



Title	ミリ波無線通信及び光ファイバ通信における干渉存在下での繰り返し信号検出に関する研究
Author(s)	大澤, 昇
Citation	大阪大学, 2019, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.18910/72399
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

博士学位論文

ミリ波無線通信及び光ファイバ通信における
干渉存在下での
繰り返し信号検出に関する研究

大澤 昇

2019 年 1 月

大阪大学大学院工学研究科

内容梗概

本論文は、筆者が大阪大学 大学院工学研究科 電気電子情報工学専攻在学中に行ったミリ波無線通信及び光ファイバ通信における干渉存在下での繰り返し信号検出に関する研究成果をまとめたものであり、以下の6章で構成される。

第1章は序論であり、本研究の背景として、まず高速伝送のための新たな無線周波数帯の利用に関する現状を述べ、ミリ波帯を用いた高速伝送技術の課題を明らかにする。ミリ波帯では100 MHz以上の連続した周波数帯を用いて広帯域伝送を行うことができ、室内無線LAN (Local Area Network) の規格としては60 GHz帯を用いるIEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.11ad規格の標準化が完了している。通信システムの大容量化の需要に応えるにあたってはミリ波などの高周波数帯の開拓は必要不可欠と考えられているが、高速伝送特有の課題が存在していることもあり、実用化に時間要するという現状もある。また、ミリ波を用いた高速無線伝送の実用化に伴い、大容量通信を行うミリ波アクセスポイントが大量に設置された場合、ミリ波アクセスポイントに接続される光アクセス回線の通信もひっ迫するという問題にも直面する。光アクセス回線の容量を拡大するための伝送方式に関する研究も積極的に行われているものの、実用化に向けて解決すべき課題が多い。その一方で、近年、高速伝送システム特有のひずみ等の問題に対して、デジタル信号処理によって補償を行い課題を解決する研究が盛んに行われている。そこで、本研究では高速伝送のためのデジタル信号処理技術に着目し、第1章では高速伝送システムにおける干渉通信路の問題とデジタル信号処理の関連性について述べることで本研究の位置づけを明確化する。

第2章ではまず、既存の干渉通信路の問題に対して優れた信号検出性能を示すターボ等化技術について述べる。ターボ等化は確率理論に基づく繰り返し信号処理により干渉除去を行う手法であり、干渉信号の統計的性質を適切に反映することによって、繰り返し処理の干渉除去能力を高めることが可能とされている。本研究では、このターボ等化技術を高速伝送特有の干渉通信路の課題に適用することを検討する。具体的には、まず、ミリ波帯無線通信における重要な課題として、割り当てられた帯域外へのスペクトル漏洩による隣接チャネル間干渉問題があることを示し、対応すべき課題を明確化する。一方、無線アクセスポイントを構成するBBU (Base Band Unit) とRRH (Remote Radio Head) は、特に日本では、光アクセス回線で繋がれることが多いが、ミリ波無線アクセスが利用される時代には、光アクセス回線のさらなる高速化が不可欠となる。そのための技術として、セルフコヒーレント光ファイバ伝送に着目し、セルフコヒーレント光ファイバ伝送におけるsignal-signal beat干渉の問題について述べる。これらの課題を解決する手段として、ターボ等化の適用の可能性についても議論する。

第3章では、ミリ波帯無線通信における隣接チャネル間干渉に関して、隣接チャネル間干渉除去のためのターボ等化手法を提案する。本章では、IEEE 802.11ad 規格を前提とし、隣接するチャネルを使用して单一のアクセスポイントに対して同時に伝送を行うマルチチャネルアクセス時の隣接チャネル間干渉へのターボ等化の適用について述べる。ここで、隣接チャネルへのスペクトル漏洩は、増幅器の非線形ひずみに起因して発生するため、ターボ等化による干渉除去を適用するためには非線形ひずみの特性を考慮した繰り返し処理が必要となる。本章では、非線形ひずみを含む干渉通信路として、数式でモデル化されたシステム構成にターボ等化を適用することにより、干渉除去が実現可能であることを示す。また、非線形性を含む干渉信号を除去するため、提案手法では受信信号から送信機の非線形ひずみを推定する方法についても述べる。最後に計算機シミュレーションによって提案手法の有効性を示す。

第4章では、マルチキャリア型セルフコヒーレント伝送における signal-signal beat 干渉除去のためのターボ等化手法を提案する。提案手法ではマルチキャリア型セルフコヒーレント伝送における受信信号モデル及び signal-signal beat 干渉の信号モデルを明らかにすることで、ターボ等化による干渉除去が可能であることを示す。また、本提案手法ではターボ等化による干渉除去性能をより向上させるために、EXIT (EXtrinsic Information Transfer) チャート解析を用いた LDPC (Low Density Parity Check) 符号の設計手法の検討も行う。最後に計算機シミュレーションによって提案手法の有効性を示す。

第5章では、シングルキャリア型セルフコヒーレント伝送における signal-signal beat 干渉除去のためのターボ等化手法を提案する。セルフコヒーレント伝送が今後実用化される場合、シングルキャリア形式での実装が望まれる可能性もある。その際、ターボ等化の設計に必要な signal-signal beat 干渉の統計的性質がマルチキャリア型伝送の場合と大きく異なることから、シングルキャリア形式でのターボ等化も可能とするために、第4章とは異なる signal-signal beat 成分の統計的性質を考慮したターボ等化手法について述べる。最後に計算機シミュレーションによって提案手法の有効性を示す。

第6章は、本論文の結論であり、本研究で得られた結果の総括を行う。

謝辞

本論文は、大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻教授 三瓶政一博士の御指導のもと、筆者が大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻在学中に行った研究成果をまとめたものである。本研究を進めるにあたり三瓶教授から賜わった懇意なる御教示、御鞭撻に対し、深甚なる感謝の意を表する。

また、本研究を遂行し、本論文を執筆するにあたり大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻教授 丸田章博博士に賜った有益な御教示、ご鞭撻に対し、深甚なる感謝の意を表す。

ならびに、本研究を遂行し研究成果をまとめるにあたり懇意なる御教示、御助言を頂いた大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻准教授 衣斐信介博士に深く感謝の意を表する。

また、講義等を通じて情報通信工学の各分野に関して多大な御指導を賜るとともに本論文に関して多大な御教示を賜った大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻 教授 馬場口登博士、同教授 滝根哲哉博士、同教授 井上恭博士、同教授 宮地充子博士、同教授 鶴尾隆博士、同教授 駒谷和範博士をはじめとする先生方に厚く感謝を申し上げる。

さらに、本研究を進めるにあたり有益な御助言や熱心な御討論を頂いた大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻准教授 五十嵐浩司博士に深く感謝の意を表する。

また、筆者の大学院在学中、講義等を通じて熱心な御討論や有益な御助言を頂いた和歌山大学教授 宮本伸一博士、ならびに東京工業大学教授 阪口啓博士に心より御礼申し上げる。

筆者の大学院在学中、折に触れ有益な御助言と支援を賜った、三瓶研究室の卒業生の皆様、ならびに在学生の皆様に心より御礼申し上げる。

最後に、常日頃より寛大なる心をもって惜しみない援助と理解を頂いた私の家族に心より感謝する。

目 次

内容梗概	i
謝辞	iii
記号	xiii
略語	xix
第 1 章 序論	1
第 2 章 ターボ原理と干渉通信路	7
2.1 緒言	7
2.2 MIMO 伝送におけるターボ等化	7
2.3 EXIT チャート解析を用いたターボ等化のための LDPC 符号設計	14
2.3.1 EXIT チャート解析	14
2.3.2 LDPC 符号の設計	17
2.4 ミリ波無線通信における ACI	20
2.5 セルフコヒーレント光ファイバ伝送における SSBI	22
2.6 結言	23
第 3 章 ミリ波無線通信における ACI 除去のためのターボ等化	25
3.1 緒言	25
3.2 シングルチャネルアクセス時の送受信信号モデル	25
3.2.1 送信信号モデル	25
3.2.2 シングルチャネルアクセス時の受信信号モデル	27
3.2.3 通信路推定	30
3.3 マルチチャネルアクセスにおけるターボ等化受信機	31
3.3.1 マルチチャネル受信信号モデル	31
3.3.2 非線形性の推定	33
3.3.3 受信データ系列を利用する非線形関数の推定	35
3.3.4 ACI のソフトウェア生成	36
3.4 計算機シミュレーションによる特性評価	37

目次

3.4.1	リンクレベルシミュレーションによる BER 特性評価	37
3.4.2	システムレベルシミュレーションによるスループット特性評価	41
3.5	結言	44
第4章	マルチキャリア型セルフコヒーレント光ファイバ伝送における SSBI 除去のためのターボ等化	45
4.1	緒言	45
4.2	送受信信号モデル	45
4.3	ターボ等化を適用した信号検出	50
4.3.1	ソフト干渉キャンセルと外部 LLR 計算	50
4.3.2	通信路推定	55
4.4	EXIT チャート解析を用いた LDPC 符号設計	56
4.5	計算機シミュレーションによる特性評価	59
4.6	結言	59
第5章	シングルキャリア型セルフコヒーレント光ファイバ伝送における SSBI 除去のためのターボ等化	61
5.1	緒言	61
5.2	送受信信号モデル	61
5.3	シングルキャリア型の信号モデルにおけるターボ等化の設計	63
5.4	EXIT チャート解析による CSPR の最適化と LDPC 符号設計	65
5.5	計算機シミュレーションによる特性評価	67
5.6	結言	70
第6章	結論	71
参考文献		73
付 錄		79
A	マルチキャリア型セルフコヒーレント光ファイバ伝送におけるビート成分の計算	79
A.1	Pilot-pilot beat 成分の算出	79
A.2	Signal-signal beat 成分の算出	80
A.3	Pilot-signal beat 成分の算出	80
B	シングルキャリア型セルフコヒーレント光ファイバ伝送における残留干渉の分散計算	81
本論文に関する原著論文		83
A	論文	83
B	国際会議	83

C	研究会発表	83
D	大会発表	84

図 目 次

2.1	MIMO 伝送の送信機構成	8
2.2	SC/MMSE ターボ等化機能を持つ MIMO 受信機構成	9
2.3	EXIT チャートの例	15
2.4	LDPC 符号における相互情報量の交換の様子	18
2.5	次数分布を変更した LDPC 符号に関する EXIT チャートの例	19
2.6	ミリ波無線通信システムにおけるマルチチャネルアクセス	20
2.7	絶対値二乗検波のスペクトルイメージ	22
3.1	ミリ波のシングルキャリア送信機構成	26
3.2	ミリ波のシングルキャリア受信機構成	27
3.3	マルチチャネル受信機の構成	32
3.4	AM-AM 特性に対する回帰分析	36
3.5	マルチチャネル受信時のスペクトル	38
3.6	シナリオ 1, $E_{\text{diff}} = -20$ dB における STA1 の信号の BER 特性	39
3.7	シナリオ 1, $E_{\text{diff}} = -25$ dB における STA1 の信号の BER 特性	39
3.8	シナリオ 2, $E_{\text{diff}} = -20$ dB における STA1 の信号の BER 特性	40
3.9	マルチチャネルアクセスを行うミリ波 AP のシステムモデル	41
3.10	システムスループットの CCDF	43
4.1	マルチキャリア型セルフコヒーレント伝送の送信機構成	46
4.2	マルチキャリア型セルフコヒーレント伝送の受信機構成	47
4.3	マルチキャリア型セルフコヒーレント伝送のためのターボ等化器の構成	50
4.4	SSBI の変数の位置関係	52
4.5	AWGN 通信路に最適化された LDPC 符号に関する EXIT チャート	56
4.6	$E_{\beta}/N_0 = 13$ dB の等化器出力に最適化した LDPC 符号に関する EXIT チャート	58
4.7	AWGN 通信路に最適化された LDPC 符号を使用した場合の FER 特性	60
4.8	等化器の EXIT カーブに最適化された LDPC 符号を使用した場合の FER 特性	60
5.1	シングルキャリア型セルフコヒーレント伝送の送信機構成	62
5.2	シングルキャリア型セルフコヒーレント伝送の受信機構成	62

図 目 次

5.3	シングルキャリア型セルフコヒーレント伝送のためのターボ等化器の構成	63
5.4	$E_\beta/N_0 = 10$ dB の場合の等化器の EXIT カーブ	66
5.5	$E_\beta/N_0 = 12$ dB の場合の等化器の EXIT カーブ	66
5.6	等化器の EXIT カーブに最適化した LDPC 符号の復号器の EXIT カーブ	68
5.7	AWGN 通信路に最適化された LDPC 符号を使用した場合の FER	69
5.8	等化器の EXIT カーブに最適化された LDPC 符号を使用した場合の FER	69

表 目 次

3.1	リンクレベルシミュレーションの諸元	37
3.2	システムレベルシミュレーションで用いる変調方式及び符号化率	42
3.3	システムレベルシミュレーションの諸元	43
4.1	EXIT チャート解析に用いるパラメータ	57
4.2	AWGN 通信路に最適化された次数分布	58
4.3	等化器の EXIT カーブに最適化された次数分布	58
4.4	シミュレーション諸元	60
5.1	EXIT チャート解析に用いるパラメータ	66
5.5	シミュレーション諸元	67
5.2	$R_E = 4$ dB の等化器の EXIT カーブに最適化された次数分布	68
5.3	$R_E = 6$ dB の等化器の EXIT カーブに最適化された次数分布	68
5.4	$R_E = 8$ dB の等化器の EXIT カーブに最適化された次数分布	68

記号

$\arg(\cdot)$	複素数を極座標で表す際の位相をラジアン単位で表す関数
\mathcal{A}_i^n	全ての変数ノードの中で次数 i の変数ノードの割合
\mathcal{A}_i^e	全てのエッジの中で次数 i の変数ノードに繋がるエッジの割合
B	広帯域化した信号の離散周波数帯域幅
b	広帯域化した信号のインデックス
\mathcal{B}_j^n	全てのチェックノードの中で次数 j の変数ノードの割合
\mathcal{B}_j^e	全てのエッジの中で次数 j のチェックノードに繋がるエッジの割合
c	符号語ビットベクトル
c'	インタリーブ後の符号語ビットベクトル
$c[k_c]$	符号語ビットベクトル c の k_c 番目の要素
$\mathbb{C}^{a \times b}$	サイズ $a \times b$ の複素行列の集合
$\text{CN}(t)$	チェックノードの次数分布を表す多項式
\mathcal{D}	波形成形フィルタ処理を表す行列
d	情報ビットベクトル
d_m	送信アンテナ m の情報ビットベクトル
e	ネピア数
$\exp(\cdot)$	指數関数
E_{diff}	マルチチャネルアクセス時の 2 チャネルの受信電力差
E_p	セルフコヒーレント伝送におけるパイロットトーンの平均エネルギー
E_s	シンボルの平均エネルギー
E_β	セルフコヒーレント伝送における平均総送信エネルギー
\mathbf{F}_A	A ポイントの DFT 行列
$\mathbf{F}_{A',A}$	クロネッカーリー積 $\mathbf{F}_A \otimes \mathbf{I}_{A'}$ による拡大 DFT 行列
$\mathbf{f}_{A,a}$	DFT 行列 \mathbf{F}_A の a 番目の列ベクトル
f_c	ミリ波通信における中心周波数
f_δ	ミリ波通信におけるチャネル間の周波数オフセット
$G(\cdot)$	增幅器の非線形関数
$\overline{G}(\cdot)$	多項式で近似した非線形関数
$G_{\text{AM}}(\cdot)$	AM-AM 特性を表す関数
$G_{\text{PM}}(\cdot)$	AM-PM 特性を表す関数

\mathbf{g}	SSBI の分散ベクトル
$g[k]$	SSBI の分散ベクトルの k 番目の要素
\mathbf{H}	シンボルレート領域の時間領域通信路行列
$\overline{\mathbf{H}}$	時空間領域通信路行列
\mathbf{H}_m	送信アンテナ m に関する時空間領域通信路行列
$\mathbf{H}_{n,m}$	受信アンテナ n と送信アンテナ m の間の時間領域通信路行列
$\mathbf{H}_{i'i}$	マルチチャネルアクセスにおける STA i と受信機のチャネル i' 間の通信路行列
$\overline{\mathbf{H}}$	時空間領域通信路行列 $\overline{\mathbf{H}}$ の周波数領域表現となる対角行列
$\underline{\mathbf{H}}$	通信路行列 \mathbf{H} の周波数領域表現となる対角行列
$\underline{\mathbf{H}}_{n,m}$	通信路行列 $\mathbf{H}_{n,m}$ の周波数領域表現となる対角行列
\mathbf{h}	通信路行列 \mathbf{H} の第 1 列ベクトル
\mathbf{h}'	メモリ長 τ の通信路インパルス応答
$\mathbf{h}_{n,m}$	通信路行列 $\mathbf{H}_{n,m}$ の第 1 列ベクトル
\mathbf{I}_a	サイズ $a \times a$ の単位行列
I_D	復号器の出力相互情報量
I_E	等化器の出力相互情報量
j	虚数単位 $\sqrt{-1}$
K	送信シンボルブロックの長さ
k	送信シンボルの時間領域インデックス
K_d	情報ビット系列の長さ
K_c	符号語ビット系列の長さ
k_c	符号語ビットのインデックス
M	MIMO 伝送の受信アンテナ数
m	MIMO 伝送の受信アンテナインデックス
MSE	平均二乗誤差
N	MIMO 伝送の送信アンテナ数
n	MIMO 伝送の送信アンテナインデックス
N_0	雑音スペクトル密度
\mathcal{O}_a	a 倍アップサンプリング行列
\mathcal{P}	LPF を表す行列
\mathbf{q}	MMSE フィルタの出力ベクトル
$\underline{\mathbf{q}}$	周波数領域の MMSE フィルタ出力ベクトル
Q	1 シンボルに含まれるビット数
$\mathcal{Q}[x]$	シンボル x に対応するビット系列のベクトル
\mathbf{r}	広帯域の受信信号ベクトル
$\underline{\mathbf{r}}$	\mathbf{r} の周波数領域表現
$\mathbb{R}^{a \times b}$	サイズ $a \times b$ の実数行列の集合

s	広帯域化された送信信号ベクトル
s_d	セルフコヒーレント伝送の時間領域データ信号ベクトル
\underline{s}_d	s_d の周波数領域表現
\underline{s}_p	セルフコヒーレント伝送の時間領域パイロットトーン信号ベクトル
\underline{s}_p	s_p の周波数領域表現
s_{NL}	増幅器出力信号
$\mathcal{T}(\cdot)$	相互情報量を計算する EXIT 関数
U_i	近似 J 関数の係数
u_m	MIMO の SGA における等価雑音の分散
V_{δ_d}	セルフコヒーレント伝送のスペクトル成形時の周波数オフセットを処理する行列
$VN(t)$	変数ノードの次数分布を表す多項式
v	検出信号に含まれる SSBI 成分のベクトル
\underline{v}	検出信号に含まれる SSBI 成分の周波数領域表現
\hat{v}	v のソフトレプリカ
W	等化処理で乗じるウェイト行列
W_m	送信アンテナ m の送信信号を検出するためのウェイト行列
\mathcal{X}	シンボル候補点のランダム変数
X_G	送信トレーニング系列の行列表現
x	送信シンボルベクトル
\hat{x}	x のソフトレプリカ
\bar{x}	空間で多重されている送信シンボルベクトル
$\hat{\bar{x}}$	\bar{x} のソフトレプリカ
\check{x}	2 倍アップサンプリング領域の送信シンボルベクトル
\underline{x}	x の周波数領域表現 (OFDM では周波数領域のシンボルベクトル)
\bar{x}	空間で多重されている送信シンボルベクトルの周波数領域表現
$x[k]$	送信シンボルベクトル x の k 番目の要素
x_G	送信トレーニング系列
y	送信シンボルベクトル x に対応した受信シンボルベクトル
\bar{y}	空間で多重されている受信シンボルベクトル
\check{y}	2 倍アップサンプリング領域の受信シンボルベクトル
\bar{y}	空間で多重されている受信シンボルベクトルの周波数領域表現
\tilde{y}	\bar{y} へのソフト干渉キャンセル適用結果
y_G	受信トレーニング系列
z	時間領域の雑音ベクトル

\bar{z}	時空間領域の雑音ベクトル
α	セルフコヒーレント伝送における光領域送信信号
β	セルフコヒーレント伝送における光領域受信信号
$\Gamma_{\text{AM},i}$	関数 $G_{\text{AM}}(\cdot)$ のパラメータ
$\Gamma_{\text{PM},i}$	関数 $G_{\text{PM}}(\cdot)$ のパラメータ
$\bar{\Gamma}_i$	関数 $\bar{G}(\cdot)$ のパラメータ
γ	復調器出力の外部 LLR (チャネル LLR)
δ	セルフコヒーレント伝送のガードバンド $\delta_d - \phi$
δ_d	セルフコヒーレント伝送のスペクトル成形時の周波数オフセット
δ_p	セルフコヒーレント伝送のパイロットトーン信号の周波数オフセット
$\zeta[i, k]$	SSBI に含まれる通信路情報
Θ_{12}	ミリ波の CH1 と CH2 の周波数オフセットを表す位相回転行列
Θ_{δ_d}	周波数オフセット δ_d に対応した位相回転行列
λ	復号器出力の外部 LLR
μ	SGA における等価利得 (シンボルブロック内で一定値の場合)
$\mu[k]$	SGA におけるインデックス k の等価利得
$\nu[k]$	SGA におけるインデックス k の等価雑音
Ξ	セルフコヒーレント伝送における広帯域通信路行列
$\underline{\Xi}$	Ξ の周波数領域表現となる対角行列
ξ	Ξ の対角要素のベクトル
ρ	直接検波信号ベクトル
ρ_{dd}	signal-signal beat 成分のベクトル
$\underline{\rho}_{dd}$	signal-signal beat 成分の周波数領域表現
$\rho_{dd}[b]$	ρ_{dd} の b 番目の要素
$\underline{\rho}_{dd}[b]$	$\underline{\rho}_{dd}$ の b 番目の要素
ρ_{dp}	pilot-signal beat 成分のベクトル
$\underline{\rho}_{dp}$	pilot-signal beat 成分の周波数領域表現
$\rho_{dp}[b]$	ρ_{dp} の b 番目の要素
$\underline{\rho}_{dp}[b]$	$\underline{\rho}_{dp}$ の b 番目の要素
ρ_{pp}	pilot-pilot beat 成分のベクトル
$\underline{\rho}_{pp}$	pilot-pilot beat 成分の周波数領域表現
$\rho_{pp}[b]$	ρ_{pp} の b 番目の要素
$\underline{\rho}_{pp}[b]$	$\underline{\rho}_{pp}$ の b 番目の要素
σ_ν^2	SGA における等価雑音の分散 (シンボルブロック内で一定値の場合)
$\sigma_\nu^2[k]$	SGA における k 番目の等価雑音の分散

τ	マルチパス通信路のメモリ長
Φ	光IQ変調を表すウェイト行列
χ	任意の外部LLR系列を表すベクトル
Ψ	ミリ波の広帯域通信路行列
ψ	非線形ひずみの誤差ベクトル
ψ'	シンボルレート領域における非線形ひずみの誤差ベクトル
Ω	光ファイバの通信路行列
ω_i	チャネル i からの ACI を表すベクトル
$\hat{\omega}_i$	ACI のソフトレプリカ

数式の表記法

本論文では、ベクトルは太字の小文字記号で、行列は太字の大文字記号で表現される。また、ベクトル及び行列の要素番号（インデックス）は基本的に0から開始するものとする。加えて、ある行列 \mathbf{A} が時間領域成分として定義されている場合、対応する周波数領域表現を $\underline{\mathbf{A}}$ のように表記するものとする。 \cdot^* , \cdot^T と \cdot^H はそれぞれ共役、転置、共役転置（エルミート転置）を意味する。diag[\mathbf{a}] はベクトル \mathbf{a} を対角要素を持つ対角行列を表す。tr[\mathbf{A}] は正方行列 \mathbf{A} の対角和（トレース）を表す。 $\mathbf{A} \circ \mathbf{A}'$ は同じサイズの行列 \mathbf{A} と \mathbf{A}' の要素毎の積（アダマール積）を表し、 $\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$ は行列 \mathbf{A} と \mathbf{B} のクロネッカー積を表す。 $\mathbf{O}_{a \times b}$ 及び $\mathbf{1}_{a \times b}$ はそれぞれサイズ $a \times b$ の零行列とサイズ $a \times b$ のすべての要素が1である行列を表す。 $P[a|b]$ と $p(a|b)$ は b で条件づけられた変数 a の確率質量関数（PMF: Probability Mass Function）と確率密度関数（PDF: Probability Density Function）をそれぞれ表す。 $\mathbb{E}_b\{\mathbf{a}\}$ は \mathbf{a} における確率変数 b に対する期待値演算を表し、 $\mathbb{E}_{b|c}\{\mathbf{a}\}$ としている場合は c で条件づけられた \mathbf{a} における確率変数 b に対する期待値演算を表す。

略語

ACI	Adjacent Channel Interference	隣接チャネル間干渉
ADC	Analog-to-Digital Converter	アナログ-デジタル変換器
AGC	Automatic Gain Controller	自動利得制御器
AM-AM	Amplitude Modulation to Amplitude Modulation	
AM-PM	Amplitude Modulation to Phase Modulation	
AP	Access Point	アクセスポイント
AWGN	Additive White Gaussian Noise	加法性白色ガウス雑音
BBU	Base Band Unit	ベースバンドユニット
BER	Bit Error Rate	ビット誤り率
BPF	Band Pass Filter	帯域通過フィルタ
BPSK	Binary Phase Shift Keying	
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function	累積分布補関数
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor	
CP	Cyclic Prefix	サイクリックプレフィックス
CSPR	Carrier-to-Signal-Power Ratio	
C/U	Control/User	
DAC	Digital-to-Analog Converter	デジタル-アナログ変換器
DC	Direct-Current	直流
DFT	Discrete Fourier Transform	離散フーリエ変換
EXIT	EXtrinsic Information Transfer	
FDE	Frequency Domain Equalization	周波数領域等化
FER	Frame Error Rate	フレーム誤り率
FIR	Finite Impulse Response	有限インパルス応答
GI	Guard Interval	ガードインターバル
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform	離散フーリエ逆変換
IEEE	The Institute of Electrical and Electronics Engineers	

IM-DD	Intensity Modulation-Direct Detection	強度変調-直接検波
ISI	Inter-Symbol Interference	符号間干渉
KK	Kramers-Kronig	
LAN	Local Area Network	
LLR	Log Likelihood Ratio	対数尤度比
LPF	Low Pass Filter	低域通過フィルタ
LS	Least Square	最小二乗
MAI	Multiple Access Interference	マルチアクセス干渉
MAP	Maximum <i>A-Posteriori</i>	事後確率最大
MI	Mutual Information	相互情報量
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	
MMSE	Minimum Mean Square Error	最小平均二乗誤差
MSE	Mean Square Error	平均二乗誤差
OBO	Output Back-Off	出力バックオフ
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	直交周波数分割多重
PA	Power Amplifier	増幅器
PDF	Probability Density Function	確率密度関数
PMF	Probability Mass Function	確率質量関数
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	
RF	Radio Frequency	
RRH	Remote Radio Head	
SC/MMSE	Soft Canceller followed by Minimum Mean Square Error filter	
SGA	Scalar Gaussian Approximation	スカラーガウス近似
SINR	Signal to Interference and Noise Power Ratio	信号電力対干渉および雑音電力比
SNR	Signal to Noise Power Ratio	信号電力対雑音電力比
SPA	Sum Product Algorithm	
SSBI	Signal-Signal Beat Interference	
STA	STAtion	端末
ZF	Zero Forcing	

第1章

序論

近年，高品質な動画・音声データなどをリアルタイムで無線伝送するサービスが現れたことなどに伴い，セルラネットワークや無線 LAN (Local Area Network) に対する高速大容量通信の需要はますます増加している。既存の無線通信システムで主に用いられている 6 GHz 以下の周波数帯では，既にほとんどの周波数が様々なシステムに割り当てられており，それらの通信システムにおいては，大規模 MIMO (Massive Multiple-Input Multiple-Output) による空間多重数の増加や通信路の高品質化 [1]，C/U (Control/User) 分離による基地局機能の高度化 [2] といった技術による周波数利用効率の向上が検討されている [3]。しかしながら，これらの技術だけで要求されている通信容量を実現することはやはり困難であり，新たな周波数資源の開拓・利用はセルラネットワーク，無線 LAN システムのいずれにおいても推し進められている。新たな周波数資源としては高周波数帯のミリ波帯が候補となっており，特に 2010 年以降，ミリ波の研究や標準化が盛んに行われている。

ミリ波無線通信の研究そのものは古くから行われていたが，CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) によるミリ波用 RF (Radio Frequency) デバイスの実現をきっかけとして実用化に向けた動きが加速した [4]-[6]。ミリ波などの高周波数帯の特徴としては，使用されていない周波数が広いだけでなく，連続して割り当て可能な伝送帯域も広いということが挙げられる。例えば，6 GHz 以下のシステムでは連続した帯域として利用可能な帯域幅は 100 MHz 以下であるのに対して，60 GHz 帯のミリ波の無線 LAN 規格である IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.11ad では 2 GHz 以上の連続した帯域を用いた伝送が可能である [7]。伝送帯域の拡大によって伝送速度が線形的に増加可能であることは，C. E. Shannon により定義された通信路容量 [8] から明確であり，周波数資源枯渇の解消と超高速無線通信の実現が可能な手段としてミリ波帯に対する期待は非常に高い。このような優れた特徴を持つ一方，これまでミリ波無線が普及に至らなかった大きな要因として，伝送時のパスロスが非常に大きく十分なカバレッジを確保できないという問題があった。特に，IEEE 802.11ad 規格で用いられている 60

GHz帯は、直進性の高さによってシャドウイングの影響を受けやすいだけではなく、水分や酸素による吸収減衰も極めて大きい [9], [10]. しかしながら、カバレッジが狭いという特徴は空間的な相互干渉の可能性が低いと捉えることができ、現在想定されているミリ波通信システムは、高速伝送需要が高いエリアに対して、小規模のカバレッジを持つミリ波基地局を面的に配置することで、カバレッジの狭さを解消しつつ同一周波数における空間的な干渉の少ない高速伝送を大量のユーザに提供することを目指している。

以上のように、近年ミリ波無線通信の実用化が積極的に進められており、IEEE 802.11ad 規格に準拠した製品も既に登場している。IEEE 802.11ad 規格では 60 GHz 帯に 4 つのチャネルが規定されており、隣接チャネルへのスペクトル漏洩の量は規格のスペクトルマスクによって制限される。IEEE 802.11ad 規格のスペクトルマスクの特徴として、ミリ波 RF デバイスの要求条件を緩和するため、6 GHz 以下の周波数を使用する無線 LAN 規格と比較して緩く設定されていることが挙げられる [7]. 隣接チャネルへの漏洩電力が大きくなる主要因としては増幅器における非線形ひずみがあり [11]-[14]、IEEE 802.11ad のスペクトルマスクの設定では、低コストの RF デバイスを用いた場合でも増幅器の非線形領域を積極的に使用した電力効率の高い電力増幅を行うことが可能である。しかしながら、隣接チャネルへの漏洩電力が大きなデバイスの存在を許容するため、近接している場所で隣接チャネルを用いた無線リンクが存在する場合、大きな隣接チャネル間干渉 (ACI: Adjacent Channel Interference) を受ける可能性が発生する。

また、大容量通信を行うミリ波アクセスポイントを大量に設置する場合、ミリ波伝送機能を BBU (Base Band Unit) と RRH (Remote Radio Head) に分割し、BBU を一か所にまとめて配置するとともに、BBU と RRH を光アクセス回線を用いて接続するという方法が可能であり、特に日本では、この形態はセルラシステムで既に広く用いられている。この場合、無線信号の帯域が広くなると、光アクセス回線でもより高い伝送速度が要求され、特にミリ波回線で想定される広帯域信号を光アクセス回線で伝送する場合には、光アクセス回線の通信もひっ迫するという問題に直面する。光ファイバ通信の大容量化にあたっては、コヒーレント検波器を用いたコヒーレント伝送において変調多値数を増加させたり偏波多重やモード多重通信を実装することが、通信路容量を直接的に増加させる方法として盛んに研究が行われている [15], [16]. コヒーレント検波器では、受信光を偏波及び直角位相成分ごとに分岐し、分岐した光を局部発振レーザ光と合波した後、フォトダイオードによってバランス受信することで、同期検波することが可能である。これにより、無線伝送における同期検波と同様に、複素数の振幅及び位相が変調された多値変調信号の送受信やデジタル信号処理による通信路ひずみの補償が可能である。しかし、コヒーレント受信に必要なアナログデバイスの数が多く高コストであることや、受信光を分岐する際の光ハイブリッドにおけるエネルギーのロスが大きいといった問題がある。そのため、大量設置が必要な短距離の光アクセス回線では、光アンプを用いないために分岐ロスを

補償できることや実装コストの面からコヒーレント伝送の実用化は進められておらず、コヒーレント受信機は超大容量通信を行う長距離伝送での実装が主となっている。現在の光アクセス回線では、単一のフォトダイオードから構成される直接検波器（絶対値二乗検波器）を用いた強度変調-直接検波方式（IM-DD: Intensity Modulation-Direct Detection）が主流であり、電界の複素包絡線の変調を行う高多値変調方式や位相情報を用いる通信路補償の実装は行われていない。

しかしながら、ミリ波無線通信の高速伝送に耐えうる光アクセス回線を実現するためには、高多値変調の使用は不可欠であり、近年、光アクセス回線の直接検波器においても複素包絡線を用いた変復調が可能な方式であるパイロット付与光伝送技術が注目を集めている[17]-[21]。なお、パイロット付与光伝送技術はセルフコヒーレント伝送という呼び方で現在定着し始めている。セルフコヒーレント伝送ではまず、変調信号スペクトルの端付近にパイロットトーンを配置して光伝送を行い、受信機ではパイロットトーンが付与された受信光が直接検波される。基本的な復調方法としては、直接検波によって生成されたパイロット信号とデータ信号のビート成分である pilot-signal beat 成分が希望信号成分の線形写像となることから、pilot-signal beat 成分を抽出することによって複素数表現された変調信号を取り出すことができる。ただし、直接検波の際にはデータ信号光間でのビート成分である signal-signal beat 成分が発生し、これが干渉として希望信号成分に付加される。そのため、セルフコヒーレント伝送の実装においては signal-signal beat 干渉（SSBI: Signal-Signal Beat Interference）の補償が課題となる。

これまで、ミリ波無線通信における ACI と光ファイバ通信のセルフコヒーレント伝送における SSBI について述べてきたが、両者の干渉問題の共通点としてデータ信号が干渉成分の原因（ソース）となっていることが挙げられる。本論文では、これらを干渉通信路の問題として統一的に捉え、各干渉通信路に適した補償技術に関する検討を行っている。無線通信分野では、空間多重伝送等の干渉を補償する手段としてデジタル信号処理を用いた干渉除去アルゴリズムが優れた特性を示してきた。また、光ファイバの分野においても近年デジタル信号処理が積極的に導入されていることを背景として、本論文では上述した干渉通信路の問題に対してデジタル信号処理による干渉の補償を考える。ここで、干渉通信路を統一的に捉えて補償するにあたって、デジタル信号処理技術の中でもターボ原理に基づくソフト干渉キャンセラ型のターボ等化に着目する。

ターボ原理は、ターボ符号の発明に端を発して生み出された繰り返し信号検出の概念や手法を表し[22], [23]、復調器や復号器といったモジュールが互いに繰り返し情報を交換してフィードバックを与えることで、各モジュールにおける信号検出性能の向上を実現する原理である。ターボ原理に基づいた等化技術の一つであるソフト干渉キャンセラ型のターボ等化（以降、単にターボ等化と呼ぶ）は、適切なアルゴリズムに従って信号の判定と干渉除去を繰り返すことで、信号検出性能が繰り返し処理毎に改善されるという特徴を持

つ [24]-[26]. ここで, ソフトというのは, 繰り返し処理における信号の判定値として硬判定値を用いるのではなく, 検出される信号の信頼性に応じた重みづけ合成された軟判定値(ソフト値)を用いることを表している. ターボ等化の応用範囲は非常に広く, フィードバック構造を構成できるような問題設定に対しては効果的な解決方法として採用されることが多い [27], [28]. ただし, ターボ等化の信号検出性能は軟判定値の算出や繰り返し情報の交換方法に大きく依存することから, 干渉除去性能を十分に引き出すためには各干渉問題に対して適切な繰り返し処理が設計されなければならない. 最適な信号検出というものは一般的に情報理論に基づいて議論され, 検出する信号の統計的性質を正確に記述することが重要となってくる. そのため, ターボ等化を適用する際にはまず信号の確率分布を適切な形で記述することが求められる. 本論文ではターボ等化の新たな応用範囲として, 上述したミリ波無線通信及び光ファイバ通信における干渉通信路の問題について検討を行う.

增幅器の非線形性に起因する ACI や直接検波時の SSBI では信号モデルが複雑となることから, 既存のターボ等化技術を単純に適用することはできない. そこで本論文では, 各干渉通信路における信号モデルをターボ等化が適用できる形で明らかにした後, その信号モデルに基づいたターボ等化手法を提案し, 信号検出性能の評価を行うことでその有効性を示すことを目的とする. 以上を背景に, 本論文では次の三つのシナリオに関してターボ等化の議論を進めていく.

- シングルキャリア伝送を用いる上りリンクミリ波無線通信における ACI の除去
- マルチキャリア型セルフコヒーレント光ファイバ伝送における SSBI の除去
- シングルキャリア型セルフコヒーレント光ファイバ伝送における SSBI の除去

ここで, セルフコヒーレント伝送に関してマルチキャリア及びシングルキャリア型の手法両方のシナリオを検討している理由として, ターボ等化の設計に必要な signal-signal beat 成分の統計的性質が両者で大きく異なることと, 光ファイバ通信ではどちらの方式も使用される可能性があることから, 両方式に適したターボ等化アルゴリズムをそれぞれ検討することに意義があるためである.

第2章ではまず, ターボ原理の基本的な概念を説明するため, MIMO 信号検出におけるソフト干渉キャンセラ MMSE (SC/MMSE: Soft Canceller followed by Minimum Mean Square Error filter) ターボ等化について述べる. また, ターボ等化の効果を更に引き出すための EXIT (EXtrinsic Information Transfer) チャート解析を用いた誤り訂正符号の設計手法についても述べる. そして, ミリ波無線通信及びセルフコヒーレント光ファイバ伝送における干渉問題を明確化し, 各課題に対するターボ原理の適用方法に関する議論を行う.

第3章 [A.2][B.2] では、シングルキャリア伝送を用いるミリ波無線通信における上りリンク通信を前提とした場合の、ACI除去のためのターボ等化手法を提案する。提案するターボ等化では、増幅器の非線形性に起因する干渉を除去する必要があるため、非線形性の推定手法についても議論する。最後に、計算機シミュレーションにより提案手法の有効性を確認する。

第4章 [B.1] では、マルチキャリア型セルフコヒーレント光ファイバ伝送におけるSSBI除去のためのターボ等化手法について提案する。本手法では誤り訂正符号としてLDPC (Low Density Parity Check) 符号 [29]-[32] を前提としており、ターボ等化の性能を最大限に引き出すためのLDPC符号について、EXITチャート解析を用いた符号設計手法の検討も行う。最後に、計算機シミュレーションにより提案手法の有効性を確認する。

第5章 [A.1] では、シングルキャリア型セルフコヒーレント光ファイバ伝送における、SSBI除去のためのターボ等化手法を提案する。また、パイロットトーンとデータスペクトルに対する最適な送信電力の割り当てに関する議論も行う。最後に、計算機シミュレーションにより提案手法の有効性を確認する。

第6章は、本論文の結論であり、本研究で得られた結果の総括を行う。

第2章

ターボ原理と干渉通信路

2.1 緒言

ミリ波無線通信や光ファイバ通信におけるセルフコヒーレント伝送といった高速伝送技術の実用化の際に課題となる干渉通信路の問題に対し、ターボ等化技術の適用は有効な解決手段になることが期待できる。ただし、複雑な信号モデルを持つ干渉通信路の問題に対しては、ターボ等化の動作原理を正確に理解したうえで、各干渉通信路の構造をターボ原理の観点から明確にしておく必要がある。本章では、ターボ等化の基本的な動作原理を理解するため、まず MIMO 信号検出のためのターボ等化器について述べる。続いて、ターボ等化の効果を更に引き出すための EXIT チャート 解析を用いた誤り訂正符号の設計手法についても述べる。そして、ミリ波無線通信における ACI とセルフコヒーレント光ファイバ伝送における SSBI の課題を明確化し、各干渉通信路に対するターボ原理の適用方法に関する議論を行う。

2.2 MIMO 伝送におけるターボ等化

本節ではターボ原理の基本概念について理解するため、MIMO 信号検出のためのターボ等化技術について述べる。本節では、送信アンテナ数 M 、受信アンテナ数 N の MIMO 通信路を考える。図 2.1 に MIMO 伝送の送信機構成を示す。送信機では、 m 番目の送信アンテナから伝送される情報ビット系列 $\mathbf{d}_m \in \{0, 1\}^{K_d \times 1}$ に通信路符号化が施され、符号語ビット系列 $\mathbf{c}_m \in \{0, 1\}^{K_c \times 1}$ が生成される。ただし、 K_d は情報ビット長、 K_c は符号語ビットの系列長を表す。また、アンテナのインデックスは 0 ではなく 1 から開始することに注意されたい。符号語ビット系列は、各系列で異なるインタリーバ (Π_m) によってインタリーブ処理が施された後、変調器にて変調シンボルブロック $\mathbf{x}_m \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ へ変換される。ただし、 K は変調シンボルブロックのサイズを表す。各送信アンテナの送信信号ベク

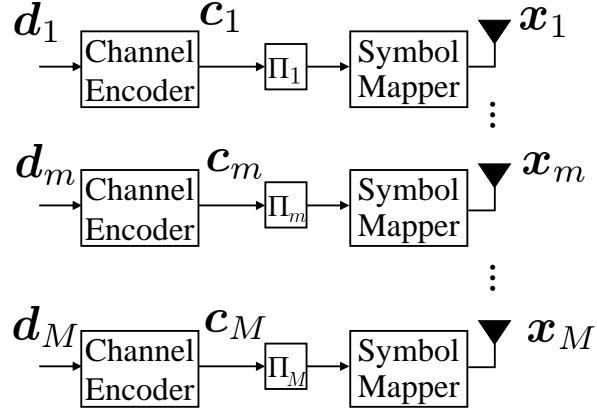


図 2.1: MIMO 伝送の送信機構成

トル \mathbf{x}_m を連接して表した時空間領域の送信信号ベクトルが次式で与えられる.

$$\bar{\mathbf{x}} = [\mathbf{x}_1^T, \dots, \mathbf{x}_m^T, \dots, \mathbf{x}_M^T]^T \in \mathbb{C}^{MK \times 1} \quad (2.1)$$

続いて、図 2.2 に SC/MMSE ターボ等化機能を持つ MIMO 受信機構成を示す. 本節では各送受信アンテナ間の通信路としてマルチパスフェージング通信路を仮定する. また、マルチパスフェージング環境下の MIMO 信号検出のためのターボ等化手法として、比較的少ない演算量で実装可能な周波数領域等化 (FDE: Frequency Domain Equalization) 型のターボ等化について議論する. FDE 型のターボ等化を用いる場合、送信シンボルブロック \mathbf{x}_m の前にサイクリックプレフィックス (CP: Cyclic Prefix) を付与して伝送を行うことで、効率的に等化処理を施すことが可能となるため [33]、本節でも送信信号に CP を付与するものとする. 受信機では受信信号から CP 部分が除去され、 N 本の受信アンテナ数に対応した時空間領域の受信シンボルベクトル $\bar{\mathbf{y}} = [\mathbf{y}_1^T, \dots, \mathbf{y}_n^T, \dots, \mathbf{y}_N^T]^T \in \mathbb{C}^{NK \times 1}$ が次式で与えられる.

$$\bar{\mathbf{y}} = \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{z}} \quad (2.2)$$

ただし、 $\bar{\mathbf{z}} = [\mathbf{z}_1^T, \dots, \mathbf{z}_n^T, \dots, \mathbf{z}_N^T]^T \in \mathbb{C}^{NK \times 1}$ は雑音スペクトル密度を N_0 としたときに各要素が $\mathcal{CN}(0, N_0)$ に従う複素ガウス雑音の時空間ベクトルであり、 \mathbf{z}_n は n 番目の受信アンテナにおける雑音ベクトルを表す. また、 $\bar{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{NK \times MK}$ は時空間領域の通信路行列を表し、次式のように定義される.

$$\bar{\mathbf{H}} = [\mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_m, \dots, \mathbf{H}_M] \quad (2.3)$$

$$\mathbf{H}_m = [\mathbf{H}_{1,m}^T, \dots, \mathbf{H}_{n,m}^T, \dots, \mathbf{H}_{N,m}^T]^T \quad (2.4)$$

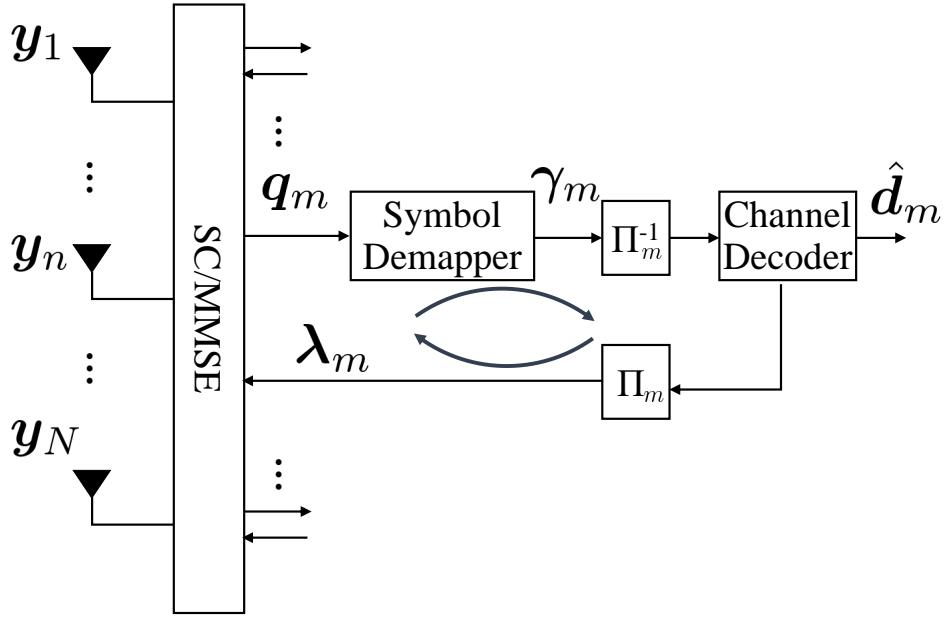


図 2.2: SC/MMSE ターボ等化機能を持つ MIMO 受信機構成

ただし, $\mathbf{H}_{n,m}$ は m 番目の送信アンテナと n 番目の受信アンテナ間の通信路行列を表す. マルチパス通信路のメモリ長が τ の場合, CP が除去された後の通信路行列 $\mathbf{H}_{n,m} \in \mathbb{C}^{K \times K}$ は, 次式のように第 1 列ベクトル $\mathbf{h}_{n,m} = [h_{n,m}[0], \dots, h_{n,m}[\tau-1], \mathbf{0}_{1 \times (K-\tau)}]^T$ に基づく巡回行列で表される.

$$\mathbf{H}_{n,m} = \begin{bmatrix} h_{n,m}[0] & & h_{n,m}[\tau-1] & & h_{n,m}[1] \\ h_{n,m}[1] & h_{n,m}[0] & & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & 0 & h_{n,m}[\tau-1] \\ h_{n,m}[\tau-1] & & & \ddots & & \\ 0 & \ddots & & & \ddots & \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & \ddots \\ 0 & \cdots & 0 & h_{n,m}[\tau-1] & \cdots & \cdots & h_{n,m}[0] \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

ここで, CP の効果により $\mathbf{H}_{n,m}$ の周波数領域表現となる対角行列 $\underline{\mathbf{H}}_{n,m}$ が, 離散フーリエ変換 (DFT: Discrete Fourier Transform) 行列を用いて次式のように表される.

$$\underline{\mathbf{H}}_{n,m} = \mathbf{F}_K \mathbf{H}_{n,m} \mathbf{F}_K^H \quad (2.6)$$

ただし, \mathbf{F}_K は次式で定義される DFT 行列である.

$$\mathbf{F}_K = \frac{1}{\sqrt{K}} [\mathbf{f}_{K,0}, \dots, \mathbf{f}_{K,k}, \dots, \mathbf{f}_{K,K-1}] \quad (2.7)$$

$$\mathbf{f}_{K,k} = \left[e^{-j2\pi \frac{0 \cdot k}{K}}, e^{-j2\pi \frac{1 \cdot k}{K}}, \dots, e^{-j2\pi \frac{(K-1) \cdot k}{K}} \right]^T \quad (2.8)$$

式 (2.2) では, 通信路行列 $\bar{\mathbf{H}}$ の影響によって $\bar{\mathbf{x}}$ の各要素が時空間にわたって干渉しており, ターボ等化ではこのマルチアクセス干渉 (MAI: Multiple Access Interference) や符号間干渉 (ISI: Inter-Symbol Interference) を繰り返し信号処理によって補償する.

ターボ等化の原型は, BPSK (Binary Phase Shift Keying) の直列連接符号器に基づくものであり, C. Douillard によって 1995 年に提案された [24]. 提案されたターボ等化器は, 通信路符号化及びインターリーバの適用を前提とし, マルチパス通信路を FIR (Finite Impulse Response) フィルタのトレリス構造を有する符号化率 1 の符号化器と考え, システム全体を直列連接畳み込み符号の符号化及び復号と見なしている. 本節のシステムモデルでは, マルチパス通信路を内符号, 通信路符号化器を外符号として, その間にインターリーバを配置した直列連接ターボ符号と見ることができる. そして C. Douillard の手法では, 直列連接型ターボ符号の復号アルゴリズムを用いて通信路で生じる ISI の等化を実現している. しかし, C. Douillard の手法では, 通信路のメモリ長が長くなるにつれて通信路のトレリス構造における状態数が指数関数的に増えてしまい, 等化処理で要求される演算量が増大してしまう問題を抱える.

この問題に対して, トレリス構造に基づくことなく等化を実現する演算効率に優れたアルゴリズムが D. Reynolds により 2001 年に提案された [34]. D. Reynolds の手法は, ソフトキャンセラ及び MMSE 基準の線形適応フィルタ [35] によって構成されており, SC/MMSE と呼ばれている. SC/MMSE 型のターボ等化器は軟入力軟出力の SC/MMSE 等化器と通信路復号器から構成されており, それらがデインターリーバとインターリーバを介して接続されている. SC/MMSE 等化器ではまず, 復号器から与えられる事前情報から生成された受信信号のソフトレプリカが減算され, 干渉の除去が行われる. 本節では FDE 型のターボ等化である周波数領域 SC/MMSE について述べる. 本方式では周波数領域にて干渉除去及び等化処理が施される. まず, 周波数領域で干渉除去を行うため次式のように $\bar{\mathbf{y}}$ の各受信シンボルブロックに対して DFT が適用される.

$$\bar{\mathbf{y}} = \mathbf{F}_{N,K} \bar{\mathbf{y}} = \mathbf{F}_{N,K} (\bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{z}}) \quad (2.9)$$

ただし, $\mathbf{F}_{N,K}$ はクロネッカー積 \otimes を用いて $\mathbf{F}_K \otimes \mathbf{I}_N$ と定義される. 式 (2.6) を用いると,

式 (2.9) は次式で表すことができる.

$$\underline{\bar{y}} = \mathbf{F}_{N,K} \mathbf{F}_{N,K}^H \underline{\bar{H}} \mathbf{F}_{M,K} \bar{x} + \mathbf{F}_{N,K} \bar{z} = \underline{\bar{H}} \mathbf{F}_{M,K} \bar{x} + \mathbf{F}_{N,K} \bar{z} \quad (2.10)$$

$$\underline{\bar{H}} = \mathbf{F}_{N,K} \underline{\bar{H}} \mathbf{F}_{M,K}^H = [\underline{\bar{H}}_1, \dots, \underline{\bar{H}}_m, \dots, \underline{\bar{H}}_M] \quad (2.11)$$

$$\underline{\bar{H}}_m = [\underline{\bar{H}}_{1,m}, \dots, \underline{\bar{H}}_{n,m}, \dots, \underline{\bar{H}}_{N,m}]^T \quad (2.12)$$

続いて、ソフトレプリカを用いた干渉除去が施される. ソフトレプリカの生成方法の詳細については後述するが、次式で定義される干渉信号の条件付き期待値として与えられる.

$$\begin{aligned} \mathbb{E}_{\bar{x}|\lambda} \{ \underline{\bar{H}} \mathbf{F}_{M,K} \bar{x} \} &= \underline{\bar{H}} \mathbf{F}_{M,K} \mathbb{E}_{\bar{x}|\lambda} \{ \bar{x} \} \\ &\triangleq \underline{\bar{H}} \mathbf{F}_{M,K} \hat{\bar{x}} \end{aligned} \quad (2.13)$$

ただし、期待値の条件 λ は復号器から与えられる事前情報を表すものとする. また、 $\underline{\bar{H}} \mathbf{F}_{M,K}$ は \bar{x} の要素に対して線形の乗算処理を行うだけなので期待値計算の外側に出せることに注意されたい. ソフトキャンセル処理は次式で表現される.

$$\tilde{\underline{y}} = \underline{\bar{y}} - \underline{\bar{H}} \mathbf{F}_{M,K} \hat{\bar{x}} = \underline{\bar{H}} \mathbf{F}_{M,K} (\bar{x} - \hat{\bar{x}}) + \mathbf{F}_{M,K} \bar{z} \quad (2.14)$$

ただし、通信路行列 $\underline{\bar{H}}$ の情報は受信機で既知であるものとする. また、繰り返し 1 回目の SC/MMSE においては復号器からの事前情報は存在せず、式 (2.13) のソフトレプリカは零ベクトルである. 式 (2.14) のソフトキャンセル処理は、全信号成分をキャンセルする働きを担っており、ベクトル $\tilde{\underline{y}}$ はキャンセルしきれない残留信号成分に相当している. 続いて、希望信号成分の抽出が各送信アンテナの送信シンボルブロック \mathbf{x}_m 每に行われ、 \mathbf{x}_m の抽出と残留信号成分の除去を行うための MMSE 基準の線形適応フィルタが適用される. MMSE フィルタの出力はウェイト行列 $\mathbf{W}_m \in \mathbb{C}^{MK \times K}$ を用いて次式のように算出される.

$$\mathbf{q}_m = \mathbf{F}_K^H \mathbf{W}_m^H (\tilde{\underline{y}} + \mathbf{F}_{M,K} \mathbf{H}_m \hat{\mathbf{x}}_m) \quad (2.15)$$

式 (2.15) では、残留信号成分に希望信号成分の周波数領域での期待値 $\mathbf{F}_{M,K} \mathbf{H}_m \hat{\mathbf{x}}_m$ を加算したベクトルに対し、ウェイト行列 \mathbf{W}_m が乗算され、最終的に \mathbf{F}_K^H によって時間領域のシンボル系列へと変換されている. MMSE 基準のウェイト行列 \mathbf{W}_m は、次式の平均二乗誤差 (MSE: Mean Square Error) を最小化する最小化問題を解くことで得られる.

$$\mathbf{W}_m = \arg \min_{\mathbf{W}_m} \text{MSE} \quad (2.16)$$

$$\text{MSE} = \mathbb{E}_{\bar{x}, \bar{z}|\lambda} \left\{ \left| \mathbf{W}_m^H (\tilde{\underline{y}} + \mathbf{F}_{M,K} \mathbf{H}_m \hat{\mathbf{x}}_m) - \mathbf{F}_K \mathbf{x}_m \right|^2 \right\} \quad (2.17)$$

上式の最小化問題を解いたうえで、式(2.15)に \mathbf{W}_m を代入すると、MMSE フィルタの出力 \mathbf{q}_m は次式となる。

$$\mathbf{q}_m = (1 + \kappa_m \eta_m)^{-1} \left[\kappa_m \hat{\mathbf{x}}_m + \mathbf{F}_K^H \underline{\mathbf{H}}_m \mathbf{R}_{\tilde{\underline{\mathbf{y}}}}^{-1} \tilde{\underline{\mathbf{y}}} \right] \quad (2.18)$$

ここで、式(2.18)で用いられている各変数は次式で算出される[36]。

$$\eta_m = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |\hat{x}_m[k]|^2 \quad (2.19)$$

$$\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{x}}} = (\mathbf{I}_M - \text{diag}[\kappa_1, \dots, \kappa_M]) \otimes \mathbf{I}_K \quad (2.20)$$

$$\mathbf{R}_{\tilde{\underline{\mathbf{y}}}} = \underline{\mathbf{H}}^H \mathbf{R}_{\underline{\mathbf{x}}} \underline{\mathbf{H}} + N_0 \mathbf{I}_N K \quad (2.21)$$

$$\kappa_m = \frac{1}{K} \text{tr} \left[\underline{\mathbf{H}}_m^H \mathbf{R}_{\tilde{\underline{\mathbf{y}}}}^{-1} \underline{\mathbf{H}}_m \right] \quad (2.22)$$

続いて、MMSE フィルタ出力は復号処理を行うために、復号器へ入力するための情報に変換される。一般的に軟入力の復号器へ入力する情報としては、符号語ビットの外部対数尤度比 (LLR: Log Likelihood Ratio) が軟判定値として用いられる。符号語ビット系列のインデックスを k_c とすると、 k_c 番目の符号語ビット $c_m[k_c]$ に対する外部 LLR $\gamma_m[k_c]$ ($k_c \in \{0, \dots, K_c - 1\}$) は次式で定義される。

$$\gamma_m[k_c] = \ln \frac{p(\mathbf{q}_m | c_m[k_c] = 1)}{p(\mathbf{q}_m | c_m[k_c] = 0)} \quad (2.23)$$

ただし、 $p(\mathbf{q}_m | c_m[k_c] = 0 \text{ or } 1)$ は $c_m[k_c] = 0 \text{ or } 1$ で条件づけられた \mathbf{q}_m の条件付き確率密度関数であり、これが尤度を表している。式(2.23)を効率的に求めるために、スカラーガウス近似 (SGA: Scalar Gaussian Approximation) がよく用いられる。MMSE フィルタ出力 $q[k]$ に対して次式の SGA を適用する。

$$q_m[k] = \mu_m x_m[k] + \nu_m[k] \quad (2.24)$$

ただし、 μ_m は[36]より次式で算出される等価利得である。

$$\mu_m = (1 + \kappa_m \eta_m)^{-1} \kappa_m \quad (2.25)$$

また、 $\nu_m[k]$ は等価ガウス雑音成分であり、平均を 0 として分散が次式で与えられる。

$$u_m^2 = \mathbb{E}_{\underline{\mathbf{x}}, \underline{\mathbf{z}} | \lambda} \{ |\nu[k]|^2 \} = \mu_m - \mu_m^2 \quad (2.26)$$

以上の SGA を適用することにより、MMSE フィルタ出力の外部 LLR が複素ガウス分布の確率密度関数に従うものとして、外部 LLR を次式で算出できる。

$$\gamma_m[k_c] = \ln \frac{\sum_{\mathcal{X}^+ \in \{\mathcal{X} | c_m[k_c] = 1\}} \exp \left[- \frac{|q_m[k] - \mu_m \mathcal{X}^+|^2}{u_m^2} \right]}{\sum_{\mathcal{X}^- \in \{\mathcal{X} | c_m[k_c] = 0\}} \exp \left[- \frac{|q_m[k] - \mu_m \mathcal{X}^-|^2}{u_m^2} \right]} \quad (2.27)$$

ただし, $\{\mathcal{X}|c_m[k_c] = 0 \text{ or } 1\}$ は $c_m[k_c] = 0 \text{ or } 1$ であるときのシンボル候補点の集合であり, $q_m[k]$ は $c_m[k_c]$ の情報を含んでいる $x_m[k]$ に対応する MMSE フィルタ出力である.

MMSE フィルタ出力の外部 LLR 系列 $\gamma_m = [\gamma_m[0], \dots, \gamma_m[K_c - 1]]^T \in \mathbb{R}^{K_c \times 1}$ はデインタリーブされた後, 通信路復号器へと入力される. 復号器では, 誤り訂正符号の種類に応じて最大事後確率 (MAP: Maximum *A-Posteriori*) アルゴリズム等を用いて復号処理が施される. 一般的に軟入力の復号器では, 等化器出力の外部 LLR をチャネル情報 (チャネル LLR) として用い, 軟判定結果として事後 LLR が算出される. 最後の繰り返し処理においては, 情報ビットに対応する事後 LLR が硬判定されることで情報ビットの判定値 \hat{d}_m が得られる. 一方, 繰り返しの途中では事後 LLR からチャネル LLR を差し引いたものが, 復号器出力の外部 LLR として SC/MMSE 等化器へとフィードバックされる. SC/MMSE 等化器ではこの外部 LLR を事前情報としてソフトレプリカ \hat{x}_m が生成される. 以下では, 変調多値数 2^Q の QAM (Quadrature Amplitude Modulation) シンボルに対するソフトレプリカの生成方法について述べる. まず, 復号器出力の外部 LLR がインタリーブされた系列を $\lambda_m = [\lambda_m[0], \dots, \lambda_m[K_c - 1]]^T \in \mathbb{R}^{K_c \times 1}$ で表す. 続いて, 送信機にてインタリーブされた符号語を $\mathbf{c}'_m \in \{0, 1\}^{K_c \times 1}$ とし, 送信シンボル $x[k]$ を決定する符号語ビットを $\mathbf{c}'_m[k] = [c'_m[Qk], \dots, c'_m[Q(k+1)-1]]^T$, 対応する事前 LLR を $\lambda_m[k] = [\lambda_m[Qk], \dots, \lambda_m[Q(k+1)-1]]^T$ とすると, 送信シンボル $x_m[k]$ のソフトレプリカ $\hat{x}_m[k]$ が次式で算出される.

$$\begin{aligned}\hat{x}_m[k] &= \mathbb{E}_{x_m[k]|\lambda_m}\{x_m[k]\} = \sum_{x \in \mathcal{X}} x P[x_m[k] = x | \lambda] \\ &= \sum_{x \in \mathcal{X}} x P[\mathbf{c}'_m[k] = \mathcal{Q}[x] | \lambda_m[k]] \\ &= \sum_{x \in \mathcal{X}} x \prod_{l=0}^{Q-1} P[c'_m[Qk+l] = \tilde{c}_l | \lambda[Qk+l]]\end{aligned}\tag{2.28}$$

ただし, $\mathcal{Q}[x] = [\tilde{c}_0, \dots, \tilde{c}_{Q-1}]^T$ はシンボルが x であるときのビット構成を表す. 式 (2.28) より, 送信シンボル $x_m[k]$ のソフトレプリカの算出のためには, 各符号語ビットの条件付き確率 $P[c'_m[Qk+l] = \tilde{c}_l | \lambda[Qk+l]]$ を個別に求めておく必要があることを確認でき, LLR の定義からその条件付き確率は次式で算出可能である.

$$P[c'_m[l] = 1 | \lambda_m[l]] = \frac{\exp(\lambda_m[l])}{1 + \exp(\lambda_m[l])}\tag{2.29}$$

$$P[c'_m[l] = 0 | \lambda_m[l]] = \frac{1}{1 + \exp(\lambda_m[l])}\tag{2.30}$$

以上の数式をもとに変調シンボルブロックのソフトレプリカ \hat{x}_m が生成される. 再び, MIMO 信号検出の内容に議論を戻すと, 各送信アンテナの送信信号に対する復号処理が施

され、全ての送信シンボルブロック x_m のソフトレプリカが算出されることで、式 (2.13) 及び式 (2.14) を用いたソフト干渉キャンセルが実行される。そして、ターボ等化器では SC/MMSE と通信路復号器の間で軟判定値（外部 LLR）が繰り返し交換され、等化処理と復号処理が交互に実行される。

以上で述べた繰り返し信号処理がターボ原理の基本構成となっており、外部情報の交換という手段を用いて各モジュールにおける事前情報の精度の向上を図っている。ターボ原理では繰り返しの過程において交換されるソフト値の信頼性が徐々に向上していくことが重要となるが、そのためには本節で示した確率論に基づくソフト値の算出が必要となる。以降ではより複雑な干渉通信路のためのターボ等化に関する検討を行うが、それらの検討は本節で述べたターボ原理の基本に則ったものである。

2.3 EXIT チャート解析を用いたターボ等化のための LDPC 符号設計

本節では、ターボ等化の効果を更に引き出すための EXIT 解析を用いた誤り訂正符号の設計手法について述べる。これまで説明してきた復号器のフィードバックを利用するターボ等化では、等化器と復号器の間で外部 LLR が適切に交換されることで効果的な干渉除去機能が発揮される。そのため、交換される外部 LLR の振る舞いを把握したうえで、繰り返し信号検出に適した誤り訂正符号を使用することが望ましい。EXIT チャート解析は、繰り返し信号処理における情報交換の様子を視覚的に描写するためのツールとしてよく用いられており、本節では EXIT チャート解析を用いたターボ等化のための LDPC 符号の設計に関する検討を行う。

2.3.1 EXIT チャート解析

実際に交換される外部 LLR 系列は様々な値を持つ系列であり、情報交換の振る舞いを評価する指標としては扱いにくい。そこで、EXIT チャート解析では外部 LLR 系列を単一の相互情報量 (MI: Mutual Information) に変換することで解析を行う。相互情報量は 2 つの確率変数の相互依存の尺度を表す量であり、通信システムでは主に、受信信号を観測した結果、送信信号の情報に関する知識がどの程度増えたか、つまり、送信情報に関する曖昧さがどの程度減少したかを表す相互情報量が用いられる。ビットに対する LLR が有する相互情報量は 0.0 から 1.0 の範囲の値を持つ単一の評価指標であり、軟判定値を入出力とするモジュールにおける情報交換の振る舞いに関して、信号処理の過程で相互情報量の値がどのように変化したかによって評価することができる。そして、EXIT チャート

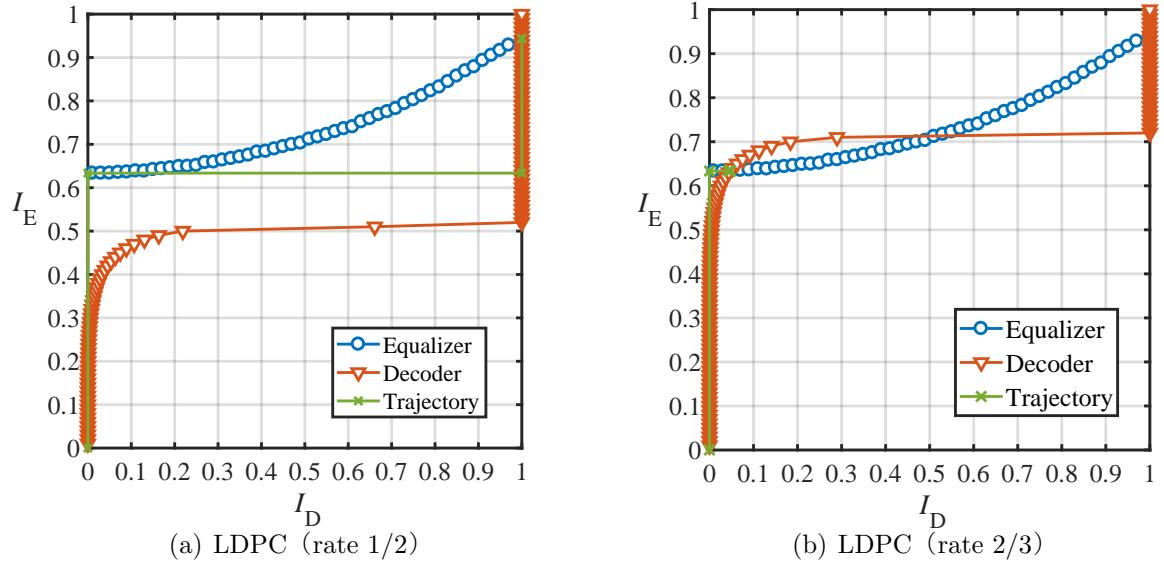


図 2.3: EXIT チャートの例

解析では、0.0 から 1.0 の範囲を持つチャートで情報交換の振る舞いを相互情報量の観点から描写する。

図 2.3 に EXIT チャートの一例を示す。以下では、2.2 節のシステムにおいて送受信アンテナ数を $M = 1, N = 1$ とした単純な場合を考える。そのため、送信アンテナのインデックス m の表記は省略する。ここで、EXIT チャート解析について説明するため、符号語ビット系列 \mathbf{c} に対応するあるモジュールの出力 LLR 系列を $\boldsymbol{\chi} = [\chi[0], \dots, \chi[K_c - 1]]^T$ で定義する。LLR $\boldsymbol{\chi}$ の各要素が対称的な確率分布を持つ場合、その相互情報量を求める関数は次式で与えられている [37], [38]。

$$\mathcal{T}(\boldsymbol{\chi}) = 1 - \frac{1}{K_c} \sum_{k_c=0}^{K_c-1} \log_2 [1 + e^{-(2\chi[k_c] - 1)\chi[k_c]}] \quad (2.31)$$

式 (2.31) は、Monte Carlo シミュレーション等によって実際に交換される LLR から相互情報量を算出する関数として用いられる。ただし、相互情報量を精度良く算出するためには十分に長い観測時間、つまり LLR の系列長 K_c が十分長い必要があることに注意されたい。2.2 節のターボ等化においては、等化器から出力された外部 LLR $\boldsymbol{\gamma}$ の相互情報量（出力相互情報量）と復号器から出力された外部 LLR $\boldsymbol{\lambda}$ の出力相互情報量が、それぞれ $I_E = \mathcal{T}(\boldsymbol{\gamma})$ と $I_D = \mathcal{T}(\boldsymbol{\lambda})$ で与えられる。ただし、インタリーバ及びデインターバは相互情報量の計算に影響を与えるものではないのでここでは無視している。繰り返し信号処理では、等化器の入力相互情報量が I_D 、復号器の入力相互情報量が I_E となる。 I_D と I_E の入出力の様子を描写したチャートが図 2.3 である。

まず図 2.3 の 2 つのカーブ (Equalizer と Decoder) は、それぞれ 0.0 から 1.0 の任意の入力相互情報量に対して算出された等化器の出力相互情報量のカーブ (EXIT カーブと呼称する) と、任意の入力相互情報量に対して算出された復号器の出力相互情報量の EXIT カーブを表している。任意の入力相互情報量に対して式 (2.31) を適用して出力相互情報量を得る方法に関しては後述する。また、EXIT 軌跡 (Trajectory) は、実際に交換している外部 LLR から換算した相互情報量の変化の様子を表している。図 2.3(a) では符号化率 1/2 の LDPC 符号を用いた場合の復号器の EXIT カーブが描かれているのに対し、図 2.3(b) では符号化率 2/3 の LDPC 符号を用いた場合の復号器の EXIT カーブが描かれている。図 2.3(a) の EXIT 軌跡では、いくつかの繰り返し処理の後に復号器の出力相互情報量 I_D が 1.0 に到達しており、これは復号結果として符号語ビット c に関する知識が完全に得られたことを意味している。このように 2 つの EXIT カーブが途中で交差しない状態（「トンネルが開いた状態」と表現される）であれば、繰り返し処理によってエラーフリーの信号検出が達成できると期待される。一方、それぞれの EXIT カーブの形状は通信路の状況や符号化方法、復号アルゴリズム等によって変化する。図 2.3(b) では LDPC 符号の符号化率が増加した結果、2 つのカーブが途中で交差するようなトンネルが閉じた状態となっており、エラーフリーの信号検出は期待できなくなる。EXIT チャート解析では、このように繰り返し信号処理における情報交換の有効性を視覚的に評価することが可能である。

続いて、任意の入力相互情報量に対する出力相互情報量のカーブの描写方法について説明する。各モジュールは外部 LLR 系列を入力としており、入力相互情報量を軸として EXIT カーブを描くためには、任意の入力相互情報量の条件を満たす外部 LLR 系列を準備する必要がある。相互情報量の値は外部 LLR 系列の確率分布に依存して決定されるが、特定の相互情報量の値から本来の確率分布に従う外部 LLR 系列を逆に生成することは容易ではない。しかしながら、EXIT チャート解析では、各モジュールに入力される外部 LLR がガウス分布に従う BPSK 信号であるという近似と、一貫性条件 (Consistency Condition) と呼ばれる条件を満たすという近似の下で、相互情報量と外部 LLR 系列の変換を実現している [39]。2.2 節で用いた SGA の式と同様の形式で外部 LLR の近似を次式で与える。

$$\chi[k_c] = \mu_\chi(2c[k_c] - 1) + \nu_\chi[k_c] \quad (2.32)$$

ただし、 $\nu_\chi[k_c] \in \mathbb{R}$ は $\mathcal{N}(0, \sigma_\nu^2)$ に従う実数ガウス乱数である。一貫性条件とは、等価利得 $\mu_\chi \in \mathbb{R}$ と等価雑音分散 σ_ν^2 の間に、 $2\mu_\chi = \sigma_\nu^2$ という関係が成立することを表す。この関係は本来、干渉が存在しないガウス性の通信路における BPSK や QPSK 信号に対する復調器出力 LLR や、近似のない MAP 復号器の出力等に見られる特徴であるが、計算機ミュレーションによる LLR の確率分布の測定を行うことなく相互情報量と LLR との相互変換が可能であることから [39]、EXIT カーブを描く際に近似的に用いられることが多い。

2.3 EXIT チャート解析を用いたターボ等化のための LDPC 符号設計

一貫性条件を仮定することで、式 (2.32) は $\chi[k_c] = \sigma_\nu^2(2c[k_c] - 1)/2 + \nu_\chi[k_c]$ となり、任意の相互情報量に対応した σ_ν の生成及び $\mathcal{N}(0, \sigma_\nu^2)$ に従う実数ガウス乱数を生成可能となるので、特定の入力相互情報量を持つ外部 LLR 系列の生成が可能となる。まず、 σ_ν から相互情報量を求める関数が次式で与えられる J 関数として定義される。

$$I_\chi = J(\sigma_\nu) = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\nu} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\frac{(a - \sigma_\nu^2/2)^2}{2\sigma_\nu^2}\right\} \log_2\{1 + \exp(-a)\} da \quad (2.33)$$

ただし、 I_χ は σ_ν に対応した相互情報量を表す。上式は相互情報量の定義に従って、ガウス分布に従う BPSK の受信信号の PDF から相互情報量を計算する式であり、分布の対称性から $c[k_c] = 1$ の条件付き PDF のみを用いて計算されていることに注意されたい。また、計算機で相互情報量を算出する場合には、式 (2.33) から Nelder-Mead シンプレックス法 [40] により求められた次式で与えられる近似式が良く用いられる [37]。

$$J(\sigma_\nu) \approx \left(1 - 2^{-U_1\sigma_\nu^{2U_2}}\right)^{U_3} \quad (2.34)$$

ただし、 $U_1 = 0.3073$, $U_2 = 0.8935$, $U_3 = 1.1064$ である。 J 関数は一価関数なのでその逆関数も一意に存在し、その近似式も次式で与えられる。

$$\sigma_\nu = J^{-1}(I_\chi) \approx \left\{-\frac{1}{U_1} \log_2 \left(1 - I_\chi^{\frac{1}{U_3}}\right)\right\}^{\frac{1}{2U_2}} \quad (2.35)$$

式 (2.35) より、任意の相互情報量に対応した σ_ν の生成及び σ_ν を用いた外部 LLR 系列の生成が可能となり、その外部 LLR 系列を等化器や復号器に入力して出力相互情報量を観測することで、入力相互情報量と出力相互情報量の関係を表す関数が求められる。そしてこの関数を EXIT チャート上にプロットしたものが EXIT カーブとなる。

2.3.2 LDPC 符号の設計

2.3.1 項では EXIT チャート解析による情報交換の振る舞いの評価方法について述べたが、本項では、EXIT チャート解析を評価基準とした LDPC 符号の設計手法について述べる。本論文では誤り訂正符号として LDPC 符号を用いることを前提とし、ここで議論する LDPC 符号の設計手法は第 4 章及び第 5 章のセルフコヒーレント光ファイバ伝送におけるターボ等化で活用される。2.3.1 項の EXIT チャート解析では、各モジュールで算出された外部 LLR を観測することで各モジュールのカーブ (EXIT 関数と呼ぶ) を描写していた。しかし、LDPC 符号を用いる場合、復号処理を施した外部 LLR を観測せずとも、符号構造から EXIT 関数を予測することが可能であり、繰り返し信号処理にとって都合の良い形状の EXIT 関数を持つ LDPC 符号の設計手法が S. Ten Brink らによって確立されている [37], [41]。

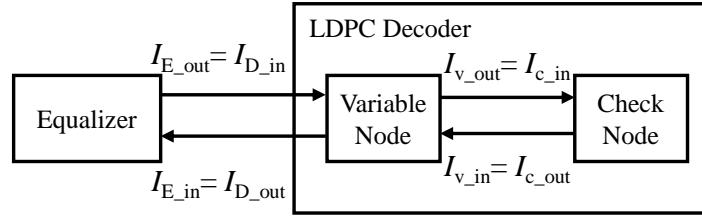


図 2.4: LDPC 符号における相互情報量の交換の様子

LDPC 符号は検査行列 (Parity Check Matrix) によってその符号構造が決定され, その復号特性は検査行列の各行と各列の次数分布から予測することが可能である. ただし, 次数分布とは各行と各列に含まれる 1 の割合を表す分布である. 検査行列は, ターネグラフによって表現されることが多く, ターネグラフは, 検査行列の列を変数ノード, 行をチェックノードとし, 行列内の非零の要素に対応する変数ノードとチェックノード同士をエッジで結んだ 2 部グラフである [30]-[32]. LDPC 符号の復号法としてよく用いられる SPA (Sum Product Algorithm) では, このターネグラフの構造に基づいて変数ノードとチェックノード間で情報を繰り返し交換することで復号処理が行われる. いま, 復号器から等化器に渡される最終的な出力相互情報量を計算するために, 図 2.4 のようなモデルを考える. 図 2.4 では, 等化器から復号器に渡された相互情報量 I_{E_out} は, 変数ノードの相互情報量の更新に用いられている. また, 変数ノードとチェックノード間で適当な回数相互情報量の交換が行われた後に, 変数ノードから等化器に対して復号器の出力相互情報量 I_{D_out} が渡される. [37] によると, 検査行列の次数分布によって各ノードが output する平均の相互情報量が求められるため, まず, 変数ノードの次数分布多項式 $VN(t)$ と, チェックノードの次数分布多項式 $CN(t)$ を次式で定義する.

$$VN(t) = \sum_i \mathcal{A}_i^n t^{i-1} \quad (2.36)$$

$$CN(t) = \sum_j \mathcal{B}_j^n t^{j-1} \quad (2.37)$$

ただし, \mathcal{A}_i^n は全ての変数ノードの中で i 個のエッジを持つノードの割合を表し, \mathcal{B}_j^n は全てのチェックノードの中で j 個のエッジを持つノードの割合を表す. 多項式 $VN(t)$ 及び $CN(t)$ は全体のノード数に対する特定のノードの割合を示しており, ノードの観点から定義される多項式であるが, LDPC 復号における内部繰り返しにおいて情報の伝達及び更新を行うのはターネグラフのエッジであり, 変数ノード及びチェックノードにおける相互情

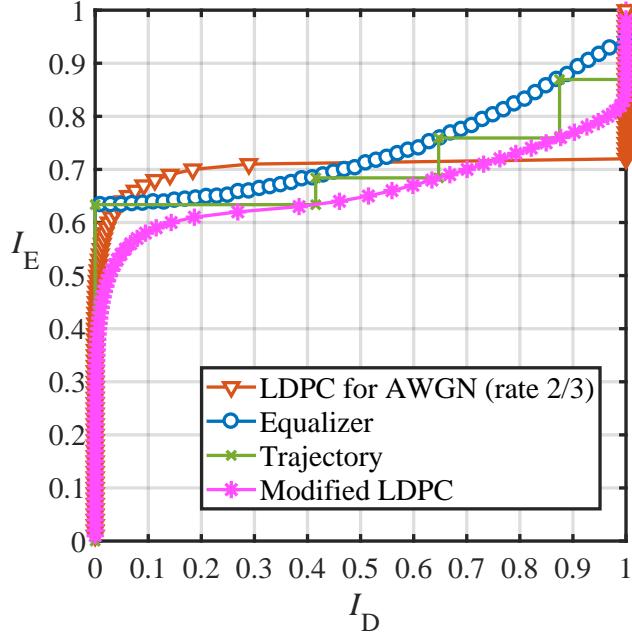


図 2.5: 次数分布を変更した LDPC 符号に関する EXIT チャートの例

報量の算出では、次式で変換されるエッジの観点から定義される次数分布も必要となる。

$$\mathcal{A}_i^e = \frac{\mathcal{A}_i^n \cdot i}{\sum_i \mathcal{A}_i^n \cdot i} \quad (2.38)$$

$$\mathcal{B}_j^e = \frac{\mathcal{B}_j^n \cdot j}{\sum_j \mathcal{B}_j^n \cdot j} \quad (2.39)$$

\mathcal{A}_i^e 及び \mathcal{B}_j^n を用いると、図 2.4 中の I_{v_out} と I_{c_out} が次式によって与えられる [41].

$$I_{v_out}[l] = \sum_i \mathcal{A}_i^e J \left(\left\{ [i-1][J^{-1}(I_{c_out}[l-1])]^2 + [J^{-1}(I_{E_out})]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \right) \quad (2.40)$$

$$I_{c_out}[l] = 1 - \sum_j \mathcal{B}_j^e J \left(\sqrt{(j-1)} J^{-1} (1 - I_{v_out}[l]) \right) \quad (2.41)$$

ただし、 l は LDPC 復号における内部繰り返しにおいて l 回目の繰り返しであることを示しており、1回目の $I_{v_out}[1]$ の計算では $I_{c_out}[0] = 0$ とする。式 (2.40) 及び (2.41) は、SPA 復号の内部繰り返し処理においてタナーグラフのエッジが更新する情報 (LLR に対応した値) を、相互情報量の交換に置き換えた式となっている。内部繰り返しにて適切な回数情報の交換が行われた後、最終的な復号器の出力として I_{D_out} が次式によって算出される。

$$I_{D_out} = \sum_i \mathcal{A}_i^n J \left(\sqrt{i} J^{-1}(I_{c_out}[L]) \right) \quad (2.42)$$

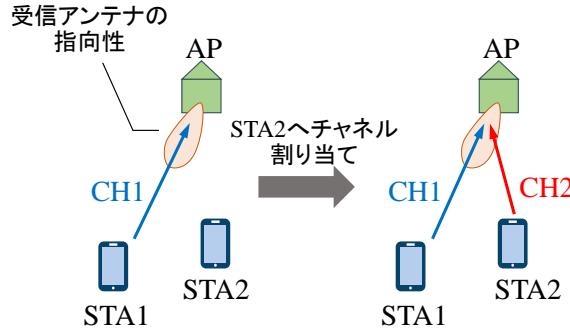


図 2.6: ミリ波無線通信システムにおけるマルチチャネルアクセス

ただし, L は内部繰り返しの最大許容回数を表す. 上述した相互情報量の計算式を用いると, ある等化器出力の相互情報量を受け取った際の LDPC 復号器の出力相互情報量を算出することが可能となる. つまり, 2.3.1 項の手法を用いて算出された等化器の EXIT 関数に対し, EXIT チャートのトンネルが最も開くような LDPC 符号の次数分布について議論することが可能となる. 図 2.3(a) の EXIT チャートに対し, 次数分布の調整して設計した LDPC 符号を用いた場合の復号器 EXIT カーブを追加した EXIT チャートの例を図 2.5 に示す. 追加された LDPC 符号の復号器 EXIT カーブは, 次数分布を調整することによってカーブの形状をある程度柔軟に変形できており, 図 2.3(a) と同じ等化器 EXIT カーブに対しても EXIT 軌跡が右端まで到達しているため, 繰り返し処理の収束特性が改善されていることを確認できる.

2.4 ミリ波無線通信における ACI

2.2 節では, MIMO 伝送における MAI 除去のための SC/MMSE 型のターボ等化の解説を通してターボ原理についての整理を行った. 本節では, ミリ波無線通信における ACI について述べ, MAI の問題を ACI の問題に置き換えた場合のターボ等化の設計における課題について明らかにする. 第 1 章で述べたように, IEEE 802.11ad 規格では 4 つのチャネルが規定されているが, スペクトルマスクの設定が比較的緩いことから, 隣接するチャネルが同時に使用された際に増幅器の非線形性に起因する ACI が通信品質を劣化させてしまう. 本論文では, 図 2.6 に示すマルチチャネルアクセスの手順に従うミリ波無線 LAN システムを前提とし, 複数の端末 (STA: STATION) が单一のアクセスポイント (AP: Access Point) へ同時に通信を行う上りリンク通信を想定する. 図 2.6 ではまず STA1 がパケットを生起し, チャネル 1 (CH1) を使用して AP への上りリンク通信を確立している. このように, パケットの生起が最も早かった STA をプライマリ STA とする. ま

た, このミリ波無線 LAN システムではビームフォーミングの利用を前提とする. ビームフォーミングとは, 送信電力やアンテナの指向性を制御することで, 信号検出のために都合の良い通信路を形成する技術であり, パスロスの大きいミリ波においては電波を特定の方向に細く絞ることで伝送距離を延ばすビームフォーミングの利用が想定される [42]-[46]. IEEE 802.11ad 規格では, データ伝送前のトレーニング期間において最適なビームの方向を探索するビームフォーミングトレーニングの期間が設けられており, 本節のシステムではこの仕様に則って AP とプライマリ STA のビームの指向性がビームフォーミングによって互いに向き合っているものとする. 続いて, プライマリ STA がパケットを伝送するときに, STA2 (セカンダリ STA と呼ぶ) がパケット伝送を要求した場合, AP は CH1 以外のチャネルを用いて STA2 と通信可能かどうかを確認し, 空いているチャネルである CH2 を STA2 に割り当てて同時受信を試みる. ただし, 同時伝送を行うときも AP の受信アンテナのビームの指向性はプライマリ STA に向くものとし, セカンダリ STA はその状況で伝送を行う. このようなマルチチャネルアクセスを使用することで, ミリ波帯の周波数を効率的に使用し, ミリ波アクセスポイントへの同時接続可能な端末数を増加させることが可能となる.

IEEE 802.11ad 規格のスペクトルマスクでは, 隣接チャネルへのスペクトル漏洩は 20 dB_r ほど許容される. これは, スペクトルのメインローブに対して 20 dB 以下のサイドローブなら許容できることを意味している. このため, スペクトルマスクの限界まで使用した信号が伝送された場合, STA と AP 間の距離やビームの指向性に依存した受信電力の差によって, 隣接するチャネルにおいて ACI が深刻なレベルになることが懸念される. 上述したマルチチャネル同時受信のシステムではこのように ACI の問題が発生してしまう一方で, AP の受信機では両方の STA からの上り信号を同時に検出するという特徴を持つ. この同時受信の構造が, ACI 除去のためのターボ等化を検討するうえでの手がかりとなっている. マルチチャネル受信機では, 各チャネルに割り当てられた信号それぞれに復調及び復号処理が施され, その際に隣接チャネルからの漏洩スペクトル成分が干渉となる. 漏洩スペクトル成分の形状が送信機の変調信号と増幅器 (PA: Power Amplifier) の非線形性によって決定されるものとすると, 受信機において変調信号と非線形性に関する情報があれば ACI の補償が可能であると期待できる. つまり, ACI によって信号検出性能が劣化している状態であっても, 非線形性の情報があれば復号器のフィードバックを利用したターボ等化によって ACI のソフトレプリカを生成することができ, ターボ等化による ACI の除去が可能となる. 以上の背景をもとに, 第 3 章にて ACI 除去のためのターボ等化についての検討を行う.



図 2.7: 絶対値二乗検波のスペクトルイメージ

2.5 セルフコヒーレント光ファイバ伝送における SSBI

本節では、セルフコヒーレント光ファイバ伝送における SSBI の問題について述べ、SSBI 除去のためのター ボ等化を設計する際の課題について明らかにする。第1章で述べた通り、直接検波受信機を前提とする光アクセス回線においても電界の複素包絡線の変調を行う高多値変調方式を可能とする伝送方式としてセルフコヒーレント光ファイバ伝送が現在注目を集めている。セルフコヒーレント伝送では、変調信号スペクトルの端付近にパイロットトーン信号を配置して光伝送を行い、受信機ではパイロットトーン信号が付与された受信光が絶対値二乗検波される。図 2.7 にセルフコヒーレント伝送における絶対値二乗検波の様子を示す。絶対値二乗検波処理を周波数領域で観測すると、検波器への入力信号の全周波数成分が互いに掛け合わされた信号がビート信号として現れる。ビート信号の周波数は、掛け合わされる 2 つの周波数成分の周波数差となり、図 2.7 のようなスペクトルが生成される。そして、ビート信号の中でもパイロット信号とデータ信号のビート成分である pilot-signal beat 成分が希望信号成分の線形写像となることから、pilot-signal beat 成分を抽出することによって複素変調信号をそのまま取り出すことが可能となる。その一方で、データ信号の周波数成分間でのビート信号である signal-signal beat が SSBI として希望信号に重畳されるため、そのような干渉を除去する必要がある。

SSBI を抑圧する単純な手法としては、パイロットトーン信号とデータスペクトル間のガードバンドの拡大が挙げられる。この場合、データ信号の周波数成分同士のビート信号である SSBI が中心周波数付近に現れるのに対して、希望信号成分はガードバンドが広いほど中心周波数から遠ざかるため、SSBI を低減することが可能となる。しかしながら、そのためには、広帯域の信号を検波可能なフォトダイオードが必要になるという問題がある。そこで、ガードバンドをできるだけ広げることなく SSBI を抑圧するデジタル信号処理技術がこれまで研究されており、Kramers-Kronig (KK) 受信機 [17] や干渉キャンセラ型の SSBI 補償法 [18] 等が提案されている。まず、KK 受信機は Kramers-Kronig の関係式を利用してフォトダイオードの出力から希望信号の振幅成分と位相成分を別々に検出する

方式である。フォトダイオードが理想的な絶対値二乗検波を行うものと仮定すると、送信信号の振幅成分はフォトダイオードの出力値の平方根を取ることでそのまま求めることができる。そして、図2.7のような信号であれば、Kramers-Kronigの関係式を用いることで求めた振幅成分から位相成分を近似的に再生可能であることが証明されている。これによりKK受信機では、SSBIという問題が位相成分再生時の近似精度の問題に置き換わるという特徴を持つ。ただし、KK受信機の課題の1つとして、検出する信号の統計的性質が複雑になってしまふことが挙げられる。KK受信機では、振幅成分の抽出に平方根演算が用いられ、位相成分の再生処理の中で対数関数が使用されるが、これらの処理を適用した際に受信信号に含まれる雑音の確率分布が複雑となってしまう。誤り訂正符号を考慮しない信号検出を考える場合には、KK受信機はセルフコヒーレント伝送として優れた特性を示すものの、信号検出能力を向上させるうえでは変復調処理と誤り訂正符号は統合的に設計されることが望ましい。特に、軟入力の復号器の使用を考えた場合、KK受信機の信号モデルからLLRを算出することは非常に煩雑となってしまう。

一方、干渉キャンセラ型のSSBI補償法では、信号モデルを比較的単純な線形代数を用いて表すことができ、軟判定の信号処理にも向いているといえる。ただし、既存の干渉キャンセラ型のSSBI補償法では、ターボ等化のような軟判定の干渉除去手法は提案されておらず、SSBIの除去に適したターボ等化の検討を行うことが本論文の目的の1つである。SSBIはデータ信号の周波数成分同士のビート信号として表現されるため、復号器の軟判定情報を使用してビート信号のソフトレプリカを生成するターボ等化アルゴリズムを検討することが妥当であると考えられる。本論文では、マルチキャリア型セルフコヒーレント伝送に関して第4章で、シングルキャリア型セルフコヒーレント伝送に関して第5章で議論する。ここで、マルチキャリア及びシングルキャリア型のセルフコヒーレント伝送両方について議論することの意義としては、各方式においてSSBIの統計的性質が大きく異なるため、両方式に適したターボ等化をそれぞれ検討する必要があるためである。

2.6 結言

本章では、ミリ波無線通信やセルフコヒーレント光ファイバ通信といった高速伝送技術の実用化の際に課題となる干渉通信路の問題に対し、ターボ等化技術による課題の解決を目的として、まず、ターボ等化の基本的な動作原理について整理を行った。そして、ミリ波無線通信におけるACIとセルフコヒーレント光ファイバ通信におけるSSBIについて述べ、各干渉通信路に対してターボ原理を適用する際の課題を抽出し、本研究の意義を明確にした。また、ターボ等化の効果を更に引き出すためのEXITチャート解析を用いたLDPC符号の設計手法についても述べた。

第3章

ミリ波無線通信におけるACI除去のためのターボ等化

3.1 緒言

現在、更なる高速大容量な無線通信システムを実現する手段の一つとして、ミリ波帯の周波数を用いた広帯域伝送の実用化が進められている。しかし、2.4節で述べたような IEEE 802.11ad 規格を前提としたミリ波無線通信システムでは、増幅器の非線形性に起因する ACI によってマルチチャネルの利用効率が低下するという問題がある。大容量通信を行う多くのユーザを同時にミリ波無線通信システムに収容することを考えると、隣接チャネルの利用が制限されることは望ましくない。

そこで、本章では 2.4 節で示したシステムモデルを前提とし、シングルキャリア伝送を用いる上りリンクミリ波無線通信における ACI を除去するためのターボ等化技術を提案する。そして、計算機シミュレーションにより提案手法の有効性をビット誤り率特性及びスループット特性の観点から評価する。

3.2 シングルチャネルアクセス時の送受信信号モデル

3.2.1 送信信号モデル

ミリ波を用いたマルチチャネルアクセス時の ACI の影響を明らかにするため、まずはシングルチャネルアクセスにおいて増幅器の非線形性の影響を含んだ信号モデルについて説明する。図 3.1 の IEEE 802.11ad 規格に準拠したミリ波のシングルキャリア送信機構成を示す。送信機では、まず情報ビット系列 $\mathbf{d} \in \{0, 1\}^{K_d \times 1}$ に通信路符号化が施され、符号

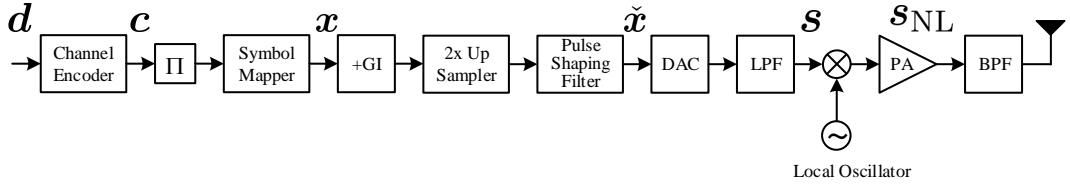


図 3.1: ミリ波のシングルキャリア送信機構成

語ビット系列 $c \in \{0, 1\}^{K_c \times 1}$ が生成される。符号語ビット系列はインタリーバを介して変調器に入力され、ベースバンドの送信シンボルブロック $x \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ へ変換される。2.2節と同様に、変調シンボルの平均エネルギーは $E_s = \mathbb{E}_x \{x^H x\} / K$ で与えられるものとする。IEEE 802.11ad の信号フォーマットに従うと、送信シンボルブロックのサイズは $K = 448$ であり、複数の送信シンボルブロックが連続して伝送される際に、ブロック間に 64 サンプルの Golay 系列 [47] がガードインターバル (GI: Guard Interval) として挿入される。この結果、GI が x の前後に付与されることになるため、CP として利用することができ、受信機において CP を活用した FDE が可能となる。続いて、離散値の送信シンボルブロックを波形に成形するため、波形成形フィルタ (Pulse Shaping Filter) が適用される。波形成形フィルタを適用するために、送信シンボルブロックにはまずアップサンプリングが施される。ただし、ミリ波デバイスの制約によってアップサンプリングレートは 2 倍程度に限定されるものと仮定する。2 倍アップサンプリング処理は次式のように表現される。

$$\mathcal{O}_2 x = [x[0], 0, x[1], 0, \dots, x[K-1], 0]^T \quad (3.1)$$

$$\mathcal{O}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & \vdots \\ 0 & 1 & \cdots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & \\ & \vdots & & 1 \\ & & & 0 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

ただし、 $\mathcal{O}_2 \in \mathbb{R}^{2K \times K}$ はシンボル間に 0 を 1 つずつ挿入する 2 倍アップサンプリング行列である。続いて、波形成形フィルタの出力 \check{x} が次式で与えられる。

$$\check{x} = \mathcal{D} \mathcal{O}_2 x \quad (3.3)$$

ただし、 $\mathcal{D} \in \mathbb{R}^{2K \times 2K}$ は FIR 型の畳込みフィルタ処理に相当する Toeplitz 行列である。次に、波形成形された信号は DAC (Digital-to-Analog Converter) に入力され、アナログ信

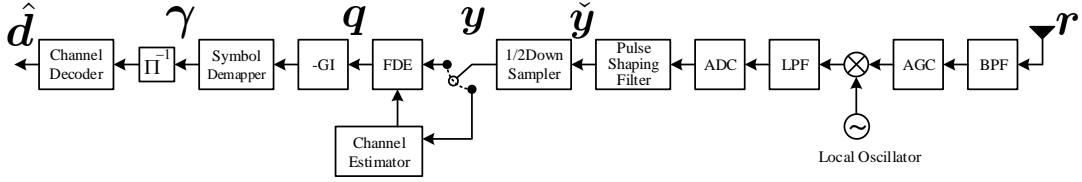


図 3.2: ミリ波のシングルキャリア受信機構成

号へと変換される。本論文では、アナログ信号を近似的に表現する方法として、4倍アップサンプリング処理を行うことで広帯域の連続波形を等価的に表すものとする。4倍アップサンプリング処理された信号は LPF (Low Pass Filter) によってアナログ領域での波形成形が行われる。LPF 通過後の信号は次式で与えられる。

$$s = \mathcal{P}\mathcal{O}_4\check{x} \quad (3.4)$$

ただし、 $\mathcal{O}_4 \in \mathbb{R}^{8K \times 2K}$ はサイズ $2K$ のベクトルに対し 4 倍アップサンプリング処理を行う行列であり、 $\mathcal{P} \in \mathbb{R}^{8K \times 8K}$ は FIR 型の LPF に相当する Toeplitz 行列である。また、帯域信号のブロックサイズを新たに $B = 8K$ と定義する。以上の過程により生成されたアナログのベースバンド信号 $s = [s[0], \dots, s[b], \dots, s[B-1]]^T \in \mathbb{C}^{B \times 1}$ は、局部発振器で生成される搬送波と混合されてミリ波の帯域信号へと変換された後、増幅器によって信号電力の増幅が行われる。本論文では、帯域信号に関しても等価低域系表現として s のまま扱うものとする。ここで、増幅器で発生する非線形ひずみを非線形関数 $G(\cdot)$ によって表現する。本論文では議論を簡単にするため記憶の無い非線形ひずみを想定し、非線形に増幅された信号の各要素を次式で与える。

$$s_{NL}[b] = G(s[b]) \quad (3.5)$$

また、関数 $G(\cdot)$ はベクトルの要素毎に作用する関数であるとし、上式のベクトル表現を $s_{NL} = G(s)$ と表記する。この非線形関数によって隣接チャネルへ漏洩するスペクトルが増加する。増幅器から出力される信号系列 s_{NL} は、BPF (Band Pass Filter) によって帯域制限された後に RF 信号に変換されて送信される。

3.2.2 シングルチャネルアクセス時の受信信号モデル

図 3.2 にシングルチャネルアクセス時の受信機構成を示す。まず、受信信号は BPF を通過した後、AGC (Automatic Gain Controller) によって、受信回路に適した受信電力レベルに調整される。続いて、局部発振器を用いて同期検波が施され、基底帯域の信号に

変換される。基底帯域の受信信号ブロックを次式で表す。

$$\mathbf{r} = \boldsymbol{\Psi} \mathbf{s}_{\text{NL}} + \mathbf{z} \quad (3.6)$$

ただし、 $\boldsymbol{\Psi} \in \mathbb{C}^{B \times B}$ は周波数選択性フェージングを表す行列であり、GIを付加することによって巡回行列として与えられる。また、 $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{B \times 1}$ は $\mathcal{CN}(0, N_0)$ に従うガウス雑音のベクトルである。受信信号系列 \mathbf{r} は LPF によってナイキスト周波数外の信号成分が除去された後、ADC (Analog-to-Digital Converter) によってデジタル信号としてサンプリングされる。サンプリングされたデジタル信号の受信シンボルブロックは次式で表現される。

$$\check{\mathbf{y}} = \mathbf{D}^T \mathcal{O}_4^T \mathbf{P}^T \mathbf{r} \quad (3.7)$$

ただし、 $\mathbf{P}^T \in \mathbb{C}^{B \times B}$ は LPF を表す行列であり、 $\mathbf{P}^T \mathbf{P} = \mathbf{I}_B$ を満たす整合フィルタである。また、 \mathcal{O}_4^T はサイズ $B = 8K$ のベクトルを 4 倍ダウンサンプリングする処理を表す行列であり、 $\mathcal{O}_4^T \mathcal{O}_4 = \mathbf{I}_{2K}$ を満たす。さらに、 \mathbf{D}^T も \mathbf{P}^T と同様に、送信機の波形成形フィルタと合わせて整合フィルタの働きを持つ行列である。式(3.7)より、 $\check{\mathbf{y}}$ はシンボルレートの 2 倍のサンプリングレートでサンプルされた受信信号ブロックとなる。次に、信号検出を行うため、 $\check{\mathbf{y}}$ は 2 倍ダウンサンプリングされ、次式で表されるシンボルレートの信号系列へと変換される。

$$\mathbf{y} = \mathcal{O}_2^T \check{\mathbf{y}} \quad (3.8)$$

ここで、非線形ひずみによる誤差ベクトルを $\psi = \mathbf{s}_{\text{NL}} - \mathbf{s}$ で定義すると、式(3.8)は次式のように書き直すことができる。

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{x} + \psi' + \mathbf{z}' \quad (3.9)$$

ただし、 \mathbf{H} 、 ψ' 及び \mathbf{z}' はそれぞれ次式で定義される。

$$\mathbf{H} = \mathcal{O}_2^T \mathbf{D}^T \mathcal{O}_4^T \mathbf{P}^T \boldsymbol{\Psi} \mathbf{P} \mathcal{O}_4 \mathbf{D} \mathcal{O}_2 \quad (3.10)$$

$$\psi' = \mathcal{O}_2^T \mathbf{D}^T \mathcal{O}_4^T \mathbf{P}^T \boldsymbol{\Psi} \psi \quad (3.11)$$

$$\mathbf{z}' = \mathcal{O}_2^T \mathbf{D}^T \mathcal{O}_4^T \mathbf{P}^T \boldsymbol{\Psi} \mathbf{z} \quad (3.12)$$

以降では、式(3.9)の受信シンボル系列の信号検出法について述べる。

\mathbf{H} はシンボルレートの領域における通信路行列であり、GIを付加することによって巡回行列になっている。FDE 処理ではまず、 \mathbf{y} に K ポイント DFT を適用し、次式で表される周波数領域の信号に変換する。

$$\underline{\mathbf{y}} = \mathbf{F}_K \mathbf{y} \quad (3.13)$$

$\underline{\mathbf{H}}$ は巡回行列であり、DFT 行列を用いて次式のように対角行列 $\underline{\mathbf{H}}$ に変換可能である。

$$\underline{\mathbf{H}} = \mathbf{F}_K \underline{\mathbf{H}} \mathbf{F}_K^H \quad (3.14)$$

このため、 $\underline{\mathbf{y}} = \underline{\mathbf{H}} \mathbf{F}_K \mathbf{x} + \mathbf{F}_K \psi' + \mathbf{F}_K \mathbf{z}'$ となり、対角行列 $\underline{\mathbf{H}}$ の次元において等化処理を施すことが可能となる。等化のためのウェイト行列 \mathbf{W} と、時間領域信号に戻すための逆離散フーリエ変換行列 (IDFT: Inverse DFT) \mathbf{F}_K^H を $\underline{\mathbf{y}}$ に乗じ、等化器出力として \mathbf{q} が次式で与えられる。

$$\mathbf{q} = \mathbf{F}_K^H \mathbf{W}^H \underline{\mathbf{y}} \quad (3.15)$$

ウェイト行列 \mathbf{W} は 2.2 節で示した SC/MMSE と同様に、次式の MSE 基準を最小化する MMSE 基準に基づいて算出される。

$$\text{MSE} = \mathbb{E}_{\mathbf{x}, \mathbf{z}} \left\{ |\mathbf{W}^H \underline{\mathbf{y}} - \mathbf{F}_K \mathbf{x}|^2 \right\} \quad (3.16)$$

2.2 節と同様の手法で式 (3.16) の最小化問題を解くと、 $\underline{\mathbf{H}}$ が対角行列であることから \mathbf{W}^H は次式で与えられる。

$$\mathbf{W}^H = (E_s \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{H}}^H + N_0 \mathbf{I}_K + \sigma_\psi^2 \mathbf{I}_K)^{-1} E_s \underline{\mathbf{H}}^H \quad (3.17)$$

ただし、ここでは非線形ひずみの誤差に起因する雑音成分 $\mathbf{F}_K \psi'$ をガウス性の雑音として近似しており、その分散を σ_ψ^2 で定義している。上式のウェイト行列を用いることで MMSE 基準の FDE を適用できるが、非線形ひずみによって決定される σ_ψ^2 を求めることは容易ではない。本論文では、誤り訂正符号を用いた際には、運用ポイントとなる受信 SNR (Signal to Noise power Ratio) が比較的低くなることを加味し、雑音の分散よりも σ_ψ^2 が十分小さいものと仮定し、 $\sigma_\psi^2 = 0$ として \mathbf{W}^H を計算する。また、通信路情報の推定方法については次項で述べる。

FDE が施された信号に対し、2.2 節と同様に次式に示す SGA を適用して外部 LLR を算出する。

$$q[k] = \mu x[k] + \nu[k] \quad (3.18)$$

上式は、等価利得 μ がブロック内で一定値でありインデックス k に依存しないことを示唆している。さらに、等価雑音 $\nu[k]$ の分散もブロック内で共通な値として σ_ν^2 で与えられることを以下に示す。FDE が適用されたシンボル \mathbf{q} に対し雑音成分の期待値を計算すると次式となる。

$$\begin{aligned} \mathbb{E}_{\mathbf{z}} \{ \mathbf{q} \} &= \mathbb{E}_{\mathbf{z}} \{ \mathbf{F}_K^H \mathbf{W}^H \underline{\mathbf{H}} \mathbf{F}_K \mathbf{x} + \mathbf{F}_K^H \mathbf{W}^H \mathbf{F}_K (\psi' + \mathbf{z}') \} \\ &= \mathbf{F}_K^H \mathbf{W}^H \underline{\mathbf{H}} \mathbf{F}_K \mathbf{x} \end{aligned} \quad (3.19)$$

ただし、式(3.19)ではMMSEフィルタの出力においては非線形ひずみによる誤差ベクトルの影響が十分小さいものとして ψ' の期待値を0としている。ここで、 $\mathbf{W}^H \underline{\mathbf{H}}$ が実数対角行列であることに着目すると、DFT行列のサイズが十分大きい場合、次式の平均化フィルタ近似が成立する。

$$\mathbf{F}_K^H \mathbf{W}^H \underline{\mathbf{H}} \mathbf{F}_K \approx \frac{1}{K} \text{tr}[\mathbf{W}^H \underline{\mathbf{H}}] \mathbf{I}_K \quad (3.20)$$

よって、式(3.18)の等価利得は次式で与えられる。

$$\mu = \frac{1}{K} \text{tr} [\mathbf{W}^H \underline{\mathbf{H}}] \quad (3.21)$$

続いて、等価雑音成分は $\nu = \mathbf{F}_K^H \mathbf{W}^H \mathbf{F}_K z'$ であるため、その共分散行列は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbb{E}_{z'} \{ \nu \nu^H \} &= \mathbf{F}_K^H \mathbf{W}^H \mathbb{E} \{ z' z'^H \} \mathbf{W} \mathbf{F}_K \\ &= N_0 \mathbf{F}_K^H \mathbf{W}^H \mathbf{W} \mathbf{F}_K \end{aligned} \quad (3.22)$$

そして、平均化フィルタ近似によりブロック内共通の等価雑音分散は次式で与えられる。

$$\sigma_\nu^2 = \frac{N_0}{K} \text{tr} [\mathbf{W}^H \mathbf{W}] \quad (3.23)$$

以上により μ と σ_ν^2 が求められたので、式(2.27)と同様に等化器出力の外部LLR $\gamma \in \mathbb{R}^{K_c \times 1}$ が算出される。最後に、 γ が復号器に入力され、復号処理を経て情報ビットの判定が行われる。

3.2.3 通信路推定

信号検出で使用する通信路の状態は、データ信号を伝送する前に既知系列をトレーニング信号として送信することで推定される。IEEE 802.11ad 規格ではトレーニング信号として GI と同じく Golay 系列が規定されている。まず、Golay 系列の送信シンボルを $\mathbf{x}_G \in \{-\sqrt{E_s}, \sqrt{E_s}\}^{K \times 1}$ とし、トレーニング系列の受信シンボルを $\mathbf{y}_G = \mathbf{H} \mathbf{x} + \psi' + \mathbf{z}'$ で表す。続いて、巡回行列 \mathbf{H} の第一列ベクトルを $\mathbf{h} = [\mathbf{h}'^T, \mathbf{O}_{1 \times (K-\tau)}]^T \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ で表す。ただし、 $\mathbf{h}' = [h[0], \dots, h[\tau-1]]^T$ であり、 τ は通常 GI の長さに設定される。以上の関係を用いると、受信シンボルブロック \mathbf{y}_G は次式のように書き換えられる。

$$\mathbf{y}_G = \mathbf{X}_G \mathbf{h}' + \psi' + \mathbf{z}' \quad (3.24)$$

ただし、 $\mathbf{X}_G \in \mathbb{C}^{K \times \tau}$ は次式で与えられるトレーニング系列に対応する行列である。

$$\mathbf{X}_G = \begin{bmatrix} x_G[0] & x_G[K-1] & \cdots & x_G[K-\tau+1] \\ x_G[1] & x_G[0] & \cdots & x_G[K-\tau+2] \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x_G[K-1] & x_G[K-2] & \cdots & x_G[K-\tau] \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

式 (3.24) から通信路のインパルス応答 \mathbf{h} を推定する方法として、LS (Least Square) 推定を使用する。 \mathbf{h} に対する LS 推定は次式で表現される。

$$\hat{\mathbf{h}}' = \mathbf{X}_G^\dagger \mathbf{y}_G = \frac{1}{KE_s} \mathbf{X}_G^H \mathbf{y}_G \quad (3.26)$$

上式の \mathbf{X}_G^\dagger は \mathbf{X}_G の疑似逆行列であるが、Golay 系列の鋭い自己相関特性によって $(1/KE_s)\mathbf{X}_G^H$ で簡単に算出することが可能である。信号検出に用いる $\underline{\mathbf{H}}$ は次式で表現されるため、 $\hat{\mathbf{h}}'$ から $\underline{\mathbf{H}}$ の推定値が算出される。

$$\underline{\mathbf{H}} = \text{diag} \left[\sqrt{K} \mathbf{F}_K [\mathbf{h}', \mathbf{O}_{1 \times (K-\tau)}]^T \right] \quad (3.27)$$

3.3 マルチチャネルアクセスにおけるターボ等化受信機

3.2 節ではミリ波無線通信におけるシングルチャネルアクセス時の信号モデルと信号検出法について述べた。本節では、3.2 節の受信信号モデルをマルチチャネルアクセス時の信号モデルに拡張し、ACI が発生する際の信号モデルを明らかにしたうえで、ACI 除去のためのターボ等化手法を提案する。

3.3.1 マルチチャネル受信信号モデル

図 3.3 にターボ等化機能を持つマルチチャネル受信機の構成を示す。本節では、2.4 節で説明したマルチチャネルアクセス手法に従い、2 台の端末が隣接するチャネルを用いて受信機となる AP に同時送信を行うシナリオに基づいて検討を行う。ここでは、STA1 が IEEE 802.11ad に規定されている CH1 の周波数を、STA2 が CH2 の周波数を使用して伝送することを想定する。なお、2 台の端末が同時に伝送を行う場合に ACI を避ける方法としては、隣接していないチャネルを割り当てることが最も単純かつ効果的な方法であるが、チャネル割り当てに関する議論は 3.4 節の計算機シミュレーションにて行う。図 3.3 の受信機では、2 つの送信信号が混合されて受信され、両チャネルの周波数に分離して信号検出が行われる。

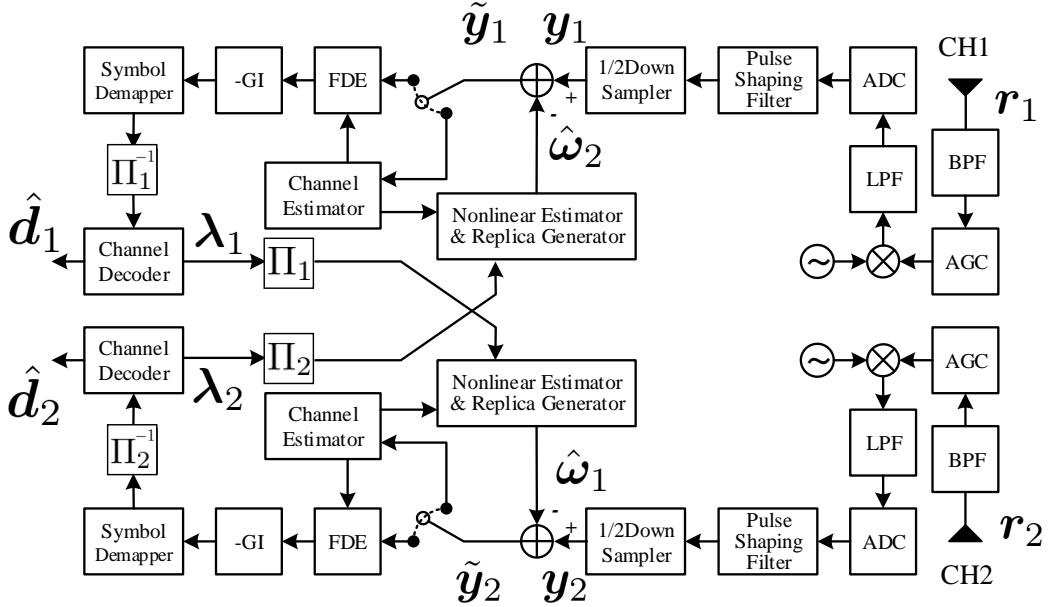


図 3.3: マルチチャネル受信機の構成

本節では、CH1 の中心周波数を f_c とし、CH2 の中心周波数を f_c との周波数差 f_δ を用いて $f_c + f_\delta$ と表す。CH1 で検出される受信シンボル系列は次式で与えられる。

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{H}_{11}\mathbf{x}_1 + \boldsymbol{\psi}_1' + \mathbf{z}_1' + \boldsymbol{\omega}_2 \quad (3.28)$$

ただし、各ベクトルの下付き添え字の 1 は STA1 に関する信号成分であることを表しており、 \mathbf{H}_{11} は、STA1 の送信信号が受信機において CH1 の信号成分として観測される際の通信路行列を表している。また、 $\boldsymbol{\omega}_2$ は STA2 の送信信号によって生起する ACI 成分であり、次式で表される。

$$\boldsymbol{\omega}_2 = \mathcal{O}_2^T \mathcal{D}^T \mathcal{O}_4^T \mathcal{P}^T \boldsymbol{\Theta}_{12} \boldsymbol{\Psi}_{12} G_2(\mathbf{s}_2) \quad (3.29)$$

ただし、 $\boldsymbol{\Psi}_{12}$ は STA2 の送信信号が受信機において CH1 の信号成分として観測される際の通信路行列を表しており、 $G_2(\cdot)$ は STA2 の増幅器の非線形特性を表す関数である。また、 $\boldsymbol{\Theta}_{12} \in \mathbb{C}^{B \times B}$ は CH2 の信号に対して、CH1 に対するオフセット周波数の影響を与える対角行列であり、 b 番目の対角要素は $\exp(j2\pi f_\delta b/B)$ で与えられる。また、CH1 の受信シンボル系列 \mathbf{y}_1 と同様に CH2 の受信シンボル系列は次式で与えられる。

$$\mathbf{y}_2 = \mathbf{H}_{22}\mathbf{x}_2 + \boldsymbol{\psi}_2' + \mathbf{z}_2' + \boldsymbol{\omega}_1 \quad (3.30)$$

提案するターボ等化受信機では、2 つの受信シンボル系列が 3.2 節で示した方法によってそれぞれ信号検出される。以下では、チャネルのインデックスを i 及び i' で表し、 $i = 1$

のとき $i' = 2$, $i = 2$ のとき $i' = 1$ である. STA i の送信信号の検出では, まず次式のソフト干渉キャンセルが施される.

$$\tilde{\mathbf{y}}_i = \mathbf{y}_i - \hat{\boldsymbol{\omega}}_{i'} \quad (3.31)$$

ただし, $\hat{\boldsymbol{\omega}}_{i'}$ は ACI $\boldsymbol{\omega}_{i'}$ のソフトレプリカであり, その算出方法については後述する. 続いて, FDE による MMSE 等化処理が施され, 等化器出力 \mathbf{q}_i が復号器へと入力される. STA i の送信信号の検出も同様に行われ, 2つの復号器から出力される外部 LLR をインタリープした系列をそれぞれ $\boldsymbol{\lambda}_i$ 及び $\boldsymbol{\lambda}_{i'}$ とすると, 次の繰り返し処理において $\boldsymbol{\lambda}_i$ と $\boldsymbol{\lambda}_{i'}$ を事前情報とした ACI のソフト干渉キャンセルが施される. ACI のソフトレプリカは $\boldsymbol{\omega}_i$ の期待値として次式で与えられる.

$$\hat{\boldsymbol{\omega}}_i = \mathbb{E}_{\mathbf{x}_i | \boldsymbol{\lambda}_i} \{ \boldsymbol{\omega}_i \} = \mathbf{O}_2^T \mathbf{D}^T \mathbf{O}_4^T \mathbf{P}^T \boldsymbol{\Theta}_{i'i} \boldsymbol{\Psi}_{i'i} \mathbb{E}_{\mathbf{x}_i | \boldsymbol{\lambda}_i} \{ G_i(\mathbf{s}_i) \} \quad (3.32)$$

式 (3.32) には, 受信機において未知の情報として $\boldsymbol{\Psi}_{i'i}$ と $G_i(\cdot)$ が含まれている. 以降ではそれらの推定方法に関する議論を通して, ソフトレプリカの生成方法について述べる.

3.3.2 非線形性の推定

一般的に増幅器で発生する非線形ひずみは, 入力信号の振幅の大きさに対して出力信号の振幅と位相が非線形的に変化することで発生し, 非線形性の評価方法としては AM-AM (Amplitude Modulation to Amplitude Modulation) 特性及び AM-PM (Amplitude Modulation to Phase Modulation) 特性がよく用いられる. 本論文では AM-AM 特性及び AM-PM 特性を実装するモデルとして修正 Rapp モデル [48] を用いる. 増幅器の出力信号を修正 Rapp モデルを用いて表現するため, まず増幅器の入力信号 $s[b]$ (以下チャネルのインデックス i は省略する) を次式のように書き換える.

$$s[b] = |s[b]| \exp \{ j \arg(s[b]) \} \quad (3.33)$$

ただし, $\arg(\cdot)$ は複素数を極座標で表す際の位相をラジアン単位で表す関数である. 増幅器の非線形関数は, AM-AM 特性及び AM-PM 特性を表す関数により次式のように記述される.

$$G(s[b]) = G_{\text{AM}}(|s[b]|) \exp [j \{ \arg(s[b]) + G_{\text{PM}}(|s[b]|) \}] \quad (3.34)$$

ただし, $G_{\text{AM}}(|s[b]|)$ と $G_{\text{PM}}(|s[b]|)$ は次式で与えられる.

$$G_{\text{AM}}(|s[b]|) = \frac{\Gamma_{\text{AM},1} |s[b]|}{\left[1 + (\Gamma_{\text{AM},1} |s[b]| / \Gamma_{\text{AM},2})^{2\Gamma_{\text{AM},3}} \right]^{\Gamma_{\text{AM},3}/2}} \quad (3.35)$$

$$G_{\text{PM}}(|s[b]|) = \frac{\Gamma_{\text{PM},1} |s[b]|^{\Gamma_{\text{PM},2}}}{1 + (|s[b]| / \Gamma_{\text{PM},3})^{\Gamma_{\text{PM},4}}} \quad (3.36)$$

本論文では、 $E_s = 1$ としたときの上式で使用されるパラメータをそれぞれ、 $\Gamma_{AM,1} = 1.9, \Gamma_{AM,2} = 1.4, \Gamma_{AM,3} = 1.81, \Gamma_{PM,1} = -4.8, \Gamma_{PM,2} = 3.8, \Gamma_{PM,3} = 1.5, \Gamma_{PM,4} = 3.7$ と設定する[48]。この設定では、 $E_s = 1$ の入力信号に対し増幅器の出力バックオフ（OBO: Output Back-Off）が0.6 dBとなり、隣接チャネルへ漏洩するスペクトルがIEEE 802.11ad規格のスペクトルマスクの許容値付近まで大きくなる。本章の計算機シミュレーションにおいても、上述した非線形関数モデルを用いて送信信号の非線形ひずみを発生させる。

非線形性の推定方法としては、非線形関数のパラメータを回帰分析を用いて推定する方法が考えられる。ただし、上述したような複雑な関数を回帰分析で推定しようとすると、演算量が増大することから望ましい推定手法とはいえない。一方、増幅器の非線形性を表すモデルとしては次式に示すような多項式によるモデル化も存在する[49]。

$$\bar{G}(s[b]) \approx \bar{\Gamma}_1 s[b] + \bar{\Gamma}_2 s[b] |s[b]|^2 + \bar{\Gamma}_3 s[b] |s[b]|^4 \quad (3.37)$$

ただし、 $\bar{\Gamma}_1$ は線形係数であり、 $\bar{\Gamma}_2$ 及び $\bar{\Gamma}_3$ は非線形性を表す係数である。式(3.37)はAM-AM特性やAM-PM特性を直接表現できるものではないが、非線形性の推定においては演算量の比較的少ない近似式として有効である。回帰分析による式(3.37)の係数の推定手法について議論するため、まずは受信信号ではなく増幅器の入出力信号 s 及び s_{NL} を教師信号と観測信号として用いる方法について述べる。MMSE基準の回帰分析を適用する場合、最適な係数を探索する際の評価関数として次式のようなMSEが考えられる。

$$MSE = |s_{NL} - \bar{G}(s)|^2 \quad (3.38)$$

式(3.38)を最小化する $\bar{\Gamma}_1, \bar{\Gamma}_2$ 及び $\bar{\Gamma}_3$ を探索することで非線形関数の推定は可能となるが、受信機では当然 s_{NL} を直接観測することはできない。次に、受信信号を用いた非線形関数の推定を考えると、まず、式(3.6)より次式のMSEが評価関数として考えられる。

$$MSE = |r - \Psi \bar{G}(s)|^2 \quad (3.39)$$

式(3.39)においても、 r はアナログ領域の信号を表す変数であり、デジタル信号処理には使用できないという問題がある。デジタル信号としては式(3.7)のシンボルレートの2倍でサンプリングされた系列 \check{y} または、式(3.8)の受信シンボル系列 y の利用が可能であるが、 y に対応する送信信号 x はシンボル候補点の振幅しかとらないため、振幅の変化によって特徴付けられる非線形関数を推定することはできない。そのため、回帰分析による非線形関数の推定において、 \check{y} を観測信号として採用する。 \check{y} に対応した教師信号は式(3.3)の \check{x} であり、回帰分析の評価関数として次式のMSEを与える。

$$MSE = |\check{y} - \check{H} \bar{G}(\check{x})|^2 \quad (3.40)$$

ただし, $\check{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{2K \times 2K}$ はシンボルレートの 2 倍のサンプリングレートの領域における通信路行列に対応しており, 次式で定義する.

$$\check{\mathbf{H}} = \mathcal{D}^T \mathcal{O}_4^T \mathcal{P}^T \Psi \quad (3.41)$$

式 (3.40) を評価関数として用いる際の課題としては, 通信路行列 $\check{\mathbf{H}}$ も受信機で推定する必要がある. ただし, 本章でトレーニング系列として想定している Golay 系列は, 2 倍アップサンプリングの領域での通信路推定には適していない. そこで, シンボルレート領域の通信路インパルス応答の推定値 $\hat{\mathbf{h}}$ をアップサンプリングし, 第 1 列ベクトルを $\mathcal{O}_2 \hat{\mathbf{h}}$ とする巡回行列を $\check{\mathbf{H}}$ の近似として用いる. 本章では, 回帰分析におけるパラメータの探索アルゴリズムとして信頼領域法 [50] を用いる. ここで, 式 (3.39) を用いて非線形関数を推定する場合, 教師信号と観測信号としてトレーニング系列である \mathbf{x}_G と \mathbf{y}_G を用いることが考えられるが, トレーニング系列を用いた回帰分析では推定精度が十分でないという問題がある. 次項ではその理由と対策について述べる.

3.3.3 受信データ系列を利用する非線形関数の推定

トレーニング系列として用いる Golay 系列は BPSK シンボルから構成されている. 通常, 変調多値数の小さい信号ほど波形成形された際のピーク対平均電力比 (PAPR: Peak to Average Power Ratio) は低く, 振幅変動の変化量も小さい. そのため, Golay 系列によって非線形関数を推定すると, BPSK 信号における振幅変動の範囲内の教師信号データしか発生しないことから, その範囲内における非線形性の情報しか得られない. しかしながら, データ系列はより高い変調多値数の信号として伝送され, その変調方式の PAPR の高さに起因して ACI の影響も大きくなるため, BPSK 信号による非線形性の推定では不十分であると考えられる. 図 3.4 に増幅器の AM-AM 特性に対する回帰分析の様子を示す. 図 3.4 では, 修正 Rapp モデルの曲線が増幅器の AM-AM 特性として描かれており, その曲線に対して BPSK 信号のトレーニング系列を用いた回帰分析により近似した式 (3.37) の曲線と, 16 QAM のデータ信号を用いた回帰分析により近似した曲線を示している. ただし, ここでの回帰分析は式 (3.38) を評価関数として用いており, 雑音成分のない送信信号による推定結果を示している. 図 3.4 から分かる通り, トレーニング系列を用いた回帰分析では, 教師データとなる s の最大振幅が 1.3 程度しかないため, 入力振幅が 1.3 以上となる領域においては, 増幅器の AM-AM 特性と推定結果が乖離している. 一方, 16 QAM のデータ信号を用いた回帰分析では入力振幅が 1.5 以下では精度よく推定できていることが確認できる. このため, トレーニング系列を用いた回帰分析結果を用いて, 16QAM 等のデータ信号のソフトレプリカを生成する場合, 入力振幅の高い領域において大きな誤差が発生することが予想される.

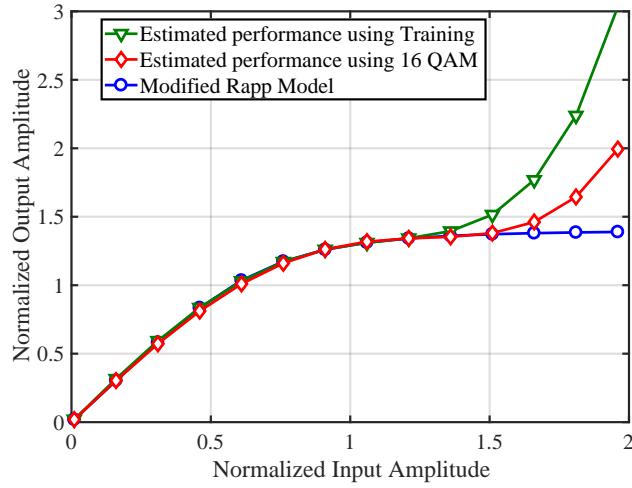


図 3.4: AM-AM 特性に対する回帰分析

そこで、本章ではその解決策として、16QAM 等の受信データシンボルを用いた回帰分析による非線形性の推定を行う。この際、受信データシンボル \mathbf{y} に対応した教師データ $\mathbf{\check{x}}$ は、復号器出力の外部 LLR から生成された \mathbf{x} のソフトレプリカによって再現するものとする。つまり、ターボ等化による干渉除去と同時に、繰り返し処理により非線形性の推定を行う。干渉除去と同様に、復号器出力の外部 LLR の信頼性が高くなるほど、非線形性の推定精度も向上すると期待できる。

3.3.4 ACI のソフトレプリカ生成

前項より、非線形関数 $\bar{G}_i(\mathbf{\check{x}}_i)$ の推定が可能となったため、式 (3.32) によって ACI のソフトレプリカを生成する方法について議論する。式 (3.32) では、STA i の送信信号が CH i' 上の信号成分として観測される際の通信路行列 $\Psi_{i'i}$ の推定も必要となる。まず、アナログ領域の高分解能の通信路行列 $\Psi_{i'i}$ を直接推定することは困難であるため、シンボルレート領域で推定した通信路インパルス応答をアップサンプリングしたもので代用することを考える。その場合、STA i の送信信号を CH i' で送受信するときの通信路のインパルス応答 $\mathbf{h}_{i'i}$ の推定が必要となる。そこで、提案するシステムではデータを伝送する前に、各 STA が使用する全ての CH に対してトレーニング系列を伝送することで、必要となる \mathbf{h}_{ii} 及び $\mathbf{h}_{i'i}$ を全て推定する方法を採用している。

多項式によって近似した非線形関数を用いると、式 (3.32) では次式の期待値計算が必要

表 3.1: リンクレベルシミュレーションの諸元

シナリオ 1 における変調方式及び符号化率	STA1: QPSK, 符号化率 1/2 STA2: QPSK, 符号化率 1/2
シナリオ 2 における変調方式及び符号化率	STA1: QPSK, 符号化率 13/16 STA2: 16 QAM, 符号化率 3/4
誤り訂正符号	LDPC, SPA 復号
DFT ポイント数	512
增幅器の OBO	0.6 dB
通信路モデル	60 GHz living room channel model [10]
ターボ等化の繰り返し回数	1 (干渉除去なし), 2, 3

となる。

$$\mathbb{E}_{\lambda_i}\{\bar{G}_i(s_i[b])\} = \mathbb{E}_{\lambda_i}\{\bar{I}_1 s_i[b] + \bar{I}_2 s_i[b] |s_i[b]|^2 + \bar{I}_3 s_i[b] |s_i[b]|^4\} \quad (3.42)$$

式 (3.42) の期待値計算を, $s[b]|s[b]|^4$ 等の厳密な確率分布に基づいて算出することは容易ではない。そこで, 本章では簡単な近似として, まず送信シンボル系列 \mathbf{x}_i の期待値 $\hat{\mathbf{x}}_i = \mathbb{E}_{\lambda_i}\{\mathbf{x}_i\}$ を計算した後に, 以下の計算を行うことで ACI のソフトレプリカを生成するものとする。

$$\mathbb{E}_{\lambda_i}\{s_i\} \approx \mathcal{PO}_4 \mathcal{DO}_2 \hat{\mathbf{x}}_i \quad (3.43)$$

$$\hat{\omega}_i \approx \mathcal{O}_2^T \mathcal{D}^T \mathcal{O}_4^T \mathcal{P}^T \boldsymbol{\Theta}_{i'i} \boldsymbol{\Psi}_{i'i} \bar{G}_i (\mathbb{E}_{\lambda_i}\{s_i\}) \quad (3.44)$$

また, 送信シンボル系列の期待値 $\hat{\mathbf{x}}_i$ は, 復号器出力の外部 LLR λ_i から 2.2 節に示した手法により算出される。以上の方針によりソフトレプリカ $\hat{\omega}_i$ 及び $\hat{\omega}_{i'}$ が生成され, 干渉除去が行われる。

3.4 計算機シミュレーションによる特性評価

提案手法である ACI 除去のためのターボ等化の伝送特性をリンクレベルシミュレーションにより評価した。本節では, ACI 発生時の信号検出特性を BER 特性で評価したうえで, システムレベルシミュレーションによりスループット特性が改善することも確認する。

3.4.1 リンクレベルシミュレーションによる BER 特性評価

表 3.1 にリンクレベルシミュレーションの諸元を示す。本シミュレーションでは, 表 3.1 に示す 2 つのシナリオにおいて BER 特性の評価を行っている。シナリオ 1 では, STA1 と

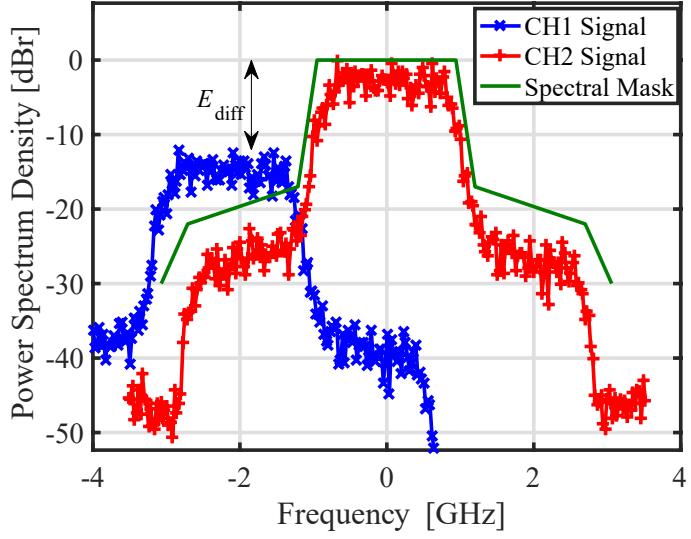


図 3.5: マルチチャネル受信時のスペクトル

STA2 は共に符号化率 1/2 の符号化と QPSK 変調が適用されている。また、図 3.5 に本シミュレーションにおける STA1 と STA2 の信号スペクトルを示す。図 3.5 に示されるように STA1 の信号の受信電力と STA2 の信号の受信電力に大きな差があるとき、STA1 の信号における ACI の影響が深刻となる。ここで、2 つの信号の受信電力差 E_{diff} は次式で定義する。

$$E_{\text{diff}} = 10 \log_{10} \frac{\mathbb{E} \{ |y_1[k]|^2 \}}{\mathbb{E} \{ |y_2[k]|^2 \}} \quad (3.45)$$

STA2 の信号スペクトルが図 3.5 に示すスペクトルマスクの限界に一致した状態で使用された場合、CH1 に対して約 -20 から -25 dB (CH2 の信号のメインローブの電力を基準にした大きさ) の ACI を発生させることになる。

図 3.6 及び図 3.7 に、シナリオ 1において $E_{\text{diff}} = -20$ dB 及び $E_{\text{diff}} = -25$ dB の場合の STA1 の信号の BER 特性を示す。なお、横軸は STA1 の信号に対する E_s/N_0 である。各図には以下の BER 特性が示されている。

- ACI が存在しない場合 (w/o ACI)
- ACI が存在し干渉除去を行わない場合 (w/ ACI, w/o canceller)
- 受信トレーニング系列のみから推定した非線形関数を用いて干渉除去を行いターボ等化の繰り返しを 2 回または 3 回とした場合 (w/ ACI, w/ canceller (T2 or T3))

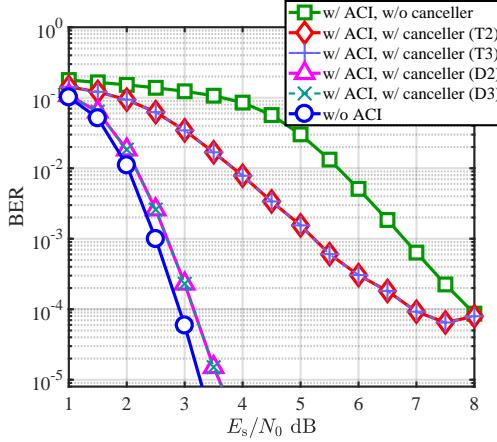


図 3.6: シナリオ 1, $E_{\text{diff}} = -20$ dB における STA1 の信号の BER 特性

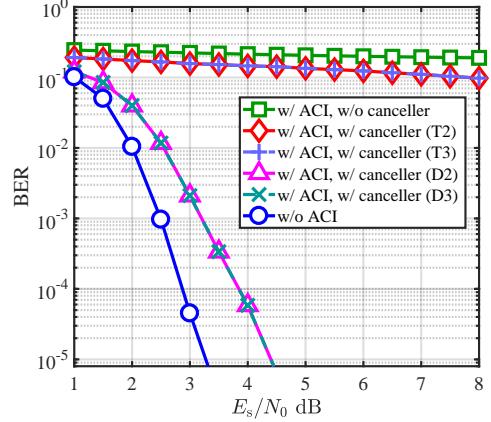
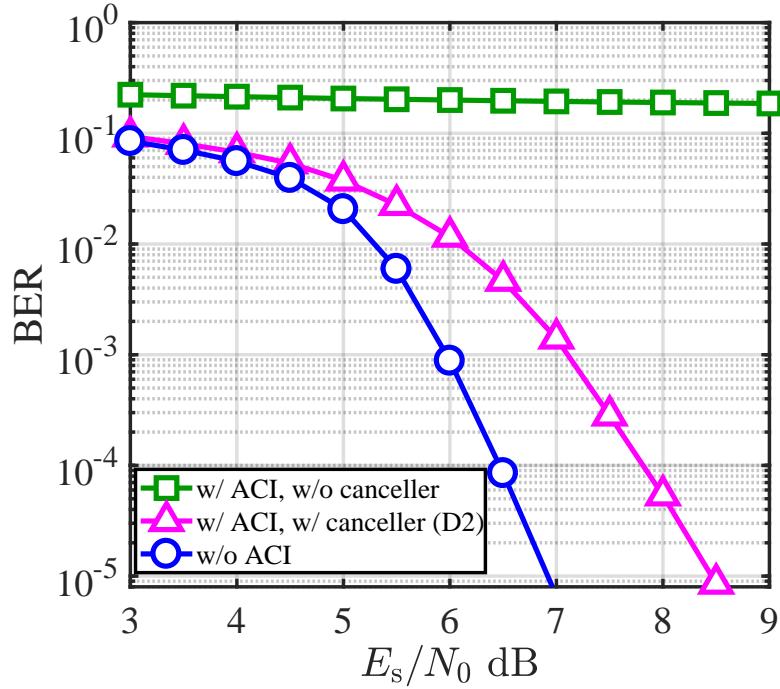


図 3.7: シナリオ 1, $E_{\text{diff}} = -25$ dB における STA1 の信号の BER 特性

- 受信トレーニング系列に加えて受信データ系列も用いて推定した非線形関数を用いて干渉除去を行い、ターボ等化の繰り返しを 2 回または 3 回とした場合 (w/ ACI, w/ canceller (D2 or D3))

図 3.6 より、干渉が存在しない場合の BER 特性に対し、干渉除去を適用しない場合では受信 E_s/N_0 が増加しても BER 特性の改善量が小さく、図の E_s/N_0 の範囲内では $\text{BER} = 10^{-5}$ を達成することができないことがわかる。また、受信トレーニング系列のみから推定した非線形関数を用いて干渉除去を行う提案手法では、ターボ等化による改善効果が小さく、 $\text{BER} = 10^{-4}$ 付近でエラーフロアが発生している。この結果に対して、受信データ系列も利用して推定した非線形関数を用いて干渉除去を行う推定手法では、繰り返し回数 2 回において、干渉が存在しない場合の BER 特性と比較して 0.3 dB 程度の E_s/N_0 劣化で $\text{BER} = 10^{-5}$ を達成できている。このことから、まず、受信データ系列を用いて非線形関数を推定する手法によって、十分な精度で非線形関数を推定できていることを確認できる。また、繰り返し回数を 3 回にした場合でも繰り返し回数 2 回の結果と差がないことも確認できる。図 3.5 のように受信電力差が大きい場合、STA2 の信号の受信特性は STA1 からの ACI の影響をほとんど受けず、なおかつ高受信 E_s/N_0 となるためエラーフリーでの信号検出が可能となる。その結果、STA1 の信号を受信する際、STA2 が生起する ACI のレプリカは 2 回の繰り返しで最適なものになるため、2 回以上の繰り返しを行ってもソフト干渉キャンセルの性能に変化はなくなる。なお、最適なレプリカを使用した場合でも干渉が完全に除去されない理由としては、通信路推定値及び非線形関数の推定結果に誤差や近似が含まれるためである。

続いて、図 3.7 では、図 3.6 の場合よりも受信電力差がさらに 5 dB 大きくなっている。

図 3.8: シナリオ 2, $E_{\text{diff}} = -20$ dB における STA1 の信号の BER 特性

ACI の影響がより深刻なものとなっている。干渉除去を行わない場合には, $\text{BER} = 10^{-1}$ よりも高い位置でエラーフロアが発生しており, 信号検出がほとんどできていないことがわかる。また, 受信トレーニング系列のみから非線形関数を推定する手法を用いた場合, ターボ等化の効果がほとんど現れていない。一方, 受信データ系列も利用して非線形関数を推定する手法を用いた場合, 理想特性からの劣化は図 3.6 と比較して約 1 dB 増加してはいるものの, 信号検出は十分可能である。

続いて, 図 3.8 にはシナリオ 2において $E_{\text{diff}} = -20$ dB とした場合の STA1 の信号の BER 特性を示す。シナリオ 2 では, STA1 には符号化率を 13/16 の LDPC 符号化及び QPSK 変調が, STA2 には符号化率 3/4 の LDPC 符号化及び 16 QAM 変調が適用されて, シナリオ 1 よりも伝送速度の高い符号化変調方式を採用している。伝送速度を速くする代償として, 要求される信号電力対干渉及び雑音電力比 (SINR: Signal to Interference and Noise Power Ratio) は厳しくなり, 特に, STA2 の 16 QAM 信号は QPSK よりも PAPR が高くなり, CH1 に与える ACI の影響はより大きくなる。図 3.8 には, 受信データ系列から推定した非線形関数を用いて干渉除去を行い, ターボ等化の繰り返し回数を 2 回とした場合の BER 特性を示す。この結果においても, 提案手法によって理想特性から 1.5 dB 程度の劣化で $\text{BER} = 10^{-5}$ を達成できている。ただし, 通信路推定値及び非線形関数の推定結果

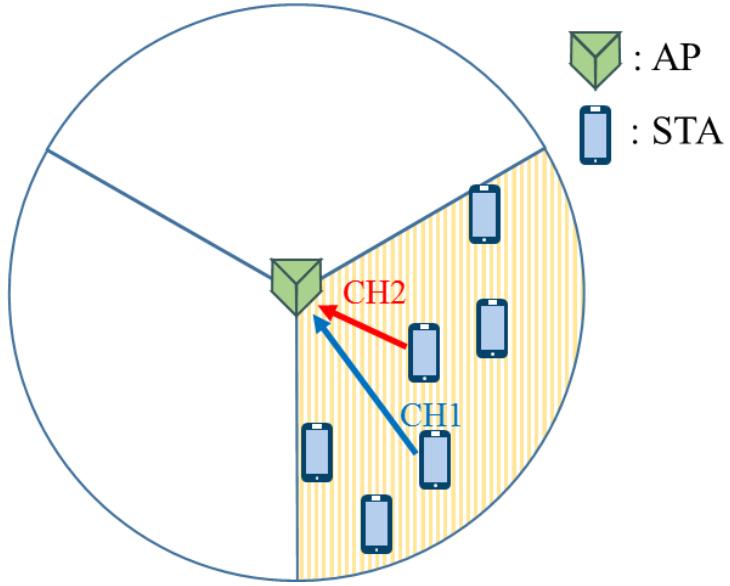


図 3.9: マルチチャネルアクセスを行うミリ波 AP のシステムモデル

に含まれる誤差や近似の影響に伴う残留干渉は、図 3.6 と比べてより大きなものとなっている。

3.4.2 システムレベルシミュレーションによるスループット特性評価

前項では提案手法がリンクレベル通信において ACI を効果的に抑制できることを確認した。本項では、システムレベルの計算機シミュレーションを行い、提案手法によって ACI を抑圧することでシステム全体のスループット特性が改善されることを確認する。図 3.9 にマルチチャネルアクセスを行うミリ波 AP のシステムモデルを示す。図 3.9 のシステムでは [51] を参考に、3 方向のセクタを構成する AP を想定し、1 つのセクタ内でのマルチチャネルアクセスについて議論する。システムレベルシミュレーションでは、図のセクタ内にランダムに端末が配置され、4 つのチャネル CH1 (58.32 GHz), CH2 (60.48 GHz), CH3 (62.64 GHz), CH4 (64.80 GHz) を使用した AP への上りリンク通信が行われる。チャネルの割り当ては 2.4 節に示した図 2.6 の手順に従い、まずパケット伝送が行われていない状態から、初めにパケットを生起した STA をプライマリ STA としてチャネルの割

表 3.2: システムレベルシミュレーションで用いる変調方式及び符号化率

変調方式	符号化率	FER = 10^{-3} を満たす E_s/N_0
BPSK	1/2	0.5
	5/8	2.0
	3/4	2.4
QPSK	1/2	3.0
	5/8	4.5
	3/4	5.8
	13/16	7.0
16 QAM	1/2	10.1
	5/8	13.5
	3/4	16.0

り当てとビームフォーミングを行う。そして、他の STA がパケットを生起した際にはその STA をセカンダリ STA とし、利用可能なチャネルの有無と伝送可能な受信電力かどうかを確認した後、チャネルを割り当てて AP への同時伝送を行う。

表 3.2 は、本シミュレーションで STA が選択する IEEE 802.11ad 規格に準拠した変調方式及び符号化率を示しており、選択した変調方式及び符号化率を使用した際にフレーム誤り率 (FER: Frame Error Rate) = 10^{-3} を満たすための E_s/N_0 を記載している。ただし、表 3.2 の E_s/N_0 は干渉の存在しないシングルチャネルアクセスの計算機シミュレーションより求めた値である。続いて、表 3.3 にシミュレーション諸元を示す。本シミュレーションでは、スループットの計測開始時に 10 台の STA をセクタ内にランダムに配置し、その状態で STA にトラフィックを生起させて、10 秒間に伝送できたシステム全体のスループット（システムスループット）を求める。上記の試行を繰り返し行うことでシステムスループットの累積分布補関数 (CCDF: Complementary Cumulative Distribution Function) を算出し、スループット特性の評価を行う。また、送受信アンテナのビームの指向性は表 3.3 中のビーム半値幅で設定され、ビーム半値幅は、電波の最大放射方向及び受信感度が最大となる方向における送受信電力に対して、電力が 1/2 となるビームの角度幅を表す。

シミュレーションの動作としては、まず、ターボ等化の有無にかかわらず ACI の影響を可能な限り避けるため、チャネルの割り当て順を CH1, CH3, CH2, CH4 となるようにしている。そのため、ACI の影響が顕著になるのは 3 つ以上の STA が同時に伝送を行う場合である。ACI の影響を受けているチャネルを STA に割り当てる場合、隣接チャネルの信号に対する受信電力差 E_{diff} が -10 dB 以上であればそのチャネルが利用可能であるとして割り当てを行う。これは、 $E_{\text{diff}} > -10 \text{ dB}$ では ACI の影響が小さく、誤り訂正

表 3.3: システムレベルシミュレーションの諸元

STA の数	10
STA の送信電力	10 dBm
雑音電力	-173.82 dBm/Hz
雑音指数 (Noise Figure)	10 dB
パスロスモデル	[10] のパスロスモデル
アンテナのビーム半値幅	30 度 [10]
AP とランダム配置する STA との最大距離	15 m
各 STA が生起するトラフィックのサイズ	200 Mbyte
1 フレームで伝送可能なデータサイズ	8000 byte
スループット計測期間	10 秒
トラフィックの生起モデル	平均到着率 2 または 4 であるポアソン過程に従う

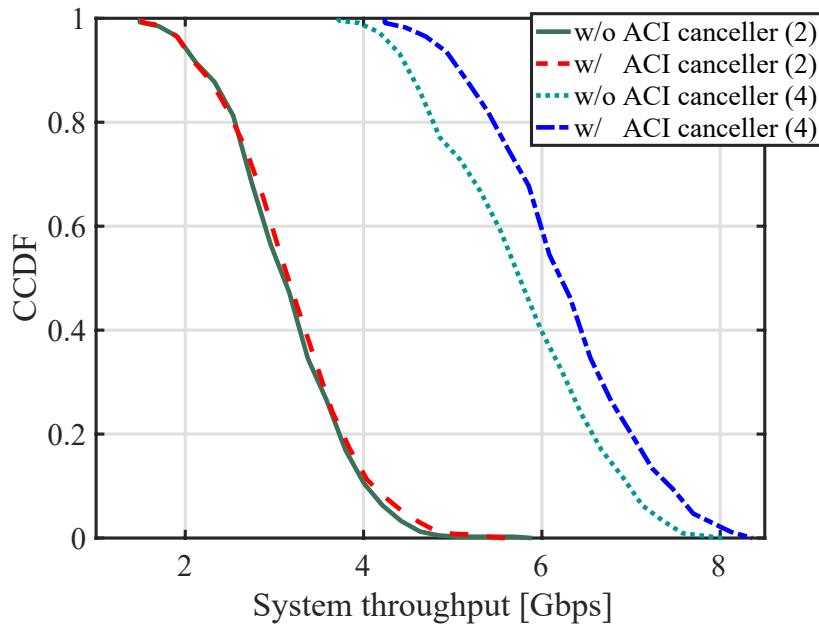


図 3.10: システムスループットの CCDF

符号の働きによって信号検出が十分可能としているためである。一方、 $E_{\text{diff}} \leq -10 \text{ dB}$ となる場合、ターボ等化を適用しないシステムでは、そのチャネルは利用不可としてチャネルの割り当てを取りやめる。上記の状況が発生することによって、同時利用可能なチャネル数が減少しスループットが低下すると考えられる。これに対して、ターボ等化を適用す

る提案システムでは $-30 \text{ dB} \leq E_{\text{diff}} \leq -10 \text{ dB}$ においても、ターボ等化によって ACI の補償が可能であるとしてチャネルの割り当てを行う。なお、 $E_{\text{diff}} < -30 \text{ dB}$ の場合は残留干渉の影響が大きく、誤り訂正符号を用いても信号検出が困難であるとして、チャネルの割り当ては行わないものとする。

図 3.10 にシミュレーションで求めたシステムスループットの CCDF を示す。図 3.10 にはターボ等化を適用した場合と適用しなかった場合のスループットが示されており、凡例中の (2) と (4) は、それぞれ平均到着率を 2 及び 4 としたポアソン過程に従ってトラフィックが生起していることを表している。まず、ポアソン過程の平均到着率を 2 とした場合のスループットは、ターボ等化の有無による差異はほとんど見られない。これは、この平均到着率においては隣接チャネルが同時に使用されるほどトラフィックが頻繁に生起しておらず、ターボ等化による ACI 除去が有効となる状況自体があまり発生していないためであると考えられる。続いて、平均到着率を 4 とした場合の結果に着目すると、システムスループット 6 Gbpsにおいて、ターボ等化の有無によって CCDF に 20% の差が発生していることを確認できる。このため、この平均到着率においては同時送信を要求する端末数が増加し、ターボ等化による ACI の除去によって利用可能なチャネル数が増加し、システムスループットが改善されたと考えられる。

3.5 結言

本章では、ミリ波無線通信システムにおける増幅器の非線形性に起因する ACI の問題に対し、ACI 除去のためのターボ等化手法を提案した。ターボ等化によって ACI を繰り返し干渉キャンセルするため、ACI のソフトレプリカ生成式を明確化し、ソフトレプリカ生成に必要となる非線形性の推定方法についても議論した。そして、リンクレベルの計算機シミュレーションにより BER 特性の観点から提案手法の有効性を示した。また、システムレベルシミュレーションによってスループット特性の観点においても提案手法が有効であることを示した。

第4章

マルチキャリア型セルフコヒーレント 光ファイバ伝送におけるSSBI除去の ためのターボ等化

4.1 緒言

無線通信システムの更なる高速大容量化が進められる一方で、大容量伝送を行うミリ波アクセスポイント等にデータを供給するための有線回線の大容量化も必須の課題となる。本論文では、光アクセス回線で使用される直接検波器を前提とした受信システムにおいて、変調多値数の増加を可能とする伝送方式についての検討を行う。そのため、本章では2.5節で取り上げたセルフコヒーレント光ファイバ伝送におけるSSBIの問題に着目し、マルチキャリア型セルフコヒーレント伝送を前提としたSSBI除去のためのターボ等化技術を提案する。また、本章で提案するターボ等化では、2.3節で述べたLDPC符号の設計手法を活用することで信号検出性能を大きく改善できることも示す。最後に計算機シミュレーションによって提案手法の有効性をFER特性の観点から評価する。

4.2 送受信信号モデル

図4.1にマルチキャリア型セルフコヒーレント伝送の送信機構成を示す。マルチキャリア信号は直交周波数分割多重（OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing）によって生成される。まず情報ビット系列 $\mathbf{d} \in \{0,1\}^{K_d \times 1}$ にLDPC符号化が施され、符号語ビット系列 $\mathbf{c} \in \{0,1\}^{K_c \times 1}$ が生成される。符号語ビット系列はインタリーバ（II）を介して変調器に入力され、変調シンボルブロック $\underline{\mathbf{x}} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ へ変換される。ただし、 $\underline{\mathbf{x}}$ は周波数領域の変調シンボルベクトルである。ここで、変調シンボルの平均エネルギーは $E_s = \mathbb{E}_{\underline{\mathbf{x}}} \{ \underline{\mathbf{x}}^H \underline{\mathbf{x}} \} / K$ で与えられる。続いて、 $\underline{\mathbf{x}}$ に対して B ポイントのIDFTが適用され、

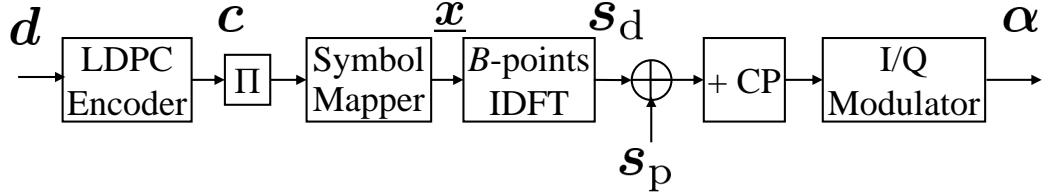


図 4.1: マルチキャリア型セルフコヒーレント伝送の送信機構成

時間領域のデータ信号 s_d が次式のように生成される.

$$s_d = \mathbf{F}_B^H \underline{s}_d \quad (4.1)$$

$$\underline{s}_d = \mathbf{V}_{\delta_d} \underline{x} \quad (4.2)$$

$$\mathbf{V}_{\delta_d} = [\mathbf{O}_{K \times \delta_d}, \mathbf{I}_K, \mathbf{O}_{K \times (B-K-\delta_d)}]^T \quad (4.3)$$

ただし, OFDM シンボル s_d は B 個のサブキャリアから構成される信号であり, そのうち K 個のサブキャリアにデータシンボル \underline{x} が割り当てられていることに注意されたい. \mathbf{V}_{δ_d} はサブキャリアへのデータシンボルの割り当てを行うスペクトル成形のための行列であり, \underline{x} は δ_d 番目のサブキャリアから $\delta_d + K - 1$ 番目のサブキャリアに割り当てられる.

セルフコヒーレント伝送では式 (4.1) の s_d にパイロットトーン信号を付与して伝送を行う. パイロットトーン信号の付与は次式で表される.

$$s = s_d + s_p \quad (4.4)$$

また, パイロットトーン信号 $s_p \in \mathbb{C}^{B \times 1}$ は次式で与えられる.

$$s_p = \sqrt{\frac{E_p}{B}} \mathbf{f}_{B,\delta_p}^* \quad (4.5)$$

ただし, E_p はパイロットトーン信号ベクトルの平均エネルギー $\mathbb{E}_{\underline{x}} \{ s_p^H s_p \} = E_p$ を表し, 送信信号ベクトル全体の平均エネルギーは $\mathbb{E}_{\underline{x}} \{ s^H s \} = \mathbb{E}_{\underline{x}} \{ s_d^H s_d \} + s_p^H s_p = K E_s + E_p$ となる. また, \mathbf{f}_{B,δ_p} は式 (2.8) と同様に次式で与えられる.

$$\mathbf{f}_{B,\delta_p} = \left[e^{-j2\pi \frac{0 \cdot \delta_p}{B}}, e^{-j2\pi \frac{1 \cdot \delta_p}{B}}, \dots, e^{-j2\pi \frac{(B-1) \cdot \delta_p}{B}} \right]^T \quad (4.6)$$

式 (4.5) では, パイロットトーン信号は直流 (DC: Direct-Current) 成分となる中心サブキャリアから δ_p サブキャリア分の周波数オフセットを設けて配置されることとなる. これは, 低コストの電気回路では DC 成分の劣化が大きく, DC 成分にパイロットトーン信

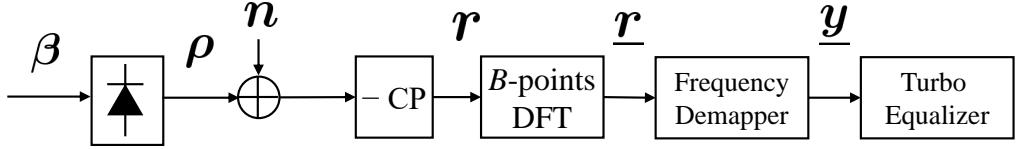


図 4.2: マルチキャリア型セルフコヒーレント伝送の受信機構成

号を配置することは望ましくないためである。ただし、計算機シミュレーションの際には $\delta_p = 0$ として問題ない。

次に、パイロットトーン信号が付与された送信信号 s は、受信機での FDE 处理のために CP が挿入される。ただし、光ファイバ通信では CP を挿入したブロック伝送を行うことは一般的な伝送形態ではなく、伝送効率の低下を避けるため CP の挿入が許容されることは限らない。その場合、CP なしで FDE を行うオーバーラップ FDE 技術の利用が考えられる [52]。CP が付与された電気信号は、光 I/Q 変調器によって光信号へと変換される。光 I/Q 変調器によって理想的な線形変調が可能であると仮定すると、光信号は次式によつて与えられる。

$$\alpha = \Phi s \quad (4.7)$$

ただし、 Φ は線形変調時のウェイトを表す対角行列である。

図 4.2 にマルチキャリア型セルフコヒーレント伝送の受信機構成を示す。光ファイバを介して受信される光信号は次式で与えられる。

$$\beta = \Omega \alpha = \Xi s \quad (4.8)$$

ただし、 Ω は記憶を持つ光ファイバの通信路を表す Toeplitz 行列であり、波長分散といった光ファイバの特性により決定される [53]。また、 $\Xi = \Omega \Phi$ は Φ と Ω を結合した通信路行列を表す。光受信信号はフォトダイオードによって直接検波され、直接検波出力が次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \rho &= \beta \circ \beta^* \\ &= (\Xi s_d + \Xi s_p) \circ (\Xi s_d + \Xi s_p)^* \\ &= \rho_{dd} + \rho_{pp} + \rho_{dp} + \rho_{dp}^* \end{aligned} \quad (4.9)$$

ただし、 $\rho_{dd} = (\Xi s_d) \circ (\Xi s_d)^*$ は signal-signal beat 成分、 $\rho_{dp} = (\Xi s_d) \circ (\Xi s_p)^*$ は pilot-signal beat 成分、 $\rho_{pp} = (\Xi s_p) \circ (\Xi s_p)^*$ は pilot-pilot beat 成分をそれぞれ表す。続いて直接検波出力の信号から、CP に対応する部分が除去される。CP が除去されたことによつ

て、 $\boldsymbol{\Xi}$ を $B \times B$ の巡回行列とみなすことが可能となり、 $\boldsymbol{\Xi}$ の周波数領域表現となる対角行列 $\underline{\boldsymbol{\Xi}}$ が次式で表現できる。

$$\underline{\boldsymbol{\Xi}} = \mathbf{F}_B \boldsymbol{\Xi} \mathbf{F}_B^H \quad (4.10)$$

また、巡回行列 $\boldsymbol{\Xi}$ の第1列ベクトルを $\underline{\boldsymbol{\xi}} \in \mathbb{C}^{B \times 1}$ とすると、 $\underline{\boldsymbol{\Xi}}$ は次式のように表現することも可能である。

$$\underline{\boldsymbol{\xi}} = \sqrt{B} \mathbf{F}_B \boldsymbol{\xi} \in \mathbb{C}^{B \times 1} \quad (4.11)$$

$$\underline{\boldsymbol{\Xi}} = \text{diag} [\underline{\boldsymbol{\xi}}] \quad (4.12)$$

以上の数式を用いると、式(4.9)の各成分を以下のように表すことが可能となる。

$$\boldsymbol{\rho}_{\text{pp}} = \frac{E_p}{B} |\underline{\boldsymbol{\xi}}[\delta_p]|^2 \mathbf{1}_{B \times 1} \quad (4.13)$$

$$\boldsymbol{\rho}_{\text{dd}} = [\rho_{\text{dd}}[0], \dots, \rho_{\text{dd}}[B-1]]^T \quad (4.14)$$

$$\rho_{\text{dd}}[b] = \frac{1}{B} \sum_{i=0}^{B-1} \sum_{j=0}^{B-1} \left\{ e^{j2\pi \frac{(i-j) \cdot b}{B}} \underline{\boldsymbol{\xi}}[i] \underline{\boldsymbol{s}}_{\text{d}}[i] \underline{\boldsymbol{\xi}}^*[j] \underline{\boldsymbol{s}}_{\text{d}}^*[j] \right\} \quad (4.15)$$

$$\boldsymbol{\rho}_{\text{dp}} = \sqrt{\frac{E_p}{B}} \underline{\boldsymbol{\xi}}^*[\delta_p] \boldsymbol{\Theta}_{\delta_p} \boldsymbol{\Xi} \boldsymbol{s}_{\text{d}} \quad (4.16)$$

ただし、 $\boldsymbol{\Theta}_{\delta_p}$ は次式で定義される位相回転行列である。

$$\boldsymbol{\Theta}_{\delta_p} = \text{diag} [\mathbf{f}_{B, \delta_p}] \quad (4.17)$$

式(4.13)から式(4.16)の詳細な導出過程は付録Aに記載している。

続いて、直接検波出力 $\boldsymbol{\rho}$ には電気回路での雑音が加わり、次式の \mathbf{r} が受信信号のサンプル値として得られる。

$$\mathbf{r} = \boldsymbol{\rho} + \mathbf{z} \quad (4.18)$$

ただし、 $\mathbf{z} \in \mathbb{R}^{B \times 1}$ は $\mathcal{N}(0, N_0)$ に従うガウス性の雑音ベクトルである。なお、本章では光アンプを用いない短距離の光ファイバ通信システムを想定し、熱雑音限界の環境を想定している。よって、ショット雑音等の光雑音は無視できるものとし、電気領域での熱雑音のみを想定した信号検出に関する検討を行う。光雑音を考慮した場合、雑音が含まれた状態で式(4.9)の絶対値二乗検波が行われるため、式(4.18)の受信信号モデルにおける雑音成分はより複雑なものとなる。そのため、ターボ等化の繰り返し信号検出における軟判定値を、雑音成分の複雑な確率分布に基づいて計算する必要があり、光雑音を考慮したセルフコヒーレント伝送の検討は今後の課題とする。信号検出ではまず、受信信号 \mathbf{r} に対して B ポイントのDFTが適用され、次式の $\underline{\mathbf{r}}$ が得られる。

$$\underline{\mathbf{r}} = \mathbf{F}_B \mathbf{r} = \mathbf{F}_B \left[\boldsymbol{\rho}_{\text{dd}} + \boldsymbol{\rho}_{\text{pp}} + \boldsymbol{\rho}_{\text{dp}} + \boldsymbol{\rho}_{\text{dp}}^* + \mathbf{z} \right] \quad (4.19)$$

セルフコヒーレント伝送では, pilot-signal beat 成分 ρ_{dp} に希望信号成分 \underline{x} が含まれており, 式(4.19)から \underline{x} を抽出することを考える. ρ_{dp} の周波数領域表現は, 式(4.16)より次式のように計算される.

$$\begin{aligned}\underline{\rho}_{dp} &= \mathbf{F}_B \rho_{dp} \\ &= \sqrt{\frac{E_p}{B}} \underline{\xi}^*[\delta_p] \mathbf{F}_B \boldsymbol{\Theta}_{\delta_p} \boldsymbol{\Xi} \mathbf{F}_B^H \mathbf{V}_{\delta_d} \underline{x} \\ &= \sqrt{\frac{E_p}{B}} \underline{\xi}^*[\delta_p] \mathbf{F}_B \boldsymbol{\Theta}_{\delta_p} \mathbf{F}_B^H \underline{\Xi} \mathbf{F}_B \mathbf{F}_B^H \mathbf{V}_{\delta_d} \underline{x}\end{aligned}\quad (4.20)$$

ここで, 位相回転を表す対角行列 $\boldsymbol{\Theta}_{\delta_p}$ の周波数領域表現は次式で与えられる.

$$\underline{\boldsymbol{\Theta}}_{\delta_p} = \mathbf{F}_B \boldsymbol{\Theta}_{\delta_p} \mathbf{F}_B^H = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{(B-\delta_p) \times \delta_p} & \mathbf{I}_{B-\delta_p} \\ \mathbf{I}_{\delta_p} & \mathbf{O}_{\delta_p \times (B-\delta_p)} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

式(4.21)より, 式(4.20)は次式のように変形される.

$$\underline{\rho}_{dp} = \sqrt{\frac{E_p}{B}} \underline{\xi}^*[\delta_p] \underline{\boldsymbol{\Theta}}_{\delta_p} \underline{\Xi} \mathbf{V}_{\delta_d} \underline{x} \quad (4.22)$$

さらに, $\underline{\Xi}$ が対角行列であることから, 行列 $\underline{\boldsymbol{\Theta}}_{\delta_p}$ の乗算は $\underline{\boldsymbol{\Theta}}_{\delta_p} \underline{\Xi} \mathbf{V}_{\delta_d} \underline{x} = \text{diag} [\underline{\boldsymbol{\Theta}}_{\delta_p} \underline{\xi}] \underline{\boldsymbol{\Theta}}_{\delta_p} \mathbf{V}_{\delta_d} \underline{x}$ と演算することが可能であり, 式(4.22)は最終的に次式となる.

$$\begin{aligned}\underline{\rho}_{dp} &= \sqrt{\frac{E_p}{B}} \underline{\xi}^*[\delta_p] \text{diag} [\underline{\boldsymbol{\Theta}}_{\delta_p} \underline{\xi}] \underline{\boldsymbol{\Theta}}_{\delta_p} \mathbf{V}_{\delta_d} \underline{x} \\ &= \sqrt{\frac{E_p}{B}} \underline{\xi}^*[\delta_p] \text{diag} [\underline{\boldsymbol{\Theta}}_{\delta_p} \underline{\xi}] [\mathbf{O}_{1 \times \delta}, \underline{x}^T, \mathbf{O}_{1 \times (B-\delta-K)}]^T\end{aligned}\quad (4.23)$$

ただし, $\delta = \delta_d - \delta_p$ はパイロットトーン信号とデータ信号のスペクトルとの間のガードバンドである. 式(4.23)をもとに, \underline{x} の抽出が次式のように行われる.

$$\underline{y} = [\underline{r}[\delta], \dots, \underline{r}[\delta + K - 1]]^T = \mathbf{V}_\delta^T \underline{r} \quad (4.24)$$

ただし, $\mathbf{V}_\delta = [\mathbf{O}_{K \times \delta}, \mathbf{I}_K, \mathbf{O}_{K \times (B-K-\delta)}]^T$ である. 抽出した周波数成分には, $\mathbf{F}_B \rho_{pp}$ 及び $\mathbf{F}_B \rho_{dp}^*$ が含まれないことに注意すると, 式(4.24)は次式のように展開される.

$$\begin{aligned}\underline{y} &= \mathbf{V}_\delta^T \mathbf{F}_B (\rho_{dp} + \rho_{dd} + \mathbf{z}) \\ &= \underline{\mathbf{H}} \underline{x} + \underline{v} + \underline{z}'\end{aligned}\quad (4.25)$$

$\underline{\mathbf{H}}$, \underline{v} 及び \underline{z}' はそれぞれ次式で定義される.

$$\underline{\mathbf{H}} = \text{diag}[\underline{h}] \quad (4.26)$$

$$\underline{h} = \sqrt{\frac{E_p}{B}} \underline{\xi}^*[\delta_p] \mathbf{V}_\delta^T \underline{\boldsymbol{\Theta}}_{\delta_p} \underline{\xi} = \sqrt{\frac{E_p}{B}} \underline{\xi}^*[\delta_p] \mathbf{V}_{\delta_d}^T \underline{\xi} \quad (4.27)$$

$$\underline{v} = \mathbf{V}_\delta^T \mathbf{F}_B \rho_{dd} = \mathbf{V}_\delta^T \underline{\rho}_{dd} \quad (4.28)$$

$$\underline{z}' = \mathbf{V}_\delta^T \mathbf{F}_B \mathbf{z} \quad (4.29)$$

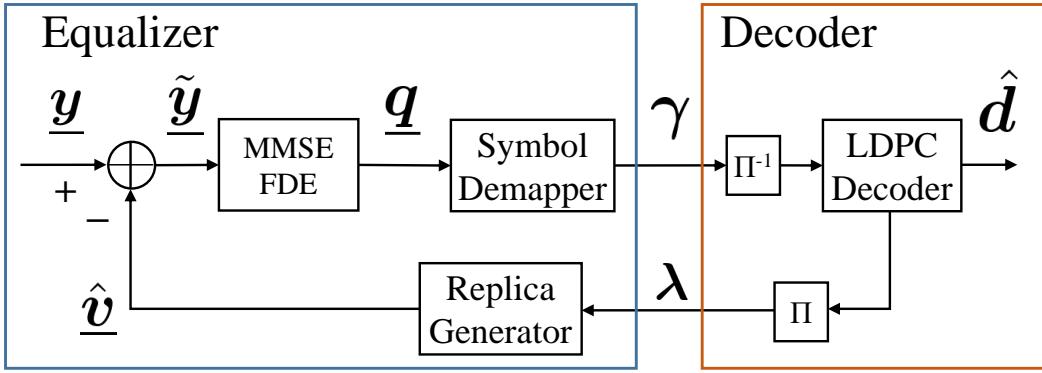


図 4.3: マルチキャリア型セルフコヒーレント伝送のためのターボ等化器の構成

式 (4.25)において, \underline{v} が signal-signal beat による干渉 (SSBI) であり, \underline{y} はターボ等化器に入力されて, SSBI の除去と信号検出が行われる.

4.3 ターボ等化を適用した信号検出

4.3.1 ソフト干渉キャンセルと外部 LLR 計算

本節では, 式 (4.25) の信号に対するターボ等化処理に関して述べる. 図 4.3 にセルフコヒーレント伝送のためのターボ等化器の構成を示す. ターボ原理に基づき, まず復号器にて算出された外部 LLR λ を用いて SSBI \underline{v} のソフトレプリカ $\hat{\underline{v}}$ が生成され, 次式のように \underline{y} から減算される.

$$\tilde{\underline{y}} = \underline{y} - \hat{\underline{v}} = \underline{H} \underline{x} + \underline{z}' + (\underline{v} - \hat{\underline{v}}) \quad (4.30)$$

続いて, $\tilde{\underline{y}}$ に対して, 等化処理として次式のように FDE が施される.

$$\underline{q} = \mathbf{W}^H \tilde{\underline{y}} = \mathbf{W}^H \underline{H} \underline{x} + \mathbf{W}^H (\underline{z}' + \underline{v} - \hat{\underline{v}}) \quad (4.31)$$

このとき, ウェイト行列 \mathbf{W} は次式の MSE を最小化するように算出される.

$$\text{MSE} = \mathbb{E}_{\lambda} \left\{ |\mathbf{W}^H \tilde{\underline{y}} - \underline{x}|^2 \right\} \quad (4.32)$$

ここで, FDE のウェイト行列を簡易に計算するため, 残留干渉成分 $(\underline{v} - \hat{\underline{v}})$ が要素間で独立した複素ガウス分布に従う雑音成分であると仮定する. 残留干渉の共分散行列を $\mathbb{E}_{\underline{v}} \{ (\underline{v} - \hat{\underline{v}})(\underline{v} - \hat{\underline{v}})^H \} = \text{diag}[\mathbf{g}]$ で表すと, MMSE 基準のウェイト行列は次式で算出さ

れる。

$$\begin{aligned} \mathbf{W}^H &= [E_s \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{H}}^H + (N_0 \mathbf{I}_K + \text{diag}[\mathbf{g}])]^{-1} E_s \underline{\mathbf{H}}^H \\ &= \text{diag} \left[\frac{E_s \underline{h}^*[0]}{E_s |\underline{h}[0]|^2 + N_0 + g[0]}, \dots, \frac{E_s \underline{h}^*[K-1]}{E_s |\underline{h}[K-1]|^2 + N_0 + g[K-1]} \right] \end{aligned} \quad (4.33)$$

ただし、残留干渉の共分散行列 $\text{diag}[\mathbf{g}]$ の算出方法については後述する。ここで、OFDM を使用したマルチキャリア信号では \underline{x} が変調シンボルに対応しているため、 \underline{x} の各要素にウェイト行列 \mathbf{W}^H の各対角要素が乗算された後、 \underline{x} のシンボル毎に外部 LLR が算出される。つまり、FDE 处理にてウェイト行列を乗ずることなく、ウェイト行列の係数を加味して外部 LLR を計算することが FDE 处理と等価な信号検出となるため、FDE 处理として実装する意味は本来はない。ただし、本章では、ターボ等化の構成を統一するため、FDE 处理として記述するものとする。

FDE が施された信号の外部 LLR を算出するため、 $\underline{q}[k]$ を次式のように SGA の形式で書き換える。

$$\underline{q}[k] = \mu[k] \underline{x}[k] + \nu[k] \quad (4.34)$$

ただし、等価利得 $\mu[k]$ 及び等価雑音の分散 $\sigma_\nu^2[k] = \mathbb{E}_{\underline{x}, \underline{z} | \lambda} \{ \nu[k] \nu^*[k] \}$ は次式で与えられる。

$$\mu[k] = \frac{E_s |\underline{h}[k]|^2}{E_s |\underline{h}[k]|^2 + N_0 + g[k]} \quad (4.35)$$

$$\sigma_\nu^2[k] = \frac{E_s^2 |\underline{h}[k]|^2}{(E_s |\underline{h}[k]|^2 + N_0 + g[k])^2} (N_0 + g[k]) \quad (4.36)$$

復調器では k_c 番目の符号語ビットに対応する外部 LLR $\gamma[k_c]$ が、第3章までの LLR 計算手法と同様に次式のように計算される。

$$\gamma[k_c] = \ln \frac{\sum_{\mathcal{X}^+ \in \{\mathcal{X} | c[k_c] = 1\}} \exp \left[-\frac{|q[k] - \mu[k] \mathcal{X}^+|^2}{\sigma_\nu^2[k]} \right]}{\sum_{\mathcal{X}^- \in \{\mathcal{X} | c[k_c] = 0\}} \exp \left[-\frac{|q[k] - \mu[k] \mathcal{X}^-|^2}{\sigma_\nu^2[k]} \right]} \quad (4.37)$$

ただし、 $\{\mathcal{X} | c[k_c] = 0 \text{ or } 1\}$ は $c[k_c] = 0 \text{ or } 1$ であるときのシンボル候補点の集合であり、 $q[k]$ は $c[k_c]$ の情報を含んでいる $x[k_c]$ に対応する MMSE フィルタ出力である。復調器出力の外部 LLR 系列 $\boldsymbol{\gamma} = [\gamma[0], \dots, \gamma[K_c - 1]]^T$ がデインタリープされた系列が LDPC 復号器に入力され、復号処理が施される。ターボ等化の繰り返し処理では、復号器で算出した外部 LLR がインタリープされた系列を $\boldsymbol{\lambda} \in \mathbb{R}^{K_c \times 1}$ としてレプリカ生成器に入力し、 $\boldsymbol{\lambda}$ を用いて SSBI のソフトレプリカ \underline{v} が算出される。

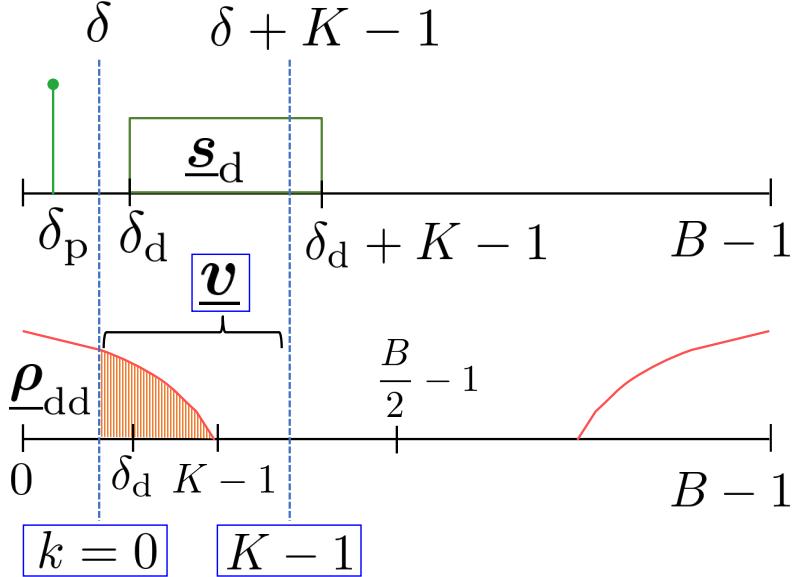


図 4.4: SSBI の変数の位置関係

SSBI のソフトレプリカは \underline{v} の期待値として次式で計算される.

$$\hat{v}[k] = \mathbb{E}_{\underline{v}|\lambda} \{ \underline{v}[k] \} = \mathbb{E}_{\underline{\rho}_{dd}[k']|\lambda} \left\{ \underline{\rho}_{dd}[k'] \right\} \quad (4.38)$$

ただし, $k' = k + \delta \in \{\delta, \dots, \delta + (K - 1)\}$ である. 式 (4.38) より, SSBI のソフトレプリカ生成のためには $\underline{\rho}_{dd}[k']$ の期待値計算が必要となる. まず, 式 (4.15) の総和演算に現れる全ての項は, 直交フーリエ基底 $\exp \{j2\pi(i - j) \cdot b/B\}$ ($b \in \{0, \dots, B - 1\}$) から構成されるため, $\underline{\rho}_{dd}$ の周波数領域表現 $\underline{\rho}_{dd}$ は直交フーリエ基底の係数から直接求めることができる. 具体的には, $\underline{\rho}_{dd}[b]$ は $\underline{\rho}_{dd}$ に含まれる $(i - j) = b$ または $(i - j) = b - B$ である直交フーリエ基底を持つ成分を表し, 次式によって与えられる.

$$\begin{aligned} \underline{\rho}_{dd}[b] &= \frac{1}{\sqrt{B}} \sum_{i=0}^{(B-1)-b} \underline{\xi}[i+b] \underline{s}_d[i+b] \underline{\xi}^*[i] \underline{s}_d^*[i] \\ &+ \frac{1}{\sqrt{B}} \sum_{i=0}^{b-1} \underline{\xi}[i] \underline{s}_d[i] \underline{\xi}^*[i+B-b] \underline{s}_d^*[i+B-b] \end{aligned} \quad (4.39)$$

ただし, ターボ等化においては, $\underline{v}[k] = \underline{\rho}_{dd}[k' = k + \delta]$ ($k \in \{0, \dots, (K - 1)\}$) の範囲の $\underline{\rho}_{dd}[b]$ のみ必要であることに注意する. ここで, $\underline{v}[k]$, $\underline{\rho}_{dd}[b]$ 及び $\underline{s}_d[b]$ の関係を整理するため, これらの変数の関係を図 4.4 に示す. 図 4.4 から分かるように, 信号を抽出する際の $\underline{\rho}_{dd}[b]$ の範囲 $b \in \{\delta, \dots, \delta + K - 1\}$ において, $(\delta + K - 1) \leq B/2 - 1$ である場合, $(i + B - b)$ の最小値は常に $B/2 - 1$ より大きくなる. そして, $\underline{s}_d[i + B - b > B/2]$ は 0 で

あるため、式(4.39)は次式に書き換えられる。

$$\underline{\rho}_{dd}[b] = \frac{1}{\sqrt{B}} \sum_{i=0}^{(B-1)-b} \underline{\xi}[i+b] \underline{s}_d[i+b] \underline{\xi}^*[i] \underline{s}_d^*[i] \quad (4.40)$$

加えて、式(4.40)において $i < \delta_d$ であるとき、または、 $i + b > \delta_d + (K-1)$ であるとき、 $\underline{s}_d[i+b] \underline{s}_d^*[i] = 0$ となるため、式(4.40)はさらに次式のように表現できる。

$$\underline{\rho}_{dd}[k'] = \underline{v}[k] = 0 \quad (k > K-1-\delta) \quad (4.41)$$

$$\underline{\rho}_{dd}[k'] = \underline{v}[k] \quad (k \leq K-1-\delta)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{B}} \sum_{i=\delta_d}^{(K-1)+\delta_d-k'} \underline{\xi}[i+k'] \underline{s}_d[i+k'] \underline{\xi}^*[i] \underline{s}_d^*[i]$$

$$= \frac{1}{\sqrt{B}} \sum_{i=\delta_d}^{(K-1)+\delta_d-k'} \underline{\xi}[i+k'] \underline{x}[i+k'-\delta_d] \underline{\xi}^*[i] \underline{x}^*[i-\delta_d]$$

$$= \frac{1}{\sqrt{B}} \sum_{i=0}^{(K-1)-k'} \underline{\xi}[i+k'+\delta_d] \underline{x}[i+k'] \underline{\xi}^*[i+\delta_d] \underline{x}^*[i]$$

$$= \frac{1}{\sqrt{B}} \sum_{i=0}^{(K-1)-(k+\delta)} \zeta[i, k] \underline{x}[i+k+\delta] \underline{x}^*[i] \quad (4.42)$$

ただし、 $\zeta[i, k]$ は次式で定義される。

$$\zeta[i, k] = \underline{\xi}[i+k+\delta_d+\delta] \underline{\xi}^*[i+\delta_d] \quad (4.43)$$

以降では、 $k \leq K-1-\delta$ の場合について議論を行う。式(4.42)より、事前情報 λ で条件付けられた SSBI $\underline{v}[k]$ の期待値は次式となる。

$$\begin{aligned} \hat{v}[k] &= \frac{1}{\sqrt{B}} \sum_{i=0}^{(K-1)-(k+\delta)} \zeta[i, k] \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x}[i+k+\delta] \underline{x}^*[i] \} \\ &= \frac{1}{\sqrt{B}} \sum_{i=0}^{(K-1)-(k+\delta)} \zeta[i, k] \mathbb{E}_{\underline{x}[i+k+\delta]|\lambda} \{ \underline{x}[i+k+\delta] \} \mathbb{E}_{\underline{x}[i]|\lambda} \{ \underline{x}^*[i] \} \end{aligned} \quad (4.44)$$

式(4.44)では、変調シンボル \underline{x} の各要素の生起が独立であると仮定して 2 行目への変形を行っている。結果として式(4.44)を計算するためには、 $\mathbb{E}_{\underline{x}[k]|\lambda} \{ \underline{x}[k] \}$ の計算が必要となるが、変調シンボル $\underline{x}[k]$ の条件付き期待値の算出方法はこれまでの章で解説した通りである。

FDE 处理において述べたように、信号検出のためには SSBI のソフトレプリカ生成の他に、残留干渉の分散 $\mathbf{g} = [g[0], \dots, g[K-1]]^T \in \mathbb{R}^{K \times 1}$ の計算が必要である。まず、 $g[k]$ は

次式で定義される。

$$g[k] = \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ |\underline{v}[k] - \hat{v}[k]|^2 \} = \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ |\underline{v}[k]|^2 \} - |\hat{v}[k]|^2 \quad (4.45)$$

続いて、式(4.45)の $\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ |\underline{v}[k]|^2 \}$ は次式のように展開される。

$$\begin{aligned} \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ |\underline{v}[k]|^2 \} &= \sum_{i=0}^{(K-1)-(k+\delta)} \frac{|\zeta[i, k]|^2}{B} \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ |\underline{x}[i+k+\delta]x^*[i]|^2 \} \\ &= \sum_{i=0}^{(K-1)-(k+\delta)} \sum_{j=0}^{(K-1)-(k+\delta)} \frac{|\zeta[i, k]|^2}{B} \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x}[i+k+\delta]x^*[i]x^*[j+k+\delta]\underline{x}[j] \} \end{aligned} \quad (4.46)$$

式(4.46)の条件付き期待値 $\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x}[i+k+\delta]x^*[i]x^*[j+k+\delta]\underline{x}[j] \}$ の計算は以下のように場合分けされる。

• $i = j$ の場合

$$\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ |\underline{x}[i+k+\delta]|^2 \} \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ |\underline{x}[i]|^2 \} \quad (4.47)$$

• $i + k + \delta = j$ の場合

$$\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x}^2[j] \} \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x}^*[i] \} \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x}^*[j+k+\delta] \} \quad (4.48)$$

• $j + k + \delta = i$ の場合

$$\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x}[i+k+\delta] \} \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ (\underline{x}^2[i])^* \} \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x}[j] \} \quad (4.49)$$

• その他

$$\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x}[i+k+\delta] \} \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x}^*[i] \} \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x}[j+k+\delta]^* \} \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x}[j] \} \quad (4.50)$$

式(4.47)から式(4.50)を計算するためにはシンボル $\underline{x}[k]$ の期待値以外に、 $\mathbb{E}_{\underline{x}[k]|\lambda} \{ \underline{x}^2[k] \}$ と $\mathbb{E}_{\underline{x}[k]|\lambda} \{ |\underline{x}[k]|^2 \}$ の計算が必要となる。ここで、 $\underline{x}^2[k]$ 及び $|\underline{x}[k]|^2$ の条件付きの発生確率自体は $\underline{x}[k]$ と同じであるため、式(2.28)を変形して、次式のように期待値を求めることができる。

$$\mathbb{E}_{\underline{x}[k]|\lambda} \{ \underline{x}^2[i] \} = \sum_{x \in \mathcal{X}} x^2 \prod_{l=0}^{Q-1} P[c'[Qk+l] = \tilde{c}_l | \lambda[Qk+l]] \quad (4.51)$$

$$\mathbb{E}_{\underline{x}[k]|\lambda} \{ |\underline{x}[k]|^2 \} = \sum_{x \in \mathcal{X}} |x|^2 \prod_{l=0}^{Q-1} P[c'[Qk+l] = \tilde{c}_l | \lambda[Qk+l]] \quad (4.52)$$

ただし、上式で使用している変数に関しては式(2.28)を参照されたい。以上の計算より、ソフト干渉キャンセル及び復調器出力の外部LLR計算が可能となるが、通信路に関する情報 $\zeta[i, k] = \xi[i+k+\delta_d+\delta] \xi^*[i+\delta_d]$ を用いているため、この推定も必要となる。

4.3.2 通信路推定

信号検出の際にはまず、通信路行列 $\underline{\mathbf{H}} = \text{diag}[\underline{\mathbf{h}}]$ の推定が必要となる。通信路推定のためのトレーニング系列として Golay 系列を用いるものとすると、周波数領域で設計されたトレーニング系列 $\underline{\mathbf{x}}_G$ に対応する受信トレーニング系列が、式 (4.25) を基に次式で表現される。

$$\begin{aligned}\underline{\mathbf{y}}_G &= \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{x}}_G + \underline{\mathbf{v}} + \underline{\mathbf{z}}' \\ &= \text{diag}[\underline{\mathbf{x}}_G] \underline{\mathbf{h}} + \underline{\mathbf{v}} + \underline{\mathbf{z}}'\end{aligned}\quad (4.53)$$

本章では簡単のため LS 推定による通信路推定を考える。OFDM 形式の送信シンボルを用いた場合、周波数領域表現の通信路推定値は次式で算出される。

$$\hat{\underline{\mathbf{h}}} = (\text{diag}[\underline{\mathbf{x}}_G])^{-1} \underline{\mathbf{y}}_G \quad (4.54)$$

ただし、OFDM 形式の通信路推定では Golay 系列の自己相関性を利用した推定にはなっておらず、雑音の抑圧効果はない。雑音の影響を抑圧する方法としては、 $\hat{\underline{\mathbf{h}}}$ を複数回推定して平均化する手法や、Golay 系列の自己相関性を利用するためトレーニング信号のみシングルキャリア形式で伝送するといった方法が考えられる。

続いて、ソフト干渉キャンセルで用いる $\zeta[i, k] = \underline{\xi}[i + k + \delta_d + \delta] \underline{\xi}^*[i + \delta_d]$ の推定について説明する。通信路推定においては、基本的にトレーニング系列が配置されるサブキャリアに対応した通信路推定値 $\hat{\underline{\mathbf{h}}}$ しか得られないため、 $\hat{\underline{\mathbf{h}}}$ から $\zeta[i, k]$ を算出する方法を考える必要がある。式 (4.27) より、 $\underline{h}[i]$ と $\underline{\xi}[i + \delta_d]$ の関係は次式で与えられる。

$$\underline{h}[i] = \sqrt{\frac{E_p}{B}} \underline{\xi}^*[\delta_p] \underline{\xi}[i + \delta_d] \quad (4.55)$$

$$\underline{\xi}[i + \delta_d] = \frac{\sqrt{B} \underline{h}[i]}{\sqrt{E_p} \underline{\xi}^*[\delta_p]} \quad (4.56)$$

$$\zeta[i, k] = \frac{B}{E_p} \frac{\underline{h}[i + k + \delta] \underline{h}^*[i]}{|\underline{\xi}[\delta_p]|^2} \quad (4.57)$$

ここで、近接するサブキャリア間では周波数選択性フェージングが大きく変動しないものと仮定し、パイロットトーン信号とデータスペクトル間のガードバンド δ が十分小さいとき、 $\underline{\xi}[\delta_p]$ を $\underline{\xi}[\delta_d]$ によって近似できるものとする。この近似により、式 (4.57) は次式の

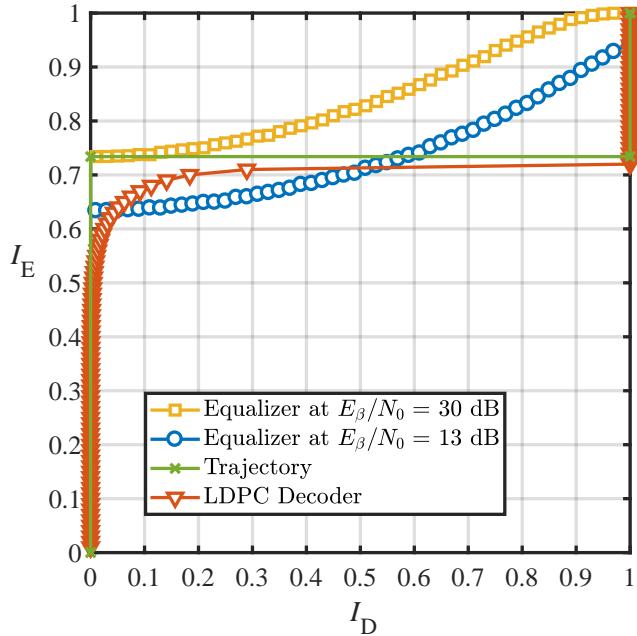


図 4.5: AWGN 通信路に最適化された LDPC 符号に関する EXIT チャート

ように算出できる。

$$\underline{\xi}[\delta_d] \simeq \underline{\xi}[\delta_p] = \frac{\sqrt{B}h[0]}{\sqrt{E_p}\underline{\xi}^*[\delta_p]} \quad (4.58)$$

$$|\underline{\xi}[\delta_p]|^2 = \frac{\sqrt{B}h[0]}{\sqrt{E_p}} \quad (4.59)$$

$$\hat{\zeta}[i, k] = \frac{\sqrt{B}}{\sqrt{E_p}h[0]} \hat{h}[i+k+\delta] \hat{h}^*[i] \quad (4.60)$$

最終的に、式(4.60)よりソフトレプリカ生成のための $\hat{\zeta}[i, k]$ が推定される。

4.4 EXITチャート解析を用いたLDPC符号設計

前節ではSSBIを除去するためのターボ等化アルゴリズムに関する議論を行った。本節では、SSBI除去のためのターボ等化の信号検出特性に関して、2.3節で述べたEXITチャート解析の観点から評価する。その際、AWGN通信路に対して最適化されている汎用的なLDPC符号は、提案するターボ等化の性能を十分に引き出せないことを示したうえで、EXITチャート解析を用いたLDPC符号の最適化について述べる。

表 4.1: EXIT チャート解析に用いるパラメータ

変調方式	QPSK
符号化率	2/3
符号長	2000
通信路モデル	Back to back (波長分散なし)
データシンボルのブロックサイズ K	128
送信信号全体の周波数ウィンドサイズ B	1024
パイロットトーン信号の周波数オフセット δ_p	0
パイロットトーン信号とデータスペクトルのガードバンド δ	1
CSPR R_E	0 dB

図 4.5 に AWGN 通信路に最適化された LDPC 符号に関する EXIT チャートを示す。また、表 4.1 に図 4.5 を描く際の計算機シミュレーションに用いたパラメータを示す。図 4.5 中の E_β は受信光シンボルの平均エネルギー $\mathbb{E}_{\underline{x}}\{\beta^H \beta\} / B$ を表し、次式のように計算される。

$$\begin{aligned}
 E_\beta &= \frac{1}{B} \text{tr}[\boldsymbol{\Xi}^H \boldsymbol{\Xi} / B] (K E_s + E_p) \\
 &= (1 + R_E) \frac{K}{B} E_s \text{tr}[\boldsymbol{\Xi}^H \boldsymbol{\Xi} / B],
 \end{aligned} \tag{4.61}$$

ただし、 R_E はパイロットトーン信号とデータシンボルの電力比 (CSPR: Carrier-to-Signal-Power Ratio) を表し、 $R_E = E_p / (K E_s)$ と定義される。式(4.23)より希望信号となる pilot-signal beat 成分の受信エネルギーは $E_s E_p$ に比例する。そして、総送信電力を固定した場合 (E_β を固定)、 $E_s E_p \propto (E_\beta)^2 R_E / \{K(1 + R_E)^2\}$ は $R_E = 0$ dB のとき最大となり、希望信号成分の受信エネルギーを最大化することができる。一方、SSBI 成分は式(4.42)より変調シンボル同士の乗算の項から構成され、 E_s が小さいほど SSBI の影響も小さくなる。そのため、希望信号成分の受信エネルギーと干渉成分のエネルギーとの兼ね合いによって、 R_E の最適な値は異なる。本章では、希望信号成分の受信エネルギーが最大であるときの提案手法による干渉除去特性を確認するために、 $R_E = 0$ dB と設定する。一方、第5章のシングルキャリア型セルフコヒーレント伝送の検討では、CSPR の値を変化させた場合の伝送特性の評価も行っている。

図 4.5 には、AWGN 通信路に最適化された LDPC 符号の復号器の EXIT カーブと、表 4.1 のパラメータに従って算出した等化器の EXIT カーブを示す。 E_β / N_0 が 30 dB と高い場合には、復号器と等化器の EXIT カーブのトンネルが開いている状態となっているた

表 4.2: AWGN 通信路に最適化された次数分布

変数ノードの次数 i	2	3	8	10
変数ノードの次数分布 \mathcal{A}_i^n	0.34	0.3	0.34	0.06
チェックノードの次数 j	14	15		
チェックノードノードの次数分布 \mathcal{B}_j^n	0.9	0.1		

表 4.3: 等化器の EXIT カーブに最適化された次数分布

変数ノードの次数 i	2	12		
変数ノードの次数分布 \mathcal{A}_i^n	0.86	0.14		
チェックノードの次数 j	9	10		
チェックノードノードの次数分布 \mathcal{B}_j^n	0.8	0.2		

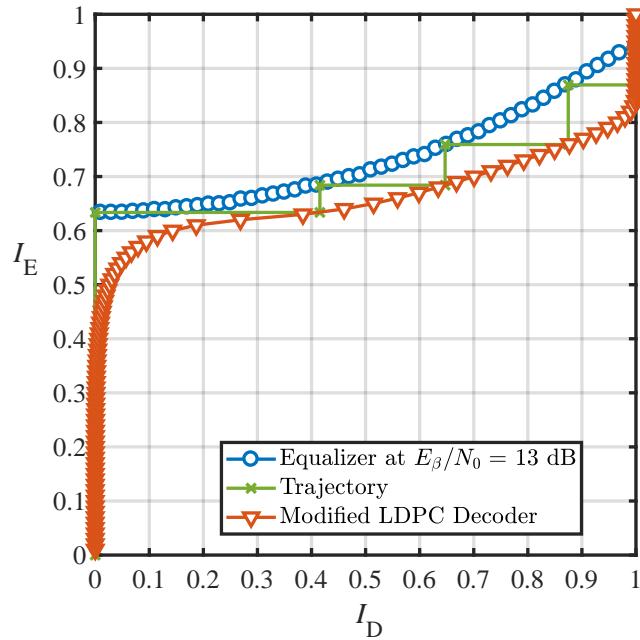


図 4.6: $E_\beta/N_0 = 13$ dB の等化器出力に最適化した LDPC 符号に関する EXIT チャート

め、エラーフリーの信号検出が可能であると予測できる。一方、 $E_\beta/N_0 = 13$ dB の場合、復号器の出力相互情報量 I_D が 1.0 に到達する前に 2 つの EXIT カーブが交差しており、信号検出が困難であると予想できる。しかしながら、上記のように EXIT カーブが交差する場合においても、2.3 節で述べた LDPC の設計手法を用いて復号器の EXIT カーブを変形させることで、EXIT カーブのトンネルを開くことが可能となる。

表 4.2 及び表 4.3 に最適化した LDPC 符号の次数分布を示す。表 4.2 の次数分布をもと

に設計した、 AWGN 通信路に最適化された LDPC 符号の復号器 EXIT カーブは図 4.5 に示しているものである。そして、表 4.3 は $E_\beta/N_0 = 13$ dB であるときの等化器のカーブに最適化された次数分布を示しており、この LDPC 符号の復号器 EXIT カーブを図 4.6 に示す。この LDPC 符号を用いることで、図 4.6 に示すように復号器 EXIT カーブの形が変化し、2つのカーブのトンネルを開いた状態にできている。次数分布最適化の際の注意点としては、等化器の EXIT カーブと交差しないように復号器の EXIT カーブの左側を下げた場合、図 4.6 のように復号器の EXIT カーブの右側（終点側）は上昇してしまう。これは、縦軸を入力相互情報量として復号器の EXIT カーブを描写する場合、符号化率に応じてカーブの下側の面積が一定になるという制約が存在するためである。

4.5 計算機シミュレーションによる特性評価

提案手法であるマルチキャリア型セルフコヒーレント伝送における SSBI 除去のためのターボ等化の伝送特性を、表 4.4 の諸元に従って計算機シミュレーションにより評価した。図 4.7 に AWGN 通信路に最適化された LDPC 符号を使用した場合の FER 特性を、図 4.8 に等化器の EXIT カーブに最適化された LDPC 符号を使用した場合の FER 特性を示す。図 4.7 では、ガードバンドを $\delta = K$ として SSBI が存在しない状態の FER 特性と、 $\delta = 1$ として干渉キャンセルを行う場合と行わない場合の FER 特性を示している。AWGN 通信路に最適化された LDPC 符号を使用した場合、干渉キャンセルを施すことで干渉キャンセルなしの場合に発生しているエラーフロアは $FER = 10^{-3}$ 以下に抑えられているものの、干渉が存在しない場合の理想特性に対し、 $FER = 10^{-3}$ において 10 dB 以上の劣化が発生している。これに対して、図 4.8 に示すように、等化器の EXIT カーブに最適化された LDPC 符号を用いて干渉キャンセルを施した結果、干渉が存在しない場合の FER 特性に漸近した特性を達成できている。ただし、干渉が存在しない場合の FER 特性そのものは図 4.7 と比べて約 4 dB 劣化している。これは図 4.6 に示した復号器の EXIT カーブでは、カーブの左側を下げたペナルティとして右側が上昇してしまったため、AWGN 通信路における符号の特性が劣化しているためである。しかしながら、SSBI が存在する環境においては、提案手法は FER 特性を効果的に改善できていることが確認できる。

4.6 結言

本章では、2.5 節で取り上げたセルフコヒーレント光ファイバ伝送における SSBI の問題に着目し、マルチキャリア型セルフコヒーレント伝送を前提とした SSBI 除去のためのターボ等化技術の提案を行った。ターボ等化によって SSBI を繰り返し干渉除去するため、

表 4.4: シミュレーション諸元

変調方式	QPSK
符号化率	2/3
符号長	2000
復号アルゴリズム	内部繰り返し回数 50 の SPA
通信路モデル	Back to back (波長分散なし)
データシンボルのブロックサイズ K	128
送信信号全体の周波数ウィンドサイズ B	1024
パイロットトーン信号の周波数オフセット δ_p	0
パイロットトーン信号とデータスペクトル間のガードバンド δ	1
CSPR R_E	0 dB
ターボ等化の繰り返し回数	6 回

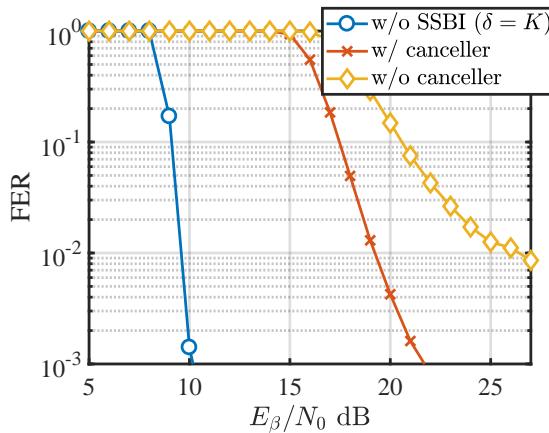


図 4.7: AWGN 通信路に最適化された LDPC 符号を使用した場合の FER 特性

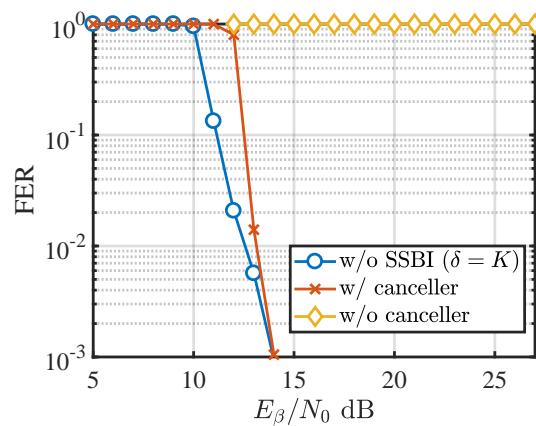


図 4.8: 等化器の EXIT カーブに最適化された LDPC 符号を使用した場合の FER 特性

マルチキャリア型セルフコヒーレント伝送における信号検出アルゴリズムについて解説したうえで、信号検出時のSSBIの数式を明確化し、干渉除去のためのソフトレプリカ生成式を示した。また、AWGN通信路に最適化された汎用的なLDPC符号では、ターボ等化の信号検出性能を最大限に引き出せないことを示し、EXITチャート解析を用いたターボ等化に適したLDPC符号に関する議論も行った。最後に、計算機シミュレーションによってFER特性の観点から提案手法の有効性を示した。

第5章

シングルキャリア型セルフコヒーレント光ファイバ伝送におけるSSBI除去のためのターボ等化

5.1 緒言

第4章では、セルフコヒーレント光ファイバ伝送におけるSSBIの問題に対して、マルチキャリア型セルフコヒーレント伝送を前提としたSSBI除去のためのターボ等化に関する議論を行った。しかし、セルフコヒーレント伝送が今後実用化される場合、PAPRが低い等の理由からシングルキャリア形式のデバイスを用いた実装が望まれる可能性もある。また、第4章で提案したSSBI除去のためのターボ等化では、FDE処理やSSBIのソフトレプリカ生成、及び残留干渉の分散の計算がOFDM形式の信号モデルに基づいて導出されており、そのままシングルキャリアの信号に適用できるアルゴリズムにはなっていない。そこで本章では、シングルキャリア型セルフコヒーレント伝送においても効果的なSSBIの除去を可能とするため、第4章とは異なる信号モデルを持つSSBI除去のためのターボ等化を提案する。また、本章では、パイロットトーン信号とデータシンボルの電力の割り当て配分を決定するCSPRの最適化に関する議論も行う。

5.2 送受信信号モデル

図5.1にシングルキャリア型セルフコヒーレント伝送の送信機構成を、図5.2にシングルキャリア型セルフコヒーレント伝送の受信機構成をそれぞれ示す。これまでの章と同様に、送信機ではまず情報ビット系列 $\mathbf{d} \in \{0,1\}^{K_d \times 1}$ にLDPC符号化が施され、符号語ビット系列 $\mathbf{c} \in \{0,1\}^{K_c \times 1}$ が生成される。符号語ビット系列はインタリーバ(II)を介して変調器に入力され、変調シンボルブロック $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ へ変換される。また、変調シンボルの

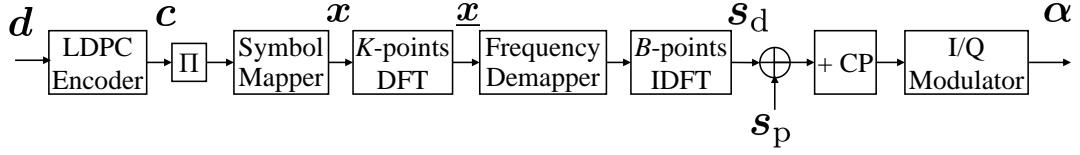


図 5.1: シングルキャリア型セルフコヒーレント伝送の送信機構成

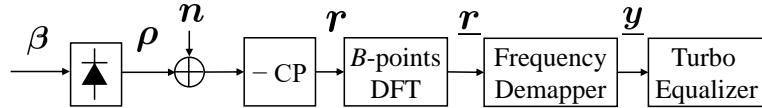


図 5.2: シングルキャリア型セルフコヒーレント伝送の受信機構成

平均エネルギーは $E_s = \mathbb{E}_x \{ \mathbf{x}^H \mathbf{x} \} / K$ で与えられる。変調シンボルブロック \mathbf{x} は、パイロットトーン信号をガードバンドを設けた位置に付与して伝送されるため、第4章と同様に離散周波数帯域 B の広帯域信号に変換されスペクトルの成形が行われる。本章では解析を簡単にするため、スペクトル成形の手段として DFT-spread OFDM を用いる [54]。DFT-spread OFDM は広帯域のシングルキャリア信号をブロック伝送する手法の一種であり、OFDM と比べて PAPR が低いというシングルキャリア信号の特徴を満たしつつ、周波数軸上のスペクトル成形を DFT によって簡易に実装できる手法である。ただし、実際のシステムでは、 \mathbf{x} をアナログ信号へ変換した後にアナログフィルタによりスペクトル成形を行うことによって、デジタル信号処理で扱う信号の帯域を抑えることも可能である。DFT-spread OFDM 方式ではまず、次式のように K ポイントの DFT が \mathbf{x} に適用され、周波数領域の信号へと変換される。

$$\underline{x} = \mathbf{F}_K \mathbf{x} \quad (5.1)$$

続いて、離散周波数帯域 B の周波数領域信号へと拡張された後、 B ポイントの IDFT が適用され時間領域信号へと変換される。第4章と同様の変数を用いると、IDFT の適用結果は次式となる。

$$\mathbf{s}_d = \mathbf{F}_B^H \underline{s}_d \quad (5.2)$$

$$\underline{s}_d = \mathbf{V}_{\delta_d} \underline{x} \quad (5.3)$$

第4章との違いとして、マルチキャリア型セルフコヒーレント伝送では \underline{x} が変調シンボル系列を表していたのに対して、ここでは \mathbf{x} が変調シンボル系列を表し、 \underline{x} が $\mathbf{F}_K \mathbf{x}$ で与えられることに注意されたい。スペクトル成形されたデータ信号 \mathbf{s}_d は、 \underline{x} の中身が $\mathbf{F}_K \mathbf{x}$

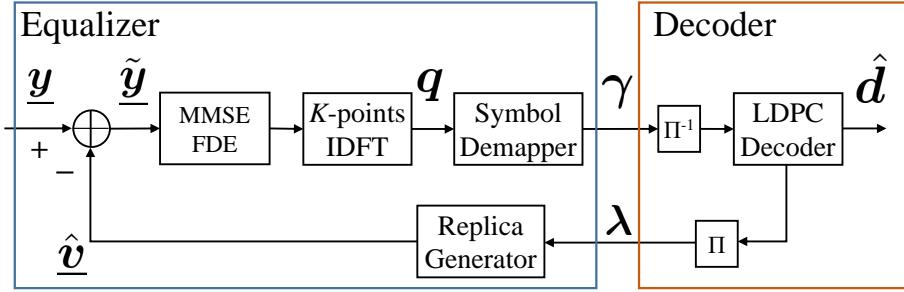


図 5.3: シングルキャリア型セルフコヒーレント伝送のためのターボ等化器の構成

であること以外は第4章の記述と同一であり、以降、受信機のターボ等化処理までは第4章で用いた数式表現がそのまま適用される。

受信機で検出される信号は、式(4.18)と同様の変数を用いて次式で与えられる。

$$\mathbf{r} = \boldsymbol{\rho} + \mathbf{z} \quad (5.4)$$

そして、式(4.25)と同様に、希望信号成分のスペクトル \underline{x} が次式のように抽出される。

$$\begin{aligned} \underline{y} &= \mathbf{V}_\delta^T \mathbf{F}_B \mathbf{r} \\ &= \underline{\mathbf{H}} \underline{x} + \underline{v} + \underline{z}' \end{aligned} \quad (5.5)$$

\underline{x} 以外の変数の意味に関しては第4章と同様である。シングルキャリア型セルフコヒーレント伝送では、 \underline{y} がターボ等化器に入力され、周波数領域での SSBI 除去及び等化処理が施される。

5.3 シングルキャリア型の信号モデルにおけるターボ等化の設計

図 5.3 にターボ等化器の構成を示す。ターボ等化器ではまず SSBI の除去が次式で行われる。

$$\tilde{\underline{y}} = \underline{y} - \hat{\underline{v}} = \underline{\mathbf{H}} \underline{x} + \underline{z}' + (\underline{v} - \hat{\underline{v}}) \quad (5.6)$$

続いて、ウェイト行列 \mathbf{W} による等化処理が施された後、 K ポイントの IDFT が適用されてブロックサイズ K の時間領域信号へと変換される。FDE 処理後の信号が次式で与えら

れる。

$$\begin{aligned}\mathbf{q} &= \mathbf{F}_K^H \mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{y}} \\ &= \mathbf{F}_K^H \mathbf{W}^H \underline{\mathbf{H}} \mathbf{F}_K \mathbf{x} + \mathbf{F}_K^H \mathbf{W}^H (\underline{\mathbf{z}}' + \underline{\mathbf{v}} - \hat{\underline{\mathbf{v}}})\end{aligned}\quad (5.7)$$

第4章と同じく、残留干渉の共分散行列を $\mathbb{E}\{(\underline{\mathbf{v}} - \hat{\underline{\mathbf{v}}})(\underline{\mathbf{v}} - \hat{\underline{\mathbf{v}}})^H\} = \text{diag}[\mathbf{g}]$ で表すと、MMSE基準のウェイト行列も同様に次式で与えられる。

$$\mathbf{W}^H = [E_s \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{H}}^H + (N_0 \mathbf{I}_K + \text{diag}[\mathbf{g}])]^{-1} E_s \underline{\mathbf{H}}^H \quad (5.8)$$

ただし、シングルキャリア方式における残留干渉の分散 \mathbf{g} の計算はマルチキャリア方式とは異なり、 \mathbf{g} の導出に関しては後述する。

シングルキャリア方式では対角行列 \mathbf{W}^H が乗算された後、IDFT行列 \mathbf{F}_K^H によって時間領域信号へと変換される。このため、復調処理にて \mathbf{q} から外部LLRを算出する際に、SGAを適用して第3章と同様な外部LLR計算を行う。SGAを適用したFDE出力は次式で表される。

$$q[k] = \mu x[k] + \nu[k] \quad (5.9)$$

そして、等価利得及び等価雑音の分散はそれぞれ次式で与えられる。

$$\mu = \frac{1}{K} \text{tr} [\mathbf{W}^H \underline{\mathbf{H}}] \quad (5.10)$$

$$\begin{aligned}\sigma_\nu^2 &= \mathbb{E}_{\mathbf{x}, \mathbf{z} | \lambda} \{ \nu \nu^H \} \\ &= \left(N_0 + \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} g[k] \right) \frac{1}{K} \text{tr} [\mathbf{W}^H \mathbf{W}]\end{aligned}\quad (5.11)$$

復調器では k_c 番目の符号語ビットに対応する外部LLR $\gamma[k_c]$ が次式のように計算される。

$$\gamma[k_c] = \ln \frac{\sum_{\mathcal{X}^+ \in \{\mathcal{X}|c[k_c]=1\}} \exp \left[-\frac{|q[k] - \mu[k] \mathcal{X}^+|^2}{\sigma_\nu^2[k]} \right]}{\sum_{\mathcal{X}^- \in \{\mathcal{X}|c[k_c]=0\}} \exp \left[-\frac{|q[k] - \mu[k] \mathcal{X}^-|^2}{\sigma_\nu^2[k]} \right]} \quad (5.12)$$

続いて、SSBIのソフトレプリカの生成方法について述べる。SSBIの条件付き期待値は式(4.44)と同様に次式で与えられる。

$$\hat{\underline{\mathbf{v}}}[k] = \frac{1}{\sqrt{B}} \sum_{i=0}^{(K-1)-(k+\delta)} \zeta[i, k] \mathbb{E}_{\mathbf{x} | \lambda} \{ \underline{\mathbf{x}}[i+k+\delta] \underline{\mathbf{x}}^*[i] \} \quad (5.13)$$

マルチキャリア方式の場合と異なり、 $\underline{\mathbf{x}} = \mathbf{F}_K \mathbf{x}$ であるため、 $\underline{\mathbf{x}}[i+k+\delta]$ と $\underline{\mathbf{x}}^*[i]$ を独立するシンボルの条件付き期待値として計算することはできない。条件付き期待値

$\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{\underline{x}[i+k+\delta]\underline{x}^*[i]\}$ を厳密に計算すると非常に複雑な処理となるが、 \underline{x} の要素間の相関性は十分低いといえるため、式 (5.13) に次式の近似を適用する。

$$\hat{v}[k] \approx \frac{1}{\sqrt{B}} \sum_{i=0}^{(K-1)-(k+\delta)} \zeta[i, k] \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{\underline{x}[i+k+\delta]\} \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{\underline{x}^*[i]\} \quad (5.14)$$

また、DFT 行列は線形演算であるため、 \underline{x} の条件付き期待値は次式で容易に計算できる。

$$\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{\underline{x}\} = \mathbf{F}_K \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{\underline{x}\} \quad (5.15)$$

上式より、これまでの章と同様の方法で変調シンボルの条件付き期待値 $\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{\underline{x}\}$ を求めた後に、DFT によって式 (5.15) のように周波数領域表現のシンボルのソフトレプリカを生成し、式 (5.14) に代入することで SSBI のソフトレプリカ $\hat{v}[k]$ を生成できる。

次に、残留干渉の分散 $g[k]$ の導出について議論する。第 4 章と同じく、 $g[k]$ の導出は式 (4.45) から式 (4.50) で行われる。シングルキャリア方式の特徴として、式 (4.47) から式 (4.50) で必要となる $\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{\underline{x}^2[k]\}$ 及び $\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{|\underline{x}[k]|^2\}$ について、マルチキャリア方式と異なる導出が必要となる。詳細な導出は付録 B に記載するが、 $\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{\underline{x}^2[k]\}$ 及び $\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{|\underline{x}[k]|^2\}$ は次式で計算される。

$$\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{\underline{x}^2[k]\} = (\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{\underline{x}[k]\})^2 \quad (5.16)$$

$$\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{|\underline{x}[k]|^2\} = |\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{\underline{x}[k]\}|^2 - \sum_{i=0}^{K-1} (\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{|x[i]|^2\} - |\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{x[i]\}|^2) \quad (5.17)$$

上式を式 (4.47) から式 (4.50) に代入し、式 (4.46) の計算を行うことで、シングルキャリア方式における残留干渉の分散 $g[k]$ の導出が可能となる。

5.4 EXIT チャート解析による CSPR の最適化と LDPC 符号設計

本節では、4.4 節と同様に、EXIT チャート解析を用いた LDPC 符号の最適化について議論する。また、第 4 章ではパイロットトーン信号とデータシンボルの電力比である CSPR を 0 dB に固定していたのに対し、本節では EXIT チャート解析を通じて CSPR の最適値に関する検討も行う。表 5.1 に EXIT チャート解析を行う際のパラメータを示す。本節では変調方式として 16 QAM を使用する。図 5.4 及び図 5.5 に $E_\beta/N_0 = 10$ dB と $E_\beta/N_0 = 12$ dB のときの等化器の EXIT カーブを示す。両図からわかるように、等化器の EXIT カーブの形状は CSPR R_E によっても大きく変化することが確認できる。

表 5.1: EXIT チャート解析に用いるパラメータ

変調方式	16 QAM
符号化率	2/3
符号長	2000
通信路モデル	Back to back (波長分散なし)
データシンボルのブロックサイズ K	128
送信信号全体の周波数ウィンドサイズ B	1024
パイロットトーン信号の周波数オフセット δ_p	0
パイロットトーン信号とデータスペクトルのガードバンド δ	1

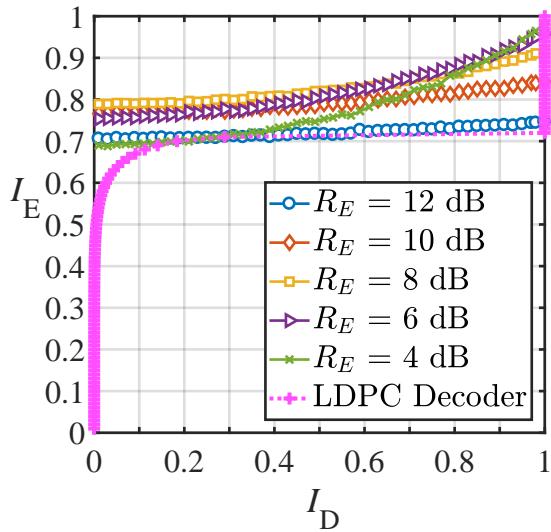


図 5.4: $E_\beta/N_0 = 10$ dB の場合の等化器の EXIT カーブ

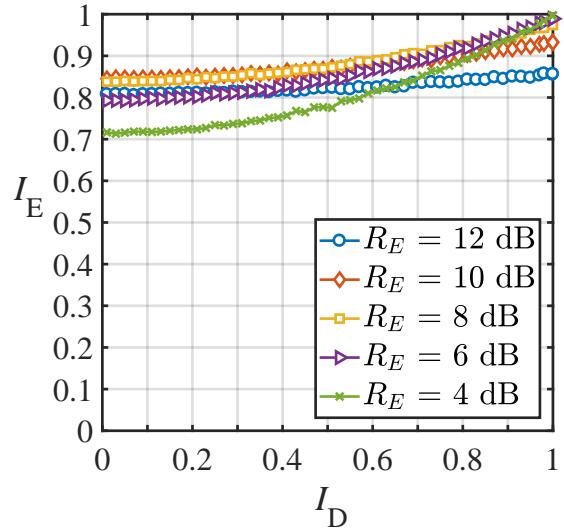


図 5.5: $E_\beta/N_0 = 12$ dB の場合の等化器の EXIT カーブ

まず、図 5.4 には第4章で用いた AWGN 通信路に最適化された LDPC 符号の復号器の EXIT カーブも描写されており、この符号によってエラーフリーの信号検出を達成するためには、等化器の EXIT カーブの始点（左端）の値が $I_E = 0.8$ を超えていることが望ましい。ここで、 $I_E = 0.8$ としたのは、図 5.4 の EXIT カーブは 2.3 節の内容に従って理論的に導出したものであり、実際の復号器の EXIT 特性はその理論特性のカーブからある程度乖離することを考慮しているためである。 $E_\beta/N_0 = 10$ dB のときはこの条件を確実に満たしているカーブは見られない。一方、図 5.5 に示す $E_\beta/N_0 = 12$ dB のときは、 $R_E = 8$ dB から 12 dB において等化器のカーブの始点が $I_E = 0.8$ を超えており、AWGN 通信路

表 5.5: シミュレーション諸元

変調方式	16 QAM
符号化率	2/3
符号長	2000
復号アルゴリズム	内部繰り返し回数 50 の SPA
通信路モデル	Back to back (波長分散なし)
データシンボルのブロックサイズ K	128
送信信号全体の周波数ウィンドサイズ B	1024
パイロットトーン信号の周波数オフセット δ_p	0
パイロットトーン信号とデータスペクトルのガードバンド δ	1

に最適化された LDPC 符号を用いた場合の CSPR の最適値であると予測できる。しかしながら、第 4 章と同様に LDPC 符号の最適化を行い、復号器の EXIT カーブの左側を下げることが出来れば、 $E_\beta/N_0 = 10$ dB のときのいずれかの R_E での等化器の EXIT カーブにおいて、トンネルを開いた状態にできると期待される。

図 5.4 の EXIT チャートをもとに、 $R_E = 4$ dB, 6 dB, 8 dB の等化器の EXIT カーブに対して最適化した LDPC 符号の次数分布を表 5.2 から表 5.4 に示す。また、図 5.6 にこれらの次数分布を満たす LDPC 符号の復号器の EXIT カーブを示す。計算機シミュレーションでは、これらの符号を用いた場合のターボ等化の信号検出性能を評価する。

5.5 計算機シミュレーションによる特性評価

シングルキャリア型セルフコヒーレント伝送における SSBI キャンセルのためのターボ等化の伝送特性を、表 5.5 の諸元に従って計算機シミュレーションにより評価した。AWGN 通信路に最適化された LDPC 符号を使用し、ターボ等化の繰り返し回数が 1 回（干渉除去なし）及び 6 回とした場合の FER 特性を図 5.7 に示す。まず、干渉除去を行わない図 5.7(a) の FER 特性に注目すると、5.4 節の EXIT チャート解析で述べた通り R_E が高いほど信号検出時の SSBI を小さくできるが、同時に希望信号成分も小さくなるため、その兼ね合いにより $R_E = 8$ dB が最適な特性を示している。この結果は、干渉除去を行わない場合、図 5.4 及び図 5.5 の等化器 EXIT カーブの始点が高い R_E が最適であるという予測とも一致している。続いて、ターボ等化の繰り返し回数を 6 回とした図 5.7(b) では、各 R_E において若干の改善は見られるものの、CSPR の最適値である $R_E = 8$ dB のときに

表 5.2: $R_E = 4$ dB の等化器の EXIT カーブに最適化された次数分布

変数ノードの次数 i	2	3	8
変数ノードの次数分布 \mathcal{A}_i^n	0.75	0.06	0.19
チェックノードの次数 j	9	10	11
チェックノードの次数分布 \mathcal{B}_j^n	0.25	0.47	0.28

表 5.3: $R_E = 6$ dB の等化器の EXIT カーブに最適化された次数分布

変数ノードの次数 i	2	8	
変数ノードの次数分布 \mathcal{A}_i^n	0.72	0.28	
チェックノードの次数 j	11	12	
チェックノードの次数分布 \mathcal{B}_j^n	0.67	0.33	

表 5.4: $R_E = 8$ dB の等化器の EXIT カーブに最適化された次数分布

変数ノードの次数 i	2	3	4
変数ノードの次数分布 \mathcal{A}_i^n	0.42	0.4	0.18
チェックノードの次数 j	9	10	11
チェックノードの次数分布 \mathcal{B}_j^n	0.04	0.8	0.16

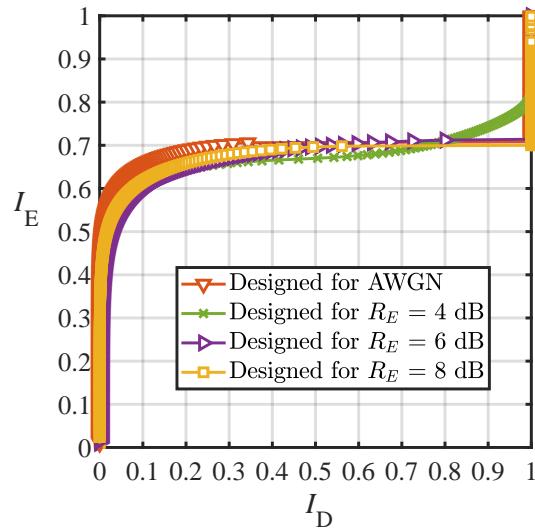


図 5.6: 等化器の EXIT カーブに最適化した LDPC 符号の復号器の EXIT カーブ

FER = 10^{-3} を満たす E_β/N_0 は 0.3 dB 程度の改善効果となっている。

続いて、等化器の EXIT カーブに最適化された LDPC 符号を使用した場合の FER 特性

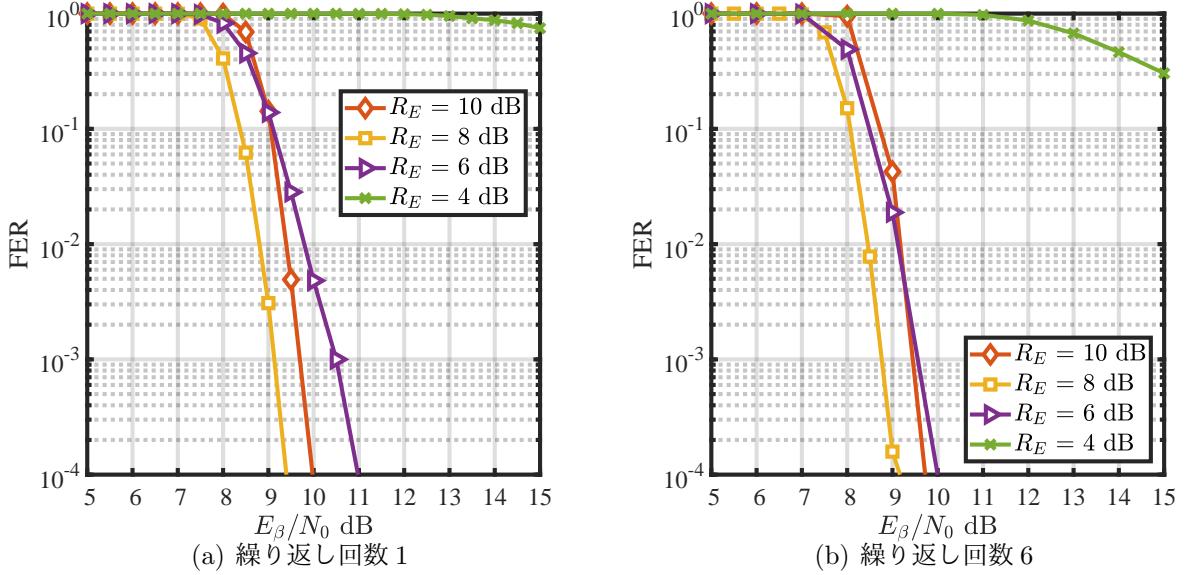


図 5.7: AWGN 通信路に最適化された LDPC 符号を使用した場合の FER

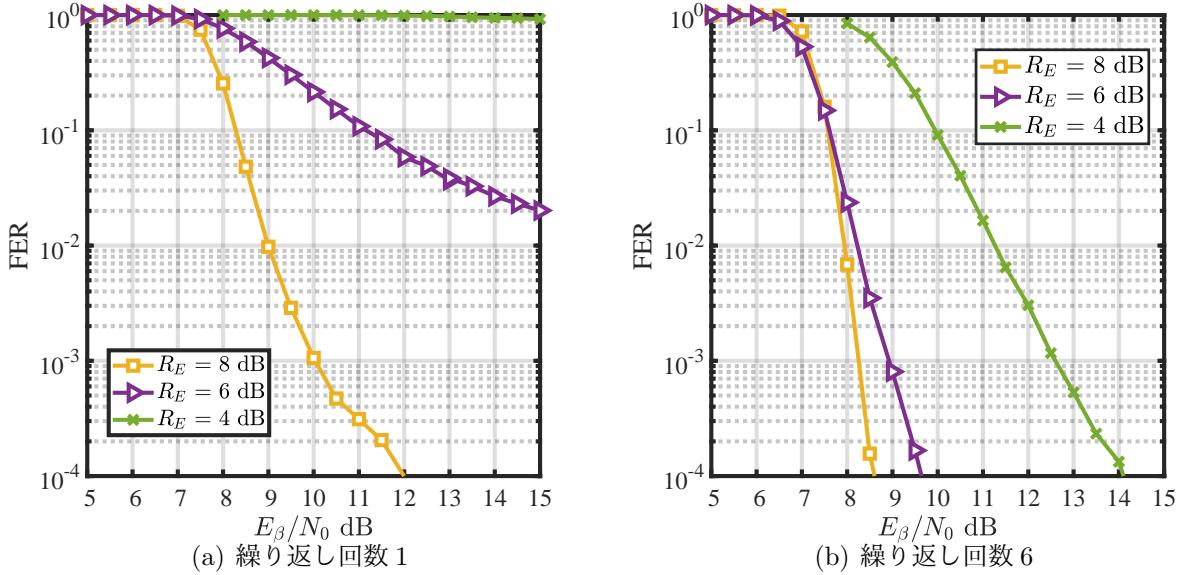


図 5.8: 等化器の EXIT カーブに最適化された LDPC 符号を使用した場合の FER

を図 5.8 に示す。まずターボ等化の繰り返し回数が 1 回の場合では、等化器の EXIT カーブに最適化した際のペナルティとして AWGN 通信路に最適化された LDPC 符号と比べて FER 特性は劣化してしまう。一方、繰り返し回数を 6 回とした場合は LDPC 符号の最適化の効果が現れ、図 5.7(b) と比べ、 $R_E = 8$ dB のときに $FER = 10^{-3}$ を満たす E_β/N_0 を

第5章 シングルキャリア型セルフコヒーレント光ファイバ伝送における SSBI 除去のためのターボ等化

0.5 dB 改善できている。本シミュレーションでは、適切な CSPR を設定することで SSBI の影響を十分抑圧できており、ターボ等化によって得られる改善効果は大きいとはいえないものの、提案手法による SSBI の抑圧効果を確認できた。

5.6 結言

本章では、セルフコヒーレント光ファイバ伝送における SSBI の問題に対し、シングルキャリア型セルフコヒーレント伝送を前提とした SSBI 除去のためのターボ等化技術の提案を行った。第4章で提案した SSBI 除去のためのターボ等化では、FDE 処理や SSBI のソフトレプリカ生成、及び残留干渉の分散の計算が OFDM 形式の信号モデルに基づいて導出されており、そのアルゴリズムをそのままシングルキャリア方式に適用することはできなかった。そこで、本章ではシングルキャリア型セルフコヒーレント伝送でも SSBI の抑圧を可能とするため、シングルキャリア方式に適したターボ等化アルゴリズムについて明らかにした。また、CSPR の最適化とターボ等化の関係について示したうえで、計算機シミュレーションによって FER 特性の観点から提案手法の有効性を示した。

第6章

結論

本論文は、筆者が大阪大学 大学院工学研究科 電気電子情報工学専攻在学中に行った ミリ波無線通信及び光ファイバ通信における干渉存在下での繰り返し信号検出に関する研究成果をまとめたものである。以下に本研究で得られた成果を総括して述べる。

第2章では、高速大容量通信の需要が増加し続けていることを背景として、周波数資源の枯渇の問題を解決しつつ更なる高速伝送を実現する手段の1つであるミリ波無線通信システムについて述べた。ミリ波無線通信を実現する際の重要な課題の1つとして、ミリ波伝送における隣接チャネル漏洩電力がその他の無線アクセスシステムと比べて許容された設定になっていることに伴い発生する、隣接チャネル間干渉（ACI）への対策が必要であることを明らかにし、対策として ACI 除去技術の開発が重要であることを示した。また、ミリ波伝送システム構築において BBU (Base Band Unit) と RRH (Remote Radio Head) の間を光アクセス回線で接続する際には、光アクセス回線の伝送容量の増加も不可欠であることを示し、光アクセス回線においても高多値数の変調方式による高速化が可能な技術であるセルフコヒーレント伝送における signal-signal beat 干渉（SSBI）の問題について明らかにした。さらに、ミリ波無線アクセスシステムの実現並びに光アクセス回線の大容量化を狙うためには、両システムの信号モデルに適したターボ等化アルゴリズムの設計が必要であることを明確にした。

第3章では、IEEE 802.11ad 規格に準拠したシングルキャリア伝送を用いる上りリンクミリ波無線通信システムにおいて、送信機における増幅器の非線形性を推定しつつ、マルチチャネルアクセスを行う際に発生する ACI を除去するためのターボ等化技術を提案した。また、計算機シミュレーションにより、提案手法は ACI を効果的に抑圧できること、その結果としてシステムレベルのスループット特性を改善できることを明らかにした。

第4章では、マルチキャリア型セルフコヒーレント光ファイバ伝送の送受信信号モデルを構築し、SSBI 除去のためのターボ等化技術を提案した。また、EXIT チャート解析を用いたターボ等化のための LDPC 符号の最適化について述べ、LDPC 符号を最適化することでターボ等化による SSBI の抑圧効果が改善できることを明らかにした。

第5章では、シングルキャリア型セルフコヒーレント光ファイバ伝送では、SSBIの性質がマルチキャリア方式の場合と異なることから、シングルキャリア方式に適したターボ等化技術を提案した。また、EXITチャート解析により、LDPC符号の設計だけではなくCSPRの最適値に関しても議論し、計算機シミュレーションを通して提案手法の有効性を明らかにした。

上記の研究成果により、ミリ波無線通信におけるACIやセルフコヒーレント光ファイバ伝送における二乗検波に伴うSSBIといった、非線形動作を含む系に依存した干渉問題に対して、繰り返し信号処理によって干渉除去を施すためには、非線形な処理を含んだ信号モデルを明らかにしたうえで確率理論の観点から適したターボ等化処理を設計することが有効であることが明らかになった。これを踏まえて、本論文では、従来ターボ等化の対象として重点的には扱われていなかった非線形な系の課題に対しても、本論文で示したように非線形な処理を含んだ信号モデルを定式化することによって、ターボ等化により解決できる可能性を示した。

今後ミリ波通信が普及していくうえで、ミリ波帯の周波数を最大限に活用するためにはACIの解決は無視できない課題となる。また、ミリ波通信の課題が解決できたとしても、ミリ波APとIPネットワークを繋ぐ光ファイバ通信の伝送容量がミリ波の高速伝送に耐えうるものでなければ、End-to-Endでの高速伝送を実現することはできない。光アクセス回線の容量を増加する技術としてセルフコヒーレント伝送が注目を集めているが、セルフコヒーレント伝送の実用化においてはSSBIの問題を解決する必要がある。このように高速伝送実現のためには無線通信だけではなく光ファイバ通信の高速化も重要であり、本研究で提案したデジタル信号処理が、高速伝送の実現に際して生じる干渉通信路における課題の解決に向けた一助となることが期待できる。また、本研究で検討した非線形な系に対するターボ等化の設計手法が、繰り返し信号処理の分野において非線形な系の課題を扱う将来研究にて役立つことを祈念する。

参考文献

- [1] E. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. Marzetta, “Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 186–195, Feb. 2014.
- [2] J. G. Andrews, “Seven Ways That HetNets Are a Cellular Paradigm Shift,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 3, pp. 136–144, Mar. 2013.
- [3] Q. C. Li, H. Niu, A. T. Papathanassiou, and G. Wu, “5G Network Capacity: Key Elements and Technologies,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 9, no. 1, pp. 71–78, Mar. 2014.
- [4] B. Razavi, “Design of Millimeter-Wave CMOS Radios: A Tutorial,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 56, no. 1, pp. 4–16, Jan. 2009.
- [5] S. Emami, C. H. Doan, A. M. Niknejad, and R. W. Brodersen, “A Highly Integrated 60 GHz CMOS Front-End Receiver,” in *Proceedings of IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 190–191, Feb. 2007.
- [6] N. Saito, T. Tsukizawa, N. Shirakata, T. Morita, K. Tanaka, J. Sato, Y. Morishita, M. Kanemaru, R. Kitamura, T. Shima, T. Nakatani, K. Miyanaga, T. Urushihara, H. Yoshikawa, T. Sakamoto, H. Motozuka, Y. Shirakawa, N. Yosoku, A. Yamamoto, R. Shiozaki, and K. Takinami, “A Fully Integrated 60-GHz CMOS Transceiver Chipset Based on WiGig/IEEE 802.11ad with Built-In Self Calibration for Mobile Usage,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 48, no. 12, pp. 3146–3159, Dec. 2013.
- [7] IEEE Std. 802.11ad, “Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, Amendment 3: Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band,” *IEEE Documents*, Dec. 2012.
- [8] C. E. Shannon, “A Mathematical Theory of Communication,” *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, no. 3, pp. 379–423, Jul. 1948.

- [9] H. Xu, V. Kukshya, and T. S. Rappaport, “Spatial and Temporal Characteristics of 60-GHz Indoor Channels,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 3, pp. 620–630, Apr. 2002.
- [10] A. Maltsev, V. Erceg, E. Perahia, C. Hansen, R. Maslennikov, A. Lomayev, A. Sevastyanov, A. Khoryaev, G. Morozov, M. Jacob, S. Priebe, T. Kürner, S. Kato, H. Sawada, K. Sato, and H. Harada, “Channel Models for 60 GHz WLAN Systems,” *IEEE Documents 802.11-09/0334r8*, May 2010.
- [11] M. Faulkner and T. Mattsson, “Spectral Sensitivity of Power Amplifiers to Quadrature Modulator Misalignment,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 41, no. 4, pp. 516–525, Nov. 1992.
- [12] M. Isaksson, D. Wisell, and D. Ronnow, “A Comparative Analysis of Behavioral Models for RF Power Amplifiers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 348–359, Jan. 2006.
- [13] Y. Rahmatallah and S. Mohan, “Peak-to-Average Power Ratio Reduction in OFDM Systems: A Survey and Taxonomy,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 15, no. 4, pp. 1567–1592, Apr. 2013.
- [14] P. Banelli and S. Cacopardi, “Theoretical Analysis and Performance of OFDM Signals in Nonlinear AWGN Channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 3, pp. 430–441, Mar. 2000.
- [15] S. J. Savory, “Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 1164–1179, Sep. 2010.
- [16] K. Kikuchi, “Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 1, pp. 157–179, Jan. 2016.
- [17] A. Mecozzi, C. Antonelli, and M. Shtaif, “Kramers–Kronig Coherent Receiver,” *Optica*, vol. 3, no. 11, pp. 1220–1227, Nov. 2016.
- [18] W. R. Peng, B. Zhang, K. M. Feng, X. Wu, A. E. Willner, and S. Chi, “Spectrally Efficient Direct-Detected OFDM Transmission Incorporating a Tunable Frequency Gap and an Iterative Detection Techniques,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 24, pp. 5723–5735, Dec. 2009.

-
- [19] M. Schuster, B. Spinnler, C. A. Bunge, and K. Petermann, “Spectrally Efficient OFDM-Transmission with Compatible Single-Sideband Modulation for Direct Detection,” in *Proceedings of 33rd European Conference and Exhibition of Optical Communication*, Sep. 2007.
 - [20] S. Randel, D. Pilori, S. Chandrasekhar, G. Raybon, and P. Winzer, “100-Gb/s Discrete-Multitone Transmission over 80-km SSMF Using Single-Sideband Modulation with Novel Interference-Cancellation Scheme,” in *Proceedings of 41st European Conference on Optical Communication*, Sep. 2015.
 - [21] C. Sun, D. Che, and W. Shieh, “Comparison of Chromatic Dispersion Sensitivity between Kramers-Kronig and SSBI Iterative Cancellation Receiver,” in *Proceedings of Optical Fiber Communication Conference*, Mar. 2018.
 - [22] L. Hanzo, T. Liew, and B. Yeap, *Turbo Coding, Turbo Equalisation and Space-Time Coding*. Wiley, Mar. 2002.
 - [23] T. Matsumoto, S. Ibi, S. Sampei, and R. S. Thomä, “Adaptive Transmission with Single-Carrier Multilevel BICM,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 12, pp. 2354–2367, Dec. 2007.
 - [24] C. Douillard, M. Jézéquel, C. Berrou, D. Electronique, A. Picart, P. Didier, and A. Glavieux, “Iterative Correction of Intersymbol Interference: Turbo-Equalization,” *European Transactions on Telecommunications*, vol. 6, pp. 507–511, Sep. 1995.
 - [25] X. Wang and H. V. Poor, “Iterative (Turbo) Soft Interference Cancellation and Decoding for Coded CDMA,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 7, pp. 1046–1061, Jul. 1999.
 - [26] M. Tüchler and J. Hagenauer, “Turbo Equalization Using Frequency Domain Equalizers,” in *Proceedings of Allerton Conference*, pp. 1234–1243, Oct. 2000.
 - [27] T. Deleu, F. Horlin, and M. Dervin, “Turbo-Equalization of the Remaining Interference in a Pre-Distorted Non-Linear Satellite Channel,” in *Proceedings of 2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, pp. 1946–1950, May 2014.
 - [28] T. Abe, S. Tomisato, and T. Matsumoto, “A MIMO Turbo Equalizer for Frequency-Selective Channels with Unknown Interference,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 52, no. 3, pp. 476–482, May 2003.

参考文献

- [29] R. Gallager, “Low-Density Parity-Check Codes,” *IRE Transactions on Information Theory*, vol. 8, no. 1, pp. 21–28, Jan. 1962.
- [30] M. G. Luby, M. Mitzenmacher, M. A. Shokrollahi, and D. A. Spielman, “Efficient Erasure Correcting Codes,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, no. 2, pp. 569–584, Feb. 2001.
- [31] T. J. Richardson and R. L. Urbanke, “The Capacity of Low-Density Parity-Check Codes under Message-Passing Decoding,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, no. 2, pp. 599–618, Feb. 2001.
- [32] T. J. Richardson, M. A. Shokrollahi, and R. L. Urbanke, “Design of Capacity-Approaching Irregular Low-Density Parity-Check Codes,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, no. 2, pp. 619–637, Feb. 2001.
- [33] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Norwood, MA, USA: Artech House Inc., 2000.
- [34] D. Reynolds and X. Wang, “Low-Complexity Turbo-Equalization for Diversity Channels,” *Signal Processing*, vol. 81, pp. 989–995, May 2001.
- [35] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002.
- [36] S. Ibi, T. Matsumoto, R. S. Thomä, S. Sampei, and N. Morinaga, “EXIT Chart-Aided Adaptive Coding for Multilevel BICM with Turbo Equalization in Frequency-Selective MIMO Channels,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 6, pp. 3757–3769, Nov. 2007.
- [37] S. T. Brink, G. Kramer, and A. Ashikhmin, “Design of Low-Density Parity-Check Codes for Modulation and Detection,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 4, pp. 670–678, Apr. 2004.
- [38] M. El-Hajjar and L. Hanzo, “EXIT Charts for System Design and Analysis,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 16, no. 1, pp. 127–153, May 2013.
- [39] M. Tüchler, S. T. Brink, and J. Hagenauer, “Measures for Tracing Convergence of Iterative Decoding Algorithms,” in *Proceedings of 4th IEEE/ITG Conference on Source and Channel Coding*, pp. 53–60, Jan. 2002.
- [40] J. A. Nelder and R. Mead, “A Simplex Method for Function Minimization,” *The Computer Journal*, vol. 7, no. 4, pp. 308–313, Apr. 1965.

-
- [41] G. Lechner, J. Sayir, and I. Land, “Optimization of LDPC Codes for Receiver Frontends,” in *Proceedings of 2006 IEEE International Symposium on Information Theory*, pp. 2388–2392, Jul. 2006.
 - [42] L. Griffiths and C. Jim, “An Alternative Approach to Linearly Constrained Adaptive Beamforming,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 30, no. 1, pp. 27–34, Jan. 1982.
 - [43] B. D. Veen and K. M. Buckley, “Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering,” *IEEE Acoustics, Speech, and Signal Processing Society Magazine*, vol. 5, no. 2, pp. 4–24, Apr. 1988.
 - [44] M. K. Haider, Y. Ghasempour, D. Koutsonikolas, and E. W. Knightly, “LiSteer: mmWave Beam Acquisition and Steering by Tracking Indicator LEDs on Wireless APs,” in *Proceedings of International Conference on Mobile Computing and Networking*, Nov. 2018.
 - [45] T. Nitsche, A. B. Flores, E. W. Knightly, and J. Widmer, “Steering with Eyes Closed: Mm-Wave Beam Steering without In-Band Measurement,” in *Proceedings of 2015 IEEE Conference on Computer Communications*, pp. 2416–2424, Apr. 2015.
 - [46] L. Zhou and Y. Ohashi, “Efficient Codebook-Based MIMO Beamforming for Millimeter-Wave WLANs,” in *Proceedings of 2012 IEEE 23rd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 1885–1889, Sep. 2012.
 - [47] M. J. E. Golay, “Multi-Slit Spectrometry,” *Journal of the Optical Society of America*, vol. 39, no. 6, pp. 437–444, Jun. 1949.
 - [48] V. Erceg, M. Messe, A. Tarighat, M. Boers, J. Trachewsky, and C. Choi, “60 GHz Impairments Modeling,” *IEEE Documents*, vol. 802.11-09/1213r1, Nov. 2009.
 - [49] S. Banedetto and E. Biglieri, *Principle of Digital Transmission with Wireless Applications*. New York, USA: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 1999.
 - [50] T. Coleman and Y. Li, “An Interior, Trust Region Approach for Nonlinear Minimization Subject to Bounds,” *SIAM Journal on Optimization*, vol. 6, pp. 418–445, May 1996.

参考文献

- [51] K. Sakaguchi, E. Mohamed, H. Kusano, M. Mizukami, S. Miyamoto, R. Rezagah, K. Takinami, K. Takahashi, H. P. N. Shirakata, T. Yamamoto, and S. Nanba, “Millimeter-Wave Wireless LAN and Its Extension Toward 5G Heterogeneous Networks,” *IEICE Transactions on Communications*, vol. E98-B, no. 10, pp. 1932–1948, Oct. 2015.
- [52] L. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F. K. Jondral, “Low Complexity CDMA Downlink Receiver Based on Frequency Domain Equalization,” in *Proceedings of 2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 987–991, Oct. 2003.
- [53] V. A. Bogatyrev, M. M. Bubnov, E. M. Dianov, A. S. Kurkov, P. V. Mamyshev, A. M. Prokhorov, S. D. Rumyantsev, V. A. Semenov, S. L. Semenov, A. A. Sysoliatin, S. V. Chernikov, A. N. Gur’yanov, G. G. Devyatlykh, and S. I. Miroshnichenko, “A Single-Mode Fiber with Chromatic Dispersion Varying along the Length,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 9, no. 5, pp. 561–566, May 1991.
- [54] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, “Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 1, no. 3, pp. 30–38, Sep. 2006.

付 錄

A マルチキャリア型セルフコヒーレント光ファイバ伝送におけるビート成分の計算

A.1 Pilot-pilot beat 成分の算出

式 (4.13) の pilot-pilot beat 成分は次式のように展開できる.

$$\begin{aligned}
 \boldsymbol{\rho}_{\text{pp}} &= (\boldsymbol{\Xi} \mathbf{s}_p) \circ (\boldsymbol{\Xi} \mathbf{s}_p)^* \\
 &= (\mathbf{F}_B^H \boldsymbol{\Xi} \mathbf{F}_B \mathbf{s}_p) \circ (\mathbf{s}_p^H \mathbf{F}_B^H \boldsymbol{\Xi}^H \mathbf{F}_B)^T \\
 &= \left(\frac{1}{\sqrt{B}} [\mathbf{f}_{B,0}, \dots, \mathbf{f}_{B,B-1}]^H \boldsymbol{\Xi} \mathbf{F}_B \mathbf{s}_d \right) \circ \left(\frac{1}{\sqrt{B}} \mathbf{s}_p^H \mathbf{F}_B^H \boldsymbol{\Xi}^H [\mathbf{f}_{B,0}, \dots, \mathbf{f}_{B,B-1}] \right)^T \\
 &= \frac{1}{B} \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{B,0}^H \boldsymbol{\Xi} \mathbf{F}_B \mathbf{s}_p \\ \vdots \\ \mathbf{f}_{B,B-1}^H \boldsymbol{\Xi} \mathbf{F}_B \mathbf{s}_p \end{bmatrix} \circ \begin{bmatrix} \mathbf{s}_p^H \mathbf{F}_B^H \boldsymbol{\Xi}^H \mathbf{f}_{B,0} \\ \vdots \\ \mathbf{s}_p^H \mathbf{F}_B^H \boldsymbol{\Xi}^H \mathbf{f}_{B,B-1} \end{bmatrix}^T \tag{A.1}
 \end{aligned}$$

したがって、式 (A.1) の $\boldsymbol{\rho}_{\text{pp}}$ は要素毎に次式のように計算できる.

$$\begin{aligned}
 \rho_{\text{pp}}[b] &= \frac{1}{B} \mathbf{f}_{B,b}^H \boldsymbol{\Xi} (\mathbf{F}_B \mathbf{s}_p) (\mathbf{F}_B \mathbf{s}_p)^H \boldsymbol{\Xi}^H \mathbf{f}_{B,b} \\
 &= \frac{1}{B} \mathbf{f}_{B,b}^H \boldsymbol{\Xi} \left(\sqrt{\frac{E_p}{B}} \mathbf{F}_B \mathbf{f}_{B,\delta_p}^* \right) \left(\sqrt{\frac{E_p}{B}} \mathbf{F}_B \mathbf{f}_{B,\delta_p}^* \right)^H \boldsymbol{\Xi}^H \mathbf{f}_{B,b} \\
 &= \frac{1}{B} \mathbf{f}_{B,b}^H \boldsymbol{\Xi} \left(\sqrt{E_p} \boldsymbol{\kappa}_{\delta_p} \right) \left(\sqrt{E_p} \boldsymbol{\kappa}_{\delta_p} \right)^H \boldsymbol{\Xi}^H \mathbf{f}_{B,b} \\
 &= \frac{E_p}{B} |\underline{\xi}[\delta_p]|^2 \tag{A.2}
 \end{aligned}$$

ただし、 $\boldsymbol{\kappa}_{\delta_p} = [\mathbf{0}_{1 \times \delta_p}, 1, \mathbf{0}_{1 \times (B-\delta_p-1)}]^T \in \mathbb{R}^{B \times 1}$ は δ_p 番目の要素のみ 1 であるベクトルを表し、 $\mathbf{F} \mathbf{f}_{B,\delta_p}^* = \sqrt{B} \boldsymbol{\kappa}_{\delta_p}$ となる. よってベクトル $\boldsymbol{\rho}_{\text{pp}}$ は次式で表される.

$$\boldsymbol{\rho}_{\text{pp}} = \frac{E_p}{B} |\underline{\xi}[\delta_p]|^2 \mathbf{1}_{B \times 1} \tag{A.3}$$

A.2 Signal-signal beat 成分の算出

式 (A.1) と同様の展開を signal-signal beat 成分 ρ_{dd} に対して行うと, ρ_{dd} の各成分 $\rho_{dd}[b]$ が次式で表現できる.

$$\begin{aligned}
 \rho_{dd}[b] &= \frac{1}{B} \mathbf{f}_{B,b}^H \underline{\Xi} (\mathbf{F}_B \mathbf{s}_d) (\mathbf{F}_B \mathbf{s}_d)^H \underline{\Xi}^H \mathbf{f}_{B,b} \\
 &= \frac{1}{B} \mathbf{f}_{B,b}^H \underline{\Xi} \underline{\mathbf{s}}_d \underline{\mathbf{s}}_d^H \underline{\Xi}^H \mathbf{f}_{B,b} \\
 &= \frac{1}{B} \left[\sum_{i=0}^{B-1} \underline{\xi}[i] \underline{\mathbf{s}}_d[i] e^{j2\pi \frac{i \cdot b}{B}} \right] \cdot \left[\sum_{j=0}^{B-1} \underline{\xi}[j] \underline{\mathbf{s}}_d[j] e^{j2\pi \frac{j \cdot b}{B}} \right]^* \\
 &= \frac{1}{B} \sum_{i=0}^{B-1} \sum_{j=0}^{B-1} \left\{ e^{j2\pi \frac{(i-j) \cdot b}{B}} \underline{\xi}[i] \underline{\mathbf{s}}_d[i] \underline{\xi}^*[j] \underline{\mathbf{s}}_d^*[j] \right\}
 \end{aligned} \tag{A.4}$$

ただし, $\underline{\mathbf{s}}_d = \mathbf{F}_B \mathbf{s}_d = \mathbf{V}_{\delta_d} \underline{\mathbf{x}}$ である.

A.3 Pilot-signal beat 成分の算出

式 (A.1) と同様の展開を pilot-signal beat 成分 ρ_{dp} に対して行うと, ρ_{dp} の各成分 $\rho_{dp}[b]$ は次式で計算できる.

$$\begin{aligned}
 \rho_{dp}[b] &= \frac{1}{B} \mathbf{f}_{B,b}^H \underline{\Xi} (\mathbf{F}_B \mathbf{s}_d) (\mathbf{F}_B \mathbf{s}_p)^H \underline{\Xi}^H \mathbf{f}_{B,b} \\
 &= \frac{1}{B} \mathbf{f}_{B,b}^H \underline{\Xi} (\mathbf{F}_B \mathbf{s}_d) \boldsymbol{\kappa}_{\delta_p}^T \underline{\Xi}^H \mathbf{f}_{B,b} \\
 &= \frac{1}{B} \mathbf{f}_{B,b}^H \underline{\Xi} \mathbf{F}_B \mathbf{s}_d \sqrt{E_p} e^{-j2\pi \frac{b \cdot \delta_p}{B}} \underline{\xi}^*[\delta_p] \\
 &= \frac{\sqrt{E_p}}{B} e^{-j2\pi \frac{b \cdot \delta_p}{B}} \underline{\xi}^*[\delta_p] \mathbf{f}_{B,b}^H \underline{\Xi} \mathbf{F}_B \mathbf{s}_d
 \end{aligned} \tag{A.5}$$

この結果, ベクトル ρ_{dp} は次式で与えられる.

$$\boldsymbol{\Theta}_{\delta_p} = \text{diag} [\mathbf{f}_{B,\delta_p}] \tag{A.6}$$

$$\begin{aligned}
 \rho_{dp} &= \sqrt{\frac{E_p}{B}} \underline{\xi}^*[\delta_p] \boldsymbol{\Theta}_{\delta_p} [\mathbf{f}_{B,0}, \dots, \mathbf{f}_{B,B-1}]^H \underline{\Xi} \mathbf{F}_B \mathbf{s}_d \\
 &= \sqrt{\frac{E_p}{B}} \underline{\xi}^*[\delta_p] \boldsymbol{\Theta}_{\delta_p} \underline{\Xi} \mathbf{s}_d
 \end{aligned} \tag{A.7}$$

B シングルキャリア型セルフコヒーレント光ファイバ伝送における残留干渉の分散計算

5.3 節では変調シンボルブロックを \underline{x} とし、その周波数領域表現が $\underline{x} = \mathbf{F}_K \underline{x}$ であるという前提のもと、ターボ等化において $\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x}^2[k] \}$ 及び $\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ |\underline{x}[k]|^2 \}$ の算出が必要となる。まず、 $\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x}^2[k] \}$ をベクトル形式で表すと、 $\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \circ \underline{x} \}$ となり、 $\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \circ \underline{x} \}$ は次式のように展開できる。

$$\begin{aligned}
 \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \circ \underline{x} \} &= \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \} \circ \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \} \\
 &+ \frac{1}{K} \left[\begin{array}{c} \sum_{i=0}^{K-1} (\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ x^2[i] \} - \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ x[i] \}^2) e^{-j2\pi \frac{2i \cdot 0}{K}} \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^{K-1} (\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ x^2[i] \} - \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ x[i] \}^2) e^{-j2\pi \frac{2i \cdot k}{K}} \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^{K-1} (\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ x^2[i] \} - \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ x[i] \}^2) e^{-j2\pi \frac{2i \cdot (K-1)}{K}} \end{array} \right] \\
 &= \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \} \circ \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \} \\
 &+ (\mathbf{F}_K \circ \mathbf{F}_K) (\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \circ \underline{x} \} - \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \} \circ \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \}) \tag{B.1}
 \end{aligned}$$

上式において $(\mathbf{F}_K \circ \mathbf{F}_K) (\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \circ \underline{x} \} - \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \} \circ \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \})$ の部分は、高速フーリエ変換によって効率的に計算することはできない。しかしながら、 $\sum_{i=0}^{K-1} (\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ x^2[i] \} - \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ x[i] \}^2) e^{-j2\pi \frac{2i \cdot k}{K}}$ は総和演算により平滑化することで、 $\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \} \circ \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \}$ と比較して十分小さな値になると期待できるため、本論文では $\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \circ \underline{x} \}$ 及びその要素 $\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x}^2[k] \}$ を次式で近似している。

$$\begin{aligned}
 \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \circ \underline{x} \} &= \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \} \circ \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \} \\
 &= (\mathbf{F}_K \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \}) \circ (\mathbf{F}_K \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x} \}) \tag{B.2}
 \end{aligned}$$

$$\mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x}^2[k] \} = \mathbb{E}_{\underline{x}|\lambda} \{ \underline{x}[k] \}^2 \tag{B.3}$$

続いて、 $\mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{|\underline{x}[k]|^2\}$ をベクトル形式で表すと、 $\mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{\underline{x} \circ \underline{x}^*\}$ となり、次式のように展開される。

$$\begin{aligned}
 \mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{\underline{x} \circ \underline{x}^*\} &= \mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{\underline{x}\} \circ \mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{\underline{x}\}^* \\
 &+ \frac{1}{K} \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{K-1} (\mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{|x[i]|^2\} - |\mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{x[i]\}|^2) \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^{K-1} (\mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{|x[i]|^2\} - |\mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{x[i]\}|^2) \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^{K-1} (\mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{|x[i]|^2\} - |\mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{x[i]\}|^2) \end{bmatrix} \\
 &= \mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{\underline{x}\} \circ \mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{\underline{x}\}^* \\
 &+ \left[\sum_{i=0}^{K-1} (\mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{|x[i]|^2\} - |\mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{x[i]\}|^2) \right] \mathbf{1}_{K \times 1} \quad (B.4)
 \end{aligned}$$

よって、 $\mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{|x[k]|^2\} = |\mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{x[k]\}|^2 + \sum_{i=0}^{K-1} (\mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{|x[i]|^2\} - |\mathbb{E}_{\mathbf{x}|\lambda}\{x[i]\}|^2)$ となる。

本論文に関する原著論文

A 論文

1. Noboru Osawa, Shinsuke Ibi, Koji Igarashi and Seiichi Sampei, “EXIT Chart-Aided Design of LDPC Codes for Self-Coherent Detection with Turbo Equalizer for Optical Fiber Short-Reach Transmissions,” IEICE Transactions on Communications. (採録決定済)
2. Noboru Osawa, Shinsuke Ibi and Seiichi Sampei, “An Iterative Cancellation Technique for Adjacent Channel Interference Induced by Amplifier Nonlinearity in 60 GHz Band Wireless Communication Systems,” IEICE Transactions on Communications, Vol. E100-B, no. 11, pp. 2060-2069, November 2017.

B 國際會議

1. Noboru Osawa, Shinsuke Ibi, Koji Igarashi and Seiichi Sampei, “An Iterative Soft Interference Cancellation for Pilot-Assisted Optical-OFDM with LDPC Code Optimized by EXIT Chart,” in Proceedings of Optical Fiber Communication Conference 2018, paper Tu3C.4, San Diego, March 2018.
2. Noboru Osawa, Shinsuke Ibi and Seiichi Sampei, “Iterative Canceller of Adjacent Channel Interference Induced by Nonlinearity of Power Amplifier in Millimeter Wave Systems,” in Proceedings of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications 2015, Hong Kong, pp. 781-786, September 2015.

C 研究会発表

1. 大澤昇, 衣斐信介, 五十嵐浩司, 三瓶政一, “繰り返しソフトビート干渉キャンセラを用いるパイロット付与光OFDMにおけるEXIT解析を用いたLDPC符号設計に関する一検討,” 電子情報通信学会光通信システム研究会, 大阪, 2017年11月.

2. 大澤昇, 衣斐信介, 五十嵐浩司, 三瓶政一, “ソフトビート干渉キャンセラを用いるパイロット付与光OFDMにおける直接繰り返し検波方式のEXIT解析に関する一検討,” 電子情報通信学会光通信システム研究会, 秋田, 2017年7月.
3. 大澤昇, 衣斐信介, 三瓶政一, “隣接チャネル間干渉除去を導入したミリ波帯通信システムにおけるマルチチャネルアクセスに関する一検討,” 電子情報通信学会無線通信システム研究会, 大阪, 2016年1月.
4. 大澤昇, 衣斐信介, 阪口啓, 三瓶政一, “ミリ波帯通信システムにおける隣接チャネル間干渉除去のための増幅器非線形特性の推定に関する一検討,” 電子情報通信学会無線通信システム研究会, 東京工業大学, 2015年3月.

D 大会発表

1. 大澤昇, 衣斐信介, 三瓶政一, “隣接チャネル間干渉除去を導入したミリ波無線LANシステムにおけるフレーム遮断率に関する一検討,” 電子情報通信学会総合大会, 福岡, 2016年3月.
2. 大澤昇, 衣斐信介, 三瓶政一, “60 GHz帯OFDM通信における隣接チャネル間干渉除去に関する一検討,” 電子情報通信学会総合大会, 新潟, 2014年3月.