

次世代コヒーレント光通信システム用XカットLiNbO<sub>3</sub>薄板型光変調器の構造設計に関する研究

メタデータ	言語: ja 出版者: 静岡大学 公開日: 2012-03-06 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 青木, 謙治 メールアドレス: 所属:
URL	<a href="https://doi.org/10.14945/00006422">https://doi.org/10.14945/00006422</a>

静岡大学 博士論文

次世代コヒーレント光通信システム用

X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光変調器の構造設計に関する研究



2009 年 1 月

青木 謙治

## 論文要旨

近年の情報通信技術の革命とも言える進歩はユビキタス社会を実現しつつある。ブロードバンドネットワークを介した情報通信は今や企業、一般家庭を問わず広く利用されるようになった。しかし一方で通信トラフィックの爆発的な増大を引き起こし、より高速な光通信システムの実現と整備が喫緊の課題となっている。LiNbO<sub>3</sub> 光変調器は ① 広い動作波長帯域を有しており波長多重分割方式と相性がよく、② 光ファイバと低い挿入損失で接続できること、③ 低波長チャープ特性が実現可能といった特長を持ち、主として長距離かつ高速な基幹系通信システムに利用されている。とりわけ皆方教授が提案した X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄片型光変調器は、従来の LiNbO<sub>3</sub> 光変調器とは異なり SiO<sub>2</sub> バッファ層を用いることなく、LiNbO<sub>3</sub> 基板を薄片化し、低誘電率部に変調電界を漏洩せしめることにより高速変調動作に必要な不可欠な速度整合を達成した。薄片型 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器は高い動作安定性、ゼロ波長チャープ構成が可能であるといった長所に加えて、それまでの X カット LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の最大の欠点であった駆動電圧の高さを克服し、低半波長電圧を実現した。

本研究は量産性、信頼性に優れた薄片型 LiNbO<sub>3</sub> の一形態である X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器の次世代コヒーレント通信システムとして期待される RZ-DQPSK 方式への応用展開を睨んだ薄板型光変調器構造の高性能化、高機能化に関するものである。本論文は序論と結論を含む全 8 章から構成されている。

第 1 章では、本研究における背景と目的について述べている。

第 2 章では、LiNbO<sub>3</sub> 結晶上に形成されたチタン拡散導波路の屈折率分散を考慮に入れた群屈折率を計算し、屈折率分散を考慮したときの光波-マイクロ波速度整合条件を導出した。この結果、チタン拡散導波路中を伝搬する信号光の実効群屈折率は、従来から屈折率として用いられてきた LiNbO<sub>3</sub> 基板異常光の材料屈折率 2.14 よりも、0.05 大きい 2.19 である事を明らかにした。さらに高速かつ低半波長電圧特性を有する進行波型 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器を実現するには、屈折率分散の影響を考慮し、マイクロ波屈折率を実効群屈折率 2.19 に整合することが必要かつ重要であることを準 TEM 波解析および実験により明らかにした。

第3章では、薄片型  $\text{LiNbO}_3$  光変調器においてコプレーナ導波路 (CoPlanar Waveguide: CPW) 中心電極を幅広化することにより、変調器の広帯域化に不可欠な電極伝搬損失低減が可能であり、同時に製造プロセスが容易となる 10 ミクロン以下の薄い変調電極厚みで十分速度整合が図れる事を準 TEM 波解析、および実験により明らかにした。

第4章では、非対称 CPW 電極を用いることにより、所望のプリチャープ特性を実現できる X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光変調器について検討を行った。この検討結果を踏まえて試作した光変調器の  $\alpha$  チャープパラメータ測定値は -0.65 であり、設計値とよく一致することを確認した。また半波長電圧 2.7V、3dB 変調帯域 20GHz、光挿入損失 6.0dB と良好な結果を得た。試作した変調器を用いて 40Gbit/s の擬似ランダム信号を入力しアイパターン観測を行ったところ、良好なアイ開口を確認することができた。さらに波長  $1.55\mu\text{m}$  を用いてノーマルファイバ 80km の 10Gbps エラーフリー伝送を確認し、設計通りのプリチャープ特性が実現できていることを明らかにした。

第5章では、重要懸案となっていた光変調器長の短縮化の問題を採り上げ、折り返し構造を用いた光変調器の短尺化について検討を行った。折り返し部における光導波路光路長と変調電極電気長の差  $L_d$  が変調帯域に及ぼす影響について考察を行い、折り返し部において変調電極の配置を工夫し  $L_d$  を短くすることにより擬似速度整合が達成され、変調帯域の改善ができる事を明らかにした。本検討を踏まえて折り返し構造を用いることによりチップ長 29mm と従来の半分程度に短縮した薄板型光変調器を試作し、半波長電圧 2.0V、3dB 変調帯域 20GHz、光挿入損失 4.9dB と良好な特性を得た。さらに  $L_d$  を原理的に 0 に出来る折り返し構造について提案を行った。

第6章では、非対称 CPW 電極を用いた低半波長電圧の X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光位相変調器の検討を行った。試作した光位相変調器は 20GHz において 2.9V と従来の Z カット  $\text{LiNbO}_3$  光位相変調器よりも低い良好な特性を得た。また、低半波長電圧、高動作安定性を有する X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光位相変調器は、「RZ-DQPSK 用集積型光変調器」などのデバイスへ応用範囲を拡大できる事を示した。

第7章では、本研究で開発した X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光変調器の高性能化、高機能化の成果を踏まえて、次世代コヒーレント光通信システム用として期待される集積型 RZ-DQPSK 光変調器への応用について述べた。

第8章は結論である。

以上、本論文は量産性、信頼性に優れ、特性的には半波長電圧が低く動作安定性に優れるといった特長を有する X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光変調器の高性能化、高機能化に関する理論的検討および試作実験結果をまとめたものである。

「論文題目の欧文は

Study on High-performance X-cut Thin  $\text{LiNbO}_3$  Sheet Optical Modulator  
for Next Generation Coherent Optical Network System

である。」

## 目次

### 第1章 序論

1-1 ユビキタス社会の到来と LiNbO <sub>3</sub> 光変調器研究の意義.....	1
1-2 光通信システムの高速度化と LiNbO <sub>3</sub> 光変調器.....	6
1-3 LiNbO <sub>3</sub> 光強度変調器の動作原理.....	9
1-4 LiNbO <sub>3</sub> 光変調器の高周波電極構造と速度整合理論.....	12
1-5 LiNbO <sub>3</sub> 光変調器の従来の研究.....	16
1-6 X カット LiNbO <sub>3</sub> 薄板型光変調器.....	18
1-7 本研究の目標と本論文の構成.....	23
参考文献.....	28

### 第2章 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器における屈折率分散を考慮した速度整合条件の検討

2-1 まえがき.....	33
2-2 分散性媒質における位相屈折率と群屈折率.....	33
2-3 光波の屈折率分散を考慮したときの群屈折率の計算.....	37
2-3-1 LiNbO <sub>3</sub> 基板の材料分散のみを考慮した時の群屈折率.....	37
2-3-2 材料分散とチタン拡散導波路による構造分散を考慮した時の群屈折率.....	38
2-4 導出した速度整合条件の検討.....	39
2-4-1 屈折率分散が変調帯域に及ぼす影響の考察.....	39
2-4-2 試作した進行波型光変調器のマイクロ波実効屈折率と変調帯域の関係.....	40
2-5 まとめ.....	41
参考文献.....	42

### 第3章 中心電極幅広化による薄板型光変調器の広帯域化

3-1 まえがき.....	43
3-2 X カット LiNbO <sub>3</sub> 薄板型光変調器の速度整合.....	43
3-3 中心電極幅広化の検討.....	44

3-4	LiNbO <sub>3</sub> 変調器構造の差による中心電極幅広化の影響について .....	50
3-5	X カット LiNbO <sub>3</sub> 薄板型光変調器試作による中心電極幅広化の検証. .....	52
3-6	まとめ .....	56
	参考文献 .....	56
<b>第4章 非対称 CPW 電極を用いたプリチャープ X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器</b>		
4-1	まえがき .....	58
4-2	プリチャープ特性による分散補償 .....	59
4-3	LiNbO <sub>3</sub> 光変調器のプリチャープ量 .....	61
4-4	ACPW 電極を用いたプリチャープ X カット LiNbO <sub>3</sub> 薄板型光変調器. .....	62
4-4-1	ACPW 電極を用いたプリチャープ量調整の原理 .....	62
4-4-2	ACPW 電極を用いたプリチャープ薄板型 LiNbO <sub>3</sub> 光変調器の設計.....	64
4-4-3	ACPW 電極を用いたプリチャープ薄板型 LiNbO <sub>3</sub> 光変調器の試作と評価.....	67
4-5	まとめ .....	70
	参考文献 .....	71
<b>第5章 折り返し構造を用いた X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器</b>		
5-1	まえがき .....	73
5-2	折り返し部における光路長-電気長差 $L_d$ の変調帯域への影響 .....	74
5-2-1	折り返し型変調器の光導波路光路長と電極電気長の差 $L_d$ について .....	74
5-2-2	$L_d$ による変調帯域への影響の考察.....	76
5-3	$L_d$ の短縮を図った折り返し構造を有する光変調器 .....	85
5-3-1	$L_d$ の短縮を図った折り返し構造の提案 .....	85
5-3-2	X カット LiNbO <sub>3</sub> 薄板型光変調器の折り返し構造の設計 .....	86

5-3-3	折り返し型 X カット LiNbO <sub>3</sub> 薄板型光変調器の変調電極設計	87
5-3-4	折り返し型光変調器の試作	89
5-3-5	試作した折り返し型光変調器の評価	91
5-4	完全速度整合可能な折り返し型光変調器	93
5-4-1	完全速度整合可能な折り返し型光変調器の提案	93
5-4-2	完全速度整合可能な折り返し型光変調器の変調電極試作と評価	95
5-5	まとめ	96
	参考文献	97

## 第6章 低駆動電圧 X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光位相変調器

6-1	まえがき	98
6-2	ACPW 電極を用いた X カット LiNbO <sub>3</sub> 薄板型光位相変調器	98
6-2-1	従来の LiNbO <sub>3</sub> 光位相変調器	98
6-2-2	ACPW 電極を用いた X カット薄板型光位相変調器の提案	100
6-2-3	ACPW 電極を用いた X カット LiNbO <sub>3</sub> 薄板型光位相変調器の設計	101
6-2-4	ACPW 電極を用いた X カット LiNbO <sub>3</sub> 薄板型光位相変調器の試作と評価	103
6-3	まとめ	106
	参考文献	106

## 第7章 開発した光変調器の応用と将来展望

7-1	まえがき	108
7-2	複雑な構成を有する Mach-Zehnder 型光変調器	108
7-3	薄板型変調器構造の集積型 RZ-DQPSK LiNbO <sub>3</sub> 光変調器への展開	110
7-4	まとめ	113
	参考文献	113

第 8 章 結論 .....	115
謝辞 .....	119
本研究に関する発表論文 .....	121
付録 1 チタン拡散導波路の屈折率プロファイル .....	126
参考文献 .....	127
付録 2 有限要素法を用いた準 TEM 波解析 .....	128
参考文献 .....	130
付録 3 LiNbO <sub>3</sub> 薄板型光変調器の作製プロセス .....	131
参考文献 .....	135
付録 4 測定した S パラメータからのマイクロ波特性の計算 .....	136
付録 5 進行波型光変調器の光応答特性 .....	139
参考文献 .....	140
付録 6 小信号入力による光変調器の光応答特性測定と光変調器の 3dB 変調帯域 .....	141
参考文献 .....	143

# 第1章 序論

## 1-1 ユビキタス社会の到来と LiNbO<sub>3</sub> 光変調器研究の意義

近年の情報通信技術(Information and Communication Technology:ICT)の革命とも言える進歩はユビキタス社会を実現しつつある。インターネットに代表されるネットワーク網を利用した情報の発信や収集、電子商取引、電子決済は企業、一般家庭を問わず今や広く普及している。日本におけるインターネットの人口普及率は69.0%、家庭におけるインターネット接続のうち79.6%はブロードバンド化されている[1]。このように近年のFTTH(Fiber To The Home)サービスに代表されるような低コストかつ高速なブロードバンド接続環境の整備と普及は動画配信など膨大な情報のやりとりを必要とする新たなコンテンツサービスを生み、通信トラフィックの爆発的な増大を引き起こしている。図1-1に示したとおり、我が国のインターネット上を流通するトラフィックは平均で約800Gbit/sに達し、3年で約2.5倍になるなど、近年のインターネット上のトラフィックは飛躍的な増加を示している[1]。

光ファイバを用いた光通信システムはそれ以前に用いられてきた電気通信に比較して桁違いに高容量であり、長距離の伝送が可能という特長を持っている。近年の高速かつ低コストな情報通信環境の実現は、光通信システムの進歩と整備によって為さ

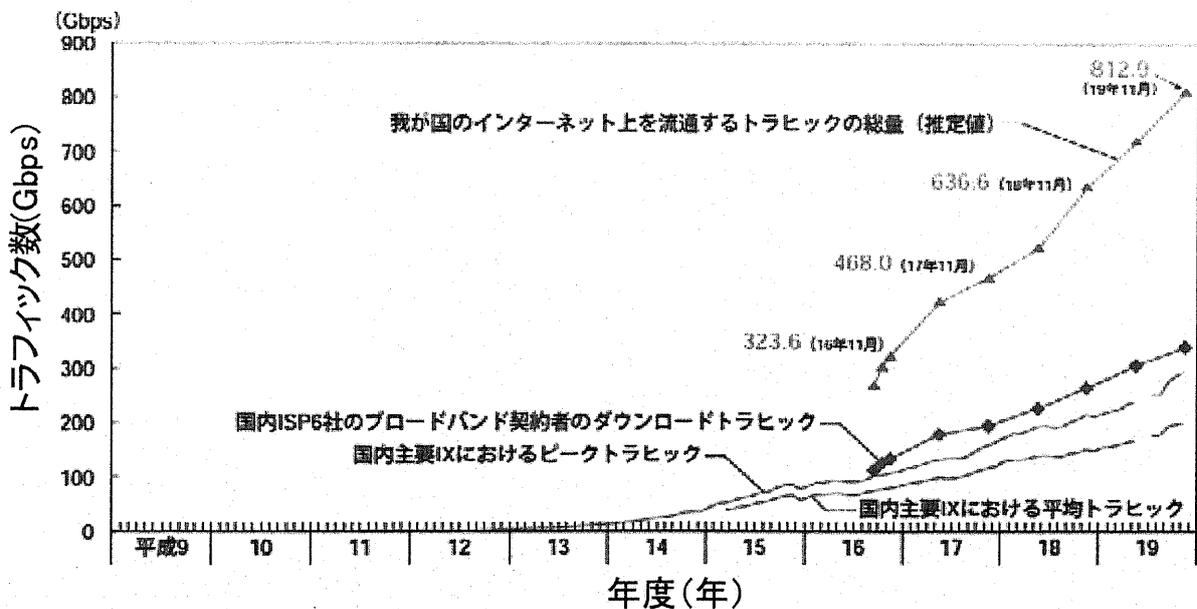


図1-1 我が国のインターネット上を流通するトラフィックの推移[1]。

れたといっても過言ではない。しかし留まるところを知らない通信トラフィックの増大という背景から、光通信システムの一層の大容量化が要求され、光通信システムの高速化とその導入、構築が喫緊の課題となっている。

光通信システムにおいて光源、光変調器、伝送路、光変調器、光検出器、電子回路は基本的構成要素であるが、近年の光通信システムの進歩はこれら基本要素の進歩によっているといっても過言ではない。基幹系光通信システムの高速化は図1-2に示すように各チャンネルの高速化(Time Division Multiplexing:TDM)×波長多重化による高速化(Wavelength Division Multiplexing:WDM)によって実現されてきた。図1-3に各手法の概念図を示したとおり、TDMとは電子回路の高速化により時間領域に多重化を行う方法であり、一方、WDMとは異なる波長を用いて多重化を行う方法である。

本研究で扱う光変調器は光通信システムの各チャンネルの高速化(TDM)を押し進める上でキーデバイスとなっている。既に10Gbit/sのシステムが広く導入されており、一部では40Gbit/sの導入が始まっている。しかしながら従前のNRZ(Non Return to Zero)強度変調方式を用いた40Gbit/s光通信システムは、従来の10Gbit/sシステムに比べて伝送する光ファイバの波長分散、偏波モード分散等の影響を受けやすく、伝送可能距離が著しく制限されるという欠点がある。さらに高度な分散補償を必要とするた

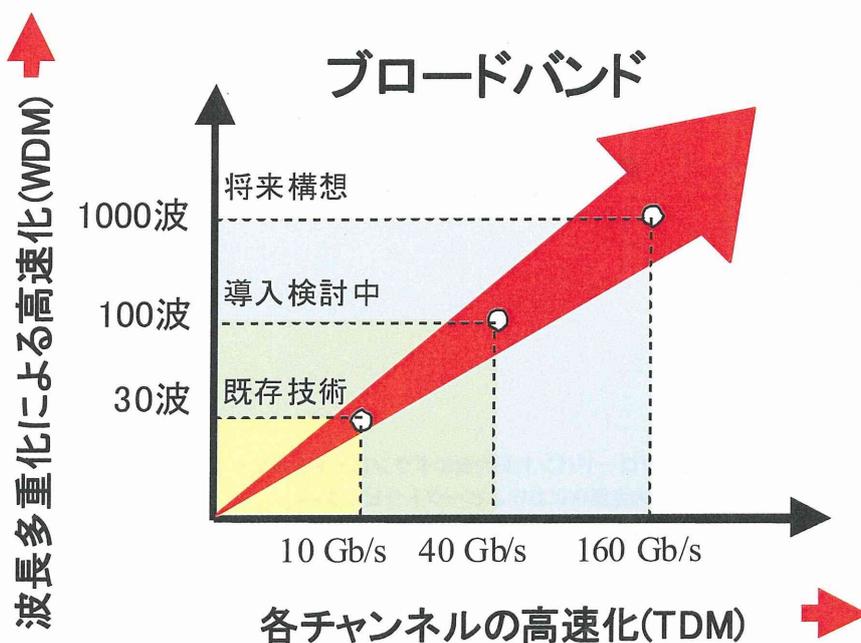


図1-2 基幹系光通信システムの高速化。

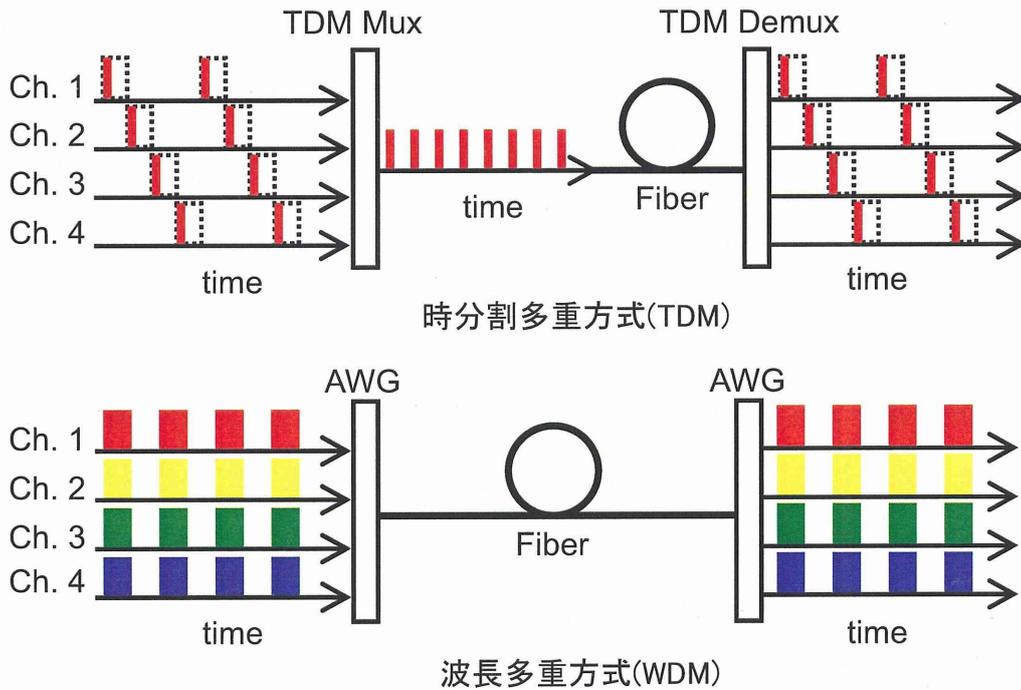


図 1 - 3 TDM 方式と WDM 方式による高速化。

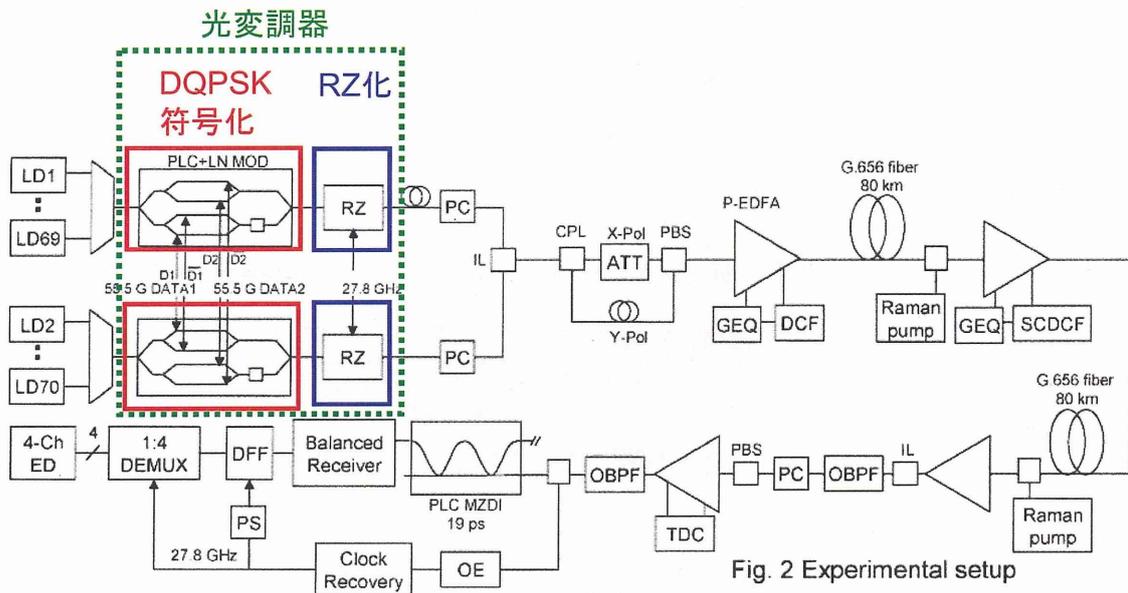


図 1 - 4 RZ-DQPSK 方式を用いた伝送実験系[2]。

めに、システム全体の価格が非常に高価となり、普及の妨げとなっている。このため 40Gbit/s あるいはそれ以上の次世代コヒーレント光通信システム用として経済的かつ、長距離伝送可能といった特長を持つ RZ-DQPSK(Return to Zero-Differential Quadrature Phase Shift Keying: 差動 4 値位相変調)方式の適用が検討されている。

RZ-DQPSK 方式を用いた伝送実験系の報告例を図 1-4 に示す[2]。この例では 111Gbit/s×140ch(14Tbit/s)の 160km 伝送が RZ-DQPSK 方式を用いて実現されている。さらに RZ-DQPSK 変調信号を 2つの直交偏波を用いて多重化する事で 100Gbit/s 以上のビットレート実現も検討されており、RZ-DQPSK 方式は次世代通信システム用符号化方式の本命として期待されている。一方で、図 1-4 に示されているとおり、RZ-DQPSK 方式の送信器には DQPSK 符号化を行うために複雑な構成を有する DQPSK 光変調器と、生成された DQPSK 信号を RZ 化する RZ 光変調器の 2 種類の LiNbO<sub>3</sub> 光変調器を従属接続した複雑な変調器構成を必要としている。

なお、本論文では NRZ 強度変調方式に対して、RZ-DQPSK 方式などコヒーレント変復調法を併用することにより、受信感度と周波数多重度を著しく高める可能性をもつ位相変調方式をコヒーレント光通信システムと呼ぶ。

ところで、光変調器の基板材料としては半導体と誘電体が考えられる。しかし半導体の複素屈折率はクラマース・クロニツヒの関係式が示すとおり屈折率の実部と虚部を独立に制御することは出来ず、屈折率の実部を変化させれば、必然的に虚部も変化する。その結果、位相変調を行うと無用な振幅変調が生じるので理想的な位相変調器の実現は困難である。一方、本研究にて扱う光変調器基板材料である LiNbO<sub>3</sub> は電気光学効果（ポッケルス効果）を有する誘電体結晶である。LiNbO<sub>3</sub> は複素屈折率の実部のみを制御することが可能であり、LiNbO<sub>3</sub> を用いた光変調器は光の位相のみを制御するという理想的な変調動作を実現できる。このため高速かつ長距離伝送を必要とする既存の基幹系光通信システムや、とりわけ次世代コヒーレント光通信システム方式として期待されている RZ-DQPSK 用光変調器には、LiNbO<sub>3</sub> が実質唯一の選択肢となっている。

光変調器の高性能化要求は、従前の NRZ 強度変調方式においては単に変調帯域を拡大することで必要十分であった。しかし RZ-DQPSK 方式のような次世代コヒーレント光通信システムでは、符号化を行うために複雑な構成を持つ光変調器を複数必要とする。このため小型かつ高性能な光送信機を実現するには LiNbO<sub>3</sub> 光変調器を小型化、一体集積化を実現するような技術開発も求められる。本研究の目的は高動作安定性、低駆動電圧という特長を有する X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器構造を用いて、高性能化、高機能化をさらに推し進め、適用範囲を拡大する事、及び、開発した基盤

技術を基として、次世代光通信システムとして期待されている RZ-DQPSK 用光変調器の実現可能性を検討することである。図 1-5 に本研究で最終目標として検討を行う DQPSK 光変調器と RZ 光変調器を一体集積した集積型 RZ-DQPSK LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器構造の概要を示す。図 1-5 では青線でチタン拡散導波路、信号電極をオレンジ、GND 電極を黄色で色分けして示した。但し DQPSK 変調部の I-arm、Q-arm 及び RZ 化変調器の高周波変調電極は信号電極のみを記した。I-arm の電極構造について GND 電極を含めて図 1-5 上に拡大図を記した。他の高周波変調電極である Q-arm 及び RZ 化変調器も同様の電極構造である。

以下、光通信システムの歴史的背景及び X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器の開発経緯を述べながら本研究の目的、目標を詳述する。

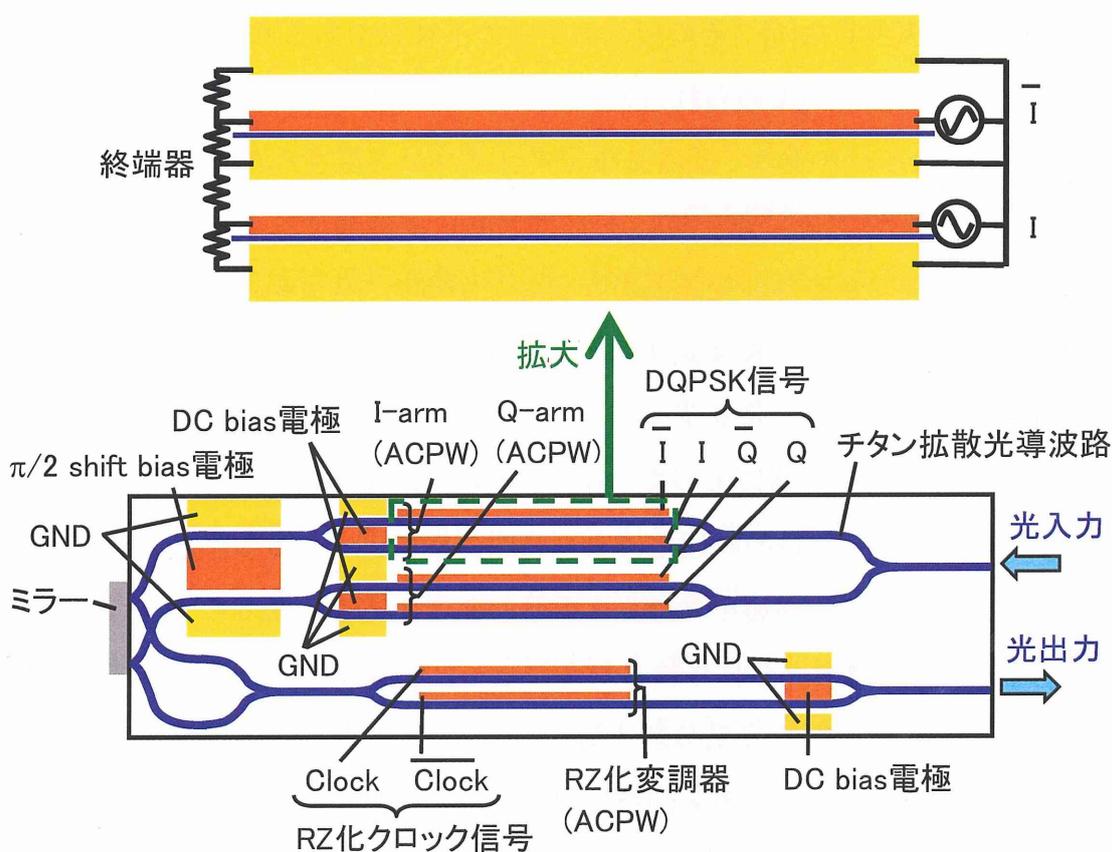


図 1-5 目標とする集積型 RZ-DQPSK LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器。

## 1-2 光通信システムの高速度化と LiNbO<sub>3</sub> 光変調器

光通信システムにおいて光源、光変調器、伝送路、光変調器、光検出器は基本的構成要素である。コヒーレント光源であるレーザは、1960年 Maiman によってルビーレーザのパルス発振が確認された[3]。その後 1970年 林らによって小型、低消費電力と言った特長を持つ半導体レーザのダブルヘテロ(DH)構造をもつ GaAs/GaAlAs 半導体レーザの室温連続発振[4]を契機として、光通信等への応用が期待されるようになった。当初 GaAs 系の短波長で開発が進められた半導体レーザは、その後光ファイバの伝送損失が最小となる 1.5 $\mu$ m 帯で InGaAsP/InP の4元系の半導体レーザが実用化され、1.5 $\mu$ m 帯を用いた光通信方式が広く検討され、実用化されるに至った。一方、光導波路は 1966年 Kao らによって石英が低損失導波路に適していることが予言され[5]、1970年 米コーニング社は MCVD 技術を用い、20dB/km という当時としては低損失な石英光ファイバを実現した[6]。その後、石英中の不純物である水(OH基)の除去技術により一層の低損失化が進められ、1979年に電電公社(現NTT)によって波長 1.55 $\mu$ m において 0.2dB/km という極めて低損失な光ファイバが実現された[7]。

黎明期の光通信システムにおいてはそれほど高い変調速度を要求されなかったこと、高信頼性を実現できる外部変調器が存在しなかったことから、光変調の方式として専ら半導体レーザ(LD)を直接変調する LD 直接変調方式が用いられていた。

基幹系光通信システムの進展を支えてきたのは、時間分割多重(TDM)方式、すなわち複数のデータを電子回路によって、分割された時間領域に多重してゆく方式であった。TDM方式は電子回路の高速化により時間領域にデータビットを多重化する方式である。一方、さらなる高速を目指して電子回路による速度限界によらない波長分割多重(WDM)伝送技術が注目されるようになった。WDM方式は波長の異なる複数の光信号を波長合分波器で多重分離する。この方式は、信号のフォーマットやプロトコルに依存しない多重、また電気回路の処理速度に制約されない多重を可能とするため、時分割多重された光信号をさらに多重化することができる。WDMが注目されてきた背景の一つには、Er<sup>3+</sup>ドープファイバー増幅器(EDFA)が実用化されたことが挙げられる[8]。EDFAとは光ファイバと同じ石英系材料のコアに、希土類のエルビウムという物質を添加したファイバであり、この部分で誘導放出を起こすことにより、フ

ファイバ内を光が通るだけで光を増幅させることが出来る高利得、低雑音の装置である。光信号を電気信号に変換することなく増幅することが出来、無中継で長距離の伝送が可能となる。またファイバの低損失波長域中で 30nm 程度にわたる利得平坦性をもち、WDM 方式の複数の波長チャンネルを一括して増幅可能である。さらに半導体光増幅器に比べて励起準位寿命が長い (~ms) ため、メガビット以上の速度の波形は歪みや符号間干渉なしに線形増幅できる点も特長といえる。

TDM 技術、並びに WDM 技術を用いて伝送ビットレートの高速度化が進展するに伴い、従来行われてきた LD 直接変調方式は高速変調を行う上で

- 1) 駆動電流のオンオフ動作による緩和振動の発生[9]
- 2) オンオフ動作時の波長チャープの発生[10]

といった問題が顕在化するようになった。

1) の緩和振動とはキャリア密度が電流注入により蓄積されるため、注入電流の急な変化に対してキャリア密度変化が遅れること、および光波はレーザ共振器内を巡回しているから光子密度は光子寿命より速く変化できないことから生じる現象である。緩和周波数以上ではほとんど変調が不可能となる。2) の波長チャープとは LD 直接変調によるキャリア密度の変動に伴って屈折率が変動し、レーザ出力光の位相も変動する。つまり LD 直接変調によって強度変調を行うと同時に意図しない位相変調が生じる現象である[11]。この結果、光信号のスペクトル波長が広がり、群遅延分散特性がある光ファイバを伝送させると信号波形の劣化が大きく、伝送帯域や伝送距離が制限される。こういった問題から LD 直接変調方式は特に 10Gbit/s を超えるような高速変調システムには実用的ではないとされている。EDFA の実用化で信号光の増幅が容易となり損失増加に対して寛容になった事で、LD 直接変調方式に代わって、半導体レーザの出射光を外部に設けた外部強度変調器により制御を行う外部変調方式が検討されるようになった。

外部強度変調器としては量子井戸構造を用い、電圧によりバンドギャップを変化させ吸収端波長を制御することにより強度変調を行う半導体電界吸収型(EA)変調器[12]と電気光学効果(ポッケルス効果)をもった誘電体結晶であるニオブ酸リチウム

(LiNbO<sub>3</sub>)基板上に Mach-Zehnder 光導波路と変調電極を形成した Mach-Zehnder 型の LiNbO<sub>3</sub> 光強度変調器が実用化されている(例えば[18])。

前者の半導体 EA 変調器は半導体レーザと同一のプロセスで作製できるため、変調器集積化光源としてシステムの小型化が可能である、さらに駆動電圧が 2V 程度であり、後述する LiNbO<sub>3</sub> 光強度変調器が 3.5V 以上と比べて低いという特長がある。しかし電圧印加時の半導体の屈折率変化に起因する波長チャーピング現象が存在し、LD 直接変調方式に比べれば小さいとはいえ、LiNbO<sub>3</sub> 光強度変調器に比べると波長チャーピングは大きい。これは既に述べたとおり、半導体の屈折率の実部と虚部はクラマース・クローニツヒの関係で表現される事で分かる通り、実部と虚部を独立に制御出来ない事に由来する。このため数 10km を超えるような長距離伝送に用いるのは難しいという問題がある。さらに動作可能波長帯域が 10nm と狭く WDM システムに用いた場合、使用波長ごとに EA 変調器を用意する必要があるという短所もある。

一方、後者の LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder 型光変調器は電気光学材料である LiNbO<sub>3</sub> 誘電体結晶基板上に形成された Mach-Zehnder 光導波路と変調電極からなる。変調電極に変調信号が印加されると Mach-Zehnder 導波路の各アームでは電気光学効果による屈折率変化が生じる。このため分岐され各アームを伝搬する被変調光はそれぞれ位相変調され、再び合波された際に干渉し、強度変調信号光が得られる。

電気光学材料としての LiNbO<sub>3</sub> は以下のような特長を有している。

- 1) ポッケルス効果が大きいため光変調器を構成した場合に低駆動電圧化が可能である。
- 2) キュリー温度が 1140℃以上と極めて高いため使用可能な温度範囲が広い。
- 3) 可視光から近赤外まで広い波長範囲にわたって透明であるため広い波長範囲で利用可能である。
- 4) Ti 拡散プロセスにより基板表面付近に容易に低損失な光導波路を形成可能であり、形成されたチタン拡散導波路のスポットサイズが光ファイバと同程度のため低挿入損失な光導波路デバイスを実現が可能である。

また LiNbO<sub>3</sub> 光変調器は LD 直接変調、半導体 EA 変調器に比較すると波長チャーピ

ング特性が非常に小さいという特長がある。特に X カット  $\text{LiNbO}_3$  を用いた光変調器は、完全に対称なプッシュプル動作をするため、原理的にゼロチャープ特性を実現可能である。このため  $\text{LiNbO}_3$  光変調器は高速かつ長距離の伝送に向いているといえる。

一方、 $\text{LiNbO}_3$  光強度変調器の欠点としては以下のような内容が挙げられる。

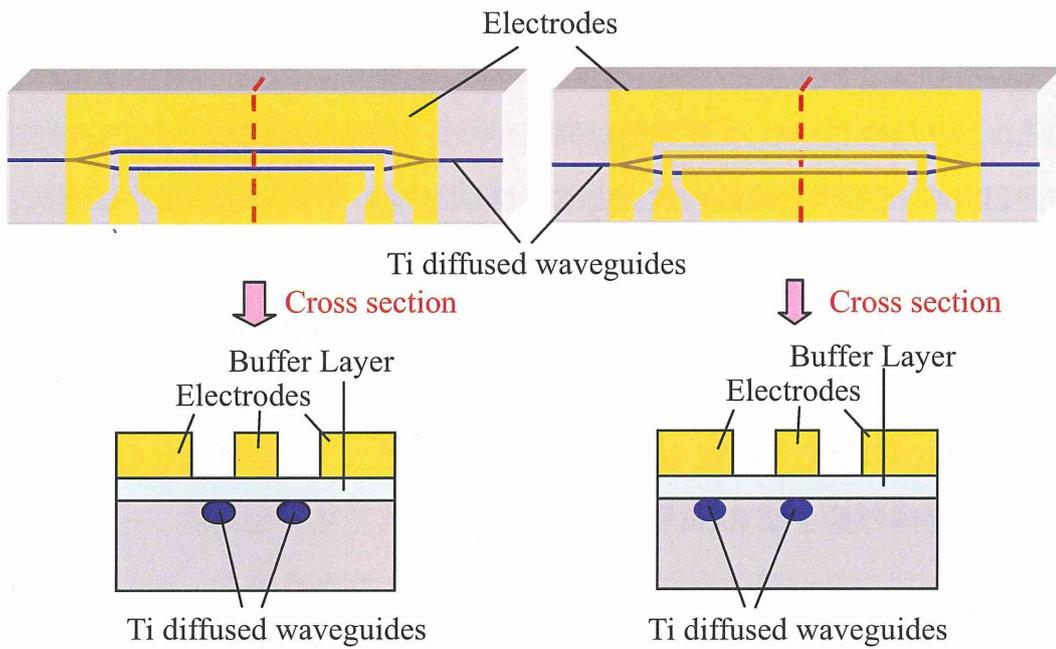
- 1) 駆動電圧が半導体 EA 変調器の 2V 程度に比べて一般に高く、駆動電圧が低いとされる Z カット  $\text{LiNbO}_3$  を用いた光強度変調器では典型的には 3.5V 以上となる。
- 2) 低駆動電圧と変調電極短縮（デバイス小型化）はトレードオフの関係にあり、駆動電圧低減のためには数 cm に及ぶ相互作用電極長が必要となる。この結果、デバイス全体の長さは 10cm 程度に及ぶ。

次節以降、本研究の対象である  $\text{LiNbO}_3$  光変調器の動作原理、従来の  $\text{LiNbO}_3$  光変調器の研究内容や経緯など本研究の背景について述べ、本研究の目的を明らかにする。

### 1-3 $\text{LiNbO}_3$ 光強度変調器の動作原理

図 1-6 に X カットあるいは Z カット  $\text{LiNbO}_3$  を用いた Mach-Zehnder 型光強度変調器の構造を示す。X カット板では図 1-6 断面図図面内左右方向の電界成分に対する電気光学効果を用いて変調動作を行うため、Mach-Zehnder 光導波路の各アームは電界強度が最大となる各電極間ギャップの中央に配置される。一方、Z カット板を用いる場合は、図 1-6 断面図図面内上下方向の電界成分に対する電気光学効果を用いるため、光導波路は電極直下に配置される。両カットを用いた場合の長所及び短所については後述する。

図 1-7 に本研究第 2 章から第 5 章で扱う X カットの  $\text{LiNbO}_3$  を用いた Mach-Zehnder 型  $\text{LiNbO}_3$  光強度変調器の動作原理を示す。変調器に入射した被変調光は Y 分岐導波路によって二等分され変調部に導かれる。変調部が形成される  $\text{LiNbO}_3$  基板は電気光学効果を有するため、変調電極に印加された変調電界によって各光導波路アームで互いに異なる符号の屈折率変化が起こる。よって導波する被変調光は互いに逆相の位相変調（プッシュプル動作）を受け、出力側の Y 分岐導波路で合波される。中心電極電位が 0V であれば合波干渉時に両アームの被変調光が同相であり、光導波



(a) X カット LiNbO<sub>3</sub> 光強度変調器      (b) Z カット LiNbO<sub>3</sub> 光強度変調器

図 1 - 6 LiNbO<sub>3</sub> 光強度変調器の構造。

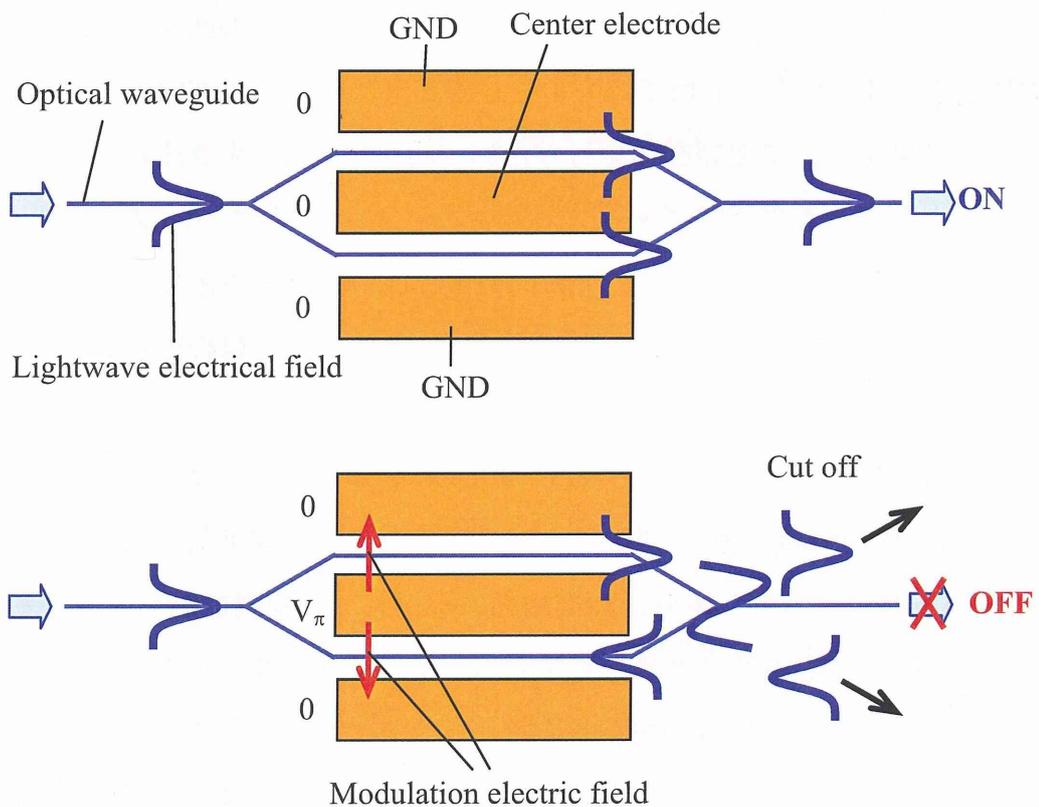


図 1 - 7 Mach-Zehnder 型光変調器の動作原理。

路の基底(0次)モードが励振され、合波光はそのまま伝搬し信号光として出力される(図1-7上)。中心電極に変調電圧を印加していくと、両アーム通過後の被変調光間に徐々に位相差が生じるようになり、合波時に基底(0次)モードだけでなく奇対称な1次モードが励振されるようになる。さらに中心電極の電位を上げ、半波長電圧  $V_{\pi}$  に達すると合波時の両アームの被変調光が逆相(位相差 $\pi$ )となる。このため偶対称な基底モードは理論的には励振されなくなり、奇対称な1次モードのみが励振されるようになる。光導波路はシングルモード導波路として構成されているので、高次モードである1次モードはカットオフとなり、合波光は放射され信号光は検出されない(図1-7下)。従って変調部通過後の2つのアーム間での位相差に対応して強度変調光が得られる。信号電極に印加する変調電圧と出力信号光強度の関係を図1-8に示す。変調電圧が0の時は両 Mach-Zehnder アームを経て合波する2つの被変調光に位相差はなく出力信号光強度は最大となる。この状態から信号電極に印加する変調電圧を増加させていくと、両 Mach-Zehnder アームを経た2つの被変調光の位相差が大きくなり、合波時に光導波路の1次モードを励振する度合いが増加し、検出される出力光強度は減少していく。この時のカーブはコサイン自乗の消光カーブを描く。そして両アーム間の位相差が $\pi$ となったときに出力信号光強度は最小となる。この時の変調電圧は位相差 $\pi$ (半波長)を発生させるのに要する電圧という意味で半波長電圧  $V_{\pi}$  と呼ぶ。Mach-Zehnder 型の光変調器では図1-8上に記した様に DC バイアス電圧  $V_b$  を印加

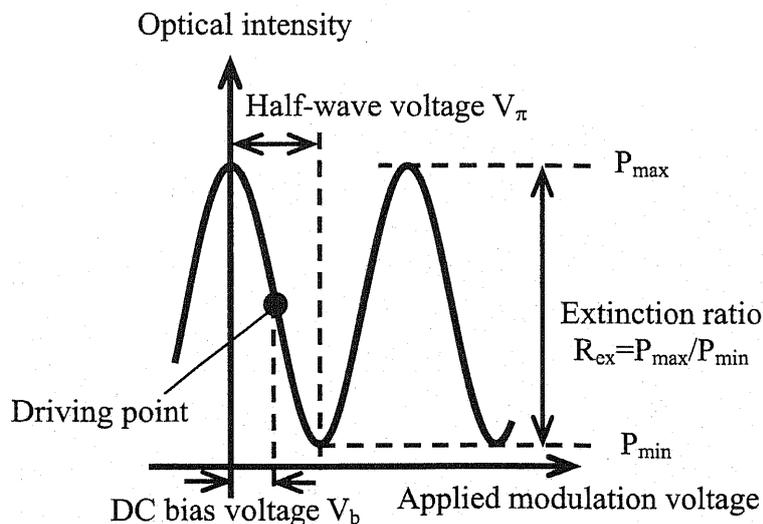
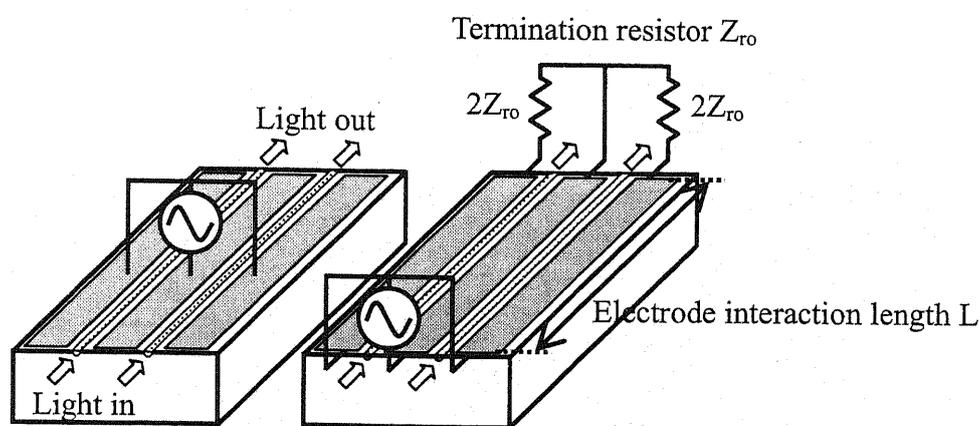


図1-8 変調電圧と変調光出力の関係。

して  $V_{\pi}/2$  の位置まで動作点を移動し、この点を中心に  $\pm V_{\pi}/2$  の変調電圧を印加することにより強度変調動作を行う。このため NRZ 強度変調方式では半波長電圧  $V_{\pi}$  と駆動電圧は一致する。なお、図 1-8 に記したとおり、変調光強度最大時の出力光パワー  $P_{\max}$  と最小の時の出力光パワー  $P_{\min}$  の比、 $R_{\text{ex}}=P_{\max}/P_{\min}$  を消光比と呼ぶ。消光比は光変調器を評価する上で重要な特性の一つである。

#### 1-4 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の高周波電極構造と速度整合理論

LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の電極構成方法としては集中定数型と進行波型がある。変調電気信号の波長が電極長に比べて十分大きい場合は、変調電界は線路の長さ方向に一様と見なすことが出来、変調器は集中定数回路として動作する。図 1-9 (a) に集中定数型の変調電極の模式図を示す。この場合、変調帯域の上限は、電極間のキャパシタンス  $C$  と負荷抵抗  $R$  の積 ( $CR$  定数) によって制限される。電極間ギャップを広げればキャパシタンスが小さくなり変調帯域を広げることが出来るが、同時に駆動電圧が増大してしまう。これまでの報告では、集中定数型では変調帯域の上限が 2-3GHz にとどまる [13]、もしくは電極長を短くすることにより高速化は可能 [14] であるが、半波長電圧は極めて高くなるという欠点がある。一方、広帯域の LiNbO<sub>3</sub> 光変調器を実現するために、図 1-9 (b) に示したような進行波形電極を用いた変調電極が提案され実用化



(a) 集中定数型 (b) 進行波型

図 1-9 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の電極構成。

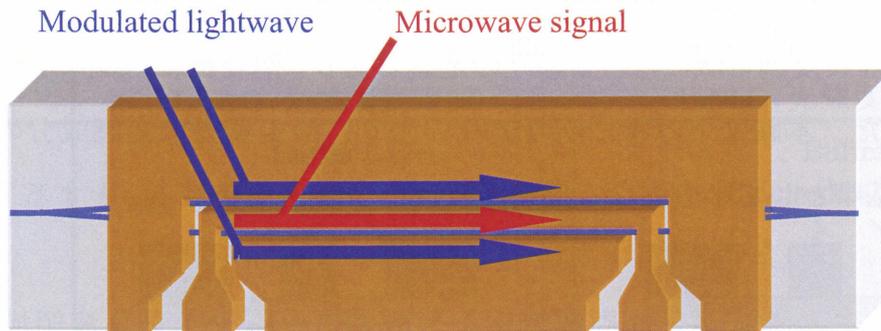


図 1 - 1 0 進行波型 LiNbO<sub>3</sub> 光強度変調器の動作原理。

されている[15][16]。進行波型電極を用いた Mach-Zehnder 光強度変調器は、図 1 - 1 0 に示すとおり変調電気信号と被変調光を併走させ、併走するマイクロ波電気信号と、被変調光が電気光学効果を介した相互作用を行い、変調光が得られる。進行波型電極を用いることにより低い駆動電圧で高速変調動作を行う事が可能である。

進行波型 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の変調帯域は以下の要因によって制限される[17]。

- 1) 電気光学効果の動作限界周波数
- 2) マイクロ波電気信号と被変調光の伝搬速度差(速度整合条件)
- 3) 電極伝搬損失
- 4) 材料および電極構造による分散
- 5) インピーダンス不整合 (信号源インピーダンス、負荷抵抗と変調電極の特性インピーダンス)

1) の電気光学効果は DC から近赤外領域(THz)まで動作するため問題はない。2) の速度不整合の影響を考察するため、インピーダンス整合が図られ、電極が無損失の理想的な場合を想定すると、進行波型電極を用いた LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の 3dB 変調帯域  $f_{BW}$  は光波の速度  $V_o$  とマイクロ波電気信号の速度  $V_m$  を用いて以下のように表すことが出来る[18]。

$$f_{BW} \propto \frac{1}{L|V_o - V_m|} \quad (1.4.1)$$

ここで  $L$  は変調電極相互作用長である(図 1 - 9 参照)。式(1.4.1)は変調帯域が変調電

極相互作用長  $L$  と光波とマイクロ波電気信号の速度差に反比例することが分かる。

なお光変調器の変調帯域には、2通りの定義があり、歴史的には両者共に混在して用いられてきた。本論文では特に断りのない限り、被変調光の変調成分のパワーが DC 駆動時を基準として半分となる変調周波数を 3dB 変調帯域  $f_{BW}$  とする（詳細は付録 6 参照）。

$\text{LiNbO}_3$  基板に光導波路と高周波電極を形成すると、マイクロ波領域における  $\text{LiNbO}_3$  の比誘電率は高く、結晶 Z 軸に平行な方向で  $\epsilon_r^{33} = 28$ 、X 軸、Y 軸に平行な方向で  $\epsilon_r^{11}, \epsilon_r^{22} = 43$  となっている。このため変調器光波に対してマイクロ波信号の屈折率が 1.9 倍程度(光波の速度がマイクロ波の 1.9 倍)となり[19]、変調電極と  $\text{LiNbO}_3$  基板の間に  $\text{SiO}_2$  バッファ層を設ける構造[20]-[24]、変調電極を厚膜化する構造[25]、本研究で扱う薄板型構造を含む薄片化した  $\text{LiNbO}_3$  基板を用いる構造[26]-[29]などを用いてマイクロ波信号の速度を高速化し速度整合を図ることが提案されている。3) については、変調電極材質としては導電率、耐腐食性に優れ、電界メッキプロセスにより比較的容易に厚膜電極を形成可能な金が広く用いられているが、マイクロ波領域においては表皮効果の影響から電極表面にしかマイクロ波信号電流が流れないため電極伝搬損失が増大する。マイクロ波信号は伝搬方向に指数関数的に減少するため、電極が長ければ急速に減衰し、長い電極は一部しか変調に役立たない。このため電極伝搬損失の低減は変調帯域の拡大、駆動電圧の低減といった光変調器の高性能化のために非常に重要な要素である。2) の速度整合の方策に用いられる電極の厚膜化を適用すると電極伝搬損失も併せて減少させることが出来るために一般的に採用されている。しかし厚い電極を精度良く形成することは難易度の高いプロセスである。4) については  $\text{LiNbO}_3$  の材料分散は 700GHz 程度までほぼ一定と考えられ、電極の構造分散は電極構造によって決まる。しかし本研究で想定する 50GHz 程度までの範囲であれば、ほぼ無視できフラットな変調特性が得られるものと考えられる[26]。5) については、光変調器は通常  $50\Omega$  系のマイクロ波回路として構成されるため、変調電極の特性インピーダンスは  $50\Omega$  に整合させるのが望ましい構成である。このために電極間ギャップの調整や、速度整合の方策に用いられる  $\text{SiO}_2$  バッファ層の導入と最適化、あるいは薄板型構造による特性インピーダンス整合が用いられている。このように 2) ~ 5) は主として電極や変調部構造に依存する[17]。

表 1-1 LiNbO<sub>3</sub> 結晶方位の違いによる変調部断面構造と特徴の比較。

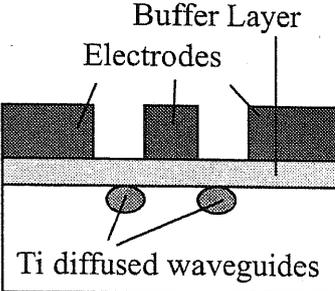
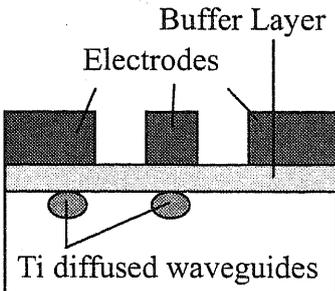
	従来型 X カット LiNbO <sub>3</sub> 光強度変調器	従来型 Z カット LiNbO <sub>3</sub> 光強度変調器
変調部 断面構造		
速度整合手法	SiO <sub>2</sub> バッファ層 電極厚膜化	SiO <sub>2</sub> バッファ層 電極厚膜化
長所と短所	<ul style="list-style-type: none"> <li>○ ゼロチャープ動作実現が可能</li> <li>○ 温度ドリフト：小</li> <li>○ DC ドリフト：小</li> <li>△ 半波長電圧 <math>V_{\pi}</math>：大(<math>\geq 6V</math>)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>△ 波長チャープ：大 ゼロチャープ化煩雑</li> <li>△ 温度ドリフト：大</li> <li>△ DC ドリフト：大</li> <li>○ 半波長電圧 <math>V_{\pi}</math>：小(3.5V 程度)</li> </ul>

図 1-6 にて示したとおり、結晶方位として X カット板以外に Z カット LiNbO<sub>3</sub> 基板も用いられる。各々の結晶方位を用いたときの典型的な LiNbO<sub>3</sub> 光強度変調器の比較を表 1-1 に示す。

従来の LiNbO<sub>3</sub> 光変調器では両者ともに一般的には SiO<sub>2</sub> バッファ層と厚膜電極を用いて高速動作に不可欠な速度整合が図られる。SiO<sub>2</sub> バッファ層は通常 1 $\mu$ m 程度の厚みに形成されるが、このバッファ層の存在に起因した DC バイアス印加に伴う動作点の変動(DC ドリフト現象)が発生する[30]-[32]。DC ドリフト現象は X カット板では原理的にゼロとなるのに対して、圧電軸がウエハー平面に垂直となる Z カット板では避けることが出来ない。しかし DC ドリフト現象はバッファ層と LiNbO<sub>3</sub> 結晶の抵抗、キャパシタンスの相違、LiNbO<sub>3</sub> 結晶欠陥等に起因しており、Z カット板と比較して小さいものの X カット板を用いた場合においても存在し、実用上問題となる。バッファ層の形成方法を工夫し導電率を制御することにより、DC ドリフトを低減化する手法が報告されている[33][34]。しかし複雑な電極構造が必要となっている。

バッファ層の機能としては Z カット板を用いる場合、光導波路の伝搬損失低減という目的もある。これは Z カット板を用いる場合、光導波路は電極下に配置されるため、

バッファ層がないと電極により光導波路内の被変調光が吸収され、大きな光挿入損失となってしまうからである。これに対して X カット板を用いた場合、光導波路は電極間ギャップに配置されるため、光挿入損失低減のためにはバッファ層は必要ではなく、バッファ層以外の方法で速度整合を図ることができるのであればバッファ層を廃し、バッファ層に由来する DC バイアス点の変動(DC ドリフト)を抑圧できる。

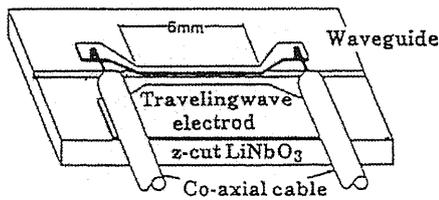
次に両カットを用いた場合の長所と短所について述べる。X カット板の特長としては 4 章で詳細を記述するが、中心に対して対称な構造となるために原理的にゼロチャープ動作を容易に実現可能である事が挙げられる。Z カット LiNbO<sub>3</sub> 光変調器においてもデュアルドライブ動作を用いる方法、分極反転領域を用いる方法などでゼロチャープ動作が検討されているが、前者は駆動回路の位相、振幅調整が煩雑であり、後者は分極反転領域を形成するのはプロセス的に煩雑であり、X カット板を用いるほどゼロチャープ動作を実現するのは容易ではない。また Z カット板は周囲の温度変化に対して基板表面に焦電が発生するので、本質的に温度に対する動作点の変動(温度ドリフト)が大きい。このため電極とバッファ層間に Si 層を設けて焦電により生じた電荷を相殺して温度ドリフトを低減する方法が提案されているが、実用上十分とはいえない[35]。一方、X カット板は焦電面が基板側面であり、変調動作にほとんど影響せず本質的に温度ドリフトが小さい。必要であれば基板側面(Z 面)をショートさせることにより、容易に焦電による電荷を相殺できる。また既に述べたように X カット板を用いた場合 DC ドリフトが小さく、動作安定性に優れるという利点がある。一方、Z カット板は電極直下に光導波路を配置するため、光導波路に印加される変調電界の強度が強くなり、X カット板を用いた場合より半波長電圧が低いという特長がある。しかし半導体 EA 変調器の 2V 程度と比較すると高く、LiNbO<sub>3</sub> 光変調器用のドライバーアンプが高コストであることの一つの原因となっている。さらに常に動作状態とさせておくデバイスであることから消費電力の観点からも駆動電圧低減は重要であり、LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の低半波長電圧化が要求されてきた。

## 1-5 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の従来の研究

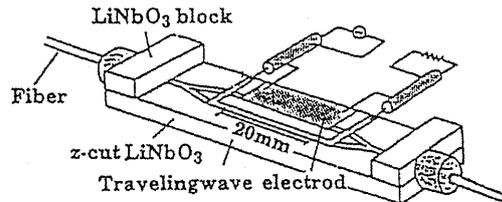
図 1-11 にこれまでに開発された広帯域光変調器の構造と特性を示す[14], [16],

[19], [26], [36]-[39]。 (a)は進行波型電極を初めて提案したものである[15]。 (b)は相互作用電極長を 2.5mm と短く設定することにより、速度不整合量を抑制し、変調帯域 40GHz という広帯域動作を実現しているが、電極長が短いことから半波長電圧が 26V と極めて高くなるという欠点がある[14]。 (c)は完全速度整合の概念に基づいて初めて試作されたものであり、リッジ導波路と平行平板からなる立体構造をもった光変調器である。光導波路に効率よく変調電界が印加出来るため低駆動電圧化が可能であると

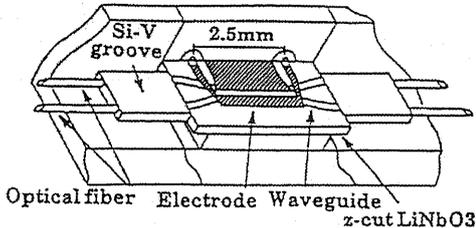
(a)  $f_m=18\text{GHz}, V_\pi=23\text{V}, \lambda_0=633\text{nm}$  (Izutu, et al.1980).



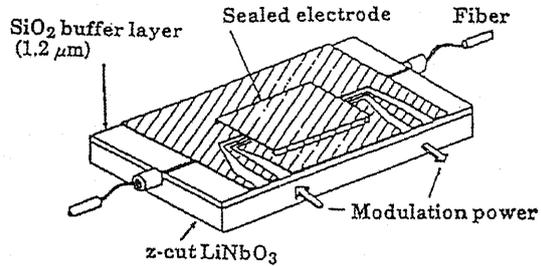
(d)  $12\text{GHz}, V_\pi=6.4\text{V}, \lambda_0=1.5\mu\text{m}$  (Seino, et al.1988).



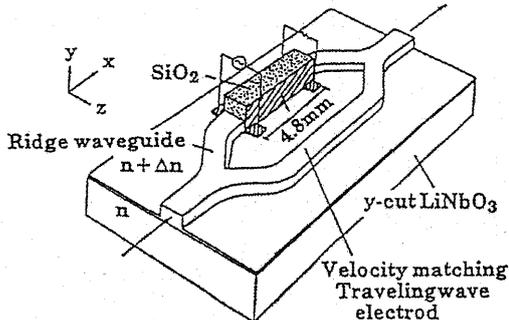
(b)  $40\text{GHz}, V_\pi=26\text{V}, \lambda_0=1.5\mu\text{m}$  (Korotky, et al.1987).



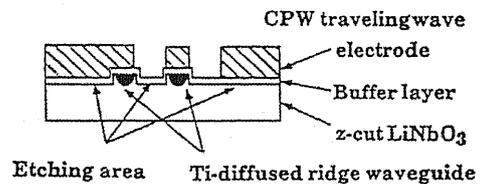
(e)  $26\text{GHz}, V_\pi=4.7\text{V}, \lambda_0=1.5\mu\text{m}$  (Kawano, et al.1991).



(c)  $18\text{GHz}, V_\pi=1.7\text{V}, \lambda_0=633\text{nm}$  (Minakata, et al.1987).



(f)  $70\text{GHz}, V_\pi=5\text{V}, \lambda_0=1.5\mu\text{m}$  (Noguchi et al.1993).



(g)  $20\text{GHz}, V_\pi=8\text{V}, \lambda_0=1.3\mu\text{m}$  (Dolfi et al.1987).

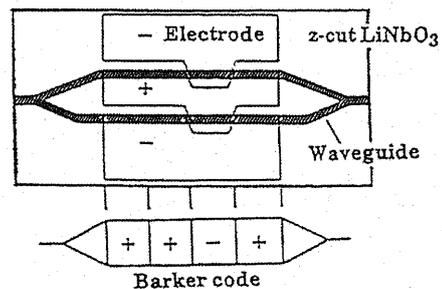


図 1 - 1 1 これまでに開発された広帯域光変調器の構造と特性[14], [16], [26], [36]-[39] (出典[19]より)。

ともに、リッジ上部に設けた低誘電率部(石英ガラスあるいは空気)によりマイクロ波信号の速度を高速化し速度整合が図れるために、広帯域変調動作を実現した構造である[26]。(d)は CPW(CoPlanar Waveguide)電極の厚膜化、および SiO<sub>2</sub> バッファ層の形成で速度整合を図り、変調帯域 12GHz、半波長電圧 6.4V と実用的な特性を実現している[36]。SiO<sub>2</sub> バッファ層と電極厚膜化によって速度整合を図る方法は、現在商用化されている LiNbO<sub>3</sub> 光変調器に広く用いられている手法である。(e)は CPW 電極上部にシールド電極を設けることによりマイクロ波を高速化し速度整合を図っているが、シールド電極の構造が非常に複雑である[37]。(f)は電極を周期的に反転コード化してスペクトルを拡散し、広帯域化を図る方法である[39]。(g)は SiO<sub>2</sub> バッファ層に加えて Ti 拡散導波路部にリッジ構造を形成し、低駆動電圧化を図っているが、構造が複雑であり製造プロセスは難易度が高い[38]。

次節では(c)の概念に基づき、広帯域、低駆動電圧動作が可能で、動作安定性に優れた X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄片型光変調器について述べる。

## 1-6 X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器

これまでの進行波型電極を用いた LiNbO<sub>3</sub> 光変調器は、既に述べたとおり利用する基板の結晶カットに関わらず SiO<sub>2</sub> バッファ層を用いて広帯域動作に不可欠な速度整合を図っていた。しかし SiO<sub>2</sub> バッファ層を用いると、DC ドリフト現象を誘発するという欠点がある[40]-[42]。さらに動作安定性が比較的高い X カット LiNbO<sub>3</sub> 光変調器では、バッファ層の存在により半波長電圧が非常に高くなってしまいうという欠点もある。このような問題を解決するために皆方教授は図 1-11(c)に代表されるような、

- 1) SiO<sub>2</sub> バッファ層をなくすことにより DC ドリフトを低減
- 2) 変調電極近傍の電界が集中する部分に光導波路を配置し、低駆動電圧化
- 3) 積極的に電界を空気、あるいは低誘電率部に漏洩し、速度整合を実現。

の3点を実現する COVAX(Condensed Operation Voltage Structure on Accurately Processed X-cut LiNbO<sub>3</sub>)構造を提案した。COVAX 構造としては図 1-11(c)のリッジ型構造を

用いた光変調器、および皆方教授と日本ガイシで共同研究を行った LPE LiNbO<sub>3</sub> リッジ型光変調器と X カット LiNbO<sub>3</sub> 裏溝型光変調器、本研究で扱う X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器が挙げられる。これらの関係を図 1-12 に示す。

本研究で扱う X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器の基本概念となる LiNbO<sub>3</sub> 薄片型変調器構造は皆方教授らによって提案された[27]。その後 LiNbO<sub>3</sub> 基板の裏溝構造を KrF エキシマレーザによるアブレーション加工により裏溝を形成し、裏溝型構造による広帯域変調動作が筆者などによって確認された[28]。図 1-13 (a) に裏溝型光変調器の変調部断面構造を示す。裏溝構造とは光導波路と変調電極を形成した X カット LiNbO<sub>3</sub> 基板を KrF エキシマレーザ(波長 248nm)によるアブレーション加工によって薄片化し、変調電界を裏溝部の空隙に漏洩せしめることにより、マイクロ波電気信号の伝搬速度を高速化する。従来用いられてきた変調電極の厚膜化も併せて用い、速度整合と特性インピーダンス整合を実現出来る。このため変調電極と LiNbO<sub>3</sub> 基板間に SiO<sub>2</sub> パ

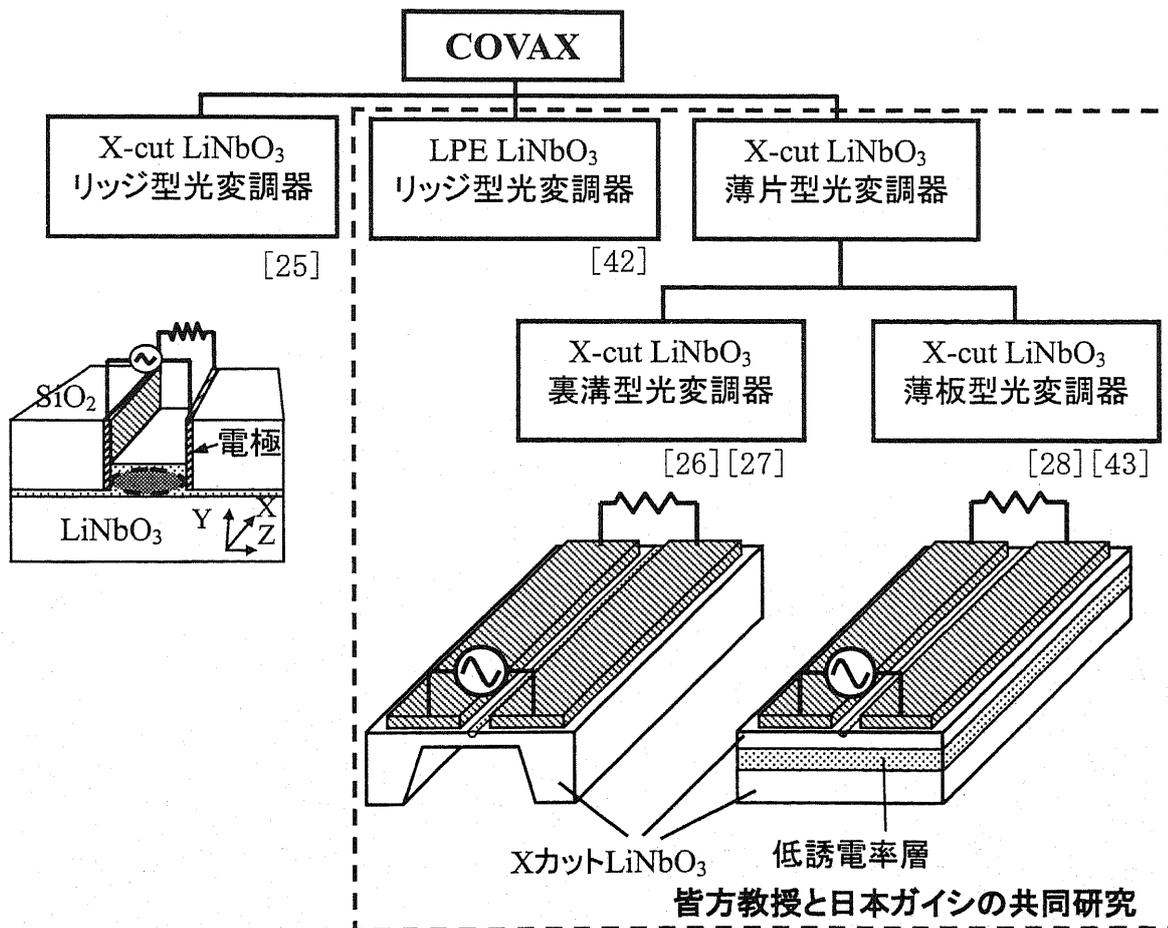


図 1-12 COVAX の概念と本研究の位置づけ。

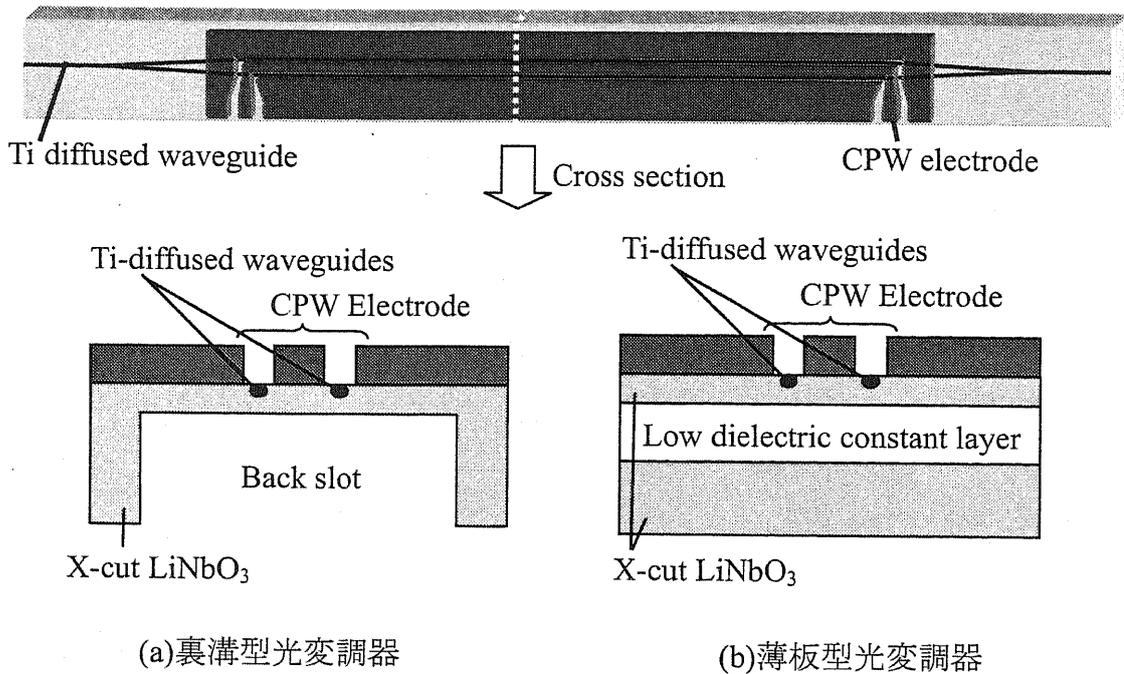


図 1 - 1 3 X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄片型光変調器の変調部断面構造。

ツファ層を形成する必要はなく、光導波路に印加される変調電界を強くすることができる。よって DC ドリフトや温度ドリフトが小さく動作安定性に優れる、ゼロチャープ動作が可能といった従来の X カット LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の長所に加えて、従来の X カット LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の最大の課題であった低半波長電圧化を実現可能である。一方、裏溝構造において機械強度を十分に確保した実用構造の実現、あるいは精度よく裏溝を形成する技術を実現するのは難しく、また量産化を睨んだ場合、KrF エキシマレーザによるアブレーション加工工程のスループット向上も課題である。

裏溝構造の長所を維持しつつ、信頼性、量産性を改善した構造として X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器構造が筆者等によって提案された[29][44]。図 1 - 1 3 (b)に薄板型光変調器の変調部断面構造、また図 1 - 1 4 に試作した薄板型光変調器の SEM 観察像を示す。LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器は 10 $\mu$ m 以下の基板厚みに一様に薄片化した X カット LiNbO<sub>3</sub> 基板、低誘電率層および X カット LiNbO<sub>3</sub> 支持基板からなる。この構造ではマイクロ波信号電界を裏面の低誘電率層に漏洩せしめることにより、速度整合を図っている。低誘電率層は薄片化した LiNbO<sub>3</sub> 基板を支持基板と接合する機能も併せ持っている。支持基板は線膨張係数を一致させ、動作安定性と信頼性を確保するため変調部基板と同じ X カット LiNbO<sub>3</sub> を用いている。3 インチウエハーからなる LiNbO<sub>3</sub>

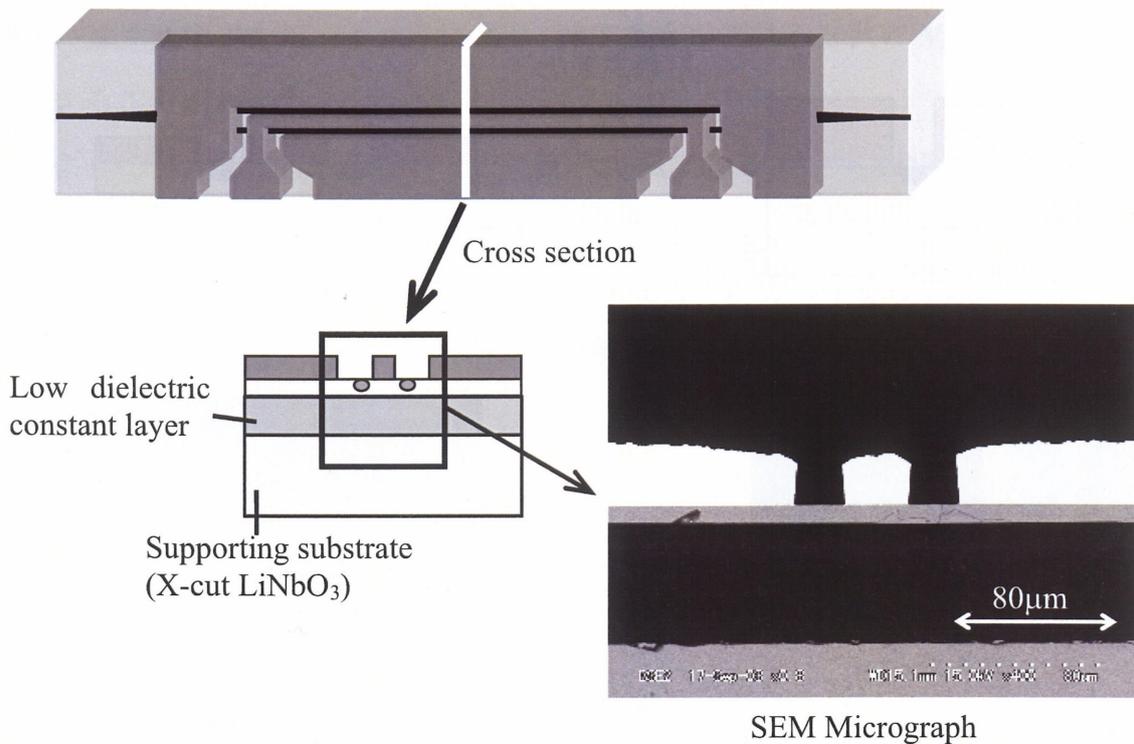
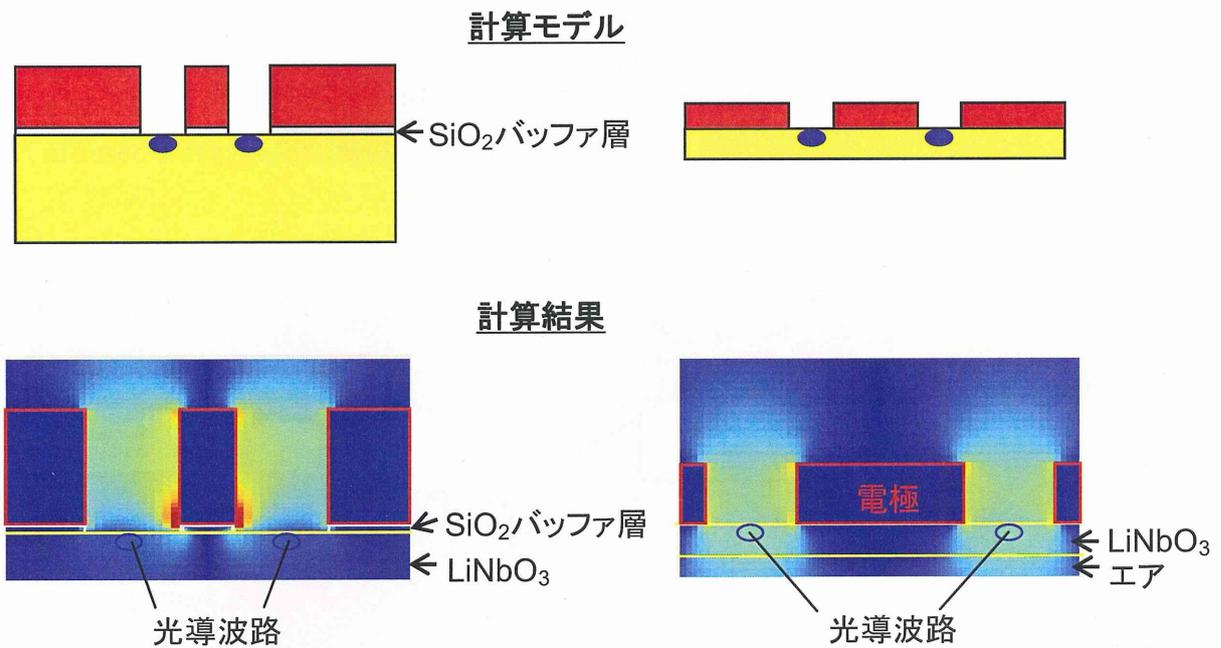


図1-14 Xカット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器の断面 SEM 観察像。

基板は精密研磨により一様に薄片化され、3インチウエハー全体で  $7.1 \pm 0.25 \mu\text{m}$  の厚みばらつきで薄片化可能であることが報告されている[29][44]。基板全体を均一な平板に加工するため応力集中は小さく、動作安定性、長期信頼性を確保することが可能である。ウエハープロセスを適用できバッチ処理が可能であるため、生産性にも優れた構造であるといえる。本 X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型構造を用いて変調帯域 50GHz、3dB 変調帯域  $f_{BW}=25\text{GHz}$ 、半波長電圧  $V_{\pi@DC}=1.8\text{V}$  という広帯域かつ極めて低駆動電圧の変調特性が実現されている[29]。

次に本研究で扱う薄板型構造の基本的概念となっている薄片型光変調器の特徴について述べる。図1-15(a)に X カット LiNbO<sub>3</sub> 基板に SiO<sub>2</sub> バッファ層を用いた従来構造、および(b)に X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄片型構造について、変調部断面における横方向の電界強度分布の計算結果を記した。計算は有限要素法を用いて信号電極に 1V、GND 電極に 0V の電位を印加したときの電位分布を計算し、得られた電位分布から電界を計算し、変調に用いられる横方向電界の強度分布を記したものである。両構造共に電極間ギャップは 25 $\mu\text{m}$ 、薄片化構造における LiNbO<sub>3</sub> 基板厚みは 8.5  $\mu\text{m}$ 、従来構造における SiO<sub>2</sub> バッファ層の厚みは 1.5 $\mu\text{m}$  とした。両構造の計算結果間でカラーコンター



(a) バッファ層を用いた従来構造

(b) 薄片型構造

図 1 - 1 5 変調部における横方向電界の分布の比較。

マップは同じ尺度にしている(両計算結果で、同じ色であれば同じ電界強度である。)。図 1 - 1 5 の結果から薄片化構造では薄片化した  $\text{LiNbO}_3$  の下側に比誘電率の低いエア部が位置するため電界が下方へ漏洩しやすく、電界がエア層まで漏洩している事が観える。光導波路形成位置における横方向電界(変調電界)は強く、半波長電圧の低減が可能である。一方、バッファ層を用いた従来構造ではバッファ層の下側に位置する  $\text{LiNbO}_3$  基板まで電界はそれほど漏洩せず、光導波路形成位置における横方向電界(変調電界)はあまり強くない事がわかる。これはマクスウエルの方程式の境界条件で電束密度  $D$  の法線方向は連続、電界  $E$  の接線成分は連続となることに由来する。つまり従来構造では  $\text{LiNbO}_3$  の比誘電率は  $\text{SiO}_2$  バッファ層より大きいため、電界はバッファ層と  $\text{LiNbO}_3$  の境界面で屈折し、バッファ層の外側(下側)まで広がらなくなる。一方薄片構造では  $\text{LiNbO}_3$  基板の下側に比誘電率の低いエア部が存在するため、電界はエア部に広く漏洩する。本計算では両構造の計算モデルで電極間ギャップは同じとし、第 2 章に詳細を述べるとおりマイクロ波実効屈折率は速度整合条件を満たす 2.19 となるような電極構造とした。計算結果から得られる従来型構造と薄片型構造の半波長電圧・変調電極相互作用長積  $V_\pi L$  はそれぞれ 17Vcm、7.6Vcm となり、バッファ層を

用いない薄片型構造を用いることにより、速度整合が図れると共に  $V_{\pi}L$  を半分以下に低減できることがわかる。

このように薄片型構造を用いることにより、従来の X カット  $\text{LiNbO}_3$  を用いた光変調器が有するゼロチャープ特性、高動作安定性に加えて、速度整合条件を保ったまま  $\text{SiO}_2$  バッファ層を廃することにより駆動電圧の低い Z カット光変調器と同等以下の半波長電圧を実現できる[44]。

## 1-7 本研究の目標と本論文の構成

前節までに述べて来た事であるが、今後光通信システムは、波長多重化(WDM) と各波長チャンネルにおける高ビットレート化—即ち、Single Carrier (搬送波としての単一光波長) における超高速変調/広帯域化(TDM)—が格段に進むものと考えられる。これらの技術的トレンドに対して、余裕を持って対応しうる高性能、高機能を有する光変調器を開発する事を本研究の目標とする。前節までに論述した通り、近未来の通信方式として確立しつつある 40Gbit/s- NRZ 強度光変調方式用では、自在の分散制御機能を有し駆動電圧 (半波長電圧  $V_{\pi}$ ) 2V 以下、変調可能上限周波数 50GHz 以上を有するこれまでには存在しない理想的な高性能光変調器の実現を目標とする。さらに、次世代コヒーレント光通信方式として期待されている「複数の位相光変調器と RZ 光変調器などから構成される RZ-DPQSK 用集積型光変調器」の実現を目指す事とする。

そのために、技術的には、これまで 40 年以上の歴史のある光変調器研究の中で、①原理的にみて理想的な位相光変調器が実現可能な材料を選択する事、②低駆動電圧、超高速/広帯域光変調器が実現可能な構造、構成を選択する事を特に重要視し、③実装した場合、20 年以上に渡る安定動作が可能である事、④実用化した場合、耐環境生・耐衝撃性等の試験において世界で最も厳しい Telcoredia 試験規格 (GR-CORE-468: 例えば、 $-40\sim+85^{\circ}\text{C}$  の温度サイクルに 500 回耐え得る事、500G の機械的衝撃試験などに耐え得る事、光挿入損失、消光比、駆動電圧などが一定値内の変動であることなど) に耐えられる事等の問題をクリアーする必要がある。

そこで、本研究では基板として  $\text{LiNbO}_3$  光学結晶を採用する事とし、静岡大学の皆

方教授が考案し、筆者等が共同研究開発を進めてきた X カット薄板型光変調器構造を採り上げて、

① 光変調器の高性能化、特に駆動電圧 (半波長電圧  $V_{\pi}$ ) 2V 以下を有する事、光変調帯域として DC~50GHz まで滑らかな光変調が可能である事を開発目標とする。何故ならば、光変調器をドライブする高周波電源は、駆動電圧が高くなるにつれて価格が極端に高額となっており、40Gbit/s で出力 5V のドライバは現行価格で約 100 万円程度であるが、これを 2V に低減するとその価格は 10 分の 1 以下となり、消費電力も 5 分の 1 以下に低減できることになる。LiNbO<sub>3</sub> 光変調器が用いられる基幹系光通信システム用光送信機は、一旦導入されれば 20 年以上にわたる継続運用を要求される。昨今の爆発的な通信トラフィックの増大に対応するため、多くの光送信機が敷設され続けており、CO<sub>2</sub> 排出削減の観点から光通信システムが消費する電力の削減も課題となり始めている[45]。このような時代背景からも、LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の低駆動電圧化は重要な課題である。さらに、集積型光変調器では、本体もドライバ類も数が増える事、特に RZ-DQPSK 方式などの光位相変調方式では、駆動電圧が  $2 \times V_{\pi}$  と高く、低駆動電圧化があらゆる面において重要だからである。

② また、集積型光変調器では高機能化が重要である。即ち、複数の低駆動電圧・広帯域光位相変調器が必要である他、入射と出射光導波路間に、直列に光位相変調器、位相シフターや RZ 符号化光変調器などが挿入される事から、従来技術の延長では直径 4 インチの LiNbO<sub>3</sub> ウエハーでも長さが不足する懸念が有る。従って、性能が劣化せず各機能素子を短尺化する事も重要である。特に折り返し構造を用いる事ができれば、集積型光変調器長は半分以下になり、チップ片面のみに入出力光ファイバを実装する事が可能となるので画期的な光変調器の配置レイアウトを実現できる可能性がある。高額な 1 枚の結晶ウエハーから多数の光変調器を作製できることもコスト低減化のためには重要である。これまでに幾つかの提案は有るが、折り返し短尺化による特性劣化が著しく集積化にはいずれも不向きな技術であった。

③ 筆者等は、これまでに 40Gbit/s-NRZ 強度光変調方式を実現可能とする光変調器、即ち Telcodia 規格を満足し、室温で 20 年間安定に動作し、 $V_{\pi}=2V$ 、変調速度 40Gbit/s、変調可能上限周波数 50GHz 以上を達成した「X-cut LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器[29]」を実現している。しかし、全世界中に既設の光ファイバ群は、何より高価な資産であり、

今後も容易に交換する事は困難である。前述したように、これらの光ファイバは、10Gbit/s までは大きな問題もなく使用可能であったが、近未来の 40Gbit/s 方式では分散の影響が大きく通信距離が著しく制約される事になる。この問題を解決するためには、「既設光ファイバの分散特性及び、敷設（伝送）距離に対応して異なる伝送路分散量」を光変調器において事前に調節（補償）する—いわゆるプリチャープ機能—を持たせる事が極めて重要である。このため、従来の光変調器ではその構成上 0 もしくは-0.7に固定する以外は困難であったアルファパラメータ  $\alpha_{para}$  を、半波長電圧  $V_{\pi}$  や変調帯域を劣化させる事なく、自在に制御可能な変調器構造、機能についても検討する事とした。

なお、各々の具体的な方策などについては、検討事項や設定目標値と共に以下の各章の概要説明の箇所で述べる事としたい。

第2章では、進行波型  $\text{LiNbO}_3$  光変調器の高性能化（低半波長電圧かつ広帯域動作）を実現するため、チタン拡散導波路の材料分散、および構造分散を考慮した進行波型光変調器の完全速度整合条件を明確にする。 $\text{LiNbO}_3$  単結晶は光波帯においてセルマイヤー方程式で示されるような材料分散が存在する。さらにチタン拡散光導波路を用いているため、その閉じ込め構造による構造分散も存在する。このように  $\text{LiNbO}_3$  基板上に形成されたチタン拡散光導波路は分散性媒質である。分散性媒質を伝搬する被変調光は振幅変調波であるため分散の影響を受け、位相速度と群速度が一致しない。原理的には被変調光の包絡線（波束）は群速度で伝搬するため、光変調器の広帯域化のためには変調電極のマイクロ波実効屈折率を被変調光信号の速度である群屈折率に速度整合させ、完全速度整合状態を実現したときに変調帯域が最大となる。しかし、従前の光変調器の変調電極設計では、屈折率分散の影響は無視され、変調電極のマイクロ波実効屈折率が  $\text{LiNbO}_3$  の材料(位相)屈折率である 2.14 に整合するように電極設計が行われ、屈折率分散の影響に関する検討は行われて来なかった。一方で、従来の NRZ 強度変調方式の駆動電圧が半波長電圧である  $V_{\pi}$  であるのに対して、その 2 倍となる  $2 \times V_{\pi}$  の駆動電圧を必要とする RZ-DQPSK 方式用等の光変調器の開発が近年盛んに行われている。このような背景から光変調器の低半波長電圧化がより重要な課題となっている。 $\text{LiNbO}_3$  光変調器では、式(1.4.1)に記したとおり、変調電極相互作用長  $L$  を長く設定することにより、半波長電圧  $V_{\pi}$  を低減可能であり、実際に  $L$  を 6cm と

長く設定して低半波長化を狙った例も報告されている[46]。しかし、変調器の変調帯域は被変調信号光とマイクロ波電気信号の速度不整合量と変調電極相互作用長  $L$  の積に反比例し、低半波長電圧化を狙い  $L$  を長く設定すると、より速度不整合の影響を受けやすくなるため、変調帯域は減少する。このため、十分な変調帯域、低半波長電圧の実現には従来検討されることがなかったチタン拡散導波路の材料分散、および構造分散を考慮した進行波型光変調器の速度整合条件の導出を行い、光変調器を最大限広帯域化することが第2章の目的である。このような背景から、屈折率分散を考慮に入れた速度整合条件の導出を、本章の目標とする。

第3章では、 $\text{LiNbO}_3$  薄板型光変調器の中心電極幅を幅広化した電極構造について検討を行う。薄板型光変調器において中心電極幅の幅広化を行うと、電極伝搬損失を低減でき、光変調器の広帯域化が可能となる。同時に薄い電極厚みで広帯域動作に不可欠な速度整合が実現できるようになる。このため電界メッキ工程で形成される電極の製造が容易となり、電極表面を平滑に出来るため、電極伝搬損失を一層低減可能となる。40Gbit/s の NRZ 強度変調信号は 0 と 1 を交互に繰り返す場合に信号波の周波数は最大となる。この時に主要波となるのは 20GHz の正弦波であり、使用する光変調器に 20GHz 以上の変調帯域があれば、変調可能である。また、次世代型光通信システムにおいても多値変調方式や直交偏波による多重化が前提とされており、光変調器に要求されるシンボルレートは 25Gbaud 程度である。このような背景から 100Gbit/s の次世代通信システムを念頭に置いたとしても、光変調器に必要な十分な変調帯域は 25GHz である。このため作製が容易な幅広中心電極を適用し、25GHz 以上の変調帯域を実現する事を第3章の目標とする。

第4章では、あらゆる伝送路（光ファイバ）において良好な伝搬特性が実現できるよう、非対称型 CPW 電極を用いたプリチャープ X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光強度変調器の検討を行う。一般に用いられる X カット  $\text{LiNbO}_3$  光強度変調器は中心電極の中心で左右対称の構造であり、動作も左右対称のプッシュプル動作が行われるためゼロチャープ特性である。ゼロチャープ特性を実現できることはメリットであるが、波長プリチャープ特性を積極的に利用して光伝送路の波長分散を補償し、伝送距離を伸ばす試みも行われている。つまり、望ましい光変調器のプリチャープ特性は伝送路の分散特性や伝送距離に依存するため、光変調器のプリチャープ特性を任意に設定できるこ

とが望ましく、ゼロチャープ特性が常に最適であるとは限らない。また現在プリチャープ型光変調器として用いられている既存の Z カット  $\text{LiNbO}_3$  光変調器はプリチャープ特性を任意に設定することは出来ず、プリチャープ特性を表す  $\alpha$  チャープパラメータは  $-0.7$  に固定されていた。このため使用できる光伝送路の種類や伝送距離の選択には大きな制約があった。このような背景を踏まえ、高動作安定性、低半波長電圧という X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光変調器の特長を有し、非対称型 CPW 電極を用いることによりゼロチャープ特性のみならず所望のプリチャープ特性を実現可能なプリチャープ X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光強度変調器の実現を本章の目的とする。目標としては、従来の Z カットシングルドライブの  $\text{LiNbO}_3$  光強度変調器の  $\alpha$  チャープパラメータ  $\alpha_{\text{para}}$  である  $-0.7$  を最大変化量とし、 $\alpha_{\text{para}}$  を  $0 \sim -0.7$  までを可変に設定できる薄板型光変調器を実現し、あらゆる伝送路、あらゆる伝送距離で分散補償を可能とする事である。

第 5 章では、折り返し構造を用いた小型の X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光強度変調器について述べる。 $\text{LiNbO}_3$  光変調器の変調電極は、コストや実装の観点から短いことが強く望まれている。しかし、半波長電圧（駆動電圧）は電極長に反比例しており低減化のためには既に述べたように  $6\text{cm}$  にも及ぶ変調電極相互作用長の報告例がある。このため、本章では  $\text{LiNbO}_3$  光変調器チップの長辺の短縮を図りつつ、高速変調動作が可能な折り返し構造について検討を行う。目標としては  $3\text{V}$  以下の半波長電圧  $V_\pi$ 、 $20\text{GHz}$  以上の変調帯域を保ちつつ、チップ長辺方向を半分程度まで短尺化する事である。さらに次世代コヒーレント光通信システムとして期待されている RZ-DQPSK 方式への展開を睨んだ場合、複雑な構成の光変調器が必要となる。現在検討されている RZ-DQPSK 方式では、DQPSK 符号を行う変調器と生成した DQPSK 信号を RZ 化する 2 つの  $\text{LiNbO}_3$  光変調器を従属接続して符号化を行うが、送信機の小型化、低コスト化、2 つの光変調器間の位相調整の煩雑さなどが課題となっていた。本章ではこのような背景を踏まえ、光変調器の小型化、複数の光変調器の一体集積化が可能となる低損失の折り返し構造を実現することも目的とする。この観点からは折り返し部における光の過剰損失を  $1\text{dB}$  以下とする事が目標である。

第 6 章では、低駆動電圧の X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光位相変調器について述べる。第 5 章まで扱った  $\text{LiNbO}_3$  光変調器は全て Mach-Zehnder 光導波路構造を用いた光強度変調器である。 $\text{LiNbO}_3$  光変調器には、NRZ 強度変調方式の光通信システムに用いら

れる光強度変調器以外に光位相変調器がある。光位相変調器は一本の光導波路に変調電極を設けた非常に簡単な構造を有する光変調器である。Mach-Zehnder 型の  $\text{LiNbO}_3$  光強度変調器も 2 つの位相変調器を集積した構造と考えることが出来、 $\text{LiNbO}_3$  光位相変調器は  $\text{LiNbO}_3$  光変調器の基本動作要素といえる。このため光位相変調器技術はあらゆる光変調器を実現する上で基盤技術である。広帯域、低半波長電圧かつ高動作安定性の光位相変調器を動作安定性に優れ、低半波長電圧な薄板型光変調器で実現出来れば、デュアルドライブ方式、RZ-DQPSK 方式などあらゆる光変調器に薄板型光変調器構造を展開可能となる。このような背景を踏まえ、第 6 章では従来の Z カット  $\text{LiNbO}_3$  光位相変調器よりもさらに半波長電圧が低い X カット  $\text{LiNbO}_3$  光位相変調器を薄板型構造と非対称 CPW 変調電極を用いて実現する事を目的とする。従来用いられてきた Z カット  $\text{LiNbO}_3$  光位相変調器の半波長電圧・変調電極相互作用長積  $V_{\pi}L$  である  $15\text{Vcm}$  を下回る光位相変調器を実現する事が目標である。

第 7 章では、本研究で開発した X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光変調器の将来展望について述べる。具体的には 40Gbit/s 以上の光通信システムにおいて開発が進められている差動 4 値位相変調方式(RZ-DQPSK)光変調方式の開発状況について紹介し、低半波長電圧かつ複雑な構造を有する光変調器が所望されている背景について述べる。次に薄板型光変調器の特長を活かした開発中の次世代コヒーレント通信システム用集積型 RZ-DQPSK 光変調器への展開について触れる。

第 8 章は、結論である。

## 参考文献

- [1] 総務省, “情報通信白書 平成 20 年版”, 2008.
- [2] A. Sano, H. Masuda, Y. Kisaka, S. Aisawa, E. Yoshida, Y. Miyamoto, M. Koga, K. Hagimoto, T. Yamada, T. Furuta and H. Fukuyama, “14-Tb/s (140 x 111-Gb/s PDM/WDM) CSRZ-DQPSK transmission over 160 km using 7-THz bandwidth extended L-band EDFAs,” in Proc. ECOC '06, PD Th4.1.1, 2006.
- [3] T. H. Maiman, “Stimulated optical radiation in ruby,” Nature, vol. 187, pp. 493-494, 1960.

- [4] I. Hayashi, M. B. Panish, P. W. Foy, and S. Sumski, "Junction lasers which operate continuously at room temperature," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 17, pp. 109-111, 1970.
- [5] K. C. Kao and G. A. Hockham, "Dielectric-fiber surface waveguides for optical frequencies, *Proc. IEE*, vol. 113, pp. 1151-1158, 1966.
- [6] F. P. Kapron, D. B. Keck, and R. D. Maurer, "Radiation losses in glass optical waveguides," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 17, pp. 423-425, 1970.
- [7] T. Miya, Y. Terunuma, T. Hosaka, and T. Miyashita, "An ultimately low-loss single-mode fiber at 1.55 $\mu$ m," *Electron. Lett.*, vol. 15, no. 4, pp. 106-108, Feb. 1979.
- [8] 萩本, 青山, "光ファイバー増幅器を用いた中継光伝送システム", *電子情報通信学会論文誌*, vol. J75-B-I, pp. 246-262, 1992.
- [9] T. Ikegami and Y. Suematsu, "Resonance-like characteristics of the direct modulation of a junction laser," *Proc. IEEE*, vol. 55, no. 1, pp. 122-123, Jan. 1967.
- [10] T. L. Koch and J. E. Bowers, "Nature of wavelength chirping in directly modulated semiconductor lasers," *Electron. Lett.* vol. 20, no. 25/26, pp. 1038-1040, Dec. 1984.
- [11] K. Kishino, S. Aoki, and Y. Suematsu, "Wavelength variation of 1.6 $\mu$ m wavelength buried heterostructure GaInAsP/InP lasers due to direct modulation," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. QE-18, No. 3, pp. 343-351, Mar. 1982.
- [12] 青木, 佐野, 菊池, 佐々木, 谷渡, 鈴木, 筒井, 河野, "1.55  $\mu$  m 帯 DFB レーザ一集積電界吸収型変調器のチャープ特性", 1993 年電子情報通信学会秋季大会, C-172, 1993.
- [13] R. A. Becker, "Broad-band guided-wave electrooptic modulators," *IEEE J. of Quantum Electron.*, vol. QE20, no. 7, pp. 723-727, 1984.
- [14] S. K. Korotky, G. Eisenstein, R. S. Tucker, J. J. Veselka and G. Raybon, "Optical intensity modulation to 40GHz using a waveguide electro-optic switch," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 50, pp. 1631-1633, 1987.
- [15] 井筒, 末田, "広帯域導波形光強度変調素子," *電子情報通信学会論文誌*, vol. J64-C, no. 4, pp. 264-271, 1981.
- [16] T. Sueta and M. Izutsu, "1.11 High speed guided-wave optical modulators," *Optical Devices and Fibers*, ed. Y. Suematsu, Ohm & North-Holland Publ., pp. 140-150, 1982.

- [17] 皆方, “進行波型光変調器”, 第 26 回東北大通研シンポジウム「光と電波の境界」  
論文集, pp. 143-153, 1990.
- [18] R. C. Alferness, “Waveguide electrooptic modulators,” IEEE Trans. Microwave Theory  
Tech., vol. MTT-30, pp. 1121-1137, 1982.
- [19] 皆方, “LiNbO<sub>3</sub> 光導波路デバイス”, 電子情報通信学会論文誌 C-I, vol. J77-C-I, no.  
5, pp. 194-205, 1994.
- [20] K. Kawano, T. Kitoh, O. Mitomi, T. Nozawa, and H. Jumonji, “High-speed and low  
driving power Ti:LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder optical modulator at 1.5 $\mu$ m wavelength,” in  
Proc., 1988 IEEE LEOS Annual Meeting, pp. 96-97, 1988.
- [21] M. Seino, N. Mekada, T. Namiki, and H. Nakajima, “33-GHz·cm Mach-Zehnder  
modulator,” in Proc. ECOC '89, ThB22-5, pp. 433-436, 1989.
- [22] O. Mitomi, K. Noguchi and H. Miyazawa, “Broadband and low driving-voltage LiNbO<sub>3</sub>  
optical modulators,” Proc. Inst. Elect. Eng. Optoelectron., Vol. 145, No. 6, Dec. 1998.
- [23] R. L. Jungerman and D. W. Dolfi, “Lithium niobate traveling-wave optical modulators to  
50GHz,” IEEE LEOS 1993 Summer Topical Meeting Digest on, pp. 27-28, Jul. 1993.
- [24] 鬼頭, 河野, “バッファ層を考慮した Ti:LiNbO<sub>3</sub> 光変調用電極の解析とモデル,” 電  
子情報通信学会論文誌 C-I, Vol. J75-C-I, No. 6, pp. 422-429, 1992.
- [25] M. Seino, N. Mekata, T. Yamane, Y. Kubota, M. Doi, and T. Nakazawa, “20GHz  
3dB-bandwidth Mach-Zehnder Ti:LiNbO<sub>3</sub> modulator,” in Proc. ECOC '90, PD-3, pp.  
999-1002, 1990.
- [26] 三浦, 皆方, 川上, “広帯域・高能率進行波形変調器,” 信学技報, OQE87-26, pp.  
95-102, 1987.
- [27] M. Minakata, and M. Goto, “The perfect velocity matched high speed LiNbO<sub>3</sub> optical  
modulators with a backside slot,” in Proc. JICAST '98 / CPST '98, 1998.
- [28] J. Kondo, A. Kondo, K. Aoki, M. Imaeda, T. Mori, Y. Mizuno, S. Takatsuji, O. Mitomi, Y.  
Kozuka, and M. Minakata, “40-Gb/s X-Cut LiNbO<sub>3</sub> Optical Modulator with Two-Step  
Back-Slot Structure,” J. of Lightw. Technol., vol.20, no.12, pp.2010-2015, Dec. 2002.
- [29] J. Kondo, K. Aoki, A. Kondo, T. Ejiri, Y. Iwata, A. Hamajima, T. Mori, Y. Mizuno, M.  
Imaeda, Y. Kozuka, O. Mitomi, and M. Minakata, “High-Speed and Low-Driving-Voltage

Thin-Sheet X-Cut LiNbO<sub>3</sub> Modulator with Laminated Low-Dielectric-Constant Adhesive," IEEE Photon. Technol. Lett., vol.17, no.10, pp. 2077-2079, Oct. 2005.

[30]宮澤, 野田, "Ti 拡散 LiNbO<sub>3</sub> 光導波路作製における問題点," 応用物理, vol. 48, no. 9, pp. 867-874, 1979.

[31]十文字, 野沢, "LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の不安定現象とその評価," 電子情報通信学会論文誌 C-I, vol. J75-C-I, no. 1, pp. 17-26, 1992.

[32]宮澤, 野口, 三富, "Ti:LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の DC ドリフト," 1994 年電子情報通信学会秋季大会, SA-9-3, 1994.

[33]S. Yamada, and M. Minakata, "DC drift phenomena in LiNbO<sub>3</sub> optical waveguide devices," Jpn. J. Appl. Phys., 20, 4, pp. 733-737, April 1981.

[34]M. Seino, T. Nakazawa, Y. Kubota, M. Doi, T. Yamane, and H. Hakogi, "A low DC-drift modulator assured over 15 years," in Proc. OFC '92, PD-3, pp. 325-328, 1992.

[35]I. Sawaki, H. Nakajima, M. Seino, and K. Asama, "Thermally stabilized z-cut Ti:LiNbO<sub>3</sub> waveguide switches," in Technical Dig. CLEO '86, MF2, 1986.

[36]M. Seino, N. Medaka, T. Namiki, T. Yamane and H. Nakajima, "12GHz band-width Ti:LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder modulator," in Proc. Second Optoelectronics Conference, Tokyo, Post-deadline papers, PD-1, 1988.

[37]K. Kawano, T. Kitoh, H. Jumonji, T. Nozawa and M. Yanagibashi, "New traveling wave electrode Mach-Zehnder optical modulator with 20 GHz bandwidth and 4.7V driving voltage at 1.52 $\mu$ m wavelength," Electron. Lett. vol. 20, pp. 1385, 1990.

[38]野口, 宮澤, 三富, "70GHz 帯 Ti:LiNbO<sub>3</sub> 広帯域光変調器," 1993 年電子情報通信学会秋季大会, C-175, 1993.

[39]M. Nazarathy, D. W. Dolfi and R. J. Jungerman, "Spread spectrum frequency response of coded phase reversal traveling wave modulators," J. of Lightw. Technol., vol. LT-5, pp. 1433-1443, 1987.

[40]宮澤, 野田, "Ti 拡散 LiNbO<sub>3</sub> 光導波路作製における問題点," 応用物理, vol. 48, no. 9, pp. 867-874, 1979.

[41]十文字, 野沢, "LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の不安定現象とその評価," 電子情報通信学会論文誌 C-I, vol. J75-C-I, no. 1, pp. 17-26, 1992.

- [42]宮澤, 野口, 三富, “Ti:LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の DC ドリフト,” 1994 年電子情報通信学会秋季大会, SA-9-3, 1994.
- [43]川口, 皆方, 谷内, 福田, “LPE 法による高品質 LiNbO<sub>3</sub> エピタキシャル薄膜の作製,” 1994 年応用物理学会春季大会, 29P-Z-12, 1994.
- [44]近藤, “広帯域・低駆動電圧薄板型 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器に関する研究,” 博士学位論文, 2007.
- [45]浅見, “省エネルギーと光通信,” 第 3 回超高速フォトニクスシンポジウム, 講演資料, 2008.
- [46]M. Sugiyama, M. Doi, S. Taniguchi, T. Nakazawa, and H. Onaka, “Driverless 40-Gb/s LiNbO<sub>3</sub> modulator with sub-1 V drive voltage,” in Proc. OFC '02, Paper FB6-1, Mar. 2002.

## 第2章 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器における屈折率分散を考慮した速度整合条件の検討

### 2-1 まえがき

進行波型電極を用いた LiNbO<sub>3</sub> 光変調器は併走するマイクロ波電気信号の群速度と被変調光の群速度が一致した時に原理的に変調帯域は最大となる（完全速度整合）。LiNbO<sub>3</sub> にはセルマイヤー方程式で知られる屈折率分散が存在する[1]ため、チタン拡散光導波路中を伝搬する被変調光（光信号）の位相速度と群速度は一致しない。しかし、従来検討されてきた LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の変調電極設計では光導波路の屈折率分散が速度整合条件に及ぼす影響は考慮されず、チタン拡散導波路の群屈折率の代用として LiNbO<sub>3</sub> の材料(位相)屈折率を用い、マイクロ波実効屈折率を LiNbO<sub>3</sub> 材料屈折率に整合させていた。光変調器の動作ビットレートがあまり高くない場合、もしくは低半波長電圧  $V_{\pi}$  を要求されず、変調電極相互作用長  $L$  が相対的に短い場合は、屈折率分散に伴う速度不整合が変調特性に及ぼす影響は無視することができた。しかし 40Gbit/s 以上のビットレートや次世代通信システム用を睨んだ場合、特に低半波長電圧化のために 6cm にも及ぶ相互作用電極長[2]を設けた場合においては、屈折率分散を考慮せずに変調電極の設計を行うと、速度不整合により所望の変調帯域が得られない懸念が生じる。

本章では進行波型 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器において、LiNbO<sub>3</sub> にセルマイヤー方程式に基づく材料分散を想定した場合、及び材料分散に加えてチタン拡散導波路構造に伴う構造分散を想定した場合の双方において、光に対する群屈折率を計算し、屈折率分散を考慮した際の速度整合条件を明らかとする事を目標とする。さらに屈折率分散を考慮した場合、変調帯域がどの程度改善できるかについても検討を行い、準 TEM 波解析による帯域の計算および変調器試作実験の双方で検討結果を検証する。

### 2-2 分散性媒質における位相屈折率と群屈折率

特性インピーダンス整合が図られ、電極伝搬損失が無損失であると仮定すると、第1章で既に述べたとおり進行波型 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の 3dB 変調帯域  $f_{BW}$  は速度不整合のみによって制限され、式(2.2.1)で表せる。

$$f_{\text{BW}} \propto \frac{1}{L|V_0 - V_m|} \quad (2.2.1)$$

ここで  $V_0$  は被変調光の伝搬速度、 $V_m$  はマイクロ波電気信号の伝搬速度、 $L$  は変調電極相互作用長である。進行波型光変調器はマイクロ波電気信号と被変調光が相互作用部を伝搬する間に変調動作が行われ、変調帯域  $f_{\text{BW}}$  はマイクロ波電気信号と被変調光の速度差  $|V_0 - V_m|$  に反比例する。両者の速度が完全に一致した場合に完全速度整合が達成され、 $f_{\text{BW}}$  は最大となる。変調信号は被変調光の包絡線として強度変調される。マイクロ波電気信号の角周波数を  $\Delta\omega$ 、伝搬定数を  $\Delta\beta$ 、変調光(キャリア)の周波数を  $\omega$ 、伝搬定数を  $\beta$  とすると、マイクロ波電気信号によって強度変調された変調光の振幅  $A_1$  は次のように表せる。

$$A_1 = A \sin(\Delta\omega t - \Delta\beta z) \sin(\omega t - \beta z) \quad (2.2.2)$$

ここで  $z$  は伝搬方向の座標、 $t$  は時刻である。最初の項  $\sin(\Delta\omega t - \Delta\beta z)$  は包絡線の振動と伝搬を表し、二番目の項  $\sin(\omega t - \beta z)$  がキャリアである光の振動と伝搬を表している。最初の項  $\sin(\Delta\omega t - \Delta\beta z)$  は二番目の項  $\sin(\omega t - \beta z)$  と比較して  $z, t$  による変化が緩やかで、後者の振幅が前者に従って変化しているように見える。このように作られる波のかたまりを波束と呼ぶ。波束が伝搬する速度を考えると、波束を表す項の位相項が定数であるという条件から、

$$\Delta\omega t - \Delta\beta z = \text{const.} \quad (2.2.3)$$

という関係が成り立つ(図2-1)。式(2.2.3)の両辺を時間  $t$  で微分すると波束が進む速度である群速度  $v_g$  は  $dz/dt$  の事であり、

$$\begin{aligned} v_g &= \frac{dz}{dt} \\ &= \frac{\Delta\omega}{\Delta\beta} \end{aligned} \quad (2.2.4)$$

である。  $\omega \gg \Delta\omega$ 、 $\beta \gg \Delta\beta$  の関係があるので、

$$v_g \approx \frac{1}{\frac{d\beta}{d\omega}} \quad (2.2.5)$$

である。

一方、波面の進む速度はキャリアである二番目の項の位相項が定数であるという条

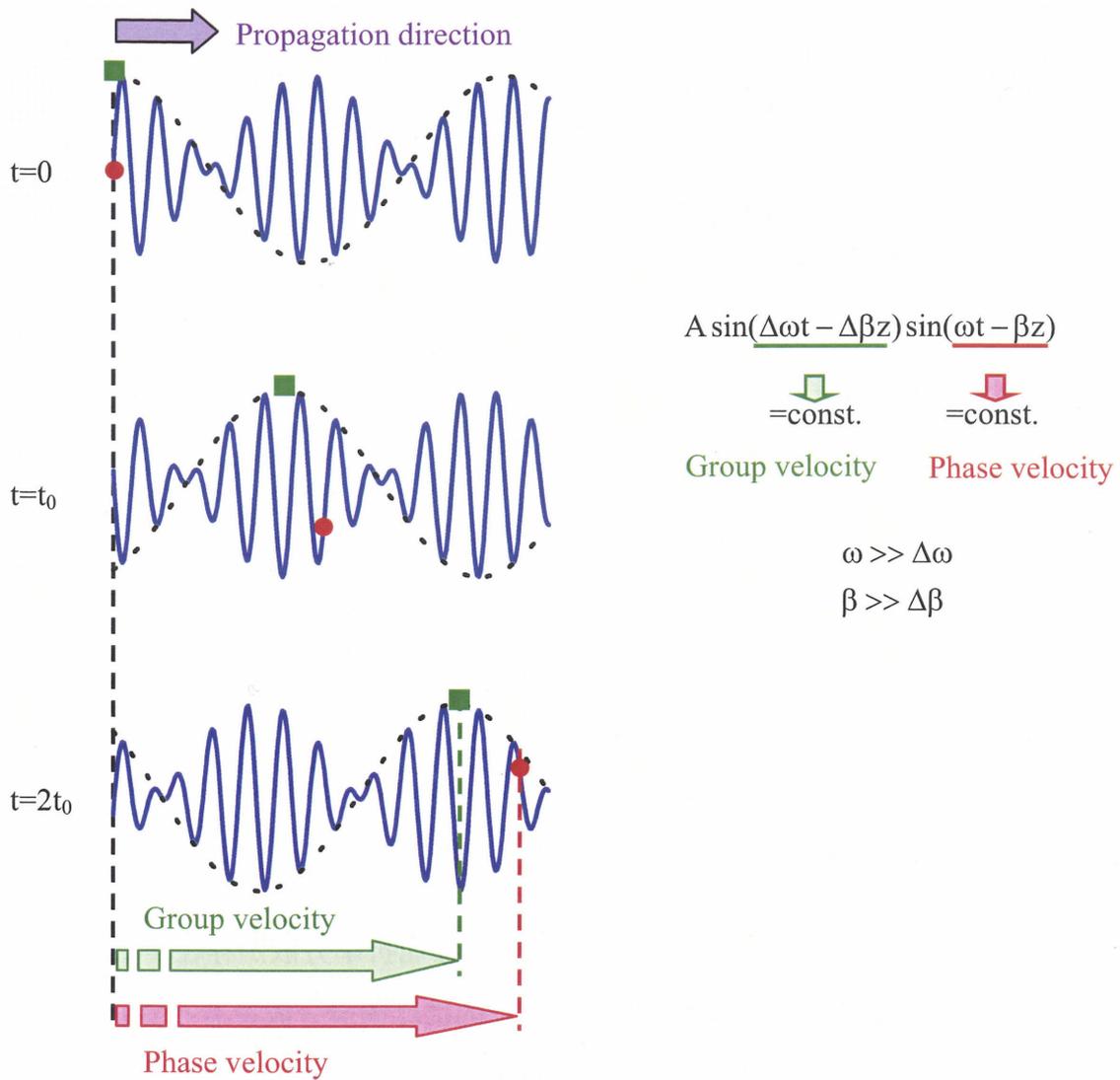


図 2 - 1 強度変調波における位相速度と群速度。

件から、

$$\omega t - \beta z = \text{const.} \quad (2.2.6)$$

であり、同様に式(2.2.6)の両辺を時間  $t$  で微分すると波面が進む速度、つまり位相速度  $v_p$  は  $dz/dt$  の事であり、

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (2.2.7)$$

である。媒質に分散が存在することを考慮し、媒質の位相屈折率を  $N_p(\omega)$  とおくと、

$$\beta = \frac{\omega N_p(\omega)}{c} \quad (2.2.8)$$

となり、式(2.2.5)に代入すると、

$$\begin{aligned}
 v_g &\cong \frac{1}{\frac{N_p(\omega)}{c} + \frac{\omega}{c} \frac{dN_p(\omega)}{d\omega}} \\
 &= \frac{c}{N_p(f) + f \frac{dN_p(f)}{df}} \\
 &= \frac{c}{N_g}
 \end{aligned} \tag{2.2.9}$$

が得られる。 $N_g$ は被変調光の波束が伝搬する速度に基づく屈折率（群屈折率）である。式(2.2.9)から群屈折率と位相屈折率の間には以下の関係が成り立つことがわかる。

$$N_g(f) = N_p(f) + f \frac{dN_p(f)}{df} \tag{2.2.10}$$

式(2.2.10)から従来被変調光の屈折率として代用されてきた位相屈折率  $N_p$  と群屈折率  $N_g$  には光導波路の屈折率分散に由来する  $f dN_p(f)/df$  の差があることがわかる。つまり従来のように変調電極のマイクロ波実効屈折率  $n_m$  を  $N_p$  に整合させると  $f dN_p(f)/df$  の速度不整合が生じる。

$\text{LiNbO}_3$  にはセルマイヤー方程式で示されるような屈折率分散が存在することが知られている。また光導波路の閉じこめ構造も原理的には構造分散をもっている。しかし従来の進行波型  $\text{LiNbO}_3$  光変調器の設計においては、要求される光変調帯域がそれほど広くない、あるいは相互作用電極長がそれほど長くないため、このような光導波路の屈折率分散を考慮した厳密な速度整合条件は検討されておらず、被変調光の伝搬速度として  $\text{LiNbO}_3$  の材料屈折率(位相屈折率)で代用されてきた。しかし光変調器の高ビットレート化、低駆動電圧化といった流れから、厳密な速度整合の達成や、長い相互作用電極長をもつ光変調器が要望される。このため以下光導波路内を伝搬する光の群屈折率を計算し、光導波路の屈折率分散を考慮したときの速度整合条件について検討する。

## 2-3 光波の屈折率分散を考慮したときの群屈折率の計算

### 2-3-1 LiNbO<sub>3</sub> 基板の材料分散のみを考慮した時の群屈折率

LiNbO<sub>3</sub> 基板上に形成されたチタン拡散導波路の屈折率分散としては、LiNbO<sub>3</sub> の屈折率分散による材料分散、チタン拡散による導波路構造の分散に伴う構造分散が考えられる。ここでは LiNbO<sub>3</sub> 基板の材料分散のみを考慮した場合の群屈折率について検討し、構造分散については次項にて議論を行うこととする。

波長 $\lambda$ [ $\mu\text{m}$ ]における LiNbO<sub>3</sub> の異常光に対する材料屈折率  $n_e(\lambda)$  は、セルマイヤー方程式を用いて以下のように示される[1]。

$$n_e(\lambda) = \sqrt{4.582 - \frac{0.099169}{0.04432 - \lambda^2} - 0.02195\lambda^2} \quad (2.3.1)$$

本項ではチタン拡散導波路による光閉じこめ構造は考慮しないため、式(2.2.8)の位相屈折率  $N_p$  は式(2.3.1)より得られる LiNbO<sub>3</sub> 異常光材料屈折率に一致する。

式(2.3.1)をもとに、波長 1.5 $\mu\text{m}$  帯における周波数に対する LiNbO<sub>3</sub> の異常光屈折率を示したのが図 2-2 のグラフである。図 2-2 には上横軸に周波数に対応する波長も併せて示した。この結果から 1.5 $\mu\text{m}$  光通信波長帯においてグラフの傾きはほぼ一定

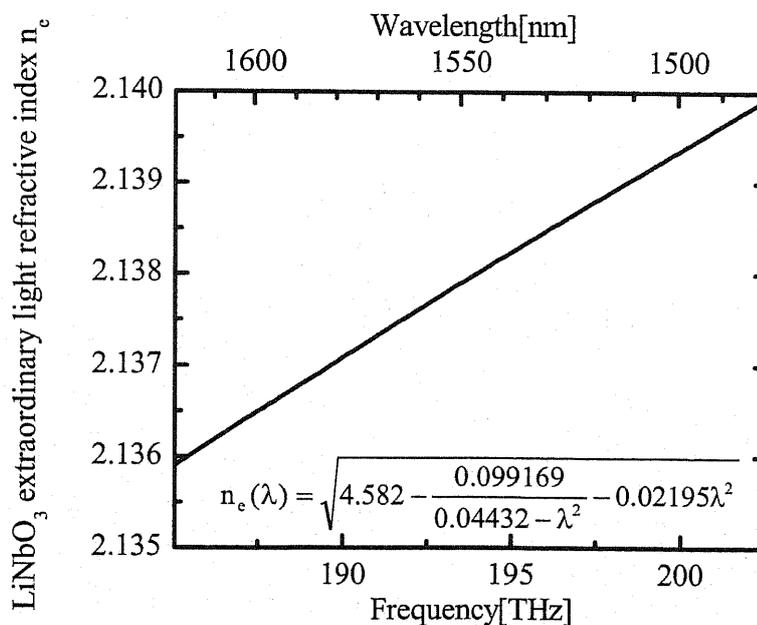


図 2-2 セルマイヤー方程式による LiNbO<sub>3</sub> 異常光屈折率。

表 2-1 群屈折率の計算結果。

波長[μm]	LiNbO <sub>3</sub> 材料屈折率	群屈折率 (材料分散のみ考慮)	群屈折率 (材料分散+構造分散)
1.48	2.140	2.185	2.191
1.55	2.138	2.183	2.189
1.62	2.136	2.181	2.188

で、直線と見なすことが出来る。この傾きが式(2.2.10)における  $dN_p(f)/df$  に相当し、この値を用いて群屈折率を計算できる。表 2-1 に光通信波長 1.5μm 帯において、式(2.3.1)を用いて計算した LiNbO<sub>3</sub> の材料屈折率、および図 2-3 のグラフの傾きを用いて計算した群屈折率を示した[3]。表 2-1 から LiNbO<sub>3</sub> の材料分散を考慮した場合、1.5μm 光通信波長帯において材料(位相)屈折率と群屈折率には 0.045 程度の差が生じることがわかる。

### 2-3-2 材料分散とチタン拡散導波路による構造分散を考慮した時の群屈折率

2-3-1 においてはチタン拡散導波路の屈折率分散として LiNbO<sub>3</sub> の材料分散のみを考慮し、群屈折率の計算を行った。本項では屈折率分散として材料分散に加えてチタン拡散導波路構造による構造分散の双方を考慮した上で群屈折率を計算する。

材料分散と構造分散を考慮した場合、チタン拡散導波路の導波モードの実効屈折率が式(2.2.8)の位相屈折率  $N_p$  に相当する。被拡散基板である LiNbO<sub>3</sub> の屈折率は式(2.3.1)から求めた。Ti 拡散に伴う屈折率変化はエラー関数モデルに従うとした。チタン拡散に伴う屈折率の増加  $\Delta n$  は以下のように表現できる[4][5]。

$$\Delta n(\lambda, x, y) = d_e(\lambda) F_e c_0 \left\{ \operatorname{erf} \left[ \frac{w}{2D_x} \left( 1 + \frac{2x}{w} \right) \right] + \operatorname{erf} \left[ \frac{w}{2D_x} \left( 1 - \frac{2x}{w} \right) \right] \right\} \exp \left( -\frac{y^2}{D_y^2} \right) \quad (2.3.2)$$

ここで、 $d_e(\lambda)$  は dispersion factor、 $F_e$  は dopant constant、 $c_0$  は concentration profile constant、 $w$  は拡散前のチタン幅、 $x$  は導波路断面の水平方向の座標、 $y$  は導波路断面の厚み方向の座標、 $D_x$ 、 $D_y$  はそれぞれ  $x$  方向、 $y$  方向の拡散長である。詳細は付録 1 に示す。式(2.3.2)を用いてチタン拡散導波路の屈折率分布を求め、有限要素法による伝搬モード解析を行った。1.5μm 光通信波長帯において波長に対するチタン拡散導波路の実効屈折率を計算し、実効屈折率の波長分散から群屈折率を計算した。この結果について

も表 2-1 に併せて示した[3]。表 2-1 の結果から、材料分散に加えて構造分散を考慮した場合、群屈折率は材料屈折率に対して 0.05 程度大きくなることがわかる。しかし、材料分散のみを考慮した場合と比べて差は小さく、チタン拡散光導波路の屈折率分散のほとんどは基板である  $\text{LiNbO}_3$  の材料分散に由来する事がわかる。

## 2-4 導出した速度整合条件の検討

### 2-4-1 屈折率分散が変調帯域に及ぼす影響の考察

従来  $\text{LiNbO}_3$  光変調器の設計において、 $\text{LiNbO}_3$  上に形成したチタン拡散光導波路の屈折率は、 $1.5\mu\text{m}$  光通信波長帯における  $\text{LiNbO}_3$  の材料(位相)屈折率である 2.14 で代用し、変調電極のマイクロ波実効屈折率  $n_m$  は 2.14 となるように設計されてきた。一方、2-3-1 および 2-3-2 における検討において、チタン拡散導波路の群屈折率は基板の材料屈折率より 0.05 程度大きい 2.19 程度であることが得られ、 $n_m$  をこの群屈折率 2.19 に速度整合した時に変調帯域は最大となるはずである。この屈折率差 0.05 が光変調器の光応答特性に及ぼす影響について以下考察を行う(光応答特性に関

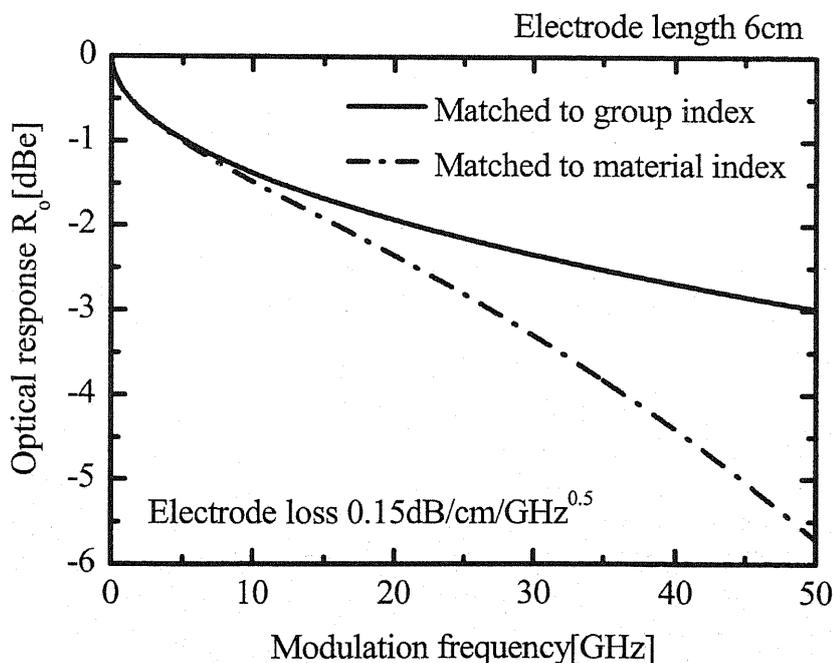


図 2-3 位相屈折率群屈折率差が変調帯域に及ぼす影響。

する詳細は付録 6 参照)。

変調電極相互作用長  $L=6\text{cm}$ 、電極伝搬損失は  $0.15\text{dB/cm/GHz}^{0.5}$  を想定し、マイクロ波実効屈折率  $n_m$  が  $\text{LiNbO}_3$  の材料屈折率 2.14 に整合された場合 (群屈折率 2.19 と材料屈折率 2.14 の差 0.05 の速度不整合が存在する場合)、および群屈折率 2.19 に整合され、速度整合が達成された 2 つのケースについて準 TEM 波解析を用いて光応答特性  $R_o$  を計算した。結果を図 2-3 に示す。この結果 10GHz を超える領域で両光応答特性  $R_o$  の差が大きくなり、3dB 変調帯域 10GHz を超える高速光変調器を実現するためには屈折率分散の影響を無視できず、 $n_m$  をチタン拡散導波路の屈折率分散を考慮した群屈折率 2.19 に整合させる必要があることがわかる。

#### 2-4-2 試作した進行波型光変調器のマイクロ波実効屈折率と変調帯域の関係

ここでは  $\text{LiNbO}_3$  光変調器の進行波型電極のマイクロ波実効屈折率と 3dB 変調帯域  $f_{\text{BW}}$  の関係を実験的に評価し、変調帯域が最大となるマイクロ波実効屈折率を実験的に求める。薄板型  $\text{LiNbO}_3$  光変調器を複数個試作した (付録 3 参照)。試作した光変調器変調電極のマイクロ波実効屈折率  $n_m$  は以下の手順で求めることができる。

ネットワークアナライザ(Agient 8510C)を用いて変調電極の S パラメータを測定した。さらに S パラメータから四端子行列  $K$  を計算した。得られた伝送行列の四端子定数を以下のようにおく。

$$K = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \quad (2.4.1)$$

変調電極のマイクロ波実効屈折率  $n_m$  は四端子定数  $A$  を用いて以下のように求めることができる。

$$n_m = \frac{c}{2\pi f_m} \text{Im} \left( \frac{1}{L} \cosh^{-1}(A) \right) \quad (2.4.2)$$

ここで  $c$  は真空中の光速、 $f_m$  はマイクロ波信号周波数 (ネットワークアナライザ信号源の周波数) である。(詳細は付録 4 参照)

光コンポーネントアナライザ(Agilent 86030A)を用いて波長  $1.55\mu\text{m}$  における変調器の optical 3dB 変調帯域を測定した。試作した光変調器のマイクロ波実効屈折率  $n_m$  と変

調帯域の関係を図 2-4 に示す。ここで試作した光変調器の特性インピーダンスと電極伝搬損失のばらつきは十分に小さく、試作した各変調器間の変調帯域のばらつきは、マイクロ波実効屈折率  $n_m$  のばらつきに伴う速度不整合だけに支配されると見なせることを準 TEM 解析にて確認している。図 2-4 の結果は、マイクロ波実効屈折率  $n_m$  を 2.19 にしたときに変調帯域が最大となることを示しており、2-3 節における屈折率分散を考慮した際の群屈折率の計算結果と一致する。

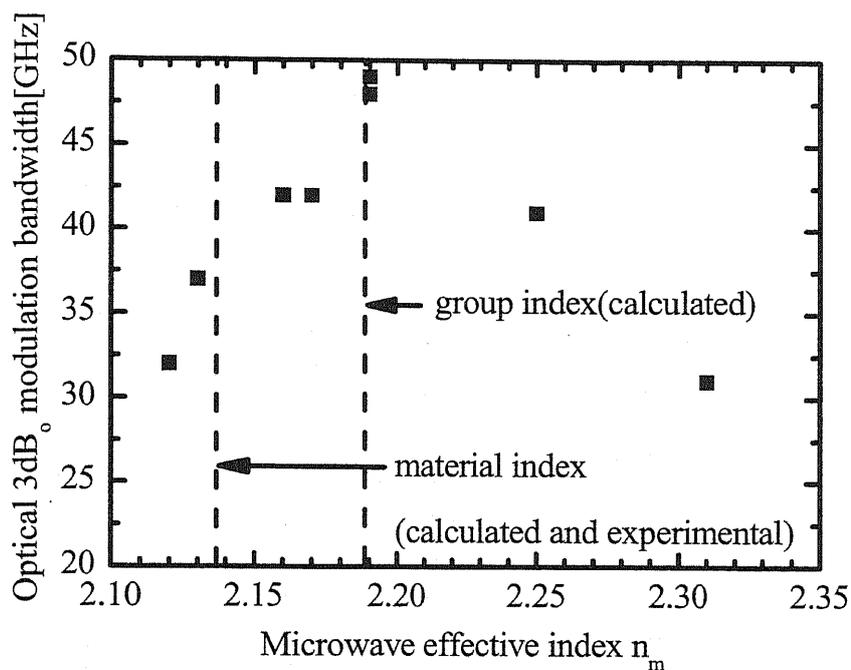


図 2-4 試作した変調器のマイクロ波実効屈折率と変調帯域の関係。

## 2-5 まとめ

次世代光通信システム用への適用を睨み、LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の広帯域化を実現するために、チタン拡散導波路の屈折率分散を考慮した速度整合条件について検討を行った。セルマイヤー方程式に基づく LiNbO<sub>3</sub> の材料分散のみを考慮した場合、および材料分散に加えてチタン拡散導波路の光閉じこめ構造による構造分散を考慮した場合について、それぞれの群屈折率を計算した。この結果、波長 1.5 $\mu$ m 帯において従来進行波型電極設計に用いられてきた材料屈折率( $N_p=2.14$ )と比較して群屈折率は 0.05 程

度大きい  $N_g=2.19$  程度となることを見出した。屈折率分散の大半は  $\text{LiNbO}_3$  の材料分散由来である。屈折率分散による群屈折率と材料屈折率の差は、変調帯域 10GHz を超える広帯域変調器を実現するためには無視できず、 $1.55\mu\text{m}$  光通信波長帯において進行波型電極のマイクロ波実効屈折率を 2.19 に設計する事で完全速度整合が達成される事を明らかにした。また、進行波型電極を用いた薄板型光変調器を複数試作し、マイクロ波実効屈折率が 2.19 としたサンプルにおいて波長  $1.55\mu\text{m}$  において光変調帯域が最大となることを明らかにし、チタン拡散光導波路の群屈折率が 2.19 であることを実験的に証明した。

本結果を踏まえると従来行われてきた  $\text{LiNbO}_3$  異常光材料(位相)屈折率( $N_p=2.14$ )に変調電極のマイクロ波実効屈折率を整合させる手法では、広帯域化に限界があり、特に次世代光通信システムを睨んだ光変調器設計では  $N_g=2.19$  に整合させる事が不可欠である。

## 参考文献

- [1] D. S. Smith, H. D. Riccius, and R. P. Edwin, "Refractive indices of lithium niobate," OPTICS COMMUNICATIONS, Vol. 17, No. 3, pp. 332-335, Jun. 1976.
- [2] M. Sugiyama, M. Doi, S. Taniguchi, T. Nakazawa, and H. Onaka, "Driverless 40-Gbit/s  $\text{LiNbO}_3$  modulator with sub-1 V drive voltage," in proc. OFC '02, Paper FB6-1, Mar. 2002.
- [3] K. Aoki, J. Kondo, O. Mitomi, and M. Minakata, "Velocity-matching condition for ultrahigh-speed optical  $\text{LiNbO}_3$  modulators with traveling-wave electrode," Jpn. J. of Appl. Phys., Vol. 45, No. 11, pp. 8696-8698, 2006.
- [4] E. Strake, G. P. Bava and I. Montrosset, "Guided Modes of  $\text{Ti}:\text{LiNbO}_3$  Channel Waveguides: A Novel Quasi-Analytical Technique in Comparison with the Scalar Finite-Element Method," J. of Lightw. Technol., vol. 6, no. 6, Jun. 1988.
- [5] Alcatel Optronics Application Notes A1998006, "Generation of titanium indiffused  $\text{LiNbO}_3$  index profiles," Jun. 1998.

## 第3章 中心電極幅広化による薄板型光変調器の広帯域化

### 3-1 まえがき

進行波型光変調器の変調帯域制限要因としては第2章にて議論したマイクロ波電気信号と被変調光の速度不整合以外に電極伝搬損失が上げられる。本章ではCPW(CoPlanar Waveguide)電極の中心電極を幅広化することにより、変調電極の電極伝搬損失低減について検討を行い、次世代通信システムとして100Gbit/sを念頭に置いた場合に必要な3dB変調帯域25GHz以上の広帯域化を実現する事を目標とする。さらに従来のLiNbO<sub>3</sub>光変調器では速度整合を図るために電極厚みが20μmを超えるような厚い金メッキ電極が用いられてきたが、幅広中心電極を用いることにより、製造が容易な数μm以下の電極厚みで速度整合を実現でき、電極伝搬損失も低減し得ることも併せて明らかにする。

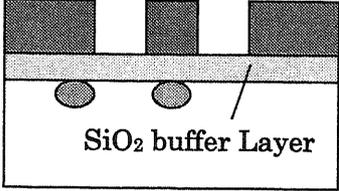
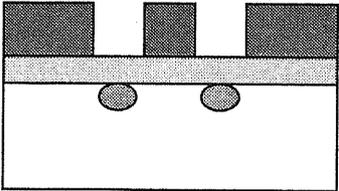
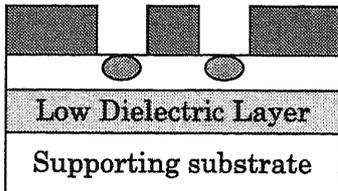
### 3-2 XカットLiNbO<sub>3</sub>薄板型光変調器の速度整合

第2章で既に述べたとおり進行波型電極を用いたLiNbO<sub>3</sub>光変調器は、光導波路を伝搬する被変調光の群速度と、進行波電極を伝搬するマイクロ波電気信号の速度を一致させること(速度整合)が高速動作のため不可欠である。表3-1に従来のXカット、ZカットLiNbO<sub>3</sub>光変調器、およびXカットLiNbO<sub>3</sub>薄板型光変調器の変調部断面構造と速度整合手法について記した[1]。従来のXカット、あるいはZカットLiNbO<sub>3</sub>光変調器は、

- 1) 電極下に低誘電率のSiO<sub>2</sub>などからなる低誘電率バッファ層を設けて、マイクロ波実効屈折率を低減する。
- 2) 厚いCPW電極を採用し、電極上側のエアに電気力線が多く分布するようにせしめる事で、マイクロ波実効屈折率を低減する。

といった手法で速度整合が図られてきた[1]-[6]。しかし1)のSiO<sub>2</sub>バッファ層を設ける手法は、DCバイアス印加時にバイアス点が変動するDCドリフト現象を誘発する[7]-[10]、あるいは低誘電率のバッファ層を介することにより、光導波路と変調電極と

表 3-1 従来型 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器と X カット薄板型 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の比較。

Typical Z-Cut LiNbO <sub>3</sub> Modulator	Typical X-Cut LiNbO <sub>3</sub> Modulator	X-Cut Thin LiNbO <sub>3</sub> Sheet Modulator with a Low Dielectric Constant Layer
<p><b>SiO<sub>2</sub> Buffer Layer Thick Electrode</b></p>  <p>SiO<sub>2</sub> buffer Layer</p>	<p><b>SiO<sub>2</sub> Buffer Layer Thick Electrode</b></p> 	<p><b>No SiO<sub>2</sub> Buffer Layer Thick Electrode Thin LiNbO<sub>3</sub> Substrate Low Dielectric constant layer</b></p>  <p>Low Dielectric Layer Supporting substrate</p>
<p><b>Half-wave voltage is low.</b></p>	<p><b>Half-wave voltage is high.</b></p>	<p><b>Half-wave voltage is low.</b></p>

の距離が離れ、特に X カットを用いた場合において光導波路に印加される変調電界が弱くなるために、駆動電圧・変調電極相互作用長積  $V_{\pi}L$  が増大してしまうといった問題が生じる。一方 2) の厚い金電極は通常電界メッキ技術を用いて形成されるが、電極厚みが厚い電極を精度よく形成することは困難であるという問題があった。

表 3-1 に示すとおり従来の X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器では、電極下に SiO<sub>2</sub> バッファ層を形成する代わりに LiNbO<sub>3</sub> 基板を薄片化し、その下側に低誘電率層を設けた構造である。SiO<sub>2</sub> バッファ層を用いていないため低  $V_{\pi}L$  を実現しているが、速度整合の実現のためには薄片化と併せて従来のバッファ層を用いた LiNbO<sub>3</sub> 光変調器同様に 20 $\mu\text{m}$  以上の厚い電極を用いることが不可欠であった[11]。

さらに光変調器の低半波長電圧化には長い変調電極相互作用長  $L$  が必要となるため、電極伝搬損失による変調帯域の制限を受けやすくなる。広帯域化と低駆動電圧化の両立のためには第 1 章で述べたとおり電極伝搬損失の低減が課題である。次節では薄い電極厚みでの速度整合実現、変調帯域の広帯域化のため、中心電極の幅広化について検討を行う。

### 3-3 中心電極幅広化の検討

中心電極を幅広化した際のマイクロ波特性を、以下の 4 ケースについて準 TEM 波

解析を用いて計算した（準 TEM 波解析によるマイクロ波特性の計算法については付録 2 参照） [11]。

- 1) LiNbO<sub>3</sub> 基板厚み  $T_{\text{sub}}=8.0\mu\text{m}$ 、基板下をエア(比誘電率 1)
- 2) LiNbO<sub>3</sub> 基板厚み  $T_{\text{sub}}=5.0\mu\text{m}$  とし比誘電率 3.8、厚み  $100\mu\text{m}$  の低誘電率接着層を介して LiNbO<sub>3</sub> 補強基板に接着した場合。
- 3) LiNbO<sub>3</sub> 基板厚み  $T_{\text{sub}}=7.0\mu\text{m}$  とし比誘電率 3.8、厚み  $50\mu\text{m}$  の低誘電率接着層を介して LiNbO<sub>3</sub> 補強基板に接着した場合。
- 4) 従来の厚い LiNbO<sub>3</sub> 基板上に比誘電率 4.5、厚み  $1.5\mu\text{m}$  の SiO<sub>2</sub> バッファ層を介して電極を形成した場合。（従来の光変調器に相当）

1) は理想的な裏溝構造の X カット LiNbO<sub>3</sub> 光変調器、2) は LiNbO<sub>3</sub> を  $5\mu\text{m}$  まで薄片化し、 $100\mu\text{m}$  の低誘電率接着層を介して X カット LiNbO<sub>3</sub> の補強基板に接合した X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型変調器、3) は LiNbO<sub>3</sub> を  $7\mu\text{m}$  まで薄片化し、 $50\mu\text{m}$  の低誘電率接着層を介して X カット LiNbO<sub>3</sub> の補強基板に接合した X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型変調器で後述する試作にて用いた構造、4) は従来の SiO<sub>2</sub> バッファ層を用いて速度整合を図った X カット LiNbO<sub>3</sub> 光変調器をそれぞれ想定している。結果を順に図 3-1、3-2、3-3、3-4 に示す。

図 3-1 の結果から、基板裏面を空洞とした理想的な X カット LiNbO<sub>3</sub> 裏溝型光変調器では、中心電極幅  $W$  を拡大することにより、速度整合に必要な電極厚み  $T_m$  が薄くなるのが分かる。一方、 $W$  を拡大することにより、電極伝搬損失  $\alpha$  も減少していることが分かる。特性インピーダンス整合のために適切な電極間ギャップ  $G$  を選択し  $T_m$  が十分に薄い領域となるように  $W$  を選択すれば、特性インピーダンス整合、速度整合を達成しつつ、電極伝搬損失低減が可能であり、広帯域な光変調器を実現できる。

図 3-2 の薄板型光変調器の計算結果でも裏溝構造の場合と同様の傾向が得られ、薄い変調電極厚  $T_m$  で、速度整合と特性インピーダンス整合を達成しつつ、低い電極

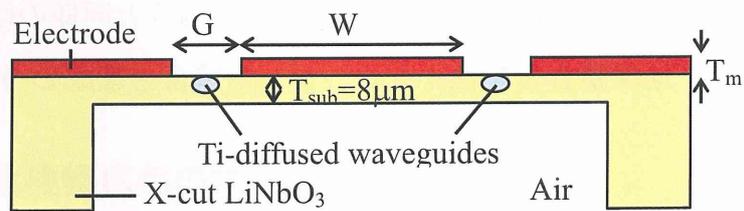
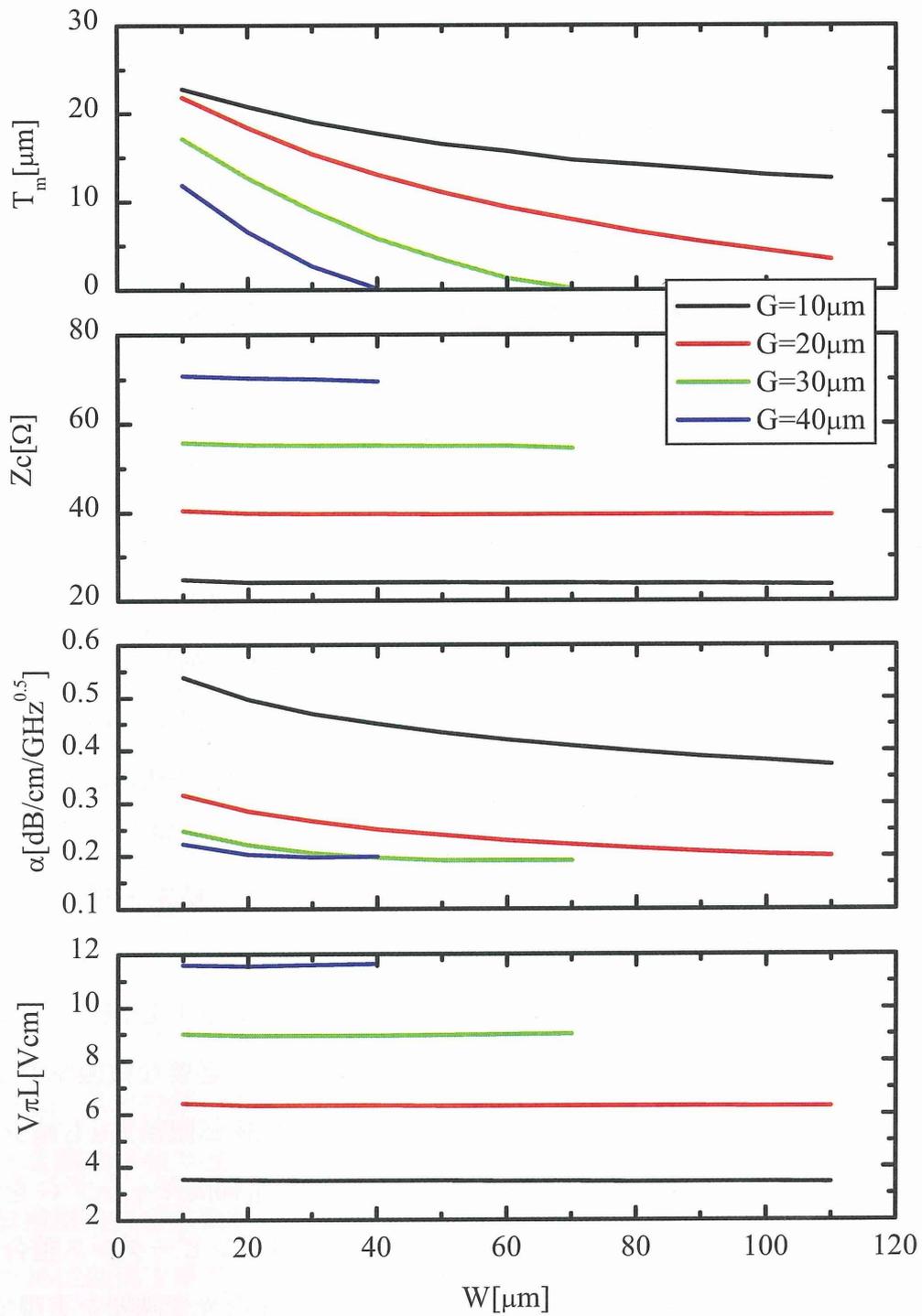


図 3 - 1 裏溝型の中心電極幅広化。

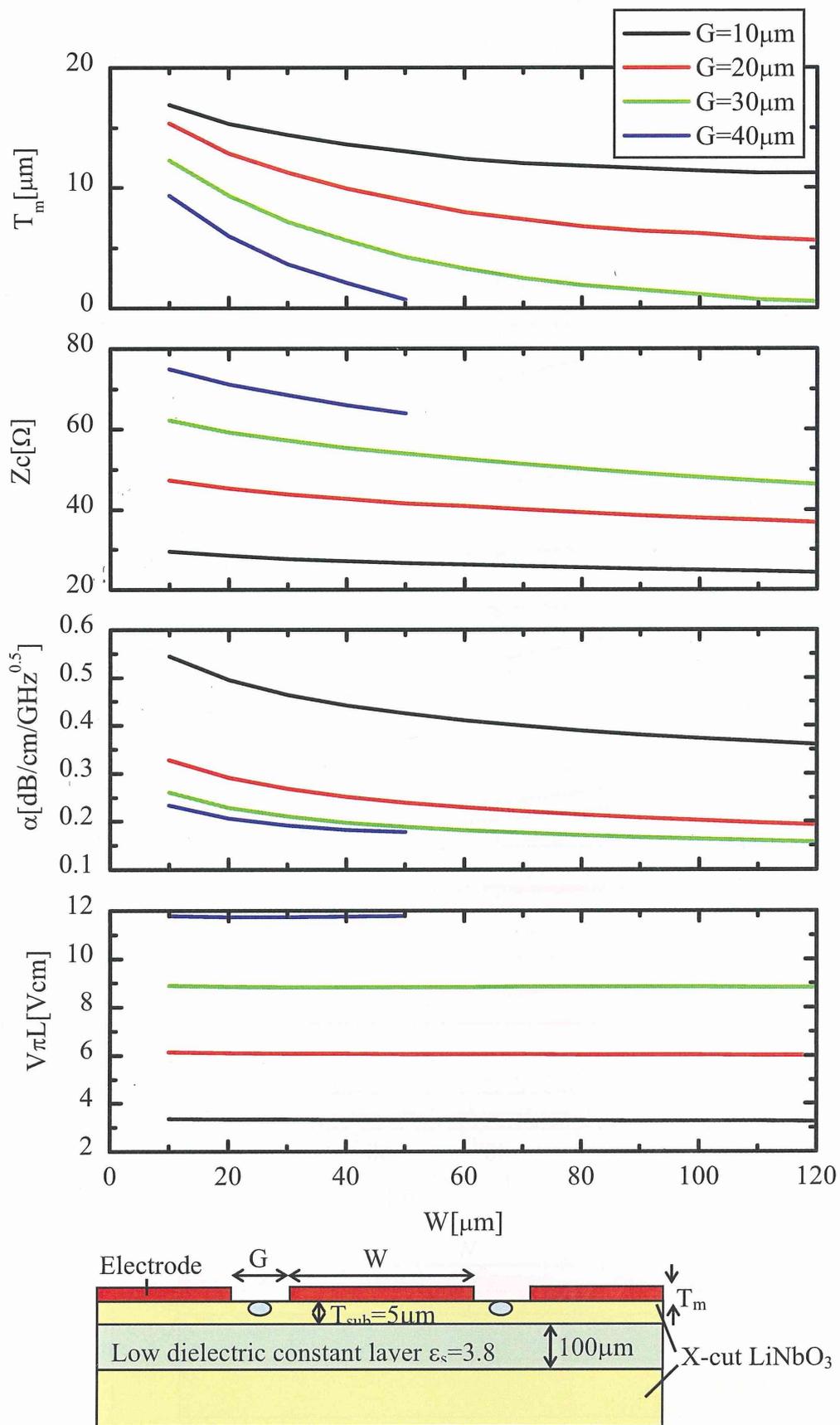


図 3 - 2 薄板型の中心電極幅広化(LiNbO<sub>3</sub> 基板厚 5.0 $\mu\text{m}$ 、低誘電率層厚 100 $\mu\text{m}$ )。

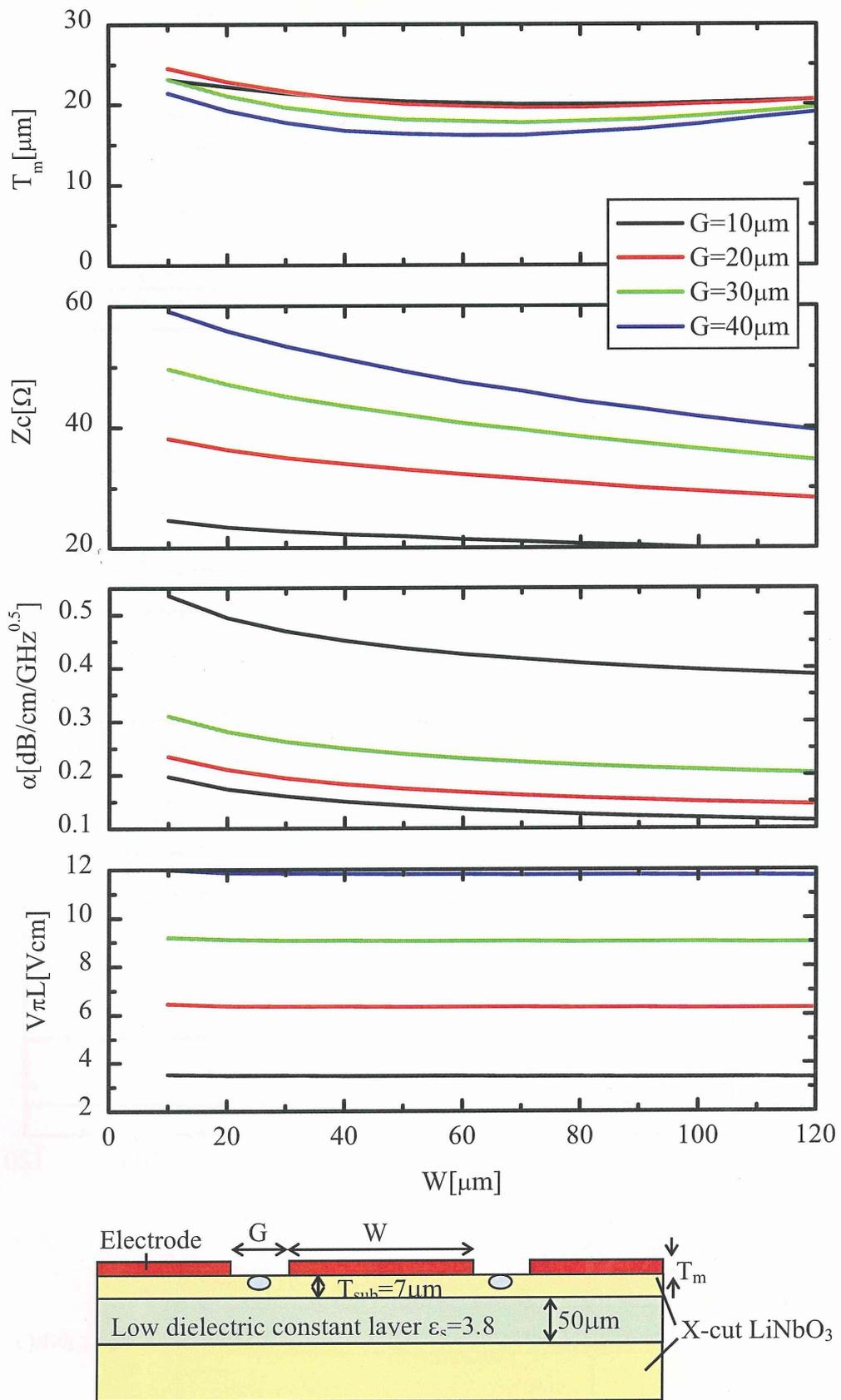


図 3 - 3 薄板型の中心電極幅広化(LiNbO<sub>3</sub> 基板厚 7.0 $\mu\text{m}$ 、低誘電率層厚 50 $\mu\text{m}$ )。

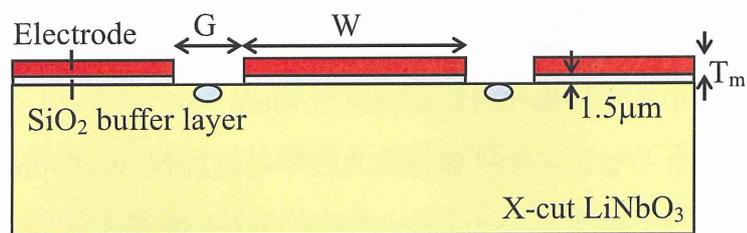
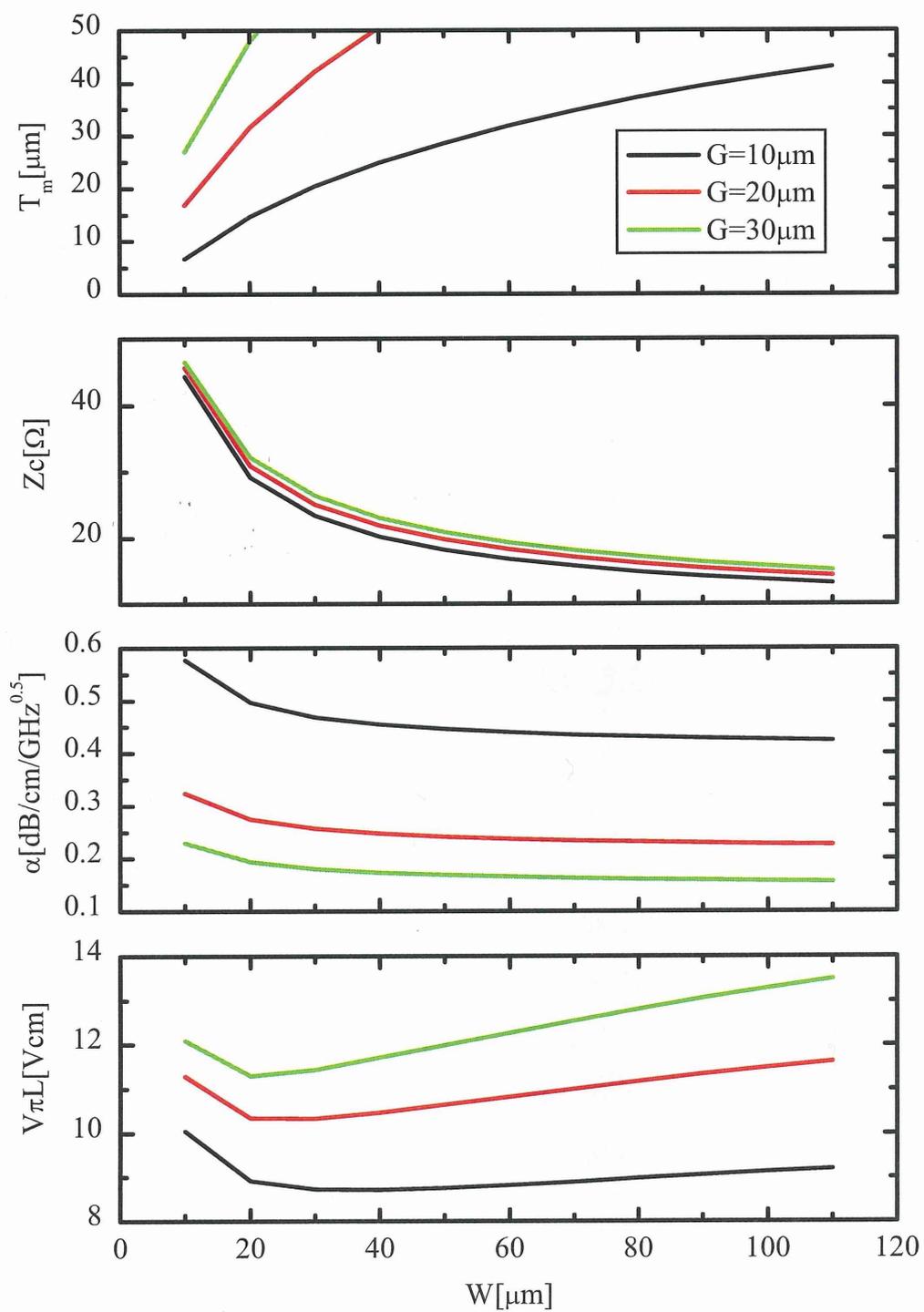


図 3-4 バッファ層を用いた従来型の中心電極幅広化。

伝搬損失が実現出来る。

図3-3の薄板型光変調器の計算結果は、図3-2と比べてLiNbO<sub>3</sub>基板の厚み $T_{\text{sub}}$ が相対的に厚く、低誘電率接着層の厚みも相対的に薄い。このため中心電極幅 $W$ 拡大に伴う $T_m$ の減少は裏溝構造(図3-1)あるいはLiNbO<sub>3</sub>基板の厚み $T_{\text{sub}}=5\mu\text{m}$ 、低誘電率層の厚みを $100\mu\text{m}$ とした薄板型構造(図3-2)ほど顕著ではない。しかし $W$ の拡大により電極伝搬損失低減が可能であり、変調器の広帯域化には有効である。

一方、図3-4のSiO<sub>2</sub>バッファ層を用いた従来型のXカットLiNbO<sub>3</sub>光変調器の計算結果では中心電極幅 $W$ を拡大すると速度整合に必要な電極厚み $T_m$ は薄片型構造とは逆に急速に厚くなる。一方、 $W$ 拡大とともに特性インピーダンス $Z_c$ は急速に低下する。このため従来のSiO<sub>2</sub>バッファ層を用いた光変調器では中心電極幅 $W$ 拡大は電極伝搬損失低減に有効とはいえない。

### 3-4 LiNbO<sub>3</sub>変調器構造の差による中心電極幅広化の影響について

3-3の図3-1の裏溝型構造、及び図3-2の薄板型構造において、中心電極幅 $W$ を幅広化することにより、速度整合に必要な電極厚み $T_m$ を薄くできることがわかる。一方で、図3-4に示した従来のSiO<sub>2</sub>バッファ層を用いた構造では、中心電極幅 $W$ を幅広化することにより、速度整合のために厚い電極厚み $T_m$ が必要になることを示している。このように構造の違いにより中心電極幅 $W$ 拡大の影響が反対の挙動となる理由について電界強度分布量 $\Phi$ を計算することにより、考察を行った。

計算領域全体を $\Omega$ 、電界強度分布量を計算したい媒質の領域(例えば薄板LiNbO<sub>3</sub>内、低誘電率層内など)を $S$ とすると、電界強度分布量 $\Phi$ は以下のように表現できる。

$$\Phi = \frac{\iint_S |\vec{E}| dx dy / \iint_S dx dy}{\iint_{\Omega} |\vec{E}| dx dy / \iint_{\Omega} dx dy} \quad (3.4.1)$$

ここで $\vec{E}$ は変調電界を示す。各媒質での電界強度分布量を全て足しあわせると1となるように規格化した。中心電極幅 $W$ は $10\mu\text{m}$ と $70\mu\text{m}$ の2種類とした。計算モデルを図3-5, 結果を表3-2に示す。電極厚みは中心電極幅 $W=70\mu\text{m}$ の時に速度整合が達成できるように $7.5\mu\text{m}$ とし、中心電極幅 $W$ 以外の構造は固定した。

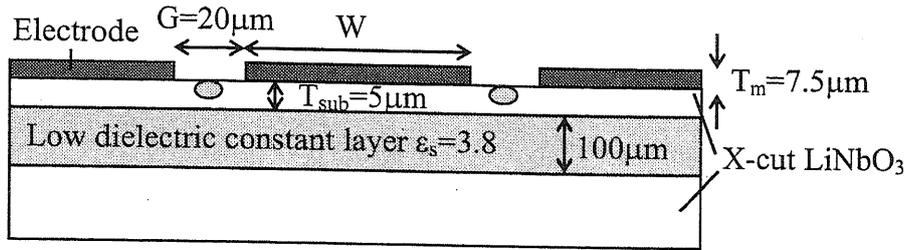


図 3-5 薄板型光変調器の計算モデル。

表 3-2 LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器の各媒質内における電界分布

中心電極幅 W[μm]	電界強度分布量Γ(全体で1に規格化)					
	LiNbO <sub>3</sub>			低誘電率層内	エア中	マイクロ波実効 屈折率 n <sub>m</sub>
	薄板内	補強基板内	LiNbO <sub>3</sub> 計			
10	0.041	0.046	0.086	0.360	0.554	2.42
70	0.021	0.062	0.082	0.358	0.560	2.06

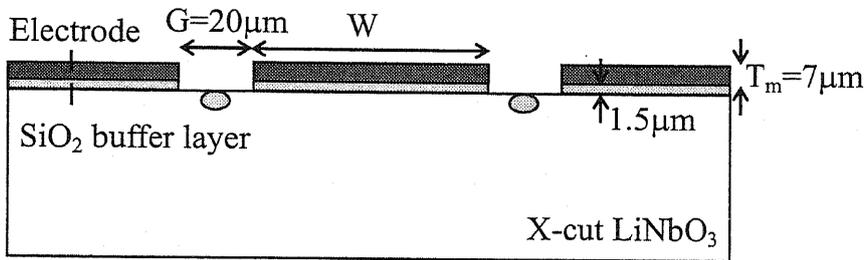


図 3-6 バッファ層を用いた X カット LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の計算モデル。

表 3-3 SiO<sub>2</sub>層を用いた X カット LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の各媒質内における電界分布。

中心電極幅 W[μm]	電界強度分布量(全体で1に規格化)			マイクロ波実効屈折率 n <sub>m</sub>
	LiNbO <sub>3</sub> 内	SiO <sub>2</sub> バッファ層内	エア中	
10	0.352	0.040	0.608	2.19
30	0.415	0.040	0.545	2.62

この結果から、中心電極幅を 10μm から 70μm に広げると、薄板 LiNbO<sub>3</sub> 内に分布する電界強度分布量は減少し、補強基板内とあわせた LiNbO<sub>3</sub> 全体における電界強度分布量も減少する。低誘電率層内の電界強度分布量は若干減少するが、エア中の電界強度分布量は増加する。全体では比誘電率が他の媒質と比べて非常に大きい LiNbO<sub>3</sub> 内に分布する電界強度分布量の減少が大きく寄与し、電極幅を広げるとマイクロ波屈折

率は減少し、より薄い電極で速度整合が可能となることがわかる。

従来のバッファ層を用いた X カット LiNbO<sub>3</sub> 光変調器についても、中心電極幅  $W$  が  $10\mu\text{m}$  と  $30\mu\text{m}$  について同様に電界強度分布を計算した。計算モデルを図 3-6、計算結果を表 3-3 に示す。電極厚み  $T_m$  は中心電極幅  $W=10\mu\text{m}$  の時に速度整合が達成できるように  $7\mu\text{m}$ 、SiO<sub>2</sub> バッファ層の厚みは  $1.5\mu\text{m}$  とし、中心電極幅  $W$  以外の構造は固定した。

表 3-3 の結果から中心電極幅  $W$  を拡大することにより、電界強度分布量がエア中から LiNbO<sub>3</sub> 基板内に移動していることがわかる。バッファ層内の電界強度分布量はほぼ不変である。結果としてマイクロ波実効屈折率は大幅に増加し、速度整合のためにより厚い電極が必要となることがわかる。

### 3-5 X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器試作による中心電極幅広化の検証

実際に薄板型光変調器を試作し、中心電極幅  $W$  を広げた際のマイクロ波特性の変化について検証を行った。試作した光変調器は薄片化した LiNbO<sub>3</sub> 基板の厚み  $T_{\text{sub}}=8.2\mu\text{m}$ 、低誘電率接着層の厚み  $50\mu\text{m}$ 、電極厚み  $T_m=19\mu\text{m}$ 、電極間ギャップ  $G=30\mu\text{m}$  である(作製法は付録 3 参照)。ベクトルネットワークアナライザ(Agilent 8510C)を用いて試作した光変調器の  $S$  パラメータを測定し、マイクロ波特性を算出した(付録 4 参照)。試作した変調器断面構造と得られたマイクロ波特性評価結果を図 3-7 に示す。図 3-7 ではマイクロ波実効屈折率  $n_m$ 、特性インピーダンス  $Z_c$ 、電極伝搬損失  $\alpha$  を中心電極幅  $W$  に対してプロットした。この際電極伝搬損失  $\alpha$  は表皮効果に基づく導体損を想定し、単位長  $1\text{cm}$  あたりの電極損失を周波数の  $0.5$  乗である  $\text{GHz}^{0.5}$  で規格化した値を示した。

図 3-7 には準 TEM 波解析による計算結果も実線で示した(付録 2 参照)。準 TEM 波解析により得られた計算結果と、実験結果はよく一致しており、中心電極幅  $W$  を広く設定することにより、マイクロ波実効屈折率  $n_m$  が減少し、また電極伝搬損失  $\alpha$  も低減できることがわかる。

試作した中心電極幅  $W=70\mu\text{m}$ 、変調電極相互作用長  $L=35\text{mm}$  の光変調器のベクト

ルネットワークアナライザによる S パラメータ( $S_{11}$ 、 $S_{21}$ )の測定結果を図 3-8 に示す。測定周波数範囲は 45MHz から 50GHz である。全域において反射特性  $S_{11}$  は -10dB を下回っており、インピーダンス整合が十分に達成できていることがわかる。通過特性  $S_{21}$  についても 50GHz まで大きなリップルはなく、良好な特性を示している。得られた S パラメータから計算したマイクロ波実効屈折率  $n_m$  は 2.20、特性インピーダンス  $Z_c$  は  $41\Omega$ 、電極伝搬損失  $\alpha$  は  $0.21\text{dB/cm/GHz}^{0.5}$  であった。さらに光コンポーネントアナライザ(Agilent 86030A)を用いて波長  $1.55\mu\text{m}$  における光応答特性を測定した(詳細は付録 6 参照)。結果を図 3-9 に示す。グラフの傾きが全域にわたりほぼ一定であることから、速度整合条件が達成されていることがわかる。50GHz に至るまで良好な光応答を確認し、3dB 変調帯域  $f_{BW}$  は 33GHz であった。DC における光変調器の半波長電圧  $V_\pi$  を測定したところ、2.6V と良好な結果を得た。試作した幅広中心電極をもつ光変調器の特性を表 3-4 にまとめた。

表 3-4 幅広中心電極を用いた光変調器の特性評価結果。

マイクロ波実効屈折率 $n_m$	2.20
特性インピーダンス $Z_c$	$41\Omega$
電極伝搬損失 $\alpha$	$0.21\text{dB/cm/GHz}^{0.5}$
半波長電圧 $V_\pi@DC$	2.6V
3dB 変調帯域 $f_{BW}$	33GHz

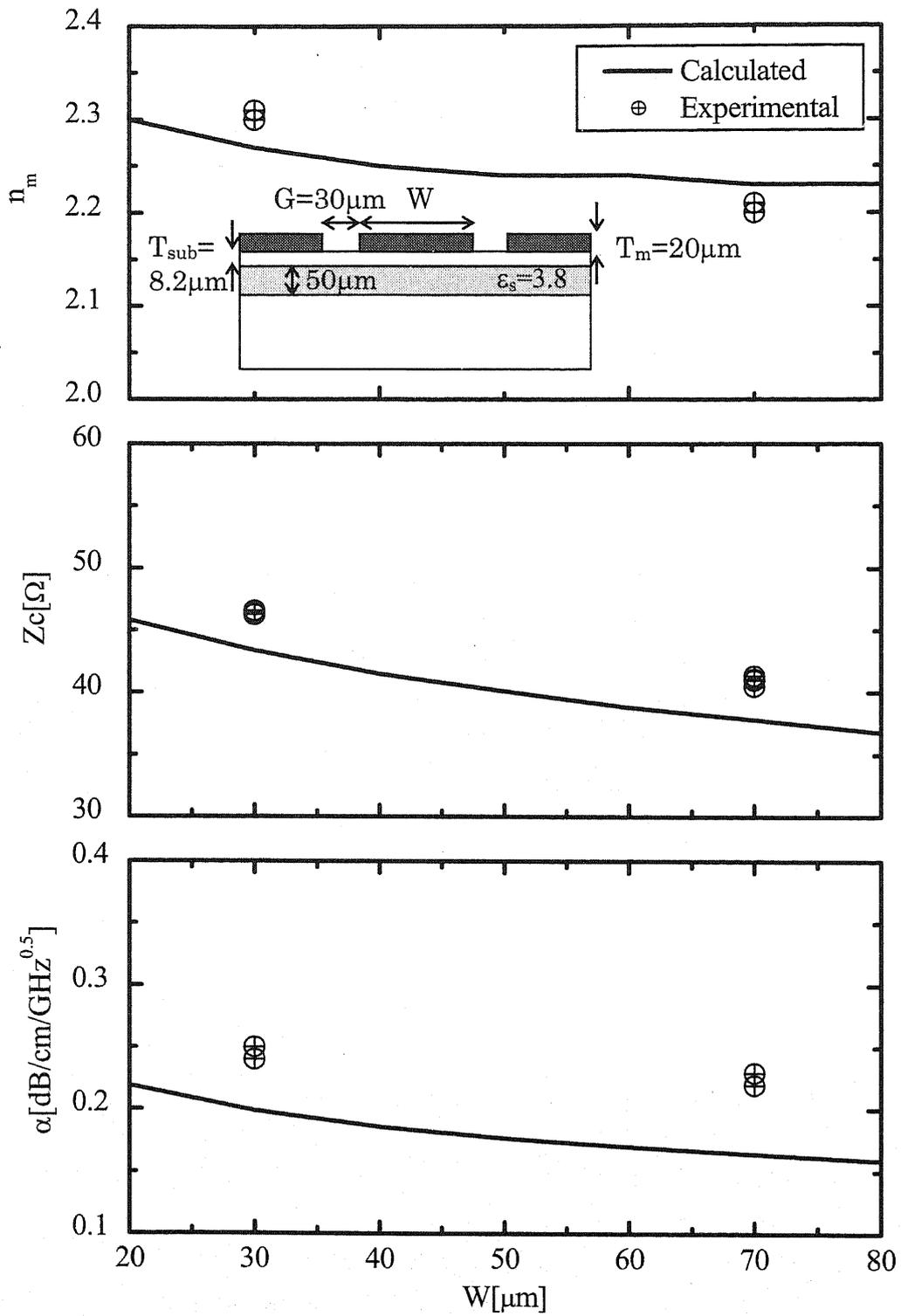


図3—7 幅広中心電極を適用した場合の実験結果。

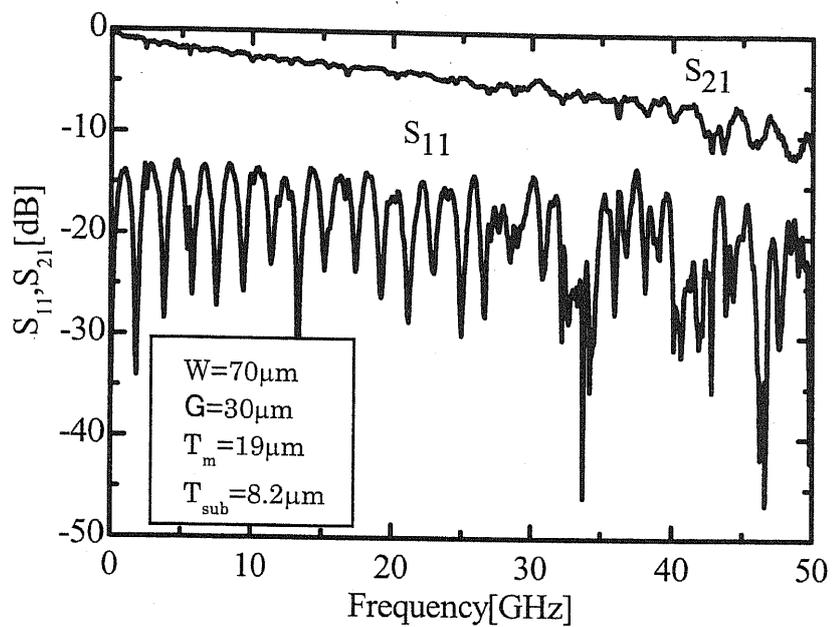


図 3-8 幅広中心電極を用いた光変調器 CPW 電極の S パラメータ評価結果。

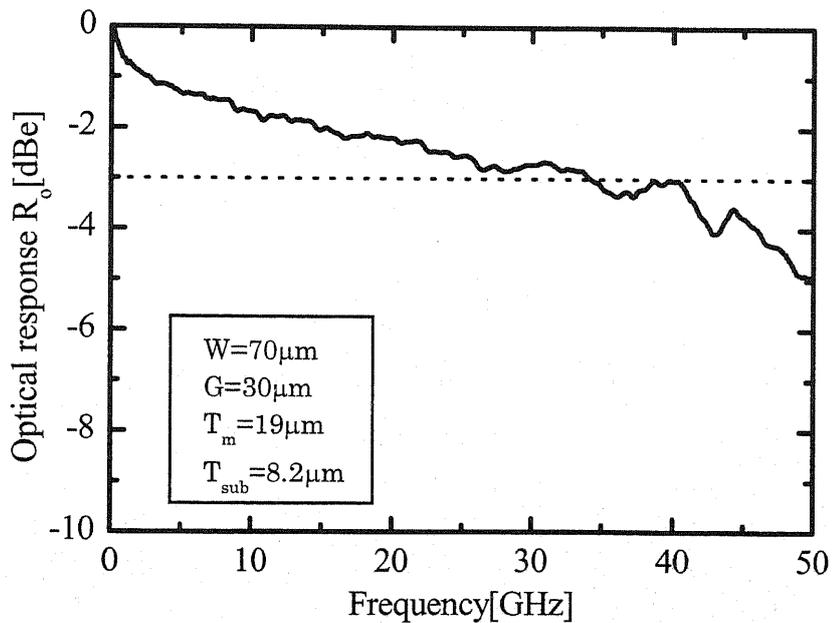


図 3-9 幅広中心電極を用いた光変調器の光応答特性。

### 3-6 まとめ

X カット  $\text{LiNbO}_3$  裏溝型光変調器、および X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光変調器において、中心電極幅  $W$  を幅広化することにより、CPW 変調電極の伝搬損失を低減できることを準 TEM 波解析を用いて明らかにした。中心電極幅広化を行うことにより、電極伝搬損失  $\alpha$  を劣化させることなく、むしろ  $\alpha$  を減少させると同時に速度整合に必要な電極厚み  $T_m$  を薄くできることも併せて明らかにした。従来の光変調器では  $20\mu\text{m}$  を越える厚い電極膜が必要であり、再現性よく厚い電極膜を形成することが製造上の課題であった。本構造を用いれば、薄い電極で速度整合を達成できる。このため製造上の課題を解決すると同時に、より平滑な電極表面を実現でき、電極表面の凹凸に伴う放射損失低減に伴いさらなる広帯域化が期待できる。

実際に中心電極幅  $W$  を変えて薄板型光変調器を試作した。この結果、中心電極幅広化により、電極伝搬損失を低減できる事を証明した。試作した変調器のマイクロ波特性は準 TEM 波解析を用いて計算した結果とよく一致することも確認した。中心電極幅  $W$  を  $70\mu\text{m}$  まで幅広化した光変調器の S パラメータをベクトルネットワークアナライザを用いて評価し、 $50\text{GHz}$  まで良好な S パラメータ特性を確認した。また光コンポーネントアナライザを用いて光応答特性を評価したところ、 $3\text{dB}$  変調帯域  $f_{\text{BW}}=33\text{GHz}$  を得た。測定可能な  $50\text{GHz}$  までなだらかな光応答特性を示しており、変調可能周波数は  $50\text{GHz}$  以上である。次世代コヒーレント光通信システム用光変調器への適用を含め、十分な特性であるといえる。

### 参考文献

- [1] R. L. Jungerman and D. W. Dolfi, "Lithium niobate traveling-wave optical modulators to  $50\text{GHz}$ ," IEEE LEOS '93 Summer Topical Meeting Digest on, pp. 27-28, July 1993.
- [2] O. Mitomi, K. Noguchi and H. Miyazawa, "Broadband and low driving-voltage  $\text{LiNbO}_3$  optical modulators," Proc. Inst. Elect. Eng. Optoelectron., vol. 145, no. 6, Dec. 1998.
- [3] D. W. Dolfi and T. R. Ranganath, "50GHz velocity-matched broad wavelength lithium niobate modulator with multimode active section", Electron. Lett. vol. 28, pp. 197-198, 1992.

- [4] M. Seino, N. Mekada, T. Namiki, and H. Nakajima, "33-GHz·cm Mach-Zehnder modulator," in Proc. ECOC '89 ThB22-5, 1989.
- [5] K. Kawano, T. Kitoh, O. Mitomi, T. Nozawa, and H. Jumonji, "High-speed and low driving power Ti:LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder optical modulator at 1.5μm wavelength," '88 IEEE LEOS Annual Meeting, pp. 96-97, 1988.
- [6] 鬼頭, 河野, "バッファ層を考慮した Ti:LiNbO<sub>3</sub> 光変調用電極の解析とモデル," 電子情報通信学会論文誌 C-I, Vol. J75-C-I, No. 6, pp. 422-429, 1992.
- [7] 宮澤, 野田, "Ti 拡散 LiNbO<sub>3</sub> 光導波路作製における問題点," 応用物理, vol. 48, no. 9, pp. 867-874, 1979.
- [8] S. Yamada, and M. Minakata, "DC drift phenomena in LiNbO<sub>3</sub> optical waveguide devices," Jpn. J. Appl. Phys., 20, 4, pp. 733-737, April 1981.
- [9] 十文字, 野沢, "LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の不安定現象とその評価," 電子情報通信学会論文誌 C-I, vol. J75-C-I, no. 1, pp. 17-26, 1992.
- [10] 宮澤, 野口, 三富, "Ti:LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の DC ドリフト," 1994 年電子情報通信学会秋季大会, SA-9-3, 1994.
- [11] K. Aoki, J. Kondo, A. Kondo, T. Mori, Y. Mizuno, S. Shimodaira, M. Imaeda, Y. Kozuka, O. Mitomi, and M. Minakata, "High-Performance optical modulator with a wide center electrode and thin x-cut LiNbO<sub>3</sub> substrate," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 16, no. 12, pp. 2610-2612, Dec. 2004.

## 第4章 非対称 CPW 電極を用いたプリチャープ X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器

### 4-1 まえがき

従来の CPW 電極を用いた X カット LiNbO<sub>3</sub> 光変調器は、Mach-Zehnder 光導波路の両アームを対称な構造とし、完全に対称なプッシュプル動作をさせることにより、容易にゼロチャープ変調器を構成できる。このため、X カット LiNbO<sub>3</sub> を用いた光変調器は主としてゼロチャープ動作が望ましい伝送路上に用いられてきた。一方で最適なチャープ特性は使用する光ファイバの分散特性、伝送距離に依存する。例えばノーマルファイバ(波長 1.3 $\mu$ m 零分散ファイバ)は波長 1.5 $\mu$ m 帯を用いた波長分割多重(WDM)システムで広く用いられているが、こういったシステムでは、ノーマルファイバの波長分散による波形の乱れをネガティブチャープ特性を持つプリチャープ光変調器で補償する事ができる[1]。LiNbO<sub>3</sub> 光変調器で所望のチャープ特性を実現するためにドメイン反転領域を部分的に設けた LiNbO<sub>3</sub> 光変調器[2]、チャープ調整用の DC 電極を設けるもの[3]、デュアルドライブ動作を用いるもの[4]などが提案されている。しかしドメイン反転領域を設けるにはドメイン反転のための製造プロセスが必要であり、チャープ調整用の DC 電極を設ける場合もデバイスサイズの大型化、チャープ調整用の DC 電源が別に必要となる。あるいはデュアルドライブを実現するには両チャンネルでの振幅および位相の制御が非常に煩雑であるといった課題をそれぞれ抱えていた。X カット LiNbO<sub>3</sub> に非対称電極を用いる光変調器も提案されている[5]が、従来の X カット LiNbO<sub>3</sub> 光変調器は半波長電圧が高く、非対称電極を適用すればゼロチャープ変調器と比べ、さらに高くなるため半波長電圧の低減が課題であった。また、光変調器のチャープ量は後述する $\alpha$ チャープパラメータ $\alpha_{para}$  で表されるが、従来用いられてきたプリチャープ Z カット LiNbO<sub>3</sub> シングルドライブ光変調器の $\alpha_{para}$  は-0.7 固定であり、使用する伝送路(光ファイバ)と伝送距離の選択に制約があった。

本章の目標は高動作安定性かつ低半波長電圧を特長とする X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器に非対称 CPW(Asymmetric CoPlanar Waveguide: ACPW)電極構造を用いることにより、あらゆる分散特性をもつ伝送路、及びあらゆる伝送距離に対して最適なプリチャープ特性を実現する事である。 $\alpha_{para}$  としては従来の-0.7を含め、自由に設定で

きることが目標である。

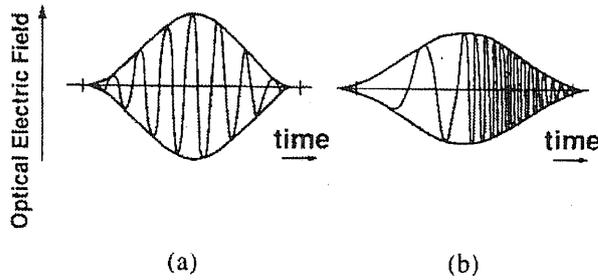
本章では ACPW 電極を X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器に用いる事で  $\alpha_{\text{para}}$  を 0 ~ -0.8 の範囲で任意に設定可能となることを示す。さらに  $\alpha_{\text{para}}$  設計値が -0.63 となるプリチャープ光変調器の試作結果と伝送実験結果についても示す。

## 4-2 プリチャープ特性による分散補償

従来広く敷設され、現在も広く用いられているノーマルファイバ(波長 1.3 $\mu\text{m}$  零分散ファイバ)は、波長 1.3 $\mu\text{m}$  近傍において波長分散特性が 0 となる。このため伝送に伴う波形の乱れが極小となり、伝送可能距離が最も長くなる波長 1.3 $\mu\text{m}$  帯にて光通信が行われていた。その後、光ファイバの伝搬損失が最小となる波長 1.5 $\mu\text{m}$  帯でエルビウム添加光ファイバ増幅器(EDFA)が実用化され、EDFA の増幅波長帯域で波長多重分割(WDM)方式を用いた通信ビットレートの向上が試みられるようになった。しかし既設のノーマルファイバは EDFA が利用可能な波長 1.5 $\mu\text{m}$  帯において 17ps/nm/km と大きな正常分散を持っており、入力信号光はノーマルファイバを伝搬するに従い、波長分散によって波形の歪みを生じ伝送可能距離が著しく制限されるという欠点を持っていた。このためプリチャープ特性を有する光変調器を用いて積極的に変調波形にチャープを与える事で、波長分散によって生じる伝搬光波形の歪みを補償し、伝送可能距離を延長する技術が検討され利用されるに至った[1][6]-[8]。

プリチャープ特性による分散補償を光変調信号の波形によって概念的に説明したのが図 4-1 である。理想的な(ゼロチャープ特性の)強度変調光信号波形を(a)に示す。理想的な強度変調光は光のキャリア周波数をもつ強度変調波と見なすことが出来る。この強度変調信号が分散特性をもった光ファイバを伝搬すると(b)のようなパルスの包絡線が広がった光信号波形となる。(b)の例ではパルスの開始端に低い周波数成分が押し出されたチャープパルス波形となっている。この分散による歪みを補償するため(c)に示したような(b)の波形とは反対のパルスの開始端に高い周波数成分を持つプリチャープ特性を与えた振幅信号光を用いる。すると信号光パルスは伝搬するにつれてパルス幅が狭くなり、ある距離伝搬すると(d)のようにパルス幅が最小となる。さらに伝搬すると(e)に示したようにパルス幅が広がる。光ファイバ伝搬に伴うパルス幅の広

### Without Prechirp



### With Prechirp

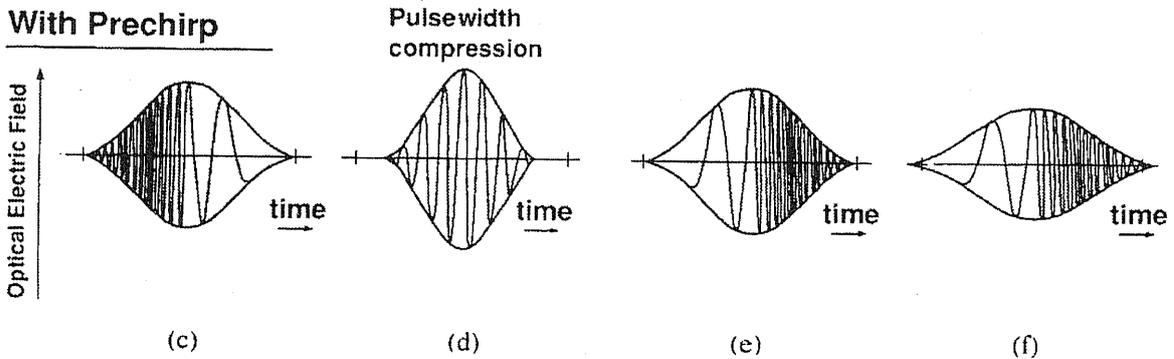


図4-1 プリチャープによる分散補償([1]をもとに正常分散の場合に修正)。

がりがあるパルス幅まで許すとすると、(a)のようなゼロチャープ光信号波形を用いた場合よりも、(c)のように波長分散特性と反対となるチャープ特性を入力信号波形に与えた方が、伝送可能距離の延長が可能である。

Zカット  $\text{LiNbO}_3$  を用いたシングルドライブの Mach-Zehnder 光変調器は後述する  $\alpha$  チャープパラメータ  $\alpha_{\text{para}}$  が  $-0.7$  程度のプリチャープ特性を持っている。この光変調器を用いて  $10\text{Gbit/s}$  の送信機を構成した場合、分散耐力は  $1600\text{ps/nm}$  であり、ノーマルファイバを  $80\text{km}$  伝送させたときの正常分散を補償できる。一方、ゼロチャープ特性を持つ X カット  $\text{LiNbO}_3$  光変調器を用いた場合、分散耐力は  $\pm 1200\text{ps/nm}$  であり [9]、正常分散を持つ光ファイバを伝送させると、Z カット  $\text{LiNbO}_3$  プリチャープ光変調器よりも伝送可能距離は短くなる。このため、従来広く敷設されたノーマルファイバには Z カットプリチャープ  $\text{LiNbO}_3$  光変調器、波長  $1.5\mu\text{m}$  帯で分散特性がほぼゼロである分散シフトファイバには X カット  $\text{LiNbO}_3$  ゼロチャープ光変調器がそれぞれ使い分けられてきた。しかし従来の Z カットプリチャープ  $\text{LiNbO}_3$  光変調器の  $\alpha_{\text{para}}$  は  $-0.7$  程度に固定されているため、任意の分散特性を補償する事は出来ず、使用する光ファイバや伝送距離の選択は大きく制限される。このため、あらゆる光ファイバの分散特性

や伝送距離に対して最適な $\alpha_{\text{para}}$ が設定できる光変調器が望まれていた。

### 4-3 LiNbO<sub>3</sub>光変調器のプリチャープ量

光変調器のプリチャープ量は、強度変調に対する位相変調の比を示す $\alpha$ チャープパラメータ $\alpha_{\text{para}}$ で表現される。 $\alpha_{\text{para}}$ は以下の式で示される[10]。

$$\alpha_{\text{para}} = 2I \left( \frac{d\phi}{dt} / \frac{dI}{dt} \right) \quad (4.3.1)$$

ここで $I, \phi, t$ はそれぞれ光の強度、光の位相、および時間である。

一方、Mach-Zehnder型の光変調器では、両アームを光が伝搬する間に変調信号による屈折率変化で位相が変化する。入力光電界 $E_i$ とすると、出力光電界 $E_o$ は以下のよう表せる[11]。

$$E_o = \frac{E_i}{2} \{ \exp(j\phi_1) + r \exp(j\phi_2) \} \quad (4.3.2)$$

但し2つのアーム1、2を通過する間に受ける位相変化をそれぞれ $\phi_1, \phi_2$ とする。 $r$ は光導波路のアーム間での非対称性を表す係数である。両アームへの光の分岐比が1:1で、両アーム間で光の伝搬損に差がない理想的な状態であれば $r=1$ であり、それ以外の場合は1より小さい値となる。 $r$ は以下のようにMach-Zehnder光導波路の消光比 $R_{\text{ex}}$ から求めることができる[12]。

$$r = \frac{\sqrt{R_{\text{ex}}} - 1}{\sqrt{R_{\text{ex}}} + 1} \quad (4.3.3)$$

$I$ および $\phi$ は式(4.3.2)から以下のようになる。

$$I = \frac{E_i^2}{4} \{ 1 + r^2 + 2r \cos(\phi_1 - \phi_2) \} \quad (4.3.4)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left\{ \frac{\sin \phi_1 + r \sin \phi_2}{\cos \phi_1 + r \cos \phi_2} \right\} \quad (4.3.5)$$

式(4.3.4)および(4.3.5)を(4.3.1)に代入すると、 $\alpha_{\text{para}}$ は以下のようになる。

$$\alpha_{\text{para}} = \frac{V_1 + r^2 V_2 + r(V_1 + V_2) \cos \{ \eta(V_1 - V_2) \sin \omega t - \eta V_b \}}{r(V_1 - V_2) \sin \{ \eta(V_1 - V_2) \sin \omega t - \eta V_b \}} \quad (4.3.6)$$

$V_1$ 、 $V_2$ はそれぞれアーム 1, 2 に印加される入力信号による変調電界の振幅であり、 $\eta$ は単位電圧あたりの位相変化量である。

$V_b$ を  $V_\pi/2$  となるように設定( $V_b = \pi/2\eta$ )し、 $r=1$  の理想的な Mach-Zehnder 光変調器を想定すると、 $V_1$ 、 $V_2$ が小信号であれば、 $\alpha_{\text{para}}$  は以下のようになる[13]。

$$\alpha_{\text{para}} = \frac{V_1 + V_2}{V_1 - V_2} \quad (4.3.7)$$

さらにアーム 1 と 2 で半波長電圧がそれぞれ  $V_{\pi 1}$ 、 $V_{\pi 2}$  とし、変調器はシングルドライブ動作をし、両アームに同一の変調電圧  $V$  が印加されるとする。また変調電界は Mach-Zehnder 導波路におけるプッシュプル動作により両アーム間で反対方向の変調電界が励起されるとすると、式(4.3.7)は以下のようになる。

$$\alpha_{\text{para}} = \left(1 - \frac{V_{\pi 1}}{V_{\pi 2}}\right) / \left(1 + \frac{V_{\pi 1}}{V_{\pi 2}}\right) \quad (4.3.8)$$

通常 X カット  $\text{LiNbO}_3$  を用いた Mach-Zehnder 型の光変調器では両アームは完全に対称な構成であり、両アームにおける半波長電圧  $V_{\pi 1}$ 、 $V_{\pi 2}$  は等しく  $\alpha_{\text{para}}$  は 0 となる。一方、式(4.3.8)から両アームの半波長電圧を異なる値に設定できれば、X カット  $\text{LiNbO}_3$  を用いたシングルドライブ動作の変調器でプリチャープ量を任意に設定できることがわかる。

#### 4-4 ACPW 電極を用いたプリチャープ X カット $\text{LiNbO}_3$ 薄板型光変調器

##### 4-4-1 ACPW 電極を用いたプリチャープ量調整の原理

図 4-2 に ACPW 電極を用いたプリチャープ X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光変調器の構造を示す。本構造は従来の薄板型光変調器の高動作安定性や低半波長電圧という特長を保ったまま、Mach-Zehnder 光導波路の各変調電極間ギャップを非対称にし、両アームにおける半波長電圧に差を設けることにより、光変調器のプリチャープ量を調整可能である。X カット  $\text{LiNbO}_3$  光変調器では各 Mach-Zehnder 光導波路において電気光学定数が最大となる変調部断面横方向の変調電界( $E_{x1}$ 、 $E_{x2}$ )に対する屈折率変化を用いて変調を行うが、電極間ギャップ内の電界分布は、ほぼ平行平板コンデンサに近似でき

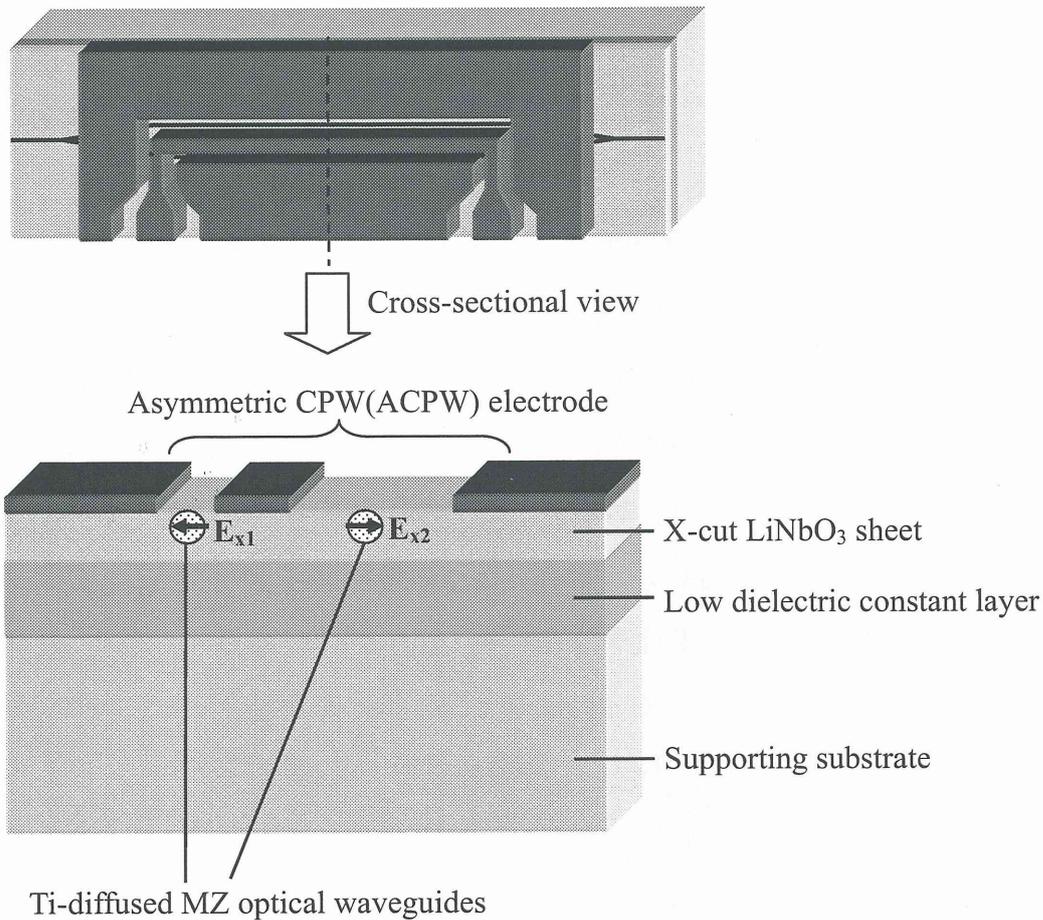


図 4 - 2 ACPW 電極を用いたプリチャープ X カット LiNbO<sub>3</sub> 変調器の断面構造。

る。薄板型光変調器では電極直下に光導波路基板を配置できる事、およびマクスウエルの方程式の境界条件から境界面で電界の接線成分は連続となる事から、光導波路部での横方向の変調電界はほぼ電極間ギャップ内の横方向の変調電界と等しくなる。よって各変調アームの半波長電圧( $V_{\pi 1}$ 、 $V_{\pi 2}$ )は各電極間ギャップにほぼ比例すると見なせ、以下のようになる。

$$V_{\pi 1} \approx kG_1 \quad (4.4.1)$$

$$V_{\pi 2} \approx kG_2 \quad (4.4.2)$$

ここで  $G_1$ 、 $G_2$  はそれぞれアーム 1、2 の電極間ギャップであり、 $G_1 < G_2$  とする。また  $k$  は定数である。式(4.4.1)および(4.4.2)を(4.3.8)に代入すると以下の式が得られる。

$$\alpha_{\text{para}} \approx \left(1 - \frac{G_1}{G_2}\right) \left/ \left(1 + \frac{G_1}{G_2}\right) \right. \quad (4.4.3)$$

式(4.4.3)より両アームでの電極間ギャップの比 $G_1/G_2$ を変えることにより、プリチャープ特性を調整可能であることがわかる。

#### 4-4-2 ACPW 電極を用いたプリチャープ薄板型 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の設計

有限要素法(FEM)を用いた準 TEM 波解析を用いて ACPW 電極を用いた薄板型光変調器の設計を行った(設計方法の詳細は付録2参照)。有限要素法により求めたポテンシャル分布から Mach-Zehnder 光導波路における電界分布を計算し、半波長電圧を求め、式(4.3.8)を用いて $\alpha_{\text{para}}$ を計算した。得られたマイクロ波特性とその際の計算モデル(変調部断面構造)を図4-3に示す[14]。2つの電極間ギャップ $G_1$ 、 $G_2$ の比 $G_1/G_2$ は0.11、0.21、0.43、1の4通りの場合について計算を行った。図4-3の計算では後述する実効電極間ギャップ $G_e$ は33 $\mu\text{m}$ に固定し、速度整合する電極厚みを実効電極間ギャップ $G_e$ で規格化した $T_m/G_e$ 、特性インピーダンス $Z_c$ 、および $\alpha_{\text{para}}$ を $G_e$ で規格化した薄板 LiNbO<sub>3</sub> 基板の厚み $T_{\text{sub}}/G_e$ に対してプロットした。中心電極幅 $W$ は30 $\mu\text{m}$ 、低誘電率接着層の比誘電率および厚みはそれぞれ3.8および50 $\mu\text{m}$ とした。 $T_m/G_e$ 、特性インピーダンス $Z_c$ の各4本のグラフはほぼ重なっており $G_1/G_2$ にほとんど依存しないことがわかる。この結果から $G_1/G_2$ を変えることにより、プリチャープ量 $\alpha_{\text{para}}$ はおおよそ0から-0.8の間で設定できており、式(4.4.3)で示したとおり $G_1/G_2$ の値でほぼ決まることがわかる。

さらに実効電極間ギャップ $G_e$ を23、33、43 $\mu\text{m}$ としたときの $\alpha_{\text{para}}$ と変調器の半波長電圧・電極相互作用長積 $V_\pi L$ の $G_1/G_2$ 依存性を図4-4に記した。図4-4から $G_1/G_2$ を変えるにより、 $\alpha_{\text{para}}$ を0~-0.8の間で設定できること、および変調器の $V_\pi L$ は $G_1/G_2$ にほとんど依存せず、実効電極間ギャップ $G_e$ でほぼ決まることがわかる。すなわちゼロチャープとしたとき( $G_1/G_2=1$ )と同等の $V_\pi L$ を維持したまま $\alpha_{\text{para}}$ を任意に設定できる。なお変調器の $V_\pi$ は Mach-Zehnder アーム1および2の半波長電圧 $V_{\pi 1}$ 、 $V_{\pi 2}$ と以下の関係にある。

$$\frac{1}{V_\pi} = \frac{1}{V_{\pi 1}} + \frac{1}{V_{\pi 2}} \quad (4.4.4)$$

以上の議論に用いた実効電極間ギャップ $G_e$ は次式(4.4.5)で与えられる。

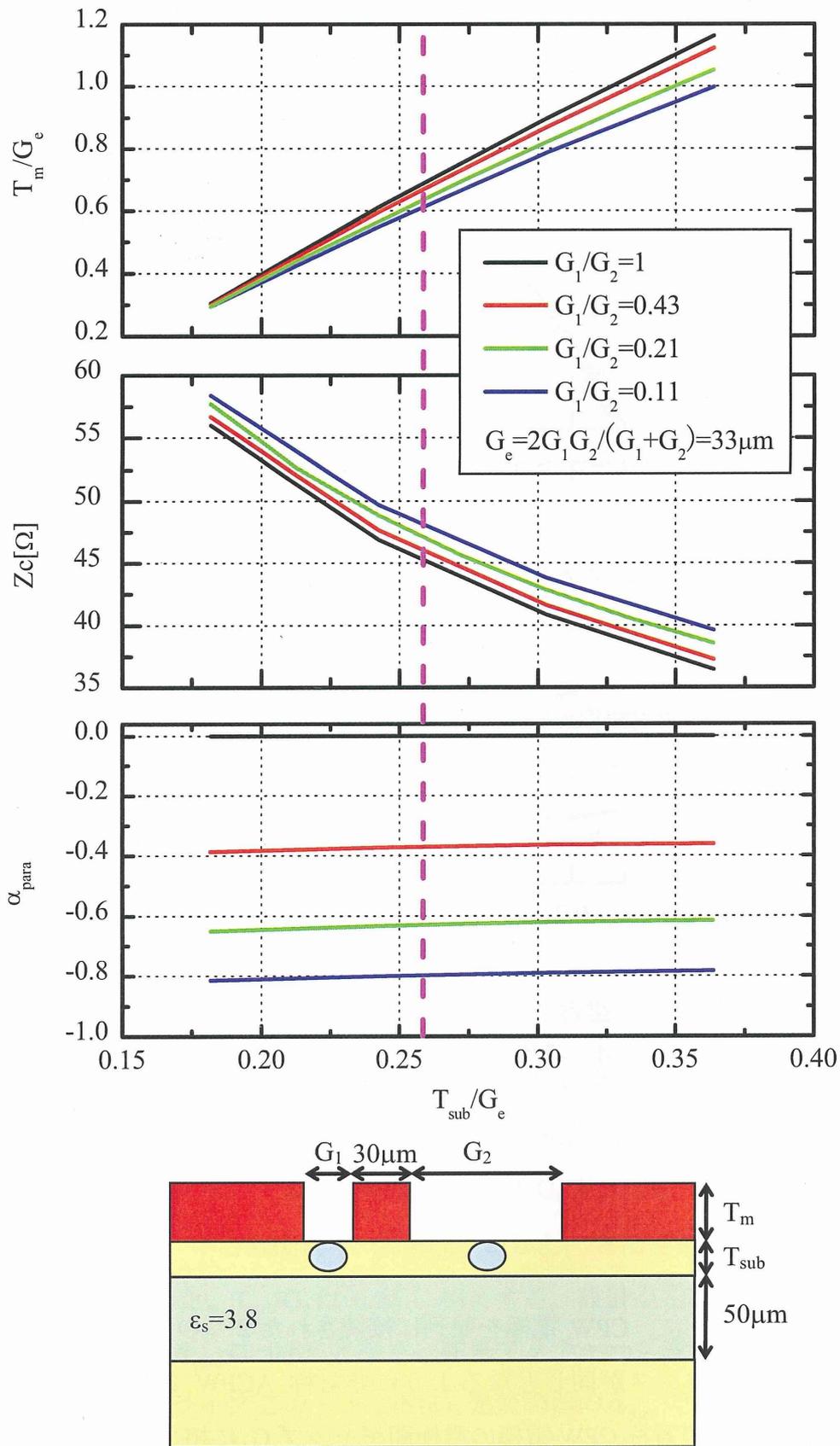


図4-3 ACPW電極を用いたプリチープ型光変調器の設計。

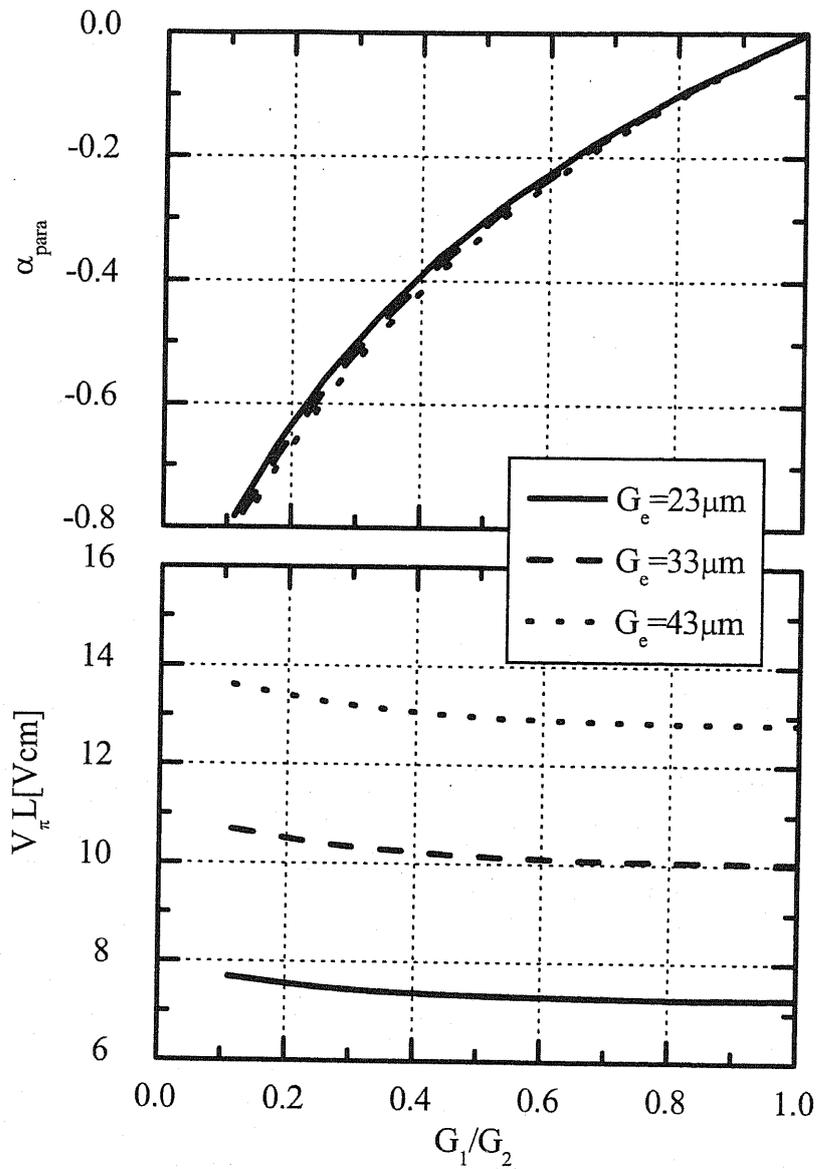


図4-4 実効ギャップ  $G_e$  依存性。

$$\frac{2}{G_e} = \frac{1}{G_1} + \frac{1}{G_2}$$

$$G_e = \frac{2G_1G_2}{G_1 + G_2} \quad (4.4.5)$$

$G_e$  は図4-5に示すように、CPW電極を並列に接続された2つの平行平板コンデンサと見なし、キャパシタンスが同じとなるように非対称ACPW電極と等価の対称CPW電極を考えたときの対称CPW電極の電極間ギャップ  $G_e$  に相当する。

なお本章では正常分散の光ファイバの分散補償を想定し、光変調器のアルファチャ

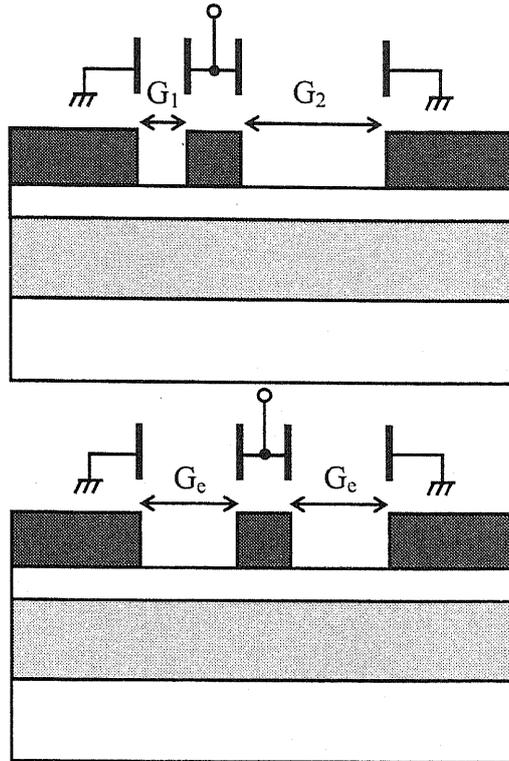


図4-5 ACPW電極の実効ギャップ  $G_{co}$

ープパラメータ  $\alpha_{para}$  は0以下のみを考える。但し光変調器の構造を変えることなくバイアス点を  $V_{\pi/2}$  から  $-V_{\pi/2}$  に変更することにより、 $\alpha$ チャープパラメータ  $\alpha_{para}$  の符号を反転することが出来る。このためバイアス点を変更することにより、異常分散の光ファイバの分散補償を行うことも可能である。

#### 4-4-3 ACPW電極を用いたプリチャープ薄板型 $\text{LiNbO}_3$ 光変調器の試作と評価

以上の検討をもとに、試作する ACPW 電極を用いたプリチャープ X カット  $\text{LiNbO}_3$  光変調器の設計を行った。図4-3で計算した構造と同じ比誘電率 3.8、厚み  $50\mu\text{m}$  の低誘電率接着層を用い、実効電極間ギャップ  $G_e$  を  $33\mu\text{m}$ 、 $G_1$ 、 $G_2$  をそれぞれ 20、 $95\mu\text{m}$  ( $G_1/G_2=0.21$ )、中心電極幅  $W$  は  $30\mu\text{m}$  とした。また薄板  $\text{LiNbO}_3$  基板の厚み  $T_{sub}$  を  $8.5\mu\text{m}$  と設定した。 $T_{sub}/G_e$  は 0.26 に相当する。設計点を図4-3上に波線で示した。図4-3から  $\alpha_{para}$  は  $-0.63$  となり、従来プリチャープ変調器として広く用いられてきたシングルドライブ Z カット  $\text{LiNbO}_3$  光変調器の  $\alpha_{para}$  である  $-0.7$  とほぼ同等のプリチャープ量が期待できることがわかる。速度整合を達成できる電極厚み  $T_m$  は  $25\mu\text{m}$

であり、相互作用電極長  $L$  を 40mm とすると半波長電圧  $V_{\pi}$  は 2.7V と低電圧動作が実現できる。

試作方法の詳細は付録 3 に示す。試作した ACPW 電極を用いたプリチャープ X カット  $\text{LiNbO}_3$  光変調器変調電極の 45MHz-50GHz における S パラメータ特性評価結果を図 4-6 に示す。測定はベクトルネットワークアナライザ(Agilent 8510C)を用いて行った。25GHz に至るまで  $S_{11}$  特性は -15dB を下回っており、 $S_{21}$  特性もスムーズである。測定した S パラメータからマイクロ波特性を計算したところ (付録 4 参照)、マイクロ波実効屈折率  $n_m=2.27$ 、特性インピーダンス  $Z_c=46\Omega$  であった。

試作した光変調器の波長  $1.55\mu\text{m}$  における光応答特性を光コンポーネントアナライザ(Agilent 86030A)を用いて測定した。結果を図 4-7 に示す。50GHz に至るまで良好な変調特性が得られ、3dB 変調帯域  $f_{BW}$  は 20GHz であった。試作した変調器のマイクロ波実効屈折率  $n_m$  が速度整合条件を達成する 2.19 より若干大きいために、速度不整合により帯域が制限されていると考えられ、マイクロ波実効屈折率  $n_m$  を 2.19 に近づけることにより、変調帯域をさらに広げることは可能である。波長  $1.55\mu\text{m}$  において測定した入出力ファイバ接続部でのカップリングロスを含んだ挿入損失、DC で駆動し測定した消光比、および半波長電圧  $V_{\pi}$  はそれぞれ 6.0dB、24dB、2.7V と良好な結果を得た。これらの結果を表 4-1 にまとめた。

パルスパターンジェネレータ(Ando AP9950)を用いて発生させた 40Gbit/s の  $2^{31}-1$  の擬似ランダム信号(Pseudo Random Bit Sequence: PRBS)を試作したプリチャープ変調器に入力し、アイパターンダイアグラムを観察した。図 4-8 に示すとおり良好なアイ開口を確認した。43.5Gbit/s の擬似ランダム信号入力時の消光比は  $2.5V_{pp}$  の入力信号振幅に対して 10.7dB であった。試作した光変調器の半波長電圧は DC で 2.7V であることから、入力信号振幅を大きくすることにより、消光比は改善すると考えられる。

試作したプリチャープ光変調器のチャープ量を光スペクトラムアナライザ(Agilent 86146B)を用いて測定したところ[15]、 $\alpha_{\text{para}} = -0.65$  を得た。この測定結果は、設計値 -0.63 と良く一致していると言え、従来の Z カット  $\text{LiNbO}_3$  シングルドライブ光変調器と同等の値である。さらに試作した光変調器を用いて波長  $1.55\mu\text{m}$  におけるノーマル光ファイバ 80km(分散量 1600ps/nm)の 10Gbit/s 伝送試験を行った結果エラーフリー伝送を確認した。これより試作変調器では設計通りのプリチャープ特性が実現されてい

ると考えられる。

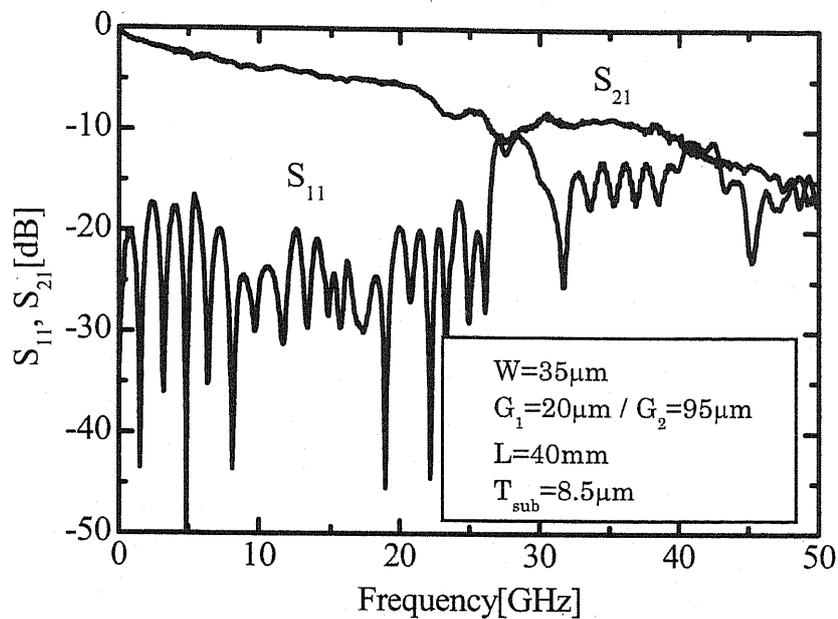


図 4-6 試作したプリチャープ変調器 ACPW 電極の S パラメータ評価結果。

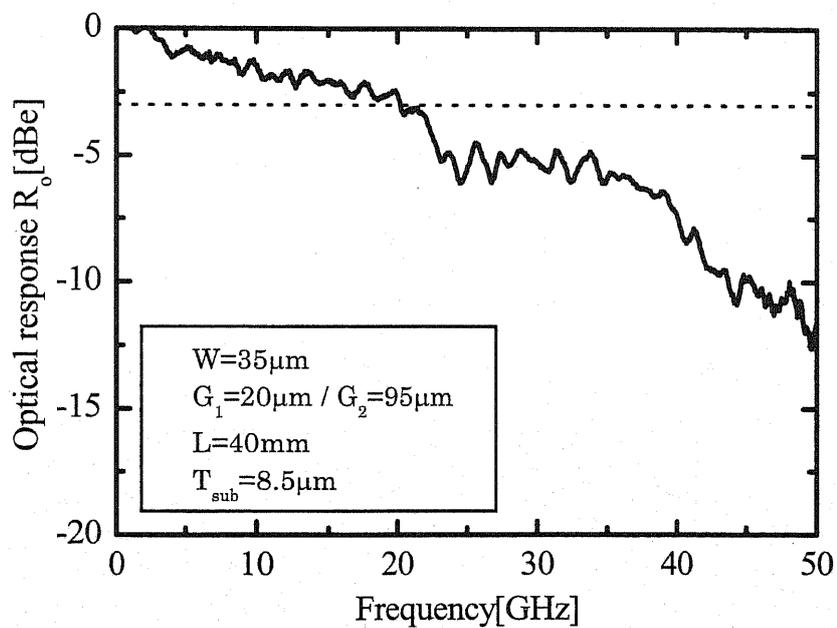


図 4-7 試作したプリチャープ変調器の光応答特性。

表 4-1 ACPW 電極を用いたプリチャープ光変調器の特性評価結果。

マイクロ波実効屈折率 $n_m$	2.27
特性インピーダンス $Z_c$	46 $\Omega$
半波長電圧 $V_{\pi L@DC}$	2.7V
3dB 変調帯域 $f_{BW}$	20GHz
消光比@DC(波長 1.55 $\mu\text{m}$ )	24dB
挿入損失(波長 1.55 $\mu\text{m}$ )	6.0dB

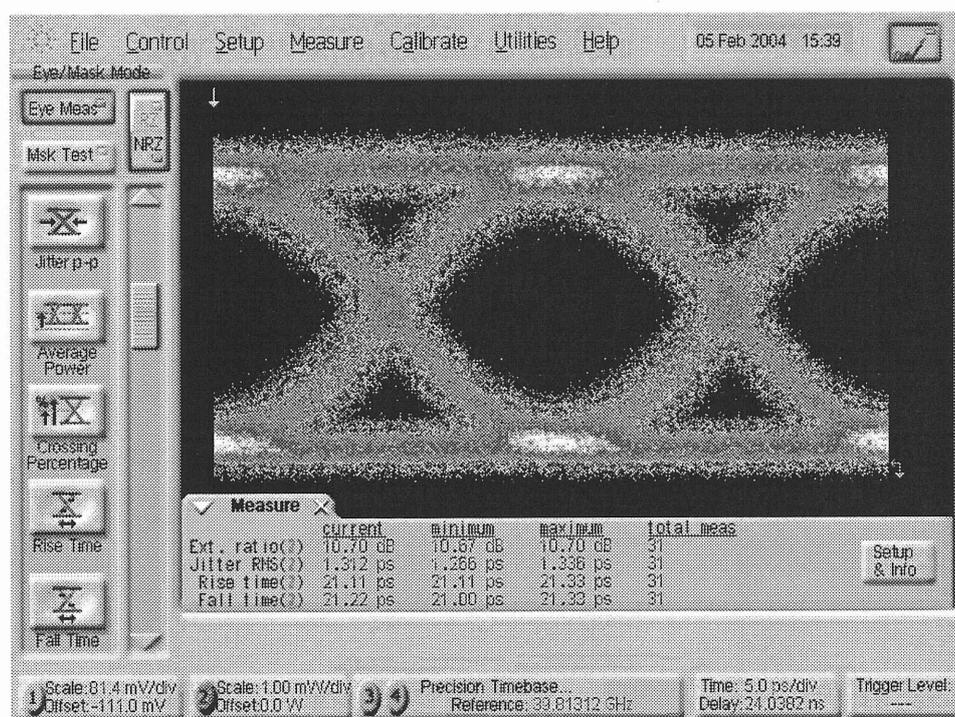


図 4-8 試作したプリチャープ変調器のアイダイアグラム (40Gbit/s  $2^{31}-1$  PRBS パターン入力)。

#### 4-5 まとめ

Xカット薄板型 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器に非対称 CPW 構造の変調電極を採用することにより、変調器の $\alpha$ チャープパラメータ  $\alpha_{para}$  を 0 から -0.8 の範囲で設定できることを、有限要素法を用いた準 TEM 波解析を用いて明らかにした。従来のプリチャープ Z カット LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の  $\alpha_{para}$  は -0.7 程度に固定されており、限られた光ファイバの分散特性及び伝送距離においてのみ分散補償が可能であったが、本章で検討した光変調器はあらゆる分散特性をもつ伝送路、及び伝送距離に対して最適なプリチャープ特性を

実現出来る。さらに準 TEM 波解析を用いて ACPW 電極を持つ光変調器を設計した。設計した光変調器の 2 つの電極間ギャップ  $G_1$ 、 $G_2$  はそれぞれ 20、95 $\mu\text{m}$  であり、 $\alpha_{\text{para}}=-0.63$  である。

設計した光変調器を試作した結果、3dB 変調帯域  $f_{\text{BW}}=20\text{GHz}$  であった。測定可能な 50GHz までなだらかな光応答特性を示しており、変調可能周波数は 50GHz 以上である。また、光挿入損失 6.0dB、消光比 24dB、DC における半波長電圧  $V_{\pi}=2.7\text{V}$  と良好な結果を確認した。試作した光変調器を用いて  $2^{31}-1$  PRBS 信号を入力して変調アイダイアグラムを観察したところ良好なアイ開口を確認することができた。試作した光変調器は  $\alpha_{\text{para}}=-0.65$  であり、波長 1.55 $\mu\text{m}$  でノーマルファイバ 80km の 10Gbit/s エラーフリー伝送を確認した。設計通りのプリチャープ特性が実現されていると考えられる。

## 参考文献

- [1] N. Henmi, T. Saito, and T. Ishida, "Prechirp technique as a linear dispersion compensation for ultrahigh-speed long-span intensity modulation directed detection optical communication systems," J. of Lightw. Technol., vol. 12, no. 10, pp. 1706-1719, Oct. 1994.
- [2] N. Courjal, H. Porte, A. Martinez, and J. -P. Goedgebuer, "LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder modulator with chirp adjusted by ferroelectric domain inversion," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 14, no. 11, pp. 1509-1511, Nov. 2002.
- [3] G. Ghislotti, S. Balsamo, and P. Bravetti, "Single-drive Mach-Zehnder modulator with widely DC tunable chirp," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 15, no. 11, pp. 1534-1536, Nov. 2003.
- [4] B. Bakhshi and P. A. Andrekson, "Pulse chirp control in an actively modelocked fiber laser using a dual-drive variable-chirp modulator," in Proc. OFC '00, vol. 3, pp. 172-174, Mar. 2000.
- [5] P. Jiang and A. C. O'Donnell, "LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder modulators with fixed negative chirp," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 8, no. 10, pp. 1319-1321, Oct. 1996.

- [6] A. H. Gnauck, S. K. Korotky, J. J. Veselka, J. Nagel, C. T. Kemmerer, W. J. Minford, and D. T. Moser, "Dispersion penalty reduction using an optical modulator with adjustable chirp," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 3, no. 10, pp. 916-918, Oct. 1991.
- [7] A. Djupsjöbacka, "Residual chirp in integrated-optic modulators," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 4, no. 1, pp. 41-43, Jan. 1992.
- [8] T. Saito, N. Henmi, S. Fujita, M. Yamaguchi, and M. Shikada, "Prechirp technique for dispersion compensation for a high-speed long-span transmission," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 3, no. 1, pp. 74-76, Jan. 1991.
- [9] 藤咲, 高木, "10Gbit/s フルバンドチューナブル光トランスポンダ," *フジクラ技報* 第 111 号, 2006 年 10 月.
- [10] F. Koyama, and K. Iga, "Frequency chirping in external modulators," *J. of Lightw. Technol.*, vol. 6, no. 1, pp. 87-93, Jan. 1988.
- [11] H. Kim and A. Gnauck, "Chirp characteristics of dual-drive Mach-Zehnder modulator with a finite DC extinction ratio," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, no. 3, pp. 298-300, Mar. 2002.
- [12] S. Walklin, J. Conradi, "Effect of Mach-Zehnder modulator DC extinction ratio on residual chirp-induced dispersion in 10-Gb/s binary and AM-PSK duobinary lightwave systems," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, no. 10, pp. 1400-1402, Oct. 1997.
- [13] T. Kawanishi, K. Kogo, S. Oikawa, and M. Izursu, "Direct measurement of chirp parameters of high-speed Mach-Zehnder-type optical modulators," *Optics Communications*, vol. 195, pp. 399-404, 2001.
- [14] K. Aoki, J. Kondo, A. Kondo, T. Ejiri, T. Mori, Y. Mizuno, M. Imaeda, O. Mitomi, and M. Minakata, "Single-drive X-cut thin-sheet LiNbO<sub>3</sub> optical modulator with chirp adjusted using asymmetric CPW electrode," *J. of Lightw. Technol.*, vol. 24, no. 5, pp. 2233-2237, May 2006.
- [15] Agilent Technologies Application Note 1550-7, "Making time-resolved chirp measurements using the optical spectrum analyzer and digital communications analyzer."

## 第5章 折り返し構造を用いた X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器

### 5-1 まえがき

既に述べたように X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型構造を用いることにより、半波長電圧、変調電極相互作用長積  $V_{\pi}L$  が小さい低駆動電圧の光変調器を実現可能である。しかし半波長電圧  $V_{\pi}=1.8\text{V@DC}$  を実現した薄板型 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器で  $L=4.4\text{cm}$ 、従来の Z カット板を用いて  $V_{\pi}=0.9\text{V}$ (片側駆動では倍の  $1.8\text{V}$ ) を実現した低駆動電圧 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器では  $L=6\text{cm}$  という非常に長い電極相互作用長を必要とする[1]。送信器モジュールの小型化、光変調器の低コスト化、実装といった観点からはこの細長い LiNbO<sub>3</sub> 変調器チップ形状は課題となっていた。LiNbO<sub>3</sub> 光変調器チップ形状の短尺化を図るため、Z カット板では折り畳み型[2]、結晶基板の方位を問わない方法としては折り返し型変調器[3][4] が提案されている。しかし、従来の折り返し型変調器では高速変調が想定されておらず、折り返し部での光路長差と電気長差に起因するマイクロ波電気信号と被変調光の間に伝達時間差の変調帯域への影響の検討は十分ではなかった。

本章の目標は  $3\text{V}$  以下の半波長電圧  $V_{\pi}$ 、 $20\text{GHz}$  以上の  $3\text{dB}$  変調帯域  $f_{\text{BW}}$  を保ちつつ、折り返し構造によりチップ長辺方向を半分程度まで短尺化する事である。折り返し部における光導波路光路長と変調電極電気長の差  $L_d$ (詳細は後述)が変調帯域に及ぼす影響について検討を行い、 $L_d$  を短くすることが広帯域化のために重要であることを示す。次に折り返し部まで変調電極を延伸し、できる限り光導波路に沿わせて配置することにより、 $L_d$  を極力小さくした変調電極構造を提案するとともに本変調器の試作結果について述べる。さらに  $L_d=0$  とでき、完全速度整合が可能な折り返し構造の提案を行う。

薄板型光変調器の将来展開を見据えた場合、への適用展開を睨んだ場合、本章で検討する低過剰損失の光導波路折り返し構造は、次世代コヒーレント光通信システム用変調方式として期待される RZ-DQPSK 方式をはじめとして、各種変調フォーマットで必要とされる複数の変調器の 1 チップに集積化も可能とする。この観点からは折り返し構造による光導波路の過剰損失を  $1\text{dB}$  以下とする事が目標である。

## 5-2 折り返し部における光路長—電気長差 $L_d$ の変調帯域への影響

### 5-2-1 折り返し型変調器の光導波路光路長と電極電気長の差 $L_d$ について

図5-1に従来型の折り返し構造を持たない  $\text{LiNbO}_3$  光変調器(折り返し型に対して本章では長尺型と呼ぶ事にする。)および、従来検討されてきた折り返し型  $\text{LiNbO}_3$  光変調器の外観を示す。折り返し構造を用いることにより、同等の変調電極相互作用長を確保しつつ、長尺型の光変調器チップと比して長辺をほぼ半分にすることが可能である。この結果コンパクトな光変調器モジュール形状を実現すると共に、小型化による低コスト化も期待できる。

図5-2に折り返し部の拡大図を示す。従来の折り返し型光変調器では、折り返し部における光導波路の光路長  $L_o$  と高周波電極の電気長  $L_m$  の差  $L_d$  は十分に考慮されていなかった。なお  $L_o$ 、 $L_m$ 、 $L_d$  とも屈折率に物理的な長さをかけた値である。これは従来の折り返し型光変調器は 10Gbit/s を超えるような高速動作を想定しておらず、また相互作用電極長もそれほど長くなかったため、折り返し部を経る際に生じる電気信号と光信号の時間差は変調帯域にそれほど大きな影響を及ぼさなかったためと思われる。しかし光変調器の低駆動電圧動作(長い変調電極相互作用長を要する)、変調速度の高速化への要求は強く、 $L_d$  の変調帯域への影響を検討しておくことは、高性能な折り返し型光変調器を実現する上で必要不可欠である。

折り返し部における光路長と電気長の差  $L_d$  の変調特性への影響を検討するため、図5-3の様に折り返し部で円弧部と斜め伝搬部からなる光導波路形状を想定し、円弧部の曲率半径  $r_f$  を 15mm、折り返し部への入射角  $\theta_f$  を  $7.5^\circ$ 、折り返し部の入出力光導波路間のオフセット  $d_o$  を  $500\mu\text{m}$  とした。折り返し部における2つの平行な変調電極を図5-2の様に最短で結び、電気長と光路長の差に特に配慮しない構造をとる場合を考える。

折り返し部における高周波電極の電気長  $L_m$  は準 TEM 波解析を用いて求めた(付録2参照)  $\text{LiNbO}_3$  結晶 Z 軸方向伝搬時のマイクロ波実効屈折率 2.5 とオフセット  $d_o=500\mu\text{m}$  をかけた  $1.25\text{mm}$  である。一方、折り返し部における光導波路光路長  $L_o$  は光導波路の実効群屈折率 2.19 に光導波路長  $5.79\text{mm}$  をかけた  $12.68\text{mm}$  に達する。このため  $L_d$  は  $11.4\text{mm}$  となり、 $L_d$  によって光信号と電気信号の間に到達時間差が生じ、

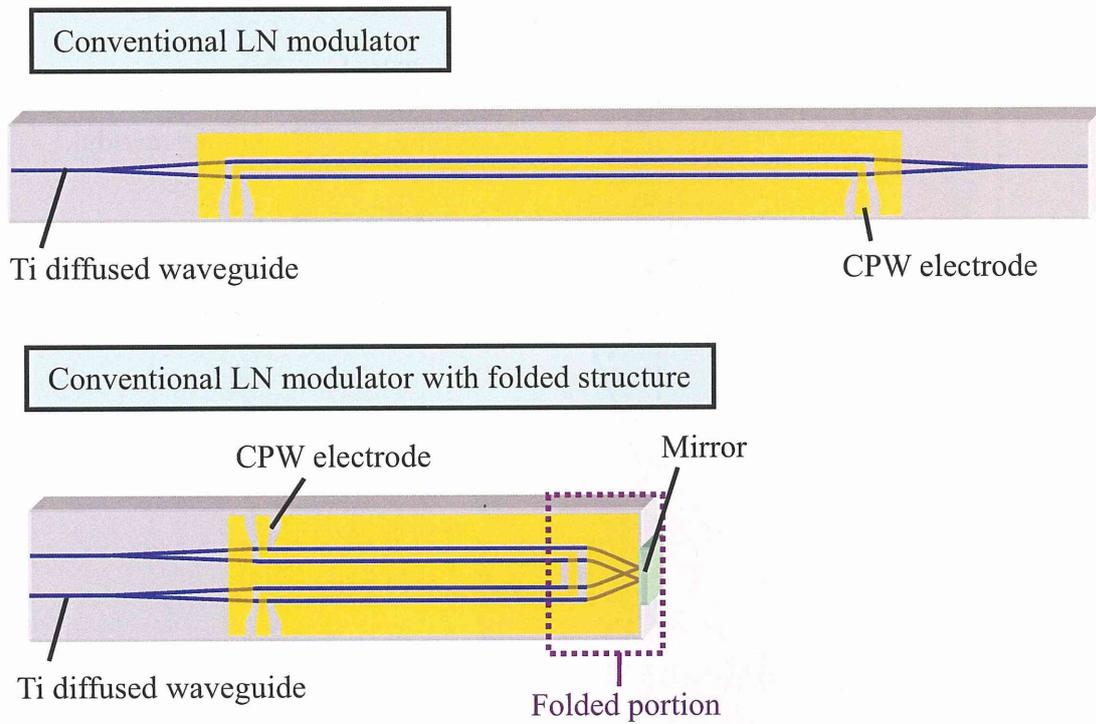


図 5 - 1 折り返し型構造による LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の短尺化。

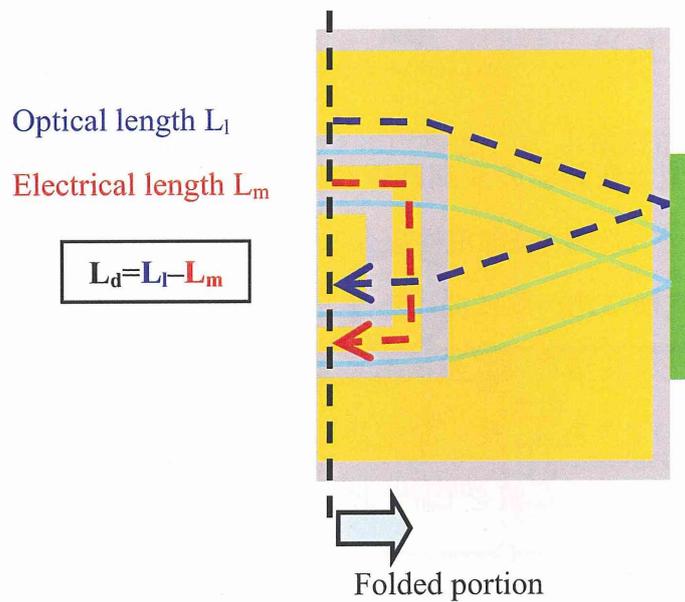


図 5 - 2 折り返し型光変調器折り返し部での光路長—電気長のミスマッチ。

変調帯域を抑制する事が予想できる。

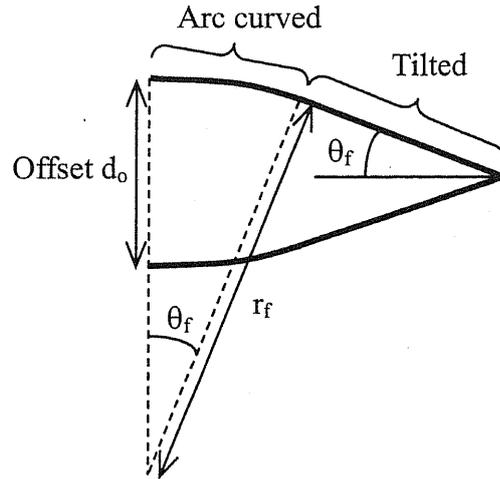


図 5-3 折り返し部における光導波路の形状。

### 5-2-2 $L_d$ による変調帯域への影響の考察

$L_d$ による変調帯域への影響を考察するため、折り返し型光変調器の高周波電極を分布定数線路を縦続接続したものとして扱い、光応答特性を計算する。検討において図 5-4 で示したとおり、折り返し点に対して完全に対称の構造を想定し、2つの変調電極相互作用長  $L_1$ 、 $L_2$  は

$$L_1 = L_2 \quad (5.2.1)$$

とした。折り返し型光変調器の変調電極は相互作用部 1 と相互作用部 2 が相互作用(変調)をしない長さ  $L_c$  の接続部電極を介して縦続接続されたとみなせる。一方、接続部の光導波路は電極に比べ急に曲げることが出来ないため、折り返し部において光導波路光路長  $L_l$ (=光導波路実効群屈折率×光導波路長)は電極電気長  $L_m$ (=マイクロ波実効屈折率×電極長)よりも  $L_d$ 長くなるとした。さらに式(5.2.2)の通り、 $L_d$ を光導波路の実効群屈折率  $n_o$  で割った値を  $L_{d0}$  とおく。

$$L_{d0} = \frac{L_d}{n_o} \quad (5.2.2)$$

この折り返し型光変調器の光変調動作概念図を図 5-5 に示す。

図 5-5 の変調電極の等価回路を考えるに辺り、相互作用部 1 および 2 の CPW 電極構造は同一であるとする。一方、接続部電極は  $\text{LiNbO}_3$  結晶 Z 軸に平行な伝搬方向となり、結晶の異方性から Y 軸方向に平行となる相互作用部とマイクロ波特性は異なる。

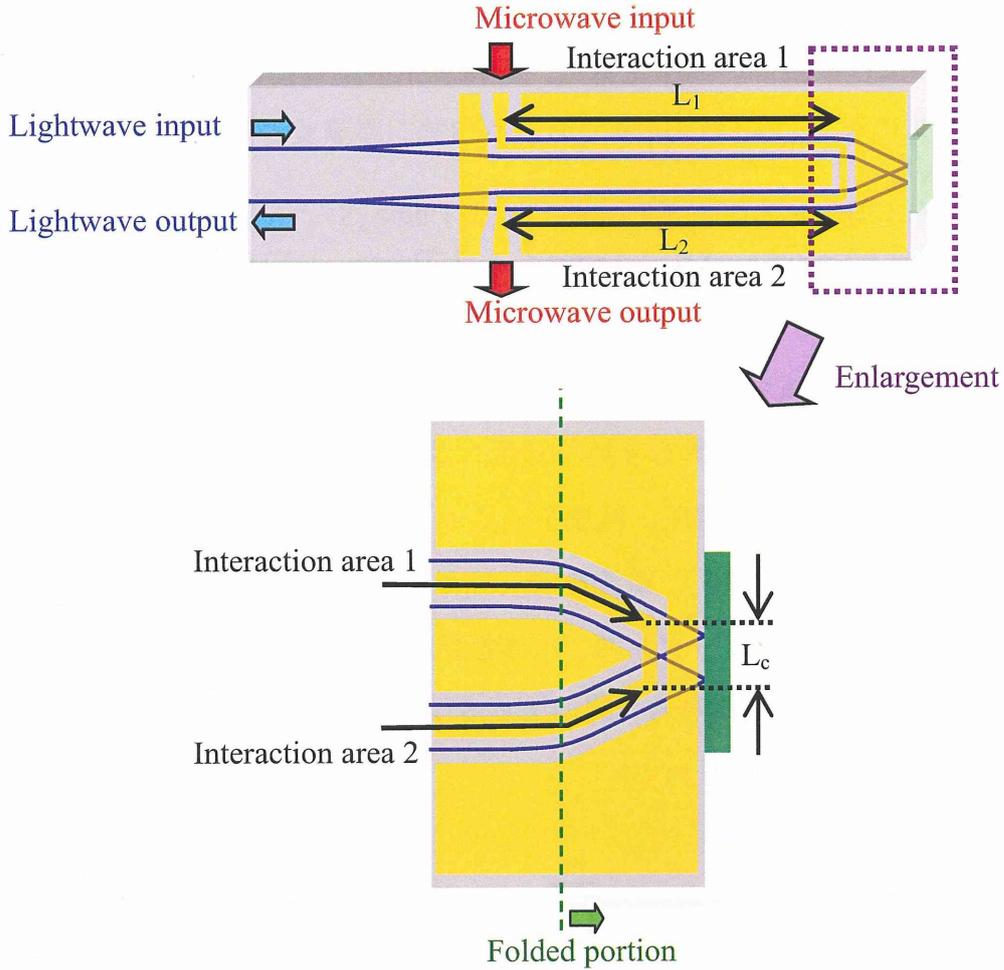


図 5 - 4 折り返し型光変調器の相互作用長  $L_1$ 、 $L_2$  と接続部電極長  $L_c$ 。

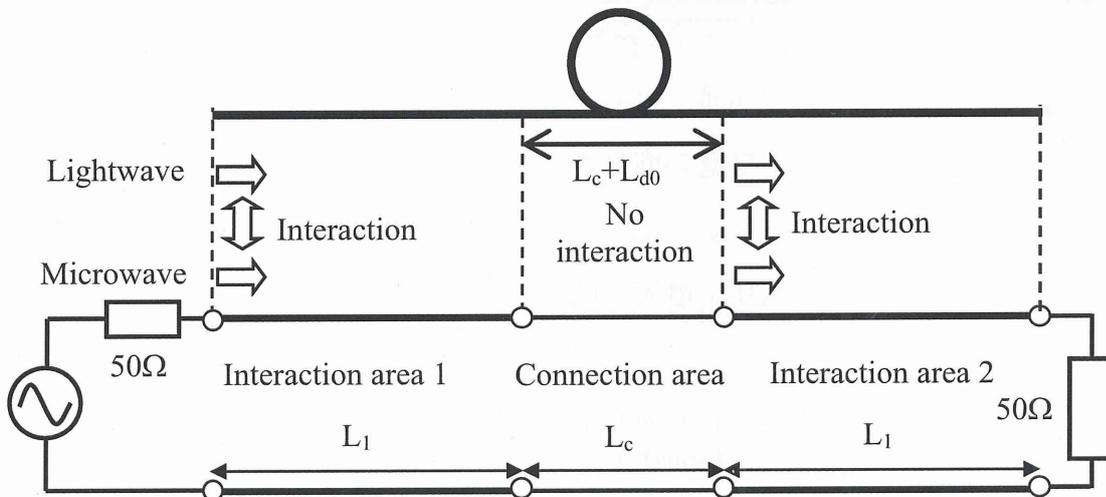


図 5 - 5 折り返し型光変調器の光変調動作概念図。

る。相互作用部および接続部の減衰定数を  $\alpha_1$ 、 $\alpha_c$ 、マイクロ波実効屈折率を  $n_1$ 、 $n_c$ 、

特性インピーダンスを  $Z_1$ 、 $Z_c$  とした。

相互作用部および接続部の伝搬定数  $\Gamma_1$ 、 $\Gamma_c$  は以下のようになる。

$$\Gamma_1 = \alpha_1 \sqrt{f_m} + j \frac{2\pi n_1 f_m}{c} \quad (5.2.3)$$

$$\Gamma_c = \alpha_c \sqrt{f_m} + j \frac{2\pi n_c f_m}{c} \quad (5.2.4)$$

ここで伝搬定数のうち減衰を表す項は表皮効果に伴う伝搬ロスを想定し、マイクロ波信号周波数  $f_m$  の 0.5 乗に比例すると見なした。さらに、図 5-6 に示したとおり、送電端(相互作用部 1 開始点)の電圧、電流を  $v_{11}$ 、 $i_{11}$ 、接続部開始点の電圧、電流を  $v_{12}$ 、 $i_{12}$ 、相互作用部 2 開始点の電圧、電流を  $v_{13}$ 、 $i_{13}$ 、受電端(終端抵抗接続部)の電圧、電流を  $v_o$ 、 $i_o$ 、信号源のインピーダンス、終端抵抗をそれぞれ  $Z_{Ri}$ 、 $Z_{Ro}$ 、信号源の振幅電圧を  $v_g$ 、送電端から受電端をみたインピーダンスを  $Z_{11}$ 、接続部開始点から受電端をみたインピーダンスを  $Z_{12}$  とおく。

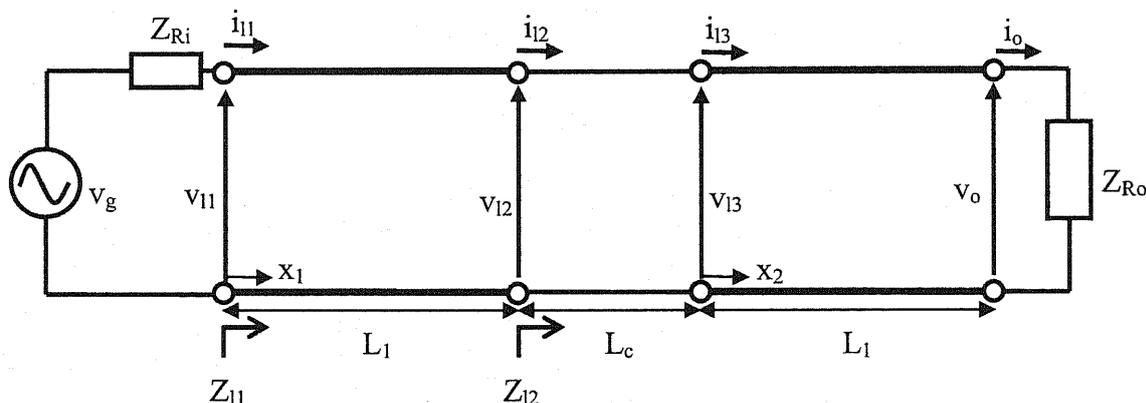


図 5-6 折り返し型光変調器変調電極の等価回路。

送電端と受電端における電圧、電流の関係は、分布定数線路の四端子行列を用いて以下のように書ける。

$$\begin{pmatrix} v_{11} \\ i_{11} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(\Gamma_1 L_1) & Z_1 \sinh(\Gamma_1 L_1) \\ \sinh(\Gamma_1 L_1)/Z_1 & \cosh(\Gamma_1 L_1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cosh(\Gamma_c L_c) & Z_c \sinh(\Gamma_c L_c) \\ \sinh(\Gamma_c L_c)/Z_c & \cosh(\Gamma_c L_c) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cosh(\Gamma_1 L_1) & Z_1 \sinh(\Gamma_1 L_1) \\ \sinh(\Gamma_1 L_1)/Z_1 & \cosh(\Gamma_1 L_1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_o \\ i_o \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_o \\ i_o \end{pmatrix} \quad (5.2.5)$$

ここで、相互作用部 1、接続部、相互作用部 2 を通した全体の四端子行列の成分を  $a$ 、 $b$ 、 $c$ 、 $d$  とおいた。式(5.2.5)から以下の関係が導かれる。

$$v_{11} = \left( a + \frac{b}{Z_{R0}} \right) v_0 \quad (5.2.6)$$

同様にして接続部開始点と受電端における電圧、電流の関係は以下のようになる。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} v_{12} \\ i_{12} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cosh(\Gamma_c L_c) & Z_c \sinh(\Gamma_c L_c) \\ \sinh(\Gamma_c L_c)/Z_c & \cosh(\Gamma_c L_c) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cosh(\Gamma_1 L_1) & Z_1 \sinh(\Gamma_1 L_1) \\ \sinh(\Gamma_1 L_1)/Z_1 & \cosh(\Gamma_1 L_1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_0 \\ i_0 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} e & f \\ g & h \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_0 \\ i_0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5.2.7)$$

ここで接続部、相互作用部 2 を通した全体の四端子行列の成分を  $e, f, g, h$  とおいた。式(5.2.7)から以下の関係が導かれる。

$$v_{12} = \left( e + \frac{f}{Z_{R0}} \right) v_0 \quad (5.2.8)$$

給電端においてキルヒホッフの法則から以下の関係が成り立つ。

$$v_{11} = \frac{Z_{11} v_g}{Z_{Ri} + Z_{11}} \quad (5.2.9)$$

式(5.2.6)と(5.2.9)を連立すると以下が得られる。

$$v_0 = \frac{Z_{11} v_g}{\left( a + \frac{b}{Z_{R0}} \right) (Z_{Ri} + Z_{11})} \quad (5.2.10)$$

相互作用部 1 および 2 の開始点からそれぞれ座標  $x_1, x_2$  をとり、 $x_1, x_2$  における電圧をそれぞれ  $v_1(x_1), v_2(x_2)$  とおく。相互作用部 1 は分布定数回路と見なせるため、 $v_1(x_1)$  は分布定数線路のパラメータを用いて以下のように表せる。

$$\begin{aligned} v_1(x_1) &= v_{12} \cosh\{\Gamma_1(L_1 - x_1)\} + Z_1 i_{12} \sinh\{\Gamma_1(L_1 - x_1)\} \\ &= \left( \cosh\{\Gamma_1(L_1 - x_1)\} + \frac{Z_1}{Z_{12}} \sinh\{\Gamma_1(L_1 - x_1)\} \right) v_{12} \end{aligned} \quad (5.2.11)$$

式(5.2.7)(5.2.9)を代入すると以下のようになる。

$$v_1(x_1) = \frac{\left( \cosh\{\Gamma_1(L_1 - x_1)\} + \frac{Z_1}{Z_{12}} \sinh\{\Gamma_1(L_1 - x_1)\} \right) \left( e + \frac{f}{Z_{R0}} \right) Z_{11} v_g}{\left( a + \frac{b}{Z_{R0}} \right) (Z_{Ri} + Z_{11})} \quad (5.2.12)$$

同様に  $v_2(x_2)$  も

$$\begin{aligned} v_2(x_2) &= v_o \cosh\{\Gamma_1(L_1 - x_2)\} + Z_{1i} i_o \sinh\{\Gamma_1(L_1 - x_2)\} \\ &= \left( \cosh\{\Gamma_1(L_1 - x_2)\} + \frac{Z_1}{Z_{R0}} \sinh\{\Gamma_1(L_1 - x_2)\} \right) v_o \end{aligned} \quad (5.2.13)$$

式(5.2.9)を代入すると

$$v_2(x_2) = \frac{\left( \cosh\{\Gamma_1(L_1 - x_2)\} + \frac{Z_1}{Z_{R0}} \sinh\{\Gamma_1(L_1 - x_2)\} \right) Z_{11} v_g}{\left( a + \frac{b}{Z_{R0}} \right) (Z_{Ri} + Z_{11})} \quad (5.2.14)$$

式(5.2.5)(5.2.7)から  $Z_{11}$ 、 $Z_{12}$  は以下のようになる。

$$Z_{11} = \frac{v_{11}}{i_{11}} = \frac{aZ_{R0} + b}{cZ_{R0} + d} \quad (5.2.15)$$

$$Z_{12} = \frac{v_{12}}{i_{12}} = \frac{eZ_{R0} + f}{gZ_{R0} + h} \quad (5.2.16)$$

$v_1(x_1)$  について、時間項を考えた  $\tilde{v}_1(x, t)$  はマイクロ波信号の角振動数を  $\omega_m$  とすると、式(5.2.12)を用いて以下のようになる。

$$\begin{aligned} \tilde{v}_1(x_1, t) &= e^{j\omega_m t} v_1(x_1) \\ &= A e^{j\omega_m t} \left\{ \frac{e^{\Gamma_1(L_1 - x_1)} + e^{-\Gamma_1(L_1 - x_1)}}{2} + \frac{Z_1}{Z_{12}} \frac{e^{\Gamma_1(L_1 - x_1)} - e^{-\Gamma_1(L_1 - x_1)}}{2} \right\} \\ &= A e^{j\omega_m t} \left\{ \frac{e^{\Gamma_1(L_1 - x_1)}}{2} \left( 1 + \frac{Z_1}{Z_{12}} \right) + \frac{e^{-\Gamma_1(L_1 - x_1)}}{2} \left( 1 - \frac{Z_1}{Z_{12}} \right) \right\} \end{aligned} \quad (5.2.17)$$

ここで

$$A = \frac{\left( e + \frac{f}{Z_{R0}} \right) Z_{11} v_g}{\left( a + \frac{b}{Z_{R0}} \right) (Z_{Ri} + Z_{11})} \quad (5.2.18)$$

とおいた。同様に  $v_2(x_2)$  について、時間項を考えた  $\tilde{v}_2(x_2, t)$  は式(5.2.13)から以下のようになる。

$$\begin{aligned}\tilde{v}_2(x_2, t) &= e^{j\omega_m t} v_2(x_2) \\ &= B e^{j\omega_m t} \left\{ \frac{e^{\Gamma_1(L_1-x_2)}}{2} \left( 1 + \frac{Z_1}{Z_{R0}} \right) + \frac{e^{-\Gamma_1(L_1-x_2)}}{2} \left( 1 - \frac{Z_1}{Z_{R0}} \right) \right\}\end{aligned}\quad (5.2.19)$$

但し

$$B = \frac{Z_{11} v_g}{\left( a + \frac{b}{Z_{R0}} \right) (Z_{Ri} + Z_{11})} \quad (5.2.20)$$

である。

次に被変調光が相互作用部 1、相互作用部 2 を伝搬する際に感じる変調電圧について考える。被変調光が相互作用部開始点から相互作用部 1 の位置  $x_1$  に到達するのにかかる時間  $\Delta t_1$  は以下のように書ける。

$$\Delta t_1 = \frac{n_0 x_1}{c} \quad (5.2.21)$$

但し  $c$  は真空中の光速、 $n_0$  はチタン拡散導波路の実効群屈折率である。 $\omega$  を光の角振動数として、光の伝搬定数  $\gamma_0$  を

$$\gamma_0 = \frac{j\omega n_0}{c} \quad (5.2.22)$$

とおくと、被変調光が位置  $x_1$  に到達したときに受ける変調電圧  $V_1$  は式(5.2.17)から以下のようなになる。

$$\begin{aligned}V_1(x_1, t) &= \tilde{v}_1(x_1, t + \Delta t_1) \\ &= A e^{j\omega_m t} e^{\frac{j\omega n_0 x_1}{c}} \left\{ \frac{e^{\Gamma_1(L_1-x_1)}}{2} \left( 1 + \frac{Z_1}{Z_{12}} \right) + \frac{e^{-\Gamma_1(L_1-x_1)}}{2} \left( 1 - \frac{Z_1}{Z_{12}} \right) \right\} \\ &= \frac{A e^{j\omega_m t}}{2} \left\{ e^{\Gamma_1 L_1} \left( 1 + \frac{Z_1}{Z_{12}} \right) e^{(\gamma_0 - \Gamma_1)x_1} + e^{-\Gamma_1 L_1} \left( 1 - \frac{Z_1}{Z_{12}} \right) e^{(\gamma_0 + \Gamma_1)x_1} \right\}\end{aligned}\quad (5.2.23)$$

次に相互作用部 2 の位置  $x_2$  において被変調光が感じる変調電圧を考える。折り返し部における光導波路の長さを  $L_f (= L_c + L_{d0})$  とおくと、相互作用部 1 開始端から位置  $x_2$  に到達するのにかかる時間  $\Delta t_2$  は

$$\Delta t_2 = \frac{n_0 (L_1 + L_f + x_2)}{c} \quad (5.2.24)$$

である。被変調光が位置  $x_2$  に到達したときに受ける変調電圧  $V_2$  は式(5.2.19)から以下のようになる。

$$\begin{aligned}
 V_2(x_2, t) &= \tilde{v}_{x_2}(x_2, t + \Delta t_2) \\
 &= \frac{B e^{j\omega_m t} e^{\gamma_0(L_1+L_2)}}{2} \left\{ e^{\Gamma_1 L_1} \left( 1 + \frac{Z_1}{Z_{R0}} \right) e^{(\gamma_0 - \Gamma_1)x_2} + e^{-\Gamma_1 L_1} \left( 1 - \frac{Z_1}{Z_{R0}} \right) e^{(\gamma_0 + \Gamma_1)x_2} \right\}
 \end{aligned}
 \tag{5.2.25}$$

以上から被変調光が相互作用部 1 および 2 を伝搬する間に感じる実効変調電圧  $V_m$  は以下のようになる。

$$\begin{aligned}
 V_m &= \frac{1}{2L_1} \left( \int_0^{L_1} V_1(x_1, t) dx_1 + \int_0^{L_1} V_2(x_2, t) dx_2 \right) \\
 &= \frac{1}{2L_1} \left[ \frac{A e^{j\omega_m t}}{2} \left\{ \frac{\left( 1 + \frac{Z_1}{Z_{12}} \right) \left( e^{\gamma_0 L_1} - e^{\Gamma_1 L_1} \right)}{\gamma_0 - \Gamma_1} + \frac{\left( 1 - \frac{Z_1}{Z_{12}} \right) \left( e^{\gamma_0 L_1} - e^{-\Gamma_1 L_1} \right)}{\gamma_0 + \Gamma_1} \right\} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{B e^{j\omega_m t} e^{\gamma_0(L_1+L_2)}}{2} \left\{ \frac{\left( 1 + \frac{Z_1}{Z_{R0}} \right) \left( e^{\gamma_0 L_1} - e^{\Gamma_1 L_1} \right)}{\gamma_0 - \Gamma_1} + \frac{\left( 1 - \frac{Z_1}{Z_{R0}} \right) \left( e^{\gamma_0 L_1} - e^{-\Gamma_1 L_1} \right)}{\gamma_0 + \Gamma_1} \right\} \right]
 \end{aligned}
 \tag{5.2.26}$$

変調光のパワー  $P_m$  は以下のようになる(付録 4 参照)[5][6]。

$$P_m(f_m) = C \cdot (\sin 2u \cdot J_1(\Theta(f_m)))^2
 \tag{5.2.27}$$

ここで  $C$  は定数であり、バイアス点の位相  $u$  は

$$u = \frac{\pi V_b}{2V_\pi}
 \tag{5.2.28}$$

である。 $V_\pi$  は光変調器の半波長電圧、 $V_b$  はバイアス電圧である。通常の強度変調動作では  $V_b = \pm V_\pi/2$  に設定され、 $u = \pm \pi/4$  (複号同順) となる。また、 $J_1$  は第一種ベッセル関数を表し、

$$\Theta(f) = \frac{\pi V_m(f_m)}{2V_\pi}
 \tag{5.2.29}$$

である。以上から式(5.2.27)から得られる  $P_m(f_m)$  をマイクロ波信号周波数  $f_m$  に対して計算することにより、光変調器の光応答特性が得られ、3dB 光変調帯域  $f_{BW}$  を求めることが出来る。光変調器の変調度  $m$  は以下の式で表せる。

$$m = \frac{V_a}{|V_b|} = \frac{2V_a}{V_\pi} \quad (5.2.30)$$

ここで、 $V_a$  は変調入力電圧の振幅である。本計算では小信号入力と見なせる  $m=0.01$  に固定し、変調動作カーブは線形と見なせる。なお、小信号動作時の光応答特性については付録 6 に詳細を記した。

計算において光導波路の実効群屈折率  $n_0$  は第 2 章の検討をふまえて 2.19 とした。また相互作用部 1 および 2 の長さ  $L_1$ 、 $L_2$  はいずれも 17.5mm とした。折り返し部において光導波路光路長と電極電気長に差  $L_d$  が存在する( $L_d > 0$ )と、折り返し部を伝搬するのに要する時間は電気信号より光信号の方が長くなる。結果として相互作用部のマイクロ波実効屈折率が光導波路の実効群屈折率  $n_0=2.19$  よりも大きな値とした方が、折り返し部における光信号に対する電気信号の進みを補償でき、擬似速度整合を達成できるため 3dB 変調帯域は広がる。 $L_d$  を変化させた時、3dB 変調帯域が最大となるマイクロ波実効屈折率  $n_m$  を図 5-7 に示した。 $L_d=0$  では  $n_m$  が光導波路の実効群屈折率と等しい 2.19 で 3dB 変調帯域は最大となるが、 $L_d$  が増加するにつれて 3dB 変調帯域が最大となる  $n_m$  も増加することがわかる。マイクロ波実効屈折率  $n_m$  が擬似速度整合を達成する値に設定された時の 3dB 変調帯域  $f_{BW}$  の  $L_d$  依存性についても図 5-7 に示した。計算は電極伝搬損失  $\alpha$  と変調電極の特性インピーダンス  $Z_c$  について、

- 1)  $\alpha=0$  で  $Z_c=50\Omega$  の理想的な場合
- 2)  $\alpha=0$  で  $Z_c=40\Omega$  の場合
- 3)  $\alpha$  が典型的な実験値  $0.25\text{dB/cm/GHz}^{0.5}$  で  $Z_c=50\Omega$  の場合
- 4)  $\alpha$  が典型的な実験値  $0.25\text{dB/cm/GHz}^{0.5}$  で  $Z_c=40\Omega$  の場合

の 4 つのケースについて示した。この結果から  $L_d$  によって 3dB 変調帯域が大きく制限され、広い変調帯域を実現するには折り返し部における光路長と電気長の差  $L_d$  を小さくすることが重要であることがわかる。

5-2-1 で述べたように円弧部の曲率半径  $r_f$  を 15mm、折り返し部への入射角  $\theta_f$

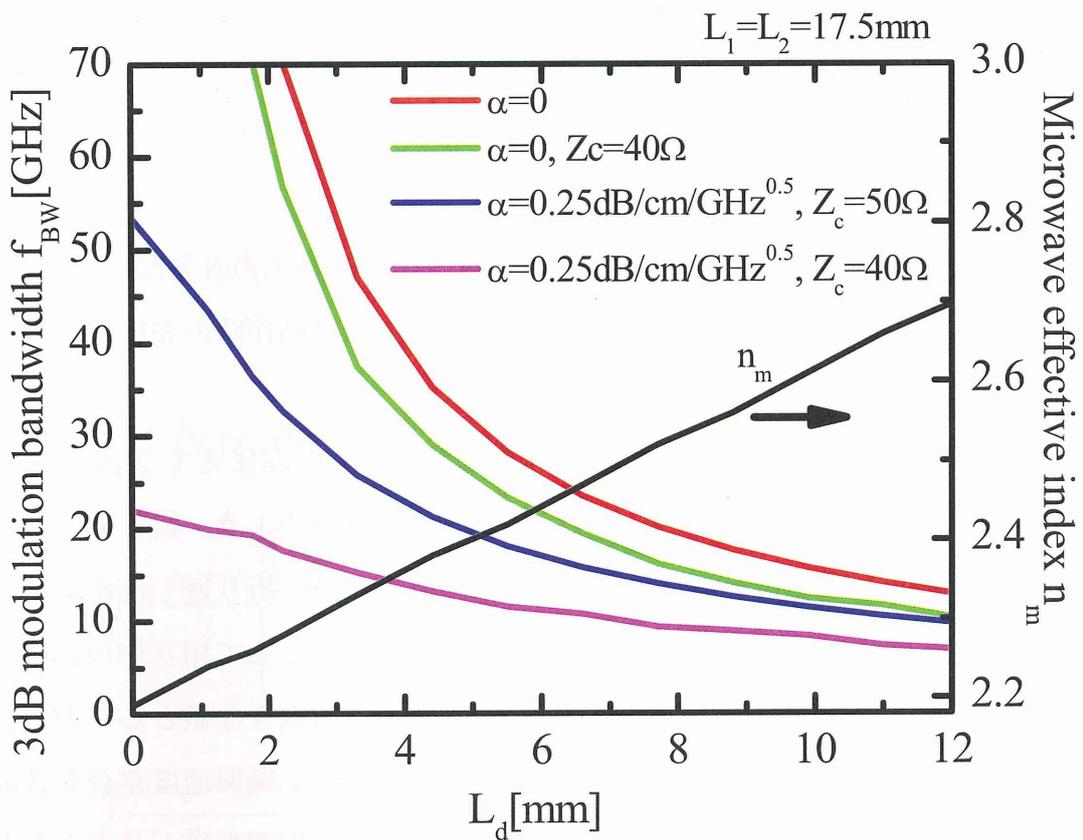


図5-7 折り返し型光変調器 3dB 変調帯域の  $L_d$  依存性

(但し  $n_m$  は擬似速度整合が達成され 3dB 変調帯域  $f_{BW}$  が最大となる値)。

を  $7.5^\circ$ 、折り返し部の入出力光導波路間のオフセット  $d_0$  を  $0.5\text{mm}$  とし、折り返し部で電極を最短距離で結ぶと、 $L_d$  は  $11.4\text{mm}$  に達する。典型的なマイクロ波特性実験値である電極伝搬損失  $0.25\text{dB/cm/GHz}^{0.5}$ 、特性インピーダンス  $40\Omega$  を想定すると、図5-7 から 3dB 変調帯域は  $7\text{GHz}$  程度にとどまり、高速変調動作は期待できないことがわかる。

### 5-3 $L_d$ の短縮を図った折り返し構造を有する光変調器

#### 5-3-1 $L_d$ の短縮を図った折り返し構造の提案

5-2-2における検討から、折り返し部において最短距離で電極を結んだ構造では、 $L_d$ が長くなり、高速変調動作は期待できないことを明らかにした。本課題を解決するため、図5-8に  $L_d$ 短縮を図った折り返し構造を提案する。変調電極を折り返し部における光導波路円弧部および斜め(直線)伝搬部まで延長し、変調電極を最大限光導波路に沿って配置した構造となっている。本構造をとることにより、 $L_d$ を短くできるため変調帯域が広がると共に、相互作用電極長が長くとれるため半波長電圧  $V_\pi$ を小さくできるメリットがある。

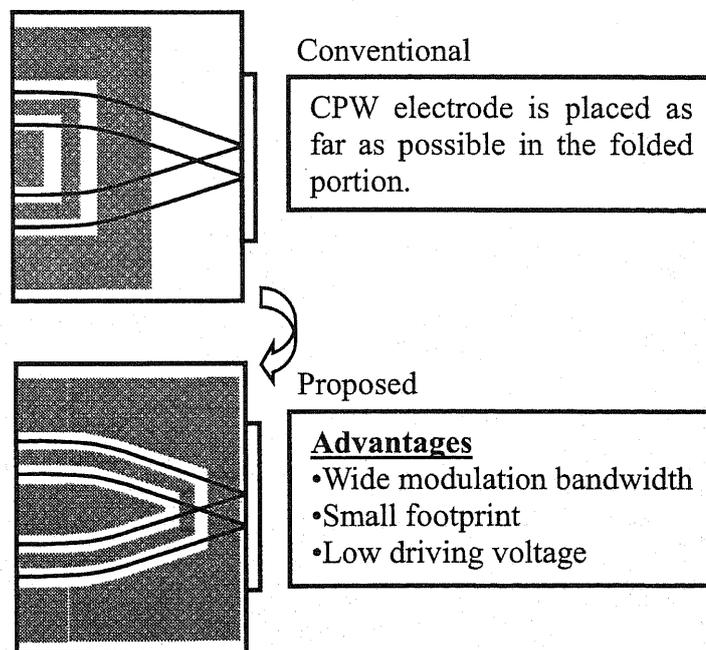
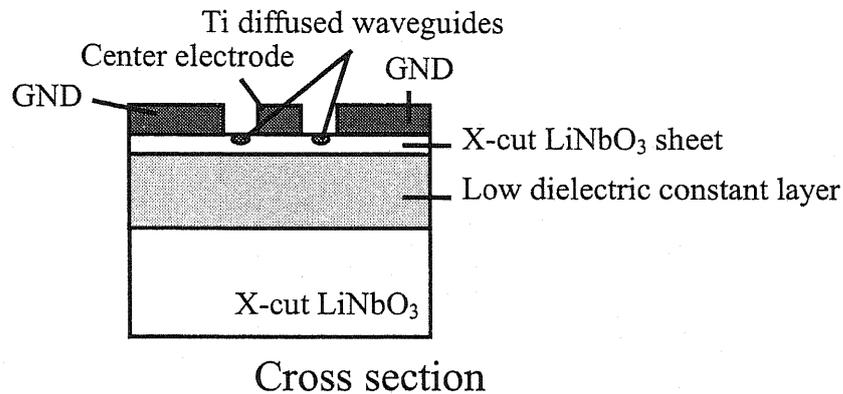


図5-8 折り返し部に変調電極を延伸し、 $L_d$ の短縮を図った折り返し構造。

### 5-3-2 Xカット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器の折り返し構造の設計

図5-3に示した折り返し部における折り返し角 $\theta_f$ は十分に小さく、円弧部および斜め(直線)部に形成された変調電極のマイクロ波特性、電気光学効果の大きさは伝搬角が結晶 Y 方向と平行な通常の相互作用部と同一の特性であると見なせる図5-9のように折り返し構造では2つのチタン拡散光導波路がX形に交差する。交差部の挿入損失とクロストークを広角ビーム伝搬法を用いたシミュレーションで見積もったところ[8]、折り返し角 $\theta_f$ は $7.5^\circ$ でそれぞれ0.3dB、-50dB以下を確認した。また同様に円弧曲げ部での過剰損失を見積もったところ、曲げ半径 $r_f$ が15mmの時0.1dB/ $5^\circ$ という十分に低い値を得た。円弧部で曲げによる過剰損失を低減するために、相対的に太い $8\mu\text{m}$ の幅のチタンストライプを設定した。なお相互作用部、Y分岐部などシングルモード性が求められる場所ではチタンストライプ幅5ミクロンである。以上の結果から、折り返し角 $\theta_f$ は $7.5^\circ$ 、円弧部曲げ半径は15mmとした。また相互作用部1および2のオフセット $d_o$ は0.5mmとした。これらは先に検討した従来の $L_d$ 短縮を意識しない折り返し型光変調器と同じ値である。設計した折り返し部の光導波路構造を図5-10に示す。

設計した折り返し部の電極構造を図5-11に示す。折り返し部でマイクロ波特性が劣化しないように折り返し部外周側GND幅を $240\mu\text{m}$ と十分に保った。この時、折り返し部の接続部電極は折り返し端から $371\mu\text{m}$ のところに位置し、 $L_d$ は1.75mmである。

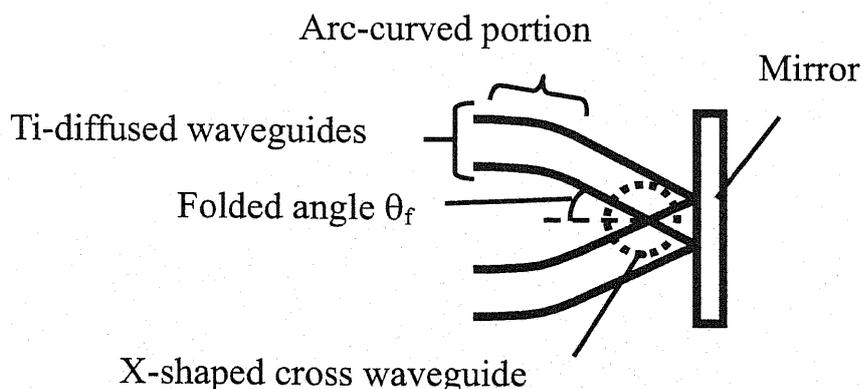


図5-9 折り返し部でのチタン拡散光導波路の交差。

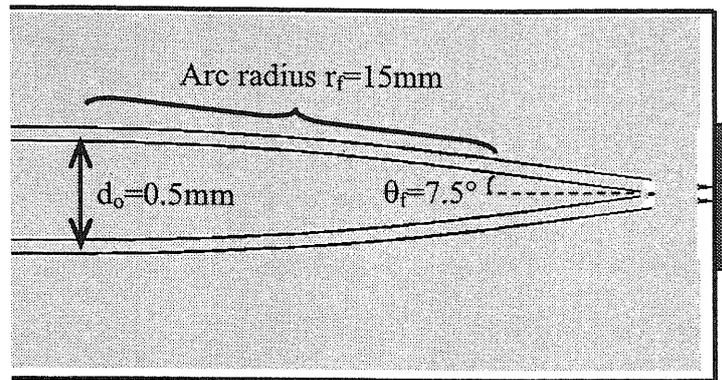


図 5 - 1 0 設計した折り返し部の光導波路構造。

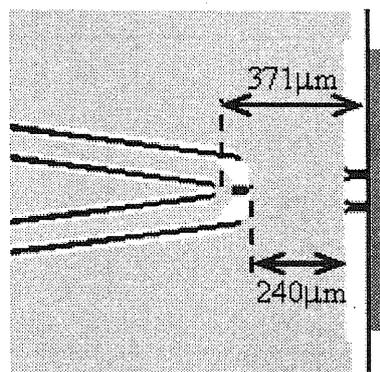


図 5 - 1 1 設計した折り返し部の電極構造。

図 5 - 7 の結果から、マイクロ波実効屈折率を 2.26 とした時に擬似速度整合が達成され、変調帯域が最大となる。先の従来例での検討と同様に典型的な実験値である電極伝搬損失  $0.25\text{dB/cm/GHz}^{0.5}$ 、特性インピーダンス  $40\Omega$  を想定すると 3dB 変調帯域は約 20GHz となる。折り返し部において光導波路に沿って変調電極を配置することにより、 $L_d$  を大幅に短縮でき、3dB 変調帯域を拡大できることがわかる。相互作用長は合計 35mm であり、そのうち 5mm は折り返し部に設けた分である。DC における半波長電圧は相互作用電極長に反比例するため、折り返し部に設けた変調電極により約 14% 半波長電圧が低減できる。

### 5 - 3 - 3 折り返し型 X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器の変調電極設計

5 - 3 - 1 で提案した光変調器の変調部構造について、準 TEM 波解析を用いてマイクロ波特性を計算した (付録 2 参照)。中心電極幅  $W$  は  $39\mu\text{m}$ 、電極間ギャップ  $G$

は  $21\mu\text{m}$ 、変調電極相互作用長  $L$  は  $35\text{mm}$  とした。結果を図 5-12 に示す。グラフには  $\text{LiNbO}_3$  薄板の厚み  $T_{\text{sub}}$  を取り、折り返し部における光路長と電気長の差を補償し、擬似速度整合が実現する(=マイクロ波実効屈折率  $n_m$  が 2.26 となる)電極厚み  $T_m$ 、特性インピーダンス  $Z_c$ 、および半波長電圧  $V_\pi$  を記した。

図 5-12 の計算結果をもとに変調部構造を設計した。 $\text{LiNbO}_3$  基板の厚み  $T_{\text{sub}}$  は、精度よく薄板化研磨が可能な  $7.0\mu\text{m}$  に設定した。この時、擬似速度整合(マイクロ波

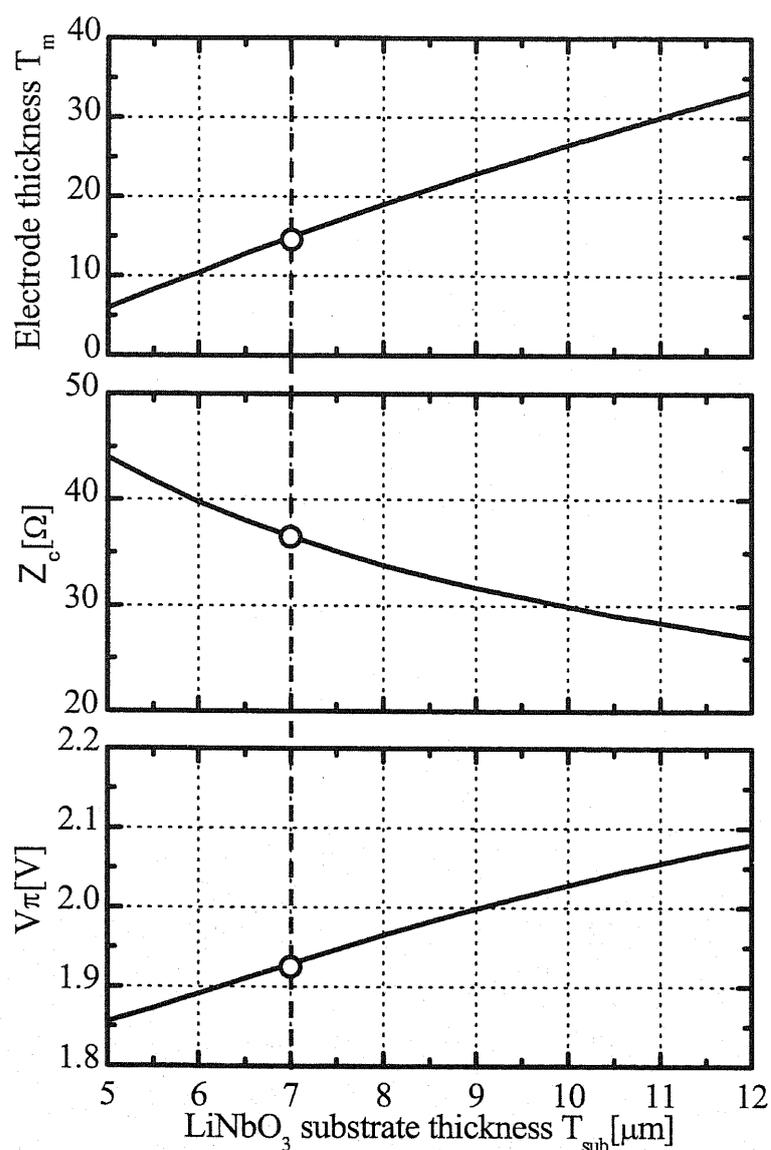


図 5-12 折り返し構造を持つ光変調器の CPW 電極設計  
(但し、電極厚み  $T_m$  は擬似速度整合が達成されるとき値)。

実効屈折率=2.26)を達成する電極厚み  $T_m$  は  $15\mu\text{m}$  であり、特性インピーダンス  $Z_0$  は  $37\Omega$ 、半波長電圧  $V_\pi$  は  $1.9\text{V}$  となる。

#### 5-3-4 折り返し型光変調器の試作

5-3-1~5-3-3で提案、設計を行った光変調器を試作した。作製プロセスは基本的に長尺型の X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光変調器と同様である(付録3参照)。チタン拡散導波路と変調電極を形成した3インチ X カット  $\text{LiNbO}_3$  ウエハーを精密研磨により一様に  $7.0\mu\text{m}$  の厚みに薄板化した。薄板化した  $\text{LiNbO}_3$  基板には比誘電率 4.0 の低誘電率層を介して、X カット  $\text{LiNbO}_3$  からなる補強基板に接合されており、十分な機械強度を確保している。折り返し型光変調器では折り返し部で数  $100\mu\text{m}$  に渡って光導波路が電極下に配置され、電極による光導波路の伝搬損失が課題となる。このため図5-13の通り、折り返し部の GND 電極下にはスパッタリング法で形成した  $\text{SiO}_2$  バッファ層を設け、光挿入損失の低減を図った。バッファ層は光導波路と交差する GND 電極下のみに形成され、CPW 電極のマイクロ波特性に影響を与えないように CPW 電極間ギャップ端から  $10\mu\text{m}$  離れた位置から形成されている。このためバッファ層は光特性のみに影響し、精密な膜厚制御は不要である。また、当然バッファ層による半波長電圧  $V_\pi$  や DC ドリフト現象への影響もない。

チップサイズは図5-14に示した通り  $1.8\text{mm}\times 29\text{mm}$  であり、同じ相互作用電極長を確保しつつ従来の長尺型で構成した場合のチップ長  $56\text{mm}$  と比べて長尺方向がほぼ半分に短尺化されている。

作製した変調器ウエハーをダイシングソーを用いてチップに切り出した。切り出したチップの折り返し部は精密な切断(ダイシング)位置決めと端面研磨により、折り返し部光導波路反射端がチップ端面に位置するようにした。図5-15に端面研磨後の折り返し部の観察像を示す。精度よく端面研磨が行われていることがわかる。また折り返し部全体の観察像を図5-16に示す。

折り返しに必要なミラーは、金を蒸着した  $\text{LiNbO}_3$  ウエハーを切り出し、変調器の折り返し部端面に接着した。

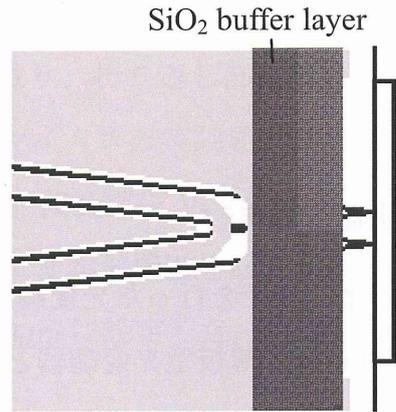


図 5 - 1 3 折り返し部 GND 電極下に形成した SiO<sub>2</sub> バッファ層。

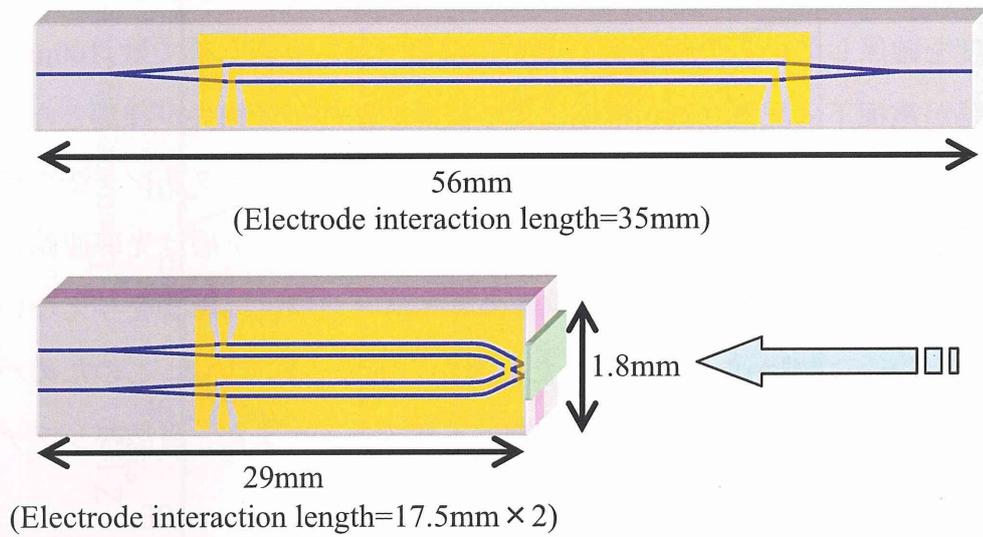


図 5 - 1 4 設計した折り返し型光変調器のチップサイズ。

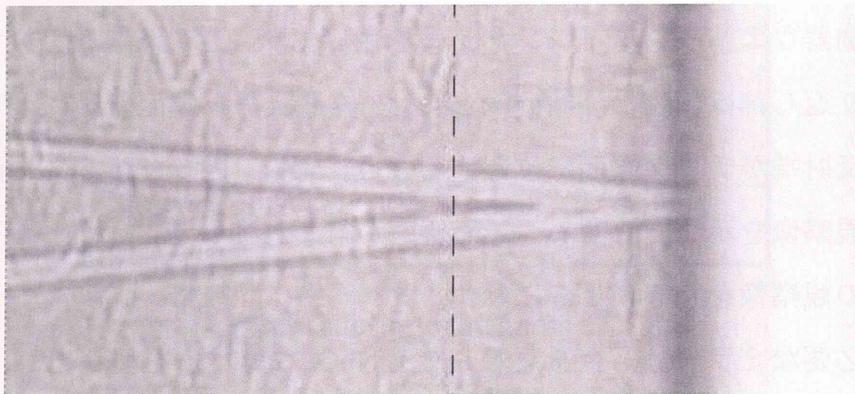


図 5 - 1 5 端面研磨後の折り返し端光導波路。

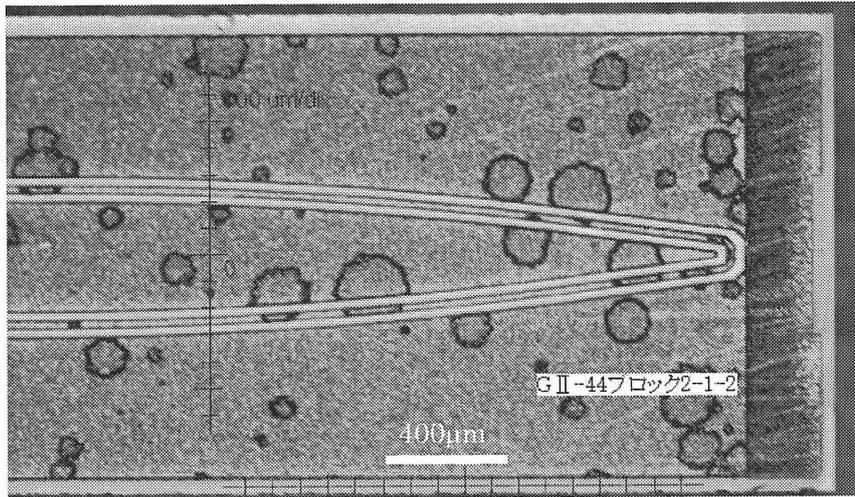


図 5-16 試作した折り返し型光変調器の折り返し部観察像。

### 5-3-5 試作した折り返し型光変調器の評価

試作した折り返し型光変調器変調電極の 45MHz から 50GHz における S パラメータ特性をベクトルネットワークアナライザ(Agilent 8510C)を用いて評価した。結果を図 5-17 に示す。グラフから  $S_{21}$  特性は 50GHz に至るまで大きなリップルなどはなく良好である。また  $S_{11}$  特性も全測定周波数で -10dB を下回り、良好な特性インピーダンス整合が図られていることがわかる。本測定結果から CPW 電極を折り返した事による大きな影響は見られなかった。測定した S パラメータからマイクロ波特性を計算(付録 4 参照)し、マイクロ波実効屈折率  $n_m=2.29$ 、特性インピーダンス  $Z_c=38\Omega$  を得た。5-3-2 にて設計した計算値とよく一致しているといえる。

次に光コンポーネントアナライザ(Agilent 56030A)を用いて、試作した折り返し型光変調器の波長  $1.55\mu\text{m}$  における光応答特性を測定した(詳細は付録 6 参照)。この結果、図 5-18 に示したとおり、50GHz まで良好な変調特性を示し、3dB 変調帯域  $f_{BW}=20\text{GHz}$  を得た。

試作した折り返し型光変調器の DC における消光比は 25dB、同じく DC における半波長電圧  $V_\pi$  は 2.0V であった。さらに光挿入損失は、折り返し部の GND 電極下に設けた  $\text{SiO}_2$  バッファ層により光導波路伝搬損失が低減され、入出力両端の光ファイバカップリング損失を含め 4.9dB であり、これは従来の折り返し構造を持たない長尺型とほぼ同等の挿入損失である。このため折り返し部による過剰損失は十分に小さいと

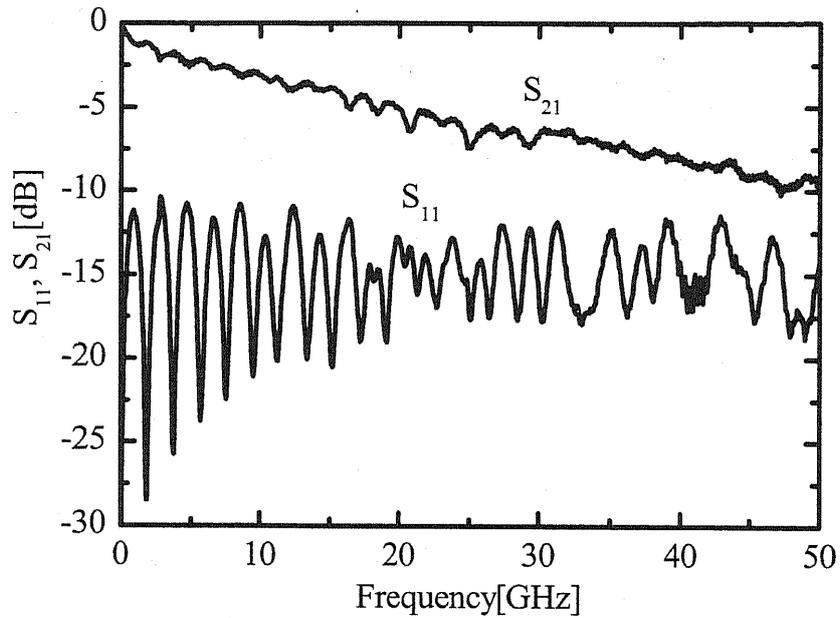


図 5 - 1 7 折り返し構造を持つ光変調器の電極 S パラメータ特性。

表 5 - 1 試作した折り返し型光変調器の特性評価結果。

マイクロ波実効屈折率 $n_m$	2.29
特性インピーダンス $Z_c$	$38\Omega$
半波長電圧 $V_\pi@DC$	2.0V
3dB 変調帯域 $f_{BW}$	20GHz
50GHz における光応答	-7.5dB
消光比@DC(波長 $1.55\mu m$ )	25dB
挿入損失(波長 $1.55\mu m$ )	4.9dB

考えられる。なおいずれの測定においても波長  $1.55\mu m$  の光源を用いた。試作した折り返し型光変調器の評価結果をまとめると表 5 - 1 のようになる。金属パッケージに実装した折り返し型光変調器の外観写真を図 5 - 1 9 に示す。

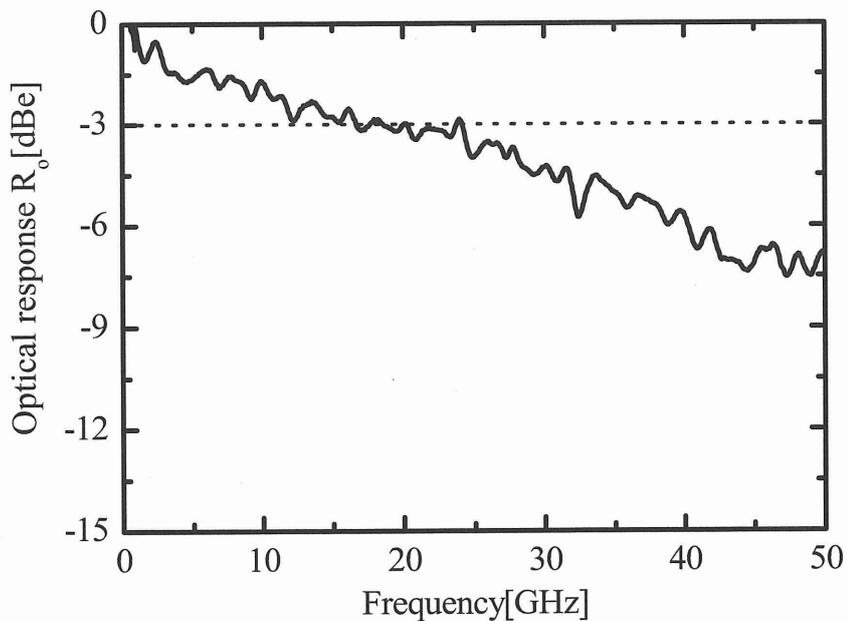


図 5 - 1 8 試作した折り返し型光変調器の光応答特性。

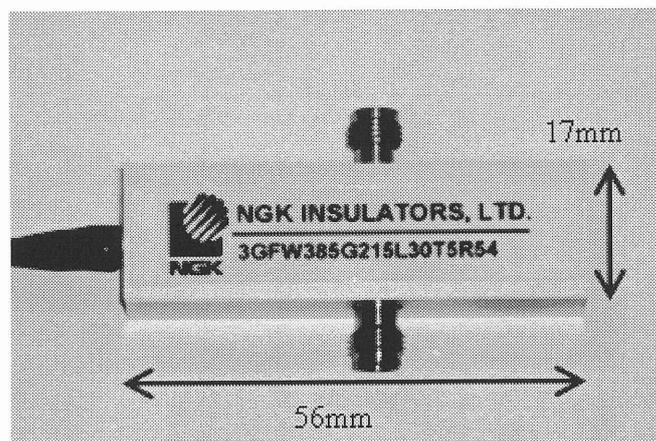


図 5 - 1 9 試作した折り返し型光変調器の外観。

## 5 - 4 完全速度整合可能な折り返し型光変調器

### 5 - 4 - 1 完全速度整合可能な折り返し型光変調器の提案

5 - 2 にて折り返し型光変調器の変調帯域は折り返し部における光導波路の光路長と高周波電極電気長の差  $L_d$  によって制限される事を示した。この  $L_d$  を小さくする

ために5-3にて折り返し部で変調電極を出来るだけ光導波路に沿わせる構造を提案し、5-4に試作結果を示した。しかし今後さらなる低駆動電圧化、高ビットレート化が望まれることを踏まえると、 $L_d$ をさらに小さくする事が要求される。しかし5-3にて提案した構造ではさらに $L_d$ を小さくしようとした場合、折り返し端のGND電極幅を狭くする必要があり、マイクロ波特性が劣化することが懸念される。

このため原理的に $L_d$ を0とでき、完全速度整合を図れる構造を図5-20に提案する[9]。本構造では円弧曲げ部(Arc-curved)では光導波路、CPW電極共に円弧状に曲げられている。一方、斜め直線部(Tilted)では光導波路はそのまま折り返し端まで斜めの直線で配置されるのに対して、CPW電極は角度 $\theta_w$ で外側に曲げられ、湾曲させている。ここで円弧曲げ部での最大曲げ角(=折り返し部ミラーへの入射角)は $7.5^\circ$ 、 $\theta_w$ は $12^\circ$ である。結晶のZ軸方向に伝搬させている(図5-20の図面内上下方向)接続部電極を除けば、LiNbO<sub>3</sub>基板の異方性が電気特性や光学特性に及ぼす影響を無視し、結晶Y軸伝搬と見なすことが出来る。斜め直線部でのCPW電極長を適切に設定することにより、折り返し部における光導波路光路長と電極電気長を完全に一致させ、より広帯域の折り返し型光変調器を実現できる。

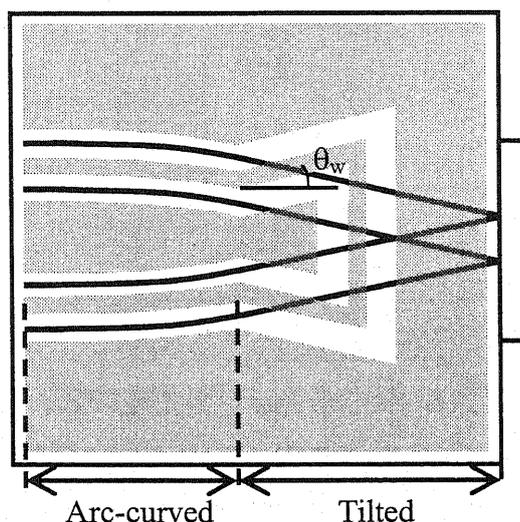


図5-20 完全速度整合可能な折り返し型光変調器の折り返し部構造。

#### 5-4-2 完全速度整合可能な折り返し型光変調器の変調電極試作と評価

図5-20で提案した折り返し構造を持つ変調器電極を試作し、マイクロ波特性の評価を行った。図5-21にベクトルネットワークアナライザ(Agilent 8510C)を用いて測定したSパラメータ特性を示す。 $S_{11}$ 、 $S_{21}$ 特性共に良好であり、折り返し部に伴う電極のマイクロ波特性への影響は見られない。本構造では速度整合はマイクロ波実効屈折率2.19で達成されるが、測定したSパラメータから計算したマイクロ波実効屈折率および特性インピーダンスはそれぞれ2.19および $38\Omega$ であった。測定したSパラメータから3dB変調帯域 $f_{BW}$ を計算すると、24GHzが期待できることがわかった。

$S_{21}$ 特性の位相量から電極長の長さを見積もり光路長と比較したところ、光路長と電気長の差 $L_d$ は1.0mmであった。図5-7から変調帯域への影響は小さいと考えられる。変調部の電極形状を見直しさらに精密に電気長をあわせることは可能であり、さらなる広帯域化が期待できる。

表5-2に試作した完全速度整合可能な折り返し型光変調器の電極特性評価結果をまとめて記す。

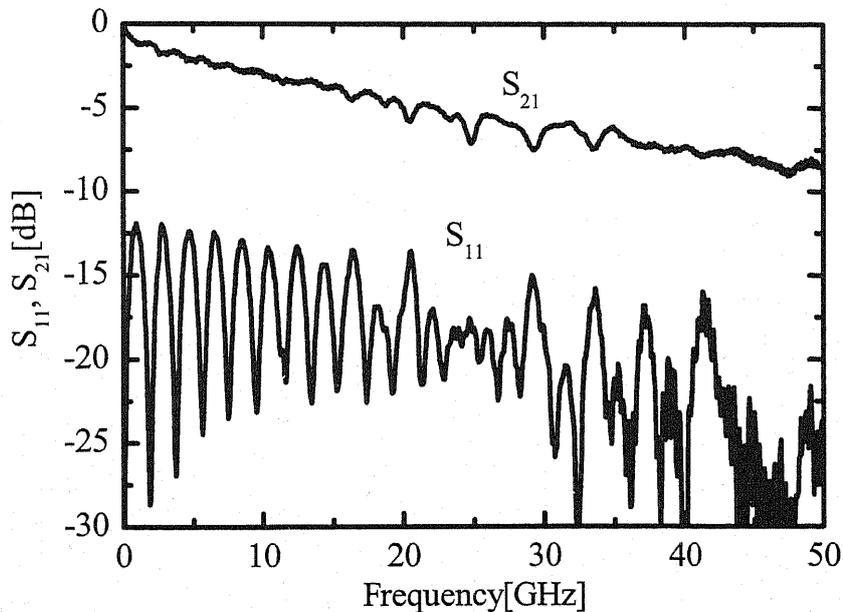


図5-21 完全速度整合可能な折り返し型光変調器の変調電極Sパラメータ特性。

表 5-2 試作した完全速度整合可能な折り返し型光変調器の電極特性評価結果。

マイクロ波実効屈折率 $n_m$	2.19
特性インピーダンス $Z_c$	$38\Omega$
3dB 変調帯域 $f_{BW}$ (S パラメータ結果から算出)	24GHz

## 5-5 まとめ

折り返し部における光導波路光路長と変調電極電気長の差  $L_d$  が変調帯域に及ぼす影響について分布定数線路を用いた等価回路に基づく計算により見積もった。この結果  $L_d$  短縮を意図せず、折り返し部において電極を最短距離で結んだ従来の折り返し構造では、折り返し部における光信号と電気信号の伝搬時間差により 3dB 変調帯域  $f_{BW}$  が 7GHz と大きく制限されることを示した。

$L_d$  の短縮を意図して変調電極を折り返し部における光導波路円弧部および斜め伝搬部まで延長し、変調電極を最大限光導波路に沿って配置した構造を提案した。本構造をとることにより、 $L_d$  を短くできるため広帯域化と同時に変調電極相互作用長が長く出来、半波長電圧  $V_\pi$  の低減も図れる。さらに本構造の光変調器試作し、波長  $1.55\mu\text{m}$  で 3dB 変調帯域  $f_{BW}=20\text{GHz}$  を得た。測定可能な 50GHz までなだらかな光応答特性を示しており、変調可能周波数は 50GHz 以上である。また、波長  $1.55\mu\text{m}$  で光挿入損失 4.9dB、消光比 25dB、DC における半波長電圧  $V_\pi=2.0\text{V}$  と良好な結果を得た。

さらに完全速度整合可能な折り返し型構造についても提案し、変調電極を試作した。この結果折り返し部におけるマイクロ波特性の劣化は見られず、50GHz に至るまで良好な S パラメータ特性を得られた。 $S_{21}$  特性の位相量から  $L_d$  を見積もったところ 1.0mm であった。この値は十分に短く、変調帯域に大きな影響は与えないと見積もられるが、折り返し部における電極電気長を調整し  $L_d$  を 0 にする事で、変調帯域の拡大が望めることを示した。

従来検討された折り返し構造では  $L_d$  により 10Gbit/s を越えるような高速動作は望めなかった。しかし本折り返し構造を用いる事で従来の長尺型並の光挿入損失、40Gbit/s 動作が可能な変調帯域を実現しつつ、チップ長を約半分に短尺化可能である。また本折り返し光導波路構造は低光過剰損失で複数の光変調器の集積化を可能とし、次世代コヒーレント光通信システム用集積型光変調器等広範囲に応用可能である。

## 参考文献

- [1] M. Sugiyama, M. Doi, S. Taniguchi, T. Nakazawa, and H. Onaka, "Driver-less 40Gb/s LiNbO<sub>3</sub> modulator with sub-1v drive voltage," in Proc. OFC '02, PD FB6-1, Mar. 2002.
- [2] M. Sugiyama, M. Doi, T. Hasegawa, T. Shiraishi, and K. Tanaka, "Compact zerochirp LiNbO<sub>3</sub> modulator for 10-Gb/s small-form-factor transponder," in Proc. ECOC '04, Postdeadline paper Th.4.2.3, Sep. 2004.
- [3] 宮澤, 三富, "折り返し光導波路を用いた LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の特性" 電子情報通信学会春期全国大会, C-204, 1992.
- [4] M. Sugiyama, M. Doi, F. Futami, S. Watanabe, and H. Onaka, "A low drive voltage LiNbO<sub>3</sub> phase and intensity integrated modulator for optical frequency comb generation and short pulse generation," in Proc. ECOC '04, Tu.3.4.3, Sep. 2004.
- [5] O. Mitomi, K. Noguchi and H. Miyazawa, "Estimation of frequency response for high-speed LiNbO<sub>3</sub> optical modulators," Proc. Inst. Elect. Eng. Optoelectron., vol. 146, no. 2, April 1999.
- [6] K. Kubota, J. Noda, and O. Mikami, "Traveling wave optical modulator using a directional coupler LiNbO<sub>3</sub> waveguide," IEEE J. of Quantum Electron., vol. QE-16, no. 7, pp. 754-760, July 1980.
- [7] K. Aoki, J. Kondo, Y. Iwata, A. Hamajima, T. Ejiri, O. Mitomi and M. Minakata, "High-speed X-cut thin-sheet LiNbO<sub>3</sub> optical modulator with folded structure," J. of Lightw. Technol., vol. 25, no. 7, pp. 1805-1810, Jul. 2007.
- [8] O. Mitomi, N. Yoshimoto, K. Magari, T. Ito, Y. Kawaguchi, Y. Suzaki, Y. Tohmori, and K. Kasaya, "Analyzing the polarization dependence in optical spot-size converter by using a semivectorial finite-element beam propagation method," J. of Lightw. Technol., vol. 17, no. 7, pp. 1255-1262, Jul. 1999.
- [9] 青木, 近藤, 岩田, 浜島, 江尻, 三富, 皆方, "小型折返し構造 X-cut LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器の高性能化," 電子情報通信学会論文誌 C, vol. J91-C, no. 2, pp. 166-172, 2008.

## 第6章 低駆動電圧 X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光位相変調器

### 6-1 まえがき

LiNbO<sub>3</sub> 光変調器には、既に述べた高速光通信システムの基幹系に多く用いられる光強度変調器以外に光位相変調器がある。光位相変調器は一本の光導波路に変調電極を設けた非常に簡単な構造を有する光変調器であり、システムの測定、光周波数コム発生[1][2]や超短パルス発生[3]に用いられることがある。光位相変調器の原理は、加えた信号電界によって生ずる屈折率変化を利用して、光導波路を伝搬する光の位相を変化させるもので、電気光学効果そのものである。そもそも Mach-Zehnder 型の LiNbO<sub>3</sub> 光強度変調器も 2 つの位相変調器を集積した構造と考えることが出来、LiNbO<sub>3</sub> 光位相変調器は LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の基本動作要素といえる[4]。このため光位相変調器技術はあらゆる光変調器を実現する上で基盤技術であり、その高性能化は重要である。

最近、次世代型光通信システム用変調フォーマットとして差動 4 値位相変調 (RZ-DQPSK) など複雑な変調フォーマットに対応する光変調器が活発に提案されている[5]-[7]。特に DQPSK 符号用光変調器は  $2 \times V_{\pi}$  の電圧で駆動する必要があるため、低半波長電圧化が課題となっている。このため低半波長電圧の光位相変調器を実現できれば、光位相変調器をデュアルドライブ化することにより、さらに低半波長電圧化が可能となり、要求されている低駆動電圧の DQPSK 光変調器が実現可能となる。

本章では次世代型コヒーレント光通信システム用として期待される RZ-DQPSK 光変調器の基本構成要素ともなる ACPW 電極を用いた低半波長電圧の X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光位相変調器を提案し、その試作結果について述べる。X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型構造を用いて、従来用いられてきた Z カット LiNbO<sub>3</sub> 光位相変調器の半波長電圧・変調電極相互作用長積  $V_{\pi}L$  である  $15\text{Vcm}$ [5]を下回る光位相変調器を実現する事が本章の目標である。

### 6-2 ACPW 電極を用いた X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光位相変調器

#### 6-2-1 従来の LiNbO<sub>3</sub> 光位相変調器

図 6-1 に従来用いられてきた LiNbO<sub>3</sub> 光位相変調器の変調部断面構造を示す。光

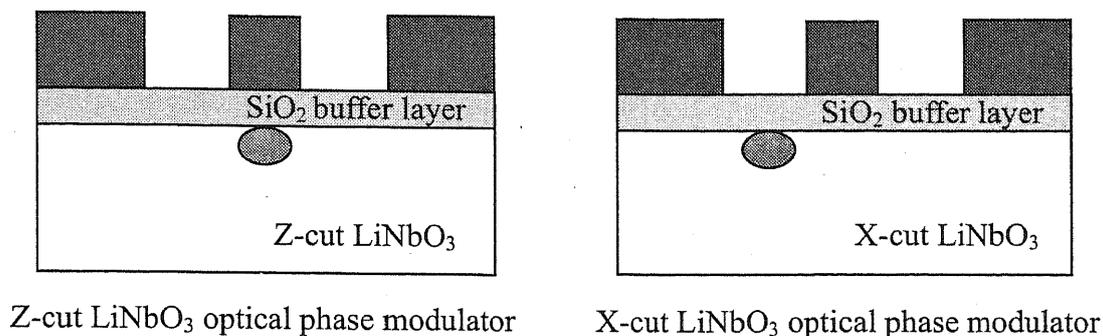


図 6 - 1 従来の LiNbO<sub>3</sub> 光位相変調器。

位相変調器は一本の光導波路に変調電極を設けた構造となっている。Z カット LiNbO<sub>3</sub> を用いる場合、ポッケルス効果が最大となる図 6 - 1 における図面内縦方向の変調電界に対する屈折率変化を用いて位相変調を行う。このため光導波路は変調電界が最も強くなる信号電極の直下に配置される。SiO<sub>2</sub> バッファ層は、光導波路の電極によるローディングロス低減、強度変調器と同様に速度整合と特性インピーダンス整合のために設けられる。

一方、X カット LiNbO<sub>3</sub> を用いて光位相変調器を構成した場合の変調部構造も図 6 - 1 に示した。X カット LiNbO<sub>3</sub> の場合、ポッケルス効果が最大となるのは図面内横方向の電界である。このため Z カットを用いた場合と異なり、電極間ギャップの中間に光導波路が配置される [8]。このような光導波路の配置は強度変調器と同様である。しかし、X カット LiNbO<sub>3</sub> を用いて対称型(ゼロチャープ)の強度変調器を構成した場合、プッシュプル動作により光変調器の半波長電圧  $V_{\pi}$  は各変調アームの半波長電圧の半分にできるのに対して、位相変調器はプッシュプル動作を行えないため、強度変調器の倍の半波長電圧となる。一方、Z カット板を用いて光位相変調器を構成した場合もプッシュプル動作で半波長電圧を低減できないことは同様であるが、もともと信号電極下における電界強度が GND 電極下よりも強いため、強度変調器と比べて約 2 割半波長電圧が高くなるに過ぎない。これは、強度変調器において X カット LiNbO<sub>3</sub> を用いた場合、半波長電圧の高さが最大の欠点であったが、X カット板を用いて光位相変調器を構成した場合、Z カット板を用いた場合に比べてさらに半波長電圧の高さで不利になることを意味する。以上のような理由から LiNbO<sub>3</sub> を用いて光位相変調器を構成する場合、専ら Z カット板が用いられてきた。

## 6-2-2 ACPW 電極を用いた X カット薄板型光位相変調器の提案

図 6-2 に ACPW 電極を用いた X カット薄板型光位相変調器の変調部断面構造を示す[9]。本構造では半波長電圧  $V_{\pi}$  の低減のために以下の 2 つの方策がとられている。

- 1) 光強度変調器の場合と同様に X カット薄板型構造を用いることにより、 $\text{SiO}_2$  バッファ層を設けることなく、高速変調動作に必要な速度整合と、特性インピーダンス整合を達成している。 $\text{SiO}_2$  バッファ層がないため、光導波路部の変調電界を強くすることができ、半波長電圧  $V_{\pi}$  を低減できる。
- 2) 電極構造を従来用いられてきた対称型の CPW から非対称 CPW 構造に変更する。光導波路は相対的に狭いギャップ間に配置する。ギャップが狭くなるために光導波路部の電界を強くすることができ、半波長電圧  $V_{\pi}$  の低減が可能である。通常電極間ギャップを縮めれば半波長電圧  $V_{\pi}$  を低減できるが、同時に特性インピーダンス  $Z_0$  が低下し、特性インピーダンスの整合が難しくなる。しかし図 6-2 にて提案した ACPW 電極では光導波路を配置しない側の電極間ギャップを広げることで、特性インピーダンス整合が可能となる。

ACPW 電極は第 3 章のプリチャープ光変調器と同様の電極構成である。

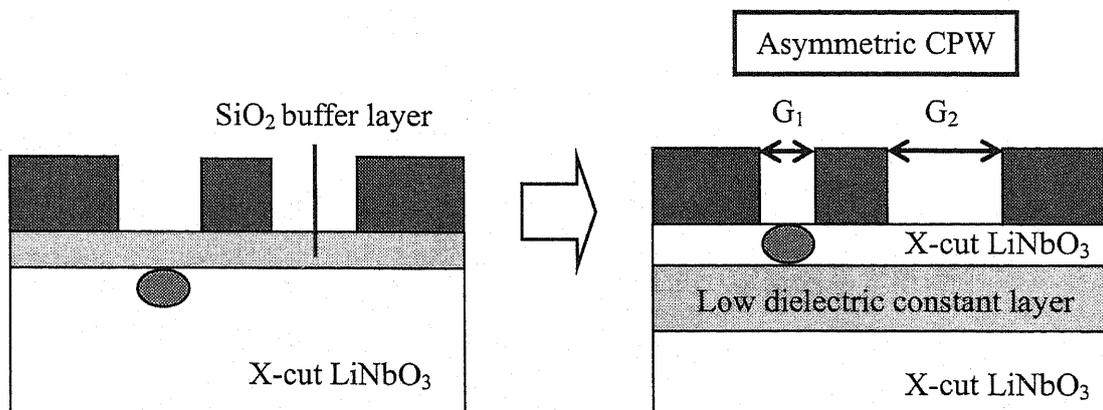


図 6-2 ACPW 電極を用いた X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光位相変調器の提案。

### 6-2-3 ACPW 電極を用いた X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光位相変調器の設計

準 TEM 波解析を用いて ACPW 電極を用いた X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光位相変調器の設計を行った。設計手法は強度変調器の場合と同様である (付録 2 参照)。結果を図 6-3 に示す。グラフは速度整合する電極厚み  $T_m$ 、電極の特性インピーダンス  $Z_c$ 、半波長電圧・相互作用電極長積  $V_{\pi}L$  を LiNbO<sub>3</sub> 薄板の厚み  $T_{sub}$  に対してプロットした。

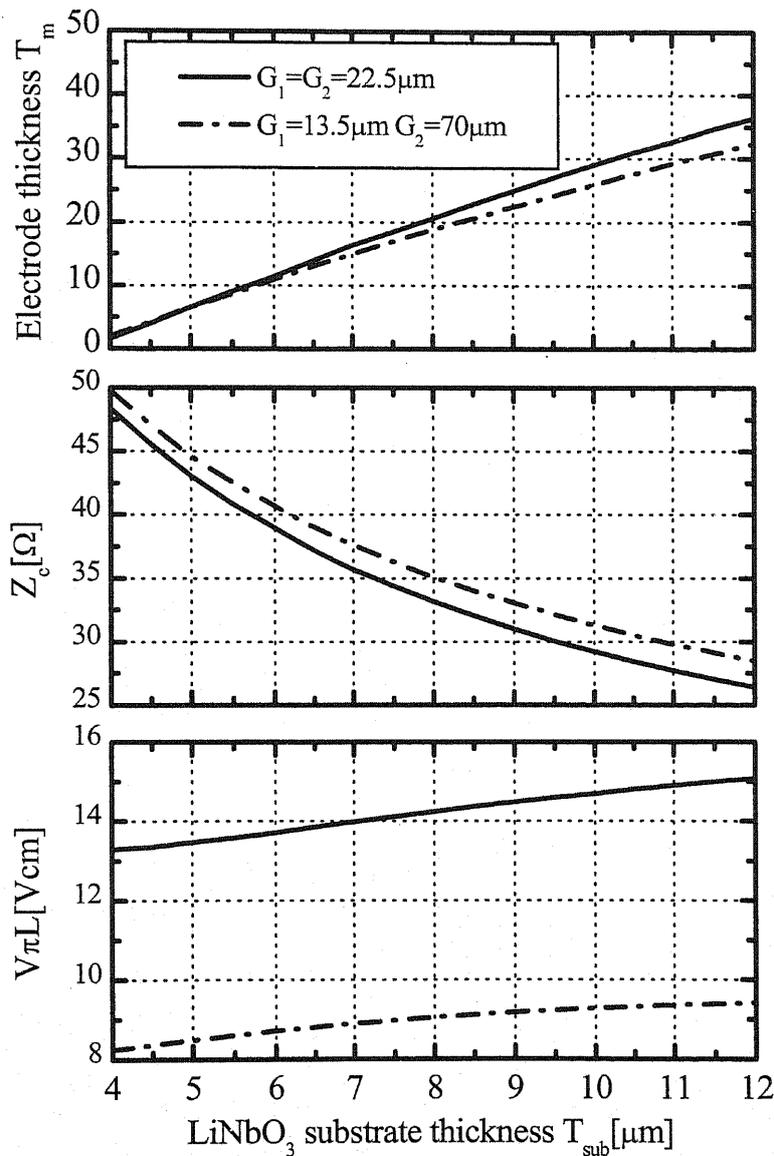


図 6-3 ACPW 電極を用いた位相変調器の設計  
(但し電極厚み  $T_m$  は速度整合を達成する値)。

計算は中心電極幅を  $58\mu\text{m}$ 、低誘電率接着層の比誘電率と厚みをそれぞれ  $4.0$ 、 $100\mu\text{m}$  とし、CPW 電極を用いる(2つの電極間ギャップが等しくなる) $G_1=G_2=22.5\mu\text{m}$  の場合と、ACPW 電極を用いる  $G_1=13.5\mu\text{m}$ 、 $G_2=70\mu\text{m}$  の2通りのケースを示した。ACPW の電極間ギャップ  $G_1$ ( $G_1 < G_2$  である。図6-2参照)は狭いほど光導波路内での変調電界強度は強くなり、半波長電圧を低減できる。しかし  $G_1$  が狭すぎると光導波路を伝搬する光モードフィールドと電極のオーバーラップが増大し、光伝搬損失増加につながる。このため本設計では  $G_1=13.5\mu\text{m}$  と設定した。一方、 $G_2$  は特性インピーダンスと電極伝搬損失に影響する。 $G_1=13.5\mu\text{m}$  に固定した場合、特性インピーダンス  $Z_c$  と電極伝搬損失  $\alpha$  の  $G_2$  依存性を図6-4に示す。図6-4から  $G_2$  を大きくしていくと、 $Z_c$ 、 $\alpha$  共に飽和することがわかる。本設計では特性インピーダンスマッチングが十分に図れ、かつ電極伝搬損失  $\alpha$  も低い  $G_2=70\mu\text{m}$  と設定した。図6-3に示した両ケースでは第4章の式(4.4.5)で示した実効電極間ギャップ  $G_e$  は等しくなるようにしている。このため、両ケースで特性インピーダンスはおおむね同じ値となっている。また、速度整合に必要な電極厚みもほぼ同じである。一方、CPW 電極を用いた場合と比較し

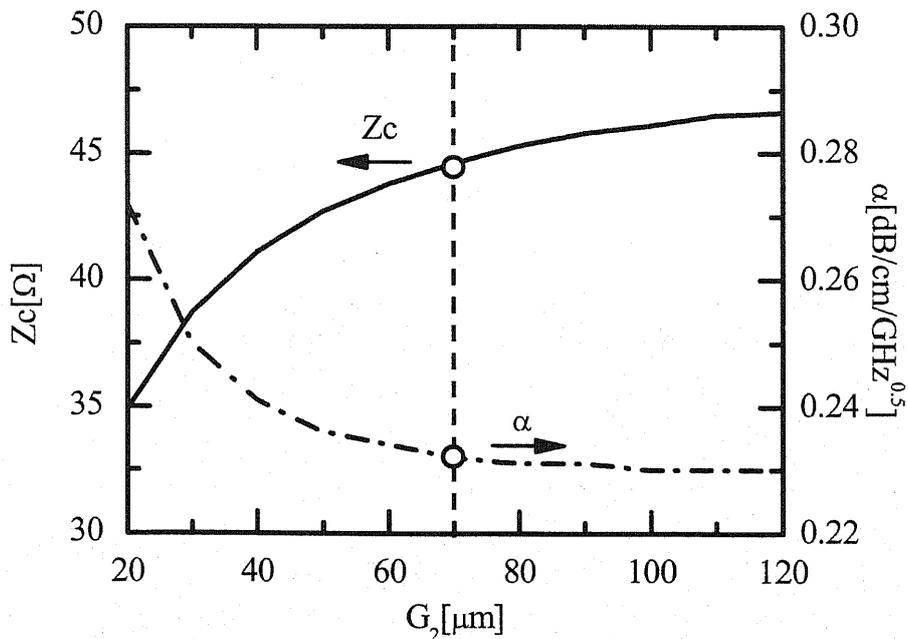


図6-4 ACPW 電極の特性インピーダンス  $Z_c$  と電極伝搬損失  $\alpha$  の電極間ギャップ  $G_2$  依存性。

て、ACPW 電極を用いる事で  $V_{\pi}L$  を大幅に低減出来る事がわかる。

以上の検討を元に、 $\text{LiNbO}_3$  電極厚み  $T_{\text{sub}}$  は再現性よく薄板化研磨が可能な  $5\mu\text{m}$  に設定した。この時、電極厚み  $T_m=6.5\mu\text{m}$  で速度整合可能となり、特性インピーダンス  $Z_c$  は  $45\Omega$  と特性インピーダンスマッチングが十分に図れる値となる。DC における  $V_{\pi}L$  は  $8.5\text{Vcm}$  である。この値は従来用いられてきた Z カット  $\text{LiNbO}_3$  基板を用いて作製した位相変調器の  $15\text{Vcm}$  に比べても低い値である[5]。

#### 6-2-4 ACPW 電極を用いた X カット $\text{LiNbO}_3$ 薄板型光位相変調器の試作と評価

6-2-3 において設計した X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光位相変調器を試作した。作製方法は通常の X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光変調器と同様である (付録 3 参照)。変調電極相互作用長  $L$  は  $49\text{mm}$  とした。

試作した光変調器 ACPW 電極の S パラメータ特性をベクトルネットワークアナライザ(Agilent 8510C)を用いて  $45\text{MHz}$  から  $50\text{GHz}$  までの周波数範囲で測定した。結果を図 6-5 に示す。非対称な ACPW 電極を用いているが、 $S_{21}$  特性に大きなリップル

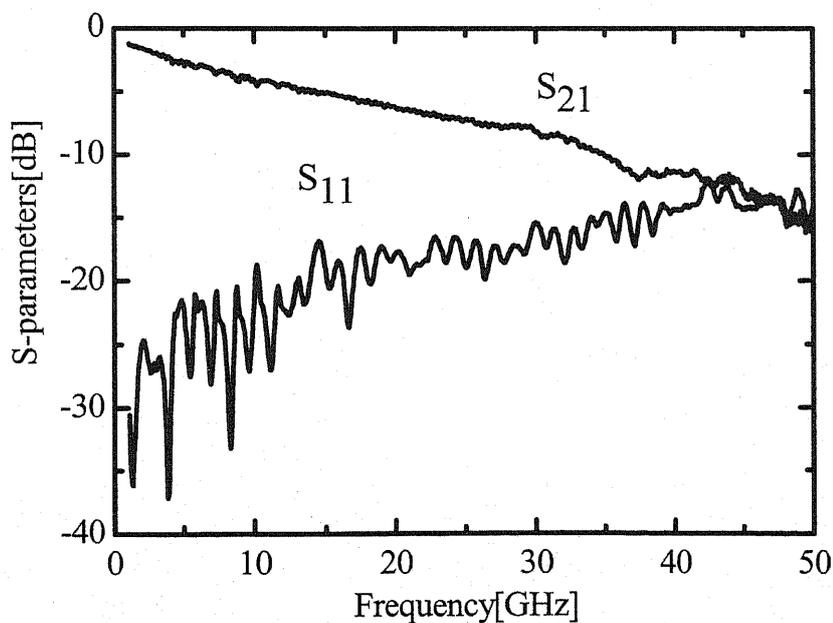


図 6-5 試作した薄板型光位相変調器の S パラメータ特性。

は見られず、50GHz までスムーズな特性が得られている。また  $S_{11}$  特性も全測定周波数で-10dB 以下であり、良好な特性インピーダンス整合が図られていることを示している。測定した  $S$  パラメータ特性から求めたマイクロ波実効屈折率  $n_m$  と特性インピーダンス  $Z_c$  はそれぞれ 2.13 と  $47\Omega$  であった(付録 4 参照)。

次にマイクロ波電気信号で変調したときの半波長電圧  $V_\pi$  を測定した。測定は大振幅のマイクロ波電気信号で変調を行い、被変調光を光スペクトラムアナライザで観測し、キャリア成分と 1 次側帯波成分の大きさを比較することにより測定した。マイクロ波大振幅電気信号で変調したときに観測される被変調光のキャリアと 1 次側帯波の大きさは 0 次および 1 次の第 1 種ベッセル関数  $J_0$ 、 $J_1$  を用いて表され、図 6-6 のようになる[10]。図 6-6 の横軸は変調信号振幅を半波長電圧  $V_\pi$  で規格化した変調度  $m$ (単位は rad)、縦軸は変調度 0 の時のキャリアの強度で規格化した強度である。図 6-6 から  $m = 1.4347$  においてキャリアと 1 次側帯波の強度は一致する事がわかる。この時以下の関係が成り立つ。

$$V_m \approx 0.457V_\pi \quad (6.2.1)$$

ここで  $V_m$  は変調信号の振幅電圧[V]である。式 (6.2.1) の関係を用いると、以下の手順

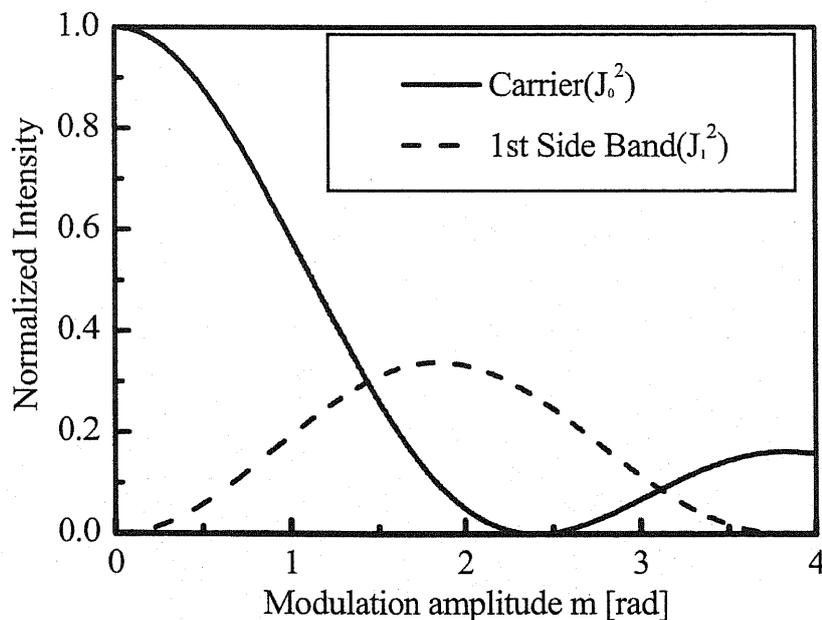


図 6-6 入力信号振幅とキャリア、1 次側帯波の大きさ。

で高周波における光位相変調器の半波長電圧  $V_{\pi}$  を測定することが出来る。

ある周波数のマイクロ波電気信号を光変調器に印加し、その時の被変調光のキャリアと1次側帯波の大きさを光スペクトラムアナライザを用いて測定する。光スペクトラムアナライザで観測しながらマイクロ波電気信号の振幅を可変させ、キャリアと1次側帯波の強度が等しくなるように設定する。この時の入力マイクロ波電気信号の振幅を測定する。この値が  $V_m$  であり、式(6.2.1)に代入すると光変調器の半波長電圧  $V_{\pi}$  を求めることが出来る。

以上説明したキャリアと側帯波の観測による測定方法を用いて作製した光位相変調器の半波長電圧を信号周波数 20GHz までの範囲で測定した。結果を図6-7に示す。図6-7において横軸は印加するマイクロ波電気信号の周波数、縦軸は半波長電圧  $V_{\pi}$  である。また三角で示したのは DC における半波長電圧  $V_{\pi}$  の設計値である。この結果から 20GHz で 2.9V という非常に低い半波長電圧  $V_{\pi}$  を実現できていることがわかる。半波長電圧  $V_{\pi}$  が DC における値の  $\sqrt{2}$  倍となる周波数が 3dB 変調帯域  $f_{BW}$  に相当するが、図6-7の結果から、試作した光位相変調器の 3dB 変調帯域  $f_{BW}$  は 12GHz 程度と見積もられる。

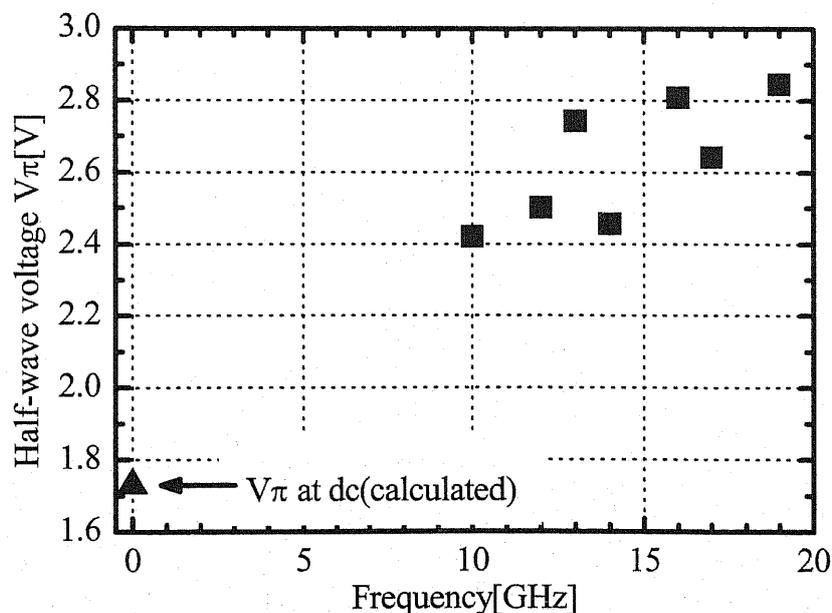


図6-7 試作した光位相変調器の半波長電圧  $V_{\pi}$  と入力周波数の関係。

さらに波長  $1.55\mu\text{m}$  における光挿入損失を測定したところ  $7.5\text{dB}$  であった。以上の結果をまとめると表 6-1 のようになる。

表 6-1 試作した薄板型光位相変調器の特性評価結果。

マイクロ波実効屈折率 $n_m$	2.13
特性インピーダンス $Z_c$	$47\Omega$
半波長電圧 $V_{\pi@20\text{GHz}}$	2.9V
3dB 変調帯域	12GHz
挿入損失(波長 $1.55\mu\text{m}$ )	7.5dB

### 6-3 まとめ

薄板型光変調器構造、ACPW 電極を用いる事で、従来低半波長電圧という特性のため幅広く利用されてきた Z カット  $\text{LiNbO}_3$  光位相変調器に比べて半波長電圧を大幅に低減できる X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光位相変調器を提案した。この光位相変調器の  $V_{\pi L}$  は  $8.5\text{Vcm}$  と従来その低半波長電圧性から用いられてきた Z カット  $\text{LiNbO}_3$  光位相変調器の  $15\text{Vcm}$  と比較しても低い値である。

提案した ACPW 電極を有する X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光位相変調器を試作した。その結果、 $20\text{GHz}$  の入力信号に対して  $2.9\text{V}$  という非常に低い半波長電圧  $V_{\pi}$  を確認した。マイクロ波実効屈折率  $n_m$  は  $2.13$ 、特性インピーダンス  $Z_c=47\Omega$ 、波長  $1.55\mu\text{m}$  における光挿入損失  $7.5\text{dB}$  であった。変調電極の  $S_{21}$  特性は測定可能な  $50\text{GHz}$  までなだらかなカーブを示しており、変調可能周波数は  $50\text{GHz}$  以上である。次世代光通信システム用光変調器の基本構成要素としても応用が期待できる。

### 参考文献

- [1] M. Sugiyama, M. Doi, F. Futami, S. Watanabe, and H. Onaka, "A low drive voltage  $\text{LiNbO}_3$  phase and intensity integrated modulator for optical frequency comb generation and short pulse generation," in Proc. ECOC '04, Tu.3.4.3, Sep. 2004.
- [2] S. Ozharar, F. Quinlan, I. Ozdur, S. Gee and P. J. Delfyett, "Ultraflat optical comb generation by phase-only modulation of continuous-wave light," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 20, no. 1, pp. 36-38, Jan. 2008.

- [3] T. Komukai, T. Yamamoto, and S. Kawanishi, "Optical pulse generator using phase modulator and linearly chirped fiber Bragg gratings," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 8, pp. 1746-1748, Aug. 2005.
- [4] 住友大阪セメント(株) TECHNICAL REPORT 1999, pp81-83, 1999.
- [5] T. Yamada, Y. Sakamaki, T. Shibata, A. Kaneko, A. Sano, and Y. Miyamoto, "Compact 111-Gbit/s untegrated RZ-DQPSK modulator using hybrid assembly technique with silica-based PLCs and LiNbO<sub>3</sub> devices," in *Proceedings OFC '08, OThC3*, Feb. 2008.
- [6] T. Kawanishi, T. Sakamoto, T. Miyazaki, and M. Izutsu, "High-speed optical DQPSK and FSK modulation using integrated Mach-Zehnder interferometers," *OPTICS EXPRESS*, vol. 14, no. 10, pp. 4469-4478, May 15, 2006.
- [7] M. Doi, N. Hashimoto, T. Hasegawa, T. Tanaka, and K. Tanaka, "40Gb/s low-drive-voltage LiNbO<sub>3</sub> optical modulator for DQPSK modulation format," in *Proc. OFC '07, OWH4*, Mar. 2007.
- [8] G. L. Li and P. K. L. Yu, "Optical intensity modulators for digital and analog applications," *J. of Lightw. Technol.*, vol. 21, no.9, pp. 2010-2030, Sep. 2003.
- [9] K. Aoki, A. Ide, J. Kondo, Y. Iwata, A. Hamajima, T. Ejiri, O. Mitomi, and M. Minakata, "Low half-wave voltage X-cut thin LiNbO<sub>3</sub> sheet optical phase modulator with asymmetric coplanar waveguide electrode," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 20, no. 21, pp. 1811-1813, Nov. 2008.
- [10] Y. Shi, L. Yan, and A. E. Willner, "High-speed electrooptic modulator characterization using optical spectrum analysis," *J. of Lightw. Technol.*, vol. 21, no. 10, pp. 2358-2367, Oct. 2003.

## 第7章 開発した光変調器の応用と将来展望

### 7-1 まえがき

本章では、前章までの検討で達成された X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器の高性能化及び高機能化を踏まえて次世代コヒーレント光通信システムシステムへの応用について検討を行う。具体的には 40Gbit/s 以上の光通信システムにおいて開発が進められている RZ-DQPSK 光変調方式の開発状況について紹介し、低半波長電圧かつ複雑な構造を有する光変調器が所望されている背景について述べる。次に薄板型光変調器の特長を活かした開発中の集積型 RZ-DQPSK 光変調器について触れる。

### 7-2 複雑な構成を有する Mach-Zehnder 型光変調器

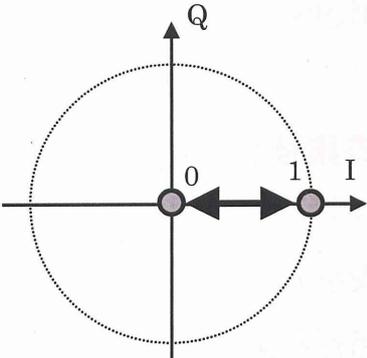
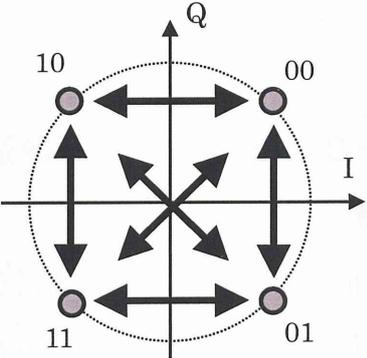
既に述べたとおり 40Gbit/s の NRZ 方式を用いた光伝送システムの商用化と導入が一部で始まっている。しかし一般に伝送速度を上げると光信号の周波数帯域が広がり、パルス間隔も狭まるため、中継器等の光増幅器で発生する雑音の影響や、波長分散や偏波分散といった光ファイバ特性の影響をより強く受ける様になる。このため信号波形の歪みが顕著となり伝送距離が制限される。従来の NRZ 強度変調方式を用いて 40Gbit/s の伝送を行った場合、伝送可能距離は 100km 以下に制限され、都市間通信に用いるには伝送可能距離が不足する事が課題であった。このような課題を解決するためにこれまでの NRZ 強度変調方式に代表される光強度を ON/OFF する方式とは異なり、光の位相を変調する事で情報伝達を行う DQPSK 方式[1]-[5]が盛んに研究されている。

DQPSK 方式は 1 シンボルに 2bit の信号を重畳できるためにビットレートが同じであればシンボルレートを従来の NRZ 方式の半分に低減でき、信号スペクトル帯域が狭く、パルス間隔が広い。このため光ファイバ特性の影響を受けにくいという特長がある。さらに光信号の位相を用いて符号化をするためにビットごとの光強度が常に一定であり、NRZ 等の強度変調方式に比べて光信号のピークパワーを低く抑えられるため雑音に強いといった特長も持っている。さらに DQPSK 符号を RZ(Return to Zero)化し、ビット間隔を広げる事でビット間の干渉を低減させる試みも行われている。RZ-DQPSK 方式は高密度波長多重分割や長距離伝送システムに向く変調フォーマット

トであり、次世代コヒーレント光通信システムとして期待がされている。表 8-1 に RZ-DQPSK 方式と従来の NRZ 方式の比較を示す[6]。また DQPSK 光変調器の構造を図 7-1 [7]、および DQPSK 伝送実験の実験系を図 7-2 [2]に示す。

次節ではここまで検討を行ってきた X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器の高性能化、高機能化技術に関する成果を基に、薄板型光変調器構造の複雑な Mach-Zehnder 構造を持つ RZ-DQPSK 光変調器への展開について議論する。

表 7-1 RZ-DQPSK 方式と従来の NRZ 方式の比較[6]。

変復調方式	NRZ 強度変調	RZ-DQPSK
位相点配置	強度変調による光の on/off にて情報を伝送 	位相変調(4 値) 
シンボルレート (ビットレート 40Gbit/s 時)	40Gbaud	20Gbaud

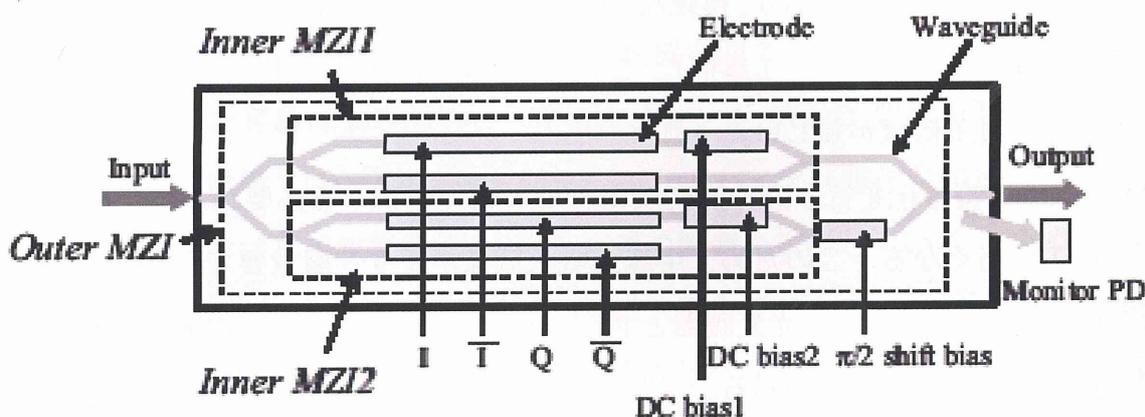


図 7-1 DQPSK 用光変調器の構造(M. Doi, et al. [7])。

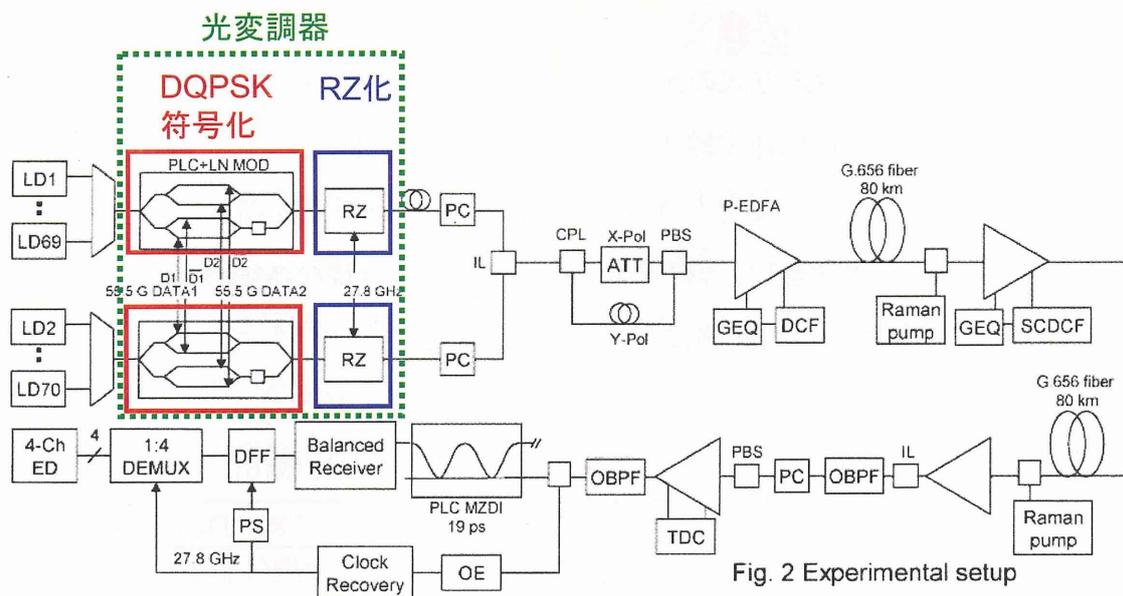


Fig. 2 Experimental setup

図 7-2 PLC-LN hybrid DQPSK 変調器を用いた実験系(A. Sano, et al. [2]).

### 7-3 薄板型変調器構造の集積型 RZ-DQPSK LiNbO<sub>3</sub> 光変調器への展開

次世代コヒーレント光通信システム用として期待されている RZ-DQPSK 方式には既に述べたとおり 4 値変調方式のためシンボルレートを半減できる、伝送距離を伸ばす事ができるといった特長を持っている。一方で RZ-DQPSK 方式に使用する光変調器には以下のような課題がある。

- 1) 符号化手順が複雑であり、複雑な Mach-Zehnder 構造の DQPSK 符号用光変調器が必要となる (図 7-1 参照)。このため変調電極相互作用長  $L$  を長く取れず半波長電圧低減が難しい。
- 2) DQPSK 符号化を行う際、光変調器を  $2 \times V_{\pi}$  で駆動する必要があるため、駆動電圧が高くなる。このため、半波長電圧低減がより一層重要である。
- 3) DQPSK 符号化を行う光変調器と RZ 符号化を行う 2 種類の LiNbO<sub>3</sub> 光変調器を従属に接続する必要がある。

薄板型光変調器構造は、既に述べたとおり、もともと広帯域、低半波長電圧、高動

作安定性という特長を有しているが、第2章で検討した屈折率分散を考慮した速度整合条件、第3章で検討した中心電極幅広化を用いて変調電極構造を最適化すれば、さらに広帯域かつ低半波長電圧な光変調器を実現できる。さらに、第6章で検討を行った ACPW 電極を用いた薄板型光位相変調器を 1ch ごとに2つ配置し、デュアルドライブ化する事により RZ-DQPSK 光変調器で課題となる半波長電圧をより低減出来る。これは X カット板を用いた光変調器では、対称な CPW 電極を用いたプッシュプル動作より、非対称の ACPW 電極を2つ用いてプッシュプル動作を行った方が、特性インピーダンスを  $50\Omega$  近傍に保ったまま変調電界の強い、狭い電極間ギャップ内に光導波路を配置でき、半波長電圧  $V_\pi$  を 35% 程度低減できるためである。

さらに3) に示したとおり従来 RZ-DQPSK 送信機を構成する際には RZ 変調用光変調器と DQPSK 信号変調用光変調器の2台の光変調器を縦続接続して構成されてきた。しかし2台の光変調器が必要であるため、両変調器間での電気信号及び光信号の位相調整、システム全体の光挿入損失、コスト、送信機サイズの観点から一台の光変調器への集積化が望まれていた。このような要求に対して第5章にて検討を行った低過剰損失の折り返し構造をあわせて用いる事により、DQPSK 変調部、RZ 変調部を1チップに集積した集積型 RZ-DQPSK  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光変調器を実現できる。集積型構造を用いる事により各変調電極長を最大限確保できるようになるため、半波長電圧  $V_\pi$  もより一層低減可能となる。

本研究で得られた成果を基に ACPW デュアルドライブ変調電極を用い、DQPSK 変調部と RZ 変調部を一体集積化した集積型 RZ-DQPSK X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光変調器外観図を図7-3、および電極、光導波路配置を図7-4に提案する。図7-4では各電極の識別を容易にするため信号電極をオレンジ、GND 電極を黄色で色分けした。各バイアス電極では上下の GND 電極に対してバイアス電圧が印加される。また図7-4下の図では高周波変調部の GND 電極の配置を省略している。I-arm の電極構造について GND 電極を含めて図7-4上に拡大図を記した。2つの ACPW 電極がそれぞれの Mach-Zehnder アームに設けられた構造となっている。I-arm の下側 ACPW 電極には I チャンネルデータ信号、上側の ACPW 電極には I チャンネルデータの反転信号  $\bar{I}$  がそれぞれ印加され、プッシュプル動作を行うことにより半波長電圧を半減させている。他の高周波電極である Q チャンネル変調電極、RZ 化変調電極も I チャン

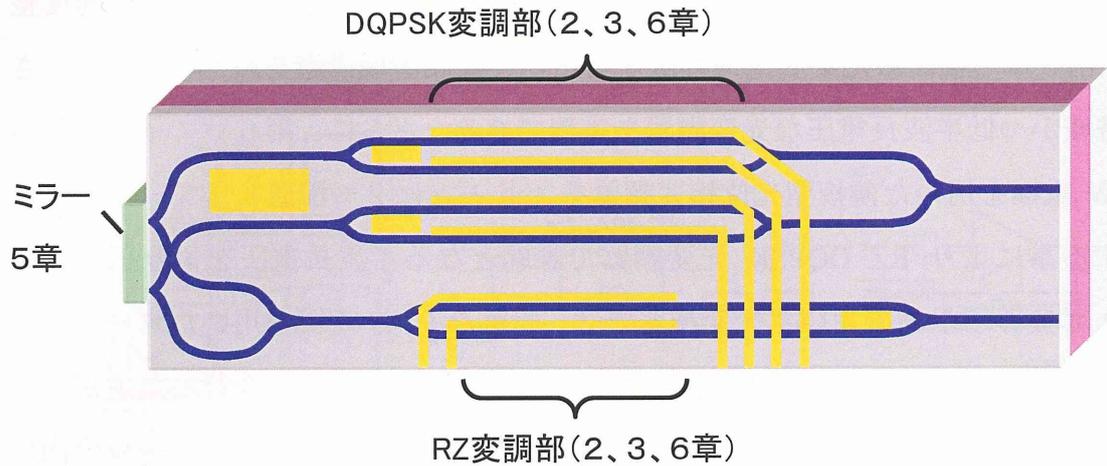


図 7 - 3 現在開発中の集積型 RZ-DQPSK LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器の構造。

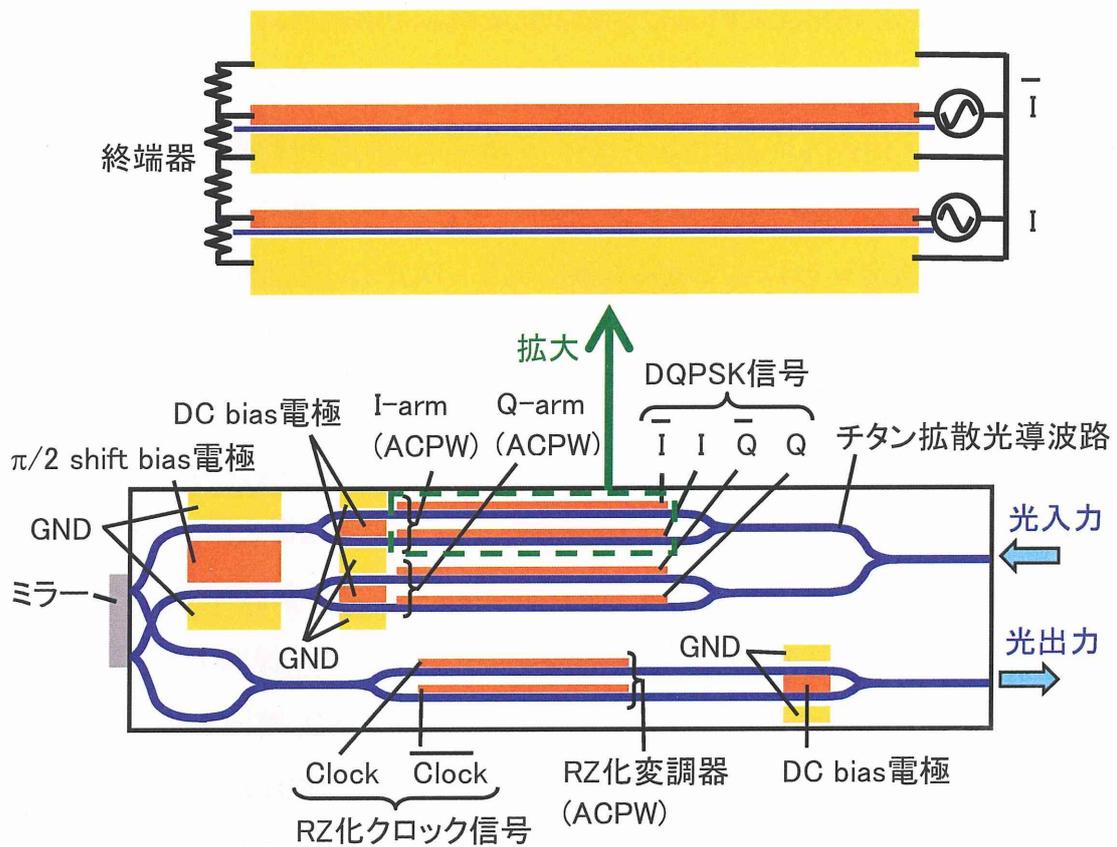


図 7 - 4 集積型 RZ-DQPSK LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の電極、光導波路配置。

ネル変調電極と同様の構造である。

有限要素法を用いた準 TEM 波解析 (付録 2 参照) により図 7 - 3 に示した光変調器の特性を見積もった。ACPW 電極の中心電極幅  $W$  を  $60\mu\text{m}$ 、光導波路を配置する側

の電極ギャップ  $G_1$  を  $13.5\mu\text{m}$ 、 $\text{LiNbO}_3$  基板厚  $6\mu\text{m}$  とすると、電極厚み  $T_m=7\mu\text{m}$  で速度整合とインピーダンス整合が達成できる。折り返し一体集積構造を用い、4インチウエハーで製造可能なチップ長  $80\text{mm}$  を想定した場合、DQPSK 変調部が変調電極相互作用長  $32\text{mm}$ 、駆動電圧  $4\text{V}$  以下 ( $2V_\pi$  動作)、 $3\text{dB}$  変調帯域  $f_{\text{BW}}=20\text{GHz}$  以上、RZ 変調部が変調電極相互作用長  $27\text{mm}$ 、駆動電圧  $3\text{V}$  以下、 $3\text{dB}$  変調帯域  $f_{\text{BW}}=25\text{GHz}$  以上、動作可能な上限周波数は同等の構造である第6章の光位相変調器の実験結果を踏まえれば  $50\text{GHz}$  以上をそれぞれ達成出来る見通しである。本変調器は現在開発中であり、次世代コヒーレント光通信システム用キーデバイスとして実用化が期待される。

#### 7-4 まとめ

X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光変調器技術は、最近検討が進んでいる次世代型コヒーレント光通信システム用として期待される RZ-DQPSK 方式用の複雑な Mach-Zehnder 構造を持つ光変調器にも応用が可能である事を示した。さらに本研究の折り返し構造、ACPW 電極を用いた光変調器等の成果等を踏まえれば、動作安定性に優れ、広帯域かつ低半波長電圧な X カット  $\text{LiNbO}_3$  薄板型構造を用いて集積型 RZ-DQPSK  $\text{LiNbO}_3$  光変調器を実現可能である事を示し、その構造を提案した。提案した集積型 RZ-DQPSK  $\text{LiNbO}_3$  光変調器は現在開発中であり、実用化が期待される。

#### 参考文献

- [1] 太田, 谷村, 客野, 飯尾, “長距離光伝送システム向け  $43\text{Gbps}$  RZ-DQPSK トランスポンダ,” 横河技報, vol. 52, no. 3, 2008.
- [2] A. Sano, H. Masuda, Y. Kisaka, S. Aisawa, E. Yoshida, Y. Miyamoto, M. Koga, K. Hagimoto, T. Yamada, T. Furuta and H. Fukuyama, “ $14\text{-Tb/s}$  ( $140 \times 111\text{-Gb/s}$  PDM/WDM) CSRZ-DQPSK transmission over  $160\text{ km}$  using  $7\text{-THz}$  bandwidth extended L-band EDFAs,” in Proc. ECOC '06, PD Th4.1.1, 2006.
- [3] R. A. Griffin, and A. C. Carter, “Optical differential quadrature phase-shift key (oDQPSK) for high capacity optical transmission,” in Proc. OFC '02, WX6, 2002.
- [4] R. A. Griffin, “Integrated DQPSK transmitters,” in Proc. OFC '05, OWE3, 2005.

- [5] D. van den Borne, S. L. Jansen, E. Gottwald, E. D. Schmidt, G. D. Khoe, and H. de Waardt, "DQPSK modulation for robust optical transmission," in Proc. OFC '08, OMQ1, 2008.
- [6] 松田, 松岡, "東名阪基幹伝送路に導入した 40G-DWDM システムの開発", NTT 技術ジャーナル, 2008.4.
- [7] M. Doi, N. Hashimoto, T. Hasegawa, T. Tanaka, and K. Tanaka, "40Gb/s low-drive-voltage LiNbO<sub>3</sub> optical modulator for DQPSK modulation format," in Proc. OFC '07, OWH4, Mar. 2007.

## 第8章 結論

高速光通信システムを構築する上で LiNbO<sub>3</sub> 光変調器は必要不可欠なデバイスである。本研究では低半波長電圧、高動作安定性といった特長を有する X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器について、LiNbO<sub>3</sub> 上に形成したチタン拡散光導波路の屈折率分散を考慮した場合の厳密な速度整合理論の構築、CPW 中心電極幅広化による薄板型光変調器の高性能化、非対称電極を用いたプリチャープ特性の実現、広帯域かつ低過剰損失な折り返し構造を用いた小型光変調器の実現、非対称電極を用いた低半波長電圧光位相変調器についてそれぞれ検討、実験を行い、高性能化、高機能化を達成した。さらに次世代コヒーレント光通信システムとして期待される RZ-DQPSK 方式用の集積型光変調器を X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型構造を用いて実現可能である事を示した。以下に本研究により得られた結果をまとめ、結論とする。

### 第2章

本章では 1) セルマイヤー方程式に基づく LiNbO<sub>3</sub> 結晶の材料分散を考慮した場合、2) 材料分散に加えてチタン拡散導波路の閉じこめ構造による構造分散も考慮した場合の 2 通りについて、実際に被変調光が伝搬する速度である群速度を計算し、LiNbO<sub>3</sub> の材料屈折率と比較した。この結果、波長 1.55 $\mu$ m において LiNbO<sub>3</sub> 異常光材料屈折率 2.138、1) の材料分散のみを考慮した場合の群屈折率 2.183、2) の材料分散と構造分散を考慮した場合の群屈折率 2.189 となり、分散性を考慮に入れると被変調光の群屈折率は LiNbO<sub>3</sub> の材料屈折率より 0.05 程度大きくなることを見いだした。また構造分散は材料分散に比べると小さく、材料分散が支配的であることも明らかにした。

実際にマイクロ波実効屈折率が異なる複数の薄板型光変調器を試作し、光変調帯域を測定したところ、マイクロ波実効屈折率が 2.19 近傍で光変調帯域が最大となることを実験的にも明らかにした。

本章で得られた結果から、高速、低駆動電圧の光変調器、特に次世代光通信システム用光変調器を構成する場合、LiNbO<sub>3</sub> 材料屈折率と被変調光の群屈折率の差 0.05 を無視することは出来ず、従来行われてきた LiNbO<sub>3</sub> 異常光材料(位相)屈折率( $N_p=2.14$ )に変調電極のマイクロ波実効屈折率を整合させる手法では、広帯域化に課題がある。

このためチタン拡散導波路の分散性を考慮に入れた実効群屈折率( $N_g=2.19$ )に整合させる事が必要かつ重要である。

### 第3章

LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器において CPW 中心電極の幅を広げることにより、電極伝搬損失が低い高性能な光変調器を実現可能であることを明らかにした。同時に中心電極幅を広げることにより、速度整合に必要な電極厚みを従来必要であった 20 $\mu\text{m}$  以上から数 $\mu\text{m}$  まで薄く出来ることを明らかにした。必要な電極厚みが薄いため、電極形成プロセスが容易となると同時に、より平滑な電極表面を実現でき、電極表面の凹凸に伴う放射損失低減に伴いさらなる広帯域化が期待できる。

本検討をもとに、中心電極幅 70 $\mu\text{m}$ 、相互作用電極長 35 $\mu\text{m}$  の薄板型光変調器を試作した。ベクトルネットワークアナライザを用いて変調電極の S パラメータ測定を行い、マイクロ波実効屈折率 2.20、特性インピーダンス 41 $\Omega$ 、電極伝搬損失 0.21 dB/cm/GHz<sup>0.5</sup> を得た。また光コンポーネントアナライザを用いて光応答特性を測定したところ、3dB 変調帯域 33GHz であった。測定可能な 50GHz までなだらかな光応答特性を確認し、変調可能周波数は 50GHz 以上である。これは次世代光通信システムへの応用を含めて十分な変調帯域である。さらに DC において 2.6V と低い半波長電圧を得た。

### 第4章

X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器において非対称 CPW(ACPW)電極を用い、所望のプリチャープ特性を実現することを検討した。ACPW 電極における 2つの電極間ギャップの比  $G_1/G_2$  を可変に設定することにより、マイクロ波特性、半波長電圧・変調電極相互作用長積  $V_{\pi}L$  をほぼ一定に保ったまま、0~-0.8 の範囲で所望の $\alpha$ チャープパラメータ  $\alpha_{\text{para}}$  を実現可能であることを準 TEM 波解析により明らかにした。

以上の検討を踏まえてプリチャープ変調器を試作した。中心電極幅  $W=30\mu\text{m}$ 、2つの電極間ギャップはそれぞれ  $G_1=20\mu\text{m}$ 、 $G_2=95\mu\text{m}$ 、LiNbO<sub>3</sub> 薄板の厚み  $T_{\text{sub}}=8.5\mu\text{m}$ 、電極厚み  $T_m=25\mu\text{m}$  とした。評価の結果、波長 1.55 $\mu\text{m}$  における 3dB 変調帯域  $f_{\text{BW}}=20\text{GHz}$  であった。測定可能な 50GHz までなだらかな光応答特性を確認し、変調可能周波数

は 50GHz 以上である。波長  $1.55\mu\text{m}$  における光挿入損失 6.0dB、消光比 24dB、DC における半波長電圧  $V_{\pi}$  は 2.7V であった。試作した光変調器を用いて  $2^{31}-1$  PRBS 信号を入力して変調アイダイアグラムを観察したところ良好なアイ開口を確認した。試作した光変調器の  $\alpha_{\text{para}}$  は従来の Z カット  $\text{LiNbO}_3$  シングルドライブ光変調器と同等の -0.65 であり、波長  $1.55\mu\text{m}$  でノーマルファイバ 80km のエラーフリー伝送を確認した。設計通りのプリチャープ特性が実現されていると考えられる。

従来のプリチャープ Z カット  $\text{LiNbO}_3$  光変調器の  $\alpha_{\text{para}}$  は -0.7 程度に固定されており、限られた光ファイバの分散特性及び伝送距離においてのみ分散補償が可能であったが、本章で検討した光変調器はあらゆる分散特性をもつ伝送路、及び伝送距離に対して最適なプリチャープ特性を実現出来る。

## 第 5 章

分布定数線路を用いた折り返し型光変調器の変調電極等価回路を用いて計算し、折り返し部における光導波路光路長と電極電気長の差  $L_d$  によって変調帯域制限が大きく制限されてしまうことを明らかにした。

折り返し部まで変調電極を延伸し、光導波路に出来るだけ沿わせて変調電極を配置することにより、 $L_d$  を小さくし、変調帯域の拡大と低半波長電圧を特長とする折り返し構造を有する薄板型光変調器を提案し、試作、評価を行った。波長  $1.55\mu\text{m}$  における 3dB 変調帯域 20GHz であった。測定可能な 50GHz までなだらかな光応答特性を確認し、変調可能周波数は 50GHz 以上である。波長  $1.55\mu\text{m}$  で消光比 25dB、光挿入損失 4.9dB、DC における半波長電圧は 2.0V と良好な特性を確認した。光挿入損失は長尺型と同等であり、折り返し部における光の過剰損失は十分に小さいと考えられる。試作した折り返し型光変調器はチップ長辺長さが 29mm であり、同等の半波長電圧をもつ従来の長尺型変調器の長辺長さ 56mm に比べてほぼ半分の短尺化を実現した。

さらに折り返し部にて光導波路光路長と電極電気長を完全に一致させ、完全速度整合可能な折り返し構造について提案を行い、本構造の変調電極を試作したところ良好なマイクロ波特性を確認した。

本折り返し光導波路構造は、低過剰損失で複数の光変調器の集積化を可能とし、次世代コヒーレント光通信システムとして期待されている RZ-DQPSK 方式用集積型光

変調器等に応用できる。

## 第6章

薄板型光変調器に非対称 CPW(ACPW)電極を適用することにより、従来、低駆動電圧とされ広く用いられてきた Z カット LiNbO<sub>3</sub> 光位相変調器に比べてさらに低半波長電圧を実現できる X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光位相変調器を提案、試作した。

試作した X カット薄板型光位相変調器の特性を評価したところ、20GHz の入力信号に対して 2.9V という低い半波長電圧を確認した。変調電極のマイクロ波実効屈折率、特性インピーダンスはそれぞれ 2.13、47Ω、波長 1.55μm における光挿入損失は 7.5dB であった。変調電極の S<sub>21</sub> 特性は測定可能な 50GHz までなだらかなカーブを示しており、変調可能周波数は 50GHz 以上である。

LiNbO<sub>3</sub> 光位相変調器は複雑な構成を持った DQPSK 用光変調器などの基本構成要素であり、あらゆる光変調器に応用可能である。特に LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光位相変調器を 1ch に 2 つ集積しデュアルドライブ化することにより、低半波長電圧の次世代コヒーレント被光通信システム用 DQPSK 光変調器が実現可能となる。

## 第7章

第2章～第6章で検討を行った X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器の高性能化、高機能化の成果を踏まえて、最近検討が進んでいる次世代型コヒーレント光通信システム用として期待される RZ-DQPSK 方式用の複雑な Mach-Zehnder 構造を持つ光変調器にも応用が可能である事を示した。具体的には折り返し構造、ACPW 電極を用いた光変調器等の成果等を踏まえれば、動作安定性に優れ、広帯域かつ低半波長電圧な X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型構造を用いて集積型 RZ-DQPSK LiNbO<sub>3</sub> 光変調器を実現可能である事を示し、その構造を提案した。提案した集積型 RZ-DQPSK LiNbO<sub>3</sub> 光変調器は現在開発中であり、実用化が期待される。

今後は本研究で開発した X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器を早期に社会に送り出すために、特性のさらなる向上、信頼性、量産性の確保に注力していきたい。本研究の成果が今後の研究開発の一助になれば幸いである。

## 謝辞

本研究を進める上で、御指導、御鞭撻頂きました静岡大学電子工学研究所皆方誠教授に深甚なる感謝の意を表します。皆方教授には、私の東北大在学中の電気回路の講義、研究室時代、さらに日本ガイシに入社してからの本研究に渡るまで18年におよぶ長きに渡り、時として厳しく、時として暖かく熱心に御指導、御教授を頂きました。心から深く感謝いたします。

本論文の審査にあたり、適切な御助言を賜りました静岡大学創造科学技術大学院永津雅章教授、静岡大学工学部 大坪順次教授、静岡大学工学部 相田一夫教授、静岡大学電子工学研究所 天明二郎教授に深く感謝いたします。

本研究を進めるにあたり、多大なご協力を頂きました静岡大学電子工学研究所 栗野春之技術専門職員に深く感謝を致します。

本研究は静岡大学電子工学研究所 皆方誠教授との共同研究として日本ガイシ株式会社で行ったものであり、本研究を遂行するにあたり、懇切なる御指導および御助言を頂きました元日本ガイシ三冨修グループマネージャ、今枝美能留マネージャー、近藤厚男マネージャー、元日本ガイシ小塚義成専門部長に心から感謝いたします。

本研究の共同研究者であり、有益な討論、御協力を頂きました近藤順悟サブマネージャー、ウエハープロセスで御協力いただいた岩田雄一主任、浅井圭一郎主任、設計に関して有益な討論を頂いた堀裕二主任、端面加工で御協力いただいた浜島章主任、実装プロセスで御協力いただいた岩崎康範サブマネージャー、江尻哲也氏、評価で御協力いただいた井出晃啓主任、川村康裕氏、小林弘季氏に深く感謝いたします。また、森務主任、元日本ガイシ水野幸夫主任、杉本寛氏、浅田勝美氏、元日本ガイシ社員下平沙織氏には種々の実験にて御協力を頂き厚く御礼を申し上げます。

本研究の機会を与えていただき、多大な御指導と御鞭撻を賜りました大野正直 NGK 人財開発株式会社社長、武内幸久 常務執行役員、松廣啓治部長に心から感謝を致します。

最後に絶えず励まし続けていただきました両親と、研究を続ける上で励まし続け、心の支えとなった妻 青木香に心より感謝致します。

亲爱的妻子，我真的希望你能赶快康复。在这里我写了我去敦煌的时候，你送我的一段汉诗。等你恢复的时候，我很想跟你一起去敦煌。

古	醉	欲	葡	涼
來	臥	飲	萄	州
征	沙	琵	美	詞
戰	場	琶	酒	
幾	君	馬	夜	
人	莫	上	光	王
回	笑	催	杯	翰

## 本研究に関する発表論文

A.

(論文誌)

- 1) K. Aoki, J. Kondo, A. Kondo, T. Mori, Y. Mizuno, S. Shimodaira, M. Imaeda, Y. Kozuka, O. Mitomi, and M. Minakata, “High-performance optical modulator with a wide center electrode and thin x-cut LiNbO<sub>3</sub> substrate,” IEEE Photon. Technol. Lett., vol.16, no.12, pp.2610-2612, Dec. 2004.
- 2) K. Aoki, J. Kondo, A. Kondo, T. Ejiri, T. Mori, Y. Mizuno, M. Imaeda, O. Mitomi, and M. Minakata, “Single-drive X-cut thin-sheet LiNbO<sub>3</sub> optical modulator with chirp adjusted using asymmetric CPW electrode,” J. of Lightw. Technol., vol. 24, no. 5, pp.2233-2237, May 2006.
- 3) K. Aoki, J. Kondou, O. Mitomi, and M. Minakata, “Velocity-matching conditions for ultrahigh-speed optical LiNbO<sub>3</sub> modulators with traveling-wave electrode,” Jpn. J. of Appl. Phys. vol. 45, no. 11, pp. 8696-8698, Nov. 2006.
- 4) K. Aoki, J. Kondo, Y. Iwata, A. Hamajima, T. Ejiri, O. Mitomi, and M. Minakata, “High-speed X-cut thin-sheet LiNbO<sub>3</sub> optical modulator with folded structure,” J. of Lightw. Technol., vol. 25, no. 7, pp.1805-1810, Jul. 2007.
- 5) 青木, 近藤, 岩田, 浜島, 江尻, 三富, 皆方, “小型折返し構造 X-cut LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器の高性能化,” 電子情報通信学会論文誌 C, Vol. J91-C, No.2, pp.166-172, 2008.
- 6) K. Aoki, A. Ide, J. Kondo, Y. Iwata, A. Hamajima, T. Ejiri, O. Mitomi, and M. Minakata, “Low half-wave voltage X-cut thin LiNbO<sub>3</sub> sheet optical phase modulator with asymmetric coplanar waveguide electrode,” IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 20, no. 21, pp. 1811-1813, Nov. 2008.

(国際会議発表論文)

- 1) K. Aoki, J. Kondo, A. Kondo, O. Mitomi, M. Imaeda, Y. Kozuka, and M. Minakata, “Design of low drive voltage for 40Gb/s modulator on X-cut LiNbO<sub>3</sub> wafer,” in Proc.

CPT' 02, E-18, pp.95-96, 2002.

- 2) K. Aoki, J. Kondo, A. Kondo, T. Mori, Y. Mizuno, S. Shimodaira, M. Imaeda, Y. Kozuka, O. Mitomi and M. Minakata, "High-performance X-cut LiNbO<sub>3</sub> optical modulator with a wide center electrode," in Proc. OECC' 03, Post-Deadline Papers PD5, 2003.
- 3) K. Aoki, J. Kondo, A. Kondo, T. Mori, T. Ejiri, M. Imaeda, Y. Kozuka, O. Mitomi and M. Minakata, "A single drive X-cut thin sheet LiNbO<sub>3</sub> optical modulator with chirp adjusted by asymmetric CPW electrodes," in Proc. ECOC' 04, Tu3.4.4, 2004.
- 4) K. Aoki, J. Kondo, Y. Iwata, A. Hamajima, T. Ejiri, O. Mitomi, and M. Minakata, "High-speed, low-driving-voltage and small-footprint X-cut thin LiNbO<sub>3</sub> sheet optical modulator with a folded Mach-Zehnder waveguide," in Proc. ECOC '06, We1.6.4, 2006.

(電子情報通信学会・応用物理学会、研究会)

応用物理学会

- 1) 青木, 近藤順, 近藤厚, 三富, 今枝, 小塚, 皆方, "LiNbO<sub>3</sub> 二段裏溝付き光変調器の構造設計," 2001年春季大会 30p-H-1/III, 2001.
- 2) 青木, 近藤順, 近藤厚, 三富, 今枝, 小塚, 皆方, "X-cut LiNbO<sub>3</sub> 二段裏溝付き光変調器の低駆動電圧化の検討," 2001年秋季大会, 11p-Y-6/III, 2001.
- 3) 青木, 近藤順, 近藤厚, 三富, 今枝, 小塚, 皆方, "X-cut LN 裏溝付き光変調器における光導波路モード形状に関する検討," 2002年春季大会, 27a-ZS-5/III, 2002.
- 4) 青木, 近藤順, 近藤厚, 三富, 今枝, 小塚, 皆方, "超高速進行波型光変調器のための速度整合条件に関する考察," 2003年春季大会, 27a-W-19/III, 2003.
- 5) 青木, 近藤順, 近藤厚, 三富, 今枝, 小塚, 皆方, "幅広中心電極による X-cut LiNbO<sub>3</sub> 裏溝付き光変調器の高性能化," 2003年秋季大会, 30p-YK-3, 2003.

電子情報通信学会

- 1) 青木, 近藤順, 近藤厚, 森, 江尻, 今枝, 三富, 皆方, "非対称 CPW 電極を用いたプリチャープ X-cut LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器," 2004年ソサイエティ大会 C-3-103, 2004.
- 2) 青木, 近藤順, 岩田, 浜島, 江尻, 三富, 皆方, "折り返し光導波路を用いた小型・

高速 X-cut LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器,” 2006 年ソサイエティ大会 C-3-55, 2006.

- 3) 青木, 近藤順, 岩田, 浜島, 江尻, 三富, 皆方, “低駆動電圧 X-cut LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光位相変調器,” 2007 年総合大会 C-3-67, 2007.
- 4) 青木, 井出, 近藤, 岩田, 浜島, 江尻, 三富, 皆方, “低駆動電圧 X-cut LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光位相変調器,” 2008 年総合大会 C-3-62, 2008.

#### 研究会

- 1) 青木, 近藤順, 岩田, 浜島, 江尻, 三富, 皆方, “低駆動電圧かつ小型・高速 X-cut LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器,” 2006 年第3回MWP研究会, 2006.

#### B

##### (論文誌)

- 1) J. Kondo, A. Kondo, K. Aoki, S. Takatsuji, O. Mitomi, M. Imaeda, Y. Kozuka, and M. Minakata, “High-speed and low-driving-voltage X-cut LiNbO<sub>3</sub> optical modulator with two step backside slot,” *Electron. Lett.*, vol.38, no.10 pp.472-473, May 2002.
- 2) J. Kondo, A. Kondo, K. Aoki, M. Imaeda, T. Mori, Y. Mizuno, S. Takatsuji, O. Mitomi, Y. Kozuka, and M. Minakata, “40-Gb/s X-cut LiNbO<sub>3</sub> optical modulator with two-step back-slot structure,” *J. of Lightw. Technol.*, vol. 20, no.12, pp. 2010-2015, Dec. 2002.
- 3) J. Kondo, K. Aoki, A. Kondo, T. Ejiri, Y. Iwata, A. Hamajima, T. Mori, Y. Mizuno, M. Imaeda, Y. Kozuka, O. Mitomi, and M. Minakata, “High-speed and low-driving-voltage thin-sheet X-cut LiNbO<sub>3</sub> modulator with laminated low-dielectric-constant adhesive,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.17, no.10, pp.2077-2079, Oct. 2005.
- 4) 近藤順, 青木, 岩田, 浜島, 江尻, 三富, 皆方, “マッハツェンダ型 LN 光変調器を用いた簡易構成による 4 通倍ミリ波発生,” *電子情報通信学会論文誌 C*, vol. J89-C, no. 8, pp. 551-552, Aug. 2006.
- 5) J. Kondo, K. Aoki, Y. Iwata, A. Hamajima, T. Ejiri, O. Mitomi and M. Minakata, “Ti-diffused optical waveguide with thin LiNbO<sub>3</sub> structure for high-speed and low-drive-voltage modulator,” *IEICE Trans. on Commun.*, vol. E89-B, no. 12, Dec. 2006.

(国際会議発表論文)

- 1) J. Kondo, A. Kondo, K. Aoki, S. Takatsuji, O. Mitomi, M. Imaeda, Y. Kozuka, and M. Minakata, "Low-drive-voltage 40Gb/s modulator on X-Cut LiNbO<sub>3</sub> wafer," in Proc. ECOC '01, pp.334-335, 2001.
- 2) J. Kondo, A.Kondo, K. Aoki, T. Mori, Y. Mizuno, S. Takatsuji, O. Mitomi, M. Imaeda, Y. Kozuka, and M. Minakata, "A packaged 40Gb/s X-cut LiNbO<sub>3</sub> modulator with 3V-drive-voltage and suppressed DC-drift," in Proc. ECOC '02, P2.11, 2002.
- 3) J. Kondo, A.Kondo, K. Aoki, T. Mori, Y. Mizuno, Tetsuya Ejiri, S. Shimodaira, M. Imaeda, Y. Kozuka, O. Mitomi, and M. Minakata, "40-Gbit/s single-drive X-cut LiNbO<sub>3</sub> optical modulator with low driving-voltage of 2V," in Proc. OFC '04, FL4, 2004.
- 4) J. Kondo, K. Aoki, Y. Iwata, A. Hamajima, T. Ejiri, O. Mitomi, and M. Minakata, "76-GHz millimeter-wave generation using MZ LiNbO<sub>3</sub> modulator with drive voltage of 7 V<sub>p-p</sub> and 19 GHz signal input," in Proc. MWP'05, PDP-1, pp.1-4, Oct., 2005.

(電子情報通信学会・応用物理学会、研究会)

電子情報通信学会

- 1) 近藤順, 近藤厚, 青木, 高辻, 三富, 今枝, 小塚, 皆方, "40Gb/s X-cut LiNbO<sub>3</sub> 裏溝付き変調器," 2001年総合大会 C-3-82, 2001.
- 2) 近藤順, 近藤厚, 青木, 高辻, 三富, 今枝, 小塚, 皆方, "40Gb/s・2.8V X-cut LiNbO<sub>3</sub> 裏溝付き光変調器," 2001年ソサイエティ大会 C-3-3, 2001.
- 3) 近藤順, 近藤厚, 青木, 森, 水野, 高辻, 三富, 今枝, 小塚, 皆方, "40Gb/s 用 X-cut LiNbO<sub>3</sub> 光変調器モジュール," 2002年総合大会 C-3-53, 2002.
- 4) 近藤順, 近藤厚, 青木, 森, 水野, 江尻, 下平, 今枝, 小塚, 三富, 皆方, "低駆動電圧 X-cut LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器," 2003年ソサイエティ大会 C-3-99, 2003.
- 5) 近藤順, 近藤厚, 青木, 森, 江尻, 今枝, 小塚, 三富, 皆方, "駆動電圧 2V X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器," 2004年総合大会 C-4-42, 2004.
- 6) 近藤順, 青木, 岩田, 浜島, 江尻, 今枝, 三富, 皆方, "MZ-LN 光変調器と FBG フィルタによる n 遷倍ミリ波発生," 2005年ソサイエティ大会 C-14-10, 2005.

応用物理学会

- 1) 近藤順, 近藤厚, 青木, 今枝, 加藤, 小塚, 皆方, “LiNbO<sub>3</sub> 裏溝付き光変調器の作製とその評価 II,” 1999 年秋季大会 2p-ZB-8/III, 1999.

研究会

- 1) 近藤順, 青木, 岩田, 浜島, 江尻, 三富, 皆方, “MZ-LN 光変調器を用いた n 重倍ミリ波発生,” 2006 年第 2 回 MWP・THz 合同研究会, MWP05-23, pp.67-72, 2006.
- 2) 近藤順, 近藤厚, 青木, 今枝, 三富, 小塚, “導波路デバイスのプロセス・実装とその応用,” 第 32 回光波センシング技術研究会, 招待講演 LST 32-16, 2003

## 付録1 チタン拡散導波路の屈折率プロファイル

LiNbO<sub>3</sub> 基板上に形成したチタン拡散導波路は良好な光学特性を持ち、チタンの熱拡散に伴う結晶性の劣化や電気光学効果への影響もないことから LiNbO<sub>3</sub> 光変調器等に広く利用されている。チタン拡散導波路は LiNbO<sub>3</sub> 基板上に金属チタンを帯状に成膜し、その後、熱拡散することにより形成される。LiNbO<sub>3</sub> は一軸異方性の結晶であり、結晶方位により特性が異なるが、ここでは X カット Y 伝搬基板に熱拡散をする事を想定する。入射光の偏光は電気光学効果が最大となるよう、異常光を想定する。

チタン拡散導波路の屈折率分布  $n(\lambda, x, y)$  は以下のように表せる [1][2]。

$$n(\lambda, x, y) = n_e(\lambda) + \Delta n(\lambda, x, y) \quad (\text{A1-1})$$

ここで  $\lambda$  は波長、 $x, y$  はそれぞれ導波路断面基板水平方向および厚み方向の座標である。 $n_e$  は LiNbO<sub>3</sub> 基板の(拡散前の)異常光屈折率であり、セルマイヤー方程式を用いて以下のように表せる[3]。

$$n_e(\lambda) = \sqrt{4.582 - \frac{0.099169}{0.04432 - \lambda^2} - 0.02195\lambda^2} \quad (\text{A1-2})$$

式(A1-2)の右辺第二項  $\Delta n(\lambda, x, y)$  が  $\text{Ti}^{4+}$  イオンの熱拡散による屈折率変化を表しており、以下のように表現される。

$$\Delta n(\lambda, x, y) = d_e(\lambda) F_e c_{\text{Ti}}(x, y) \quad (\text{A1-3})$$

分布定数  $F_e$  は  $1.2 \times 10^{-23} \text{ cm}^3$  である。 $d_e(\lambda)$  はチタン拡散に伴う屈折率変化の波長依存性を表しており、以下のように表せる。

$$d_e(\lambda) = \frac{0.839\lambda^2}{\lambda^2 - 0.0645} \quad (\text{A1-4})$$

また、 $c_{\text{Ti}}(x, y)$  は  $\text{Ti}^{4+}$  イオン濃度であり、以下のように表現できる。

$$c_{\text{Ti}}(x, y) = c_0 \left\{ \operatorname{erf} \left[ \frac{w}{2D_x} \left( 1 + \frac{2x}{w} \right) \right] + \operatorname{erf} \left[ \frac{w}{2D_x} \left( 1 - \frac{2x}{w} \right) \right] \right\} \exp \left( -\frac{y^2}{D_y^2} \right) \quad (\text{A1-5})$$

ここで、

$$\begin{cases} c_0 = \frac{\tau}{pD_y} \\ p = \frac{G_{\text{Ti}} \sqrt{\pi}}{2dN_A} = 1.57 \times 10^{-23} [\text{cm}^3] \end{cases} \quad (\text{A1-6})$$

である。d はバルク状のチタン比重、 $N_A$  はアボガドロ定数、 $\tau$  は拡散前のチタン厚み、 $G_{Ti}$  は 1mol あたりのチタン原子の重量である。式(A1-5)における w は拡散前のチタン幅、 $D_x$ 、 $D_y$  はそれぞれ x 方向および y 方向のチタン拡散長であり、以下のように表せる[4]。

$$D_x = 2\sqrt{tD_{0x} \exp\left(-\frac{T_0}{T}\right)} \quad (A1-7)$$

$$D_y = 2\sqrt{tD_{0y} \exp\left(-\frac{T_0}{T}\right)} \quad (A1-8)$$

t は拡散時間、T は拡散温度である。 $D_{0x}$ 、 $D_{0y}$  はそれぞれ x 方向、y 方向の拡散定数、 $T_0$  は温度定数で、以下の通りである。

$$\begin{cases} T_0 = 30300[\text{K}] \\ D_{0x} = D_{0y} = 0.023[\text{cm}^2/\text{s}] \end{cases} \quad (A1-9)$$

以上から(A1-1)式を用いてチタン拡散導波路の屈折率プロファイルを得ることが出来る。

## 参考文献

- [1] E. Strake, G. P. Bava and I. Montrosset, "Guided Modes of Ti:LiNbO<sub>3</sub> Channel Waveguides: A Novel Quasi-Analytical Technique in Comparison with the Scalar Finite-Element Method," J. of Lightw. Technol., vol. 6, no. 6, Jun. 1988.
- [2] Alcatel Optronics Application Notes A1998006, "Generation of titanium indiffused LiNbO<sub>3</sub> index profiles," Jun. 1998.
- [3] D. S. Smith, and H. D. Riccius, "Refractive Indices of Lithium Niobate," Optics Communications, vol. 17, no. 3, Jun. 1976.
- [4] S. Fouchet, A Carenco, C. Daguet, R. Guglielmi, and L. Riviere, "Wavelength dispersion of Ti induced refractive index change in LiNbO<sub>3</sub> as a function of diffusion parameters," J. of Lightw. Technol., vol. 5, no. 5, pp. 700-708, May 1987.

## 付録2 有限要素法を用いた準 TEM 波解析

変調器断面の二次元構造に注目する。有限要素法を用いて電位に関するラプラス方程式を解くことにより、変調器断面におけるポテンシャル分布 $\Phi$ を求めることが出来る。この際 GND 電極の電位は 0V、中心電極の電位は例えば  $V[V]$  に設定する。得られたポテンシャル分布 $\Phi$ の勾配(gradient)から静電界分布 $\vec{E}$ を得る。つまり、

$$\vec{E} = -\nabla\Phi \quad (\text{A2-1})$$

である。ガウスの定理を用いれば、静電容量  $C_0$  は以下のように計算できる。

$$C_0 = \frac{\oint_S \epsilon \vec{E} \cdot d\vec{S}}{V} \quad (\text{A2-2})$$

$\epsilon$  は媒質の誘電率を表す。

変調電極の単位長あたりのキャパシタンスを計算すれば、マイクロ波特性は以下のように求められる。変調電極の単位長あたりのキャパシタンスを  $C_e$ 、誘電体をすべて空気で置き換えて計算したキャパシタンス  $C_e^{\text{air}}$  とすると、マイクロ波実効屈折率  $n_m$ 、特性インピーダンス  $Z_c$  は以下のようになる[1][2]。

$$n_m = \sqrt{\frac{C_e}{C_e^{\text{air}}}} \quad (\text{A2-3})$$

$$Z_c = \frac{1}{cn_m C_e^{\text{air}}} \quad (\text{A2-4})$$

ここで  $c$  は真空中の光速である。

電極伝搬損失は Incremental Inductance Method を用いて求めることができる[3][4]。電極面の後退量を  $\Delta\delta$  とする。図 A3-1 で示したように電極の全界面を  $\Delta\delta$  ずつ点線で示した位置へ後退させたモデルを考える。誘電体をすべて空気で置き換え、式(A2-4)を用いて電極境界面後退前後で特性インピーダンスを計算する。電極境界面後退前後での特性インピーダンス差を  $\Delta Z_{\text{air}}$  とすると、電極伝搬損失  $\alpha$  は以下のように表現できる。

$$\alpha = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{R_s}{2Z_c} \frac{\Delta Z_{\text{air}}}{\Delta\delta} \quad [\text{neper/unit length}] \quad (\text{A2-5})$$

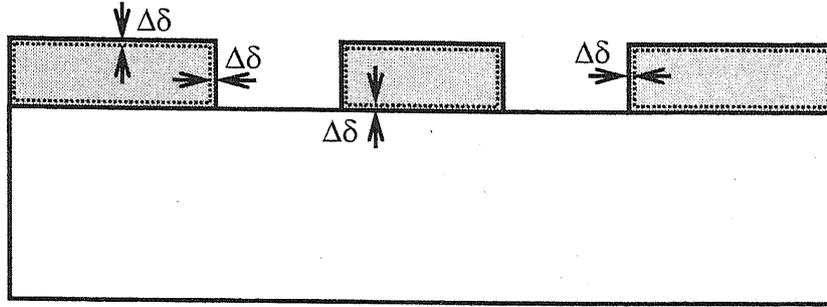


図 A2-1 Incremental Inductance Method における電極境界面の後退。

ここで $\epsilon_0$ 、 $\mu_0$ はそれぞれ真空中の誘電率、透磁率、 $R_s$ は電極の表面抵抗率であり、以下のように表せる。

$$R_s = \sqrt{\pi\mu_0 f_m \rho} \quad (\text{A2-6})$$

$f_m$ はマイクロ波信号周波数、 $\rho$ は電極材料(金)の電気抵抗率である。

次に半波長電圧・変調電極相互作用長積 $V_\pi L$ を求めるために、光導波路に印加される電界を計算する。チタン拡散光導波路導波モードの電界分布 $F(x, y)$ は以下の分布で近似出来る。

$$F(x, y) = \frac{y^2}{\sigma_y^2} \exp\left(-\frac{2x^2}{\sigma_x^2}\right) \exp\left(-\frac{2y^2}{\sigma_y^2}\right) \quad (\text{A2-7})$$

ここで、 $\sigma_x$ 、 $\sigma_y$ はチタン拡散導波路のモード形状を表すパラメータであり、実験的にそれぞれ $3\mu\text{m}$ 、 $2\mu\text{m}$ と設定した。

変調電界印加による光導波路の実効屈折率変化 $\Delta n$ は $\text{LiNbO}_3$ の電気光学係数 $r_{33}$ を用いて以下のようなになる。

$$\Delta n = \frac{1}{2} r_{33} n_e^3 \bar{E}_x \quad (\text{A2-8})$$

ここで $n_e$ は $\text{LiNbO}_3$ 基板の異常光屈折率、 $\bar{E}_x$ は光導波路に加わる $x$ 方向(結晶 $Z$ 軸に平行方向)の実効的な電界強度を示し、以下のように表せる。

$$\bar{E}_x = \frac{\int E_x(x, y) F(x, y) dx dy}{\int F(x, y) dx dy} \quad (\text{A2-9})$$

$E_x(x, y)$ は式(A2-1)で得られる $\vec{E}$ の $x$ 成分である。Xカット板を用いた対称型のMach-Zehnder光変調の場合、両光導波路の屈折率変化の大きさは等しく符号は逆とな

る。この場合、半波長電圧・変調電極相互作用長積 $V_{\pi}L$ は以下の式で求められる。

$$V_{\pi}L = \frac{\lambda}{2|\Delta n|} \quad (\text{A2-10})$$

ここで $\lambda$ は変調光の波長である。

一方、ACPW 電極を用いた非対称 Mach-Zehnder 構造の場合、光導波路 1 および 2 の実効屈折率変化をそれぞれ $\Delta n_1$ 、 $\Delta n_2$ とすると、各 Mach-Zehnder アームの半波長電圧 $V_{\pi 1}$ 、 $V_{\pi 2}$ は以下のようになる。

$$V_{\pi 1} = \frac{\lambda}{|\Delta n_1|L} \quad (\text{A2-11})$$

$$V_{\pi 2} = \frac{\lambda}{|\Delta n_2|L} \quad (\text{A2-12})$$

さらに変調器の半波長電圧 $V_{\pi}$ は以下の式で求められる。

$$\frac{1}{V_{\pi}} = \frac{1}{V_{\pi 1}} + \frac{1}{V_{\pi 2}} \quad (\text{A2-13})$$

## 参考文献

- [1] K. C. Gupta, Ramesh Garg, Inder Bahl and Prakash Bhartia, "Microstrip Lines and Slotlines Second Edition," Artech House Publishers, 1996.
- [2] Nadir Dagli, "Wide-bandwidth lasers and modulators for RF photonics," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, no. 7, pp. 1151-1171, Jul. 1999.
- [3] Harold A. Wheeler, "Formulas for the skin effect," Proceedings of the I. R. E., pp. 412-424, Sep. 1942.
- [4] M. V. Schneider, "Microstrip lines for microwave integrated circuits," Bell Syst. Tech., Vol. 48, No. 5, pp. 1421-1444, 1969.

### 付録3 LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器の作製プロセス

本文中において製造した X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器は、以下の手順によって作製した[1]。ウエハープロセス手順については図 A3-2 に示す。作製プロセスは以下の通りである。

#### 1) フォトリソプロセスによるチタン拡散導波路と金電極の形成

フォトリソグラフィを用いて 3 インチ LiNbO<sub>3</sub> ウエハーにチタン拡散光導波路のドーパントとなるチタンを導波路形状にパターンニングする。チタン幅は 3-8 $\mu$ m、チタン厚みは 500-800Å であり、導波路の部位、LiNbO<sub>3</sub> 基板薄片時の基板厚みを考慮して最適化している。次に熱拡散炉にて形成したチタン膜を熱拡散し、チタン拡散導波路を形成する。

電極は Ti/Pt/Au の下地電極を形成し、フォトリソグラフィを用いて電極形状にパターンニングを行う。さらに電界メッキ工程を用いて必要な電極厚みまで金電極を厚膜化する。以上の工程は従来の光変調器で用いられてきたのと同様のプロセスである。

#### 2) LiNbO<sub>3</sub> 基板薄板化研磨

チタン拡散光導波路と金電極を形成した 3 インチ LiNbO<sub>3</sub> ウエハーを研磨定盤に固定し、薄板化研磨を行う。研磨工程は粗研磨、本研磨、仕上げ研磨の 3 工程からなっている。3 インチウエハーごと精密な研磨を行うことが可能であり、たとえば LiNbO<sub>3</sub> 基板厚み 7.3 $\mu$ m を狙った場合、3 インチウエハー内で $\pm 0.25\mu$ m のばらつきで薄板研磨加工がなされていることを確認している。図 A3-1 にラップ研磨(粗研磨)加工の様子を示す。

#### 3) 支持基板接着工程

薄板化した 3 インチ LiNbO<sub>3</sub> ウエハーに低誘電率接着フィルムを介して LiNbO<sub>3</sub> 支持基板を貼り合わせる。接着フィルムは低誘電率層として機能する。接着フィルムの厚みは 50 ないし 100 $\mu$ m である。支持基板は熱膨張に伴う応力を軽減し、信頼性と動作

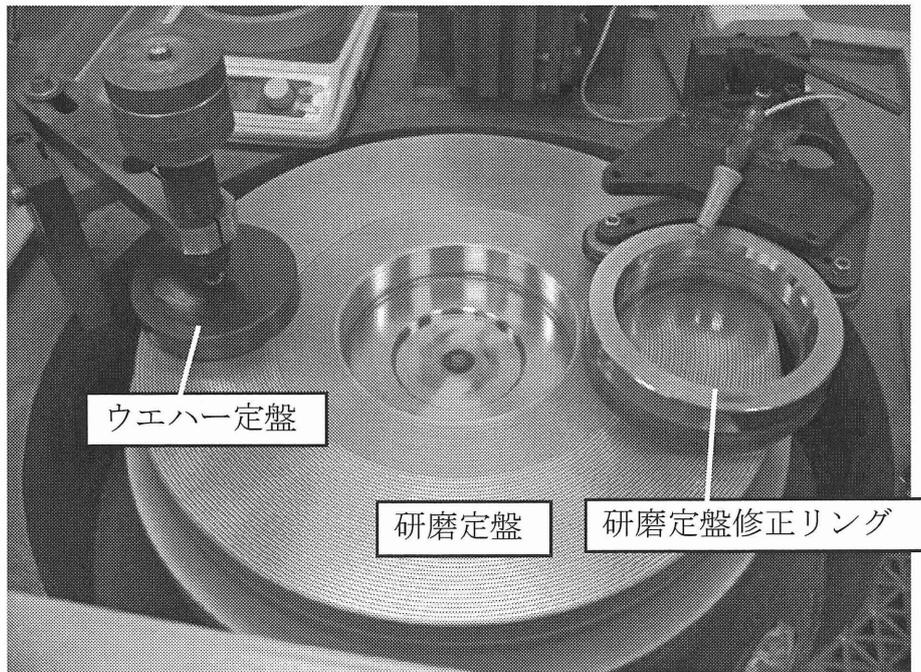


図 A3-1 ラップ研磨(粗研磨)加工の様子。

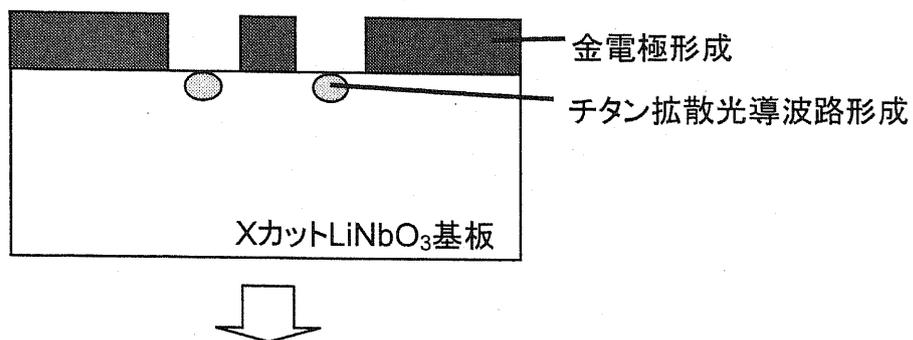
安定性を確保する目的で、変調器基板と同じ X カット  $\text{LiNbO}_3$  を用いた。また支持基板の接着層と対向する面には Au 導電層を形成し、基板共振を抑制している。

#### 4) 切り出し、端面研磨、実装工程

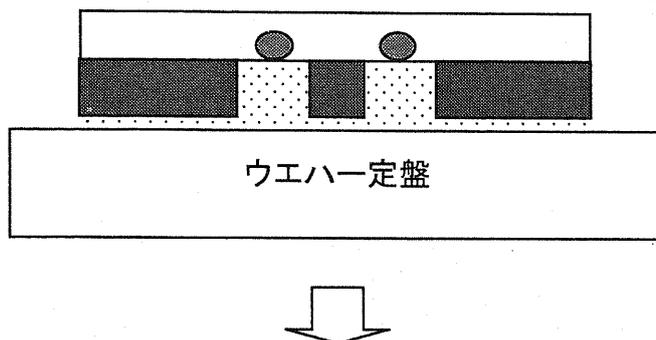
作製した 3 インチ  $\text{LiNbO}_3$  光変調器ウエハーをダイシングソーにてチップ切断し、光導波路端面を光学研磨した。さらに切り出した光変調器チップに光ファイバをピグテイル接続し、V コネクタを設けた金属パッケージに実装した。

以上のプロセスにて作製した  $\text{LiNbO}_3$  薄板型光変調器の変調部 SEM 断面観察図を図 A3-3、金属パッケージに実装した光変調器を図 A3-4 および図 A3-5 に示す。

1) フォトリソプロセス



2) LiNbO<sub>3</sub>基板薄板化研磨



3) 支持基板接着工程

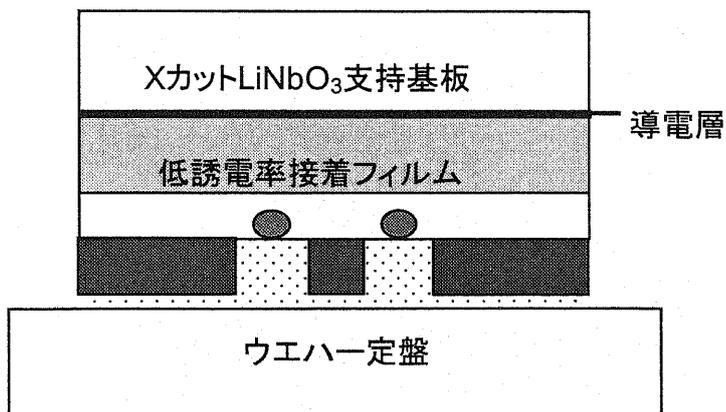


図 A3-2 X カット LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器のウエハープロセス。

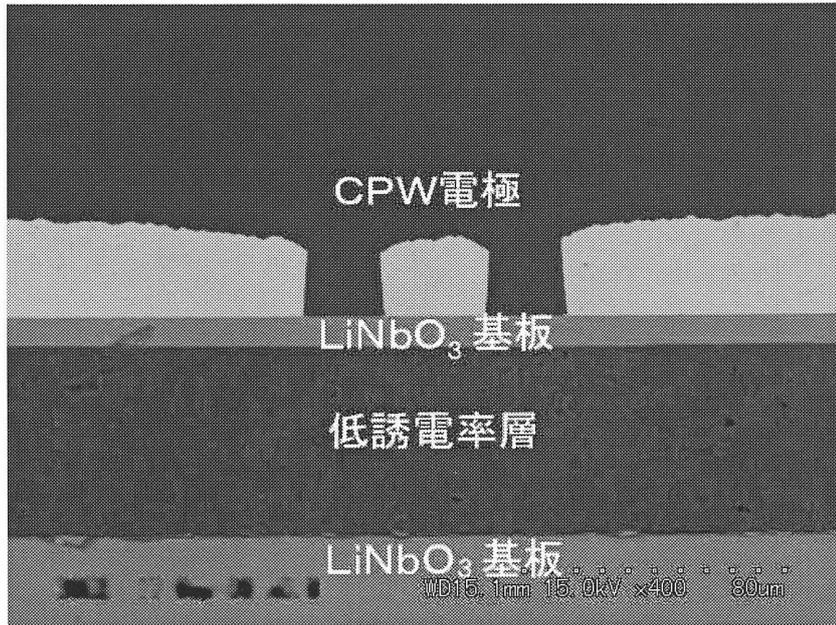


図 A3-3 LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器変調部の断面 SEM 観察像。

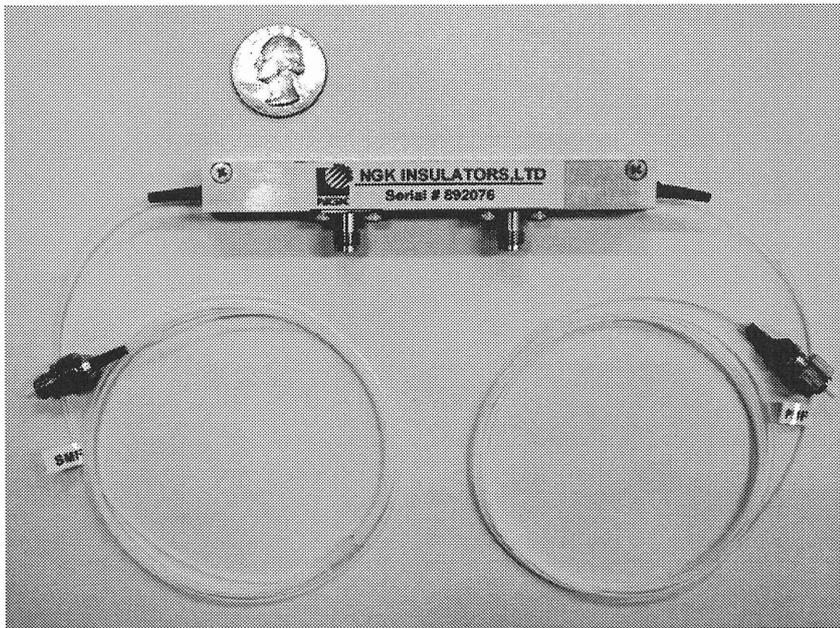


図 A3-4 金属パッケージに実装した LiNbO<sub>3</sub> 薄板型光変調器。

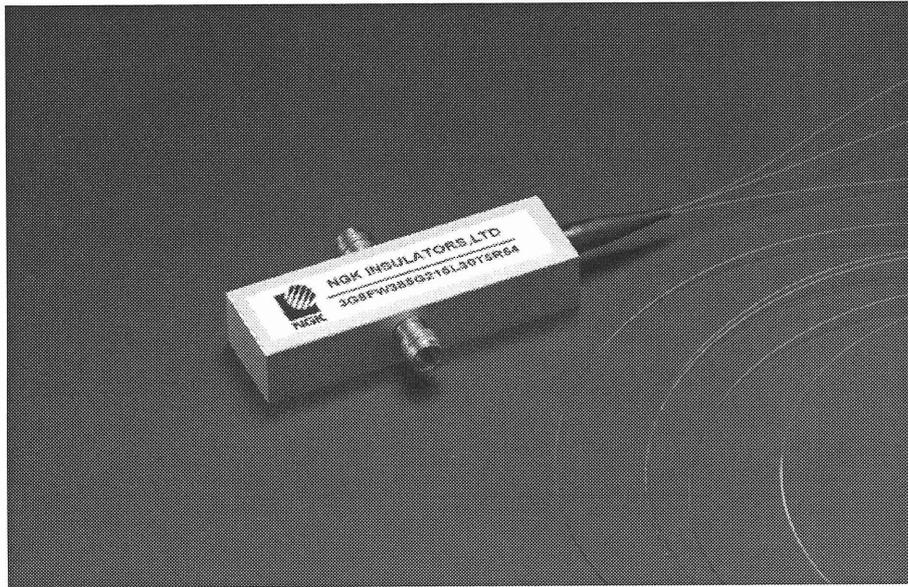


図 A3-5 金属パッケージに実装した  $\text{LiNbO}_3$  折り返し型光変調器。

## 参考文献

- [1] 近藤, “広帯域・低駆動電圧薄板型  $\text{LiNbO}_3$  光変調器に関する研究,” 博士学位論文, 2007.

## 付録4 測定したSパラメータからのマイクロ波特性の計算

LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の進行波型電極のマイクロ波特性はベクトルネットワークアナライザによって測定することができる。ここではベクトルネットワークアナライザによって得られたSパラメータからマイクロ波諸特性の計算方法について述べる。

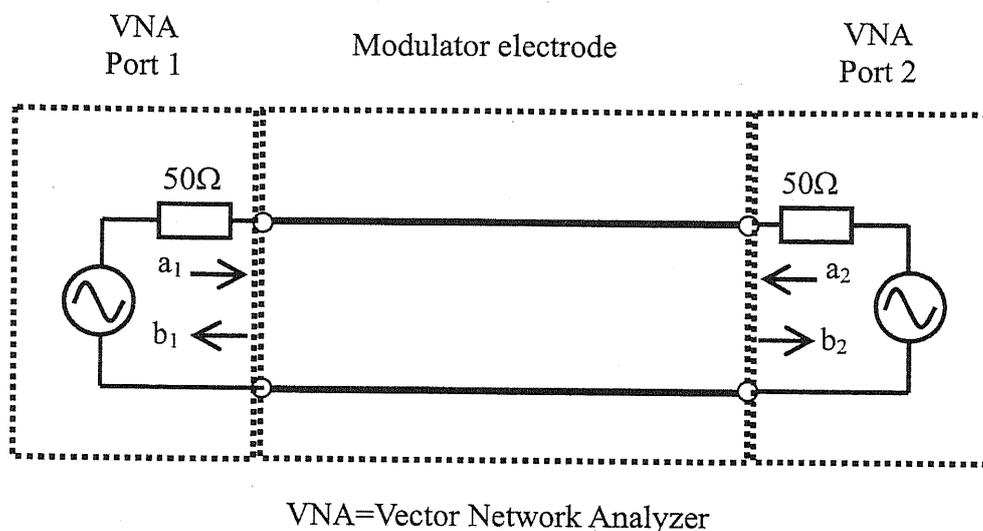


図 A4-1 ベクトルネットワークアナライザを用いた変調器電極の測定。

図 A2-1 にベクトルネットワークアナライザを用いたときの変調器電極測定時の接続図を示す。ポート1端( $x=0$ )からポート2端( $x=L$ )に座標をとる。 $L$ は変調電極の長さ(変調電極相互作用長)である。変調電極は分布定数線路と見なすことができる。

ベクトルネットワークアナライザの2つのポートを変調電極の両端に接続してSパラメータを測定する。ポート1における入射波、および反射波の複素振幅をそれぞれ  $a_1$ ,  $b_1$ 、ポート2における入射波および反射波の複素振幅を  $a_2$ ,  $b_2$  とすると、Sパラメータの定義から以下の関係が成り立つ。

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (\text{A4-1})$$

また、ポート1における電圧、電流をそれぞれ  $V_1$ ,  $I_1$ 、ポート2における電圧、電流を  $V_2$ ,  $I_2$  とすると、 $a_1$ ,  $b_1$ ,  $a_2$ ,  $b_2$  は以下のように表せる。

$$a_1 = \frac{1}{2\sqrt{Z_c}} (V_1 + Z_c I_1) \quad (\text{A4-2})$$

$$b_1 = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}(V_1 - Z_c I_1) \quad (\text{A4-3})$$

$$a_2 = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}(V_2 + Z_c I_2) \quad (\text{A4-4})$$

$$b_2 = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}(V_2 - Z_c I_2) \quad (\text{A4-5})$$

以上から以下の関係が得られる。

$$V_1 = \frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2}{2S_{21}} V_2 + \frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{2S_{21}} Z_c (-I_2) \quad (\text{A4-6})$$

$$I_1 = \frac{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}{2S_{21}Z_0} V_2 + \frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2}{2S_{21}} Z_c (-I_2) \quad (\text{A4-7})$$

ここで、変調電極はポート 1 からみた場合とポート 2 からみた場合で対称であるので、

$$S_{11} = S_{22} \quad (\text{A4-8})$$

$$S_{12} = S_{21} \quad (\text{A4-9})$$

とした。

変調電極の四端子行列  $K$  を以下のようにおく。

$$K = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \quad (\text{A4-10})$$

四端子行列  $K$  の各成分は以下のようになる。

$$A = D = \frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2}{2S_{21}} \quad (\text{A4-11})$$

$$B = \frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{2S_{21}} Z_c \quad (\text{A4-12})$$

$$C = \frac{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}{2S_{21}Z_c} \quad (\text{A4-13})$$

一方、変調電極は分布定数線路と見なすことができる。分布定数線路の四端子行列は以下のように書ける。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ -I_2 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \cosh(\gamma L) & Z_c \sinh(\gamma L) \\ \frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma L) & \cosh(\gamma L) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ -I_2 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A4-14})$$

以上から変調電極の特性インピーダンス  $Z_c$ 、伝搬定数  $\gamma$  は以下のように計算できる。

$$Z_c = \sqrt{\frac{B}{C}} \quad (\text{A4-15})$$

$$\gamma = \frac{1}{L} \cosh^{-1}(A) \quad (\text{A4-16})$$

また、電極伝搬定数  $\alpha$  とマイクロ波実効屈折率  $n_m$  は以下のように計算できる。

$$\alpha = \text{Re}(\gamma) \quad (\text{A4-17})$$

$$n_m = \frac{c}{2\pi f_m} \text{Im}(\gamma) \quad (\text{A4-18})$$

ここで、 $c$  は真空中の光速、 $f_m$  はマイクロ波信号周波数(ネットワークアナライザ信号源の周波数)である。

## 付録5 進行波型光変調器の光応答特性

光変調器の光応答特性を変調電極のマイクロ波特性から導出することを考える。被変調光の変調されたパワー成分  $P_m$  は以下のようなになる [1][2]。

$$P_m(f) = C \cdot (\sin 2u \cdot J_1(\Theta(f_m)))^2 \quad (A5-1)$$

ここで  $C$  は定数、 $f_m$  はマイクロ波信号周波数である。バイアス点の位相  $u$  は

$$u = \frac{\pi V_b}{2V_\pi} \quad (A5-2)$$

である。 $V_\pi$  は半波長電圧、 $V_b$  はバイアス電圧である。通常の強度変調動作では  $V_b = \pm V_\pi/2$  に設定され、 $u = \pm \pi/4$  (複号同順) となる。また、 $J_1$  は第一種ベッセル関数を表し、

$$\Theta(f) = \frac{\pi V_m(f_m)}{2V_\pi} \quad (A5-3)$$

である。 $V_m(f_m)$  は光が感じる実効的な変調電圧であり、以下のように表現できる。[1][2]

$$V_m(f_m) = V_{m0} \left| \frac{(\psi_+ + \rho_2 \psi_-)(1 + \rho_1)}{\exp(2j\phi_+) + \rho_1 \rho_2 \exp(-2j\phi_-)} \right| \quad (A5-4)$$

$V_{m0}$  は校正された測定系ではマイクロ波信号周波数  $f_m$  に依存しない定数である。さらに、

$$\psi_\pm = \frac{\exp(\pm j\phi_\pm) \sin(\phi_\pm)}{\phi_\pm} \quad (A5-5)$$

$$\phi_\pm = \gamma_{m\pm} \cdot \frac{2}{L} - j\alpha L \quad (A5-6)$$

$$\gamma_{m\pm} = \frac{2\pi(n_m \mp n_o)f_m}{c} \quad (A5-7)$$

$$\rho_1 = \frac{Z_c - Z_{Ri}}{Z_c + Z_{Ri}} \quad (A5-8)$$

$$\rho_2 = \frac{Z_{Ro} - Z_c}{Z_{Ro} + Z_c} \quad (A5-9)$$

(以上複号同順) である。 $\alpha$  は電極伝搬損失(Neper/cm)、 $n_m$  はマイクロ波実効屈折率、

$Z_c$ は変調電極の特性インピーダンスで、いずれも付録2に示した有限要素法による準TEM波解析による設計値、あるいは付録4に示したベクトルネットワークアナライザを用いたSパラメータ特性の測定値から得られる。 $L$ は変調電極相互作用長、 $n_o$ はチタン拡散導波路の実効群屈折率である。 $Z_{Ri}$ は信号源のインピーダンス、 $Z_{Ro}$ は終端抵抗であり、 $50\Omega$ 系での使用であれば共に $50\Omega$ となる。

以上から式(A5-1)に示した変調光のパワー $P_m(f)$ の周波数特性を計算することにより、光応答特性、3dB変調帯域 $f_{BW}$ を計算できる。

## 参考文献

- [1] K. Kubota, J. Noda, and O. Mikami, "Traveling wave optical modulator using a directional coupler LiNbO<sub>3</sub> waveguide," IEEE J. of Quantum Electron., vol. QE-16, no. 7, pp. 754-760, Jul. 1980.
- [2] O. Mitomi, K. Noguchi and H. Miyazawa, "Estimation of frequency response for high-speed LiNbO<sub>3</sub> optical modulators," Proc. Inst. Elect. Eng. Optoelectron., vol. 146, no. 2, April 1999.

## 付録6 小信号入力による光変調器の光応答特性測定と光変調器の 3dB 変調帯域

第1章で述べたとおり、NRZ 強度変調方式を想定した場合、光変調器は実使用時には DC バイアス電圧  $V_b = \pm V_\pi/2$  の点を動作点として、半波長電圧  $V_\pi$  の入力マイクロ波電気信号を光変調器に印加して、変調動作を行うデバイスである (図 A6-1 参照)。この時、マイクロ波電気信号の電圧振幅  $V_a$  を用いると、変調電極に印加される変調電圧  $V_{app}$  は以下のように表せる。

$$\begin{aligned} V_{app} &= V_b + V_a \cos(2\pi f_m t) \\ &= V_b \{1 + m \cos(2\pi f_m t)\} \end{aligned} \quad (\text{A6-1})$$

ここで、 $f_m$  は変調周波数、 $t$  は時間である。また、 $m$  は変調度であり、通常 DC バイアス電圧が  $V_b = \pm V_\pi/2$  に設定されることを考えれば以下のようなになる。

$$\begin{aligned} m &= \frac{V_{app}}{|V_b|} \\ &= \frac{2V_{app}}{V_\pi} \end{aligned} \quad (\text{A6-2})$$

変調度  $m$  を用いると理想的な NRZ 強度変調時は  $m=1$  (大信号動作) である。 $m$  が 1 以下の場合、Mach-Zehnder 型光変調器の変調動作カーブは、以下のようなになる。

$$P_{opt} = P_0 \cos^2 \left( \frac{\pi V_{app}}{2V_\pi} \right) \quad (\text{A6-3})$$

ここで、 $P_{opt}$  は出力光強度、 $P_0$  は実効的な(光変調器の光挿入損失を考慮した)入力光強度である。この変調動作カーブは  $\cos^2$  カーブであり、光変調が非線形動作のため、変調度  $m$  により光応答特性が変化することが予想される。変調動作カーブについても図 A6-1 に示す。しかしながら、入力信号電圧が数 V かつ 50GHz に達する大振幅高周波信号を印加して光変調器を駆動し、変調効率の変調周波数依存性 (光応答特性) を精度良く、かつ簡便に測定するのは容易ではない。変調度  $m$  により光応答特性が変化することも分かっているが、光応答特性は  $m$  に対して相関がある[1]ため、実際には精度良く測定可能な小信号 ( $m \leq 0.1$ ) マイクロ波電気信号入力を用いた光応答特性測定器である光コンポーネントアナライザ(本論文では Agilent 86030A を用いた。)が広

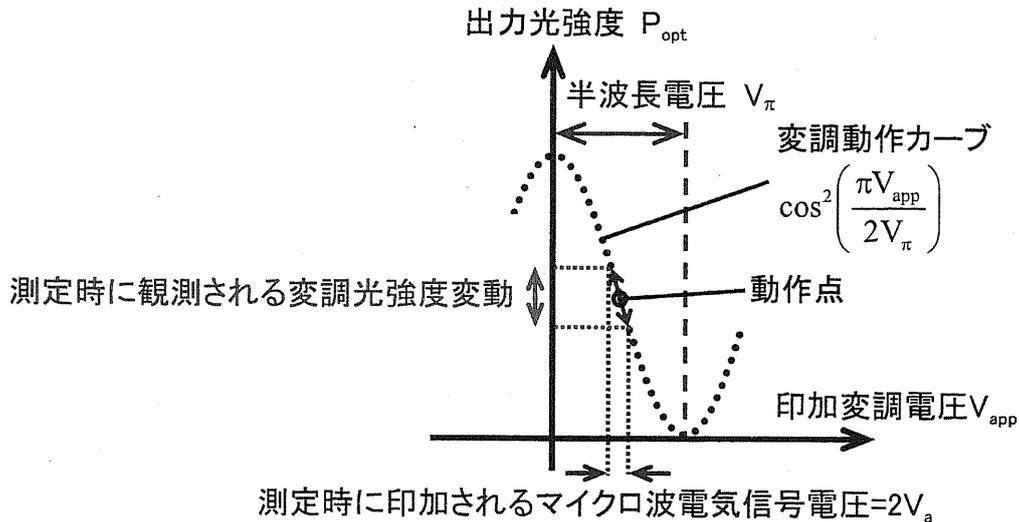


図 A6-1 変調動作カーブと小信号変調動作による光応答特性の測定

く利用されている。

光コンポーネントアナライザ(Agilent 86030A)に内蔵されたマイクロ波電気信号源の出力信号は単一周波数  $f_m$  の正弦波であり、変調器の変調動作カーブが線形と見なせる小信号の振幅電圧( $m \leq 0.1$ )に設定されている。変調周波数  $f_m$  は 100MHz から 50GHz の間で走査され、光変調器の変調電極に印加される。光変調器から出力される変調光出力は 50GHz の周波数まで追従可能なフォトディテクタ(PD)で受光し、走査を行った各測定周波数  $f_m$  において、得られた PD のフォトカレントからマイクロ波信号—変調光の変換効率(変調効率)である光応答特性を測定する。図 A6-1 には光コンポーネントアナライザを用いた小信号測定時の変調動作についても併せて示した。

変調周波数  $f_m$  が高くなるにつれ、電極伝搬損失増加により、入力マイクロ波電気信号の電圧が一定でも変調部変調電極に実際に印加される変調電圧は減少し、また測定周波数  $f_m$  が上昇するにつれて速度不整合量による影響をより強く受けるようになるため  $V_\pi$ が増加する。このため、光応答特性のカーブは後述するとおり変調周波数  $f_m$  の上昇と共に減少(変調効率が劣化)する。

なお、検出された被変調光の変調成分のパワーが DC 駆動時を基準として  $1/2(-3\text{dB})$  に減少する変調周波数を electrical 3dB(3dBe)変調帯域と呼び、この基準に基づいた光応答特性は単位 electrical dB(dBe)を用いて表す。本論文では特に断りのない限りこの dBe を用いた光応答特性を示し、3dB 変調帯域  $f_{BW}$  は electrical 3dB(3dBe)帯域とする。

一方、DC 駆動時に対して検出された変調光パワーが  $1/4(-6\text{dB})$  となる変調周波数を optical 3dB(3dBo) 変調帯域と呼ぶ定義もある[2]。dBe と dBo の間には任意の値を  $x$  とすれば以下の関係があり、dBo を用いて光応答特性を示す場合もある。

$$x[\text{dBe}] = 2x[\text{dBo}] \quad (\text{A6-3})$$

光変調器の光応答特性は周波数特性をもち、変調周波数  $f_m$  が高くなるにつれて図 A6-2 のように変調効率低下を伴う。図 A6-2 では横軸にマイクロ波信号周波数  $f_m$ 、縦軸に被変調光のパワーをとり、光応答特性の典型例を模式的に記した。なお、上述した  $-3\text{dBe}$  点、 $-3\text{dBo}$  点も図 A6-2 上に併せて示した。

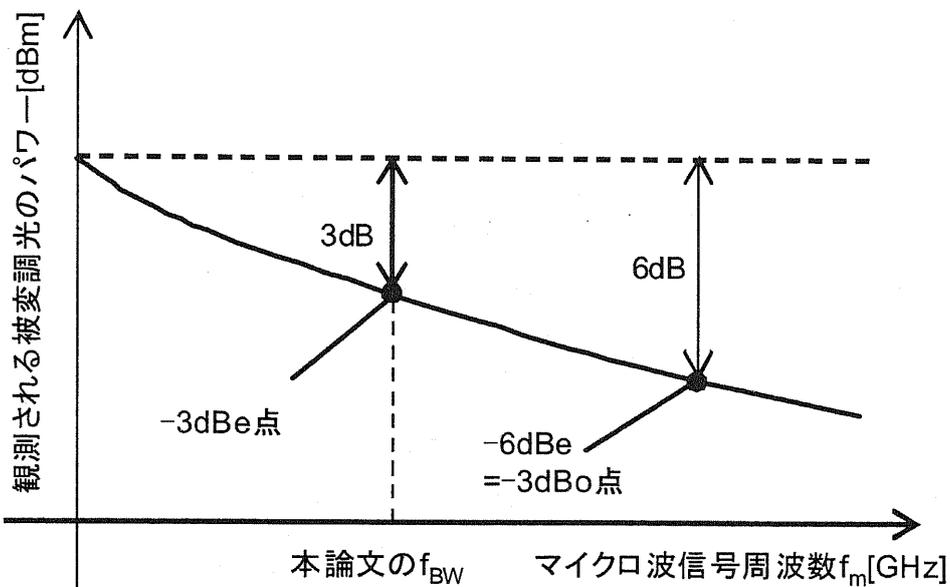


図 A6-2 光変調器の光応答特性と変調帯域  $f_{\text{BW}}$

## 参考文献

- [1] O. Mitomi, K. Noguchi and H. Miyazawa, "Estimation of frequency response for high-speed LiNbO<sub>3</sub> optical modulators," Proc. Inst. Elect. Eng. Optoelectron., vol. 146, no. 2, April 1999.
- [2] R. L. Jungerman and D. W. Dolfi, "Lithium niobate traveling-wave optical modulators to 50GHz," IEEE LEOS 1993 Summer Topical Meeting Digest on, pp. 27-28, Jul. 1993.