

ナノフォトリック・デバイスを用いた 光パターン検出機構の提案と評価

浅井里奈

平成 28 年 2 月

電気情報工学科

ナノフォトニック・デバイスを用いた 光パターン検出機構の提案と評価

浅井里奈

内容梗概

現在インターネットが一般に広く普及し、深く浸透した。このネットワーク社会を支えているのは光通信技術であり、高速かつ大容量な通信を実現している。その結果、我々の社会活動は光通信に大いに依存している。そこで問題となるのがセキュリティである。サイバー攻撃が増加しつつある中、通信において情報を守るために攻撃を検出することは必要不可欠である。今後の光通信性能の向上に追従可能な情報処理を実現するためには、光速度での演算が必要となる。これを実現する手段として、ナノフォトニクスと呼ばれる新しい技術が注目を集めている。

本論文では、新しいサイバー攻撃検出機構としてナノフォトニック・デバイスを用いた光パターン検出機構を提案する。また、この光パターン検出機構において、遅延時間、面積、消費電力のモデリングを行った。また、これらのモデルと既存の電気デバイスを用いた光パターン検出機構の遅延時間、面積、消費電力のモデルとを用い、検出するビット数や動作周波数などに関しての比較、評価を行った。評価の結果、遅延時間においてはナノフォトニック・デバイスを用いた機構が、面積においては電気デバイスを用いた機構が有利という結果を得ることができた。消費電力に関しては、検出するビット数を変化させることでナノフォトニック・デバイスを用いた機構と電気デバイスを用いた機構の消費電力の大小が逆転する検出ビット数が存在することが分かった。

モデリングによって、提案する光パターン検出機構における様々なトレードオフが判明した。また、ナノフォトニック・デバイスへの要求やアーキテクチャへの要求など、ナノフォトニック・デバイスを用いた機構への課題が分かった。

目次

1	はじめに	1
2	ナノフォトニクス	3
2.1	光デバイスと電気デバイス	3
2.2	光素子，光通信の性能指標	5
2.2.1	本論文で使用する語句の定義	5
2.2.2	光スイッチの性能指標	6
2.2.3	受光器の性能指標	8
2.2.4	光通信における性能指標	10
2.3	ナノフォトニクスの性質	12
3	ナノフォトニック・デバイスを用いた光パタン検出機構	14
3.1	光通信におけるサイバー攻撃検出	14
3.2	光スイッチ	15
3.2.1	共振器型スイッチと導波路型スイッチ	15
3.2.2	ナノフォトニクス光スイッチ	17
3.2.3	制御信号強度とスイッチ性能	19
3.3	ナノフォトニック・デバイスを用いた光パタン検出機構の仕組み	20
4	遅延時間，面積，消費電力のモデリング	24
4.1	遅延時間	24
4.2	面積	27
4.3	消費電力	27
5	光伝搬入力信号強度と制御信号強度に関する考察	29
5.1	光パタン検出器における BER の導入	29
5.1.1	光パタン検出器における光伝搬出力信号強度の式の導出	29
5.1.2	光伝搬出力信号強度の平均値と標準偏差	34
5.1.3	光パタン検出器における Q 値および BER	39
5.1.4	Q 値のモデルの検証	39
5.2	信号強度に関する考察	41
5.2.1	光源からの光入力信号強度	41

5.2.2	光スイッチにおける制御信号強度	44
6	比較, 評価	50
6.1	CMOS を用いたパターン検出機構との比較	50
6.1.1	遅延時間	52
6.1.2	面積	54
6.1.3	消費電力	56
6.2	考察	58
6.2.1	光パターン検出機構の消費電力についての考察	58
6.2.2	光源からの光入力信号強度と光スイッチの制御信号強度	61
6.2.3	BER と検出するビット数 N とスイッチ性能	61
6.2.4	電気制御信号駆動の光スイッチ	63
7	おわりに	65
	謝辞	68
	参考文献	69

第 1 章

はじめに

現在インターネットが一般に広く普及している．パソコンやスマートフォンなどの通信機器もインターネットと共に普及し，我々の社会生活に深く浸透した．通信機器の増加に伴い，より大容量のデータ通信やリアルタイムでの情報処理への要求が増大している [1, 2]．このネットワーク社会を支えているのは光通信技術であり，高速かつ大容量な通信を実現してきた．その通信性能は日々向上を続けており，2020 年には 400Gbps(bit per second) の通信容量の実現が見込まれる [3]．今以上の高速通信が実現することで，より多くのデータを伝送することが可能になる．その結果，通信機器を用いたデータ通信が更に活発になり，社会生活において情報通信を使用する頻度が増える．我々の社会活動はより光通信に依存すると予測できる．

そこで問題となるのがネットワークセキュリティである．サイバー攻撃が増加しつつある中，通信において情報を守るために攻撃を検出することは必要不可欠である [4–7]．サイバー攻撃の検出が通信に対して大きな時間的影響を与えないようにするために，その処理はリアルタイム性が求められる．現状では CMOS(Complementary MOS，相補型 MOS) を用いた攻撃検出機構を用い，サイバー攻撃の検出を行っている [8]．しかしながら，通信が高速かつ大容量化するに連れてその時間的コストも極めて高くなるという課題がある．

今後の光通信性能の向上に追従可能な情報処理を実現するためには，光速度での演算が必要となる．これを実現する手段として，ナノフォトニクスと呼ばれる新しい技術が注目を集めている．ナノフォトニクスを用いて機能を実現したデバイスをナノフォトニック・デバイ

スと言う．しかしながら，未だナノフォトニック・デバイスに関してはスイッチ素子レベルの研究しか行われておらず，アーキテクチャレベルの検討が求められる．アーキテクチャレベルでの検討が行われることによって，性能や面積，消費電力などシステムレベルでの光情報処理の可能性を明らかにする必要がある．

本論文では，新しいサイバー攻撃検出機構としてナノフォトニック・デバイスを用いた光パターン検出機構を提案する．光パターン検出とは，光通信において伝送されたビット列の任意の箇所から，任意のビット数の任意のパタンを検出することを指す．提案する光パターン検出機構において，パタン検出に要する時間（以降，遅延時間），光パターン検出機構の面積および消費電力を見積るために，各項目においてモデルを構築する．モデルとは対象とするシステムを簡略化して，システムの本質を理解するために用いるものである．数理モデルとは，モデルの中でも特に数学に依って記述されたものを指す．本論文ではこの数理モデルをモデルとして扱う．モデルを構築することをモデリングと呼ぶ．光パターン検出器の遅延時間，面積，消費電力が検出するビット数および動作周波数とどのような関係にあるのかを，先に提案したモデルを用いて解析する．これらのモデルと既存の電気デバイスを用いた光パターン検出機構の遅延時間，面積，消費電力のモデルとを用い，検出ビット数や動作周波数などに関しての比較，評価を行う．また，消費電力の評価にあたって，通信技術において通信品質を決定する指標である BER(Bit Error Rate，符号誤り率)を用いる．提案する光パターン検出機構において通信品質は検出精度と捉えることができ，検出精度と消費電力の関係を考察する．以上の評価，考察により，本論文で提案する光パターン検出機構が現状の時間コスト課題をどれだけ改善できる見込みがあるのかを述べる．

本論文の構成は以下の通りである．第 2 章で光デバイスの基礎事項と共にナノフォトニクスの基礎を説明する．第 3 章では，光通信中におけるサイバー攻撃検出および提案機構に用いる光素子の仕組みと提案する光パターン検出機構の構造を述べる．第 4 章では提案するパタン検出機構について，遅延時間，面積，消費電力のモデリングを行う．第 5 章は，スイッチ性能や受光器の性能と光源信号強度や制御光信号強度の関係について考察する．第 6 章は，CMOS で構成した光パターン検出機構と提案する光パターン検出機構との比較，評価を行う．最後に第 7 章でまとめを行う．

第 2 章

ナノフォトニクス

本章では、本提案の光パターン検出機構を理解する上で必要な光デバイスおよび光通信に関する基本事項を述べる。まず光デバイスと電気デバイスの特徴についてまとめる。その後、代表的な光素子の性能指標を素子ごとにまとめ、最後にナノフォトニクスについて述べる。

2.1 光デバイスと電気デバイス

本節では光デバイスと電気デバイスの特徴を、性能指標毎にまとめる。光デバイスと電気デバイスの違いは何が信号を伝搬するかの違いである。光デバイスは光が信号を伝搬する素子全般のことを指す。電気デバイスとは電気が信号を伝搬する CMOS トランジスタを指すものと定義する。表 2.1 に光デバイスと電気デバイスの特徴を簡単にまとめる。以下ではより詳細にその特徴を述べる。

- デバイスサイズ

CMOS トランジスタのゲート長が現在 nm オーダーのスケールであるのに対して、光デバイスのゲート長 (第 3.2 節参照) は $cm \sim mm$ オーダーのスケールである。後述するナノフォトニクスを用いたとしても、そのスケールのオーダーは μm である。

- 信号の周波数帯域

信号の周波数帯域とは電気デバイスにおいてはクロック周波数の上限である。電気デ

バイスがデジタル信号を伝搬するためには、次の段のトランジスタのゲート電圧を放電もしくは充電する必要がある。トランジスタの充放電の立ち上がり立ち下がり、は、時定数によって決定する。時定数とは、変動を加えた系において、その状態が平衡に達するまでの時間を表す。電気回路においては回路の応答の速さを表す指標の一つである。時定数が大きいと回路の応答が遅く、小さいと回路の応答が速いと言える。電気デバイスの周波数帯域は、この時定数によって制限されるため狭帯域である。一方、光デバイスにおいて、信号の伝搬は光信号が通過するか否かで行われる。電気デバイスのように時定数によって周波数帯域が制限されることがない。よって、その周波数帯域は広帯域であると言える。

- データの蓄積

電気デバイスは、電荷を貯めることでデータを保持できる。光デバイスは光を留めておくことが難しいため、データの蓄積は困難である。電気デバイスの方が、光デバイスよりもデータの蓄積が容易であると言える。

- スループットの向上

データ処理やネットワークにおける両デバイスのスループットについて述べる。スループットとは単位時間あたりに処理できるデータ量のことである。また通信の分野においてはデータ転送速度を表す。電気信号は狭帯域であるため、単位時間あたりに伝送できる情報量を多くすることは難しい。よってデータ転送速度を向上させることは困難である。しかしながら、電気デバイスはその小さいデバイススケールを活かして、アーキテクチャを複雑にすることで並列演算を実現し、データ処理におけるスループットを向上させてきた。一方、光信号は多重性と呼ばれる複数の異なる周波数を多重して送る事ができる性質を持つ。光デバイスは光信号の広帯域性や、波長多重、位相多重と言った多重性を利用して、伝搬信号自体の情報量を増加させることで、データ転送速度を向上させることが可能である。

電気デバイスはデータの蓄積が容易であるという特徴から演算に、光デバイスは伝搬信号の情報量が大きく、信号の移動速度も速いという特徴から通信に使われてきた。

表 2.1: 光デバイスと電気デバイスの特徴

デバイス	デバイスサイズ	帯域	データの蓄積	スループットの向上
電気	nm	狭帯域	容易	並列演算
光	$cm \sim \mu m$	広帯域, 多重性	困難	波長多重, 光多重

2.2 光素子, 光通信の性能指標

本節では, 光素子および光通信における性能指標について説明する. 説明にあたり, 語句を定義する.

2.2.1 本論文で使用する語句の定義

- 光伝搬信号

光デバイスおよび, そのデバイスを用いて構成した回路において, 情報を伝搬する光信号を指す.

- 光伝搬入力信号および光伝搬出力信号

光デバイスおよび, そのデバイスを用いて構成した回路において, 入力される光伝搬信号を光伝搬入力信号, 出力される光伝搬信号を光伝搬出力信号と呼ぶ. 光入力信号および光出力信号と略す.

- 光伝搬入力信号強度および光伝搬出力信号強度

光伝搬入力信号および光伝搬出力信号の信号強度を指す. 単位は $[W]$ である. 光入力信号強度および光出力信号強度と略す.

- 光制御信号

光デバイスを制御するための光信号を指す.

- 光制御信号強度

光制御信号の信号強度を指す. 単位は $[W]$ である.

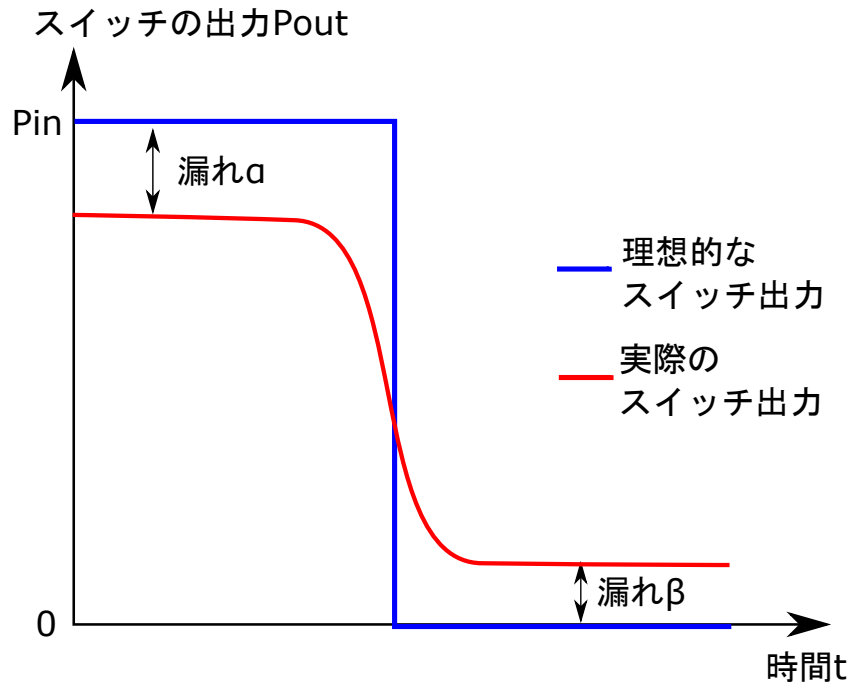


図 2.1: 光スイッチの光入力信号強度と光出力信号強度

- 電気制御信号
光デバイスを制御するための電気信号を指す。
- 電気制御信号強度
電気制御信号の信号強度を指す。単位は [V] である。

2.2.2 光スイッチの性能指標

光スイッチとは、光伝搬信号を通過させるか否かでオン動作およびオフ動作をする光デバイスである。光スイッチの性能指標として、よく用いられるのが漏れ率および透過率、消光比、OMA(Optical Modulation Amplitude) の3つである。

光スイッチへの光入力信号強度を P_{in} 、光出力信号強度を P_{out} とした場合の、光入力信号強度と光出力信号強度の関係を図 2.1 に示す。図の縦軸は光出力信号強度を、横軸は時間を表している。理想的なスイッチでは、光伝搬信号の漏れが無い場合光出力信号強度は図の青

線に示す関係を取る．しかしながら，実際にはオン動作とオフ動作どちらの場合でも光伝搬信号の漏れがあるため，光出力信号強度は図の赤線に示す関係を取る．以下にそれぞれの性能指標の定義を示す．

- 漏れ率，透過率

漏れ率とは，スイッチがオン動作とオフ動作の際，それぞれどの程度の光伝搬信号が漏れるかということを表す指標である．図 2.1 に示す α は，スイッチがオン動作の際にスイッチから回路外へ光伝搬信号がどの程度漏れ出すかを表す漏れ率である．また，スイッチがオン動作の際にどの程度の光伝搬信号を透過させられるかを表す指標を透過率と呼び，漏れ率 α を用いて表すと $1 - \alpha$ と表せる．光スイッチへの光入力信号強度を P_{in} ，オン動作をする際の光出力信号強度を P_{1out} とすると， $\frac{P_{1out}}{P_{in}} = 1 - \alpha$ である．図 2.1 に示す β は，スイッチがオフ動作の際に光伝搬信号を遮断しきれずに，どの程度出力へ漏れ出すかを表す漏れ率である．光スイッチへの光入力信号強度を P_{in} ，オフ動作をする際の光出力信号強度を P_{0out} とすると， $\frac{P_{0out}}{P_{in}} = \beta$ である． α ， β の値が小さいほどスイッチの性能が高いと言える．

- 消光比

消光比とは，スイッチの光出力信号が 1 と 0 の場合の光出力信号強度比である．透過率 $1 - \alpha$ および漏れ率 β を用いると，式 (2.1) で表される．

$$\{\text{消光比}\} = \frac{1 - \alpha}{\beta} \quad (2.1)$$

- OMA

OMA は光変調振幅とも呼ばれる．これはスイッチの光出力信号が 1 と 0 の場合の光出力信号強度差である．光入力信号強度を P_{in} とし，透過率 $1 - \alpha$ および漏れ率 β を用いると，式 (2.2) で表される．

$$\{OMA\} = P_{in}(1 - \alpha - \beta) \quad (2.2)$$

式 (2.1) および式 (2.2) から，消光比と OMA は透過率，漏れ率を使って議論することが可能である．よって本論文では透過率，漏れ率に着目し，これらをスイッチ性能として議論する．

2.2.3 受光器の性能指標

光の素粒子は一般に光子 (フォトン) と呼ばれる。全ての粒子が波動性を持つことを、粒子と波動の二重性と言う。光子も粒子性と波動性の 2 つの性質を持つ [9]。光子のエネルギーは光の周波数 (波長) で決定する。

$$E = h\nu \quad (2.3)$$

E は光子のエネルギー、 h はプランク定数、 ν は光の周波数である。光の強度は光子の数によって決定する。

物質中の電子のエネルギーは、取り得るエネルギー準位が限定されている。そのエネルギー準位は帯構造を取り、図 2.2 に示すようにそれぞれ伝導帯、禁制帯、価電子帯と呼ばれる。伝導帯とは、電子が占めているエネルギー帯のうち最も高いエネルギー準位を示すエネルギー帯である。この伝導帯は電子が充填されておらず、このエネルギー帯に存在する電子は自由電子として振る舞う。価電子帯は価電子によって充填されたエネルギー帯である。禁制帯とは電子が存在出来ないエネルギー帯である。この禁制帯の幅が図 2.2 に示す E_g であり、エネルギーギャップと呼ばれる。半導体物質において、エネルギーギャップを超えるのに十分なエネルギーを持った光子 1 つが入射した際に、自由電子と正孔のペア 1 つを生成する。この現象を吸収という。光子のエネルギーはその光の周波数で決まるため、エネルギーギャップの大きさに対応した周波数がある。逆の現象が、放出である。これは、自由電子と正孔が再結合した際に、そのエネルギーギャップ $E_g = h\nu$ に相当するエネルギーを持つ光子を放出する現象である。図 2.3 に吸収と放出の様子を示す。図 2.3(a) におけるエネルギーギャップが、緑の光の光子の持つエネルギーと等しいとする。この際、緑の光を入射すると電子正孔対が生成される。しかしながら、赤の光は緑の光よりも周波数が小さいため、光子のエネルギーが緑の光と比べて小さい。よって赤の光を入射しても電子は伝導帯へと励起することが出来ず、電子正孔対は生成されない。

受光器であるフォトダイオードはこの吸収の現象を利用して光を検出する。フォトダイオードは p 型半導体と真性半導体と n 型半導体を接合した pin 接合という構造を持ち、空乏層で発生した電子や正孔が移動することで電流が流れる。この電流のことを光電流と呼ぶ。流れる光電流の大きさは光の強度に比例する。図 2.4 に受光器のエネルギーバンド図を示す。受光器の性能は受光感度として表される。受光感度は、光入力信号強度を [W]、光電流を [A]

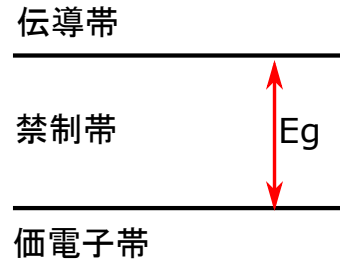


図 2.2: 半導体のエネルギーバンド図

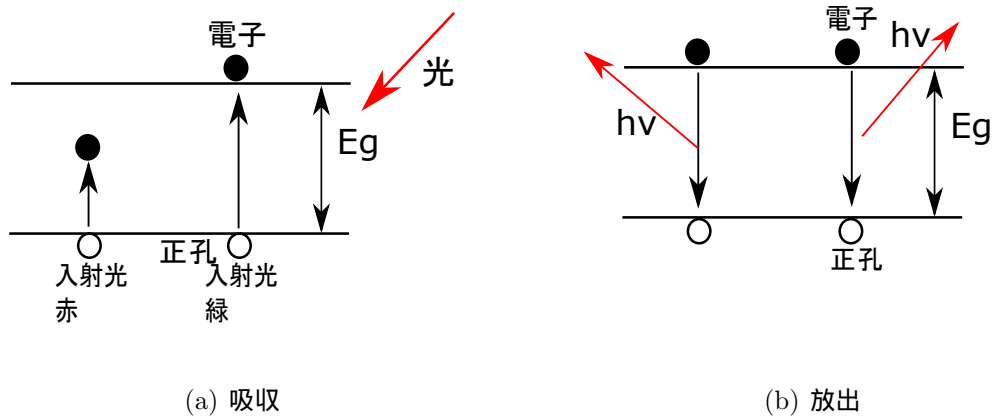


図 2.3: 光の吸収と放出

で表した場合，両者の比で表される．受光感度は式 (2.4) で表される．式 (2.4) によって導かれる値が 1 に近い程，感度の良い受光器であることを示す．

$$\{ \text{受光感度} \} = \frac{A}{W} \quad (2.4)$$

もう一つ重要な性能指標が受光器の最小受光感度である．最小受光感度とは，受光器が検出可能な最小の信号強度のことである．この最小受光感度は後述する BER との関わりが深い．

通信や電力増幅の分野では， dBm 表記をよく用いる．この単位は電力の絶対レベル表現で， $1mW$ を $0dBm$ と定義する．最小受光感度を $P_r[mW]$ とすると， dBm で表記する最小

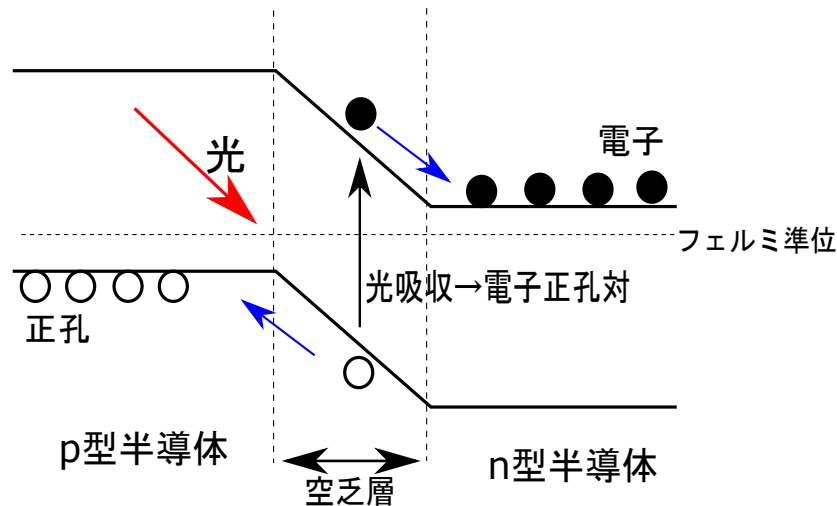


図 2.4: 受光器のエネルギーバンド図

受光感度 $P_r[dBm]$ は式 (2.5) で計算できる。

$$P_r[dBm] = 10 \log 10 P_r[mW] \quad (2.5)$$

2.2.4 光通信における性能指標

通信において通信品質を決定する性能指標の一つが BER である [10]。BER とは伝送したデジタル信号の内、誤りが生じたビット数を伝送したビット数の総数で割った値で表された値である。例えば $BER = 10^{-12}$ の場合は 10^{12} ビット中 1 ビットの符号を誤ったことを意味する。通信においては、符号誤りを検出、訂正する機構が存在する。その機構や求められるデータの正確性から、許容される BER が決定する。光通信において、BER は Q 値によって評価することができる。Q 値は BER と直接関係するパラメータである。BER を実際に測定するためには、送信したビット列と受信したビット列を比較すればよい。しかしながら、この測定には送信側の情報と受信側の情報の 2 つが必要である。Q 値は検出対象の信号強度とその雑音分布の標準偏差から測定が可能である。この 2 つの値はどちらも受信側のみで計測可能である。よってこの Q 値が、通信の品質を決定する指標として用いられてきた [11–13]。

受光器に到達した光信号は、伝送の間に何らかの雑音の影響を受ける。図 2.5 は信号強度

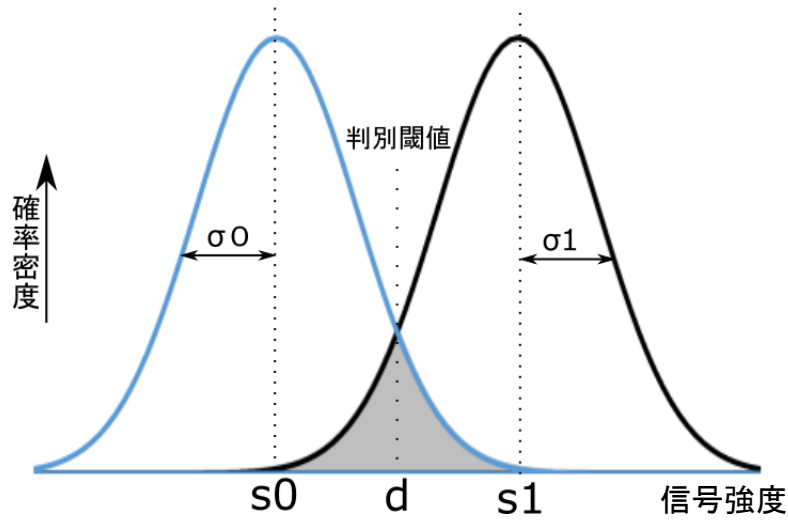


図 2.5: BER (符号誤り率)

分布の様子を示す．図の縦軸は確率密度を表し，図の横軸は信号強度を表す．ここで，図 2.5 の様に光信号の 1 と 0 の信号強度の平均値を s_1 および s_0 とする．雑音をガウス雑音として，その標準偏差を σ_1 および σ_0 とし，受光器の判別閾値を d とする．判別閾値とは，受光器が検出対象の信号の 0 と 1 を判別する信号強度の値である．BER は式 (2.6) のように表せる．

$$BER = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^d \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} \exp\left(-\frac{(s-s_1)^2}{2\sigma_1^2}\right) ds + \frac{1}{2} \int_d^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \exp\left(-\frac{(s-s_0)^2}{2\sigma_0^2}\right) ds \quad (2.6)$$

式 (2.7) に示す Q 値を導入すると，BER は式 (2.8) のように表せる． erfc 関数は相補誤差関数の事であり，式 (2.9) に示す．

$$Q \equiv \frac{s_1 - s_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (2.7)$$

$$BER = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad (2.8)$$

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (2.9)$$

Q 値は 0 と 1 の信号強度の平均値と雑音の標準偏差で表すことができ， Q 値の値が大きいほど BER の値は小さくなる．つまり Q 値が大きいほど検出精度の高い通信が可能ということ

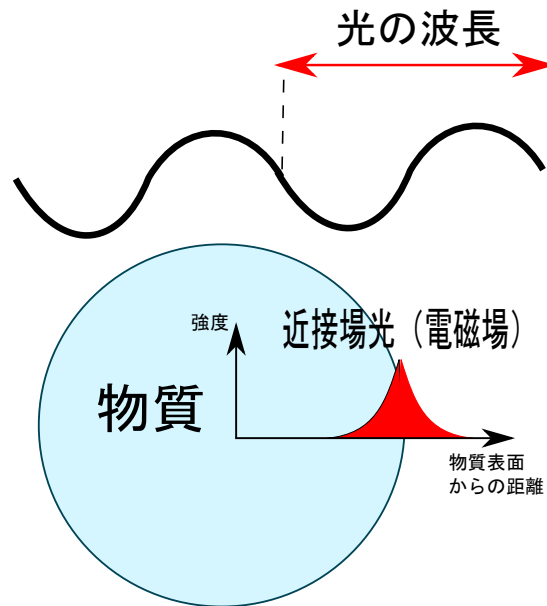


図 2.6: 近接場光

である． Q 値を大きくするためには s_1 と s_0 の信号強度差を大きくし，雑音の標準偏差 σ_1 と σ_0 を小さくする必要がある．

2.3 ナノフォトニクスの性質

ナノフォトニクスとは，ナノ加工技術をベースとして，近接場光の性質を活かした技術である．近接場光とは物質の表面付近に局在する非伝播な電磁場であり，その局在範囲は光の波長と同程度かそれに比べ小さい．近接場光の概要を図 2.6 に示す．物質から遠ざかるにつれて電磁場は減少するため，その特徴からエバネッセント光とも呼ばれる．屈折率の大きい媒質から屈折率の小さい媒質に光を入射させる．この場合ある角度を超えると，光は境界面を通過せず全て反射する．この現象を全反射と言う．物質表面に全反射が起こるように光を入射した際，反射が起こっている物質境界面付近では局在する電磁場が発生する．この電磁場がエバネッセント光である．エバネッセント光が発生した際，境界面から離れる方向に電磁場が小さくなる．図 2.7 はエバネッセント光が発生する様子である．

従来の光通信で広く使われている光素子の素材はガラスである．これを半導体微細加工技

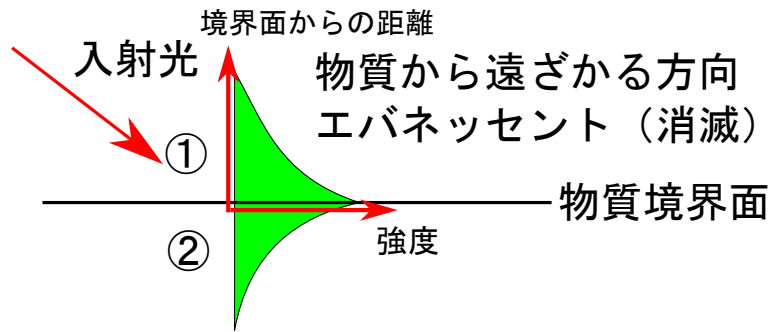


図 2.7: エバネッセント光

術を用いて、半導体へと置き換える。この技術によって半導体内を光が伝送できる。ガラスから半導体へと素材を変えただけでは、光素子のゲート長のスケールは cm から mm のサイズに小さくなる。これを μm のスケールにするためには、半導体などのナノ加工技術がベースとしてある。半導体のナノ加工技術が素子の加工技術のベースになり、近接場光の局在性をはじめとする近接場光にしかない特徴を活かして、光信号をナノレベルで制御することが可能になって成り立つ技術がナノフォトニクスである。

第 3 章

ナノフォトニック・デバイスを用いた光パターン検出機構

本章では，まず光通信における攻撃検出の必要性，および実現における技術的課題点について述べる．その後，提案する光パターン検出機構に用いる光スイッチの仕組みについて述べ，最後に光パターン検出機構の仕組みを述べる．

3.1 光通信におけるサイバー攻撃検出

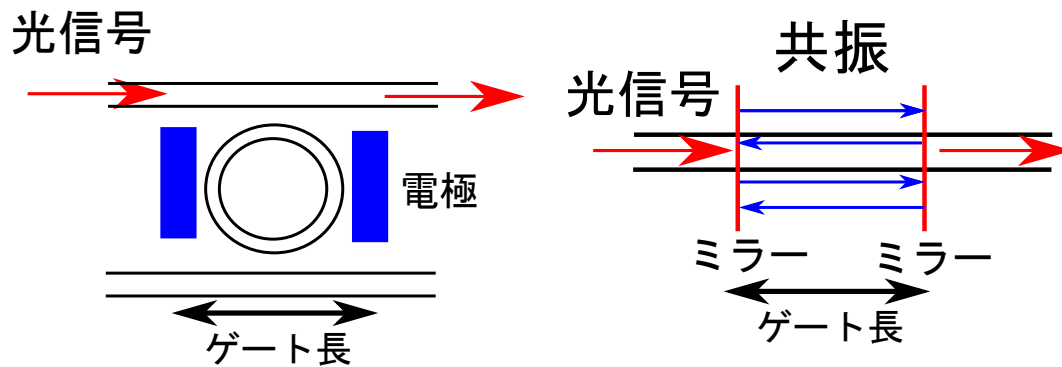
社会生活に通信機器やインターネットが浸透し，そのネットワークを支えるのは光通信である．我々の社会生活は大きく光通信に依存している．そこで問題となるのがネットワークセキュリティである．インターネットを使用して標的のコンピュータやネットワークに不正に侵入し，データの不正入手や破壊，改竄などを行うことをサイバー攻撃と言う．サイバー攻撃の増加に伴って，光通信中にその攻撃を検出することは重要な課題である．サイバー攻撃が行われる際には，伝送されるビット列の中にサイバー攻撃特有のビット列パターンが存在し，そのパターンを検出することでサイバー攻撃を検出を行うことができる．サイバー攻撃を検出するためには，伝送される情報ビット列の任意の箇所から任意のビット列パターンを検出することが必要になる．

3.2 光スイッチ

本節では光スイッチの種類と、提案する光パターン検出機構に用いるナノフォトニクス光スイッチの動作について述べる。

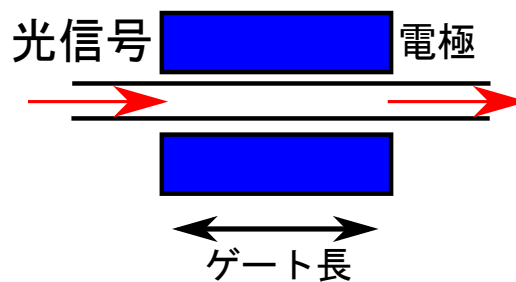
3.2.1 共振器型スイッチと導波路型スイッチ

光スイッチには共振器型スイッチと導波路型スイッチという 2 つの種類が存在する。図 3.1 に共振器型スイッチと導波路型のスイッチの概要を示す。光スイッチのゲート長と図 3.1 に示すように、光スイッチの光伝搬信号の伝送路長のことを指す。図 3.1(a) および (b) に示す共振器型スイッチは、光伝搬信号を共振、共鳴させることでオンとオフの状態を作り出す。オンとオフの状態を切り換えるスイッチング動作を実現するために、光伝搬信号をリークするタイプと光伝搬信号を反射するタイプが存在する。図 3.1(a) に示す光伝搬信号をリークするタイプの共振器型スイッチでは、光伝搬信号が伝送するための伝送路とは別に、リング状の構造を取る伝送路 (以下、リング) と光伝搬信号をリークするための伝送路がある。リングに電圧を掛けることで伝送路の屈折率を変えることが可能である。屈折率を変えることで、共鳴周波数が変化する。共鳴とは、物理的な系がある特定の周期で働きかけを受けたときにその系がある特徴的な振る舞いをする現象である。この特定の周期が系ごとに異なる。この周期の逆数が共鳴周波数である。電圧を掛けてリングの共鳴周波数を変化させることで、光伝搬信号と共鳴するか否かを定めることが可能である。オン動作とオフ動作をどのように実現するかについては第 3.2.2 項で述べる。図 3.1(b) に示す光伝搬信号を反射させるタイプの共振器型スイッチはスイッチング動作を実現するために、光伝搬信号の伝送路中にミラーを配置し、光伝搬信号をミラー間で共振させる。入力側のミラーで反射される光が光伝搬信号と逆位相の場合、互いに打ち消しあう。この状態がオフ動作を行う状態である。入力側のミラーで反射される光の位相を操作することで、オン動作とオフ動作を実現している。図 3.1(c) に示す導波路型スイッチでは、光伝搬信号の伝送路を挟むように配置した電極から電圧を掛けることで、伝送路の吸光係数を変化させる。吸光係数とは、光がある媒質に入射したとき、その媒質がどれくらいの光を吸収するのかを表す定数である。吸光係数を変化させることで、光伝搬信号を吸収するか否かを定めることが可能である。この操作によってオン動作とオフ動作を実現している。また、図 3.1(a) および (c) に示すスイッチにおいて、電圧の掛かって



(a) 共振器型スイッチ リングタイプ

(b) 共振器型スイッチ ミラータイプ



(c) 導波路型スイッチ

図 3.1: スイッチの種類

いないスイッチに光伝搬信号を入射すると、電極間に電圧が発生する。

共振器型スイッチは、共振周波数があるので使用できる光伝搬信号の周波数が固定される。それに対し、導波路型スイッチは光を吸収するので光伝搬信号の周波数が固定されない。しかしながら、既存のフォトニクスにおいて導波路型スイッチのゲート長は cm オーダーであるのに対し、共振器型スイッチのゲート長は mm オーダーである。そのため、共振器型スイッチの方が小型化に向いている。ナノフォトニクスの導入により、共振器型の光スイッチのゲート長を μm オーダーにすることが可能である。ミラータイプの共振器型スイッチは、反射させた信号が経路へと漏れ出し雑音のように振る舞う可能性がある。リングタイプの共振器型スイッチでは、それを避けることができる。したがって、本論文で提案する光パターン検出機構では、リングタイプの共振器型スイッチを用いる。

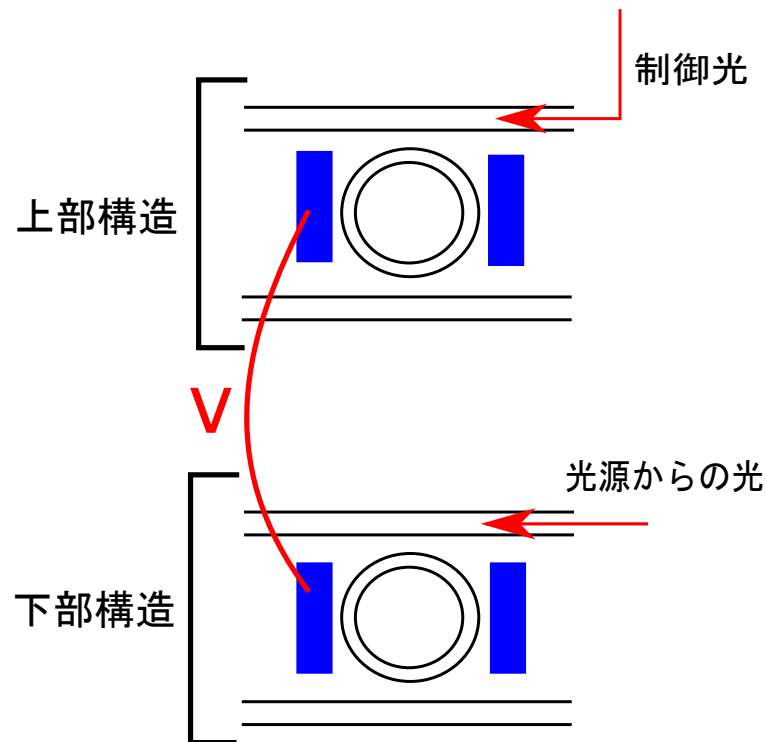


図 3.2: 光スイッチの概要

3.2.2 ナノフォトニクス光スイッチ

本論文で提案する光パターン検出機構で用いるスイッチの概要を図 3.2 に示す．この光スイッチは図 3.1(a) に示したリングタイプの共振器型スイッチを上下に重ねた構造を取る．上部構造では入射された制御光を電圧へと変換している．その電圧を下部構造の電極に掛ける．下部構造では光源からの光を入射し，その光を通過させるか否かでスイッチのオン動作とオフ動作を実現している．下部構造をより詳しく説明する．光スイッチのオン動作時とオフ動作時のそれぞれの下部構造の状態を図 3.4 に示す．図 3.3 のように，光伝搬信号を信号を伝送するための伝送経路へ全反射するように入射すると，その全反射境界面に光が染み出す．この染み出した光が近接場光 (エバネッセント光) である．この近接場光は波長程度のスケールで物質表面に局在する．この染み出した光とリングが共鳴すると，入射光がリングへと移る．リングへと移った光はリング内を全反射して進み，リング表面に染み出した近接場光が下の経路へと移る．下の経路へと移った光は回路の外へと放出され，伝送経路に光伝搬信号

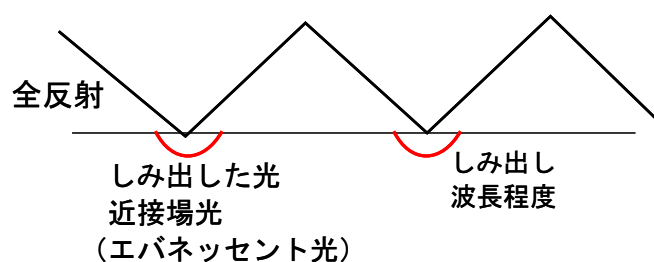


図 3.3: 全反射の際の染み出し光

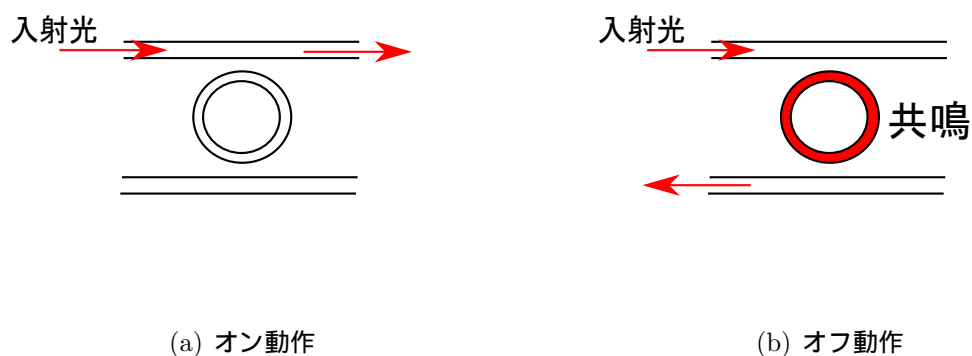


図 3.4: スイッチのオンオフ動作

は戻らない．この現象を使い，リングを共鳴させることでオフ動作を，リングを共鳴させないことでオン動作を実現している．リングが共鳴するか否かは，上部構造からの電圧の状態によって制御することが可能である．この仕組みを用いることで，光制御信号の符号によってスイッチにオンとオフどちらの動作をさせるのかを制御することができる．電圧が掛かることでリングが共鳴しない様に設定をすると，制御光が 1 の場合にオン動作をするスイッチとして振る舞い，電圧が掛からないことでリングが共鳴しない様に設定すると，制御光が 0 の場合にオン動作をするスイッチとして振る舞う．電圧が掛かるか否かに関係なく常にリングが共鳴しない様に設定すると，制御光の符号に拘わらず常にオン動作をするスイッチとして振る舞う．

また，図 3.5 に示すように上部構造がないタイプの光スイッチも存在する．提案機構に用

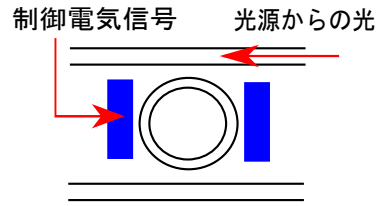


図 3.5: 電気制御信号の光スイッチ

いた光スイッチは，上部構造に入射された制御光を電圧へと変換し，その電圧によって下部構造の状態を制御している．上部構造のないスイッチは電気信号を制御信号とし，その電気制御信号が直接リングの共鳴状態を制御するという仕組みを取る．このスイッチを提案する光パターン検出機構に使用した場合の考察は，第 5 章にて行う．

3.2.3 制御信号強度とスイッチ性能

光スイッチにおいて，制御信号強度を大きくすると漏れ率 $\alpha \beta$ はともに 0 へ近づく．これは図 3.2 に示す光制御信号で駆動する光スイッチと，図 3.5 に示す電気制御信号で駆動する光スイッチのどちらにおいても言えることである．また，制御信号強度と透過率や漏れ率に対する雑音の標準偏差には反比例の関係がある．光スイッチにおける制御信号強度を P_v とすると，以下のような式 (3.1) が成り立つ．

$$\frac{1}{P_v} \propto \sigma \quad (3.1)$$

σ はスイッチ 1 つ分の漏れ率に対する雑音の標準偏差である．式 (3.1) より，制御信号強度を大きくするにつれて，透過率や漏れ率がバラつかなくなるということが分かる．以上をまとめると，光スイッチにおいて制御信号強度を大きくするほど，スイッチ性能が良くなるということである．

3.3 ナノフォトニック・デバイスを用いた光パタン検出機構の仕組み

提案する光パタン検出機構を図 3.6 に示す．光パタン検出機構は，任意の N ビット以下のパタンを M 個同時に判定することが可能である．図 3.6 の左に位置するのは，伝送された光信号ビット列をシリアル (直列) からパラレル (並列) に変換する S/P 変換部分である．図 3.6 の右に位置するのは光パタン検出部分である．第 3.2 節で説明したスイッチを N 個直列に繋いだ構造と光源と受光器をまとめて光パタン検出器と呼び，この光パタン検出器 1 つで 1 つのパタンを検出すること可能である．光スイッチへの光制御信号として入射された信号が 0 か 1 かで，スイッチがオン動作とオフ動作のどちらの動作をとるか，または光制御信号に関係なくオン動作をするかを予め決めておく．それによって，ある任意のパタンを検出するためのスイッチ状態を実現する．この光パタン検出器を M 個用意すると， M 個のパタンを同時に検出可能な光パタン検出機構となる．

光信号ビット列はシリアルで伝送される．シリアルのまま，ある N ビットのパタンを検出する場合，1 ビットずつ符号を判定し且つ判定した情報を保持しておく必要がある．光デバイスにおいてデータの蓄積は困難であるため，シリアルのままパタン検出を行うことは適していない．そこで，図 3.7 に示すようにシリアルで伝送された光信号ビット列を，伝送路を分けることでパラレルに変換する．この操作を行うことで， N 個の伝送路にそれぞれ光信号ビット列が伝送する．図 3.6 との違いは， N 個の伝送路において同一ビット列が同一のタイミングで伝送するという点である．同一のタイミングのまま， N 個の光スイッチにパラレルに変換したビット列を光スイッチに入射すると， N 個全ての光スイッチで同一ビットの判定が行われるという問題が生じる．そこで図 3.8 に示すように，1 つ目の伝送路では遅延させず，2 つ目の伝送路では 1 ビット分遅延させ，3 つ目の伝送路では 2 ビット分遅延させるといった操作をすることにより，図 3.7 の場合と比べると， N 個の伝送路では同一ビット列がタイミングをずらして伝送するという状態を作り出せる．この操作により， N 個の光スイッチに N 個の連続した異なるビット列を入射することが可能になる．光信号を遅延させるためには，遅延させるビット数ごとに応じた長さの遅延線を用いる．半導体中の光信号の速さは $10^8[m/s]$ である． $40Gbps$ の場合， $1bit$ 分遅延させるためには， $10^8 \div (40 \times 10^9) = 2.5 \times 10^{-3}$ つまり $2.5mm$ の長さの遅延線を用いればよい．図 3.6 および図 3.8 の青丸一つが，1 ビット

分の遅延線を表す．この遅延線を用いたパラレル変換によって，シリアルで伝送されたビット列の任意の位置から任意の N ビットのビット列をパラレルに取り出すことができる．

取り出した N ビットのビット列をさらに M 個に分け，各パターン検出器の N 個のスイッチそれぞれへ制御光として入射する．パターン検出器のスイッチ群に光源からの光を入射すると，検出したいパターンと取り出した情報ビット列のパターンが一致した場合だけ受光器へと光が出力される．検出したいパターンと取り出した情報ビット列のパターンが一致しない場合は受光器に光は出力されない．

具体例を用いて説明する．10 ビット以下の任意のパターンを 2 つ検出する光パターン検出機構を図 3.9 に示す．今，検出したいパターンの 1 つが '1011101111' だとする．10 個の連続する光スイッチのうち，2 番目と 6 番目のスイッチが図 3.9 の青色で示すように制御光が 0 の場合オン動作，その他のスイッチは図 3.9 の赤色で示すように，制御光が 1 の場合オン動作をするように設定しておく．パラレル変換によって取り出した情報ビット列が '1011101111' というパターンと一致する場合，10 個のスイッチは全てオンの状態になる．光源からの光は全てのスイッチを通過し，受光器へ光が出力される．取り出された情報ビット列が '1010101111' の場合，4 番目のスイッチがオフの状態になる．すると光源からの光は 4 番目のスイッチを通過することが出来ず，受光器への光の出力がなくなる．このように，どこか一つでもスイッチがオフになれば受光器への光が出力されることはない．このようにして，任意のパターンを検出することが可能である．

検出したいもう 1 つのパターンが '001' だとする．10 個の連続した光スイッチのうち，1 番目と 2 番目のスイッチが図 3.9 の青色で示すように制御光が 0 の場合オン動作，3 番目のスイッチが図 3.9 の赤色で示すように制御光が 1 の場合オン動作，その他のスイッチは図 3.9 の緑色で示すように制御光が 0 か 1 かに拘わらずオン動作をするように設定しておく．パラレル変換によって取り出した 1 情報ビット列の内，上位 3 ビットが '011' というパターンと一致する場合，10 個のスイッチは全てオンの状態になる．光源からの光は全てのスイッチを通過し，受光器へ光が出力される．取り出された情報ビット列の上位 3 ビットが '001' と一致していない場合，光源からの光はパターン検出器を通過することが出来ず，受光器への光の出力がなくなる．

提案するナノフォトニック・デバイスを用いた光パターン検出機構は，伝送されたビット列の任意の箇所から任意のビット列パターンを検出することができ，光通信中の攻撃検出の要件

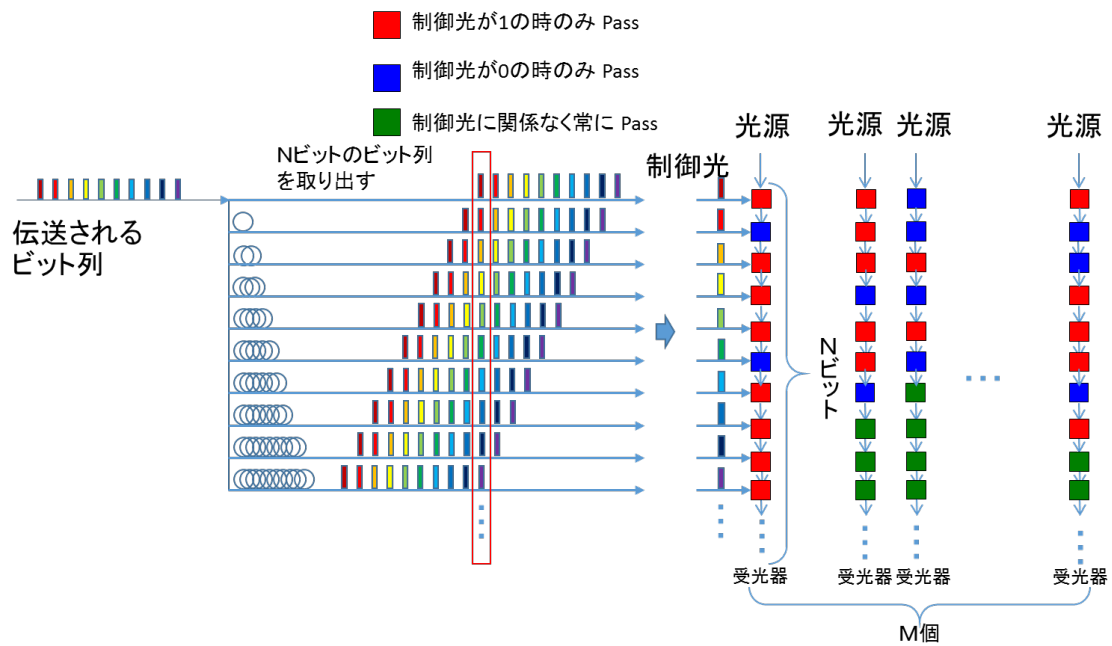


図 3.6: ナノフォトニック・デバイスを用いた光パタン検出機構

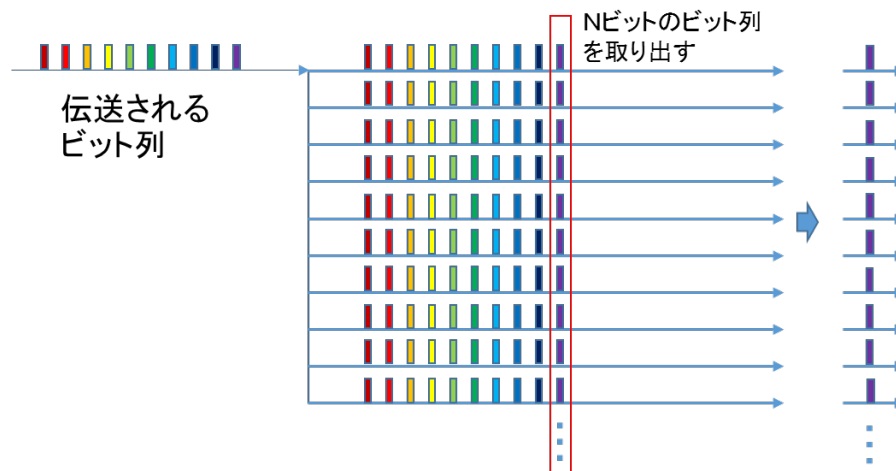


図 3.7: ナノフォトニック・デバイスを用いた光パタン検出機構のシリアルパラレル変換

を満たしている。

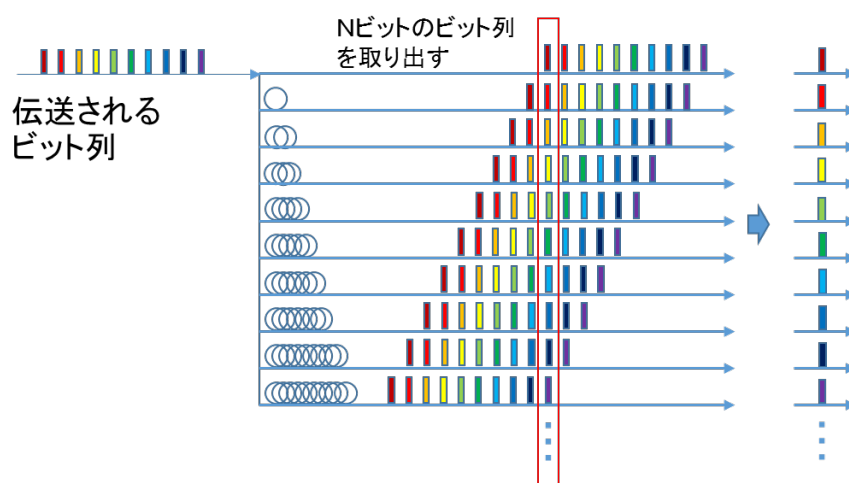


図 3.8: ナノフォトニック・デバイスを用いた光パタン検出機構の遅延線

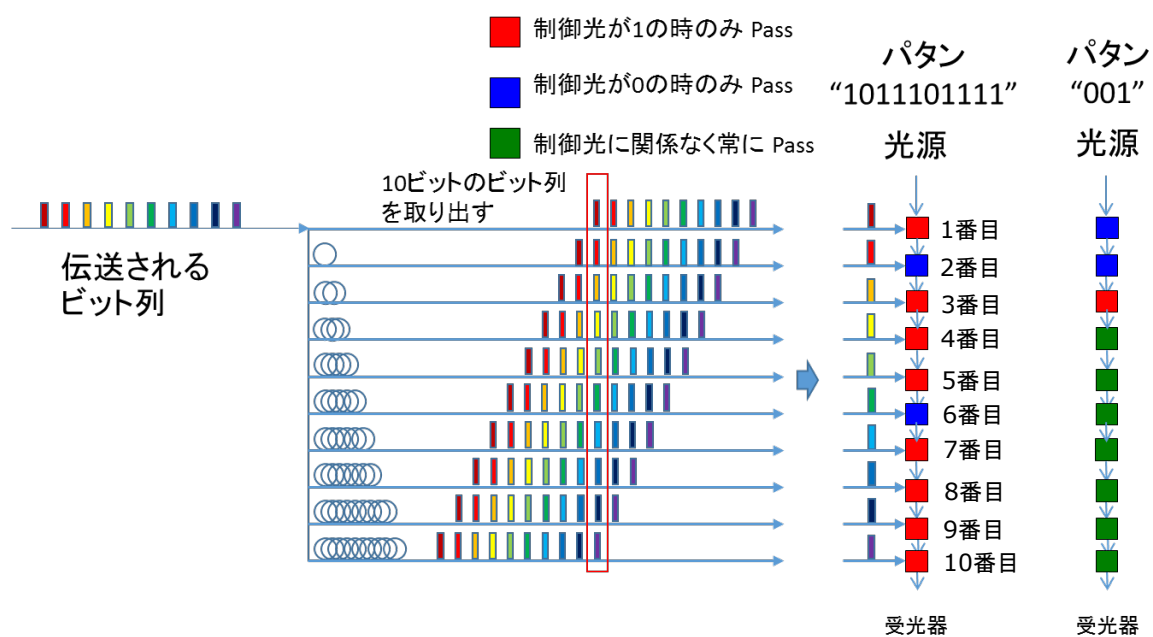


図 3.9: 光パタン検出の具体例

第 4 章

遅延時間，面積，消費電力のモデリング

本章では，提案したナノフォトニック・デバイスを用いた光パタン検出機構の遅延時間，面積，消費電力が検出ビット数 N や動作周波数によってどう変化するかを見積るために，各項目を算出するモデルを構築する．図 3.6 に示す，任意の N ビット以下のパタンを M 個同時に検出可能な光パタン検出機構についてモデリングを行う．

4.1 遅延時間

まず，伝送されたビット列が制御光として光素子に入射されてから，光伝搬信号が出力されて受光器で検出されるまでの遅延時間を考える．情報の伝搬に用いられるのは光信号であり，その信号が素子を通過するか否かで情報を伝搬している．素子内を通過する信号の速度は光速であるため，素子内の遅延時間は素子のゲート長に依存する．光信号が通過する経路の長さ L_{gate} によって，素子における遅延時間が決定する．その様子を図 4.1 に示す．配線遅延に関しても同様に考えることが可能である．信号は光速であるため，配線遅延は配線長にのみ依存する．図 4.2 にその様子を示す．配線長 L_{wire} によって機構内の配線遅延が決定する．

以上 2 つの光信号の遅延を考慮した上で，提案する検出機構の遅延時間 $T_{NPtotal}$ のモデルを構築する．遅延時間のモデルを次の式 (4.1) に示す．

$$T_{NPtotal} = T_{wire} + T_{amp} + T_{NPswich} + N \times T_{gate} + T_{pd} \quad (4.1)$$

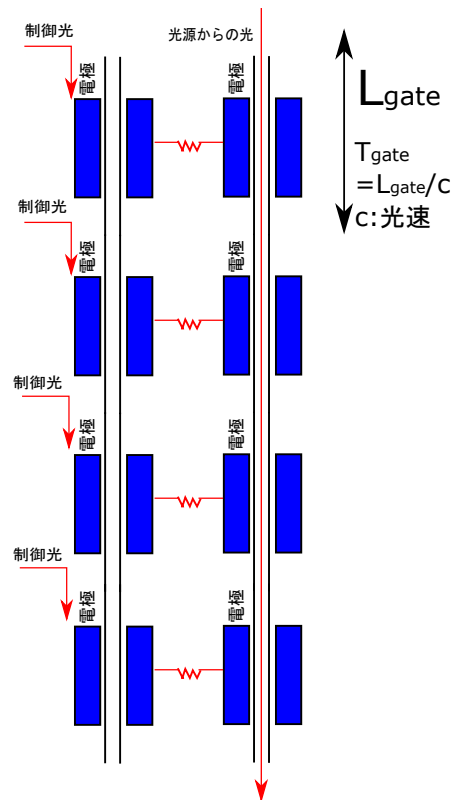


図 4.1: 光素子内の遅延時間

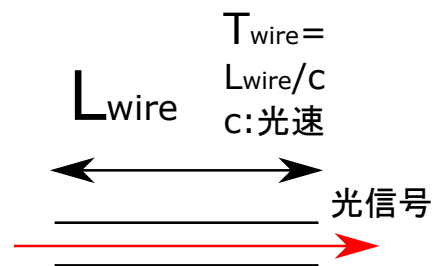


図 4.2: 光信号における配線遅延時間

T_{wire} は配線遅延時間, T_{amp} はアンプの遅延時間, $T_{NPswich}$ はスイッチの状態変化時間, T_{gate} は光スイッチ遅延時間, T_{pd} は受光器の応答時間である。配線長を L_{wire} , 光スイッチのゲート長を L_{gate} , 素子内での光の速度を c とすると, 配線遅延時間 T_{wire} と光スイッチ遅延時間 T_{gate}

4.2 面積

提案する光パターン検出機構の面積 $S_{NPtotal}$ のモデルを式 (4.3) に示す．

$$S_{NPtotal} = S_{wire} + S_{amp} + M \times (N \times S_{NPswich} + S_{LS} + S_{pd}) \quad (4.3)$$

S_{wire} は配線面積， S_{amp} はアンプの面積， $S_{NPswich}$ はスイッチ 1 つの面積， S_{LS} は光源 1 つの面積， S_{pd} は受光器 1 つの面積である．式 (4.3) の第 1 項目は N ビット分の遅延線と配線の占める面積，第 2 項はアンプの占める面積を表している．パターン検出器は N 個の光スイッチと光源 1 つと受光器 1 つで 1 組である．第 3 項はパターン検出器 M 個分の面積を表している．

4.3 消費電力

本論文で提案する光パターン検出機構の消費電力は，光源の消費電力と，スイッチへ入射する制御光用のアンプの消費電力の 2 つのみで考えることができる．光スイッチが駆動するための電力は制御光から供給された電力であるため，光スイッチの消費電力を考慮する必要はない．

提案する機構では，伝送されたビット列をパラレル変換，各スイッチへと分配して光スイッチへの光制御入力信号としている．今，光スイッチで $P_v[W]$ の光制御入力信号強度が求められているとする．分配後の制御光の信号強度が $P_v[W]$ を越えていない場合，アンプによって不足した電力を補う必要がある．伝送ビット列が持つ信号強度を $X[W]$ とすると，アンプが必要ない条件は式 (4.4) で，アンプが必要な条件は式 (4.5) 表される．

$$\frac{X}{N \times M} \geq P_v : \text{アンプ必要無し} \quad (4.4)$$

$$\frac{X}{N \times M} \leq P_v : \text{アンプ必要} \quad (4.5)$$

伝送ビット列をどの程度増幅させる必要があるのかを示す光信号強度の増幅量をアンプ量と呼ぶ．アンプ量は，求められる光制御入力信号強度と検出機構全体の光スイッチ数で決まる．アンプが必要な場合，パラレル変換や分配を行う前にアンプに通す．その様子を図 4.4 に示す．

提案する光パターン検出機構の消費電力 $P_{NPtotal}$ のモデルを式 (4.6) に示す．

$$P_{NPtotal} = P_{amp} + M \times P_{LS} \quad (4.6)$$

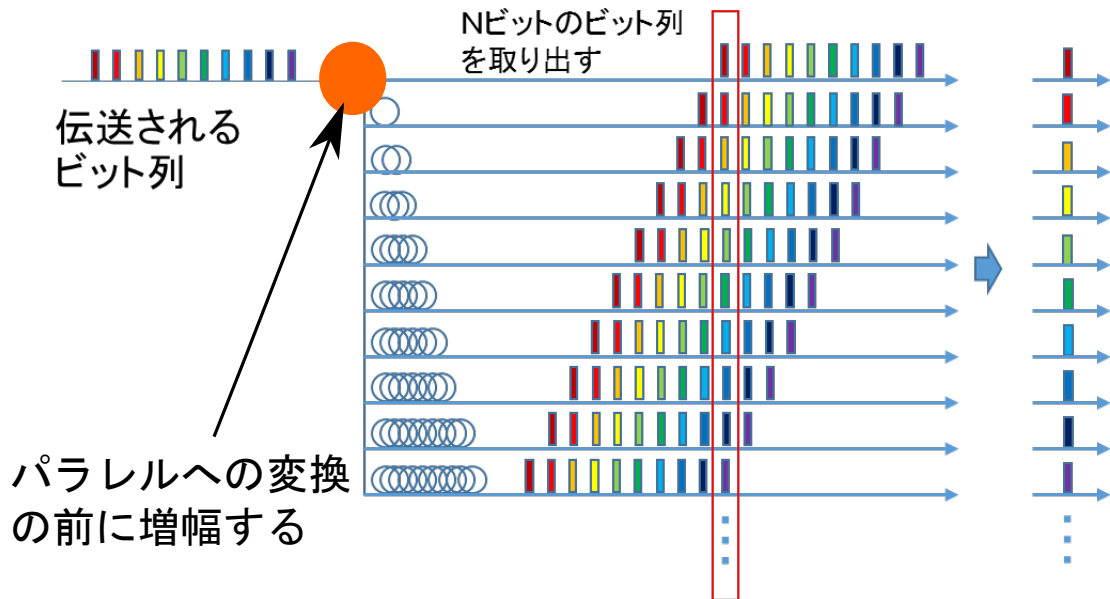


図 4.4: 制御光に対する信号強度増幅

P_{amp} はアンプの消費電力, P_{LS} は光源 1 つの消費電力である. 第 1 項がアンプの消費電力, 第 2 項が機構全体での光源の消費電力を表している. アンプの消費電力は, どの程度のアンプ量が必要かによって決まる. 第 5 章で光源や制御光の信号強度の下限について考察を行う. 光源とアンプの消費電力については, その考察の後第 6 章で評価する.

第 5 章

光伝搬入力信号強度と制御信号強度に関する考察

本章では、光パタン検出器における光出力信号強度の導出を行う。その結果より Q 値を導き、提案する光パタン検出器において BER を導入する。その考察を踏まえて、受光器での検出のために必要な光源からの光入力信号強度についての考察や、ある BER を満たすために必要な光スイッチの制御信号強度の考察を行う。

5.1 光パタン検出器における BER の導入

本節では、スイッチ性能、検出ビット数 N 、光源からの光伝搬入力信号強度より、光パタン検出器における光伝搬出力信号強度を導出する。導出した光出力信号強度の式を用いて、光パタン検出器において Q 値および BER の導入を行う。BER とは通信技術において通信品質を決定する指標である。提案する光パタン検出機構において通信品質は検出精度と捉えることができる。検出精度と検出ビット数 N の関係を考える。

5.1.1 光パタン検出器における光伝搬出力信号強度の式の導出

光スイッチの透過率と漏れ率を $1 - \alpha$ 、 β とする。この透過率や漏れ率は製造バラつきや温度、光スイッチの制御信号の揺らぎによってその値がバラつく。本論文の評価では、各光

スイッチの漏れ率に対する雑音は正規分布に基づくと仮定する．さらに各光スイッチの漏れ率に対する雑音は等しくほぼ 0 であるという仮定のもとで考察を行う．各光スイッチの漏れ率に対する雑音を γ とする．今 γ は、正規分布に基づく乱数であり、次の式 (5.1) で表せる．

$$\gamma = \sigma z \quad (5.1)$$

γ はスイッチ一つの漏れ率に対する雑音乱数、 z は平均値 0、標準偏差 1 の標準正規分布に基づく乱数、 σ は γ の標準偏差（ここでの σ は比率）である． A を正の比例定数とすると、制御光の制御信号強度と σ が次の式 (5.2) を満たす．

$$\frac{1}{P_v} = A\sigma \quad (5.2)$$

提案する光パタン検出器では、0 と 1 の光出力信号強度を考える上で注意が必要である．出力が 1 の場合は、全てのスイッチがオン動作をしている場合のみである．しかしながら、出力が 0 の場合は、オフ動作をしているスイッチの数が 1 ～ N 個までの場合が存在する．オフ動作をするスイッチの数を変化させると、光出力信号強度が変わる．光パタン検出器において入力信号強度を 1、透過率を 0.01、漏れ率を 0.5 とした場合の出力信号強度の様子を図 5.1 に示す．図 5.1 の縦軸は出力信号強度、横軸はオフ動作をするスイッチの数である．出力 0 の場合の光出力信号強度をどう考えていくかが問題となる．出力し得る信号強度の中で、1 を出力する場合の信号レベルと最も近い信号レベルを示すのが、ただ 1 つのスイッチがオフになった場合の出力である．本考察では、ただ 1 つのスイッチがオフになった場合の光出力信号強度を 0 を出力する場合の光出力信号強度として取り扱う．1 つのスイッチがオフになり 0 を出力する場合の光出力信号強度が、1 を出力する場合の光出力信号強度と一番近い値をとるため、0 と 1 の判定において一番判定ミスを犯しやすいワーストパターンだと言い換えることができる．

- 出力 1 の場合の信号レベル

スイッチがオン動作をする場合の透過率は、雑音を考慮すると式 (5.3) のように表せる．

$$1 - (\alpha \pm \gamma) \quad (5.3)$$

光源からの光入力信号強度を P_{LS} とすると、一段目のスイッチからの光出力信号強度 P_{1out1} は式 (5.4) のように表せる．

$$P_{1out1} = P_{LS}(1 - (\alpha \pm \gamma)) \quad (5.4)$$

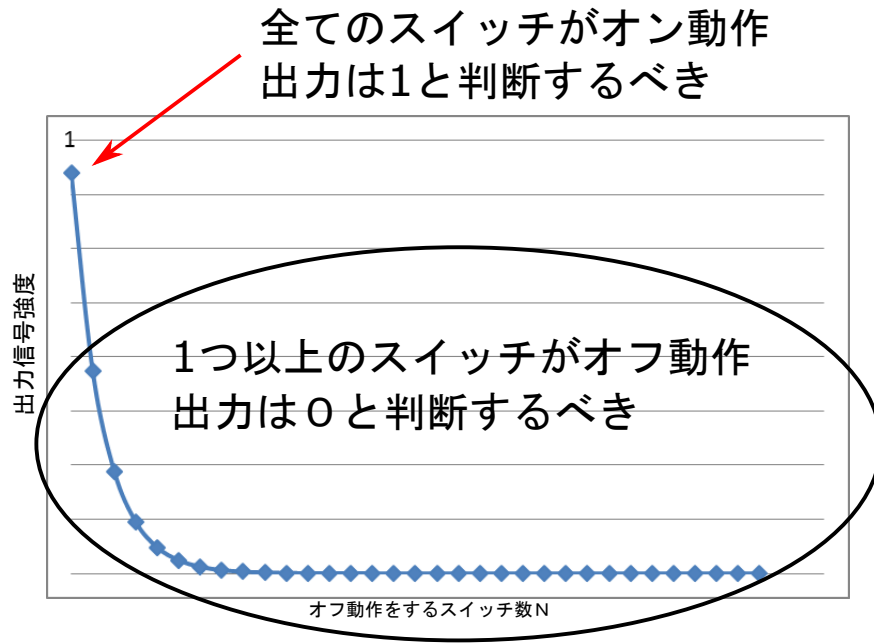


図 5.1: 光パタン検出器における光出力信号強度

一段目のスイッチの出力信号が二段目のスイッチの入力信号となる．よって二段目のスイッチの出力信号強度 P_{2out1} は式 (5.5) のようになる．

$$P_{2out1} = P_{LS}(1 - (\alpha \pm \gamma))^2 \quad (5.5)$$

このように， N 段目の光出力信号強度は，光源からの光入力信号強度に透過率の段数乗を掛ければよいことが分かる．よって N 段目からの出力 P_{Nout1} は式 (5.6) のように表せる．

$$P_{Nout1} = P_{LS}(1 - (\alpha \pm \gamma))^N \quad (5.6)$$

この式を， γ に対してマクローリン展開すると式 (5.7) ように変形することができる．

$$P_{Nout1} = P_{LS}(1 - \alpha)^N \pm P_{LS}N(1 - \alpha)^{N-1}\gamma \quad (5.7)$$

式 (5.7) は次のように表すことができる .

$$P_{Nout1} = P_{LS}(1 - \alpha)^N \pm P_{LS}\sigma'1z \quad (5.8)$$

平均値 $s1 : P_{LS}(1 - \alpha)^N$, 標準偏差 $\sigma1 : P_{LS}\sigma'1$

各スイッチの γ に対して相関係数が 1 の場合 : $\sigma'1 = N(1 - \alpha)^{N-1}\sigma$

各スイッチの γ に対して相関係数が 0 の場合 : $\sigma'1 = \sqrt{N}(1 - \alpha)^{N-1}\sigma$

ここで相関係数について述べる . 相関係数とは 2 つの確率変数の間の類似性の度合いを示す統計学的な指標である . ある確率変数 x の分散を $V(x)$ とすると , $V(x)$ には次のような性質がある .

$$V(ax) = a^2V(x) \quad (5.9)$$

$$V(x \pm y) = V(x) + V(y) \pm 2C(x, y) \quad (5.10)$$

$C(x, y)$: 共分散

x と y の相関係数が 1 の場合 $C(x, x) = V(x)$

x と y の相関係数が 0 の場合 $C(x, y) = 0$

$N(1 - \alpha)^{n-1}\gamma$ に注目する . $N(1 - \alpha)^{n-1}\gamma$ は $(1 - \alpha)^{n-1}\gamma$ を N 個足し合わせたものと考えることができる . ここで考えなければならないのが , 本考察におけるスイッチの漏れ率に対する雑音 γ の相関関係である . 同チップ内に作ったスイッチならば相関が出るはずである . 厳密に考えると全てのスイッチ間の相関を考慮し計算を行わなければならないが , その計算量は膨大なものとなる [14] . そこで本考察では全てのスイッチの γ が等しい場合と等しくない場合の 2 つの場合についてそれぞれをケース 1 , ケース 2 として分散と標準偏差を算出する .

– ケース 1 全てのスイッチの γ が等しい場合

$N(1 - \alpha)^{n-1}\gamma$ の分散を考える . 透過率 $(1 - \alpha)$ は N 個の光スイッチの間で等しい . N 個の光スイッチの γ は等しいため相関係数は 1 である . よって , $(1 - \alpha)^{n-1}\gamma$ の相関係数は 1 である . 式 (5.9) より , $N(1 - \alpha)^{n-1}\gamma$ の分散は $(N(1 - \alpha)^{n-1})^2\sigma^2$ 標準偏差は分散の平方根をとれば良い . よって , $N(1 - \alpha)^{n-1}\gamma$ の標準偏差は $N(1 - \alpha)^{n-1}\sigma$ である .

－ ケース 2 全てのスイッチの γ が等しくない場合

$N(1 - \alpha)^{n-1}\gamma$ の分散を考える．透過率 $(1 - \alpha)$ は N 個の光スイッチの間で等しい． N 個の光スイッチの γ は等しくないため相関係数は 0 である．よって， $(1 - \alpha)^{n-1}\gamma$ の相関係数は 0 である．式 (5.9) および式 (5.10) より， $N(1 - \alpha)^{n-1}\gamma$ の分散は $N(1 - \alpha)^{2(n-1)}\sigma^2$ ．標準偏差は分散の平方根をとれば良い．よって， $N(1 - \alpha)^{n-1}\gamma$ の標準偏差は $\sqrt{N}(1 - \alpha)^{n-1}\sigma$ である．

● 出力 0 の場合の信号レベル

スイッチがオン動作をする場合の透過率は式 (5.3) で表す．スイッチがオフ動作をする場合の漏れ率は，雑音を考慮すると式 (5.11) と表すことができる．

$$\beta \pm \gamma \quad (5.11)$$

1 を出力する場合， N 段目の光出力信号強度は光源からの光入力信号強度に透過率の段数乗を掛ければよいことが，式 (5.6) から分かった．0 を出力する場合において最大の光出力信号強度を示すのは，ただ一つのスイッチがオフ動作をしている状態のとり場合である．よって，透過率の一つを漏れ率へと置き換えれば，0 を出力する場合における最大の光出力信号強度を求めることができる．以上より，0 を出力する場合における N 段目からの最大の出力信号強度 P_{Nout0} は次の式 (5.12) ように表せる．

$$P_{Nout0} = P_{LS}(\beta \pm \gamma)(1 - (\alpha \pm \gamma))^{N-1} \quad (5.12)$$

この式を， γ に対してマクローリン展開すると式 (5.13) のように変形することができる．

$$P_{Nout0} = P_{LS}\beta(1 - \alpha)^{N-1} \pm P_{LS}\beta(1 - \alpha)^{N-1}\left(\frac{1}{\beta} - \frac{N-1}{1-\alpha}\right)\gamma \quad (5.13)$$

出力が 1 の場合と同様に，各スイッチの γ の相関係数が 1 の場合と 0 の場合を考える．式 (5.13) は次のように表すことができる．

$$P_{Nout0} = P_{LS}\beta(1 - \alpha)^{N-1} \pm P_{LS}\sigma'0z \quad (5.14)$$

平均値 $s0 : P_{LS}\beta(1 - \alpha)^{N-1}$ ，標準偏差 $\sigma0 : P_{LS}\sigma'0$

各スイッチの γ に対して相関係数が 1 の場合： $\sigma'0 = \beta(1 - \alpha)^{N-1}\left(\frac{1}{\beta} - \frac{N-1}{1-\alpha}\right)\sigma$

各スイッチの γ に対して相関係数が 0 の場合： $\sigma'0 = \beta(1 - \alpha)^{N-1}\left(\frac{1}{\beta} - \frac{\sqrt{N-1}}{1-\alpha}\right)\sigma$

全てのスイッチの γ が等しい場合と等しくない場合の 2 つの場合についてそれぞれ分散と標準偏差を算出する．

－ ケース 1 全てのスイッチの γ が等しい場合

$\beta(1 - \alpha)^{N-1}(\frac{1}{\beta} - \frac{N-1}{1-\alpha})\gamma$ の分散を考える．透過率 $(1 - \alpha)$ および漏れ率 β は N 個の光スイッチの間で等しい． N 個の光スイッチの γ は等しいため相関係数は 1 である．よって， $\beta(1 - \alpha)^{N-1}(\frac{1}{\beta} - \frac{N-1}{1-\alpha})\gamma$ の相関係数は 1 である．式 (5.9) より， $\beta(1 - \alpha)^{N-1}(\frac{1}{\beta} - \frac{N-1}{1-\alpha})\gamma$ の分散は， $(\beta(1 - \alpha)^{N-1}(\frac{1}{\beta} - \frac{N-1}{1-\alpha}))^2\sigma^2$ である．標準偏差は分散の平方根をとれば良い．よって， $\beta(1 - \alpha)^{N-1}(\frac{1}{\beta} - \frac{N-1}{1-\alpha})\gamma$ の標準偏差は $\beta(1 - \alpha)^{N-1}(\frac{1}{\beta} - \frac{N-1}{1-\alpha})\sigma$ である．

－ ケース 2 全てのスイッチの γ が等しくない場合

$\beta(1 - \alpha)^{N-1}(\frac{1}{\beta} - \frac{N-1}{1-\alpha})\gamma$ の分散を考える．透過率 $(1 - \alpha)$ および漏れ率 β は N 個の光スイッチの間で等しい． N 個の光スイッチの γ は等しくないため相関係数は 0 である．よって， $\beta(1 - \alpha)^{N-1}(\frac{1}{\beta} - \frac{N-1}{1-\alpha})\gamma$ の相関係数は 1 である．式 (5.9) および式 (5.10) より， $\beta(1 - \alpha)^{N-1}(\frac{1}{\beta} - \frac{N-1}{1-\alpha})\gamma$ の分散は， $(\beta(1 - \alpha)^{N-1})^2(\frac{1}{\beta^2} - \frac{N-1}{(1-\alpha)^2})\sigma^2$ である．標準偏差は分散の正の平方根をとれば良い．よって， $\beta(1 - \alpha)^{N-1}(\frac{1}{\beta} - \frac{N-1}{1-\alpha})\gamma$ の標準偏差は $\beta(1 - \alpha)^{N-1}(\frac{1}{\beta} - \frac{\sqrt{N-1}}{1-\alpha})\sigma$ である．

ここで，仮定したスイッチ一つ分の標準偏差 σ はどれだけ漏れ率が揺らぐのかという比率を表しており単位が無次元なのに対し，求めた標準偏差 σ_1 および σ_0 は光出力信号が平均値からどれだけバラ付いているかを表しており単位は [W] である．

5.1.2 光伝搬出力信号強度の平均値と標準偏差

第 5.1.1 項より，出力 1 の場合および出力 0 の場合の平均値は次のように表される．

出力 1 の場合 平均値 $s_1 : P_{LS}(1 - \alpha)^N$

出力 0 の場合 平均値 $s_0 : P_{LS}\beta(1 - \alpha)^{N-1}$

この平均値から，光源からの光伝搬入力信号強度を固定すると光出力伝搬信号強度は指数関数的に減少するのが分かる．図 5.2 に，光源からの光伝搬入力信号強度を 1 とした場合の検

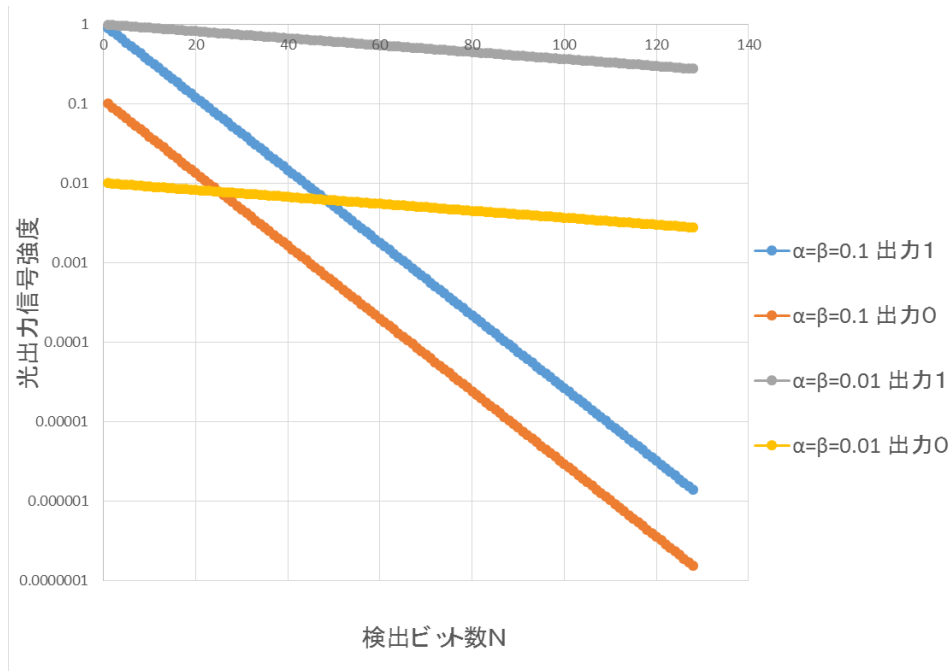


図 5.2: 光出力信号強度の平均値

出ビット数 N ，漏れ率 α β を変化させたグラフを示す．図 5.2 の縦軸は光パタン検出器における光出力信号強度，横軸は検出ビット数 N である．この図 5.2 から，光出力伝搬信号強度は指数関数的に減少するのが分かる．また，漏れ率を改善すると，特に出力 1 の場合の光出力信号強度を大きく保つのに効果的であることが読み取れる．また，平均値 s_1 および s_0 を $K = (1 - \alpha)^{N-1}$ で割った値と検出ビット数 N の関係を図 5.3 に示す．図 5.3 の縦軸が出力信号強度/ K の大きさ，横軸が検出ビット数 N を表す．この図 5.3 より，出力信号強度の平均値 s_1 および s_0 の比は検出ビット数 N によらず一定なのが見える．

出力 1 の場合および出力 0 の場合の標準偏差は次のように表される．

出力 1 の場合

$$\text{ケース 1 : } \sigma_1 = P_{LS} N (1 - \alpha)^{N-1} \sigma$$

$$\text{ケース 2 : } \sigma_1 = P_{LS} \sqrt{N} (1 - \alpha)^{N-1} \sigma$$

出力 0 の場合

$$\text{ケース 1 : } \sigma_0 = P_{LS} \beta (1 - \alpha)^{N-1} \left(\frac{1}{\beta} - \frac{N-1}{1-\alpha} \right) \sigma$$

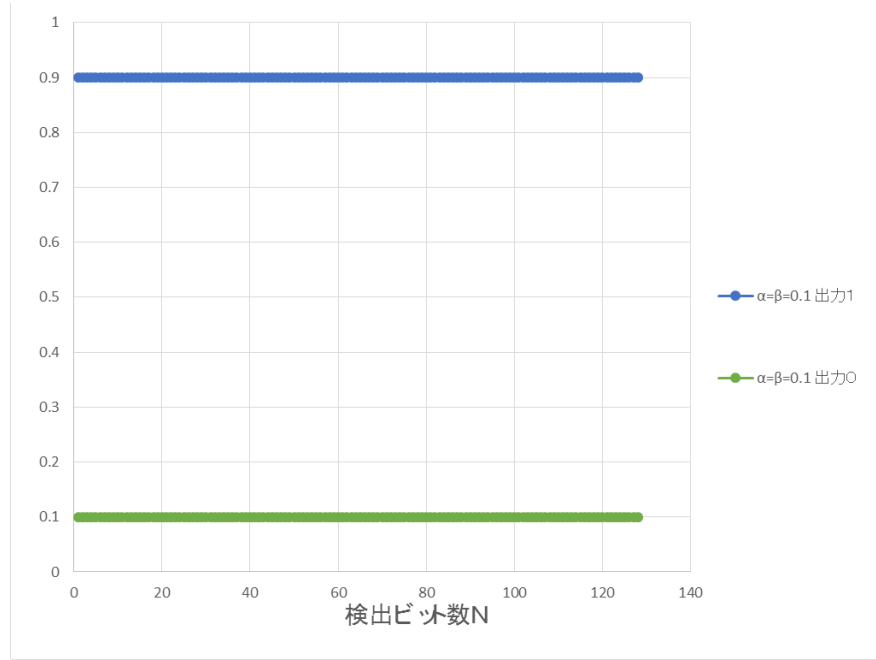


図 5.3: 光出力信号強度の平均値の比

$$\text{ケース 2 : } \sigma_0 = P_{LS}\beta(1-\alpha)^{N-1}\left(\frac{1}{\beta} - \frac{\sqrt{N-1}}{1-\alpha}\right)\sigma$$

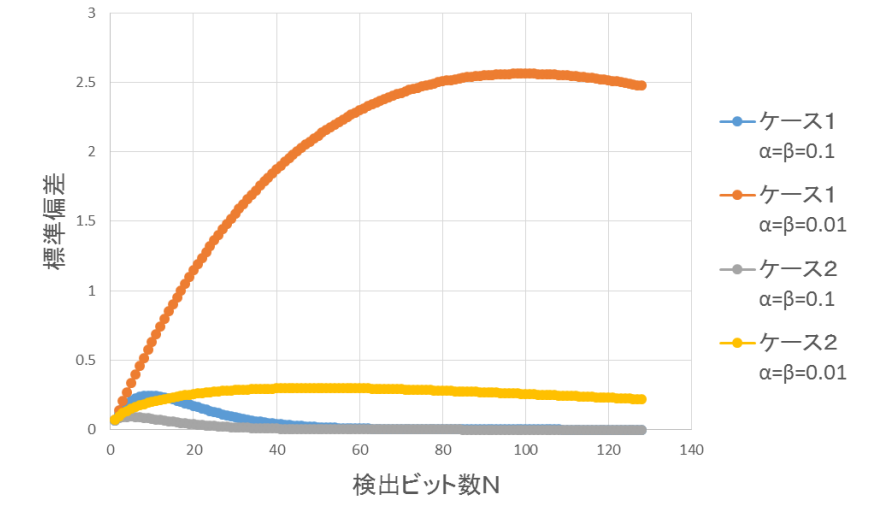
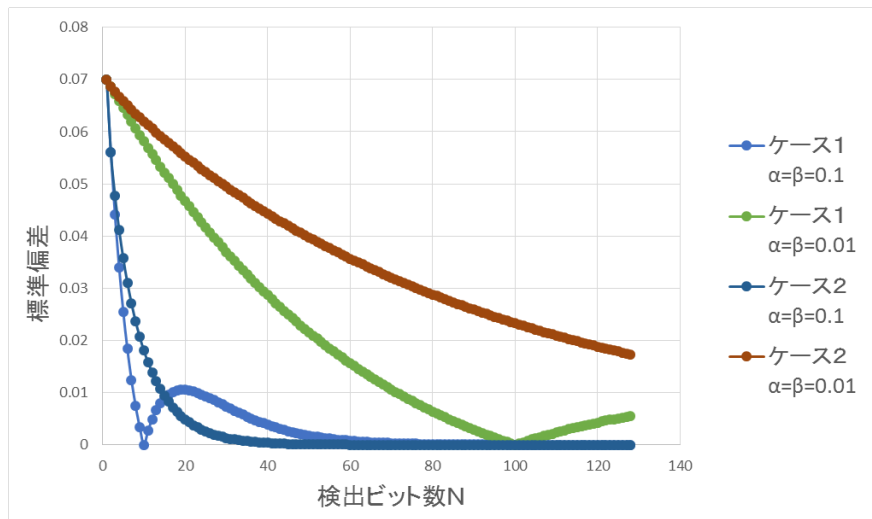
図 5.4 に、光源からの光伝搬入力信号強度を 1 とした場合の検出ビット数 N 、漏れ率 α β を変化させたグラフを示す。図 5.4 の縦軸は標準偏差の大きさ、横軸は検出ビット数 N である。ここで σ は光伝搬信号がスイッチ 1 つを通過し受光器に入射した場合に、 $\text{BER}=10^{-12}$ でエラーフリーで検出可能な値と仮定する。その σ は次の様に、式 (2.8) と式 (2.7) より求める。満たすべき BER が 10^{-12} なので、式 (2.8) より BER から Q 値を求めることができる。1 ビットの光伝搬信号の持つエネルギーを $1fJ$ [15]、光伝搬信号の伝送速度を $10Gbps$ とすると $s_1 - s_0$ の値は次のように導ける。

$$s_1 - s_0 = 1fJ/bit \times 10Gbps = 0.01mW = -20dBm \quad (5.15)$$

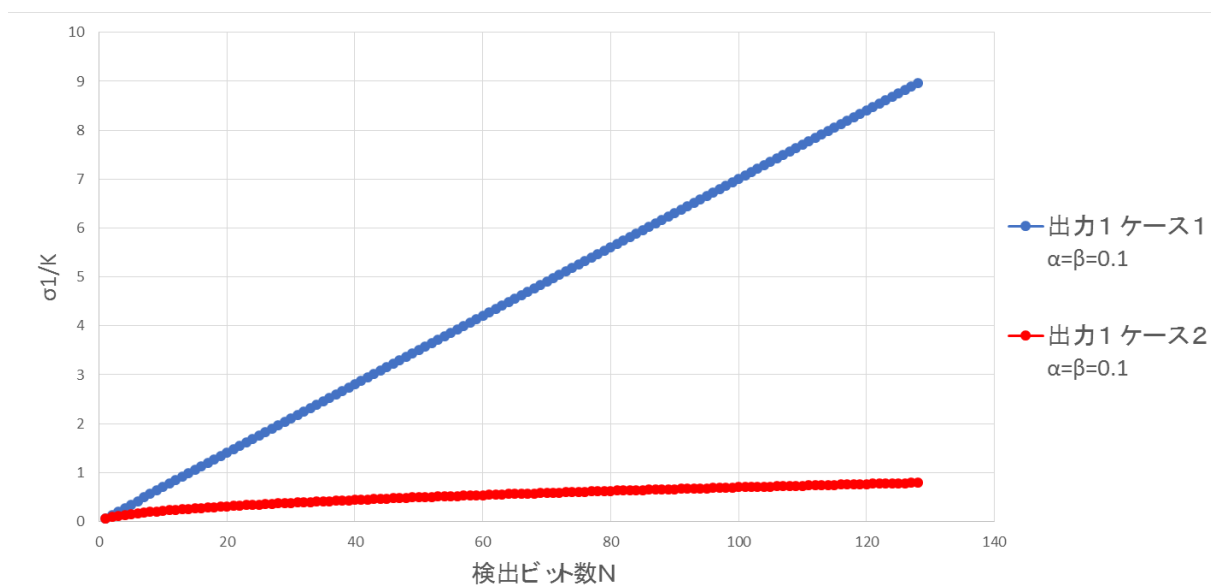
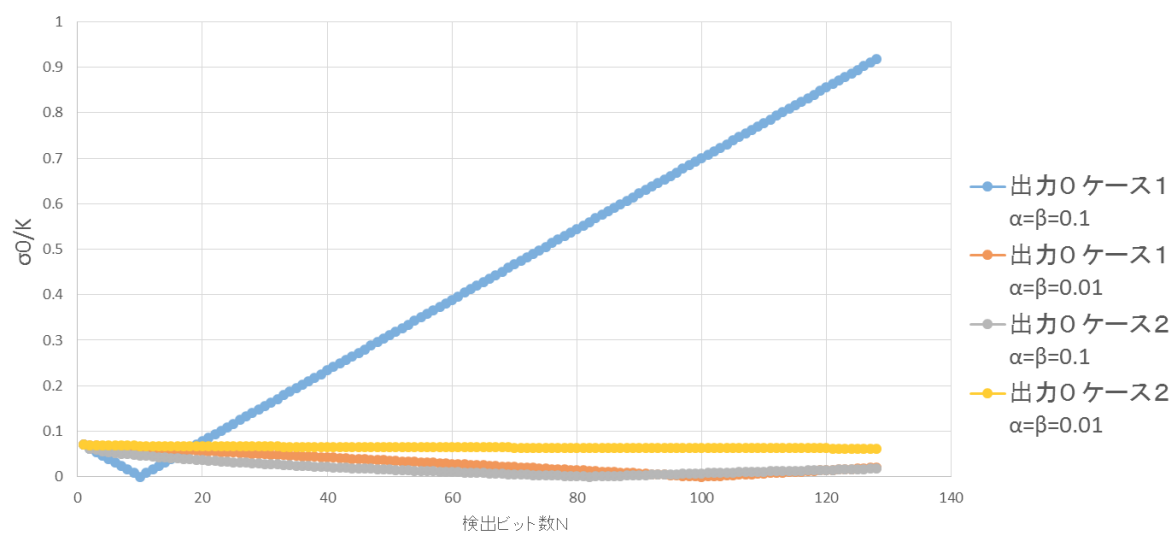
式 (2.7) より、 Q 値と $s_1 - s_0$ の値を用いて、 σ を求められる。

$$\sigma = \frac{s_1 - s_0}{2Q} \quad (5.16)$$

図 5.4 より、ケース 1 とケース 2 において、検出ビット数 N の増加に伴って標準偏差 σ_1 および σ_0 の値が増加するのが分かる。また、標準偏差 σ_1 および σ_0 を $K = (1-\alpha)^{N-1}$ で割った

(a) σ_1 (b) σ_0 図 5.4: 光出力信号強度の標準偏差 σ_1 および σ_0

値と検出ビット数 N の関係を図 5.5 に示す．図 5.5 の縦軸が標準偏差/ K の大きさ，横軸が検出ビット数 N を表す．図 5.5(a) に示す σ_1/K の値は同一ケースであれば漏れ率に関係ない値を示す．よって漏れ率 $\alpha \beta = 0.1$ の場合のみ記す．この図 5.5 より，標準偏差/ K はケース 1 の場合 N に比例，ケース 2 の場合 \sqrt{N} に比例する．

(a) σ_1/K (b) σ_0/K 図 5.5: 光出力信号強度の標準偏差 σ_1 および σ_0 の比

5.1.3 光パタン検出器における Q 値および BER

光出力信号強度の平均値 s_1 および s_0 と、標準偏差 σ_1 および σ_0 を用いて、光パタン検出器における Q 値と BER を導出する。式 (2.7) に光出力信号強度 s_1 と s_0 と標準偏差 σ_1 と σ_0 を代入し、提案する光パタン検出器における Q 値を導く。ケース 1、ケース 2 において、それぞれの場合の Q 値を求める。

- ケース 1

Q 値は式 (5.17) と導ける。

$$Q = \frac{(1 - \alpha)(1 - \alpha - \beta)}{\{(N + 1)(1 - \alpha) - (N - 1)\beta\}\sigma} \quad (5.17)$$

- ケース 2

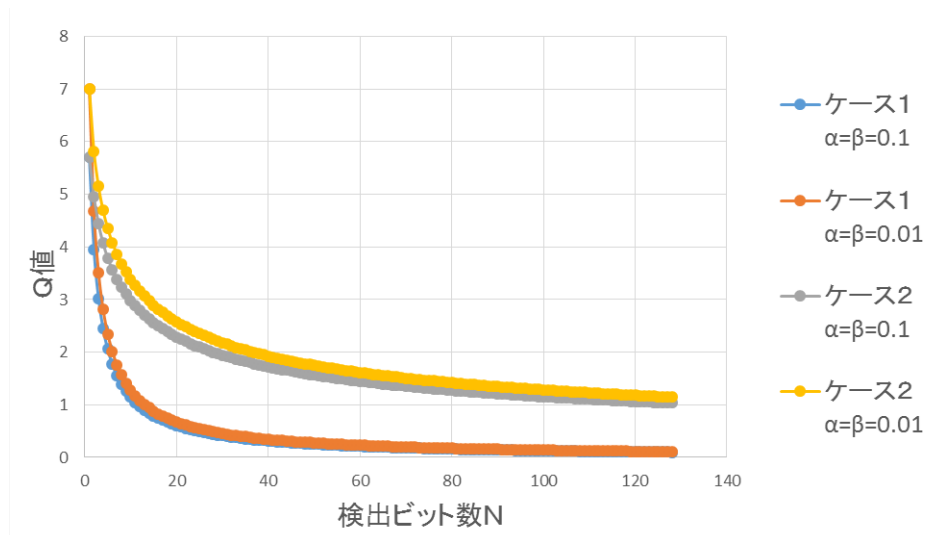
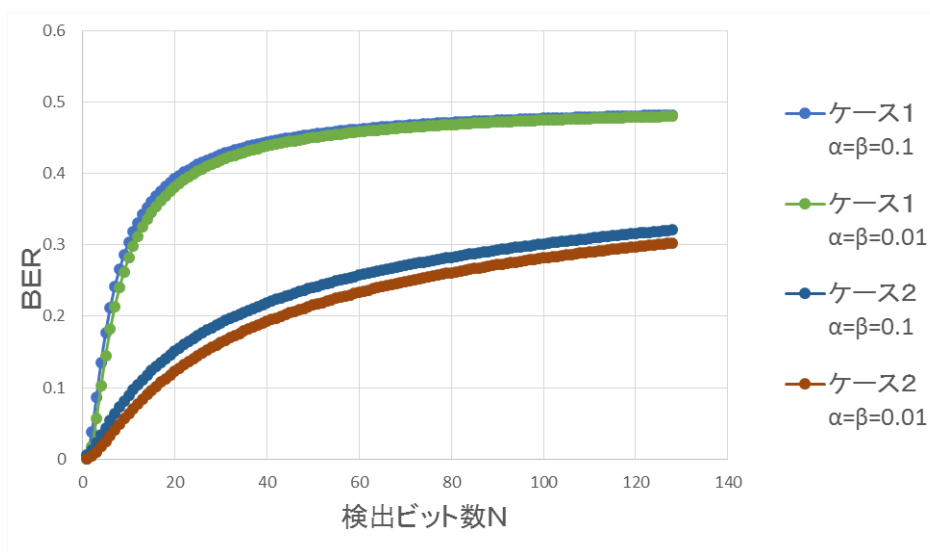
Q 値は式 (5.18) と導ける。

$$Q = \frac{(1 - \alpha)(1 - \alpha - \beta)}{\{(\sqrt{N} + 1)(1 - \alpha) - \sqrt{N - 1}\beta\}\sigma} \quad (5.18)$$

スイッチ一つの漏れ率に対する雑音乱数の標準偏差 σ を固定し、検出ビット数 N 、漏れ率 α 、 β を変化させた Q 値のグラフを図 5.6 に示す。図 5.6 の縦軸は Q 値の大きさ、横軸は検出ビット数 N である。また、その場合の BER のグラフを図 5.7 に示す。図 5.7 の縦軸は BER の大きさ、横軸は検出ビット数 N である。図 5.6 より、ケース 1 とケース 2 の両方において、 σ を固定した場合の Q 値は N の増加に伴って減少することが分かる。Q 値が小さくなれば BER は劣化する。図 5.7 から、 N の増加に伴って BER が劣化することが読み取れる。

5.1.4 Q 値のモデルの検証

本項では第 5.1.3 項で導いた Q 値のモデルの検証を行う。光パタン検出器における光伝搬出力信号強度の平均値 s_1 および s_0 と標準偏差 σ_1 および σ_0 を求め、その値より Q 値を算出するプログラムを用いて、ケース 1 とケース 2 の場合においてシミュレーションを行った。プログラムへの入力事項は光源からの光入力信号強度、検出ビット数 N 、スイッチの漏れ率 α β 、スイッチ一つの漏れ率に対する雑音乱数の標準偏差 σ である。図 5.8 および図 5.9 に、スイッチの漏れ率 α β が 0.01 の場合において、入力信号強度 P_{in} および σ を変化させた際の

図 5.6: N の増加による Q 値の劣化図 5.7: N の増加による BER の劣化

式 (5.17) および式 (5.18) より，導いた Q 値の逆数とシミュレーションによって導いた Q 値の逆数を示す．各グラフの縦軸は Q 値の逆数の大きさ，横軸は検出ビット数 N を表す． Q 値

の逆数を取ったのは、値の乖離が顕著に現れるからである。図 5.8(a) および (b)，図 5.9(a) および (b) の結果より、光パタン検出器への光入力信号強度は Q 値に影響を与えないことがシミュレーションからも読み取れる。各グラフの結果より、検出ビット数 N を大きくするにつれ、モデルより算出した Q 値とシミュレーションのより算出した Q 値の差が大きくなるのが読み取れる。これは式 (5.6) および式 (5.12) を γ に関してマクローリン展開する際に、二次の項以降を切り捨てた影響だと思われる。図 5.8(a)，(b) および (c)，図 5.9(a)，(b) および (c) の結果を比較すると、 σ の値を大きくするにつれモデルより算出した Q 値とシミュレーションより算出した Q 値が乖離していくのが分かる。マクローリン展開とは、変数が 0 の近傍の値を取る場合の冪級数を得ることを言う。本考察では $\gamma \approx 0$ としてマクローリン展開を行った。 $\gamma \approx 0$ の場合、式 (5.1) より $\sigma \approx 0$ である。よって導いた式 (5.17) および式 (5.18) は σ の値が 0 に近い場合にのみ適用できる。

5.2 信号強度に関する考察

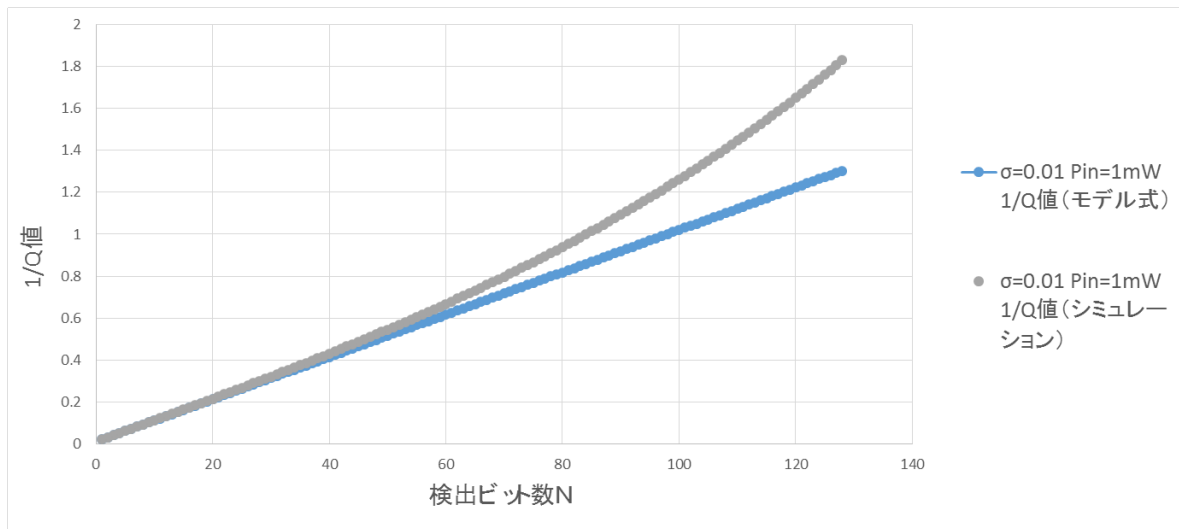
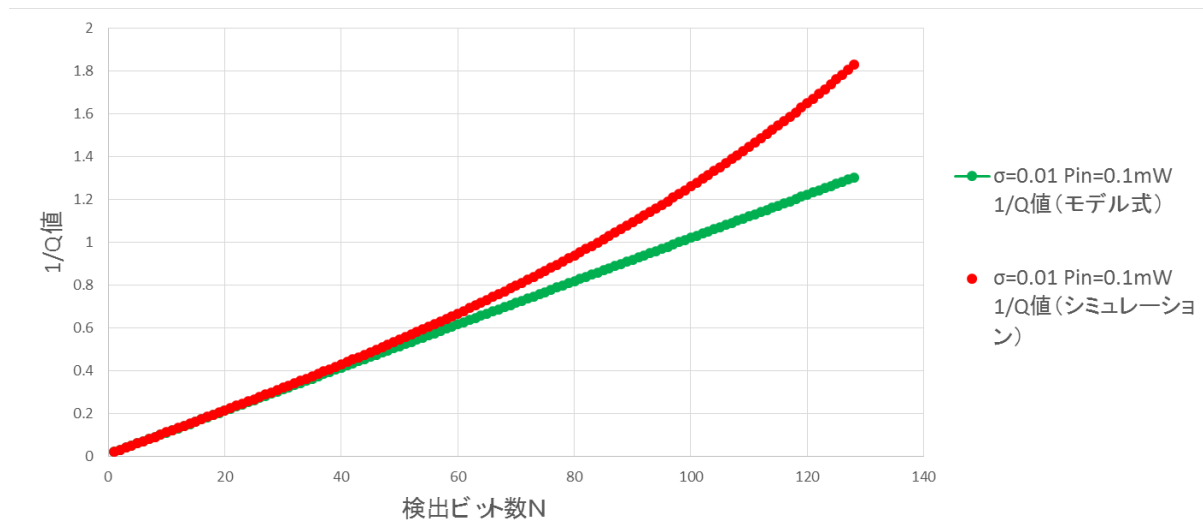
5.2.1 光源からの光入力信号強度

第 5.1.2 項で考察したように、光源からの光入力信号強度を固定すると、光出力信号強度は N の増加に伴って指数関数的に減少する。光出力信号は受光器に入射され、符号判定が行われる。受光器には最小受光感度が存在し、その最小受光感度より小さい信号強度の信号が 0 と判定される。受光器が光パタン検出器における光伝搬出力信号を検出するためには、光源からの光伝搬入力信号強度がどれほど求められるのかを考察する。1 を出力する場合の光出力信号強度が受光器の最小受光感度を越えていれば検出可能である。1 の光出力信号強度の平均値は $s_1 = P_{LS}(1 - \alpha)^N$ であり、最低でもこの平均値が受光器の最小受光感度を越えていなければならない。最小受光感度を $P_r[\text{W}]$ とすると、次の条件式 (5.19) が導ける。

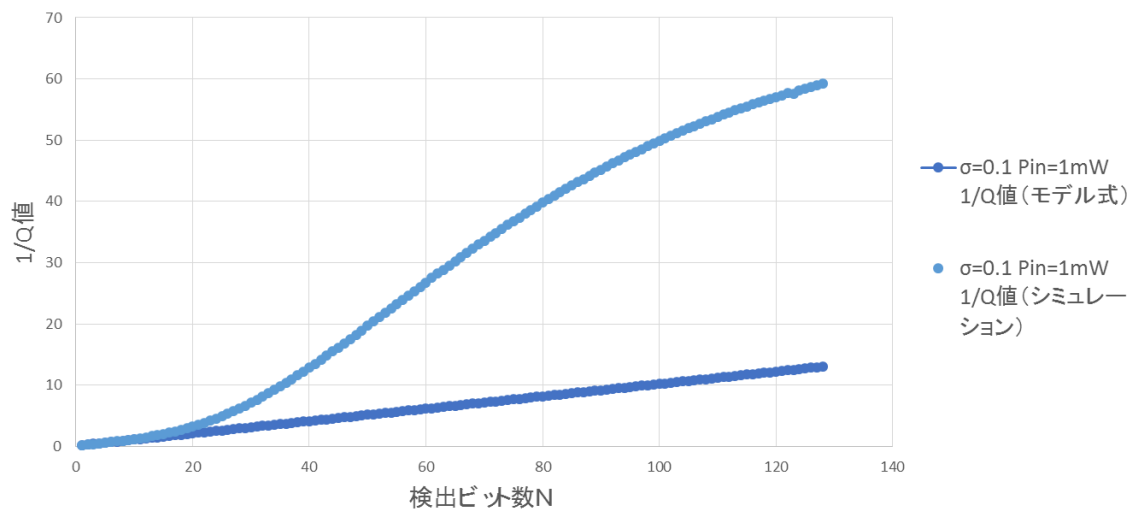
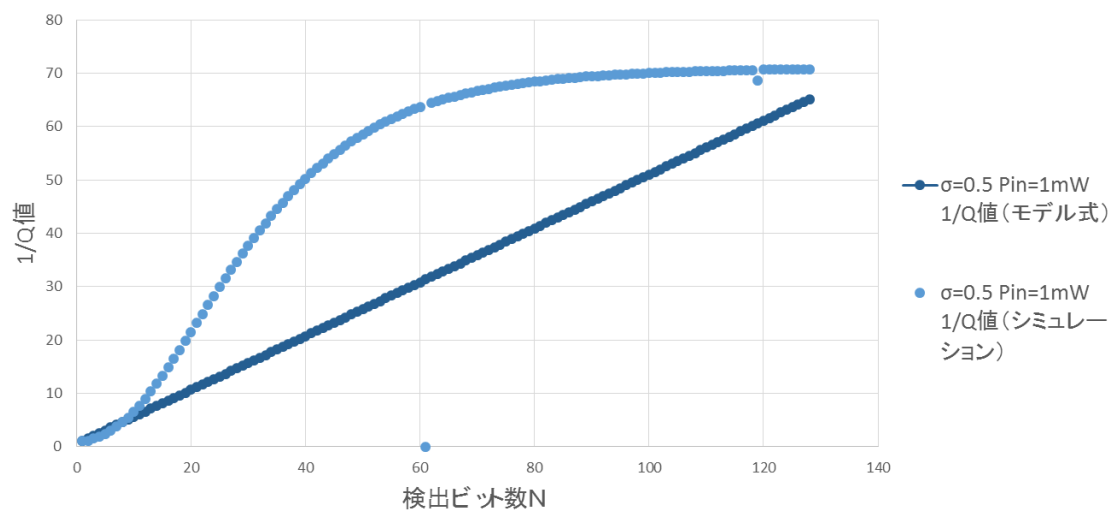
$$P_{LS}(1 - \alpha)^N \geq P_r \quad (5.19)$$

この式を光源からの光入力信号強度について整理すると次の式 (5.20) になる。

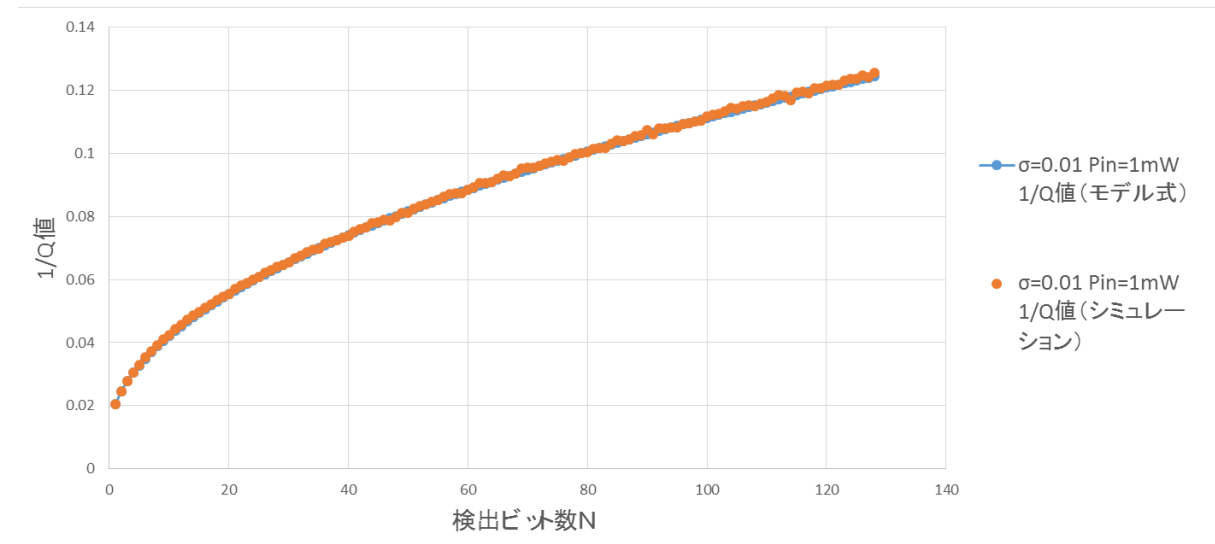
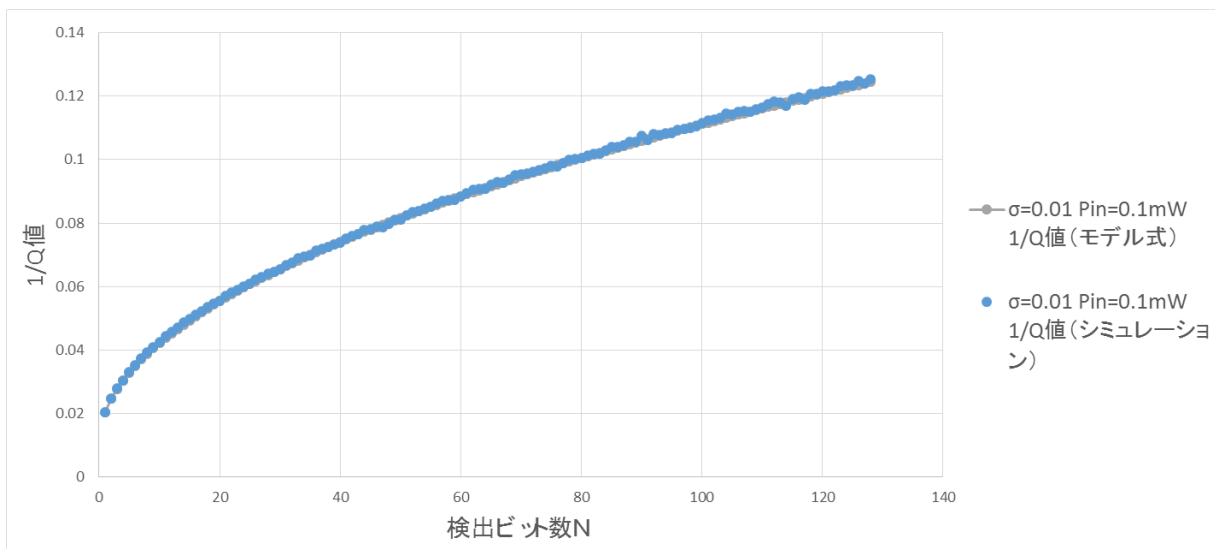
$$P_{LS} \geq \frac{P_r}{(1 - \alpha)^N} \quad (5.20)$$

(a) $P_{in} = 1mW$ $\sigma = 0.01$ (b) $P_{in} = 0.1mW$ $\sigma = 0.01$ 図 5.8: ケース 1 における $1/Q$ 値

式 (5.20) を満たす最小の光伝搬入力信号強度を考察する．図 5.10 は光パタン検出器において，受光器の最小受光感度が $P_r = -30dBm = 0.001mW$ ，透過率 $1 - \alpha = 0.9$ ， 0.99 ，検出ビット数 $N = 1 \sim 128$ の場合の光源からの光伝搬入力信号強度のグラフである．図 5.10 の縦軸は光源からの光入力信号強度，横軸は検出ビット数 N である．漏れ率 α を変化させた際，

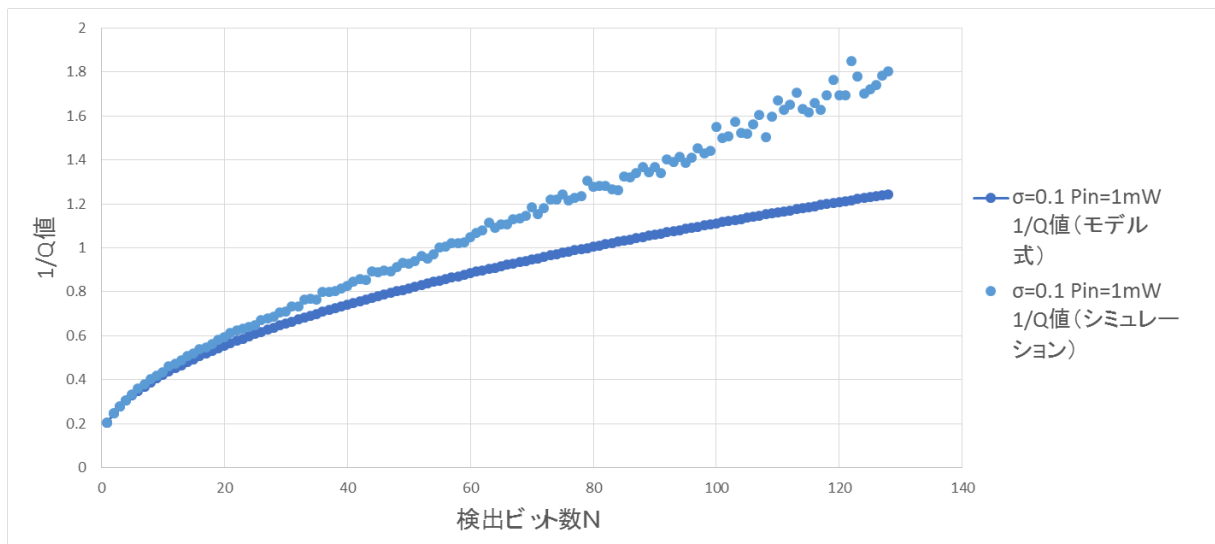
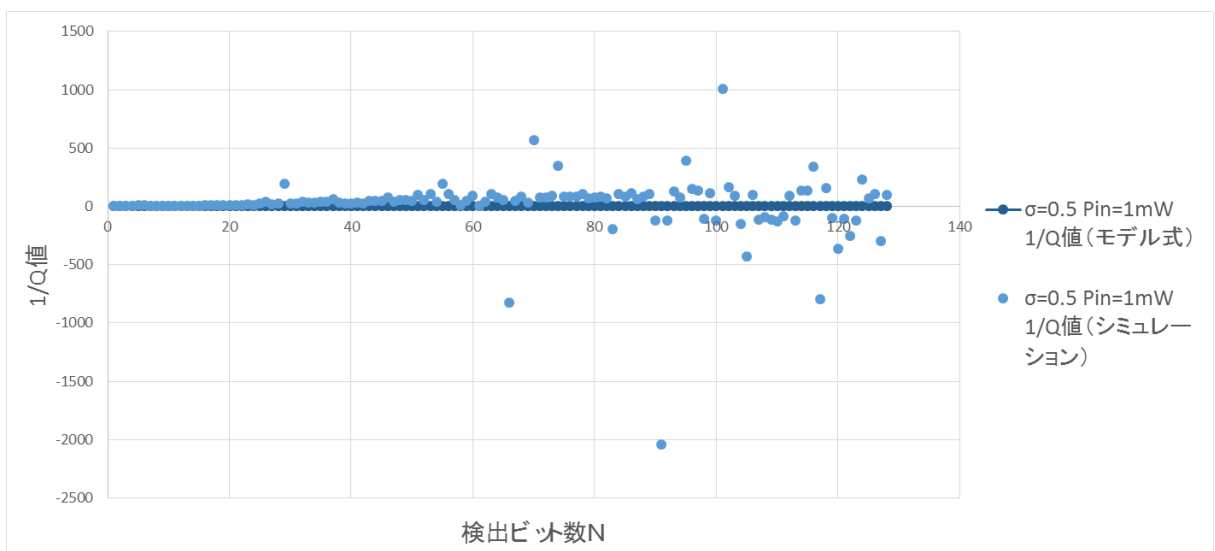
(c) $P_{in} = 1mW$ $\sigma = 0.1$ (d) $P_{in} = 1mW$ $\sigma = 0.5$ 図 5.8: ケース 1 における $1/Q$ 値

漏れ率が 0.01 の場合は 0.1 の場合と比べて光制御信号強度を最大で 99.9% 抑えられることが分かった。検出ビット数 N を大きくするほど、漏れ率の改善が光源からの光入力信号強度を抑えるのに効果を発揮する。

(a) $P_{in} = 1mW$ $\sigma = 0.01$ (b) $P_{in} = 0.1mW$ $\sigma = 0.01$ 図 5.9: ケース 2 における $1/Q$ 値

5.2.2 光スイッチにおける制御信号強度

第 5.1.3 項より, 検出ビット数 N の増加に伴って BER が劣化することが分かった. N を増加させた場合に BER を劣化しないようにするためにはどうすれば良いかを考察する. BER を劣化させないためには, Q 値の値が N の増加に拘わらず変化しなければ良い. ケース 1 と

(c) $P_{in} = 1mW$ $\sigma = 0.1$ (d) $P_{in} = 1mW$ $\sigma = 0.5$ 図 5.9: ケース 2 における $1/Q$ 値

ケース 2 における Q 値は式 (5.17) と式 (5.18) で表せる．スイッチの漏れ率 α β を固定した場合， N が増加した際に Q 値を増加させないようにするためには σ の値を改善することが求められることが分かる． σ の値を改善するためには，式 (5.2) が示すように制御信号強度が関係する．制御信号強度を大きくすると σ の値は小さくなる．つまり σ の値を改善する

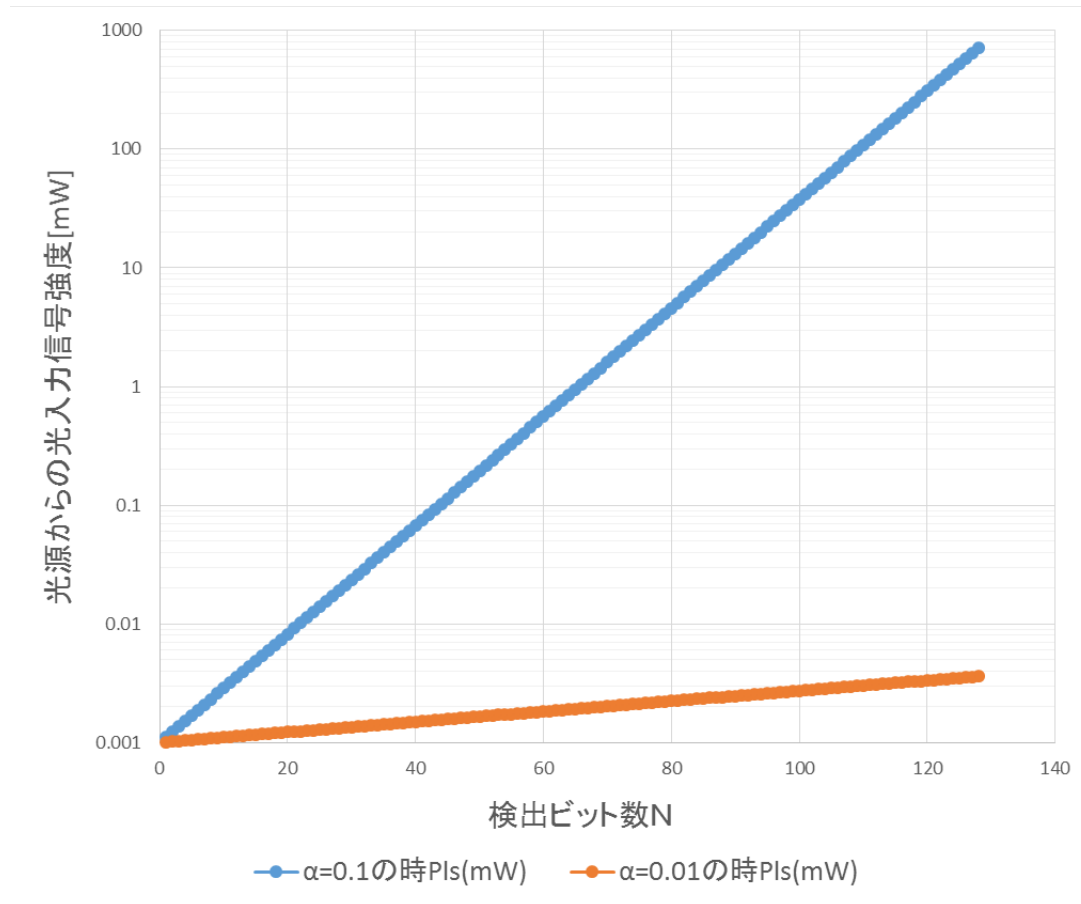


図 5.10: 光源からの光入力信号強度

ためには、制御信号強度を大きくする必要があるということである。式 (5.2) を代入すると、式 (5.17) は式 (5.21) と、式 (5.18) は式 (5.22) と表せる。

$$Q = \frac{(1 - \alpha)(1 - \alpha - \beta)AP_v}{(N + 1)(1 - \alpha) - (N - 1)\beta} \quad (5.21)$$

$$Q = \frac{(1 - \alpha)(1 - \alpha - \beta)AP_v}{(\sqrt{N} + 1)(1 - \alpha) - \sqrt{N} - 1\beta} \quad (5.22)$$

式 (2.8) より、満たすべき BER が決定すれば Q 値も一意に求まる。また、式 (5.21) と式 (5.22) より、 Q 値と光パタン検出器のスイッチの段数 N が決定すれば、それを満たすべき光制御信号強度が一意に求まる。つまり、満たすべき BER と光パタン検出器のスイッチの段数 N が決定すると、それによって求められる光制御信号強度が決まるということである。

簡単のためにスイッチの漏れ率 $\alpha \beta$ が光制御信号強度に依存しないと仮定する．図 5.11 に，その仮定のもとで受光器の最小受光感度が $P_r = -30\text{dBm} = 0.001\text{mW}$ ，光スイッチの漏れ率 $\alpha \beta = 0.1, 0.01$ ， $BER = 10^{-12}, 10^{-6}$ ，検出ビット数 $N = 1 \sim 128$ の場合の光制御信号強度のグラフを示す．図 5.11 の縦軸は光スイッチの制御信号強度，横軸は検出ビット数 N である．第 5.1.1 項で定義したケース 1 およびケース 2 において漏れ率 $\alpha \beta$ を変化させた場合，漏れ率が 0.01 の場合は 0.1 の場合と比べて光制御信号強度を最大で 18.37% 抑えられることが分かった．また，両方のケースにおいて検出ビット数 N が大きくなるにつれて，漏れ率の改善による信号強度を抑える効果は小さくなるという結果が得られた．BER を変化させた場合，両方のケースにおいても BER が 10^{-6} の場合は 10^{-12} の場合と比べて，光制御信号強度を 23.78% 抑えられることが分かった．漏れ率の改善および BER の許容による制御信号強度の削減率のグラフを，図 5.12 に示す．図 5.12 の縦軸は削減率 [%]，横軸は検出ビット数 N である．ケース 1 およびケース 2 の線が，それぞれのケースにおける漏れ率の改善による制御信号強度の削減率を表す．実際には，光スイッチの漏れ率 $\alpha \beta$ も光制御信号強度によって変化する値であるため，BER と光制御信号強度の関係はより複雑になる．

この考察から分かったことは二つある．一つは，漏れ率の値を小さくすることができれば，BER を満たすために必要な光制御信号強度を小さくすることが可能ということである．漏れ率は光制御信号強度に依存する．より小さい光制御信号強度で小さい漏れ率を達成するためには，光スイッチの改良が必要になる．もう一つは BER の劣化を許容すれば光制御信号強度を抑えられるということである．BER をどこまで許容できるかは，検出機構に求められている品質に依存している．検出品質と光制御信号強度の間にトレードオフが存在する．現状の構成においては BER の劣化を許容した方が光制御信号強度を抑えるために効果的という結果が得られた．検出するビット数 N を大きくした場合，スイッチの漏れ率の改善による光制御信号強度を抑える効果が小さくなるという結果からも BER の劣化の許容は光制御信号強度にとって重要であると言える．

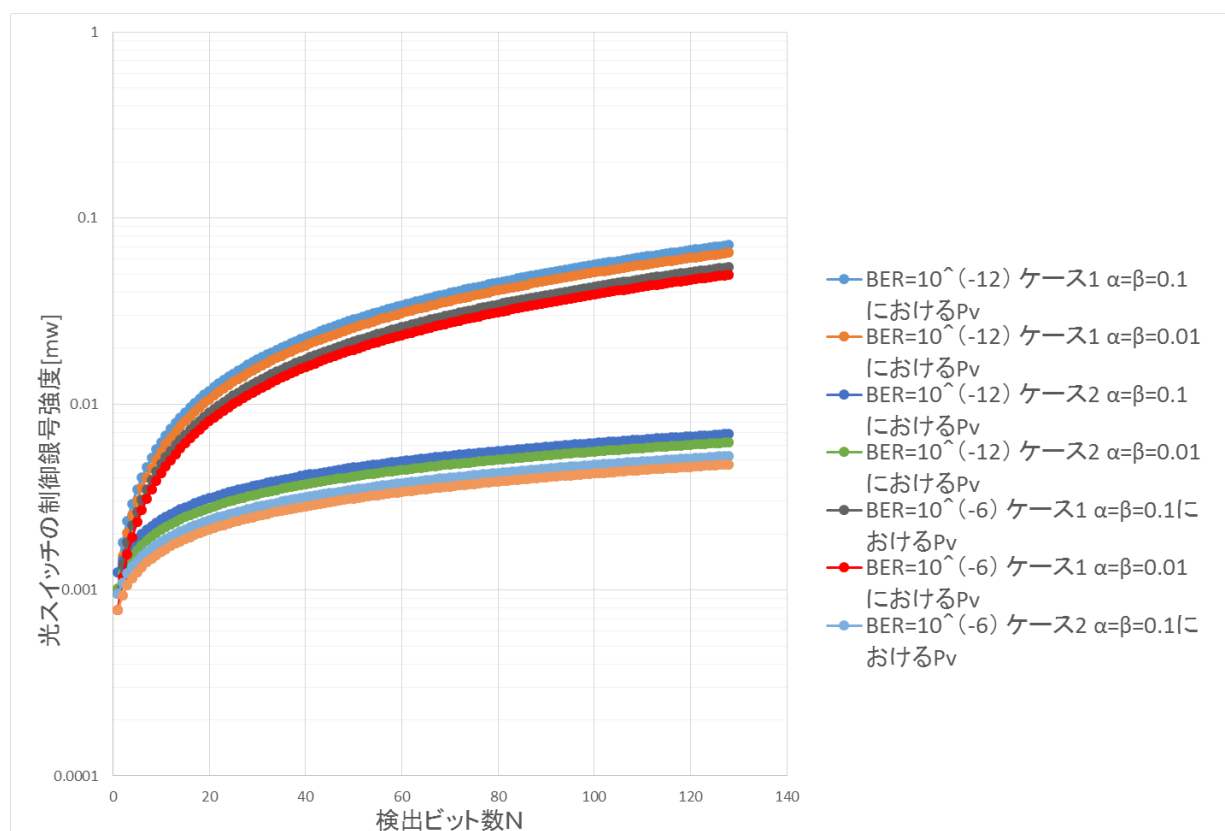


図 5.11: 光スイッチの制御信号強度

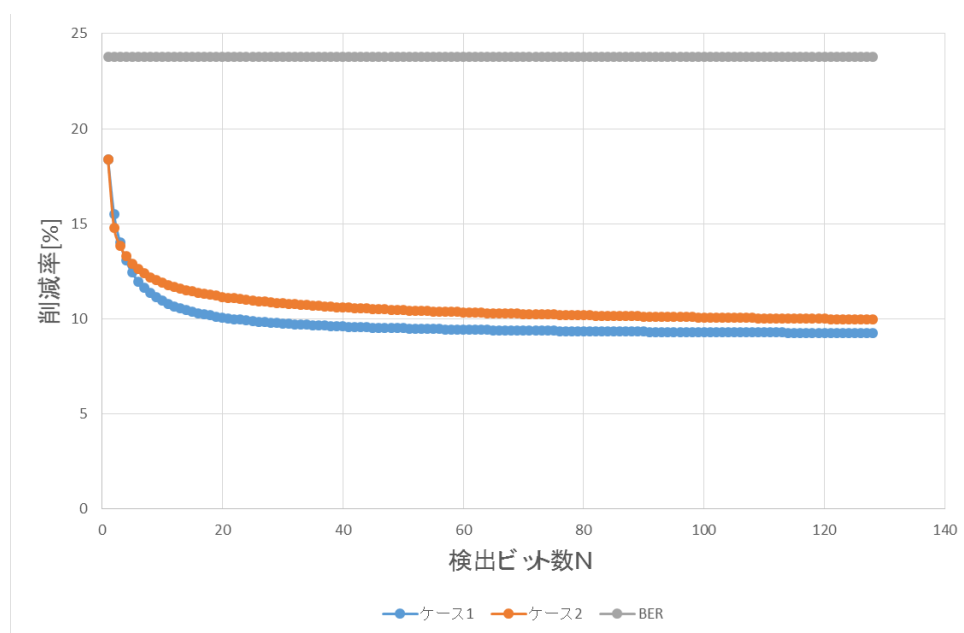


図 5.12: 漏れ率の改善による制御信号強度の改善率

第 6 章

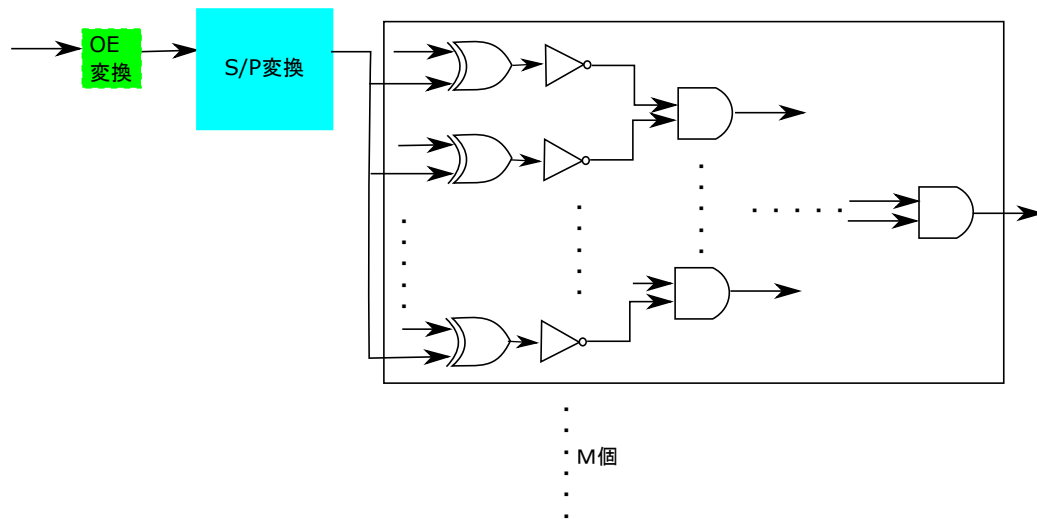
比較, 評価

本章では, 提案するナノフォトニック・デバイスを用いた光パターン検出機構と CMOS を用いた光パターン検出機構とを遅延時間, 面積, 消費電力において比較, 評価する.

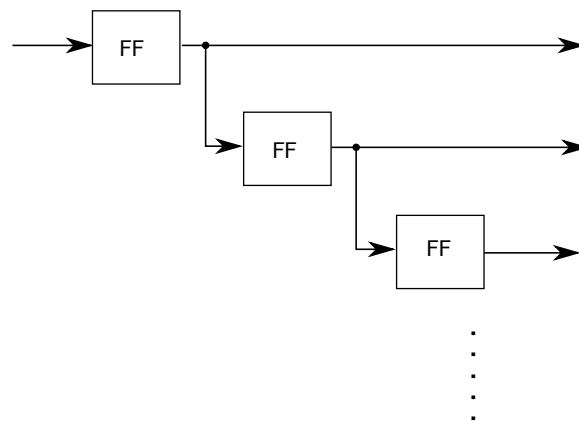
6.1 CMOS を用いたパターン検出機構との比較

CMOS を用いて構成したパターン検出機構の遅延時間, 面積, 消費電力のモデルと, 第 4 章で述べたナノフォトニック・デバイスを用いた光パターン検出機構の遅延時間, 面積, 消費電力のモデルとを用いて両者の比較を行う.

比較に用いた, CMOS によって構成した光パターン検出機構の概要を図 6.1 に示す. シリアルで伝送された光信号ビット列は, OE 変換 (光電気変換) されることで電気信号へと変換される. フリップフロップを利用してビット毎に遅延させると共に, シリアルで伝送されたビット列をパラレルへと変更する. フリップフロップを用いたパラレル変換とビット毎の遅延によって, シリアルで伝送されたビット列の任意の箇所から任意の N ビットを取り出すことができる. パラレルへと変換された N ビット信号列を更に M 個に分け, XOR ゲート, NOT ゲート, NAND ゲートによって構成されたパターン検出器へと入力する. パターン検出器では N 段の XOR ゲートに N ビットのビット列を入力する. XOR ゲートのもう一方の入力に検出したいパターンが入力されており, 両者が一致した場合のみ 0 を出力する. その出力が NOR ゲートを通り, $\log_2 N$ 段の AND ゲートへ入力される. 最後の AND ゲートからの出力が 1 な



(a) CMOS を用いた検出機構概要図



(b) S/P(シリアルパラレル) 変換部分

図 6.1: CMOS を用いた光パターン検出機構

ら, 検出したいパターンと N ビットのビット列が一致していることが分かる. XOR ゲートに入力する検出したいパターンは任意に変えることができる. よってこの CMOS によって構成した光パターン検出機構は, シリアルで伝送されたビット列の任意の箇所から, 任意の N ビットのパターンを検出することが可能である.

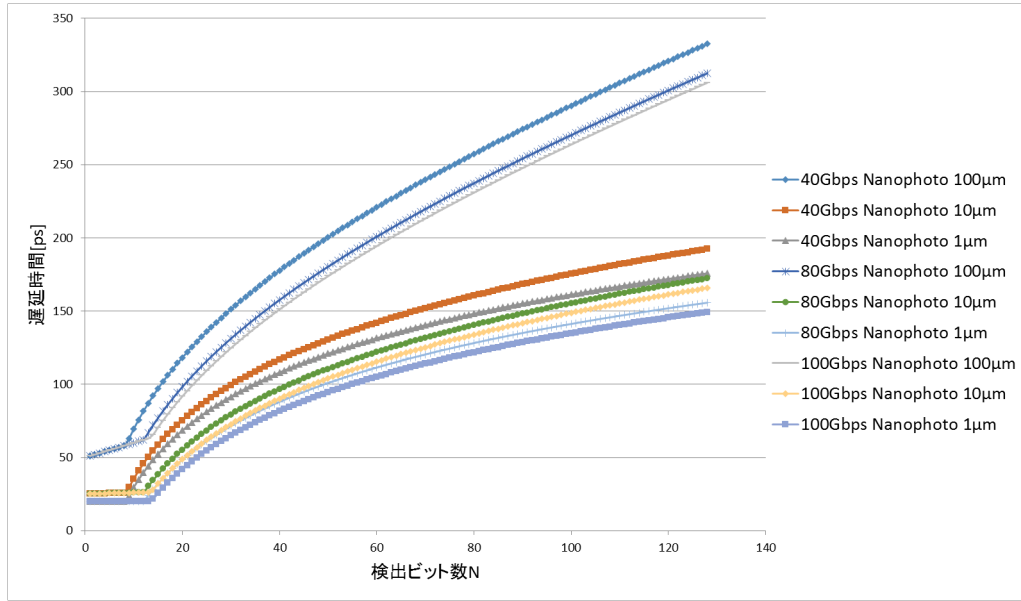


図 6.2: ナノフォトニック・デバイスを用いた光パターン検出機構の遅延時間

6.1.1 遅延時間

ナノフォトニック・デバイスを用いた機構の遅延時間のモデルは, 式 (4.2) に示したものを本節の評価に用いる. CMOS を用いた機構の遅延時間 $T_{CMtotal}$ のモデルは式 (6.1) で表される.

$$T_{CMtotal} = T_{CMOEconv} + T_{CMXOR} + T_{CMNOT} + \log_2 N \times T_{CMAND} + T_{wire} \times L \quad (6.1)$$

$T_{CMOEconv}$ は OE 変換の遅延時間, T_{CMXOR} は XOR ゲートの遅延時間, T_{CMNOT} は NOT ゲートの遅延時間, T_{CMAND} は AND ゲートの遅延時間, T_{wire} は単位長の配線の遅延時間, L は配線長である. $\log_2 N$ は AND ゲートの段数を表す項である. 式 (4.2) において, アンプの遅延時間はアンプ量によって変化する. アンプ量は伝送されるビット列の伝送速度によって変化する値である. 図 6.2 に, 伝送速度が 40, 80, 100Gbps, ナノフォトニック・デバイスのゲート長が 100, 10, 1 μm の場合のナノフォトニック・デバイスを用いた光パターン検出機構の遅延時間を示す. 図 6.2 の縦軸は遅延時間, 横軸は検出ビット数 N である. 図 6.2 より, 伝送速度が大きくなる程遅延時間が小さいこと, ナノフォトニック・デバイスのゲート長が小さ

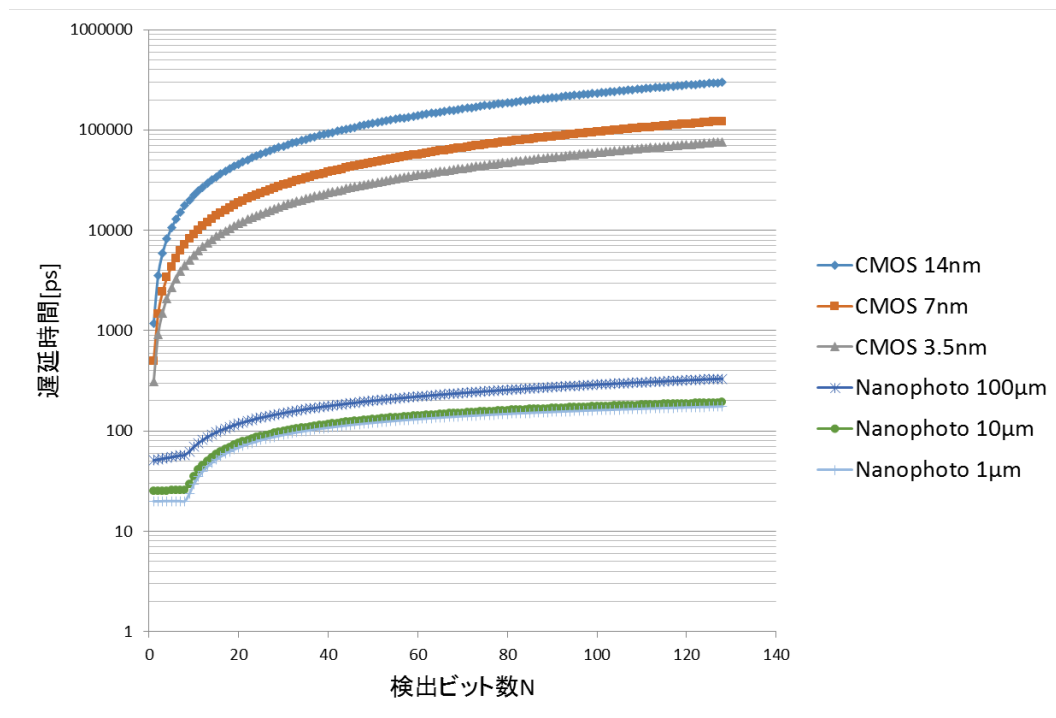


図 6.3: ナノフォトニック・デバイスを用いた機構と CMOS を用いた機構の遅延時間

くなる程遅延時間が小さいことが読み取れる．式 (4.2) と式 (6.1) を用いて，2 つの機構の遅延時間を図 6.3 に示す．図 6.3 の縦軸は遅延時間，横軸は検出ビット数 N である．ナノフォトニック・デバイスを用いた機構のモデルでは，伝送速度を 40Gbps とする．CMOS トランジスタはゲート長によって遅延時間が変化する．よって CMOS を用いた機構のモデルにおいて，CMOS トランジスタのゲート長を 14, 7, 3.5nm とする．図 6.3 より，ナノフォトニック・デバイスを用いた光パターン検出機構の遅延時間の方が，CMOS を用いた機構と比べて遅延時間が短いことが読み取れる．

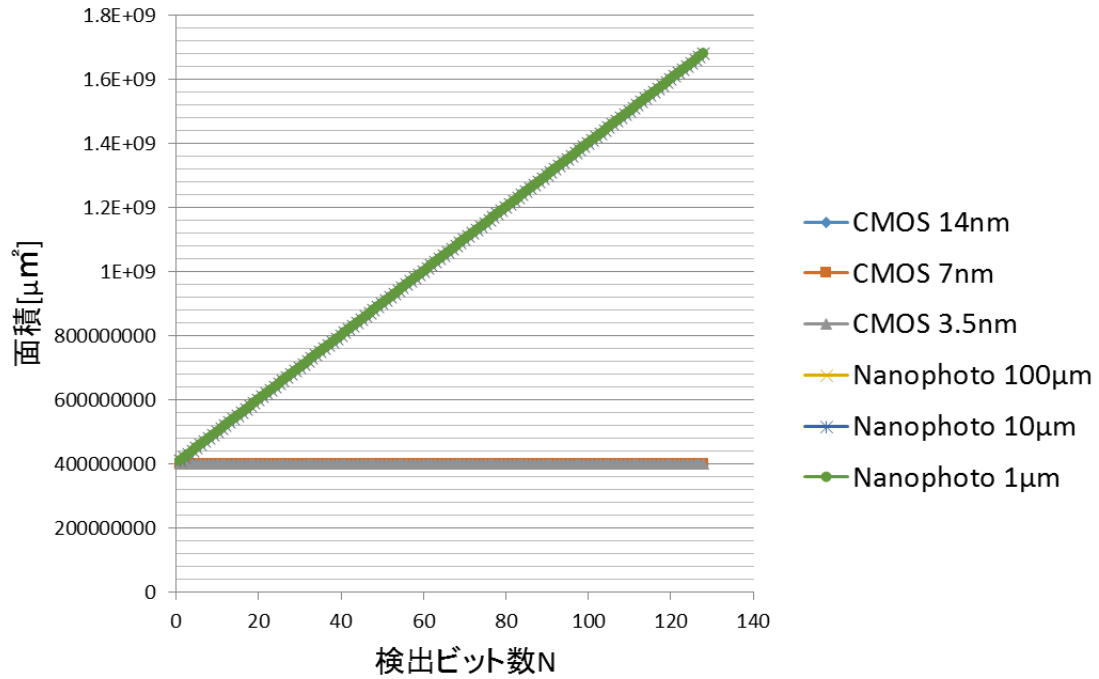


図 6.4: ナノフォトニック・デバイスを用いた機構と CMOS を用いた機構の面積

6.1.2 面積

ナノフォトニック・デバイスを用いた機構の面積のモデルは, 式 (4.3) に示したものを本節の評価に用いる. CMOS を用いた機構の面積 $S_{CMtotal}$ のモデルは式 (6.2) で表される.

$$S_{CMtotal} = S_{CMOEconv} + S_{wire} + (N - 1)S_{CMFF} + M \times \{N(S_{CMXOR} + S_{CMNOT}) + (N - 1)S_{CMAND}\} \quad (6.2)$$

$S_{CMOEconv}$ は OE 変換素子の面積, S_{CMFF} はフリップフロップの面積, S_{CMXOR} は XOR ゲートの面積, S_{CMNOT} は NOT ゲートの面積, S_{CMAND} は AND ゲートの面積, S_{wire} は配線面積である. パターン検出部分は, N 個の XOR ゲートと N 個の NOT ゲート, (N - 1) 個の AND ゲートで構成される. 式 (6.2) の第 3 項は M 個のパターン検出器の面積を表す.

式 (4.3) と式 (6.2) を用いて, M = 1 の時の 2 つの機構の面積を図 6.4 に示す. 図 6.4 の縦軸は面積, 横軸は検出ビット数 N を表す. ナノフォトニック・デバイスを用いた光パターン検

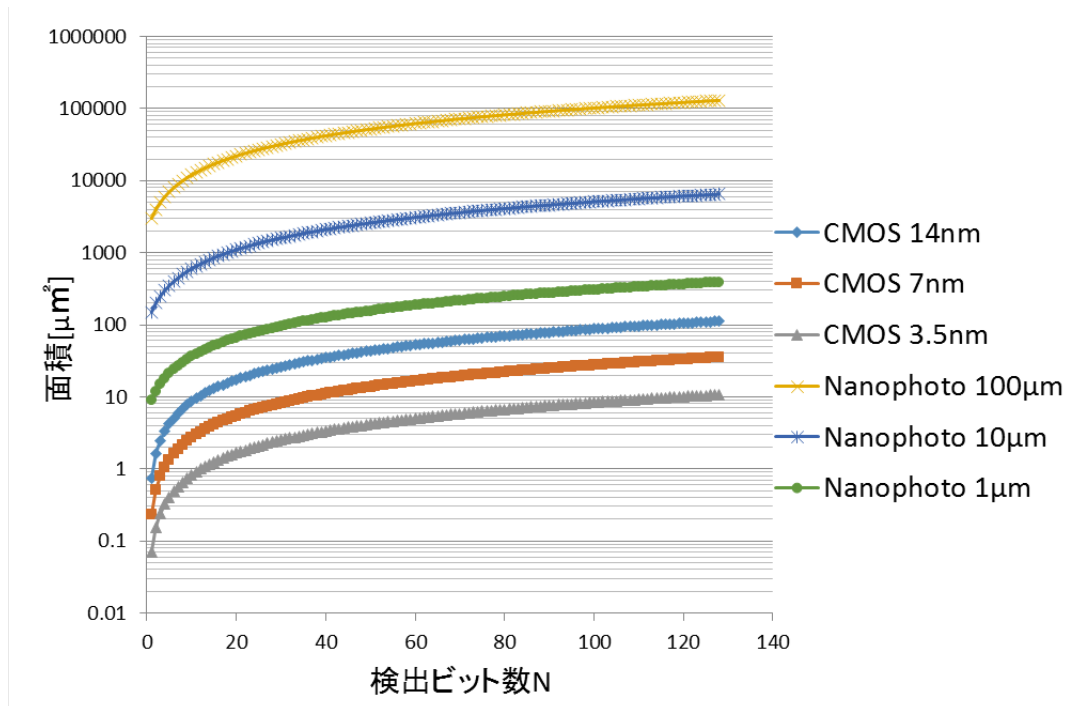


図 6.5: ナノフォトニック・デバイスを用いた光パタン検出器と CMOS を用いた光パタン検出器の面積

出機構では、アンプの面積と遅延線が占める面積は N の増加に伴って増加する。ナノフォトニック・デバイスを用いた機構ではアンプの面積と遅延線が占める面積が、CMOS を用いた機構では OE 変換素子の面積が支配的であり、 N を変化させた場合のパタン検出器の面積の変化を見ることが困難である。そこで、両検出機構ともに光パタン検出器のみに着目し、面積を比較する。図 6.5 に、ゲート長を変化させた時の光パタン検出器 1 つのみの面積を比較したグラフを示す。図 6.5 の縦軸は面積、横軸は検出ビット数 N である。図 6.5 より、CMOS を用いた光パタン検出器の方がナノフォトニック・デバイスを用いた光パタン検出器に比べて面積が小さいということが読み取れる。

6.1.3 消費電力

ナノフォトニック・デバイスを用いた機構の消費電力のモデルは式 (4.6) に示したものを本節の評価に用いる．CMOS を用いた機構の消費電力 $P_{CMtotal}$ のモデルは式 (6.3) で表される．

$$P_{CMtotal} = P_{CMOEconv} + P_{CMFF} + M \times \{P_{CMXOR} + P_{CMNOT} + P_{CMAND}\} \quad (6.3)$$

$P_{CMOEconv}$ は OE 変換に必要な消費電力, P_{CMFF} はフリップフロップの消費電力, P_{CMXOR} は XOR ゲートの消費電力, P_{CMNOT} は NOT ゲートの消費電力, P_{CMAND} は AND ゲートの消費電力である．スイッチング確率を $\frac{1}{2}$ と仮定すると, トランジスタの動的消費電力は次の式 (6.4) の様に表せる．

$$P = \frac{1}{2}Ef \quad (6.4)$$

E は一回のスイッチングに必要なエネルギー, f は動作周波数である．一回のスイッチングに必要なエネルギーをスイッチングエネルギーと呼ぶこととする．スイッチング確率を $\frac{1}{2}$ とし, 各ゲートのスイッチングエネルギーを仮定すると CMOS の消費電力 $P_{CMtotal}$ は式 (6.5) と導ける．

$$P_{CMtotal} = P_{CMOEconv} + \frac{1}{2}(N-1)E_{CMFF}f + \frac{1}{2}M\{N(E_{CMXOR} + E_{CMNOT}) + (N-1)E_{CMAND}\}f \quad (6.5)$$

E_{CMFF} はフリップフロップのスイッチングエネルギー, E_{CMXOR} は XOR ゲートのスイッチングエネルギー, E_{CMNOT} は NOT ゲートのスイッチングエネルギー, E_{CMAND} は AND ゲートのスイッチングエネルギーである．

第 5.2 節の考察を踏まえ, 式 (4.6) のアンプの消費電力と光源の消費電力を考える．まず光源からの光伝搬入力信号強度は, 式 (5.20) を満たす最小の信号強度と考えると, 次のように表せる．

$$P_{LS} = \frac{P_r}{(1-\alpha)^N} \quad (6.6)$$

第 5.1.1 項で定義したケース 1 およびケース 2 において, ある BER を満たすために必要な光制御信号強度は, 式 (5.21) および式 (5.22) を変形させて次のように表せる．

- ケース 1 の場合

$$P_v = \frac{\{(N+1)(1-\alpha) - (N-1)\beta\}Q}{A(1-\alpha)(1-\alpha-\beta)} \quad (6.7)$$

• ケース 2 の場合

$$P_v = \frac{\{(\sqrt{N} + 1)(1 - \alpha) - \sqrt{N - 1}\beta\}Q}{A(1 - \alpha)(1 - \alpha - \beta)} \quad (6.8)$$

ここで, 伝送されたビット列の持つ信号強度が式 (4.5) の条件式のうちアンプが必要な条件を満たしていると仮定する. ビット列の信号強度を増幅した場合, ある BER を満たすために必要な光制御信号強度を満たしていればよい. ビット列のもつ信号強度を $X[W]$ とすると, 次の式 (6.9) の様に表せる.

$$G_{amp} + X = NM \times P_v \quad (6.9)$$

G_{amp} は増幅する信号強度である. 制御光を増幅するために使用するアンプは, 式 (6.9) で表す信号強度を増幅することが求められる. アンプの変換効率を C_e とすると, アンプの消費電力は式 (6.10) と表せる.

$$P_{amp} = \frac{1}{C_e} G_{amp} \quad (6.10)$$

式 (6.6) と式 (6.10) を用いると, 式 (4.6) は次の式 (6.11) のように表すことができる.

$$P_{NPtotal} = \frac{1}{C_e} G_{amp} + \frac{P_r}{(1 - \alpha)^{-N}} \quad (6.11)$$

ビット列の伝送速度が早くなると, 1 ビットのビット列の信号強度が大きくなる. アンプ量は伝送されるビット列の信号強度によって変化する値である. よって, アンプ量は伝送されるビット列の伝送速度によって変化する. 光スイッチの制御信号強度は, 第 5 章で考察したようにスイッチの漏れ率のバラつき γ が全てのスイッチで等しいか否かでその値が変わる. 式 (6.11) を用いて, ケース 1 およびケース 2 において伝送速度とスイッチの漏れ率を変化させた場合の消費電力を図 6.6 に示す. 図 6.6 の縦軸は消費電力, 横軸は検出ビット数 N である. 図 6.6 より, 同一ケース, 同一漏れ率とした場合は, 伝送速度を変化させても大きな変化が無いことが分かる. 同一ケース, 同一漏れ率とした場合, 一番消費電力が高い値を示すのが伝送速度が 40Gbps の場合である. この伝送速度の場合の値を用いて, CMOS と比較を行う. 式 (6.11) と式 (6.5) を用いて, 同時に検出するパターン数 $M = 1, 5, 10$ の場合の 2 つの機構の消費電力を図 6.7 に示す. 図 6.7 の縦軸は消費電力, 横軸は検出ビット数 N である. CMOS を用いた機構では伝送速度を 40, 80, 100Gbps に変化させた. ナノフォトニック・デバイスを用いた機構ではケース 1 とケース 2 においてスイッチの漏れ率を変化させた. 図 6.7 より, N を大きくするにつれて, ナノフォトニック・デバイスを用いた光パターン検出機構の消費電力と CMOS を用いた機構の消費電力の大小が逆転する点があるのが読み取れる.

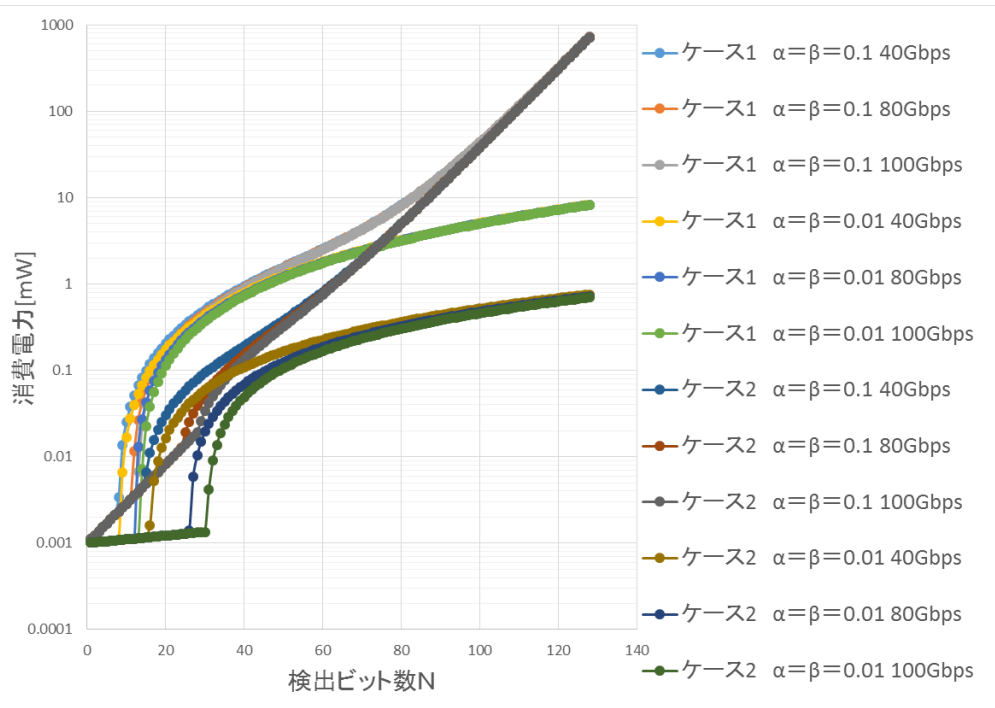


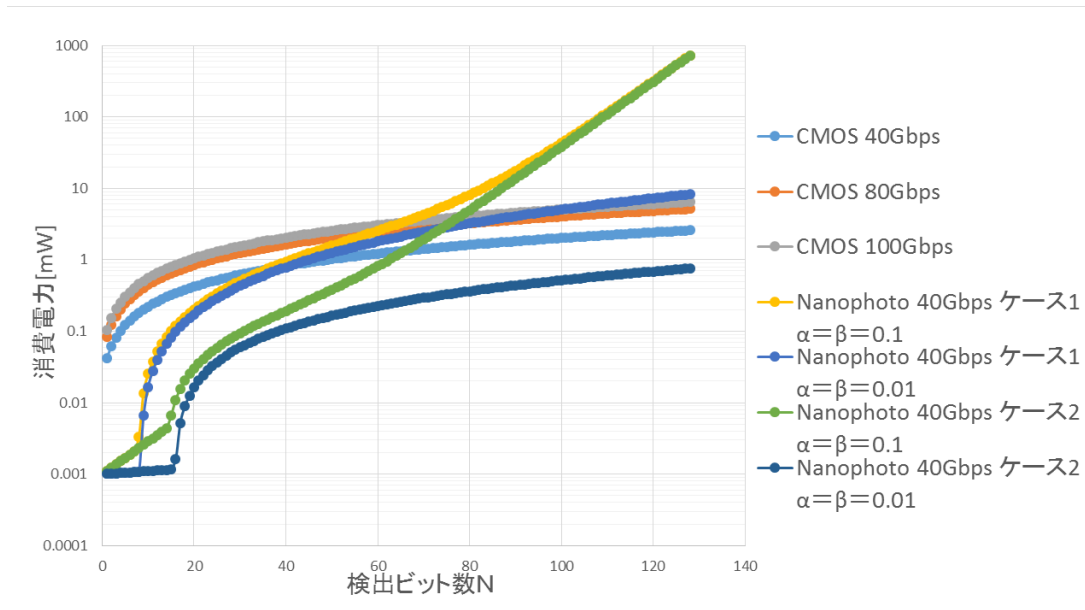
図 6.6: ナノフォトニック・デバイスを用いた光パタン検出機構の消費電力

6.2 考察

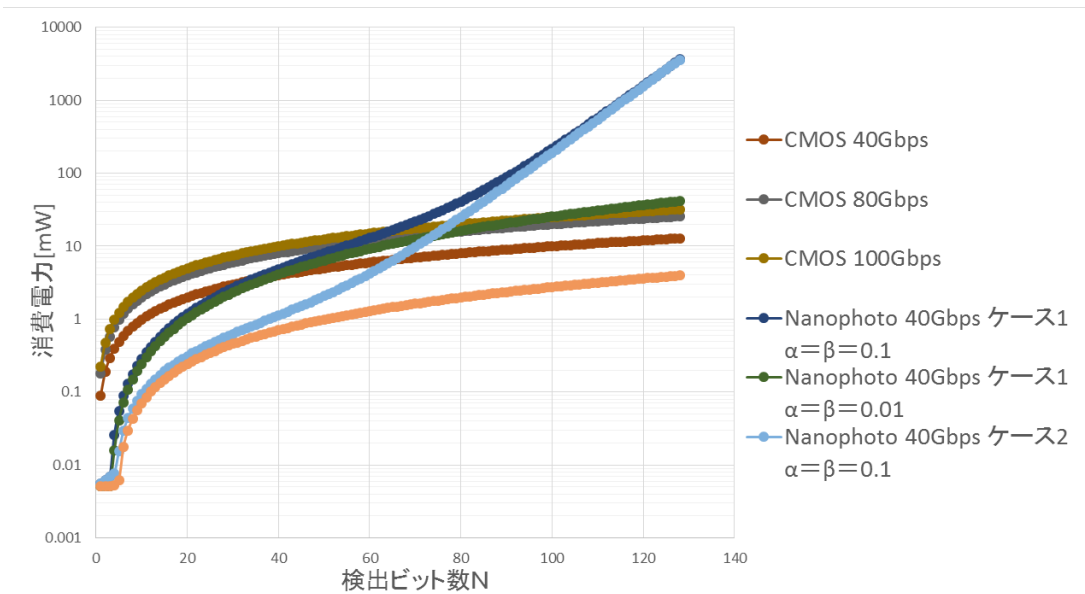
本節では、まずナノフォトニック・デバイスを用いた光パタン検出機構と CMOS を用いた光パタン検出機構の比較結果より、提案する光パタン検出機構の消費電力についての考察を述べる。次に、光入力信号強度と制御信号強度の関係、 Q 値をとスイッチ性能の関係、そして最後に電気制御信号駆動の光スイッチに関する考察を行う。

6.2.1 光パタン検出機構の消費電力についての考察

第 6.1 節の比較より、遅延時間ではナノフォトニック・デバイスを用いた機構が、面積では CMOS を用いた機構の方が有利であることが分かった。消費電力に関しては、ナノフォトニック・デバイスを用いた光パタン検出機構の消費電力と CMOS を用いた機構の消費電力の大小が逆転する N の値が存在することが分かった。ナノフォトニック・デバイスを用いた機構の消費電力をより小さく抑えるにはどうすべきかを考察する。



(a) M=1



(b) M=5

図 6.7: ナノフォトニック・デバイスを用いた光パタン検出機構と CMOS を用いた光パタン検出機構の面積

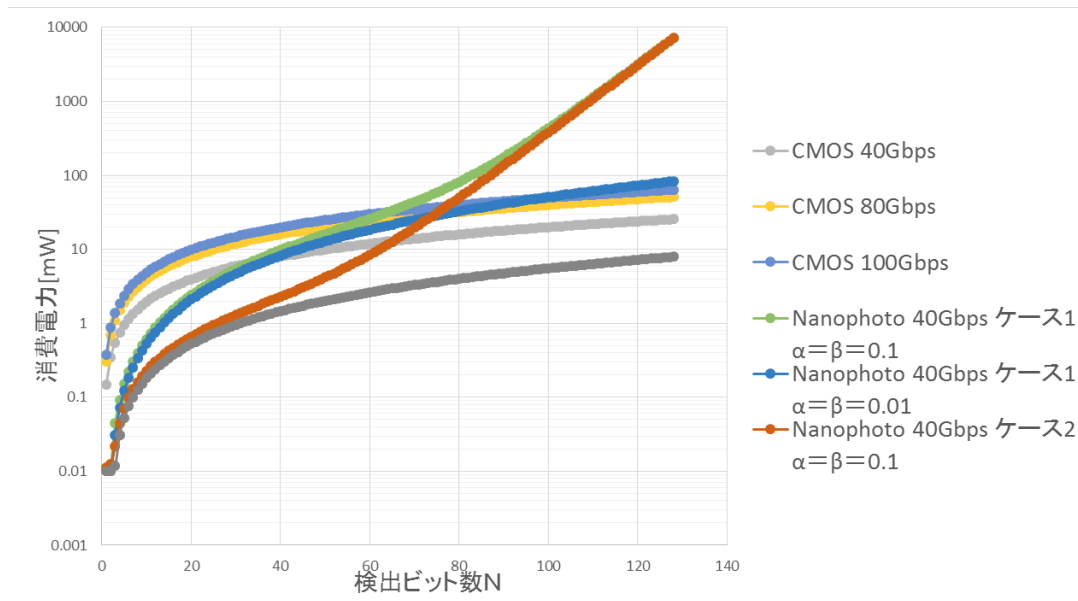
(c) $M=10$

図 6.7: ナノフォトニック・デバイスを用いた光パタン検出機構と CMOS を用いた光パタン検出機構の面積

ナノフォトニック・デバイスを用いた機構の消費電力は、アンプの消費電力と光源の消費電力で表せる。アンプの消費電力は、求められる光スイッチの制御信号強度とスイッチの総数によって決まる。光スイッチの制御信号強度は、満たすべき BER とスイッチの漏れ率によって決定される。光スイッチの制御信号強度が決定すれば必要なアンプ量が定まり、アンプの消費電力が決定する。アンプの消費電力を削減するためにはアンプ量を削減すればよく、アンプ量を削減するためには光スイッチの制御信号強度の値を小さく抑えればよい。図 5.11 より、スイッチの漏れ率の改善することと BER の劣化を許容することで、光スイッチの制御信号強度を抑えることが可能である。光源の消費電力は受光器の最小受光感度とスイッチの漏れ率で決定される。光源の消費電力を抑えるためには、スイッチの漏れ率の改善することと受光器の最小受光感度をどれだけ小さくできるかに依る。受光器の最小受光感度の大きさは、検出対象の光伝搬信号の伝搬距離に比例する。伝搬距離が小さいほど最小受光感度を小さくすることが可能である。ナノフォトニック・デバイスを用いた機構の場合、その伝搬距離は非常に小さい。よって、受光器の最小受光感度を非常に小さくすることも可能である。

ナノフォトニック・デバイスを用いた機構の消費電力は特に光源の消費電力が支配的である．スイッチの漏れ率の改善と受光器の最小受光感度をいかに小さくできるかで，ナノフォトニック・デバイスを用いた機構の消費電力をどこまで小さくできるかが決まる．

6.2.2 光源からの光入力信号強度と光スイッチの制御信号強度

式 (5.6) より，1 を出力する場合の光パタン検出器における出力信号強度は，透過率が大きいほど光源からの入力信号強度と近付くことが分かる．つまり，透過率が大きいほど検出するビット数 N を大きくした場合，出力信号強度が受光器の最小受光感度以上になるために必要な光源からの光入力信号強度が小さくて済む．第 6.2.1 項の考察より，光源からの光入力信号強度を抑えることで，提案する光パタン検出機構の消費電力を抑えることができる．つまり，透過率を大きくすることで，提案する機構の消費電力を抑えられるということである．透過率を大きくするためには，光スイッチへの制御信号強度を大きくする必要がある．この事より，光源からの入力信号強度を小さくするためには，制御信号強度を大きくする必要があることが分かる．つまり，光源からの光入力信号強度と制御光の光制御信号強度との間にトレードオフが存在するということである．受光器の性能や満たすべき BER によって，この 2 つの信号強度が満たすべき値が変化する．

6.2.3 BER と検出するビット数 N とスイッチ性能

式 (5.21) および式 (5.22) の Q 値をより詳しく考察する．透過率，漏れ率を固定し，検出機構はある BER を満たさなければならないと仮定する．検出ビット数 N を大きくすると，ある BER を満たすためには制御信号強度を大きくする必要がある．このことは図 5.11 から読み取れる．満たすべき BER と段数 N が決まれば，満たすべきスイッチ性能と制御信号強度の関係が導き出せる．また，スイッチ性能と制御信号強度が固定の場合，BER は N の増加に伴って劣化する．BER を評価する指標である Q 値も， N の増加に伴って減少する．

図 3.6 に示す連続した光スイッチ群の途中にアンプを挿入した場合の Q 値を考える．連続した光スイッチ群の途中に挿入するアンプのアンプ利得を A_{amp} とすると，光パタン検出器

において出力 1 の場合の光伝搬出力信号強度は次の式 (6.12) で表せる .

$$P_{Nout1} = P_{LS}A_{amp}(1 - (\alpha \pm \gamma))^N \quad (6.12)$$

式 (6.12) を γ に対してマクローリン展開すると次の式 (6.13) ように表せる .

$$P_{Nout1} = P_{LS}A_{amp}(1 - \alpha)^N + P_{LS}A_{amp}N(1 - \alpha)^{N-1}\gamma \quad (6.13)$$

第 5.1.1 項で定義したケース 1 およびケース 2 を用いる . 出力 1 の場合

出力信号強度の平均値 s1 $P_{LS}A_{amp}(1 - \alpha)^N$

ケース 1 標準偏差 $\sigma_1 = P_{LS}A_{amp}N(1 - \alpha)^{N-1}\sigma$

ケース 2 標準偏差 $\sigma_1 = P_{LS}A_{amp}\sqrt{N}(1 - \alpha)^{N-1}\sigma$

出力 0 の場合の光出力信号強度についても同様に考える . アンプを挿入した場合の光出力信号強度は次の式 (6.14) で表せる .

$$P_{Nout0} = P_{LS}A_{amp}(\beta \pm \gamma)(1 - (\alpha \pm \gamma))^{N-1} \quad (6.14)$$

式 (6.14) を γ に対してマクローリン展開すると次の式 (6.15) ように表せる .

$$P_{Nout0} = P_{LS}A_{amp}\beta(1 - \alpha)^{N-1} + P_{LS}A_{amp}(N - 1)\beta(1 - \alpha)^{N-1}\left(\frac{1}{\beta} - \frac{N - 1}{1 - \alpha}\right)\gamma \quad (6.15)$$

出力 0 の場合

出力信号強度の平均値 s0 $P_{LS}A_{amp}\beta(1 - \alpha)^{N-1}$

ケース 1 標準偏差 $\sigma_0 = P_{LS}A_{amp}(N - 1)\beta(1 - \alpha)^{N-1}\left(\frac{1}{\beta} - \frac{N-1}{1-\alpha}\right)\sigma$

ケース 2 標準偏差 $\sigma_0 = P_{LS}A_{amp}\beta(1 - \alpha)^{N-1}\left(\frac{1}{\beta} - \frac{\sqrt{N-1}}{1-\alpha}\right)\sigma$

今, P_v と σ が, 式 (5.2) の関係を満たすとする . 式ケース 1 の場合とケース 2 の場合の Q 値は, それぞれ次の式 (6.16) および式 (6.17) で表せる .

$$Q = \frac{(1 - \alpha)(1 - \alpha - \beta)AP_v}{(N + 1)(1 - \alpha) - (N - 1)\beta} \quad (6.16)$$

$$Q = \frac{(1 - \alpha)(1 - \alpha - \beta)}{\{(\sqrt{N} + 1)(1 - \alpha) - \sqrt{N - 1}\beta\}\sigma} \quad (6.17)$$

式 (6.16) および式 (6.17) は, それぞれ式 (5.21) および式 (5.22) と一致する. このことから, 連続した光スイッチ群にアンプを挿入したとしても Q 値を改善することができないことが分かる. 漏れ率に対する雑音は, 光スイッチの光制御信号強度によってのみ決まるものである. 光パタン検出器のスイッチ群の途中にアンプを挿入しても, 光スイッチの光制御信号強度には影響がない. Q 値の値を大きくするためには, 漏れ率の値が小さく, 式 (5.2) における比例定数 A が大きい光スイッチを実現することが望まれる.

本論文のモデル構築においては, 連続した光スイッチ群の信号経路に侵入する雑音を考慮していない. このような雑音は, 光伝搬入力信号強度に対し足し算で重畳される. この雑音の影響を抑えるためには, 光パタン検出器のスイッチ群の途中に挿入するアンプが有効であると予測できる. この雑音を考慮した Q 値を導くことが今後の課題である.

6.2.4 電気制御信号駆動の光スイッチ

電気制御信号で駆動する光スイッチのメリットとして挙げられるのは, スイッチ単体の面積である. スイッチ単体の面積は, 光制御信号で駆動する光スイッチを比べると上部構造が無い分小さくなる. しかしながら, 提案機構にて使用した光制御信号駆動のスイッチを電気制御信号駆動のスイッチに置き換えた場合に単純に面積が小さくなるとは限らない. 光制御信号駆動のスイッチを電気制御信号駆動のスイッチへと置き換えるだけでは, パタン検出器として動作しない. なぜなら, 伝送されたビット列は光信号であるのでそのまま制御信号とすることができないからである. 電気制御信号駆動のスイッチを光パタン検出器に使用する場合には OE 変換を行う必要がある. したがって, 電気制御信号駆動のスイッチを使用した場合の機構全体の面積は OE 変換の素子の面積を考慮する必要があり, OE 変換素子の面積次第では光制御信号駆動のスイッチを使用した場合の機構全体の面積より大きくなることも予想される.

電気制御信号駆動の光スイッチを使うもう一つのメリットが, 漏れ率と透過率に対する雑音を抑えやすいということである. 光制御信号駆動の光スイッチに比べ, 電気制御信号駆動の光スイッチの方が小さな制御信号強度で漏れ率に対する雑音を抑えることができる. 電気制御信号駆動の光スイッチを使用することにより, 満たすべき BER と検出するビット数 N

によって制限される制御信号強度への要求が小さくなる．このことにより，機構全体の消費電力を抑えることができると予想される．光制御信号駆動の光スイッチの代わりに電気制御信号駆動の光スイッチを提案機構に使用する場合，機構全体の面積と消費電力とのトレードオフが存在する．

第 7 章

おわりに

光通信においてリアルタイム攻撃検出処理の必要性が高まり、既存の CMOS を用いた検出機構よりも高速の検出機構が求められている。本研究では新しいサイバー攻撃の検出機構としてナノフォトニック・デバイスを用いた光パタン検出機構を提案した。また、遅延時間、面積、消費電力についてのモデリングを行い、CMOS を用いた光パタン検出機構と比較、評価を行った。検出ビット数 N を増加させると、遅延時間においてはナノフォトニック・デバイスを用いた光パタン検出機構が、面積においては、CMOS を用いた光パタン検出機構が有利であることが分かった。消費電力においてはナノフォトニック・デバイスを用いた光パタン検出機構の消費電力と、CMOS を用いた光パタン検出機構の消費電力の大小が逆転する N の値が存在することが分かった。

また、光通信の伝送品質を決めるパラメータ Q 値を用いて、提案機構の場合に当てはめて考察を行った。本論文で提案する光パタン検出機構の消費電力の考察においては、光源からの光入力信号強度と光スイッチの制御信号強度の間にトレードオフが存在することが分かった。 Q 値とスイッチ性能に注目して考察を行ったところ、光スイッチの漏れ率に対する雑音には、光パタン検出器において連続する光スイッチ群にアンプを挿入しても効果がないことが分かった。漏れ率に対する雑音によって Q 値は N の増加に伴い劣化する。これを改善するためには、スイッチ性能の改善が求められるということが結果として得られた。漏れ率に対する雑音は、光パタン検出器の連続する光スイッチ群にアンプを挿入しても、 Q 値の値が改善しないというのは本研究で得られた重要な知見である。今後の目下の課題は 2 つある。1

つは、 N の増加に伴って劣化する Q 値を改善するために求められるスイッチ性能の改善が、実現可能であるものか否かの検討である。もう 1 つは、光パタン検出器の信号経路において伝搬信号に影響を及ぼす雑音を考えたモデリングを行い、 Q 値を導くことである。この雑音に関しては、雑音の影響を抑えるためにスイッチ群の途中にアンプを挿入する手段が有効であると予測される。

本研究を通して分かった課題が大きく 3 つある。1 つ目は、光パタン検出器にアーキテクチャ的なアイデアが必要だということである。本論文で導いた Q 値は N の増加に伴って劣化し、スイッチ性能でのみこれを改善できる。提案の光パタン検出器は、検出ビット数 N が大きくなった場合に光信号の光速を活かせるものであった。しかしながら、このままのアーキテクチャで N を大きくする場合、スイッチの制御信号強度を大きくする、もしくはスイッチ性能を改善しなければならない。光信号の光速を活かしつつも、スイッチの制御信号強度やスイッチ性能への要求を低くできるアーキテクチャを考えていく必要がある。

2 つ目は、光パタン検出器における光伝搬出力信号強度の分布をより正確にモデリングする必要があるということである。本論文において、スイッチも漏れ率に対する雑音は 0 に近似できると仮定し、光伝搬出力信号はガウス分布に従うという結果を得た。この結果より、光パタン検出器の検出精度に BER および Q 値を導入し、光パタン検出機構における消費電力の考察を行った。しかしながら、導出した Q 値のモデル式により導かれる値は検出ビット数の増加とともに乖離する。 Q 値は、検出対象の信号の分布をガウス分布としている。実際には、検出ビット数が増加するほどに光伝搬出力信号強度の分布がガウス分布から歪むため、検出ビット数の増加に伴って Q 値の値が乖離すると考える。検出ビット数を増加させた場合の光伝搬出力信号強度の分布も考慮したモデルを構築する必要がある。

3 つ目は、光パタン検出器において、光伝搬出力信号強度で判定する方法以外に目を向けると必要があるということである。本論文で提案する光パタン検出機構の構成では、パタンを検出できたか否かの判断を光パタン検出器における出力信号強度で行った。ナノフォトンクス・デバイスという新しい光素子を使ったにも拘わらず、最後の判定を電力という電気の領域で行ったことによって、光源からの光入力信号強度や制御信号強度、スイッチ性能への要求が大きくなりすぎたと考える。光伝搬信号は強度だけでなく、位相や波長など他の要素を利用して検出することが可能である。その他の検出方法で検出した場合、光源からの光入力信号強度や光スイッチの制御信号強度への要求が小さくなる可能性がある。電気とは異な

る光の特性を活かし，消費電力やスイッチ性能への要求を抑えられるアーキテクチャが求められている．今後はこれら 3 つの課題を解決するために研究を行う予定である．

謝辞

本研究の進行および本論文執筆にあたりまして，懇切丁寧なご指導を頂きました井上弘士教授に心より感謝申し上げます．本論文執筆にあたり，多大なご指導を頂きました小野貴継助教に心より感謝申し上げます．本研究を行うにあたり，多大なご指導を賜りました日本電信電話株式会社 物性科学基礎研究所 ナノフォトンクスセンタ 主幹研究員 新家昭彦様に感謝の意を表するとともに厚く御礼申し上げます．本論文執筆にあたり多大な指導頂きました，井上研究室大学院修士1年磯部聖氏に深く感謝致します．

最後に，井上研究室の皆様の御意見，御厚意に感謝の意を表します．

参考文献

- [1] 盛岡敏夫, 神野正彦, 高良秀彦. 将来の革新的光トランスポートネットワーク技術 (特集 超高速大容量光トランスポートネットワーク). NTT 技術ジャーナル, Vol. 23, No. 3, pp. 32–36, 2011.
- [2] 水落隆司, 久保和夫, 宮田好邦, 神尾亨秀. 光通信ネットワークの大容量化に向けたデジタルコヒーレント信号処理技術の研究開発. 電子情報通信学会誌, Vol. 95, No. 12, pp. 1100–1116, 2012.
- [3] 中川潤一. 光通信システム技術の変遷と今後の転換 (創刊 1000 号記念特集: changes for the better)–(特集 当社技術の変遷と将来展望). 三菱電機技報, Vol. 88, No. 9, pp. 548–551, 2014.
- [4] Richard P Lippmann, David J Fried, Isaac Graf, Joshua W Haines, Kristopher R Kendall, David McClung, Dan Weber, Seth E Webster, Dan Wyschogrod, Robert K Cunningham, et al. Evaluating intrusion detection systems: The 1998 darpa off-line intrusion detection evaluation. In *DARPA Information Survivability Conference and Exposition, 2000. DISCEX'00. Proceedings*, Vol. 2, pp. 12–26. IEEE, 2000.
- [5] Jai Sundar Balasubramaniyan, Jose Omar Garcia-Fernandez, David Isacoff, Eugene Spafford, and Diego Zamboni. An architecture for intrusion detection using autonomous agents. In *Computer Security Applications Conference, 1998. Proceedings. 14th Annual*, pp. 13–24. IEEE, 1998.
- [6] Colin Tankard. Advanced persistent threats and how to monitor and deter them. *Network security*, Vol. 2011, No. 8, pp. 16–19, 2011.

- [7] 針生剛男, 秋山満昭, 青木一史, 八木毅, 岩村誠, 倉上弘. 進化するマルウェア等によるサイバー攻撃の検知・解析・対策技術. NTT 技術ジャーナル, p. 13, 2012.
- [8] Christopher R Clark and David E Schimmel. Scalable pattern matching for high speed networks. In *Field-Programmable Custom Computing Machines, 2004. FCCM 2004. 12th Annual IEEE Symposium on*, pp. 249–257. IEEE, 2004.
- [9] 大津元一, 小林潔. ナノフォトニクス基礎. オーム社, 2006.
- [10] 寺西良太, 山内康之, 藤村泰, 金丸聖, 阿部務, 佐藤敬二. 100gbit/s cfp 光トランシーバ搭載用小型半導体光増幅器 (soa モジュール). SEI テクニカルレビュー, No. 184, pp. 50–54, 2014.
- [11] 菊池和朗. 光ファイバ通信の基礎. 昭晃社, 1997.
- [12] 加藤宜雄. 光通信技術入門. コロナ社, 2005.
- [13] 三木哲也, 須藤昭一. 光通信技術ハンドブック. オプトロニクス社, 2002.
- [14] 大川眞一. LSI における素子ばらつきの評価とモデル化に関する研究. 2009.
- [15] David AB Miller. Device requirements for optical interconnects to silicon chips. *Proceedings of the IEEE*, Vol. 97, No. 7, pp. 1166–1185, 2009.