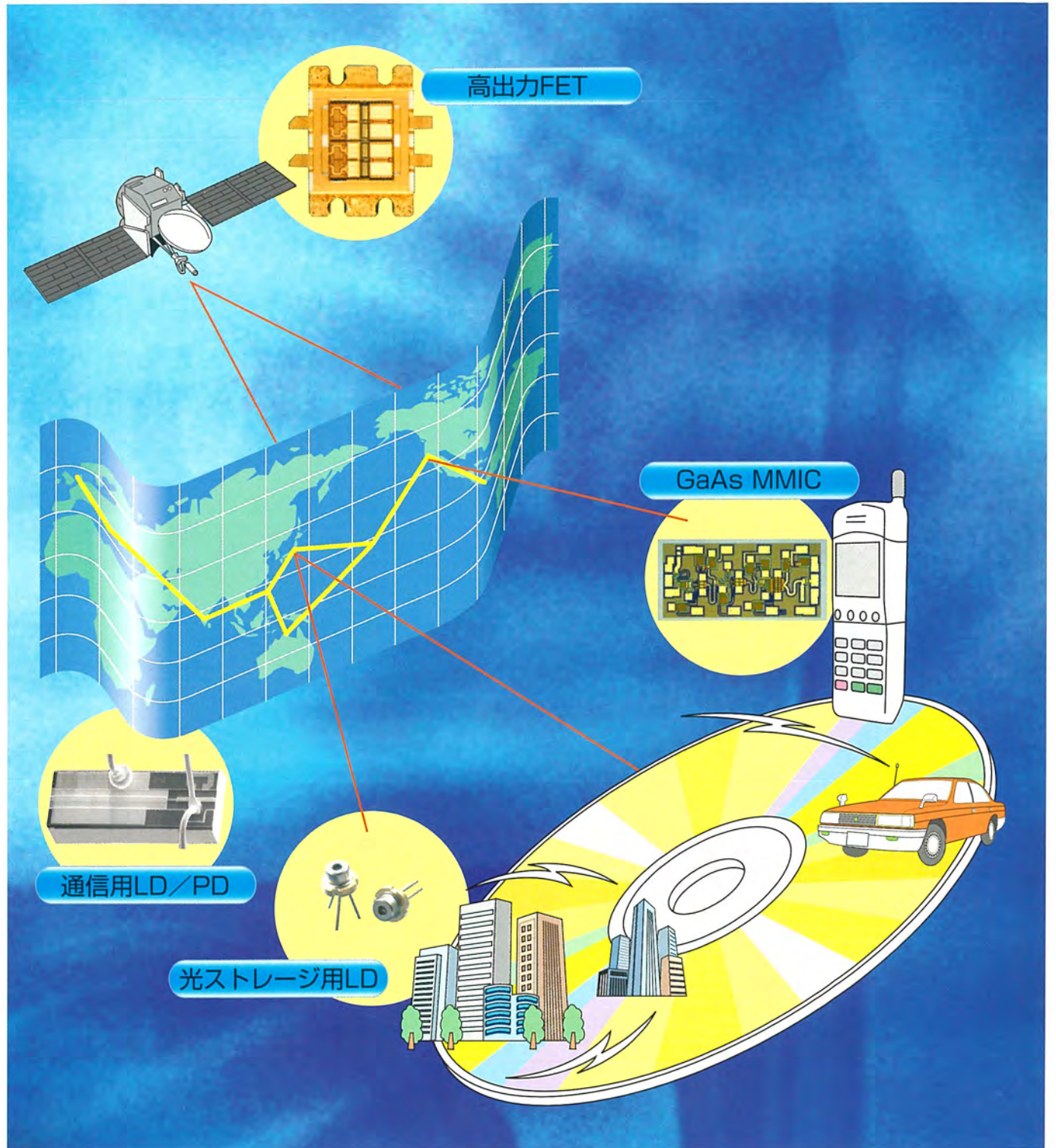


MITSUBISHI

三菱電機技報 Vol.76 No.2

特集「化合物半導体」

2002 **2**



目 次

特集「化合物半導体」

厳しい時代を乗り越えて	1
中野義昭	
光・高周波デバイスの将来展望	2
三宅良雄	
10Gbps直接変調アンクルドDFBレーザ	7
境野 剛・久 義浩・渡辺 斉	
10Gbps用高効率InP/InGaAsアバランシェ フォトダイオード	11
石村栄太郎・船場真司・田中芳和	
1.3μm帯AlGaInAs系リッジ導波路型レーザ	15
瀧口 透・三橋 豊・門脇朋子	
半絶縁性InP基板を用いた40Gbps電界吸収型光変調器	19
高木和久・多田仁史・青柳利隆	
40Gbps伝送用光モジュール	23
金子進一・宮原利治・野田雅樹・北村洋一・石崎光範	
Er添加光ファイバアンプ励起用980nm半導体レーザ	27
嶋原君男・川崎和重・山村真一	
DVD-R/RW/RAM用赤色低電流高出力レーザ	31
佐々木素子・宮下宗治・坂本善史	
超高速光スイッチに向けた高非線形半導体材料	35
秋山浩一・富田信之・井須俊郎	
GSM方式携帯電話用HBTパワーアンプ	39
鈴木 敏・紫村輝之・服部 亮	
CDMA方式携帯電話用HBT電力増幅器モジュール	43
前村公正・藤井一暢・山本裕司・大塚裕之	
直列/並列LC回路切替方式広帯域反射型移相器MMIC	47
宮口賢一・檜枝護重・久留須 整・新居眞敏・高木 直	
温度補償回路内蔵X帯MMIC電力増幅器	51
山内和久・伊山義忠・山口真美子・池田幸夫・高木 直	
衛星搭載用K帯高効率MMIC電力増幅器	55
宇土元純一・石田多華生・小丸真喜雄・赤石 明	
化合物半導体の品質保証	59
太田洋一朗・伊木茂男・水口 澄	

特許と新案

「狭スペクトル半導体レーザ」「高周波用半導体装置」	63
「半導体レーザ及びその製造方法」	64

スポットライト

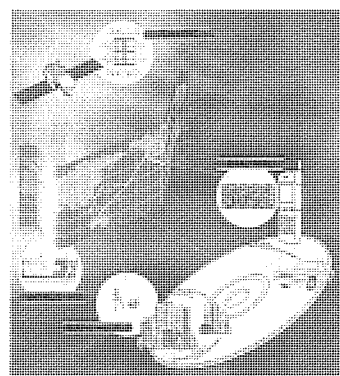
10Gbps EA変調器駆動用IC“ML015B16”	(表3)
-----------------------------------	------

表紙

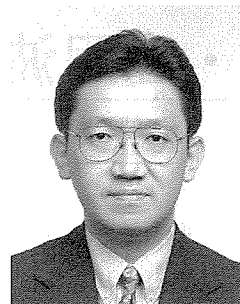
光・高周波デバイス

21世紀を迎え、本格的なIT社会が到来した。情報通信システムや情報処理システムは、社会を支える基幹システムとして、その重要性がますます増大している。化合物半導体を中心とした光・高周波デバイスは、システムの“目・口・耳・ニューロンの一部”の役割を受け持つ基幹デバイスとして、なくてはならない存在となっている。

光・高周波デバイスは、宇宙では衛星通信用の高出力FET、地球上では大陸間光通信海底ケーブルや都市間・メトロ・光LAN用途などの光通信用LD/PD、移動体通信用のGaAs MMICなどのあらゆる通信ネットワークや情報ストレージ用のLDなどの情報処理システムに広く普及しており、今後更なる発展が期待される。



厳しい時代を乗り越えて



東京大学 大学院
工学系研究科 電子工学専攻

教授 中野義昭

新世紀に突入すると同時に始まったアメリカ発のいわゆる「IT不況」が、日本経済を苦しめている。その後の同時多発テロ事件が追い打ちをかける。21世紀は正に波瀾の幕開けとなった。IT革命の担い手であった光・高周波デバイスも、市場の冷え込みの直撃を受け、一昨年までのような勢いは失っている。ただその一方で、デジタル加入者線(DSL)や光ファイバ加入者線(FTTH)など家庭向けブロードバンド回線は着実に普及しつつあり、通信トラフィックは従前の予測どおり増加の一途をたどっている。厳しい時代を生き抜くに当たり、情報ネットワークはむしろ有力なツールとなろう。光・高周波デバイスのニーズは、決して偽物ではない。一昨年までの過剰投資の余波が消えれば、堅実な成長が訪れることは間違いない。今が辛抱のしどころである。しかし、ただ苦境をじっと耐えてやり過ぎばかりがよいとは思えない。この難局を、これまでのやり方を省み、21世紀に歩むべき道を探るチャンスと捉えるべきであろう。

まず第一に、「自己実現」のチャンスと言える。構造改革の嵐の中、「余剰」と決め付けられないように皆が努力している。その際、自分が本当に能力を発揮できる対象は何か、自分が本当にやりたいことは何か、短い人生の中で自己をどのように実現すべきかといった、個人の根源的問題に向き合わざるを得ない。その結果、むしろ現在のポジションにしがみつくとことはマイナスであるという結論が、自ら導かれることだってある。この難局を通じて、誰もが自己実現=自立の道につくことができれば、むしろ幸せと言える。光・高周波デバイスの研究開発に携わる人は、優れた素子を開発し世界のトップに立つことが面白くてたまらないからやっているはずで、そうである限りますますその能力を磨いていってもらいたいと思う。

第二に、「豊かさ実現」のチャンスと言える。日本は、経済大国であっても生活大国でないことは長年指摘されて

いるが、高度成長、バブル崩壊、金融不全といった歪んだ経済の浮き沈みに翻弄されて、真剣に対応する機会を逸してきた。居住・通勤環境やプライベート時間の過ごし方など、現在でもまだまだ貧しい。心の豊かさを犠牲にしてまで育てなければならない経済など存在しないという当然のことに気付くチャンスである。暮らしのための経済であって、経済のための暮らしではない。貿易黒字減らしや不況解消を目的とした内需拡大(ガラクタを生産し自然を破壊する!)ではなく、心の豊かさを取り戻すための上質な内需拡大に取り組むべきであろう。この特集の光・高周波デバイス群が、情報通信インフラの整備を通じて、豊かさの実現に多大に貢献するものと信じている。もっとも、架空通信ケーブルの「蜘蛛の巣」状態だけは何とかしなければいけないが。

第三に、「共生社会へ向けて」のチャンスと捉えたい。市場原理とグローバリゼーションに完全適応すべく昨今の構造改革が進められているが、一方でこの方向を突き詰めることが人々の幸せにつながるとは限らないことも明らかになりつつある。地域経済をグローバル経済と一体化すると、世界の大多数の国は一部の国の支配下に陥り、普通の人々はこつこつ働いても報われない社会に絶望感を抱くようになる。アメリカモデルの経済によって貧困に追い込まれて死んでいく人々に思いを馳せる必要がある。地球上のほとんどの存在—自然や人々—は、むしろ過度の競争やグローバルマネーによる投機から守られなければならない。地球上の存在すべてがバランスを保って共生できる社会へ向けて、市場原理とグローバリゼーションの先にある新たな指導原理を考えるチャンスが与えられたと考えたい。

この特集の光・高周波デバイスによってもたらされる情報ネットワークが、地球システム存続のための深い知恵を世界中に届ける希望の道筋とならんことを切に願うものである。



三宅良雄*

光・高周波デバイスの将来展望

要旨

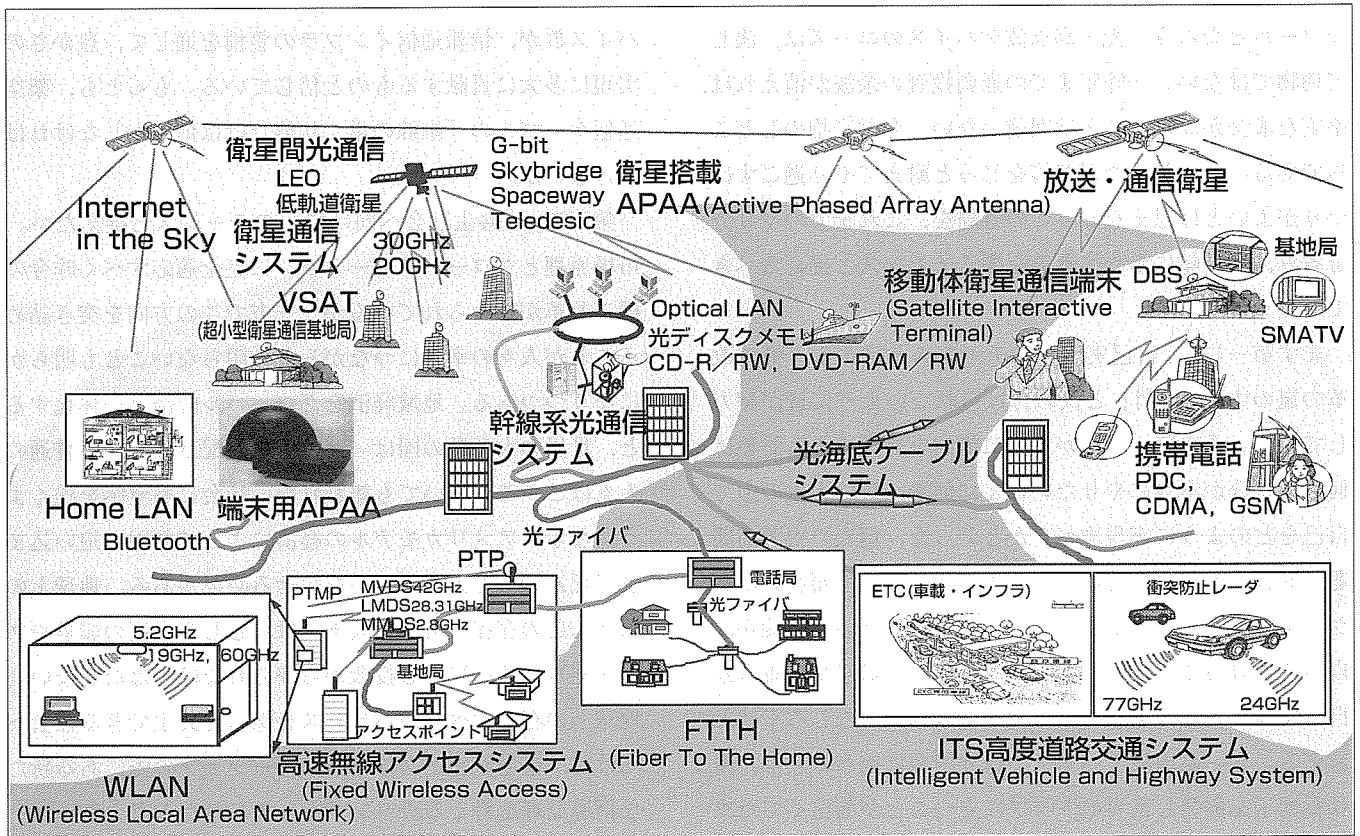
現在、世界はIT (Information Technology: 情報技術) 革命による変革の波に直面し、工業社会から情報社会へのパラダイムシフトが急速に進展している。GaAsやInPに代表される化合物半導体に加えてSiをベースとした光・高周波半導体デバイスは、インターネットやモバイル通信の急速な普及を支える情報通信ネットワークに不可欠となっており、その開発競争は激しさを増している。

光通信分野では、10Gbpsから40Gbpsへの高速化と数百チャンネルレベルの波長多重化により、テラビットを遙かに超える長距離伝送が実現されつつある。また、全光ネットワークをにらんだ高機能デバイスの開発も進んでいる。

光ストレージの分野では、ユーザーの取り扱う情報量は増大の一途をたどりつつあり、1990年代半ば以降急速に普及した容量650MバイトのCD-R/RW装置に続いて、容量4.7GバイトのDVD-R/RW/RAMが開発され有望な市場

に成長しつつある。

一方、高周波通信分野では、第三世代携帯電話のサービスが始まり、新しい情報インフラとしてのモバイル情報通信網が整備されつつある。携帯端末のキーデバイスとなる送信用増幅器には効率やひずみの少ないHBTやHEMT等のデバイスが使われており、モジュールやMMIC (Microwave Monolithic IC)の形で世界的な需要にこたえていく必要がある。インフラ側でも基地局用送信器にHFET等の高周波デバイスが多用されており、その期待は大きい。自動車関連分野では、自動車衝突防止レーダの開発が進むとともに、自動料金収受システムETC、交通情報、マルチメディア通信等の様々なサービスが提案・提供されつつあり、5~76GHz帯の各種高周波デバイスについて開発が進められている。



ITシステムのフロントエンドを支える光・高周波デバイス

三菱電機では、ITインフラを支える高周波・高速・大容量通信用の光・高周波デバイスを取りそろえている。また、21世紀のIT社会に向けて、各種デバイスの高性能化・多機能化を進めていく。

1. ま え が き

IT革命による変革の波は、消費者と生産者又はオフィスと労働者を効率的に結び付けることにより、ビジネススタイルの大きな変化や新たなサービスの創出のみならず、我々の生活スタイルさえも根底から変化させてきている。化合物半導体をベースとした光・高周波半導体デバイスは、このIT革命の原動力であるインターネットやモバイル通信の急速な普及を支える情報通信ネットワークの基幹デバイスである。

本稿では、これら化合物半導体を中心とした光デバイス及び高周波デバイスの現状とその将来展望について述べる。

2. 光デバイス

2.1 市場動向

2.1.1 光通信分野

昨年まで世界経済をけん(牽)引してきた米国経済の減速やテロ事件による社会不安などが重なり、景気回復の出口が見えない状況にある。インターネットの利用拡大によって増大するトラフィックに対応するための巨大投資は今年に入って停止し、いわゆる“バブル”時期に先行投資された通信システムの北米での利用率は未だ5%程度であり、データファイバの言葉に象徴されるように、幹線系や海底ケーブルでは、既存のインフラやシステムを利用する方向で1, 2年は推移するものと見られている。

しかしながら、現在のマルチメディア社会において、大容量・高速化の流れは変わっておらず、データ通信市場は根強く伸びていくと考えられる。平成12年度通信白書によるインターネット普及率で見ると、北米・カナダが49.4%、ヨーロッパ26.1%、アジア・太平洋が19.9%であり、今後は北米よりもヨーロッパ、アジア・太平洋地域でのインフラ整備が着実に進むと考えられる。

幹線系では、2003年以降、現状の10Gbpsの波長多重システムから40Gbpsへと広帯域化されて市場が復活すると考えられ、40Gbpsシステム実現のための開発が加速されている。

また、現在の大容量通信を支える波長多重伝送技術(Wavelength Division Multiplex: WDM)においては、保守の観点から多くの予備光源を持つ必要があり、保守費用低減から波長可変レーザの要求が依然強い。

幹線系が供給過剰であるのに対し、メトロ系・加入者系がボトルネックとなっており、これらの分野では大きな市場が見込まれる。光源と変調機能を集積し小型化に有利な10Gbps変調器付きLD、非冷却で動作可能な10Gbps直接変調レーザなどは期待が大きい。ただし、価格・納期については厳しい要求があり、引き続き低コスト化、工期短縮への取組が不可欠となっている。

2.1.2 光情報ストレージ分野

パソコンやデジタルスチルカメラ、高速インターネットの普及に伴い、音楽や静止画、さらには動画などの大容量情報の記録装置に対する要求が急激に増大してきている。高信頼性・可搬性・廉価などの特長を持つ容量650MバイトのCD-R/RW装置は、1990年代半ば以降急速に普及し、大容量記憶装置としてデファクトスタンダードの地位を占めるに至った。ユーザーの取り扱う情報量は増大の一途をたどりつつあり、これにこたえるため容量4.7GバイトのDVD-R/RW/RAMシステムが開発され有望な市場に成長しつつある。また、大容量の情報を快適に操作するためにはデータ記録速度の向上が不可欠であり、製品差別化戦略として記録速度の高速化開発が加速している。

2.2 技術動向

2.2.1 幹線用光素子

次期幹線系システム用光源としては40Gbpsの高速変調が可能な素子の開発が進められている。長距離大容量対応では波長多重伝送方式が使われるため、単体光変調器とCW光源の組合せがコスト的に有利である。また、短距離用途では小型化に有利な変調器集積型光源が有望であり、ねらうシステムによって選択すべき方式は異なる。帯域も素子の物理的サイズからくる容量が限界に達しており、いかに短い吸収層で効果的な変調ができるかが大きな課題となっている。吸収層として用いている多重量子井戸の原子層レベルのばらつきや、不純物プロファイルの均一性などが特性を大きく左右する。さらに、40GHzも的高速電気信号とのマッチングが素子性能を十分に生かすか(鍵)となっており、従来のワイヤボンディングでは対応が難しくなっている。

当社においても、現在、40Gbps単体光変調器を開発中である。独自の結晶成長技術に加え他社に先駆けたフリップチップ構造の採用などにより、非常に良好な特性が得られている。半導体光変調器のライバルであるニオブ酸リチウムを用いたマッハツェンダー型変調器に対しても、特性的に十分競争力のあるレベルまで仕上がっており、実用化は近い。

受光素子についても40Gbps対応として従来の面入射型から高速応答に適した端面入射型を開発中であり、ほぼ実用レベルに達している。この素子においてもフリップチップ化が行われている。

波長多重伝送技術における保守費用低減のための波長可変レーザについては、その要求は非常に強い。当社ではDFB-LDを数個集積したアレー構造を開発中であるが、この一方で、最近では、化合物半導体を光の増幅媒体として使い、外部共振器としてMEMS(Micro-Electro-Mechanical System)ミラーを用いた構造などが提案され、開発競争が激化している。

上記の光増幅媒体としては、SOA (Semiconductor Optical Amplifier) が注目されている。このデバイスは、その非線形性を使った光スイッチへの応用やCW光源との組合せによって波長変換などの応用が考えられており、将来の全光ネットワークのキーコンポーネントとみなされている。

光ファイバンプ励起用の高出力LDでは、980nm帯、1,480nm帯ともに、波長多重伝送対応で高出力素子の要求が強い。100チャンネル以上のシステムにおいて、光出力500mW以上の要求がある。また、従来のファイバンプに変わる又は併用するラマンアンプが注目されており、にわかには1,450nm帯でWクラスの出力が望まれている。

2.2.2 加入者系

高温動作が可能なUncooled型の製品化が進んでおり、従来のInGaAsP系の材料からAlGaInAs系、さらにはGaInNAs系へと開発が進んでいる。AlGaInAs系材料は製品化のフェーズ、GaInNAs系は材料開発のフェーズである。

当社においては、AlGaInAs系リッジ型ファブリペローレーザ (FP-LD) を製品化する予定である。新しい材料の特性を生かした高性能と単純な構造によって低コストの両立を図る。

2.2.3 データコム分野

ギガビットイーサネット^(注)対応は、数百mレベルの伝送にはウェーハ状態でテストが可能であり低価格に有利な850nm帯の面発光LD (VCSEL) が主流である。数kmを超えるシステムでも1,310nm又は1,550nm帯の面発光LDの開発が進んでいるが、未だ出力が低く、現状ではFP-LDが用いられている。

10ギガビットイーサネットでは、種々の規格が並立している状況にあるが、普及の鍵は高速性と低価格の両立であると思われる。このため、レーザ素子では、Uncooled、直接変調のDFB-LDやFP-LDの開発が急速に進んでいる。

当社においては、早くから直接変調DFB-LD及びFP-LDの開発に着手し、業界トップの性能を維持している。今後もこの分野での開発を強化していく。

受光素子では、高価な光増幅器を必要としない10G APDが今後広く使われる。従来のInGaAsP系材料を用いた素子を実用化し、さらに増倍特性に優れたInGa-AlAs系の素子を開発中である。

2.2.4 CD-R用高出力LD

CD-Rは、ディスク表面に設けられた色素層に波長780nmのレーザ光を照射して色素層を破壊し、低反射率ピットを形成することによって情報記録を行う。高速化に伴いピット形成に費やされる時間が短くなるため、光源であるLDの高出力化が必要となる。780nm帯LDの最大出力は、レーザ光が出射端面で吸収されて発熱することによるLD端面の溶融破壊で制限される。現在開発が進められている48倍速以上の書き込み速度を実現するためにはLD光出力として200mW以上の出力が求められており、このために、当社ではレーザ光が端面で吸収されない窓構造の採用や、ドライブの発熱の点からレーザ自体の発熱を抑えるための低動作電流化の開発を行っている。

2.2.5 DVD-R/RAM用赤色高出力LD

DVD-Rの記録原理はCD-Rと同じである。また、DVD-RAMは、ディスク表面に設けられた相変化膜を波長650nmのレーザ光を照射することにより、ピット状に高反射率の結晶相から低反射率のアモルファス相に変化させることによって情報記録を行う。現在開発が進められている4倍速以上の書き込み速度に対応するためには、LD光出力として90mW以上の出力が求められている。赤色LDでは、構成材料の違いによってCD-R用LDに比べて低い出力で端面の溶融破壊が生じるので、窓構造は必ず(須)となる。また、 $t_r/t_f \leq 1$ nsの高速応答性も必要とされる。

当社の高出力赤色LDでは開発当初から窓構造を採用し高信頼性の素子を供給してきており、今後も高信頼かつ高出力化素子を開発していく。

2.3 光デバイスの将来展望

図1に示す将来の光通信システムにおいては、ますます幹線系の高速化・波長多重化が加速的に進むと考えられる。

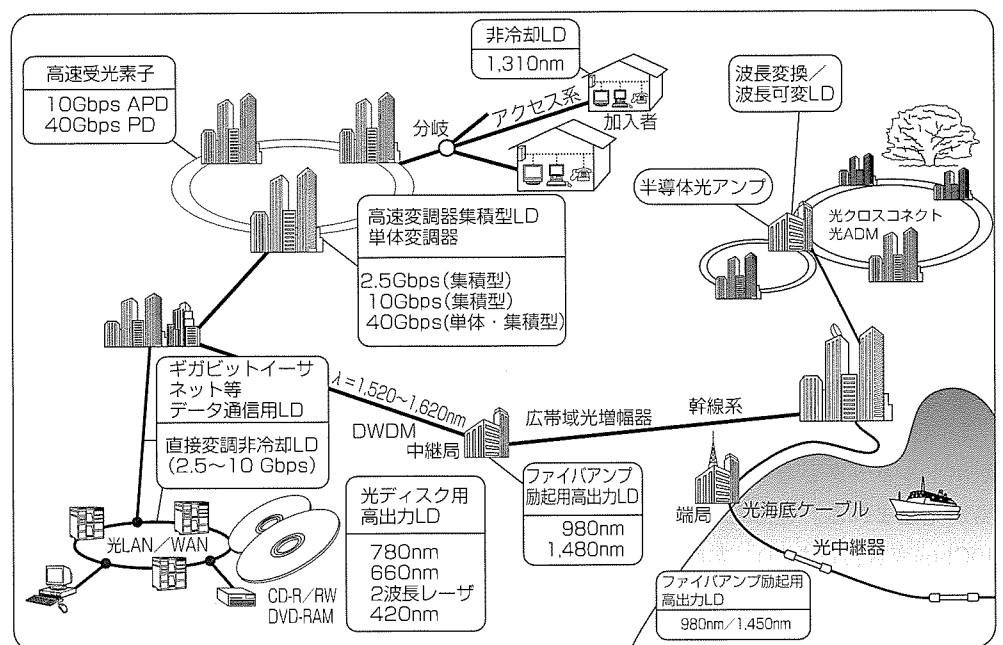


図1. 光半導体素子の将来

今後の課題は、伝送容量の指数関数的な増大に対してネットワーク間の交換が電子回路による律速となることである。各地域を大容量トラフィックで結び、オフィスから家庭又はモバイル端末へつなぐ地域バックボーン網を形成するネットワークの全光化への期待が高まりつつある。波長可変レーザー、MEMSミラー、光スイッチ、光合分波器、フィルタなどを駆使した光の波長ルーティング技術と1,000波長級の波長多重技術が、ここ数年の間に実現されると考えられる。

通信用光デバイスとしては、超高速化への対応以外に、ネットワークの全光化へ向けた小型で高機能の光デバイスが求められる。Si上に形成した導波路に受動・能動素子を高精度で並べた光回路、さらにはフォトリソグラフィを用いたこれらの機能を更に高効率・小型化するなど、開発競争はますます激化していく。

情報ストレージ分野においては、読み書きの高速化=素子の高出力化が今後も進む。現状の赤色レーザーの書き込み容量を飛躍的に伸ばすため、青紫色のGaN系半導体レーザーの実用化が待たれる。

3. 高周波デバイス

3.1 市場及び技術動向

インターネット、携帯電話、電子メール、デジタル衛星放送などのマルチメディア化の進展に伴い、無線系のデータ伝送量は飛躍的に増大しつつある。日本における携帯電話加入者数は6,400万人を突破し、iモードに代表されるモバイルインターネットの加入者数は2,600万人に達している(2001年8月現在)。携帯電話市場の伸びの一時的な鈍化はあるものの、新しい情報インフラとしてのモバイルデータ通信への期待は大きく、長期的には更なる発展が予想される。

3.1.1 携帯電話

図2に無線データ通信の移動度と伝送レートの関係を示す。PDC, GSM, PHS, N-CDMA等の'90年代に普及した第二世代(2G)携帯電話に続いて、データ伝送量を改善したEDGE, GPRS等の第二.五世代(2.5G)を経て、2000年代には第三世代(3G)であるワイドバンドCDMA, すなわ

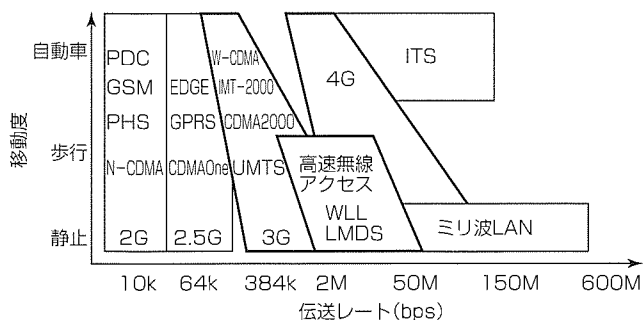


図2. 各種通信システムと伝送レート・移動度

ち、IMT-2000(International Mobile Telecommunications-2000), CDMA2000, UMTSが日本, 米国, 欧州で花開こうとしている。日本でサービスインされるIMT-2000では、移動体で最大384kbps, 室内で最大2Mbpsの高伝送レートが計画されている。さらに、2010年代に向かって更に高いデータ伝送が可能となる第四世代(4G)移動体通信についての議論が現在始まりつつあり、モバイルマルチメディア社会の実現に向けて着々と技術開発が進行中である。

当社では、アナログの第一世代から携帯電話端末用高出力増幅器を供給してきており、世界初の3V動作増幅器を世に出すとともに、常に業界最高レベルの性能を達成してきた。また、高効率化・低ひずみ化・単一電源化・小型化等の諸要求に対応してMESFET(Metal Semiconductor FET), pHEMT(pseudomorphic High Electron Mobility Transistor), HBT(Heterojunction Bipolar Transistor)の順に基本デバイスの開発を行い、各通信システムに最も適したデバイスを採用している。PDCにはpHEMTを適用し、逆F級の高調波整合及び低インピーダンス設計によって業界最高レベルの効率62%を達成するとともに、0.05ccまでの小型化に成功した。GSMでは、業界に先駆けてHBTを量産開始し、MMIC及びモジュールの両ソリューションを提供している。特にモジュールについては、高出力増幅器のみならずアンテナまでの諸回路をすべて一体化したTXモジュールを開発し、RF回路の小型化に寄与している。低ひずみと低電流が要求されるCDMAについても、HBTの適用による単一電源化を進め、各種HBTモジュールを提案している。一方、インフラ側においても効率・ひずみ特性に優れた高性能大出力HFET及びローコストなLDMOSの開発を進めており、高出力トランジスタ群について幅広い製品展開を行っていく。

3.1.2 ITS・高速無線アクセス

車と情報ネットワークを結ぶITS(Intelligent Transport Systems)が整備されつつあり、高速道路での自動料金収受システムETC(Electronic Toll Collection System)のサービスインを皮切りに、交通情報、ナビゲーション、運転補助、マルチメディア通信等の種々のサービスが企画されている。デバイスとしては、ETC用5GHz帯MMIC, 衝突防止用76GHz帯MMIC, 通信用準ミリ波/ミリ波帯MMIC等の各種MMICが求められている。

また、有線系的高速大容量バックボーンとのラスト1マイルを結ぶ高速無線アクセスとして、WLL(Wireless Local Loop)やLMDS(Local Multipoint Distribution Service)等の様々な無線通信網サービスが整備されつつある。さらに、将来の高速データ通信に向けてはミリ波LANの普及が計画され、ミリ波帯半導体デバイスに期待が寄せられている。

当社では、pHEMTを基本素子とした各種準ミリ波／ミリ波帯MMICを開発し、これら無線アクセスのキーデバイスを提供している。広帯域・超小型化等の設計技術と高度なプロセス・デバイス技術との融合により、更なる高性能化・低コスト化を達成していく。

3.1.3 衛星放送・通信

衛星放送の分野では、従来のBSに加えて、SKY Perfect TV, DIREC TVやBSデジタル放送が始まり、本格的な多チャンネル放送時代に突入した。衛星放送の受信では低雑音HEMTが必要であるが、当社は、パッケージの改良による高性能・低コストHEMTを開発している。また、双方向衛星通信による放送に加えてインターネットが可能なRCS(Return Channel System)が開発され、その地上局としてKa帯及びKu帯VSAT(Very Small Aperture Terminal)が開発されている。当社は、高信頼性高出力デバイスや通信用各種MMICの供給により、これら衛星通信システムの構築に寄与している。今後の衛星通信・放送の普及に伴って化合物半導体製品の量的拡大が望めるが、同時に一般ユーザーに受け入れられる民生品としての価格を達成することが重要であり、標準化された量産技術を確立して一層の低価格化を図る。

3.2 高周波デバイスの将来展望

1～2GHz帯でスタートしたモバイル通信の普及に伴い、低周波の電波資源は不足しつつあり、今後は、より高周波の通信システムへとシフトしていく。このためSi系デバイ

スに比べて高速な化合物半導体デバイスの需要が伸びてくると予想され、準ミリ波／ミリ波MMIC用デバイスがシステム構築の鍵となる。携帯端末では小型軽量とするために更に高効率・低ひずみなデバイスが求められており、基本トランジスタ・受動回路両面からの開発が続いている。インフラにおいても、より高出力・低ひずみな素子が渴望されており、高電圧動作を期待できるワイドバンドバンドギャップ材料の検討が進められている。実装面においても、高放熱・低価格パッケージやフリップチップ実装技術、ミリ波MCM(Multi Chip Module)、超小型多層基板モジュール、高機能・高集積モジュール等の技術開発が進められている。

このように、21世紀のモバイルマルチメディア社会ではその礎となる高周波デバイスが強く求められ、高効率・低ひずみ・高利得・小型・高出力等の面で技術的ブレークスルーが望まれている。その期待にこたえるため、質的にも量的にも飛躍した高周波デバイスが開発され、広く使われていくものと考えられる。

4. む す び

工業社会から情報社会への新しい潮流、IT革命の基幹デバイスとなった化合物半導体デバイスの現状と将来展望について概観した。今後とも、更なる高性能・低コストの実現に向けて果敢にチャレンジし、情報社会の発展に貢献していく所存である。



10Gbps直接変調アンクルドDFBレーザ

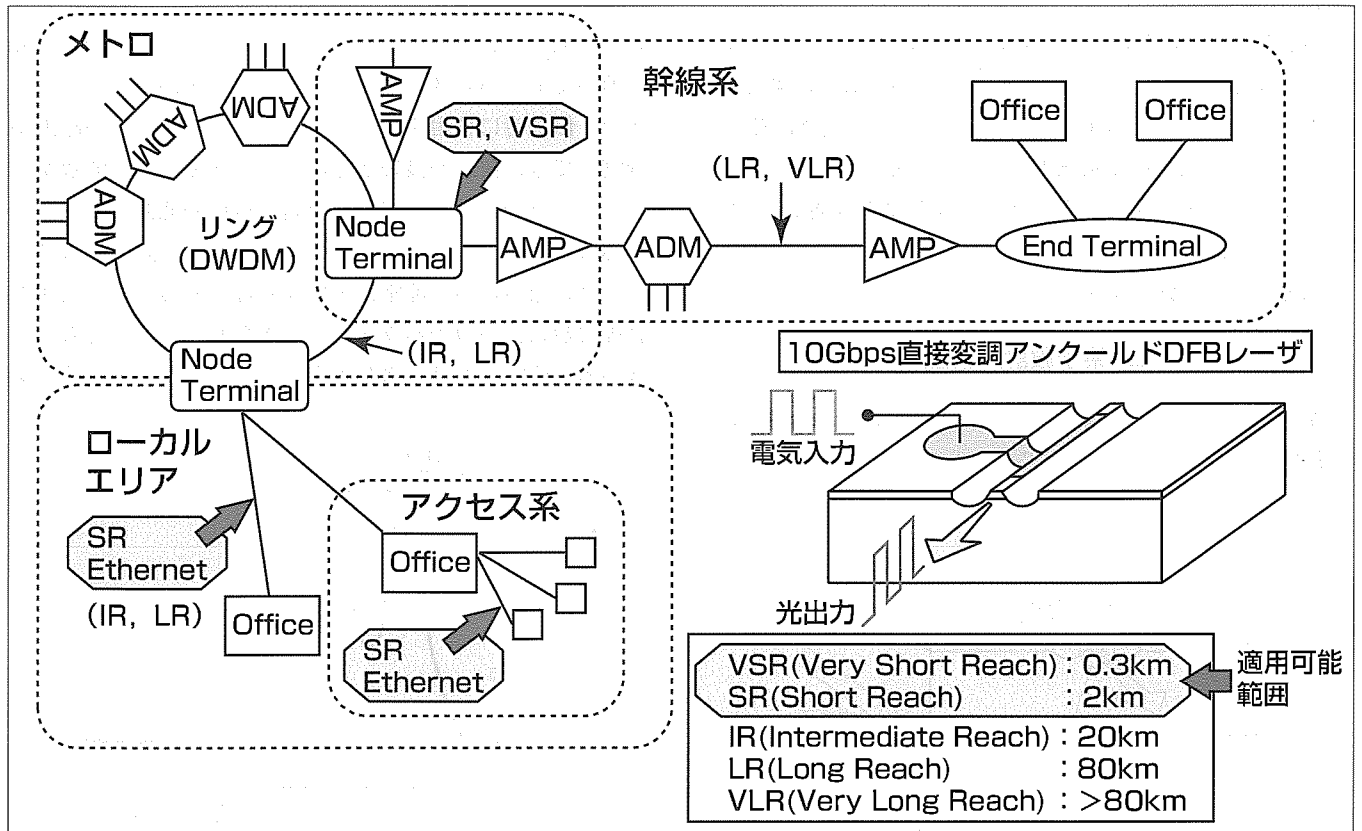
境野 剛*
久 義浩*
渡辺 斉**

要 旨

光通信ネットワークの拡大に伴って、長距離伝送の高速化とともに、ギガビットイーサネット^(注)などの短距離高速伝送に対する需要が急速に高まってきている。現在、実用レベルで求められている最大伝送速度は10Gbpsであるが、高速化とともに機器の低コスト化・小型化・低消費電力化が重要な開発のポイントとなる。この要求にこたえるためには、10Gbps長距離伝送で実績のある電界吸収型変調器を用いた外部変調方式ではなく、光源の半導体レーザを直接変調する直接変調方式の方が簡便かつコスト面で有利である。

このレーザを用いることにより、電子冷却器を不要とすることも可能となり、更に低コストな小型光送信器の実現が容易になる。

今回、この10Gbps短距離伝送に最適なDFB(Distributed-Feedback)レーザを開発するに当たり、高速動作時に波形劣化の要因となる寄生容量、緩和振動に着目して素子を開発したことで、10Gbpsの高速動作での伝送が可能となった。同時に、高温でも良好な特性を得ることができたため、素子冷却を行わないアンクルド動作で、70℃までの高温での伝送を実現できた。



10Gbps直接変調アンクルドDFBレーザ

イーサネット用などの10km程度までの短距離伝送用光源として、伝送速度10Gbpsでの伝送を可能とする直接変調DFBレーザを開発した。同時に、高温での良好な特性を兼ね備えることで、送信器の低コスト化・小型化を可能とする素子冷却不要のアンクルド動作で、70℃までの伝送を可能とした。

1. ま え が き

インターネットの発展とともに通信情報量が急速に増大しており、長距離の幹線系のみならず、短距離伝送での高速光通信への需要が高まっている。また、高速化とともに安価な通信が必要で、システムの低コスト化、モジュールの小型化への要求がある。特に大きな需要が見込まれる短距離伝送では、その伝送速度として10Gbpsが求められている。

10Gbps伝送では、従来、変調器集積型半導体レーザが用いられているが、この形態では光源としての半導体レーザへの電流入力と変調器の変調信号入力が必要で、さらに動作温度範囲が狭いことから、室温付近で駆動するための電子冷却器が不可欠であった。

また、変調器を用いず半導体レーザを直接変調し10Gbpsの伝送を行う方法も検討されているが、この場合、実用化されている直接変調方式での最大伝送速度は2.5Gbpsであるため、四つの異なる発振波長を持つ半導体レーザを用いた波長多重方式を採用しなければならず、四つの光信号を一本のファイバに結合するための機能が必要となる。

今回、上記のような構造や駆動方法が複雑で大きな消費電流が必要となるという問題点を解決するため、高温特性が良好で冷却不要な10Gbps直接変調アンクルドDFBレーザを開発した。この半導体レーザを用いることにより、LANの高速化(1→10Gbps)や従来の変調器集積型DFBレーザを用いた高価な光部品との置き換えが可能で、10Gbpsのイーサネット及びテレコム系短距離通信(～2km)での安価な通信が実現でき、光通信市場の拡大に大きく貢献することができる。

2. 素子設計／構造

図1に10Gbps直接変調アンクルドDFBレーザの模式図を示す。

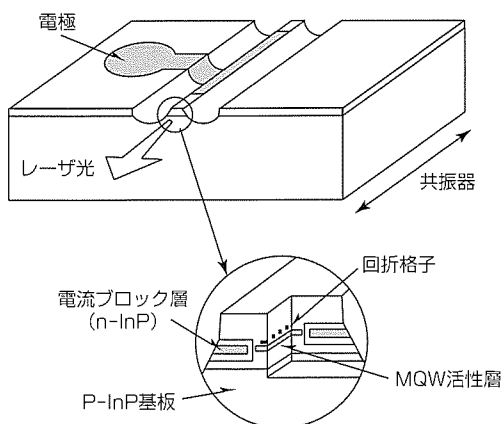


図1. 10Gbps直接変調アンクルドDFBレーザの構造

外形の特長としては、共振器長が200 μm であり、従来の2.5Gbps直接変調アンクルドDFBレーザ⁽¹⁾の300 μm より短縮した。また、後述する素子寄生容量を低減するため、素子表面の分離溝間のメサ幅と電極面積を縮小した。

素子内部構造としては、素子の内部に形成した回折格子を共振器中央部で1/4波長相当分位相をずらした $\lambda/4$ 位相シフト型のDFBレーザとした。この $\lambda/4$ 位相シフト型構造のレーザは、単一モード性が極めて良好であることが特長で、広い温度範囲にわたって使用するアンクルド動作では特に有用である。また、発振波長は1.3 μm である。

以下に、10Gbps直接変調をアンクルド動作で実現するための素子設計について、具体的に述べる。

半導体レーザを高速変調する場合、応答性の指標となる値として、遮断周波数と緩和振動周波数が挙げられる。前者の遮断周波数は、素子寄生容量及び素子抵抗に反比例するため、素子容量と素子抵抗を低減することが重要である。

また後者の緩和振動は、光波形に影響を及ぼす重要な要素で、レーザダイオード特有の電気と光の相互作用による現象である。緩和振動を伴った光波形の模式図を図2に示す。電気入力波形に対して光出力波形は、信号レベルに対してオーバーシュートとアンダーシュートを繰り返し、その振幅は次第に減衰する挙動となる。この振動の周波数を緩和振動周波数と言い、変調速度に対して、この値が大きいほど緩和振動オーバーシュート量が小さく、振動の減衰も速いため、パルス立ち上がり部への影響が小さくなる。また、伝送時に使用するフィルタによる緩和振動の除去が確実にでき、波形が良好となる。この緩和振動周波数が低いと、上述の素子寄生容量及び素子抵抗の低減による素子の応答性を向上しても光出力の応答は緩和振動で制限されることになるため、非常に重要な特性である。この緩和振動周波数には多数のパラメータが影響し、中でも、しきい値電流密度低減、微分利得増大が大きな改善方法であ

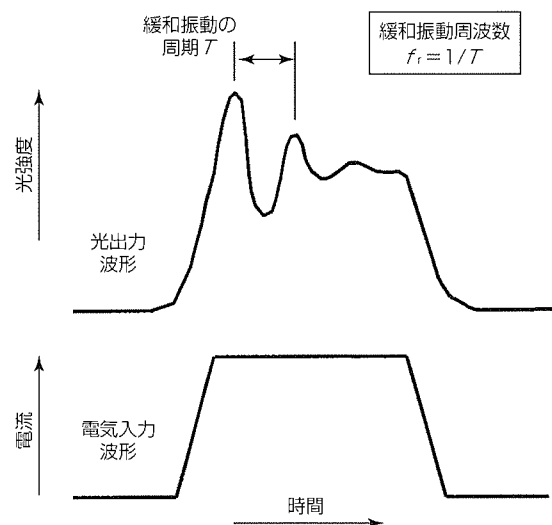


図2. 緩和振動の模式図

る。

これら遮断周波数と緩和振動周波数を向上し10Gbpsの高速伝送を実現するために今回採用した素子構造は、下記のとおりである。

(1) 素子寄生容量低減

素子寄生容量は、主に、素子表面の電極と絶縁膜から形成される部分と、電流ブロック層部に発生する部分とに分けられる。そのため、このレーザでは、表面の電極を、実装に支障を来さない範囲で、可能な限り縮小した。また、電流ブロック層の面積を縮小するため、分離溝間のメサ幅も縮小した。

(2) 結合定数最適化

活性層で発光した光と回折格子との結合の度合いを示す結合定数を大きくすることは、素子内部での光の帰還を増大するため、しきい値電流密度を低減できる。一方、結合定数を大きくすると、均一回折格子構造のレーザでは単一モード性が劣化する。しかし、今回開発したレーザは、その影響を受けにくい $\lambda/4$ シフト型を採用しているため、均一回折格子型と比べて結合定数を大きくすることが可能となり有利である。また一方で、結合定数を大きくすると、室温では注入電流に対する光出力の割合を示すスロープ効率が低下する。このスロープ効率の低下抑制に対しては、緩和振動周波数向上対策の一つでもある後述の共振器長短縮が、同時に活性層内の光の損失低減効果をもたらすため、大きな役割を果たしている。

(3) 共振器長縮小

共振器長を縮小することにより、光子寿命を低減する効果があり、緩和振動周波数を増大することができる。ただし短共振器化は、素子の放熱性に影響する熱抵抗が大きくなることによる素子温度上昇により、特に高温でのしきい値電流が増加し、緩和振動周波数を減少させることになる。上述の結合定数増大は、この欠点を補う有用な方法となっている。

3. 素子特性

素子の光出力-電流特性を図3に示す。短共振器化、結合係数の増大と活性層構造の最適化により、高温70℃まで良好な特性が得られた。また同時に、 $\lambda/4$ シフト型構造を採用したことにより、全温度範囲においてDCから10Gbps変調時まで、サイドモード抑圧比が40dB以上と優れた単一モード特性が得られた。

小信号振幅時の応答特性は、光応答が3dB低下する遮断周波数として、平均光出力5mW時で20GHz@25℃、15GHz@70℃と10Gbps伝送に対して良好な値が得られた。

また、10Gbps、ピーク光出力5mW、消光比7dBで変調したときのフィルタ透過後の波形は図4のようになり、良好なアイ開口が得られた。フィルタ透過前の光波形での

立ち下がり時間は~25ps(@20~80%)であった。

次に、25℃における10Gbpsでの伝送前後の符号誤り率の受信光強度依存性を図5に示す。伝送前後の受信感度の変化量(パワーペナルティ)は0.6dB(PRBS2²³-1@B.E.R.=10⁻¹¹)であり、この結果エラーフロアも見られず、20km伝送が可能なが確認された(ファイバ分散量：+40ps/nm)。

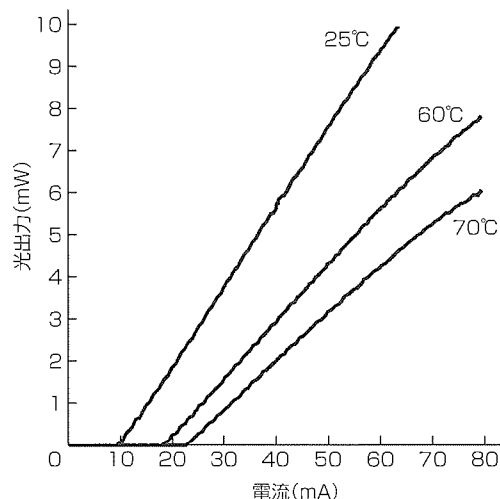


図3. 光出力-電流特性

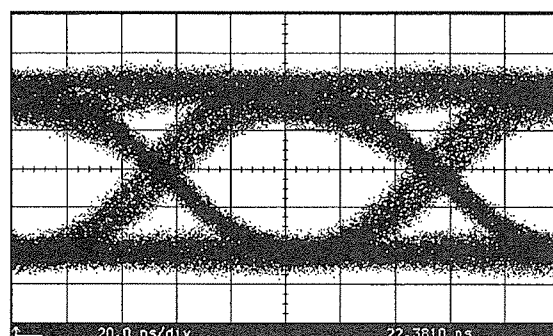


図4. 10Gbps変調時の波形(25℃, フィルタ透過後)

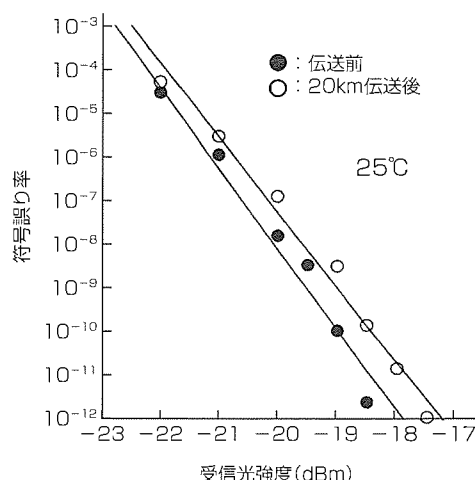


図5. 符号誤り率の受信光強度依存性(25℃)

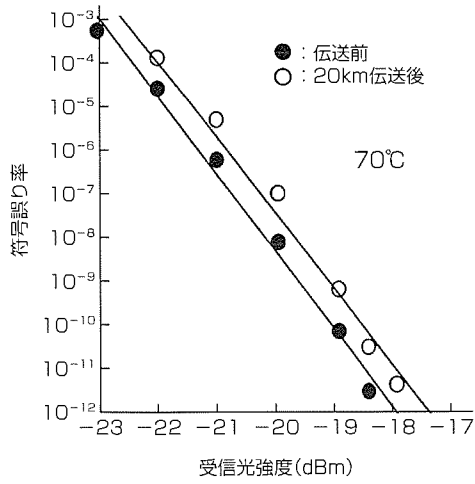


図 6. 符号誤り率の受信光強度依存性(70°C)

また、70°Cにおける伝送特性を図6に示す。70°Cの高温でも室温と同等のパワーペナルティが得られ、アンクール

ド仕様で高温70°Cまでの直接変調による10Gbps伝送を実現できた。

4. む す び

短距離高速通信用として、10Gbps直接変調アンクルドDFBレーザの開発を行った。素子外形とともに内部構造を高速動作に最適な設計とすることで、冷却器を用いないアンクルド動作で、伝送速度10Gbpsで20km以上の伝送を実現した。これにより、10ギガビットイーサネット等の短距離通信の高速化を低コストで実現することが可能となる。

参 考 文 献

- (1) 柴田公隆, ほか: 2.5GbpsアンクルドDFBレーザモジュール, 三菱電機技報, 73, No.7, 517~520 (1999)

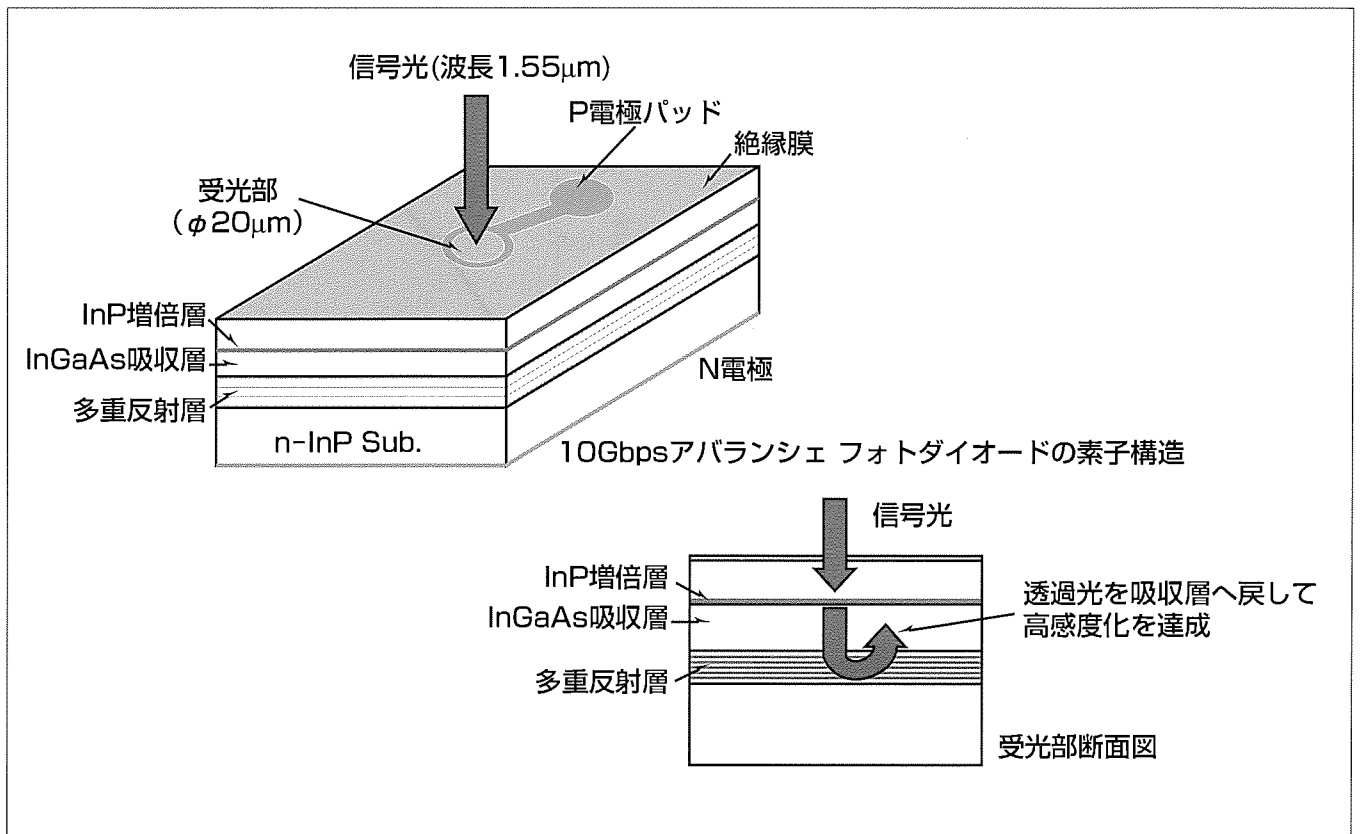
10Gbps用高効率InP／InGaAs アバランシェ フォトダイオード

石村栄太郎*
船場真司*
田中芳和*

要 旨

10Gbpsの伝送速度の長距離光通信システムでは、高感度でかつ広帯域の光受信器が求められている。光受信器のキーコンポーネントとなる受光素子として、高効率・広帯域の10Gbps用アバランシェ フォトダイオードの開発を行った。アバランシェ フォトダイオードを広帯域化するためには、増倍層と光吸収層を薄膜化して、キャリアの増倍時間と走行時間を低減する必要がある。しかし、光吸収層を薄膜化した場合には、吸収されず透過する光が増加して

効率が低下するという問題があった。光吸収層の薄膜化による感度の低下を補償するために、吸収層の下部に多重反射層(ディストリビューテッド ブラッグ リフレクタ)を導入することを検討した。その結果、InP／InGaAs多重反射層を導入することにより、高い効率(感度=0.88A/W)と高いゲイン・帯域積(100GHz)が両立できた。このアバランシェ フォトダイオードは、高感度の10Gbps光受信器用として非常に有望である。



多重反射層付き高効率10Gbps用アバランシェ フォトダイオード

アバランシェ フォトダイオードを広帯域化するためには光吸収層を薄膜化してキャリアの走行時間を低減する必要があるが、吸収されず透過する光が増加して効率が低下してしまう。効率の低下を補償するために、吸収層の下部に多重反射層を導入して、透過した光を戻す構造を採用した。

1. ま え が き

近年、2.5Gbpsから10Gbpsへと幹線系光通信網の高速・大容量化が急速に進んできた。10Gbpsの伝送速度の長距離光通信システムでは、高効率でかつ広帯域の光受信器が求められている。光受信器のキーコンポーネントとなる受光素子として信号増倍率が1のピン フォトダイオードと信号増倍率が3～10のアバランシェ フォトダイオードが用いられ、アバランシェ フォトダイオードを用いる方がより高感度の受信特性が得られる。しかしながら、アバランシェ フォトダイオードの帯域がピン フォトダイオードよりも劣るために、現状の10Gbps用の受信器ではピン フォトダイオードが用いられる場合が多い。アバランシェ フォトダイオードを広帯域化するためには、増倍層と光吸収層を薄膜化して、キャリアの増倍時間と走行時間を低減する必要がある。しかし、光吸収層を薄膜化した場合には、吸収されず透過する光が増加して効率が低下してしまうという問題があった。

今回、光吸収層の薄膜化による効率の低下を補償するために、吸収層の下部に多重反射層を導入することを検討した。ここでは、多重反射層を用いた高効率の10Gbps用アバランシェ フォトダイオードについて述べる。

2. 多重反射層の設計

まず、多重反射層による効率の改善効果について述べる。応答帯域を広げるために光吸収層を薄膜化した場合、吸収層に入射した光のうち幾らかは吸収層を透過してしまう。今回開発したアバランシェ フォトダイオードでは、吸収層下層に屈折率の異なる結晶を積層した多重反射層を設け、透過した光を再び吸収層へ戻すことを試みた(図1)。

多重反射層に用いる二つの材料の屈折率の差が大きいほど高い反射率が得られるので、InP基板上に格子整合し最も屈折率の差が大きくとれるInPとInGaAsのペアを採用した。それぞれの層の厚さは、光学長が入射波長の4分の1になるように設定した。入射波長を1.55 μm とすると各層厚は0.1 μm 程度となる。

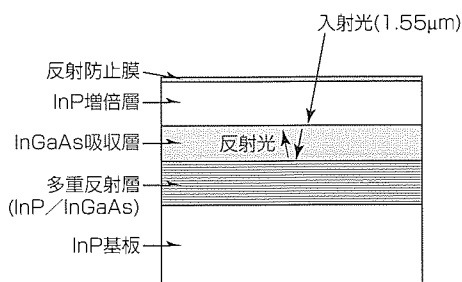


図1. 多重反射層による感度改善の原理

多重反射層のInP/InGaAsペア数が多いほど高い反射率が得られるが、入射光が1.55 μm 波長の場合、図2の計算結果のように、ペア数を増やしていくとある値以上では反射率が飽和してしまう。これは、1.55 μm の光はInGaAs層で吸収されるためである。つまり、InGaAs層を多重反射層に用いた場合、ペア数を増やしても反射率の最大値が100%には達しないというデメリットもあるが、InP層との屈折率の差が大きいので少ないペア数で高い反射率が得られるというメリットが大きいのでInGaAs層を採用した。ここでは、反射率が飽和する14ペアの場合について、実際に多重反射層を試作して評価を行った。

14ペアのInP/InGaAs多重反射層のみをInP基板上に成長したサンプルに対し、波長を変えて反射率を測定した結果を図3に示す。実際の素子構造では入射光はInGaAs層から多重反射層に入るが、この測定では、空気から多重反射層へ光を入射して測定した。したがって、InGaAs層から多重反射層に入る場合よりも少し高めの反射率になる。反射率は約1.55 μm の波長に対し最大値を示し、おおよそ70%の値が得られた。反射率が50%以上となる波長範囲幅は約160nmであることから、1.55 μm 付近のCバンド帯は十分にカバーできる。

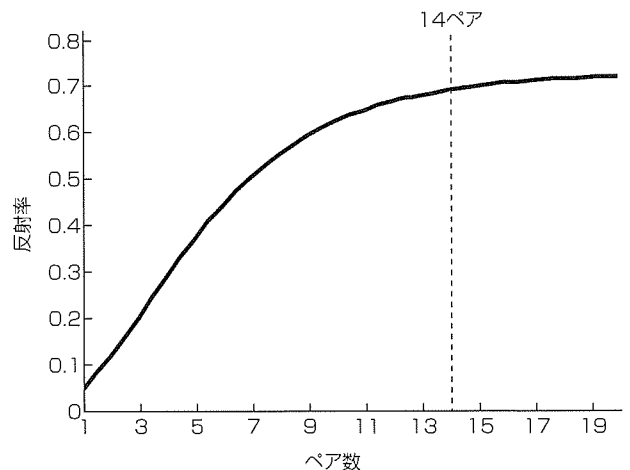


図2. 反射率のInP/InGaAsペア数依存性(計算値)

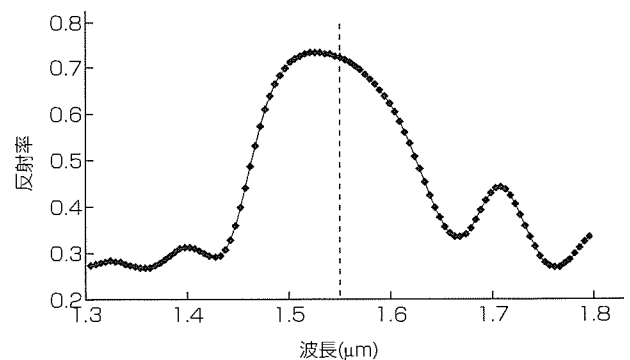


図3. 多層反射層の反射率(測定値)

3. 素子構造

この多重反射膜を用いて10Gbps用アバランシェ フォトダイオードを試作した。素子構造を図4に示す。素子の外形サイズの縦横は300 μm で厚さは150 μm である。n型InP基板の上に、n型InP/InGaAs多重反射層、アンドープInGaAs光吸収層、アンドープInGaAsPグレーデッド層、n型InP電界緩和層、アンドープInP増倍層とアンドープInP窓層を積層した。最表面はパシベーション膜を兼ねたSiNの無反射膜でコーティングした。受光領域となるp型領域はZnの選択拡散によって形成した。そのZnの拡散領域を囲むドーナツ状にBeをイオン注入してガードリングを形成した。リング状のアノード電極とボンディングパッドは基板の表面に形成し、カソード電極は基板の裏面に形成した。信号光は基板の表面から入射し、受光径は20 μm とした。10Gbpsの変調速度に応答できるように、InP増倍層及びInGaAs吸収層は2.5Gbps用アバランシェ フォトダイオードの場合の数分の1に薄膜化した。InGaAsPグレーデッド層は、InGaAs吸収層とInP電界緩和層の間で生じるホールのパイルアップを防止するために挿入した。

4. 素子特性

次に、試作した素子の特性について述べる。図5に電圧-電流特性を示す。降伏電圧は28V(@100 μA)で、暗電流は降伏電圧の90%の電圧で約30nAと十分に低い値であった。光電流のカーブには8V付近と15V付近に二つのステップがあり、8Vのステップではガードリング部の空乏層が光吸収層にまで広がったことを意味し、15Vのステップは受光領域の空乏層が光吸収層まで到達した電圧に対応する。8Vから15Vの間の電圧ではほとんど増倍は起きないので、10Vでの増倍率を1としての増倍率の最大値を求めると30以上の値が得られた。

図6に波長感度を示す。1.54 μm 波長付近にある感度のピークは多重反射層の反射率のピークに相当する。1.55 μm での感度は0.88A/Wと高い値が得られた。量子効

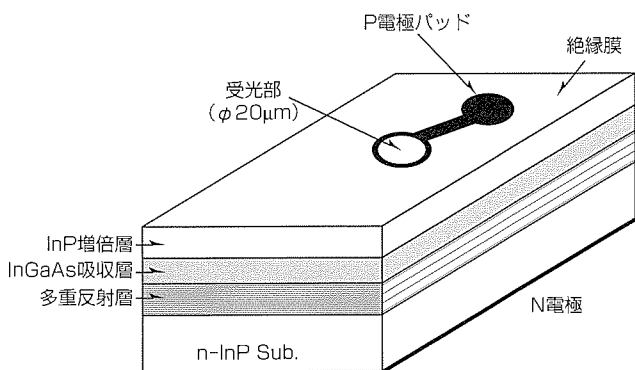


図4. 10Gbpsアバランシェ フォトダイオードの素子構造

率に換算すると約70%に相当する。この値は、多重反射層を用いない場合の計算値よりも約20%高い値である。

図7に増倍率-帯域特性を示す。入射光波長は1.55 μm で

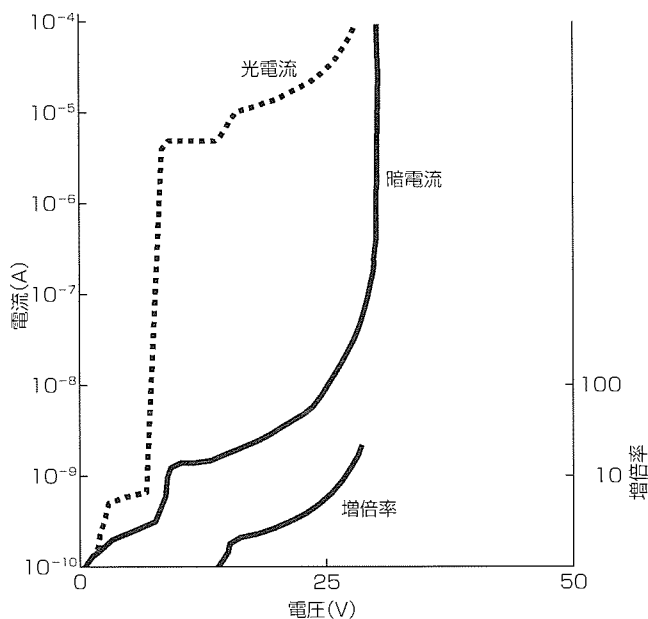


図5. 電圧-電流特性

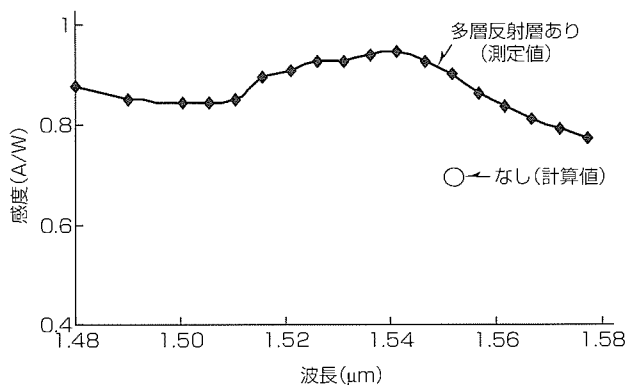


図6. 波長感度特性

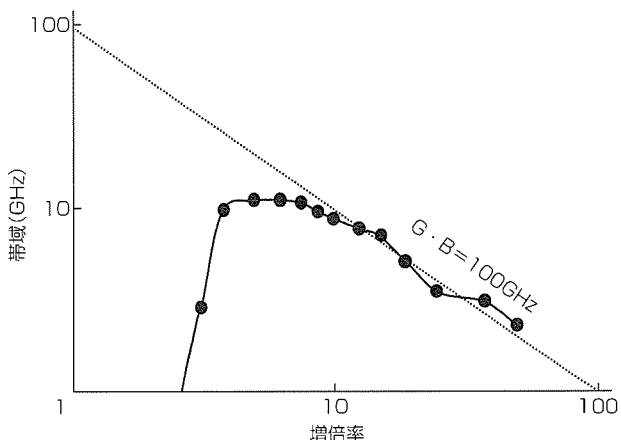


図7. 増倍率-帯域特性

ある。増倍率が3を超えた辺りから帯域が大きくなる。これは、増倍率3以上では受光領域の空乏層がInGaAs吸収層に到達していることを意味する。増倍率が10以上では帯域と増倍率の積がほぼ一定となり、この積をG・B積(Gain・Bandwidth積)と言う。試作したAPDの場合、約100GHzのG・B積が得られた。また最大帯域として10GHzが得られた。入射光のうち数%は多重反射層のInGaAs層で吸収され、多重反射層で発生したキャリアが周波数特性に影響を与えることが懸念された。しかし、この結果から、多重反射層で発生したキャリアがInPとInGaAsの間の高いバンドオフセットを越えられず多重反射層内で再結合したために、周波数特性には影響しないと考えられる。

表1に評価結果を示す。降伏電圧の90%の電圧での素子容量としては0.19pFが得られている。

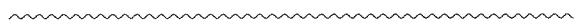
表1. 特性一覧

項目	条件	値
暗電流	0.9Vbr	30nA
降伏電圧	100μA	28V
容量	0.9Vbr	0.19pF
感度	1.55μm	0.88A/W
帯域	M=9	10GHz
G・B積	M>12	100GHz

5. む す び

10Gbps用アバランシェ フォトダイオードにおいて、InP/InGaAs多重反射層を導入することにより、高い効率(感度=0.88A/W)と高いG・B積(100GHz)が両立できた。

このアバランシェ フォトダイオードは、高感度の光受信器用として非常に有望である。



1.3 μm 帯AlGaInAs系リッジ導波路型レーザ

瀧口 透*
三橋 豊**
門脇朋子*

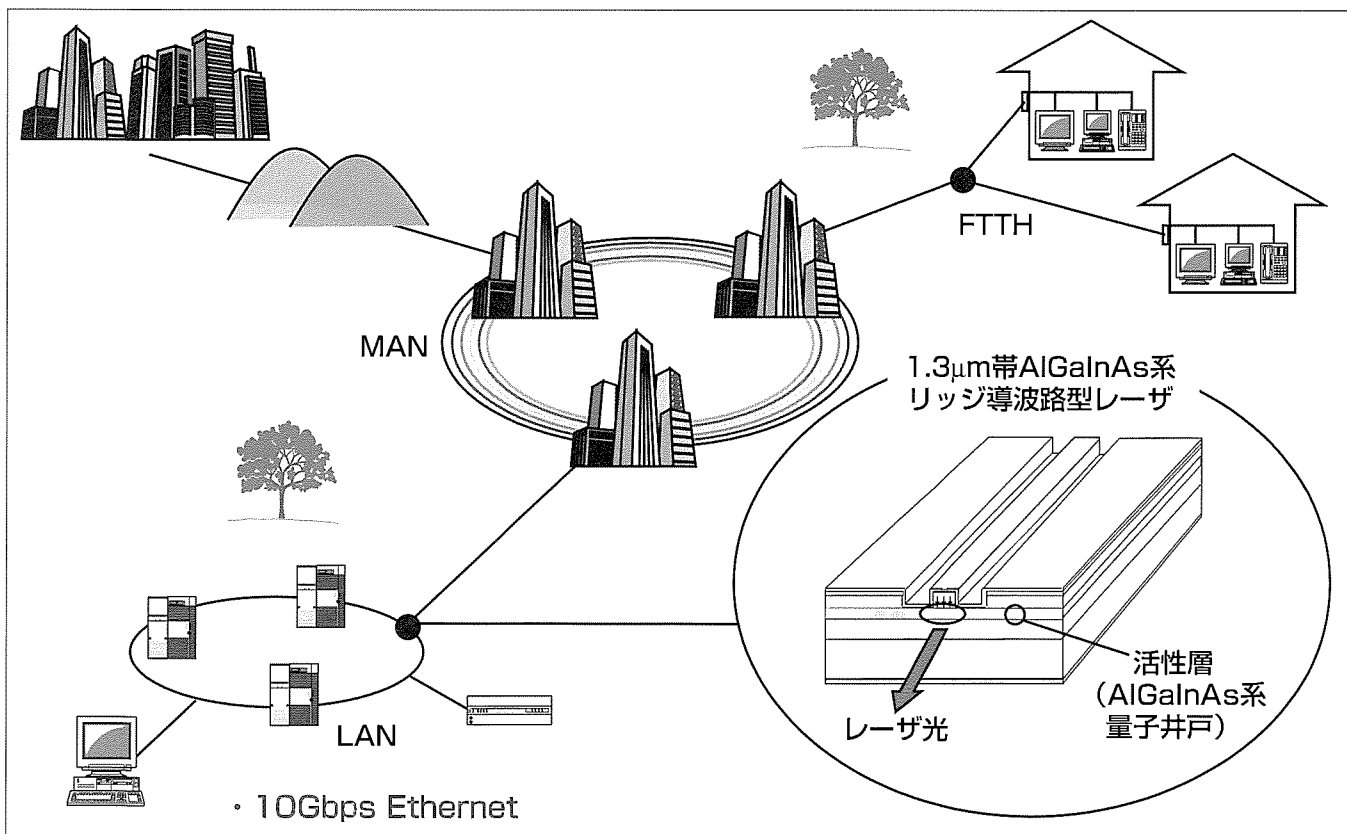
要 旨

最近のインターネットの普及等による情報トラフィック量の急激な増大に伴い、幹線系光ファイバ通信システムの整備に続いて、メトロ系(Metropolitan Area Network: MAN)やアクセス系(Access Network), さらに企業内におけるLAN(Local Area Network)にも光ファイバ通信の導入が進められている。また、一般家庭にも光ファイバが引かれる、いわゆるFTTH(Fiber To The Home)による高速情報サービスも既に一部で始まっている。これらの末端に近い光通信システムや光部品には高速化はもちろん低コスト化が求められ、光源の半導体レーザにも、高温まで冷却装置なし(アンクーールド)で高速動作することが強く要求される。これに対し、三菱電機では既に、70 $^{\circ}\text{C}$ において

2.5Gbpsの変調速度で非冷却で動作可能なアンクーールドDFB(Distributed-Feedback)レーザを量産中である。

一方、ギガビットイーサネット^(注)等のデータ通信システムにおいて、最近、更なる高速化(10Gbps)とともに高温動作化($\geq 85^{\circ}\text{C}$)の要求が高まっている。

今回、従来の半導体レーザに用いられているInGaAsP系材料に比べて材料的に高温・高速動作を実現可能なAlGaInAs系材料を採用して、85 $^{\circ}\text{C}$ の高温でも10Gbpsの高速変調が可能なFP(Fabry-Perot)型半導体レーザを開発した。このレーザは、次世代の10Gbpsイーサネット等の高速データ通信用レーザとして有望である。



AlGaInAs系リッジ導波路型レーザと応用分野

AlGaInAs系新材料を用いて、高温での高速変調特性(85 $^{\circ}\text{C}$, 10Gbps)に優れた半導体レーザを開発した。LANにおけるギガビットイーサネット等の高速データ通信システムへの応用に適している。

1. ま え が き

急速に拡大を続けているインターネットによる情報トラフィック量の増大にこたえるため、光ファイバによる低コスト・大容量の高速データ通信システムの実用化が急務となっている。その有力なソリューションの一つが、ギガビットイーサネットである。この光源として、システムの低コスト化のため、冷却装置なしで高温まで高速動作可能な、いわゆるアンクルドタイプ的高速半導体レーザが要求されている。現在、伝送速度が2.5Gbpsクラスのアンクルド半導体レーザは既に実用化されている。また、次世代の10Gbpsクラス的高速システムに向けたアンクルドDFBレーザも開発されている(この特集“10Gbps直接変調アンクルドDFBレーザ”参照)。これらの半導体レーザは、従来のInGaAsP系材料が用いられており、材料の性質上、実用温度は70℃程度が上限であった。

一方、光通信システムの小型化・低コスト化に対応するため光モジュール等の光部品も小型化や高部品密度化が求められ、さらに、半導体レーザにも一層の高速・高温動作化(10Gbps@ $\geq 85^\circ\text{C}$)への要求が強まっている。

今回、これらの要求を実現するため、材料的に温度特性改善や高速化の実現に適したAlGaInAs系新材料を活性層に用いたFP型半導体レーザを開発し、85℃の高温でも10Gbpsの高速伝送が可能であることを確認した。また、素子の信頼性についても良好なデータ(MTTF ≥ 38 万時間)が得られた。

なお、この成果に基づき、更なる高速・長距離伝送を目指して、AlGaInAs系DFBレーザの開発も進めている。

2. AlGaInAs系リッジ導波路型FP-LD

2.1 AlGaInAs系材料の特長

図1に新材料であるAlGaInAs-MQW(Multi-Quantum Well)と従来材料のInGaAsP-MQWのバンド図を示す。図に示すように、AlGaInAs系材料の方が、伝導体のバンド

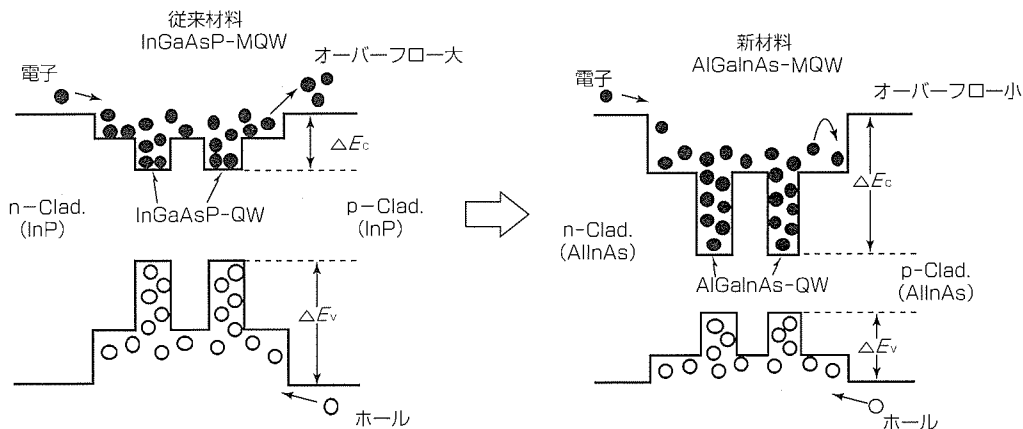


図1. バンド図

不連続量 ΔE_c が大きいために、電子のオーバーフローが起きにくく、レーザの温度特性が良いことが期待される⁽¹⁾。また、AlGaInAs系材料の方が、微分利得が大きいので、緩和振動周波数が大きくなり、高速特性に優れることが期待される。

2.2 素子構造

図2にAlGaInAs系リッジ導波路型FP-LD(Laser Diode)の模式図を示す。n型InP基板上にMOCVD(Metal-Organic Chemical Vapor Deposition:有機金属気相成長)法によってAlGaInAs-MQW活性層を成長させ、その上にInPクラッド層、InGaAsコンタクト層を成長させる。その後、ドライエッチングとウェットエッチングを組み合わせて、リッジ導波路構造を形成する。AlGaInAsのMOCVD成長においては、成長温度の高温化、高V/Ⅲ比化により、結晶中への酸素の混入を抑制した。

2.3 素子特性

高速動作を実現するには、緩和振動周波数 f_r を向上させることが重要である。レーザの端面反射率を大きくし、共振器長 L を短くすることにより、 f_r の向上を図った。その結果を図3に示す。端面反射率 $R_r/R_f=65\%/90\%$ 、共振器長 $L=200\mu\text{m}$ にすることにより、 $f_r=11.2\text{GHz}(@5\text{mW})$,

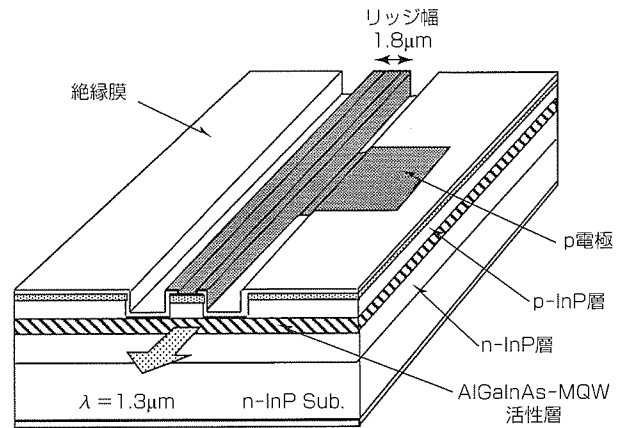


図2. AlGaInAs系リッジ導波路型FP-LDの構造

25℃), 高温でも $f_r = 10.6\text{GHz}$ (@5mW, 85℃) と 10GHz 以上の値を実現した。

図4にこのレーザの光出力-電流特性を示す。85℃でも 10mW 以上の出力, 最高発振温度 165℃, 特性温度 $T_0 = 93\text{K}$ と優れた温度特性を実現した。

次に, 85℃での 10Gbps 変調波形(アイパターン)を図5に示す。85℃の高温においても, 消光比 8.1dB (変調電流 39mA) で, クリアなアイ開口が得られた。

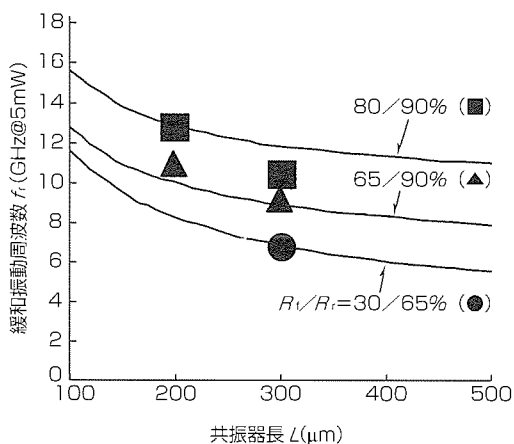


図3. 緩和振動周波数の反射率, 共振器長依存性

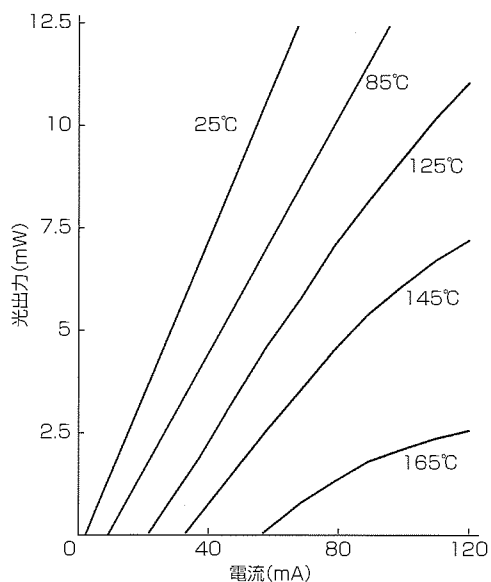


図4. 光出力-電流特性

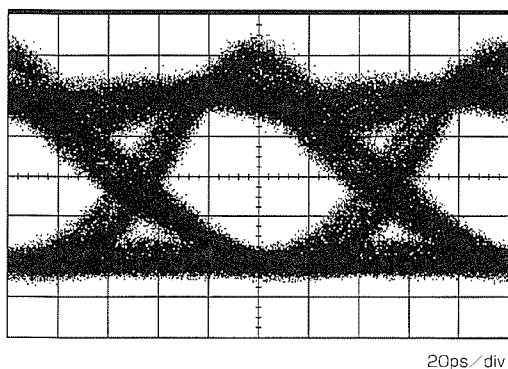


図5. 10Gbps 変調波形(85℃)

また, 図6に示すように, 10Gbps でシングルモードファイバ 3 km を伝送後のパワーペナルティは, 25℃で 0.15dB, 85℃で 1.4dB と優れた伝送特性を実現した⁽²⁾。

3. 信頼性

1.3μm 帯リッジ導波路型 FP-LD の通電試験経過を図7に示す。素子仕様は, 共振器長 200μm, 前端面反射率 65%, 後端面反射率 90% である。長期通電に先立ち, 所定のスクリーニングを行った後, 85℃, 10mW で APC (Automatic Power Control) 通電を行った。実通電時間 12,000 時間経過後も動作電流の上昇は小さく, 85℃, 10mW における平均故障時間 (Mean Time To Failure: MTTF) は 38 万時間以上と, 目標寿命 (MTTF ≥ 10 万時間 @ 85℃, 10mW) を十

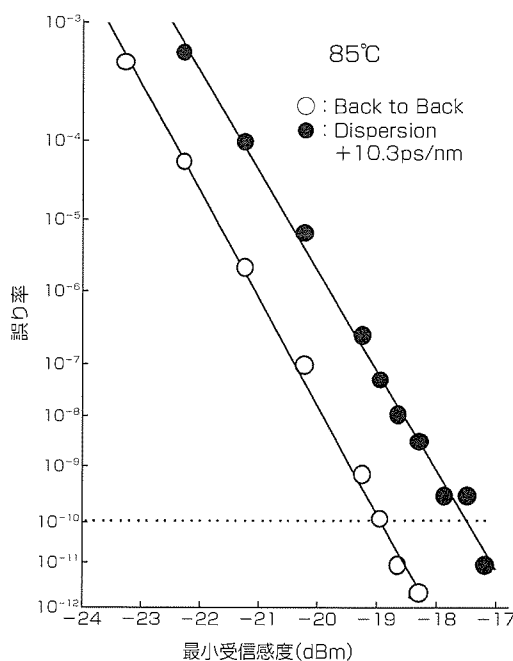
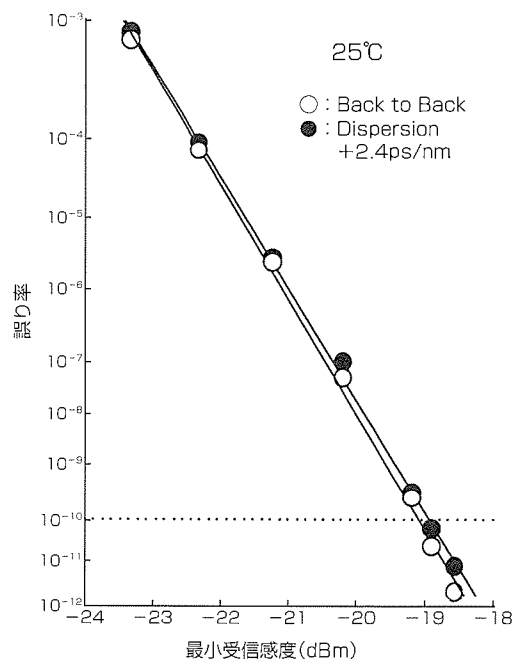


図6. 伝送特性

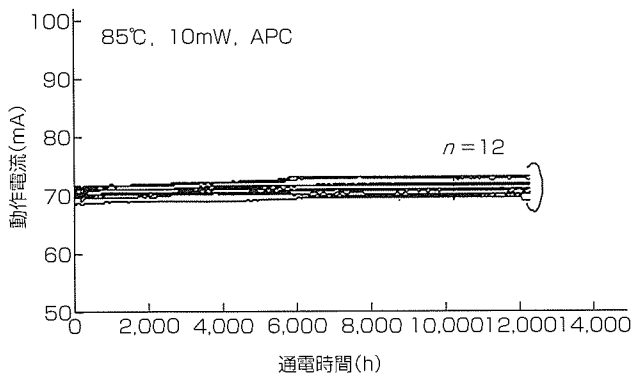


図7. 1.3μm帯リッジ導波路型FP-LDの通電試験経過

分に満足する長寿命を実現した。また、85°C、10mWの高温高出力動作中においても、光出射端面の変質・破壊に起因した最大光出力レベルの低下はなかった。

以上の結果より、AlGaInAs系材料を用いたリッジ導波路型レーザは、従来のInGaAsP系材料と同等以上の信頼性があることを確認できた。

4. AlGaInAs系リッジ導波路型DFB-LD

4.1 素子構造

図8にAlGaInAs系リッジ導波路型DFB-LDの模式図を示す。回折格子はリッジ内部にのみ形成し、サイドモード抑圧比SMSR(Side Mode Suppression Ratio)を高くするために、共振器中央にλ/4シフトを持ち、レーザの両端面を無反射コーティングした。

n型InP基板に、MOCVD法によってAlGaInAs-MQW活性層、光ガイド層を成長させる。EB(電子ビーム)露光とステップ露光を組み合わせ、後のリッジ形成部にのみ、ドライエッチによって回折格子を形成する。埋め込み成長を実施し、エッチングによってリッジ導波路構造を形成した。

4.2 素子特性

図9にDFB-LDの波長スペクトルを示す。85°Cでも、サイドモード抑圧比SMSR>40dBと優れた単一縦モード発振を実現した⁽³⁾。現在、温度特性、緩和振動周波数等の特性を改善中である。

5. むすび

高温・高速特性の向上に適したAlGaInAs系材料を用いたリッジ導波路型FP-LDを開発した。活性層構造、共振器長、端面反射率等の最適化により、85°Cの高温において10Gbpsの高速変調下で3kmの光ファイバ伝送後もパワーペナルティ1.4dBと良好な伝送が可能であることを確認した。また、85°C、10mWの高温通電試験を行い、MTTFとして38万時間以上の長寿命を確認した。このレーザは、

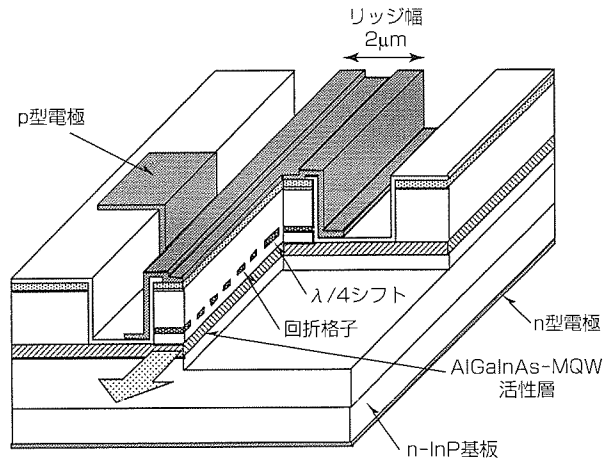


図8. 1.3μm帯AlGaInAs系リッジ導波路型DFB-LDの構造

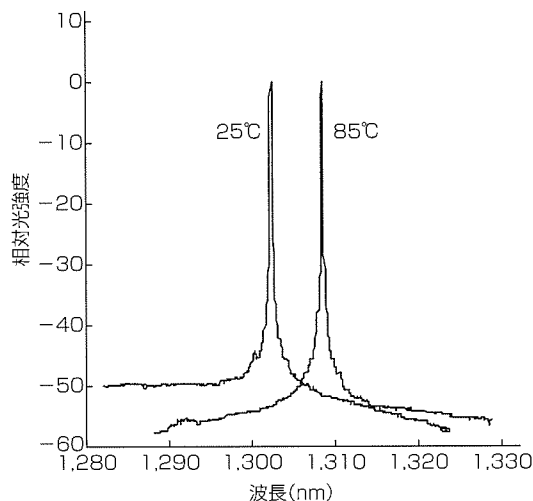


図9. 発振スペクトルの温度依存性

ギガビットイーサネット等の比較的短距離(2km以内)における高速データ通信用レーザとして期待される。

この成果に基づき、更なる高速・長距離伝送化(10Gbps, 20km)を目指して、AlGaInAs系DFBレーザを開発中である。

参考文献

- (1) Zah, C.E., et al.: High-Performance Uncooled 1.3μm Al_xGa_yIn_{1-x-y}As/InP Strained-Layer Quantum-Well Lasers for Subscriber Loop Applications, QE-30, 511~521 (1994)
- (2) Takiguchi, T., et al.: 1.3μm AlGaInAs LD with High Relaxation Oscillation Frequency at High Temperature Suitable for Gigabit Ethernet System, OECC2000, 540~541 (2000)
- (3) Takiguchi, T., et al.: High Speed 1.3μm AlGaInAs DFB-LD with λ/4-shift Grating, IPRM2001, 140~142 (2001)

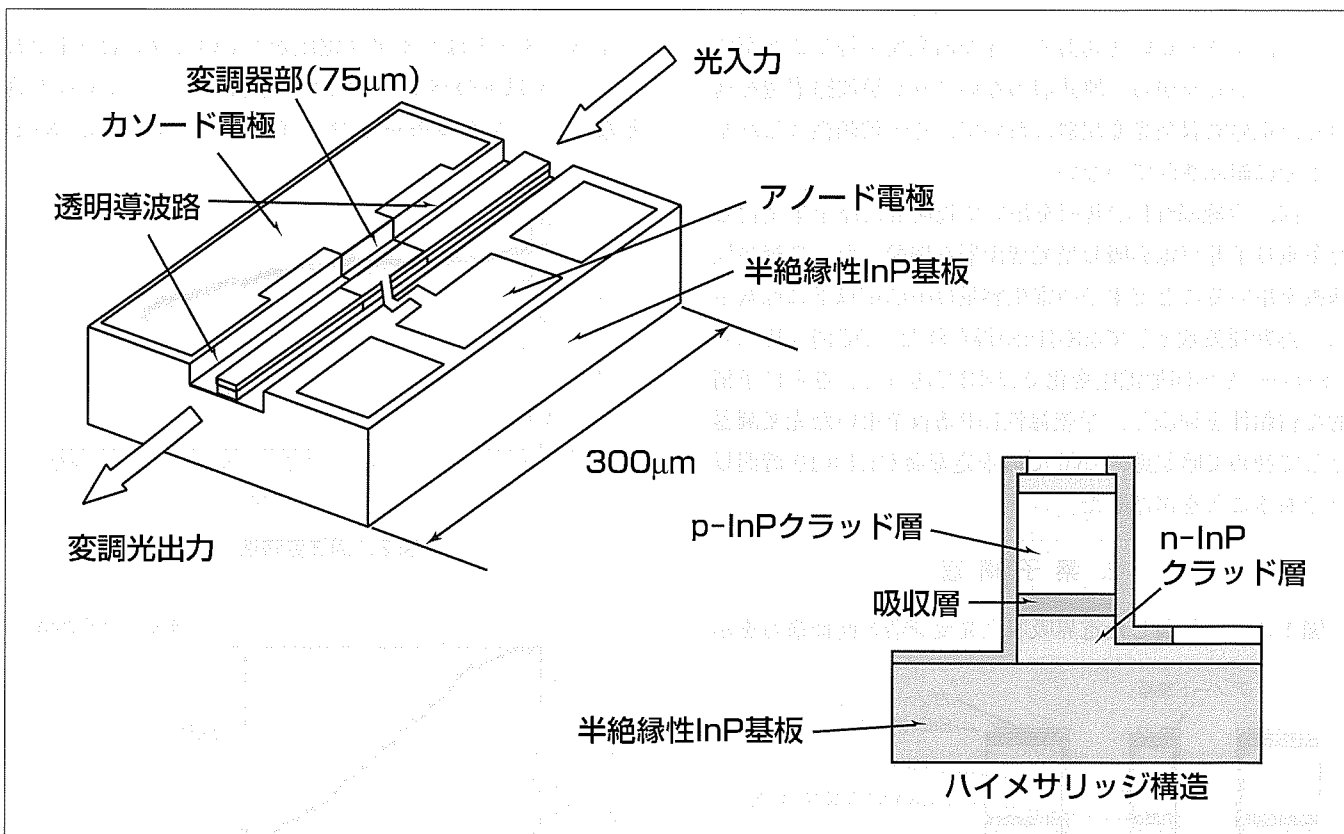
半絶縁性InP基板を用いた 40Gbps電界吸収型光変調器

高木和久*
多田仁史*
青柳利隆*

要旨

急増するインターネット通信の需要にこたえるため、幹線系光ファイバ通信システムの高速・大容量化が求められている。三菱電機では、これまで、2.5Gbps及び10Gbpsの送信器用に、半導体レーザと半導体光変調器とのモノリシック集積化素子を開発し量産している。幹線系光通信システムでは波長多重伝送方式(Wavelength Division Multiplex: WDM)を採用して大容量化を図っているが、使用できる波長域には限りがあり、更なる大容量化にはビットレートの向上が不可欠である。このため、1波長当たりの伝送速度を40Gbpsとする光通信システムの研究が盛んに進められている。

今回、40Gbps光送信器用に、多重量子井戸電界吸収型光変調器を開発した。半絶縁性基板を適用することによって素子容量は0.07pFに低減され、周波数帯域40GHz、消光比15dBが得られた。また、試作した素子の高温加速寿命試験を行い、25℃における寿命 1.1×10^7 時間以上という高い信頼性を確認した。この変調器を用いることで、波長多重伝送方式を用いた光通信システムにおける波長1チャンネル当たりの伝送容量は従来の10Gbpsの4倍に拡大される。また、ニオブ酸リチウムを用いたマッハ・ツェンダ型光変調器と比較して、送信器の小型化・低消費電力化が可能となる。



試作した40Gbps用半導体光変調器の模式図

基板に半絶縁性InPを用いて素子容量を0.07pFに低減し、周波数帯域40GHzを実現した。光導波路はハイメサリッジ構造とすることにより、変調器長75μmで15dBの消光比を得た。アノード電極及びカソード電極の両方を基板の同一面上に形成し、ワイヤの寄生インダクタンスの影響の小さなフリップチップ実装に対応した構造とした。

1. ま え が き

企業内LANの高速化，家庭へのインターネットのブロードバンド接続の急速な普及に伴い，幹線系光ファイバ通信システムの伝送容量の拡大が求められている。高速な光送信器用の光源として，電界吸収型光変調器及び変調器集積半導体レーザの開発が盛んに行われている。変調器集積半導体レーザを用いた10Gbps波長多重伝送システムは実用化の段階にあるが⁽¹⁾，更なる大容量化の要求にこたえるためには一波長当たりの伝送容量を拡大する必要があり，40Gbpsの光通信システム用の半導体光変調器の開発が各社で進められている^{(2)~(5)}。ニオブ酸リチウムを用いたマツハ・ツェンダ型変調器と比較して，電界吸収型光変調器には小型・低消費電力で生産性に優れるという利点がある。

電界吸収型光変調器の速度は素子の寄生容量で制限されており，電極の下部にポリイミド等の低誘電率の材料を挿入する，又は素子の作製に半絶縁性基板を使用することが寄生容量低減の手段として試みられている。しかしながら，光導波路とポリイミドが近接した構造の素子，及び半絶縁性基板を用いて作製した光変調器の信頼性を検証した事例は少ない。また，高速動作の実現には，変調器の長さを100 μm 以下と短くし素子容量を低減することが必ず(須)である。ハイメサリッジ光導波路は光閉じ込め係数が大きいので，長さの短い変調器で大きな消光比を得ることができる。しかしながら，埋込層のないリッジ導波路構造を適用した電界吸収型光変調器において，その信頼性はこれまで十分に確認されていない。

今回，半絶縁性InP基板を用いて透明導波路を集積化した多重量子井戸電界吸収型光変調器を開発した。半絶縁性基板を用いることで素子の寄生容量は0.07pF以下に低減され，遮断周波数として40GHzが得られた。DC消光比は0Vから-3Vの印加電圧変化で15dBであった。さらに予備的な信頼性を検証し，半絶縁性InP基板を用いた光変調器として初めて暗状態，25 $^{\circ}\text{C}$ での推定寿命が 1.1×10^7 時間以上であることを確認した。

2. 素子構造

図1に今回作製した電界吸収型光変調器の断面構造を示

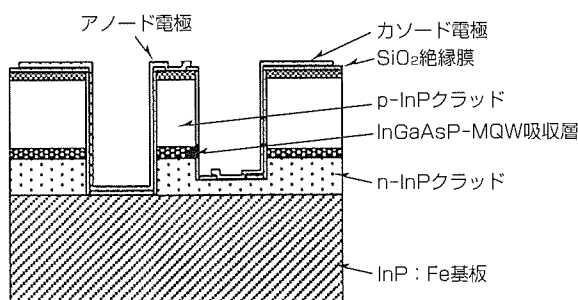


図1. 光変調器の断面構造

す。電極パッド部の寄生容量を低減するため，半絶縁性InPを基板に用いた。p側電極と基板裏面間の寄生容量は設計値で0.003pFであり，多重量子井戸吸収層のp-n接合容量と比較して十分小さい。

吸収層はInGaAsPから成る多重量子井戸で構成した。変調器部の長さは75 μm である。ダイボンド(フリップチップ実装)を容易にするために，バルクInGaAsP導波路(組成波長: 1.32 μm)を変調器部の両端に形成することによって素子長を300 μm とした。リッジ導波路の形成にはメタン，水素，及び酸素の混合ガスによるドライエッチングプロセスを用いた。また，素子の挿入損失を低減するため，両端面に低反射コーティングを施した。

3. 素子特性

図2に試作した光変調器の小信号周波数特性を示す。バイアス電圧が-1Vにおける遮断周波数は40GHzが得られている。

図3に消光比の電圧依存性を示す。光の入出力には先路ファイバを用いた。波長1.553nm，TE(Transversal Electric)偏波の光に対する消光比は0Vから-3Vの印加電圧変化で15dBであった。

図4に波長チャープングの大きさの指標である a パラメータの電圧依存性を示す。

a パラメータはバイアス電圧が0Vのときには+1であり，-1V以下のバイアス電圧を印加することによって負となり，シングルモードファイバを用いたNRZ(Non

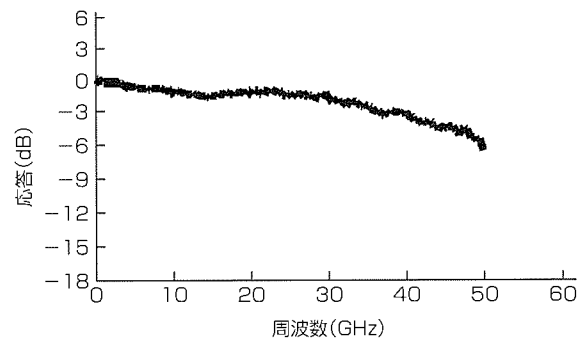


図2. 周波数特性

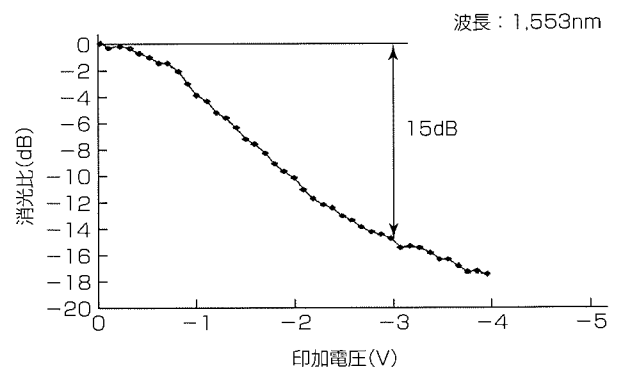


図3. 消光特性

Return to Zero)信号の伝送に適している。

4. 素子の信頼性

電界吸収型光変調器の寿命を決定する要因の一つは、素子の暗電流の増加である。暗電流が光吸収電流と同程度(数mA)にまで上昇すると吸収層内部のキャリア密度が増加し、吸収層内の電界が小さくなって素子の容量が増加する。このため周波数特性が劣化する。この素子の初期の暗電流は数 μ Aであり、フォトディテクタと比較して大きい。光変調器の光吸収電流が数mAであることを考慮すると初期的な周波数特性には問題を生じない。

長期的な素子の予備的な信頼性を確認するために、暗状態での高温加速通電試験を行った。寿命試験は温度140 $^{\circ}$ C、暗状態、印加電圧-5Vで行った。劣化の有無を判定するため25 $^{\circ}$ C、-3Vでの暗電流を数百時間間隔で測定した。寿命試験に投入した素子数は7個である。図5に暗電流の通電による経時変化を示す。通電開始時点の暗電流は0.8~3.6 μ Aと小さく、2,100時間以上通電しても暗電流の変化は小さかった。また偶発的な劣化は観測されなかった。この素子の活性化エネルギーをInP系フォトディテクタと同程度の0.8eVと仮定すると、25 $^{\circ}$ CでのMTTFは 1.1×10^7 時間以上となり、十分な寿命が期待できる。

5. 考察

半絶縁性InP基板上に形成された電界吸収型光変調器のDC特性及びRF特性は、素子容量、素子抵抗、及び光導波路の光閉じ込め係数で決定される。図6に遮断周波数(f_c)

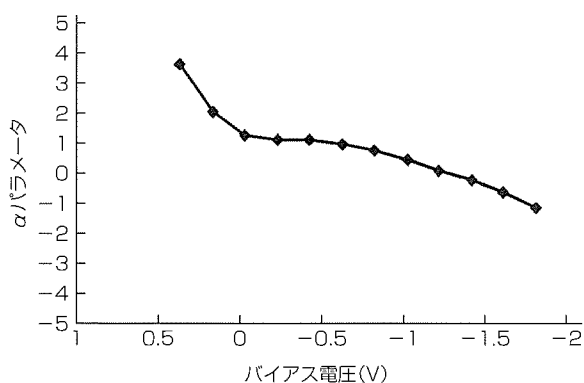


図4. α パラメータのバイアス電圧依存性

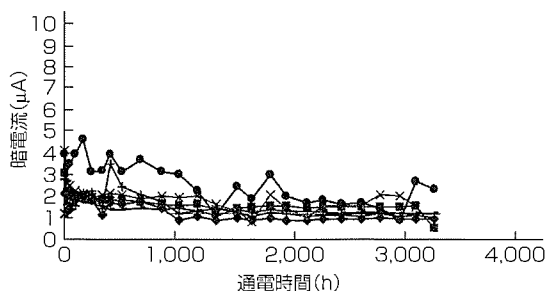


図5. 暗電流の経時変化

の素子容量(C)、素子抵抗(R)依存性の計算結果を示す。ボンディングワイヤによる寄生インダクタンスは考慮していない。図中の●印が今回試作した素子に相当する。素子容量は0.07pFで、素子抵抗は15 Ω である。素子抵抗は主としてp-InPクラッド層の抵抗に起因する。リッジ導波路の幅を狭めることによって素子容量を小さくすることができるが、同時に素子抵抗は大きくなる。したがって、更なる高速動作を実現するためには、素子抵抗を低減することが必要である。例えばリッジ導波路の上部の幅を下部よりも広くすることで周波数特性の改善が期待できる。

6. システム応用

今回作製した素子にはポリイミドなどの有機材料を使用していないため、耐熱性の点で bumps を用いたフリップチップ実装に適している。

40Gbps-RZ信号の伝送などの広帯域を必要とする高速光通信に適用するためには、ワイヤ接続による寄生インダクタンスの影響を排除することが必要である。今回試作した光変調器は基板の表面にp電極とn電極の両方が形成されており、従来のn-InP基板と有機材料を用いた光変調器と比較してフリップチップ実装が容易である。図7に終端抵抗付きアルミナキャリアへのフリップチップ実装の模式図を示す。 bumps 材料としては金を使用した。

図8は試作した素子を用いた光変調器モジュールのアイ

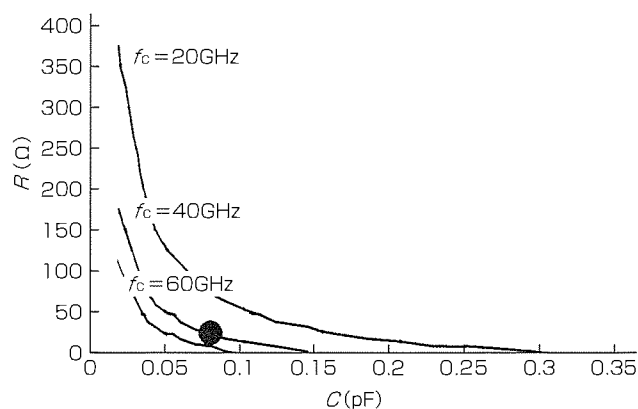


図6. 素子容量 C 、素子抵抗 R と帯域 f_c の関係

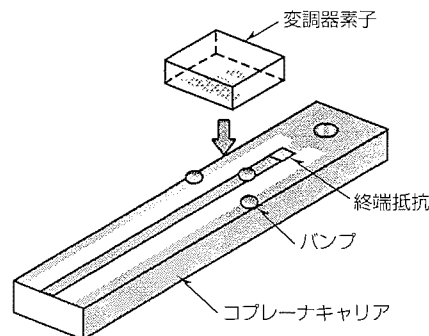


図7. フリップチップ実装の模式図

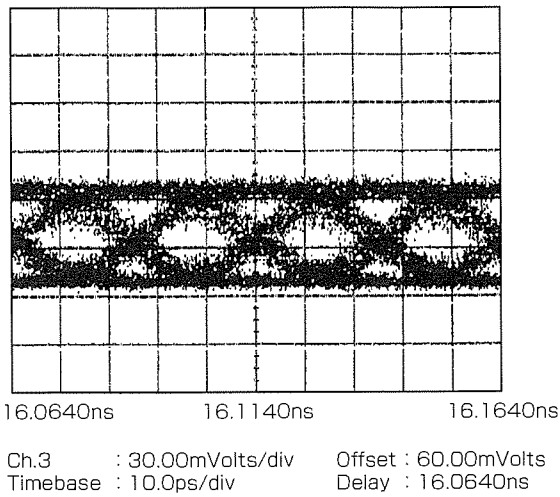


図 8. 40Gbpsアイパターン

パターンである。電圧振幅 $3V_{p-p}$ の 2^7-1 の NRZ 擬似ランダム符号によって変調した。RF 消光比として 8 dB が得られた。

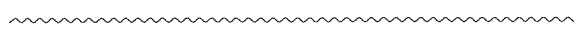
7. む す び

透明導波路を集積した電界吸収型光変調器を半絶縁性 InP 基板を用いて作製した。半絶縁性基板を適用することで素子の寄生容量は 0.07 pF に低減された。遮断周波数は 40 GHz, DC 消光比は 15 dB であった。また、素子の高温加速通電試験を行い、25°C での寿命は 1.1×10^7 時間以上と推

定された。この素子は特に高信頼性が要求される 40 Gbps 光通信システム用光源として有用であると考えられる。

参 考 文 献

- (1) Miyazaki, Y., et al.: Novel Current-Blocking Structure for High-Speed EA-Modulator/DFB-LD Integrated Light Source, Proc. IOOC-95, Hongkong, FB3-4 (1995)
- (2) Mineo, N., et al.: 60GHz Band Electroabsorption Modulator Module, Technical Report of IEICE, OCS97-74 (1997-11)
- (3) Ido, T., et al.: Ultra-High-Speed Multiple-Quantum-Well Electro-Absorption Optical Modulators with Integrated Waveguides, JLightwave Technol., **14**, No.9, 2026~2034 (1996)
- (4) Akage, Y., et al.: Traveling-wave Electrode Electroabsorption Modulator integrated DFB Lasers (TW-EADFBs) for over 40-Gb/s Transmission, Proc. ECOC2000, Munich, PD004 (2000)
- (5) Shtengel, G.E., et al.: High-speed InGaAsP Electroabsorption Modulators: Dependence of the Device Characteristics on the Mesa Design, Proc. OFC2000, Baltimore, FG3-1 (2000)



40Gbps伝送用光モジュール

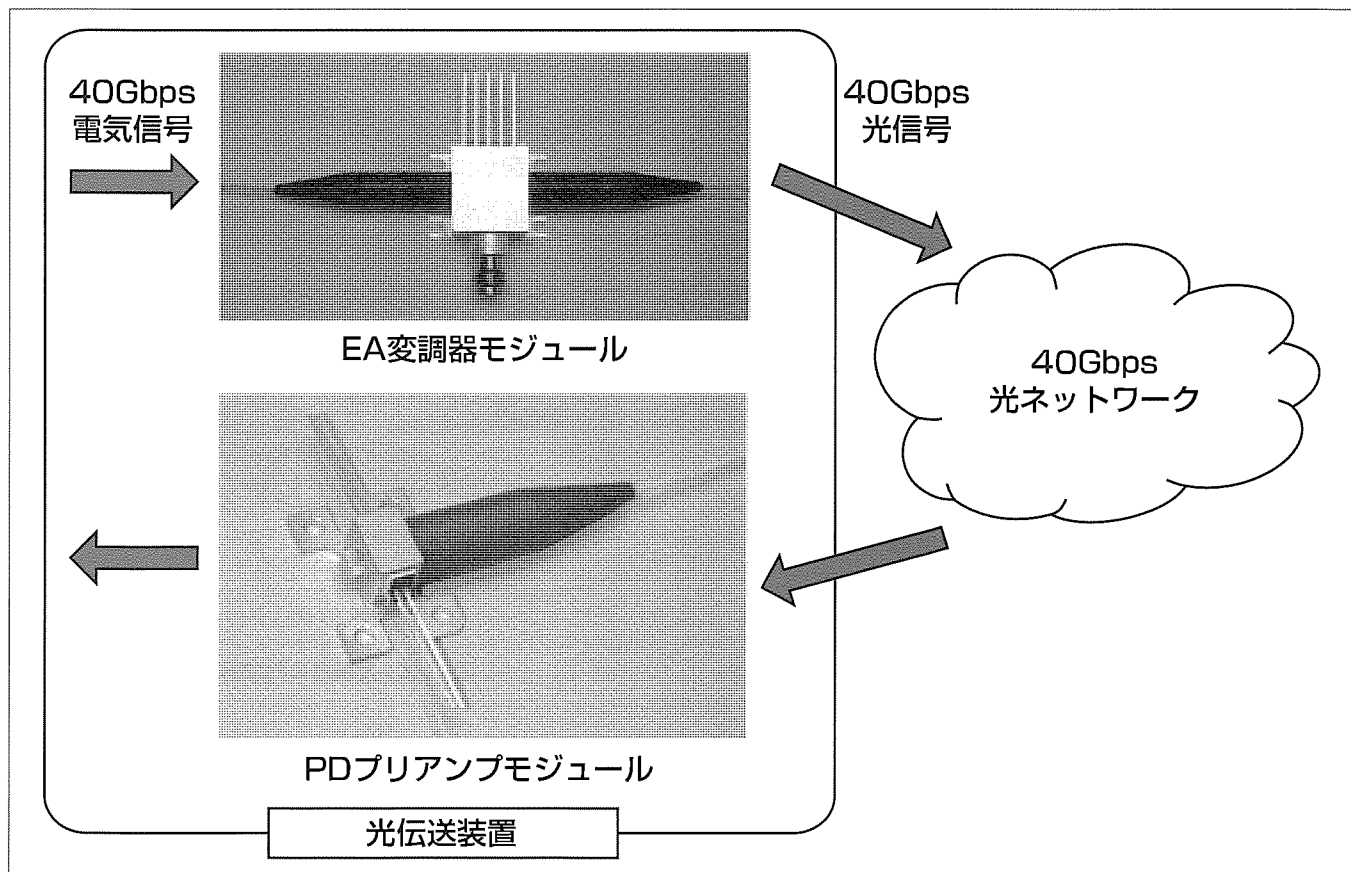
金子進一* 北村洋一***
 宮原利治** 石崎光範†
 野田雅樹**

要旨

インターネットの爆発的な普及により、光通信システムの経済性・大容量化が必要となっている。チャンネル当たり40Gbpsの伝送容量を持つ光通信システムは、1ビット(単位情報)当たりのコスト低減に有利であり、また、高い周波数利用効率が期待できるため、WDM(Wavelength Division Multiplexing)技術を用いることにより、大容量化に有利である。

本稿では、40Gbps光通信システム用に開発した光信号送信用EA(Electroabsorption)変調器モジュール及び光信号受信用PD(Photodiode)プリアンプモジュールについて述べる。EA変調器モジュールでは、半絶縁性基板を用い

たMQW(Multiple Quantum Well)-EA変調器を用いることにより、高速かつ低電圧な駆動を可能にした。また、PDプリアンプモジュールでは、導波路型PDとInP HBT(Heterojunction Bipolar Transistor)プロセスによって作製したプリアンプICを用いることにより、高感度な受信特性を実現した。さらに、これらの光モジュールでは、EA変調器と電気信号伝送ライン、及びPDとプリアンプICとの電氣的な接続にフリップチップボンディング(FCB)技術を適用しているため、ワイヤボンディング(WB)を用いた場合に問題となる寄生インダクタンスを低減し、良好な変調特性及び受信特性をそれぞれ実現した。



40Gbps伝送用光モジュールの位置付け

光通信システムにおける40Gbps伝送用光モジュールの位置付けを示す。EA変調器モジュールは、光伝送装置内で40Gbpsの電気信号を光信号に変換し、光ネットワークに送信する。また、PDプリアンプモジュールは、光ネットワークからの40Gbpsの光信号を受信し、電気信号に変換する。

1. ま え が き

インターネットの爆発的な普及により、光通信システムの経済性・大容量化が求められている。チャンネル当たり40Gbpsの伝送容量を持つ光通信システムは、単位情報当たりのコスト低減に有利であり、また、高い周波数利用効率が期待できるため、WDM技術を用いることにより、大容量化に有利である。このため40Gbps光通信システムの実現に向けたデバイス、光モジュール、そして伝送システムの研究開発が盛んに行われている。

本稿では、40Gbps光通信システム用に開発した光信号送信用EA変調器モジュール⁽¹⁾及び光信号受信用PDプリアンプモジュール⁽²⁾について述べる。まず、これらの光モジュールに適用したFCB技術について、従来のWB技術を用いた場合と対比して、その利点を説明する。次に、EA変調器モジュール及びPDプリアンプモジュールの構造と特性について述べる。

2. 光デバイスのFCB技術

2.1 FCB技術

従来の光モジュールでは、光デバイスの電気的な接続に金ワイヤを用いたWB技術を適用していた。しかしながら、光通信システムの伝送速度が上がるに従ってWBに伴う寄生インダクタンスによる影響が問題になる。具体的には、高周波領域での応答特性が劣化し、光モジュールからの出力波形がひずんでしまう。このため、40Gbps伝送用光モジュールでは、この寄生インダクタンスを極力低減することが課題となる。この課題に対して、今回開発を行った光モジュールでは、金のスタッドバンプを用いたFCB技術を適用して光デバイスを実装している。FCB技術を適用することによって電気的な接続長を20 μm 程度にすることができ、寄生インダクタンスを大幅に低減することができ、良好な出力波形が得られる。

以下に、EA変調器及びPDのフリップチップ(FC)実装について、その構造と、WBを用いた場合と比較したときの出力波形の改善効果について述べる。

2.2 EA変調器のFC実装

図1に、EA変調器モジュールのFC実装部の構造を示す。EA変調器は、電気信号伝送ライン上に形成した金のスタッドバンプに加熱・圧着されてFC実装される。これにより、EA変調器の固定とその電気的な接続が同時に行われる。なお、電気信号伝送ラインは、高周波信号の伝送特性に優れFC実装に適したコプレーナ線路であり、金のスタッドバンプは、コプレーナ線路の電極上に超音波接合で作製している。

図2に、EA変調器をワイヤ長500 μm でWB実装した場合と、FC実装した場合の、EA変調器モジュールからの出

力光波形のシミュレーション結果を示す。このシミュレーションでは、EA変調器の等価回路、電気信号伝送ライン、及びEA変調器の消光特性がモデル化されている。図から、WB実装の場合には寄生インダクタンスの影響によってオーバーシュートが発生して出力光波形がひずむが、FC実装を適用することによって良好な光波形が得られることが分かる。

2.3 導波路型PDのFC実装

図3に、PDプリアンプモジュールのFC実装部の構造を示す。導波路型PDは、プリアンプICの電極上に形成した金のスタッドバンプに加熱・圧着されてFC実装される。EA変調器の場合と同様に、固定と電気的な接続が同時に行われる。

図4に、PDとプリアンプICをワイヤ長500 μm でWB実装した場合と、FC実装した場合の、PDプリアンプモジュールからの出力電気波形のシミュレーション結果を示す。このシミュレーションでは、導波路型PDの等価回路及びプリアンプICがモデル化されている。図から、EA変調器の場合と同様に、WB実装の場合には寄生インダクタンスによるオーバーシュートとアンダーシュートが発生して出力電気波形がひずむが、FCB技術を適用することによって良好な波形が得られることが分かる。

3. 40Gbps伝送用光モジュール

3.1 EA変調器モジュール

図5及び図6に、開発したEA変調器モジュールの外観及び内部構造をそれぞれ示す。パッケージ部の外形寸法は、

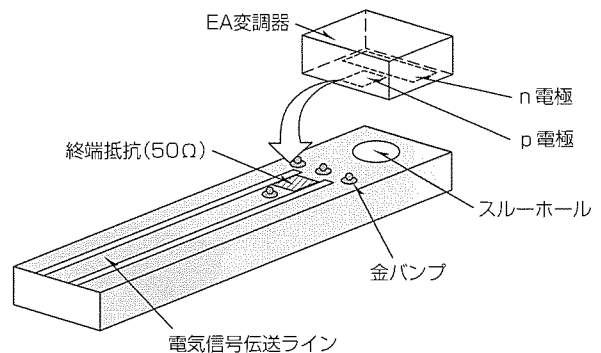
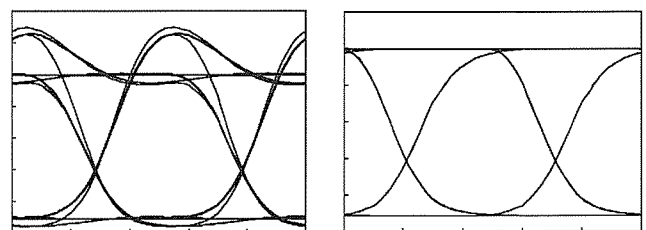


図1. EA変調器のFCB実装



(a) WB

(b) FCB

図2. 40Gbps出力光波形のシミュレーション結果

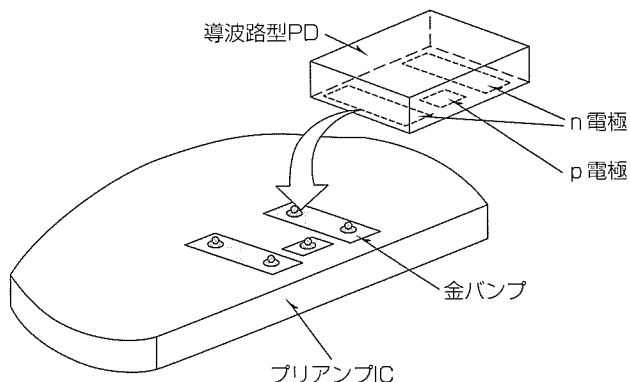
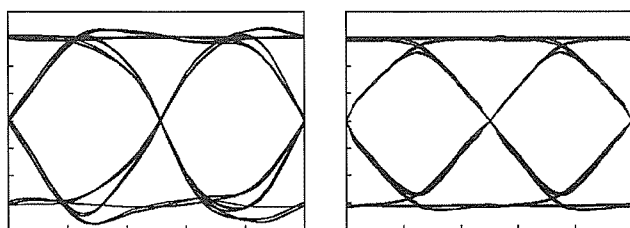


図 3. 導波路型PDのFCB実装



(a) WB (b) FCB

図 4. 40Gbps出力電気波形のシミュレーション結果

(W)17.0×(D)15.0×(H)9.5(mm)である。40Gbpsの電気信号入力部には、高周波特性に優れたVコネクタを適用している。モジュールに内蔵しているEA変調器は、半絶縁性基板を用いた当社開発のMQW-EA変調器⁽³⁾であり、素子容量を低減し、高速かつ低電圧な駆動が可能となっている。また、2章で述べたようにEA変調器はFCB技術によって電気信号伝送ラインに実装しているため、EA変調器素子の特性を劣化させずに、モジュール化を行っている。さらに、EA変調器は、ペルチェ素子によって一定温度に制御して特性の安定化を図っている。モジュールの結合光学系は、高い結合効率を得るため、第一レンズに非球面レンズを、また、第二レンズに平凸レンズを用いたコリメート光学系を採用している。なお、このモジュールでは、光ファイバとして偏波面保存ファイバを使用している。

3.2 PDプリアンプモジュール

図7及び図8に、開発したPDプリアンプモジュールの外観及び内部構造をそれぞれ示す。パッケージ部の外形寸法は、(W)5.1×(D)7.5×(H)7.2(mm)である。光受信器の受信特性は、電磁干渉などの外部ノイズに大きな影響を受ける。このため、PDプリアンプモジュールの電気信号出力部は、フィードスルーによる差動結合線路とし、共通モードノイズ耐力の向上を図っている。なお、モジュールの差動結合線路は、ワイヤ又はリボンにより、光受信器のマザーボードと接続される。

モジュールに内蔵しているPDは、当社で開発した導波路型のPD⁽⁴⁾であり、高速な応答特性と高い受光感度の両

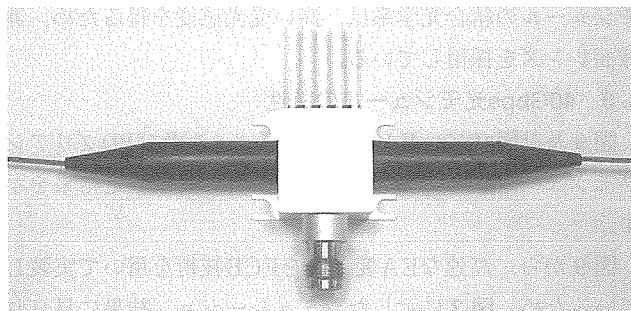


図 5. EA変調器モジュールの外観

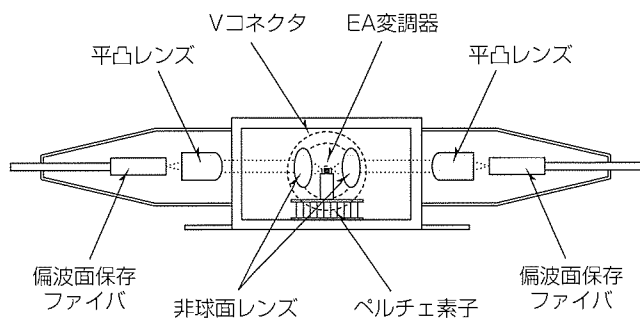


図 6. EA変調器モジュールの内部構造

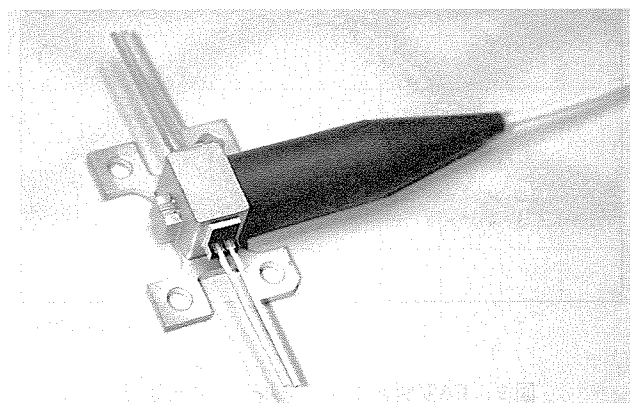


図 7. PDプリアンプモジュールの外観

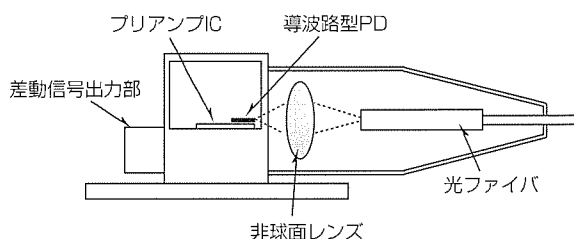


図 8. PDプリアンプモジュールの内部構造

立が可能である。また、プリアンプICには、高速かつ高感度な特性が得られるInP HBTプロセスを適用している。2章で述べたように導波路型PDはFCB技術によってプリアンプIC上に直接実装しているため、PD素子とプリアンプICの特性を劣化させずにモジュール化を行っている。

モジュールの結合光学系は、高い受光感度を得るため、非球面レンズを採用している。

3.3 40Gbps光モジュールの特性

図9及び図10に、EA変調器モジュール及びPDプリアンプモジュールからの40Gbps信号の出力波形測定結果を示す。

図9から、高速なEA変調器をFCB技術を用いて実装しているため、図2に示したシミュレーション結果に見られるようなオーバーシュートはなく、良好な光波形が得られていることが分かる。

また、図10から、高速なPD及びプリアンプICをFCB技術を用いて実装しているため、図4に示したシミュレーション結果に見られるようなオーバーシュート及びアンダーシュートは観測されず、良好なアイ開口が得られていることが分かる。

表1に、今回開発した40Gbps伝送用光モジュールで得られた主な特性を示す。40Gbps光通信システムに十分適用できる良好な特性が得られた。

表1. 40Gbps伝送用光モジュールの主な特性値

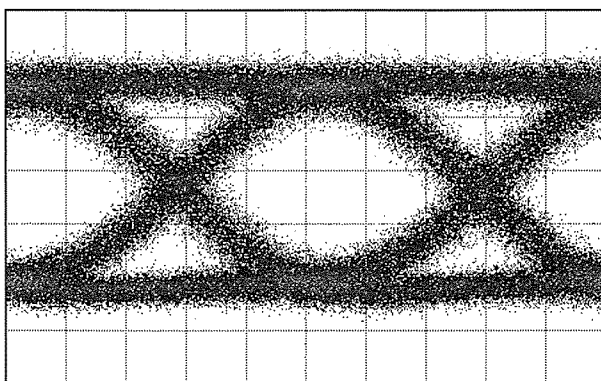
項目	条件	特性値
EA変調器モジュール		
動作波長		1.55 μ m帯
挿入損失 (dB)	CW, $V_{EA}=0V$	8
DC消光比 (dB)	$V_{EA}=0\sim-2V$	15
周波数応答特性 (GHz)	-3dB	40
ベルチェ電圧 (V)	$T=-20\sim+70^{\circ}C$	<2
ベルチェ電流 (mA)	$T=-20\sim+70^{\circ}C$	<1
動作温度範囲 ($^{\circ}C$)		-20 \sim +70
PDプリアンプモジュール		
動作波長		1.55 μ m帯
受光感度 (A/W)	CW	0.8
最小受信感度 (dBm)	40Gbps, NRZ	-11
トランスインピーダンス (dB Ω)	$P_{in}=-10dBm$	51
動作温度範囲 ($^{\circ}C$)		-20 \sim +70

4. む す び

次世代大容量光通信システムである40Gbps伝送用に、EA変調器モジュール及びPDプリアンプモジュールの開発を行った。光デバイスの電氣的な接続にFCB技術を適用したことにより、寄生インダクタンスによる波形ひずみを抑圧し、良好な出力波形を得た。

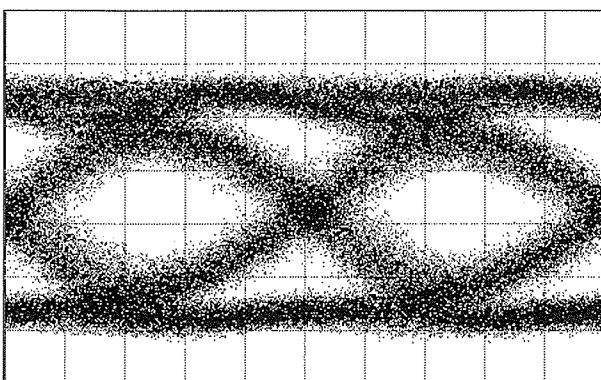
参 考 文 献

- (1) Miyahara, T., et al.: High-speed Electroabsorption (EA) Modulator Modules using the Flip-chip Bonding (FCB) Technique, OFC2001, WDD67(2001)
- (2) 野田雅樹, ほか: 40Gbit/s PDプリアンプモジュール, 2001年電子情報通信学会エレクトロニクスソサイエティ大会, C-3-57(2001)
- (3) Takagi, K., et al.: Highly Reliable 40Gb/s Electroabsorption Modulator grown on InP:Fe Substrate, OFC2001, MJ 2 (2001)
- (4) Aoyagi, T., et al.: Subnanoamperes Dark Current and High-efficiency Waveguide Photodiodes with 32-GHz Bandwidth buried with Fe-doped Indium Phosphide, OFC97, 37~38(1997)



時間 (5ps/div)

図9. EA変調器モジュールの出力光波形



時間 (5ps/div)

図10. PDプリアンプモジュールの出力電気波形

Er 添加光ファイバアンプ 励起用980nm半導体レーザー

嶋原君男*
川崎和重**
山村真一*

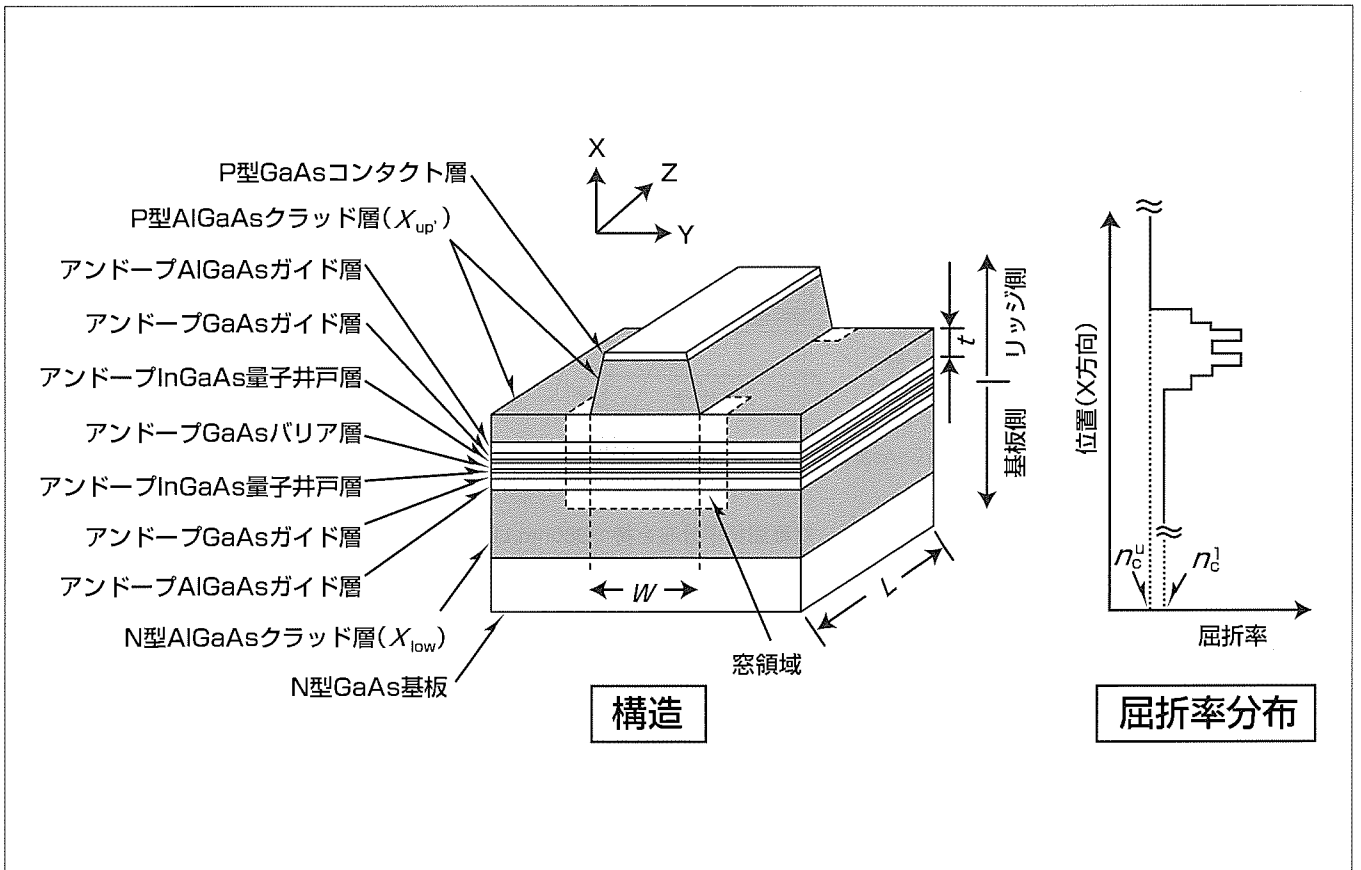
要旨

インターネットを中心としたデータ通信容量の急激な拡大に対応するため、WDM(Wavelength Division Multiplexing)伝送方式の実現が加速している。WDM伝送方式においては、Er添加光ファイバアンプ(Erbium Doped Fiber Amplifier:EDFA)を用いて、光信号を光のまま直接増幅する光直接増幅方式が採用される。チャンネル数の増加に伴い、EDFAの高出力動作が必要となる。このEDFA出力向上には、励起光源である980nm半導体レーザー(Laser Diode:LD)の出力向上のみならず、出力ビームのアスペクト比低減が重要である。

一般に、LDのアスペクト比を低減するには結晶成長方向(垂直方向)の光閉じ込めを小さくする方法が採られるが、この方法では、結晶成長方向に対して垂直方向(水平方向)の屈折率差が大きくなり、キンクレベル低減を引き

起こす高次モードが発生しやすくなる。

今回開発した980nm LDは、アスペクト比低減とキンクレベル向上といった一見相容れない要求を満足させるため、リッジ型半導体レーザーにおいて、基板側クラッド層の屈折率をリッジ側クラッド層よりも高くした構造としている。この構造により、キンクレベル650mW以上、アスペクト比2.5以下といった今までにない良好な特性が実現できた。また、この980nm LDは、端面近傍をシリコン注入による窓構造としているので、端面劣化(Catastrophic Optical Damage:COD)がなく、信頼性の高い動作が可能となる。以上から、この980nm LDを用いることで、980nm LDモジュールの出力向上、ひいてはEDFAの出力向上が期待できる。



EDFA励起用980nm LDの構造図

今回開発した980nm LDは、基板側クラッド層(N型AlGaAs)の屈折率をリッジ側P型クラッド層(P型AlGaAs)よりも高くした構造を持っている。この構造により、光強度分布は、基板側に拡大するとともに、そのピーク位置は基板側にシフトする。このため、光強度分布拡大によるアスペクト比の低減とリッジ部での屈折率差低減によるキンクレベル向上の両立が可能となった。また、端面近傍にシリコン注入による窓構造を形成することで、端面劣化のない良好な特性を実現した。

1. ま え が き

EDFAの出現は、大都市間や大陸間といった幹線系の大容量通信を可能にしている。

また、更なる通信容量増大に対応するためWDM伝送方式⁽¹⁾の実現が加速しつつあり、そのためには、EDFAの高出力化が強く望まれる。この高出力EDFAを実現するには、励起光源である980nm LDの高出力化及び高性能化が必ず(須)である。

そこで、本稿では、980nm LDのキンクレベル向上とアスペクト比低減の両立を可能とする非対称屈折率分布を新たに提案することによる高性能化、及び長共振器長の採用による高出力化について述べる。

2. 対称屈折率分布を持つ980nm LD

2.1 LD 構造

従来の対称屈折率分布を持つ980nm LDを図1に示す。N型AlGaAsクラッド層のAl組成比とP型AlGaAsクラッド層のAl組成比は同じ値であるため、屈折率も同一となる。このため、リッジ中央部のX方向屈折率分布は、同図に示すように、活性層(正確には、活性層間のバリア層)を中心にして対称形となる。また、横モード制御は、リッジ幅(W)及び残し厚(t)で特徴づけられるリッジ構造で行う。

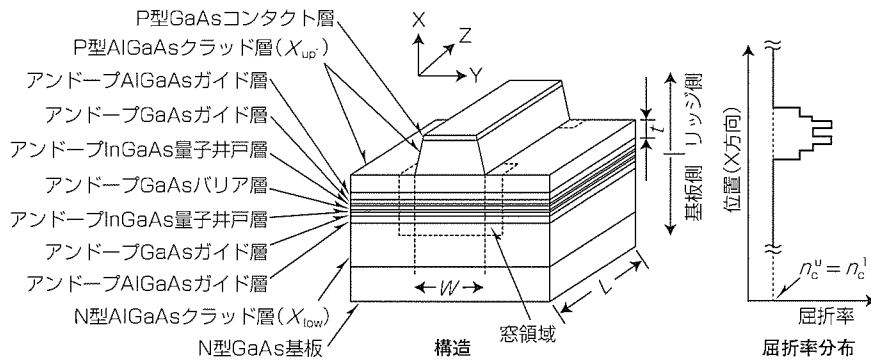


図1. 対称屈折率分布を持つ980nm LD

さらに、この980nm LDは、端面近傍にシリコン注入による窓構造を採用しているため、CODを防止することが可能である。

2.2 特 性

光出力-電流(P-I)特性及び遠視野像(FFP)を図2に示す。最大光出力は約400mWであり、キンクレベルは350mW程度である。一方、垂直方向FFPの半値全幅は31.5°と広いため、水平方向に対する比であるアスペクト比は3.7と大きくなっている。このため、80%以上の結合効率で光ファイバと結合させることは困難である。

アスペクト比を低減する方法として、クラッドを二重にする方法が提案されている⁽²⁾。

クラッド層を二重とすることで垂直方向に光強度分布を拡大し、ひいてはFFPにおけるビーム広がりを低減するものである。ガイド層厚を薄くしても同様な効果が得られるので、従来のガイド層厚を1/3にしたものを試作した。結果を図3に示す。垂直方向FFPの半値全幅は26.3°と5°以上低減することができ、アスペクト比は2.4と非常に小さなものが得られた。ただし、キンクレベルは170mWと極端に低下した。この原因を明らかにするため、1次モードのカットオフ条件を、リッジ幅(W)と残し厚(t)の関数として等価屈折率法によって求めた。図4において、破線及び実線は、それぞれ、従来ガイド層厚仕様及びガイド層

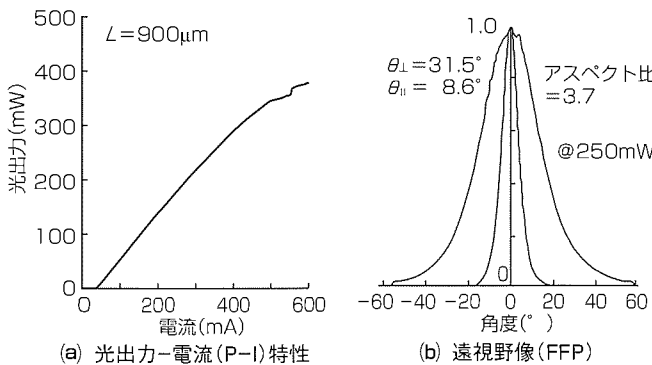


図2. 対称屈折率分布を持つ980nm LDの特性

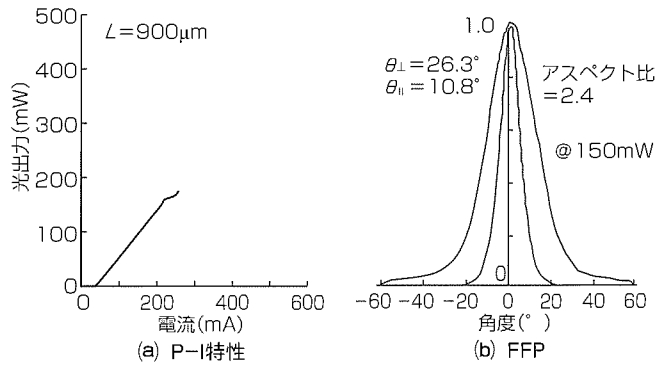


図3. 対称屈折率分布(ガイド層薄層化)を持つ980nm LDの特性

を薄くした仕様における1次モードのカットオフ条件を示すものである。つまり、破線又は実線の下側では基本モードのみが、上側では1次モード以上の高次モードが許容される。試作素子のリッジ幅 W 及び残し厚 t はそれぞれ $3.5\mu\text{m}$ 及び $0.41\mu\text{m}$ であり、従来仕様は基本モード領域内にあるが、ガイド層薄層仕様は高次モード領域内となる。このため、基本モード以外の高次モードが発生し、キンクレベル低下を引き起こしたものと考えられる。

3. 非対称屈折率分布を持つ980nm LD

3.1 LD構造

従来の対称屈折率分布構造では、キンクレベル向上とアスペクト比低減の両立を図ることは本質的に難しいことが明らかになった。これは、垂直方向に光強度分布を対称に拡大した場合に、リッジ部分の屈折率の影響を受けやすくなり、水平方向の高次モードが発生しやすくなることに起因する。基板側にも光強度分布の拡大が可能ならば、アスペクト比低減とキンクレベル向上の両立を図ることが可能となる。

図5は、アスペクト比低減とキンクレベル向上の両立を

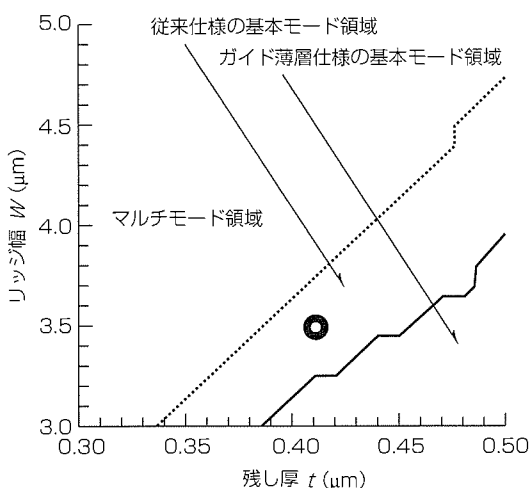


図4. 1次モードカットオフ条件(対称屈折率分布)

図るために基板側クラッド層の屈折率をリッジ側クラッド層よりも高くした非対称屈折率分布を持つ980nm LDである。基本構図は従来仕様と同じであり、N型クラッド層のAl組成比 X_{low} をP型クラッド層のAl組成比 X_{up} よりも小さくすることで屈折率分布の非対称性を実現する。

図6は、基板側クラッド層の屈折率をリッジ側クラッド層に比べて0.029高くした場合の1次モードカットオフ条件を示す図である。従来仕様の対称形に比べて、基本モード領域が大幅に拡大していることが分かる。したがって、駆動中の発熱によって屈折率が上昇しても高次モード発生までに余裕があり、キンクレベル向上が期待できる。また、基板側クラッド層の屈折率を高くしていることで、光強度分布が基板側に拡大することでビーム広がりが抑制でき、結果としてアスペクト比低減が可能と考えられる。

3.2 特性

従来の対称屈折率分布構造素子と比較するため、共振器長 $900\mu\text{m}$ の場合のP-I特性及びFFPを図7に示す。キンクレベルは 400mW であり、従来仕様の対称形に比べて10%以上の改善を図ることができた。しきい値電流は同程度で

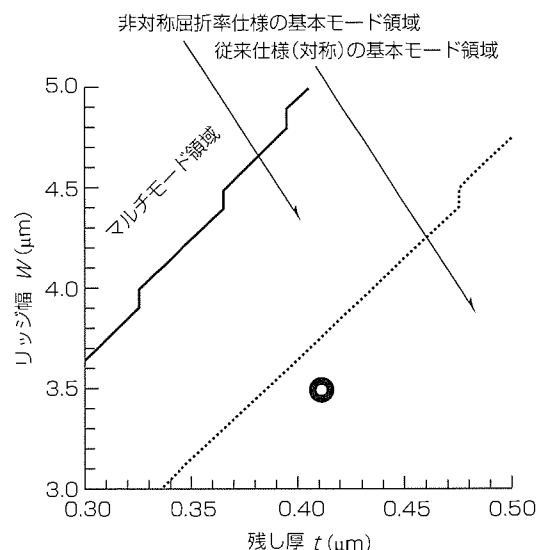


図6. 1次モードカットオフ条件(非対称屈折率分布)

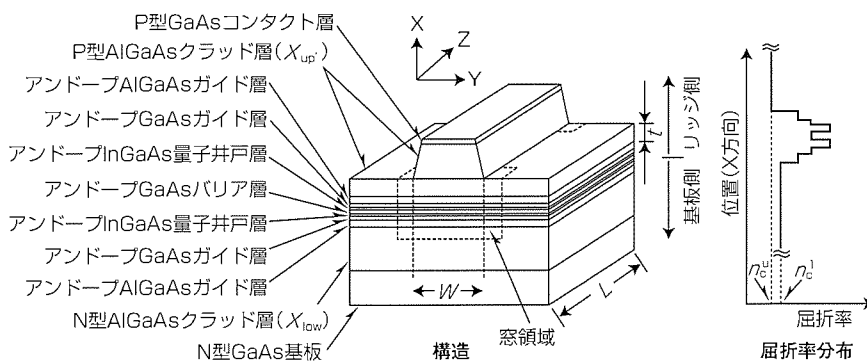


図5. 非対称屈折率分布を持つ980nm LD

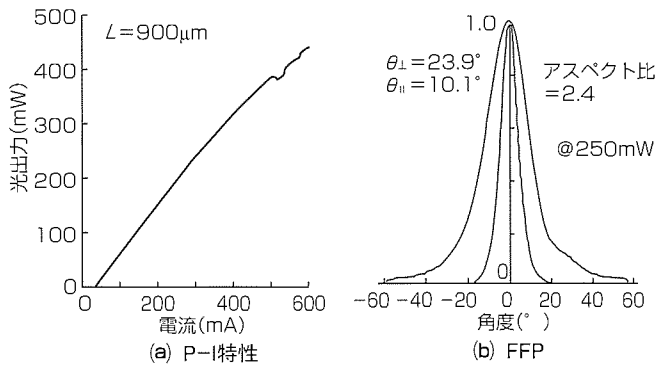


図7. 非対称屈折率分布を持つ980nm LDの特性 I
(共振器長： $L=900\mu\text{m}$)

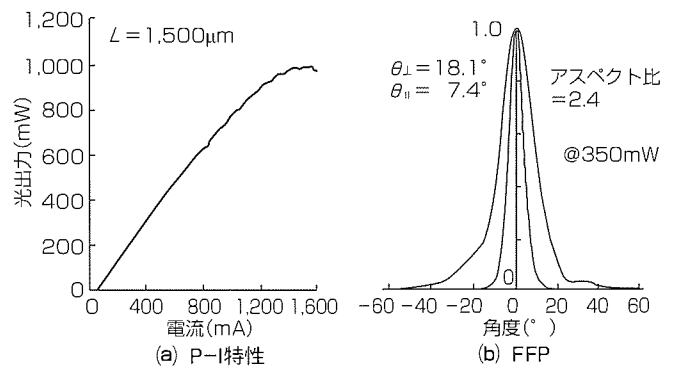


図8. 非対称屈折率分布を持つ980nm LDの特性 II
(共振器長： $L=1,500\mu\text{m}$)

あるが、効率は非対称屈折率分布構造素子の方が高くなる。これは、光強度分布を基板側に拡大することで、フリーキャリア吸収の主因であるP型クラッド層の影響が低減したからと考える。垂直方向FFPの半値全幅は 23.9° と対称構造に比べて 7° 以上小さくでき、アスペクト比は2.4と小さくなった。発熱による光出力飽和レベルを改善するために共振器長を $1,500\mu\text{m}$ と長くした素子の特性を図8に示す。1,000mW近い最大光出力及び650mW以上のキंकレベルが実現できた。一方、アスペクト比は2.4と小さい値が可能となった。

4. む す び

EDFA励起用980nm LDの高性能化及び高出力化を図った。前者に関しては、非対称屈折率分布構造を新たに提案してキंकレベル向上とアスペクト比低減の両立を図ることで実現し、後者に関しては、長共振器長による光出力飽

和レベル上昇で対応した。その結果、共振器長 $1,500\mu\text{m}$ において、キंकレベル650mW以上、アスペクト比2.5以下という優れた特性を達成した。また、この980nm LDは、端面窓構造を採用しているため、COD劣化がなく、高信頼性が期待できる。今後、海底用として使えるレベルの高信頼度を確認していく。

参 考 文 献

- (1) Takeka, N., et al.: 40W DM 2.5Gbit/s Transmission over 12,000km using Widely Gain-flattened Low-noise 980nm-pumped EDFAs, *Electron. Lett.*, **34**, No.4, 381~382(1998)
- (2) Sugo, M., et al.: Development of 1.02μm Pump Laser Diodes, *OSA TOPS on Optical Amplifiers and Their Applications*, **5**, 101~104(1996)

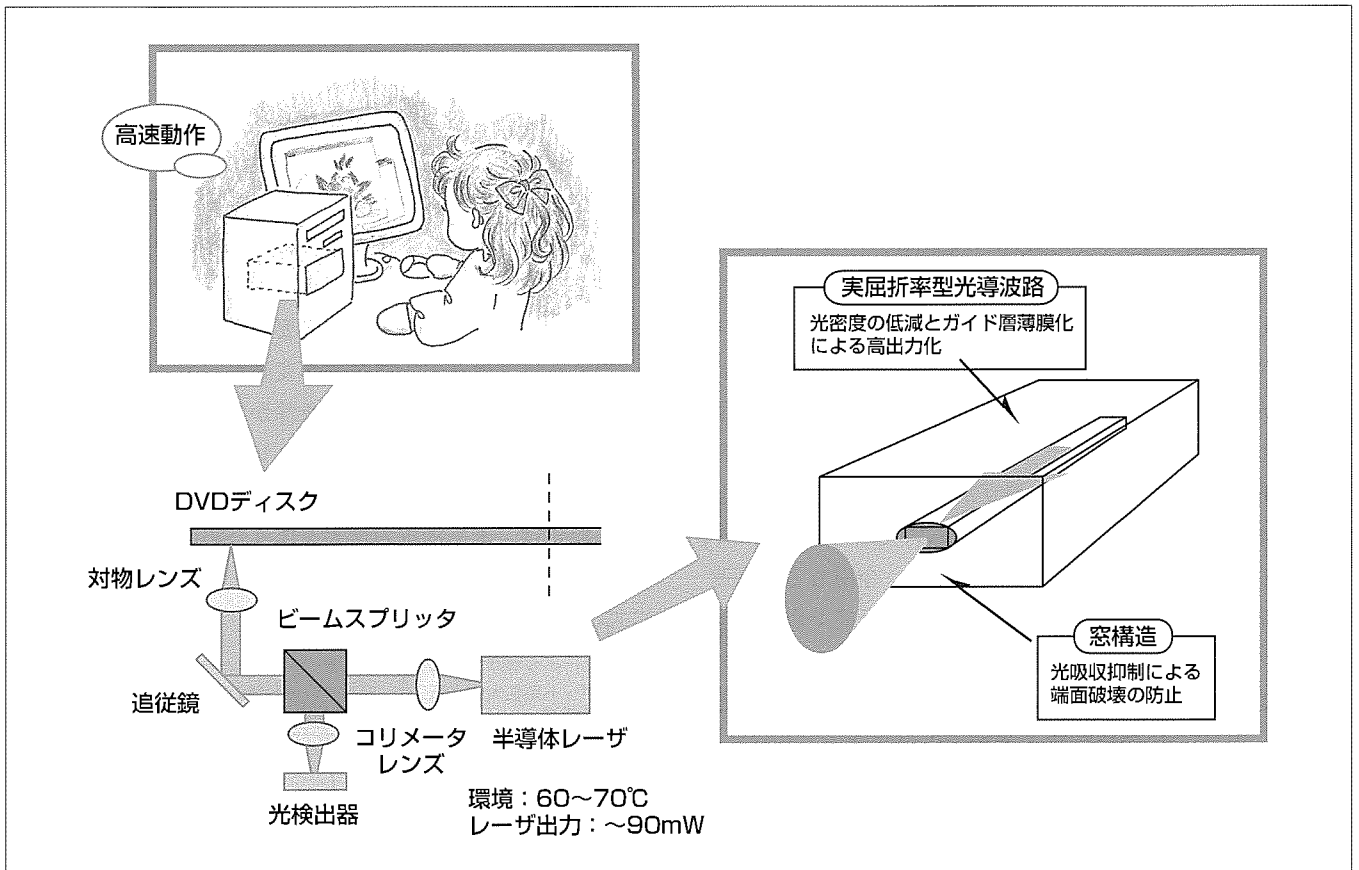
DVD-R/RW/RAM用 赤色低電流高出力レーザ

佐々木素子*
宮下宗治*
坂本善史**

要旨

近年、パソコン用外部記憶装置として、大容量かつ可搬性のある記録可能な光ディスクシステムが急激に普及してきている。今年に入り静止画から動画への移行など取り扱う情報の更なる大容量化傾向が顕著となり、CD-R/RWよりも高密度記録ができるDVD(Digital Versatile Disc)-R/RW/RAMが注目されてきている。現在は、第一世代(容量2.6Gバイト)のDVD-RAMに替わって、第二世代(容量4.7Gバイト)のDVD-R/RW/RAMが製品化されている。DVD-R/RW/RAM装置用光源として赤色半導体レーザが使用される。光ディスクシステムの小型化や携帯用のために赤色半導体レーザには低消費電力化が求められており、また書き込み速度の高速化のために高出力化・高速応答性も要求されている。

三菱電機では、低消費電力化の要求にこたえるために、実屈折率型ガイド型構造を用いて低電流動作を実現したML1××16シリーズを開発し製品化した。今回新たに、書き込み速度高速化要求にこたえるために、更なる高出力動作が可能でかつ高速応答性を両立した赤色半導体レーザを開発した。当社独自の選択的亜鉛拡散法によって端面窓構造を形成するとともに、リッジ幅の狭幅化と光密度低減により、70℃、90mWの高出力動作を可能とした。また、ECR(Electron Cyclotron Resonance)ドライエッチングとウェットエッチングを併用して垂直性の高いリッジ形状を作製することにより、素子抵抗の高抵抗化を防止し t_r/t_f が1ナノ秒以下の高速応答性を実現した。



DVD-R/RW/RAMの光ピックアップと半導体レーザ

作業を快適に行うため、書き込み速度の高速化が望まれている。高速化を実現するためには、ピックアップに搭載されている赤色半導体レーザの高出力化が必要となる。

1. ま え が き

パソコンやインターネットの普及に伴い、静止画や動画などの大容量情報を取り扱う機会が爆発的に増えている。これに伴い、パソコン用外部記憶装置として、大容量かつ可搬性のある記録可能な光ディスクシステムが急激に普及してきている。光ディスク装置としては1990年代半ば以降に650Mバイトの容量を持つCD-R/RW装置が普及したが、パソコンユーザーの取り扱う情報量は増加の一途をたどり、更なる大容量の記録装置が強く求められている。また、民生機器としては、時間差再生など従来のVTRでは実現不可能な機能を持つ光ディスクレコーダも有望な市場に成長しつつある。これらの用途に適合する光ディスクシステムとして、4.7Gバイトの容量を持つDVD-R/RW/RAMシステムが活発に開発され製品化されている。大容量の情報を快適に操作するためにはデータ記録速度の向上が不可欠であり、製品差別化戦略として記録速度の高速化開発が加速している。

DVD-RW/RAMは相変化によって、DVD-Rは色素層を破壊することによってピットを形成することで記録を行う。いずれの方式においても、情報記録は赤色レーザ光の照射によって行われる。書き込み速度の高速化に伴いピット形成に要する時間が短くなるため、光源の半導体レーザに必要とされる光出力は大きくなる。一般に1倍速の装置ではパルス50mW、2倍速では同70mW、4倍速では同90mW程度の出力が必要とされている。

三菱電機では、4.7Gバイト DVD-R/RW/RAM用として、ML1××8シリーズ(光出力CW40mW, パルス60mW)、ML1××14シリーズ(光出力CW50mW, パルス70mW)⁽¹⁾を開発し市場に投入してきた。さらに、近年の省スペース化・小型化による動作環境の高温化のために発生する消費電力増大の問題や携帯用の要求から、従来のロスガイド型構造(光吸収によってモードを安定させる導波路構造)に替えて光吸収の少ない実屈折率型ガイド型構造を採用し、低電流動作を実現したML1××16シリーズ(光出力CW50mW, パルス70mW)⁽²⁾⁽³⁾を開発し製品化した。今回さらに高速化に対応するために、更なる高出力動作が可能でかつ高速応答性の両立した赤色半導体レーザを開発した⁽⁴⁾。当社独自の選択的亜鉛拡散法によって端面窓構造を形成するとともに、リッジ幅の狭幅化と光密度低減によって70℃、90mWの高出力動作を可能とした。また、ECRドライエッチングとウェットエッチングを併用して垂直性の高いリッジ形状を作製することにより、素子抵抗の高抵抗化を防ぎ、立ち上がり・立ち下がり時間が1ナノ秒以下の高速応答性を実現した。

本稿では、この650nm帯DVD-R/RW/RAM用赤色低動作電流・高出力半導体レーザの特性について述べる。

2. 素子構造設計

ML1××16シリーズと同様に低電流動作を実現するために実屈折率ガイド型のリッジ導波路構造を採用し、今回さらに高出力化を図った。図1に高出力化への課題とそれに対する対策を示す。高出力化を実現するためには、COD (Catastrophic Optical Damage: レーザ端面の溶融破壊) レベルの向上、キンク(モード変化などによる光出力-電流特性の折れ曲がり)レベルの向上と温度特性の改善が必要となる。

CODレベルの向上のために、量産品に適用し実績のある選択的亜鉛拡散法によって作製した窓構造を採用した。さらに、ガイド層を薄膜化することにより、活性層の光密度を低減し、CODレベルの向上を図った。

キンクの発生は、高出力化に伴う光密度の増大によって空間的ホールバーニング(光子密度の高いリッジ中心部で誘導放出によって注入キャリア密度の増加が抑えられ、光出力の増大に伴ってリッジ中央部のキャリア密度が相対的に低下する現象)が顕在化し、横モードが不安定になることが一因として挙げられる。そこで、今回は、ガイド層を薄くすることによって活性層の光のしみ出しを大きくし、光スポット径を大きくすることによって活性層の光密度を低減し、キンクレベルの向上を図った。また、リッジ幅を狭くすることによって利得を均一化し、空間的ホールバーニングを抑制することでキンクレベルの向上を図った。リッジの狭幅化は、高次モードの発生によるキンク抑制にも効果がある。図2に、リッジ幅とクラッド層厚をパラメータとしたときのカットオフ条件の計算結果を示す。基本モードを得るためにはグラフのカットオフ曲線よりも上の領域にデザインポイントをとる必要があるが、光出力が増大したときには発熱等で屈折率が変動し、カットオフ曲線が上方に移動する。カットオフ条件からのマージンを大きくとり高次モード発生によるキンクレベルを向上させるために、リッジ幅の狭幅化を図る設計とした。ただし、リッジの狭幅化は、素子抵抗の増大を伴うためにリッジ幅を余り

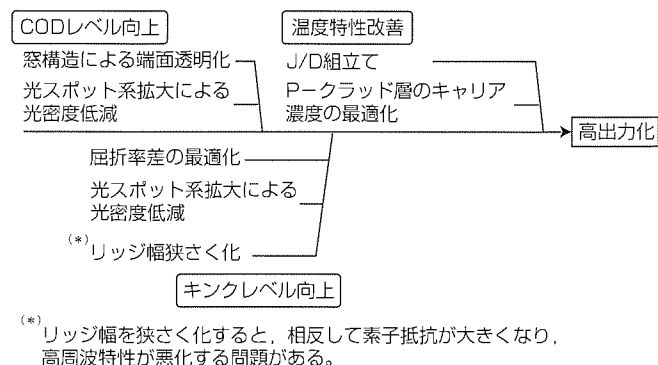


図1. 高出力化への課題と対策

狭くできないこと、また屈折率差が小さくなると注入キャリア密度が高いため屈折率が減少して発生する反導波現象を抑えるために屈折率を 1×10^{-3} 以上にする必要があることから、デザインポイントをクラッド層は $ML1 \times \times 16$ シリーズと同じ $0.4\mu\text{m}$ とし、リッジ幅を $2.6\mu\text{m}$ と狭幅化した。

また、リッジの狭幅化による素子抵抗の増大を抑えるため、ECRドライエッチングとウェットエッチングを併用してリッジ形成を行った。この方法により、図3の(b)のように垂直性の高いリッジ形状を得ることができ、横モードに影響の大きいリッジすそ(裾)幅をウェットエッチングのみで形成した従来のリッジ形状(図の(a))と比較して狭くすることと素子抵抗増大の抑制を両立させた。

図4に今回開発したレーザの素子構造の詳細を示す。リッジの両脇に溝を形成したダブルチャンネル型のリッジ導波路型構造となっている。端面には、COD対策として、選択的亜鉛拡散法によって窓構造を形成している。活性層にはTQW(Triple Quantum-Well)構造を適用し、光の閉じ

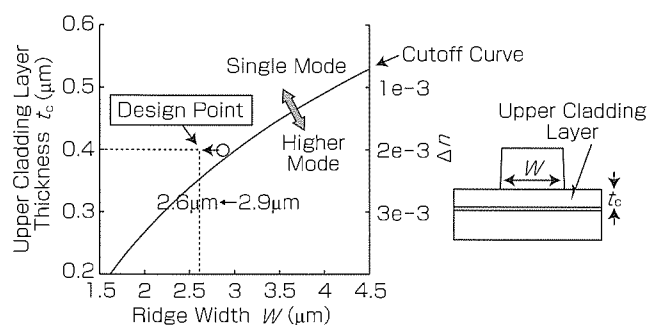


図2. カットオフ条件

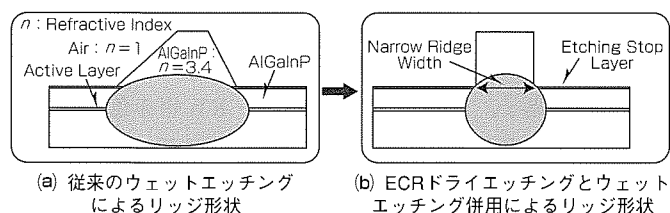


図3. 従来と今回のリッジ形状の違い

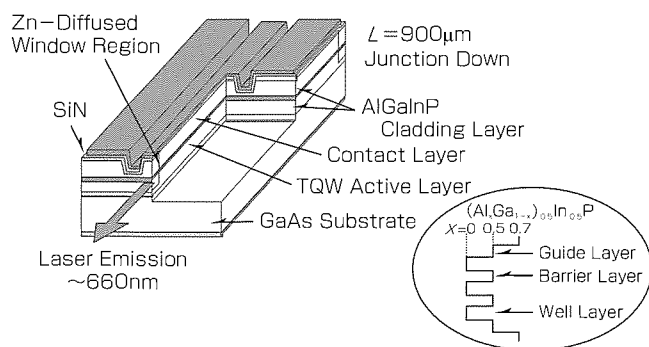


図4. 素子構造

込めを低減させるためにガイド層の薄膜化を行っている。レーザのチップ共振器長は $900\mu\text{m}$ とし、前端面と後端面にそれぞれ低反射膜コーティング、高反射膜コーティングを施して素子内部の光を効率良く取り出せる構造としている。素子はJ/D(Junction Down)で、 5.6ϕ キャンパッケージに組み立てた。

3. 素子特性

図5に今回開発したリッジ導波路型高出力LDの室温での光出力-電流特性を示す。ガイド層の薄膜化とリッジ幅の狭幅化による空間的ホールバーニング抑制及び高次横モード発生抑制により、キンクレベルが 128mW と、従来のキンクレベル 96mW に比較し30%向上と飛躍的に改善された。なお、しきい値は 43mA 、光出力 90mW のときの動作電流は 126mA であった。端面窓構造の採用によって光出力-電流特性は高動作電流において熱飽和を示し、CODは生じていない。

図6に光出力-電流特性の温度依存性を示す。一般的な動作環境である 25°C から 70°C において、 100mW まで直線性の良好な光出力が得られている。

図7にビーム遠視野像のパワー依存性を示す。 50mW 動作時において、活性層に対して垂直方向のビーム広がり角

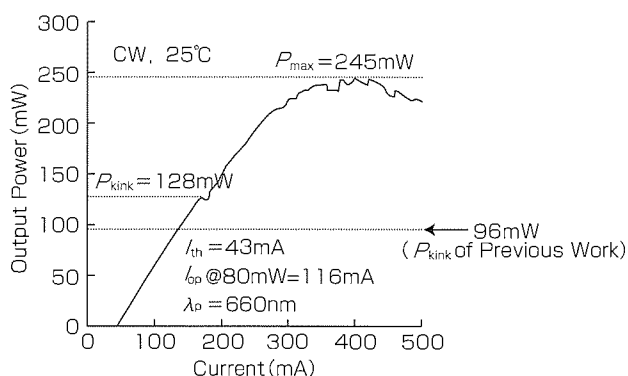


図5. 光出力-電流特性

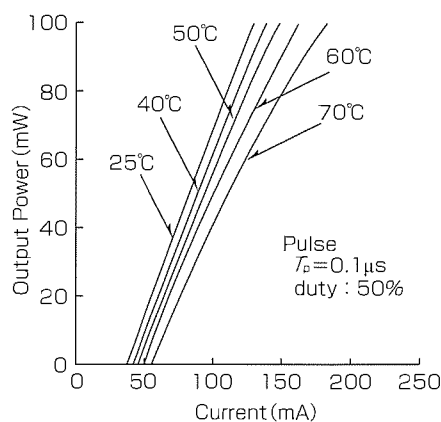


図6. 光出力-電流特性の温度依存性

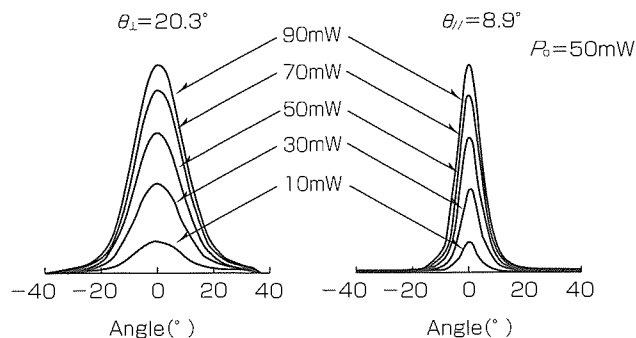


図7. ビーム遠視野像のパワー依存性

θ_{\perp} は 20.3° 、平行方向のビーム広がり角 θ_{\parallel} は 8.9° であった。この値は光ピックアップの光学部品との結合において十分高い結合効率を得られる特性である。また10mWから90mWまで遠視野像の振れはなく、安定した横モードが得られていることが分かった。

図8に、今回開発したリッジ導波路型LDのベースパワー30mW、ピークパワー80mW、パルス幅5ナノ秒で駆動したときのパルス応答特性を示す。ECRドライエッチングの適用によってリッジの狭幅化と素子抵抗の増大抑制を両立した結果、立ち上がり時間900ピコ秒、立ち下がり時間750ピコ秒の高速応答特性を得ることができた。

図9に、 70°C 、90mWパルス動作における通電試験の結果を示す。1,000時間まで劣化がなく安定な動作が確認できた。

4. む す び

今回新たに、書き込み速度高速化要求にこたえるために、更なる高出力動作が可能かつ高速応答性を担保したリッジ導波路型赤色半導体レーザを開発した。当社独自の選択的亜鉛拡散法によって端面窓構造を形成するとともに、リッジ幅の狭幅化と光密度低減によって 70°C 、90mWの高出力動作を可能とした。また、ECRドライエッチングとウェットエッチングを併用して垂直性の高いリッジ形状を作製することにより、素子抵抗の高抵抗化を防止し、 t_r/t_f が1ナノ秒以下の高速応答性を実現した。通電試験において 70°C 、90mWのパルス動作で1,000時間の安定動作を確認しており、十分な信頼性を持っている。

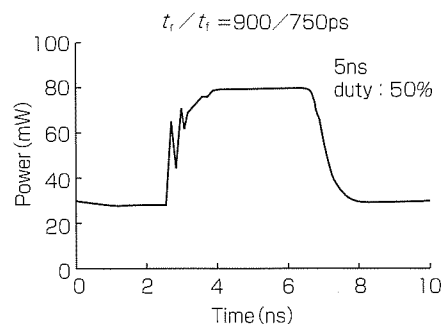


図8. 高速応答特性

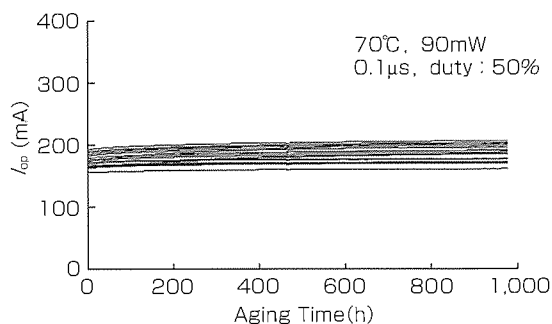


図9. 信頼性結果

今後の動向として更なる高出力化が求められると考えられるが、市場の要求に対応し開発を進めていく考えである。

参 考 文 献

- (1) 坂本善史, ほか: DVD-RAM用650nm帯70mWレーザ, 三菱電機技報, **73**, No.7, 525~528 (1999)
- (2) 宮下宗治, ほか: DVD-RAM用実屈折率型高出力・低動作電流レーザ, 2000年春季第47回応用物理学関係連合後援会予稿 (2000)
- (3) 加藤素子, ほか: DVD-RAM/RW用赤色低動作電流・高出力半導体レーザ, 三菱電機技報, **74**, No.6, 389~392 (2000)
- (4) Miyashita, M., et al.: High-Power Operation of Low-Operating-Current 660nm Laser Diodes for DVD-RAM/RW, OECC/IOOC 2001 Technical Digest, 543~544 (2001)

超高速光スイッチに向けた 高非線形半導体材料

秋山浩一*
富田信之**
井須俊郎**

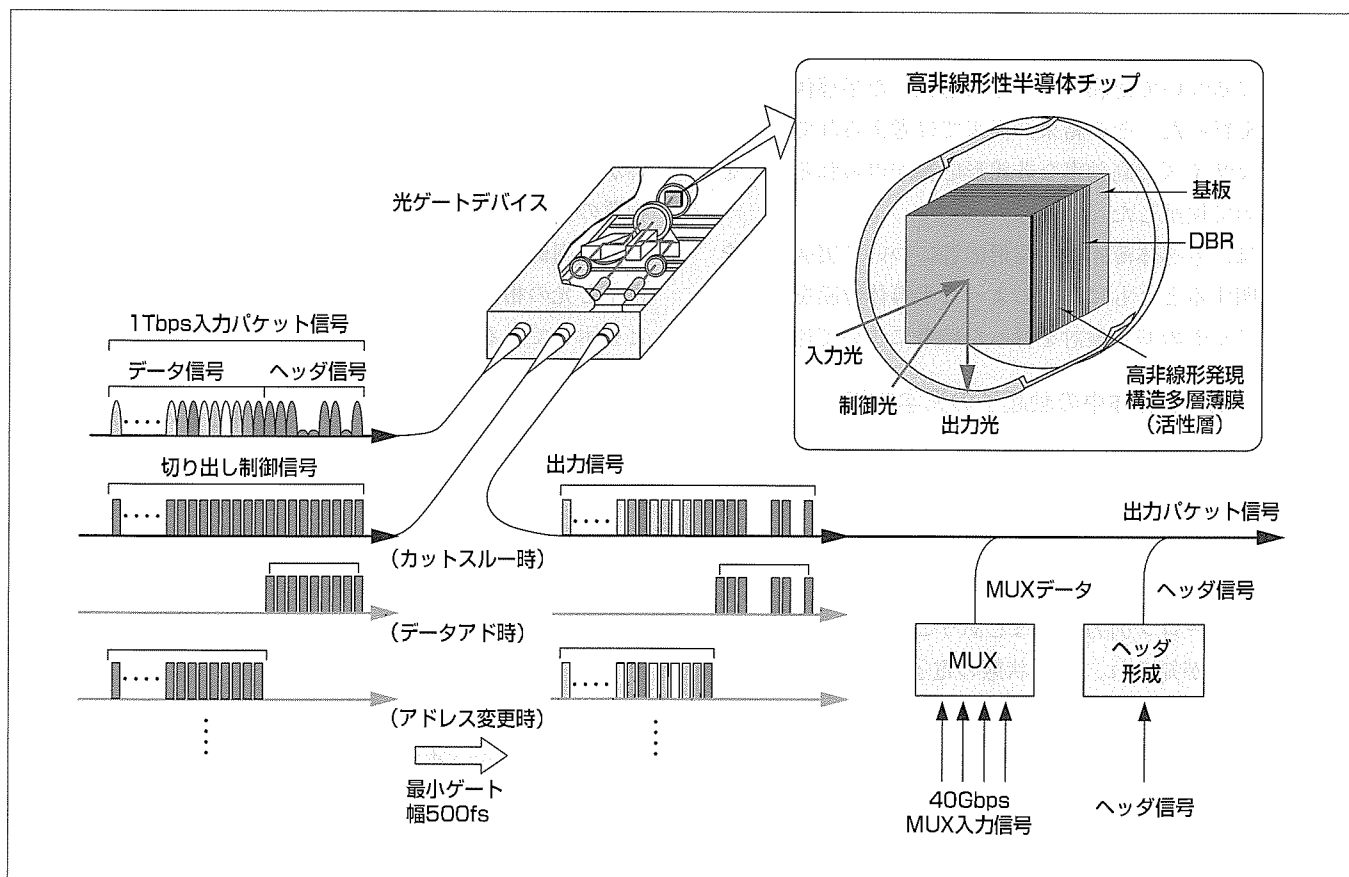
要旨

インターネットの急激な普及に伴い、光通信ネットワークシステムの大容量化が急速に進展している。このような大容量化に対応するため、システムを構成するデバイスは高速で動作することが要求されており、近い将来、超高速デバイスを使ったTbps級のシステムが実現されるものと考えられる。このような超高速デバイスとして、光の入出力関係を光で制御する“全光型スイッチ”の実用化が期待されている。

新エネルギー・産業技術総合開発機構(NEDO)の委託研究“フェムト秒テクノロジーの研究開発”に参加している三菱電機は、超高速全光スイッチを目指して、半導体の非線

形光学応答を超高速高効率化する研究を進めている。これまでに、半導体の非局所光学応答の理論を用いることによって適正な半導体薄膜構造を設計・作製し、非常に大きな非線形光学応答が得られることの検証、さらには、この効果を利用した超高速で高効率な全光型スイッチ動作の確認に世界で初めて成功した。今回得られた結果は、光デバイス開発のための物質開発における新たな指導原理を与えるものである。

本稿では、半導体の非局所応答について簡単に説明した後、これまでに得られた実験結果を中心に述べる。



高非線形半導体を用いた超高速ゲートデバイスのイメージ

将来の大容量光通信ネットワークで予想される1 Tbps級の光パケットシステムを示す。このようなシステムには超高速で動作するゲートデバイスが必要になるが、これには全光型スイッチが用いられる。

1. ま え が き

ここ十年におけるモード同期固体レーザーの急速な進歩により、現在では10fs (fs = 10⁻¹⁵s) の超短光パルスの発生・制御が比較的容易に行えるようになってきている。このような超短パルス技術の様々な応用が期待される中で、NEDOの“フェムト秒テクノロジーの研究開発”では、従来のエレクトロニクス技術における速度限界を超えかつ新機能性を包含する超高速エレクトロニクス技術の実現のため、フェムト秒パルスを使った応用研究が積極的に進められている。このプロジェクトにおいて、三菱電機では、将来の大容量光通信ネットワークに必要な不可欠な超高速光スイッチの研究を行っている。この光スイッチは信号光の入力に対する出力を光で制御する全光型であり、電気回路に付随するRC時定数に律速されない超高速応答が期待される。

全光型スイッチの実用化には、高効率な非線形光学応答を示す材料開発がコア技術となる。現在まで様々な材料が提案されているが、通信波長、材料の信頼性、コストなどの点から、Ⅲ-V族化合物半導体が有力な候補として研究が進められている。しかし、全光型スイッチの実現には、非線形応答の更なる高効率化が必要である。そこで今回、新たな視点からのアプローチとして、従来近似的に扱われていた電子と光の相互作用を改めて見直した理論に着目し、その理論に基づいて薄膜サイズを最適化した半導体薄膜構造の設計を行った。その結果、従来では考えられてこなかったようなサイズで高効率な非線形応答が得られることを世界で初めて検証した。

本稿では、半導体薄膜の非線形応答について実験結果を中心に説明するとともに、このような半導体薄膜を用いた全光型スイッチの基本検討を行った結果について述べる。

2. 半導体中の励起子の光学応答

2.1 励起子の弱い閉じ込めと非局所応答

現在の光デバイスはGaAs, InGaAsなどⅢ-V族の直接遷移型半導体を用いており、そのバンド吸収端付近の光学特性を利用している。バンド吸収端付近で光励起された電子と正孔はクーロン引力を及ぼしあうことから束縛状態を形成することが知られ、この状態の電子-正孔対は励起子と呼ばれている。結晶中の励起子は、不純物やフォノンなどによる散乱が少なければ比較的広い領域に広がっており、特に励起子のボーア半径よりも大きな有限の領域に閉じ込めることにより、重心運動が量子化された状態が形成される(図1)。これは、半導体量子井戸のようなボーア半径(およそ10nm)に比べて狭い領域に閉じ込めるときに、電子と正孔が別々に量子化され、それぞれの準位間で励起子を形成する個別閉じ込めとは異なる量子化状態である。このような重心運動が量子化されるサイズ領域に閉じ込める

ことを“弱い閉じ込め”と呼んでいる。

弱い閉じ込めにおいて閉じ込める領域の大きさを波長程度にすると、励起子による誘起分極 $\mathbf{P}(r, \omega)$ と光の電場 $\mathbf{E}(r, \omega)$ の関係は式(1)のように“非局所的”な形をとる。

$$\mathbf{P}(r, \omega) = \int x^{(1)}(r, r', \omega) \mathbf{E}(r', \omega) dr' \dots\dots\dots(1)$$

ここで積分範囲は励起子の閉じ込め領域であり、感受率 $x^{(1)}(r, r')$ は量子化された重心運動の空間構造を直接反映する。ここで注意すべきことは、電場の空間変動に比べて十分小さい領域に励起子が閉じ込められている場合には $x^{(1)}(r, r', \omega) \sim x^{(1)}(\omega) \delta(r-r')$ となり、(1)式は $\mathbf{P}(r, \omega) = x^{(1)}(\omega) \mathbf{E}(r, \omega)$ のように、一般的に知られた関係になる(長波長近似)⁽¹⁾。弱い閉じ込め系の光学応答を理解するためには、(1)式で決まる誘電分極とMaxwellの方程式を連立させてセルフコンシステントに解くことが必要となる。このような取扱いは“非局所応答理論”と呼ばれ、これまでの研究から線形応答の範囲では概念的にも方法的にも理解されている⁽²⁾。最近になって非局所応答理論が進展し、非線形応答にまで拡張することが可能となった⁽³⁾。この理論の注目すべき結果として、光の波長オーダーのサイズでⅢ-V族化合物半導体の非線形応答が、他のサイズの場合に比べ、特に増大することが挙げられる。このサイズでの非線形応答の増大は、励起子の閉じ込めに関する従来の認識、すなわち励起子をボーア半径よりも小さい領域に閉じ込めることによって振動子強度が増大し大きな非線形応答が得られるとの理論的予測とは全く異なる。このことは、物質の光学応答の物理的な理解を深めるためだけでなく、物質の制御を行い、これを光デバイスへと応用するために、電子と光の相互作用を厳密に考慮することが重要であることを示している。

2.2 GaAs薄膜の線形光学応答

今回、前述した励起子の重心運動閉じ込めによる非線形応答の増大現象を確認するため、半導体成長技術の最も進んだGaAsによる検証を試みた。GaAs励起子のボーア半径がほぼ10nmであるのに対し、非線形信号が増大するサイズは100nm程度であることが非局所応答理論を用いた計算

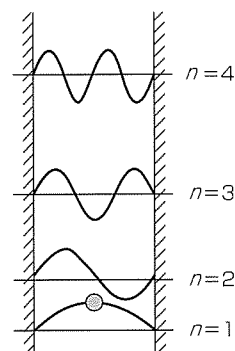


図1. 半導体中励起子の弱い閉じ込め

によって分かった。この計算に基づき、GaAs薄膜構造体を分子線エピタキシ(MBE)法によって作製した。GaAs薄膜構造試料は、高品質GaAs薄膜層を比較的薄い5nmのAlGaAsバリア層で挟んだ構造であり、サイズ依存性の評価のため、GaAs薄膜層の厚さを80~200nmの範囲で変えたものである。

まず、このような薄膜中の励起子物性の評価を行うため、Brewster反射分光法を用いた測定を行った。この分光法では、p偏光の励起光をBrewster角で入射することによってバックグラウンド誘電率に伴う反射が低減されるため、励起子からの信号をS/Nがよく測定することができる。

図2に膜厚110nmのGaAs薄膜の反射スペクトルを示す。測定温度は5Kである。1.515eV付近のピークのほかに、その高エネルギー側に、量子化された重心運動の準位を反映したピークが明りょう(瞭)に観測された。

図3は非局所理論による計算結果であり、半導体の品質の指標となる励起子の緩和定数を $\Gamma=0.05\text{meV}$ 程度とした場合に非常によく実験を再現することが分かった。このことから、得られた試料では、励起子遷移の共鳴線幅が均一幅で支配されているような、極めて高品質な膜であることが確認された。

2.3 GaAs薄膜の非線形光学応答

次に、高品質なGaAs薄膜の非線形応答のサイズ依存性を評価するため、縮退四光波混合(DFWM)実験を行った⁽⁵⁾。評価用光源としてモード同期Ti:sapphireレーザー(パルス幅3.2ps)を用いた。この光源からのパルスを二つに分け、ポンプ光として互いに異なる入射角度(それぞれのkベクトルを k_1, k_2 とする)で同時に試料に照射した。信号光はポンプ光とは異なる $2k_1 - k_2$ 方向に生じるので、その方向に配置した検出器によって信号光強度を測定した。ポンプ光の強度は、励起子の飽和効果が生じないように 5kW/cm^2 とした。DFWM信号の励起エネルギー依存性はいずれの膜厚においても1.515eVで励起光の線幅とほぼ一致するピーク形状をしており、そのピーク値は、図4に示すように、膜厚に大きく依存していることが分かった。特に膜厚110nmの試料の信号強度は他の膜厚の試料と比べて著しく

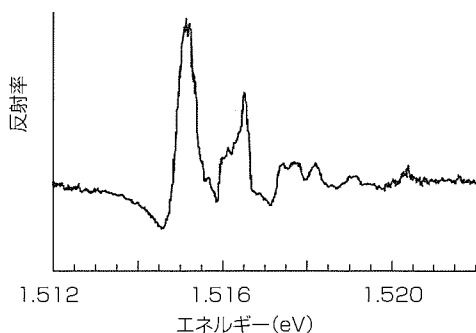


図2. Brewster角反射スペクトル(実験)

増大しており、その強度は、バルク膜と考えられる膜厚1 μm のGaAs膜の25倍であった⁽⁶⁾。この膜厚依存性は、図の実線に示すように、非局所理論に基づく非線形応答の計算結果とよく一致することが確認された。

3. 半導体薄膜構造の光スイッチ特性

前章では、非局所理論に基づきGaAs薄膜のサイズを制御することによって非線形応答が増大することを確認した。次のステップとして、最適化されたサイズのGaAs薄膜を用いた全光型スイッチとしての特性の基本検討を行った結果を示す。

今回作製した光スイッチは反射型である。活性層として、膜厚110nmの高品質GaAs層を膜厚5nmのAlGaAsバリア層で挟んだ3層構造を用い、24対のSi-GaAs/AlAsの多層反射膜(DBR)上に成長した。DBRは励起子共鳴波長で反射が最大になるように設計した。スイッチ特性評価として非線形偏光回転実験をcross-Nichol配置で行った(図5)。

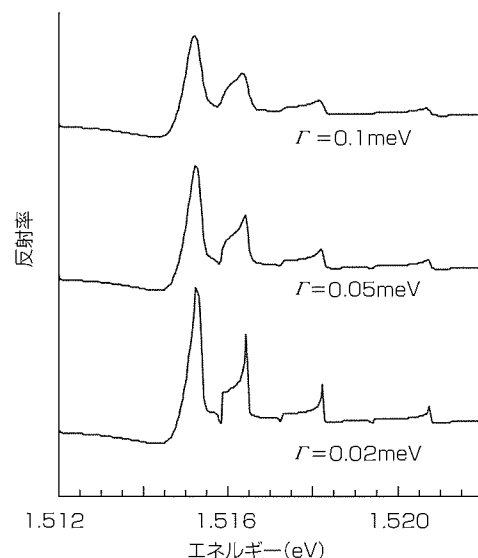


図3. Brewster角反射スペクトル(理論)

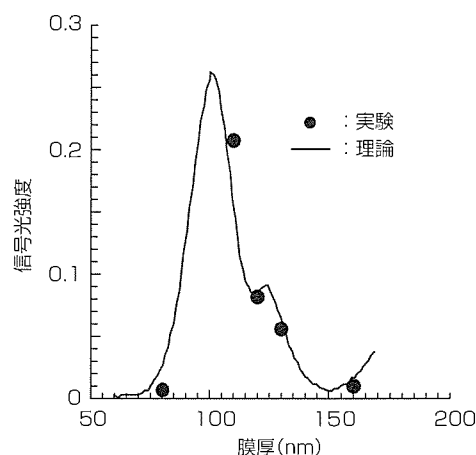


図4. 縮退四光波混合のサイズ依存性

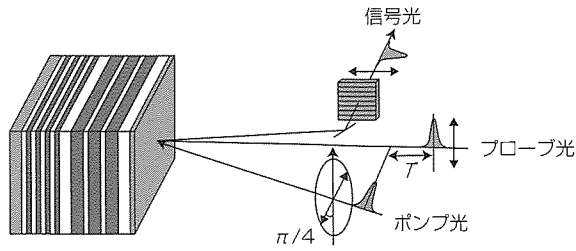


図5. 非線形偏光回転測定

この配置では、直線偏光したプローブ光に対しポンプ光の偏光を45°だけ回転させ光スイッチに照射する。ポンプ光によって引き起こされる屈折率及び吸収係数の異方性により、プローブ光の偏光が回転し、回転した成分だけが検光子によって信号として取り出される。

図6に信号光のポンプ光強度依存性を示す。信号光は弱い励起条件からポンプ光強度に比例して増加し、1 pJ程度のところで励起子の3次よりも高次の非線形性による信号の飽和が観測された。この飽和励起光強度での光密度は100 aJ/μm² (aJ=10⁻¹⁸J) という非常に小さい値であるにもかかわらず、制御光がない場合の同一偏光方向の出力強度に対して20%の信号光の出力があることが分かった。

図7に信号光強度のポンプ光とプローブ光間の遅延時間依存性を示す。信号の緩和速度は1.5 psと極めて高速であることが分かった。最近になって理論的実験的な考察を進めた結果、偏光回転測定で得られた高速性は、閉じ込め励起子と光が強く結合することによって発光緩和が速くなったためであることが分かってきた。さらに、応答速度が顕著なサイズ依存性を示し、GaAsにおいては膜厚110 nmで最速となることも実験的に確認した。

4. む す び

全光型スイッチは、将来の大容量光通信ネットワークに必要なデバイスとして更なる研究の進展が期待される。このためには、大きな非線形応答を示す材料の探索と高性能化が必要不可欠である。非局所応答理論に基づき設計した高非線形応答半導体構造は、現在までのところ基本検証段階であり、実用化には通信波長帯への長波長化や動作温度の高温化といった課題が残るものの、新たな視点からのアプローチとして、新機軸デバイスへの道を開くものと考えている。今後は実用化に向けた半導体構造の設計を行っていくとともに、更なる高速化への研究も進めていく予定である。

この研究の一部は新エネルギー・産業技術総合開発機構(NEDO)から研究を委託されたフェムト秒テクノロジー研究機構(FESTA)の研究の一環として行ったものである。また、この研究の非線形応答の理論解析は大阪大学基礎工学部の石原助教授との共同研究によるものであり、ここに謝意を表したい。

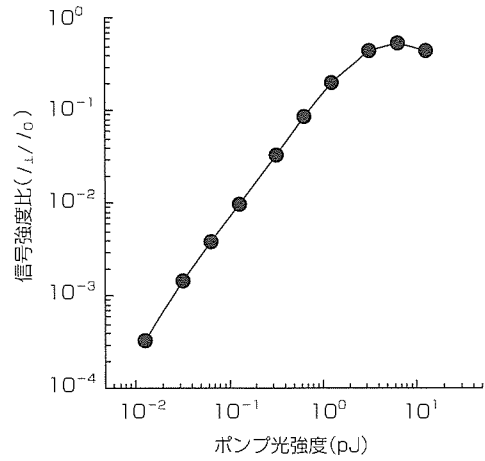


図6. 信号光強度のポンプ光強度依存性

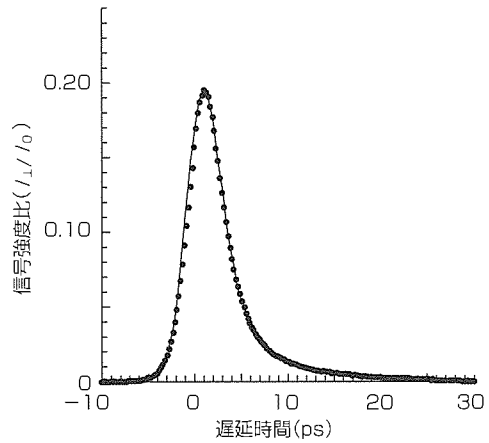


図7. 信号光強度の時間応答

参 考 文 献

- (1) 張紀久夫, ほか: メゾスコピック系における非局所応答, 日本物理学会誌, **52**, 343 (1997)
- (2) D'Andrea, A., et al.: Wannier-Mott Excitons in Semi-infinite Crystals: Wave Functions and Normal-incidence Reflectivity Phys. Rev., **B25**, 3714 (1982)
- (3) Ishihara, H., et al.: Nonlinear Optical Response due to Resonant Enhancement of the Internal Field with Particular Spatial Distribution, Phys. Rev., **B53**, 15823 (1996)
- (4) Akiyama, K., et al.: Enhancement of Nonlinear Optical Response of Exciton-polaritons by Controlling Thickness of GaAs Layer, Physica, **E7**, 661 (2000)
- (5) 石原 一, ほか: 内部電場のナノ空間構造による巨大非線形応答, 日本物理学会誌, **55**, 701 (2000)
- (6) Akiyama, K., et al.: Observation of a Large Third-order Nonlinear Response of Exciton Polaritons in GaAs Thin Film, **75**, 475 (1999)

GSM方式携帯電話用HBTパワーアンプ

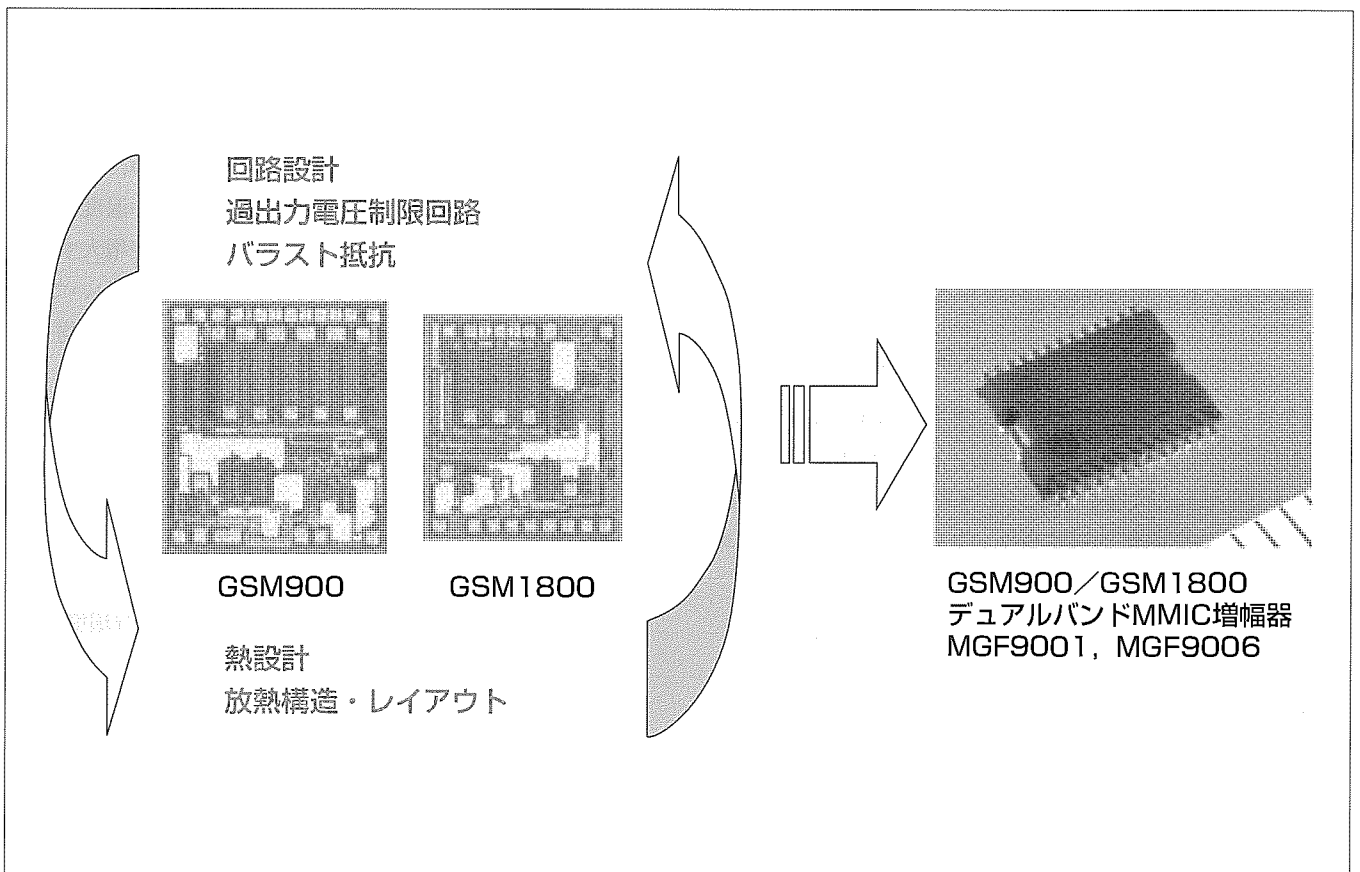
鈴木 敏*
紫村輝之**
服部 亮**

要 旨

携帯電話の急速な普及に伴い、携帯電話に搭載される高出力増幅器に対する高性能化・低価格化の要求は年々高まっている。さらに、GSM(Global System for Mobile Communications)方式携帯端末機では、小型化・低価格化を目的にアイソレータやレギュレータなどの部品を削減して高密度実装化が進められている。このため、端末機に搭載される高出力増幅器は、バッテリー充電時の電源電圧上昇やアンテナの負荷変動など、動作環境としては極めて厳しい条件下においても安定に動作することが要求される。

今回、電源電圧上昇や出力負荷変動時におけるHBT(Heterojunction Bipolar Transistor)素子の動作を詳細に解析し、増幅器の出力電圧振幅を制限するフィードバック回路の適用、放熱構造の最適化を行うことにより、電源電圧上昇や出力負荷変動時においても安定に動作する900MHz/1.800MHzデュアルバンドGSM方式携帯電話用AlGaAs HBT MMIC(Microwave Monolithic IC)高出力増幅器の量産化を実現した。

本稿では、その開発経緯を概説する。



GSM方式携帯電話用HBTパワーアンプの開発

GSM方式携帯端末における電源電圧上昇や出力負荷変動時においても安定に動作するように、HBT素子の放熱構造やレイアウトの最適化、高出力増幅器出力の電圧振幅を制限するフィードバック回路の適用、バラスト抵抗の最適化を行うことにより、900MHz/1.800MHzデュアルバンドGSM方式携帯電話用AlGaAs HBT MMIC高出力増幅器の量産化を実現した。

1. ま え が き

携帯電話は、ビジネスやプライベートの通信手段として今ではなくてはならない必需品となっている。特にGSM方式は欧州のみならず世界的に普及しつつあり、それに伴い、携帯電話に搭載される高出力増幅器に対する高性能化・低価格化の要求はますます高まっている。HBTはFET(Field Effect Transistor)に比べ出力電力密度が高く、チップ面積の縮小に有利であり、かつ単一電源動作が可能であるため、小型化・低価格化の要求が厳しい携帯電話用高出力増幅器への応用に適している⁽¹⁾。しかしながら、電力密度が高い分、素子の発熱密度が高く、用途に応じた放熱構造設計や、そのための回路設計がチップ縮小化や高性能化を図る上で重要となる。

GSM方式では、端末の小型化・低価格化を目的に、増幅器とアンテナ間のアイソレータや電源間のレギュレータなどの部品を削減して高密度実装が進められている。このため、GSM方式の携帯電話用高出力増幅器には、高性能化・小型化に加え、バッテリー充電時の電源電圧上昇やアンテナの負荷変動など、極めて厳しい動作条件下においても安定に動作することが要求される。

今回、電源電圧上昇や出力負荷変動時におけるHBT素子の動作を詳細に解析し、負荷変動時における出力電圧振幅を制限するフィードバック回路の適用、放熱構造の最適化、レイアウトとバラスト抵抗値の最適化を行うことにより、900MHz/1,800MHzデュアルバンドGSM方式携帯電話用AlGaAs HBT MMIC高出力増幅器の量産化を実現した。

本稿では、その開発経緯を概説する。

2. 基本トランジスタ構造

図1に基本トランジスタの断面構造を示す。このHBTは、MOCVD成長Cドープベース層、AlGaAsエミッタ層、AlGaAs層Ledge構造を採用している。エミッタサイズは $4\mu\text{m} \times 20\mu\text{m}$ であり、複数のフィンガのエミッタをAuエブリッジに相互に接続した構造を持っている。

3. 出力負荷変動時における動作解析

図2に示すように、GSM方式携帯端末機では、小型

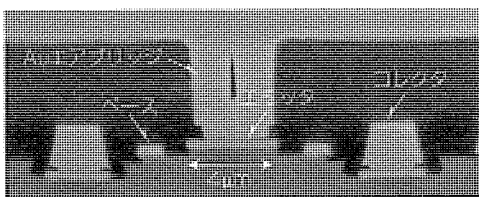


図1. 基本トランジスタの断面構造

化・低価格化を目的として、増幅器とアンテナ間のアイソレータや増幅器と電源間のレギュレータなどの部品を削減し、高密度実装がなされている。このため、通常動作時の電源電圧が3.2Vであるのに対し、バッテリー充電時には、電源電圧は最大5.0Vに達する。また、アンテナの負荷変動が増幅器の出力端に直接伝わるため、最大VSWR(Voltage Standing Wave Ratio) = 6 : 1のインピーダンス不整合が生じる。このような過電圧、負荷変動の条件における増幅器の動作状態を明らかにするため、大信号シミュレーションによる負荷曲線の計算、電圧振幅の直接測定、表面温度測定を行った。

3.1 負荷曲線の変化

電源電圧5.0V、VSWR=10 : 1の条件下での増幅器の動作状態を推定するため、大信号等価回路シミュレーションを行った。トランジスタモデルはガンメルプーンモデルを用いた。図3に電源電圧5.0V、VSWR=10 : 1時の負荷曲線を示す。比較のため、電源電圧5.0V、VSWR=1 : 1の負荷曲線を併せて示す。電源電圧5.0V、VSWR=10 : 1の条件下では、増幅器には大きな電圧振幅が印加されると同時に、大きな電流が流れることが分かる。実際の素子について、電源電圧5.0V、VSWR=10 : 1時の電圧波形をEOプローブによって直接測定した結果を図4に示す。計算結果と同様、電圧振幅が増大している。

3.2 自己発熱による不均一動作

前述のように、負荷変動時には増幅器に大きな電圧振幅が印加されると同時に大きな電流が流れるため、素子で消費される電力が増大し、自己発熱による激しい温度上昇が生じると考えられる。このように自己発熱量が増大すると、複数のHBTで構成されるマルチフィンガHBTにおいては、各フィンガ間の熱干渉によって温度分布が生じ、不均一な

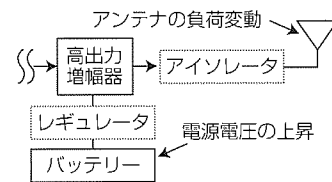


図2. GSM方式携帯端末用高出力増幅器の動作環境

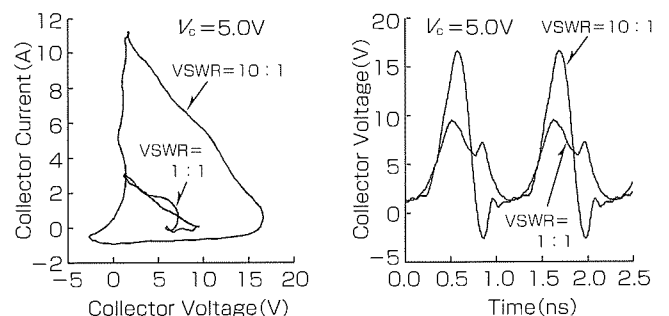


図3. 負荷曲線と電圧波形の計算結果

動作状態に陥ると予想される。そこで、電源電圧5.0V、VSWR=10:1時の増幅器の表面温度を測定した。図5に測定結果を示す。出力段の中央付近が高温になっていることが判明した。

以上のことから、過電圧、負荷変動時において増幅器を安定に動作させるためには、①過出力電圧の抑制、②熱不均一動作を抑制することが重要であると考えられる。

4. 負荷変動対策

4.1 過出力電圧の抑制

負荷変動時の負荷曲線変化を負荷変動時のみ動作する過出力制限回路を用いて抑制することを検討した。過出力制限回路の回路図を図6に示す⁽²⁾。検討した回路は、HBT素子のベースとコレクタ端子を短絡したオン電圧1.3Vのダイオードを用いて、マルチプライヤを構成している。この回路を通して出力端と入力端を接続した。これにより、コ

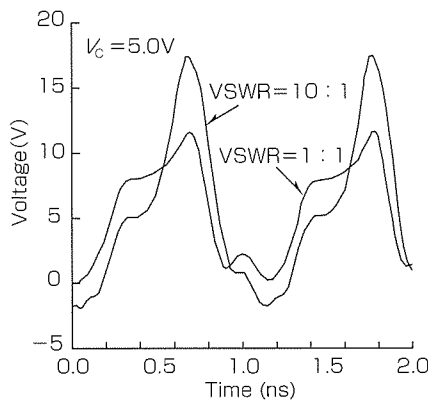


図4. EOプローブによる電圧波形の測定結果

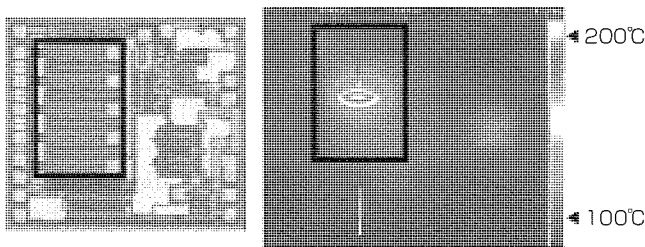


図5. 負荷変動時のHBT MMICの表面温度測定

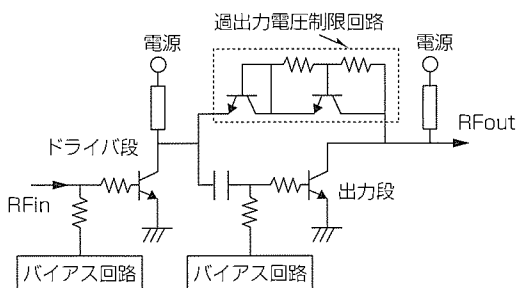


図6. 過出力電圧制限回路の適用例

レクタ側のダイオードに接続された抵抗比で決まる電圧より高い電圧が出力端に加わると、大きな負帰還がかかる。

この過出力電圧制限回路を付加した増幅器について、大信号等価回路シミュレーションを行い、負荷曲線を計算した結果を図7に示す。過出力電圧制限回路を付加することにより、負荷変動時における負荷曲線の変化を抑制することができる。オン電圧が11Vの過出力電圧制限回路を付加した増幅器について、電源電圧5.0V、VSWR=10:1時の電圧波形をEOプローブによって直接測定した結果を図8に示す。負荷変動時における電圧振幅の増大を抑制できることを確認した。

4.2 放熱構造の最適化

過電圧、負荷変動時の自己発熱による不均一動作を抑制するため、MMICの放熱設計の最適化を行った⁽³⁾。エミッタフィンガサイズ、エミッタフィンガ間隔、エミッタフィンガ列間隔、Auエアブリッジ厚、基板厚をパラメータとし、熱回路網法によって解析を行った。図9に最適化された放熱構造の断面図を示す。エミッタフィンガ間隔40μm、Auエアブリッジ厚7μm、基板厚75μmとし、各エミッタフィンガ間に放熱板を設けることで、接合温度の均一化を図っている。

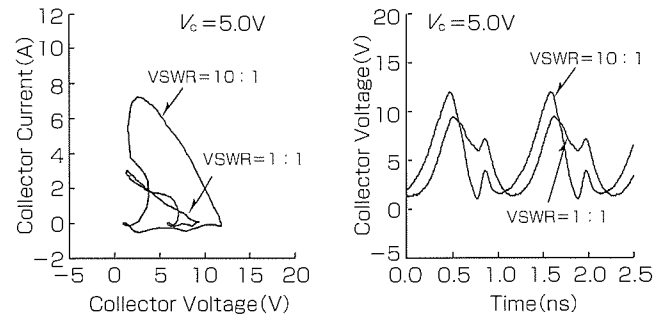


図7. 過出力電圧制限回路を適用した場合の負荷曲線と電圧波形の計算結果

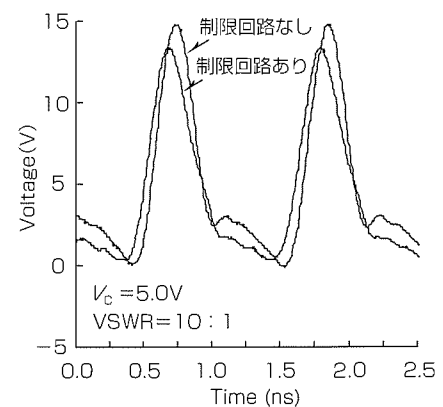


図8. 過出力電圧制限回路を適用した増幅器のEOプローブによる電圧波形の測定結果

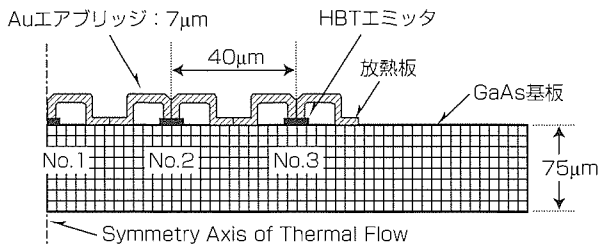


図9. 熱解析モデル

4.3 バラスト抵抗の最適化

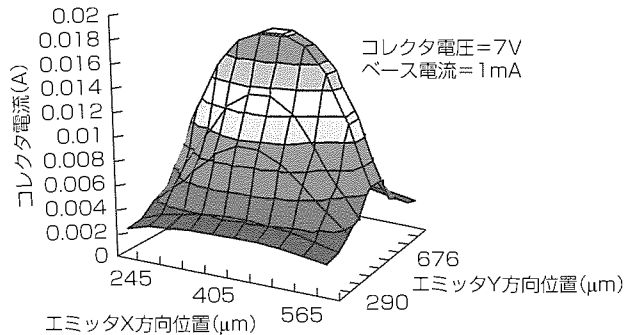
マルチフィンガHBTの熱不均一動作の抑制には、各フィンガのエミッタ(又はベース)にいわゆるバラスト抵抗を挿入することが効果的である。しかしながら、バラスト抵抗はトランジスタの高周波特性の低下をもたらすため、熱均一性と高周波特性のトレードオフを考慮した設計が不可欠である。今回、100フィンガからなるマルチフィンガHBTについて、フィンガ間における熱干渉とバラスト抵抗の効果を考慮した電流分布計算を行い、負荷変動時においても均一動作するようにエミッタフィンガの配置とバラスト抵抗値の最適化を行った。図10に計算例を示す。エミッタフィンガの配置とバラスト抵抗値の最適化を行うことにより、負荷変動時においても均一動作することが可能となった。フィンガのバラスト抵抗値と配置を最適化する前は図の(a)に示すように各フィンガの電流が大きく分布していたが、最適化することで図の(b)に示すように均一に改善することができた。

5. GSM方式携帯電話用HBTパワーアンプ

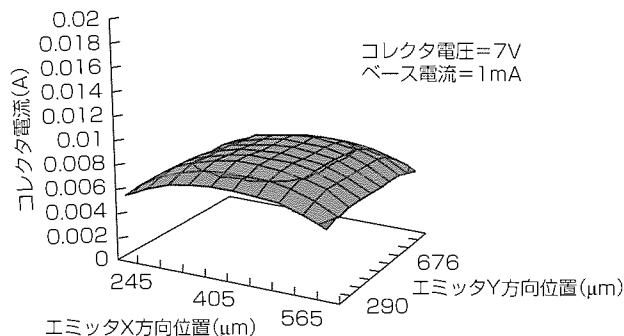
以上のように、放熱構造の最適化、高出力増幅器出力の電圧振幅を制限するフィードバック回路を適用することにより、過電圧、負荷変動時においても安定に動作する高出力MMIC増幅器を実現することが可能となった。MMICのチップサイズは、900MHz帯用が1.4mm×1.25mm、1,800MHz帯用が1.25mm×1.1mmである。3.2V電源動作時に、GSM900用増幅器で出力電力34.5dBm、電力付加効率53%、GSM1800用増幅器で出力電力32.0dBm、電力付加効率48%が得られている。このMMICはMGF9001、MGF9006に搭載され、GSM携帯電話に実用されている。

6. む す び

電源電圧上昇や出力負荷変動時におけるHBT素子の動



(a) バラスト抵抗値最適化前の電流分布



(b) バラスト抵抗値最適化後の電流分布

図10. バラスト抵抗値を考慮に入れた電流分布の計算

作を詳細に解析し、負荷変動時における出力電圧振幅を制限するフィードバック回路の適用、放熱構造の最適化、レイアウトとバラスト抵抗値の最適化を行うことにより、900MHz/1,800MHzデュアルバンドGSM方式携帯電話用AlGaAs HBT MMIC高出力増幅器の量産化を実現した。

参考文献

- (1) Shimura, T., et al.: High Efficiency AlGaAs/GaAs Power HBT's at a Low Supply Voltage for Digital Cellular Phones, IEICE Trans, Electron., E80-C, No.6, 740~745 (1997)
- (2) Yamamoto, K., et al.: A 3.2V Operation, Single-Chip Dual-Band AlGaAs/GaAs HBT MMIC Power Amplifier with Active Feedback Circuit Technique, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 35, No.8, 1109~1120 (2000)
- (3) Hattori, R., et al.: Three-Dimensional Modeling of Thermal Flow in Multi-Finger High Power HBTs, IEEE MTT Digest, 2, 461~464 (1995)

CDMA方式携帯電話用 HBT電力増幅器モジュール

前村公正* 大塚裕之**
藤井一暢**
山本裕司**

要 旨

携帯電話では、信号を0.6W程度の送信電力まで増幅する電力増幅器の消費電力の削減が重要である。また通信方式は、サービスを提供しているキャリアによって異なるために、そのシステムに合わせた電力増幅器が要求される。例えば、国内では、PDC(Personal Digital Cellular)方式とCDMA(Code Division Multiple Access)方式がある。さらに海外では、GSM(Global System for Mobile Communication)方式やAMPS(Advanced Mobile Phone System)方式など多岐にわたる。下記の図は、各システム対応で三菱電機が提供している送信電力増幅器の開発状況を示したものである。

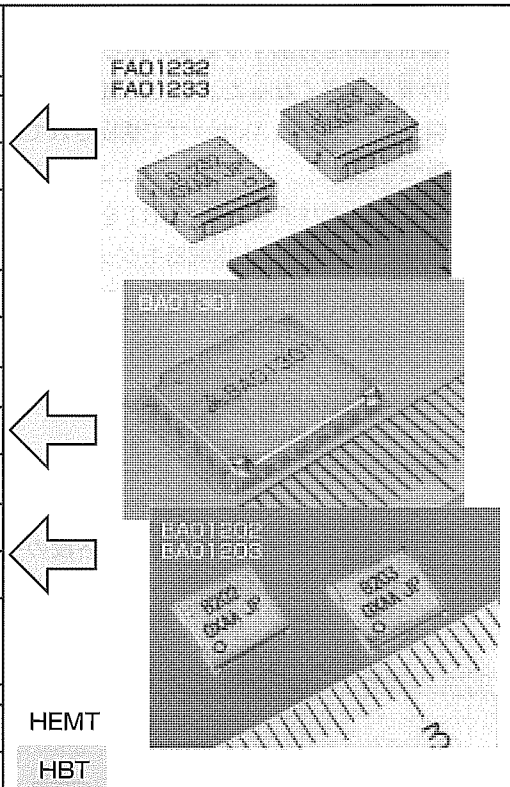
本稿では、CDMA方式の電力増幅器の開発について述

べる。

従来のHEMT(High Electron Mobility Transistor)構造からHBT(Heterojunction Bipolar Transistor)構造に素子を変更することで、単一電源動作を実現し、電話機基板上に負電圧電源を不要にした。さらに、電力増幅器の外形も小型化している。これらにより、送信回路部の小型化を実現し、電話機の小型化や多機能化に役立つ。

今回開発した電力増幅モジュールは、従来のHEMTによる製品と比較し実装面積を35%小型化し、小出力電力時の電力効率を20%向上させている。さらに、HBTの増幅器の受信帯域を改善するために、新規の回路構成を適用し、HEMTと同等の低雑音特性を実現した。

電話システム		電力増幅器の推移	
国内 PDC方式	0.9GHz帯	FA01234	→ FA01232
	1.5GHz帯	FA01231	→ FA01233
CDMA方式	0.9GHz帯	0.09cc	→ 0.05cc 小型化
			BA01205 0.06cc
海外 GSM方式	EGSM, DCS帯	MGF9006	→ BA01301
CDMA方式	1.9GHz帯	FA01384	→ BA01202
	0.8GHz帯		BA01203
		0.1cc	→ 0.06cc 2電源動作 → 1電源動作
ITM-2000	W-CDMA	FA01391	
		0.08cc	



HEMT

HBT

携帯電話システムと電力増幅器

携帯電話のシステムごとに、これまでに開発した送信電力増幅器を示した。線形性と高効率動作が要求されるPDC用及びCDMA用には、負電源が必要なHEMT素子を用いて送信電力増幅器を製品化している。一方、GSM用には、高出力に有利で単一電源動作が可能なHBTを使用している。今回、CDMA用にもHBTを用いてBA01202、BA01203、BA01205を開発し、HEMTと同等以上の線形性と高効率動作を実現した。

1. ま え が き

携帯電話のシステムは、加入者の増加に伴い、使用可能な周波数帯を有効に使用して多くのユーザー(通信)を収容することが可能なシステムへ移行している。例えば、音声信号を搬送波に載せて通信するアナログ方式から、音声信号をデジタル信号へ変換・圧縮し、決められた時間のみ通信するTDMA(Time Division Multiple Access)方式へ移行している。さらに、デジタル方式でも、信号符号化の採用により、同一搬送波に幾つもの信号を重ねて通信できるCDMA方式へと移行してきている。このCDMA方式は米国、韓国、及び国内でも既にサービスが開始されているが、PDC方式や海外でのGSM方式と比較して、信号伝送時の電力の変化を正確に増幅できる線形増幅器が必要になる。

従来、携帯電話用の送信電力増幅器には最大出力における高効率化のためHEMTが使用されていたが、HEMTではゲート電圧の制御のために負電圧が必要であり、電話機基板上で負電圧発生回路を構成する必要があった。このため、三菱電機では、負電圧発生回路を内蔵した送信電力増幅器MGF7175Cを開発した。これは、米国のPCS帯域(1.85~1.91GHz)用の外部整合型の電力増幅器で、利得28dBを実現するために増幅部を3段構成にしている。しかしながら、外部整合型の製品では、電話機基板上に電力増幅器用の整合回路を付加する必要があることから、整合回路内蔵化の要求が高くなった。また、MGF7175Cで内蔵した負電圧発生回路は、GaAsチップで構成されており、低価格化が困難でもあった。これらの要求にこたえるため、負電圧を必要としないデバイスであるHBTを用いて、整合回路を内部に取り込んだ送信電力増幅器モジュールを開発した。

本稿では、HBTを使用して開発したCDMA用送信電力増幅器について述べる。

2. CDMA用電力増幅器の設計

2.1 電力増幅器の構成

図1に、今回開発した送信電力増幅器のブロック図を示す。基本素子は、AlGaAs-HBTであり、各段のベース電流を制御するためのバイアス回路をGaAs基板上に集積し

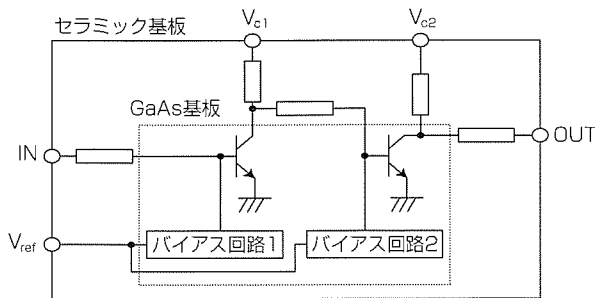


図1. HBT送信電力増幅モジュールのブロック図

ている。入出力の整合回路は、セラミック基板上に構成されており、50Ω整合である。

2.2 バイアス回路

電界効果型トランジスタであるHEMTとバイポーラトランジスタであるHBTとで電力増幅器を構成する上で異なるのは、制御信号の発生回路であるバイアス回路の設計と、この回路と増幅器の接続方法である。HEMTでは、バイアス回路でゲート電圧を設定しているが、電力増幅器の出力によってゲートへの電流の流れ込みは大きく変化しないため、バイアス回路を高インピーダンス回路で構成することができる。一方、HBTでの電力増幅器では、出力電力の増加に伴いベース電流を増加させる必要があるため、バイアス回路は定電圧出力回路で構成される。このことは、バイアス回路の出力インピーダンスを低くすることになる。

バイアス回路の出力インピーダンスが低いと、増幅回路部との接続方法によって高周波特性に大きな影響を及ぼす。従来は、バイアス回路と増幅回路部の接続に抵抗を用いることで、バイアス回路の定電圧動作特性はやや損なわれるが増幅部から見たバイアス回路のインピーダンスを高く見せて、高周波特性への影響を小さくしていた。しかしながら、バイアス回路と増幅部の間に抵抗を挿入することによって雑音特性の劣化が生じる。この影響をなくすために、今回、バイアス回路と増幅回路の接続には、抵抗を用いず、インダクタでの接続を採用している。図2に回路構成を示す。

3. HBTの基本構造

HBTの基本構造は、GSM用MMIC(Microwave Monolithic IC)⁽¹⁾⁽²⁾(MGF9000シリーズ)と同様、AlGaAs-HBTである。

多段構成の増幅器で線形性と電力効率を両立させるためには、各段の整合条件とともに、素子サイズとそのバイアス条件の最適化が重要である。今回開発した電力増幅器はすべて2段増幅器であるが、初段と終段の素子サイズは約1:6の比である。また、無信号時の電源電流(アイドル電流)は、初段1に対して終段が2であり、終段がB級動作に近い。

また、CDMAでは、FDD(Frequency Division Duplex)で受信時に送信も行っており、送信電力増幅器から出力される受信帯域の雑音を受信感度を劣化させる。送信電力増

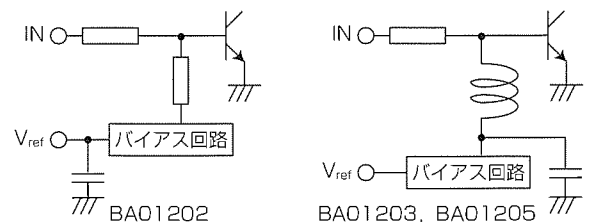


図2. バイアス回路との接続図

幅器の受信帯域雑音を抑えるには、受信帯域の利得の抑圧と雑音指数の向上が必要である。このために、BA01202では、受信帯域雑音への影響の大きい初段増幅部にはバラスト抵抗をエミッタ側に設け、終段増幅部には安定動作のためにベース側にバラスト抵抗を設けるなどの最適化を図っている。

4. 試作結果

4.1 外形

今回開発したBA01202, BA01203, BA01205の3品種の電力増幅器は、すべて50Ω内部整合のモジュールであり、低温焼成ガラスセラミック基板を用いている。サイズは、6.0×6.0×1.6(mm)である。ピン配置は3品種とも同一である(図3)。

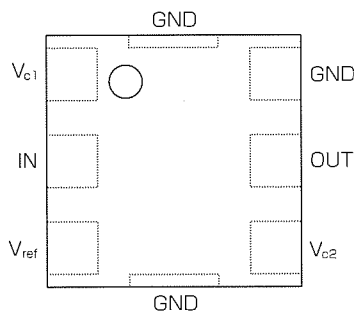


図3. ピン配置図

表1. BA01202の主要諸元

記号	項目	測定条件	規格			単位	
			最小	標準	最大		
f	動作周波数	—	1,850	—	1,910	MHz	
I_{dqt}	アイドル電流	RF-off	—	60	—	mA	
P_{in}	入力電力	$P_o = 28.0\text{dBm}$ (630mW)	—	2	—	dBm	
I_{dt}	動作電流	$V_{c1} = V_{c2} = 3.2\text{V}$	—	520	—	mA	
η_{add}	電力付加効率	$V_{ref} = 3.0\text{V}$	—	38	—	%	
ACP	隣接チャネル漏れ(洩)電力比	(CDMA変調)	$\pm 1.25\text{MHz}$	—	—	-45	dBc
			$\pm 2.25\text{MHz}$	—	—	-57	dBc
f_o	高調波	(CW)	—	—	-30	dBc	
R_{noise}	受信帯域雑音	—	—	—	-138	dBm/Hz	

表2. BA01203の主要諸元

記号	項目	測定条件	規格			単位	
			最小	標準	最大		
f	動作周波数	—	824	—	845	MHz	
I_{dqt}	アイドル電流	RF-off	—	75	—	mA	
P_{in}	入力電力	$P_o = 28.5\text{dBm}$ (700mW)	—	0.5	—	dBm	
I_{dt}	動作電流	$V_{c1} = V_{c2} = 3.2\text{V}$	—	585	—	mA	
η_{add}	電力付加効率	$V_{ref} = 3.0\text{V}$	—	38	—	%	
ACP	隣接チャネル漏れ電力比	(CDMA変調)	$\pm 1.25\text{MHz}$	—	—	-45	dBc
			$\pm 1.98\text{MHz}$	—	—	-58	dBc
η_{add}	電力付加効率	$P_o = 31.0\text{dBm}$ (for AMPS)	—	55	—	%	
f_o	高調波	(CW)	—	—	-30	dBc	
R_{noise}	受信帯域雑音	—	—	—	-138	dBm/Hz	

4.2 PCS用送信電力増幅器 (BA01202)

BA01202は米国のPCS帯域用である。3.2Vの電源(V_{cc})と基準電圧(V_{ref})の3.0Vの電源で出力電力630mW(28dBm)を出力し、このときの利得は26dBである。受信帯域雑音は-141dBm/Hzである。従来のHEMTでの増幅器と比較して、無信号時の電流(アイドル電流)を20%低減するとともに、パッケージの実装面積をFA01384の7.5×7.5(mm)から6×6(mm)へ35%の小型化を実現した。性能の概要を表1に、入出力特性の例を図4に示す。

4.3 海外向けセルラー用送信電力増幅器 (BA01203)

この電力増幅器は、800MHz帯でアナログ方式のAMPSとCDMAの二つの方式に対応できる。AMPS方式では1.260mW(31dBm)の出力電力まで動作し、CDMA方式では630mW(28dBm)の出力を得ることができる。電力利得は28dBであり、受信帯域雑音は-142dBm/Hzである。性能の概要を表2に、入出力特性の例を図5に示す。

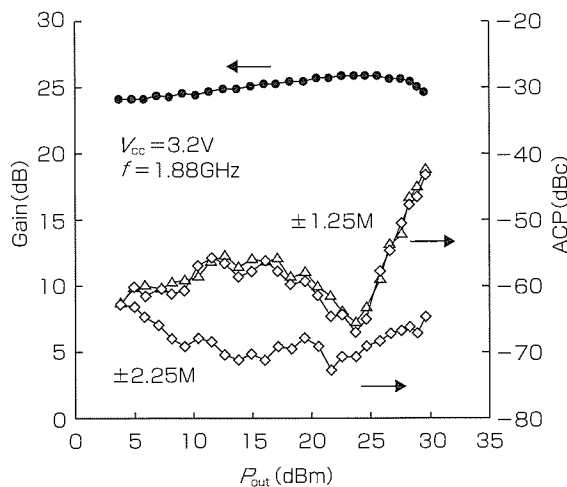


図4. BA01202の入出力特性

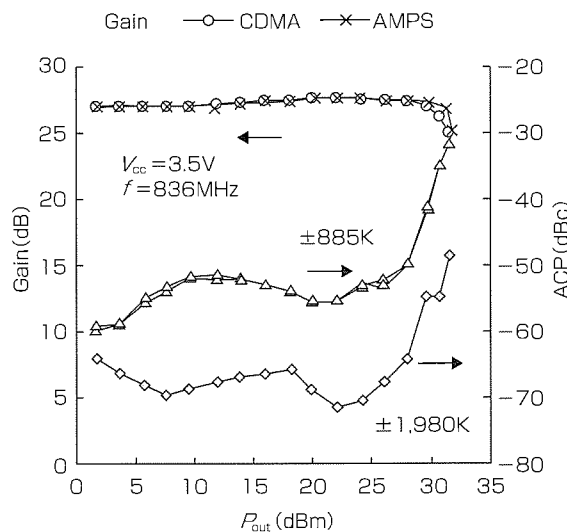


図5. BA01203の入出力特性

表 3. BA01205の主要諸元

記号	項目	測定条件	規格			単位	
			最小	標準	最大		
f	動作周波数	—	887	—	925	MHz	
I_{dqt}	アイドル電流	RF-off	—	65	—	mA	
P_{in}	入力電力	$P_o = 27.5\text{dBm}$ (560mW) $V_{c1} = V_{c2} = 3.5\text{V}$ $V_{ref} = 3.0\text{V}$	—	0.5	—	dBm	
I_{dt}	動作電流		—	400	—	mA	
η_{add}	電力付加効率		—	40	—	%	
ACP	隣接チャンネル漏洩電力比	(CDMA変調)	$\pm 0.9\text{MHz}$	—	-51	-45	dBc
			$\pm 1.98\text{MHz}$	—	-62	-58	dBc
R_{noise}	受信帯域雑音	—	—	-138	—	dBm/Hz	
P_{in}	入力電力	$P_o = 15\text{dBm}$ (31.6mW) $V_{c1} = V_{c2} = 1.6\text{V}$ $V_{ref} = 3.0\text{V}$	—	0.5	—	dBm	
I_{dt}	動作電流		—	110	—	mA	
η_{add}	電力付加効率		—	18	—	%	
ACP	隣接チャンネル漏洩電力比	(CDMA変調)	$\pm 0.9\text{MHz}$	—	-56	-45	dBc
			$\pm 1.98\text{MHz}$	—	-64	-58	dBc

4.4 国内向けセルラー用送信電力増幅器 (BA01205)

この電力増幅器は、国内の帯域0.9GHz用CDMA用である。国内では、電池と増幅器の間に高効率の電圧レギュレータを用いて増幅器の電源電圧を低くして、システムとしての電力効率を高くする方法が採用されている。このために、 $P_o=15\sim 17\text{dBm}$ をなるべく低い電源電圧で実現できる増幅器が要求される。BA01205は、最大出力時には、 $V_{cc}=3.5\text{V}$ で、 $P_o=27.5\text{dBm}$ を出力し、 $P_o=15\text{dBm}$ 時には、 V_{cc} を1.6Vまで低減できる。これにより、 $P_o=15\text{dBm}$ の効率は約8%から18%まで向上する。例えば、電圧を変換するレギュレータの効率が90%であれば、システムとして $P_o=15\text{dBm}$ 時の効率は16%が得られる。性能の概要を表3に、入出力特性の例を図6に示す。

5. CDMA電力増幅器の高性能化

5.1 アイドル電流の低減

CDMA用電力増幅器では小電力時の電流の削減が重要であるが、その指標として、アイドル時の電流が用いられる。例えばBA01205では、現状では65mAであるが、これは、低温でアイドル電流が減少しACP (Adjacent Channel Leakage Power) が劣化するのを防ぐために室温でマージンを持たせているためである。温度補償を行うためにはカレントミラー型の回路構成が有利であるが、帰還回路を持つため増幅器では発振や雑音が問題となる。これを抑えるためには、カレントミラーを構成する帰還回路部に最適化した容量を付加しておけばよい。

またGaAs基板上のHBTとして、AlGaAs-HBTに比較して高温動作に有利なInGaP-HBTの開発が盛んである。高温動作が可能になると、HBTのサイズを縮小することが可能になり、アイドル電流の削減ができる。これらの技術を使用すれば、アイドル電流は今後更に削減できる。

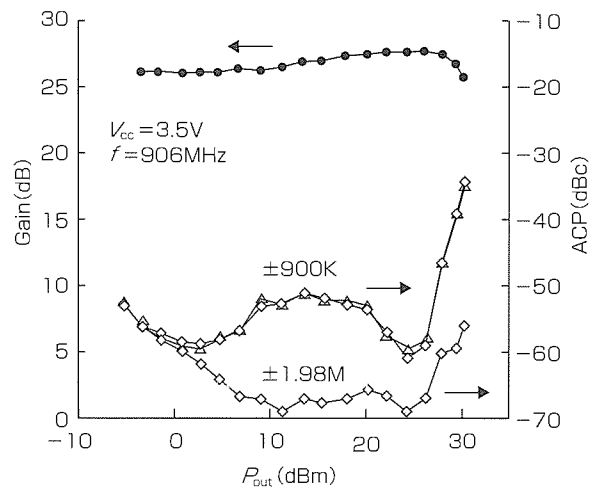


図 6. BA01205の入出力特性

5.2 V_{cc} の低減

現状の開発品で V_{cc} を1.6V以下に低くできない理由は、 V_{cc} から内部でバイアス回路の電源を与えているためである。AlGaAs-HBTのベース順方向電圧は、室温で約1.3Vである。この電圧をバイアス回路から安定に供給するには、バイアス回路に1.6V程度が必要になる。この電源を別に供給するかSi素子でバイアス回路を構成するなど、電力増幅回路部の電源は1V程度まで削減可能である。これにより、 $P_o=15\text{dBm}$ 時の電力効率は、20%を超えることが可能になる。

6. むすび

AlGaAs-HBTを用いてCDMA方式の携帯電話用の電力増幅器の開発を行った。試作した結果、従来のHEMTを用いた増幅器と比較して、実装面積で35%の小型化と、アイドル電流の20%の削減を実現した。

今後は、さらに、アイドル電流の削減と V_{cc} 電圧の低減を図る予定である。これらの技術により、W-CDMA (Wideband-CDMA)用の電力増幅器も現行のHEMT (FA01391)⁽³⁾からHBTに切り換えていき、次世代の携帯電話の電力増幅器の基本構造とする所存である。

参考文献

- (1) Mori, K., et al.: A GSM900/DCS1800 Dual-Band MMIC Power Amplifier using Outside-Base/Center-Via-Hole Layout Multi-finger HBT, IEICE Trans. on Electron, C-80, No.11, 291~294 (1999)
- (2) 鈴木 敏, ほか: GSM方式携帯電話用HBTパワーアンプ, 三菱電機技報, 76, No. 2, 141~144 (2002)
- (3) 北林文政, ほか: W-CDMA用高効率パワーアンプ, 三菱電機技報, 74, No. 6, 405~408 (2000)

直列／並列LC回路切替方式 広帯域反射型移相器MMIC

宮口賢一* 新居眞敏***
檜枝護重* 高木 直†
久留須 整**

要 旨

移相器は、APAA(Active Phased Array Antenna)のビーム制御素子として用いられているマイクロ波デバイスである。従来から、広帯域APAAに対しては、その主要構成要素の一つである移相器にも広帯域であることが求められている。広帯域移相器としては、3dBハイブリッドとインピーダンス変成器を備えた反射移相回路とからなる反射型移相器がある。しかし、インピーダンス変成器の周波数特性により、広帯域化に制約があった。

本稿では、反射型移相器の更なる広帯域化を図るため、直列LC回路と並列LC回路を切り替える構成を持つ反射移

相回路を提案する。回路素子パラメータを用いて反射位相差を数式化し、すべての周波数で反射位相差変動ゼロという条件を導入することにより、反射位相差180°がすべての周波数で実現できる。

提案する180°反射移相回路と3dBランゲカプラとからなる180°反射型移相器をMMIC(Microwave Monolithic Integrated Circuit)で試作した。周波数0.5~20GHzの非常に広帯域にわたって移相量187°±7°を実現し、提案した反射移相回路の有効性を確認した。

反射型移相器の広帯域化→直列／並列LC切替方式反射移相回路の提案

●回路素子パラメータ

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \xrightarrow{\omega_0 = 1/\sqrt{LC}} L = \frac{Z_0}{\omega_0}, C_{off1} = \frac{1}{\omega_0 Z_0}$$

Z_0 : RF信号端子の特性インピーダンス
 C_{off1} : FET1のオフ容量

●特長

1. すべての周波数で反射位相差180°
2. FET(Field Effect Transistor)同時オン／オフ切替動作によって直列LC回路と並列LC回路の切替動作を実現

直列／並列LC回路切替方式反射移相回路

移相量187°±7° @ f=0.5~20GHz
挿入損失3.7dB±0.6dB @ f=6~20GHz

直列／並列LC回路切替方式広帯域180°反射型移相器MMIC

直列／並列LC回路切替方式反射移相回路の採用によって反射型移相器の広帯域化を図った。スイッチング素子であるFETのオン／オフ切替動作により、反射移相回路の直列／並列LC回路切替動作を実現している。開発した反射移相回路は、すべての周波数で反射位相差180°が実現可能である特長を持っている。

1. ま え が き

移相器は、APAAのビーム制御素子として用いられているマイクロ波デバイスである⁽¹⁾。従来から、広帯域APAAに対しては、その主要構成要素の一つである移相器にも広帯域であることが求められている^{(2)~(4)}。広帯域移相器としては、3dBハイブリッドとインピーダンス変成器を備えた反射移相回路とからなる反射型移相器がある。しかし、インピーダンス変成器の周波数特性により、広帯域化に制約があった⁽⁵⁾。

本稿では、反射型移相器の更なる広帯域化を図るため、直列LC回路と並列LC回路を切り替える構成を持つ反射移相回路を提案する。まず、回路素子パラメータを用いて反射位相差を数式化し、すべての周波数で反射位相差変動ゼロという条件を導入することにより、反射位相差180°がすべての周波数で実現できることを示す。次に、提案する180°反射移相回路と3dBランゲカプラとからなる180°反射型移相器をMMICで試作した。周波数0.5~20GHzの非常に広帯域にわたって移相量187°±7°を実現した。

2. 直列/並列LC回路切替方式反射移相回路

図1に反射型移相器の回路構成を示す。3dBハイブリッドと一对の反射移相回路とで構成されている。今回の開発では、反射型移相器の更なる広帯域化に対して、反射移相回路の広帯域化に着目した。

図2に、提案する反射移相回路の原理図を示す。直列/並列LC回路切替方式反射移相回路と呼ぶことにする。インダクタ L_s とキャパシタ C_s とからなる直列LC回路と、インダクタ L_p とキャパシタ C_p とからなる並列LC回路と、高周波信号の終端回路を直列/並列LC回路に切り替えるス

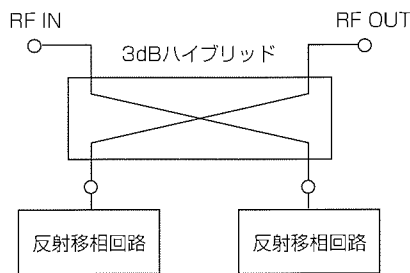


図1. 反射型移相器の回路構成

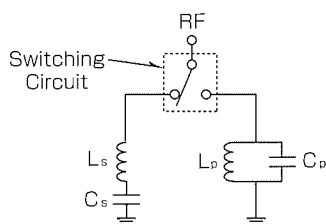


図2. 直列/並列LC回路切替方式反射移相回路の原理図

スイッチ回路で構成されている。

以下、反射位相差180°がすべての周波数で得られる条件式を導出する。直列LC回路の反射係数 Γ_s 及び並列LC回路の反射係数 Γ_p は次式で表される。

$$\Gamma_s = |\Gamma_s| e^{j\phi_s} = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0}, \Gamma_p = |\Gamma_p| e^{j\phi_p} = \frac{Z_p - Z_0}{Z_p + Z_0} \dots (1)$$

$$Z_s = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s}, Z_p = \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_p} + j\omega C_p} \dots (2)$$

ここで、 Z_s 、 Z_p はそれぞれ直列LC回路、並列LC回路のインピーダンス、 ϕ_s 、 ϕ_p はそれぞれ直列LC回路、並列LC回路の反射位相である。 Z_0 は反射移相回路が接続されている3dBハイブリッドの特性インピーダンスである。

式(1)と式(2)から ϕ_s 、 ϕ_p はそれぞれ次式で表される。

$$\phi_s = \tan^{-1} \frac{2Z_0 \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right)}{\left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right)^2 - Z_0^2}, \phi_p = \tan^{-1} \frac{2Z_0 \left(\frac{1}{\omega L_p} - \omega C_p \right)}{1 - Z_0^2 \left(\frac{1}{\omega L_p} - \omega C_p \right)^2} \dots (3)$$

直列LC回路と並列LC回路の反射位相の差を所望反射位相差 ϕ と定義すると、式(3)を用いて、 ϕ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \phi &= \phi_s - \phi_p \\ &= \tan^{-1} \frac{2Z_0 \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right)}{\left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right)^2 - Z_0^2} - \tan^{-1} \frac{2Z_0 \left(\frac{1}{\omega L_p} - \omega C_p \right)}{1 - Z_0^2 \left(\frac{1}{\omega L_p} - \omega C_p \right)^2} \dots (4) \end{aligned}$$

一定の反射位相差を広帯域に実現するためには、 ϕ の周波数に対する微分係数がゼロであればよい。すなわち、次式がすべての周波数で成り立てばよい。

$$\frac{d\phi}{d\omega} \equiv 0 \dots (5)$$

式(4)を式(5)に代入すると、周波数に関する多項式が得られる。得られた多項式において、 ω の係数をすべてゼロと置いた連立方程式を解くことにより、次式で示す条件式が得られる。

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_s}{C_p}} = \sqrt{\frac{L_p}{C_s}} \dots (6)$$

回路素子パラメータが式(6)を満足することにより、すべての周波数で反射位相差が一定になる。その反射位相差の値を計算するために式(6)を式(4)に代入すると、次式が得られる。

$$\phi = \pi \dots (7)$$

したがって、図2に示す回路の素子パラメータが式(6)を満足すれば、すべての周波数で反射位相差180°を実現することができる。

3. 広帯域180°反射型移相器MMICの試作

3.1 設計

図3に、180°反射移相回路の回路構成を示す。インダクタL、キャパシタC、及びFETとで構成されている。FETはスイッチング素子として用いられている。FETのオン/オフ切替動作により、等価的に直列LC回路と並列LC回路の切替えを実現している。

図4に、180°反射移相回路の等価回路図を示す。図の(a)は、FETがオン時の等価回路である。R_{on1}、R_{on2}はそれぞれFET1、FET2のオン抵抗である。R_{on1}、R_{on2}を無視すると、この回路はLとCとで構成される並列LC回路とみなすことができる。図の(b)は、FETがオフ時の等価回路である。C_{off1}、C_{off2}はそれぞれFET1、FET2のオフ容量である。CとC_{off2}からなる直列キャパシタのアドミッタンスが十分小さいとき、この回路はLとC_{off1}とで構成される直列LC回路とみなすことができる。次に、回路素子パラメータを決定する。式(6)の条件式において、L_s=L_p=L、C_p=C、C_s=C_{off1}と置くことによって次式が得られる。

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{L}{C_{off1}}} \dots\dots\dots(8)$$

さらに、直列/並列LC回路の共振周波数を ω_0 と置くと、次式で示すように回路素子パラメータが一意に定まる。

$$L = \frac{Z_0}{\omega_0}, C = C_{off1} = \frac{1}{\omega_0 Z_0} \dots\dots\dots(9)$$

並列LC状態においては、実際にはR_{on1}とR_{on2}の値は無視できないため、それらに起因した損失が発生する。特に ω_0 においてはその傾向が顕著である。それゆえ、 ω_0 は所要周波数帯域の上限よりも大きい値に設定する必要がある。式(9)から、初期値はL=0.23nH、C=0.09pF (Z₀=50Ω、 $\omega_0=2\pi \times 35\text{GHz}$)とした。

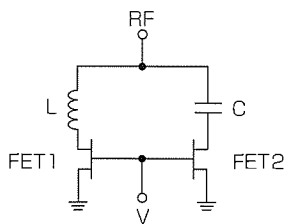


図3. 180°反射移相回路の回路構成

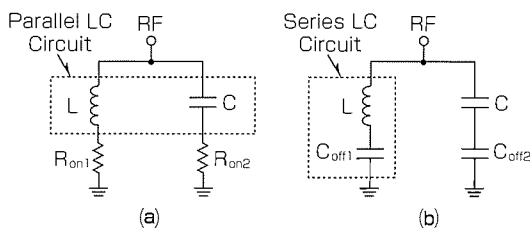


図4. 180°反射移相回路の等価回路図

3.2 測定結果

図5に、試作した180°反射移相回路MMICを示す。FETはゲート長0.5μmのPHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor)を用いている。状態切替え時の損失変動を低減するため、FET1のソースドレイン間に抵抗を装荷している。図6、図7に、それぞれ、反射位相差及び損失の測定結果を示す。0.5~30GHzの広帯域にわたって反射位相差183°±3°、0.5~20GHzにおいて損失2.3dB±0.4dBの特性が得られた。

図8に、試作した180°反射型移相器MMICを示す。3dBランゲカプラと提案した180°反射移相回路で構成されている。図9、図10に、それぞれ、移相量及び反射損失と挿入損失の測定結果を示す。0.5~20GHzの広帯域にわたって移相量187°±7°、6~20GHzにおいて挿入損失3.7dB±0.6dBかつ損失差1dB以下の特性が得られた。

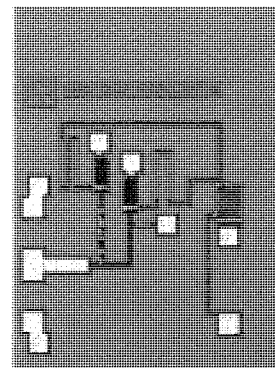


図5. 試作した180°反射移相回路MMIC

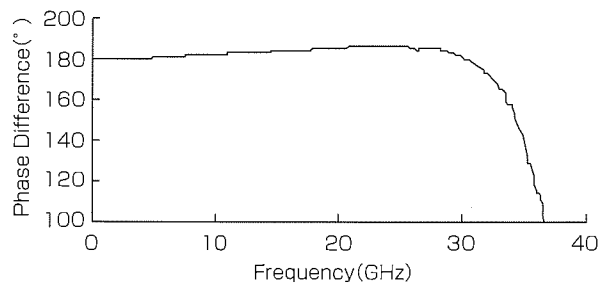


図6. 180°反射移相回路MMICの反射位相差の測定結果

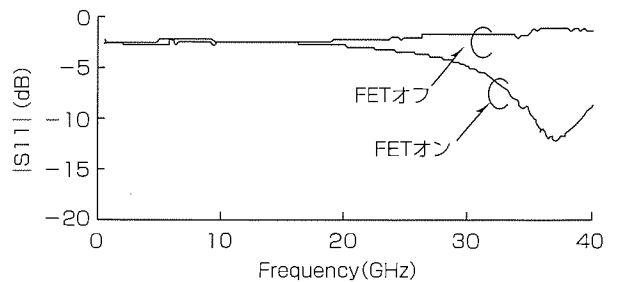


図7. 180°反射移相回路MMICの損失の測定結果

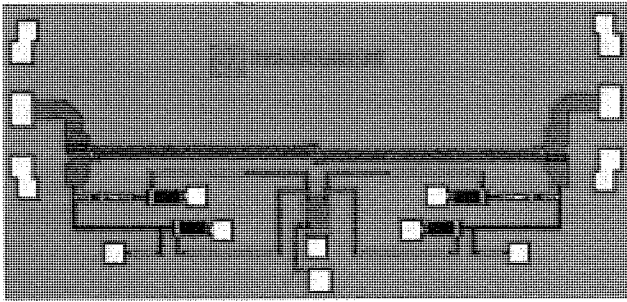


図8. 試作した180°反射型移相器MMIC

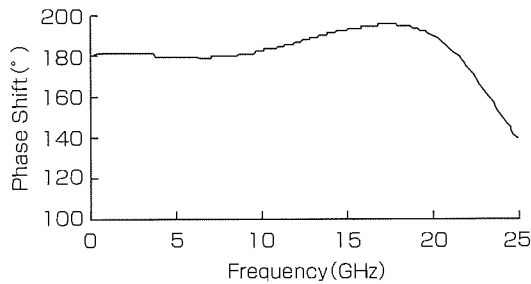


図9. 180°反射型移相器MMICの移相量の測定結果

4. む す び

反射型移相器の更なる広帯域化を図るため、直列LC回路と並列LC回路を切り替える構成を持つ反射移相回路を提案した。反射位相差180°がすべての周波数で得られる特長を持っている。提案の反射移相回路を適用した広帯域180°反射型移相器をMMICで試作した。周波数6~20GHzの非常に広帯域にわたって移相量 $187^\circ \pm 7^\circ$ を実現し、提案した反射移相回路の有効性を確認した。

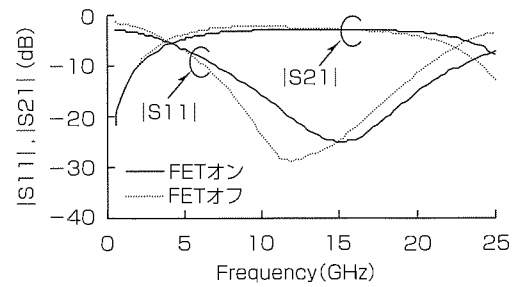


図10. 180°反射型移相器MMICの反射損失と挿入損失の測定結果

参 考 文 献

- (1) Garver, R. V. : Broad-Band Diode Phase Shifters, IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, **MTT-20**, No.5, 314~323 (1972)
- (2) Schindler, M., et al. : Monolithic 6-18 GHz 3-bit Phase Shifter, IEEE GaAs IC Symposium, 129~132 (1985)
- (3) Boire, D. C., et al. : A 4.5 to 18 GHz Phase Shifter, IEEE MTT-S Dig., 601~604 (1985)
- (4) Boire, D. C., et al. : 4:1 Bandwidth Digital Five Bit MMIC Phase Shifters, IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, 69~73 (1989)
- (5) Atwater, H. A. : Reflection Coefficient Transformations for Phase-Shift Circuits, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., **MTT-28**, No.6, 563~567 (1980)

温度補償回路内蔵 X帯MMIC電力増幅器

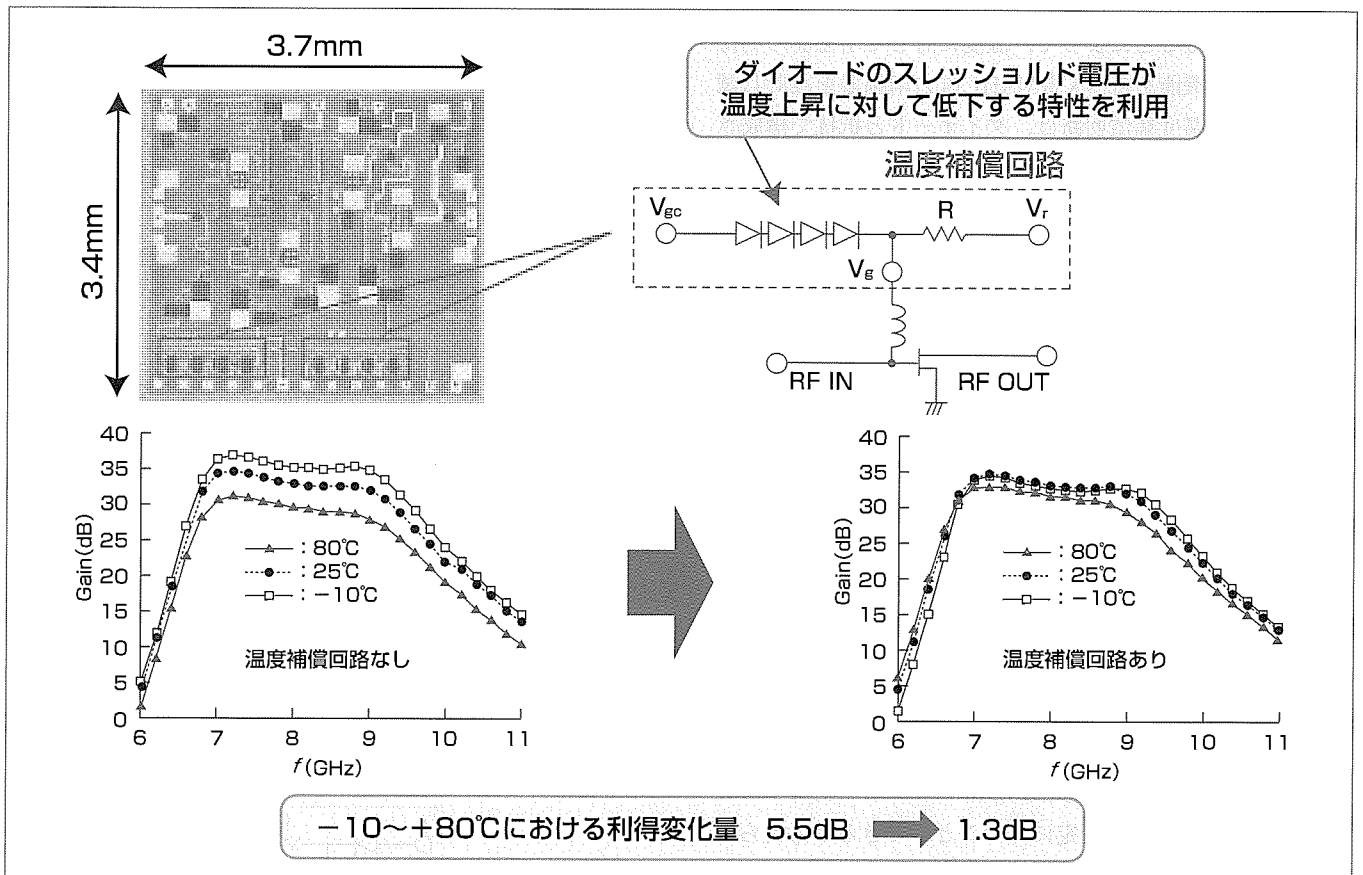
山内和久* 池田幸夫*
伊山義忠** 高木 直+
山口真美子***

要 旨

電力増幅器には低消費電力、広帯域な特性が求められるとともに、環境温度の変化に対して利得が安定であることが求められている。GaAs FET(Field Effect Transistor)電力増幅器の利得は、温度によって大きく変化し、温度の上昇に対して利得が低下する特性を持ち、多段増幅器では通常数dBの利得変化がある。その結果、温度によって増幅器の出力電力が大きく変化する。そこで、増幅器の利得変化を小さくするために温度センサを用いたアッテネータの制御やドレイン電流の制御が行われているが、増幅器モジュールが大型化する問題点があった。増幅器モジュールの小型化には、増幅器自体が温度補償機能を持つことが望

まれる。

そこで、温度補償回路をMMIC(Microwave Monolithic IC)増幅器内部に一体形成することで、温度に対する利得を一定に保つ機能を持つX帯MMIC電力増幅器を設計し試作した。この温度補償回路は、ダイオードと抵抗で構成されており、ダイオードのスレッシュホールド電圧が温度の上昇に対して低下する特性を利用して、この温度補償回路をX帯4段電力増幅器に適用した。測定の結果、この温度補償回路を用いることで、 $-10\sim+80^{\circ}\text{C}$ における利得変化量を5.5dBから1.3dBに抑圧でき、温度補償回路が有効に動作していることを確認した。



温度補償回路によるMMIC電力増幅器の温度に対する利得変動の改善

ダイオードと抵抗で構成される温度補償回路をMMIC増幅器内部に一体形成することで、温度に対する利得を一定に保つ機能を持つX帯MMIC電力増幅器を設計し試作した。この温度補償回路は、ダイオードのスレッシュホールド電圧が温度の上昇に対して低下する特性を利用して、増幅器のゲート電圧を温度によって制御することで、利得変化を抑圧している。測定の結果、 $-10\sim+80^{\circ}\text{C}$ における利得変化量を5.5dBから1.3dBに抑圧できた。

1. ま え が き

電力増幅器には低消費電力、広帯域な特性が求められるとともに、環境温度の変化に対して利得が安定であることが求められている。GaAs FET電力増幅器の利得は、温度によって大きく変化し、温度の上昇に対して利得が低下する特性を持っている。多段増幅器では通常数dBの利得変化がある。その結果、温度によって増幅器の出力電力が大きく変化する問題が発生する。そこで、増幅器の利得変化を小さくするために温度センサを用いたアッテネータの制御⁽¹⁾⁽²⁾やドレイン電流の制御⁽³⁾が行われているが、増幅器モジュールが大型化する問題点があった。増幅器モジュールの小型化には、増幅器自体が温度補償機能を持つことが望まれる⁽⁴⁾⁽⁵⁾。温度に対してFETのドレイン電流が一定となるようにFETのゲート電圧を制御することで増幅器の利得を補償する手法がある。しかしながら、ドレイン電流が一定でも温度上昇に伴ってGaAs FETの利得が低下するため、十分な補償量が得られない可能性がある。また、バイアス回路に抵抗を直列に挿入してドレイン電流をモニタする必要があるため、電力増幅器では損失が問題となる。

そこで、今回、温度補償回路をMMIC増幅器内部に一体形成することで、増幅器の利得が一定となるようにゲート電圧を制御することによって、温度に対して増幅器の利得を一定に保つ機能を持つX帯MMIC電力増幅器を設計し試作した。この温度補償回路は、ダイオードと抵抗で構成されており、増幅器と一体形成するのに適した構成となっている。また、温度補償回路は、ダイオードのスレッシュホールド電圧が温度上昇に対して低下する特性を利用している。

この温度補償回路を小信号利得32dBを持つX帯4段電力増幅器に適用した。測定の結果、この温度補償回路を用いることで、 $-10\sim+80^{\circ}\text{C}$ における利得変化量を5.5dBから1.3dBに抑圧でき、温度補償回路が有効に動作していることを確認した。

2. 1段増幅器の利得の温度依存性

GaAs FETは温度上昇に伴って相互コンダクタンス g_m が低下する特性を持つため、増幅器の利得は温度に対して低下する特性を持っている。また、AB級動作時では、FETのゲート電圧を増加させることで g_m が増加し、増幅器の利得が増加する特性を持っている。そこで、温度上昇に対してFETのゲート電圧が増加するように制御することで、増幅器の利得を一定に保つことができると考えられる。

温度に対する増幅器の利得変化量を調べるために、1段FET増幅器の小信号利得の温度依存性、ゲート電圧依存性を測定した。FETにはゲート幅 $W_g=900\mu\text{m}$ のMESFETを用い、 -20°C 、 $+25^{\circ}\text{C}$ 、 $+70^{\circ}\text{C}$ の3温度で測定した。図

1に、1段FET増幅器の小信号利得の温度依存性、ゲート電圧依存性の測定結果を示す。 $-20\sim+70^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で利得が2.5dB変化し、 -20°C では最大9.5dBの利得が得られることが分かる。また、 $+70^{\circ}\text{C}$ における増幅器の最大利得は7dBであることから、利得が7dB以下のとき、ゲート電圧を調整することで $-20\sim+70^{\circ}\text{C}$ の温度範囲において利得を一定に調整できることが分かる。そのため、 $-20\sim+70^{\circ}\text{C}$ の温度範囲において利得7dBを実現するためには、ゲート電圧を $-3.4\sim-3.0\text{V}$ まで変化させればよい。そこで、温度補償回路には $-20\sim+70^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で増幅器のゲート電圧を $-3.4\sim-3\text{V}$ まで0.4Vの範囲で制御できることが求められる。

3. 温度補償回路の構成及び試作結果

温度の上昇に対してゲート電圧が増加する特性を持つ温度補償回路の構成について述べる。

図2に温度補償回路の回路構成を示す。図の温度補償回路は、抵抗 R とショットキーダイオードの2素子だけで構成されている。図において、FETに供給するゲート電圧 V_g は、リファレンス電圧 V_r とゲート制御電圧 V_{gc} によって決定される。この温度補償回路は、ダイオードのスレッシュホールド電圧が温度上昇に対して低下する特性を利用している。温度の上昇に対してゲート電圧が増加する特性を確認するために、図に示す温度補償回路を試作した。ここで、 R は $1\text{k}\Omega$ 、 V_{gc} は 0V とした。また、ショットキーダイオードとしてゲート幅 $300\mu\text{m}$ のMESFETのゲート-ソース間

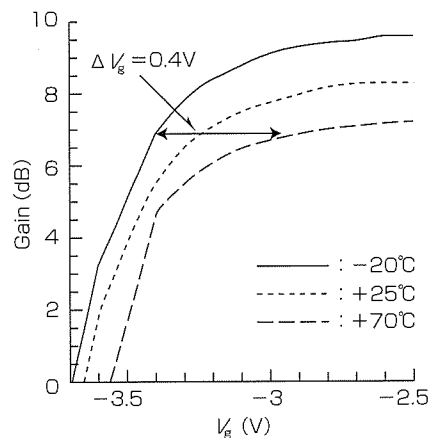


図1. 1段FET増幅器の小信号利得の温度依存性、ゲート電圧依存性測定結果

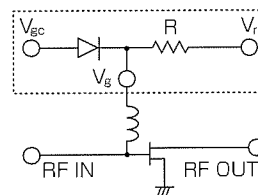


図2. 温度補償回路の回路構成

のショットキー接合を用いた。

図3に温度補償回路のゲート電圧の温度依存性測定結果を示す。測定結果より、温度の上昇に対し、ゲート電圧 V_g が増加する特性が得られ、その電圧変化率は約 $1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ であった。

4. 温度補償回路内蔵X帯MMIC増幅器の設計、試作結果

温度補償回路内蔵MMIC電力増幅器を設計し試作した。図4に温度補償回路内蔵MMIC電力増幅器の回路構成を示す。この電力増幅器では、4段構成とすることで高い利得を達成するとともに、AB級で動作させることによって低消費電力化を図った。さらに、広帯域にわたって平坦(坦)な利得特性を実現するために、MMIC増幅器の各段が広帯域にわたって共役インピーダンス整合となるように設計した。

温度変化に対して利得が変化しないためには 0.4V のゲート電圧の変化が必要であり、ダイオード1個当たりの温度補償回路の電圧変化率は約 $1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ であることから、 0.4V の電圧変化量を得るために温度補償回路のダイオードを4個直列接続した。

ゲート電圧及び温度に対する1段増幅器の小信号利得特性測定結果を図5に示す。温度変化に対して等利得曲線に

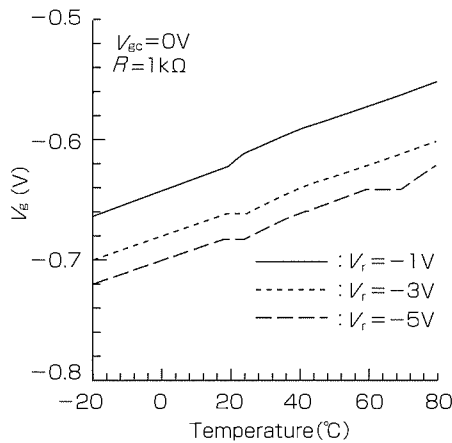


図3. 温度補償回路のゲート電圧の温度依存性測定結果

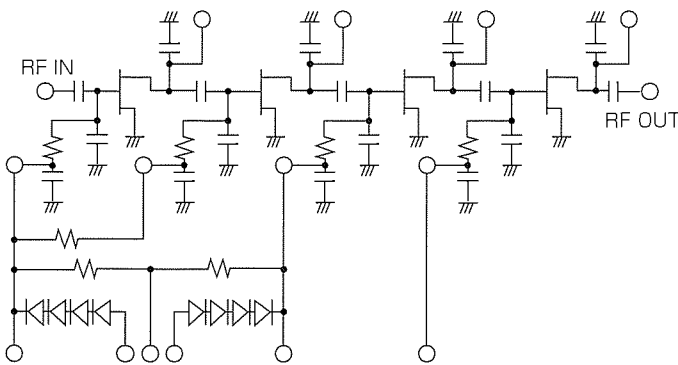


図4. 温度補償回路内蔵MMIC電力増幅器の回路構成

沿ってゲート電圧が変化するとき、増幅器の利得変化は最小となる。図5から、 25°C 時にゲート電圧を -3.2V に設定することで等利得曲線に沿ってゲート電圧が変化するため、1段増幅器の利得変化を 2.1dB から 0.5dB へ改善できることが分かる。

図6に試作したX帯MMIC増幅器のチップ写真を示す。増幅器のチップサイズは $3.7\text{mm} \times 3.4\text{mm}$ である。図7に温度補償回路内蔵MMIC電力増幅器の小信号利得特性測定結果を示す。MMIC増幅器のバイアスは $+25^\circ\text{C}$ において固定し、温度を $-10 \sim +80^\circ\text{C}$ まで変化させて測定した。図7から、温度補償回路を用いることで、温度変化に対する利得変化が小さくなっていることが分かる。また、小信号利得 32dB 、利得帯域幅 1.5GHz が達成されていることが分かる。

中心周波数における温度に対する小信号利得特性測定結果を図8に示す。温度補償回路を用いることで、 $-10 \sim +80^\circ\text{C}$ における利得変化量を 5.5dB から 1.3dB に抑圧でき、この温度補償回路が有効に動作していることを確認した。

中心周波数において、このMMIC電力増幅器の入出力位相特性を測定した。測定結果を図9に示す。測定温度は、 -10°C 、 $+25^\circ\text{C}$ 、 $+80^\circ\text{C}$ である。図から、温度補償回路を用いることで、広い入力電力範囲にわたって、温度に対する利得、出力電力、位相特性の変化が小さくなっていることが分かる。また、温度範囲 $-10 \sim +80^\circ\text{C}$ において、飽和電力 22.8dBm 以上、小信号利得 31.8dB 以上の特性を得た。

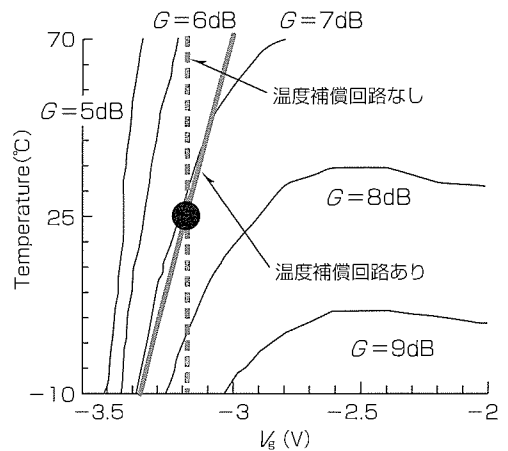


図5. ゲート電圧及び温度に対する1段増幅器の小信号利得特性測定結果

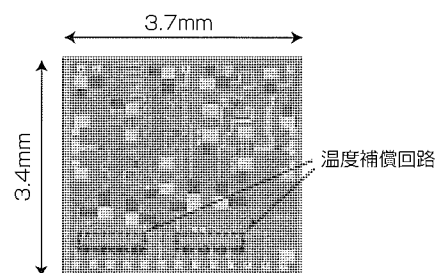
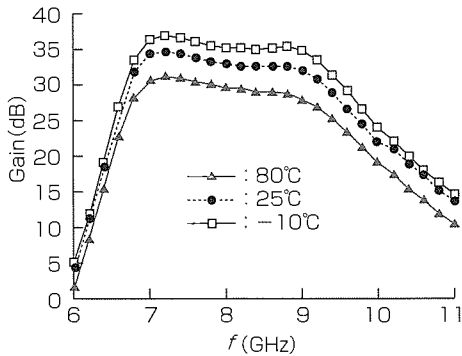
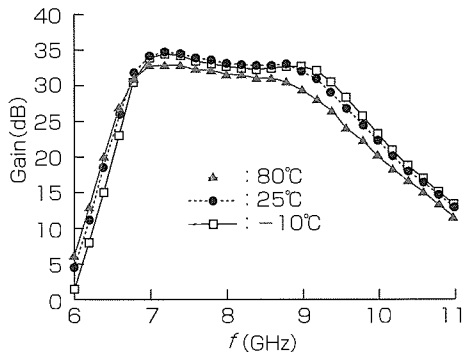


図6. 温度補償回路内蔵MMIC電力増幅器のチップ写真



(a) 温度補償回路なし



(b) 温度補償回路あり

図7. 温度補償回路内蔵MMIC電力増幅器の小信号利得特性測定結果

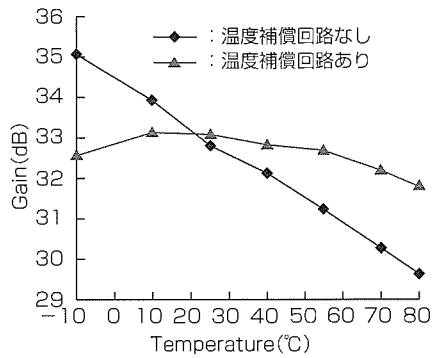
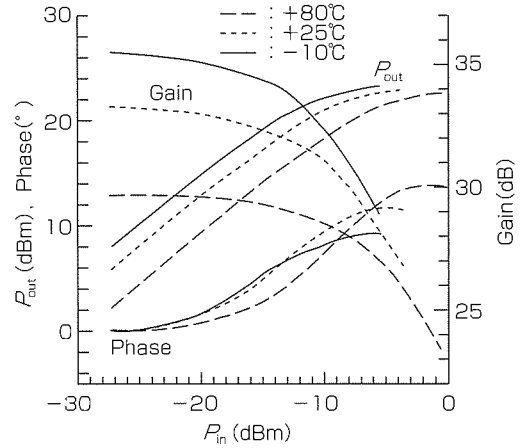


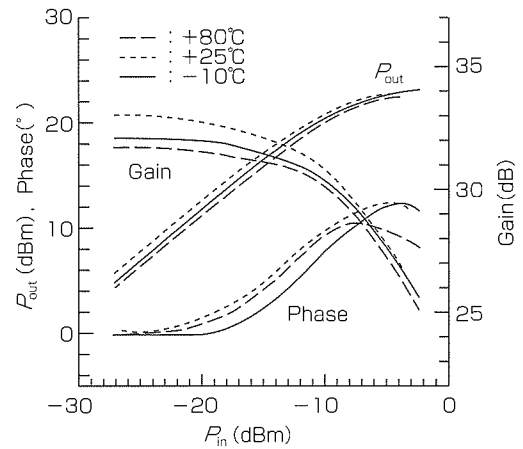
図8. 温度に対する温度補償回路内蔵MMIC電力増幅器の小信号利得特性測定結果

5. む す び

温度補償回路をMMIC増幅器内部に一体形成することで、増幅器の利得が一定となるようにゲート電圧を制御することによって、温度に対して増幅器の利得を一定に保つ機能を持つX帯MMIC電力増幅器を設計し試作した。この温度補償回路は、ダイオードと抵抗で構成されており、増幅器と一体形成するのに適した構成となっている。この温度補償回路は、ダイオードのスレッシュホールド電圧が温度上昇に対して低下する特性を利用している。この温度補償回路を小信号利得32dBを持つX帯4段電力増幅器に適用した。測定の結果、この温度補償回路を用いることで、-10~



(a) 温度補償回路なし



(b) 温度補償回路あり

図9. MMIC電力増幅器の入出力位相特性測定結果

+80°Cにおける利得変化量を5.5dBから1.3dBに抑圧でき、温度補償回路が有効に動作していることを確認した。

参 考 文 献

- (1) Alleva, V., et al.: Temperature Compensation Circuit for Linear Microwave Amplifier, IEEE MGWL, 6, No.6 (1996)
- (2) Shimada, M., et al.: Ka-Band 3 W SSPA for COMETS, Proceedings of 1994 Asia-Pacific Microwave Conference, 647~650 (1994)
- (3) Raffaelli, L., et al.: Temperature Compensation for Microwave GaAs FET Amplifiers, Microwave Journal, 315~321 (1986-5)
- (4) Kobayashi, K. W., et al.: A Monolithic DC Temperature Compensation Bias Scheme for Multistage HEMT Integrated Circuits, IEEE Trans., Microwave Theory Tech., 44, No.2 (1996)
- (5) Kobayashi, K. W., et al.: A Monolithic HEMT Regulated Self-biases LNA, IEEE 1994 Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuit Symposium, 121~124 (1994)

衛星搭載用K帯 高効率MMIC電力増幅器

宇土元純一* 赤石 明**
石田多華生*
小丸真喜雄*

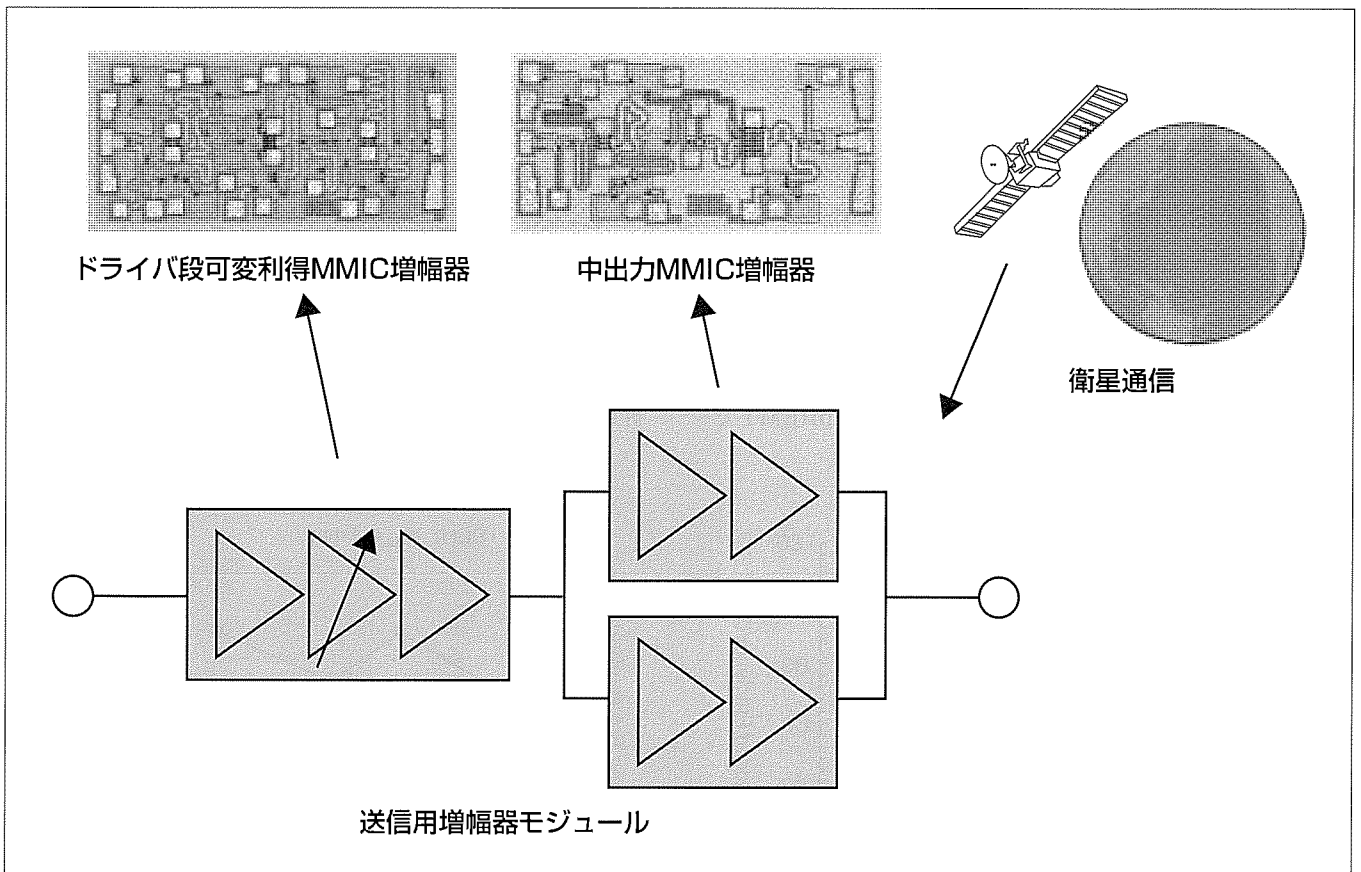
要 旨

近年、通信の高度化・多機能化がますます進行する時代となっており、マイクロ波は、基幹通信網を構成する衛星通信やマイクロ波通信からパーソナルな衛星放送や携帯電話などの身近な機器までその用途が広がっている。その一例として、K、Ka帯におけるマルチメディア通信衛星の開発が盛んに行われている。これらの衛星に搭載されるAPAA(Active Phased Array Antenna)には、高効率かつ低コストな増幅器の開発が必ず(須)の課題であり、その取組もますます盛んとなっている。

今回、電力付加効率50%の2段中出力MMIC(Microwave Monolithic IC)増幅器を開発したので本稿で述べる。なお、この増幅器に加え、ドライバ段用に3段可

変利得増幅器を開発した。チップサイズ縮小のため、整合回路にはMIM(Metal Insulator Metal)キャパシタと高インピーダンス線路によるショートスタブを用いた。その結果、チップサイズ1.0mm×2.0mmを実現した。中出力増幅器の設計において、最大効率が得られるように各段のゲート幅の最適化を行った。周波数18GHzから20GHzにおいて、中出力増幅器と可変利得増幅器は、それぞれ線形利得18dB及び24dBを得た。中出力増幅器では、出力電力24.6dBm、電力付加効率50%という良好な特性が19GHzにおいて得られた。

試作したMMICは今後のマイクロ波アプリケーションの高性能化に寄与するところ大と期待される。



衛星搭載送信アンテナ用増幅器の構成例

送信用増幅器の構成例を示す。MMICが送信アンテナの性能を決定するキーとなる。高効率化によってアンテナの小型化・軽量化が可能となる。中出力MMIC増幅器の設計において、最大効率が得られるように整合回路の最適化を行い、出力電力24.6dBm、電力付加効率50%という良好な特性が19GHzにおいて得られた。

1. ま え が き

近年、通信の高度化・多機能化がますます進行する時代となっており、マイクロ波は、現在、基幹通信網を構成する衛星通信やマイクロ波通信からパーソナルな衛星放送や携帯電話などの身近な機器までその用途が広がっている。その一例として、K、Ka帯におけるマルチメディア通信衛星の開発が盛んに行われている。これらの衛星に搭載されるAPAAには、高効率かつ低コストな増幅器の開発が必須の課題であり、その取組もますます盛んとなってきている^{(1)~(5)}。

今回、K帯において、AlGaAs/InGaAs pseudomorphic 高出力HEMT(以下“pHEMT”という。)を用いた、高効率特性を持ち、かつチップサイズが1mm×2mmと大変コンパクトな2段中出力増幅器を開発したので本稿で述べる。なお、ドライバ段用として3段可変利得増幅器も開発した。

2. 増幅器に用いたデバイス

今回の能動素子として、pHEMTを用いた。ゲート構造はEB露光によるAl T型ゲートであり、ゲート長は0.2μmである。高出力仕様として、相互コンダクタンス向上のためにダブルヘテロ構造を採用した。リセス構造は、選択エッチングによるダブルリセス構造である。GaAsの基板厚は100μm、裏面金めっき厚は3μmである。

図1に、ゲート幅600μmのpHEMTの入出力特性を示す。周波数18GHz、1dB利得圧縮点において、出力電力24.4dBm、電力付加効率57%と良好な特性を得た。

3. MMIC の設計

可変利得増幅器において、初段と3段目を構成するトランジスタは、ゲート幅120μmのシングルゲートpHEMTで

ある。2段目を構成するトランジスタは、ゲート幅160μmのデュアルゲートpHEMTである。また、中出力増幅器のトランジスタのゲート幅は、初段が240μm、2段目が1mmである。

両増幅器において、チップ面積縮小のために、MIMキャパシタと高インピーダンス線路を用いたショートスタブを整合回路に用いた。中出力増幅器の設計の際には、所望の出力電力が得られる条件下で最大の電力付加効率が得られるように、大信号シミュレーションを行い、各段のゲート幅の最適化を行った。

図2に、中出力増幅器における出力電力と電力付加効率の初段ゲート幅依存性の計算結果を示す。バイアス条件は、ドレイン電圧5V、ドレイン電流がゲート幅100μm当たり15mAである。2段目のゲート幅は、24.5dBmの出力電力が得られるように既存のMMICの電力密度から1mmに決定した。図に示す計算の際には、初段のゲート幅を変化させて大信号シミュレーションを行い、最大の電力付加効率を得られるように各段整合回路のパラメータを最適化した。図は得られる最大効率の初段ゲート幅依存性を示しており、初段のゲート幅が240μmのときに最大の効率を得られることが分かった。

次に、可変利得増幅器の設計について述べる。可変利得増幅器の整合回路は、所望の利得及びその平坦(坦)性と反射特性が得られるように設計した。また、30dB以上の利得可変範囲が得られるように、デュアルゲートHEMTを用いた。このデュアルゲートHEMTは、その第2ゲート電圧を変化させて利得をコントロールしたときに反射特性への影響が小さくなるように2段目に配置した。チップ面積を縮小して所望の特性を得るためには、近接に配置した線路間の干渉の電気特性への影響を考慮し、電気設計時の特性を再現する必要がある。このため、今回、電磁界解析を用いて回路レイアウトの最適化を行った。

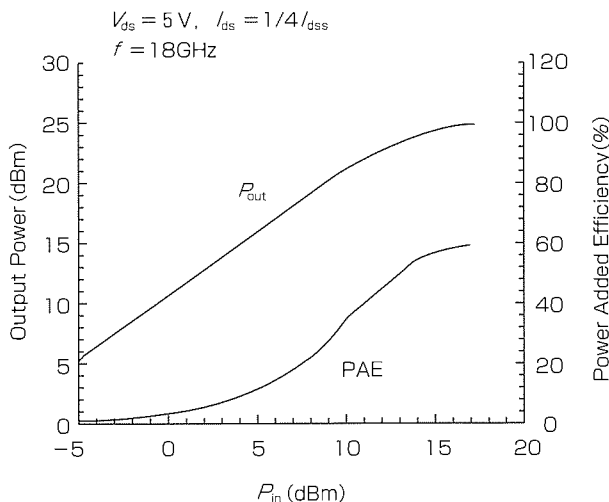


図1. pHEMTの入出力特性

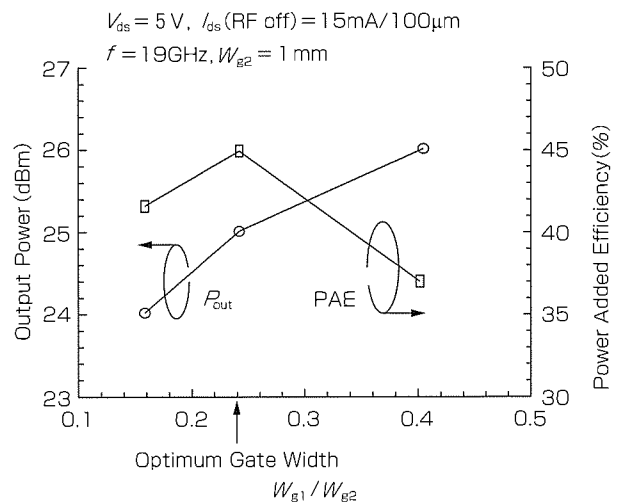


図2. 入出力特性の初段ゲート幅依存性

4. 結果

図3に、開発したドライバ段用可変利得増幅器のチップ写真を示す。図に示すように、MIMキャパシタと高インピーダンス線路を用いている。

図4に、この可変利得増幅器の小信号特性を示す。バイアス条件は、ドレイン電圧5V、ドレイン電流がゲート幅100 μ m当たり15mAである。周波数18GHzから20GHzにおいて、利得24dB以上、入出力反射損失8dB以上を得た。さらに、利得可変範囲は30dB以上が得られた。

図5に、開発した中出力増幅器のチップ写真を示す。可変利得増幅器と同様に、チップサイズは1.0mm \times 2.0mmと小型化を図っている。

図6に、中出力増幅器の小信号RF特性を示す。バイアス条件は、ドレイン電圧5V、ドレイン電流がゲート幅100 μ m当たり15mAである。周波数19GHzにおいて、利得20dB以上、入出力反射損失14dB以上を得た。

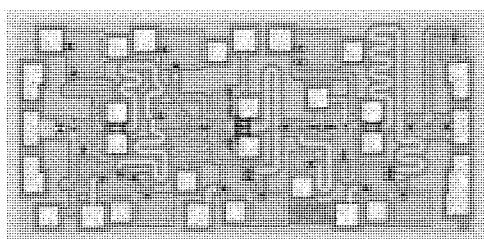


図3. 可変利得増幅器のチップ写真

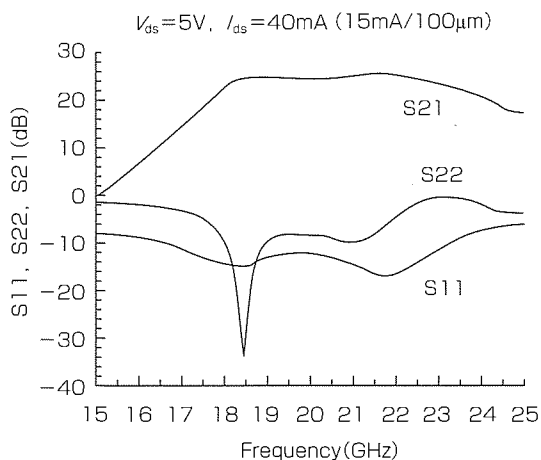


図4. 可変利得増幅器の小信号特性

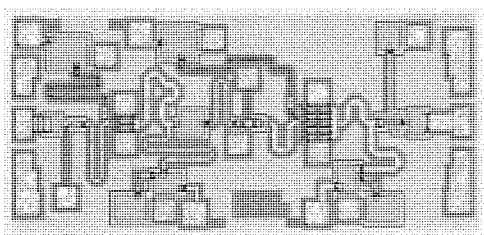


図5. 中出力増幅器のチップ写真

図7に、19GHzにおける中出力増幅器の入出力特性を示す。電力付加効率45%、出力電力25dBmの良好な特性を得た。

図8に、19GHzにおける入出力特性のドレインバイアス電流依存性を示す。ゲート幅100 μ m当たり6mAのドレインバイアス電流において、電力付加効率50%、出力電力24.6dBmの良好な特性を達成した。

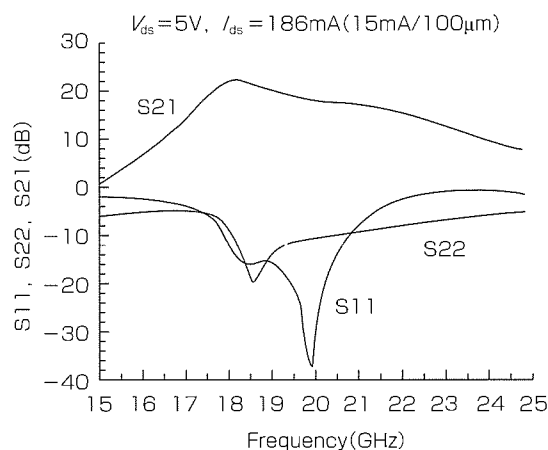


図6. 中出力増幅器の小信号特性

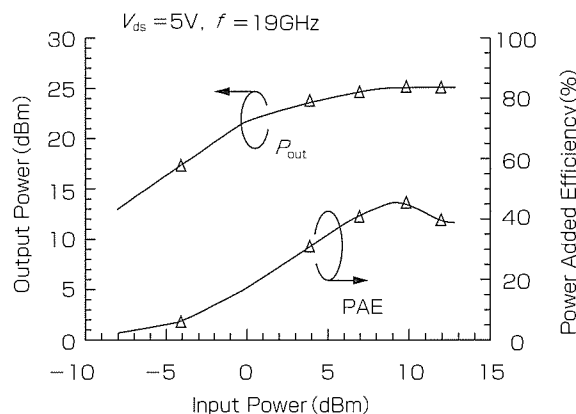


図7. 中出力増幅器の入出力特性

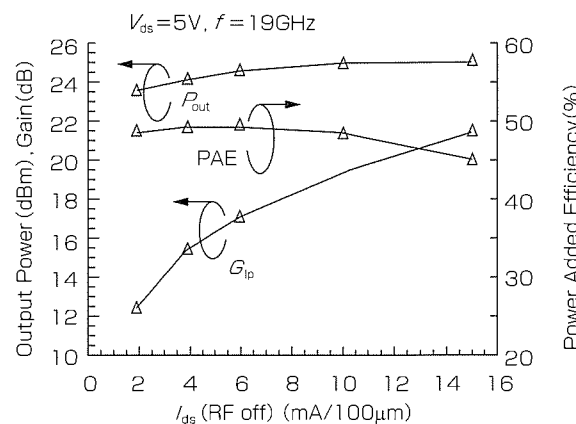


図8. 入出力特性のドレイン電流依存性

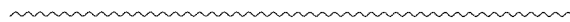
5. む す び

K帯において、コンパクトかつ高効率な中出力増幅器とドライバ段用可変利得増幅器を開発した。可変利得増幅器では、周波数18GHzから20GHzにおいて、24dB以上の利得が得られた。中出力増幅器では、周波数19GHzにおいて、出力電力24.6dBm、電力付加効率50%の良好な特性を得た。この増幅器はマルチメディア衛星用素子として有望である。

この増幅器の開発は平成10年度の郵政省通信総合研究所との契約で実施したものであり、開発の機会を与えていただいたことに感謝する。

参 考 文 献

- (1) Aust, M. V., et al. : A Ka-Band HEMT 1 Watt Power Amplifier, IEEE MMWMC-S Digest, 45~48 (1993)
- (2) Yarborough, R., et al. : Performance Comparison of 1 Watt Ka-Band MMIC Amplifiers using Pseudomorphic HEMTs and Ion-Implanted MESFETs, IEEE MMWMC-S Digest, 21~24 (1996)
- (3) Simon, K. M., et al. : K Through Ka-Band Driver and Power Amplifiers, IEEE MMWMC-S Digest, 29~32 (1996)
- (4) Siddiqui, M. K., et al. : A High Power and High Efficiency Power Amplifier for Local Multipoint Distribution Service, IEEE MTT-S Digest, 701~704 (1996)
- (5) Komaru, M., et al. : 1 Watt Compact Ka-Band MMIC Power Amplifiers using Lumped Element Matching Circuits, IEEE MTT-S Digest, 1659~1662 (1998)



化合物半導体の品質保証

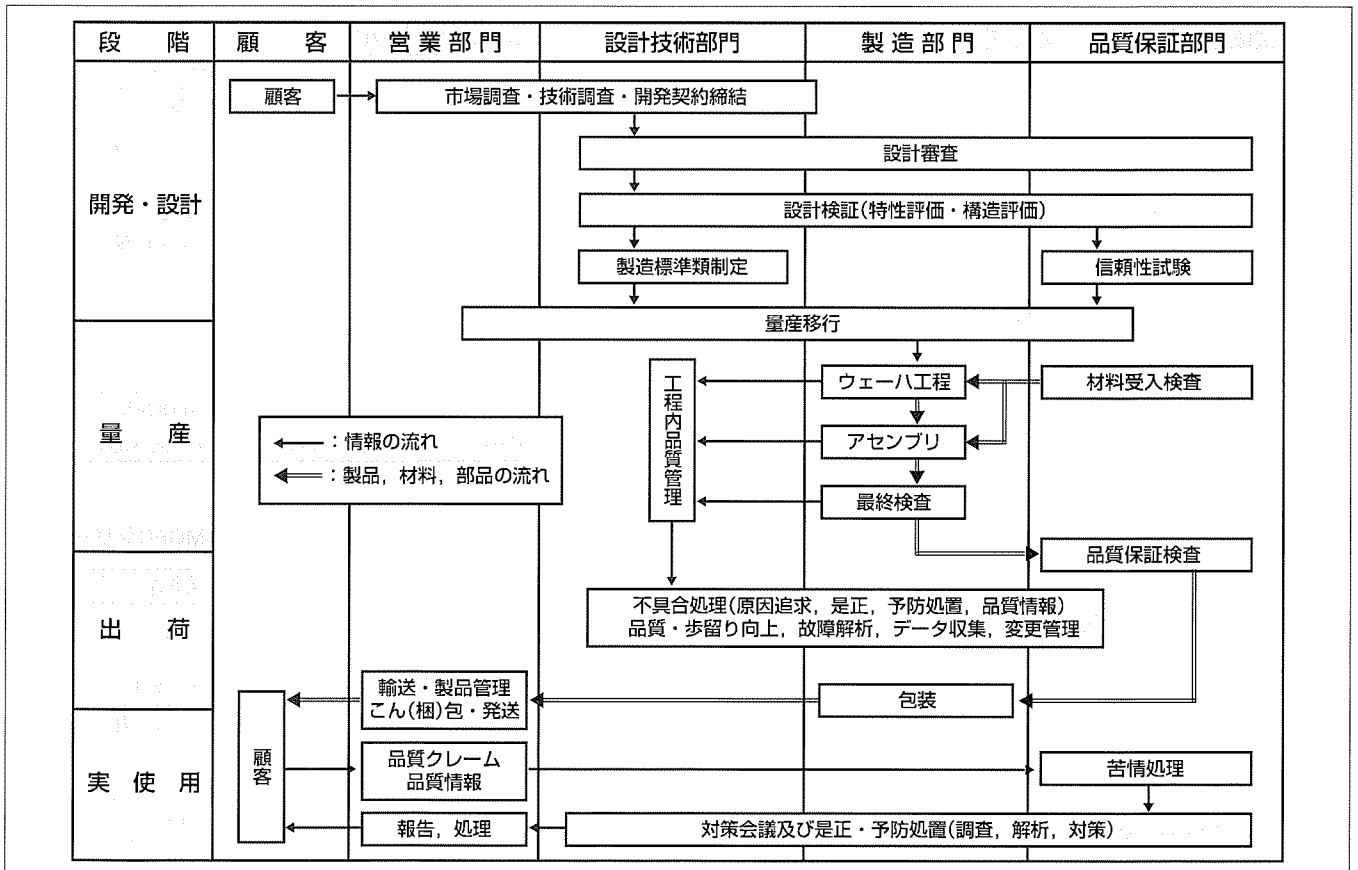
太田洋一朗*
伊木茂男**
水口 澄**

要 旨

三菱電機の高周波光素子事業統括部では“顧客第一、品質第一”を品質方針に掲げて、品質改善、コスト低減、工期短縮の実現に取り組んできた。このため、“品質は設計・製造で作り込む”との考え方で企画・開発段階から量産製造に至る各工程で品質保証活動を展開しており、ISO9001の認証も得ている。また、これらを支える設計・

製造の要素技術開発はもちろん、信頼性技術及び不良解析技術の開発にも注力している。

本稿では、当社高周波光素子事業統括部における品質保証体制と、光デバイスと高周波デバイスの信頼性試験、故障解析事例について紹介する。



開発・設計から実使用に至る品質保証体系

当社の品質保証体系では開発、設計から量産、出荷、実使用まですべての段階で品質情報をフィードバックし、品質を維持向上させる品質保証活動を実現している。

以上の品質システムは、ISO9001の認証を取得している。

1. ま え が き

三菱電機の高周波光素子事業統括部では“顧客第一、品質第一”を品質方針に掲げて、品質改善、コスト低減、工期短縮の実現に取り組んできた。このため、“品質は設計・製造で作り込む”との考え方で企画・開発段階から量産製造に至る各工程で品質保証活動を展開しており、ISO9001の認証も得ている。また、製品品質を支える設計・製造の要素技術開発はもちろんのこと信頼性評価技術及び故障解析技術の開発にも注力している。

企画段階では、顧客要求、市場分析等によって製品に要求される性能、品質、価格を議論して開発する製品の目標と期限を決める。この開発目標を実現するために開発すべき技術課題の開発に着手する。

設計段階では、コスト、性能、構造解析等と過去の経験を活用しながら設計審査をし、開発目標の達成を検証するため、特性評価、構造評価、信頼性試験等を実施する。これらによって開発の完了が確認されれば、量産移行となる。

量産においては、工程内検査、材料管理、装置管理の各段階の規格値での判定だけではなく、それらのデータを統計的に監視し改善アクションをとるSPC管理にも注力し、異常の予防に努めている。また、品質保証検査と定期的な信頼性試験を実施して更なる品質改善に努めている。

出荷後の顧客からの品質クレームは、品質改善の貴重な材料として調査し、顧客への報告はもちろん、製造・設計部門にフィードバックを行っている。

本稿では、当社における光デバイスと高周波デバイスについて、それぞれ信頼性試験と故障解析事例について紹介する。

2. 信頼性試験

2.1 光デバイスの信頼性試験

当社の光デバイスは、超高信頼度を要する海底用を始め、光通信用・産業用・民生用など幅広い用途に用いられている。各々に要求される信頼性レベルに応じた信頼性試験を実施しているが、デバイス構造の類似性を考慮した製品群ごとに試験を行い、開発のスピードアップ、コスト削減を図っている。高信頼度光通信用半導体レーザーの信頼性試験の一例を表1に示す。耐環境性試験として、顧客の工程で加わる熱履歴などを想定しMILスペックに準拠した試験を行っている(表中はんだ付け性～可変周波振動)。また、動作寿命試験としては、光素子の信頼性評価の世界標準となっているBellcore推奨の条件でAPC(Automatic Power Control)動作を行い、動作電流の変化率から故障判定を行っている。実使用条件での動作寿命については温度、光出力加速性を評価し、加速試験結果から推定をしている。

2.2 高周波デバイスの信頼性試験

当社の高周波デバイスは、携帯電話や衛星放送受信機等

の民生用途、地上通信基地局やレーダ等の高信頼度用途、さらに衛星搭載用機器等の超高信頼度用途まで幅広く用いられている。また、そのパッケージも、安価なモールドパッケージから高価なハーメチックパッケージまでである。表2に宇宙用高信頼度高出力FET(Field Effect Transistor)の信頼性試験の一例を示す。

近年、高周波デバイスの集積化が進み、素子構造及び機能が複雑となり、最終デバイスでの信頼性試験・故障解析が困難となってきている。当社では、最終デバイスの信頼性試験と並行して、デバイスを構成する要素素子(例えば、トランジスタ、コンデンサ、インダクタ等)ごとにTEG(Test Element Group)を作成し、このTEGを用いた信頼性試験を実施している。TEG評価では、特性変動のモニタ及び故障解析が容易にかつ正確に実施することができる。さらに、TEGの信頼性評価データのある要素素子を組み合わせたデバイスの信頼性予測が可能となり、新製品の検証を迅速に実施できる。表3にTEGを用いた信頼性試験例を示す。

表1. 高信頼度光通信用半導体レーザーの信頼性試験例

試験項目	試験方法及び試験条件
はんだ付け性	230℃, 5秒
はんだ耐熱	260℃, 10秒
温度サイクル	-40~+125℃, 200サイクル
耐湿	60℃, 90%RH, 240時間
衝撃	14,700m/s ² (1,500G), パルス幅0.5ms, X _{1,2} , Y _{1,2} , Z _{1,2}
可変周波振動	20~2,000Hz, 1.524mm又は196m/s ² (20G), X, Y, Z往復4分, 各4回
端子強度	225g 90° 2回折り曲げ
高温保存	125℃, 1,000時間
低温保存	-40℃, 1,000時間
連続動作寿命	85℃, 5mW, CW, 5,000時間
ESD耐量	1.5kΩ 100pF, 順, 逆方向各3回

表2. 宇宙用高出力FETの信頼性試験例(MGFCシリーズ)

試験項目	試験方法及び試験条件
はんだ付け性	230℃, 5秒
はんだ耐熱	260℃, 10秒
温度サイクル	-65~+175℃, 200サイクル
衝撃	14,700m/s ² (1,500G), パルス幅0.5ms, X _{1,2} , Y _{1,2} , Z _{1,2}
可変周波振動	100~2,000Hz, 196m/s ² (20G), X, Y, Z往復4分, 各4回
定加速度	98,000m/s ² (10,000G), Y1, 1分
高温保存	175℃, 1,000時間
高温動作	T _{ch} =175℃, V _b =10V, 3,000時間
加速寿命	T _{ch} =225℃, V _b =10V, 3,000時間
DC断続通電	ΔT _{ch} =100℃, 6,000サイクル
RF耐電力試験	V _b =9V, P _o =P _d dB, 1,000時間

表 3. 回路要素と信頼性試験例

回路要素	試験項目	試験方法及び試験条件
トランジスタ	高温保存	$T_{stg}(\max)$, 1,000時間
	温度サイクル	-65~+175℃, 200サイクル
	高温動作	$T_{ch}(\max)$ V_{max} , 1,000時間
	加速動作	$T_{ch} = 225^\circ\text{C}$, V_{max} , 1,000時間
	低温保存	$T_{stg}(\min)$, 1,000時間
MIM キャパシタ	TDDB	$E = 5 \sim 10\text{MV/cm}$
	絶縁耐圧分布評価	ランプ電圧
インダクタ 配線	高温保存	$T_{ch}(\max)$, 1,000時間
	通電	最大電流密度 $T_{ch}(\max)$, 1,000時間
抵抗体	高温保存	$T_{stg}(\max)$, 1,000時間
	通電	最大電流密度 $T_{ch}(\max)$, 1,000時間

3. 故障解析事例

3.1 光デバイスの故障解析事例

ここでは、産業用半導体レーザ (AlGaAs系) の故障解析例について述べる。半導体レーザは動作電流が増加し劣化に至るが、その主な原因は結晶欠陥の増殖である。この場合の特徴として、故障解析においてダークライン欠陥 (Dark Line Defect : DLD) と呼ばれる転位網が観察される。

3.1.1 光学損傷

電流を増して光出力を増していくと、突然光出力が低下し、非可逆な劣化が発生する。この現象は光学損傷 (Catastrophic Optical Damage : COD) と呼ばれる。この劣化は、注入発光 (Electro Luminescence : EL) 法又は電子線励起電流 (Electron Beam Induced Current : EBIC) 法と呼ばれる解析手法において、レーザ端面から共振器方向に伸びる $\langle 110 \rangle$ DLD を観察することで判断できる。観察例を図 1 に示す。

また、この場合には、レーザ端面に DLD が存在しているため、端面からの EL 観察で、発光強度分布を見ると DLD の位置に対応した強度の低い領域が見られることから判断できる。この観察例を図 2 に示す。

3.1.2 共振器内部での劣化

共振器内部での劣化は、通電動作中に電流が増加し劣化に至った場合に見られ、結晶内に存在する微小な結晶欠陥が注入電流によって増殖し DLD に成長したものである。この場合は、EL 又は EBIC 像において、レーザ共振器内部に共振器方向から 45° 傾いた $\langle 100 \rangle$ DLD が観察される。観察例を図 3 に示す。

このような観察例の大半は、観察が容易な特殊な構造のレーザにおけるものである。当社では、いずれのレーザ構造でも EL 又は EBIC が観察できる試料の加工法を開発し、この欠陥の直接観察と電気光学的特性評価などを組み合わ

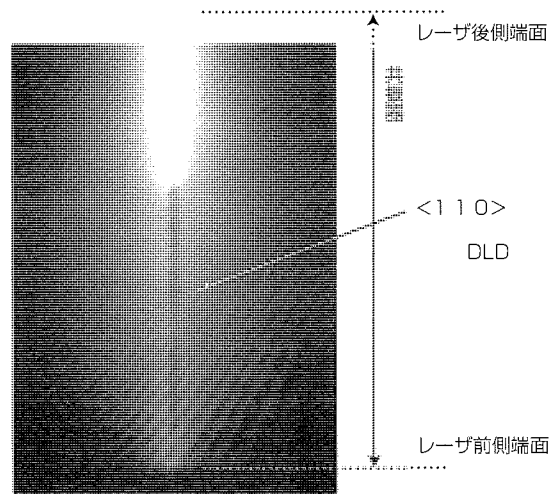


図 1. 光学損傷における EL による $\langle 110 \rangle$ DLD の観察例

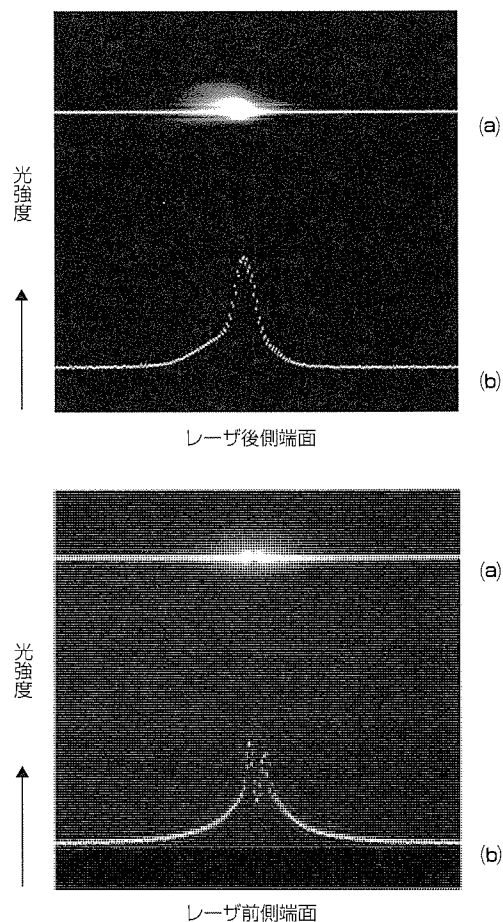


図 2. 光学損傷の場合の端面からの EL 観察例 (レーザの前側端面で COD が発生した例)

せて故障モードの特定を行っている。

3.2 高周波デバイスの故障解析事例

最近の高周波デバイスは、高出力・高効率化のために、高電圧・過入力状態で使用される。このような過酷な動作条件では、デバイスに大きなストレスがかかるので、その信頼性の検証が重要な課題である。高出力 GaAs FET を高

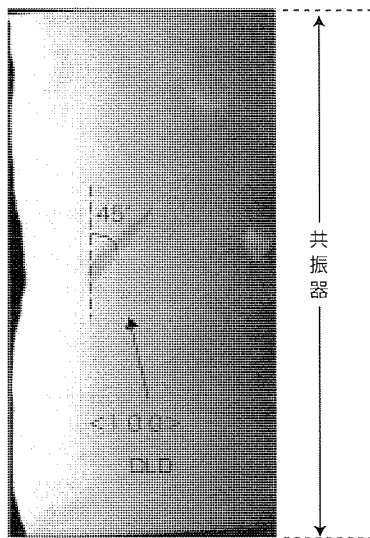


図3. 共振器内部劣化, EBICによる<100>DLDの観察例

温下で高電圧・過入力で通電し劣化させたデバイスの故障解析例を図4に示す。故障品はドレイン電流の減少, ゲート・ドレイン耐圧の減少等の電気特性の結果が認められ, 光学顕微鏡やSEM(Scanning Electron Microscope)による観察, さらに発光, 熱分布, OBIC(Optical Beam Induced Current)/EBIC観察等の評価手法を用いて劣化領域を特定した。また, 当箇所断面観察によって劣化モードを元素レベルで調査した。図は劣化部分のTEM(Transmission Electron Microscope)観察例である。

EDX(Energy Dispersive X-ray Spectroscopy)の元素分析や電子線回折像から, GaAs表面に数nm厚の金属性ひ(砒)素が析出していることが分かった。通電試験時に高電圧・過入力によって高エネルギー電荷が発生し, この電荷がリセス部のGaAs表面に作用することによってGaがパッシベーション膜と反応(結合)し, リセス表面に金属性砒素が析出し劣化したと考えられる。

このような故障箇所の観察とともに, 劣化の温度依存性や電圧加速性なども評価している。温度依存性からは, 劣化反応の活性化エネルギーが求められ, 劣化機構の検証や

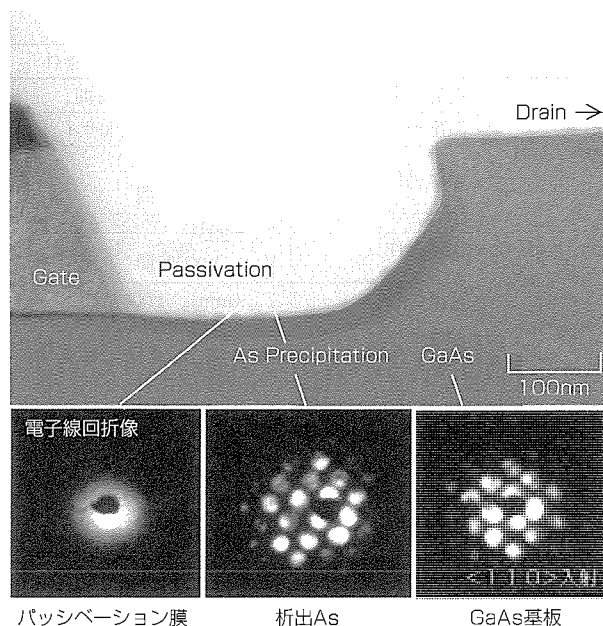


図4. 劣化箇所の解析事例(高出力FET)

寿命推定などを行うことができる。

以上のように, 故障解析では, 故障内容に応じた分析手法による評価を行うとともに, 電気特性の変動や加速性などを総合的に考察し, 故障メカニズム, 故障原因を明らかにしている。これらの故障解析例をデータベース化し, 正確かつ迅速な解析に役立て, また設計にフィードバックして信頼性向上を図っている。

4. む す び

当社における光デバイス及び高周波デバイスの品質保証体制と, それぞれのデバイスについての信頼性試験, 故障解析事例を示した。当社の化合物半導体デバイスは, 宇宙・海底システムから携帯電話, 衛星放送受信に至るまで幅広い用途に用いられている。

ユーザーの期待にこたえるために, 今後, さらに信頼性評価技術と故障解析技術の開発に努める所存である。



特許と新案 * * *

三菱電機は全ての特許及び新案を有償開放しております

有償開放についてのお問合せは
三菱電機株式会社 知的財産渉外部
電話(03)3218-9192(ダイヤルイン)

狭スペクトル半導体レーザ (特許 第2080551号, 特開昭63-66986号)

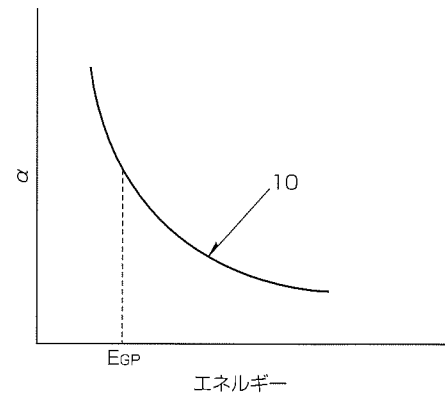
この発明は、狭スペクトル、低チャージング、低しきい値電流を持つ半導体レーザに関するものである。

光通信においては、DC動作時のスペクトル線幅が狭いばかりではなく、直接変調時のスペクトル線幅の広がり、すなわちチャージングの小さい半導体レーザが求められている。理論的には、スペクトル線幅は線幅増大係数を a とすると $1 + a^2$ に比例して、チャージングは a に比例する。したがって、狭スペクトル線幅、低チャージングを実現するには、 a を小さくすればよい。単一波長で発振する分布帰還型レーザは、回折格子の周期によって利得ピーク波長とは独立に発振波長を設定することができる。我々は、図に示すような、 a と利得ピークエネルギー E_{GP} に対する発振波長に対応するエネルギーとの関係を表す曲線(10)を実験的に求めた。すなわち、発振波長を利得のピークエネルギー E_{GP} に相当する波長よりも短かく設定すると、 a を小さくできる。しかしながら、通常の半導体レーザの波長に対する利得曲線は利得のピーク値に対応する波長から離れる

発明者 小島啓介, 野田 進, 久間和生

と、急激に低下するので、しきい値電流の増大を招く。量子井戸構造を活性層に採用すれば、波長に対する利得曲線は比較的フラットであるので、しきい値電流の増大を抑えて狭スペクトル線幅化が実現できる。

以上、この発明は、狭スペクトル線幅、低チャージング、低しきい値電流を持つ半導体レーザを提供する。



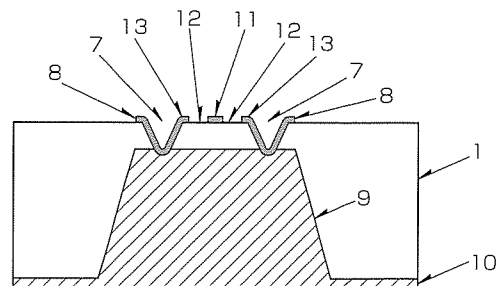
高周波用半導体装置 (特許 第2746483号, 特開平4-311069号)

発明者 石川高英

この発明は、バイアホールを持つ半導体装置に関するものである。能動素子の発熱を効果的にヒートシンクに伝導するとともに、能動素子の接地電極から導電性のヒートシンクに至る配線長さを短くできるようにした。

従来のバイアホールでは裏面から表面の電極までエッチングによって形成した中空のホールを用いていたため、工程中にオーバーエッチしてしまう問題があるとともに、中空部分で十分な放熱が得られず、またバイアホールの開孔面積が大きくなってしまい寄生インダクタンスが大きくなる問題があった。この発明では、GaAs基板(1)上のFETのドレイン電極(11)、ゲート電極(12)、ソース電極(13)に隣接して上部の開孔電極(8)を設け、裏面に内部が導体で充てん(填)されたヒートシンク(9)を設けた。この構造の採用により、

発熱をヒートシンクによって裏面電極(10)へ効果的に放熱できるとともに、開孔電極の開孔面積を小さくできるので、寄生インダクタンスを小さくして高周波特性の良好な素子を実現できる。また、製造でのオーバーエッチを防止できるので高歩留りに素子を製造できる。





特許と新案***

三菱電機は全ての特許及び新案を有償開放しております

有償開放についてのお問合せは
三菱電機株式会社 知的財産渉外部
電話(03)3218-9192(ダイヤルイン)

半導体レーザ及びその製造方法 (特許 第2850898号, 特開平10-32366号)

発明者 村上隆志

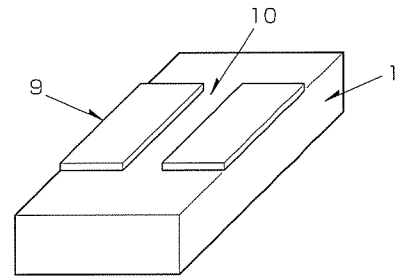
この発明は、半導体レーザの高出力動作時に発生する光出射端面の破壊を抑制でき、同時に低しきい値電流と良好なビーム特性を実現する半導体レーザとその製造方法に関するものである。

半導体レーザの動作時においては、活性層(発光層)のバンドギャップが端面部でのみ小さくなる。その結果、端面での光吸収によって自らの端面を破壊してレーザ発振不能に至らしめるという問題があった。活性層を薄くすると活性層に閉じ込められた光は上下のクラッド層に広がり端面での実効的な光密度を低減することができるが、余り活性層を薄くするとしきい値電流が上昇するという問題がある。あらかじめGaAs基板(1)上に、図に示すように、絶縁膜(SiO₂膜)(9)を配置し、この上に有機金属気相成長法によって下クラッド層、活性層及び上クラッド層を成長させる。有機金属成長法では、絶縁膜(9)上には結晶は成長されず、露出したGaAs基板(1)上のみ成長する。

GaAs基板(1)の露出したストライプ(10)上には、絶縁膜(9)

に供給されても成長に寄与しない有機金属材料ガスが回り込んでくるので、ストライプ(10)端部よりも厚い層が成長する。したがって、ストライプ部での活性層の厚さは、従来のしきい値電流が上昇しない厚さに保ちながらストライプの外側、すなわち端面近傍のみ薄くできる。また、端面の薄い活性層から放射されるビームは、結晶成長面と垂直方向に狭いビーム広がり角を持つ。

以上、この発明は、高出力動作、低しきい値電流、及び良好なビーム特性を持つ半導体レーザを提供する。



〈本号記載の商標について〉

“イーサネット” 富士ゼロックス㈱の商標である。

そのほか、本号に記載されている会社名、製品名はそれぞれの会社の商標又は登録商標である。

〈次号予定〉三菱電機技報 Vol.76 No.3 「半導体」特集

特集論文

- サブ100nm時代の設計技術
- 革新的ITDMを目指して
- 216MHz 32ビットRISCマイコンM32R“M32104S6FP”
- 単精度浮動小数点演算器内蔵マイクロプロセッサ“M32R-FPU”
- デジタルパワーアンプ用プロセッサLSI
- Bluetooth用ベースバンドLSI“M64110WG”
- Bluetooth用RFトランシーバLSI“M64846FP”

- 0.13μm 256MビットSDR/DDR SDRAM
- 0.18μm 4M/8Mビット低消費電力SRAMの3V/1.8Vシリーズ
- 携帯機器向け大容量モバイルRAM搭載MCP
- sTSP搭載メモリモジュール
- 混載DRAM用モジュールジェネレータ
- 大規模高速システムLSI対応設計システム
- システムLSIにおける超低コストアナログテスト技術 “Static Analog BOST”
- 0.1μm世代をにらんだ半導体デバイスの評価技術

<p>三菱電機技報編集委員</p> <p>委員長 井手 清</p> <p>委員 中村治樹 畑谷正雄 吉原孝夫 榎原幸志 村松 洋 松本 修 浜 敬三 安福正樹 西谷一治 中島克人 荒木政敏 河内浩明 山木比呂志</p> <p>幹事 名畑健之助</p> <p>2月号特集担当 松田吉雄</p>	<p>三菱電機技報 76巻2号 2002年2月22日 印刷 (無断転載・複製を禁ず) 2002年2月25日 発行</p> <p>編集人 井手 清 発行人 名畑 健之助 発行所 三菱電機エンジニアリング株式会社 ドキュメント事業部 〒105-0011 東京都港区芝公園二丁目4番1号 秀和芝パークビルA館9階 電話 (03) 3437局2692</p> <p>印刷所 株式会社 三菱電機ドキュメンテクス 発売元 株式会社 オーム社 〒101-0054 東京都千代田区神田錦町三丁目1番地 電話 (03) 3233局0641</p> <p>定 価 1部735円(本体700円) 送料別</p>
<p>URL http://www.melco.co.jp/giho/</p>	<p>三菱電機技報に関するお問い合わせ先 cep.giho@ml.hq.melco.co.jp</p>

インターネットを始めとする通信需要は、近年、爆発的に増加しており、大容量・高速通信の必要性が高まっています。幹線系光通信は、現在、主流の2.5Gbpsから10Gbpsへと進展するとともに、より長距離伝送を可能とするため電界吸収型(Electro Absorption: EA)変調器、例えば当社ML9××18シリーズを用いた間接変調方式が主流となっています。EA変調器を駆動するドライバには、振幅3.0V_{p-p}と直接変調に比べて大きな振幅で、かつ10Gbpsの高速動作をする必要があります。さらに、システムが高速化するにつれてドライバとEA変調器間との多重反射の影響が無視できなくなるため、ドライバの出力反射減衰量(S22)を抑えることが重要です。

今回、新たに、高速・大振幅動作を可能とするGaAsドライバIC“ML015B16”を製品化しました(図1)。

特長

1. 10Gbpsの高速動作

低電圧(-5.2V単一電源)で高出力振幅を可能とする高速トランジスタとして、p-HEMT(High Electron Mobility Transistor)を採用しました。その結果、最大出力電圧振

幅2.7V_{p-p}(最小)、 t_r/t_f が30ps(標準)と良好な出力波形が得られました(図2)。

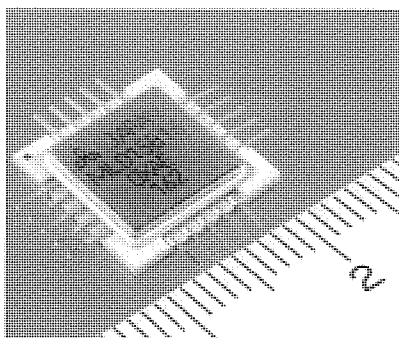
2. 広帯域化

このドライバは、分布型アンプを出力駆動部に適用することにより、出力反射減衰量(S22)が-10dB以下(@~10GHz)と広帯域にわたって低反射損失を実現しました。これにより、ドライバ出力と10Gbps EA変調器との接続が容易になります。

3. 出力電圧振幅, 出力オフセット電圧, 出力クロスポイント電圧調整機能搭載

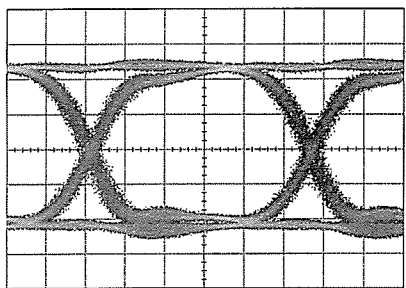
EA変調器での安定した消光比を得るためには、ドライバに出力電圧振幅, 出力オフセット電圧, 出力クロスポイント電圧の調整機能を内蔵することが必須となっています。

ML015B16の出力電圧振幅は、50Ω負荷で1.7V_{p-p}から3.0V_{p-p}まで広範囲に調整が可能です(図3)。また、出力オフセット電圧は-0.2Vから-1.0Vまで、出力クロスポイント電圧は50%から80%まで変化させることが可能で、変調器を制御するには十分です。これらの機能を使用することにより、最適な光伝送波形に整形可能です。



size : 12.0×12.0×2.39(mm)

図1. ML015B16の外観



V : 650mV/div H : 18ps/div

図2. ML015B16の出力振幅波形

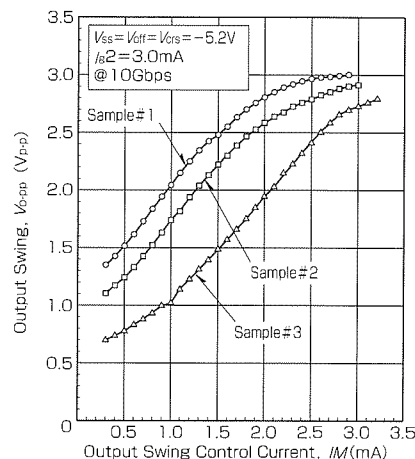


図3. ML015B16の出力振幅特性

表1. ML015B16の性能諸元

($T_a = 25 \pm 3^\circ\text{C}$, $V_{ss} = -5.2\text{V}$, $I_{s2} = 3.0\text{mA}$, $f = 9.95328\text{Gbps}$, PRBS $2^{23}-1$, $R_L = 50\Omega$)

記号	項目	条件	規格値			単位
			最小	標準	最大	
I_{ss}	消費電流	$V_{off} = V_{crs} = -5.2\text{V}$, $V_{o-pp} = 2.7 V_{p-p}$	-	370	440	mA
V_{o-pp} (最大)	出力電圧振幅(最大)	$V_{off} = V_{crs} = -5.2\text{V}$, $I_{M} = 0.7$ to 3.5mA	2.7	-	-	V_{p-p}
V_{o-pp} (最小)	出力電圧振幅(最小)	$V_{off} = V_{crs} = -5.2\text{V}$, $I_{M} = 0.7$ to 3.5mA	-	-	1.8	V_{p-p}
V_{oh}	出力電圧High	$V_{crs} = -5.2\text{V}$, $V_{off} = V_{ss}$ to $V_{ss} + 1.2\text{V}$, $V_{o-pp} = 2.7 V_{p-p}$	-0.2	-	-1.0	V
V_{ol}	出力電圧Low	$V_{crs} = -5.2\text{V}$, $V_{off} = V_{ss}$ to $V_{ss} + 1.2\text{V}$, $V_{o-pp} = 2.7 V_{p-p}$	-	-	-3.0	V
CP	出力クロスポイント	$V_{off} = -5.2\text{V}$, $V_{crs} = V_{ss}$ to $V_{ss} + 1.2\text{V}$, $V_{o-pp} = 2.7 V_{p-p}$	50	-	80	%
t_r	出力電圧波形立上り時間	$V_{off} = V_{crs} = -5.2\text{V}$, $V_{o-pp} = 2.7 V_{p-p}$, 20% to 80%	-	30	40	ps
t_f	出力電圧波形立下り時間	$V_{off} = V_{crs} = -5.2\text{V}$, $V_{o-pp} = 2.7 V_{p-p}$, 20% to 80%	-	30	40	ps
JIT_{p-p}	出力ジッタ量(p-p)	$V_{off} = V_{crs} = -5.2\text{V}$	-	-	10	ps
S22	出力反射減衰量	$V_{off} = V_{crs} = -5.2\text{V}$, $V_{o-pp} = 2.7 V_{p-p}$, DC to 10GHz	-	-	-10	dB

住 所 : 〒100-8310 東京都千代田区丸の内2-2-3 (三菱電機ビル)

会社名 : 三菱電機株式会社 高周波光素子事業統括部 お問い合わせ先 : 営業部 営業第二課 TEL 03-3218-4847