平成23年度

戦略的基盤技術高度化支援事業

外部変調器を用いた光受信器向け検査技術の開発

研究開発成果等報告書

平成25年1月

委託者 関東経済産業局

委託先 株式会社トリマティス

「外部変調器を用いた光受信器向け検査技術の開発」

研究開発成果等報告書

目次

1-1 研究開発の背景・研究目的及び目標 2 1-1-1 研究開発の背景 2 1-1-2 本事業の目的 4 1-1-3 本事業の目標 4 1-2-1 研究体制 5 1-2-2 管理体制 6 1-2-2 管理体制 6 1-2-2 管理体制 7 1-3 成果概要 9 1-4 当該研究用発の連邦窓口 10 第2章 本論 11 2-1-1 御定原理 11 2-1-2 基本測定技術の開発 11 2-1-1 御定原理 11 2-1-2 基準構成 15 2-1-1 御定原理 11 2-1-2 装置構成 15 2-1-3 アルゴリズム 16 2-1-5 目標達改度 28 2-2 研究サブテーマ② 高性能化技術開発 37 2-2-2 高固波化技術 37 37 2-2-2 高固波化技術 38 38 2-2-3 試作評価結果 44 2-3 プロジェクトの管理・運営 44 2-4 事業化検討 48	第1章 研究開発	きの概要2
1-1-1 研究開発の背景	1-1 研究	開発の背景・研究目的及び目標2
1-1-2 本事業の目的	1 - 1 - 1	研究開発の背景 2
1-1-3 本事業の目標 4 1-2 研究体制 5 1-2-1 研究組織(全体) 5 1-2-2 管理体制 6 1-2-3 研究者、およびアドバイザー 7 1-3 成果概要 9 1-4 当該研究開発の連絡窓口 10 第2章 本論 11 2-1 研究サブテーマ① 基本測定技術の開発 11 2-1-2 装置構成 15 2-1-3 アルゴリズム 16 2-1-4 評価 19 2-1-5 目標達成度 28 2-2 研究サブテーマ② 高性能化技術開発 37 2-2-1 変調器の基本構成 37 2-2-2 高階波化技術 38 2-2-3 試作評価結果 41 2-3 プロジェクトの管理・運営 44 2-4 事業化検討 46 2-4-1 事業計画 46 2-4-2 他のアプリケーション検討 48 2-4-3 標準化推進 51 第3章 全体総括 56 3-1 研究開発後の課題 56 <td>1 - 1 - 2</td> <td>本事業の目的 4</td>	1 - 1 - 2	本事業の目的 4
1-2 研究相総(全体) 5 1-2-1 研究組織(全体) 5 1-2-2 管理体制 6 1-2-3 研究者、およびアドバイザー 7 1-3 成果概要 9 1-4 当該研究開発の連絡窓口 10 第2章 本論 11 2-1 研究サブテーマ① 基本測定技術の開発 11 2-1-2 装置構成 15 2-1-3 アルゴリズム 16 2-1-4 評価 19 2-1-5 目標達成度 28 2-2 研究サブテーマ② 高性能化技術開発 37 2-2-1 変調器の基本構成 37 2-2-2 高周波化技術 38 2-2-3 試作評価結果 41 2-3 ブロジェクトの管理・運営 44 2-4 事業化検討 46 2-4-1 事業計画 46 2-4-2 他のアプリケーション検討 48 2-4-3 標準化推進 51 第3章 全体総括 56 3-1 研究開発後の課題 56	1 - 1 - 3	本事業の目標
1-2-1研究組織(全体)5 $1-2-2$ 管理体制6 $1-2-3$ 研究者、およびアドバイザー7 $1-3$ 成果概要9 $1-4$ 当該研究開発の連絡窓口10第2章本論11 $2-1$ 研究サプテーマ① 基本測定技術の開発11 $2-1-1$ 測定原理11 $2-1-2$ 装置構成15 $2-1-3$ アルゴリズム16 $2-1-4$ 評価19 $2-1-5$ 目標達成度28 $2-2$ 研究サプテーマ② 高性能化技術開発37 $2-2-1$ 変調器の基本構成37 $2-2-2$ 高周波化技術38 $2-2-3$ 就作評価結果41 $2-3$ プロジェクトの管理・運営44 $2-4$ 事業化検討46 $2-4-1$ 事業計画46 $2-4-3$ 標準化推進51第3章 全体総括56 $3-1$ 研究開発後の課題56	1-2 研究体	体制5
1-2-2管理体制.6 $1-2-3$ 研究者、およびアドバイザー.7 $1-3$ 成果概要.9 $1-4$ 当該研究開発の連絡窓口.10第2章本論.11 $2-1$ 研究サブテーマ① 基本測定技術の開発.11 $2-1-1$ 測定原理.11 $2-1-2$ 装置構成.15 $2-1-2$ 装置構成.16 $2-1-4$ 評価.19 $2-1-5$ 目標達成度.28 $2-2$ 研究サブテーマ② 高性能化技術開発.37 $2-2-1$ 変調器の基本構成.37 $2-2-2$ 高周波化技術.38 $2-2-3$ 就作評価結果.41 $2-3$ プロジェクトの管理・運営.44 $2-4$ 事業化検討.46 $2-4-1$ 事業計画.46 $2-4-3$ 標準化推進.51第3章全体総括.56 $3-1$ 研究開発後の課題.56	1 - 2 - 1	研究組織(全体)5
1-2-3研究者、およびアドバイザー.7 $1-3$ 成果概要.9 $1-4$ 当該研究開発の連絡窓口.10第2章本論.11 $2-1$ 研究サプテーマ①基本測定技術の開発.11 $2-1-1$ 測定原理.11 $2-1-2$ 装置構成.15 $2-1-3$ アルゴリズム.16 $2-1-4$ 評価.19 $2-1-5$ 目標達成度.28 $2-2-2$ 研究サプテーマ②高性能化技術開発.37 $2-2-2$ 高周波化技術.38 $2-2-2$ 高周波化技術.38 $2-2-3$ 就作評価結果.41 $2-3$ プロジェクトの管理・運営.44 $2-4-1$ 事業計画.46 $2-4-2$ 他のアプリケーション検討.48 $2-4-3$ 標準化推進.51第3章全体総括.56 $3-1$ 研究開発後の課題.56	1 - 2 - 2	管理体制6
1-3 成果概要	1 - 2 - 3	研究者、およびアドバイザー7
1-4 当該研究開発の連絡窓口	1-3 成果樹	既要
 第2章本論	1-4 当該研	T充開発の連絡窓口 10
第2章本論. 11 2-1 研究サブテーマ①基本測定技術の開発. 11 2-1-1 測定原理. 11 2-1-2 装置構成. 15 2-1-3 アルゴリズム. 16 2-1-4 評価. 19 2-1-5 目標達成度. 28 2-2 研究サブテーマ②高性能化技術開発. 37 2-2-1 変調器の基本構成. 37 2-2-2 高周波化技術. 38 2-2-3 試作評価結果. 41 2-3 プロジェクトの管理・運営. 44 2-4 事業化検討. 46 2-4-3 標準化推進. 51 第3章 全体総括. 56 3-1 研究開発後の課題. 56		
2-1研究サブテーマ① 基本測定技術の開発.11 $2-1-1$ 測定原理.11 $2-1-2$ 装置構成.15 $2-1-2$ 装置構成.16 $2-1-3$ アルゴリズム.16 $2-1-4$ 評価.19 $2-1-5$ 目標達成度.28 $2-2$ 研究サブテーマ② 高性能化技術開発.37 $2-2-1$ 変調器の基本構成.37 $2-2-2$ 高周波化技術.38 $2-2-3$ 試作評価結果.41 $2-3$ プロジェクトの管理・運営.44 $2-4-1$ 事業計画.46 $2-4-2$ 他のアプリケーション検討.48 $2-4-3$ 標準化推進.51第3章 全体総括.56 $3-1$ 研究開発後の課題.56	第2章 本論	
2-1-1測定原理.11 $2-1-2$ 装置構成.15 $2-1-2$ ボアルゴリズム.16 $2-1-3$ アルゴリズム.19 $2-1-5$ 目標達成度.28 $2-2$ 研究サブテーマ②高性能化技術開発. $2-2-1$ 変調器の基本構成.37 $2-2-2$ 高周波化技術.38 $2-2-2$ 高周波化技術.38 $2-2-3$ 試作評価結果.41 $2-3$ プロジェクトの管理・運営.44 $2-4$ 事業化検討.46 $2-4-1$ 事業計画.46 $2-4-2$ 他のアプリケーション検討.48 $2-4-3$ 標準化推進.51第3章全体総括.56 $3-1$ 研究開発後の課題.56	2-1 研究サ	+ブテーマ① 基本測定技術の開発11
 2-1-2 装置構成	2 - 1 - 1	測定原理11
2-1-3アルゴリズム.16 $2-1-4$ 評価.19 $2-1-5$ 目標達成度.28 $2-2$ 研究サブテーマ②高性能化技術開発. $2-2-1$ 変調器の基本構成.37 $2-2-2$ 高周波化技術.38 $2-2-3$ 試作評価結果.41 $2-3$ プロジェクトの管理・運営.44 $2-4$ 事業化検討.46 $2-4-1$ 事業計画.46 $2-4-2$ 他のアプリケーション検討.48 $2-4-3$ 標準化推進.51第3章全体総括.56 $3-1$ 研究開発後の課題.56	2 - 1 - 2	装置構成15
2-1-4 評価.19 $2-1-5$ 目標達成度.28 $2-2$ 研究サブテーマ② 高性能化技術開発.37 $2-2-1$ 変調器の基本構成.37 $2-2-2$ 高周波化技術.38 $2-2-3$ 試作評価結果.41 $2-3$ プロジェクトの管理・運営.44 $2-4$ 事業化検討.46 $2-4-1$ 事業計画.46 $2-4-2$ 他のアプリケーション検討.48 $2-4-3$ 標準化推進.51第3章 全体総括.56 $3-1$ 研究開発後の課題.56	2 - 1 - 3	アルゴリズム16
2-1-5 目標達成度. 28 2-2 研究サブテーマ② 高性能化技術開発. 37 2-2-1 変調器の基本構成. 37 2-2-2 高周波化技術. 38 2-2-3 試作評価結果. 41 2-3 プロジェクトの管理・運営. 44 2-4 事業化検討. 46 2-4-1 事業計画. 46 2-4-2 他のアプリケーション検討. 48 2-4-3 標準化推進. 51 第3章 全体総括. 56 3-1 研究開発後の課題. 56	2 - 1 - 4	評価
2-2 研究サブテーマ② 高性能化技術開発. 37 2-2-1 変調器の基本構成. 37 2-2-2 高周波化技術. 38 2-2-3 試作評価結果. 41 2-3 プロジェクトの管理・運営. 44 2-4 事業化検討. 46 2-4-1 事業計画. 46 2-4-2 他のアプリケーション検討. 48 2-4-3 標準化推進. 51 第3章 全体総括. 56 3-1 研究開発後の課題. 56	2 - 1 - 5	目標達成度
2-2-1変調器の基本構成.372-2-2高周波化技術.382-2-3試作評価結果.412-3プロジェクトの管理・運営.442-4事業化検討.462-4-1事業計画.462-4-2他のアプリケーション検討.482-4-3標準化推進.51第3章全体総括.563-1研究開発後の課題.56	2-2 研究サ	+ブテーマ② 高性能化技術開発37
2-2-2高周波化技術.382-2-3試作評価結果.412-3プロジェクトの管理・運営.442-4事業化検討.462-4-1事業計画.462-4-2他のアプリケーション検討.482-4-3標準化推進.51第3章全体総括.563-1研究開発後の課題.56	2 - 2 - 1	変調器の基本構成
2-2-3 試作評価結果	2 - 2 - 2	高周波化技術
2-3 プロジェクトの管理・運営	2 - 2 - 3	試作評価結果41
2-4 事業化検討. 46 2-4-1 事業計画. 46 2-4-2 他のアプリケーション検討. 48 2-4-3 標準化推進. 51 第3章 全体総括. 56 3-1 研究開発後の課題. 56	2-3 プロシ	ジェクトの管理・運営44
2-4-1 事業計画	2-4 事業们	と検討46
2-4-2 他のアプリケーション検討	2 - 4 - 1	事業計画
 2-4-3 標準化推進	2 - 4 - 2	他のアプリケーション検討48
第3章 全体総括	2 - 4 - 3	標準化推進
第3早<生(本形向	笠 9 芒 △井 〜ヶ	f. To
3-1 別九刑光夜の休逸	第3年 土仲裕加 9_1 孤畑	コー・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・
3-9 車業化屏閉 56		H/元1夜ック本地。

第1章 研究開発の概要

- 1-1 研究開発の背景・研究目的及び目標
- 1-1-1 研究開発の背景
- (1) 背景・川下業者のニーズ: 高速測定技術開発が不可欠

近年の日本におけるインターネット・トラフィックは年率 40%で増加を続けており、動画 を中心としたコンテンツの大容量化により、今後も継続的な増加が見込まれている。このト ラフィクを支える基幹通信網は大容量光通信技術開発と共に発展してきており、現在、チャ ネルあたり 10Gb/s の光通信伝送装置が商用化されているが、拡大を続けるトラフィックに 対応するために、40Gb/s、100Gb/s に対応した大容量光伝送装置の導入が始まっている。

下図に概念を示したように、これら大容量光伝送装置に搭載する光デバイスを提供する事 業者(本事業が対象とする川下業者)にとって、光デバイスの周波数特性向上が必須である。 また、同時に、その性能を評価する測定技術の開発も不可欠である。本事業では、新規手法 による周波数特性測定器の開発、製品化を行う。





各レイヤーに属する事業者(川下業者)にとって、周波数特性向上化、その評価 技術開発が不可欠

新規手法による周波数特性測定器の開発、製品化を行う!

図1-1-1

(2) 従来技術・製品:測定精度不十分→高精度化、低価格化を実現

現在市販されている周波数特性測定器は、Agilent Technologies 社(米国、以下 「Agilent」という)による1社独占状態となっている。光デバイスの周波数特性測定を行 う場合、two-tone 法という標準化された手法があり、現在、米国立標準技術研究所 (National Institute of Standards and Technology: NIST) がシステムとして提供してい る。図1-1-2に示すように、このtwo-tone システムは、固体レーザを用いた高額でかつ巨 大なシステム(サイズは、数m×数m)であり、測定器に組み込む事は困難である。 Agilent では、このtwo-tone システムを用いて、周波数特性を校正した光デバイスを組み 込むことで、装置化を行っているが、以下の課題がある。特に精度不足により、川下業者で の製造品質確保、製品歩留まりの向上などのニーズを満足していない。

①二次標準的な運用であり、常時 two-tone を用いた校正を行えないので、装置組込み光デ バイスの経時劣化を保証しきれない為に、絶対値精度が±1.8 dB 以下と精度が不十分であ る。

②市場独占状態であり、装置価格が2,000万以上と高額である。

(20 GHz で 2000 万程度、65 GHz で 3000 万程度)



・2段階測定(二次標準的測定)であり、精度不十分(±1.8dB)

・市場独占状態であり、装置価格が2000万以上と高価

新技術



$$\boxtimes 1 - 1 - 2$$

1-1-2 本事業の目的:新規手法により高精度化

本事業では、外部変調器を用いた two-tone を発生する新規手法により、上記測定器の課題を解決する。これまでの個体レーザを用いた two-tone 法システムと比較して大幅な小型化、低コスト化が実現可能な「LN 変調器を用いた two-tone 発生器」を用いた周波数特性測定システムを製品化することにより、測定システムとしての精度向上、低コスト化を図るものである。

この two-tone 発生器は、情報通信研究機構(以下「NICT」という。)が中心となり開発し た技術であるが、装置に搭載し安定駆動させるためには、自動追従制御技術開発が必要であ る。また、周波数測定システムとするには、この two-tone 発生器だけでは機能しないので、 市販の信号発生器、市販のパワーメータとを含むシステム開発が必要である。信号発生器か らの信号をこの two-tone 発生器に入力させることで、光の周波数スイーパとすることがで きる。この光信号を受光素子、光受信器などに入力させ、その出力を電気パワーメータによ り計測することで、周波数特性を測定することができる。

トリマティスでは、これまでに、アナログ・デジタル技術を活用し、各種光デバイスの最 適制御という技術開発を多数行ってきた実績がある。これらの技術を十分に活用し、測定器 としてまとめていくことが、本事業の目標である。

1-1-3 本事業の目標

研究の目標として、以下の内容を掲げた。

①測定器システムの周波数帯域の目標値を 20 GHz 以上

②自動制御での収束誤差、収束時間として、各々±0.2 dB以下、1 ms以下。

③データ取得に要するスイープ時間を10 ms まで短縮する。

1-2 研究体制

1-2-1 研究組織(全体)



■総括研究代表者(PL)

株式会社トリマティス 執行役員 技術統括マネージャー 及川 陽一

■副総括研究代表者(SL)

株式会社トリマティス 取締役CTO 志賀 代康

1-2-2 管理体制

【事業管理機関】



6

1-2-3 研究者、およびアドバイザー

【事業管理機関】株式会社トリマティス

管理員

氏名	所属・役職
加増 光日出	取締役 管理統括マネージャー
藤村 美起子	管理グループ 経理・総務担当
小井戸 由美江	管理グループ 情報管理・総務担当

⑦ 研究員

氏名	所属・役職
及川 陽一	執行役員 技術統括マネージャー
志賀 代康	取締役 CTO
高松 幹夫	技術グループ 担当
太田 裕之	技術グループ グループリーダー
太田 和哉	技術グループ グループリーダー

【再委託先】

(研究員)

住友大阪セメント株式会社

氏名	所属・役職
市川 潤一郎	新規技術研究所 オプトエレクトロ
	ニクス研究グループ 主席研究員
及川 哲	同研究グループ
	基盤技術チームリーダー
牟禮 勝仁	同研究グループ
	光計測器開発チームリーダー

独立行政法人 情報通信研究機構

氏名	所属・役職
川西 哲也	光ネットワーク研究所
	光通信基盤研究室室長
稲垣 惠三	同室 専攻研究員

独立行政法人産業技術総合研究所

氏名	所属・役職
黒川 悟	独立行政法人産業技術総合研究所
	計測標準研究部門電磁波計測科
	電磁界標準研究室 研究室長
能谷 充隆	同室 研究員

■経理担当者及び業務管理者の所属、氏名

(事業管理機関)

株式会社トリマティス

(経理担当者) 管理グループ 経理・総務担当 藤村 美起子

(業務管理者) 代表取締役 島田 雄史

取締役 管理統括マネージャー 加増 光日出

(再委託先)

住友大阪セメント株式会社

- (経理担当者) 新規技術研究所 業務グループリーダー 岡野 輝幸
- (業務管理者) 新規技術研究所長 下モ 真史

独立行政法人 情報通信研究機構

(経理担当者) 「財務部経理室」出納グループリーター 滕村 引	(経理担当者)	財務部経理室	出納グループリーダー	藤村	克也
---------------------------------	---------	--------	------------	----	----

(業務管理者) 光ネットワーク研究所 所長 宮崎 哲弥

独立行政法人産業技術総合研究所

(経理担当者)	財務部経理室長	山口	洋二
(業務管理者)	計測標準研究部門長	千葉	光一

■他からの指導・協力者

研究開発推進委員会 委員

氏名	所属・役職	備考
及川 陽一	株式会社トリマティス	委PL
	執行役員 技術統括マネージャー	
志賀 代康	株式会社トリマティス 取締役 CTO	委 SL
市川 潤一郎	住友大阪セメント株式会社新規技術研究所	
	オプトエレクトロニクス研究グループ 主席研究員	
川西 哲也	独立行政法人情報通信研究機構	
	光ネットワーク研究所 光通信基盤研究室 室長	
黒川 悟	独立行政法人産業技術総合研究所	
	計測標準研究部門電磁波計測科	
	電磁界標準研究室 研究室長	
陶山 茂樹	日本電気株式会社 中央研究所 主席技術主幹	アドバイザー
石橋 忠夫	NTT エレクトロニクス株式会社	アドバイザー
	フォトニクス事業本部 技術開発センタ 主事	
大村 悦司	京セミ株式会社 取締役本部長	アドバイザー

1-3 成果概要

本事業では、外部変調器を用いて two-tone を発生する新規手法を用いて、受光素子、光 受信器の周波数特性を測定する「測定システム」を開発した。これにより、従来の市販測定 システムに比べ、測定精度向上、低コスト化を図ることが可能になる。

まず、two-tone 発生の原理、システム用件を整理し、システム構築設計を行うとともに、 メイン装置である「two-tone 発生器装置」の設計・開発・評価を行なった。主要デバイス である LN 変調器、DFB-LD などの駆動・制御回路基板、アナログ・デジタル混載回路基板な どを開発した。また、本発生器での重要な開発要素である「LN 変調器のバイアス制御アル ゴリズム」を開発した。

LN 変調器の開発においては、デバイスの構造最適化、実装の最適化などの手法により、 広帯域化を図った。

本事業の研究目標として、「測定器システムの周波数帯域の目標値を20 GHz 以上とし、自動制御での収束誤差、収束時間として各々±0.2 dB 以下、1 ms 以下とする。また、データ 取得に要するスイープ時間を10 ms まで短縮する。」を掲げた。目標達成状況は以下の通り である。

目標1:測定器システムの周波数帯域の目標値20 GHz 以上に対して、22 GHz を達成。

目標2:収束誤差、収束時間の目標値±0.2 dB以下、1ms以下に対して、

±0.15 dB、0.8 ms を達成。

目標3:スイープ時間の目標値10 ms に対して、9.97 ms を達成。

また、事業化検討として、本測定システムの市場規模を推定した。本 PJ で検討している 帯域 20 GHz のシステムでは、10 億程度の市場、帯域 50 GHz では、30 億以上の市場規模と 推定した。また、100G モジュールの売上立ち上がり時期を踏まえ、本 PJ 開発の後継機種と して考えている帯域 50 GHz のシステム投入が事業的に重要であることを明確にした。

Two-tone 発生器は、本 PJ で開発した周波数測定システムへの適用のみならず、他の応用 が広く考えられる。そこで、アンテナパターン計測システム装置への適用を検討し、自在に 回転系を構築でき、全方位でのパターン計測ができるという利点を実証した。

また、本PJ開発の測定システムを用いた測定手法は、現在、標準委員会(IEC TC103)にて 審議されている。国内外で測定標準として認められれば、国内外で、その測定標準手法を提 供できる唯一の測定器としての価値が高まり、また、大きな宣伝効果が得られる。

9

1-4 当該研究開発の連絡窓口

「研究開発内容に関す	する連絡窓口]
------------	---------

会社名	株式会社トリマティス
窓口担当者	執行役員 技術統括マネージャー 及川 陽一
電話番号	047-379-4400
FAX	047-370-0010
E-mail	yoikawa@trimatiz.com

[事業全体に関する連絡窓口]

会社名	株式会社トリマティス
窓口担当者	取締役 管理統括マネージャー 加増 光日出
電話番号	047-379-4400
FAX	047-370-0010
E-mail	kazo@trimatiz.com

第2章 本論

2-1 研究サブテーマ① 基本測定技術の開発

2-1-1 測定原理

ここでは、光ヘテロダイン法による光電変換効率の周波数応答特性測定法の原理について 説明する。

ヘテロダイン法とは、周波数の異なる光信号を干渉させて、光ビート周波数を発生させる ことを意味する。

今、図 2-1-1 に示すように、2つの光信号、two-tone 信号、 P_1, P_2 を考えると、それらは、 光電界表記を行うと、以下の式で表すことができる。

$$P_{1} = \left| E_{1} \cdot e^{j\omega_{1}t} \right|^{2}, P_{2} = \left| E_{2} \cdot e^{j\omega_{2}t} \right|^{2}$$

この光信号を合波(干渉)させると、以下の式のようになり、DC 成分と、お互いの周波 数差(ω)に相当する RF 成分が生じる。

$$P_{out} = P_1 + P_2 = \left| E_1 \cdot e^{j\omega_1 t} + E_2 \cdot e^{j\omega_2 t} \right|^2 = E_1^2 + E_2^2 + 2 \cdot E_1 \cdot E_2 \cdot \cos \omega_s \cdot t = P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 \cdot P_2} \cdot \cos \omega_s \cdot t$$

 $P_1 \ge P_2$ のレベルが等しいとすると、DC 成分を除去した RF 電流、 $i_{\mathbb{F}}$ は、光パワーに対する 光電気変換効率, κ で表記すると以下のようになる。

 $i_{RF} = \kappa \cdot P_{out} = \kappa \cdot 2 \cdot P_1 \cdot \cos \omega_s \cdot t$

この RF 電流を電気のパワーメータで電力として測定すると、50Ω系測定を考慮すると以下 のようになる。

$$P_{RF} = \frac{\overset{i}{RF}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\overset{i}{RF}}{\sqrt{2}} \cdot Z_{L} = 25 \cdot i_{RF}^{2} = 25 \cdot \kappa^{2} \cdot P_{out}^{2}$$

従って、光電気変換効率、κは、以下のように簡単な式で求まることになる。

$$\kappa = \frac{\sqrt{P_{RF}}}{5 \cdot P_{out}}$$

••••(A)

この式から、光電気変換効率, κは、光パワーメータと電気パワーメータにより、測定できることがわかる。



図2-1-1 受光素子での自乗検波原理

図 2-1-2 は、このヘテロダイン法を用いた周波数測定の原理を示す。 2つの光信号の周波数差を ω_L から ω_H までスイープすることで、受光素子の光電気変換効率の周波数特性を f_L から f_H の範囲で測定することができる。



図2-1-2 受光素子の周波数測定原理

two-tone 発生技術としては、2個の半導体LD をミキシングする手法が考えられるが、お 互いの位相がばらばらであり、干渉させることができず、ビート周波数が得られない。仮に、 2個のLD 間の位相制御を行うには、光位相同期回路などが必要となり、極めて複雑な構成 を余儀なくされ、実用的な手法ではない。今回、周波数特性測定システムでは、高消光比外 部変調器を用いた two-tone 発生技術を適用する。

図 2-1-3 に示すように、LN 外部変調器を用いて、効率よく高周波数の two-tone を発生さる。不要な高次成分を発生させない為には、極めて高い消光比を有する外部変調器が必要不可欠であるため、図に示すように、マッハツェンダー (Mach Zehnder; MZ)型変調素子を3 個集積した変調器を用いる。



図2-1-3 高消光比外部変調器

次に、この外部変調器での two-tone 発生原理について、数式を用いて説明する。

2つの導波路出力端での出力光電界は、式(1)のようになる。ここで、 $e^{i\omega_0 t}$ は、入力 光電界、 $\phi_{B1}, \phi_{B2}, \phi_B$ は、バイアス位相、A1, A2, A, α は、チャープに関係したパラ メータである。式を展開すると、以下のようにベッセル関数で表記できる。

$$E_{out} = \frac{e^{i\omega_0 t}}{2} \cdot \left[e^{i\{A_1 \sin(\omega_{RF}t + \phi_1) + \phi_{B1}\}} \cdot \left(1 + \frac{\eta}{2}\right) + e^{i\{A_2 \sin(\omega_{RF}t + \phi_2) + \phi_{B2}\}} \cdot \left(1 - \frac{\eta}{2}\right) \right]$$

= $\frac{e^{i\omega_0 t}}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{in\omega_{RF}t} \cdot \left[J_n(A_1) \cdot e^{i(n\phi_1 + \phi_{B1})} \cdot \left(1 + \frac{\eta}{2}\right) + J_n(A_2) \cdot e^{i(n\phi_2 + \phi_{B2})} \cdot \left(1 - \frac{\eta}{2}\right) \right]$

ここで、以下のパラメータ変換行い、初期的な位相ずれがないとすると、以下のようになる。 $A_1 = A + \alpha_A$ $A_1 = A + \alpha_A$ $\phi_1 = \phi_2 = 0$ $= \frac{e^{i\omega_V}}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{i(n\omega_{RF}t + \phi_{B1})} \cdot \left[J_n(A + \alpha_A) \left(1 + \frac{\eta}{2} \right) + J_n(-A + \alpha_A) e^{i(\phi_{B2} - \phi_{B1})} \left(1 - \frac{\eta}{2} \right) \right] \cdot \cdot \cdot \cdot (2)$ ヌルバイアス (0V 点でバイアスを行う)の場合は、以下の仮定が成立し、(3) 式で表現

メルバイアス(0V 点でバイアスを行う)の場合は、以下の仮定か成立し、(3) 式で表現できることがわかる。

 $\phi_{B1} = 0, \phi_{B2} = \pi$

$$E_{out} = \frac{e^{i\omega_{b}t}}{2} \sum_{n=\infty}^{\infty} e^{in\omega_{b}t} \cdot \left[J_n (A + \alpha_A) \cdot \left(1 + \frac{\eta}{2}\right) - (-1)^n \cdot J_n (A - \alpha_A) \cdot \left(1 - \frac{\eta}{2}\right) \right] \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (3)$$

従って、 0 次、 1 次、 2 次、 3 次の周波数成分は、以下の式になる。
$$E_0 = \frac{1}{2} \left[J_0 (A + \alpha_A) \cdot \left(1 + \frac{\eta}{2}\right) + J_0 (A - \alpha_A) \cdot \left(1 - \frac{\eta}{2}\right) \right]$$

1次、3次の成分は、各々 $J_1(A), J_3(A)$ になり、0次、2次の成分は0となる。これらの状況を図 2-1-4 に示す。つまり、外部変調器をヌルバイアスで f_{re} を印加することにより、 $2 \times f_{re}$ の周波数差を持つ two-tone を発生できることがわかる。



図2-1-4 ヌルバイアスの周波数成分

図 2-1-5 に測定システムの構成を示す。PC、SG、two-tone 信号源、光パワーメータ、RF パワーメータで構成している。two-tone 信号源では、適切なバイアス制御を行うことで、 不要周波数成分を抑圧した two-tone 信号を発生させる。DUT である受光素子の周波数特性 は、SG により周波数をスイープすることで、求めることができる。



図2-1-5 測定システム構成

2-1-2 装置構成

図2-1-6にtwo-tone発生装置の全体構成を示す。キーデバイスであるLN変調器に対して、 DFB-LDから光キャリア信号を入力させる。このDFB-LDを温度一定制御、電流一定制御、光 出力パワーー定制御を行うためアナログ、デジタル回路で構成している。一方、キャリア信 号を抑圧しtwo-tone信号を発生させるための3箇所のバイアス電圧をD/A で設定できるよ うにしている。また、RF入力は、バイアスーティーを介してLN変調器に入力させている。 外部のSGから直接RF信号を入力させるが、SGからの信号パワーが不足する場合などにも 対応できるように、装置内部にRF-AMPをバックアップとして搭載できるようにしている。 また、LN変調器の温度管理も必要な場合に備えて、LN変調器の温度制御回路も搭載してい る。

光出力は、アイソレータを介して外部に出力させているが、一部をモニタとして分岐し、 キャリア信号レベル、出力パワーをモニタしている。キャリア信号のモニタ手法としては、 狭帯域光 BPF での抽出、ホモダイン検波などが考えられるが、まずは、狭帯域光 BPF での抽 出が可能なように BPF の温度調整回路を内蔵している。PD からのトータル光パワー、キャ リア光パワーのモニタ信号を A/D を介して CPU に与えている。これらのモニタ信号を元に LN 変調器の3種類の電圧を制御している。

温度、バイアス電圧などの各種パラメータの読み取り、およびマニュアル設定は、アプリ ケーションソフト、および装置に搭載しているロータリーエンコダーで行うことができる。



図2-1-6 回路構成図

2-1-3 アルゴリズム

開発したバイアス制御アルゴリズムを図 2-1-8、図 2-1-9 に示す。大きな流れとしては、 図 2-1-8 は、最適バイアス電圧値の捕獲ルーティンで、図 2-1-9 は、LN のドリフトで最適 バイアスからずれた場合の追尾ルーティンである。

図 2-1-8 では、まず、RF パワーを印加させずに、トータルの光パワー(Pt)を見ながら、 Va と Vb の最適バイアスを探すルーティンである。この場合の電圧と Pt の関係概念図を図 2-1-7(a)に示す。最適バイアス位置でピークパワーを示すことになるが、まず、初期値から 電圧を増加、または減少させることでピーク位置を見つけることになる。何らかの位相情報 があれば、一義的に増加か減少の方向性がわかるが、位相関係がわからないので、まずは、 電圧値を増加させてピークレベルになるかを見て、ピークに近づかない場合は、逆に電圧値 を減少させてピークを見るルーティンを取る。概ねピークに近づいた段階で、微調整ルー ティンに入る。ここでは、電圧可変ステップ ΔV を粗調整ルーティン時の 1/10 程度を想定 している。また、この ΔV を更に 1/100, 1/1000 と細かくするステップを追加する事も有効 である。

このルーティンを行なった後、同様に Vb でも行い、Va 調整時の最大パワーと Vb 調整時 の最大パワーを比較し、A アームと B アームでの損失の小さいアームを識別する。仮に B アームの損失が大きい場合は、Vb を①までのルーティンで求めた値に固定し、Va と Vc を① 以降のルーティンで最適化を行うことになる。A アームと B アームのパワーアンバランスを 調整しながら LN 変調器として最大のパワーを得るために、損失の大きい B アームの損失に なるように A アームの損失を合わせ込むことを意味している。

次に、RF パワーを印加し、キャリアパワー (Pc) をモニタしながら、Va (ないしは Vb) と Vc を①以降のルーティンで調整することになる。この場合の電圧と Pc の関係概念図を図 2-1-7(b)に示す。最適バイアス位置でパワーの極小を示すことになるが、同様に粗調整、微 調整を行い、Va (ないしは Vb) と Vc の最適バイアス値を求める。







図2-1-8 バイアスの捕獲制御ルーティン

次に、バイアス追尾ルーティンについて説明する。図 2-1-9 に示すように、Pc を常にモ ニタしておき、しきい値以上になった場合、微調整により、Va (ないしは Vb) と Vc の最適 バイアス値を求める。一方、大きな外乱がありこのルーティンで制御するまでの時間がかか りすぎる懸念がある。その場合は、しきい値から急激に大きくなった場合を判断基準として、 再度捕獲ルーティンに戻るようにする。



図2-1-9 バイアスの追尾制御ルーティン

2-1-4 評価

(1) LD回路部

温度制御回路(ATC)、駆動電流一定制御回路(ACC)、出力光パワー一定制御回路(APC)を搭載した LD 回路基板の個別評価を行なった。この回路では、300 mA の駆動電流を印加可能であり、DFB-LD の高出力パワー(40 mW)駆動が可能である。また、低雑音性に配慮し、温度制御回路は、一般的に用いられている PWM 制御ではなく、オペアンプによる精密駆動回路としている。

図 2-1-10 に光パワーの安定性測定データを示す。ピーク全幅で 0.04 dB の変動に収まっ ており、安定であることが確認できた。この変動幅の要因としては、①光パワーの強度雑音、 ②駆動回路の雑音、③測定に用いた光パワーメータの雑音などが考えられるが、回路要因は 小さく、光そのものの強度雑音の影響と推定している。



図2-1-10 光パワーの安定性

(2) 信号発生器 (SG) 部

測定システム構築上、SG は重要なキーデバイスである。まず、カタログベースで、ポー タブルタイプの廉価版装置として2機種、Hittite Microwave 社の HMC-T2220、および Phase Matrix 社の QuickSyn FSW-0010 を選択し、比較検討を行なった。表2-1-1にカ タログベースでの性能比較を示す。測定システム構築上、周波数範囲の上限は、両者とも 10 GHz で問題ないが、下限が 0.5 GHz と 0.01 GHz と大きく異なっている点、および切替速 度、出力パワー値を鑑み、信号発生器には米国のHittite Microwave 社の HMC-T2220 を選定 した。

実際の測定データを図 2-1-11、図 2-1-12 に示す。RF パワー性能、周波数特性上も問題な いレベルであることを確認できた。

表2-1-1 SGの性能比較

項目	Phase Matrix	Hittite Microwave
型番	QuickSyn FSW-0010	HMC-T2220
周波数範囲	0.5 – 10 GHz	0.01 – 10 GHz
出力	+15 dBm	+27 dBm
周波数切替時間	1 ms	300 µs
位相雑音	-122 dBc/Hz @10 GHz	-99 dBc/Hz @10 GHz



図2-1-11 RF power vs. Frequency 特性



図2-1-12 周波数特性

(3) two-tone 発生性能

試作装置を用いて、LN 変調器の two-tone 発生性能を評価した。印加 RF 周波数を 10 GHz, 15 GHz の場合における RF パワー依存性の評価結果をそれぞれ図 2-1-13、図 2-1-14 に示す。 ヌルバイアスにして、RF パワーレベルをあげることで、キャリア信号成分が抑圧されると ともに、two-tone 信号レベルが増加することが確認できた。

図 2-1-15 には、two-tone 信号(±1 次光)とキャリア信号との消光比(EX-ratio)と RF パワーの関係を示す。RF 周波数に大きく依存せず、RF パワーとともに、消光比が増加して おり、RF-Power= +16 dBm で、EX= 40 dB が確保できている。一方、今回評価に用いた LN 変 調器の特徴であるが、理論的には抑圧されている±2次光の方が、±3次光よりも RF パ ワー依存性が大きいという傾向が得られた。これは、LN 変調器内での RF 信号レベル、位相 の不整合に伴うことが原因と推定される。デバイスのばらつきの可能性もあるので、評価数 を増やしながら、今後詳細に評価を進める。

消光比(EX-ratio)のバイアス電圧(C 電極)依存性を図 2-1-16 に示す。マニュアルでのバ イアス電圧設定は±1.25 mV で可能であり、この精度により、EX の最適電圧に設定できる ことを確認できた。一方、EX< -35 dB に設定するには、±5 mV で制御できることも確認で きた。この精度により、two-tone 信号の差分(図中 δ)を 0.005 dB 以下に抑えることが可 能であることも確認できた。



図2-1-13 RF=10 GHz での出力スペクトル



図2-1-14 RF=15 GHz での出力スペクトル



図2-1-15 消光比のRFパワー依存性



図2-1-16 消光比のバイアス電圧依存性

(4) 装置概要

図 2-1-17 に LD ドライバ基板を示す。300 mA の駆動電流を印加可能であり、DFB-LD の高 出力パワー(40 mW)駆動が可能である。



図2-1-17 LD ドライバ基板

図 2-1-18 に CPU 基板を示す。 CPU、A/D、D/A、電源が搭載されている。



図2-1-18 CPU 基板

図 2-1-19 に LN パッケージと温度制御回路基板を示す。LN は、断熱ケースに搭載されて おり、この断熱ケース内部に LN 変調器の直近部分にサーミスタ、ペルチェが搭載されてい る。



図2-1-19 LN 変調器ケースと温度制御回路基板

図 2-1-20 に装置の外観を示す。3 種類のLNバイアス電圧は、マニュアルでも設定できる ように液晶表示器を用いて、設定電圧を表示している。一方、LD パワーや温度などの各種 パラメータを設定することも可能である。



図2-1-20 two-tone 装置外観

図 2-1-21 に装置内部を示す。また、図 2-1-22 にパラメータ設定画面の一例を示す。



図2-1-21 装置内部

基本操作例: レーザパワーを調整する場合



図2-1-22 パラメータ設定画面の一例

2-1-5 目標達成度

本委託業務の研究の目的として、「測定器システムの周波数帯域の目標値を20GHz 以上とし、 自動制御での収束誤差、収束時間として各々±0.2dB 以下、1ms 以下とする。また、データ 取得に要するスイープ時間を10ms まで短縮する。」を掲げた。ここでは、これらの目標を以 下の3項目とし、それぞれについての研究開発内容および達成状況について説明する。

目標1:測定器システムの周波数帯域の目標値を20GHz以上とする。

目標2:自動制御での収束誤差、収束時間として各々±0.2dB以下、1ms以下とする。

目標3:データ取得に要するスイープ時間を10msまで短縮する。

目標1は、搭載する LN 変調器の周波数帯域により制限されるので、「2-2 研究サブ テーマ②」にて詳細に説明する。

目標2の「自動制御での収束誤差、収束時間として各々±0.2dB 以下、1ms 以下とする。」を達成するには、理論検討とそこから導かれた仕様値を満たすハードウェア開発の2 段階が必要であった。第1段階の理論検討では、次のような検討を行った。高消光比光変調器のバイアス電圧制御に微小な誤差が存在する場合、その出力光スペクトルは理想的な2 トーン光信号ではなくなり、

- (1) キャリアおよび高次変調側帯波のようなスプリアス光信号が発生し、2トーン光強 度の測定誤差となる。
- (2) 2トーン光信号の強度に差が生じ、ヘテロダイン効率が100%から劣化する。
- (3) 特に3次変調側帯波は、1次変調側帯波との2乗検波によって±1次変調側帯波の 2乗検波と同じ周波数のRF信号を生成するが、これらは常に逆相となっており、RF 信号強度の測定誤差となる。

という3つの要因により光電変換効率の測定誤差となる。そこで、光電変換効率の測定誤差 を0.2dB以下とするために許容されるバイアス電圧制御誤差を見積もった。第2段階では、 許容バイアス電圧誤差以内に1ms以下で収束する自動制御系を開発した。

まず、要因(1)と(2)による光電変換効率の測定誤差を計算する。図 2-1-23 に理想 状態からずれた、より現実的な2トーン光信号スペクトルの模式図を示す。±1次変調光 が主な2トーン信号であるが、それら以外にもキャリア(0次光)、±2次変調光、±3次 変調光などのスプリアス光成分が存在し、それらを合わせた光強度を P_{sp} とする。また、± 1次変調光は微小差 δ だけ強度が異なっており、これら2トーン光成分の平均強度を P_{I} と する。このとき、これらの値には次の関係がある。

$$P_{opt} = P_{-1} + P_{sp} + P_{+1} = 2P_1 + P_{sp}$$

$$P_{sp} = P_0 + P_{-2} + P_{+2} + P_{-3} + P_{+3} + \dots$$

$$P_{+1} - P_{-1} = \delta$$

$$P_{+1} = P_1 + \frac{\delta}{2}$$

$$P_{-1} = P_1 - \frac{\delta}{2}$$

$$\omega_{+1} - \omega_{-1} = \omega_{RF}$$
(1)

このとき、光強度の時間変化において、 $\omega_{\rm RF}$ の周波数をもつ成分 $p_{opt,\omega\rm RF}$ は、

$$p_{opt_}\omega_{\mathcal{W}} = 2\left(\frac{P_{opt} - P_{sp}}{2} + \frac{\delta}{2}\right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{P_{opt} - P_{sp}}{2} - \frac{\delta}{2}\right)^{\frac{1}{2}} \cos \omega_{RF} t$$

$$= P_{opt} \left\{ \left(1 - \frac{P_{sp}}{P_{opt}}\right) + \frac{\delta}{P_{opt}}\right)^{\frac{1}{2}} \left\{ \left(1 - \frac{P_{sp}}{P_{opt}}\right) - \frac{\delta}{P_{opt}}\right\}^{\frac{1}{2}} \cos \omega_{RF} t$$

$$= P_{opt} \left\{ \left(1 - \frac{P_{sp}}{P_{opt}}\right)^{2} - \left(\frac{\delta}{P_{opt}}\right)^{2}\right\}^{\frac{1}{2}} \cos \omega_{RF} t$$
(2)

となる。この光波を光電変換効率が κ のPDに入力すると、出力される RF 電流 i_{IF} は、

$$i_{RF} = \kappa \cdot P_{opt} \left\{ \left(1 - \frac{P_{sp}}{P_{opt}} \right)^2 - \left(\frac{\delta}{P_{opt}} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \cos \omega_{RF} t$$

$$= I_{RF} \cos \omega_{RF} t$$
(3)

となる。この RF 電流が 50 Ω の負荷インピーダンス Z_i に供給する平均 RF 電力 P_{RF} は

$$P_{RF} = \frac{I_{RF}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{RF}}{\sqrt{2}} Z_L = 25 I_{RF}^{2}$$
(4)

となる。これらの式から、光電変換効率 κを光強度および RF 信号強度で表すと、

$$\kappa = \frac{I_{RF}}{P_{opt} \left\{ \left(1 - \frac{P_{sp}}{P_{opt}}\right)^2 - \left(\frac{\delta}{P_{opt}}\right)^2\right\}^{\frac{1}{2}}}$$

$$= \frac{\sqrt{P_{RF}}}{5P_{opt}} \frac{1}{\left\{ \left(1 - \frac{P_{sp}}{P_{opt}}\right)^2 - \left(\frac{\delta}{P_{opt}}\right)^2\right\}^{\frac{1}{2}}}$$
(5)

となる。理想的な2トーン信号の場合、光電変換効率κは、

$$\kappa = \frac{\sqrt{P_{RF}}}{5P_{opt}} \tag{6}$$

から計算されるため、スプリアス光強度 P_sおよび2トーン光強度差δによる誤差ξは、

$$\xi = \left\{ \left(1 - \frac{P_{sp}}{P_{opt}} \right)^2 - \left(\frac{\delta}{P_{opt}} \right)^2 \right\}^{-\frac{1}{2}}$$
(7)

となる。



次に、高消光比光変調器においてバイアス位相誤差があった場合に、スプリアス光強度 *P_{sp}*や2トーン強度差δがどの程度となるかを見積もる。図 2-1-24 に、解析モデルとしての プッシュプル型の Mach-Zehner 型光強度変調器 (MZM)を示す。誤差要因として、上側アー ムと下側アームにおいて、光波の強度および位相アンバランス、ならびに変調用 RF 信号の 強度および位相アンバランス、の4つを考慮している。このとき、MZM から出力される光波 の電界振幅は、

$$E = K' \frac{E_{inpul} e^{i\omega_0 t}}{2} \left[e^{i \{A_1 \sin(\omega_m t + \phi_1) + \phi_{\beta_1}\}} \left(1 + \frac{\eta}{2} \right) + e^{i \{A_2 \sin(\omega_m t + \phi_2) + \phi_{\beta_2}\}} \left(1 - \frac{\eta}{2} \right) \right]$$

$$= K' \frac{E_{inpul} e^{i\omega_0 t}}{2} \sum_{n = -\infty}^{\infty} e^{in\omega_m t} \left[J_n(A_1) e^{i(n\phi_1 + \phi_{\beta_1})} \left(1 + \frac{\eta}{2} \right) + J_n(A_2) e^{i(n\phi_2 + \phi_{\beta_2})} \left(1 - \frac{\eta}{2} \right) \right]$$

$$= K' \frac{E_{inpul} e^{i(\omega_0 t + \phi_{\beta_1})}}{2} \sum_{n = -\infty}^{\infty} e^{in(\omega_m t + \phi_1)} \left[J_n(A + \alpha_A) \left(1 + \frac{\eta}{2} \right) + J_n(-A + \alpha_A) e^{i(n\phi + \phi_{\beta_1})} \left(1 - \frac{\eta}{2} \right) \right]$$
(8)

と表すことができる。変調 RF 信号が単一周波数のため級数展開でき、周波数軸上では離散 的なサイドバンドとして表現できる。なお、各パラメータの定義は以下のとおりである。

・光強度アンバランス
: $\left(1 + \frac{\eta}{2}, 1 - \frac{\eta}{2}\right)$ ・光位相アンバランス (バイアス位相差)
: $\left(\phi_{B1}, \phi_{B2}\right)_{OT} \phi_B = \phi_{B2} - \phi_{B1}$ ・RF 強度アンバランス (チャープ)
: $\left(A_1, A_2, \alpha_0\right)_{OT} (A, \alpha_A)$ $\alpha_0 = \frac{A_1 + A_2}{A_1 - A_2}, \alpha_A = A\alpha_0$ $A_1 = A + \alpha_A, A_2 = -A + \alpha_A$ ・RF 位相アンバランス (スキュー)
: $\left(\phi_1, \phi_2\right)_{OT} \phi = \phi_2 - \phi_1$

これらのうち、光位相アンバランス(バイアス位相差)のみが、外部からの制御電圧で可変 できる。また、光強度アンバランス nおよびチャープ a₄は微少量である。



図2-1-24 解析モデルとしての Push-Pull 型の Mach-Zehnder 型光変調器

(8) 式から、0 次光および±1 次変調光の強度は次のように計算される。

$$|E_{0}|^{2} = R^{2} + S^{2} + 2RS \cos \phi_{B}$$

$$|E_{+1}|^{2} = T^{2} + U^{2} - 2TU \cos(\phi_{B} + \phi)$$

$$|E_{-1}|^{2} = T^{2} + U^{2} - 2TU \cos(\phi_{B} - \phi)$$

$$R = \frac{1}{2} J_{0} (A + \alpha_{A}) \left(1 + \frac{\eta}{2}\right), \quad S = \frac{1}{2} J_{0} (A - \alpha_{A}) \left(1 - \frac{\eta}{2}\right)$$

$$T = \frac{1}{2} J_{1} (A + \alpha_{A}) \left(1 + \frac{\eta}{2}\right), \quad U = \frac{1}{2} J_{1} (A - \alpha_{A}) \left(1 - \frac{\eta}{2}\right)$$
(9)

ここで、J₀(A)およびJ₁(A)は整数次の第一種ベッセル関数である。

MZM で2トーン光波を得るにはキャリア抑圧両側帯波(DSB-SC)モードで駆動する必要が あり、バイアス位相差 ϕ_B を π に設定する。また、微少量である光強度アンバランス η およ びチャープ α_4 を簡単化のために0とすると、0次光強度は

$$\phi_B = \pi + \Delta \phi_B$$

$$\cos \phi_B = \cos(\pi + \Delta \phi_B) = -1 + \frac{\Delta \phi_B^2}{2}$$

$$|E_0|^2 = (R - S)^2 + RS\Delta \phi_B^2 = \frac{\Delta \phi_B^2}{4} J_0(A)^2$$
(10)

となる。また、 ± 1 次変調光の強度差 δ は、スキュー ϕ が $\pi/2$ の整数倍の場合に最大となり、光電変換効率の測定誤差も最大となる。このとき、 ± 1 次変調光の強度差 δ は

$$|\delta| = |E_{+1}|^2 - |E_{-1}|^2 = 2TU\{\sin\Delta\phi_B + \sin\Delta\phi_B\} = 4TU\Delta\phi_B$$

= $\Delta\phi_B \cdot J_1(A)^2$ (11)

となる。また、このとき、全光強度は、

$$P_{opt} = |E_0|^2 + |E_{+1}|^2 + |E_{-1}|^2 = RS\Delta\phi_B^2 + 2(T^2 + U^2)$$

$$= \frac{\Delta\phi_B^2}{4} J_0(A)^2 + J_1(A)^2 \approx J_1(A)^2$$
(12)

と近似できる。これら(10)~(12)式より、(7)式の P_{sp}/P_{opt} および δ/P_{opt} は、

$$\frac{P_{SP}}{P_{opt}} \approx \frac{\Delta \phi_B^2}{4} \frac{J_0(A)^2}{J_1(A)^2}$$

$$\frac{\delta}{P_{opt}} \approx \Delta \phi_B$$
(13)

と表すことができる。この(13)式を(7)式に代入すると、

$$\xi = \left\{ \left(1 - \frac{\Delta \phi_B^2}{4} \frac{J_0(A)^2}{J_1(A)^2} \right)^2 - \left(\Delta \phi_B \right)^2 \right\}^{-\frac{1}{2}} \\ \approx \left\{ \left(1 - \frac{\Delta \phi_B^2}{2} \frac{J_0(A)^2}{J_1(A)^2} \right) - \Delta \phi_B^2 \right\}^{-\frac{1}{2}} \\ = \left\{ 1 - \Delta \phi_B^2 \left(\frac{1}{2} \frac{J_0(A)^2}{J_1(A)^2} + 1 \right) \right\}^{-\frac{1}{2}}$$
(14)

となり、光電変換誤差の最大値とバイアス位相誤差 1 Ø g の関係が導かれた。

ここで、A は RF 信号強度に関するパラメータであり、以下のようにして決定される。他の 誤差要因が無視できる場合、各次数の変調光強度の相対値は次のように表される。

$$|E_{+1}|^{2} \approx |E_{-1}|^{2} \approx J_{1}(A)^{2}$$

$$|E_{+2}|^{2} \approx |E_{-2}|^{2} \approx J_{2}(A)^{2}$$

$$|E_{+3}|^{2} \approx |E_{-3}|^{2} \approx J_{3}(A)^{2}$$
(15)

そこで、主たる2トーン光の±1次変調光に対して、例えば±3次変調光成分を-XdB以下のレベルに保つことを条件とすると、RF信号強度Aは

$$\frac{J_3(A)^2}{J_1(A)^2} = 10^{\left(\frac{-X}{10}\right)}$$
(16)

を数値的に解くことで決定できる。

以上の議論をまとめると、光電変換効率の測定誤差 § を 0.2dB 以下とするには、

$$\xi = \left\{ 1 - \Delta \phi_B^2 \left(\frac{1}{2} \frac{J_0(A)^2}{J_1(A)^2} + 1 \right) \right\}^{-\frac{1}{2}} < 10^{\left(\frac{0.2}{10}\right)}$$
(17)

をAをパラメータとして解くことになる。また、今回使用している高消光比光変調器の半波 長電圧 V_aは最小で 4V 程度である。このとき、許容されるバイアス電圧の制御誤差ΔV_{bias}は、

$$\Delta V_{bias} = \frac{V_{\pi}}{\pi} \Delta \phi_B = \frac{4}{\pi} \Delta \phi_B \tag{18}$$

から計算できる。

具体的な数値計算例を表 2-1-2 に示す。表中 A は、(16) 式から求めた所望の 3 次変調光抑 圧比を得るための値である。位相誤差は、(17) 式を元に、この A の値と測定誤差 ξ を 0.2dB として求めた値である。バイアス電圧制御誤差は、この位相誤差の値を使い、(18) 式 を元に求めた値である。3 次変調光抑圧比を高くするには RF 変調信号強度 A を小さくして 変調度を下げるしかないが、このとき 2 トーン光信号の強度も小さくなってしまう。このた め、同じ光電変換測定誤差を実現するためにはより厳密にバイアス電圧を設定し、0 次光を 大きく減衰させる必要がある。数値例としては、50dB の抑圧比を必要とする場合に許容さ れるバイアス電圧制御誤差は約 92mV、40dB の抑圧比を必要とする場合では約 160mV と計算 された。

3 次変調光抑圧比[dB] 位相誤差[rad] バイアス電圧制御誤差[V] А -20 1.443775 0.30958 0.394169498 -30 0.851162 0.20889 0.265967008 -40 0.486261 0.12617 0.160644633 -50 0.274839 0.07271 0.092577247

表2-1-2 バイアス電圧制御誤差の数値計算例

次に、試作した制御装置でのバイアス電圧制御誤差と収束時間の測定結果について説明する。装置構成図で示したように、基本的にバイアス制御電圧の制御は、CPU、D/A、A/D 回路の性能で決まるので、十分に高速なデバイスを選定している。意図的にバイアスを外した状態から、所望の値に収束している様子を図 2-1-25 に示す。前節で明らかになったように、収束時の測定誤差を 0.2 dB 以下にするには、バイアス制御電圧変動は 93 mV 以下にする必要があるが、バイアス変動幅は 5 mV 程度であり、収束時において、0.01 dB 以下と十分に小さな測定精度を達成できている。一方、制御電圧幅 70 mV に対する±2.5 mV を収束誤差と考えると±0.15 dB となり、目標の±0.2 dB 以下を達成している。なお、収束時間は、0.8 ms であり、目標の1 ms 以下を達成できている。



図2-1-25 バイアス制御電圧の応答特性

次に、「目標3:データ取得に要するスイープ時間を10msまで短縮する」に対する研究開 発状況について説明する。

光電変換効率は、原理的には2トーン信号光強度測定値と被測定 PD から出力される RF 信 号強度測定値から計算される。しかし、実際の2トーン信号光強度は、一度バイアス電圧を 設定した後は高消光比光変調器の DC ドリフト速度程度(典型的には1時間程度)でしか変 化せず、毎回測定する必要はない。そこで、データ取得に要するスイープ時間とは、(1) 信号発生器の周波数設定、(2) 出力 RF 信号強度測定、の2つのステップを繰り返す時間と なるが、基本的には、信号発生器のスイープ性能に依存する。

信号発生器には米国の Hittite Microwave 社の HMC-T2220 を選定した。10MHz ~ 20GHz の 周波数可変範囲、+28dBm の高出力に加え、周波数切替速度が 300 μ s と高速である。図 2-1-26 に、信号発生器の連続周波数切替速度を示す。この図は Tektronix 社のリアルタイムス ペクトラムアナライザ RSA6100A を用いて超高速で連続的に取得した RF 信号スペクトルの測 定結果を示しており、縦軸が時間、横軸が周波数、色が強度を表している。リアルタイムス ペアナが超高速で取得できる周波数帯域幅が 110MHz に制限されているため、中心周波数を 10GHz とし、start 周波数 9.95GHz から stop 周波数 10.05GHz まで 10MHz 間隔で 11 点の周波 数を連続的に切り替えた。MR から M1 まで 1 0 点の周波数切替に要した時間は、画面右上の ムマーカの値に 9.968ms と示されているように、10ms 以下であった。



図2-1-26 Hittite MW 社製 HMC-T2220 の連続周波数切替動作の測定結果 (10 点切替時間はリファレンスマーカー (MR) とマーカー1(M1)の時間間隔で、9.968ms)

RF 信号強度の測定には、Agilent 社の E9320 シリーズの RF センサと EPM-P パワーメータ を使用する。10ms 間に 10 回の測定が可能である。現在、信号発生器とパワーメータの動作 を同期させるために測定システムの調整を行なっており、データ取得に要するスイープ時間 を10ms まで短縮できる見込みである。

最後に、本測定システム全体の不確かさについて検討した結果について説明する。本測定 システムでは、2トーン光信号強度の測定値と RF 信号強度の測定値から光電変換効率を計 算する。2つの測定値およびそれから光電変換効率を計算する際に、不確かさが生じる。こ れを不確かさバジェットシート1、2、3としてまとめた。

不確かさバジェットシート1では、2トーン光信号強度測定に関する不確かさを計算している。実測した繰り返し測定の不確かさを含む4つの不確かさ要因を考慮しており、全体の拡張不確かさは0.0270dBと計算された。不確かさバジェットシート2ではRF信号強度測定に関する不確かさを計算している。このシートはAgilent 社が HP で提供しているもので、6つの要因について考慮している。設定値のうち、SWR については u²t 社の PD、XPDV2150Rを実測した値 1.2 を用いた。

記号	要因	值(±)	単位	分布	除数	標準不確かさ	感度 係数	標準不確かさ (測定量の単位)
u _{o1}	繰り返し測定の不確かさ	0.0077	dB	正規	1	0.0796	1	0.0796
u _{o2}	校正不確かさ	0.5100	%	正規	2	0.2550	-	0.0111
u _{o3}	直線性	0.0100	dB	矩形	1.732	0.0058	1	0.0058
u _{o4}	分解能	0.0005	dB	矩形	1.732	0.0003	1	0.0003
u _c ()	合成標準不確かさ			正規				0.0135
U	拡張不確かさ			正規 (k=2)				0.0270

表2-1-3 不確かさバジェットシート1 光強度測定の不確かさ

表2-1-4 確かさバジェットシート2 RF 信号強度測定の不確かさ



不確かさバジェットシート3では、光と RF の強度測定値から光電変換効率を計算する際 の不確かさについて計算している。基本的な変換効率の計算は(1)式であるが、強度測定の 単位を dBm とし、光電変換効率の単位を dB とする場合には(2)式で計算するのが簡単である。

$$\eta[A/W] = \sqrt{\frac{2}{Z_l}} \frac{\sqrt{P_{RF}[W]}}{P_{opt}[W]} = \frac{\sqrt{P_{RF}[W]}}{5P_{opt}[W]}$$
(1)

$$\eta[dB] = 20 \log_{10} \eta[A/W] = P_{RF}[dBm] - 2P_{opt}[dBm] + 16$$
(2)

(2) 式から、光強度測定の感度係数は2、RF 信号強度測定の感度係数は1であることがわかる。計算された最終的な k=2の拡張不確かさは、 ± 0.338 dB であり、Agilent 社の LCA より大幅な改善が期待できることが明らかとなった。

記号	要因	值(土)	単位	分布	除数	標準不確かさ	感度 係数	標準不確かさ (測定量の単位)
u _{opt}	光パワー測定	0.0270	dB	正規	2	0.013493709	2	0.0067
u _{RF}	RFパワー測定	0.3377	dB	正規	2	0.101242744	1	0.1012
u_()	合成標準不確かさ		dB	正規				0.169
U	拡張不確かさ		dB	正規 (k=2)				0.338

表2-1-5 不確かさバジェットシート3 光電変換効率の不確かさ

2-2 研究サブテーマ② 高性能化技術開発

この節では、変調器チップを作成するプロセスの安定化やチップ実装構造の改善などに取り組み、高消光比変調器の高速化試作を実施した結果について報告する。

2-2-1 変調器の基本構成

高速な動作を実現する光変調器としては、半導体を基板とした電界吸収型変調器や誘電体 を基板としたマッハツェンダー(Mach Zehnder; MZ) 干渉型の外部変調器が実現されている。 本開発では基板材料としてポッケルス効果を有する誘電体結晶であるニオブ酸リチウム (LiNbO₃ 以下 LN と略す)を用いる。LN を用いた外部変調器では、半導体材料では困難な、 光の純粋な位相変調と、光とマイクロ波の完全な速度整合が得られる、という特長がある。 半導体に比べ、サイズが大きく、また高い誘電率とその異方性(LN の比誘電率 ε_r =28, 45)に起因する基板への高周波信号の放射の問題などの技術課題があり、高周波化の難易度 は高いが、変調光スペクトルの制御がしやすく、本プロジェクトの光受信器検査装置用の光 変調器として原理的に適している。



図2-2-1 MZ 強度変調器の構造

図2-2-1にMZ変調器の基本構造を示した。分岐した光の位相差を制御することで、干渉 により出力光の振幅・強度を変化する。2つの光の位相差が180度となったときに光が最小 値(OFF)、0度となったときに最大値(ON)となる。制御電圧に対する光振幅・強度変化で ある変調曲線はサインカーブ状になる。MZ変調器は、バランス良く作製されていれば高精 度に光を制御できる原理のものであるが、製造誤差などによりOFF状態においても光出力が 残留し、消光比が悪化するという問題がある。そこで、この消光比特性を向上させるために、 図2-2-2に示すような光回路のアンバランスを外部から加えた電圧(MZa, MZb)で補償する という手法が提案されており、MZ型変調器を3個集積することで実現される[1]。この構成 は、制御箇所が多く複雑な構成であるものの、ON/OFF 消光比特性の大幅改善が可能であり、 本開発の用途に対応する外部変調器の構造に適しており、電波天文のような極限的な精度を 要する用途への適用も進められている[2]。最も重要な特性である ON/OFF 消光比は、伝搬光 の偏光クロストークによって制限されるため[3]、変調器の作製および使用において、不要 な偏光成分の伝搬や発生を抑えることが重要である。 本開発においても、この MZ 型変調器を3個集積した構成を採用して開発を進める。なお、 この構成のLN 変調器は、住友大阪セメントがNICT からのライセンスを受け R&D 用途向けに 販売[4] しているが、デバイスの構造が複雑であること、デジタル変調器の高周波化の適用 が難しいこともあって、その動作帯域の仕様値は長らく10GHz にとどまってきた。本開発で は、LN 光変調器の広帯域化技術を MZ 集積型変調器に取り入れ、20GHz までの広帯域化をめ ざす。これにより、光2 逓倍法により 40GHz までの基準信号が得られるようになる。



図2-2-2 光量バランス補正による高消光比変調

2-2-2 高周波化技術

LN 変調器の駆動周波数を高周波化、広帯域化する最も有効かつ確実な方法は、電極の作用部を短くすることである。図2-2-3 は、制御信号と伝搬光の速度が一致する条件下での光応答性を試算した例であり、電極の長さ *L*を短いほど、周波数応答が良好であることが分かる。しかしながら、周波数特性と駆動電圧特性はトレードオフの関係にあり、電極の短尺化は駆動電圧の上昇を伴う。測定器の実用化、普及のためには、光変調器を市販ドライバでの駆動が可能となるよう、高周波化のみを行うのでなく、あわせて低駆動電圧化をめざす必要がある。



図2-2-3 光応答特性と電極の長さ

LN 光変調器の広帯域化、低駆動電圧化の有効性が特に高い技術としては、リッジ型光 導波路[5-7]、薄板構造の適用[8-10]が知られている。図2-2-4 はリッジ型、図2-2-5 は薄 板型の構造の模式図である。いずれの方法も、電気信号の光への作用効率を極限まで高める アプローチであり、脆弱材料である LN に対して超精密加工を駆使して高効率化を実現して いる。本開発用も高消光比変調器の作製に適用すると、加工の形状や加工精度によっては、 加工表面で散乱や反射が起き不要偏波成分の発生や不適切伝搬モード発生により消光比特性 が犠牲になるおそれがある。



Ridged waveguide design - NTT

K. Noguchi , O. Mitomi, and H. Miyazawa, IEEE J. Lightwave Technol., **16**, 615-619 (1998)

図2-2-4 リッジ型導波路構造による高効率化



Thin Film LiNbO₂

K. Atsuki and E. Yamashita, IEEE J. Lightwave Technology, LT-5, 316-319, (1987)

図2-2-5 薄板構造による高効率化

また、光導波路を電極の近傍に配置する方法[11]や、作用部の光導波路をマルチモード化 する方法[12]が提案されている。いずれも、効率を高めるために、電界が強い電極の近傍に 光の強度が強い部分を配置するアプローチである。これらの方法は、LN基板の微細な加工が 不要であり、加工歪や不均一性などに起因する光学的特性の悪化は回避できるものの、光導 波路間のクロストークや高次モードへの変換により消光比特性が制限される。また、プロセ スにおける位置ズレや線幅の許容度が小さい。図2-2-6に光導波路を、信号電極と接地電極間 の中心付近に配置した構成と信号電極の近傍に配置した構成の模式図を示す。信号電極近傍 に2つの導波路を配置すれば、電界効率が改善し駆動電圧の低減が実現できるが、導波路間 の光のクロストークが無視できなくなる。対策として双方の導波路の光の伝搬定数、伝搬特 性を異なるものにする手法が有効である。必然的に光導波路構造、実効的電界効率ともにア ンバランスな構成となるため、そのまま適用するとチャープが発生するが、作用部導波路の 非対称性を途中で入れ替えるなどの工夫により、チャープの発生を不完全ながらも抑制する ことは可能である[11]。また、作用部の光導波路をマルチモード伝搬条件で作製しても、 20dB以上のON/OFF消光比が得られることが実験的に確かめられている[12]。



他に、分極反転技術の適用[13,14]、電気光学効果の大きなLNの使用[15]などの方法も提 案されている。

高周波帯での応答性の平坦化のためには、マイクロ波の基板や金属筐体への放射損失への 対策が必要である。LNのような高誘電率(ε_r=28,45)の基板においては、基板を 0.1mm 程度の薄さに加工する方法[16,17]が有効策の一つである。この加工においても機械的強度 の低下に伴う基板の歪みにより、不要偏波成分が発生するなど、消光比特性を阻害するおそ れがある。

外部回路、変調器チップの接続部のマイクロ波特性の改善も、この帯域の応答性の平坦化 や特性確保のための課題である。変調器チップが高誘電率材料上の特種なコプレーナ線路 (CPW)であるため、フィードスルー部(パッド部)の形状、構成によっては、反共振点が動 作帯域を制限する。

以上のように、変調器の高周波化に関する技術には様々な方式があるが、一長一短があり 決定打となるものがない状況である。本開発においては、加工プロセス、実装方法など見直 して、高消光比変調器の試作に適用し、高周波化・広帯域化の両立に取り組んだ。

2-2-3 試作評価結果

試作したデバイスを図 2-2-7 に示す。低消費電力化の観点からは、RF 信号給電を差動駆動型の構成にした方が有利であるが、使い勝手を優先して従来型と同様にシングル駆動の構成とした。光の入出力用のピグテールファイバー、光量トリマー用のバイアス電圧印加用の入力ポートと変調用の高周波信号入力ポートを備えている。

図2-2-7 試作した変調器の概観



従来製品と今回試作した変調器の高周波応答特性 S₂₁の測定結果を図 2-2-8 に示す。ほぼ すべての周波数数帯域で応答特性が改善している。光応答性 3dB 帯域は従来製品では 16GHz

(仕様は10GHz)であったが、今回の試作では22GHz まで拡張されており、当初目標の 20GHz を上回る改善となった。また、駆動周波数10GHz における半波長電圧 $V\pi$ は、従来製 品で8.0V であったが、試作品では5V 以下であり、消費電力に換算すれば、半減以下の大幅 な改善となった。



図2-2-8 周波数応答性の改善

[2-2 節内の参考文献]

- [1] NICT報道発表, "光パケットシステムの能力を画期的に向上させる変調器の開発に成功 ~ 超高速光周波数シフトキーイング変調器の開発に成功~", http://www2.nict.go.jp/pub/whatsnew/press/040302/040302.html (2004.3.2)
- [2] T. Kawanishi, H. Kiuchi, M. Yamada, T. Sakamoto, M. Tsuchiya, J. Amagai and M. Izutsu, "High carrier suppression double sideband modulation with integrated LiNb03 optical modulators for photonic local oscillators (An alternative scheme of Laser Synthesizer)," ALMA memo 540 (2005)
- [3] 戸田裕之, 福田克也, 荒井大輔, 千葉明人, 笹川清隆, 川西哲也, 土屋昌弘, 井筒雅之, "高消光比 LiNbO₃光強度変調器の偏光クロストーク抑圧による特性改善", 信学技報, OPE2007-60 (2007)
- [4] Sumitomo Osaka Cement Co. LTD., "Product Catalog: X cut LN SSB-SC Modulator and X cut LN FSK Modulator," http://www.socnb.com/report/pproduct_e/up/ t_sbx1.5_10.pdf, (accessed 2012-11-30)
- [5] 皆方誠,野田寿一,"リッジ型光導波路", 信学技報, OQE77-57 (1977)
- [6] H. Haga, M. Izutsu, and T. Sueta, "LiNbO₃ Traveling-Wave Light Modulator/Switch with an Etched Groove," IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. QE-22, pp.902-906 (1986)
- [7] K. Noguchi, O. Mitomi, H. Miyazawa, S. Seki, "A broadband Ti:LiNbO₃ optical modulator with a ridge structure," Journal of Lightwave Technology, Vol.13, pp.1164-1168 (1995)

- [8] T. Sueta and M. Izutsu, "High speed guided-wave optical modulators," J. Opt. Commun., vol. 3, pp. 52-58, (1982)
- K. Atsuki, E. Yamashita, "Transmission Line Aspects of the Design of Broad-Band Electrooptic Traveling-Wave Modulators," Journal of Lightwave Technology, Vol. LT-5, pp.316-319 (1987)
- [10] 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 LiNbO₃ Modulator With Laminated Low-Dielectric-Constant Adhesive," IEEE Photon. Tech. Lett., vol. 17, pp. 2077-79 (2005)
- [11] 住友大阪セメント, 特許第 4128510 号 (2008.5.23)
- [12] D. W. Dofli and T. R. Ranganath, "50 GHz volocity-matched, broad wavelength LiNbO₃ modulator with multimode active section," Electron. Lett., vol. 28, no. 13, pp.1197-1198 (1992)
- [13] J. Ichikawa, S. Oikawa, F. Yamamoto, T. Sakane, S. Kurimura, K. Kitamura, "Zero chirp broadband Z-cut LiNbO₃ optical modulator using polarization reversal and branch electrode", OFC2004, MF56 (2004)
- [14] F. Lucchi, M. Belmonte, S. Balsamo, M. Villa, L. Trevisan, S. Pensa, G. Consonni, C. Emanuele, P. Vergani, M. Sottocorno, V. Pruneri, "10Gb/s domain engineered LiNbO₃ integrated electro-optic modulator for inexpensive low voltage drivers", OFC2007 OWH3 (2007)
- [15] 山本太,横澤政貴, 近藤勝利, 斉藤勉, 神力孝, 市川潤一郎, "Mg:SLN を用いた広帯域光変調器", 電子情報通信学会 2005 総合大会講演論文集, C-3-1 (2005)
- [16] G.K. Gopalakrishnan, W.K. Burns, and C.H. Bulmer, "Electrical loss mechanisms in traveling wave LiNbO₃ optical modulators", Electronics Letters, Vol.28, No.2, 207 (1992)
- [17] Y.Shi, "Micromachined Wide-Band Lithium-Niobate Electro-optic Modulators", IEEE transactions on microwave and techniques, vol.54, No.2, pp.810 (2006)

2-3 プロジェクトの管理・運営

(1) 全体会議の開催

本プロジェクトの推進にあたり、事業管理機関(株式会社トリマティス)は再委託先担当 者を招集し「全体会議」を開催した。会議では研究開発活動の進捗状況の確認、研究開発活 動を進める上での課題の抽出やその解決に向けた議論を行った。

開催日時・会場	項目	内容
第一回	次第	① 進捗状況報告
平成24年6月26日		
$15:00\sim 17:00$	参加者	株式会社トリマティス 及川陽一
ネット・カンファレンス会議	(敬称略)	株式会社トリマティス 加増光日出
室		住友大阪セメント株式会社 市川潤一郎
		独立行政法人情報通信研究機構 川西哲也
		独立行政法人情報通信研究機構 稻垣恵三
		独立行政法人産業技術総合研究所 黒川悟
		独立行政法人産業技術総合研究所 能谷充隆
第二回	次第	① 進捗状況報告
平成24年12月4日		
16:00~18:00	参加者	株式会社トリマティス 及川陽一
ネット・カンファレンス会議	(敬称略)	株式会社トリマティス 志賀代康
室		住友大阪セメント株式会社 市川潤一郎
		住友大阪セメント株式会社 及川哲
		独立行政法人情報通信研究機構 川西哲也
		独立行政法人情報通信研究機構 稲垣恵三
		独立行政法人産業技術総合研究所 黒川悟
		独立行政法人産業技術総合研究所 能谷充隆
第三回	次第	① 進捗状況報告
平成 24 年 12 月 25 日		 ② 今後の予定
$14:00\sim 15:00$	参加者	株式会社トリマティス 及川陽一
ネット・カンファレンス会議	(敬称略)	株式会社トリマティス 志賀代康
室		住友大阪セメント株式会社 市川潤一郎
		住友大阪セメント株式会社 及川哲
		独立行政法人情報通信研究機構 川西哲也
		独立行政法人情報通信研究機構 稲垣恵三
		独立行政法人産業技術総合研究所 黒川悟
		独立行政法人産業技術総合研究所 能谷充隆

表 2-3-1 全体会議の開催概要

(2)研究開発委員会の開催

各アドバイザーへの報告とご意見を伺う場として「研究開発委員会」を開催した。各アド バイザーからは、研究開発成果についてのご意見だけでは無く、今後の事業化に関しても貴 重なご意見を頂いた。

開催日時・会場	項目	内容
平成 24 年 12 月 25 日	次第	 研究開発成果の報告
$15:00 \sim 17:00$		② アドバイザーからのコメント
ネット・カンファレンス会議	参加者	株式会社トリマティス 及川陽一
室	(敬称略)	株式会社トリマティス 志賀代康
		住友大阪セメント株式会社 市川潤一郎
		住友大阪セメント株式会社 及川哲
		独立行政法人情報通信研究機構 川西哲也
		独立行政法人情報通信研究機構 稲垣恵三
		独立行政法人産業技術総合研究所 黒川悟
		独立行政法人産業技術総合研究所 能谷充隆
		日本電気株式会社中央研究所 陶山茂樹
		NTT エレクトロニクス株式会社 石橋忠夫
		京セミ株式会社 大村悦司

表 2-3-2 研究開発委員会の開催概要

2-4 事業化検討

2-4-1 事業計画

図 2-4-1 に本測定システムのターゲットとして考える 10/40/100G モジュールの出荷台数 のデータを示す。現在市場が立ち上がっている 10G モジュールの出荷台数は、2011 年で 300 万台弱で、300 億市場である。この出荷台数は、年率 20%で増加しているが、今後飽和減少 し、40G/100G へ移行する。40G 市場は一時的に立ち上がるが、100G が急速に立ち上がり、 追い越す事が予想されている。また、100G 市場は、2016 年で 10 万台を突破し、急激に立ち 上げることが予想できる。このモジュール市場のデータから、測定システムの売上台数を予 測し、かつ、測定器市場への投入時期を見極めることにした。



図2-4-1 10/40/100Gモジュールの出荷台数

図 2-4-2 に本 PJ で進めている 20 GHz 周波数特性システムの売上予想を示す。このシステムは、10G モジュールの測定をターゲットとしている。また、100G モジュールの測定をターゲットとして製品開発を計画している 50 GHz 周波数特性システムの売上予想を図 2-4-3 に示す。

測定器の出荷台数を直接知る手段が無いため、20GHz の数量予測は、図 2-4-1 の 10G モジュール出荷台数 1 万台毎に1台の測定器と仮定して数値化した。一方、50GHz では、100G モジュール出荷台数 1 千台毎に1台の測定器と仮定した。ユニットプライスは、20GHz、50GHz で各々2,000 万円、3,500 万円とし、年度毎に 95%のコストダウンを図ることを想定している。20 GHz は、10 億程度の市場、50 GHz は、30 億以上の市場規模と予想することができる。仮に 20%のシェアを確保できるとすれば、弊社売上は、20 GHz で、2 億程度、50 GHz で 6 億程度となる。また、事業的には、100G モジュールの市場立ち上げに合わせて、如何に 50 GHz 周波数システムを市場に投入できるかが、大きなポイントであることもわかる。



図2-4-2 20 GHz 測定システムの売上予想



図2-4-3 50 GHz 測定システムの売上予想

次に、製品技術の生産・普及体制の検討状況について説明する。生産は、外部生産工場を 活用 (EMS) することを想定している。現在、別製品の量産化を進めるに当たり、EMS の活用 を開始しており、この実績を周到し、外部委託工場にて生産を行う。これにより、設計品質 を弊社で担い、製品品質をEMS で担うことになる。

また、既存測定器メーカとの協力関係を構築するために、海外測定器メーカと海外学会発 表毎に継続的に打ち合わせを進めている。普及体制としては、国内・国外の弊社既製品の代 理店を活用し、販路を開拓するべく、代理店への説明を開始している。 2-4-2 他のアプリケーション検討

(1) アンテナ計測システムにおける装置要件の検証

本事業によって開発された LN 変調器による two-tone 発生装置は two-tone の周波数間隔 を、入力する SG の周波数を変化させることで調整が可能となるため、PD との組み合わせに よって、アンテナ計測システムへの応用が可能となる。そこで two-tone 発生装置を用いた アンテナパターン計測システムを構築し、アンテナ計測システムへ用いる場合の装置要件の 検証を行った。

図 2-4-4 に開発したアンテナパターン計測システムの装置構成を示す。SG の出力を開発 された two-tone 発生装置に入力し、SG から出力される CW 信号周波数(f_{RF})の2倍の周波数 間隔(2f_{RF})の two-tone 光信号を発生させる。two-tone 光信号を EDFA によって増幅し、光 ファイバでアンテナに接続された UTC-PD まで伝送し、UTC-PD によるフォトミキシングに よって 2f_{RF}の周波数をもつ RF 信号を発生させ、アンテナより放射させる。受信には高調波 ミキサを用い、受信アンテナで受信した RF 信号を高調波ミキサにより、7.6 MHz の IF 信号 にダウンコンバートして受信レベルの変化を測定する。

従来のアンテナパターン計測システムではSG からの RF 出力を同軸ケーブルあるいは導波 管によってアンテナまで伝送する必要があるため、伝送ロスが問題になることが多く、送信 源と送信アンテナの距離を長くできないという欠点がある。さらに 50 GHz 以上の導波管を 使ったシステムでは、逓倍器などの装置もバルキーになるため、回転テーブルによって、送 信アンテナを回転させることが難しくなる。two-tone 発生装置を使用した本システムはア ンテナ周りにはUTC-PD と DC バイアス用の photovoltaic power converter と光ファイバし か存在していないため、容易に回転を行うことができ、パターン測定システムの構築が容易 となる。



図2-4-4 two-tone 発生装置を用いたアンテナパターン計測システムの装置構成

産総研が所有する住友大阪セメント(株)製のLN変調器を用いて、LN変調器のバイアス 電圧を適切に制御することでtwo-tone 信号を発生させ、40 GHzのRF 信号から、80 GHzの ミリ波信号を発生させた。本測定では、本事業で開発された自動追従安定化回路は使用して いない。

信号出力レベルの安定度を評価するために、UTC-PD出力と高調波ミキサを直接接続し、 720分(1分間隔)の間、高調波ミキサにて受信された信号レベルを測定した。測定結果を 図 2-4-5 に示す。青色の実線が測定結果、赤色の実線は10分間の平均値から推定される DC ドリフト値である。測定結果の変動幅は±0.3 dB であり、そのうち DC ドリフトに寄与 する変動は±0.12 dB と見積もられる。測定結果に見られる細かい変動成分は、光ファイバ 中を流れる光信号の偏波方向が変動することによる影響であると考えられる。

以上のことから、本事業によって開発された自動追従安定化回路を備えた two-tone 信号 発生装置を本アンテナ計測システムに用いることで、LN 変調器のDC ドリフトに寄与する変 動は大きく押さえられるため、 ± 0.1 dB $\sim \pm 0.2$ dB 程度の変動へ押さえることが可能とな る。これはアンテナ計測における最終的な不確かさ(± 0.3 dB $\sim \pm 0.7$ dB) よりも十分に 小さいため、実用に資する値である。



図2-4-5 アンテナ計測システムにおける信号出力安定度の評価

本システムで計測された、標準利得ホーンアンテナの放射パターンを図 2-4-6 (a), (b) に示す。測定結果は10回の測定の平均値である。一回の測定時間はおよそ 30 秒程度であ る。

従来型システムで80 GHz のパターン測定を実施する場合、伝送路に導波管を利用して いるため回転系を構築することが難しく、逓倍器が送信アンテナのすぐ近くに存在するた めアンテナ単体のパターン測定が難しかったのに対して、two-tone 発生装置を用いたアン テナ計測システムでは、-180°から+180°まで全方位のパターンが測定できていること が確認できる。

10回測定の標準偏差は十分なSNがとれる±60°の範囲では、0.20 dB~0.23 dB で あった。これは安定化回路を使用していない場合の結果であり、本事業によって開発された two-tone 信号発生装置を用いることでさらに標準偏差を低減し、測定精度を向上することが可能となる。



図2-4-6 アンテナパターン測定結果 (80 GHz)

2-4-3 標準化推進

光受信機の検査技術に関連する標準化を推進してきている状況について報告する。

近年の通信,特に携帯電話,無線 LAN, WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access)等無線を用いた通信需要の増大は目覚しく,これを支える技術の一つである,光通信技術,無線通信技術並びにこの両者を融合した RoF (Radio on Fiber:光ファイバ無線)技術,光関連デバイスに関する研究開発が活発に行われている.さらに,日本国内において RoF システムは,携帯電話電波,WiMAX 等の地下鉄構内,地下街への伝送,山間地域等電波の届きにくい地域への伝送実験[1]が開始される等,RoF 技術の有効性を利用した普及が始まっている[2][3].

これらの RoF 技術を支えるマイクロ波ミリ波フォトニクス技術については、日本国内企業 がリーディングカンパニーとして技術開発、関連デバイス開発等が進んでおり、 誘電体光 変調器である LiNb03 光強度変調器(以下 LN 変調器)、EA(Electro-absorption:電界吸収 型)変調器等の電気光変換デバイス(以下 E/O デバイス)、フォトダイオード(以下 PD)等 の光電気変換デバイス(以下 O/E デバイス)の研究開発と密接に関連して発展し、数十 GHz での利用も可能となっている. 0/E デバイス関連技術については、100 GHz 程度まで動作す る PIN-PD、THz 帯まで動作する UTC-PD (Uni-traveling Carrier Photodiode) [4]が開発さ れ販売されている. さらに近年 E/O、O/E デバイスは、同軸ケーブルなどの金属ケーブルを 光ファイバに置き換えて用いることを可能とすることから空間電磁界計測にも利用され、携 帯電話用 アンテナ評価、30 MHz ~ 18 GHz の放射 EMI (Radiated Electromagnetic interference:不要電磁波放射)測定等多くの研究開発が行われている(例えば[5]).

このような状況の中、日本が主導して実施する誘電体光変調器をはじめとする RoF 伝送装 置全般の標準化活動については、IEC TC103/WG6: RoF transmitter で実施されている。IEC TC103/WG6 国内委員会では、その下に3つの SWG (Sub Working Group),「SWG1:E/O デバイ ス」、「SWG2: 0/E デバイス」、「SWG3:RoF 伝送装置」を設け、標準化活動が実施されている。

TC103/WG6 の標準化対象となる RoF トランスミッターの概要を図 2-4-7 に示す.システム は、被伝送マイクロ波信号を光変調信号に変換する E/O 変換システム、伝送された光変調信 号をマイクロ波信号に変換し無線信号として放射する O/E 変換システム(基地局システム) で構成される. E/O 変換システムに用いられる E/O 変換デバイスの標準化を SWG1 が担当し, O/E 変換システムに用いられる O/E デバイスの標準化を SWG2 が担当する.また, RoF トラン スミッターのシステムとしての標準化については SWG3 が担当して標準化を実施している. 2013 年 1 月現在, TC103/WG6 では、合計 4 件の ANW (Approved New Work items)を有してお り、WD (Working Draft)から CD (Committee Draft)の段階となっている[6]-[10].



(1) 0/E デバイス特性測定方法の標準化[9]

SWG2 では、RoF トランスミッターに用いられる 0/E デバイスの周波数応答特性測 定方法の標準化が実施されている.本研究開発で開発する装置は、この 0E デバイ ス特性測定法を装置化したものである。標準化する試験方法の測定概念図を図 2-4-8 に示す.3 つの電極を有する LN 変調デバイスの一つの電極に高周波信号を入 力し、光変調波を発生させ、その後3つの電極のバイアス DC 電圧を調整すること により、キャリア信号を抑圧し、被評価 0/E デバイスに入力することにより、そ の周波数応答特性を決定する[11].図 2-4-9 に 0/E デバイスの周波数特性評価結 果例を示す.測定結果は、異なるメーカの 0/E 変換デバイスの周波数特性を測定 可能であることを示している.



図2-4-8 0/Eデバイス評価方法概念図 [11]



図2-4-9 0/Eデバイス周波数特性測定結果 [11]

(2) E/0 デバイス特性測定方法の標準化[7][8][10]

RoF トランスミッターに用いる E/O デバイスの基本特性である駆動周波数での半 波長電圧測定方法について標準化を実施している. 図 2-4-10 に, SWG1 で実施して いる半波長電圧測定法の特徴をまとめて示す. 既に PAS (Publicly available specification)として発行されている方法(図 2-4-8 の Method A)[7][10]では, 測 定に高利得増幅器を用いるため, 周波数が高くなるほど測定装置が高額となる. このため 10 GHz を超える周波数では, 測定に光オシロスコープを用いる方法が有 効であり(図 2-4-8 の Method B, C, D)[8][12]-[15], 最も精度の高い測定法はバ イアス電圧をスイープすることによりして半波長電圧とチャープパラメタを用い る方法(図 2-4-8 の Method C)である.

Method	Bias condition	Accuracy of half-wavelength voltage	Accuracy of chirp parameter	Required No. of Spectra	Required RF power
Method A < 30GHz	Fixed bias point	+++	NA	NA	Large
Method B > 10GHz	Fixed bias point	++	++	1	Middle
Method C > 10GHz	Swept bias	+++	+++	1	Middle
Method D > 10GHz	Minimum /Maximum transmission bias	++	+	2	Small

図2-4-10 半波長電圧測定法の比較

(3) RoF トランスミッターシステムの標準化[6]

RoF トランスミッターシステムの標準化を SWG3 で実施している.具体的には, RoF 技術を使用した移動通信ならびにディジタル TV 放送用小電力レピータ[16]-[18]に関する機器仕様とその測定方法を規定することを目的としている.空間に 放射する信号のそれぞれのチェネルについてのスペクトラムマスクと帯域外不要 輻射に関する規定等を Technical specification (TS)として発行することとして 現在標準化が実施されている.

[2-4 節内の参考文献]

文 献

- [1] 熊本 和夫, 児玉 航, 安川 交二, ``RoF を活用した地域 WiMAX システムによるデジタ ルデバイド解消の提案,' , 電子情報通信学会技術研究報告, MWP, pp. 263-268, 2012 年1月
- [2] 光産業技術振興協会; 光技術応用システムのフィージビリティ調査 マイクロ波フォト ニクス-, 2005FY-009-2, 2006 年 3 月 および 2006FY-009-2, 2007 年 3 月
- [3] 小牧省三;マイクロ波フォトニクスフィージビリティ調査報告, 光産業技術シンポジウ ム, 2006 年 12 月
- [4] T. Ishibashi, N. Shimizu, S. Kodama, H. Ito, T. Nagatsuma, and T. Furuta, Tech. Dig. Ultrafast Electron. And Optoelectron, pp. 166-169 (1997).
- [5] S. Kurokawa, M. Hirose, and K. Komiyama, "Antenna measurements by novel optical link system using new microwave-optical technologies," Proc. Antenna Meas. Tech. Assoc., pp. 355-360, Nov. 2005.
- [6] IEC 62800 Ed. 1.0, "Radio on Fiber System conforming to different Spectral Emission Standard," 2012-10. to be published.
- [7] IEC 62801 Ed. 1.0, "Measurement Method of a Half-Wavelength Voltage for Mach-Zehnder Optical Modulator in Wireless Communication and Broadcasting Systems," 2012-10. to be published.
- [8] IEC 62802 Ed. 1.0," Measurement Method of a Half-Wavelength Voltage and a Chirp Parameter for Mach-Zehnder Optical Modulator in High-Frequency Radio on Fibre (RoF) Systems," 2012-10. to be published.
- [9] IEC 62803 Ed. 1.0," Measurement Method of Frequency Response of O/E Conversion Devices for High-Frequency Radio on Fibre (RoF) Systems," 2012-10. to be published.
- [10] IEC/PAS 62593/Ed.1, "Measurement method of a half-wavelength voltage for Mach-Zehnder optical modulators in wireless communication and broadcasting systems," 2008-11
- [11] K. Inagaki, T. Kawanishi," Calibration Method of Optoelectronic Frequency Response Using Mach-Zehnder Modulator," in Proceedings of MWP2010, Oct., 2010.
- [12] T. Kawanishi, K. Kogo, S. Oikawa and M. Izutsu, "Direct measurement of chirp parameters of high-speed Mach-Zehnder-type optical modulators," Opt. Commun. 195, 399-404 (2001)

- [13] 特許 3538619 光変調器の特性評価方法,およびそれを用いた高周波発振装置の制御方法
- [14] S. Oikawa, T. Kawanishi, K. Higuma, Y. Matsuo and M. Izutsu, "Double-stub structure for resonant-type optical modulators using 20um-thick electrode," IEEE Photon. Tech. Lett., 15, 221-223 (2003)
- [15] 特許 3866082 光変調器の特性測定方法及び装置
- [16] 地上デジタル放送波無給電光伝送装置,株式会社精工技研,http://www.seikohgiken.co.jp/products /pdf/device1_pd001.pdf
- [17] RoF-Link, スタック電子株式会社,

http://www.stackelec.co.jp/products/systems/roflink/rof_link.html

[18] 光送受信機-アナログ無線用,住友大阪セメント株式会社, http://www.socnb.com/product/hproduct/ satellite3.html 第3章 全体総括

3-1 研究開発後の課題

今回の装置評価などで示唆された高次の光スペクトルが及ぼす測定精度への影響について、 更なる理論的な検討を深めるとともに、装置評価を通じて明らかにしていく。また、システ ムとしての性能ばらつきを緻密に評価し、本システムの量産化に向けた仕様化を行っていく。

今後の技術開発としては、100G モジュールの測定向けとして、帯域 50 GHz のシステム開発を開始するが、高性能化技術開発という観点で以下を実施していく。

(1) 高速化:帯域50 GHz を実現するために、外部変調器の高速化を図る。

(2)高出力化:弊社開発済みの光増幅器技術を流用し、装置組み込み型光増幅器を開発する。

3-2 事業化展開

本 PJ にて基本技術開発は完了しているので、ユーザフレンドリーなシステムへと改良を 重ねていく。詳細は以下の通りである。

(1) ニーズ調査

レシーバメーカ、PD 製造メーカ、PD モジュールメーカの各担当者との打ち合わせを行い、 的確にニーズを把握していく。

(2) 試作品評価 Feedback

試作品を実際にユーザに評価してもらい、フィードバックを受ける。

(3) 競合製品の販売価格、売上高の調査

競争力のある価格設定を行い、シェア 20%以上を狙う。

この報告書には、委託業務の成果として、産業財産権等の対象となる技術情報(未出願又は未公開の産業財産権 等又は未公開論文)、ノウハウ等の秘匿情報が含まれているので、通例の取扱いにおいて非公開とする。ただし、 行政機関の保有する情報の公開に関する法律(平成11年法律第42号)に基づく情報開示請求の対象の文書と なります。



この印刷物は、印刷用の紙へ リサイクルできます。