

KAKEN
16560330

シーケンシに基づく通信方式の
可視光通信への応用

課題番号：16560330

平成16年度～平成17年度科学研究費補助金
(基盤研究(C)(2)) 研究成果報告書

平成18年3月

研究代表者 山 里 敬 也

名古屋大学エコトピア科学研究所 助教授

はしがき

本研究では、可視光通信をシーケンシに基づく通信方式とみなし、その基礎的検討を行なうことで、可視光通信の基盤技術の確立を図ることを目的にしている。可視光通信とは、天井や壁に設置された照明を利用した通信である。ここで、照明にはLEDを用い、LEDを高速に点滅（光強度変調）することで情報伝送を行なう。

平成16年度は、シーケンシの可視光通信への応用の観点から基礎的検討を行った。ここで得られた成果としては、受信機にフォトダイオードを想定した場合、マルチパスの影響が大きいこと、しかし、シーケンシを利用することでマルチパスの影響を軽減できること、である。特に、シーケンシによる信号分離（シーケンシフィルタ）が有効である。これはスペクトル拡散技術を用いていることとも等価であり、よって、可視光通信とスペクトル拡散技術の親和性が高いことが分かった。

平成17年度は、具体的な応用例として、高度交通システム（ITS）を考えて検討した。これは、現在、普及しつつあるLED信号機に着目し、そのLEDを用いて情報伝送を行なう方式である。当初想定していた室内での可視光通信と異なり、移動する車両で信号受信を行なわなければならない。また、LED信号機を遠距離（100m）でも認識する必要がある。以上の観点から、受信機としてフォトダイオードで無く、カメラを用いることを考え、検討を進めた。結果として、次の点が明らかになった。

1. 通信距離に応じて、通信路が画像の空間周波数のカットオフが変化するLPFとしてモデル化できること。
2. 以上の通信路特徴を活かしたウェーブレット変換に基づく新しい階層的符号化方式が有効であること。

ここで新たに提案した新しい階層的符号化方式は、遠距離では画像空間周波数のうち、低周波領域の信号は信頼性高く受信できるのに対し、高周波領域の信号のそれはそれ程高くない。一方、近距離では、低周波だけでは無く高周波領域の信号も受信可能となる。これより、重要な情報

は低周波領域に、付加情報は高周波領域を利用して伝送することで階層的伝送が実現できる。また、低あるいは高周波へのデータの振り分けはウェーブレット変換で実現できる。本提案方式の有効性は、シミュレーションのみで無く、簡単な試作器を制作し、その有効性を確認しており、既に発表済みであり、独創的はユニークな研究として高い評価を受けた。また、その結果は、論文として投稿予定である。

研究組織

研究代表者： 山里敬也（名古屋大学エコトピア科学研究所助教授）

交付決定額（配分額）

（金額単位：円）

| | 直接経費 | 間接経費 | 合計 |
|--------|-----------|------|-----------|
| 平成16年度 | 1,900,000 | 0 | 1,900,000 |
| 平成17年度 | 1,600,000 | 0 | 1,600,000 |
| 総計 | 3,500,000 | 0 | 3,500,000 |

研究発表

1. 学会誌等

- (a) 増田恭一郎，山里敬也，岡田啓，片山正昭，“LED信号機と車載カメラを用いた可視光空間通信における階層的符号化方式，”電子情報通信学会論文誌（投稿中）

2. 口頭発表

- (a) 増田恭一郎，山里敬也，岡田啓，片山正昭，藤井俊彰，“LED信号機を用いた可視光伝送システムの階層的符号化に関する一検討，”第27回情報理論とその応用シンポジウム(SITA2004)，vol.1, pp.187-190, December 2004

- (b) 増田恭一郎, 山里敬也, 岡田啓, 片山正昭, “並列光空間通信方式における階層的符号化に関する一検討,” 電子情報通信学会 総合大会, A-5-26, p.142, March 2005
- (c) 岡田啓, 増田恭一郎, 山里敬也, 片山正昭, “階層的符号化並列光空間通信方式における逐次型干渉除去に関する一検討,” 電子情報通信学会 総合大会, A-5-25, p.141, March 2005
- (d) 増田恭一郎, 山里敬也, 岡田啓, 片山正昭, “階層的符号化並列光空間伝送方式における送信機 LED の輝度のばらつきの影響に関する一検討,” 電子情報通信学会 通信ソサイエティ大会, B-8-17, p.209, September 2005
- (e) H. Okada, K. Masuda, T. Yamazato, M. Katayama, “Successive Interference Cancellation for Hierarchical Parallel Optical Wireless Communication Systems,” The 11th Asia-Pacific Conference on Communications, pp.788-792, October 2005
- (f) 増田恭一郎, 山里敬也, 岡田啓, 片山正昭, “並列光空間通信における階層的符号化方式の実験,” 電子情報通信学会 技術研究報告, vol.WBS2005-91, pp.75-79, March 2006

3. 出版物

なし

研究成果による工業所有権の出願・取得状況

なし

目次

| | |
|----------------------|-----------|
| はしがき | i |
| 第1章 序論 | 1 |
| 1.1 背景 | 1 |
| 1.2 本研究の目的 | 3 |
| 1.3 本論文の構成 | 4 |
| 第2章 可視光通信 | 5 |
| 2.1 はじめに | 5 |
| 2.2 可視光通信 | 5 |
| 2.3 発光素子 | 6 |
| 2.3.1 発光ダイオード(LED) | 7 |
| 2.3.2 レーザーダイオード(LD) | 7 |
| 2.4 受光素子 | 7 |
| 2.4.1 PIN フォトダイオード | 8 |
| 2.4.2 アバランシェフォトダイオード | 8 |
| 2.4.3 2次元イメージセンサ | 9 |
| 2.5 交通信号機を用いた光空間通信 | 10 |
| 2.6 まとめ | 11 |
| 第3章 システムモデル | 12 |
| 3.1 はじめに | 12 |
| 3.2 送信機 | 12 |
| 3.3 チャネルモデル | 14 |
| 3.4 受信機 | 17 |

| | | |
|------------|-------------------------|-----------|
| 3.5 | まとめ | 18 |
| 第4章 | 階層的符号化方式 | 19 |
| 4.1 | はじめに | 19 |
| 4.2 | ウェーブレット変換 | 20 |
| 4.2.1 | 高速ウェーブレット変換 | 21 |
| 4.3 | ウォルシュ変換 | 25 |
| 4.3.1 | 高速ウォルシュ変換 | 27 |
| 4.4 | 提案階層的符号化方式 | 29 |
| 4.4.1 | 2次元高速ハールウェーブレット変換を用いた方式 | 30 |
| 4.4.2 | 2次元高速ウォルシュ変換を用いた方式 | 32 |
| 4.5 | まとめ | 35 |
| 第5章 | 数値例 | 36 |
| 5.1 | はじめに | 36 |
| 5.2 | LEDの輝度にばらつきが存在しない場合 | 37 |
| 5.3 | LEDの輝度にばらつきが存在する場合 | 43 |
| 5.4 | まとめ | 45 |
| 第6章 | 実験 | 49 |
| 6.1 | はじめに | 49 |
| 6.2 | 実験システム | 49 |
| 6.2.1 | 送信機構成 | 49 |
| 6.2.2 | 受信機 | 54 |
| 6.3 | 実験結果 | 55 |
| 6.4 | まとめ | 59 |
| 第7章 | 総括 | 60 |
| 7.1 | 本研究のまとめ | 60 |
| 7.2 | 今後の方針 | 61 |

第1章 序論

1.1 背景

現在日本の自動車台数は8000万台近くにのぼる [1]。自動車の普及は産業の発展，個人の行動範囲の拡大等，様々な恩恵をもたらし，もはや自動車は生活に欠かせない存在となった。しかし恩恵だけでなく，自動車社会の弊害として交通事故，交通渋滞，環境汚染，騒音等の問題もある。

そのような問題を解決する手段として，高度道路交通システム (ITS: Intelligent Transport Systems) についての研究開発が活発に行われている [2]。ITS とは，情報通信技術を用いて人と道路と車両とを相互につなぐネットワークを構成し，それによって交通事故，渋滞などといった道路交通問題の解決を目的に構築する交通システムであり，ナビゲーションの高度化，自動料金収受システム，安全運転の支援などの9つの開発分野から構成されている。

ITS においては無線通信の技術が多く利用されている。現在実用化されているもののひとつに VICS (Vehicle Information Communication System: 道路交通情報システム) がある。VICS には FM 多重放送の放送波を利用した方式，2.4GHz 帯を用いた方式 (電波ビーコン)，赤外線を用いた方式 (光ビーコン) の3種類があり，カーナビゲーションシステム上の地図と連動して車両が走行している箇所の近辺の道路状況等を提供する。これらのシステムは，FM 放送波を利用する方式以外はいずれも送信機を道路上に設置する必要があり，インフラの整備にコストがかかるという問題がある。

そのような問題を解決するため，LED 信号機を送信機に用いた ITS 用途の光空間通信に関する研究が行われている [3]～[8]。これは，信号機の

LEDの輝度値を人間の目には感知できないほど高速で制御することで交通整理の役割のほかに光空間通信による道路情報提供の役割を付加するものである。警察庁の発表によれば、日本の全国の車両用交通信号機の設置数は11万台を越え、うち11%がLED信号機である[9]。LEDは従来の白熱灯よりも消費電力、寿命等の点で優れており、今後さらにLED信号機の普及は進むと考えられる。このように道路上に数多く設置されたLED信号機に通信機能を付加することで、新たな通信機器を設置する費用を削減できる。

このようにLED信号機等の表示/照明装置に通信機能を付加し、可視光による光空間通信を行う方式を可視光通信と呼ぶ。その他の可視光通信のアプリケーションとして、白色LED照明装置を用いた室内光空間通信、LEDディスプレイを用いた光空間通信などが考えられており、現在研究開発が行われている[10],[11]。本研究ではとくに、送信機にLED信号機、受信機に車載カメラを用いた路車間光空間通信に着目する。

LED信号機を用いた光空間通信の受信機にカメラを用いることの利点としては、受信機の視野角を広くとることができるため、受信機にフォトダイオードを用いた方式と違い受信機を機械的に制御して送信機の方向へ向ける操作が必要ないという点がある。また、カメラで撮影することで複数光源からの信号を独立に識別することができるため、LEDディスプレイやLEDブレーキランプといった信号機以外の信号も同時に受信することが可能となる。しかし、カメラの応答速度の制限から、通信速度をあまり速くできないという欠点もある。

受信機にカメラを用いた方式において高速化をはかるには、本研究では並列光空間通信方式[12],[13]を応用することが有効であると考えられる。これは、送信機に平面上に配置された複数のLEDをそれぞれ異なるデータで変調することでLEDの数の分だけ並列にデータを伝送する方式であり、受信機にカメラを用いることで実現できる。並列光空間通信は室内光空間通信へ用いるために考えられたもので、LED信号機と車載カメラを用いた路車間光空間通信に応用するための検討はこれまでなされていない。

室内通信では送受信機間のチャンネル特性の時間的な変動は少ないが、路車間通信では車両は移動しているため、時間的に送受信機間のチャンネル特性が変化すると考えられる。路車間並列光空間通信において最も問題となるのは、送受信機間の距離が離れることによって生じる受信機のカメラの撮影画像の劣化である。受信画像のLED信号機部分に当たるピクセル数の減少、フォーカスずれなどにより、受信画像内で隣接するLEDの輝度値に干渉が生じる恐れがある。並列光空間通信方式では1つ1つのLEDの輝度値を正しく認識する必要があるため、この撮影画像の劣化により誤りが著しく増加する可能性がある。

1.2 本研究の目的

本研究ではまず、LED信号機と車載カメラを用いた路車間並列光空間通信方式のシステムのモデル化を行い、チャンネル特性を明らかにする。チャンネルの特性は空間周波数ローパスフィルタによってモデル化される。

次に、そのようなチャンネルに適合した階層的符号化方式を提案する。階層的符号化とは、優先度で階層化されたデータを階層ごとに誤り率特性が異なる様な符号化をほどこすものである。無符号化の場合にはチャンネル状態が悪化したとき全てのデータが誤って受信されてしまう。しかし階層的符号化を用いることで、優先度の高いデータはチャンネルの状態が悪くても誤りが少なく受信でき、チャンネルの状態がよければ全てのデータを受信するといった受信機側での適応的な処理が可能となる。具体的には、2次元高速ハールウェーブレット変換(2D FHWT)、2次元高速ウォルシュ変換(2D FWT)を用いてデータを空間周波数上に割り当てる手法を提案する。

その後、提案方式の性能を計算機シミュレーション、実装実験の両面から評価し、提案方式の有効性を示す。

1.3 本論文の構成

本論文は以下のように構成されている。2章で可視光通信の概要を述べる。とくに、LED 信号機を用いた光空間通信に着目し、研究動向、既存の研究と本研究の異なる点について述べる。3章ではLED 信号機と車載カメラを用いた路車間並列光空間通信方式のシステムモデルについて述べる。4章では提案階層的符号化方式について述べる。提案方式には2D FHWT, 2D FWTを用いるが、まずウェーブレット変換、ウォルシュ変換について説明した後、具体的な符号化の操作について説明する。5章では提案方式の性能を計算機シミュレーションによって評価し、その有効性を示す。6章では提案方式を実装して行った実験について述べ、実験の結果から提案方式の有効性を示す。最後に7章で本研究の総括を行う。

第2章 可視光通信

2.1 はじめに

可視光とは、その名の通り目に見える光を指す。具体的には、波長が380nm から780nm の光であると定義されている。可視光を無線通信に利用するということは今までにあまり考えられてこなかったが、近年、可視光を使った通信の研究が多く行われている [10], [11]。

本章では、まず可視光通信の概要について述べる。その後、可視光通信の送信機に使用する発光素子、受信機に使用する受光素子についての説明をする。最後に、可視光通信の中でも、本研究で着目する交通信号機を用いた光空間通信について述べる。交通信号機を用いた通信には、大別して2種類の方式がある。1つは受信機にフォトダイオードを用いる方式であり、もう1つは受信機にカメラを用いる方式である。その2つの比較についても以下でなされる。

2.2 可視光通信

可視光を使った光無線通信のアプリケーションとして、白色LED照明を用いた室内無線通信 [12]~[14]、LED交通信号機を用いた路車間無線通信 [3]~[8]、LEDディスプレイを用いた無線通信 [15], [16] などが考えられている。

可視光通信には、従来の電波を使った無線通信、赤外線無線通信と比較し、以下のような利点がある。

- 低コスト：可視光通信のアプリケーションは照明等の既設の装置に

通信機能を付加するものであり、新たな機器を設置する必要がないためにコストを下げるのが可能となる。

- 高 SNR：照明光や信号機の光を通信信号として見た場合、その電力は数 W から数百 W になる。これは従来の無線通信の送信電力が数 mW から数百 mW であるのと比較すると、遥かに大きな電力である。よって可視光通信では高 SNR の通信が実現でき、より長距離、より高速な伝送を行うことができると考えられる。また、従来の光無線の搬送波として主に用いられてきた赤外線は、人間の目への安全性の観点から送信電力を上げることができなかったが、可視光を利用する場合には、赤外線と比べ送信電力を大きくすることが可能である。
- 秘匿性の高さ：目に見える可視光で通信を行うことで、データの送受信の様子が目で見て確認できるので、光を遮ることにより、簡単にデータの漏洩を防ぐことができる。例えば室内で通信を行う場合、カーテンをすることにより、部屋の外にデータが漏れることはない。

2.3 発光素子

現在、可視光を発する素子として一般に用いられているのは、白熱電球、蛍光灯などである。しかし、これらの素子は、高速に光の強度を変化させることができず、可視光通信の送信機として用いるのには適していない。高速に変調することが可能な発光素子として、発光ダイオード、レーザーダイオードなどがある。これらは半導体素子であり、電子と正孔が再結合する際に放出される光を利用している。以下、これらの半導体発光素子について簡単に説明する。

2.3.1 発光ダイオード(LED)

LEDは省電力、長寿命であるため、次世代の発光素子として注目されている[17]。赤色、緑色のLEDは早くから実用化されていたが、1990年代に青色LEDが開発され、光の3原色が揃った。これにより、あらゆる色を合成できるようになったため、ディスプレイ、照明などへの応用が盛んに行われている。また、以前はLEDの欠点として発光効率が悪さがあったが、現在は蛍光灯と同等の発光効率(数十 lumen/W)を得ることができる。また、変調速度としては、100MHz程度までは実現されており、高速通信が可能である。

2.3.2 レーザダイオード(LD)

LDもLEDと同じような仕組みで光を発生しているが、発する光がコヒーレント(可干渉性、位相が揃っている状態)であるところがLEDと異なる。可視域のLDは、現在、光ディスクのピックアップや、レーザーポインタなどに利用されている。LDはLEDと比べ高速に変調することができ、1GHz以上での変調が可能である。しかし、LDの光はLEDの光と比べ直進性が強い。また、そのコヒーレント性のため、長時間見続けると人間の目に害を及ぼすことがある。そのため、照明やディスプレイに用いるにはあまり適さない。LDを可視光通信に用いる場合には、LEDなどのインコヒーレント(位相が揃っていない状態)な光と混合して使用するなどの工夫が必要となる。

2.4 受光素子

光通信の受光素子には、主にフォトダイオードが用いられる。半導体のPN接合部に光を照射すると、光エネルギーが結晶中の電子を励起し、光起電力が発生する。フォトダイオードは、半導体のこのような性質を利用し、光エネルギーを電気エネルギーに変換する素子のことである。こ

ここでは、フォトダイオードの中でも光通信によく用いられる、PIN型、アバランシェ型について説明する [18].

2.4.1 PIN フォトダイオード

PIN フォトダイオードは、P層とN層の間に、I層 (低不純物濃度層) を作ることで、接合容量を小さくしたものである。接合容量とは、PN接合部に構成されるコンデンサの静電容量を指し、この値が小さいほどフォトダイオードの出力電流の立上り特性は良くなる。つまり、I層を挿入することで、高速応答性を実現している。この高速応答性により、PIN フォトダイオードは光通信の受信機に一般的に用いられている。ただし、PIN フォトダイオードの出力電流は非常に小さいため、プリアンプを使って出力を増幅する必要がある。

2.4.2 アバランシェフォトダイオード

これは、PN接合に逆バイアスを加え、空乏層内に高電界を形成したものである。これにより、光キャリアが加速され、物質内の原子に次々と衝突し、二次キャリアを生成する、アバランシェ(なだれ)現象が起こる。アバランシェフォトダイオードの大きな特徴は、このアバランシェ現象により、光電流増幅作用を持ち、きわめて微弱な信号も検出可能であるという点である。PIN フォトダイオードの受光感度が0.5A/W程度であるのに対し、アバランシェフォトダイオードの受光感度は70A/W程度であり、100倍以上の応答性がある。また、PIN フォトダイオードと同じく、高速応答性を持ち、光通信の分野でよく用いられている。

アバランシェフォトダイオードは、上記のように出力電流が増幅されるため、PIN フォトダイオードと違いプリアンプを使用する必要がない。ここで、アバランシェフォトダイオードがPIN フォトダイオード+プリアンプよりも有効に使えるのは、一般的には外部アンプの雑音はPIN フォトダイオード自身のノイズよりも高い時であるとされている。これは、ア

バランシェフォトダイオード自体の内部雑音は、等価構造のPIN フォトダイオードの内部雑音よりも高いためである。

2.4.3 2次元イメージセンサ

2次元イメージセンサの代表的なものとして、CMOS イメージセンサと CCD イメージセンサが挙げられる。2次元上に配置されたフォトダイオードへの入射光の強度分布を電荷に変換して蓄積するという動作は CMOS イメージセンサ、CCD イメージセンサともに同様であるが、蓄積された電荷の情報を外部に読み出すための手段が異なる。

以下、CMOS イメージセンサ、CCD イメージセンサについて簡単に説明する [19]。

CMOS イメージセンサ

CMOS(Complementary Metal-Oxide-Semiconductor) イメージセンサは、2次元配列された画素、及びその周辺に形成した駆動回路から構成される。ここで、個々の画素はフォトダイオードと、p型及びn型のMOS型トランジスタで形成した信号読み出し用回路を備えている。CMOS イメージセンサは1画素ごとに電荷を電気信号に変換して画像を読み出すため、CCD型と比較して高速化や各画素へのランダムアクセス、そしてシステム・オン・チップが容易であるという利点を持つ。しかし一方で、CCD型と比べて雑音が大きいという欠点を持つ。

CCD イメージセンサ

CCD(Charge Coupled Device) イメージセンサは、電荷の伝送路が半導体材料であるという点がCMOS型と異なる。この特性により、CCD イメージセンサはCMOS型と比べ低雑音であり、ダイナミックレンジを広くできるといった利点を持つ。しかし、CMOS型と比べ高価であることや、高速性の面で劣ることなどが欠点である。

2.5 交通信号機を用いた光空間通信

LED 信号機を用いた光空間通信についての研究はいくつか行われているが、大別して2つの方式に分類できる。1つは受信機にフォトダイオードを用いた方式 [3]~[5], [8], もう1つは受信機にカメラを用いた方式 [6], [7] である。

受信機にフォトダイオードを用いた方式はフォトダイオードの高速応答性から高速通信が期待できる一方、十分な SNR を確保するためには受信機の視野角を狭くする必要があるため、機械的な首ふりによって受信機を信号機に向ける操作を必要とする。

受信機にカメラを用いた方式では、カメラは広角で撮影を行った後画像処理で LED 信号機部分を見つけ出すため、機械的な首ふりの必要がなく、受信機は固定の状態でもよい。また、カメラで撮影することにより複数の光源からの信号を同時に受信することが可能であるため、LED ディスプレイを用いた通信等とも融合可能である。反面、カメラの応答速度の遅さにより通信速度が制限される。

受信機にカメラを用いたときの通信速度の問題を解決するため、我々は室内無線通信のために考えられている並列光空間通信方式 [12], [13] を LED 信号機と車載カメラを用いた路車間通信に応用することを考えている [7]。

並列光空間通信方式とは、送信機に平面上に配置された複数の LED、受信機にカメラ等の2次元受信機を用いるものである。送信機の LED は1つ1つ別のデータで変調されるが、受信機にカメラを用いることで個々の LED の輝度値を判別し、復調することができる。この方式の利点は、LED の数を増加させることでカメラの撮影速度を上げなくても通信速度を上げられる点にある。

2.6 まとめ

本章では、可視光通信について述べた。まず、可視光通信の概要を述べ、次に使用される発光素子、受光素子について説明した。最後に、本研究で着目する交通信号機を用いた光空間通信について説明し、本研究が既存の研究と異なる点について述べた。

第3章 システムモデル

3.1 はじめに

本稿では，送信機として平面上に配置された多数の LED を持つ LED 信号機，受信機として車載高速度カメラを用いた路車間通信に着目する．本章では，本稿で着目するシステムのモデル化を行う．送信機，受信機について説明するほか，受信機に 2 次元イメージセンサを用いることで起こる受信画像内での隣接する LED からの光信号の干渉についてもモデル化を行う．

3.2 送信機

送信機は 8×8 の正方行列上に配置された 64 個の LED から成るとする．以下， u 行 v 列の位置に配置されている LED を $LED(u, v)$ と呼ぶ．ただし， $u, v = 1, 2, \dots, 8$ である．

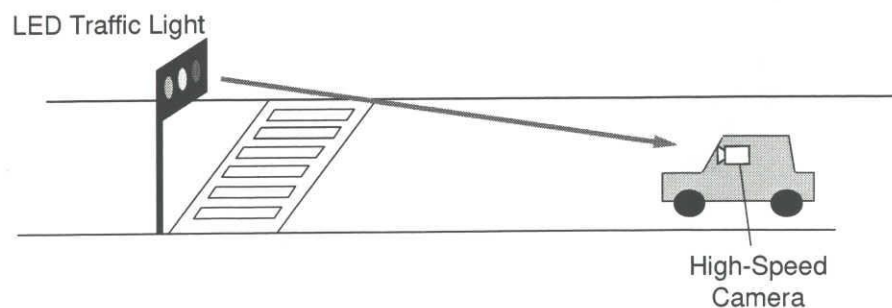


図 3.1: システムの概念図

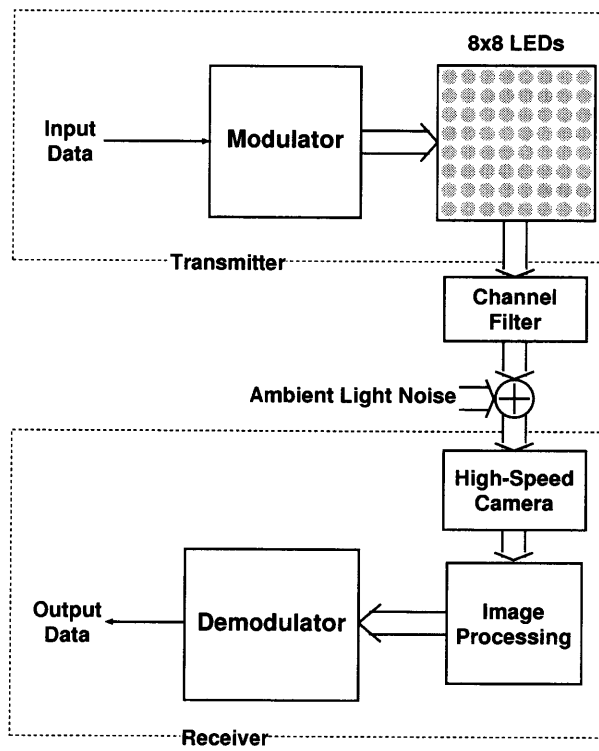


図 3.2: システムのブロック線図

送信機の各 LED は区間 T_b の非負の矩形パルスを発生し、LED の輝度に情報を載せる。ここで T_b はビット区間の長さであり、LED1 つあたりのビットレート $R_b = 1/T_b$ となる。送信機に設置される LED は 64 個であり、各 LED はそれぞれ異なるビットを送るので、送信機全体でのビットレートは $64R_b$ となる。LED(u, v) の時間 t における輝度は以下のように表せる。

$$X_{u,v}(t) = \sum_k x_{u,v,k} \cdot A_{u,v} \cdot g(t - (k-1)T_b) \quad (3.1)$$

ここで k は 1 以上の自然数であり、LED 全体の表示パターンが何番目であるかを示す。 $x_{u,v,k}$ は LED(u, v) の k のパターンにおける輝度を定める係数であり、 $0 \leq x_{u,v,k} \leq 1$ である。もし情報変調に On-Off Keying を用いる場合、ビットの $\{0,1\}$ に対応して $x_{u,v,k} = \{0,1\}$ となる。 $A_{u,v}$ は LED(u, v) の輝度値のピークである。理想的には

$$A_{u,v} = A \quad \text{for all } u, v \quad (3.2)$$

となるが、LED の個体差等により $A_{u,v}$ の値にばらつきが生じる場合がある。

また、 $g(t)$ は以下に示すような矩形パルスを表す関数である。

$$g(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t < T_b) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3.3)$$

3.3 チャネルモデル

上に定義した送信信号は、光空間チャネルを通して受信される。チャネルを伝播した後、受信機に至った信号は以下ようになる。

$$Y_{u,v}(t) = h_{u,v} \cdot X_{u,v}(t) + n_{u,v}(t) \quad (3.4)$$

ここで $h_{u,v}$ はチャネル利得であり、 $n_{u,v}(t)$ は背景光から生じるショット雑音である。背景光が強い強度を持っている場合、背景光からのショット雑

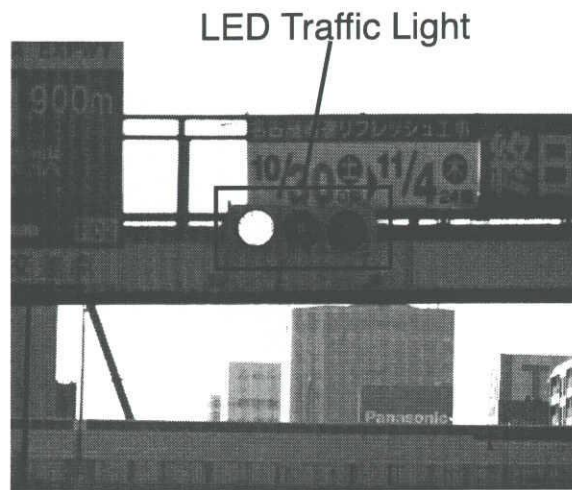


図 3.3: LED 信号機を含む受信画像

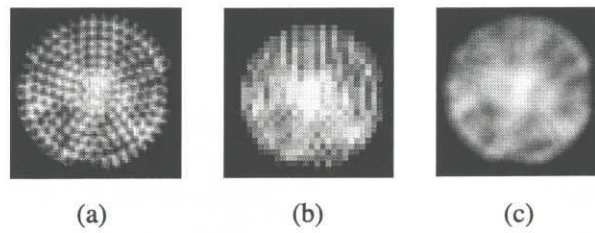


図 3.4: LED 信号機部分の画像；(a) 15m の距離から撮影したもの，(b) 50m の距離から撮影したもの，(c) (a) の画像にガウシアンフィルタをかけたもの

音は白色ガウス雑音で近似される [20]. 本稿では, $n_{u,v}(t)$ を両側電力スペクトル密度が $N_0/2$ である白色ガウス過程であるとする.

受信機に到達した光信号はカメラの CMOS イメージセンサにより電気信号に変換され, 受信機は結果を画像に出力する. 各 LED に割り当てられたピクセルの数が十分にあり, それらの領域が十分に離れていれば各 LED から送られた信号は正しく受信することができる. しかし, 送受信機間の距離が離れることにより, LED 部分に割り当てられたピクセル数が不足し, 画像内の隣接する LED の信号が干渉する恐れがある.

図 3.3 に名古屋市内の路上で実際に撮影した LED 信号機の画像を示す. 受信機にはフォトロン社製の FASTCAM-1280PCI を用い, 撮影速度は 500fps である. 連続した画像間の差分を取ることで, 背景画像は容易に取り除くことができ, LED 信号機部分のみを取り出すことが可能である.

図 3.4 に LED 信号機部分のみを抜き出した画像を示す. (a) は 15m の距離から撮影したもの, (b) は 50m の距離から撮影したものである. (a) の画像では信号機の 1 つ 1 つの LED が判別できる. 一方, (b) はピクセル数の減少により荒い画像となっており, 隣接する LED が結合したように見える. これは, 言い替えると, 空間周波数の高周波成分が失われた画像であると言える. したがって, チャネルの特性を距離によってカットオフ周波数が増減するローパスフィルタでモデル化可能であると考えられる.

ここで, 本稿ではこのチャネル特性を 3×3 のガウシアンフィルタで近似することにする. 図 3.4 の (c) は (a) の画像にガウシアンフィルタを適用したものである. 画像内の隣接する LED の干渉を考慮して式 (3.4) を書き直すと以下のようなになる.

$$Y_{u,v}(t) = \sum_{p=-1}^1 \sum_{q=-1}^1 G_{p,q} \cdot h_{u,v} \cdot x_{u+p,v+q}(t) + n_{u,v}(t) \quad (3.5)$$

ここで $G_{p,q}$ はガウシアンフィルタの畳み込み係数であり, 以下のように

定義される.

$$G_{p,q} = \frac{1}{G_{sum}} \frac{\exp(-\frac{p^2+q^2}{2\sigma_g^2})}{2\pi\sigma_g^2} \quad (3.6)$$

$$G_{sum} = \sum_{p=-1}^1 \sum_{q=-1}^1 \frac{\exp(-\frac{p^2+q^2}{2\sigma_g^2})}{2\pi\sigma_g^2} \quad (3.7)$$

ここで $\sigma_g^2 (> 0)$ はガウシアンフィルタの分散である.

3.4 受信機

送信信号は光空間チャンネルを通して受信機の高速度カメラで受信される. カメラは CMOS イメージセンサを持ち, これにより光信号を電気信号に変換し, 結果を画像に出力する. 1つの LED の光信号は画像内の 1 つまたは複数のピクセルに相当する. 受信機のサンプリング周期を T_b とし, 送受信機間の時間同期が完全であるとすると, LED(u, v) からの信号を受信した全てのピクセルの出力の合計値は以下のように書ける [21].

$$R_{u,v,i} = c \int_{(i-1)T_b}^{iT_b} Y_{u,v}(t) \cdot f(t) dt, \quad (3.8)$$

ここで, ここで c は光電変換効率を表す定数である. また, $f(t)$ はイメージセンサの露光時間を表す関数であり, 以下のように表せる.

$$f(t) = \sum_i g_{sh}(t - (i-1)T_b) \quad (3.9)$$

ここで $i = 1, 2, \dots$ は露光区間が何番目かを表す番号であり, $g_{sh}(t)$ は以下のようなパルス関数である.

$$g_{sh}(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t < T_b) \\ 0 & (\text{ohterwise}) \end{cases} \quad (3.10)$$

イメージセンサでサンプリングされたあとの背景光雑音の電力は以下のようになる.

$$\sigma^2 = E \left[\left(c \int_0^{T_b} n_{u,v}(t) dt \right)^2 \right] = c^2 \cdot \frac{N_0}{2} \cdot T_b. \quad (3.11)$$

瞬時 SNR は以下のように定義する.

$$\text{SNR} = \frac{(A_{u,v} c T_b \cdot h_{u,v} \cdot x_{u,v,k})^2}{2\sigma^2}. \quad (3.12)$$

3.5 まとめ

本章では, システムモデルについて述べた. 平面上に配置された複数の LED から成る信号機を送信機, 車載カメラを受信機として考え, そのモデル化について説明した. また, 受信機にカメラを用いることで生じる受信画像内の隣接する LED の干渉についても 2次元ローパスフィルタでモデル化を行った. 図 3.2 において入力データから各 LED の輝度を定める操作, また受信信号からデータを復元する操作については 4 章で説明する.

第4章 階層的符号化方式

4.1 はじめに

3章で述べたシステムにおいて受信機にカメラを用いるために生じる特有の問題として、受信画像のピクセル数減少により画像内の隣接するLEDの干渉があった。このシステムでは送信機のLED1つ1つは独立に復調する必要があり、このような干渉が生じた場合、従来のOOKでは64個全てのLEDに割り当てられたデータに誤りが起こる恐れがある。

3章でチャンネルモデルについて述べたが、本研究で考えるチャンネルは2次元ローパスフィルタの性質を持つ。このフィルタのカットオフ周波数は通信距離が変化するとともに変化し、通信距離が長くなるとフィルタの通過帯域が狭くなる。すなわち、画像の劣化は低周波成分よりも高周波成分に多いということである。本章では、このようなチャンネルの性質を利用した階層的符号化方式を提案する。これは、2次元直交変換を利用し、データを空間周波数上にマッピングするものである。OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)方式では、周波数軸上で密集したキャリア上にデータをマッピングする際に高速フーリエ逆変換(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)を用いる。提案方式は、IFFTを2次元高速ハールウェーブレット逆変換等に置き換え、1次元周波数上ではなく空間(2次元)周波数上にマッピングするものと言える。まず送信データを優先度順にグループ化し、より優先度の高いデータを低周波成分に、優先度の低いデータを高周波成分に割り当てる。品質の劣化は高周波成分から順に起こるため、優先度の高いデータの誤り率を他のデータに比べ低く抑えることができると考えられる。

提案階層的符号化方式には2次元高速ハールウェーブレット変換、2次

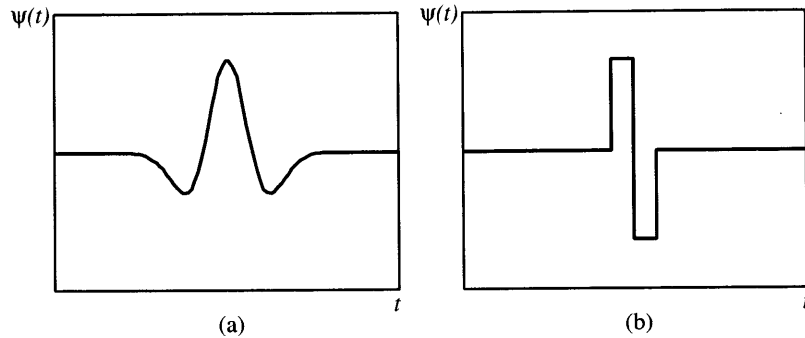


図 4.1: ウェーブレット関数の例 ; (a) メキシカンハット, (b) ハール

元高速ウォルシュ変換を用いることを考える。2次元直交変換としては、ほかにも2次元高速フーリエ変換、2次元離散コサイン変換等が考えられるが、これらの変換は演算過程で小数を乗算するため、出力の取り得る値が多岐になり、実装が困難となると考えられる。以下に述べる2次元高速ハールウェーブレット変換、2次元高速ウォルシュ変換はどちらも加減算のみで行うことができ、出力の取り得る値も限られる。また、演算が単純であることから計算量も少なくすることができるため、実装が容易であると考えられる。

本章では、まず符号化に利用する2種類の変換、ウェーブレット変換とウォルシュ変換について説明する。続いて、提案階層的符号化方式の符号化、復号化の方法について述べる。

4.2 ウェーブレット変換

ウェーブレット変換は1980年代中ごろに地震波の解析のために開発された。ウェーブレット変換はウェーブレット (wavelet) と呼ばれる波状の関数を用いて解析を行う。図4.1にウェーブレットの例として、メキシカンハットウェーブレット、ハールウェーブレットの波形を示す。フーリエ変換等の直交変換では、変換後の周波数領域では時間情報が完全に失われるのに対し、ウェーブレット変換後に得られるのは局所的な周波数情

報であり，効率的な時間周波数解析が可能となるとされている。

ウェーブレット関数を $\psi(t)$ とすれば，信号 $x(t)$ のウェーブレット変換は以下のように定義される [22], [23].

$$T(a, b) = w(a) \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi^* \left(\frac{t-b}{a} \right) dt \quad (4.1)$$

a は伸長パラメータ， b は平行移動パラメータを表す． $w(a)$ は重み関数であり，一般には $w(a) = 1/\sqrt{a}$ が用いられる．

また，逆変換は以下のように定義される．

$$x(t) = \frac{1}{C_g} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} T(a, b) \psi \left(\frac{t-b}{a} \right) \frac{dadb}{a} \quad (4.2)$$

ただし

$$\Psi(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) e^{-i2\pi ft} dt \quad (4.3)$$

$$C_g = \int_0^{\infty} \frac{\Psi(f)}{f} \quad (4.4)$$

である．

4.2.1 高速ウェーブレット変換

入力を離散化することで，上に定義した変換式を簡単化することが可能である．このアルゴリズムを高速ウェーブレット変換と呼ぶ．高速ウェーブレット変換を考えるに当たり，以下のようなスケーリング関数 $\phi(t)$ とスケーリング係数 c_k を導入する． $\phi(t)$ と c_k ，ウェーブレット関数 $\psi(t)$ の関係は以下ようになる．

$$\phi(t) = \sum_{k=0}^{N_k-1} c_k \phi(2t - k) \quad (4.5)$$

$$b_k = (-1)^k c_{N_k-1-k} \quad (4.6)$$

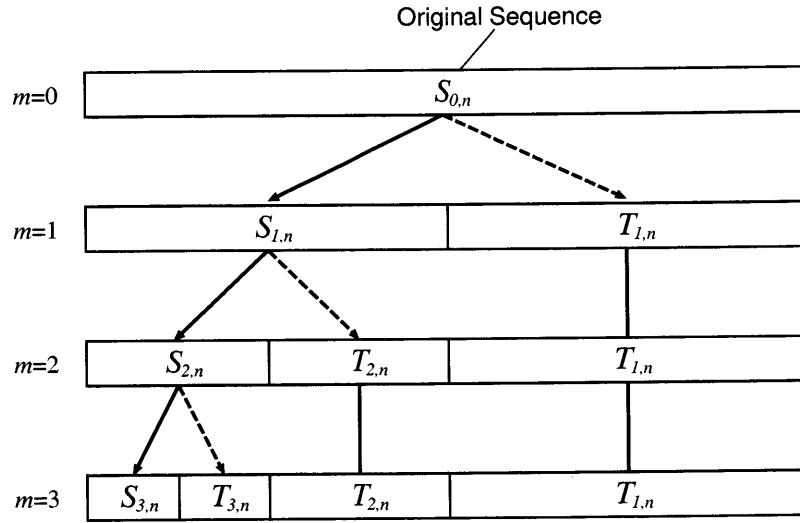


図 4.2: 高速ウェーブレット変換

$$\psi(t) = \sum_{k=0}^{N_k-1} b_k \phi(2t - k) \quad (4.7)$$

N_k はスケーリング係数の数を表す自然数である。

ある有限長の離散信号 $x_n (n = 0, 1, 2, \dots, N)$ を高速ウェーブレット変換することを考える。原信号の長さ N はある 1 以上の整数 i を用いて $N = 2^i$ とする。高速ウェーブレット変換により、原信号は近似係数 $S_{m,n}$ 、ウェーブレット係数 $T_{m,n}$ に分解される。 m はスケールを表す係数であり、1 以上の整数である。上で定義した c_k, b_k を用いて、 $S_{m,n}, T_{m,n}$ は以下のように求められる。

$$S_{0,n} = x_n \quad (4.8)$$

$$S_{m+1,n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{N_k-1} c_k S_{m,2n+k} \quad (4.9)$$

$$T_{m+1,n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{N_k-1} b_k S_{m,2n+k} \quad (4.10)$$

スケール m が大きくなるとともに $S_{m,n}$, $T_{m,n}$ の長さは原信号の長さの $1/2^m$ になる. つまり, $S_{1,n}$, $T_{1,n}$ の長さはそれぞれ $N/2$ となり, $S_{2,n}$, $T_{2,n}$ の長さはそれぞれ $N/4$ となる. よって, 変換可能な m の上限は $N/2^m = 1$ より $m = \log_2 N$ であるとわかる. 図 4.2 に高速ウェーブレット変換の図解を示す.

近似係数 $S_{m,n}$ は名前の通り原信号 x_n を近似するもので, m の値が小さいほど原信号に近い. また, ウェーブレット係数 $T_{m,n}$ は近似係数と原信号の誤差を表す. m を増加させることで近似係数をさらに分解することが可能であり, これを多重解像度解析と呼ぶ. これは, フーリエ変換等, ウォルシュ変換等の通常の直交変換にはないウェーブレット変換の特徴の一つである. 高速ウェーブレット変換による近似係数とウェーブレット係数に分解するは, ローパスフィルタとハイパスフィルタのフィルタバンクによって信号を2つのサブバンドに分解することと等価である. すなわち, 近似係数 $S_{m,n}$ は原信号の低周波成分を表すものと言える.

一方, 高速ウェーブレット逆変換は以下のように定義される.

$$S_{m-1,n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{N_k-1} c_{n-2k} S_{m,k} + \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{N_k-1} b_{n-2k} T_{m,k} \quad (4.11)$$

ただし

$$c_k, b_k = 0 \quad (k < 0, \quad k \geq N_k) \quad (4.12)$$

高速ウェーブレット変換前と変換後の系列の長さをそろえるため, $S_{m,n}$, $T_{m,n}$ を併せて一つの系列として扱うこともある. スケール m における高速ウェーブレット変換の結果を $X_{m,n} (n = 0, 1, \dots, N-1)$ とすると, 以下のようなになる.

$$X_{m,n} = \begin{cases} S_{m,n} & (0 \leq n \leq N/2^m - 1) \\ T_{m-k,n} & (N/2^{m-k} \leq n \leq N/2^{m-k-1} - 1) \end{cases} \quad (4.13)$$

$$k = 0, 1, \dots, m-1$$

ハールウェーブレットを用いたときの高速ウェーブレット変換を高速ハールウェーブレット変換 (Fast Haar Wavelet Transform, FHWT) と呼ぶ.

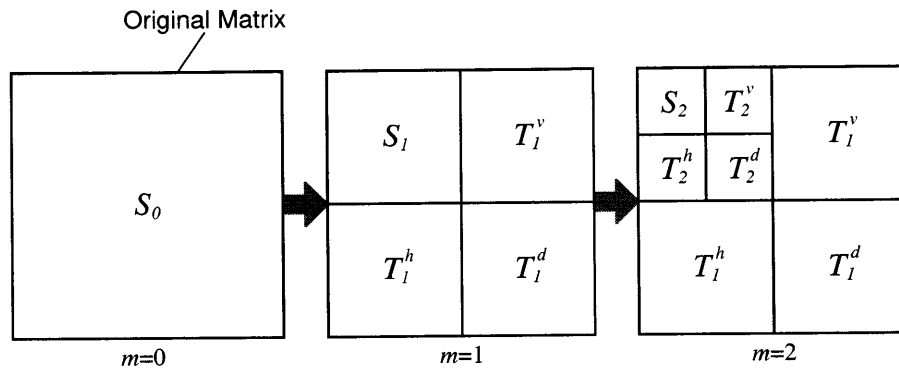


図 4.3: 2次元高速ウェーブレット変換

ハールウェーブレットを用いるとき, $N_k = 2$ であり, スケーリング係数は以下のようにになる.

$$\begin{cases} c_0 = 1 \\ c_1 = 1 \end{cases} \quad \begin{cases} b_0 = 1 \\ b_1 = -1 \end{cases} \quad (4.14)$$

2次元高速ウェーブレット変換

上で定義した高速ウェーブレット変換は1次元の系列を扱うものであったが, 2次元に拡張したものも考えられている. これを2次元高速ウェーブレット変換と呼ぶ. 1次元の場合の入力となる信号は長さ N の1次元の系列であったが, 2次元高速ウェーブレット変換の入力信号は $N \times N$ の正方行列となる.

2次元高速ウェーブレット変換は, 入力信号の横方向, 縦方向に繰り返し1次元変換を行うことで実現される. 2次元ウェーブレット変換の結果, 入力信号はスケーリング係数 $S_{m,(p,q)}$, 水平ウェーブレット係数 $T_{m,(p,q)}^h$, 垂直ウェーブレット係数 $T_{m,(p,q)}^v$, 対角ウェーブレット係数 $T_{m,(p,q)}^d$ に分解される. 入力行列の p 行 q 列の要素を $x_{p,q} (p, q = 0, 1, \dots, N-1)$ とすると, $S_{m,(p,q)}$, $T_{m,(p,q)}^h$, $T_{m,(p,q)}^v$, $T_{m,(p,q)}^d$ は以下のように求められる.

$$S_{0,(p,q)} = x_{p,q} \quad (4.15)$$

$$S_{m+1,(p,q)} = \frac{1}{2} \sum_{k_1=0}^{N_k-1} \sum_{k_2=0}^{N_k-1} c_{k_1} c_{k_2} S_{m,(2p+k_1,2q+k_2)} \quad (4.16)$$

$$T_{m+1,(p,q)}^h = \frac{1}{2} \sum_{k_1=0}^{N_k-1} \sum_{k_2=0}^{N_k-1} b_{k_1} c_{k_2} S_{m,(2p+k_1,2q+k_2)} \quad (4.17)$$

$$T_{m+1,(p,q)}^v = \frac{1}{2} \sum_{k_1=0}^{N_k-1} \sum_{k_2=0}^{N_k-1} c_{k_1} b_{k_2} S_{m,(2p+k_1,2q+k_2)} \quad (4.18)$$

$$T_{m+1,(p,q)}^d = \frac{1}{2} \sum_{k_1=0}^{N_k-1} \sum_{k_2=0}^{N_k-1} b_{k_1} b_{k_2} S_{m,(2p+k_1,2q+k_2)} \quad (4.19)$$

図 4.3 に 2次元高速ウェーブレット変換の図解を示す. 2次元高速ウェーブレット変換前と変換後の行列の大きさをそろえるため, $S_{m,(p,q)}$, $T_{m,(p,q)}^h$, $T_{m,(p,q)}^v$, $T_{m,(p,q)}^d$ を図のようにして併せて1つの行列として扱うこともある.

また, 2次元高速ウェーブレット逆変換は以下のように定義される.

$$\begin{aligned} S_{m-1,(p,q)} = & \frac{1}{2} \sum_{k_1=0}^{N_k-1} \sum_{k_2=0}^{N_k-1} c_{p-2k_1} c_{q-2k_2} S_{m,(k_1,k_2)} + \frac{1}{2} \sum_{k_1=0}^{N_k-1} \sum_{k_2=0}^{N_k-1} b_{p-2k_1} c_{q-2k_2} T_{m,(k_1,k_2)}^h \\ & + \frac{1}{2} \sum_{k_1=0}^{N_k-1} \sum_{k_2=0}^{N_k-1} c_{p-2k_1} b_{q-2k_2} T_{m,(k_1,k_2)}^v + \frac{1}{2} \sum_{k_1=0}^{N_k-1} \sum_{k_2=0}^{N_k-1} b_{p-2k_1} b_{q-2k_2} T_{m,(k_1,k_2)}^d \end{aligned} \quad (4.20)$$

4.3 ウォルシュ変換

ウォルシュ関数は ± 1 のみを取る完備な正規直交関数であり, $wal(k, t)$ と書き表される [24], [25]. k はシーケンシを表し, 0以上の整数である. シーケンシはウォルシュ関数を特徴付けるパラメータで, 三角関数の周波数に当たる. ウォルシュ関数の数学的定義は多数あるが, ここでは三角関数を利用した定義を示す.

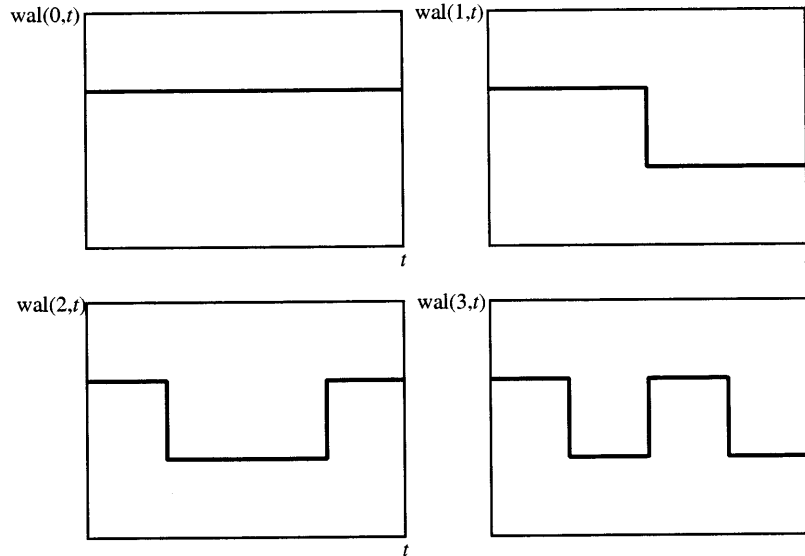


図 4.4: ウォルシュ関数

まず、以下のように整数 $k(\geq 0)$ を 2 進数に変換する.

$$k = \sum_{r=0}^{m-1} 2^r k_r \quad (4.21)$$

k_r は k を 2 進数表示したときのビットで、0 または 1 である. k_0 が最下位のビットを表す. また、 2^m は k を超えるような 2 のべき乗数の中で最小のものとする. このとき、すべての t に対し、 $\text{wal}(k, t)$ は以下のように定義される.

$$\text{wal}(k, t) = \prod_{r=0}^{m-1} \text{sgn}(\cos^{k_r} 2^r \pi t) \quad (4.22)$$

ここで、 $\text{sgn}(x)$ は符号関数であり、以下のような値をとる.

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1 & (x > 0) \\ -1 & (x < 0) \end{cases} \quad (4.23)$$

図 4.4 にウォルシュ関数の例を示す.

信号 $x(t)$ のウォルシュ変換は，ウォルシュ関数 $wal(k, t)$ を用いて以下のように定義される．

$$X(k) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) wal(k, t) dt \quad (4.24)$$

また，逆変換は以下のように定義される．

$$x(t) = \sum_{i=0}^{\infty} X(i) wal(i, t) \quad (4.25)$$

4.3.1 高速ウォルシュ変換

入力を有限長の離散値とすることで，上に定義した変換式を簡単化することができる．入力値の長さは i を 1 以上の整数として $N = 2^i$ とされる．これを N ポイント高速ウォルシュ変換 (Fast Walsh Transform, FWT) と呼ぶ．

例として，入力を x_0, x_1, x_2, x_3 ，出力を X_0, X_1, X_2, X_3 としたときの 4 ポイント FWT の計算は以下ようになる．

$$\begin{pmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} \quad (4.26)$$

変換後の系列 X_n は x_n を 4 つの帯域に分けて分解したものと等価である．このとき， X_0 が最も低い周波数成分， X_3 が最も高い周波数成分を表す．

また，逆変換も同様に簡単化することができ，これを高速ウォルシュ逆変換 (Inverse Fast Walsh Transform, IFWT) と呼ぶ．例として，4 ポイント IFWT の式は以下のように書ける．

$$\begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{pmatrix} \quad (4.27)$$

2次元高速ウォルシュ変換

ウェーブレット変換の場合と同様，高速ウォルシュ変換も2次元に拡張可能である．入力は $N \times N$ の正方行列のとき，これを $N \times N$ ポイント2次元高速ウォルシュ変換と呼ぶ．横方向，縦方向に繰り返し1次元高速ウォルシュ変換を行うことで実現される．

例として， 4×4 ポイント2次元高速ウォルシュ変換の式を示す．入出力はともに 4×4 の正方行列である．入力行列の p 行 q 列の要素を $x_{p,q}$ ，変換後の行列の p 行 q 列の要素を $X_{p,q}$ とすると， 4×4 ポイント2次元高速ウォルシュ変換の式は以下のように書ける．

$$\begin{pmatrix} X_{0,0} & X_{0,1} & X_{0,2} & X_{0,3} \\ X_{1,0} & X_{1,1} & X_{1,2} & X_{1,3} \\ X_{2,0} & X_{2,1} & X_{2,2} & X_{2,3} \\ X_{3,0} & X_{3,1} & X_{3,2} & X_{3,3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{pmatrix} \left[\left[\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{0,0} & x_{0,1} & x_{0,2} & x_{0,3} \\ x_{1,0} & x_{1,1} & x_{1,2} & x_{1,3} \\ x_{2,0} & x_{2,1} & x_{2,2} & x_{2,3} \\ x_{3,0} & x_{3,1} & x_{3,2} & x_{3,3} \end{pmatrix} \right]^T \right] \quad (4.28)$$

$[]^T$ は行列の転置を表す．

また，2次元高速ウォルシュ逆変換は以下の様に表せる．

$$\begin{pmatrix} x_{0,0} & x_{0,1} & x_{0,2} & x_{0,3} \\ x_{1,0} & x_{1,1} & x_{1,2} & x_{1,3} \\ x_{2,0} & x_{2,1} & x_{2,2} & x_{2,3} \\ x_{3,0} & x_{3,1} & x_{3,2} & x_{3,3} \end{pmatrix} = \frac{1}{16} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{pmatrix} \left[\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_{0,0} & X_{0,1} & X_{0,2} & X_{0,3} \\ X_{1,0} & X_{1,1} & X_{1,2} & X_{1,3} \\ X_{2,0} & X_{2,1} & X_{2,2} & X_{2,3} \\ X_{3,0} & X_{3,1} & X_{3,2} & X_{3,3} \end{pmatrix} \right]^T \quad (4.29)$$

4.4 提案階層的符号化方式

ここでは，提案する階層的符号化方式について述べる．符号化の項では，入力データにしたがって式(3.1)における輝度係数 $x_{u,v,k}$ を決めるための操作について述べる．復号化の項では，式(3.8)における $R_{u,v,i}$ からデータを復元する方法について述べる．ここで，議論の簡単化のために，以下それぞれの記号の時間を表す添字 k, i を除いて， $x_{u,v}$ ， $R_{u,v}$ と表現し，それぞれの決め方について述べることにする．

入力データは64ビット同時に処理される．入力データを $d_{m,n}$ と表現する．ただし $m, n = 1, 2, \dots, 8$ である．

符号化を行うにあたり，入力データを以下に示すような 8×8 の行列形に配置する．

$$\mathbf{D} = \begin{Bmatrix} \mathbf{D}_{11} & \mathbf{D}_{12} \\ \mathbf{D}_{21} & \mathbf{D}_{22} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} d_{1,1} & d_{1,2} & \cdots & d_{1,8} \\ d_{2,1} & d_{2,2} & \cdots & d_{2,8} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{8,1} & d_{8,2} & \cdots & d_{8,8} \end{Bmatrix} \quad (4.30)$$

ここで \mathbf{D}_{11} ， \mathbf{D}_{12} ， \mathbf{D}_{21} ， \mathbf{D}_{22} はそれぞれ 4×4 の正方行列である．また， $d_{m,n} = \{-1, 1\}$ であり，入力データは i.i.d. であるとする．

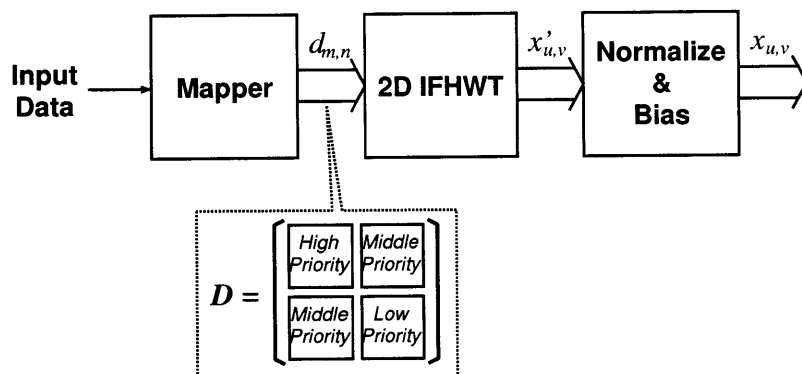


図 4.5: 2次元高速ハールウェーブレット変換を用いた階層的符号化の線図 (符号化器)

以下, 2次元高速ハールウェーブレット変換 (2D FHWT), 4×4 ポイント2次元高速ウォルシュ変換 (2D FWT) を用いた2通りの符号化方式について説明する.

4.4.1 2次元高速ハールウェーブレット変換を用いた方式

2D FHWTを用いる方式では, 入力データは3段階の優先度に分けられる. 式 (4.30) における D_{11} の部分が優先度が最も高く, この部分の合計のデータレートは $16R_b$ となる. D_{12} と D_{21} が中間の優先度であり, データレートは $32R_b$, D_{22} は優先度が最も低くデータレートは $16R_b$ となる.

符号化

図 4.5 に符号化の流れを示す. まず, 式 (4.30) の形になった入力データにスケール 1 の 2次元高速ハールウェーブレット逆変換を行う. 逆変換後, 入力と同じく 8×8 の行列が得られる. 出力行列の各要素は以下のようになる.

$$x'_{u,v} = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^8 \sum_{n=1}^8 d_{m,n} H_{n,v}^8 H_{m,u}^8 \quad (4.31)$$

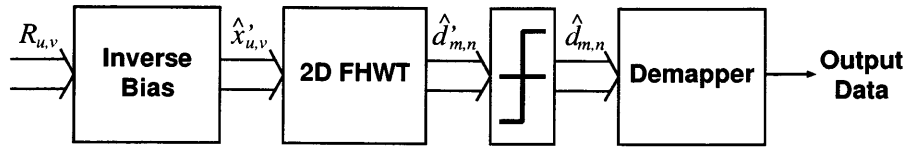


図 4.6: 2次元高速ハルウェーブレット変換を用いた階層的符号化の線図 (復号化器)

ここで, $H_{m,n}^8$ は以下に示すような 8×8 の行列 H^8 の m 行 n 列の要素を表す.

$$H^8 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{pmatrix} \quad (4.32)$$

$x'_{u,v}$ の取り得る値の範囲は $-2 \leq x'_{u,v} \leq 2$ である. これを 0 から 1 の範囲にするため, 以下のようにバイアスを加えた後に正規化する.

$$x_{u,v} = \frac{(x'_{u,v} + 2)}{4} \quad (4.33)$$

この処理の結果, $x_{u,v}$ の取り得る値は $\{0, \frac{1}{4}, \frac{1}{2}, \frac{3}{4}, 1\}$ の 5通りとなる.

復号化

図 4.6 に復号化の流れを示す. 受信画像から得られた $R_{u,v}$ を 8×8 の正方行列と考える. まず, 以下のように行列のそれぞれの要素に逆バイアスを加える.

$$\hat{x}'_{u,v} = R_{u,v} - b \quad (4.34)$$

バイアス値 b は $R_{u,v}$ の平均値から算出される. 適切なバイアス値を求めるには時間的に平均する必要もあるため, 時間のパラメータ i を考慮して

表 4.1: 2次元高速ウォルシュ変換を用いた階層的符号化の優先度

| 優先度 | データ | データレート |
|---------|--|--------|
| 10 (最高) | $d_{1,1}, d_{1,5}, d_{5,1}, d_{5,5}$ | $4R_b$ |
| 9 | $d_{1,2}, d_{1,6}, d_{2,1}, d_{2,6}, d_{5,2}, d_{5,6}, d_{6,1}, d_{6,6}$ | $8R_b$ |
| 8 | $d_{2,2}, d_{2,6}, d_{6,2}, d_{6,6}$ | $4R_b$ |
| 7 | $d_{1,3}, d_{1,7}, d_{3,1}, d_{3,5}, d_{4,3}, d_{4,7}, d_{7,1}, d_{7,5}$ | $8R_b$ |
| 6 | $d_{2,3}, d_{2,7}, d_{3,2}, d_{3,6}, d_{4,3}, d_{4,7}, d_{7,2}, d_{7,6}$ | $8R_b$ |
| 5 | $d_{3,3}, d_{3,7}, d_{7,3}, d_{7,7}$ | $4R_b$ |
| 4 | $d_{1,4}, d_{1,8}, d_{4,1}, d_{4,5}, d_{5,4}, d_{5,8}, d_{8,1}, d_{8,5}$ | $8R_b$ |
| 3 | $d_{2,4}, d_{2,8}, d_{4,2}, d_{4,6}, d_{6,4}, d_{6,8}, d_{8,2}, d_{8,6}$ | $8R_b$ |
| 2 | $d_{3,4}, d_{3,8}, d_{4,3}, d_{4,7}, d_{7,4}, d_{7,8}, d_{8,3}, d_{8,7}$ | $8R_b$ |
| 1 (最低) | $d_{4,4}, d_{4,8}, d_{8,4}, d_{8,8}$ | $4R_b$ |

以下のように計算する.

$$b = \sum_i k \sum_u \sum_v R_{u,v,i} \quad (4.35)$$

次に, 以下のように行列に 2D FHWTT を行う.

$$\hat{d}'_{m,n} = \frac{1}{2} \sum_{u=1}^8 \sum_{v=1}^8 \hat{x}'_{u,v} H_{n,v}^8 H_{m,u}^8 \quad (4.36)$$

最後に, スレッシュホールド判定を行い, 出力データを得る. もし $\hat{d}'_{m,n}$ が正の値であれば $d_{m,n}$ の推定値 $\hat{d}_{m,n}$ は 1, $\hat{d}'_{m,n}$ が負の値であれば $d_{m,n}$ の推定値 $\hat{d}_{m,n}$ は -1 となる.

4.4.2 2次元高速ウォルシュ変換を用いた方式

表 4.4.2 に 4×4 ポイント 2D FWT を用いた場合の入力データの優先度と, それぞれの合計のデータレートを示す. 表に示す通り, 2D FWT を用いた場合のデータは優先度順に 10 段階に分けられる.

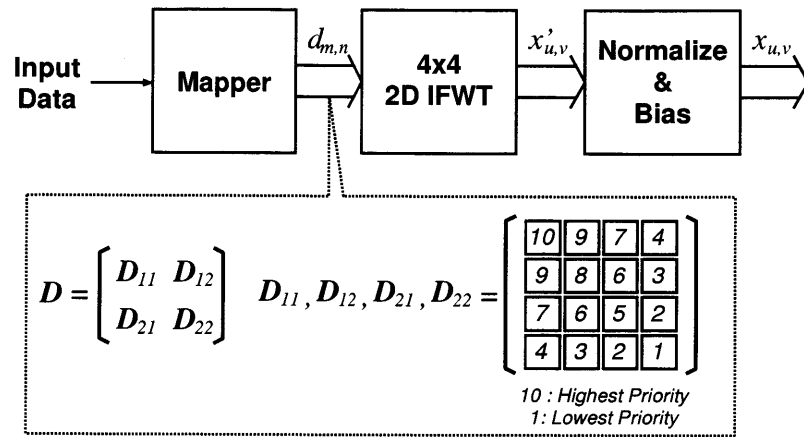


図 4.7: 2次元高速ウォルシュ変換を用いた階層的符号化の線図 (符号化器)

符号化

図4.7に符号化の流れを示す。入力データ行列に4×4ポイント2D IFWTを行う。入力データが8×8であるので、4×4ポイント2D IFWTを行うには4回に分けて変換を行う必要がある。変換後の出力は以下のようになる。

$$x'_{u,v} = \frac{1}{16} \sum_{m=1}^4 \sum_{n=1}^4 d_{m+4p,n+4q} W_{v,n}^4 W_{u,m}^4 \quad (\text{for } p=0,1 \text{ and } q=0,1) \quad (4.37)$$

ここで $W_{m,n}^4$ は以下に示す4×4の行列 W^4 の m 行 n 列の要素である。

$$W^4 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{pmatrix} \quad (4.38)$$

$x'_{u,v}$ の取り得る値の範囲は $-1 \leq x'_{u,v} \leq 1$ である。FHWTを用いる場合と同じく、 $x_{u,v}$ を0から1の範囲にするため、以下のようにバイアスを加えた後正規化する。

$$x_{u,v} = \frac{(x'_{u,v} + 1)}{2} \quad (4.39)$$

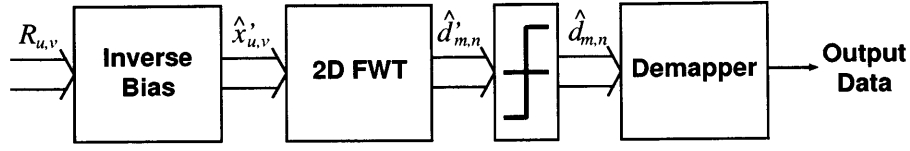


図 4.8: 2次元高速ウォルシュ変換を用いた階層的符号化の線図 (復号化器)

この処理の結果, $x_{u,v}$ の取り得る値は $\{0, \frac{1}{16}, \frac{1}{8}, \frac{3}{16}, \frac{1}{4}, \frac{5}{16}, \frac{3}{8}, \frac{7}{16}, \frac{1}{2}, \frac{9}{8}, \frac{5}{8}, \frac{11}{16}, \frac{3}{4}, \frac{13}{4}, \frac{7}{8}, \frac{15}{16}, 1\}$ の 17 通りとなる.

復号化

図 4.8 に符号化の流れを示す. 受信画像から得られた $R_{u,v}$ を 8×8 の正方行列と考える. まず, 以下のように行列のそれぞれの要素に逆バイアスを加える.

$$\hat{x}'_{u,v} = R_{u,v} - b \quad (4.40)$$

バイアス値 b は 2D FHWT の場合と同様, $R_{u,v}$ の平均値から算出される. 適切なバイアス値を求めるには時間的に平均する必要もあるため, 時間のパラメータ i を考慮して以下のように計算する.

$$b = \sum_i \sum_u \sum_v R_{u,v,i} \quad (4.41)$$

次に, 以下のように行列に 4×4 ポイント 2D FWT を行う.

$$\hat{d}'_{m,n} = \sum_{u=1}^4 \sum_{v=1}^4 \hat{x}'_{u+4p,v+4q} W_{n,v}^4 W_{n,v}^4$$

(for $p = 0, 1$ and $q = 0, 1$) (4.42)

最後に, スレッシュホールド判定をする. もし $\hat{d}'_{m,n}$ が正の値であれば $d_{m,n}$ の推定値 $\hat{d}_{m,n}$ は 1, $\hat{d}'_{m,n}$ が負の値であれば $d_{m,n}$ の推定値 $\hat{d}_{m,n}$ は -1 となる.

4.5 まとめ

本章では，提案階層的符号化方式について述べた．まず，符号化に用いるウェーブレット変換，ウォルシュ変換の説明を簡単にした後，具体的な符号化の方法について述べた．符号化は，2次元高速ハールウェーブレット変換 (2D FHWT) を用いる方式， 4×4 ポイント 2次元高速ウォルシュ変換 (2D FWT) を用いる方式の2つを提案した．階層的符号化とは，データを優先度順に複数段階に分割し，通信路品質が劣化しても優先度の低いデータから順に誤り率が増加するような符号化をほどこすことで，優先度の高いデータの誤り率の劣化を抑えるものである．本研究で考えるチャンネルが2次元ローパスフィルタの性質を持つことから，2D FHWT，2D FWT の2種類の2次元変換を用いてデータを空間周波数上にマッピングし，劣化の少ない低周波成分に割り当てたデータの信頼性を高めることを目的とする．

2D FHWT を用いる方式と 2D FWT を用いる方式では入力データを優先度順に複数段階に分割する際の段階数が異なる．2D FHWT を用いる方式では3段階に分割されるが， 4×4 ポイント 2D FWT を用いる方式では10段階に分割される．分割する数が増えるとともに送信機 LED の輝度を表す係数 $x_{u,v}$ が取り得る数も増える． $x_{u,v}$ は 2D FHWT を用いる方式では5通り， 4×4 ポイント 2D FWT を用いる方式では17通りの値を持つ．これらの違いが性能にもたらす影響については次章で述べる．

第5章 数値例

5.1 はじめに

4章で、本稿で提案する階層的符号化の方法について詳しく述べた。本章では、提案した階層的符号化の性能と符号化を行わない場合と比較することを目的とし、計算機シミュレーションによる数値例を示す。比較対象とした符号化を行わない方式とは、64個のLEDに独立にOOK(On-Off Keying)の変調を用いた方式である。このとき、ビットの0, 1はLEDのOn, Offで表現される。

無線通信の世界で異なる変調方式を評価する際には、SNRや E_b/N_0 を一定の条件における誤り率を比較することが一般的である。すなわち、信号のエネルギーを一定にして評価をすることが普通である。しかし、本研究で考えるLED信号機を用いた通信においてはこのように評価するのは適切ではない。信号機としての機能を考えた場合、信号機のLEDはある一定の明るさを維持する必要がある。これは、LEDの輝度値の時間平均値を一定にすることと等しい。しかし、式(3.12)で定義したSNRは輝度値の2乗から決まる。

本研究で提案する2種類の階層的符号化方式(2D FHWTを用いる方式、2D FWTを用いる方式)と、従来方式である符号化を行わない方式と比較することを考えると、このとき、全ての方式で輝度の時間平均値を等しくした場合、輝度の2乗の時間平均値、つまりSNRは一定にはならない。なぜなら、提案階層的符号化方式ではOOKの場合と違い輝度が多値になるからである。以下の数値例では SNR_{OOK} というパラメータを一定にして評価することにする。これは、ビットレート、輝度の時間平均値を一定にした場合にOOK方式を用いた場合のSNRを表す。

本研究で想定する通信において、問題となると考えられるのは3.3節で述べたローパスフィルタ型のチャネル特性である。本稿ではこのチャネル特性を式(3.6)で定義した 3×3 の2次元ガウシアンフィルタでモデル化する。式(3.6)における σ_g^2 がフィルタの性能を決めるパラメータであり、 $\sigma_g^2 \rightarrow 0$ のときは受信画像内で隣接するLED同士の干渉が存在しない状態を表す。逆に σ_g^2 が大きくなるほど受信画像内で隣接するLED同士の干渉が大きい状態を表す。 σ_g^2 が大きくなることとチャネルの2次元ローパスフィルタのカットオフ周波数が低くなることは等価である。本節ではこの σ_g^2 が大きくなったときの提案符号化方式の効果を示す。

また、送信機内のLEDが独立に変調されているため、送信機に設置されたLEDの輝度にはばらつきが存在する場合、すなわち式(3.1)における $A_{u,v}$ にはばらつきがある場合に特性劣化が生じることが考えられる。

そこで、本章では、まずばらつきの存在しない場合の特性を評価し、続いてばらつきの存在する場合の特性を評価する。

5.2 LEDの輝度にはばらつきが存在しない場合

まず、送信機の64個のLEDの輝度にはばらつきが存在しない場合の特性について評価する。このとき、式(3.1)における $A_{u,v}$ すべての u, v について一定となる。

図5.1に $\sigma_g^2 \rightarrow 0$ 、つまり受信画像内で隣接するLED同士の輝度値の干渉がまったく存在しない場合の SNR_{OOK} 対BER特性を示す。比較のため、符号化なし(OOK)の場合の特性も示してある。隣接するLEDの輝度値に干渉が生じない場合、階層的符号化の効果は表れず、全ての優先度においてBER特性は等しくなる。BER特性は、従来方式が最も優れており、FHWTを用いた提案符号化方式、FWTを用いた提案符号化方式の順で劣化している。これは、輝度を多値にしたことにより輝度の2乗の時間平均値が減少し、SNRが劣化したためと考えられる。

次に、図5.2, 5.3に σ_g^2 を変化させたときの2次元高速ハルウェーブレット変換(2D FHWT)を用いた提案方式の SNR_{OOK} 対BER特性を示

す。比較のため、符号化なし (OOK) の場合の特性も示してある。図 5.2 に示すのは $\sigma_g^2 = 0.3$, 図 5.3 に示すのは $\sigma_g^2 = 0.5$ のときの特性である。図から、隣接する LED の輝度値に干渉が生じると提案階層的符号化方式の効果が表れることがわかる。2D FHWT を用いたとき、データは優先度により 3 段階に分けられるが、優先度の高いものほど BER の劣化の度合が少なくなることが見て取れる。ただし、 $\sigma_g^2 = 0.5$ のときは優先度が最も高いデータにも BER にフロアが生じている。

図 5.4, 5.5 に σ_g^2 を変化させたときの 4×4 ポイント 2 次元高速ウォルシュ変換 (2D FWT) を用いた提案方式の SNR_{OOK} 対 BER 特性を示す。比較のため、符号化なし (OOK) の場合の特性も示してある。2D FWT を用いたとき、データは優先度により 10 段階に分けられるが、図を見ると、2D FHWT を用いた方式と同じく優先度の高いものほど BER 劣化が少ないことがわかる。また、図 5.5 を見ると、2D FHWT を用いた方式ではエラーフロアが発生していた $\sigma_g^2 = 0.5$ のときでも優先度が高いデータにエラーフロアが生じていないことがわかる。2D FWT を用いた方式は、2D FHWT を用いた方式よりもデータの分割数が多い。これは、空間周波数方向の分解数が多くなることを意味する。この分解数の多さにより、優先度の高いデータは低周波成分のより狭い帯域に納められるため、チャネルの 2 次元ガウシアンフィルタのカットオフ周波数が低くなっても劣化が少ないと考えられる。

2 つの提案方式の特性の違いは、図 5.6, 5.7 を見ることでより明らかになる。図 5.6, 5.7 には、2 種類の提案符号化方式と、比較対象である無符号化 (OOK) 方式の SNR_{OOK} を一定としたときの σ_g^2 対 BER 特性を示してある。ただし、提案符号化方式では、優先度最高のデータの特性のみを示してある。図 5.6 は $\text{SNR}_{\text{OOK}} = 25\text{dB}$, 図 5.7 は $\text{SNR}_{\text{OOK}} = 30\text{dB}$ のときの特性である。図 5.6 では、 σ_g^2 が 0.4 より小さい領域では 2D FHWT を用いた方式の方が特性がよいが、 σ_g^2 が 0.4 よりも大きくなると逆に 2D FWT を用いた方式の方が特性がよくなる。一方、図 5.6 を見ると、2D FWT を用いた方式の方が常に特性がよいことがわかる。

これらの数値例から 2 種類の提案階層的符号化方式の性能を比較する

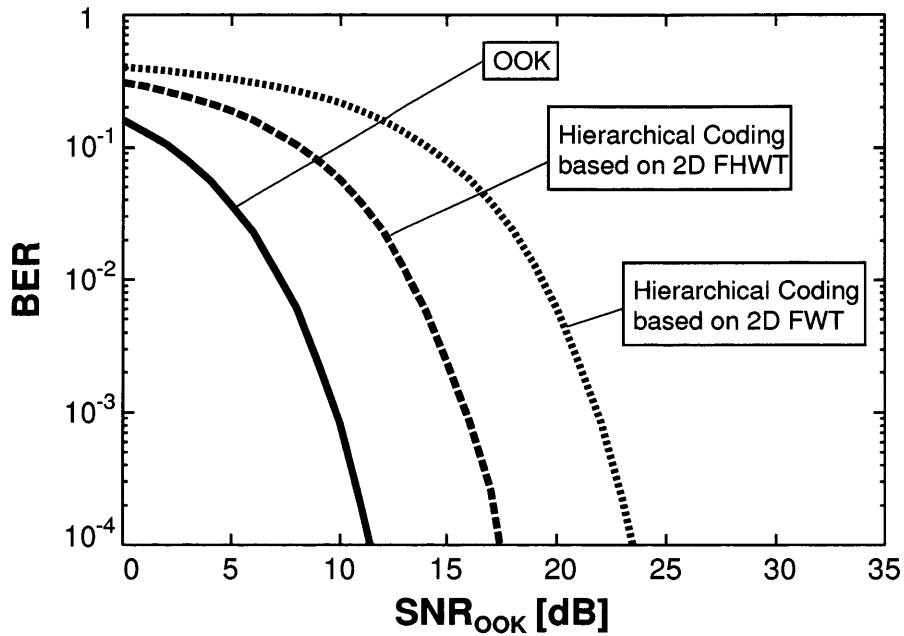


図 5.1: 提案符号化方式の SNR_{OOK} 対 BER 特性 ($\sigma_g^2 \rightarrow 0$)

と、2D FHWT を用いた方式よりも 2D FWT を用いた方式の方が空間周波数方向への分解数が増えるため、 σ_g^2 への耐性は高いことがわかる。ただし、2D FWT を用いる方式は分解数が多い分 LED の輝度の階調数も 2D FHWT を用いる方式よりも増えるため、より高い SNR が必要となることがわかる。

実際の応用を考えた場合、 σ_g^2 の値は送受信機間の距離が長くなるとともに大きくなると予想される。一方、SNR は送受信機間の距離が長くなるとともに小さくなると思われる。実用化のためには、これらの実際の通信路の特性に応じて適切な符号化方法を選ぶ必要がある。

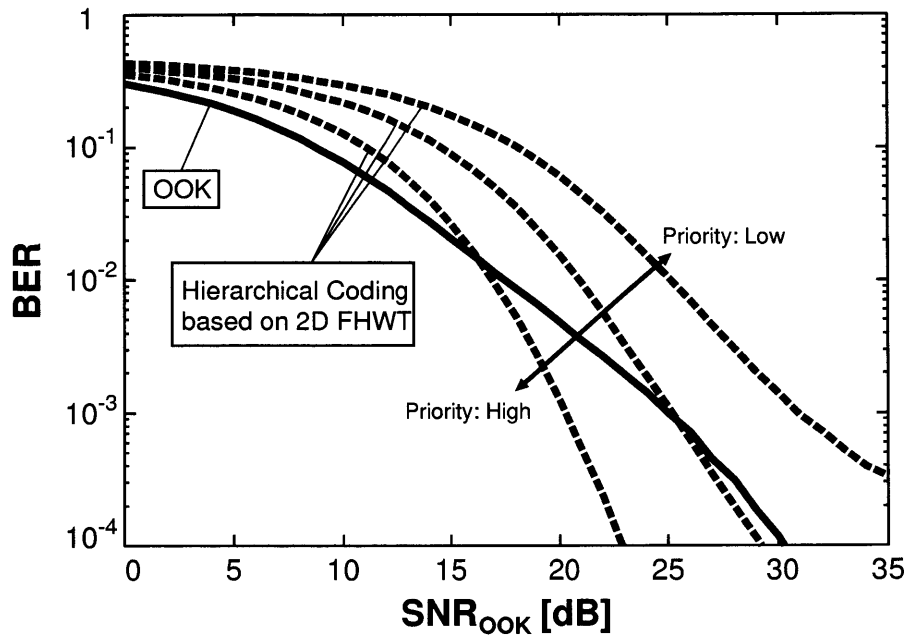


図 5.2: 提案符号化方式 (2D FHWT) の SNR_{OOK} 対 BER 特性 ($\sigma_g^2 = 0.3$)

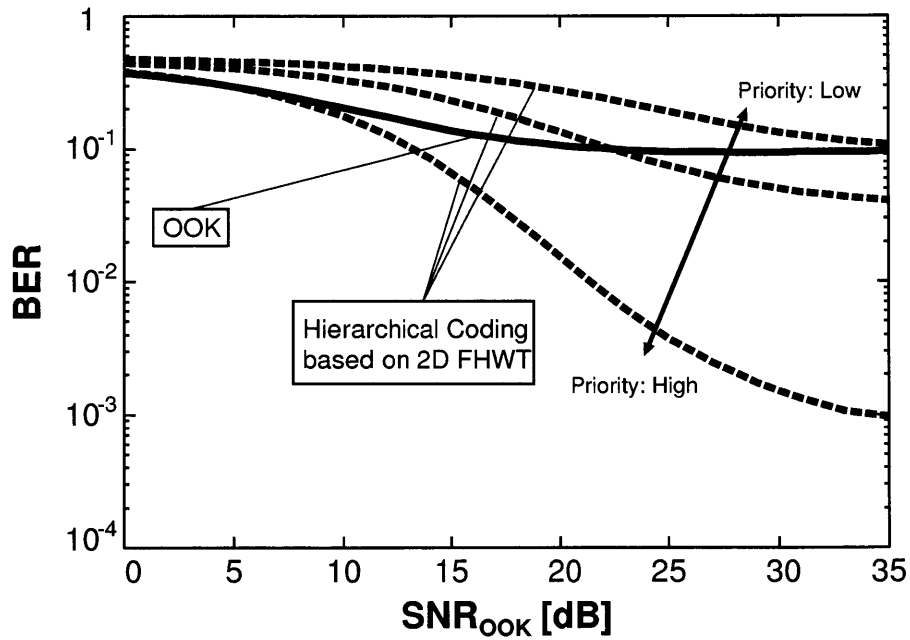


図 5.3: 提案符号化方式 (2D FHWT) の SNR_{OOK} 対 BER 特性 ($\sigma_g^2 = 0.5$)

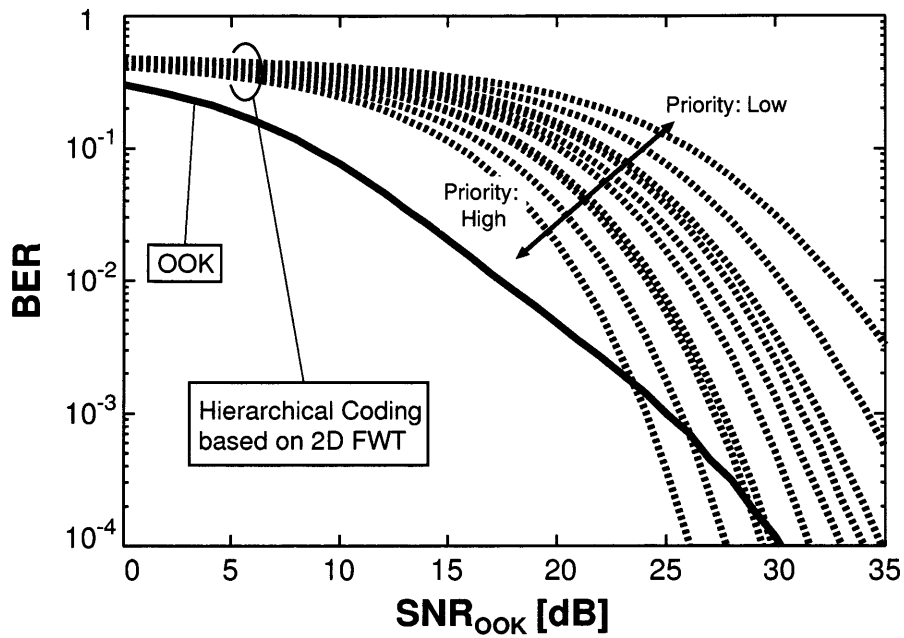


図 5.4: 提案符号化方式 (2D FWT) の SNR_{OOK} 対 BER 特性 ($\sigma_g^2 = 0.3$)

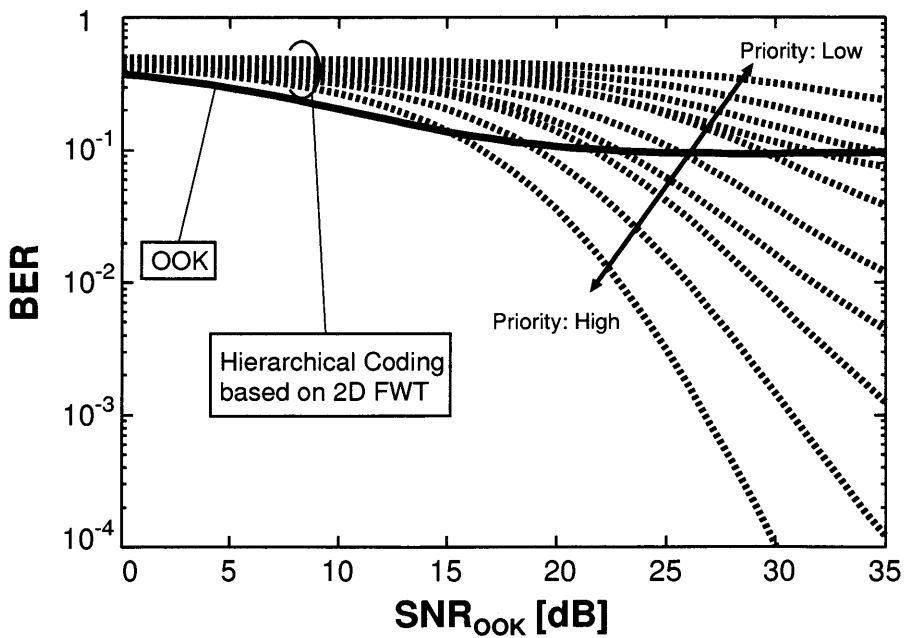


図 5.5: 提案符号化方式 (2D FWT) の SNR_{OOK} 対 BER 特性 ($\sigma_g^2 = 0.5$)

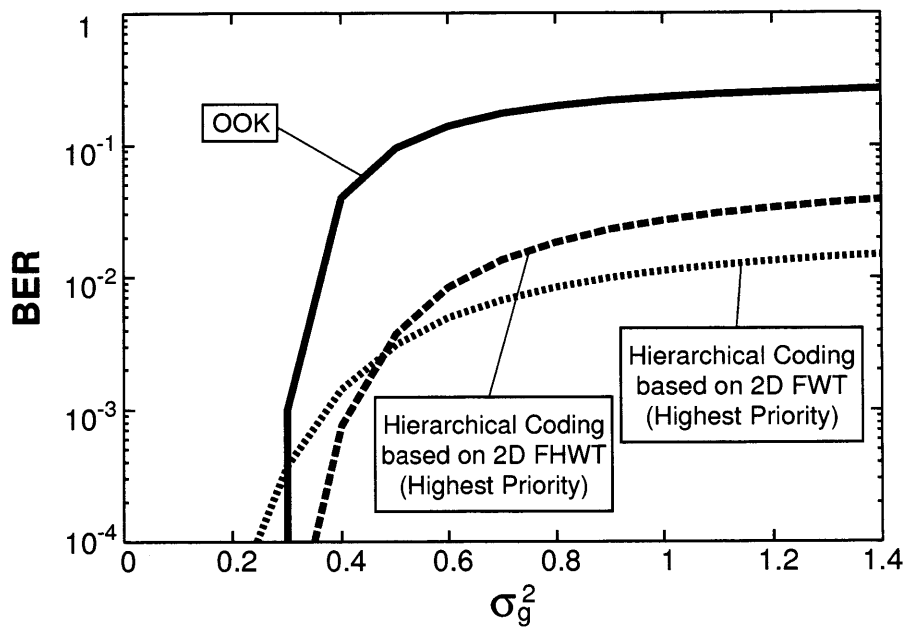


図 5.6: 提案符号化方式の σ_g^2 対 BER 特性 ($\text{SNR}_{\text{OOK}} = 25\text{dB}$)

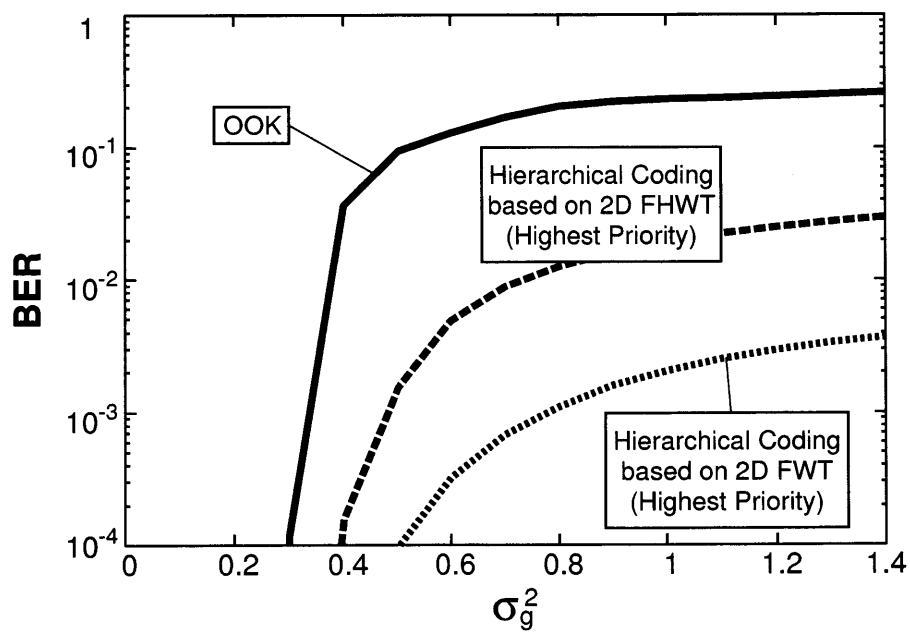


図 5.7: 提案符号化方式の σ_g^2 対 BER 特性 ($\text{SNR}_{\text{OOK}} = 30\text{dB}$)

5.3 LEDの輝度にばらつきが存在する場合

次に、LEDの輝度にばらつきが存在する場合の特性を評価する。

LEDの輝度ばらつきの原因は、LEDそのものの個体差やLEDの設置角度ずれが考えられる。本節では、式(3.1)において個々のLEDの輝度レンジを表す係数 $A_{u,v}$ を以下のようにモデル化する。

$$A_{u,v} = A_{avg}(1 + L_{u,v}) \quad (5.1)$$

A_{avg} は全てのLEDの最大輝度の平均値を表す。 $L_{u,v}$ は輝度のばらつきを表し、本節では平均0、分散 σ_L^2 のガウスランダム変数であると仮定する。 σ_L^2 が大きいほど送信機内の複数のLEDの間の輝度のばらつきは大きいということになる。平均0、分散 σ^2 のガウス分布の確率変数を $p(x)$ としたとき、 $-\sigma \leq x \leq \sigma$ の範囲の $p(x)$ の積分値は0.7、 $-2\sigma \leq x \leq 2\sigma$ の範囲の $p(x)$ の積分値は0.95となる。これより、例えば $\sigma_L^2 = 0.01$ とすると、95%のLEDの最大輝度値は $0.8 \cdot A_{avg}$ から $1.2 \cdot A_{avg}$ の範囲にあることになる。 $\sigma_L^2 = 0.04$ とすると、95%のLEDの最大輝度値は $0.6 \cdot A_{avg}$ から $1.4 \cdot A_{avg}$ の範囲にあるということである。以下、 σ_L^2 を変化させた場合の特性の変化を見ていく。

まず最初に、受信画像内の隣接するLED間に干渉が全く存在しない場合($\sigma_g^2 \rightarrow 0$)の提案符号化方式、無符号化方式(OOK)の σ_L^2 対BER特性を図5.8に示す。 SNR_{OOK} は25dBで一定とした。隣接するLED間に干渉が無い場合、階層的符号化を行っても優先度ごとのBER特性の違いは見られない。図を見ると、2D FWTを用いた階層的符号化方式の σ_L^2 増加に伴うBER劣化が最も顕著であり、2D FHWTを用いた方式は2D FWTを用いた方式よりはよい特性を示すが、無符号化の場合よりも劣る特性となる。これは、LEDの輝度の階調数が増えるほどLEDの輝度のばらつきの影響を受けやすくなるためだと思われる。

これらの結果から、LEDの輝度のばらつきを受信機側で補正する必要があると考えられる。補正を行うためには、送信機側で定期的にパイロットパターンを送ればよい。これは、受信機にとって既知のパターンであ

り、パイロットパターンから得られた各 LED の輝度を使い受信処理をする際に輝度の補正を行うことが可能となる。受信画像内の隣接する LED 間に輝度の干渉が生じていない場合には、輝度補正によってばらつきの影響は完全に除去できる。

しかし、隣接する LED 間に干渉が生じている場合、パイロットパターンから各 LED の輝度を推定する既に推定誤りが起こる上、その後のデータ送信部も隣接する LED が干渉し合っている状態であるため、適切に輝度の補正を行えない可能性がある。そこで、これを確かめるためチャンネルのガウシアンフィルタの分散を変化させ、隣接する LED が干渉を起こす条件下での特性も調べた。

図 5.9-5.12 に隣接する LED に干渉が生じている場合の提案方式、無符号化方式の σ_L^2 対 BER 特性を示す。図 5.9 は $\text{SNR}_{\text{OOK}}=25\text{dB}$, $\sigma_g^2 = 0.3$ の場合、図 5.10 は $\text{SNR}_{\text{OOK}}=30\text{dB}$, $\sigma_g^2 = 0.3$ の場合、図 5.11 は $\text{SNR}_{\text{OOK}}=25\text{dB}$, $\sigma_g^2 = 0.5$ の場合、図 5.12 は $\text{SNR}_{\text{OOK}}=30\text{dB}$, $\sigma_g^2 = 0.5$ の場合の特性である。図中の破線は輝度ばらつきの補正を行わない場合の特性、実線は補正を行った場合の特性を示す。提案階層的符号化方式については、優先度が最も高い部分のデータの特性のみを示してある。図より、補正を行わない場合は符号化によってもたらされる隣接する LED 同士の干渉の影響の軽減効果が見られず、図 5.9, 5.10 では無符号化の場合よりも劣る特性を示していることがわかる。しかし、ばらつきの補正を行うことで、提案符号化方式の特性は大きく改善する。ただし、補正を行った場合でも隣接する LED 同士の干渉が存在するため完全な補正を行うことはできず、 σ_L^2 が増加するにつれ、緩やかにではあるが BER 特性は劣化してしまう。また、わずかな違いではあるが、補正を行った場合でも 2D FWT を用いた方式が σ_L^2 に対する BER 劣化の度合いが最も大きいことがわかる。これは、LED の階調数の多さに起因するばらつきに対する弱さが例えばばらつきの補正を行ったとしても失われていないことによると考えられる。しかしこの差位はわずかであり、補正を行うことで輝度ばらつきの影響はほぼ取り除けたとみなせる範囲であると言える。

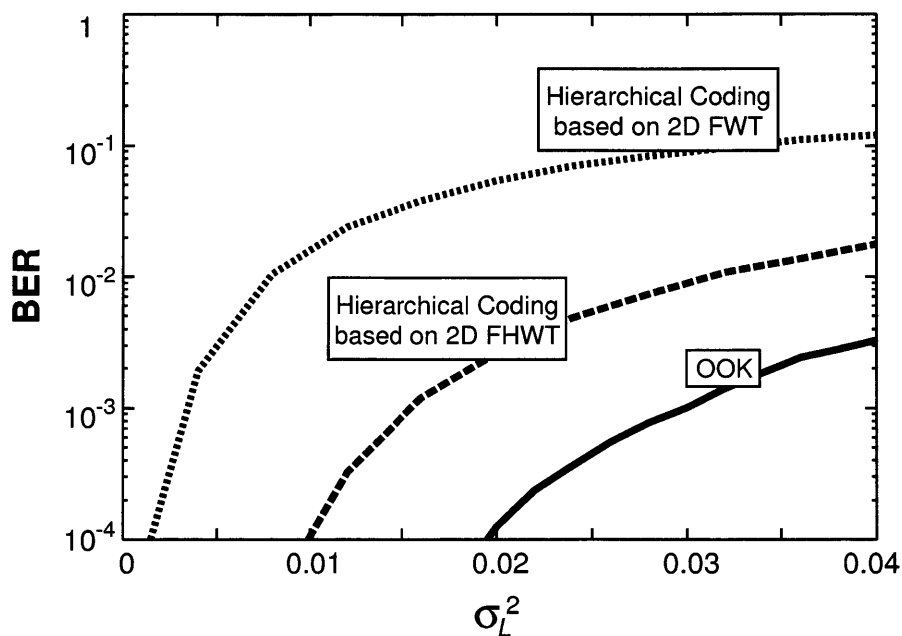


図 5.8: 提案符号化方式の σ_L^2 対 BER 特性 ($\text{SNR}_{\text{OOK}} = 25\text{dB}, \sigma_g^2 \rightarrow 0$)

5.4 まとめ

本章では、2種類の提案階層的符号化方式の性能を計算機シミュレーションにより評価した。

まず、送信機内のLEDの輝度にばらつきが全く存在しない理想的な条件下での数値例を示した。結果、隣接するLED同士の輝度値が干渉している場合には提案階層的符号化方式においてデータの優先度によりBER特性に変化が生まれ、優先度の高いデータのBERが抑えられていることがわかった。提案方式は2D FHWTを用いた方式、2D FWTを用いた方式の2種類がある。2D FHWTを用いた方式は優先度によるデータの分割数が3と少ない一方、LEDの輝度の階調数も5と少ない。一方、2D FWTを用いた方式は優先度によるデータの分割数が10となり、2D FHWTを用いた方式と比べ多い。しかし、その分LEDの輝度の階調数も17に増加する。隣接するLED同士の干渉の度合いが大きくなった場合には、デー

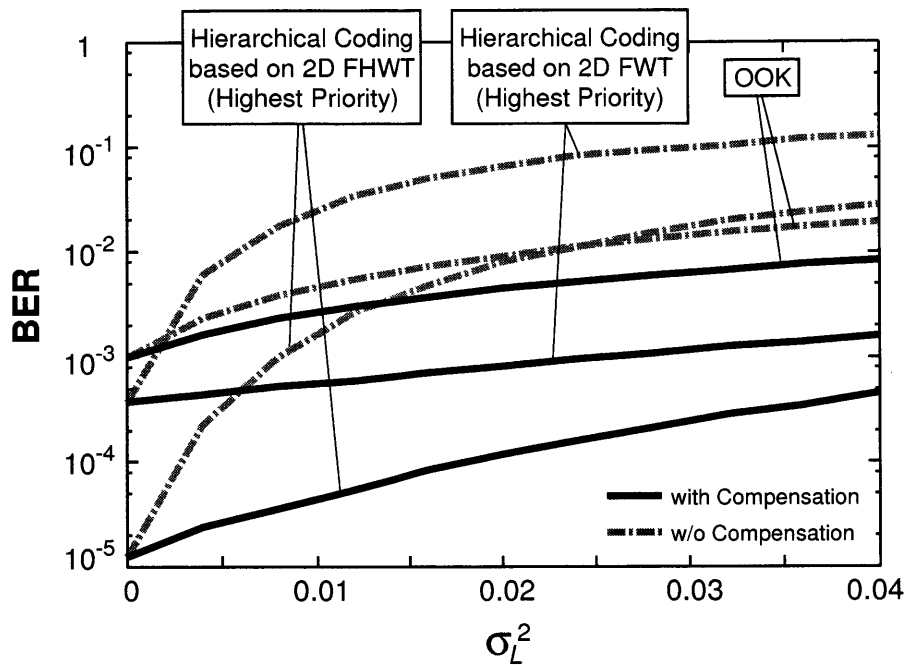


図 5.9: 提案符号化方式の σ_L^2 対 BER 特性 ($\text{SNR}_{\text{OOK}} = 25\text{dB}, \sigma_g^2 = 0.3$)

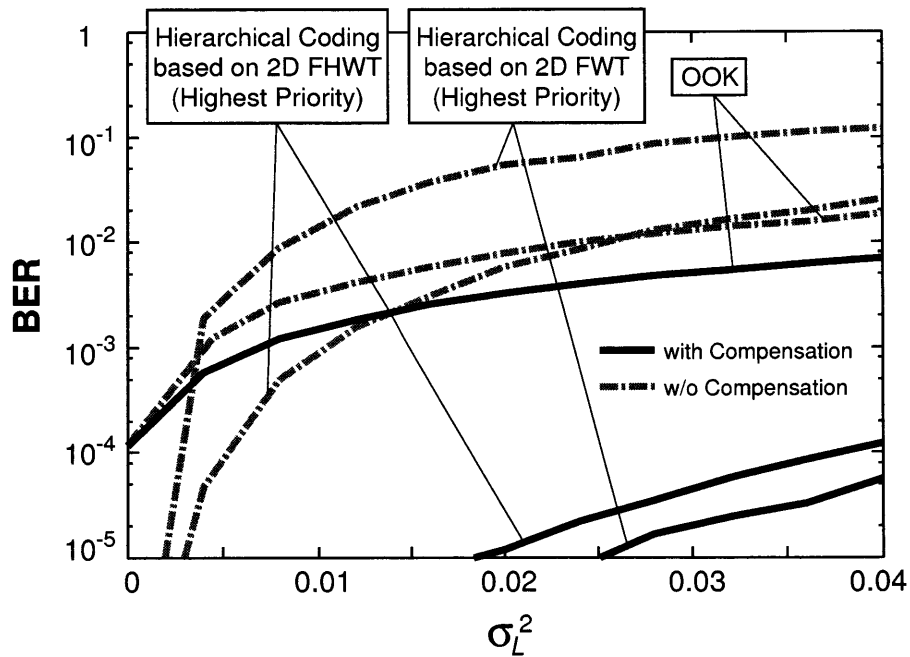


図 5.10: 提案符号化方式の σ_L^2 対 BER 特性 ($\text{SNR}_{\text{OOK}} = 30\text{dB}, \sigma_g^2 = 0.3$)

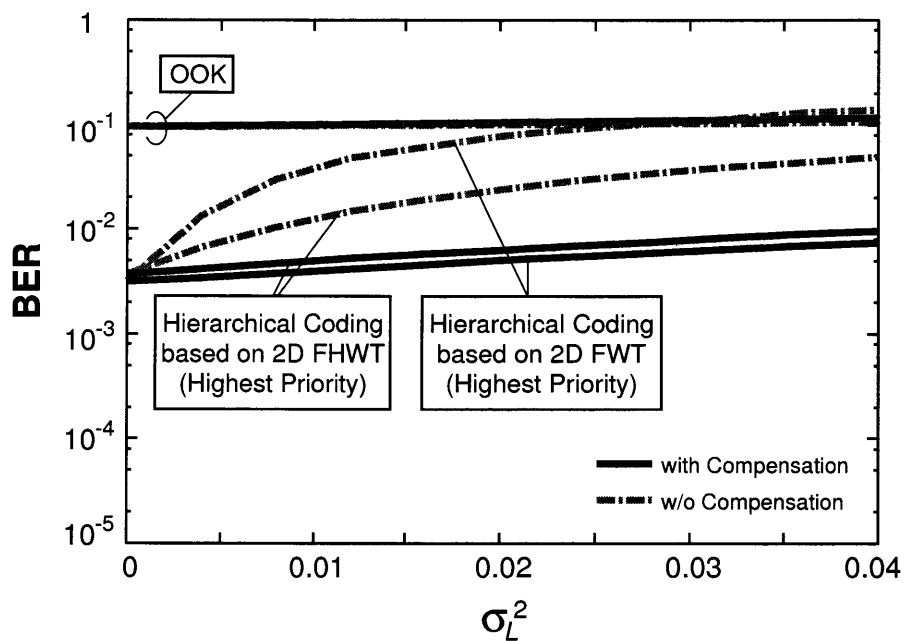


図 5.11: 提案符号化方式の σ_L^2 対 BER 特性 ($\text{SNR}_{\text{OOK}} = 25\text{dB}, \sigma_g^2 = 0.5$)

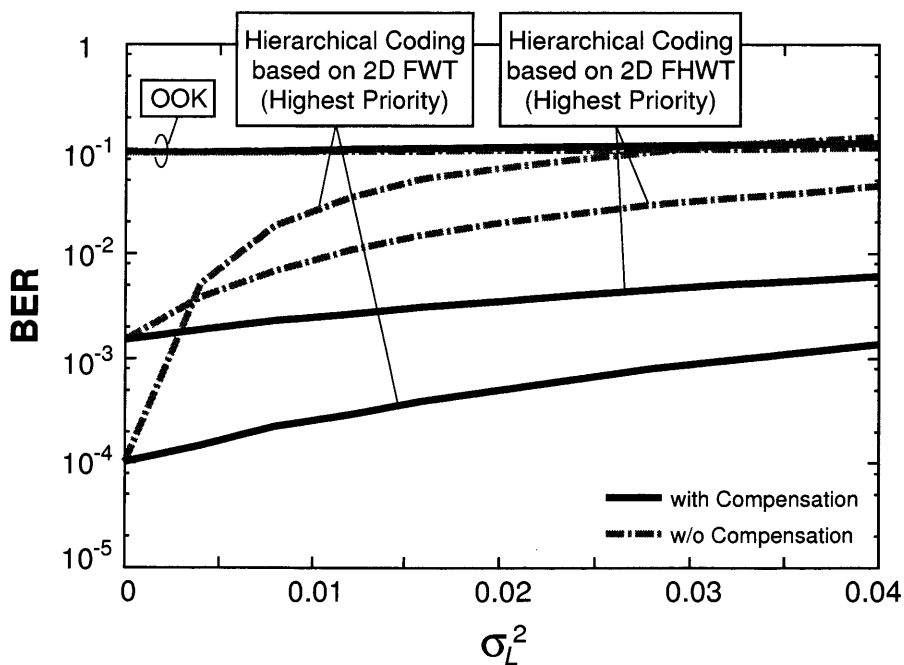


図 5.12: 提案符号化方式の σ_L^2 対 BER 特性 ($\text{SNR}_{\text{OOK}} = 30\text{dB}, \sigma_g^2 = 0.5$)

タの分割数が多い2D FWTを用いた方式が有利である。他方で、輝度の階調数も増えるため2D FHWTを用いた方式よりも高いSNRを必要とするというトレードオフの関係を示した。

次に、送信機内のLEDの輝度にばらつきが存在する場合の数値例を示した。本研究で想定するシステムでは個々のLEDを独立に変調しているため、このような輝度ばらつきによって特性が劣化する。このばらつきの影響は、輝度の階調数が増えるほど研著に表れることがわかった。つまり、2D FWTを用いた方式は最も影響を受けやすく、ばらつきの度合の増大に伴うBERの劣化の度合が最も大きい。2D FHWTを用いた方式は2D FWTを用いた方式よりは影響を受けにくいですが、無符号化方式(OOK)よりも影響を受けやすい。このため、階層的符号化を用いる場合には特に輝度のばらつきの補正を行う必要があることがわかった。

続いて輝度ばらつきの補正を行った場合の数値例も示した。輝度ばらつきの補正を行うことで、補正を行わない場合と比べると大きく性能が改善される。しかし、受信画像内で隣接するLEDの輝度に干渉が生じているような状況化では、補正を行った場合でもばらつきの度合が大きくなるとともにわずかにBERの劣化が生じることがわかった。

第6章 実験

6.1 はじめに

本章では，LED 送信機を試作して行った実験について述べる．受信機には市販の高速度カメラを用いる．まず送信機，受信機について説明し，続いて実験結果を述べる．

6.2 実験システム

6.2.1 送信機構成

送信機は 8×8 の正方行列形に並べられた縦横の間隔がそれぞれ 2cm である 64 個の緑色 LED，変調用に用いる FPGA(Field Programmable Gate Array)，ドライバ回路から成る．実験で使用する LED，FPGA ボードの仕様は表 6.1，6.2 に示す通りである [26]．

FPGA とは，チップ内部の論理回路の構成を自由に変更可能な LSI である．専用の LSI は後から設計を変更することは不可能であるが，FPGA は論理回路を自由に変更できるため，柔軟な設計が可能となる．設計には HDL と呼ばれるプログラミング言語を用い，専用のソフトウェアを用いて所望の回路情報を PC から FPGA に送る．実験では，LED の変調器をこの FPGA を用いて実装した．

実装したのは 2 次元ハルウェーブレット変換 (2D FHWT) を用いた提案階層的符号化方式，無符号化 (OOK) 方式の 2 種類である．

図 6.4 にドライバ回路の回路図を示す．回路は簡単なスイッチング回路である． V_{cc} は電源電圧， V_{FPGA} は FPGA からの入力電圧，GND は接地

を表す。 V_{FPGA} は LVTTL 仕様のデジタル信号であり、Off のときには 0V、On のときには 3.3V の電圧を出力する。FPGA からの入力が入力が Off であればドライバ回路内のトランジスタのベースには電流が流れないため、トランジスタは導通せず、コレクタ電流、エミッタ電流は流れない。そのため、LED にも電流は流れず、LED は Off の状態となる。一方、FPGA の入力が On になったときには、トランジスタが導通し、LED に電流が流れるため、LED が On の状態となる。図 6.4 に示したのは LED1 つあたりの回路図であり、実際にはこの回路が 64 個分ある。ただし、 V_{cc} と GND は共通である。

2D FHWT を用いた階層的符号化方式では、4.4.1 節で述べた通り LED の輝度は多値になり、最も明るいときの輝度値を 1 とすれば $\{0, \frac{1}{4}, \frac{1}{2}, \frac{3}{4}, 1\}$ の 5 通りの輝度を取るようになる。試作した送信機では、図 6.5 のように V_{FPGA} のパルス幅を変えることで輝度の階調を実現している。

図 6.6 に送信パケット構成を示す。1 パケットは 72 シンボルから成り、始めの 8 シンボルはヘッダ部分、後の 64 シンボルはデータ部分である。ここで、シンボルとは送信機 LED の表示パターンを指す。1 つの LED は 1 シンボルで 1 ビットであるので、LED が 64 個あることから 1 シンボルのデータサイズは 64 ビットとなる。よって、データ部分のサイズは $64 \times 64 = 4096$ ビットとなる。ここでヘッダ部分は受信機にとって既知のシンボル系列であり、実験では”全ての LED が最大輝度で点灯 ($x_{u,v} = 1$ for all u, v) \rightarrow 全ての LED が Off ($x_{u,v} = 0$ for all u, v)” を 4 回繰り返すというものをを用いた。ヘッダ部分を挿入する目的は以下の通りである。

- 受信画像の中から送信機の位置を探す目印とするため
- データの開始を知らせるため
- 輝度補正のための全 LED の最大輝度値を得るため

1 パケットの 72 シンボル中データ部分は 64 シンボルであるので、1 シンボルの区間を $T_b[\text{s}]$ とすればデータレートは $R = (64 \times 64)/(72T_b)[\text{bps}]$ となる。

表 6.1: LED 仕様

| | |
|-----|---------------------------------|
| 型名 | 豊田合成社製 E1L52-SC1A2-03 |
| 色 | 青緑 |
| 放射角 | 23° |
| 輝度値 | 2700mcd (順方向電流 10mA, 光軸上での値) |

表 6.2: FPGA ボード仕様

| | |
|-------------------|--------------------------|
| FPGA 型名 | Altera 社製 EP1S10F780C7ES |
| LVTTL 拡張 I/O ピン本数 | 80 本 (全てのピンは I/O 共有) |
| I/O 電圧 | 3.3V |
| クロック周波数 | 33.3333MHz |

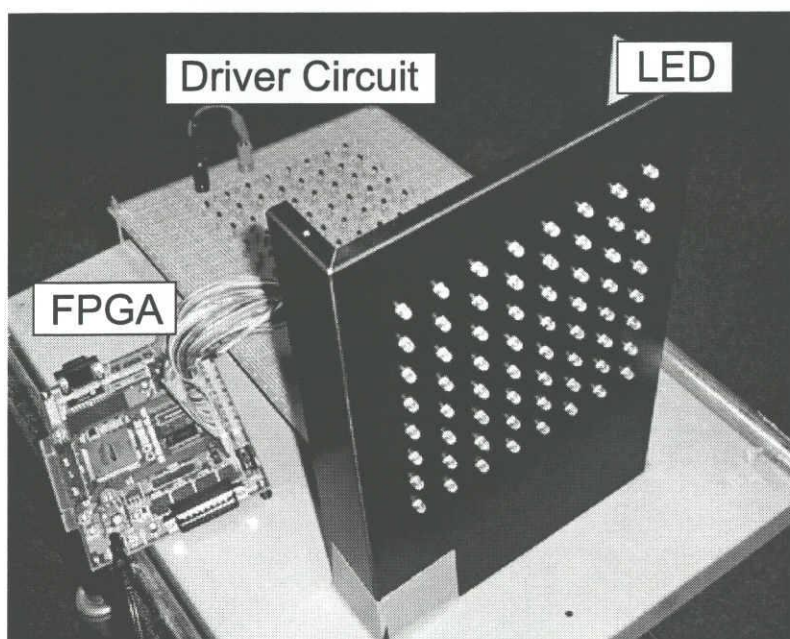


図 6.1: 送信機全体の写真

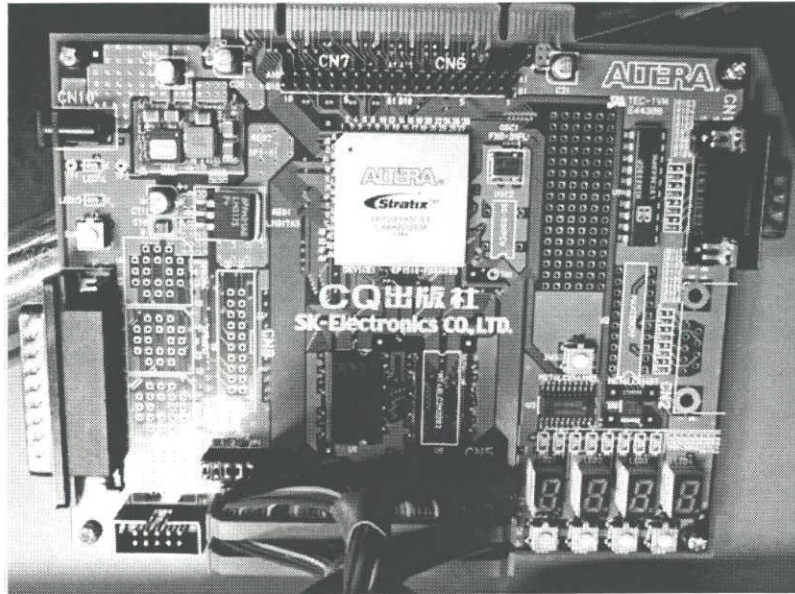


図 6.2: FPGA の写真

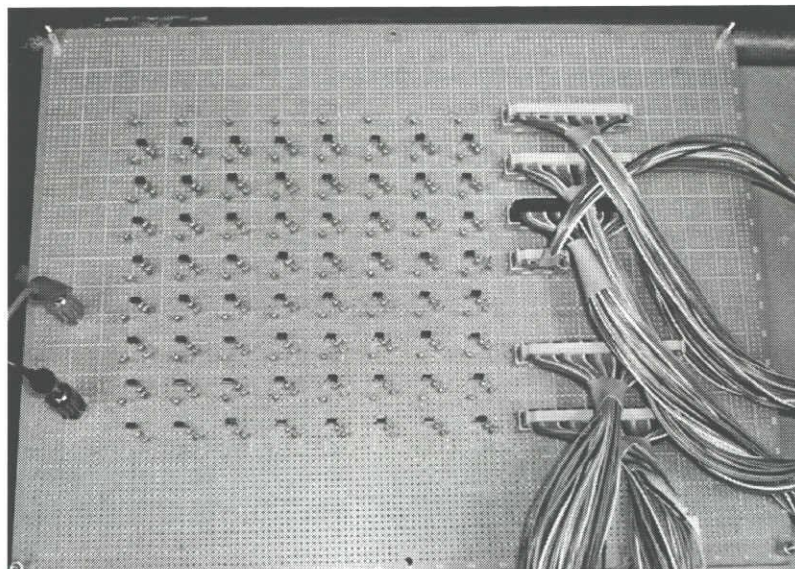


図 6.3: ドライバ回路の写真

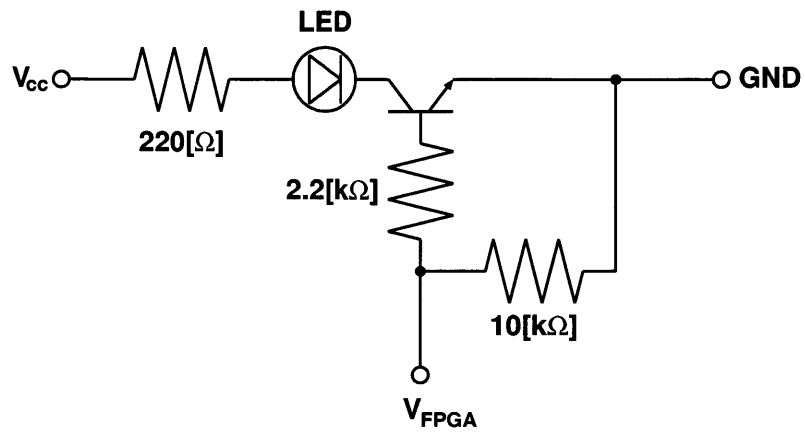


図 6.4: ドライバ回路の回路図

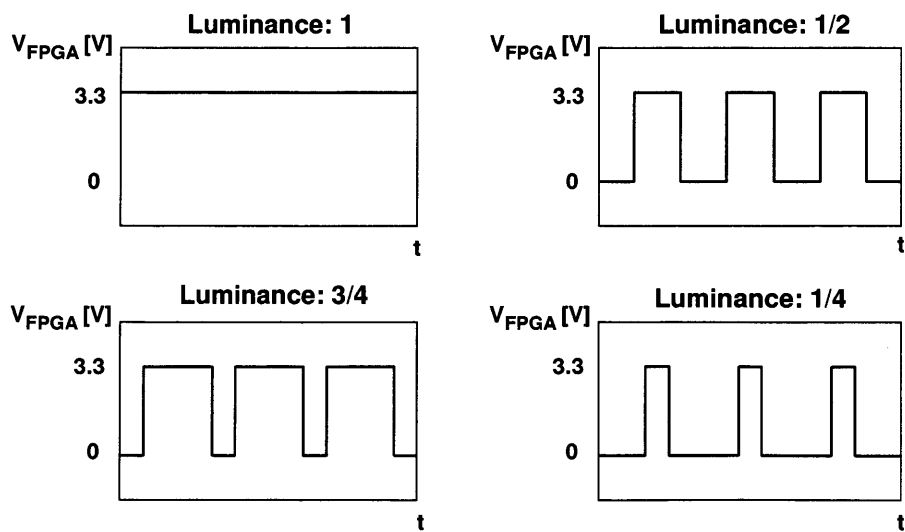


図 6.5: 入力パルス幅による輝度の階調の表現

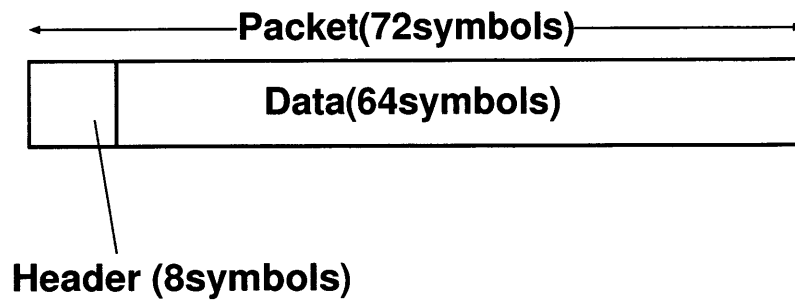


図 6.6: パケット構成

表 6.3: 高速度カメラ仕様

| | |
|-------|---|
| カメラ型名 | フォトロン社製 FASTCAM-1280PCI |
| レンズ型名 | ニコン社製 Ai Zoom Nikkor 35~200mm F3.5~4.5S |
| 撮像方式 | CMOS イメージセンサ |
| 撮影速度 | 60~16000fps |
| 画素数 | 最大 1280×1024pixel |

6.2.2 受信機

図 6.7 に受信機として使用する高速度カメラの写真を示す。カメラの仕様を表 6.3 に示す [27], [28]。カメラは PC と連動して動作し、撮影した画像は PCI バスに装着された専用ボード上のメモリに格納される。メモリの容量は 2GB である。

実験では、カメラの撮影周期は送信機 LED の点灯周期の 1/2 とした。図 6.8 に画像取得の様子を示す。図の最上段は送信機のある一つの LED の輝度値の時間変化を表す。ここでは時間 T_b ごとに On, Off を繰り返すような点灯パターンを考えている。図の最上段に点線で示してあるのがカメラのイメージセンサのサンプリング区間である。イメージセンサは、サンプリング区間内に入射した輝度値を積分した値を出力する。図の上から 2 段目に示したのがサンプリング区間で積分した後の輝度値である。

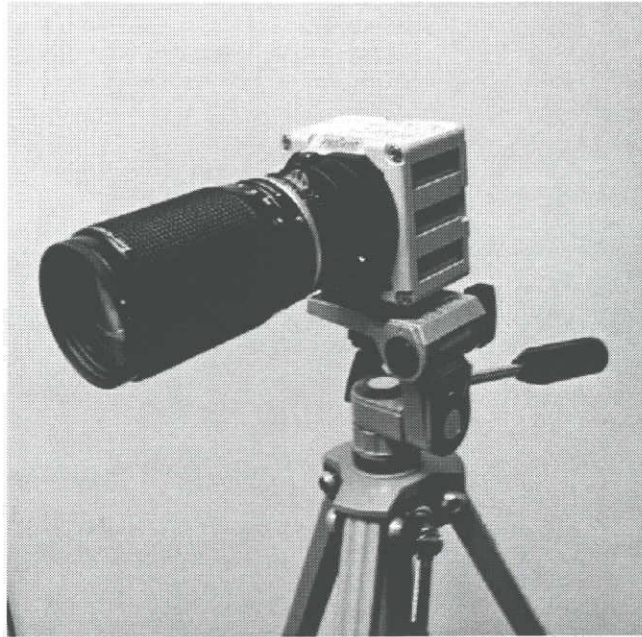


図 6.7: 高速度カメラの写真

この積分値から、カメラの出力画像のあるピクセルの輝度値が決まる。送受信機間の時間同期が完全でない場合、イメージセンサのサンプリング周期とLEDの点灯周期が噛み合わず、イメージセンサのサンプリング区間がLEDの異なるシンボルにまたがる恐れがある。しかし、LEDの点灯周期の2倍の速度で撮影することにより、送受信機間の時間同期が完全でなくても2回に1回は1つのシンボルの区間のみのサンプリングが可能となる。

6.3 実験結果

以上で説明した実験システムを用いて実験を行う。実験諸元を表6.4に示す。実験場所は室内であり、部屋の蛍光灯は全て点けた状態で実験を行う。階層的符号化方式の比較対象として無符号化(OOK)の場合を考える。データレート、平均輝度値は階層的符号化方式、無符号化方式とも

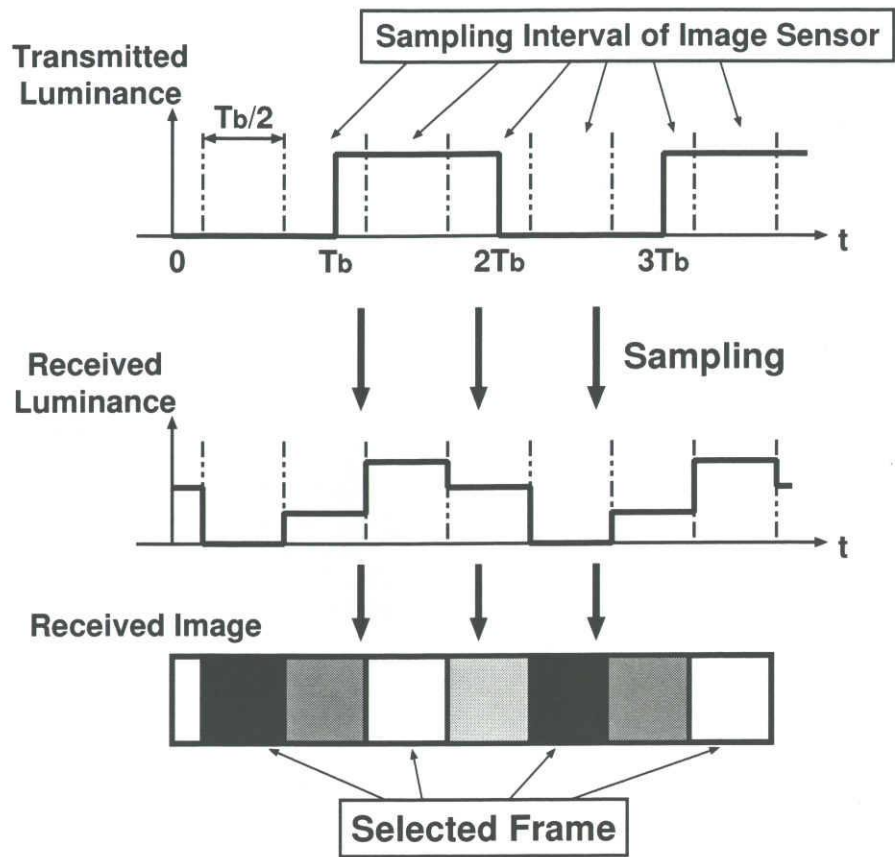


図 6.8: 画像取得の様子

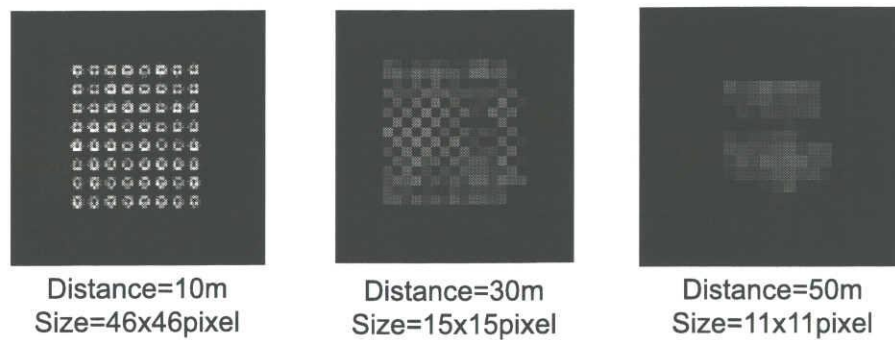


図 6.9: 受信画像の例

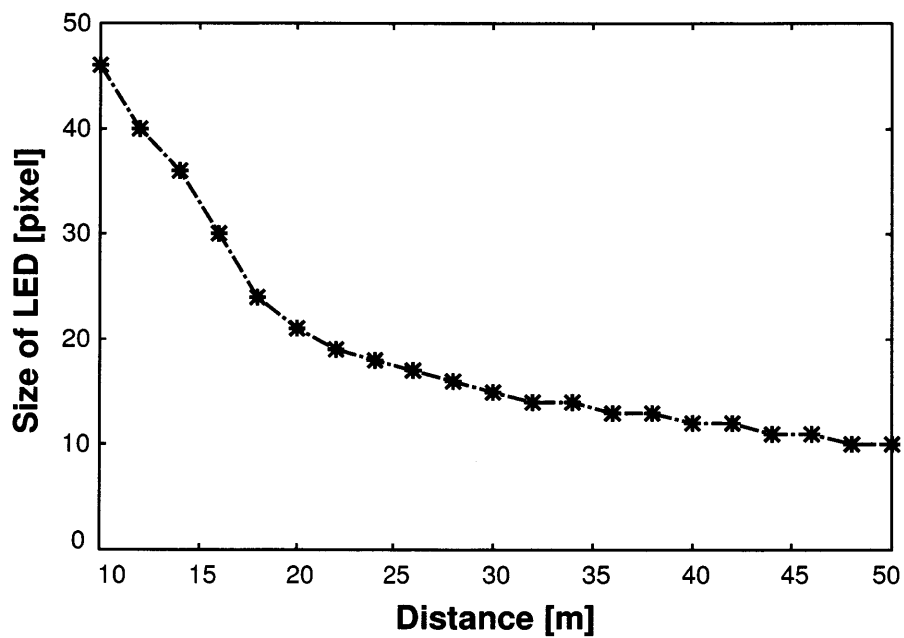


図 6.10: 通信距離と LED のサイズの関係

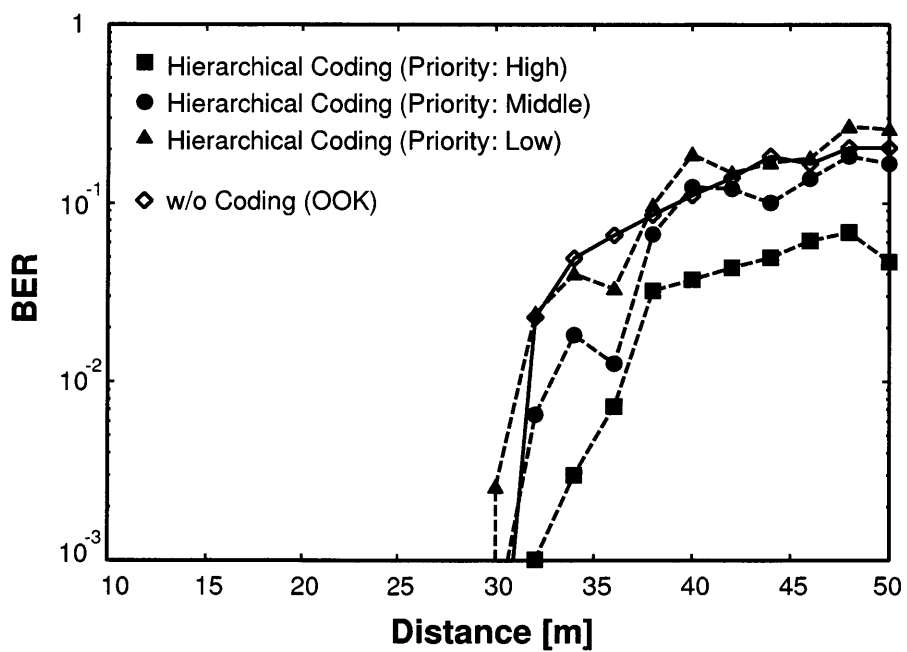


図 6.11: 通信距離と BER の関係

表 6.4: 実験諸元

| | |
|----------------|------------------------------|
| 実験箇所 | 名古屋大学 IB 電子情報館北棟 9F 廊下 |
| 符号化方式 | 階層的符号化 (2D FHWT), 無符号化 (OOK) |
| 送信機 LED の点灯周期 | 1/2000s |
| データレート | 114kbps |
| 送信系列 | M 系列 (系列長 4095) |
| 送信パケット数 | 54(階層的符号化時), 27(無符号化時) |
| 受信機高速度カメラの撮影速度 | 4000fps |
| カメラレンズのフォーカス | 無限遠 |
| カメラレンズの焦点距離 | 35mm |
| カメラレンズの絞り | 3.5 |
| 通信距離 | 10~50m |

に等しい条件で実験を行う。送信機側，受信機側ともにパラメータを一定とし，通信距離のみを変化させて特性の変化を調べる。実験は静止環境でのみ行う。画像内の LED の位置は既知であるとして手動で LED に相当するピクセルを与え，各 LED の輝度値を計算する。受信画像の中から，所望の LED 部分を見付けるための手法については和田らによって検討されている [29]。

図 6.9 に通信距離 10m, 30m, 50m における受信画像を示す。図 6.9 の画像は，いずれも送信機の 64 個の LED が全て最大輝度で点灯しているときに撮影したものである。図 6.10 に，通信距離と画像内の LED のサイズの関係を示す。横軸が通信距離 [m]，縦軸が画像内の送信機 LED が写っている領域を正方形で切り取った場合の一辺の長さ [ピクセル] を示す。図 6.11 には通信距離とビット誤り率の関係を示す。通信距離が 30m よりも短い場合には，いずれの方式においても誤りは発生しなかった。誤りが発生しない場合のうち，最も距離が離れていた通信距離 28m における受信画像内の送信機 LED のサイズは 16×16 ピクセルであった。通信

距離が30mを越えたところから誤りが発生し始める。これは、このときの受信画像内の送信機LEDのサイズは 15×15 ピクセルであり、LED間の間隔が1ピクセル以下になる箇所が出てくるために、受信画像において隣り合うLED同士の輝度の干渉が無視できなくなり始めたためだと考えられる。

要求ビット誤り率を 10^{-2} としたとき、無符号化の場合は通信距離32mでビット誤り率 2.3×10^{-2} となるためすでに要求ビット誤り率を上回ってしまっている。一方、階層的符号化を行うことで、通信距離32mにおける優先度の最も高いデータのビット誤り率は 1.0×10^{-3} と低く抑えられている。階層的符号化を用いた場合、通信距離36mにおいても優先度の最も高いデータのビット誤り率は 7.2×10^{-3} であり、要求ビット誤り率を下回っている。図6.11を見ると、無符号化の場合はビット誤り率が 1×10^{-1} 付近で誤り率が飽和し出すが、階層的符号化の優先度最高のデータのビット誤り率が飽和するのは 5×10^{-2} 付近であることがわかる。

このように、無符号化の場合では要求ビット誤り率を上回ってしまう位置においても、提案階層的符号化を用いることで一部のデータは要求ビット誤り率を満たす状態での通信が可能であることが確かめられた。

6.4 まとめ

本章では、提案符号化方式を実装(ただし、2D FHWTを用いた方式のみ)したLED送信機、市販の高速度カメラを用いて行った実験の結果を示した。実験の結果、前章の数値例と同じく提案階層的符号化では優先度ごとに誤り率が異なっていることが確かめられた。また、階層的符号化方式の優先度が最高の部分の誤り率は、無符号化(OOK)の場合の誤り率よりも低くなっていることが確認できた。これにより、提案方式の有効性が実験によっても示されたと言える。

第7章 総括

7.1 本研究のまとめ

本研究では、LED 信号機と車載カメラを用いた路車間並列光空間通信における階層的符号化方式を提案し、その特性を評価した。符号化には路車間並列光空間通信のチャンネルが空間周波数ローパスフィルタでモデル化されることを利用した。

路車間並列光空間通信において最も問題となるのは、送受信機間の距離が離れることによって生じる受信機のカメラの撮影画像の劣化である。この劣化により、画像内の隣接する LED の輝度値の間に干渉が生じる。提案階層的符号化方式を用いることで、優先度の高いデータには受信画像劣化に対する耐性を持たせることができたことが計算機シミュレーション、実装実験の両面から確かめられた。よって、優先度の高いデータは送受信機間の距離が離れても誤りが少なく受信でき、送受信機間の距離が近くなれば全てのデータを受信するといった受信機側での適応的な処理が可能となる。

提案方式に 2次元高速ハールウェーブレット変換 (2D FHWT) を用いた方式、2次元高速ウォルシュ変換 (2D FWT) を用いた方式の 2通りがあるが、2D FHWT を用いた方式ではデータは優先度ごとに 3つの階層に、2D FWT を用いた方式ではデータは優先度ごとに 10の階層に分割される。計算機シミュレーションの結果、分割数が多い方が優先度の高い部分のデータは画像内の隣接する LED の輝度値の間の干渉に対する耐性が増すことがわかった。しかし、分割数が増えるとその分送信機 LED の輝度の階調数が増えるため、SNR 特性は劣化することがわかった。実用化に向けては、実際のチャンネル特性を考慮して符号化方式を選ばなければ

ばならない。

7.2 今後の方針

本研究で行った実験では送受信機はともに固定の状態で行われた。実際の通信を考えると、送受信機の位置関係が時間的に変化するような状態で実験を行う必要があると思われる。

また、実験では受信機のカメラは送信機LEDの点灯速度の倍の速度で撮影することで送受信機間の時間同期をはかっていたが、これではデータレートが低下してしまう。データレート高速化のために、カメラの撮影速度をLEDの点灯速度と同等にし、送受信機が非同期の状態でも効果的な復調が行える手法の検討も必要になると考えられる。

関連図書

- [1] “財団法人 自動車検査登録協力会,” <http://www.aira.or.jp/>.
- [2] “国土交通省 道路局 ITS ホームページ,” <http://www.mlit.go.jp/road/ITS/j-html/>.
- [3] G. Pang, T. Kwan, H. Liu, and C.H. Chan, “LED wireless,” IEEE Industry Applications Magazine, vol.8, pp.21–28, 2001.
- [4] M. Akanegawa, Y. Tanaka, and M. Nakagawa, “Basic study on traffic information system using LED traffic lights,” IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, vol.2, no.4, pp.197–203, December 2001.
- [5] 林靖彦, 福原敏彦, 梅野正義, 村瀬真一, 河野敦史, “信号灯器を用いた可視光通信の検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol.ITS2001-147, pp.111–116, March 2002.
- [6] H.S. Liu, and G. Pang, “Positioning beacon system using digital camera and LEDs,” IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.52, no.2, pp.406–419, March 2003.
- [7] 和田光広, 藤井俊彰, 谷本正幸, “ITSのための空間分割多重光無線通信方式,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, vol.A-17-3, p.170, September 2004.
- [8] 橋本紘樹, 小川明, “LEDを用いた光 AM 空間通信システム,” 第3回 ITS シンポジウム 2004, pp.437–442, October 2004.

- [9] <http://www.npa.go.jp/koutsuu/kisei/institut/kazu.pdf>.
- [10] 春山真一郎, “可視光通信,” 電子情報通信学会論文誌, vol.J86-A, no.12, pp.1284–1291, December 2003.
- [11] “可視光通信コンソーシアム,” <http://www.vlcc.net/>.
- [12] 宮内聡, 小峯敏彦, 後輝行, 吉村真一, 春山真一郎, 中川正雄, “高速 CMOS イメージセンサを用いた二次元送受信機による並列光空間通信の提案,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol.CS2004-18, pp.7–12, May 2004.
- [13] 石田正徳, 宮内聡, 小峯敏彦, 春山真一郎, 中川正雄, “2次元送受信機による高速な並列空間可視光通信システムの設計,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol.OCS2005-20, pp.49–54, May 2005.
- [14] T. Komine, and M. Nakagawa, “Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights,” *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol.50, no.1, pp.100–107, February 2004.
- [15] G.K.H. Pang, C.H. Chan, and T. Kwan, “Tricolor light-emitting diode dot matrix display system with audio output,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.37, no.2, pp.534–540, May 2001.
- [16] S. Hranilovic, and F.R. Kschischang, “Short-range wireless optical communication using pixelated transmitters and imaging receivers,” *ICC 2004 - IEEE International Conference on Communications*, vol.27, no.1, pp.891–895, June 2004.
- [17] “LED 照明推進協議会,” <http://www.led.or.jp/>.
- [18] 谷腰欣司, 光センサとその使い方, 日刊工業新聞社, 1988.
- [19] 藤枝一郎, 画像入出力デバイスの基礎, 森北出版, 2005.

- [20] J.M. Kahn, and J.R. Barry, “Wireless infrared communications,” Proceedings of the IEEE, vol.85, pp.265–298, June 1997.
- [21] W. Mao, and J.M. Kahn, “Free-space heterochronous imaging reception of multiple optical signals,” IEEE Transactions on Communications, vol.52, no.2, pp.269–279, February 2004.
- [22] P.S. Addison, 図説 ウェーブレット変換ハンドブック, 朝倉書店, 2005.
- [23] 酒井幸市, OPEN DESIGN 増刊 デジタル画像処理入門, CQ 出版社, 2002.
- [24] 喜安善市, アダマール行列とその応用, 電子通信学会, 1980.
- [25] 遠藤靖, ウォルシュ解析, 東京電機大学出版局, 1993.
- [26] http://www.toyoda-gosei.co.jp/led/products/pdf/E1L52_xCxxx_JEA.pdf.
- [27] http://www.photron.co.jp/products/image/fa_1280/shiyou.html.
- [28] http://www.nikon-image.com/jpn/products/lens/mf/zoom/ai_35-200mmf35-45s.htm.
- [29] 和田忠広, “路車間通信のための並列光空間伝送方式の基礎研究,” 修士論文, 名古屋大学工学研究科, 2006.