卒業論文 2017年度(平成29年)

パッシブ型 UHF 帯 RFID システムにおける 受信機側誤り訂正

慶應義塾大学 環境情報学部

学籍番号 71442421

亀井 大向

卒業論文要旨

2017年度(平成29年度)

パッシブ型 UHF 帯 RFID システムにおける

受信機側誤り訂正

近年, 産業効率化の手段として, アパレルや物流分野でのパッシブ型 Ultra High Frequency(UHF) 帯 Radio-Frequency Identification(RFID) システムの利用が進んでいる.また, RF タグをセンサ と組み合わせた応用の提案や, 大手コンビニエンスストアチェーンでの導入計画等もあり, 今後よ り一層普及していくことが予想される.

現在, 実際にパッシブ型 UHF 帯 RFID システムを運用する際の重大な課題の1つとして, その 通信品質の低さがある. パッシブ型 UHF 帯 RFID システムでは, 電波の反射を利用したバックス キャッタ通信技術を用いて通信するため, リーダ/ライタで受信可能する信号が弱く, 環境雑音や他 の通信システムからの干渉波による影響を受けやすいので, 誤りが発生しやすい.

本研究では、パッシブ型 UHF 帯 RFID システムにおけるバックスキャッタ通信品質の精度向上 のため、ミラー符号を用いた硬/軟判定ビタビアルゴリズムによる誤り訂正を提案する. ミラー符 号は伝送路符号の一種であるが、畳み込み符号の様に符号化器の内部状態遷移を用いることで、誤 りを含んだ信号から最尤シンボル系列の推定を行うことが可能である. 通常、最尤推定には多くの 計算を必要するが、ビタビアルゴリズムを用いることで計算量を削減することができる. 本手法で 畳み込み符号の代わりにミラー符号を利用する理由は、ミラー符号を利用したバックスキャッタ通 信がパッシブ型 UHF 帯 RFID の無線インターフェース国際標準規格で定められているためであ り、これを利用することで、既存の RF タグに変更を加えずに誤り訂正が可能になる.

本研究では、実際にプログラマブル RF タグにミラーバックスキャッタ信号を発生させ、ソフト ウェア無線を用いて RF リーダにミラー符号を用いたビタビアルゴリズムによる最尤復号の実装 を行い、提案手法の検討をした. 有線環境での実験により、軟判定アルゴリズムに比べ整合フィル タの時間的な長さを伸ばす方が利得が大きいこと、拘束長8の硬判定ビタビアルゴリズムで通信品 質を向上させられることを示した.

キーワード

1. RFID, 2. ビタビアルゴリズム, 3. 無線通信, 4. ソフトウェア無線, 5. 誤り訂正技術

慶應義塾大学 環境情報学部

亀井 大向

Abstract of Bachelor's Thesis

Academic Year 2017

Receiver side forward error correction

in passive UHF RFID systems

Recently practical use of an Ultra High Frequency (UHF) Passive Radio-Frequency Identification (RFID) system has been widespread in industrial field such as apparels and logistics. In the near future, we anticipate commoditization of industrial RFID applications emmbedded with sensors and also nation made installation in major convenience store chains, for example.

One of the significant problem to operate passive UHF RFID systems is low quality of the return link communication. In passive UHF RFID systems, RF tags communicate with a Reader/Writer by backscatter communication technique which uses reflection of radio waves. Backscatter signal power is often low, and sensitive to environmental noise as well as interference from other communication systems. Thus the frequency of communication error increases.

I propose a foward error correction method by Miller Code applied with hard/soft Viterbi alogorithm to improve the backscatter communication quality for passive UHF RFID systems. Although Miller Code is one of line codes, it is possible to estimate the maximum likelyhood sequence like convolutional code from error included sequence by using its decoder internal state transition. While the maximum likelyhood estimation requires a lot of computational resource, Viterbi algorithm can reduce its computing cost. Miller Code encoded backscatter (Miller subcarrier) communication is standardized in the international standard of passive UHF RFID air interface, and my method enables RF tags to correct error without any change in the tag side.

In this thesis, I implemented a programable RF tag which generates Miller subcarrier and the Miller subcarrier Viterbi decoder by Software Defined Radio (SDR). I presented that the extension of matched filter length in time domain brings higher gain than the use of soft Viterbi algorithm, and hard viterbi algorithm with 8 constraint-length can improve communication quality.

Keywords :

1. Radio frequency identification, 2. Viterbi algorithm, <u>3. Wireless communication</u>, <u>4. Software defined radio</u>

5. Forward error correction

Faculty of Environment and Information Studies, Keio University Hiromu KAMEI

目 次

| 第1章 | 序論 | 1 |
|-----|---|----------|
| 1.1 | 背景 | 1 |
| | 1.1.1 パッシブ型 UHF 帯 RFID システムの概要とその現状 | 1 |
| | 1.1.2 パッシブ型 UHF 帯 RFID システムの課題 | 2 |
| 1.2 | 研究目的 | 2 |
| 1.3 | 本研究の手法 | 3 |
| 1.4 | 本論文の構成 | 3 |
| 第2章 | 関連研究・既存技術 | 4 |
| 2.1 | Gen2 における誤り対策 | 4 |
| 2.2 | A Viterbi decoder for UHF RFID digital baseband | 4 |
| 2.3 | Forward Error Correction in Passive UHF Gen2 Communications | 4 |
| 第3章 | 提案手法 | 5 |
| 3.1 | 提案手法の概要 | 5 |
| 3.2 | ミラー符号を用いた最尤復号............................... | 5 |
| | 3.2.1 ミラー符号化方式 | 5 |
| | 3.2.2 トレリス図と最尤復号 | 6 |
| | 3.2.3 ビタビアルゴリズムによる計算量の削減 | 8 |
| 3.3 | 硬/軟判定ビタビアルゴリズム | 9 |
| | 3.3.1 硬判定ビタビアルゴリズム | 9 |
| | 3.3.2 軟判定ビタビアルゴリズム | 11 |
| | 3.3.3 ビタビアルゴリズムの拘束長 | 15 |
| 第4章 | 実装 | 16 |
| 4.1 | システム概要 | 16 |
| 4.2 | 使用機材 | 17 |
| 4.3 | プログラマブル RF タグ | 22 |

| | 4.3.1 | ハードウェアについて | 22 |
|-----|-------|---|-----------|
| | 4.3.2 | ソフトウェアの実装 | 24 |
| 4.4 | ソフト | ウェア無線による RFID リーダ | 27 |
| | 4.4.1 | 送信機 | 27 |
| | 4.4.2 | 受信機 | 30 |
| 第5章 | 評価 | | 34 |
| 5.1 | 評価方 | 法 | 34 |
| 5.2 | 実験内 | 容 | 34 |
| 5.3 | 実験結 | 果 | 35 |
| 5.4 | 考察 . | | 36 |
| | 5.4.1 | 復号方法の違いによる通信品質に関する考察............ | 36 |
| | 5.4.2 | 軟判定ビタビアルゴリズムの実装検証 | 36 |
| | 5.4.3 | 軟判定ビタビアルゴリズム性能に対する考察 | 38 |
| | 5.4.4 | 拘束長に関する考察 | 39 |
| 第6章 | 結論 | | 40 |

謝辞

40 41

図目次

| 1.1 | RFID システム構成図 | 2 |
|------|--|----|
| 3.1 | ミラー符号基底関数 | 6 |
| 3.2 | 符号化器の状態遷移図 | 6 |
| 3.3 | ミラー符号化器のトレリス図 | 7 |
| 3.4 | ミラー符号を用いたハミング距離に基づく最尤復号 | 8 |
| 3.5 | ミラー符号を用いた硬判定ビタビアルゴリズム............ | 10 |
| 3.6 | ミラーサブキャリア符号化周期と信号波形 ¹ | 12 |
| 3.7 | ミラー符号を用いた軟判定ビタビアルゴリズム............. | 13 |
| 3.8 | 硬判定ビタビアルゴリズムと軟判定ビタビアルゴリズムの復号比較 | 14 |
| 3.9 | 硬/軟判定ビタビアルゴリズムの復号可能確率の分析 | 15 |
| 4.1 | システム構成図 | 16 |
| 4.2 | USRP-2952R | 17 |
| 4.3 | Agilent E4438C | 18 |
| 4.4 | SMA ケーブル | 18 |
| 4.5 | Molex PCI Express x4 ケーブル | 19 |
| 4.6 | サーキュレータ | 19 |
| 4.7 | スプリッタ | 20 |
| 4.8 | ATSAML21E16B | 21 |
| 4.9 | TEGSTAR | 22 |
| 4.10 | プログラマブル RF タグの概要図 | 23 |
| 4.11 | プログラマブル RF タグ | 24 |
| 4.12 | プログラマブル RF タグのフレーム構造 | 25 |
| 4.13 | Gen2 におけるミラーサブキャリアのプリアンブル ² | 25 |
| 4.14 | プログラマブル RF タグのデータ送信手順 | 26 |
| 4.15 | 30KHz ミラーサブキャリアの信号波形 | 27 |
| 4.16 | 10kHz サブキャリアスペクトラム | 27 |

| 4.17 | 30kHz ミラーサブキャリアスペクトラム | 27 |
|------|------------------------------------|----|
| 4.18 | 送信機の構成図 | 28 |
| 4.19 | I/Q データから RF 信号への変換 | 29 |
| 4.20 | 916.8MHz の無変調連続波 | 30 |
| 4.21 | 受信機の構成図 | 31 |
| 4.22 | RF 信号から I/Q データへの変換 | 32 |
| | | |
| 5.1 | 硬/軟判定ビタビアルゴリズムによる最尤復号とミラー逆符号化の BER | 36 |
| 5.2 | 軟判定ビタビアルゴリズムの実装検証用追加実験 | 37 |
| 5.3 | 整合フィルタの重畳周期別の BER 比較 | 39 |

表目次

| 4.1 | プログラマブル RF タグ実装環境 | 24 |
|-----|--|----|
| 5.1 | 硬/軟判定ビタビアルゴリズム実験条件 | 35 |
| 5.2 | 整合フィルタの重畳周期別の性能比較実験条件................. | 38 |

第1章 序論

本章では、本研究における背景、研究目的、研究手法及び本論文の構成について述べる.

1.1 背景

1.1.1 パッシブ型 UHF 帯 RFID システムの概要とその現状

近年,自動認識技術による産業効率化の手段として,Radio Frequency Identification(RFID)システムが注目されている.RFIDシステムとは,RFタグ,リーダ/ライタ,コンピュータから構成され [9][13],コンピュータの指令を受けたリーダライタが,情報を埋め込まれた RF タグと電波を用いた無線通信で情報を書き込んだり,読み出したりするシステムのことである.図1.1 にシステム構成図を示す.その特徴として,非接触での通信,複数同時読み取り,汚れへの耐性,大量生産可能,低コスト,遮断物を超えての読み取り等の優れたものを多く有する.RFIDシステムは,大きくアクティブ型とパッシブ型に分類できる.アクティブ型は,RF タグに電池を内蔵し,自らの電力で電波を発する方式で,通信距離をパッシブ型に比べ長くとれるという利点を有するが,小型,薄型化が難しいという欠点がある.パッシブ型とは,リーダからの電波を動力源として動作する RF タグを用いる方式で,電池を内蔵する必要がなく,アクティブ型に比べ通信距離は短いが,小型化,低コスト化が可能であり,現在主流となっている.[12][14]

本研究で取り扱う,周波数 860MHz から 960MHz の Ultra High Frequency(UHF) 帯電波を利用 するパッシブ型 RFID システム (以下,パッシブ型 UHF 帯 RFID システム)は、タグとリーダ/ライ タ間の距離が数メートル程度で通信可能であり,High Frequency(HF) 帯等,他の周波数帯を利用 するパッシブ型 RF システムに比べ,通信距離が長い.この長所を活かし、物流でのサプライチェー ンマネジメント、アパレルでの棚卸し等、様々な分野 [10][6][2][4] で利用されている.また最近では、 パッシブ型 UHF 帯 RFID 技術と低電力センサを組み合わせて環境センシングをする応用事例の提 案 [7][5] や、経済産業省によるコンビニ電子タグ 1000 億枚宣言 [11] の発表等もあり、今後より一層 普及していくことが予想される.

1



図 1.1: RFID システム構成図

1.1.2 パッシブ型 UHF 帯 RFID システムの課題

パッシブ型 UHF 帯 RFID システムにおける重大な課題の1つとして,その通信品質が低いこと があげられる. パッシブ型 UHF 帯 RF タグは,電波の反射を利用したバックスキャッタ通信技術を 用いてリーダ/ライタと情報のやりとりを行うが,この通信方式では RF タグからリーダ/ライタへ 送信する電波が弱いため,環境雑音や他の通信システムからの干渉による影響を受けやすく,誤り が発生しやすい. これは RF タグの読み取りミスや読み取ったデータの誤認識を引き起こし,正確 な情報伝達が必要なシステムでは,大きな問題となる. この問題は,パッシブ型 UHF 帯 RFID の さらなる普及に対する障害になると考えられる.

1.2 研究目的

本研究の目的は, 誤り訂正技術を利用し, パッシブ型 UHF 帯 RFID システムの通信品質を向上 させることである. パッシブ型 UHF 帯 RFID システムの通信品質を向上させるする手段として, RF タグやリーダ/ライタの送受信感度を向上させる, 可能な限り雑音を低減する RFID システム 環境を構築する, 誤り訂正技術を利用する等が考えられるが, 本研究では, 最後に例示した誤り訂 正符号に着目し, パッシブ型 UHF 帯 RFID システムの通信品質向上を検討する. 誤り訂正技術は, 通信における誤り制御システムの一種で, メッセージ送信者がメッセージに冗長性を付与すること で, 通信路で誤りが発生しても, 受信者がそれを検出, 訂正することを可能にする. これにより, 従 来の通信システムと比較し, 高い品質の通信システムを構築することができる.

1.3 本研究の手法

本研究では、ミラー符号を用いた硬判定と軟判定のビタビアルゴリズム (以下,硬/軟判定ビタビ アルゴリズム)による誤り訂正を提案する. ミラー符号は伝送路符号の一種であるが,その符号化器 の内部状態遷移を用いることで,誤り訂正符号である畳み込み符号と同様に,最尤復号を行うこと が可能である.通常,最尤推定には多くの計算を必要するが,ビタビアルゴリズムを用いることで計 算量を削減することができる [15].本手法で畳み込み符号の代わりにミラー符号を利用する理由は, ミラー符号を利用したバックスキャッタ通信 (以後,ミラーサブキャリア通信) がパッシブ型 UHF 帯 RFID の無線インターフェース国際標準規格である EPCGlobal Class1 Generation2(Gen2)[3] で定められているためである. これを利用することで既存の RF タグに変更を加えず,受信機側の 更新のみで現存のシステムへの導入も可能になる.

1.4 本論文の構成

本論文は全6章で構成される.まず,第2章では本研究に関連する研究・技術についてまとめる. 第3章では本研究の提案手法を示す.第4章では実装した実験システムについて説明する.第5章 では,本研究の提案手法を用いた実験について述べ,実験結果についての考察・評価を行う.第6 章では本研究の結論を述べる.

第2章 関連研究·既存技術

本章では、パッシブ型 UHF 帯 RFID の誤り訂正技術に関する関連研究及び既存技術について解 説し、その問題点や本研究との差異に言及することで、本研究の有効性について示す.

2.1 Gen2 における誤り対策

Gen2 では 1.1.2 節で述べた問題に対し, 巡回冗長検査による誤り検知と再送要求によって対処 している.しかしこれだけでは, 実質的な信号品質は改善されないため, RFID システムを安定運 用可能な距離が短くなり, 他のパッシブ型 RFID システムに比べ通信距離が長いというパッシブ型 UHF 帯 RFID システムの強みが減少してしまう.また, 時間変化に繊細なセンサシステムや, 物流 での高速かつ大量なタグ読み取り等, 将来想定されるシステムにも対応できない.

2.2 A Viterbi decoder for UHF RFID digital baseband

関連研究 [8] では, FM0 符号化について検討している.本研究ではミラー符号についての提案であり, また軟判定のビタビアルゴリズムについても提案しており, 十分に差別化できていると考えられる.

2.3 Forward Error Correction in Passive UHF Gen2 Communications

関連研究 [1] では, Gen2 の RF タグに書き込む情報について変更を加え, 一般的な誤り訂正技術 である, ハミング符号とリードソロモン符号を用いた手法について検討している.本研究では, RF タグに書き込む情報に手を加える必要がない点で, 差別化ができている.また, 関連研究の手法は ブロック符号による誤り訂正で, 本研究の提案と共存可能であり, 焦点を絞っている点が異なって いるとも考えられる.

第3章 提案手法

本章では, 第1章で述べた, パッシブ型 UHF 帯 RFID システムにおけるの通信誤りの問題に対 する提案手法について述べる.

3.1 提案手法の概要

本研究では、ミラー符号を用いた硬/軟判定ビタビアルゴリズムによる誤り訂正を提案する. 誤 り訂正技術は、通信における誤り制御システムの一種で、メッセージ送信者がメッセージに冗長性 を付与することで、通信路で誤りが発生しても、受信者がそれを検出、訂正することを可能にするも のである. 本研究の提案手法では、ミラー符号化によって付加された符号化後のデータ遷移パター ンをメタ情報として利用し、誤り訂正を行う. ミラー符号は伝送路符号の一種であるが、誤り訂正 符号に使用される畳み込み符号と同様に、その符号化器は有限オートマトンである. 有限オートマ トンとは、有限個の入力と内部状態から有限個の出力を放出する数理モデルで、ミラー符号化器は、 1つの入力、2つの出力、2つの内部状態を持つ有限オートマトンとしてモデル化できる. その内部 状態遷移はある規則性を持ち、その規則性を用いることで最尤シンボル遷移の推定及び誤り訂正を 行うことが可能である. 通常、この推定には多くの計算を必要とするが、ビタビアルゴリズムを用 いることで計算量を削減することができる.

3.2 ミラー符号を用いた最尤復号

本節では、ミラー符号を用いた最尤復号の理論について述べる.

3.2.1 ミラー符号化方式

ミラー符号は、'1' に対してはビット中央で極性の変化を行い、'0' に対しては連続する場合のみ ビット境界で極性を変化させ符号化を行う.すなわち、元データが'0' であれば '-1-1' または '11' に、'1' であれば '-11' または '1-1' に符号化される.また、先に述べたように '-1-1'、'-11'、'1-1'、'11' の4つの状態遷移には規則性があり、符号化器の状態遷移にしたがって決定される.図 3.1 にその ミラー符号の基底関数を、図 3.2 に符号化器の状態遷移図を示す.



図 3.1: ミラー符号基底関数



図 3.2: 符号化器の状態遷移図

3.2.2 トレリス図と最尤復号

トレリス図とは,符号化器の状態遷移図を時間軸で表したものである.図 3.3 にミラー符号化器 のトレリス図を示す.



図 3.3: ミラー符号化器のトレリス図

図 3.3 では, 灰色のボックスで符号化器の内部状態を, 矢印で時刻 T_n + 1 において遷移可能な状態を表しておいる. '0' が入力されると実線の方向に遷移し, '1' が入力されると破線の方向に遷移する. 全ての符号遷移はこれに従うため, 通信誤りがない環境を想定すると, 符号化されたビット列は, 必ずトレリス図での経路で示される. ここで重要な点は, 考えられるあらゆる状態を考慮したとき, それらの間で必ずしも遷移が可能ではないということである. 例えば, 内部状態 '00' から '00' や '10' への遷移は不可能である. 受信したビット列がトレリス図に適合しない場合, 誤りがあることがわかる.

最尤復号は、この遷移の規則性を利用した誤り訂正手法である.送信機から符号化されたデータ を受信した受信機は、トレリス図で可能性のある全ての符号系列について、受信データとハミング 距離またはユークリッド距離を計算する.このうち、距離が最小の符号系列を尤もらしいとし、そ の符号系列を元に情報の復号を行う.ミラー符号のトレリス図を用いたハミング距離に基づく最 尤復号の例を、図 3.4 に示す.

| | | | T | 1 T: | 2 | Тз | T 4 |
|----------|-------------|-------------------------|----|--------------------------------|---------|--------------------------------|------------|
| 送信符 | F号系列: (| 00111001 | 00 | 0 | | 00 | 00 |
| 受信符 | F号系列: (| 00111 <mark>1</mark> 01 | | | | $\langle \cdot, \cdot \rangle$ | |
| | | | 01 | | | 01 | 01 |
| | → Ir | nput bit = 0 | 10 | 1 | | 10 | 10 |
| | ≻ In | put bit = 1 | | | | | |
| | | | 11 | / ^{//} 1 [/] | ۲. ۲. ۲ | 11 | 11 |
| 符号化 | ハミング | ゲー | | | | | l |
| 系列 | 距離 | | | _ | | | |
| 00011000 | 3 | 01100001 | 4 | 10000110 | 6 | 11000110 | 5 |
| 00011001 | 2 | 01100011 | 5 | 10000111 | 5 | 11000111 | 4 |
| 00011100 | 2 | 01100110 | 5 | 10001100 | 4 | 11001100 | 5 |
| 00011110 | 3 | 01100111 | 4 | 10001110 | 5 | 11001110 | 6 |
| 00110001 | 2 | 01110001 | 3 | 10011000 | 4 | 11100001 | 5 |
| 00110011 | 3 | 01110011 | 4 | 10011001 | 3 | 11100011 | 6 |
| 00111000 | 2 | 01111000 | 3 | 10011100 | 3 | 11100110 | 6 |
| 00111001 | 1 | 01111001 | 2 | 10011110 | 4 | 11100111 | 5 |

図 3.4: ミラー符号を用いたハミング距離に基づく最尤復号

図 3.4 は,送信符号系列を '00111001',受信符号系列を '00111101'とし,復調時に6ビット目が 誤ったときの例である.右上部はミラー符号化器のトレリス図であり,図 3.3 で示したものと同様 である.下部の表は受信符号化系列に対して,全パターンの符号化系列とハミング距離を計算した ものである.この表より,符号系列 '00111001'のハミング距離が '1' で最も小さいことが分かるた め,これを最尤符号系列と判断する.これは送信符号系列と一致しており,ハミング距離に基づく 最尤復号により,誤りを含んだ受信符号系列から誤り訂正を行い,正しい符号系列を導出可能なこ とが確認できる.

3.2.3 ビタビアルゴリズムによる計算量の削減

3.2.2 節で述べた最尤推定は, 符号系列長を N ビットとすると, その計算量は O(2^N) となり膨大 な計算が必要である.この計算量を削減する手段としてビタビアルゴリズムが提案されている.最 尤推定では, ある状態から次の状態に遷移するとき, 常に各状態から 2 つずつ経路が伸びていたた め.これにより復号符号が長くなるにつれて, 指数関数的に計算量が増えていった. ビタビアルゴ リズムでは, 常にそれぞれの遷移先に対し一番可能性が高い経路を1 つだけ残すことでこの問題に 対処している.経路の選択には,最尤復号と同様にハミング距離やユークリッド距離を利用する. ビタビアルゴリズムを用いることで,計算量を*O*(*N*)まで削減することが可能である.

3.3 硬/軟判定ビタビアルゴリズム

本節では、本研究の提案手法である硬/軟判定のビタビアルゴリズムについて述べる.

3.3.1 硬判定ビタビアルゴリズム

硬判定復号とは,受信した信号を一度デジタル情報で復調してから復号する方法である.硬判定 復号では,デジタル化するときに情報量が欠落してしまうため,アナログ情報を使用する軟判定復 号にくらべ使用される機会が少ないが,使用するメモリを少なくしたい場合や単純な復号機構で実 現したい場合に使用される.硬判定ビタビアルゴリズムは,畳み込み符号化された情報を '0,1' で 一度復調し.その後ハミング距離を使用して最尤経路の推定を行うものである.

本研究では, 畳み込み符号の代わりにミラー符号のトレリス図を使用することで, 硬判定ビタビ アルゴリズムを適用し, 復号している. 図 3.5 に本研究で提案する硬判定ビタビアルゴリズムの具 体例を示す.



図 3.5: ミラー符号を用いた硬判定ビタビアルゴリズム

図 3.5 は,送信符号系列を '00111001',受信符号系列を '00111101'とし,復調時に 6 ビット目が 誤ったときの例である. 各ブロックは, ミラー符号化器の内部状態を表している. ブロック右上の 数字は,時刻 $T_n(n = 1, 2, 3, \cdots)$ におけるそのブロックの内部状態と受信符号系列のハミング距離 を表す. 時刻 T_2 における最上段のブロックを例に取ると,内部状態は '00',受信符号系列は '11' な ため,ハミング距離である '2' が右上に表示されている. ブロック左上の数字はトレリス図におけ る上側経路のハミング距離合計,左下の数字は下側経路のハミング距離合計,右下の数字は,現在 のハミング距離合計である. ハミング距離合計とは,あるブロックにおいて,そのブロックが過去 に通ってきた経路のハミング距離と,そのブロック自身のハミング距離を足し合わせたものであ る. 先ほどと同様に時刻 T_2 における最上段のブロックを例に取って説明する. 最上段のブロック は,図 3.3 のトレリス図より, T_{n-1} の 3 番目のブロック及び最下段のブロックからの遷移が考えら れる. このときより上にある 3 番目のブロックを上側経路,最下段のブロックを下側経路と定義し, それぞれのハミング距離合計を左上と右上に表示する. したがって,時刻 T_2 における最上段のブ ロックでは, T_1 における上側経路のハミング距離合計である '2' と下側経路のハミング距離合計で ある '1' が表示されている. ビタビアルゴリズムでは計算量を削減するため, 各ブロックで最もハ ミング距離合計が小さい経路しか残さない. したがって現在のハミング距離合計は, より小さいハ ミング距離の方を選択肢し, 右上の数字と足し合わせることで計算される. 時刻 T₂ における最上 段のブロックでは, 上側経路のハミング距離合計と足し合わされ, '3' が右下に表示されている. 最 終的に選択される経路は, 最後の時刻においてハミング距離合計が最も小さい経路であり, 例では '00111001' が選択されている. これは送信符号系列と一致しており, 硬判定ビタビアルゴリズムに より, 計算量を減らした上で誤りを含んだ受信符号系列から誤り訂正を行い, 正しい符号系列を導 出可能なことが確認できる.

3.3.2 軟判定ビタビアルゴリズム

軟判定復号とは,受信した信号のアナログ情報を用いて復号する方法である.硬判定とは対照的 で,受信した全ての情報を使用できるため,より精度よく復号することが可能であるが,復号機構 が複雑になる.軟判定ビタビアルゴリズムは,受信した信号の位相や振幅などの情報を直接用いて, それらの系におけるユークリッド距離を計算して最尤経路の推定を行うものである.

本提案手法で使用する軟判定ビタビアルゴリズムは,一般的に使用されているものと少々異なる. 本提案手法では、ミラーサブキャリア信号を、その符号化周期より短い周期で復調し、そのビット情報を使用して最尤推定を行うもので、硬判定と軟判定の中間をいくものである.具体的には、情報 '011'をミラー符号化した符号系列'001110'を送信した時、硬判定ビタビアルゴリズムでは'001110' とそのまま復調し、復号に利用する.しかし本提案手法の軟判定ビタビアルゴリズムでは、例えば これを '000011111100'と細かく復調する.これは、パッシブ型 UHF 帯 RFID で使用されるミラー サブキャリア通信で、サブキャリアの情報がキャリア信号のダウンコンバート後にも残っているこ とを利用したもので、硬判定に使用するビット粒度をより細かくすることができるため、より精度 良く復号することが可能であると考えられる.図 3.6 にミラーサブキャリア信号の符号化周期とそ の信号波形、図 3.7 に本研究で提案する軟判定ビタビアルゴリズムの具体例を示す.また、硬判定 ビタビアルゴリズムと軟判定ビタビアルゴリズムの比較として、硬判定ビタビアルゴリズムでは誤 る可能性があるが、軟判定ビタビアルゴリズムでは正しく復号可能な例を図 3.8 に示す.

11





図 3.6: ミラーサブキャリア符号化周期と信号波形¹

¹画像引用元: https://www.gs1.org/sites/default/files/docs/epc/uhfc1g2_2_0_0_standard_20131101. pdf



図 3.7: ミラー符号を用いた軟判定ビタビアルゴリズム

図 3.6 の信号波形をみると、ミラーサブキャリアの振幅が変わらずに連続している箇所が確認 できる.例えば符号化周期4の波形に注目すると、1つのシンボルの中で最低2回はサブキャリ アが繰り返していることがわかる.軟判定ビタビアルゴリズムではこれを利用して細かく復調し ている.同様に符号化周期4の例を用いると、硬判定では情報系列'001'を'001110'と復調して いたものを、軟判定では'000011111100'と復調する.図 3.7 は符号化周期4のミラーサブキャリ アにおける軟判定美旅アルゴリズムの例で、送信符号系列を'1100001111000000'、受信符号系列を '1100101111001000'とし、復調時に5,13 ビット目の誤りを想定している.図自体は、図 3.5 とほぼ 同様であるが、符号化器の内部状態が'0000'、'0011'、'1100'、'1111'になっている点のみ異なる.最 終的に、'11000011110000'の経路が選択されており、軟判定アルゴリズムでも誤りを含んだ受信符 号系列から誤り訂正を行い、正しい符号系列を導出可能なことが確認できる.



図 3.8: 硬判定ビタビアルゴリズムと軟判定ビタビアルゴリズムの復号比較

図 3.8 では、'001'を情報として送信し、3 ビット目に誤りが入ったパターンを想定し、硬判定ビ タビアルゴリズムと符号化周期4の軟判定ビタビアルゴリズムを比較している.また、送信データ の 3 ビット目に誤りが入ったことから、符号化後の符号系列ではそれぞれ、5 ビット目の誤りと 11 ビット目の誤りを想定している.実際にそれぞれのトレリス図を書きビタビアルゴリズムを適用 すると、硬判定では 1 つに収束しないため半分の確率で誤るのに対し、軟判定では 1 つに収束する ため必ず正しく復号できることが確認できる.このことから軟判定ビタビアルゴリズムの方が精 度が良さそうなことが推測できる。しかし、送信データの 3 ビット目が誤った時のパターンは他に もあるため、それらのケースについても詳しく検討する.送信データの 3 ビット目が誤ったときの パターンは、軟判定の粒度で考えると、'1110'に加え、'1101'と'1111'の 2 つが考えられる。復号可 能確率は、'1110'と'1101'では確実に復号可能であり、'1111'は'100確率で復号できる.また、前 述の誤りパターンを硬判定に直すと、'1110'は'11'または'10','1101'は'11'または'10', '1111'は '11'として観測されると考えられる。復号可能確率は、'10'であればそもそも誤りがなく、'11'のと きは半分の確率で復号できる.図 3.9 に、これらをまとめたものを示す.

| 誤りパターン | 誤り発生確率 | 誤りパターン | 誤り発生確率 |
|--------|----------|-----------|--------|
| 1110 | ٥ | 1110 10 | 0 |
| 1110 | 0 | 11 | 1/2 |
| 1101 | <u>^</u> | 10 | 0 |
| 1101 | U | 1101 < 11 | 1/2 |
| | | | |
| 1111 | 1/2 | 1111 — 11 | 1/2 |
| 軟半 | 间定 | 硬 | 判定 |

図 3.9: 硬/軟判定ビタビアルゴリズムの復号可能確率の分析

図 3.9 より, 送信データの 3 ビット目が誤っていた時, 軟判定ビタビアルゴリズムでは $\frac{1}{6}$ の確率 でしか誤りが発生しないのに対し, 硬判定ビタビアルゴリズムでは, $\frac{1}{3}$ の確率で誤りが発生する. こ のことから, 軟判定ビタビアルゴリズムの方が精度が良いことが強く推測される.

3.3.3 ビタビアルゴリズムの拘束長

本研究では、ビタビアルゴリズムに拘束長という概念を導入する. 拘束長とは、ビタビアルゴリズムで最尤復号するときに、トレリスを何個保持するかという概念である. ビタビアルゴリズムでは通常、最適経路が収束するまで経路を保持しておくが、本研究ではこれを単純化し、あらかじめ決めた拘束長にしたがって最尤復号を逐次的に行う.

第4章 実装

本章では、実験システムの実装について述べる.

4.1 システム概要

本研究では第3章で示した提案手法の検証のために、ソフトウェア無線による RFID リーダ、 Micro Controller Unit(MCU) と RF スイッチを用いたプログラマブル RF タグを実装し、有線で の実験システムを構築した.実装したシステム構成図を図 4.1 に示す.



図 4.1: システム構成図

実験システムにおけるデータ送受信の流れついて説明する. はじめに PC が Universal Software Radio Periferal(USRP)を制御し, 無変調連続波 (CW: Continuous Wave)を送信させる. 送信さ れた無変調連続波はサーキュレータを経て, RFID タグに入力される. RF タグはタグ上の Micro Controller Unit(MCU)を使用してし RF スイッチを制御し, 入力された無変調連続波を変調・反 射する. このとき反射された被変調信号 (ミラーサブキャリア信号: Miller subcarrier) は, スプリッ タで信号発生器から出力された Additive White Gaussian Noise(AWGN) と足し合わされ, USRP で受信される. USRP は受信した信号を Analog-to-Digital 変換 (A/D 変換) し, I/Q データ形式で PC に送信する. I/Q データとは極座標系における信号の振幅及び位相データを 2 次元の直交座標 系で表したものであり,両者は同等の情報が含まれているため相互に変換可能である. 最終的に, USRP から送信された I/Q データに対して PC でデジタル信号処理を行い, RF タグで変調された データを得る.

4.2 使用機材

• LabVIEW Communications

LabVIEW Communications とは、National Instruments(NI) 社が開発するソフトウェア無 線を実装するためのプログラミング言語. 信号処理をブロックダイアグラムで実装でき、直 感的に記述できる. 後述する USRP 等のソフトウェア無線ハードウェアと組み合わせて使 用することにより、通信システムの試作を素早く実現可能である. 本研究では LabVIEW Communications バージョン 2.0 を使用し、復調器の実装を行った.

• Universal Software Radio Periferal (図 4.2)

Universal Software Radio Periferal(USRP) とは, Ettus Research 社が開発したソフトウェア 無線用のフロントエンドハードウェア. 主に信号の A/D 変換と, ダウンコンバートや帯域制 限等の定型的なデジタル信号処理に使用される.本研究では, NI 社が販売する USRP-2952R を使用し, 無変調連続波の送信及び受信信号のダウンコンバート及び I/Q データへの変換に 使用した.



図 4.2: USRP-2952R

• 信号発生器 (図 4.3)

信号発生器 (Signal Generator) とは, 任意の周波数, 電力, 変調の電気信号を発生する装置である.本研究では, Keysight Technologies 社が開発する Agilent E4438C を使用した. Agilent

E4438C では, MathWorks 社が開発する MATLAB プログラミング言語による信号生成がサ ポートされており, その機能を使用して AWGN を発生させた.



図 4.3: Agilent E4438C

• SMA ケーブル (図 4.4)

SMA ケーブルとは, 主にマイクロ波帯で使用する Sub Miniature Type A(SMA) コネクタ がついた同軸ケーブル. 本研究では, 各種 RF 機器間の接続に使用した.



図 4.4: SMA ケーブル

• PCI Express ケーブル (図 4.5)

PCI Express ケーブルとは, PCI-SIG によって策定された I/O シリアルインターフェース規 格である PCI Express 間を接続するためのケーブル.本研究では, Molex 社製レーン数4の PCI Express x4 を使用し, PC-USRP 間を接続した.



図 4.5: Molex PCI Express x4 ケーブル

サーキュレータ (図 4.6)

サーキュレータ (Circulator) とは、3 つのポートを持ち、特定方向のみに信号を通過させる RF 機器.本研究では、USRP の送信アンテナに RF タグからのミラーサブキャリア信号が侵 入すること防ぐ為に使用した.



図 4.6: サーキュレータ

スプリッタ (図 4.7)
 スプリッタ (Splitter) とは、3 つのポートを持ち、RF 信号の分配・合成に使用される RF 機

器. 本研究では,信号発生器が生成した AWGN 信号とミラーサブキャリア信号を合成する ために使用した.



図 4.7: スプリッタ

• ATSAML21E16B (図 4.8)

ATSAML21E16B とは, Atmel 社が開発する 32 ビットマイクロコントローラユニット. 最高クロック周波数は 48MHz, メモリサイズは 64kB. 本研究では, プログラマブル RF タグで RF スイッチを制御するために使用した.



図 4.8: ATSAML21E16B

• TEGSTAR (図 4.9)

復調器に使用したデスクトップ PC. 仕様は, OS: Windows 7 Professional, CPU: Intel Core i7-6850K @3.60GHz 6 Cores/12 Threads, Memory Size: 64GB.



⊠ 4.9: TEGSTAR

4.3 プログラマブル RF タグ

プログラマブル RF タグはメモリに書き込んである情報をミラー符号化し, 受信した無変調連続 波に変調して送信するものである.本節では, その実装について述べる.

4.3.1 ハードウェアについて

RF タグのハードウェアは, 他の研究用途で開発されていたものを使用した. 図 4.10 に概要図を 示す.



図 4.10: プログラマブル RF タグの概要図

MCU が RF をスイッチを切り替え, 電波を反射する終端と反射しない終端とを選択することで 振幅変調を実現している. 実際のタグでは, MCU として ATSAML21E16B, RF スイッチとして uPD5713TK が使用されている. 図 4.11 に実際に使用した RF タグを示す.



図 4.11: プログラマブル RF タグ

4.3.2 ソフトウェアの実装

ATSAML21E16B に C 言語を用いて, データからフレームを組み, ミラー符号化して送信するソフトウェアを実装した. 表 4.1 に実装環境について示す.

| 項目 | 実装環境 |
|--------|----------------|
| ハードウェア | ATSAML21E16B |
| 使用言語 | C言語 |
| 開発環境 | Atmel Studio 7 |

表 4.1: プログラマブル RF タグ実装環境

フレーム構造

フレームは、20ビットからなり、先頭4ビットをプリアンブル、5から8ビットがチェックサム、 9から20ビットまでがデータビットとなっている.図4.12にデータのフレーム構造を示すプリア ンブルは、フレームの検知を行うためのものであり、Gen2 で規定されているものを参考にした. 図 4.13 に、Gen2 で規定されているミラーサブキャリアのプリアンブルを示す. Gen2 では、プリアン ブルについてはミラー符号化せずに、4 ビット分のサブキャリア連続信号を送ることになっている. これはミラーサブキャリアで、同一ビットの連続が最大で '000' または '111' の 3 つであることを 利用するためで、プリアンブルをミラー符号化せずに送信することで 4 ビット以上の連続ビットを 生成でき、明確にプリアンブルとその他の部分が区別可能になる. チェックサムはデータビット 12 ビットを 4 ビット毎に 3 つに区切り、その排他的論理和を取ったものを使用する. 1 ビットの誤り の場合、または同一位置のビットに誤りがない場合であれば誤りを検出可能である. データビット 部分には、そのままデータを格納する.



図 4.12: プログラマブル RF タグのフレーム構造



図 4.13: Gen2 におけるミラーサブキャリアのプリアンブル¹

データの送信手順

はじめに,送信する情報を MCU のメモリから取り出し,それをもとにチェックサムを計算する. その後,プリアンブル以外の部分をミラー符号化する.最後にプリアンブルの送信,続けてチェッ クサム及びデータを送信する.図 4.14 にフローチャートを示す.

¹画像引用元: https://www.gs1.org/sites/default/files/docs/epc/uhfc1g2_2_0_0_standard_20131101. pdf



図 4.14: プログラマブル RF タグのデータ送信手順

プログラマブル RF タグソフトウェアの実装検証

30kHz のミラーサブキャリアをオシロスコープで, 10kH と 30kHz のミラーサブキャリア信号を スペクトラムアナライザで観測し, 確認した. 図 4.15 にオシロスコープの観測結果を, 図 4.16, 図 4.17 にスペクトラムアナライザの観測結果を示す. 矩形波が観測できたこと, スペクトラムが正し いことからプログラマブル RF タグのソフトウェアが正しく実装できていることを確認した.



図 4.15: 30KHz ミラーサブキャリアの信号波形



図 4.16: 10kHz サブキャリアスペクトラム 図 4.17: 30kHz ミラーサブキャリアスペクトラム

4.4 ソフトウェア無線による RFID リーダ

ソフトウェア無線による RFID リーダとは,本研究の提案手法述べた硬/軟判定ビタビアルゴリ ズムを用いた最尤復号を行うことができるソフトウェアで構成された RFID リーダである. ソフ トウェア無線とは,無線通信システムの機能をハードウェアを変更せずに,ソフトウェアあるいは プログラマブルなハードウェアを使用することで無線通信方式を柔軟に変更することができる技 術で,本研究ではこれを使用することで複数の復号方式に対応した.本節では,RFID リーダを送 信機部分と受信機部分にわけ,それぞれの実装について述べる.

4.4.1 送信機

本節では送信機部分の実装について述べる.

送信機の構成

送信機は RF タグで通信に利用される無変調連続波を送信する部分である. Gen2 プロトコルで は RF タグの応答衝突制御や読み取り情報の指定を行うためのコマンドが実装されているが,本 研究ではバックスキャッタ通信部分の品質に着目しているため, Gen2 プロトコルのように RFID リーダから RF タグへのコマンドの実装は行わなかった. したがって,指定した周波数の無変調連 続波を生成する機能のみを持つ送信機を実装した. 図 4.18 に送信機の構成図を示す.



図 4.18: 送信機の構成図

送信機では、LabVIEW Communications で I/Q データの生成を行い、USRP でその I/Q データの D/A 変換及びアップコンバージョンを行い、最終的に無線信号として送信する.以下、各ブロックについて詳細に述べる.

• I/Q data generation

USRP には, I/Q データを RF 信号に変換するハードウェアが搭載されているため, それを用 いて RF 信号の生成を行う. I/Q data generation ブロックでは, I/Q データとそのメタ情報 生成し, USRP に対して引き渡す処理を行う.

• D/A Conversion

D/A Conversion ブロックでは, I/Q データを RF 信号に変換する処理を行う. I/Q データに の I 成分に対してキャリア信号を, Q 成分に対してキャリア信号を 90 遅らせた信号を掛け 合わせ, I 成分と Q 成分を合成することで RF 信号に変換することができる. 図 4.19 にこれ について示す.



図 4.19: I/Q データから RF 信号への変換

• Up conversion

Up conversion ブロックでは, D/A 変換した変調信号を信号を高周波信号に変換する処理を 行う. デジタル処理では高周波を復元できるような速度で信号を扱っていないため, D/A 変 換した時点ではキャリア周波数とは違う中間周波数を使用した信号になっている. したがっ て, これを実際のキャリア周波数に変換する必要がある. これは受信した信号と同じ周波数 の信号を掛け合わせることで実現できる.

送信機の実装検証

4.4.1 節で実装した指定する周波数の無変調連続波を生成する機能を持った送信機の実装を検証 した.図4.20に,送信機で生成した916.8MHzの信号をスペクトラムアナライザを使用して確認 したものを示す.916.8MHzにスペクトラムが観測され,正しく実装されていることを確認できた.

| MR: -64.68 dBm 916.800043 MHz | | | | [N | I AR | | | | |
|----------------------------------|---------|--------------------------------|----------|--------------|--|-------------|-------|---------|-----------|
| | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | |
| | | | | | (<u></u> | | | | |
| Amaram | WWWWWWW | hendriw y _y hilingi | hhimping | n Manajuwa M | - http://h | Name | MAMMW | namanan | AMML WANN |
| | | | · • • • | | | r i r r i i | | | |
| | | | | | | | | | |

図 4.20: 916.8MHz の無変調連続波

4.4.2 受信機

本節では受信機部分の実装について述べる.

受信機の構成

受信機は、ミラーサブキャリア信号の復調及び復号を行う部分である. 図 4.21 に受信機の構成図 を示す.



図 4.21: 受信機の構成図

受信機では, USRP を使用してキャリア信号のダウンコンバート及び I/Q データへの A/D 変換, LabVIEW Communications を使用してベースバンド信号の復調部分の信号処理を行う. 以下, 各 ブロックについての詳細を述べる.

• Down conversion

Down conversion ブロックでは, 受信した信号をベースバンド信号に変換する処理を行う. デ ジタル処理では高周波を復元できるような速度で標本化できないため, アナログ処理で処理 可能な周波数までダウンコンバージョンする必要がある. これは受信した信号と同じ周波数 の信号を掛け合わせることで実現できる.

• A/D conversion

A/D conversion ブロックでは、ダウンコンバージョンした信号を I/Q データに変換し、Lab-VIEW communications に引き渡す. アナログ信号の I/Q データへの変換は、I 成分はキャリ ア信号を 90 遅らせたものを , Q 成分はキャリア信号をそれぞれ掛け合わせ、LPF を適用す ることで得ることができる. 図 4.22 にこれについて示す.



図 4.22: RF 信号から I/Q データへの変換

• High pass filter

ミラーサブキャリア通信では、キャリアからサブキャリア周波数分だけずれた周波数に信号 が乗っている.したがって、キャリア成分は必要ないが、ダウンコンバージョンした後、直流 成分として大きく残ってしまう.次に示す Band pass filter ブロックでこれを全て取り除く には大きすぎるため、High pass filter ブロックで、この残ってしまった信号の直流成分を取 り除く.

• Band pass filter

Band pass filter ブロックでは, 信号が乗っている部分以外の周波数帯域の信号を低減する. これにより, ノイズや他の無線信号からの干渉波の影響を抑える.

• Hilbert transformation

ミラーサブキャリア信号は Amplitude Shift Keying(ASK) 変調信号であるが, ASK 変調は 位相が 180 変化していると見るとこともでき, Binary Shift Keying 変調信号として復調す ることが可能である.実際に ASK 変調信号を BPSK 変調信号として復調する際, ASK の ベースバンド信号は I/Q 平面で表すとゼロクロスしてしまい, 信号強度がゼロになり位相が 測れない部分ができてしまうため, この問題を解決する必要がある. Hilbert transformation ブロックでは, この問題を解決するために, ASK のベースバンド I/Q データから解析信号を 計算し, それを用いて ASK のベースバンド信号を I/Q 平面のある同心円上に変換を行う. こ れにより, 全ての点で位相が計算可能になる.

Carrier frequency offset compensator
 無線通信において基本的に送信機と受信機では信号の発生に使用する発信機を共有しない

ことや, 発振器の安定度等の問題から, ダウンコンバージョンするときに正確に信号をベー スバンドまで落とせないことがある. 例えば, 1000Hz の信号に対し, 999Hz の信号を掛け 合わせてダウンコンバートすると, 1Hz の信号成分がベースバンドに乗ってしまう. Carrier frequency offset compensator ブロックでは, ベースバンド信号からこのずれを計算し, ダウ ンコンバート時の周波数ずれの調整を行う.

• Matched filter

Matched filter ブロックでは, Signal Noise Ratio(SNR) を最大にするためのフィルタ処理を 行う.

• Symbol timing recovery and Quantization

Symbol timing recovery and Quantization ブロックでは, Matched filter での出力を使用し, 最適なタイミングで標本化を行う. このブロックで, これまで I/Q データで表されていた信 号は, ビットとして復調される.

• Preamble detector

このブロックでは, データフレームとの同期を行う.

• Viterbi decoder

Viterbi decoder ブロックでは、本研究で提案する硬/軟判定ビタビアルゴリズムによるエラー 訂正を使用した復号、または、単にミラー符号の逆符号化を行う.このブロックを通過する と、送信機から送られきた情報を受信機で再生したものが得られる.

第5章 評価

本章では、4章で述べた実験システムを用いて行った実験概要及び狙いについて解説し、その結 果の考察について述べる.

5.1 評価方法

硬/軟判定ビタビアルゴリズムの性能評価として,硬/軟判定とミラー逆符号化の BER を計測・ 比較し,最尤復号によりどれだけ利得が得られたかについて評価する.また,ビタビアルゴリズム の拘束長の違いによる影響について考察し,利得を最大にする方法についても考察を行う.

5.2 実験内容

硬判定ビタビアルゴリズムによる誤り訂正を行った場合, 軟判定ビタビアルゴリズムによる誤り 訂正を行った場合, 誤り訂正技術を使用せずミラー符号の逆符号化のみを行った場合について, ノ イズを増やすことにより S/N を変えながら誤り検知符号を用いて Packet error rate(PER) を計測 する. 計測した PER は, 関係式 5.1 を用いて Bit Error Rate(BER) に変換する. 硬/軟判定のビタ ビアルゴリズムでは, 最尤経路の探索を行う長さである拘束長を4と8とする.

$$BER = 1 - (1 - PER)^{\frac{1}{packetsize}}$$

$$(5.1)$$

実験の詳細な条件を,表5.1に示す.

| 項目 | 設定値 |
|--------------|---------------------|
| キャリア周波数 | 916.8MHz |
| サブキャリア周波数 | 20kHz |
| ミラー符号化周期 | 8 |
| シンボルレート | $1.25 \mathrm{kHz}$ |
| バンドパスフィルタ帯域幅 | 左右 5kHz |
| 信号の受信電力 | $-70 \mathrm{dBm}$ |
| 標本化周波数 | 120kHz |
| 計測フレーム数 | 50000 |
| フレームサイズ | 20 |

表 5.1: 硬/軟判定ビタビアルゴリズム実験条件

各項目について説明する. キャリア周波数は RF リーダの送信機から送信され, RF タグが反射 する電波の周波数である. 実験では, 日本の校内無線局で使用が許可されている周波数帯の1つで ある 916.8MHz を利用した. サブキャリア周波数は, ミラーサブキャリア通信において, 一時変調 される周波数である. 今回は, RF タグの MCU のクロック速度と処理を考え, 安定して出力が確認 できた 20kHz を利用した. ミラー符号化周期は, いくつのサブキャリア周期でミラー符号の '0,1' を表すかである. シンボルレートは送信する情報の速さで, ミラー符号化周期とサブキャリア周波 数によって決定される. バンドパスフィルタ帯域幅は, バンドパスフィルタで通過させる周波数帯 域の大きさである. 標本化定理に従うと, ビットレート分, ミラーサブキャリアにおいてはシンボ ルレートの倍周波数帯域があれば良い. 信号の受信機電力は, RF リーダで計測された電力強度で ある. 標本化周波数は受信機の A/D 変換の速度で, 計測フレーム数は PER の計測に使用したフ レームの数である. フレームサイズは, プリアンブルまで含めたフレームの大きさである.

5.3 実験結果

計測した結果を,図5.1に示す.



図 5.1: 硬/軟判定ビタビアルゴリズムによる最尤復号とミラー逆符号化の BER

5.4 考察

5.4.1 復号方法の違いによる通信品質に関する考察

5.3節の実験結果より, 硬判定ビタビアルゴリズム, ミラー逆符号化, 軟判定ビタビアルゴリズム の順に通信品質が向上していることがわかる.本研究で提案した通り, 硬判定ビタビアルゴリズム では通信品質を向上させることができた.しかし, 軟判定ビタビアルゴリズムでは, 元のミラー逆 符号化よりも通信品質が低下してしまった.

5.4.2 軟判定ビタビアルゴリズムの実装検証

軟判定ビタビアルゴリズムの性能が低かった原因として, 軟判定ビタビアルゴリズムが正しく実 装されていないのではないかと考え検証を行った.検証の内容として, ミラー逆符号化の部分は正 しく実装されていると考え, 軟判定ビタビアルゴリズムと同じようにミラー逆符号化でも符号化 周期より短い周期で復調し, BER の比較を行うことで軟判定ビタビアルゴリズムの結果の妥当性 を検討することとする. 軟判定ビタビアルゴリズムと同じ周期で復調すると, '0001' 等の符号化パ ターンに当てはまらない符号系列が発生するが、これはハミング距離が近いものに寄せる方法とそ のデータが含まれるフレームは誤っているとして処理する方法の2つをとった.便宜上、前者をハ ミング距離復号、後者をミラー逆符号化(軟)とする.ハミング距離復号は実質的に、ミラー逆符号 化と同じものなので、硬判定ビタビアルゴリズムとミラー逆符号化の関係と、軟判定ビタビアルゴ リズムとハミング距離復号の関係性が近しいものであれば、実装が正しいとみなす.ミラー逆符号 化(軟)は明らかに最悪なケースなので、一番外側を表す参考として計測した.条件は、表 5.1 に示 したものを使用した.計測した結果を、図 5.2 に示す.



図 5.2: 軟判定ビタビアルゴリズムの実装検証用追加実験

ハミング距離復号とミラー逆符号化 (軟) に注目すると, SNR が悪い地点では, 軟判定ビタビアル ゴリズムの少し外側に位置し, SNR が良いところでは同程度もしくは少し内側に位置する. SNR が悪い地点でハミング距離復号またはミラー逆符号化が少し良くなっている原因として, 計測する フレーム数が少なかったためだと考えられる. その証拠にミラー逆符号化 (軟) のグラフが軟判定 ビタビアルゴリズムより内側に存在する部分がある. SNR が良い部分に着目すると, 硬判定ビタ ビアルゴリズムと同様に, 大体 1dB から 2dB の利得を獲得しているため, 実装は正しいと考えら れる.

5.4.3 軟判定ビタビアルゴリズム性能に対する考察

軟判定と硬判定, ミラー逆符号化とハミング距離復号で共通する相違点として, 復調周期の速度 があげられる. 3 章では考慮しなかったが, 実際にデジタル復調器を実装するときは, 単に標本化 し閾値で判断するだけではなく, タイミング同期や周波数同期など, 実際の問題に対応するための 処理が行われる. この中で復調周期と雑音の両方に影響する部分として, 整合フィルタ (Matched filter) がある. 整合フィルタでは, 白色雑音の平均はゼロになるという特性を使用し, 白色雑音の影 響を平滑化する処理を行う. 整合フィルタは復調する標本周期に対して雑音の平滑化を行うが, そ の周期が短いと白色雑音の偏りが大きく, うまく働かない. 軟判定ビタビアルゴリズムでは, 硬判 定よりも早い周期で復調を行うため, 整合フィルタの重畳間隔が半分になっているため, これが影 響しているのではないかと考えた. これを検証するため, 硬判定ビタビアルゴリズムとミラー逆符 号化のシンボルレートを落とし, 図 5.1 で示したものと比較する. 表 5.2 に実験条件について示す.

| 項目 | 設定値 |
|--------------|----------------------|
| キャリア周波数 | 916.8MHz |
| サブキャリア周波数 | $20 \mathrm{kHz}$ |
| ミラー符号化周期 | 16 |
| シンボルレート | $0.625 \mathrm{kHz}$ |
| バンドパスフィルタ帯域幅 | 左右 5kHz |
| 信号の受信電力 | $-70 \mathrm{dBm}$ |
| 標本化周波数 | $120 \mathrm{kHz}$ |
| 計測フレーム数 | 50000 |
| フレームサイズ | 20 |

表 5.2: 整合フィルタの重畳周期別の性能比較実験条件

計測した結果を,図5.3に示す.



図 5.3: 整合フィルタの重畳周期別の BER 比較

硬判定ビタビアルゴリズム, ミラー逆符号化共に, ミラー符号化周期 16 の方が, ミラー符号化周 期 8 に比べ BER が良くなっていることがわかる. ここでの利得は平均して 4dB ほどあり, 図 5.2 での軟判定ビタビアルゴリズムの利得 1dB から 2dB と比べ大きい. これより軟判定ビタビアルゴ リズムよりも, 整合フィルタによる SNR 補助の方が大きいことが示された.

5.4.4 拘束長に関する考察

5.3 節で示された結果では, 硬判定ビタビアルゴリズム, 軟判定ビタビアルゴリズムともに, 拘束 長8の方が拘束長4に比べて, BERの値が小さくなっている. このことから, 拘束長を伸ばすこと により通信品質を改善できることを示せた.

第6章 結論

本研究では、ミラー符号を用いた硬判定ビタビアルゴリズムによるエラー訂正によりパッシブ型 UHF 帯 RFID システムの通信向上が可能なことを示した.具体的に、拘束長 8 の硬判定ビタビア ルゴリズムの使用により、SNR が 2dB から 6dB の間で符号化利得 2dB を、SNR が 6dB から 10dB の間で 1dB の符号化利得の獲得が可能になる.

また,1シンボルを複数の区間に分けて復号する軟判定ビタビアルゴリズムは,整合フィルタに よる SNR 補助が硬判定よりも少ないため,誤り訂正能力は低い.

謝辞

本論文執筆にあたり御助言を頂きました,村井純博士,中村修博士,楠本博之博士,Rodney D. Van Meter 博士,植原啓介博士,武田圭史博士,佐藤雅明博士,鈴木茂哉博士,斉藤賢爾博士,工藤 紀篤博士に感謝致します.本研究を進める上で重要な数々の助言を賜りました,三次仁博士,中根 雅文氏に深く御礼申し上げます.特に三次仁博士には,研究室に所属してから2年半の間に渡って, 研究をはじめ様々な面で御指導頂きました.この場を借りて重ねて深く御礼申し上げます.研究生 活で共に時間を過ごしお世話になりました,Evangelos Spyrou 氏,水谷伊織氏,山本昂平氏,上野 里奈氏,小幡理沙,神智尚氏,斎藤文人氏,大和奈央氏に感謝致します.徳田・村井・楠本・中村・ 高汐・バンミーター・植原・三次・中澤・武田合同研究プロジェクトの皆様に感謝致します.最後 に学生生活を支えてくださった家族や友人,本研究を応援してくださった全ての皆様に改めて深く 感謝致します.

参考文献

- C. A. Albright, S. A. Kaiser, L. W. Oglesbee, and D. W. Engels. Forward error correction in passive uhf gen2 communications. In 2015 IEEE International Conference on RFID (RFID), pp. 17–24, April 2015. 2.3
- [2] Daniel M Dobkin. The rf in RFID: uhf RFID in practice. Newnes, 2012. 1.1.1
- [3] GS1. Epc radio-frequency identity protocols generation-2 uhf rfid version 2.0.0. https://www.gs1.org/sites/default/files/docs/epc/uhfc1g2_2_0_0_standard_
 20131101.pdf. 2018 年1月12 日閲覧. 1.3
- [4] A. C. Polycarpou, G. Gregoriou, L. Papaloizou, P. Polycarpou, A. Dimitriou, A. Bletsas, and J. N. Sahalos. A healthcare application based on passive uhf rfid technology. In *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp. 2814–2818. IEEE, April 2011. 1.1.1
- [5] Nitish RAJORIA, Yuki IGARASHI, Jin MITSUGI, Yusuke KAWAKITA, and Haruhisa ICHIKAWA. Concurrent backscatter streaming from batteryless and wireless sensor tags with multiple subcarrier multiple access. *IEICE Transactions on Communications*, Vol. advpub, , 2017. 1.1.1
- [6] Claire Swedberg. American apparel adopting rfid at every store. *RFID Journal*, No. February 2, 2012. 1.1.1
- [7] J. Virtanen, L. Ukkonen, T. Bjorninen, A. Z. Elsherbeni, and L. Sydnheimo. Inkjet-printed humidity sensor for passive uhf rfid systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 60, No. 8, pp. 2768–2777, Aug 2011. 1.1.1
- [8] H. Wang, X. Tan, F. Chen, C. Wang, and J. Wang. A viterbi decoder for uhf rfid digital baseband. In 2015 IEEE 11th International Conference on ASIC (ASICON), pp. 1–4, Nov 2015. 2.2

- [9] 奥野禎人, 小橋一夫, 寺浦伸之, 渡辺淳, 吉岡稔弘ほか. これでわかった RFID. 株式会社オーム社, 2003. 1.1.1
- [10] 株式会社マーストーケンソリューション. 拡大一途!uhf帯rfid 活用事例のご紹介. https://www.mars-tohken.co.jp/tech-info/trend/detail/flags-146-uhf-rfid.html. 2018 年12月12日閲覧. 1.1.1
- [11] 経済産業省.「コンビニ電子タグ1000億枚宣言」を策定しました~サプライチェーンに内在 する社会課題の解決に向けて~. http://www.meti.go.jp/press/2017/04/20170418005/ 20170418005.html. 2018年1月12日閲覧. 1.1.1
- [12] 秋山功, 井口伸奏, 末永俊一郎, 松村義昭, 真野悟, 峯岸康史. IC タグの仕組みとそのインパクト.株式会社ソフト・リサーチ・センター, 2004. 1.1.1
- [13] 松野健一ほか. RF タグの開発と応用 II. 株式会社シーエムシー出版, 2004. 1.1.1
- [14] 森幹雄. 2003 年「無線 IC タグ (RFID)」有望アプリケーション探索総調査. 株式会社 ESP 総研, 2003. 1.1.1
- [15] 西村芳一. 無線データ通信におけるディジタル・エラー訂正技術入門. CQ 出版株式会社, 2004.
 1.3