

角度多重方式ホログラフィックメモリ の高密度記録方法の研究

2020年3月

宇都宮大学大学院 工学研究科

中村 悠介

要 旨

本研究は、角度多重方式ホログラフィックメモリの記録密度向上を目的とする。記録密度は、ページデータ容量／ホログラムサイズ×多重数で決定されるため、これらを網羅的に検討し記録密度の向上を図った。

1つ目は、ホログラムサイズ縮小である。ホログラムは縮小すると記録データ量が減るトレードオフの関係にある。そこで、ピクセルの連続数を規定する RLL 変調によりホログラムサイズを縮小する RLL 高密度記録方式と、RLL 変調を誤り訂正符号の一部として扱うことで訂正能力を向上させる RLL ターボ符号を考案し、1.78 倍の高密度化を可能とした。

2つ目は、ページデータ容量増加である。容量増加には光通信などと同じように多値化すればよいが、信号間距離が短くなるためノイズが問題となる。そこで、ホログラフィックメモリにおけるノイズを整理・定式化した上で、多値化時の信号点配置の最適化を行い、4 倍の高密度化を可能とした。

3つ目は、ホログラム多重数増加である。多重数増加には媒体が光重合反応しやすい組成にする必要があるが、同時に散乱ノイズも増加する。そこで、再生時の光源を広帯域化することにより異なるスペckルパターンを重畳させることで散乱ノイズを低減する波長ダイバーシティ検出を考案し、1.5 倍の高密度化を可能とした。

以上の方式を併用し、10.68 倍の記録密度向上の見通しを得た。本結果は、本研究の基準となる日立-InPhase で実証されたホログラフィックメモリシステム（2009 年）の記録密度 663 Gbit/in²（500GB/disc 相当）を、12 TB/disc（500GB システムの多重数 192 を 440 多重にした効果を含む）まで増大できる可能性があることを示唆しており、ホログラフィックメモリの発展に寄与するものである。

目次

第 1 章	序論	1
1.1	研究背景	1
1.2	研究目的	3
1.3	本論文の構成	4
第 2 章	ホログラフィックメモリ記録再生原理	5
2.1	はじめに	5
2.2	記録再生光学系	5
2.3	記録再生信号処理	8
2.3.1	LLR 算出方法	8
2.4	再生品質評価指標	10
2.4.1	SNR	10
2.4.2	Normalized noise	10
2.4.3	E_b/N_0	10
2.5	おわりに	13
第 3 章	RLL 高密度記録	14
3.1	はじめに	14
3.2	RLL 高密度記録	14
3.2.1	RLL 変調によるホログラム縮小効果	14
3.2.2	RLL 高密度記録の課題	16
3.2.3	EXIT 解析	17
3.3	RLL ターボ信号処理	19
3.3.1	従来ターボ符号化・復号	19
3.3.2	RLL ターボ符号化・復号	20
3.3.3	RLL トレリス変調	22
3.3.4	RLL トレリス変調最適化	26
3.3.5	畳み込み符号化・復号	27
3.4	シミュレーション結果	30
3.4.1	トラジェクトリ評価	30
3.4.2	bER 特性評価	31
3.5	実験結果	33
3.6	おわりに	35

第 4 章	振幅位相多値記録	36
4.1	はじめに	36
4.2	信号成分数式化	36
4.2.1	振幅変調	36
4.2.2	位相変調	38
4.2.3	多値変調	40
4.3	ノイズ成分数式化：インコヒーレントノイズ	41
4.3.1	ショットノイズ	41
4.3.2	暗電流ノイズ	41
4.3.3	量子化ノイズ	41
4.3.4	SbER	42
4.4	ノイズ成分数式化：コヒーレントノイズ	44
4.4.1	散乱光振幅分布	45
4.4.2	検出光振幅分布	47
4.4.3	検出光強度分布	49
4.4.4	SbER	52
4.5	オシレータ光強度最適化	56
4.6	信号点配置比較：振幅・位相	58
4.6.1	BASK 直接検出	58
4.6.2	BASK ホモダイン検出	58
4.6.3	BPSK ホモダイン検出	59
4.7	信号点配置比較：多値変調方式	60
4.7.1	QPSK 位相ダイバーシティホモダイン検出	60
4.7.2	QPSK ホモダイン検出	61
4.7.3	APSK ホモダイン検出	63
4.7.4	16QAM 位相ダイバーシティホモダイン検出	65
4.7.5	性能比較	66
4.8	おわりに	67
第 5 章	波長ダイバーシティ検出（振幅変調）	68
5.1	はじめに	68
5.2	散乱ノイズ	68
5.2.1	スペックルコントラスト	69
5.3	波長ダイバーシティ検出方式	69
5.3.1	インコヒーレンス性	70
5.3.2	スペックルパターン	71
5.3.3	XY-effect	73

5.3.4	Z-effect	75
5.4	WDD 効果定式化	76
5.4.1	媒体中における多重散乱	76
5.4.2	散乱光パス長確率密度関数	78
5.4.3	散乱係数測定方法	81
5.4.4	WDD 効果の解析的推定	86
5.5	媒体組成と散乱光量の関係	88
5.5.1	ポリマ粒径拡大	90
5.5.2	ポリマ粒子数増加	90
5.6	WDD シミュレーション	90
5.6.1	散乱光シミュレーション	90
5.6.2	信号光シミュレーション	93
5.6.3	信号光再生時における WDD 効果	94
5.6.4	WDD 効果と散乱係数の関係	95
5.7	おわりに	97
第 6 章	波長ダイバーシティ検出 (位相変調)	98
6.1	はじめに	98
6.2	信号光劣化定式化	98
6.2.1	振幅変調における信号光劣化	100
6.2.2	位相変調における信号光劣化	101
6.3	媒体位置シフトにおける信号劣化	103
6.3.1	信号光位相の制約条件	103
6.3.2	信号光振幅の制約条件	105
6.4	オシレータページ記録方式	105
6.5	媒体位置シフトにおける信号劣化	107
6.5.1	信号光位相の制約条件	107
6.5.2	信号光振幅の制約条件	108
6.6	シミュレーション結果	109
6.7	おわりに	113
第 7 章	研究総括	114
	参考文献	116
	謝辞	120

研究業績リスト	121
学術論文	121
受賞歴	121
招待講演	122
学会発表：国際会議	123
学会発表：国内会議	124
特許	125

第 1 章 序論

1.1 研究背景

21 世紀に入り、コンピュータの発展とともに情報を 2 進数のデジタル情報として記録するストレージ機器が誕生した。古くはパンチ穴を利用した紙テープに始まり、磁気や光を利用した多種多様なストレージが開発されてきたが、現状利用されているストレージは磁気テープ、HDD (Hard Disk Drive)、フラッシュストレージ、光ディスクに集約されてきている。表 1.1 に現在主流のストレージの比較を示す^[1]。光ディスクには可搬性、保存性の高さ、および低ビットコストといった利点があり、市場の拡大とともに光ディスク技術の研究開発は 2010 年頃まで民生用途向けに盛んに行われてきた。しかしながら、HDD や半導体メモリの高性能化と低コスト化、ネットワーク配信の普及といった環境変化により、光ディスクの優位性は徐々に薄れている。

一方で、全世界のデジタルデータ量は加速的に増加し、2020 年には 2012 年の 14 倍に相当する 40ZB となる見込みであり、本データ量の増加に見合う記録密度と転送速度がデータセンタ等で求められている^[2]。光ディスクには可換性、保存性の高さ、低ビットコスト以外にも、待機時の電力が低い利点があり、アーカイブシステム等の業務用途へ展開することで、新市場開拓を期待できる。例えば、近年では、2014 年に業務用次世代光ディスク規格 Archival Disc (AD) をソニー、パナソニックが共同で策定している。さらに AD を使用したデータアーカイブシステム「Freeze-ray」を Facebook とパナソニックで共同開発し、2016 年には 300GB の AD システムをサンプル納入するに至っている。

表 1.1 ストレージの比較

Method	Optical disc	Tape	HDD	Flash
Capacity	△	○	○	△
Data transfer rate	×	△	○	◎
Bit cost	○	○	△	×
Archival life	◎	○	△	×
Media handling	◎	○	×	×

◎: Excellent, ○: Good, △: Average, ×: Poor

光ディスクは CD (Compact Disc) , DVD (Digital Versatile Disc) , BD (Blu-ray Disc) と短波長化と高 NA (Numerical Aperture) 化により集光する光スポット径を小さくすることにより大容量化を実現してきた。その後, BD を多層化した BDXL が製品化されており, 3 層で 100GB, 4 層で 128GB を実現している。また, BDXL の両面対応により容量を 200GB, 256GB に増加している。しかしながら, 従来技術の延長ではこれ以上の大容量化は難しく, 新たな技術開発が必要である。

表 1.2 に主な次世代光ディスクの比較を示す。このように次世代光ディスクとして, SIL (Solid Immersion Lens) [3], 超解像[4], 2 光子吸収[5], ホログラフィックメモリといった技術が開発されてきた。ホログラフィックメモリ以外は 1 ビットずつのデータを順次記録再生する技術であるが, ホログラフィックメモリは記録再生の単位としてページデータと呼ばれる 2 次元データを使用することによる高速化が原理的に可能という特徴を有している [6][7]。また, 記録媒体に体積的に情報を記録することによる大容量化も可能である。しかしながら, 干渉を扱う構成であることから振動に対する耐性が弱く, いまだ実用化には至っていない。

表 1.2 次世代光ディスク方式の比較(2015 年時点の推定値)

Method	Holographic memory	Groove-less multi-layer	Near field	Two-photon absorption
Recording method	Volume	Multi-layer	High-density	Volume
Capacity	2 TB	500 GB	200 GB	1 TB
Data transfer rate	125 MB/s	25 MB/s	60 MB/s	25 MB/s
Cost	○	○	◎	○

◎: Excellent, ○: Good, ×: Poor

ホログラフィは 1948 年に Gabor が電子顕微鏡の解像度を向上させる研究の中で発見した [8]。当時はレーザーが無かったため, 鮮明な像が得られなかったが, 1960 年にレーザーが発明されると, ホログラフィの技術が注目されるようになった。1963 年にはホログラフィを用いたメモリ技術が van Heerden により提唱された [9]。1990 年代には米国の国家プロジェクトの PRISM (Photorefractive Information Storage Materials) と HDSS (Holographic Data Storage System) が始まり, ホログラフィックメモリの技術が広く研究されるようになった。2000 年代にはこれらのプロジェクトの成果を基にルーセントテクノロジー社からスピンアウトした InPhase 社が設立され, 角度多重方式をベースとした実用化研究が進んだ [10][11]。日本でもソニーやオプトウェアを中心としたコアキシャル方式の開発が進展した [12][13][14]。

ホログラフィックメモリでは記録媒体中で信号光と参照光をオーバーラップさせて干渉させることにより干渉縞の明暗を屈折率の変化として記録する。表 1.3 にホログラフィックメモリ方式の比較を示す。ページデータを用いたホログラフィックメモ

りの代表的な方式として、参照光の角度を変化させて多重する角度多重方式^[15]と信号光と参照光を同軸上に配置するコアキシャル方式がある。コアキシャル方式ではフリエ面近傍でしか信号光と参照光がオーバーラップしないが、角度多重方式は記録媒体の厚み方向全てで信号光と参照光がオーバーラップ可能であるため、角度多重方式の方が高記録密度の実現に有利であると考えられる。

表 1.3 ホログラフィックメモリ方式の比較(2015 年時点の推定値)

Method	Angular multiplexing	Shift multiplexing	Micro hologram
Recording method	Page data	Page data	Bit by bit
Capacity	2 TB	500 GB	500 GB
Data transfer rate	125 MB/s	25 MB/s	~ BD
BD compatibility	×	○	◎

◎: Excellent, ○: Good, ×: Poor

ホログラフィックメモリは高密度記録と高転送速度という特徴があり、次世代の光ディスクストレージとして有望であるものの、実用化のためには課題も残されている。例えば、SLM、画像センサ、レーザ、記録材料に対する要求仕様が低いことが従来課題であった。しかしながら、これらのデバイスや記録材料に対しては近年大きな進展が見られた^[16]。この他の重要な課題としては周囲温度の影響と振動の影響がある。再生時の周囲温度の変化による記録材料の膨張収縮による僅かな歪みや振動による記録材料の位置の変動により信号品質が劣化する。再生時の周囲温度の影響に対しては、波長と参照光角度を同時に調整することにより補償することで解決可能である^{[17][18]}。

従来、高密度記録化に向けた研究がなされてきた。Anderson らは記録時のホログラムサイズの縮小と再生時のブック間クロストークの除去を目的としてポリトピックフィルタを導入し、従来方式に対して 10 倍記録密度を向上できることを示した^[19]。このような技術を基に、角度多重方式のホログラフィックメモリでは 663 Gbit/in² (500GB/disc 相当) の記録密度を実現しているが^[6]、デジタルデータ量の増加に合わせて今後も継続的に記録密度の向上を計る必要がある。

1.2 研究目的

前節で述べたように、角度多重方式ホログラフィックメモリは、従来の光ディスクの低ビットコスト、優れた保存性、高可搬性の特徴を継承しつつ、高密度記録と高転送速度を実現可能である。ホログラフィックメモリを、光ディスクアーカイブに適用することを前提とすれば、高転送速度はシステムの RAID 化などで対応可能であると考えられるが、アーカイブシステムとしてのフットプリントを小さくするには高密度記録化は今後もさらに推進する必要がある。

以上を鑑み、本研究では角度多重方式ホログラフィックメモリの記録密度向上を目的とする。角度多重方式ホログラフィックメモリにおける記録密度は、次式により決定される。

$$\text{記録密度} = \frac{\text{ページデータ容量}}{\text{ホログラムサイズ}} \times \text{多重数} \quad (1.1)$$

よって、記録密度向上方法は前節で述べたホログラムサイズの縮小だけでなく、ホログラム多重数増加、信号多値化によるページデータ容量増加などが考えられる。本研究では、これらを網羅的に検討し記録密度の向上を図る。

1.3 本論文の構成

本論文の構成は以下の通りである。

- 第 1 章 序論
- 第 2 章 角度多重方式ホログラフィックメモリ記録再生原理
- 第 3 章 RLL 高密度記録
- 第 4 章 振幅位相多値記録
- 第 5 章 波長ダイバーシティ検出（振幅変調）
- 第 6 章 波長ダイバーシティ検出（位相変調）
- 第 7 章 結論

第 2 章は、角度多重方式ホログラフィックメモリ記録再生原理について述べる。

第 3 章は、ホログラムサイズ縮小に対応する。ホログラムサイズはページデータのピクセルサイズに反比例するため、ホログラムサイズを縮小するとホログラムあたりのデータ量が減るトレードオフの関係にある。本章では、これを打破する RLL 高密度記録を考案し、実験による検証を行う。

第 4 章は、ページデータ容量増加に対応する。ページデータ容量を増やすためには光通信などと同じように振幅位相多値記録すればよい。しかし、多値化すれば信号間距離が短くなることからノイズが問題となる。本章では、ホログラフィックメモリにおけるノイズを整理・定式化した上で、多値化時の信号点配置の最適化を行う。

第 5 章および第 6 章は、ホログラム多重数増加に対応する。角度多重で多重されるページ数を増やすには媒体が光重合反応しやすい組成にする必要があるが、同時に散乱ノイズも増加させてしまう。本章では、この散乱ノイズを低減する波長ダイバーシティ検出を考案し、シミュレーションによる検証を行う。なお、第 5 章は振幅記録、第 6 章は位相記録を前提とした説明としている。

第 7 章は、本研究の成果と今後の課題をまとめ、全体の結論とする。

第 2 章 ホログラフィックメモリ記録再生原理

2.1 はじめに

本章では、研究の起点となる振幅 2 値記録の角度多重方式ホログラフィックメモリについて説明する。

2.2 記録再生光学系

図 2.1 に角度多重方式ホログラフィックメモリの記録再生原理を示す。まず記録時には、レーザ光を偏光ビームスプリッタ (Polarizing beam splitter : PBS) により信号光と参照光に分割する。記録信号処理で生成した二次元データを表示した空間光変調器 (Spatial light modulator : SLM) にて信号光に変調を施した後、PBS にて反射し、ポリトピックフィルタにより信号光のサイズを制限し、対物レンズで集光してメディアに入射する。一方、参照光はガルバノミラーで角度を制御してメディアに入射する。信号光と参照光はメディア内で干渉し、干渉縞をホログラムとして記録する。ガルバノミラーにより参照光の角度を変化させることで同一箇所 to 複数のホログラムを多重して記録することが可能である。所定の角度で記録される二次元データをページ、角度多重により同一箇所に記録されたページの集合体をブックと呼ぶ。メディア中でのブックのサイズは上述したポリトピックフィルタの開口サイズにより決定される。

再生時には、ミラーにて参照光を反射することで、記録時の参照光と同じ光路を記録時と同一の波面を保ったまま逆方向に進む擬似位相共役光を生成する。擬似位相共役光をホログラムに照射すると、記録時の信号光と逆方向に再生光が回折される。再生光は PBS を透過して画像センサで撮像し、再生信号処理により再生画像から元のデータを復元する。

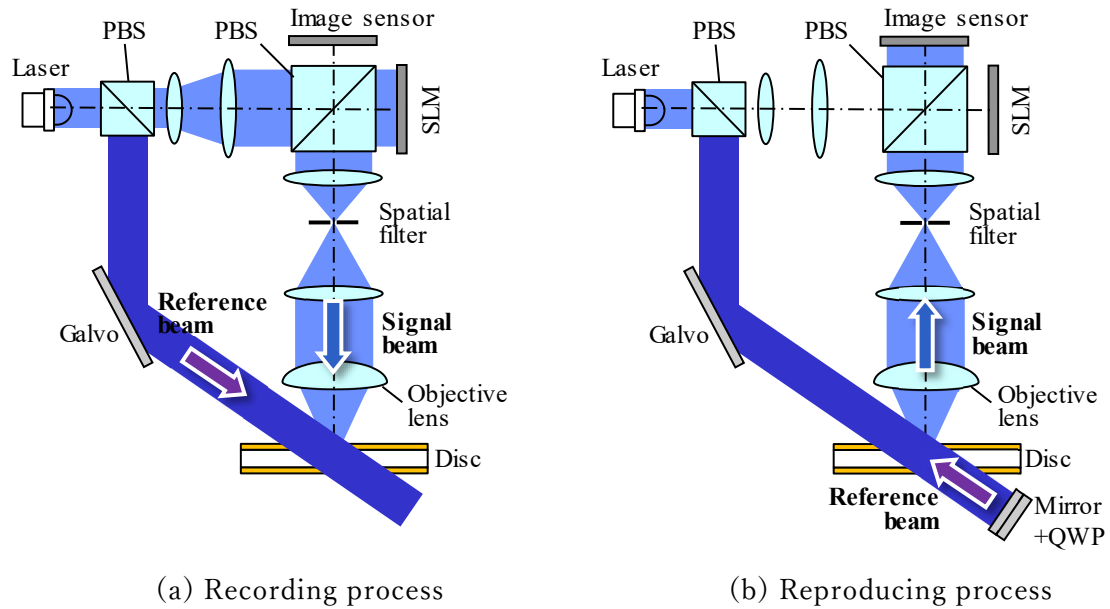


図 2.1 角度多重方式ホログラフィックメモリの記録再生構成

ここで、ポリティックフィルタの役割について説明しておく。図 2.2 に SLM に表示する二次元データの一部と、集光点の像を示す。この集光点の像は、二次元データのフーリエ変換像となることに着目すると、信号を復元するのに最低限必要な情報はナイキスト空間周波数までであることから、ポリティックフィルタは図の赤色矩形のナイキスト空間周波数の範囲で制限するフィルタとも言える。

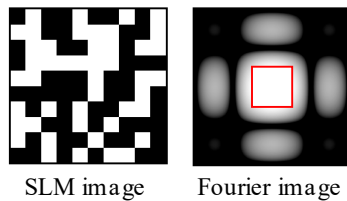


図 2.2 SLM 二次元データ（一部）とポリティックフィルタでの強度分布

次に、この記録再生システムにおける記録密度の考え方について説明する。図 2.3 に SLM ピクセルピッチとホログラムサイズの関係を示す。

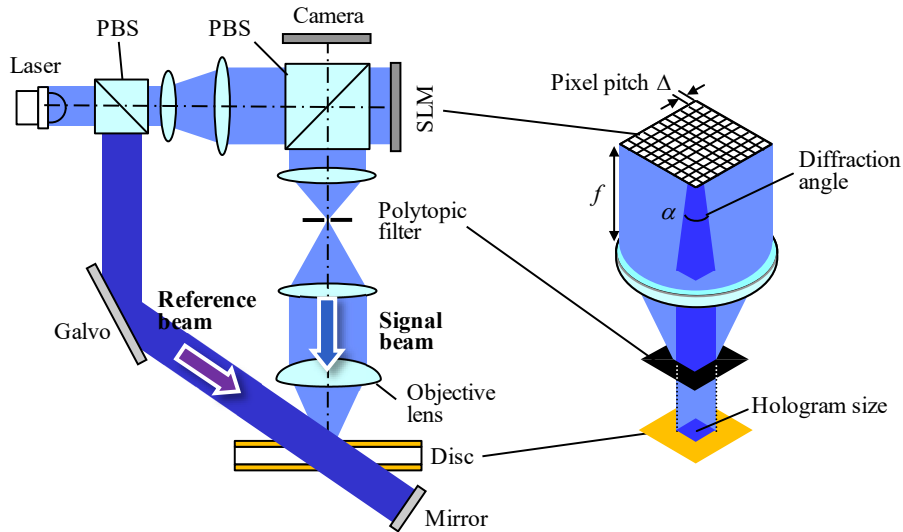


図 2.3 ピクセルピッチとホログラムサイズの関係

α を SLM のピクセルからの回折角, f をレンズの焦点距離, Δ を SLM のピクセルピッチとすると, 生成されるホログラムサイズは式(2.1)により算出できる。

$$\text{Hologram size} = (f\alpha)^2, \quad \alpha = \frac{\lambda}{\Delta} \quad (2.1)$$

この式から, ピクセルピッチ Δ を縮小すればピクセルからの回折が大きくなり, 記録するホログラムのサイズが拡大してしまうことが分かる。

また, NA をレンズの開口数, R を符号化時の符号化効率, Q を 1 ピクセルあたりの記録ビット数とすると, SLM の 1 ページあたりのユーザーデータの記録容量は式(2.2)により算出できる。

$$\text{SLM data capacity} = \pi \left(f \frac{NA}{\Delta} \right)^2 RQ \quad (2.2)$$

結果として, M を多重数とすると, ディスクに記録されるページ記録密度は式(2.3)となる。

$$\text{Recording density} = \frac{\text{SLM data capacity}}{\text{Hologram size}} = \pi \left(\frac{NA}{\lambda} \right)^2 RQM \quad (2.3)$$

この式から, 記録密度はピクセルピッチ Δ に依存しないことが解る。すなわち, SLM データ容量を増やそうとピクセルピッチを縮小すると, 今度は回折が大きくなることからホログラムサイズが拡大し, 結果として記録密度には変化がない。但し, SLM データ容量を増やす方が一度に記録再生できるデータ量が増えることから高速化は見込める。3章では, このトレードオフの関係を打破する技術について研究する。

2.3 記録再生信号処理

次に、図 2.4 に信号処理の流れを示す。まず記録時には、ホストから入力されるユーザーデータに対し、0,1 の比をほぼ等しくし同一パターンの繰り返しを防ぐスクランブルをかけた後、LDPC (Low Density Parity Check) 符号化 (符号化効率 0.5) による誤り訂正符号を付加し、データ順序を入れ替えるインターリーブ (図 2.4 の Π) を施した後、二次元データとして配置する。LDPC 符号は検査行列として非常に疎な行列すなわち零要素の数が非常に多い行列を用いた線形符号であり、シャノン限界に近い性能が得られる強力な誤り訂正符号である [20][21]。

再生時には、再生画像に対し、画像の目的の特性に等化する二次元等化、LDPC 復号に使用する対数尤度比 (Log Likelihood Ratio : LLR) を算出、データ順序を元に戻すデインターリーブ (図 2.4 の Π^{-1})、最大事後確率 (Maximum a Posteriori : MAP) 復号である Sum-product 復号により LDPC 符号の誤りを訂正し、スクランブルを解いて元のユーザーデータを復元する [22][23]。

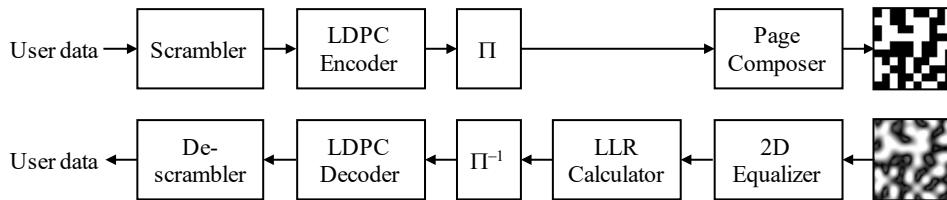


図 2.4 記録再生信号処理フロー (LDPC 誤り訂正符号使用時)

2.3.1 LLR 算出方法

最大事後確率復号は、実測データに基づいて推定したいデータの事後確率が最大となるように元データの推定を行う手法である。図 2.5 のように 1 ビットの記録信号 $x \in \{0,1\}$ に対する再生信号を y とすると、 y を検出したときに記録信号が x である条件付確率である事後確率 $P(x|y)$ が最大となるように復号する。



図 2.5 チャンネルモデル

実際の復号では図 2.4 に示すように対数事後確率比である LLR を用いて復号することになる。この LLR である λ は式(2.4)で定義される。

$$\lambda = \ln \frac{P(x = 1|y)}{P(x = 0|y)} \quad (2.4)$$

この事後確率 $P(x|y)$ は、復号時に直接的に求めることはできない。しかし、記録再生系の特性が予め判っているならば、 x を記録したときに再生信号が y である条件付確率である尤度 $P(y|x)$ は求めることができるはずである。そこで、式(2.5)のベイズの定理^[25]を用い、式(2.4)を式(2.6)に変形する。なお、スクランブル処理により 0,1 の比が等しいとしているため、事前確率 $P(x)$ は 0,1 で等しい。

$$P(A|B) = \frac{P(B|A) \cdot P(A)}{P(B)} \quad (2.5)$$

$$\lambda = \ln \frac{\frac{P(y|x=1) \cdot P(x=1)}{P(y)}}{\frac{P(y|x=0) \cdot P(x=0)}{P(y)}} = \ln \frac{P(y|x=1)}{P(y|x=0)} \quad (2.6)$$

続いて、記録再生系の特性により再生画像のヒストグラムが図 2.6 のように、正規分布であると仮定する。このとき、尤度 $P(y|x)$ は 0, 1 夫々の分布の確率密度関数 $f(y)$ であるので、式(2.7)で求められる。なお、 μ は平均値、 σ は標準偏差値である。

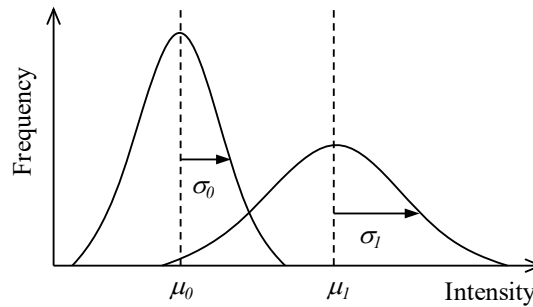


図 2.6 再生信号ヒストグラム

$$f(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{(y-\mu)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (2.7)$$

これを式(2.6)に代入し整理すると、式(2.8)となる^[24]。

$$\lambda = \ln\left(\frac{\sigma_0}{\sigma_1}\right) - \frac{1}{2}\left(\frac{y-\mu_0}{\sigma_0}\right)^2 + \frac{1}{2}\left(\frac{y-\mu_1}{\sigma_1}\right)^2 \quad (2.8)$$

以上の計算により、ホログラフィックメモリにおける LLR を算出することが可能となる。

2.4 再生品質評価指標

本研究では、再生品質を評価するため複数の指標を使い分けている。以下に纏めて記載する。

2.4.1 SNR

再生画像の SNR (Signal to Noise Ratio) を示す指標として用いる。図 2.7 に再生画像のヒストグラムを示す。これは振幅 2 値記録における再生画像の例であり、 μ_A は 1 (ON ピクセル) の輝度平均値、 μ_B は 0 (OFF ピクセル) の輝度平均値、 σ_A は 1 の輝度標準偏差、 σ_B は 0 の輝度標準偏差を示す。

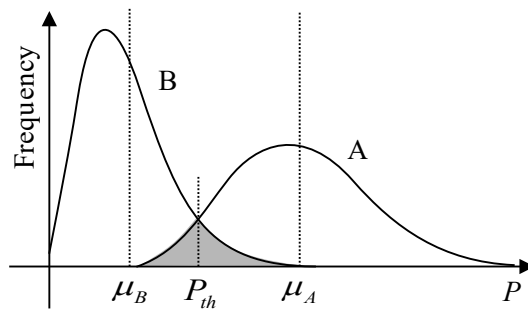


図 2.7 再生画像輝度ヒストグラム

この時、SNR を以下で定義する。

$$\text{SNR} = 20 \log_{10} \frac{\mu_A - \mu_B}{\sqrt{\sigma_A^2 + \sigma_B^2}} \quad (2.9)$$

2.4.2 Normalized noise

再生画像のノイズ量に着目して議論したい場合、また複数のノイズ要因を加算するなどの目的の場合には Normalized noise を用いる。Normalized noise は、信号強度で正規化したノイズ量であり、以下で定義する。

$$\text{Normalized Noise } \sigma = \frac{\sqrt{\sigma_A^2 + \sigma_B^2}}{\mu_A - \mu_B} \quad (2.10)$$

2.4.3 E_b/N_0

3 章で議論するような、符号化率の異なる信号を比較する場合には、単純に再生信号の SNR を比較するだけでは公平な評価にならない。符号化効率が異なると同じ SNR でも訂正能力に差が出るためである。そこでデジタル通信の分野で用いられる E_b/N_0 と

いう符号化率を考慮した指標をホログラフィックメモリに拡張し、 E_b/N_0 と SNR の関係性を明らかにする。

デジタル通信の分野では、信号電力 S とビット時間 T_b とを掛け合わせたビット当たりのエネルギー E_b を用い、正規化された SNR に相当する E_b/N_0 が一般的に用いられている^[26]。ここで、 N_0 は雑音電力密度であり、雑音電力 N を帯域幅 W で割ったものである。また、ビット時間とビットレート R_b は逆数の関係であるので、式(2.11)となる。

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{ST_b}{N/W} = \frac{S/R_b}{N/W} = \frac{S}{N} \left(\frac{W}{R_b} \right) \quad (2.11)$$

伝送路における雑音が白色ガウス雑音であるとし、その分散が σ^2 であるとする、雑音のパワースペクトル密度は σ^2 である。さらに、 N_0 が片側電力密度で定義されていることから、 $N = 2\sigma^2$ となる。よって、式(2.11)は式(2.12)のように変形できる。

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{2\sigma^2} \left(\frac{W}{R_b} \right) \quad (2.12)$$

ここで、図 2.8 にホログラフィックメモリ記録再生系のチャンネルモデルを示す。 T は SLM ピクセルピッチ、 n_o は光学系で発生するノイズ（媒体からの散乱光など）、 n_e は電氣的なノイズ（センサ暗電流ノイズなど）である。SLM の (i,j) 番目ピクセルの輝度 s_{ij} が、画像センサの (k,l) 番目ピクセルの輝度 c_{kl} として検出されるまでを示したこのモデルにおいて、通信路におけるビットレート R_b に相当するものは、1 ピクセル面積あたりのビット数であり、符号化効率 R を用いて、 $R_b = R/T^2$ [bits/pixel²] で表すことができる。また、信号帯域幅はポリトピックフィルタによってナイキスト空間周波数比 $\sqrt{\alpha}$ で制限されるとすると、帯域幅 $W = \alpha/T^2$ [pixel⁻²] と表すことができる。

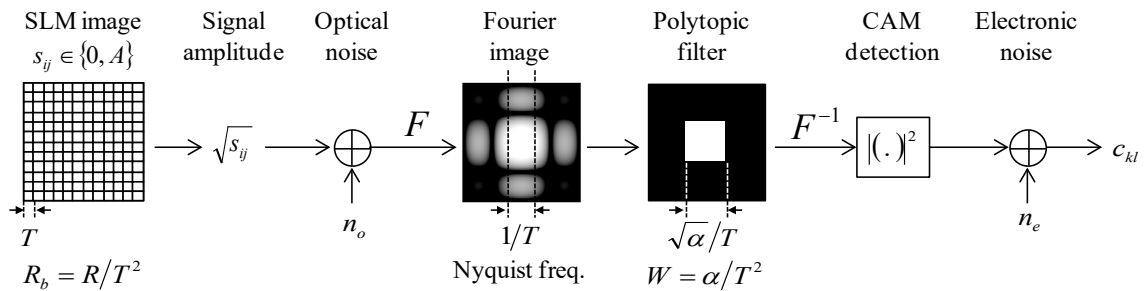


図 2.8 ホログラフィックメモリ記録再生チャンネルモデル

(F はフーリエ変換、 F^{-1} は逆フーリエ変換、 \oplus は加算、 $|(.)|^2$ は絶対値の 2 乗を示す)

次に、この過程によって得られる再生画像輝度 c_{kl} を数式化すると式(2.13)となる。なお、SLM は入射光パワーを変調する素子であり、SLM ピクセル輝度 s_{ij} の出力光振幅は $\sqrt{s_{ij}}$ であることに注意する。また、実際にはポリトピックフィルタにより生じる符号間干渉が α に依存して変化するが、これは SNR の変化として生じるため、 E_b/N_0 と SNR の関係を議論する上では考慮していない。

$$c_{kl} = (\sqrt{s_{ij}} + n_o)^2 + n_e \quad (2.13)$$

この系において、まず信号エネルギーを算出する。式(2.13)から、ノイズ無印加時の再生画像輝度 c_{kl} は SLM 輝度 s_{ij} と等しく、ユニポーラの系であるため信号エネルギーの期待値は式(2.14)となる。なお、ホログラフィックメモリのページフォーマット上、SLM 表示画像において $0, A$ の発生確率は等しいとしている。

$$E\{s_{ij}^2\} = \sum_{s_{ij} \in \{0, A\}} s_{ij}^2 P(s_{ij}) = s_{ij}^2 P(s_{ij} = 0) + s_{ij}^2 P(s_{ij} = A) = \frac{A^2}{2} \quad (2.14)$$

次に、ノイズ成分のエネルギーを算出する。式(2.13)から s_{ij} を減算すれば式(2.15)のようにノイズ成分 n_{ij} が得られる。

$$n_{ij} = c_{kl} - s_{ij} = 2n_o\sqrt{s_{kl}} + n_o^2 + n_e \quad (2.15)$$

よって、ノイズ成分のエネルギーの期待値は式(2.16)となる。なお、 n_e, n_o は白色ガウス雑音と仮定しているので $E\{n_o\} = E\{n_e\} = 0$ であり、 s_{kl}, n_e, n_o は互いに独立としている。また、 $\sqrt{\sigma_o}, \sigma_e$ はノイズ n_e, n_o の標準偏差である。なお、 $\sqrt{\sigma_o}$ としているのは単位系を揃えるためである。

$$\begin{aligned} E\{n_{kl}^2\} &= E\{(2n_o\sqrt{s_{kl}} + n_o^2 + n_e)^2\} \\ &= E\{4n_o^2s_{kl} + n_o^4 + n_e^2 + 4n_o^3\sqrt{s_{kl}} + 2n_o^2n_e + 4n_on_e\sqrt{s_{kl}}\} \\ &= 4E\{s_{kl}\}E\{n_o^2\} + E\{n_o^4\} + E\{n_e^2\} \\ &= 2A\sigma_o + \sigma_o^2 + \sigma_e^2 \end{aligned} \quad (2.16)$$

以上より、ホログラフィックメモリ記録再生系における E_b/N_0 は式(2.17)のように表すことができる。なお、 N_0 が片側電力密度であることを考慮し、ノイズ成分のエネルギーを2倍している。

$$\begin{aligned} \frac{E_b}{N_0} &= \frac{S}{N} \left(\frac{W}{R_b} \right) = \frac{A^2/2}{2(2A\sigma_o + \sigma_o^2 + \sigma_e^2)} \left(\frac{\alpha/T^2}{R/T^2} \right) \\ &= \frac{\alpha}{4R \left(2\frac{\sigma_o}{A} + \frac{\sigma_o^2}{A^2} + \frac{\sigma_e^2}{A^2} \right)} \end{aligned} \quad (2.17)$$

さらに、画像輝度 A に対する n_o, n_e のSNRが夫々 SNR_o, SNR_e とすると、式(2.18)となる。

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\alpha}{4R(2SNR_o^{-1} + SNR_o^{-2} + SNR_e^{-2})} \quad (2.18)$$

デシベル表記すれば式(2.19)となる。

$$10 \log_{10} \frac{E_b}{N_0} = 10 \log_{10} \frac{\alpha}{4R(2SNR_o^{-1} + SNR_o^{-2} + SNR_e^{-2})} \quad (2.19)$$

2.5 おわりに

本研究の基準となる振幅 2 値記録の角度多重方式ホログラフィックメモリについて説明した。また、本論文では再生品質を評価するため複数の指標を使い分けており、再生画像そのものの品質について議論する場合に使用する SNR, ノイズ量に着目して議論する場合に使用する Normalized noise, 符号化効率・信号帯域を考慮した議論に使用する E_b/N_0 について定義した。

第 3 章 RLL 高密度記録

3.1 はじめに

本章では、ホログラムサイズ縮小に対応する記録密度向上方法について検討する。ホログラムサイズはページデータのピクセルサイズに反比例するため、ホログラムサイズを縮小するとホログラムあたりのデータ量が減るトレードオフの関係にある。これを打破する RLL (Run length limited) 高密度記録について提案する。

3.2 RLL 高密度記録

3.2.1 RLL 変調によるホログラム縮小効果

2.2 節の式(2.3)から、記録密度は SLM のピクセルピッチに依存しないため、光学系を変更せずに記録密度を向上させることは容易ではない。

そこで、RLL 変調を二次元データに適用することを着想した。RLL 変調とは、ピクセルの同一輝度の連続数であるラン長の最小値および最大値を規定する変調方式であり、CD、DVD、BD などの従来の光ディスクにおいて限定されたレーザスポットサイズでも高密度に情報を記録するために使用されていた^{[27][28]}。この RLL 変調について説明する。RLL 変調は一般に $RLL(d, k)$ と表記され、 d および k は 0 の最小および最大のラン長を示す。例えば、図 3.1(a) の非ゼロ復帰 (Non Return to Zero : NRZ) 則のデータに対して $RLL(1, \infty)$ 変調を行うと、(b) のように 0 のラン長が 1 である 101 は許容するが、ラン長が 0 である 11 のようなデータ列を許容しないようになる。この後、1 でデータを反転し、0 で保持する変調方式である非ゼロ復帰逆転 (Non Return to Zero Invert : NRZI) 変調を行うと、(c) のようにラン長が 2 である 0110 は許容するが、ラン長が 1 である 010 のようなデータ列を許容しないことになる^[29]。NRZI 変調前提で RLL 変調を定義することが一般的であるため以降 $RLL(d, k)$ は NRZI 変調前で定義するが、NRZI 変調後の二次元データでは最小ラン長 $d+1$ となることに注意する。

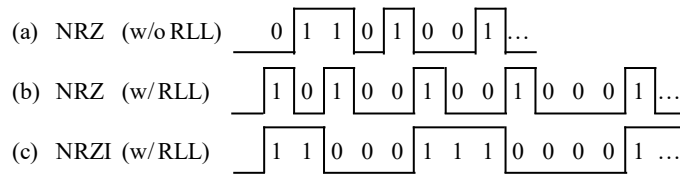


図 3.1 RLL(1,∞)変調と NRZI 変調

すなわち、最小ラン長が大きくなれば SLM の実効的なピクセルピッチ Δ が拡大することになる。ピクセルピッチ Δ が拡大すれば、式(2.1)よりピクセルからの回折角 α が小さくなり、ホログラムサイズが縮小するはずである [30][31]。

このことは二次元データの空間周波数の観点からも説明できる。2.2 節で説明したように、集光点の像は二次元データのフーリエ変換像となることに着目すると、ホログラムサイズを縮小することは二次元データの空間周波数を低減することと等価である。すなわち、RLL 変調により最小ラン長を長くすることにより空間周波数を狭帯域化すれば、集光点でのパワースペクトルを DC 側（光軸近傍）に集中させ、ホログラムサイズを縮小することが可能である。

RLL 変調によるホログラムサイズ縮小効果を図 3.2 を用いて説明する。図の(a)が RLL 変調なし、(b)が RLL(1,∞)変調の例である。RLL(1,∞)変調はある次元方向にのみ変調し、直交する方向には変調しないとする。すると、二次元データでは最小ラン長が 2 であることから実効的なピクセルピッチが 2 倍となり、式(2.1)からホログラムサイズは 0.5 倍となる。これは図 3.2 の媒体中（フーリエ面）でのサイズが 0.5 倍となっていることから判る。すなわち、二次元データを媒体上に 2 倍高密度に記録することができる。以降、この技術を RLL 高密度記録と呼ぶ。なお、実際にホログラムのサイズを 0.5 倍に制限しているのはポリトピックフィルタである。

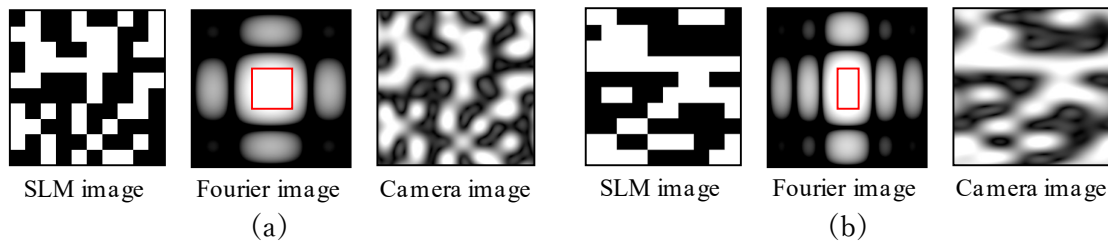


図 3.2 SLM 画像とフーリエ変換像: (a) no RLL (b) RLL(1,∞)変調

ここまでは RLL(1,∞)について説明したが、RLL(d,∞)における高密度化効果について述べておく。まず、RLL 変調のためには変調効率を考慮する必要がある。図 3.3 に変調効率の理論限界の変化を示す。なお、算出方法については 3.3.3 項で説明する。図のように最小ラン長 d が長くなるにつれて、制約が厳しくなるため変調効率は低下する。しかし、実効的なピクセルピッチが $d+1$ 倍となれば高密度化効果は増大するはずである。そこで、図 3.4 にホログラムサイズで規格化した変調効率を用いた高密度化効果を示す。このように、RLL 変調の最小ラン長 d を長くすることで更なる高密度化

が可能となる。しかし、 $d \geq 2$ にすると後述するピクセル間干渉があまりに大きくなり復号性能が落ちるため、無制限に高密度化できるわけではない。以上より、本研究では RLL(1,∞)変調を採用し、ホログラムサイズを 0.5 倍とする高密度化に留めることとした。なお、変調効率を考慮すると RLL(1,∞)変調の高密度化効果の理論限界は図 3.4 に示す通り 1.38 倍となる。

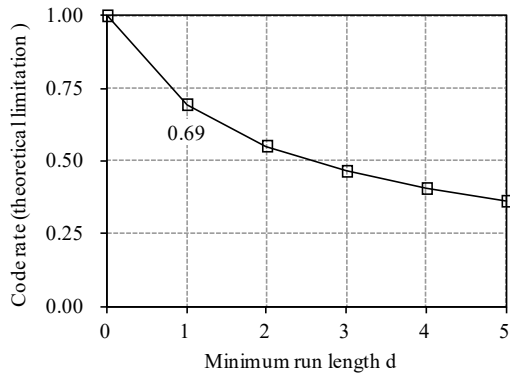


図 3.3 RLL(d,∞)変調効率理論限界

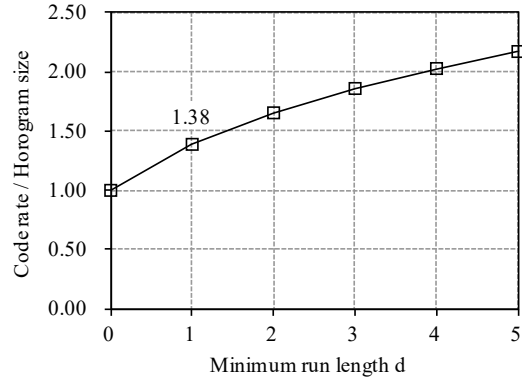


図 3.4 RLL(d,∞)変調高密度化効果

3.2.2 RLL 高密度記録の課題

ここで、この RLL 高密度記録の二つの課題について整理する。

一つめは、符号化効率の低下である。従来信号処理では符号化効率 0.5 の LDPC 符号を誤り訂正に使用していたが、これに加え RLL 変調の変調効率を考慮する必要がある。

二つめは、ピクセル間干渉の増大である。前述したようにポリトピックフィルタによってホログラムサイズを規定しているが、RLL 高密度記録によりフィルタサイズが半分になると、より低い空間周波数領域の信号も遮断されてしまいピクセル応答が広がることになる(図 3.5)。この結果、図 3.2(b)の再生画像からも解るように再生品質の劣化が予想される。

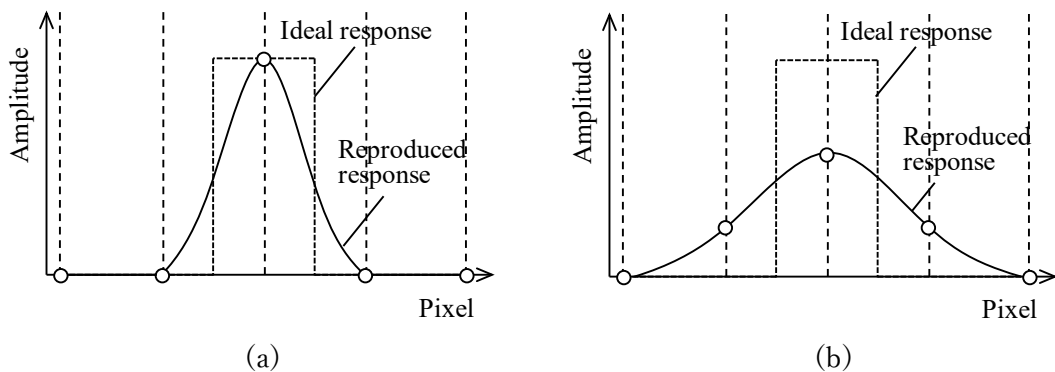


図 3.5 再生画像のピクセル応答 (a)従来 (b)RLL 高密度記録

図 3.6 に RLL 高密度記録時における誤り訂正能力を評価した結果を示す。縦軸は誤り訂正後の bit Error Rate (bER) , 横軸は 1 ビットあたりの SNR である E_b/N_0 である。

「RLL+LDPC」は、3.3.4 項で検討する RLL 変調 (変調効率 0.66) と LDPC 符号 (符号化効率 0.5) と組み合わせ、高密度記録条件でシミュレーションしたものである。結果、誤り訂正限界は RLL 未適用時の 7.9dB よりも悪化し、10.8dB となった。

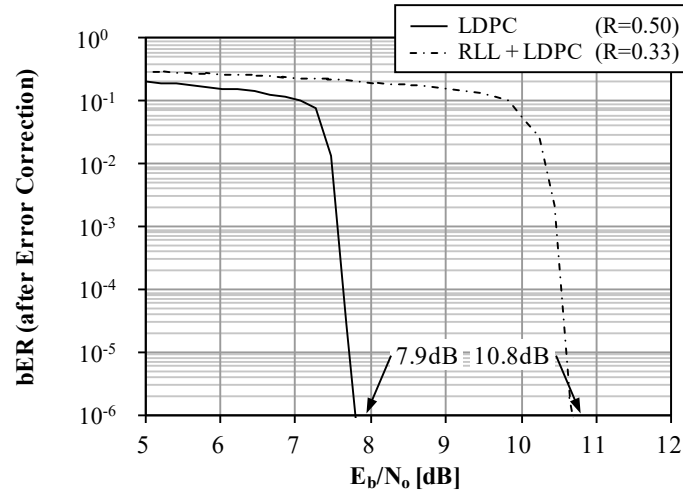


図 3.6 Bit error rate の E_b/N_0 依存性

3.2.3 EXIT 解析

図 3.6 のように誤り訂正限界が悪化した原因をより詳細に把握するため、復号性能を定量化可能な EXIT 解析を実施する。これは、LDPC などの復号器前後での相互情報量 (Mutual information) の変化を調べることで解析する手法である^[32]。

まず、式(2.4)で定義される LLR から相互情報量を算出する。式(2.4)を再掲すると式(3.1)である。 $P(x|y)$ は y を検出したときに記録信号が x である条件付確率である。

$$\lambda = \ln \frac{P(x=1|y)}{P(x=0|y)} \quad (3.1)$$

ここで、 $P(x=1|y) + P(x=0|y) = 1$ は自明あるので、式(3.1)は以下のように表すことができる。

$$P(x=0|y) = \frac{\exp(\lambda)}{\exp(\lambda) + 1} \quad (3.2)$$

$$P(x=1|y) = \frac{1}{\exp(\lambda) + 1} \quad (3.3)$$

また、相互情報量 $I(x; y)$ は情報エントロピーの減少量と定義されるので式(3.4)となる^[33]。

$$I(x; y) = H(x) - H(x|y) \quad (3.4)$$

情報エントロピー $H(x)$ は情報の不確かさの尺度であり、式(3.5)で定義される。 $P(x)$ は x の発生確率を表す。 $P(0) + P(1) = 1$ は自明であり、スクランブルで 0,1 の比が等しいとす

ると、 $H(x) = 1$ となる。

$$H(x) = - \sum_{x \in \{0,1\}} P(x) \log_2 P(x) \quad (3.5)$$

情報エントロピー $H(x|y)$ も式(3.5)と同様に算出できることから、式(3.4)は式(3.6)のように変形でき、式(3.2)(3.3)を用いることで LLR から相互情報量を求めることができる。

$$I(x; y) = 1 + P(x = 0|y) \log_2 P(x = 0|y) + P(x = 1|y) \log_2 P(x = 1|y) \quad (3.6)$$

ここで、復号処理とは再生画像から元の画像を誤りなく復元することであり、言い換えれば y を検出したときに記録信号が x である不確かさ (情報エントロピー $H(x|y)$) を 0 にする処理である。すなわち、情報エントロピーの減少量である相互情報量 $I(x; y)$ が 1 になれば誤りなく復号できると言える。

ここで、符号化効率 0.5 の LDPC 復号において、入力相互情報量 I_a と出力相互情報量 I_e の関係である Extrinsic Information Transfer (EXIT) チャート^{[34][35][36]} を図 3.7 に示す。図より、再生限界の入力相互情報量 $I_a = 0.64$ のときは出力相互情報量 $I_e = 1.00$ が得られるため誤りなく復号できる。しかし、RLL 高密度記録すると入力相互情報量が 0.53 に低下してしまう。このときの出力相互情報量 $I_e = 0.89$ となり、正しく復号できなくなる。これが、訂正能力が悪化した原因である。

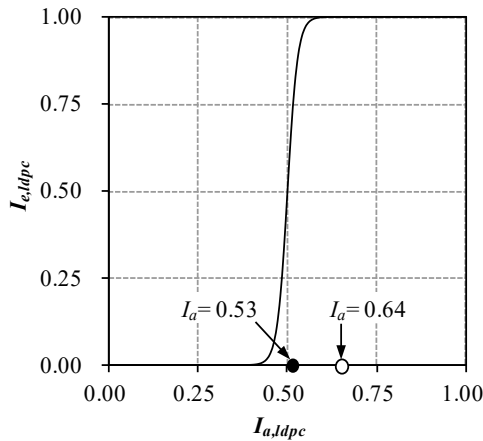


図 3.7 EXIT チャート (LDPC 符号)

以上より、RLL 高密度記録においては、システム全体での符号化効率の改善と、ピクセル間干渉の影響の低減が必要となる。

3.3 RLL ターボ信号処理

前節の EXIT 解析で明らかとなったように、ピクセル間干渉の影響による復号性能の低下を改善する方法として以下の三つの方法が考えられる。

- (1) LDPC 復号性能の改善
- (2) 入力相互情報量の改善
- (3) 段階的な相互情報量の改善

方法(1)は、 $I_a = 0.53$ において $I_e = 1.00$ となる LDPC 復号により実現できる。しかし、EXIT カーブと I_e 軸で囲われた面積は符号化効率と等価であることが知られており、上記特性を持たせるためには符号化効率を従来の 0.5 よりも低下させてしまうことになる。これは許容できない。

方法(2)は、二次元等化によりピクセル間干渉を抑圧することで実現できる。これについては別研究において検討しており^[37]、本研究では詳細を割愛する。

方法(3)は、段階的に情報量を更新させることで $I_e = 1.00$ に到達させるターボ復号により実現できる。本論文ではこの方法についてさらに検討した結果について述べる。

3.3.1 従来ターボ符号化・復号

ターボ符号はシャノン限界に近い伝送特性を現実的な処理時間で実現する手法として 1993 年に提案された^{[38][39]}。ターボ符号には様々な方式が提案されているが、直列接続符号化方式について説明する^[40]。この符号器・復号器の構成を図 3.8 に示す。

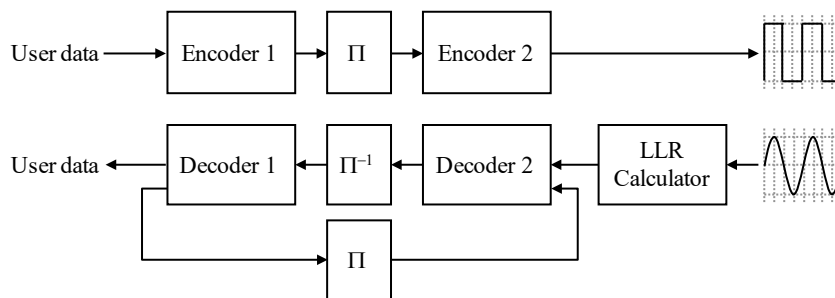


図 3.8 従来ターボ信号処理フロー

ターボ符号化時には、情報ビット列を第 1 の符号器に入力し誤り訂正符号化した符号ビット列を出力、インターリーブしたビット列を情報ビット列として第 2 の符号器に入力し誤り訂正符号化した符号ビット列を出力する。ターボ復号時には、再生信号からチャンネルの LLR を算出し、これを符号ビット列の事前情報 (A priori information) として第 2 の復号器に入力し、周辺ビットの確率を用いて当該ビットの確率を改善させた情報を情報ビット列の外部情報 (Extrinsic information) として出力する。そして、デインターリーブした外部情報を符号ビット列の事前情報として第 1 の復号器に入力し、周辺ビットの確率を用い

て当該ビットの確率を改善させた情報を情報ビット列の外部情報として出力する。この第 1 の復号器出力である外部情報を第 2 の復号器の事前情報として使用して繰り返し復号することで、相互情報量を段階的に改善させることが可能となる。

このターボ復号における相互情報量の改善について EXIT チャートを用いて説明する。図 3.9 に二つの復号器の EXIT カーブの例を示す。図 3.8 のように第 2 復号器出力が第 1 復号器入力となるので、第 1 復号器入力・第 2 復号器出力の相互情報量を横軸、第 2 復号器入力・第 1 復号器出力の相互情報量を縦軸としている。このように記すことで、二つの復号器間の相互情報量の交換をトラジェクトリ (Trajectory) で示すことが可能となる。

図 3.9(a) を例に説明すると、まず初期状態では第 1 復号器からの事前情報は 0 として第 2 復号器処理を行うと、チャンネルの情報があるので相互情報量 0.25 が得られる。それを第 1 復号器の事前情報として入力すると、相互情報量 0.37 程度が出力される。次の第 2 復号器処理ではこの相互情報量 0.37 に相当する事前情報を用いて復号するので、より確度の高い結果が得られる。これを繰り返すことでついには相互情報量 1 に非常に近い結果を出力でき、復号結果の誤りがほぼ 0 となる。

次に、図 3.9(b) について説明する。これは前の例と異なり、2 本の EXIT カーブが途中で交差している。この場合、トラジェクトリからも分かるように、いくら繰り返し処理を行っても相互情報量が改善しない。すなわち、復号結果に多数の誤りが残留することになる。

以上より、ターボ信号処理において訂正限界を改善するためには、EXIT カーブが交差しないように二つの符号器・復号器を設計する必要がある。

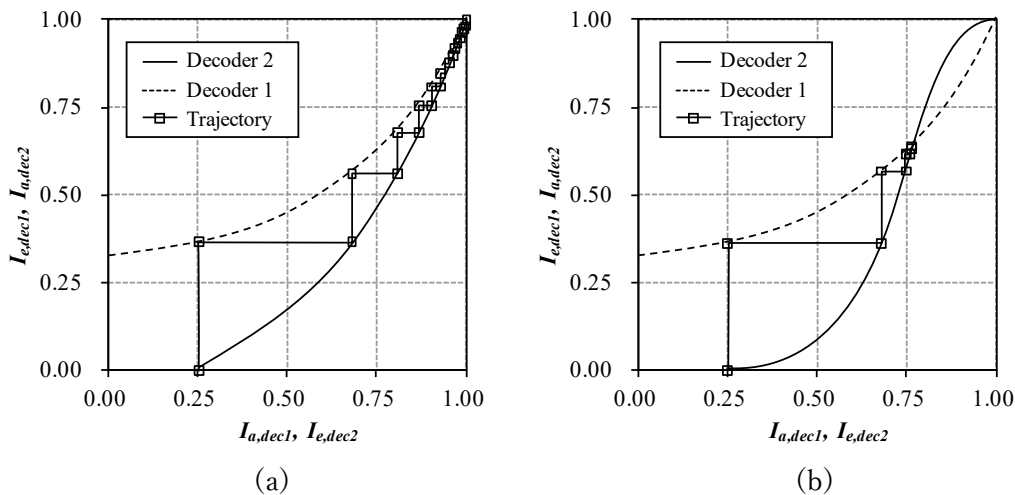


図 3.9 EXIT チャート (decoder1 and decoder2)

3.3.2 RLL ターボ符号化・復号

この考え方を RLL 変復調に適用し、図 3.10 に示す RLL ターボ信号処理構成を考案した。従来光ディスク (CD, DVD, Blu-ray Disc™) などにおいても RLL 変調自体は用いられていたが^[41]、誤り訂正能力を向上させる目的では使用されていなかった。それに対して、本構

成では RLL 変調器・復調器をそれぞれターボ信号処理における第 2 符号器・復号器に見立てることで、積極的に訂正に利用しようとする発想である。また、後述する理由により、第 1 符号器・復号器には畳み込み符号器・復号器を用いることとした。

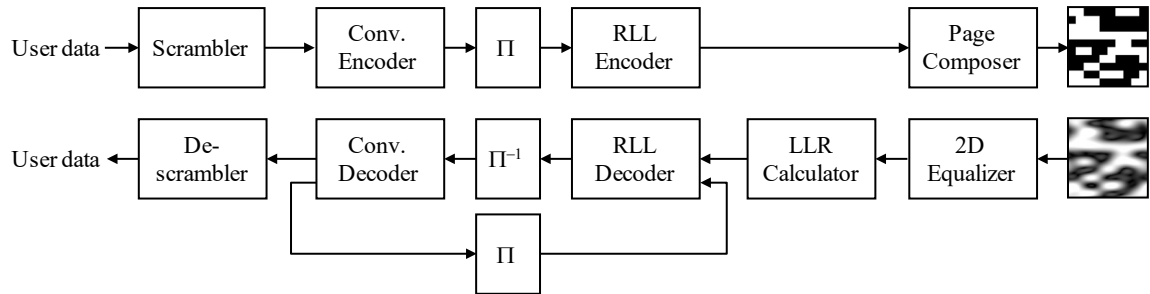


図 3.10 RLL ターボ信号処理フロー

ターボ復号における復号器は、事前情報であるチャンネル LLR を入力し、外部情報 LLR を出力する必要がある。このような復号には、一般的に最大事後確率 (MAP : Maximum a posteriori) 復号である BCJR (Bahl, Cocke, Jelinek and Raviv) 復号を用いる^[43]。しかし、BCJR 復号器は事前情報を入力し、事後情報 (A posteriori information) を出力するものであるのだが、ターボ復号においては外部情報が必要である^[44]。外部情報とは、事後情報から事前情報を減算すればよいのだが、情報ビットの事後情報と符号ビットの事前情報はビットレートが異なるため単純には処理できない。具体的には、RLL 符号化では 2 ビットの情報を 3 ビットの情報に変調しているため単純な減算ができないのである。

そこで、図 3.10 の RLL 復調器と畳み込み復号器の部分を図 3.11 に示す構成とした。BCJR 復号器は一般に、符号ビットの事前情報 (Lca) と情報ビットの事前情報 (Lia) を入力し、符号ビットの事後情報 (Lcp) と情報ビットの事後情報 (Lip) を出力する復号器である。よって、図のように接続することで、符号ビット同士の Lca と Lcp から外部情報 (Lce) を算出し、情報ビット同士の Lia と Lip から外部情報 (Lie) を算出している。また、RLL 復調の BCJR 復号では、符号ビットの事前情報 (Lca) としてチャンネルの LLR (Lch) を入力している。

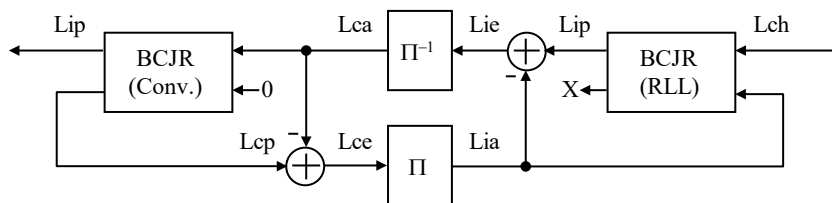


図 3.11 RLL ターボ復号器構成

なお、BCJR 復号は鎖状のファクターグラフ (例えばマルコフ連鎖モデルが該当) を持つ事後確率計算のためのアルゴリズムである^[45]。すなわち、RLL ターボ符号を構成する RLL 変調・畳み込み符号は、マルコフ連鎖を有する変調・符号化方法でなければならない。以下、これらを満たす RLL 変調・畳み込み符号について検討したので説明する。

3.3.3 RLL トレリス変調

RLL 変調は従来光ディスクでも用いられていたが、例えば 00 が入力されれば 100 を出力する、と言ったように変換テーブルを用いて変調していた。しかし、このままではマルコフ連鎖とならないため、BCJR 復号が使用できるような変調方式を新たに確立する必要がある。そこで、RLL 変調をトレリス表現することを試みた。トレリスで表現できる符号がマルコフ性を有することは明らかである。

変調方式を確立するにあたり、その入出力ビット数、すなわち変調効率を確定する。3.2 節で説明した RLL 高密度記録の目的のためには、RLL 変調の最小ラン長は重要であるが、最大ラン長は規定しなくてよい。よって、RLL(1,∞)の変調効率の理論限界について求める。

RLL(1,∞)の 1 ビットの状態遷移を図 3.12 に示す。この状態遷移は、状態 0 から出発して 0 を出力すると状態 1 に移る。次に 1 を出力すると状態 0 に移り、0 を出力すると状態 1 に留まる。状態 0 から 1 を出力する遷移 (パス) は存在しないため 1 が連続できず、0 の最小ラン長が 1 に制約されることになる。なお、最大ラン長を規定していないため、状態 1 で 0 を出力し続けることを許容している。

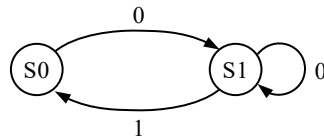


図 3.12 状態遷移図 (RLL(1,∞))

RLL 変調の変調効率を考えるには、式(3.7)に示すシャノンの通信容量定理を用いる^[46]。Cは通信容量、N(m)は符号長mのうち RLL 制約を満たす符号数である。

$$C = \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{m} \log_2 N(m) \quad (3.7)$$

このN(m)を求めるのは簡単ではない。そこで、まず Fig. 4.7 の状態遷移を式(3.8)の遷移行列の形で表現する。この遷移行列Dの要素 d_{ij} は、状態iから状態jへのパスが存在すれば 1、なければ 0 である。

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

ある状態iからm個のパスを通過し別の状態jへ遷移する経路の数は、遷移行列を用いれば、 D^m の要素 d_{ij} の値となる。よって、式(3.7)を式(3.9)のように変形できる。 $[D]_{ij}^m$ は D^m の要素である。

$$C = \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{m} \log_2 \sum_{i,j} [D]_{ij}^m \quad (3.9)$$

ここで、N(m)は遷移行列Dの最大固有値 λ_{max} を用いると $N(m) \simeq a\lambda_{max}^m$ となることから^[47],

式(3.7)は式(3.10)となる。 a は定数である。

$$\begin{aligned}
 C &\simeq \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{m} \log_2(a\lambda_{max}^m) \\
 &= \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{m} (\log_2 a + m \log_2 \lambda_{max}) \\
 &= \log_2 \lambda_{max}
 \end{aligned}
 \tag{3.10}$$

式(3.8)の遷移行列の最大固有値は 1.6180 であるので、 $C=0.6942$ となる。この 0.69 が変調効率の理論限界に相当する。

理論限界 0.69 以下で入出力ビット数が整数となる組み合わせで最大のものは入力 2 ビット、出力 3 ビットの組み合わせであり、このときの変調効率は $2/3=0.66$ となる。この変調が実現できれば、理論限界に近い高い変調効率を得ることができる。よって、この入力 2 ビット、出力 3 ビットの RLL(1,∞)変調のトレリス表現を試みる。出力 3 ビットであるので、1 ビットの状態遷移 (図 3.12) を、2 ビットの状態遷移 (図 3.13(a)) を経て、3 ビットの状態遷移 (図 3.13(b)) に変形する。この遷移行列は式(3.11)となる。

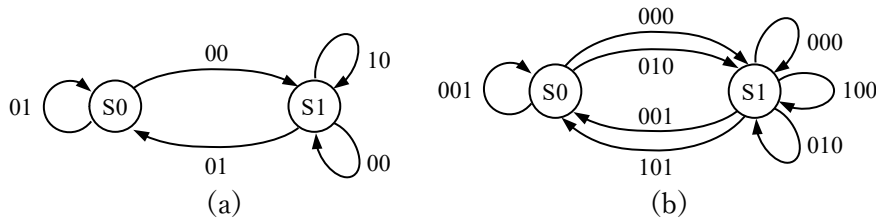


図 3.13 状態遷移図 (RLL(1,∞))

$$D^3 = \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 2 & 3 \end{bmatrix}
 \tag{3.11}$$

入力 2 ビットの変調を実現するためには、各状態 S0, S1 から 2 ビットに相当する 4 種類 (=2²) のパスを割り当てられればよいが、図 3.13(b) では S0 からは三つのパスしか存在していない。そこで、各状態から 4 種類のパスが取れるように状態遷移を組み替える。

ここで、式(3.11)の近似固有ベクトルについて考える。近似固有ベクトル \mathbf{v} とは、式(3.12)を満たし (全ての要素で不等式を満たす)、かつ非負の整数となるベクトルとここでは定義する。なお、 m は出力ビット数であり 3、 n は入力ビット数であり 2 である。このような近似固有ベクトル \mathbf{v} は式(3.13)となる。

$$D^m \mathbf{v} \geq 2^n \mathbf{v}
 \tag{3.12}$$

$$D^3 \mathbf{v} = \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 2 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} \geq 2^2 \mathbf{v}
 \tag{3.13}$$

この近似固有ベクトルを用いれば、状態遷移の状態が分離可能かどうかを判断できる^[48]。式(3.13)の場合、近似固有ベクトルの二つめの要素が 2 であることから状態 S1 を二つに分離可能であると判断できる。そこで、図 3.14(a)に示すように S1 を S1¹ と S1² に分離させる

[49]。さらに、図 3.14 (b) に示すように状態 S_0 と S_1^1 を合成する変形を行う。これにより各状態から 4 種類のパスが取れるように状態遷移を組み替えることができた。

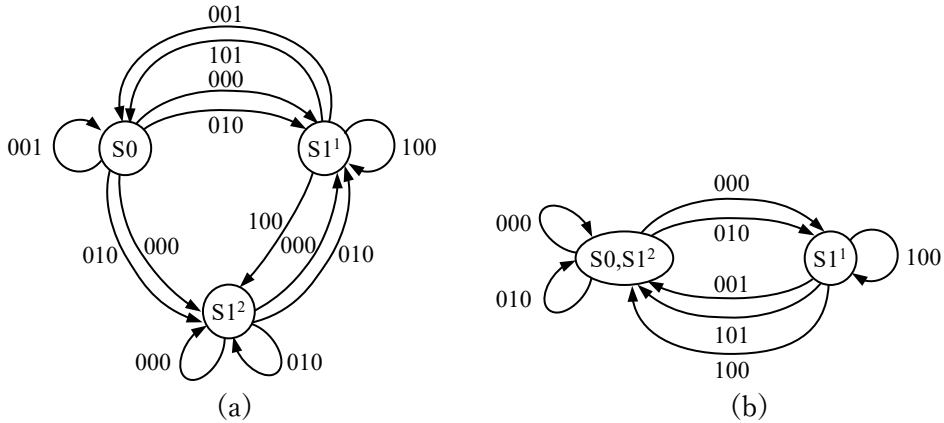


図 3.14 状態遷移図 (RLL(1, ∞))

ここまでは出力ビットの状態遷移について議論していたが、図 3.14(b) のパスに対して入力ビットを割り当てた状態遷移表が図 3.15 となる。“/”の左側が出力ビット，右側が遷移先の状態を示す。

State	Input			
	00	01	10	11
S_0	000 / S_0	000 / S_1	010 / S_1	010 / S_0
S_1	101 / S_0	100 / S_1	100 / S_1	001 / S_0

* Output / Next state

図 3.15 状態遷移表 (RLL(1, ∞))

以上の RLL 変調は NRZ で考えているため、RLL 変調後に NRZI 変調することになる。これは復号時において事後確率を求める際に問題となるため、NRZI 変調を考慮した状態遷移としておく方がよい。NRZI 変調すると、直前の遷移における出力ビットの最終ビット (Pre-bit) に応じて 2 通りの状態が存在することになるため、状態数を倍の状態 $S_0 \sim S_3$ まで拡張すると、図 3.16 の状態遷移表となる。

State	Pre-bit	Input			
		00	01	10	11
S_0	0	000 / S_0	000 / S_1	010 / S_2	010 / S_3
S_1		101 / S_0	100 / S_2	100 / S_3	001 / S_3
S_2	1	101 / S_3	100 / S_1	100 / S_0	001 / S_0
S_3		000 / S_3	000 / S_2	010 / S_1	010 / S_0

* Output / Next state

図 3.16 状態遷移表 (RLL(1, ∞)+NRZ code (Pre-bit))

さらに、この出力ビットに対して NRZI 変調を施して整理することで、図 3.17 に示すトレリスが得られる。この遷移行列は式(3.14)となる。

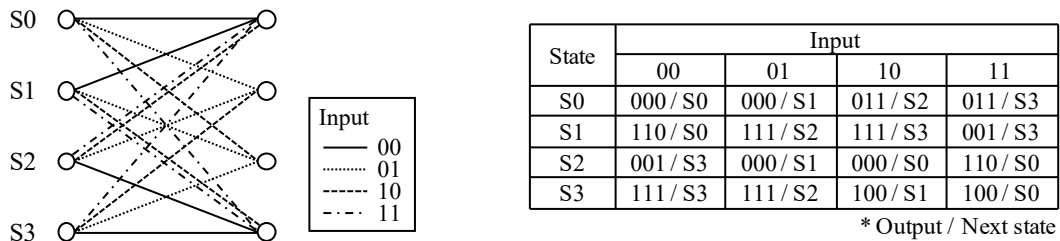


図 3.17 トレリス線図・状態遷移表 (RLL(1,∞) 4 状態)

$$D = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 2 \\ 2 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

以上の手順により、RLL(1,∞)変調をトレリス表現することができた。

ここで、RLL 復調単体での EXIT チャートを求める。相互情報量を算出する方法を図 3.18 に示す^[50]。図 3.11 の RLL ターボ信号処理構成に示したように RLL 復調器はチャンネルに繋がっているのので、図 3.18 においても同様にチャンネルに接続、さらに情報ビットの事前情報は、印加する AWGN (Additive White Gaussian Noise) のノイズ量を変化させることで入力相互情報量を可変させている。また、入力相互情報量 I_a ならびに出力相互情報量 I_e は、式 (3.6)を用いて LLR である L_{ia} と L_{ie} からそれぞれ算出している。

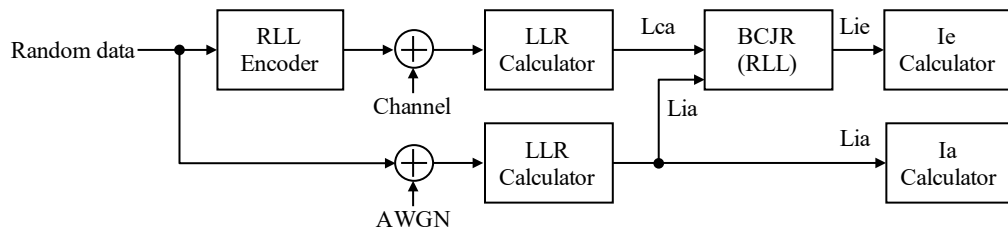


図 3.18 相互情報量評価構成 (RLL 復調)

結果を図 3.19 に示す。これより、入力相互情報量を大きくしても出力相互情報量が 1 に到達しないことが判明した。チャンネルのノイズ量なしとした環境においても出力相互情報量は 1 にならなかったのである。これは図 3.17 の状態遷移表から判るように、RLL 制約を守らせるために異なる入力ビットに対し同じ出力ビットを割り当てている遷移が存在し、また同じ状態に遷移するパスが存在するため、復調誤りを起こしていたことが原因であると推測した。

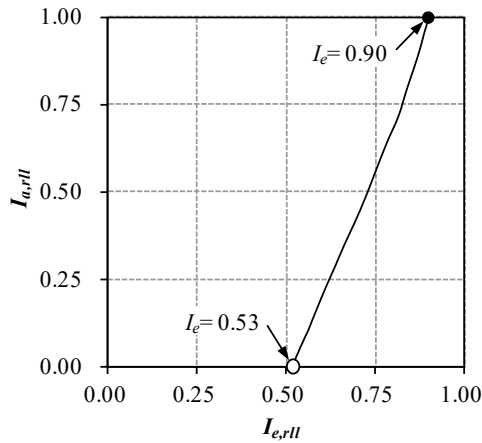


図 3.19 EXIT チャート (RLL 復調 4 状態)

3.3.4 RLL トレリス変調最適化

そこで、状態数を 4 から 6 に増加させ、重複している遷移を分離させるトレリス表現を考案した (図 3.20)。これは、式(3.14)の遷移行列において 2 となっている状態を分離させ、遷移行列に 2 が存在しないように各状態の入出力パスの本数が 4 本となる組み替えに相当する。さらに、復号誤りを起こし難いように各出力ビットの発生確率をできる限り平滑化している。この遷移行列は式(3.15)となる。

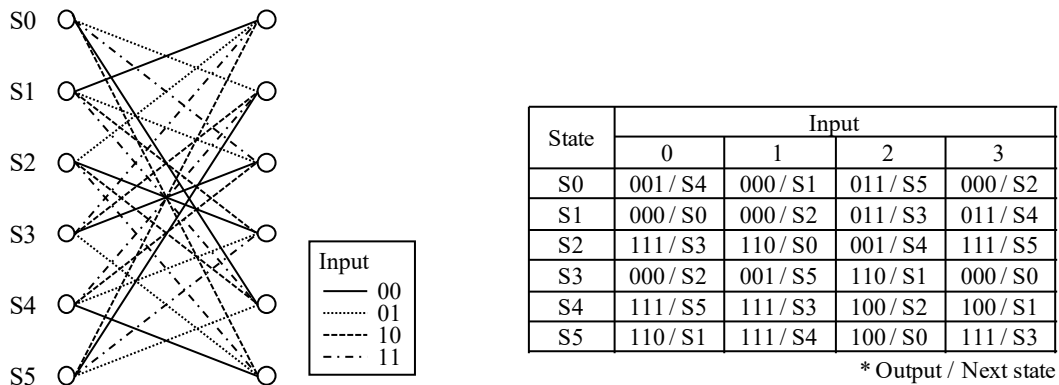


図 3.20 トレリス線図・状態遷移表 (RLL(1, infinity) 6 状態)

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

この RLL 復調の EXIT チャートを求めた結果を図 3.21 に示す。結果、出力相互情報量が 1 に到達できることを確認できた。

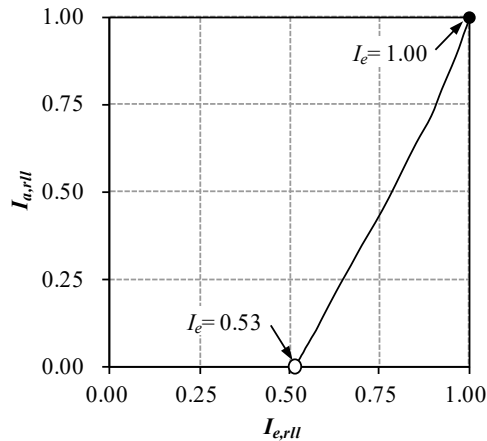


図 3.21 EXIT チャート (RLL 復調(6 状態))

以上の検討から、理論限界 0.69 に近い変調効率 0.66 となる RLL(1,∞)変調のトレリス変調方式を確立した。この符号はマルコフ連鎖を有することから BCJR 復号が使用できることになる。

3.3.5 畳み込み符号化・復号

RLL 変調の変調効率を 0.66 としたことから、システム全体での符号化効率の低下を抑えるため、誤り訂正符号としては従来 LDPC 符号の符号化効率 0.5 よりも効率の高い 0.66 を目指す検討を行う。

まず、LDPC 符号を符号化効率 0.66 として適用した場合について検討した。この EXIT チャートを図 3.22 に示す。この結果、図 3.9(b)で説明したように二つの EXIT カーブが交差しており、相互情報量を 1 になるまで更新できない関係にある。

開発した RLL 復号の EXIT カーブに適合する特性とするには、相互情報量 1 に到達するまで二つの EXIT カーブは一定の距離を保つことが好ましい。そう考えた場合、この LDPC 復号の EXIT カーブは急峻に立ち上がり過ぎである。一つの復号器として考えた場合には、小さい相互情報量で大きな相互情報量を出力できるため性能が高い復号器と言えるのだが、ターボ復号においては好ましくなく、寧ろ訂正能力の低い復号器こそが適合する。

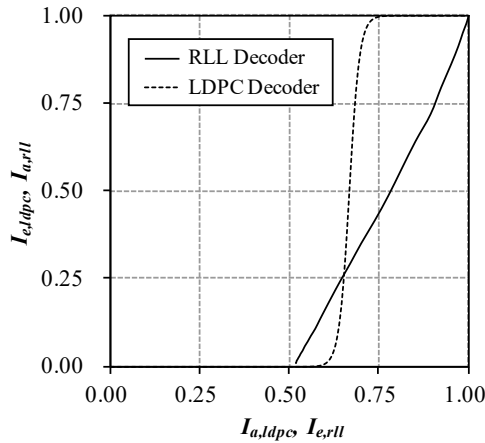


図 3.22 EXIT チャート (RLL 復調・LDPC 復号)

そこで、訂正能力を比較的容易に変更可能な畳み込み符号に着目した。畳み込み符号はトレリス表現可能であり、BCJR 復号器を使用可能である。符号化効率 0.66 の畳み込み符号を実現するには、入力 2 ビット、出力 3 ビットとすればよく ($2/3=0.66$)、この畳み込み符号器の例を図 3.23 に示す。このように、畳み込み符号器とはシフトレジスタと排他的論理和の回路から成る^[51]。このシフトレジスタの数をメモリ数 v と呼び、この数を増やすことでビット間の関連性が強まり訂正能力が向上することになる。

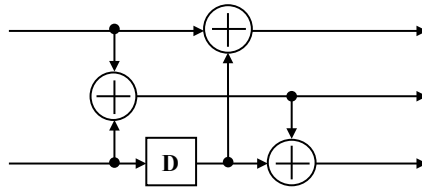


図 3.23 畳み込み符号器構成 ($v = 1$)

(\oplus は排他的論理和, D はシフトレジスタを示す)

ここで、畳み込み復号単体での EXIT チャートを求める。相互情報量を算出する方法を図 3.24 に示す。符号ビットの事前情報は、AWGN のノイズ量を変化させて入力相互情報量を可変させている。また、入力相互情報量 I_a ならびに出力相互情報量 I_e は、式(3.6)を用いて LLR である L_{ia} と L_{ie} からそれぞれ算出している。

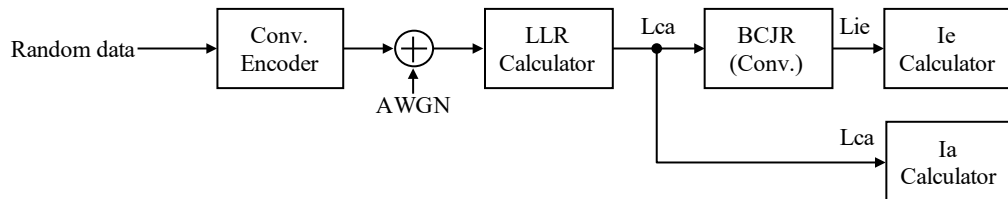


図 3.24 相互情報量評価構成 (畳み込み復号)

この環境を用いて、開発した RLL 復号の EXIT カーブに適合するものについてメモリ数を変えて探索した。結果の一部を図 3.25 に示す。訂正性能が高い $\nu = 10$ の場合には二つの EXIT カーブが交差している。対して、訂正性能が低いはずの $\nu = 1$ の方が RLL 復調の EXIT カーブと適合することが判明した。

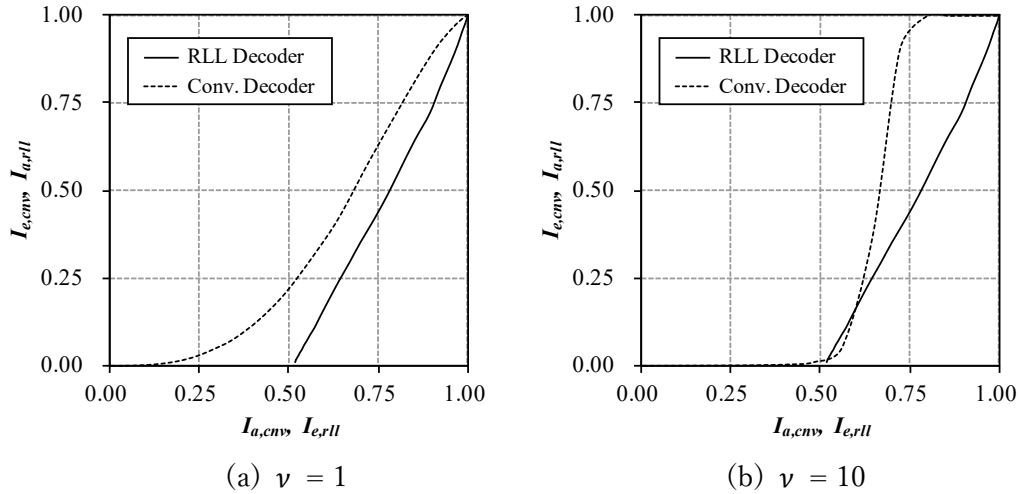


図 3.25 EXIT チャート (RLL 復調・畳み込み復号)

メモリ数 1 の畳み込み符号をトレリス表現したものを図 3.26 に示す。このように、この符号はマルコフ連鎖を有することから BCJR 復号が使用できることになる。

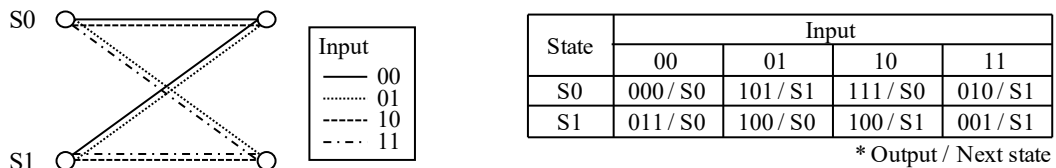


図 3.26 トレリス線図・状態遷移表 (畳み込み符号 $\nu = 1$)

なお、ターボ信号処理には一般的に再帰畳み込み符号が用いられているのだが、訂正能力が高いため今回の RLL 復調には適合しなかった。

また、入力 2 ビット、出力 3 ビットとなる畳み込み符号を実現するにはパンクチャド符号の適用も考えられる。パンクチャド符号とは、例えば符号化効率 0.5 (入力 1 ビット、出力 2 ビット) の畳み込み符号を基に、出力ビットの一部を 4 ビットに 1 回出力させないことにより、原符号よりも高い符号化効率 ($0.5 \times 4/3 = 0.66$) を得るものである。この符号でも図 3.25(a) と同等の特性を得られることが検討により判明しているが、BCJR 復号に加えてパンクチャ、デパンクチャ処理が必要になることから今回は採用を見送った。但し、パンクチャド符号のメリットは符号化率を自由に設定できる点であり、システムに合わせた設計が必要な場合には検討の価値がある。

3.4 シミュレーション結果

以上で検討した RLL 変調・畳み込み符号を組み込んだ RLL ターボ信号処理の性能を評価した。RLL ターボ信号処理のシミュレーション条件を表 3.1 に示す。1 セクタ 16384bit (2048Bytes×8) とし、72 セクタを 1 ページ分でデータとした。セクタ毎に 4Byte の CRC (Cyclic Redundancy Check) を付加した 1 セクタ 16416bit にスクランブルを施した後、保護ビット 4bit を付加して畳み込み符号化 (符号化率 0.66) する。これに乱数インターリーブをかけ、さらにセクタ間でインターリーブした後、36945 bit 毎のデータに分割し、保護ビット 9bit を付加して RLL 変調 (変調効率 0.66) する。これを二次元に配置し、図 3.27 に示す二次元データとしている。この生成した二次元データに対して RLL 高密度記録を行う光学シミュレーションを実施し、信号処理結果を評価した。

表 3.1 シミュレーション条件

	Item	Value
Sector	Code length	16384 bit
	No. of sectors	72
Conv. encoder	Code rate	0.66
Interleaver	Method	Random
	Code bit length	24630 bit
RLL encoder	Code rate	0.66
Channel model	Polytopic filter size (Normalized with Nyquist size)	0.57 × 1.14

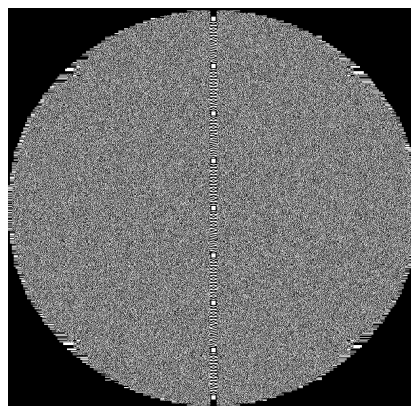


図 3.27 二次元データ生成例

3.4.1 トラジェクトリ評価

シミュレーションにより RLL ターボ信号処理におけるトラジェクトリの確認を行った。トラジェクトリは、RLL ターボ復号処理途中の RLL 復調器の入出力 LLR, ならびに畳み込み復号器の入出力 LLR から相互情報量を算出し、平均することで算出している。結果を図

3.28 に示す。これより多少 EXIT カーブから離れてはいるが、概ね EXIT 解析結果と一致している。

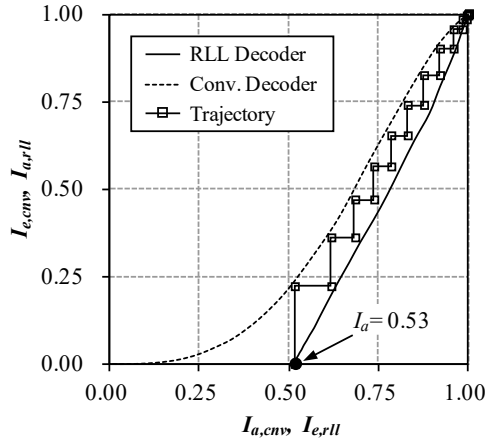


図 3.28 EXIT チャート (RLL ターボ復号)

なお、このトラジェクトリのずれは主に二つの原因に因ると推測する。

一つめは、チャンネル特性上ヒストグラムが正規分布から乖離していることに起因する。

2.3.1 項で述べたように、チャンネルの LLR は再生画像のヒストグラムが正規分布と仮定して求めているが、実際には χ^2 乗分布に近いことが判明している^[53]。このため、LLR が正しく求められていない。

二つめも、LLR の算出方法に起因する。LLR の算出には 0, 1 それぞれの平均値、標準偏差値を使用するが、再生画像の 0, 1 は予め判明していないため、画像全体の平均値で 2 値化した結果を用いている。この 2 値化結果には当然誤りが含まれているため平均値、標準偏差値が実際から乖離し、結果として LLR が正しく求められていない。

3.4.2 bER 特性評価

次に、チャンネルの SNR を変化させて bER 特性を評価した結果を図 3.29 に示す。縦軸は誤り訂正後の bER、横軸は 1bit あたりの SNR である E_b/N_0 である。図より、従来の LDPC (符号化効率 $R=0.50$) の再生限界 7.9dB に対し、RLL 高密度記録をただけでは再生限界が 10.8dB と劣化していたが、本研究で開発した RLL ターボ信号処理を適用することで再生限界を 7.0dB と改善できた。

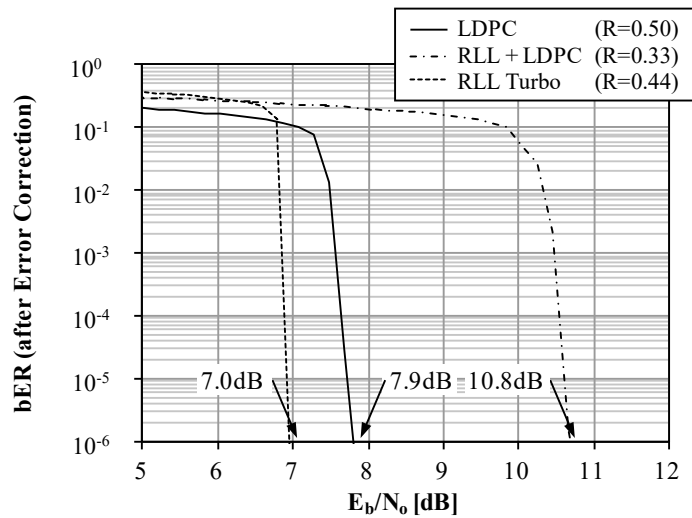


図 3.29 Bit error rate の E_b/N_0 依存性

また、RLL ターボ信号処理は 7.0dB 付近で bER 特性が急峻に変化している (Waterfall 特性)。これは、図 3.30 により説明できる。開発した RLL ターボ信号処理において RLL 復調器がチャンネルに接続されていることから、再生画像の品質により EXIT カーブが変化することになる。例えば、 E_b/N_0 が 7.0dB より悪化すると 4dB のケースのように二つの EXIT カーブが交差するため非常に多くの誤りが残留する。しかし、7dB 以上であれば EXIT カーブの交差が解消しトラジェクトリが相互情報量 1 の地点まで到達するため誤りが残留しない。このような現象は優れた誤り訂正性能を有する復号器でよく見られるものである。なお、実際には前述のようにトラジェクトリと EXIT カーブとの乖離が存在しているため、EXIT カーブが交差するよりも前に訂正不能に陥るはずである。よって、この乖離が解消されれば僅かながら性能向上する余地があることを示唆している。

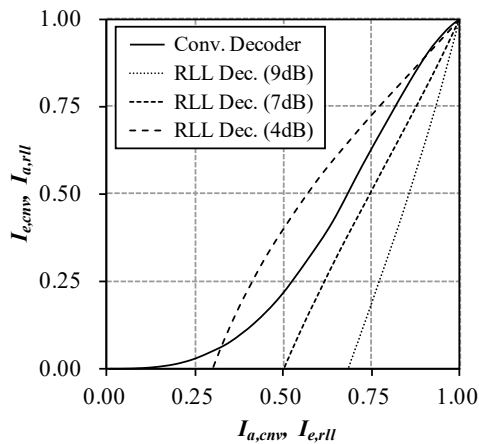


図 3.30 EXIT チャート (RLL ターボ復号)

以上から、RLL 変調 (変調効率 0.66) と畳み込み符号 (符号化効率 0.66) を組み合わせた RLL ターボ信号処理 (符号化効率 0.44) により、RLL 高密度記録時においても従来以上の訂正能力を達成することが確認できた。

3.5 実験結果

RLL 高密度記録による効果を実験で検証するため、図 3.31 に示す評価環境を使用した。記録時、レーザは ECLD を用い、PBS により信号光と参照光に分割する。信号光は、記録信号処理で生成した二次元データを表示した SLM (ピクセル数 $2.1k \times 2.1k$, ピクセルピッチ $7.8 \mu\text{m}$) にて強度変調を施した後、PBS にて反射し、ポリトピックフィルタにより RLL 高密度化するよう信号光のサイズを制限し、対物レンズで集光してメディアに入射する。一方、参照光はガルバノミラーで角度を制御してメディアに入射する。信号光と参照光はメディア内で干渉し、干渉縞をホログラムとして記録する。使用した媒体は 1.5 mm 厚のフォトポリマを 0.7 mm のガラス基板で挟み込んだ構造である。再生時には、参照光を媒体に照射して得られる再生光を画像センサ (ピクセル数 $2.9k \times 2.9k$, ピクセルピッチ $5.8 \mu\text{m}$) で検出する。さらに記録再生信号処理は FPGA 化して高速処理に対応している。他の条件を表 3.2 に示す。結果として本条件により、記録密度は 2.4 Tbit/in.^2 , 1Book あたりの転送速度は 4.9 Gbps に達する。

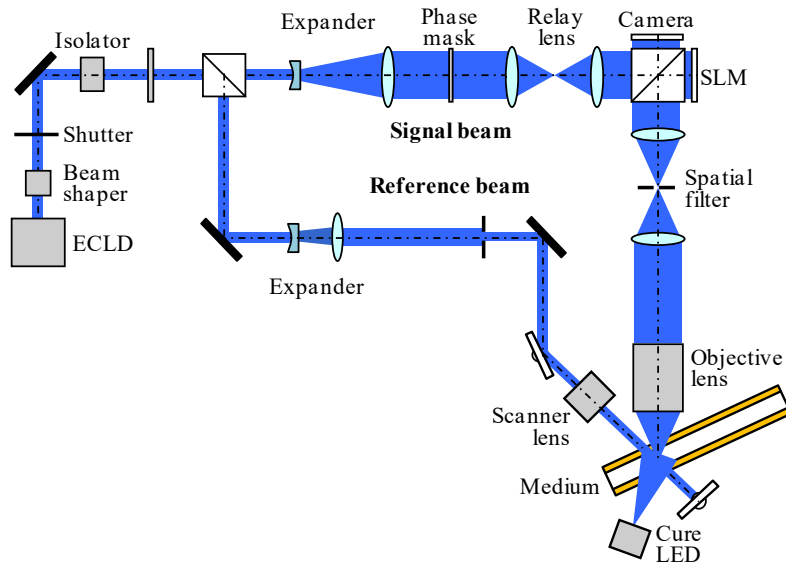


図 3.31 角度多重方式ホログラフィックメモリ実験構成

表 3.2 実験条件

	Item	Value
Page data	Capacity	2.7 Mbit
	Code rate	0.43
Recording	Multiplexing number	440 pages
	Hologram size	0.34 mm^2
	Exposure time	0.3 ms
	Moving time between pages	0.3 ms

図 3.32 に bER 特性の再生画像 SNR 依存性を評価した結果を示す。縦軸は誤り訂正後の bER、横軸は生画像の SNR である。これは、シミュレーションと、実験で測定した結果を示しており、この両者はよく一致していることが分かる。また、本結果より、再生画像の平均 SNR が 2.4 dB 以上の品質であれば、誤りなく誤り訂正できることが分かる。

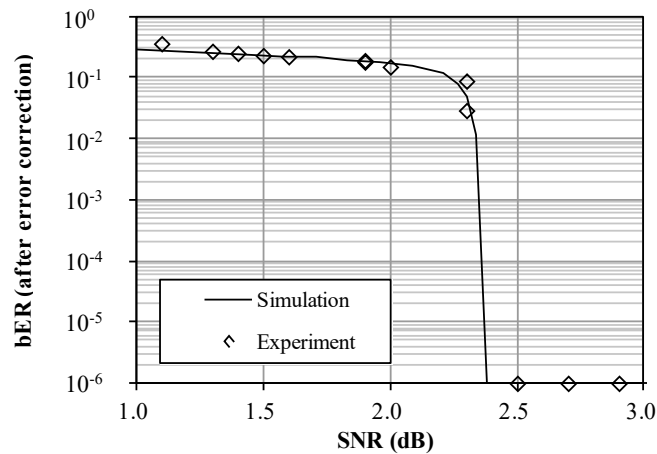


図 3.32 Bit error rate の SNR 依存性

ここで、2.4 Tbit/in.² の記録密度を実証するため、440page を 1Book として同じ場所に記録し、再生した際の回折光量を図 3.33 に示す^[54]。本結果より、440 多重した各ページからの回折光が明瞭に観測できていることが分かる。このうち、ページデータを再生した結果を図 3.34 に示す。この再生画像の SNR は 3.3 dB であり、RLL ターボ復号の誤り訂正限界である 2.4 dB を上回っており、エラー無く訂正できることを確認した。

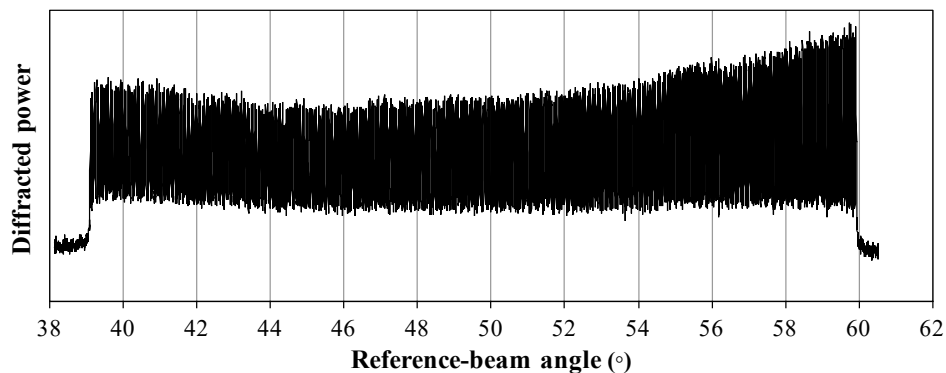


図 3.33 角度多重記録プログラムからの回折光量

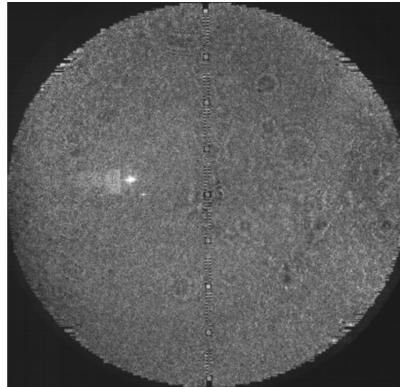


図 3.34 二次元データの再生例

3.6 おわりに

ホログラムサイズ縮小に対応する記録密度向上方法について検討し、RLL 高密度記録、RLL ターボ信号処理を考案、以下の結論を得た。

- (1) 一次元方向に RLL(1,∞)変調した二次元データを生成し、ポリトピックフィルタサイズを RLL 変調方向に半分のサイズとする RLL 高密度記録を開発。2 倍の高密度記録が可能。RLL 変調（変調効率 0.66）を考慮すると 1.33 倍高密度化。
- (2) RLL(1,∞)トレリス変調，ならびに RLL 復調の EXIT カーブに適合する畳み込み符号からなる RLL ターボ符号（畳み込み符号化率 0.66）を開発。RLL 高密度記録による信号劣化を補償し、従来 LDPC（符号化率 0.44）よりも訂正能力が高い上に、符号化効率 1.33 倍改善。

以上より、従来比 1.78 倍（ $=1.33 \times 1.33$ ）の高密度化を達成し、実験により 2.4 Tbit/in.^2 の記録密度すなわち 2 TB/disc となる記録容量達成の見通しを得た。

第 4 章 振幅位相多値記録

4.1 はじめに

本章では、ページデータ容量増加に対応する記録密度向上方法について検討する。単純にページデータ容量を増やすには光通信などと同じように振幅位相変調するなどして多値記録すればよい。しかし、多値化すれば信号間距離が短くなることからノイズが問題となる。ホログラフィックメモリにおけるノイズを整理・定式化した上で、多値化手法の比較・選定を行う。

ホログラフィックメモリにおけるノイズ要因には様々なものがあるが、大きくは示す3つに大別される。1つ目はランダム性ノイズ、2つ目はクロストークノイズ、3つ目は波面収差である。このうち、ランダム性ノイズの低減は困難であり記録再生方式に拠らず支配的なノイズとなる。このランダム性ノイズは、再生光と干渉しないノイズ（検出系の電氣的ノイズ等）と、干渉するノイズ（媒体からの散乱ノイズ等）があり、これらの影響について検討する。

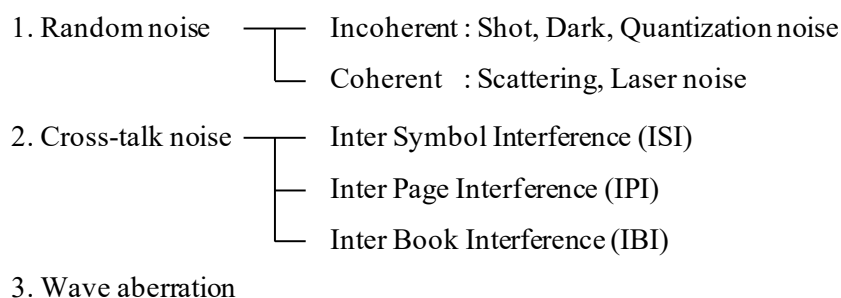


図 4.1 ホログラフィックメモリにおけるノイズ要因

4.2 信号成分数式化

4.2.1 振幅変調

図 4.2, 図 4.3 を用いてホログラフィックメモリの記録再生原理を再度示す。記録時には、レーザ光を信号光と参照光に分割する。二次元データを表示した SLM にて信号光に変調を施した後、PBS にて反射し、ポリトピックフィルタにより信号光のサイズを制限し、対物レンズで集光して媒体を照射する。一方、参照光は入射角度を制御して媒体を照射する。信号光と参照光は媒体内で干渉し、干渉縞をホログラムとして記録する。再生時には、記録時

と逆向きの参照光を媒体中のホログラムに照射すると、記録時の信号光と逆方向に再生光が回折される。再生光は PBS を透過して画像センサで撮像し、再生信号処理により再生画像から元のデータを復元する。

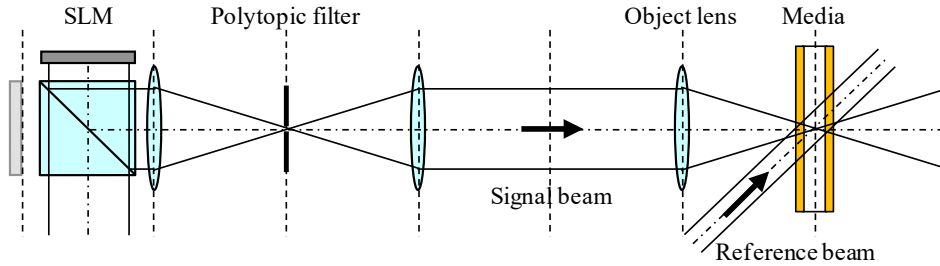


図 4.2 角度多重方式ホログラフィックメモリ構成（記録時）

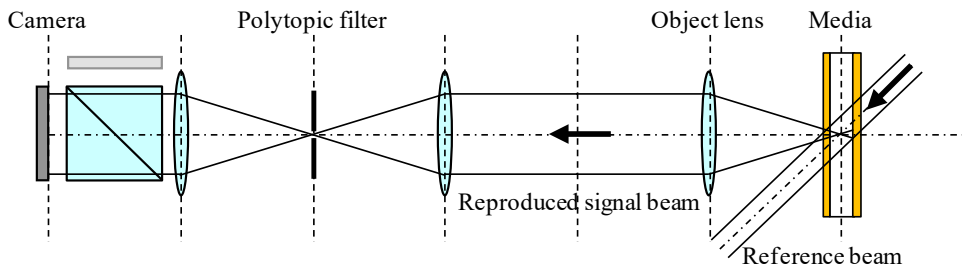


図 4.3 角度多重方式ホログラフィックメモリ構成（再生時）

ここで二次元データは、振幅 2 値（Binary Amplitude Shift Keying : BASK）である。本方式のブロック図を図 4.4 に示す。

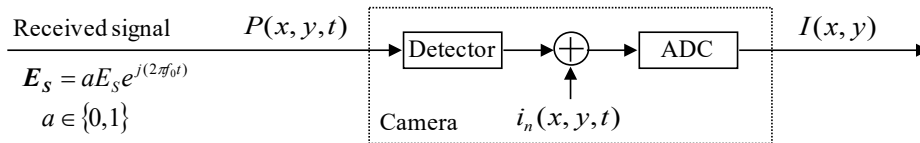


図 4.4 ホログラフィックメモリ再生系（直接検出）

記録信号 a 、振幅 E_S 、周波数 f_0 の光 $aE_S e^{j(2\pi f_0 t)}$ の受光パワー $P(t)$ は式(4.1)である。

$$P(x, y, t) = |a(x, y)E_S e^{j(2\pi f_0 t)}|^2 = a(x, y)^2 P_S \quad (4.1)$$

またこの光を画像センサ（受光感度 R ）で電流に変換し、検出時に i_n のノイズ電流が存在するとすれば、検出電流 $i(t)$ は式(4.2)となる。

$$i(x, y, t) = RP(t) = a(x, y)^2 RTP_S + i_n(t) \quad (4.2)$$

この信号を露光時間 T で積分して AD 変換器（Analog-Digital Converter : ADC）でアナログデジタル変換し輝度 I のデジタル信号を得る。信号成分は周期 T で変動しないため式(4.3)と表すことができる。なお、 i_{nT} はノイズ電流を周期 T で積分した実効値である。

$$I(x, y) = a(x, y)^2 RTP_S + i_{nT} \quad (4.3)$$

4.2.2 位相変調

前述したように、将来的にさらなる高密度化のためには振幅だけでなく位相にも情報を乗せることによりページデータ量を増加させることができる。しかし、光の振動数は画像センサの露光時間に対して圧倒的に高い周波数を有するため、そのままでは光の位相を検出することはできない。そこで、光通信で用いられている位相検出方法を調査し、ホログラフィックメモリへの適用を検討した。

光通信の分野では、再生時の受信信号光に対してオシレータ光を干渉させることによって受信信号の位相を検出するコヒーレント光通信の研究が進められている^[55]。これにより、振幅位相多値化し通信容量の大容量化を図っている。光通信は時間ドメインに情報を乗せているのに対し、ホログラフィックメモリでは空間ドメインに情報を乗せているという違いがあるものの参考にできる。図 4.5 にコヒーレント光通信におけるホモダイン検出系を示す。受信信号光とオシレータ光をフォトカプラで混合して干渉させた光を検出する構成となっている。本構成を数式化する。

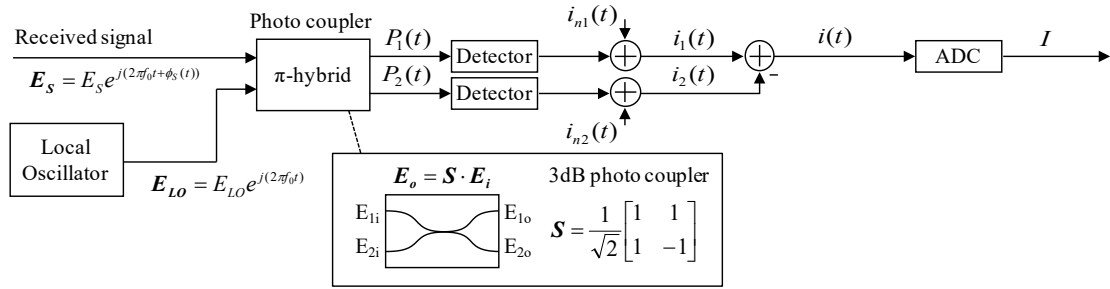


図 4.5 光通信検出系（ホモダイン検出）

式(4.4)、式(4.5)に、フォトカプラによりオシレータ光と干渉した光と、オシレータ光の位相が π ずれた光と干渉した光のパワー $P_1(t)$ 、 $P_2(t)$ を示す。 $\phi_S(t)$ は位相変調された信号であり、 $P_S = |E_S|^2$ 、 $P_{LO} = |E_{LO}|^2$ である。

$$\begin{aligned}
 P_1(t) &= \frac{1}{2} |E_S e^{j(2\pi f_0 t + \phi_S(t))} + E_{LO} e^{j(2\pi f_0 t)}|^2 \\
 &= \frac{1}{2} [P_S + P_{LO} + 2\sqrt{P_S P_{LO}} \cos \phi_S(t)]
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

$$\begin{aligned}
 P_2(t) &= \frac{1}{2} |E_S e^{j(2\pi f_0 t + \phi_S(t))} + E_{LO} e^{-j(2\pi f_0 t)}|^2 \\
 &= \frac{1}{2} [P_S + P_{LO} - 2\sqrt{P_S P_{LO}} \cos \phi_S(t)]
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

式(4.4)、式(4.5)の光を画像センサで電流に変換し、検出時に i_{n1} 、 i_{n2} のノイズ電流が存在する場合には式(4.6)、式(4.7)となる。

$$i_1(t) = R P_1(t) = \frac{R}{2} [P_S + P_{LO} + 2\sqrt{P_S P_{LO}} \cos \phi_S(t)] + i_{n1}(t) \tag{4.6}$$

$$i_2(t) = R P_2(t) = \frac{R}{2} [P_S + P_{LO} - 2\sqrt{P_S P_{LO}} \cos \phi_S(t)] + i_{n2}(t) \tag{4.7}$$

式(4.6), 式(4.7)の信号の差分をとることで DC 成分である P_S, P_{LO} を除去し, 式(4.8)のようにオシレータ光 P_{LO} で増幅された信号 $2R\sqrt{P_S P_{LO}}\cos\phi_S(t)$ を検出可能となる。本来画像センサは位相情報を検出することができないが, このホモダイン検出により位相情報 $\phi_S(t)$ を強度情報に変換することで位相情報を得ることが可能となる。

$$i(t) = i_1(t) - i_2(t) = 2R\sqrt{P_S P_{LO}}\cos\phi_S(t) + i_{n1}(t) - i_{n2}(t) \quad (4.8)$$

しかし, 本構成のためには図 4.5 のように画像センサが 2 組必要であり, 2 次元画像を記録再生するホログラフィックメモリでは位置調整精度, コスト, サイズなどの点で簡略化することが好ましい。このためには図 4.6 に示すように高域通過フィルタ (High Pass Filter : HPF) で代替することが可能である。

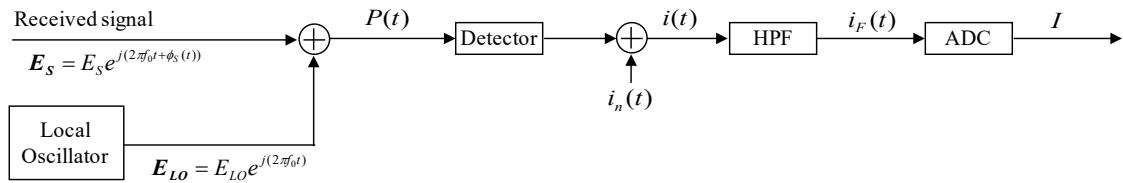


図 4.6 光通信検出系 (ホモダイン検出, HPF 使用)

式(4.9)の検出信号の P_S, P_{LO} は時間変動しないため HPF で除去可能あり式(4.10)となる。

$$i(t) = R[P_S + P_{LO} + 2\sqrt{P_S P_{LO}}\cos\phi_S(t)] + i_n(t) \quad (4.9)$$

$$i_F(t) = 2\sqrt{P_S P_{LO}}\cos\phi_S(t) + i_n(t) \quad (4.10)$$

この信号を AD 変換器において 1 ビットの周期 T で積分してアナログデジタル変換し輝度 I のデジタル信号を得る。信号成分は周期 T で変動しないため式(4.11)と表すことができる。

$$I = 2RT\sqrt{P_S P_{LO}}\cos\phi_S(t) + i_{nT} \quad (4.11)$$

以上をホログラフィックメモリに適用した構成を図 4.7 に示す。図 4.6 構成と異なるのは, ホログラフィックメモリでは時間変調の信号ではなく 2 次元空間変調された信号を用いているため, 受信信号光の位相変調成分が時間ドメインから空間ドメインとなる点, また画像センサを使用するためセンサ構成の制約から ADC の位置が変わる点である。

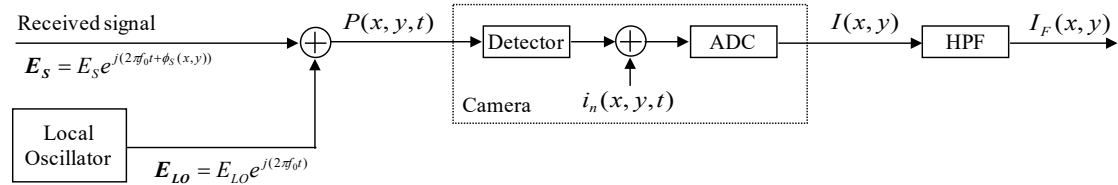


図 4.7 ホログラフィックメモリ再生系 (ホモダイン検出)

なお, 通信では時間ドメインの信号であったため理想的な HPF の設計が難しかったが, ホログラフィックメモリでは 2 次元画像を一度に取得できるため, 平均値を算出した後に減算する等の方法で容易に DC 成分を除去可能である結果, 式(4.11)は式(4.12)となるが本質的には同じ結果である。また, ホログラフィックメモリでは T は露光時間となる。

$$I_F(x, y) = 2RT\sqrt{P_S P_{LO}} \cos\phi_S(x, y) + i_{nT} \quad (4.12)$$

以上の導出により、位相検出で必要となるホモダイン検出を数式化できた。

4.2.3 多値変調

前項で説明したホモダイン検出により位相検出が可能となるが、さらなる高密度化のためには直交位相変調 (Quadrature Phase Shift Keying : QPSK) のような多値位相変調を行う必要がある。図 4.8 に QPSK の信号点配置を示す。これは変調した信号点を 2 次元の複素平面上に表現した図である。横軸は同相 (in-phase, I) 軸、縦軸は直角位相 (quadrature, Q) 軸と呼ぶ。しかし、ホモダイン検出では I 軸と同位相のオシレータ光を用いて位相情報を強度情報に変換していたが、図 4.8(a) の信号点配置では図 4.8(b) のように信号点 B, C が同じ強度に変換されてしまうため 4 値の情報を得ることができない。

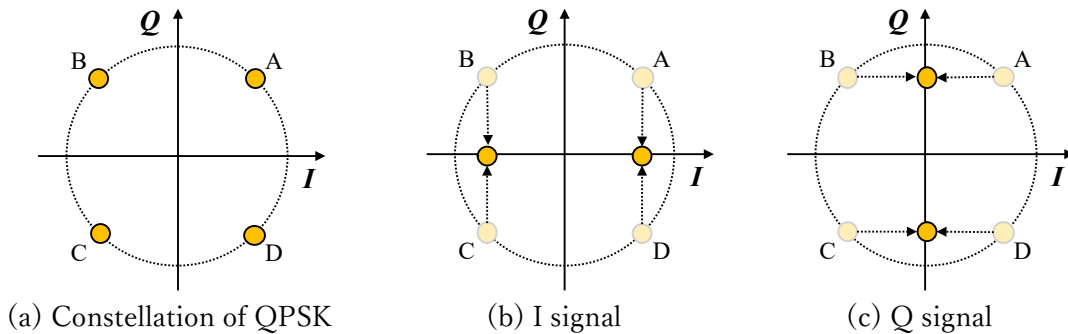


図 4.8 QPSK 位相ダイバーシティ検出

そこで、光通信の分野では位相ダイバーシティホモダイン検出 (Phase Diversity Homodyne Detection : PDHD) により多値の位相検出を行う。図 4.9 に PDHD 構成を示す。これは、検出系を 2 組使用し、一方のオシレータ光の位相を $\pi/2$ シフトする。これにより式(4.13)に示す I 画像 I_{FI} 、Q 画像 I_{FQ} が得られる。このそれぞれの信号の信号点配置は図 4.8(b)、図 4.8(c) となる。なお、HDSS の場合に検出系を 2 組使用するのは位置調整精度、コスト、サイズなどの点で実現困難であり、時分割で本構成を実現するのが現実的であるが、同じ結果となるため以下の数式は空間分割で計算している。

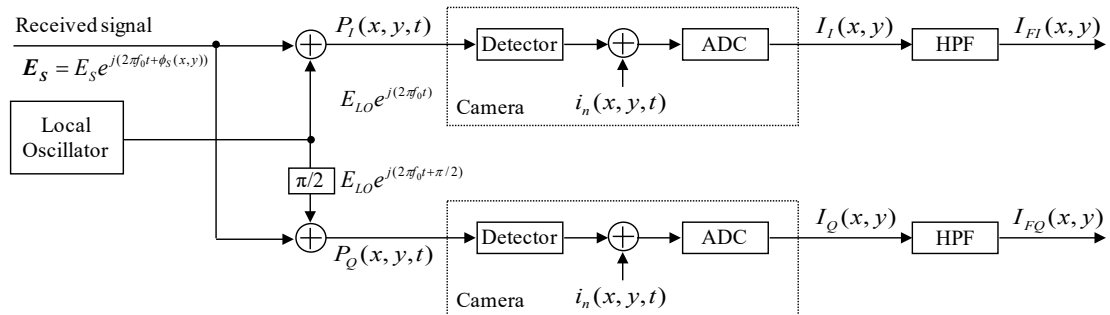


図 4.9 ホログラフィックメモリ再生系 (位相ダイバーシティホモダイン検出)

$$\begin{aligned} I_{FI}(x, y) &= RT\sqrt{P_S P_{LO}}\cos\phi_S(x, y) + i_{nT} \\ I_{FQ}(x, y) &= RT\sqrt{P_S P_{LO}}\sin\phi_S(x, y) + i_{nT} \end{aligned} \quad (4.13)$$

4.3 ノイズ成分数式化：インコヒーレントノイズ

次に、以上の説明で出てきたノイズ成分 i_{nT} の数式化を行う。検出時のノイズとして画像センサのショットノイズ、暗電流ノイズ、ADCの量子化ノイズを考慮する。また、ホログラフィックメモリでは2次元信号であるが、説明を容易化するために1ピクセルの信号として考える。このように考えても上記ノイズに対しては同じ結果となる。

4.3.1 ショットノイズ

ショットノイズは光の粒子性に起因するノイズであり画像センサの受光パワーに依存する。このショットノイズのパワースペクトル密度 (Power Spectral Density : PSD) は $R\hat{P}q$ (\hat{P} :平均受光パワー, q :電気素量) となることが知られており、ショットノイズは白色ノイズと言えるので周波数空間で密度は一定である。よって、露光時間 T の信号の帯域幅は $1/T$ であるのでショットノイズパワー σ_s^2 は式(4.14)となる。

$$\sigma_s^2 = qR\hat{P}/T \quad (4.14)$$

4.3.2 暗電流ノイズ

画像センサは受光していない場合においても微弱な電流が発生しており、これを暗電流と呼ぶ。この暗電流 i_d によるショットノイズパワー σ_d^2 は4.3.1項と同様の考えから式(4.15)となる。

$$\sigma_d^2 = qi_d/T \quad (4.15)$$

4.3.3 量子化ノイズ

ADCにおけるデジタル化では離散値を取ることから量子化誤差が発生する。これをノイズとしてモデル化する。図4.10に理想的なNビットADCで発生する誤差を示す。ADCで生じる最大誤差は図4.10(a)に示すように $\pm 1/2\text{LSB}$ であり、振幅1LSB以上の信号の量子化ノイズは図4.10(b)のようにノコギリ波として近似できる。誤差のPeak to Peakは d (=1LSB)である。

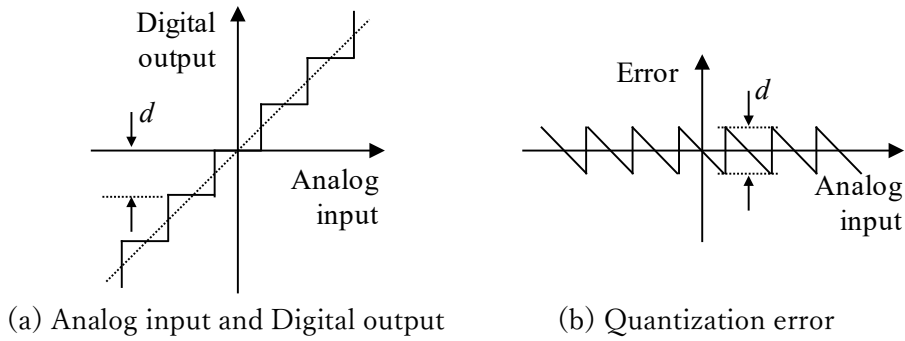


図 4.10 量子化ノイズ

ここで、この量子化ノイズパワーを求めるために、量子化誤差 $e(t)$ の 2 乗平均値を求める。まず、誤差関数であるノコギリ波は式(4.16)で表せる。

$$e(t) = st, \quad -d/2s < t < d/2s \quad (4.16)$$

2 乗平均はこれを 2 乗積分し平均すればよく、式(4.17)となる。

$$\overline{e^2} = \frac{s}{d} \int_{-d/2s}^{d/2s} (st)^2 dt = \frac{d^2}{12} \quad (4.17)$$

よって、N ビット ADC の量子化ノイズパワー σ_q^2 は式(4.18)となる。

$$\sigma_q^2 = \frac{1}{12} \left(\frac{1}{2^N} \right)^2 \quad (4.18)$$

以上で数式化した各ノイズは相関が無く独立であるとする、総ノイズパワー σ_{all}^2 は全ノイズパワーの加算となり、またノイズ電流実効値 i_{nT} はパワーの平方根であるので式(4.19)となる。

$$\begin{aligned} \sigma_{all}^2 &= \sigma_s^2 + \sigma_a^2 + \sigma_q^2 \\ i_{nT} &= T\sigma_{all} = T\sqrt{\sigma_s^2 + \sigma_a^2 + \sigma_q^2} \end{aligned} \quad (4.19)$$

以上の導出により、ホログラフィックメモリに適したホモダイン検出方式を提案し、検出時のノイズ要因まで含めて数式化できた。

4.3.4 SbER

以降で実施する性能比較のため、ノイズ量から想定される信号の誤り率を評価指標として用いることとする。このためまず、受信信号が誤るという事象について考える。簡単のため、2 値信号 (μ_A, μ_B) に対して標準偏差 σ のノイズが印加されている時のヒストグラムを図 4.11 に示す。閾値 Th により復号した場合に誤りが発生するのは、B の分布において Th 以上の領域、A の分布において Th 以下の領域の和であり、図 4.11 の網掛け部に相当する。以下、この面積を導出する。

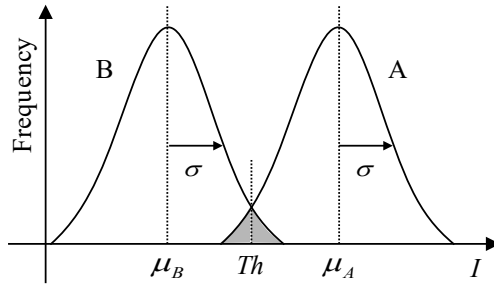


図 4.11 再生画像輝度ヒストグラム

A および B の分布が正規分布であるとする、その確率密度関数 $f(I)$ は式(4.20)で定義される。 μ は分布の平均値、 σ^2 は分布の分散である。

$$f(I) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(I-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.20)$$

また、相補誤差関数 $\text{erfc}(I)$ は式(4.21)で定義される。

$$\text{erfc}(I) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_I^{\infty} \exp(-t^2) dt \quad (4.21)$$

B の分布の総和が 1 とすると、 Th 以上の面積が誤り率 bER に相当する。これを $SbER$ (Simulated bit Error Rate) と呼ぶことにする。式(4.20)、式(4.21)を用いて $SbER$ を導出すると式(4.22)となる。

$$\begin{aligned} SbER_B &= \int_{Th}^{\infty} f_B(I) dI \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_{Th}^{\infty} \exp\left(-\frac{(I-\mu_B)^2}{2\sigma^2}\right) dI \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{Th-\mu_B}{\sqrt{2}\sigma}\right) \end{aligned} \quad (4.22)$$

図 4.11 網掛け部の面積は、A および B の $SbER$ の和であるので、式(4.22)と同様に A の分布に対しても $SbER$ を計算すると式(4.23)となる。ここで、 p_A 、 p_B は夫々 A、B の発生確率であるが、検討しているシステムでは発生確率は等しいため 0.5 としている。また、閾値 Th は μ_A と μ_B の平均値とした。以上でインコヒーレントノイズ下での $SbER$ を数式化できた。

$$\begin{aligned} SbER &= p_B SbER_B + p_A SbER_A \\ &= \frac{1}{2} (SbER_B + SbER_A) \quad \left(\because p_A = p_B = \frac{1}{2}\right) \\ &= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{Th-\mu_B}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{-Th+\mu_A}{\sqrt{2}\sigma}\right) \right] \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{\mu_A-\mu_B}{2\sqrt{2}\sigma}\right) \quad \left(\because Th = \frac{\mu_A+\mu_B}{2}\right) \end{aligned} \quad (4.23)$$

4.4 ノイズ成分数式化：コヒーレントノイズ

再生時には、このホログラムに対して記録時と逆向きの参照光を照射すると信号光が再生光として回折され、再生光を画像センサで撮像することによって再生する。しかし、このホログラムは光重合反応でポリマ化された高分子の密度分布として記録されている。よって、図 4.12 に示すように照射した参照光が高分子で散乱して発生する散乱光も同時に画像センサに到達するため問題となる。

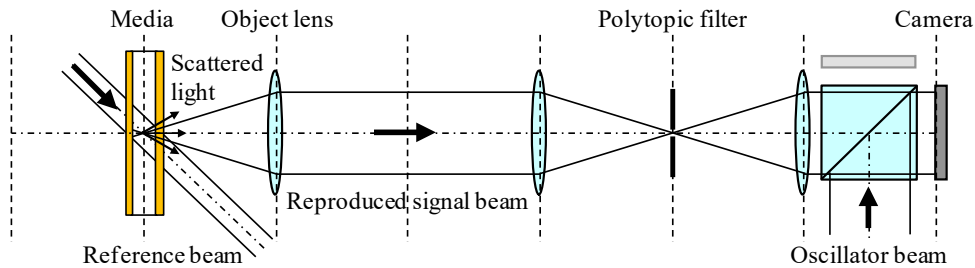


図 4.12 角度多重方式ホログラフィックメモリ構成（ホモダイン検出再生時）

高分子の粒子径は光の波長よりも十分小さいため散乱は Rayleigh 散乱となり、この散乱光強度 $I(\theta)$ は式(4.24)で与えられる^[56]。 θ は散乱角、 R は散乱粒子からの距離、 n は屈折率、 I_0 は入射光強度、 λ は波長、 d は粒子径である。Rayleigh 散乱では波長が同じ光が散乱されるため、再生光との干渉が生じる。

$$I(\theta) = \frac{I_0 \pi^4 d^6}{8R^2 \lambda^4} \left(\frac{n^2 - 1}{n^2 + 1} \right) (1 + \cos^2 \theta) \quad (4.24)$$

図 4.13 に画像センサ 1 ピクセルに入射する散乱光を示す。1 ピクセルが十分小さいとすると、図に示すように、媒体表面に対して同じ角度を有する散乱光成分がこの 1 点に到達する。式(4.24)に示すように散乱光強度は散乱角に依存するため、散乱光が媒体から一様に発生しているものと考えると、同等強度の散乱光（同じ出射角を有する散乱光）が 1 点で干渉することとなる。また媒体は光軸方向に、波長に比べ十分に大きい mm オーダの厚みを有するため、散乱光の位相は $-\pi$ から π の範囲で一様に分布していると考えられる。この散乱光の輝度分布について以降数式化する。

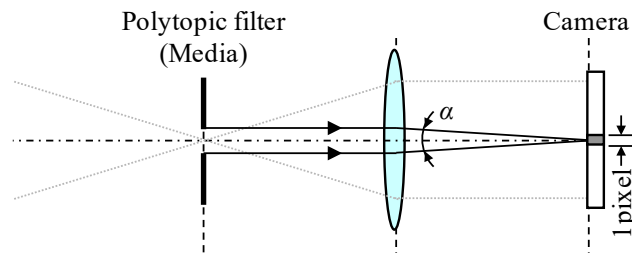


図 4.13 媒体からの散乱

なお、媒体位置とポリトピックフィルタは光学的に共役な位置にあるため散乱光はポリトピックフィルタによって制限され、図の角度 α で示される範囲の光線が画像センサの 1 ピクセルに入射する。このように散乱光強度はポリトピックフィルタサイズに比例することとなる。

4.4.1 散乱光振幅分布

前述のように、散乱光は干渉性のノイズであるため再生光との干渉で議論すべきだが、まずはノイズだけの分布を計算し、その後干渉を考慮した分布について議論する。まず無数の高分子からの散乱光が 1 ピクセル上に集光され、互いに干渉しあった結果が 1 ピクセルの散乱ノイズとなる^[57]。これを式(4.25)に示す。1 ピクセルに到達する散乱光源の個数が N 、 k 番目の散乱光の振幅が a_k/\sqrt{N} 、位相が θ_k 、和の散乱光の振幅が a 、位相が θ である。図 4.14 にこの様子を示す。

$$\mathbf{a} = a e^{j\theta} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N a_k e^{j\theta_k} \quad (4.25)$$

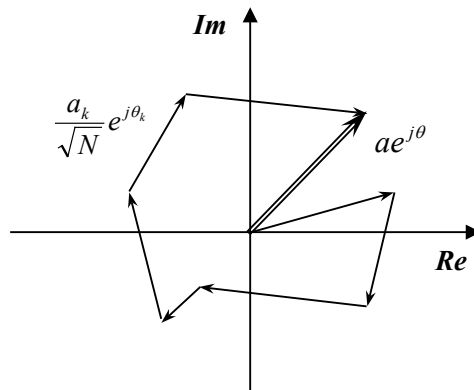


図 4.14 散乱光ベクトルの総和

この散乱ノイズの総和 $a e^{j\theta}$ の振幅 a 、位相 θ は一意に求まるものではないため、統計的に解析を行う。まず、式(4.25)は複素数であるため、実部 r 、虚部 i は式(4.26)となる。

$$\begin{aligned} r = \text{Re}\{a e^{j\theta}\} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N a_k \cos \theta_k \\ i = \text{Im}\{a e^{j\theta}\} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N a_k \sin \theta_k \end{aligned} \quad (4.26)$$

前述の通り、散乱光の位相は $-\pi$ から π の範囲で一様に分布し、 $N \gg 1$ であることから、中心極限定理より 実部 r 、虚部 i は近似的に Gauss 分布を持つ確率変数と言える。よって、実部 r 、虚部 i の確率密度関数 p_r 、 p_i は式(4.27)となる。ここまでの前提において実部 r 、虚部 i の分散に偏りは生じないため、同じ分散 σ^2 を使用している。

$$\begin{aligned}
 p_r &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \\
 p_i &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{i^2}{2\sigma^2}\right)
 \end{aligned} \tag{4.27}$$

この時、実部 r 、虚部 i の結合確率密度関数はそれぞれの確率密度関数の積で表されることから式(4.28)となる。

$$\begin{aligned}
 p_{r,i}(r,i) &= \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \right] \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{i^2}{2\sigma^2}\right) \right] \\
 &= \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2+i^2}{2\sigma^2}\right)
 \end{aligned} \tag{4.28}$$

この確率密度関数は実部 r 、虚部 i についての式であるが、光の振幅、位相について変換した方が後段の計算において都合がよい。そこで、振幅 a 、位相 θ についての式に変換する。まず、定義より式(4.29)は自明であり、この変換を考えればよい。

$$\begin{aligned}
 a &= \sqrt{r^2 + i^2} \\
 \theta &= \tan^{-1} \frac{i}{r}
 \end{aligned} \tag{4.29}$$

式(4.29)の逆変換は実部 r 、虚部 i について変形すればよく、式(4.30)となる。

$$\begin{aligned}
 r &= a \cos \theta \\
 i &= a \sin \theta
 \end{aligned} \tag{4.30}$$

ここで、逆変換の Jacobian である $|J|$ を用いて、確率密度関数 $p_{r,i}$ の変数変換を式(4.31)で表す。Jacobian を計算した結果は式(4.32)である。なお、 $\|\cdot\|$ は行列式の絶対値を意味している。

$$p_{a,\theta}(a,\theta) = |J| p_{r,i}(r = a \cos \theta, i = a \sin \theta) \tag{4.31}$$

$$|J| = \left\| \begin{array}{cc} \frac{\partial r}{\partial a} & \frac{\partial r}{\partial \theta} \\ \frac{\partial i}{\partial a} & \frac{\partial i}{\partial \theta} \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{cc} \cos \theta & -a \sin \theta \\ \sin \theta & a \cos \theta \end{array} \right\| = a \tag{4.32}$$

これを計算することで、振幅 a 、位相 θ について確率密度関数である式(4.33)が得られる。

$$p_{a,\theta}(a,\theta) = \frac{a}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right), (a \geq 0) \tag{4.33}$$

また、検出器の応答速度と比較して光の周波数は非常に高いため位相は検出できない。よって、位相 θ について積分することで、振幅 a に関する周辺確率密度関数を求めると式(4.34)となる。

$$p_a(a) = \int_{-\pi}^{\pi} p_{a,\theta}(a, \theta) d\theta = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right), (a \geq 0) \quad (4.34)$$

これが散乱ノイズのみの場合における散乱ノイズ振幅 a の確率密度関数となる。なお、この場合の平均と分散についても算出しておく。平均 \bar{a} は確率変数の 1 次モーメント、分散 σ_a^2 は平均周りの 2 次モーメントとして定義されるので以下となる。

$$\bar{a} = \int_{-\infty}^{\infty} ap_a(a) da = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma \quad (4.35)$$

$$\sigma_a^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (a - \bar{a})^2 p_a(a) da = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right)\sigma^2 \quad (4.36)$$

図 4.15 に式(4.34)で表される散乱ノイズ振幅 a の確率密度関数 p_a をグラフで示す。この分布は Rayleigh 分布と呼ばれる。分布は散乱ノイズ振幅の存在確率を表しており、振幅 0 のノイズは存在せず、振幅平均値は式(4.35)より約 0.20 であることが判る。

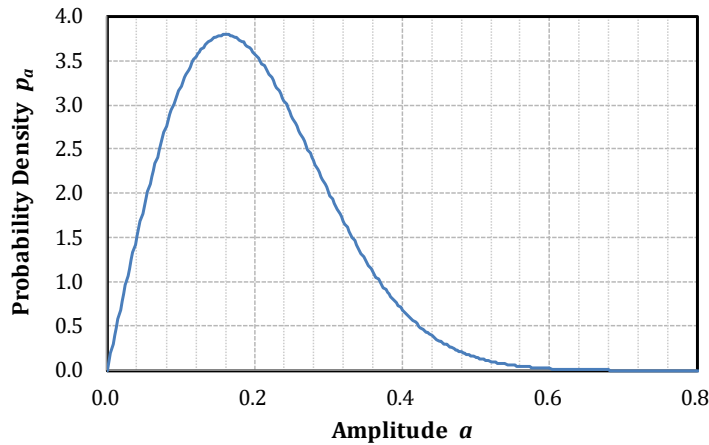


図 4.15 散乱光振幅確率密度関数 ($\sigma = 0.16$)

4.4.2 検出光振幅分布

前節では散乱ノイズのみの分布を求めたが、次に再生光およびオシレータ光を考慮した数式化を行う^[57]。図 4.12 に示したように、光検出器には再生光、散乱光、そしてホモダイン検出ではオシレータ光が入射する。これらの波長は同じであり干渉するため、図 4.16 に示すように複素振幅の和として求める必要がある。検出器上での光の干渉を考える上では光の加算順序を入れ替えてもよいため、式(4.37)に示す再生光 E_S とオシレータ光 E_{LO} の干渉光である S に対して、散乱光が干渉すると考える。

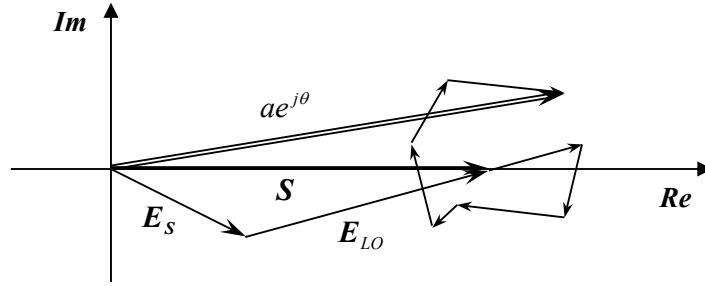


図 4.16 散乱光，再生光，オシレータ光ベクトルの総和

$$\mathbf{S} = \mathbf{E}_S + \mathbf{E}_{LO} \quad (4.37)$$

既に述べた通り，散乱光の位相は $-\pi$ から π の範囲で一様に分布しているため，位相の基準はどこに取ってもよい。そこで， \mathbf{S} を基準に散乱光が加算されると考えると，式(4.26)の実部 r ，虚部 i は式(4.38)となる。なお， \mathbf{S} の絶対値を s としている。

$$r = \text{Re}\{ae^{j\theta}\} = s + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N a_k \cos \theta_k \quad (4.38)$$

$$i = \text{Im}\{ae^{j\theta}\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N a_k \sin \theta_k$$

これらの結合確率密度関数を式(4.28)と同様に求めると，式(4.39)となる。

$$p_{r,i}(r, i) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{(r-s)^2 + i^2}{2\sigma^2}\right] \quad (4.39)$$

続いて，振幅 a ，位相 θ への変数変換であるが，Jacobian は前節と同じであるので，変数変換後の確率密度関数は式(4.40)となる。

$$\begin{aligned} p_{a,\theta}(a, \theta) &= \frac{a}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{(a \cos \theta - s)^2 + (a \sin \theta)^2}{2\sigma^2}\right] \\ &= \frac{a}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 + s^2}{2\sigma^2}\right) \exp\left(\frac{as}{\sigma^2} \cos \theta\right), (a \geq 0) \end{aligned} \quad (4.40)$$

これを位相 θ について積分し，振幅 a の周辺確率密度関数を求めると式(4.41)となる。なお， I_0 は式(4.42)で表される 0 次第一種変形ベッセル関数を表している。

$$\begin{aligned} p_a(a) &= \frac{a}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 + s^2}{2\sigma^2}\right) \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left(\frac{as}{\sigma^2} \cos \theta\right) d\theta \\ &= \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 + s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{as}{\sigma^2}\right), (a \geq 0) \end{aligned} \quad (4.41)$$

$$I_0(z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp(z \cos \theta) d\theta \quad (4.42)$$

これが再生光，オシレータ光，散乱光を考慮した場合における検出光振幅 a の確率密度関数となる。

ここで，例として BASK 直接検出方式の振幅 a の確率密度関数 p_a を図 4.17 に示す。オシレータ光はないため， s は 0, 1 の 2 値である。図の青実線で示す $s = 0$ の分布は式(4.34)と同じ Rayleigh 分布となるが，図の赤破線で示す $s = 1$ の分布は s に依存する Rice 分布と呼ばれる。図 4.17 から分かるように， s が大きくなるほど赤線の Rice 分布は Gauss 分布に近くなり，分布の平均値は s と一致するようになる。また， $s = 1$ の分散が $s = 0$ の分散よりも大きい様子が確認できる。これは $s = 0$ の分布は Rayleigh 分布であるため，元は同じ分散であるにも拘わらず式(4.36)に示す通り Gauss 分布に比べ分散が半分以下となるためである。

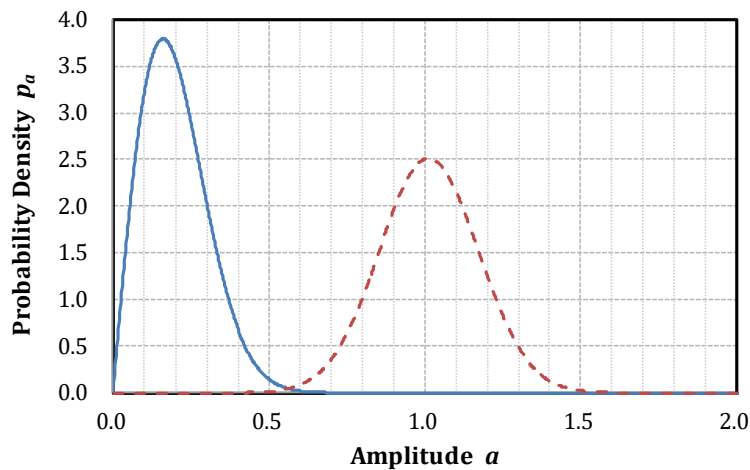


図 4.17 直接検出方式における検出光振幅確率密度関数 ($\sigma = 0.16, s \in \{0,1\}$)

4.4.3 検出光強度分布

前節までは振幅の確率密度関数で議論していたが，検出器では光の強度を検出することになるため，強度に関する確率密度関数に変換する必要がある^[57]。強度は振幅の 2 乗であるため，式(4.43)の変換を行うことと等価である。この逆変換が式(4.44)なので，逆変換の Jacobian は式(4.45)となる。

$$P = a^2 \quad (4.43)$$

$$a = \sqrt{P} \quad (4.44)$$

$$|J| = \left| \frac{\partial a}{\partial P} \right| = \frac{1}{2\sqrt{P}} \quad (4.45)$$

また，変数の次元を合わせるため，式(4.46)の変換も行う。なお，こちらは確率変数ではないため Jacobian は必要ない。

$$P_s = s^2 \quad (4.46)$$

これらの式を用いて、振幅 a の周辺確率密度関数である式(4.41)に対して、変数変換を実施すると、式(4.47)が得られる。

$$\begin{aligned}
 p_P(P) &= |J|p_a(a = \sqrt{P}) \\
 &= \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{P + P_S}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{PP_S}}{\sigma^2}\right), (P \geq 0)
 \end{aligned}
 \tag{4.47}$$

これが再生光、オシレータ光、散乱光を考慮した場合における検出光強度 P の確率密度関数となる。例として、例として BASK 直接検出方式の確率密度関数 p_P を図 4.18 に示す。この分布は再生画像の輝度分布（ヒストグラム）と等価であり、図の青実線で示す $P_S = 0.25$ の分布が OFF 信号の分布、図の赤破線で示す $P_S = 1.00$ の分布が ON 信号の分布である。散乱ノイズのみしか考慮していないため多少分布は異なるが、評価機で観測できるヒストグラムと同様に ON 信号の分散が OFF 信号の分散よりも大きい様子が確認できる。これは、振幅分布でも Rayleigh 分布と Gauss 分布の違いのために分散に差があった上、強度は振幅の 2 乗であることから分布がより広がったものと解釈できる。

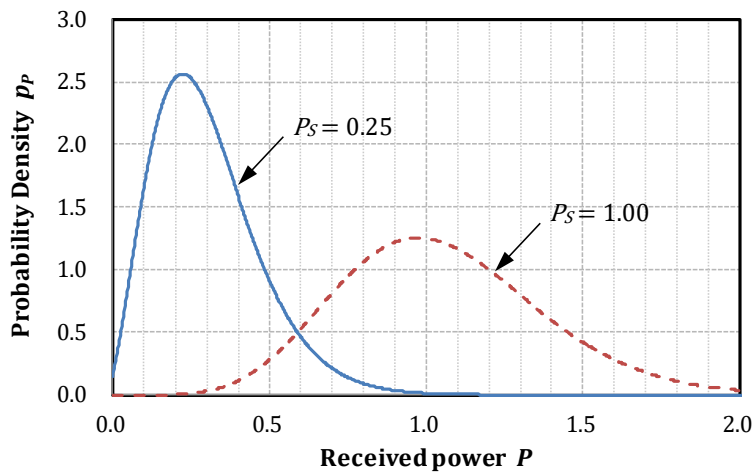


図 4.18 直接検出方式における検出光強度確率密度関数 ($\sigma = 0.16, P_0 \in \{0.25, 1\}$)

ここで、式(4.47)に示した確率密度関数の特徴量を数式化しておく。まず、平均値について求める。平均値は確率密度関数の 1 次モーメントと考えることができるが、ベッセル関数の積分の必要が生じるため回避したい。そこで図 4.19 に示すように、検出光の複素振幅 \mathbf{a} は再生光 \mathbf{S} と散乱光 \mathbf{n} の干渉 $\mathbf{a} = \mathbf{S} + \mathbf{n}$ と考える。ここで、散乱光の位相は $-\pi$ から π の範囲で一様に分布していることから位相の基準はどこに取ってもよく、図 4.19 のように再生光 \mathbf{S} を実軸上にとると検出光 \mathbf{a} は式(4.48)で表せる。なお、 \mathbf{S} の絶対値を s 、散乱光 \mathbf{n} の実部、虚部を n_r, n_i としている。この検出光 \mathbf{a} の強度 P は式(4.49)となる。

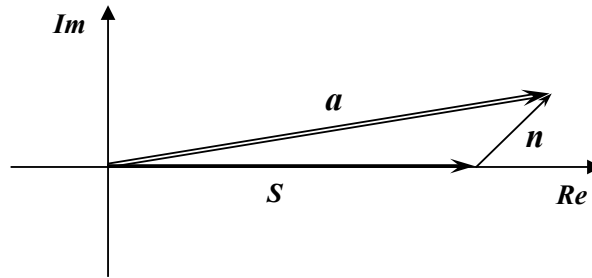


図 4.19 散乱光, 再生光ベクトルの総和

$$\mathbf{a} = (s + n_r) + i n_i \quad (4.48)$$

$$\begin{aligned} P = |\mathbf{a}|^2 &= |(s + n_r) + i n_i|^2 \\ &= s^2 + 2sn_r + n_r^2 + n_i^2 \end{aligned} \quad (4.49)$$

検出光強度 P の平均値 μ は P の期待値でもあるため, 式(4.49)より式(4.50)を導出できる。なお, 期待値を E , 再生光 S の強度を P_S としている。また, 散乱光複素振幅の実部, 虚部は共に分散 σ^2 の Gauss 分布を有しているとしているため $E[n_r] = 0$ であることを用いている。

$$\begin{aligned} \mu &= E[P] = E[s^2 + 2sn_r + n_r^2 + n_i^2] \\ &= s^2 + 2s E[n_r] + E[n_r^2] + E[n_i^2] \\ &= P_S + 2\sigma^2 \end{aligned} \quad (4.50)$$

式(4.50)の結果は, 検出光強度の平均値 μ は散乱光振幅の分散に依存して変化することを表している。図 4.20 に P_S 一定時に散乱光振幅の分散を変化させた場合の分布の変化を示す。 σ が大きくなるに従い平均値が大きくなる様子が判る。このように, 分布の平均値は散乱光振幅の分散に依存する。

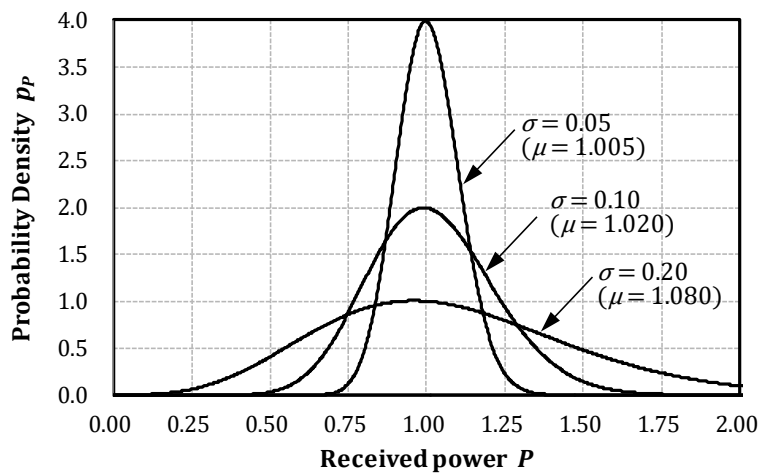


図 4.20 検出光強度確率密度関数 ($P_S = 1$)

次に、検出光強度の分散は確率密度関数の 2 次モーメントと考えることができるが、平均値と同様の手法により式(4.51)が得られる。なお、散乱光は実部虚部で互いに独立であるとして導出している。

$$E[P^2] = P_S^2 + 8P_S\sigma^2 + 4\sigma^4 \quad (4.51)$$

式(4.52)にこの分散の平均値周りの分散を示す。これが、平均値を信号とした時のノイズに相当する。

$$\begin{aligned} E[(P - \mu)^2] &= E[P^2] - \mu^2 \\ &= 4P_S\sigma^2 \end{aligned} \quad (4.52)$$

式(4.52)の結果は、検出光強度の平均値周りの分散（以下分散と呼ぶ）は再生光強度 P_S に依存して変化することを表している。図 4.21 に σ 一定時に再生光強度 P_S を変化させた場合の分布の変化を示す。 P_S が大きくなるに従い分布の分散が大きくなる様子が判る。このように、分布の分散は再生光強度に依存する。これは、ランダム性でない一定振幅の外乱光であってもノイズを増大させることを示唆している。

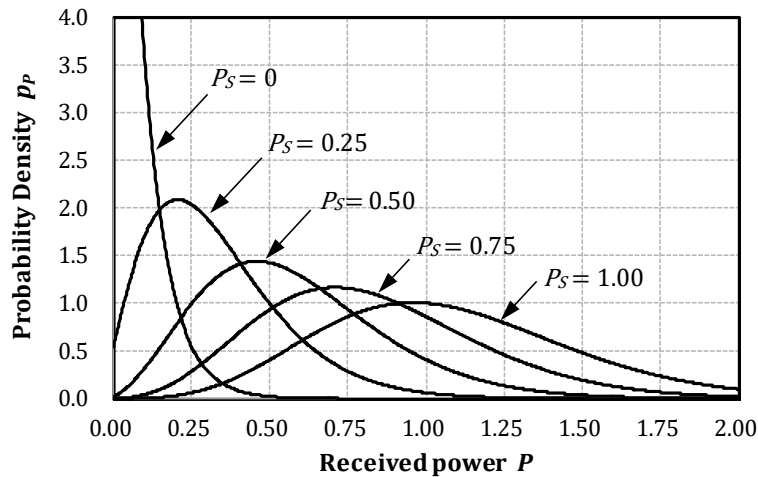


図 4.21 検出光強度確率密度関数 ($\sigma = 0.2$)

以上の検討により、散乱ノイズ影響下における再生信号の強度分布を導出し、その特性を明らかにすることができた。

4.4.4 SbER

性能比較のため、確率密度関数から推定する信号の誤り率を評価指標として用いる。図 4.22 に、2 値信号 (A, B) に対して散乱光が干渉している場合における検出光強度の確率密度関数を示す。この分布を閾値 P_{th} により 2 値化し復号すると、誤りが発生するのは B の分布における P_{th} 以上の領域、A の分布における P_{th} 以下の領域であり、図 4.22 網掛け部に相当する。A と B の分布の面積の和を 1 とすると、網掛け部面積が誤り率 SbER に相当する。この SbER を導出する。

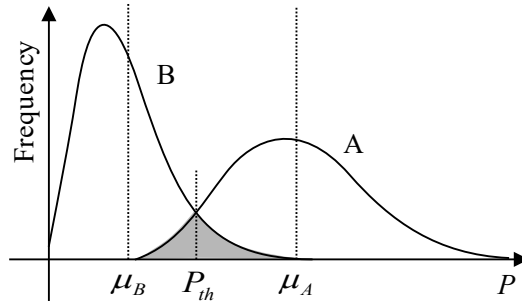


図 4.22 再生画像輝度ヒストグラム

初めに閾値 P_{th} を求める。網掛け部面積を最小にする閾値 P_{th} は分布 A と分布 B の交点であることは明らかであり、この時の閾値 P_{th} は式(4.53)の関係を満たす。 P_A , P_B は信号 A, B の再生光強度である。

$$p_P(P_{th}|P_S = P_A) = p_P(P_{th}|P_S = P_B) \quad (4.53)$$

この式から P_{th} を算出するにはベッセル関数 I_0 の取扱いが問題となるため、式(4.54)に示す近似を用いる。

$$I_0(z) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi z}} \exp(z), \quad z \gg 1 \quad (4.54)$$

この近似はベッセル関数の変数が 1 より十分大きい場合に成立し、式(4.47)では再生光強度が散乱光複素振幅の分散 σ^2 よりも十分大きい場合、すなわち誤り率が低い場合に成立する[57]。しかし、この仮定は例えば BPSK 直接検出における OFF 信号のように $P_S = 0$ である場合には成立しない。そこで、 $P_B = 0$ の場合と、 $P_B \neq 0$ の場合に分けて SbER を導出する。

(A) $P_B \neq 0$

式(4.54)の近似を用い、式(4.47)を変形すると式(4.55)となる。

$$p_P(P) \approx \frac{1}{(8\pi\sigma^2\sqrt{PP_S})^{1/2}} \exp\left[-\frac{(\sqrt{P} - \sqrt{P_S})^2}{2\sigma^2}\right], \quad (P \geq 0) \quad (4.55)$$

式(4.53)、式(4.55)より式(4.56)に示す閾値 P_{th} が得られる。なお式中の近似は、「再生光強度が散乱光複素振幅の分散 σ^2 よりも十分大きい」仮定を用いている。

$$\begin{aligned} \sqrt{P_{th}} &= \frac{\sigma^2}{4(\sqrt{P_A} - \sqrt{P_B})} \ln\left(\frac{P_A}{P_B}\right) + \frac{\sqrt{P_A} + \sqrt{P_B}}{2} \\ &\approx \frac{\sqrt{P_A} + \sqrt{P_B}}{2}, \quad (P_A, P_B \neq 0) \end{aligned} \quad (4.56)$$

ここで、SbER は分布 B の P_{th} 以上の領域である $SbER_B$ 、分布 A の P_{th} 以下の領域である $SbER_A$ の和であることから式(4.57)となる。

$$\begin{aligned}
 SbER &= p_B SbER_B + p_A SbER_A \\
 &= \frac{1}{2} (SbER_B + SbER_A) \quad \left(\because p_A = p_B = \frac{1}{2} \right)
 \end{aligned} \tag{4.57}$$

SbER の演算において、 P は P_{th} 近傍であるため以下の近似を用いる。これは、面積算出のため確率密度関数の積分を実行する際に、解析的な変形を可能にするためである。

$$\sqrt[4]{P} \approx \sqrt{P}/\sqrt[4]{P_{th}} \tag{4.58}$$

この近似を用いて式(4.55)を変形すると式(4.59)となる。

$$p_P(P) \approx \frac{\sqrt[4]{P_{th}}}{(8\pi\sigma^2 P \sqrt{P_S})^{\frac{1}{2}}} \exp\left[-\frac{(\sqrt{P} - \sqrt{P_S})^2}{2\sigma^2}\right], (P \geq 0) \tag{4.59}$$

$SbER_B$ は分布 B の P_{th} 以上の領域であるので、式(4.56)、式(4.59)より $SbER_B$ である式(4.60)が得られる。なお、相補誤差関数 $\text{erfc}(P)$ は式(4.61)で定義される。

$$\begin{aligned}
 SbER_B &= \int_{P_{th}}^{\infty} p_P(P|P_S = P_B) dP \\
 &\approx \frac{\sqrt[4]{P_{th}}}{(8\pi\sigma^2 \sqrt{P_B})^{1/2}} \int_{P_{th}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{P}} \exp\left[-\frac{(\sqrt{P} - \sqrt{P_B})^2}{2\sigma^2}\right] dP \\
 &= \frac{1}{2\sqrt{2}} (1 + \sqrt{P_A/P_B})^{\frac{1}{2}} \text{erfc}\left(\frac{\sqrt{P_A} - \sqrt{P_B}}{2\sqrt{2} \sigma}\right)
 \end{aligned} \tag{4.60}$$

$$\text{erfc}(P) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_P^{\infty} \exp(-t^2) dt \tag{4.61}$$

同様に、 $SbER_A$ は分布 A の P_{th} 以下の領域であるので、式(4.62)が得られる。

$$\begin{aligned}
 SbER_A &= \int_{-\infty}^{P_{th}} p_P(P|P_S = P_A) dP \\
 &\approx \frac{\sqrt[4]{P_{th}}}{(8\pi\sigma^2 \sqrt{P_A})^{1/2}} \int_{-\infty}^{P_{th}} \frac{1}{\sqrt{P}} \exp\left[-\frac{(\sqrt{P} - \sqrt{P_A})^2}{2\sigma^2}\right] dP \\
 &= \frac{1}{2\sqrt{2}} (1 + \sqrt{P_B/P_A})^{\frac{1}{2}} \text{erfc}\left(\frac{\sqrt{P_A} - \sqrt{P_B}}{2\sqrt{2} \sigma}\right)
 \end{aligned} \tag{4.62}$$

よって、 $P_B \neq 0$ の場合における SbER は式(4.63)となる。

$$SbER \approx \frac{1}{4\sqrt{2}} \left[(1 + \sqrt{P_B/P_A})^{\frac{1}{2}} + (1 + \sqrt{P_A/P_B})^{\frac{1}{2}} \right] \text{erfc}\left(\frac{\sqrt{P_A} - \sqrt{P_B}}{2\sqrt{2} \sigma}\right) \tag{4.63}$$

(B) $P_B = 0$

次に、 $P_B = 0$ の場合について導出する。この場合、式(4.47)は式(4.64)となる。

$$p_P(P|P_S = 0) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{P}{2\sigma^2}\right), \quad (P \geq 0) \quad (4.64)$$

閾値 P_{th} は同様に式(4.64)の分布 B と式(4.55)の分布 A の交点を求めればよく、式(4.53)の関係より式(4.65)が得られる。

$$2\sqrt{P_A P_{th}} - \frac{\sigma^2}{2} \ln(P_{th}) = \sigma^2 \ln\left(\frac{2\pi}{\sigma^2} \sqrt{P_A}\right) + P_A \quad (4.65)$$

ここで、分布 A に対しては「再生光強度が散乱光複素振幅の分散 σ^2 よりも十分大きい」仮定が成立するとし、式(4.65)より閾値 P_{th} を算出すると式(4.66)が得られる。

$$\sqrt{P_{th}} \approx \frac{\sqrt{P_A}}{2} \left[1 + \frac{\sigma^2}{P_A} \ln\left(\frac{2\pi}{\sigma^2} \sqrt{P_A}\right) \right], \quad (P_A \neq 0, P_B = 0) \quad (4.66)$$

さらに、 $SbER_B$ は分布 B の P_{th} 以上の領域であるので、式(4.64)、式(4.66)より $SbER_B$ である式(4.67)が得られる。

$$\begin{aligned} SbER_B &= \int_{P_{th}}^{\infty} p_P(P|P_S = 0) dP \\ &= \frac{1}{2\sigma^2} \int_{P_{th}}^{\infty} \exp\left(-\frac{P}{2\sigma^2}\right) dP \\ &= \exp\left[-\frac{P_A}{8\sigma^2} \left\{ 1 + \frac{\sigma^2}{P_A} \ln\left(\frac{2\pi}{\sigma^2} \sqrt{P_A}\right) \right\}^2\right] \end{aligned} \quad (4.67)$$

同様に、 $SbER_A$ は分布 A の P_{th} 以下の領域であるので、式(4.68)が得られる。

$$\begin{aligned} SbER_A &= \int_{-\infty}^{P_{th}} p_P(P|P_S = P_A) dP \\ &\approx \frac{\sqrt[4]{P_{th}}}{(8\pi\sigma^2\sqrt{P_A})^{1/2}} \int_{-\infty}^{P_{th}} \frac{1}{\sqrt{P}} \exp\left[-\frac{(\sqrt{P} - \sqrt{P_A})^2}{2\sigma^2}\right] dP \\ &= \frac{1}{2\sqrt{2}} \left[1 + \frac{\sigma^2}{P_A} \ln\left(\frac{2\pi}{\sigma^2} \sqrt{P_A}\right) \right]^{1/2} \operatorname{erfc}\left\{ \frac{\sqrt{P_A}}{2\sqrt{2}\sigma} \left[1 - \frac{\sigma^2}{P_A} \ln\left(\frac{2\pi}{\sigma^2} \sqrt{P_A}\right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (4.68)$$

よって、 $P_B = 0$ の場合における $SbER$ は式(4.69)となる。

$$\begin{aligned} SbER &= \frac{1}{4\sqrt{2}} \left[1 + \frac{\sigma^2}{P_A} \ln\left(\frac{2\pi}{\sigma^2} \sqrt{P_A}\right) \right]^{1/2} \operatorname{erfc}\left\{ \frac{\sqrt{P_A}}{2\sqrt{2}\sigma} \left[1 - \frac{\sigma^2}{P_A} \ln\left(\frac{2\pi}{\sigma^2} \sqrt{P_A}\right) \right] \right\} \\ &\quad + \frac{1}{2} \exp\left\{ -\frac{P_A}{8\sigma^2} \left[1 + \frac{\sigma^2}{P_A} \ln\left(\frac{2\pi}{\sigma^2} \sqrt{P_A}\right) \right]^2 \right\} \end{aligned} \quad (4.69)$$

4.5 オシレータ光強度最適化

光コヒーレント通信系では、受信信号光パワーと比較してオシレータ光パワーを十分大きくすることで受信信号光を増幅し、検出信号の DC 成分である P_S, P_{LO} を除去した後に ADC していた。しかし、ホログラフィックメモリ再生系では、画像センサを使用するためセンサ構成の制約から ADC 位置が変わり、DC 成分を除去する前に AD 変換する必要があることが問題となる。

図 4.23 にホログラフィックメモリにおいてホモダイン検出した場合の ADC 入力信号の例を示す。ADC のダイナミックレンジは、少なくとも入力信号の最大強度 RTP_{max} より広い必要があるが、入力信号には $RT\{P_S + P_{LO}\}$ の DC 成分があるためダイナミックレンジを有効にせず、実効的に量子化ノイズが大きくなる。この影響を最小限に抑えつつ、受信信号光を増幅可能なオシレータ光パワーを求める。

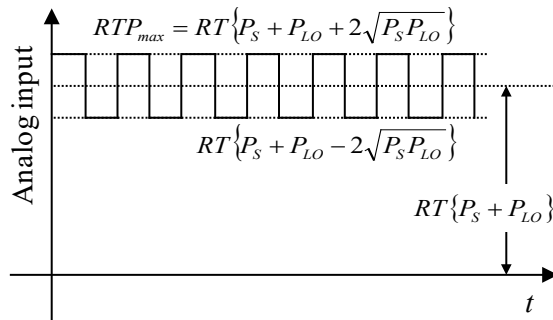


図 4.23 BPSK ホモダイン検出における ADC 入力信号

まず、量子化ノイズがなく、オシレータ光パワーが十分大きい場合の $SbER$ を求める。この場合、ノイズ電流実効値 i_{nT} は式(4.19)、式(4.14)、式(4.15)より式(4.70)となる。

$$\begin{aligned} i_{nT} &= \sqrt{q(R\hat{P} + i_d)T} \\ &= \sqrt{q[R(P_S + P_{LO}) + i_d]T} \\ &\approx \sqrt{qRP_{LO}T} \quad (\because P_{LO} \gg P_S, \quad RP_{LO} \gg i_d) \end{aligned} \quad (4.70)$$

これを式(4.80)に代入し整理すれば、式(4.71)の $SbER$ が得られる。

$$SbER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2RTP_S}{q}} \right) \quad (4.71)$$

また式(4.72)のように、この逆関数を取ることにより目標 $SbER$ となる受信信号光パワー P_S を求めることができる。

$$P_S = \frac{q}{2RT} [\operatorname{erfc}^{-1}(2SbER)]^2 \quad (4.72)$$

なお、画像センサの受光感度 R は、画像センサの量子効率 η 、電子素量 q 、波長 λ 、プランク定数 h 、光速 c を用いて式(4.73)で算出できる。

$$R = \frac{\eta q \lambda}{hc} \quad (4.73)$$

ここで、BPSK を例に、通信の場合とホログラフィックメモリの場合に量子化ノイズがどう影響するかを検討した。結果を図 4.24 に示す。縦軸が SbER、横軸が受信信号光パワーに対するオシレータ光パワー比である。受信信号光パワーは、式(4.72)、式(4.73)により目標 SbER= 10^{-15} となる P_S を求めている。なお、ADC の最大入力信号が ADC ダイナミックレンジの最大値となるように調整したものとして計算している。また、計算には表 4.1 に示す実機相当となる画像センサの特性、露光時間などを使用した。

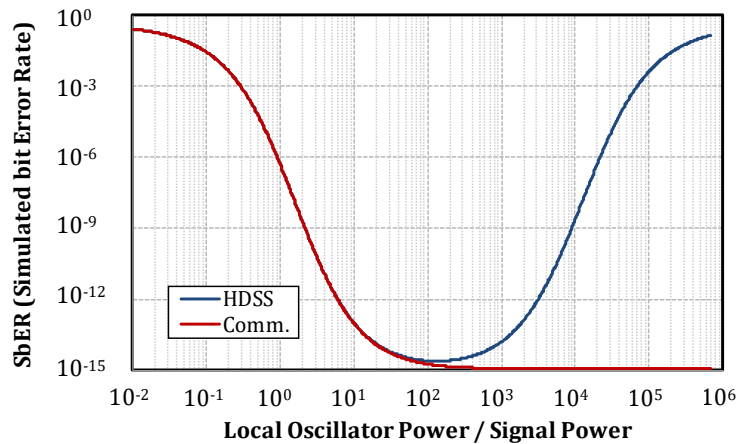


図 4.24 SbER のオシレータ光パワー比依存性

表 4.1 計算条件

Wavelength	405 [nm]
Exposure time	370 [μ s]
ADC bit precision	8 [bit]
Quantum efficiency	0.8
Dark noise	10 [Photon]

結果、光コヒーレント通信系ではオシレータ光パワーを上げることにより SbER が改善し、受信信号光パワーの 1000 倍程度で目標の SbER= 10^{-15} に到達することが分かる。対して、ホログラフィックメモリでは 100 倍を超えたあたりから量子化ノイズの影響が大きくなってしまったために SbER が劣化する。よって、ホログラフィックメモリでは従来の画像センサを使用する限り 100 倍程度が限界と言える。これ以上が必要になる場合には画像センサの ADC ビット精度を上げる必要がある。

4.6 信号点配置比較：振幅・位相

4.6.1 BASK 直接検出

まず基本となる BASK の直接検出方式の $SbER$ について数式化する。この輝度分布は図 4.25(b) となり、信号間距離 $\mu_A - \mu_B$ が RTP_S であることから $SbER$ は式(4.74)となる。

$$SbER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{RTP_S}{2\sqrt{2}i_{nT}}\right) \quad (4.74)$$

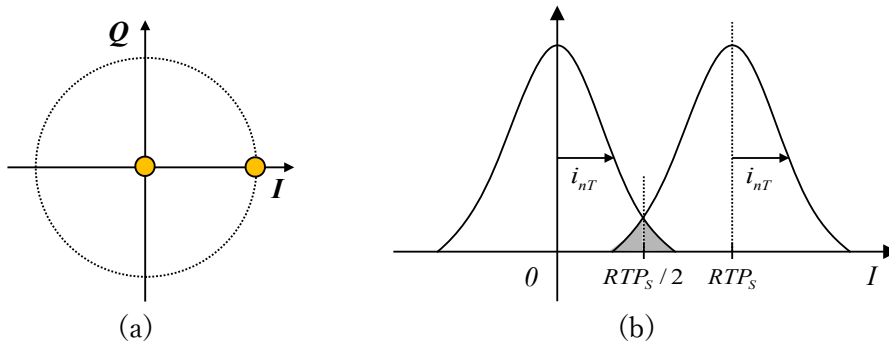


図 4.25 BASK 直接検出 (a) 信号点配置 (b) ヒストグラム

4.6.2 BASK ホモダイン検出

比較のため、BASK をホモダイン検出した場合を数式化する。BASK の信号点配置は図 4.26(a) なので、受光パワー P が式(4.75)であるため式(4.76)の輝度 I を得る。

$$P(x, y) = a(x, y)^2 P_S + P_{LO} + 2a(x, y)\sqrt{P_S P_{LO}} \quad (4.75)$$

$$I(x, y) = 2a(x, y)RT\sqrt{P_S P_{LO}} + i_{nT} \quad (4.76)$$

よって、この輝度分布は図 4.26(b) となり式(4.77)の $SbER$ が得られる。

$$SbER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{RT\sqrt{P_S P_{LO}}}{\sqrt{2}i_{nT}}\right) \quad (4.77)$$

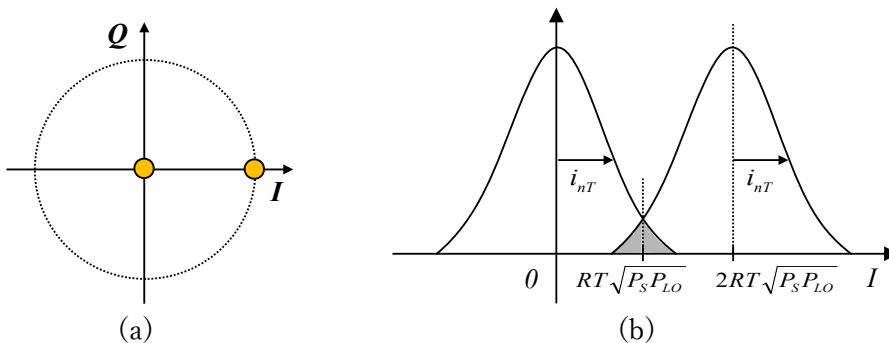


図 4.26 BASK ホモダイン検出 (a) 信号点配置 (b) ヒストグラム

4.6.3 BPSK ホモダイン検出

位相 2 値変調 (Binary Phase Shift Keying : BPSK) のホモダイン検出の場合を数式化する。信号点配置は図 4.27(a)なので受光パワー P が式(4.78), 輝度 I が式(4.79)となる。

$$P(x, y) = P_S + P_{LO} + 2\sqrt{P_S P_{LO}} \cos\phi_S(x, y) \quad (4.78)$$

$$I(x, y) = 2RT\sqrt{P_S P_{LO}} \cos\phi_S(x, y) + i_{nT} \quad (4.79)$$

よって, この輝度分布は図 4.27(b)となり式(4.80)の SbER が得られる。

$$SbER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{2}RT\sqrt{P_S P_{LO}}}{i_{nT}}\right) \quad (4.80)$$

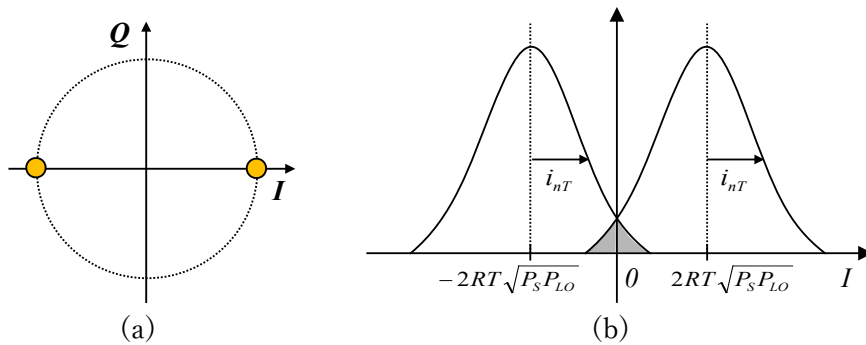


図 4.27 BPSK ホモダイン検出 (a) 信号点配置 (b) ヒストグラム

以上で算出した SbER, ならびに平均受信信号光パワー \hat{P}_S , ショットノイズ算出で必要となる平均受光パワー \hat{P} , 量子化ノイズ算出で必要となる最大受光パワー P_{max} を表 4.2 に示す。なお, BPSK の受信信号光パワーは常に一定のため平均受信信号光パワーは P_S であるのに対し, BASK は 1/2 の確率でパワー 0 となるため平均受信信号光パワーは $P_S/2$ である。

表 4.2 SbER 数式

	$SbER$	\hat{P}_S	\hat{P}	P_{max}
BASK+DD	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{RT P_S}{2\sqrt{2} i_{nT}}\right)$	$P_S/2$	$P_S/2$	P_S
BASK+HD	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{RT\sqrt{P_S P_{LO}}}{\sqrt{2} i_{nT}}\right)$	$P_S/2$	$P_S/2 + P_{LO} + \sqrt{P_S P_{LO}}$	$P_S + P_{LO} + 2\sqrt{P_S P_{LO}}$
BPSK+HD	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{2}RT\sqrt{P_S P_{LO}}}{i_{nT}}\right)$	P_S	$P_S + P_{LO}$	$P_S + P_{LO} + 2\sqrt{P_S P_{LO}}$

(DD: 直接検出, HD: ホモダイン検出)

SbER を用いて各方式の性能比較を行った結果を図 4.28 に示す。縦軸が SbER, 横軸が平均受信信号光パワーである。変数は表 4.1 と同じである。

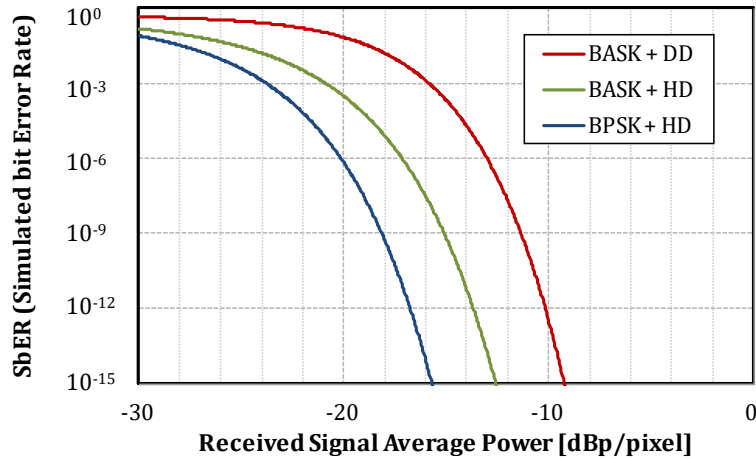


図 4.28 SbER の受光強度依存性

この結果, 直接検出の「BASK+DD」と比較して, ホモダイン検出を用いる「BASK+HD」では+3dB の利得改善が図れる。また, 振幅変調から位相変調に変えて「BPSK+HD」とすればさらに+3dB の利得改善が図れる。このように, 位相変調とホモダイン検出を組み合わせることにより, BASK 直接検出と比較して+6dB の利得改善が得られることが判明した。よって次に, 位相変調をベースとした多値化方式について検討する。

4.7 信号点配置比較：多値変調方式

前節では, 2 値変調方式の比較により位相変調とホモダイン検出方式の優位性を明らかにした。しかし, さらなる高密度化のためには多値化する必要がある。多値化しても検出時のノイズとしては数式化したものと同等であるため, ここでは比較候補となる多値化方式毎に SbER を数式化する。また, 平均受信信号光パワー \hat{P}_s , ショットノイズ算出で必要となる平均受光パワー \hat{P} , 量子化ノイズ算出で必要となる最大受光パワー P_{max} も同時に求める。

4.7.1 QPSK 位相ダイバーシティホモダイン検出

変調時に独立な I 画像と Q 画像から記録画像を生成したとすると, 位相ダイバーシティ検出で得られる 2 つの画像は独立と見做せる。ゆえに, SbER は I, Q 画像それぞれの SbER の平均として表せる。

$$SbER = \frac{1}{2}(SbER_I + SbER_Q) \quad (4.81)$$

この 2 つの SbER のエラー特性が同一であるとする, $SbER = SbER_I$ となり BPSK ホモダイン検出と同じように算出できる。但し, 図 4.9 に示すように受信信号光, オシレータ光を分割しているため輝度が 1/2 となっていることに注意が必要である。よって, 輝度分布は

図 4.29 となり式(4.80)の $SbER$ が得られる。

$$SbER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{RT\sqrt{P_S P_{LO}}}{i_{nT}}\right) \quad (4.82)$$

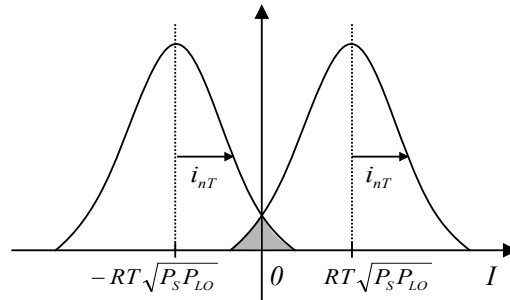


図 4.29 検出 I 画像輝度ヒストグラム

4.7.2 QPSK ホモダイン検出

前項では、位相ダイバーシティホモダイン検出を使用して QPSK 信号を検出したが、2組の検出系もしくは2回露光が必要になってしまう。そこで、1回露光で4値信号を検出する方法について述べる。前述したように I 軸と同位相のオシレータ光では4値を得ることができないが、I 軸から位相を θ シフトさせたオシレータ光 $E_{LO}e^{j(2\pi f_0 t + \theta)}$ を用いてホモダイン検出を行う。この時、式(4.12)は式(4.83)となる。

$$I_F(x, y) = 2RT\sqrt{P_S P_{LO}}\cos\{\phi_S(x, y) - \theta\} + i_{nT} \quad (4.83)$$

誤り率を極力抑えるためには、信号点配置は図 4.30(a)のように均等になることが好ましく、信号点距離 AB, BC, CD が等しくなる θ の条件を求めると式(4.84)となる。この時の輝度分布は図 4.30(b)となり、この $SbER$ を以降算出する。

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{1}{3}\right) \quad (4.84)$$

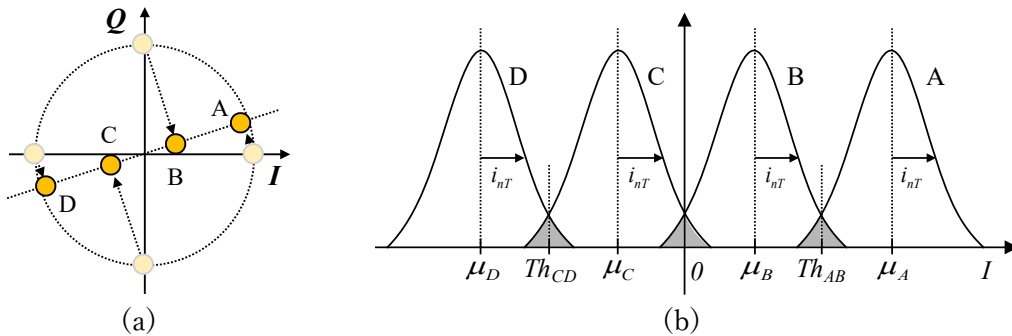


図 4.30 QPSK ホモダイン検出 (a) 信号点配置 (b) ヒストグラム

各信号間距離が等しく、各信号 A~D の発生確率が等しく、各分布が同じ分散を有する正規分布と仮定すれば以下が成立する。なお、 $SbER_A$ は信号 A が A 以外に誤る確率を表す。

$$\begin{aligned}
 SbER &= \frac{1}{4}(SbER_A + SbER_B + SbER_C + SbER_D) \\
 &= \frac{1}{2}(SbER_A + SbER_B)
 \end{aligned} \tag{4.85}$$

まず, $SbER_A$ は図 4.31a に示すように分布 A の Th_{AB} 以下の面積であるので, 式(4.86)となる。

$$\begin{aligned}
 SbER_A &= \frac{1}{\sqrt{2\pi i_{nT}^2}} \int_{-\infty}^{Th_{AB}} \exp\left(-\frac{(I - \mu_A)^2}{2i_{nT}^2}\right) dI \\
 &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\mu_A - Th_{AB}}{\sqrt{2}i_{nT}}\right)
 \end{aligned} \tag{4.86}$$

次に, $SbER_B$ は図 4.31b に示すように分布 B の Th_{AB} 以上と 0 以下の面積であるが, 対称性から式(4.87)となる。

$$\begin{aligned}
 SbER_B &= 2 \left\{ \frac{1}{\sqrt{2\pi i_{nT}^2}} \int_{-\infty}^0 \exp\left[-\frac{(I - \mu_B)^2}{2i_{nT}^2}\right] dI \right\} \\
 &= \operatorname{erfc}\left(\frac{\mu_B}{\sqrt{2}i_{nT}}\right)
 \end{aligned} \tag{4.87}$$

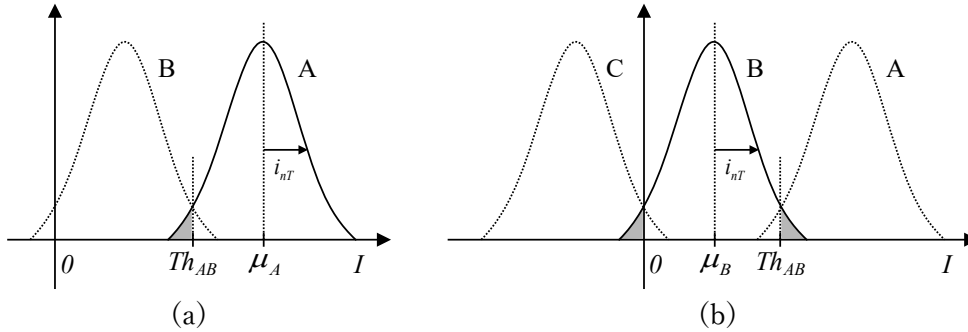


図 4.31 ヒストグラムの一部 (a) 分布 A (b) 分布 B

ここで, 式(4.83), 式(4.84)から式(4.88)が求まる。

$$\begin{aligned}
 \mu_A &= \frac{3\sqrt{2}}{\sqrt{5}} RT \sqrt{P_S P_{LO}} \\
 \mu_B &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{5}} RT \sqrt{P_S P_{LO}} \\
 Th_{AB} &= \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{5}} RT \sqrt{P_S P_{LO}}
 \end{aligned} \tag{4.88}$$

式(4.88)を式(4.85)に代入することで式(4.89)の $SbER$ が得られる。

$$\begin{aligned}
 SbER &= \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{RT\sqrt{P_S P_{LO}}}{\sqrt{5}i_{nT}}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{RT\sqrt{P_S P_{LO}}}{\sqrt{5}i_{nT}}\right) \right\} \\
 &= \frac{3}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{RT\sqrt{P_S P_{LO}}}{\sqrt{5}i_{nT}}\right)
 \end{aligned} \tag{4.89}$$

4.7.3 APSK ホモダイン検出

前項で QPSK に対して位相ダイバーシティを使用せずにホモダイン検出する方式について説明したが、位相ダイバーシティを使用しなくて済む信号点配置について考える。その例を図 4.32 に示す。この信号点配置であれば I 軸と同位相のオシレータ光を用いてホモダイン検出することが可能となる。

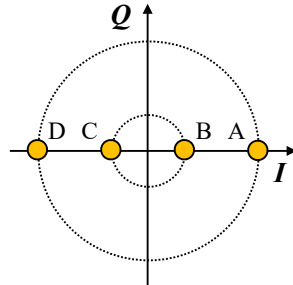


図 4.32 4APSK 信号点配置

この輝度分布は図 4.30(b)と同じであり、この SbER も式(4.86)、式(4.87)まで同じである。異なるのは信号点の輝度であり、同位相で検出するため効率が高くなる。よって式(4.90)が求まり、これらを式(4.85)に代入することで式(4.91)の SbER が得られる。

$$\mu_A = 2RT\sqrt{P_S P_{LO}}, \quad \mu_B = \frac{2}{3}RT\sqrt{P_S P_{LO}}, \quad Th_{AB} = \frac{4}{3}RT\sqrt{P_S P_{LO}} \quad (4.90)$$

$$SbER = \frac{3}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{2}RT\sqrt{P_S P_{LO}}}{3i_{nT}} \right) \quad (4.91)$$

以上で算出した SbER, ならびに平均受信信号光パワー \hat{P}_S , ショットノイズ算出で必要となる平均受光パワー \hat{P} , 量子化ノイズ算出で必要となる最大受光パワー P_{max} を表 4.3 に示す。なお, BPSK の受信信号光パワーは常に一定のため平均受信信号光パワーは P_S であるのに対し, 4APSK は振幅方向にも変調していることから平均受信信号光パワーは小さくなる。

表 4.3 SbER 数式

	$SbER$	\hat{P}_S	\hat{P}	P_{max}
QPSK+PDHD	$\frac{3}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{2}RT\sqrt{P_S P_{LO}}}{3i_{nT}} \right)$	P_S	$P_S/2 + P_{LO}/2$	$\frac{P_S/2 + P_{LO}/2}{\sqrt{P_S P_{LO}}}$
QPSK+HD	$\frac{3}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{RT\sqrt{P_S P_{LO}}}{\sqrt{5}i_{nT}} \right)$	P_S	$P_S + P_{LO}$	$\frac{P_S + P_{LO}}{\sqrt{5}} + \sqrt{P_S P_{LO}}$
4APSK+HD	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{2}RT\sqrt{P_S P_{LO}}}{i_{nT}} \right)$	$\frac{2}{3}P_S$	$\frac{2}{3}P_S + P_{LO}$	$\frac{P_S + P_{LO}}{2} + \sqrt{P_S P_{LO}}$

(HD: ホモダイン検出, PDHD: 位相ダイバーシティホモダイン検出)

数式化した SbER を用いて各方式の性能比較を行った結果を図 4.33 に示す。縦軸が SbER、横軸が平均受信信号光パワーである。この結果、直接検出の「BASK+DD」と比較して、位相ダイバーシティホモダイン検出を用いる「QPSK+PDHD」では多値化しているにも拘わらず+4dB 近い利得改善が図れることが判明した。しかし、構成を簡略化できる可能性のある位相ダイバーシティなしの「QPSK+HD」、「4APSK+HD」では多値化しているため直接検出の「BASK+DD」よりも性能が悪化している。

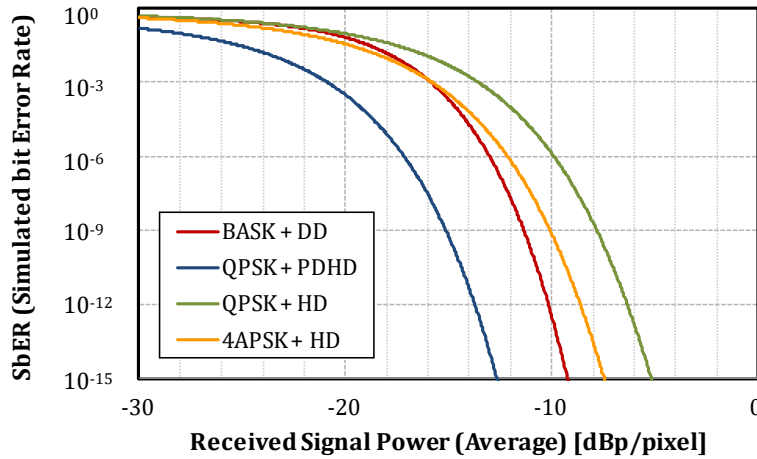


図 4.33 SbER の受光強度依存性

ここで、方式によって 1 ピクセルあたりの情報量が異なるため、1 ビットあたりの M/#消費量で比較する。これにより媒体にとって有利な（より高密度化が可能な）方式が明らかになる。まず、多重数 m のホログラムを記録するのに必要な M/#は式(4.92)となる。なお、 D は媒体感度、 L は媒体厚、 P_R は参照光パワーであり、 \hat{P}_S 、 P_R はパワーでなくエネルギー密度で計算するため媒体での受光面積 S で除算している。また、一般的に参照光パワーは信号光パワーに応じて設定するので、M/#消費量は記録信号光パワー \hat{P}_S に比例することになる。

$$M/\# = \sum_m \frac{(\hat{P}_S + P_R)}{S} DL \propto \hat{P}_S \quad (4.92)$$

以上から、SbER=10⁻¹⁵において直接検出の「BASK+DD」が 0dB となるように規格化した 1 ビットあたりの M/#消費量を図 4.34 に示す。この M/#消費量の観点からも「QPSK+PDHD」は有利であり、第 1 世代ホログラフィックメモリの「BASK+DD」と比較して+6dB 以上の利得がある。すなわち、1 ビットあたりの M/#消費量を 1/4 に抑えることが可能な方式であると言える。

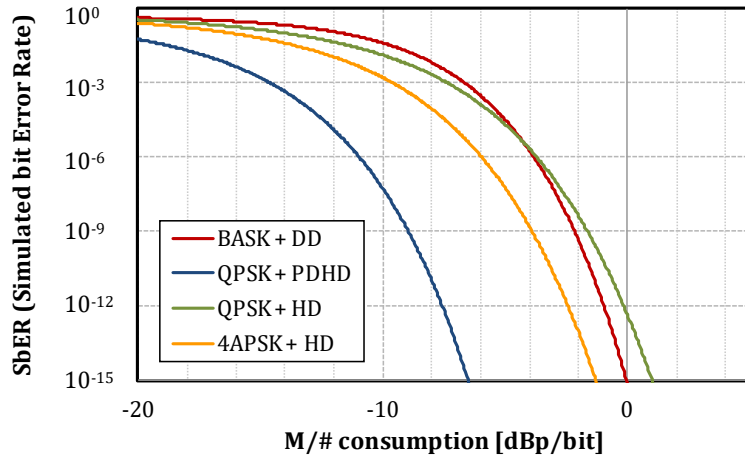


図 4.34 SbER の M/#消費量依存性

4.7.4 16QAM 位相ダイバーシティホモダイン検出

以上から、BASK 直接検出の次は、QPSK 位相ダイバーシティホモダイン検出がよいことが分かった。その先の多値化方法について議論する。技術連続性の観点から位相ダイバーシティホモダイン検出を使用することが好ましく、本目的のためには 2 回検出で検出可能な直交振幅変調 (Quadrature Amplitude Modulation: QAM) の構成であることが必要である。

また、計画的に記録容量・転送速度を QPSK から倍増させるためには、信号点数を 16 点に増加させる必要がある。そこで、光通信の分野で使用されている 16 値直交振幅変調 (16 QAM) を使用することとした^[55]。この信号点配置を図 4.35(a)に示す。

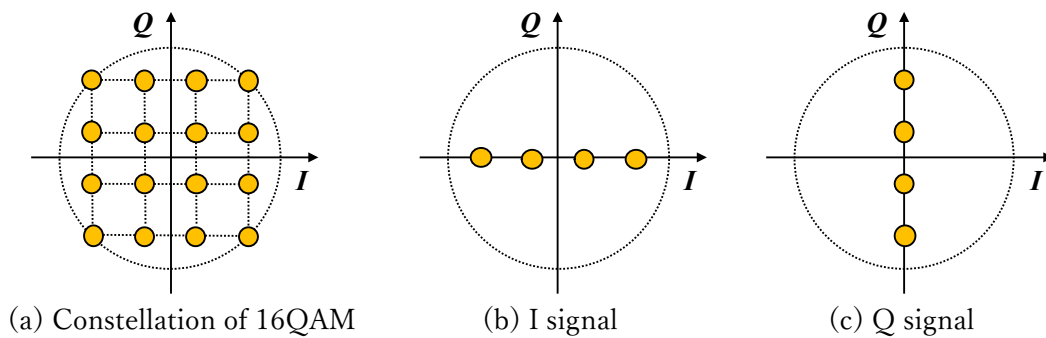


図 4.35 16QAM 位相ダイバーシティホモダイン検出

この信号を再生するには、PDHD により、まず I 軸と同位相のオシレータ光を干渉させることにより図 4.35(b)の I 画像を取得、次に Q 軸と同位相のオシレータ光を干渉させることにより図 4.35(c)の Q 画像を取得し再生する。I 画像 (Q 画像) の輝度分布は図 4.36 で示した 2 値の分布とは異なるため SbER の計算に式(4.63)を用いることができない。そこで、この 4 値信号の SbER を 2 値信号の SbER で表現することを試みる。

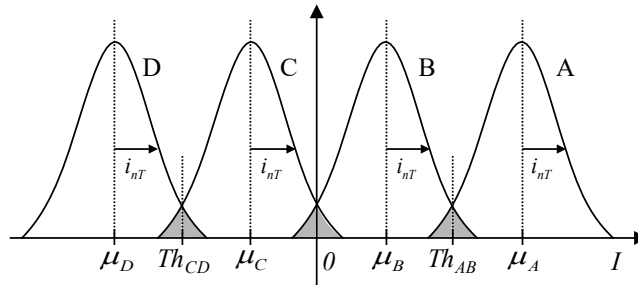


図 4.36 検出画像輝度ヒストグラム

SbER は図 4.36 網掛け部の面積に相当することから、オシレータ光の強度が十分大きいとすると、SbER の総和は輝度分布 B,C から成る $SbER_{BC}$ の 3 倍の面積となる。この $SbER_{BC}$ に着目すれば 2 値信号の SbER で表現できる。但し、輝度 B,C の発生確率は輝度 A,B,C,D の発生確率の 1/2 であるため、2 値信号の SbER を $SbER_{bin}$ とすれば式(4.93)となる。

$$SbER = \frac{3}{2} SbER_{bin} \quad (4.93)$$

この $SbER_{bin}$ は式(4.63)で算出可能であり、算出に必要な再生光強度 P_A , P_B は QPSK と比較して強度が 1/3 になるため式(4.94)となる。なお、位相ダイバーシティホモダイン検出により I, Q 画像に分離されるため、再生光強度はさらに 1/2 されている。

$$P_A = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{1}{3} P_S + P_{LO} + 2 \sqrt{\frac{1}{3} P_S P_{LO}} \right) \right] \quad (4.94)$$

$$P_B = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{1}{3} P_S + P_{LO} - 2 \sqrt{\frac{1}{3} P_S P_{LO}} \right) \right]$$

また、平均再生光強度 \hat{P}_S は振幅変調されているため平均すると式(4.95)となる。

$$\hat{P}_S = \frac{2}{3} P_S \quad (4.95)$$

4.7.5 性能比較

前節までで導出した SbER の数式と、変調・検出方式毎の再生光強度の数式を用いて性能を比較する。図 4.37 に散乱光ノイズ量を一定とし、再生光強度変えた場合において、SbER を用いて各方式の性能比較を行った結果を示す。横軸が平均再生光強度 \hat{P}_S であり、ノイズは散乱光のみを考慮している。この結果、直接検出の BASK+DD と比較して、位相ホモダイン検出を用いる QPSK+PDHD では多値化しているにも拘わらず位相変調ならびにホモダイン検出の効果により +3dB の性能が得られている。しかし、16QAM+PDHD では QPSK よりも信号間距離が 1/3 となることから、-1.8dB の性能劣化が生じている。今後の高密度化・高転送速度化において、この散乱ノイズの影響を低減することが重要な課題になる。

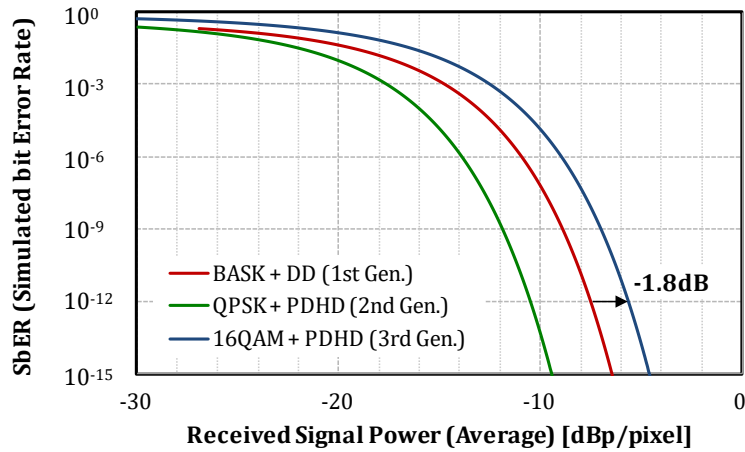


図 4.37 SbER の受光強度依存性

4.8 おわりに

ホログラフィックメモリにおけるノイズを整理・定式化した上で、多値化時の信号点配置の最適化を行った。ホログラフィックメモリにおいて位相多値記録を実現するには、位相検出時の基準波面となるオシレータ光の位相を 0 , $\pi/2$ の 2 回変えて再生光と干渉させる位相ダイバーシティホモダイン検出が有効であることを確認した。その上で、センサ起因の暗電流ノイズや、干渉性ノイズである媒体からの散乱ノイズを数式化し、想定されるビットエラーレートを求めて多値化時の信号点配置の最適化を行った。結果、QPSK により 2 倍の高密度化、16QAM により 4 倍の高密度化が可能である見通しを得た。

第 5 章 波長ダイバーシティ検出（振幅変調）

5.1 はじめに

本章では、ホログラム多重数増加に対応する記録密度向上方法について検討する。角度多重で多重されるページ数を増やすには媒体が光重合反応しやすい組成にする必要があるが、同時に散乱ノイズも増加させてしまう。本章では、この散乱ノイズを低減する波長ダイバーシティ検出を考案し、シミュレーションによる検証を行う。なお、第 5 章は振幅記録、第 6 章は位相記録を前提とした説明としている。

5.2 散乱ノイズ

図 5.1 に第 2 世代ホログラフィックメモリの再生時の構成の例を示す。媒体には、記録時に光重合反応でポリマ化された高分子の分布がホログラムとして記録されている。このホログラムに対して参照光を照射すると信号光が再生光として回折され、再生光を画像センサで撮像することによって再生する。しかし、照射した参照光が高分子で散乱して発生する散乱光も同時に画像センサに到達する。高分子の粒子径は光の波長よりも十分小さいため散乱は Rayleigh 散乱となり、Rayleigh 散乱は波長が同じ光が散乱されるため再生光との干渉が生じる。

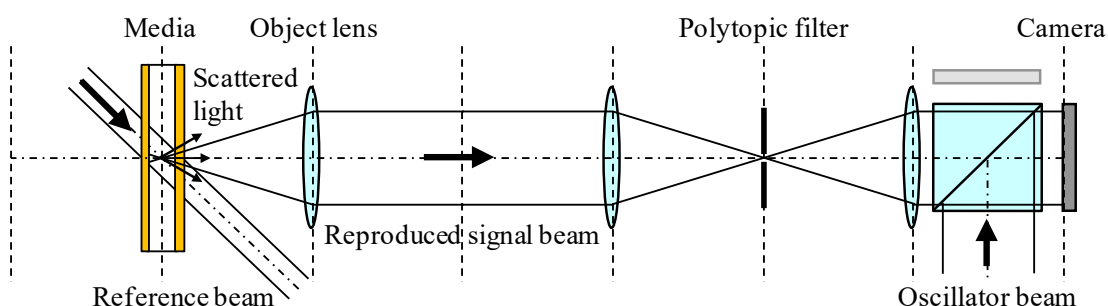


図 5.1 角度多重ホログラフィックメモリ構成（再生時）

この散乱光が画像センサ上においてスペックルを生成する。図 5.2 にスペックルパターンの例を示す。このスペックルパターンが再生画像に重畳するため SNR が劣化する。さらに、この散乱光と再生光は、波長、偏光、光路が同一であり、時間的にも同時に発生するため分離することは極めて困難である。

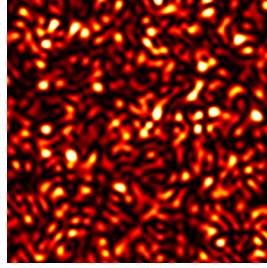


図 5.2 スペックルパターン例 (32 x 32 pixel)

5.2.1 スペックルコントラスト

スペックルの評価指標について説明する。スペックルの発達度を示す指標として式(5.1)に示すスペックルコントラストが一般的に用いられる^[58]。 σ_I は光強度分布の標準偏差、 \bar{I} は平均値である。

$$C = \frac{\sigma_I}{\bar{I}} \quad (5.1)$$

ここで、十分に発達したスペックルのスペックルコントラストについて解析的に求める。まず、媒体は波長より十分に厚いため、散乱光の位相は $(-\pi, \pi)$ の範囲で一様に分布していると考えられる。よって、散乱光強度の確率密度関数 p_p は式(5.2)に示す強度 I に関する Rayleigh 分布の特性を有する。 σ は散乱光振幅の標準偏差である。

$$p_p(I) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{I}{2\sigma^2}\right), \quad (I \geq 0) \quad (5.2)$$

さらに、光強度分布の平均値は確率密度関数 p_p の 1 次モーメントであるので式(5.3)となる。

$$\bar{I} = \int_{-\infty}^{\infty} I \cdot p_p(I) dI = 2\sigma^2 \quad (5.3)$$

また、標準偏差は分散の平方根であり、分散は確率密度関数 p_p の平均値周りの 2 次モーメントであるので式(5.4)となる。

$$\sigma_I^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (I - \bar{I})^2 \cdot p_p(I) dI = 4\sigma^4 \quad (5.4)$$

以上より、式(5.1)のスペックルコントラストは $C = 1$ となる。このコントラストを 1 から低減することが本研究の目的である。

5.3 波長ダイバーシティ検出方式

前述したように、媒体中の高分子からの散乱は統計光学的な干渉を起こし、スペックルパターンを形成する。このスペックルパターンは媒体内の高分子配置、参照光入射角度によって決定されるため、同一ページ再生中にパターンが変化することはない。さらに、例えば変化させたパターンを重畳できたとしても、散乱光がコヒーレントである限り散乱光を加算し

でもノイズは低減されない。すなわち、スペックル低減のためには、異なるスペックルパターンを重畳させ、且つそれぞれがインコヒーレントである必要がある。

スペックル低減手法についてはレーザプロジェクタ等の分野で提案されており、散乱光の可干渉性(コヒーレンス)を失わせることにより実現している。このコヒーレンスは大きく空間的コヒーレンス、時間的コヒーレンスに分類できる。プロジェクタでは振動等によりスペックルパターンを変化させることでスペックルを低減しており、空間的コヒーレンスを低減させる方式と言える。しかし、ホログラフィックメモリ記録再生系では空間ドメインに情報を乗せており、またその情報密度もサンプリング定理限界に近いことから、空間的コヒーレンスを低下させると再生品質を劣化させてしまう。

そこで、時間的コヒーレンスを低減させる方法に着目した。時間的コヒーレンスを低減するには様々な方法が考えられるが、光源のスペクトルを広帯域化する方法について検討した。図 5.3 に広帯域化したスペクトルの例を示す。図 5.3 において、 $\Delta\lambda$ はスペクトルの半値全幅 (Full Width at Half Maximum : FWHM) である。スペクトルを $\Delta\lambda$ 広げる方法は、従来の光ディスクで培った高周波重畳技術などにより比較的容易に実現可能であると考えられる^[59]。以上から、光源のスペクトルを広帯域化して再生する方法を波長ダイバーシティ検出 (Wavelength Diversity Detection : WDD) と呼び、効果について検討した。なお、散乱ノイズは再生時の参照光によるものが光量の大きさから最も影響が大きい、再生時には記録時ほどの時間的コヒーレンスを必要としない。よって、再生時に時間的コヒーレンスを下げることは再生品質そのものには大きな影響を与えないと考えられる。以降、この WDD の原理について、インコヒーレント性、異なるスペックルパターンの観点で説明する。

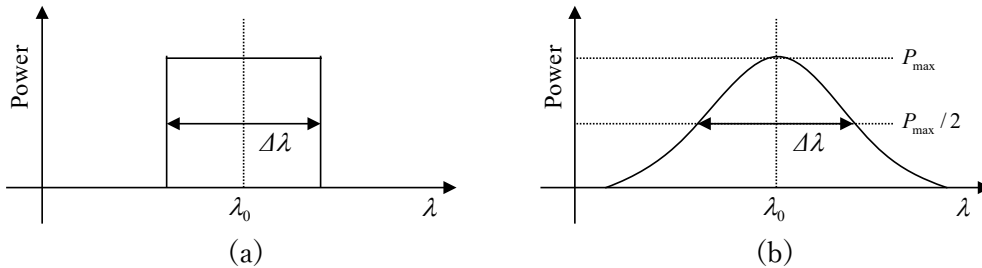


図 5.3 光源スペクトル (a) 矩形 (b) ガウシアン

5.3.1 インコヒーレンス性

WDD は、異なる波長の散乱光同士はインコヒーレントであり強度加算されることを前提とする。このインコヒーレント性について、例として式(5.5)の 2 つの光波を干渉させた場合について考える。2 つ光波の周波数差が Δf であるとする。

$$\begin{aligned} E_{n1} &= e^{j2\pi(f_0 - \Delta f/2)t} \\ E_{n2} &= e^{j2\pi(f_0 + \Delta f/2)t} \end{aligned} \tag{5.5}$$

この干渉光は式(5.6)となり、振幅が $\pi\Delta f t$ 周期で変動する光ビートを発生することが判る。

$$I = |\mathbf{E}_{n1} + \mathbf{E}_{n2}|^2 = 2\cos(\pi\Delta ft) \cdot e^{j2\pi f_0 t} \quad (5.6)$$

この光ビート周期 τ は式(5.7)で表すことができる。 λ_0 が2つ光波の中間波長, $\Delta\lambda$ がスペクトルの FWHM, c が光速である。

$$\tau = \frac{1}{\Delta f} = \frac{\lambda_0^2 - (\Delta\lambda/2)^2}{c\Delta\lambda} \quad (5.7)$$

光ビート周期 τ が露光時間よりも短ければ, この干渉光は強度の加算と同じと見做せるためインコヒーレントと言える。ホログラフィックメモリの露光時間は~1 msec のオーダーであることから, コヒーレンスが問題となる $\Delta\lambda$ は 10^{-10} nm 程度以下 ($\lambda_0 = 405$ nm) であるため, 以降で検討するスペクトル幅では十分インコヒーレントと見做すことが可能である。

ここで, 広帯域光の表現であるが, 連続スペクトルをシミュレートするのは困難であるため, 便宜的に図 5.4 に示すように離散スペクトルとして考える。分割数は $M+1$ とする。この波長間隔が十分小さければ連続スペクトルとして見做すことが可能である。また, 前述の議論の通り各波長同士はインコヒーレントとして考えることができるため, 式(5.8)に示すように強度加算として表現可能である。 $U(x, y)$ は検出器上の複素振幅である。

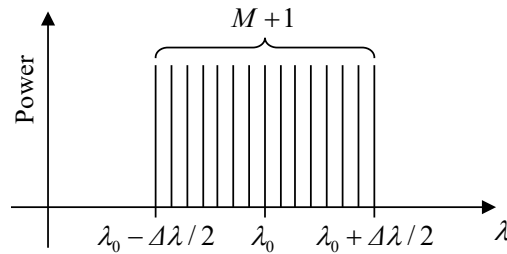


図 5.4 光源スペクトル

$$|U(x, y)|^2 = \sum_{m=0}^M |U(x, y, \lambda_m)|^2 \quad (5.8)$$

5.3.2 スペックルパターン

次に, 波長ダイバーシティ再生により異なるスペックルパターンが発生する原理について説明する^[58]。図 5.1 のシステムを簡易的に表した図を図 5.5 に示す。ポリティックフィルタ $A(\xi, \eta)$ が $\xi\eta$ 平面上, 検出器上の複素振幅 $U(x, y)$ が xy 平面上にあるとしている。また, 図 5.1 の構成より, 媒体はポリティックフィルタと光学共役な位置にあるため, 散乱光 $M(\xi, \eta)$ も $\xi\eta$ 平面上にあるとする。

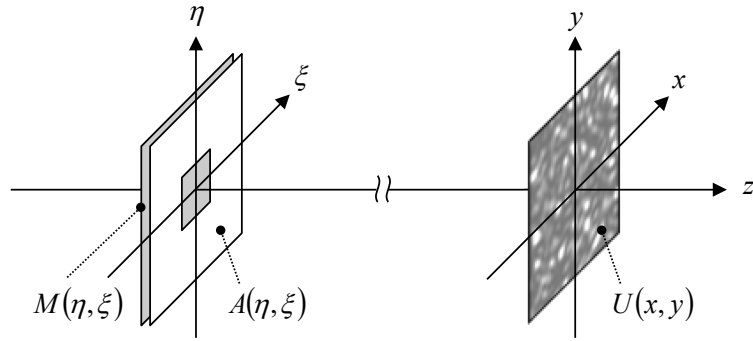


図 5.5 変数定義

ここで、媒体背面から参照光を照射すると、図 5.6 に示すように媒体中の高分子から散乱光が発生する。媒体が厚い程、高分子数が多い程、散乱光は媒体中の高分子で多重散乱を繰り返す回数が多くなる。結果、散乱光の媒体中光路長 (パス長) l には分散が生じる。

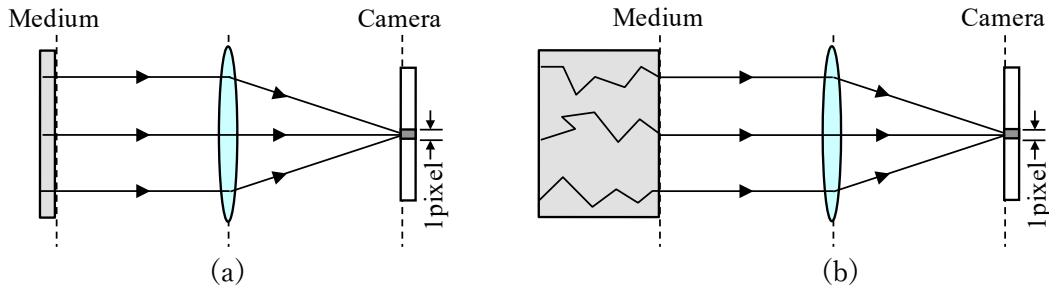


図 5.6 散乱光のパス長の違い (a) 薄い媒体 (b) 厚い媒体

よって、散乱光 $M(\xi, \eta)$ は散乱光パス長 l を用いて式(5.9)と表せる。 $\phi(\xi, \eta)$ は散乱光 $M(\xi, \eta)$ の位相、 λ は散乱光波長を示す。

$$M(\xi, \eta) = \exp\left(j \frac{2\pi l}{\lambda}\right) = \exp[\phi(\xi, \eta)] \quad (5.9)$$

また、媒体に入射される参照光が一様なコヒーレント光とすると、媒体からの散乱光がポリティックフィルタを透過した直後の光波の複素振幅 $U(\xi, \eta)$ は式(5.10)となる。

$$U(\xi, \eta) = A(\xi, \eta) M(\xi, \eta) \quad (5.10)$$

この $U(\xi, \eta)$ がレンズで集光されることから、 $U(x, y)$ は $U(\xi, \eta)$ のフラウンホーファ回折像となり、式(5.11)で与えられる。この強度が検出器上のスペックルパターンとなる。

$$U(x, y) = \frac{e^{j\frac{2\pi z}{\lambda}} e^{j\frac{\pi}{\lambda z}(x^2+y^2)}}{j\lambda z} \iint_{-\infty}^{\infty} U(\xi, \eta) \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda z}(x\xi + y\eta)\right] d\xi d\eta \quad (5.11)$$

例として、 $M(\xi, \eta)$ の位相は $(-\pi, \pi)$ の範囲で一様分布する位相を有する場合のスペックル強度分布 $|U(x, y)|^2$ について計算したものが図 5.2 に示したスペックルパターンである。ポリティックフィルタ $A(\xi, \eta)$ により、低空間周波数を有するスペックルパターンが得られている

ことが解る。

以上で説明したスペックル生成過程における波長の影響は、式(5.9)ならびに式(5.11)に現れている。まず式(5.9)は、媒体内の散乱光パス長 l が変わらなかったとしても、波長が変わればそこからの散乱光の位相が変化することを示している。この、媒体 z 方向に高分子が充填されている結果引き起こされるパターン変化を、Z-effect と呼ぶこととする。

また、式(5.11)はフーリエ変換を示す積分内の指数関数内に波長依存性があることを示している。この項は、式(5.12)に示す波長依存性を引き起こすため、波長によってパターンが伸縮されることになる。この、 x,y 方向に伸縮された結果引き起こされるパターン変化を XY-effect と呼ぶこととする。

$$\begin{aligned}\xi &= x/\lambda z \\ \eta &= y/\lambda z\end{aligned}\tag{5.12}$$

これらの効果はホログラフィックメモリの特徴をうまく活かしている。Z-effect は z 方向に十分な厚みがある媒体からの散乱だからこそ発生しえるものであり、XY-effect は信号のフーリエ変換を記録している系だからこそ得られる効果であると言える。

5.3.3 XY-effect

WDD のスペックル低減効果には、XY-effect, Z-effect が考えられるが、ここでは XY-effect について効果を検証する。

検証のためには XY-effect によるスペックル伸縮効果をシミュレートする必要がある。式(5.11)の演算を FFT により計算した場合、計算結果である空間周波数の関数を空間座標 (x,y) の関数に変換する際、波長による座標の伸縮を考慮しなければならない。図 5.7 に例を示す。図 5.7(a)は波長 λ_0 で再生した場合の光強度分布、図 5.7(b)は波長 λ_1 の場合である。 $\lambda_1 < \lambda_0$ では図 5.7(b)のように座標が収縮されるので、波長 λ_0 の座標空間に合わせるには強度分布を λ_0/λ_1 倍に画素補間により拡大する(図 5.7(c))。このように全ての波長の強度分布を波長 λ_0 の座標空間に座標変換し、式(5.8)の加算を行う。

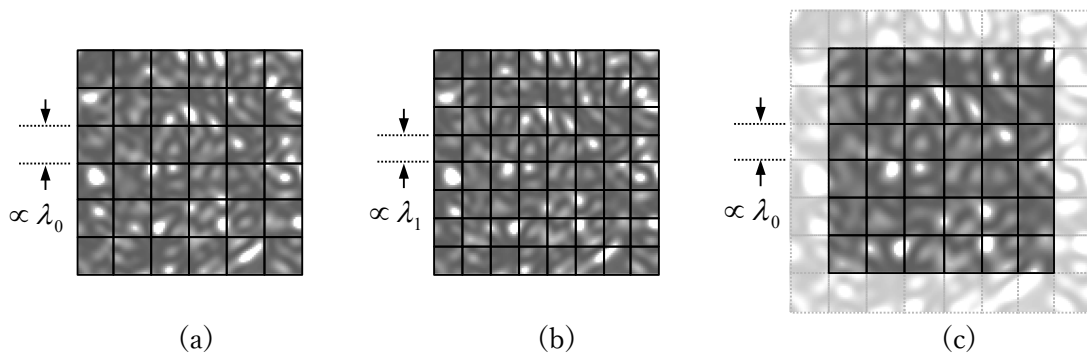


図 5.7 フーリエ像 (a) λ_0 (b) λ_1 (c) λ_1

以上のモデルにより XY-effect をシミュレート可能であるが、スペクトル分割数が多いとシミュレート時間が現実的でなくなるため、最適な値を求めておく。分割数はスペクトル幅 $\Delta\lambda$ が大きければより大きな値が必要となる。そこで、最大スペクトル幅を $\Delta\lambda = 10 \text{ nm}$ としてシミュレーションを行った結果を図 5.8 に示す。横軸はスペクトル分割数 M 、縦軸はスペックルコントラスト C である。結果、 $M = 1$ は波長ダイバーシティの効果がないため理論通り $C = 1$ となり、 N を増やすことで XY-effect によりコントラストが低下し、 $M = 100$ 程度で一定値に収束する傾向が明らかとなった。よって、 $M = 100$ とした。

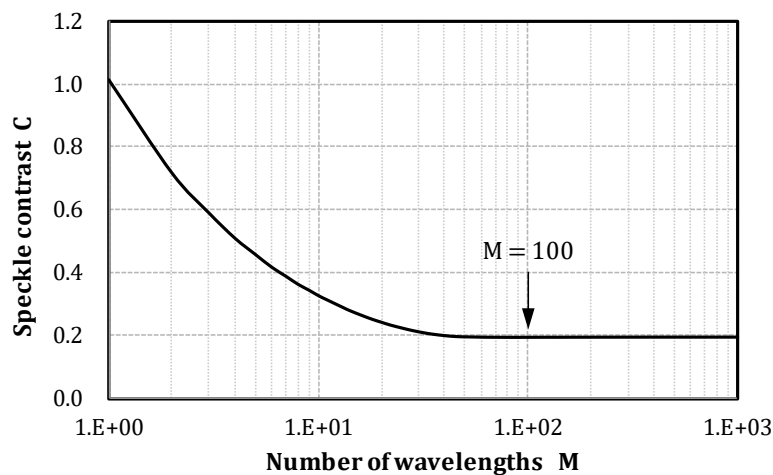


図 5.8 スペックルコントラストのスペクトル分割数 M 依存性 ($\Delta\lambda = 10 \text{ nm}$)

図 5.9 に、XY-effect のスペックルパターンをシミュレーションした結果を示す。媒体からの散乱光の位相は $(-\pi, \pi)$ の範囲で一様に分布するとして計算している。結果、波長によって輝度分布が伸縮された像が強度加算されるために連続的な放射状構造となる。このため、画像が大きいと画像端での伸縮差が大きくなり効果が大きく出る。すなわち、XY-effect の大きさは画像サイズに依存する。図 5.9 は小さい画像で効果を示すために大きなスペクトル幅を与えた結果である。

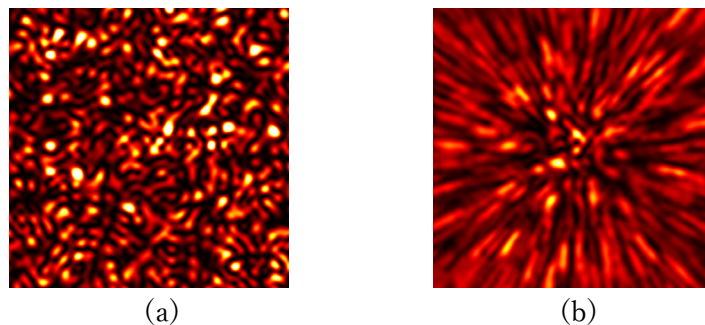


図 5.9 スペックルパターン (a)従来($\Delta\lambda = 0 \text{ nm}$) (b)xy-effect ($\Delta\lambda = 50 \text{ nm}$)

そこで、実際のホログラフィックメモリで使用する画像サイズ等の条件 (表 5.1) で効果を検証した。結果を図 5.10 に示す。横軸はスペクトル幅 $\Delta\lambda$ 、縦軸はスペックルコントラスト C である。結果、スペックルコントラスト $C = 1$ の画像が、波長の広帯域化によりコントラストが低減する様子が判る。

表 5.1 シミュレーション条件

LD	Center wavelength	[nm]	405
	Number of wavelengths		100
Objective lens	Focal length	[mm]	12.4
	Pixel pitch	[μm]	7.8
SLM	Pixel number	[pixel]	2048 \times 2048
	Aperture size (Nyquist size area ratio)		1.3
Meidum	Thickness	[mm]	1.5
	Refractive index		1.5
	Number of layers		200

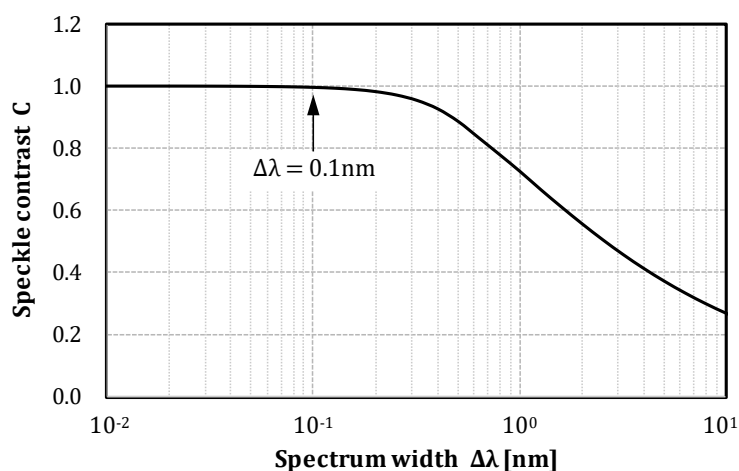


図 5.10 スペックルコントラストのスペクトル幅 $\Delta\lambda$ 依存性

しかし、XY-effect はスペックルパターンだけでなく再生画像自体も伸縮されることから、スペクトル幅を上げすぎると再生画像の品質も劣化する。よって、 $\Delta\lambda=0.1$ nm 程度の範囲での使用となるのだが、この領域では XY-effect はほぼ効果が得られないことが明らかとなった。

5.3.4 Z-effect

次に、WDD の Z-effect について効果を検証する必要があるが、Z-effect は媒体内高分子による多重散乱を考慮する必要があり単純ではない。そこで、WDD における Z-effect について、多重散乱による影響を考慮した上で、Z-effect のスペックルコントラストを数式化し、WDD 効果を推定する。

5.4 WDD 効果定式化

5.4.1 媒体中における多重散乱

まず、媒体内での多重散乱を考慮した上で、WDD 効果の数式化を試みる。前述したように、媒体背面から参照光を照射 (z 軸進行方向) すると、媒体中の高分子から散乱光が発生する。散乱光は媒体中の高分子で多重散乱を繰返した結果、散乱光の媒体中光路長 (パス長) には分散が生じる。このパス長の差が Z-effect を発生させることになる。

あるピクセルの座標 (x_i, y_i) における散乱光の複素振幅 $U(x_i, y_i, \lambda)$ は式 (5.13) となる^[60]。 $L_n(x_i, y_i, \lambda)$ は (x_i, y_i) に到達する n 番目散乱光パス長、 U_n は n 番目散乱光パスの重み、 N は散乱光光線数、 λ は散乱光波長である。

$$U(x_i, y_i, \lambda) = \sum_{n=1}^N U_n(x_i, y_i, \lambda) \exp \left[j \frac{2\pi L_n(x_i, y_i, \lambda)}{\lambda} \right] \quad (5.13)$$

式 (5.13) の散乱光同士の干渉は式 (5.14) となる。 l は散乱光パス長の確率変数、 U_m は振幅の確率変数である。

$$U(x_i, y_i, \lambda) = U_m(x_i, y_i, \lambda) \exp \left(j \frac{2\pi l}{\lambda} \right) \quad (5.14)$$

この $U(x_i, y_i, \lambda)$ のスペックルコントラスト低減することが波長ダイバーシティ再生の目的であり、以降効果を数式化する。

まず、式 (5.1) のスペックルコントラストの式における光強度分布の標準偏差 σ_I 、平均値 \bar{I} は波長領域での重ね合わせとして表現されるべきである。5.3.1 項の議論により、各波長の光同士はインコヒーレントとして見做せるので強度での積分でよい。よって、平均値 μ_I は式 (5.15) となる^[61]。 $I_n(x_i, y_i, \lambda)$ は波長 λ での規格化光強度、 $S(\lambda)$ はスペクトル空間におけるパワースペクトル密度、 $\langle \dots \rangle$ は期待値である。なお、パワースペクトル密度は一般的に一様ではないため、 $S(\lambda)$ を使用している。

$$\mu_I(x_i, y_i) = \langle I(x_i, y_i) \rangle = \int_0^\infty S(\lambda) \langle I_n(x_i, y_i, \lambda) \rangle d\lambda \quad (5.15)$$

また、式 (5.15) 中の光強度の平均値 $\langle I_n(x_i, y_i, \lambda) \rangle$ は、光強度の確率密度関数 $p(I, \lambda)$ の 1 次モーメントであるので式 (5.16) となる。

$$\langle I_n(x_i, y_i, \lambda) \rangle = \int_0^\infty I_n(x_i, y_i, \lambda) p(I, \lambda) dI \quad (5.16)$$

なお、この光強度の確率密度関数 $p(I, \lambda)$ は式 (5.17) となる。WDD においては σ が波長依存の値となる。

$$p(I, \lambda) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{I}{2\sigma^2}\right), \quad (I \geq 0) \quad (5.17)$$

次に、平均値周りの標準偏差である σ_I を求めるため、まず光強度の分散を求める。分散は 2 次モーメントであり、波長 λ の散乱光強度と波長 λ' の散乱光強度を全波長領域で積分したものと考えると式(5.18)となる。

$$\begin{aligned} \langle I^2(x_i, y_i) \rangle \\ = \int_0^\infty \int_0^\infty S(\lambda)S(\lambda') \langle I_n(x_i, y_i, \lambda)I_n(x_i, y_i, \lambda') \rangle d\lambda d\lambda' \end{aligned} \quad (5.18)$$

式中の $\langle I_n(x_i, y_i, \lambda)I_n(x_i, y_i, \lambda') \rangle$ は I_n の波長に関する自己相関関数であり、散乱がガウス過程に基づくとするとき自己相関関数は式(5.19)となる。

また、 $I_n(x_i, y_i, \lambda) = U_n(x_i, y_i, \lambda)U_n^*(x_i, y_i, \lambda)$ であり、 U_n は U を波長 λ で規格化した複素振幅である。このように強度の自己相関関数は複素振幅の自己相関関数で完全に記述できる。

$$\begin{aligned} \langle I_n(x_i, y_i, \lambda)I_n(x_i, y_i, \lambda') \rangle \\ = \langle I_n(x_i, y_i, \lambda) \rangle \langle I_n(x_i, y_i, \lambda') \rangle + |\langle U_n(x_i, y_i, \lambda)U_n^*(x_i, y_i, \lambda') \rangle|^2 \end{aligned} \quad (5.19)$$

これより平均値周りの分散 σ_I^2 を求めると式(5.20)となる。

$$\begin{aligned} \sigma_I^2(x_i, y_i) &= \langle I^2(x_i, y_i) \rangle - \langle I(x_i, y_i) \rangle^2 \\ &= \int_0^\infty \int_0^\infty S(\lambda)S(\lambda') |\langle U_n(x_i, y_i, \lambda)U_n^*(x_i, y_i, \lambda') \rangle|^2 d\lambda d\lambda' \end{aligned} \quad (5.20)$$

これに式(5.14)を代入すれば式(5.21)となる。

$$\sigma_I^2 = \int_0^\infty \int_0^\infty S(\lambda)S(\lambda') \left| \langle \sqrt{I_n(\lambda)}\sqrt{I_n(\lambda')} \exp[j(\phi(\lambda) - \phi(\lambda'))] \rangle \right|^2 d\lambda d\lambda' \quad (5.21)$$

この $I_n(\lambda)$ は散乱光強度であるが、波長ダイバーシティ検出で考えているような波長範囲では一定であり、波長に依存しないと考えても差し支えない。よって、式(5.22)とすることで、式(5.23)を得ることができる。

$$\langle I_n(\lambda) \rangle = I_0 \quad (5.22)$$

$$\sigma_I^2 = I_0^2 \int_0^\infty \int_0^\infty S(\lambda)S(\lambda') |\langle \exp[j2\pi l(1/\lambda - 1/\lambda')] \rangle|^2 d\lambda d\lambda' \quad (5.23)$$

また、同様に平均値 μ_I は式(5.22)と式(5.15)より式(5.24)となる。

$$\mu_I = I_0 \int_0^\infty S(\lambda) d\lambda \quad (5.24)$$

以上の σ_I, μ_I を用いて、コントラスト C は、式(5.24)、式(5.23)、式(5.1)より式(5.25)となる。

$$C = \frac{\sigma_I}{\mu_I} = \frac{\sqrt{\int_0^\infty \int_0^\infty S(\lambda)S(\lambda') |\langle \exp[j2\pi l(1/\lambda - 1/\lambda')] \rangle|^2 d\lambda d\lambda'}}{\int_0^\infty S(\lambda) d\lambda} \quad (5.25)$$

式(5.25)の位相項の期待値 $\langle \exp[j2\pi l(1/\lambda - 1/\lambda')] \rangle$ は、確率変数が散乱光パス長 l の確率密度関数 $p(l)$ の一次モーメントと考えれば式(5.26)となり、式(5.25)のコントラストを計算することができる。但し、この計算には散乱光パス長の確率密度関数 $p(l)$ を知る必要がある。

$$\langle \exp[j2\pi l(1/\lambda - 1/\lambda')] \rangle = \int_0^\infty p(l) \exp[j2\pi l(1/\lambda - 1/\lambda')] dl \quad (5.26)$$

以上で数式化した数式により、例えば散乱が無い理想的な媒体の場合についてスペックルコントラストを求めてみる。この場合、確率密度関数 $p(l)$ は散乱光パス長 l の時 $p(l_0) = 1$ 、その他の長さでは $p(l_0) = 0$ となるため、式(5.26)から式(5.27)となる。

$$C = \frac{\sqrt{\int_0^\infty \int_0^\infty S(\lambda)S(\lambda') |\exp[j2\pi l_0(1/\lambda - 1/\lambda')]|^2 d\lambda d\lambda'}}{\int_0^\infty S(\lambda) d\lambda} \quad (5.27)$$

ここで、式中の $|\exp[j2\pi l_0(1/\lambda - 1/\lambda')]|^2$ は 1 となるので、式(5.28)に示すように $C = 1$ となり、波長ダイバーシティ検出の効果がなくなることが解る。

$$C = \frac{\sqrt{\int_0^\infty \int_0^\infty S(\lambda)S(\lambda') d\lambda d\lambda'}}{\int_0^\infty S(\lambda) d\lambda} = 1 \quad (5.28)$$

これは、式(5.26)が確率密度関数 $p(l)$ のフーリエ変換となっているという点からも理解が可能である。先述の通り無散乱の時の散乱光パス長が l_0 のみだとすると $p(l) = \delta(l - l_0)$ であるから、そのフーリエ変換は位相 $(-\pi, \pi)$ の範囲で一様に分布することになる。結果、 $\langle \exp[j2\pi l(1/\lambda - 1/\lambda')] \rangle$ が 1 となり、 $C = 1$ となるのである。この考え方から、コントラスト C を下げたいのであれば、散乱光パス長の確率密度関数 $p(l)$ が広がっていればよいと言える。以降、この散乱光パス長の確率密度関数 $p(l)$ を導出する。

5.4.2 散乱光パス長確率密度関数

前節における議論は、検出器平面 (x, y) で論じていた。この xy 平面での散乱光パス長 l のパス長差は媒体中の散乱によってのみ発生するとする。すなわち、媒体表面から裏面までの散乱光パス長を求めることと等価である。

図 5.11 に散乱光発生の様式図を示す。 z 軸進行方向に進む参照光が媒体背面に照射されることで散乱が発生したとする。媒体は $\xi\eta$ 平面と並行に配置され、媒体厚は d である。

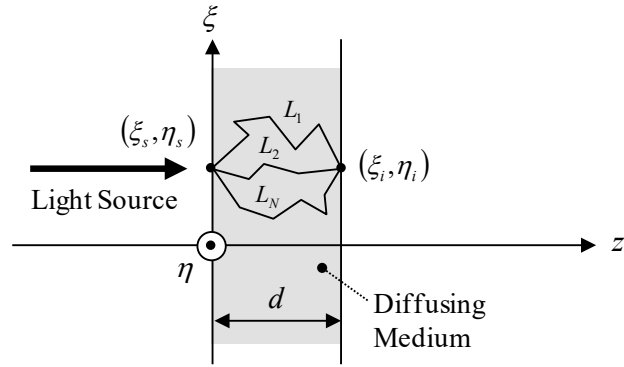


図 5.11 変数定義

このような散乱を論じるため、式(5.29)に示す光拡散方程式を導入する^[62]。この光拡散方程式は、光学的に厚く、媒体は一様で等方散乱するという仮定の下成立し、ホログラフィックメモリは本条件を満たすと考えられる。 $\Phi(\xi, \eta, z, t)$ は座標 (ξ, η, z) 、時刻 t における光束密度 $[\text{W}/\text{cm}^2]$ 、 $Q(\xi, \eta, z, t)$ は光源強度 $[\text{W}/\text{cm}^3]$ 、 D は拡散係数 $[\text{cm}]$ 、 μ_a は吸収係数 $[\text{cm}^{-1}]$ 、 c は媒体内の光速である。

$$\frac{1}{c} \frac{\partial \Phi(\xi, \eta, z, t)}{\partial t} - D \nabla^2 \Phi(\xi, \eta, z, t) + \mu_a \Phi(\xi, \eta, z, t) = Q(\xi, \eta, z, t) \quad (5.29)$$

また、拡散係数 D は式(5.30)で定義される量である。 μ'_s は補正散乱係数 $[\text{cm}^{-1}]$ であり、上式のように等方性を仮定した場合における実効的な散乱係数である。この補正散乱係数 μ'_s は、散乱係数 μ_s と非等方散乱パラメータ g を用いて式(5.31)と定義される。なお、非等方散乱パラメータ g は媒体固有の値であり、 $-1 \leq g \leq 1$ の範囲の値をとる。 $g = 1$ は完全前方散乱、 $g = -1$ は完全後方散乱、 $g = 0$ は等方散乱を生じる媒体に対応する。

$$D = [3(\mu_a + \mu'_s)]^{-1} \quad (5.30)$$

$$\mu'_s = (1 - g)\mu_s \quad (5.31)$$

ここで、目的のためには媒体表面から z 方向に透過する成分の光束密度が必要となる。この透過光束密度 $T(\xi, \eta, z, t) [\text{W}/\text{cm}^2]$ を求めるには、物質の拡散について定義する Fick の第 1 法則を用いて式(5.32)のように定義できる。 \hat{z} は z 軸進行方向を示す単位ベクトルである。

$$T(\xi, \eta, z, t) = \hat{z} [-D \nabla \Phi(\xi, \eta, z, t)] |_{z=d} \quad (5.32)$$

散乱光パス長を求めるためには、透過光束密度 T の時間に関する特性が判ればよく、これは式(5.32)より媒体内の光束密度 Φ が必要である。

しかし、光束密度 Φ は、式(5.29)に示した光拡散方程式である微分方程式の解であるが、これを解析的に解くのは一般的に困難である。但し、図 5.11 のように厚さ d の媒体の境界条件を設定した場合について解析的に解いた例が報告されている^[62]。これによれば、透過光束密度 T は式(5.33)となる。なお、 z_0 は式(5.34)で定義される媒体内平均自由行程距離 $[\text{cm}]$ (散乱から次の散乱までの距離の平均値) である。

$$\begin{aligned}
 T(d, t) = (4\pi Dc)^{-\frac{1}{2}} t^{-\frac{3}{2}} \exp(-\mu_a ct) & \left\{ (d - z_0) \exp\left[-\frac{(d - z_0)^2}{4Dct}\right] \right. \\
 & - (d + z_0) \exp\left[-\frac{(d + z_0)^2}{4Dct}\right] + (3d - z_0) \exp\left[-\frac{(3d - z_0)^2}{4Dct}\right] \\
 & \left. - (3d + z_0) \exp\left[-\frac{(3d + z_0)^2}{4Dct}\right] \right\} \quad (5.33)
 \end{aligned}$$

$$z_0 = 3D \quad (5.34)$$

この式(5.33)を用いて、この透過光束密度 T を時間領域で積分した結果で規格化すれば、式(5.35)に示す時間 t に関する散乱光強度分布を得ることができる。

$$f(t) = \frac{T(d, t)}{\int_0^{\infty} T(d, t) dt} \quad (5.35)$$

この式(5.35)を散乱光パス長 l の関数にするには、媒体内の光速 c を用いて $t = l/c$ とすればよく、式(5.36)で表すことができる。なお光速 c は、真空中の光速 c_0 、ならびに媒体屈折率 n を用いれば $c = c_0/n$ である。

$$p(l) = \frac{T(d, l)}{\int_0^{\infty} T(d, l) dl} \quad (5.36)$$

この時の透過光束密度 T は式(5.33)より式(5.37)となる。

$$\begin{aligned}
 T(d, l) = c(4\pi D)^{-\frac{1}{2}} l^{-\frac{3}{2}} \exp(-\mu_a l) & \left\{ (d - z_0) \exp\left[-\frac{(d - z_0)^2}{4Dl}\right] \right. \\
 & - (d + z_0) \exp\left[-\frac{(d + z_0)^2}{4Dl}\right] + (3d - z_0) \exp\left[-\frac{(3d - z_0)^2}{4Dl}\right] \\
 & \left. - (3d + z_0) \exp\left[-\frac{(3d + z_0)^2}{4Dl}\right] \right\} \quad (5.37)
 \end{aligned}$$

以上の導出により、散乱光パス長の確率密度関数 $p(l)$ を数式化することができた。このように、補正散乱係数 μ'_s 、吸収係数 μ_a 、媒体厚 d 、媒体屈折率 n の情報があれば式(5.36)より $p(l)$ の分布を得られ、式(5.25)によりスペックルコントラスト C を求めることが可能となる。

例として、図 5.12 に媒体厚 d を変えた場合における散乱光パス長の確率密度関数 $p(l)$ を示す。横軸が散乱光パス長 l 、縦軸が確率密度 $p(l)$ である。表 5.2 に補正散乱係数 μ'_s などの条件を示す。結果、媒体内での多重散乱により、散乱光のパス長は媒体厚の何倍もの範囲に広がることが解る。また、当然ではあるが、媒体厚が大きい程その散乱光パス長も長くなる様子も確認できる。

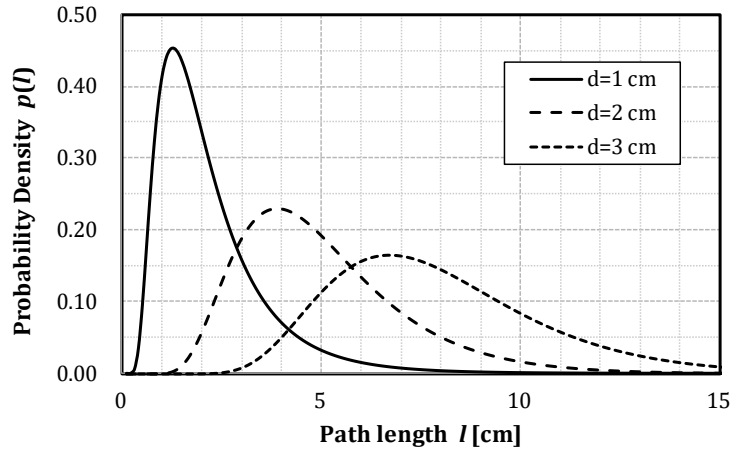


図 5.12 散乱光パス長 l に対する確率密度関数 $p(l)$

表 5.2 計算条件

Reduced scattering	μ_s'	[cm^{-1}]	5.0
Absorption coefficient	μ_a	[cm^{-1}]	0.5
Refractive index of material	n		1.5

このように、式(5.36)に示す確率密度関数 $p(l)$ の数式により、本検討の波長ダイバーシティ検出の効果を推定することが可能となった。しかし、確率密度関数 $p(l)$ を求めるためには、式(5.30)の補正散乱係数 μ_s' 、吸収係数 μ_a を知ることが必要である。そこで、ホログラフィックメモリで使用する記録媒体の係数算出方法について検討した。

5.4.3 散乱係数測定方法

前節において、WDD の Z-effect の数式化を行った。しかし、効果を推定するためには使用媒体の補正散乱係数 μ_s' 、吸収係数 μ_a を知る必要がある。そこで、これらの係数を実験的に求める方法について検討する。図 5.13 に、式(5.30)～式(5.37)から、補正散乱係数を変化させた場合の散乱光パス長確率密度関数 $p(l)$ を示す。補正散乱係数 μ_s' 、吸収係数 μ_a によって、散乱光パス長 l の確率分布が変化する。散乱光パス長 l を直接的には計測できないが、パルス光を照射した場合の散乱光の時間遅延分布 $p(t)$ は計測可能であり、 $p(t)$ は $t = l/c$ の関係を用いて式(5.30)～式(5.37)から導出できる。すなわち、時間遅延分布 $p(t)$ を測定することで、フィッティングにより補正散乱係数 μ_s' 、吸収係数 μ_a を求めることが可能となる^{[62][63]}。

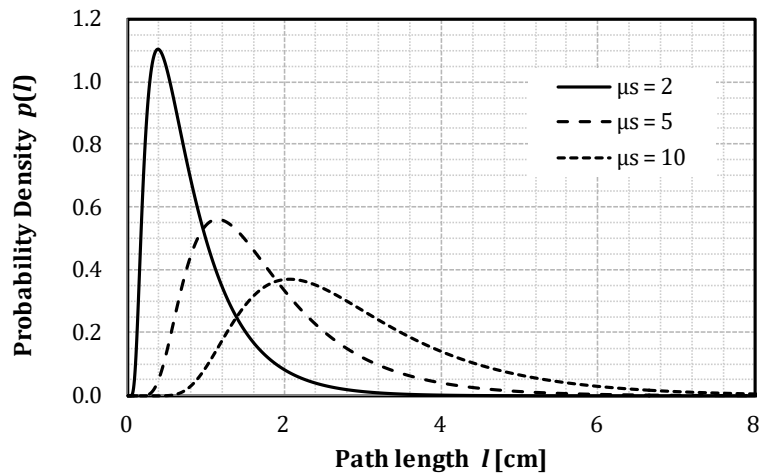


図 5.13 散乱光パス長 l に対する確率密度関数 $p(l)$ ($\mu_a=0.5 \text{ cm}^{-1}$, $d=1 \text{ cm}$)

そこで、簡易な測定系を構築し実験を行った。フェムト秒パルスレーザを媒体に照射し、媒体からの散乱光を SNR 向上のためレンズで集光し高速検出器で検出、時間応答をオシロスコープで計測する構成である。

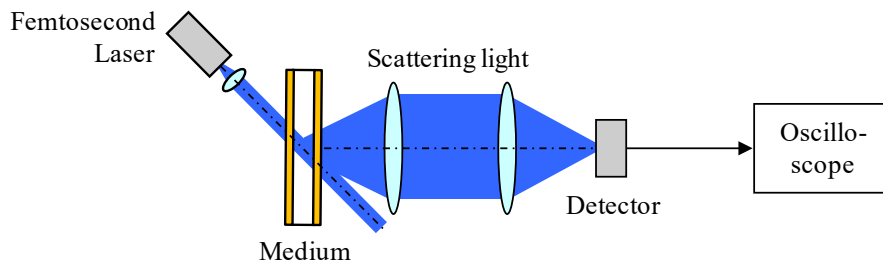


図 5.14 時間応答測定光学系構成

しかし、検出器はピコ秒オーダの高速なものを使用したにも拘わらず、時間応答をうまく検出することができなかった。原因は、使用媒体の厚みが薄いことに加え、補正散乱係数が小さいために、時間応答が速すぎるためと考えられる。

よって、時間応答を使用しない係数算出方法について検討を行った。時間応答に依存しない係数推定方法として、スペックルコントラストのスペクトル幅依存性を用いる方法を新たに考案した。これは、実験的に得られるスペクトル幅依存性結果に対して、解析的に求まるスペクトル幅依存性カーブをフィッティングさせることで、係数を算出する手法である。

この WDD の効果を検証するにはスペクトル幅を変更可能な光源が必要となるが、計測のために正確にスペクトル幅を変更することは困難である。そこで、波長をシフトして散乱光パターンを複数撮影し、それを合成することで効果を推測することとした。実験は図 5.15 に示す記録再生検証機を用い、表 5.3 に示す条件で行った。

表 5.3 実験条件

ECLD	Wavelength range	[nm]	403.98~406.02
	Wavelength variable width	[nm]	~0.2
Reproduced light	Power	[mW]	6.4
Camera	Exposure time	[msec]	50
Medium	Thickness	[mm]	1.5
	Refractive index		1.5

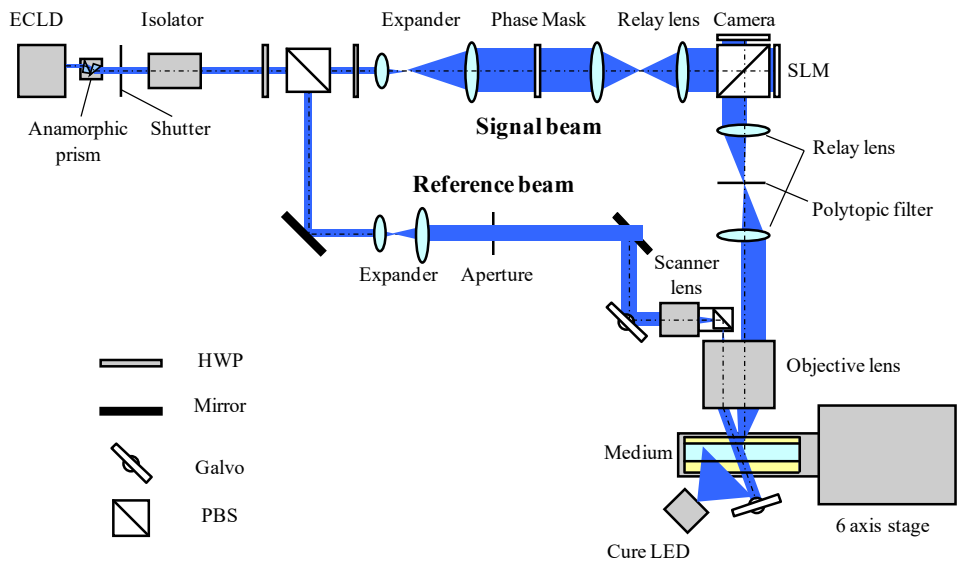


図 5.15 ホログラフィックメモリ記録再生検証機構

この実験系における通常の再生画像, 再生光を含まない未記録領域 (未感光のモノマをポリマ化するポストキュア済) の再生画像を図 5.16 に示す。スペックルパターン粒の粒度はポリトピックフィルタサイズで規定され, 粒度は画像センサピクセルピッチ同等になる。よって, 散乱ノイズは図 5.16(b)のようにランダムなノイズとして検出されることになる。

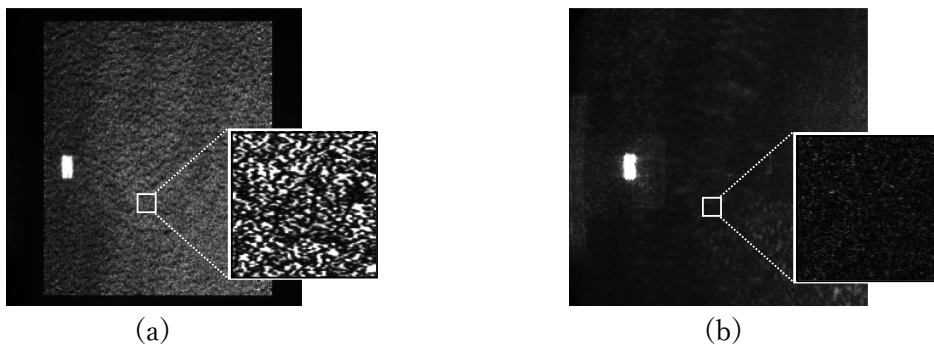


図 5.16 検出画像例 (a)信号光あり (b)信号光なし ($\lambda=405.2 \text{ nm}$)

ここで, 画像の合成方法について説明する。光源のスペクトル幅が連続の場合, 各波長の光同士はインコヒーレントとして見做すと, WDD 時の強度 $I(x_i, y_i)$ は各波長での強度を積

分することで得られるので式(5.38)となる。 $S(\lambda)$ は散乱光のパワースペクトル密度, $I_n(x_i, y_i, \lambda)$ は波長 λ での規格化光強度を示す。

$$I(x_i, y_i) = \int_0^{\infty} S(\lambda) I_n(x_i, y_i, \lambda) d\lambda \quad (5.38)$$

しかし、実験で取得した画像は離散的なものである。取得したデータの波長間隔が不均等である場合を考慮し、 λ_m を中心とした波長間隔を $\delta\lambda_m = (\lambda_{m+1} - \lambda_{m-1})/2$ とすると、式(5.38)は式(5.39)に変形することができる。 $\Delta\lambda$ はスペクトルの FWHM である。なお、図 5.16(b)に存在する表面反射はコントラスト計算に影響を及ぼすので、除外した上で加算している。

$$I(x_i, y_i) = \frac{1}{\Delta\lambda} \sum_{m=-M}^M \delta\lambda_m S(\lambda) I_n(x_i, y_i, \lambda_m) \quad (5.39)$$

式(5.39)の $\Delta\lambda$ を変えながらスペックルコントラストを算出した結果を図 5.17 に示す。横軸はスペクトル幅 $\Delta\lambda$ 、縦軸はスペックルコントラスト C である。なお、コントラストは $\Delta\lambda = 0$ の値で規格化している。結果から、スペクトル幅を拡げることでコントラストが低下し、散乱ノイズを低減できている。

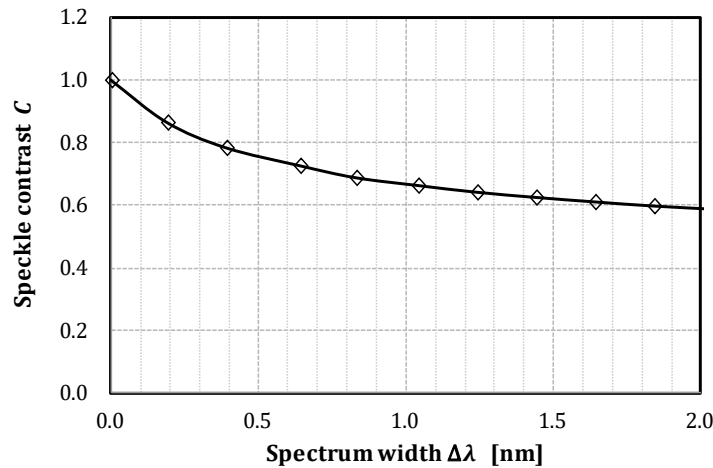


図 5.17 スペックルコントラストのスペクトル幅 $\Delta\lambda$ 依存性 (実験結果)

しかし、図 5.16(b)の画像には散乱光以外のノイズが含まれている可能性もある。そこで、波長シフトさせずに、同じ測定時間間隔で取得した画像に対しても同様に加算平均した結果を図 5.18 に示す。画像センサノイズ等の時間依存性のノイズが主体であれば、波長を変化させなくてもコントラストが低下するはずである。しかし、加算数を増やしてもノイズは低下しないことが明らかとなった。よって、実験データにおいて時間依存性のノイズの影響はほぼなく、波長依存性のノイズが支配的と考えてよい。

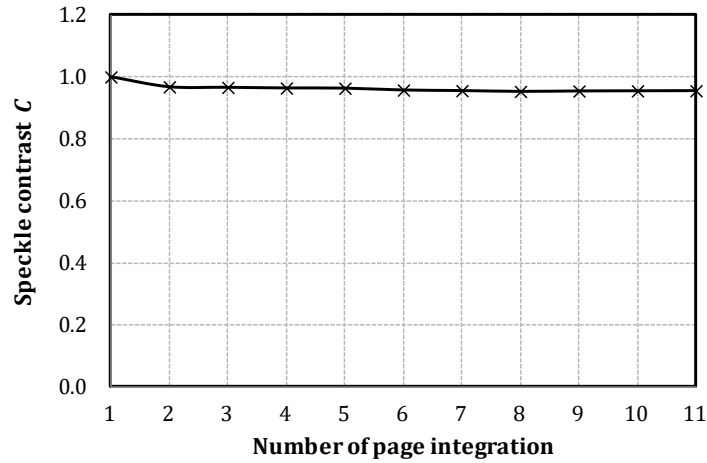


図 5.18 スペックルコントラストの再生画像平均回数 (実験結果)

以上で求めた実験結果との対応を取るために、式(5.25)の連続スペクトルにおけるスペックルコントラストの数式を離散スペクトルに対応させる。 λ_n, λ_m を中心とした波長間隔をそれぞれ $\delta\lambda_n = (\lambda_{n+1} - \lambda_{n-1})/2, \delta\lambda_m = (\lambda_{m+1} - \lambda_{m-1})/2$ とする。さらにパス長も離散化し、パス長間隔を δl とすると、式(5.25)、式(5.26)から式(5.40)に変形することができる。

$$\sqrt{\sum_{m=-M}^M \sum_{n=-M}^M \left\{ \delta\lambda_n \delta\lambda_m S(\lambda_n) S(\lambda_m) \left| \sum_{k=0}^{\infty} \delta l p(l_k) \exp \left[j2\pi l_k \left(\frac{1}{\lambda_n} - \frac{1}{\lambda_m} \right) \right] \right|^2 \right\}} / \sum_{m=-M}^M \delta\lambda_m S(\lambda_m) \quad (5.40)$$

ここで、式から解析的に求められるコントラストのスペクトル幅依存性を、実験結果に基づく図 5.17 のスペクトル幅依存性にフィッティングさせる。これら解析解と実験結果の誤差が最小となる補正散乱係数 μ_s' 、吸収係数 μ_a を最小二乗法により算出した。なお、吸収係数 μ_a はホログラフィックメモリの媒体では極めて小さいため、 $\mu_a = 0$ として補正散乱係数 μ_s' の探索を実施している。結果を図 5.19 に示す。横軸は補正散乱係数 μ_s' 、縦軸はスペックルコントラストの 2 乗誤差である。この誤差が最小となる点を採用し補正散乱係数 $\mu_s' = 7.437 \text{ cm}^{-1}$ を算出することができた。

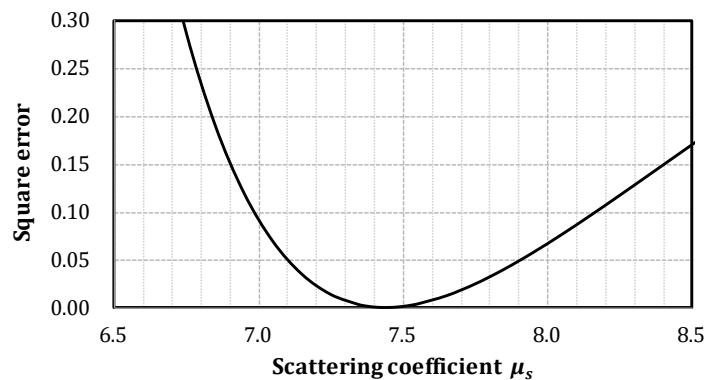


図 5.19 補正散乱係数 μ_s' 探索結果

算出した係数を用いて、スペックルコントラストのスペクトル幅依存性を求めた結果を図 5.20 に示す。実験結果とほぼ一致する様子を確認できる。

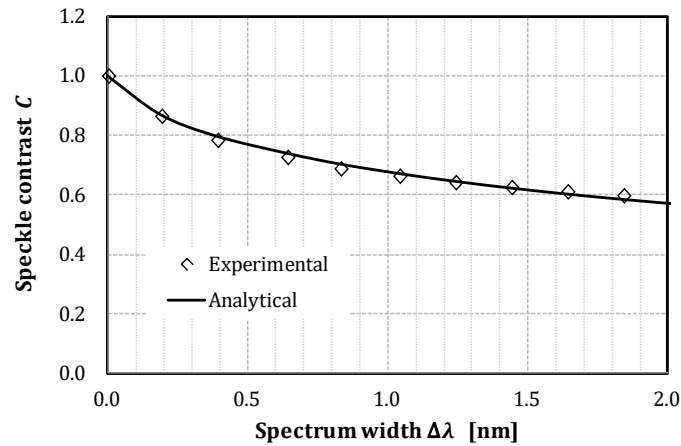


図 5.20 スペックルコントラストのスペクトル幅 $\Delta\lambda$ 依存性

なお確認として、算出した係数を用いて散乱光の時間遅延分布 $p(t)$ を求めた結果を図 5.21 に示す。このように時間遅延分布は 1 psec 以下の応答を示すと推定され、この時間応答を測定するには数 10 THz オーダの測定器が必要になることから、時間応答を用いた測定は現実的ではない。以上から、本研究で確立したコントラストのスペクトル幅依存性から係数を推定する手法は有用であると言える。

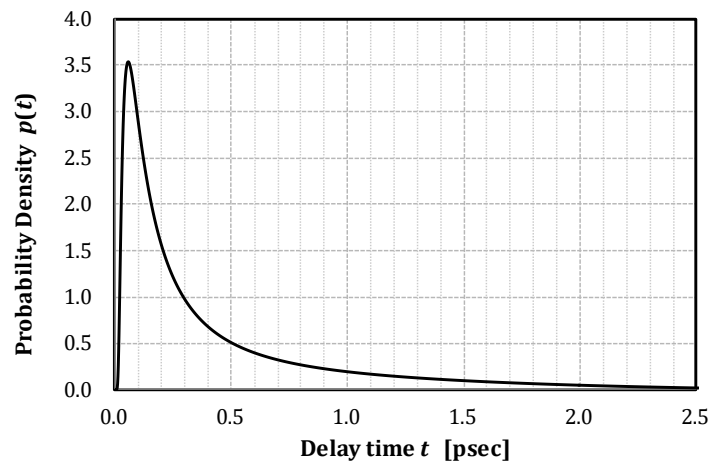


図 5.21 散乱光時間遅延 t に対する確率密度関数 $p(t)$

5.4.4 WDD 効果の解析的推定

以上で導出したスペックルコントラストの数式ならびに補正散乱係数を用いて、WDD の Z-effect を推定する。算出した補正散乱係数 $\mu'_s = 7.437 \text{ cm}^{-1}$ を式(5.25), 式(5.30)~式(5.37)に代入し、連続スペクトル光源におけるスペックルコントラストのスペクトル幅依

存性を計算した結果を図 5.22 に示す。スペクトル幅 $\Delta\lambda$ を広げることによりノイズ低減効果は大きくなることが判る。

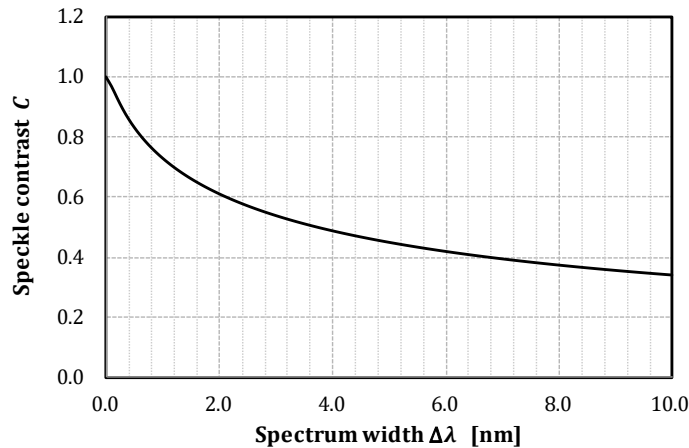


図 5.22 スペックルコントラストのスペクトル幅 $\Delta\lambda$ 依存性 (推定結果)

しかし、今回の実験で求めた補正散乱係数 μ'_s は未記録領域のものであったが、ホログラフィックメモリでは 440 多重記録を行う。多重数を大きくすることにより再生に寄与しないホログラムが形成され、不要な回折が生じ散乱が増大する可能性が考えられる。

そこで、次に多重数と WDD の効果との関係を明らかにする。多重記録時における補正散乱係数を算出する。実験は記録再生検証機を用い、表 5.4 に示す条件で行った。なお、多重数 0 を含め全ての条件においてポストキュア処理を実施し、媒体中のモノマを全てポリマ化している。

表 5.4 計算条件

ECLD	Wavelength range	[nm]	405 ~ 406
	Wavelength variable width	[nm]	~ 0.1
Reproduced light	Power	[mW]	80
Camera	Exposure time	[msec]	200
Medium	Thickness	[mm]	1.5
	Refractive index		1.5
	Multiplexing number	[page]	0 / 220 / 440

実験結果と解析解の誤差が最小となる補正散乱係数 μ'_s 、吸収係数 μ_a を最小二乗法により算出した。なお、吸収係数 μ_a はホログラフィックメモリの媒体では極めて小さいため、 $\mu_a = 0$ として補正散乱係数 μ'_s の探索を実施している。図 5.23 に、多重数を変えて補正散乱係数 μ'_s を算出した結果を示す。横軸は多重数、縦軸は補正散乱係数である。この結果、確かに補正散乱係数は多重数依存性を有しはするが、その差は大きいものではないことが判明した。

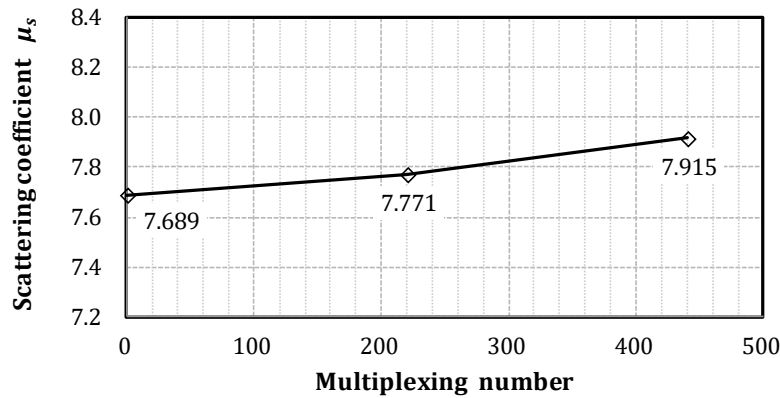


図 5.23 補正散乱係数 μ_s' の多重数依存性

確認のため、各補正散乱係数におけるスペックルコントラストを解析的に求めた結果を図 5.24 に示す。横軸はスペクトル幅 $\Delta\lambda$ 、縦軸はスペックルコントラスト C である。このように、多重数を変えても WDD 効果に大きな差異がないことが解る。

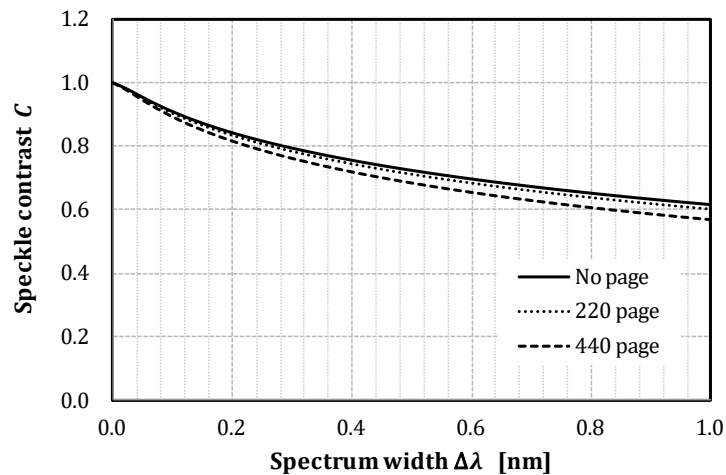


図 5.24 スペックルコントラストのスペクトル幅 $\Delta\lambda$ 依存性 (解析結果)

多重数を大きくすることによりホログラムがより形成され、散乱が増大すると考えたが、図 5.23 に示す結果のように補正散乱係数の多重数依存性は小さいことが判明した。このことは、散乱は媒体中の構造 (ホログラム等) には大きく依存せず、ポリマ化した高分子からの Rayleigh 散乱が支配的であることを示唆するものである。

5.5 媒体組成と散乱光量の関係

ここで、ポリマの光重合状態と散乱光パワーの関係について理論的に解析しておく。まず、ホログラム記録原理について確認する。図 5.25 (a) に記録媒体の構成を示す。媒体内には光重合性モノマと重合開始剤の分子が充填されている。ここで図 5.25 (b) のように、この媒体に参照光と信号光を照射すると媒体内部で干渉縞が発生、その光強度分布明部で重合開始

剤を起点としてモノマが光重合反応を起こしポリマ化する。ポリマ化のためにモノマが減少し、光強度分布暗部から明部へモノマが拡散することで、干渉縞に従ったポリマ密度分布 (屈折率変調) が形成される。これがホログラムである。

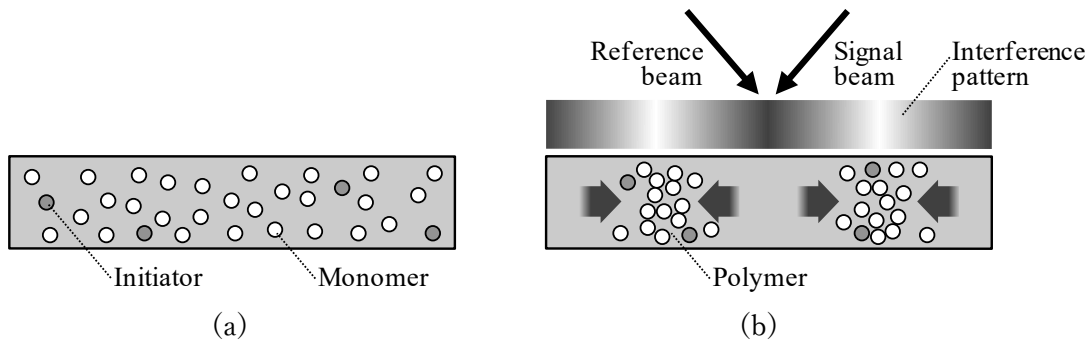


図 5.25 ホログラム記録機序 (a)光重合前 (b)光重合後

このポリマについてさらに説明する。まず、光照射により重合開始剤がラジカル化し (分子が不対電子を有し), 図 5.26 (a)のモノマの電子を奪い安定化しようとする。続いて電子が奪われたモノマがラジカル化する, という反応が連鎖的に生じることによって, 図 5.26 (b)に示すポリマへと成長する。このポリマは線状ではなく図のように球状になるとされており, このポリマ分子の粒径を d とする。

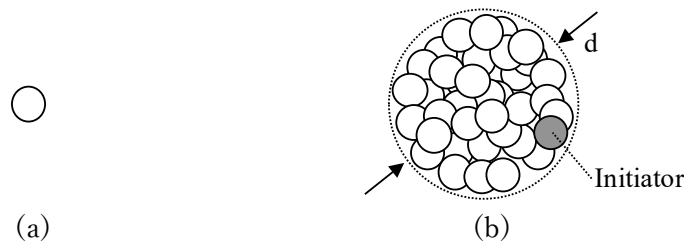


図 5.26 光重合前後の粒子概略 (a)モノマ (b)ポリマ

ここで, このポリマ分子からの散乱について考える。ポリマ分子の粒径は光の波長よりも十分小さいため散乱は Rayleigh 散乱が支配的となる。式(5.41)に Rayleigh 散乱における散乱係数の数式を示す^{[56][64]}。 N_p はポリマ粒子数, d はポリマ粒径, n はポリマ屈折率, λ は波長である。

$$\mu_s = \frac{2\pi^5 N_p d^6}{3\lambda^4} \left(\frac{n^2 - 1}{n^2 + 2} \right) \quad (5.41)$$

このように, 散乱係数 μ_s はポリマ粒子数 N_p に比例し, ポリマ粒径 d の 6 乗に比例する。

次に, この散乱係数と散乱光強度との関係について考える。なお, 以降の議論では, 媒体に照射する光強度, 露光時間は常に一定であるとする。散乱係数を上げるためには, 式(5.41)よりポリマ粒子数 N_p かポリマ粒径 d を増加させればよい。このためにはモノマ粒子数を増やせばよいのでモノマ粒子数 N_m を αN_{m0} (N_{m0} : 現媒体のモノマ粒子数) にしたとする。このモノマ増分がポリマ粒子数 N_p かポリマ粒径 d のどちらに寄与するかで場合分けする。

5.5.1 ポリマ粒径拡大

光重合反応は重合開始剤を起点に生じるため、モノマ粒子数 N_m を増加させても重合開始剤数 N_i が一定であれば、生成されるポリマ粒子数は一定となる。この場合、モノマ粒子数 N_m の増加率 α はポリマ分子の連鎖長を長くすることに消費される。ここで、ポリマ分子が図 5.26(b)に示すように球状とすれば、粒子が球体内に充填されるので粒径 $d \propto \sqrt[3]{\alpha}$ となる。式 (5.41)より $\mu_s \propto d^6 \propto \alpha^2$ となるので、散乱係数 μ_s はモノマ粒子数の増加率 α の 2 乗に比例する。散乱光強度 P_n は散乱係数 μ_s に比例するので、散乱光強度 P_n は式(5.42)となる。

$$P_n \propto \mu_s \propto \alpha^2 \quad (5.42)$$

5.5.2 ポリマ粒子数増加

5.5.1 項と異なり、モノマ粒子数 N_m の増加率 α に合わせて重合開始剤数 N_i を増加させたとする。モノマ粒子数 N_m と重合開始剤数 N_i の比が一定であれば、同じ連鎖長を持つポリマが生成されるため、ポリマ粒径は一定となる。この場合、モノマ粒子数 N_m の増加率 α はポリマ分子の粒子数を増やすことに消費される。よって、ポリマ粒子数 $N_p \propto \alpha$ となり、式(5.41)より $\mu_s \propto N_p \propto \alpha$ となるので、散乱係数 μ_s はモノマ粒子数の増加率 α に比例する。散乱光強度 P_n は散乱係数 μ_s に比例するので、散乱光強度 P_n は式(5.43)となる。

$$P_n \propto \mu_s \propto \alpha \quad (5.43)$$

但し、実は開始剤の量を変えると媒体作製上問題が生じるため、5.5.1 項の条件で考える。

5.6 WDD シミュレーション

これまでの検討において、WDD の効果は主にスペックルコントラストで評価していた。この方法により傾向は掴めるものの、信号光が再生された環境において SNR をどの程度改善可能かについて評価できていない。そこで、散乱光をモデル化し、信号光を含めたシミュレーションを行うことで、WDD の効果を評価する。

5.6.1 散乱光シミュレーション

散乱光のシミュレーション方法について検討する。散乱モデルにより検出器上の散乱光を求めることは可能であるが、アボガドロ数オーダーで存在する媒体高分子の多重散乱をモデル化する必要がある、膨大な演算時間を必要とするため現実的ではない。しかし、本検討においては、多重散乱を正確に再現する必要は無く、散乱の結果得られる散乱光パス長が式 (5.36)の確率密度関数を有してさえいけばよい。

そこで、生成した一様乱数からモンテカルロ法を用いて任意確率密度関数を有する乱数列を生成することを試みた^{[65][66]}。ここで、図 5.27 に散乱光パス長 l の確率密度関数

(Probability Density Function : PDF) ならびに累積分布関数 (Cumulative Distribution Function : CDF) を示す。後述する補間によるパス長算出には、対象となる関数は単調増加 (減少) 関数である必要があるため、PDF を 0~1 の値を取る CDF に変換した。

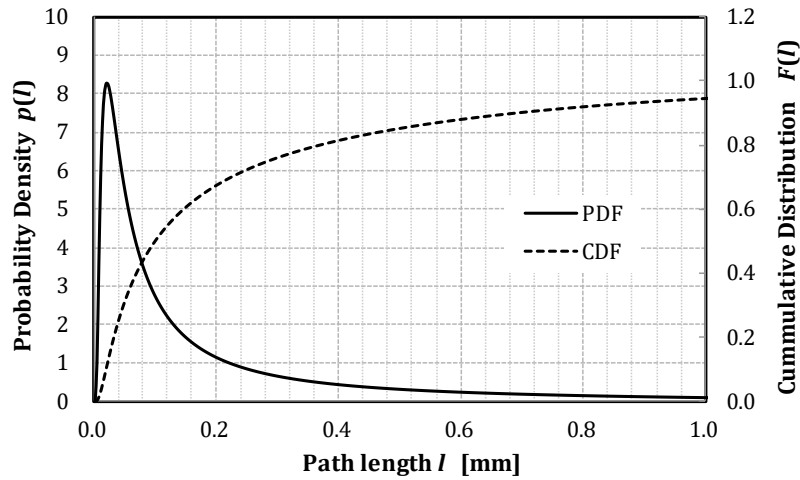


図 5.27 散乱光パス長 l に対する PDF, CDF ($\mu_a=0 \text{ cm}^{-1}$, $\mu'_s=7.915 \text{ cm}^{-1}$, $d=1.5 \text{ mm}$)

この CDF から散乱光パス長 l を求める手順は以下の通りである。

1. 0~1 の一様乱数 r を生成
2. 乱数 r がどの CDF 値の間に存在するかを探索
(図 5.28 では $F(l_{i+1}), F(l_i)$ 間に存在)
3. 式(5.44)に従って補間, 散乱光パス長 l を算出

$$l = \left[\frac{r - F(l_i)}{F(l_{i+1}) - F(l_i)} + i \right] l_0 \quad (5.44)$$

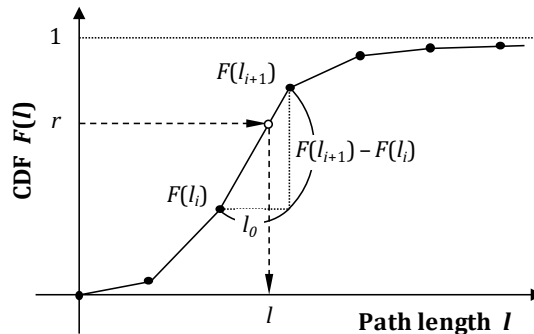


図 5.28 モンテカルロ法による乱数生成方法

以上の手順を乱数列の全要素に対して行うことで、散乱光パス長 l を数値解析的に求めることができる。図 5.29 に生成した散乱光パス長 l のヒストグラムを示す。結果、解析解とほぼ完全に一致する乱数列を生成することが確認できた。

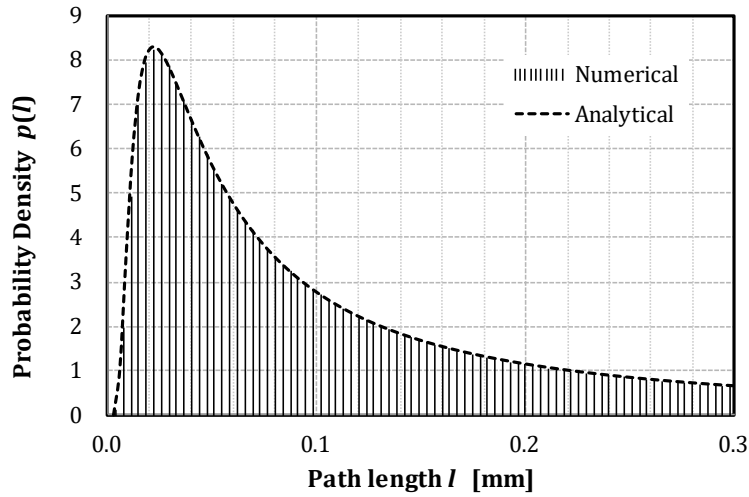


図 5.29 散乱光パス長 l に対する確率密度関数 $p(l)$
 $(\mu_a=0 \text{ cm}^{-1}, \mu'_s=7.915 \text{ cm}^{-1}, d=1.5 \text{ mm})$

この散乱光パス長の乱数を用いて式(5.9)に示す散乱光 $M(\xi, \eta)$ を生成, 式(5.10)に従ってポリティックフィルタ $A(\xi, \eta)$ を透過させた複素振幅 $U(\xi, \eta)$ を算出した後に, 式(5.11)のフーリエ変換により検出器上の複素振幅 $U(x, y)$ を求めた。結果を図 5.30 に示す (図の結果は強度で表示)。図 5.30(a)(b)のように, 散乱光波長の変化に伴いスペックルパターンが変化する様子をシミュレートできていることが解る。さらに, 図 5.30 (c)のように WDD によりコントラストが低下している様子もシミュレートできている。なお, スペックルパターンが横に長いのは, ホログラフィックメモリに RLL 変調による高密度記録を採用しており, ポリティックフィルタが縦に長いことに起因している。

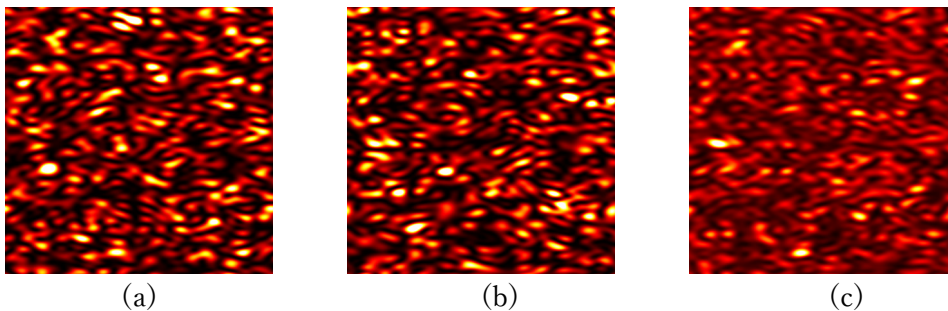


図 5.30 スペックルパターン (a) 405.0 nm, (b) 405.1 nm, (c) WDD (405.0~405.1 nm)
 $(\mu_a=0 \text{ cm}^{-1}, \mu'_s=7.915 \text{ cm}^{-1}, d=1.5 \text{ mm})$

さらに, 図 5.31 に WDD 使用時のスペックルコントラストの実験結果, シミュレーションを用いた数値解, 数式を用いた解析解を比較した結果を示す。結果, これらは全てほぼ一致しており, 本シミュレーション方法の妥当性を確認できた。

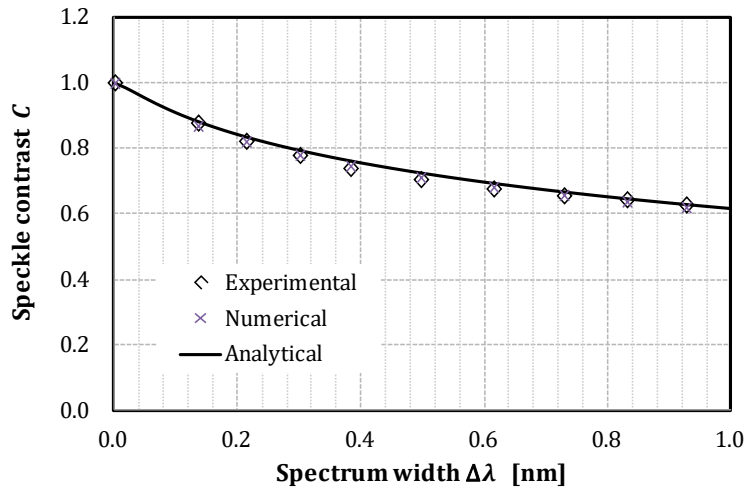


図 5.31 スペックルコントラストのスペクトル幅 $\Delta\lambda$ 依存性

5.6.2 信号光シミュレーション

ここまで散乱光シミュレーションについて議論したが、次に信号光シミュレーションについて述べる。信号光については、光学シミュレータにより計算が可能である。光学シミュレータは媒体内に生成されるホログラムを層分割法により計算しており、記録波長と再生波長が異なった場合の再生信号光の挙動解析にも対応する^{[67][68][69]}。

図 5.32 に、記録再生検証機において再生波長がずれた場合についてシミュレートした例を示す。再生波長が適正な図 5.32(b)ではページ全体が一樣輝度で再生されているが、図 5.32(a)(c)では波長がずれたことによりブラッグの回折条件を満たさなくなる信号光成分が生じ、結果としてページ右側が暗くなっている様子が解る。

このように、WDD 効果を得るためにスペクトル幅を広げると、それだけ劣化した信号光が増えることになるため画像品質が劣化することになる。

(a) (b) (c)

図 5.32 シミュレーション再生画像

波長シフト量 (a) -0.15 nm, (b) 0.00 nm, (c) +0.15 nm

図 5.33 に、本指標を用いて再生画像の品質劣化を評価した結果を示す。横軸は再生波長ずれ量，縦軸は Normalized noise である。このように，再生波長が適正波長からずれると再生品質は劣化し，特に ± 0.05 nm を超えたずれ量から急速に悪化する。

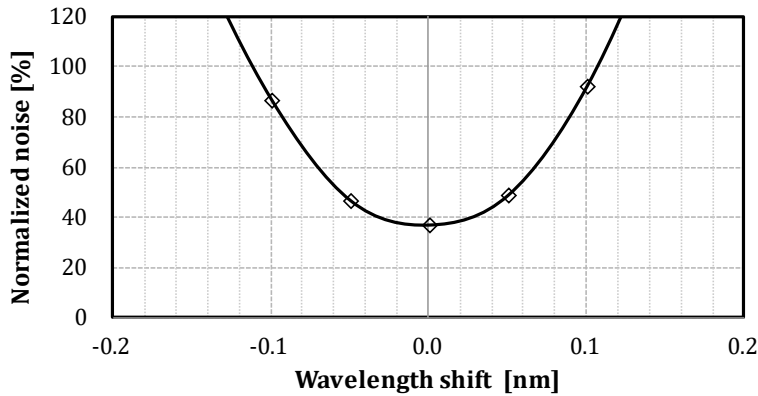


図 5.33 Normalized noise の波長シフト量依存性

5.6.3 信号光再生時における WDD 効果

5.6.1 項の結果より WDD のスペクトル幅は拡げた方が散乱ノイズ低減効果は大きく，5.6.2 項の結果より WDD のスペクトル幅を広げると再生画像品質が劣化することが判明した。よって，散乱光と信号光を考慮した WDD シミュレーションを行い，最適なスペクトル幅ならびに WDD による改善量を見積もる。多重散乱を考慮した散乱光下において WDD 使用時の再生像を得る手順は以下の通りである。

1. 再生波長を振って信号光シミュレーションを実施し，信号光の複素振幅分布算出
2. 再生波長を振って散乱光シミュレーションを実施し，散乱光の複素振幅分布算出
3. 再生波長毎に 1,2 結果を加算し 2 乗，信号光と散乱光が干渉した強度分布算出
4. WDD のスペクトル幅に応じて 3 結果を加算し，WDD 再生像を算出

図 5.34 に WDD 再生像の再生品質評価結果を示す。横軸はスペクトル幅 $\Delta\lambda$ ，縦軸は Normalized noise である。なお，表 5.5 にシミュレーションで印加したノイズ量を Normalized noise の増分で示しているが，これは実機で想定している程度の量とした。結果，スペクトル幅 $\Delta\lambda$ を広げると WDD 効果によりノイズは低減するが，広げ過ぎると，信号光そのものの劣化によりノイズが増大する様子が解った。また，最適なスペクトル幅も変化する。さらに，現媒体の補正散乱係数 $\mu_s' = 7.689 \text{ cm}^{-1}$ では Normalized noise で-4.8%の改善に留まっているが，補正散乱係数 $\mu_s' = 11.534 \text{ cm}^{-1}$ の媒体では-12.6%の改善が得られており，補正散乱係数を上げることにより WDD の効果が向上することが判明した。この理由は，補正散乱係数が大きいと媒体内の多重散乱がより発生し，散乱光パス長確率密度関数がより広がるため，同じ波長変化でも散乱光位相が大きく変化することによる。

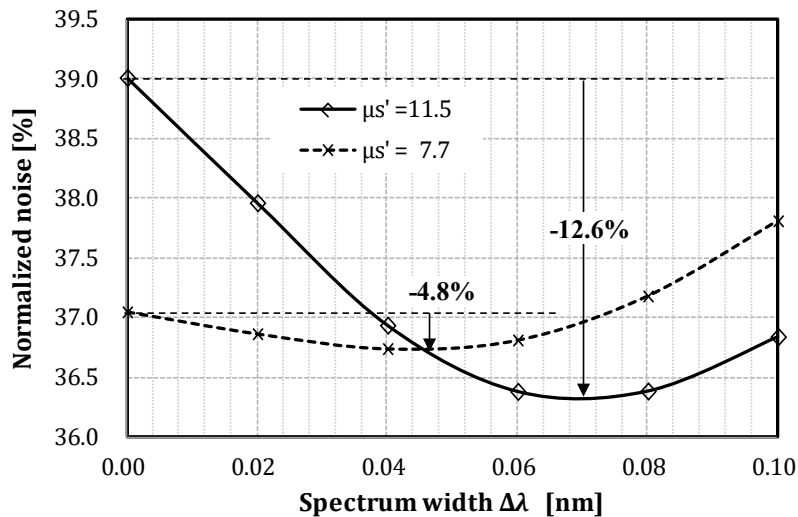


図 5.34 Normalized noise のスペクトル幅 $\Delta\lambda$ 依存性 ($\mu_a=0 \text{ cm}^{-1}$, $d=1.5 \text{ mm}$)

表 5.5 シミュレーション条件 (Normalized noise)

Camera noise	10.2%
Scattering noise	23.5%

ここで、Normalized noise における改善量の考え方について補足しておく。Normalized Noise では、独立したノイズは 2 乗平均平方根で加算すべきであることから、逆に Normalized Noise 改善量は式(5.45)に示した Unique Noise により算出している。 σ は再生画像の Normalized Noise, σ_0 は WDD 未使用時の Normalized noise を示す。

$$\text{Unique Noise} = \sqrt{\sigma^2 - \sigma_0^2} \quad (5.45)$$

5.6.4 WDD 効果と散乱係数の関係

前節の検討により、補正散乱係数を上げることにより WDD の効果が向上することが判明した。そこで、WDD の効果の補正散乱係数依存性について確認する。

図 5.35 に、シミュレーションにより求めた Normalized noise 改善量 (Unique noise) の補正散乱係数依存性を示す。横軸は散乱係数 μ_s' 、縦軸は Unique noise である。なお、図 5.34 のように補正散乱係数によって WDD の効果が最大となるスペクトル幅が異なるが、それぞれの補正散乱係数で効果が最大となるスペクトル幅における Unique noise をプロットしている。

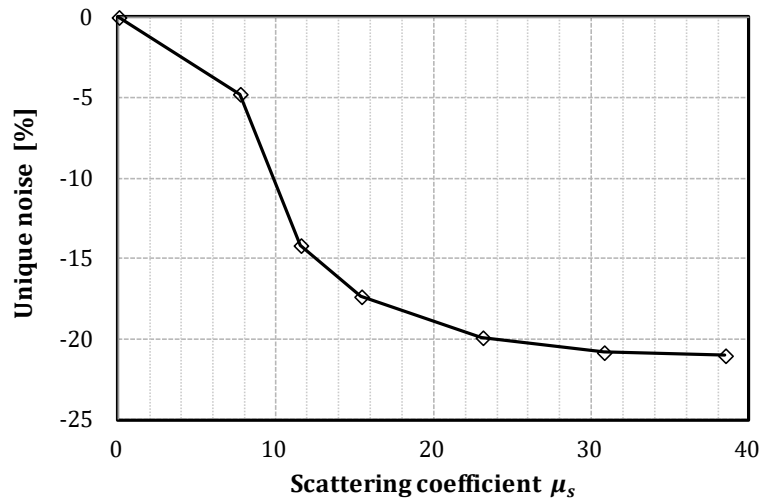


図 5.35 Unique noise の補正散乱係数 μ_s' 依存性 ($\mu_a=0 \text{ cm}^{-1}$, $d=1.5 \text{ mm}$)

結果, 補正散乱係数を上げれば改善する Unique noise も大きくなる傾向が解る。以上により, WDD による再生画像の Normalized noise 改善量が判明した。ここで, この Unique noise は散乱ノイズをどれだけ低減することに相当するののかについて考える。このためには, Unique noise を WDD 未使用時の Normalized noise σ_0 で規格化すればよく, さらに WDD 未使用時を散乱ノイズ 1 とする指標にするため 1 から減算した値を Noise reduction effect として式(5.46)で定義した。

$$\text{Noise reduction effect} = 1 - \frac{\sqrt{\sigma^2 - \sigma_0^2}}{\sigma_0} \quad (5.46)$$

図 5.36 に, 図 5.35 結果を Noise reduction effect で換算した結果を示す。横軸は散乱係数 μ_s' , 縦軸は Noise reduction effect である。結果, 現媒体の補正散乱係数 $\mu_s' = 7.689 \text{ cm}^{-1}$ では散乱ノイズ 98%とほとんど低減できない媒体組成であるが, 2 倍の補正散乱係数 $\mu_s' = 15.378 \text{ cm}^{-1}$ の媒体では 67%, 3 倍の補正散乱係数 $\mu_s' = 23.067 \text{ cm}^{-1}$ の媒体では 53%と, 媒体組成によっては散乱ノイズをほぼ半減できることが明らかとなった。そこで, 次節において WDD の効果が高く得られる媒体組成について検討する。

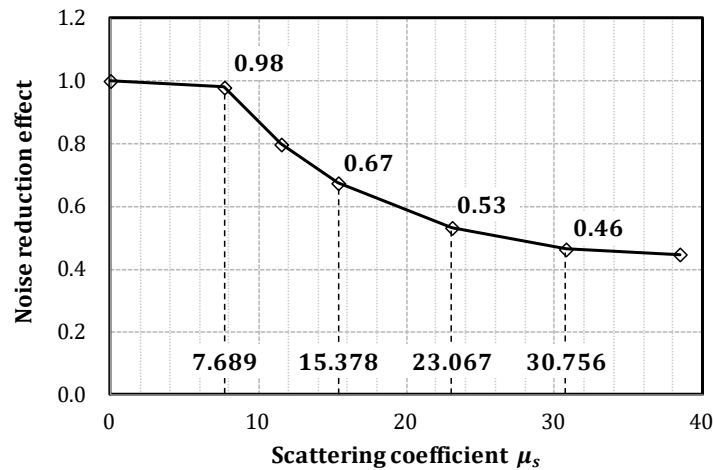


図 5.36 Noise reduction effect の補正散乱係数 μ'_s 依存性 ($\mu_a=0 \text{ cm}^{-1}$, $d=1.5 \text{ mm}$)

5.7 おわりに

角度多重で多重されるページ数を増やすには、光重合反応するモノマを多く含む媒体が必要であるが、同時に散乱ノイズも増加させてしまうため、従来はモノマを増やすことができなかった。そこで、この散乱ノイズを低減する波長ダイバーシティ検出方式を考案した。散乱ノイズは光重合反応後のポリマからのレイリー散乱によるものであり、これがセンサ上でスペックルノイズを生成することで発生する。よって、再生時の光源を広帯域化することにより異なるスペックルパターンを重畳させることで散乱ノイズを低減する。シミュレーションの結果、広帯域化による信号劣化よりもノイズ低減による SNR 改善効果が上回るため、モノマを増加させることで 1.5 倍程度の高密度化が可能である見通しを得た。

また、散乱ノイズはランダム性ノイズであるため、従来は低減が困難であり散乱が小さい媒体を使用するしか対策が無かった。しかし、WDD によりシステム側で低減可能となったため、媒体作製の自由度が向上した点も大きな成果である。

第 6 章 波長ダイバーシティ検出（位相変調）

6.1 はじめに

本章では、ホログラム多重数増加に対応する記録密度向上方法について検討する。第 5 章で議論したように散乱ノイズを低減する波長ダイバーシティ検出が有効であることが分かったが、振幅記録システムに対してのみの検証であった。そこで、位相記録を前提とした時にも本方式が有効かを検証する。

6.2 信号光劣化定式化

WDD による広帯域化の影響により、再生光に位相誤差が生じることを数式で明らかにする。まず本検討では、斜方体ホログラムを仮定し、角度多重記録時におけるオフブラッグ回折特性、特に再生光の位相に着目して解析を行う。図 6.1 でホログラフィックメモリの記録再生時の光学配置と位相原点を規定する。座標原点が媒体中心、信号光ならびに再生光の位相原点を r_{s0} 、参照光ならびに読出し光の位相原点（回転中心）を r_{r0} としている。

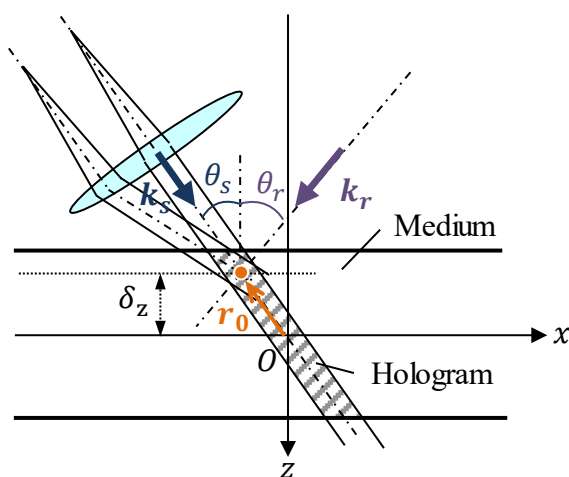


図 6.1 変数定義

この時、信号光を $a_s e^{i\phi_s}$ とすると、再生光電場 E_d はボルン近似から次式で表される^[22]。なお、 k_s は信号光ベクトル、 k_r は参照光ベクトル、 k_p は読出し光ベクトル、 k_d は再生光ベクトル、 δK はオフブラッグベクトルである。

$$\begin{aligned}
 E_d &= a_s e^{i\phi_s} \int_V e^{i\mathbf{k}_s \cdot (\mathbf{r}-\mathbf{r}_0)} \cdot e^{-i\mathbf{k}_r \cdot (\mathbf{r}-\mathbf{r}_0)} \cdot e^{i\mathbf{k}_p \cdot (\mathbf{r}-\mathbf{r}_0)} \cdot e^{-i\mathbf{k}_d \cdot (\mathbf{r}-\mathbf{r}_0)} dV \\
 &= a_s e^{i\phi_s} \cdot e^{-i(\mathbf{k}_s - \mathbf{k}_d - \mathbf{k}_r + \mathbf{k}_p) \cdot \mathbf{r}_0} \int_V e^{i\delta \mathbf{K} \cdot \mathbf{r}} dV
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

ここで、 $E_d = a_d e^{i\phi_d}$ とすると再生光電場の一般式は以下となる。

$$\phi_d = \phi_s - (\mathbf{k}_s - \mathbf{k}_d - \mathbf{k}_r + \mathbf{k}_p) \cdot \mathbf{r}_0 \tag{6.2}$$

$$a_d = a_s \int_V e^{i\delta \mathbf{K} \cdot \mathbf{r}} dV \tag{6.3}$$

このように、再生光位相 ϕ_d には、信号光と再生光ベクトルのずれ、および参照光と読出し光ベクトルのずれに依存した位相が信号位相 ϕ_s に付加される。対して、再生光振幅 a_d は、ホログラムの中心に座標原点を設定しており対称な積分範囲であることから実関数になる。この再生光振幅の低下については5章のASKにおけるWDDで議論しており、WDDで想定しているスペクトル幅では強度低下よりもWDD効果の方が上回ることを確認している^[70]。そこで、本章では再生光位相 ϕ_d に着目して議論する。本議論では、記録媒体の変動を抑圧するのは困難であるとの考えより、媒体位置シフト量を δ_z とすると図6.1より \mathbf{r}_0 は、

$$\mathbf{r}_0 = \mathbf{k}_s \frac{\delta_z}{k_{sz}} \tag{6.4}$$

と表現できる。次に、WDDの場合には異なる波長が重畳されることになるため、まず読出し光波長がシフトした場合の再生光電場について考える。記録時の参照光波長が λ_0 、再生時の読出し光波長が $\lambda_0 + \delta\lambda$ 、それにより再生光が $\Delta \mathbf{k}_s$ ずれたとすると以下の関係となる。

$$\mathbf{k}_p = \frac{\lambda_0}{\lambda_0 + \delta\lambda} \mathbf{k}_r \tag{6.5}$$

$$\mathbf{k}_d = \mathbf{k}_s + \Delta \mathbf{k}_s$$

よって、

$$\mathbf{k}_p - \mathbf{k}_r = \frac{\lambda_0}{\lambda_0 + \delta\lambda} \mathbf{k}_r - \mathbf{k}_r \sim -\frac{\delta\lambda}{\lambda_0} \mathbf{k}_r \tag{6.6}$$

$$\mathbf{k}_s - \mathbf{k}_d = -\Delta \mathbf{k}_s$$

であるので、これを式(6.2)に代入すると、

$$\phi_d \sim \phi_s + \left(\Delta \mathbf{k}_s + \frac{\delta\lambda}{\lambda_0} \mathbf{k}_r \right) \cdot \mathbf{k}_s \frac{\delta_z}{k_{sz}} \tag{6.7}$$

となる。次にこの式中のベクトル表現を展開する。読出し光波長が $\lambda_0 + \delta\lambda$ であることから再生光波長も $\lambda_0 + \delta\lambda$ であるので、

$$\begin{aligned}
 |\mathbf{k}_s + \Delta \mathbf{k}_s|^2 &= |\mathbf{k}_d|^2 \\
 |\mathbf{k}_s|^2 + 2\Delta \mathbf{k}_s \cdot \mathbf{k}_s + |\Delta \mathbf{k}_s|^2 &= \frac{\lambda_0^2}{(\lambda_0 + \delta\lambda)^2} |\mathbf{k}_s|^2
 \end{aligned} \tag{6.8}$$

の関係が成立し、これより $\Delta \mathbf{k}_s \cdot \mathbf{k}_s$ は、

$$\Delta \mathbf{k}_s \cdot \mathbf{k}_s = \frac{1}{2} \left\{ \left[\frac{\lambda_0^2}{(\lambda_0 + \delta\lambda)^2} - 1 \right] k_s^2 - \Delta k_s^2 \right\} \sim -\frac{\delta\lambda}{\lambda_0} k_s^2 \quad (6.9)$$

である。ここで簡単のため光線の入射を xz 平面に限定し、 θ_s, θ_r をそれぞれ信号光、参照光の媒体内での媒体面法線からの角度とすれば、

$$\mathbf{k}_r \cdot \mathbf{k}_s = k_s^2 \cos(\theta_s - \theta_r) \quad (6.10)$$

となる。さらに $k_{sz} = k_s \cos \theta_s$ であり、媒体屈折率を n とすると $k_s = 2\pi n / \lambda_0$ であるので式 (6.7) の再生光位相 ϕ_d は以下となる。

$$\begin{aligned} \phi_d &= \phi_s - [1 - \cos(\theta_s - \theta_r)] \frac{\delta_z}{k_{sz}} \frac{\delta\lambda}{\lambda_0} k_s^2 \\ &= \phi_s - \frac{2\pi n \rho \delta_z \delta\lambda}{\lambda_0^2} \end{aligned} \quad (6.11)$$

$$\rho = \frac{1 - \cos(\theta_s - \theta_r)}{\cos \theta_s} \quad (6.12)$$

以上が、再生時に読出し光が波長シフトした場合の再生光位相 ϕ_d を示す式である。この信号位相 ϕ_s 以外の項が PSK において影響を及ぼすことになる。

6.2.1 振幅変調における信号光劣化

議論したいのは PSK における WDD の影響であるが、比較のため ASK における再生方法について考える。図 6.2 に ASK の再生時の構成について示す。再生時には、記録時と逆向きの参照光を媒体中のホログラムに照射すると、記録時の信号光と逆方向に再生光が回折される。再生光は PBS を透過して画像センサで撮像し、再生信号処理により再生画像から元のデータを復元する。

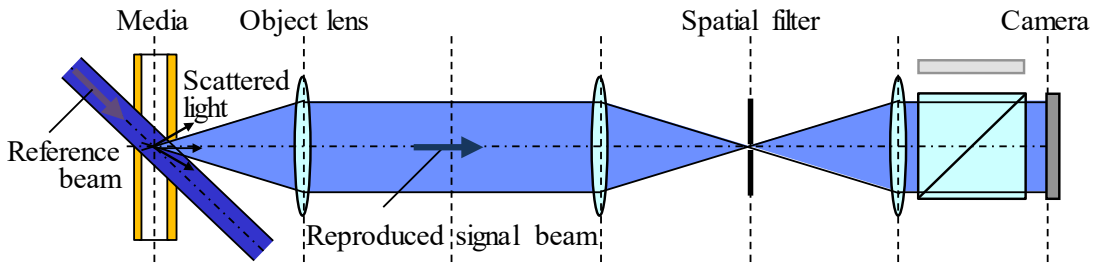


図 6.2 振幅変調ホログラフィックメモリ直接検出

このように、ASK では再生光 E_d を直接画像センサで受光するため、光強度 I は再生光強度すなわち再生光複素振幅の 2 乗であり、 $E_d = a_d e^{i\phi_d}$ より以下となる。

$$I = |E_d|^2 = |a_d e^{i\phi_d}|^2 = a_d^2 \quad (6.13)$$

このように、ASK では WDD による波長ずれによる再生光位相 ϕ_d の影響はなくなる。

6.2.2 位相変調における信号光劣化

一方, PSK は例えば直交位相変調 (Quadrature Phase Shift Keying : QPSK) や 16 値直交振幅変調 (16 Quadrature Amplitude Modulation : 16QAM) のような信号変調方法である。これらの適用により, ASK に比べて 1 ピクセルあたりの情報量が増えるためホログラフィックメモリの高記録密度・高転送速度を実現できる^[71]。

しかし, 光の振動数は画像センサの露光時間に対して圧倒的に高い周波数を有するため, そのままでは光の位相を検出することはできない。そこで, 図 6.3 に示すように, 再生光にオシレータ光を干渉させるホモダイン検出により再生光の位相情報を検出, さらに信号増幅効果により性能を向上する^[72]。

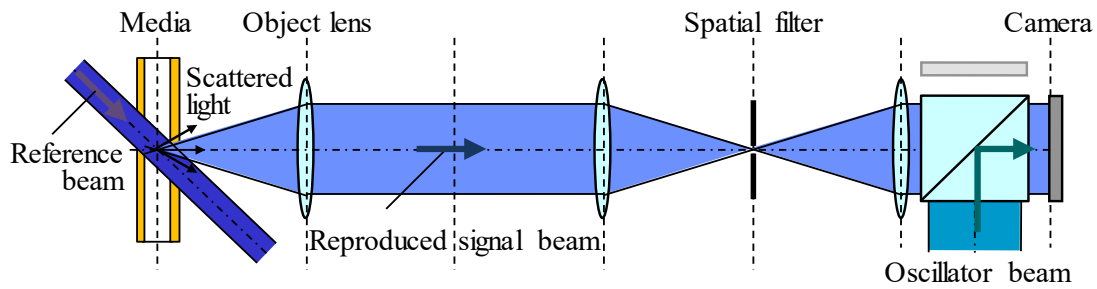


図 6.3 位相変調ホログラフィックメモリホモダイン検出

このように, 再生光 $E_d = a_d e^{i\phi_d}$ とオシレータ光 $E_o = a_o e^{i\phi_o}$ との干渉光をセンサで受光するため, 検出される光強度 I は以下となる。

$$I = |E_o + E_d|^2 = a_o^2 + a_d^2 + 2a_o a_d \cos(\phi_d - \phi_o) \quad (6.14)$$

ここで, WDD を使用した場合に検出される光強度を数式化する。 $I(\lambda)$ は波長 λ での光強度, $S(\lambda)$ は波長に対するパワースペクトル密度とすると, 光強度 I_{WDD} は上記光強度に対してスペクトル密度を重みとしてかけて積分したものになる。

$$I_{WDD} = \int_0^{\infty} S(\lambda) I(\lambda) d\lambda \quad (6.15)$$

また, パワースペクトル密度 $S(\lambda)$ の総和は以下の通り I_p とする。

$$I_p = \int_0^{\infty} S(\lambda) d\lambda \quad (6.16)$$

ここで簡単のため, WDD で使用する読出し光のスペクトルが図 6.4 に示すように一様 (P_0) であったとする。 $\Delta\lambda$ はスペクトルの FWHM である。中心波長が, 記録時の波長 λ_0 としている。

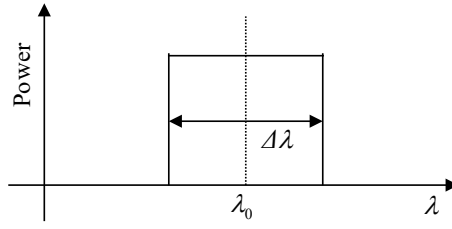


図 6.4 光源スペクトル

さらに、再生光振幅 a_d は波長依存が小さく変化が無視できるとすると、

$$\begin{aligned}
 I_{WDD} &= \int_{\lambda_0 - \Delta\lambda/2}^{\lambda_0 + \Delta\lambda/2} P_0 I(\lambda) d\lambda \\
 &= P_0 \int_{\lambda_0 - \Delta\lambda/2}^{\lambda_0 + \Delta\lambda/2} [a_o^2 + a_d^2 + 2a_o a_d \cos(\phi_d - \phi_o)] d\lambda \quad (6.17) \\
 &= I_P(a_o^2 + a_d^2) + 2P_0 a_o a_d \int_{\lambda_0 - \Delta\lambda/2}^{\lambda_0 + \Delta\lambda/2} \cos(\phi_d - \phi_o) d\lambda
 \end{aligned}$$

となり、ここに式(6.12)を代入すると式(6.18)となる。

$$\begin{aligned}
 I_{WDD} &= I_P(a_o^2 + a_d^2) + 2P_0 a_o a_d \int_{-\frac{\Delta\lambda}{2}}^{\frac{\Delta\lambda}{2}} \cos\left(\phi_s - \phi_o - \frac{2\pi n \rho \delta_z \delta\lambda}{\lambda_0^2}\right) d\delta\lambda \\
 &= I_P(a_o^2 + a_d^2) + \frac{2P_0 a_o a_d \lambda_0^2}{\pi n \rho \delta_z} \cos(\phi_s - \phi_o) \sin\left(\frac{\pi n \rho \delta_z \Delta\lambda}{\lambda_0^2}\right) \quad (6.18) \\
 &= I_P(a_o^2 + a_d^2) + 2a_o a_d I_P \cos(\phi_s - \phi_o) \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi n \rho \delta_z \Delta\lambda}{\lambda_0^2}\right)
 \end{aligned}$$

例えば、フリンジスキヤン法による複素振幅推定方法によればオシレータ光位相 $\phi_o = 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ での検出信号から、記録された信号光電場 E_s を推定可能である^[73]。以上の数式より、検出電場から正しく信号光電場 E_s を推定できない要因は式(6.18)における sinc 関数である。この項は、媒体位置シフト量 δ_z 、WDD によるスペクトル幅 $\Delta\lambda$ 、信号光入射角 θ_s 、参照光入射角 θ_r に依存して変化する。例えば、記録媒体ずれない場合 ($\delta_z = 0$) もしくは WDD を使用しない場合 ($\Delta\lambda = 0$) には、式(6.18)が以下となる。

$$I_{WDD} = I_P(a_o^2 + a_d^2) + 2a_o a_d I_P \cos(\phi_s - \phi_o) \quad (6.19)$$

しかし、実際には記録媒体の平面度、媒体取り付け時の傾きなどによって、媒体位置がシフトすることが考えられる。この場合には、光の波長精度での組上げ精度、制御精度が必要となる可能性が高く、製品化まで見据えた際には影響が極めて大きい。そこで、以降この許容量を見積もり、PSK における実現性を明らかにする。

6.3 媒体位置シフトにおける信号劣化

6.3.1 信号光位相の制約条件

まず, z 方向に媒体位置シフトした場合に推定される信号光位相は, 前述の通り sinc 関数が位相検出誤差の要因となる。これを信号劣化項 ξ としその影響度を評価する。

$$\xi = \text{sinc}\left(\frac{\pi n \rho \delta_z \Delta \lambda}{\lambda_0^2}\right) \quad (6.20)$$

式(6.20)の信号劣化項 ξ が負になると, 検出位相が π シフトして検出されることになる。よって, ϕ_s と正しく推定されるためには, 少なくとも式(6.20)の信号劣化項 ξ が常に正, すなわち sinc 内が π 以下でなければならず, 媒体位置シフト量 δ_z について以下の条件が成立する。

$$\delta_z \leq \frac{\lambda_0^2}{n \rho \Delta \lambda} \quad (6.21)$$

ここで, 実際に想定している条件 (表 6.1) において, 媒体位置シフト量 δ_z に求められる条件を算出する。なお, θ_r, θ_s は今までの議論において媒体内での角度であるが, 表 6.1 以降で示す角度は媒体入射前の角度として定義している。

表 6.1 計算条件

LD	Recording wavelength	λ_0	[nm]	405.00
	Reproducing wavelength	$\lambda_0 + \Delta \lambda$	[nm]	404.95~405.05
Signal beam	SLM pixel pitch		[μm]	7.8
	SLM pixel number		[pixel]	2048 \times 2048
	Focal length of objective lens		[mm]	12.4
	Incident angle	θ_s	[deg]	-62~12
Reference beam	Incident angle	θ_r	[deg]	33~63
Medium	Thickness		[mm]	1.5
	Refractive index	n		1.5

表 6.1 で想定しているホログラフィックメモリにおける θ_r, θ_s の関係を図 6.5 に示す。2 次元のページデータを記録しているため信号光角度 θ_s は拡がっており, 角度多重をしているため参照光角度 θ_r も拡がっている。

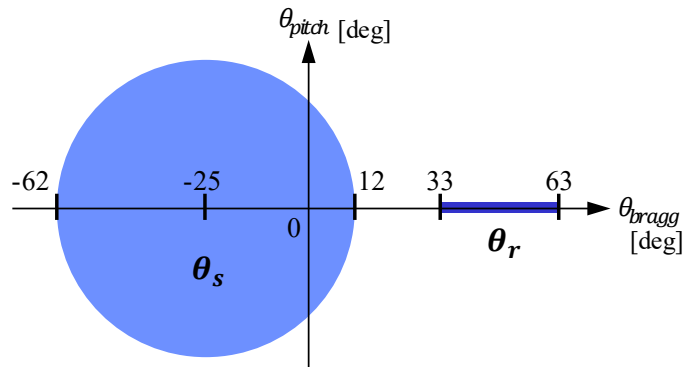


図 6.5 参照項入射角および信号光入射角の関係

ここで、式(6.20)中の ρ を θ_r 、 θ_s について2次元表示したものを図 6.6 に示す。このように、同じ θ_r であってもページ内で θ_s が異なることから式(6.20)の検出誤差の影響度がページ内で変動することになる。

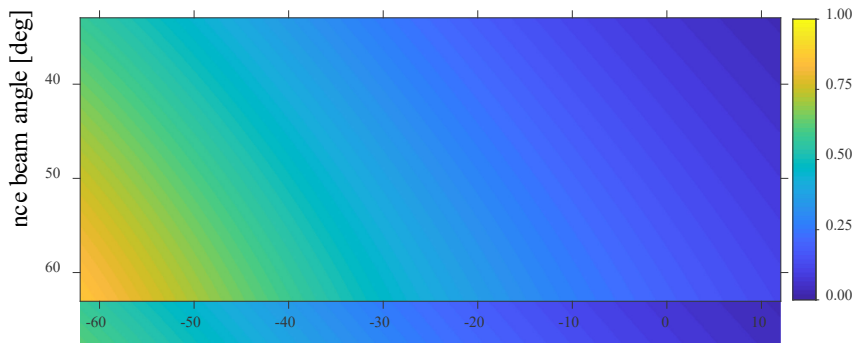


図 6.6 変数 ρ の信号光入射角と参照光入射角の関係

図 6.6 より、影響が最も大きくなるのは $\theta_r = 63 \text{ deg}$ の場合であるため、この条件下での式(6.20)の位相検出誤差の波長シフト量 $\delta\lambda$ と、信号光入射角 θ_s の依存性を図 6.7 に示す。式(6.21)の議論より、信号劣化項 ξ が正である必要があるため、図 6.7 において負となる領域を黒色で示している。この領域では検出位相が正しく検出できないことになる。

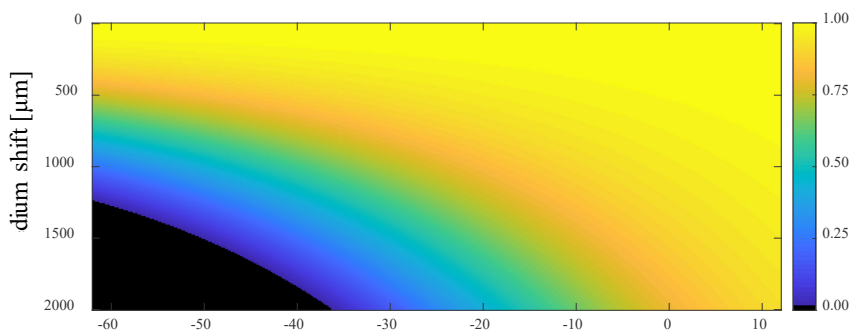


図 6.7 信号劣化項 ξ の信号光入射角と媒体シフト量の関係 ($\theta_r = 63 \text{ deg}$)

すなわち、最も条件が厳しい $\theta_s = -62 \text{ deg}$ の時、図 6.6 は図 6.8 のグラフとなり、また式 (6.21)より媒体位置シフト量 δ_z は 1.26 mm 以下でなければならないことが分かる。

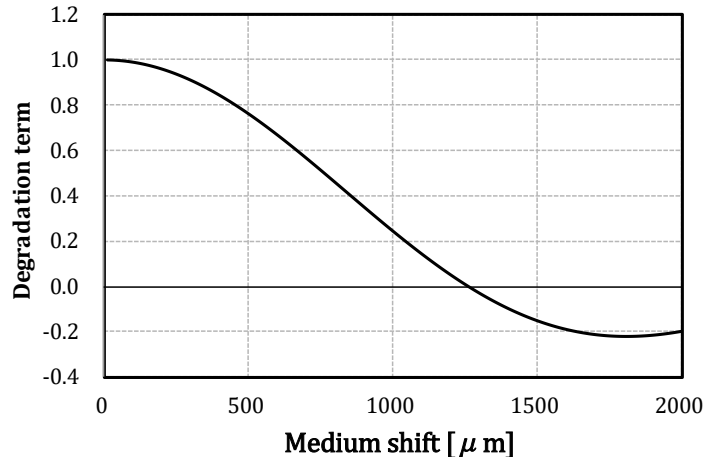


図 6.8 信号劣化項 ξ の媒体シフト量依存性 ($\theta_r = 63 \text{ deg}, \theta_s = -62 \text{ deg}$)

6.3.2 信号光振幅の制約条件

次に、z 方向に媒体位置シフトした場合に推定される信号光振幅は式(6.20)の信号劣化項 ξ が振幅検出誤差の要因となる。例えば 16QAM では最大振幅を 1 とすると同一位相信号での振幅方向の信号間距離は 2/3 である。よって、一般的に信号間隔の 1/10 程度に振幅低下を抑圧する必要がある。この条件は、

$$\xi > 1 - \frac{2}{30} \quad (6.22)$$

となり、実際に想定している条件 (表 6.1) において、式(6.22)から媒体位置シフト量 δ_z は 250 μm 以下でなければならないことになる。よって、媒体の平面度やチャッキングでの取り付け精度、位置合わせ精度を考慮すると、この媒体位置シフトを抑圧することは難易度が高い。

6.4 オシレータページ記録方式

PSK 記録再生に対して WDD を適用するには媒体位置シフトに伴う再生光の位相誤差が問題となり、製品レベルでこれを抑圧するのは難易度が高く、コスト増、動作条件の厳格化が見込まれる。よって、再生光の位相誤差を低減する手法が必要となる。

図 6.3 に示したようなホモダイン検出ではオシレータ光と再生光を干渉させることにより位相を強度として検出している。このオシレータ光は、一般的に再生光とは異なる光路を通過してきた平面波を使用しているため、再生光とは異なる波面を有しておりホモダイン検出時の位相差として現れることになる。よって、オシレータ光も再生光と同じもしくは近い波面を実現できれば、例え再生光に位相誤差が含まれていたとしても、位相差は生じないこ

とになる。

この考えを実現するには、図 6.9 に示すように信号光を記録するのと同じ場所にオシレータ光もホログラムとして記録しておき、再生時に同じ媒体の場所から同時に再生させればよい。この方法であれば再生光とオシレータ光の波面ずれを吸収することができるため、本来再生が困難となるような媒体収縮膨張に伴う問題に対しても効果が得られると考えられる。

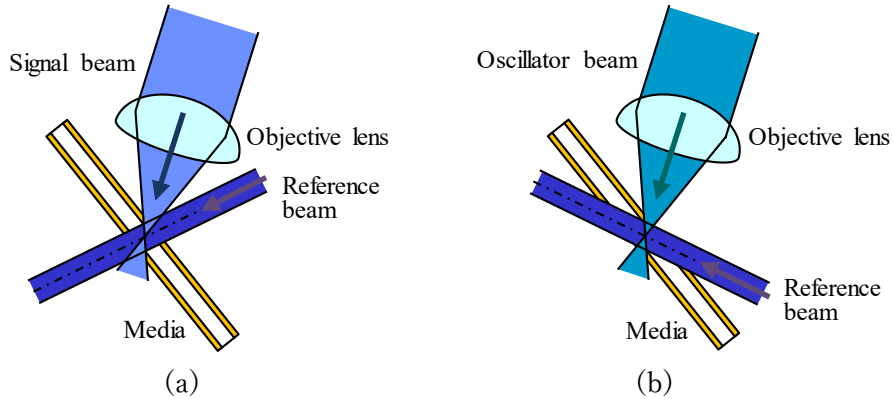


図 6.9 オシレータページ記録方式の概念 (a)データページ (b)オシレータページ

この位相検出時に基準波面となる光を記録しておく考えは、例えばコリニア方式のホログラフィックメモリにおいて提案されている^[74]。このような方式を用いればオシレータ光を再生光と同様に記録媒体からの再生光とできるので位相差を 0 とすることが可能である。しかし、1つのデータページの再生に対して1つのオシレータ信号が必要であり、記録媒体の消費量が大きいことが問題であった。

そこで、角度多重方式の特徴を活かし、図 6.10 に示すように 1book あたり 1 ページのオシレータページを記録する方法が有効と考えた^[75]。この方法に依れば、データページの記録媒体の消費量に比べオシレータページのメディア消費量を大きく抑圧することが可能であり、高効率な位相記録再生方法を実現することが可能となる。例えば既報告では 1book あたり 440 ページのデータページから成るシステムが報告されており、これに適用すればオシレータページは 440 ページに 1 ページあればよいことになり効率がよい。

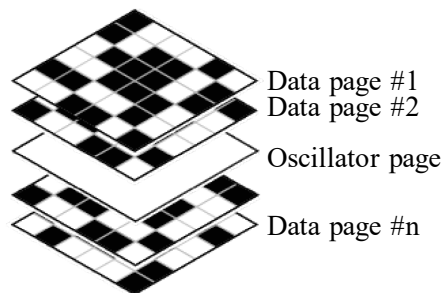


図 6.10 記録ページデータとオシレータページの関係

次に、この角度多重におけるオシレータページ記録方式を実現する方法であるが、まず記録時には異なる参照光角度で図 6.10 のような一面同位相のオシレータページを記録すればよい。問題は再生時であり、データページとオシレータページを干渉させるために同時に読み出すには、異なる角度の読み出し光をホログラムに同時に照射する必要がある。これを実現する光学系案について図 6.11 に示す。データページとオシレータページの読み出し光となる 2 本の平面波を媒体右側より照射し、媒体を透過した光はレンズを通過し、ミラーに垂直入射した後に反射して再度レンズを通過し、それぞれデータページとオシレータページ読み出し光となり媒体を照射する。2 本の平面波は事前に PBS など分離し、データページ用の平面波は入射角をガルバノミラーなどで変更できるようにしておく。また、ホログラムから回折光としてデータページとオシレータページが再生された際に干渉するように、偏光を揃える目的で、オシレータ用の読み出し光が照射されるミラーの領域に QWP を配置している。結果、この 2 つの回折光が干渉し位相を強度として検出することが可能となる。なお、角度多重方式であるので、ガルバノミラーは信号光記録時のデータ用参照光と同じ入射角度となるように制御されることになる。

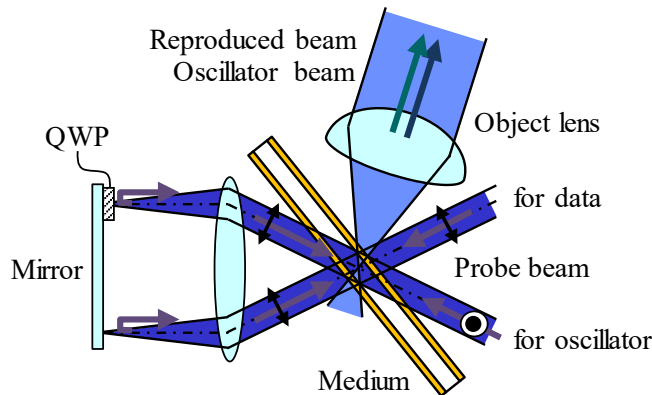


図 6.11 オシレータページ記録方式の具現化方法例

以上の方法に依れば、オシレータ光も再生光と同じもしくは近い波面を実現でき、再生光の位相誤差をキャンセルすることが可能になるはずである。これを数式で解析し、確認する。

6.5 媒体位置シフトにおける信号劣化

6.5.1 信号光位相の制約条件

まず、再生されるオシレータ光は基本的には再生光であるため、オシレータ用参照光角度を θ_0 とするとオシレータ光位相 ϕ_o は式(6.11)(6.12)から以下となる。

$$\phi_o = \phi_o - \frac{2\pi n \rho_o \delta_z \delta \lambda}{\lambda_0^2} \quad (6.23)$$

$$\rho_o = \frac{1 - \cos(\theta_s - \theta_o)}{\cos \theta_s} \quad (6.24)$$

よって、WDD において検出器で検出される光強度は、式(6.18)から以下となる。

$$I_{WDD} = I_P(a_o^2 + a_d^2) + 2a_o a_d I_P \cos(\phi_s - \phi_o) \operatorname{sinc} \left[\frac{\pi n(\rho_o - \rho) \delta_z \delta \lambda}{\lambda_0^2} \right] \quad (6.25)$$

$$\rho_o - \rho = \frac{\cos(\theta_s - \theta_r) - \cos(\theta_s - \theta_o)}{\cos \theta_s} \quad (6.26)$$

よって、2.2 項の議論と同様に sinc 関数が位相検出誤差の要因となる。これを信号劣化項 ξ' とし、その影響度を評価する。

$$\xi' = \operatorname{sinc} \left[\frac{\pi n(\rho_o - \rho) \delta_z \delta \lambda}{\lambda_0^2} \right] \quad (6.27)$$

実際に想定している条件 (図 6.16) において、オシレータページを参照光角度範囲の中心である $\theta_o = 48 \text{ deg}$ に設定したとすると、最も厳しい信号光、参照光角度 ($\theta_r = 63 \text{ deg}, \theta_s = -62 \text{ deg}$) の場合において、図 6.7 のグラフは図 6.8 となり、媒体位置シフトに対する耐性を大幅に向上できることが分かる。

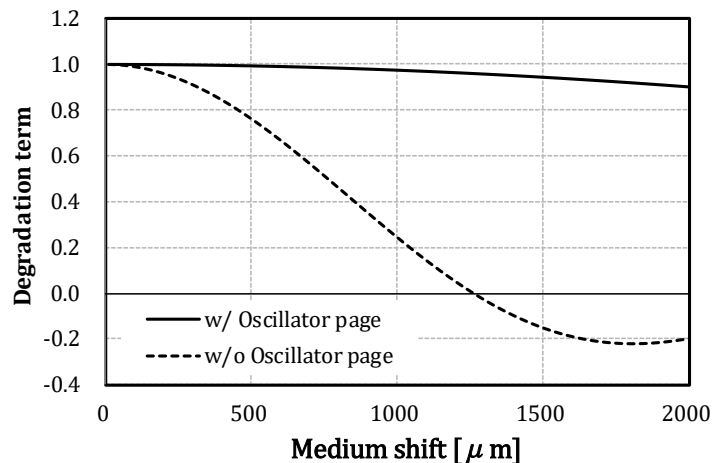


図 6.12 信号劣化項 ξ の媒体シフト量依存性 ($\theta_r = 63 \text{ deg}, \theta_s = -62 \text{ deg}$)

また、式(6.21)と同等の関係より、位相エラーを起こさない媒体位置シフト量 δ_z は 6.86 mm まで拡大されることになる。

6.5.2 信号光振幅の制約条件

次に、2.2.2 項での議論と同様に、z 方向に媒体位置シフトした場合に推定される信号光振幅 \hat{a}_s に対する条件から次式となる。

$$\xi' > 1 - \frac{2}{30} \quad (6.28)$$

実際に想定している条件 (Table 2.1) において, 媒体位置シフト量 δ_z は 1.6 mm まで大幅に拡大される。このように, mm オーダの精度であれば十分実用的であると言え, オシレータページ記録方式の効果が解析的に確認できた。

6.6 シミュレーション結果

WDD 使用時におけるオシレータページ記録方式の効果を, ホログラフィックメモリシミュレータを用いて評価する。本検証で使用したシミュレーションにより信号光の記録・再生を再現することができ, ホログラムからの回折光である再生光の複素振幅を得ることができる^[76]。ここで, WDD をシミュレーションする方法であるが, 図 6.13 のような連続スペクトルをシミュレートするのは困難であるため, 便宜的に離散スペクトルとして考える。この波長間隔が十分小さければ連続スペクトルとして見做すことが可能である。また, 各波長同士はインコヒーレントとして考えることができるため, 式(6.29)に示すように強度加算として表現可能である。 $E_o(\lambda_m)$, $E_d(\lambda_m)$ は式(6.14)のホモダイン検出における光源波長 λ_m でのオシレータ光と再生光の複素振幅である。

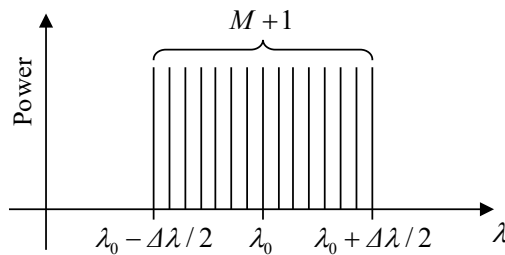


図 6.13 光源スペクトル

$$\begin{aligned} I_{WDD} &= \int_{\lambda_0 - \Delta\lambda/2}^{\lambda_0 + \Delta\lambda/2} |E_o(\lambda_m) + E_d(\lambda_m)|^2 d\lambda \\ &= \sum_{m=0}^M |E_o(\lambda_m) + E_d(\lambda_m)|^2 \end{aligned} \quad (6.29)$$

よって, シミュレーションは以下の手順で実施し, 位相を WDD により復号する。

1. 離散スペクトル化した波長毎に再生光をオシレータ光干渉させて強度算出
2. 波長毎の強度を全て算出後, インコヒーレントに積算
3. オシレータ光の位相を変えて 4 回計算 (原理的には 2 回でもよい)
4. フリンジスキャン法の式から位相を算出

以上のシミュレーションに使用した条件を表 6.2 に示す。

表 6.2 シミュレーション条件

LD	Recording wavelength	[nm]	405.00
	Reproducing wavelength	[nm]	404.95-405.05
Signal beam	SLM pixel number	[pixel]	260 × 260
	NA of objective lens		0.65
	Focal length of objective lens	[mm]	4.0
	Incident angle (center of page data)	[deg]	-25
Reference beam	Incident angle (for signal beam)	[deg]	63
	Incident angle (for oscillator beam)	[deg]	48
Medium	Thickness	[mm]	1.5
	Refractive index		1.5

また、シミュレータで生成した QPSK の位相変調ページデータを図 6.14 に示す。このように、4 値($0, \pi/2, \pi, 2\pi/3$)の位相を有している。

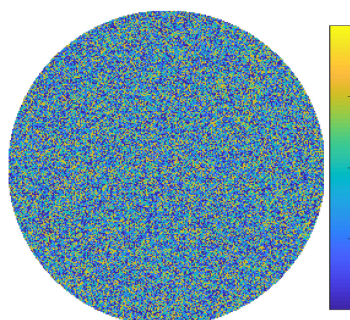


図 6.14 QPSK データページ

以上の条件で、記録再生して得られた再生光とオシレータ光を干渉、位相を復号した結果のヒストグラムならびに位相誤差分布を図 6.15 に示す。この結果は媒体位置シフト量 δ_z が 0 の時の結果である。結果、図 6.15 のように位相誤差は再生ページデータ全面で 0 であり、再生位相信号のヒストグラムも各信号が分離しており、正しく再生されていることが分かる。なお、この再生位相信号の SNR は式(6.30)で定義している。これは、QPSK の信号間距離 $\pi/2$ に対して、ヒストグラムから再生位相信号の標準偏差 σ を算出して求めている。この $\delta_z = 0$ の場合の SNR は 39.6 dB であった。

$$\text{SNR} = 20 \log_{10} \frac{\pi}{2\sigma} \quad (6.30)$$

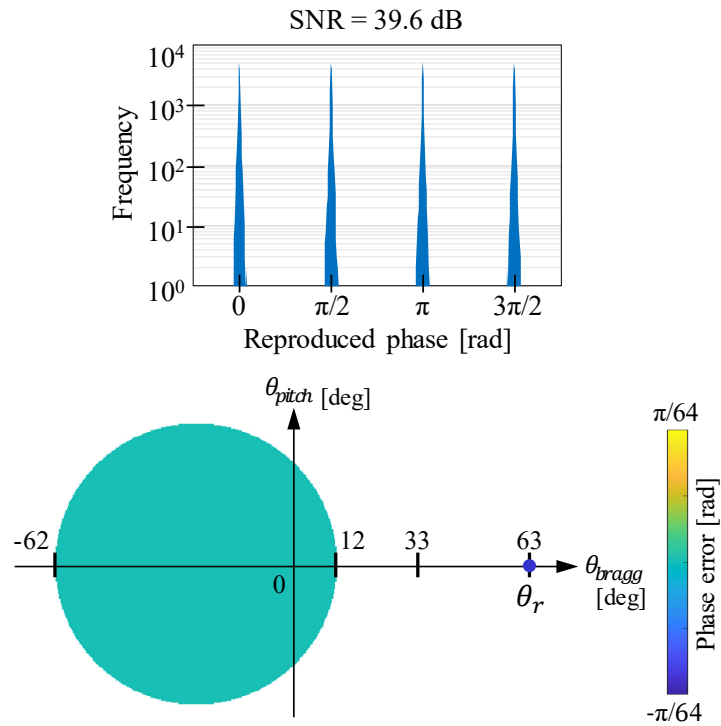


図 6.15 理想 WDD の再生信号ヒストグラムと位相誤差 ($\delta_z = 0$ mm)

一方、媒体位置シフトが生じると、WDD によるスペクトル幅 $\Delta\lambda$ での波長多重の影響を受けて再生位相信号に影響を及ぼす。図 6.16 に示すように位相誤差が再生ページデータに生じることになる。

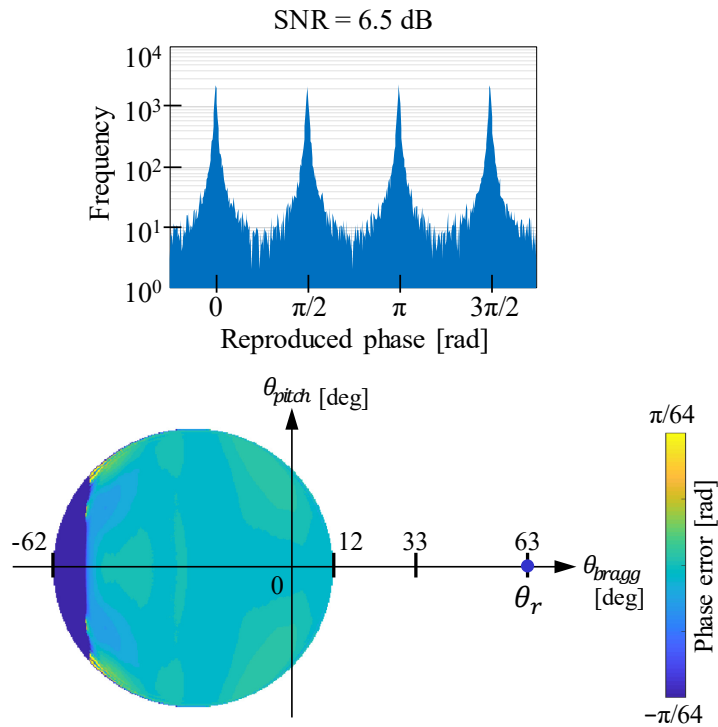


図 6.16 媒体シフト WDD の再生信号ヒストグラムと位相誤差 ($\delta_z = 1.5$ mm)

位相誤差量がページ内で分布しているのは、同じ参照光入射角 θ_r であったとしても信号光入射角 θ_s がページ内で異なるために生じる。この影響により、再生位相信号のヒストグラムは図 6.16 のように拡がることになり、SNR も 6.5 dB と大きく劣化することが分かる。なお、図 6.8 において $\delta_z = 1.5 \text{ mm}$ の場合には、 $\theta_s = -50 \text{ deg}$ あたりで位相誤差を生じることが分かるが、図 6.16 においても同じ位置で位相誤差が生じていることが分かる。

ここで、提案しているオシレータページ記録方式を適用した結果を図 6.17 に示す。図 6.16 で生じていた位相誤差が大幅に抑圧されており、位相誤差キャンセルの効果が得られていることが分かる。結果として、ヒストグラムは改善し、SNR も媒体位置シフトが生じていない場合とほぼ同じ 39.1 dB まで改善することが確認できた。

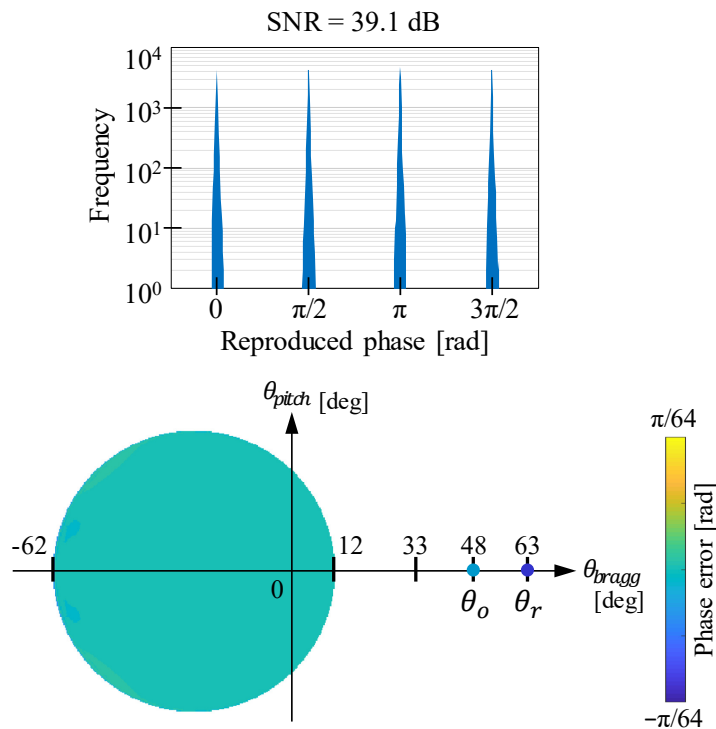


図 6.17 オシレータページ記録 WDD の再生信号ヒストグラムと位相誤差 ($\delta_z = 1.5 \text{ mm}$)

この媒体位置シフト量と再生位相信号の SNR の関係性を図 6.18 に示す。横軸は媒体位置シフト量 δ_z 、縦軸が再生位相信号 SNR である。結果、本条件では媒体位置シフト量が 200 μm 程度を超え始めた辺りから SNR が低下しはじめ、1.2 mm を超えたあたりから急激に SNR が低下していることが分かる。これは、図 6.8 のグラフからも分かるように、媒体位置シフト量 δ_z は 1.26 mm を超えると検出位相が π を超えるものが現れ出すためである。一方、オシレータページ記録方式を使用した場合、媒体位置シフトしたとしても僅かな SNR の劣化しか起きておらず、シミュレーションにおいてもこの方式が有用であることが確認できた。

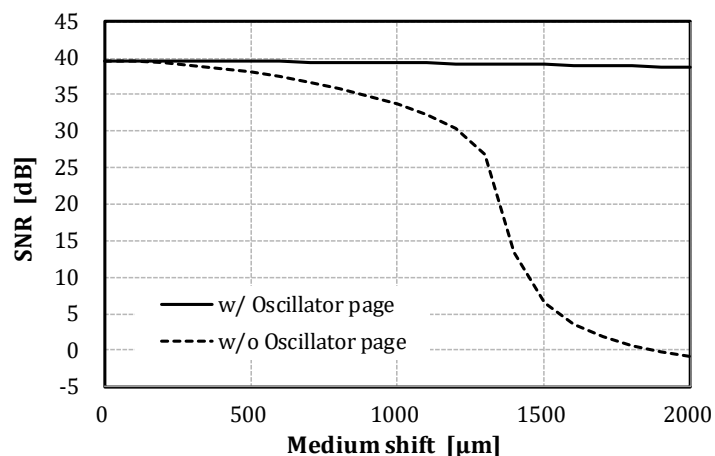


図 6.18 再生画像 SNR の媒体シフト量依存性

6.7 おわりに

PSK 記録再生での WDD 使用時における位相誤差の影響を数式化により明らかにした。結果、実際には記録媒体の平面度、媒体取り付け時の傾きなどによって媒体位置がシフトすることが考えられ、位相誤差を問題ないレベルまで抑制するには、光の波長精度での組上げ精度、制御精度が必要となる可能性が高く、製品化まで見据えた際には影響が極めて大きいことが判った。そこで、位相再生時のオシレータ光をデータと共にホログラムとして記録するオシレータページ記録方式を新たに考案し、シミュレーションにより実使用上問題ない程度にロバスト性を向上できることを明らかにした。

これによって、4章で議論した QPSK、16QAM といった次世代変調時においても WDD を使用でき、今後の高密度化の見通しを得た。

第7章 研究総括

角度多重方式ホログラフィックメモリは、従来の光ディスクの低ビットコスト、優れた保存性、高可搬性の特徴を継承しつつ、高密度記録と高転送速度を実現可能な方式である。ホログラフィックメモリを、光ディスクアーカイブに適用することを前提とすれば、高転送速度はシステムの RAID 化などで対応可能であると考えられるが、アーカイブシステムとしてのフットプリントを小さくするには高密度記録化は今後もさらに推進する必要がある。よって、本研究では角度多重方式ホログラフィックメモリの記録密度向上を目的とした。角度多重方式ホログラフィックメモリにおける記録密度は、ページデータ容量/ホログラムサイズ×多重数で決定されるため、これらを網羅的に検討し記録密度の向上を図った。

1つ目は、ホログラムサイズ縮小に対応する方法である。ホログラムサイズはページデータのピクセルサイズに反比例するため、ホログラムサイズを縮小するとホログラムあたりのデータ量が減るトレードオフの関係にある。そこで、一次元方向にピクセルの連続数を規定する RLL 変調をホログラフィックメモリに適用することを試みた。RLL 変調を施した二次元データで信号光を変調することで光の回折が抑制され、RLL 変調方向にホログラムサイズを半分にすることを確立した。さらに、RLL 変調を誤り訂正符号の一部として扱うことで訂正能力を向上させる新しい発想の RLL ターボ符号を考案し、理論限界に近いとされる LDPC 符号よりも訂正能力が高い上に、符号化効率を改善させることに成功した。以上より、1.78 倍の高密度化を達成し、実験により 2.4 Tbit/in.² の記録密度、すなわち 2 TB/disc となる記録容量達成の見通しを得た。

2つ目は、ページデータ容量増加に対応する方法である。ページデータ容量を増やすためには光通信などと同じように振幅位相多値記録すればよい。しかし、多値化すれば信号間距離が短くなることからノイズが問題となる。そこで、ホログラフィックメモリにおけるノイズを整理・定式化した上で、多値化時の信号点配置の最適化を行った。まず、ホログラフィックメモリにおいて位相多値記録を実現するには、位相検出時の基準波面となるオシレータ光の位相を 0, $\pi/2$ の 2 回変えて再生光と干渉させる位相ダイバーシティホモダイン検出が有効であることを確認した。その上で、センサ起因の暗電流ノイズや、干渉性ノイズである媒体からの散乱ノイズを数式化し、想定されるビットエラーレートを求めて多値化時の信号点配置の最適化を行った。結果、QPSK により 2 倍の高密度化、16QAM により 4 倍の高密度化が可能である見通しを得た。

3つ目は、ホログラム多重数増加に対応する方法である。角度多重で多重されるページ数を増やすには、光重合反応するモノマを多く含む媒体が必要であるが、同時に散乱ノイズも増加させてしまうため、従来はモノマを増やすことができなかった。そこで、この散乱ノイ

ズを低減する波長ダイバーシティ検出方式を考案した。散乱ノイズは光重合反応後のポリマからのレイリー散乱によるものであり、これがセンサ上でスペckルノイズを生成することで発生する。よって、再生時の光源を広帯域化することにより異なるスペckルパターンを重畳させることで散乱ノイズを低減する。シミュレーションの結果、広帯域化による信号劣化よりもノイズ低減による SNR 改善効果が上回るため、モノマを増加させることで 1.5 倍程度の高密度化が可能である見通しを得た。なお、本方式では媒体シフト時に再生位相誤差が発生するため位相記録再生時に問題であることも判明したが、オシレータ光をホログラムとして記録するオシレータページ記録方式を新たに考案し、シミュレーションにより実使用上問題ない程度にロバスト性を明らかにした。

以上で説明した方式を併用することにより、ホログラムサイズ縮小で 1.78 倍、ページデータ容量増加で 4 倍 (16QAM 使用時)、ホログラム多重数増加で 1.5 倍の高密度化が可能であり、合計 10.68 倍もの記録密度向上の見通しを得た。本結果は、本研究の基準となる日立-InPhase で実証されたホログラフィックメモリシステム (2009 年) の記録密度 663 Gbit/in² (500GB/disc 相当) を、12 TB/disc (500GB システムの多重数 192 を 440 多重にした効果を含む) まで増大できる可能性があることを示唆しており、ホログラフィックメモリの発展に寄与するものである。

参考文献

- [1] 石井利樹, “角度多重方式ホログラフィックメモリのシステム性能評価モデル構築と最適化設計,” 宇都宮大学大学院学位論文, (2018).
- [2] IDC’s Digital Universe, “The Digital Universe of Opportunities: Rich Data and the Increasing Value of the Internet of Things,” Sponsored by EMC (2014).
- [3] N. Yamaoka, S. Murakami, Y. Sugawara, S. Ohshima, T. Takishita, and F. Yokogawa “Thermal Recording for 200GB SIL Disc Mastering,” Technical Digest of ISOM 2009, Mo-D-04 (2009).
- [4] B. Hyot, F. Laulagnet, O. Lemonnier, and A. Fargeix, “Super-Resolution ROM Disc with a Semi-Conductive InSb Active Layer,” Technical Digest of ISOM2007, Mo-B-04 (2007).
- [5] E. Walker, A. Dvornikov, K. Coblenz, and P. Rentzepis, “Terabyte recorded in two-photon 3D disk,” Technical Digest of ISOM/ODS 2008, MB01 (2008).
- [6] K. Curtis, L. Dhar, A. J. Hill, W. L. Wilson, and M. R. Ayres, “Holographic Data Storage –From Theory to Practical Systems–,” WILEY (2010).
- [7] 志村努 監修, “ホログラフィックメモリーのシステムと材料,” シーエムシー出版, (2006).
- [8] D. Gabor, “A New Microscopic Principle,” *Nature* **161**, 777 (1948).
- [9] van Heerden, “Theory of Optical Information Storage in Solids,” *Applied Optics* **2**, 393 (1963).
- [10] K. Anderson, E. Fotheringham, A. Hill, B. Sissom, and K. Curtis, “High-Speed Holographic Data Storage at 500 Gbits/in.2,” *SMPTE Motion Image Journal* **115**, 200 (2006).
- [11] I. Redmond, “The InPhase Professional Archive Drive OMA: Design and Function,” Technical Digest of ODS 2006, MA1 (2006).
- [12] K. Tanaka, M. Hara, K. Tokuyama, K. Hirooka, Y. Okamoto, H. Mori, A. Fukumoto, and K. Okada, “415 Gbit/in.2 recording in coaxial holographic storage using low-density parity-check codes,” Technical Digest of ODS 2009, 64 (2009).
- [13] K. Tanaka, M. Hara, K. Tokuyama, K. Hirooka, K. Ishioka, A. Fukumoto, and K. Watanabe, “Improved performance in coaxial holographic data recording,” *Optics Express* **15**, 16196 (2007).

-
- [14] A. Fukumoto, "Development of a coaxial holographic data recording system," Technical Digest of ISOM/ODS'08 (2008).
- [15] T. Hoshizawa, Y. Tada, and N. Nakai, "Holographic Data Storage System with Terabyte Capacity and Gigabit Transfer Rate," ISOM Technical Digest 2015, 6 (2015).
- [16] F. Askham, M. R. Ayres, and A. C. Urness, "High dynamic range holographic data storage media," Proceedings of SPIE **9587**, 958708 (2015).
- [17] M. Omori, N. Mori, and N. Dejima, "Tunable light source with GaN-based violet laser diode," Proceedings of SPIE **8625**, 86251A (2013).
- [18] A. Hoskins, A. Hill, P. Smith, and K. Curtis, "Using Bragg effects to determine media orientation and wavelength detuning in a holographic data storage system," International Workshop Holographic Memory 2007 **27**, 13 (2007).
- [19] K. Anderson and K. Curtis, "Polytopic multiplexing," Optics Letters **29**, 1402 (2004).
- [20] 和田山正, "低密度パリティ検査符号とその復号法," トリケップス, (1996).
- [21] R. G. Gallager, IRE Trans. Inf. Theory **IT-8**, 21 (1962).
- [22] H. Coufal, D. Psaltis, and G. T. Sincerbox, *Holographic Data Storage* (Springer, New York, 2000) p. 3.
- [23] S.-Y. Chung, R. Urbanke, and T. J. Richardson, Proc. Int. Symp. Information Theory, 318 (2000).
- [24] J. Hagenauer, E. Offer, and L. Papke, IEEE Trans. Inf. Theory **42**, 429 (1996).
- [25] 渡部洋, "ベイズ統計学入門," 福村出版, (1999).
- [26] バナード・スカラー, "デジタル通信 基本と応用," ピアソン・エデュケーション, (2006).
- [27] P. A. Franaszek, IBM J. Res. Dev. **14**, 376 (1970).
- [28] P. A. Franaszek, US Patent 4488142 (1984).
- [29] B. E. Phelps, US Patent 2774646 (1960).
- [30] Y. Nakamura, K. Shimada, T. Ishii, H. Ishihara, M. Hosaka, and T. Hoshizawa, NLO/ISOM/ODS 2011 Tech. Dig., OMB5 (2011).
- [31] Y. Nakamura, U.S. Patent 8159923 (2012).
- [32] T. M. Cover and J. A. Thomas, *Elements of Information Theory* (Wiley, New York, 2006) 2nd ed., p. 13.
- [33] 三谷政昭, "やり直しのための工業数学," CQ 出版社, (2001).
- [34] S. ten Brink, Electron. Lett. **35**, 806 (1999).
- [35] S. ten Brink, Proc. IEEE VTC, 1876 (1999).
- [36] S. ten Brink, IEEE Trans. Commun. **49**, 1727 (2001).
- [37] K. Tajima, Y. Nakamura, U.S. Patent 9940964 (2018).
- [38] S. Benedetto and G. Montorsi, IEEE Trans. Inf. Theory **42**, 409 (1996).

- [39] 萩原春生, “ターボ符号の基礎,” トリケップス, (1999).
- [40] J. Hagenauer, Proc. ISITA, 5 (2002).
- [41] *White Paper Blu-ray Disc Format: Physical Format Specifications for BD-R* (Blu-ray Disc Association, 2010) p. 28.
- [42] 小川博司, 田中伸一 監修, “ブルーレイディスク読本,” オーム社, (2006).
- [43] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, IEEE Trans. Inf. Theory **20**, 284 (1974).
- [44] 和田山正, “誤り訂正技術の基礎,” 森北出版, (2010).
- [45] R. Shibuya and Y. Kaji, IEICE Trans. Electron. **E84-A**, 2389 (2001).
- [46] C. E. Shannon, Bell Syst. Tech. J. **27**, 379 (1948).
- [47] 日経 BP クリエーティブ, “データ圧縮とデジタル変調 98 年度版,” 日経 BP 社, (1998).
- [48] K. A. Schouhamer Immink, *Codes for Mass Data Storage Systems* (Shannon Foundation Publishers, The Netherlands, 1999) p. 155.
- [49] P. H. Siegel, “Recording Codes for Digital Magnetic Storage,” IEEE Trans. Magn., **MAG-21**[5], 1344 (1985).
- [50] J. Hagenauer, “The Turbo Principle in Mobile Communications,” International Symposium on Information Theory and Its Applications, (2002).
- [51] S. Benedetto, R. Garello, and G. Montorsi, IEEE Trans. Commun. **46**, 1101 (1998).
- [52] 八嶋弘幸, “畳み込み符号と Viterbi 復号,” トリケップス, (2000).
- [53] N. Ishii, N. Kinoshita, T. Muroi, K. Kamijo, and N. Shimidzu, Jpn. J. Appl. Phys. **47**, 5989 (2008).
- [54] 星沢拓, 中村悠介, 池田直仁, “大容量高速角度多重方式ホログラフィックメモリーシステムの開発,” 映像情報メディア学会技報 **40**(7), 65 (2016).
- [55] P. W. Hooijmans, “Coherent optical system design,” J. Wiley, (1994).
- [56] Y. Koike, S. Matsuoka, and H. E. Bair, Macromolecules **25**, 4807 (1992).
- [57] J. W. Goodman, *Statistical Optics* (Wiley, New York, 2000).
- [58] J. W. Goodman, *Speckle Phenomena in Optics* (Roberts and Co., Colorado, 2006).
- [59] A. Arimoto, M. Ojima, N. Chinone, A. Oishi, T. Gotoh, and N. Ohnuki, Appl. Opt. **25**, 1398 (1986).
- [60] C. A. Thompson, K. J. Webb, and A. M. Weiner, J. Opt. Soc. Am. A **36**, 3726 (1997).
- [61] C. A. Thompson, K. J. Webb, and A. M. Weiner, Appl. Opt. **14**, 2269 (1997).
- [62] M. S. Patterson, B. Chance, and B. C. Wilson, Appl. Opt. **28**, 2331 (1989).
- [63] M. A. Webster, K. J. Webb, and A. M. Weiner, Opt. Soc. Am. A **20**, 2057 (2003).
- [64] R. Siegel and J. Howell, *Thermal Radiation Heat Transfer* (Taylor & Francis, London 2002) p. 480.
- [65] M. H. Kalos and P. A. Whitlock, *Monte Carlo Methods* (Wiley, New York, 2008) Vol. 1, p. 43.

-
- [66] W. Hörmann, J. Leydold, and G. Derflinger, *Automatic Nonuniform Random Variate Generation* (Springer, New York, 2013) p. 15.
- [67] S. R. Lambourdiere, A. Fukumoto, K. Tanaka, and K. Watanabe, *Jpn. J. Appl. Phys.* **45**, 1246 (2006).
- [68] M. Miura, K. Nitta, and O. Matoba, *J. Opt. Soc. Am. A* **26**, 2269 (2009).
- [69] N. Kinoshita, T. Muroi, N. Ishii, K. Kamijo, H. Kikuchi, N. Shimizu, T. Ando, K. Masaki, and T. Shimizu, *Jpn. J. Appl. Phys.* **50**, 09ME02 (2011).
- [70] Y. Nakamura, T. Hoshizawa, and Y. Takashima, *Jpn. J. Appl. Phys.* **56**, 09NA08 (2017).
- [71] K. Tajima, Y. Nakamura, and T. Hoshizawa, *Jpn. J. Appl. Phys.* **55**, 09SA09 (2016).
- [72] M. R. Ayres, K. Anderson, F. Askham, and B Sissom, *Proc. SPIE, Optical Data Storage*, 920102 (2014).
- [73] S. Nakadate, and H. Saito, *Appl. Opt.* **24**, 2172 (1985).
- [74] K. Zukeran, A. Okamoto, M. Takabayashi, A. Shibukawa, K. Sato, and A. Tomita, *Jpn. J. Appl. Phys.* **52**, 09LD13 (2013).
- [75] Y. Nakamura, WIPO Patent WO2016/020994 (2016).
- [76] T. Shimura, S. Ichimura, R. Fujimura, K. Kuroda, T. Xiaodi, and H. Horimai, *Opt. Lett.* **31**, 1208 (2006).

謝辞

本研究の遂行と本論文の執筆にあたり，社会人博士課程の形で受け入れていただき，4年もの間に渡り懇切丁寧にご指導いただいた藤村 隆史 准教授に感謝いたします。会社の業務に追われて僅かにしか研究が進まないことが多く大変ご迷惑をお掛けしたにもかかわらず，常に検討した内容を掘り下げ，深く議論いただき研究の方向性を示していただきました。筆者にとって先生と議論できる時間は純粋に学問を追及することができる貴重な時間でした。

本論文の執筆に際して，ご多忙中，様々なご助言とご指導をいただきました谷田貝 豊彦 教授，大谷 幸利 教授，湯上 登 教授，杉原 興浩 教授，山本 裕紹 教授に感謝いたします。

本論文の WDD の研究や振幅位相多値記録の研究を進めるにあたり，アリゾナ大学の高島 譲 准教授に多大なるご指導をいただきました。先生には米国での研究生活の立上から未知の研究領域への取り組み方まで広くご指導いただきました。

社会人博士として宇都宮大学に入学することを許可していただいた株式会社日立製作所の関係者の皆様に感謝いたします。特に星沢 拓 部長には入学前から多くの応援とご指導をいただきました。

最後に，ここでお名前を挙げることはできませんでしたが，本研究に関わっていただいた全ての皆様にお礼を申し上げ，本論文の締めくくりとさせていただきます。

令和2年3月
中村 悠介

研究業績リスト

学術論文

(本研究に関するものは[1][5][6])

- [1] Y. Nakamura and R. Fujimura, “Wavelength diversity detection for phase-modulation holographic data storage system,” Jpn. J. Appl. Phys. **59**, 012004-1 (2019).
- [2] K. Tajima, Y. Nakamura, K. Yamaguchi, and T. Shimano, “Optimization design for improving resolution of lensless imaging with Fresnel zone aperture,” Opt. Rev. **26**, 507 (2019).
- [3] T. Shimano, Y. Nakamura, K. Tajima, M. Sao, and T. Hoshizawa, “Lensless light-field imaging with Fresnel zone aperture: quasi-coherent coding,” Appl. Opt. **57** [11], 2841 (2018).
- [4] M. Sao, Y. Nakamura, K. Tajima and T. Shimano, “Lensless close-up imaging with Fresnel zone aperture,” Jpn. J. Appl. Phys. **57**, 09SB05-1 (2018).
- [5] Y. Nakamura, T. Hoshizawa, and Y. Takashima, “Coherent scattering noise reduction method with wavelength diversity detection for holographic data storage system,” Jpn. J. Appl. Phys. **56**, 09NA08-1 (2017).
- [6] Y. Nakamura and T. Hoshizawa, “Two high-density recording methods with run-length limited turbo code for holographic data storage system,” Jpn. J. Appl. Phys. **55**, 09SA01-1 (2016).
- [7] K. Tajima, Y. Nakamura and T. Hoshizawa, “High-density recording in holographic data storage system by dual 2-level run-length-limited modulation,” Jpn. J. Appl. Phys. **55**, 09SA09-1 (2016).

受賞歴

(本研究に関するものは[6][8])

- [1] Y. Nakamura, K. Yamaguchi, K. Tajima, and T. Shimano, The 25th International Display Workshops (IDW), Best Paper Award, “Improving Image Quality of Lensless Light-Field Imaging Using Pattern Projection Technique” (2018).

- [2] 中村悠介, 映像情報メディア学会 第 20 回優秀研究発表賞, “Lensless Light-field Imaging with Fresnel Zone Aperture” (2017).
- [3] 中村悠介, 西村孝一郎, 平成 29 年度関東地方発明表彰, “多層 B D 記録学習向け波形等化方法 (特許第 5081737 号)” (2017).
- [4] 中村悠介, 島野健, 田島和幸, 佐尾真侑, 星沢拓, 日本光学会 光設計研究グループ 光設計優秀賞, “フレネルゾーン開口によるレンズレスライトフィールド画像センサ技術” (2017).
- [5] M. Sao, Y. Nakamura, K. Tajima, and T. Shimano, International Symposium on Imaging, Sensing, and Optical Memory (ISOM), Best Paper Award, “Close-up Technology for Lensless Light-Field Imaging” (2017).
- [6] 星沢拓, 中村悠介, 映像情報メディア学会 第 19 回優秀研究発表賞, “大容量高速角度多重方式ホログラフィックメモリシステムの開発” (2016)
- [7] Y. Nakamura, T. Shimano, K. Tajima, M. Sao, and T. Hoshizawa, International Workshop on Image Sensors and Imaging Systems (IWISS), Outstanding Best Poster Award, “Lensless Light-field Imaging with Fresnel Zone Aperture” (2016).
- [8] Y. Nakamura and T. Hoshizawa, International Symposium on Imaging, Sensing, and Optical Memory (ISOM), Program Chair Award, “High-Density Recording Method with RLL Turbo Code for Holographic Data Storage System” (2015).

招待講演

- [1] 中村悠介, “フレネルゾーン開口によるレンズレス画像センサ測距技術,” 光とレーザーの科学技術フェア (2019).
- [2] 中村悠介, “フレネルゾーン開口によるレンズレスライトフィールド画像センサ技術,” 光とレーザーの科学技術フェア (2018).
- [3] Y. Nakamura, K. Tajima, M. Sao, and T. Shimano, “Lensless Light-Field Imaging with Fresnel Zone Aperture,” International Symposium on Imaging, Sensing, and Optical Memory (ISOM) (2017).
- [4] 中村悠介, 島野健, 田島和幸, 佐尾真侑, 星沢拓, “フレネルゾーン開口によるレンズレスライトフィールド画像センサ技術,” Optics & Photonics Japan (OPJ) 光設計賞記念講演 (2017).
- [5] 中村悠介, 島野健, 田島和幸, 佐尾真侑, 星沢拓, “フレネルゾーン開口によるレンズレスライトフィールド画像センサ技術,” 第 42 回光学シンポジウム (2017).
- [6] 中村悠介, 田島和幸, 佐尾真侑, 島野健, “フレネルゾーン開口によるレンズレスライトフィールド画像センサ技術,” 映像情報メディア学会 マルチメディアストレージ研究会 (2017).

- [7] 中村悠介, “フレネルゾーン開口によるレンズレスライトフィールド画像センサ技術,” 光とレーザーの科学技術フェア (2017).

学会発表：国際会議

(本研究に関するものは[1][9][10][11][13])

- [1] Y. Nakamura and R. Fujimura, “Coherent Scattering Noise Reduction Method for Phase Multi-level Holographic Data Storage System,” International Symposium on Imaging, Sensing, and Optical Memory (ISOM) (2019).
- [2] K. Yamaguchi, Y. Nakamura, K. Tajima, T. Ishii, K. Yamasaki, and T. Shimano, “Lensless 3D sensing technology with Fresnel zone aperture based light-field imaging,” SPIE, Industrial Optical Devices and Systems (ODS) (2019).
- [3] Y. Nakamura, K. Yamaguchi, K. Tajima, and T. Shimano, “Improving Image Quality of Lensless Light-Field Imaging Using Pattern Projection Technique,” The 25th International Display Workshops (IDW) (2018).
- [4] K. Tajima, Y. Nakamura, K. Yamaguchi, and T. Shimano, “Optimization Design for Improving Resolution of Lensless Imaging with Fresnel Zone Aperture,” 11th International Conference on Optics-photonics Design & Fabrication (ODF) (2018).
- [5] K. Yamaguchi, Y. Nakamura, K. Tajima, T. Ishii, K. Yamasaki, and T. Shimano, “3D-Sensing Technology based on Lensless Light-Field Imaging with Fresnel Zone Aperture,” International Workshop on Image Sensors and Imaging Systems (IWISS) (2018).
- [6] M. Sao, Y. Nakamura, K. Tajima, and T. Shimano, “Close-up Technology for Lensless Light-Field Imaging,” International Symposium on Imaging, Sensing, and Optical Memory (ISOM) (2017).
- [7] K. Tajima, T. Shimano, Y. Nakamura, M. Sao, and T. Hoshizawa, “Lensless Light-field Imaging with Multi-phased Fresnel Zone Aperture,” IEEE International Conference on Computational Photography (ICCP) (2017).
- [8] Y. Nakamura, T. Shimano, K. Tajima, M. Sao, and T. Hoshizawa, “Lensless Light-field Imaging with Fresnel Zone Aperture,” International Workshop on Image Sensors and Imaging Systems (IWISS) (2016).
- [9] Y. Nakamura, T. Hoshizawa, and Y. Takashima, “Coherent Scattering Noise Reduction Method with Wavelength Diversity Detection for Holographic Data Storage System,” International Symposium on Imaging, Sensing, and Optical Memory (ISOM) (2016).
- [10] Y. Nakamura and T. Hoshizawa, “High-Density Recording Method with RLL Turbo Code for Holographic Data Storage System,” International Symposium on Imaging,

- Sensing, and Optical Memory (ISOM) (2015).
- [11] Y. Nakamura, K. Shimada, T. Ishii, H. Ishihara, M. Hosaka, and T. Hoshizawa, “High-Density Recording Method with RLL Coding for Holographic Memory System,” Tech. Digest of International Society of Optical Memory/Optical Data Storage, OMB5 (2011).
 - [12] Y. Nakamura, H. Ishihara, and T. Hoshizawa, “Inter-Track Crosstalk Canceling PRML Decoder for High Density Optical Disc,” Tech. Digest of International Society of Optical Memory/Optical Data Storage, OTuC3 (2011).
 - [13] T. Hoshizawa, K. Shimada, T. Ishii, Y. Nakamura, and M. Hosaka, “High-Density Recording in Angular-Multiplexing Holographic Memory System,” Tech. Digest of International Workshop on Holography, C1 (2011).
 - [14] Y. Nakamura, J. Iizuka, K. Nishimura, M. Ikeda, and Y. Tada, “Architecture of PRML Decoder for BD/HD DVD Compatible System,” Tech. Digest of ICCE, 4.3-3, (2008).

学会発表：国内会議

(本研究に関するものは[4][6])

- [1] 川俣良太, 田島和幸, 中村悠介, “フレネルゾーン開口を用いたレンズレスカメラでの固定ノイズ除去技術,” 映像情報メディア学会 マルチメディアストレージ研究会 (MMS) (2019).
- [2] 田島和幸, 中村悠介, 山口啓太, 島野健, “複眼フレネルゾーン開口によるレンズレス画像センサ接写技術,” 映像情報メディア学会 マルチメディアストレージ研究会 (MMS) (2018).
- [3] 西浦裕美, 山崎航史, 田島和幸, 中村悠介, 島野健, “レンズレスライトフィールド画像センサにおけるリアルタイム現像処理の開発,” 電子情報通信学会 電子部品・材料研究会 (CPM) (2017).
- [4] 池田直仁, 星沢拓, 中村悠介, 石飛竜哉, 西村孝一郎, “大容量記録再生に向けたホログラフィックメモリシステムの開発,” 電子情報通信学会 電子部品・材料研究会 (CPM) (2015).
- [5] 中村悠介, 峯邑浩行, 黒川貴弘, 星沢拓, “多層 BD 記録学習向け信号品質評価回路の開発,” 電子情報通信学会 電子部品・材料研究会 (CPM) (2011).
- [6] 星沢拓, 石井利樹, 中村悠介, 保坂誠, “角度多重型ホログラフィックデータストレージの高密度記録技術,” 電子情報通信学会 電子部品・材料研究会 (CPM) (2011).
- [7] 中村悠介, 久武信太郎, 高原淳一, 小林哲郎, “希土類錯体の発光を用いた全周型三次元ディスプレイ,” 電子情報通信学会 2005 年総合大会, D-11-80 (2005).

特許

登録 64 件（筆頭発明 41 件，共同発明 23 件）：以下リストは筆頭発明分出願中 112 件

- [1] Y. Nakamura, EP2674944B1, 2017.04.12, “Optical information recording apparatus, optical information recording method, optical information reproducing apparatus and optical information reproducing method.”
- [2] 中村悠介, 石井利樹, 特許第 6078634 号, 2017.01.20, “光情報再生装置および光情報記録再生装置.”
- [3] Y. Nakamura, and H. Ishihara, CN103548084B, 2016.06.22, “Optical information reproduction device and method for reproducing optical information.”
- [4] Y. Nakamura, IN273650B, 2016.06.21, “Optical information recording apparatus, optical information recording method, optical information recording/reproducing apparatus and optical information recording/reproducing method.”
- [5] 中村悠介, 特許第 5953284 号, 2016.06.17, “光情報記録媒体、光情報記録装置、光情報記録方法、光情報再生装置、光情報再生方法.”
- [6] Y. Nakamura, K. Nishimura, H. Minemura, and T. Kurokawa, VN14617B, 2015.11.25, “Adjusting method for recording condition and optical disc device.”
- [7] Y. Nakamura and T. Ishii, CN103123789B, 2015.11.11, “Optical information recording, reproducing and recording/reproducing devices and methods thereof.”
- [8] 中村悠介, 特許第 5802616 号, 2015.09.04, “光情報記録再生装置および光情報記録再生方法.”
- [9] Y. Nakamura, US9076464, 2015.07.07, “Optical information recording apparatus, optical information recording method, optical information reproducing apparatus and optical information reproducing method.”
- [10] 中村悠介, 石井利樹, 特許第 5753768 号, 2015.05.29, “光情報記録装置、光情報再生装置、光情報記録再生装置、光情報記録方法、光情報再生方法および光情報記録再生方法.”
- [11] Y. Nakamura and T. Ishii, US8995245, 2015.03.31, “Apparatus for recording optical information in a hologram, apparatus for reproducing optical information stored in a hologram, and a method for recording optical information in, or reproducing optical information from, a hologram.”
- [12] Y. Nakamura and H. Ishihara, US8947991, 2015.02.03, “Optical information reproducing apparatus and optical information reproducing method.”

- [13] Y. Nakamura, CN102623022B, 2014.12.03, “Optical information recording apparatus, optical information recording method, optical information reproducing apparatus and optical information reproducing method.”
- [14] 中村悠介, 特許第 5640033 号, 2014.10.31, “光情報記録装置、光情報記録方法、光情報記録再生装置および光情報記録再生方法。”
- [15] Y. Nakamura, US8873361, 2014.10.28, “Optical information recording/reproducing apparatus and method.”
- [16] Y. Nakamura, K. Shimada, T. Ishii, and M. Hosaka, CN102243878B, 2014.08.13, “Optical information reproduction apparatus and optical information reproduction method.”
- [17] 中村悠介, 嶋田堅一, 石井利樹, 保坂誠, 特許第 5581111 号, 2014.07.18, “光情報再生装置および光情報再生方法。”
- [18] Y. Nakamura, K. Nishimura, H. Minemura, and T. Kurokawa, EP2249343B1, 2014.04.02, “Adjusting method for recording condition and optical disc device.”
- [19] Y. Nakamura and H. Ishihara, CN103548084A, 2014.01.29, “Optical information reproduction device and method for reproducing optical information.”
- [20] 中村悠介, 西村孝一郎, 峯邑浩行, 黒川貴弘, 特許第 5427903 号, 2013.12.06, “記録条件の調整方法及び光ディスク装置。”
- [21] 中村悠介, 特許第 5414861 号, 2013.11.22, “光情報記録装置、光情報記録方法、光情報記録再生装置および光情報記録再生方法。”
- [22] Y. Nakamura, K. Nishimura, H. Minemura, and T. Kurokawa, US8531932, 2013.09.10, “Adjusting method for recording condition and optical disc device.”
- [23] Y. Nakamura, K. Shimada, T. Ishii, and M. Hosaka, US8520484, 2013.08.27, “Optical information reproduction apparatus and optical information reproduction method.”
- [24] Y. Nakamura, K. Nishimura, H. Minemura, and T. Kurokawa, CN101882452B, 2013.08.21, “Adjusting method for recording condition and optical disc device.”
- [25] Y. Nakamura and T. Ishii, CN103123789A, 2013.05.29, “Optical information recording, reproducing and recording/reproducing devices and methods thereof.”
- [26] Y. Nakamura, US8379500, 2013.02.19, “Optical information recording apparatus, optical information recording method, optical information reproducing apparatus and optical information reproducing method.”
- [27] Y. Nakamura, US8339921, 2012.12.25, “Optical information recording apparatus, optical information recording method, optical information recording/reproducing apparatus and optical information recording/reproducing method.”
- [28] 中村悠介, 特許第 5081741 号, 2012.09.07, “光情報記録装置、光情報記録方法、光情報記録再生装置および光情報記録再生方法。”

- [29] Y. Nakamura, CN102623022A, 2012.08.01, “Optical information recording apparatus, optical information recording method, optical information reproducing apparatus and optical information reproducing method.”
- [30] Y. Nakamura, CN101609697B, 2012.05.30, “Optical information recording apparatus, optical information recording method, optical information reproducing apparatus and optical information reproducing method.”
- [31] Y. Nakamura, US8159923, 2012.04.17, “Optical information recording apparatus, optical information recording method, optical information reproducing apparatus and optical information reproducing method.”
- [32] 中村悠介, 特許第 4961386 号, 2012.03.30, “光情報記録装置、光情報記録方法、光情報記録再生装置および光情報記録再生方法。”
- [33] 中村悠介, 西村孝一郎, 峯邑浩行, 黒川貴弘, 特許第 4959749 号, 2012.03.30, “記録条件の調整方法及び光ディスク装置。”
- [34] 中村悠介, 池田政和, 特許第 4871161 号, 2011.11.25, “光ディスク再生装置。”
- [35] Y. Nakamura, K. Shimada, T. Ishii, and M. Hosaka, CN102243878A, 2011.11.16, “Optical information reproduction apparatus and optical information reproduction method.”
- [36] Y. Nakamura, CN101587717B, 2011.09.07, “Optical information recording apparatus, optical information recording method, optical information reproducing apparatus and optical information reproducing method.”
- [37] Y. Nakamura, K. Nishimura, H. Minemura, and T. Kurokawa, CN101882452A, 2010.11.10, “Adjusting method for recording condition and optical disc device.”
- [38] Y. Nakamura, M. Ikeda, and T. Takeuchi, US7821888, 2010.10.26, “Optical disk reproducing apparatus with a disk identifying function.”
- [39] Y. Nakamura, IN2009001012DELA, 2010.04.30, “Optical information recording apparatus, optical information recording method, optical information recording/reproducing apparatus and optical information recording/reproducing method.”
- [40] Y. Nakamura, CN101609697A, 2009.12.23, “Optical information recording apparatus, optical information recording method, optical information reproducing apparatus and optical information reproducing method.”
- [41] Y. Nakamura, CN101587717A, 2009.11.25, “Optical information recording apparatus, optical information recording method, optical information reproducing apparatus and optical information reproducing method.”

以上.