

優先信号存在下での一方的協力中継を伴う  
周波数重畳通信方式に関する研究

長縄 潤



優先信号存在下での一方的協力中継を伴う  
周波数重畳通信方式に関する研究

長縄 潤

名古屋大学大学院工学研究科

2014年5月



# 謝辞

本研究を遂行するにあたり、多大なる御指導と御鞭撻を賜わり、また本論文を精査下さいました名古屋大学エコトピア科学研究所教授 片山正昭先生に厚く御礼を申し上げます。

本論文を御査読下さいました名古屋大学大学院工学研究科教授 藤井俊彰先生には、本論文に対する貴重な御助言、御指導を賜り深く感謝致します。名古屋大学教養教育院教授 山里敬也先生には、本論文を懇切丁寧に御査読下さり、また本研究の遂行にあたり格別な御指導を賜り心より感謝致します。大阪市立大学大学院工学研究科教授 原晋介先生には、本論文を懇切丁寧に御査読下さり、有益なる御助言を頂き深く感謝致します。エコトピア科学研究所准教授 岡田啓先生には、本論文を御査読下さり、貴重な御意見と御助言を賜り心より感謝致します。エコトピア科学研究所助教 小林健太郎先生には、本研究を行う上で多大な御助言や御指導を賜わり甚大なる感謝の意を表します。

さらに、本研究の遂行を支えて下さいました鬼頭良彦技術職員や事務補佐員の方々に深く感謝致します。また、共に研究に励み、互いを支え合った名古屋大学大学院工学研究科片山研究室の諸氏に感謝致します。

一方、博士課程後期課程在学中は、名古屋大学エコトピア科学研究所リサーチアシスタント、および名古屋大学博士課程教育リーディングプログラム「フロンティア宇宙開拓リーダー養成プログラム」メンター補佐に採用されておりました。経済支援に感謝致します。

本研究は、多くの方々の御助言及び御協力なくしては成し得る事ができませんでした。これらの方々に対し、深く御礼を申し上げます。

最後に、私の研究生活を暖かく見守って下さり、貴重なご助言、ご協力を賜りました両親、祖父母に心より感謝します。本当にありがとうございました。



# 目次

<b>第1章 序論</b>	<b>1</b>
1.1 無線通信技術と周波数帯域	1
1.2 周波数共用による周波数帯域の共同利用	3
1.2.1 ホワイトスペースの利用	5
1.2.2 周波数重畳通信の利用	7
1.3 本研究の目的	8
1.4 関連研究	9
1.5 本論文の構成	9
<b>第2章 優先信号存在下での一方的協力中継を伴う周波数重畳通信方式</b>	<b>11</b>
2.1 はじめに	11
2.2 優先システムへの一方的協力中継	11
2.3 システムモデル	12
2.3.1 優先システム送信機の構成	13
2.3.2 二次システム送信機の構成	14
2.3.3 優先システム受信機の構成	18
2.3.4 二次システム受信機の構成	22
2.4 まとめ	23
<b>第3章 優先信号の一方的協力中継を伴う周波数重畳通信方式の特性評価</b>	<b>25</b>
3.1 はじめに	25
3.2 各受信機でのシンボル同期の解析	25
3.2.1 優先システム受信機における同期	26
3.2.2 二次システム受信機における同期	29

3.3	各受信機におけるシンボル誤り率特性の導出 . . . . .	30
3.3.1	二次システム送信機におけるシンボル判定確率 . . . . .	30
3.3.2	優先システム受信機におけるシンボル誤り率特性 . . . . .	31
3.3.3	二次システム受信機におけるシンボル誤り率特性 . . . . .	32
3.4	数値例 . . . . .	33
3.4.1	優先システムのシンボル誤り率特性 . . . . .	33
3.4.2	二次システムのシンボル誤り率特性 . . . . .	40
3.5	まとめ . . . . .	42
<b>第4章</b>	<b>中継された優先信号への二次信号の重畳手法</b>	<b>45</b>
4.1	はじめに . . . . .	45
4.2	システムモデル . . . . .	46
4.3	二次システム信号のシンボルマッピング手法 . . . . .	47
4.3.1	固定マッピング手法 . . . . .	47
4.3.2	適応マッピング手法 . . . . .	48
4.4	数値例 . . . . .	50
4.5	まとめ . . . . .	54
<b>第5章</b>	<b>直交周波数分割多重を用いた場合の特性評価</b>	<b>57</b>
5.1	はじめに . . . . .	57
5.2	OFDM 変調の場合のシンボル同期 . . . . .	58
5.3	優先システム受信機におけるシンボル誤り率の解析 . . . . .	59
5.4	数値例 . . . . .	60
5.4.1	優先システムのシンボル誤り率特性 . . . . .	60
5.4.2	二次システムのシンボル誤り率特性 . . . . .	62
5.5	まとめ . . . . .	63
<b>第6章</b>	<b>マルチパスフェージング通信路における提案方式の特性評価</b>	<b>65</b>
6.1	はじめに . . . . .	65
6.2	システムモデル . . . . .	65
6.2.1	優先システム送信機の構成 . . . . .	66



6.2.2	優先システム受信機の構成 . . . . .	67
6.3	数値例 . . . . .	69
6.3.1	優先システムのシンボル誤り率特性 . . . . .	69
6.3.2	二次システムのシンボル誤り率特性 . . . . .	70
6.4	まとめ . . . . .	72
<b>第7章</b>	<b>総括</b>	<b>75</b>
7.1	本研究のまとめ . . . . .	75
7.2	今後の展開 . . . . .	77
<b>付録A</b>	<b>周波数重畳通信の情報理論的検討</b>	<b>79</b>
A.1	はじめに . . . . .	79
A.2	ガウス型干渉通信路と達成可能な容量領域 . . . . .	80
A.3	優先システム信号の一方的協力中継を伴う周波数重畳通信の達成可能な容量領域 . . . . .	81
A.4	まとめ . . . . .	83
<b>付録B</b>	<b>通信路におけるフェージング変動の影響</b>	<b>85</b>
B.1	はじめに . . . . .	85
B.2	マルチパスフェージングの特徴 . . . . .	85
B.3	マルチパスフェージング通信路の確率モデル . . . . .	89
B.4	まとめ . . . . .	90
	<b>文献</b>	<b>91</b>
	<b>業績一覧</b>	<b>98</b>



# 目次

1.1	ホワイトスペースの例	5
2.1	システムモデル	13
2.2	優先システム送信機の構成	14
2.3	二次システム送信機の構成（再生中継）	16
2.4	二次システム送信機の構成（非再生中継）	17
2.5	優先システム受信機の構成	19
2.6	優先システム受信機の相関復調器の構成	19
2.7	二次システム受信機の構成	22
3.1	優先システムのシンボル誤り率特性	34
3.2	二次信号電力に対する優先システムのシンボル誤り率特性	35
3.3	遅延時間差に対する優先システムのシンボル誤り率特性	36
3.4	チャネル位相差に対する優先システムのシンボル誤り率特性	37
3.5	優先システム受信機の受信信号空間ダイアグラム	38
3.6	中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の 受信電力比に対する優先システムのシンボル誤り率特性	39
3.7	二次システムのシンボル誤り率特性	41
3.8	二次信号電力に対する二次システムのシンボル誤り率特性	42
3.9	中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の 受信電力比に対する二次システムのシンボル誤り率特性	43
4.1	固定マッピング手法による二次システム送信機の実出力シンボルの信 号点集合 ( $\alpha = \beta = 1, N = M = 4$ )	47

4.2	固定マッピング手法による二次システム受信機の判定領域 ( $\alpha = \beta = 1$ , $N = M = 4$ ) . . . . .	48
4.3	適応マッピング手法による二次システム送信機の出力シンボルの信号点集合 ( $N = M = 4$ ) . . . . .	49
4.4	適応マッピング手法を用いた場合の二次システムのシンボル誤り率特性	50
4.5	適応マッピング手法を用いた場合の二次信号電力に対する二次システムのシンボル誤り率特性 . . . . .	51
4.6	適応マッピング手法を用いた場合の二次信号電力に対する二次システムのシンボル誤り率特性 (二次システム: 8PSK 変調) . . . . .	53
4.7	適応マッピング手法を用いた場合の二次信号電力に対する二次システムのシンボル誤り率特性 (二次システム: 16QAM 変調) . . . . .	54
5.1	遅延時間差に対する優先システムのシンボル誤り率特性 . . . . .	60
5.2	二次信号電力に対する優先システムのシンボル誤り率特性 . . . . .	61
5.3	中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の受信電力比に対する優先システムのシンボル誤り率特性 . . . . .	62
5.4	二次信号電力に対する二次システムのシンボル誤り率特性 . . . . .	63
5.5	中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の受信電力比に対する二次システムのシンボル誤り率特性 . . . . .	64
6.1	OFDM 変調と GI を用いる優先システム送信機の構成 . . . . .	67
6.2	OFDM 変調と GI を用いる優先システム受信機の構成 . . . . .	68
6.3	フェージング環境における優先システムのシンボル誤り率特性 . . . . .	70
6.4	フェージング環境における中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の平均受信電力比に対する優先システムのシンボル誤り率特性 . . . . .	71
6.5	フェージング環境における二次システムのシンボル誤り率特性 . . . . .	72
6.6	フェージング環境における二次信号電力に対する二次システムのシンボル誤り率特性 . . . . .	73
A.1	情報理論に基づくシステムモデル . . . . .	80

A.2	周波数重畳通信方式の達成可能な容量領域 . . . . .	82
A.3	優先システム信号の一方的協力中継を伴う周波数重畳通信方式の達成可能な容量領域 . . . . .	84
B.1	平均電力遅延プロファイルの例 . . . . .	87
B.2	空間周波数相関関数の例 . . . . .	88



# 表目次

3.1	優先システム受信機のシンボル同期 . . . . .	29
4.1	変調方式の組み合わせに対する $\lambda$ の上限値 . . . . .	52
6.1	各送信機からの通信路の組み合わせ . . . . .	66





## 記号一覧

記号	パラメータ
$\hat{o}$	$o$ の推定値
$o[k, \ell]$	マルチキャリア変調されたシンボル“ $o$ ”の $k$ 番目の時間シンボルの $\ell$ 番目のサブキャリア
$o[k]$	シングルキャリア変調されたシンボル“ $o$ ”の $k$ 番目の時間シンボル
$o^*$	複素数“ $o$ ”の複素共役
$*$	畳み込み演算
$\alpha$	非再生中継器の複素増幅率
$\delta(t)$	デルタ関数
$\delta_{\ell\ell'}$	クロネッカーのデルタ
$(\Delta f)_c$	通信路のコヒーレント帯域幅
$\gamma_j$	$Rx_j$ における $Tx_i$ からの自身のシステムの信号電力対雑音電力比
$\bar{\gamma}_j$	$\gamma_j$ の期待値
$\lambda$	$Tx_2$ における二次システム信号と中継された優先システム信号との電力比
$\eta_j$	$Rx_j$ における $Tx_2$ からの中継された優先システム信号と $Tx_1$ からの優先システム信号との電力比
$\bar{\eta}_j$	$\eta_j$ の期待値
$\eta_{ch_j}$	$Rx_j$ における $Tx_2$ からの中継された優先システム信号と $Tx_1$ からの優先システム信号との再生中継の誤りを考慮した電力比
$\phi_{ij}$	$Tx_i$ から $Rx_j$ への通信路の位相シフト

記号	パラメータ
$\phi_\alpha$	中継処理における位相シフト
$\phi_j$	Rx $j$ の相関復調器で用いる通信路の位相シフトの補償値
$\sigma_j^2$	Rx $j$ で重畳される AWGN の分散
$\sigma_j'^2$	非再生中継器の雑音を考慮した Rx $j$ ( $j = 1, 2$ )で重畳される AWGN の分散
$\tau_{ij}$	Txi から Rx $j$ への通信路の遅延時間
$\tau'_{1j}$	Tx1 から Rx $j$ への Tx2 を経由した信号の遅延時間
$\tau_\alpha$	Tx2 における中継の遅延時間
$\tau_j$	Rx $j$ ( $j = 1, 2$ )の相関復調器で用いる通信路の遅延の補償値
$\tau_0$	優先システム受信機における遅延時間差の $T$ [s] 未満の項
$\Upsilon_j$	Rx $j$ が受信し、相関復調によって得られた信号成分の項
$c_{ij}(t)$	Txi から Rx $j$ への通信路のインパルス応答
$C_j$	Rx $j$ における単独通信時の通信路容量
$D_{ij}$	Txi から Rx $j$ への通信路の分離できるマルチパスの本数
$d$	マルチパスを表すインデックス
$D_j$	Rx $j$ において判定に成功する領域
$2d_M$	優先システムが QAM 変調を用いる場合の隣接信号点間距離
$2d_N$	二次システムが QAM 変調を用いる場合の隣接信号点間距離
$\mathbf{E}[\cdot]$	アンサンブル平均
$f_s$	サブキャリア周波数
$g(t)$	送信パルス波形
$H_{ij}$	Txi から Rx $j$ への通信路の複素振幅
$h_{ij}$	Txi から Rx $j$ への通信路の振幅
$i$	送信者を表すインデックス (1: 優先システム, 2: 二次システム)
$j$	受信者を表すインデックス (1: 優先システム, 2: 二次システム, 0: 二次システムの中継器)
$k$	時間シンボルのインデックス
$\ell$	サブキャリア周波数のインデックス
$L$	サブキャリア数

記号	パラメータ
$M$	優先システムの変調多値数
$m$	優先システムが PSK 変調を用いる場合の変調時のインデックス
$m_I$	優先システムが QAM 変調を用いる場合の変調時の I 相のインデックス
$m_Q$	優先システムが QAM 変調を用いる場合の変調時の Q 相のインデックス
$\bar{m}$	優先システムが PSK 変調を用いる場合の再生中継後のインデックス
$\bar{m}_I$	優先システムが QAM 変調を用いる場合の再生中継後の I 相のインデックス
$\bar{m}_Q$	優先システムが QAM 変調を用いる場合の再生中継後の Q 相のインデックス
$N$	二次システムの変調多値数
$n$	二次システムが PSK 変調を用いる場合のインデックス
$n_I$	二次システムが QAM 変調を用いる場合の I 相のインデックス
$n_Q$	二次システムが QAM 変調を用いる場合の Q 相のインデックス
$n_0$	優先システム受信機における遅延時間差の $T$ の整数倍の項
$P_i$	Txi の自身の信号成分についての平均送信電力
$P'_1$	Tx2 の中継された優先システム信号についての平均送信電力
$Q(\cdot)$	Q 関数
$Q[k], Q[k, \ell]$	Rx2 で推定された干渉成分のシンボル
$R_i$	Txi の伝送レート
$R_2[k], R_2[k, \ell]$	Rx2 で干渉除去された受信シンボル
$R_c(\tau)$	通信路の平均電力遅延プロファイル
$R_C(f)$	通信路の空間周波数相関関数
$t$	時刻を表す変数
$T$	シンボル継続時間
$T_G$	ガードインターバル長
$T_S$	OFDM 送受信機のサンプリング時間

記号	パラメータ
$T_0$	ガードインターバル長を含めた OFDM シンボルの継続時間
$T_m$	マルチパス広がり
$U_2$	Tx2 が送信する自身の情報シンボル
$W_j(i, \tau_j)$	Rx $j$ における Tx1 からの信号を相関復調した際の係数
$W_j(i, \ell', \ell, \tau_j)$	Rx $j$ における Tx1 からの OFDM 信号を相関復調した際の係数
$W'_j(i, \tau_j)$	Rx $j$ における Tx2 からの信号を相関復調した際の係数
$W'_j(i, \ell', \ell, \tau_j)$	Rx $j$ における Tx2 からの OFDM 信号を相関復調した際の係数
$X_i$	Tx $i$ が送信する自身の送信シンボル
$\bar{X}_1$	Tx2 において中継された優先システムのシンボル
$\check{X}_1$	Rx2 における中継された優先システムのシンボルの推定値
$X_{1m}$	$X_1$ の $m$ 通りある実現値
$X_e$	Tx2 における再生中継の誤り
$X'_2$	Tx2 が送信するシンボル
$x_i(t)$	Tx $i$ が送信する自身の信号の波形
$x'_1(t)$	Tx2 が送信する優先システム信号の波形
$x'_2(t)$	Tx2 が送信する信号の波形
$Y_j$	Rx $j$ が受信し、相関復調によって得られた複素信号点
$\tilde{Y}_j$	Rx $j$ が受信し、FDE により通信路の影響を除いた複素信号点
$y_j(t)$	Rx $j$ の受信信号波形
$Z_j$	Rx $j$ が受信し、相関復調によって得られた AWGN の項
$z_j(t)$	Rx $j$ で加わる AWGN の見本関数

# 第1章 序論

## 1.1 無線通信技術と周波数帯域

無線通信はその発明以来様々な用途に用いられており，TV 放送，携帯電話，無線 LAN，GPS といった現代社会の根幹を担うものである．特に移動する物体が通信を行う場合，有線による通信は非現実的であるので，今後も無線通信は様々な用途に利用され続けるものと思われる．

無線通信を行うためには，周波数帯域を用意しなければならない．周波数帯域は，電波法第2条の1では300万MHz（3THz）までの電磁波を電波と定義している．実際の通信での利用としては60GHz [1-4] から120GHz [5] 程度までが検討されている．周波数帯域は有限の資源であり，より多数の通信を行うためには行政による管理が必要である．実際に，国際連合の専門機関である国際電気通信連合（ITU）の無線通信部門（ITU-R）が地域ごとの周波数帯域の割り当てを行い，それに基づき各国・地域の担当機関（日本：総務省 [6]，米国：連邦通信委員会（FCC），欧州：欧州委員会通信ネットワーク・コンテンツ・技術総局（DG-CONNECT）など）が周波数帯域の割り当てを定めている．

また，周波数帯域によって空間伝搬の挙動が変化することから，通信の目的に応じて使用する周波数帯域を選択する必要がある．例えば，自由空間においては，電波の減衰は距離の二乗に比例し，波長の二乗に反比例する．すなわち，同じ送信電力であっても，周波数が高い（波長が短い）ほど電波が届く範囲が狭くなるといえる．周波数が比較的低い（波長が長い）長波（LF：30kHz～300kHz），中波（MF：300kHz～3MHz），短波（HF：3MHz～30MHz）では，発射された電波は比較的長距離を伝搬する．長波では電波時計の時刻合わせなどに用いられる日本標準時 [7] の放送，中波では中波ラジオ放送に用いられている．短波は，電離層と地表面での

反射を繰り返すことで、地球上の至るところと通信が可能という特徴がある。他方、単位時間あたりに通信できるデータ量（データレート）は利用できる周波数帯域幅が大きいのほど増やすことができるが、短波帯域自体が  $30 - 3 = 27\text{MHz}$  しかないため、大容量の通信には帯域幅が足りず不向きである。短波よりも周波数の高い超短波（VHF：30MHz～300MHz）、極超短波（UHF：300MHz～3GHz）では、電離層反射や地表面での反射などは期待できず、原則として見通し範囲での通信となる。また、自由空間であっても減衰が大きくなるため、送信電力で決まる範囲（数 m～数百 km）程度の通信となる。地上テレビジョン放送 [8] や、防災、警察、消防、タクシーなどの業務用無線、携帯電話、無線 LAN [9,10] など現代の主要な無線通信はこの周波数帯域に集中している。周波数がより高いセンチメートル波（SHF：3GHz～30GHz）以上では、電波は光と同様に直進性が高く、また減衰が激しい。そのため、レーダーなど通信以外の分野でよく用いられるが、無線 LAN（5GHz 帯）、電子料金收受システム（ETC：5.8GHz 帯）、衛星放送（12GHz 帯）で用いられている。以上のように周波数帯域によって伝搬特性や使用可能な帯域幅が異なる。

さらに、周波数帯域によって割り当て状況に差がある。例えば、SHF 以上の周波数帯域では、上述のように伝搬環境に制限があり、利用しているサービスは少なく、一部の周波数帯域では割り当てされていない箇所も存在する。一方、無線通信を利用するサービスには、VHF や UHF の利用が適しているものが多く、この範囲の周波数帯域は全て何らかのサービス向けに割り当てが行われており、さらに既に複数のサービスに割り当てされているような帯域も存在する [11]。それゆえ、新たな無線通信サービスを提供するにあたり、VHF や UHF の周波数帯域で割り当てを受けするためには、何らかの手段が必要である。

このように周波数帯域の未割り当て領域が無いような状況下で、新たなサービスに対し周波数帯域を割り当てるための手段として、大きく分けて行政的アプローチと技術的アプローチの 2 種類が考えられる。

1. 行政的アプローチ：周波数帯域割り当ての再編
2. 技術的アプローチ：周波数帯域の共用

前者は ITU あるいは各国の割り当て機関により、使用頻度の低いサービスへの割り当て廃止、アナログ通信のデジタル化、割り当て先周波数帯域の変更などにより、

新たなサービスへ割り当てる周波数帯域を捻出するものである。例えば、個別に周波数割り当てされている業務用無線を LTE を利用して集約するべきとの主張もある [12]。しかし、法令の改正や移行準備などに時間を要し、また利害関係者間の調整が必要といった難点がある。これに対し後者は、周波数帯域を複数のサービスで技術的な手法を用い共有するものである。本研究では後者の周波数共有に着目する。

## 1.2 周波数共有による周波数帯域の共同利用

一つの周波数帯域を複数サービスに使用させることができれば、周波数帯域の割り当てを再編することなく新しい無線通信サービスを実現できる。しかし、無線通信では空間という共通の通信路を用いるため、複数のサービスで周波数帯域を同時に使用すると互いの信号が干渉しあい、場合によっては両者ともに通信が出来なくなる恐れがある。本節では、2つのシステムがそれぞれ同じ周波数帯域において無線通信サービスを提供する状況を考え、2つのシステム間の関係により周波数共有を分類する。

まず、2つのシステムが互いに協力し合う関係である場合を考える。このときは、単一无線通信サービスで複数ユーザーが周波数帯域を利用する場合と同様に考えることができる。複数ユーザーによる周波数帯域の利用については、多元接続や多重といった手法が従来より検討されている。また、周波数帯域を共有して複数の通信方式を重ね合わせる研究としては、地上/衛星統合移動体通信システム [13–15]、ITS（高度交通システム）における路車間通信と車路間通信での周波数共有 [16] などが挙げられる。また、互いの通信状況を知らない場合であっても、ランダムアクセスにより周波数帯域を共有することが出来る。例えば、無線 LAN [17] で用いられる CSMA/CA では、通信前に他の通信ノードの存在を確認し、存在する場合はそのノードの通信終了後にランダムな待ち時間を挿入することで衝突する確率を下げている。

以上は周波数帯域を割り当てられているシステムが対等である場合を考えている。一方、本研究では既に割り当て済みの周波数帯域において、新たなシステムを割り当てるような周波数共有を考えている。このとき、前者は周波数帯域の利用について既得権を有していることから、新たに追加されるシステムは、前者に協力を要求するのではなく、自身のみで周波数帯域の共有化に伴い発生する干渉などの問題に

対処することが考えられる。すなわち，周波数帯域を共用するシステムの関係に優先順位を設け，優先順位の高いシステムの通信を保証するという条件下で，優先順位の低いシステムが周波数共用に参加するものである。本論文では，優先順位の高い，元々周波数帯域を割り当てられていたシステムを優先システム（Primary System），優先順位の低い，新たに周波数帯域に参加するシステムを二次システム（Secondary System）と呼ぶことにする。そして，二次システムは周波数共用を行うにあたり，以下の制約が課せられる。

1. 優先システムに対し，二次システムの参加に伴う変更の必要がない
2. 優先システムに対し，二次システムが通信を行う場合でも特性劣化などの悪影響を与えない
3. 二次システムが優先システムからの干渉を許容し，自身で対処する

まず，1番目の条件は，二次システムが周波数帯域に参加する場合であっても，優先システム側で二次システムへの協力は行わないものとする。また優先システム側では二次システムから届く干渉に対する対処も行わない。そのため，二次システムが何の配慮もしない場合は優先システムへ干渉を与え，その通信を阻害してしまう。それゆえ，二次システムにより優先システムの特性を劣化させないように，2番目の条件が与えられる。さらに，優先システムは自身の通信を行う際に二次システムへの配慮はしないため，3番目の条件にあるように，二次システム側だけで優先システムからの干渉に対処しなければならない。

これらの条件を満たす二次システムの通信方式として，2つの視点による研究が行われている。1つは，優先システムが周波数帯域を使っていない場合のみ二次システムに通信を許可するというものである。すなわち，割り当て済みの周波数帯域で優先システムが使用せずに無駄になっていた領域を二次システムが利用するものである。この空き領域をホワイトスペースという。もう1つは，優先システムが通信中であっても通信品質に余裕があることを利用し，二次システムの通信方式を工夫することで優先システムに与える影響を余裕分に収めるものである。これを本研究では周波数重畳通信と呼ぶ。以下，この2つの周波数共用手法について述べる。



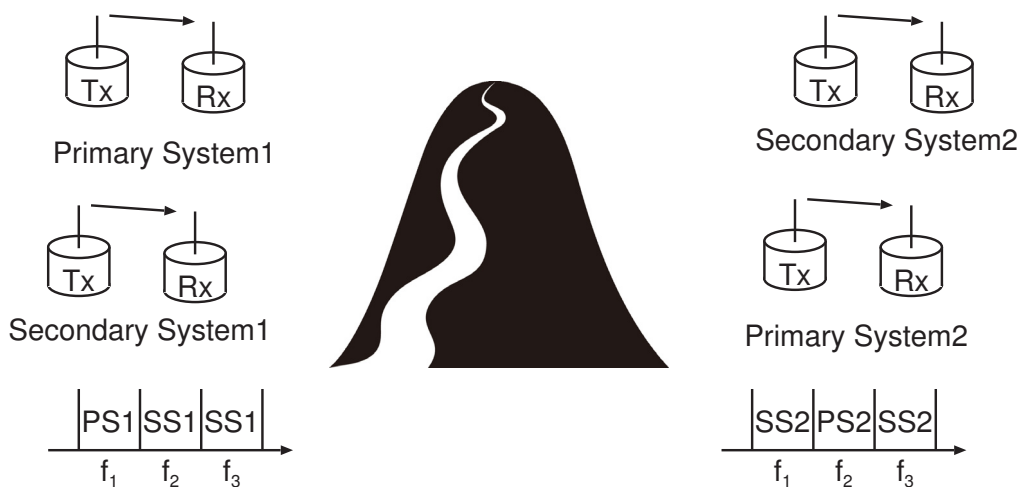


図 1.1: ホワイトスペースの例

### 1.2.1 ホワイトスペースの利用

ホワイトスペース (White Space : WS) とは、総務省の定義では「放送用などの目的に割当てられているが、地理的条件や技術的条件によって、他の目的にも利用可能な周波数」[18]とされており、主に VHF, UHF 帯域の利用が考えられている。1.1 節で述べたように、VHF 以上の周波数帯域においては、電波伝搬は主に見通し内通信となるため、屋外で通信が行われている場合では地形で遮られている、あるいは屋内などの地理的条件により、空間的な空き領域が存在する。さらに、一定幅の周波数帯域が割り当てられている場合でも、常に全ての帯域で通信を行なっているとは限らず、周波数的な空き領域が存在する。このように、既に優先システムに割り当てされているにも関わらず、実際には使われていない領域がある。例として、図 1.1 に山で遮られたホワイトスペースの模式図を示す。山の西側では周波数帯  $f_1$  が優先システムにより使用中であり、山の東側では周波数帯  $f_2$  が優先システムにより使用中である。この場合、周波数帯  $f_3$  はどちら側でも使用されていないため、二次システムが利用可能である。また、周波数帯  $f_1, f_2$  はそれぞれ山の片側で使用されているが、この山に遮られ、反対側にほとんど届かないと想定されるので、それぞれ二次システムが利用可能である。

利用されるホワイトスペースとして、主に地上 TV 放送帯 (TVWS) や防災系無線

帯域などが考えられている。前者は、チャンネル数（日本の場合470-710MHzに40チャンネル、欧州では470-790MHzに40チャンネル、アメリカでは54-698MHzに51チャンネル）に対して各地点での放送局数が少なく、また同じチャンネル同士の異なる放送が干渉しないように、同じチャンネルを使用する場所に空間的な空きを設けており、使われていない周波数帯域が多い。例えば日本の場合、チャンネルによって利用可能性にばらつきがあるが、平均して10%~70%程度まで利用可能であるといった報告がある[19]。米国や欧州[20]でも同様の傾向が報告されている。また、後者は災害発生時には活用されるものの、平時には未使用の場合が多い。

TV ホワイトスペース利用の実現例として、日本においては、限られた狭い範囲だけに地上デジタルTV放送を配信するエリア放送[21]として、2012年から運用が開始されている。エリア放送においては、総務省によって利用可能なチャンネルが示されており[21]、開局希望者はこのデータを用いて免許を受けるチャンネルを決める。他には、TV ホワイトスペースによるブロードバンド通信の実現に向けた検討が行われており、長距離通信ではIEEE802.22[22,23]、無線LANではIEEE802.11af[24,25]、無線PANではIEEE802.15.4m[26]などの標準化が進められている。

ホワイトスペースの研究課題としては、ホワイトスペースの探索や隣接周波数帯域を使用している優先システムに与える干渉の抑圧、二次システム間での資源の分配といった内容について検討が行われている。特に、ホワイトスペースの探索が主要な研究課題であり、周囲の電波環境から優先システムの有無を探し出すスペクトルセンシング[27]が検討されている。スペクトルセンシングにおいては、測定対象の帯域の信号を受信し、受信電力[28-33]や信号の周期定常性[34,35]などから優先システムの通信の有無を判定する。また、精度を上げるために、複数の二次システム端末による判定結果を集約して結論を下す協調スペクトルセンシングが用いられる。その際に、最終判定のアルゴリズムはもとより、個別端末の判定結果の通信による影響[36-38]や、端末の故障や外部からの妨害といった信頼度の考慮[39,40]など、様々な観点からの検討が行われている。さらに、スペクトルセンシングで得られる結果や、周波数の割り当て状況や地形情報などをデータベース化することが考えられている[41,42]。上記で述べた各標準化では、監督官庁が提供するデータベースへの接続が義務付けられ、二次システム端末の位置情報取得なども標準化に盛り込まれている。

## 1.2.2 周波数重畳通信の利用

ホワイトスペースによる周波数共用は、既に優先システムへ割り当て済みの周波数帯域において、使用されていない領域を二次システムが用いる手法である。このように優先システムが使用されていない領域を探し出して二次システムが使用するのには、優先システムが使用中のときに二次システムも使用するとシステム間の干渉が発生するためである。しかしながら、一般に無線通信では外部からの干渉や通信路の変動などを考慮し、余裕を持った設計が行われている。すなわち、二次システムの干渉がこれらの余裕に相当する量であれば、優先システムの通信品質自体は若干劣化するが、それでも正常な通信を維持できるものと思われる。このように、優先システムが使用中の周波数帯域において、二次システムが通信する方式について、本論文では特に「周波数重畳通信」と呼び、周波数共用での利用を考える。

この周波数重畳通信を周波数共用で用いる場合、相互のシステムの信号が互いに干渉しあうが、これを、二次システムが送信した信号が、優先システム受信機へ与える干渉と、優先システムが送信した信号が、二次システム受信機へ与える干渉についてそれぞれ考える。

優先システム受信機への干渉については、全ての優先システム受信機において、二次システム信号の受信電力を優先システム信号の受信電力よりも十分小さくすることで、ほとんど無視できる。従来研究では二次システムの送信電力を適切なレベルにまで抑える手法について検討が行われている。例えば、地上デジタルTV放送の周波数帯域で周波数重畳通信を行うのであれば、ホワイトスペースの場合と同様に、周辺状況をデータベースから取得し、優先システム送信機からの位置関係などを用いて、通信路環境を推定し二次システムの送信電力を決定することが考えられる [43–46]。

優先システムによる干渉については、スペクトル拡散 [47] や干渉除去 [48] などの利用が考えられる。スペクトル拡散は、データ信号よりも広い帯域を持つ拡散符号を乗算し、送信データを広帯域に拡散し、受信側では同じ拡散符号を再度乗算し元のデータ信号を得るものである。送信電力が広帯域に拡散されるため、同じデータレートであれば周波数当たりの送信電力は小さくても済む。また、受信機側で再度拡散符号を乗算する際に、重畳されている優先システム信号や雑音が拡散されるた

め、優先システム信号による干渉の影響を軽減できる。また、干渉除去は、受信信号から干渉成分を取り除くものであり、受信信号中の強い信号を推定しては、送信信号のレプリカを作り出し受信信号から減算を繰り返す逐次型干渉除去 (Successive Interference Cancellation: SIC) などがある。

この他に、二次システム送受信機において複数アンテナを用いる MIMO (Multi-Input, Multi-Output) 技術を利用し、ダイバーシチ利得やビームフォーミングの効果で送信電力を上げずとも優先システムへの影響を抑えつつ二次システムの通信品質を向上させる手法もある [49,50]。

以上の従来手法では、優先システムへ与える干渉を抑えるために、自身の送信電力を十分低く抑えることが前提となっている。その上で、低電力通信であっても高い通信品質を得るための手法が検討されている。しかしながら、仮に優先システム受信機での受信電力を増加させることが出来れば、比例して二次システムの通信電力を増やすことが出来、二次システムの通信レート改善が見込まれる。優先システムに対して送信電力の増加や受信機の感度向上といった改良を求めることは、本研究で想定している周波数共用では許容されない。そこで、二次システムが優先システムの受信電力が増えるよう、一方的に協力することで、二次システムの通信品質改善を図ることが可能であると考えられる。

### 1.3 本研究の目的

周波数共用による周波数帯域の有効活用のために、現在ホワイトスペースの利用や周波数重畳通信の利用が検討されている。この2つの手法は相反するものではなく、例えば優先システムが使用している周波数帯域と使用していない周波数帯域の両方を二次システムが使用するような状況も考えられる。ただし、実現に向けた技術的障壁は周波数重畳通信の方が高いと考えられ、現状ではまずはホワイトスペースの実用化が先行して検討されている。一方、本研究では、周波数重畳通信方式に着目する。

周波数重畳通信の問題点としては、二次システムが出力可能な電力が制限されてしまう点が挙げられる。これに対し本研究では、優先システムに悪影響や変更を与えることなく、二次システムの品質向上が可能となる新たな周波数重畳通信方式の

実現を目的とする。具体的には、二次システムの通信電力を増加させるため、前節で述べたように二次システムが自身の通信に加えて、優先システムの通信に対し一方的に協力を行う手法を提案する。これにより、優先システム信号の受信電力を増加させ、それに比例して二次システムの通信可能な電力も増加させることができる。二次システムが優先システムに対して一方的に協力する具体的な手法として、本研究では、二次システム送信機が優先システム信号を中継し、自身の信号を重畳して再送信する一方的協力中継を伴う周波数重畳通信方式を提案する。

## 1.4 関連研究

二次システムが優先システムへ協力を行う周波数重畳通信方式の例として、“Opportunistic Spectrum Access” (OSA) と呼ばれる手法が検討されている [51–55]。OSA では、二次システム送信機が優先システムの信号を中継し、優先システム受信機では二次システムが中継した信号と自身の送信機から届いた信号を合成することで、ダイバーシチ利得により優先システムの品質を向上させ、二次システムの通信品質改善を図るものである。研究課題としては、中継方法 [51–53] や優先システム・二次システム間の資源分配 [54]、複数の送受信機が存在する環境での評価 [55] などが検討されている。

しかしながら、優先システム受信機においてタイムスロットを分けて自身の送信機から届いた信号と二次システムが中継した信号とを交互に受信し、状況に応じて、優先システムが二次システムに対して協力の有無をリクエストするなど、優先システムが二次システムを活用している。これは本研究で検討している周波数共用の前提から外れており、その点で、本研究では OSA よりも厳しい条件について検討しているといえる。本論文では、OSA で提案されているアルゴリズムは採用せず、優先システムは二次システムに協力しない状況を考える。その上で、二次システム側のみが優先システムに対して協力を行う「一方的協力」について議論する。

## 1.5 本論文の構成

本論文は以下のように構成されている。

第2章では、本研究の提案方式である、優先信号存在下での一方的協力中継を伴う周波数重畳通信方式について、概要と共に、システムモデル及び各システムの送受信機の構成について述べる。その際、二次システム送信機における優先システムの中継方式について、2通りの状況を考える。

第3章では、第2章で示したシステムモデルに基づき、シングルキャリア変調、通信路のフェージング変動がないという最も基礎的な状況における、提案方式を用いた場合の両システムのシンボル誤り率特性を解析的に導出する。この際に、中継された優先信号が加わった際の受信機のシンボル同期についても解析的に求める。そして数値例により提案方式の有用性を示す。なお、提案方式の情報理論的優位性について、付録Aで述べる。

第4章では、中継された優先システム信号へ重畳される二次システム信号について扱う。二次システム送信機の送信信号点配置に着目し、二次システム受信機での判定に有利となるような変調方式について検討を行い、有効性をシンボル誤り率の数値例により評価する。

第5章では、優先システムの変調方式について考える。提案方式を用いると、優先システムの信号は受信機において干渉となるが、この影響は特にマルチキャリア変調において顕著である。本章ではマルチキャリア変調として直交周波数分割多重変調を用いた場合について、第3章と同様にシンボル誤り率特性を導出し、シングルキャリア変調の場合と比較評価する。

第6章では、通信路の影響について考える。第5章で述べるように、各受信機における優先システム信号が干渉となるが、優先システム信号が通る通信路によっても大きく影響を受ける。本章ではフェージング環境下におけるシンボル誤り率特性を数値例により評価する。なお、通信路で発生するフェージング変動については付録Bで述べる。

最後に、第7章において本研究を総括する。

## 第2章 優先信号存在下での一方的協力中継を伴う周波数重畳通信方式

### 2.1 はじめに

本章では、本研究の提案方式である、優先信号存在下での一方的協力中継を伴う周波数重畳通信方式について、概要を述べた上で、システムモデル及び優先システム、二次システムの送受信機の構成をそれぞれ示す。二次システム送信機については、中継方式として再生中継を用いる場合と、非再生中継を用いる場合についてそれぞれ述べる。

### 2.2 優先システムへの一方的協力中継

1.2.2節で述べたように、周波数重畳通信でこれまでに想定されてきた状況は、既に存在する優先システムに妨害を与えないように、二次システムの電力を制御するものであった。しかしながら、優先システムの状況が変化しなければ、二次システムの品質改善は不可能である。

そこで、二次システムの品質改善を図るという本研究の目的を達成するために、1.3節でも述べたように本研究では優先システムへの一方的協力中継を伴う周波数重畳通信方式を提案する。これは、二次システム送信機が優先システム信号を中継することで、優先システムの通信に一方的に協力し二次システムの存在する領域における優先システムの受信品質を改善する。その上に、優先システム受信機にとっては干渉となる二次システム信号を重畳する。二次システム送信機では、優先システム信号と二次システム信号を一定の電力比で送信する。

ここで、優先システム受信機において優先システム送信機から送信され直接届く

信号の受信電力よりも、二次システム送信機から届く信号の受信電力が十分大きく、前者を無視できる場合を仮定する。このとき、優先システム受信機においては二次システム送信機により送信された優先システム信号と二次システム信号が主に受信されることになり、両者の電力比は送信機での比と同じである。よって、二次システム送信機において中継された優先システム信号と二次システム信号との電力比を適切に制御することで、優先システム受信機における悪影響を抑えることができる。そして、二次システム送信機の送信電力によっては中継を行わない場合よりも二次システムの信号電力を増やすことができる。

また、中継は二次システム受信機においても有利に働く。二次システム受信機では中継された優先システムの信号が干渉となるが、干渉除去を行うことで優先システムの影響を除去する。ここでも、中継を行うことで干渉電力が増加し、二次システム受信機での干渉成分の推定がより確実に行える。

## 2.3 システムモデル

図2.1にシステムモデルを示す。優先システムと二次システムが同一の周波数、同一の空間で対向通信を行っているとする。送信機を  $Tx_i$ 、受信機を  $Rx_j$  と表す。各システムの送信信号を  $x_i(t)$ 、受信機における加法性白色ガウス雑音  $z_j(t)$  を伴う受信信号を  $y_j(t)$  とする。ただし、 $i, j = 0, 1, 2$  であり、1は優先システム、2は二次システムの送信機出力と受信機入力を表し、0は後述するように二次システム送信機（優先システム信号の中継器）の受信部入力を表す。

本論文では各信号を複素ベースバンド信号（等価低域系モデル）で表現する。また、 $Tx_i$  から  $Rx_j$  までの通信路は時不変のマルチパスフェージングチャネル（パス数  $D_{ij}$ ）とし、インパルス応答  $c_{ij}(t)$  は次式で表される。

$$c_{ij}(t) = \sum_{d=0}^{D_{ij}-1} H_{ij}^{(d)} \delta(t - \tau_{ij}^{(d)}) \quad (2.1)$$

ただし、 $H_{ij}^{(d)} = h_{ij}^{(d)} e^{j\phi_{ij}^{(d)}}$  として、 $d$  番目のパスの減衰を  $h_{ij}^{(d)}$ 、位相シフトを  $\phi_{ij}^{(d)}$ 、遅延を  $\tau_{ij}^{(d)}$  と表す。本論文においては、6章以外では、通信路はシングルパスでフェージ



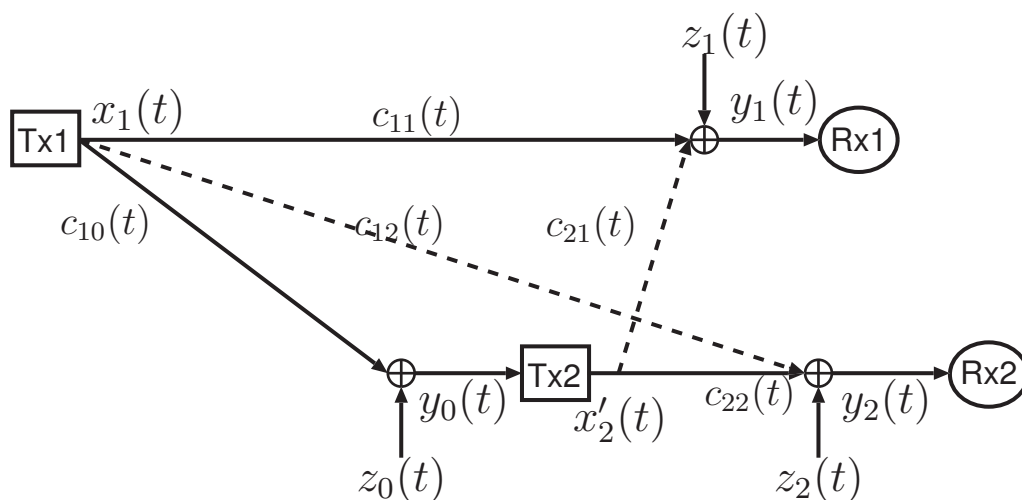


図 2.1: システムモデル

ング変動はないものと仮定する．すなわち，固定値の  $H_{ij}$ ,  $\tau_{ij}$  について

$$c_{ij}(t) = H_{ij}\delta(t - \tau_{ij}) \quad (2.2)$$

と表せるものとし，添字の  $(d)$  を省略する．通信路におけるフェージング変動については付録 B で述べる．

### 2.3.1 優先システム送信機の構成

優先システムは  $M$  値 PSK あるいは  $M$  値 QAM を一次変調とするサブキャリア数  $L$  の直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing: OFDM) 変調を用いるものとする．図 2.2 に優先システム送信機 (Tx1) の構成を示す．優先システム送信機の実出力信号  $x_1(t)$  を，

$$x_1(t) = \sqrt{P_1} \sum_k \sum_{\ell=0}^{L-1} g(t - kT) X_1[k, \ell] e^{-j2\pi\ell f_s t} \quad (2.3)$$

と表す．ただし， $P_1$  は平均送信電力， $f_s = 1/T$  はサブキャリア周波数であり，

$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}} & 0 \leq t < T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.4)$$

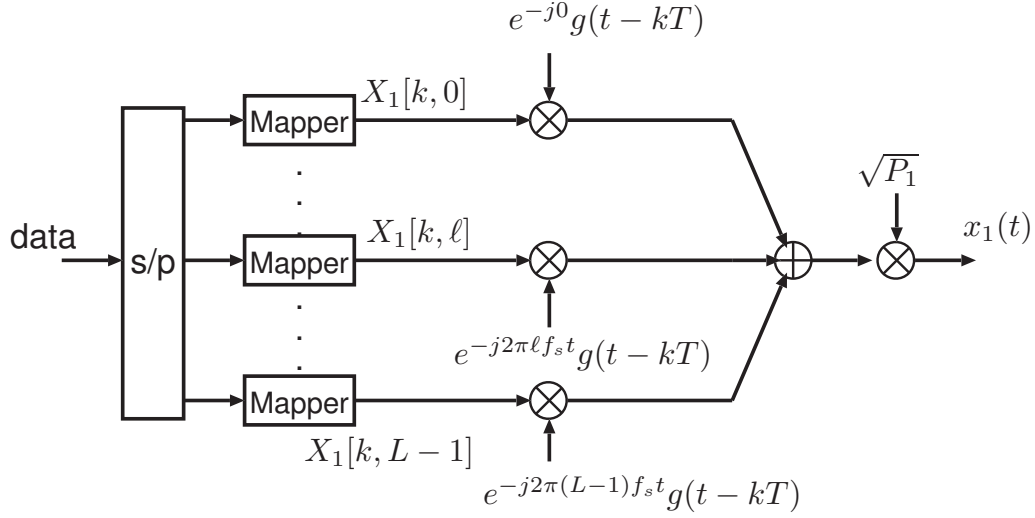


図 2.2: 優先システム送信機の構成

はシンボル継続時間  $T$  のシンボルパルス波形を表す. また,  $X_1[k, \ell]$  は  $\ell$  番目のサブキャリアの  $k$  番目の送信シンボルであり, PSK の場合は次式のようにマッピングする.

$$X_1[k, \ell] = e^{j2\pi m[k, \ell]/M}, \quad m[k, \ell] = 1, 2, \dots, M \quad (2.5)$$

QAM の場合は次式のようにマッピングする.

$$\begin{aligned} X_1[k, \ell] &= (2m_I[k, \ell] - 1 - \sqrt{M})d_M + j(2m_Q[k, \ell] - 1 - \sqrt{M})d_M, \\ m_I[k, \ell], m_Q[k, \ell] &= 1, 2, \dots, \sqrt{M} \end{aligned} \quad (2.6)$$

ただし,  $2d_M$  は隣接信号点間距離であり, 次式で与えられる.

$$2d_M = 2\sqrt{\frac{3}{2(M-1)}} \quad (2.7)$$

ここで,  $X_1[k, \ell]$  は時間, 周波数方向に独立に  $M$  値が等確率で発生するものとする.

### 2.3.2 二次システム送信機の構成

二次システム送信機 (Tx2) は, 優先システム信号を中継し, この信号  $x_1(t)$  に二次システム自身の信号  $x_2(t)$  を加算し, 出力信号  $x_2(t)$  を得る. なお, 中継された優先システム信号と二次信号とのタイミング同期は完全であると仮定する.

また、中継においては、送信した信号が受信側に回りこむ現象が問題となる。これは、送受信アンテナを分離し物理的に回り込ませないようにしたり、受信信号から予め送信信号を減算するなどの対策が考えられる [56]。本論文では、この現象への対処は議論せず、中継において入出力信号は完全に分離できていると仮定する。

### 優先システム信号の中継器の構成

優先システム信号の中継器は、優先システム信号の受信機 (Rx0) と優先システム信号の変調器に分けられる。Rx0 の受信信号  $y_0(t)$  は次式で表される。

$$y_0(t) = c_{10}(t) * x_1(t) + z_0(t) = H_{10}x_1(t - \tau_{10}) + z_0(t) \quad (2.8)$$

ただし、“\*” は畳み込みを表す。

本研究では中継方式として、再生中継と非再生中継を考える。再生中継は、受信した信号を一旦復調・判定した後に再度変調し、送信するものである。一方、非再生中継とは、受信した信号をそのまま増幅し、再送信するものである。

再生中継を用いる場合の二次システム送信機の構成を図 2.3 に示す。中継器は、まず受信信号  $y_0(t)$  を復調し、複素信号点  $Y_0[k, \ell]$  を得る。ここで、中継器は優先システム信号にシンボル同期していると仮定すると、 $Y_0[k, \ell]$  は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} Y_0[k, \ell] &= \int_{\tau_{10} + kT}^{\tau_{10} + (k+1)T} y_0(t) g(t - kT - \tau_{10}) e^{j2\pi\ell f_s(t - \tau_{10})} e^{-j\phi_{10}} dt \\ &= h_{10} \sqrt{P_1} X_1[k, \ell] + Z_0[k, \ell] \end{aligned} \quad (2.9)$$

ただし、 $Z_0[k, \ell]$  は雑音項である。この  $Y_0[k, \ell]$  に対して最尤検定を行い、送信シンボルの推定値  $\bar{X}_1[k, \ell]$  を得る。さらに、 $\bar{X}_1[k, \ell]$  を再変調することで、中継器の出力信号  $x'_1(t)$  は次式で表される。

$$x'_1(t) = \sqrt{P'_1} \sum_k \sum_{\ell=0}^{L-1} g(t - kT - \tau_{10} - \tau_\alpha) \bar{X}_1[k, \ell] e^{-j2\pi\ell f_s(t - \tau_{10} - \tau_\alpha)} e^{j\phi_\alpha} \quad (2.10)$$

ここで、 $P'_1$  は再送信時の平均送信電力、 $\tau_\alpha \geq T$  は中継遅延、 $\phi_\alpha$  は中継処理で発生する位相回転をそれぞれ表す。なお、再生中継においては、受信信号を一旦復調、判

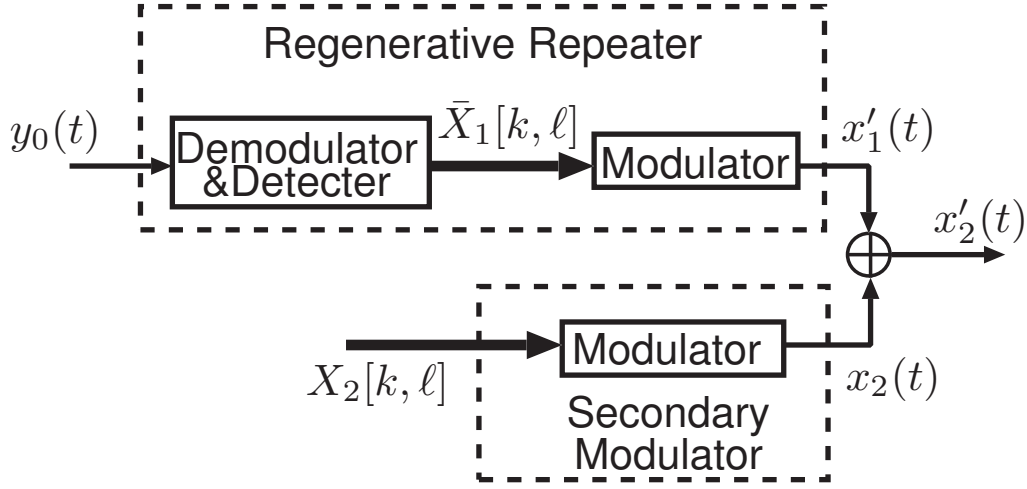


図 2.3: 二次システム送信機の構成（再生中継）

定した上で再度変調を行うため，中継遅延は 1 シンボル時間以上かかるものとする．

一方，非再生中継を用いる場合の二次システム送信機の構成を図 2.4 に示す．中継器は，受信した信号を利得  $\alpha$  で増幅し再送信する．中継機の出力信号は次式で表される．

$$\begin{aligned}
 x'_1(t) &= \alpha y_0(t - \tau_\alpha) = \alpha H_{10} x_1(t - \tau_{10} - \tau_\alpha) + \alpha z_0(t - \tau_\alpha) \\
 &= \alpha H_{10} \sqrt{P_1} \sum_k \sum_{\ell=0}^{L-1} g(t - kT - \tau_{10} - \tau_\alpha) X_1[k, \ell] e^{-j2\pi\ell f_s(t - \tau_{10} - \tau_\alpha)} + \alpha z_0(t - \tau_\alpha)
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

非再生中継は受信信号の増幅のみを行うため，再生中継と比較して中継遅延  $\tau_\alpha$  が短く済み，回路も簡単になる．一方，上式にあるように，中継器の受信雑音  $z_0(t)$  も増幅し再送信してしまうため，優先システム受信機，二次システム受信機で特性の劣化が予想される．

なお，再生中継と非再生中継の比較のため， $P'_1 = |\alpha|^2 h_{10}^2 P_1$ ， $\phi_\alpha = \phi_{10} + \arg(\alpha)$ ， $\bar{X}_1[k, \ell] = X_1[k, \ell] X_e[k, \ell]$  とおく．このとき，再生中継信号は

$$x'_1(t) = \sqrt{P'_1} \sum_k \sum_{\ell=0}^{L-1} g(t - kT - \tau_{10} - \tau_\alpha) X_1[k, \ell] X_e[k, \ell] e^{-j2\pi\ell f_s(t - \tau_{10} - \tau_\alpha)} e^{j\phi_\alpha} \tag{2.12}$$

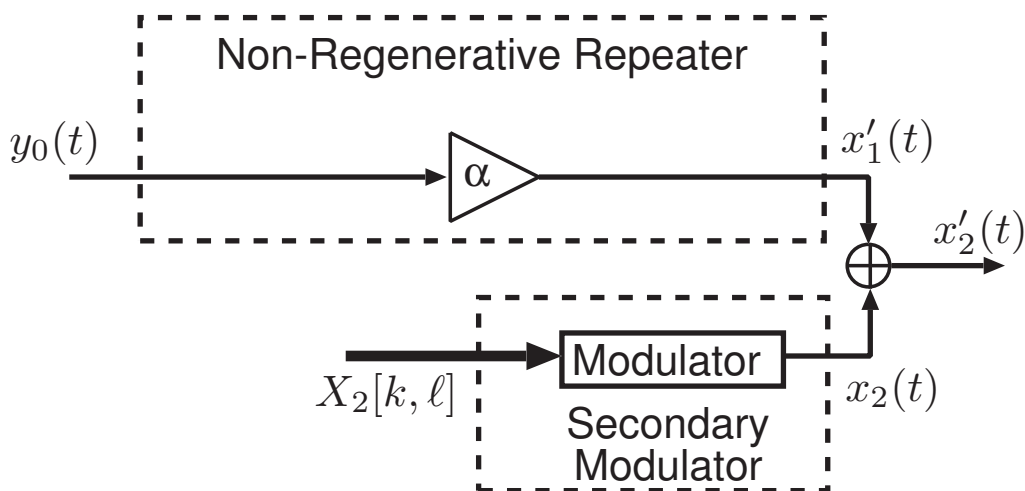


図 2.4: 二次システム送信機の構成 (非再生中継)

となり，非再生中継信号は

$$x'_1(t) = \sqrt{P'_1} \sum_k \sum_{\ell=0}^{L-1} g(t - kT - \tau_{10} - \tau_\alpha) X_1[k, \ell] e^{-j2\pi\ell f_s(t - \tau_{10} - \tau_\alpha)} e^{j\phi_\alpha} + \alpha z_0(t - \tau_\alpha) \quad (2.13)$$

と表され，中継器入力の影響がシンボルの誤り  $X_e[k, \ell]$  として加わるか，雑音信号として加わるかの違いとして扱うことができる。

### 二次システム信号変調器の出力

二次システムの情報を担う信号  $x_2(t)$  は  $N$  値 PSK あるいは  $N$  値 QAM を一次変調とする OFDM 変調を用いるものとする。  $x_2(t)$  は中継された優先システム信号  $x'_1(t)$  と同一周波数，同一シンボルレート，同一シンボルタイミング，同一サブキャリア数として，次式で表される。

$$x_2(t) = \sqrt{P_2} \sum_k \sum_{\ell=0}^{L-1} g(t - kT - \tau_{10} - \tau_\alpha) X_2[k, \ell] e^{-j2\pi\ell f_s(t - \tau_\alpha - \tau_{10})} e^{j\phi_\alpha} \quad (2.14)$$

ただし，  $P_2$  は平均送信電力である。また，  $X_2[k, \ell]$  は  $\ell$  番目のサブキャリアの  $k$  番目の送信シンボルであり， PSK の場合は次式のようにマッピングする。

$$X_2[k, \ell] = e^{j2\pi n[k, \ell]/M}, \quad n[k, \ell] = 1, 2, \dots, N \quad (2.15)$$

QAMの場合は次式のようにマッピングする.

$$\begin{aligned} X_2[k, \ell] &= (2n_I[k, \ell] - 1 - \sqrt{N})d_M + j(2n_Q[k, \ell] - 1 - \sqrt{N})d_N, \\ n_I[k, \ell], n_Q[k, \ell] &= 1, 2, \dots, \sqrt{N} \end{aligned} \quad (2.16)$$

ただし,  $2d_N$  は隣接信号点間距離であり, 次式で与えられる.

$$2d_N = 2\sqrt{\frac{3}{2(N-1)}} \quad (2.17)$$

ここで,  $X_2[k, \ell]$  は時間, 周波数方向に独立に  $N$  値が等確率で発生するものとする. なお, 二次システム送信機において, 二次システムが送信する自身の信号電力と中継信号の信号電力比を  $\lambda = P_2/P_1$  と定義する. 本論文においては, 中継された優先システム信号の方が強い, すなわち  $\lambda < 1$  と仮定する.

### 2.3.3 優先システム受信機の構成

優先システム受信機 (Rx1) の構成は, 図 2.5 のような一般的なものとする. 優先システム受信機では, 二次システム送信機から届く信号に加え, 直接優先システム送信機から届く信号が受信される. 優先システム受信機の受信信号  $y_1(t)$  は次式で表される.

$$y_1(t) = c_{21}(t) * x'_2(t) + c_{11}(t) * x_1(t) + z_1(t) \quad (2.18)$$

優先システムは二次システムの存在を意識することなく, 一般的な相関復調器で時間信号から複素信号点  $Y_1[k, \ell]$  を得る. さらにこの  $Y_1[k, \ell]$  に対して最尤検定を行い, 送信シンボルの推定値  $\hat{X}_1[k, \ell]$  を得る. 相関復調器や最尤検定は優先システム受信機のみならず提案方式にとって重要な概念であるため, 優先システム受信機を例として以下にそれぞれ述べる.

まず, 優先システム受信機の相関器出力  $Y_1[k, \ell]$  について述べる. 相関復調器の構成を図 2.6 に示す. 本章では, 通信路はシングルパスチャネルと考えているので, 相関復調器は, 優先システム送信機の送信信号が次式のような通信路を介して受信されたものと仮定する.

$$c_1(t) = h_1 e^{j\phi_1} \delta(t - \tau_1) \quad (2.19)$$

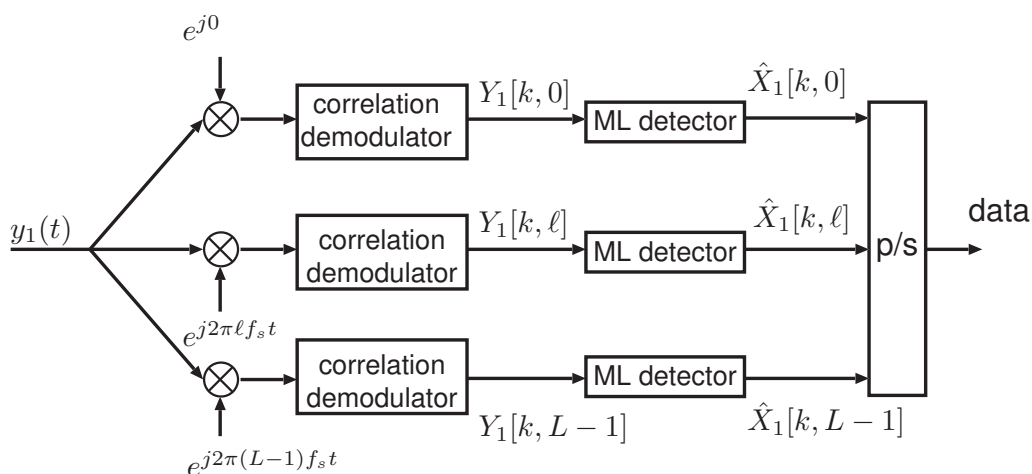


図 2.5: 優先システム受信機の構成

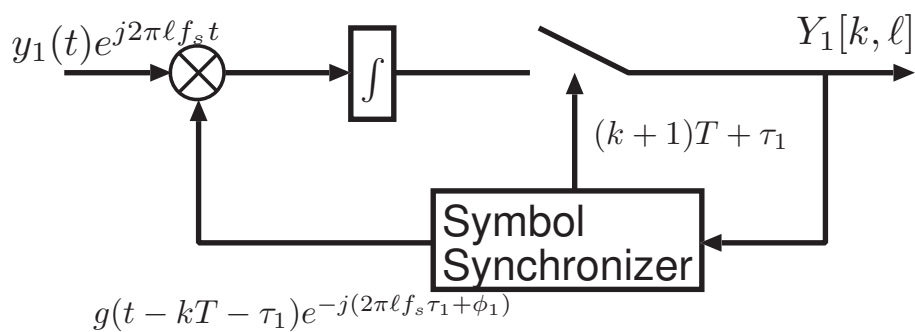


図 2.6: 優先システム受信機の相関復調器の構成

すなわち,

$$c_1(t) * x_1(t) = h_1 \sqrt{P_1} \sum_{k'} \sum_{\ell'=0}^{L-1} g(t - k'T - \tau_1) X_1[k', \ell'] e^{-j2\pi\ell' f_s (t - \tau_1)} e^{j\phi_1} \quad (2.20)$$

が受信されたものと仮定し, ここから  $X_1[k, \ell]$  を取り出すために,  $Y_1[k, \ell]$  を次式のように求める.

$$Y_1[k, \ell] = \int_{kT + \tau_1}^{(k+1)T + \tau_1} y_1(t) g(t - kT - \tau_1) e^{-j2\pi\ell f_s (t - \tau_1)} e^{-j\phi_1} dt \quad (2.21)$$

受信信号が実際に  $c_1(t) * x_1(t)$  であれば、この式は以下のように計算できる。

$$\begin{aligned}
Y_1[k, \ell] &= \int_{kT+\tau_1}^{(k+1)T+\tau_1} h_1 \sqrt{P_1} \sum_{k'} \sum_{\ell'=0}^{L-1} g(t-k'T-\tau_1) X_1[k', \ell'] e^{-j2\pi\ell' f_s(t-\tau_1)} e^{j\phi_1} \\
&\quad \cdot g(t-kT-\tau_1) e^{j2\pi\ell f_s(t-\tau_1)} e^{-j\phi_1} dt \\
&= h_1 \sqrt{P_1} \sum_{k'} \sum_{\ell'=0}^{L-1} X_1[k', \ell'] \int_{kT+\tau_1}^{(k+1)T+\tau_1} g(t-k'T-\tau_1) g(t-kT-\tau_1) e^{-j2\pi f_s(\ell'-\ell)(t-\tau_1)} dt \\
&= h_1 \sqrt{P_1} X_1[k, \ell]
\end{aligned} \tag{2.22}$$

ただし、

$$g(t-kT-\tau_1)g(t-k'T-\tau_1) = \begin{cases} \frac{1}{T} & k' = k \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \tag{2.23}$$

$$\int_{kT+\tau_1}^{(k+1)T+\tau_1} e^{-j2\pi(\ell'-\ell)f_s(t-\tau_1)} dt = \begin{cases} 1 & \ell' = \ell \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \tag{2.24}$$

以上の関係を仮定している。このように、時間領域部分について相関を求めることで、送信シンボル  $X_1[k, \ell]$  の成分を取り出すことができる。

ここで、 $(\tau_1, \phi_1)$  の値は優先システム受信機において推定する必要がある。二次システムが存在しなければ、受信信号  $y_1(t) = c_{11}(t) * x_1(t) + z_1(t)$  から、 $(\tau_1, \phi_1) = (\tau_{11}, \phi_{11})$  と推定すればよいが、提案方式を用いる場合、中継された優先信号の存在により  $(\tau_1, \phi_1)$  の推定結果が異なる可能性があり、特性に影響があると考えられる。本論文では相関復調器における  $(\tau_1, \phi_1)$  の推定を「シンボル同期」と呼び、3.2節において詳しく述べる。

3.2節において得られた  $(\tau_1, \phi_1)$  の推定値を  $(\hat{\tau}_1, \hat{\phi}_1)$  とすると、相関復調器により  $Y_1[k, \ell]$  は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
Y_1[k, \ell] &= \int_{kT+\hat{\tau}_1}^{(k+1)T+\hat{\tau}_1} y_1(t) g(t-kT-\hat{\tau}_1) e^{j2\pi\ell f_s(t-\hat{\tau}_1)} e^{-j\hat{\phi}_1} dt \\
&= \Upsilon_1[k, \ell] + Z_1[k, \ell]
\end{aligned} \tag{2.25}$$

となる。ここで、 $\Upsilon_1[k, \ell]$ ,  $Z_1[k, \ell]$  はそれぞれ信号成分及び雑音成分である。ただし、非再生中継を用いる場合には、 $Z_1[k, \ell]$  に中継器の受信雑音成分を含むものとする。



次に、最尤検定について述べる。受信シンボル  $Y_1[k, \ell]$  から送信シンボルの推定値  $\hat{X}_1[k, \ell]$  を得る問題は、次式のように表せる。

$$\hat{X}_1[k, \ell] = \underset{X_{1m}}{\operatorname{argmax}} P(X_{1m}|Y_1[k, \ell]) \quad (2.26)$$

ただし、 $X_{1m}$  は  $M$  種類の優先シンボルを表している。ベイズの定理より、

$$\hat{X}_1[k, \ell] = \underset{X_{1m}}{\operatorname{argmax}} \frac{p(Y_1[k, \ell]|X_{1m})P(X_{1m})}{P(Y_1[k, \ell])} \quad (2.27)$$

となるが、 $P(X_{1m})$  は本論文では等確率、即ち  $1/M$  で一定である。また、 $P(Y_1[k, \ell])$  については  $X_{1m}$  の値に依存しない。よって、次式により  $\hat{X}_1[k, \ell]$  が与えられる。

$$\hat{X}_1[k, \ell] = \underset{X_{1m}}{\operatorname{argmax}} p(Y_1[k, \ell]|X_{1m}) \quad (2.28)$$

このように、事後確率を最大とする信号を推定値とする手法が最尤検定である。

ここで、式 (2.25) では  $Y_1[k, \ell]$  は送信信号に由来する定数  $\Upsilon_1[k, \ell]$  と確率変数である雑音  $Z_1[k, \ell]$  により成り立っている。  $Z_1[k, \ell]$  が平均 0、分散  $\sigma_1^2$  の複素ガウス分布  $p_z(Z_1[k])$  に従うものと仮定すると、上式は以下のように書き下すことができる。

$$\begin{aligned} \hat{X}_1[k, \ell] &= \underset{X_{1m}}{\operatorname{argmax}} p_z(Y_1[k, \ell] - X_{1m}) \\ &= \underset{X_{1m}}{\operatorname{argmax}} \left[ \frac{1}{2\pi\sigma_1^2} e^{-\frac{|Y_1[k, \ell] - X_{1m}|^2}{2\sigma_1^2}} \right] \\ &= \underset{X_{1m}}{\operatorname{argmin}} |Y_1[k, \ell] - X_{1m}|^2 \end{aligned} \quad (2.29)$$

すなわち、複素平面上において、受信シンボルと最も近いユークリッド距離にあるシンボルを送信シンボルの推定値とする。この性質を用い、4章では二次システムの送信信号  $x_2(t)$  を設計する手法を提案している。

さらに、上式は以下のように変形できる。

$$\begin{aligned} \hat{X}_1[k, \ell] &= \underset{X_{1m}}{\operatorname{argmin}} |Y_1[k, \ell] - X_{1m}|^2 \\ &= \underset{X_{1m}}{\operatorname{argmin}} [|Y_1[k, \ell]|^2 - 2\operatorname{Re}\{Y_1[k, \ell]X_{1m}^*\} + |X_{1m}|^2] \\ &= \underset{X_{1m}}{\operatorname{argmax}} [\operatorname{Re}\{Y_1[k, \ell]X_{1m}^*\}] \end{aligned} \quad (2.30)$$

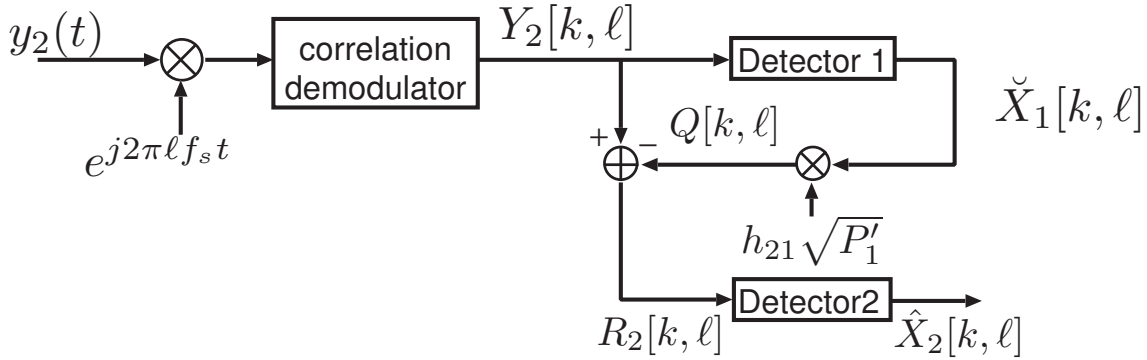


図 2.7: 二次システム受信機の構成

この式は、受信シンボルとの相関値が最大となるシンボルを送信シンボルの推定値とすることを意味する。この式を利用し、 $X_{1m} = X_1[k]$  と真値を与えることで、 $Y_1[k, \ell]$  に含まれる他の変数を推定することが可能である。3.2節では、上式の期待値を用いてシンボル同期の問題を解く。また、3.3節などにおいては、上式を満たす範囲をシンボル判定が成功する領域として、その領域以外で確率密度関数を積分することで、シンボルの判定に失敗する確率であるシンボル誤り率を導出し、数値例の評価に用いる。

### 2.3.4 二次システム受信機の構成

二次システム受信機 (Rx2) の構成を図 2.7 に示す。ここで、優先システム受信機 (図 2.5) と比較して、二次システム受信機においては判定部分のみ異なるため、 $\ell$  番目のサブキャリアの処理のみ抜粋した。

二次システム受信機は、まず優先システム受信機と同様に、相関復調器で時間信号  $y_2(t) = c_{22}(t) * x'_2(t) + c_{12}(t) * x_1(t) + z_2(t)$  から複素信号点  $Y_2[k, \ell]$  を得る。ただし、二次システム受信機は二次システム送信機から届く信号に同期しているものと仮定する。すなわち、相関器出力  $Y_2[k, \ell]$  は、式 (2.25) と同様に

$$\begin{aligned} Y_2[k, \ell] &= \int_{kT+\hat{\tau}_2}^{(k+1)T+\hat{\tau}_2} y_2(t)g(t-kT-\hat{\tau}_2)e^{j2\pi\ell(t-\hat{\tau}_2)/T}e^{-j\hat{\phi}_2}dt \\ &= \Upsilon_2[k] + Z_2[k] \end{aligned} \quad (2.31)$$

となるが，ここで  $(\hat{\tau}_2, \hat{\phi}_2) = (\tau_{22} + \tau_\alpha + \tau_{10}, \phi_{21} + \phi_\alpha)$  とする．また， $Y_2[k, \ell]$ ， $Z_2[k, \ell]$  は各々  $\mathbf{R} \times 2$  で受信される信号成分及び雑音成分である．ただし，二次システム送信機が非再生中継する場合の中継器入力雑音の影響は  $Z_2[k, \ell]$  に加えるものとする．ここで， $Y_2[k, \ell]$  は次式のように表される．

$$Y_2[k, \ell] = h_{21} \sqrt{P'_1} (X_1[k, \ell] X_e[k, \ell] + \sqrt{\lambda} X_2[k, \ell]) + \int_{kT + \hat{\tau}_2}^{(k+1)T + \hat{\tau}_2} c_{12}(t) * x_1(t) g(t - kT - \hat{\tau}_2) e^{j2\pi \ell f_s (t - \hat{\tau}_2)} e^{-j\hat{\phi}_2} dt \quad (2.32)$$

本論文では  $\lambda < 1$  としているので， $Y_2[k, \ell]$  に対して優先システム受信機と同様の最尤検定を行うと，中継された優先システム信号  $X_1[k, \ell] X_e[k, \ell]$  を検出できる．これを優先シンボルの推定値  $\check{X}_1[k, \ell]$  とする．次に，受信シンボルに含まれる  $X_1[k, \ell] X_e[k, \ell]$  の項を除去する．具体的には， $\check{X}_1[k, \ell]$  に二次システム送受信機間の通信路特性  $h_{22} \sqrt{P'_1}$  を掛け，二次システム受信機において干渉となる中継された優先システム信号の成分  $Q[k, \ell] = h_{21} \sqrt{P'_1} \check{X}_1[k, \ell]$  を得る．そして， $R_2[k, \ell] = Y_2[k, \ell] - Q[k, \ell]$  とすることで，受信シンボルから干渉成分を除去する．このように，受信信号のうち強いものから順に判定し，減算していく手法は逐次型干渉除去 (SIC) と呼ばれている．最後に， $R_2[k, \ell]$  に対して最尤検定を行い，送信シンボルの推定値  $\hat{X}_2[k, \ell]$  を得る．

## 2.4 まとめ

本章では，優先信号存在下での一方的協力中継を伴う周波数重畳通信方式の検討を行なった．

まず，一方的協力中継を用いることで得られる利点について定性的に述べた．次に，次章以降で定量的に評価を行うために用いる，提案方式のシステムモデル及び優先システム，二次システムの送受信機の構成をそれぞれ示した．二次システム送信機においては，優先システム信号を再生中継する場合及び非再生中継する場合をそれぞれ記述し，二次システム受信機においては中継された優先システム信号を逐次型干渉除去器で除く手法を示した．

次章では，本章で示したシステムモデルに基づき，シンボル同期やシンボル誤り率を導出する．そして，優先システム受信機における受信信号の電力比や，二次シ

システム送信機の送信信号の電力比に対するシンボル誤り率を求めてこれらの影響を評価し、本章で述べたようなシステムが実現できることを示す.

# 第3章 優先信号の一方的協力中継を伴う周波数重畳通信方式の特性評価

## 3.1 はじめに

2章において、本研究の提案方式である優先信号存在下での一方的協力中継を伴う周波数重畳通信方式の概要について述べ、システムモデルを示した。本章では、前章で示したこのシステムモデルに基づき、提案方式のシンボル誤り率特性について、シンボル同期を考慮して解析的に導出する。そして得られた解析式に基づいて、数値例により提案方式の特性を評価する。

なお、本章においては一方的協力中継を行うことによる効果を評価するため、システムモデルを単純化して解析及び数値例を行う。具体的には、シングルキャリア変調、シングルパス通信路の場合についてのみ示す。OFDM変調、シングルパス通信路の場合は5章で、OFDM変調、マルチパス通信路の場合は6章でそれぞれ議論を行う。また、本論文では特性をシンボル誤り率を使い評価するが、付録Aにおいて情報理論に基づく観点から優先信号存在下での一方的協力中継の特性を評価する。

## 3.2 各受信機でのシンボル同期の解析

2.3.3, 2.3.4節で示したように、各受信機には信号成分として、下記の3種類の信号が受信される。

1. 優先システム送信機から送信され、直接届く優先システム信号

2. 優先システム送信機から送信され、二次システム送信機により中継された優先システム信号
3. 二次システム送信機から送信された二次システム信号

優先システム送信機の送信タイミングを基準とすると、 $R_{xj}$ では $\tau_{1j}$ だけ遅れて1番目の信号が届き、 $\tau'_{1j} = \tau_{2j} + \tau_\alpha + \tau_{10}$ だけ遅れて、2番目及び3番目の信号が届く。優先システム受信機を考えた場合、1番目の信号と2番目の信号には遅延時間差 $\tau'_{11} - \tau_{11}$ が存在するが、どちらの信号も優先システムの信号であるので、優先システム受信機がどちらにシンボル同期するかにより、提案方式の有用性が大きく変化する。本節では、提案方式を用いた場合におけるシンボル同期について議論する。

また、二次システム受信機を考える場合、2,3番目の信号にシンボル同期すれば良く、1番目の信号にシンボル同期すると正常に自身のシンボルが検出できず、通信が不可能になる。そのため、3.2.2節において、 $\hat{\tau}_2 = \tau'_{12}$ とシンボル同期するための条件を示す。

ここで、優先システム、二次システムのいずれもトレーニング系列を用いた同期手法を用いるものとする。なお、前節で述べたように、本章では両システム共にシングルキャリア変調 ( $L=1$ ) の場合を示す。そのため、各シンボルは $X_1[k]$ というように、サブキャリアのインデックス表記を省略する。マルチキャリア変調信号のシンボル同期については、5.2節で述べる。

### 3.2.1 優先システム受信機における同期

2.3.3節でも述べたように、式(2.25)中の $(\tau_1, \phi_1)$ の値として、最尤検定の意味で最適なものは次式のように表せる。

$$(\hat{\tau}_1, \hat{\phi}_1) = \underset{\tau_1, \phi_1}{\operatorname{argmax}} \mathbf{E}[\operatorname{Re}\{Y_1[k]X_1^*[k]\}] \quad (3.1)$$

ここで、 $\operatorname{Re}\{Y_1[k]X_1^*[k]\}$ は、式(2.25)の受信シンボルと、優先システム受信機で既知である送信されたトレーニング系列 $X_1[k]$ との相関値を表す。なお、 $X_1^*[k]$ は $X_1[k]$ の複素共役を表す。また、 $\mathbf{E}[\cdot]$ はトレーニング系列の系列長によるアンサンブル平均である。

ここで、優先システムの送信シンボル  $X_1[k]$  は時間方向で独立であり、 $X_2[k]$  や受信雑音に対しても独立であるので、トレーニング系列長が十分長ければ任意の  $i, j, k$  について

$$\mathbf{E} [\operatorname{Re}\{X_1[k]X_1^*[k]\}] = 1 \quad (3.2)$$

$$\mathbf{E} [\operatorname{Re}\{X_1[k+i]X_1^*[k]\}] = 0 \quad (3.3)$$

$$\mathbf{E} [\operatorname{Re}\{X_2[k+j]X_1^*[k]\}] = 0 \quad (3.4)$$

$$\mathbf{E} [\operatorname{Re}\{Z_1[k+j]X_1^*[k]\}] = 0 \quad (3.5)$$

となる。ただし  $i \neq 0$  である。また、非再生中継を用いる場合は中継器の受信雑音についてもトレーニング系列と無相関である。式 (2.25) を式 (3.1) に代入し、上記の関係を用いることで、 $(\hat{\tau}_1, \hat{\phi}_1)$  は次式のように表せる。

$$\begin{aligned} (\hat{\tau}_1, \hat{\phi}_1) &= \operatorname{argmax}_{\tau_1, \phi_1} \mathbf{E} [\operatorname{Re}\{(Y_1[k] + Z_1[k])X_1^*[k]\}] \\ &= \operatorname{argmax}_{\tau_1, \phi_1} \mathbf{E} \left[ \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-\infty}^{\infty} (W_1(i, \tau_1)X_1[k+i]e^{-j\phi_1} + W_1'(j, \tau_1)\bar{X}_1[k+j]e^{-j\phi_1}) \right\} X_1^*[k] \right] \\ &= \operatorname{argmax}_{\tau_1, \phi_1} \operatorname{Re} \left\{ \mathbf{E} [W_1(0, \tau_1) + W_1'(0, \tau_1)X_e[k]] e^{-j\phi_1} \right\} \end{aligned} \quad (3.6)$$

ただし、

$$W_1(i, \tau_1) = \begin{cases} \left[1 - \frac{|\tau_1 - \tau_{11} - iT|}{T}\right] H_{11} \sqrt{P_1} & : |\tau_1 - \tau_{11} - iT| \leq T \\ 0 & : \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.7)$$

$$W_1'(i, \tau_1) = \begin{cases} \left[1 - \frac{|\tau_1 - \tau'_{11} - iT|}{T}\right] H_{21} \sqrt{P_1} e^{j\phi_\alpha} & : |\tau_1 - \tau'_{11} - iT| \leq T \\ 0 & : \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.8)$$

である。また、 $X_e[k]$  は再生中継の誤りを表す項のため、非再生中継の場合は  $X_e[k] = 1$  となる。ここで、 $X_e[k]$  は  $X_1[k]$  と無相関とすると、 $(\hat{\tau}_1, \hat{\phi}_1)$  は

$$\begin{aligned} (\hat{\tau}_1, \hat{\phi}_1) &= \operatorname{argmax}_{\tau_1, \phi_1} \operatorname{Re} \left\{ \mathbf{E} [W_1(0, \tau_1)] + \mathbf{E} [W_1'(0, \tau_1)] \mathbf{E} [X_e[k]] e^{-j\phi_1} \right\} \\ &= \operatorname{argmax}_{\tau_1, \phi_1} \operatorname{Re} \left\{ W_{11}(\tau_1) e^{-j\phi_1} \right\} \\ &= \operatorname{argmax}_{\tau_1, \phi_1} |W_{11}(\tau_1)| \cos [\angle W_{11}(\tau_1) - \phi_1] \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$W_{11}(\tau_1) = W_1(0, \tau_1) + W_1'(0, \tau_1) \mathbf{E} [X_e[k]] \quad (3.10)$$

と表せる。この式から、 $(\hat{\tau}_1, \hat{\phi}_1)$  はそれぞれ次式で表せる。

$$\hat{\tau}_1 = \underset{\tau_1}{\operatorname{argmax}} |W_{11}(\tau_1)| \quad (3.11)$$

$$\hat{\phi}_1 = \underset{\tau_1, \phi_1}{\operatorname{argmax}} \cos [\angle W_{11}(\tau_1) - \phi_1] = \angle W_{11}(\hat{\tau}_1) \quad (3.12)$$

式(3.11)の $|W_{11}(\tau_1)|$ は次式で表される。ただし、一般性を損なうことなく $\tau_{11} < \tau'_{11}$ とする。

$$|W_{11}(\tau_1)| = \begin{cases} |W_1(0, \tau_1)| & : \tau_{11} - T \leq \tau_1 \leq \tau'_{11} - T \\ |W_1(0, \tau_1) + W'_1(0, \tau_1)\mathbf{E}[X_e[k]]| & : \tau'_{11} - T \leq \tau_1 \leq \tau_{11} + T \\ |W'_1(0, \tau_1)\mathbf{E}[X_e[k]]| & : \tau_{11} + T \leq \tau_1 \leq \tau'_{11} + T \\ 0 & : \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.13)$$

この式から、 $\hat{\tau}_1$ を求めることは、 $|W_{11}(\tau_1)|$ の最大値を求める問題といえる。ここで、上式の2行目については、 $|\tau'_{11} - \tau_{11}| \geq 2T$ の時に存在しない。また、 $T \leq |\tau'_{11} - \tau_{11}| < 2T$ のとき、区間 $[\tau'_{11} - T : \tau_{11} + T]$ の区間では直線となるため、その両端、すなわち式(3.13)の1行目あるいは3行目に最大値が含まれる。よって、1行目及び3行目の極大値の二乗比を

$$\begin{aligned} \eta_{\text{chl}} &= \frac{|W_{11}(\tau'_{11})|^2}{|W_{11}(\tau_{11})|^2} = \frac{h_{21}^2 P'_1}{h_{11}^2 P_1} |\mathbf{E}[X_e[k]]|^2 \\ &= \eta_1 |\mathbf{E}[X_e[k]]|^2 \end{aligned} \quad (3.14)$$

とすると、 $\eta_{\text{chl}} \leq 1$ のとき、 $\hat{\tau}_1 = \tau_{11}$ となり、 $\eta_{\text{chl}} \geq 1$ のとき、 $\hat{\tau}_1 = \tau'_{11}$ となる。ただし、 $\eta_1$ は優先システム受信機における、中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の受信電力比を表す。

以上をまとめたものを表3.1に示す。ただし、 $\hat{\phi}_1$ は式(3.12)によって求めた。なお、遅延時間差が1シンボル時間以下となる場合 ( $|\tau'_{11} - \tau_{11}| < T$ ) であっても、同様に $(\hat{\tau}_1, \hat{\phi}_1)$ は式(3.11), (3.12)より求まるが、導出は割愛する。

式(3.14)によると、優先システム受信機のシンボル同期には、 $\eta_1$ と二次システム送信機での再生中継誤りが影響する。すなわち、優先システム受信機は信号電力が高くトレーニング系列の誤りの少ない方の信号に同期するといえる。本論文で考えるような状況では、このうち信号電力が支配的である。前者は、優先システム受信機



表 3.1: 優先システム受信機のシンボル同期

$\eta_{\text{ch1}}$	$(\hat{\tau}_1, \hat{\phi}_1)$
$\eta_{\text{ch1}} \leq 1$	$(\tau_{11}, \phi_{11})$
$\eta_{\text{ch1}} \geq 1$	$(\tau'_{11}, \phi_{21} + \phi_\alpha)$

に対する各送信機の位置関係によって大きく変動するパラメータである。もう一方は、例えば、優先システムが QPSK 変調を用いる場合、再生中継時のシンボル誤り率が比較的高い値、例えば  $10^{-3}$  でも  $|\mathbf{E}[X_e[k]]|^2 = 0.998$  となり、さらに小さなシンボル誤り率では、 $|\mathbf{E}[X_e[k]]|^2 = 1$  とみなして差し支えない。非再生中継では  $X_e[k] = 1$  である。よって、優先システム受信機は、優先システム送信機からの信号と中継された優先信号のうち、受信電力の大きい信号に対してシンボル同期するといえる。

### 3.2.2 二次システム受信機における同期

提案方式を用いる場合、二次システム受信機において最も受信電力の高い信号は中継された優先システム信号であるため、優先システムと同じトレーニング系列  $X_1[k]$  でシンボル同期を行う。すなわち、

$$(\hat{\tau}_2, \hat{\phi}_2) = \underset{\tau_2, \phi_2}{\operatorname{argmax}} \mathbf{E}[\operatorname{Re}\{Y_2[k]X_1^*[k]\}] \quad (3.15)$$

によって得られるシンボルタイミングと位相シフトを用いる。受信信号は添え字が変わる以外は前節と同様であるため、式 (3.14) と同様に、

$$\eta_{\text{ch2}} = \frac{|H_{22}|^2 P'_1}{|H_{12}|^2 P_1} |\mathbf{E}[X_e[k]]|^2 = \eta_2 |\mathbf{E}[X_e[k]]|^2 \quad (3.16)$$

とおいたときに、 $\eta_{\text{ch2}} \leq 1$  のとき、 $(\hat{\tau}_2, \hat{\phi}_2) = (\tau_{12}, \phi_{12})$  となり、 $\eta_{\text{ch2}} \geq 1$  のとき、 $(\hat{\tau}_2, \hat{\phi}_2) = (\tau'_{12}, \phi_{22} + \phi_\alpha)$  となる。ただし、 $\tau'_{12} = \tau_{22} + \tau_\alpha + \tau_{10}$  である。

この結果から、二次システム受信機で自身の情報を正常に復調する、すなわち  $X_2[k]$  を取り出すためには、二次システム送信機からの信号にシンボル同期するよう、 $\eta_{\text{ch2}} \geq 1$  とする必要がある。また、 $\eta_{\text{ch2}} \geq 1$  にはできない場合について、本研究では取り扱わないが、優先システム送信機から直接届く信号に同期しているので、

これを時間領域の逐次型干渉除去を用いて取り除いた上で，二次システムが独自のトレーニング系列を用いて再度シンボル同期を行うなど，追加の対処を行う必要がある．

### 3.3 各受信機におけるシンボル誤り率特性の導出

本節では，提案方式を用いた場合のシンボル同期と中継方式を考慮した各システムのシンボル誤り率特性を解析的に導出する．ただし，3.1節でも述べたように本節でも両システム共にシングルキャリア変調 ( $L = 1$ ) の場合を示す．OFDM 変調信号のシンボル誤り率特性については，5.3節で述べる．

#### 3.3.1 二次システム送信機におけるシンボル判定確率

再生中継を用いる場合，中継器におけるシンボル判定の確率を考える必要がある．式 (2.9) で表される二次システム送信機における受信シンボル  $Y_0[k]$  は平均  $|H_{10}| \sqrt{P_1} X_1[k]$ ，分散  $\sigma_0^2$  の複素ガウス分布に従う．この確率密度関数を  $p_0(Y_0[k]|X_1[k])$  とおくと， $\bar{X}_1[k]$  と推定される確率  $P(\bar{X}_1[k]|X_1[k])$  は次式で求められる．

$$P(\bar{X}_1[k]|X_1[k]) = \int_{D_0} p_0(Y_0[k]|X_1[k]) dY_0[k] \quad (3.17)$$

ここで， $D_0$  は複素平面において  $Y_0[k]$  を  $\bar{X}_1[k]$  と判定する領域であり，PSK の場合，

$$D_0 = \{|\angle(Y_0[k]\bar{X}_1^*[k])| < \pi/M\} \quad (3.18)$$

となり，QAM の場合，

$$D_0 = \{|\operatorname{Re}(Y_0[k]) - \operatorname{Re}(|H_{10}| \sqrt{P_1} \bar{X}_1[k])| < d_M, |\operatorname{Im}(Y_0[k]) - \operatorname{Im}(|H_{10}| \sqrt{P_1} \bar{X}_1[k])| < d_M\} \quad (3.19)$$

となる．

### 3.3.2 優先システム受信機におけるシンボル誤り率特性

$\tau_{11} \leq \tau'_{11}$  とし, 遅延時間差を  $\tau'_{11} - \tau_{11} = n_0T + \tau_0T$  とおく. ここで,  $n_0$  はシンボル時間分の差を表す整数,  $0 \leq \tau_0 < 1$  は 1 シンボル時間以下の差を表す実数である.

優先システム受信機が優先システム送信機から直接届く信号にシンボル同期する ( $\tau_1 = \tau_{11}$ ) とき, 式 (2.25) に式 (3.6) を代入することで  $\Upsilon_1[k]$  は次式で表される.

$$\Upsilon_1[k] = h_{11} \sqrt{P_1} X_1[k] + e^{-j\phi_{11}} \sum_{i=n_0-1}^{-n_0} W'_1(i, \tau_{11}) (\bar{X}_1[k+i] + \sqrt{\lambda} X_2[k+i]) \quad (3.20)$$

式 (2.25) に示す優先システム受信機の相関器出力  $Y_1[k]$  は, 再生中継の場合, 平均  $\Upsilon_1[k]$ , 分散  $\sigma_1^2$  の  $\bar{X}_1[k+i], X_2[k+i]$  についての条件付き複素ガウス分布に従う. この確率密度関数を  $p_1(Y_1[k]|\bar{X}_1[k+i], X_2[k+i])$  とする. このとき, シンボル誤り率  $P_{M1}$  は,

$$P_{M1} = 1 - \mathbf{E} \left[ \int_{D_1} p_1(Y_1[k]|\bar{X}_1[k+i], X_2[k+i]) dY_1[k] \right] \quad (3.21)$$

となる. ただし,  $D_1$  は優先システム受信機でのシンボル判定が正解するための  $Y_1[k]$  の領域であり,  $D_0$  と同様に求められる. ここで,  $\mathbf{E}[\cdot]$  は  $X_2[k+i], \bar{X}_1[k+i]$  についてのアンサンブル平均を表す.

また, 非再生中継の場合, 平均  $\Upsilon_1[k]$  (ただし  $\bar{X}_1[k] = X_1[k]$ ), 分散  $\sigma_1'^2 = \sigma_1^2 + h_{21}^2 \alpha^2 \sigma_0^2$  の  $X_1[k+i], X_2[k+i]$  についての条件付き複素ガウス分布に従う. この確率密度関数を  $p'_1(Y_1[k]|X_1[k+i], X_2[k+i])$  とすると, シンボル誤り率  $P'_{M1}$  は

$$P'_{M1} = 1 - \mathbf{E} \left[ \int_{D_1} p'_1(Y_1[k]|X_1[k+i], X_2[k+i]) dY_1[k] \right] \quad (3.22)$$

となる. ただし,  $D_1$  は再生中継の場合と同様である. また,  $\mathbf{E}[\cdot]$  は  $X_2[k+i], X_1[k+i]$  についてのアンサンブル平均を表す.

一方, 優先システム受信機が二次システム送信機から届く信号にシンボル同期する ( $\tau_1 = \tau'_{11}$ ) とき,  $\Upsilon_1[k]$  は次式で表される.

$$\Upsilon_1[k] = h_{21} \sqrt{P'_1} (\bar{X}_1[k] + \sqrt{\lambda} X_2[k]) + e^{-j(\phi_{21} + \phi_\alpha)} \sum_{i=n_0}^{n_0+1} W_1(i, \tau'_{11}) X_1[k+i] \quad (3.23)$$

ここで, このシンボルから最尤検定で得られるシンボル  $\hat{X}_1[k]$  は  $X_1[k]$  の推定値ではなく  $\bar{X}_1[k]$  の推定値である. よって, 再生中継の場合における  $\bar{X}_1[k]$  についての条件

付きシンボル誤り率  $P_{M1}(\bar{X}_1[k])$  は,

$$P_{M1}(\bar{X}_1[k]) = 1 - \mathbf{E} \left[ \int_{D_1} p_1(Y_1[k]|X_1[k+i], X_2[k]) dY_1[k] \right] \quad (3.24)$$

となる. ここで,  $\mathbf{E}[\cdot]$  は  $X_2[k]$ ,  $X_1[k+i]$  についてのアンサンブル平均を表す. また,  $p_1(Y_1[k]|X_1[k+i], X_2[k])$  は  $\tau_1 = \tau_{11}$  のときと同じ平均, 分散を持つ.

最後に, 式 (3.17) を用いてアンサンブル平均を行うことで,  $\tau_1 = \tau'_{11}$ , 再生中継を用いたときの優先システムのシンボル誤り率は,

$$P_{M1} = \sum_{\bar{X}_1[k]} P_{M1}(\bar{X}_1[k]) P(\bar{X}_1[k]) \quad (3.25)$$

と求められる. この式より, 再生中継の場合, 優先システムの誤り率特性にとって中継時の誤り率が大きな影響を持つことがわかる.

また, 非再生中継の場合, シンボル誤り率  $P'_{M1}$  は, 式 (3.22) と同様に

$$P'_{M1} = 1 - \mathbf{E} \left[ \int_{D_1} p'_1(Y_1[k]|X_1[k+i], X_2[k]) dY_1[k] \right] \quad (3.26)$$

と表せる. ただし,  $D_1$  は再生中継の場合と同様である. また,  $\mathbf{E}[\cdot]$  は  $X_2[k]$ ,  $X_1[k+i]$  についてのアンサンブル平均を表す.

### 3.3.3 二次システム受信機におけるシンボル誤り率特性

二次システム受信機は, 二次システム送信機からの優先信号にシンボル同期している状況を仮定しているので,  $\Upsilon_2[k]$  は式 (3.23) と同様にして次式で与えられる.

$$\Upsilon_2[k] = |H_{22}| \sqrt{P'_1} (\bar{X}_1[k] + \sqrt{\lambda} X_2[k]) + e^{-j(\phi_{22} + \phi_\alpha)} \sum_{i=n_0}^{n_0+1} W_2(i, \tau'_{12}) X_1[k+i] \quad (3.27)$$

$$W_2(i, \tau_2) = \begin{cases} \left[ 1 - \frac{|\tau_2 - \tau_{12} - iT|}{T} \right] H_{12} \sqrt{P_1} & : |\tau_2 - \tau_{12} - iT| \leq T \\ 0 & : \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.28)$$

式 (2.31) で表される二次システムの受信シンボルは平均  $\Upsilon_2[k]$ , 分散が再生中継の場合に  $\sigma_2^2$ , 非再生中継の場合に  $\sigma_2'^2 = \sigma_2^2 + h_{22}^2 |\alpha|^2 \sigma_0^2$  の複素ガウス分布に従う. こ

の確率密度関数を  $p_2(Y_2[k])$  とおき、中継された優先信号の推定値を  $\hat{X}_1[k]$  とすると、二次システムのシンボル誤り率は、

$$P_{M2} = 1 - \mathbf{E} \left[ \int_{D_2} p_1(Y_2[k]) dY_2[k] \right] \quad (3.29)$$

と求められる。ただし、 $\mathbf{E}[\cdot]$  は  $\bar{X}_1[k]$ ,  $\hat{X}_1[k]$ ,  $X_2[k]$ ,  $X_1[k+j]$  についてのアンサンブル平均を表す。また、 $D_2$  は  $Y_2[k]$  から中継された優先シンボルが  $\hat{X}_1[k]$ 、二次システムの送信シンボルが  $\hat{X}_2[k]$  と判定される  $Y_2[k]$  の領域であり、 $\hat{X}_2[k] = \hat{X}_1[k] + \sqrt{\lambda} \hat{X}_2[k]$  を考慮して  $D_0$  と同様に求められる。なお、二次システム受信機において  $\hat{X}_1[k]$  は  $\bar{X}_1[k]$  の推定値であるが、必ずしも  $X_1[k]$  を正確に推定する必要はない。そのため、再生中継と非再生中継では、雑音の分散値以外は同じ確率密度関数となるため、非再生中継を用いると二次システムのシンボル誤り率特性が大幅に劣化すると思われる。

### 3.4 数値例

優先、二次システムともに変調方式が QPSK の場合 ( $M = N = 4$ ) を考える。また、簡単のため  $\tau_{1j} = \phi_{1j} = \phi_\alpha = 0$  とし、 $\tau'_{1j}$ ,  $\phi_{2j}$  を与えて特性を求める。

数値例のパラメータとして、これまでに定義した  $\lambda$ ,  $\eta_1$ ,  $\eta_2$  のほか、各受信機における受信信号対雑音電力比 (Signal to Noise Ratio : SNR) を以下のように定義する。

$$\gamma_j = \frac{h_{jj}^2 P_j}{\sigma_j^2} \quad (3.30)$$

$$\gamma_0 = \frac{h_{10}^2 P_1}{\sigma_0^2} \quad (3.31)$$

ここで、 $\gamma_j$  の添字が受信機の番号を表すものとする。

#### 3.4.1 優先システムのシンボル誤り率特性

##### 中継方式による特性の比較

まず、再生中継の場合と非再生中継の場合の特性について比較評価する。図 3.1 に横軸を優先システム受信機の SNR としたときの、優先システムのシンボル誤り率

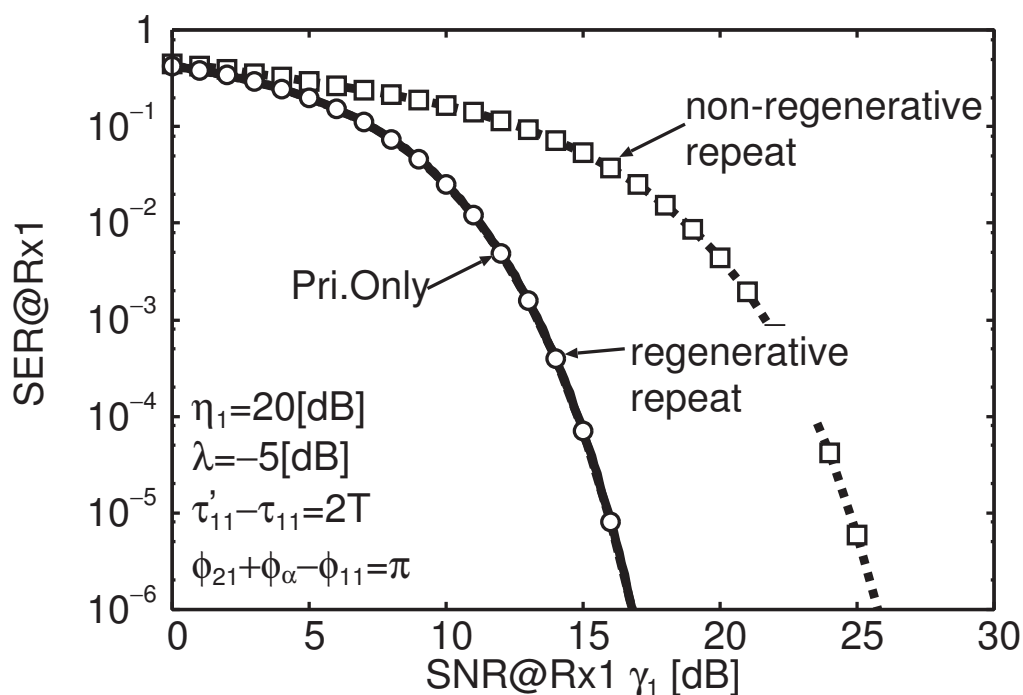


図 3.1: 優先システムのシンボル誤り率特性

(Symbol Error Rate : SER) 特性を示す. ここで, 「regenerative repeat」が再生中継, 「non-regenerative repeat」が非再生中継をそれぞれ表す.

この図より, 再生中継を用いることで, 優先システム単独時 (Pri. Only) と同等の特性を達成できることがわかる. 提案方式を用いる場合, 優先システムのシンボル誤り率へ影響するのは, 中継器での誤りと優先システム受信機での誤りである. 再生中継の場合, 中継器で誤りが生じる一方, 優先システム受信機においては中継された優先信号対雑音電力比は  $\eta_1\gamma_1$  で表される. これに, 電力比が  $1/\eta_1$  となる優先システム送信機から直接届く優先信号と, 電力比  $\lambda$  の二次信号が加わるので,  $\lambda$  がある程度小さければ優先システム受信機での誤りはほとんど生じない. よって, 再生中継の場合, 優先システムのシンボル誤り率は中継器のシンボル誤り率, すなわち単独通信時のシンボル誤り率にほぼ一致する. 一方, 非再生中継の場合, 中継器では誤りが起こらないが, 中継された優先信号対中継された雑音の電力比は通信路では変化せず, 優先システム受信機にとっても  $\gamma_0$  のままであり, これに加えて電力比が  $1/\eta_1$  となる優先システム送信機から直接届く優先信号と, 電力比  $\lambda$  の二次信号が

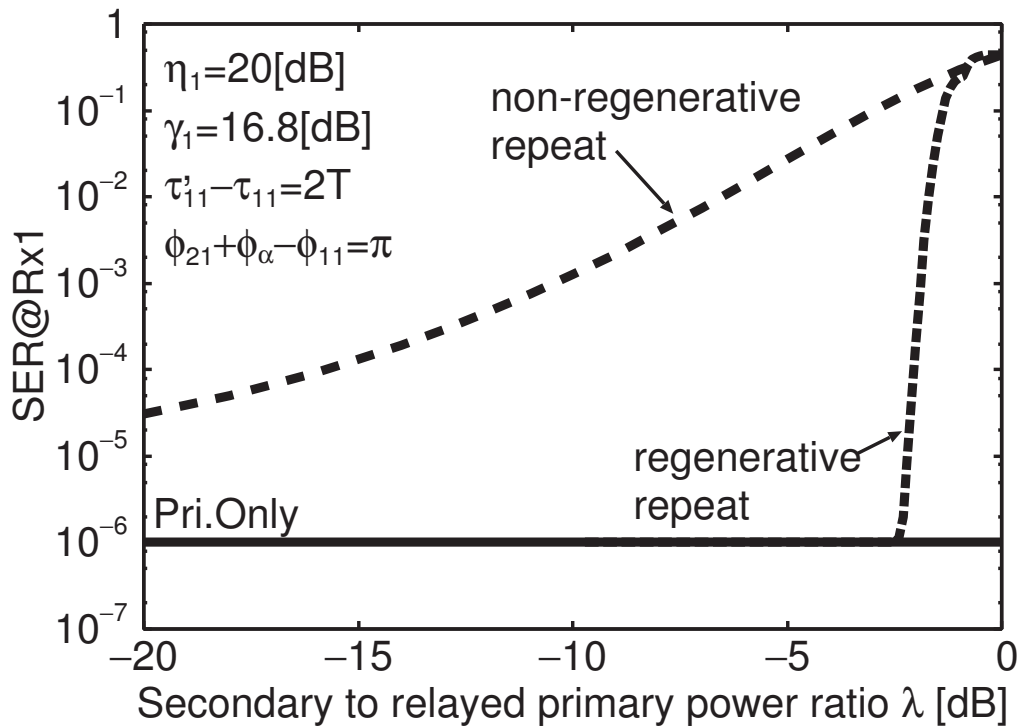


図 3.2: 二次信号電力に対する優先システムのシンボル誤り率特性

加わるため、特性が大幅に劣化する。

次に、図 3.2 に横軸を二次信号と中継された優先信号との電力比  $\lambda$  にとったときの優先システムのシンボル誤り率特性を示す。ここで、優先システム単独時のシンボル誤り率が  $10^{-6}$  となるよう、 $\gamma_1 = 16.8$  dB としている。また、 $\eta_1 = 20$  dB としている。

この図より、再生中継を用いると  $\lambda < -3$  dB で優先システム単独時とほぼ同じシンボル誤り率になることがわかる。図 3.1 の考察で述べたとおり、 $\lambda$  がある程度小さければ再生中継の場合は中継機でのシンボル誤り率に特性が支配され、このような特性となる。なお、優先システム送信機から直接届く信号と、二次システム信号の受信電力比は  $\eta_1 \lambda$  で表される。提案方式を用いることで、提案方式を用いない場合の優先システム信号より 17 dB も大きな二次信号が加わった場合でも、さらに強い優先システム信号を再生中継することで、特性の悪化が抑えられるといえる。一方、非再生中継を用いる場合、再生中継よりも特性が大幅に悪い。これも上述のとおり、

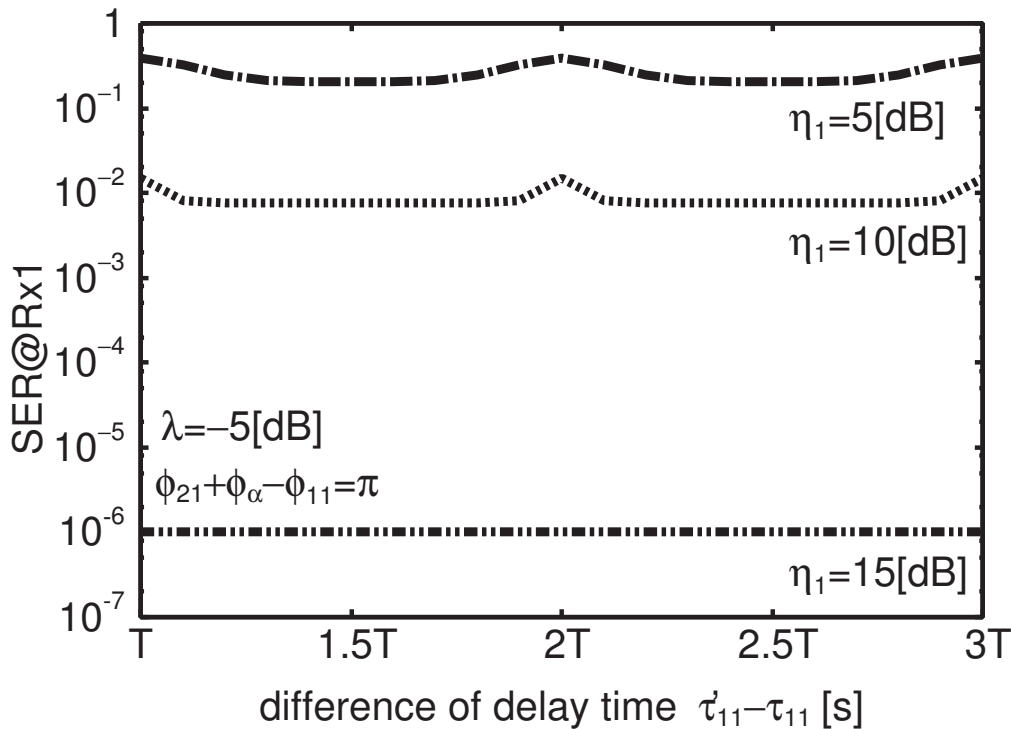


図 3.3: 遅延時間差に対する優先システムのシンボル誤り率特性

二次信号による干渉の影響が再生中継の場合よりも顕著に起こるためである。以降、優先システムの数値例では再生中継を用いる。

次に、図 3.3, 3.4 に横軸をそれぞれ中継された優先システム信号の遅延時間差  $\tau'_{11} - \tau_{11}$  とチャネル位相差  $\phi_{21} + \phi_{\alpha} - \phi_{11}$  として、優先システムのシンボル誤り率特性を示す。ここで、二次信号と中継された優先信号との電力比  $\lambda$  を  $-5\text{dB}$  としている。また、受信 SNR は優先システムが単独で通信を行う場合に優先システムのシンボル誤り率が  $10^{-6}$  となるよう、 $\gamma_1 = 16.8\text{dB}$  としている。なお、中継器のシンボル誤り率も同様に  $10^{-6}$  となるように  $\gamma_0 = 16.8\text{dB}$  と与えており、 $|\mathbf{E}[X_e[k]]|^2 \approx 1$  である。 $\eta_1 > 1$  となるよう与えているので、図 3.3, 3.4 において優先システム受信機は二次システム送信機から届く中継された優先信号にシンボル同期している。また、図 3.3 では  $\phi_{21} + \phi_{\alpha} - \phi_{11} = \pi[\text{rad}]$ 、図 3.4 では  $\tau'_{11} - \tau_{11} = 2T[\text{s}]$  としている。

どちらの図からも、中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の受信電力比  $\eta_1$  を大きくすることで、優先システムのシンボル誤り率特性が良



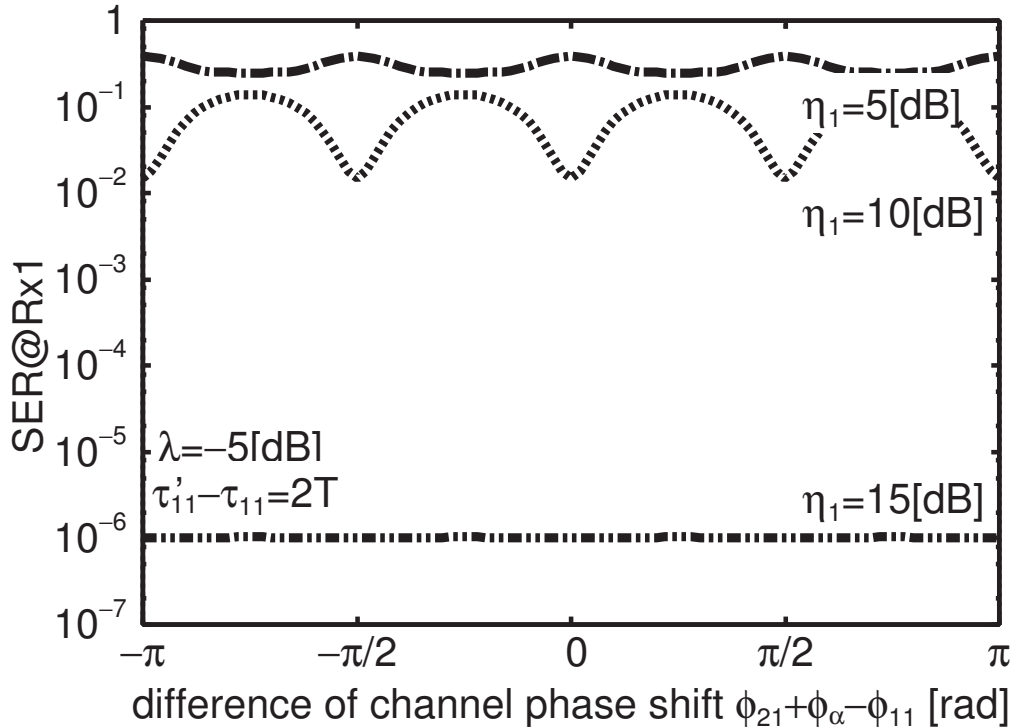


図 3.4: チャネル位相差に対する優先システムのシンボル誤り率特性

くなり,  $\eta_1 = 15\text{dB}$  のときには, 優先システム単独通信時と同等の特性が得られていることがわかる. また, 図 3.3 では  $\tau'_{11} - \tau_{11}$  が  $T$  の倍数の時にシンボル誤り率が極大となる. これは, 優先システム送信機から直接届く信号の電力が下記の理由により  $T$  の倍数の時に極大値をとるためである.

式 (3.23) の第二項を  $\Upsilon_1^{(2)}[k]$  とすると,

$$\begin{aligned}\Upsilon_1^{(2)}[k] &= e^{-j(\phi_{21} + \phi_\alpha)} \sum_{j=n_0}^{n_0+1} W_1(i, \tau'_{11}) X_1[k+i] \\ &= H_{11} e^{-j(\phi_{21} + \phi_\alpha)} \sqrt{P_1} \left[ \left(1 - \frac{\tau_0}{T}\right) X_1[k+n_0] + \frac{\tau_0}{T} X_1[k+n_0+1] \right] \quad (3.32)\end{aligned}$$

と表せる. この項の平均電力  $\mathbf{E}[|\Upsilon_1^{(2)}[k]|^2]$  は, 次式のように  $\tau_0$  の関数となる.

$$\mathbf{E}[|\Upsilon_1^{(2)}[k]|^2] = h_{11}^2 P_1 \left[ \left(1 - \frac{\tau_0}{T}\right)^2 + \left(\frac{\tau_0}{T}\right)^2 \right] = 2h_{11}^2 P_1 \left[ \frac{1}{4} + \left(\frac{\tau_0}{T} - \frac{1}{2}\right)^2 \right] \quad (3.33)$$

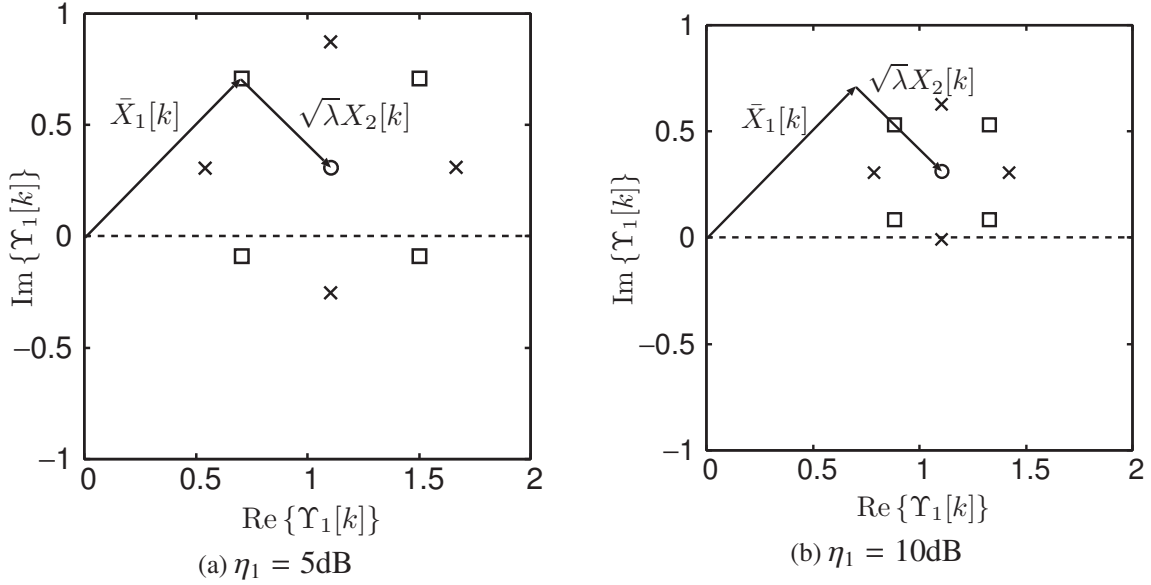


図 3.5: 優先システム受信機の受信信号空間ダイアグラム

この式より、 $\mathbf{E} [|\Upsilon_1^{(2)}[k]|^2]$  は  $\tau_0 = T/2$  のとき最小値  $h_{11}^2 P_1/2$  を取り、 $\tau_0 = 0$  のとき最大値  $h_{11}^2 P_1$  を取ることがわかる。以降、数値例においては  $\tau'_{11} - \tau_{11} = 2T$  とする。

図 3.4 では、 $\eta_1$  の値によって、チャネル位相差  $\phi_{21} + \phi_\alpha - \phi_{11}$  の変化に対するシンボル誤り率の変化が異なる。この要因を示すため、図 3.5 に  $\eta_1 = 5, 10\text{dB}$ 、 $\lambda = -5\text{dB}$  のときの受信信号点  $\Upsilon_1[k]$  の信号空間ダイアグラムを示す。ここで、 $\bar{X}_1[k] = e^{j\pi/4}$ 、 $X_2[k] = e^{-j\pi/4}$ 、 $h_{21} \sqrt{P_1} = 1$ 、 $\tau'_{11} - \tau_{11} = 2T$  として図示している。また、図中の  $\circ$  は  $h_{21} \sqrt{P_1} (\bar{X}_1[k] + \sqrt{\lambda} X_2[k])$  を表し、 $\square$  は  $\phi_{21} + \phi_\alpha - \phi_{11} = 0[\text{rad}]$  のとき、 $\times$  は  $\phi_{21} + \phi_\alpha - \phi_{11} = \pi/4[\text{rad}]$  のときを示す。図 3.5(a)からは、 $\phi_{21} + \phi_\alpha - \phi_{11} = 0[\text{rad}]$  のときに 2 点、 $\phi_{21} + \phi_\alpha - \phi_{11} = \pi/4[\text{rad}]$  のときに 1 点が、それぞれ  $\text{Im}\{\Upsilon_1[k]\} < 0$  となる。これは、Tx2-Rx1 の通信において判定が誤る領域である。よって、 $\phi_{21} + \phi_\alpha - \phi_{11} = 0[\text{rad}]$  の方が  $\phi_{21} + \phi_\alpha - \phi_{11} = \pi/4[\text{rad}]$  よりも誤りと判定されるシンボルが増えるので、シンボル誤り率が悪化する。一方、図 3.5(b)から、 $\eta_1 = 10\text{dB}$  の場合は、 $\phi_{21} + \phi_\alpha - \phi_{11} = \pi/4[\text{rad}]$  のみ  $\text{Im}\{\Upsilon_1[k]\} < 0$  となるような状況が発生する。よって、 $\phi_{21} + \phi_\alpha - \phi_{11} = \pi/4[\text{rad}]$  の方が  $\phi_{21} + \phi_\alpha - \phi_{11} = 0[\text{rad}]$  よりも特性が悪化する。以降、数値例においては  $\phi_{21} + \phi_\alpha$  に関しては誤り率が最も悪くなるような値を用いる。

これまでの議論では、中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優

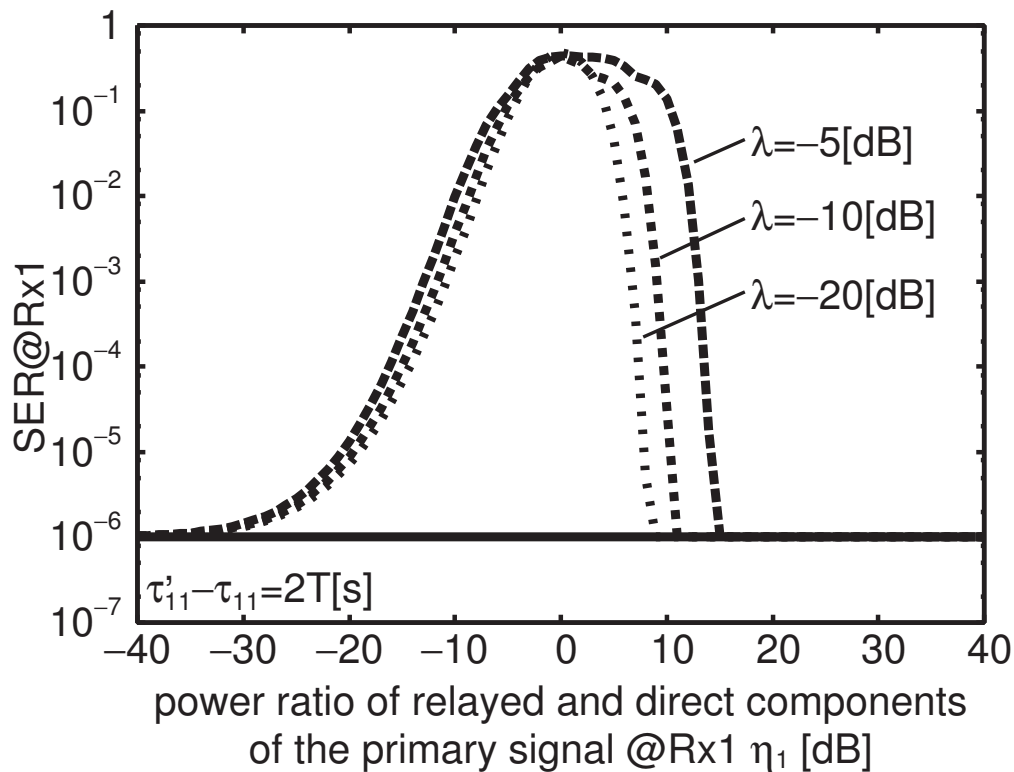


図 3.6: 中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の受信電力比に対する優先システムのシンボル誤り率特性

先信号の受信電力比  $\eta_1$  を固定値としていた。しかし、図 3.3, 3.4 などからも、このパラメータが提案方式の特性に大きな影響を与えていることがわかる。そこで、図 3.6 に横軸を  $\eta_1$  とした場合の優先システムのシンボル誤り率特性を示す。なお、受信 SNR は優先システムが単独で通信を行う場合にシンボル誤り率が  $10^{-6}$  となるよう、 $\gamma_1 = 16.8$  dB と与えている。

この図より、 $\eta_1$  が大きい場合および十分小さい場合にシンボル誤り率が優先システム単独時と同等の特性になることが分かる。このうち前者は、図 3.1, 3.2 の考察でも見たように SER 特性が中継器入力の誤り率によって決まるため、このような特性となる。また、後者は優先システム受信機にとって、中継された優先信号を含めた二次システム送信機からの干渉の影響が無視できるほど小さいためである。一方、 $-40 < \eta_1 < 10$  dB の領域では、特性が大きく劣化している。これは、優先シス

テムに届く信号のうち、シンボル同期している信号に対してその他の信号による干渉が大きくなるためである。以上により、提案方式においては例えば  $\lambda = -10\text{dB}$  では  $-40\text{dB} < \eta_1 < 10\text{dB}$  となる領域内に、優先システム受信機が存在しないことの保証が必要である。

なお、パラメータ  $\eta_1$  は、優先システム送受信機および二次システム送信機の相互の位置関係によって決まる。例として、 $P_1 = 10[\text{kW}]$ ,  $P'_1 = 0.1[\text{W}]$ , Tx1-Tx2 間の距離を  $10[\text{km}]$ , 距離減衰  $h_{ij}$  を距離の二乗に反比例するものとして、自由空間での  $\eta_1$  について考えると、 $\eta \geq 20\text{dB}$  となるのは、二次システム送信機の周囲  $5[\text{m}]$  程度、 $\eta_1 \geq 10\text{dB}$  となるのは同じく  $10[\text{m}]$  程度となり、比較的狭い範囲となる。一方、 $-40\text{dB} \leq \eta_1 \leq 10\text{dB}$  となるのは、二次システム送信機の周囲  $4[\text{km}]$  と非常に広範囲となる。それゆえ、自由空間のような電波が広範囲に伝わるような環境で使用するには不適當であり、例えば地下街など地形的に優先システム信号が減衰するような環境で有効である。

### 3.4.2 二次システムのシンボル誤り率特性

まず、再生中継と非再生中継の特性を比較評価する。図 3.7 に横軸を二次システム受信機の SNR としたときの、二次システムのシンボル誤り率特性を示す。ここで、「regenerative repeat」が再生中継、「non-regenerative repeat」が非再生中継をそれぞれ表す。

この図より、再生中継を用いることで、二次システム単独時（Sec. Only：QPSK 変調のシンボル誤り率の理論値）と比べ、 $5\text{dB}$  程度の損失のみで通信が可能であることがわかる。一方、非再生中継を用いると特性が大幅に劣化する。これは、優先システムの場合と同様、中継器の受信雑音が増幅されて二次システム受信機へ加わるためである。3.3.3 節でも述べたように、二次システムのシンボル誤り率には、再生中継の誤りは含まれない。一方、非再生中継の場合は中継された雑音が二次システムに加わり、シンボル誤り率に影響を与える。

次に、図 3.8 に横軸を二次信号と中継された優先信号との電力比  $\lambda$  にとったときの優先システムのシンボル誤り率特性を示す。ここで、二次信号電力以外のパラメータを固定し、 $\lambda = -5\text{dB}$  のときに二次システム単独時のシンボル誤り率を  $10^{-6}$

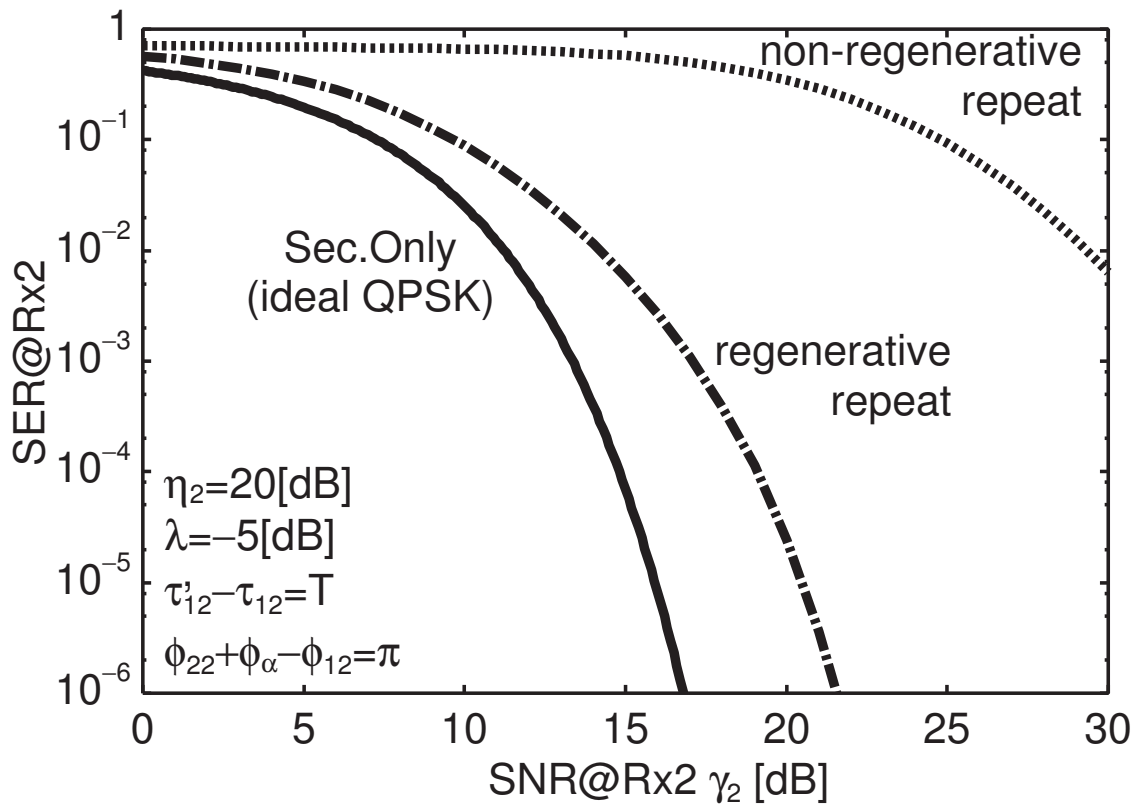


図 3.7: 二次システムのシンボル誤り率特性

とするために、二次システム受信機における中継された優先信号に対する SNR を  $h_{22}^2 P_1' / \sigma_2^2 = 21.8\text{dB}$  と固定している。なお、 $\gamma_2 = \lambda + 21.8$  となるため、単独通信時のシンボル誤り率は  $\lambda$  が小さくなるほど高い値を持つ。また、 $\eta_2 = 20\text{dB}$  としている。

この図より、非再生中継と比べ、再生中継の方が特性がよく、二次システム単独通信時に近くなる。しかしながら、 $\lambda$  が小さい場合、大きい場合にどちらも特性が悪化する。前者は、二次システム信号の電力が小さくなるためである。一方後者は、干渉除去器での  $\hat{X}_1[k]$  の判定が二次システム信号による干渉のために失敗しやすくなるためである。この現象を防ぐために、次章では干渉除去の失敗も考慮した二次信号の変調方式を提案する。以降、優先システムの数値例と同様に再生中継を用いる。

次に、図 3.9 に横軸を中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の受信電力比  $\eta_2$  とした場合のシンボル誤り率特性を示す。ここで、各パラメータ

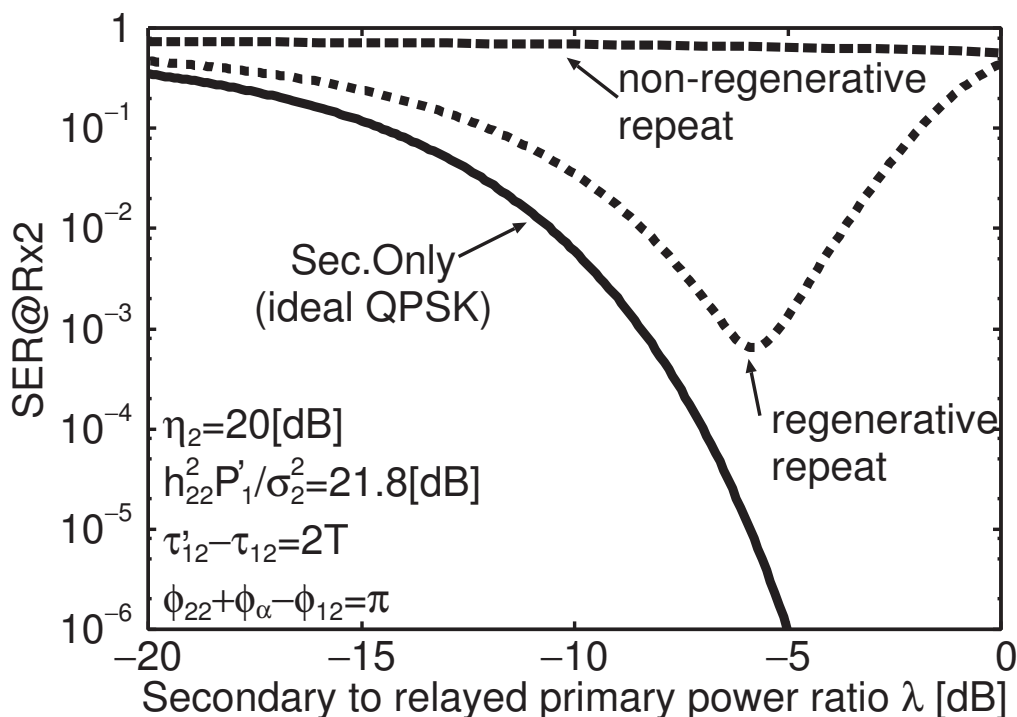


図 3.8: 二次信号電力に対する二次システムのシンボル誤り率特性

は図 3.6 と同様である．なお，このとき二次システム信号の受信 SNR は  $\lambda\eta_2 + 16.8$  dB で表される．この図より， $\eta_2$  が大きくなると相対的に二次システム信号の SNR も良くなり，シンボル誤り率が良くなることがわかる．また， $\eta_1 = \eta_2$  と考えると，中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の受信電力比が大きくなると優先システム，二次システム共にシンボル誤り率が  $10^{-6}$  となっている．ゆえに，中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の受信電力比を十分大きくとることで，優先システムのシンボル誤り率特性を悪化させることなく，二次システムも同等の誤り率で通信が可能である．

### 3.5 まとめ

本章では，優先信号存在下での一方的協力中継を伴う周波数重畳通信方式について，基礎的な特性を求めるためにシングルキャリア変調時の各受信機におけるシン

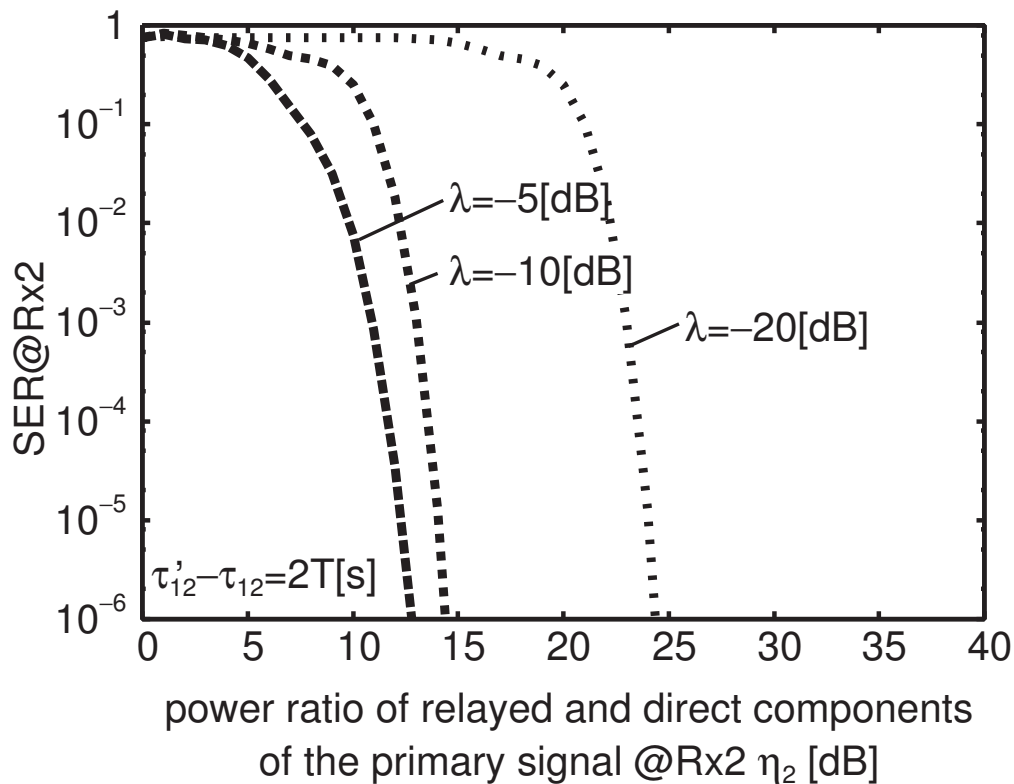


図 3.9: 中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の受信電力比に対する二次システムのシンボル誤り率特性

ボル誤り率を解析的に導出した。ここで、各受信機におけるシンボル同期についても解析的に評価を行なった。

そして、得られた解析式に基づいて数値例により評価を行なった。まず、再生中継と非再生中継を比較し、優先システム、二次システムともに再生中継を用いた場合の特性が優れることを示した。次に、優先システムのシンボル誤り率について、チャンネルの遅延や位相回転の影響を評価した。さらに、中継された優先信号電力や二次信号電力によるシンボル誤り率特性の影響を評価した。その結果、再生中継を用い、中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の受信電力比が十分大きい領域において、提案方式により優先システムに悪影響を与えることなく、二次システムも数 dB 程度の損失のみで通信可能であることを示した。なお、従来の周波数重畳通信において、二次システム信号は優先システム信号よりも非常

に小さい電力に抑えられていたが，数値例で示した二次システム信号の受信電力は優先システムが送信した信号の受信電力よりも大きくすることすら可能である。

本章では，提案方式の最も基礎的な特性を求めるために，二次システム送信機では優先システム信号の中継と自身の信号の変調を独立に行い，シンボルタイミングを合わせて送信していた。また，二次システム受信機でも優先システム信号を干渉除去してから独立に自身の情報を復調していた。しかし，二次システム受信機で干渉除去されるのは二次システム送信機が送信した優先システム信号であり，二次システム送信機を工夫することで干渉除去の効率改善，すなわち二次システムのシンボル誤り率特性の改善が見込まれる。次章では，二次システム送信機が送信する中継された優先システム信号に対して，どのように二次システム信号を重畳するかについて議論する。



## 第4章 中継された優先信号への二次信号の重畳手法

### 4.1 はじめに

前章では優先信号存在下での一方的協力中継を伴う周波数重畳通信方式について、シングルキャリア変調の場合について再生中継と非再生中継を比較し、再生中継を用いることで、優先システムのシンボル誤り率特性を悪化させずに、二次システムも単独通信時と比べ数 dB 程度の損失のみで通信可能であることを示した。

再生中継を用いる場合、二次システムの送信信号  $x_2'(t)$  は次式で表すことができる。

$$\begin{aligned} x_2'(t) &= x_1'(t) + x_2(t) \\ &= \sqrt{P_1} \sum_k \sum_{\ell=0}^{L-1} g(t - kT - \tau_{10} - \tau_\alpha) X_2[k, \ell] e^{j2\pi\ell f_s t} e^{j\phi_\alpha} \end{aligned} \quad (4.1)$$

ただし、 $X_2[k, \ell] = \bar{X}_1[k, \ell] + \sqrt{\lambda} X_2[k, \ell]$  である。前章では、このように変調したシンボル同士を単純に足し合わせていた。

しかし、二次システム受信機においては  $X_2[k, \ell]$  だけでなく  $\bar{X}_1[k, \ell]$  も干渉除去のために判定しており、結果として  $MN$  点のシンボル  $X_2[k, \ell]$  を送信したときに  $X_2[k, \ell]$  の推定値を受信機でどのように判定するかを議論する必要がある。すなわち、 $MN$  点の送信シンボルに  $MN$  点のデータをマッピングするときに、以下の制約条件を満たす最も  $X_2[k, \ell]$  の最小信号点間距離が大きくなるような信号点配置を設計する必要がある。

1.  $\lambda = 0$  のときに  $\bar{X}_1[k, \ell]$  になる
2.  $0 < \lambda < 1$  のときに、優先システム受信機では最尤判定器で  $\bar{X}_1[k, \ell]$  の推定値が得られる

### 3. 各 $\bar{X}_1[k, \ell]$ にそれぞれ $N$ 個の自身の情報シンボルを割り当てる

本章では、信号点のマッピングに着目し、優先システムの特性を維持しつつ、二次システムの特性も良好となる信号点配置手法を提案する。

なお、以上の議論を一般化すると、送信機において受信機に加わる干渉が既知の場合に、どのように通信路符号化や変調を行うかという問題といえる。情報理論においては、受信機において干渉の影響を完全に除去できる“Dirty Paper Coding” (DPC) と呼ばれる符号化が示されている [57]。また、DPC の変復調理論による実現例として、“Tomlinson–Harashima Precoding” (THP) [58, 59] や“Lattice Reduction” といった手法の適用が検討されている。これらの手法では、本章で示すマッピング手法と同様に、送信機において既知の干渉成分を用いて、受信機側において干渉の影響がなくなるように、送信シンボルを変換する。しかしながら、これらの手法は非線形処理となり、例えば、THP では変復調器にモジュロ演算を含んでいる。本研究では、上記 2 番目の条件にも挙げたように優先システムの情報を実際に中継する必要がある。優先システム受信機に改良が必要となる可能性のある上記手法は採用せず、特定の条件下における DPC のサブセットとしてシンボルマッピング手法を提案する。

## 4.2 システムモデル

二次システム送信機においては、まずは送りたいデータを式 (2.15), (2.16) により  $N$  値 PSK あるいは  $N$  値 QAM で一次変調する。このシンボルを  $U_2[k, \ell]$  と表記する。次に、 $U_2[k, \ell]$  に対して  $\bar{X}_1[k, \ell]$  の値を考慮した信号点変換を行い、送信するシンボル  $X_2[k, \ell]$  を得る。 $X_2[k, \ell]$  の送信については、前章と同様である。

また、二次システム受信機においては、まずは前章と同様に逐次型干渉除去により中継された優先シンボルの推定値  $\check{X}_1[k, \ell]$  と二次シンボルの推定値  $\hat{X}_2[k, \ell]$  を得る。次に、送信機と逆の操作により二次システムのデータシンボル  $U_2[k, \ell]$  の推定値  $\hat{U}_2[k, \ell]$  を得る。

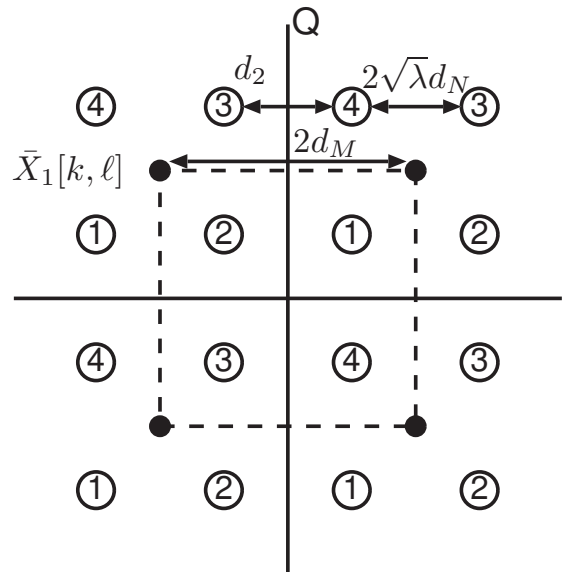


図 4.1: 固定マッピング手法による二次システム送信機の実出力シンボルの信号点集合 ( $\alpha = \beta = 1$ ,  $N = M = 4$ )

## 4.3 二次システム信号のシンボルマッピング手法

### 4.3.1 固定マッピング手法

前章までは、二次システム信号が、再生中継された優先信号にそのまま加算されていた。これは、 $X_2[k, \ell] = U_2[k, \ell]$ とマッピングすることに対応する。以下、これを固定マッピング手法と呼ぶ。

図 4.1 に  $M = N = 4$  の場合における固定マッピングの  $X_2[k, \ell]$  の信号点を示す。ここで、①-④は二次信号の信号点を表している。また、4点ある●は中継された優先信号の信号点を示している。この図から、 $\lambda$  の大きさによって信号点間距離が変化することがわかる。 $\lambda$  が小さい時には、二次信号の最小信号点間距離は  $2\sqrt{\lambda}d_N$  であるが、 $\lambda \geq 1/4$  のときに I 軸または Q 軸を挟んで隣接している信号点对の距離

$$d_2 = 2 \left| d_M - \sqrt{\lambda} (\sqrt{N} - 1) d_N \right| \quad (4.2)$$

が  $2\sqrt{\lambda}d_N$  よりも小さくなる。

信号点間距離が減少すると受信機での誤りにつながる。最尤判定では、式 (2.29) で示したように、受信シンボルからの距離が最も近いシンボルを推定結果とする。シ

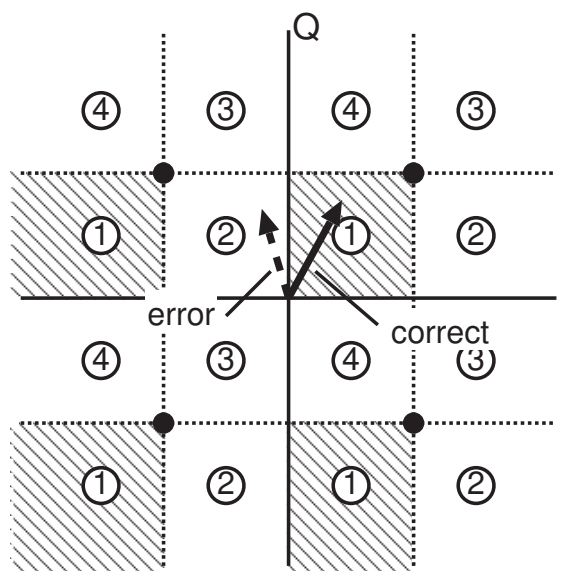


図 4.2: 固定マッピング手法による二次システム受信機の判定領域 ( $\alpha = \beta = 1$ ,  $N = M = 4$ )

ンボル同士の信号点間距離が短いと、より小さな雑音、干渉により別のシンボルと判定されてしまうようになる。そのため、前章の図 3.8 のように、 $\lambda$  が大きいときに二次システムの性能が劣化する。この現象を具体的に示すために、図 4.2 に固定マッピング手法を用いたときの、受信機における判定領域  $D_2$  の境界を示す。また、二次システムが①を送ったと判定される領域をハッチングして示す。この図において、実線の矢印のように受信した  $Y_2[k, l]$  がハッチングされた領域に存在する場合、二次システム受信機では正確に判定できる。一方、破線の矢印のように受信した  $Y_2[k, l]$  がハッチングされた領域外に存在する場合、二次システム受信機では判定に誤る。したがって、信号点配置を設計する際には、異なるデータを表すシンボル間を遠ざけ、同じデータを表すシンボルを隣接して配置することが望ましい。

### 4.3.2 適応マッピング手法

上で述べた問題を解決するため、中継された優先信号の隣接する 2 つの信号点に重畳される二次システムの信号点を鏡像関係となるように変換する手法を提案する。

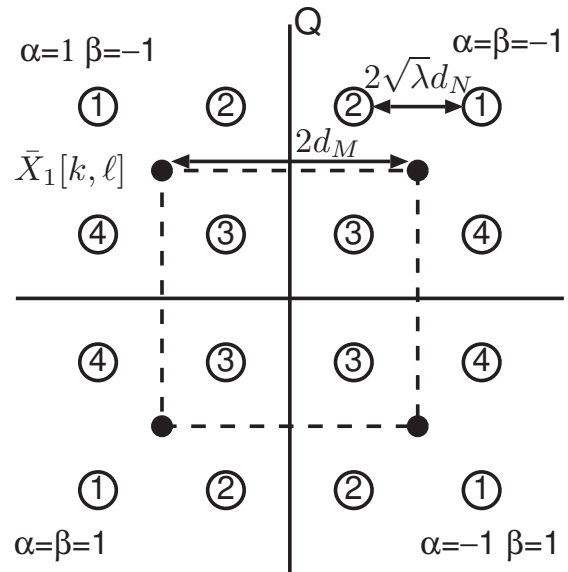


図 4.3: 適応マッピング手法による二次システム送信機の実出力シンボルの信号点集合 ( $N = M = 4$ )

これを適応マッピングと呼ぶ。

優先システムが PSK を用いる場合、適応マッピングは次式のように表せる。

$$X_2[k, \ell] = \begin{cases} U_2[k, \ell] \exp(j \arg\{\bar{X}_1[k, \ell]\}) & \bar{m}[k, \ell] = 1, 3, \dots, M-1 \\ U_2^*[k, \ell] \exp(j \arg\{\bar{X}_1[k, \ell]\}) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.3)$$

ここで、 $\bar{m}[k, \ell]$  は式 (2.5) の  $m[k, \ell]$  の再生中継後を表している。また、優先システムが QAM を用いる場合、適応マッピングは次式のように表される。

$$X_2[k, \ell] = \alpha \operatorname{Re}\{U_2[k, \ell]\} + j\beta \operatorname{Im}\{U_2[k, \ell]\} \quad (4.4)$$

ここで、 $\alpha, \beta \in \{+1, -1\}$  はそれぞれ I, Q 軸について反転するかどうかを表している。例えば  $\bar{X}_1[k, \ell] = (1 - \sqrt{M})(1 + j)d_M$  ( $\bar{m}_I[k, \ell] = \bar{m}_Q[k, \ell] = 1$ ) に重畳する二次信号を基準 ( $\alpha = \beta = 1$ ) とすると、 $\bar{m}_I[k, \ell]$  が偶数となるときに重畳される二次信号は Q 軸に対して線対称となるように  $\alpha = -1$  とする。I 軸方向も同様に線対称となるように配置する。ただし、 $\bar{m}_I[k, \ell]$ 、 $\bar{m}_Q[k, \ell]$  は式 (2.6) の  $m_I[k, \ell]$ 、 $m_Q[k, \ell]$  の再生中継後をそれぞれ表している。

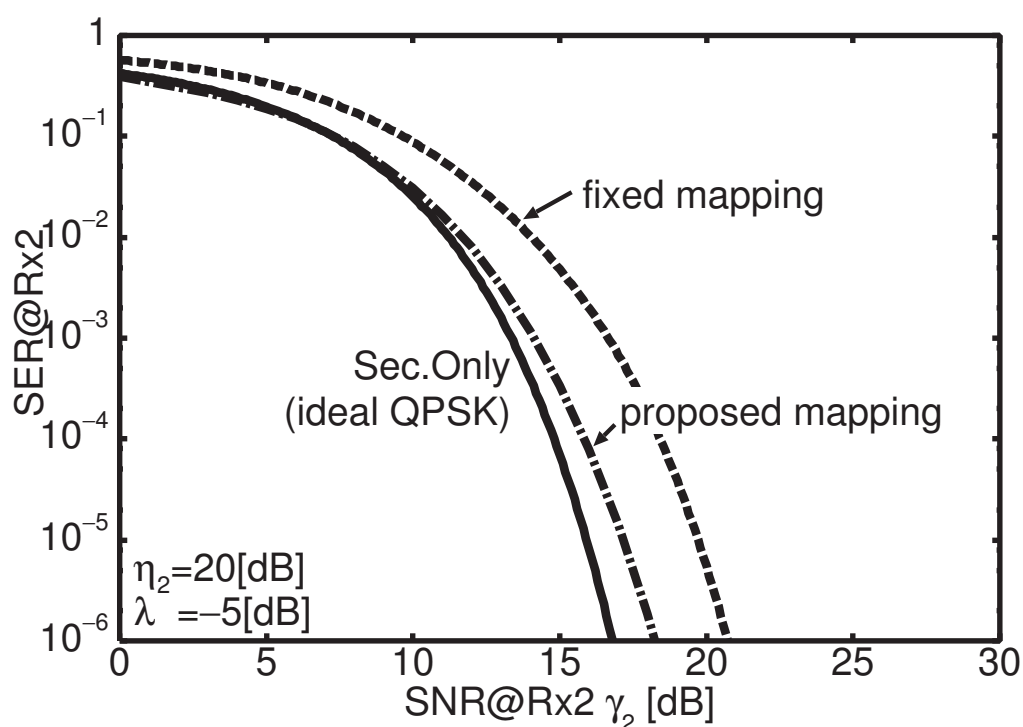


図 4.4: 適応マッピング手法を用いた場合の二次システムのシンボル誤り率特性

図 4.3 に  $M = N = 4$  の場合における適応マッピング手法を用いた場合の  $X_2[k, \ell]$  の信号点を示す。適応マッピングにおいては、軸を挟んで隣接している  $X_2[k, \ell]$  の信号点に対しどれも同じ情報を割り当てる。この場合、二次システムの異なる情報に対応する信号点对の最小ユークリッド距離は  $d_2$  とはならず、 $2\sqrt{\lambda}d_N$  となる。また、図 4.2 と比較すると、固定マッピングでは判定に成功する場合（実線の矢印）と判定に誤る場合（破線の矢印）に分かれたが、適応マッピングでは同じ③と判定されることがわかる。

## 4.4 数値例

固定マッピング、適応マッピングのどちらであっても、 $\bar{X}_1[k, \ell]$  の周囲にそれぞれ  $X_2[k, \ell]$  のシンボルが重畳されている状況は変わらない。そのため、優先システムのシンボル誤り率特性は、マッピング手法に関わらず同様の特性となる。また、適応

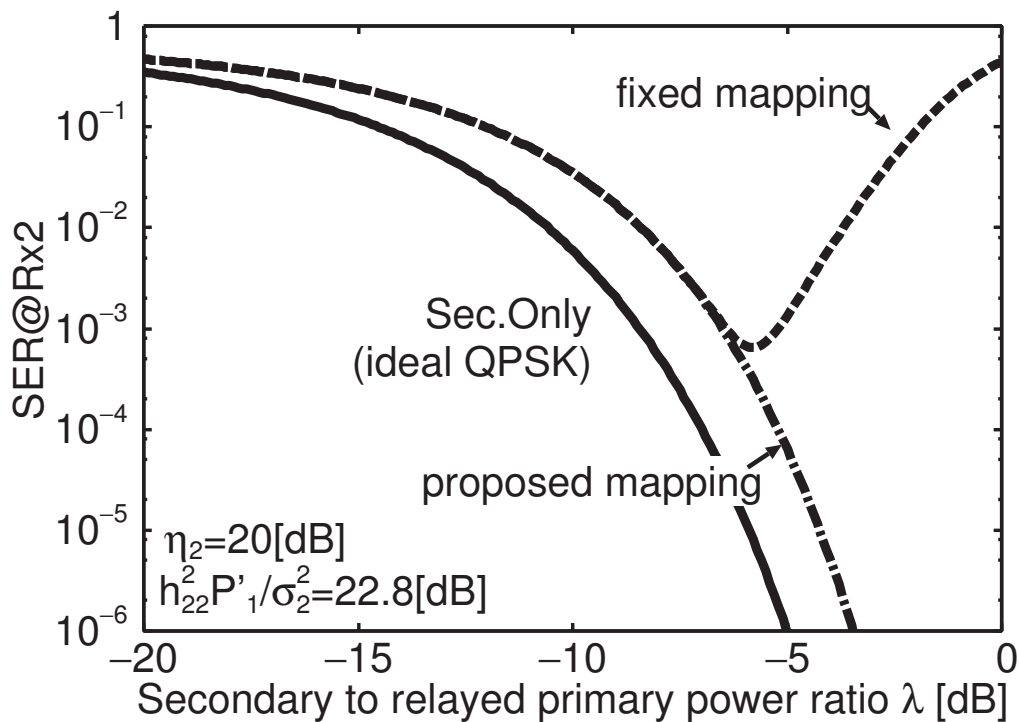


図 4.5: 適応マッピング手法を用いた場合の二次信号電力に対する二次システムのシンボル誤り率特性

マッピングを用いた場合，二次システムのシンボル誤り率特性は，式 (3.29) における判定領域  $D_2$  が変化するのみのため，式 (3.29) から同様に求めることができる。

図 4.4 に適応マッピング手法を用いた時の，二次システムのシンボル誤り率特性を示す。ここで，諸元は前章の図 3.7 のものと同様である。なお，比較のため，固定マッピングによる特性，優先信号の影響なしに二次システムが単独で通信する場合の特性も併記している。図より，固定マッピングと比べ，適応マッピングを用いることで，二次システムのシンボル誤り率特性が改善していることがわかる。これは，提案マッピング手法を用いることで，再生中継された優先システム信号による干渉を完全に除去できるためである。そして，二次システム単独と比較して，2dB 程度の損失のみで通信が可能である。この損失は優先システム送信機から届く優先システム信号による干渉であり，二次システムでは除去することができない。

次に，図 4.5 に横軸として  $\lambda$  を可変させた時の二次システムのシンボル誤り率特

表 4.1: 変調方式の組み合わせに対する  $\lambda$  の上限値

優先システムの変調方式	二次システムの変調方式	$\lambda$ の上限値
8PSK	8PSK	-8 dB
8PSK	16QAM	-10.5 dB
16QAM	8PSK	-10.5 dB
16QAM	16QAM	-10 dB

性を示す。ここで、諸元は図 3.8 のものと同様である。この図から、前節で示したように  $\lambda > 1/4(-6\text{dB})$  のときに、適応マッピング手法を用いることで、シンボル誤り率特性が改善することがわかる。

以上までが両システムで QPSK を用いる場合であった。この場合、図 4.3 からわかるように、 $X_2[k, l]$  が信号点間距離を可変できる 16QAM と考えることもできる。同様に、両システムが QAM を用いるのであれば、 $MN$  点 QAM の信号点設計の問題と考えることもできる。しかし本手法では、式 (4.3), (4.4) からわかるように、両システムが線形変調であれば、それぞれの変調方式の組み合わせに制限はない。そのため、両システムが多値 ( $M, N > 4$ ) PSK 変調を用いる場合や、PSK と QAM の重畳などにも適用できる。そこで優先システム、二次システムがそれぞれ 8PSK, 16QAM を用いる場合の特性を評価する。なお、図示は割愛するが、同じ条件下における優先システムのシンボル誤り率を求めたところ、優先システムの特性が悪化しない  $\lambda$  の上限値として表 4.1 のような結果が得られている。

図 4.6 に二次システムが 8PSK の場合、図 4.7 に二次システムが 16QAM の場合の特性を示す。ここで、 $\eta_2 = 40\text{dB}$  であり、 $\lambda = -10\text{dB}$  のときに単独通信時のシンボル誤り率が  $10^{-6}$  となるように、二次システム受信機における中継された優先信号に対する SNR を与えている。また、どちらかのシステムで 8PSK 変調を用いている場合、シンボル誤り率をシミュレーション（試行回数  $10^8$ ）で求めた。

どちらの図からも、適応マッピングを用いることで、優先システムに悪影響を与えない  $\lambda$  の範囲において、固定マッピングよりも特性が良くなることがわかる。すなわち、再生中継時に適応マッピングを用いることで、優先システムの特性を悪化させない範囲で、二次システムが自由に自身の通信電力を設定できる。



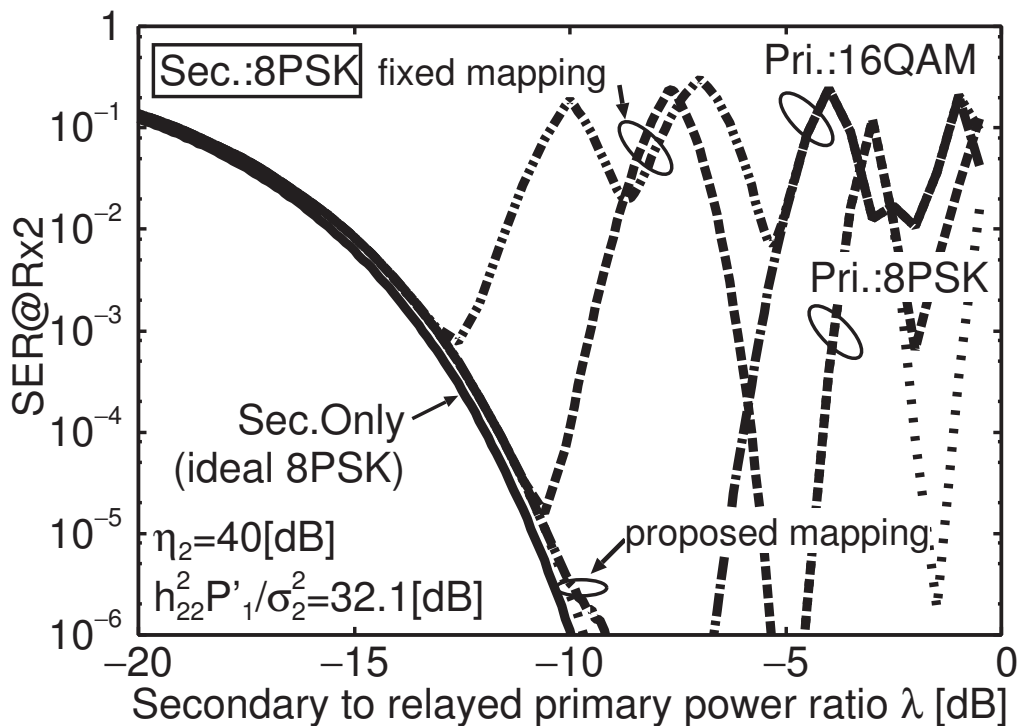


図 4.6: 適応マッピング手法を用いた場合の二次信号電力に対する二次システムのシンボル誤り率特性 (二次システム：8PSK 変調)

なお、 $\lambda$  が大きいときに適応マッピングの特性が固定マッピングと一致する領域がある。これは、隣接している二次シンボル同士ではなく、更に離れている二次シンボルとの距離が小さくなるためである。例えば、図 4.3 において、 $\bar{X}_1[k] = (1 + j)d_M$  に重畳されている③と、他の中継された優先シンボルに重畳されている①などがこれに当たる。適応マッピング手法では、中継された優先シンボルの判定領域の境界を挟んで隣り合うシンボルに同じ二次情報を割り当てるため、このような現象は回避できない。しかしながら、このような  $\lambda$  のときは優先システム受信機において必ず誤りが発生するため、二次システムがそのような  $\lambda$  とすることは許容されない。

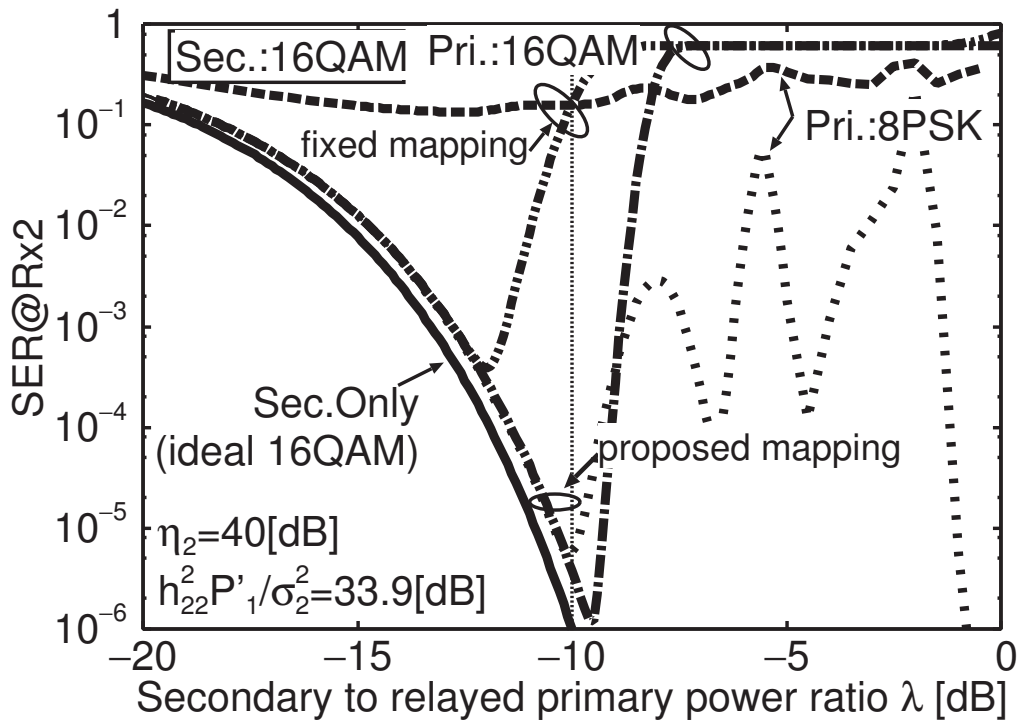


図 4.7: 適応マッピング手法を用いた場合の二次信号電力に対する二次システムのシンボル誤り率特性 (二次システム：16QAM 変調)

## 4.5 まとめ

本章では、再生中継された優先システム信号に重畳する二次システム信号について検討を行った。具体的には、重畳後の信号点配置を考慮し、優先システム信号に影響を与えることなく、二次システム信号の信号点間距離を単独通信時と同等にするため、隣接する優先シンボル毎に線対称となるように配置するものである。

そして、数値例により適応マッピング手法を用いることで、変調方式の組み合わせを問わず、二次システムのシンボル誤り率を単独通信時と同等まで近づけられることを示した。前章の結果と合わせると、提案方式により優先システムに悪影響を与えることなく、二次システムも単独通信時並の品質で通信可能である。

しかし、本章までに得られた結果はどちらもシングルキャリア変調の場合を想定している。本研究では OFDM 変調を想定しており、その中でも限定的な例としてシングルキャリア変調でここまで議論してきた。そこで次章では、2章のシステムモ

デルに本章で示した適応マッピング手法を組み合わせ、OFDM 変調の場合においてもこれまでと同様に提案方式により優先システムに悪影響を与えることなく、二次システムも単独通信時並みの品質で通信可能となることを示す。



## 第5章 直交周波数分割多重を用いた場合の特性評価

### 5.1 はじめに

2章において、優先システム及び二次システムについて OFDM 変調を用いるシステムモデルについて述べた。一方で、シンボル誤り率の解析および数値例は3章において、シングルキャリア変調の場合のみ示した。

周波数重畳通信についても、ホワイトスペースと同様に地上デジタル TV 放送の周波数帯域を利用することが考えられる。地上デジタル TV 放送では、主に北米で使用されている ATSC (Advanced Television Systems Committee) 規格ではシングルキャリア変調が用いられているが、主に日本や南米大陸で使用されている ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial) や欧州をはじめ世界各国で用いられている DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) では OFDM 変調が用いられている。また、デジタル TV 放送以外でも、OFDM は無線 LAN, 3.9 世代携帯電話など様々な無線通信システムに使用されており、優先システムが OFDM を使用している状況を想定することは有意義である。

OFDM では、各サブキャリア信号はお互いに直交するように選ばれている。これは、以下のような関係を満たすということである：

$$\int_0^T \frac{1}{T} e^{-j2\pi\ell t/T} e^{j2\pi\ell' t/T} dt = \delta_{\ell\ell'} \quad (5.1)$$

ただし、 $\delta_{\ell\ell'}$  はクロネッカーのデルタである。OFDM では、一般に直交性を利用して復調時に他のサブキャリアの影響を抑えることができる。しかし、提案方式においては、受信機においてシンボル同期する優先システム信号とは別の優先システム信号が受信される。シンボル同期している信号に対しては、直交性により各サブキャ

リアごとの信号のみ取り出すことができるが、シンボル同期されていない OFDM 信号に対しては直交性が崩れ、他のサブキャリアの信号が現れるキャリア間干渉と呼ばれる現象が発生する。

本章では OFDM を用いた場合の受信シンボルを解析し、キャリア間干渉も考慮した各システムのシンボル誤り率を導出する。そして、数値例によりシンボル誤り率を評価する。なお、二次システム送信機では、中継方式として再生中継、二次システムの変調器において適応マッピングを用いるものとする。

## 5.2 OFDM 変調の場合のシンボル同期

OFDM 変調の場合、 $\Upsilon_1[k, \ell]$  は次式で表すことができる。

$$\Upsilon_1[k, \ell] = \left[ \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{\ell'=0}^{L-1} W_1(i, \ell', \ell, \tau_1) X_1[k + i, \ell'] + \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{\ell''=0}^{L-1} W'_1(j, \ell', \ell, \tau_1) X'_2[k + j, \ell''] \right] e^{-j\phi_1} \quad (5.2)$$

ただし、 $W_1(i, \ell', \ell, \tau_1)$  は、 $|\tau_1 - \tau_{11} - iT| \geq T$  であれば 0 になり、 $|\tau_1 - \tau_{11} - iT| < T$  のときは次式で表される。

$$W_1(i, \ell', \ell, \tau_1) = e^{-j\pi[(\ell' - \ell) + (\ell' + \ell)(\tau_1 - \tau_{11} - iT)/T]} \left( 1 - \frac{|\tau_1 - \tau_{11} - iT|}{T} \right) \cdot \frac{\sin \pi(\ell' - \ell)(1 - |\tau_1 - \tau_{11} - iT|/T)}{\pi(\ell' - \ell)(1 - |\tau_1 - \tau_{11} - iT|/T)} H_{11} \sqrt{P_1} \quad (5.3)$$

$W'_1(j, \ell', \ell, \tau_1)$  も同様に与えられる。

この式と式(3.1)より、

$$\begin{aligned} (\hat{\tau}_1, \hat{\phi}_1) &= \operatorname{argmax}_{\tau_1, \phi_1} \mathbf{E} [\operatorname{Re}\{\Upsilon_1[k, \ell] + Z_1[k, \ell] X_1^*[k, \ell]\}] \\ &= \operatorname{argmax}_{\tau_1, \phi_1} \operatorname{Re} \left\{ \mathbf{E} [W_1(0, \ell, \ell, \tau_1) + W'_1(0, \ell, \ell, \tau_1) X_e[k, \ell]] e^{-j\phi_1} \right\} \end{aligned} \quad (5.4)$$

となる。これは、シングルキャリアの場合と比較して、 $W_1, W'_1$  の形式が変わったのみの違いである。また、式(3.7)から求まる  $W_1(0, \tau_1)$  と、式(5.3)から求まる  $W_1(0, \ell, \ell, \tau_1)$  を比較すると、位相回転  $\exp[-j2\pi\ell(\tau_1 - \tau_{11})/T]$  が加わったのみの違いである。その

ため,  $W_{11}(\tau_1, \ell) = W_1(0, \ell, \ell, \tau_1) + W'_1(0, \ell, \ell, \tau_1)\mathbf{E}[X_e[k, \ell]]$  とおき, 式(3.9)の  $W_{11}(\tau_1)$  と置き換えることで,  $(\hat{\tau}_1, \hat{\phi}_1)$  はそれぞれ式(3.11), (3.12)と同様に表せる. よって,  $\tau_1 = \tau'_{11}$  と  $\tau_1 = \tau_{11}$  の電力比から  $\hat{\tau}_1$  が与えられるが, この電力比は

$$\frac{|W_{11}(\tau'_{11})|^2}{|W_{11}(\tau_{11})|^2} = \frac{h_{21}^2 P'_1}{h_{11}^2 P_1} |\mathbf{E}[X_e[k]]|^2 = \eta_{\text{ch1}} \quad (5.5)$$

となりシングルキャリアの場合と同様となる. ゆえに, OFDM 変調を用いる場合でも, シンボル同期は表 3.1 で表される.

### 5.3 優先システム受信機におけるシンボル誤り率の解析

OFDM 変調の場合であっても, シンボル誤り率は式(3.25)から求めることができる. ただし, 前節で示したように  $\Upsilon_1[k, \ell]$  がシングルキャリアの場合と異なるため, アンサンブル平均の内容が変化する. なお, 本節では  $\eta_{\text{ch1}} \geq 1$  の場合のみを示す. また, 二次システムについても  $\Upsilon_2[k, \ell]$  のうち, 優先システム送信機から直接届く信号によるアンサンブル平均が変化するのみであるので, 解析式の導出は割愛する.

$\Upsilon_1[k, \ell]$  は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} \Upsilon_1[k, \ell] &= W'_1(0, \ell, \ell, \tau'_{11})X'_2[k, \ell]e^{-j(\phi_{21}+\phi_\alpha)} + \sum_{i=n_0}^{n_0+1} \sum_{\ell'=0}^{L-1} W_1(i, \ell', \ell, \tau'_{11})X_1[k+i, \ell']e^{-j(\phi_{21}+\phi_\alpha)} \\ &= h_{21} \sqrt{P'_1} (\bar{X}_1[k, \ell] + \sqrt{\lambda}X_2[k, \ell]) + \sqrt{P_1}H_{11}e^{-j(\phi_{21}+\phi_\alpha)} \\ &\quad \cdot \sum_{\ell'=0}^{L-1} \left[ (1-\tau_0)e^{j\pi(\ell+\ell')(1-\tau_0)} \frac{\sin[\pi(\ell'-\ell)(1-\tau_0)]}{\pi(\ell'-\ell)(1-\tau_0)} X_1[k+n_0, \ell'] \right. \\ &\quad \left. + \tau_0 e^{j\pi(\ell+\ell')\tau_0} \frac{\sin[\pi(\ell'-\ell)\tau_0]}{\pi(\ell'-\ell)\tau_0} X_1[k+n_0+1, \ell'] \right] \end{aligned} \quad (5.6)$$

ただし, 3.3.2 節と同様に,  $\tau'_{11} - \tau_{11} = n_0T + \tau_0T$  とおいている. 上式より,  $\tau_0 \neq 0$  の場合, 該当サブキャリア以外の信号成分も含まれることがわかる. これにより, キャリア間干渉により優先システムの特性が悪化する.

なお, この式に基づいて数値例を求めると, 全ての  $X_1[k+n_0, \ell']$ ,  $X_1[k+n_0+1, \ell']$  についてのアンサンブル平均を求める必要がある. これらは合計  $M^{2L}$  種類の取りうる値が存在し, 計算量が膨大となるため, 次節及び次章の数値例においてはシミュレーションにより特性を評価している.

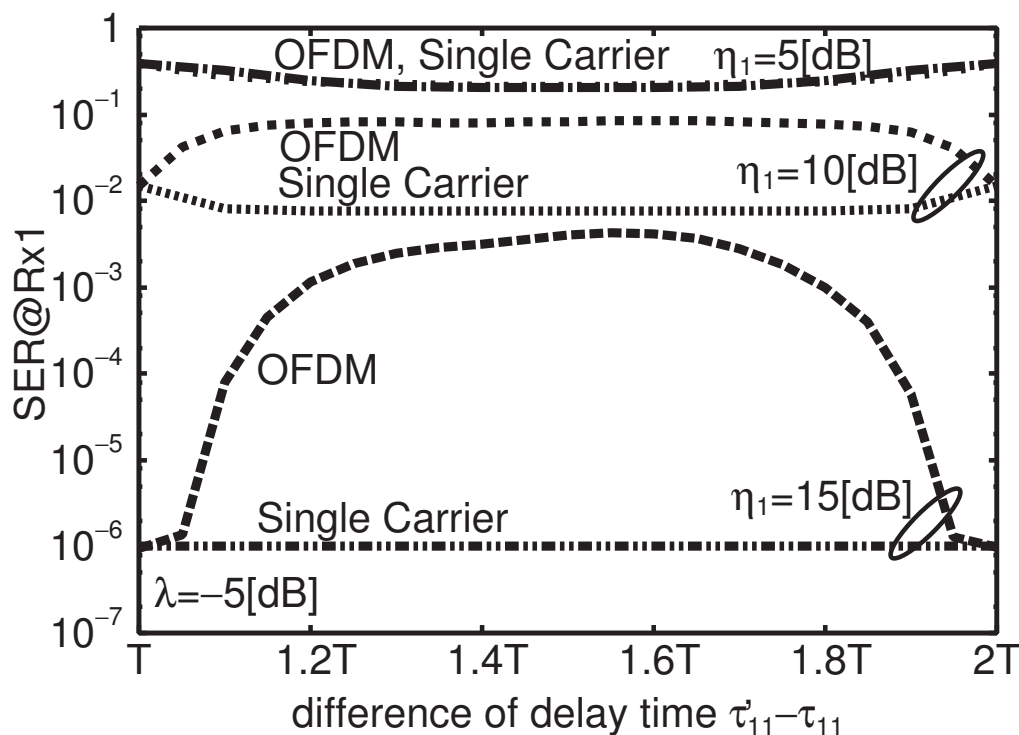


図 5.1: 遅延時間差に対する優先システムのシンボル誤り率特性

## 5.4 数値例

変調方式は両システムとも QPSK とする。シングルキャリア変調については 2 章の解析式より、OFDM 変調についてはシミュレーション（試行回数  $10^7$ ）でそれぞれ求めた。なお、サブキャリア数は  $L = 16$  とする。

### 5.4.1 優先システムのシンボル誤り率特性

式 (5.6) より、 $\tau_0 \neq 0$  の場合にキャリア間干渉が発生する可能性がある。そこで、図 5.1 に横軸を中継された優先システム信号の遅延時間差  $\tau'_{11} - \tau_{11}$  とした場合の優先システムのシンボル誤り率を示す。ここで、シミュレーション諸元は図 3.3 の場合と同様であり、図中の“(Single Carrier)”は図 3.3 で示した特性を再掲している。この図から、OFDM 変調の場合はシングルキャリア変調の場合とは異なり、 $\eta_1$  が大きくなると  $\tau_0 = 0.5T$  のときに特性が最も悪くなることがわかる。これは、シンボル



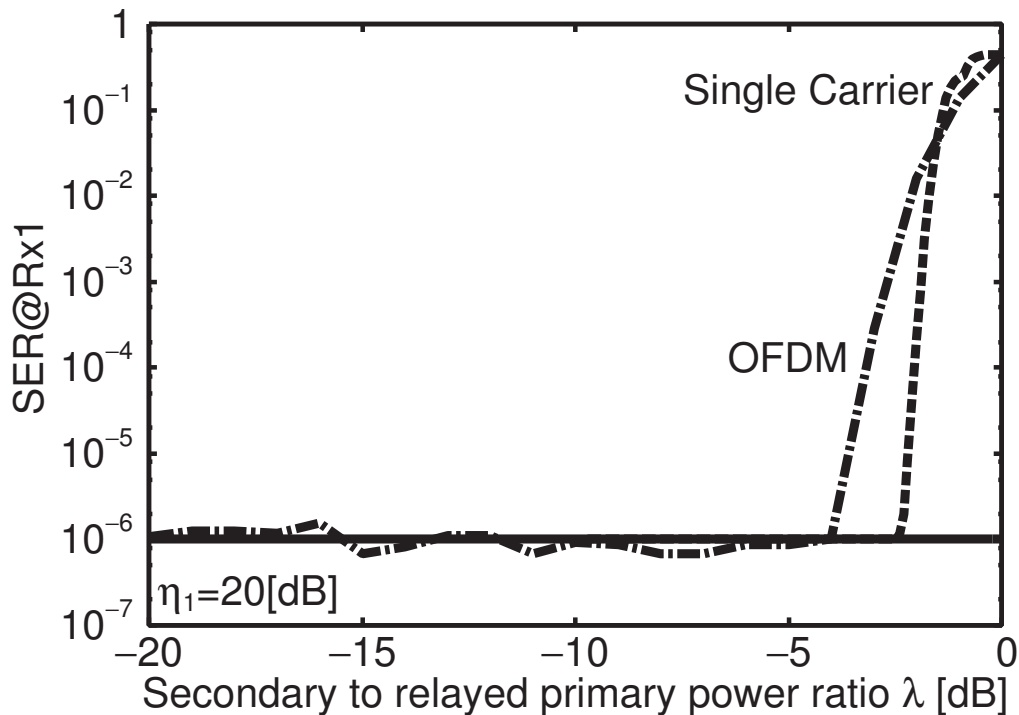


図 5.2: 二次信号電力に対する優先システムのシンボル誤り率特性

同期のタイミングに基づくキャリア間干渉の影響と考えられる。以降、数値例においては  $\tau_0 = 0.5T$  とする。

次に、図 5.2 に横軸を二次信号と中継された優先信号との電力比  $\lambda$  とした場合の優先システムのシンボル誤り率特性を示す。受信 SNR は優先システムが単独で通信を行う場合にシンボル誤り率が  $10^{-6}$  となるよう、 $\gamma_1 = 16.8\text{dB}$  と与えている。この図から、マルチキャリア変調を用いた場合、シングルキャリア変調よりも特性が悪化することがわかる。しかしながら、 $\lambda < -5\text{dB}$  であれば、どちらの変調方式を用いた場合でも優先システム単独時と同じ特性が得られることがわかる。

図 5.3 に横軸を中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の受信電力比  $\eta_1$  とした場合の優先システムのシンボル誤り率特性を示す。ここで、受信 SNR は優先システムが単独で通信を行う場合にシンボル誤り率が  $10^{-6}$  となるよう、 $\gamma_1 = 16.8\text{dB}$  と与えている。図 5.2 と同様に、この図より OFDM を用いると、シングルキャリアのときよりも優先システムの特性を維持するために必要となる  $\eta_1$

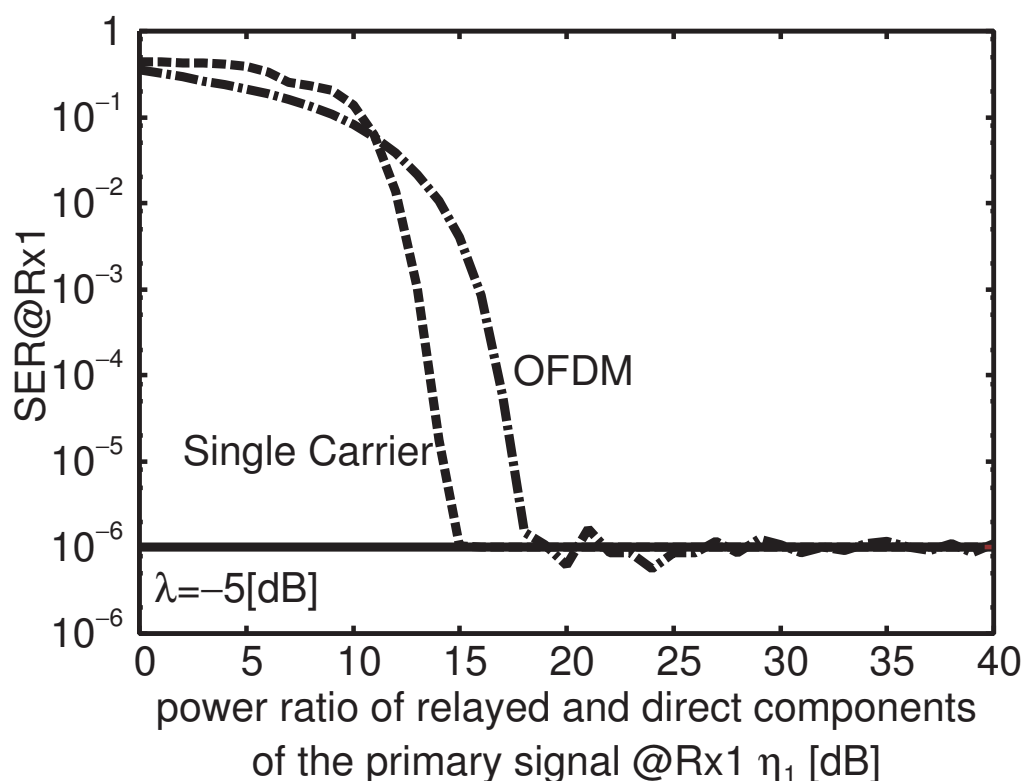


図 5.3: 中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の受信電力比に対する優先システムのシンボル誤り率特性

が 5dB 程大きくなるのがわかる。

#### 5.4.2 二次システムのシンボル誤り率特性

図 5.4 に横軸を二次信号と中継された優先信号との電力比  $\lambda$  とした場合の二次システムのシンボル誤り率特性を示す。ここで、シミュレーション諸元は図 4.4 と同様である。この図から、シングルキャリアと OFDM の特性に余り差が見られないことがわかる。これは、 $\eta_2$  が十分大きく、優先システム送信機からの干渉の影響が変調方式によってあまり変わらないからである。

次に、図 5.5 に横軸を中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の受信電力比  $\eta_2$  とした場合のシンボル誤り率特性を示す。シミュレーション

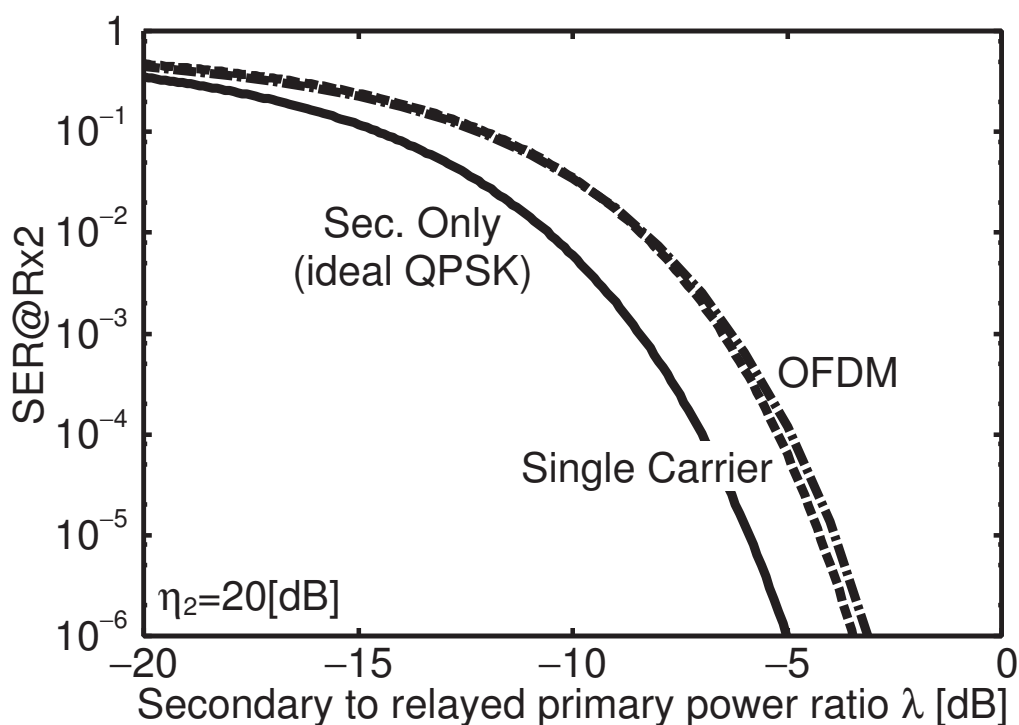


図 5.4: 二次信号電力に対する二次システムのシンボル誤り率特性

諸元は図 4.4 と同様である。この図から、優先システムの場合と同様に、OFDM を用いることでシンボル誤り率が若干悪化している。これは、図 5.3 と同様に、優先システム送信機から届く信号の直交性が崩れ、干渉の影響が増大したためである。

## 5.5 まとめ

本章では、提案方式において優先システム、二次システムが OFDM 変調を用いる場合を考え、各受信機での受信シンボルを解析的に示した。また、シンボル誤り率特性を求め、数値例により評価を行なった。そして、OFDM を用いると、優先システム送信機から直接届く信号の影響が増加し、特性が悪化することを示した。しかしながら、二次信号電力を適切に設定することにより、シングルキャリアの場合と同様に、優先システムのシンボル誤り率を悪化させず同時に二次システムもほとんど誤りなく通信できることを示した。

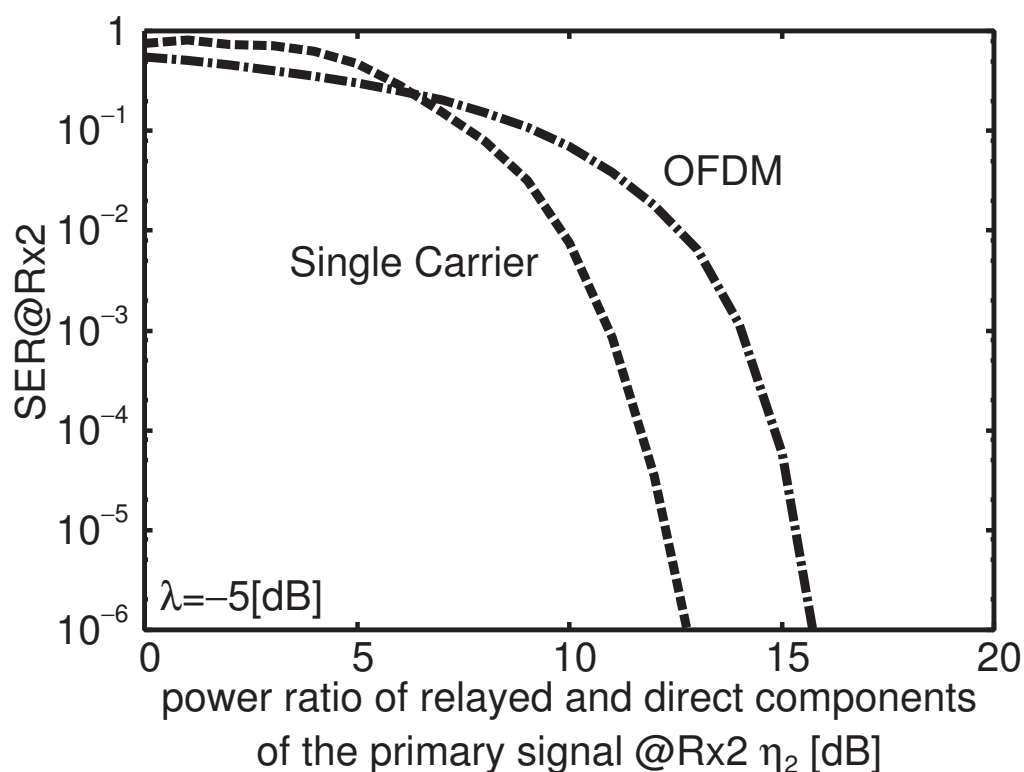


図 5.5: 中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の受信電力比に対する二次システムのシンボル誤り率特性

なお、本章冒頭で述べたように、地上デジタルTV放送などで OFDM が用いられているが、これらのサービスが提供されている環境では通信路環境もシングルパス通信路ではなく、マルチパスフェージングが発生している通信路である。次章では、OFDM を用いる提案方式において、マルチパスフェージング変動が発生する場合の特性について評価する。

## 第6章 マルチパスフェージング通信路 における提案方式の特性評価

### 6.1 はじめに

5章まで、提案方式の特性をシングルパスの通信路にて評価してきた。一方、本研究では優先システムとして地上デジタルTV放送のような広範囲にブロードキャストするシステムを考えている。このとき、優先システム送信機から各受信機への通信路は見通し内通信になるとは必ずしも言えず、マルチパス伝搬が中心の見通し外通信となる可能性もある。そこで本章では、マルチパスフェージング通信路における両システムのシンボル誤り率特性を評価する。

### 6.2 システムモデル

本章では、優先システム、二次システムに OFDM 変調を用いるものとし、各送受信機は原則として前章と同様の構成とする。ただし、シミュレーションの単純化やフェージング変動によって発生するシンボル間干渉 (ISI) への対処のために、離散時間処理でシステムモデルを書き換えるとともにガードインターバルを挿入した。OFDM 送信機、受信機としてそれぞれ優先システム送信機、受信機を例に変更点を次節以降に記載する。なお、二次システム送受信機については、OFDM 変復調については優先システムと共通であり、同様の変更を行うため記載を省略する。

また、通信路については、表 6.1 に示す 3 種類の組み合わせを用いるものとする。ここで、それぞれのフェージング通信路については付録 B で述べる。また、Type2 および Type3 では優先システム送信機から各受信機への通信路として、周波数選択性フェージングを考えているが、その平均電力遅延プロファイルは次式で示される

表 6.1: 各送信機からの通信路の組み合わせ

type	$c_{1j}(t)$	$c_{2j}(t)$
1	周波数非選択性レイリーフェージング	フェージング変動なし
2	周波数 選択性レイリーフェージング	フェージング変動なし
3	周波数 選択性レイリーフェージング	周波数非選択性レイリーフェージング

2 波モデルとする.

$$R_c(\tau) = 0.5\delta(t - \tau_{1j}) + 0.5\delta(t - \tau_{1j} - T/8) \quad (6.1)$$

### 6.2.1 優先システム送信機の構成

図 6.1 に優先システム送信機の構成を示す. ここで, 2 章の図 2.2 との違いは, 以下の 2 点となる.

- サブキャリアへの割り当てに複素指数関数の積ではなく逆高速フーリエ変換 (IFFT) を使用し, その後デジタルアナログ変換 (DAC) で等価低域信号としている
- 送信時にガードインターバル (GI) を挿入している

前者はシミュレーションを簡単に行うために変更しており, 解析的に 2 章と同じ送信信号となる. また, 後者はマルチパスフェージングへの対処である. 詳しくは付録 B で述べるが, マルチパスフェージング通信路においては送信シンボルが遅延して ISI を引き起こす. そこで, 信号を送信する際に各 OFDM シンボルの合間に復調時には破棄する領域を用意することで, ISI の影響を抑えることができる. このシンボル間に空ける時間をガードインターバル  $T_G$  とする.

GI を入れる場合の優先システム送信機の実出力信号  $x_1(t)$  は次式で表される.

$$x_1(t) = \sqrt{P_1} \sum_k \sum_{\ell=0}^{L-1} g(t - kT_0) X_1[k, \ell] e^{-j2\pi\ell(t-kT_0)/T} \quad (6.2)$$

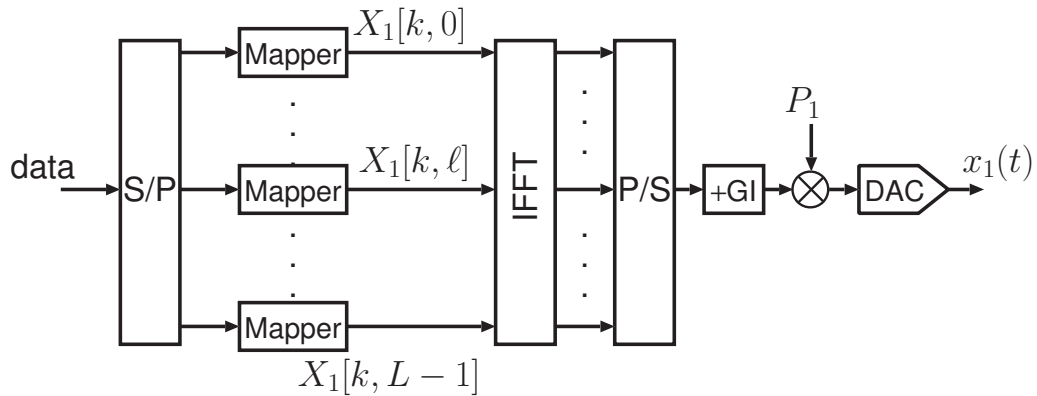


図 6.1: OFDM 変調と GI を用いる優先システム送信機の構成

ここで、 $g(t)$  は GI を含んだシンボル継続時間  $T_0 = T + T_G$  のシンボルパルス波形として、次式で表される [60].

$$g(t) = \begin{cases} 1 & -T_G \leq t < T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6.3)$$

このようにシンボルパルスを与えることで、GI として Cyclic Prefix (CP) を付加する。また、DAC のサンプリング周期は  $T_S = T/L$  である。

## 6.2.2 優先システム受信機の構成

次に、図 6.2 に優先システム受信機の構成を示す。ここで、2 章の図 2.5 との違いは、優先システム送信機で加えた変更点に対応する FFT と GI 除去の他、シンボル同期における  $\tau_1$  と  $\phi_1$  の推定及び受信シンボルへの処理を分割した点である。受信機では、まず遅延時間と GI を考慮し、サンプリングタイミング  $t = k'T_0 + iT_S + \tau_1$  ( $i = 0, \dots, L-1$ ) で AD 変換する。次に、AD 変換器出力を  $L$  シンボルずつ高速フーリエ変換を行うことで、受信シンボル  $Y_1[k', \ell']$  を次式のように求める。

$$Y_1[k', \ell'] = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} y_1(k'T_0 + iT_S + \tau_1) e^{j2\pi\ell' i/L} \quad (6.4)$$

以上の式から、2 章と同様に送信シンボルが得られることを以下に示す。二次シス

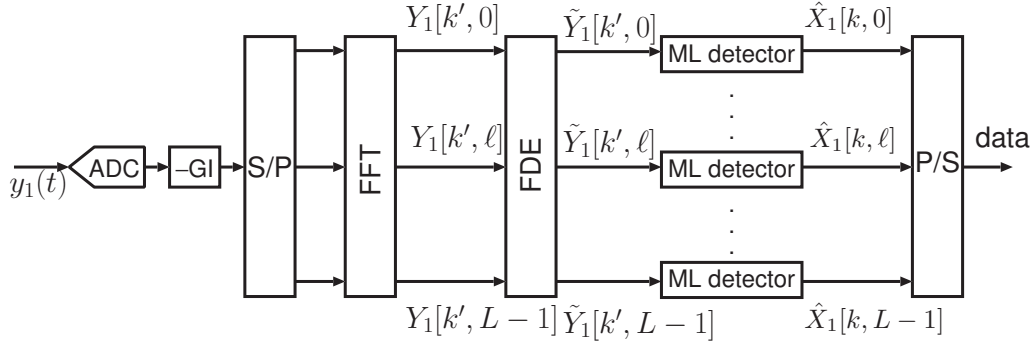


図 6.2: OFDM 変調と GI を用いる優先システム受信機の構成

テムや受信機雑音がなく、通信路は  $c_{11}(t) = H_{11}\delta(t - \tau_{11})$  とする。このとき、受信信号  $y_1(t) = c_{11}(t) * x_1(t)$  は、

$$y_1(t) = H_{ij} \sqrt{P_1} \sum_k \sum_{\ell=0}^{L-1} g(t - kT_0 - \tau_{11}) X_1[k, \ell] e^{-j2\pi\ell(t - kT_0 - \tau_{11})/T} \quad (6.5)$$

となる。  $\hat{\tau}_1 = \tau_{11}$  として、  $y_1(t)$  をサンプリングしたものを  $y_1[k', i]$  とすると、

$$\begin{aligned} y_1[k', i] &= y_1(k'T_0 + iT_S + \tau_{11}) = H_{11} \sqrt{P_1} \sum_k \sum_{\ell=0}^{L-1} g(iT_S + (k' - k)T_0) X_1[k, \ell] e^{-j2\pi\ell[iT_S + (k' - k)T_0]/T} \\ &= H_{11} \sqrt{P_1} \sum_{\ell=0}^{L-1} X_1[k', \ell] e^{-j2\pi\ell i/L} \end{aligned} \quad (6.6)$$

最後に、  $y_1[k', i]$  をフーリエ変換することで、受信シンボル  $Y_1[k', \ell']$  は、

$$\begin{aligned} Y_1[k', \ell'] &= \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} H_{11} \sqrt{P_1} \sum_{\ell=0}^{L-1} g(iT_S) X_1[k', \ell] e^{-j2\pi\ell i/L} e^{j2\pi\ell' i/L} \\ &= H_{11} \sqrt{P_1} \sum_{\ell=0}^{L-1} X_1[k', \ell] \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} e^{-j2\pi(\ell - \ell')i/L} \\ &= H_{11} \sqrt{P_1} X_1[k', \ell'] \end{aligned} \quad (6.7)$$

となり、元の送信シンボルと通信路の複素振幅をかけ合わせた形式で得られることがわかる。ここで、

$$\frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} e^{-j2\pi(\ell - \ell')i/L} = \begin{cases} 1 & \ell' - \ell = 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6.8)$$



の関係を用いた。

次に、受信シンボルに複素振幅から通信路の影響を取り除く。通信路の複素振幅の推定値を  $\hat{H}_1[\ell]$  として、

$$\tilde{Y}_1[k, \ell] = Y_1[k, \ell] / \hat{H}_1[\ell] \quad (6.9)$$

とすることで受信シンボルから通信路の影響を取り除く。これは周波数領域等化 (Frequency Domain Equalizer: FDE) と呼ばれる。最後に、 $\tilde{Y}_1[k, \ell]$  から最尤判定することで、送信シンボルの推定値を得る。

## 6.3 数値例

変調方式は両システムとも QPSK とする。特性はシミュレーション (試行回数  $10^6$ ) で求めた。なお、マルチキャリア変調時のサブキャリア数は  $L = 16$  とする。また、GI 長は  $T_G = 0.25T$  とする。このとき、 $T_G > T_m$  となるので、周波数選択性フェージングの影響は抑えられる。チャネル推定については、誤りなく行えるものと仮定する。これまでに用いてきたパラメータのうち、確率変動する項目  $\gamma_j, \eta_j$  について、確率変動する項目については平均値を用いた。これらを  $\bar{\gamma}_j, \bar{\eta}_j$  と表記する。

### 6.3.1 優先システムのシンボル誤り率特性

図 6.3 に横軸を優先システム受信機における平均受信 SNR とした場合の優先システムのシンボル誤り率特性を示す。ここで、 $\lambda = -5\text{dB}$ ,  $\bar{\eta}_1 = 40\text{dB}$  としている。この図より、二次システム送信機からの通信路にフェージング変動がない場合 (Type1, Type2), 優先システムのシンボル誤り率特性は優先システム単独時と同じ特性となる。これは、干渉となる優先システム送信機から直接届く信号について、通信路の状況は変化するが平均電力は変わらないためである。一方、二次システム送信機からのチャネルに周波数非選択性フェージングが起こる場合 (Type3), 平均 SNR が高くなると、優先システムのシンボル誤り率特性が悪化する。これは、フェージング変動により再生中継された優先システム信号が劣化するためである。

次に、図 6.4 に横軸を中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の平均受信電力比  $\bar{\eta}_1$  とした場合の優先システムのシンボル誤り率特性を示す。

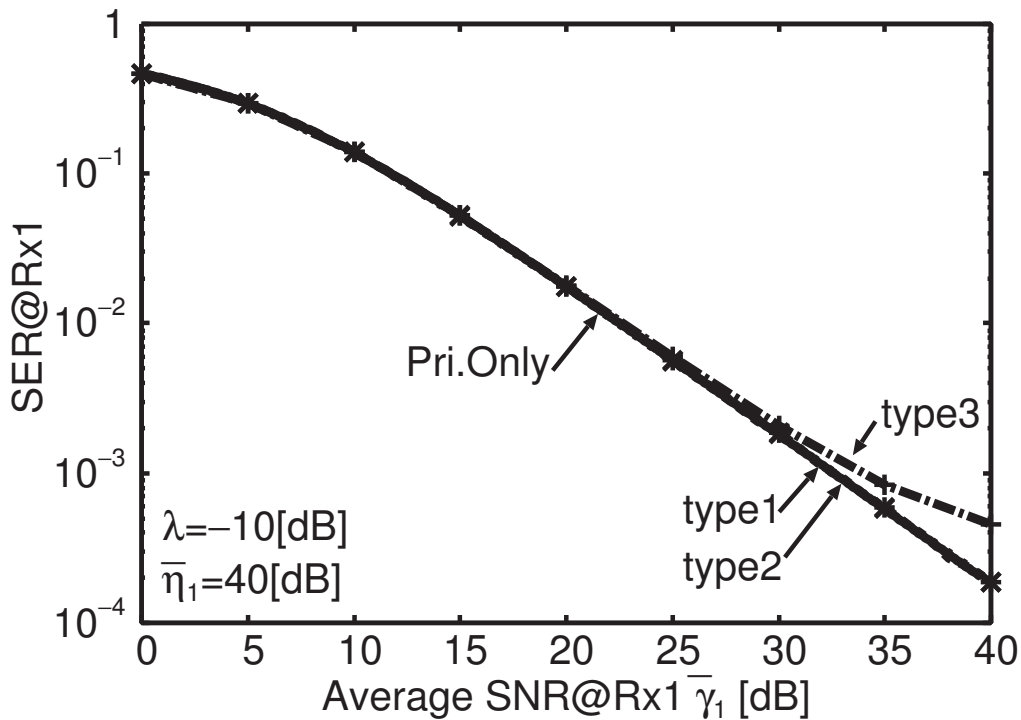


図 6.3: フェージング環境における優先システムのシンボル誤り率特性

ここで、受信 SNR は優先システムが単独で通信を行う場合にシンボル誤り率が  $10^{-3}$  となるよう、 $\bar{\gamma}_1 = 32.6\text{dB}$  と与えている。この図より、二次システム送信機からのチャンネルに周波数非選択性フェージングが起こる場合、他の場合と比べ  $\bar{\eta}_1$  が 20dB 程度多く必要となる。しかしながら、 $\bar{\eta}_1$  を十分大きくすることで、優先システムの特徴を維持することが可能である。

### 6.3.2 二次システムのシンボル誤り率特性

図 6.6 に横軸を二次システム受信機における平均受信 SNR とした場合の二次システムのシンボル誤り率特性を示す。ここで、 $\lambda = -5\text{dB}$ 、 $\bar{\eta}_2 = 40\text{dB}$  としている。この図から、優先システムのシンボル誤り率特性と同様に、二次システム送信機からのチャンネルにフェージング変動がない場合 (Type1, Type2)、二次システムのシンボル誤り率特性が二次システム単独時と同等となる一方、二次システム送信機から

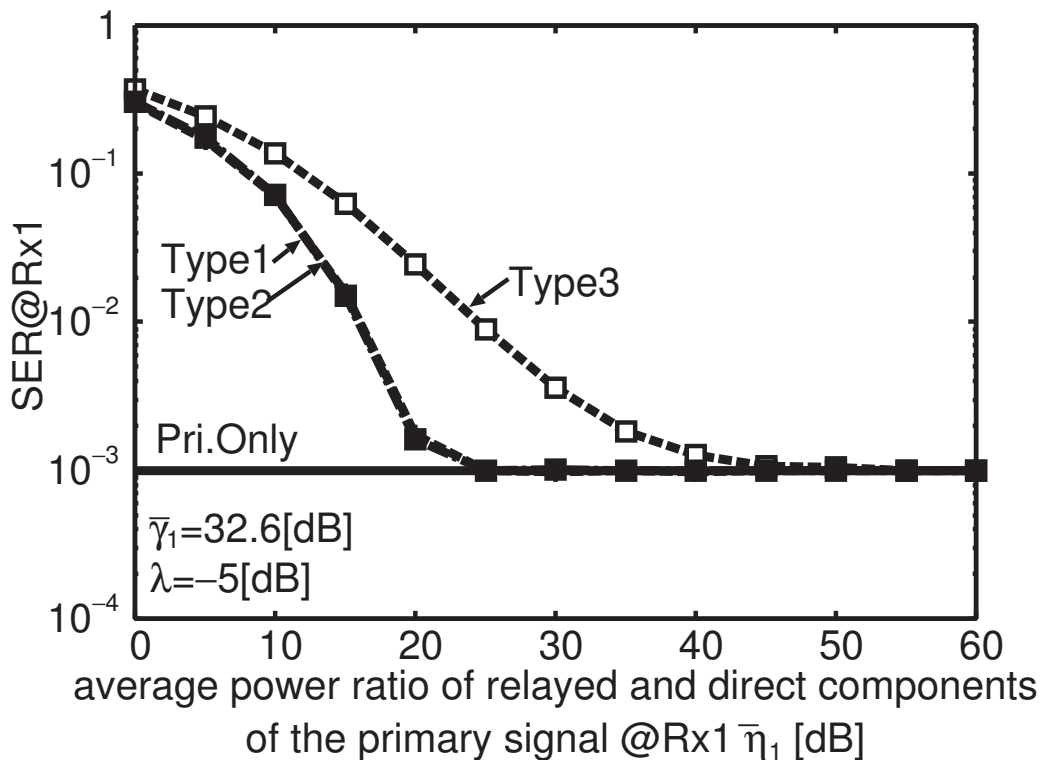


図 6.4: フェージング環境における中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の平均受信電力比に対する優先システムのシンボル誤り率特性

のチャンネルに周波数非選択性フェージングが起こる場合 (Type3) は平均 SNR が高くなるとシンボル誤り率特性が悪化する。これらは、優先システムのシンボル誤り率と同様の要因と思われる。

二次システムにフェージング変動がない場合、優先システム送信機からの信号にフェージングがある場合でも、ある程度中継利得を大きくすることで二次システムの特性を単独通信時並みに維持することが可能である。そこで、図 6.6 に二次信号と中継された優先信号との電力比  $\lambda$  とした場合の優先システムのシンボル誤り率特性を示す。ここで、二次システム送信機からのチャンネルに周波数非選択性フェージングが起こる場合 (Type3) のみを考え、 $\bar{\eta}_2 = 20, 40, 60$  dB としている。また、 $\lambda = -5$  dB のときに、二次システム単独時のシンボル誤り率が  $10^{-3}$  となるよう、二次システム受信機における中継された優先信号に対する平均 SNR を  $\bar{h}_{22}^2 P_1 / \sigma_2^2 = 37.6$  dB と固定

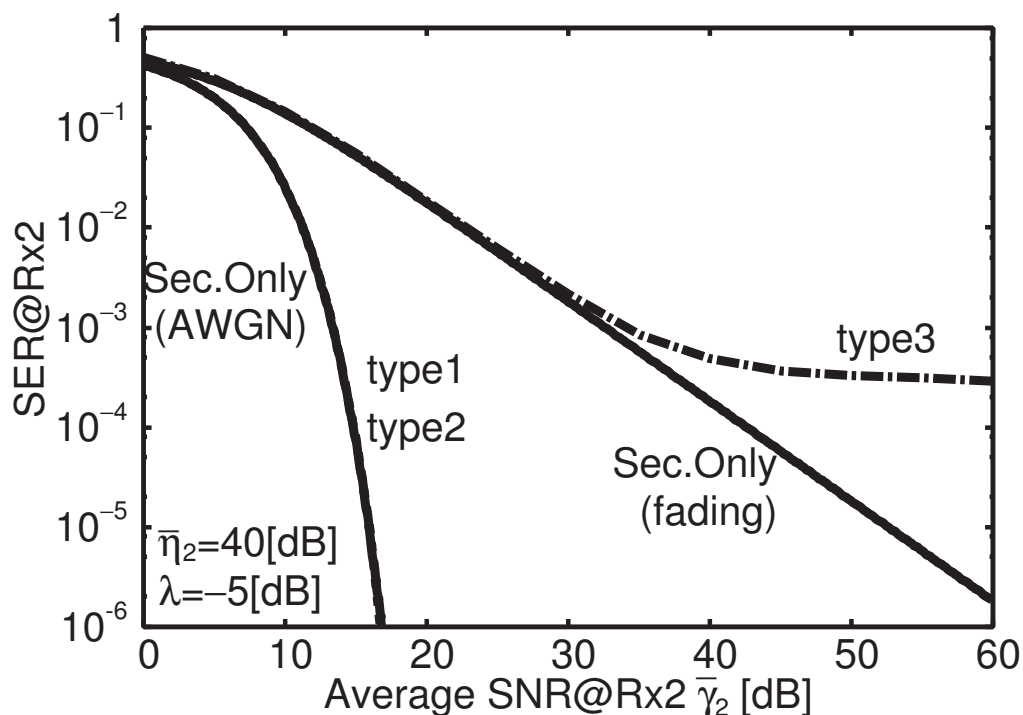


図 6.5: フェージング環境における二次システムのシンボル誤り率特性

している. この図から,  $\bar{\eta}_2 = 40, 60$  dB であれば,  $\lambda$  の値に関わらず, 二次システム単独時のシンボル誤り率とほぼ同等の特性が得られることがわかる.

## 6.4 まとめ

本章では, 優先システム送信機から各受信機へのチャネルがレイリーフェージング通信路となる場合について, シンボル誤り率特性を評価した.

そして数値例において, レイリーフェージングにより特性が悪化するものの, 二次信号電力を適切に設定することにより, 中継された優先信号と優先システム送信機から直接届く優先信号の平均受信電力比が十分大きい領域では, 優先システムのシンボル誤り率を悪化させず, 同時に二次システムもほとんど誤りなく通信できることを示した.

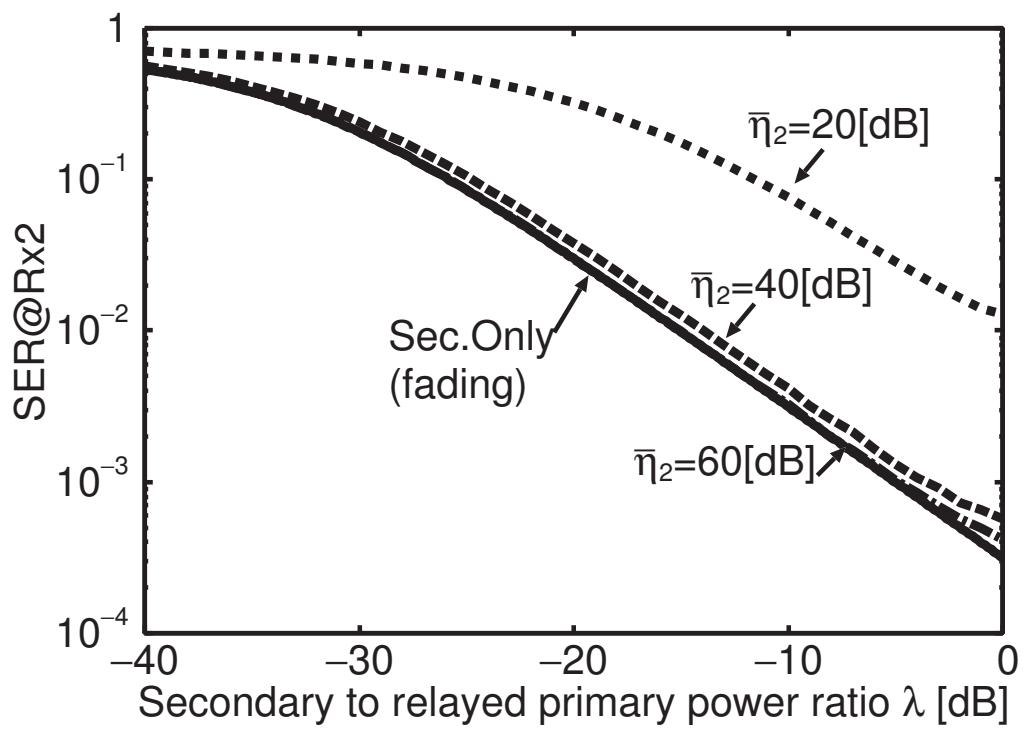


図 6.6: フェージング環境における二次信号電力に対する二次システムのシンボル誤り率特性



## 第7章 総括

### 7.1 本研究のまとめ

本研究では，優先順位のある周波数共用において，優先システムに悪影響や変更を加えることなく，かつ二次システム自身も高速な通信を実現可能な周波数重畳通信システムの実現について検討を行った．そして，二次システムが優先システムに一方的に協力し，その上に自身の情報を重畳することで，優先システムの特性を劣化させずに自身の通信品質も確保できるような手法の構築に取り組んだ．

まず第1章において，本研究の背景となる周波数帯域利用の現状について論じ，周波数共用の必要性について言及した．この周波数共用の実現方法として，ホワイトスペースの利用と周波数重畳通信の利用について述べた．そして，本研究が取り組む周波数重畳通信の課題を明らかにするとともに，本研究の目的について示した．

次に第2章では，本論文で提案する二次システムが優先システムへ一方的に協力中継を行い，その上に自身の情報を重畳する方式について論じた．まず，一方的協力中継を用いる利点について述べた．次に，提案方式を評価する際に用いるシステムモデルについて述べるとともに，一方的協力中継の具体化として，優先システムの通信への協力として信号中継を行う二次システム送信機，中継された優先システム信号も含めて受信し干渉除去により自身の信号を取り出す二次システム受信機の構成について述べた．

第3章では，第2章で述べたシステムモデルに基づき，提案手法の基礎的な性能について議論した．まず，優先システム受信機のシンボル同期に焦点を当て，優先システム受信機が二次システムの存在を知らない場合であっても，二次システム送信機によって中継された優先システム信号に同期する可能性があることを解析的に示した．次に，優先システム受信機，二次システム受信機におけるシンボル誤り率特

性を解析的に導出した。そして、解析式に基づき数値例により提案方式の特性を評価した。その結果、十分中継利得がある状況であれば、優先システムのシンボル誤り率を悪化させることなく、その10倍以上の二次システムの受信電力において、二次システムのシンボル誤り率も単独通信時から5dB程度の損失のみで通信可能であることを示した。ただし、二次システムの信号電力が強いにもかかわらず、自身のシンボル誤り率が悪化するという現象が発生することが示された。

第3章で明らかになった二次システムのシンボル誤り率悪化に対処するため、第4章では、二次システム送信機の送信信号点配置に着目し、中継された優先信号へ重畳される二次システム信号の最適化に取り組んだ。本章では、再生中継される優先システム信号の情報をを用い、二次システム受信機において最も中継信号による干渉の影響を抑えることができるような送信シンボルのマッピング手法を提案し、数値例によりさらに数デシベルの特性改善を実現した。

第5章では、提案方式をOFDM変調に拡張し、特性評価を行なった。優先システムがOFDM変調を用いる場合、各受信機において優先システム送信機から直接届く信号の直交性が崩れ、大きな干渉を与えることで特性悪化の懸念がある。しかしながら、数値例の評価により、若干の特性悪化が起こるものの、第3章で示したように、優先システムのシンボル誤り率を悪化させることなく、二次システムも充分低いシンボル誤り率で通信可能であることを示した。

第6章では、通信路におけるマルチパスフェージングの影響について検討を行った。まず、マルチパスフェージングの統計的性質について述べた上で、マルチパスフェージングを考慮したOFDMでのシステムモデルを示した。そして各システムのシンボル誤り率の評価を行い、フェージング変動のために特性の劣化が確認された。しかしながら、パラメータを適切に選択することで、フェージングがない場合と同様に、優先システムのシンボル誤り率を悪化させることなく、二次システムも妥当な品質で通信可能であることを示した。

以上が本論文の概要である。

周波数帯域の利用効率向上に関する研究では、ホワイトスペースの利用や周波数重畳通信などでも、まずは既存の優先システム環境があり、そこに変化をできるだけ与えないように二次システムが参加する研究が主流である。あるいは、優先システムがある程度二次システムと協調するようなモデルが考えられている。その中で、



本研究は優先システムへの一方的協力中継に着目した検討を行ってきた。従来の周波数重畳通信の検討と比較して、優先システムに協力を仰がず、優先システムの環境を積極的に改善する方向へ改変し、二次システムの利用可能な資源を拡大する手法と言える。このように、従来とは正反対の視点に基づいて提案手法を構築しており、学術的な意義があると言える。そして、実際に優先システムには悪影響を与えずに、二次システムも単独通信時並の品質が期待できるという、工学的に意義のある手法が得られた。

## 7.2 今後の展開

本論文では、一方的協力中継を行うことによる優先システムへの影響、特に中継された優先システム信号が優先システム受信機においてどのような影響を与えるかの議論を行うため、変復調方式を簡略化し、通信路符号化やインタリーブなどを省略して特性を評価してきた。その結果、一方的協力中継の優位性を示すことができたが、例えば第6章では  $\bar{\eta}_1 \geq 60\text{dB}$  という空間的には非常に限られた範囲でのみ使用可能との結論に至った。しかしながら、誤り率などの通信品質は特に通信路符号化によって大きく改善されることから、提案方式が適用可能な領域が広がる可能性もある。そのため、優先システムとして地上デジタルTV放送など個々のアプリケーションを想定し、標準規格で規定されている送受信機構成や通信路環境に基づいて、二次システムを設計し特性評価することが必要であろう。

また、提案方式では二次システム送信機は自身の通信を行う際に、優先システム信号の中継も常に行う必要がある。地下街などのギャップファイラーに提案方式を用いる場合、優先システム信号の中継が主目的であるため問題ないが、二次システムだけでみると、従来の周波数重畳通信方式と比較してデータレートは速いがコストも増大するという問題がある。後者のような環境で用いることを考えたとき、従来の周波数重畳通信の研究 [43–46, 49, 50] を応用し、二次システム受信機の位置を把握して必要最小限の中継に抑える手法や、二次システム信号の通信電力を下げ、必要な中継電力を抑える手法などの検討が必要であろう。あわせて、OSA との比較のために、提案方式において優先システムからの協力が得られる場合にどのような特

性が得られるかを評価することで、OSA と比較したときの提案方式の優位性について示すことも興味深い今後の検討課題の一つであろう。

# 付録A 周波数重畳通信の情報理論的 検討

## A.1 はじめに

本研究では，周波数重畳通信において，二次システムが優先システム対し一方的に協力中継を行い，その上に自身の情報を重畳する方式を提案している．本論文では提案方式をシンボル誤り率で評価してきた．そして優先システムの誤り率を悪化させることなく，二次システムも単独で通信する場合に匹敵する誤り率で通信できることを示した．

他方，無線通信の理論限界については，情報理論による評価も行われる．2システムによる周波数重畳通信に対応する検討として，独立に2ユーザが通信を行う干渉通信路 [61,62] がある．この文献によれば，時分割で通信路を個々に使うよりも，同時に通信を行う方が達成可能レート領域を広げることができるとされる．さらに，二次システムが優先システムへの一方向協力をを行うシステムとして，文献 [63] において二次システムが優先システムの送信メッセージを予め認知し，自身の符号化や優先システムへの協力に使用する手法が提案されている．文献 [63] では，情報理論の見地に基づいた達成可能レートを与えている．しかし，これは符号長が無限大となる場合の特性であり，実現できるかどうかは示されていない．加えて，マルチパス環境下における最適化や，二次システムが複数存在する場合のレートの分配方法といった課題もある [64,65]．

本研究は，これらとは別に二次システムが優先システム対し一方的に協力中継を行う手法を提案しているが，情報理論的限界はこれらの研究から求めることができる．本章では，主に文献 [61–63] に基づき，提案手法が達成可能なレートについて議論する．

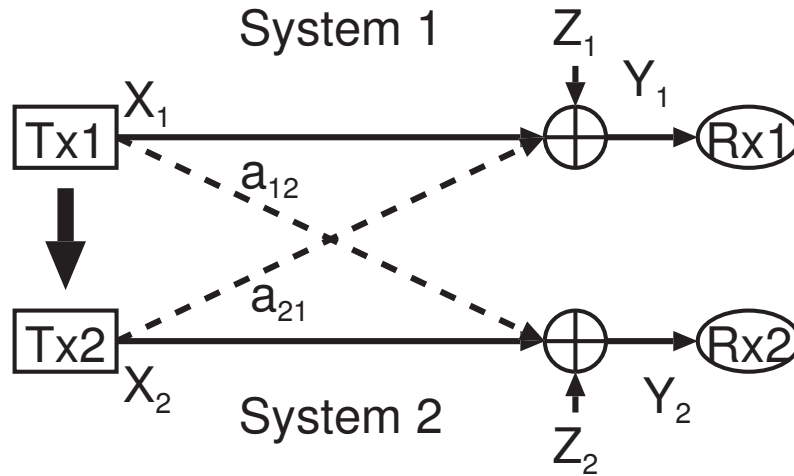


図 A.1: 情報理論に基づくシステムモデル

## A.2 ガウス型干渉通信路と達成可能な容量領域

図 A.1 に 2 システムが同時に通信を行うシステムモデルを示す. システム 1, 2 はそれぞれ送信機 (Tx), 受信機 (Rx) の対を持つ. システム  $i$  は送信するメッセージを  $X_i$ , システム  $j$  の受信信号及び付加雑音をそれぞれ  $Y_j, Z_j$  とする. また, システム  $i$  からシステム  $j$  への干渉を表す係数を  $a_{ij}$  とおく. ただし,  $a_{11}, a_{22} = 1$  と正規化されているものとする. このとき,  $Y_j$  は次式で表される.

$$Y_1 = X_1 + a_{21}X_2 + Z_1 \quad (\text{A.1})$$

$$Y_2 = a_{12}X_1 + X_2 + Z_2 \quad (\text{A.2})$$

ただし, 平均電力の制約として,  $\mathbf{E}[X_i^2] \leq P_i$  とする. また, 各システムの伝送可能なレート対  $(R_1, R_2)$  の存在領域を容量領域と呼ぶ.

このようなガウス型干渉通信路において, 特に  $a_{21}, a_{12} \geq 1$  のときに「強い干渉」の場合と呼び, 両システムのレートは以下の制約を得る [66].

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 \leq R_1 \leq \frac{1}{2} \log(1 + P_1) \\ 0 \leq R_2 \leq \frac{1}{2} \log(1 + P_2) \\ 0 \leq R_1 + R_2 \leq \min \left\{ \frac{1}{2} \log(1 + P_1 + a_{21}^2 P_2), \frac{1}{2} \log(1 + a_{12}^2 P_1 + P_2) \right\} \end{array} \right. \quad (\text{A.3})$$

ここで、本研究で考えている周波数重畳通信においては、 $a_{12} = a_{21} = 1$ を想定している。すると、上記の制約は、それぞれ以下のように考えることができる。

- 1行目：システム1が単独で通信する場合の通信路容量  $C_1$
- 2行目：システム2が単独で通信する場合の通信路容量  $C_2$
- 3行目：システム1とシステム2が協力して通信する場合の通信路容量  $C_{1+2}$

ただし、 $C_{1+2} < C_1 + C_2$ である。

図A.2に  $P_1 = 10$  (システム1のSNRが10dB)の場合に、 $P_2 = 1, 10, 100$ と可変させた時の達成可能な容量領域を示す。この図から、 $P_2$ を大きくすることで全体の達成可能な容量領域が拡大することがわかる。しかしながら、本研究で考えているように、優先システム(システム1)の特性を単独通信時と同等に維持する( $R_1 = \frac{1}{2} \log(1+P_1)$ とする)場合、二次システム(システム2)が達成可能なレートは、自身の単独通信時よりも低くなる。

また、ここで得られる達成可能容量領域を完全に活かすためには、受信機を工夫する必要がある。図A.2中の十字記号は、干渉信号をガウス雑音とした場合の特性を示している。ここで、

$$R_1 = \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{P_1}{1 + P_2} \right) \quad (\text{A.4})$$

$$R_2 = \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{P_2}{1 + P_1} \right) \quad (\text{A.5})$$

である。この図から、二次システムの電力を増加させると、優先システムのレートが低下してしまうことがわかる。そのため、従来の周波数重畳通信において二次システムは、送信電力  $P_2$  を削減し優先システムのレート低下を抑えるが、このとき二次システムの達成可能なレート  $R_2$  が低下することがわかる。

### A.3 優先システム信号の一方向的協力中継を伴う周波数重畳通信の達成可能な容量領域

議論を容易にするために、本節では文献 [63] のように優先システム送信機と二次システム送信機間に雑音がない場合を考える。このとき、二次システム送信機にお

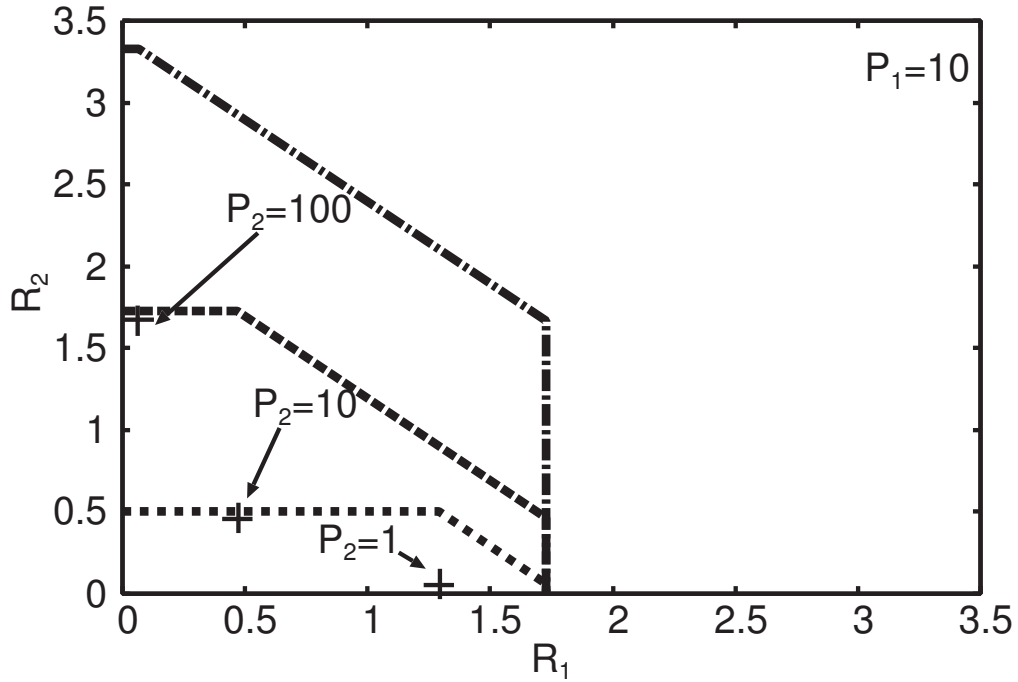


図 A.2: 周波数重畳通信方式の達成可能な容量領域

いては、優先システム信号を誤りなく中継できる。ここで、中継信号の平均電力を  $P'_1$  とすると、干渉通信路において優先システムの信号電力が  $P_1 \rightarrow P_1 + P'_1$  になったといえるので、式 (A.3) から、達成可能なレート領域は次式で表される。

$$\begin{cases} 0 \leq R_1 \leq \frac{1}{2} \log(1 + P_1 + P'_1) \\ 0 \leq R_2 \leq \frac{1}{2} \log(1 + P_2) \\ 0 \leq R_1 + R_2 \leq \frac{1}{2} \log(1 + P_1 + P'_1 + P_2) \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

また、干渉信号がガウス雑音で加わると仮定した場合のレートは、

$$R_1 = \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{P_1 + P'_1}{1 + P_2} \right) \quad (\text{A.7})$$

$$R_2 = \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{P_2}{1 + P_1 + P'_1} \right) \quad (\text{A.8})$$

となるが、二次システム送信機では中継器により自身の受信機で加わる干渉を知っている。このような場合に干渉を抑圧する手法として“Dirty Paper Coding” (DPC) と呼ばれる手法がある [57]。DPC では、二次システム送信機の符号化器を工夫し、

干渉成分を予め減算することで受信機で加わる干渉の影響を除外する．実現例としては“Tomlinson–Harashima Precoding”（THP）[58,59]や“Lattice Reduction”などが挙げられる．また，4章において提案した適応マッピング手法も，限定的ではあるがDPCの実現例といえる．

二次システム送信機においてDPCを適用した場合，干渉信号がガウス雑音として加わる場合のレートは，

$$R_1 = \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{P_1 + P'_1}{1 + P_2} \right) \quad (\text{A.9})$$

$$R_2 = \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{P_2}{1 + P_1} \right) \quad (\text{A.10})$$

となる．

図A.3に $P_1 = P_2 = 10$ の場合に， $P'_1 = 0, 10, 100$ と可変させた時の達成可能な容量領域を示す．この図から，中継により達成可能な容量領域が拡大していることがわかる．そして， $R_1 = C_1$ のときに実現可能な $R_2$ の上限も大きくなり，最終的には $R_2 = C_2$ が可能である．また干渉信号がガウス雑音として加わるワーストケースについても，図A.2と比較すると，中継電力を大きくすることで， $R_1 = C_1$ とできることがわかる．

## A.4 まとめ

本章では周波数重畳通信方式の情報理論に基づく評価を行なった．具体的には，干渉通信路における容量領域の議論を用い，協力中継の有無で達成可能な容量領域を比較した．その結果，優先システム信号の一方的協力中継により達成可能な容量領域が拡大することを示した．

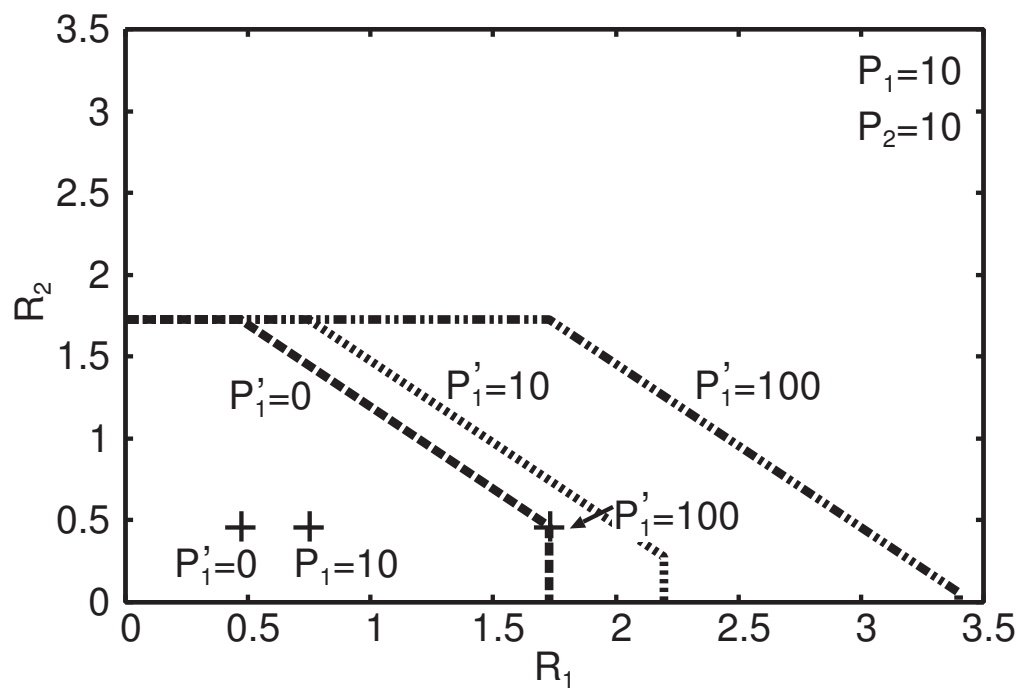


図 A.3: 優先システム信号の一方的協力中継を伴う周波数重畳通信方式の達成可能な容量領域



## 付録B 通信路におけるフェージング 変動の影響

### B.1 はじめに

一般に無線通信においては、送信機から受信機へ直接届く直接波の他に、障害物での反射、散乱、回折といった現象により複数の経路を通った信号が受信される。このような、複数の経路（パス）を経て信号が受信される現象はマルチパスフェージング通信路と呼ばれる [67,68]。経路により距離が変わるため、通った経路によって振幅と遅延時間が変化し、また同じ遅延時間ではあるが別経路で届く場合などもある。それゆえ、遅延時間が異なり分離できる経路を  $D_{ij}$  とした時に、時不変の通信路のインパルス応答は式 (2.1) で表され、 $H_{ij}^{(d)}$ 、 $\tau_{ij}^{(d)}$  がそれぞれ確率変動する。なお、障害物の移動などにより振幅や遅延時間、経路数は時間変動もするが、本論文では簡単のためパラメータの時間変動は考慮しないものとする。

### B.2 マルチパスフェージングの特徴

マルチパスフェージングを特徴付ける指標は複数あり、主に、遅延方向の特性、時間方向の特性、そして各パラメータが従う確率分布である。このうち、2番目については、前節で述べたように本論文では時間変動を考慮しないため、残り2点について述べる。なお、説明を簡単にするために、式 (2.1) を以下のように  $c_{ij}(\tau)$  として表す。

$$c_{ij}(\tau) = \sum_{d=0}^{D_{ij}-1} H_{ij}^{(d)} \delta(\tau - \tau_{ij}^{(d)}) \quad (\text{B.1})$$

まず，遅延方向，すなわち  $\tau$  についての特性として，この確率過程の自己相関関数  $R_c(\tau_a, \tau_b)$  を考える．これは次式で表される．

$$R_c(\tau_a, \tau_b) = \mathbf{E} \left[ c_{ij}(\tau_a)^* c_{ij}(\tau_b) \right] \quad (\text{B.2})$$

ここで， $H_{ij}^{(d)}$  は各  $d$  について無相関，すなわち  $d$  と  $d' \neq d$  について  $\mathbf{E} \left[ H_{ij}^{(d)*} H_{ij}^{(d')} \right] = 0$  と仮定すると， $R_c(\tau_a, \tau_b)$  は以下のように変形できる．

$$R_c(\tau_a, \tau_b) = \mathbf{E} \left[ \sum_{d=0}^{D_{ij}-1} |H_{ij}^{(d)}|^2 \delta(\tau_a - \tau_{ij}^{(d)}) \delta(\tau_b - \tau_{ij}^{(d)}) \right] = \sum_{d=0}^{D_{ij}-1} \mathbf{E} \left[ |H_{ij}^{(d)}|^2 \right] \delta(\tau_a - \tau_{ij}^{(d)}) \delta(\tau_b - \tau_a) \quad (\text{B.3})$$

さらに， $\tau_a = \tau_b = \tau$  とおくと，自己相関関数  $R_c(\tau)$  は次式で表される．

$$R_c(\tau) = \sum_{d=0}^{D_{ij}-1} \mathbf{E} \left[ |H_{ij}^{(d)}|^2 \right] \delta(\tau - \tau_{ij}^{(d)}) \quad (\text{B.4})$$

この関係は平均電力遅延プロファイルと呼ばれ，フェージングがどの程度の遅延時間まで続くかを示す指標である．例として， $\mathbf{E} \left[ |H_{ij}^{(d)}|^2 \right] = 5 - d$ ， $D_{ij} = 5$ ， $\tau_{ij}^{(d)} = d$  としたときの  $R_c(\tau)$  を図 B.1 に示す．また， $R_c(\tau)$  が非負となる遅延時間をマルチパス広がり  $T_m$  と呼ぶ．図の例では  $T_m = 4$  である．

次に， $R_c(\tau)$  をフーリエ変換した値  $R_c(f)$  を考える．これは空間周波数相関関数と呼ばれ，

$$R_c(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_c(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \sum_{d=0}^{D_{ij}-1} \mathbf{E} \left[ |H_{ij}^{(d)}|^2 \right] e^{-2\pi f\tau_{ij}^{(d)}} \quad (\text{B.5})$$

と求められる．図 B.2 に，上記平均電力遅延プロファイルの場合の空間周波数相関関数の振幅を示す．また，マルチパス広がり逆数の逆数とほぼ等しい関係のものとして，コヒーレント帯域幅  $(\Delta f)_c$  と呼ばれる．

マルチパス広がりおよびコヒーレント帯域幅は受信シンボルの特性に大きな影響を与える．例として，シングルキャリア変調の優先システム信号が 2 シンボルのみ送信する場合，すなわち信号

$$x_1(t) = \sqrt{P_1} \sum_{k=0}^1 X_1[k] g(t - kT) \quad (\text{B.6})$$

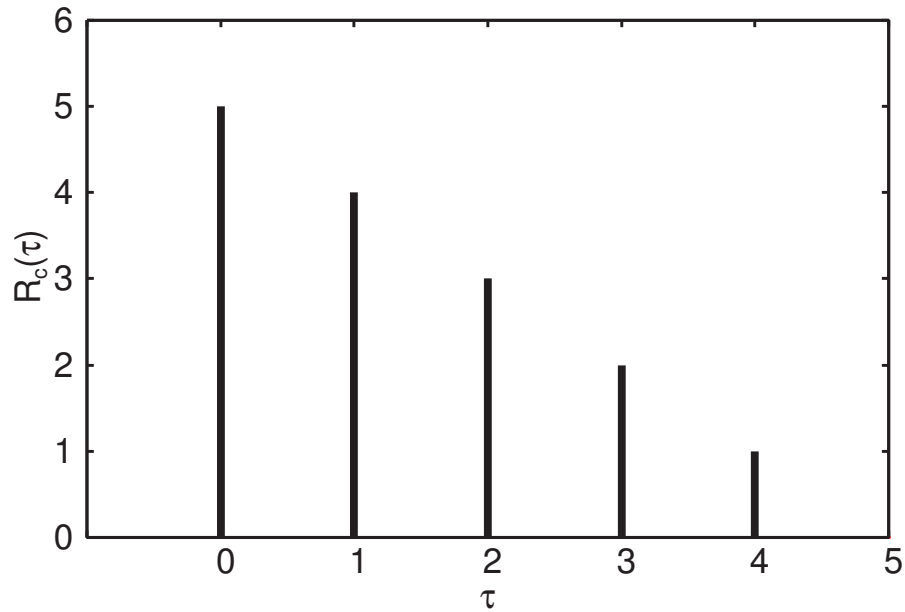


図 B.1: 平均電力遅延プロファイルの例

が送られ，上記の平均電力遅延プロファイルで表される  $c_{11}(t)$  を経たときの受信シンボルを考える．ただし，ここでは二次システムや雑音は考えないものとする．まず， $T = 1$  の場合を考える．このとき受信シンボル  $Y_1[k]$  は

$$\begin{aligned}
 Y_1[k] &= \int_{kT}^{(k+1)T} \sqrt{P_1} \sum_{k'=0}^1 \sum_{d=0}^4 H_{11}^{(d)} X_1[k] g(t - k'T - \tau_{11}^{(d)}) g(t - kT) dt \\
 &= \begin{cases} H_{11}^{(0)} \sqrt{P_1} X_1[0] & k = 0 \\ H_{11}^{(k)} \sqrt{P_1} X_1[0] + H_{11}^{(k-1)} \sqrt{P_1} X_1[1] & k = 1, 2, 3, 4 \\ H_{11}^{(4)} \sqrt{P_1} X_1[5] & k = 5 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{B.7})
 \end{aligned}$$

となり， $k > 0$  の場合に別のシンボルに干渉が加わっていることがわかる．この現象はシンボル間干渉（Inter-Symbol Interference: ISI）と呼ばれる．また， $\mathbf{E}[|Y_1[1]|^2] = 5P_1\mathbf{E}[|X_1[1]|^2] + 4P_1\mathbf{E}[|X_1[0]|^2]$  となるので，信号対干渉電力比は  $5/4 = 0.96\text{dB}$  となり，正確な判定が困難である．このため，ISI 対策が必須となる．

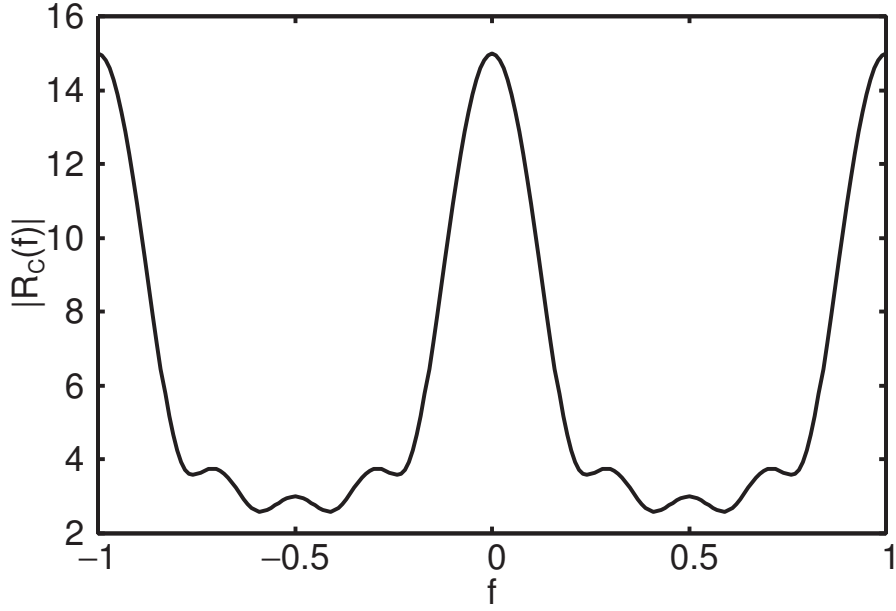


図 B.2: 空間周波数相関関数の例

一方,  $T = 10$  の場合を考える. このときの受信シンボルは同様にして,

$$Y_1[k] = \begin{cases} \sqrt{P_1} X_1[0] \sum_{d=0}^4 H_{11}^{(d)} (1 - d/T) & k = 0 \\ \sqrt{P_1} X_1[0] \sum_{d=0}^4 H_{11}^{(d)} d/T + \sqrt{P_1} X_1[1] \sum_{d=0}^4 H_{11}^{(d)} (1 - d/T) & k = 1 \\ \sqrt{P_1} X_1[1] \sum_{d=0}^4 H_{11}^{(d)} d/T & k = 2 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

と求まる. ここで,  $Y_1[1]$  では  $T = 1$  の場合と同様に ISI が発生しているが,

$$\begin{aligned} \mathbf{E}[|Y_1[1]|^2] &= P_1 \mathbf{E}[|X_1[0]|^2] \sum_{d=0}^4 \frac{d^2(5-d)}{T^2} + P_1 \mathbf{E}[|X_1[1]|^2] \sum_{d=0}^4 \frac{(T-d)^2(5-d)}{T^2} \\ &= 0.5P_1 \mathbf{E}[|X_1[0]|^2] + 11.5P_1 \mathbf{E}[|X_1[1]|^2] \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

となり, 信号対干渉電力比は  $11.5/0.5 = 23 = 13.6\text{dB}$  となり,  $T = 1$  の場合と比較して  $10\text{dB}$  以上大きくなっている. このように, シンボル継続時間とマルチパス広がりには関連があり,  $T \gg T_m$  であれば ISI による特性悪化はあまり見られない.

以上の議論を周波数領域で考える. 例で示したチャネルのコヒーレント帯域幅は  $(\Delta f)_c = 0.25$  である. 一方, 送信信号の周波数応答  $X_1(f)$  及び電力スペクトル密度

$S_{X_1}(f)$  はそれぞれ次式で与えられる.

$$X_1(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x_1(t) e^{-j2\pi f t} dt = \sqrt{P_1 T} \sum_{k=0}^1 X_1[k] e^{-j\pi f(2k+1)T} \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} \quad (\text{B.10})$$

$$S_{X_1}(f) = \mathbf{E}[|X_1(f)|^2] = P_1 T \left| \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} \right|^2 \sum_{k=0}^1 \mathbf{E}[|X_1[k]|^2] \quad (\text{B.11})$$

このスペクトルは  $f = \pm 1/T$  のときに  $X_1(f) = 0$  となるので、帯域幅を  $B = 2/T$  と考えると、 $T = 1$  の場合  $B = 2$ 、 $T = 10$  のとき  $B = 0.2$  である。また、受信信号の電力スペクトル密度が送信信号と通信路の電力スペクトル密度の積であることを考えると、 $B > (\Delta f)_c$  の場合は受信信号は通信路の影響を大きく受ける。一方で  $B < (\Delta f)_c$  の場合は受信信号はあまり通信路の影響を受けない。このように、周波数軸でも時間軸と同様にフェージングの影響を評価することができる。ISI が起こりやすい  $T_m > T$  となる状況、言い換えると  $B > (\Delta f)_c$  の場合を周波数選択性フェージング、ISI が起こりにくい  $T_m < T$  の状況、すなわち  $B < (\Delta f)_c$  の場合を周波数非選択性フェージングと呼ぶ。

### B.3 マルチパスフェージング通信路の確率モデル

ここまでは、 $c_{ij}(\tau)$  の自己相関関数及び遅延時間に基づく議論であった。例えば、平均電力遅延プロファイルを実験的に求めることで、チャンネル遅延  $\tau_{ij}^{(d)}$ 、パス数  $D_{ij}$  およびチャンネルの平均減衰  $\mathbf{E}[|H_{ij}^{(d)}|^2]$  が与えられるが、確率変数  $H_{ij}^{(d)}$  がどのような分布となるかについては別に考える必要がある。

ここで、見通し外通信などのように、分離できないパス数が十分大きく、ほとんどのパスが同程度の振幅であるならば、 $H_{ij}^{(d)}$  は中心極限定理により平均 0、分散  $\mathbf{E}[|H_{ij}^{(d)}|^2] = \bar{h}_{11}^{(d)2}$  の複素ガウス分布となる。このとき、 $h_{ij}^{(d)}$  は二乗平均が  $\bar{h}_{11}^{(d)2}$  となるレイリー分布に従い、位相  $\phi_{ij}^{(d)}$  は一様分布に従う。このように、振幅がレイリー分布に従うフェージングをレイリーフェージングと呼ぶ。

一方、見通し内通信の場合、送受信機間に反射などをせずに直接届く直接波と、マルチパスフェージング波が両方受信されるような場合がある。このような場合、受信信号の振幅  $h_{ij}^{(d)}$  はライス分布に従い、位相  $\phi_{ij}^{(d)}$  は一様分布に従う。このように、振

幅がライス分布に従うフェージングをライスフェージングと呼ぶ。また、レイリー分布、ライス分布を統一的に扱えるものとして仲上- $m$ 分布があり、これを用いてフェージング通信路をより一般化して取り扱える仲上フェージングと呼ばれるモデルもある。

## B.4 まとめ

本章では通信路に発生するマルチパスフェージング通信路の統計的性質について、本研究に関連する内容を述べた。マルチパス広がりおよびコヒーレント帯域幅について、定義を述べるとともに、実際に信号へ与える影響について考察した。また、振幅変動の確率モデルについても簡単に紹介した。

本論文では、6章においてフェージング通信路における提案方式の特性を評価している。その際に変調方式として5章で示したOFDM変調を用いているが、これは1シンボルの長さが長くなるために、マルチパス広がりによるISIの影響を抑えやすいというOFDM変調の特長を利用するためである。また、6章ではレイリーフェージングモデルを使用している。本研究の応用例として優先システムに地上TV放送を考えているが、一般に地上TV放送は見通し内通信であり、直接波は受信できる。しかしながら、本論文では直接波が見込めない状況を想定しより厳しい状況で評価している。

## 文献

- [1] IEEE Std. 802.11ad, “Enhancements for very high throughput in the 60 GHz band,” 2012.
- [2] L. Bin, Z. Zheng, Z. Weixia, S. Xuebin, and D. Guanglong, “On the efficient beamforming training for 60GHz wireless personal area networks,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.12, no.2, pp.504–515, Feb. 2013.
- [3] 三宅裕士, ハオゴクトラン, 亀田 卓, 末松憲治, 高木 直, 坪内和夫, 安達文幸, “60GHz 帯広帯域無線通信のための屋内伝搬環境測定・評価,” *信学技報*, vol.SR2010–28, pp.69–74, July 2010.
- [4] 富田俊輔, トランハオゴク, 亀田 卓, 末松憲治, 高木 直, 坪内和夫, “60GHz 帯広帯域無線通信端末における手ぶれ振動の影響,” *信学技報*, vol.SR2010–29, pp.75–80, July 2010.
- [5] D. Kim, J. Hirokawa, K. Sakurai, M. Ando, T. Takada, T. Nagatsuma, J. Takeuchi, and A. Hirata, “Design and measurement of the plate laminated waveguide slot array antenna and its feasibility for wireless link system in the 120GHz band,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.96, no.8, pp.2102–2111, Aug. 2013.
- [6] 総務省, “周波数割当てプロセス・周波数の公開”. <http://www.tele.soumu.go.jp/j/adm/freq/process/index.htm>
- [7] 独立行政法人情報通信研究機構日本標準時グループ. <http://jjy.nict.go.jp/>
- [8] ARIB STD-B31, “地上デジタルテレビジョン放送の伝送方式,” 2001.

- [9] IEEE Std. 802.11a, “High speed physical layer in the 5 GHz band,” 1999.
- [10] IEEE Std. 802.11g, “Further higher data rate extension in the 2.4 GHz band,” 2003.
- [11] 総務省, “我が国の電波の使用状況”. <http://www.tele.soumu.go.jp/j/adm/freq/search/myuse/use/index.htm>
- [12] 古谷之綱, “各種無線通信のブロードバンド化と周波数有効利用: LTE への集約,” 信学技報, vol.SR2013-67, pp.83-87, Oct. 2013.
- [13] 蓑輪 正, 田中正人, 浜本直和, 藤野義之, 西永 望, 三浦 龍, 鈴木健治, “安心・安全のための地上/衛星統合移動通信システム,” 信学論 (B), vol.91, no.12, pp.1629-1640, Dec. 2008.
- [14] 阿萬友洋, 山里敬也, “衛星地上統合移動通信システムにおける動的資源割当による周波数利用効率の改善,” 信学論 (B), vol.94, no.3, pp.373-382, March 2011.
- [15] 三浦 周, 渡邊 宏, 浜本直和, 辻 宏之, 藤野義之, 鈴木龍太郎, “地上/衛星共用携帯電話システムの地上-衛星間周波数共用に向けた屋外/屋内干渉模擬実験,” 信学論 (B), vol.95, no.5, pp.677-688, May 2012.
- [16] 角田真隆, 藤井威生, “ITS の路車間通信システムと車車間通信システムにおける OFDMA による周波数共用に関する一検討,” 2009 信学総大, vol.A-17-3, p.295, March 2009.
- [17] IEEE Std. 802.11, “Ieee standard for wireless lan medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications,” 1997.
- [18] 総務省, “「新たな電波の活用ビジョンに関する検討チーム」報告書”. [http://www.soumu.go.jp/menu\\_news/s-news/01kiban09\\_01000001.html](http://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/01kiban09_01000001.html)
- [19] 石津健太郎, 村上 誉, 原田博司, “日本における TV ホワイトスペースの見積もり,” 信学技報, vol.SR2012-69, pp.195-202, Oct. 2012.



- [20] J. van deBeek, J. Riihijarvi, A. Achtzehn, and P. Mahonen, “TV white space in europe,” *IEEE Trans. Mobile Comput.*, vol.11, no.2, pp.178–188, 2012.
- [21] 総務省, “エリア放送参入マニュアル 別添 チャンネルスペースマップ”. [http://www.soumu.go.jp/main\\_content/000242103.pdf](http://www.soumu.go.jp/main_content/000242103.pdf)
- [22] IEEE Std. 802.22, “Cognitive wireless RAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: Policies and procedures for operation in the TV bands,” 2011.
- [23] C. Stevenson, G. Chouinard, Z. Lei, W. Hu, S. Shellhammer, and W. Caldwell, “IEEE 802.22: The first cognitive radio wireless regional area network standard,” *IEEE Commun. Mag.*, vol.47, no.1, pp.130–138, Jan. 2009.
- [24] IEEE Std. 802.11af, “Television white spaces (TVWS) operation,” 2013.
- [25] A.B. Flores, R.E. Guerra, E.W. Knightly, P. Ecclesine, and S. Pandey, “IEEE 802.11af: a standard for TV white space spectrum sharing,” *IEEE Commun. Mag.*, vol.51, no.10, pp.92–100, Oct. 2013.
- [26] IEEE Std. 802.15.4m, “Tv white space between 54MHz and 862MHz physical layer,” 2014.
- [27] T. Yucek and H. Arslan, “A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications,” *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol.11, no.1, pp.116–130, 2009.
- [28] F.F. Digham, M.-S. Alouini, and M.K. Simon, “On the energy detection of unknown signals over fading channels,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.55, no.1, pp.21–24, Jan. 2007.
- [29] G. Ganesan and Y.G. Li, “Cooperative spectrum sensing in cognitive radio, part I: Two user networks,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.6, no.6, pp.2204–2213, June 2007.

- [30] Y. Shei and Y.T. Su, "A sequential test based cooperative spectrum sensing scheme for cognitive radios," IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication, pp.1–5, Sept. 2008.
- [31] A. Ghasemi and E.S. Sousa, "Spectrum sensing in cognitive radio networks: requirements, challenges and design trade-offs," IEEE Commun. Mag., vol.46, no.4, pp.32–39, April 2008.
- [32] S. Mitsuya, K. Kobayashi, T. Yamazato, and M. Katayama, "Improvement of sequential-test-based cooperative spectrum sensing systems in band limited control channels," International Symposium on Communications and Information Technologies, pp.968–973, Oct. 2010.
- [33] 村田英一, 大野卓人, 山本高至, 吉田 進, "協力スペクトルセンシングを用いたコグニティブ無線システムの開発と屋外伝送実験," 信学論 (B), vol.93, no.7, pp.928–936, July 2010.
- [34] J. Lundén, V. Koivunen, A. Huttunen, and H.V. Poor, "Collaborative cyclostationary spectrum sensing for cognitive radio systems," IEEE Trans. Signal Process., vol.57, no.11, pp.4182–4195, Nov. 2009.
- [35] K.-L. Du and W.-H. Mow, "Affordable cyclostationarity-based spectrum sensing for cognitive radio with smart antennas," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.59, no.4, pp.1877–1886, April 2010.
- [36] M. Ohta, T. Fujii, K. Muraoka, and M. Ariyoshi, "A novel method for information gathering by using orthogonal narrowband signal for cooperative sensing in cognitive radio," IEICE Trans. Commun., vol.92, no.12, pp.3625–3634, Dec. 2009.
- [37] 谷 裕喜, 佐波孝彦, "コグニティブ無線における軟判定協調センシングのための量子化誤差を考慮した非線形量子化法," 信学論 (B), vol.95, no.7, pp.907–917, July 2012.

- [38] 三家祥平, 小林健太郎, 岡田 啓, 片山正昭, “帯域制限による逐次検定を行う協調スペクトルセンシングシステムへの影響評価,” 信学技報, vol.SR2011-92, pp.87-92, Jan. 2012.
- [39] R. Chen, J.-M. Park, Y.T. Hou, and J.H. Reed, “Toward secure distributed spectrum sensing in cognitive radio networks,” *IEEE Commun. Mag.*, vol.46, no.4, pp.50-55, April 2008.
- [40] 高梨慎人, 山里敬也, 片山正昭, “協調センシングシステムにおけるノードからの情報欠落の影響評価と特性改善手法,” 信学技報, vol.SR2009-7, pp.75-79, May 2009.
- [41] 石津健太郎, 村上 誉, 藍 洲, チャンハグエン, 原田博司, “データベースと連携して TV ホワイトスペースで運用可能な無線ネットワークシステム,” 信学技報, vol.SR2012-4, pp.23-30, May 2012.
- [42] I.H. Rajib, 稲毛 契, 太田真衣, 藤井威生, “コグニティブ無線におけるセンシング情報を活用した空間的な広がりを考慮した電波環境データベース構築に関する検討,” 信学技報, vol.SR2007-95, pp.107-112, Jan. 2012.
- [43] 牟田竜二, 中尾優太, 河野隆二, “送信電力制御による放送と WRAN の共存に関する一検討,” 信学技報, vol.SR2008-9, pp.51-56, May 2008.
- [44] Y. Chen, G. Yu, Z. Zhang, H. hwaChen, and P. Qiu, “On cognitive radio networks with opportunistic power control strategies in fading channels,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.7, no.7, pp.2752-2761, July 2008.
- [45] H. Islam, Y. changLiang, and A. Hoang, “Joint power control and beamforming for cognitive radio networks,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.7, no.7, pp.2415-2419, July 2008.
- [46] B. Mark and A. Nasif, “Estimation of maximum interference-free power level for opportunistic spectrum access,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.8, no.5, pp.2505-2513, May 2009.

- [47] J.G. Proakis and M. Salehi, “Digital communications,” chapter Twelve, p.762, McGraw Hill, fifth edition, 2008.
- [48] J.G. Proakis and M. Salehi, “Digital communications,” p.1047, McGraw Hill, fifth edition, 2008.
- [49] 浅海景子, 梅林健太, 鈴木康夫, “MIMO システムにおける周波数共有のための与干渉抑圧法,” 信学技報, vol.SR2011-89, pp.67–72, Jan. 2012.
- [50] S. Tiirio, U. Kenta, and S. Yasuo, “A study on MIMO-based spectrum sharing,” 信学技報, vol.SR2012-30, pp.63–69, July 2012.
- [51] Y. Han, A. Pandharipande, and S.H. Ting, “Cooperative spectrum sharing via controlled amplify-and-forward relaying,” IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication, pp.1–5, Sept. 2008.
- [52] Y. Han, A. Pandharipande, and S.H. Ting, “Cooperative decode-and-forward relaying for secondary spectrum access,” IEEE Trans. Wireless Commun., vol.8, no.12, pp.4945–4950, Dec. 2009.
- [53] W. Jaafar, W. Ajib, and D. Haccoun, “Opportunistic adaptive relaying in cognitive radio networks,” IEEE International Conference on Communications, pp.1835–1839, June 2012.
- [54] W.D. Lu, Y. Gong, S.H. Ting, X.L. Wu, and N.-T. Zhang, “Cooperative OFDM relaying for opportunistic spectrum sharing: Protocol design and resource allocation,” IEEE Trans. Wireless Commun., vol.11, no.6, pp.2126–2135, June 2012.
- [55] K. Shashika Manosha, N. Rajatheva, and M. Latva-aho, “Overlay/underlay spectrum sharing for multi-operator environment in cognitive radio networks,” IEEE 73rd Vehicular Technology Conference, pp.1–5, May 2011.
- [56] J.-Y. Choi, M.-S. Hur, Y.-W. Suh, J.-S. Baek, Y.-T. Lee, and J.-S. Seo, “Interference cancellation techniques for digital on-channel repeaters in t-dmb system,” IEEE Trans. Broadcast., vol.57, no.1, pp.46–56, March 2011.

- [57] M.H.M. Costa, "Writing on dirty paper," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.29, no.3, pp.439–441, May 1983.
- [58] M. Tomlinson, "New automatic equalizer employing modulo arithmetic," *Electron. Lett.*, vol.7, no.5/6, pp.138–139, March 1971.
- [59] H. Harashima and H. Miyakawa, "Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference," *IEEE Trans. Commun.*, vol.20, no.4, pp.774–780, Aug. 1972.
- [60] 三谷政昭, "やり直しのための伝送数学 第19回," *インターフェース*, pp.184–191, CQ出版社, June 2011.
- [61] T. Han and K. Kobayashi, "A new achievable rate region for the interference channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.27, no.1, pp.49–60, Jan. 1981.
- [62] 小林欣吾, "干渉通信路に対する符号化問題の歴史と展望," *信学技報*, vol.IT2009–48, pp.9–16, Nov. 2009.
- [63] N. Devroye, P. Mitran, and V. Tarokh, "Achievable rates in cognitive radio channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.52, no.5, pp.1813–1827, May 2006.
- [64] N. Devroye, P. Mitran, and V. Tarokh, "Limits on communications in a cognitive radio channel," *IEEE Commun. Mag.*, vol.44, no.6, pp.44–49, June 2006.
- [65] 落合秀樹, "コグニティブ無線通信路における協調通信," *信学技報*, vol.SR2008–17, pp.105–108, May 2008.
- [66] H. Sato, "The capacity of the gaussian interference channel under strong interference," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.27, no.6, pp.786–788, Nov. 1981.
- [67] J.G. Proakis and M. Salehi, "Digital communications," p.830, McGraw Hill, fifth edition, 2008.
- [68] 打田良介, "計測・制御用無線システムのためのダイバシチに基づく信頼性向上技術," PhD thesis, 名古屋大学大学院工学研究科電子情報システム専攻, 2008.

## 業績一覧

(丸印は本論文に関係のある文献・発表を表している)

### I. 学会誌等

論文題目	公表の方法及び時期	著者
① 一次信号の中継を伴う重畳周波数共用における二次信号のシンボルマッピング手法	電子情報通信学会論文誌, vol. J97-A, no. 2, pp.113–115, Feb. 2014.	長縄 潤, 小林健太郎, 岡田 啓, 片山正昭
② Spectrum Sharing Overlay System with a Repeater for the Primary Signal	IEICE Transactions on Fundamentals, vol. E97-A, No.7, 2014年7月号掲載予定	J. Naganawa, K. Kobayashi, H. Okada, M. Katayama
③ 一次信号の中継を伴う重畳周波数共用通信システムにおける中継遅延の影響	電子情報通信学会論文誌 (B) , vol. J97-B, No.7, 2014年7月号掲載予定	長縄 潤, 小林健太郎, 岡田 啓, 片山正昭

※ IEICE: 電子情報通信学会

## II. 国際会議

論文題目	公表の方法及び時期	著者
①. Cognitive Radio with Relay of a Primary Signal and Piggyback Modulation	IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication (PIMRC2009), pp.147–151, Sep. 2009.	J. Naganawa, T. Yamazato, M. Katayama
②. Performance evaluation of the cognitive piggyback overlay systems with dirty paper coding	International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT2010), pp.974–979, Oct. 2010.	J. Naganawa, K. Kobayashi, M. Katayama, T. Yamazato
③. Performance evaluation of a cognitive piggyback overlay system with multicarrier modulation	International Symposium on EcoTopia Science (ISETS'13), No. 14-4-7, Dec. 2013.	J. Naganawa, K. Kobayashi, H. Okada, M. Katayama

※ IEEE: 米国電気電子学会

## III. その他

論文題目	公表の方法及び時期	著者
① 既存ユーザに重畳して通信を行うコグニティブ無線システムのための変調方式	電子情報通信学会技術研究報告, vol.108, No.62, SR2008-2, pp.5-10, May 2008.	長縄 潤, 山里敬也, 片山正昭
② コグニティブ無線による重畳通信のためのチャネル情報が不要な変調方式	電子情報通信学会 通信ソサイエティ大会, B-17-9, p.452, Sep. 2008.	長縄 潤, 山里敬也, 片山正昭
③ 一次システム信号の中継を伴う重畳通信システムにおける再生中継の適用	電子情報通信学会技術研究報告, vol.109, No.383, SR2009-75, pp.9-14, Jan. 2010.	長縄 潤, 山里敬也, 片山正昭
④ 一次システム信号の中継を伴う重畳通信システムにおける Dirty Paper Coding の適用	電子情報通信学会 総合大会, B-17-3, p.652, Mar. 2010.	長縄 潤, 山里敬也, 片山正昭
⑤ QAM 変調を用いる一次システム信号の中継を伴う重畳通信システムの実験評価	電子情報通信学会技術研究報告, vol.110, no.153, SR2010-31, pp.89-94, July 2010.	長縄 潤, 小林健太郎, 山里敬也, 片山正昭
⑥ 一次信号の中継を伴う重畳周波数共用における二次信号のシンボルマッピング手法	電子情報通信学会技術研究報告, Vol.111, No.417, SR2011-91, pp.81-86, Jan. 2012.	長縄 潤, 小林健太郎, 岡田 啓, 片山正昭



論文題目	公表の方法及び時期	著者
⑦. 一次信号の中継を伴う重畳周波数共用における通信路容量	電子情報通信学会技術研究報告, Vol.112, No.240, SR2012-38, pp.9-14, Oct. 2012.	長縄 潤, 小林健太郎, 岡田 啓, 片山正昭
⑧. マルチキャリア変調を用いる一次信号への一方的協力中継を伴う周波数重畳通信方式	電気関係学会東海支部連合大会, K5-4, Sep. 2013.	長縄 潤, 小林健太郎, 岡田 啓, 片山正昭

#### IV. 受賞歴

1. 国際会議 ISCIT2010 StudentAward