

平成 29 年度 修士論文

高品質・低通信量な映像監視システムのための
鮮明化制御及びビットレート制御

早稲田大学大学院 基幹理工学研究科 情報理工情報通信専攻

5116F039 - 6

坂牛 和里

指導 甲藤 二郎 教授

2018 年 1 月 30 日

指導教授印	受付印

目次

第 1 編 高品質・低通信量な映像監視システムのための鮮明化制御

及びビットレート制御

第 1 章 序論	5
1.1 はじめに	5
1.2 研究目的	5
1.3 第 1 編の構成	6
第 2 章 関連研究	7
2.1 画像鮮明化技術	7
2.1.1 概要	7
2.1.2 輝度線形変換法	7
2.1.3 ヒストグラム平均化法	8
2.1.4 Red Super Eye G2[2]	9
2.2 画像品質評価	9
2.2.1 PSNR	10
2.2.2 SSIM	10
2.2.3 VMAF	11
2.3 コントラスト評価	11
2.3.1 Michelson コントラスト[6]	11
2.3.2 DV / BV[7]	12
2.3.3 最小二乗誤差コントラスト[6]	12
2.4 サポートベクターマシン	12
第 3 章 監視システム	14
3.1 Wi-SUN 通信規格を活用した鉄道斜面監視システム	14
3.2 イベントドリブン型映像監視システム	14
第 4 章 鮮明化映像の画質評価	16
4.1 概要	16
4.2 鮮明化処理の有無による圧縮特性の比較	16
4.3 鮮明化処理と圧縮符号化処理の順序による映像品質の比較	20
4.4 鮮明化処理による人物検出精度への影響	23
第 5 章 映像監視システム	25

5.1	概要	25
5.2	イベント検知.....	25
5.3	鮮明化制御	26
5.3.1	学習用映像における人物検出.....	26
5.3.2	特徴量の学習	28
5.4	映像品質制御.....	30
5.4.1	概要.....	30
5.4.2	モデル化と数値計算例	30
5.5	システム応用例	33
5.5.1	概要.....	33
5.5.2	ROI 鮮明化	33
5.5.3	他鮮明化手法との比較	35
第 6 章	提案システムの評価	39
6.1	概要	39
6.2	SVM を利用した鮮明化制御.....	39
6.3	24 時間の制御における人物検出精度評価.....	40
6.4	24 時間の制御における映像品質評価	43
6.5	映像トラフィック量.....	44
第 7 章	総括.....	46
7.1	まとめ.....	46
7.2	今後の課題	46

第 2 編 MATLAB を利用した MIMO-OFDM 音響通信の特性評価

第 8 章	序論.....	47
8.1	はじめに	47
8.2	研究目的	47
8.3	第 2 編の構成.....	48
第 9 章	関連技術	49
9.1	アナログ変調.....	49
9.1.1	AM(振幅変調).....	49
9.1.2	FM(周波数変調)	49
9.1.3	PM(位相変調)	50
9.2	デジタル変調.....	51
9.2.1	ASK(振幅偏移変調).....	51
9.2.2	FSK(周波数偏移変調)	52

9.2.3	PSK(位相偏移変調)	53
9.2.4	QAM(直交振幅変調)	55
9.3	MIMO、OFDM	55
9.3.1	OFDM	55
9.3.2	MIMO	57
9.3	ソフトウェア無線	58
9.4	音響通信	59
9.4.1	音響通信を利用したシステム	59
9.4.2	音響 OFDM	60
9.4.3	音響 MIMO	61
第 10 章	MATLAB によるシミュレーション実験	62
10.1	概要	62
10.2	変調方式による BER 特性評価	64
10.3	アンテナ数による BER 特性評価	66
10.4	ガードインターバルによる比較	68
10.5	誤り訂正符号による比較	69
10.6	等化方式による比較	71
第 11 章	提案システム	73
11.1	概要	73
11.2	提案システムの処理フロー	73
第 12 章	提案システムの評価	75
12.1	概要	75
12.2	変調方式による BER 特性評価	76
12.3	ガードインターバル長による BER 特性評価	77
12.4	アンテナ数による BER 特性評価	78
12.5	録音方式による BER 特性評価	79
第 13 章	画像伝送実験	81
13.1	概要	81
13.2	MATLAB 上のシミュレーション実験	81
13.3	実環境での実機実験	84
第 14 章	システム応用	86
14.1	音楽への重畳	86
14.2	評価実験	86
第 15 章	総括	88
15.1	まとめ	88
15.2	今後の課題	88

謝辞.....	89
参考文献.....	90
発表文献リスト.....	93

第1編 高品質・低通信量な映像監視システムのための鮮明化制御及びビットレート制御

第1章 序論

1.1 はじめに

近年、IoTアプリケーションとして高解像度カメラを利用した映像監視システムが増加している。このような映像監視システムが監視対象とする場所は様々であり、街中の道路や踏切、社会インフラ、自然環境などが挙げられる。このようなシステムでは、常に高品質な監視を維持すること、冗長なトラフィック、特に映像トラフィックを削減することが求められる。

高解像度及び高フレームレートのカメラを利用した映像を伝送することは、大量の映像トラフィックを生成することとなり、これによりネットワークの輻輳が発生する。したがって、冗長なトラフィックを削減するためには、[1]のように映像を圧縮するビットレートを適応的に制御する必要がある。

24時間の監視を想定した場合、時間帯により画像のコントラストは変化するため、画像処理を行わずに高品質な映像を維持することは難しい。特に夜はコントラストが低く、視認性も低下するため、コントラストを強調する必要がある。このような処理を行う技術として、画像鮮明化技術(IE: Image Enhancement)が広く利用されている。画像鮮明化技術は、コントラストが低い画像だけではなく、雨や雪といった悪天候により画像が不鮮明な場合にも利用される。

1.2 研究目的

画像鮮明化技術による影響として、画質が劣化してしまう可能性があると考えられる。特に圧縮した映像はブロックノイズが発生するため、コントラスト強調によりこれらのノイズも強調されてしまうことが懸念される。このような鮮明化映像を、鮮明化処理を行っていない映像と同等の画質にするには、原映像よりも高ビットレートで圧縮する必要がある。その一方でこのような処理により映像トラフィックが増加してしまうため、鮮明化処理を行う時間をできるだけ短くする必要があり、そのために鮮明化処理を行う必要がある映像かどうかを適応的に制御することが重要である。

本研究では、高品質な監視を維持しながら冗長なトラフィックを削減するため、映像を

圧縮するビットレートと鮮明化処理を適応的に制御する監視映像システムを提案する。具体的には、[1]の手法を利用して、監視エリアに人がいるかどうかを検知して、人がいるときのみ高ビットレートで映像を圧縮する。また、鮮明化処理を行う必要があるかを判断し、必要ない場合には鮮明化処理を行わないようにする。

本研究では、まず鮮明化映像の品質の評価を行う。次に画質評価の結果に基づき、提案システムのパラメータを定義する。提案システムを評価するために実際に 24 時間の監視を行い、提案システムで定義したパラメータが適切であるかを評価する。

1.3 第 1 編の構成

本論文の第 1 編は 7 章で構成されている。第 1 章では、監視映像システムの研究背景及び本研究の目的について述べた。第 2 章では関連研究として、画像鮮明化技術、画質評価手法、本研究で利用する技術について述べる。第 3 章では本研究が参画している研究課題について紹介する。第 4 章では鮮明化映像の品質評価を行い、画像鮮明化技術が画質劣化を引き起こすことを示す。第 5 章ではシステムの提案とそのモデル化、応用例を述べる。第 6 章では提案システムの評価を行う。最後に第 7 章では第 1 編の総括を行い、まとめと今後の課題を述べる。

第 2 章 関連研究

2.1 画像鮮明化技術

2.1.1 概要

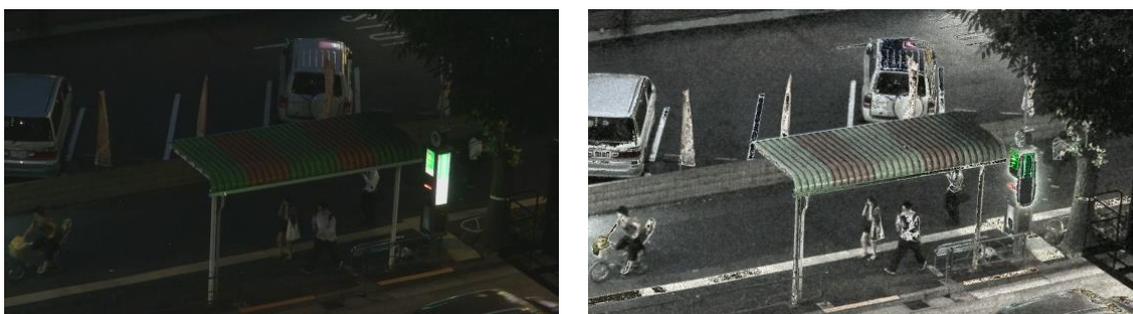
画像鮮明化技術は、画像のコントラストを持ち上げることで、暗い画像を明るい画像に変換する処理である。一般的な方法として輝度線形変換法とヒストグラム平均化法がある。また、鮮明化処理を行う機器も多数開発されている。Red Super Eye G2[2]はその一つである。本節では以上で述べた、輝度線形変換法、ヒストグラム平均化法、Red Super Eye G2について説明する。

2.1.2 輝度線形変換法

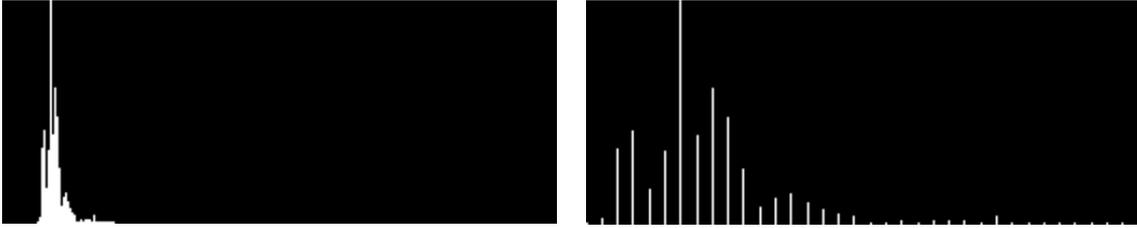
輝度線形変換法は原画像の最小輝度と最大輝度がそれぞれ 0 と 255 になるようにすべての輝度を線形に引き延ばす手法である。輝度線形変換法により変換された輝度は式(2.1)のようになる。

$$y_{enh}(x) = \frac{y_{ori}(x) - min_y}{max_y - min_y} \cdot 255 \quad (2.1)$$

式(2.1)において、 x を画素位置、 y_{ori} を原画像の輝度、 y_{enh} を鮮明化処理後の輝度、 max_y と min_y はそれぞれ原画像の最大輝度と最小輝度を示す。また、図 2.1 に輝度線形変換法により変換した画像とそのヒストグラムを、原画像と比較した結果を示す。



(a)画像



(b)ヒストグラム

図 2.1 輝度線形変換法の処理結果(左：原画像、右：鮮明化画像)

2.1.3 ヒストグラム平均化法

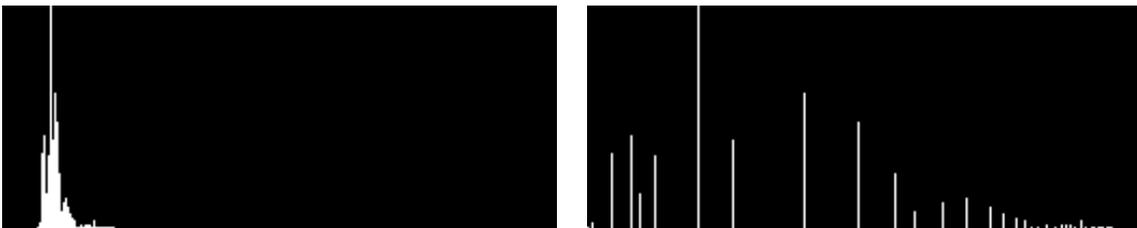
ヒストグラム平均化法は一部に偏ったヒストグラムの分布を全体に一様に分布するように変換する手法である。ヒストグラム平均化法により変換された輝度を式(2.2)に示す。

$$y_{enh}(x) = \frac{\max_y}{\sum x} \sum_{i=0}^{y_{ori}(x)} hist(i) \quad (2.2)$$

ここで、 $\sum x$ は画像の総画素数、 $hist$ は各輝度値のヒストグラムを示す。また、図 2.2 にヒストグラム平均化法により変換した画像とそのヒストグラムを、原画像と比較した結果を示す。



(a)画像

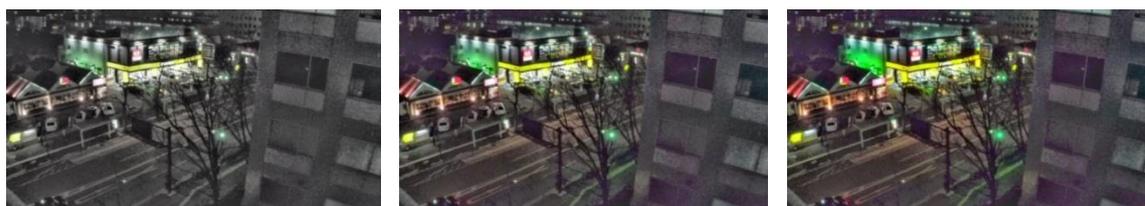


(b)ヒストグラム

図 2.2 ヒストグラム平均化法の処理結果(左：原画像、右：鮮明化画像)

2.1.4 Red Super Eye G2[2]

Red Super Eye G2 は Infotech 社が開発した画像鮮明化機器である。本機器では様々なパラメータを設定することができる。例えば、彩度、輝度、明度の強調度合いをそれぞれ調整するパラメータがある。処理例を図 2.3 に示す。図において、左の方が強調度合いが小さく、右の方が大きくなっている。



(a)彩度強調



(b)輝度強調



(c)明度強調

図 2.3 Red Super Eye G2 の処理例

本研究では、この鮮明化機器を利用して鮮明化処理を行っている。

2.2 画像品質評価

本節では、画質評価指標として、圧縮符号化技術の品質評価に利用される評価手法について述べる。

2.2.1 PSNR

PSNR(peak signal-to-noise ratio)は、ピーク信号対雑音比を表しており、信号が取りうる最大のパワーと品質劣化の原因となるノイズの比率を示す値である。一般的に画像圧縮の品質尺度として利用されており、信号を元画像、ノイズを圧縮符号化により生じた誤りとすると、PSNR が高いほど誤りが少なく、高画質であることを示している。比較する 2 つのデータが同一の場合は、PSNR の値は $+\infty$ を示す。PSNR の定義を式(2.3)に示す。

$$\text{PSNR} = 10 \cdot \log_{10} \frac{\text{MAX}_I^2}{\text{MSE}} \quad (2.3)$$

ここで、 MAX_I は画像 I が取りうる最大ピクセル値を示しており、例えば、ピクセルが 1 サンプルあたり 8 ビットで表現されている場合は、255 となる。また、 MSE は平均二乗誤差を表しており、式(2.4)のように定義されている。

$$\text{MSE} = \frac{1}{mn} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{n-1} [I(i,j) - K(i,j)]^2 \quad (2.4)$$

式(2.4)において、 m 、 n はそれぞれ画像の幅と高さを示し、 I と K は画像を示しており、一方の画像が他方の画像よりもノイズにより劣化しているものとする。

PSNR の評価値と主観評価値を比較した時、主観評価では高画質であると評価されたにも関わらず、PSNR の評価値は低い場合がある。これは、PSNR は画素値単位で導出されるため、原画像に対して画素の局所的なずれが存在する場合に PSNR の評価値が極端に低くなってしまうことが原因と考えられている。

2.2.2 SSIM

SSIM(structural similarity)は構造的類似性指標のことであり、2 つの画像の類似性を測る方法の 1 つである。2.2.1 項で説明した PSNR を用いる画質評価手法は、人間の視覚認識とは異なる結果を示す場合がある。これに対し、SSIM は人間の知覚とのずれを改善しており、画像の劣化が画像の構造の変化により知覚されるという仮定を持っている。SSIM が取りうる値の範囲は-1 から 1 であり、1 となるのは、2 つのデータが同一の場合である。式(2.5)に SSIM の定義を示す。

$$\text{SSIM} = \frac{(2\mu_I\mu_K + C_1)(2\sigma_{IK} + C_2)}{(\mu_I^2 + \mu_K^2 + C_1)(\sigma_I^2 + \sigma_K^2 + C_2)} \quad (2.5)$$

ここで、 μ_I 、 μ_K は画像 I 、 K の輝度値の平均、 σ_I 、 σ_K は輝度値の分散、 σ_{IK} は共分散を示す。また、 L を信号の最大振幅としたとき、 $C_1 = (0.01 \times L)^2$ 、 $C_2 = (0.03 \times L)^2$ となる[3]。

2.2.3 VMAF

VMAF(Video Multimethod Assessment Fusion)[4]は、Netflixにより提案された機械学習ベースの画質評価指標である。画質評価指標である、VIF(Visual quality fidelity)、DLM(Detail loss measure)、TL(Temporal information)の評価値を特徴量として学習させており、この学習結果により総合的な評価値を算出している[5]。VMAFの評価値は人間の知覚による主観評価値と高い相関があることでも知られている。図2.4にVMAFの評価値の算出方法を示す。

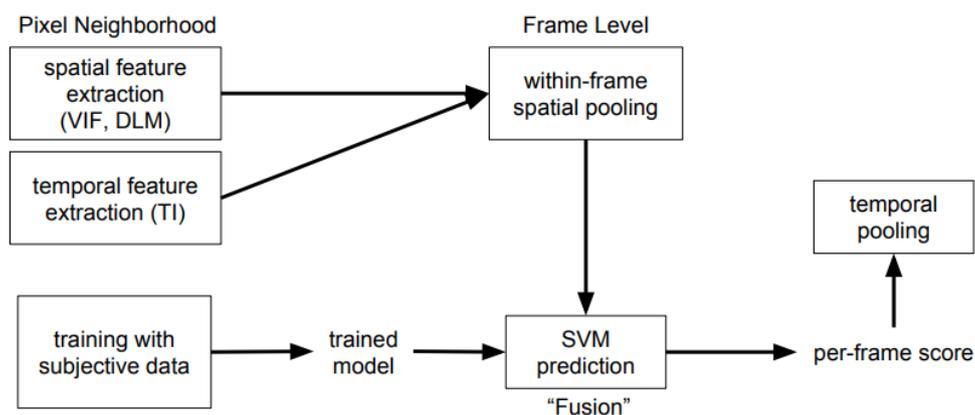


図 2.4 VMAF の算出方法[5]

2.3 コントラスト評価

本節では、画像鮮明化技術の評価や画像のコントラスト感を示すためのコントラスト評価手法について述べる。

2.3.1 Michelson コントラスト[6]

Michelson コントラストは、コントラスト感を求める最も一般的な手法であり、式(2.6)のように画像における最大輝度の値と最小輝度の値により算出できる。

$$cont_{c \in R, G, B} = \frac{\max_c - \min_c}{\max_c + \min_c} \quad (2.6)$$

ここで、 c はRGB色空間のRチャンネル、Gチャンネル及びBチャンネル、 \max と \min はそれぞれ輝度の最大値と最小値を示している。

2.3.2 DV / BV[7]

画像のコントラストを定量評価することができる手法として、詳細分散(DV : Detail Variance)と背景分散(BV : Background Variance)がある。DV と BV を求めるには、まず各画素について近傍領域内の濃度分散を求め、その値が閾値以上の場合はその画素を前景に、閾値未満の場合は背景にクラス分類を行う。次に、前景に属する全画素に関する濃度分散の平均値を求め、これを DV とする。同様に、背景に属する全画素に関する濃度分散の平均値を求め、これを BV とする[7]。DV は局所的に濃度変化が大きな領域内の濃度分散を表しており、BV は濃度の均一性が高い領域内の濃度分散を表している。これらの特徴を考慮すると、元画像と比較して、コントラストを改善した画像の DV が増加し、BV が変化しない場合、鮮明な画像が得られていると考えられる。したがって、複数のコントラスト改善手法を比較する場合は、DV/BV 比が大きいくほど、コントラストの改善効果が高いということ結論として述べることができる。

2.3.3 最小二乗誤差コントラスト[6]

最小二乗誤差コントラスト(RMS : Root Mean Square)は輝度の標準偏差を示す値で、式(2.7)のように計算される。本研究では輝度に YUV 表色系の Y 成分を利用している。

$$rmsc_{c \in R,G,B} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_x^N (\bar{I}_c - I(x)_c)^2} \quad (2.7)$$

ここで、 I は原画像、 x は画素位置、 N は全画素数、 \bar{I} は全画素平均値を示す。

2.4 サポートベクターマシン

パターン認識は、クラス分類された訓練データから特徴量を学習し、未学習のデータの特徴量からクラス識別を行う手法である。サポートベクターマシン(SVM : Support Vector Machine)はパターン認識手法の一つである。SVM は2クラスの識別器を構成しており、多クラス分類を行うには、複数の SVM を組み合わせる必要がある。SVM ではカーネル学習法と組み合わせることで非線形の識別を行うことができる。SVM のクラス識別にはマージン最大化と呼ばれる基準が用いられる[8]。マージン最大化の概念を図 2.5 に示す。

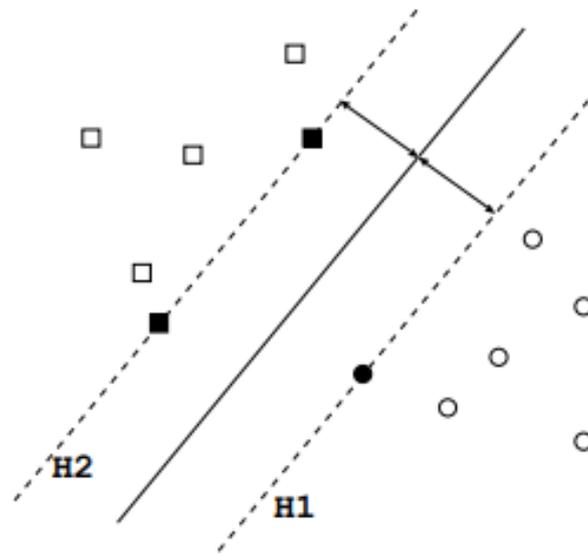


図 2.5 マージン最大化[8]

第3章 監視システム

本研究は「ソーシャルビッグデータ利活用・基盤技術の研究開発」[9]と呼ばれる研究課題に参画している。本章では、この研究課題で開発されている監視システムについて紹介する。

3.1 Wi-SUN 通信規格を活用した鉄道斜面監視システム

Wireless Smart Utility Network(Wi-SUN)は、Low Power Wide Area(LPWA)の一つとして知られている通信規格である。本研究課題ではこの通信規格を利用した鉄道斜面監視システムの開発を行っている[10, 11, 12]。[10]において、鉄道試験線の沿線、鉄道車両、また大規模な人工斜面に対して、多数の加速度センサを設置し、Wi-SUN によるセンサデータ収集を実施した。[11]では、それらの収集された加速度データから斜面状態変化の検知手法を提案している。さらに[12]では、実際の鉄道営業線の鉄道斜面に対して、傾斜センサ、土壌水分センサ、気象センサを設置し、長期的なセンサデータ収集を実施している。図 3.1 に Wi-SUN を利用した状態監視システムの概要図を示す。

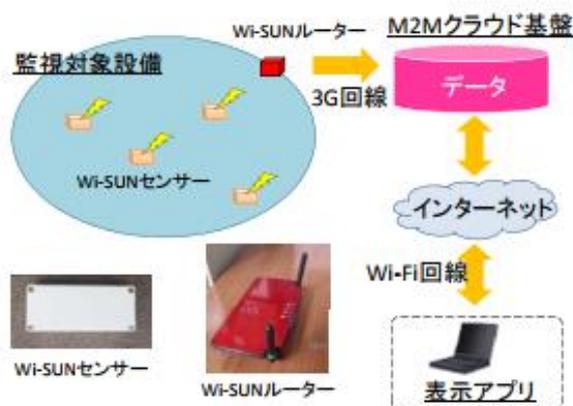


図 3.1 Wi-SUN を利用した状態監視システムの概要図[10]

3.2 イベントドリブン型映像監視システム

本研究課題では 3.1 節に加え、監視対象を鉄道の踏切と想定し、踏切の安全向上のための映像監視システムを提案している[1]。[1]では、高精度な人物検出を達成するために、画像ベースとセンサベースの両面で人物検出を実施している。さらに、検出結果に併せて映像

符号化率を適応制御すること(イベントドリブン型レート制御)で、冗長な映像トラフィックを削減している。例えば、人が踏切内に立ち止まっているときは、監視対象の危険性が高いと判断でき、高ビットレートで映像を圧縮する。一方、人が踏切内を通過している場合、あるいは無人の場合、危険性は低いと判断でき、映像は中あるいは低ビットレートで圧縮する。本監視システムはエッジコンピューティングの活用を想定しており、カメラやセンサに物理的に近い場所に計算ノード(エッジサーバ)を設置し、このエッジサーバで人物検出、映像品質制御、映像のキャッシュを実施している。図 3.2 に本監視システムの概念図を示す。

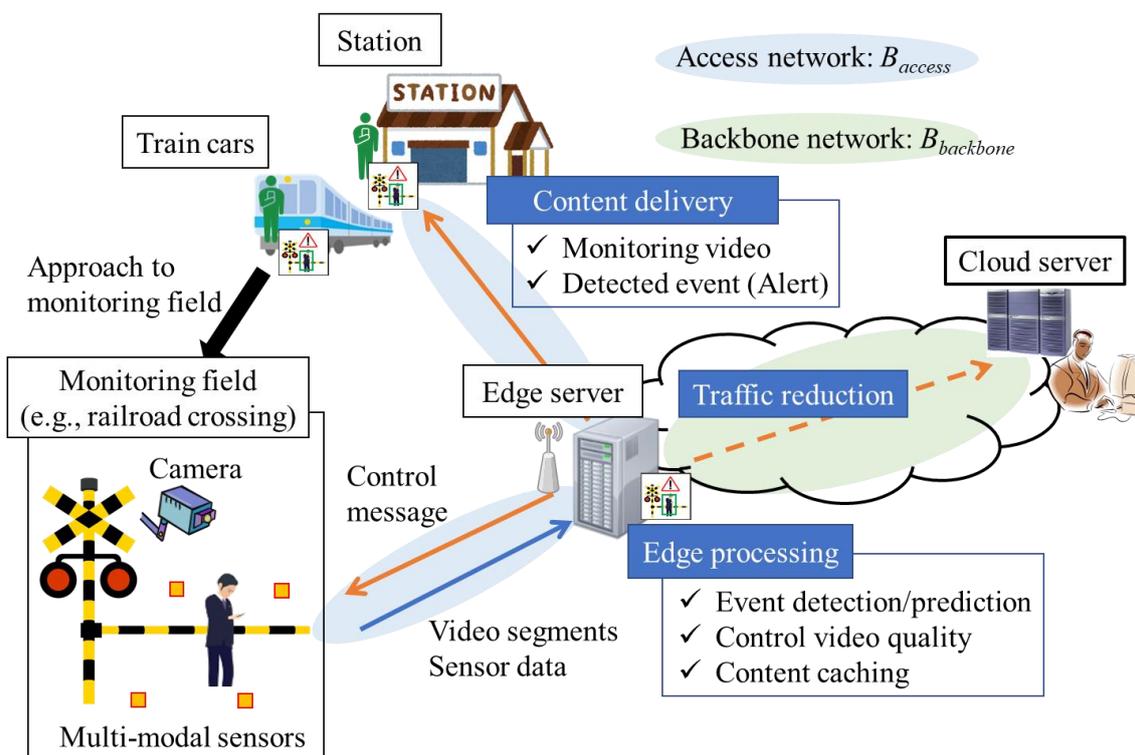


図 3.2 イベントドリブン型映像監視システムの概念図

第4章 鮮明化映像の画質評価

4.1 概要

本章では、圧縮映像に対する画像鮮明化処理が及ぼす画質劣化を客観画質評価及び主観画質評価によって評価する。まず、鮮明化処理を行っている映像と行っていない映像の画質を評価することで、鮮明化処理によりどのような画質劣化が生じるのかを評価する。次に、圧縮符号化処理と鮮明化処理の順序により画質に違いが生じるのかを評価する。

さらに、鮮明化処理により人物検出の精度に変化が生じるのかを、人物検出の再現率と誤検出率により評価する。

評価で利用した非圧縮映像として、昼と夜の時間帯に、SONY製のHDR-CX560Vを使用して3秒間撮影する。映像の解像度は1920x1080(2K)、フレームレートは30fpsである。圧縮符号化にはH.264/AVCを利用し、ビットレートは500kbps、1Mbpsから10Mbpsまで1Mbpsずつ変化させて圧縮した。鮮明化処理はRed Super Eye G2[2]を利用して行う。客観画質評価では、撮影した90フレームすべての平均値を利用する。実験に利用した昼と夜の非圧縮映像の最初のフレームを図4.1に示す。



図 4.1 実験に利用した非圧縮映像

4.2 鮮明化処理の有無による圧縮特性の比較

本節では、鮮明化処理と圧縮符号化処理の関係性を調査するため、鮮明化処理を行っている映像と行っていない映像の圧縮特性を評価する。評価実験のフローを図4.2に示す。

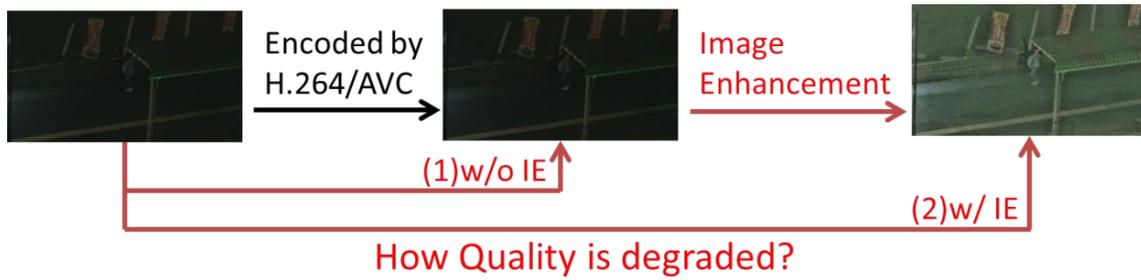


図 4.2 鮮明化処理の有無による圧縮特性の比較のフロー

図に示すように、まず非圧縮の映像を用意する。この映像に圧縮符号化処理を行った映像を(1)鮮明化無の映像(w/o IE)、さらに鮮明化処理を行った映像を(2)鮮明化有の映像(w/ IE)とする。そして非圧縮の映像に対する、鮮明化無の映像と鮮明化有の映像の画質劣化度合いを比較する。

まず、目視による主観画質評価を行った結果について述べる。図 4.3 に(a)鮮明化無しの映像、(b)鮮明化有の映像の処理結果を示す。それぞれ、3Mbps で圧縮された映像の結果を示している。鮮明化処理を行っている場合には、特に夜において、ビットレートが低くなるにつれて圧縮符号化処理によるブロックノイズが顕著になっていることが確認できる。鮮明化処理を行った映像において、ブロックノイズの影響を感じられなくなったのは、夜の映像では 5500kbps 以上で圧縮符号化処理された場合、昼の映像では 3500kbps 以上で圧縮符号化処理された場合であった。一方、鮮明化処理を行っていない場合には、昼と夜のどちらも 1500kbps 以上で圧縮符号化処理された場合にすでにブロックノイズの影響は感じられなかった。



(a) 鮮明化無



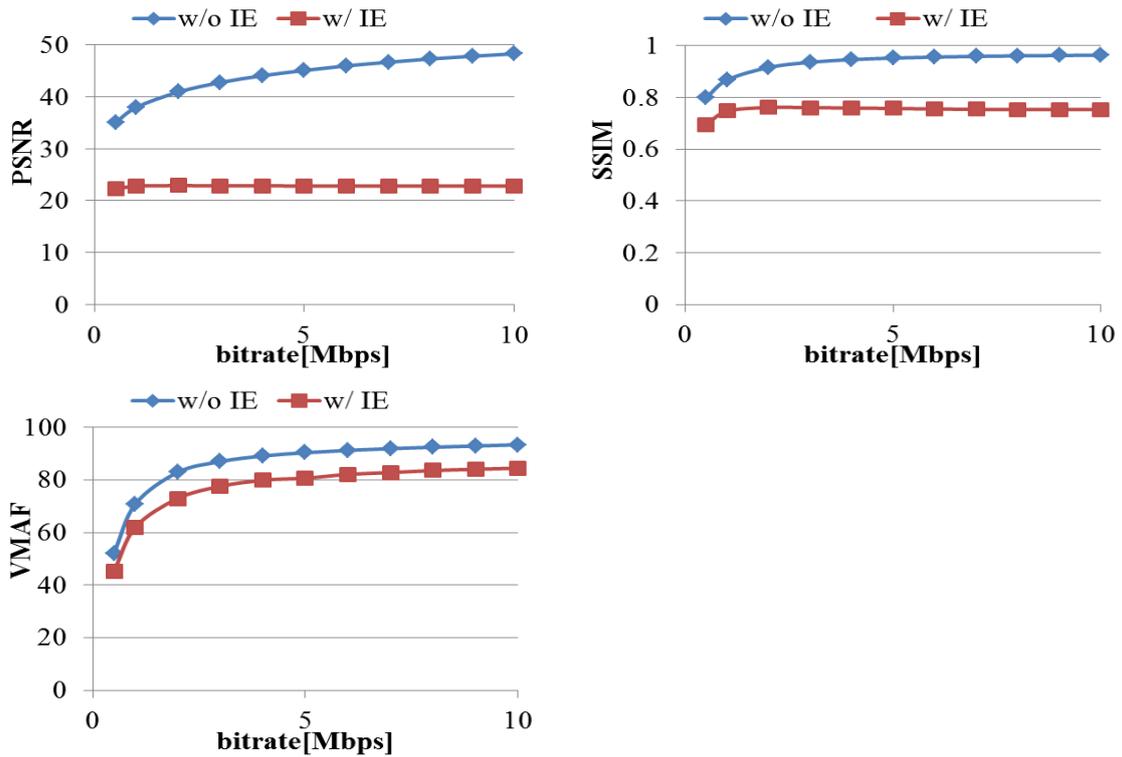
(b)鮮明化有

図 4.3 鮮明化無・有の映像の圧縮符号化処理結果(3Mbps)

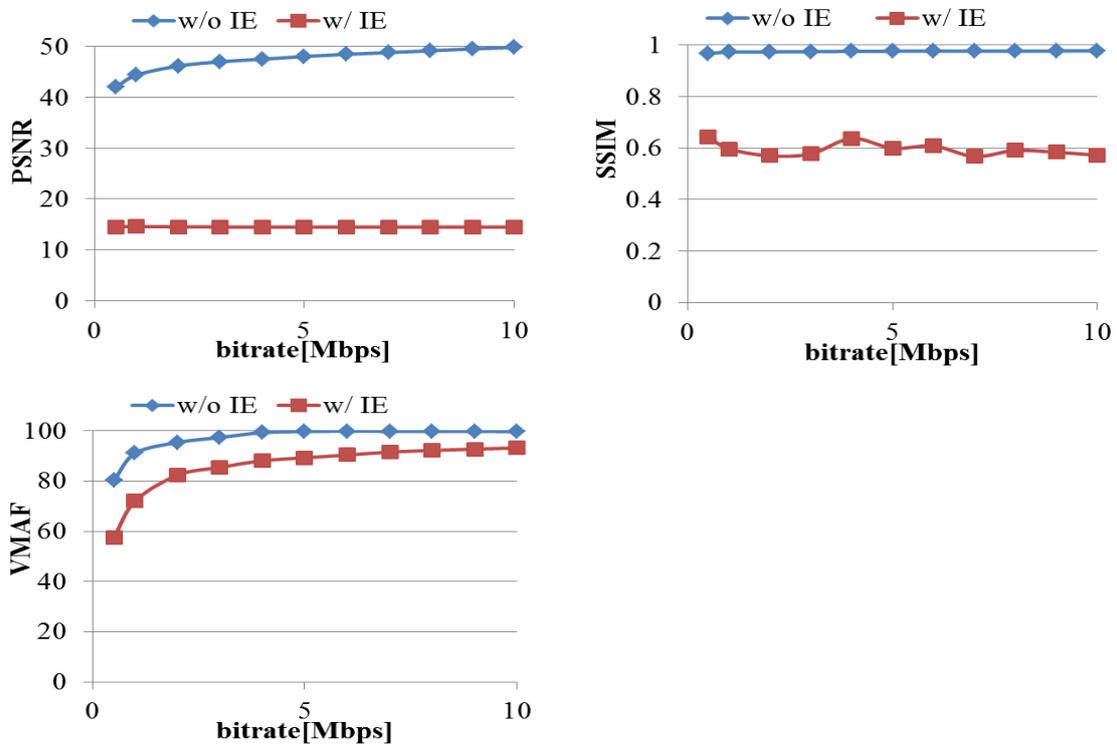
次に客観画質評価を行った結果について述べる。客観画質評価には PSNR、SSIM、VMAF を利用した。ビットレートとそれぞれの評価指標の関係を図 4.4 に示す。まず鮮明化処理を行っていない場合では、どの評価指標においても、また昼と夜どちらの映像においても、ビットレートが低くなるにつれて映像品質が劣化していることが確認できる。

しかし鮮明化処理を行った映像では、VMAF では鮮明化無の映像と同様にビットレートが低くなるにつれて映像品質は低下しているが、PSNR と SSIM ではビットレートが変化しても映像品質に変化は見られず、ビットレートが高くても映像品質は低下したままとっている。特に夜の映像の場合、一般的には暗い映像の方が圧縮効率が良く、ビットレートが同一の場合は昼の映像よりも画質が高くなる傾向であるが、鮮明化処理を行った映像では昼の映像よりも画質の劣化度合いが大きいことが確認できる。

また、主観画質評価では鮮明化有の映像でもビットレートが低くなるにつれて画質の劣化度合いが大きくなると感じたことから、VMAF はこの主観画質評価と同等の結果を示しており、VMAF が PSNR や SSIM よりも主観的な評価と高い相関があるということも確認できた。



(a)昼



(b)夜

図 4.4 ビットレートと PSNR、SSIM、VMAF の関係

4.3 鮮明化処理と圧縮符号化処理の順序による映像品質の比較

次に鮮明化処理と圧縮符号化処理の順序により、映像品質の劣化度合いに差が現れるのかを評価する。評価実験のフローを図 4.5 に示す。

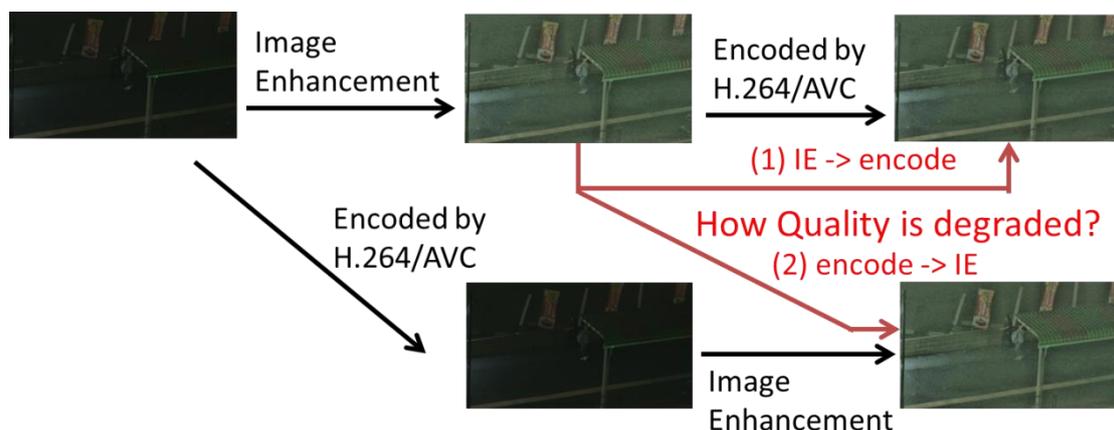


図 4.5 鮮明化処理と圧縮符号化処理の順序による映像品質の比較のフロー

図に示すように、まず非圧縮の映像に鮮明化処理を行い、非圧縮の鮮明化映像を用意する。そして(1)鮮明化処理を行ってから圧縮符号化処理を行う場合(IE -> Encode)、この非圧縮の鮮明化映像を圧縮符号化する。一方、(2)圧縮符号化処理を行ってから鮮明化処理を行う場合(Encode -> IE)、非圧縮の映像にまず圧縮符号化処理を行い、そのあとに鮮明化処理を行う。客観画質評価では非圧縮の鮮明化映像に対する、(1)と(2)の映像の画質劣化度合いを 4.2 節と同様に PSNR、SSIM、VMAF により評価し、比較する。

まず、主観画質評価を行った結果について述べる。図 4.6 に(a)鮮明化処理を行ってから圧縮符号化処理を行った映像、(b)圧縮符号化処理を行ってから鮮明化処理を行った映像の処理結果を示す。図 4.6 は 500kbps で圧縮した結果を示している。



(a)IE -> Encode



(b)Encode -> IE

図 4.6 鮮明化処理と圧縮符号化処理の順序による画質の比較

ビットレートが低くなるにつれ、圧縮符号化処理を行ってから鮮明化処理を行った映像では、鮮明化処理を行ってから圧縮符号化処理を行った映像よりもブロックノイズがより目立っていると感じられる。これは圧縮符号化により生じるブロックノイズが鮮明化処理により強調されるため、圧縮符号化処理を行ってから鮮明化処理を行う映像の方がブロックノイズがより目立ち、したがって画質の劣化度合いも大きくなるのであると考えられる。

次に客観画質評価の結果について述べる。図 4.7 にビットレートと PSNR、SSIM、VMAF の関係性について示す。すべての評価において、鮮明化処理を行ってから圧縮符号化処理を行った映像の方が、圧縮符号化処理を行ってから鮮明化処理を行った映像の方が画質が高いという結果になった。これは主観画質評価の結果と同じである。また、全ての評価指標において、ビットレートが低くなるにつれて画質の劣化度合いも大きくなっており、これは 4.2 節における鮮明化無の映像と同様の圧縮特性となった。本実験ではリファレンスの映像にも鮮明化処理が行われており、画質劣化は単純に圧縮符号化処理にのみ影響されたものであるため、同様の結果が見られたと考えられる。

したがって、本編で提案する映像監視システムにおいて圧縮符号化処理と鮮明化処理を行う場合、先に鮮明化処理を行ってから圧縮符号化処理を行うことが適切であるということが確認できた。

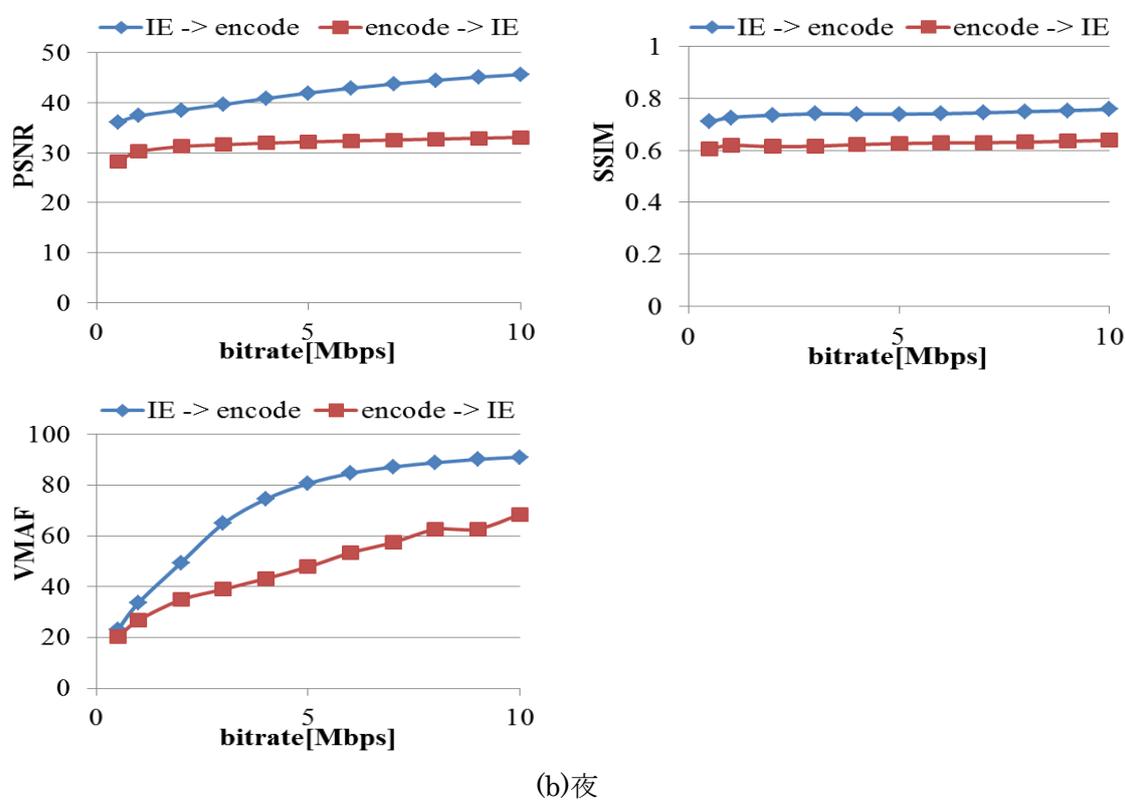
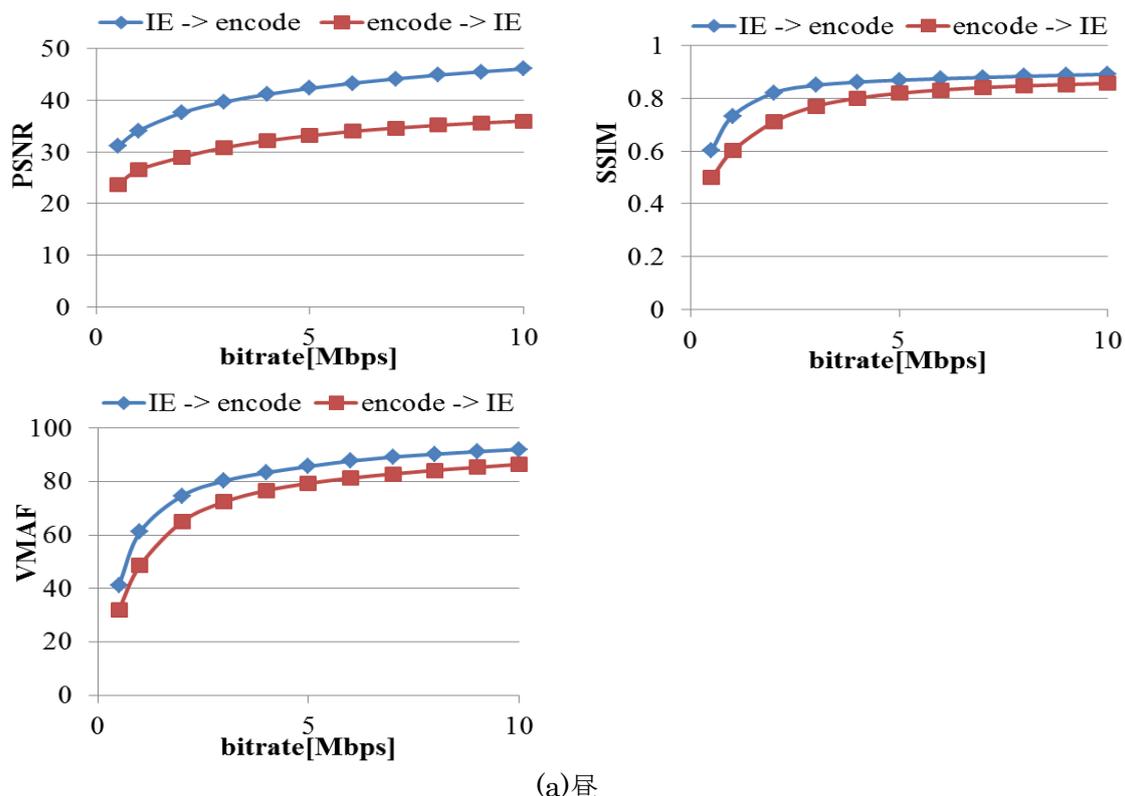


図 4.7 ビットレートと PSNR、SSIM、VMAF の関係

4.4 鮮明化処理による人物検出精度への影響

映像監視システムにおいて、鮮明化処理を行うことでオペレーターが監視対象を認識しやすくなるだけでなく、機械による人物検出の精度も向上されることが望ましい。そこで、鮮明化処理による人物検出精度の評価を行う。人物検出には OpenPose[13]を利用する。4.3 節の評価結果に基づき、鮮明化処理は映像を圧縮する前に行うものとする。評価指標として、それぞれのシーケンスに対して人物検出の処理を行った際の再現率と誤検出率を評価した。再現率は式(4.1)に示すように True Positive と False Negative のうち True Positive の割合を示す値である。誤検出率はここでは、式(4.2)に示すように True Positive と False Positive のうち、False Positive の割合と定義する。

$$\text{Recall} = \frac{\text{True Positive}}{\text{True Positive} + \text{False Negative}} \quad (4.1)$$

$$\text{Error rate} = \frac{\text{False Positive}}{\text{True Positive} + \text{False Positive}} \quad (4.2)$$

昼と夜それぞれの映像について、非圧縮時の鮮明化処理の有無による人物検出の再現率と誤検出率を表 4.1 に、圧縮時の再現率と誤検出率を図 4.8 に示す。

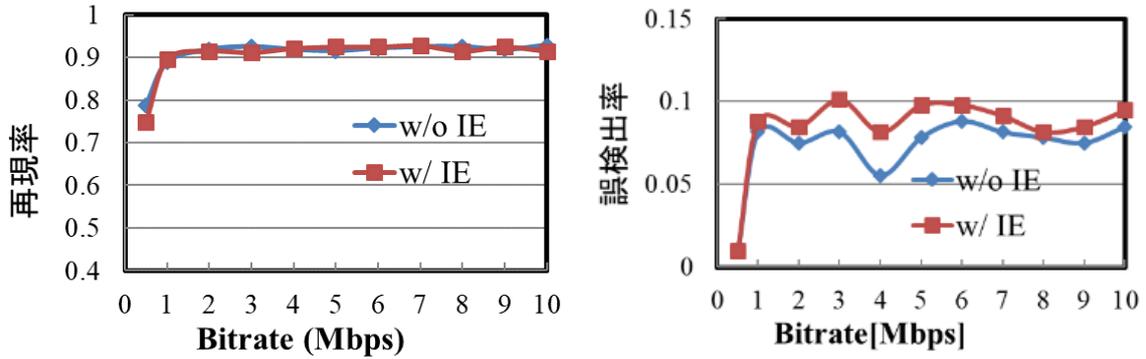
まず、非圧縮の結果では、昼夜どちらの人物検出の再現率は、鮮明化処理を行わない場合の方がわずかに上回った。誤検出率に関しては、昼の場合は鮮明化処理を行わない方が誤検出率が高いが、夜の場合は鮮明化処理により誤検出を抑制できる可能性がある。

次に圧縮した映像の場合の結果について述べる。昼の映像では鮮明化処理の有無によらず、再現率はほぼ差が現れず、鮮明化処理を行わない方が誤検出率が低いという結果になった。一方で夜の映像では鮮明化処理により再現率を向上させ、誤検出率を減らすことができたということが確認できる。

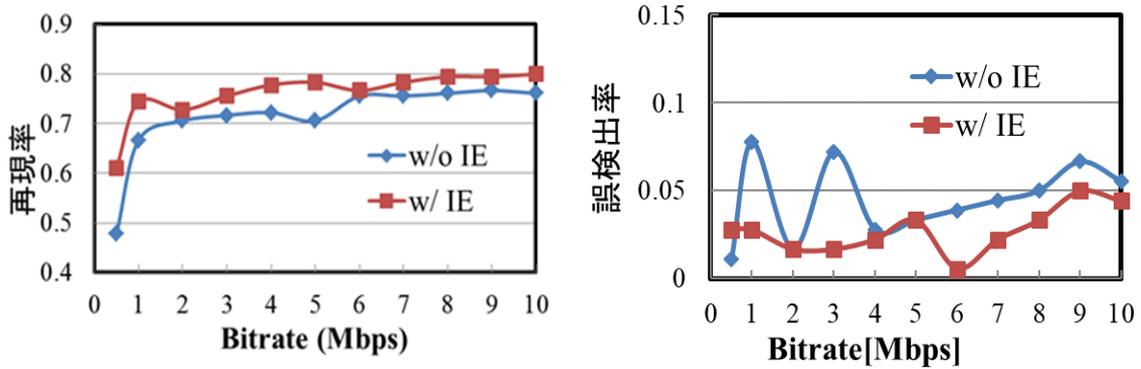
以上の結果より、夜のようにコントラストが低い場合、鮮明化処理を行うことで人物検出などの画像処理の精度を向上させることができると考えられる。また、鮮明化処理を行った映像は映像品質保持のために高ビットレートで送信されることや、昼の映像に鮮明化処理を行うと人物検出の誤検出率が増加してしまうことから、コントラストが高い映像には鮮明化処理を行うべきではないということが言える。以上の結果より、人物検出においても鮮明化処理は効果が現れる可能性はあり、適応的に処理を制御する必要がある。

表 4.1 非圧縮時の再現率と誤検出率

	再現率		誤検出率	
	w/o IE	w/ IE	w/o IE	w/ IE
Daytime	0.93	0.92	0.09	0.1
Night	0.81	0.8	0.07	0.03



(a)昼のシーケンス



(b)夜のシーケンス

図 4.8 圧縮時の再現率と誤検出率

第5章 映像監視システム

5.1 概要

高品質かつ低通信量な監視を行うため、本研究ではイベントドリブン型レート制御[1]を基に、適応的な鮮明化制御とレート制御を行う、エッジサーバを活用した映像監視システムを提案する。図5.1に提案システムの概念図を示す。冗長な映像トラフィックの削減のため、本システムにはMECプラットフォームを適用する。本システムは次の3つの要素で構成されている。3つの要素とは、(1)イベント検知、(2)鮮明化制御、(3)イベント検知と鮮明化制御の結果に基づく映像品質制御である。以降、それぞれの要素について詳しく説明する。

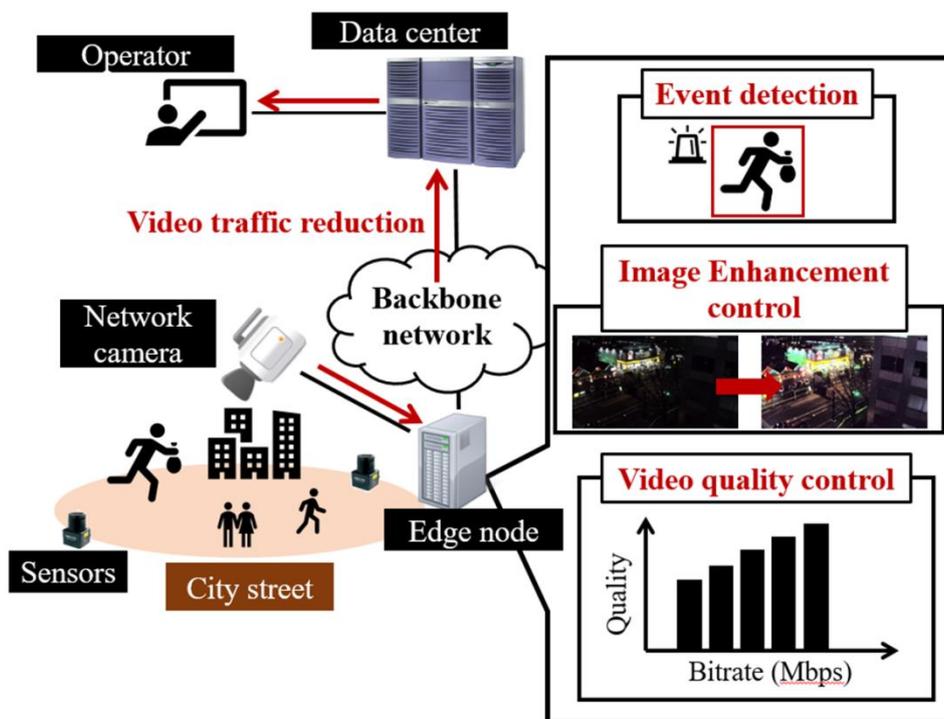


図 5.1 提案システム

5.2 イベント検知

イベント検知によるレート制御は、3.2節で説明したイベントドリブン型レート制御の手法を用いる。イベント検知はマルチモーダルセンサと高品質カメラを利用して行う。この

本章は、発表文献リスト[14]に基づいている。

イベント検知結果により、監視エリアの状態を定常、注意、アラートの 3 つに分類する。例えば踏切を監視エリアとした場合、人が検知されない場合を定常、人が踏切を通過している場合を注意、人が踏切内で立ち止まっている場合をアラートと定義する。

5.3 鮮明化制御

5.3.1 学習用映像における人物検出

鮮明化制御には SVM を利用する。そのため、あらかじめ鮮明化処理が必要かどうかは既知である映像を用意する必要がある。鮮明化処理の有無は人物検出精度の比較によって判断する。本項では、17:00-18:00 の間に 10 分おきに外の様子を撮影した映像を利用し、人物検出精度を評価する。そしてそれぞれの映像に対して鮮明化処理が必要かどうかを定義する。実験に利用した映像の 1 フレーム目を図 5.1 に示す。

図 5.1 より、時間の経過とともに映像が暗くなっており、17:30 以降は人物が認識できないほど暗くなっていることが確認できる。図 5.2 に人物検出結果の一例として、17:00、17:30、18:00 の人物検出の再現率を示す。17:00 は鮮明化無、17:30 と 18:00 は鮮明化有の方が再現率が高いことが確認できる。以上の結果より、それぞれの時間帯で鮮明化処理が必要かどうかを判断した結果を表 5.1 に示す。表 5.1 において、1 が鮮明化有、0 が鮮明化無を示している。



(a)17:00



(b)17:10



(c)17:20



(d)17:30



(e)17:40



(f)17:50



(g)18:00

図 5.1 人物検出を行う映像

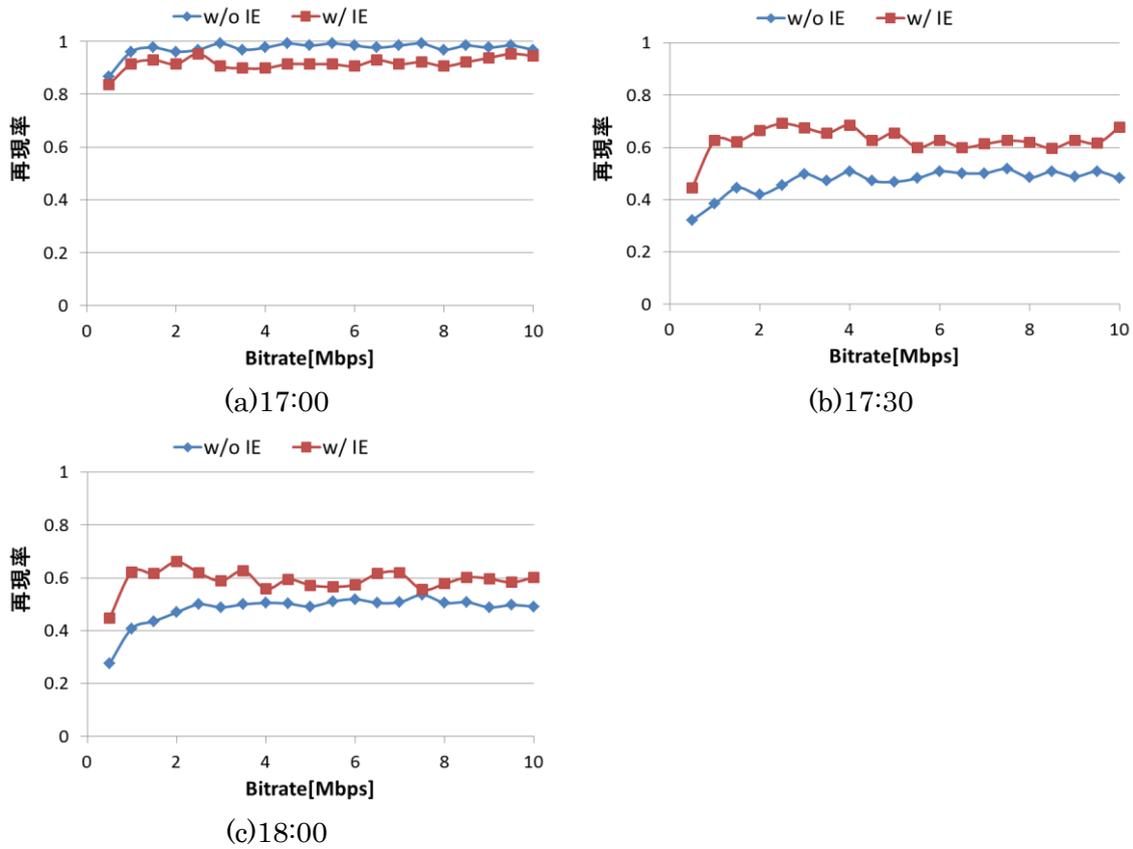


図 5.2 人物検出の再現率

表 5.1 鮮明化処理の有無の判断結果

Time	17:00	17:10	17:20	17:30	17:40	17:50	18:00
0/1	0	0	0	1	1	1	1

5.3.2 特徴量の学習

次に SVM で学習する特徴量について述べる。学習に使用した特徴量は、YUV 表色系における輝度成分である Y の平均値、HSV 表色系における輝度成分である V の平均値、最小二乗誤差(RMS : Root Mean Square)コントラスト、エントロピーの 4 つである。最小二乗誤差コントラストは輝度の標準偏差を示す値であり、本論文では YUV 表色系の Y 成分を利用して計算している。エントロピーは画像の情報量を示しており、輝度の階調を表現する特徴量である。それぞれの特徴量の算出式を式(5.1)~式(5.4)に示す。

$$Y_{ave} = \frac{1}{N} \sum_x^N (0.3I(x)_R + 0.59I(x)_G + 0.11I(x)_B) \quad (5.1)$$

$$V_{ave} = \frac{1}{N} \sum_x^N \max(x)_{c \in R, G, B} \quad (5.2)$$

$$rmsc_{c \in R, G, B} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_x^N (\bar{I}_c - I(x)_c)^2} \quad (5.3)$$

$$ent = - \sum_x^N p(x) \log p(x) \quad (5.4)$$

ここで、 I は原画像、 x は画素位置、 N は全画素数、 $\max(x)_{c \in R, G, B}$ は画素位置 x における R、G、B の最大値、 \bar{I} は全画素平均値、 p はヒストグラムを示す。

5.3.1 項にて人物検出を行った映像における、それぞれの特徴量を図 5.3 に示す。図より、時間の経過とともにそれぞれの特徴量の値は低くなっており、鮮明化処理が必要であると判断した 17:30 以降はほぼ一定の値を示していることが確認できる。

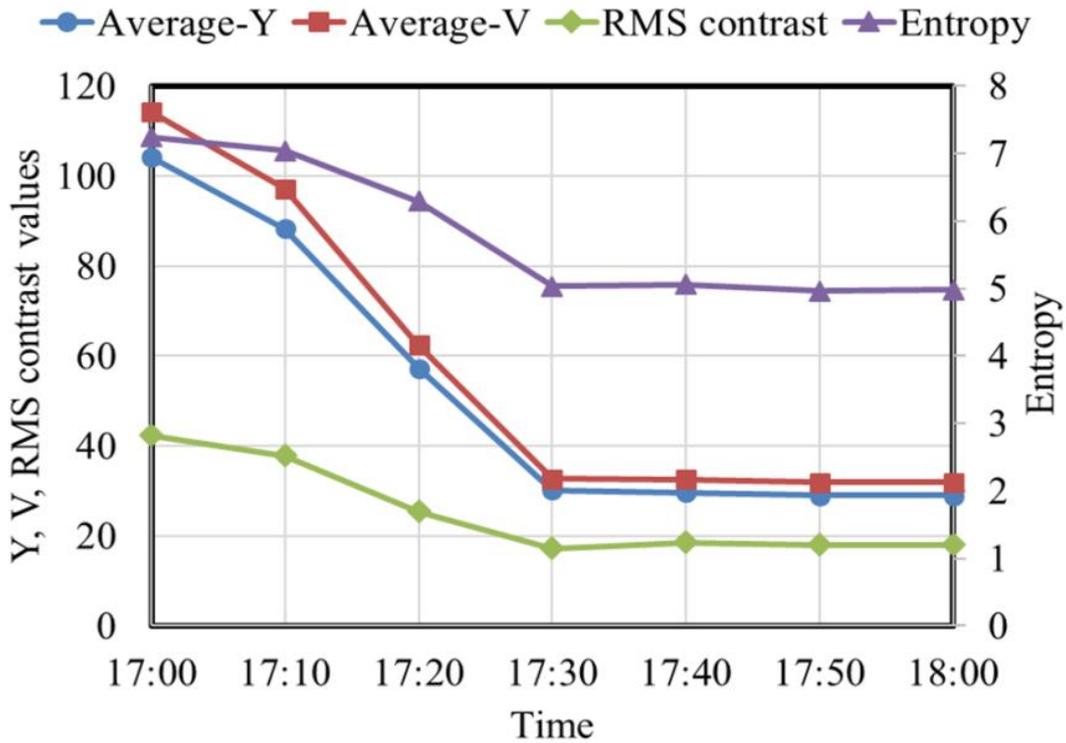


図 5.3 SVM にて学習する特徴量の時間変化

5.4 映像品質制御

5.4.1 概要

映像品質制御はイベント検知による監視エリアの状態と鮮明化制御により行う。例えば、定常状態が検知され、鮮明化処理を行っていない場合には低いビットレートで映像を圧縮する。一方、アラート状態が検知され、鮮明化処理を行う必要がある場合は高いビットレートで映像を圧縮する。

5.4.2 モデル化と数値計算例

提案システムにおける映像トラフィック量を推定するため、本項では状態遷移モデルを利用した映像トラフィックのモデル化及びモデルを利用した数値計算例について述べる。図 5.4 に提案システムの状態遷移図を示す。また、表 5.2 にモデルパラメータを示す。

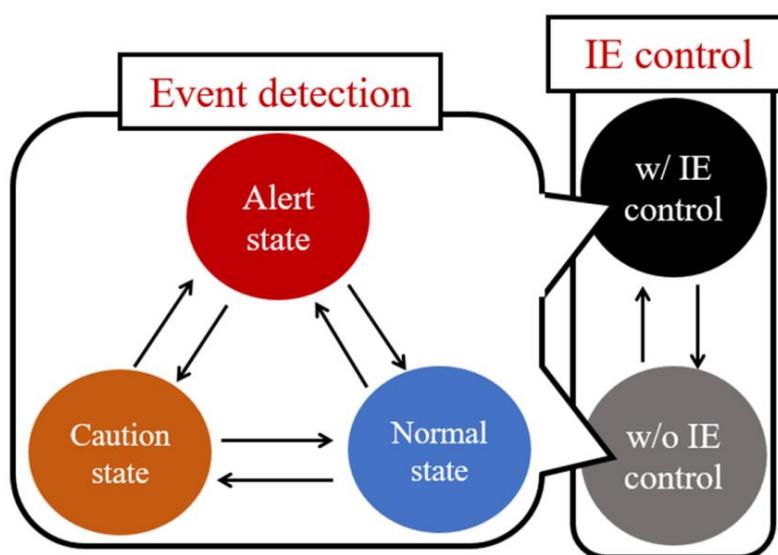


図 5.4 提案システムの状態遷移図

表 5.2 モデルパラメータ

パラメータ	定義
i	鮮明化制御
j	イベント検知
S	状態確率
T (s)	監視時間
R (Mbps)	ビットレート

図 5.4 より、提案システムで発生する映像トラフィックは式(5.5)のように表される。

$$T \cdot \sum_{i,j} R_{i,j} \cdot S_{i,j}$$

$$\sum_{i,j} S_{i,j} = 1 \tag{5.5}$$

ここで、 S は状態確率、 T は監視時間、 R は映像のビットレート、 i は鮮明化制御、 j はイベント検知の結果を示す。

次に状態確率について説明する。イベントの状態確率として次の 2 つのシナリオを想定する。

シナリオ 1

定常，注意，アラートのすべての状態が等確率で発生する。

シナリオ 2

定常状態の状態確率が大きく，アラートの状態確率が小さい

これらを鮮明化の有無より分類する。一般的に鮮明化処理が必要ない時間帯は朝から昼にかけての時間帯であり、人の流れが多くそれぞれの状態が発生しやすいと考えられる。そのため、鮮明化処理が必要ない場合はシナリオ 1 を適用する。一方、鮮明化処理を行っている時間帯は夜の時間帯が多く、この時間帯は人の流れが少なく、定常状態が多いと考えられる。そのため、鮮明化処理が必要な時間帯にシナリオ 2 を適用する。これらのシナリオの状態確率を表 5.3 のように定義する。また、鮮明化制御の状態確率は、6.2 節で説明する評価実験の結果を利用して表 5.4 のように定義する。最終的に表 5.3 と表 5.4 の状態確率を組み合わせた各モードの状態確率は表 5.5 のようになる。また、表 5.5 の各モードにおける選択するレートを表 5.6 に示す。これは第 4 章で述べた鮮明化映像の画質評価の結果に基づき、VMAF が定常状態で 50、注意状態で 70、アラート状態で 80 を超えるように選択したレートである。

表 5.3 イベントの状態確率

シナリオ	定常	注意	アラート	鮮明化
1	0.35	0.30	0.35	No
2	0.71	0.23	0.06	Yes

表 5.4 鮮明化制御の状態確率

鮮明化処理	状態確率
No	0.46
Yes	0.54

表 5.5 各モードの状態確率

鮮明化処理	定常	注意	アラート
No	0.16	0.14	0.15
Yes	0.38	0.13	0.03

表 5.6 各モードの選択レート

鮮明化処理	定常	注意	アラート
No	0.5 Mbps	1 Mbps	3 Mbps
Yes	1 Mbps	4 Mbps	5 Mbps

以上のモデルパラメータを利用し、数値計算例として表 5.7 に示す 4 つの戦略で映像トラフィックを比較する。表 5.7 において、制御無しはイベント検知による適応制御を行わず、鮮明化処理を行わない場合である。これは常にアラート状態を選択し、鮮明化処理は行わないものとするため、常に 3Mbps が選択される。戦略 1 もイベント検知は行わず、常にアラート状態を選択する。ただし、常に鮮明化処理を行うものとするため、常に 5Mbps が選択される。戦略 2 ではイベント検知によるレート制御は行い、鮮明化処理は常に行わない。そのため、鮮明化処理を行わない場合の定常、注意、アラート状態が表 5.5 に示すそれぞれの状態確率で生じる。戦略 3 では、イベント検知も鮮明化制御も行う。そのため、イベント検知と鮮明化制御を組み合わせたすべてのモードがそれぞれの状態確率で生じる。

表 5.7 レート制御戦略

戦略	レート制御	鮮明化制御	レート
制御無し	No	No	常に 3Mbps
戦略 1	No	Yes	常に 5bps
戦略 2	Yes	No	鮮明化無モード
戦略 3	Yes	Yes	すべてのモード

以上のレート戦略により生成される映像トラフィック量を比較した結果を図 5.5 に示す。図 5.5 では、制御無しの場合を 1 とし、それに対するそれぞれの戦略の映像トラフィックの割合を示している。戦略 1 の結果に示すように、鮮明化処理を考慮すると映像トラフィックは増加してしまうが、イベント検知による適応レート制御と組み合わせることで、適応制御が無い場合よりも映像トラフィックを削減できるということが確認できた。

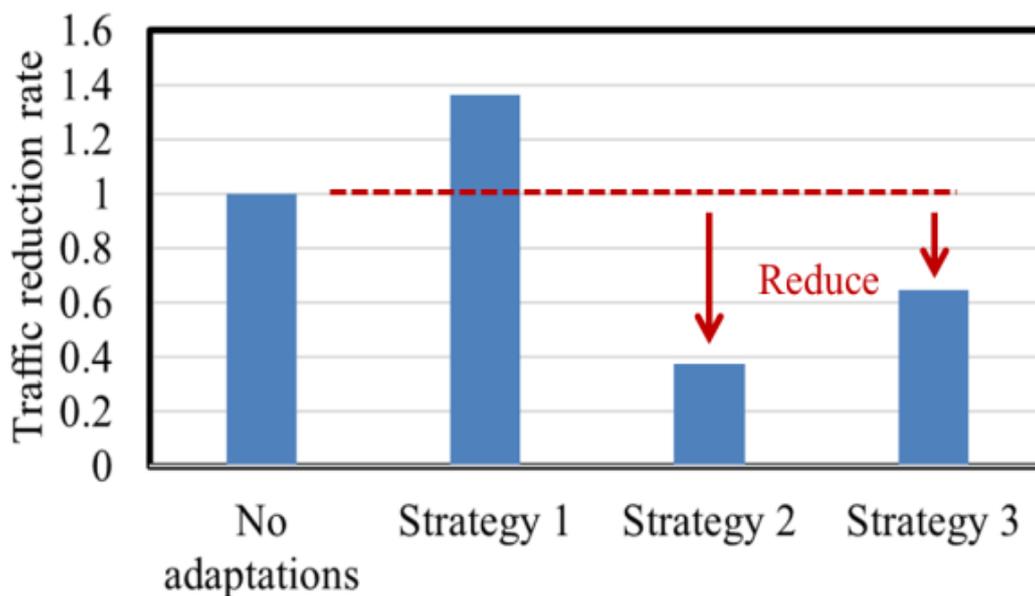


図 5.5 戦略別の映像トラフィックの比較

5.5 システム応用例

5.5.1 概要

本節では、システム応用例として、より高品質かつ低通信量なシステムとなるように鮮明化手法について検討する。

5.5.2 ROI 鮮明化

本項では ROI 鮮明化について述べる。前節までの評価実験及びモデル化では、画像全体に鮮明化処理を行っていたが、あらかじめ人物が検出された部分にのみ鮮明化処理を行うことで映像トラフィックの削減ができると考えられる。また、監視オペレーターが ROI 鮮明化映像を見た際に、注目すべき部分が鮮明化処理により顕著になるため、視認性の向上にもつながるのではないかと考えられる。

鮮明化処理を行う ROI は、鮮明化画像から OpenPose により人が検出された部分とする。Red Super Eye G2 では、鮮明化領域は一か所しか指定できないため、複数人が検出される場合を考慮し、ROI 鮮明化画像は図 5.6 のように鮮明化処理を行っていない原画像に、鮮明化処理が必要な部分のみ、全体を鮮明化した画像を合成して作成した。

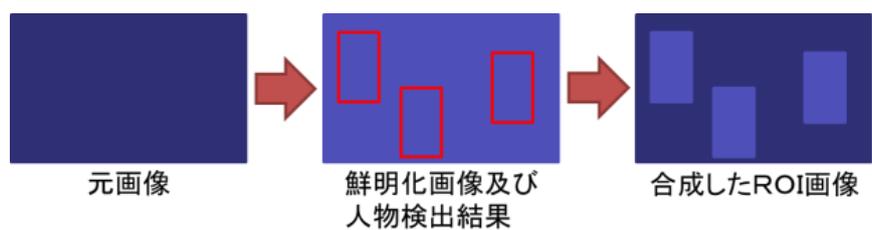


図 5.6 ROI 鮮明化画像の作成手法

ROI 鮮明化画像を、PSNR と VMAF により原画像と鮮明化画像と比較した。それぞれの処理結果を図 5.7 に、PSNR と VMAF を図 5.8 に示す。



(a)原画像



(b)鮮明化画像



(c)ROI 鮮明化画像

図 5.7 ROI 鮮明化の処理結果と原画像、鮮明化画像との比較

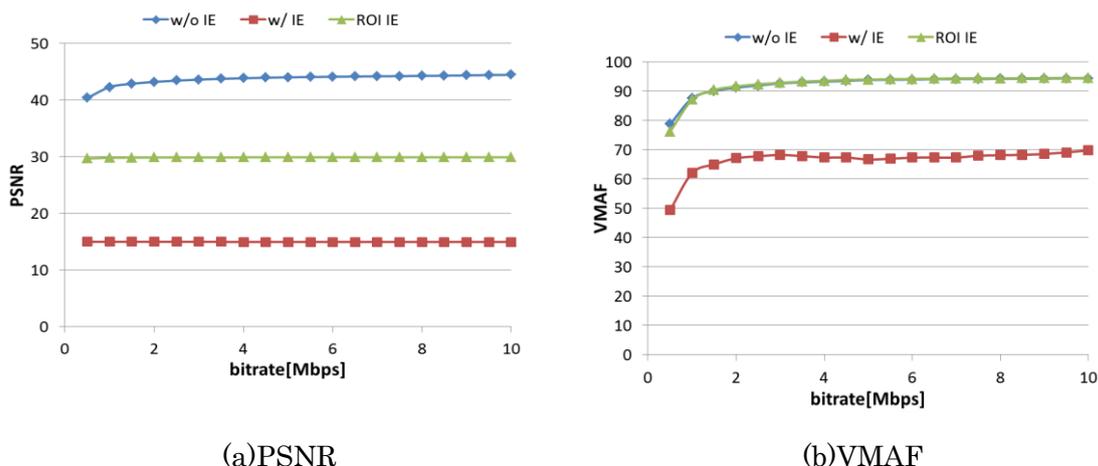


図 5.8 ROI 鮮明化画像の画質評価

図 5.7 より、主観的な評価として、ROI 鮮明化画像では人物の部分のみが鮮明化されており、全体が鮮明化されている場合よりもコントラストがはっきりし、人物を認識しやすいように感じる。また図 5.8 の結果として、ROI 鮮明化により画質劣化を抑えることができるということが確認できる。特に VMAF では、鮮明化処理を行っていない映像とほぼ同等の画質であるという結果を得られた。

しかし現状の課題として、鮮明化処理を一度画像全体に行い、人物検出を行った後に部分的に鮮明化処理を行う必要があり、手間がかかってしまうことが挙げられる。また、人物の検出漏れが発生すると適切な鮮明化処理を行うことができない場合があると考えられる。これらは他のセンサによる人物検出と組み合わせる改善できるのではないかと考えている。また、この結果を利用して ROI 符号化などを組み合わせることにより、さらなる適応レート制御が期待できるのではないかと考えられる。

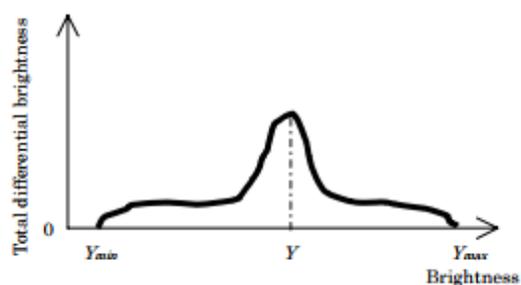
5.5.3 他鮮明化手法との比較

本項では他の鮮明化手法について検討する。Red Super Eye G2 を利用した鮮明化処理では画質劣化を引き起こすことを 4 章の画質評価実験にて示したが、他の鮮明化手法でも同様に画質劣化するのかを評価する。評価した鮮明化手法は次の 2 つである。

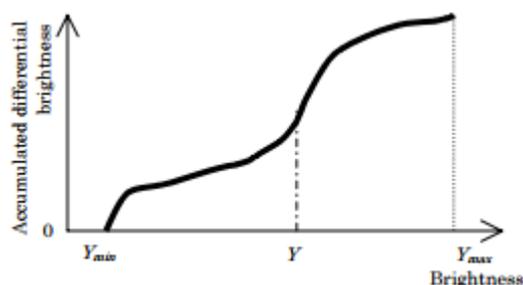
(1) 明度エッジ強度分布に基づくコントラスト改善(ESD)[14]

本手法ではまず、YUV 表色系に変換した画像を輝度信号 Y、色差信号 C1、C2 に分解し、Y に Sobel オペレータを適用し、エッジ強度を算出する。これを利用して、各輝度値を持つ画素のエッジ強度分布のヒストグラムであるエッジ強度ヒストグラム、各輝度値のエッジ強度を輝度値 0 から順に累積した値を縦軸とした累積エッジ強度ヒストグラムを作成する。この累積エッジ強度ヒストグラムを輝度値 255 の縦軸の値が 255 になるように縦方向に線

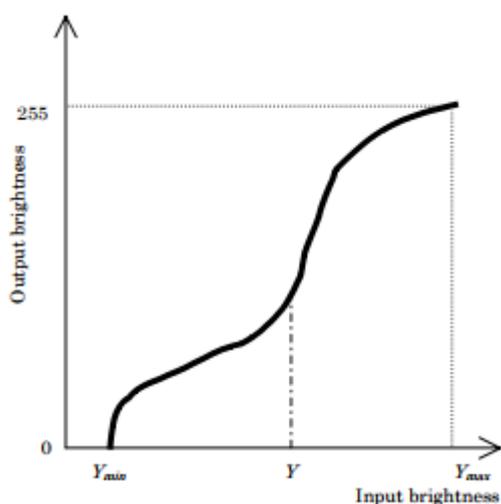
形に正規化する。これが輝度の入出力関係を示すルックアップテーブル(LUT)となり、各輝度値の変換後の輝度値 Y' が求められる。エッジ強度ヒストグラム、累積エッジ強度ヒストグラム、LUT を図 5.9 に示す。



(a)エッジ強度ヒストグラム



(b)累積エッジ強度ヒストグラム



(c)LUT

図 5.9 ヒストグラムと LUT[14]

また、各画素における彩度 S (HSV 表色系における S 成分)は、 Y'/Y をかけた値 S' に変換される。この S' を利用して更新した色差信号と Y' から、変換処理後の RGB 画像を取得することができる。この手法では輝度線形変換法やヒストグラム平均化法といった他の手法と比較して、ノイズが発生しにくいことが特徴である。

(2)ファジイ推論を利用したコントラスト改善(Fuzzy)[15]

本手法はファジイ推論を利用してコントラストの変換を行う。ファジイ推論は、特定の数値で定義することのできない、形容詞(高い、暑いなど)で表されるような性質に対して具体的な数値を結び付けることのできる手法である。ファジイ推論を利用して鮮明化処理を

行うことで、処理対象の画像に適した鮮明化処理を行うことができる。この手法を利用し、HSV 表色系の輝度成分である V の値をどの程度引き延ばすのかを定義する。まず、V の平均値を計算し、平均値より小さい輝度値に対しては「輝度値と平均値の差が大きければ、輝度値の引き延ばし度合いを小さくする」、平均値以上の輝度に対しては「輝度値と最大輝度値 255 の差が大きければ、輝度値の引き延ばし度合いを大きくする」というルールを与え、このルールに基づいて輝度値を変換する。(1)の手法とは違い、V 以外の成分は変換しないため、変換した V を原画像の H 成分と S 成分と合成して HSV 画像を作成し、最終的に RGB 画像に変換する。

以上の 2 つの手法を利用して鮮明化処理を行い、PSNR と VMAF により画質を評価した。比較対象として、Red Super Eye G2(Equipment)による鮮明化映像の PSNR と VMAF も示す。図 5.10 に(1)と(2)の鮮明化処理結果、図 5.11 に PSNR と VMAF を示す。



図 5.10 鮮明化処理結果

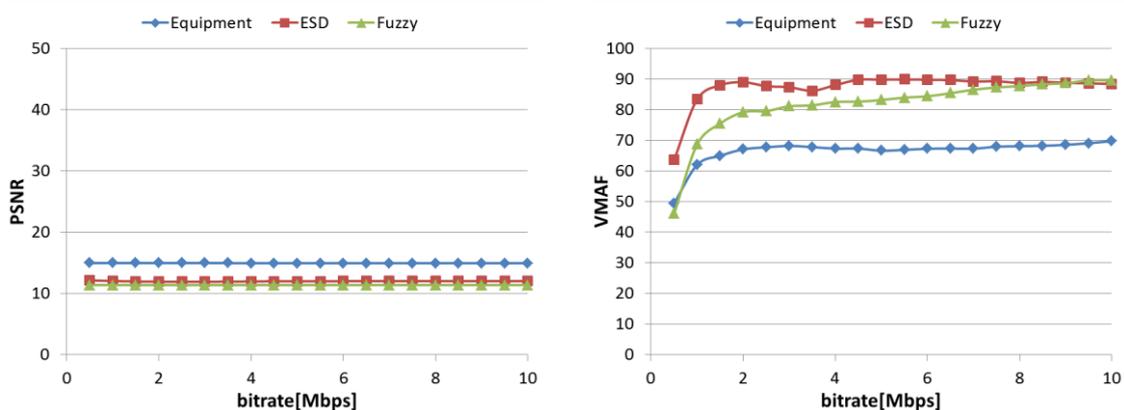


図 5.11 PSNR と VMAF の比較

まず主観的な評価として、明度エッジ強度分布を利用した手法では、他の 2 つの手法と比較して最もエッジが強調されており、最も人物が認識しやすいと感じた。しかし、右下の部分などに元の画像には無かった色味が表れていることや、全体的にも赤っぽい色味になっていることからあまり画質が良いようには感じられなかった。一方、ファジイ推論を利用した手法では、エッジの強調は感じられないが、最も自然に鮮明化されているのではないかと感じた。どちらの手法も、主観的には鮮明化機器よりもいい結果が得られたのではないかと考えている。

図 5.11 に示す客観評価では、PSNR は鮮明化機器を利用した手法が最も高いが、VMAF は明度強度分布を利用した手法が最も高くなっている。また、PSNR ではこれまでと同様に、ビットレートに依らずほぼ一定の低い値を取ることが確認できた。5.4 節で述べたレート選択では、VMAF の結果を利用して定義したことや、主観的に見た結果から、今回の実験で画質が高いという評価を得られた明度強度分布を利用した鮮明化手法の利用も検討すべきである。

第 6 章 提案システムの評価

6.1 概要

本章では、第 5 章で述べた提案システムについて評価を行った結果について述べる。評価には、監視対象のエリアを 24 時間、晴れの日、に 10 秒間ずつ 10 分おきに撮影したシーケンスを利用する。シーケンスの解像度は 2K、フレームレートは 30fps である。まず、1 時間おきのシーケンスの時間推移の一例として、コントラストの変化が大きい 05:40-06:00 と 16:40-17:00 に撮影した映像の 1 フレーム目を図 6.1 に示す。

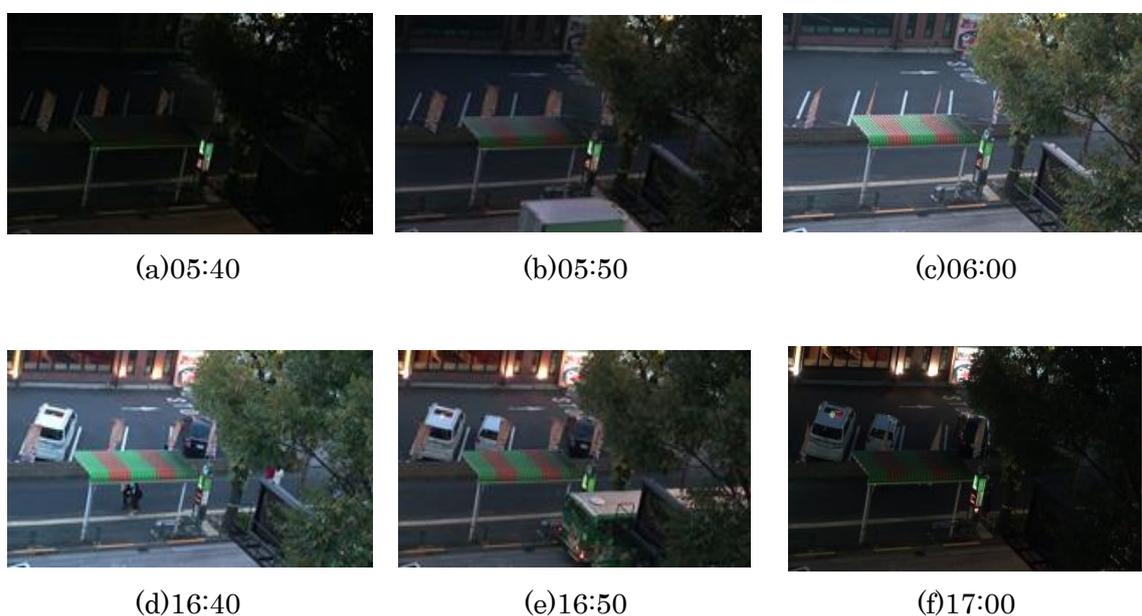


図 6.1 実験シーケンスの時間推移

6.2 SVM を利用した鮮明化制御

まず、SVM を利用した鮮明化制御の精度について評価する。学習データは 5.3 節で作成した鮮明化の有無が既知である 630 枚の画像である。図 6.2 に鮮明化制御の結果を示す。図において、1 が鮮明化処理が必要と判断した時間、0 が必要ないと判断した時間を示す。

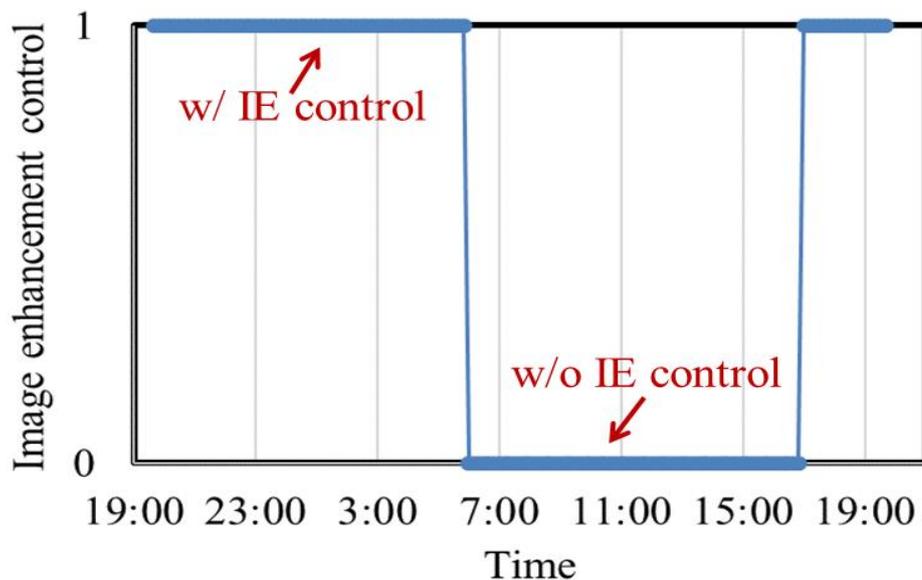
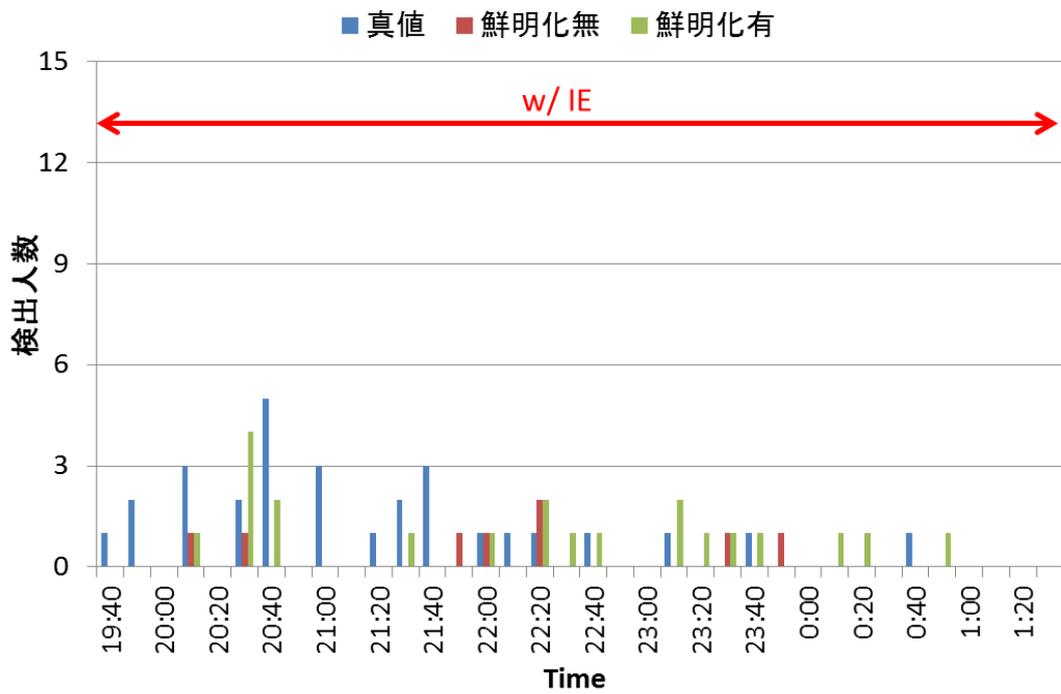


図 6.2 24 時間における鮮明化制御の結果

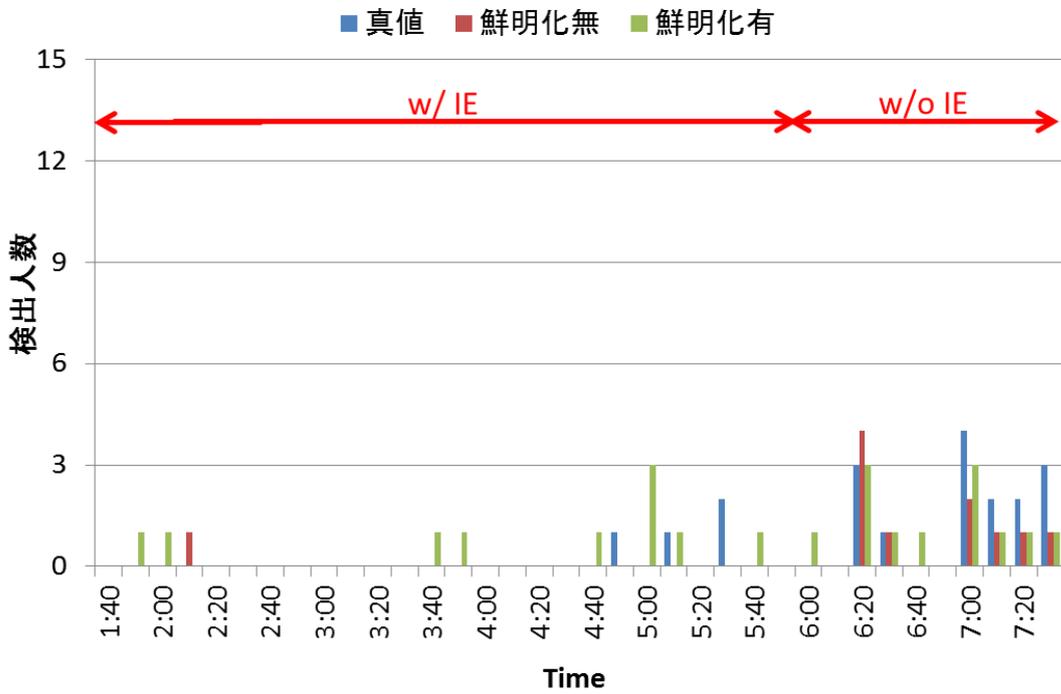
図 6.2 より、6:00 頃と 17:00 頃が鮮明化処理が必要かどうかの境界線となっていることが確認できる。この境界線の時間帯は日の出と日の入りの時間帯に近く、映像のコントラストが大きく変化していることから、SVM による鮮明化制御は適切に行われているのではないかと判断できる。

6.3 24 時間の制御における人物検出精度評価

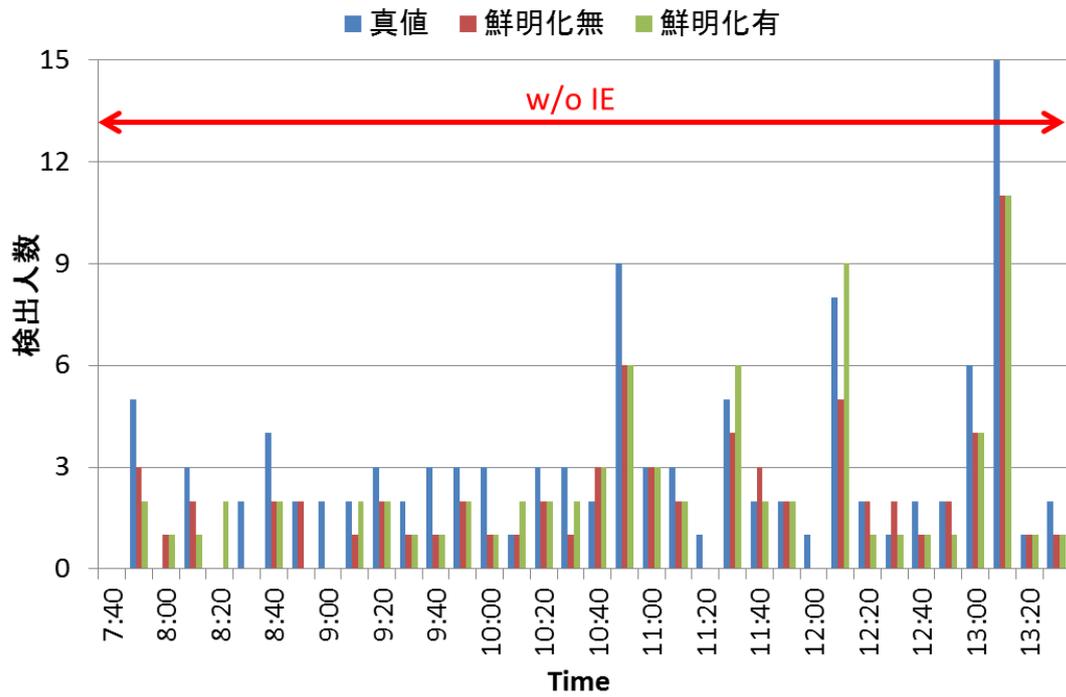
本節では、鮮明化の有無による人物検出精度を比較する。各時間で、人物検出の真値、鮮明化有の映像での人物検出結果、鮮明化無の映像での人物検出結果を比較する。人物検出はそれぞれの時間に撮影した映像の 1 フレーム目を利用した。図 6.3 に 24 時間を 6 時間ずつに分けて比較した結果を示す。また、図中には鮮明化制御によりどちらに判断されたかを示している。



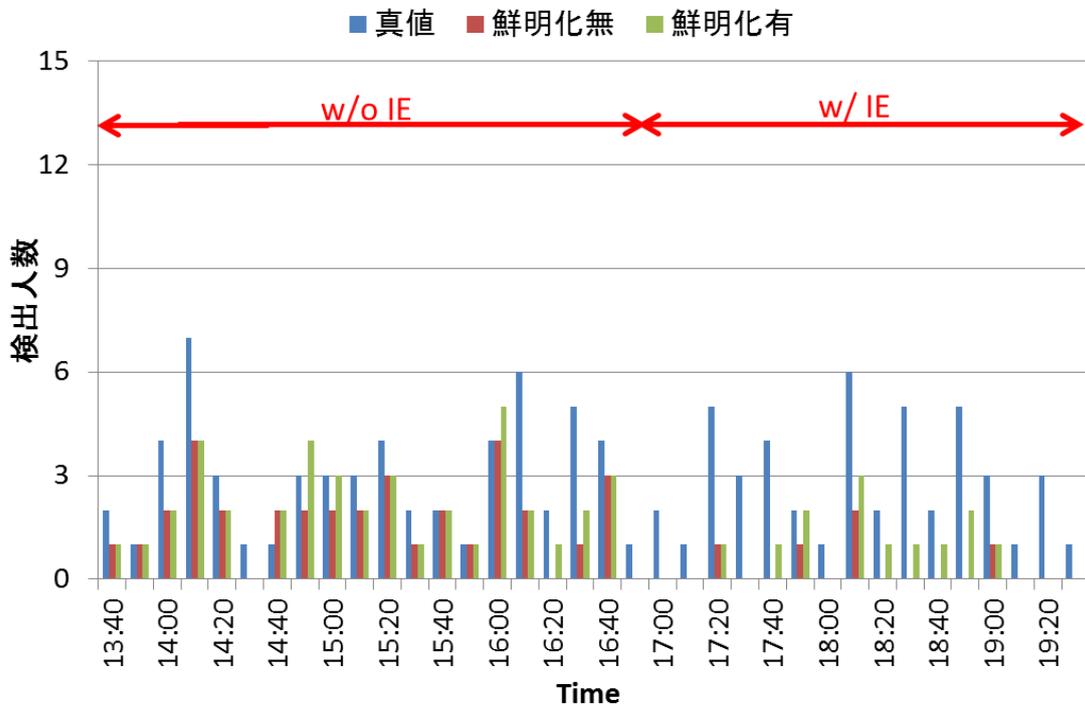
(a)19:40-01:30



(b)01:40-07:30



(c)07:40-13:30



(d)13:40-19:30

図 6.3 人物検出精度の比較

図 6.3 より、鮮明化制御により鮮明化処理が必要であると判断された時間帯では、鮮明化無の映像では人物がほぼ検出されていないことが確認できる。一方、鮮明化制御が必要ないと判断された時間帯では、鮮明化有の映像も鮮明化無の映像も検出はできているが、鮮明化有の映像では、真値よりも検出数が多くなっているケースが多数あり、誤検出が多いということが確認できる。全体を通しては、多くの時間帯で真値よりも検出数が少なくなっており、未検出が多いため他のセンサを組み合わせる人物検出を行うといった改善策が必要である。

6.4 24 時間の制御における映像品質評価

本節では、24 時間の画質の推移について評価する。イベントは人がいるかどうかにより決定し、人がいる場合をアラート状態、人がいない場合を定常状態とする。それぞれの状態における、鮮明化処理を行う場合と行わない場合のビットレートを、5.4 節を利用して表 6.1 のように定義する。

表 6.1 各状態におけるビットレートの定義

	鮮明化有	鮮明化無
人がいる(アラート)	5Mbps	3Mbps
人がいない(定常)	1Mbps	0.5Mbps

本実験では、VMAF の推移を 3 つのパターンで比較する。パターン 1 ではイベント検知によるレート制御を行わず、常にアラート状態を選択するものとする。パターン 2 は人がいるかどうかの真値により監視エリアの状態を定義してレート制御を行う。パターン 3 では、OpenPose を利用して人物検出を行い、その結果により監視エリアの状態を定義する。また、どのパターンにおいても鮮明化制御は行うものとし、鮮明化処理を行う時間は、6.2 節の鮮明化制御の結果において鮮明化処理が必要と判断された時間とする。図 6.4 に VMAF の推移を比較した結果を示す。図より、レート制御を行わないパターン 1 では VMAF の値が常に 90 前後となっており、常に高品質であることを示している一方、レート制御を行っているパターン 2 とパターン 3 では、人がいるかどうかにより、VMAF の値が大きく変化していることが確認できる。したがって、レートを制御することで、人がいない定常状態の時に高品質な映像を選択せず、不要な映像トラフィックを生成してしまうことを防ぐことができるようになったということが言える。

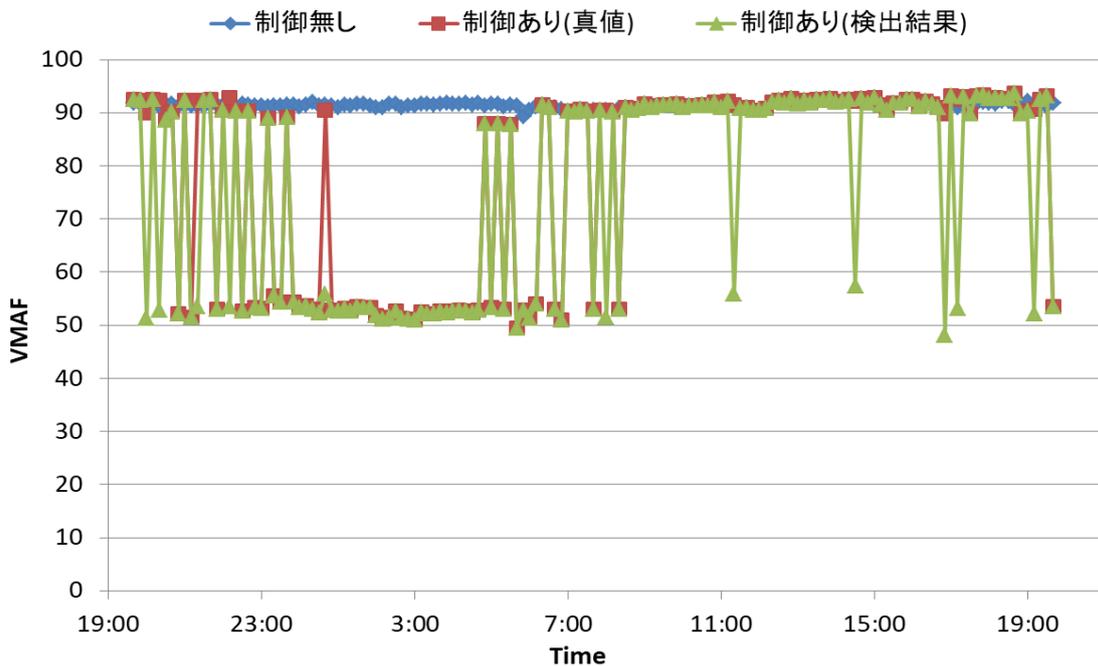


図 6.4 24 時間における VMAF の推移比較

6.5 映像トラフィック量

本節では、映像品質制御による映像トラフィック量を評価する。本実験では、6.4 節と同様に、イベント検知によるレート制御を行わないパターン 1、人がいるかどうかの真値によりレート制御を行うパターン 2、OpenPose による人物検出結果をイベントとしてレート制御を行うパターン 3 で比較を行う。また、鮮明化制御はどのパターンでも行い、各状態で選択するレートは表 6.1 のように定義している。映像トラフィック量を比較した結果を図 6.5 に示す。図ではパターン 1 を 1 としてトラフィック量を比較している。図より、イベント検知によりレート制御を行うことで、映像トラフィックを削減できるということが確認できる。しかしパターン 3 の映像トラフィック量は真値によるパターン 2 の映像トラフィック量よりも少なくなっており、人物の未検出により、アラート状態であるべき場合にも映像トラフィックを削減してしまったと考えられる。この改善策として、イベント検知を他のセンサと組み合わせて行うことを検討する必要があると考えられる。

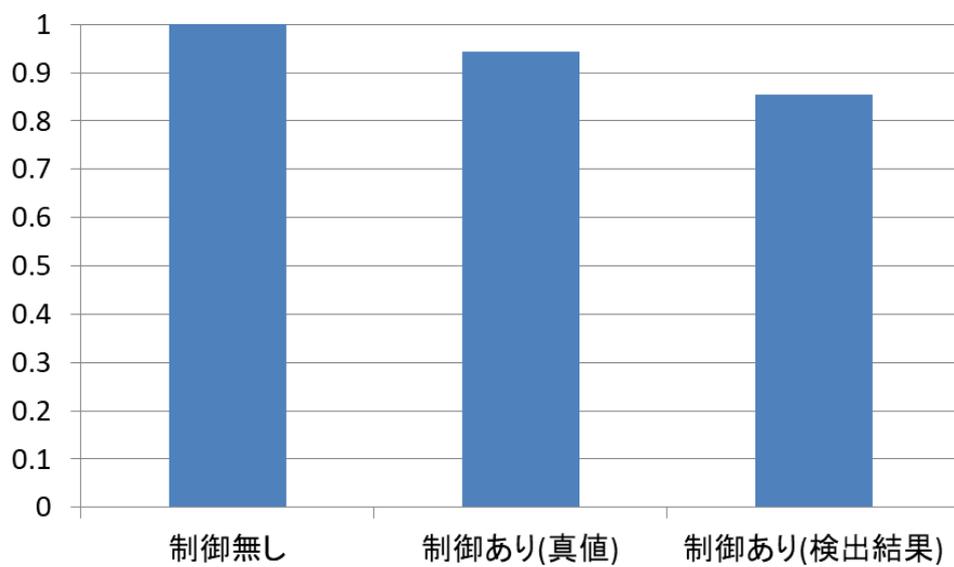


図 6.5 映像トラフィック量の比較

第7章 総括

7.1 まとめ

本研究では高品質かつ低通信量な映像監視システムを提案した。常に高品質な監視を維持するため、映像のコントラストが低い場合には、画像鮮明化技術を適用することで視認性を向上させた。その一方で鮮明化映像が生成する映像トラフィックは大きいため、鮮明化処理が必要な時間は SVM により適応的に制御した。さらに、この鮮明化制御をイベント検知と組み合わせることで、人がいない時には映像を低ビットレートで圧縮することで冗長な映像トラフィックを削減した。24 時間の監視映像を利用した評価実験により、適応的な鮮明化制御ができること、映像品質制御を行うことで制御しない場合よりも映像トラフィックを削減できることを示した。

7.2 今後の課題

現状の問題点として 24 時間の監視において画像処理を利用した人物検出に未検出が生じたことが挙げられる。本研究での最終的な目標は、複数のセンサを組み合わせることでイベント検知を行うことであるため、今後は他のセンサを利用した時の人物検出精度について評価を行いたい。また、鮮明化制御が適切に処理できているかどうかの判断が曖昧であるため、評価手法や SVM で利用する特徴量についても再検討することが今後の課題である。

第2編 **MATLAB** を利用した **MIMO-OFDM** 音響通信 の特性評価

第8章 序論

8.1 はじめに

近年、陸上での音響通信の利用が広がっている。音響通信は元来水中の無線通信に利用されてきた[16, 17]ものであるが、スマートフォンの増加に伴い、音響通信の技術を利用し、商業施設でのガイダンス情報や位置情報をスマートフォンで音を検知することにより取得するシステムが増加している[18, 19]。しかし、音響通信は可聴域である低周波数帯を利用するため、高周波数帯を利用する無線通信と比較すると、伝送速度が遅くなってしまう課題がある。

一方、無線通信の分野では、高速通信のための **MIMO-OFDM** 伝送が標準化・実用化されている[20, 21]。これは **2.4GHz** 帯や **5GHz** 帯で利用されている高効率伝送である。しかし、**2.4GHz** 帯や **5GHz** 帯を利用した無線通信は現在広く利用されており、常に高精度な伝送を実現できるとは限らない。この問題の対策のため、**920MHz** 帯や **60GHz** 帯を利用した伝送も検討されているが、加えて音波の利用も検討されている。

さらに、**GNU radio** に代表されるように、ソフトウェア無線[22]の技術が広く利用されている。ソフトウェア無線は、物理層におけるデジタル変調などのエンドツーエンドの伝送技術をソフトウェアベースで実装することができる技術である。**MATLAB**[28]はソフトウェア無線のプラットフォームの一つである。

8.2 研究目的

本研究では、陸上での音響通信技術の増加に伴い、伝送速度が遅いという課題に対して、無線通信で利用されている **MIMO-OFDM** 伝送を陸上音響通信に適用した時の特性を評価する。**MIMO-OFDM** 伝送の適用は、マルチアンテナを利用した伝送であるため、高速化だけでなく高品質化も実現できると考えられる。本研究はソフトウェア無線での実装を行うため、**MATLAB** を利用する。特性評価は **MATLAB** 上でのシミュレーションと、マイクとスピーカーを利用した実環境にて行い、距離特性、フェージングチャネルによる影響、伝送路遅延による影響などを評価する。また、本研究で提案するシステムにて、画像や音声、映像などのマルチメディア伝送を行うことを目的とする。したがって、画像を伝送した時

の画質評価を行う。さらに、応用例として音楽にデータを重畳することを想定し、データ信号を重畳した正弦波の音質評価も行う。

8.3 第2編の構成

本論文の第2編は、8章で構成されている。第8章では、陸上音響通信の高速化に関する研究背景及び本研究の目的を述べた。第9章は関連技術として変調方式、MIMOやOFDM技術、音響通信について述べる。第10章ではMATLAB上でのMIMO-OFDM伝送のシミュレーション実験について特性評価を行う。第11章では本研究で提案するマイクとスピーカーを利用した実環境で伝送を行うシステムについて述べる。第12章では提案システムの評価を行う。第13章ではマルチキャリア伝送の評価のため、画像を伝送した時の特性評価と伝送した画像の画質評価を行う。第14章では応用例としてデータを重畳した音楽の音質評価を行う。最後に第15章では第2編の総括を行い、まとめと今後の課題を述べる。

第9章 関連技術

9.1 アナログ変調

9.1.1 AM(振幅変調)

振幅変調は、搬送波の振幅に情報を乗せる変調方式である[23]。AMは、中波や短波のラジオ放送や、超短波帯の航空無線で使用されている。

ここで、変調信号 $m(t)$ を周波数 f_c の搬送波により伝送することを考える。一般的なAMの伝送方式として、式(9.1)のような方式がある。

$$s(t) = (1 + m(t)) \cdot c(t) = A_c(1 + m(t)) \cos(2\pi f_c t + \Phi_c) = R[(1 + m(t)) \cdot A_c e^{j2\pi f_c t + \Phi_c}] \quad (9.1)$$

式(9.1)において、

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \Phi_c) = R[A_c e^{j2\pi f_c t + \Phi_c}] \quad (9.2)$$

は搬送波を示している。式(9.1)で表される信号の波形を図9.1に示す。

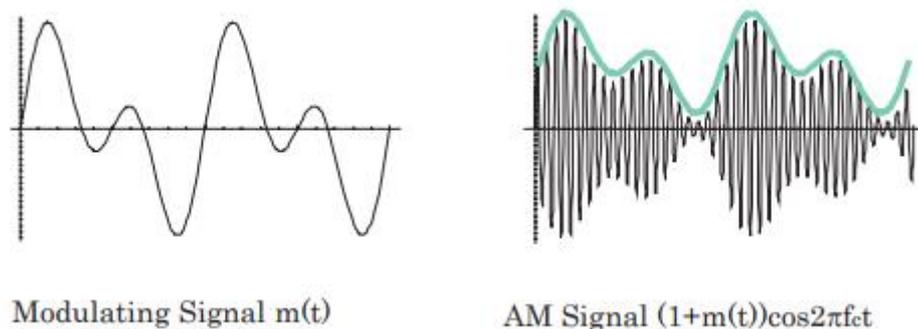


図 9.1 AM方式の信号の波形[23]

9.1.2 FM(周波数変調)

搬送波の三角関数の位相、周波数部分に情報を担わせる方法を角度変調という。本項では、周波数部分に情報を担わせるFM(周波数変調)について説明する。周波数変調は、振幅変調と比較して帯域幅広くなる傾向がある一方で、信号強度が強い場合は雑音の影響を抑圧して高い品質を保つことができる。また、振幅に情報を持たないため、受信法の振幅変動が問題になる移動体通信に適している[23]。これらの性質から、周波数変調は超短波帯以上の音声アナログ通信や放送などに利用されている。

角度変調信号は式(9.3)のように表される。

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \Phi(t) + \Phi_c) = R[e^{j\Phi(t)} \cdot A_c e^{j2\pi f_c t + \Phi_c}] \quad (9.3)$$

ここで、 $\Phi(t)$ は信号の瞬時位相を表す。また、式(9.3)の信号の瞬時周波数は式(9.4)で表すことができる。

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} (2\pi f_c t + \Phi(t)) = f_c + \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (9.4)$$

周波数変調は信号の瞬時周波数の搬送波周波数からの偏移により変調信号 $m(t)$ を表現する。よって、

$$f_i(t) - f_c = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \Phi(t) = k_f m(t) \quad (k_f : \text{定数}) \quad (9.5)$$

と表すことで実現できる。図 9.2 に周波数変調の信号の波形の一例を示す。

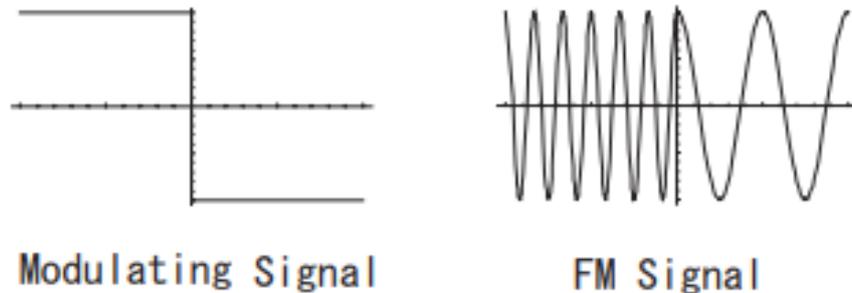


図 9.2 FM 方式の信号の波形[23]

9.1.3 PM(位相変調)

角度変調において、位相部分に情報を担わせる変調方式を位相変調という[23]。位相変調では、式(9.3)で表される信号の瞬時位相 $\Phi(t)$ によって、変調信号 $m(t)$ を表現する。よって、

$$\Phi(t) = k_p m(t) \quad (k_p : \text{定数}) \quad (9.5)$$

と表すことで実現できる。図 9.3 に位相変調の信号の波形の一例を示す。

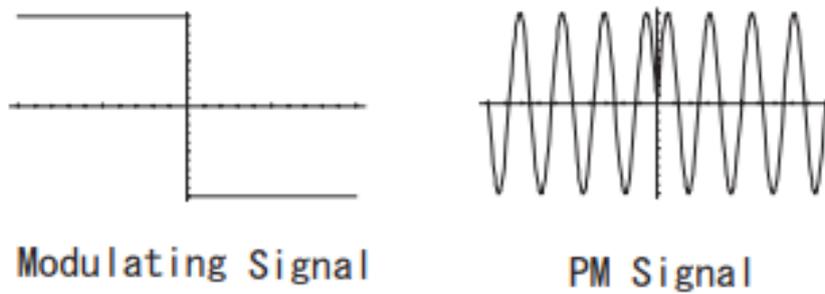


図 9.3 PM 方式の信号の波形[23]

9.2 デジタル変調

本節ではデジタル変調方式について説明する。まず変調波について、一般的には式(9.6)のように表される[24]。

$$f(t) = A(t) \cos\{\omega_c t + \varphi(t)\} = R\{A(t)e^{j(\omega_c t + \varphi(t))}\} \quad (9.6)$$

ここで、 $A(t)$ は包絡線の振幅、 $\varphi(t)$ は位相、 ω_c は搬送波の(角)周波数を示す。また、複素ベースバンド信号を式(9.7)のように表す。

$$f_b(t) = A(t)e^{j\varphi(t)} \quad (9.7)$$

式(9.6)は次式で書き換えることができる。

$$\begin{aligned} f(t) &= x(t) \cos(\omega_c T) - y(t) \sin(\omega_c T) \\ x(t) &= A(t) \cos \varphi(t) \\ y(t) &= A(t) \sin \varphi(t) \end{aligned} \quad (9.8)$$

ここで、 $x(t)$ は同相成分、 $y(t)$ は直交成分を示す。

9.2.1 ASK(振幅偏移変調)

ASK と QAM(9.2.4 参照)は線形変調の一つである。線形変調波は、ベースバンド変調入力信号を搬送波信号に乗算することで生成される[24]。ASK では位相が 0 の時に振幅 0 と 1 の点に情報の 0 と 1 を対応させることで、図 9.4 のようなコンスタレーションで表すことができる[25]。位相が 0 であるということは、情報信号が変化しても搬送波の位相変化がないことを示している。

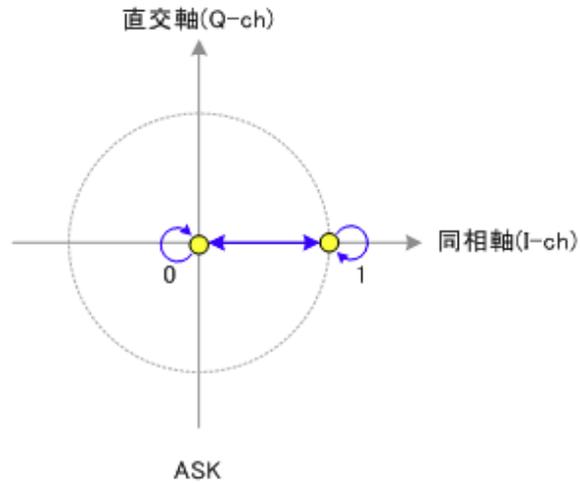


図 9.4 ASK のコンスタレーション[25]

9.2.2 FSK(周波数偏移変調)

FSK 方式では、入力デジタル信号に比例して瞬時周波数が変化する[24]。FSK 信号は定包絡線を有し、そのスペクトルは線形変調信号よりも広がっている。FSK 信号のスペクトルは入力ベースバンド信号を帯域制限することにより制御できる。FSK では信号状態に対して周波数が変化するため、本来コンスタレーションで表すことはできないが、信号点が円周上を移動し位相が変化するものとする、図 9.5 に示すように左回りの時に周波数が高くなり、右回りの時に周波数が低くなることで、FSK 信号の波形の周波数変化を表すことができる。

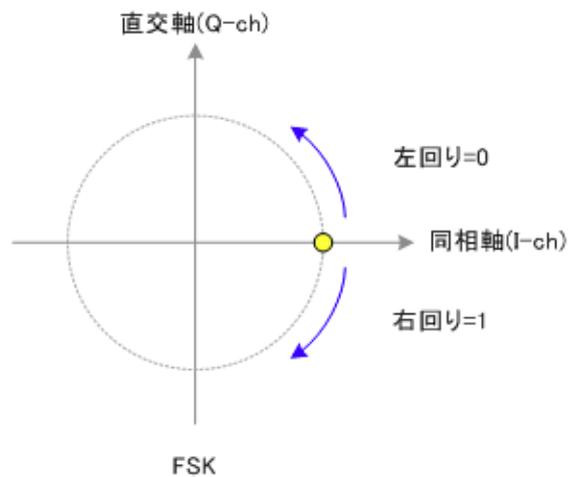


図 9.5 FSK 信号の周波数変化の表現[25]

9.2.3 PSK(位相偏移変調)

PSK 信号は、デジタル変調入力信号に応じて決められた位相点の中の一つをとる。2 値 PSK(BPSK)、4 値 PSK(QPSK)、8 値 PSK(8PSK)のコンスタレーションを図 9.6 に示す。

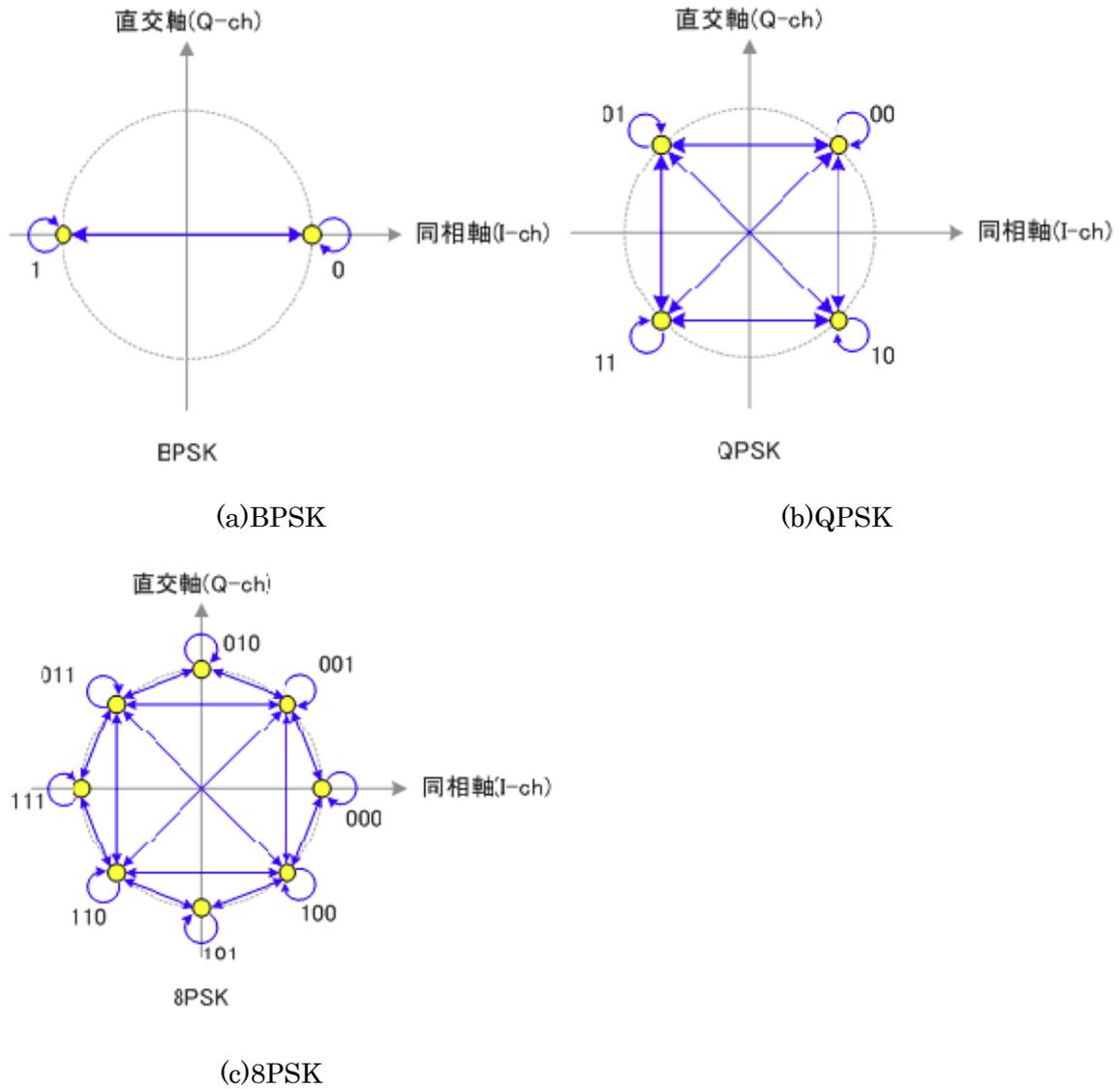


図 9.6 PSK のコンスタレーション[25]

BPSK、QPSK 及び 8PSK の一つのシンボルは、それぞれ 1、2、3 ビットのデジタル信号を表している。

(1)BPSK

BPSK 信号は式(9.9)のように表される。

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t - nT) \cos \omega_c t \quad (a_n \pm A) \quad (9.9)$$

a_n はデジタル信号に応じて A または $-A$ [V]をとる。また、 $h(t)$ はベースバンドフィルタのインパルス応答(パルス波形)、 T はパルス周期、 ω_c は搬送波周波数を示す。BPSK 信号のブロック図を図 9.7 に示す。

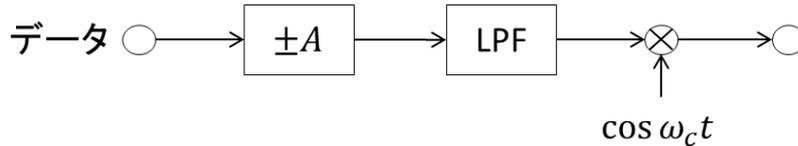


図 9.7 BPSK 信号のブロック図[24]

(2)QPSK

QPSK 信号は式(9.10)のように表される。

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t - nT_s) \cos \omega_c t + \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n h(t - nT_s) \sin \omega_c t \\ &= \text{R} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} (a_n - b_n) h(t - nT_s) e^{-j\omega_c t} \right\} \quad (a_n, b_n \pm A) \end{aligned} \quad (9.10)$$

ここで、 T_s はシンボル周期、 a_n, b_n は入力デジタル信号を示す。QPSK 信号のブロック図を図 9.8 に示す。

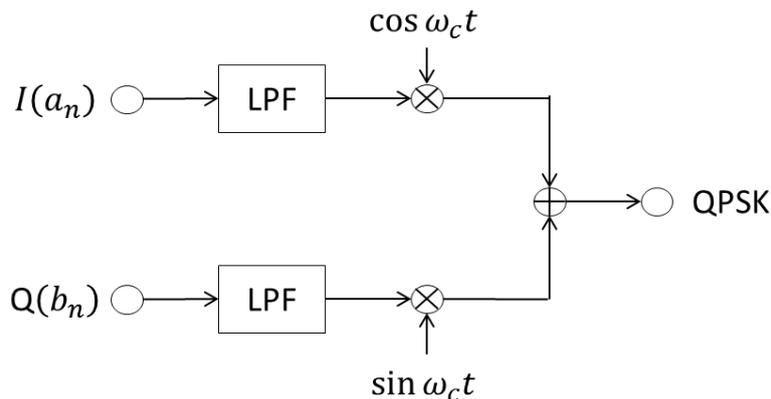


図 9.8 QPSK 信号のブロック図[24]

(3)M 値 PSK

この信号に当てはまるものとして、8PSK、16PSK などが挙げられる。M 値 PSK の信号

は式(9.11)のように表される。

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n A h(t - nT) \cos\left(\omega_c t + \frac{2\pi a_n}{M}\right) \quad (a_n = 0, 1, \dots, M-1) \quad (9.11)$$

9.2.4 QAM(直交振幅変調)

QAM では、同相成分 $x(t)$ と直交成分 $y(t)$ により、それぞれ独立に振幅変調が行われる[24]。QPSK を QAM とみなすこともできる。 $x(t)$ 、 $y(t)$ のそれぞれが 4 値をとると、 4×4 の信号点を得ることができる。この方式を 16QAM という。16QAM のコンスタレーションを図 9.9 に示す。

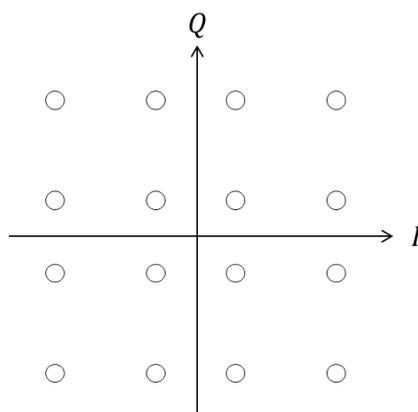


図 9.9 16QAM のコンスタレーション[24]

QAM では 16QAM の他に、64QAM や 256QAM が広く利用されている。

9.3 MIMO、OFDM

9.3.1 OFDM

OFDM は多数の搬送波を使用し、それぞれを異なるデータでデジタル変調することによって並列伝送を行う変調方式である[26]。まず、1 シンボルあたりの基底帯域 OFDM 信号を式(9.12)に示す。

$$S_B(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j2\pi n f_0 t} \quad (9.12)$$

ここで、 N は搬送波数、 f_0 は隣接する搬送波間隔、 D_n は n 番目の搬送波(周波数は $n f_0$) で伝送される、QPSK や QAM などの複素データシンボルである。式(9.12)のように信号を表す

ことで、個々の搬送波が直交して密に配置され、効率の良い伝送が可能になる。図 2.10 に $N = 16$ の時の $S_B(t)$ の波形の一例を示す。図 9.10 における 16 個の正弦波はそれぞれ n 番目の搬送波に対するデジタル変調信号を示している。

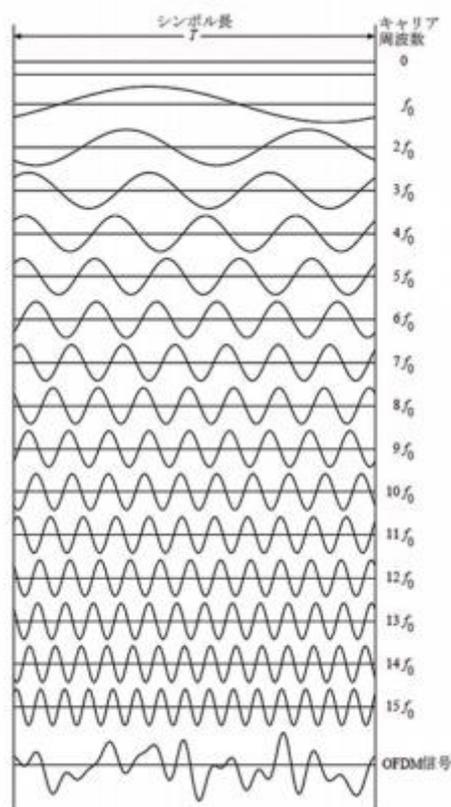


図 9.10 基底帯域 OFDM 信号の波形の一例[26]

図 9.10 における 16 個の正弦波は周期 $1/f_0$ の正弦波の整数倍の周期であり、周波数 nf_0 の正弦波は $1/f_0$ の区間に n 周期含まれている。このような関係をこれらの正弦波は直交しているという。

ここで、基底帯域 OFDM 信号 $S_B(t)$ の算出方法について述べる。 $S_B(t)$ は DFT (離散フーリエ変換) を用いることで生成することができる。 $S_B(t)$ を標本化周期 $1/Nf_0$ で標本化した時のサンプル $S_{B,k} = (k/Nf_0)$ は式(9.13)のように表される。

$$S_{B,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j\frac{2\pi n f_0 k}{N}} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} D_n \left(e^{j\frac{2\pi}{N}} \right)^{nk} \quad (k = 0, 1, \dots, N-1) \quad (9.13)$$

式(2.13)において、右辺は D_n の IDFT (逆離散フーリエ変換) を示していることが確認できる。式(2.13)にて生成された標本値を標本化周期 $1/Nf_0$ で連続化することで連続信号 $S_B(t)$ を得ることができる。

次に搬送帯域 OFDM 信号について説明する。実際に OFDM 信号を伝送する際には、必

要な伝送地域に変換した搬送帯域 OFDM 信号を伝送する必要がある。搬送帯域 OFDM 信号 $S(t)$ は式(9.14)に示すように、 $S_B(t)$ に対して周波数変換を行うことで生成される。

$$S(t) = R\{S_B(t)e^{j2\pi n f_0 t}\} \\ = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos\{2\pi(f_c + n f_0)t\} - b_n \sin\{2\pi(f_c + n f_0)t\}] \quad (9.14)$$

$S_B(t)$ は複素信号であるが、実際に伝送される信号は実信号であるので、式(2.14)のように、周波数変換後の実信号の部分のみが伝送される。図 9.11 に OFDM 信号のスペクトルを示す。

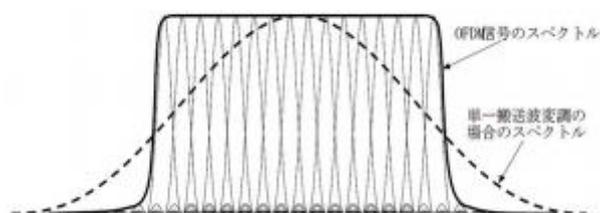


図 9.11 OFDM 信号のスペクトル[26]

9.3.2 MIMO

複数の送受信アンテナを用いて信号を伝送する MIMO (multiple-input multiple-output) 伝送技術は、移動通信や無線 LAN などにおいて 100Mbps 以上の通信速度を達成できる手法として、技術の検討や利用が広く進められている[27]。MIMO 伝送は SISO 伝送よりもチャネル容量が大きいことが特徴である。

MIMO 伝送では、複数のアンテナから異なる情報を送信すると、単純に伝送レートを高くすることができる。一方、複数の送信アンテナを用いて受信機の方にビームを向ける動作をすると、受信時の SN 比を改善することができる。これらは表 9.1 に示すような手法を用いて実現することができる。

表 9.1 MIMO システムの分類[27]

ストリーム数 (ランク数)	送信側で チャンネル未知	送信側でチャンネル一部／完全既知	
		ビーム形成なし	ビーム形成あり
1 (ランク数少)	時空間符号 (STC)	アンテナ選択 送信ダイバーシチ	最大比合成 送信ダイバーシチ
2以上 (ランク数多)	空間多重 (SDM)	アンテナ毎 レート制御(PARC)	固有モード伝送 (E-SDM)

送信するストリームが1つの場合、MIMO 伝送の目的は受信時の SN 比を改善することである。この時、送信手法として送信ダイバーシチが挙げられる。アンテナ選択送信ダイバーシチはストリームを送信するアンテナを複数のアンテナから一つ選択する方法であり、最大比合成送信ダイバーシチは、複数の送信アンテナを用いて送信ビームを形成し、一つのストリームを送信する方法である。これらの手法を利用するためには、MIMO チャンネルの情報が一部またはすべて必要となる。

時空間符号は送信ダイバーシチの一つである。時空間符号は送信ストリームに含まれる各情報を全てのアンテナに分散させるような符号化を行う。この手法の特徴は、空間ストリーム数は1つであるが、送信側で MIMO のチャンネル情報がわからなくても復号が可能なことである。

次に複数の送信アンテナを用いて複数のストリームを送信することで、伝送レートを向上する場合について述べる。このような伝送方法は空間多重と呼ばれる。送信する複数のストリームをサブストリームといい、これは入力された一つのストリームを分割して生成される。送信側でチャンネル情報が未知の場合、各送信アンテナからそれぞれのサブストリームを等電力で送信する手法がある。これを空間分割多重方式(SDM)と呼ぶ。SDM ではすべての送信アンテナを利用するため、すべてのサブストリームの変調方式が等しいとすると、伝送レートは、送信アンテナが一つの場合のレートの、送信アンテナ数倍となる。

9.3 ソフトウェア無線

低コストでプログラム可能なエンドツーエンドの伝送を行うために、ソフトウェア無線と呼ばれる研究領域がある。特に、MATLAB[28]では無線通信を扱うツールボックスである Communication System Toolbox や WLAN System Toolbox が実装されており、ソフトウェア無線のプラットフォームの一つとして挙げることができる。これらのツールボックスを可聴域へ拡張して利用することで、音響通信への適用も期待できる。

9.4 音響通信

9.4.1 音響通信を利用したシステム

近年、音響通信が様々なサービスやアプリケーションに活用されている。例えば INFOSOUND[18]は、音響通信をショッピングやクーポンの受け取りに利用しているサービスである。スピーカーから出た短い情報符号を携帯端末のマイクで受信し、URL 情報へ変換し、ネットワークを通じてサイトへアクセスできるようにしている。このサービスのメリットは、音量やスピーカーの指向性を利用して到達範囲を制御できること、既存のスピーカー設備を利用できるため導入が簡単であるということである。利用例としては、スタンプラリーへの参加があり、スタンプスポットで INFOSOUND を受信してスタンプを獲得できるようにしている。また、GPS を利用して近隣店舗の情報を表示し、入店した時に INFOSOUND を受信してスタンプを獲得できるようにしている。さらに、キャンペーン情報やクーポン情報の獲得にも利用できる。INFOSOUND の概念を図 9.10 に示す。



図 9.10 INFOSOUND の概念図[18]

音響通信は屋内での位置特定にも利用されている[19]。屋外での位置特定に利用される Wi-Fi や GPS は、高い精度が求められる屋内での位置特定には適していない。そこでスマートフォンに内蔵されている加速度センサや地磁気センサを利用して移動距離を推定した後、音波信号から位置 ID を取得し、推定した距離を補正している。利用例として、来店した顧客向けに便利な各種サービスを提供するスマートフォンアプリがある。入店すると音波信号を受信し、来店ポイントが付与される。また商品情報を検索することができ、現在地から商品が置いてある棚までナビゲーションするサービスもある。位置特定システムの概念図を図 9.11 に示す。



図 9.11 位置特定システムの概念図[19]

以上のように音響通信を活用したサービスは増加しており、様々な研究が進められている。

9.4.2 音響 OFDM

OFDM や MIMO の技術は音響信号を利用した伝送にも利用されている。本項では音響 OFDM[29]について説明する。この技術では URL や簡単なテキスト情報を 1、2 秒で伝送することができ、市販のスピーカーと携帯端末のマイクでの使用が可能となっている。送信に利用する音源の信号から高周波数帯の信号が除去され、その部分に OFDM 信号が合成される。OFDM 信号のパワーは元の音源の信号に合わせて調節されており、これにより聴覚に不快にならないような音を生成することができる。利用例としては、テレビやラジオからの音を受信し、URL 情報を取得することや、デパートや博物館での館内放送、災害放送が挙げられる。音響 OFDM 信号の生成のフローを図 9.12 に示す。

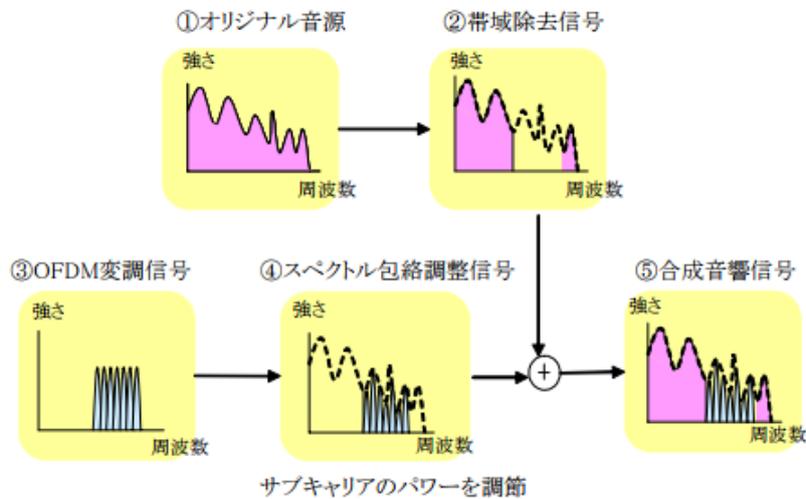


図 9.12 音響 OFDM 信号生成のフロー[29]

9.4.3 音響 MIMO

本項では複数のスピーカーと複数のマイクを利用した音響 MIMO[30,31]について説明する。狭空間における音響 MIMO 通信[30]では、パイプ管を対象として、マイクとスピーカーを利用した通信を行なっている。スピーカー同士、マイク同士の間隔はそれぞれ搬送波周波数の半波長に設定している。また、音波の特徴を利用した音響 MIMO 通信[31]も提案されている。例えば、クロストークキャンセルという技術は人間の聴覚に対し、左耳から聞こえる音は左耳だけ、右耳から聞こえる音は右耳だけに聞こえるように、消したい音と逆の位相を持つ音を同時に発音する技術であるが、これを利用して一つのマイクに対し、一つのスピーカーからのみの信号を受信できるようにしている。また、音響エコーを除去するエコーキャンセル技術を利用することにより、ノイズの原因となりうる音響エコーを除去している。音波の特徴を利用した音響 MIMO 通信の概念図を図 9.13 に示す。

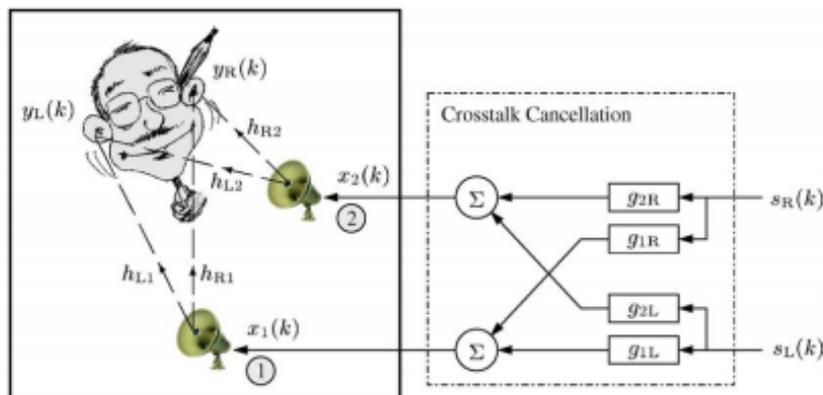


図 9.13 音響 MIMO 通信の概念図[31]

第 10 章 MATLAB によるシミュレーション実験

10.1 概要

本章では、実環境評価を行う前段階として、変調方式、アンテナ数、ガードインターバル長をパラメータとし、可聴域における MIMO-OFDM 伝送のシミュレーション実験を行う。伝送のフローを図 10.1 に示す。

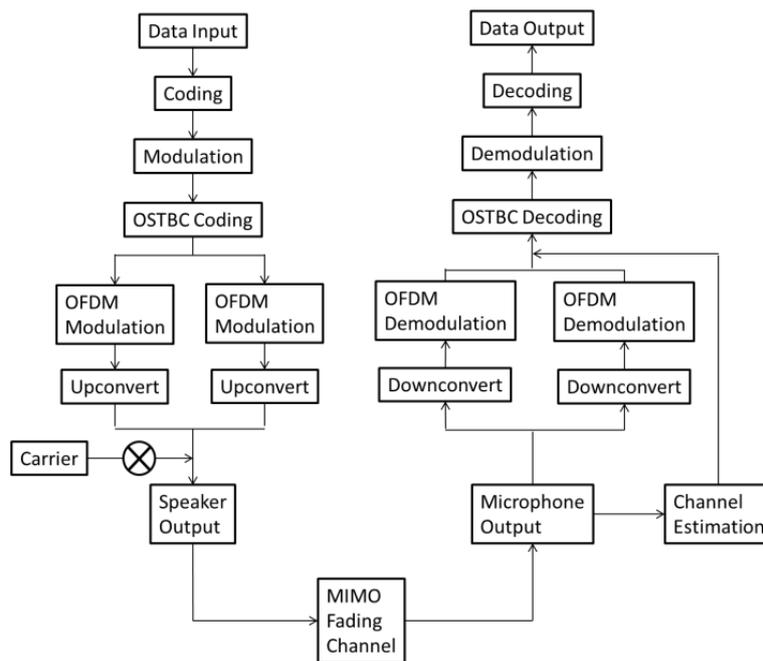


図 10.1 MIMO-OFDM 伝送のフロー

本章で利用する等化方式について、簡単に説明する。各節にて実験パラメータを示しているが、等化方式はパラメータの番号と以降で説明する各等化方式の番号が紐づいているものとする。

(1) スキャッタードパイロットシンボルを用いた等化[32]

受信側での伝搬路の推定のためには、受信側で既知となるパイロットシンボルを送信側でデータ信号に挿入する必要がある。パイロットシンボルの配置にはいくつかパターンがあり、本手法ではその一つであるスキャッタードパイロットシンボルについて説明する。スキャッタードパイロットシンボルの配置は図 10.2 のようになっている。

本章は、発表文献リスト[6,15]に基づいている。

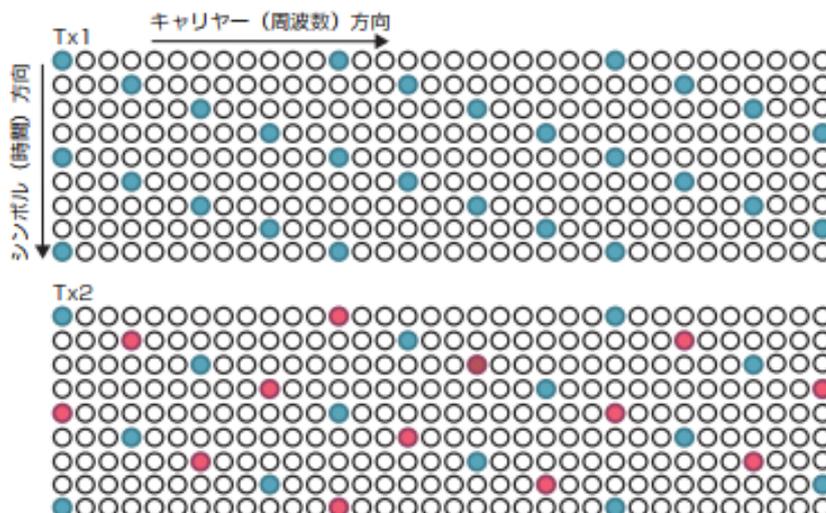


図 10.2 スキャッタードパイロットシンボル[32]

図 10.2 において、縦軸は時間方向、横軸は周波数方向を示している。また図 10.2 は、 2×2 の MIMO-OFDM 伝送を想定した場合の配置である。上段は一つ目の送信アンテナで送信する信号を示しており、青い部分がパイロットシンボルを配置した部分である。下段は 2 つ目の送信アンテナで送信する信号を示しており、青い部分は一つ目の送信アンテナと同じパイロットシンボル、赤い部分は一つ目の送信アンテナのパイロットシンボルを反転させたシンボルとなっている。

ここで、 k 番目のサブキャリアから $(k+12)$ 番目のサブキャリアまでを利用した伝搬路が等しいと仮定すると、送信アンテナ 1 における n シンボル目の k 番目、 $(k+12)$ 番目のサブキャリアに配置したパイロットシンボルと、送信アンテナ 2 における n シンボル目の k 番目、 $(k+12)$ 番目のサブキャリアに配置したパイロットシンボルから伝搬路を推定することができる。これは時間方向にも適用することができ、 n 番目のシンボルから $(n+4)$ 番目のシンボルまでの伝搬路が等しいと仮定すると、送信アンテナ 1 における k 番目のサブキャリアの n 番目、 $(n+4)$ 番目のシンボルに配置したパイロットシンボルと送信アンテナ 2 における k 番目のサブキャリアの n 番目、 $(n+4)$ 番目に配置したパイロットシンボルから伝搬路を推定することができる。

(2)線形補間

まず、パイロットシンボルを図 10.3 のように配置する。これは時間方向には 4 シンボル間隔、周波数方向にはすべてのサブキャリアに配置されたパターンである。

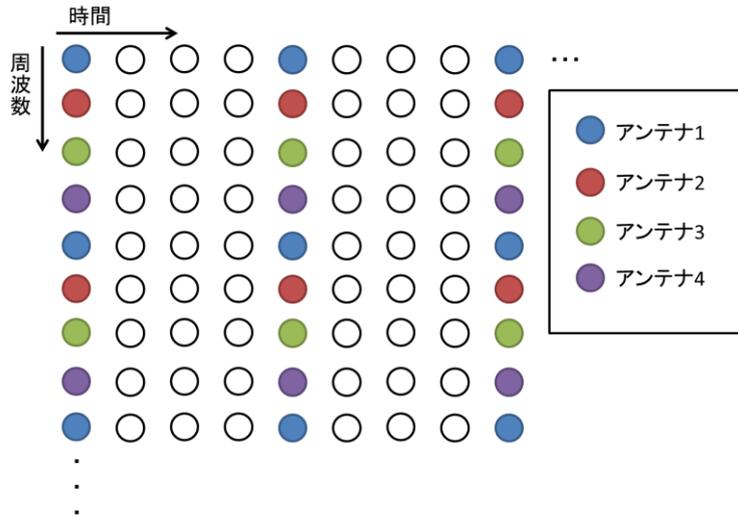


図 10.3 パイロットシンボルの配置

図 10.3 のようなパイロットシンボルの配置を利用し、それぞれのサブキャリアでは n 番目のシンボルに配置されたパイロットシンボルと $(n+4)$ 番目のシンボルに配置されたパイロットシンボルを利用して、時間方向に線形に補間を行う。 k 番目のサブキャリアにおける n 番目のシンボルの伝搬路を $H_{(n,k)}$ 、 $(n+4)$ 番目のシンボルの伝搬路を $H_{(n+4,k)}$ とすると、補間する $(n+1)$ から $(n+3)$ 番目の伝搬路は式(10.1)のように表される。

$$H_{(n+m,k)} = H_{(n,k)} + \frac{H_{(n+4,k)} - H_{(n,k)}}{4} \cdot (m - 1) \quad (m = 2,3,4) \quad (10.1)$$

周波数方向に対しても同様に線形に補間を行う。

(3)1 次元 DFT 補間[33]

1 次元 DFT 補間では線形補間と同様に図 10.3 のように配置されたパイロットシンボルを利用する。この手法は時間方向には(2)と同様に線形に補間するが、周波数方向には DFT を利用して補間を行う。具体的には、 n 番目のシンボルに配置されたパイロットシンボルと $(n+4)$ 番目のシンボルに配置されたパイロットシンボルに対して離散フーリエ変換を行い、間にサンプル点を追加し、逆離散フーリエ変換することで補間を行うことができる。また、時間方向にも DFT で補間を行う 2 次元 DFT 補間という手法もあるが、本研究では利用していない。

10.2 変調方式による BER 特性評価

まず変調方式を変更した際の Bit Error Rate (BER) 特性を評価する。利用した変調方式は、BPSK、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM の 5 パターンである。実験のパラメー

タを表 10.1 に示す。

表 10.1 実験パラメータ

変調方式	BPSK、QPSK、16QAM、64QAM、 256QAM
誤り訂正(符号化率)	畳み込み符号(1/2)
アンテナ数	送信 2・受信 2
ガードインターバル長	0.5ms
フレームサイズ	1152
搬送波周波数	8kHz
帯域幅	8kHz
フェージング	レイリーフェージング
伝送路遅延	1 μ s
サブキャリア数	64
等化方式	(1)

図 10.4 に変調方式による BER 特性を示す。図 10.4 より、PSK 方式よりも QAM 方式の方が BER は低くなっていることが確認できる。また、1 シンボルのビット数が多いほど BER 特性は悪化しており、伝送効率と BER 特性がトレードオフの関係であることが確認できる。一般的に電波の周波数帯を利用した無線通信でも同等の結果が示されており、音波を利用した伝送においても搬送波周波数に依存することなく、無線通信と同等の BER 特性が得られることを確認した。

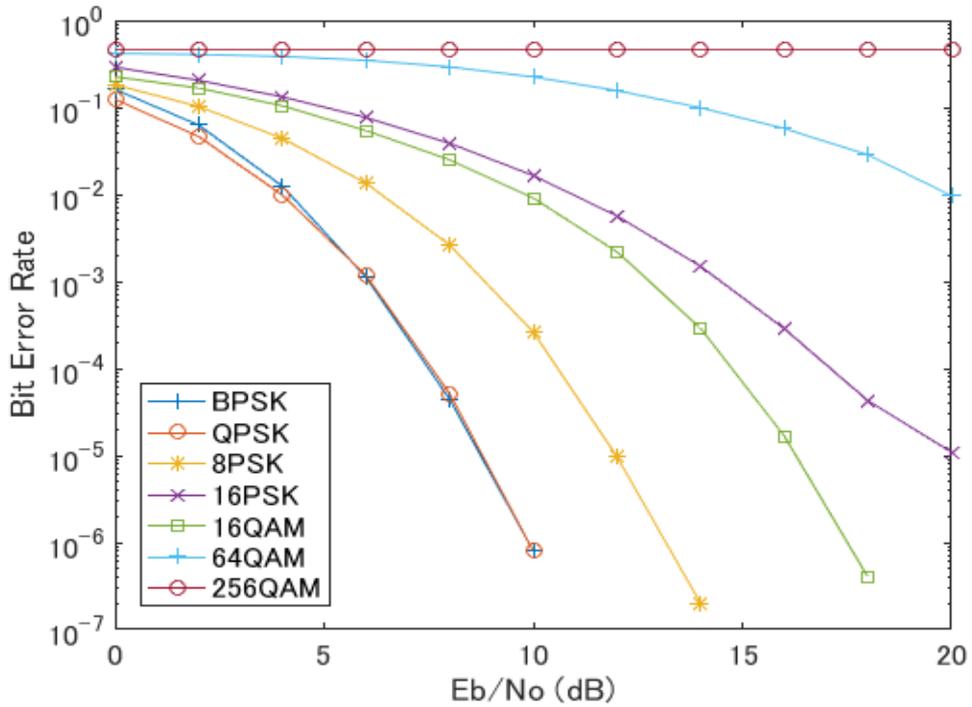


図 10.4 変調方式による BER 特性

10.3 アンテナ数による BER 特性評価

次にアンテナ数、すなわちマイクとスピーカの数を変化させた際の BER 特性を評価する。送信アンテナ 1、受信アンテナ 2 の 1x2SIMO、送信アンテナ 2、受信アンテナ 1 の 2x1MISO、送信アンテナ 2、受信アンテナ 2 の 2x2MIMO を比較した。実験パラメータを表 10.2 に示す。

図 10.5 にアンテナ数による BER 特性を示す。図 10.5 より、アンテナ数が多くなると、ダイバーシチ効果により、より安定した伝送が行われることが確認できる。また、2x1MISO と 1x2SIMO を比較すると、1x2SIMO の方がわずかに良好な BER 特性を示していることが確認できる。

表 10.2 実験パラメータ

変調方式	BPSK
誤り訂正(符号化率)	畳み込み符号(1/2)
アンテナ数	送信 1・受信 2、送信 2・受信 1、 送信 2・受信 2
ガードインターバル長	0.5ms
フレームサイズ	1152
搬送波周波数	8kHz
帯域幅	8kHz
フェージング	レイリーフェージング
伝送路遅延	1 μ s
サブキャリア数	64
等化方式	(1)

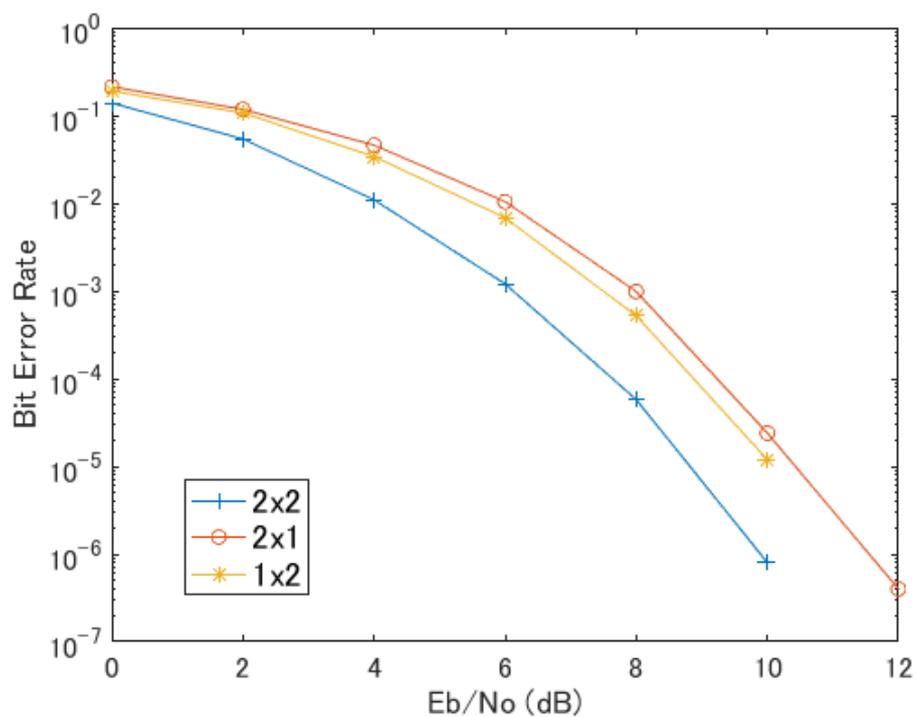


図 10.5 アンテナ数による BER 特性

10.4 ガードインターバルによる比較

音波通信は電波での通信と比較すると帯域幅が狭く、ガードインターバルを利用したマルチパスフェージングによる遅延時間の吸収が容易になる分、スループットが下がる。

本節では、ガードインターバル長を変更し、遅延時間が及ぼす BER 特性を評価する。ガードインターバル長は 1~16ms の範囲で変更する。本実験ではガウス雑音の影響は考慮しない。表 10.3 に実験パラメータを示す。

表 10.3 実験パラメータ

変調方式	BPSK
誤り訂正(符号化率)	畳み込み符号(1/2)
アンテナ数	送信 2・受信 2
ガードインターバル長	1, 2, 4, 8, 16ms
フレームサイズ	1152
搬送波周波数	8kHz
帯域幅	8kHz
フェージング	レイリーフェージング
伝送路遅延	1 μ s
サブキャリア数	64
等化方式	(1)

図 10.6 にガードインターバル長による BER 特性の比較を示す。図より、ガードインターバル長が長いほど、長い遅延時間に対しての BER が低くなっており、ガードインターバルにより遅延を吸収できていることが確認できる。

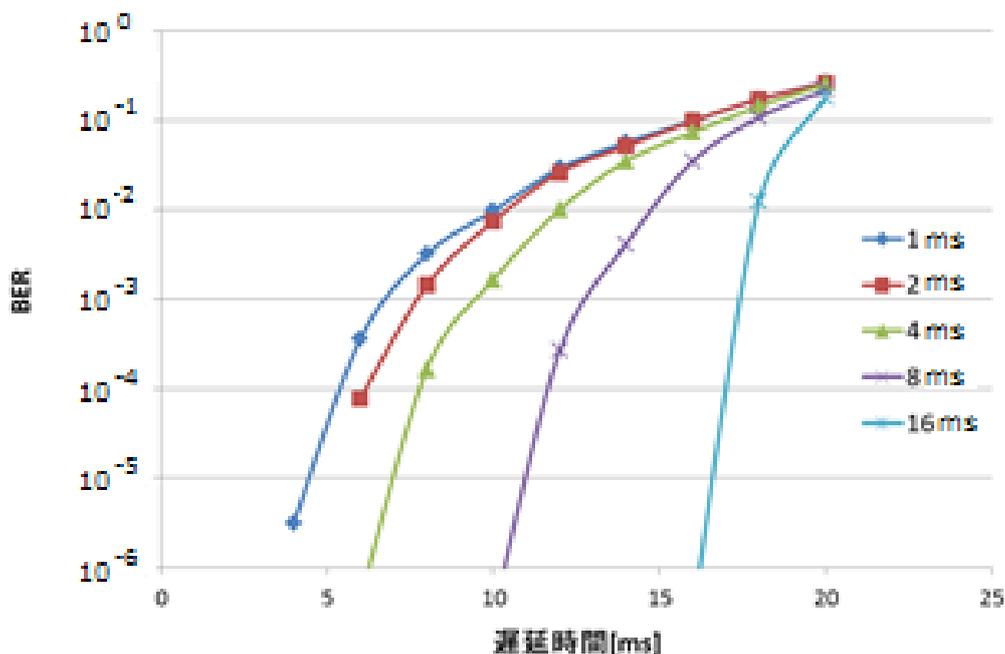


図 10.6 ガードインターバル長による BER 特性

10.5 誤り訂正符号による比較

次に誤り訂正符号について比較を行う。使用した誤り訂正符号は、前節まで使用していた畳み込み符号に加え、誤り訂正能力が畳み込み符号よりも高いとして知られている LDPC(Low-Density Parity Check : 低密度パリティ検査)符号[35]とターボ符号[35]である。

LDPC 符号は、 $m \times n$ ($m < n$)の行列を検査行列とし、 $m \times 1$ のデータを $n \times 1$ の符号化データに変換する符号化手法である。復号にはサム・プロダクト復号法と呼ばれる反復復号法を用いており、シャノンの限界に迫る高い復号性能を達成することができる。この復号法では、受信語が与えられたもとで符号語の各シンボルに対して事後確率の周辺分布を計算している。

ターボ符号は、複数の畳み込み符号器構成をもつ並列連結手法である。ターボ符号においても、サム・プロダクト復号法が利用されている。

実験パラメータを表 10.4 に、BER 特性を図 10.7 に示す。

QPSK 変調では、 E_b/N_0 が 0dB の時は LDPC 符号が最も BER が低い、 E_b/N_0 が高くなると畳み込み符号が最も BER が低くなっている。しかし、どの誤り訂正符号を利用しても 10dB 以下でエラーフリーとなっているため、QPSK 変調ではどの符号も適用できるのではないかと考えられる。処理時間を考慮すると、正確な時間は計測していないが、体感では畳み込み符号を利用した場合が最も短い処理時間であった。そのため、QPSK のようなビットレートが低い場合においては、畳み込み符号を利用することを検討していく。

一方、64QAM 変調の場合は、 E_b/N_0 が低い場合は LDPC 符号の BER が最も低いが、 E_b/N_0 が高くなると、ターボ符号の方が BER が低くなっている。また、ターボ符号と LDPC 符号は、畳み込み符号を利用した場合よりも BER が低くなることを期待していたのだが、それほど差は現れないという結果になった。

表 10.4 実験パラメータ

変調方式	QPSK、64QAM
誤り訂正(符号化率)	畳み込み符号、LDPC 符号、ターボ符号(それぞれ 1/2)
アンテナ数	送信 2・受信 2
ガードインターバル長	0.5ms
フレームサイズ	1152
搬送波周波数	8kHz
帯域幅	8kHz
フェージング	レイリーフェージング
伝送路遅延	1 μ s
サブキャリア数	64
等化方式	(1)

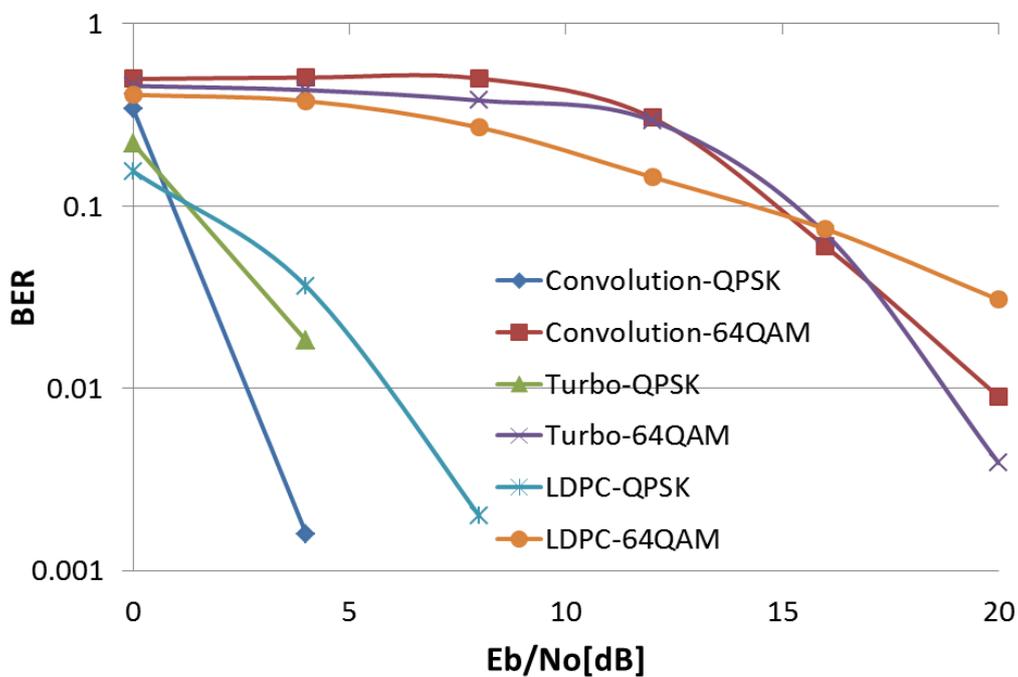


図 10.7 誤り訂正符号による BER 特性

10.6 等化方式による比較

本節では、4x4MIMO のシミュレーションを行うため、4x4MIMO に利用できる等化方式による BER 特性の比較を行う。実験パラメータを表 10.5 に、BER 特性の比較を図 10.8 に示す。

まず 64QAM 変調では、どちらの補間手法を利用しても BER が 50% となり、正しく復号されなかったことが確認できる。次に QPSK 変調では、 E_b/N_0 による単調減少が起きず、ランダムな結果となってしまった。この結果に関しては、正しく補間が行われていない可能性があると考えられる。また QPSK 変調の結果より、線形補間よりも DFT 補間を利用した場合の方が BER が低くなる傾向にあると思われる。

表 10.5 実験パラメータ

変調方式	QPSK、64QAM
誤り訂正(符号化率)	畳み込み符号(1/2)
アンテナ数	送信 4・受信 4
ガードインターバル長	0.5ms
フレームサイズ	1152
搬送波周波数	8kHz
帯域幅	8kHz
フェージング	レイリーフェージング
伝送路遅延	1 μ s
サブキャリア数	64
等化方式	(2)、(3)

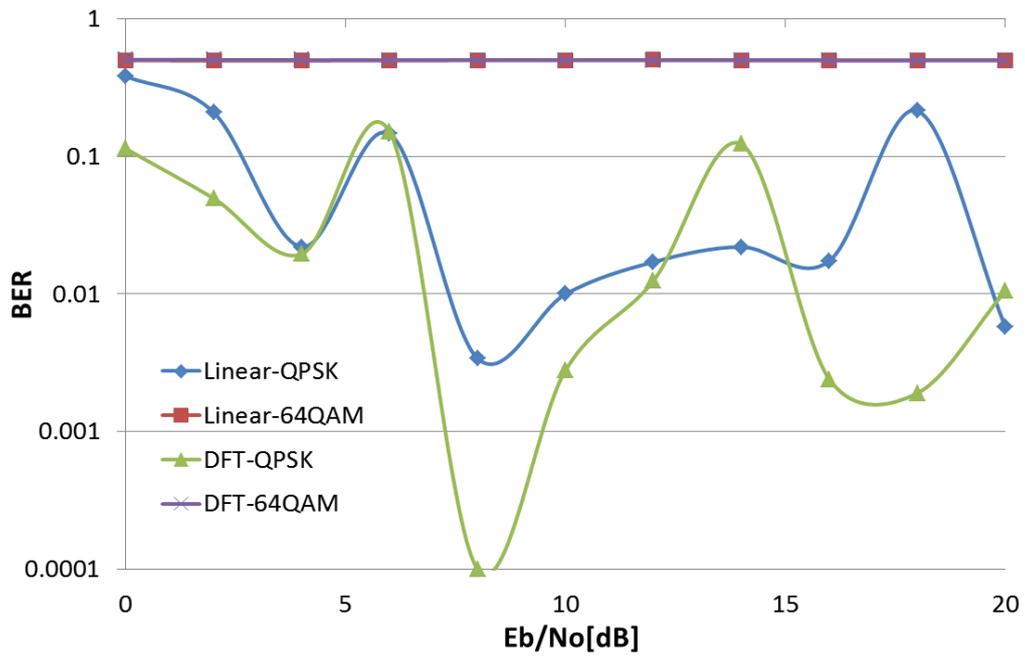


図 10.8 等化方式による BER 特性

第 11 章 提案システム

11.1 概要

本章では、提案するマイクとスピーカーを利用した実環境における音響 MIMO-OFDM 伝送システムについて説明する。本システムはソフトウェア無線のプラットフォームとして知られている MATLAB を利用して実装する。提案システムの一例として、マイクを 2 本、スピーカーを 2 つ利用して伝送する 2x2MIMO のシステムの概念図を図 11.1 に示す。図において、送信側(transmitter)の PC では、データ信号を変調し、音波を搬送波とした送信信号の生成とスピーカーから出力する処理、受信側(Receiver)の PC ではマイクで信号を受信し、チャンネル推定と等化を行い、データを復調する処理が、それぞれ MATLAB により実装されている。

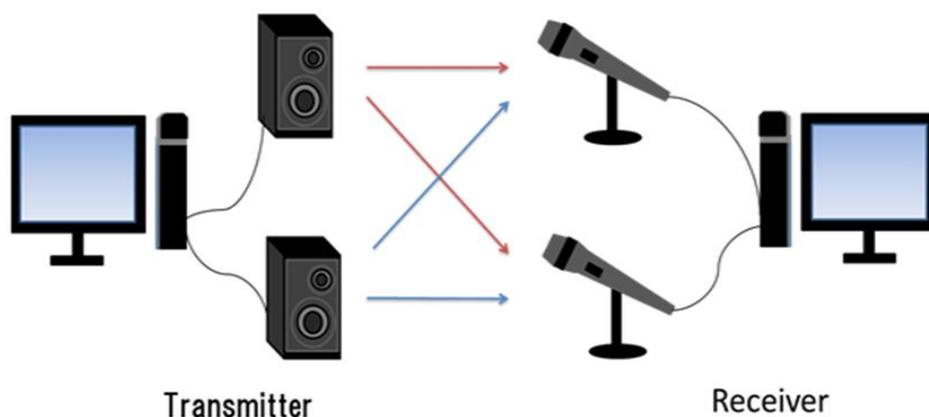


図 11.1 提案システムの一例(2x2MIMO)

11.2 提案システムの処理フロー

図 11.2 にシステムにおける送信側及び受信側での処理のフローを示す。白いブロックが送信側の処理、黄色いブロックが受信側の処理を示している。

送信側ではまず、データ信号が誤り訂正符号により符号化され、任意の変調方式で変調される。これらの信号はマルチアンテナでの伝送のために時空間符号により符号化される。次に、信号は OFDM 変調され、受信側でのチャンネル推定に利用するためのパイロット信号が挿入される。そして、データ信号を音波に重畳したキャリア信号を生成するため、データ信号はフィルタ処理及びアップコンバージョンされる。最後に同期信号がキャリア信号の先頭に追加され、このキャリア信号がスピーカーから音として出力される。

本章は、発表文献リスト[6,15]に基づいている。

受信側ではまず、マイクから音を受信し、既知である同期信号と受信した信号の相互相関を計算することで同期を行い、データ部分の始まりを検出する[34]。同期が取れた信号にダウンコンバージョン及びフィルタ処理を行い、ベースバンド信号へと変換する。ここで、既知であるパイロット信号を利用したチャネル推定が行われる。次に OFDM 復調と時空間復号化により、アンテナごとのデータ信号を取得する。最後に、それぞれのデータ信号は誤り訂正符号によりビット誤りを修復され、送信したデータを得ることができる。

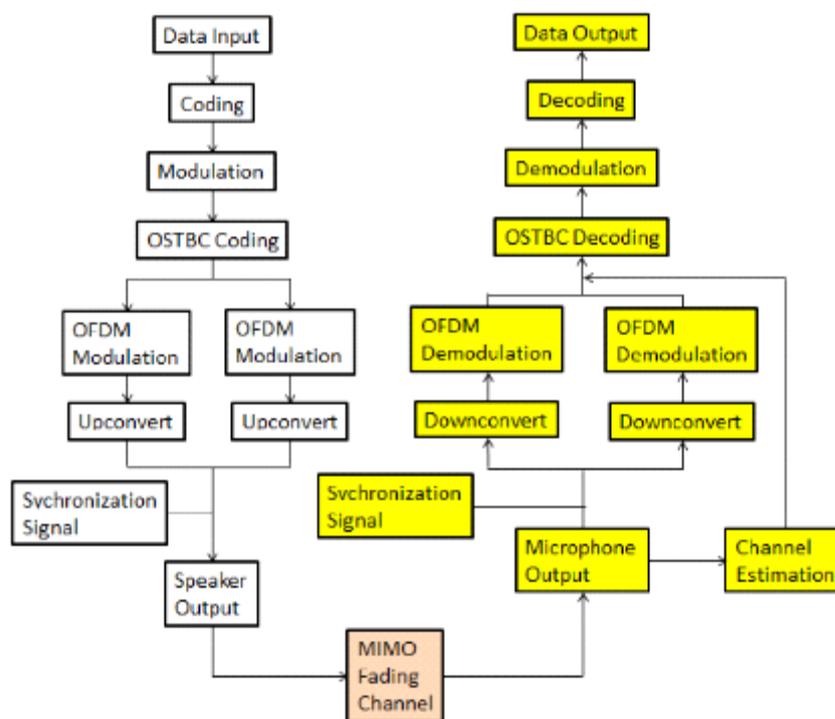


図 11.2 システムの処理フロー

第 12 章 提案システムの評価

12.1 概要

本章では、提案システムを利用して実環境で BER 特性を評価した結果について述べる。本実験において、市販のマイクとスピーカーを利用する。利用するマイクとスピーカーの特性をそれぞれ表 12.1、12.2 に示す。また、本実験におけるマイクとスピーカーの位置関係の例として、2x2MIMO の場合の位置関係を図 12.1 に示す。マイク同士、スピーカー同士はそれぞれ 10cm ずつに固定する。マイクとスピーカーの間は 20-100cm の範囲で 20cm 間隔で離していく。

表 12.1 マイクの特性

Directivity	OMNI(360°)/UNI(130°)
Frequency response	40-16,000Hz
Impedance	2.2k Ω
Input sensitivity	-38 \pm 3dB

表 12.2 スピーカーの特性

RMS output	35W x2
Frequency response	35-20,000Hz
SNR	over 92dB

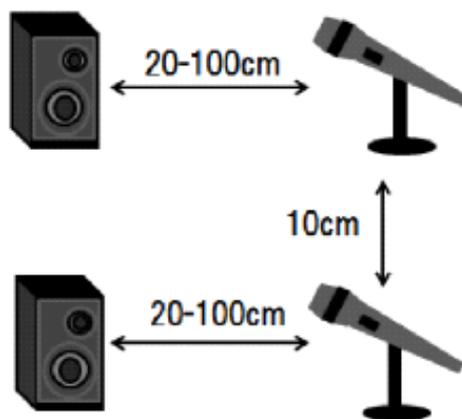


図 12.1 2x2MIMO におけるマイクとスピーカーの位置関係

本実験では、変調方式、ガードインターバル長、アンテナ数、録音方式を変えて BER 特

本章は、発表文献リスト[15]に基づいている。

性を評価する。実験はそれぞれのパラメータで 10 回ずつ行い、BER はその平均値として算出する。

12.2 変調方式による BER 特性評価

まず、変調方式による BER 特性を評価する。評価に利用する変調方式は BPSK、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM である。実験パラメータを表 12.3 に示す。

表 12.3 実験パラメータ

変調方式	BPSK、QPSK、16QAM、64QAM、 256QAM
誤り訂正(符号化率)	畳み込み符号(1/2)
アンテナ数	送信 2・受信 2
ガードインターバル長	0.5ms
フレームサイズ	1152
搬送波周波数	8kHz
帯域幅	8kHz
サブキャリア数	64
等化方式	(1)
録音方式	モノラル

図 12.2 に変調方式による BER 特性を示す。図 12.2 より、伝送距離が長いほど BER が高くなる傾向になることが確認できる。また 1 シンボルのビット数が多くなるほど BER は高くなっている。特に 64QAM と 256QAM では、伝送距離が 20cm と短い場合においても BER が約 50% となった。この結果より、変調方式には BPSK を使う、または BPSK、QPSK、16QAM を利用して伝送距離を 40cm 以内にすることが望ましいと考えられる。

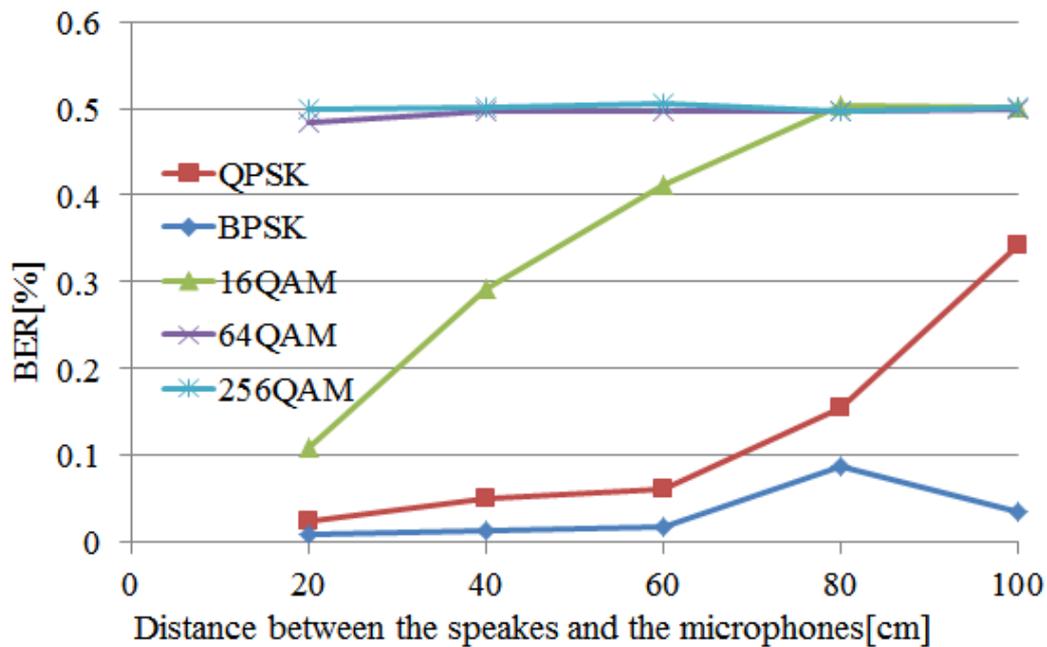


図 12.2 変調方式による BER 特性

12.3 ガードインターバル長による BER 特性評価

次にガードインターバル長を 0.125~2ms まで変更して伝送を行い、BER を測定する。実験パラメータを表 12.4 に示す。

表 12.4 実験パラメータ

変調方式	BPSK
誤り訂正(符号化率)	畳み込み符号(1/2)
アンテナ数	送信 2・受信 2
ガードインターバル長	0.125, 0.25, 0.5, 1, 2ms
フレームサイズ	1152
搬送波周波数	8kHz
帯域幅	8kHz
サブキャリア数	64
等化方式	(1)
録音方式	モノラル

ガードインターバル長による BER 特性を図 12.3 に示す。図から確認できるように、ガードインターバル長を変化させても BER に大差は見られなかった。本実験では伝送路に障

害物がなかったため、反射波の影響の少なく、パス遅延の長さは 0.125ms のガードインターバル長以内に収まっていたと考えられる。また、伝送距離が 80cm の時を他の場合と比較すると、BER が大幅に大きくなっている。これは位相のずれが大きく、正しくチャンネル推定ができていないことが原因ではないかと考えられる。

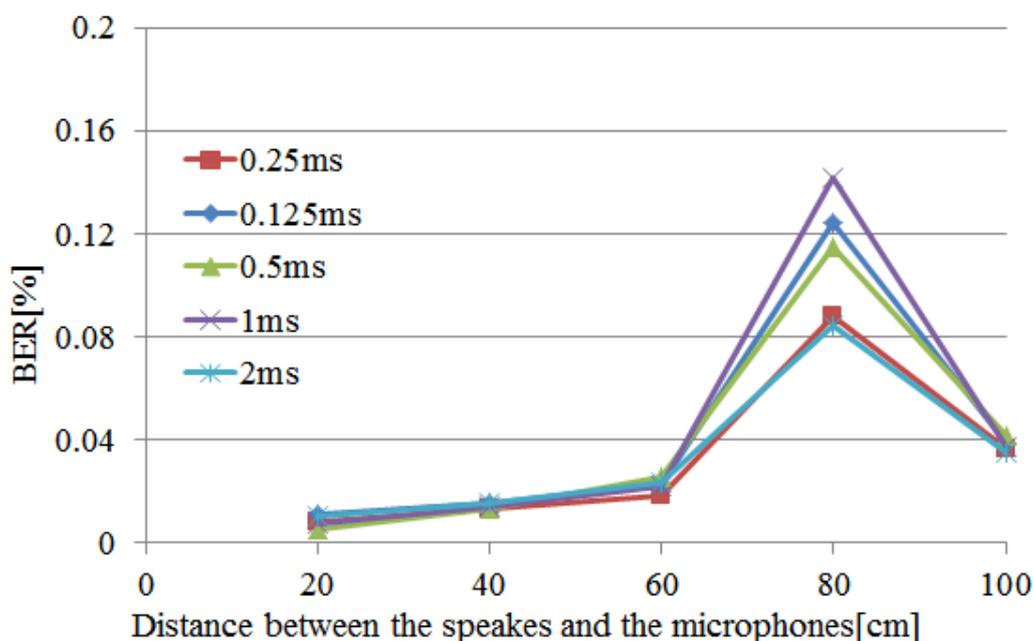


図 12.3 ガードインターバル長による BER 特性評価

12.4 アンテナ数による BER 特性評価

次に、マイクとスピーカーの数を SISO(スピーカー1、マイク 1)、SIMO(スピーカー1、マイク 2)、MISO(スピーカー2、マイク 1)、MIMO(スピーカー2、マイク 2)に変更して BER 特性評価を行う。表 12.5 に実験パラメータを示す。

図 12.4 にアンテナ数による BER 特性を示す。図 12.4 より、SIMO と MISO ではほぼ同等の BER 特性を示すことが確認できる。BER はマイクとスピーカーの数が増えるにつれて低くなる傾向にあるが、伝送距離が 80cm の時は MIMO の BER が SIMO、MISO よりも高く、60cm の時には SISO の BER が大幅に大きくなっている。以上のような結果の原因も、12.3 節の評価実験の結果と同様にチャンネル推定に失敗していることが原因であると考えられる。

表 12.5 実験パラメータ

変調方式	BPSK
誤り訂正(符号化率)	畳み込み符号(1/2)
アンテナ数	送信 1・受信 1、送信 1・受信 2、 送信 2・受信 1、送信 2・受信 2、
ガードインターバル長	0.5ms
フレームサイズ	1152
搬送波周波数	8kHz
帯域幅	8kHz
サブキャリア数	64
等化方式	(1)
録音方式	モノラル

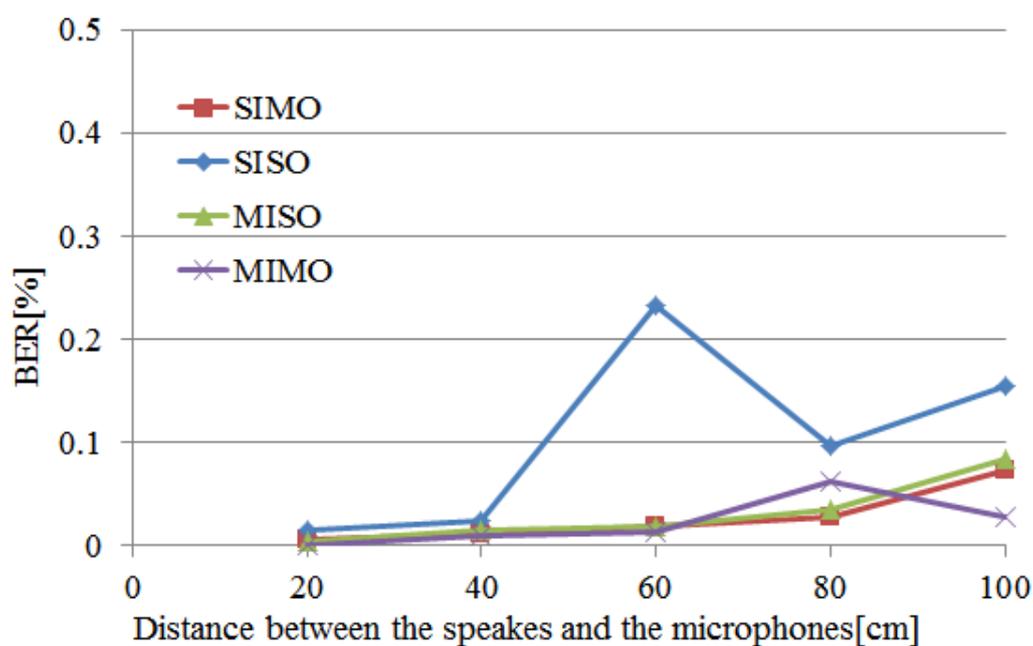


図 12.4 アンテナ数による BER 特性

12.5 録音方式による BER 特性評価

12.4 節まででの実験では、マイクはモノラルで録音していたが、マイクがステレオ対応であることを確認するため、1本のマイクを利用してステレオで録音し、2x2のMIMOに見立てて伝送実験を行う。実験パラメータを表12.6に示す。

表 12.6 実験パラメータ

変調方式	BPSK
誤り訂正(符号化率)	畳み込み符号(1/2)
アンテナ数	送信 2・受信 2
ガードインターバル長	0.5ms
フレームサイズ	1152
搬送波周波数	8kHz
帯域幅	8kHz
サブキャリア数	64
等化方式	(1)
録音方式	モノラル、ステレオ

図 12.5 に録音方式による BER 特性を示す。図 12.5 より、ステレオ録音のマイク 1 本を利用した方が BER は高くなるが、80cm までは、モノラル録音のマイクを 2 本利用した場合とそれほど BER に差は現れないことが確認できる。従って、ステレオ録音のマイク 1 本を 2 本の受信アンテナとして利用することができると判断できる。今後の展望として、受信アンテナを増やし、例えば 4 本とする場合は、2 本のマイクを利用してステレオ録音することで実現できると考えられる。

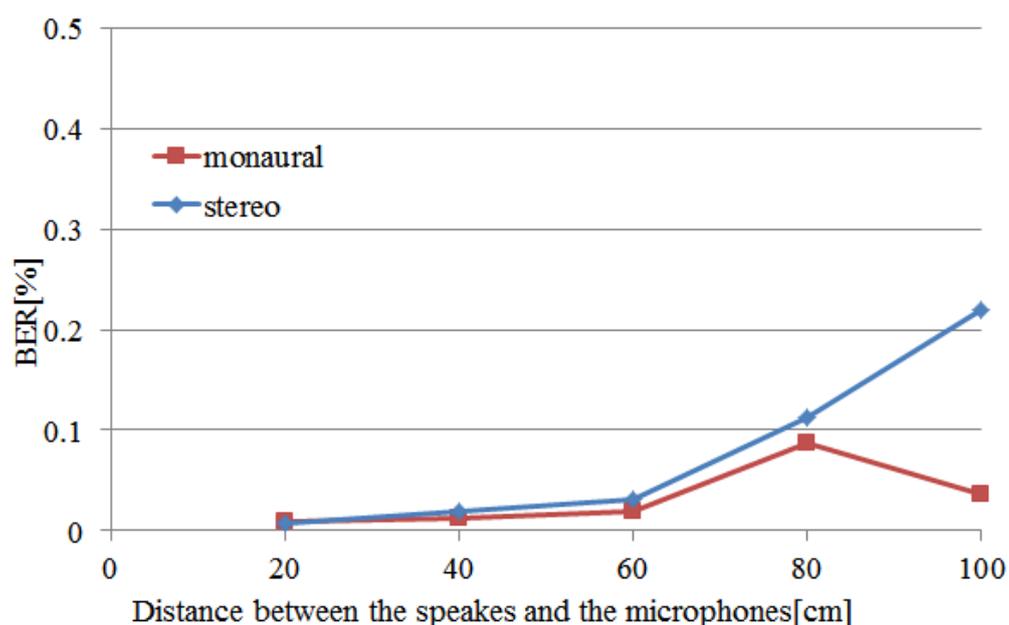


図 12.5 録音方式による BER 特性

第 13 章 画像伝送実験

13.1 概要

本論文では、提案システムで扱う伝送データとして画像や映像を想定している。そこで本章ではこれまで利用していた乱数列に代わり、画像を伝送データとした伝送実験について述べる。伝送に利用した画像を図 13.1 に示す。図 13.1 は解像度が 256×256 のバイナリ画像である。



図 13.1 実験に利用した画像

本実験は、MATLAB 上でのシミュレーション実験と実環境を利用した実機実験の 2 パターンで行う。両方の実験において Peak Signal to Noise Ratio (PSNR) と Structural Similarity Metric (SSIM) を利用して受信した画像の品質を評価する。どちらの評価指標も送信前の画像からの単純な劣化度合いを示しているが、SSIM は輝度やコントラストの違いも評価対象としており、PSNR よりも主観的な評価と相関があると考えられている。

13.2 MATLAB 上のシミュレーション実験

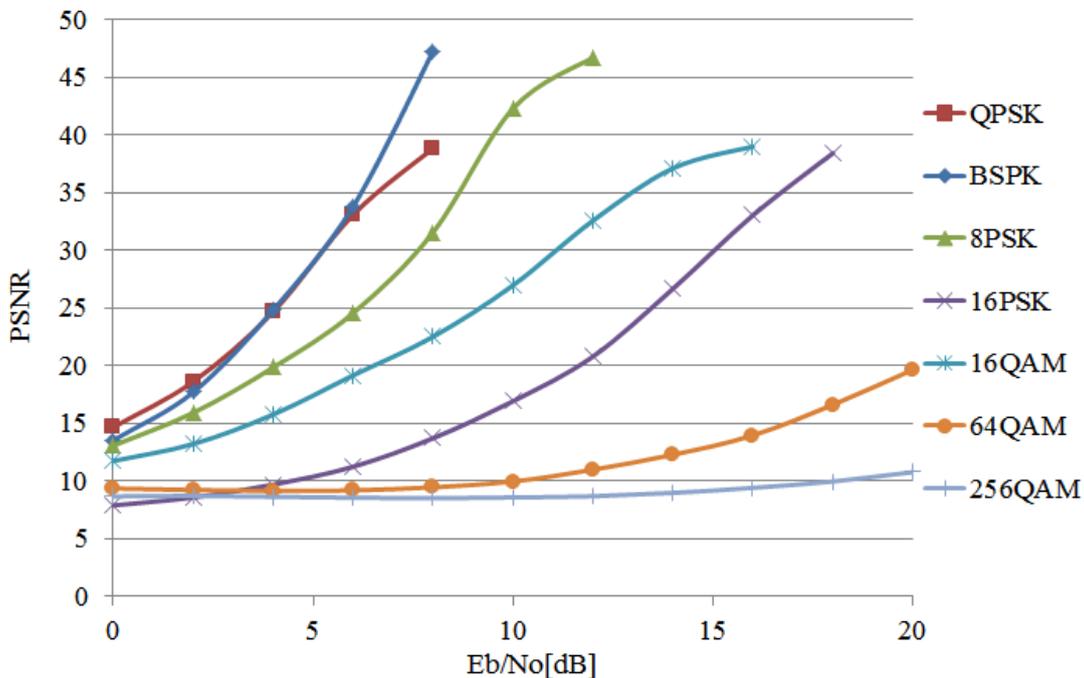
本節では、シミュレーション実験の結果について述べる。本実験では MATLAB 上においてガウス雑音下の環境での画像伝送のシミュレーションを行った。表 13.1 に実験パラメータ、図 13.2 に、それぞれの変調方式における E_b/N_0 を変化させた時の受信した画像の PSNR と SSIM を示す。図より、PSNR と SSIM のどちらの場合においても、BPSK で伝送した画像の品質が最も高く、256QAM で伝送した画像の品質が最も低いという結果であることが確認できる。また多くの変調方式において、 E_b/N_0 が高ければ十分な品質の画像を伝送することができるということを確認した。図 13.3 に、 E_b/N_0 が 0dB、6dB の場合に BPSK

本章は、発表文献リスト[15]に基づいている。

と 16QAM で伝送した画像を示す。主観的な評価では、BPSK で伝送した時に E_b/N_0 が 6dB であれば、品質が高い画像を受信できたと感じられた。

表 13.1 実験パラメータ

変調方式	BPSK、QPSK、8PSK、16PSK、16QAM、64QAM、236QAM
誤り訂正(符号化率)	畳み込み符号(1/2)
アンテナ数	送信 2・受信 2
ガードインターバル長	0.5ms
フレームサイズ	1152
搬送波周波数	8kHz
帯域幅	8kHz
フェージング	レイリーフェージング
伝送路遅延	1 μ s
サブキャリア数	64
等化方式	(1)



(a) PSNR

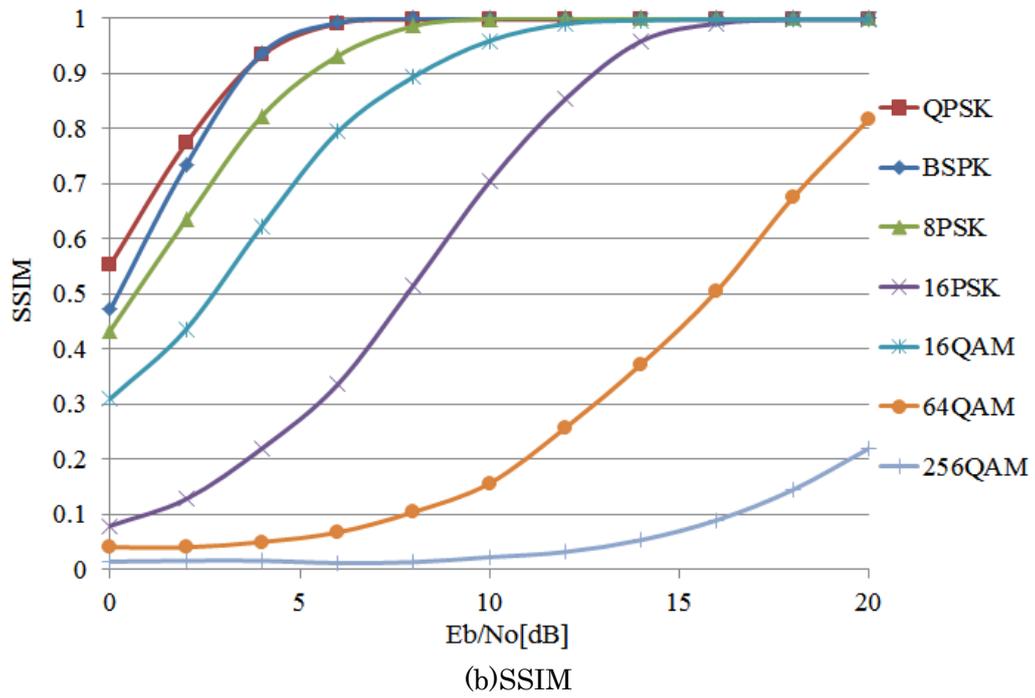


図 13.2 シミュレーションにおける画質評価

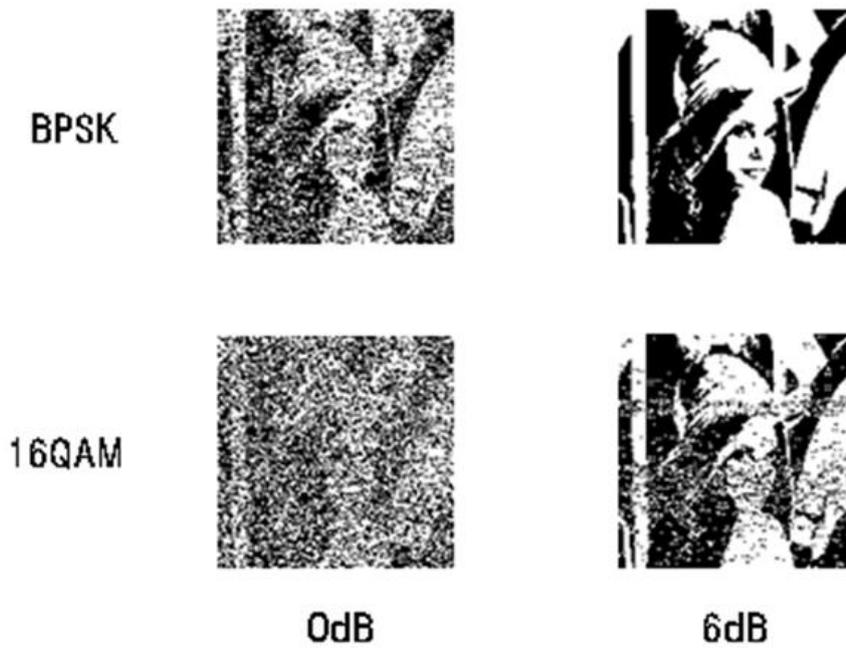


図 13.3 受信した画像の一例

13.3 実環境での実機実験

次に実環境で実機実験を行った場合に受信した画像の品質評価を行う。スピーカーとマイクの距離は20cmとした。表13.2に実験パラメータを示す。また、表13.3に変調方式別の受信した画像のBERとPSNR、図13.4にそれぞれの変調方式で受信した画像を示す。表13.2における結果では、PSNRはどの変調方式においてもあまり高い数値を得ることはできなかったが、図13.4の結果を主観的に評価すると、16QAM、64QAM、256QAMで変調して伝送した画像は、伝送前の画像を認識できないほどノイズが多いと感じられる一方で、BPSKとQPSKで受信した画像は、あまりノイズの影響はなく、伝送前の画像とさほど差が無いように感じられた。

表 13.2 実験パラメータ

変調方式	BPSK、QPSK、16QAM、64QAM、 256QAM
誤り訂正(符号化率)	畳み込み符号(1/2)
アンテナ数	送信 2・受信 2
ガードインターバル長	0.5ms
フレームサイズ	1152
搬送波周波数	8kHz
帯域幅	8kHz
サブキャリア数	64
等化方式	(1)
録音方式	モノラル

表 13.3 受信した画像の BER と PSNR

変調方式	BER	PSNR
BPSK	0.044	13.62
QPSK	0.072	11.45
16QAM	0.367	4.35
64QAM	0.428	3.68
256QAM	0.519	2.84



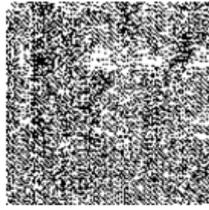
BPSK



QPSK



16QAM



64QAM



256QAM

図 13.4 各変調方式で受信した画像

第 14 章 システム応用

14.1 音楽への重畳

データを載せたキャリア信号をそのまま音として出力すると、ノイズのような音になってしまう。そこで応用例の一つとして他の音やメロディーにキャリア信号を合成し、人が聴いた時に不快にならないような音を送信するアプリケーションを検討する。

具体的には図 14.1 のように、3 章で説明したデータ伝送のフローに加え、最終的に送信されるキャリア信号に対して他の音を加える。本手法では、搬送波周波数よりも十分に低い周波数の正弦波を想定している。受信側では、バンドパスフィルタをかけてキャリア信号のみを取り出し、これまでと同様に復調処理を行う。

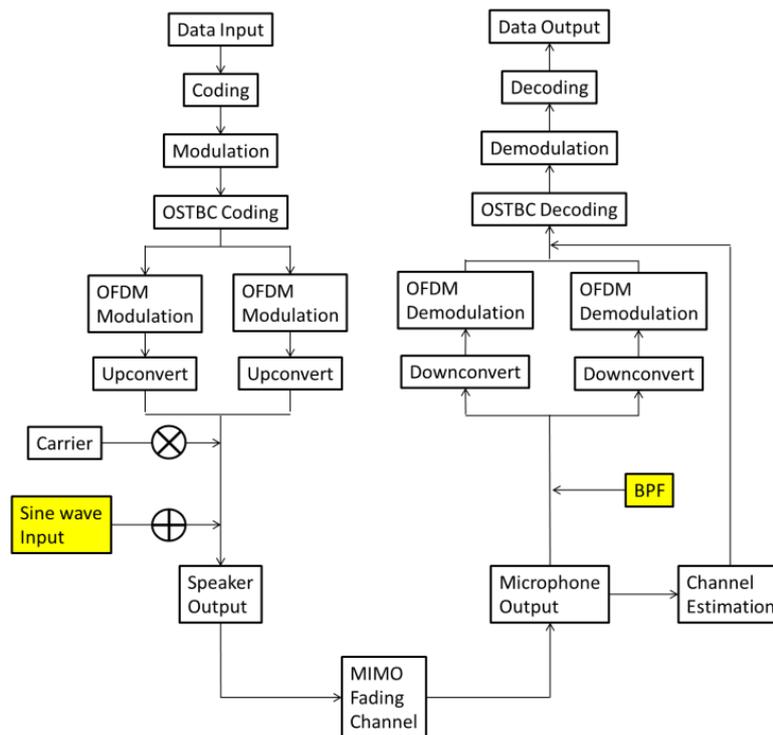


図 14.1 正弦波への重畳を加えた MIMO-OFDM 伝送のフロー

14.2 評価実験

14.1 節にて述べた手法の評価を行うため、正弦波をキャリア信号に合成し、ノイズを加えた時の送信信号を元の正弦波の音と比較し、SNR により精度を評価する。正弦波の周波

本章は、発表文献リスト[6]に基づいている。

数は 880Hz とした。合成音源の SNR を図 14.2 に示す。ノイズを付加しない場合、SNR は 27.75dB であった。図 7.2 より、Eb/No が高くなるにつれ、ノイズを付加しない場合の SNR に近づいていることが確認できる。また、正弦波にキャリア信号を合成しノイズを付加しても、ある程度元の正弦波に近い音を得られることを主観により確認した。

この結果を利用すると、キャリア信号を他の音やメロディーに合成した音を出力するアプリケーションについて検討できると考えられる。正弦波以外の音の合成や、搬送波自体をメロディーにすることで、搬送波周波数を時間変化させることを今後の課題としたい。

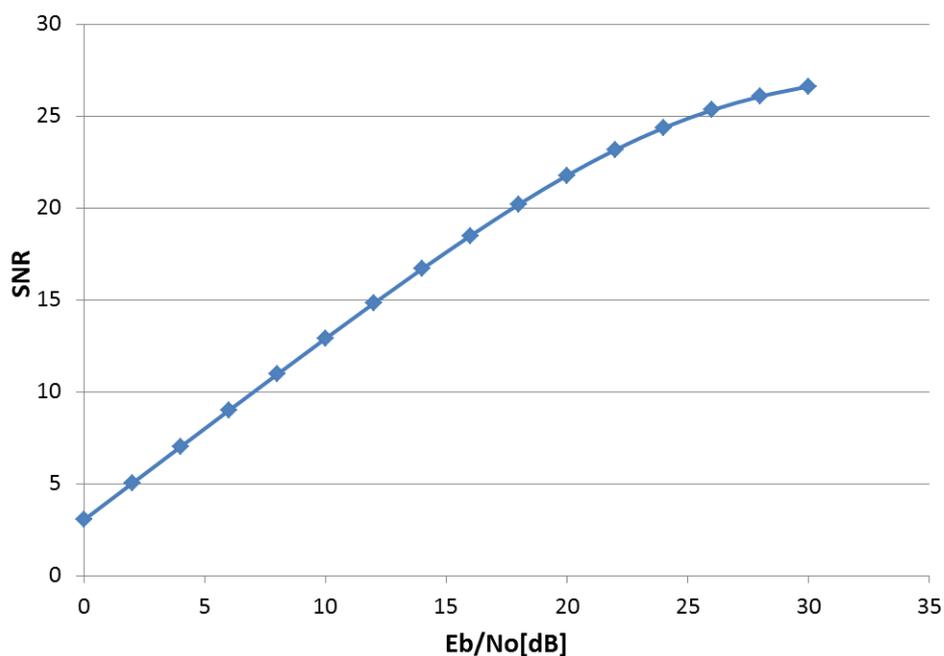


図 14.2 異なる雑音レベル下での合成音源の SNR 比較

第 15 章 総括

15.1 まとめ

本研究では、陸上音響通信の高品質化・高速化及びマルチキャリア伝送のため、MATLAB を利用した MIMO-OFDM 伝送システムの特性評価を行った。まず、MATLAB 上でのシミュレーション評価を行い、無線通信と同様の特性を持つことを示した。次に、マイクとスピーカーを利用した MIMO-OFDM 伝送システムを提案し、その特性評価を行った。さらに、マルチキャリア伝送の評価のため、シミュレーションと実環境にて画像の伝送を行い、BPSK や QPSK を利用することで、品質の良い画像を得られることを確認した。また、応用例としてデータ信号を音楽に重畳することを提案し、正弦波にデータを重畳した音の音質評価を行った。

15.2 今後の課題

本システムでは、変調方式に 64QAM や 256QAM を利用した時の伝送品質が非常に悪いことが課題となっている。また BPSK や QPSK などのビットレートが低い変調方式においてもエラーフリーとならないことが課題である。そのため、別の誤り訂正手法の利用や、連接符号化について検討する必要がある。また、本研究では実装できなかった再送制御についても検討したいと考えている。最終的にはマルチキャリア伝送に適したシステムや、スマートフォンで利用できる移動通信にも対応したシステムの提案を行いたい。

謝辞

本研究を行うにあたり、多くのご指導と助言を頂きました甲藤二郎先生に心より感謝申し上げます。また、貴重なご意見を頂いた方、研究を進めていく中で多くのアドバイスやご指導をして頂いた甲藤研究室の先輩方に深く御礼を申し上げます。

最後に、研究のみならず日頃から多くの面でお世話になりました甲藤研究室の皆様に深く感謝致します。

2018年1月30日

坂牛和里

参考文献

- [1] K. Kanai, K. Ogawa, M. Takeuchi, J. Katto and T. Tsuda, “Intelligent Video Surveillance System Based on Event Detection and Rate Adaptation by Using Multiple Sensors” IEICE Trans. Comm. Vol.E101-B, No.3, Mar. 2018. (to be published)
- [2] Infotech: Red Super Eye G2 (Image enhancement equipment) [online]:
http://www.infotech-japan.co.jp/res2_3ghd_s.htm.
- [3] Z. Wang, A. C. Bovik, H. R. Sheikh, E. P. Simoncelli, “Image Quality Assessment: From Error Visibility to Structural Similarity,” IEEE Trans. Image Processing, Vol.13, No.4, pp.600-612, 2004.
- [4] Z. Liu, et al, “Toward A Practical Perceptual Video Quality Metric,” Netflix Tech. Blog [online]: <https://medium.com/netflix-techblog/>.
- [5] Measuring perceptual video quality with VMAF [online]:
https://github.com/Netflix/vmaf/blob/master/resource/doc/VMAF_ICIP17.pdf.
- [6] 瓦吹大, 小野口一則, ”ヒストグラム拡張とクラスタリングによる視界不良画像の鮮明化に関する研究,” 電気学会論文誌 C, Vol.136, No.10 pp.1473-1482, 2016.
- [7] 斉藤文彦, ”濃度勾配ヒストグラムによる画像のコントラスト改善,” 電気学会論文誌, 126-C, pp.228-236, Feb. 2006.
- [8] 栗田多喜夫, サポートベクターマシン入門 [online]:
<http://home.hiroshima-u.ac.jp/tkurita/lecture/svm.pdf>.
- [9] NICT: “ソーシャルビッグデータ利活用・基盤技術の研究開発” [online]:
https://www.nict.go.jp/collabo/commission/k_178b07.html
- [10] 岩澤, 羽田, 流王, 川村, 野末, 川崎, “鉄道現場における Wi-SUN を利用した状態監視システムの適用可能性の検証,” 情報処理学会 ITS 研究会, Vol.2015-ITS-62, No.1, pp.1-6, Aug. 2015.
- [11] 流王, 川村, 羽田, 岩澤, “状態監視データ間の関係性を用いた状態変化検出手法の構築,” 電気学会論文誌 Vol.137, No. 8, Aug. 2017.
- [12] 岩澤, 流王, 野末, 木下, 大賀, “Wi-SUN センサネットワークによる鉄道斜面の状態監視,” 電気学会産業応用部門大会, Aug. 2017.
- [13] OpenPose [online]:
<https://github.com/CMU-Perceptual-Computing-Lab/openpose>.
- [14] 久保田恵, 斉藤文彦, “明度エッジ強度分布に基づくカラー画像のコントラスト改善,” 電気学会論文誌 C, Vol.127, No.5 pp.705-711, 2007.

- [15] G. Raju, Madhu S. Nair, “A fast and efficient color image enhancement method based on fuzzy-logic and histogram,” *International Journal of Electronics and Communications*, pp.237-243, 2013.
- [16] I. F. Akyildiz, D. Pompili, T. Melodia, “Challenges for Efficient Communication in Underwater Acoustic Sensor Networks”, *ACM SIGBED Review*, Vol. 1(1), 2004.
- [17] I. F. Akyildiz, D. Pompili, T. Melodia, “Underwater acoustic sensor networks: research challenges” ,*Ad, Hoc Networks (Elsevier)*, 3(3):257-279, 2005.
- [18] INFOSOUND [online]:
https://archive.yamaha.com/ja/news_release/2013/13050701.html.
- [19] 吉澤菜津子, 遠藤貴裕, 永見健一, “屋内位置情報における推定技術の開発と新しいサービスの展開について,” *INTEC TECHNICAL JOURNAL*, 第 13 号, 2013.
- [20] H. Sampath, P. Stoica, and A. Paulraj, “Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 12, pp.2198-2206, 2001.
- [21] 加藤康充, 府川和彦, 鈴木博, “移動通信における通信路情報を用いた最適送信システム,” 2002 年電子情報通信学会総合大会, B-5-227, pp.678, 2002.
- [22] 原田博司, “コグニティブ無線端末機の実現に向けた要素技術の研究開発,” 電子情報通信学会技術研究報告, SR2005-18, May. 2005.
- [23] 片山正昭, 無線通信工学, オーム社, 2009.
- [24] 赤岩芳彦, デジタル移動通信技術のすべて, コロナ社, 2013.
- [25] 株式会社サーキットデザイン, 無線機の変調・復調について [online]:
http://www.circuitdesign.jp/jp/technical/modulation/modulation_main.asp.
- [26] 伊丹誠, “OFDM の基礎と応用技術,” *IEICE Fundamentals Review*, vol.1, no.2 pp.35-43 Oct. 2007.
- [27] 大鐘武雄, 小川恭孝, わかりやすい MIMO システム技術, オーム社, 2009.
- [28] MATLAB[online]:
<https://jp.mathworks.com/products/matlab.html>.
- [29] 松岡保静, 中島悠輔, 吉村健, “可聴帯域における音波情報伝送技術: 音響 OFDM,” 電子情報通信学会技術研究報告. EA, 応用音響 106(125), pp.25-29, 2006.
- [30] 林大介, 柴山秀雄, “狭空間における音響 MIMO 通信,” 電気関係学会東北支部連合大会, pp.71, 2010.
- [31] Y. Huang, J. Benesty, J. Chen, “Identification of acoustic MIMO systems: Challenges and opportunities,” *Signal Processing* 86, pp.1278-1295, 2006.
- [32] 成清善一, 高田政幸, “時空間符号化を用いた移動受信用の MIMO-OFDM 伝送技術,” *NHK 技研 R&D*, No.136, pp.41-49 Nov. 2012.

- [33] 高岡辰輔, 安達文幸, ”OFDM 移動通信における適応補間フィルタを用いるチャンネル推定,” 電子情報通信学会技術研究報告, RCS2003-160, Nov. 2003.
- [34] Ryo Kato and Jiro Katto, “Development of Soft-ware-Defined Acoustic Communication Platform and its Evaluations”, IEEE WCNC 2015, Mar. 2015.
- [35] 電子情報通信学会, 知識の森 [online]: <http://www.ieice-hbkb.org/portal/>.

発表文献リスト

- [1] 坂牛和里, 植村あい子, 村岡眞伍, 甲藤二郎, ”画像処理を用いた初心者のためのギター演奏支援システム,” 映像情報メディア学会 2015 冬季大会, Dec. 2015.
- [2] 坂牛和里, 植村あい子, 村岡眞伍, 甲藤二郎, ”Web カメラ画像を利用したギター練習支援システムの検討,” 電子情報通信学会 2016 年総合大会, Mar. 2016.
- [3] 坂牛和里, 植村あい子, 村岡眞伍, 甲藤二郎, ”Web カメラ画像を利用したギター練習支援システムの検討,” 情報処理学会 AVM 研究会, Aug. 2016.
- [4] 坂牛和里, 村岡眞伍, 甲藤二郎, ”カメラとセンサを併用したギター練習支援システムの検討,” PCSJ/IMPS 2016, Nov. 2016.
- [5] 坂牛和里, 甲藤二郎, ”カメラとセンサによる演奏音を判定するギター演奏支援システムの検討,” 情報処理学会 AVM 研究会, Feb. 2017.
- [6] 坂牛和里, 岡野真由子, 金井謙治, 甲藤二郎, ”MATLAB における可聴域における MIMO-OFDM 伝送の特性評価,” 電子情報通信学会 CS 研究会, Sep. 2017.
- [7] 岡野真由子, 坂牛和里, 金井謙治, 甲藤二郎, ”MATLAB による IEEE 802.11n/11ac 規格に準拠したパケット伝送特性評価及びミリ波拡張の検討,” 電子情報通信学会 CS 研究会, Sep. 2017.
- [8] A. Sakaushi, K. Kanai, J. Katto and T. Tsuda, ”Image Quality Evaluations of Image Enhancement Under Various Encoding Rates for Video Surveillance System,” IEEE GCCE 2017, Oct. 2017.
- [9] 坂牛和里, 金井謙治, 甲藤二郎, 津田俊隆, ”映像監視システムのための圧縮の影響による鮮明化映像の品質評価,” PCSJ/IMPS 2017, Nov. 2017.
- [10] 小川啓吾, 坂牛和里, 金井謙治, 甲藤二郎, 津田俊隆, ”高品質・低負荷・省電力なフィールド監視システム,” 電子情報通信学会 CS 研究会, Dec. 2017.
- [11] 岡野真由子, 坂牛和里, 金井謙治, 甲藤二郎, ”セルラー通信による 4K 映像監視を想定したシミュレーションによる品質評価,” 電子情報通信学会 CS 研究会, Dec. 2017.
- [12] 坂牛和里, 金井謙治, 甲藤二郎, 津田俊隆, ”高品質・低通信量な監視映像システムのためのビットレート制御及び鮮明化制御,” 情報処理学会 AVM 研究会, Dec. 2017.
- [13] 坂牛和里, 金井謙治, 甲藤二郎, 津田俊隆, ”鮮明化処理を考慮した高品質・低通信量な映像監視システムのための映像品質制御,” 情報処理学会 AVM 研究会, Mar. 2018. (発表予定)
- [14] A. Sakaushi, K. Kanai, J. Katto and T. Tsuda, ”Edge-centric Video Surveillance System Based on Event-driven Rate Adaptation for 24-hour Monitoring,” PerFoT 2018, Mar. 2018. (accepted)

- [15] A. Sakaushi, M. Okano, K. Kanai and J. Katto, "Performance Evaluations of Software-Defined Acoustic MIMO-OFDM transmission," IEEE WCNC 2018, Apr. 2018. (accepted)
- [16] A. Sakaushi, K. Kanai, J. Katto and T. Tsuda, "High-reliable and Network-friendly Smart Video Surveillance System for 24-hour Monitoring," Nov. 2018. (submitted)