

平成 19 年度 卒業論文

全光波長変換ゲートの光干渉バイアス制御方式に関する研究

学籍番号 0422031

山路 健瑠

電子工学科 光エレクトロニクス講座

指導教員 上野芳康 准教授

提出日 平成 20 年 2 月 29 日

| 指導教員印 | 学科長印 |
|-------|------|
| | |

概要

波長分割多重方式の登場によって、光通信の伝送容量は劇的に増加した。この波長分割多重方式では信号をルーティングする際に波長を変換する必要がある。

そこで本研究では、電気信号を使わず、光信号のみで波長変換を行う全光波長変換器の一種であるDISCゲートの、出力信号整形のために、DISCゲートの位相バイアス制御方式についての研究を行った。

その結果、入力信号が擬似ランダム信号時にも、ゲート出力波形のスペクトルをモニタリングすることにより、位相バイアス制御が可能であることがわかった。また、周波数を変化させても、最適な位相バイアスを導き出せることがわかった。さらに、本方式では、一度最適値を定めると、出力光のスペクトル強度比を監視することによるフィードバックをかけることで、常に位相バイアスを最適制御できることが判明した。よって、本研究の位相バイアス制御方式は非常に有効であると言える。

本研究の成果により、DISCゲートの実践的な動作が確認され、今後のDISCゲート研究、および全光波長変換器の発展において、大きな前進となると考えられる。

目次

| | | |
|-------|--|----|
| 第1章 | 序論 | 1 |
| 第2章 | 研究背景 | 2 |
| 2.1 | 研究の背景 | 4 |
| 2.1.1 | 光通信の現状と今後の課題 | 4 |
| 2.1.2 | 干渉型全光ロジックゲート | 6 |
| 2.2 | DISC ゲート | 8 |
| 2.2.1 | DISC ゲートの構成 | 8 |
| 2.2.2 | DISC ゲートの動作原理 | 8 |
| 2.3 | DISC ゲートシミュレータ | 9 |
| 2.3.1 | DISC ゲートシミュレータのモデル計算式 | 9 |
| 2.3.2 | その他の特徴 | 11 |
| 2.4 | 超高速全光ゲートにおけるスペクトル、位相バイアス、出力波形の関係 | 15 |
| 第3章 | 本研究の目的と方法 | 17 |
| 3.1 | 本研究の目的 | 17 |
| 3.2 | 本研究の方法 | 17 |
| 3.2.1 | 位相バイアス制御原理 | 17 |
| 3.2.2 | スペクトル監視による位相バイアス最適化方法とその条件 | 20 |
| 3.2.3 | 位相バイアス最適評価方法 | 20 |
| 3.3 | 擬似ランダム (PRBS, Pseudo Random Binary Sequence)信号 | 21 |
| 3.3.1 | PRBS 信号の生成 | 21 |
| 3.3.2 | 生成した PRBS 信号の検定 | 21 |
| 第4章 | スペクトル監視による位相バイアス最適化 | 24 |
| 4.1 | DISC ゲート出力後のスペクトルと出力波形 | 24 |
| 4.2 | DISC ゲートの位相バイアスと出力信号のアイパターンによる消光比の評価 | 31 |
| 4.3 | 各位相バイアスと消光比の関係 | 34 |
| 第5章 | スペクトル監視型位相バイアス制御方式の能力 | 36 |
| 5.1 | スペクトル監視型位相バイアス制御方式の有用性 | 36 |
| 5.2 | 過去のクロック信号入力結果との比較 | 41 |

| | |
|-------------------------|----|
| 第6章 結論 | 43 |
| 謝辞 | 44 |
| 参考文献 | 45 |
| 付録 | 46 |
| 位相バイアス最適化サブルーチンのフローチャート | |
| スペクトル計算サブルーチンのフローチャート | |
| アイパターン計算サブルーチンのフローチャート | |

第1章 序論

今日の、情報化社会を支えているのは、デバイスやソフトウェアの発達もさることながら、光通信の発展によるものが大きい。現在、欧米や諸外国に限らず、日本国内でも光通信の普及は凄まじいものがある。図 1.1 に総務省調べによる、ブロードバンド契約数の推移の様子を示した。Mobile や CATV の契約数は既に頭打ちになっており、DSL の契約数が減少傾向にある中、FTTH (Fiber To The Home) の契約数が今でもその契約数を伸ばし、さらなる増加傾向にあることがわかる。そして最新の発表では 2007 年 9 月に、ついに FTTH の契約数が 1000 万契約を超えた。また、都道府県別で見ると、東京、神奈川、大阪、福岡等の 9 都道府県でブロードバンド契約数が 100 万契約を上回っており、都市部を中心に全国規模で光通信ネットワークが普及してきていることがわかる。

図 1.2 にはブロードバンド契約数×ビットレートの推移の様子を表したものである。この図から、FTTH は 2002 年から急激に増加し、未だ過渡期。今後も更なる増加となることは容易に想像できる。

それに伴って、現代の通信ネットワークにおいて、我々が送受信するデータは日々増大している。以前は文字や画像といった静止画の送受信で充分だったが、現在では、インターネットの普及から、電子メールなどの他に、WWW、電子商取引、さらに音声や映像といったストリーミングの送受信など多種・多様な大容量通信サービスが提供されるようになり、今後もこの目覚ましい発展は続いて行くと考えられる。このようなユーザのニーズに応えるために、FTTH の高速かつ大容量という長所が FTTH の普及に一役買っていることは間違いないだろう。また、通信ネットワークの増大はインターネットのみではない。現在、家電は情報家電ネットワーク、自動車等は ITS (高度道路交通システム) の研究が盛んに行われており、これらが実用化すればデータ通信量は益々増加するだろう。従って、データ量の更なる増大は必至である。

先に述べたように、このような情報化社会を支えているのはデバイスやソフトウェアの発達、そして光通信技術の発展によるものが大きい。光通信の伝送媒体には光ファイバが用いられ、光の特性である非常に高い周波数と広帯域を利用した、高速・大容量な長所を活かしたものになっている。そして、さらなる大容量な時代に向けて、伝送方式には、波長分割多重方式 (WDM, Wavelength Division Multiplexing) や、光時分割多重方式 (OTDM, Optical Time Division Multiplexing) などの光伝送方式が採用・研究されていて、今日では光ファイバケーブル一本に 1 Tb/s を超える伝送が報告されている[1]。

特に上述した波長分割多重方式 (WDM) は 1990 年代の半ばに、当時インターネットによる情報通信量が急増していた米国において、急速に普及することになった[2]。WDM システムとは一本の光ファイバに、複数の波長の異なる信号を伝送することで伝送容量を増加させる方式で、この方式の導入により、光通信の伝送容量は劇的に増加した。

本研究では、今後更なる大容量なデータが飛び交う将来を見据え、現在は電気信号で行われている波長変換を全て光信号で行い、WDM 技術を更に発展させるための、全光波長変換ゲートの光干渉バイアス制御方式に関する研究を行った。

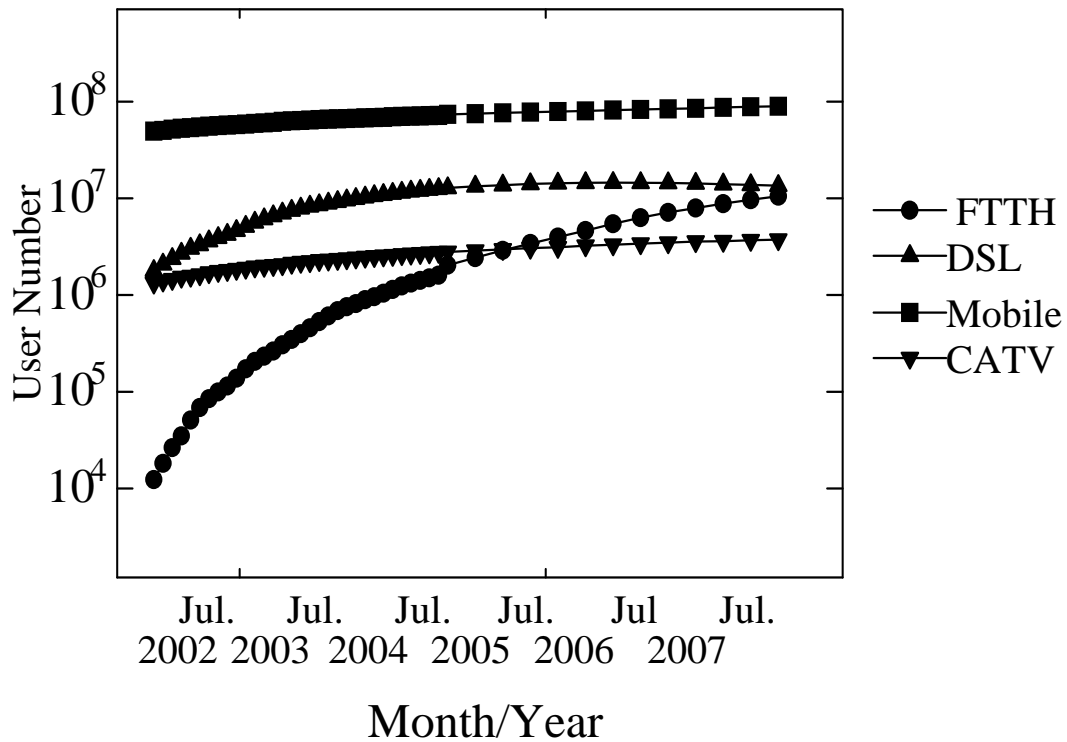


図1.1 日本国内におけるブロードバンド契約者数の推移

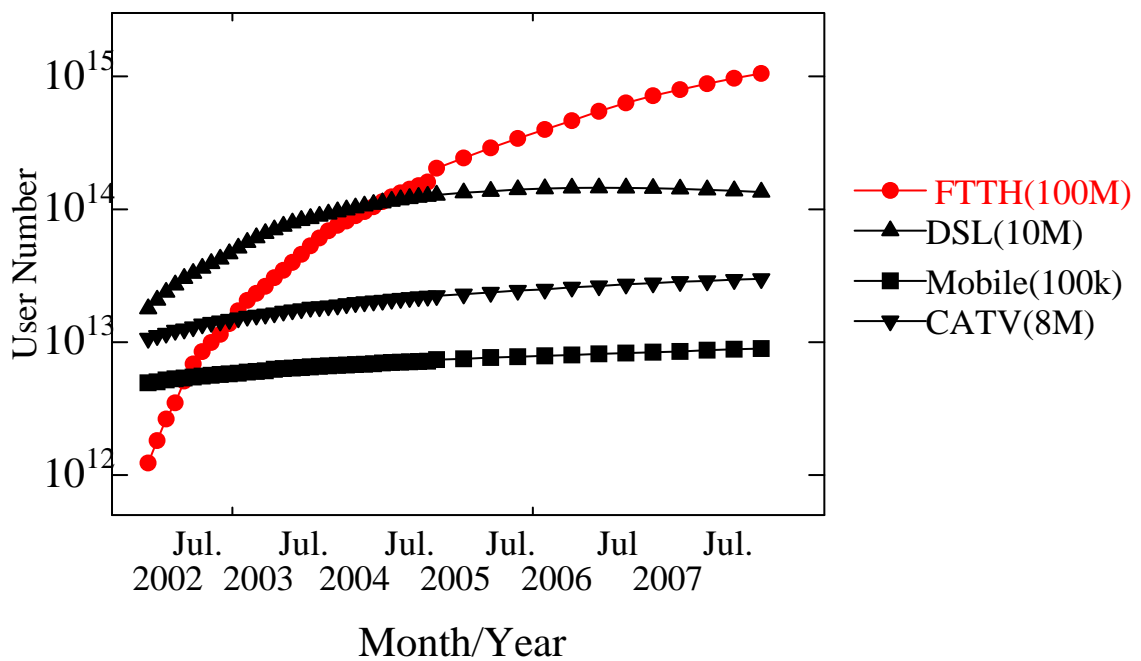


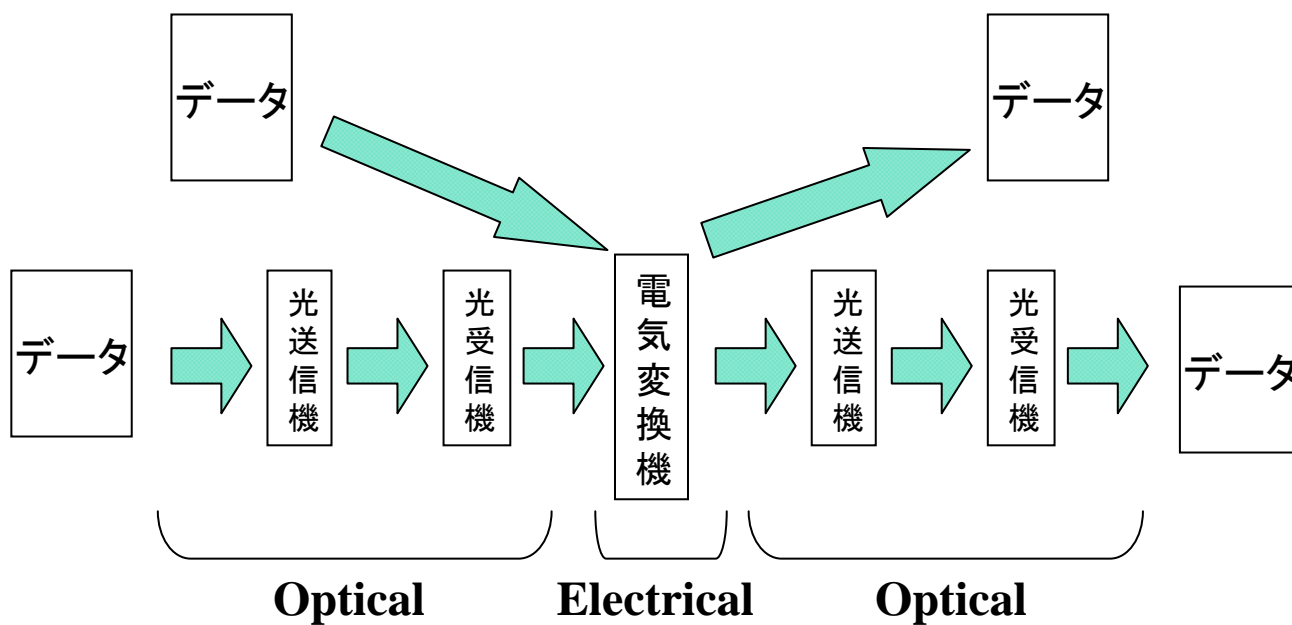
図1.2 ブロードバンド契約者数×ビットレートの推移

第2章 研究背景

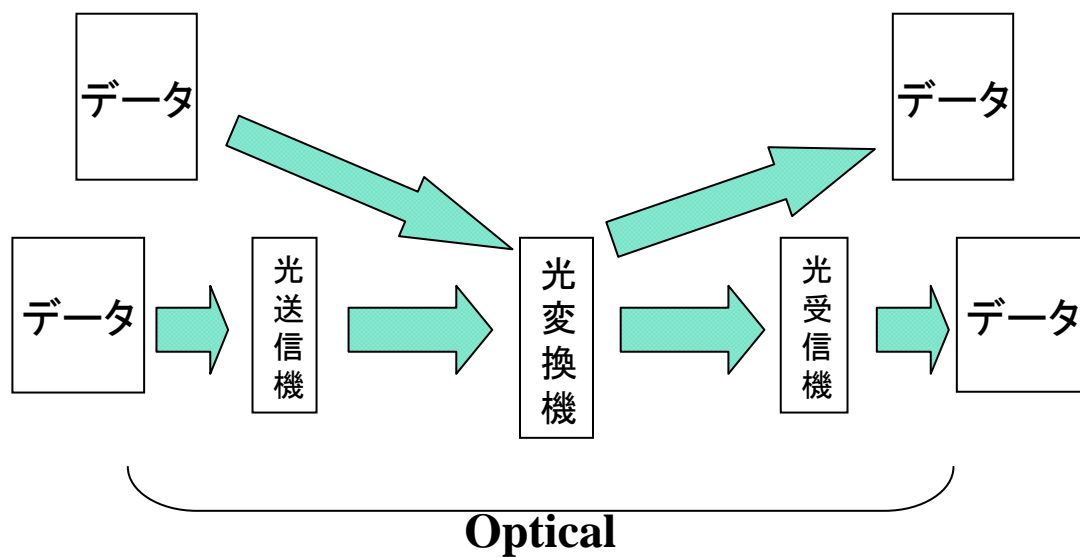
2.1 光通信の現状と今後の課題

FTTH 等の光回線の普及により、現代の通信システムは非常に快適なものとなりつつある。しかしながら、この通信システムにも課題は残されている。現在のシステムでは光信号を一度電気信号に変換し、電気信号で信号処理をした後に、電気信号を光信号に変換している。この電気変換機を用いた方式は O/E/O 方式などと呼ばれ、現在広く採用されている (図 2.1.1(a))。この O/E/O 方式では繰り返し周波数が高くなるにつれて、高速な処理を行うために、電子回路の集積度を上げることで対処している。しかし、その結果、消費電力や発熱量の増大、そしていずれは電子回路の処理速度の限界を向かえると考えられ、通信速度が制限されてしまう。そのために、高速・大容量という光通信の最大の長所を活かしきれないという現状がある。この問題を解決するため、現在研究されているのが、光信号を電気信号に変換せずに、光変換機を用いて光信号を光信号のまま、ルーティングを行う全光処理方式である (図 2.1.1(b))。この方式では電気信号処理の為に制限されていた繰り返し周波数の限界が突破でき、光通信の最大の長所である高速・大容量な通信が可能となると同時に、光信号処理によって、消費電力が抑えられ発熱面などの問題も解決すると考えられる。また、光信号処理によって、電気信号への変換を行わないため交換機一つにつき、光送受信機が一組減らせるという利点も挙げられる。

以上のような背景から、本研究では、将来の光による光の直接的な信号処理を目指した、全光波長変換器である DISC (Delayed Interference Signal-wavelength Converter) ゲートの位相バイアス制御方式の研究を行った。



(a) O/E/O方式



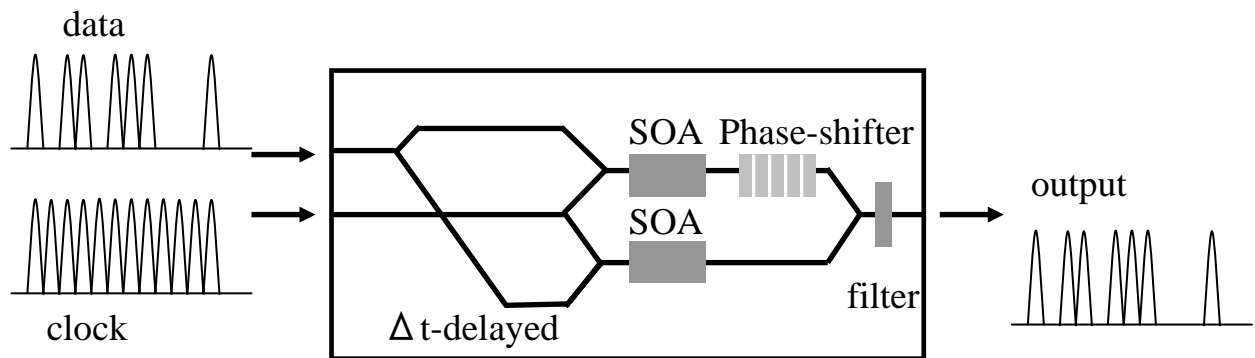
(b) 全光方式

図2.1.1 ルーティング技術における
O/E/O方式と全光方式の違い

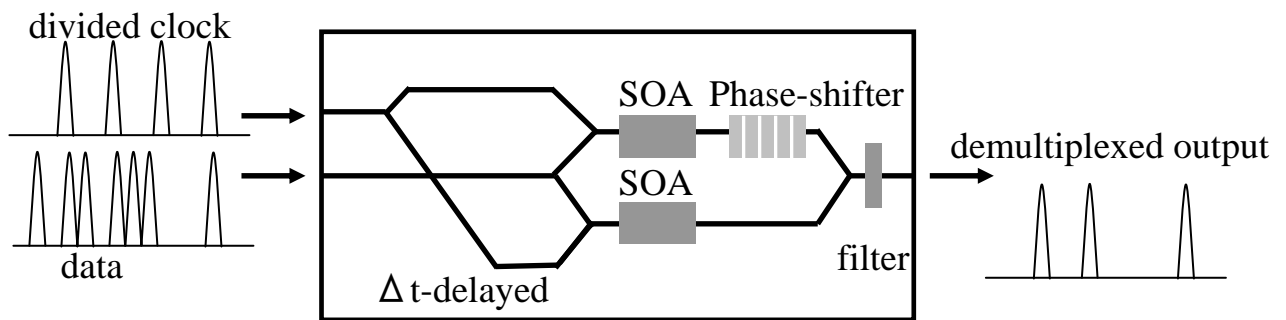
2.1.2 干渉型全光ロジックゲート

先に述べたように、光信号を光信号のまま直接信号処理を行う全光ゲートの研究が盛んに行われている。その中の一つに半導体光増幅器(Semiconductor optical amplifier, SOA)とマッハ・ツェンダー干渉計 (Mach-Zehnder Interferometer, MZI) によって構成される干渉型の全光ロジックゲートが存在する。SOA で非線形位相シフトを起こし、MZI によって、干渉を制御する仕組みとなっている。

この SOA と MZI の組み合わせで様々なゲート機能が動作することが、今までに多数報告されている[3][4]。最も基本的な機能としては連続光 (Continues Wave、CW 光)とデータ信号を入力して波長変換を行う波長変換機能がある。その他に、伝送されてきた信号波形の歪みや乱れを再生する 3R (Re-timing, Re-shaping, Re-amplifying) 再生機能、時分割多重された信号を分割する DEMUX (Demultiplex) 機能などと言った機能も持つ。図 2.1.2 にその一例を示した。これらはすべて対称型マッハ・ツェンダー型 (Symmetric Mach-Zehnder、SMZ) の全光ゲートであり、簡単な構成と使用する素子が小さいことから集積化が可能という特徴がある。



(a) 制御信号にクロックパルスを入力した全光3R再生器



(b) 制御信号に分割クロックパルスを入力したDEMUX機能

図2.1.2 SOAとMZIの組合せによる全光ロジックゲートの応用例

2.2 DISC ゲート

2.1.2 節で前述した全光ロジックゲートの中で、波長変換機能を持った光ゲートを、我々は DISC ゲートと呼んでいる。DISC とは遅延干渉波長変換器、Delayed-Interference Signal-wavelength-Converter の頭文字を取ったもので、こちらも SOA と MZI、さらにバンドパスフィルタ (Band Pass Filter, BPF) を加えた構成となっている。次節で詳細な構成と各素子の役割について述べる。

2.2.1 DISC ゲートの構成

図 2.2.1 に DISC ゲートの構成図とその概念図を載せた。SOA の後方に MZI、さらにその後ろに BPF を設置した構成になっている。この構成にデータ信号光を入力すると、データパルスにより、SOA 内のキャリア密度が減少し非線形効果が引き起こされる。このときに CW(Continuous Wave)光が入射されていると、CW 光は相互位相変調 (Cross Phase Modulation, XPM) と相互利得変調 (Cross Gain Modulation, XGM) を受けて波長変換が行われる。次節で詳しく述べるが、ここで各素子の役割について簡単に言及すると、SOA は信号の増幅と変調を行う。MZI は信号を 2 つの成分に分け、それらを干渉させて信号の波形を整える。BPF は余分なデータ信号の波長の光をカットする役割を担う。これらの素子も集積可能であり、集積化されたゲートでの動作が報告されている [5]。

2.2.2 DISC ゲートの動作原理

図 2.2.1 の DISC ゲートに波長 λ_1 のデータ信号光と波長 λ_2 の CW 光を入力することで DISC ゲートは波長変換機能を達成する。

まず、DISC ゲートにデータ信号光が入力されると、SOA 内で誘導放出が起こる。その結果、SOA 内でキャリアの再結合が起き、キャリア密度が減少する。SOA には電流が注入されているため、次のデータ信号光が入力されるまでの間、キャリア密度は増加 (回復) する (図 2.2.2 (a))。このキャリア密度の変化によって屈折率と (図 2.2.2 (b)) 利得の変化 (図 2.2.2 (c)) が起きる。屈折率の変化により、SOA 内では非線形位相シフトがおき、CW 光は位相変調を受ける。この位相変調が XPM であり、さらに、利得が変化したことから CW 光は強度の変調も受ける。この強度変調が XGM である。従って、CW 光は SOA 内で XPM と XGM を受け出力される。

SOA 内で XPM と XGM を受けた CW 光は SOA を出た後、MZI で 2 つの成分に分けられる。MZI では 2 つの成分に分けられた光に対し、一方の成分は位相シフトを与え、もう一方の成分は Δt 時間遅延を与える (図 2.3.2 (a))。

このときの位相シフト量を位相バイアス、 Φ_b としている。

これらの2つの成分はMZIの出力で再び合流する。合流の際、2つの成分の位相差が π の時には2つの成分が打消し合い、位相差が π でない時にはCW光が出力される(図2.2.2(b)、(c))。そしてBPFで波長 λ_1 のデータ信号を除去し、波長 λ_2 のデータ信号を得る。つまり、波長 λ_1 のデータ信号が波長 λ_2 のCW光へデータ信号を移し変えたことになる。

2.3 DISC ゲートシミュレータ

当研究室には昨年新設されたシミュレータと研究室発足当初からある旧型のシミュレータが存在する。旧型のシミュレータはDISC型光ゲートの様々なシミュレートが出来るが、構造が複雑でプログラムの書き換えに大幅な時間と労力を要してしまう。そのため、構造が比較的簡素な新型シミュレータが作製された[6]。しかしながら、新設されたシミュレータは完成してまだ日が浅く、計算機能が制限されてしまい、サブルーチンを追加し、多くの計算機能を持たせる必要がある。

2.3.1 DISC ゲートシミュレータのモデル計算式

この節ではDISCゲートシミュレータに使われるいくつかの方程式について説明する。なお、新型、旧型どちらのシミュレータも以下に述べる動作レート方程式に変更は無い。

(i) SOA内のキャリア密度レート方程式

まず、SOA内のキャリア密度について説明する。2.2.2節で述べたように、DISCゲートはSOAの非線形効果を利用して動作している。SOAの屈折率と利得の変化は過剰キャリア密度に比例すると仮定すると、非線形位相シフトとSOAの利得は活性層内の平均過剰キャリア密度 $\overline{n_c(t)}$ で決定される。この平均過剰キャリア密度 $\overline{n_c(t)}$ は以下の式で定義できる。

$$\overline{n_c(t)} \equiv \frac{1}{L} \int_{z=0}^L n_c(z,t) dz \equiv \frac{1}{L} \int_{z=0}^L \{n(z,t) - n_{tr}\} dz \quad \dots \quad (2.4.1)$$

L はSOAの活性領域の長さ、 n はキャリア密度、 n_{tr} は利得が0となる時のキャリア密度である。また、過剰キャリア密度とは、全キャリアの密度から利得が0になる時のキャリア密度を引いたものである。そして、 $\overline{n_c(t)}$ の時間変化を表したものがレート方程式となり、以下のように表せる。

$$\frac{d}{dt} \overline{n_c(t)} = \frac{I_{op}}{qV} - \frac{\overline{n_c(t)}}{\tau_c} - \frac{1}{V} [G\{\overline{n_c(t)}\} - 1] \times \frac{|E_{cw}|^2 + |E_{signal}(t)|^2}{\hbar\omega} \quad \dots \quad (2.4.2)$$

ここで、 I_{op} はSOAの活性層への注入電流、 q は素電荷、 τ_c はキャリア寿命、 V はSOAの活性層の体積、 G はSOAの利得を表す。また、右辺の各項は、それぞれ第一項は電流によ

るキャリアの注入、第二項はキャリアの緩和、第三項は入力光によるキャリアの再結合を表している。

(ii) SOA の利得と平衡過剰キャリア密度

式 2.4.2 では SOA の利得 G を用いた。SOA の瞬時利得 $G(t)$ と非飽和利得 G_0 はそれぞれ $\overline{n_c(t)}$ と n_c^0 を用いて以下の式で表せる。

$$G(t) \equiv \exp\left\{dg/dn_c \cdot \overline{n_c(t)} \cdot \Gamma L\right\} \quad \dots \quad (2.4.3)$$

$$G_0 \equiv \exp\left(dg/dn_c \cdot n_c^0 \cdot \Gamma L\right) \quad \dots \quad (2.4.4)$$

ここで、 dg/dn_c は微分利得、 Γ は活性層への光閉じ込め係数である。また n_c^0 は平衡過剰キャリア密度と呼ばれ、SOA に全く光が入力されていないときのキャリア密度を表す。したがって、式 (2.4.2) で

$$E_{cw} = E_{signal}(t) = 0 \quad \dots \quad (2.4.5)$$

とすると、 n_c^0 は次式で書ける。

$$n_c^0 = \frac{I_{op} \tau_c}{qV} \quad \dots \quad (2.4.6)$$

(iii) 非線形位相シフトと DISC 出力波形

$\overline{n_c(t)}$ と n_c^0 を用いて、非線形位相シフト $\Phi(t)$ が求められ、以下の式になる。

$$\Phi(t) = -k_0 \cdot dn_r/dn_c \cdot \overline{n_c(t)} \cdot \Gamma L \quad \dots \quad (2.4.7)$$

ここで、 k_0 は真空での波数、 n_r は SOA の非線形屈折率である。

すると、MZI での 2 つの信号の干渉によって出力される信号 $E_{out}(t)$ と入力信号 $E_{in}(t)$ の関係は以下の式のようになる。

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} \left[\sqrt{G(t)} \exp\{i\{\Phi(t) + \Delta\Phi_b\}\} + \sqrt{G(t - \Delta t)} \exp\{i\Phi(t - \Delta t)\} \right] E_{in}(t) \quad \dots \quad (3.2.7)$$

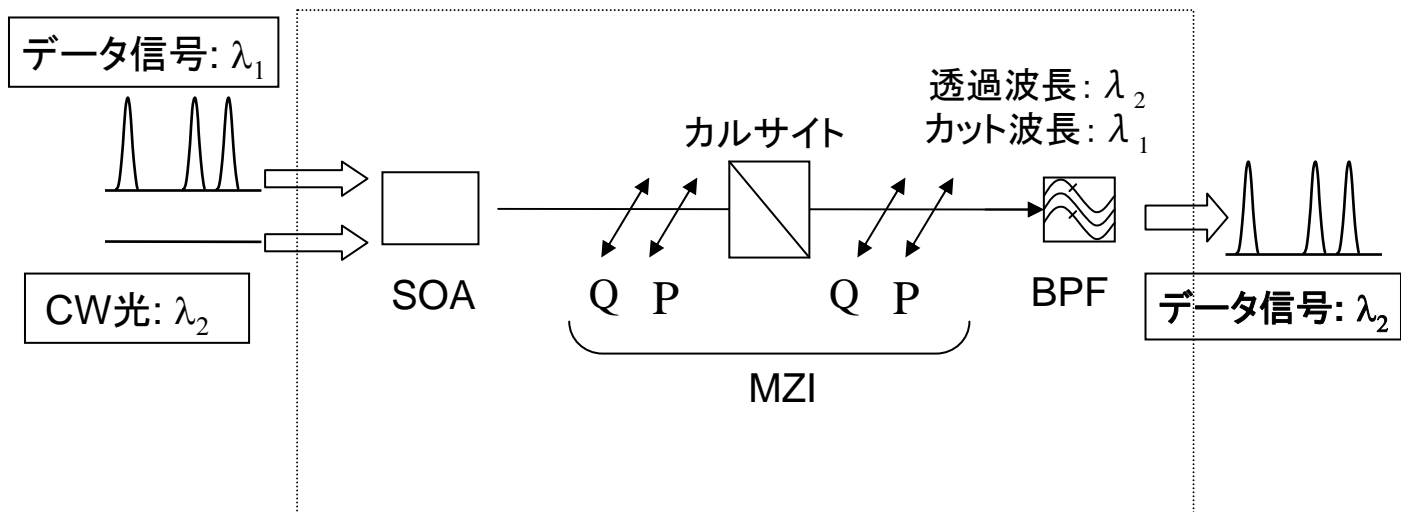
Φ_b は MZI で 2 つの成分の間につける位相差 (位相バイアス) であり、 Δt は MZI で 2 つの成分の間につける時間差 (遅延時間) である。

なお、以上の計算式は参考文献[8]に記載されている式を参考にしてている。

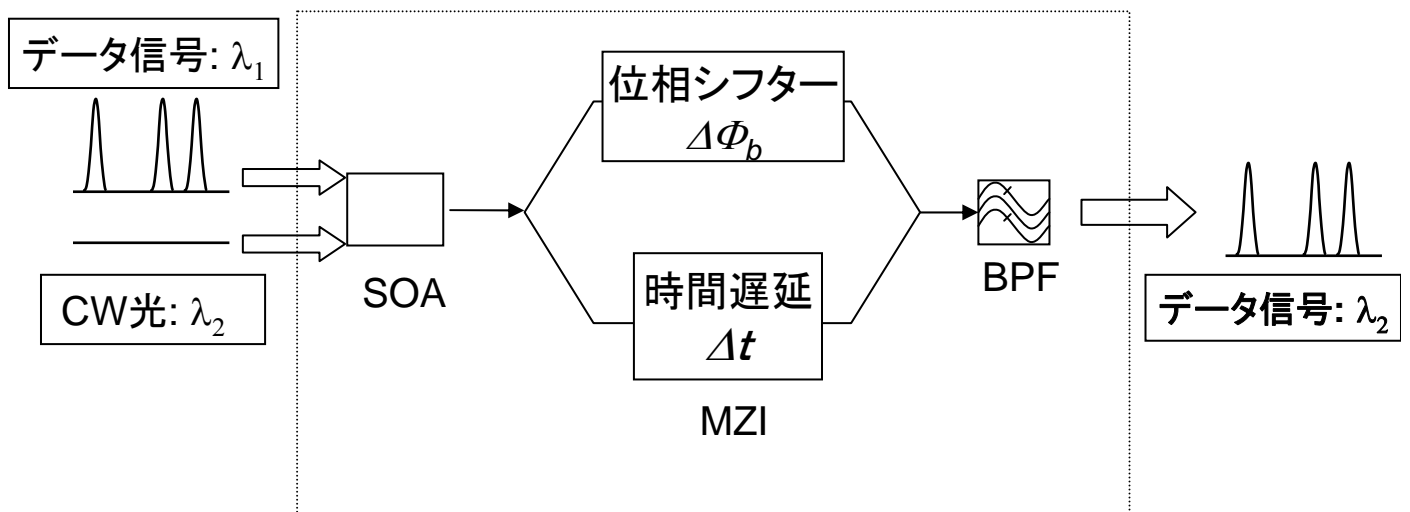
2.3.2 その他の特徴

その他に記すべきものとしては、本研究で使用した、新型シミュレータの入力パルス波形は **Secant-hyperbolic** 型のパルス (**sech** パルス) となっている。

また、スペクトルの計算については科学用サブルーチンライブラリ **SSLII** (FUJITSU 社製) に含まれている高速フーリエ変換のサブルーチンを採用し、使用言語は **fortran90**、使用した OS は **Windows XP** を用いた。

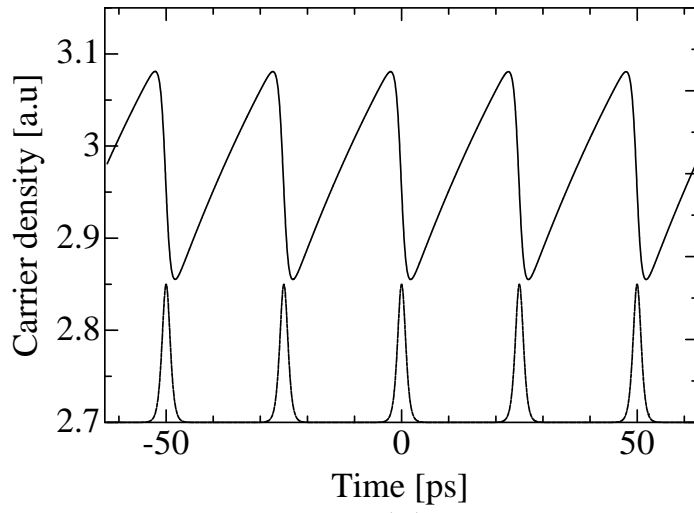


(a) DISCゲート構成の一例図

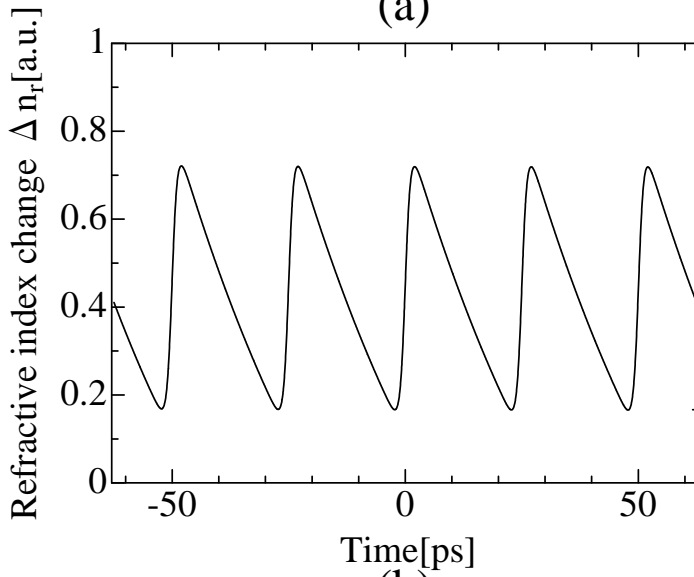


(b) DISCゲート概念図

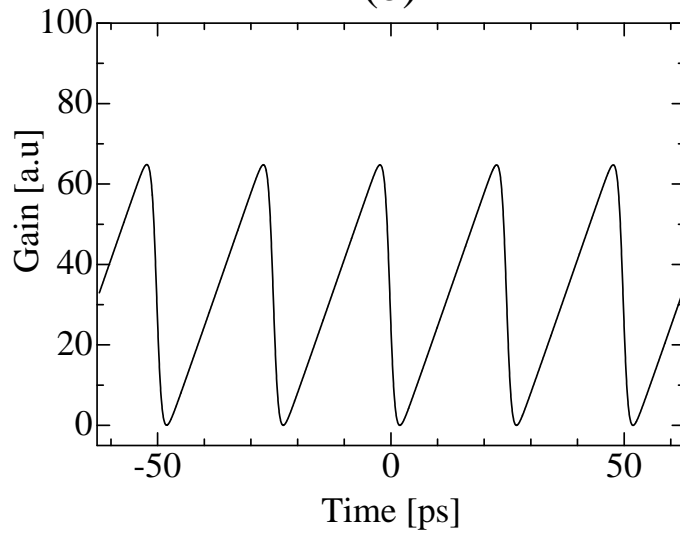
図2.2.1 DISCゲート構成図と概念図



(a)



(b)



(c)

図2.2.2 SOA内の非線形効果

- (a) キャリア密度の変化
- (b) 屈折率の変化
- (c) 利得の変化

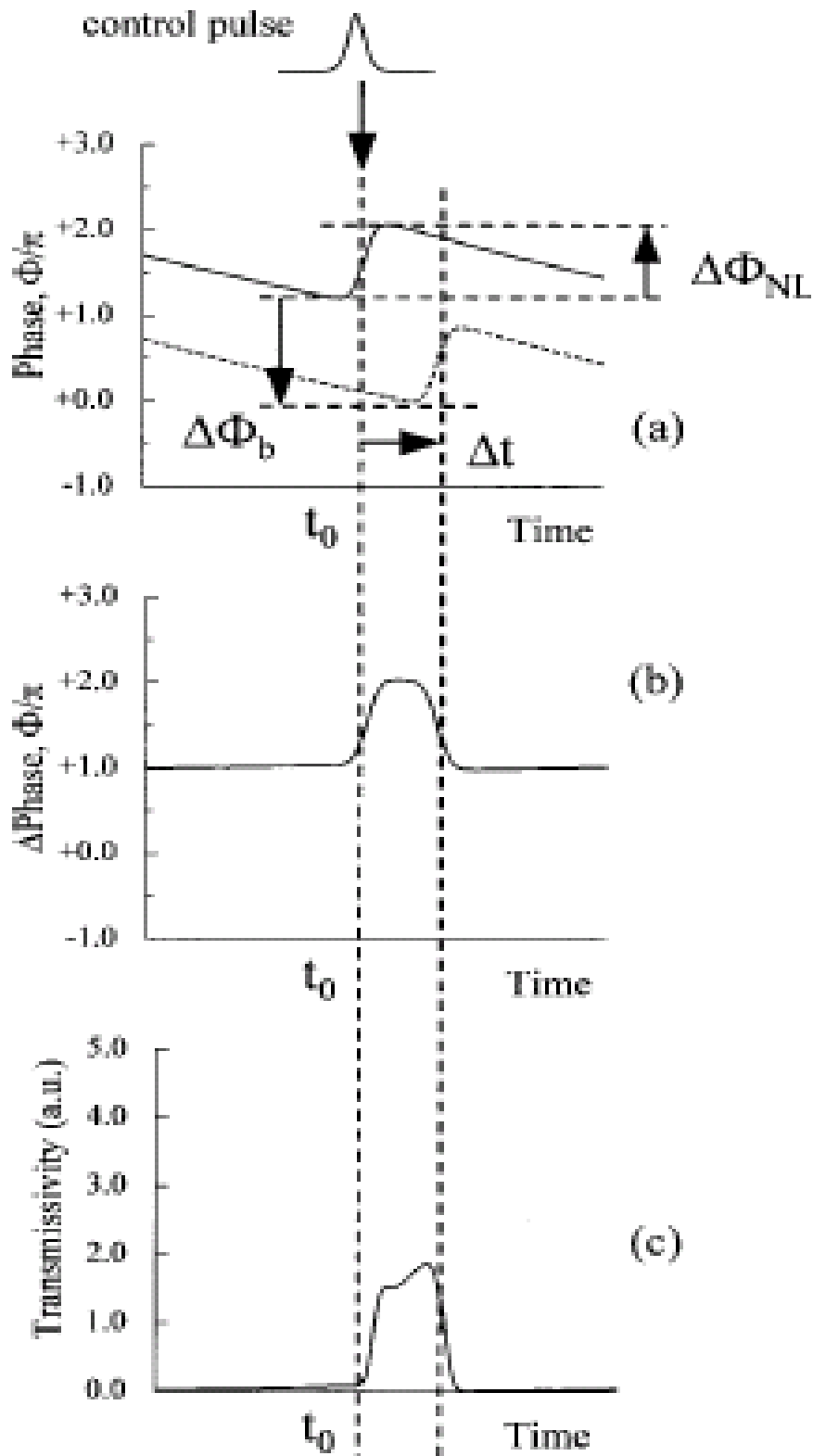


図2.2.3 DISCの原理

出典 (Y. Ueno et al. J. OS.A /Vol. 19, No. 11/November 2002)

(a)非線形位相シフト

(b)2成分の位相差

(c)透過率

2.4 DISC ゲートにおけるスペクトル、位相バイアス、出力波形の関係

DISC ゲートを通過した出力信号は、MZI 部で決まる位相バイアスによって大きく変化する。その一例として、ゲートにクロック信号を入力したときの、位相バイアスの変化による出力波形と、そのときの出力スペクトルの様子を表したのが図 2.4.1 である。

図 2.4.1(a)は位相バイアスが最適な条件の下での出力波形とスペクトルである。このときのスペクトルは左右対称な分布となっていて、出力波形もきれいなパルスの形をしているのがわかる。図 2.4.1(b)は位相バイアスが最適値から高い値（オーバーバイアス）にずれた場合の出力波形とスペクトルである。このときは、スペクトルが(a)のように左右対称にならず、非対称な形となっている。出力波形についても(a)のようなパルスの形をしておらず、歪んでいるのがわかる。そして、パルスのピークと底の部分の差も干渉縞が見え、(a)に比べると消光比が悪いことがわかる。また、図 2.4.1(c)は位相バイアスが最適値から低い値（アンダーバイアス）にずれた場合の出力波形とスペクトルの様子を表している。このときも、(b)の時と同様にスペクトルは左右対称にならず、左右が非対称になっている。さらに出力波形に関しても、(b)同様、波形が乱れていることがわかる。

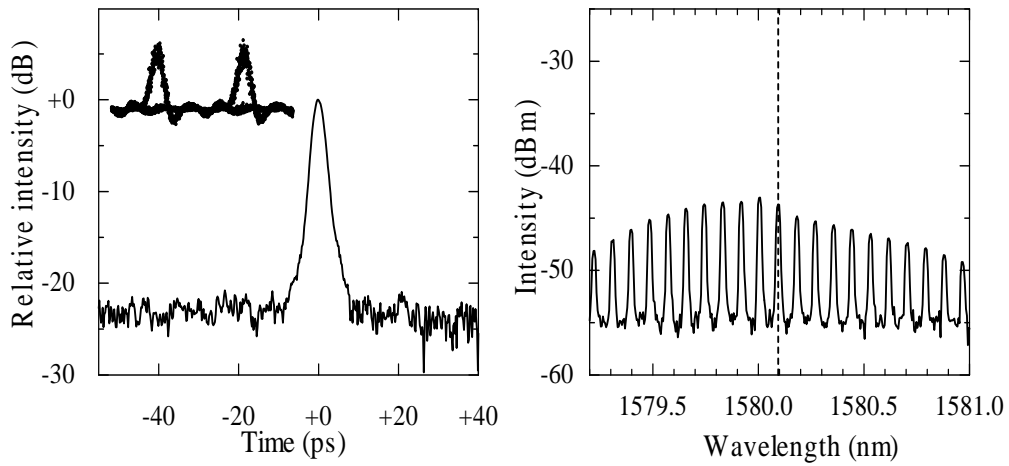
このことから、ゲートの出力波形は位相バイアスと出力スペクトルに強い相関があることがわかる。この位相バイアスの変化による、スペクトルの非対称性の要因を調べた研究報告もされている[6]。

以上のことより、超高速全光ゲートで波長変換されたデータ信号がデータ信号として判断できる精度を保つには、この位相バイアス値の設定が非常に重要な要素の一つであると言える。

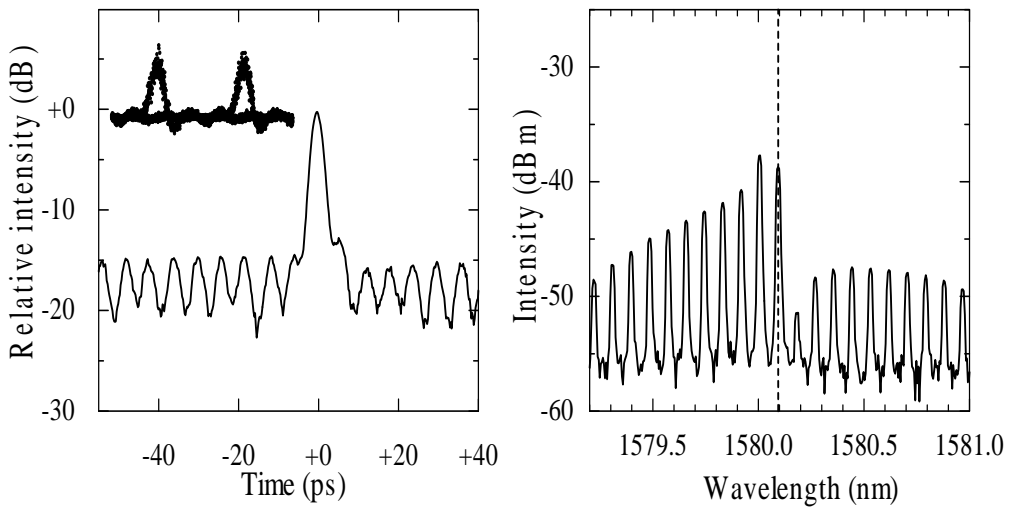
なお、スペクトルを監視し、位相バイアスを制御する方法は過去にクロック信号で提案、報告されている[8]。この方法は、干渉位相バイアスが最適値ずれた場合に監視光出力スペクトルが非対称に変化することを利用したものである。このスペクトルの非対称性を計る指標として、中心周波数成分を挟んだ一周期両サイドにシフトした成分のスペクトル強度比が位相バイアスを制御するために使われた。

また、DISC ゲートの実験研究における、MZI 中のパラメータの調整方法についても述べる。

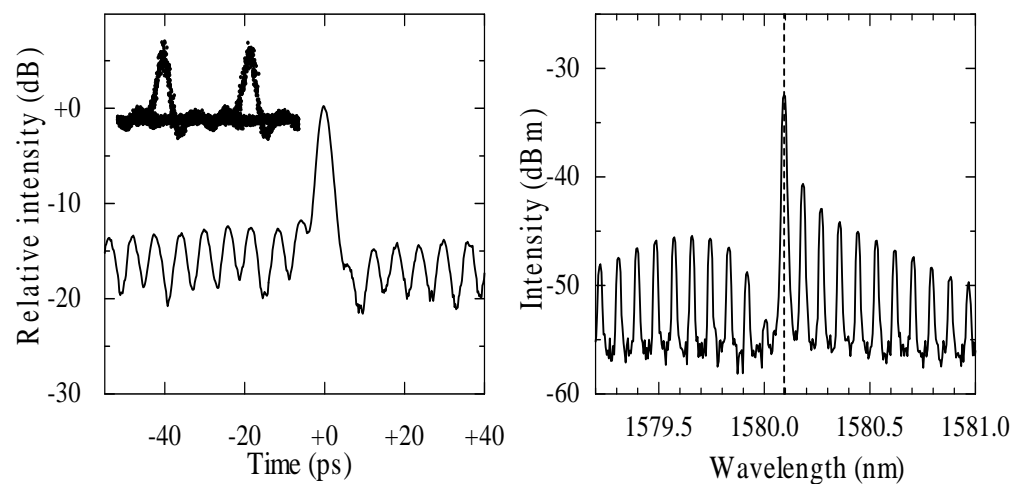
図 2.2.1(a)で示した DISC ゲートにおいて、MZI はカルサイト(CaCO_3)と 1/4 波長板(Quarter Wave Plate, Q)、そして偏光板(Polarizer, P)によって構成されている。この中で、遅延時間 Δt は複屈折率を持つカルサイトによって引き起こしている。複屈折率をもつ物質を通過する光は、その偏光方向によって進行速度が異なる。その進行速度の差を遅延時間 Δt とし、その量は複屈折媒質(カルサイト)の屈折率差を Δn 、カルサイト長を L とすると、 $\Delta t = \Delta n L / c$ で表せる。また、位相バイアスの調節はカルサイトから出てきた光を Q と P に入射させることで行っている。前半の Q の角度を調整することにより、2つの偏光成分の位相差が、先の P の軸方向で最適値になるように調節している。



(a)



(b)



(c)

図2.4.1 超高速全光ゲートにおけるスペクトル、位相バイアス、出力波形の関係
出展(Y. Ueno et al., IEICE, 2003)

(左)時間波形

(右)スペクトル分布

位相バイアス(a)最適値 (b) $+0.21\pi$ (c) -0.13π

第3章 本研究の目的と方法

3.1 本研究の目的

本研究の目的はDISCゲートにおいて、スペクトルをモニタリングすることによる位相バイアスの制御である。これまでに、スペクトルをモニタリングすることによる位相バイアスの制御方式にはクロック信号についての研究方式が報告されている[7]。

本研究では、より実践・実用的な擬似ランダム (Pseudo Random Binary Sequence PRBS) 信号について、スペクトルをモニタリングすることによる位相バイアス制御方式についての研究を行った。また、それと同時に、昨年度に新設された新型シミュレータの機能不足を補うために、自作サブルーチンを加え、新型シミュレーションの拡張を行った。

3.2 本研究の方法

本研究を行うにあたり、昨年新設された新型シミュレータでは、計算できる項目が少なく不十分だったため、新たにサブルーチンを作る必要があった。本研究で新たに作製したサブルーチンは、PRBS 信号生成サブルーチン、スペクトル監視型位相バイアス制御サブルーチン、アイパターン生成サブルーチンなどである。

以下に、スペクトル監視型による位相バイアス制御方式の原理と PRBS 信号生成方法について述べる。

3.2.1 位相バイアス制御原理

出力波形は位相バイアスと出力スペクトルに大きな関連性があることを、前章 2.4 節に述べた。本研究では、この関係からスペクトルを監視することにより、位相バイアスを制御・調節し、最適値を探し出すことにした。

前章 2.3.2 節に述べたように、本研究のシミュレータのパルス波形は長距離伝送に適した、ソリトン波形に近い sech 波形を採用している。この sech 型のパルスをフーリエ変換すると以下のような式になる。

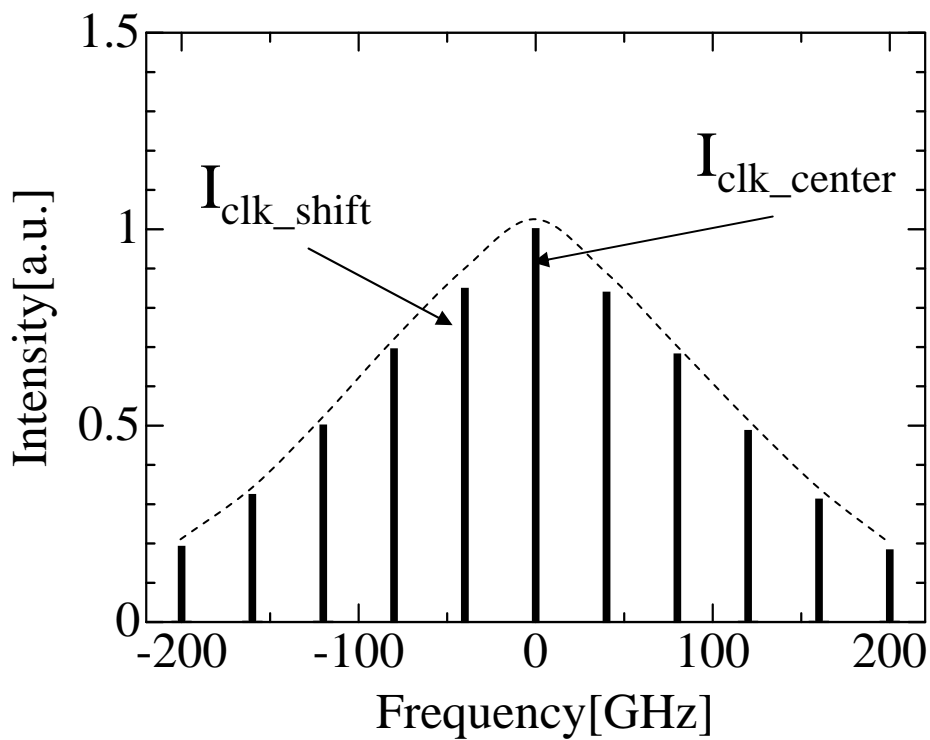
$$\int_{-\infty}^{+\infty} dx f(x) e^{-i\omega x} \operatorname{sech}(ax) = \frac{1}{2a} \operatorname{sech}\left(-\frac{\pi\omega}{2a}\right) \quad \dots (3.2.1)$$

従って、sech パルスのスペクトルも sech 型の形状となることがわかり、sech パルスとその時のスペクトルを表したのが図 3.2.1 である。パルスの場合は波形そのものが、スペクトルの場合はその包絡線がきれいな sech 型の形状になっているのがわかる。逆に、スペクトル成分がきれいな sech 型の包絡線にならなければ、フーリエ逆変換したあとの時間波形は sech パルスに戻らず、波形が乱れてしまう事が言える。

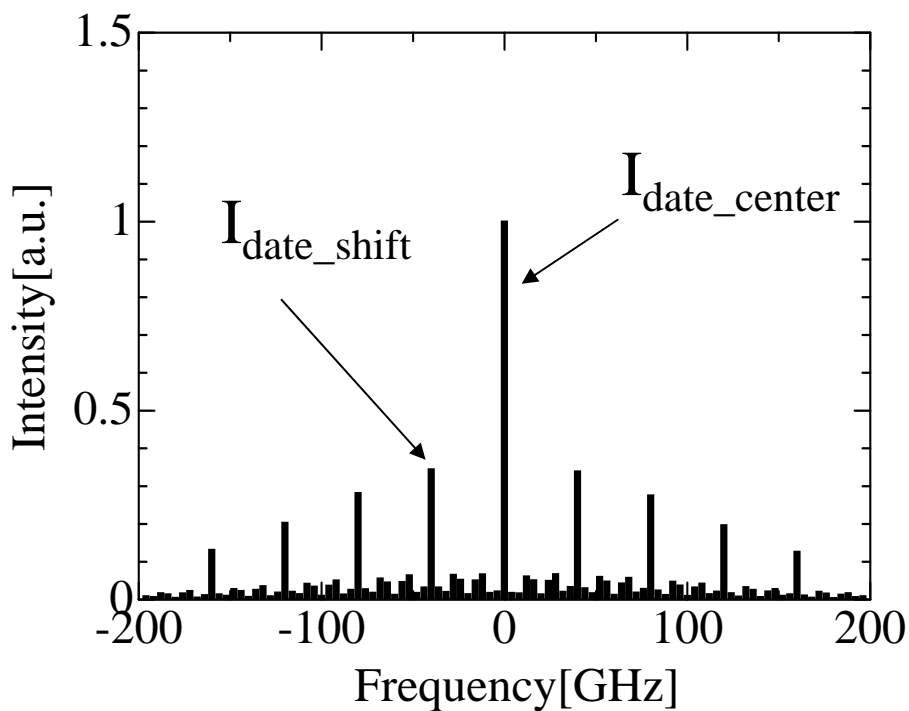
そして、フーリエ逆変換をした後のパルス波形はスペクトルの中心周波数とそれから一周期分、ブルーもしくはレッドシフトした成分に大きな依存性があることがわかってい

る[6][7]。

以上のことを踏まえ、本研究では DISC ゲート出力波形のスペクトルが理想的な sech 型となるように、中心周波数成分と一周期分ブルーもしくはレッドシフトした成分の強度比を監視することによって、位相バイアスの最適化を行った。



(a) クロック信号のスペクトル



(b) データ信号のスペクトル

$$\frac{I_{clk_Peak}}{I_{clk_red_shift}} \approx \frac{I_{data_Peak}}{I_{data_red_shift}}$$

図3.2.1 スペクトル監視による最適条件の定義

3.2.2 スペクトル監視による位相バイアス最適化方法とその条件

本研究では理想的な *sech* 型のクロックパルスのスペクトルを基準の制御光とし、DISC ゲートから出力されたデータ信号のスペクトルを監視光とした。また、スペクトルをモニタリングし監視する成分 I_{clk} と I_{data} は中心周波数成分 I_{center} とそれから一周期分ずらした周波数成分 I_{red_shift} の比を用い、以下のように定義した (図 3.2.1)。

$$I_{clk} = \frac{I_{clk_center}}{I_{clk_red_shift}} \quad \dots (3.2.2)$$

$$I_{data} = \frac{I_{data_center}}{I_{data_red_shft}} \quad \dots (3.2.3)$$

I_{clk} は周波数には依存するが、理想的な場合なので位相バイアスの値には依らず、常に一定の値を取る。一方、 I_{data} は位相バイアスや周波数に依存し、変動する。したがって、最適方法は位相バイアスを調節しながら I_{data} を計算し、 I_{data} が最も I_{clk} に近くなったときの位相バイアス値を最適値とした。従って本研究で定義した最適条件は以下の式となる。

$$I_{clk} \doteq I_{data} \quad \dots (3.2.4)$$

以上の方法を新型シミュレータにサブルーチンを加えることによって行った。

3.2.2 位相バイアス最適評価方法

前節の条件で計算された位相バイアスの値が最適か否かを判定するために、アイパターンによる消光比を計算することで評価を行った。

アイパターンとは時間軸で連なる時間波形に対し、基準時間を共通にして重ね書きしたものである。

このアイパターンから消光比が判定できる。消光比とは、デジタル信号において、信号が「1」の時の光強度 P_1 と、「0」の時の光強度 P_0 の比のことを言い、以下の式で定義される。

$$\text{消光比}(dB) = 10 \times \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_0} \right) \quad \dots (3.2.5)$$

この数値は大きいほど信号としての品質が高く、強度雑音が小さくなり、「1」「0」の信号判定が正しく行われる。逆に、この数値が低いときには光信号出力パルス波形の強度雑音が高くなってしまい、アイが潰れてしまう。その結果0信号を正しく判断できずに信号としての品質は悪くなる。一般には 10 dB が必要になると言われ、13 dB 程度から、高品質な信号と評価できる。

3.3 擬似ランダム (Pseudo Random Binary Sequence PRBS)信号

アイパターンを計算するには $2^{15}-1$ 個程度の信号が必要となる。新型シミュレータの入力信号はクロックパルスのみしか取り扱えない状況だったので、本研究を行う前に新型シミュレータを PRBS 信号が入力できるように拡張した。

3.3.1 PRBS 信号の生成

PRBS 信号の生成には、当研究室の備品である PPG (Pulse Pattern Generator) の生成アルゴリズムを採用した。

図 3.3.1 に示すように、 $2^{15}-1$ 個の PRBS パターンは、15 個のシフトレジスタと 1 個の排他的論理和の論理回路から生成される。15 番目の値を出力した後、14 番目と 15 番目の排他的論理和を 1 番目に戻し、その他は次のシフトレジスタにシフトする。これにより、 $2^{15}-1$ PRBS パターンが生成される。

3.3.2 生成した PRBS 信号の検定

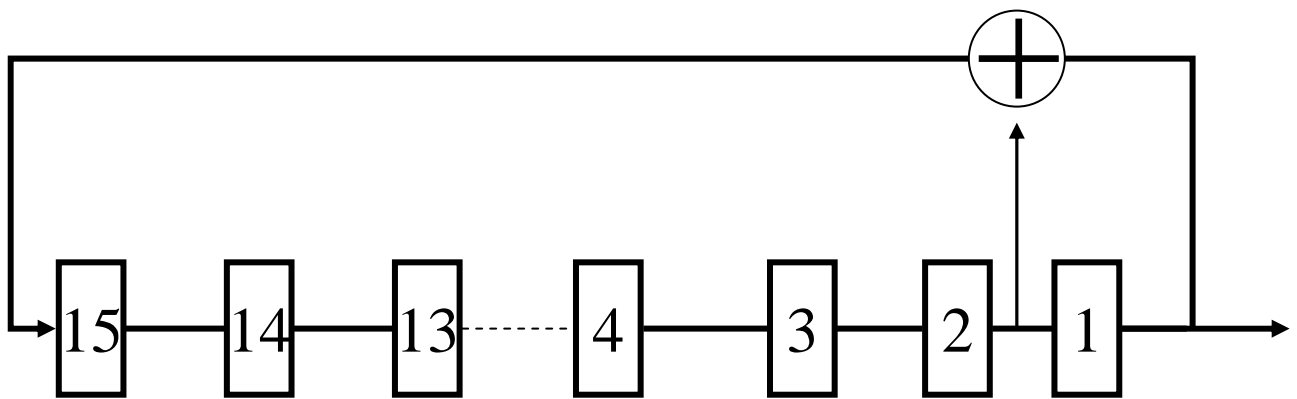
前節のアルゴリズムで生成した PRBS 信号が、周期性とランダム性をしっかりと持っているかを、生成された PRBS 信号の自己相関を確認することで検定を行った。自己相関は一つの信号を時間軸上で少しずつずらしながら、一つの信号波形の周期性と類似性を見つけ出すのに効果的で、以下の式で定義される。

$$R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T (x(t) \cdot x(t + \tau)) dt \quad \tau : \text{時間のずれ} \quad \dots (3.3.1)$$

ただし、今回の PRBS 信号は離散量であることと、データ数が有限 ($2^{15}-1=32,767$) であることを考慮し、式 (3.3.1) を以下のように変形して検定した。

$$R_{xx}(j) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1-j} x(i) \cdot x(i+j) \quad (j = 0, 1, 2, \dots, N-1) \quad \dots (3.3.2)$$

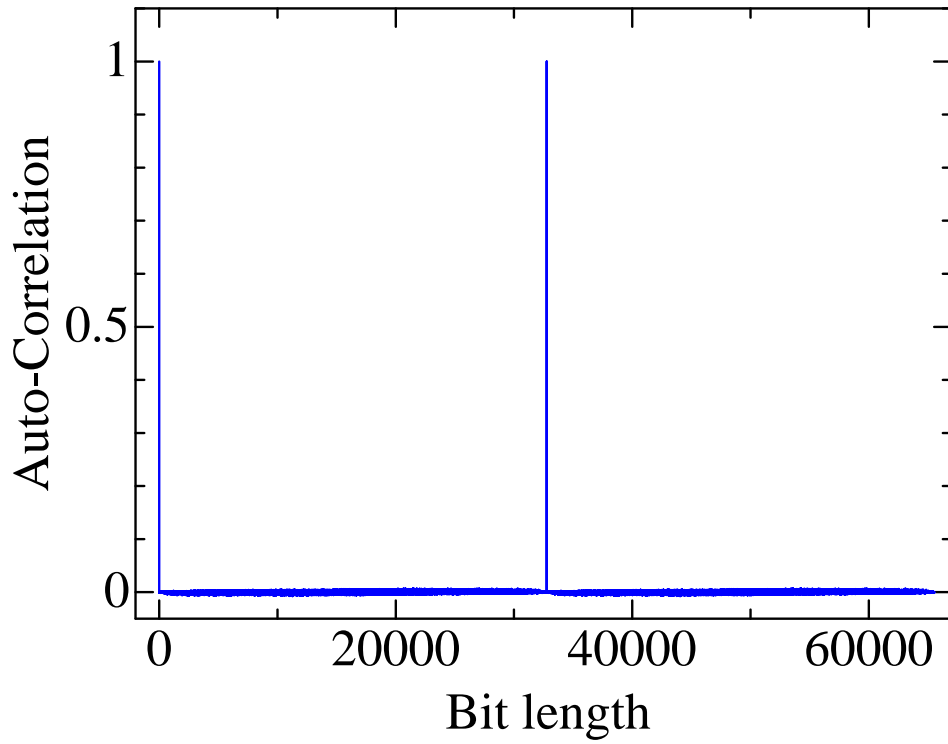
その結果が図 3.3.2 である。自己相関関数を見ると一番目の点、つまりデータのズレが無い場合には強い相関があり、そのほかの点、つまりデータのズレがあった場合には相関がほとんど無いことがわかった。また、 $2^{15}-1=32,767$ 点ずらした後に相関は再び 1 となった。つまり 32,767 個のデータを一周期として再び最初の点に戻ってきたと言うことがいえる。従って、3.3.1 節で述べた $2^{15}-1$ 個の PRBS パターン生成アルゴリズムは強いランダム性と周期性を持っていることが確認できた。



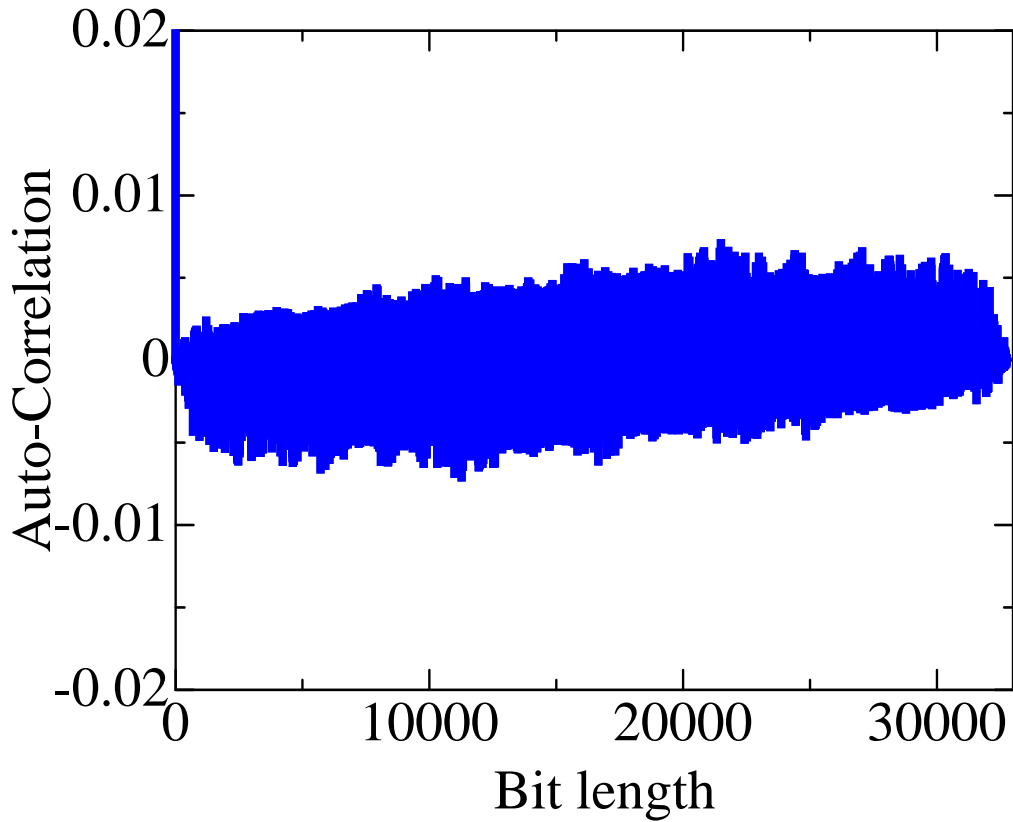
N : シフトレジスタ \oplus : 排他的論理和

$$\text{PRBSパターン} = 2^{15} - 1$$

図3.3.1 PRBS信号生成アルゴリズム



(a) データ点数における自己相関係数



(b) 一周期分の自己相関係数拡大図

図3.3.2 PRBS信号の自己相関関数

第4章 スペクトル監視による位相バイアス最適化の評価

第4章より本研究で作製したサブルーチンプログラムを用いた計算結果を示す。なお、入力パラメータは表4に示してある通りとし、本家研究シミュレータのフローチャートは図4に示している。また、本研究で作製したサブルーチンは点線で囲われている部分である。

4.1 DISC ゲート出力後のスペクトルと出力波形

第3章、3.2.2節で述べた条件で位相バイアスの最適化を行い、DISCゲートのスペクトル分布と出力波形のシミュレートを行った。その時の基準となるクロック信号のスペクトルを図4.1.1(a)(b)に載せた。包絡線がきれいに滑らかに繋がること、確かに確認できた。

シミュレーションの結果について以下に述べる。まず、図4.1.2(a)は位相バイアスが最適値となったときのスペクトルと出力時間波形である。この時の位相バイアスの値は $1.0003 [\Phi_b/\pi]$ となった。なお、本研究では、位相バイアスの分解能を $0.0001 [\Phi_b/\pi]$ としている。そして、その時のクロック信号のスペクトルと、この時のスペクトルの強度比、 I_{clk} と I_{data} はそれぞれ、 1.2125 と 1.6385 であった。 I_{clk} と I_{data} が近い値を取っているのが確認できた。さらに、スペクトルの包絡線も比較的きれいな曲線を描いていることがわかる。

この I_{clk} と I_{data} の強度比、及びスペクトルの包絡線は位相バイアスの分解能を更に上げていくと、より近い値と包絡線が得られることが予想できるが、分解能を必要以上に上げていくことは、実用向けの観点からあまり好ましくないと考えられる。また、その時の出力時間波形は図4.1.2(b)である。この時の時間波形はきれいなSech形状になっていることがわかる。

次に、図4.1.3には位相バイアスを最適値から最小単位($0.0001 [\Phi_b/\pi]$)でアンダーバイアス側に、図4.1.4にはオーバーバイアス側にずらしたときの、それぞれのスペクトル分布と時間波形を載せた。アンダーバイアス側にずらした場合は、中心周波数成分が落ち込み、オーバーバイアス側では突出している。しかし、中心周波数成分以外ではそれほどの変化は確認できなかった。そして、この時の I_{data} の値はそれぞれ、 0.7306 と 2.9044 であった。どちらの値も I_{clk} には比較的近い値を取っているが、最適値のときの I_{data} の値と比べると遠い値となった。この時点で、スペクトル強度比は最適化の条件が満たされていると言える。

また、位相バイアスをわずかにずらしたとき(図4.1.3及び図4.1.4)の出力波形を見ると、最適値と比べて、アンダーバイアス側ではピークの強度が下がっていた。逆に、オーバーバイアス側ではピークの強度は上がっていたが、0雑音が増加していたこ

とが確認できた。しかしながら、スペクトルが左右対称なものになっているため、出力波形は図 4.1.3、図 4.1.4 のどちらもきれいな形をしている。

最後に図 4.1.5 には、位相バイアスを最適値から大きくずらした時のスペクトル分布の様子と出力波形を示した。なお、この時の位相バイアスの値は $1.1113 [\Phi_b/\pi]$ としてある。また、スペクトルの強度差があまりにも大きいので縦軸は対数スケールとしている。さらに、スペクトルは左右非対称になってしまい、出力波形も、最適値付近と比べると強度は大きく減少し、パルスの 0 部分は底上げされたような形になってしまい雑音が増えていることがわかる。このようなパルスでは高品質なパルスとはとても言えず、光通信には適さない。従って、位相バイアスの調節が高品質なパルスを生成するゲート動作の非常に重要な要素の一つである事がわかる。

以上のことから、スペクトルを監視することによる位相バイアス最適条件が正しいであろうと推測できた。更なる定量的な評価を、アイパターンを計算し、それから消光比を求めることで行った。

表4. 入力パラメータ

| パルス波形 | | Sech型 | — |
|------------|--------------------|-----------------------|------------------|
| 周波数 | | 40 | GHz |
| パルス幅(FWHM) | | 2 | ps |
| パルスのエネルギー | U_{in} | 0.0023 | fJ |
| CW光パワー | $ E_{cw} ^2$ | 0.05 | mA |
| 非飽和利得 | G_0 | 28 | dB |
| キャリア寿命 | τ_c | 60 | ps |
| 活性層への注入電流 | I_{op} | 100 | mA |
| 平衡过剩キャリア密度 | n_c^0 | 2.0×10^{17} | cm^{-3} |
| 微分利得 | dg/dn_c | 1.0×10^{-15} | cm^3 |
| 屈折率の非線形変化 | dn_r/dn_c | 3.7×10^{-20} | — |
| 最大位相シフト | $\Delta\phi_{max}$ | 3π | — |
| 活性層の体積 | V | 192 | μm^3 |
| 活性層の長さ | L | 800 | μm |
| 遅延時間 | Δt | 0.96 | ps |

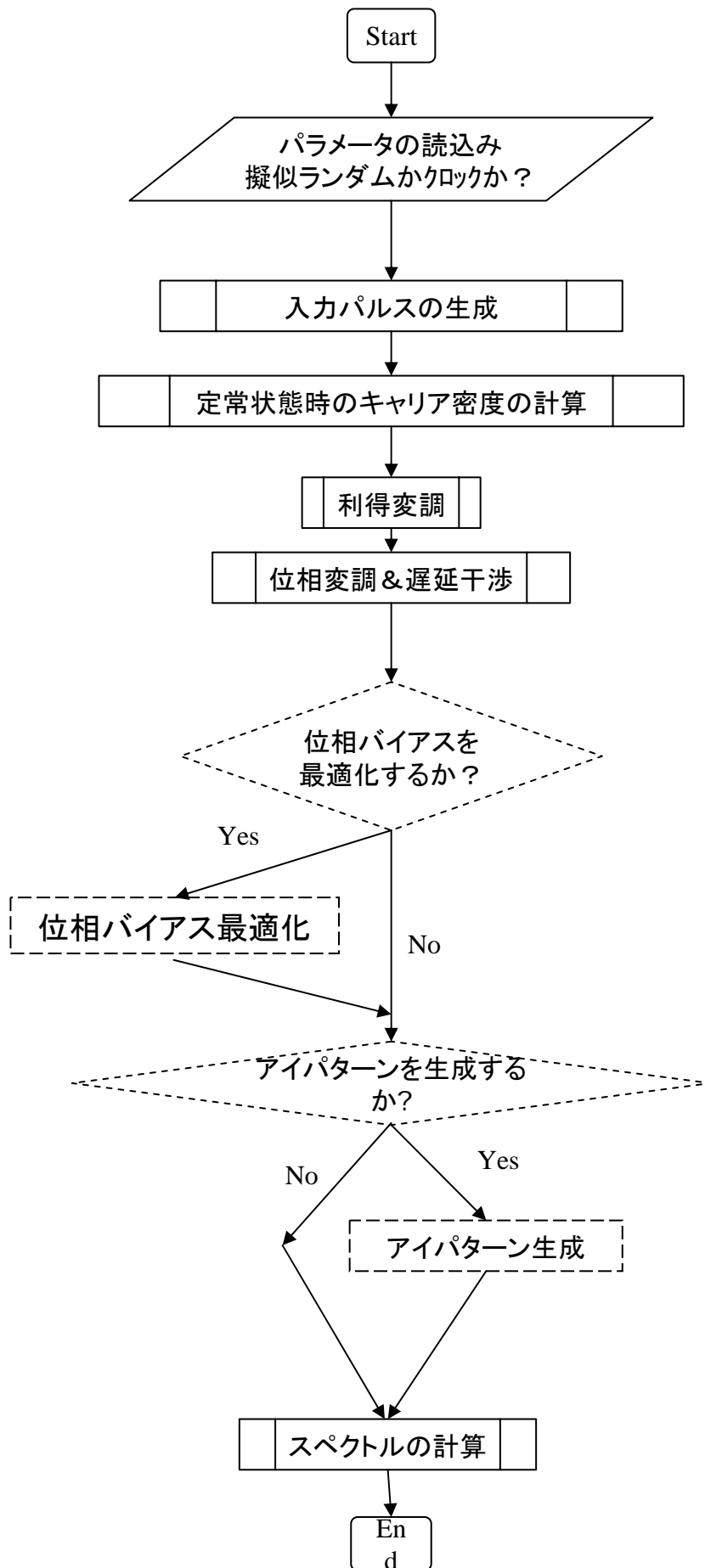
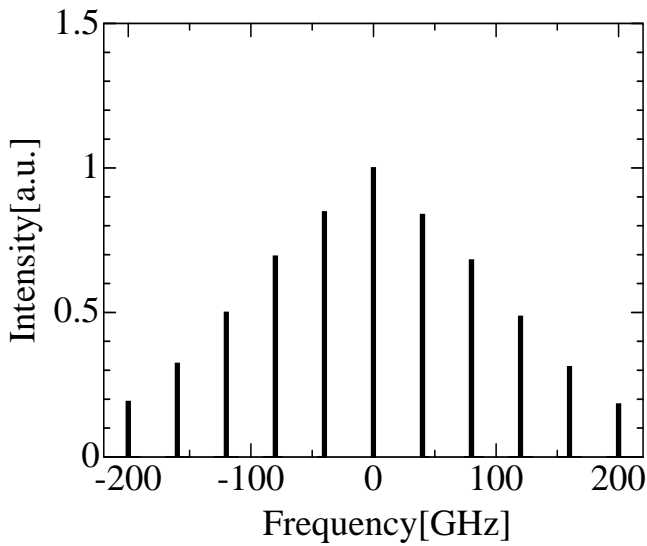
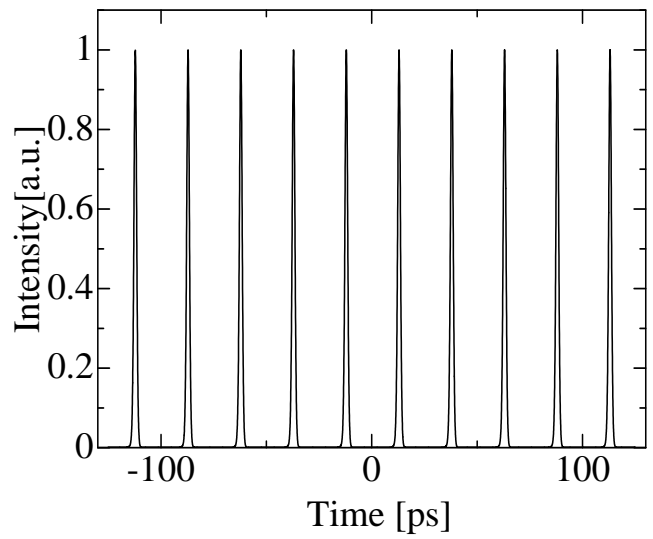


図4 本研究で用いたシミュレータのフローチャート

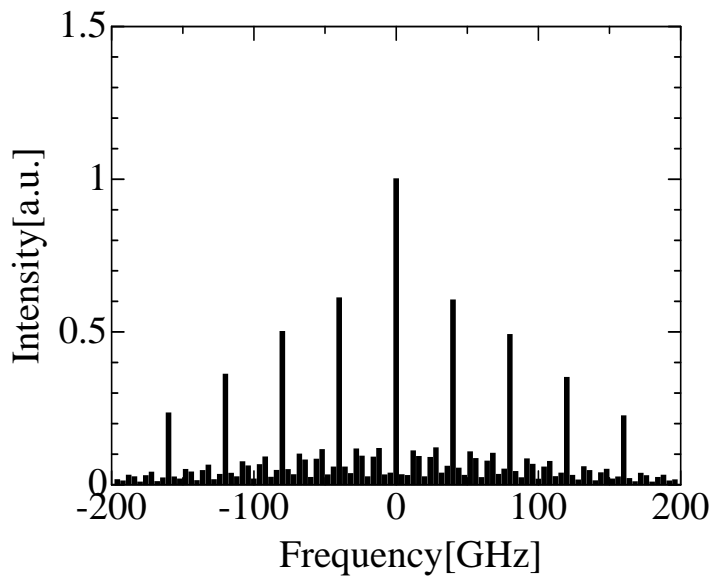


(a) スペクトル波形

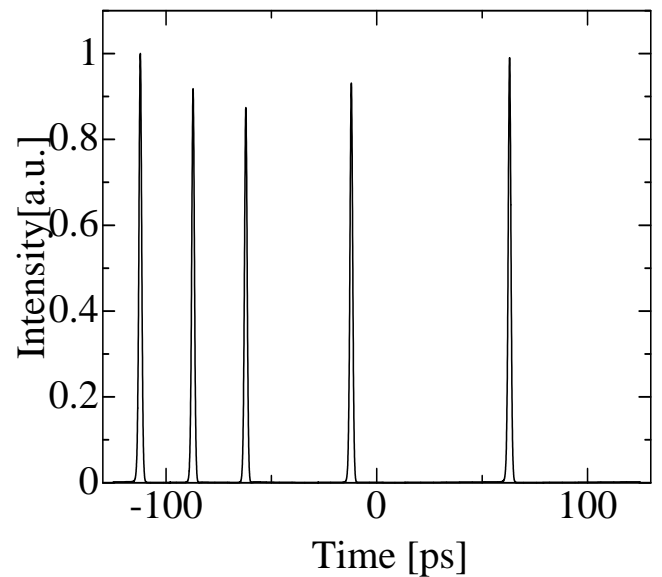


(b) 時間波形

図4.1.1 監視光クロックパルスの特徴と時間波形

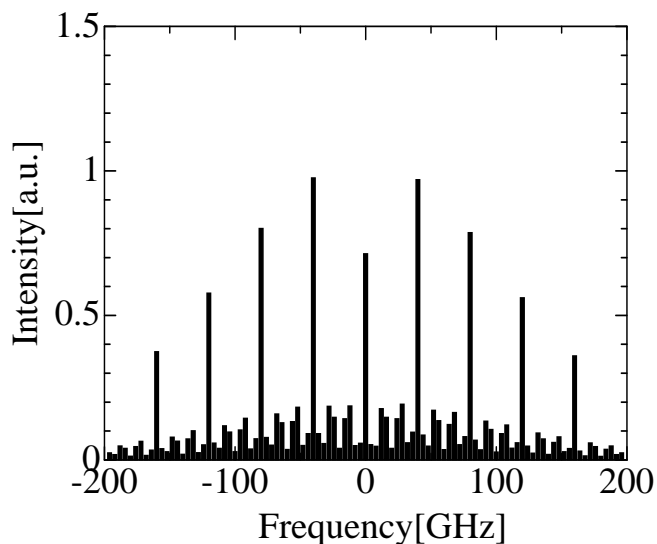


(a) スペクトル波形

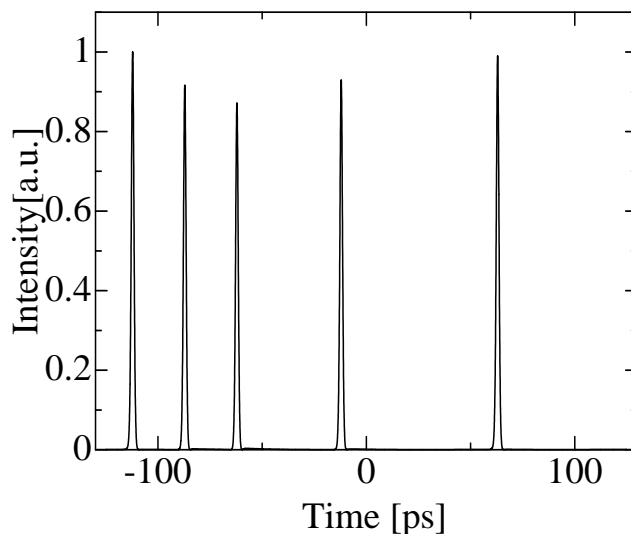


(b) 時間波形

図4.1.2 位相バイアス最適化後の
データ信号のスペクトルと時間波形
 $\Phi_b = 1.0003$

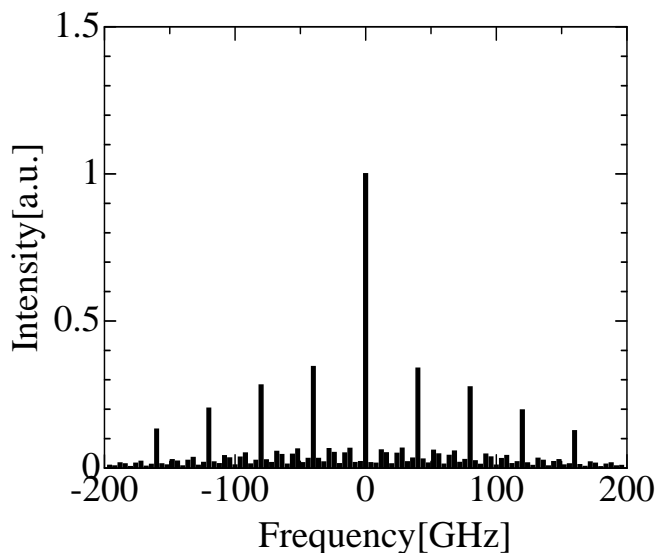


(a)スペクトル波形

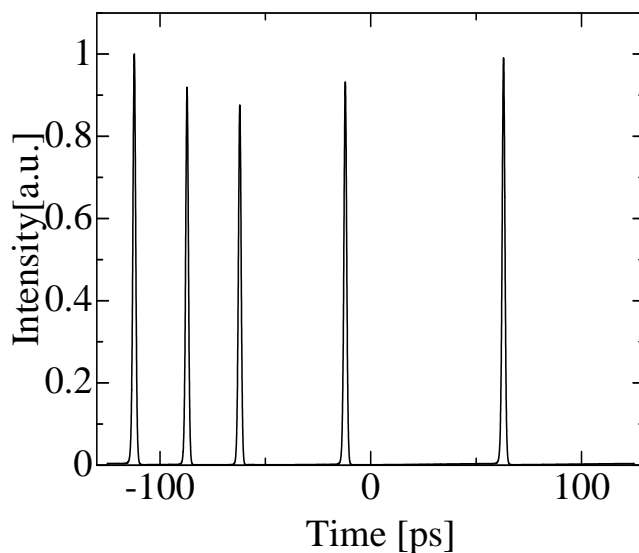


(b)時間波形

図4.1.3 位相バイアス最適値からアンダーバイアス側にずらしたときのデータ信号のスペクトルと時間波形
 $\Phi_b = 1.0002$

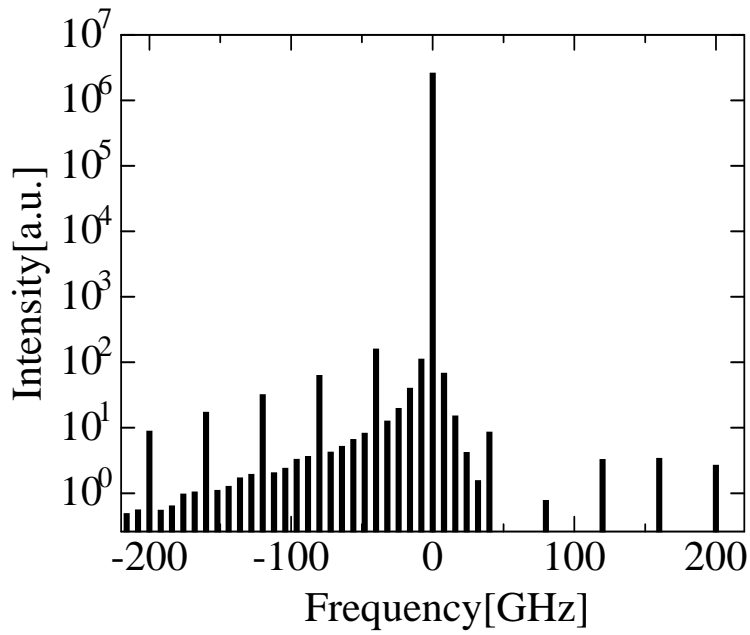


(a)スペクトル波形

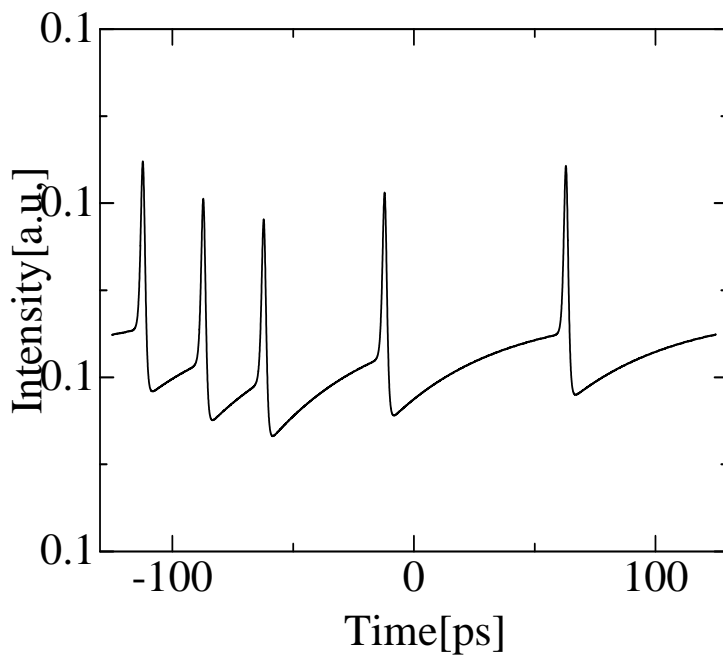


(b)時間波形

図4.1.4 位相バイアス最適値からオーバーバイアス側にずらしたときのデータ信号のスペクトルと時間波形
 $\Phi_b = 1.004$



(a)スペクトル波形



(b)時間波形

図4.1.5 位相バイアス最適値からオーバーバイアス側に大きくずらしたときのデータ信号のスペクトルと時間波形
 $\Phi_b = 1.121$

4.2 DISC ゲートの位相バイアスと出力信号のアイパターンによる消光比の評価

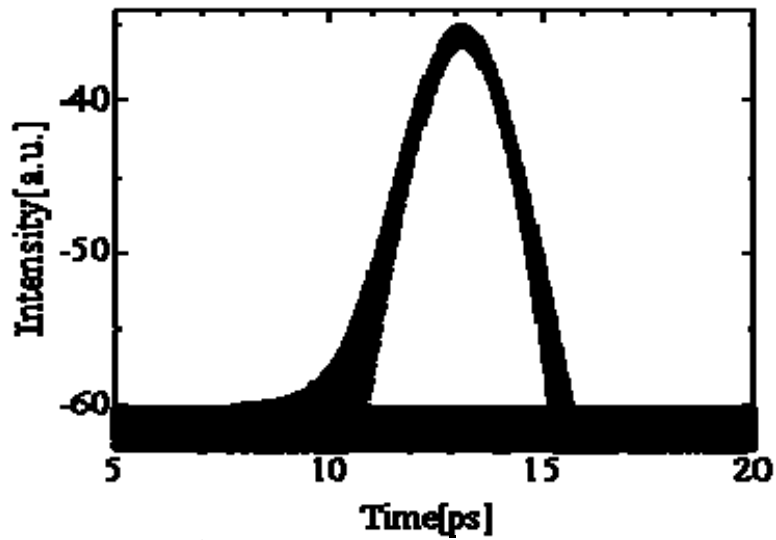
前節でスペクトルと時間波形の関係を確認した。本節では、その時間波形からアイパターンを計算し、消光比を求めることによって位相バイアス最適条件の更なる評価を行った。本節で示すアイパターンは出力波形を 1500 ビット重ね書きしている。

図 4.2.1 に各位相バイアスの時のアイパターンを示した。(a)が位相バイアス $1.0003 [\Phi_b/\pi]$ の時のアイパターンである。このときの消光比は 23.8 dB となり、非常に高い値を得られた。また、(b)と(c)はそれぞれ、位相バイアスが $1.0002 [\Phi_b/\pi]$ の時と $1.0004 [\Phi_b/\pi]$ の時のアイパターンである。このときの消光比はそれぞれ 21.5 dB と 21.2 dB であった。こちらも、非常に高い値を取っているのがわかるが、最適値と比べると若干低くなっていることがわかる。前節では、時間波形、つまりパルスの形は最適値からわずかにずらしても大きな変化は感じられなかったが、アイパターンにより、消光比を確認するとその差ははっきりと確認できることがわかる。従って、シミュレーション結果として得られた位相バイアスの値、 $1.0003 [\Phi_b/\pi]$ が確かに最適値であると評価できる。

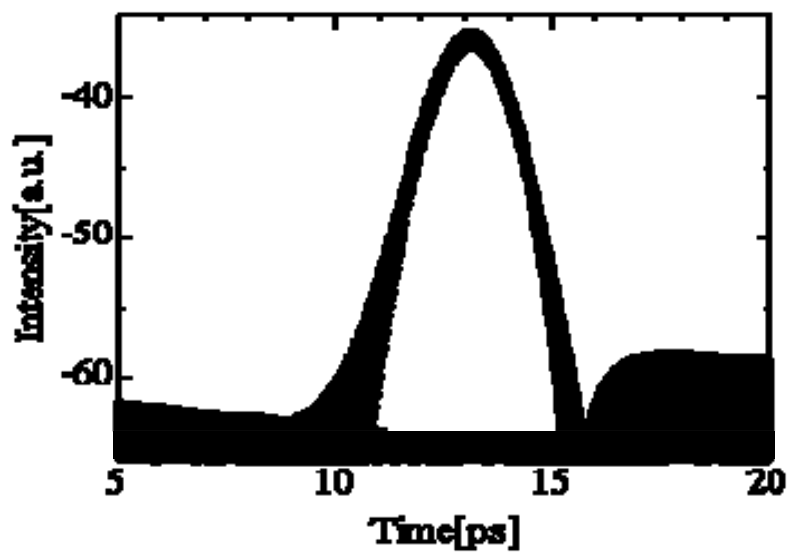
そして、パルス幅も入力パルスで設定した 2 ps になっていることもわかった。従って、入力パルスに対して、波長変換されたパルスは出力強度、パルス幅、共にゲート機能として十分な動作をしているといえるだろう。

また、図 4.2.1 で示したアイパターンの様子から、位相バイアスが最適値付近ではパルスのピーク付近に見られるピーク強度の持つ幅、“1”雑音にはそれほど大きな差は見られなかった。しかし、“1”雑音とは対照的に、位相バイアスを変化させると、アイパターンの下部に見られる、“0”雑音が増加、増加してしまっていることがわかった。特に、位相バイアスが最適値より小さい場合(アンダーバイアス側)では、最適値に比べるとむしろアイは大きく開いているが、パルスの落ち込み部分に盛り上がりが発生してしまい、消光比を悪化させている。また、最適値より大きい場合(オーバーバイアス側)では、パルスの落ち込み部分に、アンダーバイアス時の様な隆起は見えないが、全体的に“0”雑音が増加したことで、アイパターンの底辺が上がってしまい、アイの開きが悪くなり、消光比が悪化してしまった。

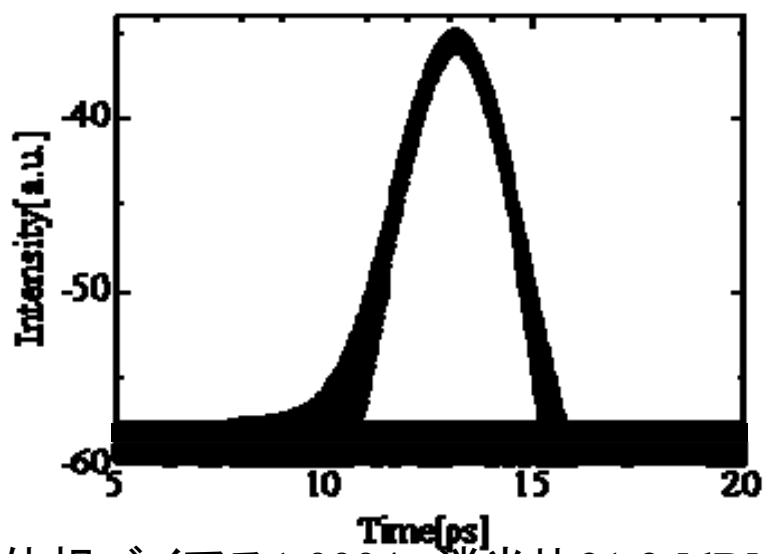
以上より、擬似ランダム信号においても出力スペクトルの分布が、理想形であるクロック信号の分布と最も近くなった時が、位相バイアスの最適値とみなせることがわかった。従って、スペクトルを監視し、位相バイアスを最適化する本方式は理論上正しく、可能であることがわかった。



(a) 位相バイアス1.0003 消光比23.8[dB]



(b) 位相バイアス1.0002 消光比 21.5 [dB]



©位相バイアス1.0004 消光比21.2 [dB]

図4.2.1 各位相バイアスにおけるアイパターンとその消光比

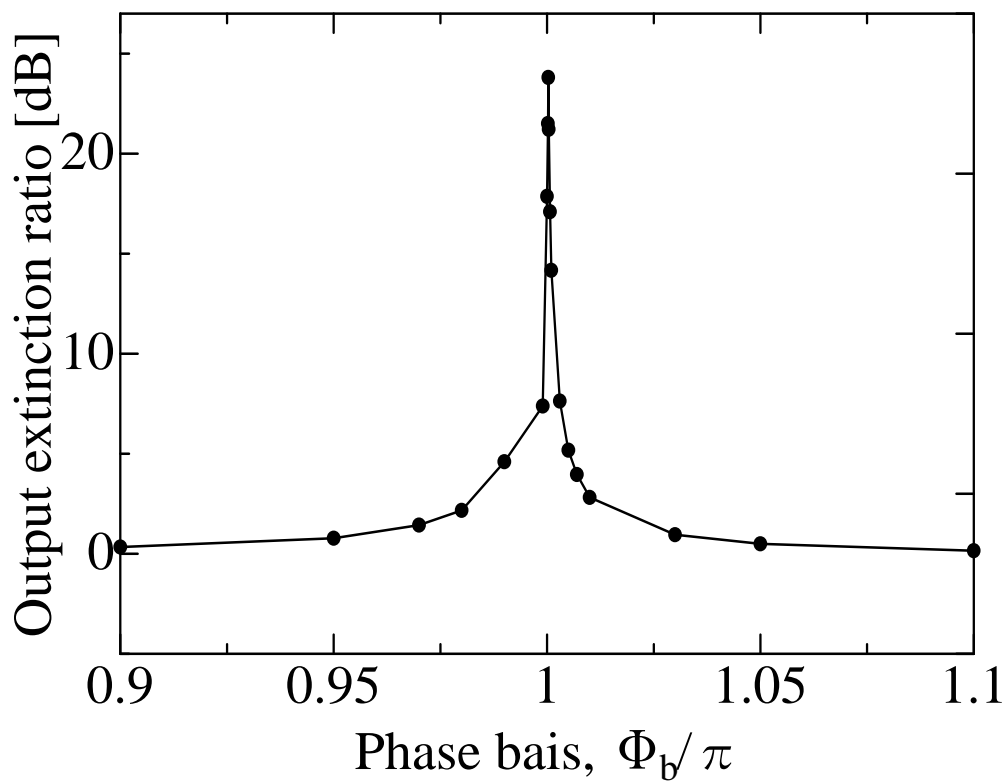


図4.2.2 位相バイアスと消光比の関係

4.3 各位相バイアスと消光比の関係

これまでに、スペクトルを監視することで位相バイアスの最適値が導き出せることがわかった。本節では位相バイアスが最適値から離れたときの消光比の様子について述べる。

図 4.3.1 が位相バイアスを最適値からずらして行ったときの消光比の様子を表したものである。この図より、位相バイアスが最適値からずれると、途端に消光比が悪くなっているのが確認できた。これは位相バイアスがずれることにより、図 4.1.5 のように、再生波形が歪んでしまった結果、アイパターンのアイが潰れてしまったためである。また、一般的に通信に必要と考えられる消光比は、10 dB 程度と言われているが、その許容範囲はおおよそ $0.001 [\Phi_b/\pi]$ となっていることがわかった。この結果から、高い精度での位相バイアスの制御・設定が必要になることがわかった。

次に、図 4.3.2 には同様の条件で周波数がそれぞれ 40、120、160、200 GHz の時における、位相バイアスと、その時の消光比の関係を表した。どの周波数でも消光比は最適値で高い消光比を示し、最適値から離れるにつれて減少していくことがわかる。さらに、全ての周波数において、位相バイアスの最適値は $1.000 [\Phi_b/\pi]$ 近辺になっていた。また、周波数を変化させると、位相バイアスが最適値の場合では消光比に大きな差が見られたが、最適値から離れていくにつれて、どの周波数でも同じような値を取るように変化していき、全体で見ると同じような形をしているのがわかった。

上記に示したように、周波数を変化した場合、位相バイアス最適値で消光比に差が出たため、各周波数における最適時の消光比を図 4.3.3 に現した。図 4.3.3 より、周波数が上がるにつれて、消光比が下がっているのがわかる。特に 40 GHz から 80 GHz への変化では、消光比がおおよそ 5 dB と大きく減少している。逆に 160 GHz から 200 GHz にかけては 0.5 dB と減少率は低くなっている。このような結果となった原因の一つに、パターン効果の影響が考えられる。パターン効果とは、SOA へのパルス入射後、SOA 内のキャリアが十分に回復しないうちに次のパルスが入射されると、誘導放出が充分に行われず、出力の強度が落ち込んでしまう現象である。このパターン効果は同じ条件下においては、パルスの繰り返し周波数が高いほど顕著に現れる。その結果、周波数増加に伴い、出力パルスの出力パワーが減少したのと同時に、強度雑音が増加したことで、消光比が下がってしまったと考えられる。この現象を回避するためには、SOA への注入電流を増やすことで、キャリアの回復時間を早めるなどの方法がある。しかしながら、本研究の条件下でも、200 GHz で消光比はおおよそ 13 dB と高い値を得られたため、本方式の有力さが感じられる結果となった。

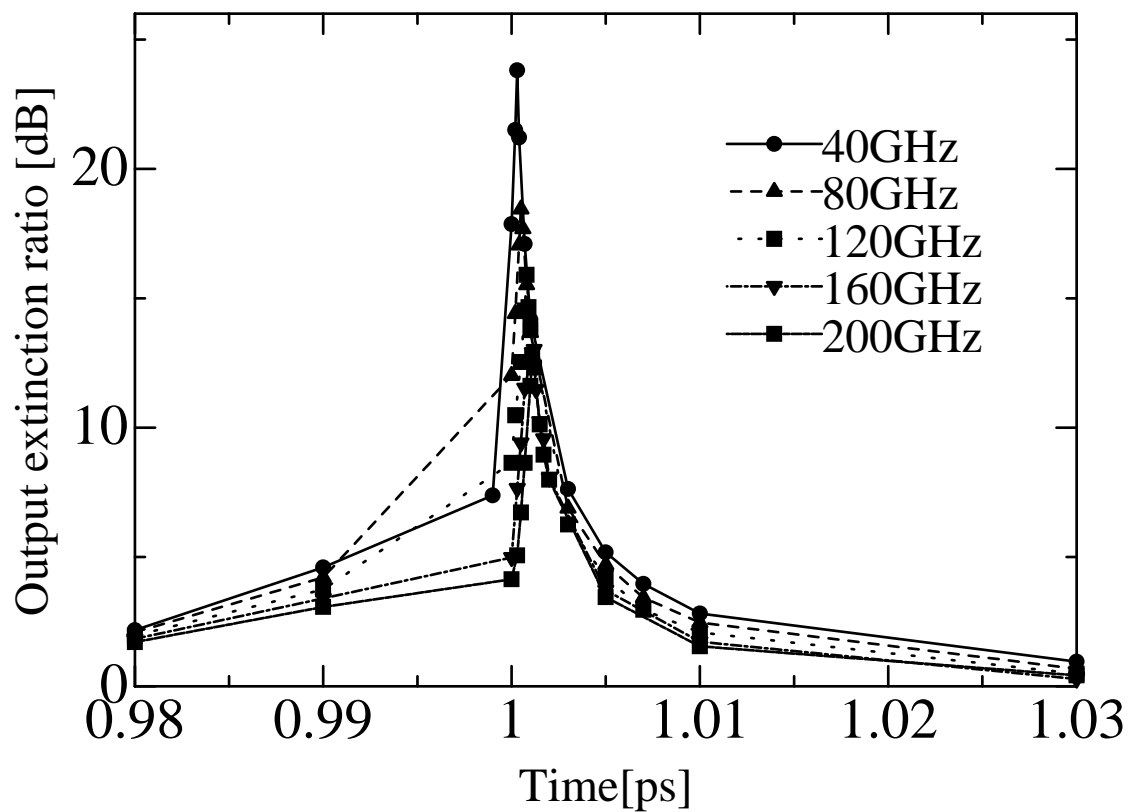


図4.3.2 周波数を変化させたときの位相バイアス及び消光比の関係

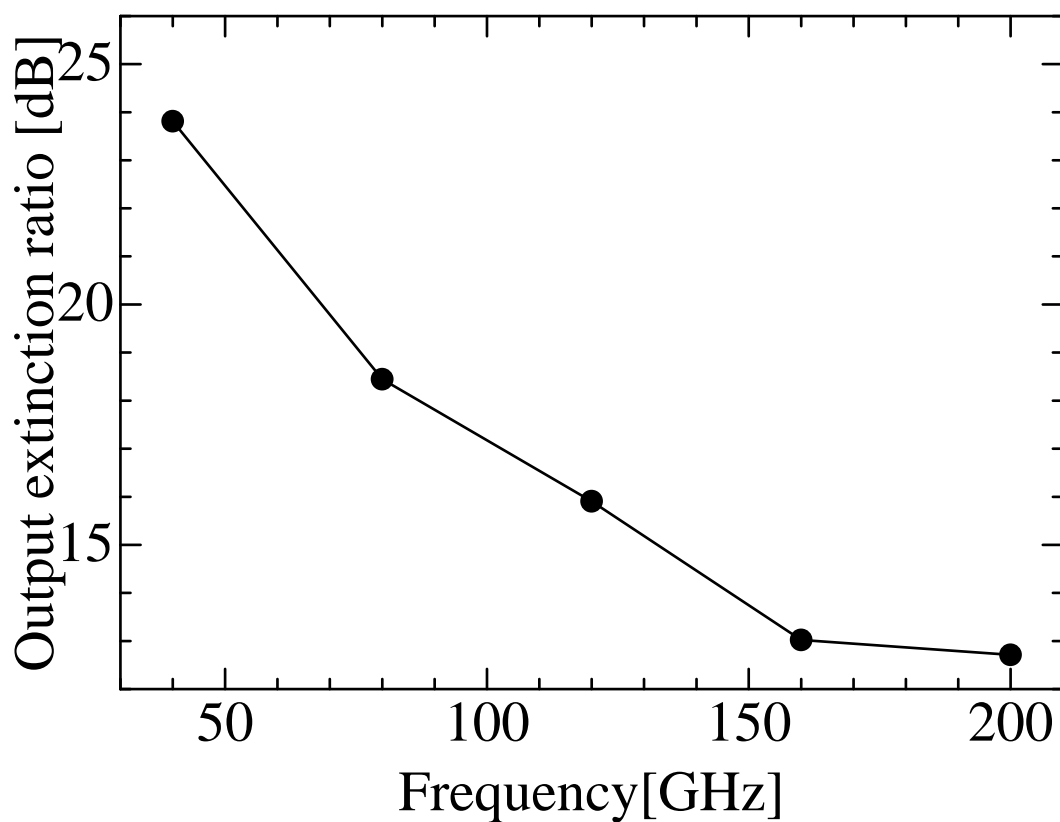


図4.3.3 周波数を変化させたときの位相バイアス最適時の消光比

第5章 スペクトル監視型位相バイアス制御方式の能力

前章までに、本方式であるスペクトル監視型の制御方式で位相バイアスの最適化が可能であると判断できた。本章では、本方式の有用性についても述べる。

5.1 スペクトル監視型位相バイアス制御方式の有用性

本方式では、監視光スペクトルの中心周波数成分 I_{center} とそこから一周分レッドシフトした成分のスペクトル強度比を比較することにより、位相バイアスの最適化を行った。さらに、位相バイアスが常に最適値になるような制御条件を、クロック信号の時と同様に計算した。[8]

出力スペクトル上の中心周波数成分 I_{center} からみて、一周分両サイドバンド側にシフトしたスペクトル強度の比を $I_{spr}=I_{+40GHz}/I_{-40GHz}$ と定義し (図 5.1.1)、 I_{spr} と位相バイアスを変化させたときの消光比との関係を表したものが図 5.1.2 である。位相バイアス最適値からみて、およそ点対称になっていることがわかる。ここで、位相バイアス最適時のスペクトル強度の比 I_{spr} を γ とし、最適値でのピーク強度比が 0 になるように I_{err} を $I_{err}=I_{spr}-\gamma$ と定義したときの、位相バイアスとスペクトル強度比の関係を表したのが図 5.1.3 である。なお、この時 (図 5.1.2) の γ の値は 0.987 となり、計算条件は表 4.1.1 の状態 (40GHz) に戻している。

図 5.1.3 よりピーク強度比は位相バイアス最適値に対して滑らかに変化する 2 極性信号であることがわかった。図 5.1.4 は本方式の位相バイアス制御システムを表したものである。DISC ゲート出力光の I_{err} を監視し、その変動値を制御し、0 に近づけることで位相バイアスを常に最適化できる。従って、 I_{err} の目標値を 0 として位相バイアス Φ_b を変化させていき、スペクトルをモニタリングする監視光のスペクトル強度比の監視系を K とすると、

$$\Phi_b = K(0 - I_{err}) = -K \cdot I_{err} \quad \dots (5.1.1)$$

と表される。これは閉ループのフィードバック制御系として考えられ、マイナス記号がついているのは負のフィードバックを意味するものである。この時の信号の流れをブロック線図で表すと図 5.1.5 のように表現され、非常に単純な制御が可能であることがわかる。以上の結果から、本方式はフィードバック制御に適していると言える。

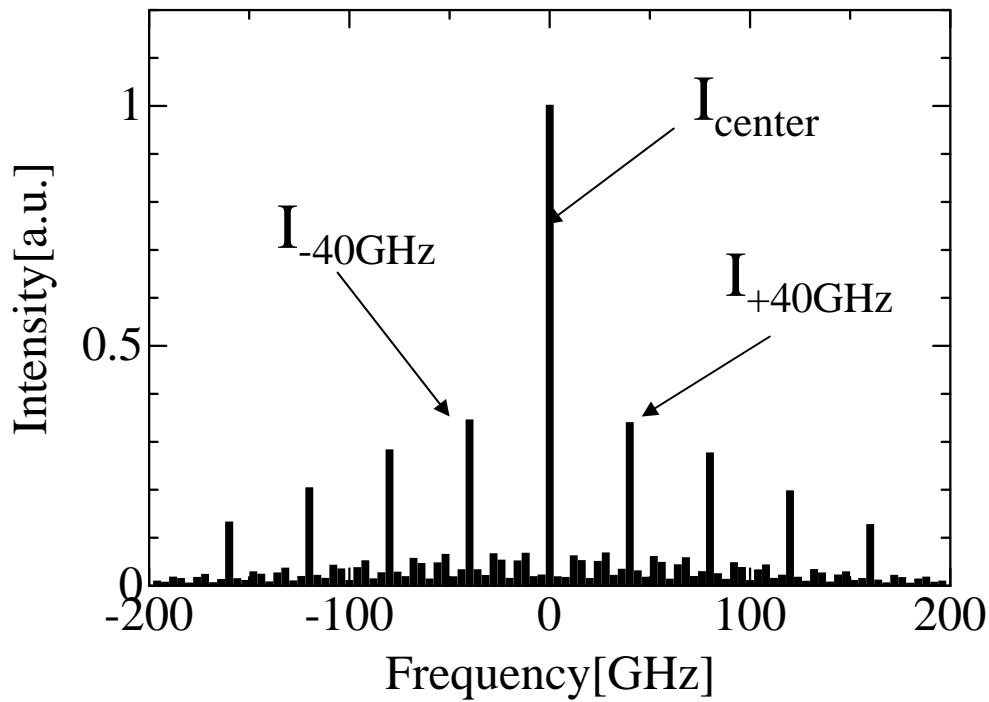


図5.1.1 中心周波数成分をはさんだスペクトルの強度比 I_{spr} の定義

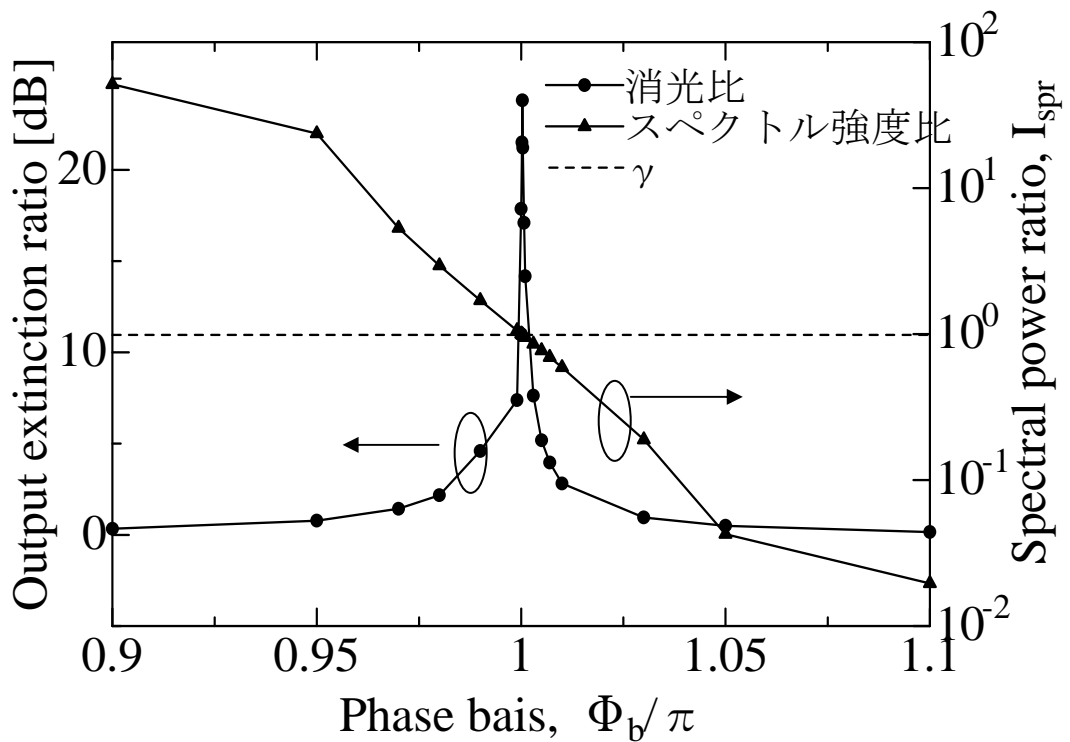


図5.1.2 位相バイアスと消光比とスペクトル強度比の関係

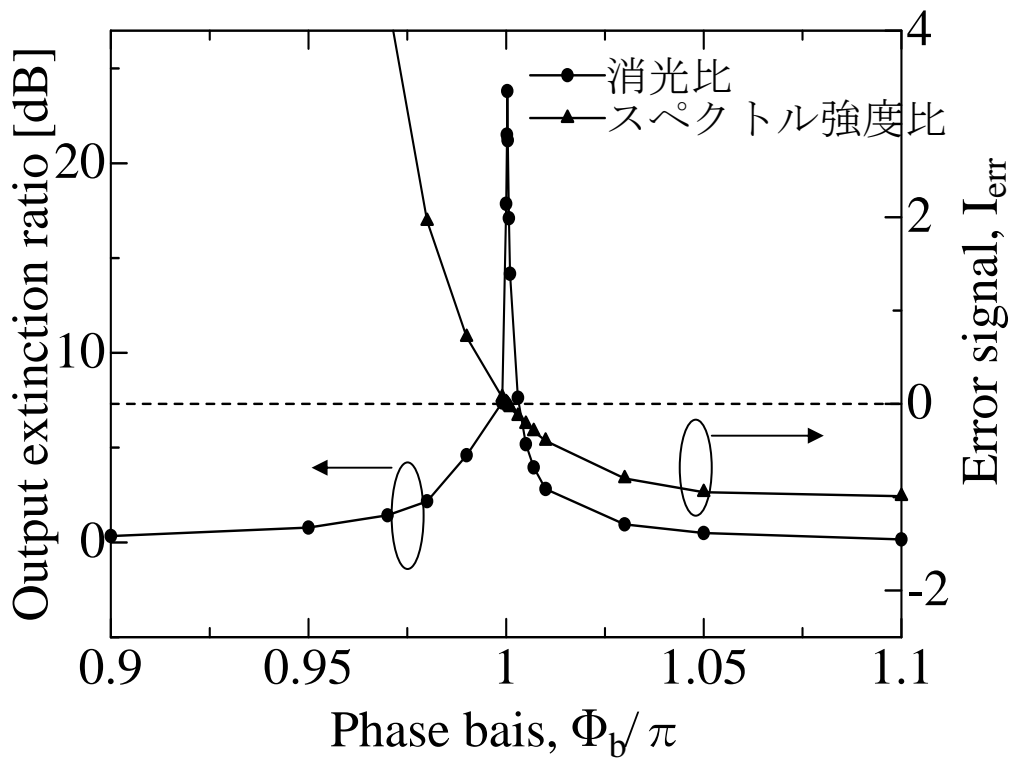
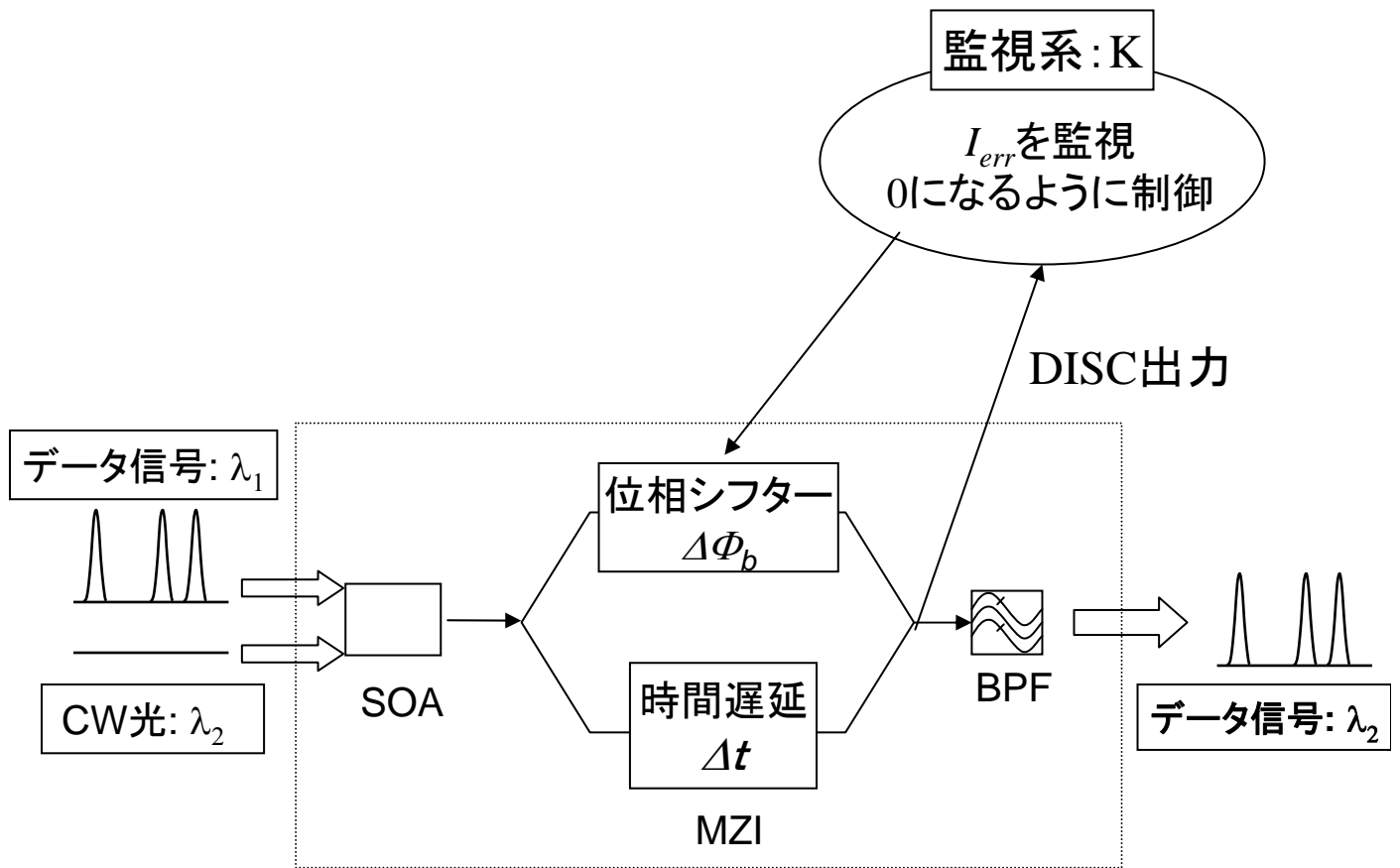
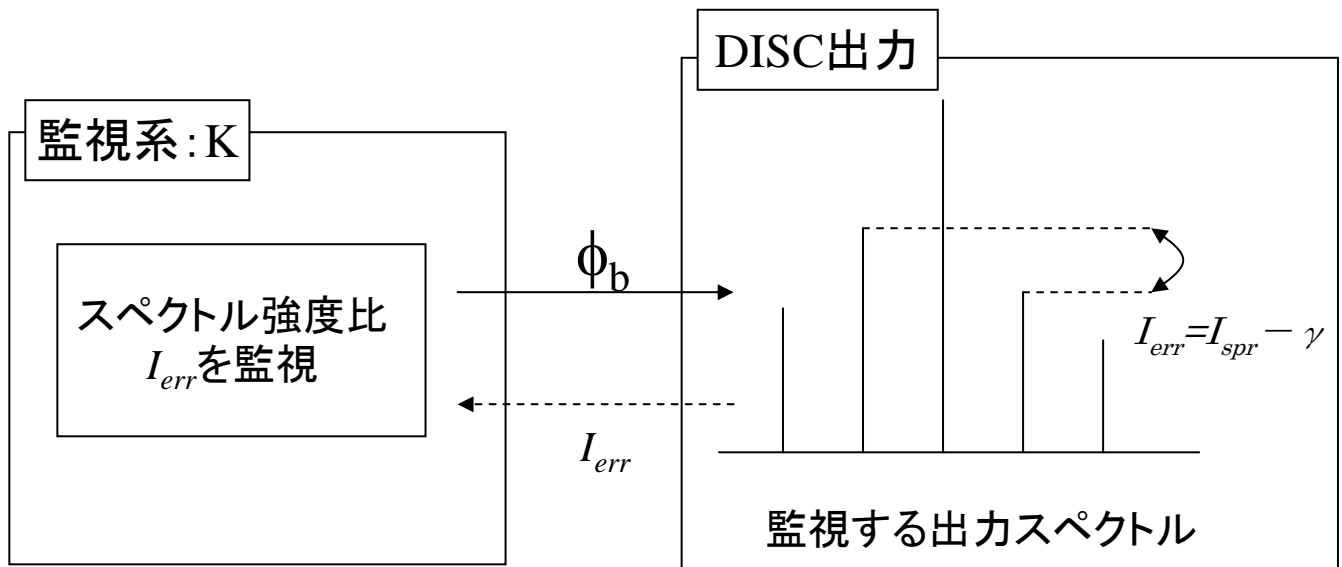


図5.1.3 位相バイアスと消光比とスペクトル強度比の関係



(a) フィードバックシステム



(b) 位相バイアス制御方

図5.1.4 本方式のフィードバック位相バイアス制御システム

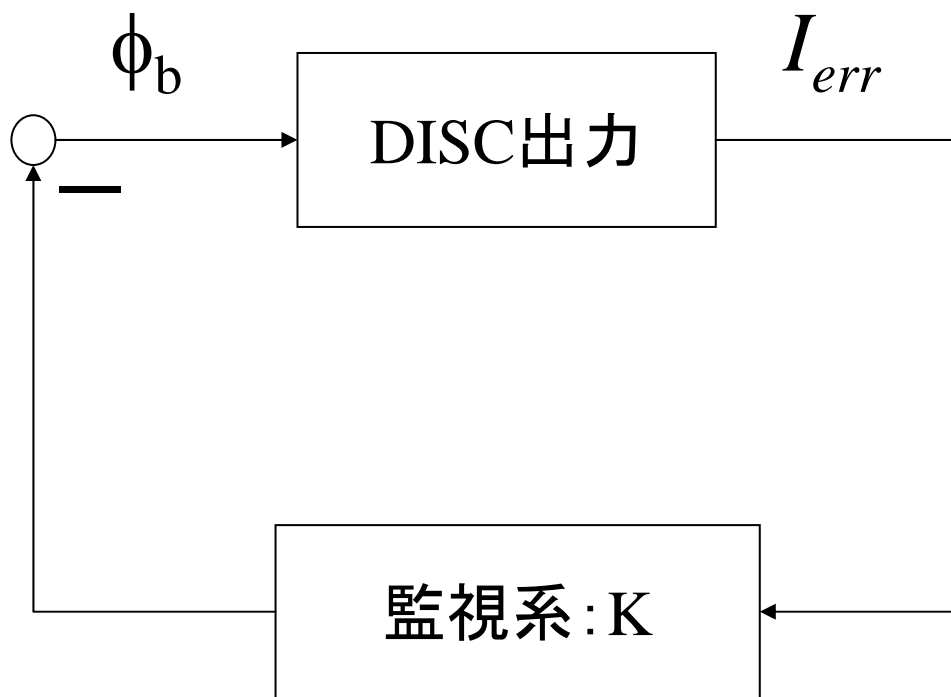


図5.1.5 本方式のフィードバック位相バイアス制御システムのブロック線図

5.2 過去のクロック信号入力結果との比較

本節では本研究の前身となった、過去のクロック信号を入力したときの結果[8]と比較する。図 5.2.1 に本研究のデータ信号入力時の結果（図 5.1.3 再掲）と、過去のクロック信号入力時の様子を示した。

クロック信号入力時では比較的高い消光比が得られる範囲が広いのに比べて、データ信号では極端に狭くなっている。特に、高品質なパルスと考えられる消光比が 10 dB の許容範囲の幅は、データ信号時が $0.001 [\Phi_b/\pi]$ であったのに対して、クロック信号時では $0.3 [\Phi_b/\pi]$ 以上と非常に大きな差が確認された。このような非常に大きな差が現れたのは、クロック信号時は実験結果なのに比べて、本研究の結果は計算機を用いたシミュレーション結果である違いがあるが、そのことが直接的な繋がりがあるとは考えられない。また、その他の原因の一つとして考えられるのが、データパターンによるパターン効果によるものがあるが、パターン効果だけでこれほどの大きな差が現れるとは考えにくく、それ以外の DISC ゲートの構成・特徴に起因する問題も考えられ、現在原因調査中である。

それとは逆に、共通点として挙げられる点は、クロック、データ信号、ともに最適値で最大の消光比を取っている。また、最適値から離れるにつれて消光比の値が悪くなっていき、再び消光比が増加しないことも確認できた。

そして、この2つの図の中で最も注目すべき点は、フィードバック制御をかける際に重要となる、スペクトル強度比の成分 I_{err} である。この I_{err} はクロック、データ信号、ともに同じような曲線を描いていることが確認できた。つまり、どちらの場合においても I_{err} が最適値での 0 を境に滑らかに正負が反転する 2 極性信号になっている。この結果から、本方式は入力信号のパターンに依らず、フィードバック制御が容易に行えるということが言える。

以上より、本方式で行った、出力光スペクトル監視型の位相バイアス制御方式は DISC 型の全光ゲートにおいて非常に有効、有用性のある方式だと考えられる。

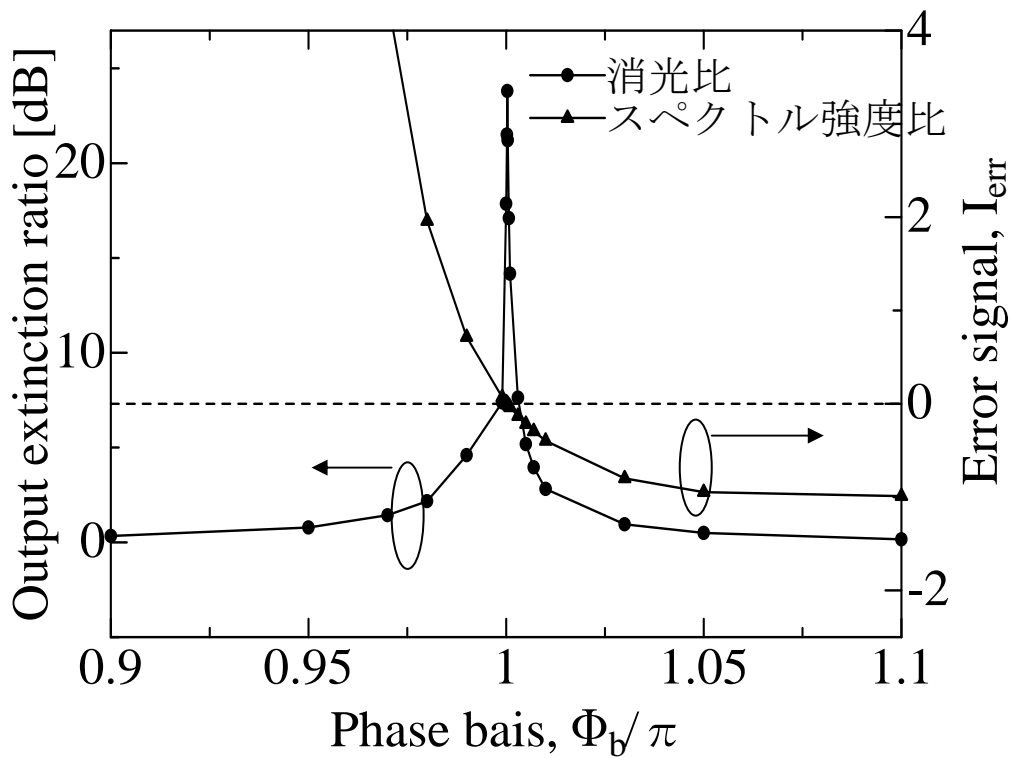


図5.2.1 位相バイアスと消光比及びスペクトルピーク強度比の関係

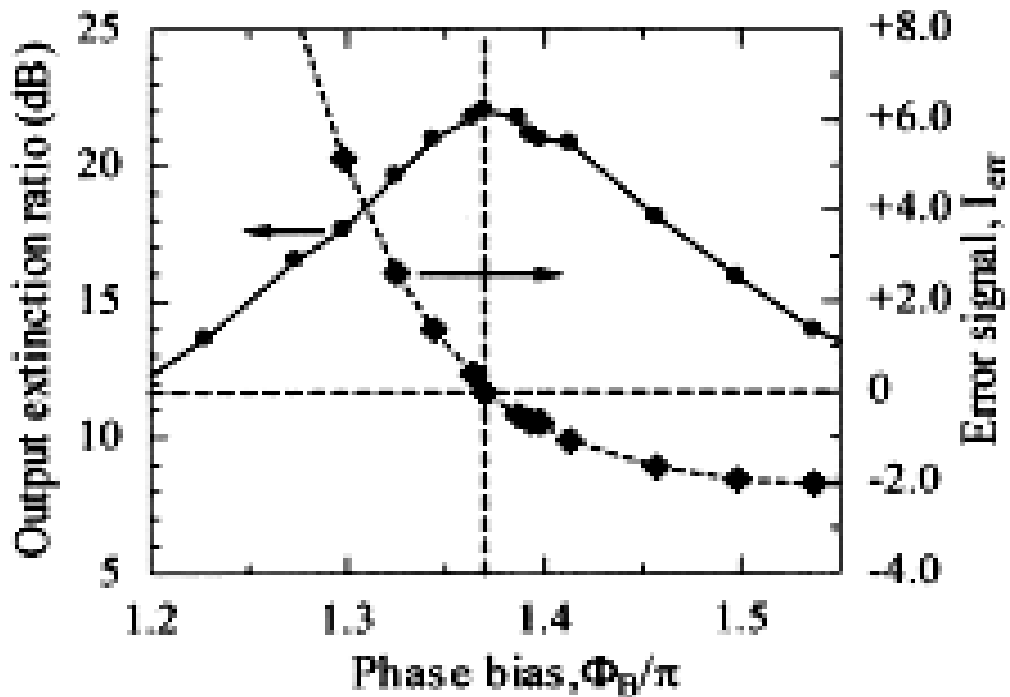


図5.2.2 過去のクロック信号時の位相バイアスと消光比及びスペクトル強度比の関係

第6章 結論

本研究は当研究室の所有する新型の DISC ゲートシミュレータに、位相バイアス最適制御サブルーチンとアイパターン生成サブルーチンを作成、追加することで、DISC ゲートにデータ信号を入力した時の様子をシミュレートした。中でも、出力スペクトルを監視することにより位相バイアスを制御する方式についての研究を初めて行った。評価においては、消光比を求めることで行った。

その結果、入力光と同じ周波数のクロック信号を監視光とし、クロック信号とデータ信号のスペクトルを比較することにより、位相バイアスを制御でき、消光比が最も高くなる最適値を探し出せる事がわかった。この結果は周波数が増減しても有効であることが確認された。また、繰り返し周波数 40 GHz 時では、位相バイアス最適条件下で 23 dB 以上の高消光比を得られた。

さらに、この方式は出力スペクトルを監視することによって行うが、スペクトルの中心周波数成分から一周期分両サイド側にシフトさせた成分の強度比を監視したところ、最適値での 0 を境に、正負が反転する 2 極性の信号を得られるため、フィードバック制御に適していると考えられる。その結果として、フィードバックをかけることにより、常に高い消光比を得られるため、本方式による位相バイアス制御方は非常に有効であると考えられる。

最後に、本研究では入力信号にクロック信号ではなく、より実際の稼働状況を考慮した、符号を持つ擬似ランダム信号を用いたことによって、より実用的で、将来性の強い研究であると考えられる。

今後の展望としては、入力信号が符号を持ったデータ信号変換時の DISC ゲート位相バイアス許容範囲が極端に狭い原因を解明する必要がある。また、本研究はシミュレータを用いた理論研究であったため、今後は実験研究を行うことで、実際の運用に關しての有効性の検証を行う必要がある。

謝辞

本卒業研究を進めるに当たり、ご指導を賜りました上野芳康先生には心から感謝いたします。

また、常日頃から様々のご指導と有益なアドバイスを下さった、修士1年の西田武洋さん、修士2年の中本亮一さんに心から感謝いたします。

そして、研究の様々な点で助言、協力を頂いた博士3年の坂口淳さんを始めとする、修士1年の本間正徳さん、竹内宏幸さん、9月で上野研究室を卒業された大平高志さん、さらに、上野研究室の学部4年生の皆様に心底感謝いたします。

最後に、学生生活を有意義なものにしてくれた中学時代からの地元の友人、高校時代の草野球チームのメンバー、そして、アルバイト先の社員や同僚、パートの皆様方、また、日々支えてくれた家族に、心より感謝いたします。

参考文献

- [1] H. Sotobayashi, W. Chujo and K. Kitdyama “1.52 Tbit/s OCDFM/WDM (4 OCDFM x 19 WDMx 20 Gbit/s) transmission experiment “ Electron Lett 24th Vol. 37 No. 17 May 2007
- [2] N. Uchida “Development History and Recent Trend of Optical Fiber Technologies “Technical report of IEICE. OFT Vol.102, No.485(20021122) pp. 1-6 OFT2002-64
- [3] Y. Ueno, 'Theoretically predicted nonlinear phase imbalance for delayed-interference signal-wavelength converters (DISC),' Jpn. J. Appl. Phys. vol. 43, no. 5B, pp. L665-L668, May 2004
- [4] Y. Ueno, S. Nakamura, and K. Tajima, 'Nonlinear phase shifts induced by semiconductor optical amplifiers with control pulses at repetition frequencies in the 40-160 GHz range for use in ultrahigh-speed all-optical signal processing,' J. Opt. Soc. Am. B, Vol. 19, no. 11, pp. 2573-2589, Nov. 2002.
- [5] 服部雅晴, 高橋英憲, 矢崎智基, 西村公佐, 宇佐見正士, 「アクティブアライメントによるハイブリッド集積 SOA-MZI 波長変換器,」 電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集 Vol.2005年, エレクトロニクス, No.1(20050907) p. 321
- [6] 一戸 澄雄, 「超高速光ロジックゲートにおける光干渉バイアス設計」, 電気通信大学 卒業論文, 2003年3月
- [7] 西田 武洋, 「DISC 光ゲート回路モデルシミュレータ基盤部分の製作と周波数スケーリング則の解析」, 電気通信大学 卒業論文, 2007年3月
- [8] Y. Ueno, M. Takahashi, S. Nakamura, K. Suzuki, T. Shimizu, A. Furukawa, T. Tamanuki, K. Mori, T. Ae, T. Sasaki, and K. Tajima, "Control scheme for optimizing the interferometer phase bias in the Symmetric-Mach-Zehnder all-optical switch (OECC-awarded invited paper)," Joint Special Issue on Recent Progress in Optoelectronics and Communications, IEICE Trans. Electron. Vol. E86-C, no. 5, pp. 731-740, May 2003

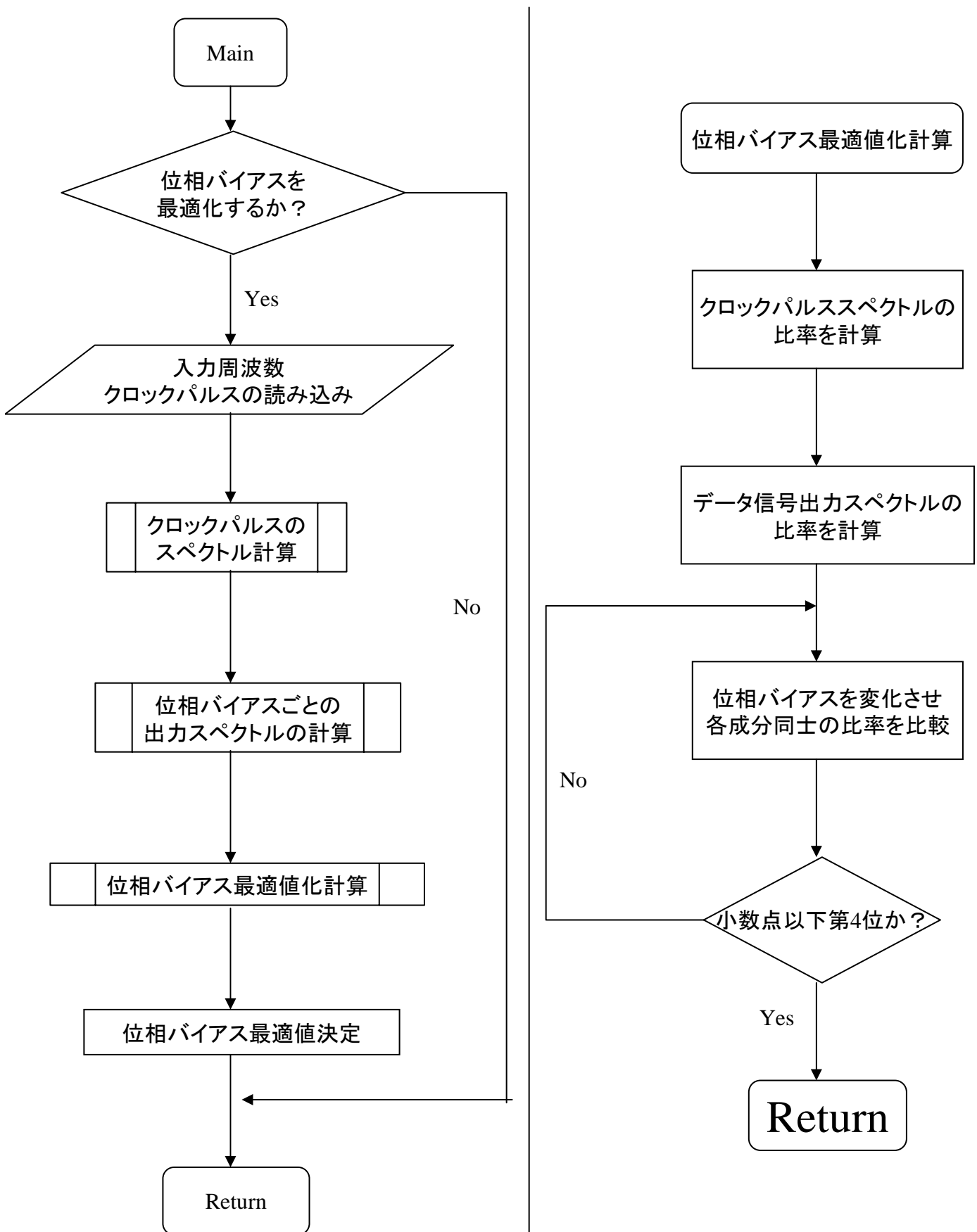
付録

位相バイアス最適化サブルーチンのフローチャート

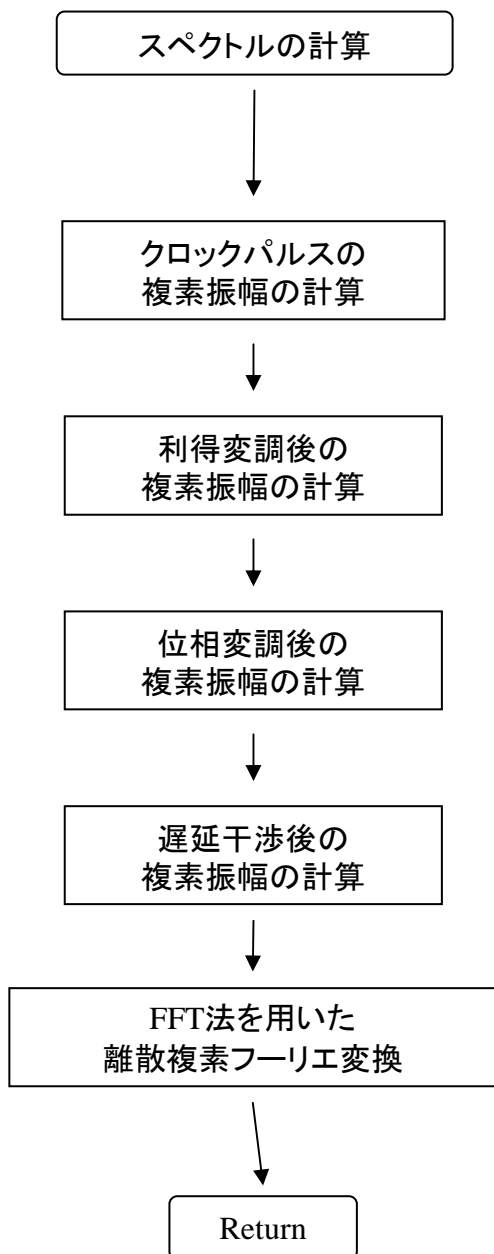
スペクトル計算サブルーチンのフローチャート

アイパターン生成サブルーチンのフローチャート

位相バイアス最適化サブルーチン



スペクトル計算サブルーチン



アイパターン計算サブルーチン

