



Title	独立成分分析に基づく非同期信号空間分離のための統計的信号処理に関する研究
Author(s)	瀧川, 将弘
Citation	大阪大学, 2020, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.18910/81870
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

博士学位論文

独立成分分析に基づく
非同期信号空間分離のための
統計的信号処理に関する研究

瀧川 将弘

2020 年 7 月

大阪大学大学院工学研究科

内容梗概

本論文は、筆者が大阪大学 大学院工学研究科 電気電子情報工学専攻在学中に行った独立成分分析に基づく非同期信号空間分離のための統計的信号処理に関する研究成果をまとめたものであり、以下の6章で構成される。

第1章は序論であり、まず、IoT (Internet of Things) 通信において重要な通信規格である BLE (Bluetooth Low Energy) を用いたシステムに独立成分分析 (ICA: Independent Component Analysis) を適用した背景を説明し、BLE システムに ICA に基づく空間多重を行う際の課題を明らかにする。IoT 通信に使用される周波数帯域はライセンスバンドとアンライセンスバンドの2つに大別される。リソース管理されているライセンスバンドに比べて、アンライセンスバンドは無線局免許を必要とせず自由に使える、今後の IoT 通信にとって非常に重要な共有リソースであると考えられている。このような利便性から、今後リソース管理されていない無線通信システムが急増すると考えられる。このような状況に対して、本論文では通信規格としてアンライセンスバンドを使用している BLE に注目し、今後の周波数資源の枯渇に対応するための研究を行った。周波数利用効率を上げる手法の一つとして空間多重がある。携帯電話規格のようなライセンスバンドを使用する無線通信システムでは互いに直交なパイロット信号を用いて空間多重を実現している。しかしながら、BLE は元来、空間多重を想定していないため、パケット内に他ユーザと空間多重を行えるような互いに直交なパイロット信号は含まれていない。そこで、本論文では直交パイロット信号なしでも空間多重を実現できる ICA を適用することを考えた。ICA による空間多重は帯域幅を変えずに同時接続数を増やすことができ、仕様の大幅な変更を加えることを望まない規格で同時接続数を増やす手法として最適である。第1章では BLE システムに ICA に基づく空間多重を行う際の問題について述べることで本研究の位置づけを明確化する。

第2章ではまず、BLE システムにおいて ICA に基づく空間多重をするための統計的信号処理に関する導入を行い、問題点を明確化する。ICA では受信信号を分離行列で線形変換し、その ICA 出力の要素間の独立性が最大になるような分離行列を逐次的に決定していくことで信号分離を行うことができるが、BLE システムに対して ICA を適用するにあたって2つの解決すべき課題がある。まず1つ目の課題は、端末・受信機間の時間・周波数同期誤差である。小型かつ安価であることが求められる BLE 端末に使用される部品の精度が劣るため、端末と受信機の間に時間・周波数同期誤差が生ずる。2つ目の課題は、ICA 出力の雑音相関である。これは本来無相関であった雑音を分離行列で線形変換することによって相関性が生ずる。この2つの課題を解決するために必要な手法を第3, 4, 5章で提案する。

第3章では、時間・周波数同期誤差補償法を提案する。ICAでは分離行列を求めるために受信信号全体を使う必要はない。時間同期誤差がある場合に、受信信号全体を使うとリンク落ちした部分をICAの計算に使うことになるので、送信信号が重複しているところのみを使ってICAの計算を行うことによって、分離精度の低下を防ぐ。また、端末と受信機の間には周波数同期誤差があると、ICA出力には周波数オフセットの影響が残留する。通常、BLEで使用されているGFSK (Gaussian filtered Frequency Shift Keying) 変調は位相変調であるので、信号検出手法として、遅延検波が適用可能である。遅延検波は周波数オフセットにある程度耐性はあるのだが、検出精度自体はそれほど良くない。本論文では、遅延検波に基づくMAP (Maximum A-Posteriori) 検出法を提案する。最後に計算機シミュレーションによって提案する同期誤差補償法の有効性を示す。

第4章では、第3章では対応しきれなかったBLEの最大許容周波数オフセットに対応するため、繰り返し周波数オフセット推定法を提案する。BLEパケットにはパイロット信号は含まれていないが、プリアンブルが含まれているため、周波数オフセットの推定に既知信号であるプリアンブルを用いることができる。周波数オフセットの推定法としてプリアンブルとICA出力の相関が最大になるように調整する手法があるが、BLEの規格にあるプリアンブルの長さでは十分な推定ができない。本論文ではBLEの仕様を変更しないことを前提としているので、プリアンブルの長さを変更することはできない。そこで、一度推定した信号をプリアンブルと一緒に繰り返し推定に使用することで、参照信号の長さを確保する。最後に計算機シミュレーションによって提案する繰り返し推定法の有効性を示す。

第5章では、ICA出力の雑音相関を白色化し、信号成分の干渉として捉えることによる逐次干渉除去法を提案する。ICA出力には雑音相関が含まれる。この雑音相関を信号成分の干渉として捉えるために、ICA出力の雑音成分を白色化する。白色化は雑音共分散行列の逆行列のコレスキー分解で得られた上三角行列をICA出力に乗積することで実現可能である。このとき、信号成分に上三角行列が乗積された形となるので、干渉のない信号成分から順番に逐次干渉除去を行うことができる。最後に計算機シミュレーションによって提案する雑音相関抑圧手法の有効性を示す。

第6章は、本論文の結論であり、本研究で得られた結果の総括を行う。

謝辞

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

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

ならびに，本研究を遂行し研究成果をまとめるにあたり懇意なる御教示，御助言を頂いた同志社大学理工学部准教授 衣斐信介博士に深く感謝の意を表する．

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

筆者の大学院在学中，折に触れ有益な御助言と御支援を賜った，大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻助教 高橋拓海博士，三瓶研究室の卒業生の皆様，ならびに在学生の皆様に心より御礼申し上げます．

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

目次

内容梗概	i
謝辞	iii
記号	xiii
略語	xvii
第1章 序論	1
第2章 ICA に基づく BLE 信号空間分離	7
2.1 緒言	7
2.2 パケット構成	7
2.2.1 BLE4.x	8
2.2.2 BLE5.x	9
2.3 システムモデル	11
2.4 MIMO 通信路における GFSK 変調	12
2.4.1 時間・周波数同期誤差を伴った GFSK 変調	12
2.4.2 通信路モデル	14
2.5 信号分離	15
2.5.1 直交パイロット信号を用いた通信路推定	15
2.5.2 ICA を用いた信号分離	16
2.6 BLE システムに ICA を適用した際の課題	18
2.7 結言	19
第3章 時間・周波数同期誤差補償法	21
3.1 緒言	21
3.2 時間同期誤差があるときの ICA の適用法	21
3.3 周波数オフセットへのアプローチ	23
3.3.1 位相補償を伴った同期検波	23
3.3.2 遅延検波に基づく MAP 検出	24
3.4 計算機シミュレーション	27

3.4.1	ICA の分離精度	28
3.4.2	PER 特性の評価	29
3.5	結言	31
第 4 章	繰り返し周波数オフセット推定法	33
4.1	緒言	33
4.2	繰り返し推定法の概要	33
4.3	通信路不確定性と周波数オフセットの最尤推定	34
4.4	GFSK 復調器	36
4.5	FEC 復号器	37
4.6	計算機シミュレーション	38
4.6.1	$S = 2$ coding を用いた場合	39
4.6.2	$S = 8$ coding を用いた場合	41
4.6.3	計算量の評価	44
4.7	結言	44
第 5 章	逐次干渉除去法	47
5.1	緒言	47
5.2	コレスキー分解による雑音相関の白色化	47
5.3	信号成分の干渉除去法	48
5.4	計算機シミュレーション	49
5.5	結言	51
第 6 章	結論	53
付 録		55
A	FastICA	55
B	JADE	57
B.1	4 次キウムラント	57
B.2	JADE におけるユニタリ行列の決定	57
B.3	JADE アルゴリズム	58
C	Log-MAP アルゴリズム	59
参考文献		63
本論文に関する原著論文		69
A	学術雑誌掲載論文	69
B	国際会議報告	69
C	研究会発表	69
D	大会発表	70

E 受賞	70
----------------	----

目 次

1.1	IoT 通信で利用される無線アクセスネットワークの種類	2
1.2	システム構成の例	4
1.3	本論文の構成	5
2.1	BLE4.x のパケットフォーマット	8
2.2	BLE5.x のパケットフォーマット	8
2.3	各 FEC block におけるビット処理の流れ	9
2.4	空間多重のための BLE4.x 送受信機のシステムモデル	11
2.5	空間多重のための BLE5.x 送受信機のシステムモデル	11
2.6	受信アンテナ n における RF 復調器構成	13
2.7	ICA の動作原理	16
3.1	受信アンテナ n における ICA への入力	22
3.2	GFSK のフィルタ構造 ($L = 3$).	24
3.3	時間同期誤差の上限 Δt_{up} に対する E_1 の平均値 ($E_s/N_0 = 15[\text{dB}]$)	29
3.4	ICA の計算範囲にプリアンブルを含めた場合と含めない場合の E_1 の平均値	30
3.5	CFO に対する PER 特性 ($E_s/N_0 = 12 [\text{dB}]$)	30
3.6	時間同期誤差の上限 Δt_{up} に対する PER 特性 ($E_s/N_0 = 10 [\text{dB}]$)	30
4.1	GFSK 復調器と復号器を伴った繰り返し周波数オフセット推定器のブロック図	34
4.2	FEC 符号化器とパターンマッパーのフィルタ構造	37
4.3	$S = 2, G = 2, K_1 = 80$ のときの繰り返し周波数オフセット推定への K_2 の影響	39
4.4	$S = 2, G = 3, K_1 = 80, K_2 = 376$ のときの繰り返し周波数オフセット推定への K_3 の影響	39
4.5	FEC block 2 に $S = 2$ coding を適用した場合の PDU の BER 特性 ($K_1 = 80, K_2 = 376, K_3 = 600$)	40
4.6	$S = 8, G = 2, K_1 = 80$ のときの繰り返し周波数オフセット推定への K_2 の影響	41
4.7	FEC block 2 に $S = 8$ coding を適用した場合の PDU の BER 特性 ($K_1 = 80, K_2 = 8786$)	42

4.8	ICA の信号分離への ΔF_{\max} の影響 ($S = 2$ coding のときは $E_s/N_0 = 9[\text{dB}]$, $S = 8$ coding のときは $E_s/N_0 = 6[\text{dB}]$)	43
5.1	提案手法のフローチャート	49
5.2	w に対する PER 特性 ($E_s/N_0 = 10 [\text{dB}]$)	50
5.3	端末間に時間・周波数同期誤差がない場合の PER 特性	50
C.1	バイナリシステムのトレリス構造の例	59

表 目 次

2.1	CIの定義	10
2.2	パターンマッパーの入出力関係	11
3.1	シミュレーション諸元	28
4.1	シミュレーション諸元	38
5.1	シミュレーション諸元	50

記号

$a_m[k]$	ペリフェラル m の時間インデックス k における双極性ビット
B	分離行列
B_G	ガウスフィルタの帯域幅
b_m^{AA}	ペリフェラル m におけるアクセスアドレス
b_m^{CI}	ペリフェラル m における CI
b_m^{CRC}	ペリフェラル m における CRC のパリティビット
b_m^{F1}	ペリフェラル m における FEC block 1
b_m^{F2}	ペリフェラル m における FEC block 2
b_m^{PR}	ペリフェラル m におけるプリアンブル
b^{TM}	終端ビット
c_m	ペリフェラル m における GFSK 変調器への入力ビット
c_m^{F1}	ペリフェラル m における FEC block 1 の符号語ビット
c_m^{F2}	ペリフェラル m における FEC block 2 の符号語ビット
d_m	ペリフェラル m における PDU
e	ネピア数
E_1	ICA の分離精度
E_s	シンボルエネルギー
f_c	中心周波数
Δf_m	ペリフェラル m の周波数オフセット
F_R	ライスファクタ
G	繰り返し周波数オフセット推定法の繰り返し回数
$g(\cdot)$	ベースバンド信号を構成するパルス波形
H	通信路行列
\hat{H}	通信路行列の推定値
H_{dir}	すべての要素が 1 の行列
H_{rand}	各要素が平均 0, 分散 1 の複素ガウス分布に従う行列
h_{nm}	受信アンテナ n と送信アンテナ m の間のフェージング係数
I_a	サイズ $a \times a$ の単位行列
j	虚数単位 $\sqrt{-1}$
K	送信シンボルブロックの長さ
K_g	周波数オフセット推定にもちいる参照信号の長さ
K_p	パイロット信号の長さ

k	送信シンボルの時間インデックス
L	GFSK 変調におけるメモリサイズ
M	MIMO 伝送の受信アンテナ本数
m	MIMO 伝送の受信アンテナインデックス
N	MIMO 伝送の送信アンテナ数
n	MIMO 伝送の送信アンテナインデックス
N_0	雑音スペクトル密度
$p_m[k]$	ペリフェラル m の時間インデックス k におけるプリアンブルから参照信号として生成されるベースバンド信号
P	拡散ファクタ
\mathbf{P}	順列行列
P_{dir}	直接波の電力
P_{rand}	非直接波の電力
$Q(\cdot)$	Q 関数
$\mathbf{r}(t)$	RF 受信信号ベクトル
$\mathbf{s}(t)$	RF 送信信号ベクトル
t	連続時間
U	PDU の長さ
\mathbf{W}	白色化行列
\mathbf{X}'	周波数オフセットを含んだ送信信号の行列表現
\mathbf{X}'_{p}	行列 \mathbf{X}' のパイロット部
\mathbf{X}'_{d}	行列 \mathbf{X}' のデータ部
$\mathbf{x}[k]$	時間インデックス k における送信信号ベクトル
$\mathbf{x}'[k]$	周波数オフセットを含んだ送信信号ベクトル
$\hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}}$	ペリフェラル m における周波数オフセット推定のための参照信号
\mathbf{Y}	受信信号の行列表現
\mathbf{Y}_{p}	行列 \mathbf{Y} のパイロット部
\mathbf{Y}_{d}	行列 \mathbf{Y} のデータ部
$\mathbf{y}[k]$	時間インデックス k における受信信号ベクトル
\mathbf{Z}	雑音の行列表現
\mathbf{Z}_{p}	行列 \mathbf{Z} のパイロット部
\mathbf{Z}_{d}	行列 \mathbf{Z} のデータ部
$\mathbf{z}[k]$	時間インデックス k における雑音ベクトル
$\alpha_m[k]$	ペリフェラル m の時間インデックス k における GFSK 復調器で計算される事後 LLR
β_m^{F1}	ペリフェラル m における FEC block 1 の符号後ビット事後 LLR ベクトル

β_m^{F2}	ペリフェラル m における FEC block 2 の符号後ビット事後 LLR ベクトル
γ_m^{F1}	ペリフェラル m における FEC block 1 の情報語ビットの事後 LLR ベクトル
γ_m^{F2}	ペリフェラル m における FEC block 2 の情報語ビットの事後 LLR ベクトル
$\gamma[k]$	時間インデックス k における ICA 出力に行列 Λ を乗積した信号
Δ	δ_n を対角成分にもつ行列
δ_n	Σ_y の固有値
$\zeta[k]$	時間インデックス k における ICA 出力の雑音ベクトル
$\tilde{\zeta}[k]$	時間インデックス k における $\gamma[k]$ の雑音成分
$\zeta'[k]$	時間インデックス k における順序推定前の ICA 出力雑音成分
$\zeta''[k]$	時間インデックス k における $\rho[k]$ の雑音成分
η	GFSK 変調の変調指数
κ_m	ペリフェラル m におけるベースバンド信号の利得
Λ	雑音白色フィルタ
$\nu_m[k]$	ペリフェラル m の時間インデックス k における周波数オフセットによる位相回転
ν_m	ペリフェラル m における周波数オフセットによる位相回転のベクトル
Ξ	ξ_m を対角成分にもつ対角行列
ξ_m	ペリフェラル m に対応する ICA 出力に含まれる通信路不確定性
$\hat{\xi}_m$	ξ_m の推定値
$\rho[k]$	時間インデックス k における遅延検波出力
$\rho^{\Re}[k]$	$\rho[k]$ の実部
$\rho^{\Im}[k]$	$\rho[k]$ の虚部
$\Sigma_{x'}$	ベクトル $x'[k]$ の共分散行列
Σ_y	ベクトル $y[k]$ の共分散行列
Σ_{ζ}	ベクトル $\zeta[k]$ の共分散行列
σ_m^2	Σ_{ζ} の対角成分
Υ	v_m を各列にもつ行列
v_m	Σ_y の固有ベクトル
$\phi_m(t)$	ペリフェラル m の時間 t における情報伝達変数
$\Delta\phi_m$	ペリフェラル m における位相オフセット
$\chi[k]$	時間インデックス k における ICA 出力
χ_m	\hat{x}_m^{ref} に対応する ICA 出力
Ψ	ICA で決定されるユニタリ行列
ω_c	中心角周波数

$\Delta\omega_m$	ペリフェラル m における角周波数オフセット
Ω_m	ペリフェラル m における正規化角周波数オフセット
$\hat{\Omega}_m$	Ω_m の推定値

数式の表記法

本論文では、ベクトルは太字の小文字記号で、行列は太字の大文字記号で表現される。また、ベクトル及び行列の要素番号（インデックス）は基本的に 0 から開始するものとする。 \mathbf{A}^* 、 \mathbf{A}^T と \mathbf{A}^H はそれぞれ行列 \mathbf{A} の共役行列、転置行列、共役転置 (エルミート転置) 行列を意味する。 $\text{diag}[\mathbf{a}]$ はベクトル \mathbf{a} を対角要素に持つ対角行列を表す。 $\text{tr}[\mathbf{A}]$ は正方行列 \mathbf{A} の対角和（トレース）を表す。 $\mathbf{A} \circ \mathbf{A}'$ は同じサイズの行列 \mathbf{A} と \mathbf{A}' の要素毎の積（アダマール積）を表し、 $\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$ は行列 \mathbf{A} と \mathbf{B} のクロネッカー積を表す。 $\mathbf{O}_{a \times b}$ 及び $\mathbf{1}_{a \times b}$ はそれぞれサイズ $a \times b$ の零行列とサイズ $a \times b$ のすべての要素が 1 である行列を表す。 $\Pr[a|b]$ と $p(a|b)$ は確率変数 b で条件付けられた確率変数 a の確率質量関数（PMF: Probability Mass Function）と確率密度関数（PDF: Probability Density Function）をそれぞれ表す。

略語

3GPP	Third Generation Partnership Project	
4G	Fourth Generation	第4世代
5G	Fifth Generation	第5世代
6G	Sixth Generation	第6世代
AA	Access Address	アクセスアドレス
ADC	Analog-to-Digital Converter	アナログ-デジタル変換器
AGC	Automatic Gain Control	自動利得制御
AIC	Akaike's Information Criterion	赤池情報量規準
AP	Access Point	アクセスポイント
AWGN	Additive White Gaussian Noise	加法性白色ガウス雑音
BCJR	Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv	
BER	Bit Error Rate	ビット誤り率
BLE	Bluetooth Low Energy	
BPF	Band Pass Filter	帯域通過フィルタ
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function	累積分布補関数
CFO	Carrier Frequency Offset	周波数オフセット
CI	Coding Indicator	
CRC	Cyclic Redundancy Check	巡回冗長検査
CRLB	Cramer-Rao Lower Bound	クラメル＝ラオの下界
CSI	Channel State Information	伝搬路情報
FEC	Forward Error Correction	前方誤り訂正
FFT	Fast Fourier Transform	高速フーリエ変換
FH	Frequency Hopping	周波数ホッピング
FIR	Finite Impulse Response	有限インパルス応答
GFSK	Gaussian filtered Frequency Shift Keying	
GMSK	Gaussian filtered Minimum Shift Keying	
ICA	Independent Component Analysis	独立成分分析
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	

IIR	Infinite Impulse Response	無限インパルス応答
ISI	Inter-Symbol Interference	符号間干渉
IoT	Internet of Things	モノのインターネット
JADE	Joint Approximate Diagonalization Eigenvalue	
LLR	Log Likelihood Ratio	対数尤度比
LoRa	Long Range	
LOS	Line of Sight	見通し内
LPF	Low Pass Filter	低域通過フィルタ
LS	Least Square	最小二乗
LSB	Least Significant Bit	最下位ビット
LTE	Long Term Evolution	
LTE-M	Long Term Evolution for Machine-type-communication	
MAI	Multiple Access Interference	多重アクセス干渉
MAP	Maximum <i>A-Posteriori</i>	事後確率最大
MDL	Minimum Description Length	最小記述長
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	
MLE	Maximum Likelihood Estimation	最尤推定
MSE	Mean Square Error	平均二乗誤差
NB-IoT	Narrow Bnad-IoT	
NSC	Non-Systematic Convolutional	非組織畳み込み
PAN	Personal Area Network	
PDU	Protocol Data Unit	プロトコルデータユニット
PER	Packet Error Rate	パケット誤り率
PDF	Probability Density Function	確率密度関数
PMF	Probability Mass Function	確率質量関数
RF	Radio Frequency	無線周波数
SDMA	Spatial Division Multiple Access	空間分割多重接続
SNR	Signal to Noise Power Ratio	信号電力対雑音電力比
TDMA	Time Division Multiple Access	時分割多重接続
Wi-SUN	Wireless Smart Utility Network	
ZF	Zero Forcing	

第1章

序論

現在、大容量の通信トラフィックをより高速に無線伝送することを目的として LTE (Long Term Evolution) や第 5 世代・第 6 世代携帯電話システム (5G・6G) に代表される様々な研究が行われている [1–3]. 特に 5G の主要ターゲットはもはやスマートフォンの高度化ではなく, IoT (Internet of Things) を積極的に活用した我々の社会環境のデジタル化にあると言われている [4–6]. IoT とはインターネットに接続される対象をコンピュータやスマートフォンだけではなく, 世の中にあるあらゆるモノを接続することで全てのモノをネットワーク内で管理すると共に, 実空間と仮想空間の融合に基づく新たな社会環境を構築するための技術基盤であり, さまざまな業界で研究が行われている [7–9]. またこのような動きは, 昨今, オフィス空間のあらゆるモノをデジタル化してサイバー空間内に保管し, さらにネットワークを通じた遠隔地からそれらにアクセスしたり, あるいはそれらを用いてリモートでの会議を行うといったデジタル化の流れが加速している.

そのようなデジタル化において利用される無線規格としては, 大別して, ライセンスバンドを利用する規格である LTE-M (Long Term Evolution for Machine-type-communication) や NB-IoT (Narrow Band-IoT) [10, 11] などと, アンライセンスバンドを利用する規格である Bluetooth や Wi-Fi などの 2 種類があり, ライセンスバンドを用いる規格の詳細は 3GPP (Third Generation Partnership Project) が, アンライセンスバンドを用いる規格の詳細は IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) が策定している. その概要をそれらを通信可能距離を指標として図 1.1 に示す. 日本におけるアンライセンスバンドとしては, 2.4GHz 帯, サブギガ帯 (920MHz 帯) 及び 5GHz 帯 があり, 2.4GHz 帯を用いる通信規格には主にクラシック Bluetooth, BLE (Bluetooth Low Energy), ZigBee, Wi-Fi, サブギガ帯を用いる通信規格には主に Wi-SUN (Wireless Smart Utility Network), LoRa (Long Range), Sigfox, 5GHz 帯を用いる通信規格には Wi-Fi がある [12–15]. BLE は省電力性に優れた規格であり, クラシック Bluetooth とは別に 2009 年に追加された. BLE とクラシック Bluetooth は共存可能であるが, 特に省電力性が求められる場合, BLE 単体でも実装することができる. ライセンスバンドを用いたシステムとアンライセンスバンドを用

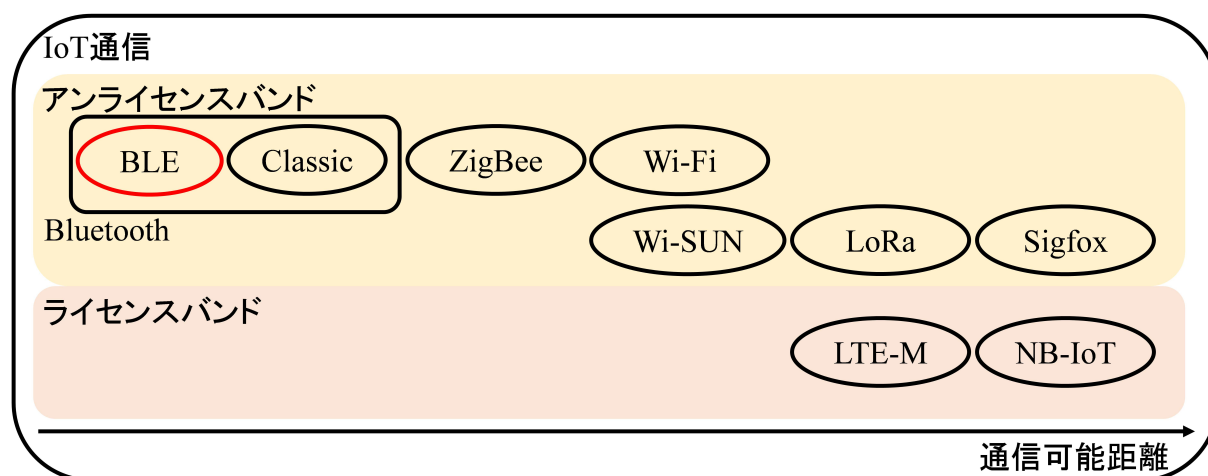


図 1.1: IoT 通信で利用される無線アクセスネットワークの種類

いたシステムの最も大きな違いは、アンライセンスバンドを用いたシステムの場合、規格の異なる複数の独立に運用されるシステムが一定のルールの下で同一スペクトルを共用する可能性があることであり、例えばオフィス空間内で Wi-Fi と BLE が同一周波数帯を共用するといった状況も考えられる [16–18]。周波数共用においては、キャリアセンスに基づく周波数ホッピング (FH: Frequency Hopping) に基づいた対策が必須となっており、その結果としてライセンスを得ることなく無線局の開設が可能となっている。またアンライセンスバンドを用いるシステムは、端末に対して AP (Access Point) (BLE ではセントラルと呼ばれる) があればシステムが構築できるので、ライセンスバンドを使うシステムと比較して低コストで実現できるという特徴がある。したがって、例えば室内環境において多数のセンサを配置したり、簡易な情報収集機能を持つデバイスを部屋内に低コストで多数配置したい場合には、アンライセンスバンドを利用するシステムでの構築が望ましい。特に小中規模のオフィスにおいては、Wi-Fi と BLE の併用で様々なオフィス内センシング機能や情報交換機能を導入することができるため、アンライセンスバンドを用いたシステムによるオフィス内ネットワークの実現は大きな注目を集めている [19–21]。

このように、アンライセンスバンドを利用するシステムの中で Wi-Fi に次いで注目を集めている BLE は、一般的に知られている Bluetooth の規格に対して、特に小容量の情報の伝送に限定することで通信時間を短縮し、さらに省エネルギー化を図った各種技術を導入することで低消費電力性を必要とするネットワーク構成に向けた通信規格である。実際、BLE は、センサ、リモートコントロールユニット、スマートウォッチなど、非常に省電力性が要求される製品に搭載されていると同時に、スマートフォンやウェアラブル端末にも搭載されているため、ネットワーク全体として非常に柔軟性の高い高機能通信ネット

ワークを実現できる可能性を有している [22–24].

BLE を利用した屋内 IoT 通信システムの典型的な形態としては、BLE を搭載した多数のデバイス (ペリフェラルと呼ばれる) が同一空間内に配置され、各ペリフェラルは空間内に設置されたセントラルへの情報伝送を経て、セントラルに接続されているゲートウェイに対してデータを送信する。この形態はオフィス内のネットワーキングとしては極めて一般的な形であるが、同時に、このネットワークの利用者としては、無線通信技術については全く知識がない利用者が多数いる点に配慮する必要がある。少なくとも、通信デバイスの電池交換などのタスクをユーザは頻繁には行わないという前提でシステム導入を行う必要があるので、BLE デバイスは、例えば電池交換なしで数年程度動作し続けることが要求される。そのため BLE は Bluetooth をベースに、徹底した省エネルギー対策を施している [25–27]。具体的には、まず伝送距離として約 10m までを想定することで所要送信電力を大きく抑制すると共に、最大パケット長は、クラシック Bluetooth の 1021 バイトに対して 47 バイトと大幅に短縮することで 1 度の通信で必要となるエネルギーを大幅に抑制し、通信モードでないタイミングではデバイスを sleep モードにするなど、徹底した省エネルギー対策が施されている [28]。さらに BLE では周波数ホッピングとポーリングに基づく TDMA (Time Division Multiple Access) によって、セントラルが各ペリフェラルとの通信で利用する無線リソースの管理を行うことで、複数端末間での無線リソースの共用を行っている [29,30]。

一方で、BLE システムは基本的には、1 つのアンライセンスバンドのみを利用しており、BLE のシステム容量増大に際して利用帯域幅の拡大という戦略をとることはできない。そこで本論文では、利用帯域を拡大することなく、かつ、BLE の標準規格の変更なしで、BLE ネットワークに接続されるペリフェラル数をスケラブルに増大させる手段として、独立成分分析 (ICA: Independent Component Analysis) に基づく空間多重信号の分離技術を適用した SDMA (Spatial Division Multiple Access) [31] 方式を検討する。

SDMA は、同一周波数帯において同一周波数ホッピングパターンを複数のデバイスに対して割当て (以下では、これを複数のデバイスに対する同一周波数帯の割当て、あるいは同一無線リソースの割当てと呼ぶ)、受信信号の空間的伝搬特性の違いを利用して各チャネルの信号を分離する技術であり、同一タイミングでアクセス可能なデバイス数分だけチャネル容量が拡大できるシステムである。また、必要に応じてこの多重数を増加させることでシステム容量増大に対するスケラブルな対応が可能となる。

図 1.2 に、(a) SDMA を適用しないシステムと、(b) SDMA を適用したシステムのシステム構成例を示す。SDMA を適用しない場合は、図 1.2(a) のように各センサに割り当てられるリソースブロックは TDMA によって管理されており、同一あるいは隣接する空間において同じ帯域を利用している他のシステムが存在する場合、そのシステムの運用状況によって BLE システムのシステム容量は決定される。一方、SDMA を導入すると、図

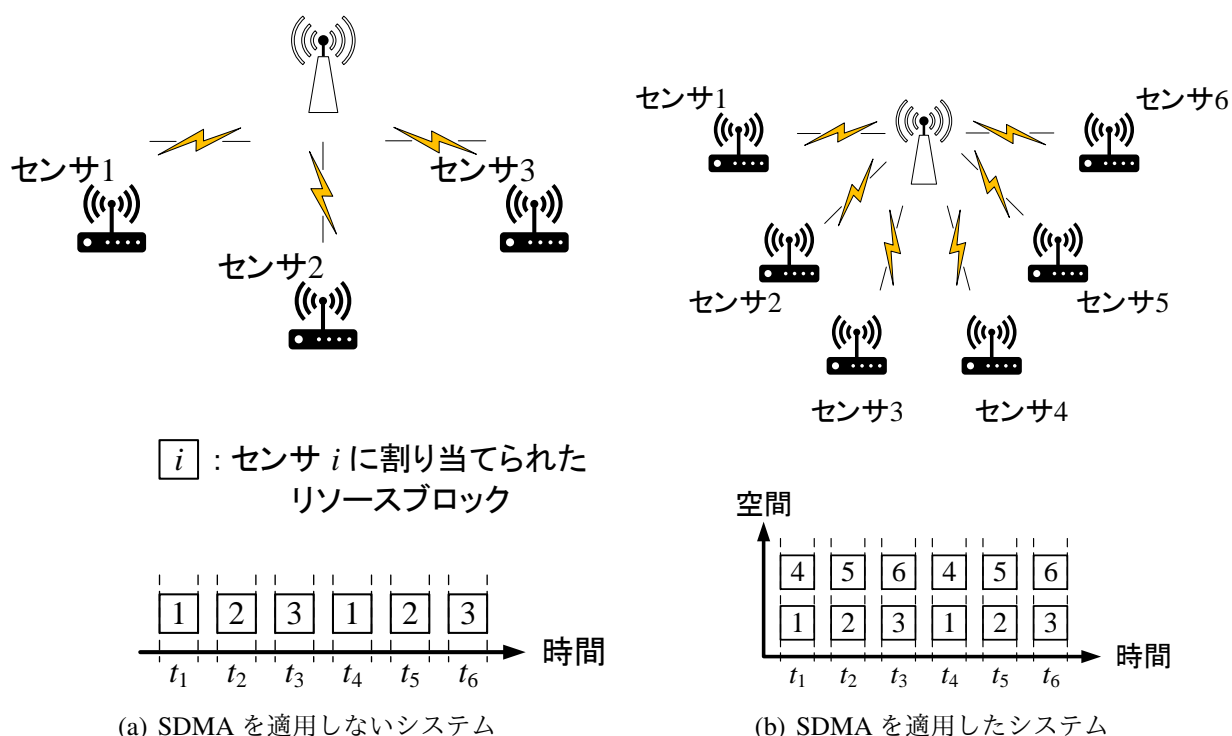


図 1.2: システム構成の例

1.2(b) のようにシステム容量は空間多重数に比例して増大可能となるので、システム容量を柔軟かつスケラブルに増大できるという観点で非常に魅力的である。

SDMA の実現に際しては、セルラシステムの場合には、送信メッセージ内に伝搬路特性を測定するためのパイロット信号が埋め込まれる。ここで空間多重される信号のパイロット信号を互いに直交する系列とすることで、空間多重される信号においてもチャネル特性だけは空間多重の影響なく測定が可能となる。またその結果、各チャネルの CSI (Channel State Information) を空間多重された信号の分離に利用する。セルラシステムにおいては、4G 以降空間多重の適用を前提に標準規格が策定されたので、各フレーム信号にパイロット信号を付与する形態が利用されるとともに、セルラシステムにおいては約 2 年に 1 回のリリース更新があるので、標準規格の変更は適宜なされている。

一方、BLE の標準化では、SDMA による空間多重が想定されておらず、BLE パケットにはそのような直交パイロット信号は設定されていない。また、セルラシステムとは異なり、リリース更新というプロセスは存在しないので、BLE において空間多重を導入する際には、少なくともペリフェラルの標準規格を変更することなく実現できる必要があり、当然パイロット信号を用いた多重信号分離技術を適用することはできない。そこで本論文では、パイロット信号なしに空間多重された信号を分離する手法として、ICA の適用を検討する。ICA は、空間多重された信号の複素ベースバンド信号の確率密度関数が非ガウ

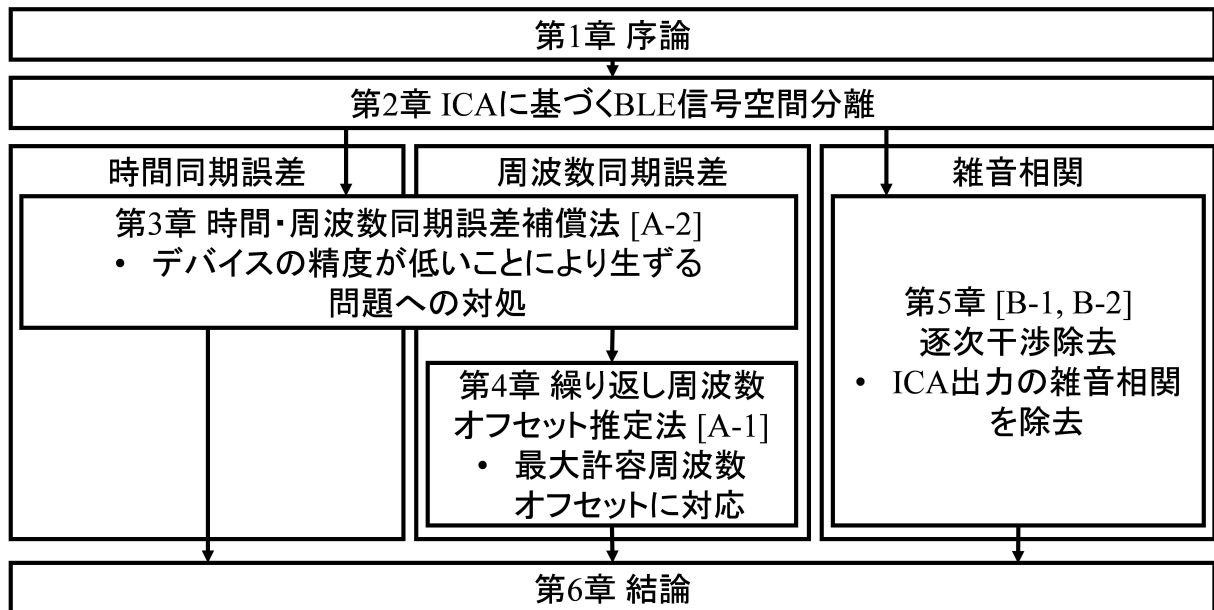


図 1.3: 本論文の構成

ス性を有することを利用して信号分離を行う手法である [32,33].

ICA を用いた空間多重された信号の分離においては、大きく分けて 2 つの課題がある。第 1 の課題は BLE デバイスが小型かつ安価であり、使用される部品の精度が劣ることから生じる時間・周波数同期誤差である。これらの同期誤差は各デバイス間で独立であり、空間多重された信号の分離を行う際、各デバイス間の同期がとれないので、各デバイスから送信される信号は同期のとれていない非同期信号であるという前提のもとで適切に処理されなければならない。第 2 の課題は ICA 出力の雑音相関である。これは本来無相関であった雑音だが、ICA による多重信号分離の結果として、雑音に相関が生じてしまうことに起因する課題である。したがって、空間多重された信号の分離後、雑音を白色化することで雑音相関の影響を排除しつつ、復調処理を行う必要がある。

本論文の構成を図 1.3 に示す。第 2 章ではまず、BLE システムに ICA を適用した際のシステムモデルと BLE4.x と BLE5.x のパケット構成について述べる。次に、BLE システムで用いられる変調方式である GFSK (Gaussian filtered Frequency Shift Keying) 変調について述べ、本論文で用いる通信路モデルの説明を行う。そして、ICA の動作原理について説明し、BLE システムに対して ICA を適用した際に生じる問題点の明確化を行う。

第 3 章 [A-2] では、BLE デバイスが小型で安価であり、使用部品の精度が劣ることに伴う時間同期誤差の補償法を提案する。時間同期誤差に対しては、ICA が信号の統計的性質に基づいて処理されるため、ICA 処理に用いられる信号長には柔軟性があり、全ての多

多重化された信号が伝送されている区間を用いて ICA の重み分離行列を計算する方式を提案する．次に提案方式を適用した場合の周波数オフセットの補償能力について評価する．ここで，BLE で許容されている周波数オフセットは 150 [kHz] と，他の無線システムと比較して非常に大きな値となっており，提案手法だけではこの許容周波数オフセットを補償することができないことを示す．なお，周波数オフセットの影響については，同期検波と遅延検波を用いる場合について述べると共に，通常の遅延検波よりも検出精度の高い遅延検波に基づいた MAP (Maximum A-Posteriori) 検出手法の提案も行う．最後に，計算機シミュレーションにより ICA の信号分離精度と PER (Packet Error Rate) 特性の評価を行うことにより，提案手法の有効性を確認する．

第4章 [A-1] では，SDMA 適用時に，BLE で規定されている最大許容周波数誤差に対応するために，繰り返し周波数オフセット推定法を提案する．本手法では，GFSK 復調器と前方誤り訂正 (FEC: Forward Error Correction) 復号器を伴った周波数オフセットの最尤推定を用いる．最後に，計算機シミュレーションにより PER 特性と計算量の評価を行い，各ペリフェラルがそれぞれ独立の周波数オフセットを有していても十分にそれらの補償が可能であることを示す．

第5章 [B-1][B-2] では，ICA 出力の雑音相関に対処するため，ICA から出力される多重化された信号に対して，ICA 処理後の雑音の共分散行列のコレスキー分解によって得られた上三角行列を乗積することで，雑音を白色化すると共に，逐次干渉除去アルゴリズムを用いて，多重化された信号の分離を行う方式を提案する．BLE システムは LOS (Line of Sight) 環境での運用が想定されるので，仲上・ライスフェージング状況下における PER 特性を計算機シミュレーションによって評価し，提案手法の有効性を評価する．

第6章は，本論文の結論であり，本研究で得られた結果の総括を行う．

第2章

ICAに基づく BLE 信号空間分離

2.1 緒言

BLE では FH とポーリングに基づく TDMA によって通信回線を複数端末で共用しており，PAN (Personal Area Network) を構成するために，セントラルがペリフェラルとの無線アクセスを管理している．一方で，PAN 間の干渉は FH によって抑制されているため，IoT デバイスのさらなる普及に伴って BLE 端末数が増加すると，接続要求の増大が原因で深刻なパケット衝突が起こることが容易に予想される．このような TDMA タイムスロットにおける混雑を回避するため，複数のペリフェラルとセントラルとの通信を実現するにあたって同一無線リソースを同時に利用する SDMA を適用することにより，IoT 通信の規模が増加したとしても，スケーラブルにチャネルを作り出し通信品質を向上することができる．本章では，まず BLE で用いられるパケット構成の説明を行い，次に SDMA を実現するためのシステムモデルについて説明する．さらに，時間・周波数同期誤差を含んだ MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 通信路における GFSK 変調について説明する．LOS 通信を想定した場合，各通信路は仲上・ライスフェージングに従い，受信アンテナ間の空間相関も存在すると考えられる．よって，仲上・ライスフェージング状況下における MIMO 通信路についての説明も行う．最後に，ICA による信号分離に関する説明を行い，BLE システムに ICA に基づく空間多重を行う際の課題を明確にする．

2.2 パケット構成

BLE は IoT 通信で用いられるセンサなどの省電力性が要求される端末のために，従来の Bluetooth に新たに追加された通信規格であり，2009 年に追加された BLE4.x 系と 2016 年に追加された BLE5.x 系の 2 つのバージョンが存在する．BLE5.x 系には FEC 符号化が導入されており，その結果見通し内通信環境における通信距離が BLE4.x 系に比べて約 4

Preamble (8 bits)	Access Address (32 bits)	PDU (U bits)	CRC (24 bits)
----------------------	-----------------------------	--------------------	------------------

図 2.1: BLE4.x のパケットフォーマット

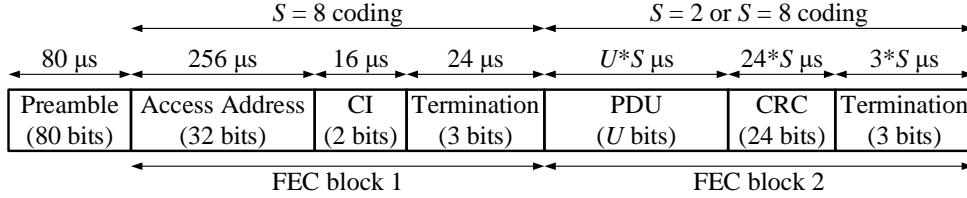


図 2.2: BLE5.x のパケットフォーマット

倍に拡大可能となっている。

2.2.1 BLE4.x

図 2.1 に BLE4.x のパケットフォーマットを示す。BLE4.x のパケットフォーマットでは、まず送信機 m で生成された U ビットのプロトコルデータユニット (PDU: Protocol Data Unit) $d_m = [d_m[0], \dots, d_m[u], \dots, d_m[U-1]] \in \{0, 1\}^U$ に対して 24 ビットの巡回冗長検査 (CRC: Cyclic Redundancy Check) のパリティビット $b_m^{\text{CRC}} = [b_m^{\text{CRC}}[0], \dots, b_m^{\text{CRC}}[23]] \in \{0, 1\}^{24}$ が後部に付加され、 $U+24$ ビットの符号ビット系列 $c'_m = [d_m, b_m^{\text{CRC}}] \in \{0, 1\}^{U+24}$ が生成される。BLE の仕様で制定されている CRC-24 の生成多項式は次式で与えられる。

$$x^{24} + x^{10} + x^9 + x^6 + x^4 + x^3 + x + 1 \quad (2.1)$$

加えて、8 ビットのプリアンブル $b_m^{\text{PR}} = [b_m^{\text{PR}}[0], \dots, b_m^{\text{PR}}[7]] = [0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1]$ あるいは $[1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0]$ とアクセスアドレス (AA: Access Address) $b_m^{\text{AA}} \in \{0, 1\}^{32}$ が符号ビット系列 c'_m の先頭に付加される。プリアンブルのどちらを用いるかは、アクセスアドレスの最下位ビット (LSB: Least Significant Bit) によって決まる。もし、アクセスアドレスの LSB が 1 なら、プリアンブルは $[0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1]$ であり、0 なら $[1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0]$ である。最終的に、 $c_m = [b_m^{\text{PR}}, b_m^{\text{AA}}, c'_m] = [c_m[0], \dots, c_m[k], \dots, c_m[K-1]] \in \{0, 1\}^K$ が GFSK 変調器へ入力される。

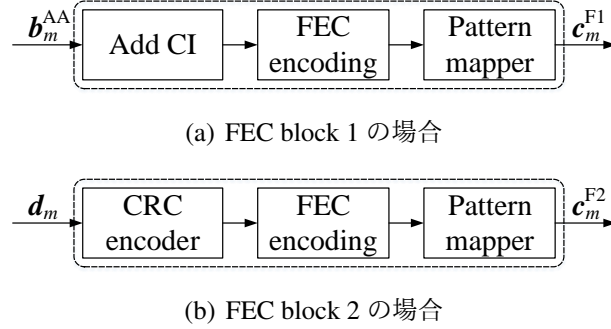


図 2.3: 各 FEC block におけるビット処理の流れ

2.2.2 BLE5.x

図 2.2 に BLE5.x のパケットフォーマットを示す。BLE5.x のパケットはプリアンブル、FEC block 1 と FEC block 2 で構成される。FEC block 1 は BLE4.x のアクセスアドレス部に相当し、FEC block 2 は BLE4.x の PDU 部に相当する。BLE5.x では BLE4.x にはなかった通信路符号化が導入されており、 $S = 2$ coding と $S = 8$ coding がある。 $S = 2$ coding は符号化率 $1/2$ の FEC 符号であり、 $S = 8$ coding は符号化率 $1/2$ の FEC 符号に加えてパターンマッパーを含んでいる。パターンマッパーは FEC 符号化器の出力ビットをそれぞれ P ビットに拡散する。FEC 符号化器とパターンマッパーを通ったあとの出力の長さは FEC 符号化器の入力である情報ビットの長さの S 倍である。FEC block 1 では常に $S = 8$ coding が用いられるが、FEC block 2 では $S = 2$ ($P = 1$) coding と $S = 8$ ($P = 4$) coding のどちらかが用いられる。パケット全体は 1M [symbols/sec] で変調される。

プリアンブル

それぞれのパケットには受信機で時間・周波数同期と自動利得制御 (AGC: Automatic Gain Control) を行うためのプリアンブルが含まれる。プリアンブル $b^{\text{PR}} = [b^{\text{PR}}[0], \dots, b^{\text{PR}}[79]]$ は $[0, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 0]$ のビットパターンを 10 回繰り返した系列である。BLE5.x では FEC 符号化はプリアンブルに対しては行わない。

FEC block 1

FEC block 1 はアクセスアドレス $b_m^{\text{AA}} = [b_m^{\text{AA}}[0], \dots, b_m^{\text{AA}}[31]]$ 、CI (Coding indicator) $b_m^{\text{CI}} = [b_m^{\text{CI}}[0], b_m^{\text{CI}}[1]]$ 、終端ビット $b^{\text{TM}} = [0, 0, 0]$ の 3 つのフィールドから構成される。BLE ペリフェラルのアクセスアドレスはそれぞれ異なり、ICA 出力に含まれる順序の不確定性を解決するために用いられる。CI は表 2.1 で定義される 2 ビットからなり、FEC block 2 で用いる符号

表 2.1: CI の定義

b_m^{CI}	Definition
[0, 0]	FEC block 2 は $S = 8$ coding で符号化される
[0, 1]	FEC block 2 は $S = 2$ coding で符号化される
その他の値	今後使用される可能性がある

化方式を決定する．図 2.3(a) に $S = 8$ coding を用いる FEC block 1 におけるビット処理の流れを示す．FEC block 1 のビット系列 $\mathbf{b}_m^{\text{F1}} = [\mathbf{b}_m^{\text{AA}}, \mathbf{b}_m^{\text{CI}}, \mathbf{b}^{\text{TM}}] = [b_m^{\text{F1}}[0], \dots, b_m^{\text{F1}}[i^{\text{F1}}], \dots, b_m^{\text{F1}}[36]]$ は拘束長 4，符号化率 1/2 の非組織畳み込み (NSC: Non-Systematic Convolutional) 符号で符号化される．符号化器の生成多項式は次式で与えられる．

$$1 + x + x^2 + x^3, \quad (2.2)$$

$$1 + x^2 + x^3 \quad (2.3)$$

終端ビット \mathbf{b}^{TM} は FEC 符号の終端のシフトレジスタの状態を常に 0 にするために用いられる．

パターンマッパーは NSC 符号によって符号化された符号語を拡散ファクタ $P = 4$ で拡散する．ここで，表 2.2 のように P の値は使用されている符号化方式に依存する．最終的な符号ビットを $\mathbf{c}_m^{\text{F1}} = [c_m^{\text{F1}}[0], \dots, c_m^{\text{F1}}[k^{\text{F1}}], \dots, c_m^{\text{F1}}[295]]$ で表す．

FEC Block 2

FEC block 2 は U ビットの PDU $\mathbf{d}_m = [d_m[0], \dots, d_m[U - 1]]$ ，24 ビットの CRC $\mathbf{b}_m^{\text{CRC}} = [b_m^{\text{CRC}}[0], \dots, b_m^{\text{CRC}}[23]]$ ，3 ビットの終端ビット $\mathbf{b}^{\text{TM}} = [0, 0, 0]$ の 3 つのフィールドから構成される．図 2.3(b) に FEC block 2 のビット処理の流れを示す．PDU は受信機での誤り検出のために CRC-24 符号化器によって符号化される．このブロックでは， $S = 2$ coding と $S = 8$ coding を利用可能であり，FEC block 1 の CI によってどちらを利用するかが決まる．FEC block 1 と同様に， $\mathbf{b}_m^{\text{F2}} = [\mathbf{d}_m, \mathbf{b}_m^{\text{CRC}}, \mathbf{b}^{\text{TM}}] = [b_m^{\text{F2}}[0], \dots, b_m^{\text{F2}}[i^{\text{F2}}], \dots, b_m^{\text{F2}}[U + 26]]$ は NSC 符号化器によって符号化され，パターンマッパーによって拡散される．最終的な符号ビットを $\mathbf{c}_m^{\text{F2}} = [c_m^{\text{F2}}[0], \dots, c_m^{\text{F2}}[k^{\text{F2}}], \dots, c_m^{\text{F2}}[S(U + 27) - 1]]$ で表す．

最終的に， $\mathbf{c}_m = [\mathbf{b}^{\text{PR}}, \mathbf{c}_m^{\text{F1}}, \mathbf{c}_m^{\text{F2}}] = [c_m[0], \dots, c_m[k], \dots, c_m[K - 1]] \in \{0, 1\}^K$ が GFSK 変調器へ入力される．

表 2.2: パターンマッパーの入出力関係

畳み込み FEC 符号化器からの 入力ビット	$P = 1$ のときの 出力ビット系列 ($S = 2$ coding を用いた場合)	$P = 4$ のときの 出力ビット系列 ($S = 8$ coding を用いた場合)
0	0	0011
1	1	1100

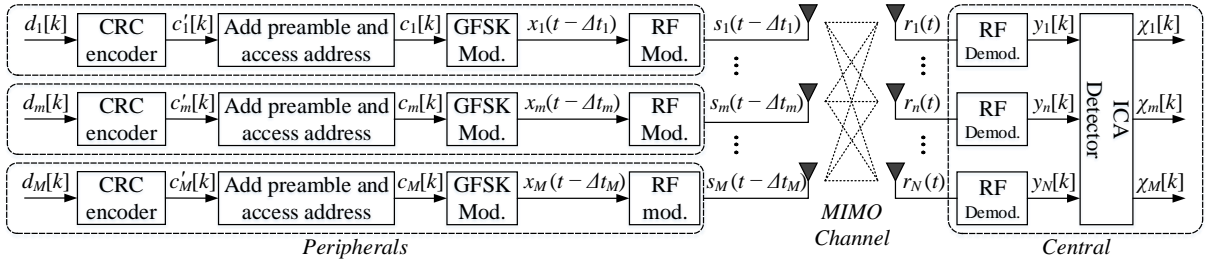


図 2.4: 空間多重のための BLE4.x 送受信機のシステムモデル

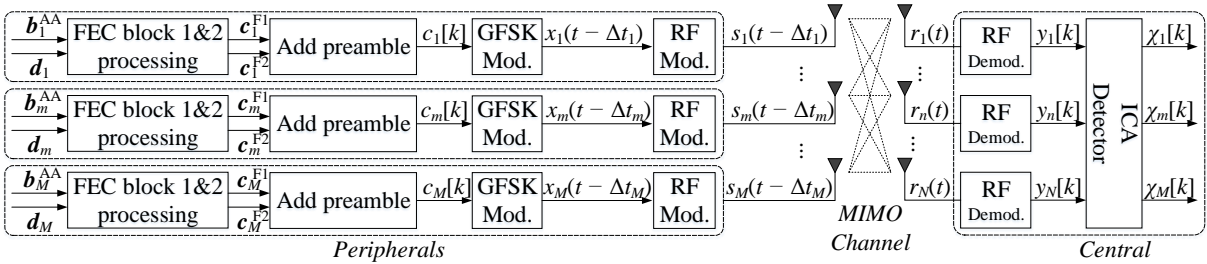


図 2.5: 空間多重のための BLE5.x 送受信機のシステムモデル

2.3 システムモデル

図 2.4 と図 2.5 に ICA に基づく SDMA のための BLE4.x と BLE5.x の送受信機システムモデルを示す。このシステムモデルでは、同じ PAN に属する 1 本のアンテナを具備した M 個の BLE ペリフェラルが非同期に無線周波数 (RF: Radio Frequency) 信号を送信する。受信機である BLE セントラルは N 本のアンテナを具備しており、ICA により BLE ペリフェラルから送信された信号を分離する。

BLE4.x におけるシステムモデルでは、2.2.1 項で述べたようにまず送信機 m で生成された PDU d_m に CRC パリティチェックビットが付加され、続いてプリアンブルとアクセスアドレスが先頭に付加される。PDU にプリアンブル、アクセスアドレス、CRC パリティチェックビットが付加されたビット系列 c_m を用いて GFSK 変調器でベースバンド信号を

生成し，RF 変調器によって RF 信号に変換する．

BLE5.x におけるシステムモデルでは，2.2.2 項で述べたように PDU とアクセスアドレスに対して図 2.3 に示したビット処理を行った後，プリアンプルを付加し，さらに，ビット系列 c_m を用いて GFSK 変調器でベースバンド信号を生成し，RF 変調器によって RF 信号に変換する．

2.4 MIMO 通信路における GFSK 変調

2.4.1 時間・周波数同期誤差を伴った GFSK 変調

BLE4.x と BLE5.x の c_m は GFSK によって変調される．また，RF 変調器における搬送波角周波数 ω_c は FH によって設定される．BLE の仕様に従い，搬送波角周波数 ω_c は K ビットで構成される 1 パケット間で変化しない．しかしながら，送信機 m で変調された信号は受信機である BLE センtral で

$$t_m = t - \Delta t_m \quad (2.4)$$

$$\omega_m = \omega_c + \Delta \omega_m \quad (2.5)$$

として時間・周波数同期誤差の影響を受ける．ここで， Δt_m は時間同期誤差， $\Delta \omega_m$ は受信機側の局部発振器における中心周波数 ω_c からの周波数オフセットを示す．FH によって設定された搬送波角周波数を用いて，送信機 m の連続送信 RF 信号 $s_m(t)$ は

$$\begin{aligned} s_m(t_m) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos[\omega_m t_m + \phi_m(t_m) + \Delta \phi_m] \\ &= \Re[\kappa_m x_m(t_m) \exp(j\Delta \omega_m t_m) \exp(j\omega_c t_m)] \end{aligned} \quad (2.6)$$

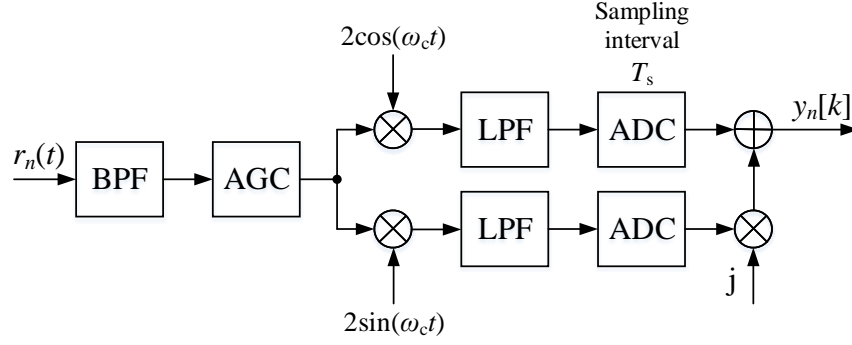
で表される．ここで， T_s と E_s はそれぞれシンボル周期とシンボルエネルギーであり， $\Re[\cdot]$ は実部を表す．また， $\Delta \phi_m$ と $\phi_m(t)$ は位相オフセットと情報伝達変数である．係数 κ_m とベースバンド信号 $x_m(t)$ は次式で与えられる．

$$\kappa_m = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \exp[j\Delta \phi_m] \quad (2.7)$$

$$x_m(t_m) = \exp[j\phi_m(t_m)] \quad (2.8)$$

区間 $kT_s \leq t < (k+1)T_s$ における情報伝達変数 $\phi_m(t_m)$ は

$$\phi_m(t_m) = 2\pi\eta \sum_{l=k-L+1}^k a_m[l]q(t_m - lT_s) + \pi\eta \sum_{l'=0}^{k-L} a_m[l'] \quad (2.9)$$

図 2.6: 受信アンテナ n における RF 復調器構成

で与えられ、 η は変調指数、 $a_m[l] = 2c_m[l] - 1$ 、 L は $B_G T_s$ に依存するメモリサイズである。また、 B_G はガウスフィルタの帯域幅である。BLE の仕様では、 η は 0.45 から 0.55 までの値を選択可能である。関数 $q(\tau)$ は次式で定義される位相パルスを表している。

$$q(\tau) = \int_{-\infty}^{\tau} g(\tau') d\tau' \quad (2.10)$$

関数 $g(\tau')$ はベースバンド信号を構成するパルス波形であり、次式で与えられる。

$$g(\tau') = \frac{1}{2T_s} \left[Q\left(2\pi B_G \frac{\tau' - T_s/2}{\sqrt{\ln 2}}\right) - Q\left(2\pi B_G \frac{\tau' + T_s/2}{\sqrt{\ln 2}}\right) \right] \quad (2.11)$$

ここで、 $Q(\cdot)$ は次式で定義される Q 関数である [34]。

$$Q(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_y^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \quad (2.12)$$

送信信号 $s_m(t)$ は BLE セントラルで受信される前にフェージングの影響を受ける。 N 本の受信アンテナを具備した BLE セントラルでの受信信号ベクトルは $\mathbf{r}(t) = [r_1(t), \dots, r_n(t), \dots, r_N(t)]^T$ と表される。デジタル信号処理に利用する離散サンプル $y_n[k]$ を得るために、各受信アンテナ n ($1 \leq n \leq N$) に対して RF 復調器が接続される。図 2.6 に RF 復調器構成の詳細を示す。まず、受信信号は帯域幅 B_R の BPF (Band Pass Filter) を経て、所望の帯域以外は除去される。次に、AGC によって受信信号のレベルが調整される。得られた信号はダウンコンバートされベースバンド信号に変換されるため、ホッピングしている搬送波周波数を持つ \sin 波および \cos 波が乗積され、片側帯域幅 B_L の LPF (Low Pass Filter) によって、高周波成分が除去される。さらに ADC (Analog to Digital Converter) によって周期 T_s で連続ベースバンド信号がサンプリングされ、最後に、2 つのサンプル系列から複素離散信号 $y_n[k]$ が得られる。

MIMO 通信路では、離散受信ベースバンドベクトル $\mathbf{y}[k] = [y_1[k], \dots, y_n[k], \dots, y_N[k]]^T$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{y}[k] &= \mathbf{H}\mathbf{x}'[k] + \mathbf{z}[k] \\ \begin{bmatrix} y_1[k] \\ \vdots \\ y_N[k] \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x'_1[k] \\ \vdots \\ x'_M[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1[k] \\ \vdots \\ z_N[k] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.13)$$

ここで、

$$x'_m[k] = x_m[k]v_m[k], \quad (2.14)$$

$$x_m[k] = x_m(kT_s - \Delta t_m), \quad (2.15)$$

$$v_m[k] = \exp(j\Delta\omega_m kT_s) = \exp[j\Omega_m k] \quad (2.16)$$

である。ここで、 $\Omega_m = \Delta\omega_m T_s$ は正規化周波数オフセットである。 \mathbf{H} は通信路行列で、その要素 h_{nm} は m 番目の BLE ペリフェラルの送信アンテナと n 番目の受信アンテナ間のフェージング係数である。フェージング係数 h_{nm} には受信機側の局部発振器の位相オフセット $\Delta\phi_m$ と同様に式 (2.7) の κ_m の影響も含まれている。また、通信路行列 \mathbf{H} は 1 パケット間では一定であるとする。 $\mathbf{z}[k]$ は雑音ベクトルで、その要素 $z_n[k]$ は平均 0、分散 N_0 の複素ガウス分布に従う確率変数である。SDMA によって多重された送信信号 $x'_m[k]$ を分離するために、CSI を必要としない ICA を用いる。

2.4.2 通信路モデル

直接波の電力を P_{dir} 、非直接波の電力を P_{rand} とし、それらの電力比であるライスファクタ F_R を次のように定義する。

$$F_R = \frac{P_{\text{dir}}}{P_{\text{rand}}} \quad (2.17)$$

ライスファクタ F_R における MIMO 通信路行列は次のようになる [35, 36]。

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{F_R}{F_R + 1}} \mathbf{H}_{\text{dir}} + \sqrt{\frac{1}{F_R + 1}} \mathbf{H}_{\text{rand}} \quad (2.18)$$

ただし、 \mathbf{H}_{dir} はすべての要素が 1 の行列であり、 \mathbf{H}_{rand} の各要素は平均 0、分散 1 の複素ガウス分布に従う確率変数である。

2.5 信号分離

一般的な信号分離は次式のように式 (2.13) に対して左から分離行列 B を乗積することによって行われる.

$$\chi[k] = B y[k] = B H x'[k] + B z[k] \quad (2.19)$$

ここで, $\chi[k]$ は分離後の信号である. 本節では, 分離行列 B を求める手法として直交パイロット信号を用いる方法と ICA を用いる方法について説明する. 直交パイロット信号を用いる方法は主に 4G 以降のセルラシステムに用いられ, 送信パケットの中に直交パイロット信号が含まれているシステムで用いられる. また, ICA を用いる方法は送信信号の統計的性質を用いて信号分離を行うため, 送信パケットの中に直交パイロット信号が含まれていないシステムでも空間多重分離を行うことができる.

2.5.1 直交パイロット信号を用いた通信路推定

式 (2.13) を時間方向に拡張し, 行列表記すると時空間行列は次式で与えられる.

$$Y = H X' + Z \quad (2.20)$$

ただし, 各時空間行列は

$$X' = [x'[0], \dots, x'[k], \dots, x'[K-1]] \quad (2.21)$$

$$Y = [y[0], \dots, y[k], \dots, y[K-1]] \quad (2.22)$$

$$Z = [z[0], \dots, z[k], \dots, z[K-1]] \quad (2.23)$$

である. さらに, 各送信端末が K_p パイロットシンボルと K_d データシンボルから成る $K = K_p + K_d$ シンボルのフレームを形成すると仮定すると, 時空間行列は次式のように, パイロット部とデータ部に分割できる.

$$X' = [X'_p, X'_d] \quad (2.24)$$

$$Y = [Y_p, Y_d] \quad (2.25)$$

$$Z = [Z_p, Z_d] \quad (2.26)$$

ただし, X'_p, Y_p, Z_p の列数は K_p であり, X'_d, Y_d, Z_d の列数は K_d である. 直交パイロット信号による通信路推定はパイロット部 $Y_p = H X'_p + Z_p$ に基づき, 最小2乗 (LS: Least Square) 法によって次式で与えられる.

$$\hat{H} = \arg \min_{\hat{H}} |Y_p - \hat{H} X'_p|^2 = Y_p X_p'^{\dagger} \quad (2.27)$$

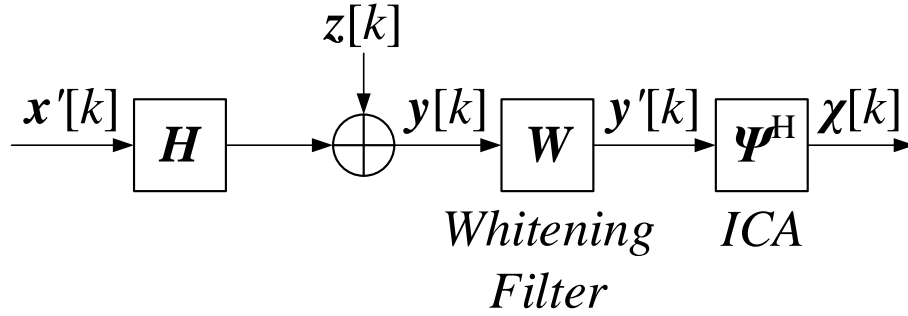


図 2.7: ICA の動作原理

ただし,

$$\mathbf{X}_p'^{\dagger} = \mathbf{X}_p'^H [\mathbf{X}_p' \mathbf{X}_p'^H]^{-1} \quad (2.28)$$

である．空間フィルタリングの一種である ZF (Zero Forcing) フィルタを用いる場合，分離行列 $\mathbf{B} = \hat{\mathbf{H}}^{\dagger}$ とすることによって信号を分離することができる．ここで，式 (2.28) を求めるためには $\mathbf{X}_p' \mathbf{X}_p'^H$ の逆行列を計算する必要があるが，パイロット信号として BLE パケットに含まれるプリアンブルを用いる場合， $\mathbf{X}_p' \mathbf{X}_p'^H$ のランクが M より小さくなってしまいうので，式 (2.28) を正確に求めることができない．また， \mathbf{X}_p' には周波数オフセットの影響が含まれているので，式 (2.28) を求めるためには事前に周波数オフセットの値を推定する必要がある．しかし，空間多重された受信信号から周波数オフセットの値を推定することは困難であるため，送信信号に周波数オフセットの影響が含まれている場合でも信号分離できる ICA が有効である．

2.5.2 ICA を用いた信号分離

ICA はブラインド信号分離手法の一種である．ICA には，少なくとも 2 つの仮定が必要である．1 つ目は分離対象信号の確率密度関数がガウス分布に従わないことであり，2 つ目はそれらが空間的に独立なことである．GFSK 信号のサンプル値はこの仮定を満たす．尖度は非ガウス性の尺度として知られており，ガウス分布に従う変数の場合，尖度は 0 である．CFO (Carrier Frequency Offset) の影響を受けた GFSK 信号はその尖度が 0 とはならないため，明らかに非ガウス分布である．次に，BLE ペリフェラルにおける CFO はそれぞれ独立であるため，その影響を受けたそれぞれの BLE 信号は互いに独立である．したがって，CFO の影響を受けた信号は ICA の分離に必要な 2 つの仮定を満たす．

図 2.7 に ICA の一般的な流れを示す．まず，ICA で解く問題を簡単にするために，受信

信号 $\mathbf{y}[k]$ ($0 \leq k \leq K-1$) を白色化する．白色化された信号は次式で与えられるとする．

$$\mathbf{y}'[k] = \mathbf{W}\mathbf{y}[k] \quad (2.29)$$

ここで， \mathbf{W} は白色化行列である． \mathbf{W} は $\mathbf{y}[k]$ の共分散行列を基に求められる． $\mathbf{y}[k]$ の共分散行列の固有値分解は次式で与えられる．

$$\begin{aligned} \Sigma_{\mathbf{y}} &= \mathbb{E}\{\mathbf{y}[k]\mathbf{y}^H[k]\} \\ &= \mathbf{H}\Sigma_{\mathbf{x}'}\mathbf{H}^H + N_0\mathbf{I}_N = \mathbf{r}\Delta\mathbf{r}^H \end{aligned} \quad (2.30)$$

それぞれの $x'_m[k]$ が独立な CFO をもつとき， $\Sigma_{\mathbf{x}'}$ を単位行列であると仮定すると次式となる．

$$\Sigma_{\mathbf{x}'} = \mathbb{E}\{\mathbf{x}'[k]\mathbf{x}'^H[k]\} = \mathbf{I}_M \quad (2.31)$$

Δ の対角要素 δ_n は固有値であり， \mathbf{r} の各列 \mathbf{v}_m は対応する固有ベクトルである．雑音の白色性のおかげで，雑音の分散の推定値 \hat{N}_0 は小さい方から $N-M$ 個の固有値の平均値となる．よって，雑音の分散の推定値は次式で与えられる．

$$\hat{N}_0 = \frac{1}{N-M} \sum_{n'=M+1}^N \delta_{n'} \quad (2.32)$$

結果として，白色化行列 \mathbf{W} は

$$\mathbf{W} = \mathbf{r}_M \Delta_M^{-\frac{1}{2}} \mathbf{r}_M^H \quad (2.33)$$

で与えられる．ここで， $\mathbf{r}_M = [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_M]$ ， $\Delta_M = \text{diag}([\delta_1 - \hat{N}_0, \dots, \delta_M - \hat{N}_0])$ である．このとき，白色化された信号 $\mathbf{y}'[k]$ の共分散行列は次式で与えられる．

$$\Sigma_{\mathbf{y}'} = \mathbb{E}\{\mathbf{y}'[k]\mathbf{y}'^H[k]\} = \mathbf{I}_M \quad (2.34)$$

よって，式 (2.29) は次式のように書き直すことができる．

$$\mathbf{y}'[k] = \mathbf{W}(\mathbf{H}\mathbf{x}[k] + \mathbf{z}[k]) = \Phi\mathbf{x}[k] + \mathbf{W}\mathbf{z}[k] \quad (2.35)$$

ここで， Φ はユニタリ行列である．したがって，ICA によって決定する行列の範囲をユニタリ行列に限定することができる．ICA の目的は次式のような $\mathbf{x}'[k] = \chi'[k]$ となるような適切なユニタリ行列 Ψ を求めることである．

$$\chi'[k] = \Psi^H \mathbf{y}'[k] \quad (2.36)$$

本論文では、 Ψ を求めるための ICA アルゴリズムとして FastICA と JADE (Joint Approximate Diagonalization Eigenvalue) を用いている (付録 A, B 参照) [32, 37].

ICA によって信号分離を行うことができるが、式 (2.36) の ICA 出力 $\chi'[k]$ は次式で与えられるため、2つの不確定性が含まれる.

$$\chi'[k] = P \Xi x'[k] + \zeta'[k] \quad (2.37)$$

ここで,

$$P \Xi = \Psi^H W H \quad (2.38)$$

$$\zeta'[k] = \Psi^H W z[k] \quad (2.39)$$

である. ここで, P は順列行列, $\Xi = \text{diag} [\xi_1, \dots, \xi_m, \dots, \xi_M]$ は位相回転を対角成分に持つ対角行列であると仮定する. 順列行列 P は BLE パケットの中に含まれるアクセスアドレスを用いて, 推定可能である. 次に, P が完全に推定され, 次式のように補償されたと仮定する.

$$\chi[k] = P^T \chi'[k] = \Xi x'[k] + \zeta[k] \quad (2.40)$$

ここで, $\zeta[k] = P^T \zeta'[k]$ である. 一方, 雑音ベクトル $\zeta[k]$ の共分散行列は次式で与えられる.

$$\Sigma_\zeta = \mathbb{E} \{ \zeta[k] \zeta^H[k] \} = N_0 P^T \Psi^H W W^H \Psi P \quad (2.41)$$

ここで, Σ_ζ の対角要素は σ_m^2 で表す.

2.6 BLE システムに ICA を適用した際の課題

前節では, 白色化行列 W とユニタリ行列 Ψ を受信信号から決定することによって, 受信信号のみから空間多重された送信信号を分離できることを示した. しかしながら, ここで2つの解決すべき課題がある. 1つ目の課題は, 端末・受信機間の時間・周波数同期誤差の補償である. BLE デバイスは小型かつ安価であることから, 使用される部品の精度が劣るため, 端末と受信機の間には時間と周波数の同期誤差が生ずる. 式 (2.40) から, Ξ を対角行列であると仮定すると, $\chi[k]$ の各要素 $\chi_m[k]$ は次式で与えられる.

$$\chi_m[k] = \xi_m x'_m[k] + \zeta_m[k] \quad (2.42)$$

式 (2.14) から, $x'_m[k]$ には周波数同期誤差の影響が含まれる. 周波数オフセットの値はデバイスごとに独立した値であり, BLE の仕様によると, 最大許容周波数オフセットは約 150[kHz] である.

2つ目の課題は、ICA 出力の雑音相関の抑圧である。式 (2.41) から、白色化行列 \mathbf{W} が直交行列ではないため、雑音ベクトル $\boldsymbol{\zeta}[k]$ の共分散行列 $\boldsymbol{\Sigma}_{\boldsymbol{\zeta}}$ の非対角要素は 0 とはならない。よって、ICA 出力には雑音相関が生じていることがわかる。

3 章では、ICA の分離精度はデータ系列ではなく統計的性質で決まるので、ICA の処理ブロックの長さに対しては柔軟性があるため、送信信号の重複している部分のみを用いることによって信号分離精度を維持し、周波数同期誤差に対して、検出精度の観点から遅延検波に基づく MAP 検出法を提案する。4 章では最大許容周波数オフセットに対応するため、一度推定した信号を周波数オフセット推定に再び用いる繰り返し周波数オフセット推定法を提案する。5 章では ICA 出力に含まれる雑音相関を抑圧するため、雑音共分散行列のコレスキー分解によって得られる上三角行列を ICA 出力に乗積することによって、干渉除去ができるようにする。

2.7 結言

本章では、まず BLE システムで用いるパケット構成の説明を行い、次に SDMA を実現するために複数の受信アンテナを搭載した受信機を含むシステムモデルについて説明を行った。さらに、BLE デバイスが小型で安価であるため、使用される部品の精度が劣ることにより発生する時間・周波数同期誤差を含む MIMO 通信路における GFSK 変調について説明し、BLE システムでは LOS 通信が想定されるため、仲上・ライスフェージング状況下における MIMO 通信路についての説明も行った。最後に、BLE システムに ICA を適用した際に生じる課題について述べた。次章では、BLE システムで生ずる時間・周波数同期誤差に対処するための補償法に関する説明を行う。

第3章

時間・周波数同期誤差補償法

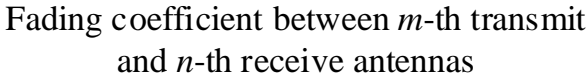
3.1 緒言

BLE システムはポーリングに基づいた時間同期を行っているが、これは1対1通信を行うためのものであり、ペリフェラルとセントラルの距離に応じてペリフェラルから送信されたパケット到来時刻にはばらつきが発生する。また、ICA を用いて信号分離を行うことにより、各 BLE 端末の送信信号を受信信号から分離することはできるが、ICA 出力には周波数同期誤差の影響が残留する。

本章では、BLE システムにおいて ICA に基づく空間多重を行う際に問題となる端末間の時間同期誤差の補償法についての説明を行う。まず、時間同期誤差があるときの ICA の適用法について説明し、続いて本章で議論する技術だけでは、BLE システムで許容されている周波数同期誤差に対して十分な補償はできないことを示す。

3.2 時間同期誤差があるときの ICA の適用法

ICA が、データ系列ではなく、信号の統計的性質に基づいて処理されることの結果として、ICA 処理においては、空間多重された信号が全て存在している区間のみを処理対象区間とすることができるという柔軟性がある。そのため、時間同期誤差がある場合、時間同期が完全な場合と比べて、2.5 節の式 (2.30) の計算範囲が異なる。図 3.1 にその計算範囲を示す。ここでは、BLE セントラルに対して M 個の BLE ペリフェラルが信号を送信しているものとし、各送信信号の時間同期誤差を $\Delta t_m (m = 1, 2, \dots, M)$ とする。 M 個すべての信号長が KT_s であるとき、 M 個すべての信号を受信し終わる時刻を t_{end} とすると、最大の時間同期誤差は $\Delta t_{\text{max}} = t_{\text{end}} - KT_s$ となる。時間同期誤差の最大値が分かれば、図の灰色の斜線部分の範囲を特定することができる。受信機において、ICA は波形の特長を利用した信号処理であり、データ系列には依存しないので、 M 個の送信信号が重複している灰色の斜

図 3.1: 受信アンテナ n における ICA への入力

線部分を利用すればよいと言える．なお、送信信号の多重数の決定は情報理論的な規準である赤池情報量規準 (AIC: Akaike's Information Criterion) や最小記述長 (MDL: Minimum Description Length) 規準などを用いて行うことができる．これらの規準は推定したい多重数の関数として与えられるため、これらの規準を最小にする多重数を推定値とすることができる [38]．このとき、計算範囲は $k \in \{\lfloor \frac{4f_{\max}}{T_s} \rfloor + 8, \dots, K\}$ として与えられる．ここで、プリアンブルに相当する部分は ICA の計算では用いない．前述のように、プリアンブルの種類は BLE4.x の場合で 2 つ、BLE5.x の場合で 1 つである．よって、異なるユーザが同一のプリアンブルを用いる可能性があり、その場合、送信信号間に相関が生じるため、ICA の分離精度が悪化する．時間同期誤差がある場合の式 (2.30) の計算は次式で与えられる．

$$\Sigma_y = \frac{1}{K - (\lfloor \frac{\Delta t_{\max}}{T_s} \rfloor + 8)} \sum_{k=\lfloor \frac{\Delta t_{\max}}{T_s} \rfloor + 8}^K \mathbf{y}[k] \mathbf{y}^H[k] \quad (3.1)$$

式(3.1)の固有値分解で得られる固有値と固有ベクトルを用いて式(2.33)と同様に白色化行列 \mathbf{W} を決定する．式(2.37)におけるユニタリ行列 $\mathbf{\Psi}$ の計算範囲も白色化行列 \mathbf{W} を求める際と同様に， $k \in \{\lfloor \frac{d_{\max}}{T_s} \rfloor + 8, \dots, K\}$ とする．時間同期誤差がある場合は，受信信号全体に対して白色化行列 \mathbf{W} とユニタリ行列 $\mathbf{\Psi}$ を乗積することによって信号分離を行うことができる．なお，多重化された信号の到来時間の推定については，分離された信号に対して，既知信号であるプリアンプルをタイムシフトさせたものとの相関をとることによって推定することができる．

3.3 周波数オフセットへのアプローチ

式 (2.9) によって得られる情報伝達変数 $\phi_m(t_m)$ は IIR (Infinite Impulse Response) フィルタの出力であるとみなせるので、トレリス図によって決定される構造をもつ。よって、MAP 検出を適用可能である。CFO に起因する位相回転の影響をうける ICA 出力に対して MAP 検出を適用するために、2つのタイプのアルゴリズムを考える。1つ目のアルゴリズムは位相補償を伴った同期検波で、2つ目のアルゴリズムは遅延検波である。

3.3.1 位相補償を伴った同期検波

位相補償

2.6 節で前述したように、ICA 出力には位相回転が残留する。まず、データ部先頭のシンボルの位相回転を推定するために 8 ビットのプリアンブルを用いる。ICA 出力のプリアンブルに相当する部分を位相回転を推定するために用いる。最小二乗基準にしたがって、推定値 $\hat{\xi}_m$ は次式で与えられる。

$$\hat{\xi}_m = \frac{\sum_{k=0}^7 \chi_m[k] p_m[k]^*}{\sum_{k=0}^7 |\chi_m[k]|^2}. \quad (3.2)$$

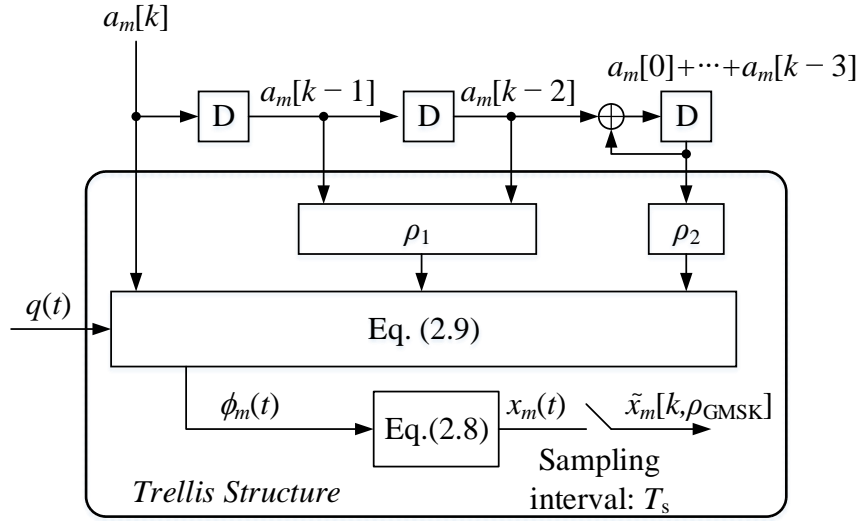
ただし、 $p_m[k]$ は 8 ビットのプリアンブルから参照信号として生成されるベースバンド信号である。

GFSK 復調器

式 (2.9) の情報伝達変数 $\phi_m(t)$ は IIR フィルタの出力であるといなすことができるので、GFSK はフィルタ構造をもつ。よって、最大事後確率推定を利用可能である。事後対数尤度比 (LLR: Log Likelihood Ratio) は

$$\alpha_m[k] = \ln \frac{\Pr[c_m[k] = 1 | \chi_m]}{\Pr[c_m[k] = 0 | \chi_m]} \quad (3.3)$$

で定義される。ただし、 $\chi_m = [\chi_m[0], \dots, \chi_m[K-1]]^T$, $a_m[k] = 2c_m[k] - 1$ である。図 3.2 に $L = 3$ の場合の GFSK のフィルタ構造を示す。式 (2.9) において、右辺第 1 項と第 2 項はそれぞれ $[a_m[k-2], a_m[k-1], a_m[k]]^T$ と $[a_m[0], \dots, a_m[k-3]]^T$ によって決まる。区間 $\{(k-1)T_s - \Delta t_m\} \leq t_m < (kT_s - \Delta t_m)$ における $x_m(t_m)$ を生成する $a_m[k]$ を GFSK の入力とすると、 $[a_m[k-1], a_m[k-2]]$ は $\rho_1 = [-1, -1], [-1, 1], [1, -1], [1, 1]$ の 4 つの状態をもつ。また、GMSK (Gaussian filtered Minimum Shift Keying) のような $\eta = 0.5$ の場合、 $\exp[j\phi(t)]$ の周


 図 3.2: GFSK のフィルタ構造 ($L = 3$).

期性を考慮すると、式 (2.9) の右辺第 2 項は 4 つの状態 $\rho_2 = \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ をもつ。したがって、 $x_m(t_m)$ は入力 $a_m[k]$ と状態 $\rho_{\text{GMSK}} = [\rho_1, \rho_2]$ によって決まる。これは、比較的少ない状態数のトレリス図を構成できることを意味している。トレリス図にしたがって参照信号として $\tilde{x}_m[k, \rho_{\text{GMSK}}]$ を生成することによって、MAP を実行することができる [39]。情報ビット $a_m[k]$ を検出するために $\chi_m[k]$ を扱うことによって、次式に示す尤度関数に基づく MAP アルゴリズムを適用することができる。

$$\ln \frac{1}{\pi \sigma_m^2} \exp \left(-\frac{|\chi_m[k] - E_s \hat{\xi}_m \hat{x}_m[k, \rho_{\text{GMSK}}]|^2}{\sigma_m^2} \right) \quad (3.4)$$

ここで、 $\hat{x}_m[k, \rho_{\text{GMSK}}]$ は式 (2.8) によって得られた参照信号である。

3.3.2 遅延検波に基づく MAP 検出

一般的な遅延検波

一般的な遅延検波では ICA によって分離された信号 $\chi_m[k]$ と $\chi_m[k-1]$ の位相差を検出することによって復調を行う。式 (2.42) の $\chi_m[k]$ は通信路不確定性 ξ_m や雑音の影響を無視すれば、送信複素ベースバンド信号 $x_m[k]$ ($x_m(t)$ をシンボル周期 T_s でサンプリングしたもの) と本質的には同一であるので、次式に示す $f_m[k]$ の正負から送信されたデータ系列を推定することができる。

$$f_m[k] = \Re[-j\chi_m[k]\chi_m^*[k-1]] \quad (3.5)$$

このとき、判定条件は次式で示される。

$$f_m[k] \geq 0 \text{ のとき, } \hat{a}_m[k] = 1 \quad (3.6)$$

$$f_m[k] < 0 \text{ のとき, } \hat{a}_m[k] = -1 \quad (3.7)$$

ただし、 $\hat{a}_m[k]$ は推定された送信データ系列である。また、この判定条件が正しいことは通信路不確定性や雑音の影響がないとき、 $f_m[k]$ の演算結果が $\sin\{\phi_m[k] - \phi_m[k-1]\}$ となることから、明らかである。ただし、 $\phi_m[k]$ は $\chi_m[k]$ の位相である。

MAP 検出

GFSK の ISI (Inter-Symbol Interference) の問題と位相不確定性を同時に解決する単純な検出方法として、遅延検波に基づく MAP 検出が有効である。以降は、簡単のため、ペリフェラルのインデックスである添字 m を省略する。まず、次式で与えられる積 $\chi^*[k-1]\chi[k]$ を考える。

$$\begin{aligned} \rho[k] &= \chi^*[k-1]\chi[k] \\ &= |\xi|^2 v^*[k-1]v[k]x^*[k-1]x[k] + \zeta''[k] \\ &= E_s |\xi|^2 \exp[j\{\phi[k] - \phi[k-1]\} + j\Delta\omega T_s] + \zeta''[k] \end{aligned} \quad (3.8)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \zeta''[k] &= \xi^* v^*[k-1]x^*[k-1]\zeta[k] \\ &\quad + \xi v[k]x[k]\zeta^*[k-1] + \zeta^*[k-1]\zeta[k] \end{aligned} \quad (3.9)$$

である。今、 $\rho[k]$ の実部を次式のように変形する。

$$\begin{aligned} \rho^{\Re}[k] &= \Re\{\chi^*[k-1]\chi[k]\} \\ &= \frac{1}{4} \left(|u_+^{\Re}[k]|^2 - |u_-^{\Re}[k]|^2 \right) \end{aligned} \quad (3.10)$$

ここで、

$$u_+^{\Re}[k] = \chi[k-1] + \chi[k], \quad u_-^{\Re}[k] = \chi[k-1] - \chi[k] \quad (3.11)$$

である。このとき、式 (3.11) より、 $u_+^{\Re}[k]$ と $u_-^{\Re}[k]$ の期待値は次式のようにになる。

$$\begin{aligned} \mu_{\pm}^{\Re}[k] &= \mathbb{E}\{u_{\pm}^{\Re}[k]\} = \xi(x'[k-1] \pm x'[k]) \\ &= \xi \exp[j\Delta\omega k T_s] \{ \exp[j\Delta\omega T_s/2]x[k] \pm j \exp[j\Delta\omega T_s/2]x[k-1] \} \end{aligned} \quad (3.12)$$

さらに、式 (3.12) を用いると、 $u_+^{\Re}[k]$ と $u_-^{\Re}[k]$ の分散は次式で与えられる。

$$N_{\pm} = \mathbb{E} \left\{ \left| u_{\pm}^{\Re}[k] - \mu_{\pm}^{\Re}[k] \right|^2 \right\} = 2\sigma^2 \quad (3.13)$$

式 (3.11) の変形では $u_+^{\Re}[k]$ と $u_-^{\Re}[k]$ の共分散が 0 となることが重要であり、実際、

$$\mathbb{E} \left\{ \left(u_+^{\Re}[k] - \mu_+^{\Re}[k] \right) \left(u_-^{\Re}[k] - \mu_-^{\Re}[k] \right) \right\} = 0 \quad (3.14)$$

となる。

この無相関性から $\rho^{\Re}[k]$ の尤度関数 $p(\rho^{\Re}[k] | \mu_+^{\Re}[k], \mu_-^{\Re}[k])$ はガウス分布に従う $u_+^{\Re}[k]$ と $u_-^{\Re}[k]$ の結合確率密度関数に比例する。

$$\begin{aligned} p(\rho^{\Re}[k] | \mu_+^{\Re}[k], \mu_-^{\Re}[k]) \\ = p(u_+^{\Re}[k] | \mu_+^{\Re}[k]) p(u_-^{\Re}[k] | \mu_-^{\Re}[k]) \end{aligned} \quad (3.15)$$

ここで、 $u_+^{\Re}[k]$ と $u_-^{\Re}[k]$ はそれぞれガウス分布に従うので、確率密度関数は次式で与えられる。

$$p(u_{\pm}^{\Re}[k] | \mu_{\pm}^{\Re}[k]) = \frac{1}{\pi N_{\pm}} \exp \left(-\frac{\left| u_{\pm}^{\Re}[k] - \mu_{\pm}^{\Re}[k] \right|^2}{N_{\pm}} \right) \quad (3.16)$$

式 (3.15) の結合確率密度関数を求めるには、式 (3.16) における $\mu_{\pm}^{\Re}[k]$ に関して、 $\xi \exp[j2\pi \Delta f k T_s]$ の値が必要となるので、位相不確定成分の推定が必要である。

$g \in \{u_+^{\Re}[k], u_-^{\Re}[k], \mu_+^{\Re}[k], \mu_-^{\Re}[k]\}$ とすると、その極座標表示は $g = |g|(\cos \beta_g + j \sin \beta_g)$ となる。ただし、 $\beta_g = \tan^{-1}(\Im[g]/\Re[g])$ である。ここで、 $\Im[\cdot]$ は虚部を表す。これらの変数を用いると、式 (3.16) の極座標表示は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} & p(u_{\pm}^{\Re}[k] | \mu_{\pm}^{\Re}[k]) \\ &= p(|u_{\pm}^{\Re}[k]|, \beta_{u_{\pm}^{\Re}[k]} | \mu_{\pm}^{\Re}[k]) \\ &= \frac{|u_{\pm}^{\Re}[k]|}{\pi N_{\pm}} \exp \left(-\frac{|u_{\pm}^{\Re}[k]|^2 + |\mu_{\pm}^{\Re}[k]|^2}{N_{\pm}} \right) \exp \left(\frac{2 |u_{\pm}^{\Re}[k]| |\mu_{\pm}^{\Re}[k]| \cos(\beta_{u_{\pm}^{\Re}[k]} - \beta_{\mu_{\pm}^{\Re}[k]})}{N_{\pm}} \right) \end{aligned} \quad (3.17)$$

上式を位相に関して積分すると、周辺確率密度関数 $p(|u_{\pm}^{\Re}[k]| | \mu_{\pm}^{\Re}[k])$ は仲上ライス分布に従い、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} & p(|u_{\pm}^{\Re}[k]| | \mu_{\pm}^{\Re}[k]) \\ &= \int_{-\pi}^{\pi} p(|u_{\pm}^{\Re}[k]|, \beta_{u_{\pm}^{\Re}[k]} | \mu_{\pm}^{\Re}[k]) d\beta_{u_{\pm}^{\Re}[k]} \\ &= \frac{2 |u_{\pm}^{\Re}[k]|}{\pi N_{\pm}} \exp \left(-\frac{|u_{\pm}^{\Re}[k]|^2 + |\mu_{\pm}^{\Re}[k]|^2}{N_{\pm}} \right) I_0 \left(\frac{2 |u_{\pm}^{\Re}[k]| |\mu_{\pm}^{\Re}[k]|}{N_{\pm}} \right) \end{aligned} \quad (3.18)$$

ここで、 $I_0(\cdot)$ は 0 次の第 1 種変形ベッセル関数である。 $\Delta\omega_c T_s \approx 0$ のとき、 $\mu_{\pm}^{\Re}[k]$ の絶対値は次式で与えられる。

$$|\mu_{\pm}^{\Re}[k]| \approx |x[k-1] \pm x[k]| \quad (3.19)$$

同様に、観測値 $\rho[k]$ の虚部を

$$\rho^{\Im}[k] = \Im \{ \chi^*[k-1] \chi[k] \} = \frac{1}{4} \left(|u_{-}^{\Im}[k]|^2 - |u_{+}^{\Im}[k]|^2 \right) \quad (3.20)$$

と変形する。ここで、

$$u_{-}^{\Im}[k] = \chi[k-1] - j\chi[k], \quad u_{+}^{\Im}[k] = \chi[k-1] + j\chi[k] \quad (3.21)$$

である。この場合、 $\mu_{\pm}^{\Im}[k]$ の絶対値は

$$|\mu_{\pm}^{\Im}[k]| \approx |x[k-1] + jx[k]| \quad (3.22)$$

で与えられる。一方、 $u_{+}^{\Im}[k]$ と $u_{-}^{\Im}[k]$ の分散は同じ値で、 $N_{\pm} = 2\mathbb{E}\{|\zeta[k]|^2\} = 2\sigma^2$ となる。これらの変数を用いて、 $|u_{\pm}^{\Im}[k]|$ の尤度関数も式 (3.18) と同様に次式で与えられる。

$$\begin{aligned} & p(|u_{\pm}^{\Im}[k]| | \mu_{\pm}^{\Im}[k]) \\ &= \int_{-\pi}^{\pi} p(|u_{\pm}^{\Im}[k]|, \beta_{u_{\pm}^{\Im}[k]} | \mu_{\pm}^{\Im}[k]) d\beta_{u_{\pm}^{\Im}[k]} \\ &= \frac{2 |u_{\pm}^{\Im}[k]|}{\pi N_{\pm}} \exp\left(-\frac{|u_{\pm}^{\Im}[k]|^2 + |\mu_{\pm}^{\Im}[k]|^2}{N_{\pm}}\right) I_0\left(\frac{2 |u_{\pm}^{\Im}[k]| |\mu_{\pm}^{\Im}[k]|}{N_{\pm}}\right) \end{aligned} \quad (3.23)$$

トレリス図にしたがって $\hat{x}[k]$ を参照信号として生成することで、MAP 検出が実行可能である。式 (3.18) と参照信号 $\hat{x}[k]$ を用いると、結合尤度関数は

$$p(|u_{+}^{\Re}[k]| | \mu_{+}^{\Re}[k]) p(|u_{-}^{\Re}[k]| | \mu_{-}^{\Re}[k]) p(|u_{+}^{\Im}[k]| | \mu_{+}^{\Im}[k]) p(|u_{-}^{\Im}[k]| | \mu_{-}^{\Im}[k]) \quad (3.24)$$

で与えられる。

3.4 計算機シミュレーション

提案手法の有効性を確認するために計算機シミュレーションを行った。シミュレーション諸元を表 3.1 に示す。空間多重される BLE ペリフェラルの数は $M = 4$ 、BLE セントラルに搭載されている受信アンテナ数は $N = 8$ 、変調方式は GFSK ($\eta = 0.5$) とした。各ペリフェラルの周波数オフセット $\Delta f_m = \Delta\omega_m/2\pi$ は区間 $[-\Delta f_{\max}, \Delta f_{\max}]$ の一様分布に従ってラ

表 3.1: シミュレーション諸元

変調方式	GFSK 変調指数: $\eta = 0.5$ メモリ長: $L = 3$
1本の送信アンテナを具備した ペリフェラルの数	$M = 4$
BLE セントラルにおける 受信アンテナ本数	$N = 8$
通信路モデル	仲上・ライスフェージング ($F_R=3$)
ICA アルゴリズム	JADE

ンダムに設定され、各ペリフェラルからの送信信号の時間同期誤差 Δt_m は区間 $[0, \Delta t_{\text{up}}]$ の一様分布に従ってランダムに設定されるものとする。通信路のフェージング変動は、LOS 環境を想定して、ホッピングした周波数帯域において、ライスファクタ $K = 3$ の一様ライスフェージングに従うと仮定する。各ペリフェラルのホッピングパターンは SDMA で多重されるペリフェラルにおいては同一であり、平均 E_s/N_0 はペリフェラル間で同じであるとする。SDMA によって多重された信号を分離するために ICA として JADE を用いる。なお、パケット長は 256 ビットとし、ICA の信号分離の際に必要な送信信号の多重数の推定は AIC や MDL 規準などを用いて完全に推定されているとする。

3.4.1 ICA の分離精度

ICA の分離精度を

$$E_1 = \sum_{m=1}^M \left(\sum_{m'=1}^M \frac{|p_{mm'}|}{\max_{m''} |p_{mm''}|} - 1 \right) + \sum_{m'=1}^M \left(\sum_{m=1}^M \frac{|p_{mm'}|}{\max_{m''} |p_{m''m'}|} - 1 \right) \quad (3.25)$$

で定義する。ここで $p_{mm'}$ は行列 $\mathbf{P} = \mathbf{\Psi}^H \mathbf{W} \mathbf{H}$ の (m, m') 要素である。もし各独立成分が完全に分離されている場合、 \mathbf{P} は順列行列となる。順列行列とは、各列および各行に 1 である要素が一つだけあり、他の要素はすべて 0 であるような行列である。明らかに式 (3.25) の性能指標は、 \mathbf{P} が順列行列のとき、すなわち各独立成分が完全に分離されているとき最小値 0 をとる。 E_1 の値が大きいほど、ICA の分離精度は悪いことになる。

図 3.3(a) に $E_s/N_0 = 15[\text{dB}]$ で、時間同期誤差 Δt_m が区間 $[0, \Delta t_{\text{up}}]$ の一様分布に従うときの、JADE の信号分離精度 E_1 の平均値を示す。図から分かる通り、時間同期誤差がある場

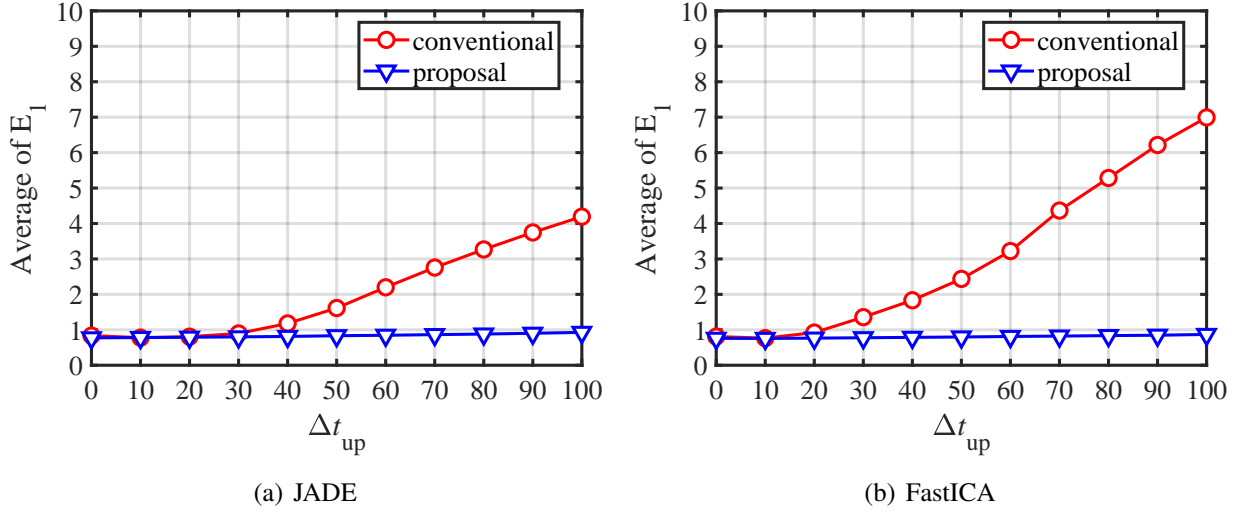


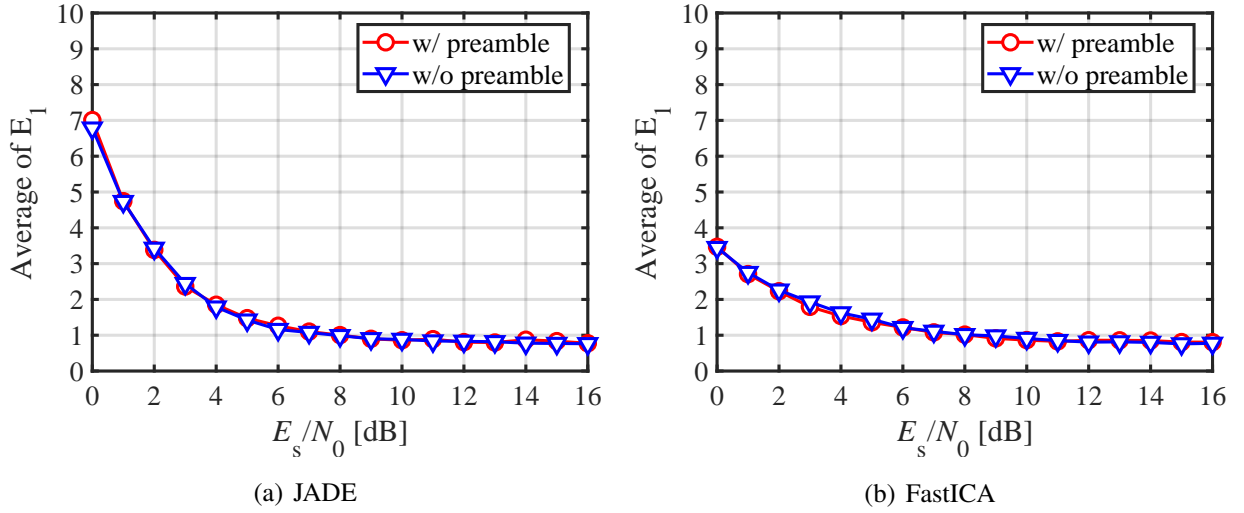
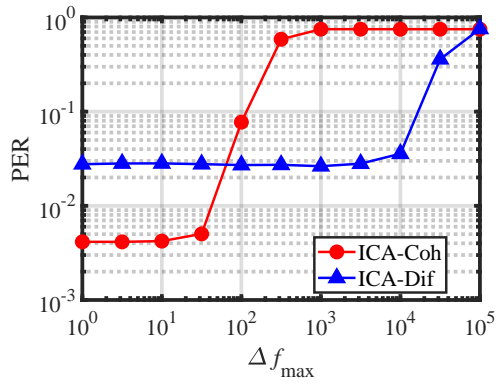
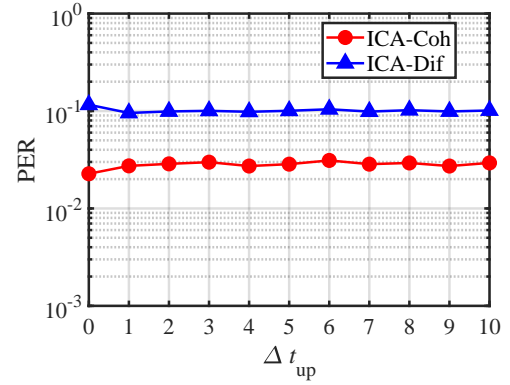
図 3.3: 時間同期誤差の上限 Δt_{up} に対する E_1 の平均値 ($E_s/N_0 = 15[\text{dB}]$)

合、送信信号が重複した部分のみを用いることによって、受信信号全体を用いる場合と比べて JADE の信号分離精度が劣化していない。また、図 3.3(b) に時間同期誤差 Δt_m が区間 $[0, \Delta t_{up}]$ の一様分布に従うときの、FastICA の信号分離精度 E_1 の平均値を示す。ICA アルゴリズムとして FastICA を用いた場合も JADE を用いた場合と同様に提案手法を用いることにより、信号分離精度の劣化を抑えることができていくことがわかる。

次に、ICA の計算範囲にプリアンブルを含めた場合と含めない場合の信号分離精度について調べる。図 3.4(a) に JADE を用いた場合の E_1 の平均値を示す。プリアンブルは各 BLE ペリフェラルで同じものを用いているため、ICA の計算範囲に受信信号のプリアンブル部分を用いてしまうと、送信信号間の相関が高くなり、分離精度が劣化すると考えられるが、BLE4.x のパケットに含まれるプリアンブルの長さが 8 ビットとパケット長に対して非常に短いため、信号分離精度にはあまり影響がないことが確認できる。図 3.4(b) に FastICA を用いた場合の E_1 の平均値を示す。ICA アルゴリズムとして FastICA を用いた場合も JADE を用いた場合と同様に ICA の計算範囲に受信信号のプリアンブル部分を含めることによる影響はほとんどないことが確認できる。

3.4.2 PER 特性の評価

図 3.5 に $E_s/N_0 = 12 [\text{dB}]$ のときの Δf_{\max} に対する PER 特性を示す。“Coh” は 8 ビットのプリアンブルによる位相回転補償を行った後、同期検波に基づく MAP 検出を行うことを意味し、“Dif” は遅延検波に基づく MAP 検出を行うことを意味している。図を見て分かる通り、 Δf_{\max} の値が 150 [Hz] を超えたあたりから遅延検波のほうが位相回転補償を伴っ


 図 3.4: ICA の計算範囲にプリアンブルを含めた場合と含めない場合の E_1 の平均値

 図 3.5: CFO に対する PER 特性 ($E_s/N_0 = 12$ [dB])

 図 3.6: 時間同期誤差の上限 Δt_{up} に対する PER 特性 ($E_s/N_0 = 10$ [dB])

た同期検波よりも PER 特性が良くなっている。また、10[kHz]を超えたあたりから遅延検波に基づく MAP 検出を用いた場合の特性が悪くなっていることから、3.3.2 節で行った $\Delta f T_s \approx 0$ の近似が 10 [kHz] 付近の Δf_{\max} に対して適切ではないことがわかる。BLE の仕様上、BLE ペリフェラルの CFO の最大許容値は 150 [kHz] であるが、提案手法で許容できる周波数誤差は約 10 [kHz] までである。このため、さらなる CFO 対策が必要である。図 3.6 に $E_s/N_0 = 10$ [dB] のときの時間同期誤差の上限 Δt_{up} に対する PER 特性を示す。ポーリングによる時間同期誤差を $10T_s$ までと仮定すると、PER 特性は劣化しないことがわかる。

3.5 結言

本章では、BLE システムにおいて ICA に基づく空間多重を行う際に問題となる時間・周波数同期誤差の補償法の説明を行った。まず、時間同期誤差の補償法として、受信信号のうち、送信信号が重複している部分のみを ICA の分離行列の計算に用いることを提案した。次に、周波数同期誤差の補償法として、遅延検波に基づく MAP 検出を提案した。次章では、本章で対処しきれなかった周波数同期誤差に対して、繰り返し処理を用いた周波数オフセット推定法についての説明を行う。

第4章

繰り返し周波数オフセット推定法

4.1 緒言

第3章で提案した遅延検波に基づく MAP 検出では BLE の最大許容周波数オフセット 150 [kHz] に対処することができなかった．本章ではまず，プリアンブルを用いた周波数オフセットの推定法について説明し，十分な周波数オフセット推定精度を得るためには，プリアンブルが短すぎることを説明する．次に，周波数オフセットの推定に用いるプリアンブルの長さを擬似的に伸ばすため，一度推定した信号とプリアンブルを一緒に用いる推定法の説明を行う．

4.2 繰り返し推定法の概要

MIMO によって空間多重された各 BLE ペリフェラルの信号は前節の ICA によって分離することができたが，式 (2.37) から Ξ の対角要素である位相回転 ξ_m と $\mathbf{x}'[k]$ に含まれる Ω_m を推定する必要がある．各ペリフェラルの信号に独立な CFO が存在しても信号の分離ができるのは，ICA には位相の不確実性があるためであり，この性質を利用すると ICA によって信号を分離した後に，ICA 出力に対して CFO の推定を行うことができる．図 4.1 に提案手法である繰り返し周波数オフセット推定法のブロック図を示す．また，アルゴリズム 1 に繰り返しアルゴリズムの手順を示す．繰り返し g 回目のステップで，ICA 出力と 1 つ前のステップで検出された信号の最初の K_g サンプルは次式で与えられる．

$$\boldsymbol{\chi}_m^{\text{ref}} = [\chi_m[0], \dots, \chi_m[K_g - 1]]^T \quad (4.1)$$

$$\hat{\boldsymbol{\chi}}_m^{\text{ref}} = [\hat{\chi}_m^{(g)}[0], \dots, \hat{\chi}_m^{(g)}[K_g - 1]]^T \quad (4.2)$$

ここで， $\hat{\boldsymbol{\chi}}_m^{(g)} = [\hat{\chi}_m^{(g)}[0], \dots, \hat{\chi}_m^{(g)}[K - 1]]$ は繰り返し $g - 1$ 回目のステップで検出した符号語ビット \hat{c}_m によって生成された GFSK 信号とする． ξ_m と Ω_m は $\boldsymbol{\chi}_m^{\text{ref}}$ と $\hat{\boldsymbol{\chi}}_m^{\text{ref}}$ を用いて最尤推

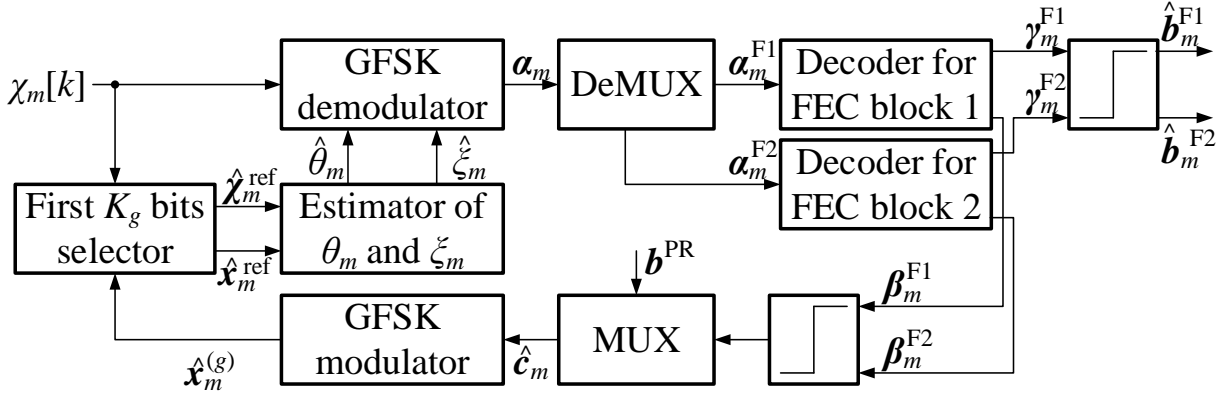


図 4.1: GFSK 復調器と復号器を伴った繰り返し周波数オフセット推定器のブロック図

定 (MLE: Maximum Likelihood Estimation) によって推定される．最初のステップ ($g = 1$) では， $K_1 = 80$ (プリアンプルの長さ) であり， $\hat{\mathbf{x}}_m^{(1)}$ はプリアンプル \mathbf{b}^{PR} とゼロベクトル $\mathbf{0}$ によって生成された GFSK 信号である．

GFSK 復調器では， \mathbf{c}_m を検出するための事後 LLR α_m は推定値 $\hat{\xi}_m$ と $\hat{\Omega}_m$ を用いて計算される． α_m は $\alpha_m = [\alpha_m^{\text{PR}}, \alpha_m^{\text{F1}}, \alpha_m^{\text{F2}}]$ として分離される．ここで，サブベクトルは $\alpha_m^{\text{PR}} = [\alpha_m^{\text{PR}}[0], \dots, \alpha_m^{\text{PR}}[79]]$ ， $\alpha_m^{\text{F1}} = [\alpha_m^{\text{F1}}[0], \dots, \alpha_m^{\text{F1}}[295]]$ ， $\alpha_m^{\text{F2}} = [\alpha_m^{\text{F2}}[0], \dots, \alpha_m^{\text{F2}}[K - 377]]$ で定義される． α_m^{F1} と α_m^{F2} はそれぞれ FEC block 1 と FEC block 2 の復号器へ渡される．LLR $\alpha_m^{\text{F1}}, \alpha_m^{\text{F2}}$ の系列を用いて，それぞれの復号器は符号語ビットの事後 LLR $\beta_m^{\text{F1}}, \beta_m^{\text{F2}}$ と情報ビットの事後 LLR $\gamma_m^{\text{F1}}, \gamma_m^{\text{F2}}$ を生成する．次に，プリアンプル \mathbf{b}^{PR} ， β_m^{F1} ， β_m^{F2} は $\hat{\mathbf{c}}_m = [\mathbf{b}^{\text{PR}}, Q(\beta_m^{\text{F1}}), Q(\beta_m^{\text{F2}})]$ として結合される．ここで， $Q(\cdot)$ は LLR を硬判定することを意味する．検出された符号語ビット $\hat{\mathbf{c}}_m$ は参照信号 $\hat{\mathbf{x}}_m^{(g+1)}$ を生成するために GFSK によって変調される．この手順を繰り返して回数 G まで繰り返したあと， $\hat{\mathbf{b}}_m^{\text{Fw}}$ を得るために情報ビット LLR γ_m^{Fw} を硬判定する．

4.3 通信路不確定性と周波数オフセットの最尤推定

MLE の作法にしたがって，複素包絡線 ξ_m と正規化角周波数オフセット Ω_m は次の尤度関数を最大化することによって推定される．

$$\begin{aligned}
 & p(\chi_m^{\text{ref}} | \hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}}, \Omega_m, \xi_m) \\
 &= \frac{1}{\pi^{K_g} |\Sigma_m|} \exp[-(\chi_m^{\text{ref}} - \xi_m \hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \nu_m)^H \Sigma_m^{-1} (\chi_m^{\text{ref}} - \xi_m \hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \nu_m)] \quad (4.3)
 \end{aligned}$$

Algorithm 1 Iterative CFO estimation.

Initialization

 $g = 1, K_1 = 80, \hat{\mathbf{x}}_m^{(1)} = \mathcal{M}([b^{\text{PR}}, 0])$
while $g \leq G$ **do**

 Extractions of χ_m^{ref} using (4.1) and $\hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}}$ using (4.2)

 Estimations of $\hat{\Omega}_m$ using (4.10) and $\hat{\xi}_m$ using (4.8)

 GFSK demodulation: α_m of (3.3) is calculated

 DeMUX: $\alpha_m = [\alpha_m^{\text{PR}}, \alpha_m^{\text{F1}}, \alpha_m^{\text{F2}}]$

 FEC Decoding: Computations of β_m^{Fw} of (4.12) and γ_m^{Fw} of (4.13)

 MUX: $[b^{\text{PR}}, Q(\beta_m^{\text{F1}}), Q(\beta_m^{\text{F2}})] = \hat{\mathbf{c}}_m$
 $g = g + 1$
 $\hat{\mathbf{x}}_m^{(g)} = \mathcal{M}(\hat{\mathbf{c}}_m)$
end while
 $\hat{\mathbf{b}}_m^{\text{Fw}} = \text{hard}(\gamma_m^{\text{Fw}})$

* $\mathcal{M}(\cdot)$ means that the coded bits are modulated by GFSK. $Q(\cdot)$ indicates hard decision values of LLRs.

ここで、 $\nu_m = [\exp[j\Omega_m \cdot 0], \dots, \exp[j\Omega_m \cdot (K_g - 1)]]^T$ である。演算子 \odot はアダマール積 (要素積) を表す。 χ_m^{ref} が時間的に無相関であることを考慮すると、共分散行列 Σ_m は

$$\begin{aligned} \Sigma_m &= \mathbb{E}\{(\chi_m^{\text{ref}} - \xi_m \hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \nu_m)(\chi_m^{\text{ref}} - \xi_m \hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \nu_m)^H\} \\ &= \sigma_m^2 \mathbf{I}_{K_g} \end{aligned} \quad (4.4)$$

で与えられる。式 (4.4) を式 (4.3) に代入することによって

$$\begin{aligned} p(\chi_m^{\text{ref}} | \hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}}, \Omega_m, \xi_m) &= \frac{1}{\pi^{K_g} |\sigma_m^2 \mathbf{I}_{K_g}|} \exp \left[-\frac{1}{\sigma_m^2} (\chi_m^{\text{ref}} - \xi_m \hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \nu_m)^H (\chi_m^{\text{ref}} - \xi_m \hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \nu_m) \right] \end{aligned} \quad (4.5)$$

が得られる。式 (4.3) の最大化は次のコスト関数の最小化と同値である。

$$\begin{aligned} J(\xi_m, \Omega_m) &= (\chi_m^{\text{ref}} - \xi_m \hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \nu_m)^H (\chi_m^{\text{ref}} - \xi_m \hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \nu_m) \\ &= (\chi_m^{\text{ref}})^H \chi_m^{\text{ref}} - \xi_m (\chi_m^{\text{ref}})^H (\hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \nu_m) - \xi_m^* (\hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \nu_m)^H \chi_m^{\text{ref}} \\ &\quad + |\xi_m|^2 (\hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \nu_m)^H (\hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \nu_m) \end{aligned} \quad (4.6)$$

Ω_m を固定したとき、 ξ_m に関して式 (4.6) を最小化することは複素線形最小二乗問題とみなすことができる。式 (4.6) の ξ_m に関する偏微分は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial \xi_m} &= 0 - ((\hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \nu_m)^H \chi_m^{\text{ref}})^* - 0 + (\xi_m (\hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \nu_m)^H (\hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \nu_m))^* \\ &= -[(\hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \nu_m)^H (\chi_m^{\text{ref}} - \xi_m (\hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \nu_m))]^* \end{aligned} \quad (4.7)$$

ここで、式 (4.7) を 0 とすると、複素包絡線の推定値は

$$\begin{aligned}\hat{\xi}_m &= \frac{(\hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \boldsymbol{\nu}_m)^H \boldsymbol{\chi}_m^{\text{ref}}}{K_g} \\ &= \frac{\sum_{k=0}^{K_g-1} \chi_m^{\text{ref}}[k] (\hat{x}_m^{\text{ref}}[k] \exp[j\Omega_m k])^*}{K_g}\end{aligned}\quad (4.8)$$

で与えられる.

次に、式 (4.8) を式 (4.6) の ξ_m に代入すると、コスト関数は

$$\begin{aligned}J(\hat{\xi}_m, \Omega_m) &= (\boldsymbol{\chi}_m^{\text{ref}})^H (\boldsymbol{\chi}_m^{\text{ref}} - \hat{\xi}_m \hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \boldsymbol{\nu}_m) \\ &= (\boldsymbol{\chi}_m^{\text{ref}})^H \boldsymbol{\chi}_m^{\text{ref}} - \frac{|(\hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \boldsymbol{\nu}_m)^H \boldsymbol{\chi}_m^{\text{ref}}|^2}{K_g}\end{aligned}\quad (4.9)$$

と書き換えることができる. Ω_m に関して式 (4.9) を最小化するためには $|(\hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \boldsymbol{\nu}_m)^H \boldsymbol{\chi}_m^{\text{ref}}|^2$ を最大化する必要がある. よって、正規化角周波数オフセットの推定値は

$$\begin{aligned}\hat{\Omega}_m &= \arg \max_{\tilde{\Omega}_m} |(\hat{\mathbf{x}}_m^{\text{ref}} \odot \boldsymbol{\nu}_m)^H \boldsymbol{\chi}_m^{\text{ref}}|^2 \\ &= \arg \max_{\tilde{\Omega}_m} \left| \sum_{k=0}^{K_g-1} \chi_m^{\text{ref}}[k] (\hat{x}_m^{\text{ref}}[k] \exp[j\tilde{\Omega}_m k])^* \right|^2\end{aligned}\quad (4.10)$$

で与えられる. ここで、 $\tilde{\Omega}_m \in \{2\pi n_\Omega / N_\Omega | n_\Omega = 0, \dots, N_\Omega - 1\}$ であり、 N_Ω は $\tilde{\Omega}_m$ の候補値の数である. 実際には、式 (4.10) は高速フーリエ変換 (FFT: Fast Fourier Transform) を用いてスペクトルの最大値を探すことで実現できる. 繰り返しアルゴリズムでは、式 (4.10) の $\hat{\Omega}_m$ を推定した後、 $\hat{\xi}_m$ を得るために $\hat{\Omega}_m$ を式 (4.8) に代入する. なお、MLE による CFO の推定値は一致推定量であり、漸近的に有効である (参照信号の長さ $K_g \rightarrow \infty$ のとき、推定誤差の分散は CRLB (Cramer-Rao Lower Bound) に一致する) [40].

4.4 GFSK 復調器

ξ_m と Ω_m を推定した後、式 (3.3) の $\alpha_m[k]$ を求めるために必要な $\boldsymbol{\chi}_m$ が得られたときの入力 $a_m[k]$ と状態 ρ_{GMSK} の (結合) 対数遷移確率は次式で与えられる.

$$\begin{aligned}\ln \Pr[a_m[k], \rho_{\text{GMSK}} | \boldsymbol{\chi}_m] &= -\frac{|\chi_m[k] - E_s \hat{\xi}_m \tilde{x}_m[k, \rho_{\text{GMSK}}] \exp[j\hat{\Omega}_m k]|^2}{\sigma_m^2} + C_{\text{dem}} \\ &= \frac{2\Re\{\chi_m[k] (E_s \hat{\xi}_m \tilde{x}_m[k] \exp[j\hat{\Omega}_m k])^*\}}{\sigma_m^2} + \tilde{C}_{\text{dem}}\end{aligned}\quad (4.11)$$

ここで、 C_{dem} と \tilde{C}_{dem} は定数である. BCJR (Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv) アルゴリズム [41] によってすべての $\alpha_m[k]$ を計算し、LLR ベクトル $\boldsymbol{\alpha}_m = [\alpha_m[0], \dots, \alpha_m[K-1]]$ を生成する.

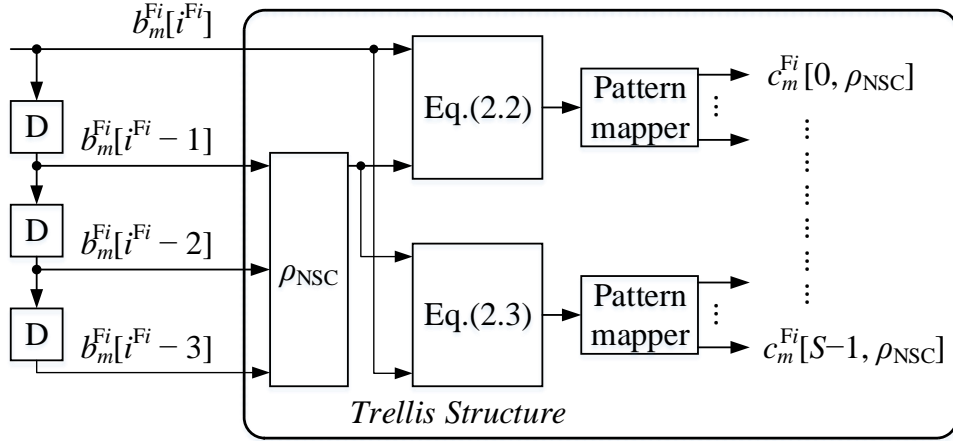


図 4.2: FEC 符号化器とパターンマッパーのフィルタ構造

4.5 FEC 復号器

GFSK 復調器と同様に，NSC 符号器による符号化は FIR (Finite Impulse Response) フィルタとして考えることができる．よって，受信機側で MAP 検出を適用することができる．情報ビットと符号語ビットの事後 LLR は

$$\beta_m^{Fw}[k^{Fw}] = \ln \frac{\Pr[c_m^{Fw}[k^{Fw}] = 1 | \alpha_m^{Fw}]}{\Pr[c_m^{Fw}[k^{Fw}] = 0 | \alpha_m^{Fw}]} \quad (4.12)$$

$$\gamma_m^{Fw}[i^{Fw}] = \ln \frac{\Pr[b_m^{Fw}[i^{Fw}] = 1 | \alpha_m^{Fw}]}{\Pr[b_m^{Fw}[i^{Fw}] = 0 | \alpha_m^{Fw}]} \quad (4.13)$$

で定義される．ここで， k^{Fw} と i^{Fw} はそれぞれ c_m^{Fw} と b_m^{Fw} の時間インデックスである．図 4.2 に NSC 符号器とパターンマッパーのフィルタ構造を示す．NSC 符号器の状態 $\rho_{NSC} = \{b_m^{Fw}[i^{Fw} - 3], b_m^{Fw}[i^{Fw} - 2], b_m^{Fw}[i^{Fw} - 1]\}$ は 8 つの状態をもつ． $\alpha_m^{Fw}[k^{Fw}]$ は

$$\alpha_m^{Fw}[k^{Fw}] = \mu(2c_m^{Fw}[k^{Fw}] - 1) + n_m[k^{Fw}] \quad (4.14)$$

と書ける．ここで， μ は等価利得， $n_m[k^{Fw}]$ は等価雑音である． $\alpha_m^{Fw}[k^{Fw}]$ は一貫性条件をみたすと仮定する [42]．したがって， σ^2 を $n_m[k^{Fw}]$ の等価分散とすると， $\sigma^2 = 2\mu$ である．GFSK 復調と同様に， α_m^{Fw} を得たときの入力 $b_m^{Fw}[i^{Fw}]$ の (結合) 遷移確率は

$$\begin{aligned} \ln \Pr[b_m^{Fw}[i^{Fw}], \rho_{NSC} | \alpha_m^{Fw}] &= -\frac{\sum_{k_s=0}^{S-1} (\alpha_m^{Fw}[S i^{Fw} + k_s] - \mu \alpha_m^{Fw}[k_s, \rho_{NSC}])^2}{2\sigma^2} + C_{dec} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{k_s=0}^{S-1} a_m^{Fw}[k_s, \rho_{NSC}] \alpha_m^{Fw}[S i^{Fw} + k_s] + \tilde{C}_{dec} \end{aligned} \quad (4.15)$$

表 4.1: シミュレーション諸元

FEC 符号化器	NSC 符号化器: 拘束長: 4 符号化率: 1/2
正規化周波数オフセット	ΔF_m は区間 $[-0.15, 0.15]$ の 一様分布に従う
変調方式	GFSK 変調指数: $\eta = 0.5$ $B_G T_s = 0.5$ メモリ長: $L = 3$
PDU の長さ	$U = 1024$
1 本の送信アンテナを具備した ペリフェラルの数	$M = 4$
BLE セントラルにおける 受信アンテナ本数	$N = 8$
通信路モデル	仲上・ライスフェージング ($F_R=3$)
ICA アルゴリズム	JADE
復調器アルゴリズム	Log-MAP
復号器アルゴリズム	Log-MAP
繰り返し周波数オフセット推定の繰り返し回数	$G = 3$
$\tilde{\Omega}_m$ の候補値の数	$N_\Omega = 10^5$

で与えられる．ここで， C_{dec} と \tilde{C}_{dec} は定数で， $a_m^{\text{Fw}}[k_s, \rho_{\text{NSC}}] = 2c_m^{\text{Fw}}[k_s, \rho_{\text{NSC}}] - 1$ である．BCJR アルゴリズムによってすべての $\beta_m^{\text{Fw}}[k^{\text{Fw}}]$ を計算し，LLR ベクトル $\beta_m^{\text{F1}} = [\beta_m^{\text{F1}}[0], \dots, \beta_m^{\text{F1}}[295]]$ ， $\beta_m^{\text{F2}} = [\beta_m^{\text{F2}}[0], \dots, \beta_m^{\text{F2}}[K-377]]$ を生成する．最終ステップでは，BCJR アルゴリズムによって情報ビット LLR γ_m^{Fw} を生成する．

4.6 計算機シミュレーション

提案手法の有効性を確認するため，計算機シミュレーションを行った．表 4.1 にシミュレーション諸元を示す．FEC 符号化器は符号化率 1/2，拘束長 4 の NSC 符号化器であり，情報ビットに対する事後 LLR γ_m^{Fw} と符号語ビットに対する事後 LLR β_m^{Fw} を得るために Log-MAP アルゴリズムを用いて復号を行う．1 本の送信アンテナを具備した BLE ペリフェラ

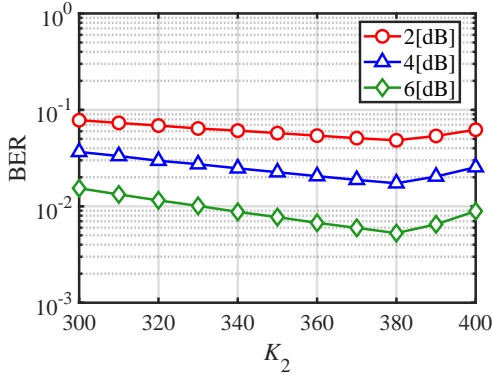


図 4.3: $S = 2, G = 2, K_1 = 80$ のときの繰り返し周波数オフセット推定への K_2 の影響 (凡例の値は E_s/N_0 [dB] を示す)

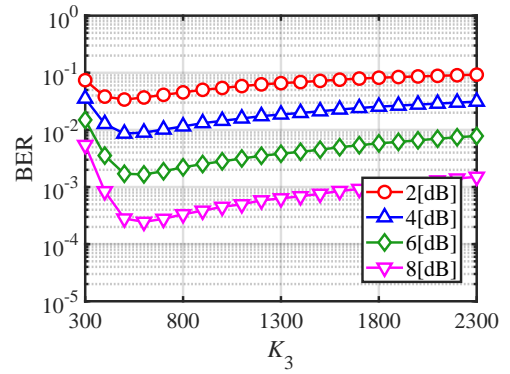


図 4.4: $S = 2, G = 3, K_1 = 80, K_2 = 376$ のときの繰り返し周波数オフセット推定への K_3 の影響 (凡例の値は E_s/N_0 [dB] を示す)

ルの数は 4, BLE センtral に搭載されている受信アンテナ本数は 8 である. 変調方式は変調指数 $\eta = 0.5$, $B_G T_s = 0.5$ の GFSK であり, 事後 LLR α_m を得るために Log-MAP アルゴリズムを用いて復調を行う. 各ペリフェラルの正規化 CFO $\Delta F_m = \Omega_m/2\pi$ は区間 $[-0.15, 0.15]$ の一様分布に従う. 繰り返し周波数オフセット推定の繰り返し回数は $G = 3$ である. 式 (4.10) における \tilde{Q}_m の候補値の数は $N_Q = 10^5$ である. 通信路のフェージング変動は, LOS 環境を想定して, ホッピングした周波数帯域において, ライスファクタ $F_R = 3$ のライスフェージングに従うと仮定する. 各ペリフェラルのホッピングパターンは各パケット送信の間, 同一であり, 平均 E_s/N_0 はペリフェラル間で同じであるものとする. SDMA によって多重された信号を分離するために ICA として JADE を用いる. なお, PDU の長さは $U = 1024$ としている. 本節では, FEC block 2 に含まれる PDU のビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) 特性を評価している. 評価を簡単にするため, AA と CI は BLE センtral において既知であるとする.

4.6.1 $S = 2$ coding を用いた場合

図 4.3 に $S = 2$ coding を用いた場合の K_2 に対する PDU の BER 特性を示す. ただし, 提案手法の繰り返し回数は $G = 2$ とし, E_s/N_0 はそれぞれ 2, 4, 6 [dB] である. 図から, 繰り返し周波数オフセット推定の繰り返し 2 回目において, $K_2 = 380$ が最適であると言える. 繰り返し周波数オフセット推定では, 1 つ前に検出されたビット系列が周波数オフセットの推定に用いられるため, 周波数オフセットの推定精度は検出されたビット系列の検出精度に依存する. 残留 CFO は PDU に含まれるビットのうち, 後半に含まれるビットに悪影

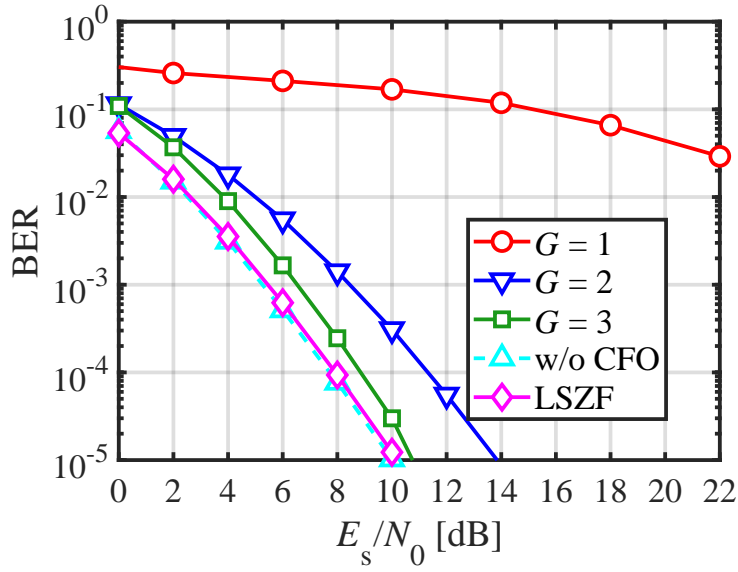


図 4.5: FEC block 2 に $S = 2$ coding を適用した場合の PDU の BER 特性 ($K_1 = 80$, $K_2 = 376$, $K_3 = 600$)

響を与える。 K_2 の増加に伴って、誤って検出された PDU のより末尾に位置するビットを周波数オフセット推定に用いることとなる。したがって、 K_2 が 380 をこえると、BER 特性が劣化すると考えられる。図 2.2 に示したように、プリアンブルと FEC block 1 は全体で 376 シンボルで構成されており、最適な K_2 とほぼ同じであるため、FEC block 2 を使う必要はない。したがって、 $S = 2$ coding を用いる場合は、繰り返し 2 回目では $K_2 = 376$ を用いることとする。

図 4.4 に $S = 2$ coding を用いた場合の K_3 に対する PDU の BER 特性を示す。ただし、提案手法の繰り返し回数は $G = 3$ とし、 $K_2 = 376$ を用いた。 E_s/N_0 はそれぞれ 2, 4, 6 [dB] である。図から、すべての E_s/N_0 において、 K_3 の値が約 600 のときに比較的よい特性であることがわかる。図 4.3 と図 4.4 から、 $S = 2$ coding を用いた場合は繰り返し周波数オフセット推定においてそれぞれ $K_2 = 376$, $K_3 = 600$ とする。

図 4.5 は FEC block 2 に $S = 2$ coding を用いた場合の BER 特性である。比較対象として、空間フィルタリングに ZF を用いた特性 (LSZF) も示している。ただし、通信路行列 \mathbf{H} は 80 ビットの直交プリアンブルを用いて LS アルゴリズムで推定している。ここで、BLE パケットフォーマットには 80 ビットの直交プリアンブルを含めることはできないことに注意されたい。よって、この PDU の BER 特性は提案手法の有効性を評価するための単なる比較対象である。図から、 $G = 3$ の BER 特性は周波数オフセットがない場合の特性とほぼ一致している。さらに、その特性は LSZF を適用した特性とほとんど同じである。周波数オフセットがない場合は、周波数オフセットの推定は行わず、式 (4.11) における $\hat{\Omega}_m$ の

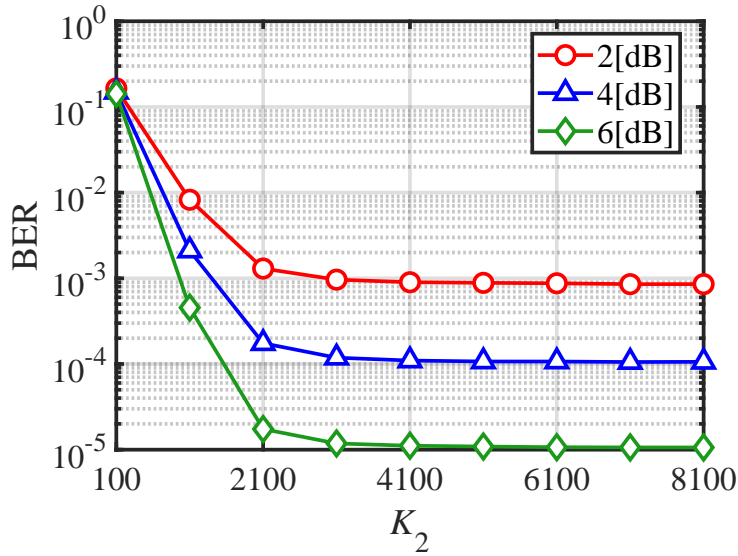


図 4.6: $S = 8$, $G = 2$, $K_1 = 80$ のときの繰り返し周波数オフセット推定への K_2 の影響 (凡例の値は E_s/N_0 [dB] を示す)

値を 0 としている。

4.6.2 $S = 8$ coding を用いた場合

図 4.6 に $S = 8$ coding を用いた場合の K_2 に対する PDU の BER 特性を示す。ただし、提案手法の繰り返し回数は $G = 2$ とし、 E_s/N_0 はそれぞれ 2, 4, 6 [dB] である。図から、すべての E_s/N_0 において K_2 が大きくなればなるほど、BER 特性がよくなっていることがわかる。FEC block 2 に $S = 2$ coding を用いた場合と違い、 K_2 の増加に伴って BER が単調減少しているのは、繰り返し符号と等価なパターンマッパーの利用により復号特性が改善されるからだと考えられる。したがって、PDU の長さが $U = 1024$ の場合、繰り返し 2 回目に用いる参照信号の長さとしてパケット全体の長さである $K_2 = 8786$ を用いることとする。

図 4.7 に FEC block 2 に $S = 8$ coding を用いた場合の BER 特性を示す。図から、提案手法を用いた BER 特性は LSZF の特性とほぼ同じであることが確認できる。ここで、周波数オフセットがない場合に BER 特性が最も悪くなっていることがわかる。図 4.8 は ICA による信号分離の ΔF_{\max} に対する影響を示している。各ペリフェラルの正規化周波数オフセット ΔF_m は区間 $[-\Delta F_{\max}, \Delta F_{\max}]$ の一様分布に従うとした。図 4.8 に示す結果は ΔF_m の値が大きいほど、ICA の信号分離精度がよくなることを表している。前述したように、ICA では式 (2.31) に示される $x[k]$ の共分散行列は単位行列であると仮定している。しかしながら、ペリフェラル間に CFO がない場合、パターンマッパーの存在によってその共

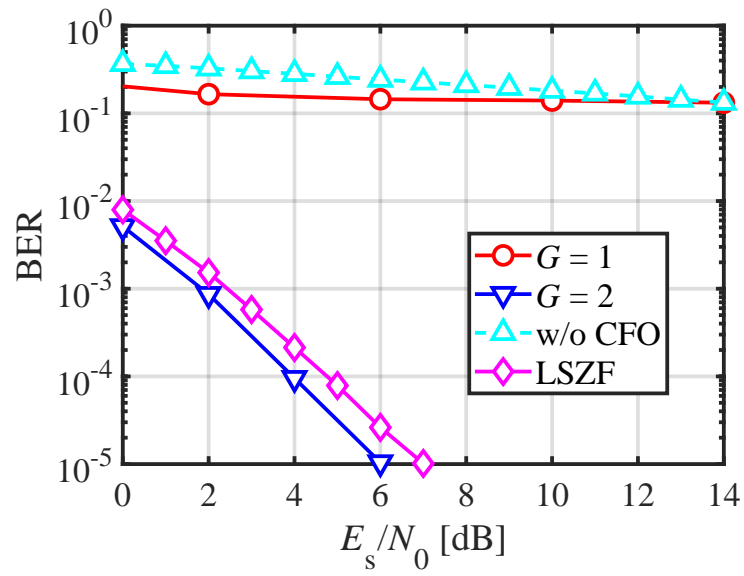


図 4.7: FEC block 2 に $S = 8$ coding を適用した場合の PDU の BER 特性 ($K_1 = 80$, $K_2 = 8786$)

分散行列が次式のように単位行列ではなくなる。

$$|\Sigma_{x'}| = |\mathbb{E}\{\mathbf{x}'[k]\mathbf{x}^H[k]\}| = \begin{cases} \begin{bmatrix} 1 & 0.51 & 0.516 & 0.504 \\ 0.51 & 1 & 0.521 & 0.513 \\ 0.516 & 0.521 & 1 & 0.505 \\ 0.504 & 0.513 & 0.505 & 1 \end{bmatrix}, & (S = 8) \\ \begin{bmatrix} 1 & 0.26 & 0.238 & 0.217 \\ 0.26 & 1 & 0.28 & 0.242 \\ 0.238 & 0.28 & 1 & 0.262 \\ 0.217 & 0.242 & 0.262 & 1 \end{bmatrix}, & (S = 2) \end{cases} \quad (4.16)$$

しかしながら，ペリフェラル間に CFO がある場合，相対的な位相回転のおかげで共分散

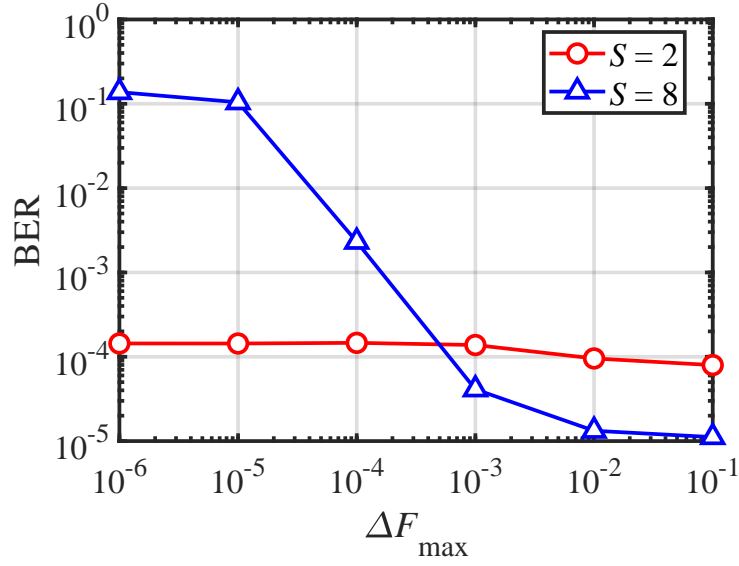


図 4.8: ICA の信号分離への ΔF_{\max} の影響 ($S = 2$ coding のときは $E_s/N_0 = 9[\text{dB}]$, $S = 8$ coding のときは $E_s/N_0 = 6[\text{dB}]$)

行列は単位行列であるとみなすことができる．その場合の共分散行列を次式に示す．

$$|\Sigma_{x'}| = |\mathbb{E}\{x'[k]x'^H[k]\}| = \begin{cases} \begin{bmatrix} 1 & 0.0133 & 0.0121 & 0.0128 \\ 0.0133 & 1 & 0.0161 & 0.0167 \\ 0.0121 & 0.0161 & 1 & 0.0166 \\ 0.0128 & 0.0167 & 0.0166 & 1 \end{bmatrix}, & (S = 8) \\ \begin{bmatrix} 1 & 0.0315 & 0.0262 & 0.0288 \\ 0.0315 & 1 & 0.0288 & 0.0310 \\ 0.0262 & 0.0288 & 1 & 0.0312 \\ 0.0288 & 0.0310 & 0.312 & 1 \end{bmatrix}, & (S = 2) \end{cases} \quad (4.17)$$

ここでは，一例として $[\Delta F_1, \Delta F_2, \Delta F_3, \Delta F_4] = [-0.0724, 0.0306, 0.0963, 0.0703]$ を用いた計算結果を示す．適切に ICA が動作するためには，共分散行列 $|\Sigma_{x'}|$ が単位行列になるべきである．よって，CFO が補償できる限りにおいて，ICA にとって CFO の存在は非常に重要かつ有用である．

$\Delta F_m = 0.15$ は CFO の値が $150 [\text{kHz}]$ のときに相当する．これは BLE の仕様である最大許容周波数オフセットに相当する．提案手法は BER 特性の観点から損失なしに最大 CFO を補償することができる．

4.6.3 計算量の評価

提案手法の適用可能性を評価するため、本節ではJADEに基づく信号検出とGFSK復調器とFEC block 1, 2の復号を含んだ繰り返し周波数オフセット推定に必要な計算量について考える。文献[43]によると、JADEを実行するために必要な乗算の回数は M, N, K に関する多項式で表すことができる。一方、繰り返し周波数オフセット推定における式(4.10)の Ω_m と式(4.8)の ξ_m の計算に必要な計算複雑性は $O(K_g)$ と $O(N_\Omega \log_2 N_\Omega)$ である。さらに、GFSK復調器とFEC block 1とFEC block 2の復号器は $O(K)$ の計算複雑性をもつ。 G と M を考慮にいと、 N_Ω が K_g と K よりも大きいとき、繰り返し周波数オフセット推定の計算複雑性は $O(GMN_\Omega \log_2 N_\Omega)$ で近似できる。JADEに基づく信号検出と繰り返し周波数オフセット推定の全体の計算量は指数関数的に増えるわけではないので、提案手法は許容範囲内で実装できる。また、JADEの処理は本論文で用いているシミュレーションの規模であれば復調処理と比べて比較的小さく、ICAと提案手法を用いた処理全体で見ると、CFOの繰り返し処理が全体の処理量を決定する。したがって、計算量の上界の観点からは、提案手法は実装可能であると考えられる。

次に、今回のシステム規模におけるオンラインリアルタイム処理の実現性に関して考察する。BLEの通信環境はLTEなどの移動体通信にみられるような高速なフェージング変動が起きるような環境ではなく、比較的通信環境の変動は遅い。また、BLEの通信に用いられるパケットは省電力の観点から非常に短いということも考えると、1パケットの通信中のフェージング変動は一定とみなせ、受信機の処理は1パケット単位で一括で行われる。ここで、BLEはFHによって干渉対策を行っているので、今後のBLE端末の増加に比例して多重数が増加するわけではなく、BLE端末から送信された信号のうち干渉するのは一部だけであると考えられるため、ICAで処理すべき多重数はそれほど多くないと考えられる。また、BLEはポーリングの周期にしたがって間欠的に通信を行うため、次のパケットが受信されるまでに比較的時間の余裕があり、1パケット分の受信機の処理遅延はそれほど問題とはならない。

4.7 結言

本章では3章で対処しきれなかった最大許容周波数オフセットに対処するため、繰り返し周波数オフセット推定法を提案した。まず、従来のプリアンブルによる周波数オフセット推定法の問題点を明確化し、周波数オフセット推定に用いるプリアンブルの長さを擬似的に長くすることによって、この問題を解決した。計算機シミュレーションにより、 $S = 2$ codingと $S = 8$ codingを用いた場合に必要な繰り返し回数と各繰り返し時に必要な参照信号の長さを明らかにした。また、各ペリフェラルで生じる独立な周波数オフセットのICA

の分離精度への影響についても明らかにした.

第5章

逐次干渉除去法

5.1 緒言

ICA はZF 基準に基づく線型フィルタの一種であるため，雑音強調が生じる．また，室内環境を想定するとLOS 通信となるので，MIMO におけるフェージングの空間相関は低い．そのため，さらに雑音強調が顕著に生じる．このような雑音強調を抑圧するために，逐次干渉除去がよく用いられる．ICA 出力の共分散行列に注目すると，共分散行列のコレスキー分解によって得られた重み行列をICA 出力に乗積することによって雑音強調を抑圧することができ，そこで再び生じたMAI (Multiple Access Interference) をMIMO 通信路行列を用いずに逐次干渉除去することができる．本章ではコレスキー分解に基づいた逐次干渉除去についての説明を行う．

5.2 コレスキー分解による雑音相関の白色化

式 (2.41) で説明したように， $\zeta[k]$ の要素は互いに相関がある．このようなICA 出力の雑音相関に対処するため，コレスキー分解に基づく逐次干渉除去を提案する． $\zeta[k]$ の各要素の相関を白色化するために， $\Omega_{\zeta}^{-1} = \mathbf{A}^H \mathbf{A}$ のコレスキー分解を考える．ただし， \mathbf{A} は上三角行列である．式 (2.37) に行列 \mathbf{A} を左から掛けることによって，次式が得られる．

$$\begin{aligned} \gamma[k] &= \mathbf{A}\chi[k] = \mathbf{A}\mathbf{D}\mathbf{x}'[k] + \tilde{\zeta}[k] \\ &= \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \cdots & \lambda_{1M} \\ & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & & \lambda_{MM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & d_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x'_1[k] \\ \vdots \\ x'_M[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{\zeta}_1[k] \\ \vdots \\ \tilde{\zeta}_M[k] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.1)$$

ただし, $\tilde{\zeta}[k] = \mathbf{A}\zeta[k]$ である. この場合, 雑音成分の共分散行列は次のように単位行列となる.

$$\mathbb{E}\{\tilde{\zeta}[k]\tilde{\zeta}^H[k]\} = \mathbb{E}\{\mathbf{A}\zeta[k]\zeta^H[k]\mathbf{A}^H\} = \mathbf{I}_M \quad (5.2)$$

雑音白色フィルタ \mathbf{A} によって, $\mathbf{A}\mathbf{D}$ は上三角行列になる.

5.3 信号成分の干渉除去法

一方, 式 (5.1) は次のように書き直すことができる.

$$\begin{bmatrix} \gamma_1[k] \\ \gamma_2[k] \\ \vdots \\ \gamma_M[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^M \lambda_{1m} d_m \xi_m[k] x_m[k] \\ \sum_{m=2}^M \lambda_{2m} d_m \xi_m[k] x_m[k] \\ \vdots \\ \lambda_{MM} d_M \xi_M[k] x_M[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{\zeta}_1[k] \\ \tilde{\zeta}_2[k] \\ \vdots \\ \tilde{\zeta}_M[k] \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

\mathbf{A} は上三角行列であるから, $\gamma_M[k]$ は MAI の影響を受けない. したがって, 受信機において $d_M \xi_M[k]$ を知ることができれば, 次式のように干渉除去を実行することができる.

$$\gamma'_{M-1}[k] = \gamma_{M-1}[k] - \lambda_{MM} d_M \xi_M[k] \hat{x}_M[k] \quad (5.4)$$

ここで, $\hat{x}_M[k]$ は $a_M[k]$ の検出系列から生成されたベースバンド信号のレプリカである. 式 (5.4) の干渉除去を行った後, $\gamma'_{M-1}[k]$ を用いて情報ビット $a_{M-1}[k]$ を検出することができる. その際, $a_M[k]$ の検出系列には誤りが含まれるためレプリカ $\hat{x}_M[k]$ による干渉除去は完全ではないが, $a_{M-1}[k]$ の検出はこの干渉除去が完全であるとして行っている. 干渉除去の誤差による特性劣化を防ぐための検討がいくつかあり, その一つとして検出順序に関する手法などがある [44,45]. しかし, 式 (5.4) の干渉除去を行う前に, $d_M \xi_M[k]$ の値を知る必要がある. $d_M \xi_M[k]$ を求めるためのウィンドウサイズを w とすると, その推定値は次式で与えられる.

$$\hat{d}_M \hat{\xi}_M[k] = \frac{1}{w} \sum_{i'=i-w/2+1}^{i+w/2} \frac{\gamma_M[i']}{\lambda_{MM} \hat{x}_M[i']} \quad (5.5)$$

このとき, w の最適値は CFO の値に応じて決まる.

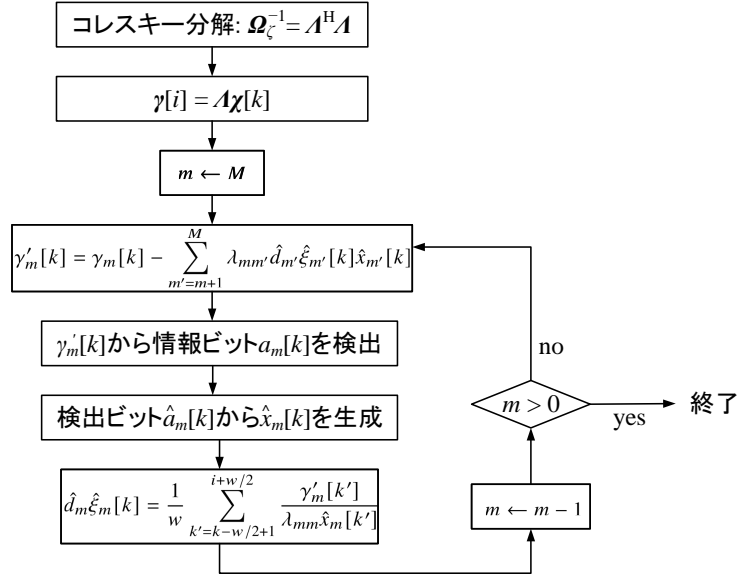


図 5.1: 提案手法のフローチャート

$m = 1, \dots, M - 1$ に対して、次式に示す計算を繰り返し行うことにより、逐次的に干渉除去することができる。

$$\gamma'_m[k] = \gamma_m[k] - \sum_{m'=m+1}^M \lambda_{mm'} \hat{d}_{m'} \hat{\xi}_{m'}[k] \hat{x}_{m'}[k] \quad (5.6)$$

$$\hat{d}_m \hat{\xi}_m[k] = \frac{1}{w} \sum_{k'=k-w/2+1}^{k+w/2} \frac{\gamma'_m[k']}{\lambda_{mm} \hat{x}_m[k']} \quad (5.7)$$

最後に、図 5.1 に提案手法のフローチャートを示す。

5.4 計算機シミュレーション

提案手法の有効性を確認するために計算機シミュレーションを行った。シミュレーション諸元を表 5.1 に示す。BLE ペリフェラルの数は $M = 4$ ，BLE セントラルに搭載されている受信アンテナ数は $N = 8$ ，変調方式は GFSK ($\eta = 0.5$) を採用している。各ペリフェラルの周波数オフセット $\Delta f_m = \Delta \omega_m / 2\pi$ は区間 $[-\Delta f_{\max}, \Delta f_{\max}]$ の一様分布に従うとし、各ペリフェラルからの送信信号の時間同期誤差 Δt_m は区間 $[0, \Delta t_{\text{up}}]$ の一様分布に従うとする。通信路のフェージング変動は、LOS 環境を想定して、ホッピングした周波数帯域において、ライスファクタ $F_R = 3$ のライスフェージングに従うと仮定する。各ペリフェラルのホッピングパターンは SDMA で多重される信号に対してはすべて同一パターンが適用さ

表 5.1: シミュレーション諸元

変調方式	GFSK 変調指数: $\eta = 0.5$ メモリ長: $L = 3$
1本の送信アンテナを具備した ペリフェラルの数	$M = 4$
BLE セントラルにおける 受信アンテナ本数	$N = 8$
通信路モデル	仲上・ライスフェージング ($F_R=3$)
ICA アルゴリズム	JADE

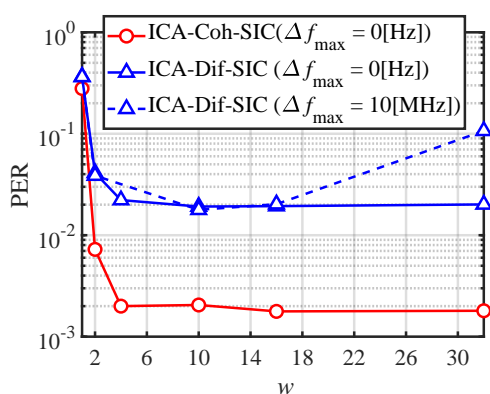
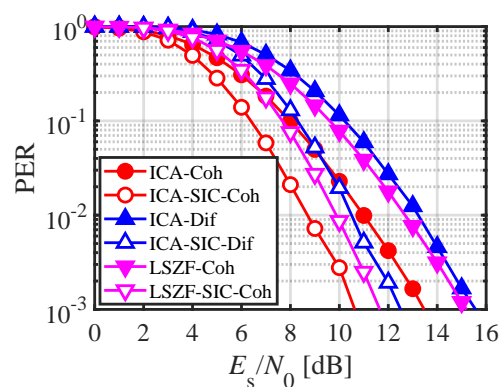
図 5.2: w に対する PER 特性 ($E_s/N_0 = 10$ [dB])

図 5.3: 端末間に時間・周波数同期誤差がない場合の PER 特性

れるものとする。また、平均 E_s/N_0 はペリフェラル間で同じであると仮定する。SDMA によって多重された信号を分離するために ICA として JADE を用いる。なお、パケット長は 256 ビットとしている。図 5.2 に同期検波と遅延検波を用いて逐次干渉除去を行った場合の PER 特性を示す。“Coh” は 8 ビットのプリアンブルによる位相回転補償を行った後、同期検波に基づく MAP 検出を行うことを意味し、“Dif” は遅延検波に基づく MAP 検出を行うことを意味している。“ICA-SIC” はコレスキー分解に基づく逐次干渉除去を意味している。図から、 $w = 10$ のとき PER 特性が最もよくなっていることが分かる。本節では、この値を w の最適値として用いる。図 5.3 に端末間の搬送波周波数と時間同期の誤差が存在しない場合の PER 特性を示す。なお、 $w = 10$ としてシミュレーションを行った。比較対象として、8 ビットの直交プリアンブルで最小二乗法を用いて通信路行列 \mathbf{H} を推定した場合の特性も示している。“LSZF-Coh” は通信路行列の推定値を用い、空間フィルタリン

グとして ZF を用いた場合の特性であり, “LSZF-SIC-Coh” は逐次干渉除去を行った場合の特性である.

図から, コレスキー分解を用いた逐次干渉除去 (ICA-SIC-Coh) を適用することによって, ICA-Coh に比べて約 3.0[dB] の利得を得ることができた. さらに, 逐次干渉除去を遅延検波に基づく MAP 検出と一緒に用いる (ICA-SIC-Dif) ことによって, ICA-Dif に比べて約 3.0[dB] の利得を得ることができた. $PER = 10^{-3}$ において LSZF-Coh と LSZF-SIC-Coh の差が 3.5[dB] であることを考えると, 提案手法である逐次干渉除去の利得 3.0[dB] は合理的であると考えられる. この結果から, ICA を BLE システムに適用する際, 提案手法であるコレスキー分解に基づく逐次干渉除去によってさらに特性を改善することができることがわかる.

5.5 結言

本章では, ICA 出力の雑音成分の共分散行列に注目し, その共分散行列のコレスキー分解によって得られた重み行列を ICA 出力に乗積することによって ICA 出力の雑音を白色し, ICA 出力の雑音相関を信号成分の干渉として捉えることによって, 再び生じた MAI を MIMO 通信路行列を用いずに逐次干渉除去できることを示した. また, 計算機シミュレーションにより, 仲上・ライスフェージング状況下において検出手法として同期検波と遅延検波を用いたときのどちらの場合でも, 提案手法が有効であることを示した.

第6章

結論

本論文は、筆者が大阪大学 大学院工学研究科 電気電子情報工学専攻在学中に行った独立成分分析に基づく非同期信号空間分離のための統計的信号処理に関する研究成果をまとめたものである。以下に本研究で得られた成果を総括して述べる。

第2章では、アンライセンスバンドにおける周波数資源の枯渇に対応するため、空間多重を用いることによって帯域幅を変えずにシステム容量を増大させるシステムを想定し、空間多重信号の分離手法にICAを用いたBLE空間多重伝送方式を説明した。BLEシステムにICAを適用する際の問題点として、ペリフェラル毎に独立に発生する時間・周波数同期誤差とICA出力の雑音相関があることを示し、ICAによる信号検出精度を高めるためにはこれら2つの問題点に対処することが必要であることを述べた。

第3章では、BLEデバイスが小型で安価であることにより、用いられる部品の精度が劣ることによって生じる時間・周波数同期誤差の補償法を提案した。時間同期誤差に対してはICAにおける計算範囲を適切に選ぶ方法を提案し、周波数同期誤差に対しては検出精度が高い遅延検波に基づくMAP検出法を提案した。計算機シミュレーションにより、提案手法は時間・周波数同期誤差に対して有効であり、PER特性が改善できることを明らかにした。

第4章では、最大許容周波数オフセットに対応するため、繰り返し周波数オフセット推定法を提案した。また、計算機シミュレーションによって、提案手法の有効性を明らかにし、送信信号間の相関の、ICAの信号分離精度への影響を明らかにした。

第5章では、ICA出力の雑音相関を抑圧するため、コレスキー分解を用いた逐次干渉除去を提案した。また、LOS環境下において計算機シミュレーションを行い、提案手法の有効性を明らかにした。

上記の研究成果により、BLEシステムにおいて空間多重を実現するためにはBLEデバイスが小型で安価であることにより、用いられる部品の精度が劣ることによって生じる時間・周波数同期誤差の補償法とICA出力の雑音相関を抑圧する逐次干渉除去法が有効であることが明らかになった。プライベート空間において安価なプライベートネットワーク

を設置し、IoT環境を構築したいという需要は高く、その需要に対して、本論文が検討した、ペリフェラルの仕様を変えることなく、空間多重によってスケーラブルにシステム容量を増やすことができる技術は、今後のプライベート空間におけるIoT環境構築にあたって非常に重要な意味を持っており、発展性の高い技術である。また、今後のIoT通信では超多数の同時接続を実現する必要があるが、これまで主流であった、利用するリソースブロックの予約を端末・受信機間で事前のネゴシエーションによって行う手法では、無線リソースに対してネゴシエーションが占める割合が大きくなってしまい通信が困難になってしまうと考えられる。よって、今後はこのような事前のネゴシエーションを行わないよりシンプルなアクセス制御技術が必要であり、当然、そのようなシステムでは各端末が好きなタイミングでデータを送信する。通常は送信タイミングや搬送波周波数の誤差は事前のネゴシエーションによって補償されているが、このようなシステムでは事前のネゴシエーションを行わないため、送信タイミングや搬送波周波数の誤差が顕著になってくる。したがって、今後は送信タイミングや搬送波周波数の同期が不完全な非同期信号に対処する必要がある、提案手法は時間・周波数同期誤差の影響を補償する統計的信号処理を用いているため、BLE信号を前提に考えた時間・周波数同期誤差に対してだけでなく、今後のIoT通信における非同期信号に対しても有効であると考えられる。最後に、アンライセンズバンドにおけるプライベートネットワークの柔軟な構築は今後のIoTネットワークの進展にとって非常に重要であり、本研究で検討した非同期信号の空間多重を実現するための提案手法が、将来のIoTネットワークの発展に寄与することを祈念する。

付 録

A FastICA

確率変数 x の尖度 $\text{kurt}(x)$ は次式で与えられる.

$$\text{kurt}(x) = \mathbb{E}\{x^4\} - 3\left(\mathbb{E}\{x^2\}\right)^2 \quad (\text{A.1})$$

ここで, x の平均を 0 としていることに留意されたい. さらに, x の分散が 1, つまり $\mathbb{E}\{x^2\} = 1$ となるように正規化されていると仮定すると, 式 (A.1) の右辺は, $\mathbb{E}\{x^4\} - 3$ となるため, 尖度は 4 次のモーメント $\mathbb{E}\{x^4\}$ で測ることができる. x がガウス分布に従う場合, $\mathbb{E}\{x^4\}$ は $3\left(\mathbb{E}\{x^2\}\right)^2$ と等しくなるため, その尖度は 0 になる. 非ガウス性を測るのに尖度の絶対値がよく用いられる.

式 (2.36) の各要素 $x'_m[k] = \psi_m^H \mathbf{y}'[k]$ の尖度の絶対値が最大になるような Ψ を見つける. 尖度の絶対値を最大化するための手法の 1 つとして, まずベクトル ψ_m に何らかの値を初期値として設定し, 白色化されたベクトル $\mathbf{x}'[k]$ の標本に基づいて, $x'_m[k] = \psi_m^H \mathbf{y}'[k]$ の尖度の絶対値が最も増大する方向 (勾配) を計算し, ψ_m をその方向に動かす方法があり, 一般的に勾配法とよばれている. しかし, 勾配法は収束が遅く, よい学習係数の列を選ばなければならない, その学習係数の選択が悪いと, 収束しなくなる場合もある. 不動点反復アルゴリズムは, 学習を劇的に速く, より信頼性あるようにする方法の一つである. 不動点反復アルゴリズムを導出するために, 勾配法の安定点においては, その勾配は必ず ψ_m の方向を向いていることに注目する. 尖度を用いた不動点アルゴリズムにおけるベクトル ψ_m の更新式は次式で与えられる.

$$\psi_m \leftarrow \mathbb{E}\left\{\mathbf{y}'[k] \left(\psi_m^H \mathbf{y}'[k]\right)^3\right\} - 3\psi_m \quad (\text{A.2})$$

非ガウス性の尺度として尖度以外に外れ値に対して頑健な性質をもつネグントロピーもよく用いられる. ネグントロピーは情報理論で用いられるエントロピーに基づいており, 次式で定義される.

$$J(x) = H(x_{\text{gauss}}) - H(x) \quad (\text{A.3})$$

ここで x_{gauss} は, x と同じ分散をもつガウス分布に従う確率変数である. ガウス分布は分散が等しい全ての分布の中で, エントロピーが最大のものであるから, ネグントロピーは

常に非負であり、 x がガウス分布に従うとき 0 である。ネグントロピーを用いることの問題点は、計算が大変困難なことである。ネグントロピーを定義に従って求めるとなると、確率密度関数の推定が必要になるので、より簡単にネグントロピーを近似する方法が必要になってくる。ネグントロピーを近似する古典的な方法として、高次のキュムラントを用いる方法があり、次式で与えられる。

$$J(x) \approx \frac{1}{12} \mathbb{E}\{x^3\}^2 + \frac{1}{48} \text{kurt}(x)^2 \quad (\text{A.4})$$

しかし、確率密度関数が対称である場合、式 (A.4) の第 1 項は 0 となるため、式 (A.4) による近似を用いるのと尖度の絶対値を用いるのとは、同値になる。したがって、この近似法は尖度と同じく頑健ではないという欠点がある。有用な方法の 1 つとして、非多項式モーメントを用いる方法がある。もし 1 つだけの非 2 次関数を用いるとすると、ネグントロピーの近似は次式で与えられる。

$$J(x) \propto [\mathbb{E}\{f(x)\} - \mathbb{E}\{f(v)\}]^2 \quad (\text{A.5})$$

ここで、 v は平均 0 で分散 1 のガウス分布に従う確率変数で、この近似は $f(x) = x^4$ とすれば尖度に基づく近似と同値であることから分かる通り、 x が対称な確率密度関数をもつときには式 (A.4) の一般化になっている。ここで重要なことは、関数 $f(x)$ としてあまり速く増加しない関数を選ぶことによって、より頑健な推定量を用いたアルゴリズムを得られることである。一般的に次式の関数が大変有用であることがわかっている。

$$f(x) = \log \cosh(x) \quad (\text{A.6})$$

このようなネグントロピーの近似は、非ガウス性の古典的な尺度である尖度やネグントロピーの大変よい妥協点であり、このネグントロピーの近似を用いたアルゴリズムは計算が高速であることに加え、統計的に頑健である。

尖度と同様に、ネグントロピーを最大化するための不動点アルゴリズムを構築することができる。関数 $f(x)$ の導関数である非線形関数 $f'(x)$ を用いると、ベクトル ψ_m の更新式は次式で与えられる。

$$\psi_m \leftarrow \mathbb{E}\{\mathbf{y}'(\psi_m^H \mathbf{y}')^* g(|\psi_m^H \mathbf{y}'|)\} - \mathbb{E}\{g(|\psi_m^H \mathbf{y}'|^2) + |\psi_m^H \mathbf{y}'|^2 g'(|\psi_m^H \mathbf{y}'|^2)\} \psi_m \quad (\text{A.7})$$

以下に FastICA のアルゴリズムを示す。

1. データを白色化したものを $\mathbf{y}'[k]$ とする。
2. 独立成分の数 M を決める。
3. $\psi_m (m = 1, \dots, M)$ の初期値を決める。それぞれがノルム 1 でなければならない。行列 Ψ を下の手順 5 により直交化する。

-
4. すべての $m = 1, \dots, M$ について, $\psi_m \leftarrow \mathbb{E}\{\mathbf{y}'(\psi_m^H \mathbf{y}')^* f'(|\psi_m^H \mathbf{y}'|^2)\} - \mathbb{E}\{f'(|\psi_m^H \mathbf{y}'|^2) + |\psi_m^H \mathbf{y}'|^2 f''(|\psi_m^H \mathbf{y}'|^2)\} \psi_m$ とする. ここで, $f'(x) = \tanh(x)$ である.
 5. $\Psi = (\psi_1, \dots, \psi_m)^T$ の対称的直交化を $\Psi \leftarrow (\Psi \Psi^H)^{-1/2} \Psi$ により行う.
 6. もし前回の繰り返しで求めた Ψ との誤差が基準値よりも大きければ, 手順4に戻る.

B JADE

JADE は入力ベクトルの 4 次キウムラントテンソルを用いた ICA である. テンソルは, 行列すなわち線形演算子の一般化と考えることができる. このとき, もし白色データ $y_m[k]$ の平均が 0 の場合, キウムラントテンソルは共分散行列の一般化である. また, 白色化はデータを, その 2 次の相関が 0 となるように変換する手法である. この原理を一般化して, 4 次のキウムラントテンソルを用いて 4 次のキウムラントを 0 に, あるいは少なくともできるだけ小さくできる. この種の高次の (近似的) 無相関化は, ICA の推定法の一つである [5].

B.1 4 次キウムラント

平均が 0 の確率変数ベクトル \mathbf{x} の, 0 を中心とした 4 次キウムラントは次のように定義される. なお, $x[k]$ のインデックス k の表記を省略している. また, $x_m[k]$ についてもインデックス k は省略し, x_m とする.

$$\text{Cum}(x_i, x_j, x_k, x_l) = \mathbb{E}\{x_i x_j x_k x_l\} - \mathbb{E}\{x_i x_j\} \mathbb{E}\{x_k x_l\} - \mathbb{E}\{x_i x_k\} \mathbb{E}\{x_j x_l\} - \mathbb{E}\{x_i x_l\} \mathbb{E}\{x_j x_k\} \quad (\text{B.1})$$

2 つ以上の変数をもつものはクロスキウムラントと呼ばれ, 上式の定義は複素確率変数に対しても成立する [6]. また, x の添字が全て同じ場合の 4 次キウムラントは尖度と呼ばれ, 尖度は $d_m = \text{Cum}(x_m, x_m, x_m, x_m)$ となる. さらに, 独立な変数のキウムラントは 0 となるので, キウムラントは独立性の基準として用いることができる.

B.2 JADE におけるユニタリ行列の決定

任意の $M \times M$ 行列 \mathbf{A} により縮約されたキウムラント行列 $\mathbf{Q}_{y'}(\mathbf{A})$ は次式で定義する.

$$\begin{aligned} \Omega &= \mathbf{Q}_{y'}(\mathbf{A}) \\ \Leftrightarrow \omega_{ij} &= \sum_{r,s=1}^M \text{Cum}(y'_i, y'^*_j, y'_r, y'^*_s) a_{sr} \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

なお、式 (B.2) において $y'[k]$ のインデックス k は省略している。雑音を無視すると、 $y'[k]$ は $y'[k] = \Phi \mathbf{x}[k]$ という関係で結ばれているので、キウムラントの性質を用いると、キウムラント行列 $\mathbf{Q}_{y'}(\mathbf{A})$ は次のようになる。

$$\mathbf{Q}_{y'}(\mathbf{A}) = \sum_{i=1}^M (k_i \mathbf{u}_i^H \mathbf{A} \mathbf{u}_i) \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda}(\mathbf{A}) \mathbf{U}^H \quad (\text{B.3})$$

ただし、 $\mathbf{\Lambda}(\mathbf{A}) = \text{diag}[d_1 \mathbf{u}_1^H \mathbf{A} \mathbf{u}_1, \dots, d_M \mathbf{u}_M^H \mathbf{A} \mathbf{u}_M]$ である。式 (B.3) より、キウムラント行列 $\mathbf{Q}_{y'}(\mathbf{A})$ を対角化するユニタリ行列 \mathbf{V} がユニタリ行列 Φ に近づくことがわかる。しかし、対角行列 $\mathbf{\Lambda}(\mathbf{A})$ の各対角成分 (固有値) $d_m \mathbf{u}_m^H \mathbf{A} \mathbf{u}_m$, ($m = 1, 2, \dots, M$) の中で等しいものが存在する場合、ユニタリ行列 Ψ を一意に求めることはできなくなる。そこで、行列 \mathbf{A} として、適当な行列の組 $\{\mathbf{N}_1, \dots, \mathbf{N}_r, \dots, \mathbf{N}_R\}$ をとって $\mathbf{Q}_{y'}(\mathbf{N}_r)$ を計算し、 $\mathbf{Q}_{y'}(\mathbf{N}_r)$ を同時対角化するようなユニタリ行列 Ψ を求める方法が考えられる。同時対角化とは、いくつかの行列の集合 $\mathbf{Q}_{y'}(\mathbf{N}_r)$ をユニタリ行列 Ψ を用いて、それぞれの行列 $\Psi^H \mathbf{Q}_{y'}(\mathbf{N}_r) \Psi$ を同時に対角行列に近づけていく方法である。同時対角化の程度は次式のように、それぞれの行列 $\Psi^H \mathbf{Q}_{y'}(\mathbf{N}_r) \Psi$ の対角要素の 2 乗和の合計によって測られる。

$$C(\Psi, \{\mathbf{Q}_{y'}(\mathbf{N}_r)\}) = \sum_{r=1}^R \left| \text{diag} \left[\Psi^H \mathbf{Q}_{y'}(\mathbf{N}_r) \Psi \right] \right|^2 \quad (\text{B.4})$$

ここで、 $|\text{diag}[\mathbf{B}]|$ は行列 \mathbf{B} の対角要素からなるベクトルのノルムを表す。

最後に、行列の組 $\{\mathbf{N}_1, \dots, \mathbf{N}_r, \dots, \mathbf{N}_R\}$ の選択方法であるが、自然な選択は次式で表わされるキウムラント行列の固有行列 \mathbf{C}_r である。

$$\mathbf{Q}_{y'}(\mathbf{C}_r) = \lambda_r \mathbf{C}_r \quad \text{tr}[\mathbf{C}_r \mathbf{C}_s] = \delta(r, s) \quad 1 \leq r, s \leq M \quad (\text{B.5})$$

ただし、 $\mathbf{C}_1, \dots, \mathbf{C}_M$ は固有行列、 $\lambda_1, \dots, \lambda_M$ は固有行列 $\mathbf{C}_1, \dots, \mathbf{C}_M$ に対する固有値であり、 $\delta(r, s)$ は $r = s$ のときのみ 1 をとり、 r, s がそれ以外のときは 0 をとる関数である。このとき、固有行列 \mathbf{C}_r はキウムラント行列と同じ空間を張るから、その意味でキウムラント行列に関するすべての情報をもつ、ちょうど M 個の行列の集合が得られる。よって、文献 [37] で提案されている手法の一つとして、4 次のキウムラントで定義されるキウムラント行列を固有行列展開しておき、固有値の大きいものから適当な数だけの固有値行列を $\{\mathbf{N}_r\}$ として使う手法があり、次に示す JADE のアルゴリズムを適用する。

B.3 JADE アルゴリズム

最後に JADE の推定アルゴリズムを示す。

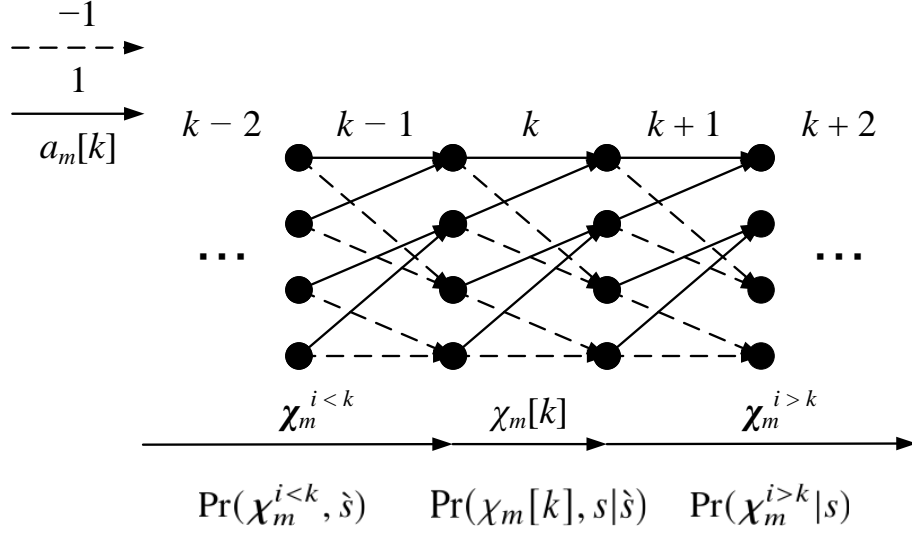


図 C.1: バイナリシステムのトレリス構造の例

1. 入力信号 $\mathbf{y}[k]$ のサンプル値から共分散行列 Σ_y を求め、白色化行列 \mathbf{W} を得る.
2. 白色化された信号 $\mathbf{y}'[k] = \mathbf{W}\mathbf{y}[k]$ のサンプル値から 4 次キュムラントを計算し、固有行列を用いた集合 $\{\lambda_r \mathbf{C}_r | 1 \leq r \leq M\}$ を求める.
3. 任意のユニタリ行列 Ψ を用いて、集合 $N_e = \{\lambda_r \mathbf{C}_r | 1 \leq r \leq M\}$ を同時対角化する.
4. \mathbf{H} の推定値 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{W}^\dagger \Psi$ を得る. ただし、 \mathbf{W}^\dagger は \mathbf{W} の擬似逆行列である.

手順 1 の \mathbf{W} は、2 次統計量である Σ_y の固有値分解で与えられる. 雑音は白色なので、雑音の分散の推定値 $\hat{\sigma}^2$ は Σ_y の固有値の小さい方から $N - M$ 個の平均値である. よって、 Σ_y の固有値の大きい方から M 個を μ_1^2, \dots, μ_M^2 とし、その固有ベクトルを $\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_M$ とすると、白色化行列は $\mathbf{W} = [(\mu_1^2 - \hat{\sigma}^2)^{-1/2} \mathbf{h}_1, \dots, (\mu_M^2 - \hat{\sigma}^2)^{-1/2} \mathbf{h}_M]^\mathrm{H}$ となる. 手順 3 では、1 つの行列に対するヤコビ法 [9] を複数行列へ拡張することによって実装する. 手順 4 では、 \mathbf{W} の擬似逆行列を計算する必要はなく、 Σ_y の固有値分解の結果を用いて、 $\mathbf{W}^\dagger = [(\mu_1^2 - \hat{\sigma}^2)^{1/2} \mathbf{h}_1, \dots, (\mu_M^2 - \hat{\sigma}^2)^{1/2} \mathbf{h}_M]^\mathrm{H}$ となる.

C Log-MAP アルゴリズム

$a_m[k]$ に対する事後 LLR $\alpha_m[k]$ は、ICA 出力 χ_m が得られたとき、 $a_m[k]$ が 1 である確率と $a_m[k]$ が -1 である確率の比として、次式で与えられる.

$$\alpha_m[k] = \ln \frac{\Pr[a_m[k] = 1 | \chi_m]}{\Pr[a_m[k] = -1 | \chi_m]} \quad (\text{C.1})$$

ベイズの定理 $\Pr[a_m[k], \chi_m] = \Pr[a_m[k]|\chi_m]\Pr[\chi_m]$ を用いると、式 (C.1) は次式で書き直すことができる。

$$\begin{aligned}\alpha_m[k] &= \ln \frac{\Pr[a_m[k] = 1, \chi_m] / \Pr[\chi_m]}{\Pr[a_m[k] = -1, \chi_m] / \Pr[\chi_m]} \\ &= \ln \frac{\Pr[a_m[k] = 1, \chi_m]}{\Pr[a_m[k] = -1, \chi_m]}\end{aligned}\quad (\text{C.2})$$

トレリスの状態が N_{tre} であるバイナリシステムには、 $a_m[k] = 1$ と $a_m[k] = -1$ のそれぞれに対して N_{tre} ずつの遷移があり、それらは互いに排他的である。したがって、 $a_m[k]$ が送信された確率はトレリスの遷移のうち $a_m[k]$ の値に対応する N_{tre} 個の遷移確率の和として表すことができる。よって、式 (C.2) は次式で表すことができる。

$$\alpha_m[k] = \ln \left(\frac{\sum_{(\hat{s}, s) \Rightarrow a_m[k]=1} \Pr[\hat{s}, s, \chi_m]}{\sum_{(\hat{s}, s) \Rightarrow a_m[k]=-1} \Pr[\hat{s}, s, \chi_m]} \right) \quad (\text{C.3})$$

ここで、 $(\hat{s}, s) \Rightarrow a_m[k] = 1$ は $a_m[k] = 1$ に起因する状態 \hat{s} から s への遷移の集合で、 $(\hat{s}, s) \Rightarrow a_m[k] = -1$ は $a_m[k] = -1$ に起因する状態 \hat{s} から s への遷移の集合である。図 C.1 にトレリスのそれぞれのステージ k で N_{tre} 個の状態をもつバイナリシステムの例を示す。バイナリシステムなので、それぞれの状態から出発する遷移は2つあり、 $a_m[k] = 1$ に起因する遷移は $N_{\text{tre}} = 4$ 個あり、それぞれの遷移は集合 $(\hat{s}, s) \Rightarrow a_m[k] = 1$ に属する。 $a_m[k] = -1$ の場合も同様に $N_{\text{tre}} = 4$ 個の遷移があり、それぞれの遷移は集合 $(\hat{s}, s) \Rightarrow a_m[k] = -1$ に属する。以降では、図 C.1 にある $\Pr[\chi_m^{i < k}, \hat{s}]$, $\Pr[\chi_m^{i > k} | \hat{s}]$, $\Pr[\chi_m[k], s | \hat{s}]$ を用いた別の表現の仕方について説明する。

χ_m を $\chi_m^{i < k}$, $\chi_m[k]$, $\chi_m^{i > k}$ に分割し、ベイズの定理を用いると、式 (C.3) は次式で書き直すことができる。

$$\alpha_m[k] = \ln \left(\frac{\sum_{(\hat{s}, s) \Rightarrow a_m[k]=1} \Pr[\chi_m^{i < k}, \hat{s}] \cdot \Pr[\chi_m[k], s | \hat{s}] \cdot \Pr[\chi_m^{i > k} | s]}{\sum_{(\hat{s}, s) \Rightarrow a_m[k]=-1} \Pr[\chi_m^{i < k}, \hat{s}] \cdot \Pr[\chi_m[k], s | \hat{s}] \cdot \Pr[\chi_m^{i > k} | s]} \right) \quad (\text{C.4})$$

このとき、 $\Pr[\chi_m^{i < k}, \hat{s}]$ および $\Pr[\chi_m^{i > k} | s]$ はそれぞれ次式で与えられる。

$$\Pr[\chi_m^{i < k}, \hat{s}] = \sum_{\text{all } \hat{s}} \Pr[\chi_m[k], s | \hat{s}] \Pr[\chi_m^{i < k-1}, \hat{s}] \quad (\text{C.5})$$

$$\Pr[\chi_m^{i > k} | s] = \sum_{\text{all } \hat{s}} \Pr[\chi_m^{i > k+1} | s] \Pr[\chi_m[k], s | \hat{s}] \quad (\text{C.6})$$

よって、式 (C.5) と式 (C.6) は再帰的に求めることができる。

Log-MAP アルゴリズムでは自然対数 $\ln(\cdot)$ を用いることによって式 (C.5) と式 (C.6) の計算を簡単に行うことができる。すなわち、対数ドメインでの計算は次式で与えられる。

$$\ln \Pr[\chi_m^{i < k}, \dot{s}] = \ln \left(\sum_{\text{all } \dot{s}} \exp \left[\ln \Pr[\chi_m[k], s | \dot{s}] + \ln \Pr[\chi_m^{i < k-1}, \dot{s}] \right] \right) \quad (\text{C.7})$$

$$\ln \Pr[\chi_m^{i > k} | s] = \ln \left(\sum_{\text{all } \dot{s}} \exp \left[\ln \Pr[\chi_m^{i > k+1} | s] + \ln \Pr[\chi_m[k], s | \dot{s}] \right] \right) \quad (\text{C.8})$$

Log-MAP アルゴリズムではすべての k, \dot{s}, s に対して $\ln \Pr[\chi_m[k], s | \dot{s}]$ を得ることができれば、式 (C.7) と式 (C.8) を用いて事後 LLR を計算することができる。

$\ln \Pr[\chi_m[k], s | \dot{s}]$ は次式のように書き直すことができる。

$$\ln \Pr[\chi_m[k], s | \dot{s}] = \ln \Pr[\chi_m[k] | \dot{s}, s] \Pr[s | \dot{s}] \quad (\text{C.9})$$

ここで、 $\chi_m[k]$ は連続値であるため、 $\Pr[\chi_m[k] | \dot{s}, s] \approx p(\chi_m[k] | \dot{s}, s) \Delta\chi$ とすることができるが、 $\Delta\chi$ は微小量かつ定数とみなせるので、実際に $\ln \Pr[\chi_m[k], s | \dot{s}]$ の計算に必要なのは確率密度関数 $p(\chi_m[k] | \dot{s}, s)$ である。GFSK 復調器で求めている遷移確率は $p(\chi_m[k] | \dot{s}, s)$ に相当するものであり、提案手法である遅延検波に基づく MAP 検出において、式 (3.24) が $p(\chi_m[k] | \dot{s}, s)$ に相当する。

参考文献

- [1] M. Agiwal, A. Roy, and N. Saxena, “Next Generation 5G Wireless Networks: A Comprehensive Survey,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 18, no. 3, pp. 1617–1655, 2016.
- [2] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, and J. C. Zhang, “What Will 5G Be?” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 6, pp. 1065–1082, 2014.
- [3] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi, and F. Gutierrez, “Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!” *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335–349, 2013.
- [4] A. A. Pflaum and P. Gölzer, “The IoT and Digital Transformation: Toward the Data-Driven Enterprise,” *IEEE Pervasive Computing*, vol. 17, no. 1, pp. 87–91, 2018.
- [5] T. Lammers, L. Tomidei, and A. Trianni, “Towards a Novel Framework of Barriers and Drivers for Digital Transformation in Industrial Supply Chains,” in *2019 Portland International Conference on Management of Engineering and Technology (PICMET)*, pp. 1–6, 2019.
- [6] H. Tran-Dang, N. Krommenacker, P. Charpentier, and D. Kim, “Toward the Internet of Things for Physical Internet: Perspectives and Challenges,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 7, no. 6, pp. 4711–4736, 2020.
- [7] L. D. Xu, W. He, and S. Li, “Internet of Things in Industries: A Survey,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 4, pp. 2233–2243, 2014.
- [8] A. Zanella, N. Bui, A. Castellani, L. Vangelista, and M. Zorzi, “Internet of Things for Smart Cities,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 1, no. 1, pp. 22–32, 2014.
- [9] A. Al-Fuqaha, M. Guizani, M. Mohammadi, M. Aledhari, and M. Ayyash, “Internet of Things: A Survey on Enabling Technologies, Protocols, and Applications,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 17, no. 4, pp. 2347–2376, 2015.

- [10] J. Chen, K. Hu, Q. Wang, Y. Sun, Z. Shi, and S. He, “Narrowband Internet of Things: Implementations and Applications,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 4, no. 6, pp. 2309–2314, 2017.
- [11] H. Wang and A. O. Fapojuwo, “A Survey of Enabling Technologies of Low Power and Long Range Machine-to-Machine Communications,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 19, no. 4, pp. 2621–2639, 2017.
- [12] J. Lee, Y. Su, and C. Shen, “A Comparative Study of Wireless Protocols: Bluetooth, UWB, ZigBee, and Wi-Fi,” in *IECON 2007 - 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 46–51, 2007.
- [13] W. Ayoub, A. E. Samhat, F. Nouvel, M. Mroue, and J. Prévotet, “Internet of Mobile Things: Overview of LoRaWAN, DASH7, and NB-IoT in LPWANs Standards and Supported Mobility,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 21, no. 2, pp. 1561–1581, 2019.
- [14] K. Gill, S. Yang, F. Yao, and X. Lu, “A ZigBee-based Home Automation System,” *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 55, no. 2, pp. 422–430, 2009.
- [15] H. Zhang, X. Chu, W. Guo, and S. Wang, “Coexistence of Wi-Fi and Heterogeneous Small Cell Networks Sharing Unlicensed Spectrum,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 3, pp. 158–164, 2015.
- [16] A. M. Voicu, L. Simić, and M. Petrova, “Survey of Spectrum Sharing for Inter-Technology Coexistence,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 21, no. 2, pp. 1112–1144, 2019.
- [17] A. M. Mamadou, J. Toussaint, and G. Chalhoub, “Interference Study of Coexisting IEEE 802.11 and 802.15.4 Networks,” in *2019 8th International Conference on Performance Evaluation and Modeling in Wired and Wireless Networks (PEMWN)*, pp. 1–5, 2019.
- [18] D. Yang, Y. Xu, and M. Gidlund, “Wireless Coexistence between IEEE 802.11- and IEEE 802.15.4-based Networks: A Survey,” *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 7, no. 1, 2011.
- [19] J. A. Stankovic, “Research Directions for the Internet of Things,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 1, no. 1, pp. 3–9, 2014.

-
- [20] S. D. T. Kelly, N. K. Suryadevara, and S. C. Mukhopadhyay, "Towards the Implementation of IoT for Environmental Condition Monitoring in Homes," *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, no. 10, pp. 3846–3853, 2013.
- [21] L. Catarinucci, D. de Donno, L. Mainetti, L. Palano, L. Patrono, M. L. Stefanizzi, and L. Tarricone, "An IoT-Aware Architecture for Smart Healthcare Systems," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 2, no. 6, pp. 515–526, 2015.
- [22] M. R. Palattella, M. Dohler, A. Grieco, G. Rizzo, J. Torsner, T. Engel, and L. Ladid, "Internet of Things in the 5G Era: Enablers, Architecture, and Business Models," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 34, no. 3, pp. 510–527, March 2016.
- [23] R. Want, B. N. Schilit, and S. Jenson, "Enabling the Internet of Things," *Computer*, vol. 48, no. 1, pp. 28–35, 2015.
- [24] K. Chang, "Bluetooth: A Viable Solution for IoT? [Industry Perspectives]," *IEEE Wireless Communications*, vol. 21, no. 6, pp. 6–7, 2014.
- [25] C. Gomez, J. Oller, and J. Paradells, "Overview and Evaluation of Bluetooth Low Energy: An Emerging Low-Power Wireless Technology," *Sensors*, vol. 12, no. 9, pp. 11 734–11 753, 2012.
- [26] M. Siekkinen, M. Hienkari, J. K. Nurminen, and J. Nieminen, "How low energy is bluetooth low energy? comparative measurements with ZigBee/802.15.4," in *2012 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW)*, pp. 232–237, 2012.
- [27] A. Dementyev, S. Hodges, S. Taylor, and J. Smith, "Power consumption analysis of bluetooth low energy, ZigBee and ANT sensor nodes in a cyclic sleep scenario," in *2013 IEEE International Wireless Symposium (IWS)*, pp. 1–4, 2013.
- [28] The Bluetooth Special Interest Group, "Bluetooth core specification version 5.1," 2019.
- [29] L. Leonardi, G. Patti, and L. Lo Bello, "Multi-Hop Real-Time Communications Over Bluetooth Low Energy Industrial Wireless Mesh Networks," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 26 505–26 519, 2018.
- [30] K. Mikhaylov and J. Tervonen, "Multihop Data Transfer Service for Bluetooth Low Energy," in *2013 13th International Conference on ITS Telecommunications (ITST)*, pp. 319–324, 2013.

- [31] P. Vandenameele, L. Van der Perre, and M. Engels, *Space Division Multiple Access for Wireless Local Area Networks*. Springer Science & Business Media, 2001.
- [32] A. Hyvärinen, J. Karhunen, and E. Oja, *Independent Component Analysis*. John Wiley & Sons, 2004.
- [33] P. Comon, “Independent Component Analysis, A New Concept?” *Signal Processing*, vol. 36, no. 3, pp. 287 – 314, 1994, higher Order Statistics.
- [34] J. B. Anderson, T. Aulin, and C.-E. Sundberg, *Digital Phase Modulation*. Springer Science & Business Media, 2013.
- [35] S. T. Qaseem and A. A. Ali, “Effect of Antenna Correlation and Rician Fading on Capacity and Diversity Gains of Wireless MIMO Channels,” in *International Symposium on Wireless Systems and Networks (ISWSN)*, vol. 5, pp. 25–27, 2005.
- [36] S. K. Jayaweera and H. V. Poor, “On the Capacity of Multiple-Antenna Systems in Rician Fading,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, no. 3, pp. 1102–1111, 2005.
- [37] J. F. Cardoso and A. Souloumiac, “Blind beamforming for non-gaussian signals,” *IEE Proceedings F - Radar and Signal Processing*, vol. 140, no. 6, pp. 362–370, 1993.
- [38] M. Wax and T. Kailath, “Detection of Signals by Information Theoretic Criteria,” *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 33, no. 2, pp. 387–392, 1985.
- [39] L. Hanzo, T. H. Liew, and B. L. Yeap, *Turbo Coding, Turbo Equalisation and Space-Time Coding*. John Wiley & Sons, 2002.
- [40] H. Van Trees, *Detection, Estimation, and Modulation Theory*. Wiley, 1968.
- [41] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, “Optimal Decoding of Linear Codes for Minimizing Symbol Error Rate,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 20, no. 2, pp. 284–287, 1974.
- [42] J. Hagenauer, “The EXIT Chart - Introduction to Extrinsic Information Transfer in Iterative Processing,” in *2004 12th European Signal Processing Conference*, pp. 1541–1548, 2004.

-
- [43] P. Comon and C. Jutten, *Handbook of Blind Source Separation: Independent component analysis and applications*. Academic press, 2010.
- [44] G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Simplified Processing for High Spectral Efficiency Wireless Communication Employing Multi-Element Arrays," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, no. 11, pp. 1841–1852, 1999.
- [45] A. Benjebbour, H. Murata, and S. Yoshida, "Comparison of Ordered Successive Receivers for Space-Time Transmission," in *IEEE 54th Vehicular Technology Conference. VTC Fall 2001*, vol. 4, pp. 2053–2057, 2001.

本論文に関する原著論文

A 学術雑誌掲載論文

1. M. Takigawa, T. Takahashi, S. Ibi, and S. Sampei, “ Iterative Carrier Frequency Offset Estimation with Independent Component Analysis in BLE Systems,” IEICE Trans. Commun. (採録決定済)
2. M. Takigawa, S. Ibi, and S. Sampei, “ Successive Interference Cancellation of ICA-Aided SDMA for GFSK Signaling in BLE Systems,” IEICE Trans. Commun., Vol. E103-B, No. 5, pp. 495-503, May 2020.

B 国際会議報告

1. M. Takigawa, S. Ibi, and S. Sampei, “ Successive Interference Cancellation of ICA Based SDMA Differential Detector for BLE Systems, ” 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC2017 Spring), Sydney, Australia, pp. 1-6, Jun. 2017.
2. M. Takigawa, S. Ibi, and S. Sampei, “ Signal Separation Based on Independent Component Analysis for SDMA of Bluetooth Low Energy, ” 13th 2016 IEEE Vehicular Technology Society Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS2016), Tokyo, Japan, pp. 421-425, Aug. 2016.

C 研究会発表

1. 瀧川将弘, 衣斐信介, 三瓶政一, “ MU-MIMO における独立成分分析を用いた繰り返し周波数オフセット推定に関する一検討, ” 信学技報, RCS2019-14, 2019 年 4 月.
2. 瀧川将弘, 衣斐信介, 三瓶政一, “ BLE における ICA に基づく SDMA のための端末間の周波数誤差に関する一検討, ” 信学技報, RCS2017-301, 2018 年 1 月.
3. 瀧川将弘, 衣斐信介, 三瓶政一, “ BLE における ICA に基づく SDMA のためのプリアンブルによる位相回転補償に関する一検討, ” 信学技報, RCS2017-43, 2017 年 5 月.

4. 瀧川将弘, 衣斐信介, 三瓶政一, “BLE における ICA に基づく SDMA のための遅延検波を用いた逐次干渉除去に関する一検討,” 信学技報, RCS2016-224, 2016 年 12 月.
5. 瀧川将弘, 衣斐信介, 三瓶政一, “BLE のための独立成分分析を用いた信号分離に関する一検討,” 信学技報, RCS2016-68, 2016 年 6 月.

D 大会発表

1. 瀧川将弘, 衣斐信介, 三瓶政一, “BLE における ICA に基づく SDMA の端末間非同期送信タイミングの影響に関する一検討,” 2018 年電子情報通信学会総合大会, B-5-101, 2018 年 3 月.
2. 瀧川将弘, 衣斐信介, 三瓶政一, “BLE における SDMA のための ICA に基づく逐次干渉除去に関する一検討,” 2017 年電子情報通信学会総合大会, B-5-134, 2017 年 3 月.
3. 瀧川将弘, 衣斐信介, 三瓶政一, “SDMA を適用した BLE のための独立成分分析を用いたパイロットレス信号検出に関する一検討,” 2016 年電子情報通信学会総合大会, B-5-121, 2016 年 3 月.

E 受賞

1. 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC2017-Spring) Young Researcher's Encouragement Award