップ伝送において所望の 1 % スループットは得られないものの通信不能状態までは至っていない場合に，S-node と D-node 間のシングルホップ伝送を軸とし，D-node において伝送誤りが発生した場合にのみ R-node を用いて部分スペクトルを再送する方式を提案する．まず，部分スペクトル伝送を可能とする DSC を説明した後，等化器出力相互情報量を用いて再送すべき部分スペクトル量を制御する方式を説明する．R-node を用いた部分スペクトルの短時間再送によるスループット向上を計算機シミュレーションにより評価し，提案方式の有効性を明らかにする．

第 5 章では，シングルホップ伝送では通信不能状態となる場合に，無線メッシュネットワークにおける複数の R-node を用いた 2 ホップ並列協力中継伝送方式を提案する．まず，2 ホップ並列協力中継伝送を行うにあたり必要となる無線通信システム設計の考え方を説明する．そして，提案する協力中継伝送の送受信信号処理を説明し，メッシュネットワークにおいて複数の R-node を並列に利用することの有効性を，単位周波数あたりの通信路容量を用いた理論解析により明らかにする．次に，第 3 章において説明する平均リンク品質テーブルが高精度に生成されているという前提の下，三段階の R-node 選択方式を説明する．三段階の R-node 選択方式では，等化器出力相互情報量を用いて S-node からの信号を復号可能な R-node 候補を選択した後，D-node との瞬時リンク品質の高い候補ノードを R-node として複数選択する．そして，協力中継伝送時の総送信電力を低減するために，一度選択した R-node の中から必要最小数となるよう R-node 数を制御する．送信電力に制約がある広カバレッジ環境下において 2 ホップ並列協力中継伝送を行った際の 1 % スループットを計算機シミュレーションにより評価し，提案方式の有効性を明らかにする．

第 6 章は，本論文の結論であり，本研究で得られた結果の総括を行う．

第2章

送信電力制約下における広帯域無線通信システムの課題

2.1　緒言

広帯域無線通信を行った場合，広帯域特有の電波伝搬特性に従い受信信号電力が変動する．本章では，数百 m の伝送距離で広帯域無線通信が可能であるのかという問いに対し，まず無線通信における電波伝搬特性の説明を行い，広帯域伝送時にどの程度の伝送距離でどの程度受信 SNR が低下するのかを評価することで，シングルホップ伝送の限界を示す．そして，受信 SNR の低下によるシングルホップ伝送のスループット低下を改善する技術として，現在最も広く用いられている再送方式を説明する．さらに，R-node を利用して受信信号電力を高める従来の協力中継伝送方式を説明する．その後，1 % スループット改善の観点から従来の再送方式と協力中継伝送方式における課題を明確にし，それらの課題を解決するために本論文で提案する無線メッシュネットワークにおける協力中継伝送方式のシナリオを説明し，本論文の意義を明らかにする．

2.2　無線通信システムにおける電波伝搬

2.2.1　無線通信システムの回線設計と電波伝搬の関係

無線通信おいて送信された信号は伝搬路を経由して減衰し，受信される．屋外の市街地環境においては見通し内（LOS：Line Of Sight）環境で直接波が受信される場合よりも，見通し外（NLOS : Non-Line Of Sight）環境において周辺の静止物や移動体による反射波及び回折波が合成されて受信される場合が多く，受信信号電力は，送受信ノード間の伝送距離や搬送周波数のみならず，周辺地物の位置関係や周辺移動体の移動速度にも依存することになる．そのため，電波伝搬の物理現象を理解した上で一定の推定誤差を織り込みつ

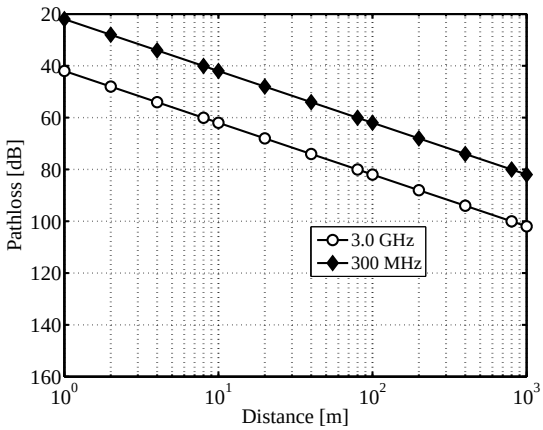


図 2.1　自由空間伝搬におけるパスロス

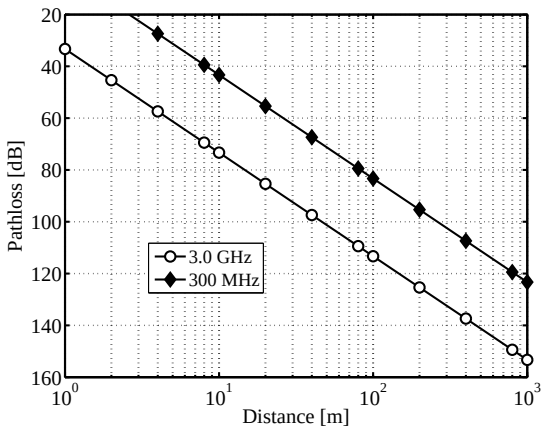


図 2.2　ITU-R の式におけるパスロス

つ，信号電力の減衰量を推定することが求められる．

電波伝搬における物理現象は，

1. 受信信号電力の長区間中央値変動（パスロス）
2. 受信信号電力の短区間中央値変動（シャドウィング）
3. 受信信号電力の瞬時変動（フェージング）

の 3 つに大きく区分される．これらの物理現象による受信信号電力の変動を無線通信システムの回線設計に反映することで，送信電力，送受信アンテナ利得，信号帯域幅，雑音指数，搬送周波数，伝送距離等のパラメータを与えた際の受信 SNR の 1 % 値を推定できる．以下では，各々の詳細を説明する．

2.2.2　パスロス

送受信端末間が完全に見通し環境であり，反射・回折が存在しない空間における受信信号電力の長区間中央値の減衰は自由空間伝搬損と呼ばれ，その減衰量 $L_{freespace}$ [dB] は，

$$L_{freespace} = 20\log_{10} d_{\mathrm{km}} + 20\log_{10} f_{c:\mathrm{MHz}} + 32.44 \tag{2.1}$$

となる [30]．ここで，d_{km} [km] は端末間の距離，$f_{c:\mathrm{MHz}}$ [MHz] は搬送周波数である．同式は，距離及び搬送周波数の 2 乗で受信信号電力が減衰することを示している．図 2.1 に，搬送周波数を 300 MHz 及び 3.0 GHz にした際の，距離に対するパスロスを示す．同図より，伝送距離が 1 km における受信信号電力の減衰は搬送周波数 300 MHz と 3.0 GHz において，それぞれ約 80 dB と約 100 dB になることが分かる．

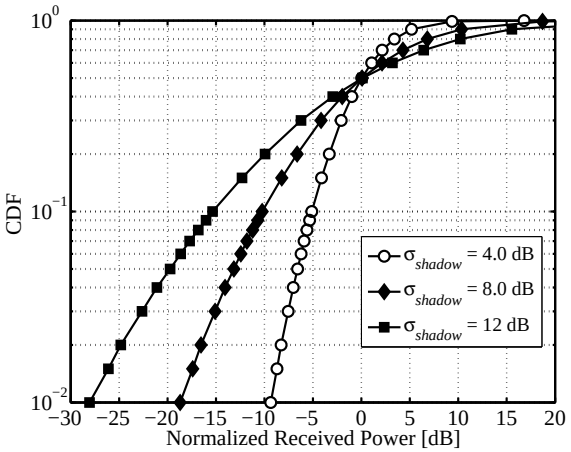


図 2.3　長区間中央値によって正規化された受信信号電力の短区間中央値

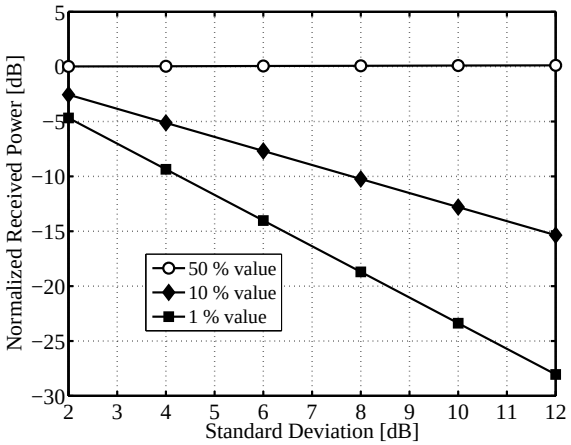


図 2.4　シャドウィングの標準偏差に対する長区間中央値によって正規化された受信信号電力の短区間中央値

また，見通し外環境では，国際連合の専門機関である国際電気通信連合（ITU：International Telecommunication Union）の無線通信部門（ITU-R：ITU-Radiocommunication sector）が発行した文献 [31] において減衰量 L_{ITU-R} [dB] が,

$$L_{ITU-R} = 40\log_{10} d_{\mathrm{km}} + 30\log_{10} f_{c:\mathrm{MHz}} + 49 \tag{2.2}$$

として示されている．同式では，距離の 4 乗及び搬送周波数の 3 乗で受信信号電力が減衰する．図 2.1 に，式 (2.2) において，搬送周波数を 300 MHz 及び 3.0 GHz にした際の，距離に対するパスロスを示す．同図より，伝送距離が 100 m における受信信号電力の減衰は搬送周波数 300 MHz と 3.0 GHz において，それぞれ約 82 dB と約 115 dB になることが分かる．

2.2.3　シャドウィング

周辺の地形や建物の配置により，送受信間の伝送距離が同一であったとしても，波長の 50 倍から 100 倍程度の間隔で算出された受信信号電力の中央値は，前節で説明したパスロスを中心として変動する．この変動は，短区間中央値変動，あるいはシャドウィングと呼ばれる．それに対してパスロスは長区間中央値変動とも呼ばれる．

シャドウィングは，受信電力の短区間中央値 X_{P_s} [dBm] の確率密度関数（PDF : Probability Density Function） $p(X_{P_s})$ を正規分布（ガウス分布）に近似できるため，対数正規フェー

ジングとも呼ばれ [30], [32]，その PDF は,

$$p(X_{P_s}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2_{shadow}}} \exp\left(-\frac{(X_{P_s} - X_{P_{s:50\%}})^2}{2\sigma^2_{shadow}}\right) \tag{2.3}$$

で与えられる．ここで,

$$X_{P_s} = 10\log_{10}(P_s) \tag{2.4}$$

$$X_{P_{s:50\%}} = 10\log_{10}(P_{s:50\%}) \tag{2.5}$$

であり，σ_{shadow} [dB] はシャドウィングの変動量の標準偏差であり，屋内環境では 8 〜 12 dB となる．また，P_S [mW] は受信信号電力，$P_{S:50\%}$ [mW] は受信信号電力の長区間中央値を示す.

図 2.3 に，長区間中央値によって正規化された受信信号電力の短区間中央値の CDF 特性を示す．なお，パスモデルは 24 波レイリー等電力モデル（このモデルの瞬時変動の平均値は 0 dB）とした．同図より，σ_{shadow} が大きいほど，1 % 値が低下する．また，σ_{shadow} が 8 dB の場合，CDF の 1 % 値が約 -18 dB となる．なお，シャドウィングにより，平均受信 SNR の 1 % 値が決定される．次に，図 2.4 に，シャドウィングの標準偏差に対する受信信号電力の短区間中央値の 50 % 値，10 % 値及び 1% 値を示す．例えば，σ_{shadow} が 8 dB の場合，50 %値，10 % 値，1 % 値はそれぞれ 0 dB，-10 dB，-18 dB であり，受信信号品質を 50 % 値で規定するのと 1 % 値で規定するのでは，所要受信電力に 18 dB もの差があることが分かる.

2.2.4 瞬時変動

端末の移動や周辺環境の変動により，半波長間隔で受信端末に同一時刻へ到来する波のドップラー変動が発生する．到来波が同相で合成された場合には受信信号電力が高まり，逆相で合成された場合には受信信号電力が低下する現象をフェージングと呼ぶ．図 2.5 に，送信端末からインパルス信号が送信されたと仮定し，伝搬路を経由して受信端末において観測される時間に対する受信信号電力と，その受信信号電力特性から解釈される狭帯域及び広帯域伝送時の離散時間インパルス応答を示す．送信された信号は様々な経路を経て受信機に到達するので，遅延時間の異なる多数の波が受信されることになる．シンボル長 T_s が最大遅延時間 $T_{D:max}$ に対して十分に長い（$T_s \gg T_{D:max}$）狭帯域伝送の場合，連続した受信信号電力分布を持つ到来波が 1 本のパスに縮退したと見なすことができる．一方，広帯域伝送でシンボル長 T_s が最大遅延時間 $T_{D:max}$ に対して短い場合（$T_s < T_{D:max}$），連続した受信電力成分を T_s 間隔の複数パスと見なすことができる.

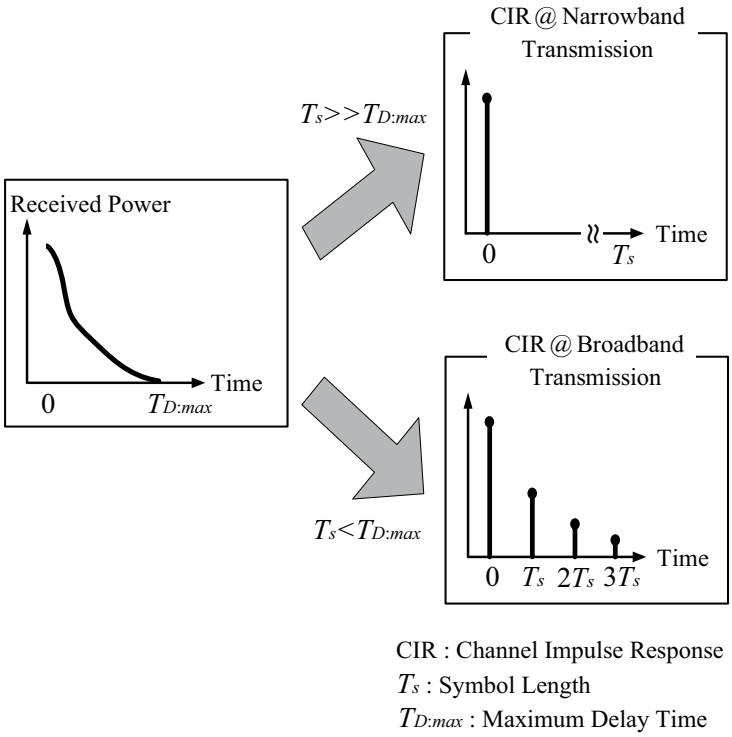


図 2.5　インパルス信号が伝搬路を経由した際に得られる時間に対する受信信号電力と，受信信号電力特性に対する狭帯域及び広帯域伝送時の離散時間インパルス応答

一様フェージング

直接波が全く存在しない見通し外環境において狭帯域伝送を行う場合，受信信号電力の包絡線と位相の PDF はそれぞれレイリー分布（Rayleigh distribution）と一様分布（uniform distribution）となる．なお，$T_s \gg T_{D:max}$ の条件でインパルス応答を構成するパスを 1 本と見なしているため，$1/T_s$ の周波数間隔における周波数応答は一様な利得を持つ．したがって，狭帯域伝送におけるフェージングは一様フェージングと呼ばれる．

周波数選択性フェージング

インパルス応答が遅延波を含む複数のパスで構成される場合，隣接するパルス間での相互干渉である符号間干渉（ISI : Inter Symbol Interference）が発生する．一方，遅延波が存在することは，その伝搬路のインパルス応答が時間拡がりを有することになるので，周波数伝達関数は平坦ではなくなる．この現象は，特定の周波数を選択的に減衰させ，それが時間変動を伴うものと見なせることから，周波数選択性フェージングと呼ばれる．符号間干渉に対して，受信端末では，符号間干渉を軽減する何かしらの信号処理を施す必要があ

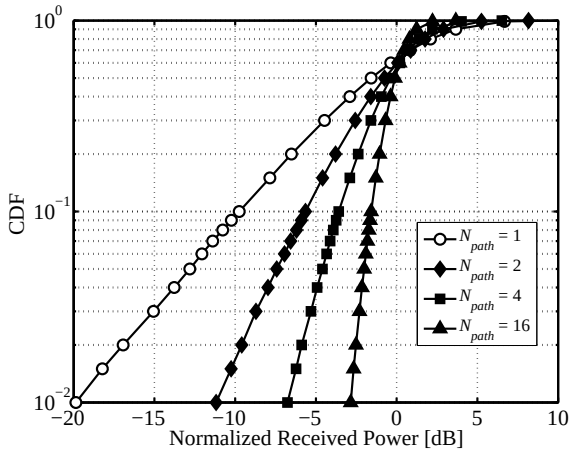


図 2.6 短区間平均値で正規化された受信信号電力の CDF

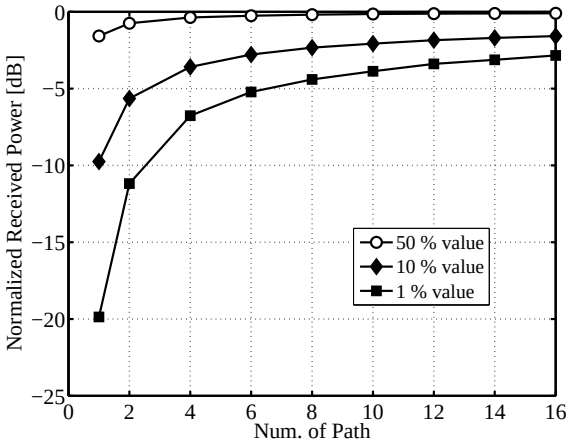


図 2.7 短区間平均値で正規化されたインパルス応答のパスの数に対する受信信号電力

る．周波数選択性フェージングは一昔前まで受信 SNR の改善だけでは軽減困難な伝送誤りを引き起こす原因として，問題視されていた．しかしながら，符号間干渉に対する適応信号処理を行い，複数のパスを適切に合成できた場合，パスダイバーシチ効果（もしくは周波数ダイバーシチ効果）により狭帯域伝送時よりも良好な伝送特性を達成できることが近年知られている．

一様フェージング及び周波数選択性フェージング通信路に関する計算機シミュレーション

図 2.6 に，短区間平均値で正規化された受信信号電力の CDF を示す．なお，パスモデルとしてレイリー等電力モデルを用いた．同図よりパス数 N_{path} = 1 の場合，1 % 値が -20 dB となるのに対して，N_{path} = 16 の場合，1 % 値が -3 dB まで改善する．これは，電力レベルの低いパスのみで構成される瞬時インパルス応答の発生確率が低減するパスダイバーシチ効果である．

図 2.7 に，短区間平均値で正規化されたインパルス応答のパスの数に対する受信信号電力を示す．1 % 値を見ると，パス数が増えるにつれて受信信号電力が 0 dB に近づく．図 2.6 と図 2.7 より，狭帯域伝送よりも広帯域伝送の方が平均 SNR が低くても良好な通信品質を達成できることが分かる．

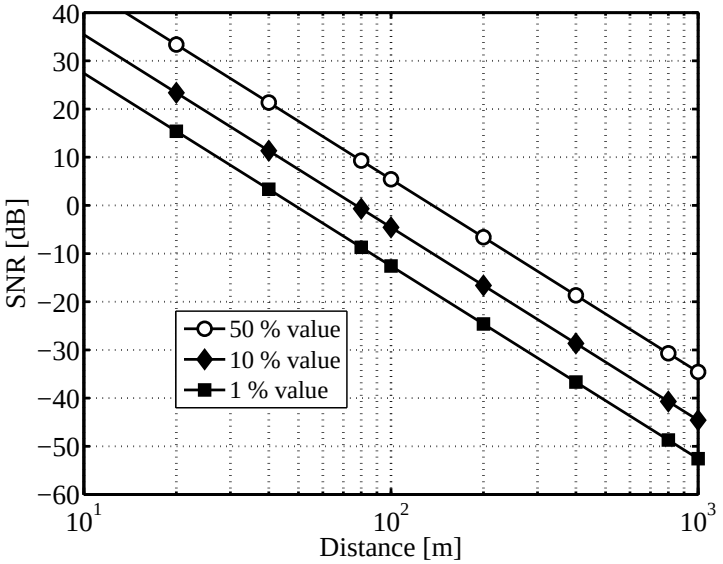


図 2.8　広帯域伝送時の伝搬距離に対する短区間平均受信 SNR の 50 %，10 %，1 % 値

2.2.5　広帯域伝送時の受信信号電力

図 2.8 に，伝搬距離に対する短区間平均した受信 SNR の 50 %，10 %，1 % 値を示す．同図では，搬送周波数を 2.4 GHz，シンボルレートを 100 Msps，パスロスによる受信信号電力の減衰は式 (2.2) の 4 乗則に従うものとし，シャドウィングの標準偏差を 8 dB，パスモデルを 24 波レイリー 2 dB 指数減衰モデルとし，送信電力を 20 dBm，送信アンテナ利得を 6 dBi，受信アンテナ利得を 3 dBi，雑音指数を 10 dB としている．受信 SNR の 50 % 値に対して，1 % 値はシャドウィングの影響により約 -18 dB 減衰する．

広帯域受信信号に対して，事後確率最大（MAP：Maximum A Posteriori）推定を可能とする文献 [33] の BCJR（Bahl, Cocke, Jelinek, and Raviv）アルゴリズムに基づく適応等化処理並びに復号処理を行った場合，受信 SNR が約 10 dB あれば伝送誤りを十分に小さくすることができる．図 2.8 を見ると，伝送距離 400 m の受信 SNR が約 -37 dB であり，所要受信品質の不足分が約 47 dB となる．受信 SNR を 10 dB にするために，送信信号電力を 67 dBm とした場合，送信端末の放熱器規模が非常に大きくなるため，広カバレッジ環境において広帯域伝送の実現は困難であると考えられる．

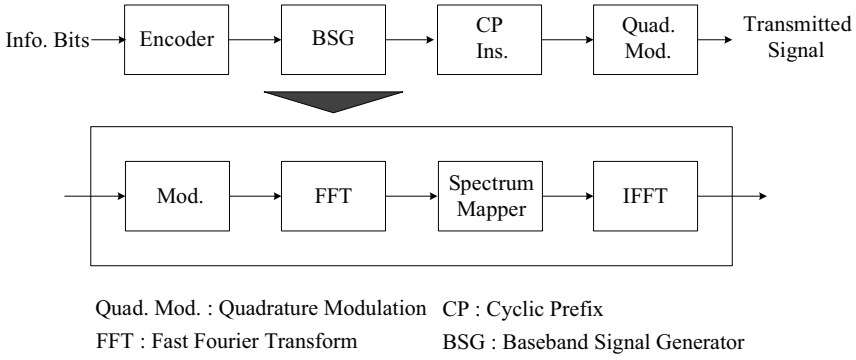


図 2.9　SC-FDMA の送信信号処理

2.3　広帯域シングルキャリア伝送と通信路容量

2.3.1　広帯域無線通信システム

広帯域無線通信システムにおける伝送方式としてはシングルキャリア伝送方式とマルチキャリア伝送方式が存在する．シングルキャリア伝送方式の代表例として SC-FDMA（Single Carrier Frequency Division Multiple Access）方式 [34], [35] が挙げられ，LTE の上りリンクに採用されている．一方，マルチキャリア伝送方式としては，直交周波数分割多元接続（OFDMA：Orthogonal Frequency Division Multiple Access）[36] が挙げられ，LTE の下りリンクに採用されている．一般的にシングルキャリア伝送方式の方が，送信信号のピーク対平均電力比（PAPR：Peak to Average Power Ratio）が低いこと，また通信路符号化を行わなくても等化により周波数ダイバーシチ効果を獲得できる利点がある．一方，マルチキャリア伝送方式は，周波数領域にランダムな振幅・位相を持つシンボル系列を割り当てるため，中央極限定理 [37] により時間信号の振幅がガウス分布に従うことになり，PAPR が高くダイナミックレンジの広い線形増幅器が必要となる．なお，マルチキャリア伝送方式では，情報ビット系列に対する通信路符号化を行うことで，広帯域伝送時の周波数応答全体に対して，情報ビットが拡散されることによる周波数ダイバーシチ効果が得られる．したがって，同伝送方式では，通信路符号化を行わない場合，周波数ダイバーシチ効果を得ることができない．ただし，文献 [38] において D. Falconer が説明した広帯域シングルキャリア伝送に対する周波数領域等化（FDE : Frequency Domain Equalization）の概念が浸透するまで，マルチキャリア伝送方式の方が周波数選択性フェージングに強いとの見解があったため，FDE の概念が浸透する前にシステム設計が行われた IEEE 802.11 a/g の無線 LAN システムでは，OFDMA の元である直交周波数分割多重（OFDM：Orthogonal Frequency Division Multiplexing）方式 [39] が利用されている．

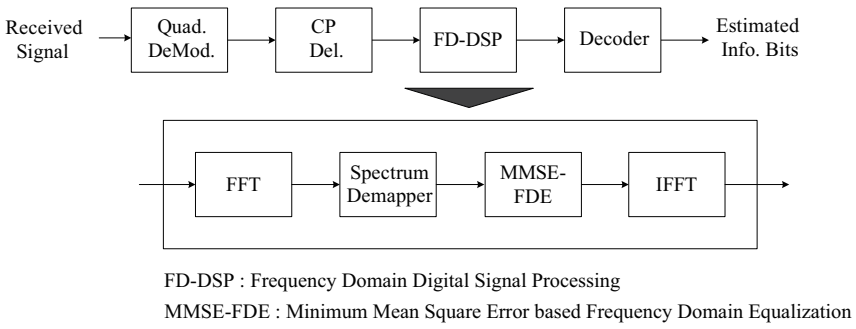


図 2.10　SC-FDMA の受信信号処理

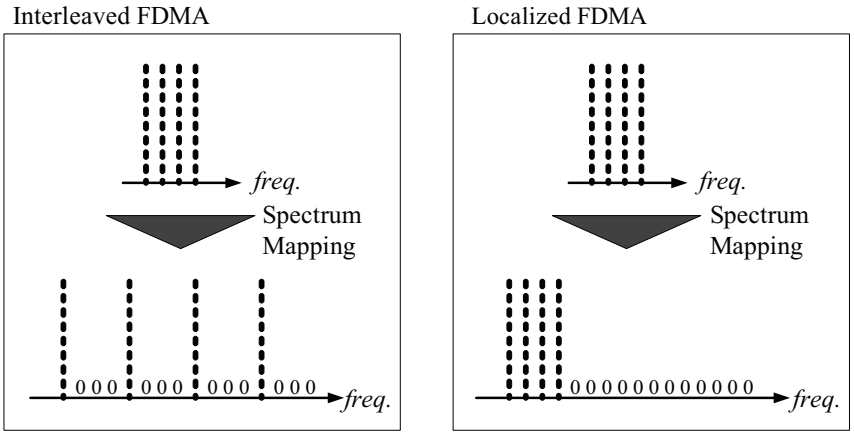


図 2.11　IFDMA と LFDMA のスペクトル配置

図 2.9 に SC-FDMA の送信信号処理を示す．同図より，情報ビット系列が符号化され，符号語ビット系列が変調されることによって，シンボル系列が生成される．このシンボル系列がブロック化され，高速フーリエ変換 (FFT : Fast Fourier Transform) が行われる．FFT 出力である離散スペクトルが任意の離散周波数に割り当てられた後，逆高速フーリエ変換 (IFFT : Inverse FFT) が行われることで，ベースバンド信号が生成される．ベースバンド信号の後半数サンプルが CP（Cyclic Prefix）として前方に付加され，直交変調された後に送信される．図 2.10 に SC-FDMA の受信信号処理を示す．受信信号に対して直交復調が行われ，CP が除去される．受信ベースバンド信号に対して周波数領域の等化が行われ，等化器出力に対して復号が行われることで，情報ビット系列が推定される．なお，SC-FDMA 方式では離散周波数の配置手段により，IFDMA（Interleaved FDMA）方式と LFDMA（Localized FDMA）方式がある [34]．図 2.11 に，IFDMA 方式と LFDMA 方式を示す．IFDMA 方式では離散スペクトルがくし型に分散配置され後に送信され，LFDMA 方式では離散スペクトルが集中して配置された後に送信される．なお，IFDMA 方式の方

が送信信号が経由する周波数応答の周波数相関が小さくなるため，周波数ダイバーシチ効果を獲得できる．

本論文では，特に断りのない限り，周波数領域の等化を前提とした広帯域シングルキャリア伝送に基づき，伝送技術の説明を行うものとする．

2.3.2 広帯域伝送モデル

伝送形態の分類

無線通信における送受信間の伝送は大きく分けて，

1. 送受信間のチャネル情報（CSI：Channel State Information）を，送信側で未知とした形態
2. 送受信間のチャネル情報を，何かしらの方法により送信側で既知とした形態

がある．送信側でノード間のチャネル情報が未知とした場合，送信側では生成されたベースバンド信号に対して特別な信号処理が施されることなく，直交変調が行われ送信される．チャネル情報の交換が必要ないため，フィードバック情報量よりも生起したデータ量の方が十分に少ない場合や，情報を複数ノードに対してブロードキャストしたい場合に用いられるべき伝送形態である．

一方，送信側でチャネル情報が既知の場合，送信側において何かしらの信号処理を施すことにより，スループットや受信 SNR を高めることが可能となる．例えば，チャネル情報に応じてフレームを構成するシンボル系列の変調方式及び符号化率を変えることでフレーム誤り率を小さくし，スループットを高める方法 [40] が挙げられる．また，チャネル情報に応じて，文献 [41], [42] で示された送信スペクトルに対する注水定理に基づく電力配分を行うことで，受信 SNR を最大化できる．受信 SNR が高まるということは，ノードの送信電力を低減しても所要の通信品質を満足できることを意味するため，送信電力に制約のある環境における広帯域伝送において必要となる技術であるものと考えられる．

ノード間のチャネル情報が送信側のノードにおいて未知の場合

広帯域シングルキャリア伝送時の信号処理に関して，等価低域系で表された数式を用いて説明する．ここでは，S-D 間のチャネル情報が S-node で未知の場合を想定する．

S-node で生成された時間領域送信シンボルベクトル $\boldsymbol{s} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は，CP が付加された後，周波数選択性通信路を経由して伝送され，D-node において受信される．その際，時間領

域雑音ベクトル $\boldsymbol{\nu} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ が加わる．D-node において，CP が除去されたときの時間領域受信シンボルベクトル $\boldsymbol{r} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は次式で与えられる．

$$\boldsymbol{r} = \boldsymbol{H}^c \boldsymbol{s} + \boldsymbol{\nu} \tag{2.6}$$

ここで，$\boldsymbol{s}$, $\boldsymbol{r}$, $\boldsymbol{\nu}$ は,

$$\boldsymbol{s} = [s(1),\ s(2), \ldots, s(N_d)]^T \tag{2.7}$$

$$\boldsymbol{r} = [r(1),\ r(2), \ldots, r(N_d)]^T \tag{2.8}$$

$$\boldsymbol{\nu} = [\nu(1),\ \nu(2), \ldots, \nu(N_d)]^T \tag{2.9}$$

であり，$(\boldsymbol{a})^T$ はベクトル $\boldsymbol{a}$ の転置を示し，送受信間で CP の付加と除去が行われた場合における時間領域通信路行列 $\boldsymbol{H}^c \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ は,

$$\boldsymbol{H}^c = \begin{bmatrix} h(1) & 0 & \cdots & \cdots & 0 & h(L) & \cdots & \cdots & h(2) \\ h(2) & h(1) & 0 & \cdots & \cdots & 0 & \cdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & h(L) \\ h(L) & \vdots & \cdots & h(2) & h(1) & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & h(L) & \cdots & \cdots & h(2) & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & \cdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \cdots & \vdots & \vdots & \cdots & h(1) & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & \cdots & h(L) & h(L-1) & \cdots & h(2) & h(1) \end{bmatrix} \tag{2.10}$$

$$= [\mathrm{circ}(\boldsymbol{h},\ 0), \mathrm{circ}(\boldsymbol{h},\ 1), \ldots, \mathrm{circ}(\boldsymbol{h},\ N_d - 1)] \tag{2.11}$$

であり巡回行列（circulant matrix）となる．ここで，$\boldsymbol{h} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ はマルチパスにより構成される複素インパルス応答ベクトルであり,

$$\boldsymbol{h} = [h(1),\ h(2),\ \ldots,\ h(L),\ (\boldsymbol{0}_{N_d - L})^T]^T \tag{2.12}$$

である．ここで，$\boldsymbol{0}_{N_d} \in \mathbb{R}^{N_d \times 1}$ は全ての要素が 0 の列ベクトルである．なお，$h(k)\ (1 \leq k \leq L)$ は k 番目のパスの独立同一分布（IID : Independent Identically Distributed）複素フェージング利得を示し,

$$\mathbb{E}\left[\sum_{k=1}^{L} |h(k)|^2\right] = 1 \tag{2.13}$$

を満たすように正規化されている．ここで，$\mathbb{E}[a]$ はスカラー a のアンサンブル平均である．そして，$\mathrm{circ}\,(\boldsymbol{h},\ k)$ は $\boldsymbol{h}$ を k 個の要素数だけ巡回させたベクトルであり,

$$\mathrm{circ}\,(\boldsymbol{h},\ k) = [(\boldsymbol{0}_k)^T,\ h(1),\ h(2),\ \ldots,\ h(L),\ (\boldsymbol{0}_{N_d - L - k})^T]^T \tag{2.14}$$

となる．

$\boldsymbol{r}$ は時間領域において周期性を有する信号を 1 周期切り出した波形に相当するので，離散フーリエ変換 (DFT : Discrete Fourier Transform) を行うことで，離散スペクトルとしての処理が可能となる．周波数領域受信シンボルベクトル $\boldsymbol{r}^f \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は,

$$\begin{aligned} \boldsymbol{r}^f &= \boldsymbol{F}\boldsymbol{r} \\ &= \boldsymbol{F}\boldsymbol{H}^c\boldsymbol{s} + \boldsymbol{F}\boldsymbol{\nu} \\ &= \boldsymbol{F}\boldsymbol{H}^c\boldsymbol{F}^H\boldsymbol{F}\boldsymbol{s} + \boldsymbol{F}\boldsymbol{\nu} \\ &= \boldsymbol{\Xi}\boldsymbol{s}^f + \boldsymbol{\nu}^f \end{aligned} \tag{2.15}$$

となる．ここで，$\boldsymbol{F} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ は DFT 行列であり，$\boldsymbol{F}$ の (x, y) 成分である $\boldsymbol{F}(x, y)$ は,

$$\boldsymbol{F}(x, y) = \frac{1}{\sqrt{N_d}} \exp\left(-j\frac{2\pi}{N_d}(x-1)(y-1)\right) \tag{2.16}$$

となる．$\boldsymbol{F}$ はユニタリ行列であるため，$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{F})^H = (\boldsymbol{F})^H\boldsymbol{F} = \boldsymbol{I}_{N_d}$ 及び，$(\boldsymbol{F})^H = (\boldsymbol{F})^{-1}$ が成立する．ここで，$(\boldsymbol{F})^H$ は $\boldsymbol{F}$ の複素共役転置行列であり，$(\boldsymbol{F})^{-1}$ は $\boldsymbol{F}$ の逆行列である．また，$\boldsymbol{\Xi} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ は $\boldsymbol{h}$ を周波数変換した周波数応答ベクトル $\boldsymbol{\xi} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ を対角成分に持つ対角行列であり,

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\Xi} &= \boldsymbol{F}\boldsymbol{H}^c(\boldsymbol{F})^H \\ &= \mathrm{diag}\left[[\xi(1), \xi(2), \ldots, \xi(N_d)]^T\right] \end{aligned} \tag{2.17}$$

となる．ここで，$\mathrm{diag}[\boldsymbol{a}]$ はベクトル $\boldsymbol{a}$ を対角成分に持つ対角行列であり，$\xi(k)$ は $\boldsymbol{\xi}$ の k 番目の要素である．式（2.17）は，巡回行列である $\boldsymbol{H}^c$ を $\boldsymbol{F}$ を用いて対角化したことを示している．また，$\boldsymbol{s}^f \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は周波数領域送信シンボルベクトル，$\boldsymbol{\nu}^f \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は周波数領域雑音ベクトルであり,

$$\boldsymbol{s}^f = \boldsymbol{F}\boldsymbol{s} \tag{2.18}$$

$$\boldsymbol{\nu}^f = \boldsymbol{F}\boldsymbol{\nu} \tag{2.19}$$

である．

周波数領域受信信号ベクトルの共分散行列 $\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{r}^f} \in \mathbb{R}^{N_d \times N_d}$ は,

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{r}^f} &= \mathbb{E}\left[\boldsymbol{r}^f \left(\boldsymbol{r}^f\right)^H\right] \\
&= \mathbb{E}\left[\left(\boldsymbol{\Xi}\boldsymbol{s}^f + \boldsymbol{\nu}^f\right)\left(\boldsymbol{\Xi}\boldsymbol{s}^f + \boldsymbol{\nu}^f\right)^H\right] \\
&= \mathbb{E}\left[\boldsymbol{\Xi}\boldsymbol{s}^f \left(\boldsymbol{\Xi}\boldsymbol{s}^f\right)^H + \boldsymbol{\Xi}\boldsymbol{s}^f \left(\boldsymbol{\nu}^f\right)^H + \boldsymbol{\nu}^f \left(\boldsymbol{\Xi}\boldsymbol{s}^f\right)^H + \boldsymbol{\nu}^f \left(\boldsymbol{\nu}^f\right)^H\right] \\
&= \boldsymbol{\Xi}\,\mathbb{E}\left[\boldsymbol{s}^f \left(\boldsymbol{s}^f\right)^H\right](\boldsymbol{\Xi})^H + \mathbb{E}\left[\boldsymbol{\nu}^f \left(\boldsymbol{\nu}^f\right)^H\right] \\
&= \boldsymbol{\Xi}\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{s}^f}(\boldsymbol{\Xi})^H + \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{\nu}^f} \\
&= E_s\boldsymbol{\Xi}(\boldsymbol{\Xi})^H + 2\sigma^2\boldsymbol{I}_{N_d} \qquad (2.20)
\end{aligned}$$

である．ここで，$\mathbb{E}[\boldsymbol{A}]$ は行列 $\boldsymbol{A}$ のアンサンブル平均であり，$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{s}^f} \in \mathbb{R}^{N_d \times N_d}$ は周波数領域送信信号ベクトルの共分散行列であり,

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{s}^f} &= \mathbb{E}\left[\boldsymbol{s}^f \left(\boldsymbol{s}^f\right)^H\right] \\
&= E_s\boldsymbol{I}_{N_d} \qquad (2.21)
\end{aligned}$$

である．S-D 間のチャネル情報を S-node 側で未知とした場合，送信側で特別な信号処理が施されず，$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{s}^f}$ の対角成分は全て同じ値となり，送信スペクトルに対して一様の電力が割り当てられる．また，$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{\nu}^f} \in \mathbb{R}^{N_d \times N_d}$ は周波数領域雑音ベクトルの共分散行列であり,

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{\nu}^f} &= \mathbb{E}\left[\boldsymbol{\nu}^f \left(\boldsymbol{\nu}^f\right)^H\right] \\
&= 2\sigma^2\boldsymbol{I}_{N_d} \qquad (2.22)
\end{aligned}$$

となり，$2\sigma^2$ は複素雑音電力密度である．式 (2.20) の第一項は送信信号が伝搬路を経由して得られた信号成分で構成され，第二項は受信機において付加された雑音成分で構成される．したがって，広帯域伝送時の瞬時受信 SNR γ_{ins} は,

$$\begin{aligned}
\gamma_{ins} &= \frac{\mathrm{tr}\left[E_s\boldsymbol{\Xi}(\boldsymbol{\Xi})^H\right]}{\mathrm{tr}\left[2\sigma^2\boldsymbol{I}_{N_d}\right]} \\
&= \frac{E_s\mathrm{tr}\left[\boldsymbol{\Xi}(\boldsymbol{\Xi})^H\right]}{2\sigma^2\mathrm{tr}\left[\boldsymbol{I}_{N_d}\right]} \\
&= \frac{E_s}{2\sigma^2}\left(\frac{1}{N_d}\sum_{k=1}^{N_d}|\boldsymbol{\Xi}(k,k)|^2\right) \qquad (2.23)
\end{aligned}$$

となる．ここで，$\mathrm{tr}[\boldsymbol{A}]$ は行列 $\boldsymbol{A}$ の対角和であり，$\boldsymbol{\Xi}(k,k)$ は $\boldsymbol{\Xi}$ の k 行 k 列の要素である．同式において，$E_s/2\sigma^2$ は平均受信 SNR を示し，$\frac{1}{N_d}\sum_{k=1}^{N_d}|\boldsymbol{\Xi}(k,k)|^2$ が平均受信 SNR に対して周波数選択性フェージングにより瞬時変動する成分を示す．なお，加法性白色ガウス雑音（AWGN : Additive White Gaussian Noise）通信路の場合，$\boldsymbol{\Xi} = \boldsymbol{I}_{N_d}$ が成立するため，$\frac{1}{N_d}\sum_{k=1}^{N_d}|\boldsymbol{\Xi}(k,k)|^2 = 1$ となり，平均受信 SNR と瞬時受信 SNR が同値となる．

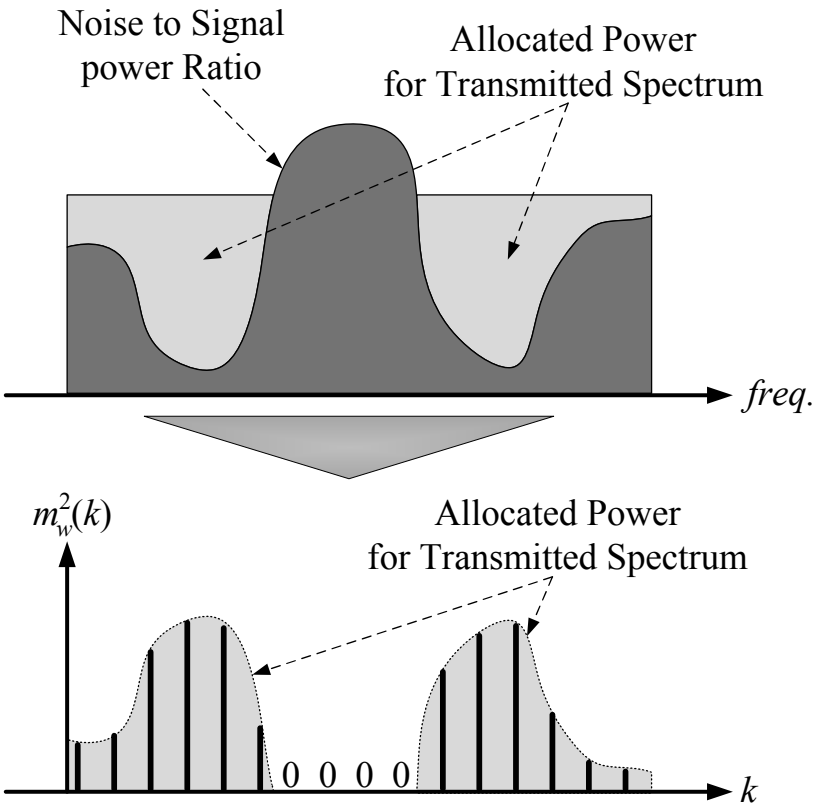


図 2.12　周波数領域ベースの注水定理の概念

ノード間のチャネル情報が送信側のノードにおいて既知の場合

S-D 間のチャネル情報を S-node において未知とした場合，生成された送信スペクトルに対して一様の電力割当が行われるが，式 (2.20) の第一項成分である $E_s\boldsymbol{\Xi}(\boldsymbol{\Xi})^H$ の対角和（トレース和）を最大化できない．これに対して，チャネル情報を S-node において既知とした場合，$E_s\boldsymbol{\Xi}(\boldsymbol{\Xi})^H$ の対角和を最大化するように送信スペクトルに対して最適な電力割当が可能となる．このとき，受信 SNR が高まるので，チャネル情報が未知である場合よりも低い送信電力で同一のスループットを達成できる．

D-node から S-node へパイロット信号が送信され，S-D 間のチャネル情報が S-node において推定されることで，広帯域シングルキャリア伝送時に文献 [41], [42] の周波数領域ベースの注水定理に基づく送信電力配分が可能となり，受信 SNR を最大化できる．図 2.12 に，周波数領域ベースの注水定理の概念を示す．周波数選択性フェージングチャネルにおいては，同図に示されるように，雑音対信号電力比（NSR:Noise to Signal power Ratio）の特性を描き，送信側で割り当てることが可能な総送信電力を水量と見立てて，水位が一定

になるよう雑音スペクトル関数に対して注水することで，各送信周波数における水の深さを最適割当電力とする最適電力割り当てが可能となる．このことは，S-D 間のチャネル情報に基づき，NSR が低い（ SNR が高い）周波数に対して，積極的に送信電力を割り当てることで，受信 SNR を最大化していることを意味する．なお，本論文では広帯域シングルキャリアスペクトルに対する注水定理に基づく電力配分や位相制御をスペクトル整形と呼ぶものとする．

受信 SNR を最大化するスペクトル整形のための対角行列 $\boldsymbol{M}_w \in \mathbb{R}^{N_d \times N_d}$ を

$$\boldsymbol{M}_w = \mathrm{diag}\left[m_w(1), m_w(2), \ldots, m_w(N_d)\right] \tag{2.24}$$

としたとき，$m_w(k)$ は k 番目の離散周波数に対するスペクトル整形のための振幅乗数である．$\boldsymbol{s}^f$ に乗積した際の周波数領域の共分散行列 $\boldsymbol{\kappa} \in \mathbb{R}^{N_d \times N_d}$ は,

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\kappa} &= \mathbb{E}\left[\left(\boldsymbol{M}_w \boldsymbol{s}^f\right)\left(\boldsymbol{M}_w \boldsymbol{s}^f\right)^H\right] \\ &= \boldsymbol{M}_w \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{s}^f} \left(\boldsymbol{M}_w\right)^H \\ &= E_s \,\mathrm{diag}\left[m_w^2(1), m_w^2(2), \ldots, m_w^2(N_d)\right]\end{aligned} \tag{2.25}$$

となる．ここで，総送信電力を P_{total} としたとき,

$$\begin{aligned}P_{total} &= \mathrm{tr}\left[\boldsymbol{\kappa}\right] \\ &= E_s \sum_{k=1}^{N_d} m_w^2(k) \\ &= E_s N_d\end{aligned} \tag{2.26}$$

を満たす.

周波数領域の注水定理適用時の各離散周波数の瞬時 E_s/N_0 を対角成分に持つ対角行列 $\boldsymbol{\rho} \in \mathbb{R}^{N_d \times N_d}$ は,

$$\boldsymbol{\rho} = \mathrm{diag}\left[\frac{E_s}{2\sigma^2} m_w^2(1)|\Xi(1,1)|^2, \frac{E_s}{2\sigma^2} m_w^2(2)|\Xi(2,2)|^2, \ldots, \frac{E_s}{2\sigma^2} m_w^2(N_d)|\Xi(N_d,N_d)|^2\right] \tag{2.27}$$

となる．注水定理では，$\mathrm{tr}\left[\boldsymbol{\rho}\right]$ が最大となるように，$\boldsymbol{M}_w$ を決定する．その際，次式で示されるラグランジュの未定乗数法を用いることで,

$$m_w(k) = \left(\xi - \frac{2\sigma^2}{E_s|\Xi(k,k)|^2}\right)^+ \tag{2.28}$$

各離散周波数の $m(k)$ が一意に決定される．ここで，ξ は式 (2.26) を満たす振幅値（図 2.12 における水位に相当）であり，$(x)^+$ は $\max(x, 0)$ を行うクリッピング演算子であり，x が

0 以下であれば 0 を出力し，x が正であればその値を出力する．なお，注水定理適用時の γ_{ins} は，

$$\gamma_{ins} = \frac{E_s}{2\sigma^2}\left(\frac{1}{N_d}\sum_{k=1}^{N_d} m_w^2(k)\,|\Xi(k,k)|^2\right) \tag{2.29}$$

となる．なお，注水定理未適用時において $m_w(k)$ は全て 1 となる．

送信スペクトル整形を実施した場合，受信スペクトルの歪みをより強調することになるため，最小二乗誤差規範の周波数領域等化（MMSE-FDE：Minimum Mean Square Error based Frequency Domain Equalization）による周波数領域等化を行った場合，送信スペクトル整形無しの場合よりも，フレーム誤り率（FER：Frame Error Rate）特性が劣化する．しかしながら，周波数領域 SC/MMSE（FD-SC/MMSE : Frequency Domain Soft Canceller and Minimum Mean Square Error） ターボ等化 [43] を利用すれば，送信スペクトル整形による受信信号エネルギーの最大化を満足しつつ，ターボ等化により残留符号間干渉が低減されるため，送信スペクトル整形を行わなかった場合よりも良好な FER 特性を期待できる．

2.3.3 広帯域シングルキャリア伝送に関する計算機シミュレーション

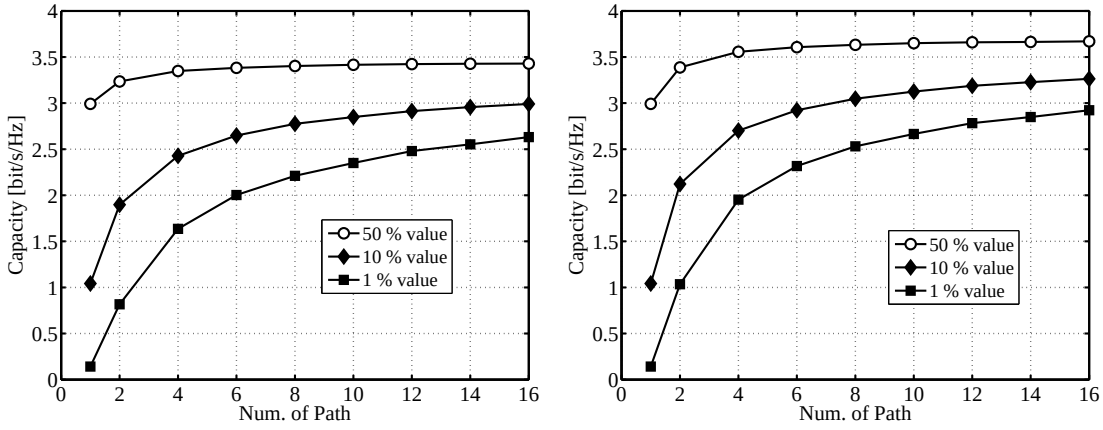
通信路容量特性評価

広帯域シングルキャリア伝送時の瞬時 SNR を C.E. Shannon の式 (1.1) に代入することで，単位周波数あたりの瞬時通信路容量 C_{ins}/W [bit/s/Hz] は，

$$\begin{aligned}\frac{C_{ins}}{W} &= \log_2(1+\gamma_{ins}) \\ &= \log_2\left(1+\frac{E_s}{2\sigma^2}\frac{1}{N_d}\sum_{k=1}^{N_d} m_w^2(k)\,|\Xi(k,k)|^2\right)\end{aligned} \tag{2.30}$$

となる．AWGN 通信路とは異なり，瞬時 SNR は時々刻々と変化する値となるため，周波数選択性通信路における通信路容量の評価としては，CDF の 50% 値に一致するエルゴード容量や，CDF の 10 % 値に一致する 10 % 瞬断容量（outage capacity）がしばしば用いられる．

図 2.13 に，$E_s/N_0 = 10$ dB における広帯域シングルキャリア伝送時のマルチパス数に対する通信路容量を示す．遅延プロファイルモデルとして，等電力レイリーモデルを利用した．図 2.13(a) は注水定理を利用していない場合，図 2.13(b) は注水定理を利用した場合の



(a) 注水定理未適用時　　(b) 注水定理適用時

図 2.13　広帯域シングルキャリア伝送時のパス数に対する通信路容量（E_s/N_0 = 10 dB）

特性となっている．両図より，パス数が多いほどパスダイバーシチ効果（周波数ダイバーシチ効果）により通信路容量が増大する．なお，パス数が 16 の CDF 1 % 値に着目すると，注水定理を利用した場合の方が，利用しない場合と比較して，通信路容量が 11 % 高い．これは，周波数領域の注水定理に基づく電力割り当てにより受信 SNR が高まったためである．

伝送特性評価

広帯域シングルキャリア伝送における符号間干渉対策として，FD-SC/MMSE ターボ等化の利用が想定される．ここでは，周波数選択性通信路に対して，周波数領域ターボ等化を利用した場合の基本伝送特性の評価を行う．

パスモデルとして，文献 [4] に示された符号間干渉の強いインパルス応答を用いるものとする．図 2.14 に，文献 [4] の 3 パスモデル（3 Path Model）

$$\boldsymbol{h} = \left[0.407,\ 0.815,\ 0.407,\ (\mathbf{0}_{N_d-3})^T\right]^T \tag{2.31}$$

及び，5 パスモデル（5 Path Model）

$$\boldsymbol{h} = \left[0.227,\ 0.46,\ 0.688,\ 0.46,\ 0.227,\ (\mathbf{0}_{N_d-5})^T\right]^T \tag{2.32}$$

の周波数応答特性を示す．同図より，3 パスモデル及び 5 パスの周波数応答には最大で 60 dB 減衰する帯域が存在し，劣悪な伝搬路であることが分かる．

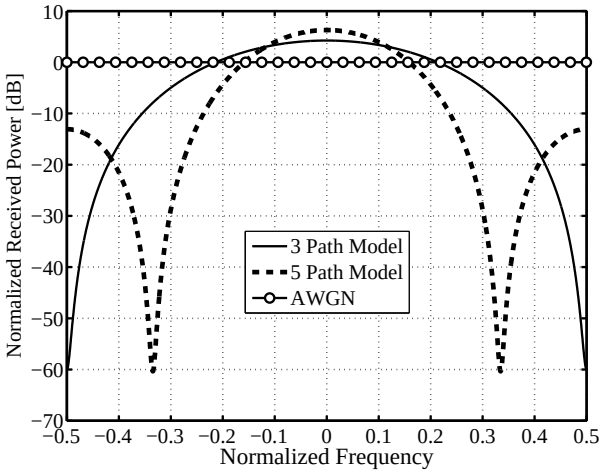


図 2.14　文献 [4] の瞬時インパルス応答モデルに対する周波数応答特性

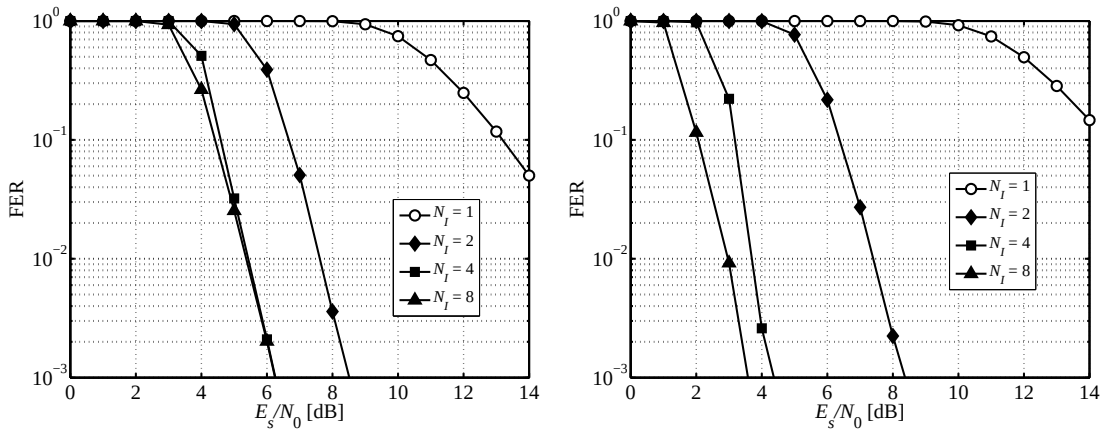
表 2.1 に，シミュレーション諸元を示す．同表より，変調方式はビットインターリーブ QPSK (Quaternary Phase Shift Keying) とし，符号化率は 1/2，等化方式として FD-SC/MMSE ターボ等化を用いた．

図 2.15 に，図 2.14 の 3 Path Model における E_s/N_0 に対する FER 特性を示す．なお，ターボ等化の繰返し数 N_I を 1 回から 8 回とした．同図 (a) より，$N_I = 1$ の場合，E_s/N_0 が約 13 dB において FER = 0.1 となっているが，$N_I = 8$ の場合，約 4.5 dB において FER = 0.1 を達成できる．約 8.5 dB の特性改善は，ターボ等化における等化器と復号器間の外部対数ゆう度比 (LLR : Log Likelihood Ratio) の交換による符号間干渉の低減によるものである． 同図 (a) と (b) を比較して，$N_I = 8$ の場合，FER = 10^{-3} を満たす E_s/N_0 を注水定理を用いた場合の方が約 2.0 dB 低減できる．これは，注水定理による受信エネルギーの最大化が行われたためである．

図 2.16 に，図 2.14 の 5 Path Model における E_s/N_0 に対する FER 特性を示す．なお，ターボ等化の繰返し数を 1 回から 32 回とした．同図 (a) より，$N_I = 1$ の場合，FER = 1.0 となっている．これは，周波数応答における利得の深い落ち込みにより等化時の残留符号間干渉が強いためである．次に，$N_I = 2$ の場合，E_s/N_0 が約 13 dB において FER = 0.1 が得られているが，$N_I = 16$ の場合，約 6 dB において FER = 0.1 を達成できる．約 7 dB の特性改善は，図 2.15 と同様に，繰返し数が増すにつれてターボ等化における等化器と復号器間の外部 LLR の交換により符号間干渉が低減したためである． 同図 (a) と (b) を比較して，$N_I = 32$ の場合，FER = 10^{-3} を満たす E_s/N_0 を注水定理を用いた場合の方が約 0.2 dB 低減できることが分かる．

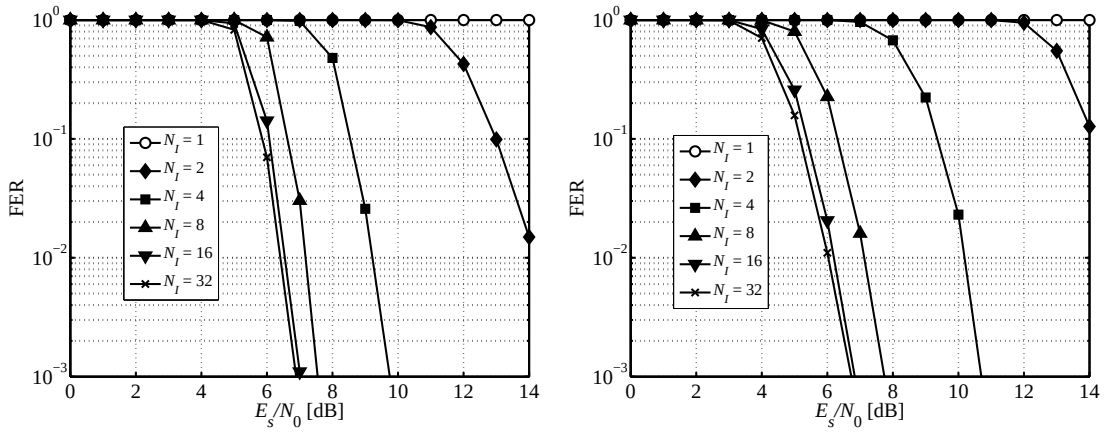
表 2.1　シミュレーション諸元

Modulation (Coding rate)	Bit interleaved QPSK (1/2)
Channel coding	Convolutional code (Constraint length 4)
Equalizer	Frequency domain SC/MMSE turbo
Decoder	Max-Log-MAP with correction factor [82]
Data symbol length	2048 symbols
Cyclic prefix length	64 symbols
Interleaver	Random
Channel estimation	Perfect



(a) 注水定理未適用時　　(b) 注水定理適用時

図 2.15　E_s/N_0 に対する FER 特性（図 2.14 の 3 Path Model）



(a) 注水定理未適用時　　(b) 注水定理適用時

図 2.16　E_s/N_0 に対する FER 特性（図 2.14 の 5 Path Model）

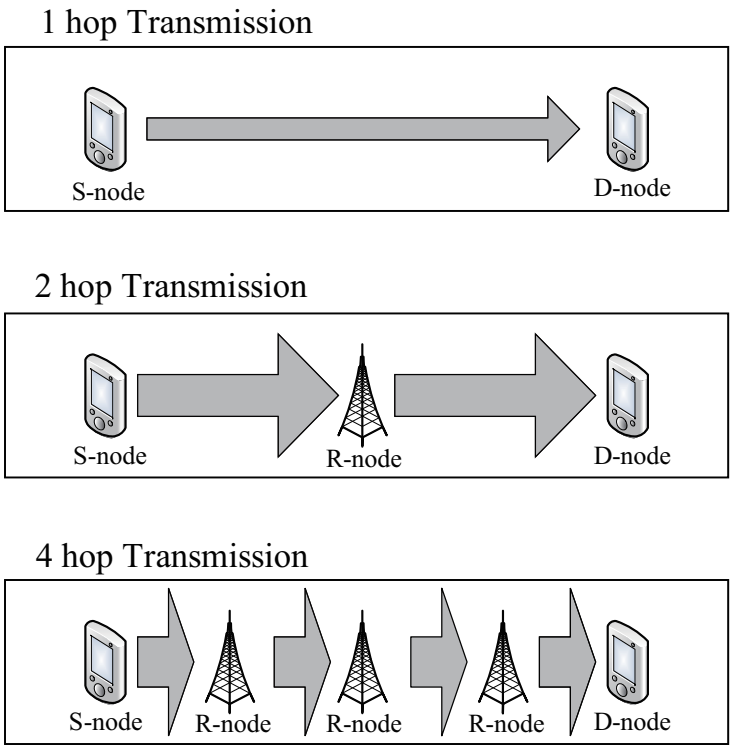


図 2.17　直接連接型のマルチホップ伝送の概念図

2.4　無線メッシュネットワークにおけるマルチホップ伝送方式

2.2 では，受信信号電力の低下により広帯域シングルホップ伝送の実施が困難であることを示した．この受信信号電力を高める手段として，無線アドホックネットワーク [22] においてマルチホップ伝送 [24] が検討されている．図 2.17 に，直接連接型のマルチホップ伝送の概念図を示す．同図に示されるように，マルチホップ数を増やすと各リンクの伝送距離が短くなるため，ノード間の受信信号電力が高まる．S-D 間において伝送距離が等間隔となるように R-node を設置した場合，シングルホップ伝送時の受信信号電力の長区間中央値に対するマルチホップ伝送時の受信信号電力の長区間中央値の比 $G_{multihop}$ [dB] は，

$$G_{multihop} = 10\log_{10}\left(N_{hop}\right)^{\alpha} \tag{2.33}$$

となる．ここで，N_{hop} はマルチホップ数であり，α はパスロスの減衰係数である．図 2.18 に，マルチホップ数に対する $G_{multihop}$ を示す．図 2.18 より，2 ホップ伝送の場合，2 乗則（$\alpha = 2$）では 6 dB，3 乗則（$\alpha = 3$）では 9 dB，4 乗則（$\alpha = 4$）では 12 dB 受信信号電力が高まる．

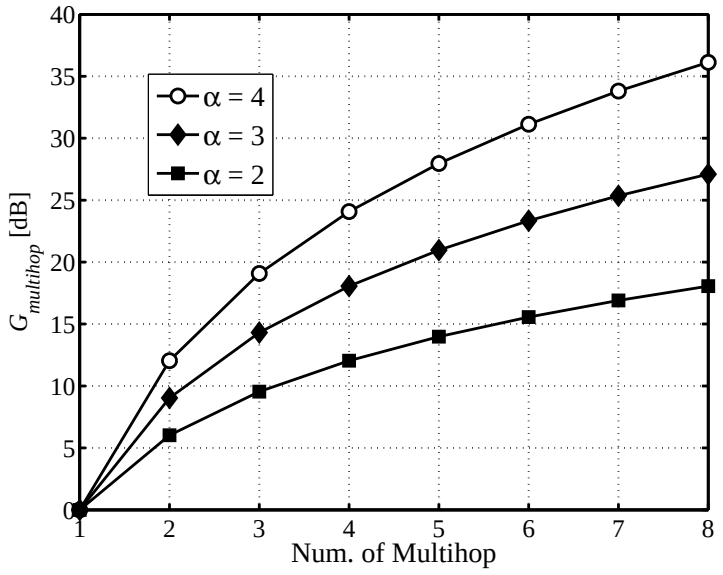


図 2.18　マルチホップ数に対する $G_{multihop}$

以上の記述により，マルチホップ伝送を行うことで，パスロス低減による平均受信信号電力の改善を期待できることが分かる．マルチホップ伝送の伝送形態は，有線ネットワークにおける IP 層から発生したものであるが，無線通信システムにおいても有効な伝送形態であると考えられる．

2.5　従来の HARQ 方式

2.5.1　無線通信システムにおける再送

一般に無線通信システムにおいては，通信路の状況が劣悪な場合にフレーム誤りが発生する．このフレーム誤りに対し，フレームを正しく受信する手法は，大別すると 2 つある．一つ目はフレーム誤りが発生することを前提として，送信側において通信路符号化による前方誤り訂正（FEC：Forward Error Correction） [44]-[46] を実施し，受信側では送信側に問い合わせることなく，誤り訂正復号処理を行うことでフレーム誤りの確率を抑制する方法である．もう一つは，受信側において誤りが検出された際に，フレームを正しく受信するまで送信側に再送要求する自動再送要求（ARQ：Automatic Repeat reQuest）を行う方法である．なお，現代の高度化したディジタル信号処理技術では，通信路符号化及び復号処理を低遅延で実現できるため，FEC と ARQ を組み合わせたハイブリッド ARQ（HARQ：Hybrid ARQ） [47] を行うことで，再送によるスループットの低下を限りなく抑

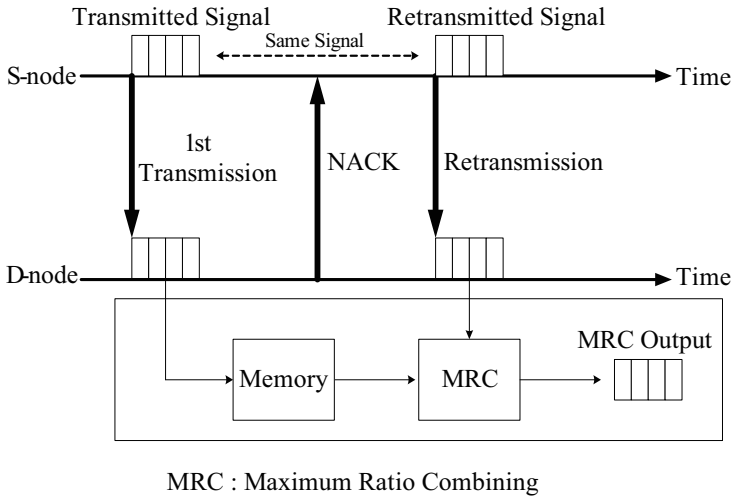


図 2.19　Chase Combining の概念

えることが可能となる．

HARQ 方式には，再送時において初回フレームを破棄し，FEC が施されたフレームの再送要求を実施する Type-I 方式と，初回フレームを受信側のメモリに蓄積し，初回及び再送フレームの信号を合成して誤り訂正を実施する Type-II 方式が存在する．Type-II 方式としては，文献 [25] の CC と文献 [26] の IR がある．初回伝送フレームを利用することで，Type-II HARQ の方が Type-I HRQ よりも良好なスループット特性を達成できる．

2.5.2　Chase Combining

図 2.19 に，CC の概念図を示す．S-node から送信されたフレームが D-node において誤って受信されると，D-node から S-node へ NACK（Negative ACKnowledgment）が通知され，S-node により初回伝送と同一のフレームが再送される．D-node においては，初回フレームと再送フレームの最大比合成が行われる．端末が移動するセルラシステムにおいて，初回フレーム伝送時と再送フレーム伝送時の伝搬路特性の相関が低い場合には，時間ダイバーシチ効果によりフレームを正しく復号できる確率が高まる．

2.5.3　Incremental Redundancy

図 2.20 に，IR の概念図を示す．S-node では，低符号化率の通信路符号化で符号語ビット系列が生成された後，初回伝送時には，符号語ビット系列の一部が削除（パンクチャリ

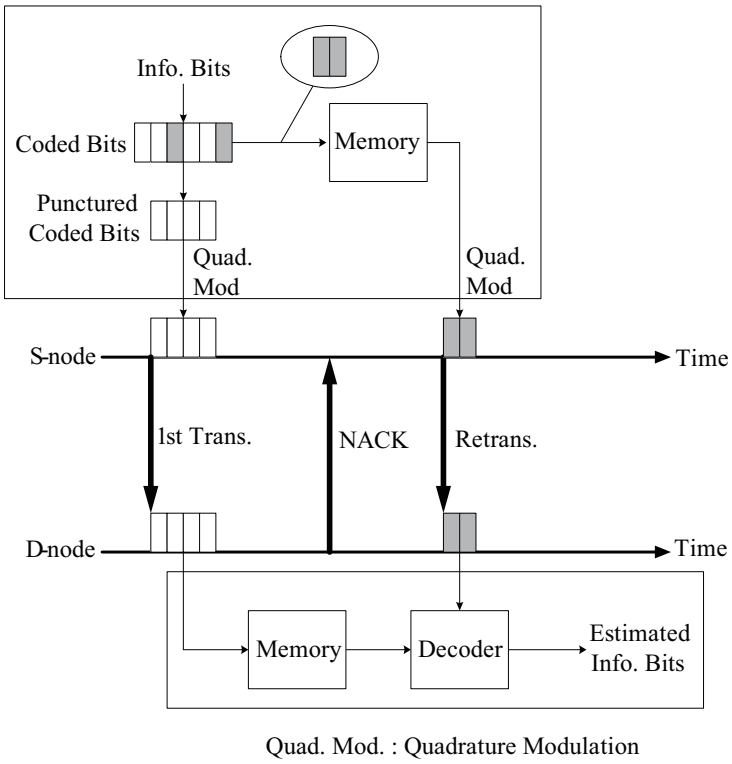


図 2.20　Incremental Redundancy の概念

ング）された系列でベースバンド信号が生成される．NACK が S-node へ通知された際，初回伝送時にパンクチャリングされた符号語ビット系列からベースバンド信号が生成され，再送信号として送信される．D-node では，初回に受信された符号語ビット系列と再送符号語ビット系列が復号器に入力される．端末が移動しない環境においても，初回伝送では送信されなかったパリティビット系列を復号に用いることにより符号化利得が高まり，正しくフレームを復号できる確率が高まる．

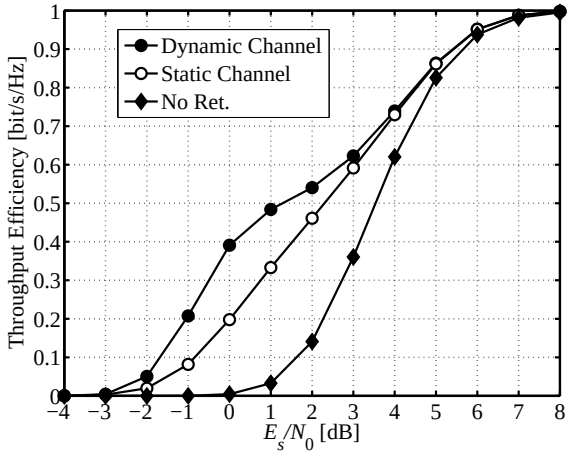


図 2.21　Chase Combining 利用時の E_s/N_0 に対する平均スループット効率

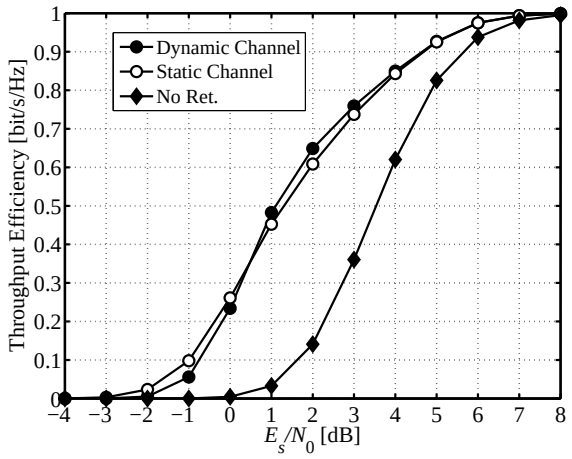


図 2.22　Incremental Redundancy 利用時の E_s/N_0 に対する平均スループット効率

2.5.4　従来の再送方式に関する計算機シミュレーション

従来の再送方式の性能を計算機シミュレーションにより確認した．1 フレーム内の情報ビット数を 1024 とし，通信路符号は拘束長 4，符号化率 1/2 のターボ符号とし，変調方式は QPSK とした．なおパスモデルは，12 波等電力レイリーモデルとした．

図 2.21 に，CC 利用時の E_s/N_0 に対する平均スループット効率特性を示す．同図では，初回伝送時とは時間無相関の瞬時伝搬路で再送した場合（Dynamic Channel）と，初回伝送時と時間完全相関の瞬時伝搬路で再送した場合（Static Channel）及び再送を行わなかった場合（No Ret.）との特性を比較した．図 2.21 より，E_s/N_0 が 0 dB のとき，Dynamic Channel の方が Static Channel よりも，スループット効率が約 97 % 高い．これは，時間無相関の伝搬路を経由した場合の方が，時間ダイバーシチを獲得できるためである．また，E_s/N_0 が 2 dB のとき，Dynamic Channel の方が No Ret. よりもスループット効率が約 3.8 倍高い．E_s/N_0 が 2 dB の状態では，再送時のオーバヘッドによるスループット低下を十分に小さくできる場合，再送した方が高いスループットを達成できることを意味している．

図 2.22 に，IR 利用時の E_s/N_0 に対する平均スループット効率特性を示す．再送時には初回伝送時には送信されなかったパリティビット系列が送信されることで，符号化率が 1/3 となる．同図より，E_s/N_0 が 2 dB のとき，Dynamic Channel の方が Static Channel よりも，スループット効率が約 6 % 高い．CC の場合よりも IR の場合においてスループット効率の差がないのは，初回伝送時と再送時の伝搬路特性の時間相関が高くても，異なるパリティビット系列が送信されたことにより符号化利得が向上したためである．

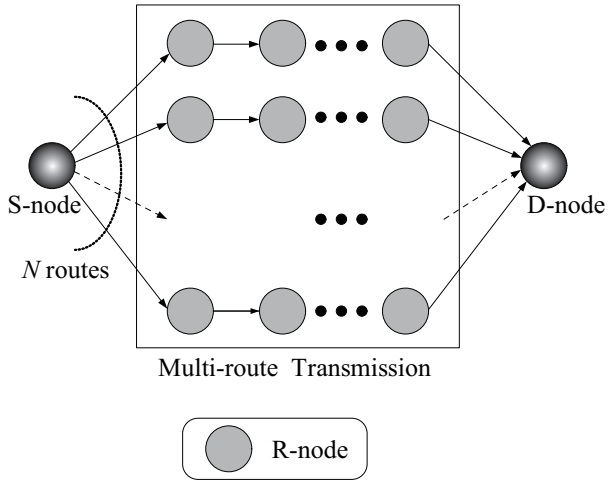


図 2.23　マルチパスルーティング方式の概念

2.6　従来の協力中継伝送方式

2.6.1　無線通信システムにおける協力中継伝送

近年，複数のノードが協力することで，シャドウィングやフェージングの影響を低減しつつダイバーシチ利得を獲得し，カバレッジの拡大や信号対干渉雑音電力比（SINR：Signal to Interference and Noise power Ratio）を高める研究が進んでいる [48]．本節では，S-D 間に複数のノードが存在し，それらが柔軟に協力可能な無線ネットワークにおいて既に提案されている協力中継伝送方式の一部について説明を行う．

2.6.2　マルチパスルーティング方式

文献 [49] では，S-node において生起フレームが複製され，一つの経路ではなく複数の経路を利用して D-node へ伝送された後，D-node において複数フレームが合成されるマルチルーティング方式が提案されている．図 2.23 に，マルチパスルーティング方式の概念を示す．同図では，S-node から送信されたフレームが N 本の経路を経由し，D-node において受信される．D-node では複数経路を経由した N 個の同一フレームが復調され，復号器において受信符号語がゆう度合成されることで，ルートダイバーシチ効果を獲得できる．

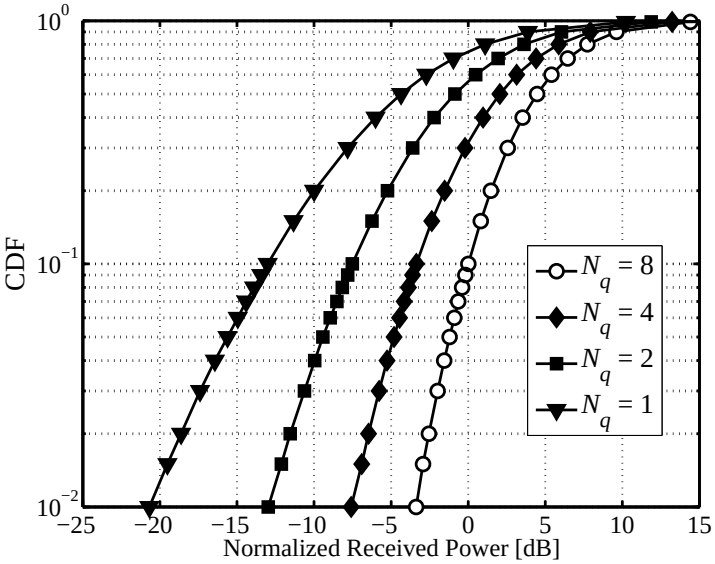


図 2.24　2 ホップ並列伝送時に，S-R 間及び R-D 間共に高いリンク品質を持つ R-node が 1 つ選択された場合の，長区間中央値で正規化された受信信号電力の短区間中央値の CDF

2.6.3　平均受信信号電力基準の中継ノード選択方式

2.4 では，直接連接型のマルチホップ伝送について，ホップ数を増やすことによりパスロスを低減できることを説明した．一方，ホップ数を 2 にした上で，S-R 及び R-D 間のリンク品質が高いノードを利用する並列連接型のマルチホップ伝送が考えられる．

2 ホップ並列伝送が行われる場合に，R-node が選択されることにより得られる恩恵は何かという問いに対し，シャドウィングによる変動を低減することで受信信号電力の CDF 1 % 値が高まる効果が挙げられる．図 2.24 に，S-D 間の中間に R-node 候補を N_q 個設置し，S-R 間及び R-D 間共に高いリンク品質を持つ候補ノードが R-node として 1 個選択された場合の，長区間中央値によって正規化された受信信号電力の短区間中央値の CDF を示す．なお，シャドウィングの標準偏差を 8 dB とし，パスモデルは等電力 24 波レイリーモデルとした（このモデルの瞬時変動の中央値は 0 dB）．同図では，i 番目の R-node 候補における S-R 間の受信信号電力 $P_{SR:i}$ 及び R-D 間の受信信号電力 $P_{RD:i}$ に対して，N_q 個の中継候補の中から選択される R-node インデックス n $(1 \leq n \leq N_q)$ が，

$$n = \arg\max_{i} \left(\min\left(P_{SR:i},\ P_{RD:i}\right)\right) \tag{2.34}$$

となるリンク品質の良好なノードを選択した．図 2.24 より，$N_q = 1$ における CDF 1 % 値は -20.7 dB であるのに対し，$N_q = 2$，$N_q = 4$，$N_q = 8$ の 1 % 値は，それぞれ -13 dB，-7.5

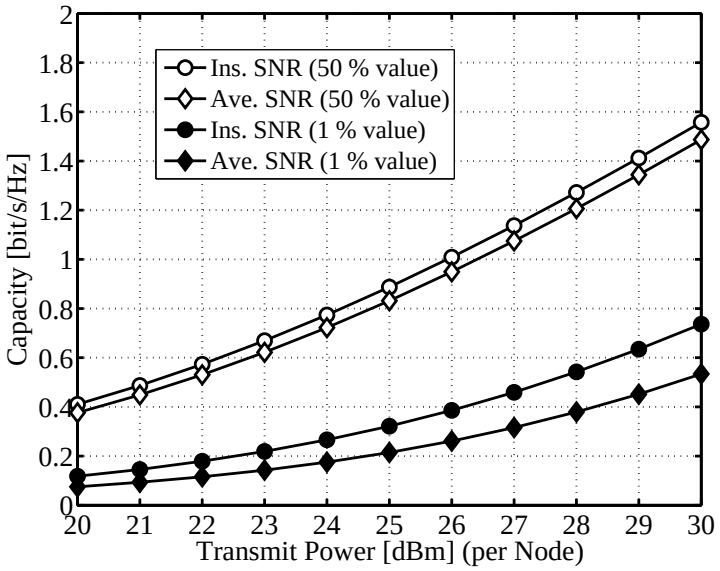


図 2.25　送信電力に対する 2 ホップ通信路容量

dB，-3.4 dB となる．これは，選択ダイバーシチ効果により，シャドウィングによる受信信号電力の低下を抑圧できたためである．上記の R-node の適切な選択による受信信号電力の低下抑圧効果を踏まえて，文献 [50] では，セルラシステムのカバレッジ拡大のために 2 ホップ伝送を行う際，平均受信信号電力の高い R-node が 1 個選択される方法が提案されている．2 ホップ伝送の場合，N_{sel} 個の中継候補の中から選択される R-node インデックス l $(1 \leq l \leq N_{sel})$ は，

$$l = \arg\max_{i} \left(\min\left(\gamma_{SR:i},\ \gamma_{RD:i}\right)\right) \tag{2.35}$$

で与えられる．ここで，$\gamma_{SR:i}$ は i 番目の R-node 候補 $N_{sel:i}$ を利用した場合の S-R 間の平均 SNR であり，$\gamma_{RD:i}$ は $N_{sel:i}$ を利用した場合の R-D 間の平均 SNR である．同式に基づき R-node が選択されることで，高い平均スループットを期待できる．

図 2.25 に，**2.8.1** において説明する 36 個のノードで構成されるメッシュネットワークにおいて，S-node 及び D-node 以外の 34 個のノードの中から平均 SNR 基準（Ave. SNR）及び瞬時 SNR 基準（Ins. SNR）でリンク品質の高い R-node が 1 個選択された場合の，送信電力に対する 2 ホップ通信路容量を示す．パスロスは式 (2.2) から計算され，シャドウィングの標準偏差を 8 dB とし，パスモデルとして 24 波レイリー 2 dB 指数減衰モデルを用いた．同図では，R-node が 1 個選択された後，S-R 間と R-D 間の通信路容量を各々求め，小さい方の通信路容量に対し 0.5 を乗積している．図 2.25 より，50 % 値では，S-R 間と R-D 間共に瞬時 SNR の高いノードを 1 つ適宜選択する方が，平均 SNR 基準で選択する

場合より約 0.5 dB 低い送信電力で 0.5 bit/s/Hz を達成できることがわかった．一方，CDF 1 % 値では，瞬時 SNR 基準で選択した場合よりも約 2.0 dB 低い送信電力で 0.5 bit/s/Hz を達成できる．このことから，瞬時 SNR 基準で R-node を選択した方が，平均 SNR 基準よりも低送信電力で同一のスループットを達成することが可能であることが分かる．

2.6.4 送信ダイバーシチ効果を獲得可能な中継伝送方式

S-node からの受信フレームを正しく復号した複数の R-node が協力して再生したフレームを D-node へ送信する際，送信ダイバーシチ効果を獲得する手法が提案されている．複数の R-node を用いて R-D 間の伝送において送信ダイバーシチ効果を獲得する際，**2.3.2** において論じたように，

1. 各 R-node が D-node とのチャネル情報を未知とした場合
2. 各 R-node が D-node とのチャネル情報を既知とした場合

に分類できる．既知のチャネル情報を用いて送信信号に対して何かしらの信号処理を施す方が，D-node における受信 SNR の最大化が可能になるものと考えられる．

各 R-node が D-node との周波数応答を既知とした場合，周波数領域の注水定理を用いた電力配分を用いて各 R-D 間の受信 SNR の最大化が可能となる．ここで，各 R-node から同一のフレームが同一周波数かつ同一時間長で協調なしに送信された場合，R-node 群と D-node 間の合成インパルス応答の各遅延波成分は，各 R-node からの信号の遅延波成分がエネルギー合成（電力加算）される．各 R-node からの信号が D-node において逆相で合成された場合，たとえ注水定理による電力制御が行われていたとしても，R-node 群と D-node 間の受信 SNR が高まらない．したがって，何かしらの信号処理により各 R-node からの信号が同相合成（電圧加算）されることで，受信 SNR の最大化へと繋げることができる [51], [52]．各 R-node が D-node との周波数応答を既知とした場合には，各 R-node において，受信時の各遅延波成分が同相合成されるように位相調整できるので，高い送信ダイバーシチ効果の獲得が可能となる．

周波数応答の位相調整型コヒーレント合成方式の有効性を計算機シミュレーションにより確認する．図 2.26 に，R-node と D-node 間の平均 E_s/N_0 に対する 1 % 通信路容量を示す．同図では，S-R 間の伝送が正しく復号できたものとし，複数の R-node が周波数領域の位相制御を行い広帯域信号をコヒーレントに受信できる場合（w/ Phase Cont.）と，位相制御を行わなかった場合（w/o Phase Cont.）とを比較した．なお，位相制御の効果のみを把握するため，両者において周波数領域の注水定理は行っていない．図 2.26 より，w/ Phase Cont. 及び w/o Phase Cont. 共に N_q の多い方が通信路容量が高い，これは協力中継

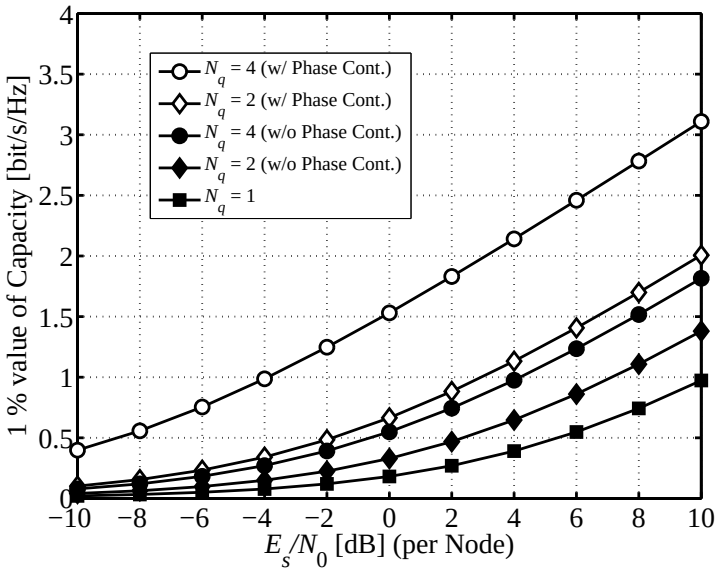


図 2.26　ノード当たりの E_s/N_0 に対する 1 % 通信路容量

数が増えることにより送信ダイバーシチ利得が増大したためである．また，$N_q = 4$ かつ $E_s/N_0 = 10$ dB において，w/ Phase Cont. の方が w/o Phase Cont. よりも通信路容量が約 71 % 高い．これは，w/ Phase Cont. では既知のチャネル情報を用いてフレーム送信時に位相制御が行われ，D-node において各 R-node からの信号が同相合成されたためである．

2.7　広帯域無線通信システムの課題

2.7.1　従来の HARQ の課題

Chase Combining の課題

CC 方式は，セルラシステムにおいて無線端末が移動することを前提とし，フェージングの時間相関が小さい環境において，初回フレームと再送フレームを合成することで，時間ダイバーシチ利得を獲得している．しかしながら，非移動環境においては，時間ダイバーシチ利得を期待できない．また，再送時間長の最小単位は初回フレームと同じであるため，最大比合成後の受信 SNR が，所要 SNR を大きく越える場合が想定される．このとき，必要以上のエネルギーが再送されることによるエネルギーの無駄が発生する．したがって，再送エネルギーを無駄にしない再送方式が必要であるものと考えられる．

Incremental Redundancy の課題

IR 方式では，CC 方式とは異なり，異なるパリティビット系列から生成されたシンボル系列から成るフレームを再送しているため，時間ダイバーシチ効果を得ることができない場合においても，符号化利得の獲得により，フレーム復号確率を CC 方式よりも高めることが可能となる．しかしながら，IR 方式では，フレームを訂正するために必要最小のパリティビット系列を一度に再送するのではなく，パリティビット系列の一部を複数回に分けて送信することでフレーム誤りを訂正しているため，複数回の再送によるオーバヘッド並びに無送信時間長の影響によるスループットの低下が発生する．これは，フレーム誤りを訂正するのに必要最小量の再送情報量を把握せずに，複数回の再送の結果，必要最小量の情報を送信したことが原因である．

2.7.2 従来の協力中継伝送の課題

マルチパスルーティングの課題

マルチパスルーティング方式では，複数の R-node から成る N 本のルートを経由して同一フレームを D-node へ伝送している．このとき，マルチパスダイバーシチ利得を獲得できる一方で，R-node を利用した分の総送信電力が高くなる．限りある無線リソースを効率的に利用するためには，ノード単体の送信電力の低減だけでなく，協力中継伝送にかかる総送信電力も低減する必要があるものと考えられる．

平均パスロス基準のノード選択方式の課題

平均パスロス基準で S-R 及び R-D 間の SNR の高い R-node を選択した場合，平均スループットを高めることができるものの，瞬時 SNR と平均 SNR の差異により，高い 1 % スループットを期待することができない．このことは，図 2.25 において，通信路容量の CDF 1 % 値が 0.4 bit/s/Hz を達成するのに，平均 SNR 基準の方が瞬時 SNR 基準よりも 2.0 dB 高い送信電力を要したことからも明らかである．したがって，1 % スループットを高めるためには，瞬時 SNR を考慮した協力中継伝送が必要であると考えられる．

複数の中継ノードを用いた分散アンテナ伝送の課題

複数 R-node の送信フレームの位相制御方式の問題点を示す．位相制御方式は送信ダイバーシチ効果を獲得できるものの，S-node 周辺の複数の R-node 候補を全て利用すること

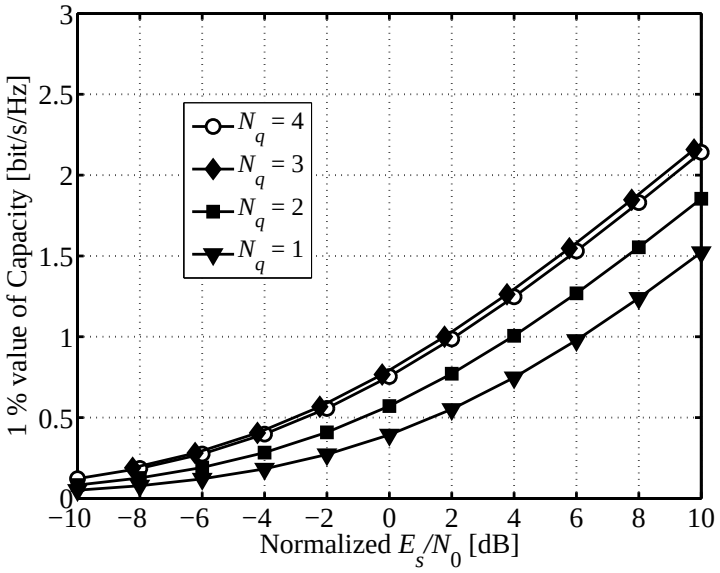


図 2.27　正規化 E_s/N_0 に対する 1 % 通信路容量

は，得られるダイバーシチ利得を高める一方で，R-node にかかる総送信電力が高くなる問題が想定される．図 2.27 に，R-D 間の E_s/N_0 に対する 1 % 通信路容量を示す．同図における E_s は，複数の R-node を利用した場合と 1 個利用した場合が同一の送信エネルギーとなるように正規化している．また同図では，S-node からのフレームを正しく復号できた R-node を 4 個用意し，4 個の中から D-node との瞬時伝搬路の良好な R-node を複数選択し，送信フレームに対する位相制御を行い，D-node において同相でフレームを受信している．なお，遅延プロファイルモデルは，24 波レイリー 2 dB 指数減衰モデルとした．

図 2.27 において注目すべきは，$N_q = 4$ と $N_q = 3$ の特性を比較した場合，$N_q = 3$ の方が良好な特性を示していることである．4 個の R-node から瞬時伝搬路の良くない 1 個のノードを利用しないことで総送信電力を低減しつつ，3 個分の R-node によるダイバーシチ利得により，4 個全て利用した場合よりも高い 1 % 通信路容量を達成している．このことから，想定する無線ネットワークにおいて，所要伝送品質を満たす必要最小限の R-node 数を適応的に制御する方式が必要になるものと考えられる．

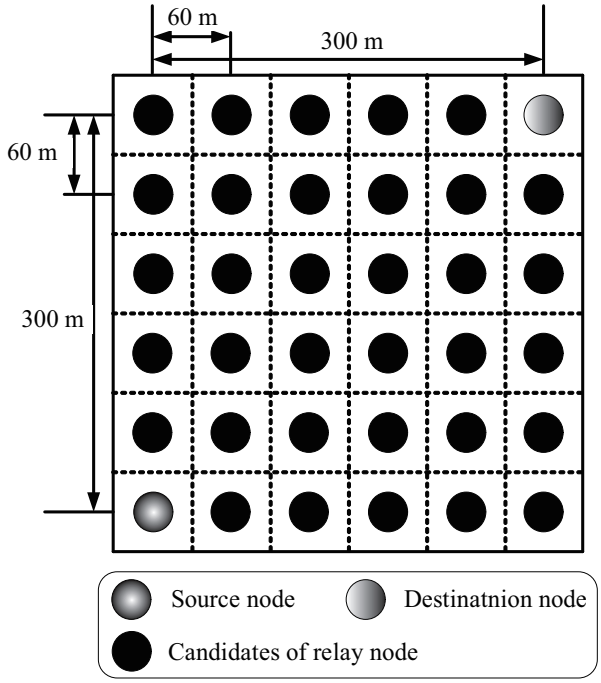


図 2.28　無線メッシュネットワークモデル

2.8　広カバレッジ環境において広帯域伝送を可能とする無線通信システム設計のシナリオ

2.8.1　メッシュ構造を用いた協力中継伝送のシナリオ

メッシュ構造を利用した生起ノードの放射エネルギーの集約

2.7 で示した課題を踏まえ，送信電力に制約がある広カバレッジ環境において，広帯域シングルキャリア伝送を実現する方法について再考する．無線メッシュネットワーク [23] において，S-node の放射エネルギーは D-node だけで受信されるのではなく，S-node と D-node の周辺に存在するノードにおいても受信される．図 2.28 に，本論文において想定する無線メッシュネットワークモデルを示す．同図では，正方格子上に 36 個のノードが配置され，ノード間距離を 60 m とした．また，左下端のノードを S-node，右上端のノードを D-node とし，S-D 間の距離を約 420 m とした．無線伝送では，S-node から送信された電波は面的に拡がりをもって空間を伝搬するので，送信電力の制約によって S-D 間で所望の伝送速度の実現が困難な場合には，空間全体に放射されたエネルギーを効率的に集約しつつ，それを D-node まで搬送することが理想であると考えられる．幸い S-node から比較的近い場所に位置する R-node であれば，空間に拡散された電波の同時受信が可能

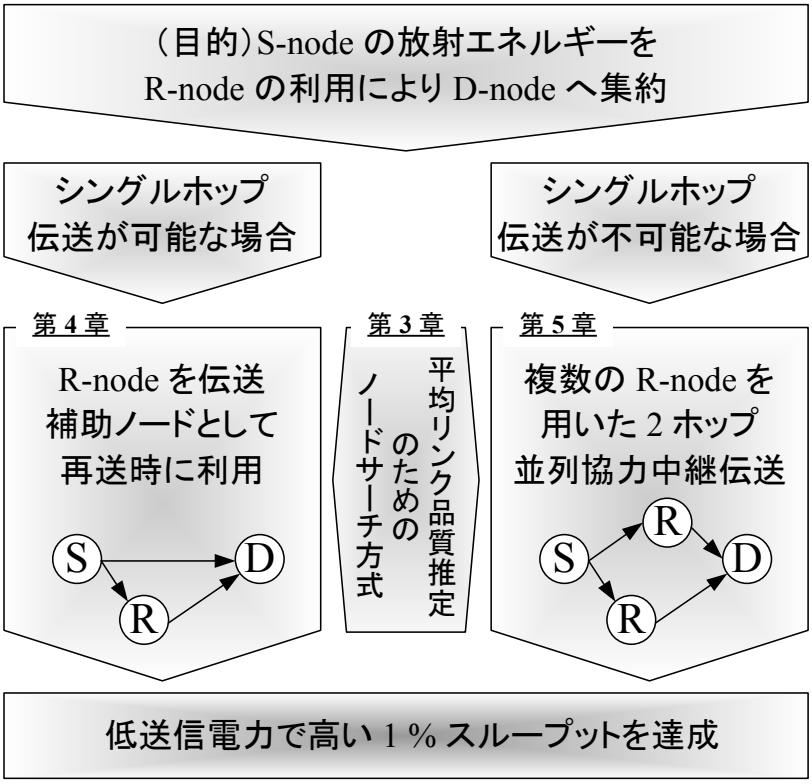


図 2.29　本論文における課題解決のための R-node の利用形態

であり，それら R-node 間で協力して D-node に信号を中継すれば，上記理念が実現できると考えられる．

本論文では，無線メッシュネットワーク のメッシュ構造を利用した協力中継伝送を行うことで，放射エネルギーを D-node へ効率に集約する方式を検討する．具体的にどのような形態で R-node を利用すれば良いのかという問いに対し，図 2.29 に，本論文において想定する R-node の利用形態を示す．同図では，

1. シングルホップ伝送を主体とし，シングルホップ伝送の補助として R-node を用いる．シングルホップ伝送において誤りが検出された場合にのみ R-node が S-node から放射された信号からフレームを再生し，再送を行う（第 **4** 章）

2. シングルホップ伝送では常時フレーム誤りが発生する場合において，複数の R-node を用いた 2 ホップ並列協力中継伝送を行う（第 **5** 章）

を示している．なお，これらの形態では周辺ノードの平均リンク品質推定のためのノードサーチ（第 **3** 章）が適切に行われているものとし，R-node を利用することで D-node にお

ける瞬時 SNR が高まると共に，高い 1 % スループットの達成が可能になるものと考えられる．以下に，二つの利用形態の詳細を示す．

シングルホップ伝送をアシストする中継ノードを用いた再送伝送

シングルホップ伝送において，所望の 1 % スループットは得られないものの，通信不能状態までは至っていない場合を想定する．このとき，S-node が再送するのではなく，S-node からの初回フレームを再生した R-node が再送を行えば，伝送距離が短い分 S-D 間よりも R-D 間の受信信号エネルギーが高いため，S-node が再送する場合よりもフレームを正しく復号できる確率を高めることができる．第 **4** 章において提案する方式では，再生フレームをそのまま再送するのではなく，文献 [27]-[29] の DSC を用いて一部のスペクトルを再送する．まず R-D 間の瞬時伝搬路特性から再送後のフレーム復号に成功できる再送レートを決定する．その後，必要最小量のスペクトルを再生フレームから抽出し，くし型スペクトル配置による短時間の再送を行うことで周波数ダイバーシチ効果を獲得しつつスループットの向上を期待できる．

複数の中継ノードを用いた 2 ホップ並列協力中継伝送

シングルホップ伝送では通信不能状態となる場合において，S-node から放射されたフレームを複数の R-node が再生して D-node へエネルギーを集約させることで，R-D 間の受信信号エネルギーが高まり，低送信電力でフレームを正しく復号することが可能となる．図 2.28 においては，中継回数を 1 回に限定する代わりに，S-node からの信号を正しく受信できた複数の R-node が D-node 宛に同時に送信する並列中継を適用することで，D-node の受信 SNR を高めることができる．また，中継回数を 1 回に限定することで，各 R-node は，常時，自身が中継する S-node から D-node へ至る伝搬路特性を把握することが可能となるので，瞬時伝搬路特性に応じた各種制御が導入可能となる．

この考え方に基づき，第 **5** 章において提案する方式では，S-node から送信されたシングルキャリア信号 [34], [35] を，2 ホップ中継を担う複数の R-node が協力して DF（Decode and Forward）の形態で中継する [53]．その際，各 R-node では，R-D 間の瞬時伝搬路特性に基づき，D-node に対して効率的にエネルギーを搬送する目的で，注水定理 [41], [42] に基づくスペクトル整形と送信スペクトルの位相制御 [51], [52] を行う．複数の R-node を利用する場合，R-node の数が増えると，無線リソースの消費も増えることになる．本来，無線リソースの消費は必要最小限とすべきであるので，第 **5** 章において提案する方式では，使用する R-node 数の適応制御も導入する．

シナリオの前提条件

本論文におけるノードの定義は，電柱などに設置可能な大きさで，アクセスポイント機能をも有する比較的小規模の無線中継局を意味する．具体的なイメージとしては，中継局の下に，例えば無線 LAN のようなユーザアクセス回線が別途存在する，いわゆる無線ルータ機能を有し，一部の無線中継局のみがバックボーンネットワークへのゲートウェイ機能を有するものである．さらに，各ノードは特定の位置に固定されているものする．そのため，パスロスは ITU-R の式 (2.2) から算出された後，常に固定される．一方，シャドウィングは周辺ノードの構造体分布が大きく変化することによって変動する．このことにより，シャドウィングの変動は瞬時伝搬路特性の変動に対して十分低速であるとみなすことができる．また，瞬時変動は周囲の散乱体の動きによって発生するので，シャドウィングよりは速い変動ではあるが，データフレームの時間長では変動がないと見なせるくらい，低速な変動であるとする．そのため，協力中継伝送に必要なパイロット信号の送受信や協力中継伝送を行っている間ノード間の伝搬路変動は準静的であると見なすとする（ドップラー周波数が 0 Hz と近似している）．以上の前提に従い，本論文では，無線中継局間で，ある中継局が S-node として遠方の中継局である D-node に対しフレーム伝送を行う際，S-D 間の中間に設置された中継局である R-node を経由した中継伝送を議論するものとする．また，各ノードが持つ送受信アンテナ本数は 1 本とし，SISO（Single-Input Single-Output）伝送を行うものとする．なお，図 2.28 における S-node と D-node をそれぞれ D-node と S-node に入れ替えたとしても信号処理形態は変わらないので，元の協力中継伝送形態と同等の高い 1 % スループットを期待できる．

第 3 章以降の構成

以上の説明を踏まえて，まず第 **3** 章において協力中継伝送効果の高い平均リンク品質を持つノードをサーチする方式を提案する．このノードサーチが適切に行われていることを前提として，R-node による再送のシナリオについては，第 **4** 章において空間ダイバーシチ利得を獲得しつつ，必要最小の情報量を再送可能な R-node を用いた再送方式を提案する．また，2 ホップ並列協力中継伝送のシナリオについては，第 **5** 章において瞬時リンク品質が良好で，必要最小数の R-node を利用する 2 ホップ並列協力中継伝送方式を提案する．

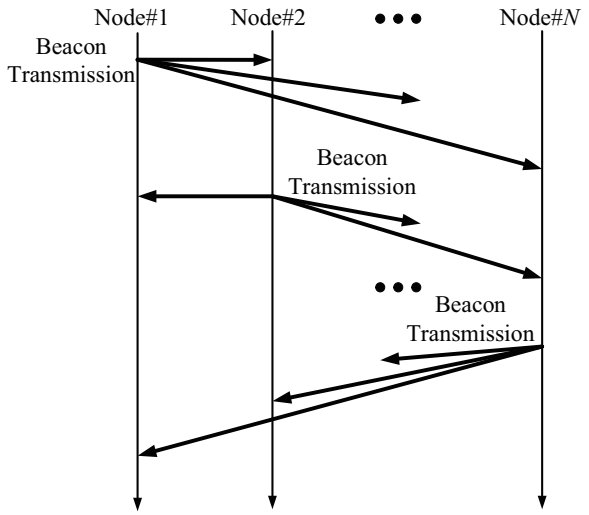


図 2.30　ネットワーク内の周辺ノードに対するノードサーチプロトコル

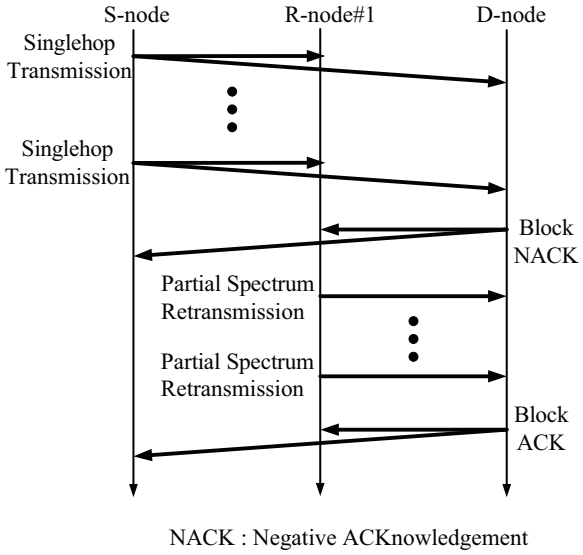


図 2.31　R-node を用いた部分スペクトル再送プロトコル

2.8.2　協力中継伝送の通信プロトコル

本節では，前節におけるシナリオを実現する上で，第 **3** 章以降において提案する方式を実施する際の通信プロトコルを明らかにする．

平均リンク品質テーブル生成のためのノードサーチ方式

図 2.30 に，周辺ノードの平均リンク品質テーブル生成のためのノードサーチプロトコルを示す．同図より，メッシュネットワーク内の各ノードから長周期間隔でビーコン信号が時分割で送信される．ビーコン信号が受信された際，それに含まれるパイロット信号から伝搬路推定が行われる．ビーコンが送信される度に推定された伝搬路応答が平均化されることで，周辺ノードの平均リンク品質が推定される．

中継ノードを用いた部分スペクトル再送伝送

図 2.31 に，無線メッシュネットワーク内の R-node を用いた部分スペクトル再送プロトコルを示す．同図より，S-node から D-node へ複数フレームが直接伝送され，D-node で受信されたフレームに誤りがある場合に，Block NACK が S-node だけでなく R-node へ通知される．NACK を受け取った R-node から部分スペクトルで形成された再送フレームが

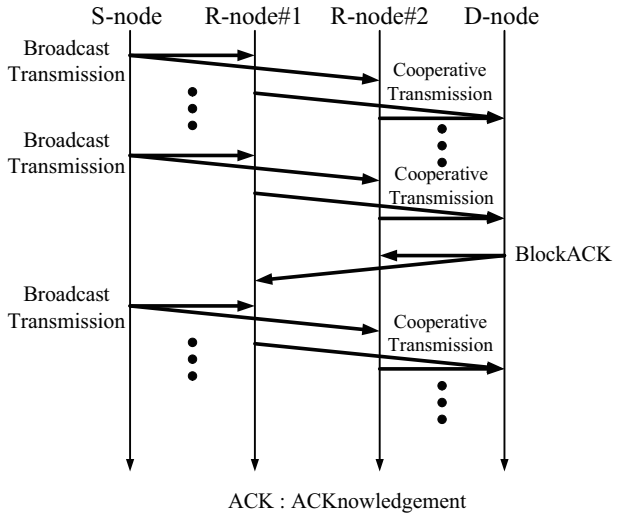


図 2.32　複数の R-node を用いた 2 ホップ並列協力中継伝送プロトコル

送信される．D-node では，初回受信フレームと再送フレームが最大比合成され，正しく復号できたことを Block ACK によって通知する．

複数の中継ノードを用いた 2 ホップ並列協力中継伝送

図 2.32 に，無線メッシュネットワーク内の複数の R-node を用いた 2 ホップ並列協力中継伝送プロトコルを示す．同図より，S-node から送信されたフレームが複数の R-node で受信され，復号される．それら R-node 群で再生されたフレームが同一周波数及び同一時間長で D-node へ送信される．これを繰返し，D-node において正しくフレームが復号された場合，Block ACK が R-node 群へ通知される．なお，S-node に対する ACK は，R-node 群から協力中継されたフレームが D-node だけでなく S-node でも受信及び復号されることで適宜行われているものとする．

2.9 結言

本章では，まず広帯域無線伝送の電波伝搬を説明した．そして，広カバレッジの無線通信システムにおいて，送信電力制約下で広帯域伝送を行った場合，受信 SNR が所要 SNR よりも数十 dB 低くなり，直接伝送が困難であることを明らかにした．

次に，本論文において利用する広帯域シングルキャリア伝送を数式を用いて説明すると共に，計算機シミュレーションにより基礎伝送特性を明らかにした．

さらに，受信 SNR 改善及びスループット改善のために利用される無線メッシュネットワークにおけるマルチホップ伝送方式，セルラシステムにおいて一般的に良く用いられる HARQ 方式，これまでに提案されてきた協力中継伝送方式に関する説明を行い，それらの課題点を明らかにした．

これらの課題点に対し，送信電力制約下で広カバレッジかつ広帯域伝送を可能とする無線メッシュネットワークにおける，メッシュ構造を利用した協力中継伝送方式のシナリオを説明すると共に，提案伝送方式の前提となる通信プロトコルを説明した．

第3章

無線メッシュネットワークにおける ノードサーチ方式

3.1 緒言

第 **2** 章で示したように，無線メッシュネットワークにおいて高い 1 % スループットを達成可能な協力中継伝送を行うためには，いかに適切な R-node を選択するかが課題となる．本章では，どのノードが R-node として利用可能であるかを S-node が把握する手段として，近隣ノードとの間の，その変動速度は極めて低速であると考えられる平均リンク品質を推定し，さらに，それらの平均リンク品質テーブルを生成するノードサーチ方式を提案する．提案方式を説明するにあたり，無線メッシュネットワークおけるノード間のリンク品質の把握に関するシナリオを示す．次に，平均リンク品質を推定するための周波数領域パイロット信号を用いた伝搬路推定技術について説明を行う．さらに，伝搬路推定技術を用いたノードサーチ方式について説明する．提案方式の有効性を確認するため計算機シミュレーションを行い，平均リンク品質テーブルの生成精度を評価する．

3.2 無線メッシュネットワークにおけるノードサーチのシナリオ

表 3.1 に，リンク品質の把握に関する分類表を示す．同表において，無線リンク品質は瞬時リンク品質と平均リンク品質の二つに分類できる．瞬時リンク品質を把握するには，瞬時 SNR 及び瞬時周波数応答情報が必要となり情報量が多い，また，無線伝搬路の瞬時の受信レベルは時々刻々と変動するため，変動に対して追随するための更新周期は短い．したがって，メッシュネットワーク内の数十のノード間で瞬時リンク品質の把握を行うことは実現困難であると考えられる．一方，平均リンク品質を把握するパラメータは平均

表 3.1　リンク品質の把握

把握情報	交換情報	更新周期	瞬時伝搬路特性に応じた制御
瞬時リンク品質	瞬時 SNR, 瞬時周波数応答	短い	可能
平均リンク品質	平均 SNR	長い	不可能

SNR のみであり，平均伝搬路利得は，ノード自体が移動しない場合はその変動は低速であるため，更新周期も十分に長くて良い．したがって，数十のノード間においても平均リンク品質の把握は実現可能である．しかしながら，表 3.1 より，平均リンク品質情報では **2.3.2** において説明した瞬時伝搬路特性に基づく送信スペクトル整形等の各種適応制御を実施できない．適応制御を行い低送信電力でも高い 1 % スループットを達成するためには，瞬時リンク品質情報が必要である．

そこで，本論文では，以下のプロセス

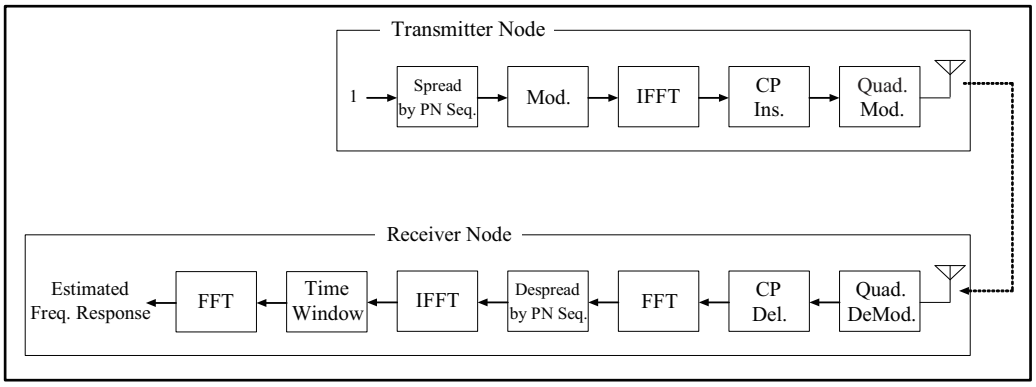
1. 各ノードにより長周期間隔でビーコンが送信される
2. 受信したビーコンに含まれるパイロット信号を用いて瞬時リンク品質が推定される
3. ビーコン受信の度に，各ノードのメモリに保存された瞬時リンク品質の平均化及び更新が行われ，平均リンク品質が高い精度で推定される
4. ビーコン情報に複数ノードとの平均リンク品質推定値を含めることで，ネットワーク全体におけるノード間の平均リンク品質情報が共有される

に従い平均リンク品質を常時把握すると共に，S-node からのデータフレーム送信の直前に，R-node の候補となり得るノードに対してのみ，パイロット信号の送信による瞬時リンク情報の取得プロセスを起動するものとする．それにより，パイロット信号の送信による無線リソースの消費割合を抑えつつ，瞬時伝搬路特性を活用した伝送効率の改善が可能となる．

3.3　周波数領域ベースのパイロット信号を用いた伝搬路推定方式

3.3.1　パイロット信号の送受信信号処理

セルラシステムでは伝搬路推定に送受信側で既知パイロット信号が利用される．文献 [54]-[58] では，ユーザに対して時間及び周波数分割されたスロットをダイナミックに割り当て



PN : Pseudo Noise　IFFT : Inverse Fast Fourier Transform　FFT : Fast Fourier Transform
CP : Cyclic Prefix　Quad. Mod. Quadrature Modulator

図 3.1　周波数領域ベースのパイロット信号を用いたチャネル推定に関する送受信信号処理

る DPC-OF/TDMA（Dynamic Parameter Controlled Orthogonal Frequency and Time Division Multiple Access）システムにおける伝搬路推定技術が提案されている．本章では，DPC-OF/TDMA システムで提案された周波数領域ベースのパイロット信号に着目し，このパイロット信号形式を用いたノードサーチ方式を提案する．

DPC-OF/TDMA システムにおけるパイロット信号は文献 [59] の CI（Carrier Interferometory）方式に基づく信号生成を基にしている．CI 方式では，OFDM の全サブキャリアの振幅と位相が一定にされた後，各サブキャリアに対して直線位相オフセットが与えられることにより，シングルキャリア信号と同等の性質を持つ時間波形が得られる．図 3.1 に，周波数領域ベースのパイロット信号に関する送受信信号処理を示す．同図より，送信ノードは全て 1 で構成された情報ビット系列に対し，ノード固有の PN（Pseudo Noise）系列を用いて周波数領域の拡散が行われる．拡散系列に対して BPSK（Binary Phase Shift Keying）変調が行われ，生成されたシンボル系列に対して IFFT が行われ，CP が付加された後，直交変調後の時間領域のパイロット信号が送信される．受信ノードでは直交復調が行なわれた後，CP が除去され，FFT が行われる．FFT 出力に対して，ノード固有の PN 系列を用いた逆拡散処理が行われることで周波数応答が推定される．さらに，推定周波数応答に対して IFFT が行われることで得られた推定瞬時インパルス応答に対し，CP を超える応答成分を 0 にする時間窓を経由させ，再度 FFT が行われる．時間窓処理により，元の周波数応答に含まれていた雑音成分と干渉成分が除去され，推定周波数応答と真の周波数応答の誤差が小さくなる．これは，推定したいインパルス応答の最大遅延時間が CP 長より短く，CP 長を越える成分が干渉と雑音のみで構成されるためである．

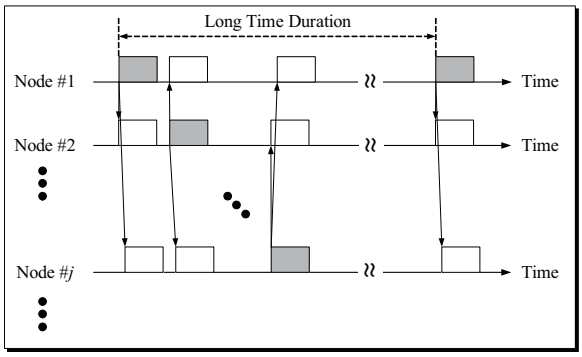


図 3.2　周辺ノードから時分割でパイロット信号がブロードキャストされた場合

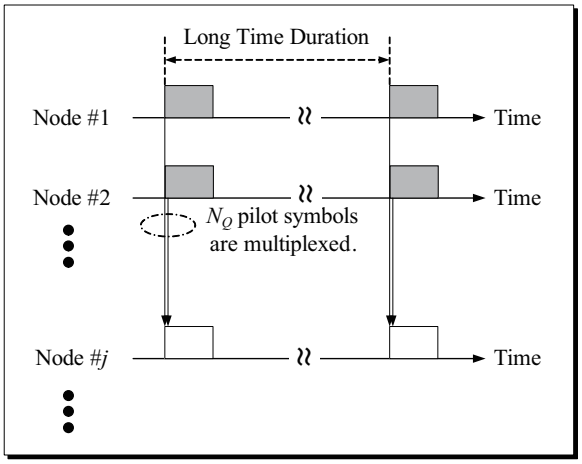


図 3.3　周辺 N_Q ノードから符号多重でパイロット信号がブロードキャストされた場合

3.3.2　パイロット信号を用いた伝搬路推定方式

パイロット信号の受信シナリオ

図 3.2 と図 3.3 に，メッシュネットワーク内におけるパイロット信号の受信シナリオを示す．シナリオは以下のとおりである．

1. 図 3.2 は，周辺ノードから時分割でパイロット信号がブロードキャストされた場合である．このとき，同一時間において受信されるパイロット信号は 1 ノード分であるためパイロット信号間の相互干渉は無く，ノード間の瞬時インパルス応答の推定精度は受信 SNR のみにより決定される．

2. 図 3.3 は，各ノードから，**3.3.1** で説明した拡散系列の異なるパイロット信号が同一タイミングで送信される場合である．ここで周辺にあるノード数を N_Q とすると，N_Q 個のノードからパイロット信号が符号多重されたものが受信されることになる．すなわち，各ノードの瞬時インパルス応答が推定される際，推定したいノードからの希望パイロット信号成分以外に，$N_Q - 1$ 個のノード分の干渉パイロット成分が含まれていることになる．

以降では，これらのシナリオを数式を交えて具体的に説明する．

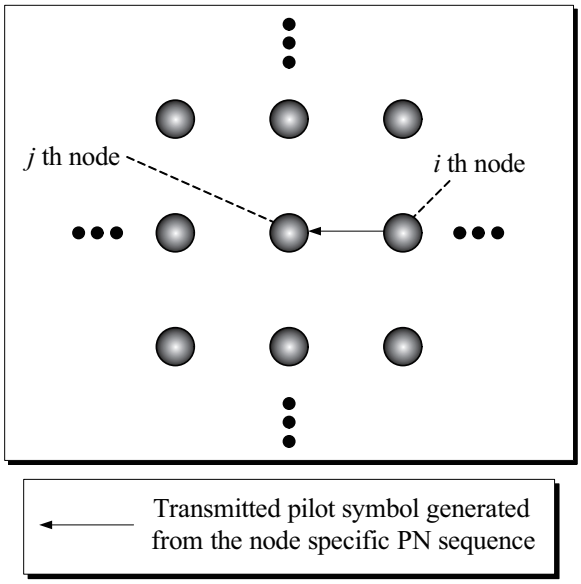


図 3.4　周辺ノードから時分割で送信されたパイロット信号の受信

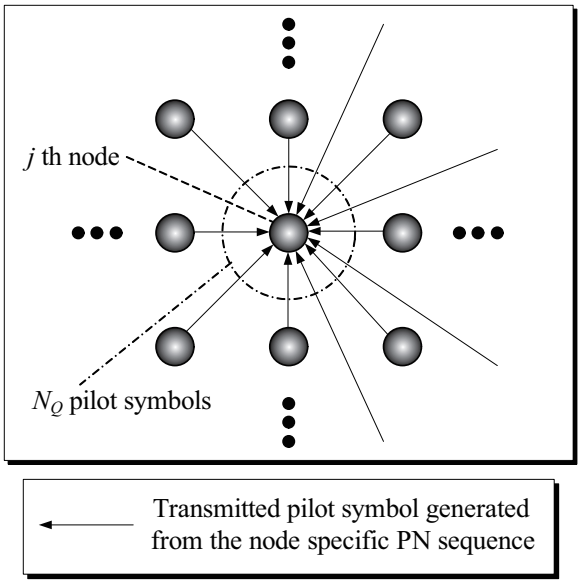


図 3.5　周辺ノードから符号多重で送信されたパイロット信号の受信

時分割で単一のパイロット信号が受信される場合

図 3.4 に，周辺ノードの中にある i 番目のノードからノード固有の PN 系列により生成されたパイロット信号がブロードキャストされ，時分割で j 番目のノードに受信された場合の概念図を示す．このとき，CP 除去後の時間領域受信パイロットシンボルベクトル $\boldsymbol{r}_{pilot:j} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は次式で与えられる．

$$\boldsymbol{r}_{pilot:j} = \boldsymbol{H}^c_{j,i}\boldsymbol{s}_{pilot:i} + \boldsymbol{\nu}_j \tag{3.1}$$

ここで，$\boldsymbol{H}^c_{j,i} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ は，i 番目の周辺ノードと j 番目のノード間の時間領域通信路行列であり，$\boldsymbol{s}_{pilot:i} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は i 番目のノードの時間領域送信パイロットシンボルベクトルであり，$\boldsymbol{\nu}_j \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は j 番目のノードの時間領域雑音ベクトルである．$\boldsymbol{r}_{pilot:j}$ に対して，IFFT が行われることで，

$$\boldsymbol{r}^f_{pilot:j} = \boldsymbol{\Xi}_{j,i}\boldsymbol{s}^f_{pilot:i} + \boldsymbol{\nu}^f_j \tag{3.2}$$

$$= \boldsymbol{\Xi}_{j,i}\boldsymbol{P}^f_i\boldsymbol{1}_{N_d} + \boldsymbol{\nu}^f_j \tag{3.3}$$

となる．ただし，$\boldsymbol{\Xi}_{j,i} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ は i 番目の周辺ノードと j 番目のノード間の周波数領域通信路行列であり，$\boldsymbol{s}^f_{pilot:i} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は i 番目のノードの周波数領域送信パイロットシンボルベクトルであり，

$$\boldsymbol{s}^f_{pilot:i} = \boldsymbol{P}^f_i\boldsymbol{1}_{N_d} \tag{3.4}$$

と変換できる．ここで $\boldsymbol{P}_i^f \in \mathbb{R}^{N_d \times N_d}$ は i 番目のノード固有の PN 系列が BPSK 変調されたシンボルを対角成分に持つ対角行列であり，$\mathbf{1}_{N_d} \in \mathbb{R}^{N_d \times 1}$ は全ての要素が 1 の列ベクトルである．$\boldsymbol{\nu}_j^f \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は j 番目のノードの周波数領域雑音ベクトルである．

周波数応答が推定される場合，$\boldsymbol{r}_{pilot:j}^f$ に対し $\boldsymbol{P}_i^f$ が乗積される（いわゆる逆拡散処理を行う）ことで，

$$\begin{aligned} \boldsymbol{P}_i^f \boldsymbol{r}_{pilot:j}^f &= \boldsymbol{P}_i^f \boldsymbol{\Xi}_{j,i} \boldsymbol{P}_i^f \mathbf{1}_{N_d} + \boldsymbol{P}_i^f \boldsymbol{\nu}_j^f \\ &= \boldsymbol{\Xi}_{j,i} \mathbf{1}_{N_d} + \boldsymbol{P}_i^f \boldsymbol{\nu}_j^f \end{aligned} \tag{3.5}$$

となる．式 (3.5) の第 1 項は j 番目と i 番目のノード間の周波数応答成分から成る列ベクトルである．$\boldsymbol{P}_i^f \boldsymbol{P}_i^f = \boldsymbol{I}_{N_d}$ であることと，$\boldsymbol{P}_i^f$ と $\boldsymbol{\Xi}_{j,i}$ が対角行列であることから，

$$\boldsymbol{P}_i^f \boldsymbol{\Xi}_{j,i} \boldsymbol{P}_i^f \mathbf{1}_{N_d} = \boldsymbol{P}_i^f \boldsymbol{P}_i^f \boldsymbol{\Xi}_{j,i} \mathbf{1}_{N_d} = \boldsymbol{\Xi}_{j,i} \mathbf{1}_{N_d} \tag{3.6}$$

となる．次に，第 2 項の雑音成分を除去するために，時間領域における窓関数が用いられる．

$\boldsymbol{P}_i^f \boldsymbol{r}_{pilot:j}^f$ に対して IFFT が行われることで，

$$\begin{aligned} \boldsymbol{F}^H \boldsymbol{P}_i^f \boldsymbol{r}_{pilot:j}^f &= \boldsymbol{F}^H \boldsymbol{\Xi}_{j,i} \mathbf{1}_{N_d} + \boldsymbol{F}^H \boldsymbol{P}_i^f \boldsymbol{\nu}_j^f \\ &= \boldsymbol{F}^H \left(\boldsymbol{F} \boldsymbol{H}_{j,i}^c \boldsymbol{F}^H \right) \mathbf{1}_{N_d} + \boldsymbol{F}^H \boldsymbol{P}_i^f \boldsymbol{\nu}_j^f \\ &= \boldsymbol{H}_{j,i}^c \left(\sqrt{N_d} \mathbf{1}_{imp:N_d} \right) + \boldsymbol{F}^H \boldsymbol{P}_i^f \boldsymbol{\nu}_j^f \end{aligned} \tag{3.7}$$

となる．ここで，$\mathbf{1}_{imp:N_d} \in \mathbb{R}^{N_d \times 1}$ は，

$$\mathbf{1}_{imp:N_d} = [1,\ 0, \ldots, 0]^T \tag{3.8}$$

で構成されるインパルスベクトルあり，$\sqrt{N_d} \mathbf{1}_{imp:N_d} = \boldsymbol{F}^H \mathbf{1}_{N_d}$ の関係となる．式 (3.7) に対し，時間窓関数行列 $\boldsymbol{D}_{N_d} \in \mathbb{R}^{N_d \times N_d}$ が乗積されることで，

$$\boldsymbol{D}_{N_d} \boldsymbol{F}^H \boldsymbol{P}_i^f \boldsymbol{r}_{pilot:j}^f = \boldsymbol{H}_{j,i}^c \left(\sqrt{N_d} \mathbf{1}_{imp:N_d} \right) + \boldsymbol{D}_{N_d} \boldsymbol{F}^H \boldsymbol{P}_i^f \boldsymbol{\nu}_j^f \tag{3.9}$$

となる．$\boldsymbol{D}_{N_d}$ は，

$$\boldsymbol{D}_{N_d} = \mathrm{diag}\,[1,\ 1, \ldots, 1, 0, 0, \ldots, 0] \tag{3.10}$$

で与えられ，1 行 1 列の対角成分から CP の時間長に相当する N_{CP} 行 N_{CP} 列までを 1 とし，$N_{CP}+1$ 行 $N_{CP}+1$ 列から N_d 行 N_d 列までが 0 となっている．第 1 項の $\boldsymbol{H}_{j,i}^c \left(\sqrt{N_d} \mathbf{1}_{imp:N_d} \right)$ は，CP 内の複素インパルス応答であるため $\boldsymbol{D}_{N_d}$ の影響を受けないものの，第 2 項は CP 外にも成分があるため，これを除去することで雑音電力が N_{CP}/N_d に低減される．式 (3.9) に対し FFT が行われることで，

$$\boldsymbol{F} \boldsymbol{D}_{N_d} \boldsymbol{F}^H \boldsymbol{P}_i^f \boldsymbol{r}_{pilot:j}^f = \boldsymbol{\Xi}_{j,i} \mathbf{1}_{N_d} + \boldsymbol{F} \boldsymbol{D}_{N_d} \boldsymbol{F}^H \boldsymbol{P}_i^f \boldsymbol{\nu}_j^f \tag{3.11}$$

となり，式 (3.5) よりも高い精度で周波数応答が推定される．

複数ノードから符号多重で送信されたパイロット信号が受信される場合

周辺 N_Q 個のノードからノード固有の PN 系列に基づき生成されたパイロット信号が同時に送信され，受信機においてはそれらが符号多重された形で受信されるとき，j 番目のノードにおける受信モデルは，図 3.5 で表される．j 番目のノードにおける受信信号ベクトルを $\boldsymbol{r}_{pilot:j}$ と記す時，$\boldsymbol{r}_{pilot:j}$ は次式で与えられる．

$$\boldsymbol{r}_{pilot:j} = \sum_{i=1}^{N_Q} \boldsymbol{H}^c_{j,i}\boldsymbol{s}_{pilot:i} + \boldsymbol{\nu}_j \tag{3.12}$$

$\boldsymbol{r}_{pilot:j}$ に対して FFT が行われることで，

$$\boldsymbol{r}^f_{pilot:j} = \sum_{i=1}^{N_Q} \boldsymbol{\Xi}_{j,i}\boldsymbol{s}^f_{pilot:i} + \boldsymbol{\nu}^f_j \tag{3.13}$$

$$= \sum_{i=1}^{N_Q} \boldsymbol{\Xi}_{j,i}\boldsymbol{P}^f_i\mathbf{1}_{N_d} + \boldsymbol{\nu}^f_j \tag{3.14}$$

となる．ここで，k 番目の周辺ノードとの周波数応答が推定される場合，$\boldsymbol{r}^f_{pilot:j}$ に対し $\boldsymbol{P}^f_k$ が乗積されることで，

$$\begin{aligned}\boldsymbol{P}^f_k\boldsymbol{r}^f_{pilot:j} &= \boldsymbol{P}^f_k\boldsymbol{\Xi}_{j,k}\boldsymbol{P}^f_k\mathbf{1}_{N_d} + \boldsymbol{P}^f_k\sum_{i=1,i\neq k}^{N_Q}\boldsymbol{\Xi}_{j,i}\boldsymbol{P}^f_i\mathbf{1}_{N_d} + \boldsymbol{P}^f_k\boldsymbol{\nu}^f_j \\ &= \boldsymbol{\Xi}_{j,k}\mathbf{1}_{N_d} + \boldsymbol{P}^f_k\sum_{i=1,i\neq k}^{N_Q}\boldsymbol{\Xi}_{j,i}\boldsymbol{P}^f_i\mathbf{1}_{N_d} + \boldsymbol{P}^f_k\boldsymbol{\nu}^f_j \end{aligned}\tag{3.15}$$

となる．式 (3.15) の第 1 項は j 番目と k 番目のノード間の周波数応答成分から成る列ベクトルである．$\boldsymbol{P}^f_k\boldsymbol{P}^f_k = \boldsymbol{I}_{N_d}$ であることと，$\boldsymbol{P}^f_k$ と $\boldsymbol{\Xi}_{j,k}$ が対角行列であることから，

$$\boldsymbol{P}^f_k\boldsymbol{\Xi}_{j,k}\boldsymbol{P}^f_k\mathbf{1}_{N_d} = \boldsymbol{P}^f_k\boldsymbol{P}^f_k\boldsymbol{\Xi}_{j,k}\mathbf{1}_{N_d} = \boldsymbol{\Xi}_{j,k}\mathbf{1}_{N_d} \tag{3.16}$$

となる．$\boldsymbol{P}^f_k\boldsymbol{r}^f_{pilot:j}$ に対して IFFT が行われることで，

$$\begin{aligned}\boldsymbol{F}^H\boldsymbol{P}^f_k\boldsymbol{r}^f_{pilot:j} &= \boldsymbol{F}^H\boldsymbol{\Xi}_{j,k}\mathbf{1}_{N_d} + \boldsymbol{F}^H\boldsymbol{P}^f_k\sum_{i=1,i\neq k}^{N_Q}\boldsymbol{\Xi}_{j,i}\boldsymbol{P}^f_i\mathbf{1}_{N_d} + \boldsymbol{F}^H\boldsymbol{P}^f_k\boldsymbol{\nu}^f_j \\ &= \boldsymbol{F}^H\left(\boldsymbol{F}\boldsymbol{H}^c_{j,k}\boldsymbol{F}^H\right)\mathbf{1}_{N_d} + \boldsymbol{F}^H\boldsymbol{P}^f_k\sum_{i=1,i\neq k}^{N_Q}\boldsymbol{\Xi}_{j,i}\boldsymbol{P}^f_i\mathbf{1}_{N_d} + \boldsymbol{F}^H\boldsymbol{P}^f_k\boldsymbol{\nu}^f_j \\ &= \boldsymbol{H}^c_{j,k}\left(\sqrt{N_d}\mathbf{1}_{imp:N_d}\right) + \boldsymbol{F}^H\boldsymbol{P}^f_k\sum_{i=1,i\neq k}^{N_Q}\boldsymbol{\Xi}_{j,i}\boldsymbol{P}^f_i\mathbf{1}_{N_d} + \boldsymbol{F}^H\boldsymbol{P}^f_k\boldsymbol{\nu}^f_j \end{aligned}\tag{3.17}$$

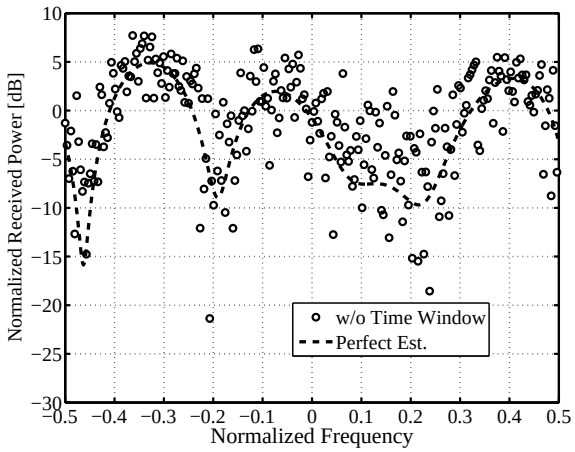


図 3.6　推定周波数応答のスナップショット（時分割，時間窓フィルタ無し）

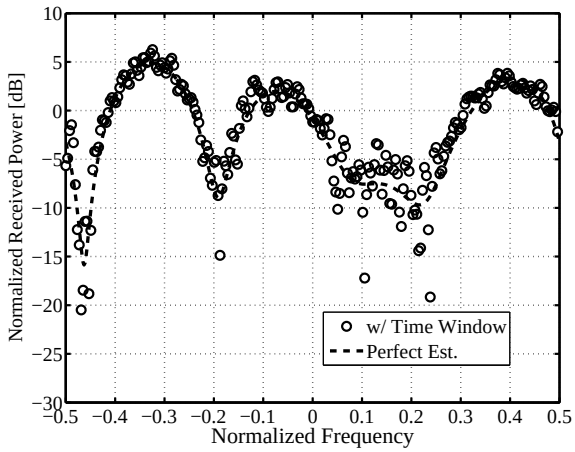


図 3.7　推定周波数応答のスナップショット（時分割，時間窓フィルタ有り）

となる．次に，式 (3.17) における第 2 項と第 3 項の抑制のため，式 (3.17) に対し時間窓関数行列 $\boldsymbol{D}_{N_d} \in \mathbb{R}^{N_d \times N_d}$ が乗積されることで，

$$\boldsymbol{D}_{N_d}\boldsymbol{F}^H\boldsymbol{P}_k^f\boldsymbol{r}_{pilot:j}^f = \boldsymbol{H}_{j,k}^c\left(\sqrt{N_d}\mathbf{1}_{imp:N_d}\right) + \boldsymbol{D}_{N_d}\boldsymbol{F}^H\boldsymbol{P}_k^f\sum_{i=1,i\neq k}^{N_Q}\boldsymbol{\Xi}_{j,i}\boldsymbol{P}_i^f\mathbf{1}_{N_d} + \boldsymbol{D}_{N_d}\boldsymbol{F}^H\boldsymbol{P}_k^f\boldsymbol{\nu}_j^f \quad (3.18)$$

となる．第 1 項の $\boldsymbol{H}_{j,k}^c\left(\sqrt{N_d}\mathbf{1}_{imp:N_d}\right)$ は CP 内の複素インパルス応答であるため，$\boldsymbol{D}_{N_d}$ の影響を受けないものの，第 2 項と第 3 項は CP 外にも成分があるため，これを除去することで干渉雑音電力を N_{CP}/N_d に低減できる．式 (3.18) に対し FFT が行われることで，

$$\boldsymbol{F}\boldsymbol{D}_{N_d}\boldsymbol{F}^H\boldsymbol{P}_k^f\boldsymbol{r}_{pilot:j}^f = \boldsymbol{\Xi}_{j,k}\mathbf{1}_{N_d} + \boldsymbol{F}\boldsymbol{D}_{N_d}\boldsymbol{F}^H\boldsymbol{P}_k^f\sum_{i=1,i\neq k}^{N_Q}\boldsymbol{\Xi}_{j,i}\boldsymbol{P}_i^f\mathbf{1}_{N_d} + \boldsymbol{F}\boldsymbol{D}_{N_d}\boldsymbol{F}^H\boldsymbol{P}_k^f\boldsymbol{\nu}_j^f \quad (3.19)$$

となる．

3.3.3　伝搬路推定方式に関する計算機シミュレーション

周波数領域ベースのパイロット信号を用いた伝搬路推定方式の推定精度を評価するため，計算機シミュレーションを行った．

時分割で単一のパイロット信号が受信される場合

図 3.6 に，時間窓フィルタ処理が行われなかった場合の推定周波数応答のスナップショットを，図 3.7 に，時間窓フィルタ処理が行われた場合の推定周波数応答のスナップショッ

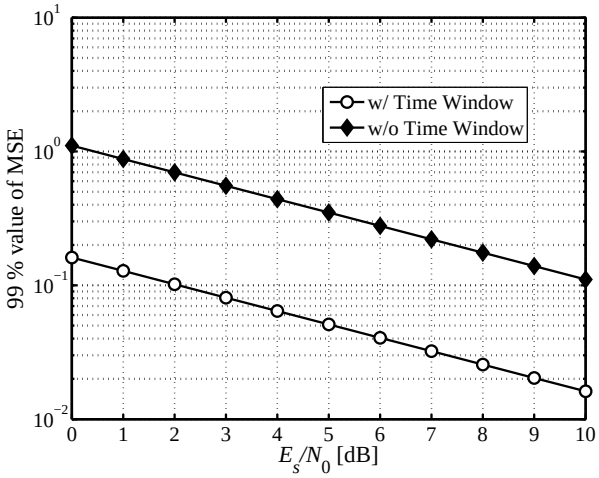


図 3.8　パイロット信号が時分割で送信された場合の，E_s/N_0 に対する平均二乗誤差の 99 % 値

トを示す．これら二つの図では，シミュレーション諸元として，E_s/N_0 = 5 dB，DFT サイズを 512，CP サイズを 64，6 波等電力レイリーモデルを用いており，時分割で単一のパイロットが受信された場合を想定している．なお，ノード固有パイロットの生成には，シフトレジスタの初期値が各ノード毎に異なる 9 段の PN 系列発生器から出力された 511 ビットの系列に対して 0 を付加した 512 ビットの系列を用いた．図 3.6 と図 3.7 を比較すると，時間窓フィルタ処理が行なわれた場合（w/ Time Window）の方が，行われなかった場合（w/o Time Window）よりも，誤差の小さい周波数応答を推定できていることが分かる．これは，時間窓フィルタ処理により推定インパルス応答ベクトルにおける CP 外の雑音成分が除去されたためである．

図 3.8 に，パイロット信号が時分割で送信された場合の E_s/N_0 に対する平均二乗誤差（MSE : Minimum Square Error）の 99 % 値を示す．同図より，平均二乗誤差の 99 % 値が 0.1 となる E_s/N_0 に着目すると，w/ Time Window の方が w/o Time Window よりも，所要 E_s/N_0 を約 8 dB 低減できることが分かる．これは，時間窓フィルタ処理により，雑音成分が除去されたためである．

複数ノードから符号多重で送信されたパイロット信号が受信される場合

図 3.9 に，時間窓フィルタ処理を行わなかった場合の推定周波数応答のスナップショットを，図 3.10 に，時間窓フィルタ処理を行った場合の推定周波数応答のスナップショットを示す．これら二つの図では，シミュレーション諸元として，E_s/N_0 = 5 dB，DFT サイズ

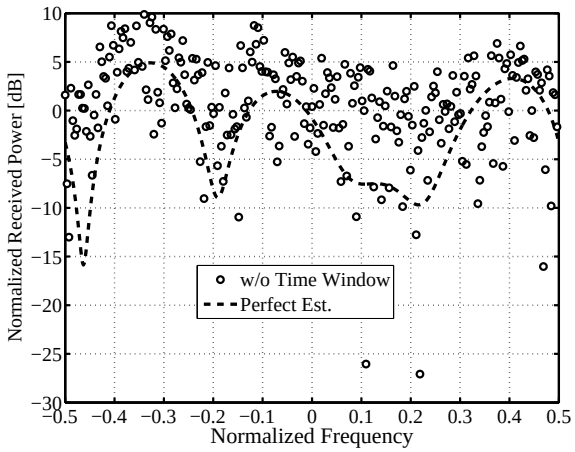


図 3.9　推定周波数応答のスナップショット（符号多重，時間窓フィルタ無し）

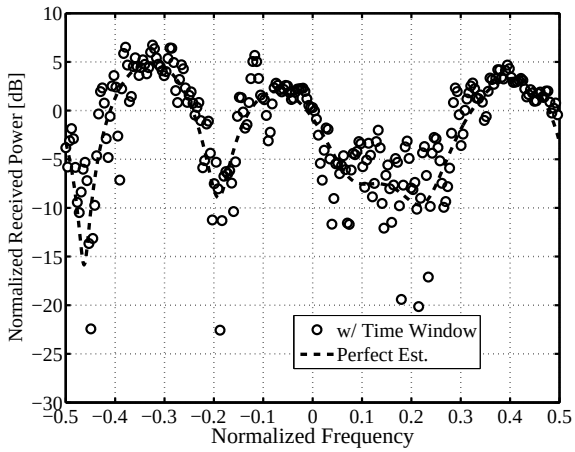


図 3.10　推定周波数応答のスナップショット（符号多重，時間窓フィルタ有り）

を 512，CP サイズを 64，6 波等電力レイリーモデルを用いており，2 つのノードから符号多重で送信されたパイロット信号が受信された場合を想定している．なお，2 つのノードの希望対非希望電力比（DUR：Desired to Undesired power Ratio）を 0 dB とした．図 3.9 と図 3.10 を比較すると，w/ Time Window の方が，w/o Time Window よりも，誤差の小さい周波数応答を推定できていることが分かる．これは，時間窓フィルタ処理により推定インパルス応答ベクトルにおける CP 外の雑音成分と干渉成分が除去されたためである．

図 3.11 に，DUR = 0 dB で 2 つのノードからパイロット信号が符号多重で送信された場合の E_s/N_0 に対する平均二乗誤差の 99 % 値を示す．同図より，w/ Time Window と w/o Time Window を比較すると，w/ Time Window の方が E_s/N_0 = 10 dB において平均二乗誤差を約 1/20（- 13 dB）に低減できる．これは，時間窓フィルタ処理により推定インパルス応答ベクトルにおける CP 外の雑音成分と干渉成分が除去されたためである．しかしながら，図 3.11 において w/ Time Window と w/o Time Window 共に，E_s/N_0 が高まったとしても平均二乗誤差がほとんど小さくならない．これは，推定インパルス応答ベクトルにおける CP 内の干渉成分が抑圧されていないためである．つまり，メッシュネットワーク内の周辺ノードの送信電力を高めたとしても，パイロット信号が符号多重で送信される場合，平均二乗誤差の低減が期待できないことを意味している．

図 3.7 と図 3.10 の比較，及び図 3.8 と図 3.11 の比較により，時分割でパイロット信号が送信された方が，E_s/N_0 が高まると共に希望するノードとの周波数応答を精度良く推定できることが分かる．本論文において想定するメッシュネットワークにおいては周辺ノードを数十個と想定しているため，特に伝送距離の短い周辺ノードを除き，符号多重時における DUR の低い周辺ノードが数多く存在するものと考えられる．セルラシステムでは伝

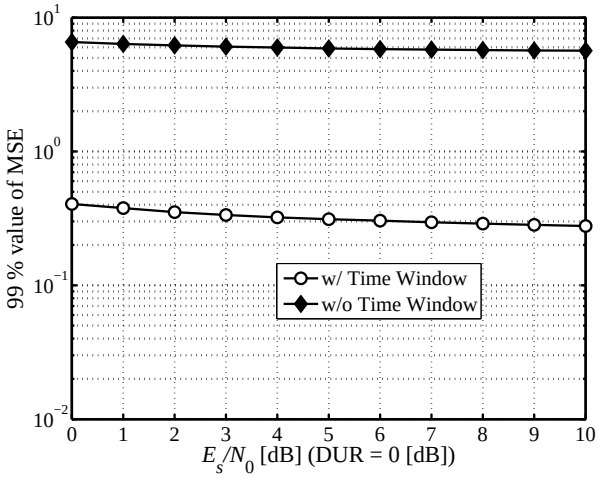


図 3.11　DUR = 0 dB で 2 つのパイロット信号が符号多重で送信された場合の，E_s/N_0 に対する平均二乗誤差の 99 % 値

送距離が短く DUR の高いセルを高精度に 3 個程度 [1]探索できれば良いものの，本論文においてはメッシュネットワーク内の複数ノードに対する平均リンク品質を高精度に推定する必要があるため，パイロット信号が各ノードから時分割で送信されるシナリオを選択することとする．

3.4　無線メッシュネットワークにおけるノードサーチ方式

3.4.1　提案ノードサーチ方式

提案ノードサーチ方式では，周辺ノードからの受信パイロット信号に対して，**3.3.2** で述べた方式に基づき，各ノードとの瞬時周波数応答が推定される．長周期間隔でビーコンが受信される度に，ビーコン内のパイロット信号から推定された瞬時周波数応答が周波数方向に相加平均される．そして，ビーコン受信回数 N_{beacon} 分の瞬時リンク品質が相加平均されることで，平均リンク品質が得られる．j 番目のノードが推定した k 番目のノードの平均リンク品質 $\omega_{(k,j)}$ は次式で与えられる．

$$\omega_{(k,j)} = \frac{1}{N_{beacon}} \sum_{n=1}^{N_{beacon}} \left(\frac{1}{N_d} \sum_{i=1}^{N_d} \left| \tilde{\Xi}^{n}_{k,j}(i,\ i) \right|^2 \right) \tag{3.20}$$

[1]セルの形状が正六角形の 1 セル繰返し 7 セルラッピングにおけるセル端の端末は 3 つの基地局と等距離になる場合があるため，この数字を示した．

表 3.2　シミュレーション諸元

Transmit power	30 dBm
Pathloss	ITU-R M.1225 test environment [31]
Standard deviation of shadowing	8 dB
DFT size	512 points
Path model	Exponentially decaying 6-spike Rayleigh model
Num. of Tx & Rx antennas	1
Tx / Rx antenna gain	6 / 3 dBi
Noise figure	7 dB

ここで，$\tilde{\boldsymbol{\Xi}}^{n}_{(k,j)} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ は j 番目のノードが推定した k 番目のノードとの n 番目のビーコン受信時の推定周波数応答を対角成分に持つ対角行列であり，$\tilde{\boldsymbol{\Xi}}^{n}_{k,j}(i,\ i)$ は $\tilde{\boldsymbol{\Xi}}^{n}_{k,j}$ の i 行 i 列の要素である．

提案方式では，平均リンク品質の高いノード順にリンク品質テーブルが生成される．S-node においてフレームが生起して協力中継伝送が行われる際，テーブル内の全てのノードに対してパイロット信号を用いた瞬時リンク品質の推定処理を行うのではなく，テーブル上位の数個のノードに対してのみ瞬時リンク品質の推定処理を行い，瞬時リンク品質の高い複数のノードを R-node 候補とする．

3.4.2　ノードサーチ方式に関する計算機シミュレーション

メッシュネットワーク環境

メッシュネットワーク環境において，提案ノードサーチ方式が有効であるかを確認する．表 3.2 に，シミュレーション諸元を示す．メッシュ構成は，図 2.28 の 36 ノードモデルを利用した．なお，ノード間の距離は 60 m とした．

時分割で各ノードから長周期間隔のビーコンが送信され，ビーコン内に含まれるノード固有のパイロット信号が受信されるシナリオが選択された場合，提案方式に基づき，

1. 図 2.28 の 36 ノードモデルにおいて，S-node と D-node 以外の 34 ノードから時分割でパイロット信号を含むビーコンが送信される

2. 34 ノードに対する瞬時周波数応答が S-node において推定される

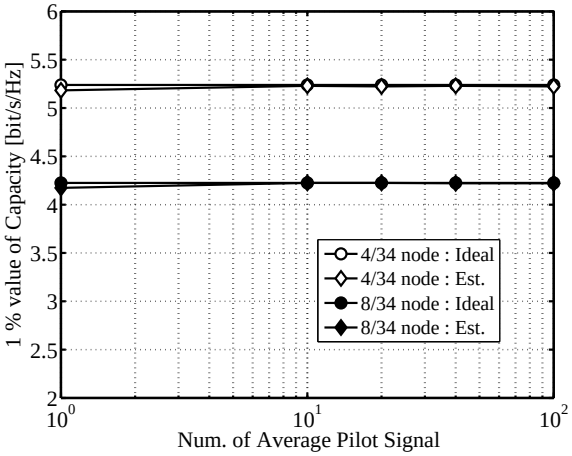


図 3.12　パイロット信号の平均化回数に対する 1% 通信路容量（時分割）

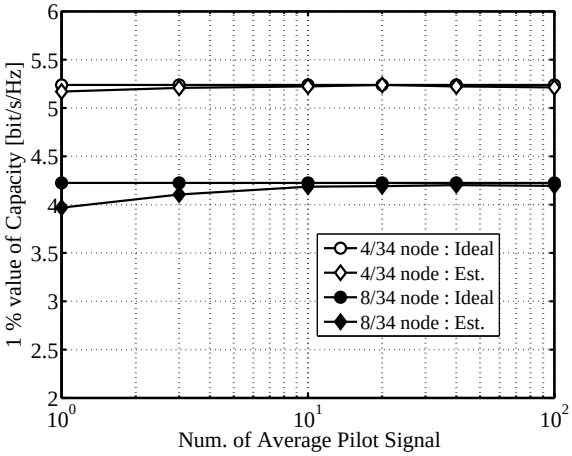


図 3.13　パイロット信号の平均化回数に対する 1% 通信路容量（符号多重）

3. 長周期間隔で N_{beacon} 分のパイロット信号が受信されること想定し，ノード間の瞬時周波数応答をランダムに変更した後，1. と 2. を N_{beacon} 回繰り返す

4. N_{beacon} 分の瞬時周波数応答に対して，式 (3.20) に基づき各ノードの平均リンク品質が推定される

5. 34 ノードの平均リンク品質に基づき，品質の高いノード順でテーブルが生成される

とした場合と，平均 SNR を既知としてリンク品質テーブルが生成された場合を比較する．生成されたリンク品質テーブルの上位 n 個の各々の平均 SNR から通信路容量を計算し，n 個分の相加平均値を求めた．この処理を複数回行い，得られた通信路容量データを累積分布化した．図 3.12 に，メッシュネットワーク環境におけるパイロット信号の平均化回数に対する 1 % 通信路容量を示す．同図において，理想的に平均リンク品質テーブルが生成され，34 個の周辺ノードの中から上位 4 ノードが選択された場合（4/34 node : Ideal）と，提案方式に基づき上位 4 ノードが選択された場合（4/34 node : Est.）を比較した場合，パイロット信号の平均化を行わない（平均化回数 1 回）場合でも，両者の差は 1.1 % となっている．これは時分割でパイロット信号が送信されることにより，伝搬路特性を高精度に推定可能となっているためである．また平均化回数を 10 回とすると，両者の差は無視できるほど小さくなっている．

一方，図 3.12 において，理想的に平均リンク品質テーブルが生成され，34 個の周辺ノードの中から上位 8 ノードが選択された場合（8/34 node : Ideal）と，提案方式に基づき上位 8 ノードが選択された場合（8/34 node : Est.）を比較すると，平均化を行わない場合の両者の特性差は 1.2 % と，上位 4 ノードを選択する場合とほぼ同じ劣化であり，また，平

均化回数を 10 回とすると，両者の差は無視できるぐらいに小さくなる．以上より，パイロット信号が時分割で送信されている場合，パイロット信号の平均化回数が少なくても十分高精度に平均リンク品質の高いノードを選択できることが分かる．

参考として，時分割ではなく，各ノードから符号多重でパイロット信号が送信されるシナリオが選択された場合，提案方式に基づき，

1. 図 2.28 の 36 ノードモデルにおいて，S-node と D-node 以外の 34 ノードから符号多重でビーコン内のパイロット信号が同時に送信される
2. 34 ノードに対する瞬時周波数応答が S-node において推定される
3. 長周期間隔で N_{beacon} 分のパイロット信号が受信されること想定し，瞬時周波数応答をランダムに変更した後，1. と 2. を N_{beacon} 回繰り返す
4. N_{beacon} 分の瞬時周波数応答に対して，式 (3.20) に基づき，各ノードの平均リンク品質が推定される
5. 34 ノードの平均リンク品質に基づき，品質の高いノード順でテーブルが生成される

とした場合と，平均 SNR を既知としてリンク品質テーブルが生成された場合を比較した．生成されたリンク品質テーブルの上位 n 個の各々の平均 SNR から通信路容量を計算し，n 個分の相加平均値を求めた．この処理を複数回行い，得られた通信路容量データを累積分布化した．図 3.13 に，パイロット信号の平均化回数に対する 1 % 通信路容量を示す．同図において，4/34 node : Ideal と 4/34 node : Est. を比較した場合，パイロット信号の平均化を行わない場合でも，両者の差は 1.3 % となっている．また平均化回数を 10 回とすると，両者の差は無視できるほど小さくなっている．

一方，図 3.13 の 8/34 node : Ideal と 8/34 node : Est. を比較して，平均化を行わない場合の両者の特性差は約 6.1 % となる．上位 4 ノードを選択する場合よりも特性が劣化するのは，符号多重で送信されたパイロット信号間の相互干渉の影響により DUR の低い周辺ノードの平均リンク品質の推定精度が劣化し，推定精度が上位 4 ノードよりも劣る 4 ノードも選択されたためである．しかしながら，平均化回数を 100 回にすると符号多重されたパイロット信号の相互干渉が低減され，特性差を 0.7 % に抑えることができる．以上より，パイロット信号が符号多重されていたとしても，パイロット信号の平均化回数を増やすことで平均リンク品質の高いノードを選択できることが分かる．

1 セル繰返し 7 セルラッピング環境

提案ノードサーチ方式が，セルラシステムにおけるセルサーチ [60] としても適用可能かどうかを計算機シミュレーションにより確認する．計算機シミュレーション諸元は，表 3.2

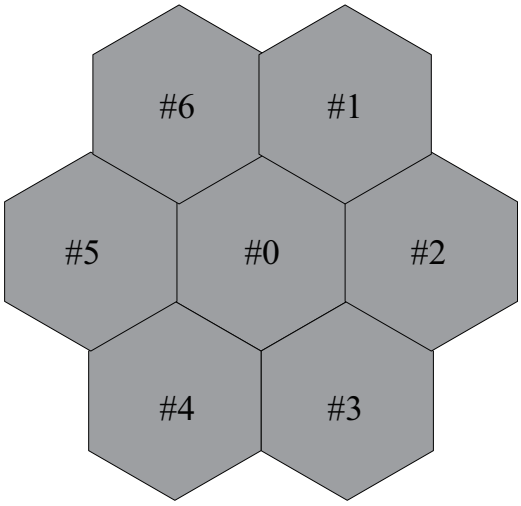


図 3.14　1 セル繰返し 7 セルラッピング環境

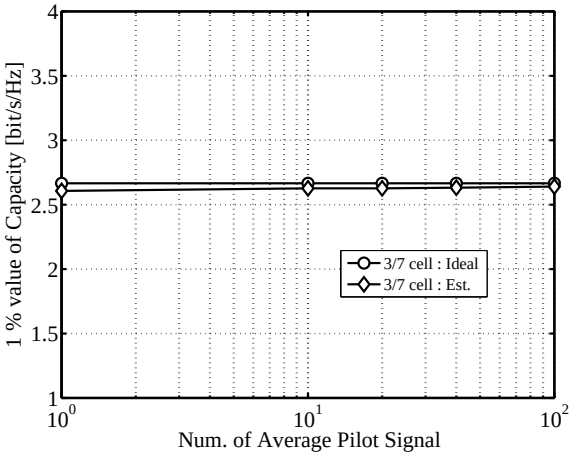


図 3.15　1 セル繰返し 7 セルラッピング環境におけるパイロット信号の平均化回数に対する 1 % 通信路容量

と同じとした．図 3.14 に，想定する 1 セル繰返し 7 セルラッピング構成を示す．全てのセルではオムニアンテナが用いられ，同一の帯域でパイロット信号が送信されるものとする．セル半径を 100 m とし，複数のセル基地局からの受信パイロット信号レベルが同程度になりやすいセル端においてセルサーチが有効であるを確認するため，#0 のセル中心から半径 75 m 離れた領域に対して一様ランダムに受信端末を配置した．パイロット信号の受信シナリオとして，周辺セルから時間多重されたパイロット信号が N_{beacon} 回長周期間隔で受信された場合を想定する．

提案方式に基づき，7 セルに対する周波数応答を推定して平均リンク品質テーブルが生成される．平均リンク品質テーブル生成及び通信路容量の計算手順を，

1. 1 セル繰返し 7 セルラッピングモデルにおいて，7 セルから符号多重でパイロット信号が送信される
2. #0 のセル内にある受信端末において，7 セルに対する瞬時周波数応答が推定される
3. 長周期間隔で N_{beacon} 分のパイロット信号が受信されること想定し，瞬時周波数応答をランダムに変更した後，1. と 2. を N_{beacon} 回繰り返す
4. N_{beacon} 分の瞬時周波数応答に対して，式 (3.20) に基づき，各基地局との平均リンク品質が推定される
5. 7 セルに対する平均リンク品質から，品質の高いセル順でテーブルが生成される

とした場合と，平均 SNR を既知としてリンク品質テーブルが生成された場合を比較した．生成されたリンク品質テーブルの上位 n 個の各々の平均 SNR から通信路容量を計算し，n 個分の相加平均値を求めた．そして，得られた通信路容量データを累積分布化した．図 3.15 に，1 セル繰返し 7 セルラッピング環境時のパイロット信号の平均化回数に対する 1 % 通信路容量を示す．同図において，理想的に平均リンク品質テーブルが生成され，7 セルの中から上位 3 セルが選択された場合（3/7 cell : Ideal）と，提案方式に基づき上位 3 セルが選択された場合（3/7 cell : Est.）を比較した場合，パイロットの平均化を行わない場合でも特性差は 2.2 % となり，平均化回数を 100 回にすると，符号多重されたパイロット信号の相互干渉が低減し，特性差を 1.0 % に抑えることができる．したがって，パイロット信号の平均化による改善効果が小さいものの，平均リンク品質テーブルにおける上位 3 セルの平均リンク品質推定精度は高く，提案ノードサーチ方式がセルサーチにおいても有効であることが分かる．

3.5 結言

本章では，無線メッシュネットワークにおいて，周辺ノードの平均リンク品質を推定するノードサーチ方式を提案した．提案方式では，ノード固有の周波数領域ベースのパイロット信号を利用し，推定された瞬時周波数応答に対する周波数方向及びパイロット受信回数の相加平均を行うことにより，高い精度で平均リンク品質を推定できる．計算機シミュレーションを行った結果，平均リンク品質テーブルを高精度に生成できることを確認した．

なお次章以降では，データフレームの送受信時間以外において提案ノードサーチ方式が長周期間隔で実施され，平均リンク品質テーブルが完全に生成されているものとして議論を進めるものとする．

第4章

中継ノードを利用した相互情報量基準の部分スペクトル再送方式

4.1　緒言

第 **2** 章では従来の典型的な HARQ 方式である CC 及び IR の課題について，

1. CC では，フェージングの時間相関の高い準静的環境である場合，時間ダイバーシチ効果が十分に得られないこと
2. IR では，必要最小の情報量を送信可能であるものの，パリティビットの繰返し再送によるオーバヘッドによりスループットが低下すること

を挙げた．これらの課題に対し，準静的環境においてもダイバーシチ利得を獲得しつつ，フレーム復号に必要最小の再送情報量を一回で送信可能な再送方式が必要であるシナリオを示した．

上記を踏まえて，本章では，S-D 間のシングルホップ伝送を主体とした上で，初回伝送時にフレーム誤りが発生した場合に，S-node からの初回信号を正しく復号できた R-node がフレームを再生し，そのフレームを構成するスペクトルの一部を短時間で D-node へ再送する方式を提案する．まず提案方式について説明を行う前に，部分スペクトル制御が可能な DSC に関する説明を行う．その後，部分スペクトル再送に関する送受信信号処理を説明し，フレーム復号に必要最小となる部分スペクトルを再送するための等化器出力相互情報量基準の再送スペクトル本数制御方式を示す．さらに，提案方式の有効性を明らかにするため，計算機シミュレーションを用いた特性解析を行い，その考察を述べる．

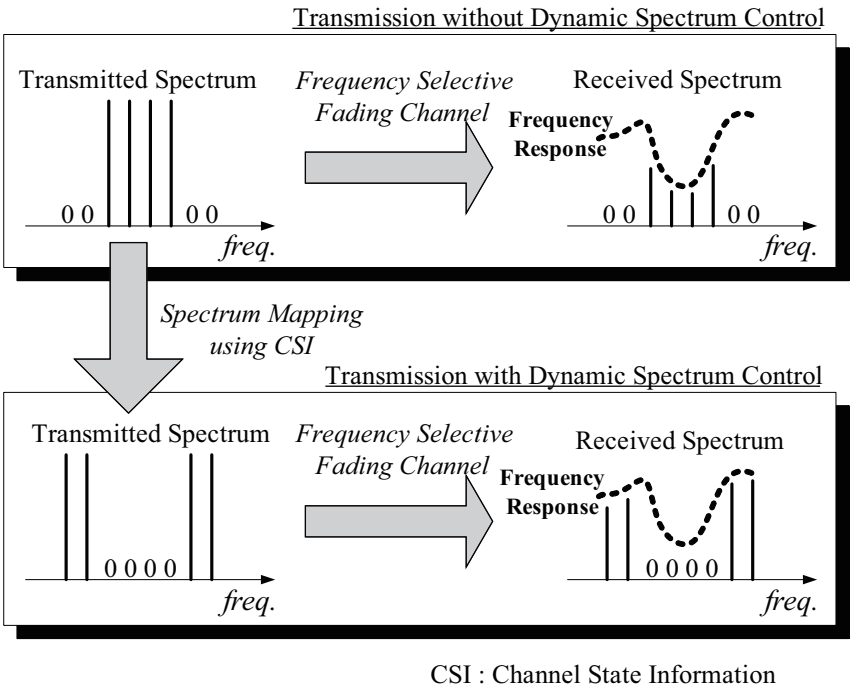


図 4.1　DSC を利用した伝送の概念図

4.2　ダイナミックスペクトル制御を用いた部分スペクトル再送方式

4.2.1　ダイナミックスペクトル制御

提案再送方式で利用される部分スペクトル伝送について説明する．部分スペクトル伝送が行われる際，文献 [27]-[29] における DSC が利用される．1 フレームの広帯域シングルキャリアシンボル系列に対し，それが仮想的に周期的に繰返されると考えることで，そのフーリエ変換は離散スペクトルとなる．これを具体的に実行するのが 1 フレームの時系列信号に対する FFT 処理である．この離散スペクトルを，瞬時のチャネル情報に基づき周波数応答の利得の高い離散周波数に配置することで，受信信号エネルギーを高めることができる．図 4.1 に，DSC を利用した伝送の概念図を示す．同図では，離散スペクトル 4 本に対して 8 つの離散周波数があるものとし，チャネル情報から伝送帯域の両端の方が周波数応答の利得が高いことが分かっているため，その両端に離散スペクトルが配置される．その結果，図 4.1 から分かるように，DSC を適用することで，DSC を行わなかった場合よりも高い受信信号エネルギーを獲得できる．この DSC を利用することで，フルスペクトルではなく部分スペクトルを再送することが可能となる．

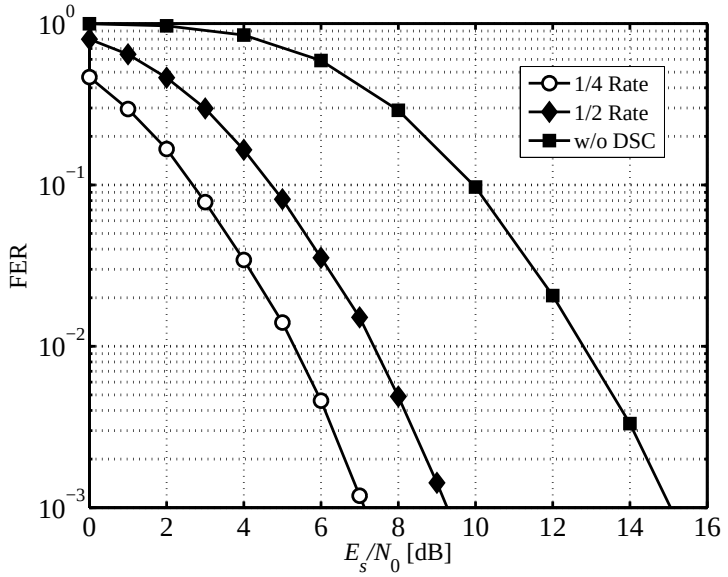


図 4.2　DSC を利用した場合の E_s/N_0 に対する FER

図 4.2 に，DSC 伝送時の E_s/N_0 に対する FER を示す．選択可能な離散周波数を 2048 とし，DSC が行われる前のシングルキャリアシンボル数を 1024 及び 512 とすることで，ハーフレート伝送（1/2 Rate）及びクオーターレート伝送（1/4 Rate）が行われている．なお，離散スペクトルは周波数応答の良好な離散周波数に配置される．パスモデルは，24 波レイリー 2 dB 指数減衰モデルとし，等化方式は MMSE-FDE とした．同図より，1/2 Rate の場合，FER = 10^{-3} において，通常伝送（w/o DSC）と比較して約 6 dB 改善した．また，1/4 Rate の場合，FER = 10^{-3} において，w/o DSC と比較して約 8 dB 改善した．再送時に DSC を適用する場合，初回伝送で送信した離散スペクトルよりも，少ない部分スペクトルが再送されることで，高い周波数ダイバーシチ効果を獲得できる．

4.2.2　部分スペクトル再送の概念

図 4.3 に，R-node を用いた部分スペクトル再送の概念を示す．同図より，S-D 間の伝送においてフレーム誤りが発生した場合，S-node からの初回フレームを再生した R-node により再送が行われる．このとき，フルスペクトルが再送されるのではなく，一部のスペクトルのみが再送される．一フレームに対して一度の再送しか行わない場合における部分スペクトルの再送レート β (= $1/2^d$, d = 0, 1, 2, . . .) を，

$$\beta = \frac{N_{partial\ spect.}}{N_{full\ spect.}} \tag{4.1}$$

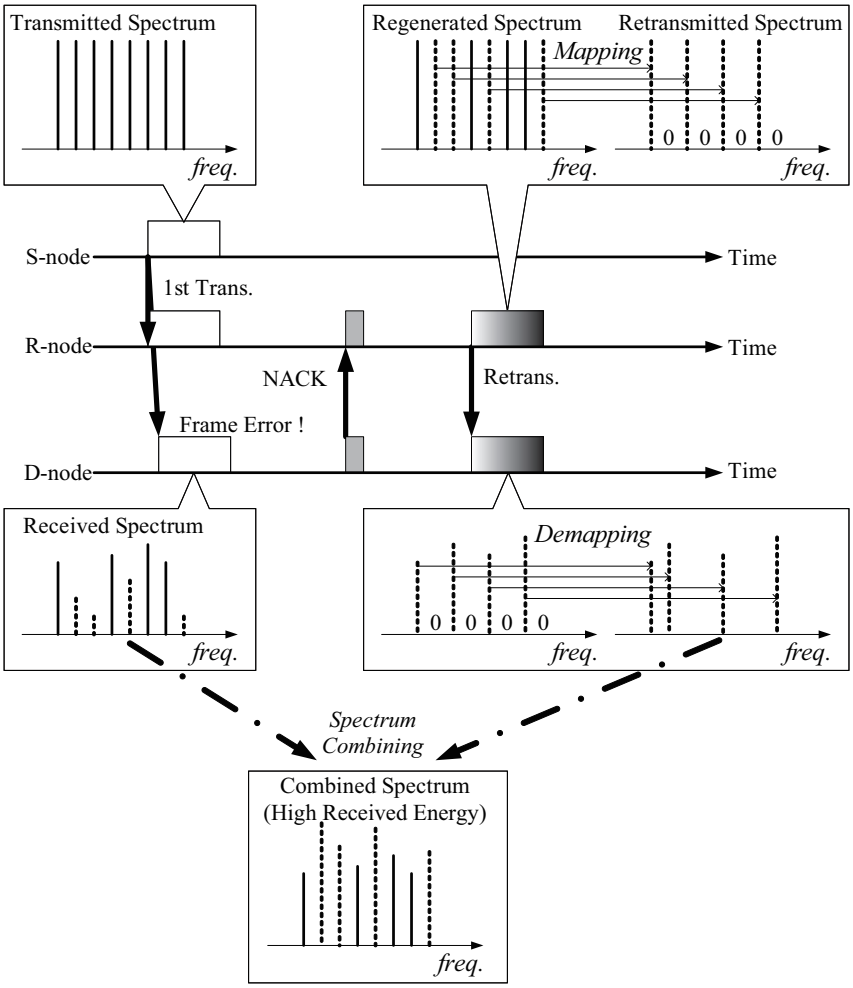


図 4.3　R-node を用いた部分スペクトル再送の概念図

と定義する．ここで，$N_{full\ spect.}$ は一フレームのフルスペクトル数であり，$N_{partial\ spect.}$ は $\beta = 1/2^d$ を満たす再送フレームに含まれる部分スペクトル数である．図 4.3 は，R-node において，$N_{full\ spect.}$ が 8 のフルスペクトルを構成する 2，3，5，8 番目の離散スペクトルが，1，3，5，7 番目の離散周波数に配置され，ハーフレート再送が行われる例である．D-node では再送フレームに含まれる 1，3，5，7 番目の離散スペクトルが 2，3，5，8 番目の離散周波数に再配置され，初回フレームを構成するスペクトルと再送スペクトルとが合成されることで，合成後のフレームが持つ受信信号エネルギーが高まり，正しくフレームを復号できる確率が高まる．なお，フルスペクトルの中から抽出すべき部分スペクトルがどれかという問い，及び抽出した部分スペクトルを与えられた帯域に対してどのように配置するかという問いについては後述するものとする．

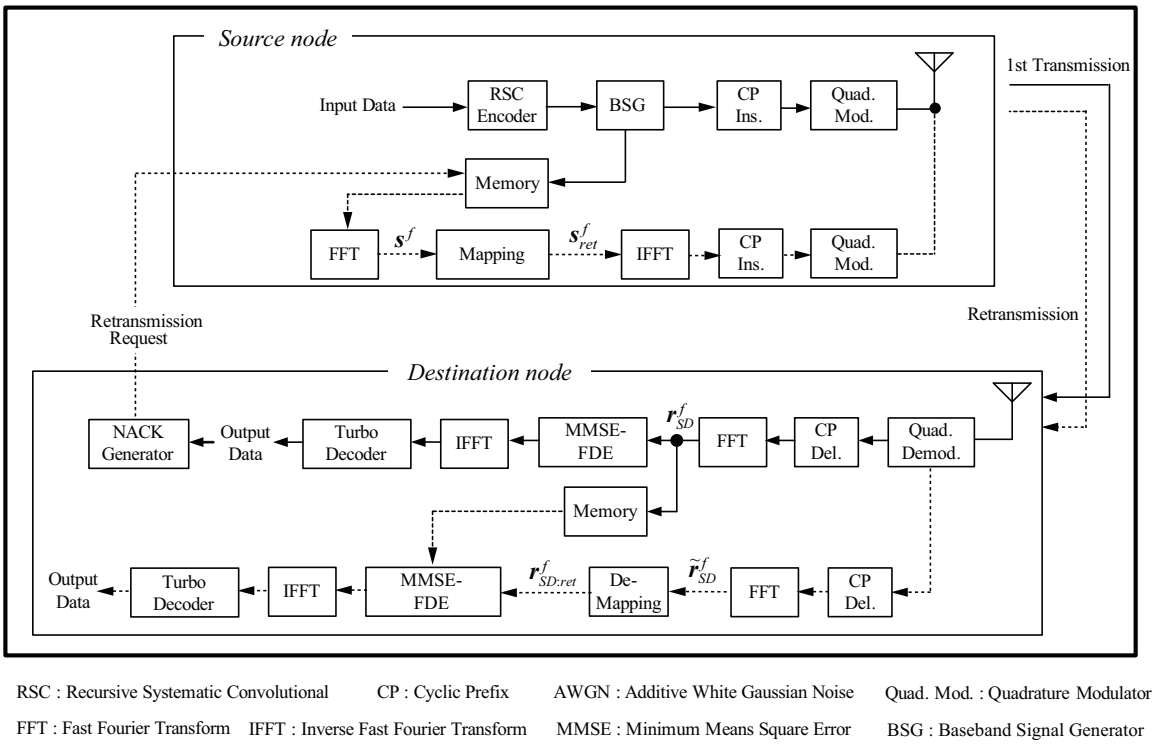


図 4.4　S-node が再送する場合の伝送システムモデル

4.2.3　生起ノードによる部分スペクトル再送

本章では，S-D 間の広帯域シングルホップ伝送でフレーム誤りが発生した場合，S-node からのフレームを正しく復号できた R-node による部分スペクトル再送を想定している．一方，文献 [61]-[63] では，S-node による部分スペクトル再送方式が提案されている．R-node からの再送を理解する前段階として，S-node からの再送について説明を行う．

送受信信号処理

図 4.4 に，S-node が部分スペクトルを再送する場合の伝送システムモデルを示す．S-node において生成された情報ビット系列が，RSC (Recursive Systematic Convolutional) 符号化器を用いて符号化され，BSG (Baseband Signal Generator) において，N_d 個の QPSK シンボル系列が生成される．シンボル系列に対して CP が付加された後，直交変調器に入力され，その出力が D-node へ送信される．CP 長はマルチパスの最大遅延時間よりも長いものとし，送受信シンボル系列の周期性が保証される．

D-node では，CP が除去された後の受信シンボル系列が FFT に入力され，FFT 出力に対

して MMSE-FDE により等化が行われる．そして，周波数領域の等化器出力が IFFT に入力されることで，時間領域の等化器出力が出力される．この等化器出力が復号器入力としてターボ復号器 [64], [65] に入力される．復号後にフレーム誤りが検出された場合，再送を要するスペクトルに関する情報（再送制御情報）を含む NACK が D-node から S-node へ送信される．なお，再送制御情報の生成については **4.3.4** で説明する．

S-node が NACK を受信し，$\beta \leq 1/2$ の場合，全離散スペクトルが再送されるのではなく，部分スペクトルが再送される．D-node では再送信号と初回に受信した信号に対して最大比合成が行われた後，その等化器出力が再びターボ復号器に入力される．

初回伝送

等化低域系において，$\boldsymbol{s}^f$ が S-node から送信され，D-node において初回伝送時の周波数領域シンボルベクトル $\boldsymbol{r}^f_{SD} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ が受信されるとき，

$$\boldsymbol{r}^f_{SD} = \boldsymbol{\Xi}_{SD}\boldsymbol{s}^f + \boldsymbol{\nu}^f_{SD} \tag{4.2}$$

として表される．ここで，$\boldsymbol{\Xi}_{SD} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ は S-D 間の周波数応答を対角成分に配置した対角行列であり，$\boldsymbol{\nu}^f_{SD} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は S-D 間の伝送時に D-node で付加された周波数領域雑音ベクトルである．

D-node では，$\boldsymbol{r}^f_{SD}$ に対して MMSE-FDE を用いて等化が行われる．このとき，周波数領域の MMSE 重み行列 $\boldsymbol{W}^f_{SD} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ は，

$$\boldsymbol{W}^f_{SD} = (\boldsymbol{D}_{SD})^{-1}\boldsymbol{\Xi}_{SD} \tag{4.3}$$

として表される．ここで，$\boldsymbol{D}_{SD} \in \mathbb{R}^{N_d \times N_d}$ は，

$$\boldsymbol{D}_{SD} = \boldsymbol{\Xi}_{SD}(\boldsymbol{\Xi}_{SD})^H + \frac{1}{(E_s/N_0)_{SD}}\boldsymbol{I}_{N_d} \tag{4.4}$$

であり，$(E_s/N_0)_{SD}$ は S-D 間の受信シンボルエネルギー対雑音電力密度比 E_s/N_0 である．なお，$\boldsymbol{D}_{SD}$ は対角行列なので，$\boldsymbol{W}^f_{SD}$ も対角行列となる．$\boldsymbol{r}^f_{SD}$ が $\boldsymbol{W}^f_{SD}$ の乗積により周波数領域等化された後，IFFT で時間領域信号に変換された等化器出力がターボ復号器に入力される．

生起ノードからの再送伝送

D-node から再送要求があった場合，S-node から D-node へ部分スペクトルが送信される．ここで，どのスペクトルが再送されるべきかについては後述の **4.3.3** で議論するものとし，ここでは，再送するスペクトルが決定された後の処理について説明する．

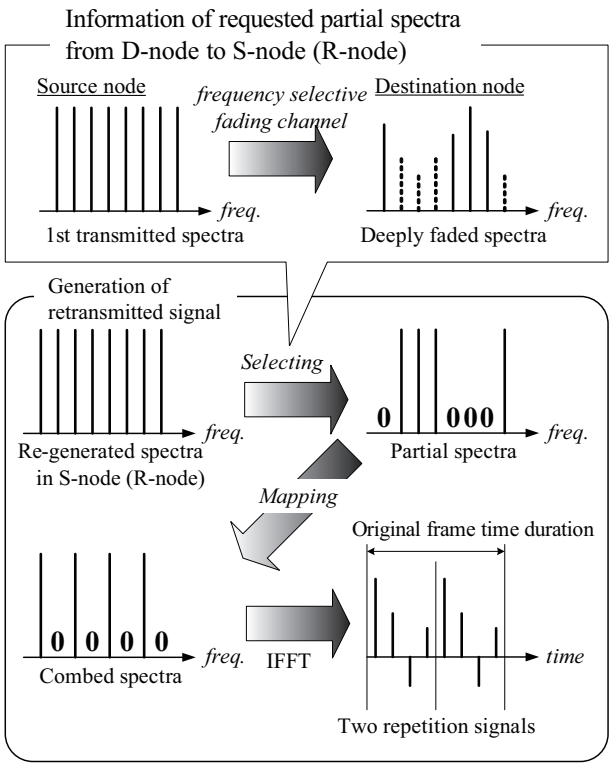


図 4.5　$N_d = 8, \beta = 1/2$ における再送スペクトルのマッピング例

S-node による周波数領域再送信号ベクトル $\boldsymbol{s}_{ret}^{f} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は,

$$\boldsymbol{s}_{ret}^{f} = \boldsymbol{M}_S \boldsymbol{s}^{f} \tag{4.5}$$

となる．ここで，$\boldsymbol{M}_S \in \mathbb{R}^{N_d \times N_d}$ は S-node において再送すべきスペクトルとして選択されたスペクトルを伝送帯域にマッピングするための行列である．$\beta \leq 1/2$ であれば，スペクトルは伝送帯域内に $1/\beta$ の間隔で，等間隔にマッピングされ，$\boldsymbol{s}_{ret}^{f}$ のスペクトル構成は IFDMA と同様にくし型スペクトルとなる．$\beta = 1/2$, $1/4$ の場合，2 つ，4 つおきに配置された離散スペクトルが IFFT に入力されることで，元々のシングルキャリア伝送における CP を除いたフレーム時間長内に 2 個，4 個の同一時間波形が生成される．提案方式では同一時間波形における先頭 1 個のみが D-node へ再送され，再送時間長を 1/2，1/4 に短縮することでスループット効率の向上が可能となる．

図 4.5 に，スペクトルマッピング例を示す．ここでは，$N_d = 8, \beta = 1/2$ とし，$\boldsymbol{s}^{f}$ の 2, 3, 4, 8 番目の離散スペクトルを 1, 3, 5, 7 番目の離散スペクトルに割り当て，それ以外の

スペクトルに 0 を埋めている．このとき，$\boldsymbol{M}_S$ は，

$$\boldsymbol{M}_S = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{4.6}$$

となる．

なお提案方式では，$\beta = 1$ の場合，利得に関わらず再送には全ての周波数が用いられる．その際，$\boldsymbol{s}^f$ がそのまま再送されると，伝搬路が静的な場合，初回送信時に大きく抑圧された周波数成分が再送時にも同様に抑圧されるので，D-node における等化後の平均受信信号エネルギーは増加するものの，D-node において発生する残留符号間干渉成分が抑圧されるわけではないため，等化後の SINR の大きな改善を期待できない．その問題を解決するため，提案方式では，$\boldsymbol{s}^f$ の各離散スペクトルを初回と異なる離散周波数応答を経由させるように，S-node と D-node が共に既知の周波数領域のランダムインターリーブパターンを用意し，周波数領域で離散スペクトルの位置をマッピングし直して送信する．加えて，式 (4.6) では，1, 3, 5, 7 番目の離散スペクトルという風に，規則的に 2 つとびに配置しているが，周波数応答の隣接周波数は相関を持つため，この相関を低減しつつ周波数ダイバーシチ利得を獲得するために，$\beta \leq 1/2$ の場合でも S-D 間で既知のランダムインターリーブを利用する．例えば，配置する順番を 1, 3, 5, 7 番目の順ではなく 7, 3, 1, 5 番目の順に離散スペクトルに割り当てる場合，式 (4.6) は，

$$\boldsymbol{M}_S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{4.7}$$

となる．ランダムインターリーブパターンは伝送前に予め決めておけば，情報交換も不要となる．

D-node で受信される周波数領域再送受信信号ベクトル $\tilde{\boldsymbol{r}}^f_{SD} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は，

$$\tilde{\boldsymbol{r}}^f_{SD} = \boldsymbol{\Xi}_{SD}\boldsymbol{s}^f_{ret} + \boldsymbol{\nu}^f_{SD:ret} \tag{4.8}$$

として表される．ここで，$\boldsymbol{\nu}^f_{SD:ret} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は，再送された受信信号に含まれる周波数領域雑音ベクトルである．なお，伝搬路変動は十分低速であり，初回伝送時と再送時において伝搬路は変動していないものとする．$\tilde{\boldsymbol{r}}^f_{SD}$ に対して，$\boldsymbol{M}_S$ の転置行列が乗積されることで，デマッピング処理後の周波数領域受信信号ベクトル $\boldsymbol{r}^f_{SD:ret} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は，

$$\boldsymbol{r}^f_{SD:ret} = (\boldsymbol{M}_S)^T \tilde{\boldsymbol{r}}^f_{SD} \tilde{\boldsymbol{\Xi}}_{SD} \boldsymbol{s}^f + (\boldsymbol{M}_S)^T \boldsymbol{\nu}^f_{SD:ret} \tag{4.9}$$

と表される．ここで，

$$\tilde{\boldsymbol{\Xi}}_{SD} = (\boldsymbol{M}_S)^T \boldsymbol{\Xi}_{SD} \boldsymbol{M}_S \tag{4.10}$$

である．

$\boldsymbol{r}^f_{SD}$ と $\boldsymbol{r}^f_{SD:ret}$ を最大比合成しつつ MMSE-FDE を行うとき，最大比合成後の周波数領域等化器出力 $\boldsymbol{z}^f_{comb} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は，

$$\begin{aligned} \boldsymbol{z}^f_{comb} &= \left(\begin{bmatrix} \boldsymbol{W}^f_{SD:1st} \\ \boldsymbol{W}^f_{SD:ret} \end{bmatrix} \right)^H \begin{bmatrix} \boldsymbol{r}^f_{SD} \\ \boldsymbol{r}^f_{SD:ret} \end{bmatrix} \\ &= \left(\boldsymbol{W}^f_{SD:1st} \right)^H \boldsymbol{r}^f_{SD} + \left(\boldsymbol{W}^f_{SD:ret} \right)^H \boldsymbol{r}^f_{SD:ret} \end{aligned} \tag{4.11}$$

と表される．ここで，$\boldsymbol{W}^f_{SD:1st} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ は $\boldsymbol{r}^f_{SD}$ に乗積される周波数領域の MMSE 重み対角行列であり，$\boldsymbol{W}^f_{SD:ret} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ は $\boldsymbol{r}^f_{SD:ret}$ に乗積される周波数領域の MMSE 重み対角行列である．

再送時に $\beta \leq 1/2$ が適用される場合には，一部のスペクトルは初回送信時と再送時の両方で送信されるが，残りは再送されず，初回送信時にしか送信されない．$\boldsymbol{s}^f$ の k 番目の離散スペクトルが再送される場合，その離散スペクトルに対する MMSE 重み行列の要素は以下で与えられる．例えば，$\boldsymbol{W}^f_{SD:1st}$ の k 行 k 列の要素である $\boldsymbol{W}^f_{SD:1st}(k,k)$ と $\boldsymbol{W}^f_{SD:ret}$ の k 行 k 列の要素である $\boldsymbol{W}^f_{SD:ret}(k,k)$ は，

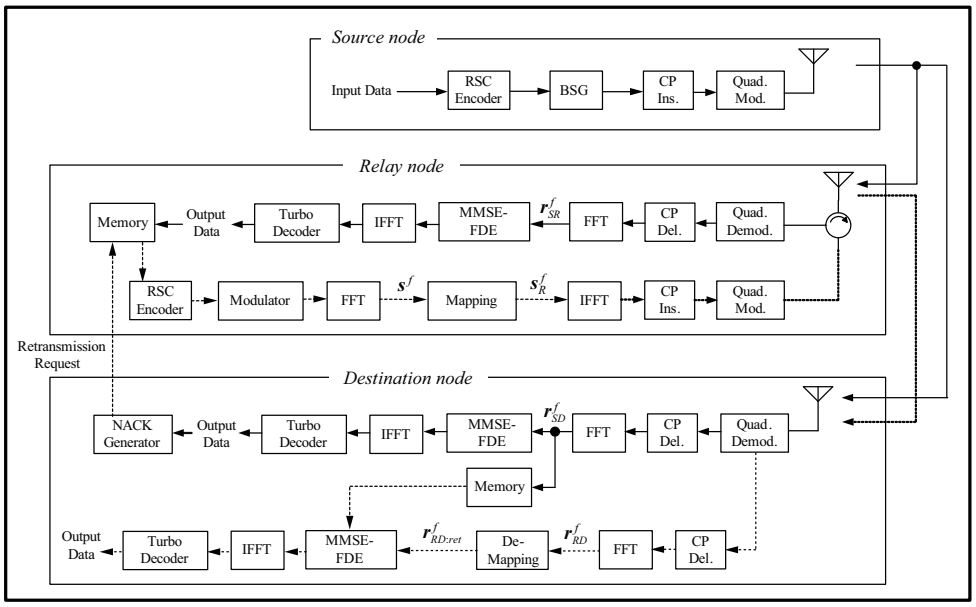
$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix} \boldsymbol{W}^f_{SD:1st}(k,k) \\ \boldsymbol{W}^f_{SD:ret}(k,k) \end{bmatrix} \\ = &\left(\begin{bmatrix} |\,\boldsymbol{\Xi}_{SD}(k,k)\,|^2 & \boldsymbol{\Xi}_{SD}(k,k)\tilde{\boldsymbol{\Xi}}^*_{SD}(k,k) \\ \boldsymbol{\Xi}^*_{SD}(k,k)\,\tilde{\boldsymbol{\Xi}}_{SD}(k,k) & |\,\tilde{\boldsymbol{\Xi}}_{SD}(k,k)\,|^2 \end{bmatrix} + \frac{1}{(E_s/N_0)_{SD}} \boldsymbol{I}_2 \right)^{-1} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Xi}_{SD}(k,k) \\ \tilde{\boldsymbol{\Xi}}_{SD}(k,k) \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{4.12}$$

と記述され，最大比合成型の MMSE 等化を行うように生成される．ここで，a^* は a の複素共役を示す．

一方，再送時には送信されず，初回にしか D-node へ伝送されていない離散スペクトルに対しては，$\boldsymbol{W}^f_{SD:1st}(k,k)$ と $\boldsymbol{W}^f_{SD:ret}(k,k)$ は，

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{W}^f_{SD:1st}(k,k) \\ \boldsymbol{W}^f_{SD:ret}(k,k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\boldsymbol{\Xi}_{SD}(k,k)}{|\boldsymbol{\Xi}_{SD}(k,k)|^2 + 1/(E_s/N_0)_{SD}} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4.13}$$

で与えられる．



RSC : Recursive Systematic Convolutional　CP : Cyclic Prefix　AWGN : Additive White Gaussian Noise
FFT : Fast Fourier Transform　IFFT : Inverse Fast Fourier Transform　MMSE : Minimum Means Square Error
Quad. Mod. : Quadrature Modulator　BSG : Baseband Signal Generator

図 4.6　R-node が再送する場合の伝送システムモデル

4.2.4　中継ノードによる部分スペクトル再送

生起ノードと中継ノード間の伝送

図 4.6 に，R-node が部分スペクトルを再送する場合の伝送システムモデルを示す．等価低域系において $\boldsymbol{s}^f$ が S-node から送信されたとき，R-node における周波数領域受信信号ベクトル $\boldsymbol{r}_{SR}^f \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は，

$$\boldsymbol{r}_{SR}^f = \boldsymbol{\Xi}_{SR}\boldsymbol{s}^f + \boldsymbol{\nu}_{SR}^f \tag{4.14}$$

で表される．ここで $\boldsymbol{\Xi}_{SR} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ は S-R 間の周波数伝達関数を対角成分に持つ周波数領域の通信路行列であり，$\boldsymbol{\nu}_{SR}^f \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は，S-R 間の伝送において発生した R-node における周波数領域雑音ベクトルである．

R-node では，受信信号を MMSE-FDE を用いて等化する．このとき，R-node における周波数領域の MMSE 重み対角行列 $\boldsymbol{W}_{SR}^f \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ は，

$$\boldsymbol{W}_{SR}^f = (\boldsymbol{D}_{SR})^{-1}\boldsymbol{\Xi}_{SR} \tag{4.15}$$

で与えられる．ここで，$\boldsymbol{D}_{SR} \in \mathbb{R}^{N_d \times N_d}$ は，

$$\boldsymbol{D}_{SR} = \boldsymbol{\Xi}_{SR}(\boldsymbol{\Xi}_{SR})^H + \frac{1}{(E_s/N_0)_{SR}}\boldsymbol{I}_{N_d} \tag{4.16}$$

であり，$(E_s/N_0)_{SR}$ は S-R 間の E_s/N_0 である．$\boldsymbol{r}^f_{SR}$ を $\boldsymbol{W}^f_{SR}$ を用いて等化した後，IFFT で時間領域信号に変換された等化器出力がターボ復号器に入力される．復号した情報ビット系列に対して S-node と同様の信号処理を行うことにより，$\boldsymbol{s}^f$ が再生される．本章では，D-node においてフレーム誤りが発生し，R-node ではフレーム誤りが発生しなかったものとして説明を続ける．NACK を R-node が受信した後，R-node は再送スペクトルの生成を行う．

中継ノードと宛先ノード間の伝送

等価低域系において R-node で生成される周波数領域再送信号ベクトル $\boldsymbol{s}^f_R \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は，

$$\boldsymbol{s}^f_R = \boldsymbol{M}_R \boldsymbol{s}^f \tag{4.17}$$

で表される．ここで，$\boldsymbol{M}_R \in \mathbb{R}^{N_d \times N_d}$ は，R-node における周波数領域のスペクトルの選択及びマッピング行列であり，1 と 0 のみで構成される行列である．

R-node からの再送が行われた際，D-node における周波数領域受信信号ベクトル $\boldsymbol{r}^f_{RD} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は，

$$\boldsymbol{r}^f_{RD} = \boldsymbol{\Xi}_{RD} \boldsymbol{s}^f_R + \boldsymbol{\nu}^f_{RD} \tag{4.18}$$

で表される．ここで，$\boldsymbol{\Xi}_{RD} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ は R-D 間の周波数伝達関数を対角成分に持つ対角行列であり，$\boldsymbol{\nu}^f_{RD} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は R-D 間の再送が行われた際の周波数領域雑音ベクトルである．$\boldsymbol{r}^f_{RD}$ に対して $\boldsymbol{M}_R$ の転置行列を乗積することで，R-node からの再送信号に対する周波数領域デマッピング信号ベクトル $\boldsymbol{r}^f_{RD:ret} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ が生成される．これは，

$$\begin{aligned} \boldsymbol{r}^f_{RD:ret} &= (\boldsymbol{M}_R)^T \boldsymbol{r}^f_{RD} \\ &= (\boldsymbol{M}_R)^T \boldsymbol{\Xi}_{RD} \boldsymbol{M}_R \boldsymbol{s}^f + (\boldsymbol{M}_R)^T \boldsymbol{\nu}^f_{RD} \\ &= \tilde{\boldsymbol{\Xi}}_{RD} \boldsymbol{s}^f + (\boldsymbol{M}_R)^T \boldsymbol{\nu}^f_{RD} \end{aligned} \tag{4.19}$$

で表される．ここで，$\tilde{\boldsymbol{\Xi}}_{RD} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ は，

$$\tilde{\boldsymbol{\Xi}}_{RD} = (\boldsymbol{M}_R)^T \boldsymbol{\Xi}_{RD} \boldsymbol{M}_R \tag{4.20}$$

となる．

次に，初回に伝送された $\boldsymbol{r}^f_{SD}$ と $\boldsymbol{r}^f_{RD:ret}$ に対して，最大比合成を行い合成後の周波数領域等化器出力信号ベクトル $\boldsymbol{z}^f_{combrelay} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{z}^f_{combrelay} &= \left(\begin{bmatrix} \boldsymbol{W}^f_{SRD:1st} \\ \boldsymbol{W}^f_{SRD:ret} \end{bmatrix} \right)^H \begin{bmatrix} \boldsymbol{r}^f_{SD} \\ \boldsymbol{r}^f_{RD:ret} \end{bmatrix} \\ &= \left(\boldsymbol{W}^f_{SRD:1st} \right)^H \boldsymbol{r}^f_{SD} + \left(\boldsymbol{W}^f_{SRD:ret} \right)^H \boldsymbol{r}^f_{RD:ret} \end{aligned} \tag{4.21}$$

が得られる．ここで，$\boldsymbol{W}^f_{SRD:1st} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ は $\boldsymbol{r}^f_{SD}$ に乗積される周波数領域の MMSE 重み対角行列であり，$\boldsymbol{W}^f_{SRD:ret} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ は $\boldsymbol{r}^f_{RD:ret}$ に乗積される周波数領域の MMSE 重み対角行列である．

$\boldsymbol{s}^f$ の k 番目の離散周波数が再送された場合，その離散周波数における MMSE 重み行列の要素は以下で与えられる．例えば，$\boldsymbol{W}^f_{SRD:1st}(k,k)$ と $\boldsymbol{W}^f_{SRD:ret}(k,k)$ が与えられたとき，

$$\begin{aligned}&\begin{bmatrix}\boldsymbol{W}^f_{SRD:1st}(k,k)\\ \boldsymbol{W}^f_{SRD:ret}(k,k)\end{bmatrix}\\ =&\left(\begin{bmatrix}|\Xi_{SD}(k,k)|^2 & \Xi_{SD}(k,k)\tilde{\Xi}^*_{RD}(k,k)\\ \Xi^*_{SD}(k,k)\,\tilde{\Xi}_{RD}(k,k) & \left|\tilde{\Xi}_{RD}(k,k)\right|^2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\frac{1}{(E_s/N_0)_{SD}} & 0\\ 0 & \frac{1}{(E_s/N_0)_{RD}}\end{bmatrix}\right)^{-1}\begin{bmatrix}\Xi_{SD}(k,k)\\ \tilde{\Xi}_{RD}(k,k)\end{bmatrix}\end{aligned} \tag{4.22}$$

となる．ここで，$(E_s/N_0)_{RD}$ は R-D 間の E_s/N_0 である．この信号処理により，再送された離散スペクトルに対して最大比合成が行われ，周波数ダイバーシチ利得が獲得される．

一方，$\boldsymbol{s}^f$ における k 番目の離散スペクトルが再送されなかった場合，$\boldsymbol{W}^f_{SRD:1st}(k,k)$ と $\boldsymbol{W}^f_{SRD:ret}(k,k)$ は，

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{W}^f_{SRD:1st}(k,k)\\ \boldsymbol{W}^f_{SRD:ret}(k,k)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\frac{\Xi_{SD}(k,k)}{|\Xi_{SD}(k,k)|^2+1/(E_s/N_0)_{SD}}\\ 0\end{bmatrix} \tag{4.23}$$

で与えられる．

4.3 等化器出力相互情報量基準の再送スペクトル量制御

4.3.1 相互情報量

等化器出力相互情報量

等化器出力 LLR により構成される連続ランダム変数 $\mathcal{L}_Z$ と，BPSK 伝送を前提とした送信シンボルから構成される離散ランダム変数 $\mathcal{S} \in \{\pm 1\}$ 間の等化器出力相互情報量 $I(\mathcal{S};\mathcal{L}_Z)$ は，次式で与えられる [66], [67].

$$I(\mathcal{S};\mathcal{L}_Z)=\frac{1}{2}\sum_{s=\pm 1}\int_{-\infty}^{\infty} f_{\mathcal{L}_Z}(\xi|\mathcal{S}=s)\log_2\frac{2f_{\mathcal{L}_Z}(\xi|\mathcal{S}=s)}{f_{\mathcal{L}_Z}(\xi|\mathcal{S}=1)+f_{\mathcal{L}_Z}(\xi|\mathcal{S}=-1)}d\xi \tag{4.24}$$

ここで，$f_{\mathcal{L}_Z}(\xi|\mathcal{S}=s)$ は送信シンボルの値が s となる条件の下で等化器出力 LLR の値が ξ となる場合の PDF である．なお，s が ± 1 となる確率は共に 1/2 であるものとする．

等化器出力 LLR が振幅利得 $\sigma^2_{\mathcal{L}_Z}/2$，分散 $\sigma^2_{\mathcal{L}_Z}$ のガウス過程[1]に従い，その PDF が 0 を中心とした正規対称分布となる文献 [68] の一貫性条件を満たすとき，

$$f_{\mathcal{L}_Z}(\xi|\mathcal{S}=s) = f_{\mathcal{L}_Z}(-\xi|\mathcal{S}=s)e^{s\xi} \tag{4.25}$$

となり，$f_{\mathcal{L}_Z}(\xi|\mathcal{S}=s)$ は，

$$f_{\mathcal{L}_Z}(\xi|\mathcal{S}=s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2_{\mathcal{L}_Z}}}\exp\left\{-\frac{\left(\xi-\left(\frac{\sigma^2_{\mathcal{L}_Z}}{2}\right)s\right)^2}{2\sigma^2_{\mathcal{L}_Z}}\right\} \tag{4.26}$$

となる．ここで，式 (4.25) と式 (4.26) を式 (4.24) に代入することで，

$$\begin{aligned} I(\mathcal{S};\mathcal{L}_Z) &\triangleq I_{\mathcal{L}_Z}(\sigma_{\mathcal{L}_Z}) \\ &= 1-\int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2_{\mathcal{L}_Z}}}\exp\left\{-\frac{\left(\xi-\left(\frac{\sigma^2_{\mathcal{L}_Z}}{2}\right)\right)^2}{2\sigma^2_{\mathcal{L}_Z}}\right\}\log_2(1+e^{-\xi})d\xi \end{aligned} \tag{4.27}$$

が得られる．この式 (4.27) に対し，文献 [69] の Nelder-Mead シンプレックス法を用いることで，

$$\begin{aligned} J(\sigma_{\mathcal{L}_Z}) &= I_{\mathcal{L}_Z}(\sigma_{\mathcal{L}_Z}) \\ &\approx \left(1-2^{-H_1\left(\sigma^2_{\mathcal{L}_Z}\right)^{H_2}}\right)^{H_3} \end{aligned} \tag{4.28}$$

と近似できる [70]．式（4.28）は J 関数と呼ばれ，この関数を用いることで，$\sigma^2_{\mathcal{L}_Z}$ から相互情報量を計算できる．なお，$H_1 = 0.3073$，$H_2 = 0.8935$，$H_3 = 1.1064$ である．

なお，BPSK 伝送時と QPSK 伝送時の等化器出力 E_s/N_0 をそれぞれ，γ_{BPSK}，γ_{QPSK} としたとき，

$$\sigma^2_{\mathcal{L}_Z} = 8\gamma_{\mathrm{BPSK}} \tag{4.29}$$

$$= 4\gamma_{\mathrm{QPSK}} \tag{4.30}$$

となる．図 4.7 に，$\sigma_{\mathcal{L}_Z}$ に対する J 関数の出力を示す．ここで，式 (4.24) を用いた場合（Histogram）と式 (4.28) を用いた場合（J function）の特性がほぼ一致していることから，J 関数による相互情報量計算が十分に近似できていることが分かる．また，$\sigma_{\mathcal{L}_Z}$ が増大すると共に相互情報量が 1.0 に収束することが分かる．図 4.8 に，J 関数により計算した BPSK 及び QPSK 伝送時の E_s/N_0 に対する相互情報量を示す．同図より，相互情報量 0.5 を満たす E_s/N_0 は，BPSK 伝送の方が QPSK 伝送よりも 3.0 dB 低いことが分かる．

[1]BPSK 伝送時の等化器出力 LLR の振幅利得と分散が 1:2 の比率になることについては，文献 [71], [72] を参照のこと．

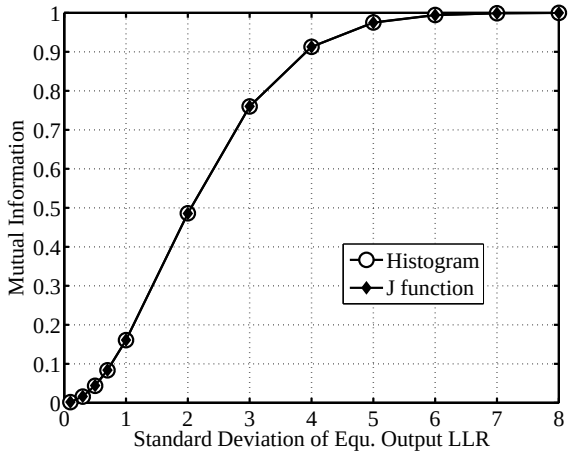


図 4.7 $\sigma_{\mathcal{L}_Z}$ に対する J 関数の出力

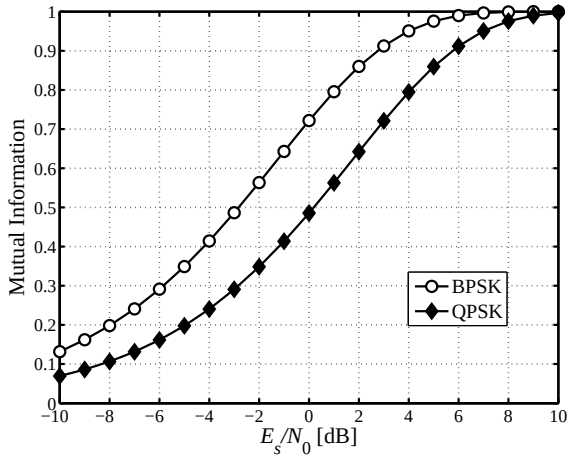


図 4.8 J 関数により計算した BPSK 及び QPSK 伝送時の E_s/N_0 に対する相互情報量

等化器出力相互情報量及び後述の復号器出力相互情報量を視覚化する方法として，文献 [67], [68], [71] に示された外部情報伝達（EXIT : EXtrinsic Information Transfer）チャートが挙げられる．EXIT チャートにおける入出力の相互情報量カーブを読み取ることで，正しくフレームを復号できる（相互情報量が 1.0）かどうかを予測できるため，符号化率適応制御 [73], [74] や，マルチユーザ MIMO （Multi-Input Multi-Output）システムにおけるスケジューリング制御 [75]-[77] 等に利用されている．

図 4.9 に，等化器入力相互情報量に対する等化器出力相互情報量を示す．同図では，変調方式を QPSK，E_s/N_0 を 8 dB，遅延プロファイルを 24 波レイリー 2 dB 指数減衰モデルとし，瞬時伝搬路応答を既知とした S-node において注水定理に基づくスペクトル整形を行った場合（w/ Water）と，スペクトル整形を行わなかった場合（w/o Water）の等化器出力相互情報量を比較している．全ての特性に対し，等化器入力相互情報量が増加するにつれて，等化器出力相互情報量も増加する．これは，等化器への外部 LLR のフィードバックにより，等化器が出力する外部 LLR の信頼性が高まることを意味している．なお，等化器入力相互情報量は後述の復号器出力の外部 LLR が持つ相互情報量を意味しており，FD-SC/MMSE のように外部 LLR が等化器へフィードバックされるような状況において，0 より大きくなる．

図 4.9 において，復号器からの外部 LLR のフィードバックが全くない等化器入力相互情報量が 0 の場合に着目すると，等化器出力相互情報量の 1 % 値及び 50 % 値共に w/o Water の方が高い．これは，注水定理を利用した場合の送信スペクトル整形が，等化器出力における残留符号間干渉を強めているためである．一方，復号器からのフィードバック

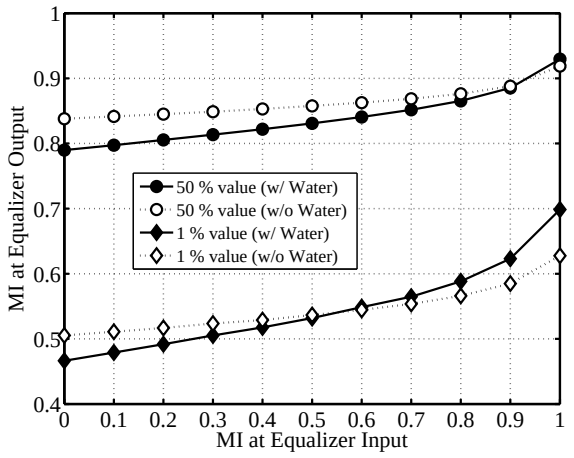


図 4.9　等化器入力相互情報量に対する等化器出力相互情報量

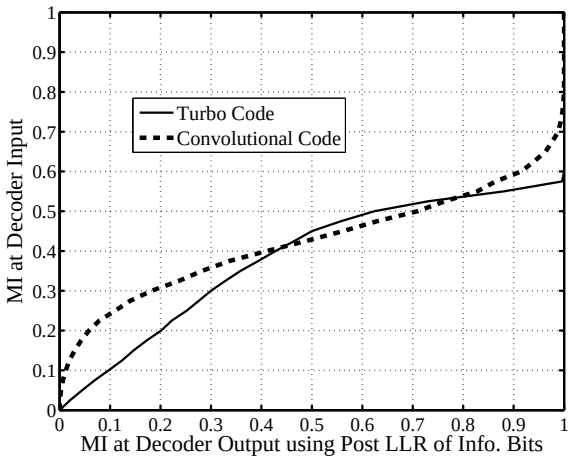


図 4.10　復号器出力事後相互情報量に対する復号器入力相互情報量

が完全である等化器入力相互情報量が 1.0 の場合に着目すると，1 % 値及び 50 % 値共に w/ Water が高い．これは，復号器からのフィードバックにより，残留符号間干渉が無くなり，スペクトル整形による受信 SNR の最大化ができたためである．

なお，本章では，等化器への外部 LLR のフィードバックがない MMSE-FDE を想定しているので，等化器入力相互情報量が 0 の場合のみを考慮すればよい，

復号器出力相互情報量

復号器出力相互情報量は，復号器において出力された推定符号語ビット系列（もしくは推定情報ビット系列）が持つ送信符号語ビット系列（もしくは送信情報ビット系列）に関する情報を定量化したものである．ここで，文献 [74] に示されるように，復号器入力相互情報量すなわち等化器出力相互情報量が一定の値を持っていれば，99% 以上の確率で事後 LLR ベースの復号器出力相互情報量が 1.0 となり，フレームの復号に成功できる．

図 4.10 に，復号器出力事後相互情報量に対する等化器出力相互情報量を示す．同図において，ターボ符号（Tubro Code）のパラメータは拘束長 4，符号化率 1/2，復号繰返し数を 4 とし，畳込み符号（Convolutional Code）のパラメータは拘束長 4，符号率 1/2 とし，復号器出力事後相互情報量は AWGN 通信路を経由した推定情報ビット系列の事後 LLR からヒストグラム測定により算出している．図 4.10 より，ターボ符号利用時には復号器入力相互情報量が 0.6，畳込み符号利用時には復号器入力相互情報量が 0.8 あれば復号器出力相互情報量を 1.0 にできることが分かる．

図 4.10 における復号器入力相互情報量は図 4.9 における等化器出力相互情報量である

ため，等化器出力相互情報量が高いほど復号器出力相互情報量も高くなり，フレームを正しく復号できる確率が高まる．なお，文献 [78] では，図 4.10 の AWGN 通信路とは異なり，24 波レイリー等電力モデルに基づく瞬時伝搬路における等化器出力相互情報量の CDF 1% 値が 0.6 及び 0.8 以上あれば，ターボ符号及び畳込み符号利用時の復号器出力相互情報量が 1.0 となる結果が示されている．このことより，等化器出力相互情報量は，その信号を復号した際にどの程度の品質が得られるかを示す評価指標として利用できることが分かる．

4.3.2 MMSE-FDE 出力における等化器出力相互情報量

D-node においてフレーム誤りを訂正できるだけの必要最小の部分スペクトルを再送させるためには，再送スペクトル量を制御する必要があり，提案方式では再送後に期待できる最大比合成後の等化器出力相互情報量を推定することで再送スペクトル量が決定される．等化器出力相互情報量は **4.3.1** で議論したように，後段のターボ復号が正しく復号できる程度に十分高いことが重要である．

等化器出力である MMSE フィルタ出力は残留符号間干渉が含まれるため，正確にガウス過程を経由した信号ではないものの，文献 [79] に基づき等化器出力がガウス過程に従うと近似したとき，時間領域の等化器出力信号ベクトル $\boldsymbol{z}_{SD} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は，

$$\boldsymbol{z}_{SD} \approx \mu_{SD}\boldsymbol{s} + \boldsymbol{\nu}_{SD:EQ} \tag{4.31}$$

と表すことができる [71], [72], [80]．ここで，$\boldsymbol{s} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は $\boldsymbol{s}^f$ を IFFT した時間領域の送信シンボルベクトルである．また，μ_{SD} は MMSE 基準の FDE を用いた場合の平均振幅利得であり，

$$\mu_{SD} = \frac{1}{N_d}\mathrm{tr}\left[\left(\boldsymbol{W}_{SD}^f\right)^H \boldsymbol{\Xi}_{SD}\right] \tag{4.32}$$

で与えられ，$\boldsymbol{\nu}_{SD:EQ} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は等化後の残留干渉成分を含む時間領域の雑音ベクトルである．等化器出力 SINR $\gamma_{SD:EQ}$ は，

$$\gamma_{SD:EQ} = \frac{\mu_{SD}}{1 - \mu_{SD}} \tag{4.33}$$

で与えられる．等化器出力 LLR の条件付き PDF が 0 を中心とした対称分布となる一貫性条件 [68] を満たす場合，1 回目の伝送時の等化器出力相互情報量 I_{SD}^E は $\gamma_{SD:EQ}$ を用いて，

$$I_{SD}^E \approx J(4\gamma_{SD:EQ}) \tag{4.34}$$

のように J 関数を用いて近似できる．

ここで，式 (4.31) の導出について補足する．$\boldsymbol{r}_{SD}^{f}$ を MMSE-FDE した際における周波数領域等化器出力ベクトル $\boldsymbol{z}_{SD}^{f} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は,

$$\begin{aligned} \boldsymbol{z}_{SD}^{f} &= (\boldsymbol{W}_{SD})^{H} \boldsymbol{r}_{SD}^{f} \\ &= (\boldsymbol{W}_{SD})^{H} \boldsymbol{\Xi}_{SD} \boldsymbol{s}^{f} + (\boldsymbol{W}_{SD})^{H} \boldsymbol{\nu}_{SD}^{f} \end{aligned} \tag{4.35}$$

と表される．$\boldsymbol{z}_{SD}^{f}$ を IFFT することで，時間領域等化器出力ベクトル $\boldsymbol{z}_{SD} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は,

$$\begin{aligned} \boldsymbol{z}_{SD} &= (\boldsymbol{F})^{H} \boldsymbol{z}_{SD}^{f} \\ &= (\boldsymbol{F})^{H} (\boldsymbol{W}_{SD})^{H} \boldsymbol{\Xi}_{SD} \boldsymbol{s}^{f} + (\boldsymbol{F})^{H} (\boldsymbol{W}_{SD})^{H} \boldsymbol{\nu}_{SD}^{f} \\ &= (\boldsymbol{F})^{H} (\boldsymbol{W}_{SD})^{H} \boldsymbol{\Xi}_{SD} \boldsymbol{F} \boldsymbol{s} + (\boldsymbol{F})^{H} (\boldsymbol{W}_{SD})^{H} \boldsymbol{\nu}_{SD}^{f} \end{aligned} \tag{4.36}$$

となる．ここで，十分に長いブロック長 N_d つまり大きな DFT サイズを確保できた場合，任意の実数対角行列 $\boldsymbol{X} \in \mathbb{R}^{N_d \times N_d}$ で表現される伝達関数と DFT 行列の間に,

$$\boldsymbol{F} \boldsymbol{X} (\boldsymbol{F})^{H} \approx (\boldsymbol{F})^{H} \boldsymbol{X} \boldsymbol{F} \approx \frac{1}{N_d} \mathrm{tr}\,[\boldsymbol{X}]\, \boldsymbol{I}_{N_d} \tag{4.37}$$

で表わされる平均化フィルタ近似 [81] が成立する．この事実に基づき，$(\boldsymbol{W}_{SD})^{H} \boldsymbol{\Xi}_{SD}$ が $\mathbb{R}^{N_d \times N_d}$ の実対角行列であることから,

$$\begin{aligned} (\boldsymbol{F})^{H} (\boldsymbol{W}_{SD})^{H} \boldsymbol{\Xi}_{SD} \boldsymbol{F} \boldsymbol{s} &\approx \frac{1}{N_d} \mathrm{tr}\left[(\boldsymbol{W}_{SD})^{H} \boldsymbol{\Xi}_{SD} \right] \boldsymbol{I}_{N_d} \boldsymbol{s} \\ &= \frac{1}{N_d} \mathrm{tr}\left[(\boldsymbol{W}_{SD})^{H} \boldsymbol{\Xi}_{SD} \right] \boldsymbol{s} \\ &= \mu_{SD} \boldsymbol{s} \end{aligned} \tag{4.38}$$

へと展開され，μ_{SD} が式 (4.32) として導出されると共に，等化器出力がガウス過程を経由したと近似することで $(\boldsymbol{F})^{H} (\boldsymbol{W}_{SD})^{H} \boldsymbol{\nu}_{SD}^{f} \approx \boldsymbol{\nu}_{SD:EQ}$ が成立し，式 (4.36) は式 (4.31) へと近似される．

再送後は，初回に伝送された信号と再送信号は MMSE-FDE において最大比合成される．初回送信信号の場合と同様に，合成後の時間領域の等化器出力信号ベクトル $\boldsymbol{z}_{SD:MRC} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は,

$$\boldsymbol{z}_{SD:MRC} \approx \mu_{SD:MRC} \boldsymbol{s} + \boldsymbol{\nu}_{SD:MRC} \tag{4.39}$$

と近似できる．ただし，合成後の等化器出力の振幅利得 $\mu_{SD:MRC}$ は,

$$\mu_{SD:MRC} = \frac{1}{N_d} \mathrm{tr}\left[(\underline{\boldsymbol{W}}_{SD}^{f})^{H} \underline{\boldsymbol{\Xi}}_{SD} \right] \tag{4.40}$$

で与えられる．また，ブロック対角行列である $\underline{\boldsymbol{W}}^f_{SD} \in \mathbb{C}^{2N_d \times N_d}$ 及び $\underline{\boldsymbol{\Xi}}_{SD} \in \mathbb{C}^{2N_d \times N_d}$ は，

$$\underline{\boldsymbol{W}}^f_{SD} = \left[\left(\boldsymbol{W}^f_{SD:1st}\right)^T \quad \left(\boldsymbol{W}^f_{SD:ret}\right)^T\right]^T \tag{4.41}$$

$$\underline{\boldsymbol{\Xi}}_{SD} = \left[(\boldsymbol{\Xi}_{SD})^T \quad \left(\tilde{\boldsymbol{\Xi}}_{SD}\right)^T\right]^T \tag{4.42}$$

であり，$\boldsymbol{\nu}_{SD:MRC} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は残留干渉を含む時間領域の雑音ベクトルである．このとき，最大比合成後の等化器出力 SINR $\gamma_{SD:MRC}$ は，

$$\gamma_{SD:MRC} = \frac{\mu_{SD:MRC}}{1 - \mu_{SD:MRC}} \tag{4.43}$$

であり，再送後の等化器出力相互情報量 $I^E_{SD:MRC}$ は，

$$I^E_{SD:MRC} \approx J(4\gamma_{SD:MRC}) \tag{4.44}$$

で与えられる．式 (4.44) は，再送を行う前に周波数伝達関数情報から $I^E_{SD:MRC}$ が推定できる，すなわち，再送スペクトル量を制御することで $I^E_{SD:MRC}$ を制御することが可能であることを示している．

上記の説明は S-node が再送する場合を想定したが，R-node が再送する場合，式 (4.41) の $\boldsymbol{W}^f_{SD:ret}$ と，式 (4.42) の $\underline{\boldsymbol{\Xi}}_{SD}$ を，

$$\underline{\boldsymbol{W}}^f_{SRD} = \left[\left(\boldsymbol{W}^f_{SRD:1st}\right)^T \quad \left(\boldsymbol{W}^f_{SRD:ret}\right)^T\right]^T \tag{4.45}$$

$$\underline{\boldsymbol{\Xi}}_{SRD} = \left[(\boldsymbol{\Xi}_{SD})^T \quad \left(\tilde{\boldsymbol{\Xi}}_{RD}\right)^T\right]^T \tag{4.46}$$

に置き換え，式 (4.47) の $\mu_{SD:MRC}$ の代わりに，

$$\mu_{SRD:MRC} = \frac{1}{N_d}\mathrm{tr}\left[(\underline{\boldsymbol{W}}^f_{SRD})^H \, \underline{\boldsymbol{\Xi}}_{SRD}\right] \tag{4.47}$$

を求める．そして，

$$\gamma_{SRD:MRC} = \frac{\mu_{SRD:MRC}}{1 - \mu_{SRD:MRC}} \tag{4.48}$$

を式 (4.44) の $\gamma_{SD:MRC}$ と置き換えることで，R-node が再送した場合に期待できる等化器出力相互情報量 $I^E_{SRD:MRC}$ が推定される．

4.3.3 再送スペクトル選択基準に関する考察

ここまでの提案方式の説明では，部分スペクトルの再送方式及び再送時の等化器出力相互情報量の推定方法について述べた．しかしながら，再送を行う際，元のスペクトルの中でどのスペクトルを再送するのが良いかが課題となる．

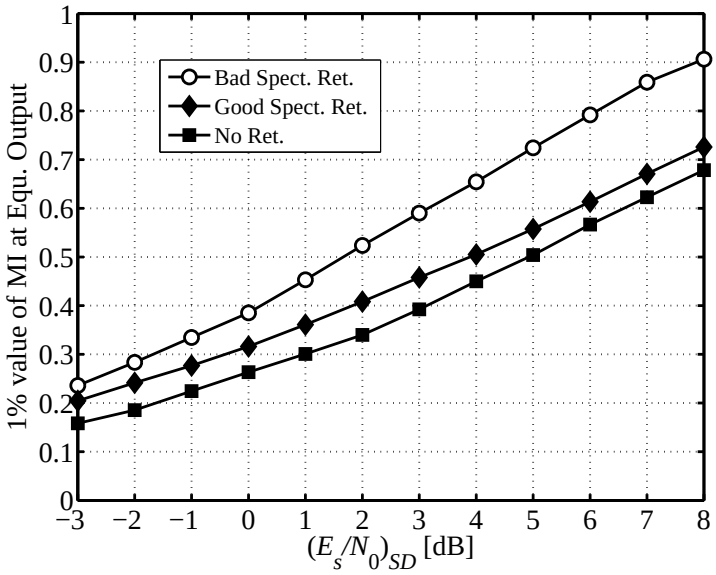


図 4.11　S-D 間の E_s/N_0 に対する等化器出力相互情報量の 1 % 特性 (β = 1/2)

MMSE-FDE を等化器として用いる場合，等化後のスペクトルは，利得が大きく落ち込んでいる帯域における歪みを完全に低減できないため，残留符号間干渉が発生する．また，その残留符号関干渉がフレーム誤りの主要因となる [29]．この考察に従うと，再送スペクトルとしては，初回送信時に利得が低い周波数を経由して受信された成分から選択するのが良いであろうと予想される．一方，残留符号関干渉はある程度黙認しても，等化後の信号エネルギーを最大化する方が良いのではないかという予想も成立つ．この場合には，初回送信時に利得の高い周波数を経由して受信された成分から選択するのが良いであろうと予想される．

図 4.11 に，β = 1/2 の場合における再送時の S-D 間の E_S/N_0 に対する等化器出力相互情報量の CDF 1 % 特性を示す．同図では，パスモデルを 24 波レイリー等電力モデルとし，データシンボル数を 2048 とし，等化方式を MMSE-FDE とした．同図では，以下の 3 種類のスペクトル選択法を適用した場合の特性を比較している．

1. S-D 間の周波数伝達関数内で相対的に利得の低い離散周波数を経由した半分のスペクトルを，くし型に配置して再送した場合 (Bad Spect. Ret.)

2. S-D 間の周波数伝達関数内で相対的に利得の高い離散周波数を経由した半分のスペクトルを，くし型に配置して再送した場合 (Good Spect. Ret.)

3. 再送無し (No Ret.)

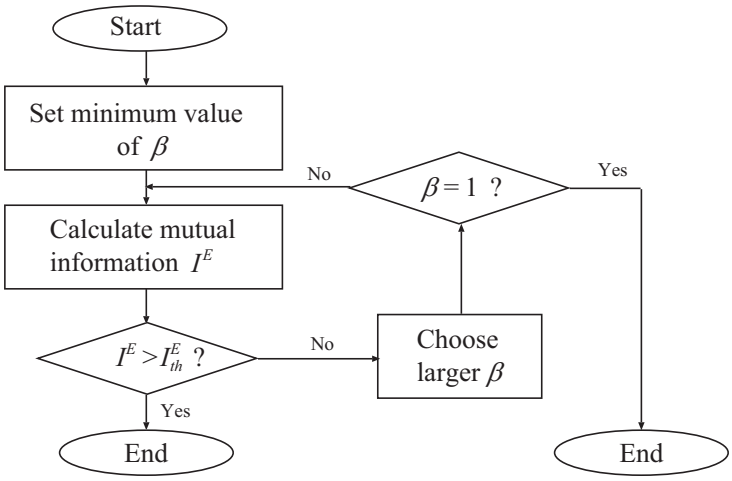


図 4.12　等化器出力相互情報量基準の再送レート決定アルゴリズム

図 4.11 より，$(E_s/N_0)_{SD}$ = 3 dB の場合，Bad Spect. Ret. の特性は，Good Spect. Ret. の特性と比較して約 28 % の特性改善が確認できる．これは，両者共に再送による最大比合成により受信信号エネルギーが増大するものの，等化器が MMSE 基準の FDE の場合には，受信エネルギーの向上より残留符号関干渉の抑制の方が伝送特性の向上につながることを示している．このことを踏まえて，特に断らない限り，提案する再送スペクトル方式では，Bad Spect. Ret. に基づくスペクトルの選択を行うものとする．

4.3.4　再送スペクトル量の制御方式

図 4.12 に，D-node において実施される等化器出力相互情報量基準の再送レート決定アルゴリズムを示す．同図より，まず β が初期値に設定される．例えば，その初期値を 1/4 にした場合，**4.3.3** で議論した再送スペクトル選択基準に従って，全スペクトルの中から 1/4 のスペクトルが選択される．また，このスペクトルが全帯域内に等間隔にマッピングされる．これを前提とし，**4.3.2** で説明した手法に基づき，再送時の I^E を推定する．その推定値が，後段の誤り訂正復号器で誤りなく復号できるための所要相互情報量閾値 I^E_{th} より大きければ，この β に基づいて選択されたスペクトルの再送でフレーム誤りが訂正できると判断し，この β を設定値とすると共に，アルゴリズムを終了する．一方，I^E_{th} 未満であれば，β を 2 倍にし，同様の処理を繰り返す．$\beta = 1$ となった場合にはアルゴリズムを終了する．

提案方式では，再送を行う S-node もしくは R-node に対し，D-node から NACK が送信される．$\beta \leq 1/2$ の場合，どのスペクトルが再送されるべきかを示す情報も NACK に含ま

れる[2]．このとき再送要求するフレーム内の離散スペクトルの位置についての情報量 N_{cont} は，

$$N_{cont} = N_d \tag{4.49}$$

である．N_{cont} は，DFT サイズと同等の情報量となり，必要とする離散スペクトルの位置に 1 が入り，必要としない離散スペクトルの位置には 0 が入った情報ビット系列である．提案方式では，従来の NACK よりも情報量が増えるものの，通信路状態が複数フレーム間で静的であると想定することで，複数フレームの再送に対する離散スペクトルの位置インデックス情報を 1 フレームで伝送すれば，この制御情報による S-D 間のスループット低下の影響を低減することが可能となる．なお，以下ではこのフィードバックは完全に行われるものと仮定し，伝送特性のみを議論する．

4.4 部分スペクトル再送方式に関する計算機シミュレーション

4.4.1 生起ノードによる再送

計算機シミュレーション諸元

表 4.1 に，シミュレーション諸元を示す．本シミュレーションでは，提案再送方式が再送回数 1 回でフレームを復号可能な必要最小量の情報を送り，スループット効率の改善が可能であることを把握するため，再送を 2 回以上行わないものとしている．また，β は 1, 1/2, 1/4 の三種類とする．なお，S-node, D-node がそれぞれ 1 つずつ配置されているものとする．表 4.1 に示された誤り訂正符号（ターボ符号）の場合に FER を 1% 以下にするための所用 I^E は，図 4.10 より 0.6 である．ここでは，0.05 のマージンを加えて I^E_{th} を 0.65 に設定した．また，再送されるスペクトルのランダムなインターリーブパターン情報については，S-D 間で既知であるものとする．なお，$\beta \leq 1/2$ の再送に必要な制御情報の交換も完全に行われているものとする．

計算機シミュレーション結果

図 4.13 に，S-D 間の E_s/N_0 に対する平均スループット効率特性を示す．同図では，

[2] $\beta = 1$ の場合，フルスペクトルに対するランダムインターリーブが行われるため，どのスペクトルを再送すべきかの情報は不要となる．

表 4.1　シミュレーション諸元

Modulation (Coding rate)	Bit interleaved QPSK (1/2)
Channel coding	Turbo code (4 iterations) (Constraint length 4)
Decoder	Max-Log-MAP with Jacobian logarithm [82]
Equalizer	MMSE based FDE
Data symbol length	2048 symbols
Cyclic prefix length	64 symbols
Interleaver	Random
Path model	Equal gain 24-spike Rayleigh model
Num. of Tx/Rx antennas	1/1
Retransmission rate β	1, 1/2, 1/4
Channel estimation	Perfect
Synchronisation control	Perfect
Threshold of I^E (I^E_{th})	0.65

1. S-node が **4.3.4** で説明した方法に従って再送スペクトル量を適応的に制御した場合 (Adaptive Ret.)
2. S-node が再送方式として符号化率が 1/3 となるように IR を利用した場合 (IR)
3. S-node が再送方式として CC を利用した場合 (CC)

の 3 種類の特性を示している．なお，平均スループット効率 η [bit/s/Hz] は,

$$\eta = \alpha \times \frac{N_c}{N_{total} + \sum_{k=1}^{N_{ret}} \beta_k} \tag{4.50}$$

と定義した．ここで，α は単位周波数当たりで伝送される情報ビット数であり，符号化率 1/2 の QPSK 変調を利用してるので $\alpha = 1$ bit/s/Hz である．N_c は正しく復号したフレーム数，N_{total} は，S-node が初回に送信した総フレーム数であり，N_{ret} は総再送フレーム数であり，β_k は k 番目の再送における再送レートである．なお，CC では β_k は常に 1 であり，IR では，初回送信時には符号化率が 1/2，再送後符号化率が 1/3 となる方式を採用しているので，β_k は常に 1/2 である．

図 4.13 より，提案再送方式は，IR, CC 方式と比較して，すべての $(E_s/N_0)_{SD}$ において高いスループット効率を示しており，特に $(E_s/N_0)_{SD}$ が低い領域でその効果が顕著である．

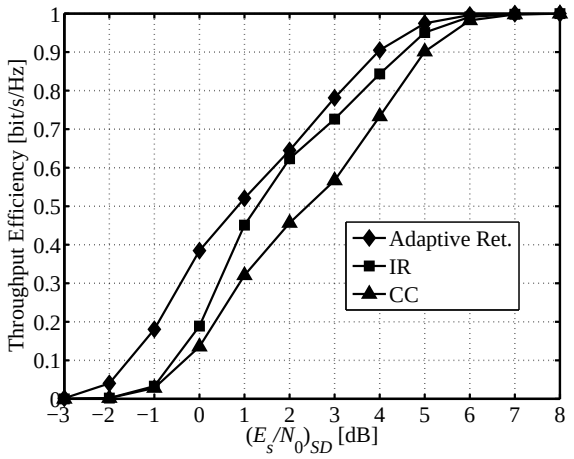


図 4.13　S-D 間の E_s/N_0 に対する平均スループット効率

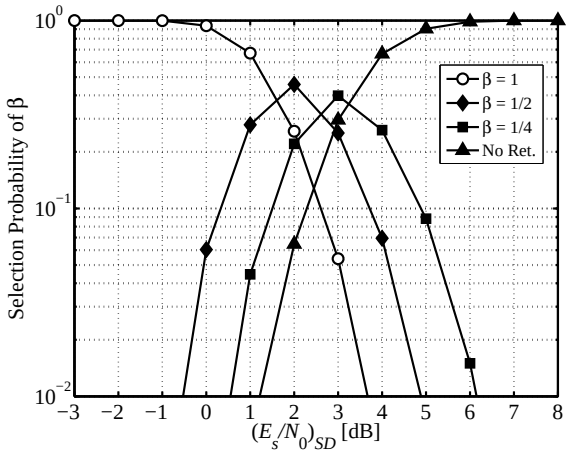


図 4.14　S-D 間の E_s/N_0 に対する再送レート選択確率

例えば，$(E_s/N_0)_{SD}$ = 0 dB において，提案再送方式は IR と比較して約 2.0 倍，CC と比較して約 2.8 倍高いスループット効率を達成している．IR と CC の特性差は，IR が，再送後符号化率が 1/3 となるように，初回送信時に送信されなかったパリティビットのみを送信しており，そのビット数は初回送信時の半分であるため，再送時間長が初回送信時間長の半分になっているのに対し，CC は再送利得を得ることが可能であるものの，再送時間長が元のフレーム時間長と同じであることが原因である．

図 4.14 に，S-D 間の E_s/N_0 に対する部分スペクトル再送方式の再送レートの選択確率を示す．同図より，$(E_s/N_0)_{SD}$ が上昇するにつれて，再送レートの小さいものが選ばれていることが分かる．これは初回伝送における I^E が平均的に改善しているためである．なお，$(E_s/N_0)_{SD}$ = 1 dB において，β = 1/2 が約 27 % 選択されており，再送量を減らすことで図 4.13 における部分スペクトル再送方式の特性改善に直結していることが分かる．

図 4.15 に，S-D 間の E_s/N_0 に対する I^E の CDF 1 % 特性を示す．同図より，提案する部分スペクトル再送方式は，$(E_s/N_0)_{SD}$ = 2 dB において 0.6 に達し，そこから，$(E_s/N_0)_{SD}$ = 6 dB まで 0.6 を維持している．これは，**4.3.1** で説明したように，等化器後段のターボ復号器入力おいて FER を 1% 以下とするために必要な I^E が 0.6 であることを利用し，初回と再送時の受信信号を合成した結果得られる I^E を制御しているからである．また，それによる恩恵が，図 4.13 に示されたスループット効率の向上である． また，部分スペクトル再送方式は β = 1 となる 低 $(E_s/N_0)_{SD}$ においても CC より高い I^E を達成できている．これは，部分スペクトル再送方式が β = 1 でも，初回と同一の信号波形を再送するのではなく，周波数領域で再送スペクトルのランダムなマッピングをして再送しているため，最大比合成後の残留符号間干渉が低下し，等化器出力 SINR が向上したためである．

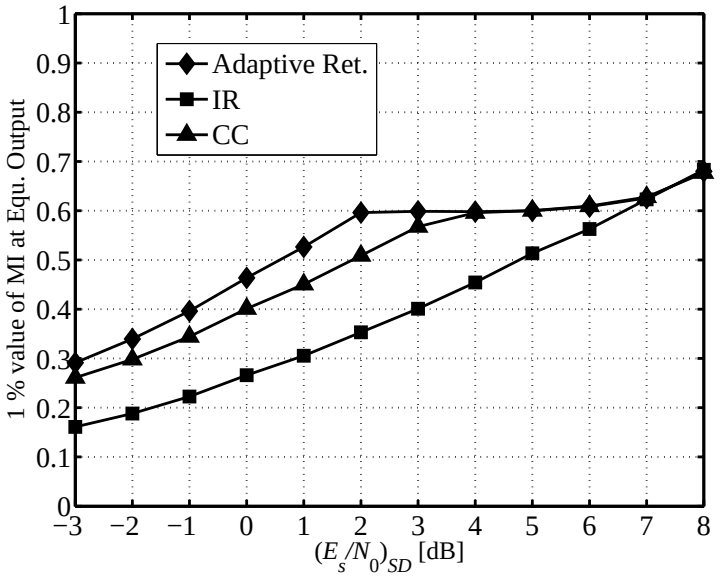


図 4.15　S-D 間の E_s/N_0 に対する等化器出力相互情報量の 1 % 値

一方，図 4.15 における IR の特性は，全ての $(E_s/N_0)_{SD}$ に対して，提案部分スペクトル再送方式並びに CC と比較して I^E の特性が劣化している．これは，IR において再送された受信信号は，初回に伝送された受信信号とは独立して等化器に入力されており，最大比合成が行われないため等化器出力 SINR が向上せず，IR を行ったとしても I^E が改善しないため図 4.11 の再送無しの特性と同じとなる．しかしながら，図 4.13 における IR の平均スループット効率が CC 以上に改善しているのは，パリティビット系列の送信時間が初回伝送よりも半分で済んでいる点及び，ターボ復号器において，再送された受信パリティビット系列が初回伝送における等化後の受信符号語ビット系列に対して新しい情報を与え，トレリス図におけるブランチメトリックの信頼性の改善と共に初回伝送時と比較して復号器出力の相互情報量を改善させているためである．

4.4.2　中継ノードによる再送

計算機シミュレーション諸元

R-node を利用した部分スペクトル再送方式の有効性を確認するため，計算機シミュレーションを行った．なお，使用するシミュレーションパラメータは，表 4.1 と同じである．なお，S-node，R-node，D-node がそれぞれ 1 つずつ配置されているものとする．また，S-node と R-node の送信電力は同じであるものとする．なお，R-node は S-node と D-node

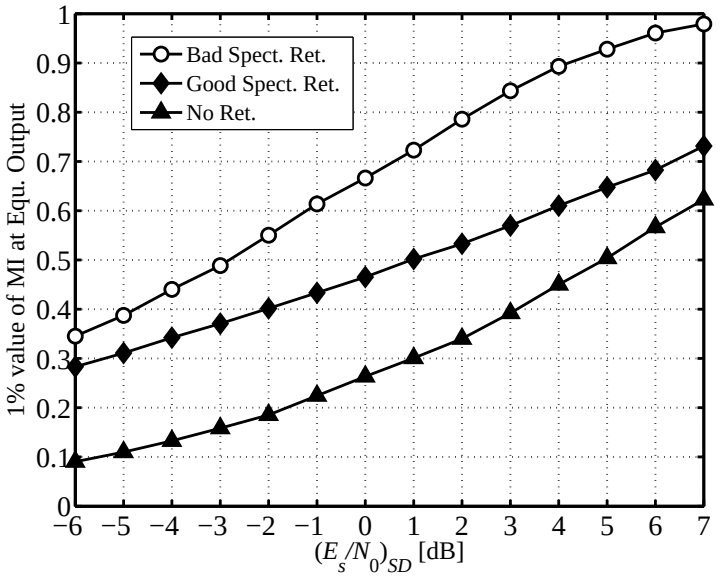


図 4.16　S-D 間の E_s/N_0 に対する I^E の 1 % 特性 ($\beta = 1/2$)．パスロスは 4 乗則に従うものとする．

の中間にあるものとし，S-D 間の E_s/N_0 である $(E_s/N_0)_{SD}$ を基準とすることで，

1. パスロスが 3 乗則 (3rd law) の場合，$(E_s/N_0)_{SR}$ と $(E_s/N_0)_{RD}$ は，$(E_s/N_0)_{SD}$ よりも 9 dB 高い

2. パスロスが 4 乗則 (4th law) の場合，$(E_s/N_0)_{SR}$ と $(E_s/N_0)_{RD}$ は，$(E_s/N_0)_{SD}$ よりも 12 dB 高い

ことになる．また，再送されるスペクトルのランダムなインターリーブパターン情報については，R-D 間で既知であるものとする．なお，$\beta \leq 1/2$ の再送に必要な制御情報の交換も完全に行われているものとする．

計算機シミュレーション結果

図 4.16 に，$\beta = 1/2$ の場合における再送時の，S-D 間の E_s/N_0 に対する I^E の CDF 1 % 特性を示す．このとき，パスロスは 4 乗則とする．同図では，図 4.11 と同様の 3 種類の特性を示している．図 4.16 より，$(E_s/N_0)_{SD} = 0$ dB の場合，Bad Spect. Ret. の特性は，Good Spect. Ret. の特性と比較して，得られる相互情報量が約 41 % 増加している．これは，両方式共に再送による最大比合成により受信信号エネルギーが増大するものの，Bad Spect. Ret. の場合，最大比合成時に等化後のスペクトルの歪みが緩和されたことによる

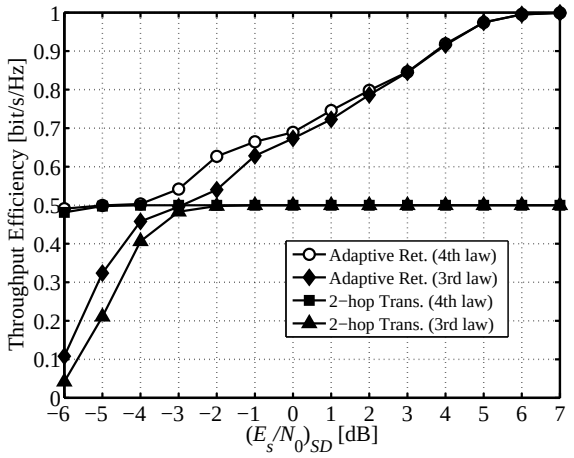


図 4.17 R-node を利用した場合の S-D 間の E_s/N_0 に対する平均スループット効率

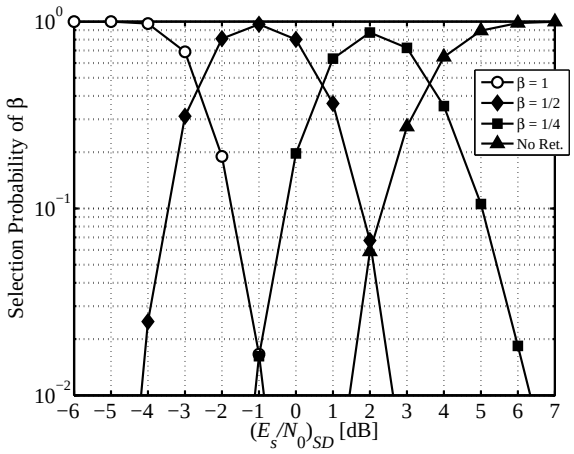


図 4.18 R-node を利用した場合の S-D 間の E_s/N_0 に対する再送レート選択確率

残留符号間干渉の低減により，等化器出力 SINR がさらに向上したためであると考えられる．なお以降のシミュレーションにおいて，R-node による部分スペクトルの再送方式では，Bad Spect. Ret. に基づくスペクトルの選択を行うものとする．

図 4.17 に，S-D 間の E_s/N_0 に対する平均スループット効率特性を示す．同図では，

1. R-node が，提案する部分スペクトル再送方式に従って再送スペクトル量を適応的に制御した場合 (Adaptive Ret.)

2. R-node が，2 ホップ伝送に利用された場合 (2-hop Trans.)

の 2 種類のケースに対して，各々パスロス 3 乗則と 4 乗則の特性を示している．なお，2-hop Trans. では，S-node からの信号を D-node が正しく受信できる場合であっても，R-node は再生したフレームを D-node へ送信するものとする．図 4.17 より，$(E_s/N_0)_{SD}$ = -1 dB においてパスロス 4 乗則における部分スペクトル再送方式は 2 ホップ伝送と比較して約 32 % 高いスループット効率を達成することが可能となる．これは，提案方式が再送スペクトル量を適応的に制御しているためである．なお，2 ホップ伝送は，$(E_s/N_0)_{SD}$ が上昇したとしても，必ず R-node が伝送するため，スループット効率が 0.5 bit/s/Hz を越えない．また，$(E_s/N_0)_{SD}$ = -1 dB においてパスロス 4 乗則における部分スペクトル再送方式の特性は，図 4.13 の S-node が部分スペクトルの再送を行った場合と比較して，約 3.6 倍の特性の改善が可能となる．これは，R-node を用いることでパスロスの低減と周波数ダイバーシチ効果を獲得できているためである．

図 4.18 に，パスロスを 4 乗則にした場合における，S-D 間の E_s/N_0 に対する提案再送方式の再送レートの選択確率を示す．同図より，$(E_s/N_0)_{SD}$ = -3 dB において，β = 1/2 が

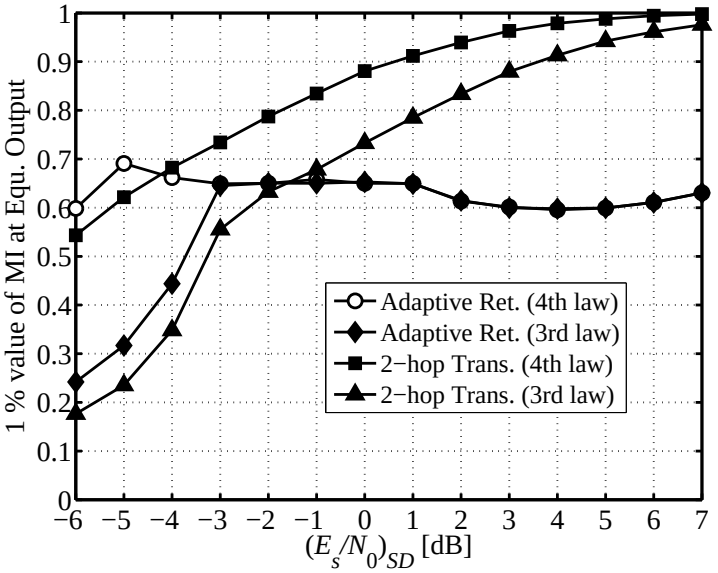


図 4.19　R-node を利用した場合の S-D 間の E_s/N_0 に対する等化器出力相互情報量の 1 % 値

約 31 % 選択されていることが分かる．さらに，$(E_s/N_0)_{SD}$ = 0 dB において，β = 1/2 が約 82 %，β = 1/4 が約 19 % 選択されていることが分かる．図 4.18 の特性と S-node が再送する図 4.14 の特性を比較すると，図 4.18 の特性の方が各再送レートのピークが顕著に表れ再送レートの選択の幅が出ていることが分かる．これは，R-node を再送に利用することで低 $(E_s/N_0)_{SD}$ でもパスロスの低減と周波数ダイバーシチ効果により高い受信信号電力を得ることが可能なためである．

図 4.19 に，S-D 間の E_s/N_0 に対する I^E の CDF 1 % 特性を示す．同図より，パスロス 4 乗則における部分スペクトル再送方式は $(E_s/N_0)_{SD}$ = -4 dB から 1 dB まで，0.65 を維持している．これは，図 4.18 から再送が 99 % 以上発生している領域であり，I^E_{th} = 0.65 としたためである．一方，図 4.18 より，再送の発生しない確率が上昇する $(E_s/N_0)_{SD}$ = 2 dB 以降では，初回伝送でフレームを伝送できる確率が上昇し，$0.6 \leq I^E$ を満たす初回伝送が増加することで，I^E の 1% 値が I^E_{th} である 0.65 より低下している．ただし，この $(E_s/N_0)_{SD}$ = 2 dB 以降の領域でも，I^E の 1 % 値は FER を 1 % 以下にする 0.6 以上の値を満たしていることから，提案再送レート制御の効果が有効に動作していることが分かる．そして，また，2 ホップ伝送では，$(E_s/N_0)_{SR}$ 及び $(E_s/N_0)_{RD}$ の上昇と共に，I^E の 1 % 値も単調増加する．これは，2 ホップ伝送では，I^E の制御を行っていないためである．

表 4.2　無線メッシュネットワークにおける再送伝送に関するシミュレーション諸元

Relaying	Decode and forward
Symbol rate	100 Msps
Pathloss	ITU-R M.1225 test environment [31]
Standard deviation of shadowing	8 dB
DFT size	2048 points
Path model	Exponentially decaying 24-spike Rayleigh model
Num. of Tx & Rx antennas	1
Tx / Rx antenna gain	6 / 3 dBi
Noise figure	7 dB

4.4.3　無線メッシュネットワークにおける中継ノードを用いた部分スペクトル再送方式の評価

図 2.28 において示した 36 個のノードで構成されるメッシュネットワーク環境において，R-node を用いた部分スペクトルの再送方式が有効であるかを確認する．表 4.2 に，シミュレーション諸元を示す．伝送形態として，図 2.28 の 36 ノードモデルにおいて，

1. S-D 間でシングルホップ伝送が行われ，D-node においてフレーム誤りが発生した場合に，S-node と D-node 以外の 34 ノードの中で，S-R 及び R-D 間の平均リンク品質が共に高いノードが 1 つ R-node として選択され，部分スペクトル再送が行われる（Adaptive Ret.）

2. S-node と D-node 以外の 34 ノードの中で，S-R 及び R-D 間の平均リンク品質が共に高いノードが 1 つ R-node として選択され，S-R 間と R-D 間の 2 ホップ伝送が行われる（2-hop Trans.）

上記の 2 つの方式のスループット効率を比較する．

図 4.20 に，無線メッシュネットワークにおける送信電力に対する平均スループット効率を示す．同図より，送信電力が 26 dBm の場合，Adaptive Ret. の方が 2-hop Trans. よりもスループット効率が約 7 % 高い．これは，低送信電力の場合，初回伝送フレームが再送後の等化器出力相互情報量の改善にほとんど貢献しないため，実質 2 ホップ伝送と同じ再送時間が必要となるためである．また，送信電力が 34 dBm の場合，Adaptive Ret. の方が 2-hop Trans. よりもスループット効率が約 18 % 高い．これは，送信電力が高まるこ

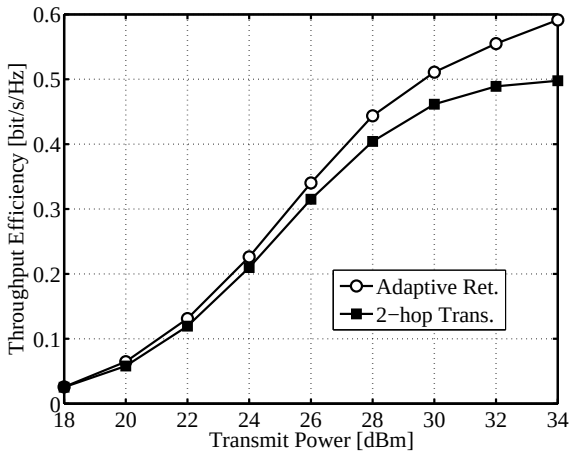


図 4.20　メッシュネットワークにおける送信電力に対する平均スループット効率

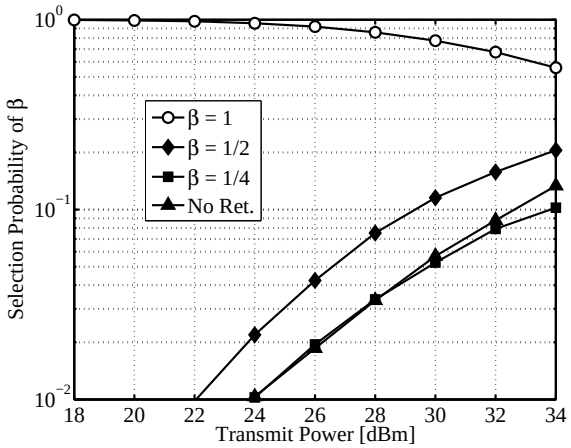


図 4.21　メッシュネットワークにおける送信電力に対する再送レート選択確率

とにより，初回フレームの受信エネルギーが高まり，低再送レートが選択されたためである．図 4.21 に，メッシュネットワークにおける送信電力に対する再送レート選択確率を示す．同図より，送信電力が 34 dBm の場合，$\beta = 1/2$ が約 20 % 選択されていることが分かる．部分スペクトルが再送されているため，図 4.20 において，平均スループット効率が 0.5 を超えることが分かる．

図 4.22 に，無線メッシュネットワークにおける送信電力に対する 1 % スループット効率を示す．同図より，送信電力 26 dBm では，Adaptive Ret. と 2-hop Trans. 共に 1 % スループット効率が 0 bit/s/Hz である．しかしながら，送信電力 30 dBm においては，Adaptive Ret. の方が 2-hop Trans. よりもスループット効率が約 50 % 高い．これは送信電力が高まることで部分スペクトル再送が行われ，再送時間が短くなったためである．提案した部分スペクトル再送方式では，等化器出力相互情報量に基づき適切な再送レート制御が行われているため，メッシュネットワーク構造において 2 ホップ伝送よりも高い 1 % スループット効率を達成できることが分かる．

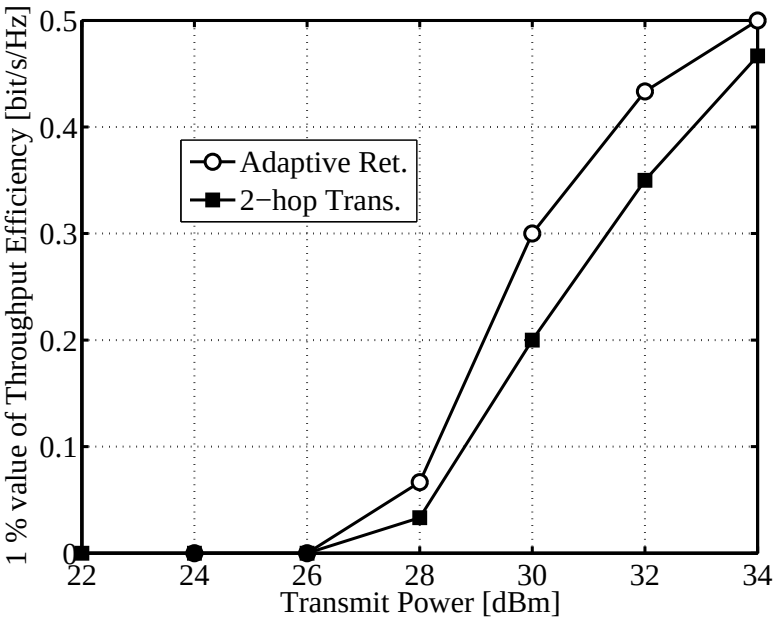


図 4.22　メッシュネットワークにおける送信電力に対する 1 % スループット効率

4.5 結言

本章では，R-node を利用した部分スペクトルの再送制御方式を提案した．提案方式では，S-D 間のシングルホップ伝送を前提とし，D-node においてフレーム誤りが発生した場合にのみ，S-node ではなく R-node が再送情報量を適応的に制御した上で部分スペクトルを再送することで，2 ホップ伝送を行った場合よりも高い S-D 間の平均スループット効率を達成できる．

計算機シミュレーションを行った結果，MMSE-FDE を前提とする場合，部分スペクトル再送では，初回送信時にチャネル利得の低い周波数を経由した信号を再送するのが有効であることを明らかにした．S-node が部分スペクトルの再送を行う場合，同一の $(E_s/N_0)_{SD}$ において CC や IR などの再送方式よりも高い平均スループット効率を達成することを確認した．また，R-node が部分スペクトル再送を行った場合，2 ホップ伝送よりも高いスループット効率を達成することを確認した．さらに，メッシュネットワーク構造において送信電力が 30 dBm の場合，部分スペクトル再送は 2 ホップ伝送よりも約 50 % 高い 1 % スループット効率を達成できることを確認した．

第5章

無線メッシュネットワークにおける 2 ホップ並列協力中継伝送方式

5.1　緒言

4 章では，S-D 間のシングルホップ伝送においてフレーム誤りが発生した際，S-node ではなく，ネットワーク内の R-node が再送を短時間で行うことでスループットを高めた．しかしながら，ゾーン半径が数 100 m のエリアにおいて送信電力に制約のある環境下での広帯域シングルホップ伝送の初回受信信号電力が低く，初回フレームと再送フレームの最大比合成後の SNR は R-D 間の SNR に強く依存してしまう．そのため，**4.4.3** の計算機シミュレーション結果において 26 dBm 以下の送信電力では，通常の 2 ホップ伝送との特性差がない．

上記を踏まえて本章では，S-D 間にある複数の R-node を並列に利用することで，通常の 2 ホップ伝送よりも低送信電力で高い 1 % スループット効率を実現可能な並列協力中継伝送方式を提案する．まず，提案する協力中継伝送方式の通信プロトコルと送受信信号処理について説明する．その後，情報理論的見地から 2 ホップ並列協力伝送方式の理論限界を明らかにする．さらに，2 ホップ並列協力中継伝送を実現するために必要となる R-node の選択方法を示す．最後に，無線メッシュネットワーク環境において，提案方式を利用した場合の 1 % スループット効率を計算機シミュレーションにより明らかにする．

5.2 2 ホップ並列協力中継伝送

5.2.1 通信プロトコル

提案方式では，中継伝送にかかる総送信電力低減の観点からできるだけ少ない R-node 数での伝送を目指して，以下の三段階の処理で R-node の選択を行う．

1. S-node からの信号を正しく受信できる N_{sel} 個のノードを，第一段階での R-node 候補とする．なお，正しく受信できるか否かは，受信機内等化器出力の相互情報量から判断する．

2. 第一段階で選択された N_{sel} 個の R-node の中から，D-node との間で伝搬路状態の良い N_q 個のノードを選択する．注水定理に基づく周波数領域での電力分配，及び **5.2.2** で説明する位相の同相化も行う．

3. 無線リソースの効率を高めるため，第二段階で選択された R-node 数を減らしても規定の性能が得られる場合は，ノード数を必要最小限まで減らす．

上記で示した三段階の処理による R-node の選択を踏まえて，本論文において提案する協力中継伝送を行うにあたり実施される通信プロトコルについて説明する．図 5.1 に，通信プロトコルの概略を示す．まず，無線メッシュネットワーク内のノードは，相互に通信可能なノードを識別するため，ノード固有の PN 系列で構成されるビーコンを，フレーム伝送時間よりも十分に長い周期で送信するものとする [58]．各ノードは，周辺ノードからのビーコンを受信した際，第 **3** 章において説明したノードサーチにより，周辺ノードとの平均リンク品質を推定し，リンク品質テーブルを生成する．また，ビーコン送信時には，テーブル情報より得られる，自身が通信可能なノードの ID とそのリンク品質も合わせて報知する．

S-node において D-node へのフレーム伝送要求が発生した場合，D-node への送信が可能で通信品質が十分高いと判断されるノード群に対して，瞬時伝搬路特性推定のためのパイロット信号送信要求を送信する．指定されたノードはパイロット信号を含むフレームを送信し，S-node はその信号を受信することで，瞬時伝搬路特性を測定する．S-node が瞬時伝搬路特性から計算された等化器出力相互情報量に基づき，S-node のフレームが正しく復号可能な R-node 候補を選択し（第一段階の適用），選択結果を当該ノード群に通知する．なお，図 5.1 では，S-node が，#2 から #4 の 3 つのノードに対してパイロット信号を要求し，最終的に #2 と #3 のノードに対して，R-node の候補である通知を行っている．

R-node の候補となったノード群は，D-node に対し，自身が S-node からの信号を中継するための R-node 候補であることを D-node へ通知する．一方，その通知信号を受信した

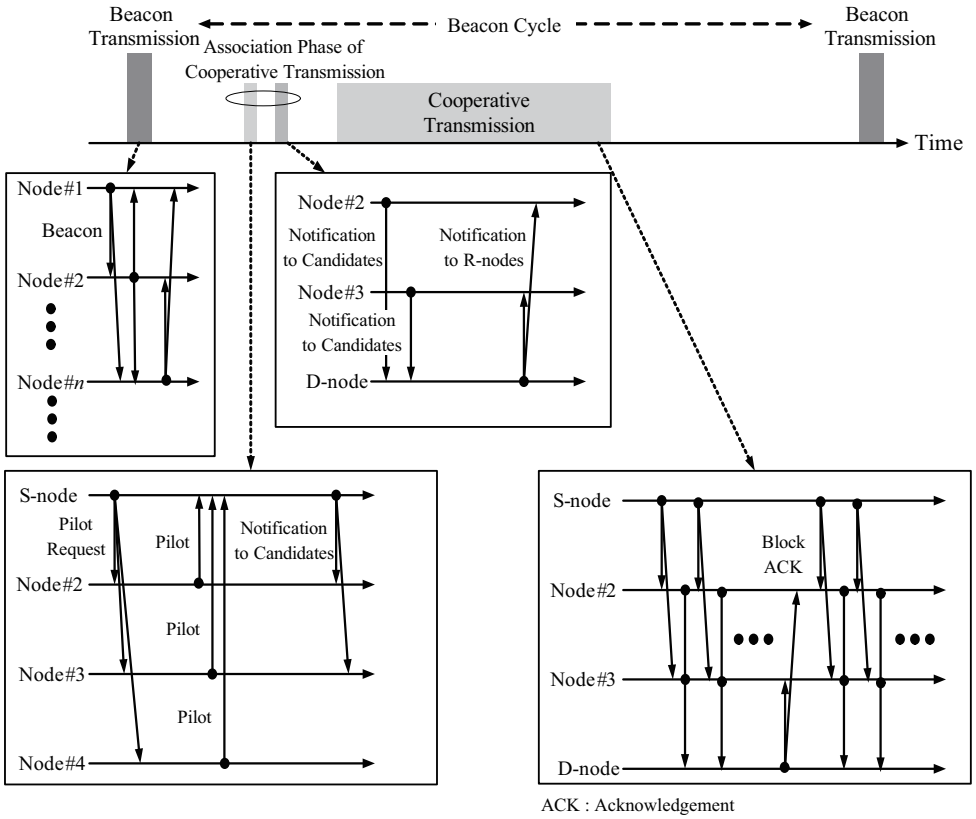


図 5.1　2 ホップ並列協力中継伝送プロトコル

D-node は，R-node 候補からの受信信号に含まれるパイロット信号から瞬時伝搬路特性を推定し，瞬時 SNR を算出する．二段階目のアルゴリズムでは，R-node 候補の中から瞬時 SNR の高い規定された数の R-node を選択し，選択された R-node 群に対して，その旨を通知する．さらに，三段階目のアルゴリズムでは等化器出力相互情報量に基づき，D-node において正しくフレームを復号するのに必要のない R-node を取り除くことで，R-node 数を規定数よりも少なくする．なお，図 5.1 では，#2 と #3 のノードが D-node へ R-node 候補であることを通知し，瞬時 SNR が高く（第二段階の適用）かつ D-node におけるフレームの復号に必要最小（第三段階の適用）と見なされたこれら 2 つのノードが R-node と決定された例を示している．

D-node から R-node である旨を通知されたノードは，通知信号に含まれるパイロット信号を用いて，瞬時伝搬路特性の推定を行う．以上のプロセスの後，S-node からデータフレームが送信され，各 R-node はそれを受信した後，中継送信を行う．また，S-R 間のフレーム到達確認は，R-node の中継信号転送により行われるものとし，R-D 間のフレーム到達確認は，複数のデータフレーム受信毎に D-node から R-node 群へ Block ACK が送信されることで行われるものとする．

なお，**2.8.1** で述べたように各ノードは特定の位置に固定されているため，パスロス及びシャドウィングは変動せず，ノード間の平均伝搬路特性は一定となる．一方，瞬時伝搬路特性はノード周辺の環境変化によってドップラー周波数が小さいものの動的に変化する．ただし，データフレームの時間長を広帯域伝送により十分に短くすることができるため，図 5.1 における協力中継伝送に必要なパイロット信号の送受信や協力中継伝送を行っている間，ノード間の伝搬路変動は準静的であると見なすことができる．

R-node の選択処理が S-D 間の送信に先立って実施された後，R-node の割当は固定化される．また，フレームが送信されている間，2 番目以降のフレーム送信では，S-R 間の伝搬路特性は R-node から送信される信号を S-node が受信することで推定されるものとする．ここで，中継信号は複数の R-node から同時送信されるが，チャネル推定用パイロット信号は各 R-node で固有の信号であり，識別可能なものを用いるものとする．一方，R-D 間の伝搬路特性は，D-node からの Block ACK 信号に多重されるパイロット信号から推定されるものとする．なお，パイロット信号からの伝搬路特性推定技術はすでに実用化レベルの技術 [83] であるので，ここではその推定は完全であるものとする．

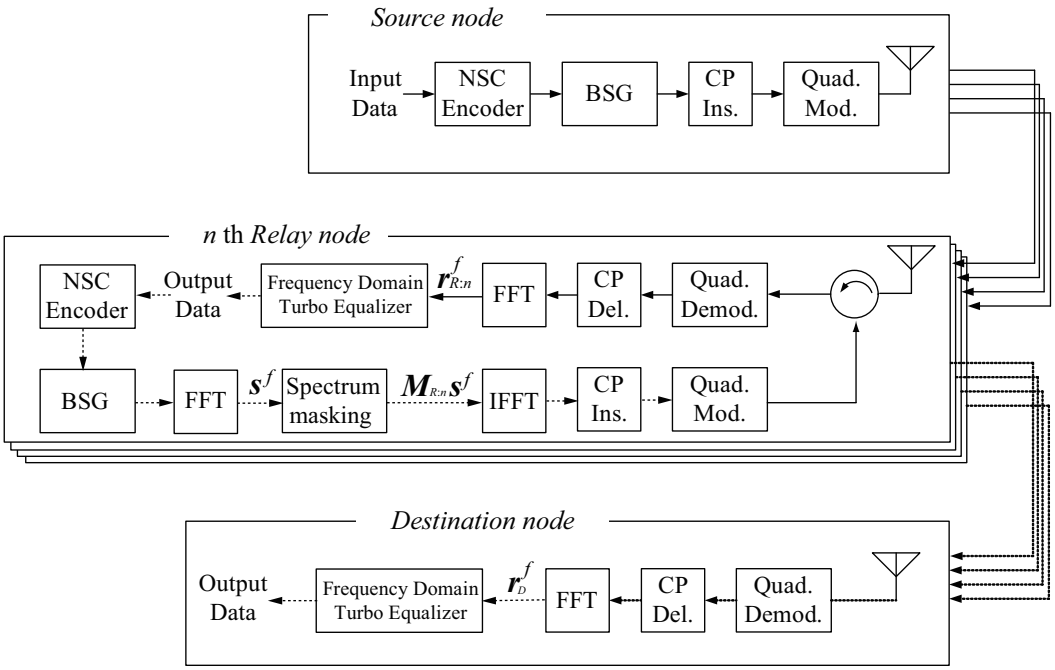
以上の結果，フレーム送信時間に比べると上記プロトコルの処理が実施される時間は十分短いものと考えることができ，この処理に起因する実効スループットの低下は小さい値に抑制可能と判断できる．そこで以下では，この処理に起因する伝送効率の低下を無視するものとする．

5.2.2 伝送システム

システムモデルの概要

本章において，無線メッシュネットワーク内の全ノードは広帯域シングルキャリア伝送を行うものする．図 5.2 に，提案方式における S-node からの R-node 群へのブロードキャスト伝送及び R-node 群から D-node への協力中継伝送システムを示す．S-node で生成された情報ビットが符号化され，それが BSG において，N_d 個のグレイ符号化 QPSK シンボル系列が生成される．シンボル系列に対して CP が付加された後，直交変調器に入力され，その出力が R-node へ送信される．CP 長はマルチパスの最大遅延時間よりも長いものとし，送受信シンボル系列の周期性が保証されているものとする．

各 R-node においては受信信号が直交復調され，CP が除去された後，FD-SC/MMSE ターボ等化によって送信情報ビット系列が推定される．また，本章では DF 中継を前提とし，推定された系列に誤りがないと判断された場合には，それを基に，中継される信号スペクトルが再生される．再生されたスペクトルに対して，R-D 間の周波数応答に応じた周波数領域の電力再配分並びに離散周波数単位の位相調整が行われる．なお，周波数領域での



NSC : Non Systematic Convolutional　BSG : Baseband Signal Generator　FFT : Fast Fourier Transform
CP : Cyclic Prefix　Quad. Mod : Quadrature Modulator　IFFT : Inverse Fast Fourier Transform

図 5.2　複数の R-node が協力して中継伝送する場合の伝送システムモデル

電力再配分から位相調整までの一連の信号処理を一括してスペクトル制御と呼ぶものとする．スペクトル制御が行われた信号は各 R-node によって送信され，D-node では全ての R-node からの信号に対して，R-node における受信処理と同様に，FD-SC/MMSE ターボ等化によって，情報ビット系列が推定される．

生起ノードと中継ノード間の伝送

等価低域系において S-node から $\boldsymbol{s}^f$ が送信される．2 ホップ並列協力中継伝送における R-node の数を N_q とし，n 番目の R-node における周波数領域受信信号ベクトル $\boldsymbol{r}^f_{R:n} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は次式で表わされる．

$$\boldsymbol{r}^f_{R:n} = \boldsymbol{\Xi}_{SR:n}\boldsymbol{s}^f + \boldsymbol{\nu}^f_{R:n} \tag{5.1}$$

ここで，$\boldsymbol{\Xi}_{SR:n} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ は，S-node と n 番目の R-node との間の伝搬路における周波数応答を対角成分に持つ対角行列，$\boldsymbol{\nu}^f_{R:n} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は，n 番目の R-node における周波数領域雑音ベクトルである．なお，伝搬路変動は十分低速な準静的変動であるものとする．

n 番目の R-node において FD-SC/MMSE ターボ等化器 [43] から出力される時間領域信

号ベクトル $\boldsymbol{z}_{R:n} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は,

$$\boldsymbol{z}_{R:n} = (1+\zeta\delta)^{-1}\left[\zeta\hat{\boldsymbol{s}} + (\boldsymbol{F})^H(\boldsymbol{\Xi}_{SR:n})^H\boldsymbol{\Psi}^{-1}\tilde{\boldsymbol{r}}^f_{R:n}\right] \tag{5.2}$$

である．ここで,

$$\zeta = \frac{1}{N_d}\mathrm{tr}\left[(\boldsymbol{\Xi}_{SR:n})^H\boldsymbol{\Psi}^{-1}\boldsymbol{\Xi}_{SR:n}\right] \tag{5.3}$$

$$\boldsymbol{\Psi} = \boldsymbol{\Xi}_{SR:n}\boldsymbol{\Delta}(\boldsymbol{\Xi}_{SR:n})^H + 2\sigma^2\boldsymbol{I}_{N_d} \tag{5.4}$$

$$\boldsymbol{\Delta} = (E_s - \delta)\boldsymbol{I}_{N_d} \tag{5.5}$$

また,

$$\delta = \frac{1}{N_d}\sum_{k=1}^{N_d}|\hat{s}(k)|^2 \tag{5.6}$$

である．さらに，周波数領域残留干渉成分ベクトル $\tilde{\boldsymbol{r}}^f_{R:n} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は,

$$\tilde{\boldsymbol{r}}^f_{R:n} = \boldsymbol{r}^f_{R:n} - \boldsymbol{\Xi}_{SR:n}\boldsymbol{F}\hat{\boldsymbol{s}} \tag{5.7}$$

である．ここで，$\hat{\boldsymbol{s}} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ は，時間領域送信シンボルレプリカベクトルであり，軟入力軟出力 (SfiSfo : Soft input Soft output) 復号器からフィードバックされる外部 LLR から生成される．

各 R-node では，以上の処理を一定回数繰り返すことで，マルチパスフェージングに起因する符号間干渉の影響を排除しながら効率的に受信信号が復号される．

中継ノードと宛先ノード間の伝送

R-node において S-node からの信号が正しく復号されたら，情報ビット系列から送信信号が再生される．その際，R-D 間の瞬時伝搬路の周波数応答に応じて送信すべき離散スペクトルの制御が行われる．このとき，n 番目の R-node における周波数領域のスペクトル制御行列（対角行列）を $\boldsymbol{M}_{R:n} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ とすると，n 番目の R-node における周波数領域送信信号ベクトルは $\boldsymbol{M}_{R:n}\boldsymbol{s}^f$ と表わされる．ここで，$\boldsymbol{M}_{R:n}$ は,

$$\boldsymbol{M}_{R:n} = \boldsymbol{M}^a_{R:n}\boldsymbol{M}^\theta_{R:n} \tag{5.8}$$

に分解でき，周波数領域の電力分配行列 $\boldsymbol{M}^a_{R:n} \in \mathbb{R}^{N_d \times N_d}$ 及び位相調整行列 $\boldsymbol{M}^\theta_{R:n} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ の積で表される．

$\boldsymbol{M}^a_{R:n}$ は，瞬時伝搬路の周波数特性に応じて受信電力が最大となるように送信信号の各スペクトルに対して電力分配を行う非負の実数対角行列であり，その成分は注水定理に

よって決定される．その際，スペクトル制御前と制御後で送信信号の全電力を一定に保つため，

$$\mathrm{tr}\left[(\boldsymbol{M}_{R:n}^{a}\boldsymbol{s}^{f})(\boldsymbol{M}_{R:n}^{a}\boldsymbol{s}^{f})^{H}\right] = E_s N_d \tag{5.9}$$

が課せられる．

一方，$\boldsymbol{M}_{R:n}^{\theta}$ は，各 R-node から送信された広帯域スペクトルが D-node において，同相で合成されるためのものであり，n 番目の R-node から D-node における周波数応答が

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\Xi}_{RD:n} &= \mathrm{diag}\left[\Xi_{RD:n}(1),\ldots,\Xi_{RD:n}(N_d)\right] \\ &= \mathrm{diag}\left[|\Xi_{RD:n}(1)|e^{j\theta_{RD:n}(1)},\ldots,|\Xi_{RD:n}(N_d)|e^{j\theta_{RD:n}(N_d)}\right]\end{aligned} \tag{5.10}$$

で与えられるとき，$\boldsymbol{M}_{R:n}^{\theta}$ は次式で与えられる．

$$\boldsymbol{M}_{R:n}^{\theta} = \mathrm{diag}\left[e^{-j\theta_{RD:n}(1)},\ldots,e^{-j\theta_{RD:n}(N_d)}\right] \tag{5.11}$$

D-node での周波数領域受信信号ベクトル $\boldsymbol{r}_D^f \in \mathbb{C}^{N_d\times 1}$ は，N_q 個の R-node からの信号が周波数選択性フェージングの影響を受け D-node において合成され，等価低域系において次式で与えられる．

$$\begin{aligned}\boldsymbol{r}_D^f &= \left(\sum_{n=1}^{N_q}\boldsymbol{\Xi}_{RD:n}\boldsymbol{M}_{R:n}\right)\boldsymbol{s}^f + \boldsymbol{\nu}_D^f \\ &= \boldsymbol{\Xi}_{RD:all}\boldsymbol{s}^f + \boldsymbol{\nu}_D^f\end{aligned} \tag{5.12}$$

ただし，$\boldsymbol{\Xi}_{RD:all} \in \mathbb{R}^{N_d\times N_d}$ は，

$$\boldsymbol{\Xi}_{RD:all} = \sum_{n=1}^{N_q}\boldsymbol{\Xi}_{RD:n}\boldsymbol{M}_{R:n} \tag{5.13}$$

であり，$\boldsymbol{\nu}_D^f \in \mathbb{C}^{N_d\times 1}$ は，D-node における周波数領域雑音ベクトルである．等化処理は，式 (5.2) ~ 式 (5.7) における $\boldsymbol{r}_{R:n}^f$，$\boldsymbol{\Xi}_{SR:n}$ を $\boldsymbol{r}_D^f$，$\boldsymbol{\Xi}_{RD:all}$ に入れ替え，R-node と同様の信号処理を行えばよい．

5.3 2 ホップ並列協力中継伝送の理論限界

5.3.1 2 ホップ並列協力中継伝送の通信路容量

シングルホップ伝送において，伝送手段を問わず，十分長いランダムな符号を適用したメッセージを伝送した際に達成し得る伝送速度の理論的上界値は，情報理論において，通

信路容量と定義されている [17]-[21]．この通信路容量は，送信電力と伝搬路特性のみから決定される．それに対して，変調方式，符号化方式，通信プロトコル等を具体的に規定した後に得られる伝送速度は伝送容量と呼ばれる．すなわち，通信路容量は伝送容量の理論的上界値である．

2 ホップ並列伝送の場合の通信路容量も，同様に送信電力と伝搬路構造だけで決定されるものであり，具体的な伝送方式や通信プロトコルを決定した際の上界値を与えるものである [20]．そこで本項では，**5.4** で提案する協力中継伝送方式の理論的上界値を評価するため，図 2.28 のメッシュ構造に対して 2 ホップ並列伝送における通信路容量を評価する．

S-node と D-node の周辺に配置された R-node を最大限活用する 2 ホップ並列協力中継伝送において，中継を担う n 番目の R-node を介した 2 ホップ伝送の通信路容量 $C_{2hop:n}$ は容量の小さい方のリンクに制約されるので，

$$C_{2hop:n} = \min(C_{SR:n},\ C_{RD:n}) \tag{5.14}$$

で与えられる．ただし，$C_{SR:n}$ は S-node と n 番目の R-node 間の通信路容量，$C_{RD:n}$ は，n 番目の R-node と D-node 間の通信路容量である．次に，N_q 個の 2 ホップリンクを並列に用いた場合の通信路容量の和は $\sum_{k=1}^{N_q} \min(C_{SR:k},\ C_{RD:k})$ である．ここで，R-node では DF 中継を前提としているので，中継を担う R-node では S-node からの信号が正しく受信されなければならない．また，S-node から送信された信号は，伝送速度を維持したまま中継されなければならない．したがって，$\sum_{k=1}^{N_q} \min(C_{SR:k},\ C_{RD:k})$ は，選択された R-node における $C_{SR:k}$ の最小値より小さくなければならない．すなわち，R-node の選択に当たっては，選択される R-node の集合 $\mathcal{R}_{sel}$ 中で S-R 間の通信路容量の最小値 $\min_{n\in\mathcal{R}_{sel}} C_{SR:n}$ が，R-node から中継される信号の通信路容量の総和 $C_{2hop:parallel} = \sum_{n\in\mathcal{R}_{sel}} \min(C_{SR:n},\ C_{RD:n})$ 以上となること，すなわち次式が条件となる．

$$\begin{aligned} \text{maximize} \quad & C_{2hop:parallel} \\ \text{subject to} \quad & \min_{n\in\mathcal{R}_{sel}} C_{SR:n} \geq \sum_{n\in\mathcal{R}_{sel}} \min(C_{SR:n},\ C_{RD:n}) \\ & C_{2hop:parallel} = \sum_{n\in\mathcal{R}_{sel}} \min(C_{SR:n},\ C_{RD:n}) \end{aligned} \tag{5.15}$$

また，その結果得られた容量 $C_{2hop:parallel}$ は，S-node，D-node 及びその空間内で利用可能な R-node をすべて活用して 2 ホップ並列協力中継伝送を行った場合，すなわち，空間内に面的に放射された電磁波をすべて活用した場合に得られる最大の通信路容量に相当している．

表 5.1　シミュレーション諸元

Relaying	Decode and forward
Symbol rate	100 Msps
Pathloss	ITU-R M.1225 test environment [31]
Standard deviation of shadowing	8 dB
DFT size	2048 points
Path model	Exponentially decaying 24-spike Rayleigh model
Num. of Tx & Rx antennas	1
Tx / Rx antenna gain	6 / 3 dBi
Noise figure	7 dB

5.3.2　2 ホップ並列協力中継伝送の通信路容量に関する計算機シミュレーション

式 (5.15) では，R-node として S-node から遠いノードを選択することは，$\min_{n \in \mathcal{R}_{sel}} C_{SR:n}$ が小さくなるため選択しない方が良いこと，S-node から近く D-node からは遠いノードを選択することは，式 (5.14) に示される 2 ホップのリンク容量が小さくなるため，協力伝送における寄与は小さくなることを意味している．これらのことは，適切な場所に位置する適切な数の R-node を選択することにより，無線メッシュネットワーク空間の通信路容量が最大化されることを意味している．そこで，図 2.28 に示される 無線メッシュネットワークのノード配置における通信路容量特性を計算機シミュレーションによって解析した．

5.2.1 で説明したプロトコルに従うと，R-node として実際に選択され得るノードは予め S-node が把握しているが，ここでは，伝送容量の上界値としての通信路容量の算出が目的なので，図 5.1 に示した R-node 選択，チャネル推定，同期等にかかる処理は完全であり，またそれら処理に要する時間もゼロとする．また R-node の候補は，S-node 及び D-node 以外の 34 個のノードとする．表 5.1 に，計算機シミュレーション諸元を示す．通信路状態はフレーム内で静的であるものとする．

図 5.3 に，式 (5.15) に従って最大 $N_{q:max}$ 個の R-node を選択した場合の，各ノードの送信電力に対する 2 ホップ並列協力中継伝送の通信路容量の CDF 1 % 特性を示す．なお，シングルホップ伝送 (1 hop) の通信路容量との比較を公平に行うため，$C_{2hop:parallel}$ に対して定数 0.5 を乗積している．$N_{q:max} = 4$ の場合，0.5 bit/s/Hz を与える送信電力は 26.5 dBm と現実的な値になっており，この値を，同図に示される S-node から D-node へ直接伝送す

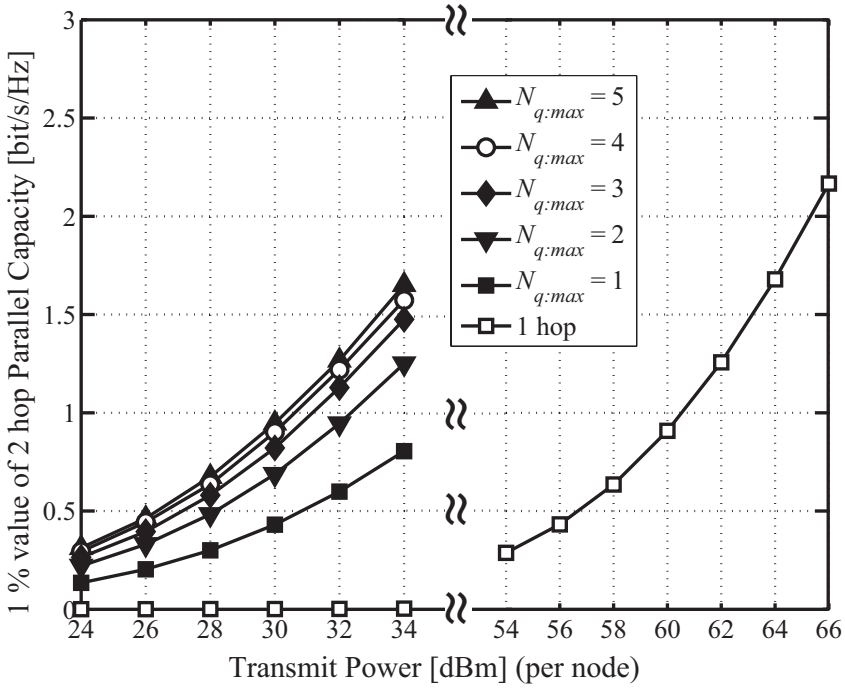


図 5.3　各ノードの送信電力に対する 2 ホップ並列協力中継伝送の通信路容量の CDF 1 % 値

る場合の所要送信電力である 56.8 dBm と比較すると，約 30 dB の送信電力の抑制が得られている．約 30 dB の利得は，伝搬距離の短縮によるパスロスの抑制と，チャネル利得の高い R-node の選択による選択ダイバーシチ効果であり，その詳細は以下のとおりである．

2 ホップ並列伝送において，パスロスが距離の 4 乗に比例し，シャドウィングは標準偏差が 8 dB の対数正規分布に従う場合を考える．2 ホップ並列伝送の平均パスロスを基準 (0 dB) とするとき，シングルホップ伝送では距離が 2 倍となるので，パスロスは 12 dB 増加する．さらに，シャドウィング環境での CDF 1% 値を与える減衰量は図 2.3 より 18.3 dB なので，2 ホップ並列伝送の 50 % 値と比較したパスロスは 30.3 dB 高い値となる．一方，2 ホップ並列伝送の場合の 1 % 値を与える減衰量は，例えば S-D 間に 4 個のノードが存在し，その中から R-node を 1 個だけ選択する場合，選択ダイバーシチ効果によりわずか 7.5 dB である．すなわち，シングルホップ伝送と 2 ホップ伝送を通信路容量の 50 % 値（パスロスによる減衰）で比較すればその差は 12 dB 程度であるが，実際にシステム設計を行う 1 % 値（パスロス及びシャドウィングによる減衰の 1 % 値）で比較した場合に約 22 dB という大きな差となる．これに加えて，実際の R-node 配置は，図 2.28 のように空間的に異なる位置に配置されることによるパスロスのばらつきもあるので，提案方式と直接伝送の所要送信電力に約 30 dB の差があるのは，ほぼ妥当であると考えられる．

次に，$N_{q:max}$ について考察する．図 2.28 のトポロジーの場合，S-node から遠い場所に位置しているノードを R-node として選択する場合，式 (5.15) の $\min_{n \in \mathcal{R}_{sel}} C_{SR:n}$ に相当する S-node との間の通信路容量が低い値に抑えられてしまい，S-node に近いノードを R-node として選択する場合には，当該中継ルートの寄与が小さくなってしまうため，図 5.3 に示されるように，$N_{q:max}$ が 4 以上で通信路容量の改善はほとんど見られない．一方，$N_{q:max}$ = 2 の場合には通信路容量は $N_{q:max}$ = 5 の場合と比較して低下しているものの，送信電力 30 dBm において，通信路容量は約 27% 程度の低下に留まっている．

以上のことは，結局，図 2.28 のように S-node と D-node の間に数多くの R-node 候補があっても，効果的な並列中継伝送を担えるのは限られた個数だけなので，予め中継に利用するノードの数を制約しても差し支えないことを示唆している．

5.4 協力中継伝送における中継ノード選択方式

5.4.1 概要

5.3 では，図 2.28 のトポロジーを有する 無線メッシュネットワークにおいて S-node から D-node まで 2 ホップ並列協力中継伝送を適用した場合の，通信路容量の最大化のための R-node 選択について理論的に考察した．そこでは R-node 数も最適化パラメータであったので，R-node の選択においては全ての組み合わせのノード探索を行っていた．しかしながら，R-node の決定はより現実的な手法で行うべきである．そこで **5.4** では，**5.2.1** で概要を示した三段階の具体的な R-node 選択処理を説明する．

5.4.2 生起ノードからの信号を正しく受信できる周辺ノードの選択（第一段階）

本段階は，図 5.1 の伝送プロトコルの Association phase における 1 番目の処理に相当する．すなわち，S-node から見て，R-node となる可能性のある周辺ノードに対し，パイロット信号の送信を要求し，それに従って受信された信号から伝搬路の周波数伝達関数を測定する．また，得られた周波数伝達関数を用いて，S-R 間の送受信を行った場合の等化器出力相互情報量を推定し，その推定値が閾値以上であるとき，そのノードが R-node として利用可能であるという判断をする．なお，相互情報量の推定においては，文献 [70] の J 関数を用いる．また，受信時に FD-SC/MMSE ターボ等化を利用するものとする．

ここで，j 番目の周辺ノードが S-node からの信号を受信した際に，ターボ等化が収束

した後の等化器出力 SNR $\gamma_{SR:j}$ は,

$$\gamma_{SR:j} = \frac{E_s}{2\sigma^2 N_d}\mathrm{tr}\left[(\boldsymbol{\Xi}_{SR:j})^H \boldsymbol{\Xi}_{SR:j}\right] \tag{5.16}$$

として計算される．$\gamma_{SR:j}$ を J 関数 に代入することで，グレイ符号化 QPSK シンボル系列の等化器出力相互情報量 $I^E_{SR:j}$ は,

$$\begin{aligned} I^E_{SR:j} &\approx J(4\gamma_{SR:j}) \\ &= \left(1 - 2^{-H_1(4\gamma_{SR:j})^{2H_2}}\right)^{H_3} \end{aligned} \tag{5.17}$$

として近似される．

復号器出力 LLR から推定される情報ビット系列に誤りがないと判断できる等化器出力相互情報量の閾値 I^E_{th} に対して，$I^E_{th} < I^E_{SR:j}$ が満たされる場合，そのノードは，R-node 選択の第一段階での選択候補となる．またこの処理により，最大 N_{sel} 個のノードを第一段階での R-node 候補として選択する．さらに，選択されたノードのインデックスを $R_{sel}(l)$ $(l = 1, 2, \ldots, N_{sel})$ とする．なお，I^E_{th} に関して，NSC (Non Systematic Convolutional) 符号化器を用いた場合，文献 [71] より，等化器出力相互情報量が 0.8 あればフレーム誤り率 1 % 以下で復号できることが示されている．

S-node は N_{sel} 個の候補ノードに対して，R-node 候補であることを通知する．

5.4.3 中継候補ノードと宛先ノード間の瞬時伝搬路利得の高いノードの選択（第二段階）

本段階は，図 5.1 の伝送プロトコルの Association phase における 2 番目の処理に相当する．ここでは，D-node において，第一段階で候補となった R-node との間の伝搬路特性が測定され，等化器出力 SNR が算出される．その際，$R_{sel}(l)$ 番目の候補ノードと D-node 間の伝送において注水定理に基づく周波数領域の電力分配 [41], [42] を行い，ターボ等化が収束した後の等化器出力 SNR $\gamma_{RD:R_{sel}(l)}$ は,

$$\gamma_{RD:R_{sel}(l)} = \frac{E_s}{2\sigma^2 N_d}\mathrm{tr}\left[(\boldsymbol{\Xi}_{RD:R_{sel}(l)})^H \left(\boldsymbol{M}^a_{R:R_{sel}(l)}\right)^2 \boldsymbol{\Xi}_{RD:R_{sel}(l)}\right] \tag{5.18}$$

として計算される．受信機において非線形等化器である SC/MMSE ターボ等化を適用する場合，受信スペクトルの一部が欠落しても，ターボアルゴリズムが収束すれば最終的にその影響は除外できるので，各 R-node から D-node に送信されるスペクトルに一部欠落があっても問題ない．この処理は，式 (5.9) で示された D-node における受信電力の最大化処理に相当している．

この計算が，N_{sel} 個の R-node 候補からの通知信号内のパイロット信号から周波数応答を推定した D-node においてなされ，瞬時 SNR の高い N_q 個のノードが選択される．

5.4.4 中継ノード数の最小化（第三段階）

無線リソースの更なる高効率利用のため，N_q 個の R-node をさらに必要最小限の数 $N_{q:min}(1 \leq N_{q:min} \leq N_q)$ 個に絞り込む．

まず，R-node 数の設定を $N_{q:set} = N_q$ とし，$N_{q:set}$ 個の R-node の中から，R-D 間の等化器出力 SNR が最小の R-node を利用しなかった場合の等化器出力 SNR を計算し，等化器出力相互情報量 $I^E_{RD:N_{q:set}}$ の計算を行う．ここで $I^E_{th} < I^E_{RD:N_{q:set}}$ であれば，等化器後段の復号器によって，99 % 以上の確率で誤りなくフレームを復号することが可能であると見なし，$N_{q:set} = N_q - 1$ とする．一方，$I^E_{th} \geq I^E_{RD:N_{q:set}}$ の場合，$N_{q:min} = N_{q:set}$ とし，アルゴリズムを終了する．

$N_{q:set} = N_q - 1$ となった場合，アルゴリズムをさらに続行し，$N_{q:set}$ 個の R-node の中で最小の等化器出力 SNR を持つ R-node を利用しなかった場合の等化器出力相互情報量を計算し 1 回目と同様の処理を行う．これを繰返し，$I^E_{th} \geq I^E_{RD:N_{q:set}}$ もしくは，$N_{q:set} = 1$ となった時点でアルゴリズムを終了する．

5.5 2 ホップ並列協力中継伝送方式に関する計算機シミュレーション

5.5.1 計算機シミュレーション諸元

5.3 では，通信路容量を評価していたのに対して，本節では，実際の伝送システムにおける提案方式の利得を評価するという観点から，シンボルレートを固定したシングルキャリア QPSK 伝送において，送信電力に対するスループット効率特性を評価することで，提案方式を適用することによるスループット効率の改善度を評価する．

図 2.28 のメッシュネットワークモデルに対して計算機シミュレーションを行った．表 5.2 に，計算機シミュレーション諸元を示す．無線メッシュネットワーク内の全てのノードは FD-SC/MMSE ターボ等化器を利用し，繰返し数を 8 とする．ターボ等化の繰返し数は，変調方式やチャネル符号化の符号化率などの変調パラメータとのトレードオフで決定され，伝搬路特性が与えられた場合，一般に，ターボ等化の収束性が保証される範囲内では，伝送速度の高い変調パラメータを選択するとより多くの繰返し数が必要となる．そのため，適応変調を導入する場合には，このトレードオフを考慮し，繰返し数が決定される．それに対し，本章での評価は，固定の変調パラメータで伝送することを前提としているので，繰返し数が 8 の前提で達成し得る伝送特性を評価することとなる．なお，繰返し数の最適化などの詳細については文献 [72] を参照されたい．

表 5.2　シミュレーション諸元

Modulation (Coding rate)	Bit interleaved QPSK (1/2)
Channel coding	Convolutional code (Constraint length 4)
Equalizer	Frequency domain SC/MMSE turbo (8 iteration)
Decoder	Max-Log-MAP with correction factor [82]
Data symbol length	2048 symbols
Cyclic prefix length	64 symbols
Interleaver	Random
Channel estimation	Perfect
I_{th}^{E}	0.85

伝搬パラメータは，表 5.1 と同じものを利用した．また，**5.3.2** において図 2.28 の無線メッシュネットワークトポロジーで使用する R-node の最大数は 4 で十分であるとの知見が得られているので，N_q は最大 4 として検討する．今回，通信路符号化として適用している畳込み符号化の場合，復号器出力結果が正しい（MI = 1.0）確率が 99 %となるためには，図 4.10 より等化器入力相互情報量として 0.8 が必要である．ここでは，0.05 のマージンを加えて I_{th}^{E} を 0.85 に設定した．

なお，計算機シミュレーションにおける並列協力中継伝送では，**5.2.2** において説明した R-node における送信信号の同相化処理を行っており，D-node における受信スペクトルは同相で合成される．また，送信電力は特別な表記がない限り，各ノードの送信電力を意味している．

5.5.2　計算機シミュレーション結果

ノード数最小化アルゴリズムを適用しない場合

まず，**5.4** で説明した R-node 選択アルゴリズムにおける第一段階と第二段階のみを適用した場合の特性を検討する．図 5.4 に，第二段階までの R-node 選択アルゴリズムを適用し，注水定理を適用していない場合の，1 ノードあたりの送信電力に対するスループット効率の CDF 1 % 特性を示す．同図では，提案方式を用いた場合（w/ Prop.）と文献 [50] に基づ

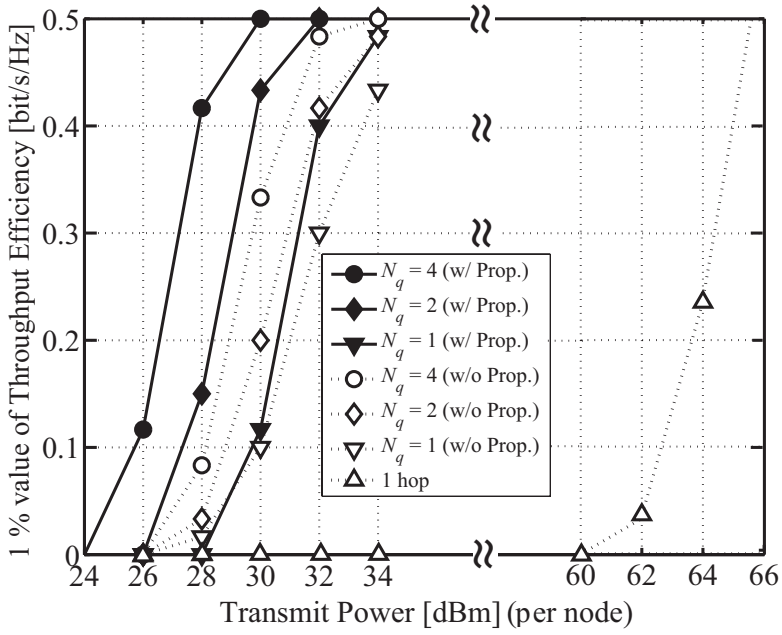


図 5.4　注水定理を適用していない場合の各ノードの送信電力に対するスループット効率の CDF 1 % 値

き S-R 間と R-D 間共に平均 SNR の高いノードを R-node として選択した場合（w/o Prop.）のスループット効率を比較している．ここで，S-D 間のスループット効率 η [bit/s/Hz] を，

$$\eta = \alpha \times \frac{N_c}{N_{hop} \times N_{total}} \tag{5.19}$$

とする．計算機シミュレーション内で用いているスループット効率は全て S-D 間の値である．ここで，α は単位周波数及び単位時間あたりで伝送される情報ビット数であり，符号化率 1/2 の QPSK の場合 α = 1 bit/s/Hz である．N_c は D-node において正しく復号されたフレーム数，N_{hop} はホップ数であり，N_{total} は S-node の送信フレーム数であり N_{total} = 30 とした．30 フレーム内では，S-R 間並びに R-D 間のシャドウィングの利得を固定している．ただし，フレーム毎に周波数選択性フェージングによる周波数応答を独立かつランダムに変動させている．30 フレーム毎に算出される η を 5000 回繰返して獲得し CDF を作成した．なお，$N_c = N_{total}$ で，N_{hop} = 2 の場合，η の最大値は 0.5 bit/s/Hz となる．

図 5.4 から，送信電力 28 dBm において，N_q = 4 (w/ Prop.) の場合，N_q = 4 (w/o Prop.) の場合と比較して，スループット効率が約 5 倍向上している．さらに，送信電力 30 dBm において，N_q = 2 (w/ Prop.) の場合，N_q = 2 (w/o Prop.) の場合と比較してスループット効率が約 2.1 倍向上している．スループット効率向上の理由は，瞬時伝搬路利得の高い R-node を利用したことによる D-node の受信 SNR の向上である．また，送信電力 30 dBm

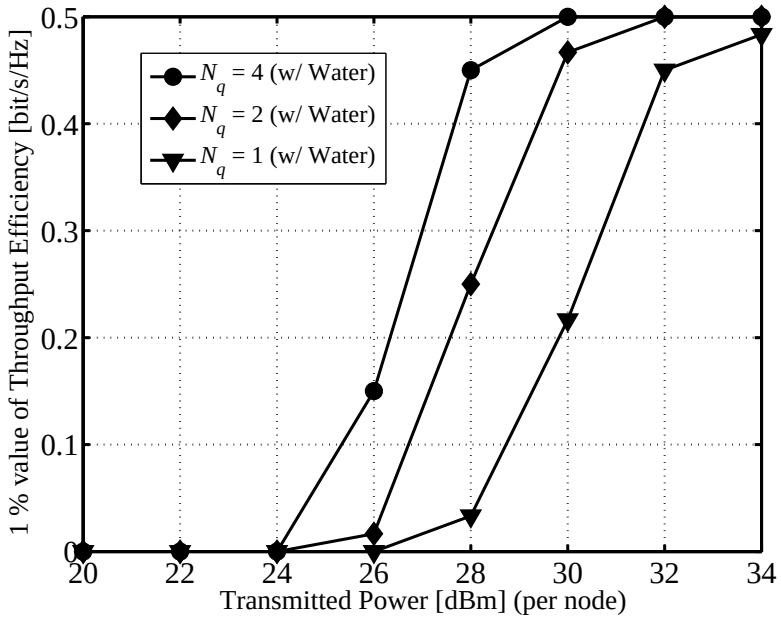


図 5.5　注水定理適用した場合の各ノードの送信電力に対するスループット効率の CDF 1 % 値

において，N_q = 4 (w/ Prop.) の場合，N_q = 1 (w/ Prop.) の場合と比較してスループット効率が約 5 倍向上した．これは，複数の中継パスを利用したことによる D-node の受信 SNR の向上である．

一方，送信電力低減効果を評価するため，0.4 bit/s/Hz における所要送信電力を比較すると，送信電力は N_q = 4 (w/ Prop.) の場合，N_q = 1 (w/ Prop.) よりも約 4 dB 低減できることが確認できる．N_q = 1 で選択されている R-node は，N_q = 4 における最良の R-node であり，選択合成と最大比合成のダイバーシチ効果の差と見なすことができる．一方，総送信電力の観点から両特性を比較すると，N_q = 4 の場合は，N_q = 1 の場合と比較して総送信電力は 6 dB 高くなるので，両特性の差が 4 dB ということは，N_q = 4 の場合，総送信電力としては 2 dB 高くなることを意味している．個々のノードの所要送信電力を下げることができるという点は，送信増幅器の小型化，低消費電力化にはつながるものの，システム全体での消費電力が増加することは望ましいことではない．これを解決するのが，R-node 選択アルゴリズムの第三段階である．その効果については後述する．

なお，図 2.28 のノード配置においてシングルホップ伝送 (1 hop) を行ったとしても，送信電力 30 dBm においてスループット効率の CDF 1 % は 0 bit/s/Hz を示しており，送信電力 64 dBm においてようやく 0.23 bit/s/Hz が達成されている．当然ながら，この値は非現実的であり，ここで検討している S-D 間伝送は，シングルホップ伝送では達成し得ない

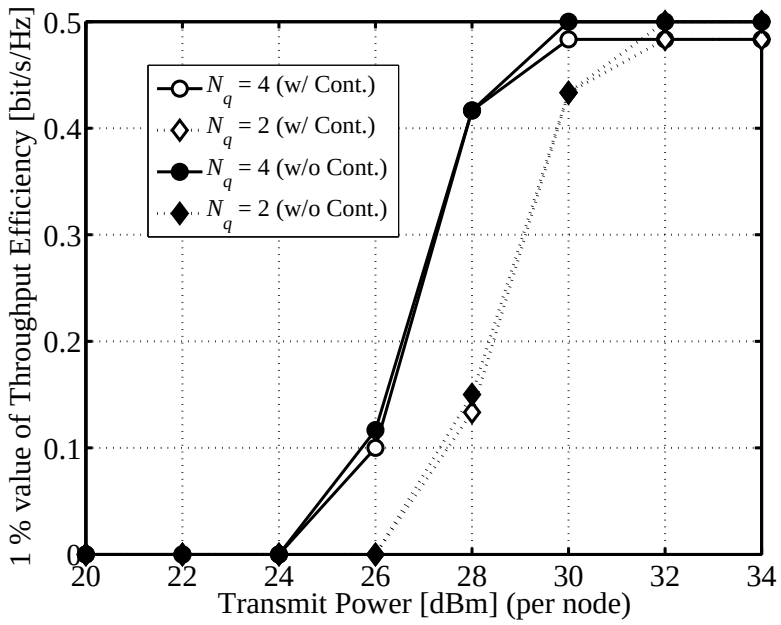


図 5.6　ノード数最小化アルゴリズムに基づき各ノードが協力伝送した場合の，各ノードの送信電力に対するスループット効率の 1 % 値

状況を想定していることを示している．

図 5.5 に，第二段階までの R-node 選択アルゴリズムを適用した場合の，注水定理を適用した場合の，1 ノードあたりの送信電力に対するスループット効率の CDF 1 % 特性を示す．同図と図 5.4 と比較して，送信電力 26 dBm の $N_q = 4$ の場合，注水定理適用時の方がスループット効率が 28 % 向上している．また，送信電力 28 dBm の $N_q = 2$ の場合，注水定理適用時の方がスループット効率が 66 % 向上している．この理由は，瞬時の周波数応答の利得に応じて部分スペクトルを送信したことで，D-node における受信 SNR が向上したためである．

ノード数最小化アルゴリズムを適用した場合

次に，R-node 選択アルゴリズムとして第一段階から第三段階までを全て適用した場合 (w/ Cont.) の特性と，第二段階まで適用した場合（w/o Cont.）の特性を比較する．図 5.6 に，その場合の，各ノードの送信電力に対するスループット効率の CDF 1 % 値特性を示す．なお，ノード数最小化の有効性のみを確認するために，注水定理による波形整形は行っていない．同図より，送信電力 26 dBm において $N_q = 4$ の場合，R-node 数最小化によるスループットの低下は約 14 % のみに留まっていることが分かる．また，送信電力 28

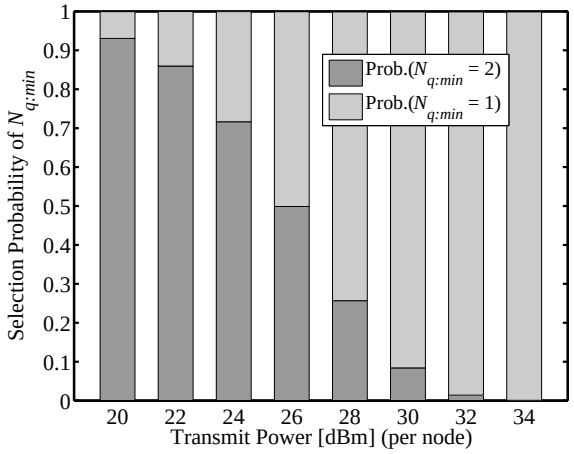


図 5.7　ノード数最小化アルゴリズムに基づき協力伝送を行った際の $N_{q:min}$ の選択確率 ($N_q = 2$ と設定した場合)

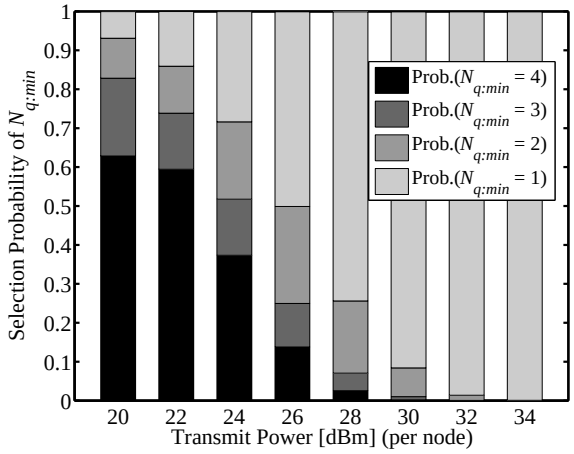


図 5.8　ノード数最小化アルゴリズムに基づき協力伝送を行った際の $N_{q:min}$ の選択確率 ($N_q = 4$ と設定した場合)

dBm において $N_q = 2$ の場合，約 11 % のみの低下となっている．

さらに，図 5.7 及び図 5.8 に，N_q を 2 及び 4 とした上で R-node 数最小化アルゴリズムに基づき利用 R-node 数を最小化した場合の，各ノードの送信電力に対する $N_{q:min}$ の選択確率を示す．これら二つの図より，送信電力の上昇に伴ってより小さい $N_{q:min}$ の選択確率が上昇している．図 5.6 の CDF 1 % 値が w/ Cont. と w/o Cont. 共に約 0.1 bit/s/Hz を達成する 26 dBm において，図 5.8 の $N_{q:min} = 1$ の選択確率は 0.5 であり，28 dBm における $N_{q:min} = 1$ の選択確率は 0.75 となっており，ノード数最小化を行っていない場合よりも，ノード数最小化を行った場合の方が無線リソースを有効的に活用していることが分かる．

図 5.9 及び図 5.10 に，ノード数最小化アルゴリズムに基づき各ノードが協力伝送した場合の，各ノードの送信電力に対する R-node 群の総送信電力の平均値を示す．総送信電力の平均値は図 5.7 及び図 5.8 におけるノード数毎の選択確率と各ノードの送信電力から算出した．図 5.9 より，$N_q = 2$ で各ノードの送信電力が 28 dBm 以上の場合，R-node 数の最適化を行うことで，総送信電力が 2 dB 以上抑制されている．さらに，送信電力 32 dBm において，$N_q = 1$ と同じ総送信電力となっている．また，図 5.10 より，$N_q = 4$ で各ノードの送信電力が 24 dBm 以上の場合，総送信電力が 2 dB 以上抑制されている．これは，R-node 選択アルゴリズムとして第一段階と第二段階のみを適用した場合に，$N_q = 4$ とすると，所要総送信電力が $N_q = 1$ の場合より 2 dB 高くなってしまうという問題を解決している．したがって，第一段階から第三段階まで適用した並列協力中継伝送を行うことで，R-node 群の総送信電力を低減しつつ高い 1 % スループットを達成できることがわかった．

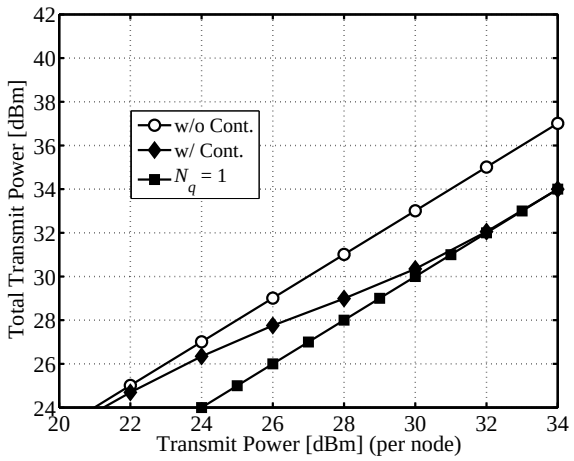


図 5.9　ノード数最小化アルゴリズムに基づき各ノードが協力伝送した場合の，各ノードの送信電力に対する R-node 群の総送信電力の平均値 (N_q = 2 と設定した場合)

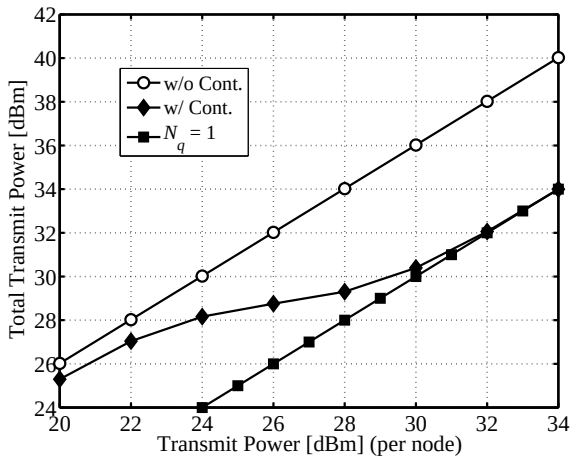


図 5.10　ノード数最小化アルゴリズムに基づき各ノードが協力伝送した場合の，各ノードの送信電力に対する R-node 群の総送信電力の平均値 (N_q = 4 と設定した場合)

5.6　結言

本章では，ゾーン半径が数百 m のエリアにおいて送信電力に制約がある環境下での高い 1 % スループットの達成を目的とし，無線メッシュネットワーク内のノード間の瞬時伝搬路特性を利用可能な 2 ホップ並列協力中継伝送方式を提案した．まず，格子状に配置された R-node から，伝搬路特性に応じて通信路容量を最大とする R-node を選択する場合の限界値を計算機シミュレーションによって解析した結果，選択できる R-node 数は，最大で 4 に設定すれば良いことがわかった．次に，現実的な R-node 選択アルゴリズムとして，三段階で R-node 群を選択するアルゴリズムを提案した．

計算機シミュレーションによって提案方式を評価した結果，提案方式を用いると，並列中継リンク数を 1 としても，S-D 間のシングルホップ伝送に対して約 30 dB の利得が得られること，並列リンク数の最大値を 4 に設定すると，各 R-node の所要送信電力をさらに約 4 dB 抑制できることを示した．また，R-node 数を 4 以下で動的に制御することで，R-node 数を 1 に固定した場合と比較して，R-node 群の総送信電力も抑制できることを示した．

第6章

結論

本論文は，著者が大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻在学中に行った広帯域無線通信システムにおける協力中継伝送方式に関する研究についてまとめたものである．以下に本研究で得られた成果を総括して述べる．

1. 送信電力に制約のある広カバレッジ環境において，広帯域無線通信をシングルホップ伝送で行った場合，電波伝搬の影響により受信 SNR が所要の通信品質を満たすことが困難となる．この課題に対する既存の対策技術として， HARQ 方式と，複数の R-node を利用した協力中継伝送方式に関する分析を行った．分析結果から，従来技術を用いたとしても，複数の R-node の総送信電力を低減しつつユーザが実感可能な 1 % スループットを高くすることが困難であるという課題を明確にした．この課題に対し，本論文では S-node が放射したエネルギーに着目し，この放射エネルギーを何かしらの手段で瞬時の伝搬路状態に応じて D-node へ集約できれば，瞬時の受信 SNR が高まると共に 1 % スループットを高めることが可能となると考えた末，S-node からのエネルギーを D-node へ集約するために，メッシュ構造を持つ無線ネットワークに着目し，このメッシュ構造を前提として，本論文での提案技術の位置付けを明確化した．

2. 無線メッシュネットワークにおいて，S-node が中継候補とすべき周辺ノードは瞬時リンク品質の高いものを本来選択すべきである．しかしながら，数十のノード間での瞬時リンク品質の把握は，収集すべき情報量が多く更新周期も短くなるため困難である．一方，平均リンク品質は情報量が少なく更新周期も長くてすむため，数十のノード間で比較的容易に把握できる．平均リンク品質の高いノードは瞬時リンク品質も良好なノードである確率が高くなるため，平均リンク品質を高精度に把握できていれば，協力中継伝送を行う前に平均リンク品質の高い一部の周辺ノードに対する瞬時リンク品質推定を行えば良いというシナリオを説明した．このことを踏まえて，平均リンク品質情報を高精度に推定可能な周波数領域パイロット信号を用い

たノードサーチ方式を提案した．計算機シミュレーション結果から，提案方式に基づくリンク品質推定を長周期で行うことにより，無線メッシュネットワーク内の周辺ノードに対する平均リンク品質の推定精度を高めることが可能であることを明らかにした．

3. 無線メッシュネットワーク内の S-D 間のシングルホップ伝送においてフレーム誤りが発生した場合，S-node からの初回フレームを正しく受信できた R-node がフレームを再送することで最大比合成後の受信 SNR が高まり，フレームを正しく復号できる確率が高まる．しかしながら，スループット効率を上昇させるためには，フレーム復号にとって必要最小の再送情報量を把握し，再送時間長の短いフレームを生成することが重要である．提案方式では，元のフレームを構成するスペクトルの一部を R-node が再送するものとし，部分スペクトルが再送された場合に期待できる再送後の等化器出力相互情報量を推定することで，フレームの復号に成功する最も低い再送レートが決定される．なお，等化方式として MMSE-FDE が利用される場合，S-D 間の瞬時周波数応答において大きく利得が落ち込む帯域を経由したスペクトルを再送すべきであることを明らかにした．そして，部分スペクトルをどのように帯域に割り当てるかについては，周波数ダイバーシチ効果を獲得しつつ再送時間長を短くすることが可能な，くし型配置を採用した．計算機シミュレーション結果から，提案方式を用いることで，従来の典型的な HARQ 方式である CC や IR よりも高い平均スループット効率を達成可能であることを示した．さらに，単一の R-node を用いた 2 ホップ伝送よりも高い平均スループットを達成可能であることを明らかにした．

4. 無線メッシュネットワークにおいて，送信電力に制約がある中で，広カバレッジの広帯域伝送で高い 1 % スループットを達成するためには，第一に，無線メッシュネットワークのメッシュ構造を利用して S-node が放射したエネルギーを複数の R-node により収集することが必要であり，第二に，平均リンク品質基準で R-node を選択するのではなく瞬時リンク品質の高い R-node の選択が必要である．この二つの要求を満たす方式として，S-D 間にある瞬時リンク品質の高い複数の R-node を利用した 2 ホップ並列協力中継伝送方式を提案した．提案方式では，第 **3** 章において明らかにした周辺ノードの平均リンク品質テーブルから，S-node 周辺の複数ノードを中継候補ノードとしつつ，D-node からの瞬時伝搬路利得の高い候補ノードを R-node 群として選択した．さらに，R-node 群の総送信電力低減のために，等化器出力相互情報量基準の R-node 数低減方式を提案した．計算機シミュレーション結果から，提案協力中継伝送を行うことで，従来の協力中継伝送である平均 SNR 基準の中継伝送よりも高い 1 % スループット効率を達成できることを明らかにした．さらに，等

化器出力相互情報量に基づき利用する R-node 数の最小化を行うことで，中継伝送にかかわる R-node 群の総送信電力を低減しつつ，R-node 数を最小化しない場合とほぼ同等の高い 1 % スループットを達成できることを明らかにした．

本研究における上記の成果を踏まえ，得られた研究成果を総括すると，提案した R-node を利用した部分スペクトル再送及び複数の R-node を用いた協力中継伝送を行うことで，送信電力に制約のある数百 m のカバレッジ環境における広帯域伝送において，S-node からのエネルギーをメッシュ構造により効率的に D-node へ集約し，高い 1 % スループットを達成できることを明らかにした．このことを踏まえ，本論文全体で得られた結論として，

1. 送信電力に制約がある数百 m のカバレッジ環境においてシングルホップ伝送で十分な通信品質を確保することが困難であること
2. 無線メッシュネットワークにおいてメッシュ構造を構成する周辺ノードを利用し，S-node が放射したエネルギーを D-node へ集約することが必要であること
3. 単にメッシュ構造を利用するのではなく，シングルホップ伝送における通信品質に応じて単一の R-node が伝送補助ノードとして部分スペクトルを再送すること，もしくは本格的に複数の R-node が協力して中継伝送することが重要であること
4. 瞬時伝搬路応答に基づく適応的な部分スペクトルの再送レート制御，同じく瞬時伝搬路応答に基づく協力中継伝送に最低限必要な R-node 数の制御により，無線リソースの無駄を無くしつつ低送信電力で高い 1 % スループットを達成できること

が挙げられ，広帯域無線通信システムに対して本研究の提案技術を用いることで，ユーザが数十 Mbps のスループットを実感できる高速な無線通信システムの提供が可能となる．

将来の協力中継伝送の課題として，第一に，時間及び周波数領域の制御だけでなく，空間領域の制御を含めた 2 ホップ並列協力中継伝送方式の検討が挙げられる．本研究では各ノードが全て 1 本の送受信アンテナを持つ再送方式及び協力中継伝送方式を提案した．しかしながら，各ノードが複数本の送受信アンテナを持ち 1 回の伝送において指向性を持つビームフォーミングを行う場合，空間内の別の位置にある S-node，R-node，D-node 間の伝送を含めた空間分割多元接続（SDMA : Space Division Multiple Access）を適用することで空間全体の周波数利用効率を高めることが期待できる．第二に，R-node 自身が生起したフレームを S-node からの中継すべきフレームに多重もしくは重畳した協力中継方式の検討が挙げられる．本研究では S-node 以外のノードがフレームを生起しないと仮定したが，例えば S-node からの受信信号から再生したフレームに対して協力中継伝送時に R-node 自身が生起したフレームを多重もしくは重畳を行い D-node へ伝送することで，空間全体の 1 % スループットが高まると考えられる．今後，著者を含む無線通信システムの研究者及び技術者により，これらの課題が解決されることを期待したい．

参考文献

[1] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 4th ed., Prentice Hall, 2001.

[2] T. Adali and S. Haykin, Adaptive Signal Processing, John Wiley & Sons, 2010.

[3] 奥村善久，進士昌明，移動通信の基礎，電子情報通信学会，1986.

[4] J.G. Proakis and M. Salehi, Digital Communications, 5th ed., McGraw Hill Higher Education, 2008.

[5] 笹岡秀一（編著），移動通信，オーム社，1998.

[6] A. Goldsmith, Wireless Communications, Cambridge University Press, 2005.

[7] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H.V. Poor, MIMO Wireless Communications, Cambridge University Press, 2007.

[8] 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.

[9] D. Astely, E. Dahlman, A. Furuskar, Y. Jading, M. Lindstrom, and S. Parkvall, “LTE: the evolution of mobile broadband,” IEEE Commun. Magazine, vol.47, no.4, pp.44-41, Apr. 2009.

[10] S. Parkvall, A. Furuskar, and E. Dahlman, “Evolution of LTE toward IMT-advanced,” IEEE Commun. Magazine, vol.49, no.2, pp.84-91, Feb. 2011.

[11] C.S. Park, Y.E. Wang, G. Jongren, and D. Hammarwall, “Evolution of uplink MIMO for LTE-advanced,” IEEE Commun. Magazine, vol.49, no.2, pp.112-121, Feb. 2011.

[12] 守倉正博，久保田周治（監修），802.11 高速無線 LAN 教科書，インプレスネットビジネスカンパニー，2004.

[13] 阪田史郎，ワイヤレス・ユビキタス 高速無線 LAN / UWB / 3.5G 携帯電話，秀和システム，2004.

[14] S. Nanda, R. Walton, J. Ketchum, M. Wallace, and S. Howard, “A high-performance MIMO OFDM wireless LAN,” IEEE Commun. Magazine, vol.43, no.2, pp.101-109, Feb. 2005.

[15] K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda, H. Taoka, and M. Sawahashi, “Adaptive control of surviving symbol replica candidates in QRM-MLD for OFDM MIMO multiplexing,” IEEE Journal on Selected Areas in Commun., vol.24, no.6, pp.1130-1140, June 2006.

[16] Y. Huang, J. Wang, K. Higuchi, and M. Sawahashi, “OFCDM: a promising broadband wireless access technique,” IEEE Commun. Magazine, vol.46, no.3, pp.38-49, Mar. 2008.

[17] C.E. Shannon, “A mathematical theory of communications,” The Bell System Technical Journal, vol.27, pp.379-423 and pp.623-666, July and Oct. 1948.

[18] 宮川洋，情報理論，コロナ社，1979.

[19] 今井秀樹，情報理論，昭晃堂，1984.

[20] T.M. Cover and J.A. Thomas, Elements of Information Theory, 2nd ed., Wiley Interscience, 2006.

[21] D.J.C. Mackay, Information Theory, Inference and Learning Algorithms, Cambridge University Press, 2003.

[22] 間瀬憲一，阪田史郎，アドホック・メッシュネットワーク，コロナ社，2007.

[23] S. M. Faccin, C. Wijiting, J. Kenckt, and A. Damle, “Mesh WLAN networks : concept and design,” IEEE Wireless Commun. Magazine, vol.13, no.2, pp.10-17, Apr. 2006.

[24] J. Cho and Z. J. Haas, “On the throughput enhancement of the downstream channel in cellular radio networks through multihop relaying,” IEEE Journal on Selected Areas in Commun., vol.22, no.7, pp.1206-1219, Sept. 2004.

[25] D. Chase, “Code combining – a maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets,” IEEE Trans. on Commun., vol.33, no.5, pp.385-393, May 1985.

[26] J. Hagenauer, “Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPC Codes) and their applications,” IEEE Trans. on Commun., vol.36, no.4, pp.389-400, Apr. 1988.

[27] K. Mashima and S. Sampei, “Microscopic spectrum control technique using carrier interferometory for one-cell reuse single carrier TDMA Systems,” Proc. IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2006), Sept. 2006.

[28] K. Mashima and S Sampei, “Microscopic spectrum control technique using carrier interferometry for one-cell reuse single carrier TDMA system,” IEE Electronics Letters, vol.42, no.21, pp.1238-1239, Oct. 2006.

[29] 眞嶋圭悟，三瓶政一，“ダイナミックスペクトル制御を用いた広帯域シングルキャリア伝送方式に関する検討，” 信学技報, vol.106, no.480, RCS2006-233, pp.97-102, Jan. 2007.

[30] 三瓶政一，ディジタルワイヤレス伝送技術，ピアソン・エデュケーション，2001.

[31] “Guidance for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000,” Rec. ITU-R M.1225, 1997.

[32] バァナード　スカラー，森永規彦，三瓶政一（監訳），橋本有平，吉識知明（訳），ディジタル通信　基礎と応用，ピアソン・エデュケーション，2006.

[33] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, “Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate,” IEEE Trans. on Information Theory, vol.20, no.2, pp.284-287, Mar. 1974.

[34] H.G. Myung, J. Lim, and D.J. Goodman,“Single carrier FDMA for uplink wireless transmission,” IEEE Vehicular Technology Magazine, vol.1, no.3, pp.30-38, Sept. 2006.

[35] “Technical Specification Group Radio Access Network : Requirements for Evolved UTRA (E-UTRA) and Evolved UTRAN (E-UTRAN) (Release 7),” 3GPP TR 25.913 v 7.2.0, 2007.

[36] G. Berardinelli, L.A. Ruiz de Temino, S. Frattasi, M. Rahman, and P. Mogensen, “OFDMA vs. SC-FDMA : performance comparison in local area IMT-A scenarios,” IEEE Wireless Commun. Magazine, vol.15 , no.5, pp.64-72, Oct. 2008.

[37] P.Z. Peebles（著），平野信夫（訳），電子・通信工学のための確率論序説，東京電機大学出版会，1988.

[38] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, “Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems,” IEEE Commun. Magazine, vol.40, no.4, pp.58-66, Apr. 2002.

[39] S. Weinstein and P. Ebert, “Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform,” IEEE Trans. on Commun. Technology, vol.19, no.5, pp.628-634, Oct. 1971.

[40] T. Nakanishi, S. Sampei, H. Harada, and N. Morinaga, “An OFDM based adaptive modulation scheme employing variable coding rate,” IEICE Trans. on Commun., vol.E88-B, no.2, pp.526-534, Feb. 2005.

[41] 岡田暁彦，衣斐信介，三瓶政一，“ターボ等化に対する周波数クリッピングによるスペクトル整形の提案，” 信学技報, vol.106, no.555, RCS2006-258, pp.95-98, Mar. 2007.

[42] A. Okada, S. Ibi, and S. Sampei, “Spectrum shaping technique combined with SC/MMSE turbo equalizer for high spectral efficient broadband wireless access systems, ” Proc. 1st International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS 2007), Dec. 2007.

[43] K. Kansanen, “Wireless broadband single-carrier systems with MMSE turbo equalization,” Ph.D. dissertation, University of Oulu, Finland, Dec. 2005.

[44] 今井秀樹，符号理論，電子情報通信学会，1990.

[45] S. Lin and D.J. Costello, Error Control Coding, Prentice Hall, 2004.

[46] T. Richardson, R. Urbanke, Modern Coding Theory, Cambridge University Press, 2008.

[47] R. Comroe and D. Costello, “ARQ Schemes for data transmission in mobile radio systems,” IEEE Journal on Selected Areas in Commun., vol.2, no.4, pp.472-481, July 1984.

[48] 三瓶政一，阪口啓（編），無線分散ネットワーク，電子情報通信学会，2011.

[49] 平山泰弘，中川信之，岡田啓，山里敬也，片山正昭，“無線マルチホップネットワーク上のリアルタイム通信における複数経路パケット合成法の性能解析，” 信学論 (B), vol.J88-B, no.1, pp.269-279, Jan. 2005.

[50] V. Sreng, H. Yanikomeroglu, and D. Falconer, “Coverage enhancement through two-hop relaying in cellular radio systems,” Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference 2002 (WCNC 2002), vol.2, pp.881-885, Mar. 2002.

[51] 近藤靖，“TDMA/TDD 通信方式における送信ダイバーシチ特性 : 最大比合成ダイバーシチ，” 信学 ’94 秋大, Sept. 1994.

[52] 前原文明，高畑文雄，“遅延検波を適用した最大比合成送信ダイバーシチの検討，” 信学技報, vol.100, no.155, RCS2000-35, pp.41-48, June 2000.

[53] A. Nosratinia, A. Hedayat, and T.E. Hunter, “Cooperative communication in wireless networks,” IEEE Commun. Magazine, vol.42, no.10, pp.74-80, Oct. 2004.

[54] 横枕一成，三瓶政一，原田博司，森永規彦，“DPC-OF/TDMA システムにおける伝搬路推定方式に関する検討，” 信学技報, vol.104, no.598, RCS2004-263, pp.25-30, Jan. 2005.

[55] 横枕一成，三瓶政一，原田博司，森永規彦，“DPC-OF/TDMA システムにおける共通パイロット信号に関する検討，” 2005 信学総大, B-5-53, Mar. 2005.

[56] K. Yokomakura, S. Sampei, H. Harada, and N. Morinaga “A channel estimation technique for dynamic parameter controlled - OF/TDMA systems,” Proc. IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2005), Sept. 2005.

[57] K. Yokomakura, S. Sampei, H. Harada, and N. Morinaga “A carrier interferometry based channel estimation technique for one-cell reuse MIMO-OFDM/TDMA cellular systems,” Proc. IEEE 63rd Vehicular Technology Conference (VTC 2006-Spring), May 2006.

[58] K. Yokomakura, S. Sampei, H. Harada, and N. Morinaga, “A carrier interferometry based channel estimation technique for MIMO-OFDM/TDMA systems,” IEICE Trans. on Commun., vol.E90-B, no.5, pp.1181-1192, May 2007.

[59] B. Natarajan, C.R. Nassar, and S. Shattil, “Throughput enhancement in TDMA through carrier interferometry pulse shaping,” Proc. IEEE 52nd Vehicular Technology Conference (VTC 2000-Fall), vol.4, pp.1799-1803, Sept. 2000.

[60] M. Tanno, H. Atarashi, K. Higuchi, and M. Sawahashi, “Three-step cell search algorithm exploiting common pilot channel for OFCDM broadband wireless access,” IEICE Trans. on Commun., vol.E86-B, no.1, pp.325-334, Jan. 2003.

[61] 大西聡明，三瓶政一，“相互情報量基準による部分波形再送制御技術に関する検討，” 信学技報, vol.106, no.480, RCS2006-235, pp.109-114, Jan. 2007.

[62] 大西聡明，衣斐信介，三瓶政一，“ダイナミックスペクトル制御による部分スペクトル再送方式のスループット特性に関する検討，” 2007 信学総大, B-5-121，Mar. 2007.

[63] T. Ohnishi, S.Ibi, and S. Sampei, “A partial spectrum retransmission scheme using a dynamic spectrum control for broadband single carrier transmission systems,” Proc. IEEE

18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2007), Sept. 2007.

[64] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, “Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes,” Proc. IEEE International Conference on Communications 1993 (ICC 93), vol.2, pp.1064-1070, May 1993.

[65] L. Hanzo, T.H. Liew, and B.L. Yeap, Turbo Coding, Turbo Equalisation and Space-Time Coding for Transmission over Fading Channels, Wiley-IEEE Press, 2002.

[66] L. Hanzo, R.G. Maunder, J. Wang, and L.L. Yang, Near-Capacity Variable-Length Coding : Regular and EXIT-Chart-Aided Irregular Designs, Wiley-IEEE Press, 2011.

[67] S. ten Brink, “Convergence behavior of iteratively decoded parallel concatenated codes, ” IEEE Trans. on Commun., vol.49, no.10, pp.1727-1737, Oct. 2001.

[68] J. Hagenauer, “The EXIT chart - introduction to extrinsic information transfer in iterative processing, ” Proc. 12th European Signal Processing Conference (EUSIPCO), Sept. 2004.

[69] J.A. Nelder and R. Mead, “A simplex method for function minimization, ” Computer Journal, vol.7, pp.308-3133, 1965.

[70] F. Brannstrom, Convergence analysis and design of multiple concatenated codes, Ph.D. Thesis, Chalmers University of Technology, 2004.

[71] 松本正，衣斐信介，“ターボ等化の基礎，及び情報理論的考察，” 信学論 (B), vol.J90-B, no.1, pp.1-16, Jan. 2007.

[72] 衣斐信介，“MIMO 通信路における時空間伝送制御に関する研究，” Ph. D. dissertation, Osaka University, Japan, May 2006.

[73] S. Ibi, T. Matsumoto, S. Sampei, and N. Morinaga, “EXIT chart-aided adaptive coding for MMSE turbo equalization with multilevel BICM, ” IEEE Commun. Letters, vol.10, no.6, pp.486-488, June 2006.

[74] S. Ibi, T. Matsumoto, R. Thoma, S. Sampei, and N. Morinaga, “EXIT chart-aided adaptive coding for multilevel BICM with turbo equalization in frequency-selective MIMO channels,” IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol.56, no.6, pp.3757-3769, Nov. 2007.

[75] 小畑晴香，衣斐信介，三瓶政一，“マルチユーザ MIMO システムにおける EXIT 基準スケジューリング・レート制御方式に関する検討，” 信学技報, vol.106, no.555, RCS2006-260, pp.103-106, Mar. 2007.

[76] H. Obata, S.Ibi, and S. Sampei, “A design for an EXIT chart-aided adaptive transmission control technique for single-carrier based multi-user MIMO systems,” Proc. 1st International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS 2007), Dec. 2007.

[77] H. Obata, S. Ibi, and S. Sampei, “A design for an EXIT chart based scheduling and rate control for multi-user MIMO systems, ” IEEE Trans. on Wireless Commun., vol.8, no.10, pp.5124-5132, Oct. 2009.

[78] 衣斐信介，三瓶政一，森永規彦，“シングルキャリアおよびマルチキャリアターボ等化 MIMO 伝送の特性比較，” 信学技報, vol.106, no.168, RCS2006-62, pp.19-24, July 2006.

[79] H. Poor and S. Verdu, “Probability of error in MMSE multiuser detection,” IEEE Trans. on Information Theory, vol.43, no.3, pp.858-871, May 1997.

[80] K. Kansanen and T. Matsumoto, “An analytical method for MMSE MIMO turbo equalizer EXIT chart computation,” IEEE Trans. on Wireless Commun., vol.6, no.1, pp.59-63, Jan. 2007.

[81] C. Meyer, Matrix Analysis and Applied Linear Algebra, Society for Industrial Mathematics, 2001.

[82] P. Robertson, E. Villebrun, and P. Höher, “A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain, ” Proc. IEEE International Conference on Communications 1995 (ICC 95), vol.2, pp.1009-1013, June 1995.

[83] S. Abeta, M. Sawahashi, and F. Adachi, “Adaptive channel estimation for coherent DS-CDMA mobile radio using time-multiplexed pilot and parallel pilot structures,” IEICE Trans. on Commun., vol.E82-B, no.9, pp.1505-1513, Sept. 1999.

本論文に関する原著論文

A　学術論文

1. 畑本浩伸，衣斐信介，三瓶政一，“広帯域無線通信システムにおける中継ノードを利用した部分スペクトル再送方式，” 信学論（B）, vol.J93-B, no.1, pp.53–68, Jan. 2010.

2. 畑本浩伸，衣斐信介，三瓶政一，“無線メッシュネットワークにおける 2 ホップ並列協力中継伝送方式，” 信学論（B）, vol.J94-B, no.4, pp.601–614, Apr. 2011.

B　国際会議

1. H. Hatamoto, S. Sampei, and H. Harada, “A study on a cell search method for dynamic parameter controlled OF/TDMA systems downlink,” Proc. 2nd IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS 2005), vol.1, pp.227–231, Aug. 2005.

2. H. Hatamoto, S. Ibi, and S. Sampei, “Relay-assisted re-transmission scheme based on mutual information for wireless mesh networks,” Proc. IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2007), Sept. 2007.

3. H. Hatamoto, S. Ibi, and S. Sampei, “A study on cooperative multiple relay transmission scheme for broadband wireless mesh networks,” Proc. International Workshop on Wireless Distributed Network organized in IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2008), Sept. 2008.

C　研究会発表

1. 畑本浩伸，三瓶政一，原田博司，“下りリンク DPC-OF/TDMA システムにおけるセルサーチ特性に関する検討，” 信学技報, vol.105, no.14, RCS2005-1, pp.1-6, Apr. 2005.

2. 畑本浩伸，三瓶政一，原田博司，“DPC-OF/TDMA システムにおける MIMO 伝送環境下でのセルサーチ特性に関する検討，” 信学技報, vol.105, no.623, RCS2005-197,

pp.115-120, Mar. 2006.

3. 畑本浩伸，三瓶政一，“プライベートネットワーク空間内に配置された中継器による相互情報量基準の再送制御に関する基礎検討，” 信学技報, vol.106, no.555, RCS2006-259, pp.99-102, Mar. 2007.

4. 畑本浩伸，衣斐信介，三瓶政一，“協力中継伝送を用いた無線メッシュネットワークの高スループット化に関する検討，” 信学技報, vol.108, no.135, RCS2008-42, pp.61-66, July 2008.

D　大会発表

1. 畑本浩伸，三瓶政一，原田博司，“DPC-OF/TDMA システムにおけるセルサーチ法に関する検討，” 2005 信学総大, B-5-54, Mar. 2005.

2. 畑本浩伸，三瓶政一，原田博司，“MIMO 適用時の DPC-OF/TDMA システムにおけるセルサーチ法に関する検討，” 2006 信学総大, B-5-74, Mar. 2006.

3. 畑本浩伸，衣斐信介，三瓶政一，“無線ネットワーク内に配置した中継器による相互情報量基準再送制御に関する検討，” 2007 信学総大, B-5-15, Mar. 2007.

4. 畑本浩伸，衣斐信介，三瓶政一，“無線メッシュネットワークにおける並列 2 ホップ中継パスを用いた協力中継伝送に関する検討，” 2009 信学総大, B-5-88, Mar. 2009.

E　受賞

1. 電子情報通信学会，2008 年度無線通信システム研究会活動奨励賞, May 2009.