

六角形格子上の積符号を用いた
符号化変調方式の提案と
Wireless Body Area Networkへの応用

北原 裕久

電気通信大学大学院
情報システム学研究科

博士(工学)の学位申請論文

2020年3月

六角形格子上の積符号を用いた
符号化変調方式の提案と
Wireless Body Area Networkへの応用

博士論文審査委員会

主査	森田	啓義	教授
委員	李	還帮	客員教授
委員	小川	朋宏	准教授
委員	大坐	智	准教授
委員	安藤	芳晃	准教授

著作権所有者

北原 裕久

2020年

Proposal of Coded Modulation Schemes Using Product Codes over Hexagonal Constellations and Its Application to Wireless Body Area Network

Hirohisa Kitahara

Abstract

Recently, miniaturization of information communication equipment has progressed, and application to various fields is being attempted. One of those applications is Wireless Body Area Network (WBAN), which is a communication near the human body as an applied technology to medical and healthcare.

Small devices used in the vicinity of the human body need to use a small power supply, and the system needs to save power. In the transmitter, the power efficiency is the issue at the power amplifier. In general, in order to use a power amplifier efficiently, it is necessary to use a power amplifier in the vicinity of a saturated output level with high power efficiency while suppressing fluctuations in the input signal. However, if the signal level fluctuates, it is necessary to suppress the input / output level accordingly, and the efficiency decreases. This indicator of signal level fluctuation is called the peak-to-average power ratio (PAPR).

In this paper, we propose a coded modulation scheme using product codes using integer codes on a hexagonal lattice as a communication method that suppresses power fluctuations. The integer codes are suitable to correct nearest neighbor errors, and has a feature suitable for realistic communication that the probability of error occurrence in the vicinity is higher than that in the distance. In this study, product codes combined with other codes was performed to improve error correction capability.

As a result of the simulations, it was confirmed that a higher coding gain than QAM can be obtained and that power fluctuation can be suppressed. We also examined the application of the proposed scheme to WBAN. It was confirmed that the proposed scheme can obtain higher coding gain than the standard scheme of WBAN. In addition, we measured human body movements using Kinect2, and created a time-series analysis model, and calculated fluctuations in time-series propagation characteristics. Then, the time-series fluctuation of Bit Error Rate (BER)

was calculated, and the difference in the characteristics of each part and the fluctuation suppression method were discussed. From this study, it was confirmed that the proposed scheme can achieve both power efficiency and error rate.

六角形格子上の積符号を用いた 符号化変調方式の提案と Wireless Body Area Networkへの応用

北原 裕久

概要

近年、情報通信機器の小型化が進んでおり、その応用分野の一つに、Wireless Body Area Network(WBAN)がある。WBANにおいては人体に取り付けたセンサからのデータを長期間伝送し続けることが求められ、小型化や省電力化が重要である。

通信機の電力効率には、特に終段の電力増幅器の影響が大きい。電力増幅器は、飽和出力レベル近傍で電力効率は高くなる一方、出力に歪みが生じる。そのため、レベル変動のある信号では、飽和出力レベルからその変動分のバックオフと呼ばれるレベル差が必要となる。信号変動レベルの指標には、ピーク対平均電力比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR)が用いられ、電力効率向上にはPAPRの低減が必要である。

本研究では、PAPRを低減させ電力効率の向上を目指した六角形格子上の符号化変調方式を提案する。六角形格子のPAPRを低減させるためには、信号点配置の形状に等方性が必要となる。そこで、六角形格子が等方性になる数を法とする剰余類環で定義される整数符号を利用する。整数符号は、最近傍誤りを訂正可能な符号であり、現実的な通信路に適する。本論文では、誤り訂正能力の向上のため、負巡回符号又はリード・ソロモン符号との積符号を構成することとし、19点、37点及び61点上において検証を行った。

シミュレーションの結果、整数符号とリード・ソロモン符号の積符号は矩形直交振幅変調(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)と比較し、Bit Error Rate(BER)が 10^{-5} において、0.8から1 dBの符号化利得が得られた。また、PAPRの比較では、六角形格子のPAPRは、QAMよりも抑えられ、電力効率の改善が可能であることを確認した。提案符号化変調方式の有利性を確認できたことから、19点における方式を提案方式としてWBANへの応用の検討を行った。

まず、Kinect2を用いて人体の歩行動作を測定し、人体の電磁界シミュレーション用モデルを作成した。そして、人体モデル上に送信アンテナ及び受信点を設定し、有限差分時間領域(Finite Difference Time-Domain)法により、時系列的に受信電界強度を求めた。そして、受信点に無指向性アンテナを仮定して時系列的な伝搬特性の変動を算出した。

次に、提案方式をWBANの規格のIEEE802.15.6における方式と比較すると、符号化利得は、 $BER=10^{-5}$ において7.1dBとなった。この値を2.4GHz帯のチップ状送受信機の消費電力に換算すると、送信可能時間が約1.5倍に増加することに対応する。さらに、提案方式及び規格方式の歩行時のBERの変動特性を求めた。測定期間中のBERを一定以下とするために必要な受信側の利得を比較すると、提案方式により必要利得を削減可能であることを確認した。

本研究から、六角形格子を用いた提案符号化変調方式が、電力効率と誤り率の両方を追求できることが分かった。また、提案符号化変調方式は、WBANにおいても従来規格と比較して電力の削減に寄与できることを確認した。

目次

第1章	はじめに	4
1.1	研究背景と目的	4
1.1.1	小型通信機における電力効率の課題	8
1.1.2	信号のピーク対平均電力と電力効率	10
1.2	六角形格子を用いた符号化変調方式の提案	11
1.3	本論文の構成	14
第2章	符号化変調方式に関する研究事例	15
2.1	振幅位相変調を基にした電力効率改善の研究	15
2.2	六角形格子を基にした電力効率改善の研究	17
2.3	六角形格子における格子符号の研究	18
2.4	従来研究から見た電力効率の課題について	19
第3章	提案符号化変調方式における誤り訂正符号	20
3.1	線形符号	20
3.1.1	線形符号の性質	20
3.1.2	組織符号	21
3.1.3	本論文で考察する符号の関係	21
3.2	負巡回符号	23
3.2.1	Lee重みとLee距離の定義	23
3.2.2	負巡回符号	24
3.2.3	六角形格子の一部を用いたインデックスの割り当て	25
3.2.4	19点六角形格子の一部を用いる負巡回符号の定義	26
3.2.5	37点六角形格子の一部を用いる負巡回符号の定義	28
3.3	整数符号	28
3.3.1	Lee重みの一般化	28
3.3.2	整数符号	30
3.3.3	19点六角形格子上の整数符号	30

3.3.4	37点六角形格子上的の整数符号	33
3.3.5	61点六角形格子上的の符号	34
3.4	リード・ソロモン符号	35
第4章	提案符号化変調方式の構成法	37
4.1	マッピングとビット割り当て法	37
4.1.1	整数符号におけるビット割り当てアルゴリズム	37
4.1.2	負巡回符号におけるビット割り当て	43
4.2	積符号の構成法	45
4.3	積符号の復調・復号法	47
第5章	提案符号化変調方式の評価	48
5.1	六角形格子の電力とPAPRに関する考察	48
5.2	符号化変調方式の通信路シミュレーション方法	51
5.3	ビット割り当てによる特性の比較	54
5.4	非符号化時と整数符号を用いた場合の特性比較	56
5.5	整数符号と負巡回符号による積符号の特性比較	60
5.6	19点六角形格子と16QAM上の整数符号と負巡回符号を用いた積符号の特性比較	61
5.7	19点六角形格子におけるリード・ソロモン符号の特性	63
5.8	16QAMにおける整数符号とリード・ソロモン符号による積符号の特性	64
5.9	19点六角形格子と16QAMにおける整数符号とリード・ソロモン符号を用いた積符号の特性比較	65
5.10	37点六角形格子における積符号の特性比較	67
5.11	61点六角形格子における積符号の特性比較	69
5.12	符号化時におけるPAPR	70
5.13	提案符号化変調方式のまとめ	71
第6章	提案符号化変調方式のWBANへの応用	72
6.1	WBAN応用への課題	72
6.2	モーションキャプチャ技術について	73
6.3	Kinect2を用いた歩行動作の測定	73
6.4	FDTD(Finite Difference Time Domain)法による電磁界解析	76

6.5	人体モデルの作成	78
6.6	人体モデルの例	79
6.7	送信アンテナ	82
6.8	受信点における伝達係数の計算	84
6.9	電磁界シミュレーションの結果	85
6.10	WBANの規格	88
6.11	8PSK, D8PSKにおける整数符号の適用について	91
6.12	提案積符号化方式とD8PSKのBER特性の比較	93
6.13	歩行動作のBERへの影響の検討	95
6.14	提案符号化変調方式のWBANへの応用のまとめ	102
第7章	研究のまとめ	103
7.1	省電力な符号化変調方式の提案について	103
7.2	提案符号化変調方式のWBANへの応用について	104
7.3	まとめと今後の課題	105

第1章 はじめに

近年，情報通信機器の小型化が進み，様々な分野への応用が図られている．そのうちの一つとして，医療やヘルスケアへの応用技術として Wireless Body Area Network(WBAN)がある．これは，人体の内外に取り付けられたセンサで測定される体温，血圧や心拍数といった生体情報を近接する機器へ伝達する技術である．小形デバイスを駆動させるためには，ボタン電池などの小規模な電源を用いる必要があり，徹底した省電力なシステムであることが必要条件となる．

一般的に，送信器は信号源，発振器，変調器，電力増幅器からなるが，最も電力が必要となるのが電力増幅器である．電力増幅器を効率的に動作させるためには，入力信号が適切な平均電力であり，なおかつ電力の変動幅が許容範囲内でなければならない．本研究では，変調方式と符号化方式に着目し，電力効率の向上を目指した符号化変調方式を提案する．そして，人体近傍で応用した場合の従来規格の方式との比較を行っている．

1.1 研究背景と目的

近年，情報通信機器の小型化とワイヤレス化が進んでおり，様々な分野への応用が検討されている．その一つとして，ヘルスケアや医療分野がある．現在，医療等の分野においてもユビキタス技術やIoT(Internet of Things)技術の適用が進み，様々な機器のネットワーク化が図られている．医療用通信の重要な課題の一つに，生体情報を測定するための人体上のセンサ間や近傍機器への確実なデータ伝送があげられる．このような人体近傍での通信技術を Wireless Body Area Network(WBAN)といい，その規格として，IEEE 802.15.6 [1]やSmartBAN [2]がある．表 1.1に代表的な近接無線通信用の規格の特徴をまとめる [1-4]．

WBANの分野では，これまでに通信方式，小形デバイス等のハードウェア，人体近傍での伝搬特性等の様々な角度からの研究が報告されている．

表 1.1: 近接無線通信方式規格の例

規格名	ZigBee	BLE	SmartBAN	IEEE 802.15.6
周波数 [MHz]	868 ~ 915 2400	2400	2400 ~ 2480	400 MHz 帯 863 MHz 帯 902 MHz 帯 2400 MHz 帯 UWB 帯
最大通信速度	250 kbps	1 Mbps	1 Mbps	10 Mbps
変調方式	BPSK, OQPSK	GFSK	GFSK	GMSK, DBPSK, DQPSK, D8PSK, UWB(FM-UWB, On-Off signaling 等)
送信電力 [dBm]	-32 ~ 0	-20 ~ 10	-	-40 ~ 10
最大受信感度 [dBm]	-85	-70	-50	-95 ~ 83
アクセス方式	CSMA-CA	FDMA, TDMA	Scheduled Channel Access 等の併用	CSMA-CA slotted ALOHA Polling
最大通信範囲 [m]	100	10	-	2 ~ 5

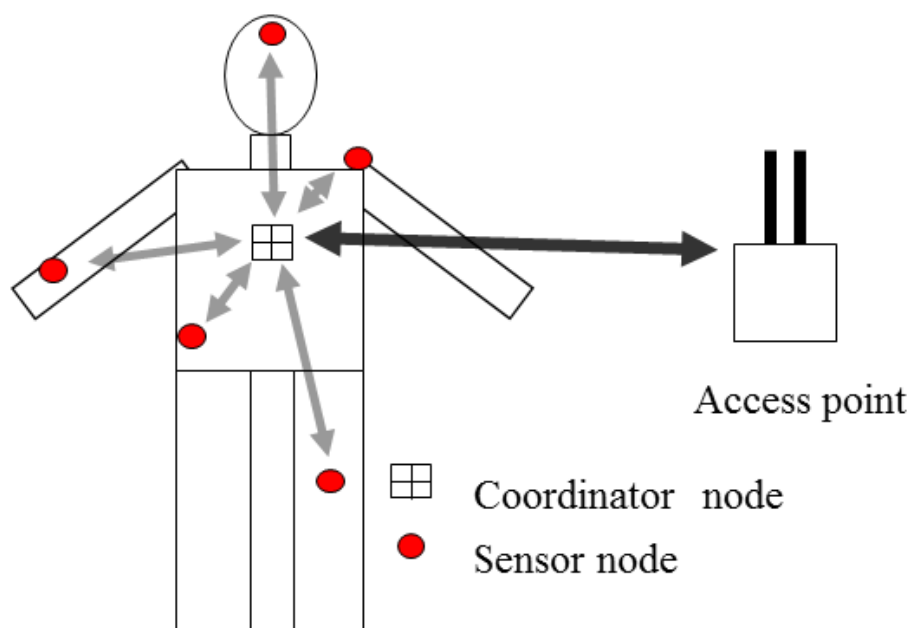


図 1.1: WBAN の構成の一例

通信方式に関しては，ルーティングに関する研究 [5,6] やアクセス制御に関する研究 [7-9] 等がある．ハードウェアに関するものでは，低消費電力であるチップセットの研究 [10,11] や小形アンテナに関する研究 [12,13] が多く見られる．また，人体近傍での伝搬特性に関する研究としては，腕を模したモデルや装置によりシミュレーションや測定を行った研究 [14,15] が報告されている．これらの例からも分かるように，WBAN については様々なレイヤからのアプローチが存在する．

次に，WBAN の構成機器や運用上の特徴や課題について述べる．代表的な WBAN の構成を図 1.1 に示す．

ユーザは，体温，血圧，心拍数等の生体情報を測定するセンサを備えたノードを 1 又は 2 以上体に装着する．体に装着する小型端末と体に装着しない小型設置型端末の外観の例を図 1.2 に示す [16]．

各計測端末は，測定したデータをワイヤレスでハブに送信する．そして，ハブは集約したデータを近傍にあるモニタリング用機器に送信する．標準規格である IEEE802.15.6 では，400 MHz 帯，800 MHz 帯，900MHz 帯及び 2400 MHz 帯でそれぞれ数 MHz から 40 MHz の帯域が規定されている [1]．また，変調方式は，2 値の周波数偏移変調 (Frequency Shift Keying, FSK) 及び，2 値，4 値又は 8 値の差動位相偏移変調 (Differential Binary/Quadrature/8 Phase Shift Keying, DBPSK/DQPSK/D8PSK) が定義されている [1]．日本にお



図 1.2: BANで用いる端末機器の例 [16]

いて無線局は原則として免許が必要となるが、きわめて微弱な電波を発する送信器を用いる場合は、免許の不要な「特定小電力無線局」の制度があり、医療用の通信機器のワイヤレス化への応用が可能である [17]. そのために、社団法人 電子情報技術産業協会において、その運用規定が定められている [18]. この他にも、無線LANを応用したものも存在する [19]. 前述のとおり、日本では400 MHz帯が中心として利用されているが、米国では2400 MHz帯、中国では174 - 216 MHz, 407 - 425 MHz, 608 - 630 MHzが医療関係の帯域として割り振られている.

このような医療関係分野でワイヤレス化が進められることの利用者、すなわち患者や被介護者への一番の恩恵は、センサ等を体に装着する場合に、ワイヤ等が不要となり、快適さが増すことである. そして、動きに制約がなくなることから、医療関係だけでなく、スポーツ分野への応用も提唱され、効果的なトレーニングのために活用されることも期待される. しかし、小形通信機器で医療や介護用等で数日レベルで継続的にモニタリングを行うためには、大きな課題が存在する.

その一つが、電源容量の制限である. 人体に装着する送信機能付きのセンサデバイスは、当然ながら電源も含めて小形である必要があり、ボタン電池などで回路を駆動できなければならない. 近年発表された低消費電力で高速データ通信を行う送受信回路においても、受信時に1.6 mW, 送信時に1.8 mWの消費電力がある [20]. BAN関係の分野に限ることで

ないが，通信における省電力化の方式としてデータの送信を間欠的，つまりバースト状にデータを送信するという方法がある．SmartBANでは，データの送信頻度をセンサごとに分けて，転倒防止，ストレスモニタ，スポーツ用途等によってそれぞれ100 msや1 sなどに差を設けている [2,21]. これに基づき，市販チップでの使用時間を見積もった例では，30 mAhのボタン電池で24時間の常時計測が可能であるという報告がある [21]. この値に基づけば，市販されているパナソニック社のボタン電池CR2032の公称容量が225 mAhであるため [22]，最大約一週間の使用が可能であるという見積もりになる．ボタン電池が，リモコン，体温計，電子キーその他の小型機器に使われて日常としては数か月レベルで利用できることを考えると，この時間はなお短い部類であることが分かる．ユーザの利便性を考えると電力効率を向上させ，頻繁な電池の交換が不要であることが望ましい．したがって，WBANを実用的にするためには，なお一層の省電力化が必要であることが分かる．

1.1.1 小型通信機における電力効率の課題

小形電池で通信機器を駆動させる場合，特に消費電力が問題となるのが増幅器である [23]. 例えば，身近な通信機器であるPCカードタイプの無線LANカードの消費電力は1.5 - 2 Wほどあり，そのうち，電力増幅器の消費電力は500 mW程度であり，1/4から1/3が増幅器で消費されていることになる [24].

基本的な電力増幅器の動作を図 1.3 に示す．増幅器はトランジスタや電界効果トランジスタ (Field Effect Transistor, FET) を用いた回路で構成される．トランジスタやFETによる増幅回路には直流電源が供給され，信号源から入力された信号に基づき，出力側に増幅された信号が出力される．

電力増幅器の性能を評価する場合には，一般的に式 (1.1) で定義される

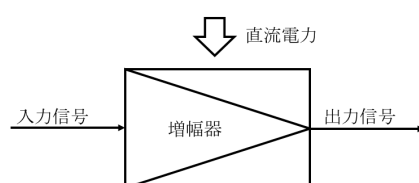


図 1.3: 電力増幅器の基本的動作

電力負荷効率 (Power Added Efficiency, PAE), η_{PAE} が用いられる [24].

$$\eta_{PAE} = \frac{P_o - P_{in}}{P_{DC}} \quad (1.1)$$

式中で, P_{in} は入力電力, P_o は出力電力, P_{DC} は直流供給電力を示す. また, P_o と P_{in} の比を電力利得と言う.

$$G_p = \frac{P_o}{P_{in}} \quad (1.2)$$

電力利得 G_p を用いると, PAE η_{PAE} は次のように変形できる.

$$\eta_{PAE} = \frac{G_p P_{in} - P_{in}}{P_{DC}} = \frac{P_{in}(G_p - 1)}{P_{DC}} \quad (1.3)$$

一般的に, 直流電源からの供給電力と比べて入力信号の電力は小さく出力側への影響は少ない. しかし, 高周波信号では増幅器の電力利得が低くなるとともに出力電力も低下し, その結果, 出力側において入力信号の電力の影響は相対的に大きくなる. PAE η_{PAE} は, 出力信号電力と入力信号電力の比 (=電力利得 G_p) の影響を確認しやすく, また, P_{in} と P_{DC} のレベルが近い状況においても変化が把握しやすい利点がある [25].

実際のモジュールの例として, 新日本無線が2018年に量産することを発表したパワーモジュール NJG1330 の PAE η_{PAE} は, 32% である [26]. したがって, 先に示した無線 LAN カードの例とほぼ等しいオーダーである.

入力された信号をアンテナから放射できるレベルまで増幅して送信する場合, 信号に歪を生じさせることなく増幅するためには, 増幅器の利得はどのような入力レベルに対しても一定であることが理想である. しかし, 増幅器から出力できる電力には上限があるため, 入力レベルが上がるにつれて図 1.4 のように出力電力は頭打ちになる [24]. 一方で, 入力電力を増加させると, 式 (1.3) から PAE η_{PAE} は増加する. これは次のように説明できる. 先に述べたように増幅用のトランジスタ又は FET には駆動用に一定の直流電力を印可させる必要があるしかし, 入力電力を増すと出力電力が電力利得に基づいて増加することになる. したがって, 一定レベルで加えられる直流印可電力から出力電力として変換される割合が増加する. 結果として, 相対的にトランジスタ等で消費される電力の比率が低下し, PAE η_{PAE} が増加する [24]. そのため, 増幅器は飽和出力レベルに近いほど効率が高くなるが, 線形性は崩れてしまう. したがっ

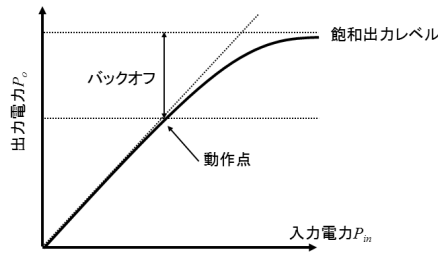


図 1.4: 一般的な増幅器の特性

て，入力レベルに変動がある信号は，平均電力と瞬時最大電力の差の分だけ飽和出力レベルから動作レベルを下げる必要がある．この飽和出力電力と実際の動作出力電力の差をバックオフと呼ぶ．PAE η_{PAE} を高めるためにはバックオフを小さく，低歪動作のためにはバックオフを大きくとる必要がある [24].

1.1.2 信号のピーク対平均電力と電力効率

電力増幅器を効率的に利用する場合の信号からのアプローチとしては，波形の包絡線変動を抑えることがあげられる．このような変調方式で代表的なものは最小偏移変調 (Minimum-Shift Keying, MSK) である— [27]. この変調法方式は，変調器の出力に振幅変動が表れない方式であり，非線形増幅器を用いる無線回線で用いるため研究され，1972年に高速データ伝送サービスに用いられている [28]. しかし，一度に送信できるデータ量を増加させるためには，1シンボルを多くのビットに対応させるとともに，多くの信号点が必要となる．位相偏移変調 (Phase Shift Keying, PSK) の場合，2値で1シンボルが1ビットに対応する Binary PSK (BPSK) であれば信号空間図上の信号点数は2点であるが，1シンボルが2ビットに対応する Quadrature PSK (QPSK) ならば4点，1シンボルが3ビットに対応する 8PSK ならば8点が必要となる．この時の信号空間図は図 1.5(a)-(c) のようになる．これらの図から分かるように，同一円周上に存在する信号点の数が増加するにつれて，信号点間の距離は小さくなる．したがって，同一の電力を用いている場合は多値化するにつれて雑音に対する耐性が低下し，ビットエラーレートは増加する [29].

したがって，信号を多値化するためには同一円周上，すなわち同一振幅の信号点だけでなく，振幅方向に情報を持たせる必要がある．位相と

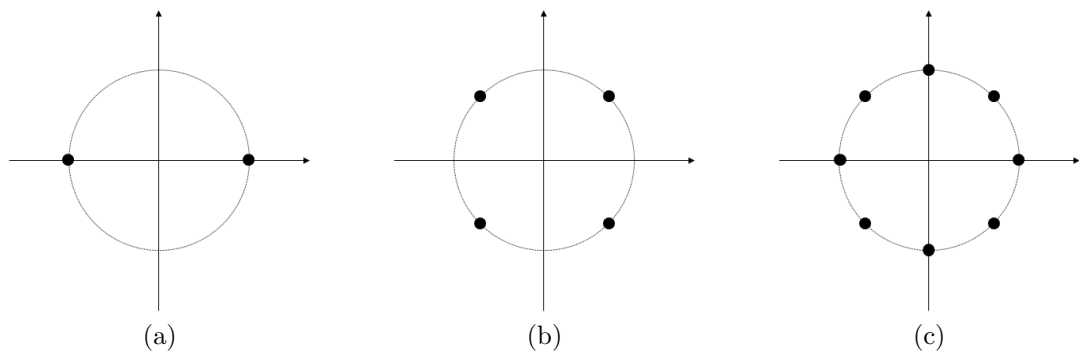


図 1.5: PSK の信号空間図 (黒丸は信号点), (a)BPSK, (b)QPSK, (c)8PSK

振幅の両方に情報を持たせた変調方式の代表的なものとして、直角位相振幅変調 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) があげられる [30]. その結果、信号の電力に変動が生じざるを得ないことになる. そうすると、送信電力に生じる変動分をバックオフとして確保する必要があるため増幅器での PAE が低下する. すなわち、変調信号の包絡線変動が如何に少ないかは増幅器の PAE に強く関わる.

このような場合に、信号の変調方式による増幅器の効率を評価する指標として、ピーク対平均電力比 (Peak-to-Average Power Ratio, PAPR) が用いられる [31]. 複数の振幅を有する多値変調や特にマルチキャリア方式の信号の場合、瞬時的に平均電力を上回る包絡線が生じる場合がある. そのような場合に、増幅器を経てアンテナから送信される波形に歪を生じさせないためには、瞬時的に大きな入力信号の電力も線形領域で増幅させなければならない. そうすると、普段は低い平均的な入力電力は、図 1.4 において低い効率の範囲で増幅器に入力せねばならない. つまり、発生確率の多い信号点を効率の低い領域で用いるため長時間の使用のために電源を無駄に消費することにつながる. このようなことを出来るだけ生じさせないためには、入力信号の PAPR を出来るだけ抑えた変調方式であることが望ましい. 言い換えれば、変調信号が低 PAPR であることは、電力増幅器の効率的な利用の必要条件であると言える [30].

1.2 六角形格子を用いた符号化変調方式の提案

電力効率改善のための変調方式の研究は、振幅位相変調 (Amplitude Phase Shift Keying, APSK) をベースにしたものと六角形格子をベースにしたものが多く見られる. これまでに、それぞれ多くの報告が行われており、

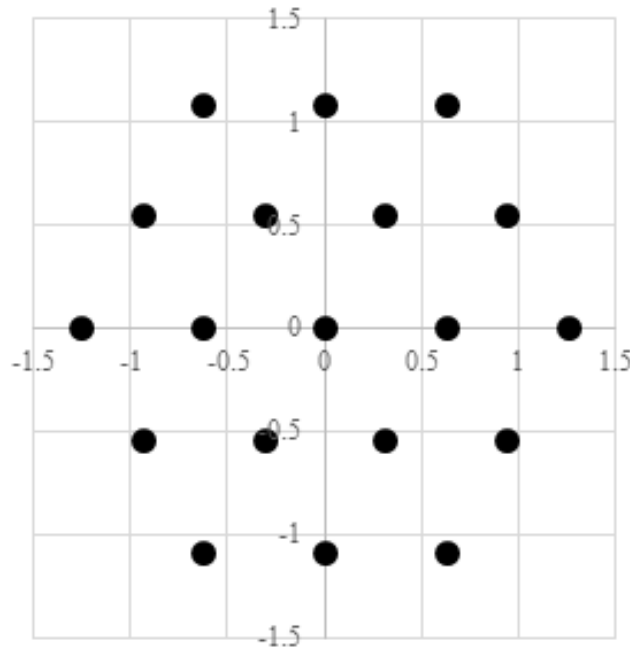


図 1.6: 19点六角形格子の例

APSKをベースにした変調方式では最適な信号点やリング配置を慎重に検討する必要があることが課題である。また，六角形格子をベースにした変調方式では，情報ビットを考えた場合に信号点数が2のべき乗の場合にならず等方性が崩れPAPRが増加する原因となる。これらの検討例とその課題については次章で述べる。

本論文では，整数符号を用いた積符号(Product Code, PC)を用いる六角形格子上的符号化変調方式を提案する。この際，図 1.6に示すように，等方性を有するような信号点配置を用いるものとした。

この図中において，原点においても信号点が定義されている。そのため実際に自由空間等で信号を送信する際には，原点に割り振られた情報の送信タイミングには送信器の出力はゼロになる。このことから，無信号時と情報の原点を区別する措置が必要となる。実用的にデータの送受信を行う場合には，データの送信前にあらかじめ定められた内容及び長さのプリアンプルを送り信号の同期をとる必要がある。本研究においては，送受信間の同期が取られたものとし，ペイロードのみを送達するものとしてシミュレーションを行った。

このように，等方性を有する，つまり，最外周の閉じた構造の六角形格子において，リングの数が r であるときに信号点数 N は，式 (1.4)と表

される。

$$N = 1 + 6 \sum_{k=1}^r k \quad (1.4)$$

しかし、こうした格子構造の場合、信号点数が2のべき乗の大きさでないため、PSKやQAMでビットを配置する際に用いられるグレイコードが使用できない。そのため、隣接信号点のハミング距離を制限しながらビット配置を行うアルゴリズムの提案も行った。

現在の無線通信において、情報の信頼性を確保するために、誤り訂正符号の使用は欠かせないものである。誤り訂正符号と変調方式を別のシステムとして設計した場合、信号空間図上の信号点間距離と符号の訂正能力は無関係となり、その訂正能力を十分に生かしたものとはならない。

そこで、誤り訂正符号と変調方式を一体のものとして設計することが考えられる。このような方式を符号化変調方式と呼ぶ。符号化変調方式の代表的なものとしては [32] があげられる。本論文では、六角形格子上の整数符号を利用したものを検討した。整数符号は、訂正可能な誤りがある信号点の近傍に設定できるという利点があり [33]、信号点密度の高い六角形格子と組み合わせて効率的な符号化変調方式を設計することができる。

整数符号はこれまでに、8PSKや16QAM、64QAM、256QAMのようなm-QAM上の符号 [33]、そして図 1.6 に示すような19点やさらに信号点数の多い37点などの六角形格子上の符号 [34] が提案されている。六角形格子上の整数符号を符号化変調に応用する場合の利点として、前述のとおり近接誤りを集中的に訂正することの他に、信号点配置を等方性に設計できることがあげられる。また、一般に誤り訂正符号は、いくつかの符号を組み合わせることで、その訂正能力が高まることが知られている [35-37]。整数符号を利用した符号化変調を検討するにあたりさらなる訂正能力を得るため、本論文では他の符号と組み合わせて積符号を構成することを検討した。その際に、負巡回符号 [38] とリード・ソロモン符号 [35] について検討した。これらは、いずれも非2元符号であり、六角形格子上の整数符号と組み合わせた計算が容易であり検討に用いた。

そして、この積符号を提案符号化変調方式として、矩形QAMとのビットエラーレート (Bit Error Rate, BER) と PAPR について比較を行い提案方式の優位性を示した。また、実用的な応用として実際に人体の動きがあ

る場合について影響を検討するために、Microsoft社のKinect2を用いて電磁界シミュレーション上の人体モデルを作成し、動作がある場合のBERの変化を求めた。

1.3 本論文の構成

本論文の構成は以下の通りである。

- 2章では、電力効率に関するこれまでの研究例を紹介するとともに、そのアプローチ上で課題を述べる。
- 3章では、使用する符号の定義や説明を行う。
- 4章では、提案する符号化変調方式の構築法、変復調の手法について説明を行う。
- 5章では、シミュレーション結果について述べる。
- 6章では、WBANへの応用について述べる。
- 7章では、本論文のまとめを行う。

第2章 符号化変調方式に関する研究事例

本章では、これまでに行われた電力効率に関する研究例を紹介するとともに、それぞれの課題について述べる。

2.1 振幅位相変調を基にした電力効率改善の研究

振幅位相変調(AMPSK)は、位相のみを用いるPSKに対して、図2.1や図2.2のように複数の振幅レベルを用いて更なる多値化を図る変調方式である[31]。この図では、二つの同心円上にそれぞれ8個で計16個の信号点を配置している。以降においては、「リング」という言葉を信号空間図上に信号点を配置する環状構造を示すものとして用いることにする。今日、無線LAN等で高速データ伝送に用いられる多値変調としては矩形に信号点を配置していくQAMが多く用いられる。例えば、無線LANの規格としてIEEE802.11.acでは、16QAM、64QAM及び256QAMをサポートしている[39]。矩形に信号点を配置した場合の利点としては、同相成分と直交成分を独立に用いることができ、信号処理の上で簡易であるということがあげられる。しかし、信号点の有する電力レベル、つまり原点から信号点までの距離は、16QAMの場合図2.3のよう3種類のレベルが存在する。つまり、に同信号点数の図2.1及び図2.2に示す16AMPSKが2レベルであることと比べ1レベル多い。AMPSKの内外のリング比にもよるが、電力レベルが多いほどその信号のPAPRは増加する。そのため、ピーク電力に注目した場合、矩形QAMと比較するとAMPSKの方がPAPRの観点から有利となる。

初期のAMPSKについての研究としては、1960年にC. R. Cahnがリング数と信号点数の関係を検討した例がある[40]。以降で示す例においても内外のリングへの配置方法を検討したものは多い。AMPSKにおける低PAPRの研究として、ハフマン符号を用いるもの[41]、レートコンパティブル

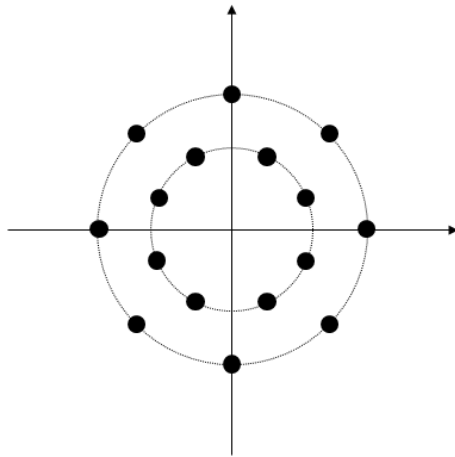


図 2.1: (8 + 8)APSK の信号空間図例 (黒丸は信号点, 以下同様)

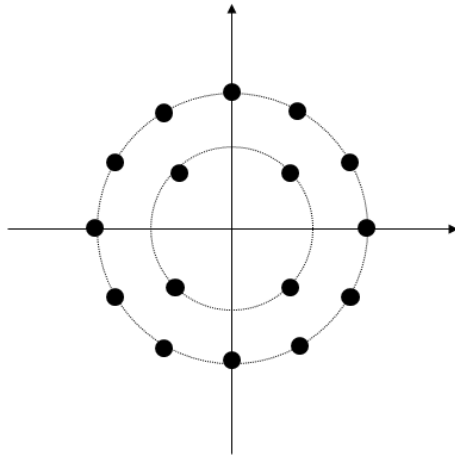


図 2.2: (4 + 12)APSK の信号空間図例

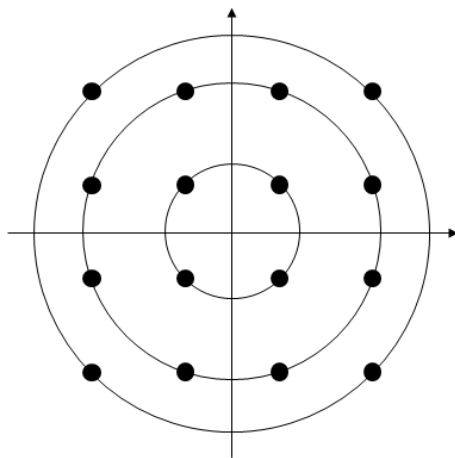


図 2.3: 16QAM の信号空間図例

変調のマッピングを改良するもの [42] などがある。これらは、変調器の入力前においてシンボル出現頻度を考慮し重みづけ等を行って符号化を行ったり非線形なマッピングを行い PAPR の低下を図るものである。また、APSK の応用として、低密度パリティ検査 (Low Density Parity Check, LDPC) 符号とマルチレベル符号化変調 (Multilevel coded modulation, MLC) を組み合わせ、計算量と誤り訂正能力の両立を検討したものがある [43]。APSK を設計する際には、内外のリングにどのように信号点を配置するか、そのリング比をどのようにするかを慎重に検討する必要がある。さらに、APSK では隣接する信号点の距離は一定でない。そのため、設計要素としては、リングの有する振幅、リングに配置する信号点数、リング同士の間隔があげられる。通信を行う際には、必要とする速度や誤り率が最適になるようにこれらのパラメータを設計する必要がある。

2.2 六角形格子を基にした電力効率改善の研究

六角形格子は、2次元平面において最も密な充填を形成することができ、同様の構造により携帯電話の基地局のカバーエリアを効率的に配置するためにも利用されている [44], [45]。六角形格子に関する初期の報告としては、1973年に4ビット、すなわち16点の信号点の配置方法についての研究例がある [46]。近年では、2のべき乗の信号点数の六角形格子と矩形QAMを比較した例があり、矩形QAMに対する電力利得、シンボル誤り率 (Symbol Error Rate, SER) やビット誤り率 (Bit Error Rate, BER) の比較が行われた [47, 48]。

これらの研究において、六角形格子の充填密度から平均エネルギーでは六角形格子が有利であることは示されている。しかし、PAPRについては矩形QAMの方が有利であることが述べられている。この原因については、次のような推定を行うことができる。

図 2.4 に1シンボルに4ビットを割り当てることを想定して16の信号点を六角形格子上に配置した例を示す。上記の研究例においても同様の配置が用いられている。この配置においては、信号点の配置はリング状に存在せず、8種類の振幅レベルが存在することになる。そして、16個の点を六角形格子上に配置しようとした結果、右上と左下の信号点が原点から突出した構造となっている。そのため、元々の16QAMと比較してPAPR

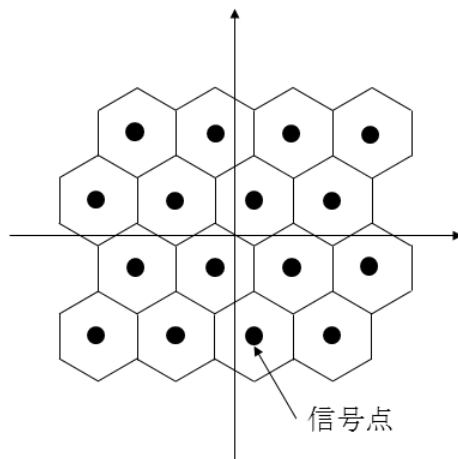


図 2.4: 六角形格子における 16 信号点の配置例

が高くなったと考えられる。つまり、2 のべき乗個存在する信号点を六角形格子上に、対称で等方性をみたすように配置できないことが原因と考えられる。

この問題を解決するため、六角形格子上で等方性を持つ 91 点の配置に対し、インデックス 1 番目から 37 番目までを一つの信号点、38 番目以降を 2 つの信号点に割り振るというユニークな研究例が報告されている [49]。

この報告は、ピーク電力が問題となりやすい直交周波数分割多重方式 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) において六角形格子により PAPR の低減を目指したものである。この中において、64QAM の代わりとして 91 点六角形格子を用いるために、信号点のインデックス 1 から 37 までは一対一に六角形格子に対応させ、38 から 64 は六角形格子上で二点に対応させることで等方性の 91 点の符号化変調方式を構築することが報告された。

2.3 六角形格子における格子符号の研究

六角形格子における重要な符号化変調方式として、格子符号の研究が活発に行われている。格子符号は、 \mathbb{R}^n のある格子点の部分集合であり、初期の報告例としては、Conway と Sloane による高速符号化の例がある [50]、近年では、疎な検査行列により定義され様々な分野への応用が検討されている LDPC 符号を格子構造に適用する低密度格子符号 (Low Density Lattice Codes, LDLC) が提案され [51, 52]、その性能が注目されている。この他に

も、低次元格子とリード・ソロモン符号との組み合わせの研究例 [53] や Finite Impulse Response(FIR) フィルタによる畳み込み格子符号の研究例 [54] 等も報告されている。これらの格子構造に基づいた符号は、ユークリッド空間上で線形性をもたせることができ、リレー通信路や多重アクセス通信路への応用が期待できる [55]。ただし、これらの格子符号の研究では、符号化後の信号点を方形領域に制限するものが多い。これらの研究においては電力効率にはそれほど主眼が置かれず、符号化・復号アルゴリズムに主眼が置かれている。

2.4 従来研究から見た電力効率の課題について

前節までに、電力効率を改善するための変調方式の研究について述べた。APSKをベースにした方式では、常にリング比と信号点配置の設計が課題となりえる。また、六角形格子をベースとした方式では、2のべき乗の信号点数を配置しようとする歪な形になるためPAPRの点で不利となる。

APSKにおける、信号点配置の設計に必要なパラメータを先に示したが、配置の観点から言えば、六角形格子は隣接する信号点の距離が一定であり、設計しやすい利点がある。そして、六角形格子において、低PAPRのための課題として信号点の対称的・等方性の配置がある。本論文では、この課題を整数符号を用いることで解決することを試みている。

第3章 提案符号化変調方式における誤り訂正符号

本章では、提案する符号化変調方式で用いる誤り訂正符号について説明する。本研究で用いる符号はすべて線形符号であるため、最初に線形符号として共通する性質について説明を行う。そして、各符号の関係を述べた後に各符号の説明を行う。

3.1 線形符号

3.1.1 線形符号の性質

提案する符号化変調方式で用いる誤り訂正符号は線形符号であり、なおかつ組織符号である。本節では、誤り訂正符号の構成や復号において必要となる事項について説明を行う。

ある素数 p において、有限体 $GF(p)$ を符号アルファベットとする符号長 n の符号 C が、 n 次元ベクトル空間の部分空間をなすとき、この符号 C は $GF(p)$ 上の線形符号である。

また、 $GF(p)$ 上のランクが m である $m \times n$ 行列 H を考え、次の式が成り立つとする。

$$C = \{\mathbf{c} \in \mathbb{F}_p^n : \mathbf{c}H^T = \mathbf{0}\} \quad (3.1)$$

ここで、 H^T は、行列 H の転置行列を意味する。このとき、この行列 H を符号 C を定義するパリティ検査行列と呼ぶ [56]。

今、符号語 $\mathbf{c} \in C$ が送信され、伝送路中に \mathbf{e} が加わり受信側で $\mathbf{r} = \mathbf{c} + \mathbf{e}$ が受信されたとする。ここで、受信語 \mathbf{r} と検査行列 H を乗した長さ m のベクトルをシンδροームと呼ぶ。このときのシンδροーム \mathbf{s} は、以下のように求められる。

$$\mathbf{s} = \mathbf{r}H^T = (\mathbf{c} + \mathbf{e})H^T = \mathbf{e}H^T \quad (3.2)$$

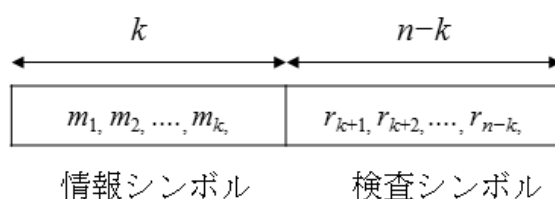


図 3.1: 組織符号の構造

そして、求めたシンδροームにより $\mathbf{s} = \mathbf{e}'H^T$ を満たす最小重みの \mathbf{e}' をコセットリーダーを検索し、それを生じた誤りと推定する。推定した誤り \mathbf{e}' を受信語 \mathbf{r} から差し引くことで、推定送信語 $\hat{\mathbf{c}}$ を以下のように求めることができる。

$$\hat{\mathbf{c}} = \mathbf{r} - \mathbf{e}' \quad (3.3)$$

3.1.2 組織符号

また、本研究では、原則として符号語の一部に情報系列がそのまま出現する組織符号化を行う。組織符号化では、符号化器に入力される長さ k の情報シンボル系列 m_1, m_2, \dots, m_k に対して検査シンボル系列 $r_{k+1}, r_{k+2}, \dots, r_{n-k}$ を生成し、図 3.1 のような情報シンボル部と検査シンボル符号長 n の符号語を出力する。こうした組織符号化を用いることにより、処理や検証が容易となる。

3.1.3 本論文で考察する符号の関係

本論文では、線形符号である負巡回符号、整数符号及びリード・ソロモン符号並びにそれらを組み合わせた積符号を考察に用いる。リード・ソロモン符号は代表的な非2元BCH符号であり、巡回符号の一種である。負巡回符号は、線形符号の1クラスであり、Lee距離の誤りを訂正可能な $GF(q)$ 上で定義される線形符号である。整数符号は、Lee距離の概念を l 次元に拡張した一般化Lee距離の誤りを訂正する線形符号であり、六角形格子へ応用したものをを用いる。詳細な定義は次節以降で示すが、簡単なLee距離の例として \mathbb{Z}_8 における例を示すと、図 3.2 のように、この環上で隣接する値の間の距離がLee距離では1とされる。この距離の考え方

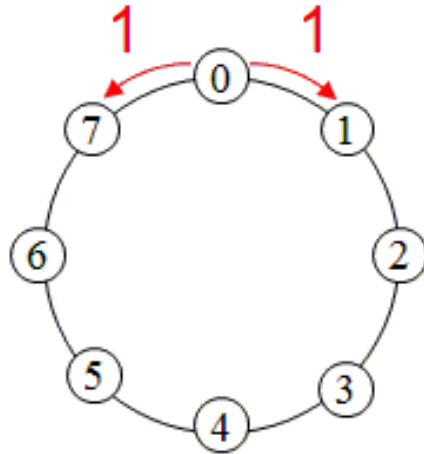


図 3.2: Lee 距離の例

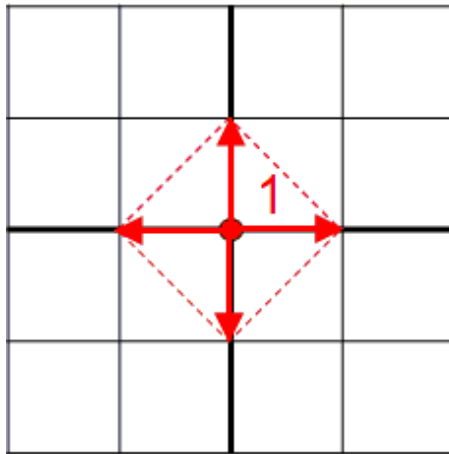


図 3.3: 2次元における一般化Lee 距離の例

は，一般化Lee 距離として拡張することが可能であり，図 3.3 のような2次元平面上にも適用することができる．本論文で用いる整数符号においては，図 3.4 のように一般化Lee 距離を六角形格子に応用した距離の考え方をを用いる．

これらの符号は，すべて非2元符号として扱うことができるため，六角形格子の各信号点と対応付けをすることで符号化変調方式を構成することが容易である．例えば，19点六角形格子上で \mathbb{Z}_{19} 上の符号を定義すれば，出現するシンボルは情報シンボル冗長シンボルともに格子上的のいずれかの信号点に対応づけられる．

そして，本論文では誤り訂正能力の向上のため，六角形格子上で定義

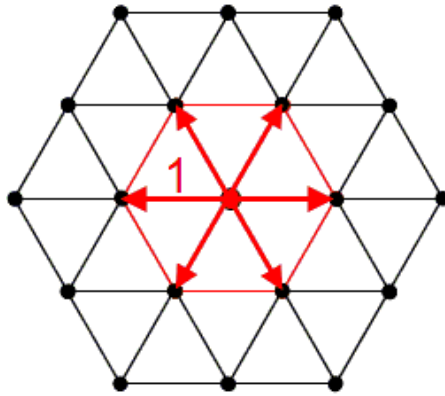


図 3.4: 一般化 Lee 距離の六角形格子への応用

する整数符号と負巡回符号, 整数符号とリード・ソロモン符号の積符号を提案符号化変調方式として検討する. 積符号に用いる符号がいずれも非2元符号であるため, 一度入力ビット系列を符号の情報シンボルとして剰余類環や拡大体の値に変換すると, 以降は符号化や復号の計算が容易となる利点がある.

3.2 負巡回符号

3.2.1 Lee 重みと Lee 距離の定義

負巡回符号 (Negacyclic Code, NC) について説明する前に, 必要となる Lee 重みと Lee 距離について説明する. 素数 p を法とする剰余類環 \mathbb{Z} 上の長さ n の p 元ベクトル $\mathbf{a} = (a_0, a_1, \dots, a_{n-1})$ と $\mathbf{b} = (b_0, b_1, \dots, b_{n-1})$ を定義する. この時, ベクトル \mathbf{a} の Lee 重み $W_L(\mathbf{a})$ は, 次式で与えられる [57].

$$W_L(\mathbf{a}) = \sum_{i=0}^{n-1} |\min(a_i, q - a_i)| \quad (3.4)$$

ベクトル \mathbf{b} の Lee 重みについても同様である. この時, ベクトル \mathbf{a} と \mathbf{b} の Lee 距離 $D_L(\mathbf{a}, \mathbf{b})$ は次式で与えられる [57].

$$D_L(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = W_L(\mathbf{a} - \mathbf{b}) \quad (3.5)$$

簡単な例として, 11 を法とする剰余類環で $n = 3$ であるベクトル \mathbf{a} を $(0 \ 3 \ 9)$, ベクトル \mathbf{b} を $(10 \ 7 \ 4)$ について考える. ベクトル \mathbf{a} の第1シンボルの Lee 重みは, 明らかに 0 である. 第2シンボルの Lee 重みは, 3 と $11 - 3 = 8$

を比較して3となる．第3シンボルのLee重みは，9と $11 - 9 = 2$ を比較して2となる．したがって，ベクトル \mathbf{a} のLee重みは5である．同様に，ベクトル \mathbf{b} の重みは $1 + 4 + 4 = 9$ と求めることができる．

次に，ベクトル \mathbf{a} とベクトル \mathbf{b} のLee距離は次のように求めることができる．まず，ベクトル同士の差をとる．

$$(\mathbf{a} - \mathbf{b}) = (1 \ 7 \ 5) \quad (3.6)$$

そして，差ベクトルの各要素のLee重みを求める．

$$\begin{cases} \min(1, 11 - 1) = 1 \\ \min(7, 11 - 7) = 4 \\ \min(5, 11 - 5) = 5 \end{cases} \quad (3.7)$$

したがって，最終的にLee距離は次のようになる．

$$D_L(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = 1 + 4 + 5 = 10 \quad (3.8)$$

3.2.2 負巡回符号

符号がLee重み t 以下の誤りを訂正出来るとき， t 重Lee誤り訂正符号と呼び，その中で重要なのが，Berlekampによって提案された負巡回符号である [38]．

α を $GF(p^m)$ の原始元とし， $n = (p^m - 1)/2$ とする．また， α の $GF(p)$ 上の最小多項式を $G(x)$ とする．このとき， $G(x)$ を生成多項式とする符号長 n の符号を負巡回符号と呼ぶ．

今，負巡回符号の符号多項式 $C(x)$ を式 (3.9) のように定義する．

$$C(x) = c_0 + c_1x + c_2x^2 + \cdots + c_{n-1}x^{n-1} \quad (3.9)$$

ここで，この $C(x)$ に対して， $-c_{n-1} + c_0x + c_1x^2 + \cdots + c_{n-2}x^{n-2}$ のような操作を行った多項式について考える．この多項式は， $C(x)$ を用いて式 (3.10) のように表すことができる．

$$\begin{aligned} & -c_{n-1} + c_0x + c_1x^2 + \cdots + c_{n-2}x^{n-2} \\ & = C(x)x - c_{n-1}(x^n + 1) \end{aligned} \quad (3.10)$$

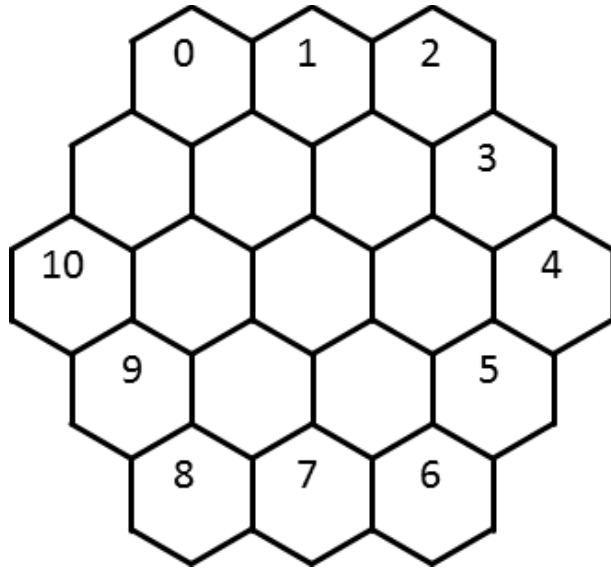


図 3.5: 19点六角形格子の外周へのインデックス配置

先の条件から、 α^n の2乗は、 $(\alpha^n)^2 = \alpha^{q^m-1} = 1$ である。このとき、 α^n は、1にはなりえないため、 $\alpha^n = -1$ である。このことから、 $x^n + 1$ は、 α を根として持つ。また、 $C(x)$ も当然 $G(x)$ で割り切れる。したがって、式(3.10)の右辺は二項とも $G(x)$ で割り切れるため、左辺の多項式も $G(x)$ で割り切れる。そのため、左辺の多項式も符号多項式であることが分かる。

以上から、任意の符号語を右シフトさせ、一番右側のシンボルに -1 を掛けた値を一番左に挿入した語もまた符号語になると言える。このような巡回を行うため、この符号を負巡回符号と呼ぶ。

3.2.3 六角形格子の一部を用いたインデックスの割り当て

負巡回符号は、剰余類環によってその符号長に制約がある[38]。本論文では、六角形格子構造の一部を利用した $GF(11)$ 及び $GF(17)$ 上において定義される負巡回符号を積符号に用いた。これらの値を選んだ理由として、等方性のある19点や37点の格子構造の最外周の信号点の数がこの2つの素数11及び17に近いためである。

したがって、19点六角形格子において負巡回符号を用いるため最外周に、図3.5のようなインデックスの割り振りを行った。

同様に、37点六角形格子において負巡回符号を用いるため最外周に、図3.6のようなインデックスの割り振りを行った。

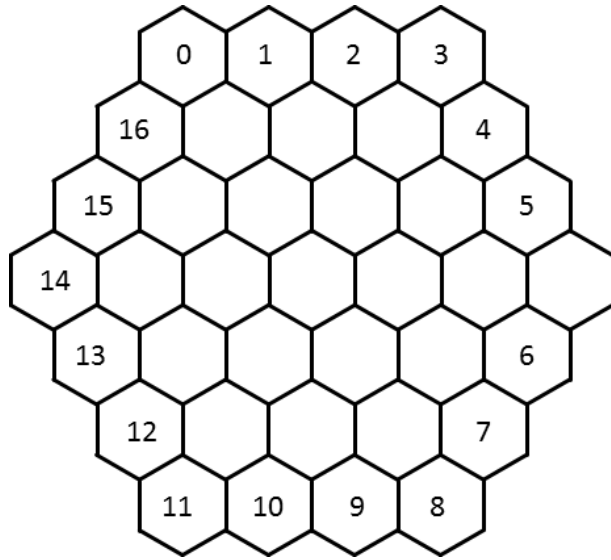


図 3.6: 37点六角形格子の外周へのインデックス配置

これらのインデックスの割り当てでは，隣接する信号点への誤りが生じた場合の Lee 距離が 1 であることを確認できる．

3.2.4 19点六角形格子の一部を用いる負巡回符号の定義

次に，それぞれの格子上における符号の定義を行う．まず，19点六角形格子上で用いる符号の準備として， $X^2 + X + 7$ を法とする $GF(11^2)$ 上の拡大体を考える． $X^2 + X + 7$ の根を α とすると， $\alpha^0 = 1$ ， $\alpha^1 = \alpha$ ， $\alpha^2 = -\alpha + 4$ ， \dots ， $\alpha^{119} = 3\alpha + 3$ ， $\alpha^{120} = 1$ となる．素数 $p = 11$ とすると，符号長 n は， $n = (p^m - 1)/2$ から 5, 15, 60, 665 等が存在する [38] が，ここでは計算量を考慮し $n = 60$ とした．

本報告では冗長シンボル数が 4 である 2 重以下の Lee 誤り (Lee 重みが 2 以下の誤り) 訂正可能な符号 C_{n11d} ，冗長シンボル数が 6 である 3 重以下の Lee 誤り訂正可能な符号 C_{n11t} の二種類を利用した．ここで，符号 C_{n11d} が Lee 重みが 2 以下の誤りを訂正できるとは，例えば符号語の 2 か所に ± 1 の誤りが加わった場合や，1 か所に ± 2 の誤りが加わった場合にそれらの誤りを訂正できるということを指す．後者の誤りは，大きさ 1 の誤りが同一シンボルに 2 回生じたとみなすことができることから，この符号は同一又は異なるシンボルに生じる 2 個の ± 1 の誤りを訂正できる符号であると言える．符号 C_{n11t} における 3 重誤りについても同様である．2 重以下の Lee 誤りを訂正可能な符号の検査行列は，式 (3.11)，3 重以下の Lee 誤り

を訂正可能な符号の検査行列は，式 (3.12) で与えられる．

$$H_{n11d} = \begin{pmatrix} 1 & \alpha^1 & \alpha^2 & \dots & \alpha^{59} \\ 1 & \alpha^3 & \alpha^6 & \dots & \alpha^{57} \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

$$H_{n11t} = \begin{pmatrix} 1 & \alpha^1 & \alpha^2 & \dots & \alpha^{59} \\ 1 & \alpha^3 & \alpha^6 & \dots & \alpha^{57} \\ 1 & \alpha^5 & \alpha^{10} & \dots & \alpha^{55} \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

3.2.5 37点六角形格子の一部を用いる負巡回符号の定義

次に、37点六角形格子上で用いる符号のために、 $X^2 + X + 3$ を法とする $GF(17^2)$ 上の拡大体を考える。すると、 $X^2 + X + 3$ の根を β とすると、 $\beta^0 = 1, \beta^1 = \beta, \beta^2 = -\beta - 3, \dots, \beta^{287} = -6\beta - 6, \beta^{288} = 1$ となる。 $p = 17$ 上で定義可能な符号としてBerlekampは $n = 8, 24, 72, 144$ を示している [38]。ここでは、計算量と19点格子上で用いる符号の符号長と近いことを考慮して、 $n = 72$ の4重以下のLee誤り訂正可能な符号 C_{n17q} を用いる。この符号は、4個の ± 1 誤りを訂正可能である。この時、検査行列は式 (3.13) で定義され、冗長シンボル数は8となる。

$$H_{n17q} = \begin{pmatrix} 1 & \alpha^1 & \alpha^2 & \dots & \alpha^{71} \\ 1 & \alpha^3 & \alpha^6 & \dots & \alpha^{213} \\ 1 & \alpha^5 & \alpha^{10} & \dots & \alpha^{67} \\ 1 & \alpha^7 & \alpha^{14} & \dots & \alpha^{209} \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

3.3 整数符号

3.3.1 Lee重みの一般化

整数符号の説明の前に、その性能を考察するために必要な一般化Lee距離について説明を行う。Lee距離の l 次元への拡張を行った一般化Lee距離が以下のように提案されている [58, 59]。まず、 p を $p^m = q = 4n + 1, (m \geq 1)$ を満たす素数とする。また、 $\mathbf{b}_i, (1 \leq i \leq l)$ を l 次元線形空間 \mathbb{R}^l の標準基底とする。そして、 φ を \mathbb{Z}^l から $GF(q)$ への準同型写像とする。このとき、 \mathbf{b}_i に対応する $\beta_i \in GF(q)$ を全射であるように選ぶ。 φ は線形であるため、 $\varphi(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^l x_i \mathbf{b}_i, (x_i \in \mathbb{Z})$ に対しては、 $\varphi(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^l \beta_i x_i$ である。

これらに基づき、次の2つの定義が行われている。

$a \in GF(q)$ に対して、 a の l 次元Lee重み $\|a\|$ は次式で定義される。

$$\|a\| = \min_{\substack{\mathbf{x} = (x_i) \in \mathbb{Z}^l \\ \varphi(\mathbf{x}) = a}} \left\{ \sum_{i=1}^l |x_i| \right\} \quad (3.14)$$

ここで、 $|x_i|$ は、 $x_i \in \mathbb{Z}$ の絶対値である。また、 $a, b \in GF(q)$ の一般化Lee距離は次式で定義される。

$$d_L(a, b) = \|a - b\| \quad (3.15)$$

なお, $GF(q^n)$ における $\mathbf{a} = (a_1, a_2, \dots, a_n)$ においては, 線形性から次式のように計算できる.

$$w_G(\mathbf{a}) = \sum_{i=1}^n \|a_i\| \quad (3.16)$$

次に, 一般化 Lee 距離に基づき六角形格子における距離について定義を行う.

まず, 二次元平面上の六角形格子 \mathcal{H}_∞ は, 単位ベクトル $\mathbf{n}_1 = (1, 0)$, $\mathbf{n}_2 = (-1/2, \sqrt{3}/2)$, $\mathbf{n}_3 = \mathbf{n}_1 + \mathbf{n}_2 = (1/2, \sqrt{3}/2)$ を用いて次のように定義することができる [60].

$$\{i\mathbf{n}_1 + j\mathbf{n}_3 \mid i, j \in \mathbb{Z}\} \quad (3.17)$$

このとき, 六角形格子上のある点 \mathbf{x} は, $\mathbf{x} = x_1\mathbf{b}_1 + x_2\mathbf{b}_2$, ($\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2 \in \{\pm\mathbf{n}_1, \pm\mathbf{n}_2, \pm\mathbf{n}_3\}$) のように表現できる. ここで, \mathbf{x} の重みを $\langle \mathbf{x} \rangle = \min\{|x_1| + |x_2|\}$ と定義する. この重みの定義は, Huber によって提案がなされている [61]. 式から分かるように, この重みは原点からその点へ至る合成ベクトルを成すために必要な単位ベクトルの係数の和の最小値である.

次に, 信号点数が有限の等方性を有する六角形格子を以下のように定義する [60].

$$\mathcal{H} = \begin{cases} \{(0, 0)\} & k = 0 \\ \{\pm\mathbf{n}_1, \pm\mathbf{n}_2, \pm\mathbf{n}_3\} \cup \mathcal{H}_0 & k = 1 \\ \bigcup_{\mathbf{x} \in \mathcal{H}_{k-1}} (\mathbf{x} + \mathcal{H}_1) & k \geq 2 \end{cases} \quad (3.18)$$

ここで, $\mathbf{x} + \mathcal{H}_1 = \{\mathbf{x} + \mathbf{z} \mid \mathbf{z} \in \mathcal{H}_1\}$ である. また, \mathcal{H}_k , ($k \geq 0$) は k 次の六角形格子と呼ばれる [60].

今, p が $p = 6n + 1$, ($n > 1$) であるような素数とし, また, α が $GF(p)$ の原始元だとする. $p = 3k(k+1) + 1$ かつ $k \geq 0$ であるとき, \mathcal{H}_k における二次元六角形一般化 Lee 重みは, 準同型写像 $\phi: \mathcal{H}_k \rightarrow GF(p)$ により, 次式で表される [60].

$$\phi(\mathbf{n}_1) = 1, \phi(\mathbf{n}_3) = \alpha^{2n} \quad (3.19)$$

これらの定義を用いて, $GF(p)$ 上の値 a に対する k 次の 2次元六角形格子 ($k \geq 0$) 上の a の重みは次のように定義される [60].

$$\langle\langle a \rangle\rangle = \min_{\mathbf{x} \in \mathcal{H}_k: \phi(\mathbf{x})=a} \langle \mathbf{x} \rangle \quad (3.20)$$

3.3.2 整数符号

整数符号 (Integer Code, IC) は, 与えられた 2 以上の自然数 N に対して剰余類環 \mathbb{Z}_N 上に定義された大きさ $m \times n$ ($m \leq n$) の行列 H と $\mathbf{d} \in \mathbb{Z}_N^m$ である [33], 符号長 n の整数符号 $C(H, \mathbf{d}) \subset \mathbb{Z}_N^n$ は次式で表される.

$$C(H, \mathbf{d}) = \{\mathbf{c} \in \mathbb{Z}_N^n \mid \mathbf{c}H^T = \mathbf{d} \pmod{N}\} \quad (3.21)$$

以降の議論においては, H のランクは m , $\mathbf{d} = \mathbf{0}$ とする.

整数符号は, 受信語 \mathbf{r} が受信された時, シンドロームベクトル $\mathbf{s} = \mathbf{r}H^T$ を求めテーブルを利用する硬判定や, シンドロームと受信語を利用する軟判定による復号を用いることが出来る. 第 1 章で述べたように, 8PSK や 16QAM, 64QAM, 256QAM 上の符号 [33] や 19, 61 及び 127 点の六角形格子上の符号 [34] が提案されている. 以降の図において示すが, これらの六角形格子の構造は, 等方性のある構造を有するという利点がある.

3.3.3 19点六角形格子上の整数符号

19点六角形格子においては, \mathbb{Z}_{19} 上の式 (3.22) で定義される単一 ($\pm 1, \pm 7, \pm 8$) 誤り訂正可能な符号長 $n = 3$, 符号化率 $R = 2/3$ の整数符号 C_{i19s} と式 (3.23) で定義される二重 ($\pm 1, \pm 7, \pm 8$) 誤り訂正可能な符号長 $n = 3$, 符号化率 $R = 1/3$ の整数符号 C_{i19d} が提案されている [34].

$$H_{i19s} = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 4 \end{pmatrix} \quad (3.22)$$

$$H_{i19d} = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 4 \\ 1 & 3 & 9 \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

C_{i19s} の符号化を行うには, 次のように計算すればよい. まず, 情報シンボルを c_1, c_2 , 検査シンボルを c_3 とする. 式 (3.22) から, $1 \cdot c_1 + 2 \cdot c_2 + 4 \cdot c_3 = 0$

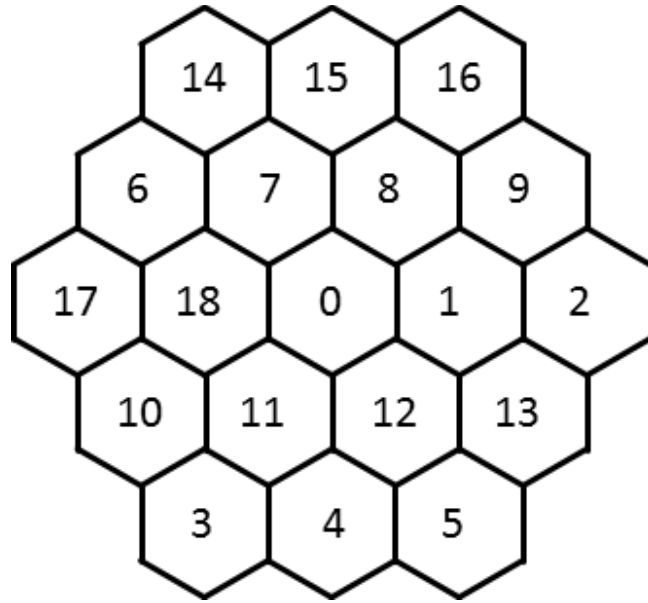


図 3.7: 19 点六角形格子におけるインデックス

から, $c_3 = 14 \cdot c_1 + 9 \cdot c_2$ となる. 以降の符号においても同様に検査シンボルを計算する.

これらの符号に対する格子上的インデックスの割り当ては図 3.7 のとおりである [34]. この図で示す 19 点へのインデックス配置や以降で示す 37 点や 61 点の格子点へのインデックス配置は, 整数符号で用いる原始元に基づいている.

前述の六角形格子上的距離に基づき, 整数符号 C_{i19s} と C_{i19d} の誤り訂正能力と最小距離について検証する.

本論文で用いる整数符号 C_{i19s} と C_{i19d} において, 符号語間の最小距離を求めるために総当たりによる探索を行った. その結果, 整数符号 C_{i19s} では最小距離が 3, 整数符号 C_{i19d} では最小距離が 5 であった. この時の符号語のペアの例としては, 前者では (0 0 0) と (0 1 9), 後者では (0 0 0) と (1 15 16) が存在する. この時の符号間距離は, 信号空間図上で図 3.8 や図 3.9 のように考えることが出来る.

前者については, 1 シンボル目は距離が 0, 2 シンボル目については隣同士であり距離が 1, 3 シンボル目については原点から 2 シンボル分のパスで距離 2 であり合計の距離が 3 となる. 後者については, 1 シンボル目は距離が 1, 2 シンボル目と 3 シンボル目については原点から 2 シンボル分のパスで距離 2 であり合計の距離が 5 となる.

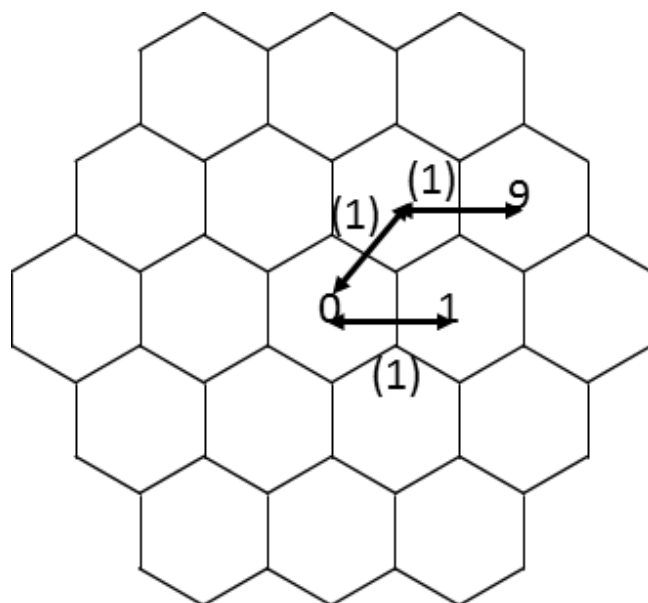


図 3.8: 信号空間図上における符号語(0 0 0)と(0 1 9)の距離

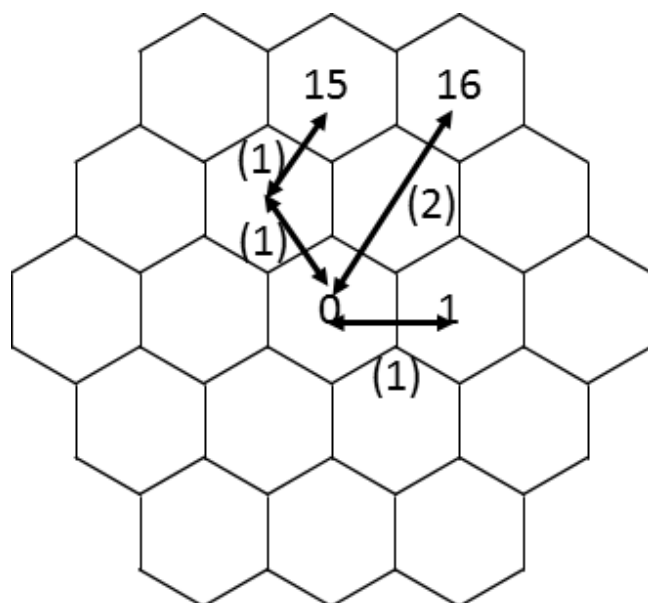


図 3.9: 信号空間図上における符号語(0 0 0)と(1 15 16)の距離

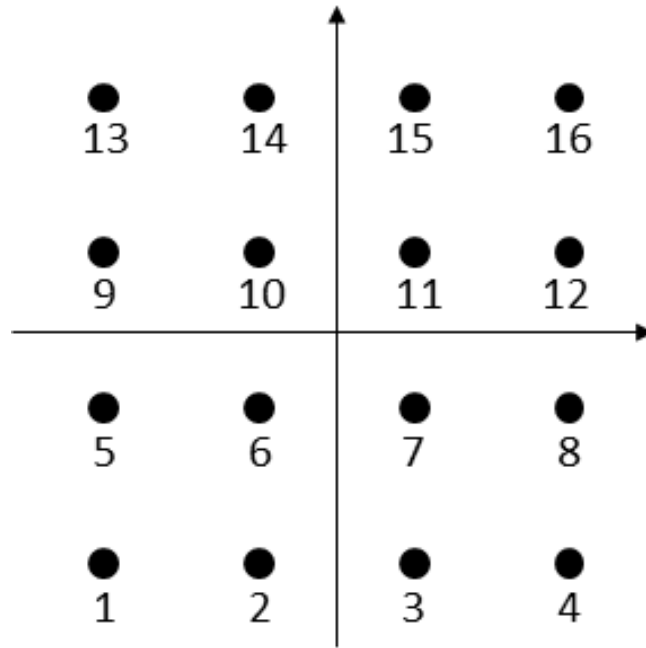


図 3.10: 16QAMにおけるインデックス

以上のことから，それぞれの符号が単一誤り，二重誤りを訂正可能であることが確認できる．

次に，本論文では，19点六角形格子との比較のため16QAMにおいて， \mathbb{Z}_{17} 上で定義される単一 $(\pm 1, \pm 3, \pm 4, \pm 5)$ 誤り訂正可能な符号長2の整数符号 C_{i17s} を用いる．この符号は，検査行列 $H = \begin{pmatrix} 1 & 2 \end{pmatrix}$ を持つ [33]．16QAMにおける整数符号のインデックスは図 3.10のとおりである．

3.3.4 37点六角形格子上の整数符号

19点六角形格子の外周に信号点を追加すると37点六角形格子を構成できる．37点六角形格子における整数符号としては，式 (3.24) で定義される \mathbb{Z}_{37} 上の二重 $(\pm 1, \pm 26, \pm 27)$ 誤り訂正可能な符号長 $n = 4$ ，符号化率 $1/2$ の整数符号 C_{i37d} が存在する [34]．

$$H_{i37d} = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 4 & 8 \\ 1 & 5 & 25 & 14 \end{pmatrix} \quad (3.24)$$

37点六角形格子には，図 3.11のようにインデックスを割り振る．

先ほどの場合と同様に，符号の最小距離を求めると5であり，二重誤り訂正可能であることを確認できる．この距離となる例として $(1 \ 1 \ 20 \ 22)$

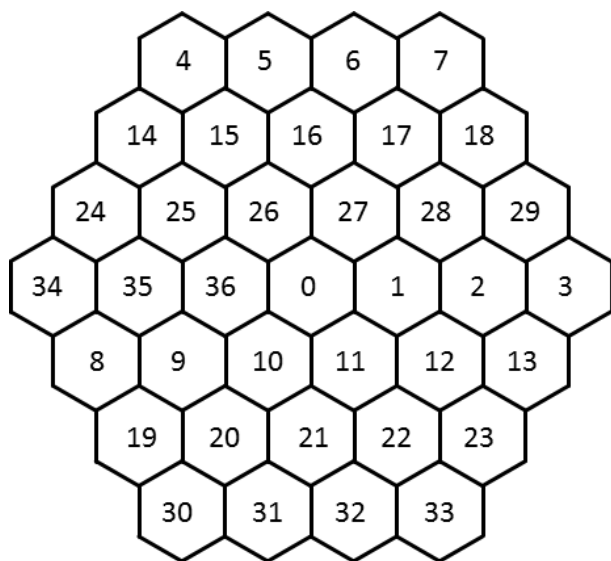


図 3.11: 37点六角形格子におけるインデックス

と (1 2 23 11) の符号語ペアが存在する.

3.3.5 61点六角形格子上の符号

次に, 61点の場合について述べる. 61点六角形格子には, 図 3.12 のようにインデックスを割り振る.

$$H_{i61d} = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 4 & 8 & 16 & 32 & 3 & 6 & 12 & 24 \\ 1 & 6 & 36 & 33 & 15 & 29 & 52 & 7 & 42 & 8 \\ 1 & 18 & 19 & 37 & 56 & 32 & 27 & 59 & 25 & 23 \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

61点六角形格子では, 式 (3.25) で定義される \mathbb{Z}_{61} 上の二重 ($\pm 1, \pm 13, \pm 14$) 誤り訂正可能な符号長 $n = 10$, 符号化率 $7/10$ の整数符号 C_{i61d} を用いる [60]. この符号の最小距離を数値計算により求めると5であった. したがって, この符号が二重誤り訂正可能であることが分かる.

なお, 61点六角形格子と比較するために64QAMを後で用いるが, 64QAM用の整数符号には, 式 (3.26) で定義される \mathbb{Z}_9 上の二重 (± 1) 誤り訂正可能な符号長 $n = 4$ の整数符号 C_{i9d} を用いる [33].

$$H_{i9d} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 2 & 3 \\ 3 & 1 & 0 & 2 \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

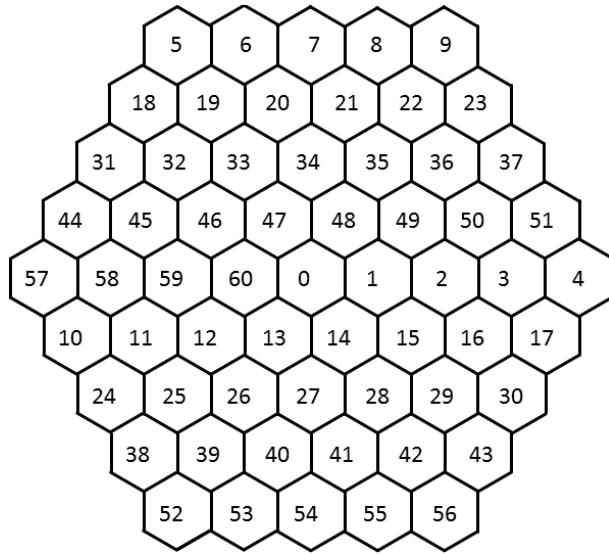


図 3.12: 61点六角形格子におけるインデックス

3.4 リード・ソロモン符号

リード・ソロモン (Reed-Solomon, RS) 符号は, 1960年に Reed と Solomon によって提案された符号であり [62], その訂正能力の高さから身近な CD, DVD から衛星通信に至るまで幅広く活用されている.

本報告では, リード・ソロモン符号が有限体上で定義することができることを利用し, 六角形格子の信号点数を法とする有限体上の符号を定義する. ここで, リード・ソロモン符号の符号長 n を考えると, 素数 q で定義される体 \mathbb{F}_q において符号長 n は, $n = q - 1$ となる [35, 36].

リードソロモン符号は, $GF(2^x)$ 上の符号として用いられることが多い. しかし, 六角形格子上の整数符号との積符号を作る際にシンボルマッピングが共通である方が設計しやすい. そこで, 19点, 37点及び61点六角形格子においては \mathbb{F}_{19} , \mathbb{F}_{37} 及び \mathbb{F}_{61} 上で定義される符号を用いる.

前述の式から, 19点格子上のリード・ソロモン符号においては符号長が 18, 37点格子上においては符号長が 36, 61点格子上においては符号長が 60となる. 以降においては, それぞれの素数に応じて C_{r19} , C_{r37} 及び C_{r61} とする.

次に, 格子上におけるインデックスについて考えると, リード・ソロモン符号は負巡回符号の場合と違い, 訂正可能な誤りについて信号空間図上の距離を考慮しなくても良い. したがって, 格子上のすべての信号点を利用することが可能である.

そのため、整数符号とインデックスを共通とし、六角形格子上ならば、図 3.7, 図 3.11 及び図 3.12 で示されるビット割り当てを用いることが出来る。

また、比較のために矩形 QAM においてもリード・ソロモン符号を定義することを考える。こちらでは、一般的に広く使われる 16QAM と 64QAM を比較対象として用いる。16QAM においては、19 点格子の場合に条件を近づけるために、 \mathbb{Z}_{17} 上で符号長 $n = 16$ のリードソロモン符号を定義し、マッピングとして図 3.10 を用いる。また、64QAM においては、 $GF(2^6)$ 上の符号長 $n = 63$ のリード・ソロモン符号 $C_{r_{2^6}}$ を用いるものとした。

第4章 提案符号化変調方式の構成法

本章では，提案する六角形格子上的符号化変調方式の構成方法について説明する．

4.1 マッピングとビット割り当て法

4.1.1 整数符号におけるビット割り当てアルゴリズム

六角形格子上で定義される整数符号は，19点や37点の信号点数を有するため，対称的で等方性のあるマッピングを持つ符号化変調方式を構成できることを前章で示した [34]．しかし，従来研究の紹介で示した六角形格子の例もそうであるが，実用化されているQAMの信号点数は，基本的に2のべき乗を用いる．これは，2値に量子化された情報を扱う場合の状態数からそうせざるを得ないものである．

一方，本論文では，19点や37点といった，等方性のある六角形格子上で定義される整数符号をベースとした符号化変調方式を提案する．この場合，符号の使用する信号点数が19点等であるために，どのように送信する2値の情報系列を信号点に対応させるかが問題となる．そこで，処理の容易さを考慮し，情報ビットを配置する信号点の個数 n_b が，使用する整数符号における信号点数 n_{ic} 以下である2のべき乗となるように設計した．

この場合， $n_{ic} \geq n_b$ であるため，当然ビット割り当ての無い信号点が生じる．以降において，ビット割り当ての無い信号点を非ビット割り当て点，逆にビット割り当てのある信号点をビット割り当て点と呼ぶ．

整数符号は，組織符号であり，情報シンボルと検査シンボルからなる．入力ビット系列を情報シンボルに変換し，検査行列に基づき検査シンボルを計算する．この際，符号の情報シンボルはビット割り当て点のインデックス値のみを用いていても，検査シンボルの値としてはすべての信号点が出現し得る．したがって，等方性のある六角形格子上的すべての

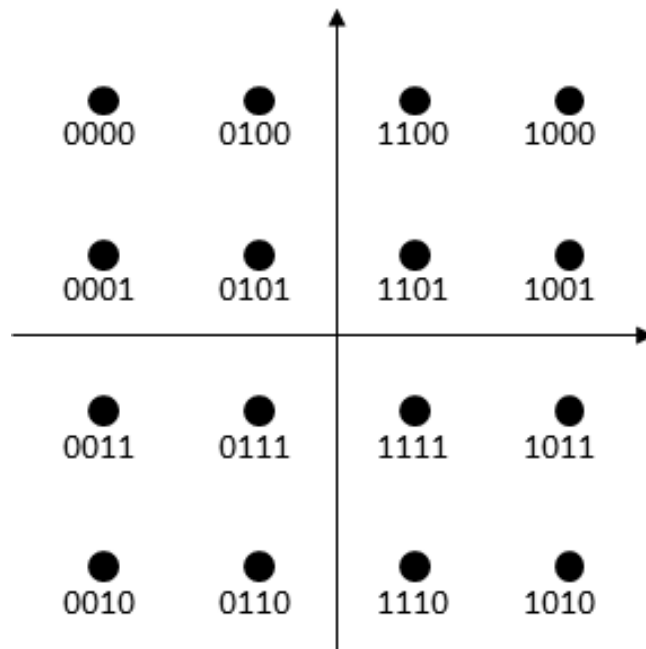


図 4.1: 16QAM 上のグレイコードの例

信号点は通信において有効に使用されることになる。このことは、結果として PAPR の削減に繋がる特徴とすることができる。

実用を検討するにあたり、次の課題はどのようにビットを配置するかである。通常、多値変調の信号点にビットを割り当てる場合、隣接する信号点のビット差が 1 になるようなグレイコードに基づいて配置する [30]。

代表的な多値変調の例である 16QAM におけるグレイコードの例を図 4.1 に示す。この図において、同相軸、直交軸のどちらにおいても隣接する信号点間のハミング距離が 1 になるように配置されている。

次に、19 点六角形格子の場合について考える。前述のとおり、19 点以下における最大の 2 のべき乗は $2^4 = 16$ である。この時、一つのシンボルには 4 ビットを割り当てる必要がある。ここで、六角形格子の一つの信号点には 6 個の隣接信号点が存在することから、グレイコードが利用できないという問題が生じる。つまり、19 点六角形格子の場合、どのように 16 点を選んで 4 ビットを割り当てようとしても、いずれかの隣接信号点同士では少なくともハミング距離が 2 ビットとなるペアが生じる。また、ビットの割り振り方によっては、最大 4 ビットの距離となり得ることも設計上注意する必要がある。

そこで、隣接する信号点間のハミング距離を許容値 M 以下に抑えた割

り当てを行うため、以降に示すビット割り当てアルゴリズムを提案する。この提案アルゴリズムは、信号点数が N の六角形格子においてビット列を割り当てない信号点と M が指定された場合に、計算量を抑えながら割り当てパターンを探索するために行い、1つのパターンが見つかった時点で探索を終了する。指定した条件で割り当て可能なパターンが存在するならば、それにヒットするまで探索を続けるが、 M の値が小さい場合には全探索に近い挙動を行い膨大な時間が必要となる可能性がある。そのため、隣接点とのハミング距離を抑えるため M は小さい方が好ましいが、探索時間削減のために M を増やす場合もあると考えられる。本論文では、 $M = 2$ として探索を行った。

アルゴリズムにおいて、 N 個の六角形格子上的信号点数に対して m を $N > 2^m$ を満たす自然数とする。このとき、ビット列を割り振らない信号点数を g とすると、 $g = N - 2^m$ となる。

入力:

$\mathcal{U} = \{u_0, u_1, \dots, u_{g-1}\}$; // ビット列を割り振らない信号点の集合

M ; // ハミング距離の最大許容値

N ; // 信号点の数

出力:

$\phi: \{0, 1, \dots, N-1\} \setminus \mathcal{U} \rightarrow \{0, 1\}^m$; // 信号点から割り振ったビット列への全単射, 初期値: NULL

内部変数:

$i (0 \leq i \leq N-1)$; // 信号点に付けたインデックス

$\mathcal{V} = \{0, 1\}^m$; // 未割り当てのビット列の集合

$L_i = \{l_{i,0}, l_{i,1}, \dots, l_{i,h-1}\}$; // インデックス i の信号点における隣接点の集合 ($h \in \{3, 4, 6\}$)

f ; // あるインデックス i で割り当てできなかった返却値, 初期値: -1

1. $i = 0$ とする。
2. $i \in \mathcal{U}$ ならば、 i を \mathcal{U} に含まれない値まで $i = i + 1$, $i > N - 1$ ならば Step.7 へ。
3. \mathcal{V} 中の辞書的順序で最小のビット列を v とする。 ($f == v$) ならば、 f の次に小さな値を v に。 f が \mathcal{V} 中の辞書的順序で最大のビット列なら

ば失敗, Step.6へ.

4. L_i に含まれる信号点にビット列の既設定値があればその値と v とのハミング距離を計算. 1つでも M を越えれば $f=v$ としてStep.3へ.
5. Step.4で L_i に含まれる信号点に既設定値が無い又はハミング距離のいずれも M 以下なら $\phi(i)=v$ とし, $f=-1$, $\mathcal{V}=\mathcal{V}\setminus\{v\}$.
6. i で値を設定できれば $i=i+1$ 及びStep.2, できなければ i を U に含まれない値まで $i=i-1$ とし, $f=\phi(i)$, $\phi(i)=\text{NULL}$ 及び $\mathcal{V}=\mathcal{V}\cup\{f\}$ としてStep.3へ. $i=i-1$ の結果 i が負になるときはStep.7へ.
7. 計算を終了する.

19点六角形格子において, インデックスの値に自然符号のままビット割り当てをしたマッピングを図 4.2, 上述のアルゴリズムを用いてビット割り当てをしたマッピングを図 4.3に示す. ただし, 自然符号を割り当てる際にはインデックス値が0から15の信号点をビット割り当て点とし, アルゴリズムを適用する方では対称性を考慮し最外周のインデックスが5, 16及び17を非ビット割り当て点とした. また, 図中において, 隣接する信号点間のハミング距離を境界線の色で区別している.

自然符号によるビット割り当てにおいては, ハミング距離が4となるが3, ハミング距離が3となるペアが7存在していることが分かる. 一方, ビット割り当てアルゴリズムを適用した場合, 隣接ハミング距離が3以

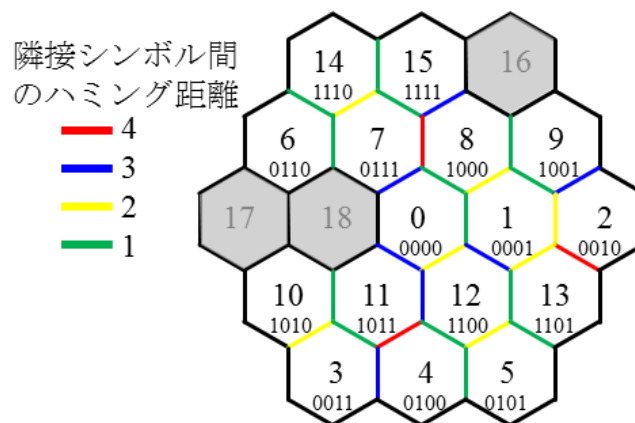


図 4.2: 19点六角形格子における自然符号によるビット割り当て

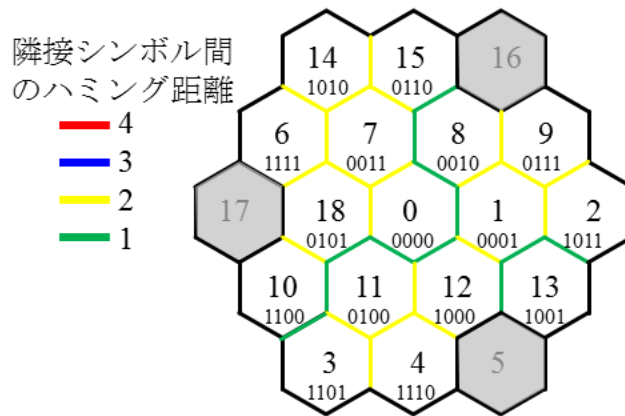


図 4.3: 19点六角形格子におけるアルゴリズム適用後のビット割り当て

上となるペアは存在せず、すべて2以下に抑えられていることが確認できる。

図 4.2 に示す 19 点六角形格子では、 $U = \{5, 16, 17\}$ である。そのため、Step.2 において、 $i = 5$ ならば、 $5 \in U$ であるために、 U に含まれることになり、 $i = i + 1$ として $i = 6$ とする。また、Step.4 において、 $i = 1$ からインクリメントして $i = 2$ であるとき、インデックス 2 の隣接点集合は $L_2 = \{1, 9, 13\}$ である。このとき、既にビット列の設定があるのはインデックス 1 のみであることから、既設定値はインデックス 1 に割り当てた (0001) である。

同様にして 37 点六角形格子に対してビット割り当てを行った結果を図 4.4 に示す。37 点六角形格子では、対称性から 0, 14, 18, 19 及び 23 のインデックス点において非ビット割り当て点とした。

本アルゴリズムは、事前に U として、非ビット割り当て信号点を指定する。そのため、指定の仕方によって符号語の平均電力が変化し、それに伴い PAPR も変化する。したがって、本アルゴリズムは BER には影響するものの、PAPR は入力の段階で決定されるため、どのように非ビット割り当て信号点を指定するかについても別途検討する必要がある。本論文では、19 点の場合の図 4.2 及びその非ビット割り当て信号点を変化させた場合の PAPR の変化について 5 章で示し、マッピング及び符号の影響について検討した。

一方、61 点においては、61 を超えない最大の 2 のべき乗の値が 32 であり、信号点数全体と比べて前述の場合よりも差が大きい。そこで、61 点六角形格子には図 4.5 に示すように内外のリングの一部にビットをグレイコード順で割り振るものとした。

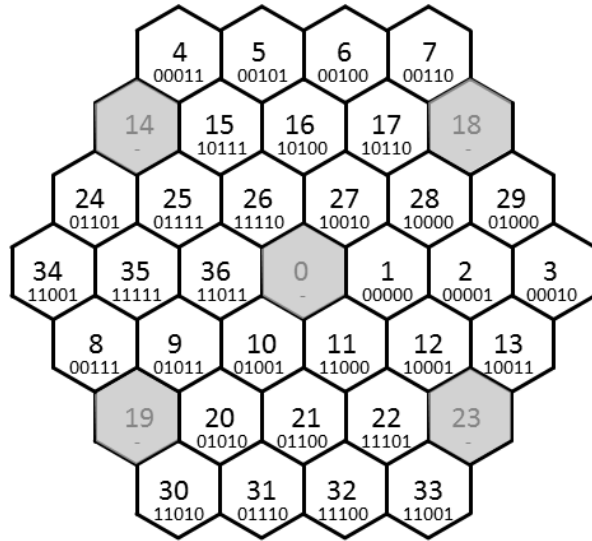


図 4.4: 37点六角形格子におけるビット割り当て

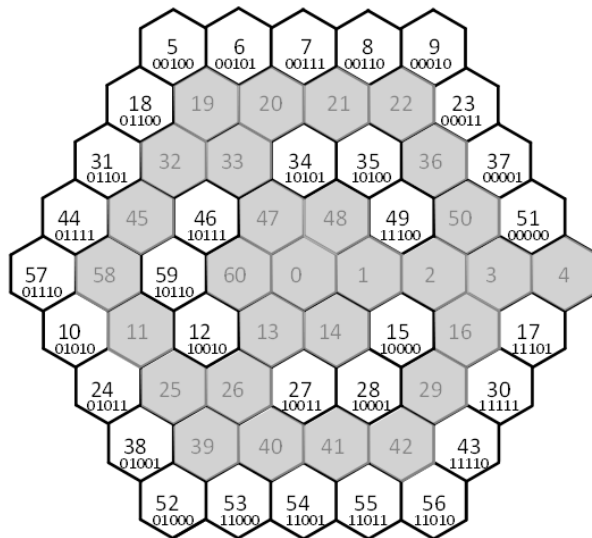


図 4.5: 61点六角形格子におけるビット割り当て

4.1.2 負巡回符号におけるビット割り当て

前章で述べたように、本論文での提案符号化変調方式では、積符号を作成するための負巡回符号のために、六角形格子の一部の信号点を用いる。その際に、19点六角形格子では $GF(11)$ 、37点六角形格子では $GF(17)$ のものを用いることから、それぞれの符号における1シンボルあたりのビットは3ビットと4ビットとなる。このため、それぞれ図4.6と図4.7のようにインデックスとビットを割り振った。

図4.6においては、3ビット、つまり 2^3 個のビット列を負巡回符号のインデックスの位置に割り当てる必要がある。そこで、インデックスの3, 5, 9の信号点にはビット列を割り当てないものとし、それ以外の信号点に誤り確率を低減するために隣接する信号点同士のハミング距離が1となるよう対称性を考慮してビット列を割り当てた。また、図4.7においては、最外周の信号点から2つの点を除いた信号点に4ビットのグレイコード順でビット列を割り当てた。

これにより、ある信号点が隣接する信号点に誤った判定が生じてもそのLee距離が1に抑えられることになる。

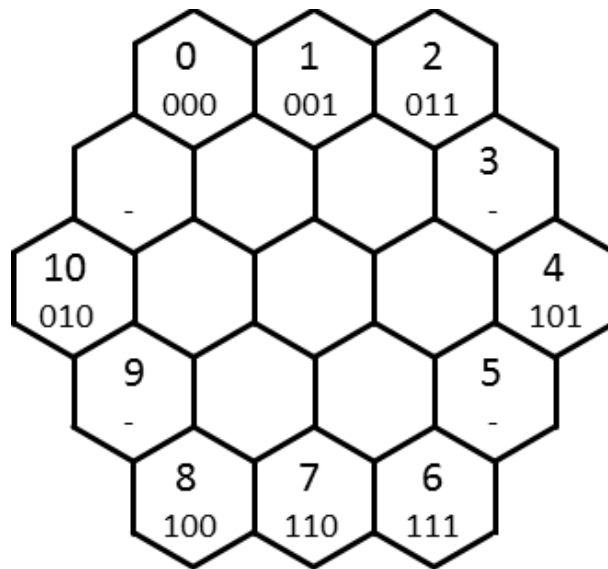


図 4.6: 19点六角形格子の一部を用いた $GF(11^2)$ 上で定義される負巡回符号のインデックス及びビット割り当て

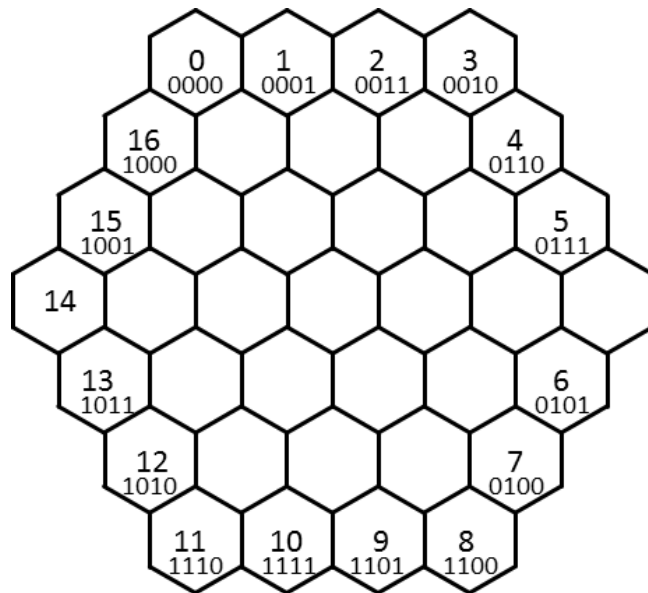


図 4.7: 37点六角形格子の一部を用いた $GF(17^2)$ 上で定義される負巡回符号のインデックス及びビット割り当て

4.2 積符号の構成法

提案する符号化変調における積符号の構成法について説明を行う。

本論文では、六角形格子上で定義しやすいことを考え、整数符号と負巡回符号又はリード・ソロモン符号を組み合わせる積符号を用いる。提案積符号の構造を図 4.8 に示す。まず、第 1 段階の符号化として負巡回符号かリード・ソロモン符号による符号化を行い、第 2 段階として整数符号の符号化を行う。

入力ビット系列を積符号へ変換して出力する手順は次のとおりである。

1. 入力ビット系列を負巡回符号かリードソロモン符号のマッピングに基づいて整数化
2. 第 1 段階の符号化を行い検査シンボルを付加
3. 負巡回符号を用いる場合、整数符号で対応する信号点のインデックスに変換
4. 整数符号化を行い、検査シンボルを付加
5. 信号空間図上の複素シンボルとして出力

(n_1, k_1) 負巡回符号又はリード・ソロモン符号と (n_2, k_2) 整数符号を用いた場合、 $(n_1 n_2, k_1 k_2)$ の積符号が得られる。3ステップ目のインデックスの変換は、負巡回符号では法とする素数が整数符号と異なるため行うものである。

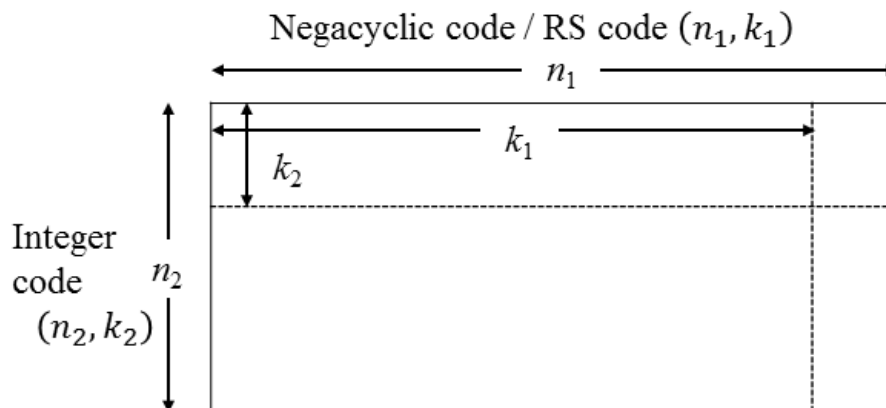


図 4.8: 提案積符号の構造

この変換は，19点六角形格子を例とすると表 4.1 のように行われる．まず，入力ビット系列 (000 011 101 111 …) が符号化器に入力されたとする (1 行目)．負巡回符号器は，これを 3 ビットごとに分割し，図 4.6 に基づき負巡回符号のインデックス値に変換する (2 行目)．このインデックス値の系列の末尾には負巡回符号の検査シンボルが加わることとなる．負巡回符号のインデックス値は図 4.3 や図 4.4 において対応する位置の整数符号のインデックス値に変換される (3 行目)．

表 4.1: 入力ビット系列の提案積符号におけるインデックスの変換

入力ビット系列	000	011	101	111	…
負巡回符号シンボル	0	2	4	6	…
整数符号シンボル	14	16	2	5	…

4.3 積符号の復調・復号法

積符号の受信側では、次のように送信側と逆の処理を行う。

1. 受信複素シンボルを整数符号のシンボルに復調
2. 整数符号の復号処理
3. 負巡回符号の場合、インデックスを負巡回符号のインデックスに変換
4. 使用した第1段階の符号に応じて復号処理
5. マッピングに基づき復号ビット系列を出力

整数符号の復号には、硬判定復号又は軟判定復号を用いることができる [33]. 整数符号の軟判定復号の手順は次のとおりである [33]. $(\pm l_1, \pm l_2, \dots, \pm l_s)$ 誤り訂正可能な符号長 n の整数符号の軟判定復号では、復号器への入力パラメータとして、硬判定復調後の受信語 $\mathbf{r} = (r_1, r_2, \dots, r_n)$ に加えて、信号空間図上の受信信号点系列 $\mathbf{y} = (y_1, y_2, \dots, y_n)$ を用いる. まず、 y_i と $r_i - \epsilon$ の距離 $\Delta^2[i, \epsilon]$ を求める. ここで、 $\epsilon \in \mathcal{L} = \{-l_s, -l_{s+1}, \dots, -l_1, 0, l_1, \dots, l_s\}$ である. 次に、受信語 \mathbf{r} から、シンδροーム $\mathbf{s} = \mathbf{r}H^T$ を求める. さらに、 $E[\mathbf{s}]$ を $\mathbf{s} = \mathbf{e}H^T$ であるエラーベクトル $\mathbf{e} = (e_1, e_2, \dots, e_n) \in \mathcal{L}^n$ の集合とする. このとき、動的計画法を用いることによって、 $E[\mathbf{s}]$ 上で $\sum_{i=1}^n \Delta^2[i, e_i^*]$ を最小とするエラーベクトル $\mathbf{e}^* = (e_1^*, e_2^*, \dots, e_n^*)$ を探索する. 最後に、送信推定語 \tilde{c} を $\tilde{c} = \mathbf{r} - \mathbf{e}^*$ として出力する.

基本的に軟判定復号の方が性能が向上するため、以降では軟判定復号を用いる. また、負巡回符号やリード・ソロモン符号ではシンδροームを参照して復号を行う.

本積符号を復号する際、情報シンボルではすべての信号点を使用しないことから、復号出力の候補として、使用しない信号点を除外することで復号性能を改善することができる. 例えば、リード・ソロモン符号との積符号において、これらの符号の情報シンボルに相当する箇所の整数符号の復号を行う際には、復号後の出力をビット割り当て信号点に制限する. 一方、リード・ソロモンの符号の検査シンボルは、非ビット割り当て信号点も含めたすべての格子上の信号点を使用する. そのため、相当する箇所の整数符号の復号の場合は、制限を行わないものとする.

第5章 提案符号化変調方式の評価

本章では、これまでに述べた提案符号化変調方式の評価を行う。

5.1 六角形格子の電力とPAPRに関する考察

図 5.1 に 19 点六角形格子の例を示す。まず、各信号点が平等に出現するとして以下の計算を行う。シンボル間の距離を A とすると、内側のシンボルの電力は A^2 、外周のシンボルでは、 $3A^2$ と $4A^2$ の二種類が存在する。全シンボル点の平均電力を 1 とする場合、 $A = \sqrt{19/48}$ となる。したがって、19 点六角形格子において、PAPR は、 $4A^2 = 1.583$ (1.99 dB) となる。

同様に 37 点においては、 $A = \sqrt{37/186}$ であり、平均電力と原点からの最遠点の信号点電力により、PAPR は 1.79 (2.53 dB) となる。

一方、矩形 16QAM において PAPR を求めると、 M^2 -QAM において PAPR が式 (5.1) と表されることから [63]、 $M = 4$ とすると PAPR は 1.8 (2.55 dB) となる。さらに信号点数を増加させていくと、矩形 QAM の PAPR は 3 に近づいていく [63]。

$$PAPR_{M^2-QAM} = 3 \frac{M-1}{M+1} \quad (5.1)$$

したがって、信号点の密度の高さにより、19 点六角形格子は矩形 16QAM よりも PAPR が 0.56 dB 低くなる。そして、信号点数が 2 倍以上あるにもかかわらず、37 点六角形格子の PAPR が矩形 16QAM とほぼ同等の値となる。

等方性のある六角形格子と矩形 QAM の信号点数を増やしていった場合の PAPR の特性を比較した結果を図 5.2 に示す。図中において、横軸 n が変調方式における信号点数、縦軸が PAPR [dB] である。点線で示す矩形 QAM の PAPR が 3 に近づいて増加していつている。一方、実線で示す六角形格子の PAPR は途中で増加が緩やかになり、127 点六角形格子の PAPR は 2.05 dB にとどまっている。したがって、六角形格子の各点が平等に出現すると仮定した場合、電力効率的には等方性六角形格子を用いた場合の方が有利であることが分かる。ただし、前章でビット割り当てを行った

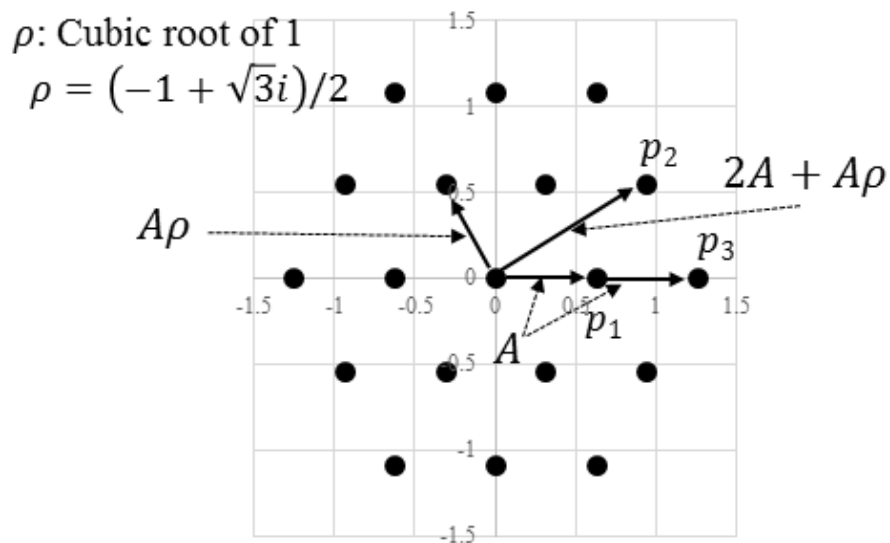


図 5.1: 19点六角形格子における各信号点の振幅

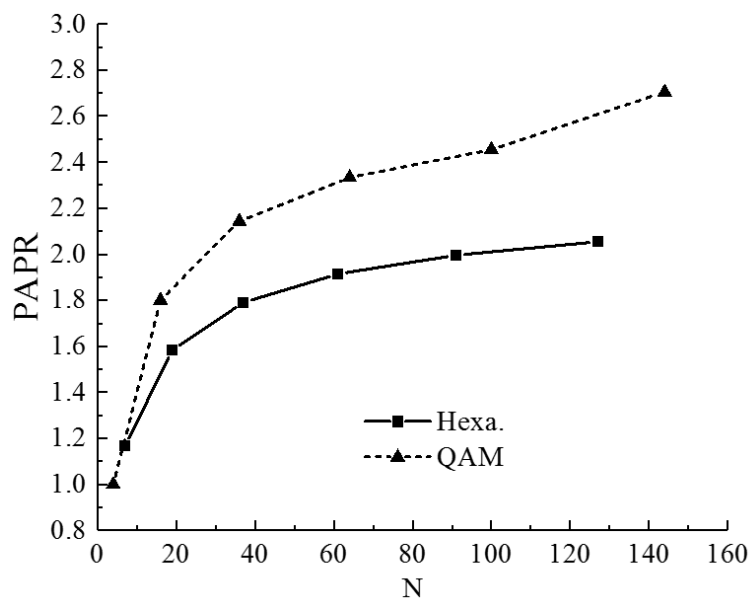


図 5.2: 等方性六角形格子と矩形QAMの信号点数-PAPR特性の比較

ように，提案符号化変調方式では，情報シンボルには六角形格子の一部のみ，検査シンボルではすべての点を使う特徴がある．そのため，上記のPAPRと提案符号化変調方式のPAPRには差が生じる．実際のPAPRの大きさについてはそれぞれの符号において述べる．

5.2 符号化変調方式の通信路シミュレーション方法

通信シミュレーションを行うにあたり，通信路上には加算性白色ガウス雑音 (Additive White Guassian Noise, AWGN) をノイズとして用いる．そして，送受信間には他局からの妨害波や周辺の物体の影響によるフェージング等は存在しないものと仮定した．本論文においては，このように2者間のみの通信という最もシンプルな条件において検討を行ったが，WBANへの応用の検討のためにこれらを加味した検討を行うことは今後の課題である．

図 5.3 に通信路シミュレーションで用いるブロック図を示す．提案符号化変調方式の BER を求めるために，Microsoft Visual Studio Professional 2013 に含まれる Visual C++ 2013 を用いてプログラミングを行った．Input 部において，乱数系列を生成し，これを送信する情報系列とする．次に，Encoding 部において積符号化を行う．前章で述べたように，まず，入力系列を負巡回符号又はリード・ソロモン符号に符号化を行う．そして，それぞれのシンボルを整数符号化する．

19 点六角形格子上で，符号化率 $56/60$ の負巡回符号 C_{n11d} と符号化率 $R = 2/3$ の整数符号 C_{i19s} の積符号化の場合は，図 5.4 のような構造となる．この場合，整数符号の情報シンボル長が 2 であることから，負巡回符号を 2 語作成し，行方向に 2 行並べる．そして，インデックス値を整数符号のものに変換後，同列位置の縦 2 シンボルを整数符号の情報シンボルとして，1 シンボルの整数符号の検査シンボルを計算する．

次に，Modulation 部では，整数符号のインデックス値を 4 章で示した信号空間図上で対応する複素数値に変換する．この際，図 5.1 で示したように，19 点，37 点，61 点の各信号点数の構造において，すべての信号点数

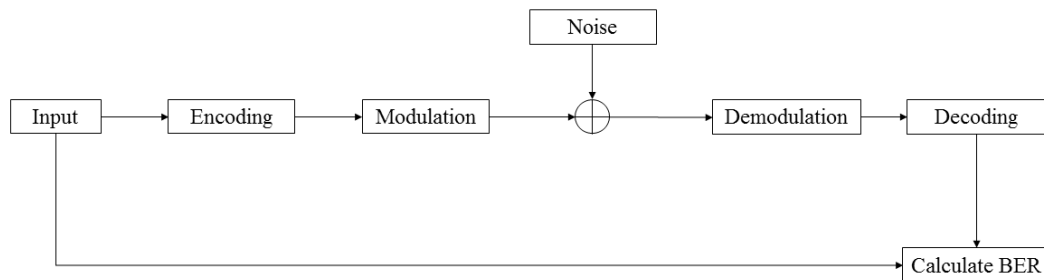


図 5.3: 通信路シミュレーションブロック図

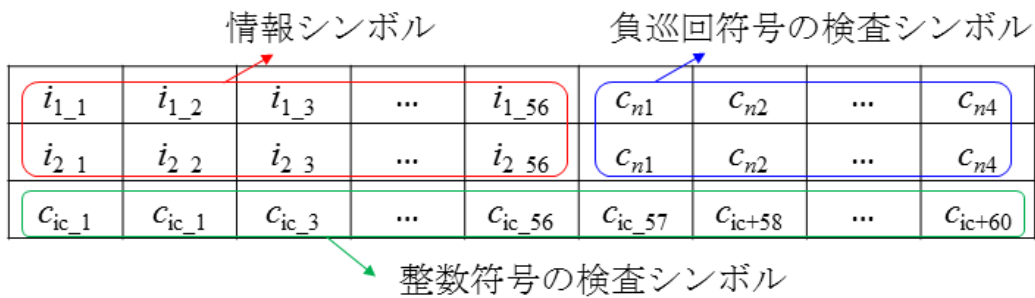


図 5.4: 積符号の構成の例

の平均電力が1となるように A の値を定めている．例として， (0.19) という整数符号のシンボルならば， $(0.0, 0.0)$ ， $(0.629, 0.0)$ ， $(0.943, 0.545)$ といった複素シンボル系列に変換する．六角形格子との比較で用いる矩形 QAM の場合も同様に，平均電力が1となるように信号点座標を配置する．

変調出力系列に対して，前述のとおり AWGN を加える．本論文では，BER を計算するあたりに，異なる変調方式を比較しやすくするため，1 ビットあたりのエネルギーとノイズ・スペクトラム密度の比である． E_b/N_0 を用いる．変調方式の平均電力を1と固定して BER を求めるために，加えるノイズのレベルを変化させた．

本論文では，誤り訂正符号と変調方式を組み合わせた符号化変調方式を提案するため，復調を行う Demodulation 部と復号を行う Decoding 部は密接に関わっている．まずは，整数符号の復号処理を行う．4 章における整数符号の説明の項で行ったように，整数符号の能力は硬判定復号で行うよりも軟判定復号で行った方が高い．

もし，硬判定で処理を行おうとするならば，受信シンボル座標と標準のすべての信号点座標との距離を算出して最短距離の信号点座標を求めたうえで，シンδροーム復号を行うことが考えられる．または，六角形格子上で 0° 方向の水平軸， 60° 及び 120° 方向の軸で場合分けをする方法が考えられる．後者の2軸の場合は，受信複素座標点に $e^{-j\pi/3}$ や $e^{-j2\pi/3}$ を掛ければ軸方向を水平に回転させたことになり処理が容易になる．

本シミュレーションにおいては，整数符号の能力を最大限にするために，信号空間図上のユークリッド距離を利用する軟判定復号を行うものとした．軟判定復号は，トレリスを利用するビタビアルゴリズムで畳み込み符号の最尤復号を効率的に実行できることで知られる [37]．整数符号においては，トレリス探索とシンδροームを組み合わせた軟判定復号

法が報告されている [33]. 整数符号で軟判定復号を行う場合, 符号長の長い場合や信号点数の多い場合はトレリス探索を行う方が, 全符号語との総当たりで最尤復号を行うより効率的となる. ただし, 今回19から61点六角形格子上で整数符号を定義するにあたってはいずれも符号長の短い符号であるため, 訂正能力を最大とできることから, すべての符号語とのユークリッド距離を求める最尤復号を行うとした.

そして, 整数符号の復号後は, 負巡回符号又はリード・ソロモン符号のシンδροーム復号を行う. 訂正語の情報シンボルをマッピングに基づきビットに変換し, Input部で生成した入力ビット系列と比較を行い E_b/N_0 ごとのBERを求める.

5.3 ビット割り当てによる特性の比較

図 5.5 に，19点及び37点六角形格子において前章で説明を行ったアルゴリズムによりビット割り当てを行ったマッピングを用いたものとインデックスを自然符号のままビット割り当てを行った場合のBERの比較結果を示す．図中において，実線が19点六角形格子の自然符号の結果，赤丸が19点のものアルゴリズム適用後(Modifiedと記す)の結果である．また，点線が37点六角形格子の自然符号の結果，赤三角がアルゴリズム適用後(Modifiedと記す)の結果である．

BER= 10^{-5} において比較すると，19点六角形格子においては割り当ての結果，符号化利得は0.1 dBに満たないレベルにとどまったものの，37点六角形格子では，0.1 dB以上の符号化利得が得られた．実際の測定精度等を考慮すると差は小さいものの，以降のシミュレーションにおいてはアルゴリズム適用後のビット割り当てを用いることとした．

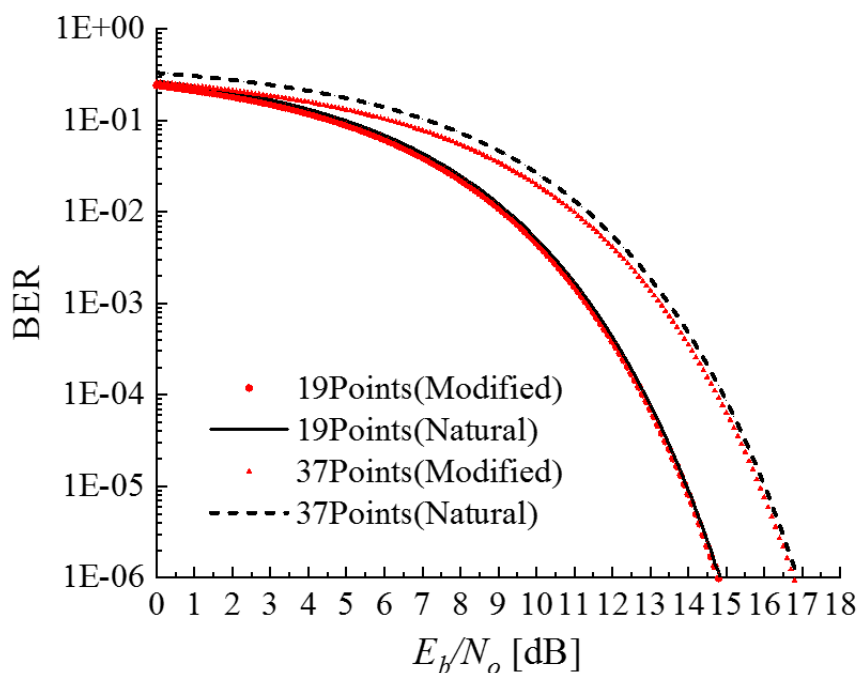


図 5.5: ビット割り当てによる BER 特性の比較

ただし，ここで得られた符号化利得は図 4.3 及び図 4.4 のマッピングにおける差であることに注意が必要である．非符号化時において，非ビット割り当て信号点の指定位置により平均電力や隣接点の関係は変化し，PAPR や BER に影響する．例えば，非ビット割り当て信号点を原点付近に集めれば，平均電力は増加し PAPR を抑えることに繋がる．また，全体のビット割り当て信号点の隣接関係をできるだけ少なくなるような配置が可能ならば BER を抑えることに繋がる可能性がある．一方，以降で検討を行う符号化変調後の信号系列は，非ビット割り当て信号点を含めてすべての信号点が出現する．そのため，符号化率が低下するにつれて非ビット割り当て信号点の及ぼす影響は低下していく．本検討においては，原点からの対称性を考慮して信号点 5, 16, 17 を非ビット割り当て信号点として以降の検討を行った．

5.4 非符号化時と整数符号を用いた場合の特性比較

矩形QAMとの最初の比較として、19点六角形格子において、非符号化時と整数符号のみを用いた場合のBERを信号点数の近い16QAMのものと比較する。

六角形格子では、図 4.3 に示すインデックスとビット割り当てを用いる。また、16QAMにおいては、図 4.1 のビット割り当てと、図 3.10 に示すインデックスを用いる。

六角形格子上の整数符号には、単一 $(\pm 1, \pm 7, \pm 8)$ 誤り訂正可能な符号長 $n = 3$ 、符号化率 $R = 2/3$ の整数符号 C_{i19s} と二重 $(\pm 1, \pm 7, \pm 8)$ 誤り訂正可能な符号長 $n = 3$ 、符号化率 $R = 1/3$ の整数符号 C_{i19d} を用いる。また16QAMには、単一 $(\pm 1, \pm 3, \pm 4, \pm 5)$ 誤り訂正可能な符号長2の整数符号 C_{i17s} を用いる。

図 5.6 にそれぞれのBER特性の比較結果を示す。非符号化時及び符号化時ともに16QAMの方がBERが低く、符号化時において、16QAMの方が $\text{BER} = 10^{-5}$ において、 E_b/N_o が1.1 dB低かった。19点六角形格子と矩形16QAMを比較する場合、信号空間図上で等平均電力となるように信号点配置を行うと、19点六角形格子の方が信号点間の密度が高くなり、各点間距離がより近くなる。したがって、非符号化時及び整数符号使用時の比較では、19点六角形格子の方が矩形QAMと比べて同一BERを達成するのにより大きな E_b/N_o が必要になったと考えられる。

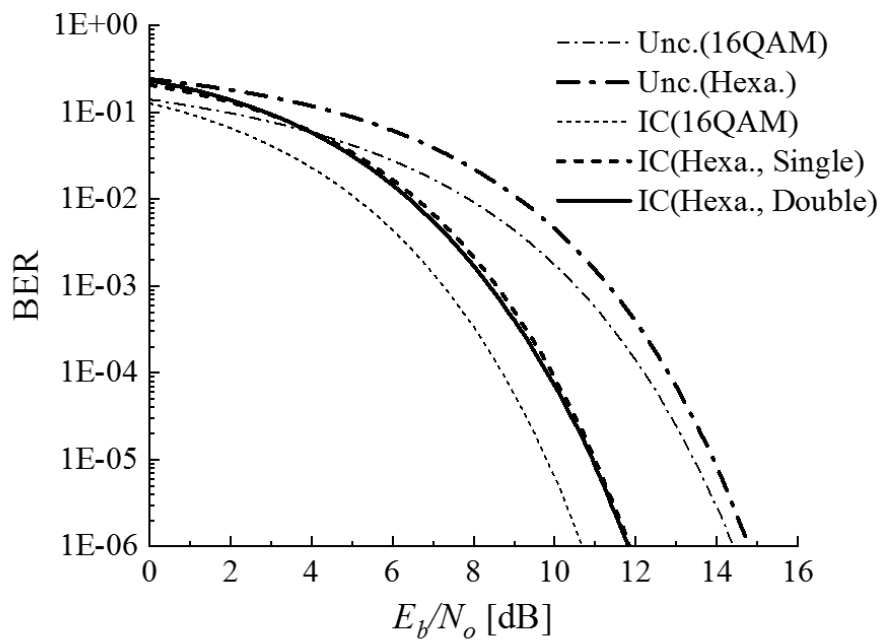


図 5.6: 19点六角形格子と16QAMの非符号化時及び整数符号使用時のBERの比較

次に、19点六角形格子における符号化時のPAPRについて計算する。まず、各シンボル点の電力は表 5.1 である。

整数符号 C_{i19s} は符号長3、符号化率 $2/3$ の組織符号であり、情報シンボルは2シンボルである。そして1シンボルに4ビットを用いていることから符号語の種類は256通り存在する。符号語を (c_1, c_2, c_3) として、各シンボルにインデックス0~18が何回出現するかをカウントし、表 5.1 と掛け合わせると表 5.2 のようになる。

したがって、 c_1 と c_2 の合計電力は $576A^2$ 、 c_3 の合計電力は $651A^2$ であり、合計すると $1803A^2$ となる。符号語の種類が256通りで1符号語が3シンボルであることから、平均電力は $2.35A^2$ となる。最大電力が $4A^2$ であることから、PAPRは1.704となる。同様にして、整数符号 C_{i19d} のPAPRを求めると1.6となる。以降の符号についても同様にPAPRを計算する。

次に、非ビット割り当て信号点の指定の影響について検討する。非ビット割り当て信号点を図 4.3 の (5, 16, 17) から、(0, 1, 18), (0, 8, 11) のように0とその周囲2点を選びPAPRを求めると1.5となり0.1下がった。これは、符号中の情報シンボルに対応する信号点の平均電力が変化したためである。積符号を用いることによる符号化率の減少により、マッピングの違いのPAPRへの影響は低減されると考えられることから、以降においても図 4.3 のマッピングを用いるものとした。

表 5.1: 19点六角形格子の各インデックスの電力

Index	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
電力	0	A^2	$4A^2$	$4A^2$	$3A^2$	$4A^2$	$3A^2$	A^2	A^2	$3A^2$
Index	10	11	12	13	14	15	16	17	18	
電力	$3A^2$	A^2	A^2	$3A^2$	$4A^2$	$3A^2$	$4A^2$	$4A^2$	A^2	

表 5.2: 19 点六角形格子の各インデックスの電力

Index	出現回数 × 電力 (c_1)	出現回数 × 電力 (c_2)	出現回数 × 電力 (c_3)
0	0	0	0
1	16	16	14
2	64	64	56
3	64	64	56
4	48	48	39
5	0	0	56
6	48	48	39
7	16	16	14
8	16	16	13
9	48	48	39
10	48	48	39
11	16	16	14
12	16	16	13
13	48	48	13
14	64	64	56
15	48	48	39
16	0	0	56
17	0	0	56
18	16	16	13

5.5 整数符号と負巡回符号による積符号の特性比較

次に、3章で挙げた19点六角形格子上的整数符号と負巡回符号から積符号を作る際に、最も特性の良い組み合わせを選択するための比較を行った。図5.7に19点六角形格子上で負巡回符号と整数符号による積符号のBER特性を示す。これらの特性において、マッピングの関係から積符号は3 bit / シンボルである。先に、整数符号で C_{i19s} 及び C_{i19d} 並びに負巡回符号で C_{n11d} 及び C_{n11t} をあげており、その組み合わせで4通りの積符号が作成できる。それぞれのグラフから、二重誤り訂正可能な整数符号 C_{i19d} を用いた場合に、単一誤り訂正可能な符号 C_{i19s} を用いた場合よりも、BER= 10^{-5} において、 E_b/N_o が0.4から0.7 dB程度の符号化利得を得ることができた。また、負巡回符号には $t=3$ である C_{n11t} を用いた方が特性がよく、以降ではこれらによる積符号 $C_{i19d*n11t}$ を用いるものとする。

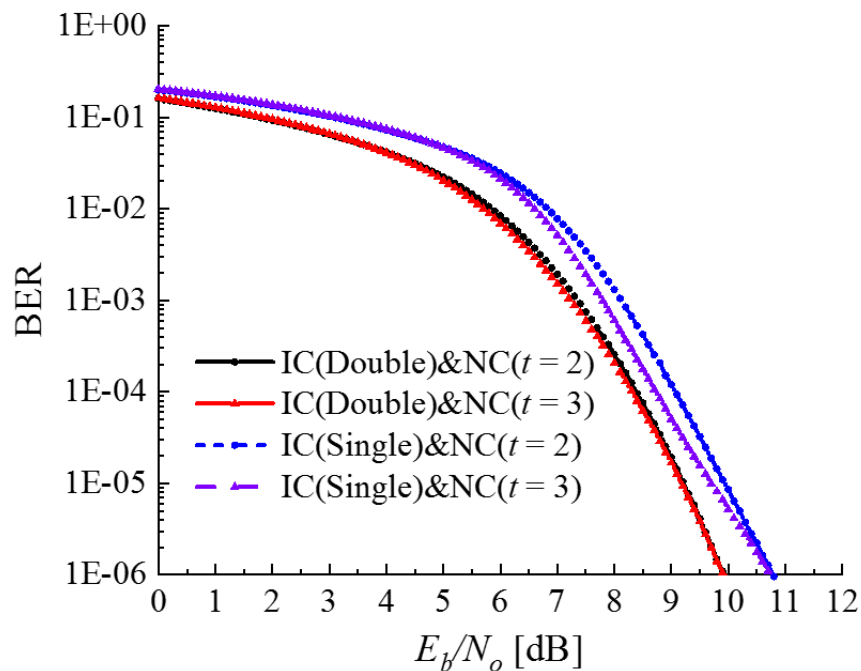


図5.7: 整数符号と負巡回符号による積符号の特性比較

5.6 19点六角形格子と16QAM上の整数符号と負巡回符号を用いた積符号の特性比較

19点六角形格子と16QAMにおいて、整数符号と負巡回符号を用いた積符号の特性比較を行う。ここで、16QAMにおいて負巡回符号を用いるためのビット割り当て及びマッピングを図5.8に示す。19点六角形格子の場合と近い条件になるように、負巡回符号の使用する信号点を四隅以外の外周の点としている。また、ビット割り当てはグレイコードとしている。両方の変調方式において、3 bit / シンボルである。

図5.9に19点六角形格子と16QAMにおける非符号化時と、積符号 $C_{i19d*n11t}$ を用いた場合及び16QAM上で負巡回符号と整数符号の積符号 $C_{i17s*n11t}$ を用いたのBER特性を示す。どちらの変調方式を用いた場合にも、非負符号化時よりも特性が改善されているが、六角形格子上の積符号を用いた場合16QAM上のものとクロスが生じ、BER=10⁻⁵において、 E_b/N_o が0.5 dBの符号化利得を得ることができた。また、六角形格子における非符号化時と比較すると、5.1 dBの符号化利得を得ることができた。

図5.9では、六角形格子上の積符号と16QAMの積符号の特性に交差が生じている。低 E_b/N_o において、19点六角形格子の積符号のBERの方が高かった理由としては、次のように考えられる。まず、ビット割り当て信号点はどちらの場合も外周に設定しているが、六角形格子の信号点間の方が密である。そのため、低 E_b/N_o の場合は16QAMのBERの方が低くなったと考えられる。一方、使用した整数符号は16QAMでは符号化率1/2の符号長2、19点六角形格子では符号化率1/3、符号長3である。このことから、 E_b/N_o が増加すると、19点六角形格子では検査シンボルの種類や割合が16QAMの場合より多いことから、符号化利得を得られたと推定される。

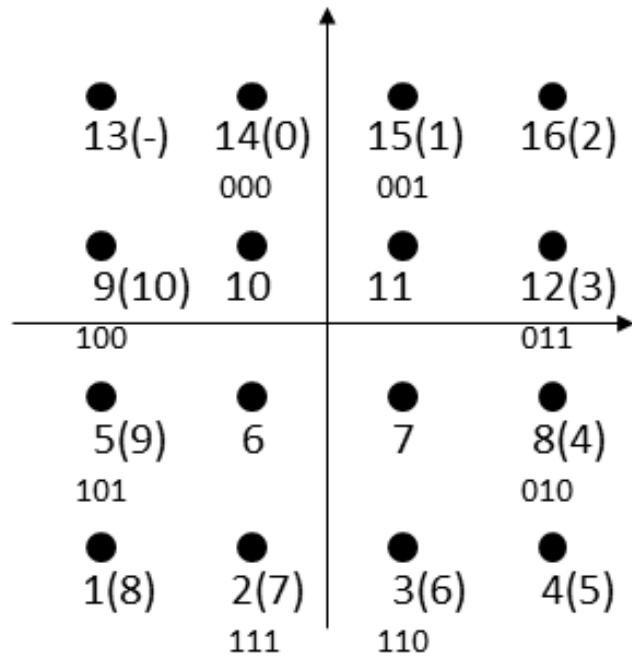


図 5.8: 負巡回符号を用いるための16QAM上のインデックス及びビット割り当て

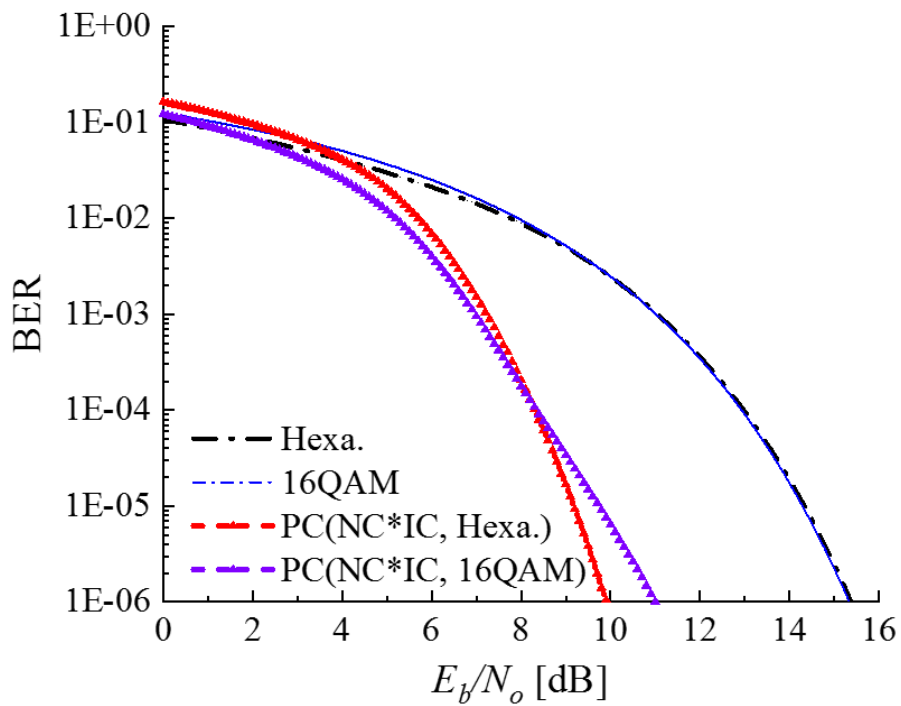


図 5.9: 19点六角形格子と16QAM上の整数符号と負巡回符号を用いた積符号の特性比較

5.7 19点六角形格子におけるリード・ソロモン符号の特性

次に、19点六角形格子の上にてリード・ソロモン符号を用いた場合の検討を行う。まず、図 5.10 に、符号化率を変化させた場合の BER 特性を示す。BER = 10^{-5} においては、(18, 12) リード・ソロモン符号が E_b/N_o を最も低減することができた。したがって、この符号化率のリード・ソロモン符号 C_{r19} と整数符号 C_{i19d} により積符号 $C_{i19d*r19}$ を作成し、以降で特性を求めた。

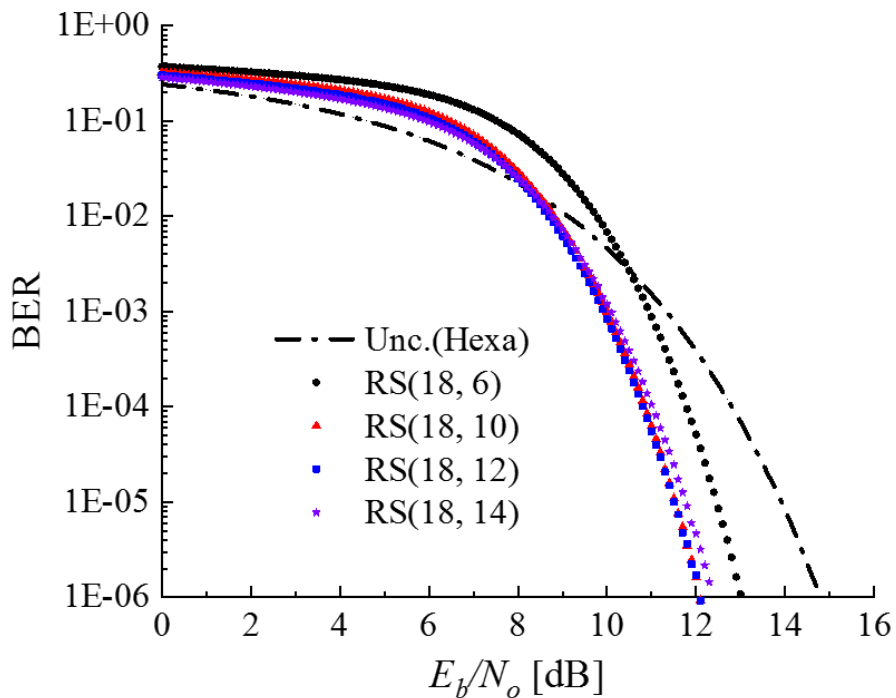


図 5.10: 19点六角形格子の上におけるリード・ソロモン符号の符号化率による特性比較結果

5.8 16QAMにおける整数符号とリード・ソロモン符号による積符号の特性

次に、19点六角形格子とそれに信号点数の近い矩形16QAMにおけるリード・ソロモン符号と整数符号の積符号の比較を行う。比較に用いるために、16QAM上における積符号の定義を行った。まず、16QAM上の整数符号は前述のとおり、符号長 $n=2$ である C_{i17s} を用いる。また、リード・ソロモン符号の符号化率を変化させながら整数符号との積符号を作成してBER特性を求めた結果を図5.11に示す。BER= 10^{-5} においては、(16, 10)リード・ソロモン符号が E_b/N_o を最も低減することができた。そのため、このリード・ソロモン符号 C_{r17} と整数符号 C_{i17s} の積符号 $C_{i17s*r17}$ を六角形格子上的積符号 $C_{i19d*r19}$ との比較を行った。

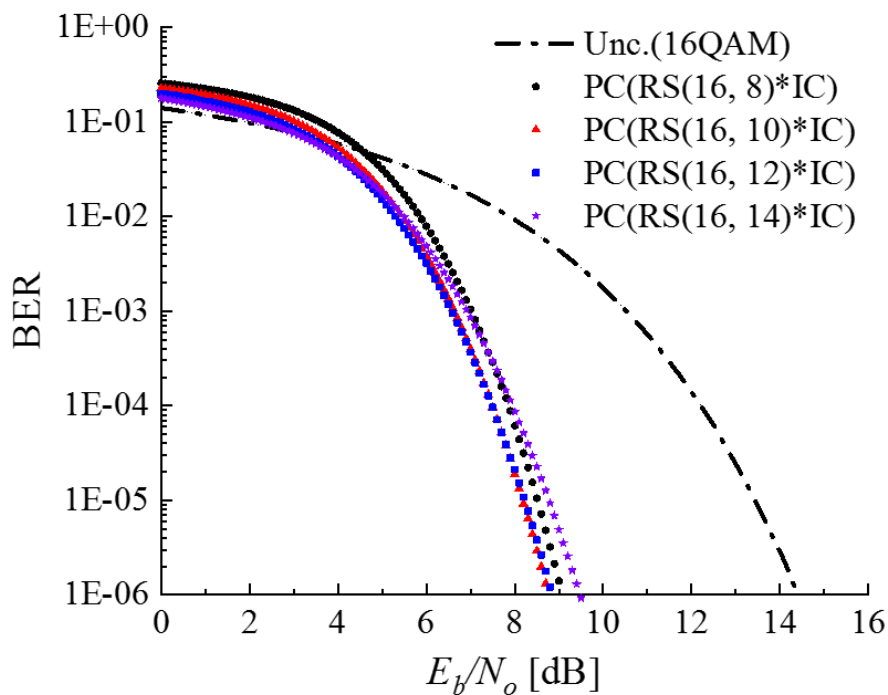


図 5.11: 16QAMにおける整数符号とリード・ソロモン符号による積符号の特性

5.9 19点六角形格子と16QAMにおける整数符号とリード・ソロモン符号を用いた積符号の特性比較

図 5.12 に、六角形格子上的積符号 $C_{i19d*r19}$ を用いた場合の特性及び 16QAM 上での積符号 $C_{i17s*r17}$ の BER 特性の比較を示す。BER = 10^{-5} において比較すると、19点六角形格子上的積符号は、16QAM 上の積符号よりも 1 dB の符号化利得を得ることができた。また、非符号化時の六角形格子の特性と比較すると、6.8 dB の符号化利得を得ることができた。さらに、先に示した負巡回符号を用いた積符号の結果と比較しても、リード・ソロモン符号を用いた積符号は、BER = 10^{-5} で 2 dB の符号化利得があった。これは、負巡回符号や整数符号が共に近接信号点の誤りを訂正するのに対し、リード・ソロモン符号はすべての距離に対して誤り訂正を行うことができ、特性の違う符号を組み合わせた効果が強く現れたためと推定される。

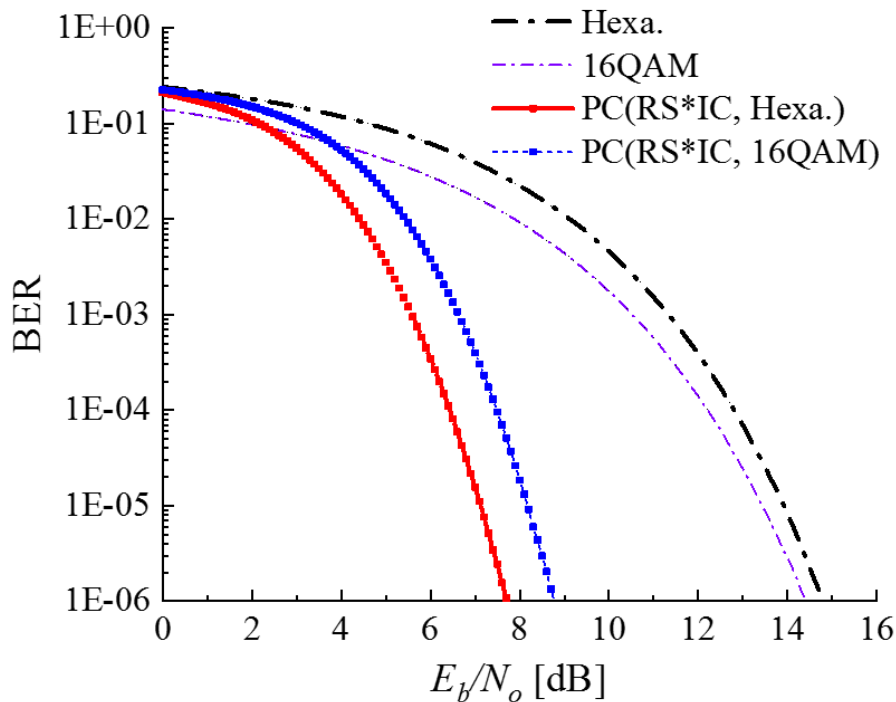


図 5.12: 19点六角形格子と16QAMにおける整数符号とリード・ソロモン符号を用いた積符号の特性比較

次に、積符号時におけるPAPRの計算を行う。積符号では、リードソロモン符号の検査シンボルを整数符号化したシンボルも出現する。検査シンボルの出現パターンをすべて求めようとすると場合の数が多いため、次のように近似的な計算を行った。先に示したように、整数符号 C_{i19d} のPAPRは1.6であった。また、19点六角形格子においてすべての信号点が登場する場合のPAPRは1.583である。そこで、(18, 12)リード・ソロモン符号符号であることを考え、リード・ソロモン符号の情報シンボル12点のPAPRが1.6、検査シンボル6点のPAPRが1.583として平均を求めるとPAPRの近似値は1.594となった。計算シミュレーションのシンボルの平均電力と最大電力からPAPRを求めても同様に1.594となり、この近似計算で積符号のPAPRを求められることが確認できた。

次に、非ビット割り当て信号点の指定の影響について検討する。整数符号の場合と同様に、非ビット割り当て信号点を(0, 1, 18)のように原点の0とその周囲の2点とするとPAPRは1.528と減少した。したがって、整数符号で非ビット割り当て信号点を変更した場合にPAPRが0.1変化したのと比べると差は小さくなった。これは、積符号とすることで符号化率が下がり、すべての格子上の点を用いる検査シンボルの割合が増えたため、非ビット割り当て信号点の指定の影響が下がったためである。16QAMのPAPRは1.8であるため、19点六角形格子における符号化変調方式のPAPRは抑えられたものとなり、電力効率の上で優位であることが確認できる。

5.10 37点六角形格子における積符号の特性比較

次に37点六角形格子における結果を図5.13に示す。図中には、非符号化時、負巡回符号 C_{n19q} と整数符号 C_{i37d} の積符号、リード・ソロモン符号 C_{r37} と整数符号の積符号及びそれらの基になった符号の特性を示している。この比較では、負巡回符号とリード・ソロモン符号のどちらを用いるかにより、1シンボルあたりのビット数が変わることに注意が必要である。ここで、リード・ソロモン符号は、19点の場合と同様に最もBER特性の良いものを探索し、(36, 22)リード・ソロモン符号を用いた。BER= 10^{-5} において、積符号を整数符号のみと比較した場合の符号化利得は、負巡回符号との積符号では2.1 dB、リード・ソロモン符号との積符号では2.8 dBであった。

また、積符号同士を比較すると、 E_b/N_o が6.7 dBを超えた以降はリード・ソロモン符号を用いた場合の方がBERが低い結果となった。したがって、19点及び37点六角形格子を用いた場合で共に、積符号とすることで整数符号を単体で用いる場合よりもBERの改善を確認できた。また、BER= 10^{-5} で比較した場合、リード・ソロモン符号を用いた積符号と負巡回符号を用いた積符号では、前者の方がBERの観点から有利であることを確認できた。

37点六角形格子上の整数符号 C_{i37d} のPAPRは、19点の場合と同様の計算の結果1.807となった。また、積符号 $C_{i37d*r37}$ のPAPRは近似計算及びシミュレーションによる結果ともに1.801となった。

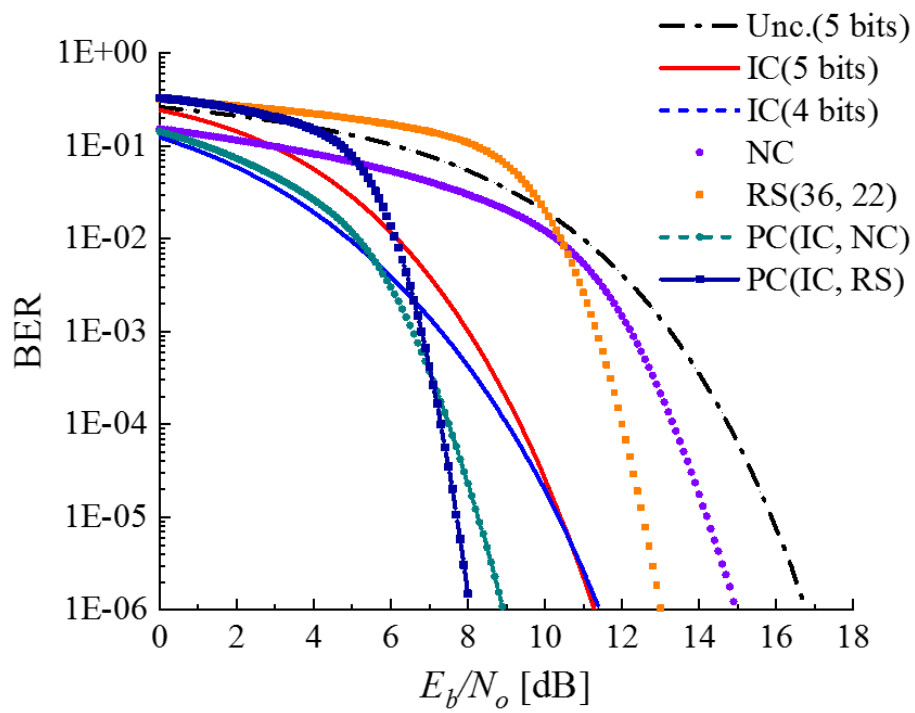


図 5.13: 37点六角形格子における積符号の特性比較

5.11 61点六角形格子における積符号の特性比較

さらなる拡張として、61点六角形格子における積符号の特性を図5.14に示す。図中には比較のために、矩形64QAMの特性を示している。これまでの特性の比較の結果に基づき、ここではリード・ソロモン符号を用いた積符号を示す。また、リード・ソロモン符号の符号化率の選定にもこれまでと同様にBER特性を比較したうえで、61点六角形格子において(60, 38)リード・ソロモン符号、矩形64QAMにおいて(63, 43)リード・ソロモン符号を用いている。BER=10⁻⁵において、六角形格子上の提案積符号は、非符号化時の E_b/N_0 と比較すると8.6 dB、矩形64QAM上の積符号との比較では0.8 dBの符号化利得が得られた。したがって、19点六角形格子の場合と同様に、近い信号点数の矩形QAMとの積符号と比較した場合に六角形格子を用いることでより高い符号化利得を得ることが確認できた。

次に、PAPRを求める。61点の場合、符号を定義するための素数が61であり、符号 C_{i61d} の情報シンボル数が7であり、符号語のすべてのパターンを計算することが困難であることから、シミュレーションによるPAPRを示す。符号 C_{i61d} を用いた場合のPAPRは、1.841、また、積符号 $C_{i61d*r61}$ のPAPRは1.926となった。

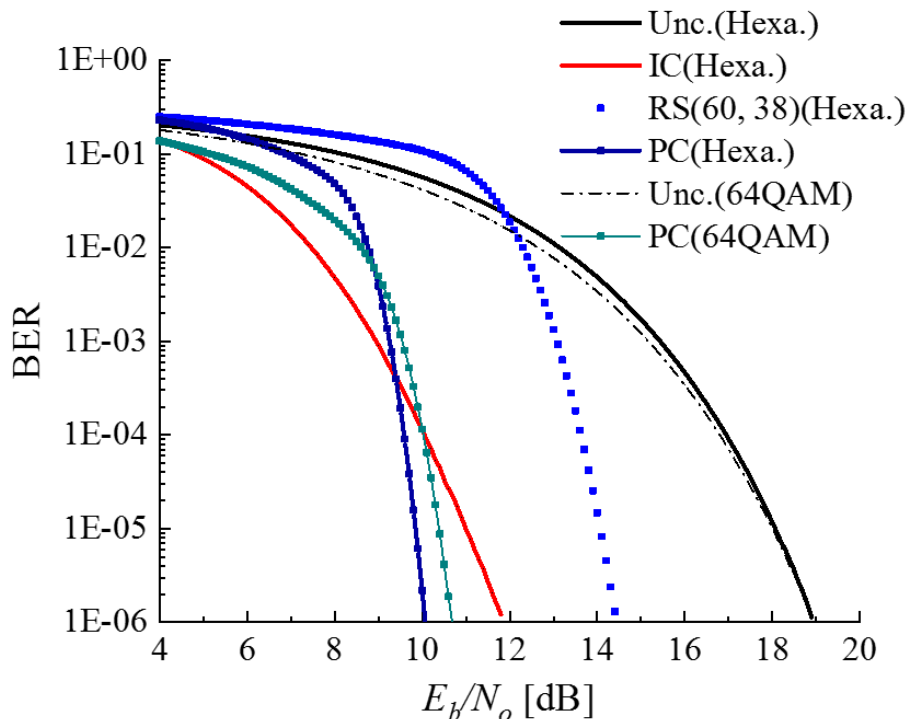


図 5.14: 61点六角形格子における積符号の特性比較

5.12 符号化時における PAPR

先に示した六角形格子及び矩形QAMの各信号点が平等に出現する場合の PAPR 特性のグラフに，符号化時の場合の PAPR を加えたものを図 5.15 に示す．19 点の場合には符号化率 $2/3$ の整数符号 C_{i19s} のものの PAPR が，平等出現時より 0.12 高く，他の符号化時よりも差が大きかった．これは，情報シンボルの偏りが大きく影響したと推定される．一方，それ以外の符号では，平等出現時との差はいずれも 0.011 から 0.019 と整数符号 C_{i19s} の場合よりも小さい．これは，まず符号化率 $1/3$ の C_{i19d} では，符号化率が下がったことが影響していると考えられる．次に，37 点では電力が 0 であるインデックスの 0 を非ビット割り当て点とすると同時に最外周の信号点のうち電力が最大となる信号点をすべてビット割り当て点として残しておいたため平均電力が下がらなかったことから最大電力との比である PAPR の増加が抑えられたと考えられる．また，61 点においては，ビット割り当て点の配置を二重のリング状にしており，電力レベルの種類数が抑えられていると考えられる．また，積符号においては，符号化率がさらに下がり，いずれの値も出現し得る検査シンボルの割合が増え PAPR が平等時に近づくと考えられる．

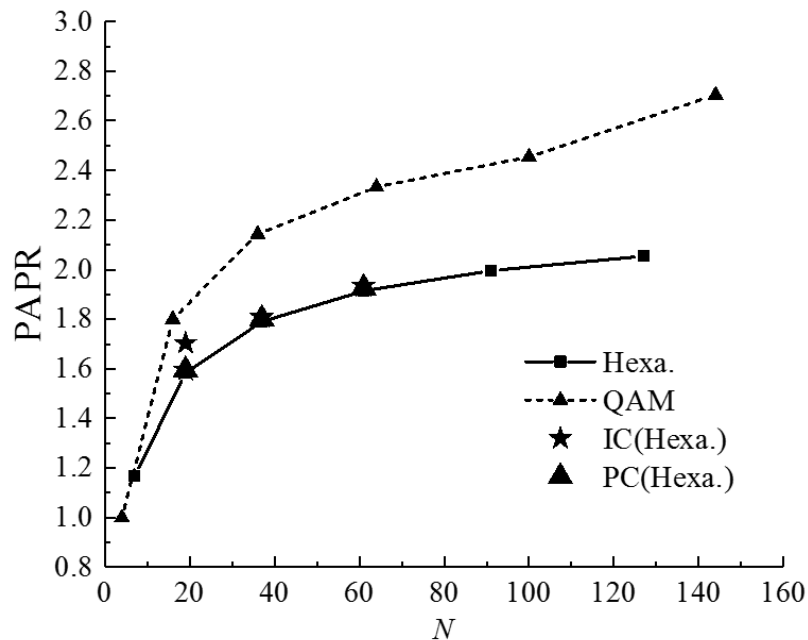


図 5.15: 符号化時における PAPR

5.13 提案符号化変調方式のまとめ

以下に、本章の検証のまとめを行う。まず、PAPRに関しては、信号点数 N の増加に対して六角形格子の PAPR の増加は QAM の PAPR と比較して緩やかであった。そのため、六角形格子は、QAM を用いる方式と比べて電力増幅器のバックオフは小さくて済み、電力効率の改善が可能であることが確認できた。

次に、積符号を構成するにおいては、整数符号と負巡回符号、整数符号とリード・ソロモン符号という二種類の組み合わせを比較すると、信号点数に関わらず、後者の方が符号化利得を得ることができた。また、整数符号とリード・ソロモン符号の積符号において、 $BER = 10^{-5}$ を達成する E_b/N_0 が、信号点数を 19, 37, 61 点と増加させると、7.1 dB, 7.7 dB, 9.5 dB と増加した。

以上から、19 点格子上の符号化変調方式の PAPR が最も低く、符号化利得に関しても最大であった。このため、次章においては、19 点六角形格子上の整数符号とリード・ソロモン符号の積符号を提案符号化変調方式として WBAN に適用することを検討する。

第6章 提案符号化変調方式の WBANへの応用

本章では，提案符号化変調方式のWBANへの応用の可能性について検討する．まず，WBANでユーザの動作の測定には画像キャプチャ方式であるKinect2を用いてマーカー等を用いることなく簡易に測定できることを示す．そして，測定結果を基にして動作における人体近傍の伝搬特性を明らかにすることで，動作時の通信路の設計例を示す．最後に前章における提案符号化変調方式を通信路に適用し，WBANの規格と比較することで優位性を示す．

6.1 WBAN応用への課題

前章までにおいて，電力効率を向上させるための通信方式として，六角形格子を利用した符号化変調方式提案し，代表的な多値変調方式である矩形QAMの性能と評価した．提案方式は，等方性のある六角形格子を用いていることから，多値化を進めても矩形のQAMと比較しPAPRの増加が抑えられ，電力効率の点で有利であることが示された．

第1章で述べたように，小形無線通信機器では電源容量が制限されるため，電力消費の低減が利用上重要である．そこで，提案符号化変調方式をWBANに応用することを検討した．

WBANは，センサノードを体の内外に装着して通信を行う．そのため，ユーザが何らかの動作を行うと，信号の送受信状態が変化することになる．

そこで，人体の歩行時における伝搬特性の変化を求めることとした．まず，室内において，歩行時の人体の歩行動作を測定し，各関節の座標を求めた．次に，電磁界シミュレーション上のため歩行する人体の時系列的なモデルを作成し，歩行時の各段階での人体表面での伝搬特性を求めた．最後に，その特性値を通信シミュレーションで扱い，[1]で定義され

ている通信方式と提案符号化変調方式の比較を行った。

6.2 モーションキャプチャ技術について

人体や物体の動きをデジタル的に記録する技術のことをモーションキャプチャと呼ぶ。キャプチャする方式は、大きく分けて光学式、磁気式及び機械式に分類できる [64]。光学式における代表的な方式はマーカ式である。これは、人体に反射マーカを取り付けて複数の赤外線カメラで撮影し、三角測量の原理で各マーカの座標を求める方式である。広い空間での複数人数の測定に適している一方、死角を減らすために複数のカメラが必要でシステムの費用が効果となるという欠点もある。

また、光学式的一种として画像式が存在する。これは、複数のカメラで撮影した画像から、画像認識技術で対象を切り出すものである。これは、マーカを使用する必要が無いという大きな利点があるが、精度としてはマーカを用いるものよりは低いものとなる。

磁気式は、センサコイルをマーカとして関節部に取り付けて、ソースコイルで発生させた磁界内で動作を測定する方式である。磁界は人体を透過するため、光学式と違って死角が発生しないという利点がある。ただし、ユーザや周囲の金属の影響を受けやすいという欠点がある。

機械式は、ユーザの測定部位に加速度センサや角速度センサを直接装着する方式である。これは測定場所や設備の制約は少ないものの、ユーザが動作をし続けていて生じる各センサのドリフトによる絶対座標のずれは避けられない [64]。

本研究においては、人体の歩行時の動きを測定するために、Microsoft社のKinect2を用いる [65]。Kinect2は、撮影された映像から、画像認識で頭、手、足等の部位を検出し、記録することができる。複数のKinect2を用いることで三次元座標を出力することも可能となる。

6.3 Kinect2を用いた歩行動作の測定

測定対象となる人体の三次元座標を求めるために、Kinect2を2台用いた測定を以下のように行った。位置関係を図 6.1 に、それぞれの室内での配置状況を図 6.2(a) 及び図 6.2(b) に示す。

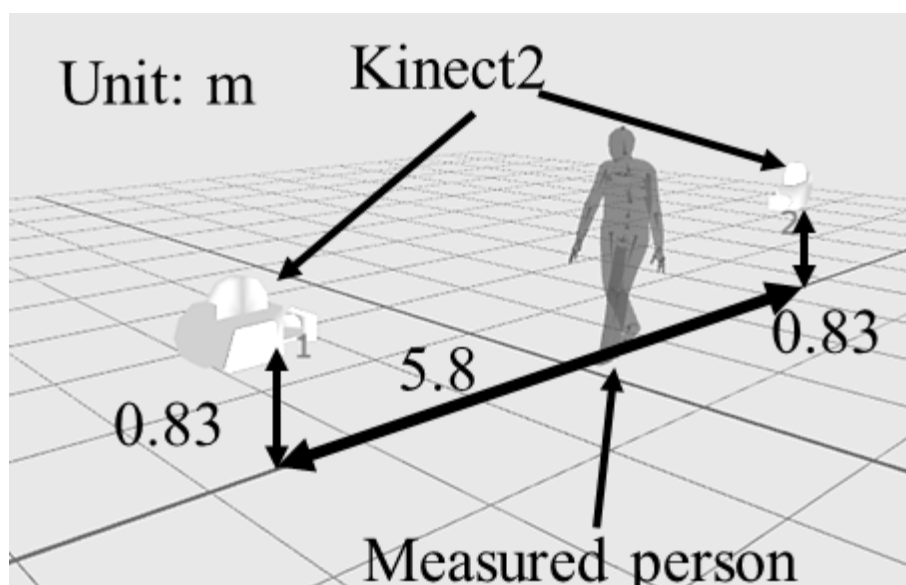


図 6.1: 測定を行う Kinect2 の位置関係

室内で2台の Kinect2 を 5.8 m の距離，0.83 m の高さで向かい合わせるように配置した．ここで，距離，高さともにレンズの中心を基準にしている．そして，それぞれ PC に繋ぎ，LAN で互いを認識させる．LAN を介すことで，Slave 側の測定結果を Master 側に送信する．

Master 側の端末で統合されたデータは，iPi Soft 社の”iPi Recorder”により記録される [66]．記録された動画データから，同じく iPi Soft 社の”iPi MOSCSP STUDIO”によって，関節の座標系列を変換・出力する．



(a)



(b)

図 6.2: 2 台の Kinect2 の配置状況, (a)Master 側, (b)Slave 側

6.4 FDTD(Finite Difference Time Domain) 法による電磁界解析

現在，アンテナ設計をはじめ，屋内や無線LAN環境の解析など電波に関する幅広い分野で電磁界解析が行われている．その代表的な手法の一つとして，FDTD法がある [67,68]．

FDTD法は，図 6.3 のようにアンテナ等の解析対象を囲むように解析領域を設定する．そして，この領域全体を微小なセルに分割する．

次に，全セルに対してマクスウェルの微分方程式から，式 (6.1) に示すファラデーの法則及び式 (6.2) を適用する．

$$\nabla \times \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = -\frac{\partial \mathbf{B}(\mathbf{r}, t)}{\partial t} \quad (6.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H}(\mathbf{r}, t) = \frac{\partial \mathbf{D}(\mathbf{r}, t)}{\partial t} + \mathbf{J}(\mathbf{r}, t) \quad (6.2)$$

このとき，隣接セルの電界及び磁界を解析領域全体にわたって逐次的に計算していく．一次元のみを抽出した例を図 6.4 に示す．図に示すように電界と磁界は直交しており，FDTD法では半セルごとに電界と磁界を計算する．ここで，時刻 $t = n\Delta t$ ，この時のセル k における電界を $E_x^n(k)$ ，また，時刻 $t = (n+1/2)\Delta t$ ，この時のセル $(k+1/2)$ における磁界を $H_y^{n+1/2}(k+1/2)$ 表記する．このとき， $E_x^{n-1}(k)$ ， $H_y^{n-1/2}(k-1/2)$ 及び $H_y^{n-1/2}(k+1/2)$ から $E_x^n(k)$ を求める．同様に， $H_y^{n+1/2}(k+1/2)$ は， $H_y^{n-1/2}(k+1/2)$ ， $E_x^n(k)$ 及び $E_x^n(k+1)$ から求められる．

計算精度に大きく関わるのが，空間を分割するセルサイズである．セルサイズを細かくすればするほど，精度の高い結果が得られるが，当然解析領域が等しい場合含まれるセル数が増加するために計算時間が増加する．一般的に，セルの一辺を1/10波長程度以下にすることが言われている [68]．

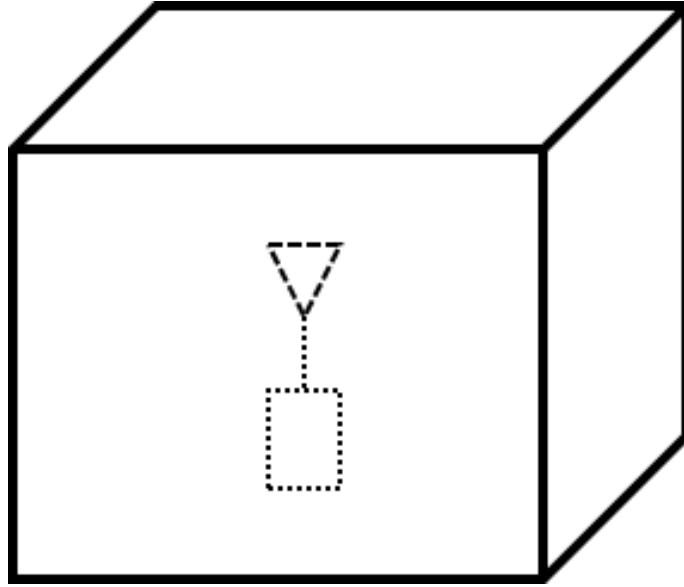


図 6.3: FDTD 法の解析領域例

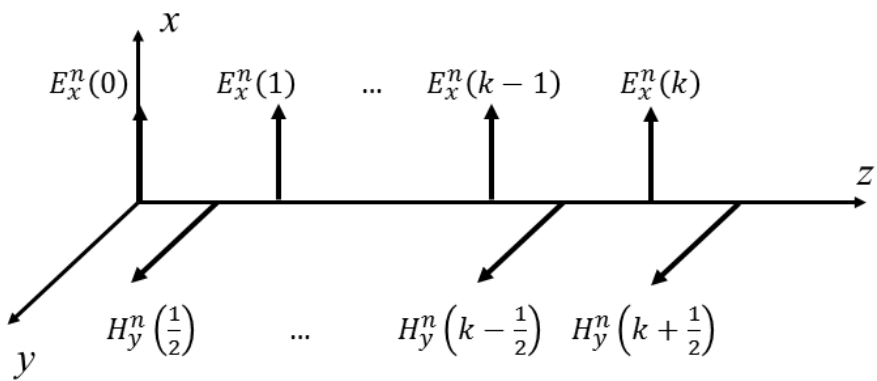


図 6.4: FDTD 法における電界・磁界の空間的配置

6.5 人体モデルの作成

Kinect2で測定したデータは頭、首、手、手首、ひじ、肩、腰、ひざ、足首等の関節の座標を出力できる。これらのデータを用いて、電磁界シミュレーション用のモデルを作成した。電磁界シミュレーションには、株式会社EEMが公開しているOpenFDTDを使用した [69]。Kinect2から出力できる関節の種類は多いものの、モデルの作成の容易さを考慮し、胴体と頭の位置を計算空間の中心に配置し、肩、ひじ、手首両足の付け根、ひざ、足首を用いてモデルを作成するものとした。

空間的な関節座標から腕や足を作成する際には、それぞれを円柱状として作成した。また、腕等を模する円柱の太さは、国立研究開発法人産業技術総合研究所人工知能研究センターの公開データベースを利用した [70]。例えば、上腕の太さを決める際には、公開データベースの上腕囲の値を調べ、円ととらえたうえで半径を求めた。

腕や足の関節と関節を結ぶ線分近傍のセルで、線分からの距離が一定の範囲以内のものを人体の領域として設定する。この際、三次元で距離を計算する必要があることから、図 6.5 で示すベクトルの考え方を用いた。まず、ある関節の座標 O からある関節の座標 Q の距離が L であるとす。また、人体の領域かどうかを判定したいセルの座標を点 P として、線分との距離を H とする。そして、ベクトル \vec{Q} と \vec{P} によって作られる平行四辺形の面積を A とする。

このとき、二つのベクトルの外積の大きさから面積 A を式 (6.3) のように求めることができる。

$$A = |\vec{P} \times \vec{Q}| \quad (6.3)$$

また、平行四辺形の面積は、 $A = H \times L$ であることから、求めるべき距離 H は、 $H = A/L$ となる。この計算を用いて、両腕、両足の関節から解析領域全セルで判定を行い、人体か自由空間かの判定を行った。

電磁界シミュレーションで設定するパラメータを表 6.1 のように定めた。使用周波数は、ISM(Industry Sciend Medical) バンドの 2400 MHz とする。

セルに設定する人体領域の電気定数として比誘電率 ϵ と導電率 σ を 35.194 と 1.13667 S/m とする。これは、人体の筋肉組織の 2.4 GHz における値を 2/3 にしたものである [71]。値を 2/3 にするのは、人体が比較的電気

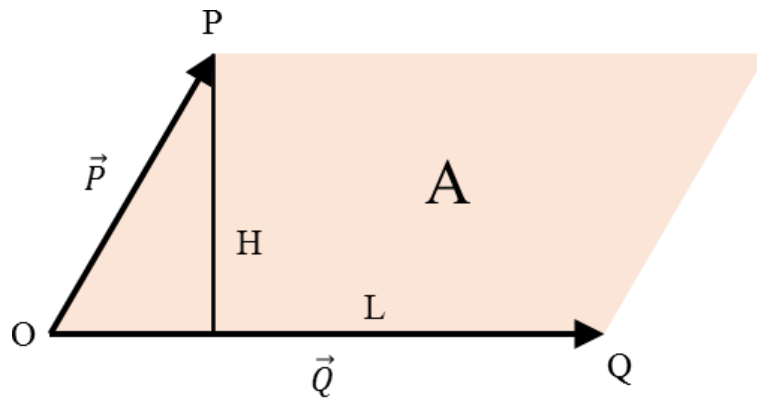


図 6.5: 線分から点の距離の関係

定数が高い筋肉・皮膚等の組織と，電気定数が低い骨や脂肪等が混在したものであるため，生体ファントムではその平均的な値とするため筋肉の数値を2/3とすることが広く行われているためである [72]. また，セルサイズは8 mmとした．送信点は，体の中心に近い胸部に設定した．受信点は，送信点からの距離と歩行時の変化を確認することを考慮して肩，手首，ひざとした．モデル例を図 6.6 に示す．

表 6.1: 電磁界シミュレーションにおけるパラメータ

項目	値
周波数	2.4 GHz
セルサイズ	8 mm
比誘電率	35.194
導電率	1.137 S/m
送信点	胸部
受信点	左肩，左手首，左ひざ

6.6 人体モデルの例

Kinect2は，30フレーム/秒でキャプチャを行う．そこで，データの間引きを行い，人体モデルを4 /30秒ごとのデータから作成した．一部を図 6.7(a)-(d)，図 6.8(a)-(d)，図 6.9(a)-(d) に示す．

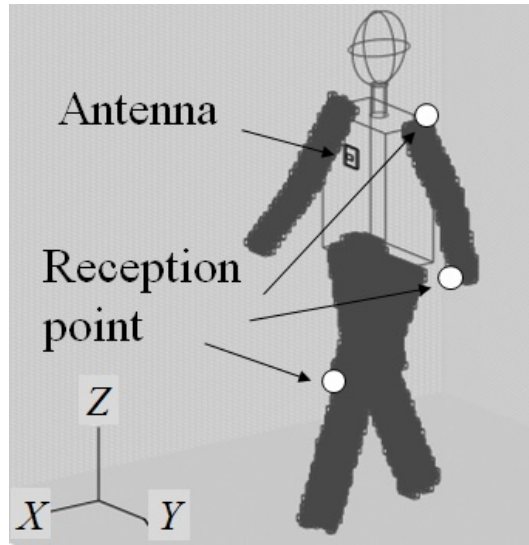


図 6.6: 電磁界シミュレーションにおける人体モデルの例

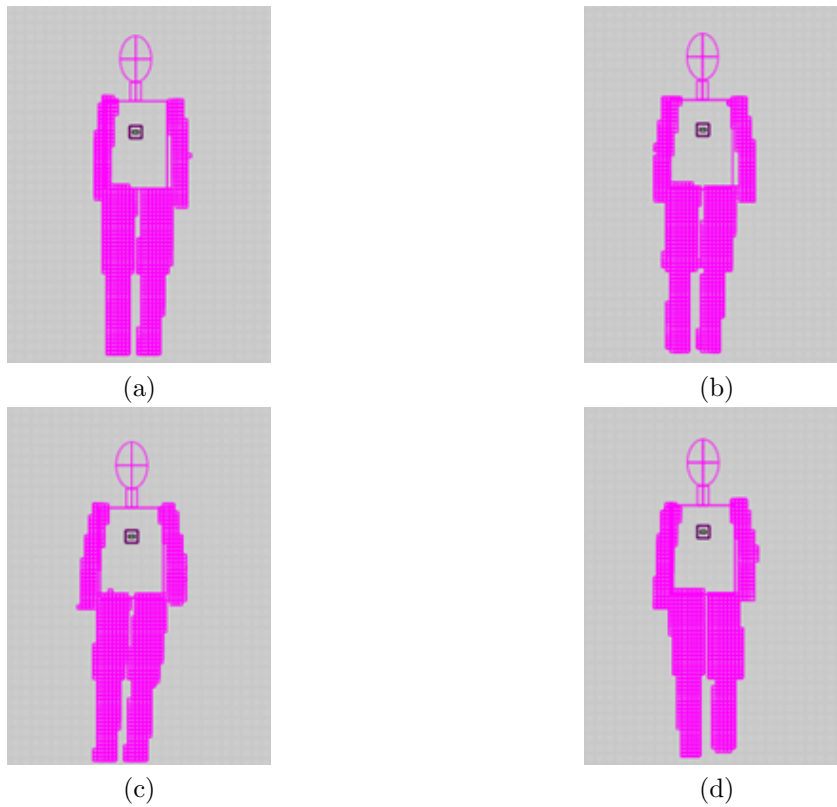
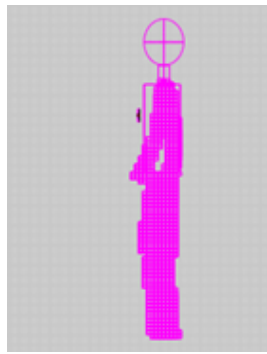
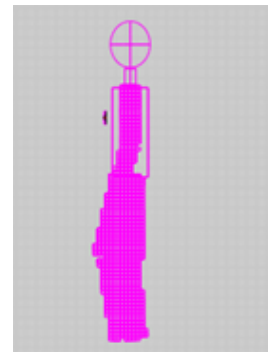


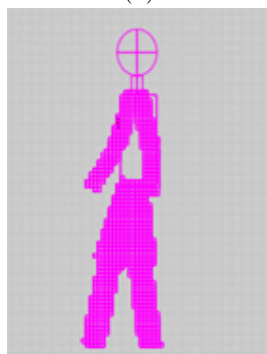
図 6.7: 歩行モデルの例(正面), ((a) から (d) の順)



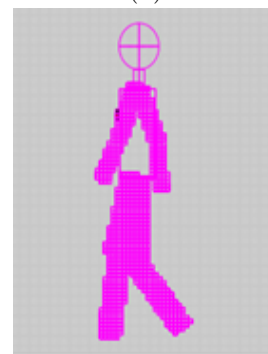
(a)



(b)

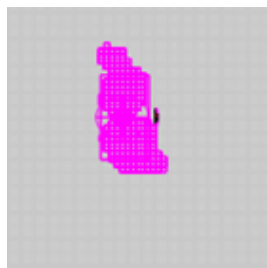


(c)

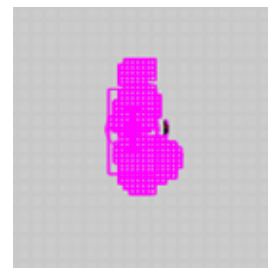


(d)

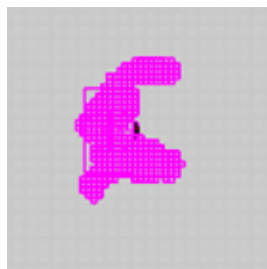
図 6.8: 歩行モデルの例(側面), ((a) から (d) の順)



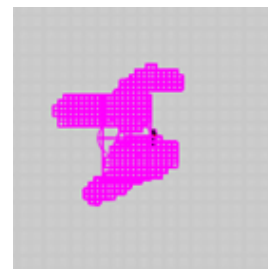
(a)



(b)



(c)



(d)

図 6.9: 歩行モデルの例(上面), ((a) から (d) の順)

6.7 送信アンテナ

胸部に取り付ける送信アンテナには、代表的な低姿勢アンテナ(薄い平面上アンテナ)として、平面上のパッチアンテナを用いた [73]. 送信アンテナの寸法を図 6.10 に示す. パッチアンテナは、グラウンド面の上に小さなパッチ状の金属平面を設置してその間に給電を行う形状のアンテナである. 低姿勢化のためにパッチとグラウンドの間に誘電体を挿入することも多い. パッチアンテナの指向性は、パッチ平面に垂直な方向となる. 図 6.10 においては、誘電率を 1.92 としている. アンテナがどの周波数で動作するかを表す特性として反射損失 (Return Loss, RL) を用いる [73]. 反射損失は、給電点に入力した高周波電圧 V_0 と、アンテナから給電点に反射して戻ってくる電圧 V_1 の比である. したがって、これをデシベルで表記すると式 (6.4) となる. この値が小さければ小さいほど、給電されたエネルギーが給電端に戻る事無く空間に放射されることになる.

$$RL = 20 \log_{10}(V_1/V_0) \quad (6.4)$$

作成したアンテナのリターンロス特性を図 6.11 に示す. 2.4 GHz で値が極小値の -15 dB となり、ほとんど反射が無いことが分かる. そのため、この設計のアンテナを人体モデルの表面に配置した.

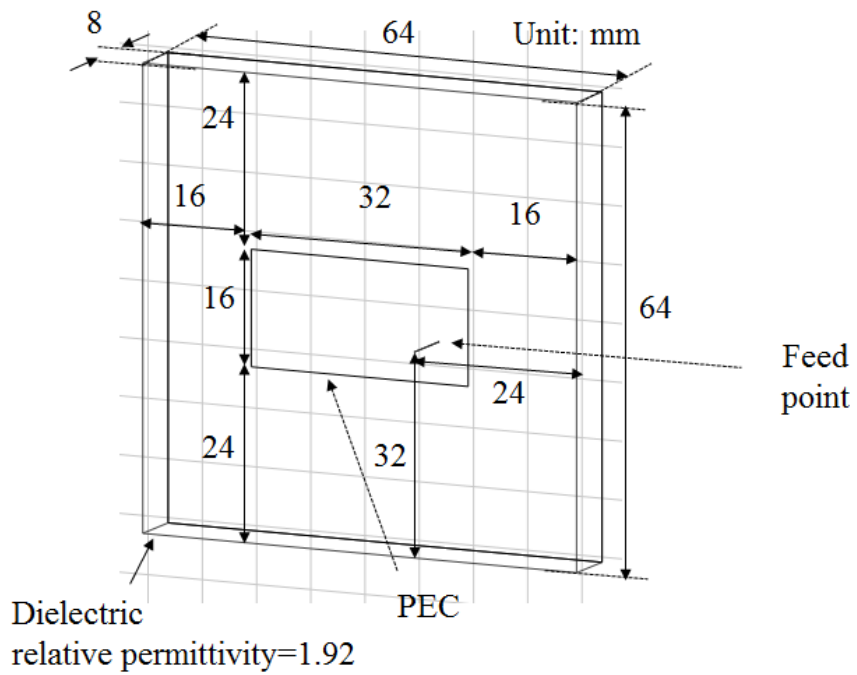


図 6.10: 設計したパッチアンテナの構造

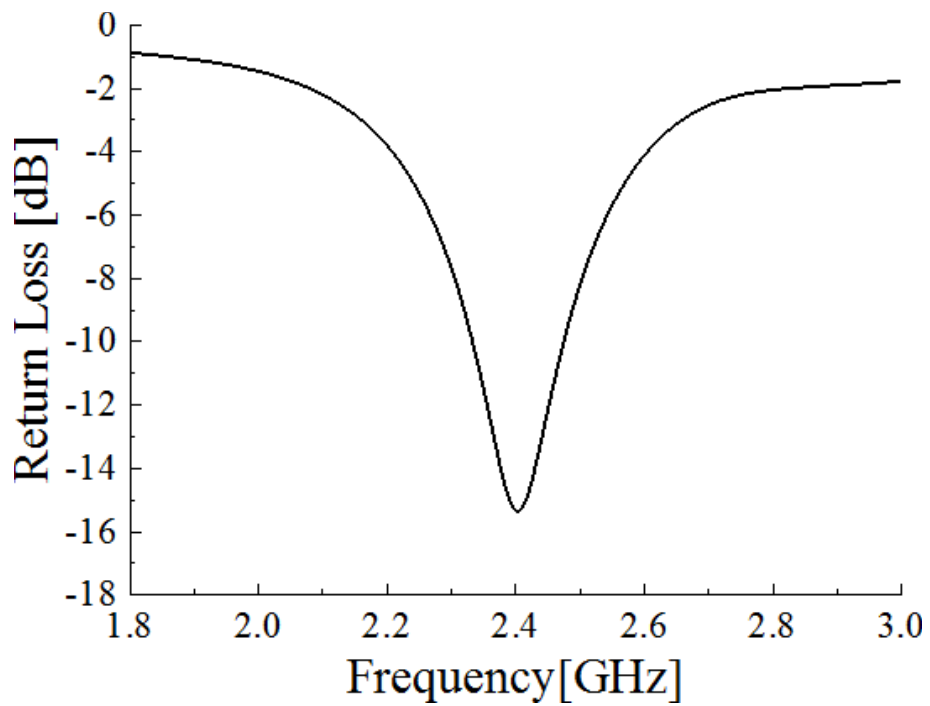


図 6.11: 作成パッチアンテナの反射特性

6.8 受信点における伝達係数の計算

FDTD方によるシミュレーションにより，胸部のパッチアンテナから2.4 GHzの電磁波を輻射させ各セルの電界を計算し，受信点に無指向性アンテナ(特性インピーダンス 50Ω ，利得 G を1.64とする)を設置するものとして受信電力を求めた．利得の大きさは，半波長ダイポールアンテナの利得に合わせている．

まず，受信点の電界強度 E から，電力密度 P_u を式(6.5)により求める [74].

$$P_u = E^2/120\pi \quad (6.5)$$

次に，アンテナの実効面積を A_e したとき，最大受信電力 P_r は式(6.6)により求められる [75].

$$P_r = P_u \times A_e \quad (6.6)$$

このとき，アンテナの実効面積 A_e は，波長を λ としたときに式(6.7)と表される [76].

$$A_e = \frac{G}{4\pi} \times \lambda^2 \quad (6.7)$$

ここで，アンテナの特性インピーダンスを 50Ω とすると，受信電圧 V_r は受信電力 P_r を用いて式(6.8)により表される．

$$V_r = \sqrt{50P_r} . \quad (6.8)$$

受信地点における受信電圧が求められたことから，入力電圧 V_t との比から，伝達係数 S_{21} が式(6.9)により計算できる．

$$S_{21} = 20 \log(V_r/V_t). \quad (6.9)$$

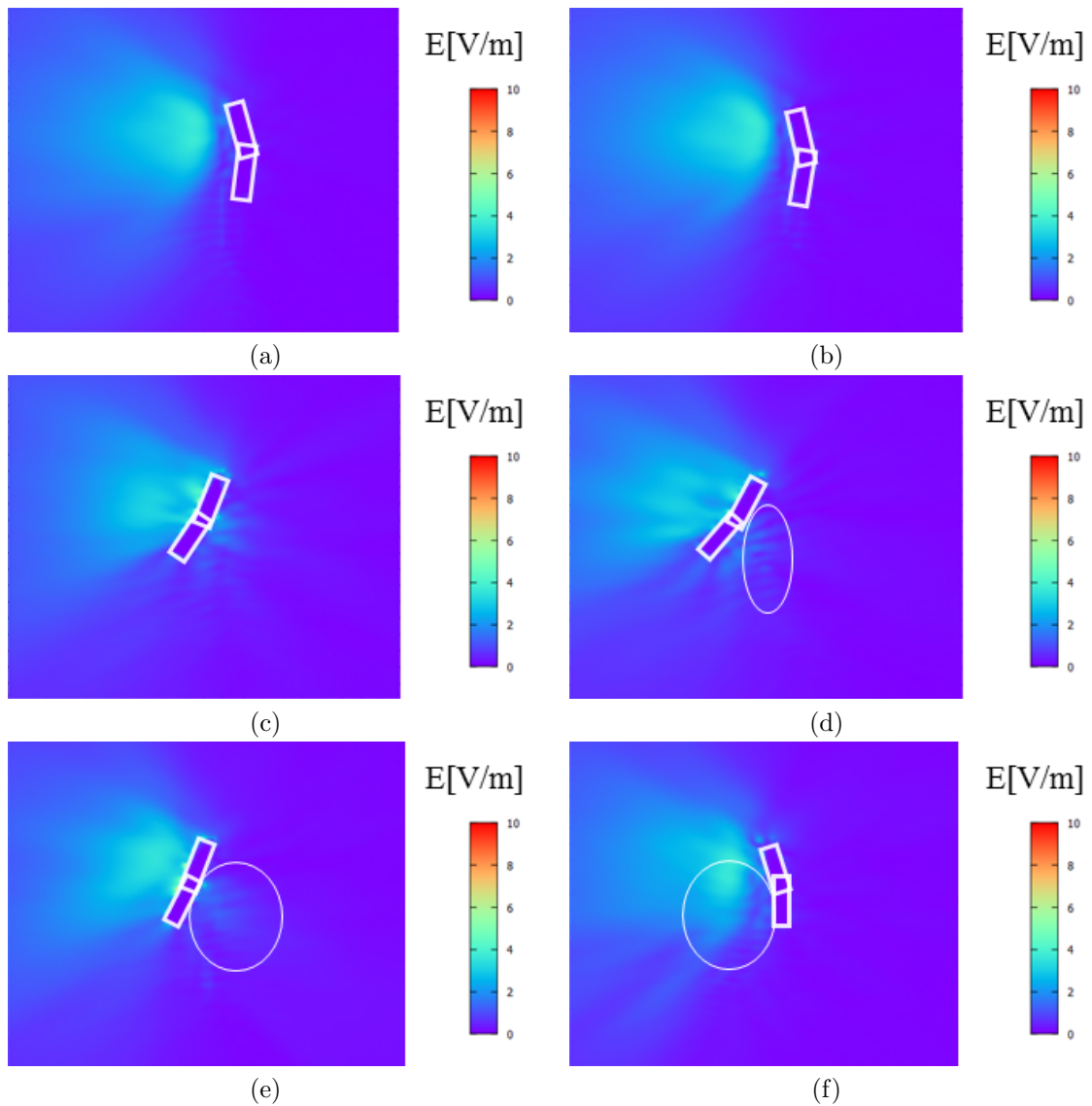


図 6.12: 左手首の位置の側面からの電磁界分布. 時系列的に (a) から (f) の順に変化.

6.9 電磁界シミュレーションの結果

OpenFDTDにより, 電磁界シミュレーションを行い, 人体を左側から観測し, 左手首をとおり平面の電磁界分布を図 6.12(a)-(f)に示す. これは, OpenFDTDの電界出力をGnuplotで表示させたものである. パッチアンテナからの電界は, 左腕が胴体より後方に存在するときは胴体の前方に強く放射されている(図 6.12(a)-(c)). しかし, 左腕が胴体より前方にあるときには, 胴体と左腕前後の間で反射が起こり, 白枠で示すように干渉が生じている.

図 6.13に, 左肩, 左手首, 左ひざの各部署の伝達係数の時系列的変化

を示す。左手首では、1.2秒と2.7秒において、伝達係数のピークが存在する。このとき、左腕が胴体の前方にきており、パッチアンテナの伝搬方向に手首がきていたことと矛盾しない。一方、2秒付近では伝達係数は極小値になっている。これは、左腕が胴体の後方にきているためと考えられる。左肩は、距離的にアンテナと近いことから平均して-30 dB付近で安定した伝達係数が得られている。そして、左ひざは、極端に胴体の後方にくるタイミングが無いこともあり、低い伝達係数で変動が見られる。

表 6.2 に、電磁界シミュレーションの結果得られた伝達係数の最大、最小及び平均値をまとめる。

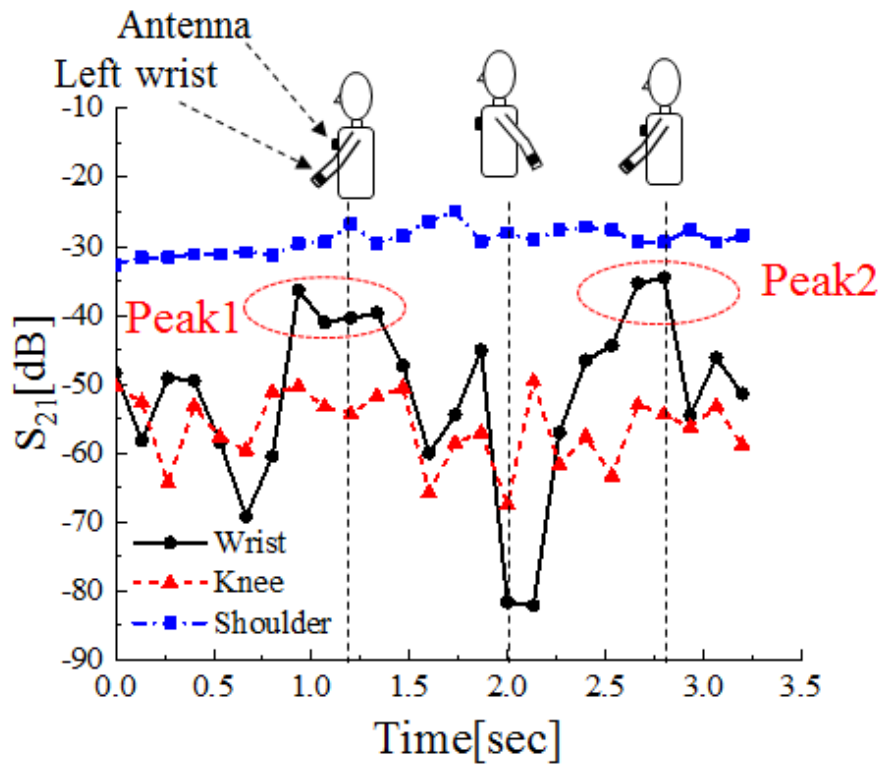


図 6.13: 各部署の伝達係数の時系列的変化

表 6.2: 電磁界シミュレーションにおける伝達係数 S_{21} の最大値, 最小値及び平均値

部位	最小値 [dB]	最大値 [dB]	平均値 [dB]
左手首	-82.1	-34.5	-42.7
左ひざ	-67.5	-49.6	-54.1
左肩	-32.6	-24.9	-28.7

6.10 WBANの規格

第1章で述べたように，WBANの通信方式は，IEEE 802.15.6で定義されている [1]．変調方式は，GMSK(Gaussian Filtered Minimum Shift Keying)， $\pi/2$ DBPSK， $\pi/4$ DQPSK， $\pi/8$ D8PSKが定められている．

GMSKとは，MSKの一種であり以下の特徴を持つ [27]．まず，MSKは，変調指数を0.5としたFSKであり，包絡線変動を抑えた変調方式である．GMSKは，ガウスフィルタにより帯域制限したNRZ信号系列をベースバンド信号としてMSK変調を行ったものであり，MSKにさらに狭帯域化を図ったものである．また，GMSK以外のPSKではDBPSK等の差動位相変調(DPSK)が使われている．

振幅に情報を有するASK(Amplitude Shift Keying)や複数のキャリアを用いて周波数に情報を有するFSK(Frequency Shift Keying)と違い，PSKやQAMは，位相角に情報を有する．受信局は，空間を伝搬してきた電磁波をアンテナで捉えて変調速度に基づき復調器において各シンボルの代表点を抽出する．その際に，問題となるのが位相の基準位置である．一つの解決法は，信号中にマーカとすべきプレアンブルパターンを挿入し，その位相位置を補正して抽出する方法がある．ただし，この方法では周期的に情報以外のデータを送信することになり伝送効率の低下に繋がる．これを解決する方法がDPSKである．DPSKは，信号空間図上のある決まった位相位置を情報ビットと対応させるのではなく，1シンボル前の位相位置からの変化角度を情報ビットと対応させるものである．復調する側では，図6.14のように前のシンボルとの比較を行って情報ビットを取り出す．このことにより，信号の冒頭などにマーカとなる決まったパターンを送信する必要はなくなるという利点があるが，1シンボルの誤りが次のシンボルに伝搬すると言うデメリットもある．

GMSK及び各DPSKは，振幅方向に情報が存在しないことから，PAPRは1となり電力効率から言えば六角形格子より優位になると考えられる．ただし，PSKに関しては，帯域制限の関係で振幅変動が生じることから，各DPSKも実際は振幅変動は生じることになる．

IEEE 802.15.6においては，位相変化について次のように定義がされている．まず，入力される情報系列を $b(n), n = 0, 1, \dots, N-1$ とする．すると，WBANの復調器では複素数系列の $S(k), k = 0, 1, \dots, (N/\log_2(M)) - 1$ に変換

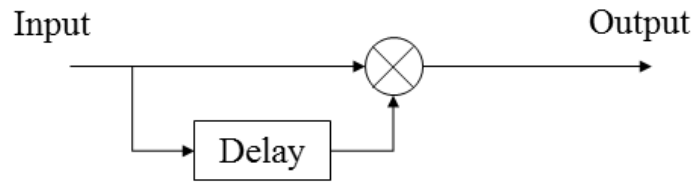


図 6.14: DPSK の復調原理

されていく。このとき，次式で表される位相変化を持たせる。

$$S(k) = S(k-1) \exp(j\varphi_k) \quad k = 0, 1, \dots, (N/\log_2(M)) - 1 \quad (6.10)$$

ただし， $S(-1) = \exp(j\pi/2)$ である。

φ_k は，変調方式により，表 6.3, 表 6.4, 表 6.5 のように入力ビット系列と関係づけられている。

また，IEEE802.15.6 おいては，誤り訂正符号として，(63, 51) BCH 符号か，その短縮の (31, 19) BCH 符号が定められている。この BCH 符号の生成多項式は，式 (6.11) で定められている。

$$G(X) = 1 + X^3 + X^4 + X^5 + X^8 + X^{10} + X^{12} \quad (6.11)$$

表 6.3: $\pi/2$ DBPSK

$b(n)$	φ_k
0	$\pi/2$
1	$3\pi/2$

表 6.4: $\pi/4$ DQPSK

$b(2n)$	$b(2n+1)$	φ_k
0	0	$\pi/4$
0	1	$3\pi/4$
1	0	$7\pi/4$
1	1	$5\pi/4$

表 6.5: $\pi/8$ D8PSK

$b(3n)$	$b(3n+1)$	$b(3n+2)$	φ_k
0	0	0	$\pi/8$
0	0	1	$3\pi/8$
0	1	0	$7\pi/8$
0	1	1	$5\pi/8$
1	0	0	$15\pi/8$
1	0	1	$13\pi/8$
1	1	0	$9\pi/8$
1	1	1	$11\pi/8$

6.11 8PSK, D8PSK における整数符号の適用について

IEEE 802.15.6 おいて D8PSK と (63, 51) BCH 符号の使用が定義されていることから, この方式と整数符号及び提案符号化変調方式の比較を行う. 8PSK 上で定義可能な整数符号として, \mathbb{Z}_8 上で定義される単一 ± 1 誤り訂正可能な符号長 3 の整数符号 C_{i8s} が存在する [33]. この符号のパリティ検査行列は, 式 (6.12) で定義される.

$$H_{i8s} = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 \end{pmatrix} \quad (6.12)$$

通常の 8PSK であるならば, マッピングは図 6.15 のように配置すればよい.

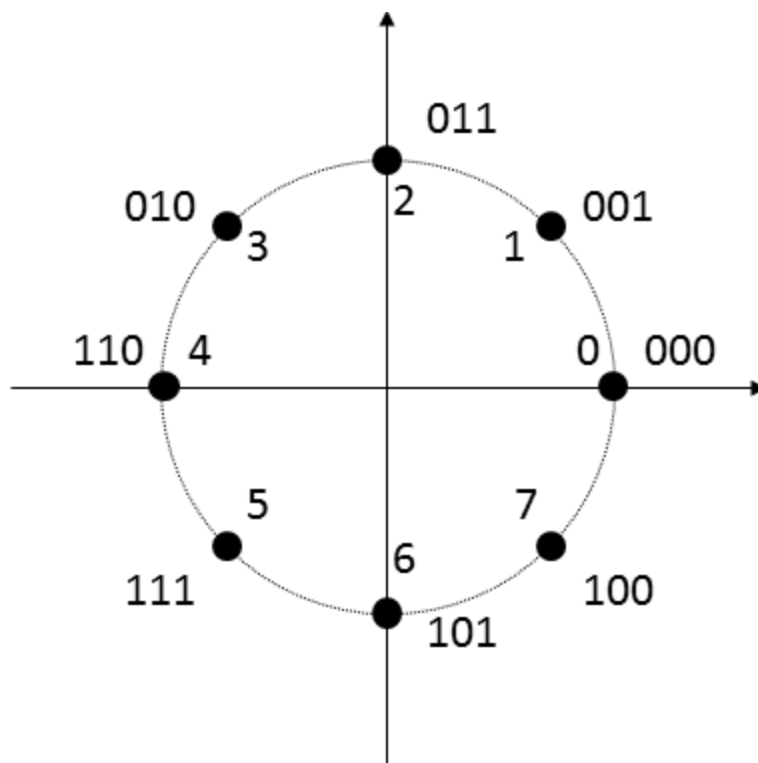


図 6.15: 8PSK におけるマッピング例

表 6.6: 整数符号の D8PSK への適用例

$b(3n)$	$b(3n+1)$	$b(3n+2)$	Iteger	φ_k
0	0	0	0	$\pi/8$
0	0	1	1	$3\pi/8$
0	1	0	2	$7\pi/8$
0	1	1	3	$5\pi/8$
1	0	0	4	$15\pi/8$
1	0	1	5	$13\pi/8$
1	1	0	6	$9\pi/8$
1	1	1	7	$11\pi/8$

一方，D8PSK の場合は，1 シンボル前との位相差に情報を持たせるため，前述の表 6.5 をもとにして，表 6.6 のように対応をさせるものとした．

6.12 提案積符号化方式とD8PSKのBER特性の比較

次に、IEEE 802.15.6において規定されているBCH符号をD8PSK上で用いたBER特性，整数符号をD8PSK上で用いたBER特性，そして，提案方式である19点六角形格子上で整数符号とリード・ソロモン符号による積符号を用いたBER特性の比較を図6.16に示す．これらの図において，BERが 10^{-5} において比較すると，BCH符号をD8PSKで用いた特性に対して，整数符号を用いたものは2.1 dBの符号化利得が得られた．さらに，19点六角形格子を用いたものでは，BCH符号を用いた特性に対して7.1 dBの符号化利得が得られた．

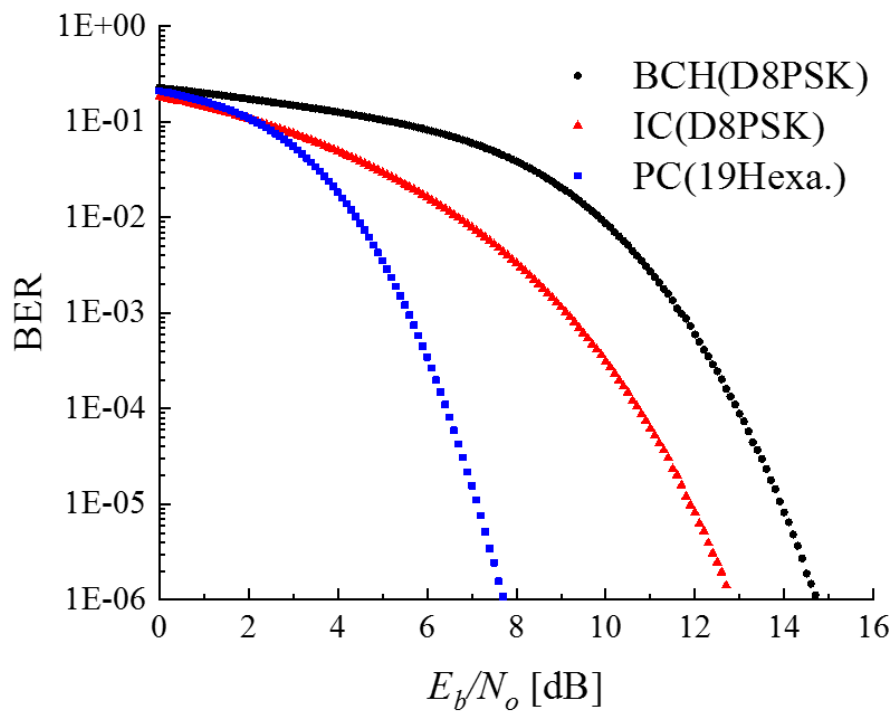


図 6.16: D8PSKにおけるBCH符号，整数符号及び提案符号化変調方式のBER特性の比較

次に、符号化利得で7.1 dBの消費電流への影響を検討する。RE送受信機の例として、TEXAS INSTRUMENTSのプログラマブルに出力電力コントロールな4×4mmのチップ状の2.4 GHz RF トランシーバ CC2500を例とする [77]。CC2500の出力電力と消費電力の関係は、データシートを参照すると図 6.17 のようになる。仮に、0 dBm から7.1 dB 電力を削減したとすると、消費電流は6 mA から7 mA の削減に相当する。そして、消費電流の差から、同一電源を用いた場合のCC2500における送信可能時間は約1.5倍となる。図 6.17において、出力電力が-20 dBm以下の時の消費電流は10 mA前後で変化がほぼ生じていない。したがって、この回路では送信系統以外の回路の消費電流が約10 mA常に生じると考えられる。そのため、そうした定常的な消費電流を抑えることができれば、送信可能時間をさらに増加させられると考えられる。

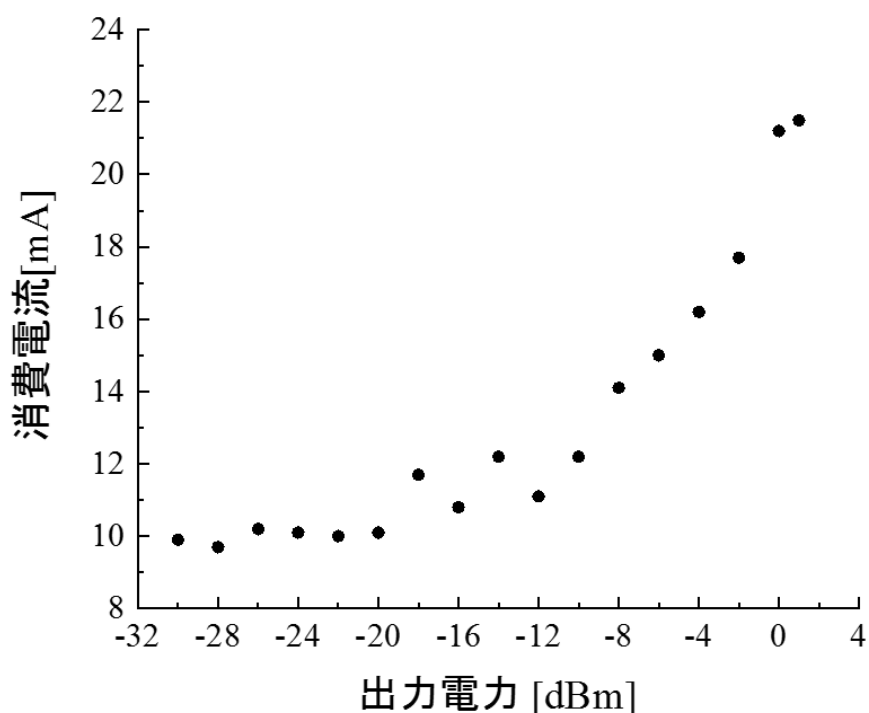


図 6.17: 2.4 GHz RF トランシーバ CC2500 の出力電力 vs 消費電流特性 [77]

6.13 歩行動作のBERへの影響の検討

これまでに求めた人体各部の伝達特性 S_{21} と各通信方式のBER特性から、歩行動作のBERへの影響を検討した。時系列的に変化する伝達係数と受信デバイスの増幅率の仮定により、時系列的にBERの変化を求める研究が行われている [78, 79]。これらの関連研究では、次の考えに基づき受信側のBERを求めている。

まず仮定として、図 6.18 に示すように送受信機間において、雑音電力 N_0 と受信デバイスの増幅器の利得(以下受信利得)を一定とし、 S_{21} が動作に応じて変動するものとする。そして、受信信号電力 E_b が、変動する S_{21} に応じて変化するとする。

次に、図 6.19 に示す順序で、動作によって変動するBER特性を求める。まず、 S_{21} と受信利得の和を求める。この値が E_b/N_0 に相当する。そして、求められている各通信方式のBER特性において、その E_b/N_0 と対応するBERの値を求める。例えば、あるタイミングで伝達係数 S_{21} が -35 dB であるときに、受信利得を 40 dB と仮定する。この時、減衰と利得の和は、 $+5$ dB となる。したがって、この時のBERを E_b/N_0 が 5 dB の時のものとする。

もし、 S_{21} と G の値が等しければ、 E_b/N_0 は 0 dB となることから、受信利得 G の値を仮定することは E_b/N_0 の基準を定めることになり、結果としてその時の雑音電力 N_0 を仮定することにあたる。

本研究においても、以上の手順に基づき、受信利得を仮定しながらBERの変化を求める。

なお、本章で算出した伝達係数 S_{21} は変動幅が大きいことから、それぞ

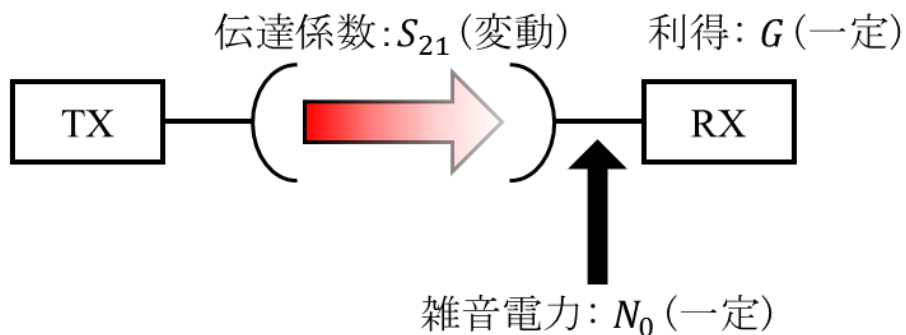


図 6.18: 動作に対応して変動する S_{21} 及び、一定と仮定する受信利得 G と雑音電力 N_0

れの符号のBERの計算範囲を超えた E_b/N_0 となる場合がある。その場合、 E_b/N_0 が負ならばBERを0.5、また、BERは 10^{-6} を最小値としてプロットするものとする。

図 6.20 に、提案符号化変調方式のBERの最小値が 10^{-6} となる場合のBERの変動特性を示す。BERの時系列変化と動作の対応を見ると、左手首が前方にある2つのタイミングでBERの極小値が現れていることを確認できる。また、2つの極小値を比較すると、提案符号化方式のBERと他方式のBERの差は、1秒付近の極小値よりも2.7秒付近の極小値の方が大きいことが分かる。これは、次のように考えることが出来る。まず、それぞれの極小値は S_{21} のピークに由来するものであり、図 6.13を確認すると、2.7秒付近のピークの方が大きな値である。同一の受信利得と S_{21} の和が受信側での電力になり、これが図 6.16での E_b/N_0 に対応する。図 6.16を確認すると、 E_b/N_0 が増加するほど、それぞれのBER特性の傾きは急になっていくが、提案符号化変調方式のBER特性の方が他の方式より急峻であり、他の方式との差が大きくなる。したがって、2つの極小値では、2.7秒付近の極小値において、差が開くことになる。

さらに、受信利得を増加させ、50 dBとすると、変動特性は図 6.21のようになる。図 6.20と図 6.21を比較すると、受信側の利得を増加させた結果、極小値の幅が広がったことが確認できる。したがって、受信利得が43 dBではBERが 10^{-5} 以下となるのが1点であったが、50 dBにすることで6点となった。

そこで、測定範囲において、それぞれの方式でBERが 10^{-5} 以下となるサンプル点が80%以上となるために必要な受信利得の比較を行った。まず、左手首での提案符号化変調方式では、必要となる受信利得(以下必要

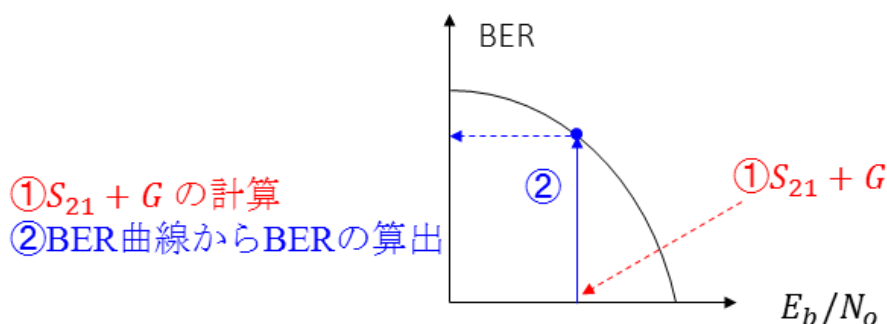


図 6.19: 変動するBER特性の算出手順

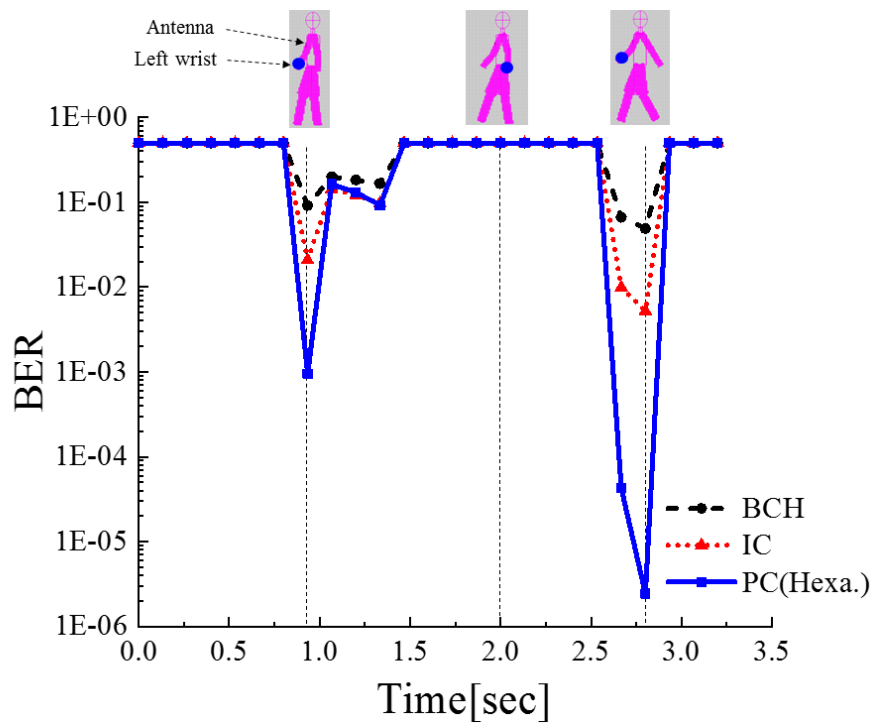


図 6.20: BER の変動特性 (左手首, 受信利得 42 dB)

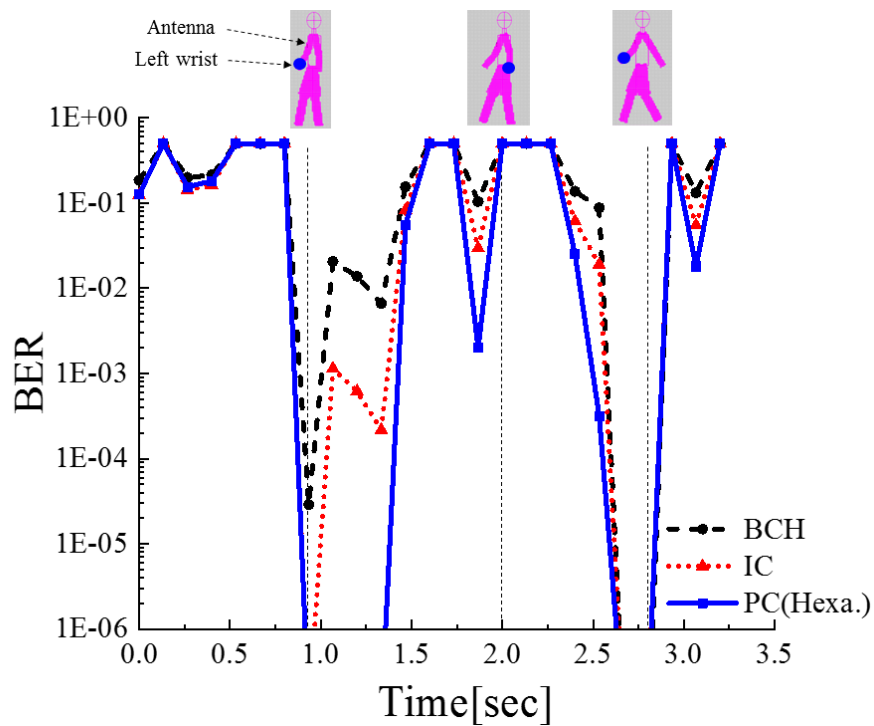


図 6.21: BER の変動特性 (左手首, 受信利得 50 dB)

利得とする)は65.4 dBであった。この時のBERの変動特性を図 6.22 に示す。この利得においても、左手首が体の後方にあるタイミングでのBERの極大値は残っている。これらの極大値に対する対処としては、手首の運動があったとしても遮蔽になりにくい位置を送信アンテナの設置位置とすることや、インターリーブを行いデータの瞬断に対応させることなどが考えられる。

規格に基づくD8PSK上でのBCH符号とD8PSK上での整数符号の必要利得は72.5 dBと70.4 dBであった。

次に、左ひざにおいて、BERが 10^{-5} 以下となるサンプル点が80%以上となるために必要な受信利得の比較を行った。提案符号化変調方式を用いた場合、必要利得は66.5 dBであった。この時のBER変動特性を図 6.23 に示す。左ひざの S_{21} が図 6.13において低い値で変動していたことから、BER特性も変動は激しいものとなった。左ひざの S_{21} が低いレベルで変動し、また、BER特性の変動も激しい理由は、送信地点からの距離が遠いことと、送信に用いたパッチアンテナの特性によると考えられる。まず、送信アンテナを胸部としたため、手首や肩と比べて距離が遠く、その分減衰も大きくなる。そして、今回の電磁界シミュレーションでは送信アンテナとしてパッチアンテナを用いた。パッチアンテナは平面アンテナの一種であり、アンテナ平面の垂直方向、すなわち人体の前方に強い指向性を持ち、アンテナに平行方向への放射は弱いものとなる。そのため、胸部から見て膝はパッチアンテナの指向性から外れた方向となり、ひざでの S_{21} は平均的に低い値となったと考えられる。したがって、通信の安定化には、送信アンテナ位置を近いものとすることや、指向性の異なるアンテナに変更などが考えられる。アンテナの小形化においては、逆Fアンテナ、板状逆Fアンテナ、ノーマルモードヘリカルアンテナ等様々なアンテナが検討されている[80,81]。例えば、板状逆Fアンテナにおいて、等方性に近い特性を持つアンテナについての報告がある[82]。前述の左手首の例も含め、位置に変動のある受信点に関しては、こうした等方性アンテナへの変更や、受信地点の移動範囲をカバーする指向性を有するアンテナへの変更が考えられる。

また、規格に基づくD8PSK上でのBCH符号とD8PSK上での整数符号の必要利得は73.6 dBと71.5 dBであった。

最後に、左肩に対して同様の比較を行った。提案符号化変調方式を用

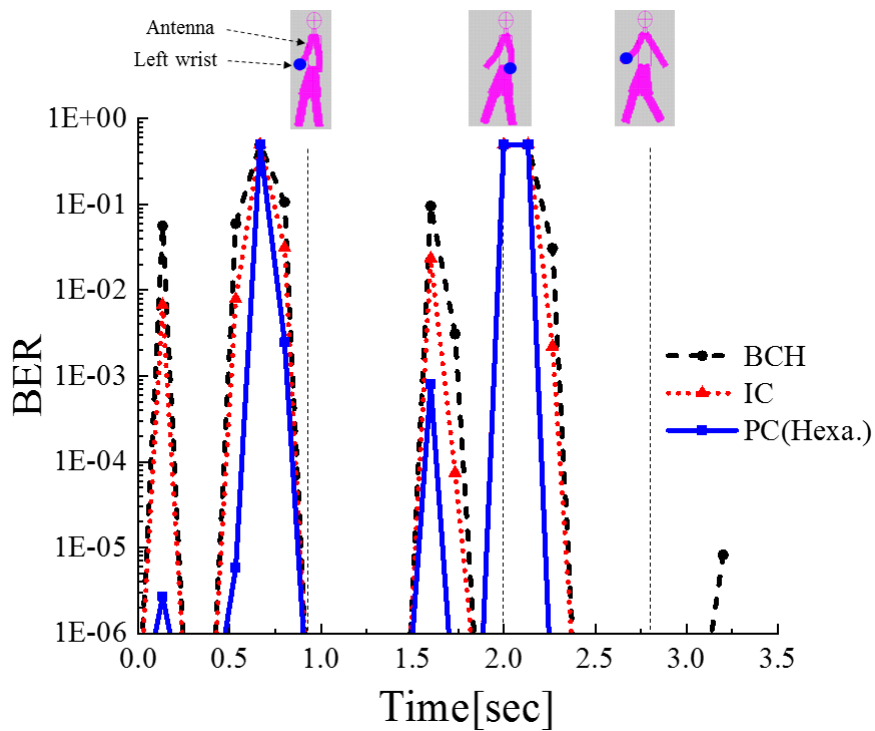


図 6.22: BER の変動特性 (左手首, 受信利得 65.4 dB)

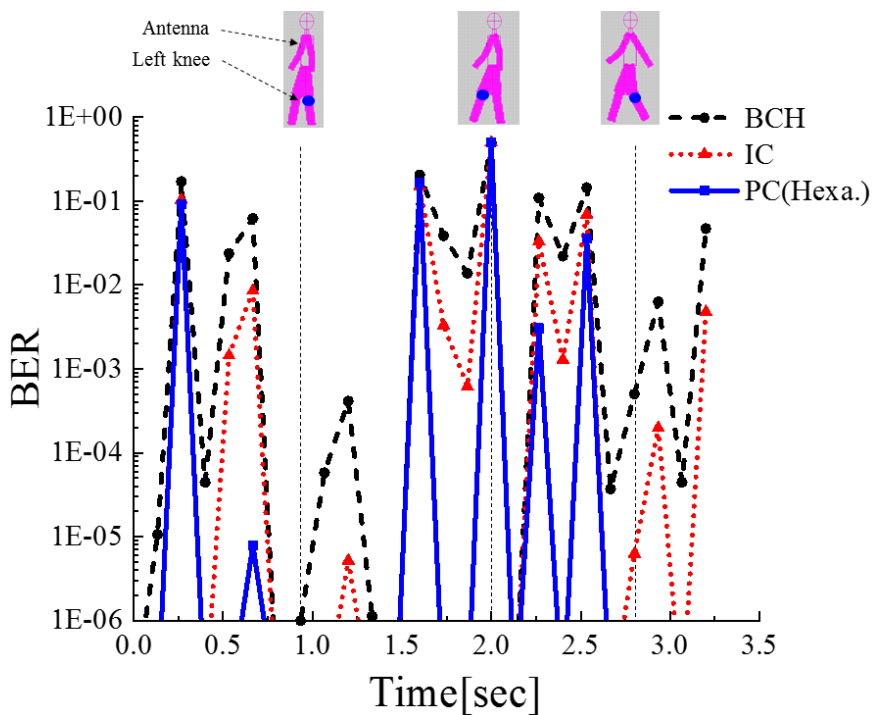


図 6.23: BER の変動特性 (左ひざ, 受信利得 66.5 dB)

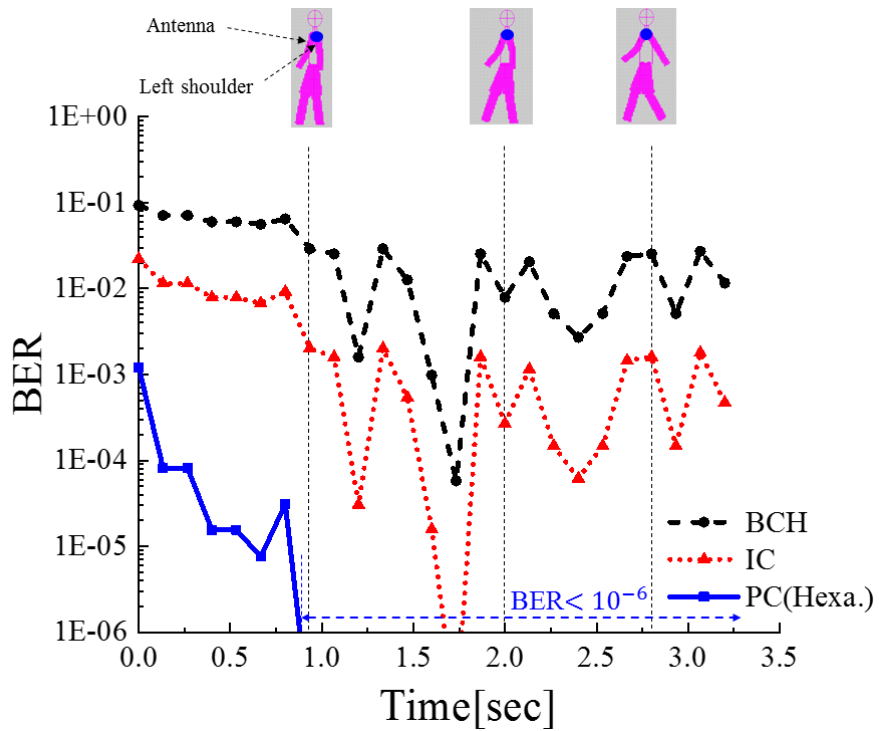


図 6.24: BER の変動特性 (左肩, 受信利得 38.1 dB)

いた場合, 必要利得は 38.1 dB であった. 左肩の S_{21} は他の 2 地点のものよりも平均的に大きいため, 必要利得も最も小さい. この時の BER の変動特性を図 6.24 に示す. 左肩と送信地点である胸部の距離は近いうえに, 相対的な位置関係が変化しにくいため, 他の 2 地点の場合よりも変動は小さい.

また, 規格に基づく D8PSK 上での BCH 符号と D8PSK 上での整数符号の必要利得は 45.2 dB と 43.1 dB であった.

表 6.7: 各方式及び各受信点における必要利得 [dB]

	BCH(D8PSK)	整数符号 (D8PSK)	提案符号化変調方式
左手首	72.5	70.4	65.4
左ひざ	73.6	71.5	66.5
左肩	45.2	43.1	38.1

以上の結果をまとめると，各方式及び各受信点において必要利得は表 6.7 のようになる．これらの値から，今回使用したモデルにおいて提案符号化変調方式の必要利得は，D8PSK 上の整数符号と比べると 5 dB の差，BCH 符号と比べて 7.1 dB の差があることが分かる．この必要利得の差は，図 6.16 における符号化利得の差と等しいことが分かる．

6.14 提案符号化変調方式のWBANへの応用のまとめ

本章では、まず、WBANのためにKinect2を用いた簡易的なユーザの動作の測定法を示し、その結果から人体近傍の電磁界解析用のFDTDモデルを作成した。そして、測定結果を基にして人体表面の時系列的にな伝達係数 S_{21} の変化特性の算出結果を求めた。一方、前章の提案符号化変調方式をWBANに応用するため、IEEE802.15.6で定義されたD8PSK上のBCH符号との比較を試みた。ここで、規格の方式から符号化方式を変更させたのみのD8PSK上の整数符号、さらに変調方式を19点六角形格子とし符号化方式を整数符号を用いた積符号とする提案方式のBER特性の比較を行った。この結果、規格の方式と比べ、整数符号を用いると2.1 dB、提案符号化変調方式では7.0 dBの符号化利得が得られた。送信電力可変な2.4 GHz RFトランシーバCC2500のデータシートを参考として同一電源を用いた場合に送信電力を7.0 dB低減させると送信時間は約1.5倍になることが確認された。また、回路自身の定常的な消費電流を抑えることができれば、さらにこの低減の影響が効果的に現れると考えられる。

最後に、時系列的な S_{21} の変動下におけるBER特性の変化を算出した。受信利得を増加させていくと当然BERは下がるが、元々のBER特性の差から、変動するBERを一定値以下に抑えるのに必要な受信デバイスの利得は、提案符号化変調において最も低くて済むことが確認できた。ただし、左手首や左ひざは、強いBERの変動が残る結果となった。これは、送信に使用したアンテナが、人体正面方向に強い指向性を有するパッチアンテナであったことが強く影響したと考えられる。そこで、対処法として送信位置を受信点に近い場所や遮蔽されにくい場所に変更するか、等方性アンテナや受信点の変動範囲をカバーする指向性を有するアンテナを使用することが考えられる。

第7章 研究のまとめ

7.1 省電力な符号化変調方式の提案について

近年、日常の様々な機器が小型化され、ワイヤレス化されている。それにともない、そうした小形通信機器には省電力化が欠かせなくなっている。本論文では、そうした省電力化のための符号化変調方式についての提案を行った。

まず、通信機において最も電力消費に関係する電力増幅器における PAPR に着目し、従来研究についてその課題を検証した。電力増幅器を効率的に作動させるためには、入力信号の包絡線変動が少ないことが求められる。しかしながら、より多くのデータを送信するためには多値変調化する必要があり、振幅方向に情報を持たせる必要があるため、どうしても包絡線変動が生じる。しかし、従来研究で行われている APSK をベースにしたものでは、その信号点やリング比を慎重に検討する必要がある。一方、六角形格子を用いる場合には、信号点を密にできる構造ではあるものの、信号点数を2のべき乗にしようとするると全体の形状が歪になるという問題があった。

ここで、信号点を密にできる構造である六角形格子を活用するために、整数符号の利用を試みた。整数符号は、剰余類環 \mathbb{Z}_A 上で定義され、8PSK や QAM だけでなく19点、37点などの等方性で対称となる六角形格子上で定義可能な線形符号である。2値からなる情報系列を入力して符号化を行う際、信号点数が 2^m 個の信号点であっても、検査シンボルとしてはすべての信号点が出現し得るため、すべての格子上の点は使用され得る。

まず、整数符号で定義可能な六角形格子の PAPR と矩形 QAM の PAPR を比較すると、六角形格子の PAPR の方が低く、信号点数の増加につれ差が大きくなることが分かった。したがって、電力効率の観点から比較すると、多値変調で広く使われる矩形 QAM よりも等方性の六角形格子の方が省電力な通信に向いていることが確認できた。

しかし、16QAMと19点六角形格子、又は、64QAMと61点六角形格子のBERを比較したところ、非符号化では、六角形格子の誤り率の方が高いという結果となった。また、16QAMと19点六角形格子で整数符号のみ使用した場合も同様であった。これは、六角形格子の方が、信号点が密であり、信号点間がより近いことが原因と推定される。

そこで、誤り訂正符号の能力を向上させるために用いられる手法の一つである積符号を作成することを試みた。整数符号は、各信号点にインデックスを割り振る方式であるため、この方式と組み合わせやすい符号として、六角形格子の一部に独自のインデックスを割り振る負巡回符号と、インデックスを共用できるリード・ソロモン符号を選んで、積符号化を行った。

19点六角形格子と16QAMについて同様の符号化変調方式の比較を行ったところ、 $BER=10^{-5}$ において、負巡回符号による積符号では0.5 dBの符号化利得、リード・ソロモン符号によるものでは1 dBの符号化利得が得られた。積符号にする組み合わせは、整数符号とリード・ソロモン符号によるものの方が総じて良好で、37点六角形格子においても $BER=10^{-5}$ で0.7 dBの符号化利得の差があった。

さらに信号点数を拡張して、61点六角形格子と64QAMにおいても同様の比較を行った。リード・ソロモン符号との積符号を両方で用いたところ、 $BER=10^{-5}$ で0.8 dBの符号化利得の差があった。

つまり、非符号化時では矩形QAMの方が誤り率が低いが、提案符号化変調方式により、六角形格子のBER特性の方が低いと言う結果が得られた。

これらの特性から、六角形格子における提案符号化変調方式は、電力効率を改善しつつ誤り率を抑えられるということが確認できた。

PAPR及び符号化利得の比較から、19点六角形格子上の整数符号とリード・ソロモン符号の積符号をWBANへの応用に用いるものとした。

7.2 提案符号化変調方式のWBANへの応用について

次に、提案符号化変調方式をWBANへ応用する際の課題について検討した。WBANは、ユーザが小型のセンサを装着してワイヤレスで用いることを想定している。そのため、固定の無線局同士とはことなりセンサと受信機器間の伝搬環境は刻一刻と変化する。

そこで、人が歩行する際の伝搬状況の変化を調べる必要となる。本論文では、モーションキャプチャデバイスである Kinect2 を用いることで、マーカー等を用いることなく WBAN のためのユーザ動作の簡易な測定法を示した。その測定結果をもとに、OpenFDTD 上の解析空間内にモデルを作成し、アンテナを設計して電磁界シミュレーションを行った。シミュレーションから、歩行動作を行う時系列的な人体モデルから、ISM バンドの 2.4 GHz における胸部と手首、ひざ、肩の間の伝達係数の変動を求めることが出来た。この際、送信給電電圧を 1 V として、各地点での電界強度から無指向性アンテナで受信した際の受信電圧を計算し、送受間の比として伝達係数を求めた。

また、WBAN の規格で定義されている D8PSK 上で (63, 51) BCH 符号、D8PSK 上の整数符号と 19 点六角形格子状における提案符号化変調方式の比較を行った。この結果、(63, 51) BCH 符号と比べ、整数符号は 2.1 dB、提案符号化変調方式は 7.0 dB の符号化利得を得ることができた。これは、実際のチップ上の 2.4 GHz トランシーバのスペックを参照すると、約 6 mA の消費電流削減と送信可能時間を 1.5 倍とすることができる値に相当することが確認できた。さらに、回路自身の消費電流を削減することができれば、さらに削減効果の送信可能時間に対する影響は増加すると考えられる。

最後に、時系列的な伝達係数の変動下での BER 特性の変化を算出した。BER が 10^{-5} 以下となる時間的範囲を受信利得を変化させながら比較したところ、提案符号化変調方式によって必要となる受信利得を低減できることが確認できた。ただし、左手首と左ひざにおいては、BER の変動が大きく表れた。これらに対する対処として、送信位置をより受信地点に近い場所や遮蔽されにくい場所に変更すること、又は、等方性アンテナや受信点の変動範囲をカバーする指向性を有するアンテナを使用することが考えられる。

7.3 まとめと今後の課題

省電力な通信方式として、六角形格子における符号化変調方式についての研究についてこれまで述べた。六角形格子は、信号点を密にできる構造であり、本研究のように整数符号を利用しながら等方性のある構造

をとることで電力効率と誤り率の両方を追究できることが分かった。整数符号は、127点や271点のようにさらに大きな六角形格子においても提案されていることから、これらについても整数符号のみの場合や積符号のように符号を組み合わせた場合の特性を調査することが課題として挙げられる。また、本研究では、変調方式について、基本的に信号空間図で示してベースバンドのみを扱っていた。つまり、実際の送受信の際に課題となる帯域やフィルタなどについては触れていなかった。このことから、符号化変調方式について、キャリアを変調した際のスペクトラムやアイパターン等によりフィルタや帯域の評価等も今後の課題になると考えられる。また、WBANへの応用の検討においては、今回は送受信間で減衰のみを考慮に入れたシミュレーションを行った。そのため、同一周波数による妨害波や反射波によるフェージング等を考慮に入れることでより現実的な検討に繋がると考えられる。

謝辞

本研究の実施および本論文の作成にあたり，数多くの御指導，御助言を頂きました森田啓義教授，湘南工科大学 眞田亜紀子講師に深く感謝いたします。本論文の審査委員を引き受けて頂きました，李還幫客員教授，小川朋宏准教授，大坐畠智准教授，安藤芳晃准教授の各先生方には，審査を通して多くの貴重な意見を賜りました。ご指導頂きました先生方に，深く感謝申し上げます。

学会等のために様々な手続きのご支援を頂きました秘書の片桐真喜子さん，武藤宏明君はじめKinect2を用いた測定に協力して頂きました森田研究室の学生の皆様に感謝いたします。

また，防衛技官である私が社会人学生として大学院に通うことを了承し，勤務において様々な配慮をして頂いた上司や同僚の皆さまに御礼申し上げます。

私が大学に通い，また自宅においても研究を行う生活は，家族の理解があってこそ送ることができるものでした。妻の有里恵には，時に不規則な生活となる自分を支えてもらい深く感謝します。また，防衛大学校理工学研究科に在籍していた時期も含め，私の挑戦を応援し続けて頂きました両親に深く感謝します。

参考文献

- [1] IEEE. IEEE 802.15.6-2012 - IEEE Standard for local and metropolitan area networks - part 15.6: Wireless Body Area Networks. https://standards.ieee.org/standard/802_15_6-2012.html, Accessed on Jun. 2, 2019.
- [2] ETSI. Smart body area networks. <http://www.etsi.org/technologies-clusters/technologies/smart-body-area-networks>, Accessed on Jun. 2, 2019.
- [3] Mohammad Ghamari, Harneet Arora, R Simon Sherratt, and William Harwin. Comparison of low-power wireless communication technologies for wearable health-monitoring applications. In *2015 International Conference on Computer, Communications, and Control Technology (I4CT)*, pp. 1–6. IEEE, 2015.
- [4] 松尾綾子. 高信頼なボディアエリアネットワークを実現する smartban 標準化への取組み. 東芝レビュー, Vol. 70, No. 5, 2015.
- [5] Rani Kumari and Parma Nand. Performance comparison of various routing protocols in WSN and WBAN. In *Proc. International Conference on Computing, Communication and Automation*, pp. 427–431, 2016.
- [6] Jijesh J.J and Shivashankar. A survey on wireless body sensor network routing protocol classification. In *Proc. 11th International Conference on Intelligent Systems and Control*, pp. 489–494, 2017.
- [7] Jyoti Kamble and Amarsinh Vidhate. Improved MAC protocol for emergency handling in WBAN. In *Proc. International Conference on Automatic Control and Dynamic Optimization Techniques*, pp. 1025–1029, 2016.
- [8] Rae Hyun Kim and Jeong Gon Kim. Improved scheduling for MAC protocol in WBAN based monitoring environment. In *Proc. the Eighth International Conference on Ubiquitous and Future Networks*, pp. 706–709, 2016.

- [9] Bin Liu, Zhisheng Yan, and Chang Wen Chen. Medium access control for wireless body area networks with QoS provisioning and energy efficient design. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, Vol. 16, No. 2, pp. 422–434, Feb. 2017.
- [10] Remy Vauche, Eloi Muhr, Olivier Fourquin, Sylvain Bourdel, Jean Gaubert, Nicolas Dehaese, Stephane Meillere, Herve Barthelemy, and Laurent Ouvry. A 100 MHz PRF IR-UWB CMOS transceiver with pulse shaping capabilities and peak voltage detector. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, Vol. 64, No. 6, pp. 1612 –1625, June 2017.
- [11] Junchao Mu, Lianxi Liu, Zhangming Zhu, and Yintang Yang. A 0.5V, 40nW voltage reference for WBAN devices. In *Proc. Biomedical Circuits and Systems Conference*, pp. 504–507, October 2016.
- [12] A. N. Suraya, P. J. Soh, M. Jusoh, T. Sabapathy, and M. S. Shakhirul. Modeling and analysis of deformations of WBAN antennas. In *Proc. 3rd International Conference on Electronic Design (ICED)*, pp. 195–198, Aug. 2016.
- [13] Ritika Bansal, Jagriti Bhatia, Amandeep Batth, Hardeep Singh Saini, and Naveen Kumar. A novel lower ultra wideband (UWB) compact planar Inverted-F antenna for WBAN applications. In *Proc. 5th International Conference on Reliability, Infocom Technologies and Optimization*, pp. 464–467, September 2016.
- [14] T. Sasamori, Y. Satoh, T. Tobana, Y. Isota, M. Takahashi, and Toru Uno. Evaluation in terms of BER of the WBAN system using UWB and ISM band. In *Proc. 5th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2011)*, pp. 1709–1713, April 2011.
- [15] K. Ogawa and K. Honda. Ban shadowing properties of an arm-waving dynamic phantom. In *The European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2012, Prague)*, pp. 515–519, March 2012.
- [16] 李還幫. 医療ヘルスケアのためのボディエリアネットワーク. 特技懇, Vol. 271, pp. 53–60, 2013.

- [17] 総務省. 電波法施行規則第六条第四項第二号の規定に基づく特定小電力無線局の用途、電波の型式及び周波数並びに空中線電力. https://www.tele.soumu.go.jp/horei/reiki_honbun/a720085001.html, Accessed on 9. 5, 2019.
- [18] 社団法人 電子情報技術産業協会. 省電力医用テレメータの運用規定, December 2002.
- [19] 藤井清孝, 井上宗紀, 加藤博史. 無線lan を利用した医療用テレメータにおけるトラブル事例. pp. 13–14, February 2017.
- [20] Maja Vidojkovic, Xiongchuan Huang, Xiaoyan Wang, Cui Zhou, Ao Ba, Maarten Lont, Yao-Hong Liu, Pieter Harpe, Ming Ding, Ben Busze, et al. 9.7 a 0.33 nj/b ieee802. 15.6/proprietary-mics/ism-band transceiver with scalable data-rate from 11kb/s to 4.5 mb/s for medical applications. In *2014 IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC)*, pp. 170–171. IEEE, 2014.
- [21] 松尾綾子, 鍋谷寿久, ウーンハウチン. 高信頼なボディエリアネットワークを実現する smartban 標準化への取組み. 東芝レビュー, Vol. 70, No. 5, pp. 38–41, May 2015.
- [22] パナソニック. リチウム電池カタログ, June 2018.
- [23] 野島俊雄, 西木貞之, 檜橋祥一. 高効率送信電力増幅器. Technical Report 3, NTT Docomo, 1994.
- [24] 佐野圭一, 藤田耕一郎, 川村博史, 長谷川正智, 高秀樹, 白川一彦, 高橋直, 劉翊, 山下雅治, 岡徹. ワイヤレスLAN用パワーアンプ. Technical Report 19, シャープ, 12 2003.
- [25] 末次正. RF電力増幅器の基礎と設計法. 科学情報出版株式会社, 2015.
- [26] 新日本無線. スマートフォンなど通信機器の低消費電力化に貢献する送信用パワーアンプモジュールNJG1330の量産開始. https://www.njr.co.jp/news/2018/semi_20180822.html, Accessed on 9. 5, 2019.
- [27] 齊藤洋一. デジタル無線通信の変復調. 電子情報通信学会, 1996.

- [28] W Sullivan. High-capacity microwave system for digital data transmission. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 20, No. 3, pp. 466–470, 1972.
- [29] John G. Proakis, Masoud Salehi, and Gerhard Bauch. *Contemporary Communication Systems using MATLAB*. Brooks/Cole Publishing Co., 2004.
- [30] Andrea Goldsmith. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [31] 落合秀樹. ピーク電力制限下での APSK 符号化変調の特性について. 電子情報通信学会技術研究報告. RCS, 無線通信システム, Vol. 111, No. 180, pp. 33–38, 2011.
- [32] Gottfried Ungerboeck. Channel coding with multilevel/phase signals. *IEEE transactions on Information Theory*, Vol. 28, No. 1, pp. 55–67, 1982.
- [33] Hristo Kostadinov, Hiroyoshi Morita, Noboru Iijima, AJ Han Vinck, and Nikolai Manev. Soft decoding of integer codes and their application to coded modulation. *IEICE transactions on fundamentals of electronics, communications and computer sciences*, Vol. 93, No. 7, pp. 1363–1370, 2010.
- [34] Hiroyoshi Morita. Nearest-neighbor error correcting codes on a hexagonal signal constellation. In *2015 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, pp. 2480–2484. IEEE, 2015.
- [35] Jørn Justesen and Tom Høholdt. *A course in error-correcting codes*, Vol. 1. European Mathematical Society, 2004.
- [36] Shu Lin and Daniel J Costello. *Error control coding*. Pearson Education India, 2001.
- [37] 今井秀樹. 符号理論. 社団法人 電子情報通信学会, 1990.
- [38] Elwyn R Berlekamp. Negacyclic codes for the Lee metric. Technical report, North Carolina State University. Dept. of Statistics, 1966.
- [39] Lisa Ward. 802.11ac 技術概要. Technical report, Rohde & Schwarz, 2012.

- [40] C Cahn. Combined digital phase and amplitude modulation communication systems. *IRE Transactions on Communications Systems*, Vol. 8, No. 3, pp. 150–155, 1960.
- [41] Azlina Binti Idris, Alya Balqis Binti Mohd Fauzi, Mohd Syarhan Bin Idris, Idris Bin Taib, Murizah Binti Kassim, and Ruhani Binti Ab Rahman. Reduction of PAPR using huffman coding and APSK modulation technique for F-OFDMA in 5G system. In *2018 IEEE 8th International Conference on System Engineering and Technology*, pp. 24–28, 2018.
- [42] Ruifeng Duan, Rongke Liu, Mahyar Shirvanimoghaddam, Yonghui Li, and Chang Wen Chen. A low PAPR constellation mapping scheme for rate compatible modulation. *IEEE Communications Letters*, Vol. 20, No. 2, pp. 256–259, 2015.
- [43] 依田大輝, 落合秀樹. APSK を用いた LDPC 符号化変調方式の特性比較. 電子情報通信学会技術研究報告. RCS, 無線通信システム, Vol. 111, No. 94, pp. 147–152, 2011.
- [44] Ram Zamir. *Lattice Coding for Signals and Networks: A Structured Coding Approach to Quantization, Modulation, and Multiuser Information Theory*. Cambridge University Press, 2014.
- [45] 上杉充. 電子情報通信学会 「知識の森」 第2章 移動通信固有の技術. http://www.ieice-hbkb.org/files/04/04gun_03hen_02.pdf, Accessed on Jun. 2, 2019, 2011.
- [46] M Simon and J Smith. Hexagonal multiple phase-and-amplitude-shift-keyed signal sets. *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 21, No. 10, pp. 1108–1115, 1973.
- [47] Sung-Joon Park. Triangular quadrature amplitude modulation. *IEEE Commun. Lett.*, Vol. 11, No. 4, pp. 292–294, 2007.
- [48] Sung-Joon Park. Performance analysis of triangular quadrature amplitude modulation in AWGN channel. *IEEE Communications Letters*, Vol. 16, No. 6, pp. 765–768, 2012.

- [49] Seung Hee Han, John M Cioffi, and Jae Hong Lee. On the use of hexagonal constellation for peak-to-average power ratio reduction of an ODFM signal. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 7, No. 3, pp. 781–786, 2008.
- [50] J Conway and N Sloane. A fast encoding method for lattice codes and quantizers. *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 29, No. 6, pp. 820–824, 1983.
- [51] Naftali Sommer, Meir Feder, and Ofir Shalvi. Low-density lattice codes. *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 54, No. 4, pp. 1561–1585, 2008.
- [52] Naftali Sommer, Meir Feder, and Ofir Shalvi. Shaping methods for low-density lattice codes. In *2009 IEEE Information Theory Workshop*, pp. 238–242, 2009.
- [53] Brian M Kurkoski. Coded modulation using lattices and Reed-Solomon codes, with applications to flash memories. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol. 32, No. 5, pp. 900–908, 2014.
- [54] Ofir Shalvi, Naftali Sommer, and Meir Feder. Signal codes: Convolutional lattice codes. *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 57, No. 8, pp. 5203–5226, 2011.
- [55] 落合秀樹. 招待講演 多値符号化変調技術の無線通信システム応用への課題 (情報理論). 電子情報通信学会技術研究報告= IEICE technical report: 信学技報, Vol. 116, No. 394, pp. 293–298, 2017.
- [56] 和田山正. 誤り訂正技術の基礎. 森北出版株式会社, 2010.
- [57] Bader F AlBdaiwi and Bella Bose. Quasi-perfect Lee distance codes. *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 49, No. 6, pp. 1535–1539, 2003.
- [58] 西村滋人, 平松豊一. 円分体における符号構成. 第20回情報理論とその応用シンポジウム, pp. 21–24, 1997.
- [59] Shigeto Nishimura and Toyokazu Hiramatsu. A generalization of the lee distance and error correcting codes. *Discrete Applied Mathematics*, Vol. 156, No. 5, pp. 588–595, 2008.
- [60] Hiroyoshi Morita. Double nearest-neighbor error correcting codes. *2019 IEEE International Symposium on Information Theory*, pp. 1617–1621, 2019.

- [61] Klaus Huber. Codes over eisenstein-jacobi integers. *Contemporary Mathematics*, Vol. 168, pp. 165–165, 1994.
- [62] Irving S Reed and Gustave Solomon. Polynomial codes over certain finite fields. *Journal of the society for industrial and applied mathematics*, Vol. 8, No. 2, pp. 300–304, 1960.
- [63] Hideki Ochiai. Exact and approximate distributions of instantaneous power for pulse-shaped single-carrier signals. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 10, No. 2, pp. 682–692, 2010.
- [64] 水戸部一孝. モーションキャプチャ技術の種類と活用事例. 秋田大学総合情報処理センター広報, No. 9, pp. 14–19, 2008.
- [65] Microsoft. Kinect for windows human interface guidelines v2.0. Technical report, Microsoft, 2014.
- [66] iPi Soft. ipi soft llc.
- [67] 宇野亨. FDTD法による電磁界およびアンテナ解析. コロナ社, 1998.
- [68] 宇野亨, 何一偉, 有馬卓司. FDTD法によるアンテナ/電磁波解析. トリケップス, 2011.
- [69] 株式会社EEM. Openfdtd - オープンソースFDTD法シミュレーター.
- [70] 国立研究開発法人産業技術総合研究所人工知能研究センター. Aist人体寸法データベース1991-92. <https://www.airc.aist.go.jp/dhrt/91-92/index.html>, Accessed 2019-9-3.
- [71] IFAC-CNR. Institute for applied physics, an internet resource for the calculation of the dielectric properties of the body tissues in the frequency range 10Hz-100GHz. <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>, Accessed 2019-9-3.
- [72] 伊藤公一, 高橋応明, 齊藤一幸. UWB帯域用人体電磁ファントムの開発とそれを用いた人体と無線機器の相互影響評価. 電子情報通信学会論文誌C, Vol. 90, No. 3, pp. 208–215, 2007.
- [73] 小暮裕明, 小暮芳江. 電磁界シミュレータで学ぶアンテナ入門. オーム社, 2010.

- [74] CCIR Rec. 525-1. Calculation of free-space attenuation. *Recommendations and Reports of the CCIR*, No. V, 1991.
- [75] Warren L. Stutzman and Gary A. Thiele. *Antenna Theory and Design*. Wiley, John & Sons, Inc., 2nd edition edition, 1997.
- [76] R. L. Yadava. *Antenna and Wave Propagation*. Phi Learning, 2011.
- [77] TEXAS INSTRUMENTS. 低コスト, 低消費電力 2.4 GHz RF トランシーバ CC2500. <http://www.ti.com/jp/lit/ds/symlink/cc2500.pdf>, Accessed on 11 24, 2019.
- [78] 青木健吾. Wbanにおける腕の動きを考慮した人体近傍の電波伝搬解析に基づく符号化方式の検討. Master's thesis, 電気通信大学, 2017.
- [79] 山田大開. WBANに適した誤り訂正符号の考察. Master's thesis, 電気通信大学, 情報理工学研究科, 2018.
- [80] 新井宏之. 小形アンテナ: 小形化手法とその評価法. 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. 87, No. 9, pp. 1140–1148, 2004.
- [81] 森下久. 小形携帯端末用アンテナ: 設計概念から将来展望まで. 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. 88, No. 9, pp. 1601–1612, 2005.
- [82] Hyun-Jeong Lee, Sang-Hyeok Cho, Jea-Kown Park, Young-Hee Cho, Jung-Min Kim, Kyoung-ho Lee, In-Young Lee, and Jong-Soo Kim. The compact quad-band planar internal antenna for mobile handsets. In *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 2045–2048. IEEE, 2007.

関連論文の印刷公表の方法及び時期

- [1] 北原 裕久, 森田 啓義, 眞田 亜紀子, ”六角形格子上的積符号を用いた符号化変調方式によるPAPRの低減,” 信学論(B), May. 2020.
DOI:10.14923/transcomj.2019JBP3024
第3章, 第4章及び第5章に関連

- [2] Hirohisa Kitahara, Hiroyoshi Morita, and Akiko Manada, ” Analysis of Walking Body Using Kinect2 and Application of Integer Code to WBAN, ” BODYNETS2018(13th EAI International Conference on Body Area Networks, 2018)
第6章に関連

著者略歴

氏名 北原 裕久
生年月日 昭和54年10月13日
出身地 福岡県

学歴

平成14年3月 電気通信大学電気通信学部卒業
平成14年4月 電気通信大学大学院情報システム学研究科
情報システム設計学博士前期課程入学
平成16年3月 同上中途退学
平成22年4月 防衛大学校理工学研究科電子工学専攻博士前期課程入学
平成24年3月 同上卒業
平成24年8月 修士(工学) 独立行政法人 大学評価・学位授与機構
平成26年4月 電気通信大学大学院情報システム学研究科
情報ネットワークシステム学専攻博士後期課程入学
令和2年3月 同上修了予定

職歴

平成16年4月 防衛庁入庁