

電子 441 1

学位請求論文

擬似位相整合ニオブ酸リチウム光導波路の縦続二次非線形光学効果

を用いた全光超高速ゲートスイッチの研究

指導教官 菊池 和朗 教授

東京大学大学院 工学系研究科 電子工学専攻 07137 福地 裕

論文内容の要旨

論文題目

擬似位相整合ニオブ酸リチウム光導波路の縦続二次非線形光学効果 を用いた全光超高速ゲートスイッチの研究

現在、本格的な IT 時代の到来により、そのバックボーンを形成する光ネットワークに数 Tbit/s の超大容量性が要求されている。このような超大容量伝送システムを実現する手段として、光領域での時間分割多重(OTDM)技術、および波長分割多重(WDM)技術がある。特に OTDM 技術を駆使した光ネットワークは、単一の搬送波を用いるため、システム構成が WDM に比べて簡易であり、現在活発に研究が進められている。

このようなテラビット級の超高速 OTDM 伝送システムでは、信号処理を電氣的に行なうのは極めて困難であり、電気を介さない全光学的信号処理技術の開発が重要である。必要となる主な全光信号処理機能は、送信端における時間多重(MUX)、中継器における信号再生(2R/3R)、および受信端における時間多重分離(DEMUX)である。これらの機能の中で、MUX は比較的容易に実現できる。しかし、2R/3R 機能および DEMUX は、ゲートスイッチに用いられる光ファイバや半導体光増幅器等の三次非線形光学材料の開発が未熟なため、現在、高速化および高効率化が制限されている。

近年これらの困難を克服するものとして、擬似位相整合(QPM)ニオブ酸リチウム(LiNbO₃)デバイスの縦続二次非線形光学効果が注目されている。QPM デバイスは、二次非線形光学係数の符号を周期的に反転させることにより位相整合をとる素子であり、位相整合波長を任意に制御できるという利点を持つ。さらに、他のデバイスと比較して、実効的三次非線形性も大変大きく、超高速かつ高効率のスイッチング動作が期待される。

本研究では、QPM-LiNbO₃ デバイスにおける第二高調波発生(SHG)と差周波混合(DFM)の縦続二次非線形光学効果を用いた全光超高速ゲートスイッチを提案し、超高速かつ高効率動作を実現した。以下に概要を示す。

QPM-SHG/DFM-LiNbO₃ デバイスを全光超高速ゲートスイッチとして用いる場合、入力ゲートパルスの中心波長に QPM 波長を合わせる。これによって、まず入力ゲートパルスの第二高調波(SH)が発生し、SH ゲートパルスと入力信号パルス間の DFM により、波長変換された信号パルスが出力され、ゲートスイッチングが達成される。例えば、QPM-SHG/DFM-LiNbO₃ スイッチを DEMUX に用いる場合には、伝送されたデータ信号から再生されたクロックパルスがゲートパルスとして用いられる。本研究では、まず理論および実験により、QPM-SHG/DFM-LiNbO₃ スイッチの詳細なスイッチング特性を解明した。それによると、本スイッチで処理できるビットレートは、スイッチのクロストークによって制限される。このクロストークは、ゲートパルスとその SH 間の大きな群速度不整合(GVM)により、SH ゲートパルスに遅れが生じ、隣接する後方ビットの信号パルスをスイッチすることによって生じる。ビット間隔を狭めると、クロストーク量もそれに応じて増加するので、本スイッチで処理できるビットレートはクロストークによって制限される。本研究では、数値解析および実験により、この現象を確認した。特に、実験によりスイッチのクロストークの観測に初めて成功したことは重要である。また、入力ゲートパルスをスイッチする信号パルスの前方へ時間的にシフトさせることにより、このウォークオフを補償すれば、処理できるビットレートを改善できることも示した。実際に、20mm 長導波路型 QPM-SHG/DFM-LiNbO₃ スイッチに対して、提案したウォークオフ補償法を適用した。この結果、6.25ps 間隔のツイン信号パルスの一つを、クロストーク無しでスイッチすることに初めて成功した。これは、本スイッチが、160Gbps 超高速 OTDM 信号をクロストーク無しでスイッチできることを意味している。

一方、QPM-SHG/DFM-LiNbO₃ デバイスを OTDM 伝送システム等における全光超高速ゲートスイッチとして用いる時、クロストークが問題となるのは、波長変換された信号にパワーペナルティが生じるからである。そこで次に、クロストークとこれによって生じるパワーペナルティの関係を理論と実験の両方から明らかにした。それによると、クロストークを -17dB 以下に抑えることにより、これによって生じるパワーペナルティを 1dB 以下に抑えることができる。この結果は、QPM-SHG/DFM-LiNbO₃ デバイスが、OTDM 伝送システム等における全光超高速ゲートスイッチに十分適用可能であることを示している。また、システム導入時に本スイッチの性能を最大限引き出すためには、動作条件に応じたスイッチの最適化を行う必要がある。そこで、解明した詳細なスイッチング特性およびクロストークとこれによって生じるパワーペナルティの関係を下に、本スイッチの最適化法を新たに提案した。この最適化法は、初期条件として、スイッチで処理するビットレートと、波長変換された信号のパワーペナルティの許容値を定め、この条件下でデバイス長つまり効率を最大化するものである。数値解析では、波長変換された信号のパワーペナルティの許容値を 1dB とすると、本最適化により、スイッチで処理するビットレートとデバイス長の積を約 4Gbps·m まで高められ得ることが示され、QPM-SHG/DFM-LiNbO₃ 全光ゲートスイッチの超高速かつ高効率動作の可能性が示された。さらに、実際にビットレート

160Gbps で動作するようデバイス長を 30mm に最適化した、導波路型 QPM-SHG/DFM-LiNbO₃ スイッチを用いて、160Gbps の超高速 OTDM 信号から、10Gbps のタイムスロットを時間多重分離した。この結果、2.5dB の十分小さいパワーペナルティーでエラーフリー動作を達成した。

以上が本研究の成果であり、QPM-LiNbO₃ 光導波路における SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光超高速ゲートスイッチの実現に貢献した。

もくじ

第1章	序論	1
1. 1	研究の背景.....	1
1. 2	研究の目的.....	8
1. 3	本論文の構成.....	8
第2章	擬似位相整合全光ゲートスイッチの基礎理論	12
2. 1	まえがき.....	12
2. 2	擬似位相整合デバイスの構造とその作製法.....	12
2. 3	スイッチの動作原理.....	21
2. 4	非線形結合モード方程式によるスイッチング動作の定式化.....	25
2. 5	本章のまとめ.....	27
第3章	擬似位相整合全光ゲートスイッチの性能限界	29
3. 1	まえがき.....	29
3. 2	スイッチのクロストークによる性能限界.....	29
3. 3	スイッチのクロストークの測定.....	32
3. 3. 1	実験系.....	32
3. 3. 2	測定結果および考察.....	36
3. 4	数値解析結果との比較検討.....	42
3. 5	本章のまとめ.....	46
第4章	擬似位相整合全光ゲートスイッチの性能改善	49
4. 1	まえがき.....	49
4. 2	ウォークオフ補償による性能改善法.....	49
4. 3	実験によるウォークオフ補償の検証.....	52
4. 3. 1	実験系.....	52
4. 3. 2	測定結果および考察.....	52
4. 4	数値解析結果との比較検討.....	57
4. 5	本章のまとめ.....	60

第5章	擬似位相整合全光ゲートスイッチの最適化	62
5. 1	まえがき.....	62
5. 2	クロストークとパワーペナルティの関係.....	62
5. 2. 1	発生するクロストークの形態.....	62
5. 2. 2	数値解析結果.....	67
5. 2. 3	実験による検証.....	69
5. 3	クロストークに基づくスイッチの最適化法.....	73
5. 4	数値解析によるスイッチの最適化例.....	75
5. 5	最適化の有効性.....	78
5. 6	本章のまとめ.....	80
第6章	擬似位相整合全光超高速ゲートスイッチの実現	82
6. 1	まえがき.....	82
6. 2	擬似位相整合全光超高速ゲートスイッチの評価.....	82
6. 2. 1	実験系.....	82
6. 2. 2	測定結果および考察.....	88
6. 3	他の全光ゲートスイッチとの比較検討.....	98
6. 4	本章のまとめ.....	99
第7章	擬似位相整合全光超高速ゲートスイッチの実用化に向けた課題	102
7. 1	まえがき.....	102
7. 2	高効率化.....	102
7. 2. 1	分極反転プロセス時に生じる誤差の影響.....	102
7. 2. 2	光導波路作製誤差の影響.....	105
7. 2. 3	ピグテイル用ファイバとの結合損失の影響.....	107
7. 3	動作温度の低減.....	107
7. 4	偏波無依存化.....	107
7. 5	TE・TM両導波モードの利用による高速化.....	110
7. 6	本章のまとめ.....	110
第8章	結言	113
	謝辞	115
	研究発表目録	117

第 1 章

序論

1. 1 研究の背景

現在、本格的な IT 時代の到来により、そのバックボーンを形成する光ネットワークに数 Tbit/s の超大容量性が要求されている。これを実現する手段として、光領域での時分割多重 (OTDM) 技術、および波長分割多重 (WDM) 技術等がある。特に OTDM 技術を駆使した光ネットワークは、単一の搬送波を用いるため、システム構成が WDM に比べて簡易であり、現在活発に研究が進められている。

このようなテラビット級の超高速 OTDM 伝送システムでは、信号処理を電気的に行なうのは極めて困難であり、全光学的信号処理技術の開発が重要である [1.1]。超高速 OTDM 伝送システムの基本構成を、図 1. 1 に示す。必要となる主な全光超高速信号処理機能は、送信端での時分割多重 (MUX)、および受信端での時分割多重分離 (DEMUX) である。これらの機能の中で、送信端での MUX は比較的容易に実現できる。この方式では、電気的に MUX するのではなく、光学的に多重化する。まず、モード同期レーザ等を用いて超短光パルス列を発生させる。このパルス列の繰り返し周波数が、1 チャンネルごとのクロック周波数となる。1 チャンネル当たりの伝送速度は、電子回路で対応できるものとする。この超短光パルス列を遅延用光ファイバなどを用いて複数のチャンネルの搬送波とする。各チャンネルを光変調器 (MOD) で変調した後、合波すれば、時間軸上で多重化された OTDM 信号が得られる。一方、受信端での DEMUX には、超高速の非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチを利用する。伝送された超高速 OTDM 信号から、繰り返しクロック周波数に同期した超短光パルス列を再生し、これを光スイッチのゲートとして用いれば、伝送された OTDM 信号を各チャンネルごとに DEMUX できる。

現在、全光ゲートスイッチの研究で注目されている素子は、三次非線形光学効果を用いた半導体光増幅器 (SOA)、および光ファイバである。SOA を用いた全光ゲートスイッチは、非常に小さく、また集積化が可能であるという利点を持つ。しかし、SOA は能動素子であるため、雑音を発生してしまうという欠点がある。さらに、SOA の三次非線形応答速度は、

キャリアの緩和時間(100ps 程度)の逆数程度であり、高速動作が制限されている。一方光ファイバは、パラメトリック素子であるため過剰な雑音を発生しないという利点を持つが、そのループ長は光ファイバの三次非線形性が小さいために十分な長さが必要である。しかし、ループ長が長くなると、群速度分散(GVD)の影響が大きくなるため、動作速度が制限される。従って、光ファイバを用いた場合においても、高速動作には限界がある。さらに、非線形光ループミラーを用いた干渉計型の全光ゲートスイッチでは、ループ長が長くなると、偏波安定性および温度安定性が急激に低下するという致命的な問題を抱えている。全光ゲートスイッチとしての超高速かつ安定動作を実現するためには、光パルスの非線形相互作用長を短くしなければならず、従って非線形性の大きい媒質が要求される。また、過剰な雑音を発生したいためには、パラメトリック素子が望ましい。

近年これらの困難を克服するものとして、導波路型擬似位相整合(QPM)ニオブ酸リチウム(LiNbO₃)デバイスにおける、第二高調波発生(SHG)と差周波混合(DFM)の縦続二次非線形光学効果が注目されている。QPM-LiNbO₃ デバイスは、二次非線形光学係数の符号を周期的に反転させることにより位相整合をとる素子であり、位相整合波長を任意に制御できるという利点を持つ[1.2]。また、パラメトリック素子であるため、過剰な雑音を発生しない。さらに、これまでに提案されている他の三次非線形光学デバイスと比較して実効的三次非線形性も大変大きく、理想的には、数十 mm 長の非線形相互作用長で十分な効率を引き出せる。従って、大変コンパクトなデバイスの実現が期待できる。最近では、導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた、光通信波長(1550nm)帯での高効率かつ広帯域波長変換器が実現し、全光信号処理技術に大きな技術革新をもたらしている[1.3]-[1.7]。

図 1. 2 に示すように、QPM デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた波長変換では、QPM デバイスに入力する連続波(CW)ポンプの波長に QPM 波長を合わせる。これによって、まず CW ポンプの第二高調波(SH)が発生し、CW-SH ポンプと入力信号光間の DFM により、波長変換された信号(Idler)光が出力される。波長変換効率は、入力ポンプパワーの 2 乗およびデバイス長の 4 乗に比例する。従って、入力ポンプパワーの増加またはデバイスを長くすることにより、波長変換効率は飛躍的に改善される。最近では、50mm 長導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイスを用いた波長変換において、175mW のポンプ光入力により、理論限界に迫る -7dB の高波長変換効率が報告されている[1.6]。さらに QPM-LiNbO₃ デバイスは、約 70nm の極めて広い波長変換帯域(DFM 帯域)を有し、1つのデバイスで光通信波長帯をカバーできる[1.3]。従って、超高速 OTDM 信号の波長変換や、超大容量 WDM 信号の一括波長変換に適用でき、多くの実験例が報告されている[1.3],[1.5],[1.6]。一方、波長変換された出力信号光は、入力信号光の位相共役になる。従って、QPM-LiNbO₃ 波長変換器は位相共役器としても動作するため、光ファイバー伝送路の分散補償などにも応用でき、多くの実験例が報告されている[1.4],[1.5]。

一方、QPM-LiNbO₃ デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果は、実効

的に光ファイバや SOA 等の三次非線形光学材料における四光波混合(FWM)と見なすことができ、全光超高速ゲートスイッチにも応用できる[1.8]-[1.12]。この場合、QPM デバイスに入力される基本波ゲートパルスの中心波長に QPM 波長が合わせられ、発生した SH ゲートパルスが入力信号パルスをスイッチすることにより、全光ゲートスイッチングが達成される。例えば、本デバイスを前述した OTDM 伝送システムにおける DEMUX に用いる場合、伝送されたデータ信号から再生されたクロックパルスが基本波ゲートパルスとして用いられる。最近では、40mm 長導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイスを用いた 100Gbps の超高速全光時分割多重実験[1.8]や、繰り返し周波数 160GHz の超高速信号の光サンプリング実験[1.9]等が報告され、超高速かつ高効率動作が実証されている。しかし現在、QPM-LiNbO₃ デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた、全光ゲートスイッチの詳細なスイッチング特性は解明されていない。従って、本スイッチの高速限界を支配する要因は明らかにされておらず、本スイッチで処理できるビットレートは SHG 帯域から大雑把に推定されているのみである。即ち、本スイッチの導入するシステムの動作条件に応じた最適化は実現されておらず、全光ゲートスイッチとしての性能を最大限発揮できていない。

一方、QPM-LiNbO₃ デバイスを用いた全光ゲートスイッチとしては、SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた実効的な FWM 型スイッチの他に、和周波発生(SFG)と DFM の縦続二次非線形光学効果によって誘起される非線形位相シフトを用いた、実効的な Kerr シャッター型スイッチも考案されている。図 1. 3 により、その動作原理を説明する。QPM-LiNbO₃ デバイスには、信号パルスとこれをスイッチするゲートパルスを入力し、これらの中で QPM 条件を満足させる。これによって、まず信号パルスとゲートパルス間の SFG により、和周波(SF)パルスが発生する。デバイス中を伝搬するにつれて、SF パルスのパワーが増加してくると、今度は逆に SF パルスと信号パルス間の DFM が起こり、入力信号の位相に直行する位相成分の信号光が発生する。従って、デバイスから出力される信号パルスは、入力信号と発生した直交位相成分の信号との和になるので、これに位相シフトが誘起される。即ち、本効果は実効的に光ファイバや SOA 等の三次非線形光学デバイスにおける光 Kerr 効果と見なすことができる。出力信号パルスの位相シフトは、ゲートパルスが入力された時のみ誘起されるので、本デバイスを用いてマッハツェンダー干渉計[1.13]や偏波干渉計[1.14],[1.15]等の非線形干渉計を構成すれば、実効的な Kerr シャッター型スイッチを実現できる。しかし、QPM-LiNbO₃ デバイスにおける SFG と DFM 縦続二次非線形光学効果によって誘起される位相シフト量は非常に小さく、効率が大変低い。このため、所望のスイッチング効率を得るためには、デバイス長を非常に長くしなければならず、動作速度が制限される。さらに、前述した実効的な FWM 型スイッチが QPM デバイス単体で実現可能であるに対し、本スイッチは非線形干渉計を構成しなければならず、スイッチとしての構成が複雑になる。従って、QPM-LiNbO₃ デバイスにおける SFG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた実効的な Kerr シャッター型スイッチは、全光超高速ゲートスイ

ッチとしては適当でないと考えられる。

以上のことから、非線形光学デバイスを用いて全光超高速ゲートスイッチを実現するには、QPM-LiNbO₃デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を利用するのが現在最も有望であると考えられる。

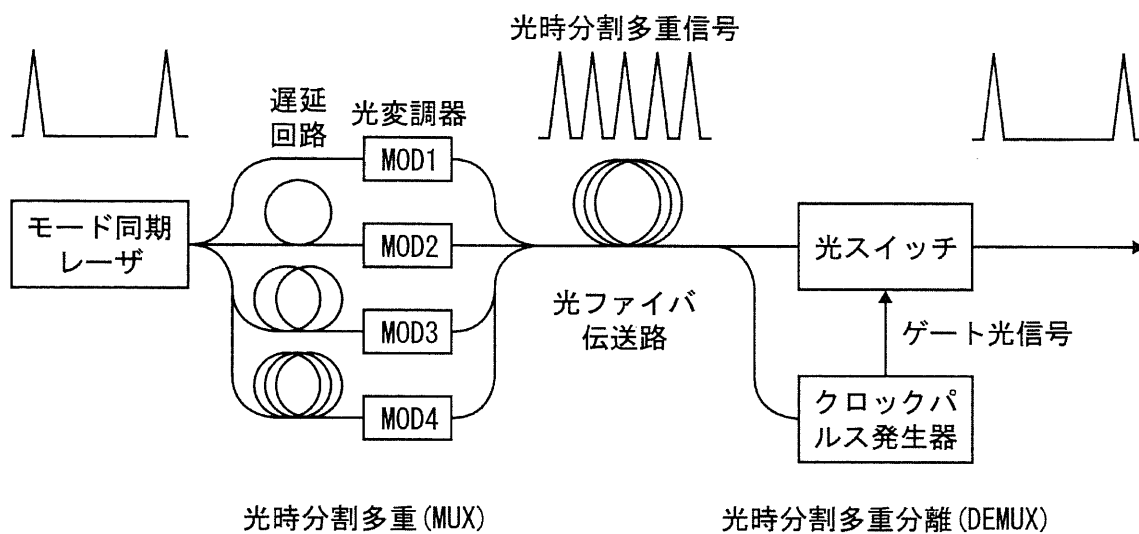


図 1. 1 超高速光時分割多重伝送システムの基本構成.

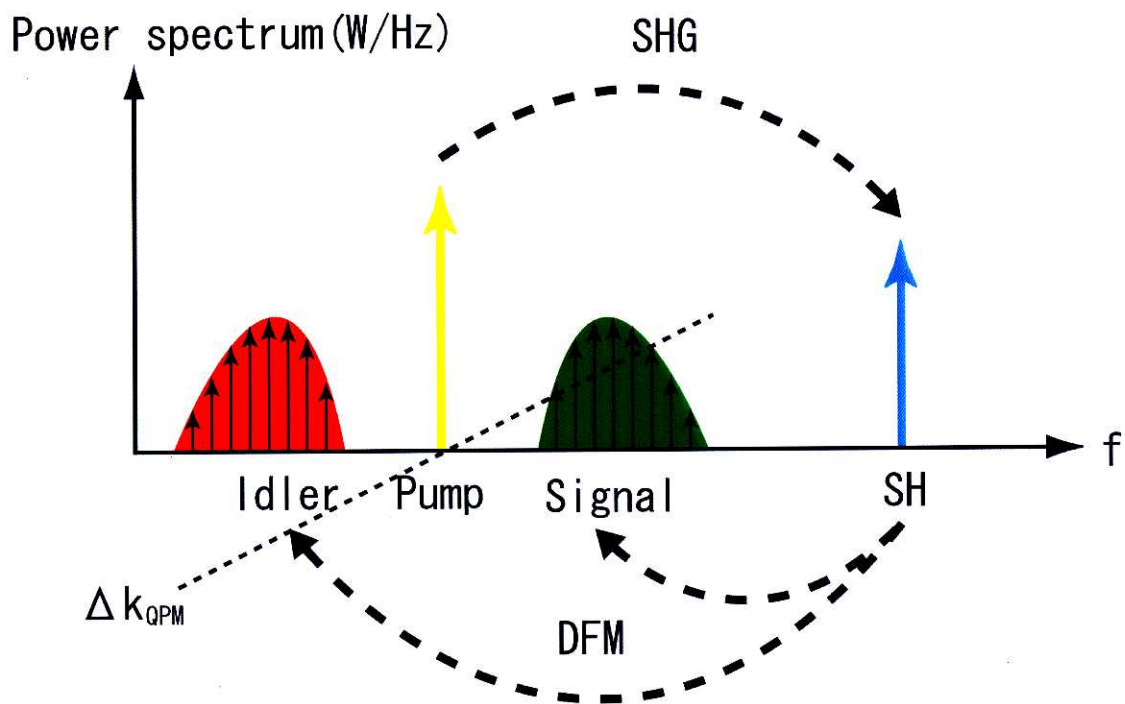


図1. 2 擬似位相整合デバイスにおける第二高調波発生と差周波混合の縦続二次非線形光学効果を用いた波長変換の動作原理.

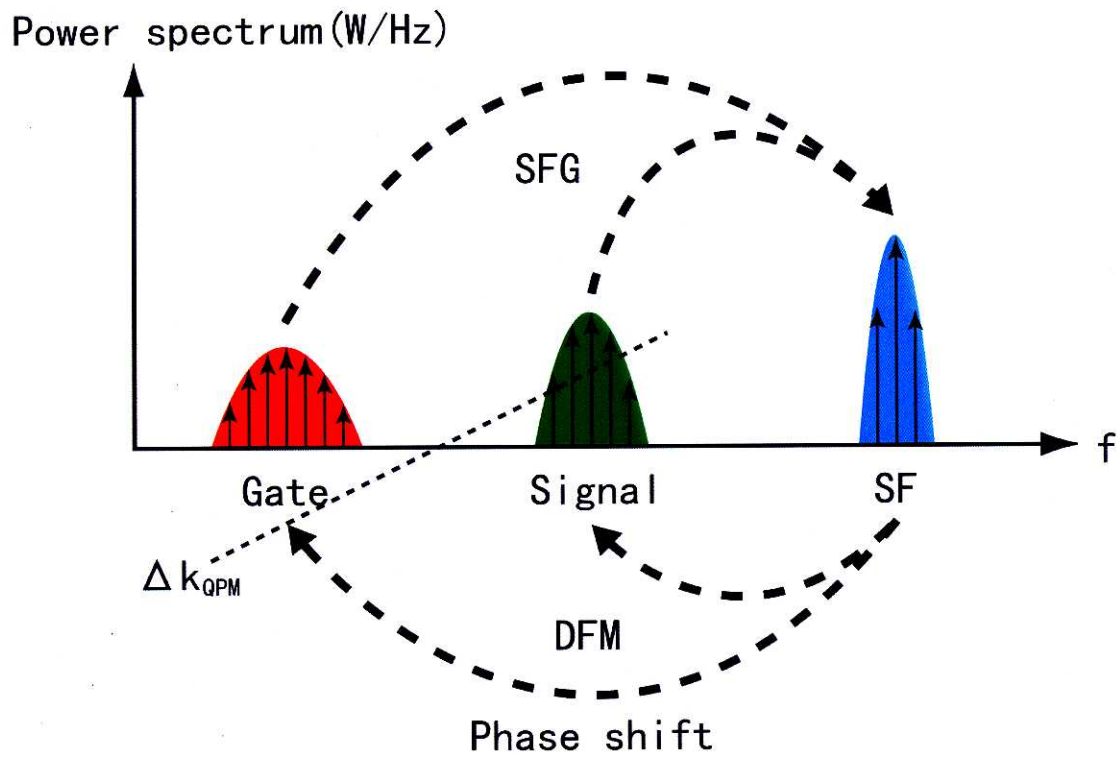


図1. 3 擬似位相整合デバイスにおける和周波発生と差周波混合の縦続二次非線形光学効果によって信号光に誘起される非線形位相シフト。

1. 2 研究の目的

本研究では、現在非線形光学デバイスとして最も有望と考えられる QPM-LiNbO₃ デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いて、全光超高速ゲートスイッチを実現する。まず、実験および数値解析により、今だ解明されていない本スイッチの詳細なスイッチング特性を解明し、本スイッチの高速限界を支配する要因を明らかにする。次に、解明したスイッチング特性を基に、本スイッチのデバイス長を、導入するシステムの動作条件に応じて最適化する方法を新たに提案する。最後に、最適化法に基づいてビットレート 160Gbps で動作するようデバイス長を 30mm に最適化し、160Gbps の全光超高速ゲートスイッチを実現する。

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 本論文の歴史的背景を示し、QPM デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光超高速ゲートスイッチに関する研究を行う目的を述べた。
- 第 2 章 擬似位相整合全光ゲートスイッチの基礎理論 全光ゲートスイッチに用いられる QPM デバイスの構造とその作製法を説明する。次に、SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチの動作原理を示し、その動作を非線形結合モード方程式により定式化する。
- 第 3 章 擬似位相整合全光ゲートスイッチの性能限界 実験および数値解析の両方から、QPM-SHG/DFM 全光ゲートスイッチの性能が、ゲートパルスとその SH 間の大きな群速度不整合(GVM)によって生じるスイッチのクロストークによって制限されること示す。
- 第 4 章 擬似位相整合全光ゲートスイッチの性能改善 実験および数値解析の両方から、QPM-SHG/DFM 全光ゲートスイッチの入力端で、ゲートパルスをスイッチする信号パルスの前方へ時間的にシフトさせることにより、この GVM を補償すれば、処理できる最大ビットレートを改善できることを示す。
- 第 5 章 擬似位相整合全光ゲートスイッチの最適化 解明した詳細なスイッチング特性を基に、QPM-SHG/DFM 全光ゲートスイッチのデバイス長を、導入するシステムの

動作条件に応じて最適化する方法を提案する。また、数値解析による最適化例を示し、本最適化の有効性を示す。

第6章 擬似位相整合全光超高速ゲートスイッチの実現 提案した最適化法に基づいて、実際にビットレート 160Gbps で動作するよう QPM-SHG/DFM 全光ゲートスイッチのデバイス長を 30mm に最適化し、160Gbps の全光超高速ゲートスイッチを実現する。

第7章 擬似位相整合全光超高速ゲートスイッチの実用化に向けた課題 QPM-SHG/DFM 全光ゲートスイッチが実用化されるために、今後解決しなければならない課題を整理する。

第8章 結言 本論文の結論を述べる。

本章の参考文献

- [1.1] 菊池 和朗, “光ファイバ通信の基礎,” 昭晃堂, 1997.
- [1.2] Amnon Yariv, “Optical electronics in modern communications,” *Oxford University Press*, 1997.
- [1.3] M. H. Chou, I. Brener, M. M. Fejer, E. E. Chaban, and S. B. Christman, “1.5- μ m-band wavelength conversion based on cascaded second-order nonlinearity in LiNbO₃ waveguides,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, pp. 653–655, June 1999.
- [1.4] D. Kunimatsu, C. Q. Xu, M. D. Pelusi, X. Wang, K. Kikuchi, H. Ito, and A. Suzuki, “Subpicosecond pulse transmission over 144 km using midway optical phase conjugation via a cascaded second-order process in a LiNbO₃ waveguide,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, pp. 1621–1623, December 2000.
- [1.5] M. H. Chou, I. Brener, G. Lenz, R. Scotti, E. E. Chaban, J. Shmulovich, D. Philen, S. Kosinski, K. R. Parameswaran, and M. M. Fejer, “Efficient wide-band and tunable midspan spectral inverter using cascaded nonlinearities in LiNbO₃ waveguides,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, pp. 82–84, January 2000.
- [1.6] H. Suche, G. Schreiber, Y. L. Lee, V. Quiring, R. Ricken, W. Sohler, A. Paoletti, F. Carbone, D. Caccioli, and A. Schiffrini, “Efficient Ti:PPLN multi-wavelength converter for high bitrate WDM-transmission systems,” *European Conference on Optical Communication (ECOC 2001)*, Paper PD.F.1.10, Amsterdam, The Netherlands, September 30–October 4, 2001.
- [1.7] I. Cristiani, V. Degiorgio, L. Socci, F. Carbone, and M. Romagnoli, “Polarization-insensitive wavelength conversion in a lithium niobate waveguide by the cascading technique,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, pp. 669–671, May 2002.
- [1.8] S. Kawanishi, M. H. Chou, K. Fujiura, M. M. Fejer, and T. Morioka, “All-optical modulation and time-division-multiplexing of 100Gbit/s signal using quasi-phasematched mixing in LiNbO₃ waveguides,” *Electron. Lett.*, vol. 36, pp. 1568–1569, August 2000.
- [1.9] S. Kawanishi, T. Yamamoto, M. Nakazawa, and M. M. Fejer, “High sensitivity waveform measurement with optical sampling using quasi-phasematched mixing in LiNbO₃ waveguide,” *Electron. Lett.*, vol. 37, pp. 842–844, June 2001.
- [1.10] 栖原 敏明, “光通信用 LiNbO₃ 導波路擬似位相整合非線形光学デバイス,” 電子情報通信学会和文論文誌, vol. J84-C, pp. 909–917, October 2001.
- [1.11] 石月 秀貴, 栖原 敏明, 西原 浩, “LiNbO₃ 導波路非線形光学デバイスにおける超短

- パルス波長変換特性の解析,” 電子情報通信学会和文論文誌, vol. J84-C, pp. 462–470, June 2001.
- [1.12] H. Ishizuki, T. Suhara, M. Fujimura, and H. Nishihara, “Wavelength-conversion type picosecond optical switching using a waveguide QPM-SHG/DFG device,” *Opt. Quantum Electron.*, vol. 33, pp. 953–961, July 2001.
- [1.13] D. C. Hutchings, J. S. Aitchison, and C. N. Ironside, “All-optical switching based on nondegenerate phase shifts from a cascaded second-order nonlinearity,” *Opt. Lett.*, vol. 18, pp. 793–795, May 1993.
- [1.14] M. Asobe, I. Yokohama, H. Itoh, and T. Kaino, “All-optical switching by use of cascading of phase-matched sum-frequency-generation and difference-frequency-generation processes in periodically poled LiNbO₃,” *Opt. Lett.*, vol. 22, pp. 274–276, March 1997.
- [1.15] H. Kanbara, H. Itoh, M. Asobe, K. Noguchi, H. Miyazawa, T. Yanagawa, and I. Yokohama, “All-optical switching based on cascading of second-order nonlinearities in a periodically poled titanium-diffused lithium niobate waveguide,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, pp. 328–330, March 1999.

第 2 章

擬似位相整合全光ゲートスイッチの基礎理論

2. 1 まえがき

本章では、まず全光ゲートスイッチに用いられる擬似位相整合(QPM)デバイスの構造とその作製法を説明する。次に、第二高調波発生(SHG)と差周波混合(DFM)の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチの動作原理を示し、非線形結合モード方程式によりその動作を定式化する。

2. 2 擬似位相整合デバイスの構造とその作製法

強誘電体非線形光学結晶の誘電分極方向を周期的に 180 度反転させることにより、二次非線形光学係数 κ の符号を反転させて位相整合をとる方法は、QPM と呼ばれており、その原理は 1962 年に Armstrong らによって提案されている[2.1]。

図 2. 1 に周期分極反転型 QPM デバイスの構造を示す。図 2. 2 および図 2. 3 は、それぞれ SHG と DFM における QPM 条件下の波数ベクトルの関係を示したものである。このように QPM とは、所望の二次非線形過程における光波間の波数ベクトルの不整合分を、分極反転周期の空間波数ベクトル K で補償するものであり、結晶の屈折率の波長依存性から最適な分極反転周期を求めることができる。また通常、高効率動作を実現するために、結晶の有する最大二次非線形光学テンソル成分が用いられる。例えば、 LiNbO_3 結晶では、 d_{33} ($= 25.9\text{pm/V}$) が用いられ、基本波波長 1550nm 帯の SHG には、 $17\mu\text{m}$ 周期の分極反転結晶を用いればよい。

このように分極反転技術は、位相整合のデザインが可能である。特に分極反転結晶が魅力的な点は、半導体電子デバイスと同様なフォトリソグラフィによる微細加工技術を駆使して、ウエハプロセスにより高機能で低コストな非線形光チップが量産可能になる点である。

表 2. 1 に主な分極反転結晶として用いられる LiNbO_3 、 LiTaO_3 および KTiOPO_4 (KTP)

結晶の光学諸特性を示す[2.1]。この中で特に、 LiNbO_3 は、3インチ系の大型結晶作製が可能である。また二次非線形光学係数が最も大きく、 $0.33\sim 5.5\mu\text{m}$ の広い波長帯で透明であるという利点を持つために、分極反転構造用材料として現在最も広く用いられている。 LiNbO_3 は、三方晶系に属する1軸異方性結晶であり、自発分極の方向はLiおよびNbイオンのわずかな変位(0.05nm 程度)によっており、外部電界などの作用により局所的な分極反転が可能である。

分極反転の形成には、これまでに多くの方法が検討されてきた[2.1],[2.2]。現在提案されている主な分極反転法は、電界印加法、コロナポーリング法、プロトン交換法、およびイオン交換法である。最近では、これらの中で特に電界印加法が最も優れた形成法と考えられ、その作製技術が確立されている。電界印加法は、図2.4に示すように、強誘電体結晶の抗電界(E_c)以上の電界を周期電極を通して印加する方法である。 LiNbO_3 の E_c は、ほぼ 21kV/mm である。例えば 0.5mm 厚の LiNbO_3 結晶では、 10kV 以上の電圧を+Z面に形成した周期電極に印加し、分極反転電流をモニターしながら注入電荷の総量を制御することにより、一様な分極反転が実現できる。

図2.5(上)は、本方式により作製された周期 $17\mu\text{m}$ の LiNbO_3 分極反転結晶を、極性判定用に用いられるフッ硝酸混合液により側面(Y面)をエッチングした写真である[2.1]。また図2.5(下)は、周期 $21.3\mu\text{m}$ の LiTaO_3 分極反転結晶の側面(Y面)のエッチング写真である。基板厚さ 0.5mm 全体にわたり分極反転がほぼ均一に行われている。

最近では、高効率化のため、図2.6に示すような導波路型QPMデバイスが多用されている[2.2]。光導波路としては、現在アニール・プロトン交換導波路が多く用いられている。本導波路の利点は、光損傷耐性が高く、伝搬損失も 1dB/cm 以下にできることである。しかし、異常光のみを導波するため、TMモード動作が要求される。一方Ti拡散導波路は、常光・異常光両偏波を導波でき、TE・TM両モード動作が可能である。しかし、光損傷耐性が低く低パワー動作が要求される。また最近では、常光・異常光両偏波を導波でき、光損傷耐性もTi拡散導波路より高いとされるZn拡散導波路の検討もなされている。今後の進展に期待したい。

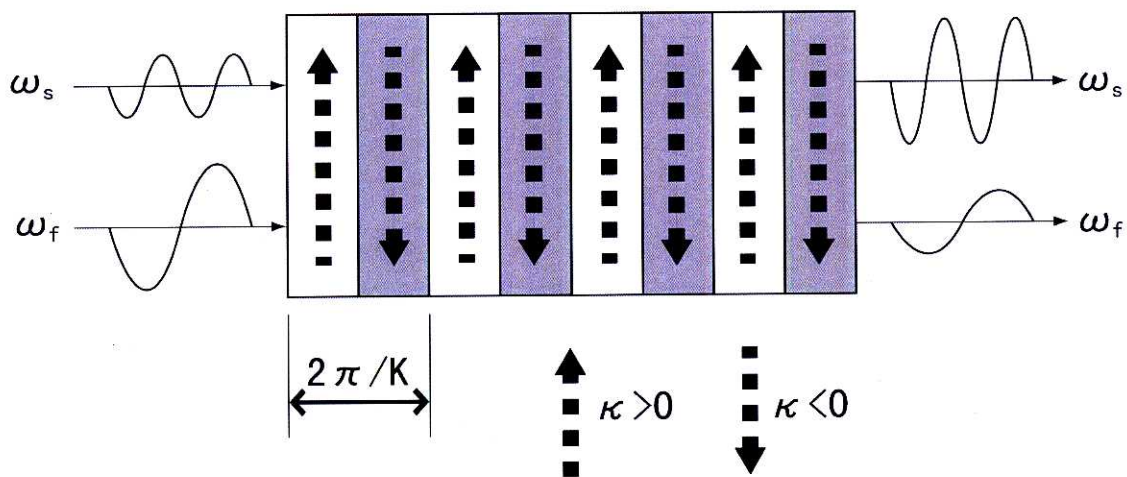


図2. 1 周期分極反転型擬似位相整合デバイスの基本構造. 角周波数 ω の添字 f および s はそれぞれ基本波と第二高調波を表す. κ および K はそれぞれ二次非線形光学係数および位相不整合量.

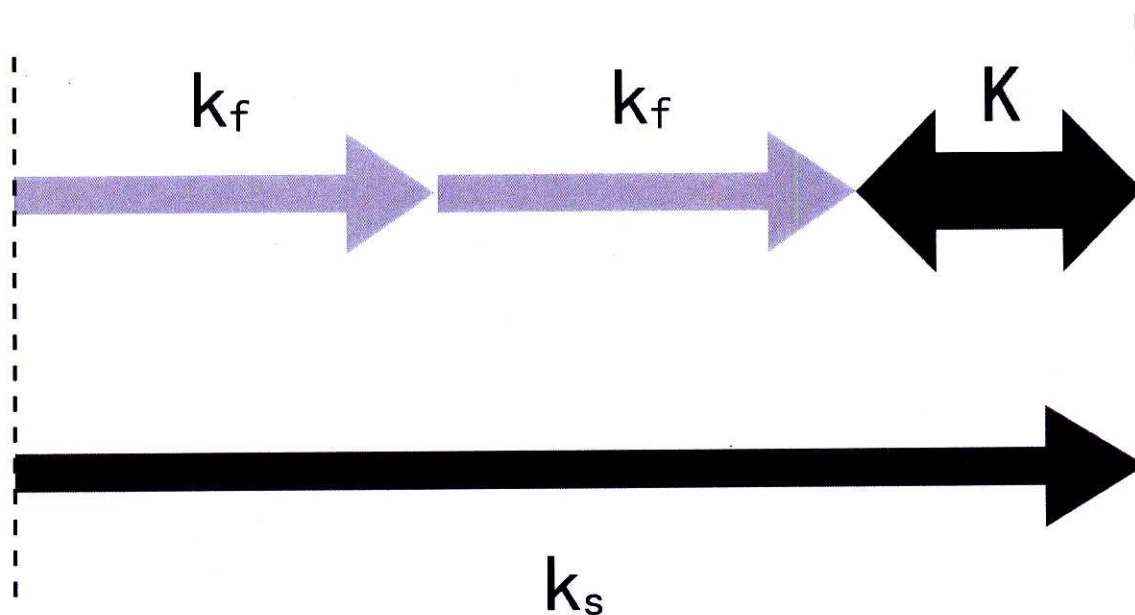


図 2. 2 擬似位相整合を用いた第二高調波発生における各波数ベクトルの関係. 波数ベクトル k の添字 f および s はそれぞれ基本波と第二高調波を表す. K は位相不整合量を表す.

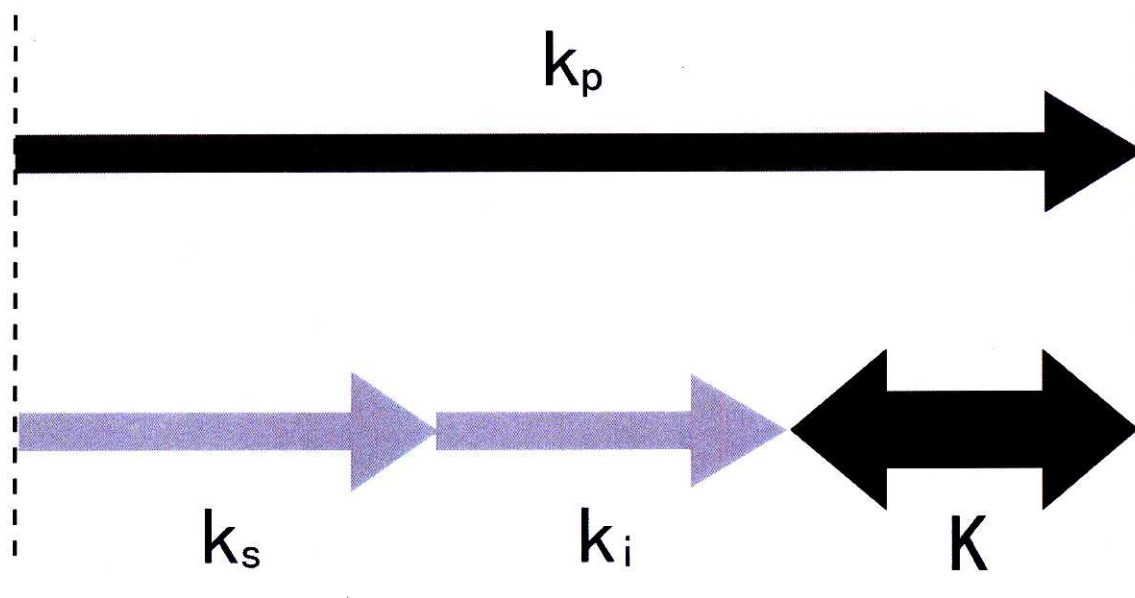


図2. 3 擬似位相整合を用いた差周波混合における各波数ベクトルの関係.
 波数ベクトル k の添字 p , s , i はそれぞれポンプ光, 信号光, アイドラ光を表す.
 K は位相不整合量を表す.

	LiNbO ₃	LiTaO ₃	KTiOPO ₄ (KTP)
結晶系	三方晶 (3 m)	三方晶 (3 m)	斜方晶 (mm 2)
キュリー温度 (°C)	1150	610	936
透明領域 (μm)	0.33~5.5	0.28~5.5	0.35~4.5
屈折率 (1064nm)	n _o =2.232 n _e =2.156	n _o =2.137 n _e =2.141	n _o =1.740 n _e =1.747 n _c =1.830
非線型光学定数 (pm/V) [d _{eff} = 2d ₃₃ /π]	d ₃₃ =-27.2 d ₃₁ =-4.35 d ₂₂ =2.1 d _{eff} =-17.3	d ₃₃ =-13.8 d ₃₁ =-0.85 d _{eff} =-8.8	d ₃₃ =16.9 d ₃₁ =2.5 d ₃₂ =4.4 d _{eff} =10.8
SHG 位相整合	複屈折 QPM	QPM	複屈折 QPM
主なドメイン反転法	電界印加 コロナポーリング	電界印加 プロトン交換	電界印加 イオン交換
性能指数 [d _{eff} ² n ³] (QPM)	29.9	7.9	18.9
温度許容度 (QPM)	1.6°C · cm	2.5°C · cm	2.5°C · cm
波長許容度 (QPM)	0.1nm · cm	0.1nm · cm	0.1nm · cm

表 2. 1 主な分極反転結晶の光学諸特性.

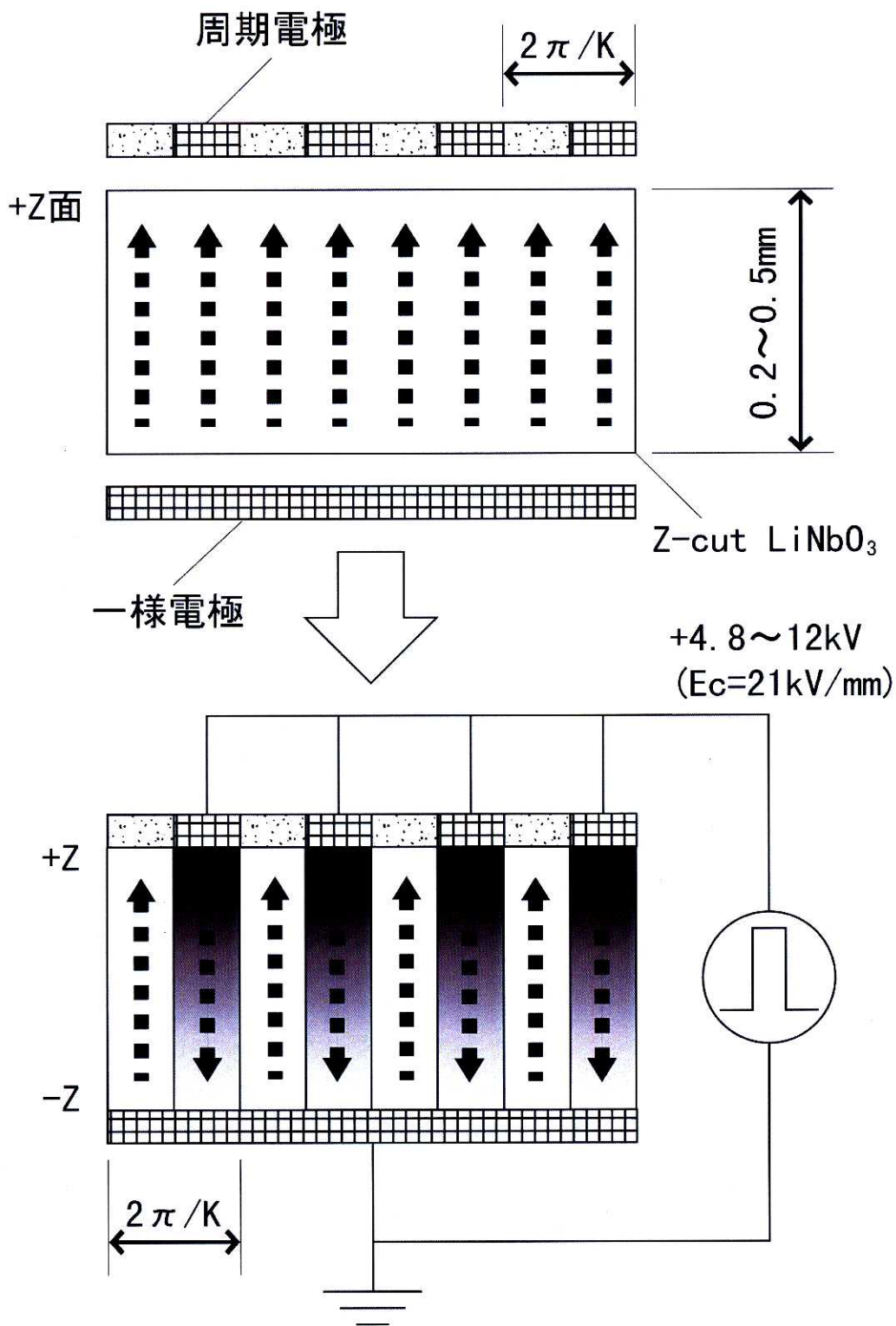


図2. 4 電界印加法による分極反転プロセス.

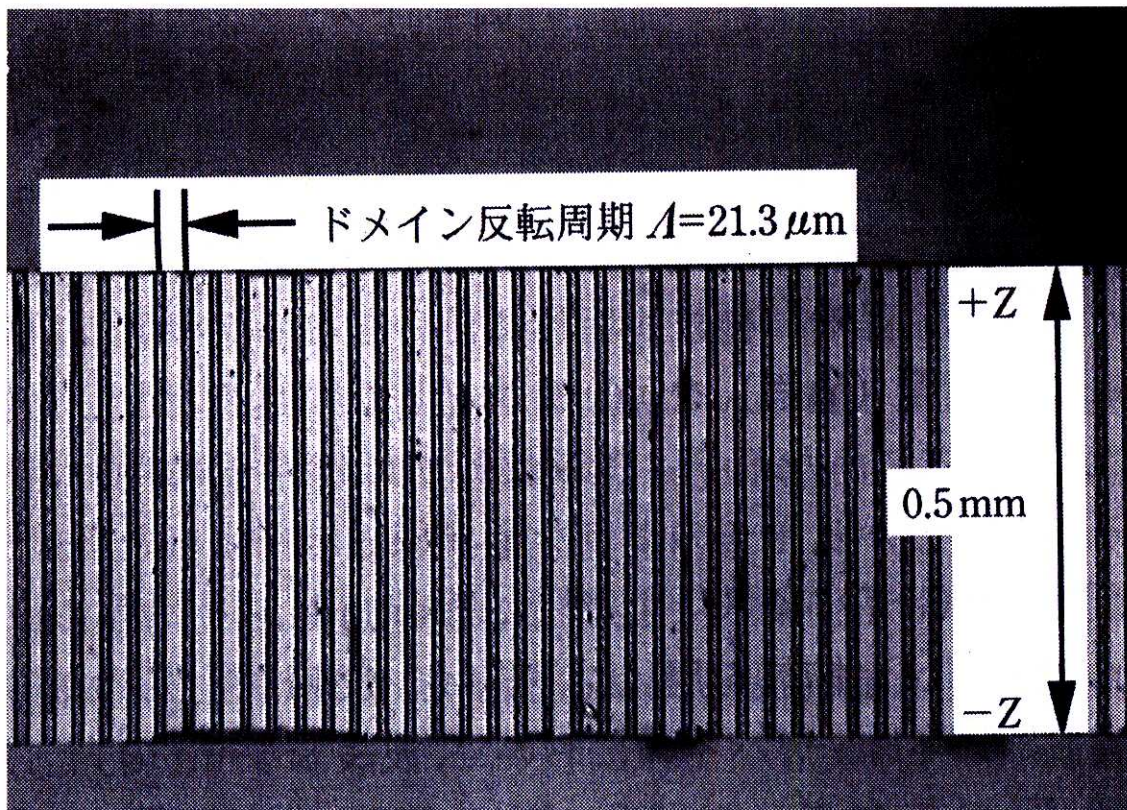
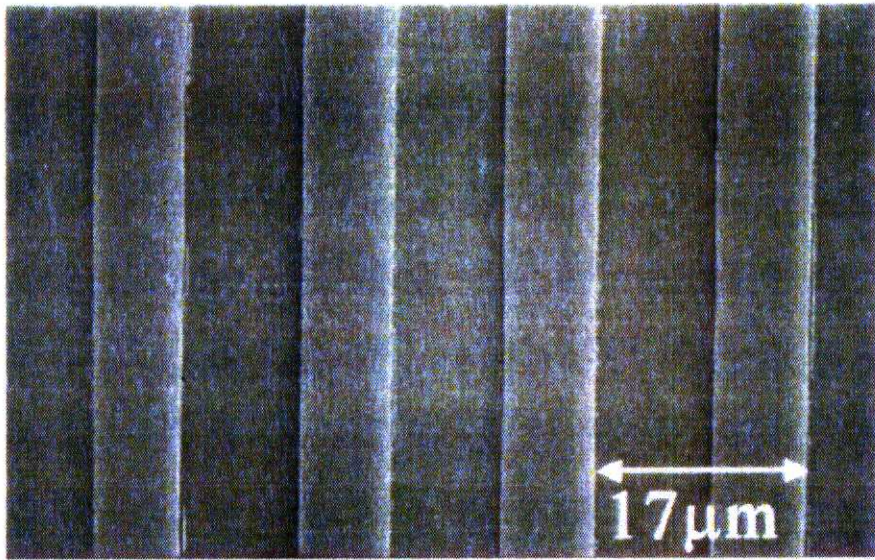


図 2. 5 LiNbO_3 分極反転結晶(上)と LiTaO_3 分極反転結晶(下)の側面のエッチング写真.

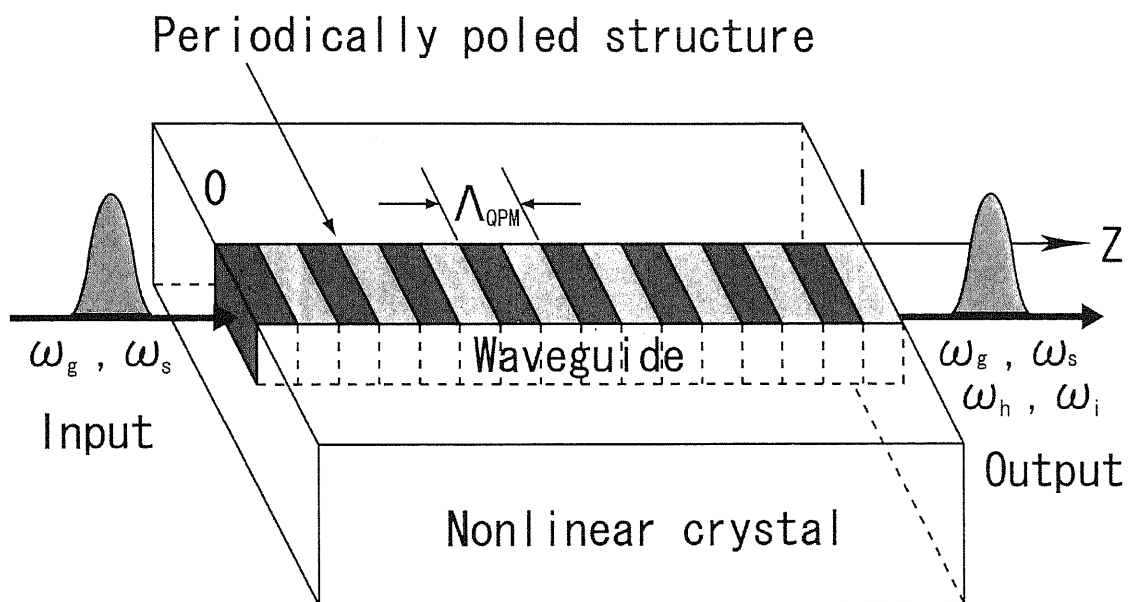


図 2. 6 導波路型擬似位相整合デバイスの構造.

2. 3 スイッチの動作原理

全光ゲートスイッチには、光時分割多重(OTDM)伝送システムにおける光時分割多重器(MUX)、光時分割多重分離器(DEMUX)、およびリタイミングスイッチ等が考えられる。これらはのスイッチは、すべてゲートパルスが信号パルスをスイッチする機能を持つ。例えば、DEMUX では、伝送された超高速 OTDM 信号から再生されたクロックパルスがゲートパルスとして用いられる。

QPM デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチの動作原理を、周波数領域で説明する。図 2. 7 に示すように、入力ゲートパルスの中心波長に QPM 波長を合わせる。これによって、まず入力ゲートパルスの SH が発生し、SH ゲートパルスと入力信号パルス間の DFM により、波長変換された信号パルス(アイドラ光)が出力される。

図 2. 8 は、光波の角周波数 ω と伝搬定数 $k(\omega)$ の関係を示したものである。ゲートパルスおよびその SH の搬送波角周波数をそれぞれ ω_{g0} 、 $\omega_{h0} (= 2\omega_{g0})$ とすると、QPM 条件下での分極反転周期 Λ_{QPM} は、

$$\Lambda_{QPM} = \frac{2\pi}{|k(\omega_{h0}) - 2k(\omega_{g0})|} \quad (2.1)$$

で与えられる。これにより、ゲートパルスとその SH の搬送波間においては完全な QPM 条件が達成される。一方、ゲートパルスとその SH の群速度をそれぞれ v_g 、 v_h とすると、これらの間の群速度不整合(GVM_{g-h})は、

$$GVM_{g-h} = \frac{1}{v_h} - \frac{1}{v_g} \quad (2.2)$$

で与えられ、QPM 帯域は、

$$QPM \text{ bandwidth} = \frac{1}{GVM_{g-h} L} \quad (2.3)$$

で定義される。ここで、 L はデバイス長である。一般に GVM_{g-h} は、周波数差が ω_{g0} と大変大きい場合、非常に大きい。例えば、 LiNbO_3 結晶では、その最大二次非線形光学テンソル成分である d_{33} (異常光)を用いた場合、1550nm 帯での GVM_{g-h} は約 350 ps/m である。従って、数十 mm 長デバイスの QPM 帯域は 1nm 以下となり、使用できるゲートの帯域もそれ

に応じて狭くなる。これは、ゲートパルスとそのSHの搬送波間においては完全なQPM条件が達成されているが、それらに含まれるすべての周波数成分に対して完全なQPM条件を満足することはできないことを意味している。例えば、数十mm長QPM-LiNbO₃デバイスでは、ゲートパルスの幅を1ps以下にしても、QPM帯域制限により、発生するSHゲートパルスの幅は1ps以上に広がってしまう。

一方、一般にQPMデバイスのDFM帯域は、非常に広い。例えば、数十mm長QPM-LiNbO₃におけるDFM帯域は、約70nmである。従って、信号光の帯域は非常に広くとれ、帯域制限の問題は生じない。

以上のことから、QPM帯域制限により発生するSHゲートパルスの幅が広がったとしても、波長変換された信号パルスの波形は、発生したSHゲートパルスと入力信号パルスの波形の積にほぼ比例するため、波長変換された信号パルスの幅は入力信号パルスの幅と同程度となりゲートスイッチングは達成できる。しかし、QPM帯域制限によるSHゲートパルス幅の広がり、QPMデバイスで処理できるビットレートを制限することは明らかである。これについては、3章で詳述する。

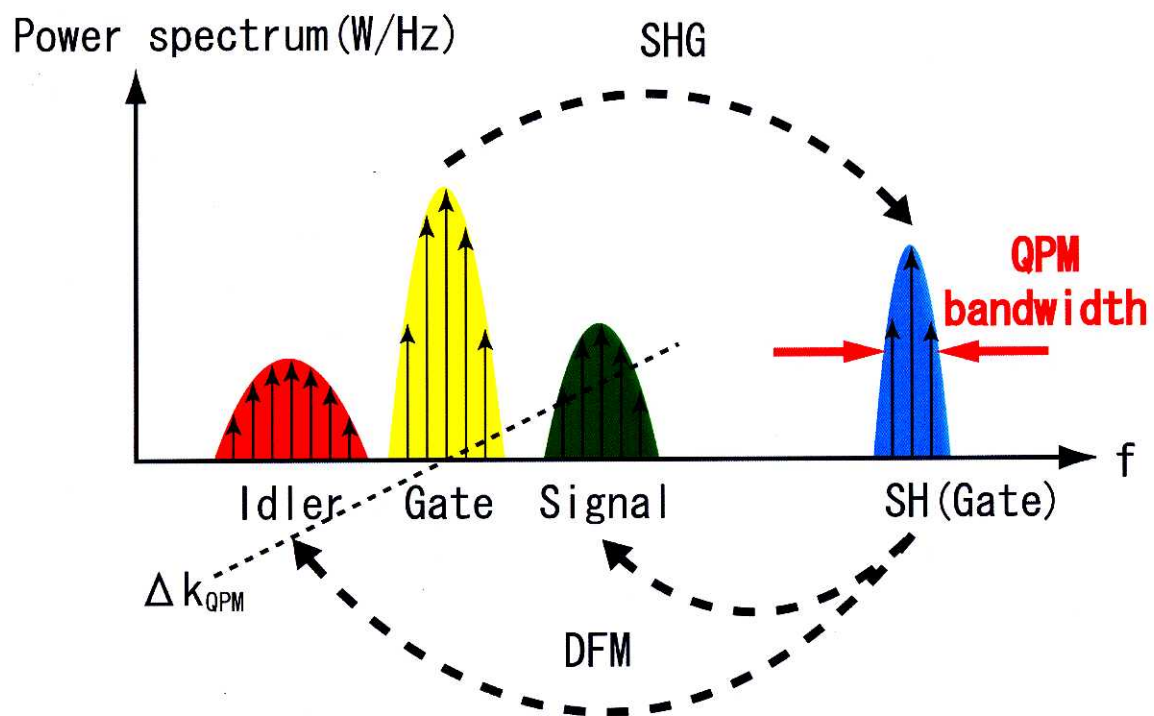


図2. 7 擬似位相整合デバイスにおける第二高調波発生と差周波混合の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチの動作原理.

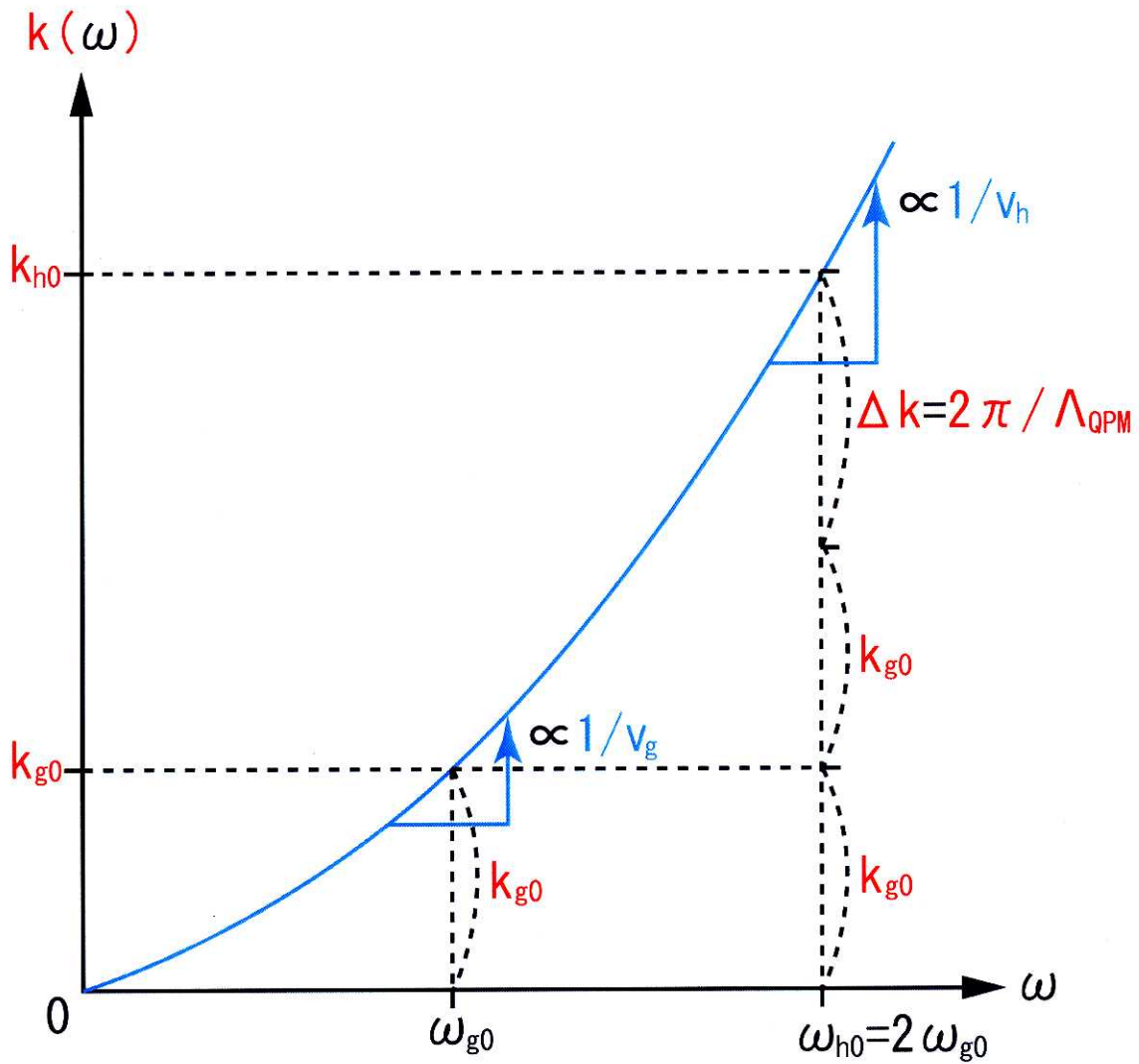


図2. 8 擬似位相整合条件下の第二高調波発生における光波の角周波数 ω 、伝搬定数 $k(\omega)$ および分極反転周期 Λ_{QPM} 間の関係. ω_{g0} と ω_{h0} はそれぞれ基本波ゲートと第二高調波の搬送波角周波数, v_g と v_h はそれぞれ基本波ゲートと第二高調波の群速度.

2. 4 非線形結合モード方程式によるスイッチング動作の定式化

本節では、前節で示した QPM デバイスにおける SHG と FDM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチの動作を定式化する。

現在 QPM デバイスは、図 2. 6 に示したように導波路構造を有するものが多く用いられる。ここで、光波は z 方向に伝搬するものとする。コア部の二次非線形感受率 $\chi^{(2)}(z)$ の符号は、所望の二次非線形過程に応じた周期で反転されており、次式を満足する。

$$\chi^{(2)}(z) = \begin{cases} +\chi^{(2)}(>0) & \text{in normal domain} \\ -\chi^{(2)}(<0) & \text{in inversion domain} \end{cases} \quad (2.4)$$

2. 3 節で説明したように、QPM デバイスにおける SHG と FDM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチでは、ゲートパルスとその SH の搬送波間で QPM 条件を満足させる。この場合、分極反転周期 Λ_{QPM} は(2.1)式で与えられる。また、光導波路を基底モードで励振する場合、光波の伝搬定数 $k(\omega)$ はコア部二次非線形媒質の屈折率 $n(\omega)$ を用いて、

$$k(\omega) \cong \frac{n(\omega)\omega}{c} \quad (2.5)$$

と近似できる。ここで $c(=2.998 \times 10^8 \text{ m/s})$ は真空中の光速である。

基底モードで励振された基本波ゲート(g)、SH ゲート(h)、信号(s)、および波長変換された信号(アイドラ光:i)は、直線偏波で近似でき、各電界 $E_j(z,t)$ ($j = g, h, s, i$) は、複素数表示 $\dot{E}_j(z,t)$ を用いて、

$$E_j(z,t) = \frac{\dot{E}_j(z,t) + c.c.}{2} \quad (j = g, h, s, i) \quad (2.6)$$

と表される。ここで、 $\dot{E}_j(z,t)$ のフーリエ変換を $\hat{E}_j(z,\omega)$ とすると、

$$\hat{E}_j(z,\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{E}_j(z,t) e^{i\omega t} dt \quad (j = g, h, s, i) \quad (2.7)$$

$$\dot{E}_j(z, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{E}_j(z, \omega) e^{-i\omega t} d\omega \quad (j = g, h, s, i) \quad (2.8)$$

が成り立つ。また、各光パルスの搬送波角周波数を ω_{j0} ($j = g, h, s, i$) とおくと、

$$2\omega_{g0} = \omega_{s0} + \omega_{i0} = \omega_{h0} \quad (2.9)$$

が成り立ち、伝搬定数 $k(\omega)$ を、

$$k(\omega_{j0} + \delta\omega) = k_j(\delta\omega) \quad (j = g, h, s, i) \quad (2.10)$$

とおき、

$$\hat{E}_j(z, \omega_{j0} + \delta\omega) = \tilde{A}_j(z, \delta\omega) e^{ik_j(\delta\omega)z} \quad (j = g, h, s, i) \quad (2.11)$$

で与えられる複素電界振幅密度 $\tilde{A}_j(z, \delta\omega)$ を定めると、次の各光パルスに含まれるすべての周波数成分を考慮した結合モード方程式が導かれる[2.3],[2.4]。

$$\frac{\partial \tilde{A}_g(z, \delta\omega)}{\partial z} = i \frac{\chi^{(2)}(z)(\omega_{g0} + \delta\omega)}{2n(\omega_{g0} + \delta\omega)c} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{A}_h(z, \delta\omega' + \delta\omega) \tilde{A}_g^*(z, \delta\omega') e^{i\{k_h(\delta\omega' + \delta\omega) - k_g(\delta\omega') - k_g(\delta\omega)\}z} d\delta\omega' \quad (2.12)$$

$$\frac{\partial \tilde{A}_h(z, \delta\omega)}{\partial z} = i \frac{\chi^{(2)}(z)(\omega_{h0} + \delta\omega)}{2n(\omega_{h0} + \delta\omega)c} \left\{ \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{A}_g(z, \delta\omega' + \delta\omega) \tilde{A}_g(z, -\delta\omega') e^{i\{k_g(\delta\omega' + \delta\omega) + k_g(-\delta\omega') - k_h(\delta\omega)\}z} d\delta\omega' \right. \\ \left. + \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{A}_s(z, \delta\omega' + \delta\omega) \tilde{A}_i(z, -\delta\omega') e^{i\{k_s(\delta\omega' + \delta\omega) + k_i(-\delta\omega') - k_h(\delta\omega)\}z} d\delta\omega' \right\} \quad (2.13)$$

$$\frac{\partial \tilde{A}_s(z, \delta\omega)}{\partial z} = i \frac{\chi^{(2)}(z)(\omega_{s0} + \delta\omega)}{2n(\omega_{s0} + \delta\omega)c} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{A}_h(z, \delta\omega' + \delta\omega) \tilde{A}_i^*(z, \delta\omega') e^{i\{k_h(\delta\omega' + \delta\omega) - k_i(\delta\omega') - k_s(\delta\omega)\}} d\delta\omega' \quad (2.14)$$

$$\frac{\partial \tilde{A}_i(z, \delta\omega)}{\partial z} = i \frac{\chi^{(2)}(z)(\omega_{i0} + \delta\omega)}{2n(\omega_{i0} + \delta\omega)c} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{A}_h(z, \delta\omega' + \delta\omega) \tilde{A}_s^*(z, \delta\omega') e^{i\{k_h(\delta\omega' + \delta\omega) - k_s(\delta\omega') - k_i(\delta\omega)\}} d\delta\omega' \quad (2.15)$$

2. 5 本章のまとめ

本章では、まず QPM デバイスの構造と QPM の原理を説明した。QPM デバイスは、二次の非線形光学係数の符号が周期的に反転した構造を有する。また QPM とは、所望の二次非線形過程における光波間の波数ベクトルの不整合分を分極反転周期の空間波数ベクトルで補償するものであり、結晶の屈折率の波長依存性から最適な分極反転周期が求められる。次に、現在最も多く用いられている電界印加法による QPM デバイスの作製法を説明した。最後に、SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチの動作原理を示し、非線形結合モード方程式によりその動作を定式化した。

本章の参考文献

- [2.1] 谷内 哲夫, 佐藤 学, 伊藤 弘昌, “擬似位相整合を用いた波長変換デバイス,” 応用物理, vol. 67, pp. 1046–1050, September 1998.
- [2.2] 栖原 敏明, “光通信用 LiNbO_3 導波路擬似位相整合非線形光学デバイス,” 電子情報通信学会和文論文誌, vol. J84-C, pp. 909–917, October 2001.
- [2.3] 石月 秀貴, 栖原 敏明, 西原 浩, “ LiNbO_3 導波路非線形光学デバイスにおける超短パルス波長変換特性の解析,” 電子情報通信学会和文論文誌, vol. J84-C, pp. 462–470, June 2001.
- [2.4] H. Ishizuki, T. Suhara, M. Fujimura, and H. Nishihara, “Wavelength-conversion type picosecond optical switching using a waveguide QPM-SHG/DFG device,” *Opt. Quantum Electron.*, vol. 33, pp. 953–961, July 2001.

第 3 章

擬似位相整合全光ゲートスイッチの性能限界

3. 1 まえがき

本章では、実験および数値解析の両方から、擬似位相整合(QPM)デバイスにおける第二高調波発生(SHG)と差周波混合(DFM)の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチの性能が、ゲートパルスとその第二高調波(SH)間の大きな群速度不整合(GVM_{g-h})によるスイッチのクロストークの発生によって制限されること示す。

3. 2 スイッチのクロストークによる性能限界

QPM デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチで処理できる最大ビットレート R_{max} は、スイッチする信号ビットに隣接する後方ビットに生じるクロストークによって制限される[3.1]-[3.8]。図 3. 1 を用いて、時間領域において、このクロストーク発生のメカニズムを説明する。図 3. 1 (上図)は、3つの連続する入力信号パルスと、その中央ビットをスイッチする単一の入力ゲートパルスを示している。ビットレートは、 $1/T_{bit}$ で与えられる。2. 3 節で説明したように、入力ゲートパルスの中心波長を QPM 波長に合わせると、まず入力ゲートパルスの SH が発生し(中図)、SH ゲートパルスと信号パルス間の DFM により、波長変換された信号パルスがスイッチされる(下図)。

理想的なゲートスイッチでは、中央の信号ビットのみがスイッチされる。しかし実際には、中央ビットに隣接する後方ビットにクロストークが生じる(下図)。このクロストークは次のようなメカニズムによって生じる。2. 3 節で示したように、一般にゲートパルスとその SH 間の GVM_{g-h} は、大変大きい。例えば、LiNbO₃ 結晶では、その最大二次非線形光学テンソル成分 d_{33} (異常光)を用いる場合、1550nm 帯での GVM_{g-h} は約 350ps/m である。このような大きな GVM_{g-h} により、発生した SH ゲートパルスに、基本波ゲートパルスに対する時間遅れが生じる(中図)。QPM デバイス中を伝搬していくにつれて、この SH ゲート

パルスの遅れは次第に大きくなり、中央ビットに隣接する後方の信号ビットと重なる。これにより、後方の信号パルスがスイッチされ、クロストークが生じる(下図)。このクロストークは、信号のビット間隔 T_{bit} が小さくなると、それに応じて増加する。従って、QPM デバイスの R_{max} は、スイッチされる信号ビットに隣接する後方ビットに生じるクロストークによって制限される。

一方、 $GVM_{\text{g-h}}$ により、SH ゲートパルスに時間遅れが生じても、基本波ゲートパルスが存在する限り、SH 波は発生し続ける。このため、デバイス中を伝搬するにつれて、SH ゲートパルスの波形は、図 3. 1 (中図)に示すように裾を引いた形になり、パルス幅が広がる。これが、2. 3 節で既に説明した周波数領域で考えたときの QPM 帯域制限による効果と対応している。

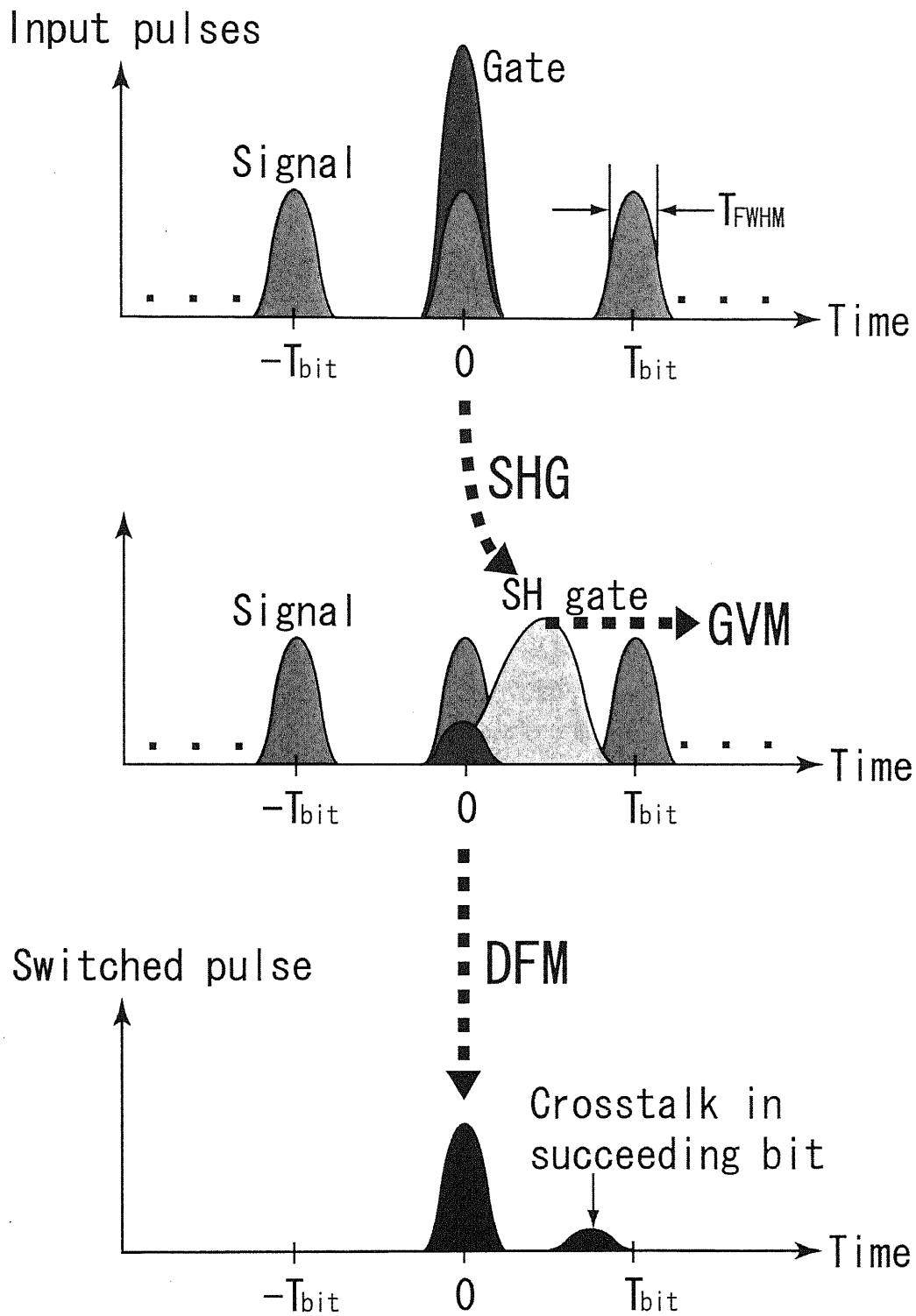


図3. 1 スイッチのクロストークの発生機構.

3. 3 スイッチのクロストークの測定

以下の実験では、実際に、QPM デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチにおいて、スイッチする信号ビットに隣接する後方ビットに生じるクロストークを観測し、3. 1 節で示したクロストークリミットに関する理論を実証する[3.1],[3.5],[3.8]。さらに、このクロストークから、実験で用いた QPM デバイスで処理できる最大ビットレート R_{\max} を調べる。

3. 3. 1 実験系

本実験の構成を図 3. 2 に示す。ゲートパルスには、中心波長 1559nm、繰り返し周波数 10GHz の再生モード同期ファイバーリングレーザ(MLFL)の出力を用いた。一方、信号パルスには、MLFL に同期させた中心波長 1550nm、繰り返し周波数 10GHz の再生モード同期半導体レーザ(MLLD)の出力を用いた。

3. 2 節で示したクロストーク発生による速度制限に関する理論を実証するには、信号としては規定されたビットレートに対応するビット間隔を有するツインパルス、一方ゲートパルスとしてはツイン信号パルスの前のビットと重なった単一パルスを用意する必要がある。本実験では、マイケルソン干渉系の二つの光路長差を調節することにより、MLLD 出力から、規定されたビットレートに対応するビット間隔を有するツイン信号パルスを生じた。これら単一ゲートパルスおよびツイン信号パルスは、別々のエルビウム添加ファイバ増幅器(EDFA)により増幅され、帯域 3nm の光帯域通過フィルタ(BPF)を通った後、合波され、導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイスへと導かれる。図 3. 3 は、実験に用いた QPM-LiNbO₃ デバイスの外観であり、QPM-LiNbO₃ 光導波路、カップリング用偏波保持ファイバ、およびこれらを結合する集光レンズ、温度コントローラ、およびこれを駆動する直流電源から構成される。本デバイスは、フォトリフレクティブ効果を避けるために、90°C に暖めている。デバイス長と導波路の実効断面積は、それぞれ 20mm、12 μm^2 である。また、LiNbO₃ 結晶の最大二次非線形光学テンソル成分である d_{33} (= 25.9pm/V)を用いており、その QPM 波長と QPM 帯域は、それぞれ 1559nm、1nm である。二つの偏波制御器(PC)は、入力ゲートパルスと入力信号パルスの偏波状態を、QPM-LiNbO₃ 光導波路の TM モード($// d_{33}$)に合わせるために用いられる。信号パルスに対するゲートパルスのタイミングは、可変光遅延器(Delay)を用いて調節される。

QPM-LiNbO₃ デバイスからの出力光は、光カップラによって二分され、一方は光スペクトルアナライザへと導かれ、出力光のスペクトルを観測する。波長変換された信号パルスは、1568nm 帯に波長変換された。波長変換効率は約 -20dB であった。もう一方は、帯域 3nm の BPF により波長変換された信号パルスのみを切り出し、低雑音の EDFA により増幅した後、クロスコリレータを用いてその時間波形を観測する。クロスコリレータでは、MLFL の出力から、高非線形ファイバによりスーパーコンティニューム光を生成してスペ

クトル拡散を行った後、分散補償ファイバによりパルス幅を 200fs まで圧縮したものをサンプリングパルスとして用いている[3.9]。

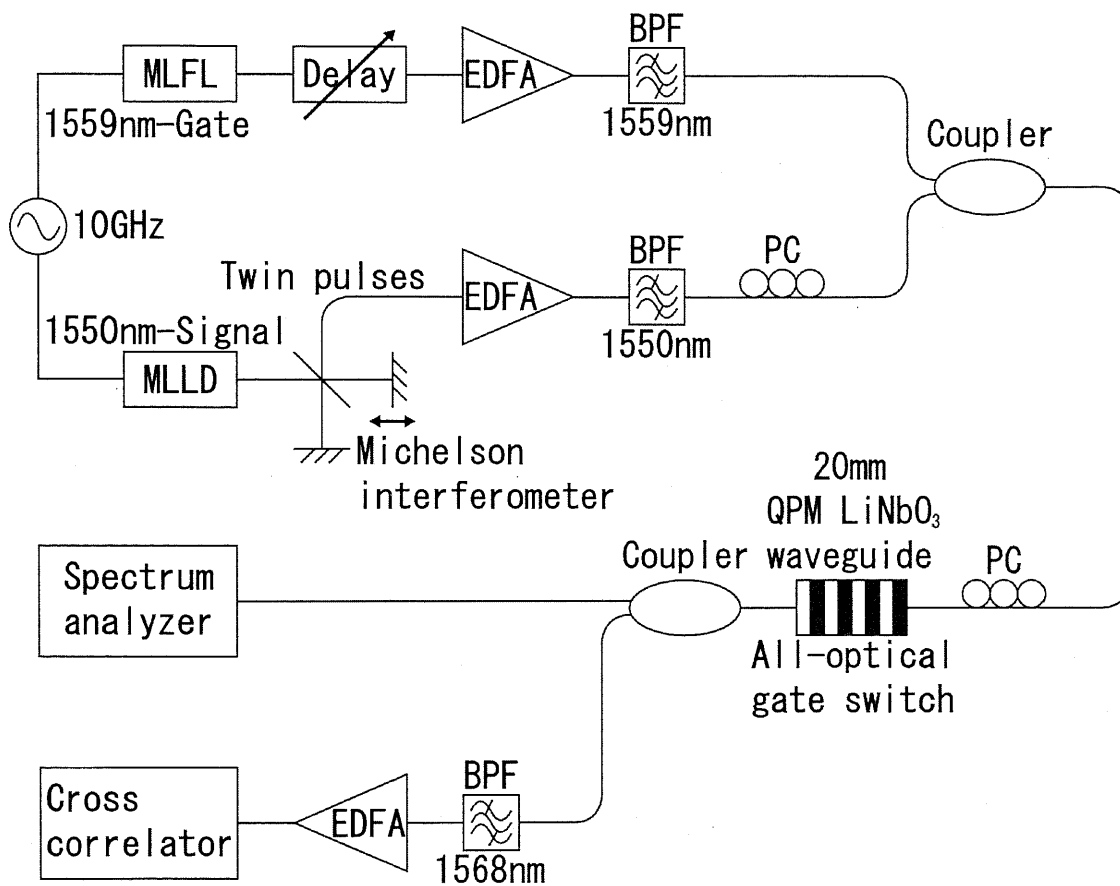


図 3. 2 スイッチのクロストークを測定するための実験系.



図 3. 3 実験に用いた導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイスの外観.

3. 3. 2 測定結果および考察

まず最初に、120Gbps システムを想定した場合、つまり、ツインの入力信号パルスの間隔を 8.33ps に設定した場合の実験結果を示す。

図 3. 4 に、クロスコリレータで測定した入出力パルスの時間波形を示す。図 3. 4 (a) は、QPM-LiNbO₃ デバイス入力端で測定した、パルス間隔 8.33ps のツイン信号パルスの時間波形である。前方の信号パルスのピークパワー P_{peak} は 670mW、半値全幅 T_{FWHM} は 2.8ps である。後方の信号パルスは、 $P_{\text{peak}} = 570\text{mW}$ 、 $T_{\text{FWHM}} = 3.0\text{ps}$ である。これら前後の信号パルスにおける P_{peak} の違いは、マイケルソン干渉系における二つの反射鏡の反射率が異なることによる。 T_{FWHM} の違いは、測定誤差の範囲内である。図 3. 4 (b) はツインの入力信号パルスの前方ビットと完全に重ねられた、単一の入力ゲートパルスの時間波形であり、 $P_{\text{peak}} = 2.7\text{W}$ 、 $T_{\text{FWHM}} = 2.8\text{ps}$ である。図 3. 4 (c) は、QPM-LiNbO₃ デバイス出力端で測定した波長変換された信号パルスの時間波形であり、 $P_{\text{peak}} = 3.0\text{mW}$ 、 $T_{\text{FWHM}} = 2.6\text{ps}$ である。波長変換された信号パルスの T_{FWHM} は、入力ゲートパルスの幅とほぼ等しく、またクロストークは生じていないことがわかる。なお、本実験で用いたクロストーク測定システムの感度限界は、波長変換された信号パルスのピークパワーに対するクロストークパルスのピークパワーの比で -16dB である。

図 3. 5 は、QPM-LiNbO₃ デバイス出力端でのツイン信号パルス、単一ゲートパルス、および波長変換された信号パルスのスペクトルを示している。ツイン信号パルスのスペクトルには、時間間隔 8.33ps に対応する 120GHz 間隔の周期的なくぼみがある。一方、波長変換された信号パルスのスペクトルには、120GHz 周期のくぼみはなく、スペクトル波形からもクロストークは発生していないことが確認できる。

以上のことから、実験に用いた 20mm 長 QPM-LiNbO₃ デバイスの R_{max} は 120Gbps 以上であり、120Gbps のランダムパターンをクロストーク無しにスイッチできると結論できる。

しかし、スイッチする信号ビットに隣接する後方ビットに生じるクロストーク量は、信号のビット間隔を狭めていくと増加する。これを示すために、次に 160Gbps システムを想定した場合、つまり、ツインの入力信号パルスの時間間隔を 6.25ps に設定した場合の実験結果を示す。

図 3. 6 (a) はクロスコリレータで測定したツインの入力信号パルス、図 3. 6 (b) は入力ゲートパルス、図 3. 6 (c) は波長変換された出力信号パルスの時間波形を示している。波長変換された信号出力にクロストークが生じていることがわかる。また図 3. 7 は、QPM-LiNbO₃ デバイス出力端でのツイン信号パルス、単一ゲートパルス、および波長変換された信号パルスのスペクトルを示している。波長変換された信号出力のスペクトルに、160GHz 間隔の周期的なくぼみがある。これは、時間領域では 6.25ps の時間間隔に相当する。従って、波長変換された信号パルスのスペクトルからも、クロストーク発生が確認できる。

以上のことから、QPM デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用

いた全光ゲートスイッチの R_{\max} は、スイッチする信号ビットに隣接する後方ビットに生じるクロストークによって制限されるという理論が実証された。また、この実験に用いた 20mm 長 QPM-LiNbO₃ デバイスの R_{\max} は、本セットアップでは 160Gbps より低いと結論できる。

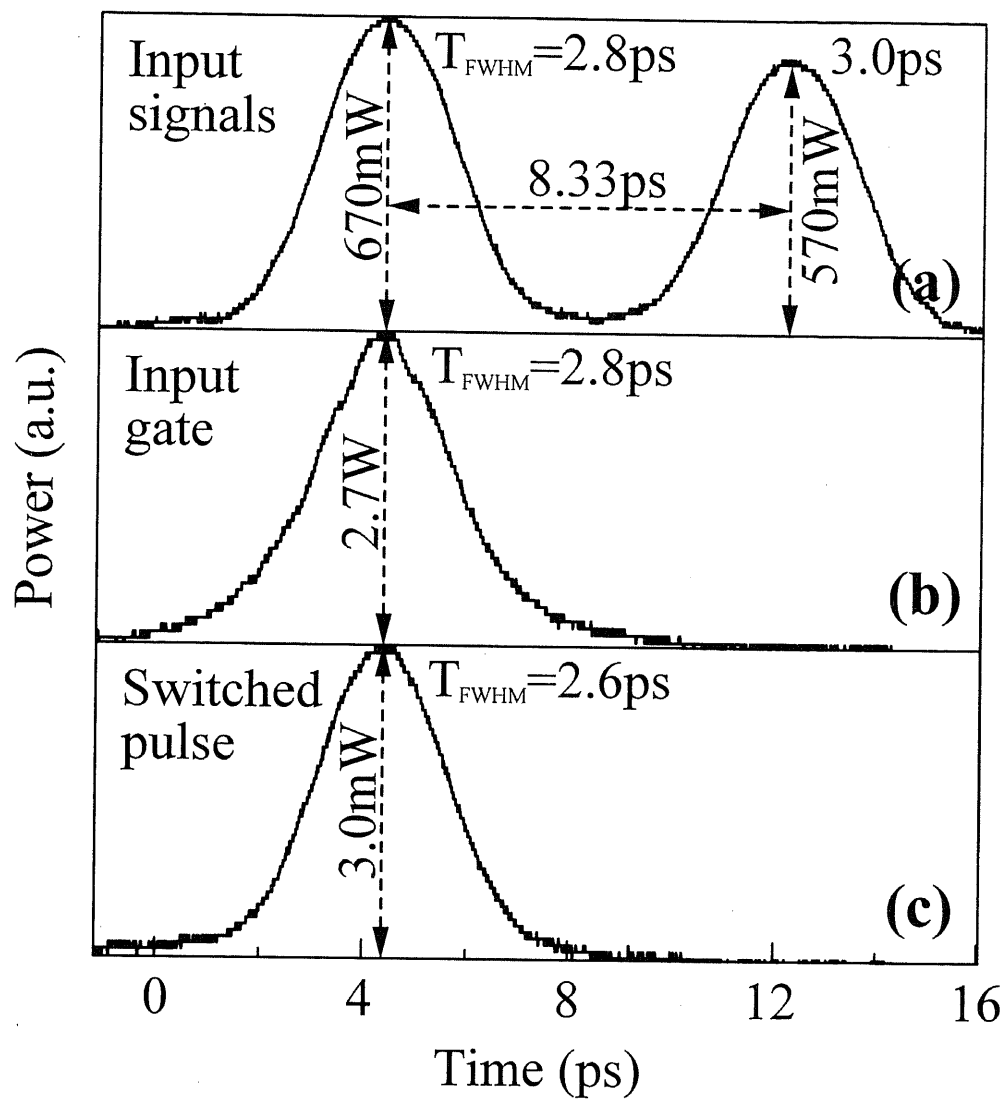


図3.4 クロスコレレータで測定した各パルスの時間波形. (a) QPM-LiNbO₃ デバイス入力端でのツイン信号パルス. パルス間隔 = 8.33ps. (b) QPM-LiNbO₃ デバイス入力端で前方の信号パルスと完全に重ねられた単一ゲートパルス. (c) QPM-LiNbO₃ デバイス出力端での波長変換された信号パルス.

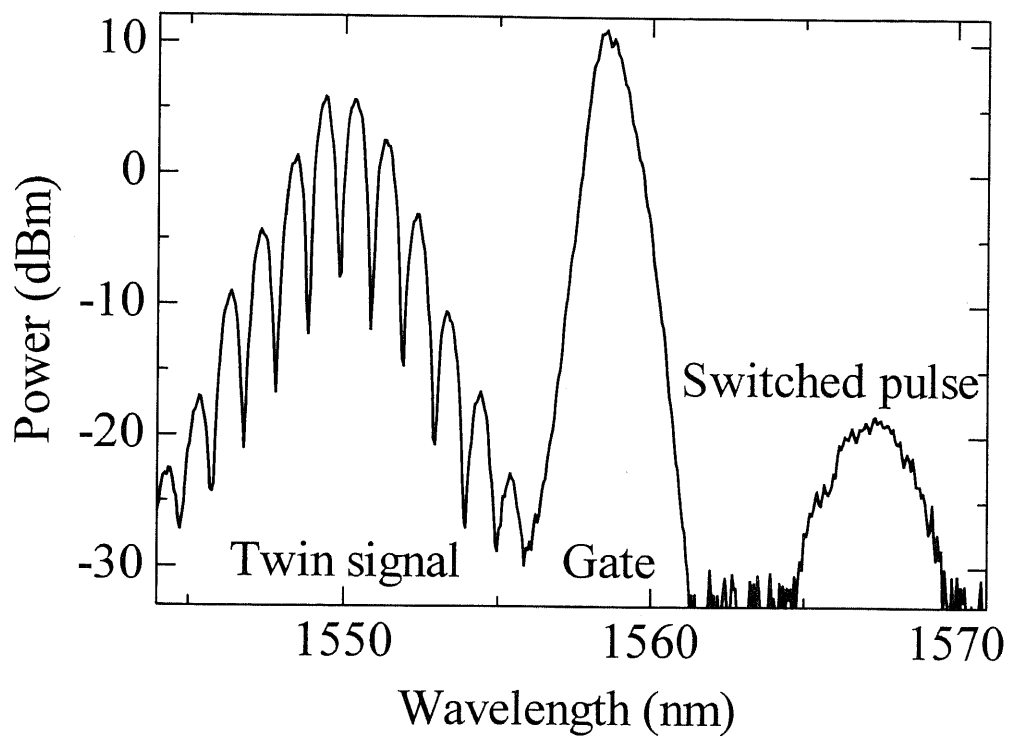


図3. 5 QPM-LiNbO₃ デバイス出力端でのツイン信号パルス, 単一ゲートパルス, および波長変換された信号パルスのスペクトル. ツイン信号のパルス間隔 = 8.33ps. QPM-LiNbO₃ デバイス入力端で単一ゲートパルスは前方の信号パルスと完全に重ねられている.

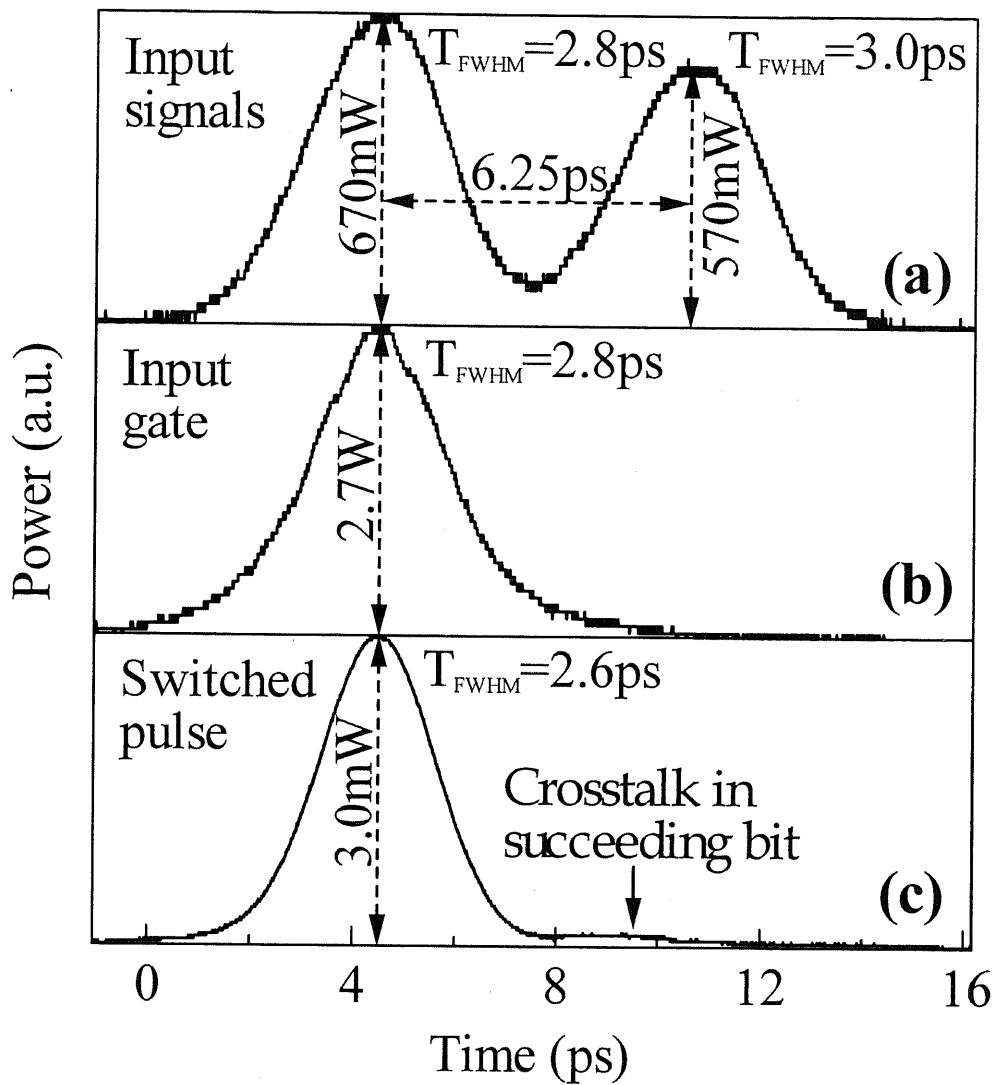


図3.6 クロスコレレータで測定した各パルスの時間波形. (a) QPM-LiNbO₃ デバイス入力端でのツイン信号パルス. パルス間隔 = 6.25ps. (b) QPM-LiNbO₃ デバイス入力端で前方の信号パルスと完全に重ねられた単一ゲートパルス. (c) QPM-LiNbO₃ デバイス出力端での波長変換された信号パルス.

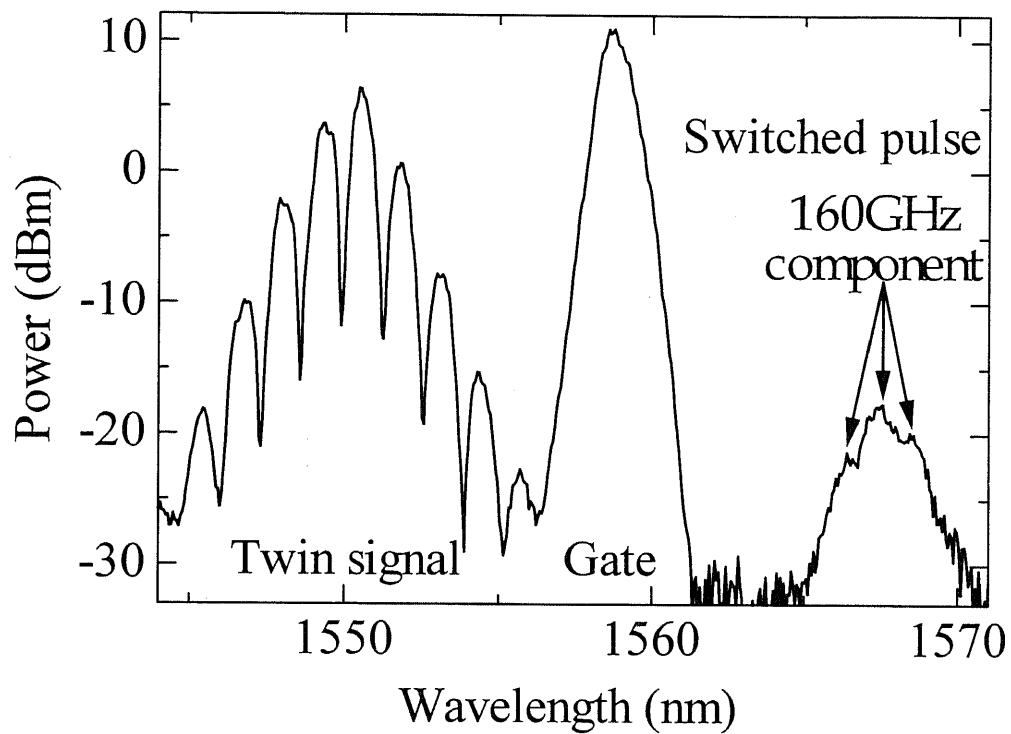


図3. 7 QPM-LiNbO₃ デバイス出力端でのツイン信号パルス, 単一ゲートパルス, および波長変換された信号パルスのスペクトル. ツイン信号のパルス間隔 = 6.25ps. QPM-LiNbO₃ デバイス入力端で単一ゲートパルスは前方の信号パルスと完全に重ねられている.

3. 4 数値解析結果との比較検討

本節では、3. 3節のクロストークリミットについての実験結果を対応する数値解析結果と比較する[3.1]-[3.7]。

数値解析では、3. 3節の実験に用いた素子と同じデバイスパラメータを有する導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイスを想定した。解析に用いた QPM-LiNbO₃ デバイスのパラメータを、表3. 1に示す。また、入力ゲートパルスと入力信号パルスも、3. 3節の実験に用いたものと同様のパルスを想定した。表3. 2に、数値解析に用いた、単一の入力ゲートパルスとツインの入力信号パルスを示す。なお、入力ゲートパルスは前方の入力信号パルスと完全に重ねられているものとする。QPM-LiNbO₃ デバイス中を伝搬する基本波ゲートパルス、SH ゲートパルス、信号パルス、および波長変換された信号パルスの波形の変化は、2. 4節で与えた非線形結合モード方程式(2.12)-(2.15)を差分法を用いてデバイス長に沿って計算することにより求める。

まず、スイッチされる信号ビットに隣接する後方ビットに生じるクロストーク X_s を、

$$X_s = \frac{P_{xs}}{P_{sw}} \quad (3.1)$$

で定義する。ここで、 P_{sw} は波長変換された信号パルスのピークパワー、 P_{xs} はスイッチされる信号ビットに隣接する後方ビットに生じるクロストークパルスのピークパワーである。数値解析では、デバイス長が与えられれば、 X_s は信号のビット間隔のみに依存し、デバイスの効率には依存しないことを示している。デバイス長が 20mm のとき、数値計算では、 X_s を -20dB 以下にするには、信号のビット間隔を 9ps 以上にしなければならないことを示している。図3. 4(c)の信号のビット間隔が 8.33ps の時は、 X_s はシステムの測定限界(-16dB)以下である。一方、図3. 6(c)の信号のビット間隔が 6.25ps の時は、波長変換された信号の X_s は -16dB 以上である。これらの実験結果は、対応する数値解析結果とよく一致している。

次に、スイッチング効率 η について議論する。入力信号パルスのピークパワーを P_{s0} とすると η は、

$$\eta = \frac{P_{sw}}{P_{s0}} \quad (3.2)$$

で定義される。実験に用いた導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイスの η は、約 -23dB であり、非常に小さい。これは、本デバイスの光ダメージと導波路断面積の大きな揺らぎによるものと考えられる。しかし、数値解析では、これらの問題点が取り除かれれば、 η は 20dB 程度

改善できることを示している。デバイスの作製精度等が η に与える影響については、7章で詳述する。

デバイス温度	90°C
デバイス長	20mm
導波路の実効断面積	12 μm^2
擬似位相整合波長	1550nm
分極反転周期	16.2 μm
GVM	350ps/m
d_{33}	25.9pm/V

表 3. 1 数値解析に用いた導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイスのパラメータ.
GVM は 1550nm 帯の基本波と第二高調波間の群速度不整合.

	入力ゲートパルス	入力信号パルス
パルスの数	単一	ツイン
パルス波形	ガウス形 RZ	ガウス形 RZ
ピークパワー	2.7W	600mW
半値全幅	3.0ps	3.0ps
中心波長	1550nm	1520nm

表 3. 2 数値解析に用いた導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイス入力端での単一ゲートパルスとツイン信号パルス.

3. 5 本章のまとめ

本章では、まず実験により、QPM デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチの R_{\max} が、スイッチされる信号ビットに隣接する後方ビットに生じるクロストークの発生によって制限されること示した。このクロストークは、ゲートパルスとその SH 間の大きな $GVM_{g,h}$ により SH ゲートパルスに時間遅れが生じ、後方の信号ビットをスイッチすることによって生じる。次に、この実験結果を対応する数値解析結果と比較し、両者が一致していることを確認した。この結果、実験に用いた 20mm 長 QPM-LiNbO₃ デバイスの R_{\max} は、本実験のセットアップでは 120Gbps 以上かつ 160Gbps 未満であり、120Gbps のランダムパターンをクロストーク無しにスイッチできることがわかった。

本章の参考文献

- [3.1] Yutaka Fukuchi, Takahide Sakamoto, Kenji Taira, Kazuro Kikuchi, Daisuke Kunimatsu, Akira Suzuki, and Hiromasa Ito, "Speed limit of all-optical gate switches using cascaded second-order nonlinear effect in quasi-phase matched LiNbO_3 devices," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, pp. 1267–1269, September 2002.
- [3.2] Yutaka Fukuchi and Kazuro Kikuchi, "Novel design method for all-optical ultra-fast gate switches using cascaded second-order nonlinear effect in quasi-phase matched LiNbO_3 devices," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, pp. 1409–1411, October 2002.
- [3.3] Yutaka Fukuchi, and Kazuro Kikuchi, "Characteristics of ultra-fast four-wave mixing switch using cascaded second-order nonlinearity in quasi-phase matched devices," *Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO 2001)*, Paper CWB6, Baltimore, Maryland, USA, May 6-11, 2001.
- [3.4] Yutaka Fukuchi, and Kazuro Kikuchi, "Ultrafast operation of four-wave mixing switches using the quasi-phase matched cascaded second-order nonlinear effect," *European Conference on Optical Communication (ECOC 2001)*, Paper We.P.9, Amsterdam, The Netherlands, September 30-October 4, 2001.
- [3.5] Kazuro Kikuchi, Yutaka Fukuchi, Akira Suzuki, Daisuke Kunimatsu, and Hiromasa Ito, "Ultrafast operation of optical time-division demultiplexer using quasi-phase matched LiNbO_3 device," *European Conference on Optical Communication (ECOC 2002)*, Paper 8.4.2, Copenhagen, Denmark, September 8–12, 2002.
- [3.6] 福地 裕, 菊池 和朗, "疑似位相整合デバイスの縦続二次非線形性を用いた超高速四光波混合スイッチの特性解析," 電子情報通信学会 2001 年総合大会, B-12-8, 立命館大学, 2001 年 3 月 26-29 日.
- [3.7] 福地 裕, 菊池 和朗, "疑似位相整合縦続二次非線形デバイスのリミッタ特性を用いた全光学的超高速 3R 中継器," 電子情報通信学会 2001 年ソサイエティ大会, C-3-2, 電気通信大学, 2001 年 9 月 18-21 日.
- [3.8] 福地 裕, 坂本 高秀, 平 健二, 国松 大介, 鈴木 明, 菊池 和朗, "疑似位相整合縦続二次非線形デバイスを用いた全光超高速ゲートスイッチの速度限界," 電子情報通信学会 2002 年総合大会, C-3-4, 早稲田大学, 2002 年 3 月 27-30 日.
- [3.9] K. Kikuchi, F. Futami, and K. Katoh, "Highly sensitive and compact cross-correlator for measurement of picosecond pulse transmission characteristics at 1550 nm using two-photon absorption in Si avalanche photodiode," *Electron.*

Lett., vol. 34, pp. 2161–2162, October 1998.

第 4 章

擬似位相整合全光ゲートスイッチの性能改善

4. 1 まえがき

3章では、擬似位相整合(QPM)デバイスにおける第二高調波発生(SHG)と差周波混合(DFM)の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチで処理できる最大ビットレート R_{\max} が、ゲートパルスの第二高調波(SH)と信号パルス間のウォークオフによるスイッチのクロストークの発生によって制限されることを示した。本章では、実験および数値解析の両方から、QPM デバイス入力端で、ゲートパルスをスイッチする信号パルスの前方へ時間的にシフトさせることにより、このウォークオフを補償すれば、 R_{\max} を改善できることを示す。

4. 2 ウォークオフ補償による性能改善法

図 4. 1 に、提案したウォークオフ補償法を示す[4.1]-[4.4]。図 4. 1(上図)は、3つの継続する入力信号パルスと、その中央ビットをスイッチする単一の入力ゲートパルスを示している。ビットレートは $1/T_{\text{bit}}$ で与えられ、入力ゲートパルスは、スイッチする中央の信号パルスより時間的に前へ T_{shift} だけシフトしている。従って、QPM デバイスの入力端付近では、SH ゲートパルスはスイッチする中央の信号ビットより前で発生する。ゲートパルスとその SH 間の大きな群速度不整合($GVM_{\text{g-h}}$)により、SH ゲートパルスは、デバイスを伝搬していくにつれて中央の信号ビットと重なり、最後にはその背後へと移動する(中図)。 T_{shift} を大きくすれば、スイッチする中央の信号ビットに隣接する後方ビットに生じるクロストークは減少する。従って、その分だけビット間隔 T_{bit} を小さくでき、 R_{\max} は改善される。

一方、 T_{shift} を大きくすると、スイッチする中央の信号ビットに隣接する前方ビットに生じるクロストークが増加してしまう(下図)。これは、シフトしたゲートパルスと前方の信号パルスの間隔が小さくなり、発生した SH ゲートパルスが前方の信号パルスをスイッチして

しまうからである。

以上のことから、提案したウォークオフ補償を行う場合、補償量である T_{shift} には最適値が存在すると結論できる。補償量 T_{shift} の最適値は、スイッチする信号ビットに隣接する前方と後方の両方のビットに生じるクロストークの総量が最小となる値である。

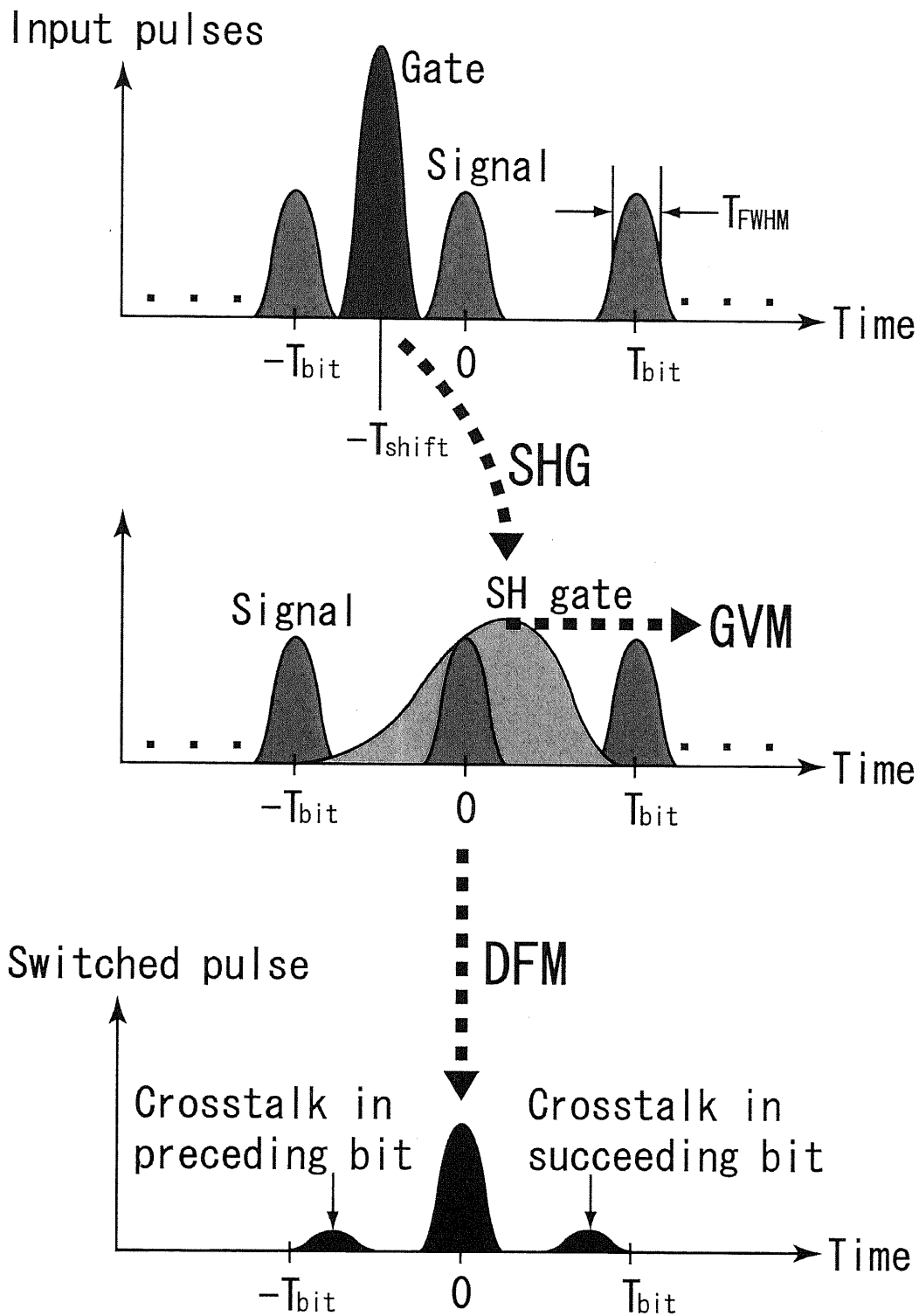


図4. 1 ウォークオフ補償によるスイッチの性能改善.

4. 3 実験によるウォークオフ補償の検証

以下の実験では、実際に QPM デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチに、提案したウォークオフ補償を適用し、その有効性を実証する[4.1],[4.4]。

4. 3. 1 実験系

本実験も、3. 3 節の図 3. 2 に示した実験系を用いる。ここでは、160Gbps システムを想定し、導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイス入力端における、ツイン信号パルスの時間間隔を 6.25ps に設定する。

提案したウォークオフ補償を適用した場合、クロストークはスイッチする信号ビットに隣接する前方と後方の両方のビットに生じる。スイッチする信号ビットに隣接する後方ビットに生じるクロストークを観測するためには、単一のゲートパルスでツイン信号パルスの前方ビットをスイッチすることにより観測できる。同様に、スイッチする信号ビットに隣接する前方ビットに生じるクロストークを観測するためには、単一のゲートパルスでツイン信号パルスの後方ビットをスイッチすることにより観測できる。

このようにして本実験では、スイッチする信号ビットに隣接する前方と後方の両方のビットに生じるクロストークを観測し、実験に用いた QPM-LiNbO₃ デバイスの最適なウォークオフ補償時の R_{\max} を調べる。

4. 3. 2 測定結果および考察

最初に、単一のゲートパルスでツイン信号パルスの前方ビットをスイッチして、後方ビットに生じるクロストークを観測する。実験では、 $T_{\text{shift}} \geq 0.8\text{ps}$ にすると、後方ビットに生じるクロストークは測定システムの感度限界(-16dB)以下になった。図 4. 2 は、クロスコリレータで測定した、 $T_{\text{shift}} = 1\text{ps}$ 時の入出力パルスの時間波形を示している。図 4. 2(a) はツインの入力信号パルス、図 4. 2(b) は単一の入力ゲートパルス、図 4. 2(c) は波長変換された出力信号パルスである。提案したウォークオフ補償を行うことにより、図 3. 6(c) では観測されていた後方ビットのクロストークが消えていることがわかる。また図 4. 3 は、このときの QPM-LiNbO₃ デバイス出力端でのツイン信号パルス、単一ゲートパルス、および波長変換された信号パルスのスペクトルを示している。こちらも波長変換された信号出力のスペクトルに、図 3. 7 には観測されていた 160GHz 間隔の周期的なくぼみが消えていることがわかる。このようにスペクトル波形からも、波長変換された信号に生じるクロストークが十分抑圧されていることが確認できる。

一方、 T_{shift} を大きくすると、スイッチする信号ビットに隣接する前方ビットに生じるクロストークが増加する。これを確認するために、今度は単一のゲートパルスでツイン信号パルスの後方ビットをスイッチして、前方ビットに生じるクロストークを観測する。実験

では、 $T_{\text{shift}} > 1.2\text{ps}$ にすると、前方ビットにクロストークが観測された。図 4. 4 は、クロスリレータで測定した、 $T_{\text{shift}} = 2\text{ps}$ 時の入出力パルスの時間波形を示している。図 4. 4 (a) はツインの入力信号パルス、図 4. 4 (b) は単一の入力ゲートパルス、図 4. 4 (c) は波長変換された出力信号パルスである。波長変換された信号出力の前方ビットに、大きなクロストークが生じていることがわかる。

以上の実験結果から、実験に用いた 20mm 長 QPM-LiNbO₃ デバイスは、 $0.8\text{ps} \leq T_{\text{shift}} \leq 1.2\text{ps}$ の範囲の最適なウォークオフ補償を行うことにより、160Gbps のランダムパターンをクロストーク無しにスイッチできると結論できる。一方、3. 3 節の実験で示したように、ウォークオフ補償を行わない場合の本デバイスの R_{max} は、120Gbps 程度であった。従って、ウォークオフ補償を行なうことにより、 R_{max} を 40Gbps 程度改善することができた。これによって、ウォークオフ補償を行なうことにより R_{max} を改善できるという理論も実証された。

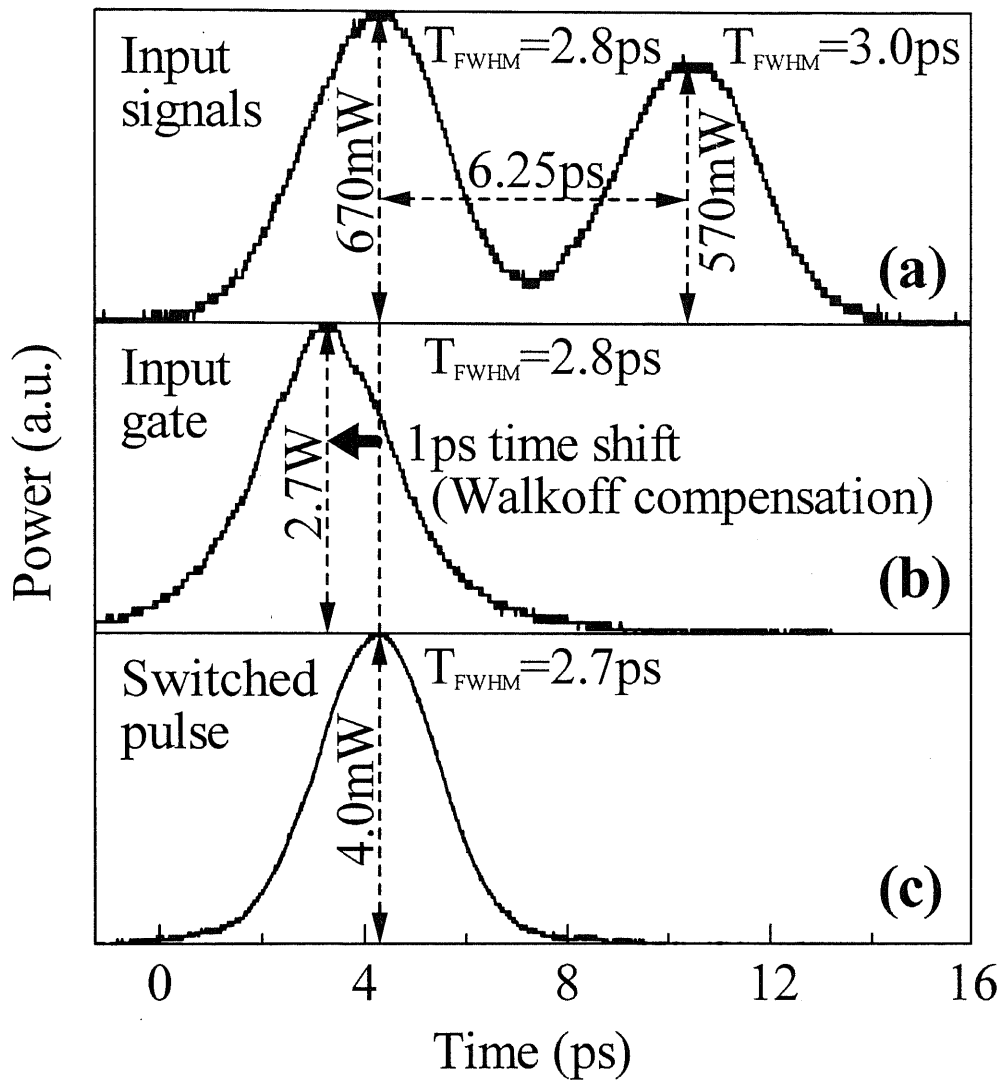


図4. 2 ウォークオフ補償を行った場合のクロスコレレータで測定した各パルスの時間波形. (a) QPM-LiNbO₃デバイス入力端でのツイン信号パルス. パルス間隔 = 6.25ps. (b) QPM-LiNbO₃デバイス入力端で前方の信号パルスの前へ1ps シフトした単一ゲートパルス. (c) QPM-LiNbO₃デバイス出力端での波長変換された信号パルス.

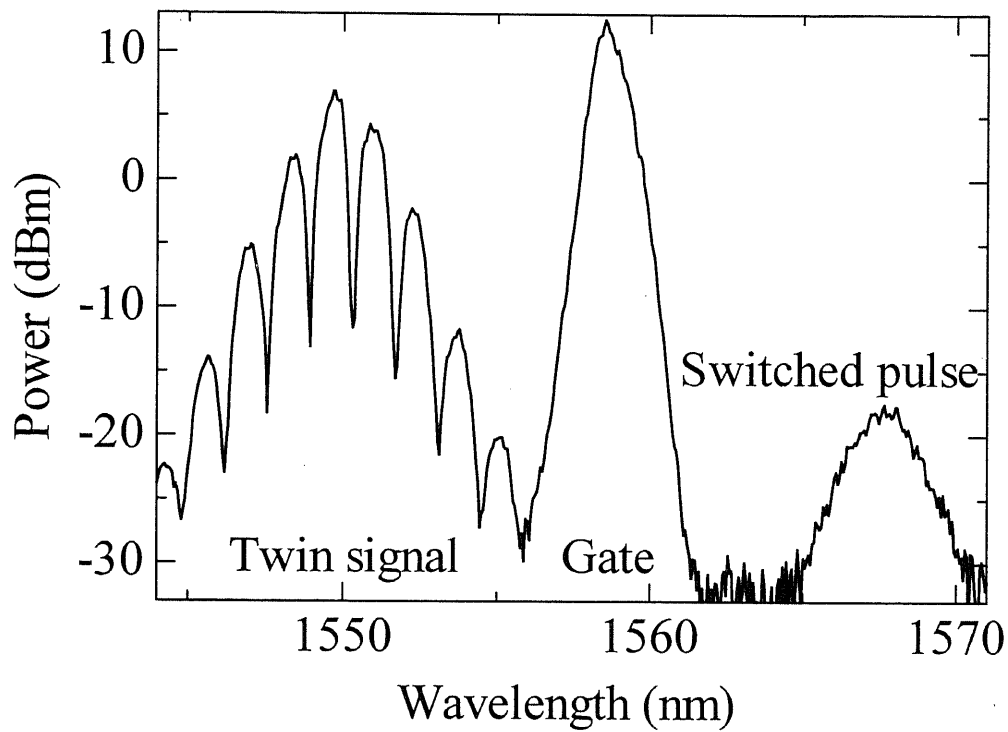


図4. 3 ウォークオフ補償を行った場合の QPM-LiNbO₃ デバイス出力端での ツイン信号パルス, 単一ゲートパルス, および波長変換された信号パルスのスペクトル. ツイン信号のパルス間隔 = 6.25ps. QPM-LiNbO₃ デバイス入力端で 単一ゲートパルスは前方の信号パルスの前へ 1ps シフトしている.

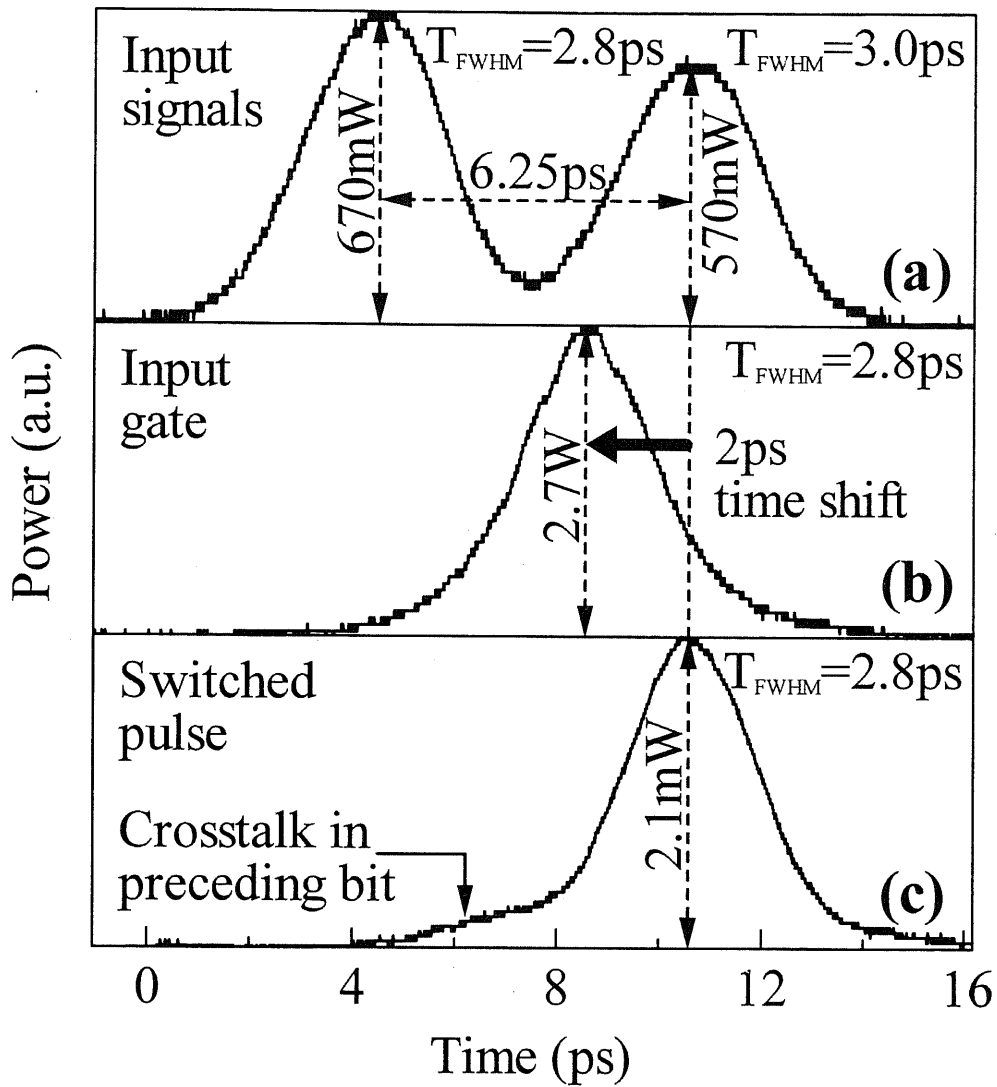


図4. 4 過剰のウォークオフ補償を行った場合のクロスコリレータで測定した各パルスの時間波形. (a) QPM-LiNbO₃ デバイス入力端でのツイン信号パルス. パルス間隔 = 6.25ps. (b) QPM-LiNbO₃ デバイス入力端で後方の信号パルスの前へ 2ps シフトした単一ゲートパルス. (c) QPM-LiNbO₃ デバイス出力端での波長変換された信号パルス.

4. 4 数値解析結果との比較検討

本節では、4. 3節のウォークオフ補償についての実験結果を対応する数値解析結果と比較する[4.1]-[4.4]。

数値解析では、4. 3節の実験に用いたものと同じデバイスパラメータを有する導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイスを想定した。解析に用いた QPM-LiNbO₃ デバイスのパラメータを3. 4節の表3. 1に示した。また、入力ゲートパルスと信号パルスも、4. 3節の実験に用いたものと同様のパルスを想定する。本解析では、スイッチする信号ビットに隣接する前方と後方の両方のビットに生じるクロストークを計算する必要がある。そこで表4. 1に示すような単一の入力ゲートパルスと3つの継続する入力信号パルスを用いる。単一のゲートパルスは中央の入力信号パルスの前方へ T_{shift} だけシフトしている。このゲートパルスで、中央の信号パルスをスイッチして、隣接する前方と後方の両方のビットに生じるクロストークを同時に計算する。また本解析では、160Gbps システムを想定し、信号のビット間隔は6.25psとする。3. 4節の場合と同様に、QPM-LiNbO₃ デバイス中を伝搬する基本波ゲートパルス、SH ゲートパルス、信号パルス、および波長変換された信号パルスの波形の変化は、2. 4節で与えた非線形結合モード方程式(2.12)-(2.15)を差分法を用いてデバイス長に沿って計算することにより求める。

数値解析では、デバイス長と信号のビット間隔が与えられれば、3. 4節の(3.1)式で定義したスイッチされる信号ビットに隣接する後方ビットに生じるクロストーク X_s は、 T_{shift} のみに依存し、デバイスの効率には依存しないことを示している。デバイス長が20mmで信号のビット間隔が6.25psの場合には、数値計算は、 X_s を-20dB以下に抑圧するためには、 T_{shift} を1ps以上にしなければならないことを示している。図4. 2(c)に示したように、 $T_{\text{shift}} = 1\text{ps}$ の時には、 X_s は測定システムの感度限界(-16dB)以下である。この実験結果は、数値計算結果とよく一致している。

次に、スイッチされる信号ビットに隣接する前方ビットに生じるクロストークを計算する。3. 4節の(3.1)式で定義した X_s と同様に、スイッチする信号ビットに隣接する前方ビットに生じるクロストーク X_p を、

$$X_p = \frac{P_{xp}}{P_{sw}} \quad (4.1)$$

で定義する。ここで、 P_{sw} は波長変換された信号パルスのピークパワー、 P_{xp} はスイッチされる信号ビットに隣接する前方ビットに生じるクロストークパルスのピークパワーである。数値解析では、信号のビット間隔が与えられれば、 X_p は T_{shift} のみに依存し、デバイスの効率には依存しないことを示している。信号のビット間隔が6.25psの時、数値計算では、 X_p を-20dB以下に抑えるためには、 T_{shift} は1.7ps以下でなければならないことを示している。

実験では、 $T_{\text{shift}} \leq 1.2\text{ps}$ の時には、 X_p は測定システムの感度限界(-16dB)以下であったが、図 4. 4 (c)に示したように、 $T_{\text{shift}} = 2\text{ps}$ の時には、測定された X_p は -16dB 以上である。これらの実験結果は、数値計算結果とよく一致している。

以上のことから、4. 3 節のウォークオフ補償についてのすべての実験結果は対応する数値解析結果と一致していると結論できる。

	入力ゲートパルス	入力信号パルス
パルスの数	単一	継続して3つ
パルス波形	ガウス形 RZ	ガウス形 RZ
ピークパワー	2.7W	600mW
半値全幅	3.0ps	3.0ps
中心波長	1550nm	1520nm

表 4. 1 数値解析に用いた導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイス入力端での単一ゲートパルスと3つの継続した信号パルス.

4. 5 本章のまとめ

本章では、実験により、QPM デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチの R_{\max} が、提案したウォークオフ補償法を適用することにより改善できることを実証した。このウォークオフ補償法は、QPM デバイス入力端で、ゲートパルスと信号パルス間のウォークオフを補償するものである。また、この実験結果を対応する数値解析結果と比較し、両者が一致していることを確認した。この結果、実験に用いた 20mm 長 QPM-LiNbO₃ デバイスは、 $0.8\text{ps} \leq T_{\text{shift}} \leq 1.2\text{ps}$ の範囲の最適なウォークオフ補償を行うことにより、 R_{\max} が 40Gbps 程度改善され、160Gbps のランダムパターンをクロストーク無しにスイッチできることがわかった。

本章の参考文献

- [4.1] Yutaka Fukuchi, Takahide Sakamoto, Kenji Taira, Kazuro Kikuchi, Daisuke Kunitatsu, Akira Suzuki, and Hiromasa Ito, "Speed limit of all-optical gate switches using cascaded second-order nonlinear effect in quasi-phase matched LiNbO_3 devices," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, pp. 1267–1269, September 2002.
- [4.2] Yutaka Fukuchi and Kazuro Kikuchi, "Novel design method for all-optical ultrafast gate switches using cascaded second-order nonlinear effect in quasi-phase matched LiNbO_3 devices," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, pp. 1409–1411, October 2002.
- [4.3] Yutaka Fukuchi, and Kazuro Kikuchi, "Ultrafast operation of four-wave mixing switches using the quasi-phase matched cascaded second-order nonlinear effect," *European Conference on Optical Communication (ECOC 2001)*, Paper We.P.9, Amsterdam, The Netherlands, September 30-October 4, 2001.
- [4.4] Kazuro Kikuchi, Yutaka Fukuchi, Akira Suzuki, Daisuke Kunitatsu, and Hiromasa Ito, "Ultrafast operation of optical time-division demultiplexer using quasi-phase matched LiNbO_3 device," *European Conference on Optical Communication (ECOC 2002)*, Paper 8.4.2, Copenhagen, Denmark, September 8–12, 2002.

第 5 章

擬似位相整合全光ゲートスイッチの最適化

5. 1 まえがき

3章では、擬似位相整合(QPM)デバイスにおける第二高調波発生(SHG)と差周波混合(DFM)の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチの性能が、第二高調波(SH)ゲートパルスと信号パルス間のウォークオフによるスイッチのクロストークの発生によって制限されることを示した。また4章では、QPMデバイス入力端でゲートパルスをスイッチする信号パルスの前方へ時間的にシフトさせることにより、このウォークオフを補償すれば、スイッチの性能を改善できることを示した。本章では、3章および4章で解明されたQPMデバイスにおけるSHGとDFMの縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチの詳細なスイッチング特性に基づいて、本スイッチのデバイス長を、導入するシステムの動作条件に応じて最適化する方法を提案する。さらに数値解析により、本スイッチのデバイス長を最適化した例を示し、本最適化が高効率化にとって極めて有効であることを示す。

5. 2 クロストークとパワーペナルティの関係

QPMデバイスにおけるSHGとDFMの縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチを、光通信システムに導入するときに発生するクロストークの形態は、本スイッチがどのような機能を実現するかに依存する。また、システム導入時にクロストークが問題となるのは、波長変換された信号にパワーペナルティが生じるからである[5.1],[5.2]。従って、実際のシステムへの導入を実現するためには、まず発生し得るクロストークの形態を分類し、その形態ごとに生じるパワーペナルティを求めておく必要がある。本節では、この関係を数値解析によって明らかにする。さらに、この数値解析結果を実験により検証する。

5. 2. 1 発生するクロストークの形態

本スイッチは、主として、光時分割多重(OTDM)通信システムにおける光時分割多重分離器(DEMUX)、光時分割多重器(MUX)、およびリタイミングスイッチとしての適用が考えられる。

まず、本スイッチを DEMUX として用いる場合を考える。この場合には、伝送されたデータパルスが信号パルスとして用いられ、伝送されたデータパルスから再生されたクロックパルスがゲートパルスとして動作する。図5. 1で、この場合に発生するクロストークを説明する。図5. 1(上図)は、スイッチ入力端における、3つの継続するデータパルスと、その中央ビットをスイッチする単一のクロックパルスを示している。データのビットレートは、 $1/T_{\text{bit}}$ で与えられる。ここでは、ウォークオフ補償を導入した場合も考慮し、入力クロックパルスは、スイッチする中央の入力データパルスより時間的に前へシフトしているものとする。従って、図5. 1(中図)に示すように、発生するSHクロックパルスは、まずスイッチするデータパルスに隣接する前方のデータパルスをスイッチし、前方ビット内にクロストークを発生する。クロックパルスとそのSH間の大きな群速度不整合(GVM)により、デバイスを伝搬していくにつれて、SHクロックパルスに時間遅れが生じ、次に中央のデータパルスをスイッチする。最後に、遅れてきたSHクロックパルスが後方ビットのデータパルスをスイッチし、後方ビット内にクロストークを発生する。従って、図5. 1(下図)に示すように、クロストークは、スイッチするデータビットに隣接する前方と後方の両方のビット内に発生する。このようなクロストークを有する波長変換されたデータが受信されると、その受信パワー P_{re} は近似的に、

$$P_{re} \cong C_{re} P_{sw} (1 + X_p + X_s) \quad (5.1)$$

で与えられる。ここで、 C_{re} は、受信感度に依存する定数である。 P_{sw} は、波長変換された中央のパルスのピークパワーである。前方および後方ビットに生じるクロストーク X_p および X_s は、それぞれ4. 4節(4.1)式および3. 4節(3.1)式で定義されている。伝送されたデータはランダムパターンを有するので、中央ビットの入力データがスペースレベルなら、 $P_{sw} = 0$ である。同様に、前方ビットの入力データがスペースレベルなら $X_p = 0$ であり、後方ビットの入力データがスペースレベルなら、 $X_s = 0$ である。これは、非干渉性(インコヒーレント)のクロストークである。

次に、本スイッチを MUX またはリタイミングスイッチとして用いる場合を考える。この場合には、クロックパルスが信号パルスとして用いられ、データパルス自身がゲートパルスとして動作する。図5. 2で、この場合に発生するクロストークを説明する。図5. 2(上図)は、スイッチ入力端における、3つの継続するクロックパルスと、それらをスイッチするデータパルスを示している。クロックのビットレートは、 $1/T_{\text{bit}}$ で与えられる。こ

の場合も、ウォークオフ補償を導入した場合を考慮し、入力データパルスは、スイッチするクロックパルスより時間的に前へシフトしているものとする。ここで、中央のビットに着目すると、図5. 2(中図)に示すように、まずシフトした後方ビットのデータパルスのSHが、中央のクロックパルスをスイッチし、クロストーク X_p を発生する。データパルスとそのSH間の大きなGVMにより、デバイスを伝搬していくにつれて、シフトした中央のデータパルスのSHに時間遅れが生じ、次にこれが中央のクロックパルススイッチする。最後に、遅れてきた前方ビットのデータパルスのSHが、中央のクロックパルスをスイッチし、クロストーク X_s を発生する。従って、図5. 2(下図)に示すように、クロストーク X_p および X_s は、スイッチするビット内に発生する。このようなクロストークを有する波長変換されたパルスのピークパワー P_{out} は、近似的に、

$$P_{out} \cong \left| \sqrt{P_{sw}} \left(1 + \sqrt{X_p} e^{i\theta_p} + \sqrt{X_s} e^{i\theta_s} \right) \right|^2 \quad (5.2)$$

で与えられる。ここで、二つのクロストークパルスの位相 θ_p および θ_s は、それぞれランダムな値をとる。DEMUXの場合と同様に、この場合も伝送されたデータはランダムパターンを有する。従って、中央ビットの入力データがスペースレベルなら、 $P_{sw} = 0$ である。同様に、後方ビットの入力データがスペースレベルなら $X_p = 0$ であり、前方ビットの入力データがスペースレベルなら、 $X_s = 0$ である。これは、可干渉性(コヒーレント)のクロストークである。

以上のことから、本スイッチに生じるクロストークは、DEMUXとして用いるときにはインコヒーレントクロストークとなり、MUXまたはリタイミングスイッチとして用いるときにはコヒーレントクロストークとなると結論できる。

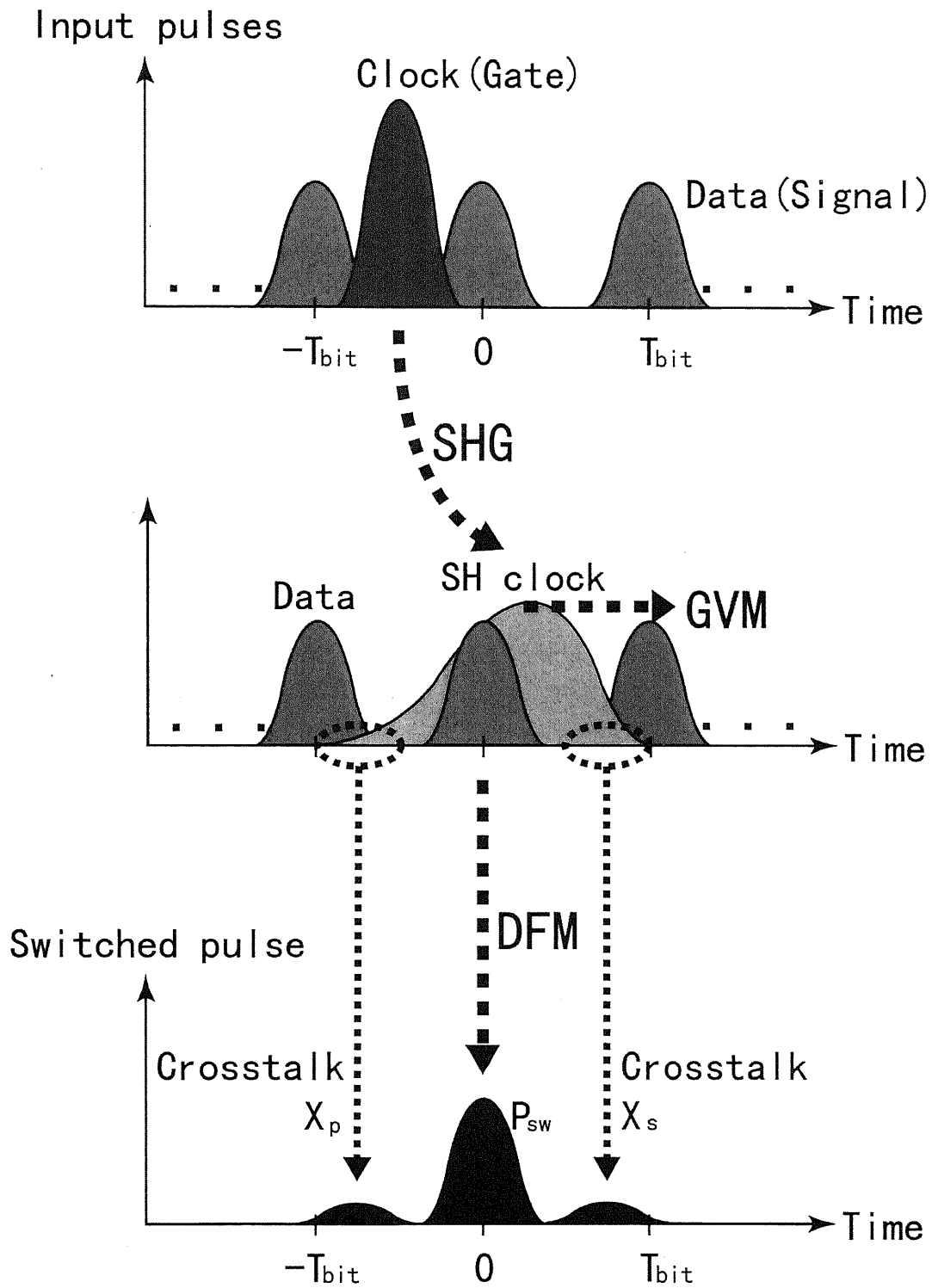


図5. 1 インコヒーレントクロストークの発生機構.

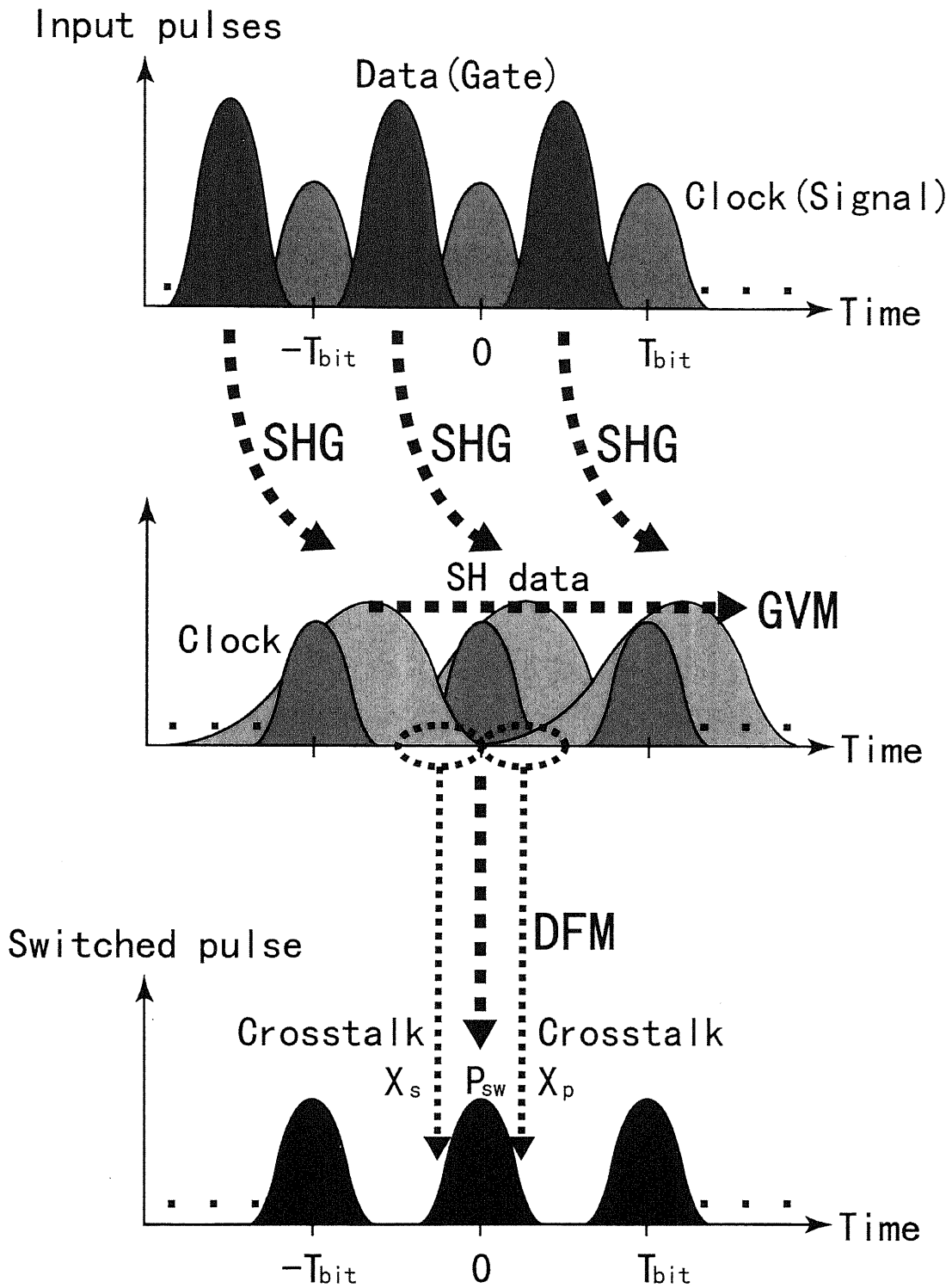


図5. 2 コヒーレントクロストークの発生機構.

5. 2. 2 数値解析結果

波長変換されたパルスの信号対雑音比は、一般に増幅された自然放出(ASE)雑音によって劣化している。この ASE 雑音は、信号と同じ帯域幅のガウス雑音で近似できる[5.4]。この近似を適用すると、スペースレベルとマークレベルにおける P_{re} および P_{out} の確率密度関数がそれぞれ決定でき、波長変換されたパルスの符号誤り率(BER_{sw})が、 P_{sw} 、 X_p 、および X_s の関数として求められる。このとき、波長変換されたパルスに生じるパワーペナルティは、一般に BER_{sw} 、 X_p 、および X_s の関数となる。以下の解析では、信号と ASE 間のビート雑音のみを考慮し、これよりも十分小さい ASE と ASE 間のビート雑音は無視して、インコヒーレントクロストークおよびコヒーレントクロストークによって生じるパワーペナルティを計算する。

図 5. 3 は、全クロストーク $X_{sum}(= X_p + X_s)$ の関数としての $BER_{sw} = 10^{-9}$ における波長変換されたパルスのパワーペナルティを示している。記号□は、インコヒーレントクロストークによって生じるパワーペナルティを示している。一方、記号▲および●は、コヒーレントクロストークによって生じるパワーペナルティを示している。記号▲は $X_p = 0$ または $X_s = 0$ の場合であり、記号●は $X_p = X_s$ の場合である。一般に、 $X_p \neq X_s$ の場合のパワーペナルティは、これらの間の値をとる。これは、5. 2. 1 節(5.2)式の中の、 $\theta_p = \theta_s = 0$ および $X_s = X_{sum} - X_p$ とおくことによって得られる振幅成分 $\sqrt{X_p} + \sqrt{(X_{sum} - X_p)}$ は、 $X_p = 0$ または $X_s = 0$ の場合に最小値 $\sqrt{X_{sum}}$ となり、 $X_p = X_s$ の場合に最大値 $\sqrt{2X_{sum}}$ となるからである。図 5. 3 から、 X_{sum} が大きくなると、それに応じてパワーペナルティも大きくなるのがわかる。また当然のことであるが、インコヒーレントクロストークによって生じるパワーペナルティに比べて、コヒーレントクロストークによって生じるパワーペナルティの方が大変大きいことがわかる。例えば、 $X_{sum} = -17\text{dB}$ のとき、インコヒーレントクロストークによって生じるパワーペナルティは約 0.7dB であるが、コヒーレントクロストークによって生じるパワーペナルティは 1.6dB 程度と大きい。

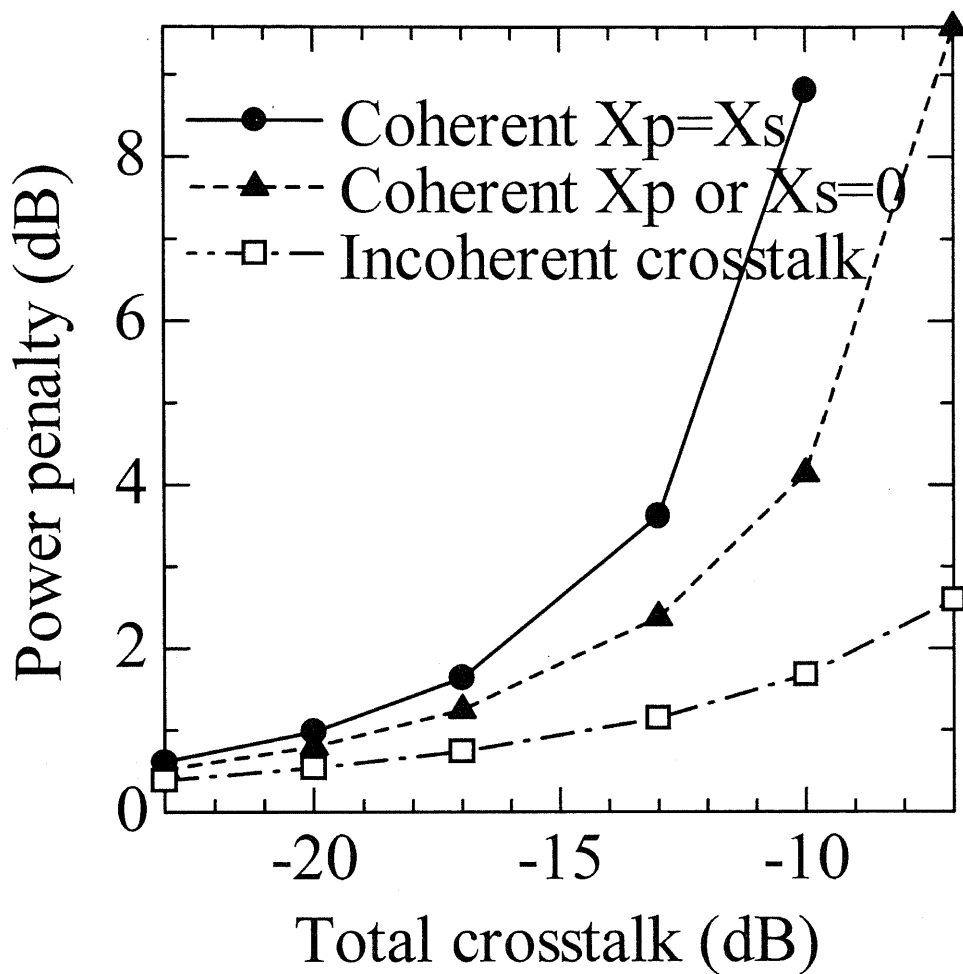


図5.3 全クロストーク $X_p + X_s$ の関数としての符号誤り率 $= 10^{-9}$ における波長変換されたパルスのパワーペナルティ. 記号□は, インコヒーレントクロストークによって生じるパワーペナルティ. 記号▲および●は, コヒーレントクロストークによって生じるパワーペナルティ. ▲は $X_p = 0$ または $X_s = 0$ の場合. ●は $X_p = X_s$ の場合. $X_p \neq X_s$ の場合のパワーペナルティは, これらの間の値をとる.

5. 2. 3 実験による検証

本節では、5. 2. 2節のインコヒーレントおよびコヒーレントクロストークによって生じるパワーペナルティの計算結果を、実験により検証する。

クロストークを有する波長変換された信号に生じるパワーペナルティの値は、光スイッチそのものではなく、測定システムに依存する。そこで、本実験では光スイッチを用いず、後方ビットにクロストークパルスを有するランダム信号を模擬的に生成し、パワーペナルティを測定する。この実験系を図5. 4に示す。パルス光源には、繰り返し周波数 10GHz の再生モード同期ファイバリングレーザ(MLFL)から出力される、中心波長 1551nm、半値全幅 2.8ps の sech^2 形パルスを用いた。LiNbO₃ マツェンダー型光変調器(MOD)は、パルスパターン発生器(PPG)からの $2^{31}-1$ 擬似ランダム符号で MLFL 出力の強度を変調する。変調された 10Gbps 光信号は、光カップラによって二分される。一方の光路には何も挿入されておらず、もう一方の光路には遅延用の 30m 以上の長さを有する分散シフトファイバ(DSF)、可変光減衰器(ATT1)、および可変光遅延器(Delay)が挿入され、再び合波されている。別々の光路を通ってきた信号パルス間の合波時の強度差は、ATT1 によって調節される。また、Delay により、合波された二つの信号パルスが、規定されたビットレートに対応する時間間隔 T_{bit} を持つように調節される。これによって、後方ビットにクロストークを有する 10Gbps の擬似ランダム信号が模擬的に生成される。なお、遅延用 DSF は、前方のパルスと後方のクロストークパルスのパターンを無相関にするために挿入されている。このクロストークを有する擬似ランダム信号は、低雑音のエルビウム添加ファイバ増幅器(EDFA)により増幅され、帯域 3nm の光帯域通過フィルタ(BPF)を通った後、ATT2 により符号誤り率測定器(BERT)への入力パワーが調節される。ATT1、Delay、および ATT2 により、それぞれクロストーク量、 T_{bit} 、および BERT への入力パワーを変化させて、符号誤り率(BER)を測定する。次に、この測定結果から、各 T_{bit} に対して、 $\text{BER} = 10^{-9}$ におけるクロストークによって生じるパワーペナルティを求める。

測定結果を図5. 5に示す。これは、前方ビットのクロストーク $X_p = 0$ 時の、後方ビットのクロストーク X_s の関数としての $\text{BER} = 10^{-9}$ におけるパワーペナルティを示している。記号□は、80Gbps システムを想定した場合、つまり $T_{\text{bit}} = 12.5\text{ps}$ とした場合のパワーペナルティを示している。一方、記号▲は、160Gbps システムを想定した場合、つまり $T_{\text{bit}} = 6.25\text{ps}$ とした場合のパワーペナルティを示している。なお、実験結果を対応する数値解析結果と比較するために、図5. 3に示した数値計算結果も合わせて示す。記号□の 80Gbps システムを想定した場合($T_{\text{bit}} = 12.5\text{ps}$)の実験結果は、記号□で示されている対応する数値計算結果とよく一致していることがわかる。一方、記号▲の 160Gbps システムを想定した場合($T_{\text{bit}} = 6.25\text{ps}$)の実験結果は、記号□で示されている数値計算結果よりも、かなり大きいことがわかる。これは、パルスの半値全幅 2.8ps に対して $T_{\text{bit}} = 6.25\text{ps}$ であり、二つの信号パルスが近づき過ぎているために、インコヒーレントクロストークの成分に加えてコヒーレントクロストークの成分が生じたためである。このため、記号▲で示されたパワー

ペナルティの値は、記号□と▲で示された値の間にあり、数値計算結果とは何ら矛盾しない。

以上のことから、5. 2. 2節の図5. 3で与えられている数値計算結果が、対応する実験結果とよく一致していることが確認された。これにより、本スイッチを DEMUX、MUX、およびリタイミングスイッチとして OTDM 伝送システム等に適用するとき、インコヒーレントクロストークあるいはコヒーレントクロストークによって生じるパワーペナルティを例えば 1dB 程度に抑えるためには、全クロストーク $X_{\text{sum}} (= X_p + X_s)$ を -17dB 程度とすればよいと結論できる。

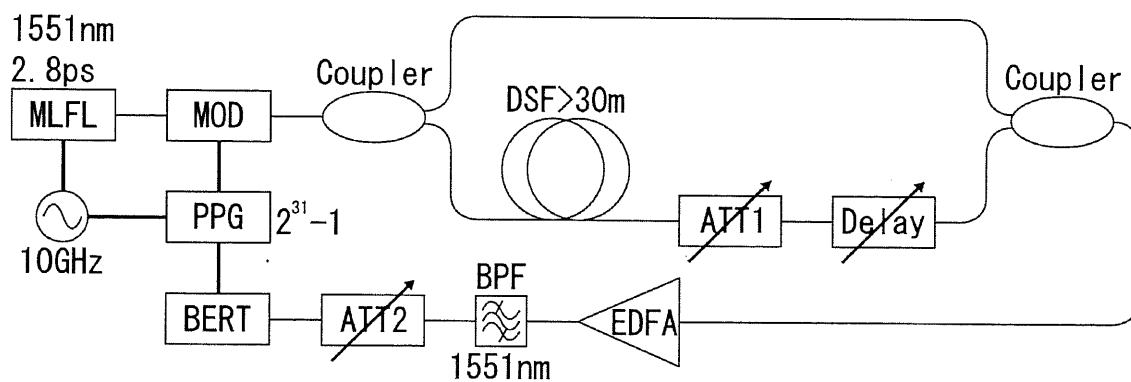


図5. 4 クロストークによって生じるパワーペナルティを測定するための実験系.

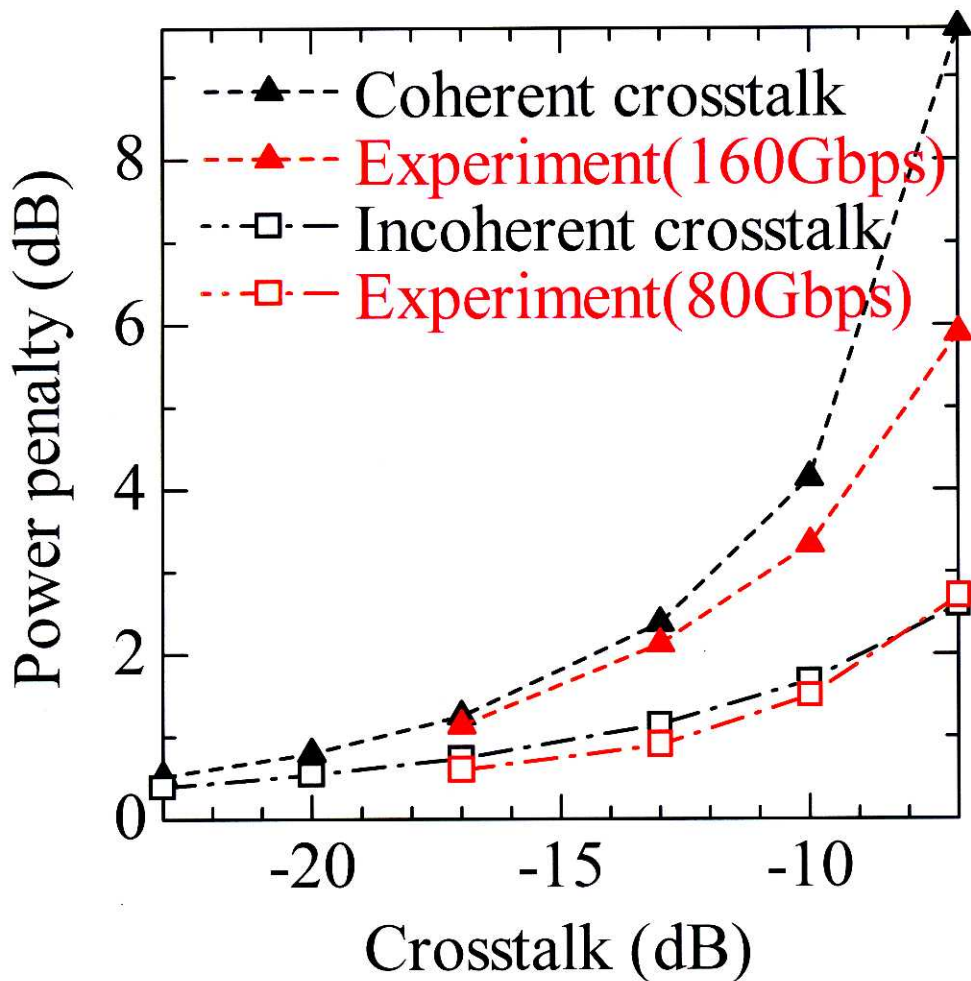


図5. 5 前方ビットのクロストーク $X_p = 0$ 時の、後方ビットのクロストーク X_s の関数としての符号誤り率 $= 10^{-9}$ における信号のパワーペナルティ. 記号 \square は、80Gbps システムを想定した場合(ツイン信号のパルス間隔 $= 12.5\text{ps}$)のパワーペナルティ. 記号 \blacktriangle は、160Gbps システムを想定した場合(ツイン信号のパルス間隔 $= 6.25\text{ps}$)のパワーペナルティ. 記号 \square および \blacktriangle は、図5. 3と同じ数値計算結果.

5. 3 クロストークに基づくスイッチの最適化法

本節では、QPM デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチのデバイス長を、導入するシステムの動作条件に応じて最適化する方法を示す[5.1]。

5. 2. 2 節の図 5. 3 から、波長変換された信号のパワーペナルティの許容値を決めれば、4. 4 節(4.1)式および 3. 4 節(3.1)式で定義されるクロストーク X_p および X_s の許容値も定まる。従って本最適化では、まず波長変換された信号のパワーペナルティの許容値を定める。さらに、初期条件として、入力ゲートパルスと入力信号パルスの波形と、本スイッチで処理するビットレート $1/T_{bit}$ を定める。

これらの初期条件から、まずスイッチ入力端におけるゲートパルスのスイッチする信号パルスの前方への時間シフト T_{shift} の最大値が決定される。ここで、ゲートパルスとその SH 間の群速度不整合を GVM_{g-h} とおき、シフトした入力ゲートパルスとスイッチする信号パルスに隣接する前方の信号パルスとの間の時間差 T_d を定義する。クロストーク X_p の値は、 T_d が小さくなると増加する。数値解析では、 X_p は、 T_d 、入力ゲートと信号パルスの波形、および GVM_{g-h} に依存するが、ゲートと信号の入力パワー、および他のデバイスパラメータには依存しないことが示されている。従って、 X_p の許容値から T_d の最小値が求まり、 $T_{shift}(=T_{bit} - T_d)$ の最大値が決定される。

次に、最大デバイス長 L_{max} を決定する。クロストーク X_s の値は、デバイスが長くなるにつれて増加する。数値解析では、 X_s は、デバイス長、 GVM_{g-h} 、 T_{shift} 、 T_{bit} 、および入力ゲートと信号パルスの波形に依存するが、他のデバイスパラメータ、およびゲートと信号の入力パワーには依存しないことが示されている。従って、最大デバイス長 L_{max} は X_s が臨界値に達する伝搬距離として定義され、その値が決定される。

最後に、3. 4 節(3.2)式で定義されるスイッチング効率 η が、デバイスの構造、入力ゲートパルスのピークパワー P_g 、入力ゲートと信号パルスの波形から計算できる。

以上の一連の作業によって、本スイッチのデバイス長が、導入するシステムの動作条件に応じて最適化される。本最適化のフローチャートを図 5. 6 に示す。

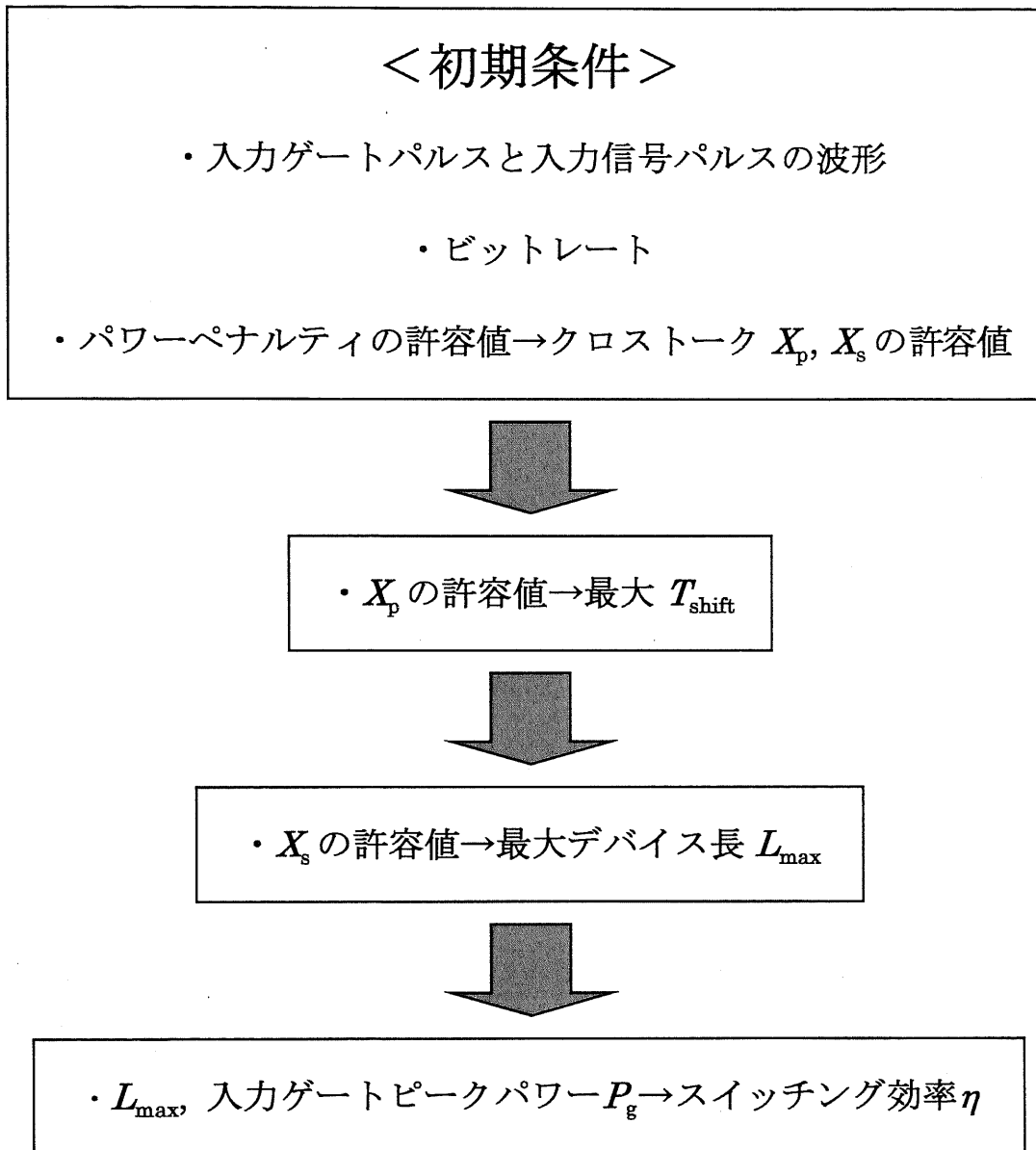


図5. 6 スイッチの最適化のフローチャート.

5. 4 数値解析によるスイッチの最適化例

本節では、数値解析により、QPM デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチのデバイス長を、最適化した例を示す[5.1]。

数値解析では、3. 3 節および 4. 3 節の実験に用いたものと同じデバイスパラメータを有する導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイスを想定する。解析に用いた QPM-LiNbO₃ デバイスのパラメータを、3. 4 節の表 3. 1 に示した。ただし本解析では、デバイス長は、最適化するパラメータであるので、20mm に固定されない。初期条件として、入力ゲートパルスと入力信号パルスは、表 5. 1 (上) に示すように、同一の半値全幅 T_{FWHM} を有するガウス形 RZ パルスとし、ビット間隔 T_{bit} は $3T_{FWHM}$ とする。また、5. 2. 2 節の図 5. 3 から、インコヒーレントクロストークあるいはコヒーレントクロストークによって波長変換された出力信号に生じるパワーペナルティを 1dB 程度に抑えるためには、全クロストーク $X_{sum}(=X_p + X_s)$ を -17dB 程度とすればよいことがわかる。このため、本最適化では、 X_p および X_s の許容値を等しく -20dB とする。

数値解析によると、この初期条件では、最大 T_{shift} は $1.5T_{FWHM}$ であった。図 5. 7 に、数値解析によって得られたビットレート $1/T_{bit}$ の関数としての最大デバイス長 L_{max} を示す。 L_{max} と $1/T_{bit}$ の積は、約 $4.0\text{Gbps}\cdot\text{m}$ であった。また、数値解析では、スイッチング効率 η は、入力ゲートパルスのピークパワーを P_g とすると、

$$\eta \propto P_g^2 \times L_{max}^2 \times T_{FWHM} \quad (5.3)$$

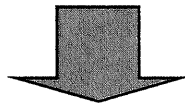
で与えられるスケール則が近似的に成り立つことがわかった。例えば、 $P_g = 1\text{W}$ 、 $1/T_{bit} = 200\text{Gbps}$ のとき、 $L_{max} = 20\text{mm}$ 、 $\eta = 100\%$ である。一方、 $1/T_{bit}$ が 400Gbps に上がると、 $L_{max} = 10\text{mm}$ 、 η は 12% に低下する。本数値解析による最適化の結果を、表 5. 1 (下) にまとめる。

<初期条件>

- ・入力ゲートパルスと入力信号パルスの波形

	入力ゲートパルス	入力信号パルス
パルス波形	ガウス形 RZ	ガウス形 RZ
半値全幅	T_{FWHM}	T_{FWHM}
中心波長	1550nm	1520nm

- ・ビット間隔 $T_{bit} = 3T_{FWHM}$
- ・許容パワーペナルティ約 1dB → 許容 $X_p = X_s = -20dB$



<最適化>

- ・最大 $T_{shift} = 1.5T_{FWHM}$
- ・ $L_{max} \times 1/T_{bit} = 4.0Gbps \cdot m$
- ・ $\eta \propto P_g^2 \times L_{max}^2 \times T_{FWHM}$

表5. 1 数値解析によるスイッチの最適化例.

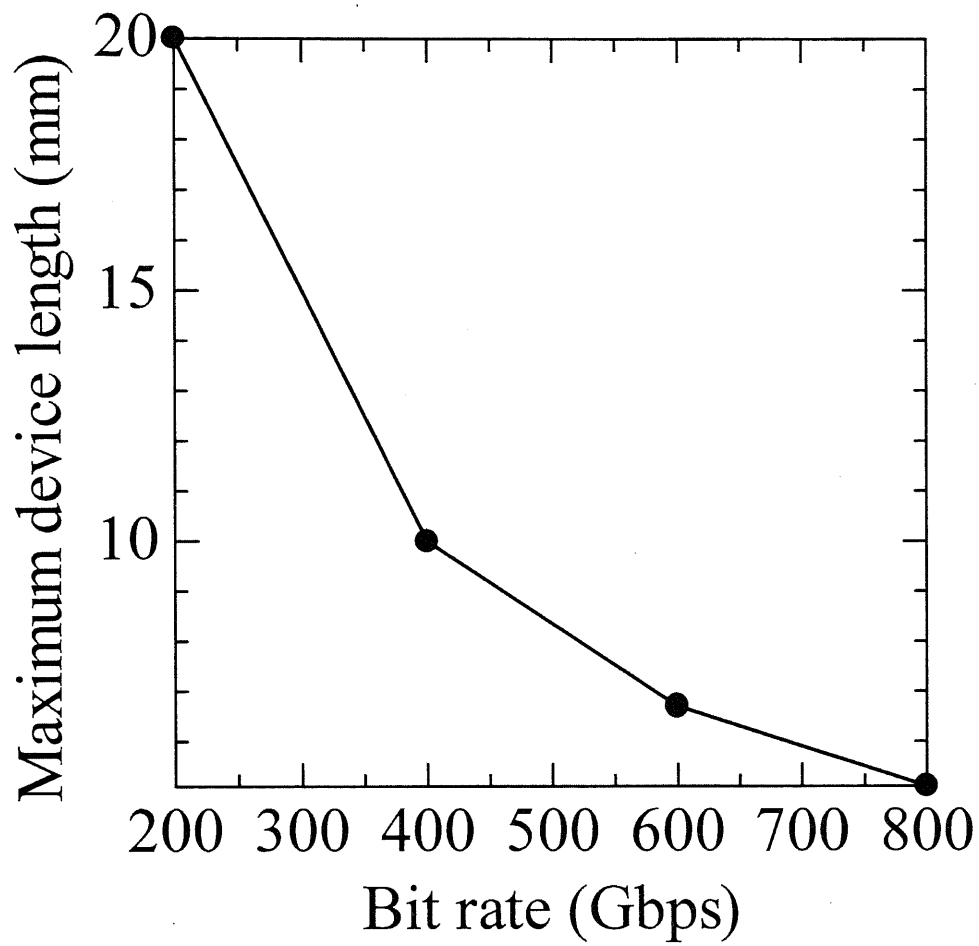


図5. 7 スイッチの最適化を行った場合のビットレートに関する最大デバイス長.

5. 5 最適化の有効性

本節では、提案した QPM デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチの最適化の有効性を示す[5.1],[5.3]。ここで、スイッチの最適化が行われていない場合の例として、ウォークオフ補償法を導入しない場合を考える。この場合には、 $T_{\text{shift}} = 0$ であるから、当然 $X_p = 0$ となる。従ってこの場合、5. 4 節のスイッチの最適化を行った場合と同様に、インコヒーレントおよびコヒーレントクロストークによって波長変換された信号出力に生じるパワーペナルティを 1dB 程度に抑えるためには、 X_s の許容値を -17dB とすればよい。

図 5. 8 に、数値解析によって得られたこのときの最大デバイス長 L_{max} をビットレート $1/T_{\text{bit}}$ の関数として示す。 $L_{\text{max}} \times 1/T_{\text{bit}}$ は、約 $2.4\text{Gbps}\cdot\text{m}$ である。図 5. 7 のスイッチの最適化を行った場合の $L_{\text{max}} \times 1/T_{\text{bit}} (= 4.0\text{Gbps}\cdot\text{m})$ は、スイッチの最適化を行わない図 5. 8 の場合 ($2.4\text{Gbps}\cdot\text{m}$) と比較して、約 1.7 倍大きいことかわかる。これは、与えられたビットレートに対して、スイッチの最適化を行なうことにより、 η を約 3 倍改善できることを意味している。

以上のことから、提案した本スイッチの最適化法が、 η を改善するのに極めて有効であると結論できる。

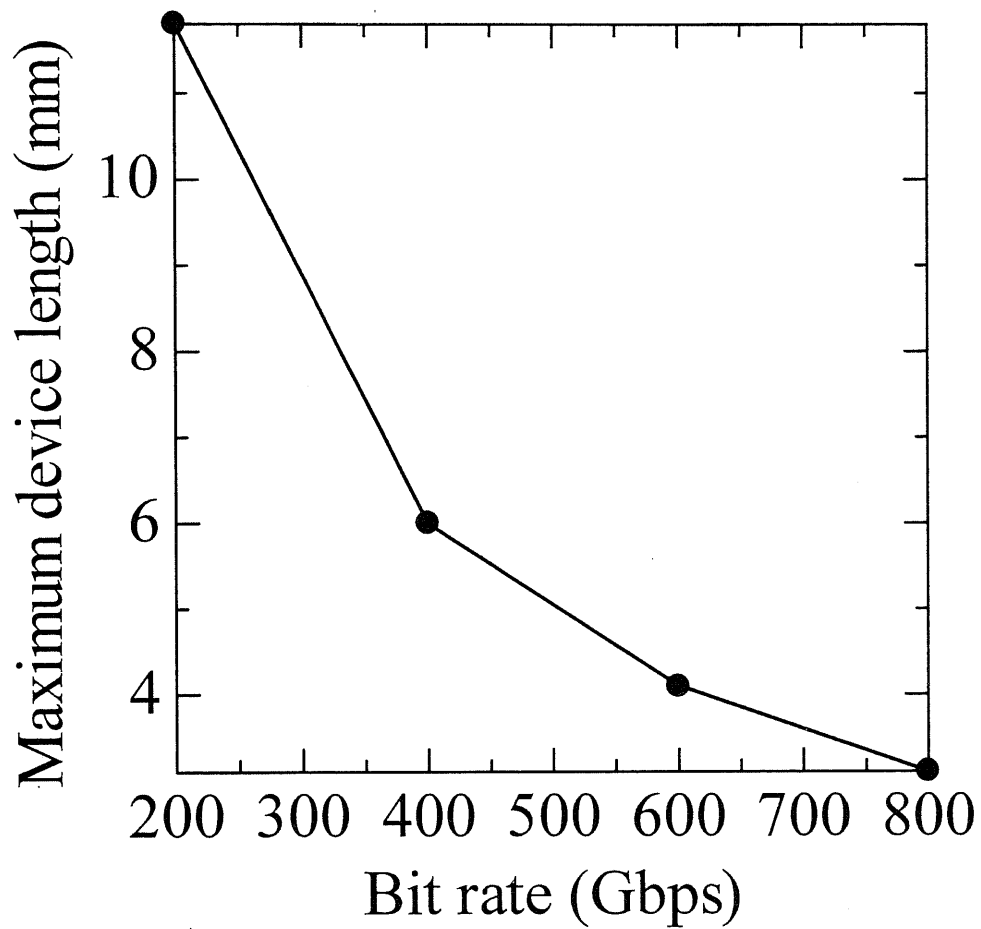


図5. 8 スイッチの最適化が行われていない(ウォークオフ補償を行なわない)場合におけるビットレートの関数としての最大デバイス長.

5. 6 本章のまとめ

本章では、QPM デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチのデバイス長を、導入するシステムの動作条件に応じて最適化した。まず、本スイッチに発生するクロストークの形態は、本スイッチで実現する機能に依存して決まり、インコヒーレントクロストークとコヒーレントクロストークが存在することを示し、それぞれの形態ごとに生じるパワーペナルティを数值的に計算した。また、この数値計算結果を実験により検証した。次に、クロストークに基づく本スイッチの最適化法を提案した。最後に、数値解析により、本スイッチの最適化例を示し、提案した最適化法が η を高めるのに極めて有効であることを示した。

本章の参考文献

- [5.1] Yutaka Fukuchi and Kazuro Kikuchi, "Novel design method for all-optical ultrafast gate switches using cascaded second-order nonlinear effect in quasi-phase matched LiNbO₃ devices," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, pp. 1409–1411, October 2002.
- [5.2] Kazuro Kikuchi, Yutaka Fukuchi, Akira Suzuki, Daisuke Kunimatsu, and Hiromasa Ito, "Ultrafast operation of optical time-division demultiplexer using quasi-phase matched LiNbO₃ device," *European Conference on Optical Communication (ECOC 2002)*, Paper 8.4.2, Copenhagen, Denmark, September 8–12, 2002.
- [5.3] Yutaka Fukuchi, and Kazuro Kikuchi, "Ultrafast operation of four-wave mixing switches using the quasi-phase matched cascaded second-order nonlinear effect," *European Conference on Optical Communication (ECOC 2001)*, Paper We.P.9, Amsterdam, The Netherlands, September 30-October 4, 2001.
- [5.4] K. Kikuchi, "Theory of noise in optical amplifiers," *Fiber Integr. Opt.*, vol. 12, pp. 369–380, 1993.

第 6 章

擬似位相整合全光超高速ゲートスイッチの実現

6. 1 まえがき

5章では、擬似位相整合(QPM)デバイスにおける第二高調波発生(SHG)と差周波混合(DFM)の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチのデバイス長を、導入するシステムの動作条件に応じて最適化する方法を提案した。それによると、例えば LiNbO₃ 結晶を用いた QPM デバイスでは、スイッチで処理するビットレートと最大デバイス長の積は、約 4.0Gbps·m であった。従って、例えばビットレート 160Gbps の超高速光時分割多重(OTDM)信号のゲートスイッチングにおける最大デバイス長は、約 30mm である。本章では、30mm 長の導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイスを用いて、160Gbps の超高速 OTDM 信号から 10Gbps のタイムスロットをエラーフリーで時間多重分離(DEMUX)し、本スイッチの超高速動作を実現する。

6. 2 擬似位相整合全光超高速ゲートスイッチの評価

以下の実験では、実際に 30mm 長の導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を利用した全光ゲートスイッチを用いて、160Gbps の超高速 OTDM 信号から、10Gbps チャンネルを DEMUX する。

6. 2. 1 実験系

本実験の構成を図 6. 1 に示す。繰り返し周波数 10GHz で駆動された再生モード同期ファイバーリングレーザ(MLFL1)により、中心波長 1553nm、半値全幅 2.8ps の sech^2 形クロックパルスを発生した。MLFL1 から出力されたクロックパルスの自己相関波形を図 6. 2 に示す。一方、MLFL1 に同期した繰り返し周波数 10GHz の MLFL2 により、中心波長 1544nm、半値全幅 2.7ps の sech^2 形信号パルスを発生した。MLFL2 から出力された信号パルスの自己相関波形を図 6. 3 に示す。

LiNbO₃ マッハツェンダ型光変調器(LNMOD)により、信号強度をパルスパターン発生器(PPG)からの $2^{31}-1$ 擬似ランダム符号で変調した。LNMOD から出力された 10Gbps 信号は、低雑音のエルビウム添加ファイバ増幅器(EDFA)により前置増幅され、帯域 3nm の光帯域通過フィルタ(BPF)を通った後、平面光波回路(PLC)により 160Gbps に時間多重(MUX)された。

160Gbps-OTDM 信号と 10GHz クロックは、それぞれ別々の EDFA により増幅され、帯域 3nm の BPF を通った後、光カップラによって合波され、30mm 長の導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイスへ導かれた。実験に用いた 30mm 長導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイスは、QPM-LiNbO₃ 光導波路、カップリング用分散シフトファイバ、およびこれらを結合する集光レンズ系、温度コントローラによって構成されており、その外観を図 6. 4 に示す。本デバイスは、フォトリフラクティブ効果を避けるために 90°C に暖めており、LiNbO₃ 結晶の最大二次非線形光学テンソル成分 d_{33} (= 25.9pm/V) を用いた。このときの QPM 波長および QPM 帯域は、それぞれ 1553nm および 0.5nm であった。QPM-LiNbO₃ デバイスの fiber-to-fiber での透過損失は、6.8dB であった。これは、QPM-LiNbO₃ 光導波路自体の伝搬損失 (~2dB) と、カップリング用光ファイバと QPM-LiNbO₃ 光導波路間の結合損失 (~2dB+2dB) に起因している。二つの偏波制御器(PC)は、入力信号と入力クロックの偏波状態を、QPM-LiNbO₃ 光導波路の TM モード(// d_{33}) に合わせるために用いた。信号パルスに対するクロックパルスのタイミングは、可変光遅延器(Delay)を用いて調節した。QPM-LiNbO₃ デバイスに入力される信号およびクロックの平均パワーは、それぞれ 18.5dBm および 16.2dBm であった。

QPM-LiNbO₃ デバイスからの出力光は光カップラによって二分され、一方は光スペクトルアナライザに入力された。DEMUX された 10Gbps チャネルは、1562nm 帯に波長変換された。波長変換効率は約 -15dB であり、平均出力パワーは -15.5dBm であった。もう一方は、帯域 3nm の BPF によって DEMUX された 10Gbps チャネルのみを切り出し、低雑音の EDFA により前置増幅した後、フォトダイオード(PD)に入力した。低雑音 EDFA と PD の間に配置した可変光減衰器(ATT)は、PD に入力される光パワーを調節した。符号誤り率(BER)は、BER 測定器(BERT)を用いて、PD に入力される光パワーを変化させて測定した。なお、Delay ラインを用いてウォークオフ補償を行い、DEMUX されたチャネルの BER 特性を最適化した[6.1]-[6.4]。

一方、DEMUX されたチャネルの時間波形は、クロスコリレータを用いて測定した。クロスコリレータでは、MLFL1 の出力から、高非線形ファイバによりスーパーコンティニューム光を生成してスペクトル拡散を行った後、分散補償ファイバによりパルス幅を 200fs まで圧縮したものをサンプリングパルスとして用いた[6.5]。

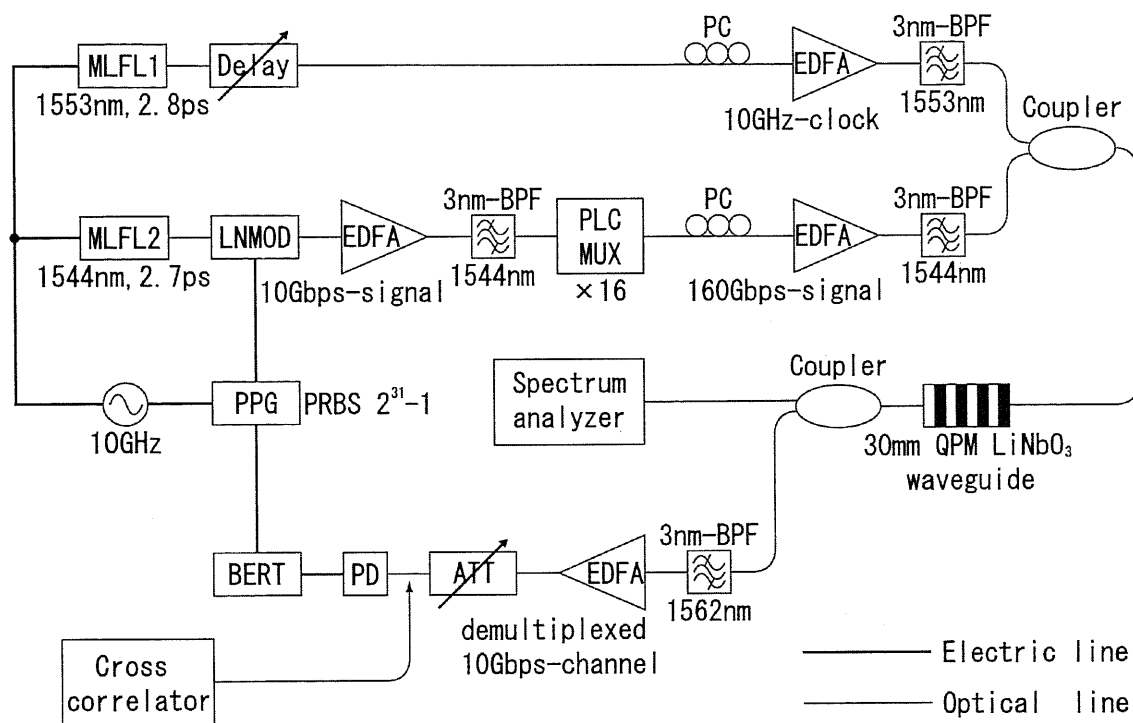


図6. 1 160Gbps 超高速光時分割多重信号から 10Gbps タイムスロットを時間多重分離するための実験系.

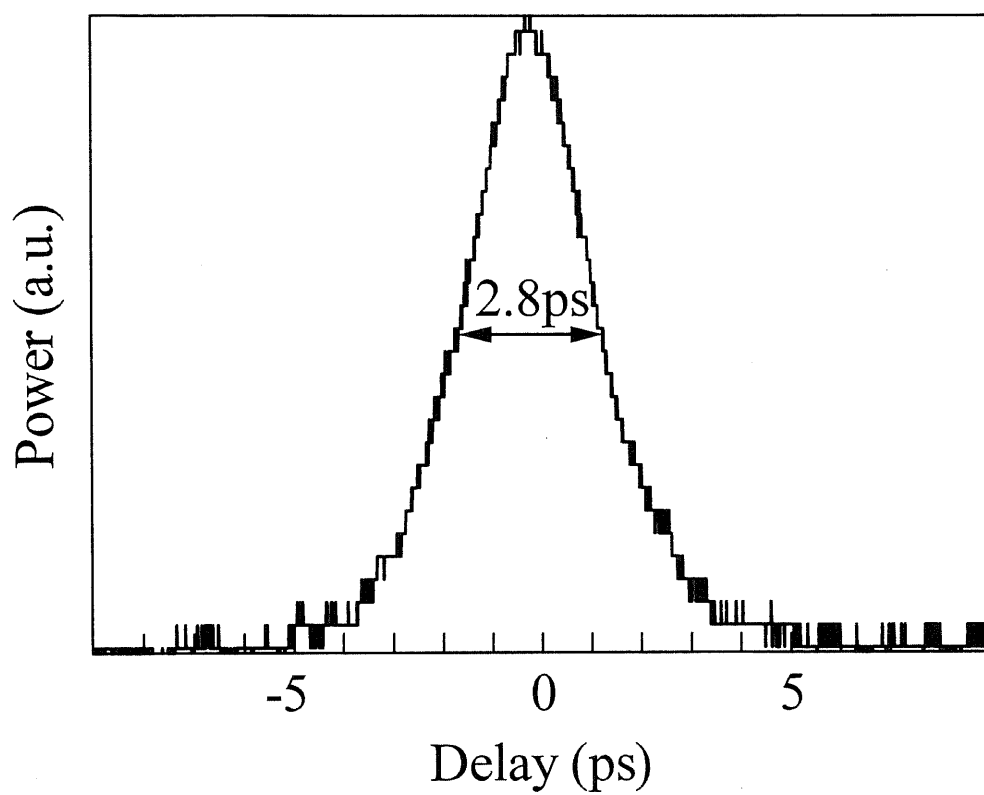


図6. 2 クロックパルスの自己相関波形.

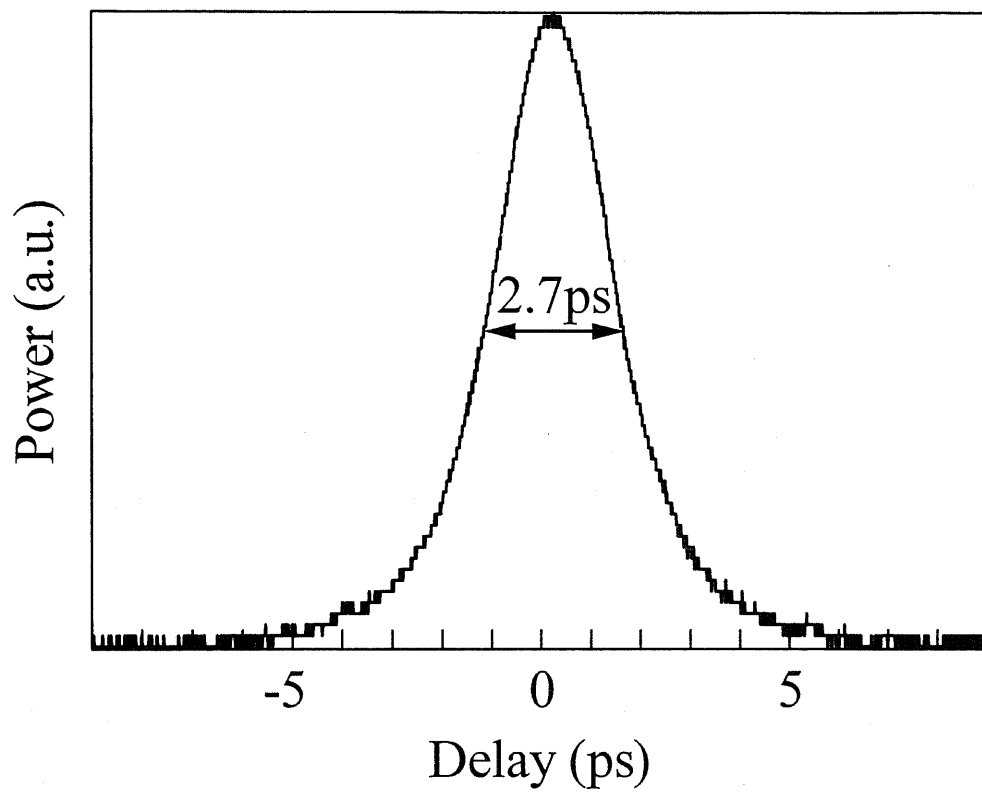


図6. 3 信号パルスの自己相関波形.

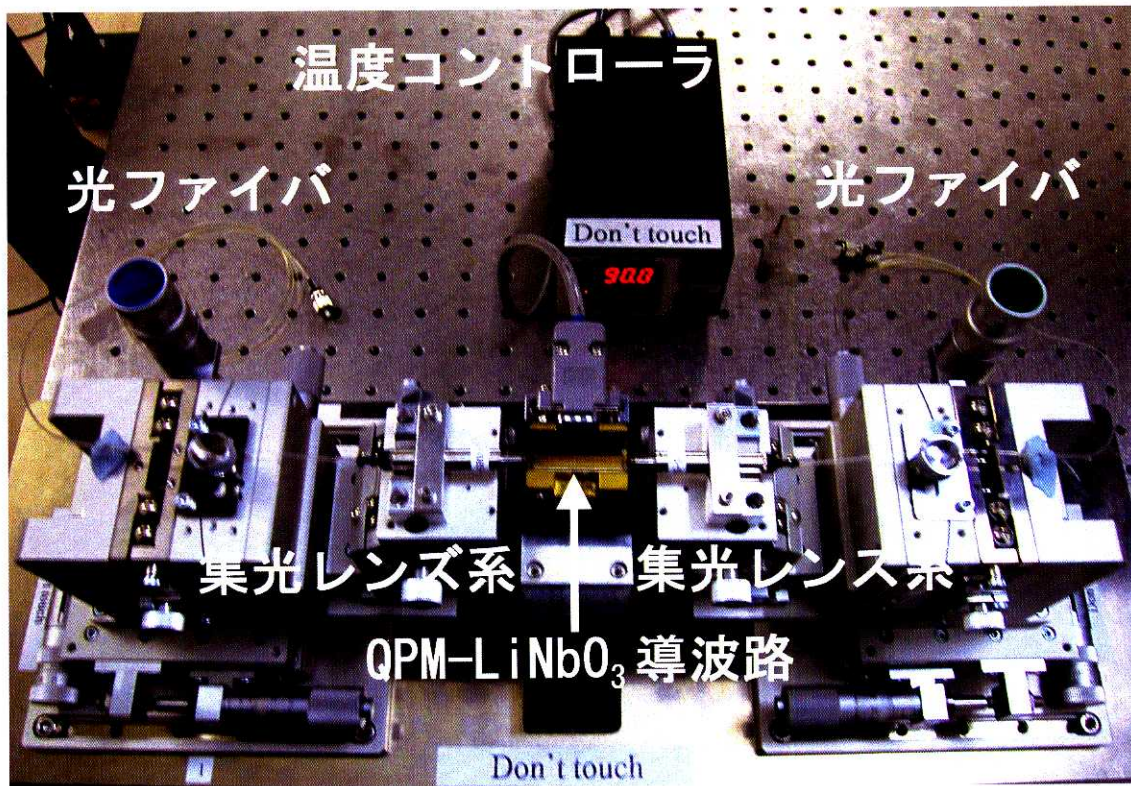


図 6. 4 実験に用いた導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイスの外観.

6. 2. 2 測定結果および考察

図6. 5に、測定した BER 特性を示す。記号●は、LNMOD の 10Gbps 出力(Back-to-back)の BER である。平均パワー16.6dBm 以上で、エラーフリー動作が維持された。一方、記号○は、DEMUX された 10Gbps チャンネルの BER である。2.5dB の十分小さいパワーペナルティで、エラーフリー動作が維持された。図6. 6は、光サンプリングオシロスコープで観測した、DEMUX された 10Gbps チャンネルのエラーフリー時のアイパターンである。平均パワーは-14.1dBm であり、良好なアイ開口が得られていることがわかる。

5. 2節で示したように、このパワーペナルティはスイッチのクロストークによって生じる[6.2],[6.4]。それによると、QPM デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチでは、発生し得るクロストークには、インコヒーレントクロストークとコヒーレントクロストークがある。本実験のように DEMUX に用いる場合には、インコヒーレントクロストークとなる。5. 2. 2節の図5. 3に、4. 4節(4.1)式と3. 4節(3.1)式でそれぞれ定義されているクロストーク X_p と X_s の和 $X_{sum}(= X_p + X_s)$ によって生じるパワーペナルティが示されている。

図6. 7は、クロスコリレータで測定した、DEMUX された 10Gbps チャンネルの時間波形である。ここでは、DEMUX された 10Gbps チャンネルの BER 特性は最適化されている。反値全幅は 3.5ps でクロックパルスのそれとほぼ等しいが、DEMUX されたチャンネルの前方および後方ビットにインコヒーレントクロストークが生じていることが確認できる。図6. 8は、この時の QPM-LiNbO₃ デバイス出力端での 160Gbps-OTDM 信号、10GHz クロック、および DEMUX された 10Gbps チャンネルのスペクトルを示している。DEMUX されたチャンネルのスペクトルに、160GHz 間隔の周期的なくぼみがある。これは、時間領域では 6.25ps の時間間隔に相当する。従って、DEMUX されたチャンネルのスペクトルからも、クロストーク発生が確認できる。図6. 7で観測されたインコヒーレントクロストーク X_{sum} は約-10dB である。一方、5. 2. 2節の図5. 3に示したように、インコヒーレントクロストーク $X_{sum} = -10dB$ におけるパワーペナルティは約 2dB である。図6. 5の BER 特性において、実際に生じているパワーペナルティは 2.5dB であり、両者はよく一致している。

以上のことから、図6. 5における 2.5dB のパワーペナルティは、インコヒーレントクロストークによって生じていると結論できる。

また当然のことながら、DEMUX されたチャンネルに隣接する前方および後方ビットに生じるインコヒーレントクロストークの総量は、その BER 特性を最適化した時に最も小さくなる。従って、図6. 7および図6. 8で観測されたインコヒーレントクロストークは、本実験のシステム構成でとり得る最小値となっている。図6. 9、図6. 10、図6. 11、および図6. 12は、それぞれ非最適動作時における DEMUX された 10Gbps チャンネルのアイパターンと、クロスコリレータで測定した時間波形を示している。図6. 9お

よび図 6. 10 は、ウォークオフ補償量が不足しているため、DEMUX されたチャンネルに隣接する後方ビットに大きなインコヒーレントクロストークが生じている場合である。一方、図 6. 11 と図 6. 12 は、過剰なウォークオフ補償により、DEMUX されたチャンネルに隣接する前方ビットに大きなインコヒーレントクロストークが生じている場合である。

以上の測定結果からも、図 6. 5 における 2.5dB のパワーペナルティは、本実験のシステム構成でとり得る最小値であり、160Gbps-OTDM 信号の DEMUX としての最適動作が実現していることが確認できる。

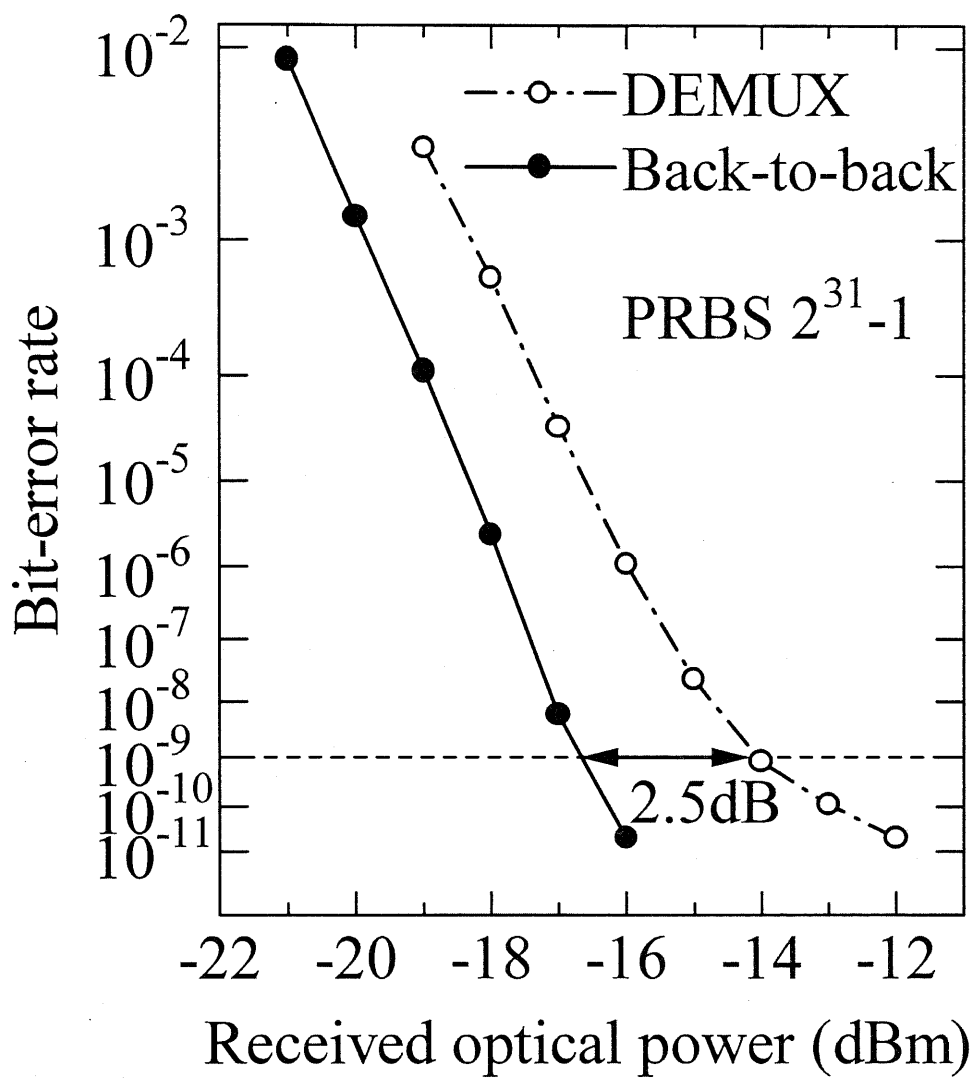


図6.5 測定した符号誤り率特性. 記号●は, LiNbO_3 マツハツェンダ型光変調器の 10Gbps 出力(Back-to-back)の符号誤り率. 記号○は, 時間多重分離された 10Gbps チャンネルの符号誤り率. ウォークオフ補償により符号誤り率特性は最適化されている. 符号誤り率 = 10^{-9} 時のパワーペナルティー = 2.5dB.

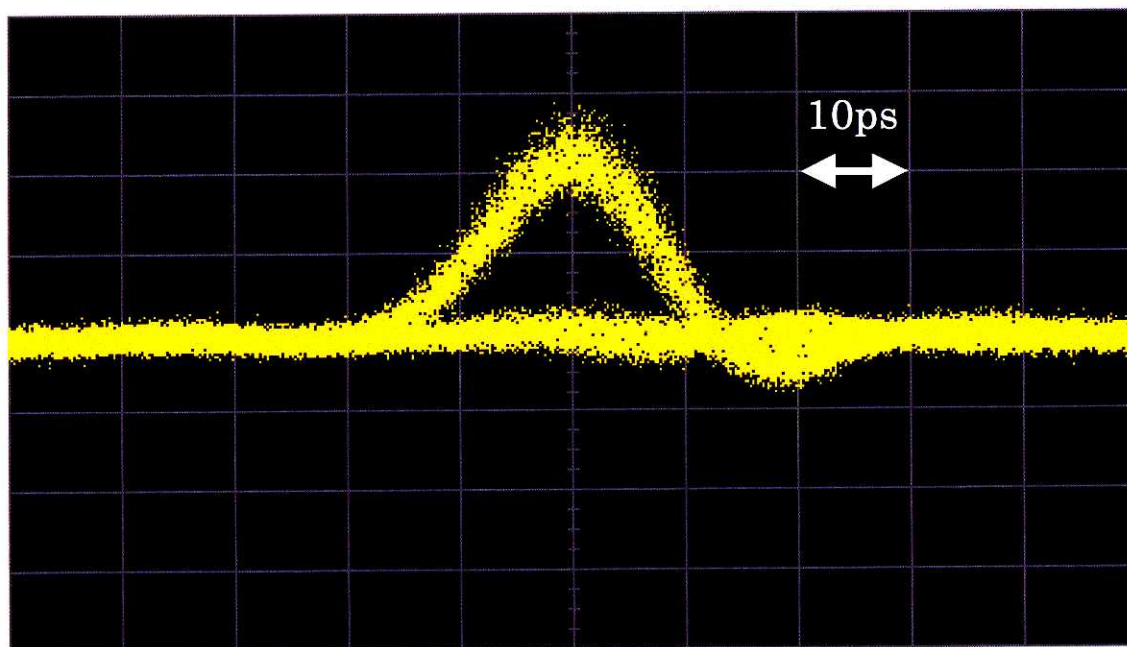


図6.6 時間多重分離された 10Gbps チャンネルの符号誤り率特性を最適化したときのアイパターン. 符号誤り率 = 10^{-9} , 平均パワー = -14.1dBm .

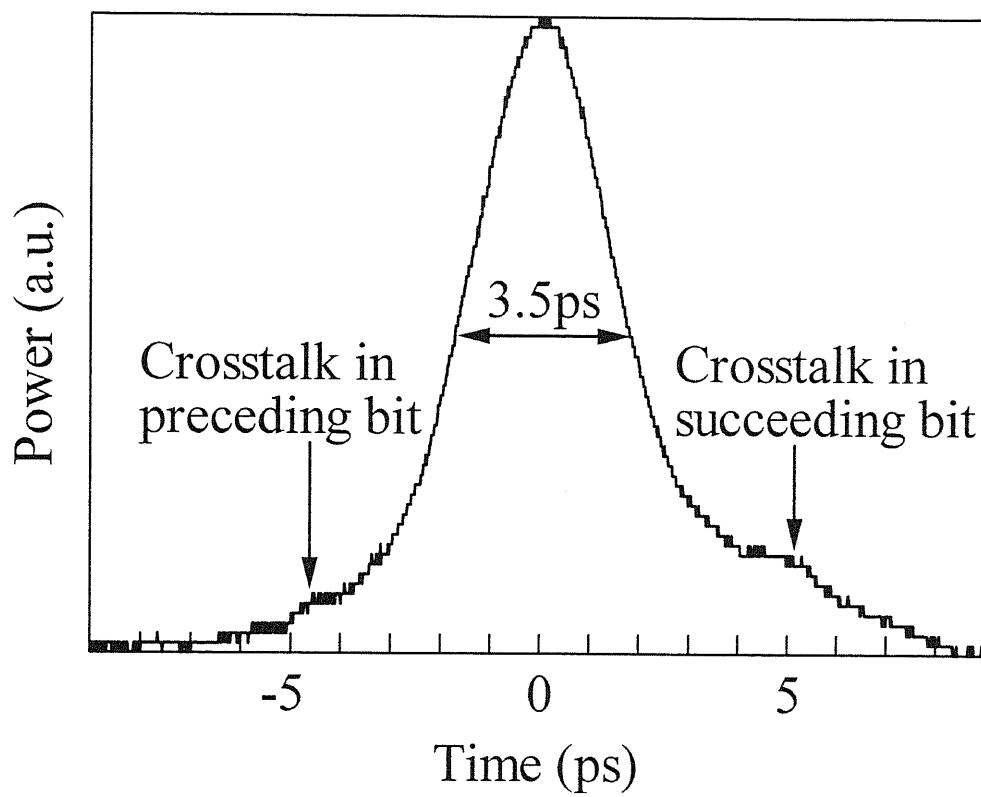


図6. 7 クロスコリレータで測定した時間多重分離された 10Gbps チャンネルの時間波形. 符号誤り率特性は最適化されている.

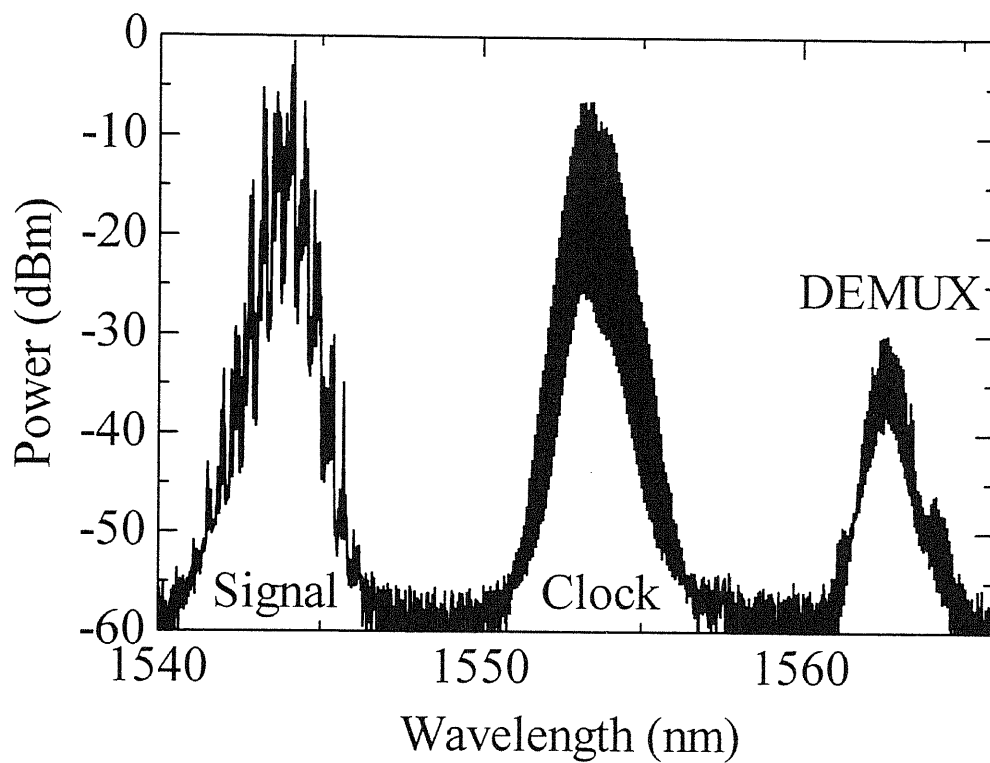


図6.8 QPM-LiNbO₃デバイス出力端での160Gbps信号, 10GHzクロック, および時間多重分離(DEMUX)された10Gbpsチャンネルのスペクトル. DEMUXされたチャンネルの符号誤り率特性は最適化されている.

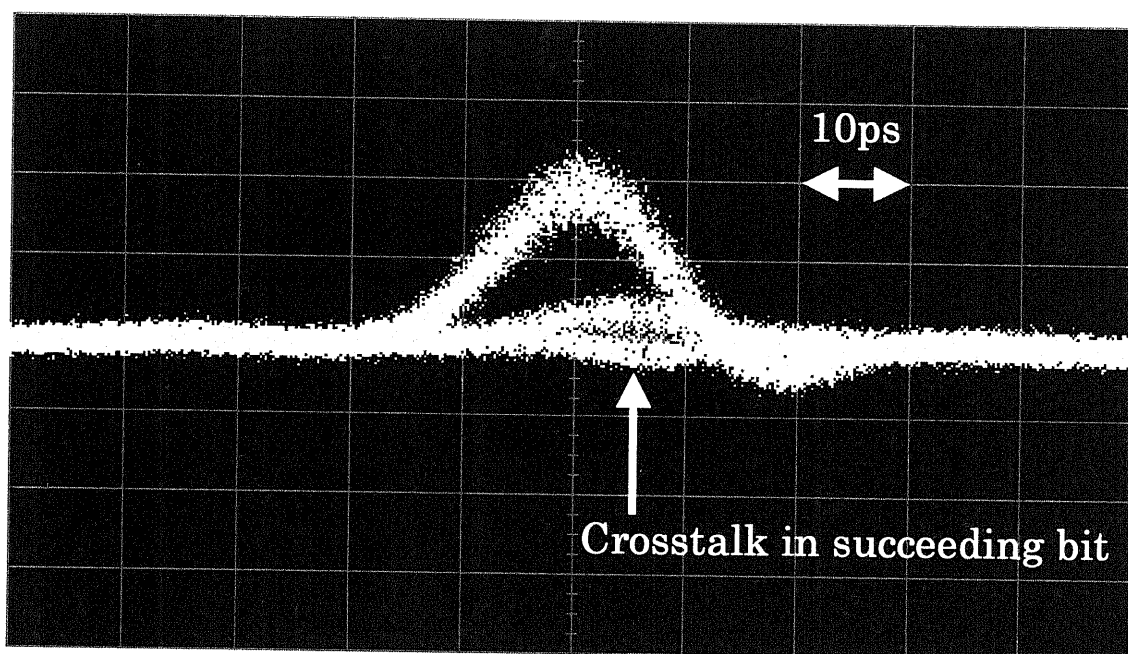


図 6. 9 非最適動作時(ウォークオフ補償量が不足している場合)における時間多重分離された 10Gbps チャンネルのアイパターン. 平均パワー = -14dBm.

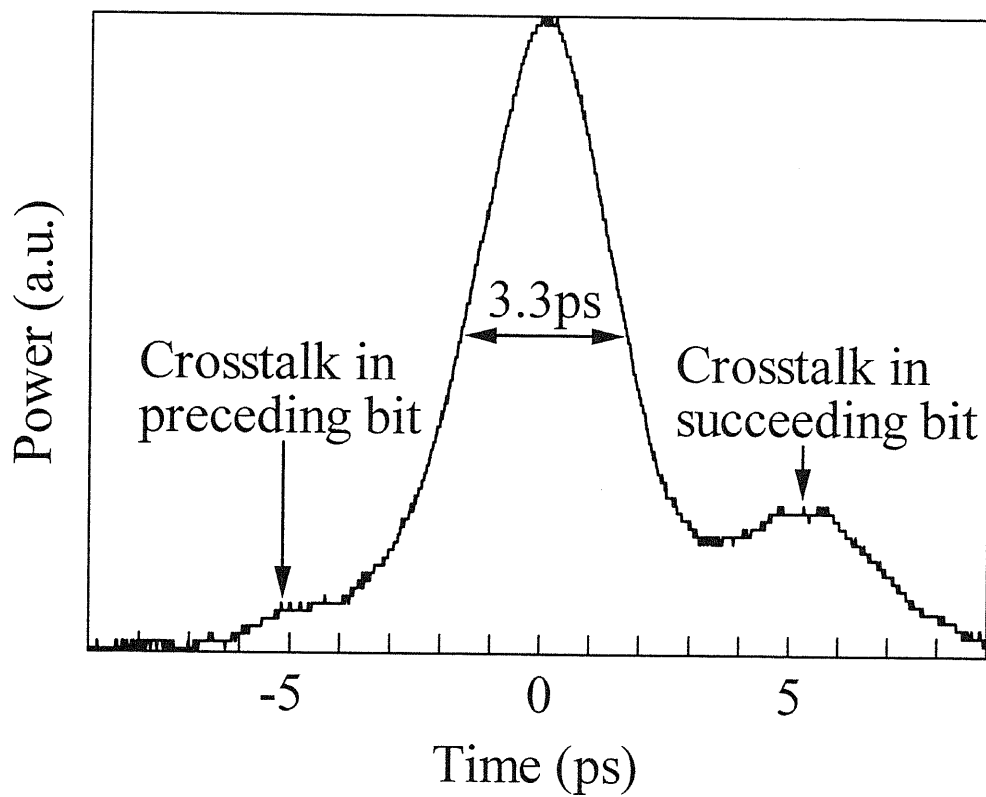


図6. 10 クロスコレレータで測定した非最適動作時(ウォークオフ補償量が不足している場合)における時間多重分離された10Gbpsチャンネルの時間波形.

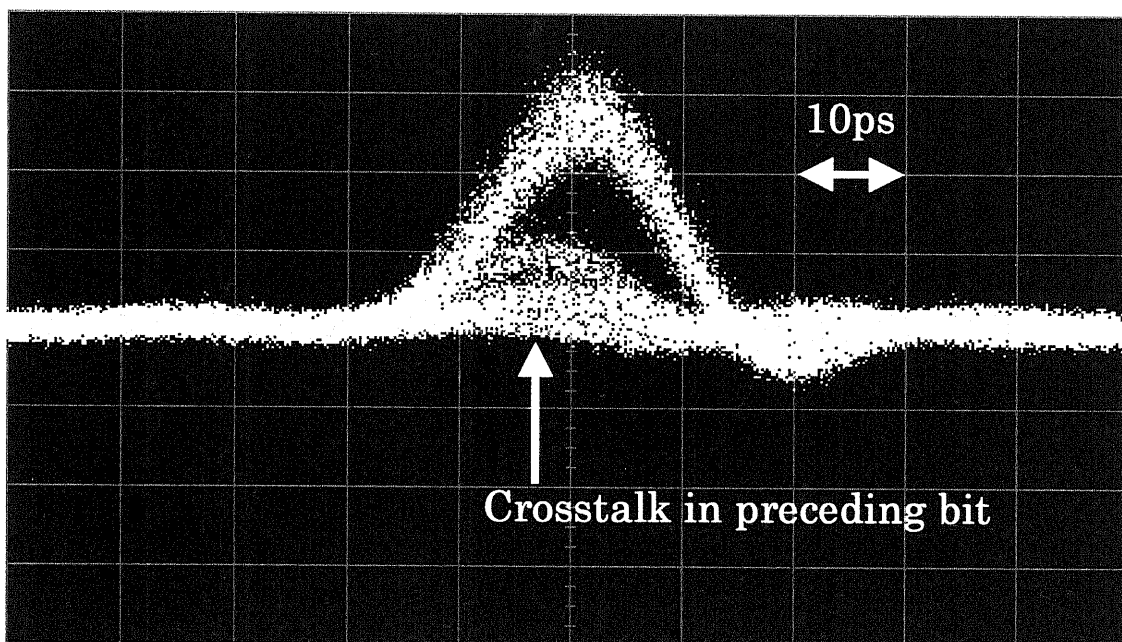


図6. 1 1 非最適動作時(過剰なウォークオフ補償を行なった場合)における時間多重分離された 10Gbps チャンネルのアイパターン. 平均パワー = -14dBm.

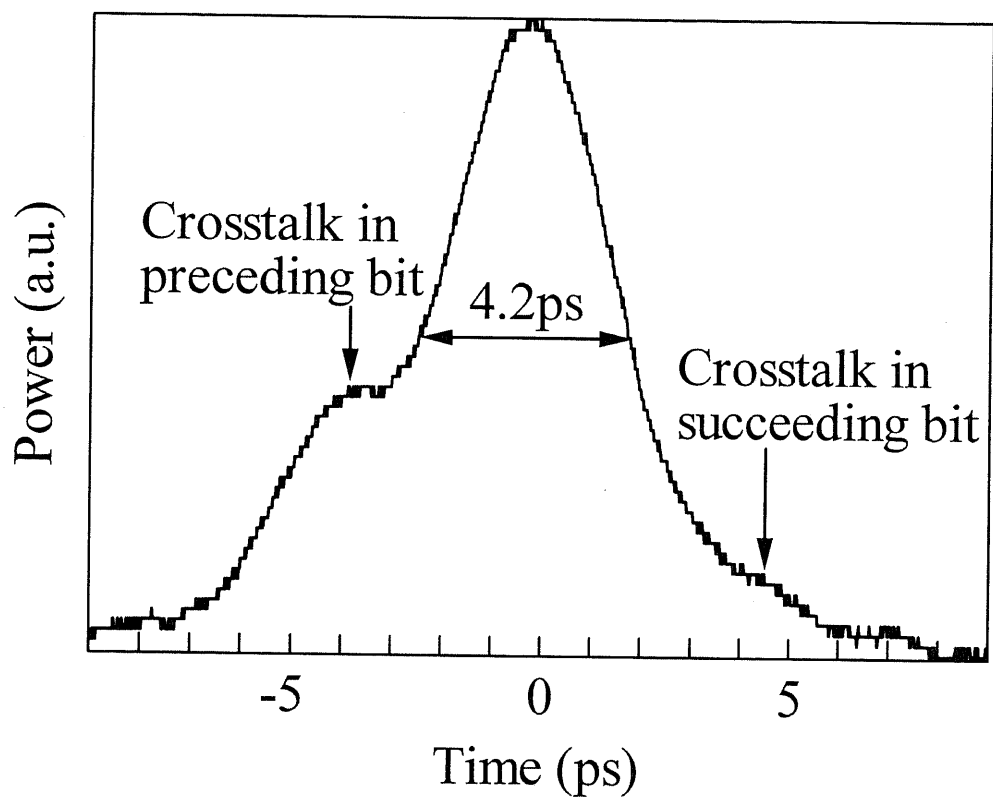


図6. 12 クロスコリレータで測定した非最適動作時(過剰なウォークオフ補償を行なった場合)における時間多重分離された10Gbpsチャンネルの時間波形.

6. 3 他の全光ゲートスイッチとの比較検討

本節では、6. 2節で実現した導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光超高速ゲートスイッチと、これまでに提案されている他の全光ゲートスイッチとの比較検討を行なう。

現在までに、全光ゲートスイッチとして提案されている主な素子は、三次非線形光学効果を利用した半導体光増幅器(SOA)、および光ファイバである。以下では、これら2つの素子を用いた全光ゲートスイッチの一般的特徴と、代表的な全光ゲートスイッチにおいてこれまでに引き出されている性能を示す。

SOA を用いた全光ゲートスイッチは、非常に小さく、集積化が可能であるという利点を持つ。しかし、SOA は能動素子であるため、雑音を発生するという欠点がある。これまでに、SOA における光カー効果による相互位相変調(XPM)を用いた対称マッハツェンダー型非線形干渉計による全光超高速ゲートスイッチングの実験が報告されている[6.6]。この実験では、168Gbps の超高速 OTDM 信号から 10.5Gbps チャンネルの DEMUX を行ない、エラーフリー動作を達成している。168Gbps の超高速動作は、SOA を用いた二つの非線形干渉計を、SOA の三次非線形応答における遅い効果を相殺するよう対称に配置することによって実現している。しかし、SOA 自体の三次非線形応答速度は、キャリアの緩和時間(100ps 程度)の逆数程度であるため、これ以上の高速動作の実現は非常に困難であると考えられる。

一方光ファイバは、パラメトリック素子であるため、過剰な雑音を発生しないという利点を持つ。しかし、そのループ長は、光ファイバの三次非線形性が小さいために十分な長さが必要である。これまでに、450m 長の光ファイバにおける XPM を用いた非線形光ループミラー(NOLM)による、全光超高速ゲートスイッチングの実験が報告されている。この実験では、640Gbps の超高速 OTDM 信号から 10Gbps チャンネルの DEMUX[6.7]、および 640Gbps の超高速 OTDM 信号をさらに偏波多重した 1.28Tbps 超高速信号から 10Gbps チャンネルの DEMUX を行なっている[6.8],[6.9]。いずれもエラーフリー動作を達成しており、動作速度は現在までの最高データである。しかし、このような非常に長い光ファイバを用いた NOLM は、偏波安定性および温度安定性が大変低く、実際の光通信システムに導入するのは非常に困難であると考えられる。

これらに対し、QPM-LiNbO₃ デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチは、パラメトリック素子であるため過剰な雑音を発生しない。さらに、数十 mm 長と非常にコンパクトである。また、実効的な四光波混合型スイッチであり、非線形干渉計型スイッチではないため、動作も非常に安定している。本実験では、30mm 長の導波路型 P QPM-LiNbO₃ デバイスを用いて、160Gbps の超高速 OTDM 信号から 10Gbps チャンネルの DEMUX を行い、エラーフリー動作を達成しており、前述した全光ゲートスイッチのデータと比較しても遜色ない性能を引き出している。さらに、5. 4

節の図 5. 7 にも示されているように、640Gbps 以上のゲートスイッチングも十分実現可能である。

以上のことから、QPM-LiNbO₃ デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチは、これまでに提案されている SOA や光ファイバ等を用いた全光ゲートスイッチと比較して、性能および実用化の可能性等の面において大変優位であると結論できる。

6. 4 本章のまとめ

本章では、30mm 長の導波路型 QPM-LiNbO₃ デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を利用した全光ゲートスイッチを用いて、160Gbps の超高速 OTDM 信号から 10Gbps のチャンネルを DEMUX した。本実験では、5 章で提案した本スイッチの最適化法を用いて、ビットレート 160Gbps で動作するようデバイス長を 30mm に最適化しており、2.5dB の十分小さいパワーペナルティーでエラーフリー動作が達成された。また、このパワーペナルティーは、5 章で説明したインコヒーレントクロストークが原因であることを確認した。最後に、これまでに提案されている SOA および光ファイバを用いた他の全光ゲートスイッチとの比較を行い、性能および実用化の面における本スイッチの優位性を述べた。

本章の参考文献

- [6.1] Yutaka Fukuchi, Takahide Sakamoto, Kenji Taira, Kazuro Kikuchi, Daisuke Kunimatsu, Akira Suzuki, and Hiromasa Ito, "Speed limit of all-optical gate switches using cascaded second-order nonlinear effect in quasi-phase matched LiNbO₃ devices," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, pp. 1267–1269, September 2002.
- [6.2] Yutaka Fukuchi and Kazuro Kikuchi, "Novel design method for all-optical ultrafast gate switches using cascaded second-order nonlinear effect in quasi-phase matched LiNbO₃ devices," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, pp. 1409–1411, October 2002.
- [6.3] Yutaka Fukuchi, and Kazuro Kikuchi, "Ultrafast operation of four-wave mixing switches using the quasi-phase matched cascaded second-order nonlinear effect," *European Conference on Optical Communication (ECOC 2001)*, Paper We.P.9, Amsterdam, The Netherlands, September 30–October 4, 2001.
- [6.4] Kazuro Kikuchi, Yutaka Fukuchi, Akira Suzuki, Daisuke Kunimatsu, and Hiromasa Ito, "Ultrafast operation of optical time-division demultiplexer using quasi-phase matched LiNbO₃ device," *European Conference on Optical Communication (ECOC 2002)*, Paper 8.4.2, Copenhagen, Denmark, September 8–12, 2002.
- [6.5] K. Kikuchi, F. Futami, and K. Katoh, "Highly sensitive and compact cross-correlator for measurement of picosecond pulse transmission characteristics at 1550 nm using two-photon absorption in Si avalanche photodiode," *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 2161–2162, October 1998.
- [6.6] S. Nakamura, Y. Ueno, K. Tajima, J. Sasaki, T. Sugimoto, T. Kato, T. Shimoda, M. Itoh, H. Hatakeyama, T. Tamanuki, and T. Sasaki, "Demultiplexing of 168-Gb/s data pulses with a hybrid-integrated symmetric Mach-Zehnder all-optical switch," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, pp. 425–427, April 2000.
- [6.7] M. Nakazawa, E. Yoshida, T. Yamamoto, E. Yamada, and A. Sahara, "TDM single channel 640Gbit/s transmission experiment over 60km using 400fs pulse train and walk-off free, dispersion flattened nonlinear optical loop mirror," *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 907–908, April 1998.
- [6.8] M. Nakazawa, T. Yamamoto, and K. R. Tamura, "1.28Tbit/s-70km OTDM transmission using third- and fourth-order simultaneous dispersion compensation with a phase modulator," *Electron. Lett.*, vol. 36, pp. 2027–2029, November 2000.

- [6.9] M. Nakazawa, T. Yamamoto, and K. R. Tamura, "Ultra-high-speed OTDM transmission beyond 1 Tera bit-per-second using a femtosecond pulse train," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E85-C, pp. 117–125, January 2002.

第 7 章

擬似位相整合全光超高速ゲートスイッチの 実用化に向けた課題

7. 1 まえがき

以上述べたように、導波路型擬似位相整合(QPM)デバイスにおける第二高調波発生(SHG)と差周波混合(DFM)の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチは、超高速かつ高効率動作の実現が期待できる。しかし、本素子を実用で用いるレベルまで完成度を上げるためには、まだいくつか解決すべき問題点がある。本章では、本スイッチの実用化に向けた課題を整理する。

7. 2 高効率化

第一の課題として、本デバイスの高効率化が挙げられる。例えば、本研究で用いた導波路型 QPM-LiNbO₃ では、その最大二次非線形光学テンソル成分である d_{33} (= 25.9pm/V) を用いた場合であっても、3. 4 節(3.2)式で定義されるスイッチング効率 η は、-20dB 程度であった。高効率化を実現するには、本デバイスの作製精度を高める必要がある[7.1]-[7.7]。本節では、本デバイスに生じる作製誤差等を整理し、これらがスイッチング効率に与える影響について述べる。

7. 2. 1 分極反転プロセス時に生じる誤差の影響

QPM デバイスは、2. 2 節の図 2. 1 に示したように、結晶の二次非線形光学係数の符号を周期的に反転させた構造をしている。完全な QPM 条件を達成するためには、分極反転周期 Λ_{QPM} をコヒーレンス長 l_c の二倍に設定する必要がある。一般に結晶の l_c は、利用する非線形過程と結晶の屈折率分布に応じて定まり、

$$l_c = \frac{\pi}{\Delta k} \quad (7.1)$$

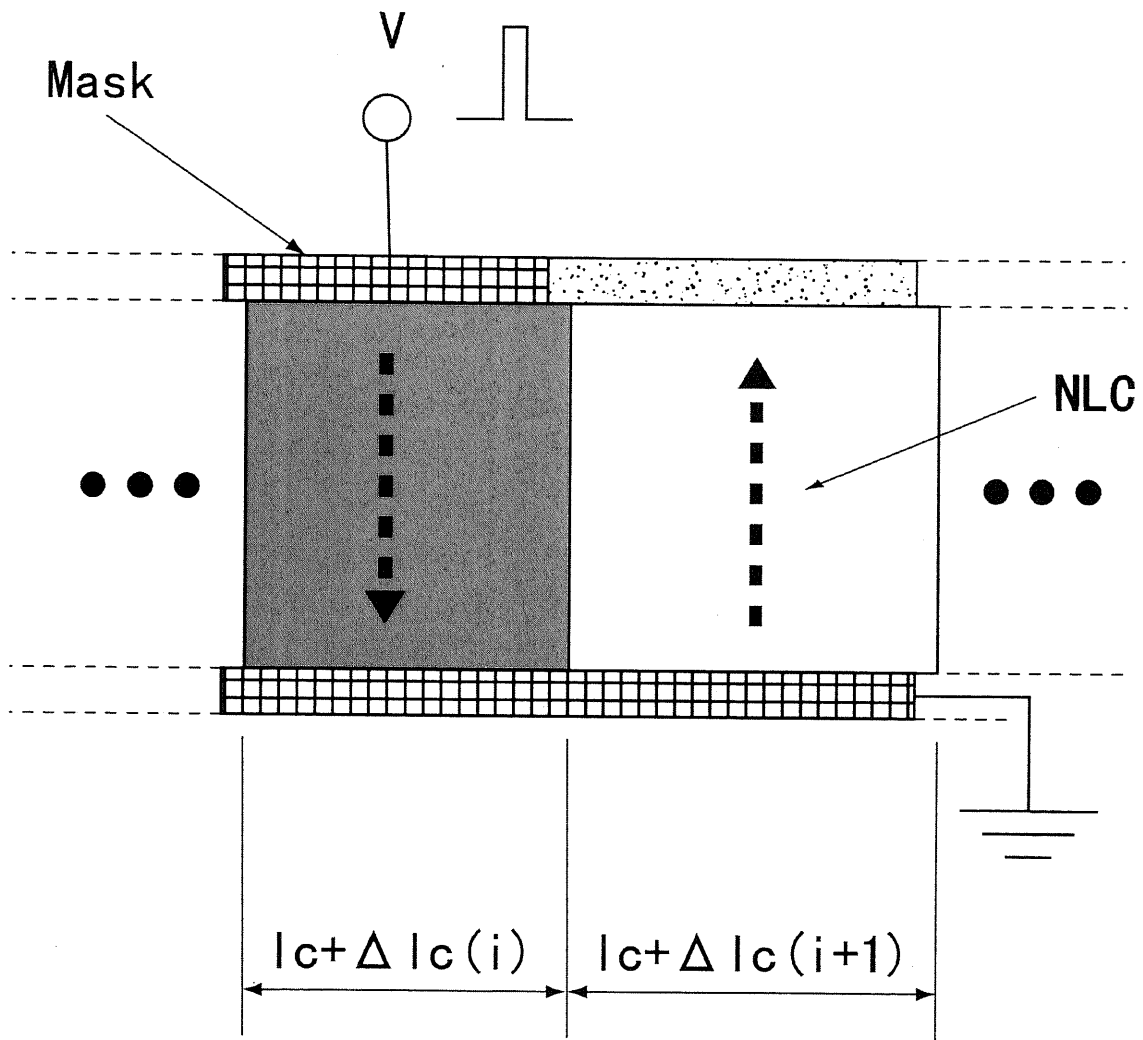
が成り立つ。ここで、 Δk は所望の二次非線形過程における光波間の位相不整合量である。QPMデバイスの各位置における A_{QPM} をすべて $2l_c$ に等しくできれば、分極反転プロセス時に生じる誤差は零である。

しかし、実際に分極反転プロセスでは、各 A_{QPM} を完全に $2l_c$ に等しくできず、有限の作製誤差が生じる。2.2節で詳述したように、現在、分極反転の形成には、図7.1示すように、周期的に配列した電極(Mask)に電圧 V を印加する方法が多用されている。これによって、二次非線形光学結晶(NLC)の誘電分極方向を180度反転させ、二次非線形光学係数の符号が周期的に反転した領域を形成する。このとき、周期電極の作製誤差と領域境界における電場分布の不均一性によって、各反転領域長は l_c からわずかにずれる。つまり、分極反転形成時に生じる誤差は2つ存在し、1つは電極の作製誤差であり、もう1つは領域境界における電場分布の不均一性である。

まず周期電極作製時に生じる誤差であるが、これは電極上の隣接する各領域間で無相関である。このため、形成されたQPMデバイスの隣接する各反転領域長も無相関となる。したがって、この場合は、QPMデバイスの各位置における A_{QPM} が理想値($2l_c$)に保たれず、完全なQPM条件が満たされない。したがって、QPMデバイス中に補償しきれない位相不整合が分布し、 η を著しく低下させる[7.1]-[7.7]。

一方、領域境界における電場分布の不均一性は、領域境界の位置を変化させることになる。しかし、これは隣接する二つの反転領域長に負の相関を持たせるため、QPMデバイスの各位置における A_{QPM} は $2l_c$ に保たれる。したがって、領域境界における電場分布の不均一性は、位相不整合を発生せず、 η 低下の原因にはならない[7.2]。

以上のことから、分極反転形成時に生じる位相不整合の主たる原因は、電極の作製誤差にあり、 η の改善には電極の作製精度の向上が要求される。しかしながら、この周期電極は、半導体電子デバイスの高度な微細加工技術を駆使して作製されており、その作製精度は比較的高い。従って、 η 低下の支配的原因にはなっていない。今後、本電極の作製精度がさらに向上することを期待する。



(コヒーレンス長: $l_c = \pi / \Delta k$)

図7. 1 分極反転プロセス時に生じる位相不整合.

7. 2. 2 光導波路作製誤差の影響

現在用いられる QPM デバイスは、2. 2 節の図 2. 6 に示したように、導波路構造を有するものが多い。通常この光導波路は、アニール・プロトン交換法または Ti 拡散法により、非線形光学結晶中に屈折率の高い領域(コア)を形成することによって作製される。しかし、現在の作製技術では、結晶中に一様な導波路構造を形成するのは極めて困難である。したがって、実際に作製された導波路型 QPM デバイスは、伝搬方向 z に対してコア断面積 $A_{cross}(z)$ が揺らいでいる。 $A_{cross}(z)$ が揺らぐと、図 7. 2 に示すように、 z 方向に対して導波路伝搬定数 $k(\omega, z)$ も揺らぐのため、所望の二次非線形過程における光波間の位相不整合量 $\Delta k(z)$ も揺らぐ。一方、分極反転周期 Λ_{QPM} により補償される位相不整合量($= 2\pi/\Lambda_{QPM}$)は一定であるので、この場合、完全な QPM 条件が満たされなくなる。

したがって、光導波路の作製誤差も η を著しく低下させ、 η の改善には光導波路の作製精度の向上が要求される[7.1]。前述した光導波路作製技術が提案された当初は、作製された導波路型 QPM デバイスの $A_{cross}(z)$ の揺らぎは大変大きく、QPM 帯域の定義すらできない素子も少なくなかった。現在では、当時と比べて光導波路作製技術は飛躍的に改善され、理論限界に迫る η を引き出せる素子も作製されるようになってきている[7.8]。しかしながら、光導波路の作製誤差が、現在においても η 低下の主要因となっており、その改善が望まれていることは確かである。今後の研究の進展により、光導波路作製技術がさらに向上することを期待したい。

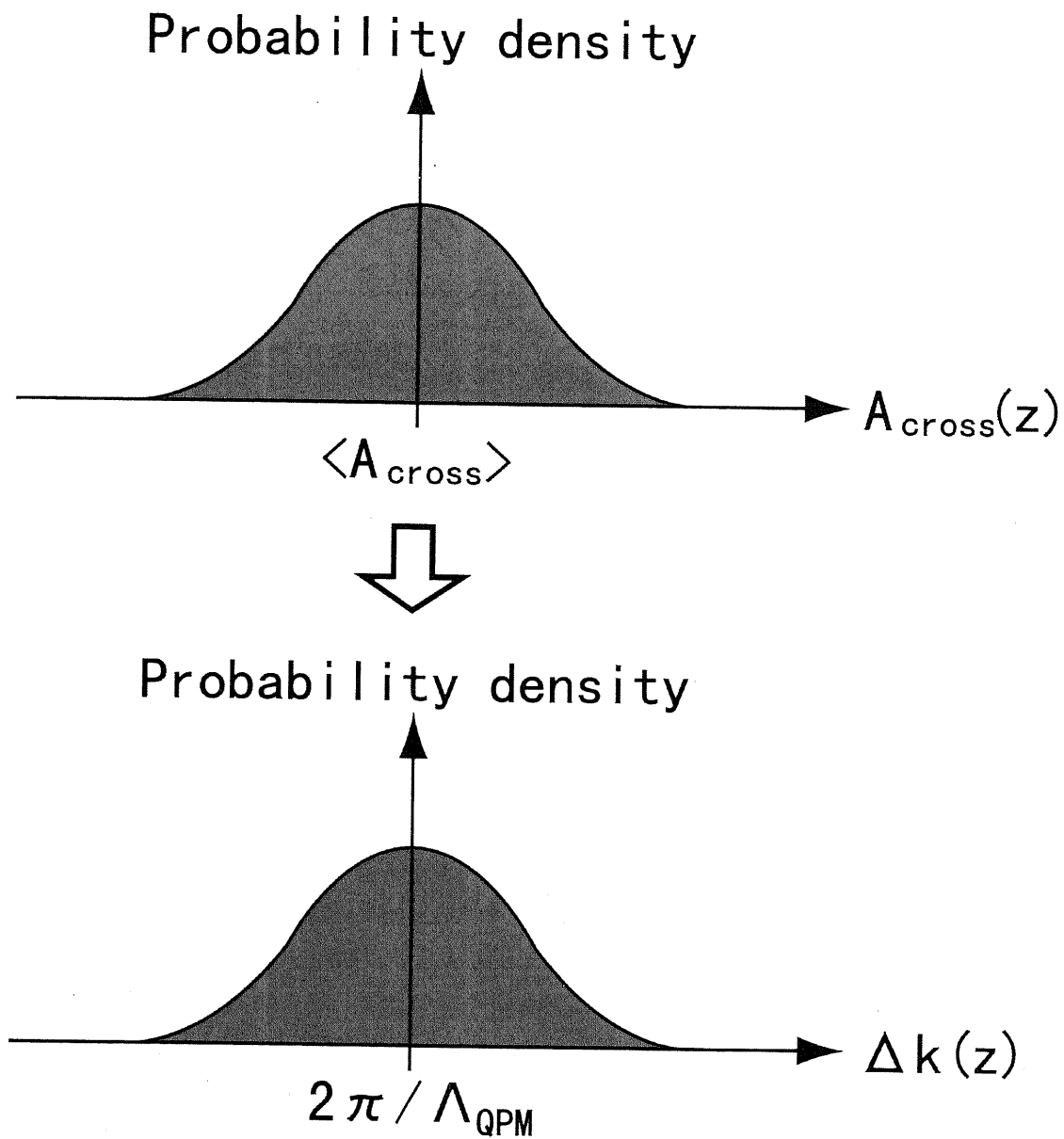


図7.2 導波路型 QPM デバイスにおける光波の伝搬方向 z に対するコア断面積 $A_{\text{cross}}(z)$ の揺らぎと, これによって生じる位相不整合 $\Delta k(z)$ の確率分布. $\langle A_{\text{cross}} \rangle$ は $A_{\text{cross}}(z)$ の平均値. $2\pi / \Lambda_{\text{QPM}}$ は分極反転周期 Λ_{QPM} により補償される一定の位相不整合量.

7. 2. 3 ピグテイル用ファイバとの結合損失の影響

実際に導波路型 QPM デバイスをシステムに導入する場合、光導波路入出力端で光ファイバと結合する必要がある。通常、QPM 光導波路と光ファイバ間の結合には、6. 2. 1 節の図 6. 4 に示したように、集光レンズ系が用いられる。現在、入射損失および出射損失は通常 3dB 程度であり、この損失分だけ正味の η が低下している。従って、入射端および出射端の低損失化が要求されている。本研究では、集光レンズ系の最適化により、入射損失および出射損失を 2dB 程度まで低減した。今後、さらなる低損失化が図られることを期待したい。

7. 3 動作温度の低減

第二の課題として、動作温度の低減が挙げられる。現在は、フォトリフラクティブ効果を避けるために、通常 90°C 程度で動作させている。しかし、実用での利便性の観点から、動作温度の低減が望まれる。現在では、分極反転技術および光導波路作製技術の向上により、従来と比べて効率がかなり改善されている。それに伴って、入力光パワーの低減が可能になりつつあり、動作温度の低減も可能になると期待されている。最近では、50°C 程度での動作の見通しが立ちつつある。今後の研究の進展により、常温動作が実現することを期待する。

7. 4 偏波無依存化

第三の課題として、導波路型 QPM デバイスの偏波無依存化が挙げられる。通常、本素子は、高効率化のために最大非線形光学テンソル成分を用い、TM モードで動作させる。しかし、光ファイバ伝送路を伝搬してきたデータの偏波状態は、伝送路長が伸びるにつれてランダムになる。したがって、偏波状態がランダムとなったデータを何らかの方法で TM モードに合わせない限り、偏波依存性が生じる。即ち、本素子を実際にシステムに導入する場合には、偏波無依存化が要求される。

偏波無依存化は、光ファイバや半導体光増幅器等の他の三次非線形光学デバイスを用いた、波長変換器や全光ゲートスイッチで多く提案されている。これらの三次非線形光学デバイスの偏波無依存化には、偏波ダイバーシティが用いられている。最近では、偏波ダイバーシティによる、導波路型 QPM デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた波長変換器の偏波無依存化も実現しており、これと同様の方法を用いることにより、本素子を用いた全光ゲートスイッチの偏波無依存化も実現できると期待されている [7.9]-[7.11]。

図 7. 3 に、偏波ダイバーシティによる、導波路型 QPM デバイスを用いた全光ゲートスイッチの偏波無依存化法を示す。ここでは、光時分割多重(OTDM)伝送システムにおける光

時分割多重分離器(DEMUX)を想定している。この場合、伝送され偏波状態がランダムとなったデータパルス列は、信号として用いられる。一方、クロックとして用いられるゲートパルス列は、直線偏波の局部発信光であるものとする。信号とゲートパルスは光カップラによって合波され、光サーキュレータを介して偏波ビームスプリッタへ導かれる。偏波ビームスプリッタでは、垂直偏波光は反射され左回り光路となり、水平偏波光は透過され右回り光路となるものとする。ここで、垂直偏波光を導波路型 QPM デバイスの導波モード(TMモード)に合わせておけば、反射した左回り光路の垂直偏波光は、そのまま QPM デバイスへ導かれ、ゲートスイッチングが行われる。QPM デバイスからの出力光は、ファラデー回転子(または半波長板)により偏波状態が 90° 回転して水平偏波光となり、偏波ビームスプリッタを透過してループの外へ出射される。逆に、偏波ビームスプリッタを透過した右回り光路の水平偏波光は、まずファラデー回転子(または半波長板)により偏波状態が 90° 回転し、垂直偏波光となる。それから QPM デバイスへ導かれ、ゲートスイッチングが行われる。QPM デバイスからの出力光は、偏波ビームスプリッタで反射され、ループの外へ出射される。ここで、あらかじめ入力ゲート光パワーを垂直偏波と水平偏波に等分配しておくと、QPM デバイスへ入力される左回りおよび右回りのゲート光パワーは等しくなる。このとき、両回りの信号に対する 3.4 節(3.2)式で定義されるスイッチング効率 η は等しくなる。したがって、偏波ビームスプリッタで合波され、光サーキュレータおよび光帯域通過フィルタ(BPF)を通過した波長変換された信号のパワーは、入力信号の偏波状態に依存しない。

この方法を用いることにより、導波路型 QPM デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチの偏波無依存化を達成できる。しかし、実際にこの方法を用いて偏波無依存化を実現するには、左回り光路と右回り光路が、損失等が等しく対称である必要がある。さらに、ループ内に挿入されている素子の端面反射を抑える必要がある。今後の研究の進展により、本スイッチの偏波無依存化が実現されることを期待する。

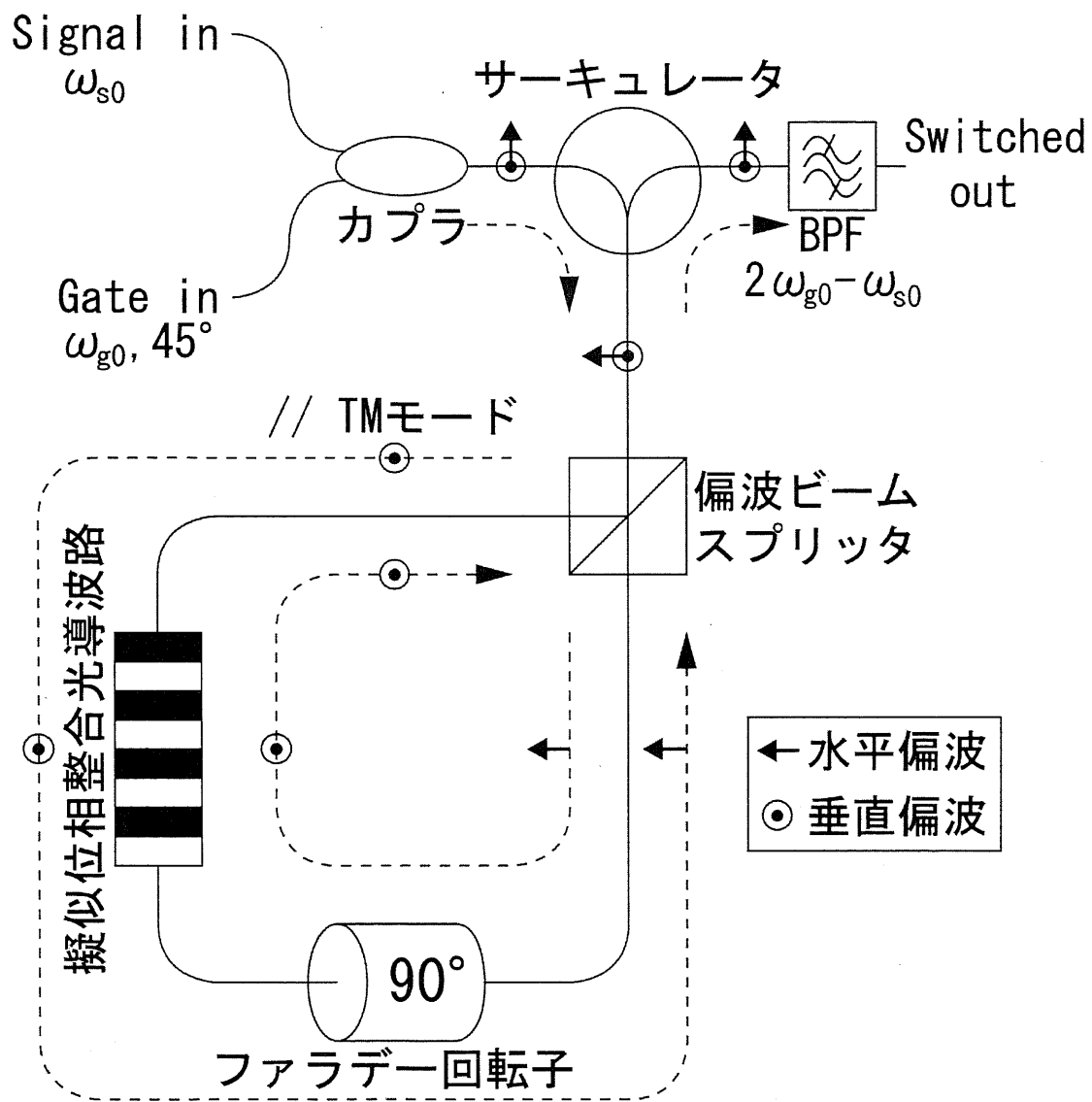


図7. 3 偏波ダイバーシティによる導波路型擬似位相整合デバイスの偏波無依存化. 垂直偏波光が導波モード(TMモード)に合わせてあるものとする.

7. 5 TE・TM 両導波モードの利用による高速化

現在作製されている導波路型 QPM デバイスは、効率の問題から、事実上最大二次非線形光学テンソル成分しか用いることができない。しかし、7. 2 節で述べた問題が克服され、本素子の高効率化が実現すれば、最大成分以外の二次非線形光学テンソル成分の利用も現実的となる。この利点としては、例えば LiNbO_3 結晶では、 d_{31} の値は約 4pm/V であり、その最大成分 $d_{33}(= 25.9\text{pm/V})$ に比べて大変小さいが、 d_{31} を用いた場合の QPM 帯域は d_{33} を用いた場合に比べて数倍広い。これは、常光(方向 1)と異常光(方向 3)間の群速度不整合 (GVM) が、異常光成分のみを利用したときの GVM と比べて遥かに小さいことによる。従って、 d_{31} の利用が現実的となれば、飛躍的な高速化が期待できる。これには当然 TE・TM 両モード動作が前提となるが、2. 2 節で示したように、現在では Ti 拡散導波路や Zn 拡散導波路等が提案されており、TE・TM 両モード導波が可能になっている。今後の研究の進展に期待したい。

7. 6 本章のまとめ

本章では、導波路型 QPM デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光ゲートスイッチの実用化に向けた課題を整理した。第一の課題として、本デバイスの高効率化を挙げた。高効率化を実現するには、分極反転プロセス時に用いる周期電極および光導波路の作製精度を高める必要がある。また、光導波路と光ファイバ間の結合損失も、結合レンズ系の最適化により、さらなる低損失化を図る必要がある。第二の課題として、動作温度の低減を挙げた。現在は、フォトリフレクティブ効果を避けるために、 90°C 程度で動作しているが、実用での利便性の観点から、動作温度の低減が望まれる。本素子の高効率化により、入力光パワーが低減され、これに伴って動作温度の低減が可能になることを期待する。第三の課題としては、実際にシステムに導入するときに問題となる、本素子の偏波依存性を挙げた。偏波ダイバーシティを用いることにより、本素子の偏波無依存化が実現されることを期待したい。最後に、本素子の高効率化が実現され、最大二次非線形光学テンソル成分以外のテンソル成分の利用が現実的となれば、飛躍的な高速化も期待でき、本素子の実用化をより一層加速することを述べた。

本章の参考文献

- [7.1] 福地 裕, 菊池 和朗, “疑似位相整合デバイスの縦続二次非線形性を用いた超高速四光波混合スイッチの特性解析,” 電子情報通信学会 2001 年総合大会, B-12-8, 立命館大学, 2001 年 3 月 26-29 日.
- [7.2] Joji Maeda, Ichiro Matsuda, and Yutaka Fukuchi, “Analysis of amplitude squeezing of harmonic generation in a quasi-phase-matched device: effect of stochastic variation of domain length,” *Journal of the Optical Society of America B*, vol. 17, no. 6, pp. 942-951, June 2000.
- [7.3] Yutaka Fukuchi, Joji Maeda, and Sumio Kogoshi, “Effect of precision on amplitude squeezing in quasi-phase-matched device for harmonic generation,” *XVI International Conference on Coherent and Nonlinear Optics (ICONO 1998)*, Quantum and Atomic Optics, Leninskii, Moscow, Russia, June 29-July 3, 1998.
- [7.4] Joji Maeda, Yutaka Fukuchi, and Sumio Kogoshi, “Limit of amplitude squeezing in quasi-phase-matched device for harmonic generation,” *Nonlinear Optics 1998 Materials, Fundamentals and Applications Topical Meeting*, ThC8, Kauai, Hawaii, USA, August 10-14, 1998.
- [7.5] 福地 裕, 前田 譲治, 小越 澄雄, “疑似位相整合デバイスを用いた第二高調波発生による振幅スクイーミングの限界,” 電子情報通信学会技術研究報告, レーザ・量子エレクトロニクス研究会 (LQE 98), 福井大学, 1998 年 5 月 11 日.
- [7.6] 福地 裕, 前田 譲治, 小越 澄雄, “疑似位相整合デバイスによる縮退パラメトリック増幅の飽和領域における雑音特性,” 電子情報通信学会技術研究報告, レーザ・量子エレクトロニクス研究会 (LQE 99), 金沢大学, 1999 年 5 月 21 日.
- [7.7] 福地 裕, 前田 譲治, 小越 澄雄, “疑似位相整合デバイスの高調波発生特性に対する作製精度の影響,” 電子情報通信学会 1998 年総合大会, C-4-3, 東海大学, 1998 年 3 月 27-30 日.
- [7.8] H. Suche, G. Schreiber, Y. L. Lee, V. Quiring, R. Ricken, W. Sohler, A. Paoletti, F. Carbone, D. Caccioli, and A. Schiffrini, “Efficient Ti:PPLN multi-wavelength converter for high bitrate WDM-transmission systems,” *European Conference on Optical Communication (ECOC 2001)*, Paper PD.F.1.10, Amsterdam, The Netherlands, September 30-October 4, 2001.
- [7.9] C. Q. Xu, H. Okayama, and T. Kamijoh, “Polarization insensitive wavelength conversions by a LiNbO₃ waveguide using a multi-ring configuration,” *Opt. Rev.*, vol. 4, pp. 546-549, 1997.
- [7.10] I. Brener, M. H. Chou, E. Chaban, K. R. Parameswaran, M. M. Fejer, S. Kosinski, and D. L. Pruitt, “Polarisation-insensitive wavelength converter based on

cascaded nonlinearities in LiNbO₃ waveguides," *Electron. Lett.*, vol. 36, pp. 66–67, January 2000.

- [7.11] I. Cristiani, V. Degiorgio, L. Socci, F. Carbone, and M. Romagnoli, "Polarization-insensitive wavelength conversion in a lithium niobate waveguide by the cascading technique," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, pp. 669–671, May 2002.

第 8 章

結言

本研究では、擬似位相整合(QPM)デバイスにおける第二高調波発生(SHG)と差周波混合(DFM)の縦続二次非線形光学効果を用いた全光超高速ゲートスイッチに関する研究を行った。

まず理論および実験により、QPM-SHG/DFM 全光ゲートスイッチの詳細なスイッチング特性を解明した。それによると、本スイッチで処理できるビットレートは、スイッチのクロストークによって制限される。このクロストークは、ゲートパルスとその第二高調波(SH)間の大きな群速度不整合(GVM)により、SH ゲートパルスに時間遅れが生じ、隣接する後方ビットの信号パルスをスイッチすることによって生じる。ビット間隔を狭めると、クロストーク量もそれに応じて増加するので、本スイッチで処理できるビットレートはクロストークによって制限される。本研究では、数値解析および実験により、この現象を確認した。特に、実験によりスイッチのクロストークの観測に初めて成功したことは重要である。さらに、本スイッチに入力するゲートパルスをスイッチする信号パルスの方へ時間的にシフトさせることにより、このウォークオフを補償すれば、本スイッチで処理できるビットレートを改善できることも示した。実際に、20mm 長導波路型 QPM-SHG/DFM-LiNbO₃ 全光ゲートスイッチに対して、提案したウォークオフ補償法を適用した。この結果、6.25ps 間隔のツイン信号パルスの一つを、クロストーク無しでスイッチすることに初めて成功した。これは、本スイッチが、160Gbps の超高速光時分割多重(OTDM)信号をクロストーク無しでスイッチできることを意味している。

一方、QPM-SHG/DFM デバイスを、OTDM 伝送システム等における全光超高速ゲートスイッチとして用いる時、クロストークが問題となるのは、波長変換された信号出力にパワーペナルティが生じるからである。そこで次に、クロストークとこれによって生じるパワーペナルティの関係を理論と実験の両方から明らかにした。それによると、クロストークを -17dB 以下に抑えることにより、これによって生じるパワーペナルティを約 1dB に抑えることができる。この結果は、QPM-SHG/DFM デバイスが、OTDM 伝送システム等における全光超高速ゲートスイッチに十分適用可能であることを示している。また、シス

テム導入時に本スイッチの性能を最大限引き出すためには、動作条件に応じてスイッチの最適化を行う必要がある。そこで、解明した詳細なスイッチング特性およびクロストークとこれによって生じるパワーペナルティの関係を下に、本スイッチの最適化法を新たに提案した。この最適化法は、初期条件として、スイッチで処理するビットレートと波長変換された信号に生じるパワーペナルティの許容値を定め、この条件下でデバイス長つまり効率を最大化するものである。数値解析では、例えば QPM-SHG/DFM-LiNbO₃ デバイスを用いる場合、パワーペナルティの許容値を 1dB とすると、本最適化によりスイッチで処理するビットレートとデバイス長の積を約 4Gbps·m まで高められ得ることが示され、全光ゲートスイッチとしての超高速かつ高効率動作の可能性が示された。実際に、ビットレート 160Gbps で動作するようデバイス長を 30mm に最適化した、導波路型 QPM-SHG/DFM-LiNbO₃ 全光ゲートスイッチを用いて、160Gbps の超高速 OTDM 信号から 10Gbps のタイムスロットを時間多重分離した。この結果、2.5dB の十分小さいパワーペナルティでエラーフリー動作が維持され、ビットレート 160Gbps で動作する全光超高速ゲートスイッチが実現された。

最後に、QPM-SHG/DFM 全光超高速ゲートスイッチの実用化に向けた課題を整理した。本スイッチが実用化されるためには、デバイス作製技術の向上による高効率化、動作温度の低減、偏波無依存化等を実現する必要があることを述べた。

以上が本研究で得られた成果であり、QPM-LiNbO₃ デバイスにおける SHG と DFM の縦続二次非線形光学効果を用いた全光超高速ゲートスイッチの実現に貢献した。本研究で得られた結論が、今後の QPM-SHG/DFM 全光超高速ゲートスイッチの研究開発、および実用化の流れを促進することを願う。

謝辞

本博士論文の作成にあたり、その研究内容全般にわたって懇切に御指導賜りました、東京大学先端科学技術研究センター光デバイス分野の菊池和朗教授に深く感謝致します。菊池教授には、博士論文のテーマを決定する際、私の修士課程までの研究を十分生かせるよう配慮して頂きました。また、研究テーマが決まり、本格的に研究が開始されてからは、私の自主性を十分尊重して頂くと共に、常に適切な御指導を賜りました。雑誌論文等を執筆する際にも、私の未熟な文章を何度となく懇切に修正して頂きました。心よりお礼申し上げます。

本研究を進めるにあたり、常に適切な御指導を賜りました、東京大学先端科学技術研究センター光デバイス分野の多久島裕一助教授に心から感謝致します。多久島助教授には、本研究を開始した当初、私が研究の進め方等で悩んでいた際、数多くの適切な御助言を頂き、本研究が急速に進展致しました。本格的に研究が開始されてからも、常に懇切な御指導を賜りました。特に、有効な数値解析法や実験方法等における数多くの有益な御助言を頂きました。心よりお礼申し上げます。

本研究全般にわたって数多くの適切な御助言を頂きました、東京大学先端科学技術研究センター光デバイス分野の加藤一弘助手にも深く感謝しております。加藤助手には、研究面のみならず生活面等においても大変御世話になり、三年間の博士課程における研究生活が大変有意義なものとなりました。厚くお礼申し上げます。

また、修士過程において御指導頂きました、東京理科大学理工学部電気電子情報工学科の前田譲治講師には、御多忙にも関わらず、継続して適切な御指導ならびに大変有益な御助言を数多く頂きました。これによって、本研究内容に関する多くの問題点等を整理し、解決することができました。厚くお礼申し上げます。

学外における多くの研究者の方々にも感謝せずにはられません。フェムト秒テクノロジー研究機構、ならびに日本電信電話株式会社フォトニクス研究所の研究者の方々には、多くの有益な御助言等を頂きました。特に、フェムト秒テクノロジー研究機構の鈴木明氏と国松大介氏は、当初我々の研究室には無かった本研究の要となる貴重な実験装置を、快く融通して下さいました。これによって、本研究が急速に進展したことは言うまでもありません。心よりお礼申し上げます。

菊池・多久島研究室において苦楽を共にしてきた、先輩、同期、ならびに後輩の方々には、研究面のみならず生活面等で大変御世話になり、感謝にたえません。独立行政法人通

信総合研究所情報通信部門の文南秀氏には、数値計算法等に関しての多くの有益な助言を頂きました。坂本高秀君、平健二君、小関泰之君は、実験装置の使用法やその管理法等を快く教えて下さいました。また、実験結果についても数多くの有益な助言を頂きました。特に、同期の坂本高秀君とは、研究や将来の進路等の面で多くの悩みを分かち合うことができました。これによって、就職活動等の多くの困難を乗り越えることができました。厚くお礼申し上げます。

私の修士時代の友人たちにも大変御世話になりました。特に、木村哲也君には、生活面や将来の進路等で相談にのって頂きました。多くの友人の支えによって、数々の困難を乗り越えることができました。心よりお礼申し上げたい。

最後に、本研究を行なう機会を与え、それを経済的に支えてくれた、両親、祖父母に感謝します。

研究発表目録

1. 本論文に関連した研究発表

1. 1 論文

- [1] Yutaka Fukuchi, Takahide Sakamoto, Kenji Taira, Kazuro Kikuchi, Daisuke Kunimatsu, Akira Suzuki, and Hiromasa Ito, "Speed limit of all-optical gate switches using cascaded second-order nonlinear effect in quasi-phase matched LiNbO₃ devices," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, pp. 1267–1269, September 2002.
- [2] Yutaka Fukuchi and Kazuro Kikuchi, "Novel design method for all-optical ultra-fast gate switches using cascaded second-order nonlinear effect in quasi-phase matched LiNbO₃ devices," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, pp. 1409–1411, October 2002.
- [3] Kenji Taira, Yutaka Fukuchi, Ryo Ohta, Kazuhiro Katoh, and Kazuro Kikuchi, "Background-free intensity autocorrelator employing Si avalanche photodiode as two-photon absorber," *Electron. Lett.*, vol. 38, pp. 1465–1466, November 2002.
- [4] Yutaka Fukuchi, Takahide Sakamoto, Kenji Taira, Kazuro Kikuchi, Daisuke Kunimatsu, Akira Suzuki, and Hiromasa Ito, "Optimization of all-optical ultra-fast gate switches using cascaded second-order nonlinear effect in quasi-phase matched LiNbO₃ devices," *J. Lightwave Technol.* に投稿中.
- [5] Yutaka Fukuchi, Takahide Sakamoto, Yasuyuki Ozeki, Kenji Taira, Kazuro Kikuchi, "All-optical demultiplexing of a 160-Gbps OTDM signal into 10-Gbps channels using cascaded second-order nonlinear effect in a quasi-phase matched LiNbO₃ waveguide device," *IEEE Photon. Technol. Lett.* に投稿準備中.
- [6] Yutaka Fukuchi and Kazuro Kikuchi, "All-optical ultra-fast 3R repeaters using cascaded second-order nonlinear effect in quasi-phase matched LiNbO₃ devices," *IEEE Photon. Technol. Lett.* に投稿準備中.

1. 2 国際会議

- [1] Yutaka Fukuchi, and Kazuro Kikuchi, "Characteristics of ultra-fast four-wave mixing switch using cascaded second-order nonlinearity in quasi-phase matched

- devices,” *Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO 2001)*, Paper CWB6, Baltimore, Maryland, USA, May 6-11, 2001.
- [2] Yutaka Fukuchi, and Kazuro Kikuchi, “Ultrafast operation of four-wave mixing switches using the quasi-phase matched cascaded second-order nonlinear effect,” *European Conference on Optical Communication (ECOC 2001)*, Paper We.P.9, Amsterdam, The Netherlands, September 30-October 4, 2001.
- [3] Kazuro Kikuchi, Yutaka Fukuchi, Akira Suzuki, Daisuke Kunimatsu, and Hiromasa Ito, “Ultrafast operation of optical time-division demultiplexer using quasi-phase matched LiNbO₃ device,” *European Conference on Optical Communication (ECOC 2002)*, Paper 8.4.2, Copenhagen, Denmark, September 8–12, 2002.

1. 3 口頭発表

- [1] 福地 裕, 菊池 和朗, “疑似位相整合デバイスの縦続二次非線形性を用いた超高速四光波混合スイッチの特性解析,” 電子情報通信学会 2001 年総合大会, B-12-8, 立命館大学, 2001 年 3 月 26-29 日.
- [2] 福地 裕, 菊池 和朗, “疑似位相整合縦続二次非線形デバイスのリミッタ特性を用いた全光学的超高速 3R 中継器,” 電子情報通信学会 2001 年ソサイエティ大会, C-3-2, 電気通信大学, 2001 年 9 月 18-21 日.
- [3] 福地 裕, 坂本 高秀, 平 健二, 国松 大介, 鈴木 明, 菊池 和朗, “疑似位相整合縦続二次非線形デバイスを用いた全光超高速ゲートスイッチの速度限界,” 電子情報通信学会 2002 年総合大会, C-3-4, 早稲田大学, 2002 年 3 月 27-30 日.
- [4] 平 健二, 福地 裕, 太田 亮, 加藤 一弘, 菊池 和朗, “Si-APD の二光子吸収を用いたバックグラウンドフリー自己相関光パルス測定器,” 電子情報通信学会 2002 年ソサイエティ大会, C-4-35, 宮崎大学, 2002 年 9 月 10-13 日.
- [5] 福地 裕, 坂本 高秀, 小関 康之, 平 健二, 菊池 和朗, “疑似位相整合ニオブ酸リチウム光導波路の縦続二次非線形光学効果を用いた超高速光時分割多重分離器,” 電子情報通信学会 2003 年総合大会に投稿中.
- [6] 坂本 高秀, 福地 裕, 種村 拓夫, 菊池 和朗, “光ファイバの変調不安定現象を利用した全光学的波形再生器,” 電子情報通信学会 2003 年総合大会に投稿中.

2. その他の主な研究発表

2. 1 論文

- [1] Joji Maeda, Yutaka Fukuchi, and Sumio Kogoshi, "Quantum noise analysis of frequency-doubling ring laser: nonlinearity-induced noise enhancement and its dependence on gain profile," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 34, no. 11, pp. 2172-2178, November 1998.
- [2] Joji Maeda, Ichiro Matsuda, and Yutaka Fukuchi, "Analysis of amplitude squeezing of harmonic generation in a quasi-phase-matched device: effect of stochastic variation of domain length," *J. Opt. Soc. Amer. B*, vol. 17, no. 6, pp. 942-951, June 2000.

2. 2 国際会議

- [1] Yutaka Fukuchi, Joji Maeda, and Sumio Kogoshi, "Effect of precision on amplitude squeezing in quasi-phase-matched device for harmonic generation," *XVI International Conference on Coherent and Nonlinear Optics (ICONO 1998)*, Quantum and Atomic Optics, Leninskii, Moscow, Russia, June 29-July 3, 1998.
- [2] Joji Maeda, Yutaka Fukuchi, and Sumio Kogoshi, "Limit of amplitude squeezing in quasi-phase-matched device for harmonic generation," *Nonlinear Optics 1998 Materials, Fundamentals and Applications Topical Meeting*, Paper ThC8, Kauai, Hawaii, USA, August 10-14, 1998.

2. 3 研究会等

- [1] 福地 裕, 前田 譲治, 小越 澄雄, "疑似位相整合デバイスを用いた第二高調波発生による振幅スクイーミングの限界," 電子情報通信学会技術研究報告, レーザ・量子エレクトロニクス研究会 (LQE 98), 福井大学, 1998年5月11日.
- [2] 福地 裕, 前田 譲治, 小越 澄雄, "疑似位相整合デバイスによる縮退パラメトリック増幅の飽和領域における雑音特性," 電子情報通信学会技術研究報告, レーザ・量子エレクトロニクス研究会 (LQE 99), 金沢大学, 1999年5月21日.

2. 4 口頭発表

- [1] 福地 裕, 前田 譲治, 小越 澄雄, "疑似位相整合デバイスの高調波発生特性に対する作製精度の影響," 電子情報通信学会 1998年総合大会, C-4-3, 東海大学, 1998年3月27-30日.