

Title	人工雑音環境下でのデジタル無線通信システムの受信特性とその改善法に関する研究
Author(s)	宮本, 伸一
Citation	大阪大学, 1998, 博士論文
Version Type	VoR
URL	<a href="https://doi.org/10.11501/3144204">https://doi.org/10.11501/3144204</a>
rights	
Note	

*Osaka University Knowledge Archive : OUKA*

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

Osaka University

人工雑音環境下でのデジタル無線通信システムの  
受信特性とその改善法に関する研究

1997年11月

宮本 伸一



## 謝 辞

本論文は、大阪大学大学院教授森永規彦博士の御指導のもとに、筆者が大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻在学中ならびに在職中に行った研究成果をまとめたものである。本研究を遂行するにあたり、森永教授から賜った御懇意なる教示、御鞭撻に対し、深甚なる謝恩の意を表する次第である。

本論文をまとめるに際し、筆者は大阪大学大学院教授小牧省三博士に有益な御教示、御助言を賜った。ここに深く感謝の意を表する次第である。

大阪大学大学院在学中より、通信工学全般および本研究に関して御指導・御教示を賜った大阪大学名誉教授手塚慶一博士（故人）、同名誉教授倉菌貞夫博士、大阪大学大学院工学研究科教授長谷川晃博士、同教授池田博昌博士、同教授前田肇博士、同教授児玉裕治博士をはじめとする大阪大学大学院工学研究科の諸先生方ならびに大阪大学産業科学研究所教授北橋忠宏博士、同教授元田浩博士に厚く感謝申し上げる。

また本研究に関し、折りにふれて有益な御助言・御討論・御激励を頂いた大阪市立大学教授村田正博士、大阪産業大学教授佐藤正志博士ならびに大阪大学大学院工学研究科助教授三瓶政一博士、同助教授塚本勝俊博士、同助教授原晋介博士、同助手岡田実氏に衷心より感謝申し上げます次第である。

また、本研究の途上、折にふれて熱心な御討論と有益な御助言・御協力を頂いた花岡誠之氏（現在株式会社日立製作所）、田村進司氏（現在古野電気株式会社）をはじめとする卒業生ならびに Sakda Unawong 氏、金本英樹氏をはじめとする大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻森永研究室の諸兄に感謝申し上げます。

さらに、筆者の大学院在学中ならびに在職中を通じて、卒業研究をはじめとして折りにふれて有益な御討論と懇切丁寧な御助言を頂いた名古屋大学大学院助教授片山正昭博士に厚く御礼申し上げます。

最後に、寛大なる心をもって惜しめない援助と理解を頂いた両親、兄弟、そして、本研究遂行の心の支えでもある妻 圭子と本論文執筆中に誕生した長女 優花に感謝を捧げる。



## 内容梗概

本論文は、筆者が大阪大学大学院工学研究科在学中ならびに在職中に行った人工雑音環境下でのデジタル無線通信システムの受信特性とその改善法に関する研究成果をまとめたもので、以下の7章より構成されている。

第1章は序論であり、本研究に関連する研究分野における現状と問題点を述べ、本研究の背景と目的ならびに本研究の位置づけを明確にする。

第2章では、まず、人工雑音の代表的な統計モデルであるクラス A インパルス性雑音モデルについて述べ、その統計的性質について検討すると共に、新たに同相成分と直交成分の確率密度関数の導出を行い、それらの成分の非独立性を明らかにする。

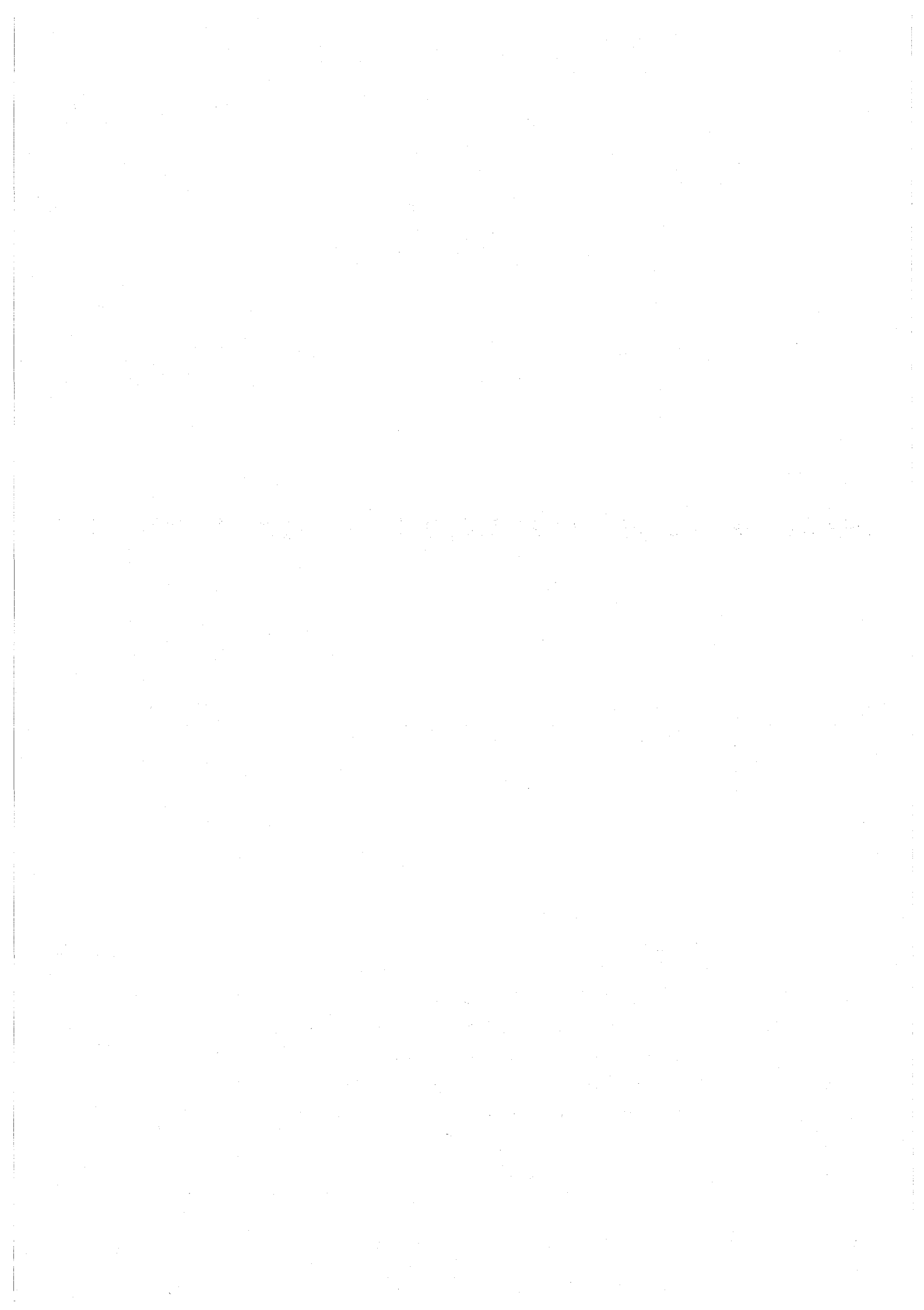
第3章では、位相変調同期検波方式ならびに直交振幅変調同期検波方式を用いたデジタル変復調方式を対象として、ガウス雑音環境下での使用を前提として設計された従来のデジタル変復調方式の誤り率を導出し、人工雑音が誤り率特性に及ぼす影響を評価する。また、人工雑音に対する最尤シンボル判定に基づく最適受信機ならびに雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を提案し、それらの受信機を用いることによる誤り率特性の改善効果を明らかにする。

第4章では、スペクトル拡散通信を利用した多元接続方式である直接拡散符号分割多元接続 (DS/CDMA) 方式を対象として、人工雑音が従来の DS/CDMA 方式の誤り率特性に及ぼす影響を明らかにすると共に、DS/CDMA 方式の有する広帯域性ならびに雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を提案し、その特性を評価する。

第5章では、人工雑音環境下でのトレリス符号化変調 (TCM) 方式の誤り率特性について検討を行う。まず、2乗ユークリッド距離を基準とした系列判定を行う従来の TCM 方式の誤り率特性を評価し、次いで、人工雑音下での最尤系列判定の観点から、人工雑音に対する TCM 方式の受信機ならびに信号設計法を提案し、それらを用いることによる誤り率特性の改善効果を明らかにする。

第6章では、準マイクロ波帯で観測される人工雑音として、電子レンジから発生する雑音を対象とし、電子レンジ雑音が各種デジタル無線通信システムの誤り率特性に及ぼす影響ならびに特性改善法について検討する。まず、電子レンジ雑音の測定を行い、雑音の統計的性質について検討すると共に、デジタル無線通信システムの誤り率特性に及ぼす影響を評価する。次いで、第3章および第4章において提案する人工雑音に対する最適受信機および同相成分と直交成分の非独立性を利用してシンボル判定を行う受信機による特性改善について検討する。さらに、誤り訂正符号の適用ならびに電子レンジ雑音の周期性を利用した時分割多元接続方式のチャンネル割当による特性改善についても検討する。

第7章は結論であり、本研究で得られた結果の総括を行う。



# 目次

第 1 章 序論	1
第 2 章 人工雑音のモデルとその統計的性質	7
2.1 序言	7
2.2 クラス A インパルス性雑音モデル	7
2.3 直交成分の確率密度関数の定式化	10
2.4 直交成分の非独立性	12
2.5 結言	17
第 3 章 人工雑音環境下でのデジタル変復調方式	19
3.1 序言	19
3.2 従来のデジタル変復調方式の誤り率特性	19
3.2.1 システムモデルと最尤シンボル判定の原理	20
3.2.2 位相変調方式および直交振幅変調方式の誤り率の定式化	22
3.2.3 位相変調方式および直交振幅変調方式の誤り率特性の評価	25
3.3 最適受信による特性改善	27
3.3.1 人工雑音に対する尤度関数の定式化と最適受信機の構成	27
3.3.2 最適受信による特性改善の評価	30
3.4 直交成分の非独立性を利用した受信による特性改善	31
3.4.1 直交成分の非独立性を利用した受信機の構成と動作原理	32
3.4.2 直交成分の非独立性を利用した受信機の誤り率特性の定式化	35
3.4.3 直交成分の非独立性を利用した受信機による特性改善の評価	39
3.5 結言	43
第 4 章 人工雑音環境下での直接拡散符号分割多元接続方式	45
4.1 序言	45
4.2 従来の直接拡散符号分割多元接続方式の誤り率特性	45
4.2.1 システムモデル	46
4.2.2 誤り率の定式化	47
4.2.3 誤り率特性の評価	52



4.3	直接拡散符号分割多元接続方式の特性改善	55
4.3.1	直交成分の非独立性を利用した受信機の構成と動作原理	55
4.3.2	直交成分の非独立性を利用した受信機の誤り率の定式化	56
4.3.3	直交成分の非独立性を利用した受信機による特性改善の評価	62
4.4	結言	64
<b>第5章</b>	<b>人工雑音環境下での符号化変調方式</b>	<b>65</b>
5.1	序言	65
5.2	符号化変調方式の原理とシステムモデル	65
5.3	従来の符号化変調方式の誤り率特性	69
5.3.1	誤り事象確率の定式化	70
5.3.2	誤り事象確率の特性評価	73
5.4	符号化変調方式の特性改善	74
5.4.1	人工雑音に対する最尤系列判定による特性改善	74
5.4.2	状態数の拡大による特性改善	76
5.5	結言	82
<b>第6章</b>	<b>電子機器から発生する人工雑音環境下での特性</b>	<b>83</b>
6.1	序言	83
6.2	電子レンジ雑音の測定と統計的性質	84
6.2.1	電子レンジ雑音測定系の構成	84
6.2.2	電子レンジ雑音の統計的性質	89
6.3	デジタル無線通信システムの誤り率特性に及ぼす影響	94
6.3.1	$\pi/4$ -shift QPSK 方式の誤り率特性の評価	94
6.3.2	時分割多元接続方式の誤り率特性の評価	96
6.3.3	直接拡散符号分割多元接続方式の誤り率特性の評価	101
6.4	電子レンジ雑音に対する特性改善	102
6.4.1	電子レンジ雑音の数学的モデル化と最適受信	102
6.4.2	誤り訂正符号とビットインタリーブの適用	109
6.4.3	雑音の周期性を利用した TDMA 方式のチャンネル割当	111
6.4.4	直交成分の非独立性を利用した直接拡散符号分割多元接続方式の受信機	113
6.5	結言	117
<b>第7章</b>	<b>結論</b>	<b>119</b>
	参考文献	123
	本論文に関する原著論文	135

# 目次

図 2.1	クラス A インパルス性雑音の振幅の確率密度関数	9
図 2.2	クラス A インパルス性雑音の包絡線時間波形	10
図 2.3	同相成分と直交成分の結合確率密度関数 $p(x, y)$ ( $A = 10$ の場合)	14
図 2.4	同相成分と直交成分の確率密度関数の積 $p(x)p(y)$ ( $A = 10$ の場合)	14
図 2.5	同相成分と直交成分の結合確率密度関数 $p(x, y)$ ( $A = 0.1$ の場合)	15
図 2.6	同相成分と直交成分の確率密度関数の積 $p(x)p(y)$ ( $A = 0.1$ の場合)	15
図 2.7	クラス A インパルス性雑音の条件付確率密度関数 $p(x y = \alpha)$	16
図 2.8	インパルス性雑音の同相成分と直交成分の時間波形	17
図 3.1	M 値デジタル変調同期検波方式のシステムモデル	20
図 3.2	従来型受信機のシンボル判定段の構成	21
図 3.3	従来型受信機のシンボル判定段の構成 (BPSK 方式の場合)	22
図 3.4	BPSK 方式の信号点配置	23
図 3.5	M 値 QAM 方式の信号点配置	24
図 3.6	M 値 QAM 方式のシンボル判定誤りパターン	24
図 3.7	従来型受信機を用いた BPSK 方式の誤り率特性	26
図 3.8	従来型受信機を用いた 16QAM 方式の誤り率特性	26
図 3.9	クラス A インパルス性雑音に対する最適受信機のシンボル判定段の構成	29
図 3.10	クラス A インパルス性雑音に対する最適受信機のシンボル判定段の構成 (BPSK 方式の場合)	29
図 3.11	最適受信機を用いた BPSK 方式の誤り率特性	30
図 3.12	最適受信機を用いた 16QAM 方式の誤り率特性	31
図 3.13	直交成分の非独立性を利用した受信機のシンボル判定段の構成	33
図 3.14	直交成分の非独立性を利用した受信機の動作概念	33
図 3.15	スレッショルドレベル受信機の動作概念	34
図 3.16	スレッショルドレベルとビット誤り率の関係 ( $A = 10$ の場合)	40
図 3.17	スレッショルドレベルとビット誤り率の関係 ( $A = 0.1$ の場合)	40

図 3.18	スレッシュホールドレベルと確率密度関数の関係	41
図 3.19	スレッシュホールドレベル受信機を用いた BPSK 方式の誤り率特性	42
図 4.1	従来の DS/CDMA 方式のシステムモデル	46
図 4.2	従来の DS/CDMA 方式の誤り率特性 (シングルユーザ, 重複指数 $A$ をパラメータとした場合)	53
図 4.3	従来の DS/CDMA 方式の誤り率特性 (シングルユーザ, 拡散系列長 $N$ をパラメータとした場合)	54
図 4.4	従来の DS/CDMA 方式の誤り率特性 (マルチユーザの場合)	54
図 4.5	提案受信機の構成と動作原理	56
図 4.6	スレッシュホールドレベルとビット誤り率の関係	62
図 4.7	提案受信機を用いた DS/CDMA 方式の誤り率特性 (シングルユーザの場合)	63
図 4.8	提案受信機を用いた DS/CDMA 方式の誤り率特性 (マルチユーザの場合)	64
図 5.1	TCM 方式のシステムモデル	66
図 5.2	2 状態 TCM-QPSK 方式および無符号化 BPSK 方式の信号点配置図と トレリス図	69
図 5.3	$m$ 番目のパスの選択誤りによる誤り事象	70
図 5.4	従来の TCM 方式の誤り率特性	74
図 5.5	インパルス性雑音に対する最尤系列判定を行う TCM 方式の誤り率特性	76
図 5.6	系列モデル	77
図 5.7	系列間距離および系列長の増加による改善	78
図 5.8	2,4,8 状態 TCM-QPSK 方式のトレリス図	79
図 5.9	2,4,8 状態 TCM-QPSK 方式の誤り率特性 ( $A = 10$ の場合)	80
図 5.10	2,4,8 状態 TCM-QPSK 方式の誤り率特性 ( $A = 1$ の場合)	81
図 5.11	2,4,8 状態 TCM-QPSK 方式の誤り率特性 ( $A = 0.1$ の場合)	81
図 6.1	電子レンジ雑音の測定系の構成	86
図 6.2	トランス型電子レンジとインバータ型電子レンジ	87
図 6.3	電子レンジの構造と雑音の発生経路	88
図 6.4	電子レンジ雑音測定系 (写真)	88
図 6.5	電子レンジ雑音の包絡線時間波形 (1.5GHz 帯)	89
図 6.6	電子レンジ雑音の包絡線時間波形 (1.9GHz 帯)	90
図 6.7	電子レンジ雑音の包絡線時間波形 (2.5GHz 帯)	90
図 6.8	インバータ型電子レンジ雑音の時間波形	91
図 6.9	電子レンジ雑音の包絡線の超過確率分布	92

図 6.10	電子レンジ雑音の位相の確率密度関数 . . . . .	93
図 6.11	電子レンジ雑音の同相成分と直交成分の時間波形 . . . . .	93
図 6.12	電子レンジ雑音下での $\pi/4$ -shift QPSK 方式の誤り率特性 (1.5GHz 帯) . . . . .	95
図 6.13	電子レンジ雑音下での $\pi/4$ -shift QPSK 方式の誤り率特性 (1.9GHz 帯) . . . . .	95
図 6.14	TDMA 方式のフレーム構成 . . . . .	96
図 6.15	各チャネル時間でのシステムノイズの包絡線時間波形 . . . . .	97
図 6.16	各チャネル時間でのインバータ型電子レンジ雑音の包絡線時間波形 . . . . .	97
図 6.17	各チャネル時間でのトランス型電子レンジ雑音の包絡線時間波形 . . . . .	98
図 6.18	電子レンジ雑音下での TDMA 方式の誤り率特性 (システムノイズの場合) . . . . .	99
図 6.19	電子レンジ雑音下での TDMA 方式の誤り率特性 (インバータ型電子レンジ雑音の場合) . . . . .	99
図 6.20	電子レンジ雑音下での TDMA 方式の誤り率特性 (トランス型電子レンジ雑音の場合) . . . . .	100
図 6.21	電子レンジ雑音下での DS/CDMA 方式の誤り率特性 . . . . .	101
図 6.22	電子レンジ雑音とクラス A インパルス性雑音の超過確率分布の比較 . . . . .	104
図 6.23	電子レンジ雑音に対する最適受信機の誤り率特性 . . . . .	105
図 6.24	電子レンジ雑音とクラス A インパルス性雑音の時間波形モデル . . . . .	106
図 6.25	サンプルインタリーブの動作概念 . . . . .	107
図 6.26	電子レンジ雑音に対する最適受信機の誤り率特性 (サンプルインタリーブを併用した場合) . . . . .	108
図 6.27	誤り訂正符号を適用した場合の誤り率特性 . . . . .	109
図 6.28	ビットインタリーブと誤り訂正符号を併用した場合の誤り率特性 . . . . .	110
図 6.29	電子レンジ雑音の周期性を利用した TDMA 方式のチャネル割当 . . . . .	111
図 6.30	電子レンジ雑音の周期性を利用した割当法を用いた場合の誤り率特性 . . . . .	112
図 6.31	電子レンジ雑音下での直交成分の非独立性を利用した DS/CDMA 方式の誤り率特性 . . . . .	114
図 6.32	チップインタリーブの動作概念 . . . . .	115
図 6.33	電子レンジ雑音下での直交成分の非独立性を利用した DS/CDMA 方式の 方式の誤り率特性 (チップインタリーブを併用した場合) . . . . .	116



# 表 目 次

表 6.1	ISM 機器から発生する人工雑音の影響が予想されるシステム . . . . .	85
表 6.2	電子レンジ雑音測定系の構成 . . . . .	87
表 6.3	電子レンジ雑音のパラメータ推定 . . . . .	103



# 第1章

## 序論

近年の社会経済活動の高度化に伴い、情報の持つ価値が高まると共に、流通する情報量そのものが増大するようになってきている。それに伴い、情報を伝達する手段として、電気通信システムが果たす社会的役割は急速に増大し、現代の社会は、電気通信システムを社会経済活動の基盤の一つとした高度情報通信社会として発展を続けている<sup>[1]-[4]</sup>。

電気通信システムの中でも、移動体通信システムや室内無線ローカルエリアネットワークシステムに代表される無線通信システムは、有線系の通信システムでは達し得なかったアクセス形態ならびにネットワーク構成の柔軟性に優れた通信システムであることから、その需要が急速に増加すると共に、社会経済活動を支える基盤技術として重要な役割を果たすものとなってきている<sup>[4]-[5]</sup>。また、無線通信システムに対する需要の増大、デジタル伝送技術の発達、音声・静止画像・動画像等の様々な情報メディアが混在したマルチメディア伝送に対する社会的要求<sup>[6]</sup>から、無線通信システムのデジタル化が進展し、デジタル無線通信システムとして発展を続けている。しかしながら、有線系の通信と比較すると、無線通信システムに使用される周波数資源は有限であることならびに無線通信システムに用いられる伝搬路は開空間であるため様々な劣化要因が存在することなどから、デジタル無線通信システムに対する多大な需要を満足し、かつ、デジタル無線通信システムのさらなる発展を促すには、多値変調・狭帯域変調等の周波数有効利用技術、無線伝搬路において生じるフェージングや遅延広がり等の補償技術、高速・大容量・高品質伝送技術、新規周波数開拓等の対策が必要不可欠であり、これらの対策技術に関する研究が盛んに行われている<sup>[7]-[12]</sup>。これらの研究の多くは、受信機において信号に重畳して観測される雑音としてガウス雑音を想定しており、従来の無線通信システムはガウス雑音環境下において良好な特性が得られるように設計されている。

ところで、無線通信システムは開空間を媒体とした通信を目的として電磁波を開空間に放射するものであるが、開空間を伝搬する電磁波を放射するものとしては、無線通信シス



テム以外にも様々なものが存在する。中でも、自動車・電力線・高周波電子機器等は、意図的に開空間に電磁波を放射するものでないにも関わらず、それらより少なからず電磁波が放射されることが知られている<sup>[13]-[18]</sup>。

開空間を伝搬する電磁波は、意図的に出されたものであるかどうかにより、意図的電磁波と非意図的電磁波に分類され、また、電磁波を受けるシステムがその電磁波を必要とするかどうかにより、必要電磁波と不要電磁波に区別される。このうち、非意図的電磁波は、意図的に開空間に放射されるものではないので、全てが不要電磁波でありできるだけ低減されるべきである。一方、意図的電磁波については、電磁波を受けるシステムによって、その電磁波を必要とするかどうかは異なるため、必要電磁波か不要電磁波であるか一概に論ずることはできない。上述のように、実際の開空間は様々な電磁波が伝搬する電磁環境であり、このような電磁環境下においては、不要電磁波の干渉により様々な障害が引き起こされる。無線通信システムならびに自動車・電力線・高周波電子機器等の普及に伴い、開空間における電磁環境はさらに混沌とした状況に至るものと予想されることから考えると、不要電磁波によって引き起こされる様々な障害は、今後ますます、社会的な問題としてクローズアップされていくものと予想される<sup>[14]-[18]</sup>。

ここで、無線通信システムを主体として電磁環境について考えると、無線通信システムから発生する電磁波に関しては、周波数帯域内であれば意図的電磁波であり、帯域外輻射は非意図的電磁波となる。また、無線通信システムが受信する電磁波に関しては、自局の通信に必要な信号である場合は必要電磁波となるが、帯域外輻射は勿論、フェージング・同一チャネル干渉・電子機器等から発生する電磁波等のように、自局の通信を妨げるものは不要電磁波となる。このうち、フェージング・同一チャネル干渉・帯域外輻射等は無線通信システム内に起因する不要電磁波問題であることから、上述のように、これらの要因による無線通信システムの特性劣化ならびに対策手法についての様々な検討がなされている。一方、自動車・電力線・各種高周波電子機器等から非意図的に開空間に発生する不要電磁波に関しては、その存在は古くから認識されているものの、無線通信システムの受信特性に及ぼす影響ならびに対策手法については未だ十分に明確にされていないのが現状である。

自動車・電力線・各種高周波電子機器等から発生する不要電磁波は、無線通信システムの受信機において雑音(人工雑音)として観測される。これらの人工雑音の多くはインパルス性の強い時間波形を有するものであり、受信機内熱雑音の統計モデルとして用いられるガウス雑音とは大きく異なった統計的性質を有することが知られている<sup>[19]-[30]</sup>。従って、人工雑音環境下においては、ガウス雑音下での使用を前提として設計された従来の無線通信システムでは良好な特性を得ることができず、人工雑音の影響により、従来の無線通信システムの受信特性は大きく劣化するものと予想される。

無線周波数帯において人工雑音を発生する雑音源としては様々なものが存在するが、雑

音源により人工雑音が観測される周波数帯が異なるため、無線通信システムが使用する周波数帯によって、そのシステムに影響を及ぼす人工雑音発生源は異なってくる。古くは、無線通信システムに使用される周波数帯が比較的low周波なものであったことから、自動車・配電線・工業用機器等が人工雑音を発生する雑音源として注目された<sup>[19]-[30]</sup>。一方、最近では、無線通信システムの準マイクロ波帯等の高周波領域への移行ならびに電子レンジ等のような500~数kWもの高出力を有する高周波デバイスを用いた電子機器の普及に伴い、家庭内・オフィス内に配置される高周波電子機器が高振幅な人工雑音発生源として注目されている<sup>[16]-[18]</sup>。また、最近の傾向として、無線通信システムのパーソナル化の進展により、人工雑音発生源となる電子機器の近傍において無線通信システムが使用されるという状況も頻繁に生じる可能性が高くなっていることが挙げられ、電子機器から発生する人工雑音の影響による無線通信システムの受信特性の劣化は今後ますます深刻な問題となるものと考えられる。

以上に述べたように、無線通信システムと自動車・電力線・電子機器等の人工雑音発生源に関する電磁環境の整備は至近に解決されるべき重要な課題であり、人工雑音環境下でのデジタル無線通信システムの受信特性を対象として、

- 人工雑音が従来のデジタル無線通信システムの誤り率特性に及ぼす影響の評価
- 電子機器等の人工雑音発生源とデジタル無線通信システムが共存できる電磁環境の確立

に関する検討を行う必要がある。

このうち、人工雑音が無線通信システムの受信特性に及ぼす影響の評価については、これまでにも様々な人工雑音発生源に対して検討がなされ、またそれらの人工雑音の統計モデルも提案されている<sup>[31]-[46]</sup>。しかしながら、これらの多くは、自動車・配電線・工業用機器等から発生する比較的low周波な領域での人工雑音を対象としたものであるため、現在の無線通信システムに使用される準マイクロ波帯近辺の周波数帯での結果を反映するものではない。また、準マイクロ波帯において観測される人工雑音を対象としたものとしては、文献<sup>[47]-[51]</sup>等において、電子レンジ等の電子機器から発生する人工雑音の測定結果が報告されているものの、人工雑音がデジタル無線通信システムの受信特性に及ぼす影響についてまでは言及されていない。このように、人工雑音が各種デジタル無線通信システムの誤り率特性に及ぼす影響については未だ十分な検討はなされていないのが現状であることから、本論文では、人工雑音が各種デジタル無線通信システムの誤り率特性に及ぼす影響の評価を第1の目的とする。

次に、電子機器等の人工雑音発生源とデジタル無線通信システムの共存できる電磁環境の確立、即ち、人工雑音発生源となる電子機器とデジタル無線通信システムに関する

電磁共存性 (Electro-Magnetic Compatibility : EMC) について考えると, このような電磁環境を確立する手法は EMI(Electro-Magnetic Interference) 低減技術と通信 Immunity 技術に大別できる<sup>[52]</sup>.

このうち, EMI 低減技術とは, Noise Emission 低減, 即ち, 電子機器等から非意図的に発生する人工雑音そのものの低減という観点に基づく対策技術であり, これまでにも数多くの雑音輻射量低減デバイスや装置の開発が進められると共に, 国際無線障害特別委員会 (CISPR : Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques) 等の国際審議機関や業界団体において, 雑音輻射量の許容値に関する標準化が進められている<sup>[53]-[55]</sup>. しかしながら, 従来の EMI 低減技術においては, 人工雑音の統計量とデジタル無線通信システムの誤り率特性の関係が未だ明確になっていないことから, 雑音の尖頭値や準尖頭値等, 必ずしもデジタル無線通信システムの誤り率特性を反映しない評価基準が用いられている. さらにまた, 高周波デバイスを使用する電子機器は, デジタル無線通信システムに先行して既に数多く普及していることから, EMI 低減技術のみで, 電子機器等の人工雑音発生源と無線通信システムが共存できる電磁環境を確立することは困難なものと考えられる.

一方, 通信 Immunity 技術とは, 人工雑音に対して強靱な耐性を有するデジタル無線通信システムの構築という観点に基づく対策技術であり, ガウス雑音とは異なる人工雑音の統計的性質に基づくデジタル無線通信システムを構築することにより, 人工雑音下においても良好な特性を達成するデジタル無線通信システムを実現するものである. 通信 Immunity 技術は通信システム側の対策手法であるため, 既に先行して普及している電子機器等から発生する人工雑音に対しても有効であると共に, 人工雑音発生源に対する許容値の緩和を図れることから, 電子機器等の人工雑音発生源と無線通信システムが共存できる電磁環境を確立する手法としては有効なものであると考えられる. そこで, 本論文では, 通信 Immunity 技術の観点から, 電子機器等の人工雑音発生源と無線通信システムが共存できる電磁環境の確立を図るものとし, 人工雑音に対するデジタル無線通信システムの特性改善法の提案を第2の目的とする. また, 上述のように, 第2の目的である通信 Immunity 技術は, 人工雑音の統計的性質に基づくデジタル無線通信システムを構築することから, まず, 人工雑音の統計的性質を明確にする必要がある. 本論文では, 人工雑音の統計的性質の明確化を第3の目的とし, それに関する検討についても行う.

ところで, 人工雑音がデジタル無線通信システムの誤り率特性に及ぼす影響について検討する場合, 対象とする人工雑音の統計モデルの選定が重要となる. 本論文では, まず, 人工雑音の代表的な統計モデルである Middleton のクラス A インパルス性雑音モデル<sup>[56]-[58]</sup>を用いて検討を行う. Middleton のクラス A インパルス性雑音モデルは解析的に取り扱い易いという特長を有し, かつ, 実際に観測される人工雑音の多くがクラス A インパルス性

雑音モデルにより表されることが報告されている<sup>[59]-[61]</sup>。しかしながら、人工雑音発生源には様々な種類のものがあり、それらの種類に応じて雑音の統計的性質は異なる。また、人工雑音の統計的性質は、雑音の影響を受けるデジタル無線通信システムの諸元(周波数帯、帯域幅、シンボルレート等)にも大きく依存し、同一の雑音源から発生する人工雑音でも、影響を受けるデジタル無線通信システムの諸元に応じて、受信機において観測される雑音の統計的性質は異なったものとなる。従って、人工雑音の統計的性質は常にクラス A モデルにより表されるわけではなく、人工雑音の統計モデルとしてクラス A インパルス性雑音を用いた議論が人工雑音に対する一般的な議論とはならない。デジタル無線通信システムの誤り率特性に影響を及ぼす人工雑音の発生源としては様々なものが考えられるが、最近のデジタル無線通信システムの多くが比較的高い周波数帯である準マイクロ波帯(1-3GHz帯)を用いること<sup>[62][63]</sup>、ならびに、無線通信システムのパーソナル化の進展により室内での無線通信システムの使用頻度が高くなることを考慮すると、2.45GHz帯を使用する工業用・科学用・医療用電子機器である ISM(Industrial, Scientific and Medical) 機器が高レベルな人工雑音発生源として考えられる。中でも、普及率が高く(国内普及率 89.5%<sup>[64]</sup>)かつ高出力(500~数 kW)を有する ISM 機器である電子レンジは、準マイクロ波帯を使用するデジタル無線通信システムの受信特性を劣化させる人工雑音源として注目されている<sup>[16]-[18]</sup>。そこで本論文では、準マイクロ波帯において観測される人工雑音として電子レンジから発生する雑音を対象とした検討も行い、電子レンジ雑音の測定結果を基に、電子レンジ雑音が各種デジタル無線通信システムの誤り率特性に及ぼす影響ならびに特性改善法について検討する。

以上に述べたように、本論文は、

1. 人工雑音がデジタル無線通信システムの誤り率特性に及ぼす影響の評価
2. 人工雑音に対するデジタル無線通信システムの特性改善法の提案
3. 人工雑音の統計的性質の明確化

を目的として検討を行う。

まず第 2 章においては、Middleton のクラス A インパルス性雑音モデルの概要を示し、その統計的性質ならびに同相成分と直交成分の非独立性を明らかにする。次いで第 3 章では、デジタル変復調方式として、位相変調(Phase Shift Keying: PSK)同期検波方式ならびに直交振幅変調(Quadrature Amplitude Modulation: QAM)方式を対象として、人工雑音がこれらのデジタル変復調方式の誤り率特性に及ぼす影響を評価すると共に、人工雑音に対する特性改善法として、人工雑音の統計的性質に基づく受信機を提案する。第 4 章においては、スペクトル拡散通信を利用した多元接続方式である直接拡散符号分割多元接続(Direct Sequence / Code Division Multiple Access: DS/CDMA)方式について、人工

雑音が誤り率特性に及ぼす影響の評価ならびに同相成分と直交成分の非独立性を利用してシンボル判定を行う受信機の提案を行う。また第5章では、誤り訂正符号化技術と多値変調技術を一体化することにより周波数利用効率の低下を招くことなく誤り訂正符号を導入できるトレリス符号化変調 (Trellis Coded Modulation : TCM) 方式を対象として、人工雑音環境下での誤り率特性に及ぼす影響を評価すると共に、人工雑音に対する TCM 方式の最尤系列判定の提案ならびに信号設計法についての検討を行う。さらに第6章においては、実際に電子レンジから発生する雑音の測定を行い、その結果を基に電子レンジ雑音の統計的性質を明確にし、電子レンジ雑音が準マイクロ波帯を使用する各種デジタル無線通信システム (1.5GHz 帯 Personal Digital Cellular, 1.9GHz 帯 Personal Handy phone System, ISM 帯 Wireless Local Area Network) の誤り率特性に及ぼす影響の評価ならびに電子レンジ雑音に対する特性改善法について検討する。最後に第7章において、本研究で得られた成果を統括し結論としている。

## 第2章

# 人工雑音のモデルとその統計的性質

### 2.1 序言

自動車，電力線および各種家庭用・工業用電子機器等から発生する人工雑音の多くはインパルス性の強い時間波形を有する雑音（インパルス性雑音）であることが知られている．本章では，無線周波数帯において観測される人工雑音の代表的な統計モデルである Middleton のクラス A インパルス性雑音モデルについて示し，人工雑音がガウス雑音とは大きく異なった統計的性質を有することを明らかにすると共に，新たに同相成分と直交成分の確率密度関数を導出し，それらの成分が統計的に非独立であることを明らかにする．

### 2.2 クラス A インパルス性雑音モデル

無線周波数帯において観測される自動車，電力線，各種家庭用・工業用電子機器等から発生する人工雑音の多くは，高レベルな振幅を持ち継続時間の短いパルス状波形の集まりであることが知られている．このようなパルス状波形の重ね合わせである人工雑音は，通常のデジタル無線通信システムの受信特性解析において受信機内熱雑音として対象とされるガウス雑音とは大きく異なった統計的性質を有している<sup>[19]–[30]</sup>．

このような人工雑音の代表的な統計モデルとして，Middleton によるインパルス性雑音モデルが提案されている<sup>[56]–[58]</sup>．このモデルは解析的に取り扱い易く，また実際の測定値ともよく一致することが報告されている<sup>[59]–[61]</sup>．Middleton によって提案されたインパルス性雑音モデルは，インパルス性雑音を，時間的および空間的にポアソン分布に従って分布する分散の異なるガウス雑音源から発生するガウス雑音の重ね合わせとして表したものであり，インパルス雑音の放射持続時間  $T_i$  と受信機の ARI (Aperture-RF-IF) 段における帯域幅  $\Delta f_R$  の関係によって，以下のクラス A, クラス B, クラス C の 3 種類に分類される<sup>[56]</sup>．

クラス A : 受信機の ARI 段における過渡現象を無視できるインパルス性雑音  
( $T_i \cdot \Delta f_R \gg 1$ )

クラス B : 受信機の ARI 段における過渡現象を無視できないインパルス性雑音  
( $T_i \cdot \Delta f_R \ll 1$ )

クラス C : クラス A とクラス B の線形和

インパルス性雑音環境下における無線通信システムの受信特性解析において、雑音モデルとしてクラス A, クラス B, クラス C のどのモデルを適用するかは、雑音源の種類および対象とする無線通信システムに依存するものであり、容易に決定できるものではないが、本論文では、比較的解析に取り扱い易いモデルであるクラス A インパルス性雑音モデルを対象とする。このクラス A インパルス性雑音モデルには、適用可能範囲に制限があることが Berry らによって報告されており<sup>[57]</sup>、このモデルに補正項を加えた準標準クラス A インパルス性雑音モデルも提案されている<sup>[58]</sup>。しかしながら、実際の人工雑音を測定結果として、その多くは標準クラス A インパルス性雑音モデルでも十分に表現できることが報告されている<sup>[59]-[61]</sup>ことから、本論文では補正項を用いない標準クラス A インパルス性雑音モデルを対象とする。

一般に狭帯域雑音  $n(t)$  は、その包絡線  $\xi(t)$  と位相  $\phi(t)$  によって、次式のように表せる。

$$n(t) = \xi(t) \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) \quad (2.1)$$

但し、 $f_c$  は帯域内の中心周波数である。

クラス A インパルス性雑音モデルでは、全雑音電力 (インパルス雑音成分の平均電力  $\Omega_{2A}$  + ガウス雑音成分の平均電力  $\sigma_G^2$ ) で正規化された雑音の振幅  $z(t) = n(t) / \sqrt{\Omega_{2A} + \sigma_m^2}$ 、包絡線  $\epsilon(t) = \xi(t) / \sqrt{\Omega_{2A} + \sigma_m^2}$  および位相  $\phi(t)$  の確率密度関数は以下のように与えられる。

$$p(z) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{2\pi\sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad (2.2)$$

$$p(\epsilon) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m 2\epsilon}{m! \sigma_m^2} \exp\left(-\frac{\epsilon^2}{\sigma_m^2}\right) \quad (2.3)$$

$$p(\phi) = \frac{1}{2\pi} \quad (2.4)$$

但し、

$$\sigma_m^2 = \frac{m/A + \Gamma'}{1 + \Gamma'} \quad (2.5)$$

であり、また、

$\Gamma' (= \sigma_G^2 / \Omega_{2A})$  : ガウス雑音電力  $\sigma_G^2$  とインパルス雑音電力  $\Omega_{2A}$  との比

A: 重複指数(単位時間あたりに受信機に入射するインパルス雑音の平均個数と平均持続時間との積)

である。なお、ここで、重複指数  $A$  は雑音のインパルス成分の特徴を規定づけるものであり、 $A$  の値が小さいことは雑音のインパルス性がより強い場合に対応する。一方、 $A$  の値が大きいことはインパルスの時間連続性が強まっている場合、即ち、雑音のインパルス性が弱い場合に対応する(通常、 $A = 10$  程度であれば、ほぼガウス雑音と等価なものを見なせることが報告されている)。クラス A インパルス性雑音のパラメータ例として、電力線から放出される雑音で、 $A = 0.2, \Gamma = 0.22$  であることなどが報告されている<sup>[61]</sup>。

クラス A インパルス性雑音の振幅の確率密度関数  $p(z)$  を図 2.1 に、重複指数  $A = 10$  の場合と  $A = 0.1$  の場合についての包絡線時間波形を図 2.2 に示す(但し雑音電力は同一である)。図 2.1 から、重複指数  $A$  の値が小さくなるにつれて、高振幅な雑音が発生する確率が高く(雑音のインパルス性が強く)なり、ガウス雑音とは異なった統計的性質を有することがわかる。また、図 2.2 においては、 $A = 0.1$  の場合、インパルス雑音が生じていない時間では、ガウス雑音 ( $A = 10$ ) の場合よりも、通信路の状況が良好になっているが、これは雑音電力の大半がインパルス成分に含まれることに起因するものである。

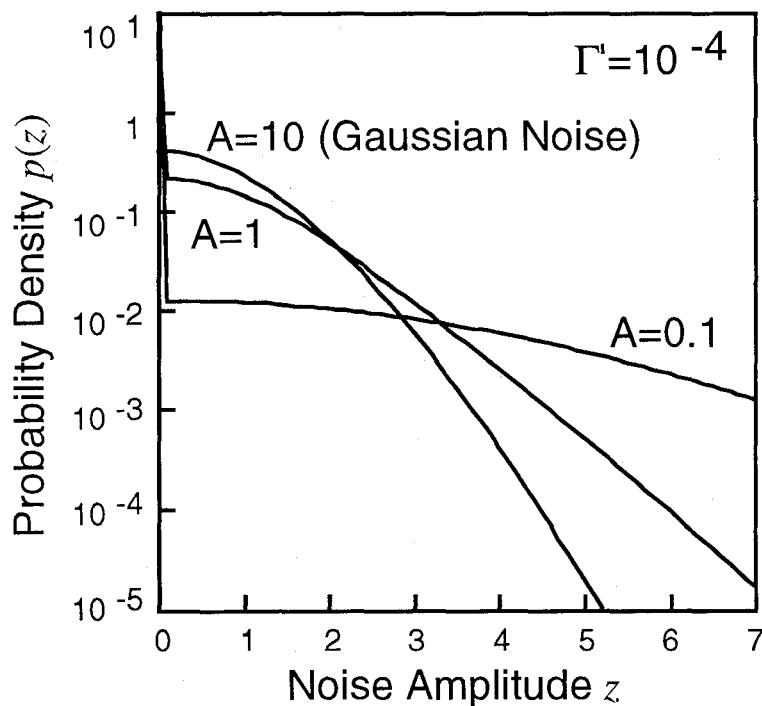


図 2.1: クラス A インパルス性雑音の振幅の確率密度関数



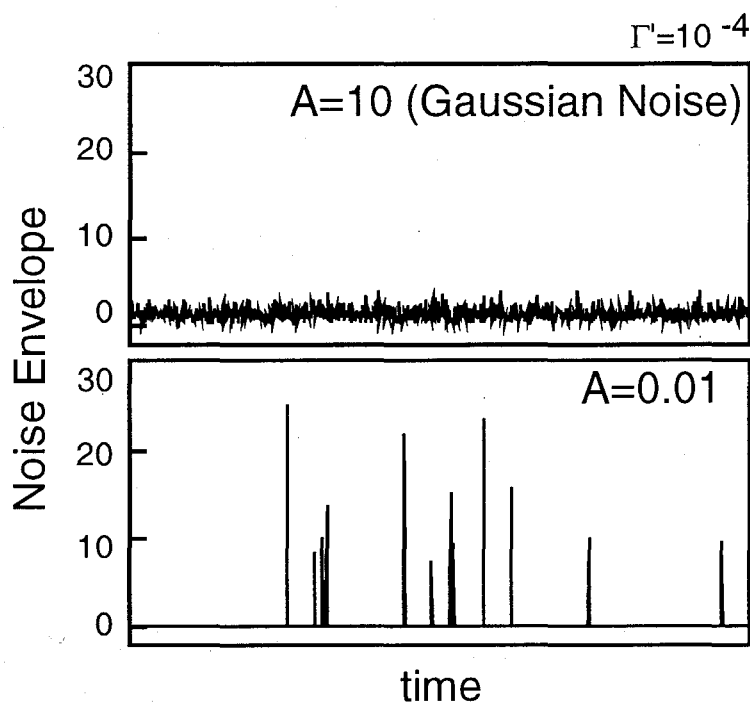


図 2.2: クラス A インパルス性雑音の包絡線時間波形

### 2.3 直交成分の確率密度関数の定式化

Middleton によるクラス A インパルス性雑音モデルでは、雑音はその電力によって正規化された包絡線と位相の確率密度関数によって記述されている。本節では、クラス A インパルス性雑音の搬送波に対する同相成分ならびに直交成分の結合確率密度関数および各々の確率密度関数を導出する<sup>[65]–[69]</sup>。

雑音電力によって正規化されたインパルス性雑音  $z(t)$ 、その包絡線  $\epsilon(t)$ 、位相  $\phi(t)$  および搬送波に対する同相成分  $x(t)$ 、直交成分  $y(t)$  の間には以下の関係が成立する。

$$\begin{aligned} z(t) &= x(t) \cos 2\pi f_c t - y(t) \sin 2\pi f_c t \\ &= \epsilon(t) \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) \end{aligned} \quad (2.6)$$

ここで

$$x(t) = \epsilon(t) \cos \phi(t), \quad y(t) = \epsilon(t) \sin \phi(t) \quad (2.7)$$

$$\epsilon(t) = (x(t)^2 + y(t)^2)^{1/2} \quad (2.8)$$

$$\phi(t) = \tan^{-1} \frac{y(t)}{x(t)} \quad (2.9)$$

である。従って、

$$\frac{\partial(\epsilon, \phi)}{\partial(x, y)} = (x^2 + y^2)^{1/2} \quad (2.10)$$

を用いて、

$$\begin{aligned} p(x, y) &= \frac{\partial(x, y)}{\partial(\epsilon, \phi)} p(\epsilon, \phi) \\ &= \frac{1}{(x^2 + y^2)^{1/2}} p(\epsilon, \phi) \end{aligned} \quad (2.11)$$

となる。ここで、包絡線と位相の分布は統計的に独立であるとする、式(2.4)を用いて、

$$\begin{aligned} p(\epsilon, \phi) &= p(\epsilon)p(\phi) \\ &= \frac{1}{2\pi} p(\epsilon) \end{aligned} \quad (2.12)$$

となるため、

$$p(x, y) = \frac{1}{2\pi(x^2 + y^2)^{1/2}} p(\epsilon) \quad (2.13)$$

となる。

式(2.3)で与えられるインパルス性雑音の包絡線の確率密度関数を式(2.13)に代入することにより、インパルス性雑音の搬送波に対する同相成分および直交成分の結合確率密度関数は次式のように与えられる。

$$p(x, y) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \pi \sigma_m^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{\sigma_m^2}\right) \quad (2.14)$$

また、各々の成分の確率密度関数は式(2.14)をそれぞれ  $x, y$  に関する積分を行うことにより次式のように与えられる。

$$p(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p(x, y) dy = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{\pi \sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma_m^2}\right) \quad (2.15)$$

$$p(y) = \int_{-\infty}^{\infty} p(x, y) dx = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{\pi \sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{y^2}{\sigma_m^2}\right) \quad (2.16)$$

クラス A インパルス性雑音モデルの確率密度関数は、式(2.14)-式(2.16)に示されるように、無限大の項までの総和を含むなど複雑であることより、これらを用いて解析を進めることは困難である。しかしながら、インパルス性雑音の重複指数  $A$  が小さいという条件の下(雑音のインパルス性が強い場合)では、第3項までの総和を考えれば十分であることが知られている<sup>[66]</sup>。さらに、この第3項までの総和による近似は、そのうちで最大値をとるものだけによって、さらに簡単化することができる<sup>[70]</sup>。この近似を用いると、前節で求め

たインパルス性雑音の搬送波と同相および直交な成分の結合確率密度関数は次式のように表される。

$$p(x, y) = \max_{m=0,1,2} \left[ e^{-A} \frac{A^m}{m! \pi \sigma_m^2} \exp \left\{ -\frac{x^2 + y^2}{\sigma_m^2} \right\} \right] \quad (2.17)$$

即ち,

$$p(x, y) = \begin{cases} e^{-A} \frac{1}{\pi \sigma_0^2} \exp \left\{ -\frac{x^2 + y^2}{\sigma_0^2} \right\} \triangleq p_0 & (0 \leq |x^2 + y^2| < a) \\ e^{-A} \frac{A}{\pi \sigma_1^2} \exp \left\{ -\frac{x^2 + y^2}{\sigma_1^2} \right\} \triangleq p_1 & (a \leq |x^2 + y^2| < b) \\ e^{-A} \frac{A^2}{2\pi \sigma_2^2} \exp \left\{ -\frac{x^2 + y^2}{\sigma_2^2} \right\} \triangleq p_2 & (b \leq |x^2 + y^2|) \end{cases} \quad (2.18)$$

ここで,  $a, b (> 0)$  は  $p_0(a) = p_1(a)$ ,  $p_1(b) = p_2(b)$  を満たし,

$$\begin{cases} a = \frac{\sigma_0^2 \sigma_1^2}{\sigma_0^2 - \sigma_1^2} \log \left( \frac{\sigma_0^2}{\sigma_1^2} A \right) \\ b = \frac{\sigma_1^2 \sigma_2^2}{\sigma_1^2 - \sigma_2^2} \log \left( \frac{\sigma_1^2}{2\sigma_2^2} A \right) \end{cases} \quad (2.19)$$

で与えられる。

## 2.4 直交成分の非独立性

クラス A インパルス性雑音の同相成分  $x(t)$  および直交成分  $y(t)$  の相互相関  $\overline{xy}$  は, 式 (2.14) より, 次のように与えられる。

$$\begin{aligned} \overline{xy} &= \int_{-\infty}^{\infty} xyp(x, y) dx dy \\ &= \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{2\pi \sigma_m^2} \int_{-\infty}^{\infty} x e^{-\frac{x^2}{2\sigma_m^2}} dx \int_{-\infty}^{\infty} y e^{-\frac{y^2}{2\sigma_m^2}} dy \\ &= 0 \end{aligned} \quad (2.20)$$

従ってクラス A インパルス性雑音の同相成分と直交成分は無相関である。一方, 式 (2.14)-式 (2.16) から明らかなように,

$$p(x, y) \neq p(x) \cdot p(y) \quad (2.21)$$

となり, 同相成分と直交成分は非独立となる。以上のことから, クラス A インパルス性雑音はガウス雑音とは異なり, 雑音の同相成分と直交成分は無相関であるものの非独立な確率過程であることがわかる。

クラス A インパルス性雑音の同相成分と直交成分の非独立性についてさらに詳細に検討するため、それらの成分の結合確率密度関数  $p(x, y)$  および各々の成分の確率密度関数の積  $p(x) \cdot p(y)$  を図 2.3-図 2.6 に示す<sup>[67][69]</sup>。図 2.3, 図 2.4 は、それぞれ、重複指数  $A = 10$  の場合についての同相成分と直交成分の結合確率密度関数  $p(x, y)$  ならびに各々の成分の確率密度関数の積  $p(x) \cdot p(y)$  を示しており、また、図 2.5, 図 2.6 は、重複指数  $A = 0.1$  の場合についての結合確率密度関数  $p(x, y)$  ならびに各々の成分の確率密度関数の積  $p(x) \cdot p(y)$  を示している。まず、重複指数  $A = 10$  の場合である図 2.3 と図 2.4 を比較すると、 $p(x, y)$  と  $p(x) \cdot p(y)$  はほぼ同一の形状を示している。即ち、重複指数  $A = 10$  の場合は、クラス A インパルス性雑音の同相成分と直交成分はほぼ独立であると見なせることがわかる。これは先に述べたように、 $A = 10$  の場合は、インパルス雑音の時間連続性が強まりクラス A インパルス性雑音はガウス雑音と等価となることから当然の結果である。一方、雑音のインパルス性が強い  $A = 0.1$  の場合である図 2.5 と図 2.6 を比較すると、 $p(x, y)$  と  $p(x) \cdot p(y)$  の形状は大きく異なったものとなり、雑音の同相成分と直交成分が独立であるとは見なせないことがわかる。さらに、クラス A インパルス性雑音の同相成分と直交成分が独立であると仮定し、 $p(x) \cdot p(y)$  を同相成分  $x$  と直交成分  $y$  の結合確率密度関数であると見なしたとすると、図 2.6 に示されるように、位相についての確率密度関数が一様分布ではなくなり、クラス A インパルス性雑音モデルの位相の確率密度関数を定義する式 (2.4) に反することがわかる。

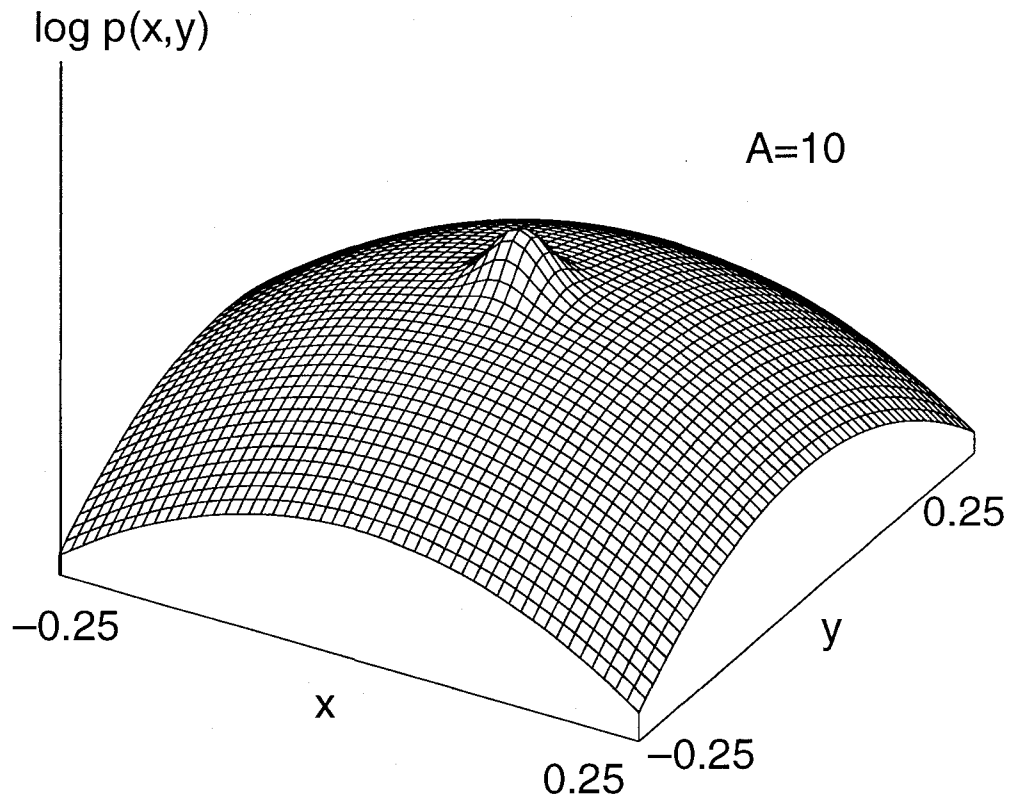


図 2.3: 同相成分と直交成分の結合確率密度関数  $p(x,y)$  ( $A = 10$  の場合)

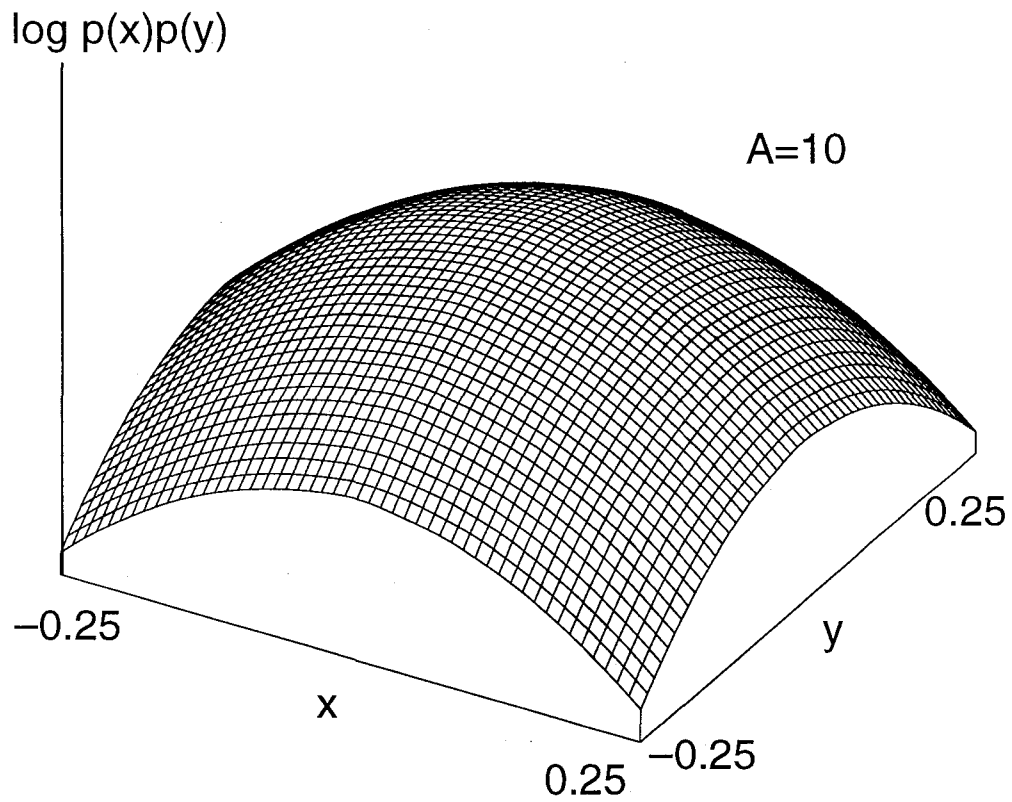
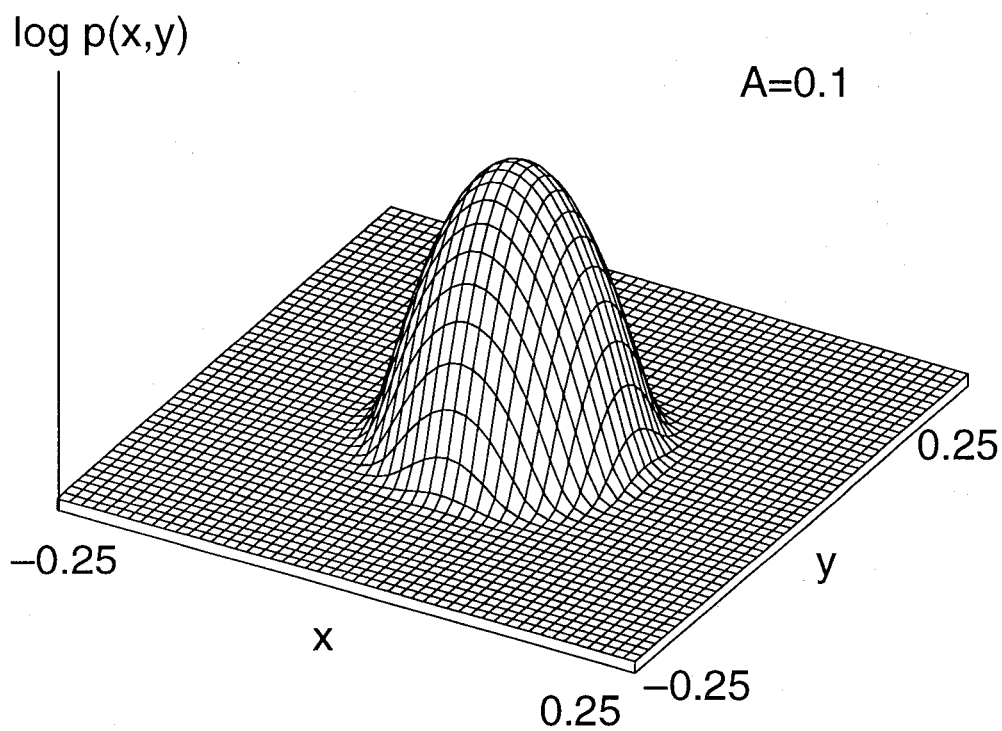
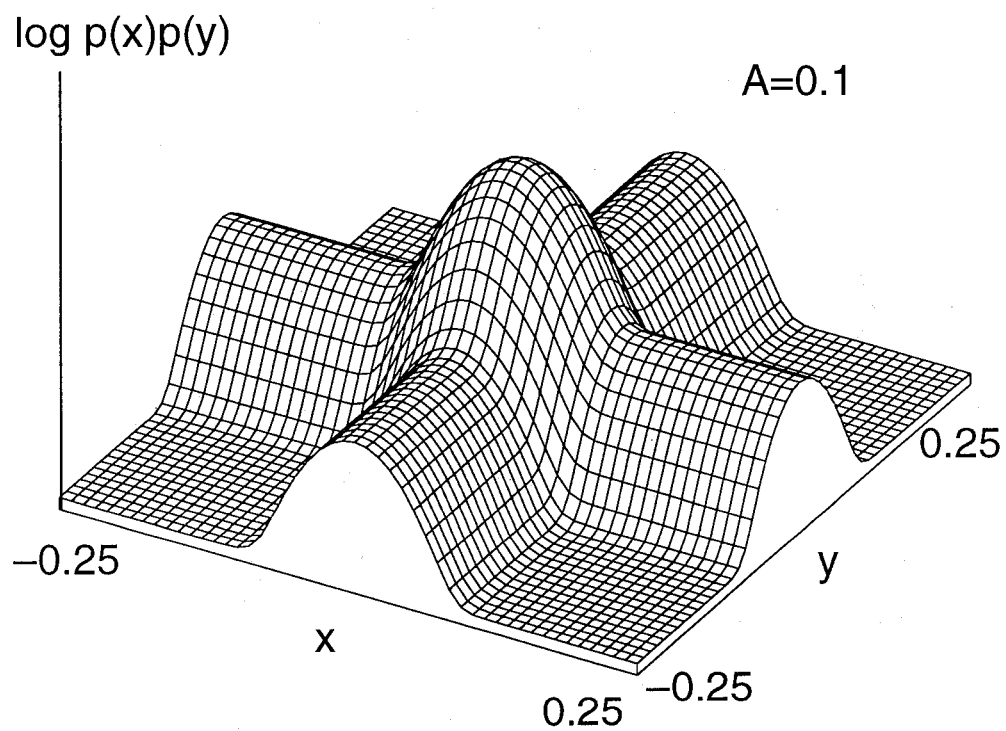


図 2.4: 同相成分と直交成分の確率密度関数の積  $p(x)p(y)$  ( $A = 10$  の場合)

図 2.5: 同相成分と直交成分の結合確率密度関数  $p(x,y)$  ( $A = 0.1$  の場合)図 2.6: 同相成分と直交成分の確率密度関数の積  $p(x)p(y)$  ( $A = 0.1$  の場合)

次に、クラス A インパルス性雑音の同相成分と直交成分の非独立性の物理的意味を明確にするために、直交成分  $y$  に振幅  $\alpha$  の雑音が生じているという条件下での同相成分  $x$  の条件付確率密度関数  $p(x|y = \alpha)$  を図 2.7 に示す。図 2.7 では、直交成分に生じている雑音の振幅  $\alpha$  の値が大きくなるほど、同相成分に高振幅な雑音が発生する確率が高くなっている。即ち、インパルス性雑音環境下においては、直交成分に高振幅な雑音が発生している場合には、同相成分にも高振幅な雑音が発生する確率が高くなることがわかる。同相成分と直交成分の非独立性に起因するこの統計的性質を確認するために、図 2.8 に、クラス A インパルス性雑音の同相成分と直交成分の時間波形を示す。図 2.8 より、同相成分もしくは直交成分のどちらか一方の成分に高振幅な雑音が生じている場合には、他方の成分にも高振幅な雑音が発生する確率が高くなることを確認できる。このような統計的性質は、雑音の同相成分と直交成分が独立であるガウス雑音の場合については現れないものである。さらにまた、このような性質はクラス A インパルス性雑音モデルに特有なものではなく、インパルス性を有する人工雑音に一般的に現れる性質であると考えられる。

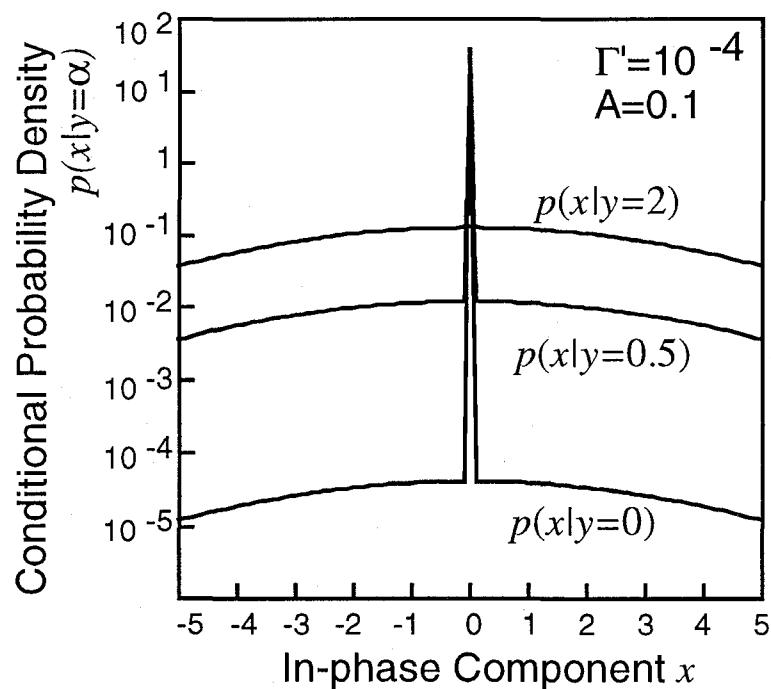


図 2.7: クラス A インパルス性雑音の条件付確率密度関数  $p(x|y = \alpha)$

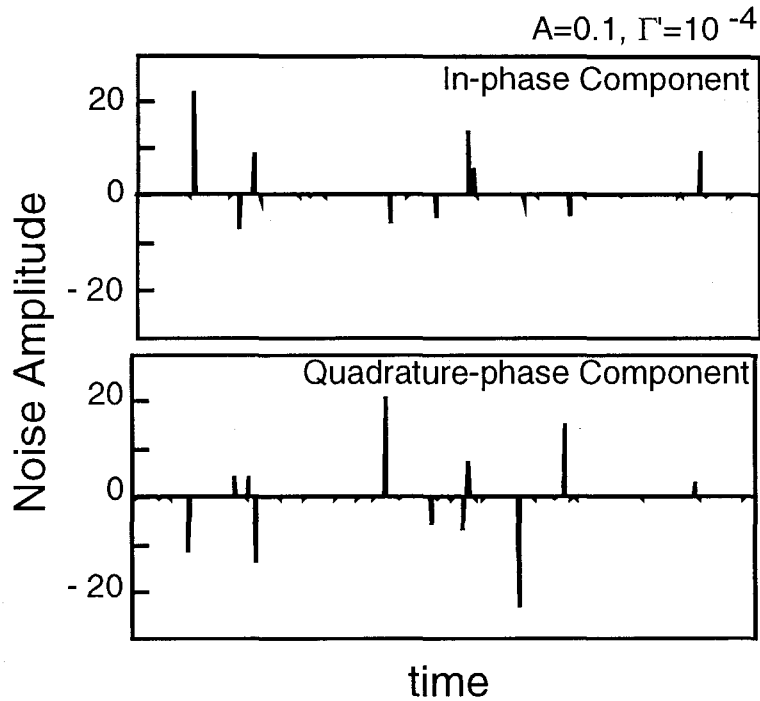


図 2.8: インパルス性雑音の同相成分と直交成分の時間波形

## 2.5 結言

以上、本章では、無線周波数帯において観測される人工雑音の代表的な統計モデルである Middleton のクラス A インパルス性雑音モデルについて示し、クラス A インパルス性雑音モデルの統計的性質を明らかにすると共に、新たに同相成分と直交成分の確率密度関数を導出した。その結果、クラス A インパルス性雑音はガウス雑音とは大きく異なった統計的性質を有すること、ならびに、クラス A インパルス性雑音の同相成分と直交成分は統計的に非独立な確率過程であり、どちらか一方の成分に高振幅な雑音が発生する場合には、他方の成分にも高振幅な雑音が発生する確率が高くなることを明らかにした。





## 第3章

# 人工雑音環境下でのデジタル変復調方式

### 3.1 序言

本章では、デジタル変復調方式として、位相変調 (Phase Shift Keying : PSK) 同期検波方式ならびに直交振幅変調 (Quadrature Amplitude Modulation : QAM) 同期検波方式を対象とし、人工雑音が従来のデジタル変復調方式の誤り率特性に及ぼす影響ならびに人工雑音に対する特性改善法について検討を行う。まず、ガウス雑音環境下での使用を前提として設計された従来のデジタル変復調方式のシステムモデルを示すと共に、人工雑音環境下での従来の PSK 方式ならびに QAM 方式のシンボル誤り率を解析的に導出し、人工雑音がこれらのデジタル変復調方式の誤り率特性に及ぼす影響を評価する。次いで、人工雑音環境下での最尤シンボル判定の観点から、人工雑音に対する最適受信機を提案し、最適受信を行うことによる特性改善効果について検討する。さらに、BPSK 方式などの搬送波に対する同相成分のみに信号が重畳されるデジタル変調方式の受信機として、人工雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を提案し、それによる特性改善について検討する。

### 3.2 従来のデジタル変復調方式の誤り率特性

デジタル無線通信システムの受信特性に雑音が及ぼす影響ならびに雑音に対する特性改善を考える場合、従来、そのほとんどは、受信機に加わる雑音の統計がガウス分布に従うという仮定の下でなされており、従来の受信機はガウス雑音環境下において良好な特性が得られるように設計されている。本節では、ガウス雑音下において最尤シンボル判定 (Maximum Likelihood Symbol Decision) を行うように設計された従来型受信機の動作原理およびその構成について示し、人工雑音が従来型受信機を用いた PSK 方式ならびに QAM 方式の誤り

率特性に及ぼす影響について検討する。

### 3.2.1 システムモデルと最尤シンボル判定の原理

本論文で対象とする  $M$  値デジタル変調同期検波方式のシステムモデルを図 3.1 に示す。受信機は 1 つの受信シンボルあたり  $N$  個のサンプルを得、それらを用いて、送信シンボル判定段で  $M$  個の送信シンボル候補についての判定関数を計算し、判定関数に基づいて送信シンボルを判定する。判定関数は、送信シンボルの判定基準によってその関数形が決定されるが、本論文では、送信シンボルの判定基準として、最尤判定基準 (Maximum Likelihood Decision Criteria) を用いる。

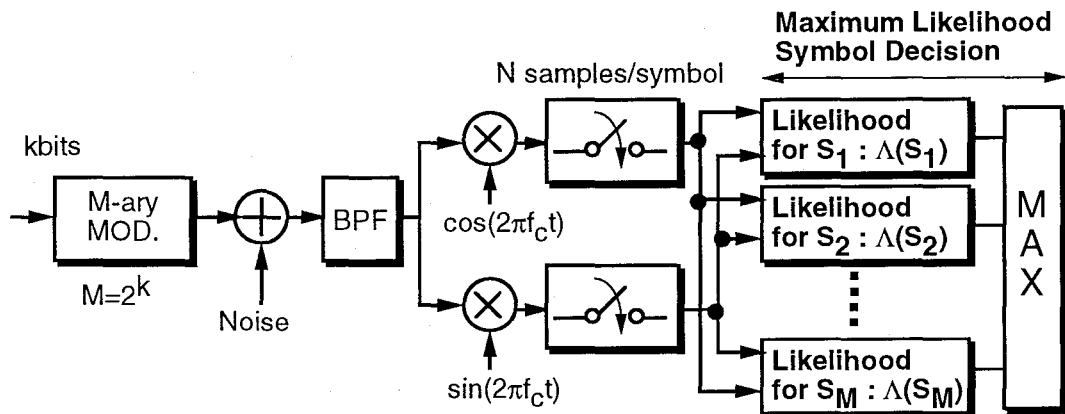


図 3.1:  $M$  値デジタル変調同期検波方式のシステムモデル

今、受信シンボル  $\mathbf{R}$  を

$$\mathbf{R} = \{r_1, r_2, \dots, r_N\} \quad (3.1)$$

と表す。但し、 $r_n (1 \leq n \leq N)$  は、受信シンボル  $\mathbf{R}$  の  $n$  番目のサンプルであり、搬送波に対する同相成分  $r_{nx}$ 、直交成分  $r_{ny}$  を用いて次式のように表せる (等価低域系表示)。

$$r_n = r_{nx} + jr_{ny} \quad (3.2)$$

同様に、 $M$  個の送信シンボル候補のうちの  $i$  番目の送信シンボル候補  $\mathbf{S}_i$ 、受信機に加わる雑音  $\mathbf{N}$  をそれぞれ、

$$\mathbf{S}_i = \{s_{i1}, s_{i2}, \dots, s_{iN}\} \quad (1 \leq i \leq M) \quad (3.3)$$

$$s_{in} = s_{ix} + js_{iy} \quad (3.4)$$

$$\mathbf{N} = \{n_1, n_2, \dots, n_N\} \quad (3.5)$$

$$n_n = n_{nx} + jn_{ny} \quad (3.6)$$

と表す. 受信機において1シンボルあたりに取り得る  $N$  個のサンプルが統計的に独立であると仮定すると,  $\mathbf{S}_i$  が送信されたとして  $\mathbf{R}$  が受信される確率 (尤度)  $Prob(\mathbf{R}|\mathbf{S}_i)$  は,

$$\begin{aligned} Prob(\mathbf{R}|\mathbf{S}_i) &= Prob(\mathbf{N} = \mathbf{R} - \mathbf{S}_i) \\ &= \prod_{n=1}^N p(r_n - s_{i_n}) \end{aligned} \quad (3.7)$$

となる. 最尤シンボル判定を行う受信機とは,  $M$  個の送信シンボル候補のうち, 式 (3.7) で表される尤度を最大にするシンボル  $\mathbf{S}_i$  を送信シンボルと判定する. このような受信機は, 一般に, 誤り率を最小にするという意味で最適受信機と呼ばれる<sup>[7]</sup>.

ここで, 受信機に加わる雑音  $\sigma^2$  のガウス雑音であると仮定すると, 式 (3.7) は,

$$Prob(\mathbf{R}|\mathbf{S}_i) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^N} \exp \left( -\frac{\sum_{n=1}^N \{ (r_{nx} - s_{ix})^2 + (r_{ny} - s_{iy})^2 \}}{2\sigma^2} \right) \quad (3.8)$$

となる. 従って, ガウス雑音環境下における最尤シンボル判定においては, 受信機は式 (3.8) を最大にする, 即ち,

$$\Lambda_G(i) = -\sum_{n=1}^N \{ (r_{nx} - s_{ix})^2 + (r_{ny} - s_{iy})^2 \} \quad (3.9)$$

を最大とする  $\mathbf{S}_i$  を送信シンボルであると判定する. 式 (3.9) から明らかなように,  $-\Lambda_G(i)$  は受信シンボル  $\mathbf{R}$  と送信シンボル候補  $\mathbf{S}_i$  との間の2乗ユークリッド距離である. このことから, ガウス雑音環境下での最尤シンボル判定は, 受信シンボル  $\mathbf{R}$  との間の2乗ユークリッド距離を最小にする送信シンボル  $\mathbf{S}_i$  を求めることと等価であることがわかる. 式 (3.9) に基づくガウス雑音環境下において最適な従来型受信機のシンボル判定段の構成を図 3.2 に示す.

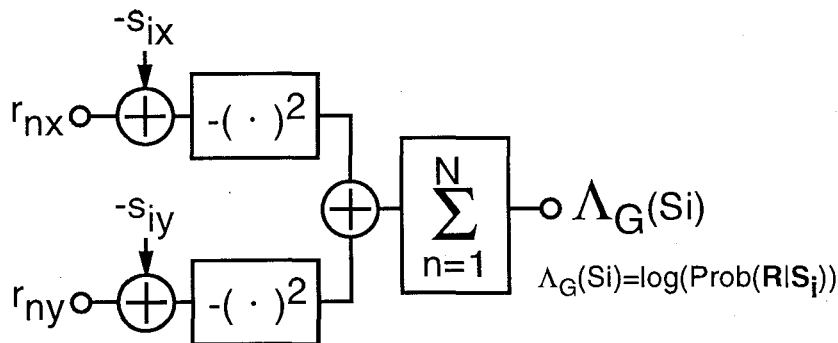


図 3.2: 従来型受信機のシンボル判定段の構成

ガウス雑音の同相成分と直交成分は統計的に独立であるため、BPSK方式のように搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う変調方式の場合は、式(3.9)はさらに単純化され、

$$\Lambda_G(i) = - \sum_{n=1}^N (r_{nx} - s_{ix})^2 \quad (3.10)$$

となり、これを最大にするシンボルが送信シンボルと判定される。式(3.10)に基づくBPSK方式の従来型受信機のシンボル判定段の構成を図3.3に示す。

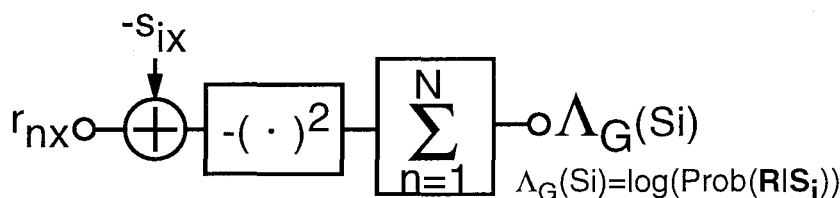


図 3.3: 従来型受信機のシンボル判定段の構成 (BPSK 方式の場合)

式(3.10)および図3.3より明らかなように、ガウス雑音環境下においてBPSK方式のような搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う変調方式の最適受信を行う場合は、受信信号の同相成分のみを観測すれば十分である。これは、一般に、同相成分と直交成分が独立となる雑音環境下において最適受信を行う場合に得られる結果である。

### 3.2.2 位相変調方式および直交振幅変調方式の誤り率の定式化

上述のように、ガウス雑音環境下において最尤シンボル判定(最適受信)を行う従来型受信機は、受信シンボルからの2乗ユークリッド距離に基づいて送信シンボルの判定を行うものであるが、これは雑音の分布がガウス分布に従う場合に得られる結果である。従って、ガウス雑音とは大きく異なった統計的性質を有する人工雑音環境下においては、2乗ユークリッド距離に基づく判定は誤り率を最小とする最適なシンボル判定手法ではなく、人工雑音の影響によって、従来型受信機の特性は大きく劣化するものと予想される。以下では、人工雑音の統計モデルとしてクラスAインパルス性雑音モデルを、また、デジタル変調方式としてPSK方式ならびにQAM方式を対象として、クラスAインパルス性雑音環境下における従来型受信機を用いたデジタル変復調方式の誤り率特性を評価する<sup>[65]–[71]</sup>。以下では、解析の簡単化のため、受信機は1シンボルあたり1つの独立なサンプルを得るものとする。

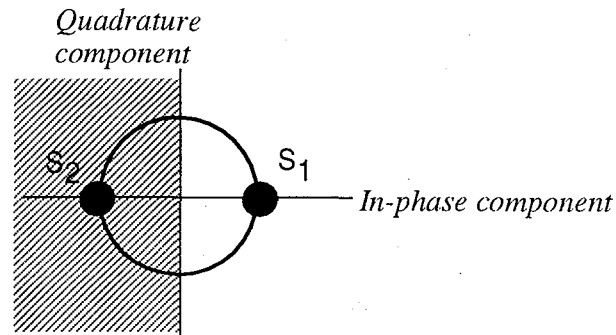


図 3.4: BPSK 方式の信号点配置

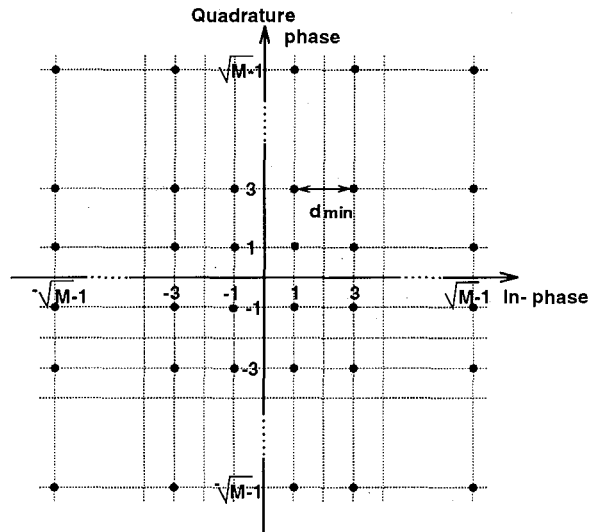
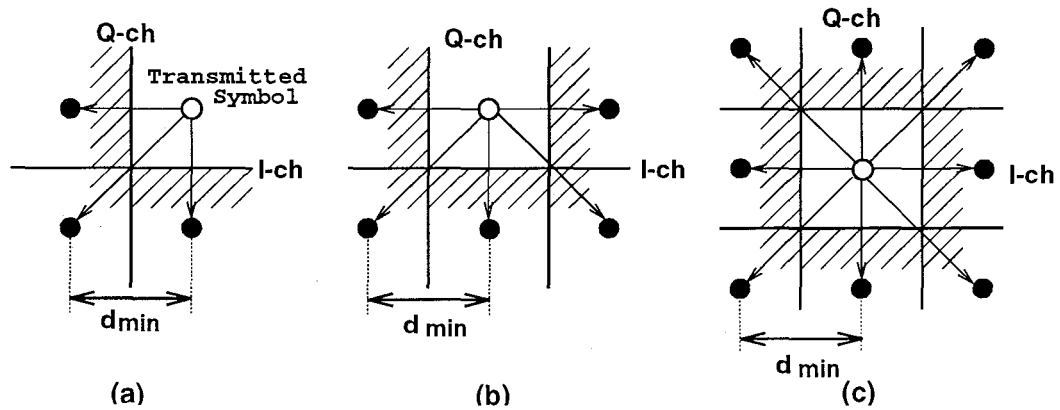
BPSK 方式の信号点配置を図 3.4 に示す。ここで、一般性を失うことなく、送信シンボル  $S_1$  が送信されたものと仮定すると、ユークリッド距離に基づいて送信シンボルの判定を行う従来型受信機を用いた場合に判定誤りが生じるのは、雑音の影響によって、受信シンボルが図 3.4 の斜線部の領域に位置した場合である。従って、従来型受信機を用いた BPSK 方式のシンボル誤り率は、式 (2.15) で表されるクラス A インパルス性雑音の同相成分の確率密度関数  $p(x)$  を用いて、以下のように求められる。

$$\begin{aligned}
 Pe_{BPSK} &= \int_{-\infty}^0 p(x - \sqrt{2S}) dx = \int_{-\infty}^{-\sqrt{2S}} p(x) dx \\
 &= \frac{e^{-A}}{2} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\gamma}{\sigma_m^2}} \right) \quad (3.11)
 \end{aligned}$$

但し、 $S$  は搬送波電力を、また、 $\gamma$  は搬送波電力対雑音電力比 (Carrier to Noise power Ratio: CNR) を表している。

次に、同様の手法によって、 $M$  値 QAM 方式のシンボル誤り率を導出する。ここでは信号点配置が矩形である  $M$  値 QAM 方式を対象とし、その信号点配置を図 3.5 に示す。ここで、図 3.5 におけるシンボル間の最小距離を  $d_{min}$  とし、全てのシンボルが等確率で生起するものと仮定すると、 $M$  値 QAM 方式の平均搬送波電力  $S_{av}$  は次式のように与えられる。

$$S_{av} = \frac{d_{min}^2}{12} (M - 1) \quad (3.12)$$

図 3.5:  $M$  値 QAM 方式の信号点配置図 3.6:  $M$  値 QAM 方式のシンボル判定誤りパターン

$M$  値 QAM 方式のシンボル誤り率を評価するには、雑音の対称性により、図 3.6 に示される 3 つのパターンについて考えれば良い。図 3.6 は、QAM 方式の信号点配置において、角・辺およびそれ以外に位置するシンボルの誤りパターンを示している。全てのシンボルが等確率で生起すると仮定すると、図 3.6 に示される 3 つのパターンが発生する確率は、それぞれ以下のように与えられる。

$$P(a) = \frac{4}{M}, P(b) = \frac{4(\sqrt{M}-2)}{M}, P(c) = \frac{M-4(\sqrt{M}-1)}{M} \quad (3.13)$$

さらに、図 3.6 に示す各々の場合に相当するシンボルの誤り率を  $P_{ea}, P_{eb}, P_{ec}$  とすると、 $M$  値 QAM 方式のシンボル誤り率  $P_{eQAM}$  は、次式のように表せる。

$$P_{eQAM} = P(a)P_{ea} + P(b)P_{eb} + P(c)P_{ec} \quad (3.14)$$

但し、 $P_{ea}, P_{eb}, P_{ec}$  は、式 (2.14) で与えられるクラス A インパルス性雑音の結合確率密度関数  $p(x, y)$  を用いて以下のように与えられる。

$$P_{ea} = 1 - \int_{-d_{min}/2}^{\infty} \int_{-d_{min}/2}^{\infty} p(x, y) dx dy \quad (3.15)$$

$$P_{eb} = 1 - \int_{-d_{min}/2}^{\infty} \int_{-d_{min}/2}^{d_{min}/2} p(x, y) dx dy \quad (3.16)$$

$$P_{ec} = 1 - \int_{-d_{min}/2}^{d_{min}/2} \int_{-d_{min}/2}^{d_{min}/2} p(x, y) dx dy \quad (3.17)$$

以上、式 (2.14) ならびに式 (3.12)-式 (3.17) より、従来型受信機を用いた  $M$  値 QAM 方式のシンボル誤り率は以下のように表される。

$$\begin{aligned} P_{eQAM} &= P(a)P_{ea} + P(b)P_{eb} + P(c)P_{ec} \\ &= \frac{4}{M} \left[ 1 - e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!4} \left\{ \operatorname{erfc} \left( -\frac{\sqrt{3}\sqrt{\gamma}}{\sqrt{2}\sqrt{M-1}\sigma_m} \right) \right\}^2 \right] \\ &+ \frac{4(\sqrt{M}-2)}{M} \left[ 1 - e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!2} \left\{ 1 - \operatorname{erfc} \left( \frac{\sqrt{3}\sqrt{\gamma}}{\sqrt{2}\sqrt{M-1}\sigma_m} \right) \right\} \right. \\ &\quad \left. \times \left\{ \operatorname{erfc} \left( -\frac{\sqrt{3}\sqrt{\gamma}}{\sqrt{2}\sqrt{M-1}\sigma_m} \right) \right\} \right] \\ &+ \frac{M-4(\sqrt{M}-1)}{M} \left[ 1 - e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \left\{ 1 - \operatorname{erfc} \left( -\frac{\sqrt{3}\sqrt{\gamma}}{\sqrt{2}\sqrt{M-1}\sigma_m} \right) \right\}^2 \right] \end{aligned} \quad (3.18)$$

但し、 $\operatorname{erfc}(\cdot)$  は誤差補関数を表している。

### 3.2.3 位相変調方式および直交振幅変調方式の誤り率特性の評価

式 (3.11) で与えられる BPSK 方式ならびに式 (3.18) で与えられる  $M$  値 QAM 方式 (但し  $M=16$ ) のシンボル誤り率特性を図 3.7 および図 3.8 に示す。

図 3.7 ならびに図 3.8 より、CNR の高い領域においては、重複指数  $A$  の値が小さくなる (雑音のインパルス性が強くなる) ほど誤り率特性が劣化し、インパルス性雑音が誤り率特性に大きく影響を及ぼしていることがわかる。これらの結果より、インパルス性雑音環境下において良好な誤り率特性を達成するためには、雑音の統計的性質に基づくシステム設計を行う必要があるといえる。



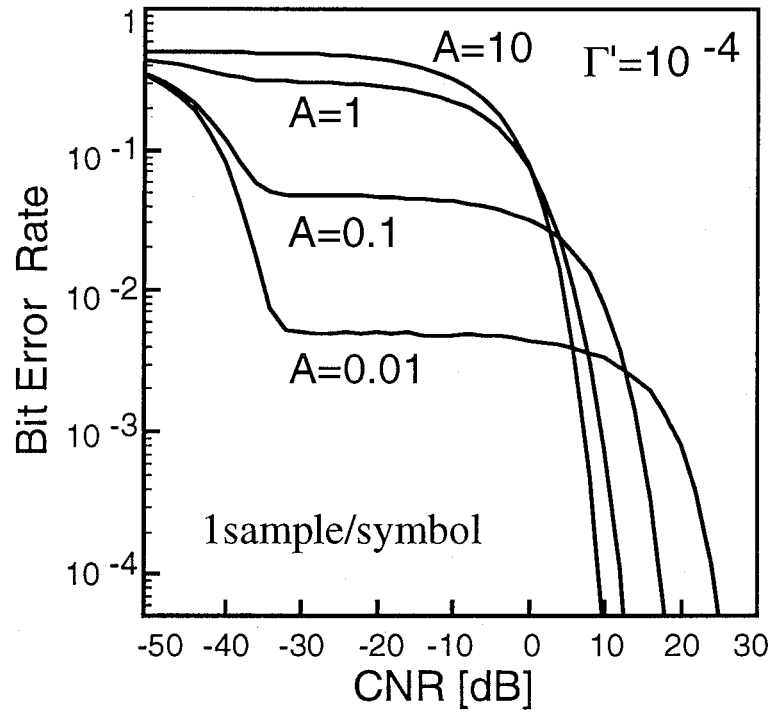


図 3.7: 従来型受信機を用いた BPSK 方式の誤り率特性

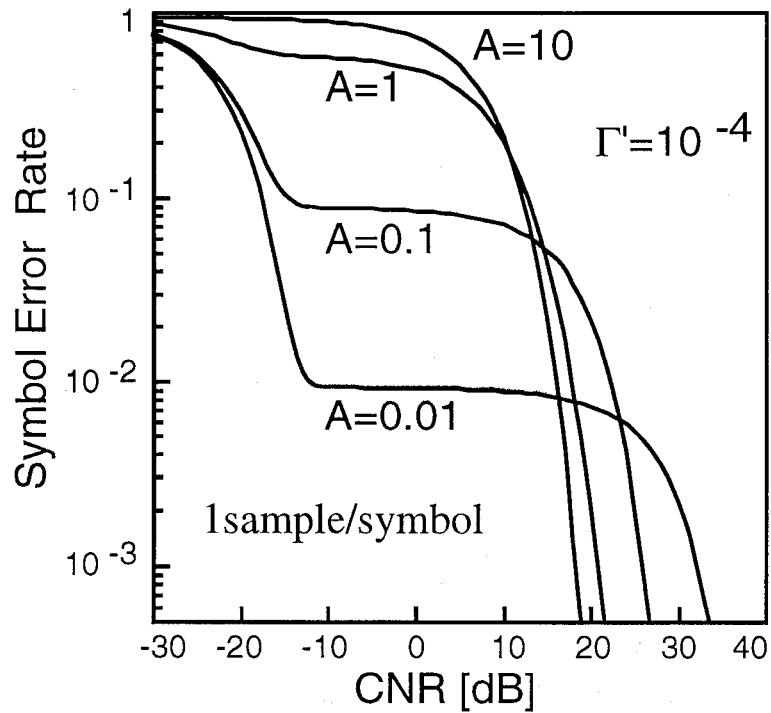


図 3.8: 従来型受信機を用いた 16QAM 方式の誤り率特性

ところで、インパルス性雑音下の誤り率特性の特徴として、CNRの増加に関わらず誤り率特性がほとんど改善されない領域が存在することがあげられる。これはインパルス性雑音環境下でのデジタル変復調方式の誤り率特性において一般に現れる特徴であり、この領域においては、シンボル判定誤りはインパルス性雑音の振幅レベルではなく、インパルス雑音の発生個数に依存するために生じる現象である。さらに、もう一つの特徴として、誤り率特性が改善されない領域(シンボル判定誤りがインパルス雑音の発生個数に依存する領域)においては、インパルス性雑音下での特性の方がガウス雑音下での特性よりも良好な特性を達成している点があげられる。これは、前章の図 2.2にも示したように、ガウス雑音とインパルス性雑音が同一雑音電力を有するとすると、インパルス性雑音の場合は雑音電力の大半がインパルス雑音成分に集中するため、インパルス雑音が発生していない時間においては、通信路の状態はガウス雑音の場合よりも良好となることに起因するものである。

### 3.3 最適受信による特性改善

前節で述べたように、人工雑音環境下においては、ガウス雑音下での使用を前提として設計された従来型受信機では十分な特性を得ることができず、人工雑音環境下においても良好な特性を得るためには雑音の統計的性質を反映させたシステム設計を行う必要がある。本節では、人工雑音環境下における最尤シンボル判定の観点から、人工雑音に対する最適受信機を提案し、最適受信を行うことによる特性改善効果を明らかにする<sup>[67]-[75]</sup>。

#### 3.3.1 人工雑音に対する尤度関数の定式化と最適受信機の構成

前節では、ガウス雑音下での最尤シンボル判定について検討し、ガウス雑音下においては、受信シンボルと送信シンボル間のユークリッド距離に基づいて送信シンボルの判定を行う従来型受信機は誤り率を最小とする最適なものであることを示した。

前節で示したように、一般に、最尤シンボル判定を行う最適受信機は、 $M$ 個の送信シンボル候補のうち、式(3.7)で与えられる尤度を最大にするシンボル $S_i$ を送信シンボルであると判定する。ここで、受信機に加わる雑音がクラスAインパルス性雑音であるとすると、インパルス性雑音下での尤度は、尤度に対する一般式である式(3.7)に式(2.14)で与えられるインパルス性雑音の同相および直交成分の結合確率密度関数を代入することによって、次式のように与えられる。

$$Prob(\mathbf{R}|S_i) = \prod_{n=1}^N \left[ e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \pi \sigma_m^2} \exp \left\{ -\frac{(r_{nx} - s_{ix})^2 + (r_{ny} - s_{iy})^2}{\sigma_m^2} \right\} \right] \quad (3.19)$$

インパルス性雑音環境下における最尤シンボル判定の意味での最適受信機は、上式を最大にするシンボル  $S_i$  が送信シンボルであると判定する受信機である。しかしながら、式 (3.19) では、 $m$  が無限大の項まで含まれるなど複雑であることから、この式に基づいて受信機を構成することは困難であり、実用的な受信機を構成するためには何らかの単純化が必要となる。

ところで、前章で示したように、式 (3.19) の導出に要するインパルス性雑音の確率密度関数である式 (2.14) は、重複指数  $A$  の値が小さい (雑音のインパルス性が強い) という条件下では、式 (2.17)-式 (2.19) のように第3項までの最大値で近似される。そしてこの近似を用いると、式 (3.19) を最大にする送信シンボルを求めることは、次式を最大にする送信シンボルを求めることと等価である。

$$\Lambda_{imp}(i) = - \sum_{n=1}^N \left\{ \min_{m=0,1,2} \left[ \frac{(r_{nx} - s_{ix})^2 + (r_{ny} - s_{iy})^2}{\sigma_m^2} - \ln \frac{A^m}{m! \sigma_m^2} \right] \right\} \quad (3.20)$$

インパルス性雑音下で最尤判定を行う受信機は、この単純化を行った  $\Lambda_{imp}(i)$  を最大にする送信シンボルを求めるものである。ここで、ガウス雑音下での最尤判定である式 (3.10) とインパルス性雑音下での最尤判定である式 (3.20) を比較すると、インパルス性雑音下における最適受信機は、

$$(r_{nx} - s_{ix})^2 + (r_{ny} - s_{iy})^2 \quad (3.21)$$

に代えて、

$$\min_{m=0,1,2} \left[ \frac{(r_{nx} - s_{ix})^2 + (r_{ny} - s_{iy})^2}{\sigma_m^2} - \ln \frac{A^m}{m! \sigma_m^2} \right] \quad (3.22)$$

を用いる以外は、従来型受信機と同一の構成を使用できることがわかる。インパルス性雑音に対する最適受信機のシンボル判定段の構成を図 3.9 に示す。式 (3.20) および図 3.9 から、インパルス性雑音に対する最適受信機は、従来型受信機のように単に受信シンボルと送信シンボル間のユークリッド距離に基づいて判定を行うものではなく、1シンボルあたりに取り得る複数の独立なサンプルのうち、高振幅な雑音の影響を受けていないサンプルを重視して送信シンボルの判定を行うことにより、特性改善を図るものと考えられる。

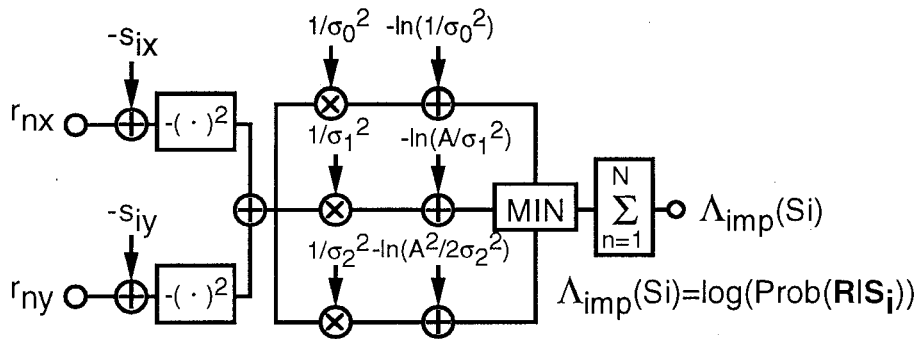


図 3.9: クラス A インパルス性雑音に対する最適受信機のシンボル判定段の構成

ここで、BPSK 方式などのように搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う変調方式を考えた場合、式 (3.20) は次式のように表される。

$$\Lambda_{imp}(i) = - \sum_{n=1}^N \left\{ \min_{m=0,1,2} \left[ \frac{(r_{nx} - s_{ix})^2 + (n_{ny})^2}{\sigma_m^2} - \ln \frac{A^m}{m! \sigma_m^2} \right] \right\} \quad (3.23)$$

但し、 $n_{ny}$ は、式 (3.6) で示した受信シンボル  $\mathbf{R}$  の  $n$  番目のサンプルに加わる雑音の直交成分である。上式に基づいて設計されたインパルス性雑音に対する BPSK 方式の最適受信機のシンボル判定段の構成を図 3.10 に示す。

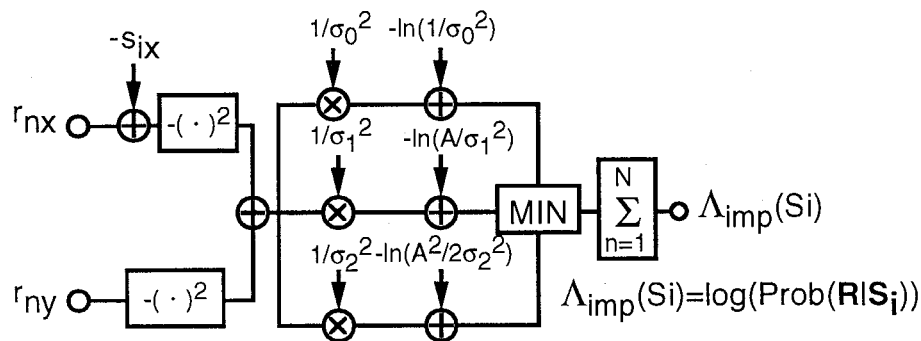


図 3.10: クラス A インパルス性雑音に対する最適受信機のシンボル判定段の構成 (BPSK 方式の場合)

式 (3.23) および図 3.10 から、インパルス性雑音環境下において最適受信を行う場合は、搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う変調方式においても、直交成分に生じる雑音を利用して送信シンボルの判定を行うことがわかる。これは、インパルス性雑音

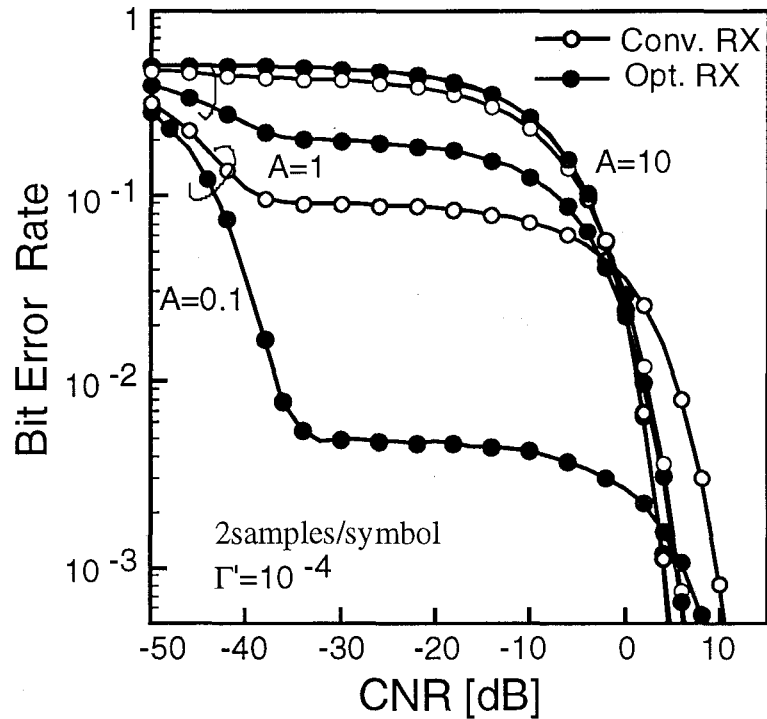


図 3.11: 最適受信機を用いた BPSK 方式の誤り率特性

の同相成分と直交成分の非独立性に起因するものであり、同相成分と直交成分が独立であるガウス雑音を対象として設計された従来型受信機の構成 (図 3.3) とは大きく異なる結果である。また、この結果はクラス A インパルス性雑音に対してのみ得られるものではなく、一般に同相成分と直交成分が独立ではない雑音に対して得られるものと考えられる。即ち、一般に、同相成分と直交成分が非独立な雑音下において最適受信を行う場合は、BPSK 方式や  $M$  値 ASK 方式などのように搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う変調方式においても、受信機は直交成分に生じる雑音を観測する必要がある。

### 3.3.2 最適受信による特性改善の評価

BPSK 方式および  $M$  値 QAM 方式 (但し  $M=16$ ) について、インパルス性雑音に対する最適受信機を用いた場合の誤り率特性を計算機シミュレーションによって評価し、その結果を図 3.11 および図 3.12 に示す。なお、計算機シミュレーションに際しては、1 シンボルあたり 2 つの独立なサンプルを取り得るものと仮定する。また、ガウス雑音に対して最適な従来型受信機を用いた場合の特性も評価し、比較対象とする。

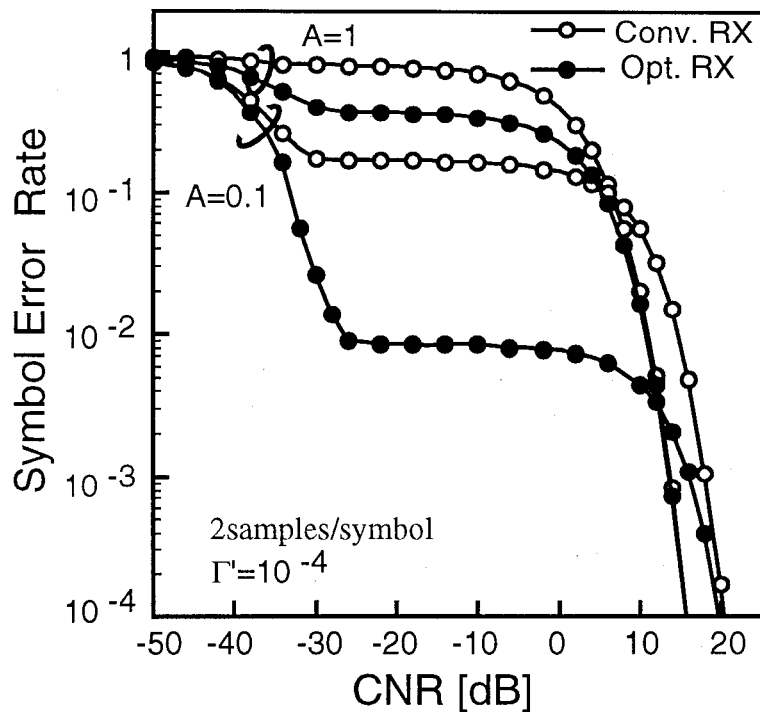


図 3.12: 最適受信機を用いた 16QAM 方式の誤り率特性

図 3.11 および図 3.12 より、インパルス性雑音に対する最適受信機を用いた場合の特性は、従来型受信機を用いた場合の特性を大きく上回り、最適受信を行うことによって誤り率特性が大きく改善されることがわかる。例えば、図 3.12 において重複指数  $A = 0.1$  の場合、シンボル誤り率  $P_e = 10^{-2}$  を達成するのに必要な CNR では、最適受信を行うことによって数 10dB もの大きな改善が得られている。

### 3.4 直交成分の非独立性を利用した受信による特性改善

前節では、最尤シンボル判定の観点から、人工雑音に対する最適受信機を提案し、最適受信を行うことによって誤り率特性は大きく改善されることを示した。本節では、BPSK 方式や ASK 方式などのように、搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う変調方式の受信機として、人工雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を提案し、その受信機を用いることによる特性改善効果について検討する [76]–[80]。本節で提案する受信機は、判定理論において誤り率を最小とする最適なものではないが、最適受信機よりも簡単な構成で最適受信機に匹敵する良好な特性が得られるという特長を有する。

### 3.4.1 直交成分の非独立性を利用した受信機の構成と動作原理

搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う変調方式を考えた場合、ガウス雑音に対して最適な従来型受信機は、式(3.10)で与えられる判定関数を計算し、それを最大にするシンボルを送信シンボルと判定する。ところで、前章で示したように、インパルス性雑音の搬送波に対する同相成分と直交成分は非独立であり、どちらか一方の成分に高振幅な雑音が生じている場合には、もう一方の成分にも高振幅な雑音が発生する確率が高くなる。そこで、この統計的性質を利用し、インパルス性雑音環境下での搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う変調方式の受信機として、次式で表されるような判定関数を有する受信機が考えられる。

$$\Lambda'_{imp}(i) = - \sum_{n=1}^N W(|n_{ny}|)(r_{nx} - s_{ix})^2 \quad (3.24)$$

但し、

$n_{ny}$  : 受信シンボルの  $n$  番目のサンプル値  $r_n$  に加わっている雑音の直交成分

$W(|n_{ny}|)$  :  $|n_{ny}|$  によって値が決定される重み関数で  $|n_{ny}|$  についての非増加関数 ( $\geq 0$ )

である。

式(3.24)に基づいて送信シンボルの判定を行う受信機のシンボル判定段の構成およびその動作概念を図3.13および図3.14に示す。

図3.14に示すように、この受信機は1シンボルあたりに取り得る複数の独立なサンプルのうち、直交成分に高振幅な雑音が生じているサンプルについては、同相成分にも高振幅な雑音が生じている可能性が高いと推定し、そのサンプルが送信シンボル判定に及ぼす影響が小さくなるように、 $W|n_{ny}|$  を小さくしてユークリッド距離を重み付ける。一方、直交成分に高振幅な雑音が生じていないサンプルについては、同相成分にも高振幅な雑音が発生している可能性が低いと推定し、そのサンプルが送信シンボル判定に及ぼす影響が大きくなるように、 $W|n_{ny}|$  を大きくしてユークリッド距離を重み付ける。以上のような重み付けを行うことによって、1シンボルあたりに取り得る複数の独立なサンプルのうち、高振幅な雑音の影響の少ないサンプルを重視したシンボル判定を行うことが可能となる。

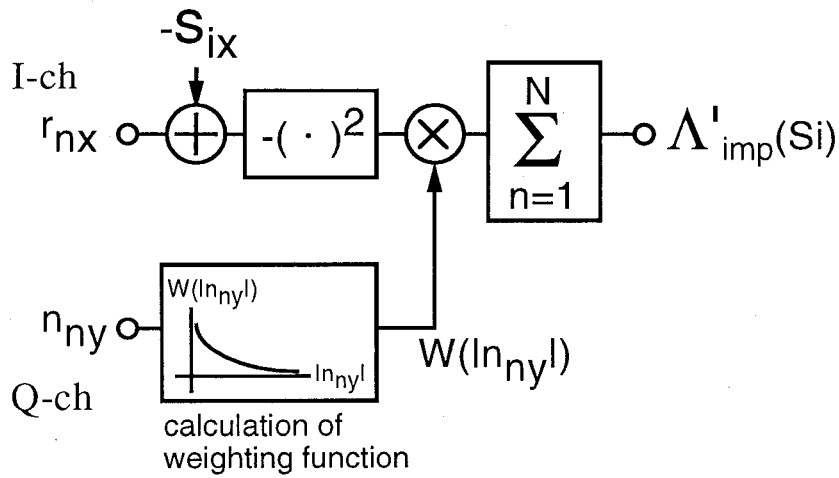


図 3.13: 直交成分の非独立性を利用した受信機のシンボル判定段の構成

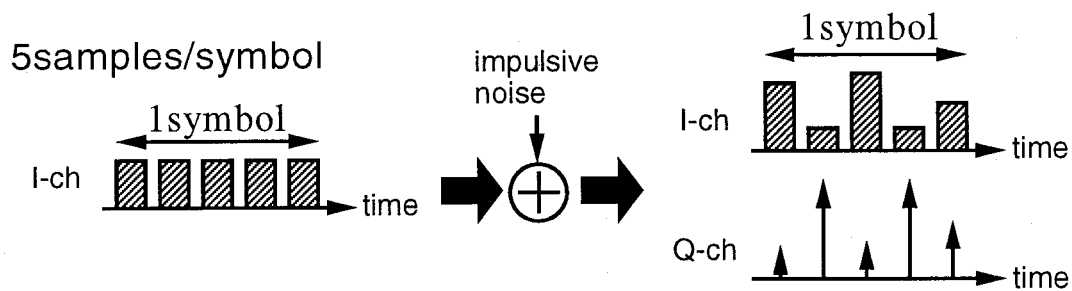


図 3.14: 直交成分の非独立性を利用した受信機の動作概念

ガウス雑音に対して最適な従来型受信機では、直交成分に生じた雑音の大きさに関わらず各サンプルは均一な重み付けで処理されるので、その判定関数は式 (3.24) において、

$$W(|n_{ny}|) = 1, \quad (i = 1, 2, \dots, N) \tag{3.25}$$

とした場合に相当する。



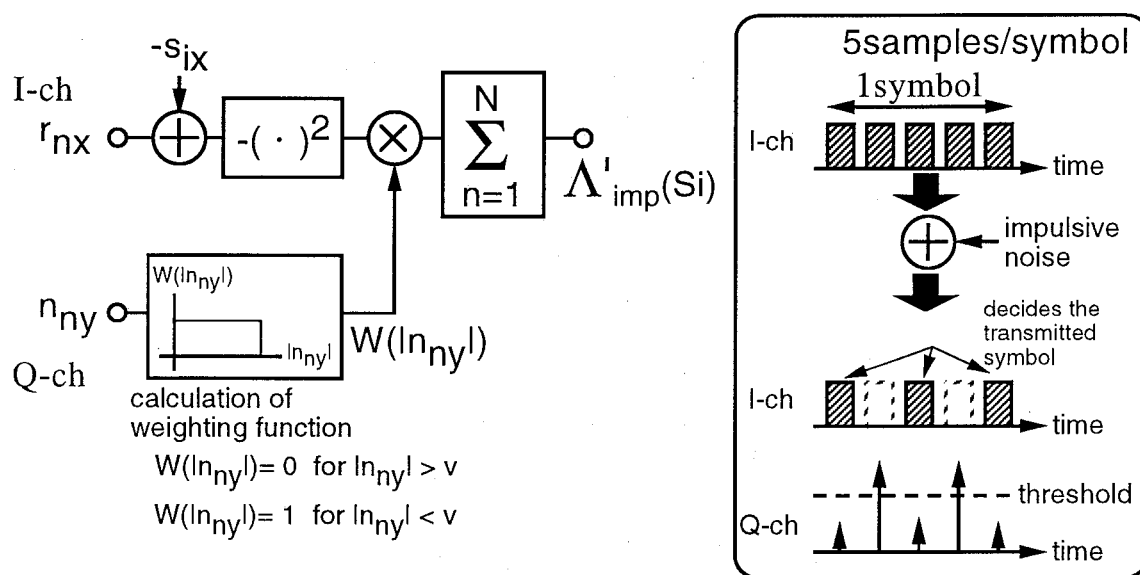


図 3.15: スレッシュヨルドレベル受信機の動作概念

クラス A インパルス性雑音に対する重み関数  $W(|n_{ny}|)$  としては、様々なものが考えられるが、本論文では次式のように表されるものを考える。

$$W(|n_{ny}|) = \begin{cases} 1, & \text{for } |n_{ny}| \leq v \\ 0, & \text{for } |n_{ny}| > v \end{cases} \quad (3.26)$$

但し、 $v (> 0)$  は雑音電力によって正規化されたスレッシュヨルドレベルである。

式 (3.26) で表される重み関数を用いる受信機は、1 シンボルあたりに取り得る  $N$  個の受信サンプルのうち、直交成分に生じた雑音の大きさがあるスレッシュヨルドレベル  $v$  以下となるサンプルのみを用いて送信シンボルの判定を行うものであり、本論文ではこのような受信機をスレッシュヨルドレベル受信機と呼ぶ (図 3.15 参照)。

この受信機では、1 シンボルあたりに取り得る全てのサンプルについて、直交成分に生じた雑音の大きさがスレッシュヨルドレベルを越える状況も起こり得るが、そのような場合は全てのサンプルを用いて送信シンボルの判定を行うものとする。従って、スレッシュヨルドレベルを  $v \rightarrow \infty$  または  $v \rightarrow 0$  とした場合には、スレッシュヨルドレベル受信機は従来型受信機と等価となり、その特性は従来型受信機のものとは一致する。また、式 (3.26) で表される重み関数は誤り率を最小にするという意味で最適なものではないが、この重み関数を用いることによって受信機を比較的簡単に構成できるという特長を有する。

### 3.4.2 直交成分の非独立性を利用した受信機の誤り率特性の定式化

スレッショルドレベル受信機を用いた場合の誤り率の定式化を行う<sup>[76]</sup>. スレッショルドレベル受信機は, 搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う任意の変調方式に適用できるが, 以下では解析の簡単化のため BPSK 方式を考え, 受信機は 1 シンボルあたりに 2 つの独立なサンプルを得るものとする. また, 一般性を失うことなく, 送信シンボルとして図 3.4 に示す  $S_1$  を仮定し, これまでの表記に従って, 受信機が取り得る  $i (= 1, 2)$  番目のサンプルに加わっている雑音  $n_i$  の同相成分を  $n_{ix}$ , 直交成分を  $n_{iy}$  として表す.

1 シンボルあたり 2 つの独立なサンプルを取るスレッショルドレベル受信機では, シンボル判定は次の 4 つの独立な事象に分類できる.

- [事象 A]: 2 つのサンプルともに, その直交成分に生じた雑音の大きさがスレッショルドレベル  $v$  以下となる. ( $|n_{1y}| \leq v, |n_{2y}| \leq v$ )
- [事象 B]: 2 つのサンプルともに, その直交成分に生じた雑音の大きさがスレッショルドレベル  $v$  を越える. ( $|n_{1y}| > v, |n_{2y}| > v$ )
- [事象 C]: 1 番目のサンプルのみ, その直交成分に生じた雑音の大きさがスレッショルドレベル  $v$  以下となる. ( $|n_{1y}| \leq v, |n_{2y}| > v$ )
- [事象 D]: 2 番目のサンプルのみ, その直交成分に生じた雑音の大きさがスレッショルドレベル  $v$  以下となる. ( $|n_{1y}| > v, |n_{2y}| \leq v$ )

事象 A, B, C, D の生起確率  $P_A, P_B, P_C, P_D$  は, クラス A インパルス性雑音の直交成分の確率密度関数である式 (2.16) を用いて以下のように与えられる.

$$P_A = \int_{-v}^v p(n_{1y}) dn_{1y} \int_{-v}^v p(n_{2y}) dn_{2y} \quad (3.27)$$

$$P_B = \left[ 1 - \int_{-v}^v p(n_{1y}) dn_{1y} \right] \left[ 1 - \int_{-v}^v p(n_{2y}) dn_{2y} \right] \quad (3.28)$$

$$P_C = \left[ \int_{-v}^v p(n_{1y}) dn_{1y} \right] \left[ 1 - \int_{-v}^v p(n_{2y}) dn_{2y} \right] \quad (3.29)$$

$$P_D = \left[ 1 - \int_{-v}^v p(n_{1y}) dn_{1y} \right] \left[ \int_{-v}^v p(n_{2y}) dn_{2y} \right] \quad (3.30)$$

事象 A, B が生じた場合は, 受信機は 2 つの独立なサンプルを用いて送信シンボルの判定を行うのに対し, 事象 C, D が生じた場合は, 直交成分に生じた雑音の大きさがスレッショルドレベル  $v$  以下となるサンプルのみを用いて送信シンボルの判定を行う. 事象 A, B, C, D が生じた条件下でのビット誤り率を  $Pe_A, Pe_B, Pe_C, Pe_D$  とすると, スレッショルドレベル受信機を用いた BPSK 方式のビット誤り率  $Pe_{thre}$  は次式のように表せる.

$$Pe_{thre} = P_A \cdot Pe_A + P_B \cdot Pe_B + P_C \cdot Pe_C + P_D \cdot Pe_D \quad (3.31)$$

以下では、各事象が生じた条件下でのビット誤り率  $Pe_A, Pe_B, Pe_C, Pe_D$  を求める。

### 事象 A が生じている条件下でのビット誤り率

事象 A が生じている条件下でのビット誤り率  $Pe_A$  は次式のように表せる。

$$Pe_A = Prob [n_{1x} + n_{2x} < -2\sqrt{2S}] \quad (3.32)$$

ここで、 $n_{1x}, n_{2x}$  の分布は事象 A が生じている条件下での  $n_{1x}, n_{2x}$  の条件付確率密度関数  $p(n_{1x}|A), p(n_{2x}|A)$  として、式 (2.14) から、次式のように与えられる。

$$p(n_{1x}|A) = p(n_{1x} | |n_{1y}| \leq v) = \frac{\int_{-v}^v p(n_{1x}, n_{1y}) dn_{1y}}{\int_{-v}^v \int_{-\infty}^{\infty} p(n_{1x}, n_{1y}) dn_{1x} dn_{1y}} \quad (3.33)$$

$$p(n_{2x}|A) = p(n_{2x} | |n_{2y}| \leq v) = \frac{\int_{-v}^v p(n_{2x}, n_{2y}) dn_{2y}}{\int_{-v}^v \int_{-\infty}^{\infty} p(n_{2x}, n_{2y}) dn_{2x} dn_{2y}} \quad (3.34)$$

式 (3.32) において、

$$n_a = n_{1x} + n_{2x} \quad (3.35)$$

とすると、事象 A が生じた条件下でのビット誤り率  $Pe_A$  は  $n_a$  の確率密度関数  $p(n_a)$  を用いて、

$$Pe_A = \int_{-\infty}^{-2\sqrt{2S}} p(n_a) dn_a \quad (3.36)$$

として与えられる。また、 $n_a$  の確率密度関数  $p(n_a)$  は、 $n_{1x}, n_{2x}$  が統計的に独立であることから、次式のように与えられる。

$$\begin{aligned} p(n_a) &= p(n_{1x}|A) \otimes p(n_{2x}|A) \\ &= \frac{\sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^{l+m}}{l!m! \sqrt{2\pi(\sigma_l^2 + \sigma_m^2)}} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_l^2}} \right) \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}} \right) \exp \left( -\frac{n_a^2}{2(\sigma_l^2 + \sigma_m^2)} \right)}{\left[ \sum_{n=0}^{\infty} \frac{A^n}{n!} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_n^2}} \right) \right]^2} \end{aligned} \quad (3.37)$$

従って、式 (3.36)-式 (3.37) から、事象 A が生じた場合のビット誤り率は次式のように得ら

れる。

$$Pe_A = \frac{\sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^{l+m}}{l!m! \sqrt{2\pi\sigma_l^2}} \operatorname{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_l^2}}\right) \operatorname{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}}\right) \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{2\sqrt{S}}{\sqrt{\sigma_l^2 + \sigma_m^2}}\right)}{\left[\sum_{n=0}^{\infty} \frac{A^n}{n!} \operatorname{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_n^2}}\right)\right]^2} \quad (3.38)$$

但し,  $\operatorname{erf}(\cdot), \operatorname{erfc}(\cdot)$  は, それぞれ, 誤差関数および誤差補関数を表している。

#### 事象 B が生じている条件下でのビット誤り率

事象 B が生じている条件下でのビット誤り率  $Pe_B$  は次式のように表せる。

$$Pe_B = \operatorname{Prob}[n_{1x} + n_{2x} < -2\sqrt{2S}] \quad (3.39)$$

ここで,  $n_{1x}, n_{2x}$  の分布は事象 B が生じている条件下での  $n_{1x}, n_{2x}$  の条件付確率密度関数  $p(n_{1x}|B), p(n_{2x}|B)$  として次式のように与えられる。

$$p(n_{1x}|B) = p(n_{1x} | |n_{1y}| > v) = \frac{\int_v^{\infty} p(n_{1x}, n_{1y}) dn_{1y}}{\int_v^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p(n_{1x}, n_{1y}) dn_{1x} dn_{1y}} \quad (3.40)$$

$$p(n_{2x}|B) = p(n_{2x} | |n_{2y}| > v) = \frac{\int_v^{\infty} p_{n_{2x}, n_{2y}}(n_{2x}, n_{2y}) dn_{2y}}{\int_v^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p_{n_{2x}, n_{2y}}(n_{2x}, n_{2y}) dn_{2x} dn_{2y}} \quad (3.41)$$

式 (3.39) において,

$$n_b = n_{1x} + n_{2x} \quad (3.42)$$

とすると, 事象 B が生じた条件下でのビット誤り率  $Pe_B$  は,  $n_b$  の確率密度関数  $p(n_b)$  を用いて,

$$Pe_B = \int_{-\infty}^{-2\sqrt{2S}} p(n_b) dn_b \quad (3.43)$$

として与えられる。  $n_b$  の確率密度関数  $p(n_b)$  は,  $n_{1x}, n_{2x}$  が統計的に独立であることより, 次式のように与えられる。

$$\begin{aligned} p_{n_b}(n_b) &= p(n_{1x}|B) \otimes p(n_{2x}|B) \\ &= \frac{\sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^{l+m}}{l!m! \sqrt{2\pi(\sigma_l^2 + \sigma_m^2)}} \operatorname{erfc}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_l^2}}\right) \operatorname{erfc}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}}\right) \exp\left(-\frac{n_b^2}{2(\sigma_l^2 + \sigma_m^2)}\right)}{\left[\sum_{n=0}^{\infty} \frac{A^n}{n!} \operatorname{erfc}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_n^2}}\right)\right]^2} \end{aligned} \quad (3.44)$$

従って、式(3.43)-式(3.44)から、事象Bが生じた場合のビット誤り率は次式のように得られる。

$$Pe_B = \frac{\sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^{l+m}}{l!m!\sqrt{2\pi\sigma_l^2}} \operatorname{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_l^2}}\right) \operatorname{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}}\right) \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{2\sqrt{S}}{\sqrt{\sigma_l^2 + \sigma_m^2}}\right)}{\left[\sum_{n=0}^{\infty} \frac{A^n}{n!} \operatorname{erfc}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_n^2}}\right)\right]^2} \quad (3.45)$$

### 事象Cが生じている条件下でのビット誤り率

事象Cが生じている条件下でのビット誤り率  $Pe_C$  は次式のように表せる。

$$Pe_C = \operatorname{Prob}\left[n_{2x} < -\sqrt{2S}\right] \quad (3.46)$$

但し、 $n_{2x}$ の分布は、事象Cが生じている条件下での  $n_{2x}$ の条件付確率密度関数  $p(n_{2x}|C)$  であり、次式のように与えられる。

$$p(n_{2x}|C) = p(n_{2x} | |n_{2y}| \leq v) = \frac{\int_{-v}^v p(n_{2x}, n_{2y}) dn_{2y}}{\int_{-v}^v \int_{-\infty}^{\infty} p(n_{2x}, n_{2y}) dn_{2x} dn_{2y}} \quad (3.47)$$

従って、式(3.46)-式(3.47)から、事象Cが生じた場合のビット誤り率は次式のように得られる。

$$Pe_C = \int_{-\infty}^{-\sqrt{2S}} p(n_{2x}|C) dn_{2x} = \frac{\sum_{l=0}^{\infty} \frac{A^l}{l!\sqrt{2\pi\sigma_l^2}} \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{S}}{\sqrt{\sigma_l^2}}\right)}{\left[\sum_{n=0}^{\infty} \frac{A^n}{n!} \operatorname{erfc}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_n^2}}\right)\right]^2} \quad (3.48)$$

### 事象Dが生じている条件下でのビット誤り率

事象Dが生じている条件下でのビット誤り率  $Pe_D$  は次式のように表せる。

$$Pe_D = \operatorname{Prob}\left[n_{1x} < -\sqrt{2S}\right] \quad (3.49)$$

但し、 $n_{1x}$ の分布は、事象Dが生じている条件下での  $n_{1x}$ の条件付確率密度関数  $p(n_{1x}|D)$  であり、次式のように与えられる。

$$p(n_{1x}|D) = p(n_{1x} | |n_{1y}| \leq v) = \frac{\int_{-v}^v p(n_{1x}, n_{1y}) dn_{1y}}{\int_{-v}^v \int_{-\infty}^{\infty} p(n_{1x}, n_{1y}) dn_{1x} dn_{1y}} \quad (3.50)$$

従って、式 (3.49)-式 (3.50) から、事象 D が生じた場合のビット誤り率は次式のように得られる。

$$Pe_D = \int_{-\infty}^{-\sqrt{2S}} p(n_{1x}|D) dn_{1x} = \frac{\sum_{l=0}^{\infty} \frac{A^l}{l! \sqrt{2\pi\sigma_l^2}} \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\sqrt{S}}{\sqrt{\sigma_l^2}} \right)}{\left[ \sum_{n=0}^{\infty} \frac{A^n}{n!} \operatorname{erfc} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_n^2}} \right) \right]^2} \quad (3.51)$$

以上、式 (3.27)-式 (3.30) および式 (3.38), 式 (3.45), 式 (3.48), 式 (3.51) より、クラス A インパルス性雑音環境下でのスレッシュヨルドレベル受信機のビット誤り率  $Pe_{thre}$  は次式のように得られる。

$$\begin{aligned} Pe_{thre} &= \frac{e^{-2A}}{2} \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^{l+m}}{l!m!} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_l^2}} \right) \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}} \right) \operatorname{erfc} \left( \frac{2\sqrt{S}}{\sqrt{\sigma_l^2 + \sigma_m^2}} \right) \\ &+ \frac{e^{-2A}}{2} \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^{l+m}}{l!m!} \operatorname{erfc} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_l^2}} \right) \operatorname{erfc} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}} \right) \operatorname{erfc} \left( \frac{2\sqrt{S}}{\sqrt{\sigma_l^2 + \sigma_m^2}} \right) \\ &+ e^{-2A} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{A^l}{l!} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_l^2}} \right) \operatorname{erfc} \left( \frac{2\sqrt{S}}{\sqrt{\sigma_l^2}} \right) \end{aligned} \quad (3.52)$$

但し、これまでの解析で用いたインパルス性雑音の確率密度関数は雑音電力で正規化されたものであるので、 $S$  は搬送波対雑音電力比 (CNR) に相当する。

### 3.4.3 直交成分の非独立性を利用した受信機による特性改善の評価

本節で提案したスレッシュヨルドレベル受信機を用いた場合の誤り率特性を評価する。

先に述べたように、スレッシュヨルドレベル  $v$  にはビット誤り率を最小とする最適値が存在し、その値は雑音のインパルス性に依存することが予想される。そこでまず、スレッシュヨルドレベルと誤り率の関係から、誤り率を最小とする最適なスレッシュヨルドレベルについて検討する。

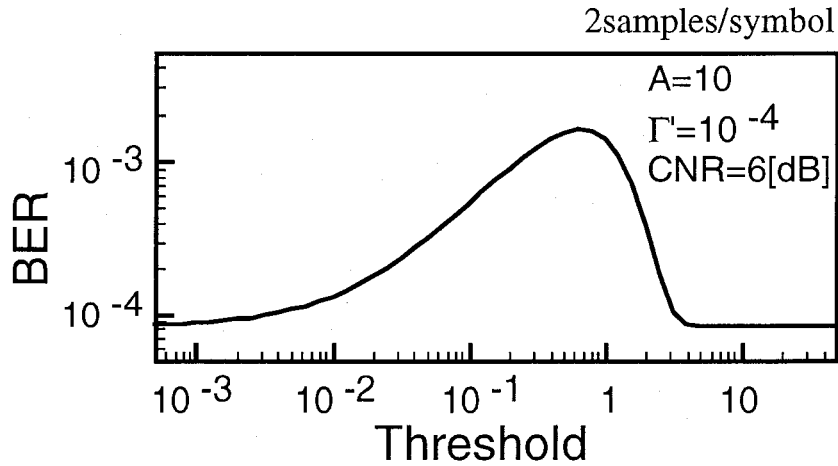


図 3.16: スレッシュホルドレベルとビット誤り率の関係 ( $A = 10$  の場合)

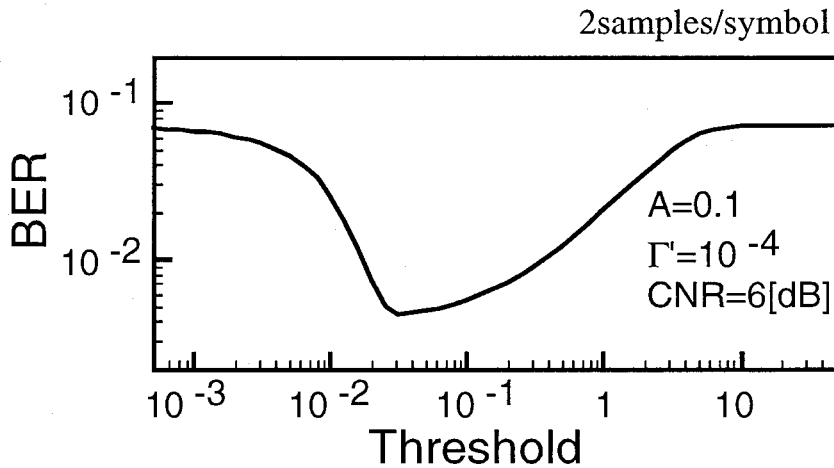


図 3.17: スレッシュホルドレベルとビット誤り率の関係 ( $A = 0.1$  の場合)

式 (3.52) から求められるスレッシュホルドレベルとビット誤り率の関係を図 3.16 および図 3.17 に示す。図 3.16, 図 3.17 はそれぞれ、雑音のインパルス性が弱くガウス雑音と等価である場合 ( $A = 10$ ) および雑音のインパルス性が強い場合 ( $A = 0.1$ ) について示している。図 3.16 より、雑音のインパルス性が弱い場合は、スレッシュホルドレベルが  $v \rightarrow 0$  または  $v \rightarrow \infty$  であるとき (即ち、従来型受信機と等価である場合) に、誤り率は最小となることがわかる。これは、ガウス雑音環境下においては、従来型受信機が誤り率を最小とする最

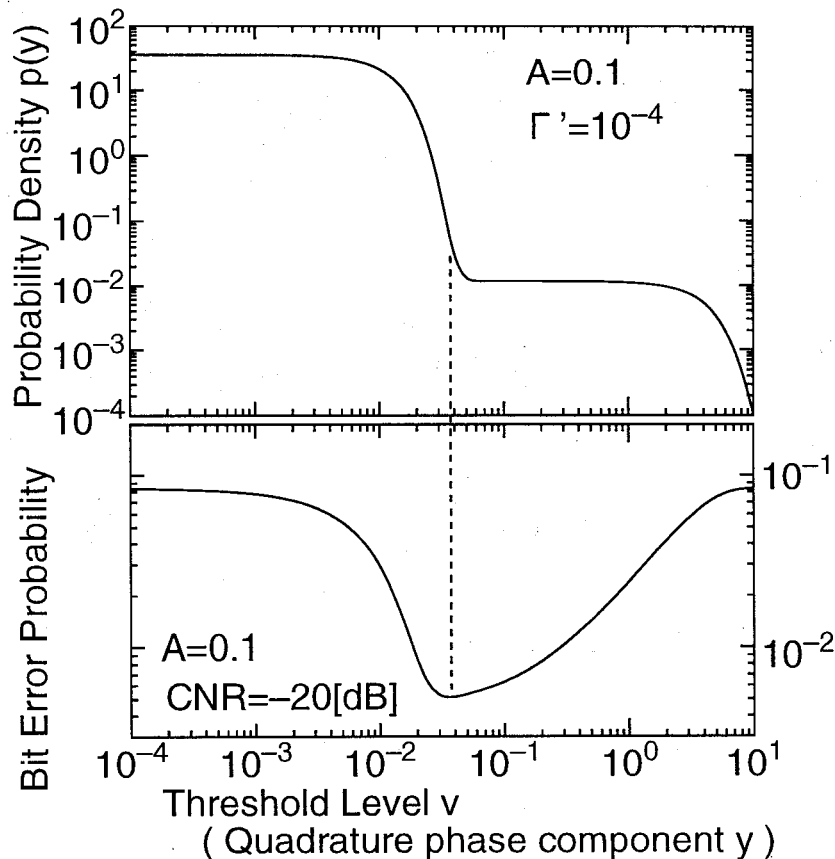


図 3.18: スレッシュホルドレベルと確率密度関数の関係

適なものであるという結果に一致する。一方、図 3.17より、雑音のインパルス性が強い場合 ( $A=0.1$ ) は、スレッシュホルドレベル  $v=10^{-2}$  付近において誤り率が最小となっている。このスレッシュホルドレベルの最適値の持つ物理的意味を明確にするため、スレッシュホルドレベルと誤り率の関係およびクラス A インパルス性雑音の直交成分の確率密度関数を図 3.18 に示す。

図 3.18から、最適なスレッシュホルドレベルは、インパルス性雑音に含まれる高振幅な雑音成分の最低レベルにほぼ一致することがわかる。この結果より、スレッシュホルドレベルを最適にした場合は、受信機は高振幅な雑音が加わっていないサンプルのみを用いて送信シンボルの判定を行っていることを確認することができる。

以上のように、スレッシュホルドレベルにはビット誤り率を最小とする最適値が存在し、その値は雑音のインパルス性に依存する。以下では、最適なスレッシュホルドレベルを用いた場合の誤り率特性を評価する。



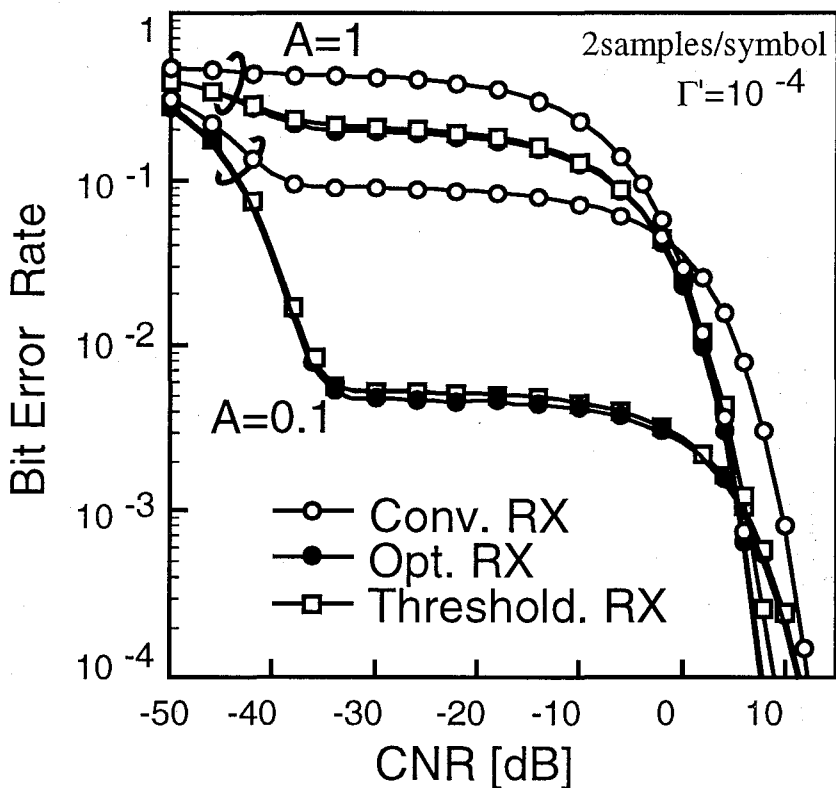


図 3.19: スレッシュヨルドレベル受信機を用いた BPSK 方式の誤り率特性

スレッシュヨルドレベルを最適にした場合の誤り率特性を図 3.19 に示す。また、ガウス雑音に対して最適な従来型受信機を用いた場合ならびに前節で示したインパルス性雑音に対する最適受信機を用いた場合の特性も示し、比較対象とする。図 3.19 より、スレッシュヨルドレベル受信機の特性は従来型受信機の特性を大きく上回り、最適受信機に匹敵する良好な特性が得られることがわかる。図 3.10 と図 3.13 を比較するとわかるように、スレッシュヨルドレベル受信機は最適受信機よりも比較的簡易に構成できることを考慮すると、インパルス性雑音環境下での BPSK 方式の受信機として、スレッシュヨルドレベル受信機は有効なものであるといえる。

なお、本章で提案したインパルス性雑音に対する最適受信機およびスレッシュヨルドレベル受信機では、インパルス性雑音のパラメータ (重複指数  $A$  とガウス成分比  $\Gamma$ ) の推定が必要となり、パラメータが正しく推定された場合に良好な特性が得られるものと考えられる。実際の人工雑音を対象としたインパルス性雑音のパラメータ推定法<sup>[81]–[86]</sup>については第 6 章において検討する。

## 3.5 結言

本章では，人工雑音の統計モデルとしてクラス A インパルス性雑音を，また，デジタル変復調方式として PSK ならびに QAM 同期検波方式を対象とし，人工雑音が従来のデジタル変復調方式の誤り率特性に及ぼす影響ならびに人工雑音に対する特性改善法について検討した．まず，人工雑音環境下における，ガウス雑音環境下での使用を前提として設計された従来のデジタル変復調方式の誤り率を解析的に導出すると共に，人工雑音の影響によって従来のデジタル変復調方式の誤り率特性は大きく劣化することを明らかにした．次いで，最尤シンボル判定の観点から，人工雑音に対する最適受信機を新たに提案し，雑音の統計的性質に基づく最適受信を行うことにより，誤り率特性が大きく改善されることを明らかにした．さらに，搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う変調方式の受信機として，人工雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行うスレッシュホールドレベル受信機を提案し，それを用いることにより，最適受信機に匹敵する良好な特性が得られることを明らかにした．



## 第4章

# 人工雑音環境下での直接拡散符号分割多元接続方式

### 4.1 序言

本章では、スペクトル拡散通信を利用した多元接続方式である直接拡散符号分割多元接続 (Direct Sequence / Code Division Multiple Access : DS/CDMA) 方式<sup>[87]–[93]</sup>を対象とし、人工雑音が従来の DS/CDMA 方式の誤り率特性に及ぼす影響ならびに人工雑音に対する特性改善法について検討を行う。まず、本論文で対象とする DS/CDMA 方式のシステムモデルについて示すと共に、ガウス雑音下での使用を前提として設計された従来の DS/CDMA 方式の誤り率特性を評価し、人工雑音が従来の DS/CDMA 方式の誤り率特性に及ぼす影響について検討する<sup>[94]–[97]</sup>。さらに、1次変調に BPSK 方式を用いる DS/CDMA 方式の特性改善法として、人工雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を提案し、それによる特性改善について検討する。

### 4.2 従来の直接拡散符号分割多元接続方式の誤り率特性

本節では、人工雑音の統計モデルとして、クラス A インパルス性雑音を用い、人工雑音環境下における従来の DS/CDMA 方式の誤り率特性について検討する<sup>[94]–[97]</sup>。まず、本論文で対象とする従来の DS/CDMA 方式のシステム構成について示し、次いで、シングルユーザの場合について、インパルス性雑音環境下における従来の DS/CDMA 方式の誤り率特性を解析的に評価する。さらに、マルチユーザの場合について、従来の DS/CDMA 方式の誤り率特性を計算機シミュレーションにより評価し、インパルス性雑音が誤り率特性に及ぼす影響について検討する。

## 4.2.1 システムモデル

本節で対象とする従来の DS/CDMA 方式のシステム構成を図 4.1 に示す。

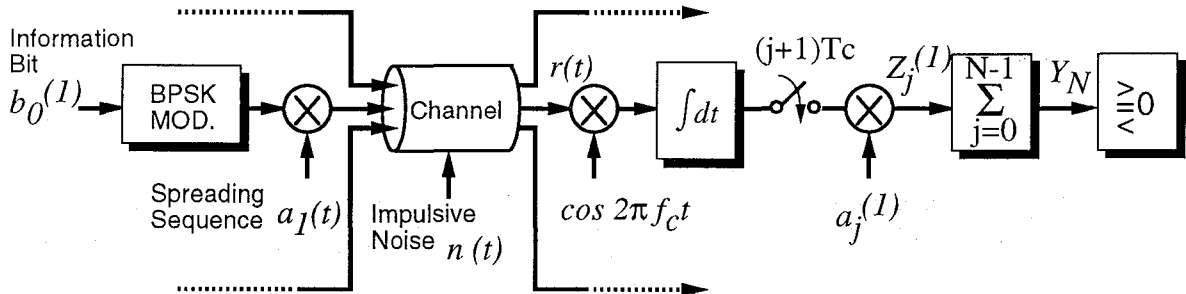


図 4.1: 従来の DS/CDMA 方式のシステムモデル

送信側においては、まず通常の変調に相当する 1 次変調を行う。1 次変調には、アナログ情報の場合は、周波数変調 (Frequency Modulation : FM) や位相変調 (Phase Modulation : PM) などの角度変調が、また、デジタル情報の場合は PSK (Phase Shift Keying) や FSK (Frequency Shift Keying) 方式などが用いられるが、ここでは、BPSK 方式を対象とする。1 次変調された信号は、それより遥かに広帯域なスペクトルを有する拡散系列と呼ばれる符号系列を乗算する 2 次変調により、スペクトル拡散信号に変換された後、送信される。拡散系列には、

- スペクトル拡散を実現するために、非常に高いクロック周波数を有するものであること
- 多元接続を実現するために、符号の種類が多いものであること
- 他ユーザの拡散系列との区別がつくように相互相関が小さいものであること
- 自局に対する信号については確実に捕え同期確立が容易にできるように自己相関が大きいものであること
- 秘匿性を維持するために、ランダムかつ周期が長いものであること

などが要求され、これらの要求を満足するものとして、疑似雑音系列や Gold 符号などがあげられる<sup>[87]–[89]</sup>。

送信された信号は、時間遅延および通信路において発生する加法性雑音の影響を受けて、受信機に入力される。

受信機では、まず、受信信号に搬送波を乗算することによりベースバンド信号に変換し、その後、チップ時間間隔  $T_c$  でサンプリングする積分-放電フィルタを通過させることによって各チップに対応する出力を得る。次いで、各チップ出力に拡散符号を乗算 (逆拡散) し、逆拡散出力の総和の正負により送信シンボルの判定を行う。このような逆拡散出力の総和の正負に基づく送信シンボルの判定手法は、2乗ユークリッド距離に基づく判定と等価であり、ガウス雑音環境下においては最適なものである。

ここで、DS/CDMA 方式の人工雑音に対する耐性について考えると、信号帯域が広帯域であり、複数の独立なチップを用いて送信シンボルの判定が可能となるため、1シンボルあたりに取り得るチップのうち、高振幅な雑音の影響の少ないチップを用いたシンボル判定が可能となる。単に逆拡散出力の総和の正負により送信シンボルの判定を行うのであれば、中央極限定理により、各チップに加わっている人工雑音の和の統計がガウス雑音の統計に近づくだけで、さほど特性は改善されないものと考えられる。しかしながら、単に逆拡散出力の総和の正負により送信シンボルの判定を行うのではなく、人工雑音の統計的性質に基づく判定方法を適用することにより、特性は大きく改善されるものと期待できる。このような雑音の統計的性質を利用した判定方法ならびにそれによる特性改善については次節で検討する。

### 4.2.2 誤り率の定式化

シングルユーザの場合について、クラス A インパルス性雑音環境下における従来の D-S/CDMA 方式のビット誤り率を導出する。

図 4.1 に示すシステムにおいて、通信路において発生する加法性雑音を  $n(t)$  とすると、受信信号  $r(t)$  は次式のように表せる。

$$r(t) = n(t) + \sqrt{2P_1} b_0^{(1)} a_1(t) \cos 2\pi f_c t \quad (4.1)$$

但し、

$P_1$  : 受信信号電力                       $b_0^{(1)}$  : 情報ビット ( $b_0^{(1)} \in \{+1, -1\}$ )

$a_1(t)$  : 拡散系列 (時間波形表示)  $a_1(t) = \sum_{j=0}^{N-1} a_j^{(1)} P_{T_c}(t - jT_c)$       ( $a_j^{(1)} \in \{+1, -1\}$ )

であり、上式中の  $P_{T_c}(t)$  は、継続時間  $T_c$  の単一矩形パルスを示している。また、 $a_j^{(1)}$  ( $j = 0, \dots, N-1$ ) は拡散系列の  $j+1$  番目の要素である。

受信機では受信信号に対し、搬送波を乗積した後、各チップ継続時間区間で積分するので、 $j+1$  番目のチップに対するサンプラ出力  $R(j)$  は、次のようになる。

$$R(j) = \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} r(t) \cos 2\pi f_c t dt \quad (j = 0, 1, \dots, N-1)$$

$$\begin{aligned}
&= \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} n(t) \cos 2\pi f_c t dt + \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} \sqrt{2P_1 b_0^{(1)} a_j^{(1)}} \cos^2 2\pi f_c t dt \\
&= \eta'_j + \sqrt{2P_1 b_0^{(1)} a_j^{(1)}} \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} \cos^2 2\pi f_c t dt \\
&= \eta'_j + \frac{1}{2} \sqrt{2P_1 b_0^{(1)} a_j^{(1)}} T_c
\end{aligned} \tag{4.2}$$

但し、 $\eta'_j$ は、受信信号に含まれる雑音成分に対するサンプラ出力であり、次式で定義される。

$$\eta'_j = \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} n(t) \cos 2\pi f_c t dt \tag{4.3}$$

ここで、雑音成分に対するサンプラ出力 $\eta'_j$ は、雑音 $n(t)$ が電力密度スペクトル $\frac{N_0}{2}$ の白色雑音であると仮定すると、 $\eta'_j$ の分散は以下のように求められる。

$$\begin{aligned}
E[\eta_j'^2] &= E \left[ \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} n(t) \cos 2\pi f_c t dt \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} n(t') \cos 2\pi f_c t' dt' \right] \\
&= \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} E[n(t)n(t') \cos 2\pi f_c t \cos 2\pi f_c t'] dt dt' \\
&= \frac{N_0 T_c}{4}
\end{aligned} \tag{4.4}$$

従って、雑音成分に対するサンプラ出力 $\eta'_j$ は、平均0、分散 $\frac{N_0 T_c}{4}$ のランダム変数であることがわかる。以下では、サンプラ出力での雑音の統計はクラスAインパルス性雑音モデルに従うものと仮定して解析を進める。

サンプラ出力 $R(j)$ に拡散系列の $j+1$ 番目の成分 $a_j^{(1)}$ を乗積したものを $Z_j^{(1)}$ とすると、

$$\begin{aligned}
Z_j^{(1)} &= a_j^{(1)} \eta'_j + \sqrt{\frac{P_1}{2} b_0^{(1)}} (a_j^{(1)})^2 T_c \\
&= a_j^{(1)} \eta'_j + \sqrt{\frac{P_1}{2} b_0^{(1)}} T_c \quad (\because \{a_j^{(1)}\}^2 = 1)
\end{aligned} \tag{4.5}$$

となる。従って、式(4.5)より、総和器の出力 $Y_N$ は次式で表される。

$$\begin{aligned}
Y_N &= \sum_{j=0}^{N-1} Z_j^{(1)} = \sum_{j=0}^{N-1} \left( a_j^{(1)} \eta'_j + \sqrt{\frac{P_1}{2} b_0^{(1)}} T_c \right) \\
&= \sum_{j=0}^{N-1} a_j^{(1)} \eta'_j + \sqrt{\frac{P_1}{2} b_0^{(1)}} N T_c \\
&= \sum_{j=0}^{N-1} a_j^{(1)} \eta'_j + \sqrt{\frac{P_1}{2} b_0^{(1)}} T
\end{aligned} \tag{4.6}$$

但し、 $T$ はビット時間であり、系列長 $N$ およびチップ継続時間 $T_c$ との間に次式が成立する。

$$T = N T_c \tag{4.7}$$

さらに、式(4.6)の両辺を $\sqrt{\frac{E_b}{2}}T$ でわると、

$$Y'_N \triangleq \frac{\sum_{j=0}^{N-1} a_j^{(1)} \eta'_j}{\sqrt{\frac{E_b}{2}}T} + b_0^{(1)} = \eta + b_0^{(1)} \quad (4.8)$$

を得る。但し、

$$\eta \triangleq \frac{\sum_{j=0}^{N-1} a_j^{(1)} \eta'_j}{\sqrt{\frac{E_b}{2}}T} \quad (4.9)$$

である。

受信機は、 $Y'_N$ の正負、即ち、 $Y'_N$ の正負によって情報ビットの判定を行うので、情報ビット $b_0^{(1)} = \{1, -1\}$ の生起確率が等しく、共に $1/2$ であると仮定すると、ビット誤り率 $\bar{P}_e$ は $\eta$ を用いて次のように表される。

$$\begin{aligned} \bar{P}_e &= \frac{1}{2} \text{Prob}[Y'_N \geq 0 \mid b_0^{(1)} = -1] + \frac{1}{2} \text{Prob}[Y'_N < 0 \mid b_0^{(1)} = 1] \\ &= \frac{1}{2} \text{Prob}[\eta - 1 \geq 0] + \frac{1}{2} \text{Prob}[\eta + 1 < 0] \\ &= \frac{1}{2} \{1 - \text{Prob}[-1 \leq \eta < 1]\} \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{Prob}[-1 \leq \eta < 1] \end{aligned} \quad (4.10)$$

さらに、 $\eta$ の特性関数を $\Phi_\eta(u)$ とすると、

$$p(\eta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_\eta(u) e^{-j\eta u} du \quad (4.11)$$

が成立することから、ビット誤り率 $\bar{P}_e$ は、 $\eta$ の特性関数 $\Phi_\eta(u)$ を用いて次のように表せる。

$$\begin{aligned} \bar{P}_e &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{Prob}[-1 \leq \eta < 1] = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \int_{-1}^1 p(\eta) d\eta \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \int_{-1}^1 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_\eta(u) e^{-j\eta u} du d\eta = \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^1 \int_0^{\infty} \Phi_\eta(u) \cos u\eta du d\eta \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \int_0^1 \Phi_\eta(u) \cos u\eta d\eta du = \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \Phi_\eta(u) \int_0^1 \cos u\eta d\eta du \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{u} \sin u \Phi_\eta(u) du \end{aligned} \quad (4.12)$$

以下、 $\eta$ の特性関数 $\Phi_\eta(u)$ について求める。

まず、式(4.9)より、

$$\eta \triangleq \frac{\sum_{j=0}^{N-1} a_j^{(1)} \eta'_j}{\sqrt{\frac{E_b}{2}}T} = \frac{1}{\sqrt{\frac{E_b}{2}}T} \sum_{j=0}^{N-1} w_j = \sum_{j=0}^{N-1} \eta_j \quad (4.13)$$



但し,

$$w_j = a_j^{(1)} \eta_j \quad (4.14)$$

$$\eta_j = \frac{w_j}{\sqrt{\frac{E_b}{2} T}} \quad (4.15)$$

とする。また、 $a_j^{(1)}, \eta_j'$  の確率密度関数は各々次のように表せる。

$$p(a_j^{(1)}) = \frac{1}{2} \delta(a_j^{(1)} - 1) + \frac{1}{2} \delta(a_j^{(1)} + 1) \quad (4.16)$$

$$p(\eta_j') = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{2\pi\sigma_m'^2}} \exp\left(-\frac{\eta_j'^2}{2\sigma_m'^2}\right) \quad (4.17)$$

$a_j^{(1)}$  が、 $\pm 1$  の 2 値しかとらないことから、 $w_j$  の確率密度関数  $p(w_j)$  は次式で表される。

$$\begin{aligned} p(w_j) &= p(a_j^{(1)} = 1)p(w_j | a_j^{(1)} = 1) + p(a_j^{(1)} = -1)p(w_j | a_j^{(1)} = -1) \\ &= \frac{1}{2} p_{\eta_j'}(w_j) + \frac{1}{2} p_{\eta_j'}(w_j) \\ &= e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{2\pi\sigma_m'^2}} \exp\left(-\frac{w_j'^2}{2\sigma_m'^2}\right) \end{aligned} \quad (4.18)$$

また、 $|w_j| = |\eta_j|$  であり、 $\eta_j$  の分散が  $\frac{N_0 T_c}{4}$  であることから、 $w_j$  の分散についても  $\frac{N_0 T_c}{4}$  である。従って、式 (4.18) における  $\sigma_m'^2$  は、

$$\sigma_m'^2 = \frac{N_0 T_c}{4} \sigma_m^2 \quad (4.19)$$

となる。さらに、 $\eta_j = \frac{w_j}{\sqrt{\frac{E_b}{2} T}}$  の確率密度関数は、式 (4.18)-式 (4.19) より、以下のように表せる。

$$\begin{aligned} p(\eta_j) &= e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2 \frac{N_0 T_c}{4} \frac{2}{P_1 T^2}}} \exp\left(-\frac{\eta_j^2}{2\sigma_m^2 \frac{N_0 T_c}{4} \frac{2}{P_1 T^2}}\right) \\ &= e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2 \frac{N_0}{2NE_b}}} \exp\left(-\frac{\eta_j^2}{2\sigma_m^2 \frac{N_0}{2NE_b}}\right) \end{aligned} \quad (4.20)$$

但し、 $E_b$  はビットあたりのエネルギーで、次式のように表される。

$$E_b = PT = PNT_c \quad (4.21)$$

一方、 $\eta$  の特性関数  $\Phi_\eta(u)$  について各  $\eta_j$  は独立であると仮定しているので次式が成立する。

$$\begin{aligned} \Phi_\eta(u) &= \langle e^{ju\eta} \rangle = \langle e^{ju(\eta_0 + \dots + \eta_{N-1})} \rangle \\ &= \langle e^{ju\eta_0} \rangle^N \end{aligned} \quad (4.22)$$

そこで  $\langle e^{ju\eta_0} \rangle$  を求めると次のようになる。

$$\begin{aligned} \langle e^{ju\eta_0} \rangle &= \int_{-\infty}^{\infty} p(\eta_0) e^{ju\eta_0} d\eta_0 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2 \frac{N_0}{2NE_b}}} \exp\left(-\frac{\eta_0}{2\sigma_m^2 \frac{N_0}{2NE_b}}\right) e^{ju\eta_0} d\eta_0 \\ &= e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \exp\left(-\frac{N_0}{4NE_b} \sigma_m^2 u^2\right) \end{aligned} \quad (4.23)$$

従って、式(4.22)-式(4.23)より、 $\eta$ の特性関数 $\Phi_\eta(u)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \Phi_\eta(u) &= \left\{ e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \exp\left(-\frac{N_0}{4NE_b} \sigma_m^2 u^2\right) \right\}^N \\ &= e^{-NA} \sum_{m_1=0}^{\infty} \dots \sum_{m_N=0}^{\infty} \frac{A^{m_1+\dots+m_N}}{m_1! \dots m_N!} e^{-\frac{N_0}{4NE_b} (\sigma_1^2+\dots+\sigma_N^2) u^2} \end{aligned} \quad (4.24)$$

式(4.24)を式(4.12)に代入することにより、シングルユーザの場合についての、従来のDS/CDMA方式のビット誤り率 $\bar{P}_e$ は以下のように与えられる。

$$\begin{aligned} \bar{P}_e &= \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{u} \sin u \Phi_\eta(u) du \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin u}{u} e^{-NA} \sum_{m_1=0}^{\infty} \dots \sum_{m_N=0}^{\infty} \frac{A^{m_1+\dots+m_N}}{m_1! \dots m_N!} e^{-\frac{N_0}{4NE_b} (\sigma_1^2+\dots+\sigma_N^2) u^2} du \\ &= \frac{e^{-NA}}{2} \sum_{m_1=0}^{\infty} \dots \sum_{m_N=0}^{\infty} \frac{A^{m_1+m_2+\dots+m_N}}{m_1! m_2! \dots m_N!} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{N\gamma}{\sigma_{m_1}^2 + \sigma_{m_2}^2 + \dots + \sigma_{m_N}^2}} \right) \end{aligned} \quad (4.25)$$

但し、

$$\gamma = E_b/N_0 \quad (4.26)$$

であり、ビットエネルギー対雑音電力密度スペクトル比を表す。

ところで、式(4.25)には無限大の総和が含まれていることから、これを用いて誤り率特性評価を行うのは極めて困難である。そこで、前章と同様に、クラスAインパルス性雑音モデルの確率密度関数の近似である式(2.17)-式(2.19)を用いると、式(4.20)は次のように簡単化することができる。

$$p(\eta_j) = e^{-A} \sum_{m=0}^2 \frac{A^m}{m!} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2 \frac{N_0}{2NE_b}}} \exp\left(-\frac{\eta_j}{2\sigma_m^2 \frac{N_0}{2NE_b}}\right) \quad (4.27)$$

この近似を利用して、

$$\langle e^{ju\eta_0} \rangle = e^{-A} \sum_{m=0}^2 \frac{A^m}{m!} e^{-\frac{N_0}{4NE_b} \sigma_m^2 u^2} \quad (4.28)$$

を得る。よって、 $\eta$ の特性関数 $\Phi_\eta(u)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned}
\Phi_\eta(u) &= \left\{ e^{-A} \sum_{m=0}^2 \frac{A^m}{m!} e^{-\frac{N_0}{4NE_b} \sigma_m^2 u^2} \right\}^N \\
&= e^{-NA} \left\{ e^{-\frac{N_0}{4NE_b} \sigma_0^2 u^2} + A e^{-\frac{N_0}{4NE_b} \sigma_1^2 u^2} + \frac{A^2}{2} e^{-\frac{N_0}{4NE_b} \sigma_2^2 u^2} \right\}^N \\
&= e^{-NA} \sum_{i=0}^N \sum_{j=0}^{N-i} \frac{N!}{i!(N-i)! j!(N-i-j)!} A^j \left( \frac{A^2}{2} \right)^{N-i-j} \\
&\quad \times \exp \left[ -\frac{N_0}{4NE_b} \{ \sigma_0^2 i + \sigma_1^2 j + \sigma_2^2 (N-i-j) \} u^2 \right] \quad (4.29)
\end{aligned}$$

従って、式(4.27)の近似を用いた場合、従来のDS/CDMA方式のビット誤り率は以下のように与えられる。

$$\begin{aligned}
\overline{P_e} &= \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{1}{u} \sin u \Phi_\eta(u) du \\
&= \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{\sin u}{u} e^{-NA} \sum_{i=0}^N \sum_{j=0}^{N-i} \frac{N!}{i!(N-i)! j!(N-i-j)!} A^j \left( \frac{A^2}{2} \right)^{N-i-j} \\
&\quad \times \exp \left[ -\frac{N_0}{4NE_b} \{ \sigma_0^2 i + \sigma_1^2 j + \sigma_2^2 (N-i-j) \} u^2 \right] du \\
&= \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} e^{-NA} \sum_{i=0}^N \sum_{j=0}^{N-i} \frac{N!}{i!(N-i)! j!(N-i-j)!} A^j \left( \frac{A^2}{2} \right)^{N-i-j} \\
&\quad \times \int_0^\infty \frac{\sin u}{u} \exp \left[ -\frac{N_0}{4NE_b} \{ \sigma_0^2 i + \sigma_1^2 j + \sigma_2^2 (N-i-j) \} u^2 \right] du \\
&= \frac{1}{2} e^{-NA} \sum_{i=0}^N \sum_{j=0}^{N-i} \frac{N!}{i! j! (N-i-j)!} A^j \left( \frac{A^2}{2} \right)^{N-i-j} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{N\gamma}{\sigma_0^2 i + \sigma_1^2 j + \sigma_2^2 (N-i-j)}} \right) \quad (4.30)
\end{aligned}$$

### 4.2.3 誤り率特性の評価

クラスAインパルス性雑音環境下での従来のDS/CDMA方式の誤り率特性を評価する。ユーザ数1であるシングルユーザの場合については、式(4.30)を用いて特性を評価する。一方、マルチユーザの場合は、他ユーザからの信号が干渉成分として存在するため、解析による誤り率導出が困難なことから、計算機シミュレーションにより誤り率特性を評価する。計算機シミュレーションに際しては、拡散系列として系列長31の平衡Gold符号を用

い、また、各ユーザからの信号の遅延時間および位相差は、それぞれ、区間  $[0, T_c], [0, 2\pi]$  の一様分布に従うものと仮定する。

シングルユーザの場合についてのインパルス性雑音環境下における従来の DS/CDMA 方式のビット誤り率特性を図 4.2 ならびに図 4.3 に、また、マルチユーザの場合についての特性を図 4.4 に示す。図 4.2 および図 4.4 より、 $E_b/N_0$  が高い領域では、雑音のインパルス性が強くなる (重複指数  $A$  の値が小さくなる) ほど、誤り率特性が大きく劣化することがわかる。この結果から、インパルス性雑音環境下においても DS/CDMA 方式が良好な誤り率特性を得るためには、雑音の統計的性質に基づくシステム設計を行う必要があるといえる。

ところで、図 4.3 では、拡散系列長  $N$  が大きくなるにつれて、インパルス性雑音の影響が小さくなり、ガウス雑音下での誤り率特性に近づいている。これは、先に述べたように、拡散系列長を大きくすることによって、判定に用いられるチップ数が多くなることから、中央極限定理により、各チップに加わっているクラス A インパルス性雑音の和の統計がガウス分布に近づくことに起因するものと考えられる。

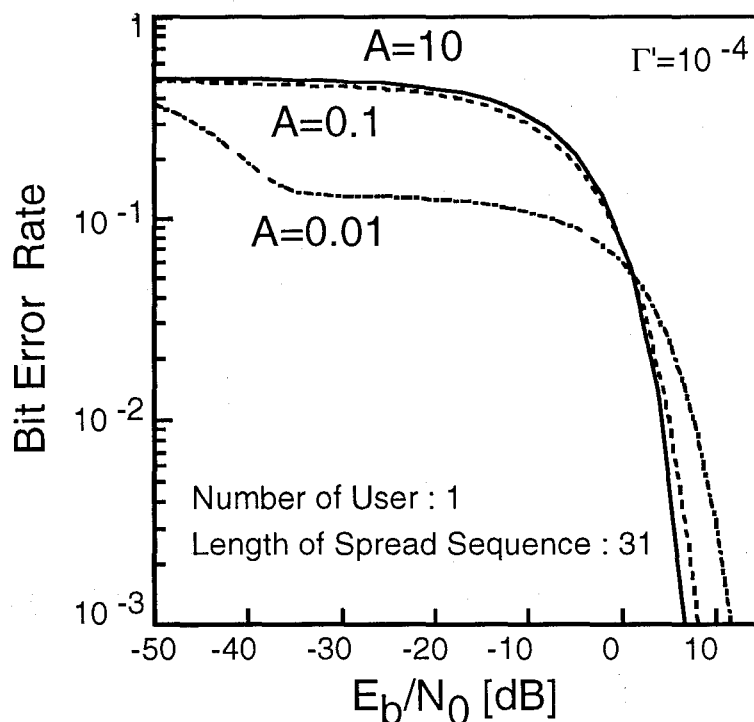


図 4.2: 従来の DS/CDMA 方式の誤り率特性 (シングルユーザ, 重複指数  $A$  をパラメータとした場合)

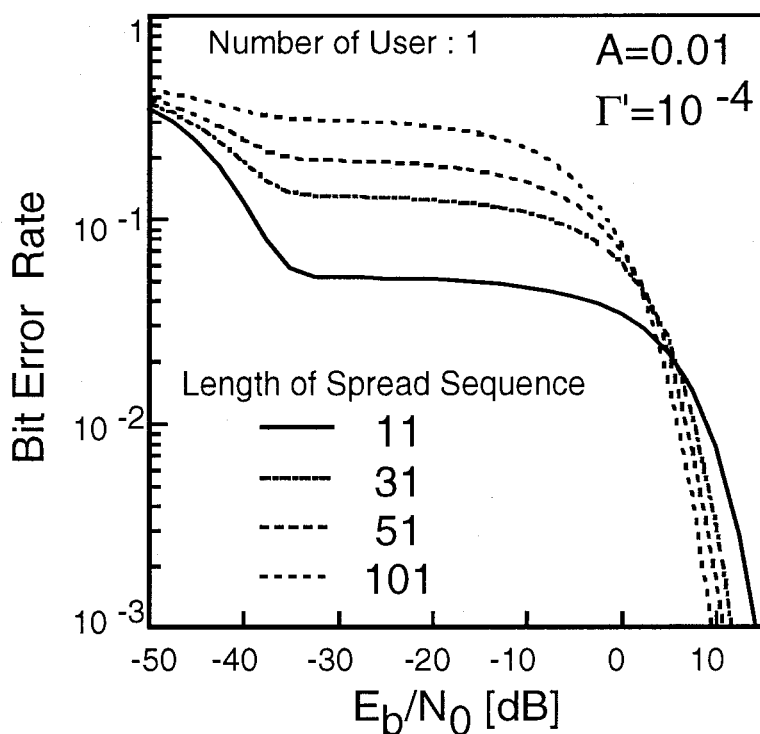


図 4.3: 従来の DS/CDMA 方式の誤り率特性 (シングルユーザ, 拡散系列長  $N$  をパラメータとした場合)

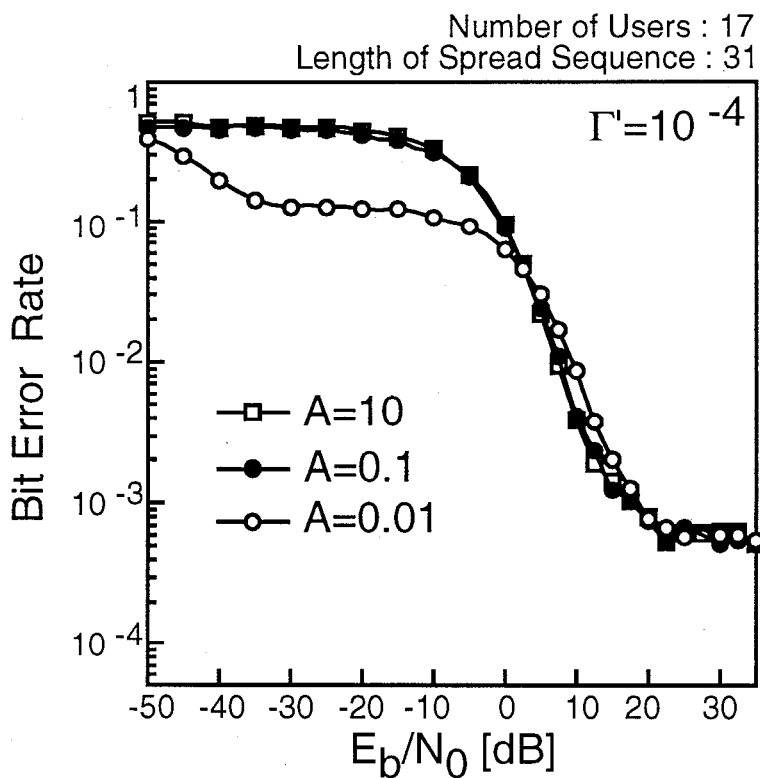


図 4.4: 従来の DS/CDMA 方式の誤り率特性 (マルチユーザの場合)

### 4.3 直接拡散符号分割多元接続方式の特性改善

前節で述べたように、人工雑音環境下においては、ガウス雑音下での使用を前提として設計された従来の DS/CDMA 方式では十分な特性を得ることができず、人工雑音環境下においても良好な特性を得るためには雑音の統計的性質を反映させたシステム設計を行う必要がある。本節では、インパルス性雑音の統計的性質に基づく DS/CDMA 方式として、雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を提案し、その受信機を用いることによる特性改善について検討する<sup>[94]-[97]</sup>。

#### 4.3.1 直交成分の非独立性を利用した受信機の構成と動作原理

前節で示したように、従来の DS/CDMA 方式の受信機では、チップ時間間隔でサンプリングされた各チップ出力に拡散符号を乗算 (逆拡散) し、この逆拡散出力の総和の正負により送信シンボルの判定を行う。このような送信シンボルの判定手法は、2乗ユークリッド距離に基づく判定と等価であり、ガウス雑音環境下においては最適なものである。

本節では、1次変調に BPSK を用いる DS/CDMA 方式の受信機として、第2章で示した人工雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を提案し、その構成ならびに動作概念を図4.5に示す。

この受信機は、情報信号が重畳される同相成分に加えて、直交成分も観測し、直交成分に生じる雑音のインパルス性に応じて、同相成分 (情報信号) の各チップに加わっている雑音の発生状況を推定するもので、推定結果に応じて各チップ区間でのサンプラ出力を重み付けて送信ビットの判定を行うことにより、高振幅な雑音の影響を軽減する。具体的には、直交成分に高振幅な雑音を観測されたチップに対しては、同相成分にも高振幅な雑音が発生している確率が高いと推定し、そのチップが送信シンボル判定に及ぼす影響が小さくなるようにサンプラ出力を重み付ける。一方、直交成分に高振幅な雑音が生じていないチップについては、同相成分にも高振幅な雑音に加わっている可能性は低いと推定し、そのチップが送信シンボル判定に及ぼす影響が大きくなるようにサンプラ出力を重み付ける。

重み付けの方法としては様々なものが考えられるが、本論文では、受信機が1シンボルあたりに取り得る各チップのうち、直交成分に生じる雑音の大きさがあるスレッショルドレベル以下になるチップのみを用いて送信シンボルの判定を行う方法を考える (図4.5参照)。

上述のように、本節で提案する受信機は、雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して、直交成分を観測することにより、信号が重畳されている同相成分でのインパルス性雑音の発生状況を推定するものであり、その意味においては、前章で示したスレッショルドレベル受信機と同様である。しかしながら、前章で提案したスレッショルドレベル受信機は、1シンボルあたりに取り得る複数の独立なサンプルのうち、高振幅な雑音の影響を

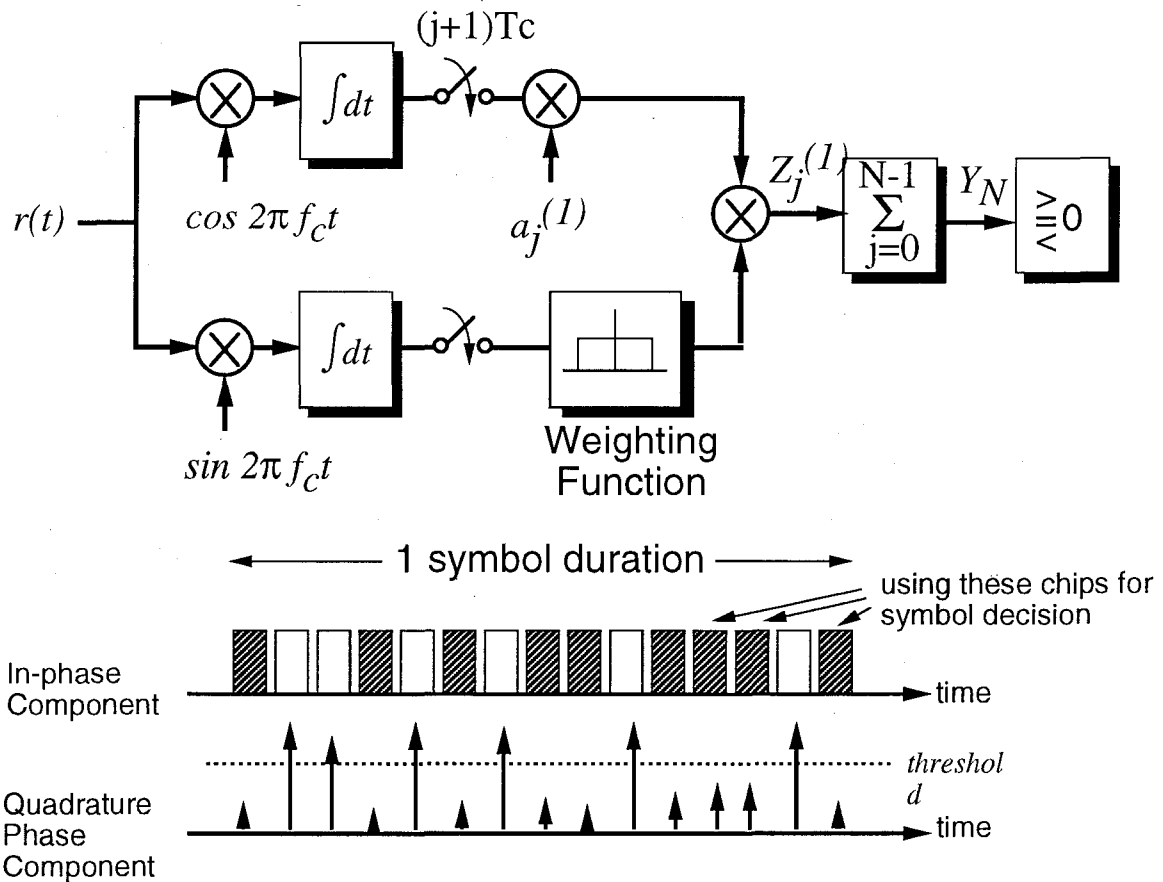


図 4.5: 提案受信機の構成と動作原理

受けていないサンプルを用いてシンボル判定を行うものであり、信号帯域に比べて広帯域に雑音を観測する必要が生じる。それに対し、本節で提案する受信機は、元来広帯域な信号である DS/CDMA 方式を対象としているため、人工雑音対策として、信号帯域よりも広帯域に雑音を観測する必要がないという特長を有する。

#### 4.3.2 直交成分の非独立性を利用した受信機の誤り率の定式化

シングルユーザの場合について、非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を用いた DS/CDMA 方式のビット誤り率を導出する。

1 シンボルあたりに取り得る  $N$  個のチップのうち  $k$  ( $1 \leq k \leq N$ ) 個のチップを用いて、送信シンボルの判定を行う確率を  $P_k$ 、また、 $N$  個のチップのうち  $k$  個のチップを用いると

いう条件下でのビット誤り率  $P_{ek}$  とすると、ビット誤り率  $P_e$  は次式で与えられる。

$$P_e = \sum_{k=0}^N (P_k \times P_{ek}) \quad (4.31)$$

以下では、 $N$  個のチップのうち  $k$  個のチップを用いて送信シンボルの判定を行う確率  $P_k$  および  $k$  個のチップを用いて判定を行うという条件下でのビット誤り率を  $P_{ek}$  を求める。

#### $k$ 個のチップを用いて送信シンボルの判定を行う確率 $P_k$ の導出

式(4.4)に示したように、直交成分のサンプラ出力  $\eta'_{jy}$  の分散は  $\frac{N_0 T_c}{4}$  で与えられることから、直交成分の雑音の振幅の大きさが、スレッショルド  $v$  以下となる確率、即ち、ある1つのチップについて、そのチップがシンボル判定に用いられる確率は次式のように表される。

$$\begin{aligned} p &= \int_{-\frac{\sqrt{N_0 T_c} v}{2}}^{\frac{\sqrt{N_0 T_c} v}{2}} p(\eta'_{jy}) d\eta'_{jy} \\ &= \int_{-\frac{\sqrt{N_0 T_c} v}{2}}^{\frac{\sqrt{N_0 T_c} v}{2}} e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2 \frac{N_0 T_c}{4}}} \exp\left(-\frac{\eta_{jy}^2}{2\sigma_m^2 \frac{N_0 T_c}{4}}\right) d\eta'_{jy} \\ &= 2e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2 \frac{N_0 T_c}{4}}} \int_0^{\frac{\sqrt{N_0 T_c} v}{2}} \exp\left(-\frac{\eta_{jy}^2}{2\sigma_m^2 \frac{N_0 T_c}{4}}\right) d\eta'_{jy} \\ &= e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \operatorname{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}}\right) \end{aligned} \quad (4.32)$$

従って、 $N$  個のチップのうち  $k$  個のチップがシンボル判定に用いられる確率  $P_k$  は、上式で与えられる  $p$  を用いて次式のように与えられる。

$$\begin{aligned} P_k &= \frac{N!}{k!(N-k)!} p^k (1-p)^{N-k} \\ &= \frac{N!}{k!(N-k)!} \left\{ e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \operatorname{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}}\right) \right\}^k \left\{ 1 - e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \operatorname{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}}\right) \right\}^{N-k} \\ &= \frac{N!}{k!(N-k)!} \left\{ e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \operatorname{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}}\right) \right\}^k \left\{ e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \operatorname{erfc}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}}\right) \right\}^{N-k} \end{aligned} \quad (4.33)$$

#### $k$ 個のチップを用いてシンボル判定を行う条件下でのビット誤り率 $P_{ek}$ の導出

次に、 $k$  個のチップを用いてシンボル判定を行うという条件下でのビット誤り率  $P_{ek}$  を求める。受信機の同相成分では、受信信号  $r(t)$  に対し搬送波を乗積した後、積分を行うので、



そのチップ出力  $R(j)$  は、次のように表される。

$$\begin{aligned}
 R(j) &= \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} r(t) \cos 2\pi f_c t dt \\
 &= \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} n(t) \cos 2\pi f_c t dt + \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} \sqrt{2P_1 b_0^{(1)}} a_j^{(1)} \cos^2 2\pi f_c t dt \\
 &= \eta'_{jx} + \sqrt{2P_1 b_0^{(1)}} a_j^{(1)} \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} \cos^2 2\pi f_c t dt \\
 &= \eta'_{jx} + \frac{1}{2} \sqrt{2P_1 b_0^{(1)}} a_j^{(1)} T_c
 \end{aligned} \tag{4.34}$$

但し、式 (4.34) 中の各変数は、式 (4.2) で用いたものと同一であり、また、

$$\eta'_{jx} = \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} n(t) \cos 2\pi f_c t dt \tag{4.35}$$

である。サンプル出力  $R(j)$  に拡散系列の  $j+1$  番目の成分  $a_j^{(1)}$  を乗積したものを  $Z_j^{(1)}$  とすると、

$$\begin{aligned}
 Z_j^{(1)} &= a_j^{(1)} \eta'_{jx} + \sqrt{\frac{P_1}{2}} b_0^{(1)} (a_j^{(1)})^2 T_c \\
 &= a_j^{(1)} \eta'_{jx} + \sqrt{\frac{P_1}{2}} b_0^{(1)} T_c \quad (\because \{a_j^{(1)}\}^2 = 1)
 \end{aligned} \tag{4.36}$$

となる。ここで、情報ビット  $b_0^{(1)} = \{+1, -1\}$  の生起確率が共に等しく  $\frac{1}{2}$  であるとする、対称性より  $-1$  を送った場合のみを考えればよい。従って、サンプル出力の総和である  $Y_k$  は次式のように与えられる。

$$\begin{aligned}
 Y_k &= \sum_{j=0}^{k-1} Z_j^{(1)} \\
 &= \sum_{j=0}^{k-1} \left( a_j^{(1)} \eta'_{jx} - \sqrt{\frac{P_1}{2}} T_c \right)
 \end{aligned} \tag{4.37}$$

情報ビットとして  $-1$  が送られている場合について考えているので、 $k$  個のチップが判定に用いられるという条件下での誤り率  $P_{ek}$  は、 $Y_k$  の値が正となる確率として、次式のように与えられる。

$$\begin{aligned}
 P_{ek} &= \text{Prob} \left[ \sum_{j=0}^{k-1} \left( a_j^{(1)} \eta'_{jx} - \sqrt{\frac{P_1}{2}} T_c \right) > 0 \right] \\
 &= \text{Prob} \left[ \sum_{j=0}^{k-1} a_j^{(1)} \eta'_{jx} - k \sqrt{\frac{P_1}{2}} T_c > 0 \right]
 \end{aligned}$$

$$= \text{Prob} \left[ \sum_{j=0}^{k-1} \frac{a_j^{(1)} \eta'_{jx}}{\sqrt{\frac{E_s}{2} T_c}} > k \right] \quad (4.38)$$

$$= \text{Prob} \left[ \sum_{j=0}^{k-1} \eta_j > k \right] \quad \left( \because \eta_j = \frac{a_j^{(1)} \eta'_{jx}}{\sqrt{\frac{E_s}{2} T_c}} \right)$$

$$= \text{Prob} [\eta > k] \quad \left( \because \eta = \sum_{j=0}^{k-1} \eta_j \right)$$

$$= \int_k^{\infty} p(\eta) d\eta$$

$$= \frac{1}{2} - \int_0^k p(\eta) d\eta \quad (\because p(\eta) = p(-\eta)) \quad (4.39)$$

この式 (4.39) を  $\eta$  の特性関数  $\Phi_\eta(u)$  を用いて記述すると次のようになる。

$$\begin{aligned} P_{ek} &= \frac{1}{2} - \int_0^k p(\eta) d\eta = \frac{1}{2} - \int_0^k \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_\eta(u) e^{-j\eta u} du d\eta \\ &= \frac{1}{2} - \int_0^k \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \Phi_\eta(u) \cos u\eta du d\eta = \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \Phi_\eta(u) \int_0^k \cos u\eta d\eta du \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \Phi_\eta(u) \frac{\sin ku}{u} du \end{aligned} \quad (4.40)$$

ところで、式 (4.38) 中の  $\eta'_{jx}$  は分散が  $\frac{N_0 T_c}{4}$  のクラス A インパルス性雑音であり、また、判定に用いられることから、その直交成分  $\eta'_{jy}$  の大きさはスレッショルドレベル  $\frac{\sqrt{N_0 T_c}}{2} v$  以下のものである (但しここでは、スレッショルドレベルは雑音電力の実効値によって正規化したものとしている)。従って、 $\eta'_{jx}$  の分布は、その直交成分  $\eta'_{jy}$  の大きさがスレッショルドレベル  $\frac{\sqrt{N_0 T_c}}{2} v$  以下となる条件下での確率密度関数として次式で与えられる。

$$p(\eta'_{jx} | |\eta'_{jy}| < \frac{\sqrt{N_0 T_c}}{2} v) = \frac{\int_{-\frac{\sqrt{N_0 T_c}}{2} v}^{\frac{\sqrt{N_0 T_c}}{2} v} p(\eta'_{jx}, \eta'_{jy}) d\eta'_{jy}}{\int_{-\frac{\sqrt{N_0 T_c}}{2} v}^{\frac{\sqrt{N_0 T_c}}{2} v} \int_{-\infty}^{\infty} p(\eta'_{jx}, \eta'_{jy}) d\eta'_{jx} d\eta'_{jy}} \quad (4.41)$$

ここで、

$$p(\eta'_{jx}, \eta'_{jy}) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! 2\pi \sigma_m^2 \frac{N_0 T_c}{4}} \exp \left( \frac{\eta'_{jx}{}^2 + \eta'_{jy}{}^2}{2\sigma_m^2 \frac{N_0 T_c}{4}} \right) \quad (4.42)$$

であるから、式 (4.42) を式 (4.41) に代入することにより、 $\eta'_{jx}$  の条件付確率密度関数は以下のように求められる。

$$p(\eta'_{jx} | |\eta'_{jy}| < \frac{\sqrt{N_0 T_c}}{2} v) = \frac{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{\frac{\sigma_m^2 N_0 T_c \pi}{2}}} \text{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}} \right) \exp \left( \frac{\eta'_{jx}{}^2}{\sigma_m^2 \frac{N_0 T_c}{2}} \right)}{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \text{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}} \right)} \quad (4.43)$$

次に,  $\eta_j = \frac{a_j^{(1)} \eta_{jz}}{\sqrt{\frac{P_1}{2} T_c}}$  なる変数変換をほどこすと,  $\eta_j$  の条件付確率密度関数は次式で表される.

$$p(\eta_j \mid |\eta'_{jy}| < \frac{\sqrt{N_0 T_c}}{2} v) = \frac{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{2\pi \sigma_m^2 \frac{NN_0}{2E_b}}} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}} \right) \exp \left( \frac{\eta_j^2}{2\sigma_m^2 \frac{NN_0}{2E_b}} \right)}{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}} \right)} \quad (4.44)$$

式(4.44)より,  $\eta_j$  の特性関数を求めると次のようになる.

$$\begin{aligned} \langle e^{ju\eta_j} \rangle &= \int_{-\infty}^{\infty} p(\eta_j \mid |\eta'_{jy}| < \frac{\sqrt{N_0 T_c}}{2} v) e^{ju\eta_j} d\eta_j \\ &= \frac{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{2\pi \sigma_m^2 \frac{NN_0}{2E_b}}} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}} \right)}{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}} \right)} \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left( \frac{\eta_j^2}{2\sigma_m^2 \frac{NN_0}{2E_b}} + ju\eta_j \right) d\eta_j \\ &= \frac{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}} \right) e^{\frac{NN_0}{4E_b} \sigma_m^2 u^2}}{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}} \right)} \quad (4.45) \end{aligned}$$

また,  $\eta = \sum_{j=0}^{k-1} \eta_j$  の特性関数  $\Phi_\eta(u)$  は各  $\eta_j$  が独立であると仮定すると, 次式で表される.

$$\begin{aligned} \Phi_\eta(u) &= \left[ \frac{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}} \right) e^{\frac{NN_0}{4E_b} \sigma_m^2 u^2}}{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}} \right)} \right]^k \\ &= \frac{\sum_{m_1=0}^{\infty} \cdots \sum_{m_k=0}^{\infty} \frac{A^{m_1+\cdots+m_k}}{m_1! \cdots m_k!} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_{m_1}^2}} \right) \cdots \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_{m_k}^2}} \right) e^{\frac{NN_0}{4E_b} (\sigma_{m_1}^2 + \cdots + \sigma_{m_k}^2) u^2}}{\left[ \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}} \right) \right]^k} \quad (4.46) \end{aligned}$$

式(4.40)-式(4.46)より,  $k$  個のチップを採用して送信シンボルの判定を行うという条件下での提案受信機のビット誤り率  $P_{ek}$  は次のように求められる.

$$\begin{aligned}
 P_{ek} &= \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \Phi_{\eta}(u) \frac{\sin ku}{u} du \\
 &= \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \frac{\sum_{m_1=0}^{\infty} \cdots \sum_{m_k=0}^{\infty} \frac{A^{m_1+\cdots+m_k}}{m_1! \cdots m_k!} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_{m_1}^2}} \right) \cdots \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_{m_k}^2}} \right)}{\left[ \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}} \right) \right]^k} \\
 &\quad \times \int_0^{\infty} \frac{\sin ku}{u} e^{\frac{NN_0}{4E_b} (\sigma_{m_1}^2 + \cdots + \sigma_{m_k}^2) u^2} du \\
 &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \frac{\sum_{m_1=0}^{\infty} \cdots \sum_{m_k=0}^{\infty} \frac{A^{m_1+\cdots+m_k}}{m_1! \cdots m_k!} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_{m_1}^2}} \right) \cdots \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_{m_k}^2}} \right)}{\left[ \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}} \right) \right]^k} \operatorname{erf} \left( \frac{k\sqrt{\frac{\gamma}{N}}}{\sigma_{m_1}^2 + \cdots + \sigma_{m_k}^2} \right) \\
 &= \frac{1}{2} \frac{\sum_{m_1=0}^{\infty} \cdots \sum_{m_k=0}^{\infty} \frac{A^{m_1+\cdots+m_k}}{m_1! \cdots m_k!} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_{m_1}^2}} \right) \cdots \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_{m_k}^2}} \right)}{\left[ \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}} \right) \right]^k} \operatorname{erfc} \left( \frac{k\sqrt{\frac{\gamma}{N}}}{\sigma_{m_1}^2 + \cdots + \sigma_{m_k}^2} \right)
 \end{aligned} \tag{4.47}$$

以上, 式(4.31), 式(4.33), 式(4.47)より, 提案受信機を用いた場合の DS/CDMA 方式のビット誤り率は次式のように求められる.

$$\begin{aligned}
 P_e &= \sum_{k=0}^N (P_k \times P_{ek}) \\
 &= \sum_{k=0}^N \left[ \frac{N!}{2k!(N-k)!} e^{-kA} \left\{ e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \operatorname{erfc} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}} \right) \right\}^{N-k} \right. \\
 &\quad \left. \times \sum_{m_1=0}^{\infty} \cdots \sum_{m_k=0}^{\infty} \frac{A^{m_1+\cdots+m_k}}{m_1! \cdots m_k!} \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_{m_1}^2}} \right) \cdots \operatorname{erf} \left( \frac{v}{\sqrt{2\sigma_{m_k}^2}} \right) \operatorname{erfc} \left( k\sqrt{\frac{\gamma}{N(\sigma_{m_1}^2 + \cdots + \sigma_{m_k}^2)}} \right) \right]
 \end{aligned} \tag{4.48}$$

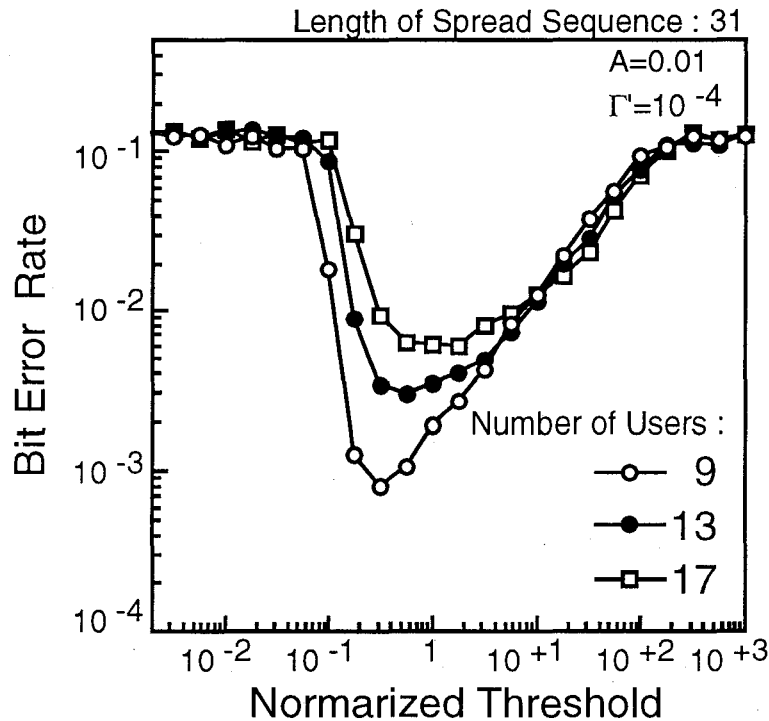


図 4.6: スレッシュホールドレベルとビット誤り率の関係

### 4.3.3 直交成分の非独立性を利用した受信機による特性改善の評価

本節で提案した雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を用いた DS/CDMA 方式の誤り率特性を評価する. ユーザ数 1 であるシングルユーザの場合については, 式 (4.48) を用いて評価し, マルチユーザの場合は, 解析による誤り率導出が困難なことから, 計算機シミュレーションにより評価する. 計算機シミュレーションに際しては, 前節と同様に, 拡散系列符号として系列長 31 の平衡 Gold 符号を用い, また, 各ユーザからの信号の遅延時間および位相差は, それぞれ, 区間  $[0, T_c], [0, 2\pi]$  の一様分布に従うものと仮定する.

ところで, マルチユーザの場合は, 雑音に加えて他ユーザからの干渉成分が直交成分に生じるため, スレッシュホールドレベルの最適値はユーザ数に依存するものと考えられる. そこでまず, ユーザ数 9, 13, 17 の場合について, 雑音電力の実効値で正規化されたスレッシュホールドレベルとビット誤り率の関係を図 4.6 に示す.

図 4.6 より, ユーザ数に応じてスレッシュホールドレベルの最適値が異なることがわかる. しかしながら, ユーザ数の増減に応じてスレッシュホールドレベルを変化させることは困難であること, ならびに, 図 4.6 に示す結果では, スレッシュホールドレベルを適切な値に設定するこ

とにより、任意のユーザ数の場合において比較的良好な特性が得られることから、以下では、ユーザ数に関わらず、比較的良好な特性が得られるようにスレッシュホールドレベルを設定した場合を対象とする。

シングルユーザおよびマルチユーザの場合について、非独立性を利用してシンボル判定を行う受信機を用いた DS/CDMA 方式のビット誤り率特性を図 4.7 および図 4.8 に示す。また、従来の DS/CDMA 方式の特性も示し、比較対象とする。

図 4.7 および図 4.8 より、本節で提案した非独立性を利用してシンボル判定を行う受信機を用いた DS/CDMA 方式の特性は、従来の DS/CDMA 方式の特性を大きく上回り、提案受信機を用いることにより誤り率特性が大きく改善されることがわかる。この結果から、本章で提案した受信機は、インパルス性雑音環境下における DS/CDMA 方式の受信機として有効なものであるといえる。また、非独立性を利用した受信機では、各ユーザに割り当てられる拡散系列の一部が消失するため、拡散系列の自己相関の減少ならびに相互相関の増大による特性劣化が懸念されるが、図 4.7 および図 4.8 に示す結果より、それらに起因する特性劣化はほとんど生じないことがわかる。

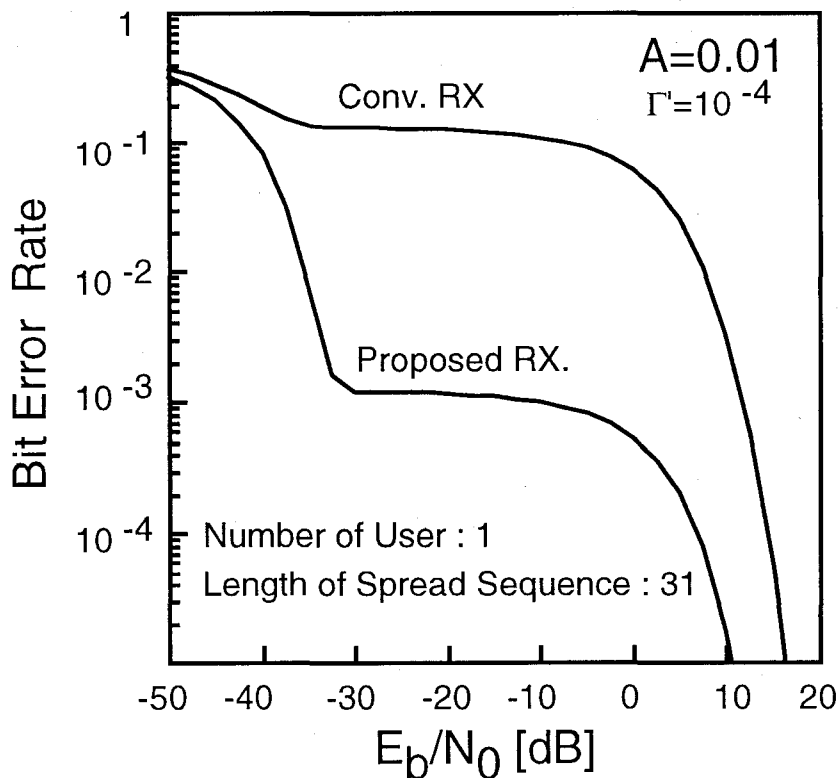


図 4.7: 提案受信機を用いた DS/CDMA 方式の誤り率特性 (シングルユーザの場合)

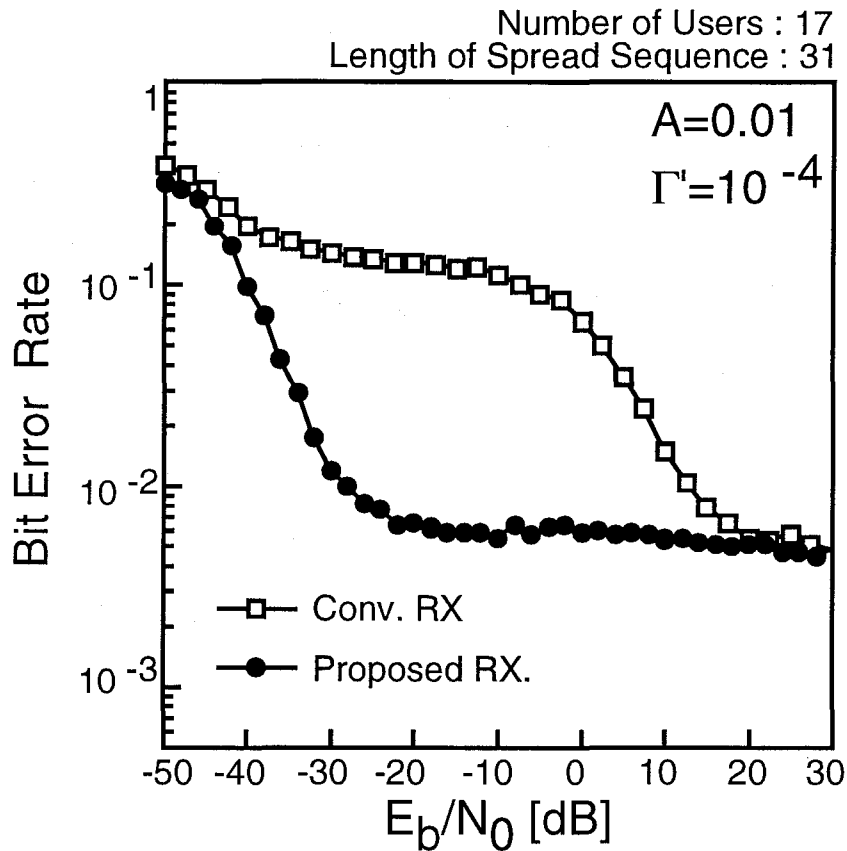


図 4.8: 提案受信機を用いた DS/CDMA 方式の誤り率特性 (マルチユーザの場合)

#### 4.4 結言

本章では、DS/CDMA 方式を対象とし、人工雑音が従来の DS/CDMA 方式の誤り率特性に及ぼす影響ならびに人工雑音に対する特性改善法について検討した。まず、本論文で対象とする DS/CDMA 方式のシステムモデルを示すと共に、DS/CDMA 方式の人工雑音に対する耐性について考察した。次いで、人工雑音環境下における、従来の DS/CDMA 方式のビット誤り率を評価し、人工雑音の影響により誤り率特性が大きく劣化することを明らかにした。さらに、1 次変調に BPSK 方式を用いた DS/CDMA 方式における特性改善法として、人工雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を提案し、提案受信機を用いることにより良好な誤り率特性が得られることを明らかにした。

## 第5章

# 人工雑音環境下での符号化変調方式

### 5.1 序言

本章では、多値変調技術と誤り訂正符号化技術を融合することにより、周波数利用効率の低下を伴うことなく誤り訂正符号を導入することができるトレリス符号化変調 (Trellis Coded Modulation : TCM) 方式<sup>[98]-[102]</sup>を対象とし、人工雑音が従来の TCM 方式の誤り率特性に及ぼす影響ならびに人工雑音に対する特性改善法について検討する。まず、TCM 方式の概要ならびに TCM 方式においてなされる最尤系列判定の概念を示すと共に、TCM 方式の人工雑音に対する耐性について考察する。次いで、人工雑音環境下における、従来の TCM 方式の誤り率事象確率の定式化を行い、人工雑音が従来の TCM 方式の誤り率特性に及ぼす影響を評価する。さらに、TCM 方式における特性改善法として、人工雑音に対する最尤系列判定を行う受信機ならびに TCM 方式の信号設計法を提案し、それらを用いることによる特性改善について検討する。

### 5.2 符号化変調方式の原理とシステムモデル

デジタル無線通信システムにおいて周波数利用効率を高める手法として、多値変調技術が有効であるが、一般に、多値変調を用いると誤り率特性は劣化する。一方、誤り率特性の改善を図る手法としては、誤り訂正符号の適用が有効であるが、冗長性の導入に起因する情報伝送速度の低下や帯域幅の拡大などにより周波数利用効率は低下する。このように、周波数の有効利用と誤り率特性の改善とは相反する関係にあり、単独の技術で両方の要求条件を満たすことは困難である。しかしながら、多値変調技術と誤り訂正符号化技術を一体化してとらえ、一方の持つ欠点を他方で補うことにより、全体として周波数の有効利用を図りつつ誤り率特性を改善することが可能となる。以上に述べたような誤り訂正符



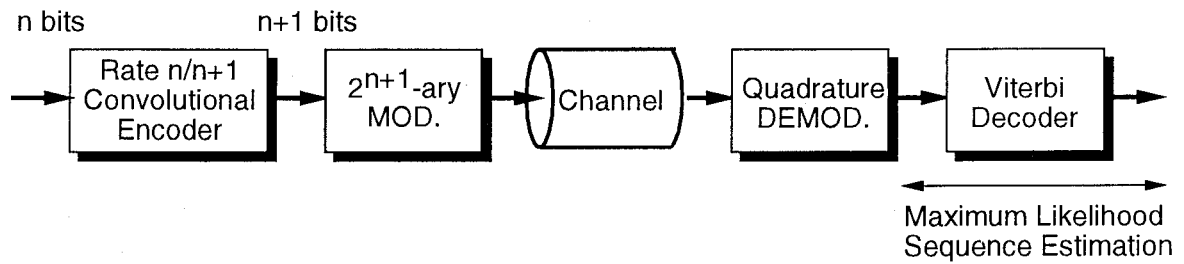


図 5.1: TCM 方式のシステムモデル

号化技術と多値変調技術を一体化した方式は符号化変調方式と呼ばれ、その代表的なものとして TCM 方式があげられる<sup>[98]-[102]</sup>.

TCM 方式のシステムモデルを図 5.1 に示す。TCM 方式では、誤り訂正符号として畳み込み符号が用いられる。符号化に必要な冗長性は信号点集合の拡大によって与えられ、ガウス雑音通信路の場合は、その通信路容量の観点から、信号点集合の拡大は 2 倍で十分であることが報告されている。即ち、 $n$ bits/symbol 伝送を考えた場合、符号化を行わない場合は  $2^n$  値変調方式を用いて伝送するのに対して、TCM 方式では、符号化率  $n/(n+1)$  の畳み込み符号化されたビットを  $2^{n+1}$  値変調方式により伝送する。信号点集合の拡大によってシンボル誤り率が大きくなり、その影響が誤り訂正能力を上回ることにより、誤り率特性がかえって劣化する可能性もあるが、TCM 方式では、このような影響を防ぐために、確率的距離 (復号時の誤りにくさ) が直接大きくなるような符号化を行い、復号は軟判定ビタビアルゴリズムを用いた最尤系列判定によりなされる。

上述のように、TCM 方式における受信機の動作は本質的に最尤系列判定である。そこでまず最尤系列判定について検討する<sup>[65]-[66]</sup>。いま、受信機の出力において  $K$  個の受信シンボルからなる受信信号系列

$$\mathbf{R} = \{\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2, \dots, \mathbf{R}_K\} \quad (5.1)$$

が得られるものとする。ここで 1 シンボルあたり  $N$  個の独立なサンプルを取り得るものとする、 $k$  番目の受信シンボル  $\mathbf{R}_k (1 \leq k \leq K)$  は、

$$\mathbf{R}_k = \{r_{k1}, r_{k2}, \dots, r_{kN}\} \quad (5.2)$$

と表せる。但し  $r_{kn} (1 \leq n \leq N)$  は  $k$  番目のシンボルの  $n$  番目のサンプル値であり、搬送波に対する同相および直交成分を各々  $r_{knx}, r_{kny}$  とすると複素数により

$$r_{kn} = r_{knx} + jr_{kny} \quad (5.3)$$

と表せる (等価低域系表示). 同様にして, 受信機における  $i$  番目の推定送信信号系列  $\widehat{\mathbf{S}}_i$ , 受信雑音系列  $\mathbf{N}$  を, それぞれ,

$$\widehat{\mathbf{S}}_i = \{\widehat{\mathbf{S}}_{i_1}, \widehat{\mathbf{S}}_{i_2}, \dots, \widehat{\mathbf{S}}_{i_K}\} \quad (5.4)$$

$$\mathbf{N} = \{\mathbf{N}_1, \mathbf{N}_2, \dots, \mathbf{N}_K\} \quad (5.5)$$

但し,

$$\widehat{\mathbf{S}}_{i_k} = \{\widehat{s}_{i_{k1}}, \widehat{s}_{i_{k2}}, \dots, \widehat{s}_{i_{kN}}\} \quad (5.6)$$

$$\widehat{s}_{i_{kn}} = \widehat{s}_{i_{knx}} + j\widehat{s}_{i_{kny}} \quad (5.7)$$

$$\mathbf{N}_k = \{\mathbf{n}_{k1}, \mathbf{n}_{k2}, \dots, \mathbf{n}_{kN}\} \quad (5.8)$$

$$\mathbf{n}_{kn} = n_{knx} + jn_{kny} \quad (5.9)$$

と表すことにする.

雑音の各サンプルは統計的に独立であると仮定すると,  $\widehat{\mathbf{S}}_i$  が送信されたとして  $\mathbf{R}$  が受信される確率 (尤度)  $Prob(\mathbf{R}|\widehat{\mathbf{S}}_i)$  は, 次式のように表される.

$$\begin{aligned} Prob(\mathbf{R}|\widehat{\mathbf{S}}_i) &= Prob(\mathbf{N} = \mathbf{R} - \widehat{\mathbf{S}}_i) \\ &= \prod_{k=1}^K \prod_{n=1}^N p(\mathbf{r}_{kn} - \widehat{\mathbf{s}}_{i_{kn}}) \end{aligned} \quad (5.10)$$

最尤系列判定を行う受信機とは, この尤度を最大とする信号系列を受信系列と判定するものである.

ここで, 第3章で示した最尤シンボル判定と比較すると, 最尤シンボル判定の場合は, 特に符号化が施されていない (無符号化と呼ぶ) ため, 受信機で判定に用いるシンボル長  $K$  を増加してもシンボル誤り率特性は向上しない. シンボル誤り率を最小にするためには, 1シンボル区間内に取り得る  $N$  個のサンプルより尤度を求め, 1シンボル毎に最尤判定を行えば十分である. これは式 (5.10) の最尤系列判定で  $K=1$  とする場合にあたり, 第3章で示した最尤シンボル判定を表す式 (3.7) と同一になる. 一方, 符号化変調方式では, その符号の性質で定まる長さのシンボル系列に対して最尤系列判定を行うことで誤り率特性が向上する.

ここで, 受信機に入力される雑音として, ガウス雑音 (雑音電力  $\sigma^2$ ) を想定すると, 式 (5.10) は, ガウス雑音の確率密度関数を代入することにより,

$$Prob(\mathbf{R}|\widehat{\mathbf{S}}_i) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{K+N}} \exp\left(-\frac{\Lambda_G(i)}{2\sigma^2}\right) \quad (5.11)$$

となる。ここで、

$$\begin{aligned}\Lambda_G(i) &= -\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \left\{ (r_{knx} - \widehat{s}_{i_{knx}})^2 + (r_{kny} - \widehat{s}_{i_{kny}})^2 \right\} \\ &= -\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N d_{kn}(i) \leq 0\end{aligned}\quad (5.12)$$

であり、 $d_{kn}(i)$  は、受信信号系列  $\mathbf{R}$  と推定信号系列  $\widehat{\mathbf{S}}_i$  との間の 2 乗ユークリッド距離を表すもので次式のように与えられる。

$$d_{kn}(i) = \left\{ (r_{knx} - \widehat{s}_{i_{knx}})^2 + (r_{kny} - \widehat{s}_{i_{kny}})^2 \right\} \geq 0 \quad (5.13)$$

最尤系列判定を行うためには、式 (5.11) を最大にする、即ち、 $\Lambda_G(i)$  を最大とする信号系列  $\widehat{\mathbf{S}}_i$  を求めればよい。式 (5.12) から明らかなように、 $-\Lambda_G(i)$  は、受信信号系列  $\mathbf{R}$  と推定信号系列  $\widehat{\mathbf{S}}_i$  との間の系列間 2 乗ユークリッド距離である。従ってガウス雑音下での最尤系列判定は、受信信号系列  $\mathbf{R}$  との間の系列間 2 乗ユークリッド距離を最小にする推定信号系列  $\widehat{\mathbf{S}}_i$  を求めることと等価である。

先に述べたように、符号化が施されていない無符号化方式の場合、1 シンボル毎 ( $K=1$ ) に判定を行えば十分である。これに対し、TCM 方式の場合、畳み込み符号化が施されているため、系列に含まれるシンボル数  $K$  を増加させ、系列間 2 乗ユークリッド距離が大きくなるほど系列判定誤り率特性は向上する。ところが一般に、系列判定においては、対象とする系列に含まれるシンボル数  $K$  が大きくなるにつれ、過去の系列を記憶するために必要なメモリ量が指数関数的に増大するため実現は困難である。そのため、通常 TCM 方式の受信機では、 $K$  シンボルをまとめて最尤系列判定を行う代わりに、ビタビアルゴリズムを用いて必要な記憶量の減少を図っている。しかしこの受信機の動作も、本質的には受信信号系列との 2 乗ユークリッド距離を最小とする推定信号系列を求めていることにほかならない。系列間 2 乗ユークリッド距離に基づいて、系列判定を行う TCM 方式の受信機は、ガウス雑音下においては、最尤系列判定を行う最適なものである。

次に、TCM 方式の人工雑音に対する耐性について考える。無符号化方式では、各シンボル毎に独立に情報ビットが含まれるため、通信路において、あるシンボルが高振幅な雑音の影響を受けた場合、そのシンボルに含まれる情報ビットは誤って受信される可能性が高く、逆に、高振幅な雑音の影響を受けていないシンボルについては正しく受信される。一方、TCM 方式では、各シンボル毎に独立に情報ビットが伝送されるのではなく、符号化された数シンボルに渡って情報ビットが含まれる、また、シンボル判定ではなく系列により判定を行う。従って、TCM 方式の場合は、系列中のあるシンボルが通信路において発生する高振幅な雑音の影響を受け、そのシンボルの影響により系列判定誤りが生じた場合は、符号化された数シンボルに渡って含まれる情報ビット全体に誤りが生じる可能性がある。し

## Uncoded BPSK



## 2States TCM-QPSK

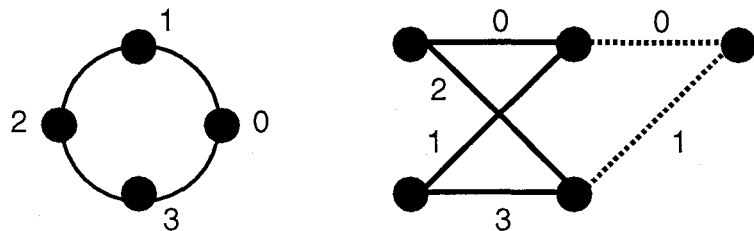
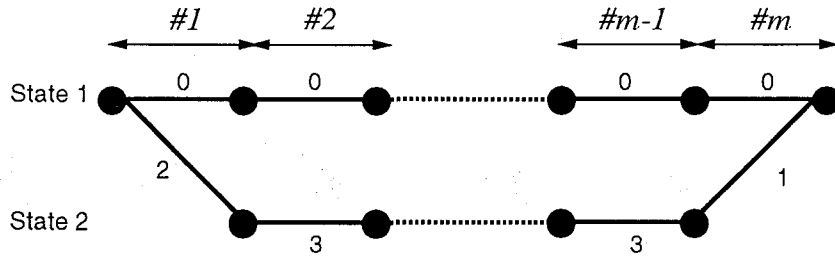


図 5.2: 2 状態 TCM-QPSK 方式および無符号化 BPSK 方式の信号点配置図とトレリス図

かしながら、系列中のあるシンボルが高振幅な雑音の影響を受けたとしても、その系列中に含まれる雑音の影響を受けていない他のシンボルを重視した系列判定を行えば、数シンボルに渡って含まれる情報ビットを正しく受信でき、無符号化方式よりも良好な特性を達成できるものと考えられる。このような系列判定法ならびにそれによる特性改善については 5.4 において検討する。

## 5.3 従来の符号化変調方式の誤り率特性

本節では、人工雑音の統計モデルとして、クラス A インパルス性雑音を用い、人工雑音環境下において従来の TCM 方式を用いた場合の誤り率特性を解析的に評価し、人工雑音が従来の TCM 方式の誤り率特性に及ぼす影響について検討する<sup>[65]–[66]</sup>。以下の解析ならびに特性評価においては、TCM 方式として 2 状態 TCM-QPSK 方式を、また比較対象として同一の周波数利用効率 (1bit/sec/Hz) を有する無符号化 BPSK 方式を対象とし、それぞれの等価低域系における信号点配置図およびトレリス図を図 5.2 に示す。

図 5.3:  $m$  番目のパスの選択誤りによる誤り事象

### 5.3.1 誤り事象確率の定式化

クラス A インパルス性雑音環境下での従来の TCM 方式の誤り事象確率を定式化する。一般性を失うことなく、符号化されたシンボル系列  $000\cdots$  が送られたものと仮定し、このシンボル系列を系列間 2 乗ユークリッド距離に基づく系列判定法によって判定するものとする。式 (5.12) より、従来の TCM 方式において、 $m$  番目 ( $m \geq 2$ ) のパス区間での残存パスの選択誤りによる誤り事象確率  $Pe_m$  は次式のように表される (図 5.3 参照)。

$$Pe_m = Prob \left[ \underbrace{\Lambda_G(0, 0, \dots, 0, 0)}_{m \text{ 個}} < \underbrace{\Lambda_G(2, 3, \dots, 3, 1)}_{m \text{ 個}} \right] \quad (5.14)$$

式 (5.14) において、 $\Lambda_G(\cdot)$  は式 (5.12) より、

$$\Lambda_G(\underbrace{0, 0, \dots, 0, 0}_{m \text{ 個}}) = - \sum_{k=1}^m \sum_{n=1}^N (n_{knx}^2 + n_{kny}^2) \quad (5.15)$$

$$\Lambda_G(\underbrace{2, 3, \dots, 3, 1}_{m \text{ 個}}) = \begin{cases} - \sum_{n=1}^N \left[ \left\{ (n_{1nx} + 2\sqrt{S})^2 + (n_{1ny})^2 \right\} \right. \\ \quad \left. + \sum_{k=2}^{m-1} \left\{ (n_{knx} + \sqrt{S})^2 + (n_{kny} + \sqrt{S})^2 \right\} \right. \\ \quad \left. + \left\{ (n_{mnx} + \sqrt{S})^2 + (n_{mny} + \sqrt{S})^2 \right\} \right] & (m \geq 3) \\ - \sum_{n=1}^N \left[ \left\{ (n_{1nx} + 2\sqrt{S})^2 + (n_{1ny})^2 \right\} \right. \\ \quad \left. + (n_{2nx} + \sqrt{S})^2 + (n_{2ny} + \sqrt{S})^2 \right] & (m = 2) \end{cases} \quad (5.16)$$

となる。但し、1 シンボルあたりに取り得る  $N$  個のサンプルは統計的に独立なものであるとし、また  $\Lambda_G(\cdot)$  の表記には、 $i$  の代わりにシンボル系列を直接用いている。 $m$  番目のパス

区間での残存パス選択誤りによる誤り事象確率は、式(5.15)-式(5.16)を式(5.14)に代入することにより、

$$Pe_m = \begin{cases} \text{Prob} \left[ \sum_{n=1}^N \left\{ 2n_{1nx} - \sum_{k=2}^{m-1} (n_{knx} + n_{kny}) \right. \right. \\ \left. \left. + (n_{mnx} - n_{mny}) \right\} < -(m+1)\sqrt{SN} \right] & (m \geq 3) \\ \text{Prob} \left[ \sum_{n=1}^N (2n_{1nx} + n_{2nx} - n_{2ny}) < -3\sqrt{SN} \right] & (m = 2) \end{cases} \quad (5.17)$$

となり、誤り事象確率は上式の  $Pe_m$  を用いて以下のように与えられる。

$$Pe_{TCM} = \sum_{m=2}^{\infty} Pe_m \quad (5.18)$$

ここで、誤り事象確率は2番目のパス区間での残存パス選択時の誤りによって支配されると仮定すると、式(5.18)は次式のように近似できる。

$$Pe_{TCM} \simeq Pe_2 \simeq \text{Prob} \left[ \sum_{n=1}^N (2n_{1nx} + n_{2nx} - n_{2ny}) < -3\sqrt{SN} \right] \quad (5.19)$$

式(5.19)において、

$$\eta_n = 2n_{1nx} + n_{2nx} - n_{2ny} \quad (5.20)$$

$$\eta_{1n} = 2n_{1nx} \quad \eta_{2n} = n_{2nx} - n_{2ny} \quad (5.21)$$

とすると、 $\eta_n$ の確率密度関数は、 $n_{1nx}$ の確率密度関数  $p_{n_{1nx}}(\cdot)$  および  $n_{2nx}$  と  $n_{2ny}$  の結合確率密度関数  $p_{n_{2nx}, n_{2ny}}(\cdot, \cdot)$  を用いて、以下のように与えられる。

$$\begin{aligned} p(\eta_n) &= \left\{ p_{n_{1nx}} \left( \frac{1}{2}\eta_{1n} \right) \times \frac{1}{2} \right\} \otimes \int_{-\infty}^{\infty} p_{n_{2nx}, n_{2ny}}(\eta_{2n} + n_{2ny}, n_{2ny}) dn_{2ny} \\ &= \frac{e^{-2A}}{\sqrt{2\pi}} \sum_{k_n=0}^{\infty} \sum_{m_n=0}^{\infty} \frac{A^{k_n+m_n}}{k_n! m_n! \sqrt{\sigma_{k_n}^2 + 2\sigma_{m_n}^2}} \exp \left( -\frac{\eta_n^2}{2(\sigma_{k_n}^2 + 2\sigma_{m_n}^2)} \right) \end{aligned} \quad (5.22)$$

次に、

$$\eta = \sum_{n=1}^N \eta_n \quad (5.23)$$

とすると、 $\eta$ の確率密度関数は、次式のように表せる。

$$p(\eta) = p_{\eta_1}(\eta_1) \otimes p_{\eta_2}(\eta_2) \otimes \cdots \otimes p_{\eta_N}(\eta_N)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{e^{-2NA}}{\sqrt{2\pi}} \sum_{k_1=0}^{\infty} \cdots \sum_{k_N=0}^{\infty} \sum_{m_1=0}^{\infty} \cdots \sum_{m_N=0}^{\infty} \frac{A^{k_1+\cdots+k_N+m_1+\cdots+m_N}}{k_1! \cdots k_N! m_1! \cdots m_N!} \\
&\quad \times \frac{1}{\sqrt{\sigma_{k_1}^2 + \cdots + \sigma_{k_N}^2 + 2(\sigma_{m_1}^2 + \cdots + \sigma_{m_N}^2)}} \\
&\quad \times \exp\left(\frac{\eta^2}{2\{\sigma_{k_1}^2 + \cdots + \sigma_{k_N}^2 + 2(\sigma_{m_1}^2 + \cdots + \sigma_{m_N}^2)\}}\right) \quad (5.24)
\end{aligned}$$

従って、式(5.19)および式(5.24)より、インパルス性雑音下での2状態TCM-QPSK方式の誤り事象確率  $Pe_{TCM}$  は、

$$\begin{aligned}
Pe_{TCM} &= \int_{-\infty}^{-3\sqrt{SN}} p(\eta) d\eta \\
&= e^{-2NA} \sum_{k_1=0}^{\infty} \cdots \sum_{k_N=0}^{\infty} \sum_{m_1=0}^{\infty} \cdots \sum_{m_N=0}^{\infty} \frac{A^{k_1+\cdots+k_N+m_1+\cdots+m_N}}{k_1! \cdots k_N! m_1! \cdots m_N!} \\
&\quad \times \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{3N\sqrt{\gamma}}{\sqrt{2\{\sigma_{k_1}^2 + \cdots + \sigma_{k_N}^2 + 2(\sigma_{m_1}^2 + \cdots + \sigma_{m_N}^2)\}}}\right) \quad (5.25)
\end{aligned}$$

となる。但し、 $\gamma$ は搬送波電力対雑音電力比(CNR)を表す。

次に、比較対象とする従来のBPSK方式の誤り事象確率を導出する。なお、無符号化方式であるため、誤り事象確率はシンボル(ビット)誤り率に等しくなる。一般性を失うことなく、送信シンボルを0と仮定すると、無符号化BPSK方式の誤り事象確率  $Pe_{Uncoded}$  は、次式のように表せる。

$$Pe_{Uncoded} = \operatorname{Prob}[\Lambda_G(0) < \Lambda_G(1)] \quad (5.26)$$

ここで、 $\Lambda_G(\cdot)$ は式(5.12)より、

$$\Lambda_G(0) = -\sum_{n=1}^N (n_{1nx}^2 + n_{1ny}^2) \quad (5.27)$$

$$\Lambda_G(1) = -\sum_{n=1}^N ((n_{1nx} + 2\sqrt{S})^2 + n_{1ny}^2) \quad (5.28)$$

となる。従って、上式より

$$Pe_{Uncoded} = \operatorname{Prob}\left[\sum_{n=1}^N n_{1nx} < -\sqrt{SN}\right] \quad (5.29)$$

と表せる。ここで、

$$\eta = \sum_{n=1}^N n_{1nx} \quad (5.30)$$

とすると、 $\eta$ の確率密度関数は次式のように表される。

$$\begin{aligned}
 p(\eta) &= p_{n_{11x}}(n_{11x}) \otimes p_{n_{12x}}(n_{12x}) \otimes \cdots \otimes p_{n_{1Nx}}(n_{1Nx}) \\
 &= \frac{e^{-NA}}{\sqrt{\pi}} \sum_{k_1=0}^{\infty} \cdots \sum_{k_N=0}^{\infty} \frac{A^{k_1+\cdots+k_N+m_1}}{k_1! \cdots k_N! \sqrt{\sigma_{k_1}^2 + \cdots + \sigma_{k_N}^2}} \\
 &\quad \times \exp\left(\frac{\eta^2}{\{\sigma_{k_1}^2 + \cdots + \sigma_{k_N}^2\}}\right) \quad (5.31)
 \end{aligned}$$

従って、従来の無符号化 BPSK 方式の誤り事象確率  $Pe_{Uncoded}$  は次式のように表される。

$$\begin{aligned}
 Pe_{Uncoded} &= \int_{-\infty}^{-\sqrt{SN}} p(\eta) d\eta \\
 &= e^{-NA} \sum_{k_1=0}^{\infty} \cdots \sum_{k_N=0}^{\infty} \frac{A^{k_1+\cdots+k_N}}{k_1! \cdots k_N!} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{N\sqrt{\gamma}}{\sqrt{\{\sigma_{k_1}^2 + \cdots + \sigma_{k_N}^2\}}}\right) \quad (5.32)
 \end{aligned}$$

上式において1シンボルあたりに取り得るサンプル数を  $N=1$  とすると、第3章で示した式(3.11)と等しくなる。

### 5.3.2 誤り事象確率の特性評価

式(5.25)および式(5.32)で与えられるクラスAインパルス性雑音環境下での従来の2状態TCM-QPSK方式と無符号化BPSK方式の誤り事象確率を評価し、その結果を図5.4に示す。なお、特性評価に際しては、1シンボルあたりに1つの独立なサンプル( $N=1$ )を取り得るものとしている。

図5.4から、CNRが十分に大きな領域では、インパルス性雑音環境下においてもガウス雑音下同様にTCM方式による数dB程度の符号化利得が得られることがわかる。しかしながら、一方、CNRの比較的低い領域では、TCM方式の特性は無符号化方式の特性を大きく下回り、TCM方式を用いることにより特性が劣化している。これは、無符号化方式では、各シンボル毎に独立に情報ビットが含まれるため、通信路において、あるシンボルが高振幅な雑音の影響を受けた場合、そのシンボルに含まれる情報ビットのみが誤りとなるのに対し、TCM方式では、数シンボルに渡って情報ビットが含まれるため、系列中のあるシンボルが通信路において発生する高振幅な雑音の影響を受け系列判定誤りが生じた場合は、系列中に含まれる情報ビット全体が誤ることに起因するものと考えられる。また、図3.11および図3.19に示す結果と比較すると、従来のTCM方式の特性は、無符号化BPSK方式の最適受信機やスレッシュホールドレベル受信機の特性を大きく下回っている。この結果より、インパルス性雑音環境下においても、TCM方式により良好な誤り率特性を得るためには、雑音の統計的性質に基づいたシステム設計を行う必要があるといえる。



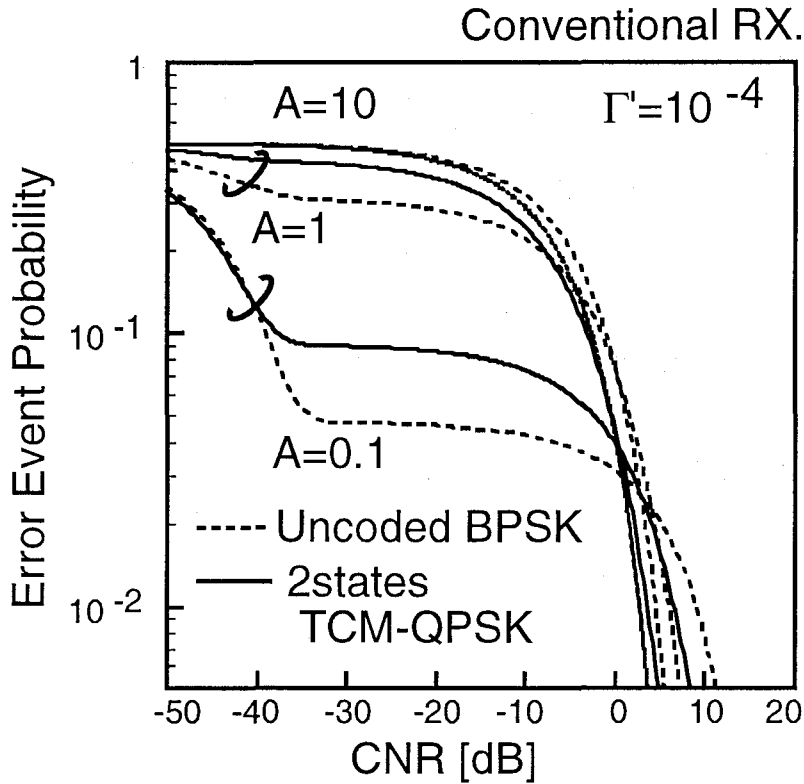


図 5.4: 従来の TCM 方式の誤り率特性

## 5.4 符号化変調方式の特性改善

### 5.4.1 人工雑音に対する最尤系列判定による特性改善

前節では、受信信号系列との系列間 2 乗ユークリッド距離を最小にする信号系列を送信信号系列と判定する系列判定法を仮定した。前節でも示したように、このような系列判定法は、人工雑音環境下においては最適なものではない。ここでは、人工雑音環境下での最尤系列判定の観点から、人工雑音の統計的性質に基づく TCM 方式の受信機構成を提案し、その特性を明らかにする<sup>[65]–[66]</sup>。

人工雑音の統計モデルとしてクラス A インパルス性雑音を考えた場合、受信信号系列  $\mathbf{R}$  に対する送信信号系列  $\widehat{\mathbf{S}}_i$  の尤度は、尤度に関する一般式である式 (5.10) に式 (2.14)–式 (2.16) で与えられる確率密度関数を代入することにより以下のように求められる。

$$\text{Prob}(\mathbf{R}|\widehat{\mathbf{S}}_i) = \prod_{k=1}^K \prod_{n=1}^N \left[ e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \pi \sigma_m^2} \exp\left(-\frac{d_{kn}(i)}{\sigma_m^2}\right) \right] \quad (5.33)$$

但し、 $d_{kn}(i)$  は、式 (5.13) で与えられる 2 乗ユークリッド距離である。

インパルス性雑音環境下において最尤系列判定を行う受信機は、式 (5.33) を最大にする

信号系列 $\widehat{S}_i$ を送信信号系列と判定するものである。しかしながら、式(5.33)に基づいて受信機を構成することは、 $m$ が無限大の項まで含むなど複雑であるため、何らかの単純化が必要となる。そこで、これまでと同様に、第2章で示したインパルス性雑音の確率密度関数の近似である式(2.17)-式(2.19)を用いると、式(5.33)を最大にする信号系列を求めることは、次式を最大にする信号系列を求めることと等価となる。

$$\begin{aligned}\Lambda_I(i) &= \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \left\{ \max_{m=0,1,2} \left[ -\frac{d_{kn}(i)}{\sigma_m^2} + \ln \frac{A^m}{m! \sigma_m^2} \right] \right\} \\ &= - \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \left\{ \min_{m=0,1,2} \left[ \frac{d_{kn}(i)}{\sigma_m^2} - \ln \frac{A^m}{m! \sigma_m^2} \right] \right\}\end{aligned}\quad (5.34)$$

ここで、式(5.12)と式(5.34)を比較すると、インパルス性雑音に対して最尤系列判定を行うTCM方式の受信機は、

$$d_{kn}(i) = \left\{ (r_{knx} - \widehat{s}_{i_{knx}})^2 + (r_{kny} - \widehat{s}_{i_{kny}})^2 \right\}$$

に替えて、

$$\left\{ \min_{m=0,1,2} \left[ \frac{d_{kn}(i)}{\sigma_m^2} - \ln \frac{A^m}{m! \sigma_m^2} \right] \right\}\quad (5.35)$$

を用いる以外は、従来のTCM方式の受信機と同一の構成となり、従来のTCM方式の受信機と同様に、ビタビアルゴリズムを適用した必要演算量の軽減も可能となる。

式(5.35)に基づいて送信信号系列の判定を行う、即ち、クラスAインパルス性雑音に対して最尤系列判定を行うTCM方式の誤り事象確率を計算機シミュレーションにより評価する。前節と同じく、TCM方式としては2状態TCM-QPSK方式を用いる。また、系列間2乗ユークリッド距離に基づいて最尤系列判定を行う従来のTCM方式およびTCM-QPSK方式と同一の周波数利用効率を有する無符号化BPSK方式についても評価し、比較対象とする。なおシミュレーションに際しては、2番目のパス区間での残存パス選択時の誤りが支配的であると考え、それによる誤り事象のみを考慮する。

シミュレーション結果を図5.5に示す。図5.5より、図5.4に示した従来のTCM方式の特性と異なり、全てのCNRの範囲において、クラスAインパルス性雑音に対して最尤系列判定を行うTCM方式の特性は無符号化BPSK方式の特性を上回る良好な特性を達成することがわかる。また、図3.11および図3.19に示す無符号化BPSK方式の最適受信機やスレッショルドレベル受信機の特性と比較しても、TCM方式を用いることによる符号化利得が得られている。

第3章で示した最適受信機ならびにスレッショルドレベル受信機、および、第4章で示したDS/CDMA方式と比較すると、TCM方式では、信号帯域の広帯域化を伴うことなく人工雑音に対する対策が可能となるため、帯域制限された通信路において発生する人工雑音の対策法として有効なものと考えられる。

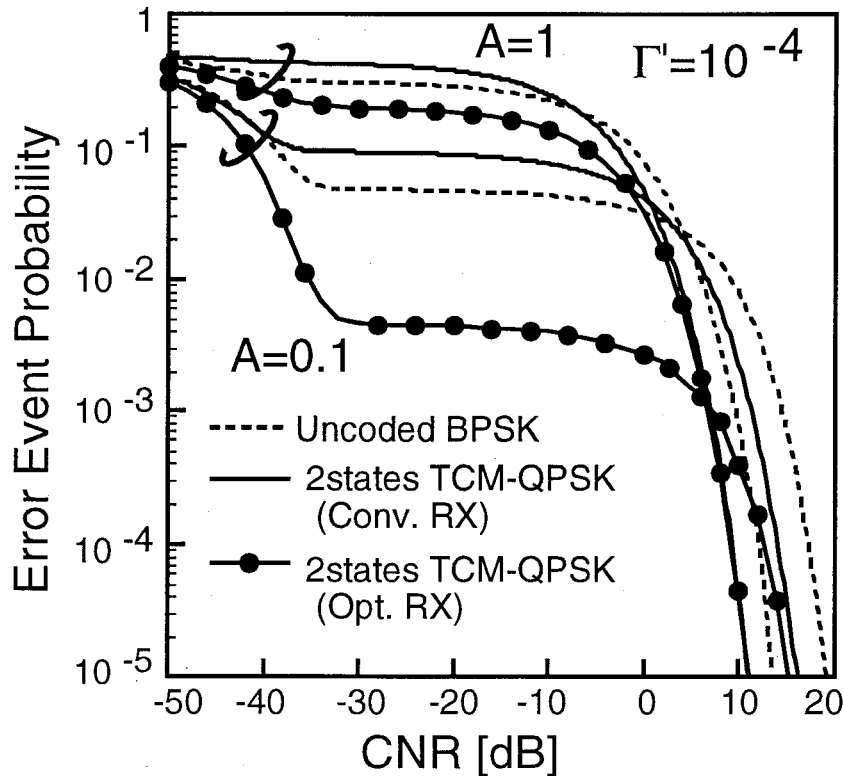


図 5.5: インパルス性雑音に対する最尤系列判定を行う TCM 方式の誤り率特性

#### 5.4.2 状態数の拡大による特性改善

TCM 方式では、受信機は畳み込み符号によって符号化された信号系列を受信し、軟判定ビタビアルゴリズムを用いた最尤系列判定により送信信号系列の判定を行っている。後に示すように、ガウス雑音環境下での最尤系列判定においては、系列判定誤りは系列間 2 乗ユークリッド距離にのみ依存するため、従来の TCM 方式では、系列間 2 乗ユークリッド距離を基準とした信号設計がなされてきた<sup>[98]–[102]</sup>。ここでは、インパルス性雑音環境下において最尤系列判定を行った場合の誤り率特性を評価し、インパルス性雑音環境下に TCM 方式を適用する場合の信号設計基準について検討する<sup>[103]–[107]</sup>。

ガウス雑音環境下において 2 乗ユークリッド距離に基づく最尤系列判定を行った場合の誤り率特性と、インパルス性雑音環境下において式 (5.34) に基づく最尤系列判定を行った場合の誤り率特性の違いを明らかにするため、図 5.6 に示すような系列長  $N$  の 2 つの信号系列を受信した場合の誤り事象確率特性を評価する。但し、図 5.6 に示すように、各シンボルは 0 もしくは  $\pi$  の位相を取る BPSK 信号で、全ての系列の組み合わせについて系列間 2 乗ユークリッド距離  $d^2$  は同一であるとする。

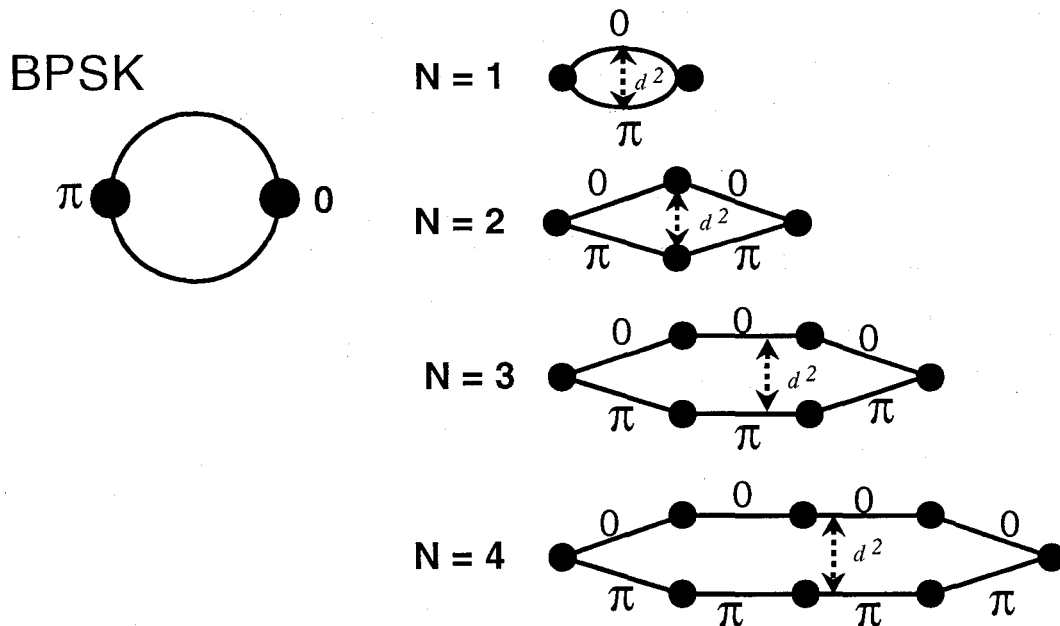


図 5.6: 系列モデル

これらの信号系列を受信した場合の誤り事象確率特性を以下の2つの場合について計算機シミュレーションにより評価する。

- (i) ガウス雑音環境下において、式 (5.12) に基づいて系列判定を行う場合  
(即ち、ガウス雑音環境下で最尤系列判定判定を行う場合)
- (ii) インパルス性雑音環境下において、式 (5.34) に基づいて系列判定を行う場合  
(即ち、インパルス性雑音環境下で最尤系列判定判定を行う場合)

上記のいずれの場合についても、受信機は与えられた雑音環境下において最尤系列判定を行うため、これらの受信機は、それぞれ与えられた雑音環境下において系列判定誤り率を最小とする最適なものである。

系列間2乗ユークリッド距離  $d^2 = 8$  および  $d^2 = 30$  の場合について、(誤り事象) 系列長  $N$  と誤り事象確率特性の関係を図 5.7 に示す。

図 5.7 に示すように、ガウス雑音環境下で最尤系列判定を行った場合については、誤り事象確率は系列間2乗ユークリッド距離  $d^2$  にのみ依存し、系列長  $N$  には依存しない。一方、インパルス性雑音環境下で最尤系列判定を行った場合については、系列長  $N$  が大きくなるにつれて、誤り事象確率が大きく改善されることがわかる。これは、雑音の発生頻度が一定である場合、系列長を大きくすることにより、系列中に含まれる全シンボルの中での高

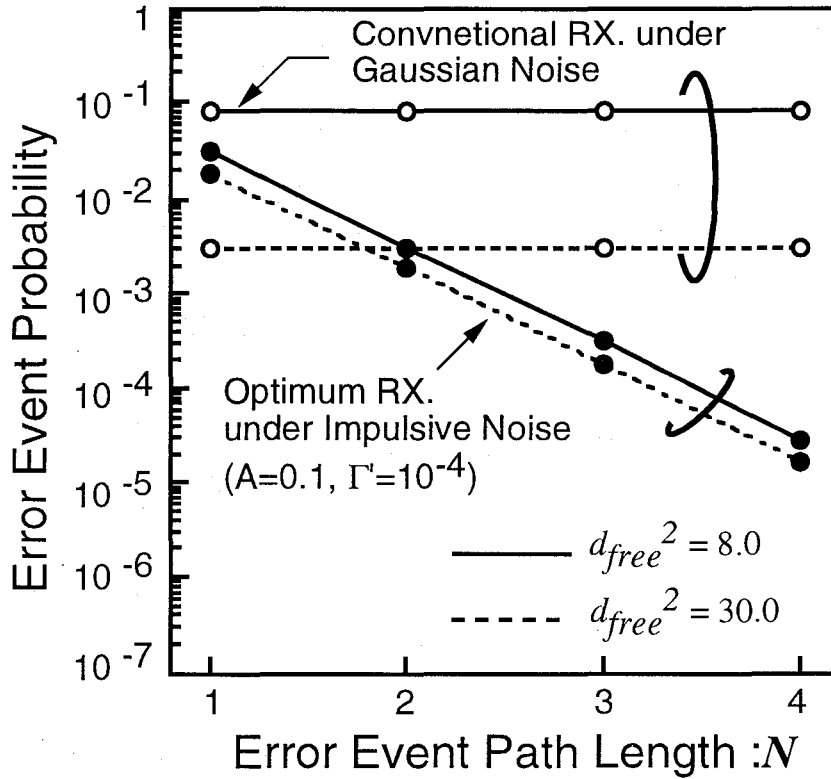


図 5.7: 系列間距離および系列長の増加による改善

振幅な雑音の影響を受けたシンボルの割合が小さくなり、インパルス性雑音の加わったシンボルが系列判定に及ぼす影響は、高振幅な雑音を受けていないシンボルを重視した最尤系列判定によって補償されるためと考えられる。さらにまた、図 5.7 より、インパルス性雑音下においては、系列間 2 乗ユークリッド距離  $d^2$  を大きくすることによる特性改善よりも、系列長  $N$  を大きくすることによる特性改善の方が大きくなることわかる。

以上の結果より、インパルス性雑音環境下における最尤系列判定では、系列判定誤り特性は系列間 2 乗ユークリッド距離よりも系列長に依存し、系列長を大きくすることによって誤り率特性が大きく改善されることがわかる。この結果は、最尤系列判定誤りが系列間 2 乗ユークリッド距離にのみ依存するガウス雑音環境下での最尤系列判定の特性とは大きく異なった特徴である。

ガウス雑音環境下で適用される従来の TCM 方式では、ガウス雑音環境下での最尤系列判定誤りは系列間 2 乗ユークリッド距離にのみ依存することから、系列間 2 乗ユークリッド距離が信号設計の評価基準として用いられてきた<sup>[98]-[102]</sup>。それに対し、インパルス性雑音環境下に TCM 方式を適用する場合は、系列間 2 乗ユークリッド距離の増加よりも系列

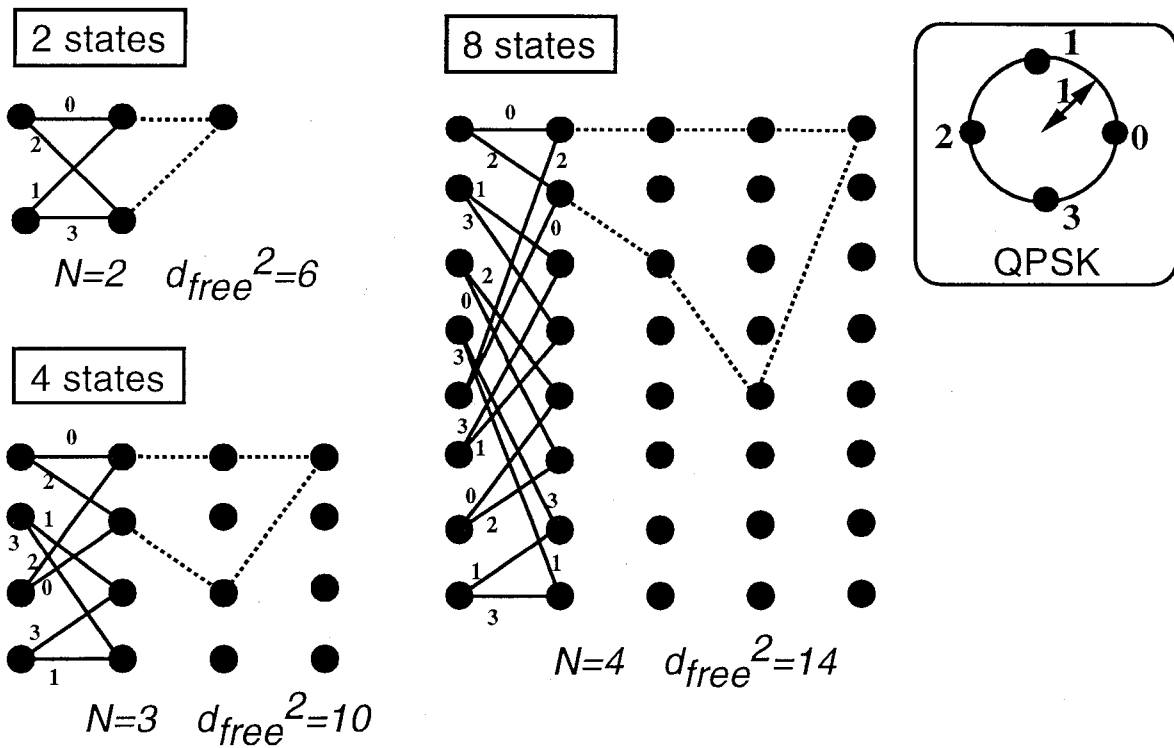


図 5.8: 2,4,8 状態 TCM-QPSK 方式のトレリス図

長の増加による特性改善の方が大きくなることから，系列間 2 乗ユークリッド距離よりも系列長の方が重要な信号設計基準であると考えられる．そこで次に，TCM 方式において系列長を大きくする方法の一つとして，畳み込み符号の状態数を増加する方法を用い，符号の状態数の増加による特性改善効果について検討する．以下の特性評価では，TCM 方式として 2,4,8 状態 TCM-QPSK 方式を，また無符号化方式として同一の周波数利用効率を有する無符号化 BPSK 方式を用いる．

2,4,8 状態 TCM-QPSK 方式のトレリス図および信号点配置図を図 5.8 に示す．図 5.8 に示すように，状態数を増加することによって，系列間最小 2 乗ユークリッド距離  $d_{free}^2$  および系列長  $N$  は増加する．従来の TCM 方式における信号設計では，畳み込み符号の状態数の増加は系列間 2 乗ユークリッド距離を増加させて特性改善を図る方法の一つとして捕らえられていた．それに対し，ここでは，インパルス性雑音環境下に TCM 方式を適用する場合を想定して，状態数の増加を系列間 2 乗ユークリッド距離を増加させる方法としてよりも系列長を大きくする方法として考えている．

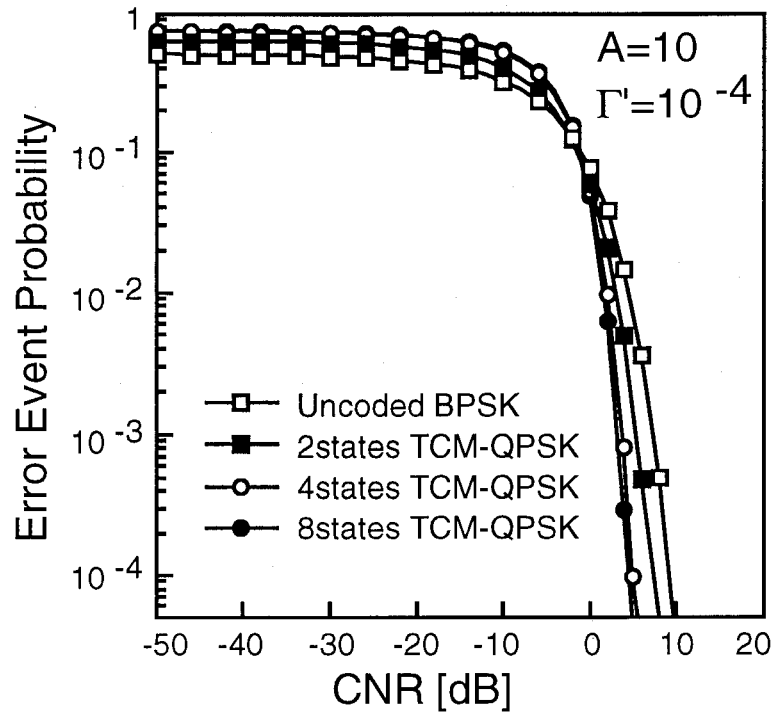


図 5.9: 2,4,8 状態 TCM-QPSK 方式の誤り率特性 ( $A = 10$  の場合)

2,4,8 状態 TCM-QPSK 方式および無符号化 BPSK 方式の誤り事象確率を計算機シミュレーションによって評価し, その結果を図 5.9-図 5.11 に示す. まず, ガウス雑音環境下の場合 ( $A = 10$ ) である図 5.9 では, 状態数を増加することによって数 dB の特性改善が得られている. この特性改善は, 畳み込み符号の状態数を増加することによって, 系列間 2 乗ユークリッド距離が増加したことに起因するものである. 一方, インパルス性雑音環境下の場合 ( $A = 1, A = 0.1$ ) である図 5.10 および図 5.11 より, 状態数を増加することによって, 特性が大きく改善されることがわかる. 図 5.7 から, このような特性改善は, 状態数を増加することによってユークリッド距離が増加したことよりも, 系列長が増加したことに起因するものであると考えられる. 以上の結果より, インパルス性雑音環境下に TCM 方式を適用する場合は, 系列長が極めて重要な信号設計基準であり, 系列長を増加する方法の一つである畳み込み符号の状態数の増加はインパルス性雑音環境下において良好な誤り率特性を得る有効な手法であるといえる.

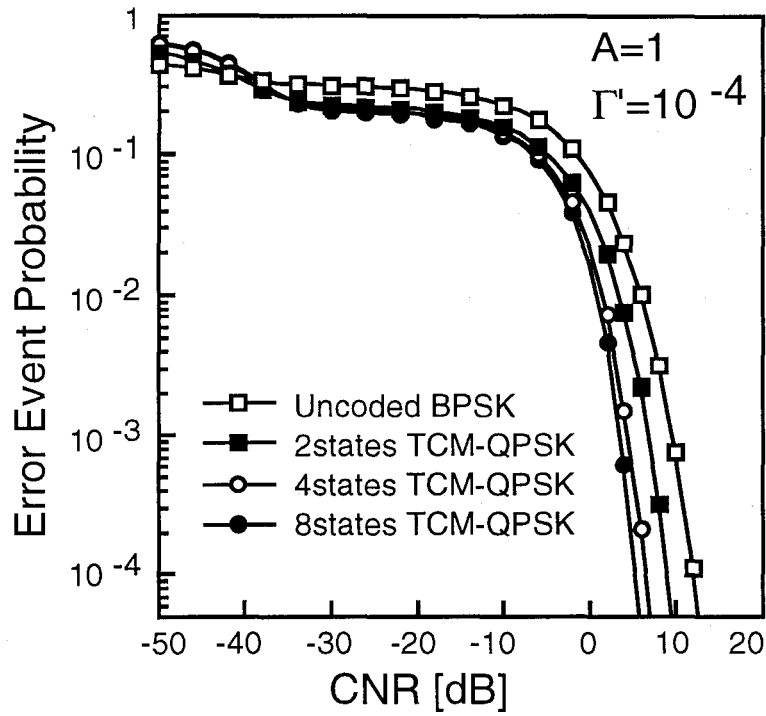


図 5.10: 2,4,8 状態 TCM-QPSK 方式の誤り率特性 ( $A = 1$  の場合)

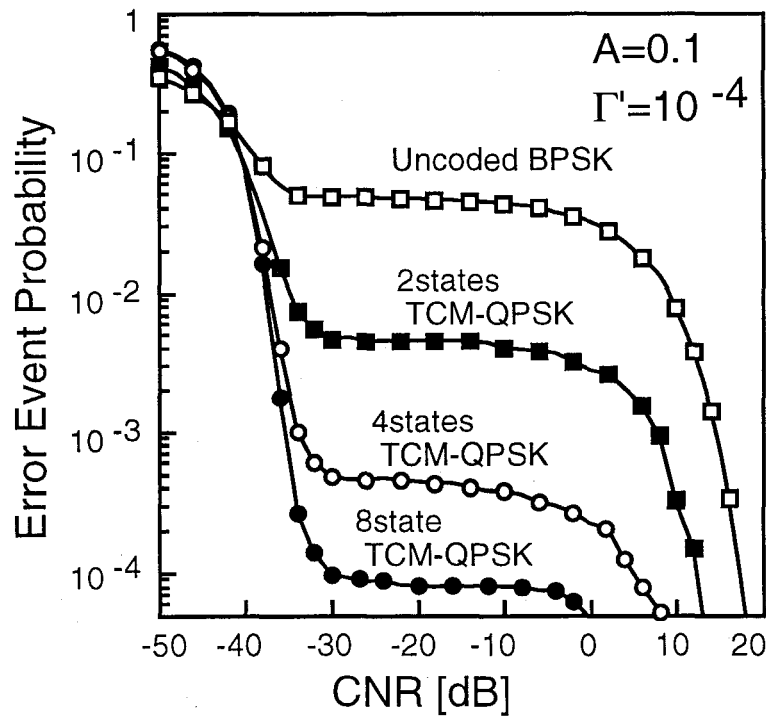


図 5.11: 2,4,8 状態 TCM-QPSK 方式の誤り率特性 ( $A = 0.1$  の場合)



## 5.5 結言

本章では、TCM方式を対象として、人工雑音が従来のTCM方式の誤り率特性に及ぼす影響ならびに人工雑音に対するTCM方式の特性改善法について検討を行った。まず、TCM方式の概要ならびにTCM方式において用いられる最尤系列判定の概念を示すと共に、TCM方式の人工雑音に対する耐性について考察した。次いで、人工雑音の統計モデルとしてクラスAインパルス性雑音を用い、ガウス雑音に対する最尤系列判定である2乗ユークリッド距離に基づいて送信信号系列の判定を行う従来のTCM方式の誤り率事象確率を解析的に評価し、人工雑音の影響により従来のTCM方式の誤り率特性は大きく劣化することを明らかにした。さらに、人工雑音に対するTCM方式の特性改善法について検討を行い、人工雑音の統計的性質に基づく最尤系列判定により誤り率特性の改善が図れること、ならびに、人工雑音環境下では系列間2乗ユークリッド距離よりも系列長の方が重要な信号設計基準であり、畳み込み符号の状態数の増加により、系列長が増加し誤り率特性は大きく改善されることを明らかにした。

## 第 6 章

# 電子機器から発生する人工雑音環境下での特性

### 6.1 序言

前章までの議論においては、無線周波数帯において観測される人工雑音の統計モデルとして、Middleton のクラス A インパルス性雑音を用い、人工雑音が各種デジタル無線通信システムの誤り率特性に及ぼす影響ならびに特性改善法について検討を進めてきた。

しかしながら、序論において述べたように、デジタル無線通信システムに影響を及ぼす人工雑音の統計的性質は、人工雑音発生源の種類ならびに雑音の影響を受けるデジタル無線通信システムの諸元(周波数帯、帯域幅、シンボルレート等)に大きく依存する。従って、全ての人工雑音発生源ならびにデジタル無線通信システムについて、受信機において観測される人工雑音の統計的性質がクラス A インパルス性雑音モデルにより表されるわけではなく、人工雑音の統計モデルとしてクラス A インパルス性雑音を用いた議論が人工雑音に対する一般的な議論であるとは限らない。

デジタル無線通信システムの誤り率特性に影響を及ぼす人工雑音の発生源としては様々なものが考えられるが、最近のデジタル無線通信システムの多くが準マイクロ波帯を使用すること、ならびに、無線通信システムのパーソナル化の進展により室内での無線通信システムの使用頻度が高くなることを考慮すると、2.45GHz 帯を使用する工業用・科学用・医療用電子機器である ISM(Industrial, Scientific and Medical) 機器が高レベルな人工雑音発生源として考えられる。中でも、普及率が高くかつ高出力を有する ISM 機器である電子レンジは、準マイクロ波帯を使用するデジタル無線通信システムの受信特性を劣化する人工雑音発生源として注目される<sup>[16]-[18]</sup>。

そこで、本章では、電子レンジから発生する人工雑音(電子レンジ雑音)を対象として、

実際に電子レンジ雑音の測定を行い、その測定結果を基に、電子レンジ雑音が各種デジタル無線通信システムの誤り率特性に及ぼす影響ならびに特性改善法について検討する[113]–[134]。影響を受けるデジタル無線通信システムとしては、電子レンジ雑音の影響が顕著に現れる準マイクロ波帯を使用するデジタル無線通信システムのうち、比較的数多くのユーザの使用が見込まれる、1.5GHz帯 PDC (Personal Digital Cellular)、1.9GHz帯 PHS (Personal Handy phone System)、ISM帯無線 LAN (ISM-band Wireless Local Area Network) を想定する。

本章では、まず、電子レンジ雑音の測定を行い、測定結果を用いて電子レンジ雑音の統計的性質について検討する。次いで、電子レンジ雑音が、PDC、PHSに用いられる $\pi/4$ -shift QPSK 遅延検波方式ならびに TDMA (Time Division Multiple Access) 方式、ISM帯無線 LAN に用いられる DS/CDMA 方式の誤り率特性に及ぼす影響を計算機シミュレーションにより評価する。さらに、電子レンジ雑音に対する特性改善法として、雑音の1次の統計モデルに基づく最適受信による改善、誤り訂正符号の適用による改善、雑音の周期性を利用したチャネル割当による改善ならびに同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機による改善について検討する。

なお、電子レンジから発生する人工雑音のレベルは、メーカーおよび機種によって大きく異なることが知られており[108][109]、電子レンジ雑音の影響ならびに電子レンジ雑音に対する特性改善法について一般的な議論を行うためには複数の電子レンジを対象とした検討を行う必要があるが、本章では、ワースト評価として、複数台の電子レンジのうち最も高振幅な雑音を発生するものを対象とする。

## 6.2 電子レンジ雑音の測定と統計的性質

本節では、電子レンジ雑音の測定を行い、測定結果を基に電子レンジ雑音の統計的性質について検討する。

### 6.2.1 電子レンジ雑音測定系の構成

上述のように、受信機において観測される人工雑音の統計的性質はデジタル無線通信システムの諸元(周波数帯、帯域幅、シンボルレート等)に依存する。従って、人工雑音がデジタル無線通信システムの誤り率特性に及ぼす影響を反映する測定を行うには、対象とする無線通信システムの諸元を十分に考慮した測定系を構成する必要がある。

電子レンジ雑音の影響が予想されるデジタル無線通信システムとしては様々なものが考えられるが、それら全てのシステムを対象として測定系を構成し、電子レンジ雑音が誤り率特性に及ぼす影響について一般的な議論を行うことは、この分野の体系化が進展して

表 6.1: ISM 機器から発生する人工雑音の影響が予想されるシステム

	PDC	PHS	ISM-band Wireless LAN
Center Freq.	1.5GHz	1.9GHz	2.5GHz
Transmission Rate	21ksps (42kbps)	192ksps (384kbps)	11Mcps (1Mbps)
Freq. Interval	50kHz <sup>†1</sup>	300kHz	22MHz <sup>†2</sup>
Modulation	$\pi/4$ -shift QPSK	$\pi/4$ -shift QPSK	DS/SS <sup>†3</sup>
Multiple Access	TDMA	TDMA	CDMA

bps = bits per second, sps = symbols per second, cps = chips per second

†1 : 25kHz Interleaving

†2 : Bandwidth of Spectrum Spreaded Signal

†3 : 1st Modulation = BPSK, Length of Spread Sequence = 11

いない現在、極めて困難である。そこで、本論文では、準マイクロ波帯を使用する無線通信システムのうち、比較的数多くのユーザの使用が見込まれるシステムである 1.5GHz 帯 PDC, 1.9GHz 帯 PHS, 2.5GHz 帯 (ISM 帯) 無線 LAN を想定し、それらの主要諸元を表 6.1 に示す<sup>[110]-[112]</sup>。表 6.1 に示す各種デジタル無線通信システムのうち、ISM 帯無線 LAN に関しては、周波数帯域の上下限ならびに帯域幅あたりの最大送信電力のみが規定されているだけで、その他については各メーカーおよび各機種によって異なった諸元を用いているが、ここでは、DS/CDMA 方式を用いた代表的なシステムを対象とする<sup>[111][112]</sup>。

表 6.1 に示す各種デジタル無線通信システムの諸元を考慮して、図 6.1 に示す測定系を構成する。測定は電波暗室の中で行い、従来の人工雑音測定法の 1 つである 3m 法<sup>[108][109]</sup> に従い、電子レンジと受信アンテナとの距離を 3m としている。図 6.1 に示すように、受信された人工雑音は中心周波数  $f_c$  [Hz] の BPF (Band Pass Filter) を通過し受信機に入力される。受信機では、受信した人工雑音を IF 帯に変換した後、ベクトルモジュレーションアナライザによりベースバンド帯域に変換して、搬送波に対する同相成分 (I-ch) と直交成分 (Q-ch) の出力を得る。同相成分と直交成分の出力は帯域幅  $f_L$  [Hz] の LPF (Low Pass Filter) を通過した後、デジタルオシロスコープで周波数  $f_s$  [Hz] でサンプリングされ、人工雑音の時系列データを得る。図 6.1 に示す測定系において、初段の BPF の中心周波数  $f_c$  [Hz]、最終段の LPF の帯域幅  $f_L$  [Hz]、サンプリングレート  $f_s$  [Hz] は、それぞれ、表 6.1 に示す各種無線通信システムの諸元を考慮して表 6.2 に示す値に設定している。なお、図 6.1 に示す測定系では、誤り率特性を評価する際に必要となるデータを得ることを目的としているた

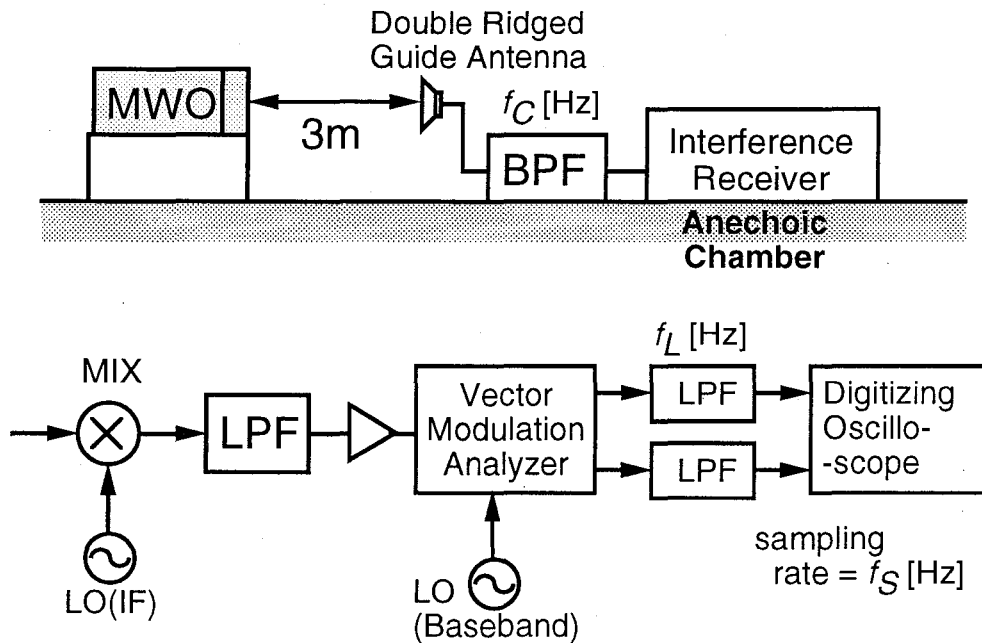


図 6.1: 電子レンジ雑音の測定系の構成

め、時間軸上の観点から電子レンジ雑音の測定を行っている。電子レンジ雑音の周波数スペクトル等の周波数軸上の観点からの測定結果については、文献 [109][121] 等において報告されている。

測定対象としては、電子レンジを使用しない状況において観測される雑音 (システムノイズ BGN)、トランス型電子レンジから発生する人工雑音 (Trans)、インバータ型電子レンジから発生する人工雑音 (Inv) の3つの場合を取り上げる。ここで、トランス型およびインバータ型とは、電子レンジに用いられるマグネトロンの高電圧駆動方式による分類であり、以下のような特徴を有する (図 6.2 参照)<sup>[109]</sup>。

**トランス型：** 電源電圧を昇圧してそのままマグネトロンの印加しており、アノードがカソードに対し正になる半サイクルのうち、電圧があるレベル以上になる期間にマグネロンが発振する。このため、マグネトロンの発振周波数は電源周波数と同一になる。

**インバータ型：** 電源電圧を全波整流し、トランジスタ等により約 30kHz でスイッチングした後、トランス型と同様に昇圧してマグネトロンの印加する。このため、マグネトロンの発振周波数は電源周波数の 2 倍となり、その発振の中にスイッチングに伴う微細な発振が含まれるものと考えられる。

表 6.2: 電子レンジ雑音測定系の構成

	PDC	PHS	ISM-band Wireless LAN
$f_C$ [Hz]	1.5GHz	1.9GHz	2.5GHz
$f_L$ [Hz]	50kHz	300kHz	22MHz
$f_S$ [Hz]	21kHz	192kHz	11MHz

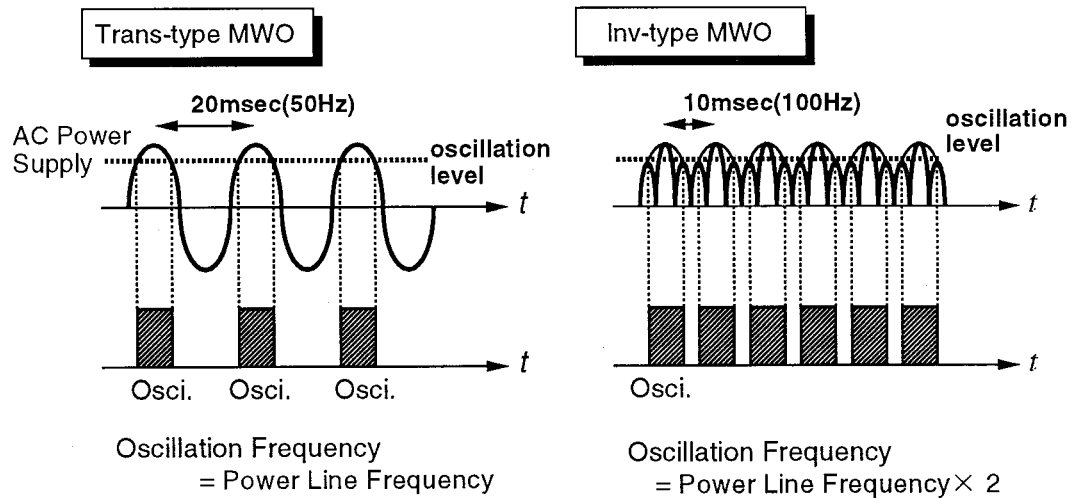


図 6.2: トランス型電子レンジとインバータ型電子レンジ

なお、今回の測定は郵政省通信総合研究所(東京都小金井市)の大型電波無反射室において行ったため、電源周波数は 50Hz であり、トランス型およびインバータ型、それぞれの場合の、マグネトロンが発振周期は 20msec および 10msec となる。

電子レンジの構造と人工雑音の発生経路を図 6.3 に示す。筐体後部に設置されたマグネトロンから放射されたマイクロ波は導波管を通過した後、ターンテーブル上に配置される負荷(食品)に照射される。このマイクロ波の一部が、ガラス窓・ドアと筐体の隙間・換気孔などから漏洩したものが人工雑音として観測されるものと考えられる<sup>[109]</sup>。

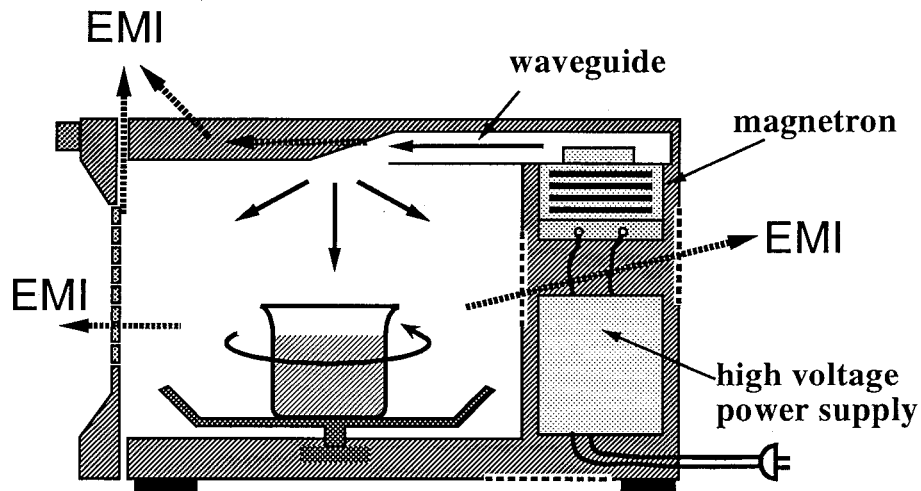


図 6.3: 電子レンジの構造と雑音の発生経路

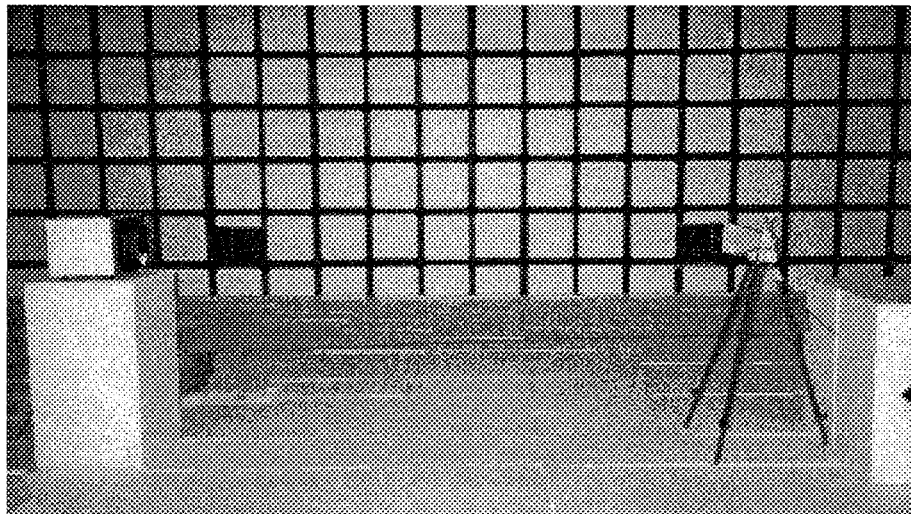


図 6.4: 電子レンジ雑音測定系 (写真)

電子レンジ雑音の時間的変動としては、マグネトロンが発振に起因して数100msec程度に渡って変動する瞬時変動と、ターンテーブルの回転や負荷の量の減少に起因して数10sec程度に渡って変動する長期変動が存在することが知られている<sup>[49][109]</sup>。今回の測定では、デジタルオシロスコプのメモリの制限により、1.9GHz帯ならびに2.5GHz帯の場合は、1回の測定では瞬時変動のみしか測定できないため、これらの場合については、種々のターンテーブル位置の場合について複数回の測定を行い、それらの結果を平均することにより、長期変動の影響を考慮するものとしている。なお、測定系の写真を図6.4に示す。

### 6.2.2 電子レンジ雑音の統計的性質

図 6.1 に示す測定系を用いて得られた結果を基に、電子レンジ雑音の統計的性質について検討する。

まず、各周波数帯におけるシステムノイズ、インバータ型およびトランス型の電子レンジから発生する人工雑音の包絡線時間波形を図 6.5-図 6.7 に示す。まず、図 6.5 に示す 1.5GHz 帯の場合は、トランス型電子レンジからは高振幅な雑音が発生しないものの、インバータ型電子レンジからは高振幅な雑音が発生することがわかる。一方、図 6.6-図 6.7 より、1.9GHz 帯および 2.5GHz 帯の場合は、インバータ型、トランス型ともに、電子レンジから周期性を有する高振幅な雑音が発生することがわかる。図 6.5-図 6.7 を比較すると、マグネトロンの発振周波数帯である ISM 帯に近づくほど、高振幅かつ継続時間の長い雑音が発生することがわかる。また、高振幅な雑音の発生周期に着目すると、トランス型の場合は周期 20msec 程度であるのに対し、インバータ型の場合は周期 10msec 程度となっている。このようなインバータ型とトランス型の高振幅な雑音の発生周期の違いは、先に示したマグネトロンの発振周期の違いに起因するものと考えられる。さらに、トランス型の場合はマグネトロンの発振周期に従って発生する高振幅な雑音のみが観測されるのに対し、インバータ型の場合は、周期 10msec のマグネトロンの発振による高振幅な雑音の他にも、スイッチングの影響によるものと思われる高振幅な雑音を観測されている。

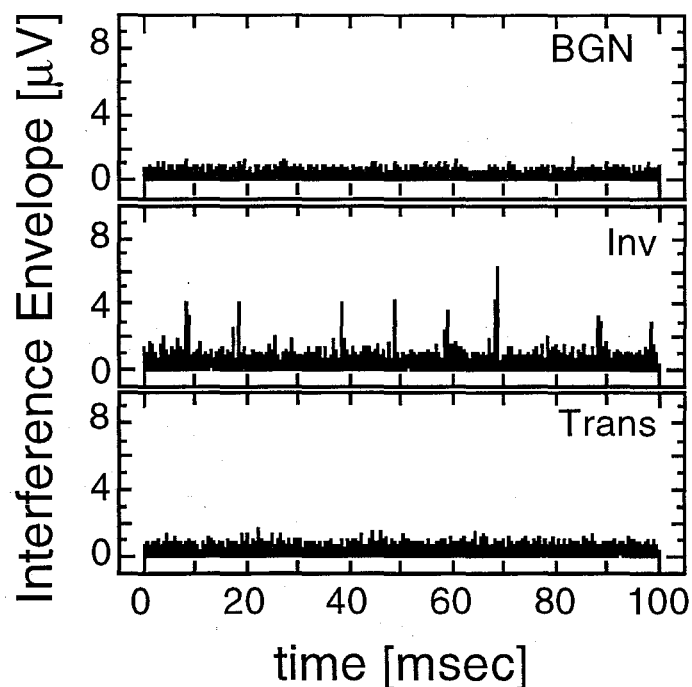


図 6.5: 電子レンジ雑音の包絡線時間波形 (1.5GHz 帯)



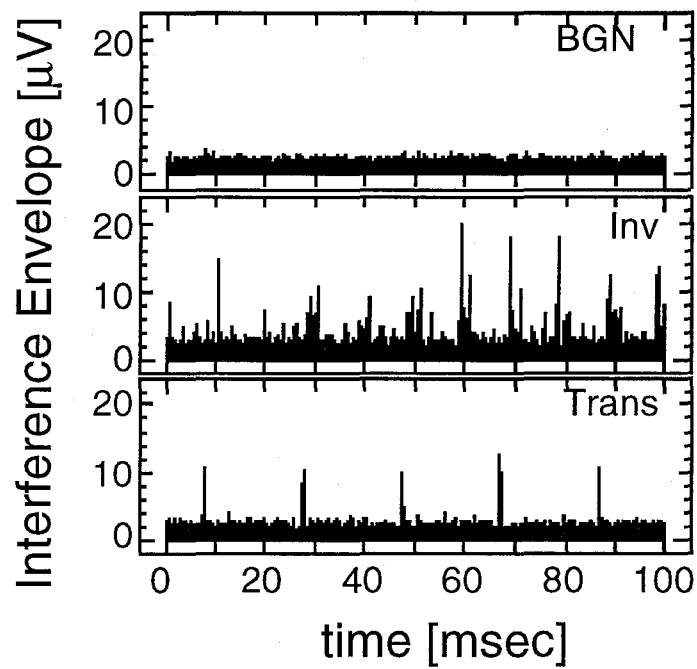


図 6.6: 電子レンジ雑音の包絡線時間波形 (1.9GHz 帯)

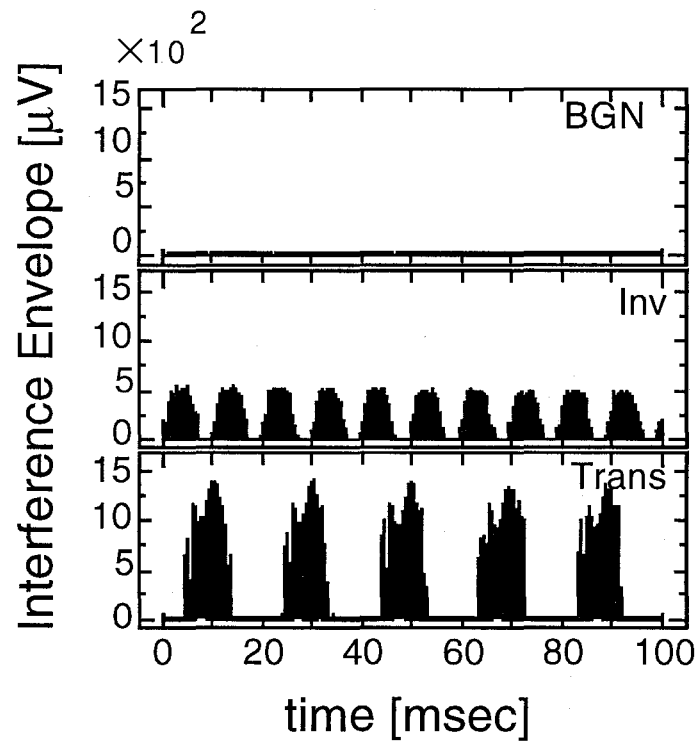


図 6.7: 電子レンジ雑音の包絡線時間波形 (2.5GHz 帯)

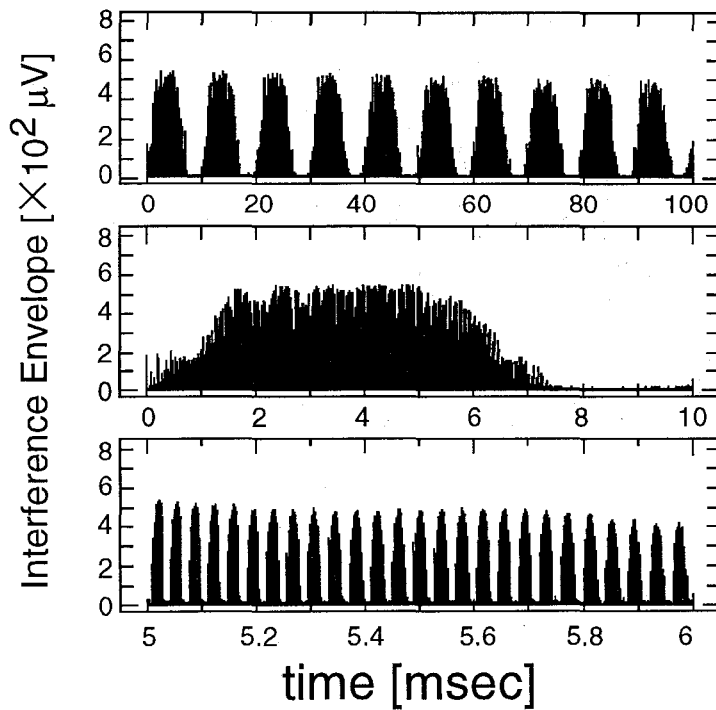


図 6.8: インバータ型電子レンジ雑音の時間波形

前節で述べたように、インバータ型電子レンジの場合は約 30kHz のスイッチングを行った後マグネトロンを発振させるため、マグネトロンの発振による高振幅な人工雑音の中にスイッチングに伴う微細な発振に起因する雑音が含まれることが予想される。そこで、図 6.7 に示す時間波形のうちのインバータ型の場合について、その時間スケールを変えた包絡線波形を図 6.8 に示す。図 6.8 では、上段からそれぞれ、0~100msec(図 6.7 最下段に示す波形に相当する)、0~10msec、5~6msec の場合について示している。図 6.8 に示す 5~6msec の場合の時間波形より、マグネトロンの発振周期で発生する高振幅な雑音は、0.03msec(30kHz) 程度の周期を有する雑音によって構成されており、マグネトロンの発振による高振幅な人工雑音の中にスイッチングによる発振に起因した雑音を確認できる。

次に、システムノイズおよび電子レンジ雑音の包絡線の超過確率分布 (= Exceedance Probability, 縦軸は横軸のレベルを超える雑音が発生する確率) を図 6.9 に示す。図 6.9 では、上段からそれぞれ、1.5GHz、1.9GHz、2.5GHz 帯での超過確率分布を示している。図 6.9 より、図 6.5-図 6.7 と同様に、マグネトロンの発振周波数帯である 2.5GHz 帯に近づくほど、高振幅な雑音が発生する確率が高くなることがわかる。この結果より、マグネトロンの発振周波数に近い周波数帯を用いるデジタル無線通信システムほど、電子レンジ雑音の影響による誤り率特性の劣化は大きくなるものと考えられる。なお、図 6.9 において、シ

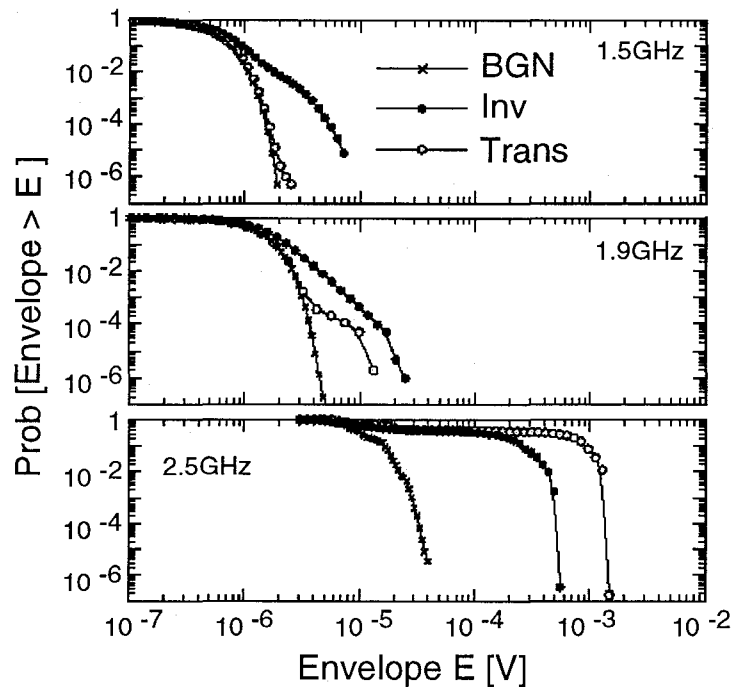


図 6.9: 電子レンジ雑音の包絡線の超過確率分布

システムノイズの超過確率分布が一致しないのは測定系の帯域幅が異なるためである。また、超過確率分布の評価に際しては、図 6.1 に示す測定系によって得られた結果をそのまま用いているため、電子レンジ-受信機間の距離が 3m の場合に相当し、距離が 3m よりも小さい場合は、電子レンジ雑音の超過確率分布は図 6.9 に示す分布よりも大きくなり、距離が 3m よりも大きな場合は、システムノイズの分布に近づくものと考えられる。

次に、システムノイズおよび電子レンジ雑音 (1.5GHz 帯) の位相の確率密度関数を図 6.10 に示す。図 6.10 より、電子レンジ雑音の位相はほぼ一様分布に従うことがわかる。

電子レンジ雑音の同相成分と直交成分の統計的性質について検討するため、それらの時間波形を図 6.11 に示す。ここでは、例として、2.5GHz 帯で観測されるインバータ型電子レンジから発生する雑音を対象としている。図 6.11 より、電子レンジ雑音の同相成分と直交成分は統計的に非独立であり、どちらか一方の成分に高振幅な雑音が発生している場合には、他方の成分にも高振幅な雑音が発生する確率が高くなることがわかる。電子レンジ雑音のこのような統計的性質は、クラス A インパルス性雑音に対する性質と一致する。従って、第 3 章および第 4 章で提案した雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用してシンボル判定を行う受信機は、電子レンジ雑音環境下においても有効なものであると期待できる。電子レンジ雑音環境下における、雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用してシンボル判定を行う受信機の誤り率特性については、6.4 において検討する。

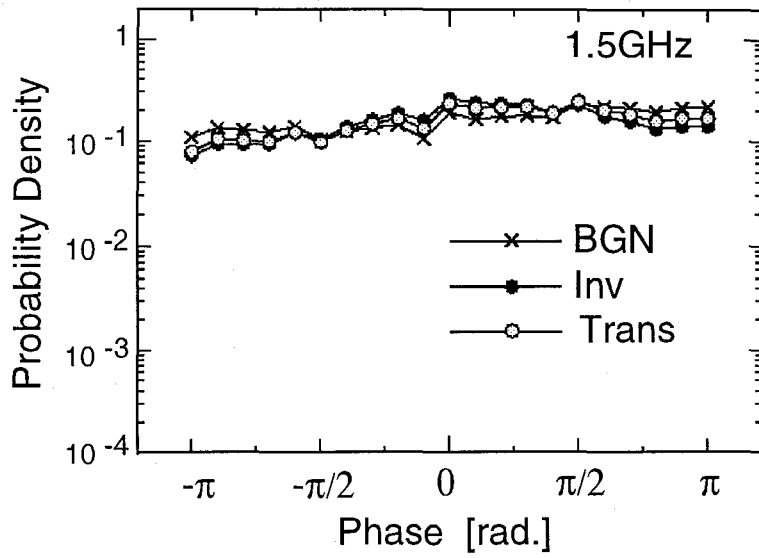


図 6.10: 電子レンジ雑音の位相の確率密度関数

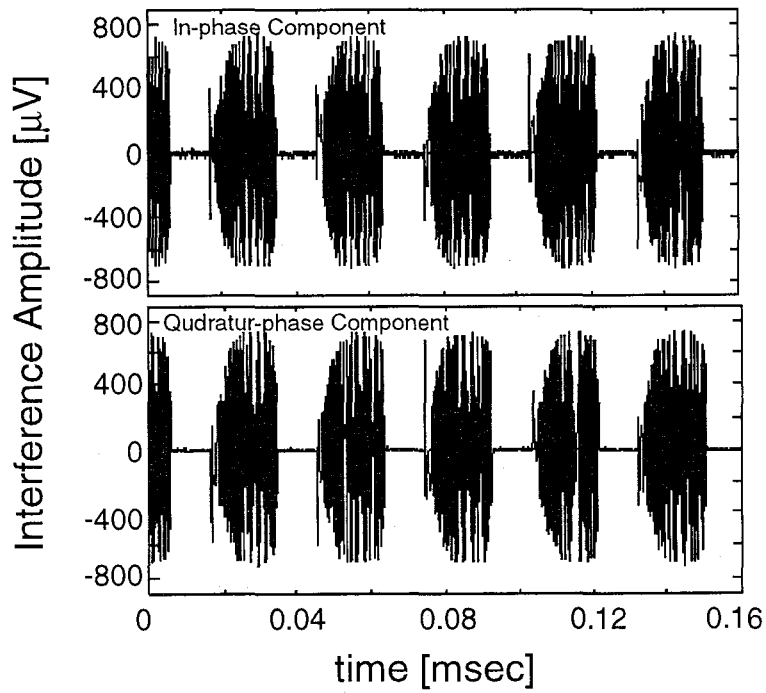


図 6.11: 電子レンジ雑音の同相成分と直交成分の時間波形

### 6.3 デジタル無線通信システムの誤り率特性に及ぼす影響

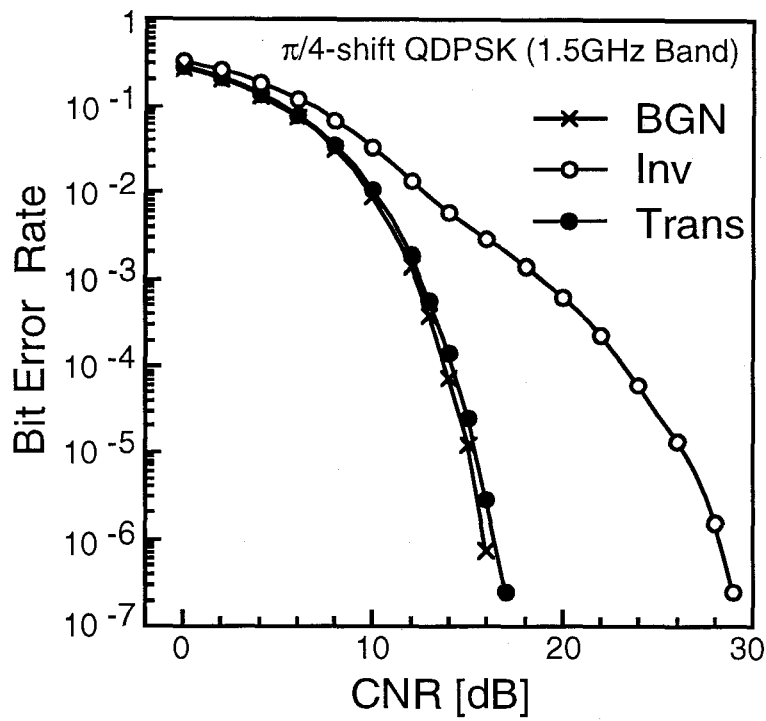
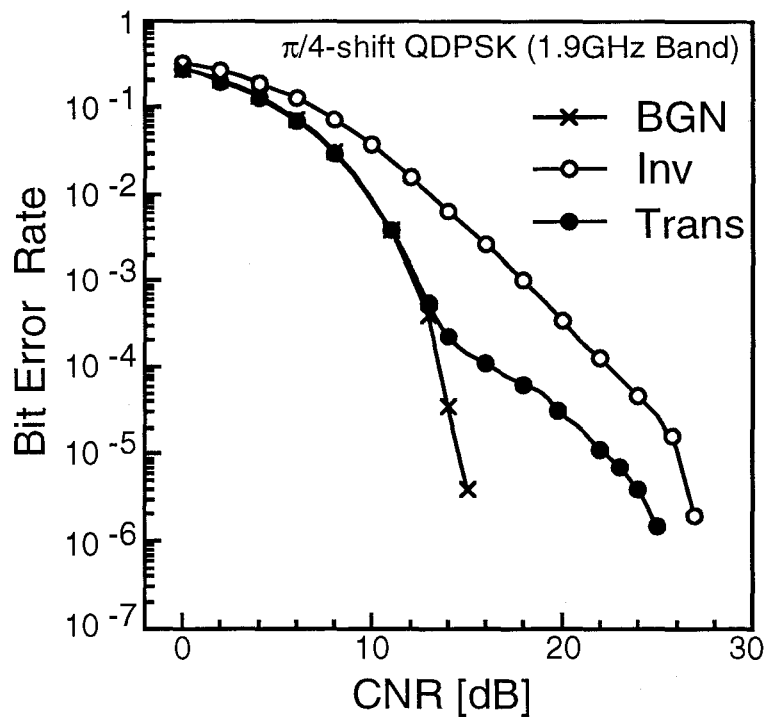
本節では、電子レンジ雑音の測定結果を基に、電子レンジ雑音環境下における各種デジタル無線通信システムの誤り率特性を計算機シミュレーションにより評価し、電子レンジ雑音が誤り率特性に及ぼす影響について検討する<sup>[113]-[125]</sup>。まず、PDC,PHS に用いられる変復調方式である $\pi/4$ -shift QPSK 遅延検波方式およびアクセス方式である TDMA 方式の特性を評価し、次いで、ISM 帯無線 LAN に用いられる DS/CDMA 方式の誤り率特性を評価する。なお、以下の特性評価においては、CNR における雑音電力および  $E_b/N_0$  における雑音電力密度スペクトルは、それぞれ、システムノイズの電力および雑音電力密度スペクトルを表している。

#### 6.3.1 $\pi/4$ -shift QPSK 方式の誤り率特性の評価

1.5GHz 帯および 1.9GHz 帯において観測された測定結果を用いて、 $\pi/4$ -shift QPSK 遅延検波方式のビット誤り率 (BER) 特性を評価し、その結果を図 6.12 および図 6.13 に示す。

まず、図 6.12 (1.5GHz 帯) の場合、トランス型電子レンジ雑音下での特性はシステムノイズの場合の特性から若干劣化した程度であるものの、インバータ型電子レンジ雑音下での特性はシステムノイズの場合の特性に比べて著しく劣化している。一方、図 6.13 (1.9GHz 帯) の場合は、インバータ型およびトランス型共に、電子レンジ雑音下での特性はシステムノイズの場合の特性に比べて大きく劣化しており、電子レンジを使用することにより誤り率特性が劣化することがわかる。

また、図 6.13 では、包絡線の超過確率分布 (図 6.9 中段) から予想されるように、インバータ型の場合は比較的なだらかな誤り率特性となるのに対し、トランス型では平坦な領域を有する特性となり、マグネトロンの高電圧駆動方式によって誤り率特性の特徴が大きく異なっている。特に、トランス型の場合の誤り率特性の特徴としては、CNR=12dB 程度以下の場合には、電子レンジ雑音下での特性はシステムノイズの場合の特性とほぼ同程度になり、電子レンジ雑音の影響はほとんど無視できるのに対し、それ以上の CNR の場合は、かなりの特性劣化を招いている。この結果は、人工雑音の影響を評価する基準としてビット誤り率を用いた場合は、所要基準の設定によって雑音源に対する評価が異なることを意味している。例えば、BER=10<sup>-5</sup> を評価基準とした場合は、インバータ型・トランス型ともに高レベルな人工雑音発生源と見なされるのに対し、BER=10<sup>-3</sup> を用いた場合は、インバータ型電子レンジのみが人工雑音発生源と見なされる。従って、図 6.13 の結果より、どのタイプの電子レンジが高レベルな人工雑音発生源となるかについては一概に論ずることはできず、所要ビット誤り率をどの程度に設定するか依存することがわかる。

図 6.12: 電子レンジ雑音下での $\pi/4$ -shift QPSK 方式の誤り率特性 (1.5GHz 帯)図 6.13: 電子レンジ雑音下での $\pi/4$ -shift QPSK 方式の誤り率特性 (1.9GHz 帯)

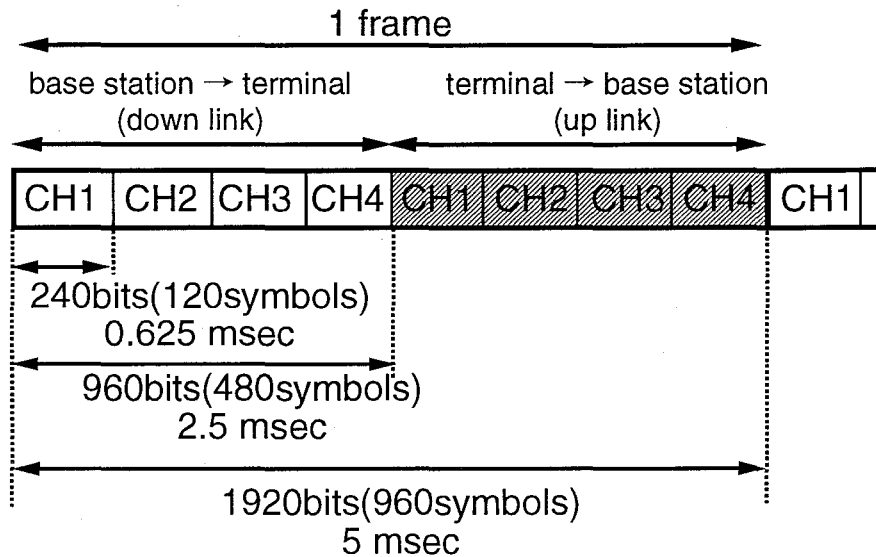


図 6.14: TDMA 方式のフレーム構成

### 6.3.2 時分割多元接続方式の誤り率特性の評価

PDC および PHS に用いられるアクセス方式である TDMA 方式の誤り率特性を評価する。TDMA 方式のフレーム構成としては、PHS において用いられるものに準じたものを対象とし、その構成を図 6.14 に示す<sup>[110]</sup>。PHS においては、TDMA 方式に併せて、TDD (Time Division Duplex) 方式も併用されるが、電子レンジ雑音を対象とした場合、基地局および端末局の配置状況を考慮すると、基地局受信区間よりも端末局受信区間の方が電子レンジ雑音の影響が大きくなると考えられることから、以下では、端末局受信区間を対象として誤り率特性を評価する。なお、各チャンネルに割り当てられた時間内には、通常、情報シンボルの他に各種制御信号を表すシンボル等が含まれるが、以下では、シミュレーションの簡略化のため、各チャンネルに割り当てられる時間内には情報シンボルのみが含まれるものと仮定する。

まず、図 6.6 に示した 1.9GHz 帯での時間波形を基に、各チャンネルに割り当てられた時間 (チャンネル時間) 内において観測される包絡線時間波形を図 6.15-図 6.17 に示す。図 6.15-図 6.17 の各図には、5 つの時間波形が示されており、上段から、全体の時間波形 (図 6.6 に相当する)、そしてチャンネル 1, 2, 3, 4 に割り当てられた時間内に発生する電子レンジ雑音の時間波形を示している。但し、ここでは、電子レンジ雑音の観測時間の始まりが、図 6.14 に示すフレーム構成の先頭に一致するものとしている。

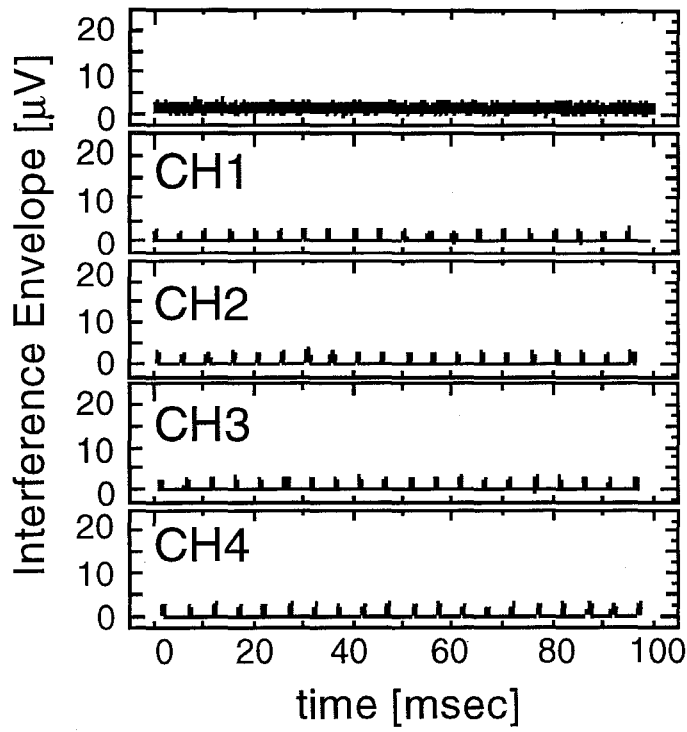


図 6.15: 各チャンネル時間でのシステムノイズの包絡線時間波形

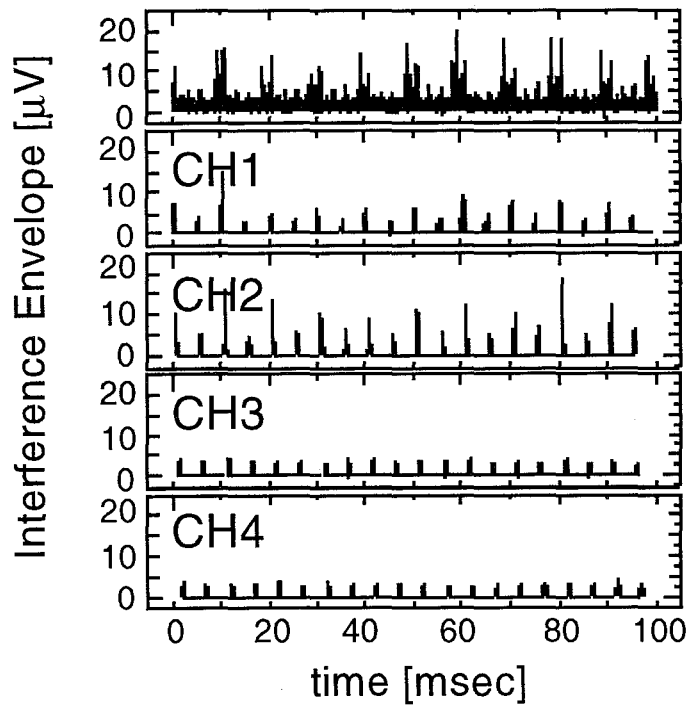


図 6.16: 各チャンネル時間でのインバータ型電子レンジ雑音の包絡線時間波形



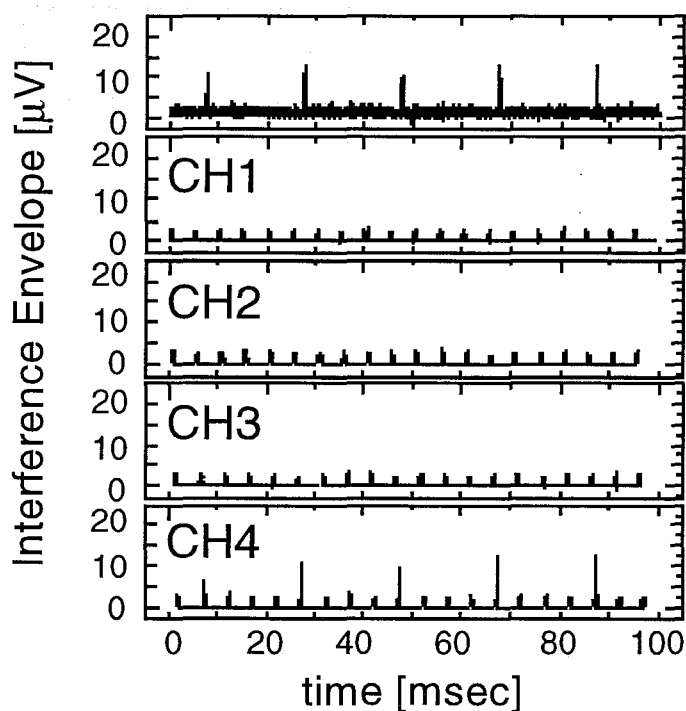


図 6.17: 各チャンネル時間でのトランス型電子レンジ雑音の包絡線時間波形

図 6.15 に示すシステムノイズの場合は、どのチャンネルについても、同程度の振幅の雑音が観測されている。一方、図 6.16 に示すトランス型電子レンジ雑音の場合は、チャンネル 4 (CH4) に高振幅な雑音が集中して発生し、他のチャンネル時間に発生している雑音はシステムノイズ程度のもとなっている。同様に、図 6.17 に示すインバータ型電子レンジ雑音の場合は、チャンネル 1 (CH1) とチャンネル 2 (CH2) に高振幅な雑音が集中して発生している。このように、高振幅な雑音がある特定のチャンネルに集中して発生するのは、前節で示したように、高振幅な雑音がマグネトロンが発振周期 (トランス型の場合は 20msec, インバータ型の場合は 10msec) に関連して周期的に発生していること、および、図 6.14 に示すように、TDMA 方式のフレーム構成が 5msec を基本周期としたものであることから、高振幅な雑音の発生周期とフレーム周期が同期的な関係になるためと考えられる。

次に、変復調方式として  $\pi/4$ -shift QPSK 遅延検波方式を用いた場合の、各チャンネル毎の誤り率特性を図 6.18-図 6.20 に示す。図 6.18 に示すシステムノイズの場合は、各チャンネルの誤り率特性はほぼ同一なものとなっている。一方、図 6.19 に示すインバータ型電子レンジ雑音ならびに図 6.20 に示すトランス型電子レンジ雑音の場合は、ある特定のチャンネルの誤り率特性のみが劣化し、その他のチャンネルにおいてはシステムノイズと同程度の良好な特性が得られている。

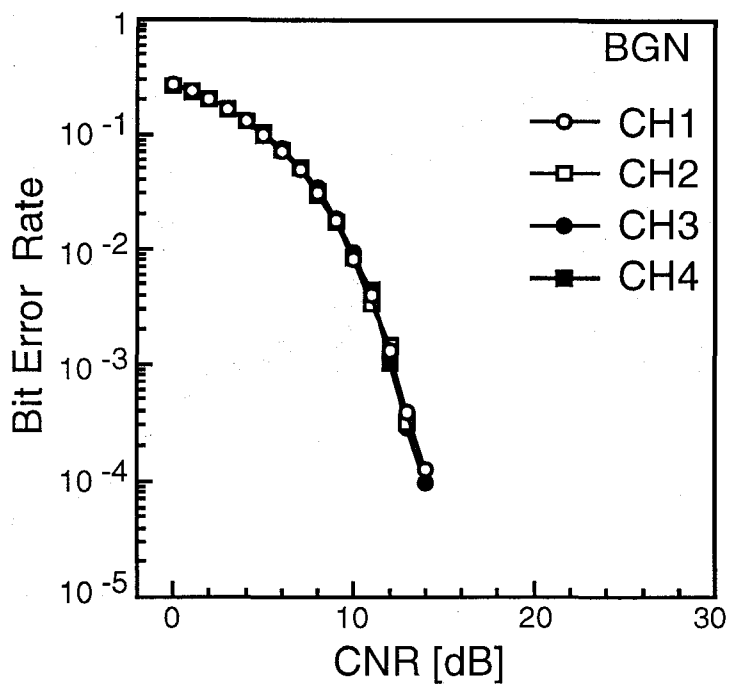


図 6.18: 電子レンジ雑音下での TDMA 方式の誤り率特性 (システムノイズの場合)

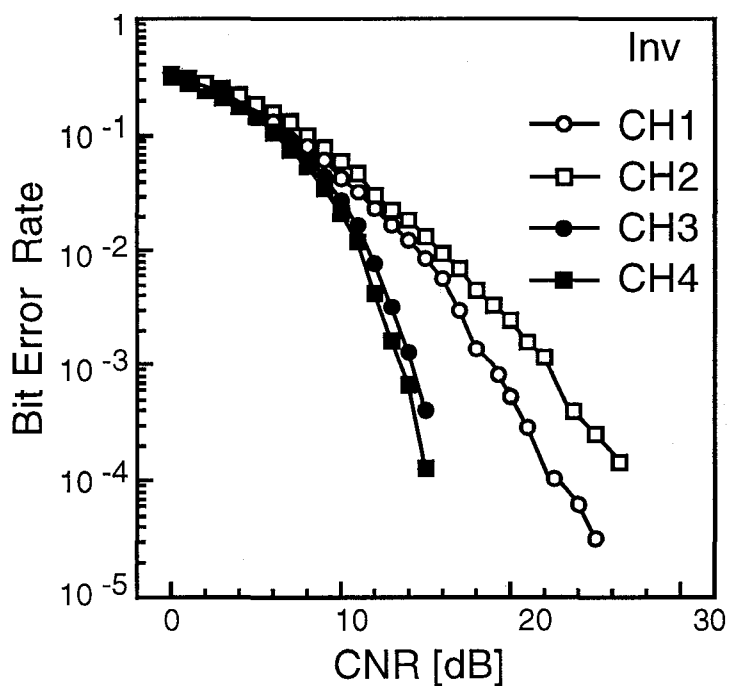


図 6.19: 電子レンジ雑音下での TDMA 方式の誤り率特性 (インバータ型電子レンジ雑音の場合)

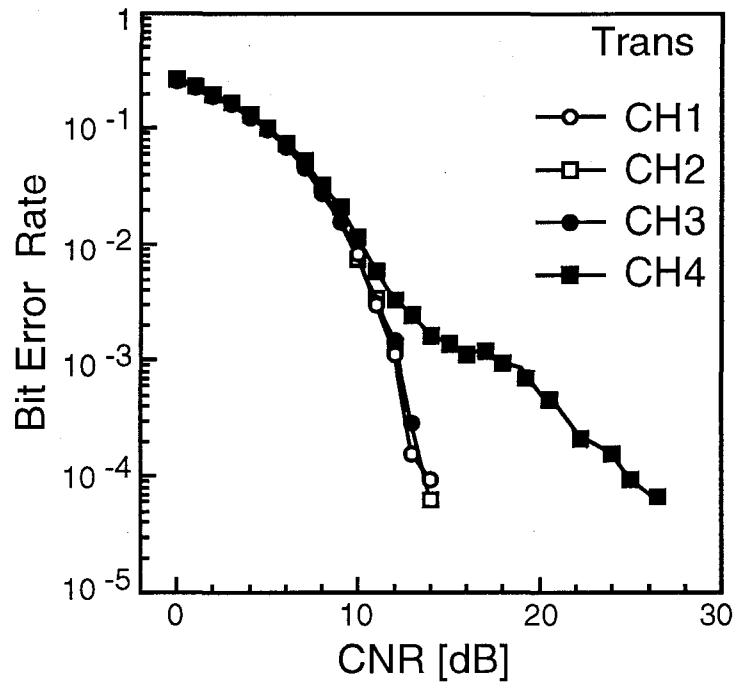


図 6.20: 電子レンジ雑音下での TDMA 方式の誤り率特性 (トランス型電子レンジ雑音の場合)

以上の結果から、電子レンジ雑音環境下で TDMA 方式を用いたデジタル無線通信システムを使用した場合は、高振幅な雑音の影響はある特定のチャンネルに集中し、それ以外のチャンネルはあまり影響を受けないことがわかる。

前節で行った測定では電源周波数が 50Hz であったため、高振幅な雑音の発生周期とフレーム周期が同期的な関係となり、ある特定のチャンネルの誤り率特性が劣化したが、電源周波数が 60Hz である場合は、高振幅な雑音の発生周期とフレーム周期との同期的な関係は保たれず、各チャンネルの誤り率特性は図 6.13 に示す特性になるものと考えられる。

また、電源周波数が 50Hz の場合に、高振幅な雑音の影響がある特定のチャンネルに集中するという結果は、TDMA 方式におけるチャンネル割当法として、高振幅な雑音が発生するチャンネルを使用しないような割当法を施すことによって、電子レンジ雑音の影響を軽減できることを意味している。このような電子レンジ雑音に対する TDMA 方式のチャンネル割当法およびそれによる誤り率特性の改善については次節で検討する。

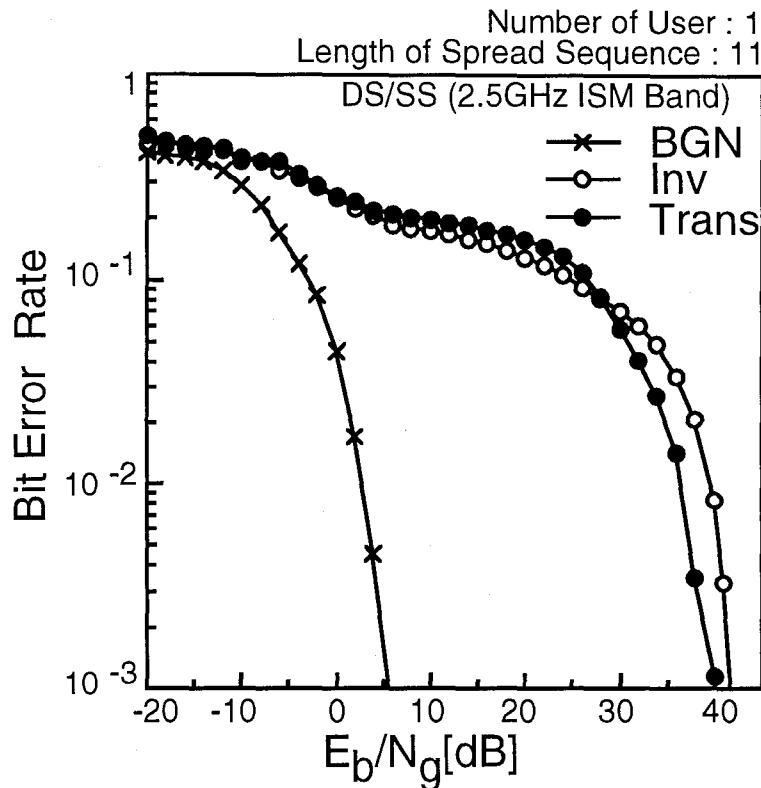


図 6.21: 電子レンジ雑音下での DS/CDMA 方式の誤り率特性

### 6.3.3 直接拡散符号分割多元接続方式の誤り率特性の評価

2.5GHz 帯において観測された測定結果から、ISM 帯無線 LAN に用いられる DS/CDMA 方式の誤り率特性を計算機シミュレーションにより評価する。計算機シミュレーションに際しては、ISM 帯無線 LAN の代表的な実システムに準じた表 6.1 に示す DS/CDMA 方式を対象とする (1 次変調 BPSK 方式, 拡散系列長 11)。なお、スペクトル拡散通信を利用した多元接続方式である DS/CDMA 方式では、特性劣化要因の 1 つとして他ユーザからの干渉が挙げられるが、ここでは電子レンジ雑音の影響にのみ着目するため、他ユーザからの干渉については考慮せずシングルユーザの場合について評価する。

電子レンジ雑音環境下での DS/CDMA 方式の誤り率特性を図 6.21 に示す。図 6.21 より、インバータ型およびトランス型電子レンジ雑音下での特性はシステムノイズの場合の特性を下回り、電子レンジを使用することにより誤り率特性が劣化することがわかる。また、図 6.21 に示す ISM 帯無線 LAN (2.5GHz 帯 DS/CDMA 方式) の特性と、図 6.13 に示す PDC (1.5GHz 帯  $\pi/4$ -shift QPSK 遅延検波方式) および図 6.14 に示す PHS (1.9GHz 帯  $\pi/4$ -shift

QPSK 遅延検波方式) の特性と比較すると, PDC や PHS よりも ISM 帯無線 LAN の方が電子レンジ雑音の影響による特性劣化が大きいことがわかる. この結果は, DS/CDMA 方式の方が $\pi/4$ -shift QPSK 遅延検波方式よりも電子レンジ雑音に対する耐性に優れていないということの意味するのではなく, ISM 帯無線 LAN の方が, PDC・PHS よりも, マグネトロンの発振周波数 (2.45GHz) に隣接した周波数帯を使用することに起因するものである.

以上, 本節では, 電子レンジ雑音の測定結果を基に, 電子レンジ雑音下における各種デジタル無線通信システムの誤り率特性を計算機シミュレーションにより評価した. なお, 本節では, 図 6.1 に示す測定系によって得られた測定結果をそのまま用いて, 計算機シミュレーションを行ったため, 電子レンジ-受信機間の距離が 3m の場合に相当するものであり, 距離がそれよりも短い場合は, 本節で示した特性よりもさらに劣化すると考えられる.

## 6.4 電子レンジ雑音に対する特性改善

前節までに示したように, 電子レンジからは高振幅な人工雑音が発生し, 電子レンジ雑音の影響により各種デジタル無線通信システムの誤り率特性は大きく劣化する. 本節では, 電子レンジ雑音に対する特性改善法として,

1. 電子レンジ雑音の数学的モデルに基づく最適受信
2. 誤り訂正符号とビットインタリーブによる特性改善
3. 電子レンジ雑音の周期性を利用した TDMA 方式のチャネル割当法
4. 電子レンジ雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う DS/CDMA 方式の受信機

を提案し, それらを用いることによる特性改善効果について検討する<sup>[126]-[134]</sup>.

### 6.4.1 電子レンジ雑音の数学的モデル化と最適受信

第3章では, Middleton のクラス A インパルス性雑音下での特性改善法として, 最尤シンボル判定を行う最適受信機を提案し, 最適受信を行うことにより誤り率特性が大きく改善されることを明らかにした. ここでは, 第3章と同様に, 電子レンジ雑音下での特性改善法として, 電子レンジ雑音の統計的性質に基づく最適受信について検討する<sup>[126]-[131]</sup>.

一般に, 最尤シンボル判定を行う最適受信機の構成ならびに動作原理を明確にするためには, 与えられた雑音の統計的性質を表す (数学的) モデルが必要となる. 例えば, 第3章では, ガウス雑音ならびにクラス A インパルス性雑音の確率密度関数を用いて, それらの雑音に対する尤度関数を導出し, それを用いて最適受信機の構成を明確にしている. しかしながら, 電子レンジ雑音については, その統計的性質を表すモデルが存在しないため, 電

表 6.3: 電子レンジ雑音のパラメータ推定

	A	$\Gamma'$
Trans-type Microwave Oven	$6.770 \times 10^{-4}$	$6.180 \times 10^1$
Inverter-type Microwave Oven	$4.490 \times 10^{-3}$	$8.961 \times 10^0$

電子レンジ雑音に対する最適受信に関する検討を行うには、まず、電子レンジ雑音の数学的モデルを構築する必要がある。

ここでは、電子レンジ雑音をクラス A インパルス性雑音によりモデル化する。第 2 章で示したように、クラス A インパルス性雑音モデルは、人工雑音を時間的・空間的にポアソン分布に従って分布するガウス雑音源から発生する雑音の重ね合わせとして表したもので、ある 1 つの時刻に着目した統計 (1 次の統計) のみが規定されているだけである。従って、電子レンジ雑音をクラス A インパルス性雑音によりモデル化しても、単に電子レンジ雑音の 1 次の統計を表す数学的モデルが与えられるだけで、電子レンジ雑音の有する周期性・バースト性といった高次の統計についてまでを表すことはできない。しかしながら、クラス A インパルス性雑音モデルは解析的に取り扱い易いこと、ならびに、以下に示すように実際の測定結果からのパラメータ推定法が確立されていることから、ここでは、電子レンジ雑音をクラス A インパルス性雑音モデルにより表すものとする。

クラス A インパルス性雑音モデルにおけるパラメータ A,  $\Gamma'$  は、雑音の包絡線の 2 次, 4 次, 6 次モーメントより、次式のように推定できることが報告されている<sup>[84][85]</sup>。

$$A = \frac{9(e_4 - 2e_2^2)^3}{2(e_6 + 12e_2^3 - 9e_2e_4)^2} \quad (6.1)$$

$$\Gamma' = \frac{2e_2(e_6 + 12e_2^3 - 9e_2e_4)}{3(e_4 - 2e_2^2)^2} - 1 \quad (6.2)$$

但し、

$$e_2 = E[\varepsilon^2], e_4 = E[\varepsilon^4], e_6 = E[\varepsilon^6] \quad (6.3)$$

であり、 $\varepsilon$  は測定で得られた雑音の包絡線を表す。

前節で示した 1.9GHz 帯での電子レンジ雑音の測定結果を用いて、式 (6.1)-式 (6.3) によりパラメータ推定を行い、その結果を表 6.3 に示す。このパラメータ推定の妥当性について検討するため、表 6.3 に示す A,  $\Gamma'$  をパラメータとするクラス A インパルス性雑音の包絡線の超過確率分布と前節で求めた電子レンジ雑音の包絡線の超過確率分布との比較を行い、その結果を図 6.22 に示す。

図 6.22 より、パラメータ推定を行ったクラス A インパルス性雑音の超過確率分布と電子レンジ雑音の超過確率分布はよく一致しており、電子レンジ雑音の 1 次の統計については、

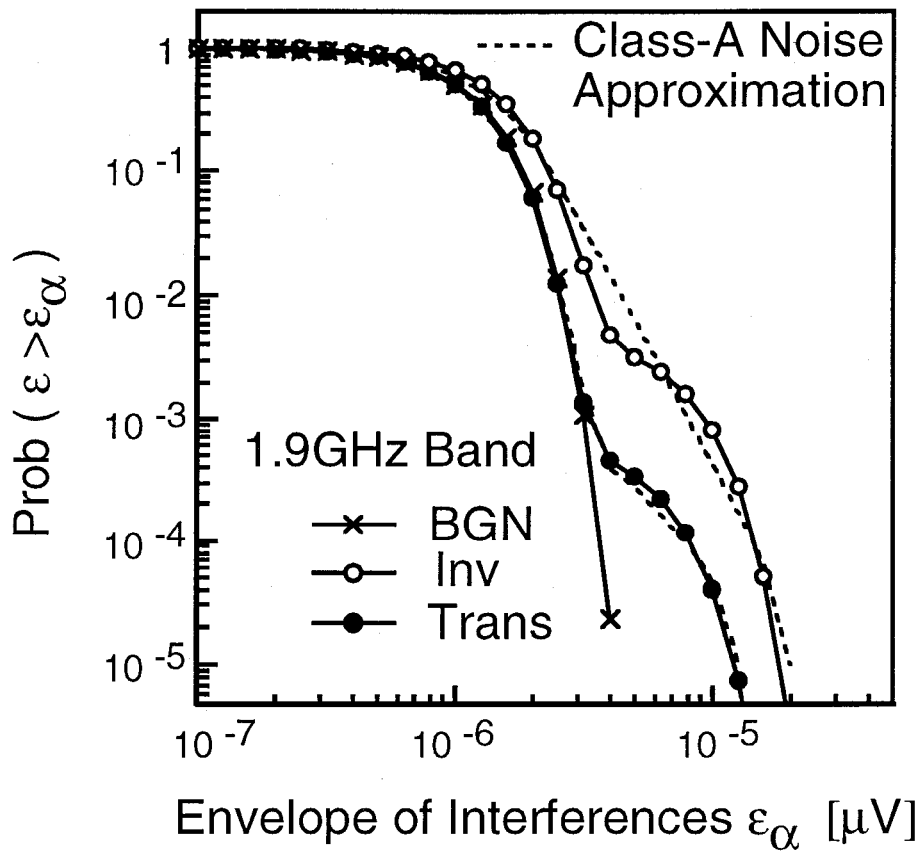


図 6.22: 電子レンジ雑音とクラス A インパルス性雑音の超過確率分布の比較

クラス A インパルス性雑音として十分にモデル化できることがわかる。

以上のモデル化をふまえ、次に、表 6.3 に示すパラメータを有するクラス A インパルス性雑音に対する最適受信機を電子レンジ雑音に対する最適受信機と想定し、それを用いた場合の誤り率特性を計算機シミュレーションにより評価する。シミュレーションに際しては、変調方式としては QPSK 方式を対象とし、1 シンボルあたり 2 つのサンプルを得るものとする。

電子レンジ雑音環境下において、上述の最適受信機を用いた場合の誤り率特性を図 6.23 に示す。図 6.23 より、最適受信機を用いた場合の特性は従来型受信機を用いた場合の特性とほとんど変わらず、最適受信による特性改善が得られないことがわかる。これは、ここで対象とする最適受信機が単に電子レンジ雑音の 1 次の統計に基づく最適受信機であり、2 次以上の統計を反映させたものではないことに起因するものと考えられ、以下のように考察できる (図 6.24 参照)。

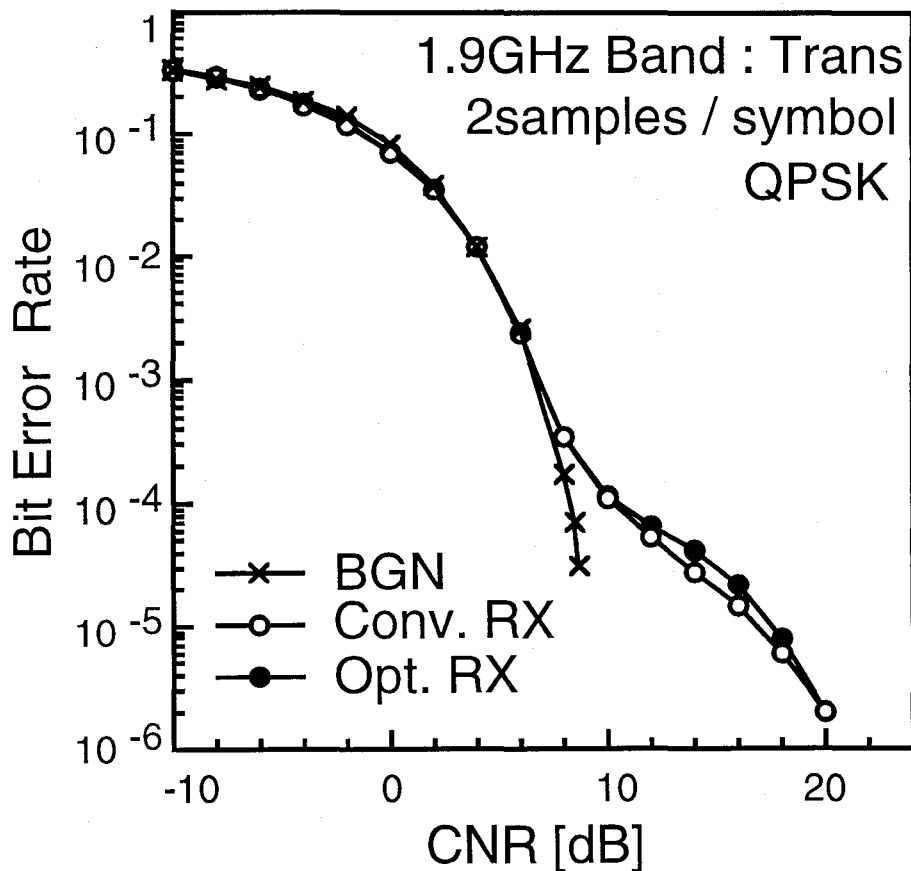
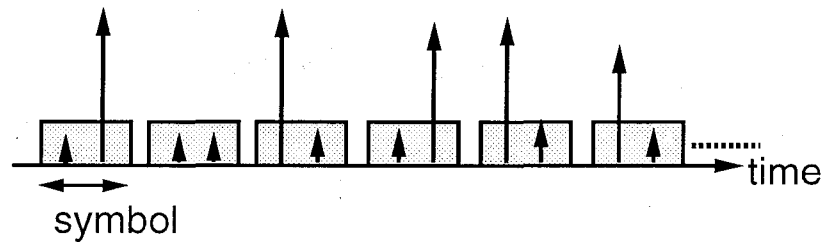


図 6.23: 電子レンジ雑音に対する最適受信機の誤り率特性

第3章において述べたように、クラスAインパルス性雑音に対する最適受信機は1シンボルあたりに取り得る複数のサンプルのうち、高振幅な雑音の影響を受けていないサンプルを重視して送信シンボルの判定を行うことにより、人工雑音の影響を軽減するものである。クラスAインパルス性雑音下においては(図6.24(a))、高振幅な雑音はランダムに発生し、各サンプルに加わる雑音は統計的に独立であるため、1シンボルあたりに取り得る $N$ (図6.24では $N=2$ )個のサンプル全てが高振幅な雑音の影響を受ける場合は少なく、高振幅な雑音の影響を受けていないサンプルを重視した判定が可能となる。一方、電子レンジ雑音下においては(図6.24(b))、高振幅な雑音がバースト的に発生しており、1シンボル中に取り得る全てのサンプルが高振幅な雑音の影響を受ける確率が高く、高振幅な雑音の影響を受けていないサンプルを重視した判定ができなくなる。そのため、電子レンジ雑音下においては、1次の統計に基づく最適受信を行っても、誤り率特性の改善を得ることができないものと考えられる。



(a) class-A impulsive noise



(b) microwave oven noise

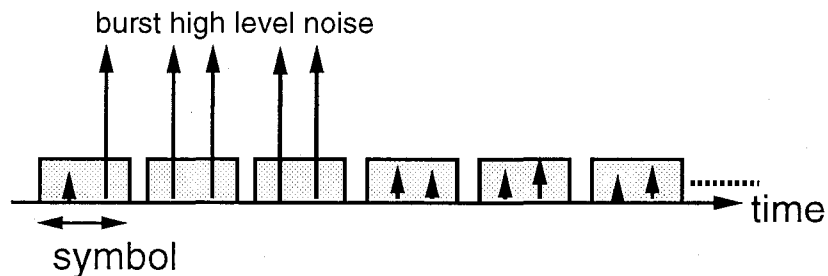


図 6.24: 電子レンジ雑音とクラス A インパルス性雑音の時間波形モデル

上述のように、電子レンジ雑音下においては、雑音のバースト性により、1シンボルあたりに取り得る全てのサンプルが高振幅な雑音の影響を受ける可能性が高くなるため、電子レンジ雑音の1次の統計に基づく最適受信を行っても誤り率特性は改善されない。電子レンジ雑音下において最適受信による特性改善を図るには、雑音の高次の統計までもを反映した最適受信について検討する必要があるが、雑音の高次の統計の明確化ならびにそれに基づく受信機設計は極めて困難である。そこで、次に、電子レンジ雑音のバースト的な発生をランダム化し、1シンボルあたりに高振幅な雑音の影響を受けていないサンプルを含むことにより、1次の統計に基づく最適受信によっても誤り率特性の改善を図る方法として、サンプルインタリーブについて検討する。

ここで提案するサンプルインタリーブの動作概念を図 6.25 に示す。図 6.25 は 1 シンボルあたりに 2 つのサンプルを得る場合について示しており、2 つのサンプルはある時間間隔を空けて (インタリーブされて) 送信され、受信機はインタリーブされたサンプルを用いて送信シンボルを判定する。サンプルインタリーブを行うことにより、バースト的に高振幅な雑音が発生する電子レンジ雑音の場合についても、1シンボルあたりに取り得る全てのサンプルが高振幅な雑音の影響を受ける可能性は少なくなり、雑音の影響を受けていないサンプルを重視したシンボル判定が可能となる。

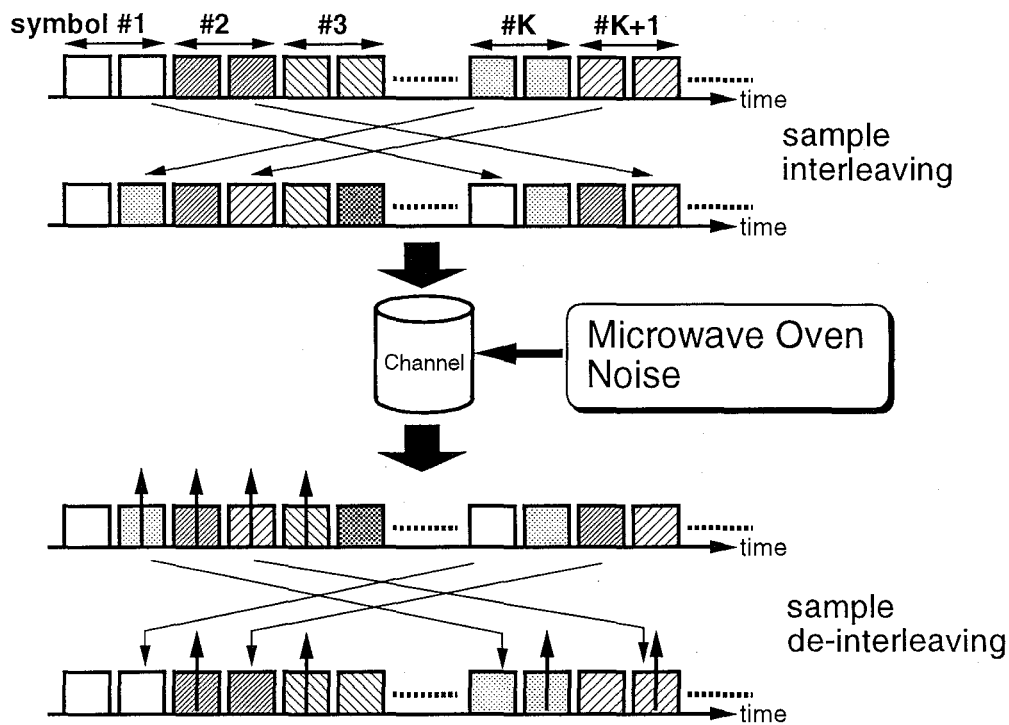


図 6.25: サンプルインタリーブの動作概念

電子レンジからは、高振幅な雑音が一時的に発生するのに加えて、一時的な雑音が周期的に発生するため、インタリーブの深さには不適切な値が存在するものと考えられる。例えば、トランス型電子レンジでは、高振幅な雑音の発生周期が 20msec であるので、サンプルインタリーブの深さを 20msec 相当にすると、インタリーブされた両方のサンプルが高振幅な雑音の影響を受けてしまい、誤り率特性の改善は期待できない。以下の特性評価では、インタリーブされた両方のサンプルが高振幅な雑音の影響を受けないように、インタリーブの深さを高振幅な雑音の発生周期の半分 (トランス型電子レンジ雑音の場合は 10msec) に設定する。

1.9GHz 帯で観測されるトランス型電子レンジ雑音下での、サンプルインタリーブを併用した最適受信機の誤り率特性を計算機シミュレーションにより評価し、その結果を図 6.26 に示す。また、従来型受信機の誤り率特性についても示し、比較対象とする。図 6.26 より、サンプルインタリーブを併用した最適受信機の特性は、従来型受信機の特性を上回り、最適受信による特性改善が図られていることがわかる。この結果より、サンプルインタリーブを併用する最適受信機は電子レンジ雑音に対する特性改善法として有効なものであるといえる。

なお、ここで提案したサンプルインタリーブは、同一のシンボルを異なった時間で送信

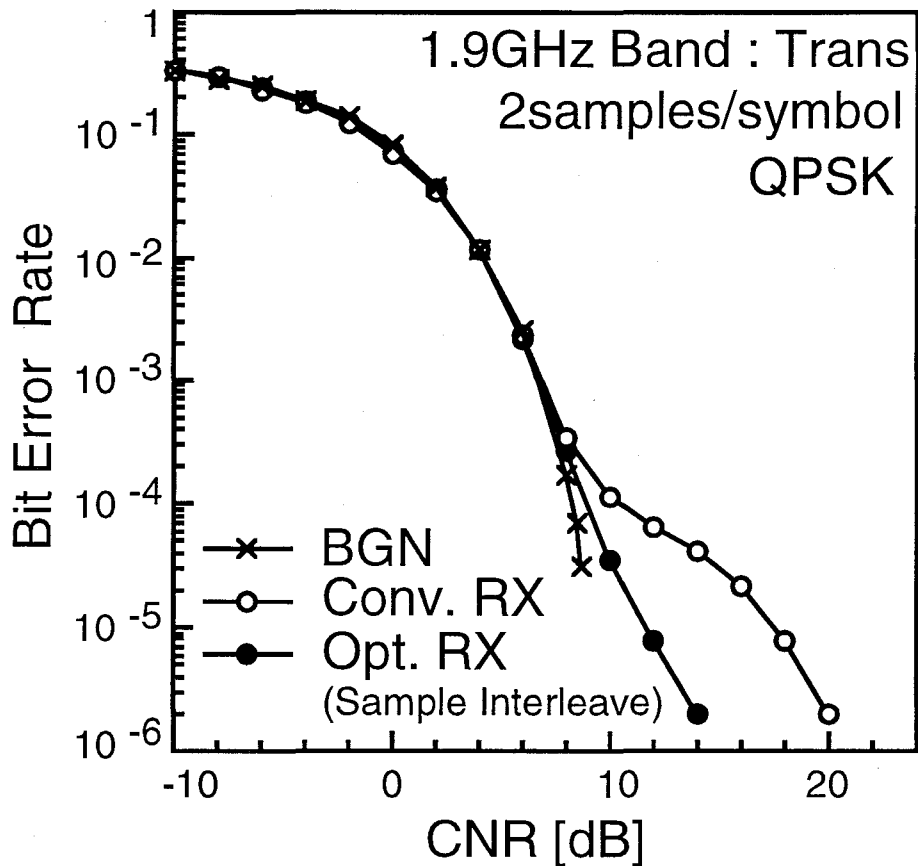


図 6.26: 電子レンジ雑音に対する最適受信機の誤り率特性 (サンプルインタリーブを併用した場合)

する時間ダイバーシチ方式の一種と見なせる。一般に、ダイバーシチ方式は、フェージングに起因する信号レベルの落込による特性劣化を補償するものであり、受信信号の合成法としては、最大比合成、等利得合成、選択合成等が挙げられるが、ここで提案したサンプルインタリーブは、ダイバーシチ受信された受信信号を用いて最尤シンボル判定を行うことにより、誤り率特性の改善を図るものである。

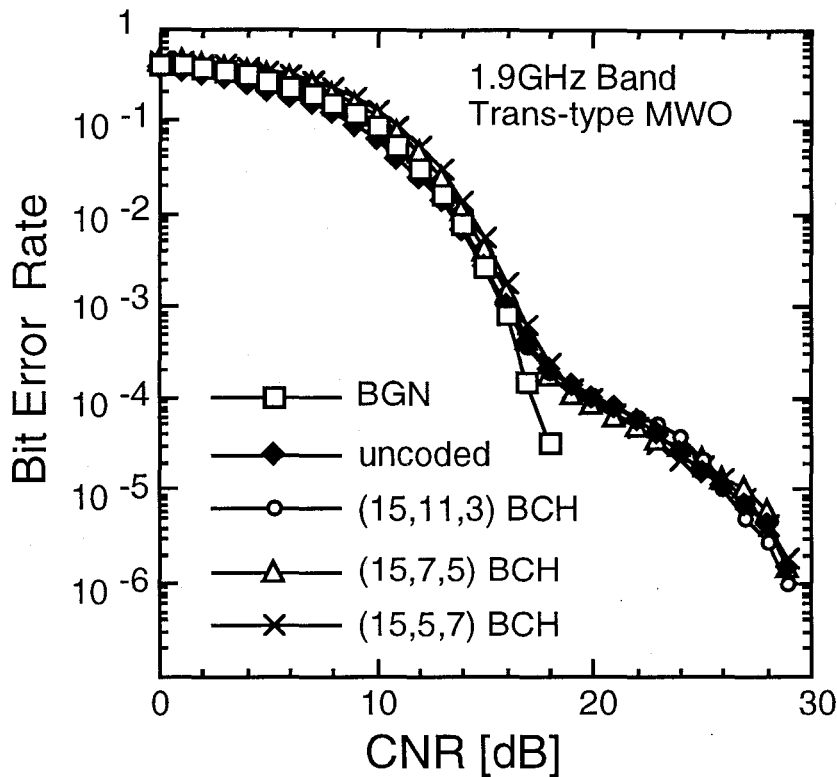


図 6.27: 誤り訂正符号を適用した場合の誤り率特性

#### 6.4.2 誤り訂正符号とビットインタリーブの適用

デジタル無線通信システムにおいて、比較的容易に特性改善を図る手法として誤り訂正符号化技術が挙げられる。ここでは、電子レンジ雑音環境下において、誤り訂正符号として BCH 符号を用いた場合の特性改善について検討を行う。

1.9GHz 帯において観測されたトランス型電子レンジ雑音環境下において、変復調方式として  $\pi/4$ -shift QPSK 遅延検波方式を、また、誤り訂正符号として 1~3 ビット訂正可能な (15,11,3), (15,7,5), (15,5,7) BCH 符号を用いた場合の誤り率特性を図 6.27 に示す。なお、特性評価に際しては、誤り訂正符号の導入による情報伝送速度の低下もしくは帯域幅の増大の影響を考慮して、情報ビットにより正規化された CNR を用いている。図 6.27 より、誤り訂正符号を用いた場合の特性は、誤り訂正符号を用いない無符号化方式と同程度の特性を示しており、1~3 ビット程度の訂正能力を持つ符号を適用しても誤り率特性は改善されないことがわかる。これは、電子レンジからは高振幅な雑音が数シンボルに渡ってバースト的に発生し、誤り訂正能力を超えるバースト誤りが発生することによるものと考えられる。

誤り訂正符号を用いて特性改善を図る方法としては、さらに訂正能力の高い符号の適用

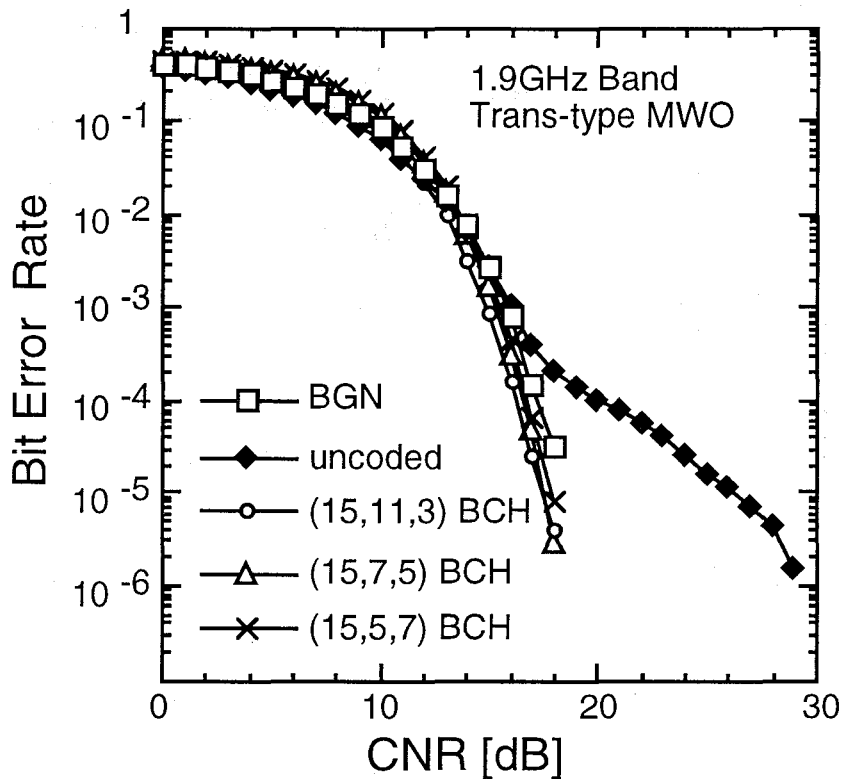


図 6.28: ビットインタリーブと誤り訂正符号を併用した場合の誤り率特性

が考えられるが、訂正能力の高い符号を用いた場合は、冗長性の増大により、情報伝送速度の低下もしくは帯域幅の増大を招くことから、周波数有効利用の観点から得策ではないものと考えられる。そこで、次に、誤り訂正符号にビットインタリーブを併用し、先と同様に、電子レンジ雑音のバースト性によって生じるバースト誤りを、上述の誤り訂正符号で訂正可能となる数ビット程度のランダム誤りに分散させることにより、特性改善を図る方法について検討する。

先と同じ (15,11,3), (15,7,5), (15,5,7) BCH 符号にビットインタリーブを併用した場合の誤り率特性を図 6.28 に示す。なお、特性評価に際しては、復号遅延の影響がさほど大きくならないように、ビットインタリーブの深さは 12 としている。図 6.28 より、ビットインタリーブと誤り訂正符号を併用した場合の特性は、誤り訂正符号を用いない無符号化方式を大きく上回り、ビットインタリーブを適用することにより、誤り率特性が大きく改善されることがわかる。以上の結果より、バースト的に高振幅な雑音が発生する電子レンジ雑音環境下においては、バースト誤りが発生するため誤り訂正符号を適用するだけでは改善は得られないものの、バースト誤りをランダム化するビットインタリーブを併用することにより誤り率特性の改善が得られることがわかる。

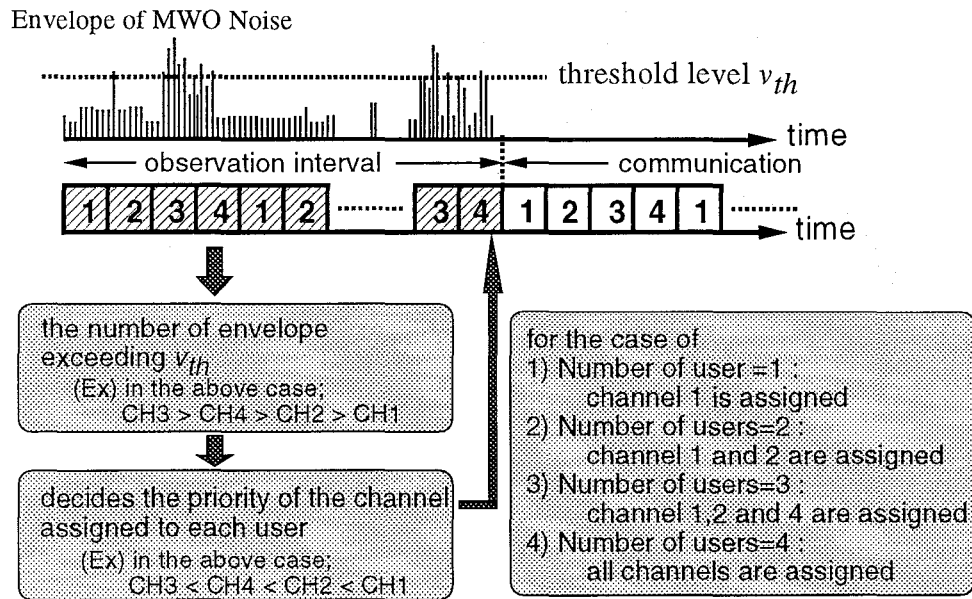


図 6.29: 電子レンジ雑音の周期性を利用した TDMA 方式のチャンネル割当

### 6.4.3 雑音の周期性を利用した TDMA 方式のチャンネル割当

前節では、電子レンジ雑音下において TDMA 方式を用いた場合は、高振幅な雑音の発生周期と TDMA 方式のフレーム周期が同期的な関係となり、高振幅な雑音の影響はある特定のチャンネルに集中することを明らかにした。ここでは、電子レンジ雑音環境下における TDMA 方式の特性改善法として、高振幅な雑音の周期性を利用した TDMA 方式のチャンネル割当法を提案し、提案割当法を用いることによる特性改善効果について検討する<sup>[114][132]</sup>。

図 6.18-図 6.20 に示したように、電子レンジ雑音下において TDMA 方式を用いた場合は、ある特定のチャンネルの誤り率特性が劣化する。従って、TDMA 方式のチャンネル割当法として、各ユーザに各チャンネルをランダムに割り当てる方法(ランダム割当法)を用いた場合は、高振幅な雑音の影響は特定のチャンネルに集中しているにも関わらず、雑音の影響が集中するチャンネルを用いるユーザが存在することにより、システム全体での平均ビット誤り率特性(各ユーザの誤り率特性の平均)は大きく劣化するものと考えられる。そこで、電子レンジ雑音下での TDMA 方式のチャンネル割当法として、高振幅な雑音の周期性を利用したチャンネル割当法を提案し、その動作原理を図 6.29 に示す。

図 6.29 に示すように、提案チャンネル割当法では、電子レンジ雑音の発生状況を観測する観測時間を設定し、各チャンネルのうちで最も電子レンジ雑音の影響が少ないと推定されるチャンネルから優先的に各ユーザに割り当てる。観測時間中において電子レンジ雑音の影響を推定する方法としては、様々なものが考えられるが、ここでは、包絡線レベルがあるし

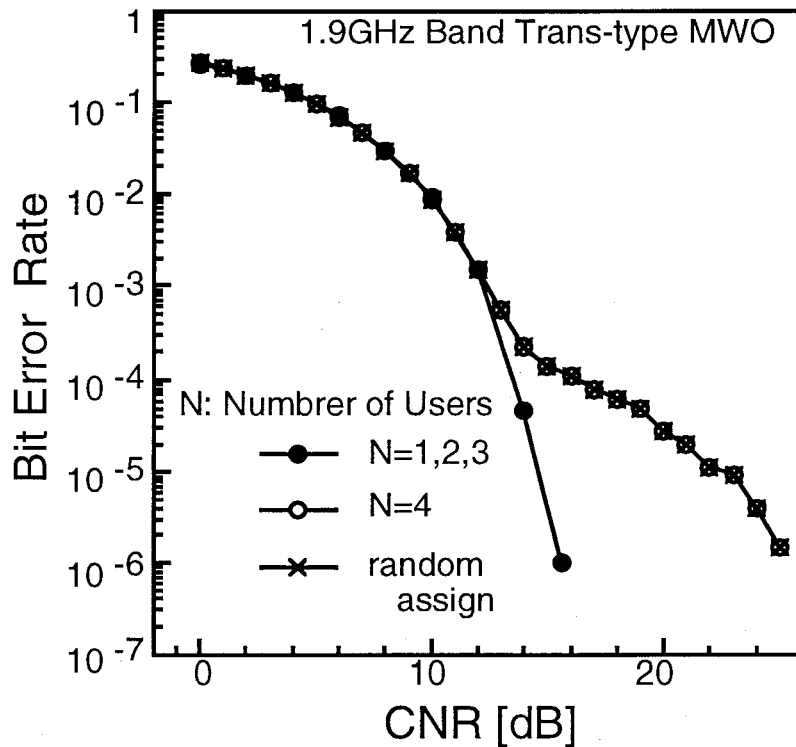


図 6.30: 電子レンジ雑音の周期性を利用した割当法を用いた場合の誤り率特性

きい値  $v_{th}$  を超える雑音の数を数え、その数が最小となるチャンネルから優先的に割り当てる。従って、全てのチャンネルが使用される場合（ユーザ数4の場合）は、提案割当法を用いた場合の平均誤り率特性はランダム割当法を用いた場合の特性と同一となるが、それ以下のユーザ数の場合については、提案割当法を用いることによって、平均誤り率特性の改善が期待できる。

1.9GHz帯において観測されるトランス型電子レンジ雑音下において、提案チャンネル割当法を用いた場合の平均誤り率特性を計算機シミュレーションにより評価し、その結果を図6.30に示す。また、ランダム割当法を用いた場合についても示し、比較対象とする。なお計算機シミュレーションに際しては、図6.9に示した超過確率分布の結果を利用して電子レンジ雑音の発生状況の推定に必要となるしきい値  $v_{th}$  を設定している。図6.30より、ユーザ数  $N=4$  の場合は、提案割当法を用いた場合の特性はランダム割当法を用いた場合の特性と同一となるものの、ユーザ数  $N \leq 3$  の場合は、提案割当法を用いることにより誤り率特性が大きく改善されることがわかる。以上の結果より、電子レンジ雑音存在下でのTDMA方式のチャンネル割当法として、雑音の周期性を利用したチャンネル割当法が有効なものであるといえる。

なお、デジタル無線通信システムの多くは、同一チャネル干渉を避けるために、ここで提案したチャネル割当法と同様に、各チャネルでの干渉波のレベルを用いた空チャネルの推定(キャリアセンス)を行っている。同一チャネル干渉は、他局からの送信信号であるため比較的高レベルであるのに対し、電子レンジ雑音の場合は、そのレベルは同一チャネル干渉ほど高くないものと考えられ、電子レンジ雑音の影響の軽減を目的とする場合は、キャリアセンスレベル(スレッシュホールドレベル)を低めに設定する必要があると考えられる。また、同一チャネル干渉の場合は、基地局・端末のいずれにおいても、干渉波が存在するチャネルの検出が可能となる場合が多いのに対し、電子レンジ雑音の場合は、電子レンジ近傍に存在する端末もしくは基地局の何れか一方のみが電子レンジ雑音の発生しているチャネルを検出できるものと予想される。従って、ここで提案したチャネル割当法では、干渉波の存在するチャネルを検出した基地局・端末の何れか一方が、その情報を他方にフィードバックする必要が生じるものと考えられる。

#### 6.4.4 直交成分の非独立性を利用した直接拡散符号分割多元接続方式の受信機

第4章では、クラスAインパルス性雑音を対象として、雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行うDS/CDMA方式の受信機を提案し、それを用いることにより誤り率特性の改善が得られることを明らかにした。ここでは、電子レンジ雑音環境下において、第4章で提案したDS/CDMA方式の受信機を適用した場合の特性改善について検討する<sup>[133][134]</sup>。

前節で示したように、クラスAインパルス性雑音と同様に、電子レンジ雑音の同相成分と直交成分は非独立であり、どちらか一方の成分に高振幅な雑音が発生している場合には、他方の成分にも高振幅な雑音が発生する確率が高くなる。従って、第4章に示した結果と同様に、同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を用いることにより、誤り率特性の改善が期待できる。

2.5GHz帯でのインバータ型電子レンジ雑音の測定結果を用いて、同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を用いたDS/CDMA方式の誤り率特性を計算機シミュレーションにより評価する。なお、特性評価に際しては、前節と同一のDS/CDMA方式の諸元を用い、また、電子レンジ雑音の影響にのみ着目するため、他ユーザからの干渉はないものとする。

雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を用いたDS/CDMA方式の誤り率特性を図6.31に示す。また、従来のDS/CDMA方式の誤り率特性(図6.2参照)についても示し、比較対象とする。図6.31より、同相成分と直交成分の非独立性を利用した受信機を用いた場合の特性は従来のDS/CDMA方式の特性と同程度



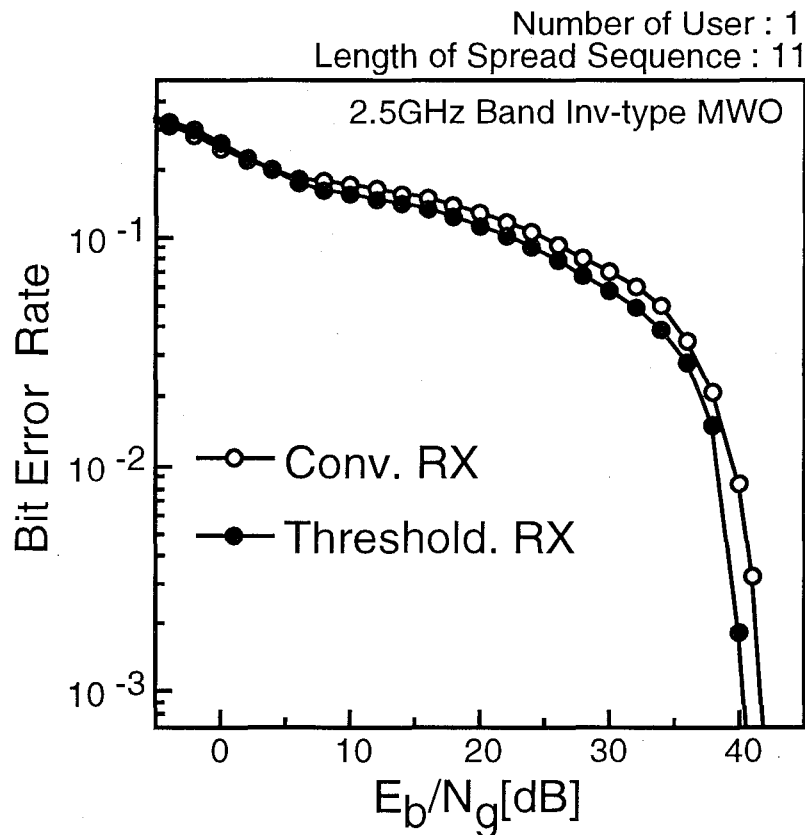


図 6.31: 電子レンジ雑音下での直交成分の非独立性を利用した DS/CDMA 方式の誤り率特性

であり、誤り率特性は改善されないことがわかる。これは、クラス A インパルス性雑音・電子レンジ雑音共に、その同相成分と直交成分は非独立であるという共通の統計的性質を有するものの、クラス A インパルス性雑音の場合は、高振幅な雑音がランダムに発生するのに対し、電子レンジ雑音の場合は高振幅な雑音がバースト的に発生するという違いによるものと考えられる。即ち、第 4 章で提案した DS/CDMA 方式の受信機は、1 シンボルあたりに取り得る複数のチップのうち、直交成分に観測される雑音があるレベル以下になるチップのみを用いて送信シンボルの判定を行うものであり、クラス A インパルス性雑音のように、高振幅な雑音がランダムに発生する場合は、雑音の影響を受けていないチップを用いた送信シンボルの判定が可能である。一方、電子レンジ雑音の場合は、図 6.11 に示したように、高振幅な雑音がチップ周期に比べて長区間に渡って発生するため、1 シンボルあたりに取り得る全てのチップが高振幅な雑音の影響を受け、雑音の影響を受けていないチップを用いた送信シンボルの判定ができなくなることによるものと考えられる。

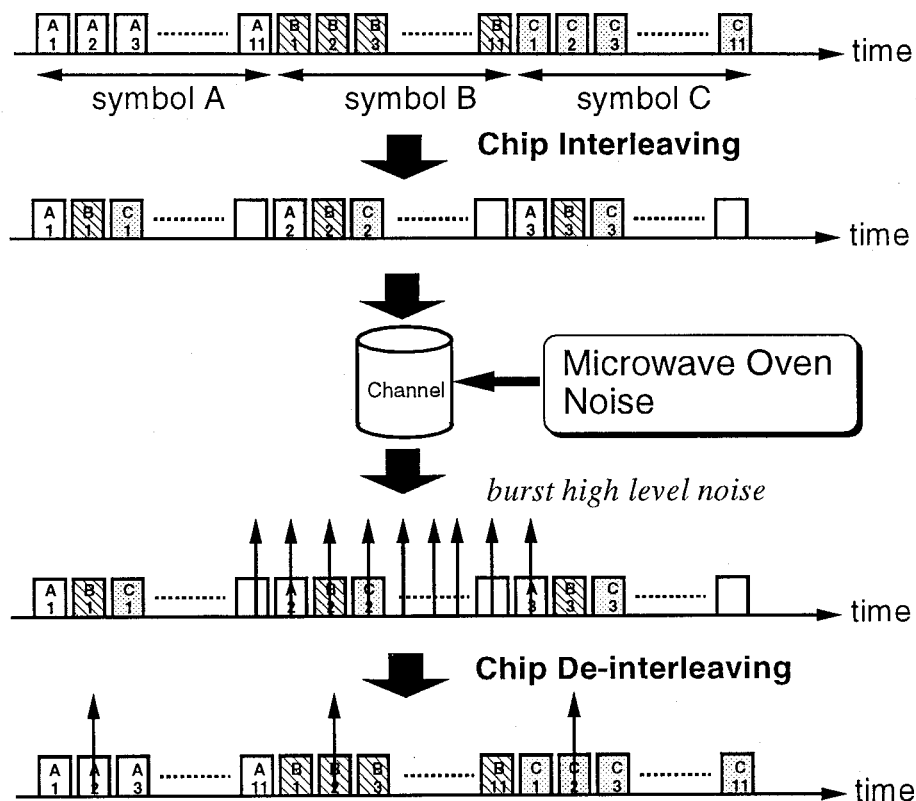


図 6.32: チップインタリーブの動作概念

以上のように、電子レンジ雑音・クラス A インパルス性雑音共に、同相成分と直交成分は非独立であるが、クラス A インパルス性雑音は高振幅な雑音がランダムに発生するのに対し、電子レンジ雑音はバースト的に発生するため、同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を用いても誤り率特性が改善できない。そこで次に、電子レンジ雑音のバースト的な発生をランダム化し、電子レンジ雑音下においても雑音の影響を受けていないチップを用いたシンボル判定を可能にする方法として、チップインタリーブを提案し、それによる誤り率特性の改善効果について検討する。

チップインタリーブの動作概念を図 6.32 に示す。図 6.32 に示すように、電子レンジ雑音のバースト性ならびに周期性を考慮してインタリーブの深さを適切に設定することにより、バースト的な電子レンジ雑音の影響は各シンボルに分配される。従来の DS/CDMA 方式では、1 シンボルあたりのある 1 つのチップが電子レンジ雑音の影響を受けただけでも雑音の影響が顕著に現れるため、インタリーブを行うことにより、雑音の影響を受けるシンボルが増加し、誤り率特性がかえって劣化するものと予想される。しかしながら、同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を用いた場合は、イン

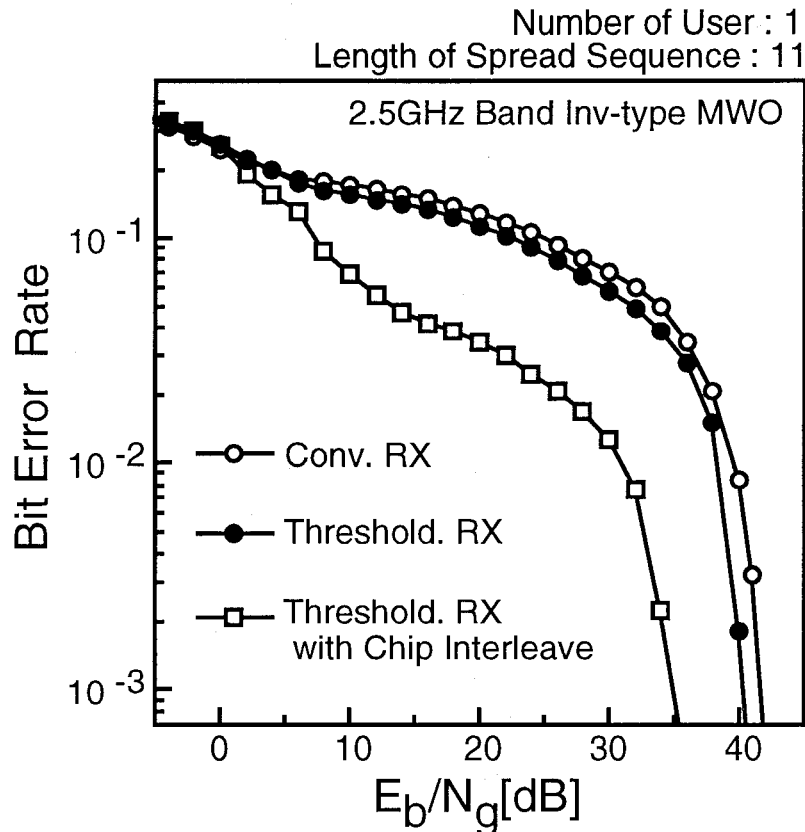


図 6.33: 電子レンジ雑音下での直交成分の非独立性を利用した DS/CDMA 方式の誤り率特性 (チップインタリーブを併用した場合)

タリーブを併用することにより、1シンボルあたりに高振幅な雑音の影響を受けないチップが含まれ、それらのチップを用いたシンボル判定による特性改善が期待できる。

チップインタリーブを併用した場合について、同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を用いた DS/CDMA 方式の誤り率特性を計算機シミュレーションにより評価し、その結果を図 6.33 に示す。なお、比較的良好な特性が得られる場合としてインタリーブの深さは 30chips とする。図 6.33 より、インタリーブを併用した場合の特性は、インタリーブを併用しない場合ならびに従来の DS/CDMA 方式の特性を大きく上回り、誤り率特性が改善されることがわかる。以上の結果をまとめると、電子レンジ雑音下での DS/CDMA 方式では、単に雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を用いても特性改善を図ることができず、雑音のバースト性をランダム化するチップインタリーブを併用することによって誤り率特性の改善が得られる。

## 6.5 結言

本章では、人工雑音発生源として、家庭への普及率の高い ISM 機器である電子レンジを、また、影響を受けるデジタル無線通信システムとして、1.5GHz 帯 PDC, 1.9GHz 帯 PHS, 2.5GHz(ISM) 帯無線 LAN を対象とし、電子レンジ雑音がこれらのデジタル無線通信システムの誤り率特性に及ぼす影響ならびに特性改善法について検討した。まず、電子レンジ雑音の測定を行い、電子レンジからはバースト的な高振幅な雑音が周期的に発生すること、ならびに、クラス A インパルス性雑音と同様に同相成分と直交成分は非独立であり、どちらか一方の成分に高振幅な雑音が発生している場合には、他方の成分にも高振幅な雑音が発生する確率が高くなることを明らかにした。次いで、測定結果を用いて、電子レンジ雑音下での $\pi/4$ -shift QPSK 遅延検波方式、TDMA 方式および DS/CDMA 方式の誤り率特性を計算機シミュレーションにより評価し、電子レンジ雑音の影響により誤り率特性が劣化することを明らかにした。さらに、電子レンジ雑音に対する特性改善法として、電子レンジ雑音の1次の統計モデルに基づく最適受信による改善、誤り訂正符号の適用による改善、雑音の周期性を利用した TDMA 方式のチャネル割当による改善、ならびに、同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機による改善について検討し、これらの手法により電子レンジ雑音下においても良好な誤り率特性を達成できることを明らかにした。



## 第7章

### 結論

本論文は、人工雑音環境下でのデジタル無線通信システムの受信特性とその改善法に関して、以下に示す3つの目的に沿って行った研究成果をまとめたものである。

- (1) 人工雑音がデジタル無線通信システムの誤り率特性に及ぼす影響の評価
- (2) 人工雑音に対するデジタル無線通信システムの特性改善法の提案
- (3) 人工雑音の統計的性質の明確化

以下に第2章から第6章において得られた成果を総括して述べ、結論とする。

1. 無線周波数帯において観測される人工雑音の統計モデルとして Middleton のクラス A インパルス性雑音モデルを用い、クラス A インパルス性雑音の統計的性質について考察すると共に、新たに同相成分と直交成分の確率密度関数を導出した。その結果、クラス A インパルス性雑音はガウス雑音とは大きく異なった統計的性質を有すること、ならびに、クラス A インパルス性雑音の同相成分と直交成分は非独立な確率過程であることを明らかにした。また、クラス A インパルス性雑音の同相成分と直交成分の非独立性に起因する統計的性質として、どちらか一方の成分に高振幅な雑音が発生する場合には、他方の成分にも高振幅な雑音が発生する確率が高くなることを明らかにした。
2. デジタル変復調方式として PSK 同期検波方式ならびに QAM 同期検波方式を対象として、人工雑音環境下において 2 乗ユークリッド距離に基づいて送信シンボルの判定を行う従来型受信機を用いた場合のシンボル誤り率を解析的に導出し、人工雑音が従来のデジタル変復調方式の誤り率特性に及ぼす影響について検討した。その結果、2 乗ユークリッド距離に基づいてシンボル判定を行う従来型受信機は、ガウス雑

音環境下においては最尤シンボル判定を行う最適なものであるが、人工雑音環境下においては最適なものではなく、人工雑音の影響によって誤り率特性は劣化することを明らかにした。次いで、人工雑音環境下でのデジタル変復調方式の特性改善を目的として、人工雑音に対する尤度関数に基づく最適受信機を提案し、最適受信を行うことにより誤り率特性が改善されることを明らかにした。さらに、搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う変調方式の受信機として、人工雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行うスレッショルドレベル受信機を提案し、それを用いることにより、最適受信機に匹敵する良好な特性が得られることを明らかにした。

3. スペクトル拡散通信を利用した多元接続方式である DS/CDMA 方式について、人工雑音が従来の DS/CDMA 方式の誤り率特性に及ぼす影響を評価すると共に、1 次変調に BPSK 方式を用いた DS/CDMA 方式における特性改善法として、人工雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を提案した。その結果、人工雑音環境下においては、従来の DS/CDMA 方式のビット誤り率特性は大きく劣化すること、ならびに、人工雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を用いることにより、DS/CDMA 方式の誤り率特性の改善を図れることを明らかにした。また、提案受信機は、DS/CDMA 方式の有する信号の広帯域性を積極的に利用したものであり、人工雑音対策として、信号帯域よりも広帯域に雑音を観測する必要がないという特長を有することを明らかにした。
4. 多値変調技術と誤り訂正符号化技術を一体化した符号化変調方式である TCM 方式を対象として、TCM 方式において用いられる最尤系列判定について考察すると共に、人工雑音が従来の TCM 方式の誤り率特性に及ぼす影響の評価ならびに人工雑音に対する TCM 方式の特性改善法に関する検討を行った。その結果、受信信号系列からの 2 乗ユークリッド距離に基づく従来の最尤系列判定法はガウス雑音環境下においては最適な手法であるものの、ガウス雑音とは大きく異なった統計的性質を有する人工雑音に対しては最適ではなく、人工雑音環境下においては、2 乗ユークリッド距離に基づいて判定を行う従来の TCM 方式の誤り率特性は劣化することを明らかにした。また、TCM 方式における特性改善法として、人工雑音環境下において最尤系列判定を行う受信機を提案し、それを用いることにより誤り率特性が改善されることを明らかにした。さらに、人工雑音環境下での TCM 方式の信号設計法について検討を行い、人工雑音環境下においては、系列間 2 乗ユークリッド距離よりも系列長の方が重要な信号設計基準であり、系列長を大きくすることにより誤り率特性の改善が図れること、ならびに、系列長を増加する方法の一つである畳み込み符号の状態数の増加は人工雑

音環境下において良好な誤り率特性を得る有効な手法であることを明らかにした。

5. 準マイクロ波帯において実際に観測される人工雑音として、普及率の高い ISM 機器である電子レンジから発生する雑音を対象とし、電子レンジ雑音の測定結果を用いて雑音の統計的性質についての検討を行うと共に、準マイクロ波帯を使用する 1.5GHz 帯 PDC, 1.9GHz 帯 PHS, 2.5GHz 帯無線 LAN の誤り率特性に及ぼす影響ならびに電子レンジ雑音に対する特性改善法について検討した。その結果、電子レンジからは周期性を有する高振幅な雑音が発生し、その振幅かつ継続時間はマグネトロンが発振周波数である ISM 帯に近づくほど大きくなること、ならびに、クラス A インパルス性雑音同様に同相成分と直交成分は非独立であり、どちらか一方の成分に高振幅な雑音が発生する場合には、他方の成分にも高振幅な雑音が発生する確率が高くなることを明らかにした。また、電子レンジ雑音の影響により、PDC, PHS に用いられる  $\pi/4$ -shift QPSK 遅延検波方式ならびに TDMA 方式、ISM 帯無線 LAN に用いられる DS/CDMA 方式の誤り率特性は劣化することを明らかにした。さらに、電子レンジ雑音の 1 次の統計モデルに基づく最適受信機、誤り訂正符号とインタリーブの併用、雑音の周期性を利用した TDMA 方式のチャンネル割当法、ならびに、同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を提案し、これらを用いることにより、電子レンジ雑音下においても良好な誤り率特性を達成できることを明らかにした。

以上、本論文の研究成果が通信工学の進展に多少なりとも貢献することを願って、本論文の結びとする。





## 参考文献

- [1] 郵政省編：“平成9年版 通信白書”，大蔵省印刷局発行 (May 1997).
- [2] 閣議決定資料：“高度情報通信社会推進本部の設置について” (Aug. 1994).
- [3] 内閣高度情報通信社会推進本部：“高度情報通信社会推進に向けた基本方針” (Feb. 1995).
- [4] 郵政省電気通信審議会通信政策部会諮問：“高度情報通信社会の構築に向けた情報通信高度化目標及び推進方策” (Jan. 1996).
- [5] 社団法人電気通信事業者協会：“電気通信事業者協会ニュース”，1997年7月号 (July 1997).
- [6] 通商産業省機械情報産業局監修：“マルチメディア白書 1997”，財団法人マルチメディアコンテンツ振興協会発行 (1997).
- [7] J.G. Proakis：“Digital Communications”，3rd Ed. McGraw-Hill (1995).
- [8] 桑原守二監修：“デジタルマイクロ波通信”，企画センター (May 1984).
- [9] 桑原守二監修：“デジタル移動通信”，科学新聞社 (Sept. 1992).
- [10] 安田靖彦監修：“ISDN時代の移動体通信”，オーム社 (July 1992).
- [11] 室谷正芳，山本平一：“デジタル無線通信”，産業図書 (Aug. 1985).
- [12] 斉藤洋一：“デジタル無線通信の変復調”，電子情報通信学会 (Feb. 1996).
- [13] CCIR：“World Distribution and Characteristics of Atmospheric Radio Noise”，International Telecommunication Union, Geneva, Switzerland, Rep. No.322 (1964).
- [14] 長谷川伸，杉浦 行，岡村万春夫，黒沼 弘：“電磁波障害”，産業図書 (Jan. 1991).

- [15] 郵政省 : “ 郵政省環境基本計画 (中間報告) ” (May 1996).
- [16] 郵政省 電磁環境の最適化に関する調査研究会 : “ 電磁環境の最適化に関する調査研究報告書 ” (Mar. 1996).
- [17] 郵政省 不要電波問題対策協議会 : “ CISPR ロッテルダム会議報告会 ” (Jan. 1994).
- [18] 郵政省 不要電波問題対策協議会 : “ CISPR ダーバン会議報告会 ” (Jan. 1996).
- [19] D. Middleton : “ Topics in Communication Theory ”, McGraw-Hill (1965).
- [20] E. N. Skomal : “ Distribution and Frequency Dependence of Unintentionally Generated Man-Made Noise in Metropolitan Areas ”, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol.EMC-7, pp.420-427 (Dec. 1965).
- [21] A. D. Spaulding : “ Amplitude and Time Statistics of Urban Man-Made Noise ”, Proceedings of International Conference on Communications, pp.37.8-37.13 (June 1971).
- [22] D. Middleton : “ Statistical-Physical Models for Urban Radio Noise Environment - Part I : Foundations ”, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol.EMC-14, pp.38-56 (May 1972).
- [23] D. Middleton : “ Man-Made Noise in Urban Environment and Transportation Systems : Models and Measurements ”, IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-21, No.11, pp.1232-1241 (Nov. 1973).
- [24] R. A. Shepherd : “ Measurement of Amplitude Probability Distributions and Power of Automobile Ignition Noise at HF ”, IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol.VT-23, No.3, pp.77-82 (Aug. 1974).
- [25] H. S. Oranc : “ Ignition Noise Measurements in the VHF/UHF Bands ”, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol.EMC-17, No.2, pp.54-64 (May 1975).
- [26] G. L. Maxim, H. P. Hsu and P. W. Wood : “ Radiated Ignition Noise Due to the Individual Cylinder of an Automobile Engine ”, IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol.VT-25, No.2, pp.33-38 (May 1976).
- [27] E. N. Skomal : “ Manmade Radio Noise ”, Princeton-Hall (1978).

- [28] A. U. H. Sheikh and J. D. Parsons : " Statistics of Electromagnetic Noise Due to High-Voltage Power Lines ", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol.EMC-23, No.4, pp.412-419 (Nov. 1981).
- [29] T. Nakai and Z. Kawasaki : " On Impulsive Noise from Shinkansen ", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol.EMC-25, No.4, pp.396-404 (Nov. 1983).
- [30] 山中幸雄, 杉浦 行 : " 都市内自動車雑音の包絡線分布について ", 電子情報通信学会 1990 年春季全国大会, B-284, p.2-284 (Mar. 1990).
- [31] P. A. Bello and R. Esposito : " A New Method for Calculating Probability of Errors Due to Impulsive Noise ", IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-17, No.3, pp.368-379 (June 1969).
- [32] A. D. Spaulding : " Voice Communication System Performance in the Presence of Automotive Ignition Noise ", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol.EMC-24, No.3, pp.344-348 (Aug. 1982).
- [33] L. Izzo, L. Panico and L. Paura : " Error Rates for Fading NCFSK Signals in an Additive Mixture of Impulsive and Gaussian Noise ", IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-30, No.11, pp.2434-2438 (Nov. 1982).
- [34] S. Oshita and K. Feher : " Performance of Coherent PSK and DPSK Systems in an Impulsive and Gaussian Noise Environment ", IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-30, No.12, pp.2540-2546 (Dec. 1982).
- [35] J. D. Parsons and T. Reyhan : " Prediction of Bit Error Rate in the Presence of Impulsive Noise : A Numerical Approach Using Measured Noise Data ", IEE Proceedings, Vol.F-132, No.5, pp.334-342 (Aug. 1985).
- [36] S. Nakamura : " The Effects of Urban Impulsive Noise on Mobile Digital Radio ", Trans. of IEICE, Vol.E69, No.1, pp.40-46 (Jan. 1986).
- [37] 清水 功, 諏訪敬祐, 服部 武 : " 都市人工雑音環境下における陸上移動無線の信号伝送特性 ", 電子情報通信学会論文誌, Vol.J69-B, No.4, pp.324-330 (Apr. 1986).
- [38] J. D. Parsons and A. M. D. Turkmani : " A New Method of Assessing Receiver Performance in the Presence of Impulsive Noise ", IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-34, No.11, pp.1156-1161 (Nov. 1986).

- [39] M. M. Pejanovic, J. A. Edwards and I. S. Stojanovic : “ Error Rate Prediction for NCFSK Digital Mobile Radio Systems ”, IEE Proceedings. Vol.F-134, No.1, pp.21-26 (Feb. 1987).
- [40] Y. S. Kim : “ Performance of High Level QAM in the Presence of Impulsive Noise and Co-Channel interference in Multipath Fading Environment ”, IEEE Trans. on Broadcasting, Vol.BT-36, No.2, pp.170-174 (June 1990).
- [41] S. A. Kosmopoulos, M. D. Gouta and P. T. Mathiopoulos : “ Performance Evaluation of M-ary QPRS Schemes in Severe Impulsive Noise Environment ”, IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-39, No.3, pp.405-408 (Mar. 1991).
- [42] R. Prasad, A. Kegel and A. d. Vos : “ Performance of Microcellular Mobile Radio in a Cochannel Interference, Natural, and Man-Made Noise Environment ”, IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol.VT-42, No.1, pp.33-39 (Feb. 1993).
- [43] A. D. Spaulding and D. Middleton : “ Optimum Reception in an Impulsive Interference Environment - Part I : Coherent Detection ”, IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-25, No.9, pp.910-923 (Sept. 1977).
- [44] A. D. Spaulding and D. Middleton : “ Optimum Reception in an Impulsive Interference Environment - Part II : Incoherent Detection ”, IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-25, No.9, pp.924-934 (Sept. 1977).
- [45] A. D. Spaulding : “ Optimum Threshold Signal Detection in Broadband Impulsive Noise Employing both Time and Spatial Sampling ”, IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-29 (1981).
- [46] A. D. Spaulding : “ Locally Optimum and Suboptimum Detector Performance in a Non-Gaussian Interference Environment ”, IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-33, No.6, pp.509-517 (June 1985).
- [47] K. L. Blackard, T. S. Rappaport and C.W.Bostian : “ Radio Frequency Measurements and Models for Indoor Wireless Communications at 918MHz, 2.44GHz, and 4.0GHz ”, Proceedings of IEEE International Conference on Communications, pp.28-32 (June 1991).
- [48] K. L. Blackard, T. S. Rappaport and C.W.Bostian : “ Measurement and Models of Radio Frequency Impulsive Noise for Indoor Wireless Communications ”, IEEE

- Journal of Selected Areas in Communications, Vol.SAC-11, No.7, pp.991-1001 (Sept. 1993).
- [49] 篠塚 隆, 山中幸雄, 野田臣光, 岡村万春夫: “1GHz帯における電子レンジ妨害波”, 電子情報通信学会 1994年春季全国大会, B-283, p.2-283 (Mar. 1994).
- [50] CISPR Document: “Draft Final Report of the CISPR /B/WG1 Ad-hoc Group on ‘Limits in the Frequency Range 1 to 18 GHz’”, CISPR/B/WG1(ad-hoc/convenor) 7, (July 1994).
- [51] 山本海三, 黒沼 弘, 肥沼徳寿, 田代紀夫: “電子レンジ用マグネトロンの雑音について”, 電子情報通信学会技術研究報告, MW80-33 (1980).
- [52] 高木 相: “EMC/EMIと通信 EMC”, 日刊工業新聞社 EMC/EMIハンドブック, pp.2-6, (Mar. 1992).
- [53] 佐藤利三郎監修: “EMC概論”, ミマツデータシステム (1997).
- [54] 井手口健, 徳田正満: “電気通信設備のEMC対策技術の研究開発動向”, NTT R&D, Vol.43, No.12, pp.1435-1442 (Dec. 1994).
- [55] エレクトロニクス別冊: “実例にみるEMCノイズ対策例”, オーム社 (Nov. 1996).
- [56] D. Middleton: “Statistical-Physical Models of Electromagnetic Interference”, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol.EMC-19, No.3, pp.106-126 (Aug. 1977).
- [57] L. A. Berry: “Understanding Middleton’s Canonical Formula for Class A Noise”, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol.EMC-23, No.4, pp.337-344 (Nov. 1981).
- [58] D. Middleton: “Canonical and Quasi-Canonical Probability Models of Class A Interference”, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol.EMC-25, No.2, pp.76-106 (May 1983).
- [59] A. Sethapanee, 須藤直樹, 小林浩治, 樋口弘志, 山内健次, 前田宗雄, 森永規彦, 滑川敏彦: “インパルス性無線雑音に対する最適受信機の実験的考察(5)”, 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ87-88 (Mar. 1988).
- [60] D. Middleton: “Canonical Non-Gaussian Noise Models: Their Implication for Measurement and for Prediction of Receiver Performance”, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol.EMC-21, No.3, pp.209-220 (Aug. 1979).

- [61] K. Yamauchi, N. Takahashi and M. Maeda : “ Parameter Measurement of Class A Interference on Power Line ”, Trans. of IEICE, Vol.E72, No.1, pp.7-9 (Jan. 1989).
- [62] 石田義博 : “ 移動通信の今後 - WARC'92 の結果を踏まえて - ”, 電子情報通信学会誌, Vol.75, No.10, pp.1033-1037 (Oct. 1992).
- [63] 大井田 清 : “ 世界無線主管庁会議 (WARC'92) の結果について ”, 情報通信ジャーナル, Vol.10, No.5, pp.15-20, (May 1992).
- [64] 総務庁統計局 : “ 平成 6 年全国消費実態調査報告 主要耐久消費財速報 (要約) ”, (July 1997).
- [65] 宮本伸一, 片山正昭, 森永規彦 : “ インパルス性無線雑音下におけるトレリス符号化変調方式の受信特性と最適受信 ”, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J75-B-II, No.10, pp.671-681 (Oct. 1992).
- [66] 宮本伸一, 片山正昭, 森永規彦 : “ インパルス性無線雑音下におけるトレリス符号化変調方式に関する研究 ”, 電子情報通信学会技術研究報告, RCS90-5, pp.7-12 (July 1990).
- [67] S. Miyamoto, M. Katayama and N. Morinaga : “ Performance Analysis of QAM Systems Under Class A Impulsive Noise Environment ”, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol.EMC-37, No.2, pp.260-267 (May 1995).
- [68] S. Miyamoto, M. Katayama and N. Morinaga : “ Performance Analysis of QAM Systems under Class-A Impulsive Noise Environment ”, Abstracts of 24th General Assembly of the International Union of Radio Science (URSI), pp.575 (Aug. 1993).
- [69] 宮本伸一, 片山正昭, 森永規彦 : “ クラス A インパルス性雑音環境下における QAM 方式の受信特性 ”, 電子情報通信学会技術研究報告, RCS92-114, pp.91-96 (Jan. 1993).
- [70] 草尾 寛, 森永規彦, 滑川敏彦 : “ インパルス性無線雑音に対する同期型最適受信機 ”, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J68-B, No.6, pp.684-691 (June 1985).
- [71] 森永規彦, 宮垣嘉也, 滑川敏彦 : “ 最適受信機 [I] ~ [V] ”, 電子情報通信学会誌, Vol.J67, No.5~9 (May~Sept. 1984).
- [72] 山内健次, 菅野邦孝, 前田宗雄, 森永規彦, 滑川敏彦 : “ インパルス性無線雑音に対する最適受信機の実験的考察 (1) ”, 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ85-22, (June 1985).

- [73] 山内健次, 須藤直樹, 鳥越誠致, 前田宗雄, 森永規彦, 滑川敏彦: “インパルス性無線雑音に対する最適受信機の実験的考察(2)”, 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ85-104, (Jan. 1986).
- [74] 須藤直樹, 山内健次, 前田宗雄, 森永規彦, 滑川敏彦: “インパルス性無線雑音に対する最適受信機の実験的考察(3)”, 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ86-22, (June 1986).
- [75] A.Sethapanee, 小林浩治, 須藤直樹, 山内健次, 前田宗雄, 森永規彦, 滑川敏彦: “インパルス性無線雑音に対する最適受信機の実験的考察(4)”, 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ86-96, (Mar. 1987).
- [76] 宮本伸一, 片山正昭, 森永規彦: “インパルス性無線雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用した受信機設計”, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J77-B-II, No.2, pp.63-73 (Feb. 1994).
- [77] S. Miyamoto, M. Katayama and N. Morinaga: “A Design of BPSK Receiver Using the Dependence between Quadrature Components of Class-A Impulsive Noise”, Proceeding of 1994 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC94), pp.513-516 (May 1994).
- [78] S. Miyamoto, M. Katayama and N. Morinaga: “Receiver Design Using the Dependence between Quadrature Components of Impulsive Radio Noise”, Proceedings of 1995 IEEE International Conference on Communications (ICC'95), pp.1784-1789 (June 1995).
- [79] S. Miyamoto and N. Morinaga: “Receiver Design Using the Dependence between Quadrature Components of Impulsive Radio Noise”, Proceeding of the 2nd Quebec-Kansai International Workshop on Wireless Personal Communications, pp.24 (Nov. 1995).
- [80] 宮本伸一, 片山正昭, 森永規彦: “インパルス性雑音の直交成分の非独立性を用いた受信機構成に関する一検討”, 電子情報通信学会 1993 年春季全国大会 B-449 (Mar. 1993).
- [81] D. Middleton: “Procedure for Determining the Parameters of the First-Order Canonical Models of Class A and Class B Electromagnetic Interference [10]”, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol.EMC-21, No.3, pp.190-208 (Aug. 1979).



- [82] S. M. Zabin and H. V. Poor : " Parameter Estimation for Middleton Class A Interference Processes ", IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-37, No.10, pp.1042-1051 (Oct. 1989).
- [83] S. M. Zabin and H. V. Poor : " Recursive Algorithms for Identification of impulsive Noise Channels ", IEEE Trans. on Information Theory, Vol.IT-36, No.3, pp.559-578 (May 1990).
- [84] 浅野雅史, 北尾英樹, 樋口弘志, 山内健次, 高橋伸夫, 前田宗雄, 森永規彦 : " 標準形に近いクラス A インパルス性雑音のパラメータ推定に関する考察 " 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ90-14 (1990).
- [85] 浅野雅史, 北尾英樹, 山内健次, 樋口弘志, 高橋伸夫, 前田宗雄 : " クラス A インパルス性雑音に対する最適受信機の設定パラメータの影響 ", 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ90-90 (1990).
- [86] J. C. Vanelli and N. M. Shehadeh : " Signal Parameter Optimization for the Impulsive Noise Channel ", IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-28, No.3, pp.379-385 (Mar. 1980).
- [87] 横山光雄 : " スペクトル拡散通信システム ", 科学技術出版社 (May 1988).
- [88] R. C. Dixon : " Spread Spectrum Techniques ", IEEE Press (1976).
- [89] W. C. Y. Lee : " Overview of Cellular CDMA ", IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol.VT-40, No.2, pp.291-302 (May 1991).
- [90] B. Aazhang and H. V. Poor : " Performance of DS/SSMA Communications in Impulsive Channels - Part I : Linear Correlation Receivers ", IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-35, No.11, pp.1179-1187 (Nov. 1987).
- [91] B. Aazhang and H. V. Poor : " Performance of DS/SSMA Communications in Impulsive Channels - Part II : Hard-Limiting Correlation Receivers ", IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-36, No.1, pp.88-97 (Jan. 1988).
- [92] B. Aazhang and H. V. Poor : " An Analysis of Nonlinear Direct-Sequence Correlators ", IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-37, No.7, pp.723-731 (July 1989).
- [93] P. K. Enge and D. V. Sarwate : " Spread-Spectrum Multi-Access Performance of Orthogonal Codes : Impulsive Noise ", IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-36, No.1, pp.98-106 (Jan. 1988).

- [94] S. Hanaoka, S. Miyamoto and N. Morinaga : “ Performance of CDMA System under Class-A Impulsive Noise Environment ”, Proceedings of 2nd Asia-Pacific Conference on Communications (APCC'95), pp.331-335 (June 1995).
- [95] S. Unawong, S. Miyamoto and N. Morinaga : “ Receiver Design of CDMA System for Impulsive Radio Noise Environment ”, Proceedings of 1997 International Symposium on Electromagnetic Compatibility Beijing (EMC'97 Beijing), pp.316-319 (May 1997).
- [96] 花岡誠之, 宮本伸一, 森永規彦 : “ インパルス性雑音環境下における CDMA 方式の受信機設計 ”, 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ94-30, pp.33-40 (Sept. 1994).
- [97] 花岡誠之, 宮本伸一, 森永規彦 : “ インパルス性無線雑音環境下における DS/CDMA 方式の受信特性 ”, 電子情報通信学会 1994 年春季全国大会 B-502 (Mar. 1994).
- [98] G. Ungerboeck : “ Channel Coding with Multilevel/Phase Signals ”, IEEE Trans. on Information Theory, Vol.IT-28, No.1, pp.55-67 (Jan. 1982).
- [99] G. Ungerboeck : “ Trellis Coded Modulation with Redundant Signal Sets, Part I ”, IEEE Communications Magazine, Vol.25, No.2, pp.5-11 (Feb. 1987).
- [100] G. Ungerboeck : “ Trellis Coded Modulation with Redundant Signal Sets, Part II ”, IEEE Communications Magazine, Vol.25, No.2, pp.12-21 (Feb. 1987).
- [101] E. Biglieri and M. Luice ed. : “ Coded Modulation and Bandwidth-Efficient Transmission ”, Elsevier Science Publishers (1991).
- [102] E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. McLane and M. K. Simon : “ Introduction to Trellis-Coded Modulation With Applications ”, Macmillan (1991).
- [103] S. Miyamoto, M. Katayama and N. Morinaga : “ Optimum Detection and Design of TCM Signals under Impulsive Noise Environment ”, Proceeding of 1992 IEEE International Conference on System Engineering, pp.473-478 (Sept. 1992).
- [104] S. Miyamoto, M. Katayama and N. Morinaga : “ Design of TCM Signals for Class-A Impulsive Noise Environment ”, Proceeding of 1995 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Zurich'95), pp.143-148 (Mar. 1995).
- [105] S. Miyamoto, M. Katayama and N. Morinaga : “ Design of TCM Signals for Class-A Impulsive Noise Environment ”, IEICE Trans. on Communications, Vol.E78-B, No.2, pp.253-259 (Feb. 1995).

- [106] 宮本伸一, 片山正昭, 森永規彦: “インパルス性雑音環境下における TCM 方式の信号設計法に関する一検討”, 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ94-31, pp.41-48 (Sept. 1994).
- [107] 宮本伸一, 片山正昭, 森永規彦: “インパルス性無線雑音環境下における TCM 方式の信号設計”, 電子情報通信学会 1994 年春季全国大会 B-503 (Mar. 1994).
- [108] CISPR Publication 22 2nd edition: “Limits and Methods of Measurement of Radio Disturbance Characteristics of Information Technology Equipment” (Dec. 1992).
- [109] 山中幸雄, 篠塚 隆: “電子レンジ妨害波の統計パラメータの測定”, 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ94-29, pp.25-32 (Sept. 1994).
- [110] 鬼頭達男, 鳥居秀行: “デジタルコードレス電話の動向”, 電子情報通信学会論文誌, Vol.77, No.6, pp.636-642 (June 1994).
- [111] 森 政治: “ISM バンドにおけるスペクトラム拡散通信”, 第 5 回情報伝送と信号処理ワークショップ, pp.35-42 (Nov. 1992).
- [112] 斉藤忠夫, 立川敬二: “移動通信ハンドブック”, オーム社 (Nov. 1995).
- [113] 宮本伸一, 山中幸雄, 篠塚 隆, 森永規彦: “電子レンジ妨害波存在下での PHS の誤り率特性に関する検討”, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J79-B-II, No.2, pp.140-145 (Feb. 1996).
- [114] 宮本伸一, 山中幸雄, 篠塚 隆, 森永規彦: “電子レンジ妨害波存在下でのデジタル無線通信システムの誤り率特性に関する検討”, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J79-B-II, No.11, pp.835-844 (Nov. 1996).
- [115] Y. Yamanaka, S. Miyamoto, T. Shinozuka and N. Morinaga: “Characteristics of Electromagnetic Disturbance from Microwave Ovens and Interference with Digital Radio Communications Systems”, Proceedings of 1995 International Symposium on Communications (ISCOM'95), pp.769-776 (Dec. 1995).
- [116] S. Miyamoto, Y. Yamanaka, T. Shinozuka and N. Morinaga: “Effect of Microwave Oven Interferences to the Performance of Personal Handy-phone System”, Proceedings of 1996 IEEE International Conference on Communications (ICC'96), pp.1457-1461 (June 1996).

- [117] S. Miyamoto, Y. Yamanaka, T. Shinozuka and N. Morinaga : “ Effect of Microwave Oven Interferences to the Performance of Personal Handy-phone System ”, Abstracts of 25th General Assembly of the International Union of Radio Science (URSI), pp.618 (Aug. 1996).
- [118] S. Miyamoto and N. Morinaga : “ Performance of Radio Communication Systems under Microwave Oven Interference Environment ”, Proceedings of 1997 International Symposium on Electromagnetic Compatibility Beijing (EMC'97 Beijing), pp.308-311 (May 1997).
- [119] S. Miyamoto and N. Morinaga : “ Effect of Microwave Oven Interference on the Performance of Digital Radio Communications Systems ”, Proceedings of 1997 IEEE International Conference on Communications (ICC'97), pp.51-55 (June 1997).
- [120] Y. Yamanaka, S. Miyamoto, T. Shinozuka and N. Morinaga : “ Characteristics of Electromagnetic Disturbance from Microwave Ovens and Interference with Digital Radio Communications Systems ”, Journal of Communications Research Laboratory, Vol.42, No.3, pp.211-223 (Nov. 1995).
- [121] 篠塚 隆, 山中幸雄, 宮本伸一, 森永規彦 : “ 1GHz 以上の周波数帯の妨害波とデジタル無線通信システムへの影響 ”, 環境電磁工学情報 EMC, Vo.8, No.92, pp.50-60 (Dec. 1995).
- [122] 宮本伸一, 山中幸雄, 篠塚 隆, 森永規彦 : “ 電子レンジ妨害波存在下でのデジタル無線通信システムの受信特性に関する一検討 ”, 電子情報通信学会技術研究報告, RCS94-131, pp.41-46 (Feb. 1995).
- [123] 宮本伸一, 山中幸雄, 篠塚 隆, 森永規彦 : “ 電子レンジ妨害波存在下での PHS の誤り率特性に関する一検討 ”, 電子情報通信学会 1995 年総合大会 B-350 (Mar. 1995).
- [124] 宮本伸一, 山中幸雄, 篠塚 隆, 森永規彦 : “ 電子レンジ妨害波存在下での無線通信システムの受信特性に関する一検討 ”, 電子情報通信学会 1996 年総合大会 SB-4-5 (Mar. 1996).
- [125] Sakda Unawong, 宮本伸一, 山中幸雄, 篠塚 隆, 森永規彦 : “ 電子レンジ妨害波存在下での無線通信システムの誤り率特性に関する一検討 ”, 電子情報通信学会技術研究報告, RCS96-14, pp.15-22 (Aug. 1996).

- [126] H. Kanemoto, S. Miyamoto and N. Morinaga : "Modeling of Microwave Oven Interference Using Class-A Impulsive Noise and Optimum Reception ", IEICE Trans. on Communications, Vol.E80-B, No.5, pp.670-677 (May 1997).
- [127] 金本英樹, 宮本伸一, 森永規彦 : "電子レンジ妨害波のクラス A インパルス性雑音によるモデル化と最適受信に関する検討", 電子情報通信学会 1996 年総合大会 B-534 (Mar. 1996).
- [128] 金本英樹, 宮本伸一, 森永規彦 : "電子レンジ妨害波のクラス A インパルス性雑音によるモデル化と最適受信", 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ96-14, pp.15-22 (June 1996).
- [129] 金本英樹, 宮本伸一, 森永規彦 : "電子レンジ妨害波存在下における最適受信に関する一検討", 電子情報通信学会 1997 年総合大会 B-4-24 (Mar. 1997).
- [130] S. Oshita and K. Yamamoto : "Coding and Interleaving Technique for Improving the Burst Error Caused by the Impulsive Noise", Trans. of IEICE, Vol.E65, No.7, p.422 (July 1982).
- [131] 水垣健一, 宮本伸一, 森永規彦 : "電子レンジ妨害波存在下における誤り訂正符号を用いた無線通信システムの誤り率特性", 電子情報通信学会 1997 年総合大会 B-5-123 (Mar. 1997).
- [132] 田村進司, 花岡誠之, 宮本伸一, 森永規彦 : "周期性妨害波存在下での TDMA 方式のチャネル割当法に関する一検討", 電子情報通信学会 1995 年総合大会 B-546 (Mar. 1995).
- [133] Sakda Unawong, 宮本伸一, 森永規彦 : "電子レンジ妨害波存在下における D-S/CDMA 方式の誤り率特性に関する一検討", 電子情報通信学会技術研究報告, RCS96-155, pp.63-70 (Feb. 1997).
- [134] Sakda Unawong, 宮本伸一, 森永規彦 : "電子レンジ妨害波存在下における ISM 帯無線 LAN の受信特性に関する一検討", 電子情報通信学会 1997 年総合大会 B-5-281 (Mar. 1997).

# 本論文に関する原著論文

## A. 論文

- [A1] 宮本伸一, 片山正昭, 森永規彦: “インパルス性無線雑音下におけるトレリス符号化変調方式の受信特性と最適受信”, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J75-B-II, No.10, pp.671-681 (Oct. 1992).
- [A2] 宮本伸一, 片山正昭, 森永規彦: “インパルス性無線雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用した受信機設計”, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J77-B-II, No.2, pp.63-73 (Feb. 1994).
- [A3] S. Miyamoto, M. Katayama, N. Morinaga: “Design of TCM Signals for Class-A Impulsive Noise Environment”, IEICE Trans. on Communications, Vol.E78-B, No.2, pp.253-259 (Feb. 1995).
- [A4] S. Miyamoto, M. Katayama, N. Morinaga: “Performance Analysis of QAM Systems Under Class A Impulsive Noise Environment”, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol.EMC-37, No.2, pp.260-267 (May 1995).
- [A5] 宮本伸一, 山中幸雄, 篠塚 隆, 森永規彦: “電子レンジ妨害波存在下でのデジタル無線通信システムの誤り率特性に関する検討”, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J79-B-II, No.11, pp.835-844 (Nov. 1996).
- [A6] H. Kanemoto, S. Miyamoto, N.Morinaga: “Modeling of Microwave Oven Interference Using Class-A Impulsive Noise and Optimum Reception”, IEICE Trans. on Communications, Vol.E80-B, No.5, pp.670-677 (May 1997).

## B. 学会レター

- [B1] 宮本伸一, 山中幸雄, 篠塚 隆, 森永規彦: “電子レンジ妨害波存在下でのデジタル無線通信システムの誤り率特性に関する検討”, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J79-B-II, No.2, pp.140-145 (Feb. 1996).

## C. 国際会議

- [C1] S. Miyamoto, M. Katayama, N. Morinaga: “Optimum Detection and Design of TCM Signals under Impulsive Noise Environment”, Proceeding of 1992 IEEE International Conference on System Engineering, pp.473-478 (Sept. 1992).
- [C2] S. Miyamoto, M. Katayama, N. Morinaga: “Performance Analysis of QAM Systems under Class-A Impulsive Noise Environment”, Abstracts of 24th General Assembly of the International Union of Radio Science (URSI), pp.575 (Aug. 1993).
- [C3] S. Miyamoto, M. Katayama, N. Morinaga: “A Design of BPSK Receiver Using the Dependence between Quadrature Components of Class-A Impulsive Noise”, Proceeding of 1994 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC94), pp.513-516 (May 1994).
- [C4] S. Miyamoto, M. Katayama, N. Morinaga: “Design of TCM Signals for Class-A Impulsive Noise Environment”, Proceeding of 1995 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Zurich'95), pp.143-148 (Mar. 1995).
- [C5] S. Hanaoka, S. Miyamoto, N. Morinaga: “Performance of CDMA System under Class-A Impulsive Noise Environment”, Proceedings of 2nd Asia-Pacific Conference on Communications (APCC'95), pp.331-335 (June 1995).
- [C6] S. Miyamoto, M. Katayama, N. Morinaga: “Receiver Design Using the Dependence between Quadrature Components of Impulsive Radio Noise”, Proceedings of 1995 IEEE International Conference on Communications (ICC'95), pp.1784-1789 (June 1995).
- [C7] S. Miyamoto, N. Morinaga: “Receiver Design Using the Dependence between Quadrature Components of Impulsive Radio Noise”, Proceeding of the 2nd Quebec-Kansai International Workshop on Wireless Personal Communications, pp.24 (Nov. 1995).

- [C8] Y. Yamanaka, S. Miyamoto, T. Shinozuka, N. Morinaga : “ Characteristics of Electromagnetic Disturbance from Microwave Ovens and Interference with Digital Radio Communications Systems ”, Proceedings of 1995 International Symposium on Communications (ISCOM'95), pp.769-776 (Dec. 1995).
- [C9] S. Miyamoto, Y. Yamanaka, T. Shinozuka, N. Morinaga : “ Effect of Microwave Oven Interferences to the Performance of Personal Handy-phone System ”, Proceedings of 1996 IEEE International Conference on Communications (ICC'96), pp.1457-1461 (June 1996).
- [C10] S. Miyamoto, Y. Yamanaka, T. Shinozuka, N. Morinaga : “ Effect of Microwave Oven Interferences to the Performance of Personal Handy-phone System ”, Abstracts of 25th General Assembly of the International Union of Radio Science (URSI), pp.618 (Aug. 1996).
- [C11] S. Miyamoto, N. Morinaga : “ Performance of Radio Communication Systems under Microwave Oven Interference Environment ”, Proceedings of 1997 International Symposium on Electromagnetic Compatibility Beijing (EMC'97 Beijing), pp.308-311 (May 1997).
- [C12] S. Unawong, S. Miyamoto, N. Morinaga : “ Receiver Design of CDMA System for Impulsive Radio Noise Environment ”, Proceedings of 1997 International Symposium on Electromagnetic Compatibility Beijing (EMC'97 Beijing), pp.316-319 (May 1997).
- [C13] S. Miyamoto, N. Morinaga : “ Effect of Microwave Oven Interference on the Performance of Digital Radio Communications Systems ”, Proceedings of 1997 IEEE International Conference on Communications (ICC'97), pp.51-55 (June 1997).

## D. 紀要・解説

- [D1] Y. Yamanaka, S. Miyamoto, T. Shinozuka, N. Morinaga : “ Characteristics of Electromagnetic Disturbance from Microwave Ovens and Interference with Digital Radio Communications Systems ”, Journal of Communications Research Laboratory, Vol.42, No.3, pp.211-223 (Nov. 1995).
- [D2] 篠塚 隆, 山中幸雄, 宮本伸一, 森永規彦 : “ 1GHz 以上の周波数帯の妨害波とデジタル無線通信システムへの影響 ”, 環境電磁工学情報 EMC, Vo.8, No.92, pp.50-60 (Dec. 1995).



## E. 口頭発表

- [E1] 宮本伸一, 片山正昭, 森永規彦: “インパルス性無線雑音下におけるトレリス符号化変調方式に関する研究”, 電子情報通信学会技術研究報告, RCS90-5, pp.7-12 (July 1990).
- [E2] 宮本伸一, 片山正昭, 森永規彦: “クラス A インパルス性雑音環境下における QAM 方式の受信特性”, 電子情報通信学会技術研究報告, RCS92-114, pp.91-96 (Jan. 1993).
- [E3] 宮本伸一, 片山正昭, 森永規彦: “インパルス性雑音の直交成分の非独立性を用いた受信機構成に関する一検討”, 電子情報通信学会 1993 年春季全国大会 B-449 (Mar. 1993).
- [E4] 花岡誠之, 宮本伸一, 森永規彦: “インパルス性無線雑音環境下における DS/CDMA 方式の受信特性”, 電子情報通信学会 1994 年春季全国大会 B-502 (Mar. 1994).
- [E5] 宮本伸一, 片山正昭, 森永規彦: “インパルス性無線雑音環境下における TCM 方式の信号設計”, 電子情報通信学会 1994 年春季全国大会 B-503 (Mar. 1994).
- [E6] 花岡誠之, 宮本伸一, 森永規彦: “インパルス性雑音環境下における CDMA 方式の受信機設計”, 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ94-30, pp.33-40 (Sept. 1994).
- [E7] 宮本伸一, 片山正昭, 森永規彦: “インパルス性雑音環境下における TCM 方式の信号設計法に関する一検討”, 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ94-31, pp.41-48 (Sept. 1994).
- [E8] 宮本伸一, 山中幸雄, 篠塚 隆, 森永規彦: “電子レンジ妨害波存在下でのデジタル無線通信システムの受信特性に関する一検討”, 電子情報通信学会技術研究報告, RCS94-131, pp.41-46 (Feb. 1995).
- [E9] 宮本伸一, 山中幸雄, 篠塚 隆, 森永規彦: “電子レンジ妨害波存在下での PHS の誤り率特性に関する一検討”, 電子情報通信学会 1995 年総合大会 B-350 (Mar. 1995).
- [E10] 田村進司, 花岡誠之, 宮本伸一, 森永規彦: “周期性妨害波存在下での TDMA 方式のチャネル割当法に関する一検討”, 電子情報通信学会 1995 年総合大会 B-546 (Mar. 1995).
- [E11] 金本英樹, 宮本伸一, 森永規彦: “電子レンジ妨害波のクラス A インパルス性雑音によるモデル化と最適受信に関する検討”, 電子情報通信学会 1996 年総合大会 B-534 (Mar. 1996).

- [E12] 宮本伸一, 山中幸雄, 篠塚 隆, 森永規彦: “電子レンジ妨害波存在下での無線通信システムの受信特性に関する一検討”, 電子情報通信学会 1996 年総合大会 SB-4-5 (Mar. 1996).
- [E13] 金本英樹, 宮本伸一, 森永規彦: “電子レンジ妨害波のクラス A インパルス性雑音によるモデル化と最適受信”, 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ96-14, pp.15-22 (June 1996).
- [E14] Sakda Unawong, 宮本伸一, 山中幸雄, 篠塚 隆, 森永規彦: “電子レンジ妨害波存在下での無線通信システムの誤り率特性に関する一検討”, 電子情報通信学会技術研究報告, RCS96-14, pp.15-22 (Aug. 1996).
- [E15] Sakda Unawong, 宮本伸一, 森永規彦: “電子レンジ妨害波存在下における D-S/CDMA 方式の誤り率特性に関する一検討”, 電子情報通信学会技術研究報告, RCS96-155, pp.63-70 (Feb. 1997).
- [E16] Sakda Unawong, 宮本伸一, 森永規彦: “電子レンジ妨害波存在下における ISM 帯無線 LAN の受信特性に関する一検討”, 電子情報通信学会 1997 年総合大会 B-5-281 (Mar. 1997).
- [E17] 金本英樹, 宮本伸一, 森永規彦: “電子レンジ妨害波存在下における最適受信に関する一検討”, 電子情報通信学会 1997 年総合大会 B-4-24 (Mar. 1997).
- [E18] 水垣健一, 宮本伸一, 森永規彦: “電子レンジ妨害波存在下における誤り訂正符号を用いた無線通信システムの誤り率特性”, 電子情報通信学会 1997 年総合大会 B-5-123 (Mar. 1997).

