

MITSUBISHI

三菱電機技報 Vol.74 No.6

特集「宇宙から海底まで
IT社会を支える光・高周波デバイス」

2000 6

低雑音FET/HEMT

衛星放送受信用コンバータ



光ストレージ用LD

光ディスク
(DVD,DVD-RW,CD-R/RW)



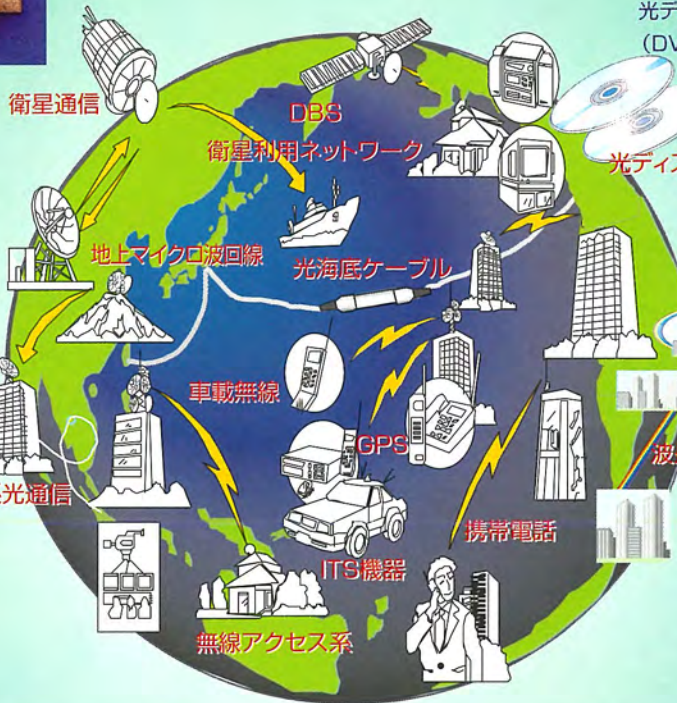
高出力FET

地上マイクロ波回線
衛星通信
ワイヤレスケーブル(MMDS)
衛星搭載用超高信頼度品



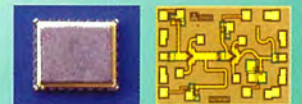
通信用LD/PD

光幹線系
光加入者系
高速光ネットワーク・データコム
海底ケーブル系



GaAs MMIC

衛星利用次世代通信システム
無線アクセス系(LMDS,FWA)
携帯電話(GSM,PHS,CDMA)
ミリ波LAN
ITS(車載ミリ波レーダ,
DSRC,ETC)



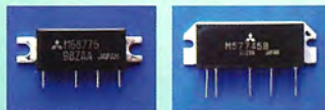
GaAsモジュール

携帯電話用HPA
(PDC,CDMA,GSM)



Siモジュール

業務用無線
アマチュア無線



目次

特集「宇宙から海底まで IT社会を支える光・高周波デバイス」

光・高周波デバイス技術の豊かさを求めて	1
多田邦雄	
光・高周波デバイスの現状と展望	2
松川隆行	
光通信高性能2.5Gbps-PD/APDプリアンプ	7
船場真司・島田征明・水落 均	
10Gbps波長多重通信用変調器集積型レーザ	11
中島康雄・多田仁史・蔵本恭介	
マイクロ波信号伝送用EA変調器モジュール	15
金子進一・高木和久・八田竜夫	
Erドープファイバアンプ励起用0.98 μ m高出力半導体レーザ	19
山村真一・川崎和重・嶋原君男	
Prドープファイバアンプ励起用1.02 μ m高出力半導体レーザ	23
嶋原君男・久保田昌夫・久世祐輔・川崎和重・山村真一	
8倍速CD-R/RW用780nm低電流型高出力半導体レーザ	27
川津善平・西口晴美・島 顕洋	
DVD-RAM/RW用赤色低動作電流・高出力半導体レーザ	31
加藤素子・宮下宗治・島 顕洋	
リードレス構造低雑音HEMT	35
宮本 裕・宮脇勝巳・相原育貴	
高周波高出力RFMOSFET	39
藤田光一・稲葉克彦・久恒正美	
移動体通信用HBT MMIC増幅器	43
森 一富・長明健一郎・紫村輝之・池田幸夫・高木 直	
W-CDMA用高効率パワーアンプ	47
北林文政・太田 彰・森 一富・新庄真太郎・森本浩司	
埋め込みPHS構造を用いたX帯動作高出力MMIC増幅器	51
塚原良洋・佐々木善伸・安藤直人・奥田康典・川野 肇	
ミリ波帯マルチメディア通信用ダウンコンバータチップセット	55
柏 卓夫・加藤隆幸・石川高英	
50GHz帯高利得モノリシック平衡形ゲートミキサ	59
川上憲司・上原直久・伊東健治・磯田陽次	

特許と新案

「半導体レーザ装置及びその製造方法」「埋め込み回折格子」	63
「電解メッキ装置」	64

スポットライト

高密度書換え型DVDドライブ用高出力(パルス70mW)660nmLD

“ML1XX14シリーズ”

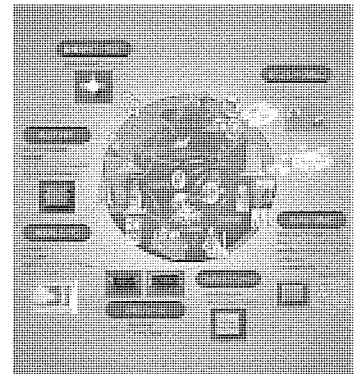
(表3)

表紙

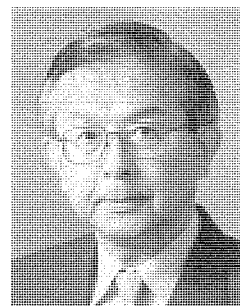
光・高周波デバイス

21世紀はIT(Information Technology)社会の時代と言われ、情報通信関連機器やシステムがクローズアップされている。大陸間光海底ケーブル網の地球規模での整備・拡充、音声や動画像までも含んだ衛星通信サービスの普及計画など、通信のグローバル化とそのパーソナル化への期待は大きい。

ガリウムヒ素やインジウムりんなどの化合物半導体を中心とする光・高周波デバイスは、今日の光ファイバ通信、移動体通信、衛星通信などのあらゆる通信ネットワークのインフラ/端末に普及しつつあり、宇宙から海底まで、来るべきIT社会を支える基幹デバイスとして今後の進展がますます期待されている。



光・高周波デバイス技術の豊かさを求めて



東京大学名誉教授
横浜国立大学工学部

教授 多田邦雄

私事で恐縮であるが、1959年の夏、大学4年生として1か月間の卒業実習を三菱電機の伊丹地区でさせていただいた。無線機製作所誘導飛翔体部電気課に配属され、ロケット先端のVHF帯アンテナの放射インピーダンス測定などを行ったが、良い勉強になり、いろいろ親切にもしていただいた楽しい思い出が残っている。今でも三菱電機の社友であるかのような気分があり、本稿の執筆を喜んでお引き受けした次第である。

この特集題目中の“IT社会を支える”は、正に化合物半導体を中心とする光・高周波デバイス、及びシリコン半導体を中心とするLSIデバイスに最もふさわしい言葉である。特に光・高周波デバイスは通信分野と関係が深く、携帯電話やインターネットの最近の爆発的普及を支えている。我が国では、統計によれば、本年3月に携帯電話加入者数が固定電話のそれ(約5,600万)を追い越しており、また通信トラフィック量については、インターネットプロトコル(IP)データが音声等を本年中に上回るのは確実にされている。このような情勢を反映してか、光産業国内生産額は1999年度は6兆4191億円に達し、対前年度成長率は13.9%という高さに復調してきたとのことである。このうち光機器・装置は4兆1996億円で8.2%増、光部品は2兆2195億円で26.7%増であり、光部品の比重が高まりつつある。2000年度も同様の傾向が続き、生産総額7兆5170億円、成長率17.1%と予測されている。

光技術の先導役である超高速・大容量光ファイバ通信をまず論じよう。近年においては、1本の光ファイバに多数の光波長で同時に光信号を伝送する高密度波長分割多重方式(D-WDM)によって伝送容量の大幅拡大が進められてきた。昨年の世界記録160Gbps×19波長すなわち3.04Tbpsという数字は、最近、40Gbps×82波長すなわち3.28Tbpsまでにやや高められた。これら3Tbps級の伝送容量は、高精細デジタルTVなら、1チャンネル当たり50Mbps

として6万チャンネル分に相当する。現在の年2倍以上にも達することのある通信トラフィック量の伸びを考えると、何年か先には上記のような超大容量基幹回線が必要になることは疑いない。さらに人間の視覚能力は5Gbpsに対応するという説もあるので、素晴らしい立体視TVなどが実現するであろう時期までには、このような究極的な事態にも対応できる伝送路を研究開発しておくのが我々の義務であろう。現在の0.4bps/Hz程度のスペクトル利用効率を改善するための変調方式や光変調器、波長選択デバイス、利用スペクトル幅を拡大するための光増幅器、光源デバイス、光ファイバなど、多くの具体的課題が考えられる。さらに、上記のような超大容量伝送系にふさわしい例えばスループット30Tbpsといった大規模スイッチノードをどのようなデバイスをいかに組み合わせて実現するかは、明確な指導原理が未だないだけに、一層重大な課題である。

高周波デバイスの領域にも、携帯電話、高速無線LAN、高度道路交通システム(ITS)、リモートセンシングなど多くの分野で重要な課題が豊富に存在している。また、光デバイスとの間に新しい融合分野、マイクロ波フォトニクスも出現している。光デバイス及び高周波デバイスに共通に、高性能化のためだけでなく低コスト化及び大規模システム実現のために重要な課題は、集積化と実装技術である。特に後者は改良の余地や効果も大と考えられるので、認識を高める必要があるだろう。逆に、CPU等における現行実装技術の電気配線スピードボトルネックやピン数ボトルネックを光技術や伝送線路技術を活用して解決することは、光デバイスやMMICの応用分野として将来重要となろう。

以上のように光・高周波デバイス技術においては、その高さと幅を更に広げ内容を豊かに充実させることへの期待と余地は大と考えられるので、今後も十分なりソースと努力を投入し、世界に多大の貢献を続けていくことを皆様とともに祈念したい。

光・高周波デバイスの現状と展望

松川隆行*

要旨

昨今の情報通信ネットワークの発展は、通信の多様化・高度化のみならず、社会生活の様相までも変えつつある。このマルチメディアの世界は①モバイル、②高速・大容量、③グローバル、④パーソナルのキーワードで特徴付けられるが、これに深くかかわっているのが、化合物半導体をベースとした光・高周波半導体デバイスである。

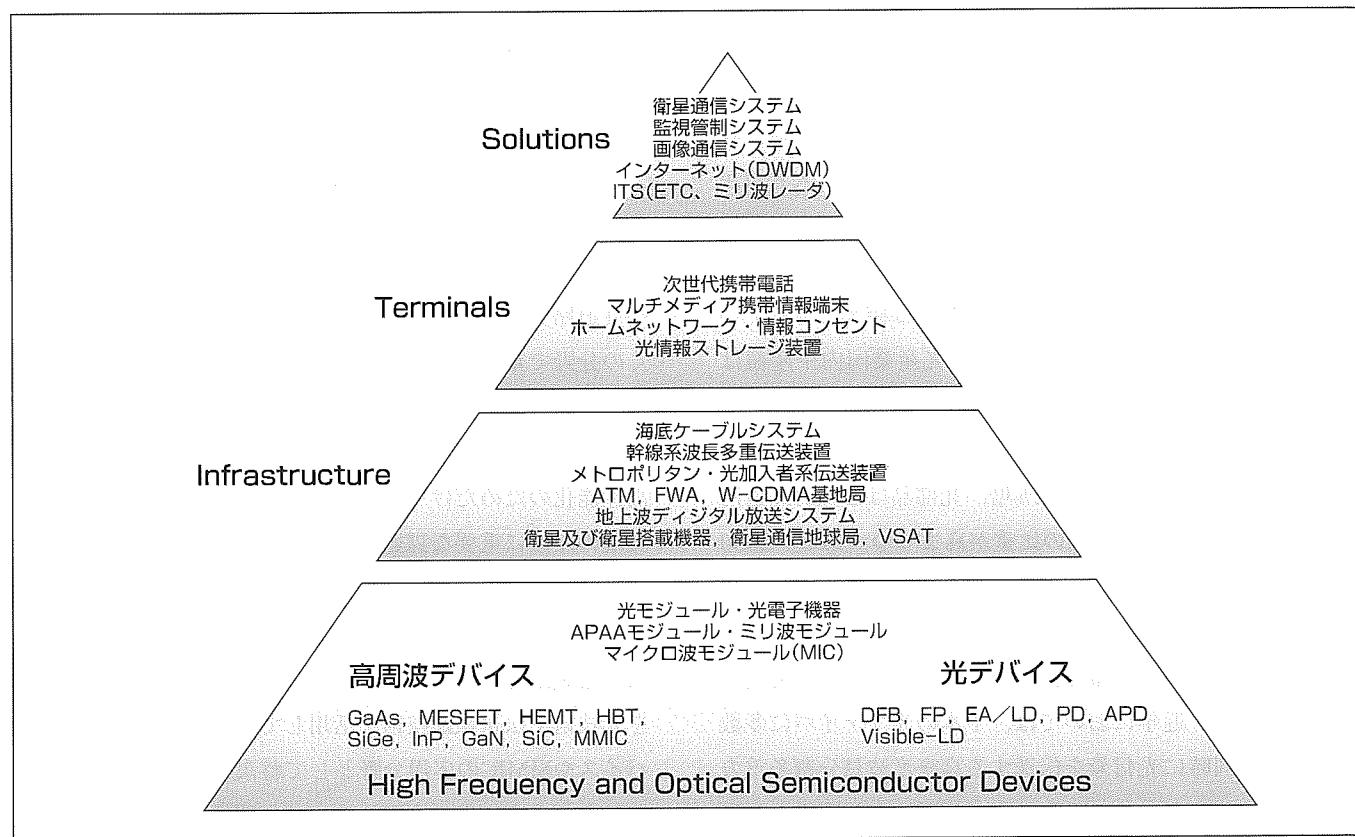
光通信の分野では、波長多重化及びビットレートの増大が進み、これらを実現するため、2.5, 10Gbpsの変調器付きレーザの長距離対応化、及び40Gbpsの半導体光変調器の開発が加速される。また、広い波長領域を数個の光源で賄えるように、波長可変・選択素子の実用化開発が進む。

光ストレージの分野では、半導体レーザの高出力化及び短波長化が要求され、紫色LDの実用化開発が盛んになる。また、CD-R/RW及びDVD-ROMの両方のディスクの読

み書きができる装置を実現するために、波長780nm/660nmの2波長LDの開発に熱い注目が集まっている。

一方、高周波デバイスの主要市場である携帯端末では、第三世代の幕開けが近づきつつある。これら端末でのRF送信段としては、効率、ひずみの点で、HBTやHEMTなどの化合物半導体の地位は当面変わることはない。コストと要求性能に応じて、モジュールやMMIC (Monolithic Microwave IC) などの形態を選択しつつ、幅広い製品展開が行われていく。

次世代の高速無線アクセス、移動体衛星通信に加え、自動車衝突防止レーダや高速道路での自動料金収受システム(ETC)などのITS分野が注目されており、30~76GHz帯のミリ波MMICの実用化の検討が進められている。



宇宙から海底までIT社会を支える光・高周波デバイス

三菱電機では、通信のパーソナル化・グローバル化に対応できる高周波・高速・大容量通信用の光・高周波デバイス製品群を取りそろえるとともに、光デバイスでは10Gbpsを超える通信用及び数Gバイトのデータを蓄積するための情報処理用デバイスを、また高周波デバイスでは1GHzから数十GHzにわたる各種高性能・多機能製品を研究開発し、宇宙から海底まで、21世紀のIT社会を支える基盤技術を構築していく。

1. ま え が き

携帯電話やインターネットの爆発的な普及に見るまでもなく、昨今の情報通信ネットワークの発展は、通信の多様化・高度化のみならず、社会生活の様相までも変えつつあり、21世紀に向けて、音声、データ、さらには画像までもの双方向伝送を可能とする高度情報通信、いわゆるマルチメディアの世界が具現化されつつある。このマルチメディアの世界は①モバイル、②高速・大容量、③グローバル、④パーソナルのキーワードで特徴付けられるが、これに深くかかわっているのが、化合物半導体をベースとした光・高周波半導体デバイスである。

本稿では、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

インターネットを利用したビジネス形態の多様な可能性が広く認められるに伴い、インターネットで扱われる情報量は爆発的に増え続けている。北米では、扱われる情報量は、データ通信が音声通信を既に上回っている。日本でもここ1～2年で同じ現象が起こると予想されている。このように増大する情報量に対し、幹線系光ファイバ通信に対し常に高速・大容量化を経済的に実現することが求められてきた。また企業内においても、イントラネットやコンピュータ間通信による構内トラフィックの増大に対応するため、ギガビットイーサネット(1.25Gbps)等の光を用いた高速光LANが急速に普及し、さらにテングガビットイーサネット(~10Gbps)へ発展しようとしている。現在既に広く用いられているギガビットイーサネットの光源としては、比較的短距離の場合はマルチモードファイバと波長850nmの面発光レーザ(VCSEL)が、数kmを超える比較的長距離にはシングルモードファイバと1,310nmのファブリペローレーザの組合せが用いられている。

幹線系や光海底ケーブルでは、図1に示すように、学会発表レベルでは総伝送容量×伝送距離が10Tbps・1,000kmにまで達している。このような大容量通信を可能にした技術は、個々の光デバイスの高速動作化(622Mbps→2.5Gbps→10Gbps)とともに、波長多重技術(Wavelength Division Multiplex)である。使用される波長数も100波に迫ろうとしている。このような多数の波長を用いたシステムをオペレ-

トする場合の保守管理は重要な課題である。光源の故障に備えるために多数の波長の予備部品を絶えず保管しておくことはシステムオペレート事業者にとって経済的負荷が大きく、多波長を数個の光源でカバーできる波長可変又は波長選択可能な素子の実用化を望む声が非常に強くなってきている。

光海底ケーブル等の幹線系では、長距離区間を再生中継せずに光のまま増幅するため、エルビウムドープ光ファイバアンプが用いられる。従来は1,480nmで発振する高出力半導体レーザを励起光源としていたが、雑音が少なく励起効率の高い980nmの高出力半導体レーザへの置き換えが進むとともに、このレーザの高出力・高信頼性の実現が技術的課題となっている。

光加入者系では、普及の最大の課題は価格である。そのため、高温での動作特性に優れ温度制御の不要な半導体レーザや受光素子を光分岐などの機能を持つ光回路基板(シリコン基板等の上に光導波路を形成した基板)上にハイブリッド集積し、低コスト化が進められつつある。これらの低コスト化の技術は、幹線系にも徐々に展開が図られつつある。

このようにそれぞれのネットワークで高速化が進むと、ネットワーク間の信号の交換切替えが従来の電気を介した構成では対応できなくなる可能性が指摘され、交換機能も光で行う通信系の全光化も次世代のネットワークとして研究開発が着実に進められている。

2.1.2 光情報ストレージ

パソコンの普及に伴って画像データや音楽データなど個人レベルで取り扱うデータ量も飛躍的に増加し、そのための外部記憶装置の大容量化が進んでいる。640Mの容量を持つCD-ROMは、もはやパソコンへの標準搭載が当たり前になった。データの保存や情報交換のため、書き込みが可能な光磁気ディスク(MO)やCD-Rが急速に普及している。MOでは、記録密度は230M→640M→1.3Gと増

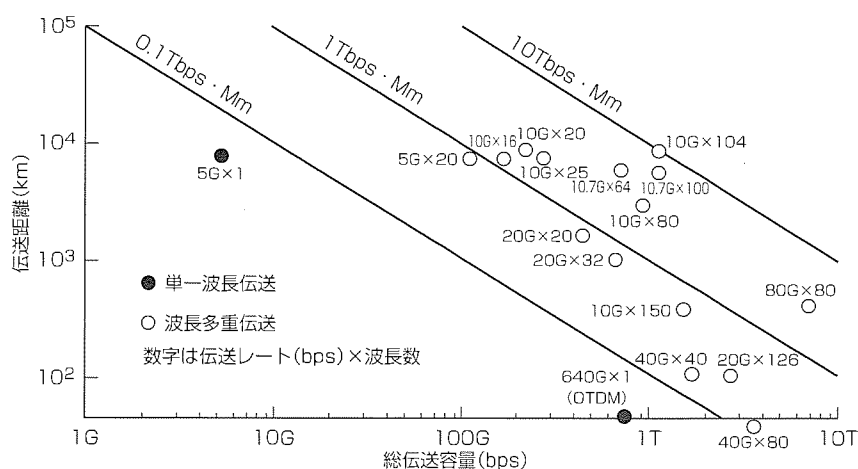


図1. 幹線系、光海底ケーブルシステムにおける伝送距離と総伝送容量の関係

え続けている。CD-Rでは書き込みの速度がどんどん速くなり、現在の主流の4倍速が、2000年には8倍速が主流になろうとしている。数Gバイトもの大容量のデータが保存可能なDVD-RAMやDVD-Rなども、当初の予想よりは立ち上がりは遅れてはいるものの、2.6Gバイトモデルは既に立ち上がり、4.7Gバイトモデルの市場への投入も始まろうとしている。

2.2 技術動向

幹線系用の10Gbpsや2.5Gbpsで200kmを超える距離を伝送する場合、半導体レーザを直接変調する方式から、単一波長で発振する半導体レーザに電界吸収型の半導体光変調器を集積した変調器集積型半導体レーザが用いられるようになった。さらに、波長多重伝送方式に対応できるように、1,530~1,600nm程度の広範囲の波長の品ぞろえが求められている。この波長を決定している半導体レーザ内の回折格子の周期を高精度かつ任意の値に形成する必要がある。従来は干渉露光法を用いるためウェーハ単位でしか回折格子の周期を制御できなかったが、電子ビーム露光装置の適用によって、同一ウェーハに高精度でかつ広い波長範囲にわたって波長を制御できるようになった。また、電子ビーム露光を適用することにより、回折格子の位相をチップの途中で変更することも比較的容易になり、いわゆる位相シフト型の単一波長レーザの実用化が可能となり、広い温度範囲で安定して単一波長発振が求められるuncooled型のレーザに適用されている。

光加入者系では、高温動作に優れた半導体レーザを実現するために、これまでのInGaAsPに代わるAlGaInAs等の材料を用いた半導体のレーザの製品化に努力が続けられている。光モジュールの組立コストや部品点数削減のためにスポットサイズ変換機能を集積した半導体レーザの高性能化が進むとともに、これらの光素子を搭載する光分波(例えば、1,550nmと1,310nmの光を分波する)機能などを持つ光回路も製品化が進んでいる。

ギガビットイーサネット対応では、数km以下の短距離では、ウェーハ状態での検査が可能なることから、低価格化が容易とされる波長850nm帯の面発光レーザが主流となっている。数kmを超える伝送距離の場合は、通常の1,310nm帯のファブリペローレーザが用いられる。最近この1,310nmないし1,550nm帯で面発光レーザを製品化しようとする試みがあるが、面発光レーザに不可欠である高反射率を持つ反射膜の作製が難しく、試作レベルの段階にとどまっている。テンギガビットイーサネットについては、規格化が進められているところであり、2.5Gbps×4波、1.25Gbps×8波、又は10Gbps×1波による可能性が議論されている。本質的に低価格が求められるこのシステムでは、たとえ10Gbpsであってもuncooled型でしかも直接変調との要求があり、変調特性を制限している半導体レーザ

に固有の緩和振動周波数の向上及び寄生容量の低減にポイントを置いて開発が進められている。また、通信装置架に収容できる送受信器の数を増やすために、現状主流である5.6mm系のパッケージの小型化(4mm以下)の要求も強くなってきている。

光情報ストレージ用光デバイスとしては、光ディスクドライブの高速化と大容量化を実現するために、数十から百mWを超える650~780nmで発振するレーザの開発が精力的に進められている。半導体レーザの高出力化の制限要因は、高出力化に伴うレーザ光出射端面の溶融破壊である。これを避けるためレーザ光出射端面をレーザ光に対し透明とする“窓構造”が有効でありこの構造が主流になりつつある。また、ディスクドライブが搭載される環境が厳しく、レーザ周囲温度が70℃以上にもなる場合があり、レーザ自身の発熱も抑える必要があり、動作電流の低減化も主要な改善課題となっている。

1台のディスク装置でDVDとCDに対応できるように、2波長(780nmと660nm)レーザへ熱い視線が注がれている。このレーザを実現するためには、波長の異なる二つのレーザを一つのパッケージ内に搭載するハイブリッド方式と一つの半導体チップに半導体材料の異なる2波長をモノリシックに作り込む方法が試みられている。どちらの方式にせよ、製品化は目の前にきている状況である。

2.3 光デバイスの将来展望

図2に将来展望のイメージを示す。幹線系・光海底ケーブルはますます高速化・波長多重化が進み、総伝送量は40~100Gbps、100チャンネル以上の波長多重といった超大容量化が進むであろう。このために、広い波長範囲にわたって均一に光増幅ができる、広い波長領域で均一な利得を持つ光増幅器の開発が進むであろう。その候補の一つとして、ラマン効果を用いた光ファイバアンプの開発も始まっている。これを実現化するためには、波長1,450nm帯、1Wクラスの励起レーザが必要とされる。

また1波長当たりの伝送量も現在主流の2.5~10Gbpsが40Gbpsへと進む。これに対応するInP電子デバイスの開発も加速されていくものと思われる。ネットワーク間の交換も、電子回路の速度面でのあい(隘)路となることを避けるため、全光化に期待が持たれている。全光化することのメリットには、①中継ノードでの電子装置の処理速度プロトコル上の制約からの解放、②光チャンネルレベル(波長)でのネットワーク再構成による適応(故障、過負荷)能力向上、③ネットワーク管理の単純化と分散の促進、が挙げられている。全光化ネットワークを構築する上では、波長可変・選択・変換素子、半導体アンプ、絶対波長光源等のデバイス技術が不可欠となるであろう。

現時点では、光合分波器、フィルタ、スイッチなどは、シリコン導波路は光ファイバをベースとしている。今後は、

レーザと同じ化合物半導体上に導波路とともに半導体アンプや波長可変フィルタなどアクティブな素子を集積することで、小型・高性能化が期待される。

情報ストレージ用光デバイスでは、読み書きの高速化のため一層の高出力化が進むとともに、更なる大容量化のため、GaN系の紫色の半導体レーザの開発が積極的に進められるであろう。

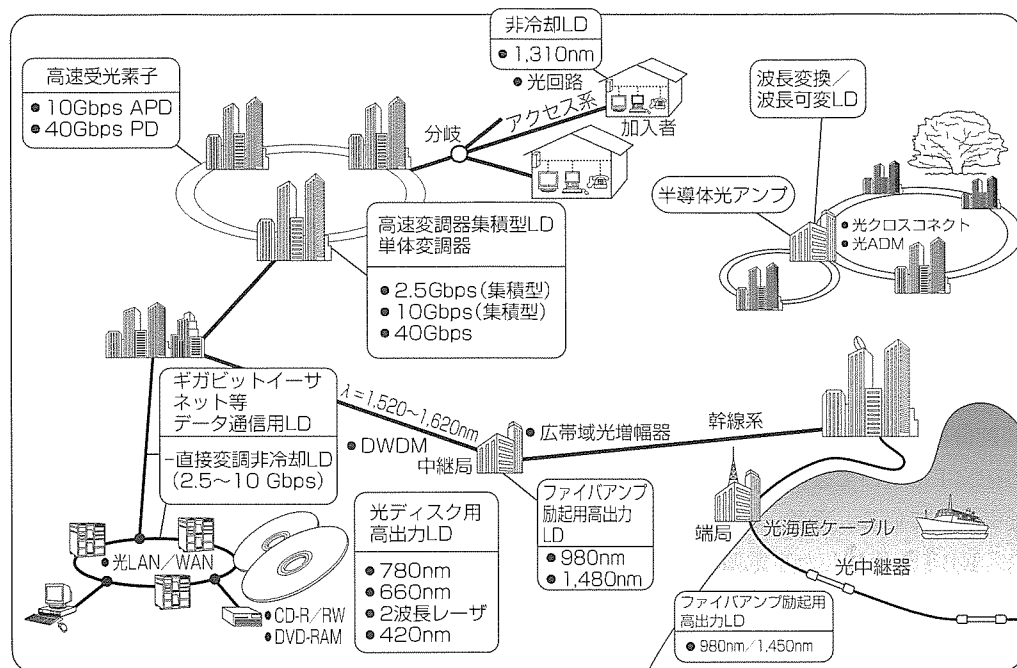


図2. 光半導体素子の将来展望

3. 高周波デバイス

3.1 市場及び技術動向

3.1.1 携帯電話端末用送信増幅器デバイス

個人に1台の可能性を持つ携帯電話は、現在もすさまじい勢いで普及しつつある。国内携帯電話台数は2000年1月末現在で5,500万に到達し、計算上はほぼ二人に一人が所有者の勘定となる。世界的に見ても同様な成長を示しており、1999年の世界市場携帯電話生産数は284百万台に達した。方式面では、アナログ方式からデジタル方式への移行が急速に進み、欧州、アジアはGSM、米国ではN-cdma, TDMA, GSM、日本ではPDC, cdmaOneが展開されている。また、デジタル化に伴い、端末機の機能は音声専用からNTTドコモのiモード機に見られるように、モバイルマルチメディアへの対応が図られてきている。

図3に、世界で採用されている各種デジタル携帯システムの伝送レートの動きを示す。既にPDCでは28.8kbps, cdmaOneでは64kbps(下り)のサービスが実用化されており、GSMでもGPRS(General Packet Radio Service)の導入によって112kbpsへの対応が計画されている。さらに、移動通信のマルチメディア化、グローバル化及びパーソナル化を実現するIMT-2000(International Mobile Telecommunications-2000)では、来年度にもNTTドコモによるサービスが計画されているW-cdma方式で、下りパケット384kbps, 上りパケット64kbpsが実用化されようとしている。

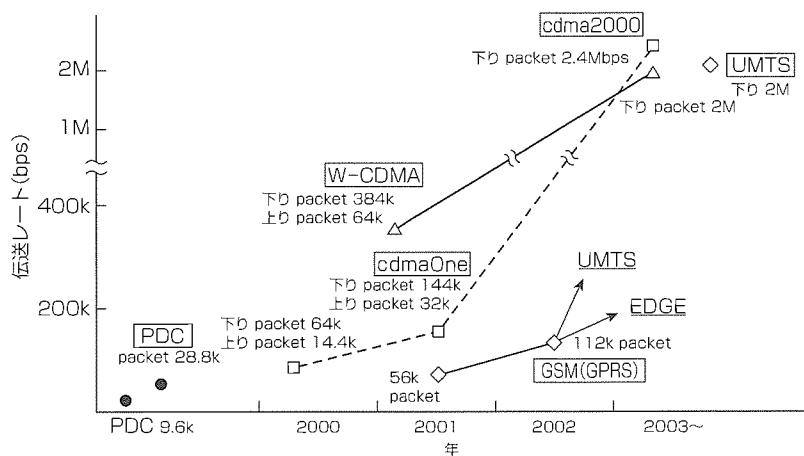


図3. 各種デジタル携帯システムの伝送レートの動き

従来から携帯電話端末用高周波デバイスの必ず(須)条件として小型・軽量化が要求されており、これを実現するために部品の中で最も電力を消費する送信段PA (Power Amplifier)には小型・高効率化(低消費電力化)が強く求められているが、上述のマルチメディア化に対応していくには、更なる高周波化・広帯域化、また直線性の優れた製品が必要とされている。

当社では、アナログ携帯電話の時代から、送信段PAの開発・製造に対して長い実績を保有し、3V駆動の送信段PAに対しても世界で初めての実用化を実現してきた。それらの技術基盤をベースに、デジタル携帯電話の時代となって以降も、PDC, GSM, cdmaの主要方式に対し、数多くの製品を供給してきている。基本デバイス構造としてはPHEMT(Pseudomorphic High Electron Mobility Tran-

sistor)及びHBT(Heterojunction Bipolar Transistor)の2種類を保有し、それぞれの利点/弱点を熟知した上で、市場要求によって使い分けを行っている。PDC市場向けにはPHEMTを用いて業界トップレベルの高効率(低消費電流)性能を実現するとともに、GSM市場向けには国内メーカーの先陣を切ってHBT MMICによる量産を開始している。さらにデバイス構成としても、MMIC及びハイブリッドモジュールの両方式を用意し、個々の市場要求にこたえている。マルチメディア化によって送信段PAに要求される特性についても、多方面からの検討を行い、IMT-2000用送信段PAの開発にも成功した。この送信段PAではPHEMTを用いて設計し、業界トップレベルの42%の効率を実現している。今後、更なる効率の向上を目指すとともに、HBTを使用した単電源電圧動作HPAの開発を展開していく予定である。

これら端末でのRFフロントエンド部には低コスト化・高集積化の点から高周波性能の進展著しいSi系デバイスの比重が増しつつあるが、送信段としては、効率とひずみの点でHBTやHEMTなどの化合物半導体の地位は当面揺らぐことはない。コストと要求性能に応じて、モジュールやMMICなどの形態を選択しつつ、幅広い製品展開を行っている。

3.1.2 拡大する衛星通信・放送分野

一方、衛星通信・放送の分野でも新たな展開が始まっている。旧来のBS放送に加えて、SKY Perfect TV, DIREC TVなどのデジタル衛星放送がスタートし、衛星による多チャンネル放送化が実現し普及しつつある。これらの展開に呼応して更なる高性能・低価格化ニーズに対応するため、新開発のリードレスパッケージによる低雑音HEMTなどをリリースしている。

また、衛星通信システムとして、現在数十個レベルの非静止低軌道周回衛星を利用した移動体衛星通信システムが各種提案・検討されている。衛星通信システム用のFET/MMICは既にマイクロ波サブシステムを構築する上でなくてはならないキーデバイスとして定着しているが、今後とも衛星通信分野でMMICの地位を確固なものとするには、これらパーソナル移動体衛星通信などを背景とする数量的な需要増をベースに、機能・構造・プロセスなどの標準化の推進、民生用技術の積極的な取り込み、などによる大幅なコスト低減が推進されていくであろう。

3.2 高周波デバイスの将来展望

上記モバイル端末や通信・放送の分野に加えて、高周波デバイス市場として期待される分野にミリ波帯がある。ミリ波帯は、高伝送レートが可能であること、未使用の周波数が多いこと、他の通信システムとの干渉が少ないこと、

通信端末の小型・軽量化が期待できることなどから、上記移動体衛星通信分野のみならず、次世代の高速無線アクセスなどの周波数として市場が立ち上がりつつある。これと連動して、20GHz帯以上の準ミリ波/ミリ波周波数帯動作の半導体デバイスに対して熱い期待が寄せられている。また、60GHz帯では、屋内においては超高速ミリ波無線LAN、無線ホームリンク、映像多重伝送に、また、屋外においてはビル間などを結ぶ高速無線回線、車々間通信などへの利用がそう遠くない将来のニーズとして注目されている。

これらの帯域では、受信側での低雑音化、送信側での高出力・高効率化を高利得で実現するため、能動部に微細T型ゲート構造を持つPHEMTを基本トランジスタとしたMMIC構成が主流となっていく。

無線のモバイル性を生かした用途として、自動車衝突防止レーダや高速道路での自動料金収受システム(ETC)などのITS(Intelligent Transport Systems)分野が(俄)然注目されている。特に車載衝突緩和ミリ波レーダなどの将来市場においては、特に76GHz帯を中心とするミリ波MMICの実用化の検討が進められている。50GHz以上の周波数域での民生システム実現に対しては、このミリ波デバイス群の民生品対応価格の達成が市場形成可否のかぎ(鍵)を握っているとも考えられ、今後とも高集積化に向けた高安定な材料、プロセス技術のブラッシュアップに加えて、フリップチップ技術、ミリ波MCM(Multi Chip Module)技術などの実装面でのブレイクスルー技術に対しても開発が加速していくであろう。

このように、マイクロ波/ミリ波デバイスのマルチメディア情報通信分野に占める位置付けは拡大を続けており、今後とも高周波(ミリ波)・高速化、高効率・低ひずみ化、高機能化にも一層の拍車が掛かるとともに、パーソナル情報通信、ITS分野の担い手としてますます身近なデバイスとなっていくものと考えられる。

4. む す び

情報社会の高度化・大容量化・パーソナル化が急展開する現在、化合物半導体の社会的役割は日増しに大きくなっている。マルチメディア通信、情報処理分野に代表されるIT産業の基幹デバイスに成長した化合物半導体として光・高周波デバイスの現状と将来展望について概観した。

今後とも、更なる高性能化・低コスト化の要求はもとより、ブレイクスルーを必要とする新規デバイスに対しても積極果敢にチャレンジし、来るべき21世紀の高度情報社会に貢献していく所存である。

光通信用高性能2.5Gbps-PD/APDプリアンプ

船場真司*
島田柗明*
水落 均*

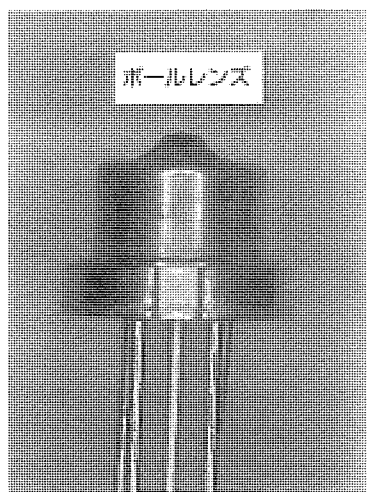
要 旨

高度情報化時代を迎え、情報通信容量の増大による光ファイバ通信ネットワークの拡大に伴い、低価格で大容量伝送可能な光受信器が求められている。幹線系においては、より高速(～10Gbps)の伝送システムの開発も進められているが、現在2.5Gbpsの伝送速度が主流であり、低価格化・小型化さらに高性能化の要求が強い。この要求にこたえるため、受光素子であるPD(Photo Diode)又はAPD(Avalanche Photo Diode)とプリアンプをハイブリッド実装した高性能・低価格の小型2.5Gbps-PDプリアンプと2.5Gbps-APDプリアンプを今回開発した。

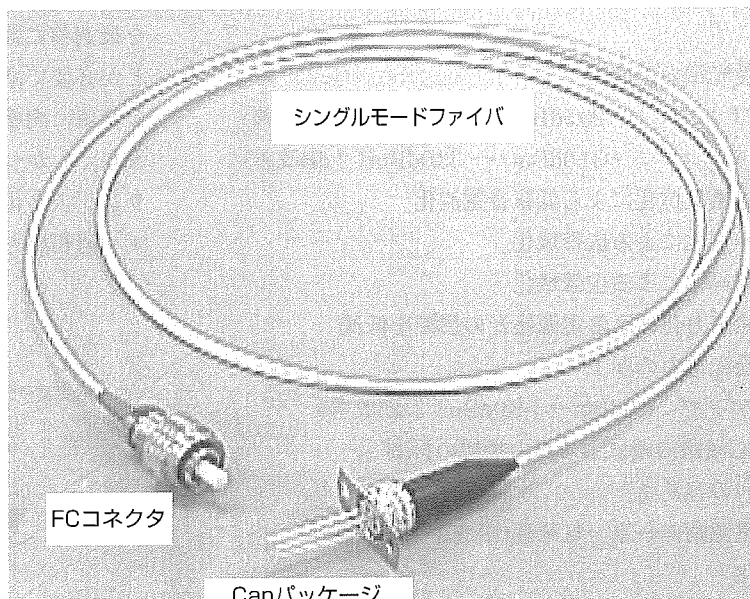
三菱電機では既にキャリア型の2.5Gbps-PD/APDプリアンプを開発しバタフライ型のモジュールとして製品化し

ていたが、①大型でかつ高価格、②プリアンプが2電源動作であったため、取扱いが難しい等の問題があった。今回は、低価格・小型化可能でかつ量産化しやすいCan型パッケージを採用し、プリアンプは単一電源動作とした。さらにプリアンプの高帰還抵抗化、電流注入回路の挿入、両相出力化等の改善によって低雑音化と広帯域化を図り、特にAPDプリアンプで-33dBmの最小受信電力を達成した。

その結果、2.5Gbps-PD/APDプリアンプを用いた同軸モジュールで幹線系通信システムとして良好な受信特性を示すことを確認した。今回の開発は、光通信市場のより一層の拡大に貢献するものである。



Canパッケージ側面外観



同軸型モジュールの外観(ファイバ/コネクタ付き)

光通信用2.5Gbps-PD/APDプリアンプ

今回開発したPD/APDプリアンプでパッケージのCan型化とプリアンプの高性能化によって小型化・低価格化及び高感度化を共に達成した。特にAPDプリアンプでは-33dBmの最小受光電力を実現した。

左の写真はCanパッケージ実装後、右はファイバ取付け後の外観を示す。

1. ま え が き

現在、幹線系の大容量光ファイバ通信で主流になっている2.5Gbpsデジタル伝送において、通信システムの低コスト化のために、その受信器として用いるPD/APDプリアンプにも小型化・低コスト化、さらに高性能化の要求が高まっている。

既に製品化していた2.5Gbps-PD/APDプリアンプは、キャリアを使用したバタフライ型モジュールであるため、高価な大型受信器となり、またプリアンプ⁽¹⁾が2電源動作であったため、取扱いが難しい等の問題があった。今回、低価格・小型化の可能なCan型パッケージを採用し、プリアンプは単一電源動作とした。さらに、PD/APDプリアンプの重要パラメータである最小受光電力(どこまで弱い光信号が判別できるか)と最大受光電力(どこまで強い光信号が判別できるか)をプリアンプの高帰還抵抗化、電流注入回路の挿入、両相出力化等の改善によって低雑音化と広帯域化を図り、改善を行った。

2. PD/APDプリアンプ構造と特性

2.1 開発の目標と手段

PD/APDプリアンプに対する市場の要求は、主に、①最小受光電力の向上、②最大受光電力の向上、③取扱いの容易さ、④小型化、⑤低価格化である。以下に、各項目に対する従来製品の内容と開発品の改善目標及び改善手段を示す。

(1) 最小受光電力の向上

PDプリアンプ：-20.5dBm→-22.5dBm(2dB改善)

APDプリアンプ：-31.0dBm→-33.0dBm(2dB改善)

- 高帰還抵抗化による低雑音電流化
- 低容量化による広帯域化
- 高利得化による広帯域化
- 両相出力化による電源雑音の影響を低減

(2) 最大受光電力の向上

PDプリアンプ：0.0dBm→+3.0dBm(3dB改善)

- AGC回路内蔵による出力振幅の抑制

(3) 取扱いの容易さ

- 2電源動作→単一電源動作(5V)

(4) 小型化

- PD/APDプリアンプ：
 - キャリア実装→Canパッケージ化(約5mm角)→((直径)5.6mm)
- モジュール：バタフライ型→同軸型(約9mm角)→((直径)約5.6mm)

(5) 低価格化

- 小型化、部品点数削減等による低コスト化
- 自動組立てに適した部材レイアウト

2.2 PD/APDチップ構造

光電力信号(P_{IN})を光電流信号(I_{PD})に変換するPDとさらに電流増幅機能を持つAPDには、2.5Gbps駆動を可能にする20 μ m径-PDチップと35 μ m径-APDチップを使用している。両機種とも、n型のInGaAs/InP多層構造のエピタキシャルウェーハに選択p型不純物拡散を行った2インチラレーナプロセスによって製造している。

2.3 プリアンプチップ構造及び改善内容

図1にプリアンプの等価回路を示す。2.1節(1)~(3)項に掲げた目標を達成するための改善内容を以下に示す。

2.3.1 最小受光電力の向上

$$I_n \propto 1/\sqrt{R_f} \dots\dots\dots (1)$$

$$f_c \propto G/(R_f \times C) \dots\dots\dots (2)$$

ここでCはPD/APDのチップ容量とプリアンプの入力容量(C_{IN})の和である。

(1) 高帰還抵抗化による低雑音電流化

雑音電流(I_n)を低減するために式(1)から帰還抵抗(R_f)の高抵抗化を実施した。

(2) 低容量化による広帯域化

高帰還抵抗化による遮断周波数 f_c の劣化(式(2))を補うために、トランジスタ(Tr_c)を挿入(カスコード接続)し入力容量(C_{IN})を低減した。

(3) 高利得化による広帯域化

更に負帰還増幅部の利得(G)を高めて f_c を向上させるために、入力トランジスタ(図1の Tr_1)の入力バイアス(V_{IN})を最適値に調整することと負荷抵抗(R_L)を大きくすることが必要である。そこで、 V_{IN} に連動するドレイン電流を最適値に調整するための電流注入回路挿入と、負荷抵抗を大きくしかつドレイン電流を維持するための負荷素子のトランジスタ化($R_L \rightarrow Tr_L$)を実施した。

(4) 両相出力化による電源雑音の影響を低減

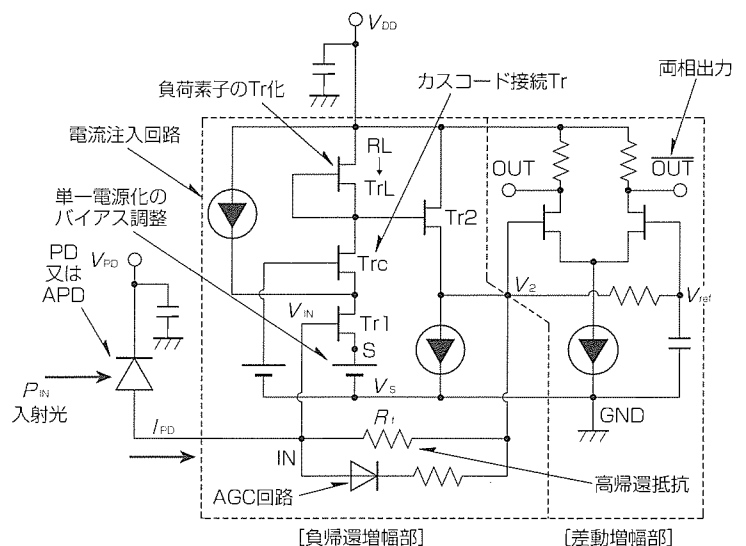


図1. プリアンプの等価回路

電源雑音の影響を低減するためには差動増幅回路による両相出力化が効果的である。今回、この回路を適用するに当たり、参照電圧 (V_{ref}) として第二段トランジスタの出力信号 (V_2) を積分回路に通した平均電圧を利用した。

2.3.2 最大受光電力の向上

一般の帰還抵抗 (R_f) に対して低抵抗とダイオードの直列回路を並列接続することによってAGC (Auto Gain Control) 動作を実現した。これにより、大電力入力時の R_f を低減でき、出力振幅が制限される。したがって、次段のICが保護でき、かつ出力波形ひずみを低減できる。

2.3.3 取扱いの容易さ

従来品ではプリアンプの基準電位となる $Tr1$ のソース (図1中の点S) をGNDとした2電源方式であったが、今回は、使いやすい単一電源にするために、 $Tr1$ のソースをGNDに対し最適な電位となるようにバイアス調整をした。

以上の改善点を盛り込んだ回路を、GaAsを用いたゲート長 $0.6\mu\text{m}$ のSAGFET (Self-Aligned Gate MESFET) プロセスによってチップ作製した。

チップサイズは $1.2\text{mm} \times 0.9\text{mm}$ で、Canパッケージ実装とRFのウェーハテストを両立させたレイアウトとした。

2.4 パッケージ構造

要旨のページに今回開発したCanパッケージ型PD/APDプリアンプの外観を示し、図2にCanパッケージ内(ステム上)の実装図を示す。パッケージは五つのリード端子を持つステムとボールレンズを持つキャップからなり、ステム上面にPD又はAPDチップとプリアンプチップを配置している。

従来のキャリア型と比べ、改善した点は次の3点である。

(1) 小型化

PD/APDプリアンプとして、キャリア実装(約 5mm 角)からCanパッケージ(直径 5.6mm)に変更した。これにより、モジュールとしては、バタフライ型(約 9mm 角)から同軸型(直径約 5.6mm)に小型化することが可能となった。

(2) 組立性改善

2電源でかつPD/APDチップをキャリア側面に実装するために部品点数も多く自動化しにくい複雑な構造であったが、単一電源で部品点数も少なくかつ自動化可能なCanパッケージであるため、組立時間もコストも削減できる。

(3) 検査性改善

キャリア型では特殊なプローブをキャリア面の微小な電極に当てて検査していたが、Can型ではリード端子が出ているため検査時間の削減も可能となった。

以上の改善で、受信器の小型化とともに大量生産が可能となった。

2.5 PD/APDプリアンプモジュールの特性

2.2節~2.4節の内容で作製したPD/APDプリアンプを組み込んだ同軸型モジュールで特性を評価した。以下に結果を示す。

図3にPD/APDプリアンプモジュールの最小受光電力測定結果を示す。最小受光電力値 ($\text{BER} = 1\text{E}-11$) は各々 -23.5dBm と -33.0dBm が得られており、改善効果は各々 3dBm 、 2dBm の向上であり目標を満足している。

図4にPDプリアンプモジュールの最大受光時の出力波形測定結果を示す。この結果から、 $P_{in} = +3\text{dBm}$ でも

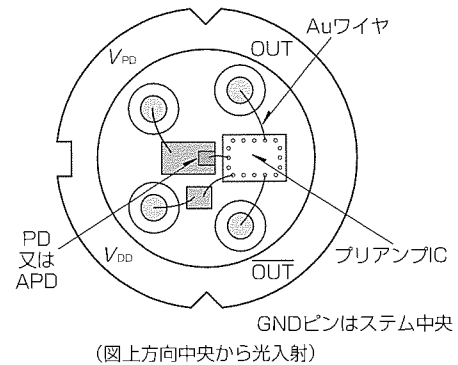
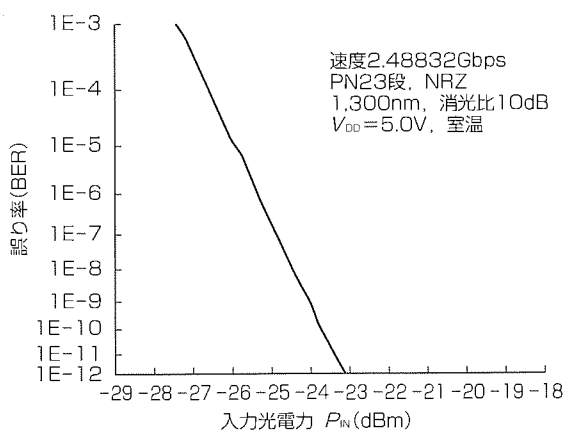
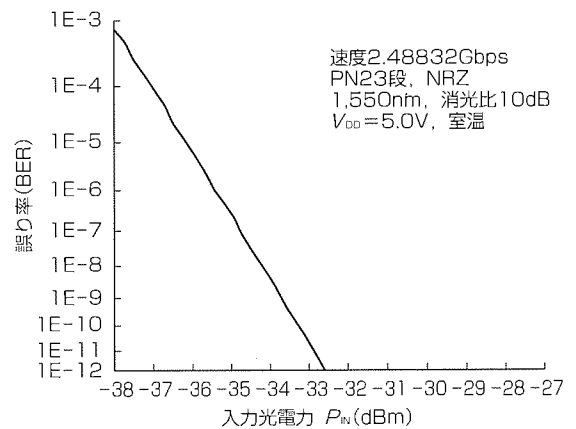


図2. Canパッケージ内(ステム上面)の実装図



(a) PDプリアンプの最小受光電力



(b) APDプリアンプの最小受光電力

図3. PD/APDプリアンプモジュールの最小受光電力

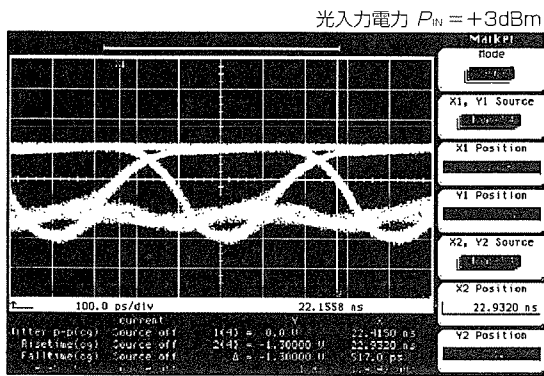


図4. PDプリアンプモジュールの最大受光時の出力波形

AGC回路の動作によってひずみは抑えられており、エラーフリーであることを確認した。したがって、最大受光電力も目標の3 dBmを達成できた。

3. むすび

今回開発した2.5Gbps-PD/APDプリアンプにおいて、パッケージのCan型化、プリアンプICの高性能化によって小型化・低コスト化及び高感度化を共に達成した。特にAPDプリアンプでは-33dBmの最小受光電力を実現した。今回の開発は2.5Gbpsのデジタル光通信システムの低価格化及びその普及を可能にするものであり、光通信市場の一層の拡大に貢献できる。

参考文献

- (1) Miyashita, M., Maemura, K., Mitsui, Y.: An Ultra Broadband GaAs MESFET Preamplifier IC for a 10 Gb/s Optical Communication System, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, **40**, No.12, 2439~2444 (1992)

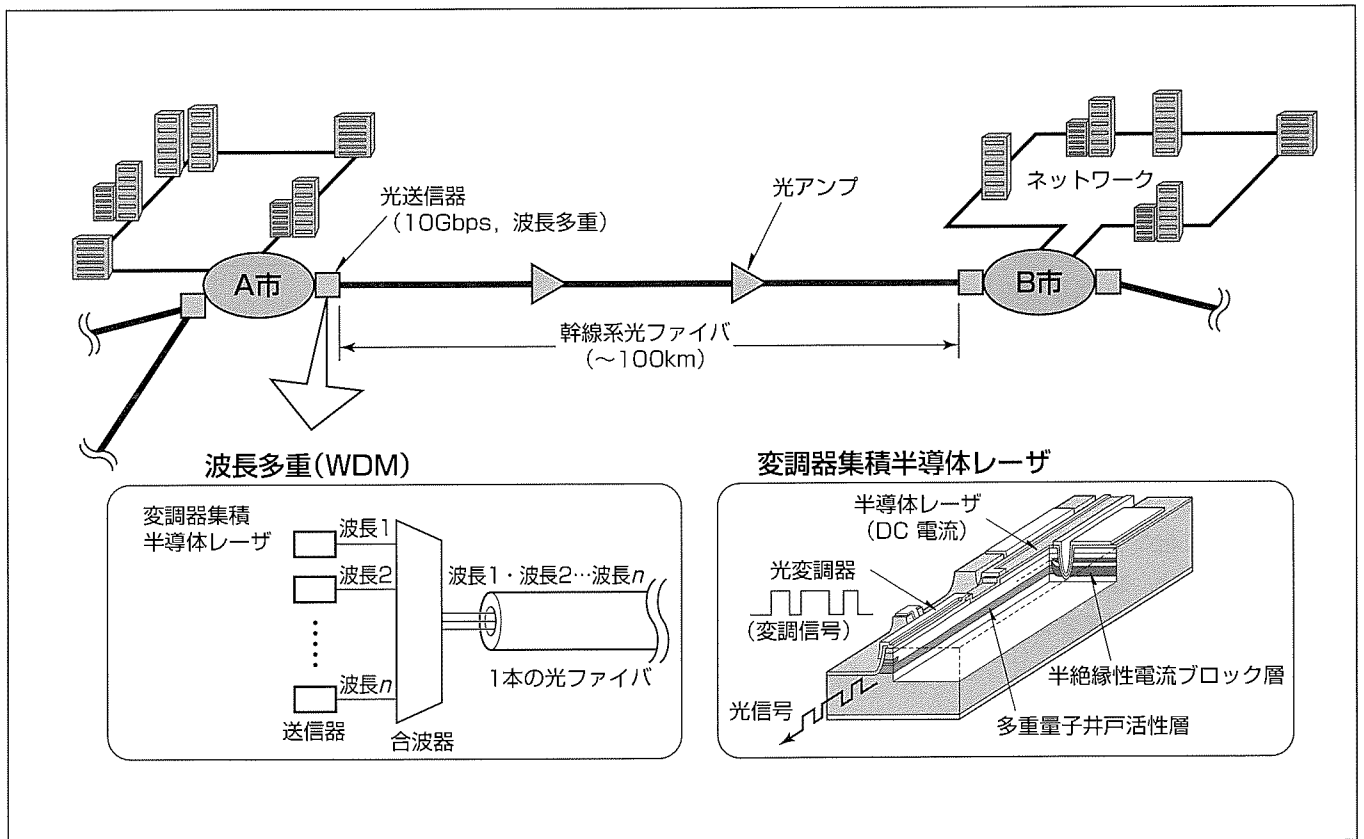
10Gbps波長多重通信用変調器集積型レーザ

要旨

インターネットを始めとするマルチメディアネットワークの発展に伴って急増する通信需要に対応するため、テラビット/秒の大容量伝送をも可能とする波長多重(Wavelength Division Multiplexing: WDM)光通信の実用化が進展している。

半導体レーザと光変調器をモノリシックに集積した変調器集積半導体レーザは、小型であり、高速変調時でも波長チャープ(揺らぎ)が少ないため、幹線系のWDM光源として重要なデバイスである。

今回、伝送システムの高速度化(2.5Gbps→10Gbps)に対応するため、既に2.5Gbps長距離伝送用WDM光源として製品化している変調器集積半導体レーザの改良を行った。高速変調時の伝送特性を劣化させる波長チャープを低減するために、変調器のバンドギャップの最適化と変調器長の最適化を行った。これにより、10Gbpsの高速動作で50km伝送が可能となった。しかも、WDM用光源としてCバンド(1,530~1,564nm)の波長品ぞろえを行い、いずれの波長帯においても均一な特性が得られた。



変調器集積半導体レーザ

幹線系光伝送用光源として、伝送速度10Gbpsで50km伝送可能な変調器集積半導体レーザを開発した。しかも、WDM光源としてCバンド(1,530~1,564nm)の波長品ぞろえを行い、いずれの波長帯においても均一な特性が得られることを確認した。

1. ま え が き

インターネットを始めとするマルチメディアネットワークの拡大により、通信容量増大の要求はとどまるところを知らない。これに対応するためにWDM技術が確立され、実用化が進んでいる。

WDMは1本の光ファイバに異なる波長の光信号を多重して伝送する方式であり、チャンネル間隔の縮小(100GHzから50GHz)に加えて、1波長当たりの伝送速度向上(2.5Gbpsから10Gbps)も合わせれば、テラビット/秒の超大容量の伝送が実現可能となる。

幹線系のWDM用光源は従来LN変調器とCW光源を組み合わせたものが主流であったが、小型、経済性の観点から、DFBレーザと電界吸収型(Electro Absorption: EA)変調器をモノリシックに集積した変調器集積半導体レーザの使用が普及してきた。

変調器集積半導体レーザの特長の一つは波長チャープが小さいことである。従来の直接変調レーザでは、注入する電流の変化によって光強度を変調するため、注入電流密度の変動(屈折率変動)が大きな波長チャープを引き起こし、光ファイバの波長分散の影響で光波形劣化が生じ、伝送距離が制限される。この傾向は変調速度が速くなるほど著しい。また、波長多重の高密度化に伴ってチャンネル間隔が狭くなると、波長チャープ(周波数広がり)による隣接チャンネル間でのクロストークといった問題を生じる。したがって、高速変調時でも波長チャープの小さい変調器集積半導体レーザが不可欠となる。

今回、これまでに製品化してきたWDM用2.5Gbps-700km伝送対応変調器集積半導体レーザ⁽¹⁾に改良を加えることで10Gbps-50km伝送を実現したので、以下に述べる。

2. 素子設計

変調器集積半導体レーザで生じる波長チャープは、レーザ光出射端である変調器前端面からの戻り光等によるレーザの発振波長そのものの揺らぎと、変調器の導波路の屈折率変化によって起こる波長揺らぎとに大別される。

前者に関しては、変調器部のレーザ光出射端面を窓構造化することで、レーザ部で発生する波長チャープを変調器部で発生する波長チャープに対し無視できる程度まで低減できている。

後者の変調器で発生する波長チャープの模式図を図1に示す。

変調器の導波路の屈折率変化による波長チャープ量 $\Delta\lambda_0$ は a パラメータと次式で関係付けられている。

$$\Delta\lambda_0 = -a \cdot (\lambda_0^2 / 4\pi c) \cdot (1/P) \cdot (dP/dt) \dots (1)$$

波長チャープ量を低減するためには、 a パラメータを低減すればよいことが分かる。

ここで、 λ_0 は波長、 c は光速、 P は光出力である。

a パラメータとは吸収係数変化に対する屈折率変化の割合を示すパラメータで、次式で与えられる。

$$a = (4\pi/\lambda) \cdot (\Delta n/\Delta a) \dots (2)$$

ここで、 Δn は屈折率変化量、 Δa は吸収係数変化量である。変調器の a パラメータはレーザ発振波長と変調器のバンドギャップ波長との差($\Delta\lambda$)に依存しており、 $\Delta\lambda$ が小さいほど a パラメータが小さくなる。

ただし、 $\Delta\lambda$ を小さくすると変調器での吸収損失が増大したり消光が急しゅん(峻)になることに起因して波形の劣化が起こるため、 $\Delta\lambda$ に最適値が存在する。

また、波長チャープ量は変調器長に比例するため、消光比を満足できる範囲で短くする必要がある。

今回、これらのことを検討し、 $\Delta\lambda$ と変調器長の最適化を図った。

3. 素子構造

図2に変調器集積半導体レーザの模式図を示す。変調器集積半導体レーザは、EA変調器とDFBレーザとを同一基板上にモノリシックに集積した構造としている。

DFBレーザ部には活性層上に回折格子が設けてあり、

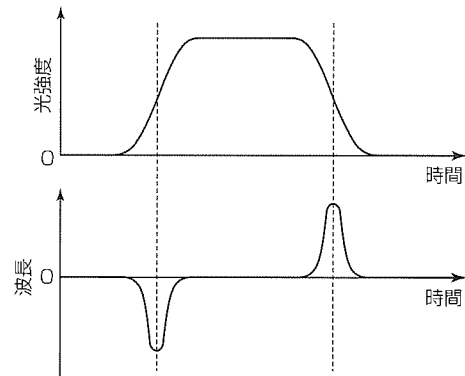


図1. 波長チャープの模式図

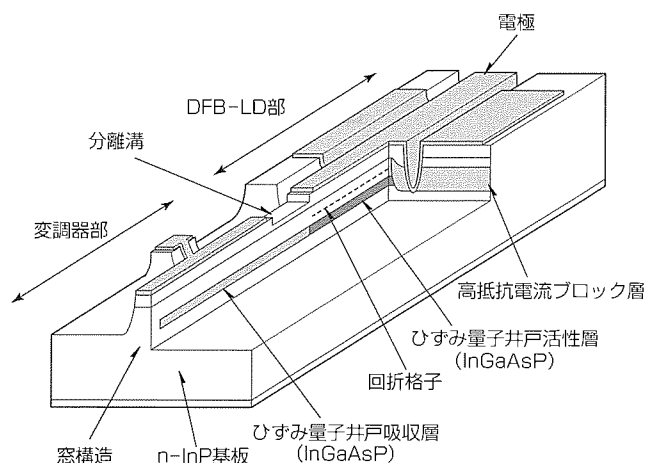


図2. 変調器集積半導体レーザの構造

活性層に電流を注入することにより、回折格子のピッチで決まる波長で単一モード発振をする。一方、EA変調器部に電圧を印加することにより、光吸収層の吸収端波長がシフトする電界吸収効果(量子閉じ込めシュタルク効果)を利用して、DFBレーザ部から導波した光の強度を変調する。

さらに、変調器部のレーザ光出射端面に窓構造が形成されている。これにより、スペクトル広がり抑制された変調器集積半導体レーザが実現できる。

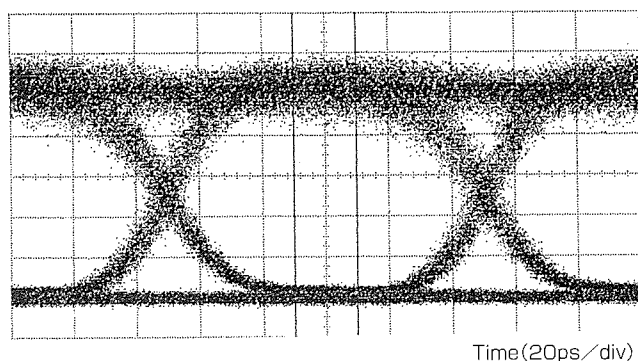


図3. アイパターン

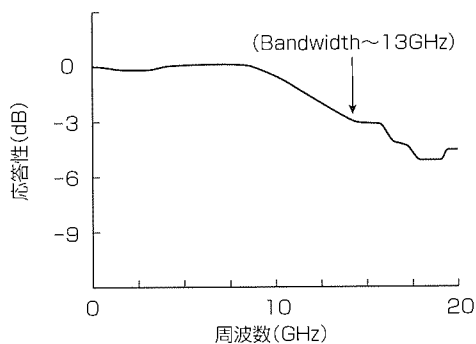


図4. 周波数応答特性

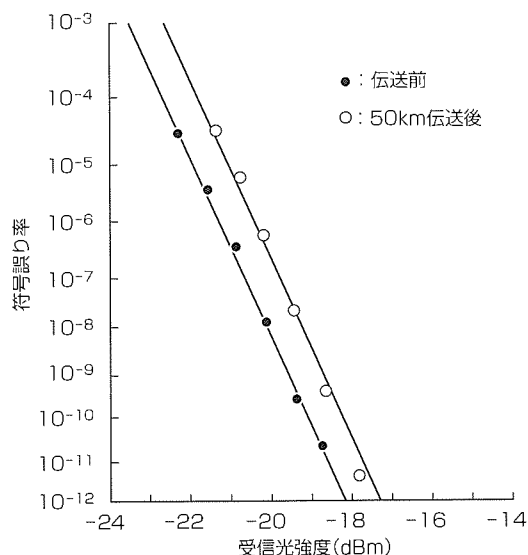


図5. 誤り率の受信光強度依存性

レーザの発振波長を決定する回折格子の形成には、ピッチ可変制御機能を備えた電子ビーム直描技術を適用し、国際規格で定められた波長多重通信の波長ぞろえに対応している。

また、素子容量低減のため、高抵抗電流ブロック層を採用している。

4. 素子特性

作製した素子のしきい値電流は約10mAであり、5 mW 光出力時の動作電流は約80mAであった。振幅電圧 $V_{pp} = 2.5$ Vでの10Gbps変調波形のアイパターンを図3に示す。立ち上がり/立ち下がり時間は ~ 40 ps(@0~90%)、消光比は ~ 11 dBであった。また、光応答が3 dB低下するカットオフ周波数として ~ 13 GHzが得られた(図4)。サイドモード抑圧比は変調時で40dB以上が確保されている。

次に、変調器部に -0.7 Vのオフセット電圧を加えた上で振幅電圧 $V_{pp} = 2.6$ Vで変調したときの符号誤り率の受信光強度依存性を図5に示す。50km伝送後の受信感度の変化量(伝送ペナルティ)は ~ 1 dBと小さい。

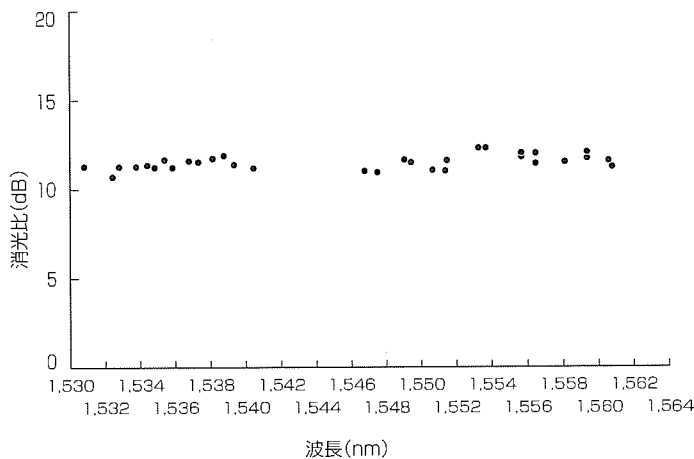


図6. 消光比の波長依存性

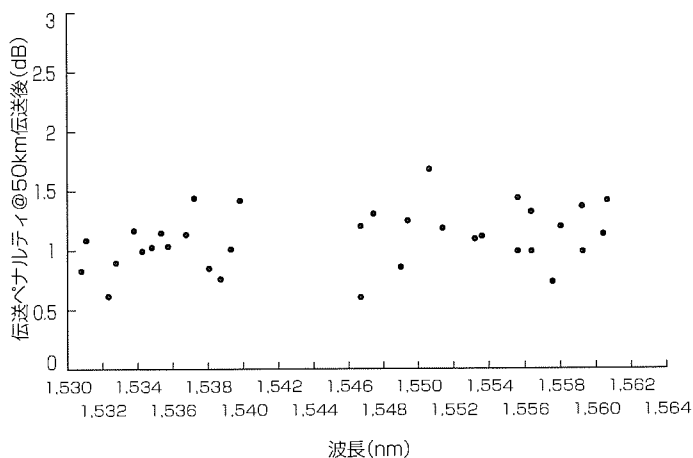


図7. 伝送ペナルティの波長依存性

また、Cバンド帯(1,530~1,564nm)の全波長帯で素子を作製し、消光比、伝送ペナルティを測定した結果を図6及び図7に示す。いずれの波長においても、消光比>10dB、伝送ペナルティ<2dBを実現するような均一な特性が得られた。

5. む す び

WDM用2.5Gbps-700km伝送対応変調器集積半導体レーザを基に、10Gbps-50km伝送を目標に素子構造の最適化を図った。これにより、伝送速度10Gbpsで50km以上の長

距離伝送を実現した。またWDM用としてCバンド帯(1,530~1,564nm)の全波長帯の素子を作製し、いずれの波長においても均一な特性が得られることを確認した。今後、更に伝送距離の改善を図る予定である。

参 考 文 献

- (1) 石村栄太郎, 多田仁史:長距離伝送用2.5Gbps変調器集積半導体レーザ, 三菱電機技報, 73, No.7, 513~516 (1999)

マイクロ波信号伝送用EA変調器モジュール

要旨

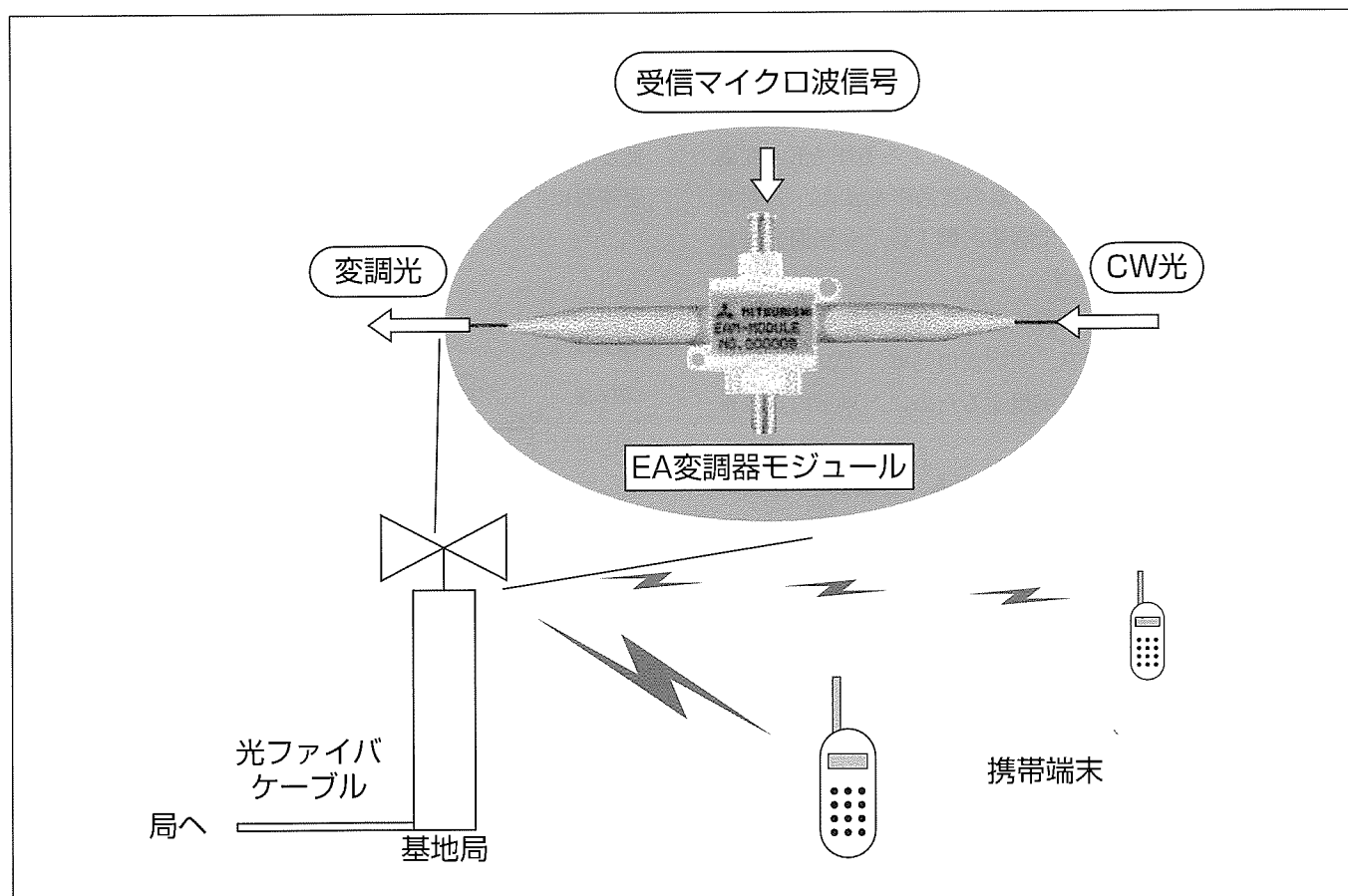
近年の大容量無線通信システムへの要求などから、マイクロ波信号を光信号に変換し、低損失・広帯域な特性を持つ光ファイバを伝送路として利用し、光でマイクロ波信号の伝送を行う光リンクが注目されている。

無線アクセス系などの光リンクに用いられ電気信号を光信号に変換する光変調器では、受信レベルの大きく異なる信号を伝送できるように高ダイナミックレンジ化と、低い受信レベルの信号でも良好な品質で伝送できるように低雑音化が求められる。高ダイナミックレンジ化を実現するためには低ひずみな光変調器が必要であり、また、低雑音化

を実現するためには高い変調効率を持つ光変調器、高効率な結合光学系及び低雑音な光源が必要となる。

今回、光変調器として電界吸収型(Electroabsorption: EA)光変調器(以下“EA変調器”という。)を適用することにより、これらの要求を満足するマイクロ波信号伝送用EA変調器モジュールを開発した。

本稿では、EA変調器のデバイス設計について述べるとともに、そのデバイスを内蔵したEA変調器モジュールの構造・特性について述べる。また、低雑音化を実現するための整合技術についても述べる。



EA変調器モジュールとその適用システムの概念図

EA変調器モジュールを無線アクセス系に適用した概念図を示している。EA変調器モジュールでは、基地局アンテナで受信した電気信号を光信号に変換している。携帯端末からの受信レベルは大きく異なるため、EA変調器モジュールには、高いダイナミックレンジが要求される。また、低い受信レベルの信号でも良好な品質で伝送できるように、EA変調器モジュールには、低雑音化も求められる。

1. ま え が き

マイクロ波信号を光信号に変換し光でマイクロ波信号の伝送を行う光リンクは、伝送損失が小さく、マイクロ波伝送系と親和性に優れるため、マイクロ波伝送系を置き換える用途に盛んに研究開発が行われている。無線アクセス系などに用いられている光リンクでは、受信レベルの大きく異なる信号を伝送できるように高ダイナミックレンジ化が、また、低い受信レベルの信号でも良好な品質で伝送できるように低雑音化が求められる。高ダイナミックレンジ化を実現するためには低ひずみな光変調器が必要であり、また、低雑音化を実現するためには高い変調効率を持つ光変調器、高効率な結合光学系及び低雑音な光源が必要となる。

従来、このような光リンクにはLN(Lithium niobate)基板を用いたMZ(Mach-Zehnder)型光変調器が用いられていたが、変調効率が低い、モジュールの小型化が難しい等の問題があった。今回、光変調器としてEA変調器を適用することにより、上記要求を満足するマイクロ波信号伝送用EA変調器モジュールを開発した。

以下に、このモジュールの構造及び特性について述べる。

2. EA変調器

EA変調器は、電界を印加することによって半導体のバンドギャップが変化し、光の吸収が生じる電界吸収効果を利用したデバイスである。電気信号による電圧をEA変調器に印加することで、EA変調器の透過率を変え、入射光に強度変調をかけることができる。図1に、今回開発を行ったEA変調器の構造を示す。

マイクロ波伝送用光変調器に求められる性能のうち重要な項目は、①低変調ひずみ、②高変調効率、③高速応答特性である。これらの性能を実現するために、以下の点に重点を置いて設計を行った。

(1) EA変調器の消光特性(変調ひずみ、変調効率)を決めるバンドギャップの最適化

(2) 半絶縁性電流ブロック層によるEA変調器の低容量化

特に、バンドギャップの設計に当たっては、使用する光源の波長を考慮した最適化を行った。これは、高い周波数のマイクロ波信号を伝送する光リンクでは、広帯域にわたり低雑音な光源である固体レーザーを使用することが必ず(須)となるが、 $1.5\mu\text{m}$ 帯の固体レーザーとその発振波長に限られるためである。今回の開発では、 $1.5\mu\text{m}$ 帯で最も有望なEr, Yb添加ガラスレーザーの利得ピーク波長である $1.535\mu\text{m}$ に最適化を行った。

3. EA変調器モジュール

前章で述べたEA変調器を内蔵したEA変調器モ

ジュールの構造を図2に示す。モジュールの外形寸法は、(L)16.1×(W)18.1×(H)11.0(mm)である。光変調器にEA変調器を用いたことにより、MZ型光変調器に比較して小型化が図れた。

結合光学系は、安定で高い結合効率を得られる非球面レンズと平凸レンズを用いたコリメート光学系を採用している。この結合光学系により、入出力ファイバ間の損失値として5.6dBが得られている。なお、開発したEA変調器の吸収特性は入射光の偏光状態に依存するため、入出力光ファイバには偏波面保存ファイバを用いた。また、電気信号入力部及び終端抵抗への電気信号出力部には、高周波特性に優れたKコネクタを用いている。さらに、温度が変わってもEA変調器の特性が安定しているように、温度制御を行うためのサーミスタとペルチェ素子を内蔵している。

図3に、EA変調器モジュールの周波数応答特性を示す。20GHz以上の3dB帯域幅が得られている。

4. EA変調器モジュールの特性

4.1 ダイナミックレンジ

前述したように、ダイナミックレンジは、光リンクの重要な特性であり、光変調器の変調ひずみに大きく依存する。図4に、EA変調器モジュールの変調ひずみの印加電圧依存性を示す。変調周波数は4GHzと4.1GHzの2トーンであり、入力信号パワーは0dBm/chである。入力光の波長及び光パワーはそれぞれ $1.535\mu\text{m}$ 、61mWであり、EA変調器にTM偏光として入射するようにした。図より、印

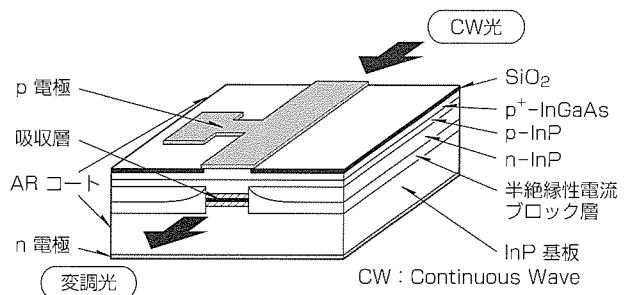


図1. EA変調器の構造

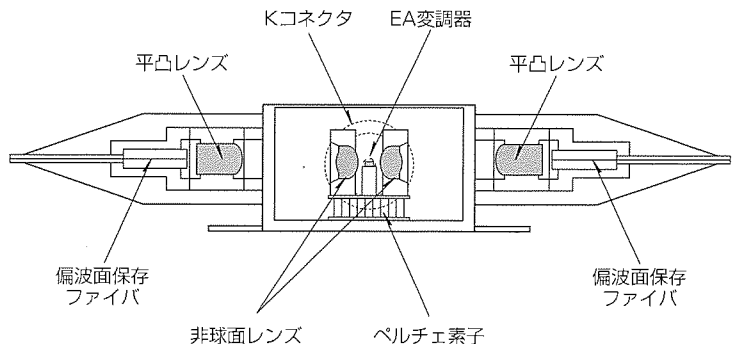


図2. EA変調器モジュールの構造

加電圧 -1.3V 近傍において基本波が最大になり 2 次変調ひずみが最小となること、及び印加電圧 -1.6V 近傍において 3 次変調ひずみが極小になることが分かる。

ダイナミックレンジ測定のため、入力信号パワーを変えて、基本波及び変調ひずみの出力パワーを測定した。図 5 の(a)及び(b)に、2 次変調ひずみ及び 3 次変調ひずみに対するダイナミックレンジをそれぞれ示す。印加電圧は、図 4 の 2 次変調ひずみ及び 3 次変調ひずみの印加電圧依存性を考慮し、-1.47V に設定した。このときの EA 変調器モジュールの挿入損失は約 9 dB であり、PD 電流は 4.56mA であった。ダイナミックレンジは、単位帯域当たりのショット雑音と、基本波及びひずみ波が等しくなる入力信号パワーの差で定義した。図 5 より、EA 変調器モジュールの 2 次変調ひずみに対するダイナミックレンジは $90.6\text{dB} \cdot \text{Hz}^{1/2}$ 、3 次変調ひずみに対するダイナミックレンジは $123\text{dB} \cdot \text{Hz}^{4/5}$ と高いダイナミックレンジを持つことが分かる。また、光リンクを電気入力/電気出力で定義したリンクゲインは、-20.6dB と高効率な光リンクが得られることが分かる。EA 変調器モジュールのひずみ特性において特徴的なことは、3 次変調ひずみの大きさが入力信号パワーの 5 乗に比例していることである。これは、EA 変調器モジュール

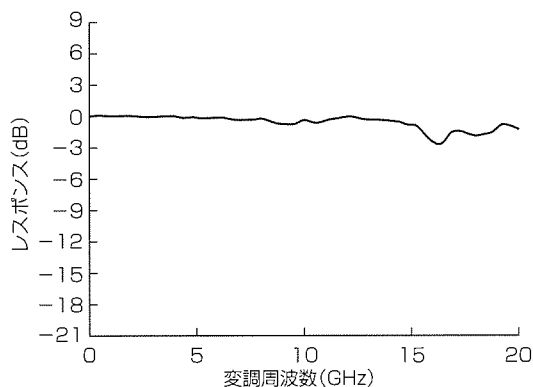
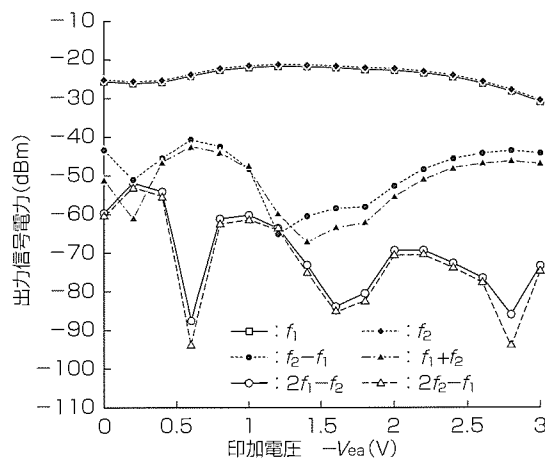


図 3. EA 変調器モジュールの周波数応答特性

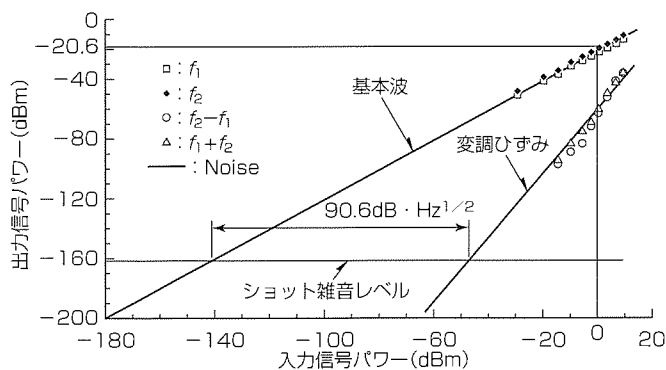
の 3 次変調ひずみが、入出力特性の 3 次の非線形性ではなく、5 次の非線形性によって発生していることを示している⁽¹⁾。このように 5 次の非線形性によって 3 次変調ひずみが発生している場合には、計算により、5 次変調ひずみは 3 次変調ひずみよりも 9.1dB 小さくなる⁽²⁾。図 5 (b)に、この計算結果と 5 次変調ひずみの測定結果を示す。両者はよく一致しており、このことから、EA 変調器モジュールの 3 次変調ひずみが入出力特性の 5 次の非線形性によって発生していることが分かる。

以上のように、EA 変調器モジュールでは、入出力特性の 3 次の非線形性は十分小さく、より高次の非線形性によってその変調ひずみ特性が決まっている。このため、マイクロ波信号伝送系において特に重要な 3 次変調ひずみが小さくなり、高いダイナミックレンジが得られる。比較のため、MZ 型光変調器のダイナミックレンジを計算した。MZ 型光変調器の入出力特性は三角関数で表され、図 5 の測定結果と同じ PD 電流を仮定すると、MZ 型光変調器のダイナミックレンジは $112\text{dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ と求まる⁽²⁾。これは、雑

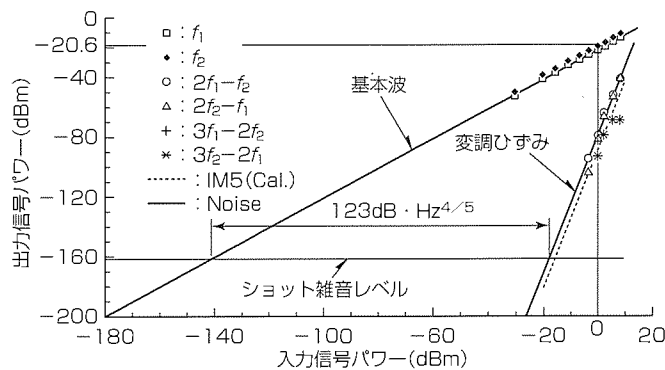


(測定条件: $f_1 = 4\text{GHz}$, $f_2 = 4.1\text{GHz}$, $\lambda = 1.535\mu\text{m}$, $P_{opt} = 61\text{mW}$)

図 4. 変調ひずみの印加電圧依存性



(a) 2 次変調ひずみに対するダイナミックレンジ



(b) 3 次変調ひずみに対するダイナミックレンジ

図 5. ダイナミックレンジ測定結果

(測定条件: $f_1 = 4\text{GHz}$, $f_2 = 4.1\text{GHz}$, $\lambda = 1.535\mu\text{m}$, $P_{opt} = 61\text{mW}$, $V_{ea} = -1.47\text{V}$, $I_{pd} = 4.56\text{mA}$)

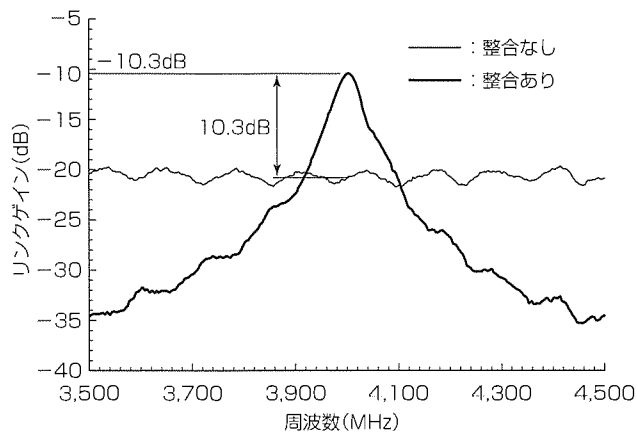


図6. リンクゲインの測定結果

音帯域が170MHz以下のシステムの場合、EA変調器モジュールの方がMZ型光変調器よりも高いダイナミックレンジを持っていることを示している。

4.2 リンクゲインと雑音指数

マイクロ波信号伝送系における雑音は、雑音指数で評価される。雑音指数は、光源の雑音にも依存するが、光源として低雑音な固体レーザを用いた場合には、光リンクの効率(リンクゲイン)に大きく依存する⁽³⁾。高いリンクゲインを得るためには、高い変調効率を持つ光変調器を用いること以外に、以下のことが重要である。

- (1) 大きなPD電流が得られるようにする
- (2) 光デバイスに電気的な整合をとる

上記(1)の方法はPD電流の2乗に比例してリンクゲインが大きくなるため非常に有効であり、今回の開発においても、高結合効率光学系の適用、固体レーザ光源の利得ピーク波長にEA変調器の特性を最適化するなどの方策を行った。しかし、受光パワーを大きくしていくとPDがひずみダイナミックレンジが劣化するため、この方法には限界がある。そこで、(2)の光デバイスへの電気整合によるリンクゲインの改善について検討を行った。

図6に、EA変調器モジュール及びPDに電気的整合を適用した場合と、適用しなかった場合のリンクゲイン測定結果を示す。なお、測定条件は図5と同じである。電気的整合を適用することにより、リンクゲイン-10.3dBと高い値が得られ、10.3dBのリンクゲインの改善効果が得られるこ

とが分かる。また、測定時のPD電流と、光源の雑音として-170dB/Hzを想定することにより、光リンクのみの雑音指数を計算すると、電気的整合を適用しなかった場合には31.5dBであるが、適用した場合には21.3dBとなり、電気的整合をとることによって雑音指数を10.2dB改善することができ、光リンクのみの雑音指数としては良好な値が得られることが分かった。

5. むすび

マイクロ波信号伝送EA変調器モジュールの開発を行った。マイクロ波信号伝送系では、ダイナミックレンジと雑音指数が重要である。今回開発したEA変調器モジュールを評価し、2次変調ひずみに対するダイナミックレンジは90.6dB・Hz^{1/2}、3次変調ひずみに対するダイナミックレンジは123dB・Hz^{4/5}と良好な特性を得た。特に、3次変調ひずみについては、入出力特性の3次の非線形性が非常に小さく、高次の非線形性によって決まっているため、低変調ひずみな特性が得られ、高いダイナミックレンジが得られる。また、雑音については、EA変調器モジュールとPDに電気的整合をとることによってリンクゲインを10.3dB改善し、-10.3dBとすることによって光リンクのみの雑音指数として21.3dBと良好な値が得られた。

参考文献

- (1) Welstand, R. B., Sun, C. K., Pappert, S. A., Liu, Y. Z., Chen, J. M., Zhu, J. T., Kellner, A. L., Yu, P. K. L.: Enhanced Linear Dynamic Range Property of Franz-Keldysh Effect Waveguide Modulator, IEEE Photon. Technol. Lett., 7, 751~753 (1995)
- (2) Kaneko, S., Noda, M., Miyazaki, Y., Watanabe, H., Kasahara, K., Tajime, T.: An Electroabsorption Modulator Module for Digital and Analog Applications, J. Lightwave Technol., 7, No.4, 669~676 (1999)
- (3) Cox III, C. H., Ackerman, E. I., Betts, G. E.: Relationship between Gain and Noise Figure of an Optical Analog Link, 1996 IEEE Int. MTT-S Symp. Dig., 1551~1554 (1996)

Erドープファイバアンプ励起用 0.98 μ m高出力半導体レーザー

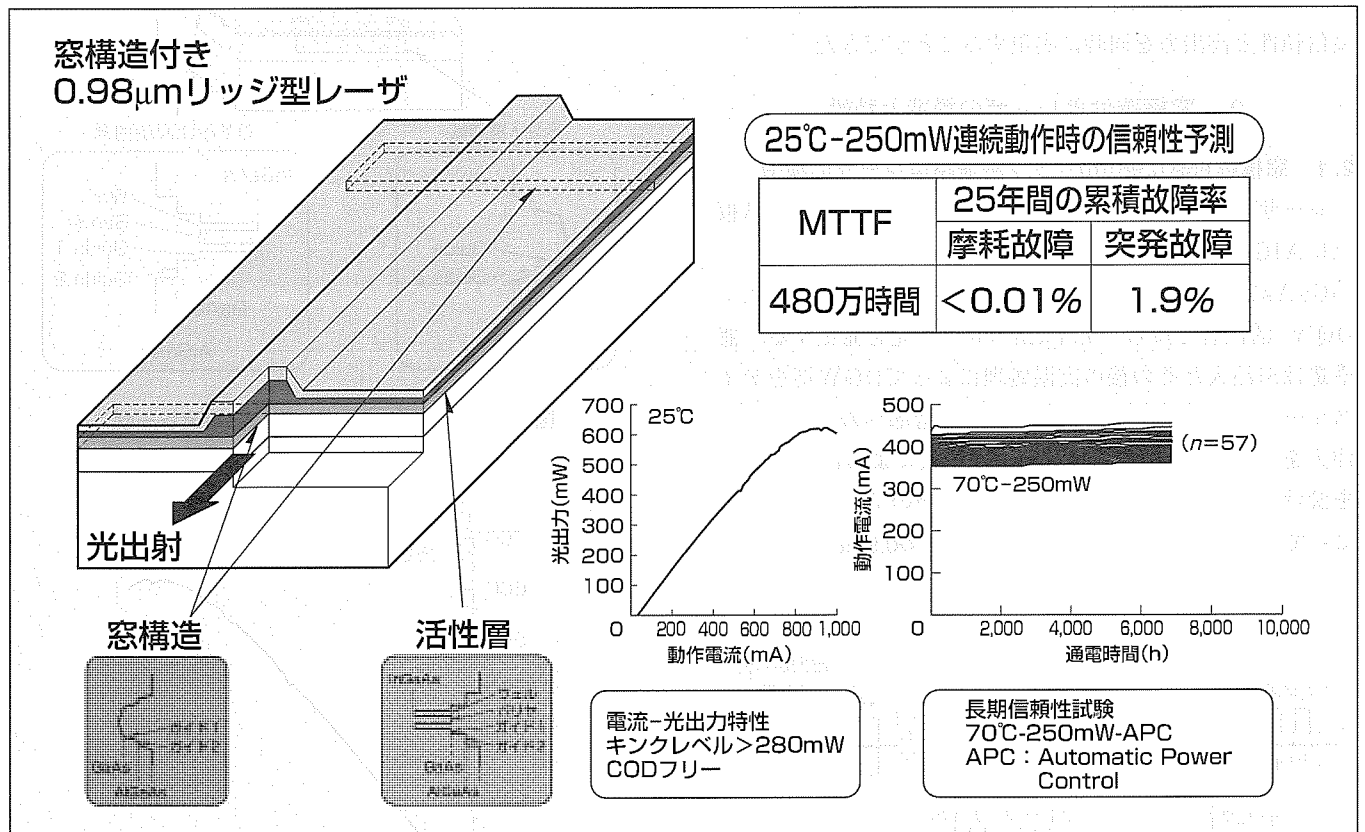
山村真一*
川崎和重**
嶋原君男*

要旨

高出力と高信頼性を兼ね備えたEr(エルビウム)をドープしたファイバアンプ(Erbium Doped Fiber Amplifier: EDFA)励起用の0.98 μ m半導体レーザーを開発した。1.55 μ m帯の光通信用中継器に用いられるEDFAは1.48 μ mレーザーによる励起が主流であったが、より低雑音かつ高効率となる0.98 μ mレーザーによる励起に置き換わりつつある。特に低雑音化による中継間隔の長距離化には大きなメリットとなるが、0.98 μ mレーザーは端面の光学的破壊(Catastrophic Optical Damage: COD)による故障が高出力化・高信頼度化の障害となっていた。今回開発した0.98 μ mレーザーは、三菱電機独自のSi注入によるディスオーダーを利用した窓構造を設け、端面における光吸収をなくすことによって

CODを防止することができた。また、リッジ導波路構造の最適化によってキンクレベル280mW以上の単一横モード動作を達成し、250mWという高出力で使用可能である。

窓構造付きレーザーは、50 $^{\circ}$ C-200mW連続動作試験を1万時間実施後でさえもCODレベルが低下しないことが確認された。また、57素子が70 $^{\circ}$ C-250mW連続動作中であるが、7,000時間故障が発生していない。この結果から、25 $^{\circ}$ C-250mWという高出力動作時でも平均故障時間~480万時間、25年間の累積故障率は摩耗故障0.01%以下、突発故障1.9%という高信頼性を保持することが推定された。今後、信頼性試験を充実させて精度を上げることにより、高信頼性が要求される分野への適用を目指す。



窓構造付きリッジ導波路型0.98 μ m半導体レーザー

両端面に窓構造を付けたリッジ導波路型0.98 μ mレーザーの外観図を示す。窓構造は、Si注入によるディスオーダーを利用してバンドギャップを広げることによって実現した。さらに、導波路の最適化によって280mW以上の単一横モード動作を実現した。窓構造付きレーザーは25 $^{\circ}$ C-250mWの連続動作において摩耗故障による平均故障時間が480万時間であり、突発故障による25年間の累積故障率が1.9%であると算出される。

1. ま え が き

長距離・大容量化に対応した1.55 μm 帯の波長多重(Wavelength Division Multiplex: WDM)方式の光通信線路では、中継器として図1に示すような簡単な構成で広い波長範囲の信号光を一度に増幅できるEDFAが用いられている。

EDFAはErをドープしたファイバ中のEr原子の誘導放出を利用する増幅器で、その励起光源として1.48 μm 又は0.98 μm のレーザ光が利用されている。0.98 μm 励起を用いた場合には、1.48 μm 励起に比べて高効率かつノイズが減少するので、特に長距離伝送に有利である。しかしながら、GaAsベースの半導体材料を使う0.98 μm 帯のレーザは端面破壊(COD)を起こしやすく、通信用に求められる高い信頼性や高利得を得るための高出力を達成することが困難であったため、これまでは主にInPベース材料の1.48 μm 帯のレーザが使用されてきた。今後、より大容量・長距離の伝送が求められるため、中継器もそれに対応して低雑音化や広帯域化を満足する高出力の0.98 μm レーザ励起に変わりつつある。

0.98 μm レーザの最大の問題点はいかに高い信頼性を得られるかであるが、レーザの両端面に窓構造を設けて端面における光吸収を防止することでレーザのCODをなくし、高信頼性と高出力を同時に実現することができた。

2. 窓構造付きレーザの構造と特性

2.1 窓構造付き0.98 μm リッジ導波路型レーザの構造

レーザの構造を図2に示す。このレーザは、GaAs基板上にAlGaAsクラッド層で挟まれたAlGaAs/GaAs/InGaAsひずみ二重量子井戸(Double Quantum Well: DQW)活性層を持ち、0.98 μm のレーザ光を発生する。窓構造はSi注入とその後の高温処理によってDQW層をディスオーダーして形成され、さらに、窓構造部への不要な電流注入を防ぐために窓構造上部にH⁺注入による高抵抗部分を設けた。窓構造部分の結晶はDQW層のディスオーダーによってGaAs単結晶とほぼ等価になるため0.98 μm の光を吸

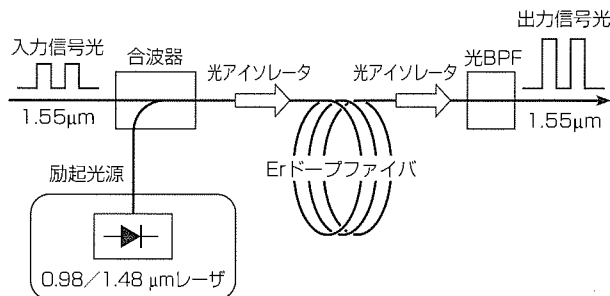


図1. Erドープファイバアンプ

取しない。したがって、端面における光吸収が原因となるCODを防ぐことができる⁽¹⁾⁽²⁾。

2.2 窓構造付き0.98 μm レーザの特性

典型的な電流-光出力特性を図3に示す。直流(Continuous Wave: CW)動作で熱飽和による最大光出力~600mWが得られ、CODは起こらない。また、導波路構造の最適化によって280mW以上の単一横モード動作を実現した。遠視野像は光出力が50mWから300mWまで変化しても非常に安定である(図4)。その結果、現在世界最高水準となる250mWクラスの単一横モード動作をさせることができた。

3. 窓構造レーザの信頼性

3.1 連続動作によるCODレベルの低下

0.98 μm レーザは、通信用として要求される10~20年の長期にわたる安定動作を満足する必要がある。0.98 μm レーザの主要な劣化モードは、図5に示すように、高出力動作時の①COD故障、連続動作中の②突発故障、③摩耗放

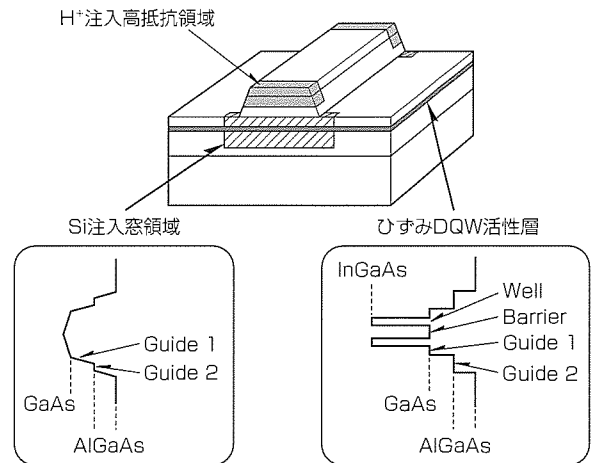


図2. 0.98 μm リッジ導波路型窓構造レーザ

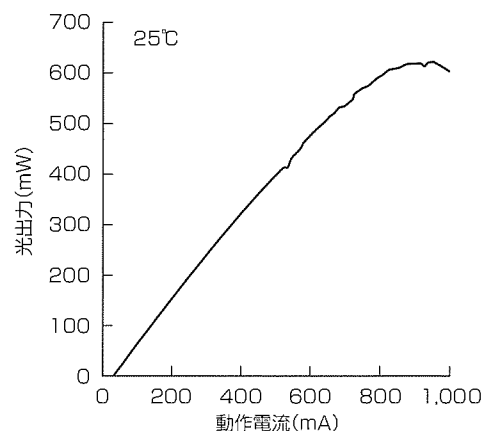
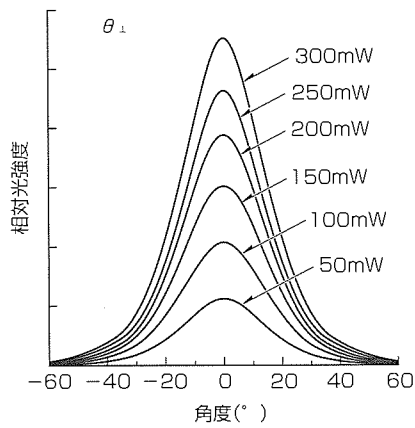
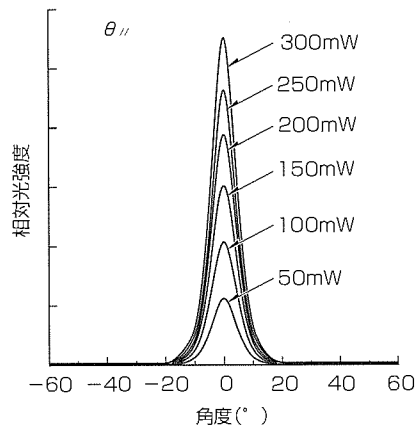


図3. 典型的な電流-光出力特性



(a) 垂直方向の遠視野像



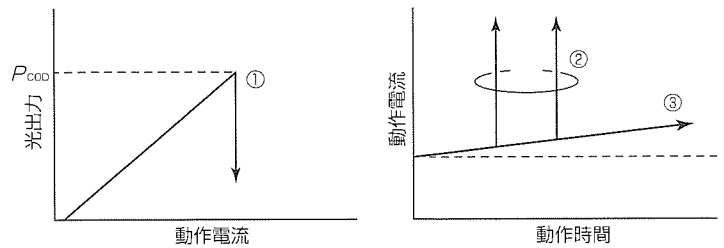
(b) 平行方向の遠視野像

図4. 遠視野像のパワー依存性

障の三つに分類することができる。前章で述べたように、高出力動作時のCOD故障は窓構造によって防ぐことができたが、GaAsベースのレーザで連続動作試験を行うとCODレベルが低下して突発故障を起こすことが知られている⁽³⁾。そこで、窓構造付きレーザで、連続動作によってCODレベルの低下が起こらないかどうかを確認した。比較のため、窓なしレーザでも同様の実験を行った。実験結果を図6に示す。窓付きレーザは、ケース温度-光出力を50℃-150mW及び50℃-200mWとした連続動作試験を10,000時間行った後もCOD発生がなく、熱飽和で決まる最大光出力も低下しなかった。これに対して、窓なしレーザでは、初期的にCODが発生し、ケース温度-光出力が50℃-100mWの連続動作試験によって時間の対数に比例してCODレベルが低下した。以上の結果から、長期間の連続動作に対して窓構造の有効性が失われないことが確かめられた。

3.2 突発故障の加速性

連続動作時における故障の加速性を把握しておけば、加速実験から長期間の信頼性を推定できる。半導体レーザの故障は、素子の接合部温度や光出力又は動作電流によって



- ①端面破壊(COD)
- ②長期動作中の突発故障
- ③長期動作中の摩耗故障

図5. 0.98μmレーザの主要劣化モード

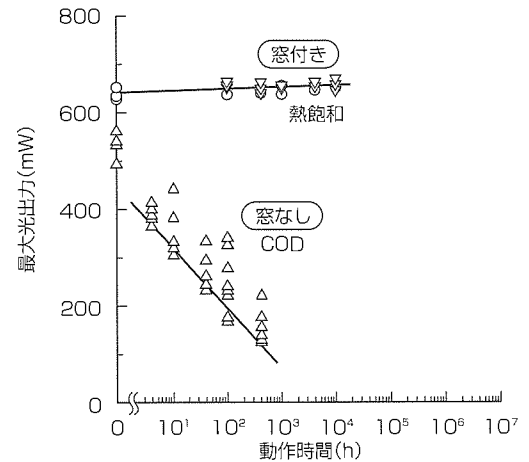


図6. 0.98μmレーザの最大光出力

加速することが知られている⁽⁴⁾。突発故障の累積故障率 F がアレニウスの法則による温度加速と、光出力のべき乗との積に比例すると仮定して加速係数を求めた。

$$F \propto \exp(-E_a/kT_j) \cdot P^a \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 E_a : 活性化エネルギー、 k : ボルツマン定数、 T_j : 接合部温度、 P : 光出力、 a : 光出力加速係数である。

まず、接合部温度一定で光出力を変えた条件でACC (Automatic Current Control) 連続動作試験を行った。実験条件は、ケース温度-動作電流を80℃-300mA、70℃-400mA、60℃-500mAとした。どの条件も接合部温度は100℃に相当する。実験結果から、累積故障率の光出力加速性として式(1)の係数 $a=2.4$ が求められた。

また、上記実験結果に接合部温度を変化させたACC連続動作試験結果を加えて活性化エネルギーを求めた。実験条件は、ケース温度を40℃で一定にし、動作電流を300, 400, 500mAとした。接合部温度はそれぞれが59, 66, 77℃に相当する。その結果、活性化エネルギー $E_a=0.18eV$ が得られた。

3.3 摩耗故障の加速性

窓構造付きレーザでは図5の③に示すような摩耗故障の劣化速度が $10^{-4}\%/h$ と非常に遅いので、強く加速した条件でACC連続動作試験を行った。実験条件は、ケース温

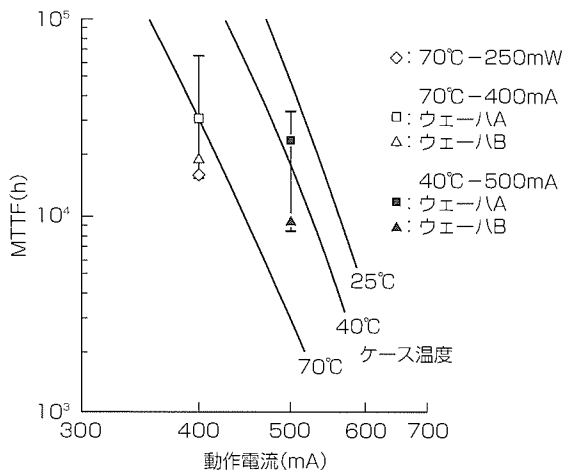


図7. 摩耗故障加速係数の妥当性

度を150°Cで一定にし、動作電流を400, 500, 600mAとした。接合部温度はそれぞれが185, 199, 218°Cに達する。摩耗故障の平均故障時間(Mean Time To Failure: MTTF)はアレニウスの法則による温度加速と動作電流加速との積に比例すると仮定した。

$$MTTF \propto \exp(E_a/kT_j) \cdot I^a \dots\dots\dots(2)$$

ここで、 E_a :活性化エネルギー、 k :ボルツマン定数、 T_j :接合部温度、 I :動作電流、 a :電流加速係数である。

実験データのフィッティングによって活性化エネルギー $E_a=0.70$ eV, 係数 $a=-6.9$ が得られた。

加速実験は $T_j \sim 200^\circ\text{C}$ という実使用条件に比べて高い温度で行ったため、求めた加速係数が実使用条件に適用できるかどうか確認した。確認条件は、ケース温度70°Cで光出力250mWのAPC(Automatic Power Control)動作試験と、ケース温度-動作電流が40°C-500mA, 70°C-400mAのACC動作試験である。実験の動作電流上昇率から推定されるMTTFと加速係数から予想されるMTTFを比較した結果を図7に示す。加速実験から推定されるMTTFは、実線で示す予測値に対してエラーバーで示した1/2~2倍の範囲の中に入っている。したがって、ここで求めた加速係数は実際の使用条件で1/2~2倍程度の誤差でMTTFを予測できると言える。

3.4 長期信頼性の予測

長期信頼性試験として70°C-250mW連続動作試験の結果を図8に示す。素子数は57個で、7,000時間まで突発故障は全く発生していない。この結果と前項までで明らかにした加速性から長期信頼性を予測した。

表1に、ケース温度25°Cで光出力250mWにおけるMTTFと突発故障及び摩耗故障による25年間の累積故障率の推定結果を示す。7,000時間における突発故障の故障率は60%信頼性水準によって推定した。また、摩耗故障時間は、動作電流が初期値から20%上昇する時間と定義し、上昇率の直線外挿によって推定した。以上の結果から、ケ

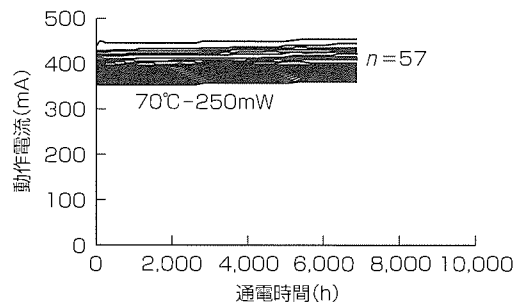


図8. 長期信頼性試験

表1. 25°C-250mW連続動作時の累積故障率推定結果

	MTTF (kh)	25年後の故障率	
		摩耗故障 (%)	突発故障 (%)
70°C-250mW連続動作 (実験値)	~81	~97	4.6
25°C-250mW連続動作 (推定値)	~4,800	<0.01	1.9

ース温度25°Cにおける長期連続動作時の寿命は突発故障に支配され、かつ25年間で1.9%と非常に低い累積故障率であると推定された。

4. む す び

窓構造付き0.98μmレーザは世界最高水準の250mWレベルで単一横モード動作し、25°C-250mW連続動作でMTTF~480万時間と25年間の累積故障率1.9%が推定された。今後、信頼性試験の精度を高めるために投入数を増やした実験を行い、高信頼性が要求される分野への適用を目指す。

参 考 文 献

- (1) 鳴原君男, 山村真一, 川崎和重, 宮下宗治, 永井豊: ファイバンプ励起用0.98μm高出力半導体レーザ, 三菱電機技報, 71, No.12, 1048~1051 (1997)
- (2) 永井 豊, 川崎和重, 山村真一, 鳴原君男, 花巻吉彦, 宮下宗治, 吉田保明, 樋口英世: 0.98μm帯リッジ型窓構造高出力半導体レーザ, 信学技報, LQE98-49, 43~47 (1998)
- (3) Fukuda, M., Okayasu, M., Temmyo, J., Nakano, J.: Degradation Behavior of 0.98μm Strained Quantum Well InGaAs/AlGaAs Lasers under High-Power Operation, J. of Quantum Electronics, 30, No.2, 471~476 (1994)
- (4) Oosenbrug, A.: Reliability Aspects of 980nm Pump Lasers in EDFA Applications, Proc. SPIE Int. Soc. Opt. Eng., 3284, 20~27 (1998)

Prドープファイバアンプ励起用 1.02 μm 高出力半導体レーザ

鳴原君男* 川崎和重***
久保田昌夫** 山村真一*
久世祐輔**

要旨

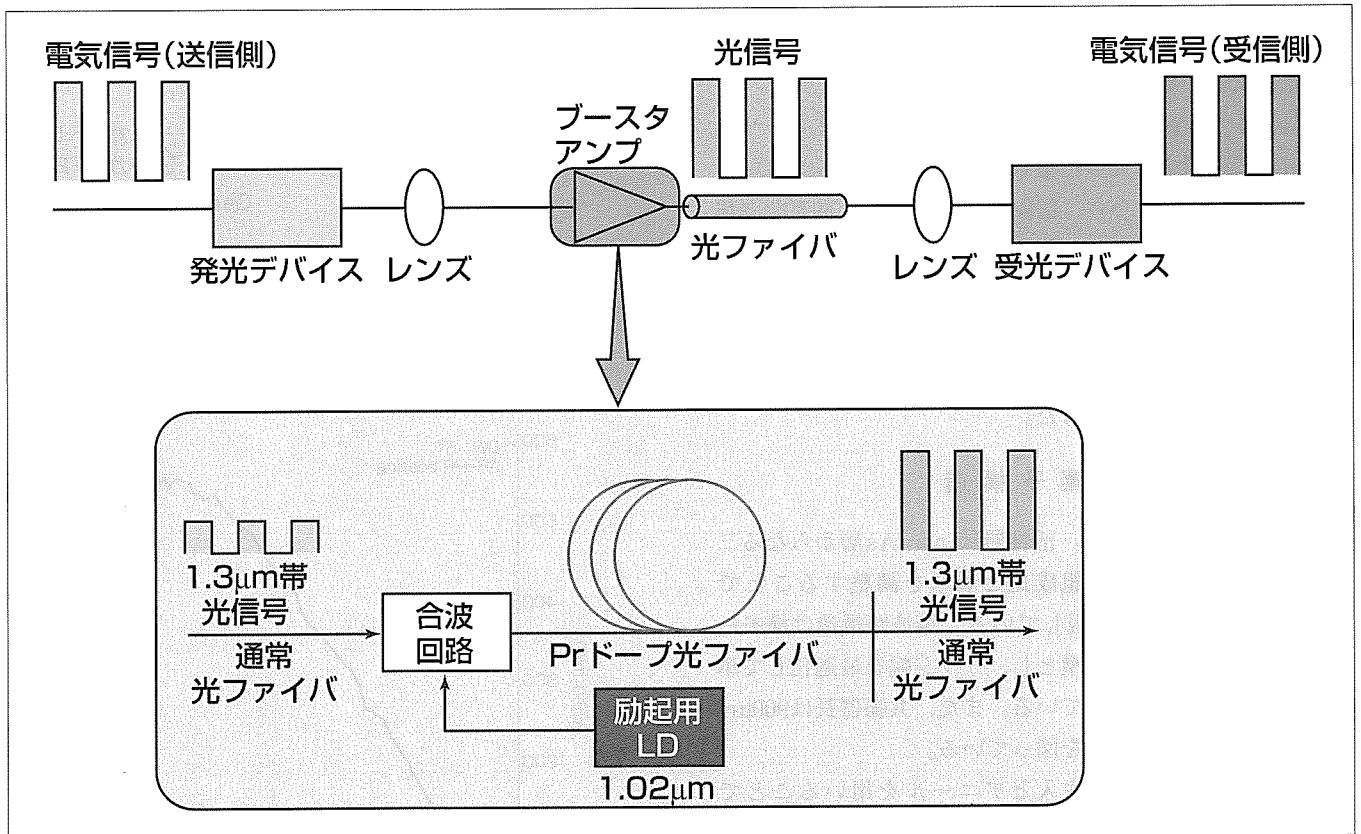
1.55 μm 帯の信号光に対するファイバ増幅器(EDFA)は、大都市間や大陸間といった幹線通信網で既に実用化され、今後ますます増大する通信容量に対処するのに必要不可欠な技術となっている。

一方、1.3 μm 帯の信号光に対するファイバ増幅器は、まだ研究開発段階である。利得の大きな希土類添加光ファイバ及び励起用の高出力かつ高信頼性を持つ半導体レーザの作製が困難なためである。前者に関してはプラセオジウム(Praseodymium: Pr)添加ファイバ、後者に関してはInGaAs/GaAs系1.02 μm ひずみ量子井戸半導体レーザが、

それぞれ最も有力な候補として活発に研究されている。

このInGaAs/GaAs系1.02 μm ひずみ量子井戸半導体レーザは、端面における光学損傷があるため、いかにして高信頼性を確保するかが実用上大きな課題である。

今回、Siイオン注入とアニールによる量子井戸構造の無秩序化技術によって半導体レーザ端面近傍に内部よりもバンドギャップの大きい窓構造を形成することで光学損傷を抑制し、高出力動作時でも高信頼性を持つInGaAs/GaAs系1.02 μm ひずみ量子井戸半導体レーザを、東京電力(株)と共同で開発した。



1.3 μm 帯光直接増幅器(PDFA)を用いた光ファイバ伝送方式

光直接増幅方式では、再生増幅方式に比べて構成が極めて簡単になることから、部品点数が減少して信頼性が向上すること及び消費電力が小さくなる等の利点がある。従来、1.55 μm 帯の光直接増幅器(EDFA)が実現されていたが、今回、1.3 μm 帯光直接増幅器(PDFA)の実現に必要な不可欠な励起用1.02 μm 半導体レーザを開発した。

1. ま え が き

大都市間や大陸間といった幹線系の主流は、大容量伝送が可能な光ファイバ通信方式である。これは、伝搬損失約0.2dB/kmという低損失光ファイバの実現に依存するところが大きい。長距離伝送ではこの損失自体が無視できなくなり、何らかの方法で増幅することが必要となる。従来は、光信号をいったん電気信号に変換し、この電気信号を増幅し、さらに光信号に変換するといった再生中継方式が行われていたが、信頼度が高くシステムの簡略化も図れる光直接増幅方式に移行しつつある。

光直接増幅の研究は、希土類元素を添加したガラスの増幅作用の発見⁽¹⁾によって始まる。その後、エルビウム(Erbium: Er)を添加した光ファイバを用いた1.55μm信号光の増幅実験が報告され⁽²⁾、エルビウム添加光ファイバ増幅器(Erbium Doped Fiber Amplifier: EDFA)が活発な研究開発を経て実用化された。

ところで、陸上用として敷設されている光ファイバの約90%は1.3μm帯である⁽³⁾にもかかわらず、1.3μm帯光信号に対する光ファイバ増幅器はまだ研究段階である。主な理由は、利得の大きな希土類添加光ファイバ及び高出力で高信頼性を持つ励起用半導体レーザの作製が困難な点にある。前者に関してはPr添加光ファイバ⁽⁴⁾、後者に関してはInGaAs/GaAs系1.02μmひずみ量子井戸半導体レーザ⁽⁵⁾⁽⁶⁾が有力な候補となっている。

InGaAs/GaAs系1.02μmひずみ量子井戸半導体レーザは、端面劣化に起因する光学損傷(Catastrophic Optical Damage: COD)があるため、信頼性の確保が最も重要な課題であった。今回、Siイオン注入とアニールを用いた量子井戸構造の無秩序化技術によってレーザ端面近傍に内部よりもバンドギャップの大きい領域を設けた窓構造を形成し、高出力動作時でも高信頼性を持つ1.02μm半導体レーザを東京電力^(株)と共同で開発した。

2. 素子 構造

素子構造を図1に示す。活性層はInGaAs層からなる二重量子井戸であり、In組成比と層厚を調整することで1.02μmの発振波長を実現している。導波路構造は横モードを制御するためリッジ型とし、リッジ幅を最適化して単一横モード発振を実現している。また、共振器長は900μmと長くし、熱抵抗の低減を図っている。

窓構造は、Siイオン注入とアニールを用いることでInGaAsひずみ量子井戸活性層を無秩序化することによって形成する。図2の(a)に示すように結晶成長直後は(矩)形の活性層構造であるが、Siイオン注入後アニールすることによってヘテロ界面で構成元素の相互拡散が生じ、同図の(b)に示すようにウェル層とバリア層及びガイド層が均一

な組成となり、実効的なバンドギャップエネルギーが増大する。以上により、端面において光吸収のない窓構造が形成できる。また、何らレーザ発振に寄与しない窓領域への電流注入を抑えるため、窓領域上部にプロトン注入による高抵抗層を設けている。

3. 素子 特性

3.1 光出力-電流(P-I)特性

図3は、前面を低反射率(～4%)、後面を高反射率(～

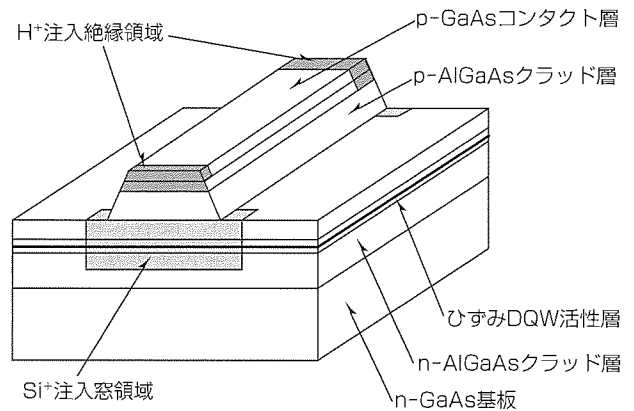


図1. リッジ型窓構造半導体レーザの素子構造

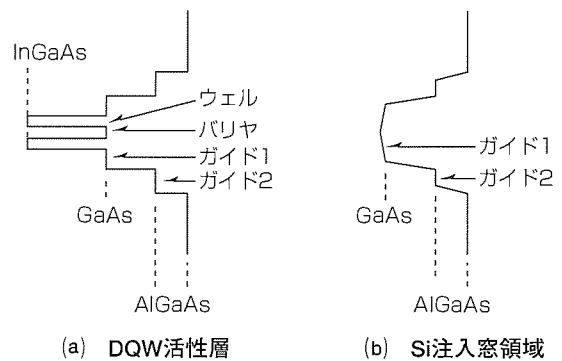


図2. 無秩序化前後の活性層構造

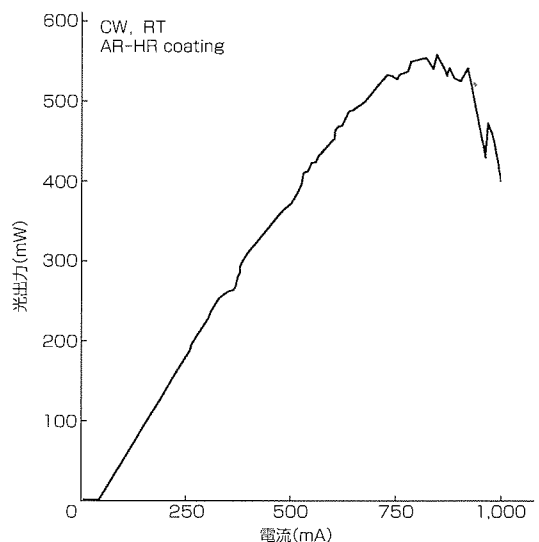


図3. 光出力-電流特性

90%)にコーティングしジャンクションアップ(n-GaAs基板をヒートシンク側にしp-n接合を上)に組み立てた素子のCW動作時のP-I特性である。共振器長が900 μm と長いにもかかわらず、しきい値電流は約30mAと低い上、スロープ効率は約0.9W/Aと高い値を示している。最大光出力は520mWを超え、発熱によって制限されている。光出力の急激な劣化を引き起こすCODはなく、何度でも同じP-Iカーブを描くことができる。これは、良好な窓構造が端面に形成されていることを示すものである。

また、光ファイバやレンズといった光学系との結合時にはキंकと呼ばれるP-I特性の折れ曲がり問題となるが、このキंकレベルは180mW以上あり、動作出力150mWに比べて十分高い値となっている。

3.2 レーザ発振特性

ファイバアンプ励起用半導体レーザーでは、半導体レーザーの発振波長が希土類添加光ファイバの吸収域に一致していることが必要であり、他の用途の半導体レーザーと比較して許容波長範囲は狭い。

図4に100mW出力時の発振スペクトルを示す。ピーク波長は1.02 μm 近傍にあり、Pr添加光ファイバの吸収域と一致し、高い吸収効率が期待できる。

3.3 遠視野像

図5に遠視野像の光出力依存性を示す。図の(a)及び(b)は、それぞれ活性層に対して水平方向及び垂直方向の遠視野像である。いずれも180mW出力まで綺麗な単峰性を維持し、ピーク位置ずれも生じていない。このことから、Pr添加光ファイバとの安定な高効率結合が期待できる。

水平方向遠視野像は光出力の増加とともに半値全角が多少増大する傾向にあるが、これは、空間的ホールバーニングの効果によってレーザー光が自己収束するためであると考えられる。

4. 信頼性

1.02 μm 帯半導体レーザー実用化の最大の課題は100mW以上の高出力動作での信頼性確立であるが、この点、窓構造は、端面劣化が防止できるので、信頼性改善に大きく寄与すると期待される。

図6に寿命試験結果を示す。図の(a)、(b)及び(c)はそれぞれ50 $^{\circ}\text{C}$ -100mW、50 $^{\circ}\text{C}$ -125mW、及び50 $^{\circ}\text{C}$ -150mWの寿命試験である。いずれの条件でも、15,000時間を超えて安定に動作している。窓構造を備えた半導体レーザーは、動作中における素子の突然劣化も見られず極めて高い信頼性を持っていることが分かり、通信用として十分実用に耐え得ることが確かめられた。

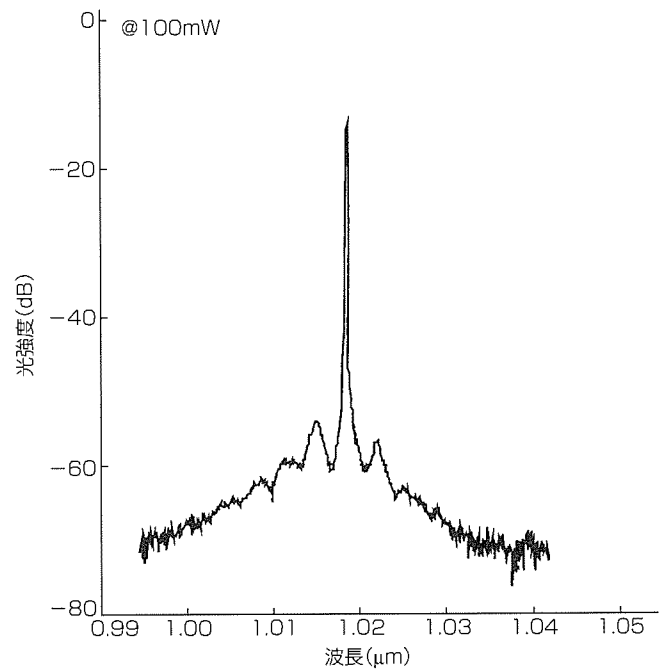


図4. 発振スペクトル

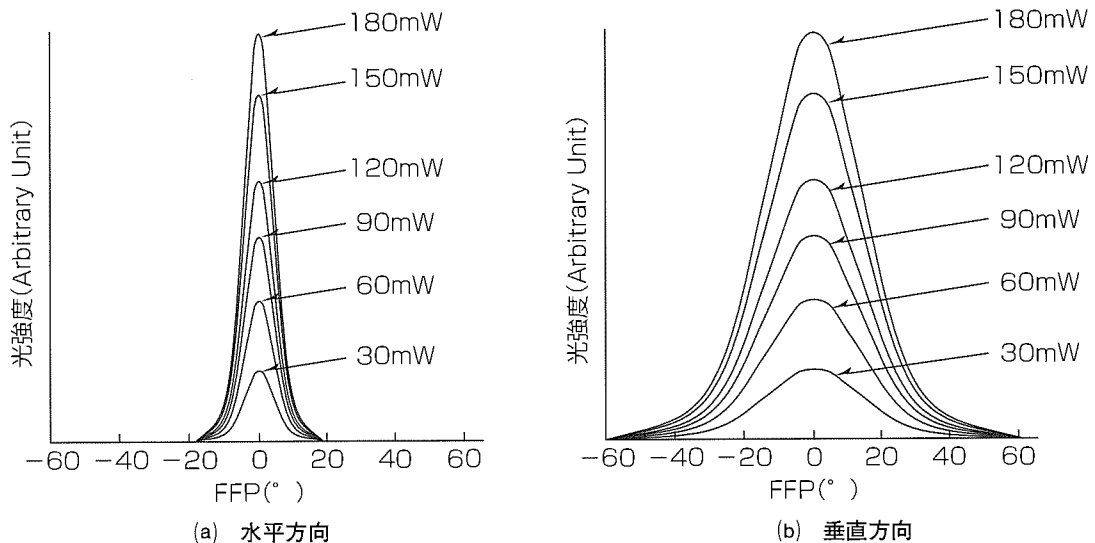


図5. 遠視野像の光出力依存性

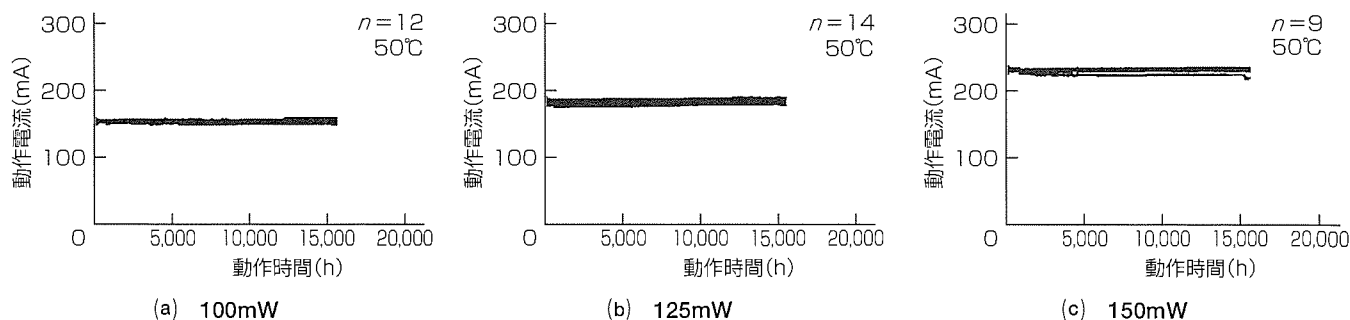


図 6. 寿命試験結果

5. む す び

ファイバアンプ励起用光源として1.02 μ m半導体レーザを開発した。Siイオン注入とアニールを行いレーザ端面に窓構造を形成することで、端面劣化のない半導体レーザが開発できた。また、50 $^{\circ}$ Cで、100mW、125mW、及び150mWのいずれの条件下でも、15,000時間以上の安定動作を実現し、実用上十分な信頼性を確認した。

参 考 文 献

- (1) Snitzer, E. : Proposed Fiber Cavities for Optical Masers, *J. Appl. Phys.*, **32**, 36~39 (1961)
- (2) Poole, S. B., Payne, D. N., Mears, R. J., Ferrmann, M.F., Laming, R.I. : Fabrication and Characterization of Low-loss Optical Fibers containing Rare-earth Ions, *IEEE J. Lightwave Technol.*, **LT-4**, 870~876 (1986)
- (3) Nishida, Y., Yamada, M., Kanamori, T., Kobayashi, K., Temmyo, J., Sudo, S., Ohishi, Y. : Development of an Efficient Praseodymium-doped Fiber Amplifier, *IEEE J. Quantum Electron.*, **34**, 1332~1339 (1998)
- (4) Yamada, M., Shimizu, M., Kanamori, T., Ohishi, Y., Terunuma, Y., Oikawa, K., Yoshinaga, H., Kikushima, K., Miyamoto, Y., Sudo, S. : Low-noise and High-power Pr³⁺-doped Fluoride Fiber Amplifier, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, **7**, 869~871 (1995)
- (5) Sugo, M., Temmyo, J., Nishiya, T., Tamamura, T. : Development of 1.02 μ m Pump Laser Diodes, *Proc. Optical Amplifiers and Their Applications*, Monterey, CA, **ThC1-3** (1996)
- (6) Kawasaki, K., Kubota, M., Kuze, Y., Yamamura, S., Shigihara, K., Nagai, Y., Miyashita, M., Takemoto, A., Higuchi, H. : High Power Ridge-waveguide 1.02 μ m Laser Diodes with Window Structure, 24th European Conference on Optical Communication (ECOC '98, Madrid, Spain), *Proc. Tub25* (1998)

8 倍速CD-R/RW用780nm低電流型 高出力半導体レーザ

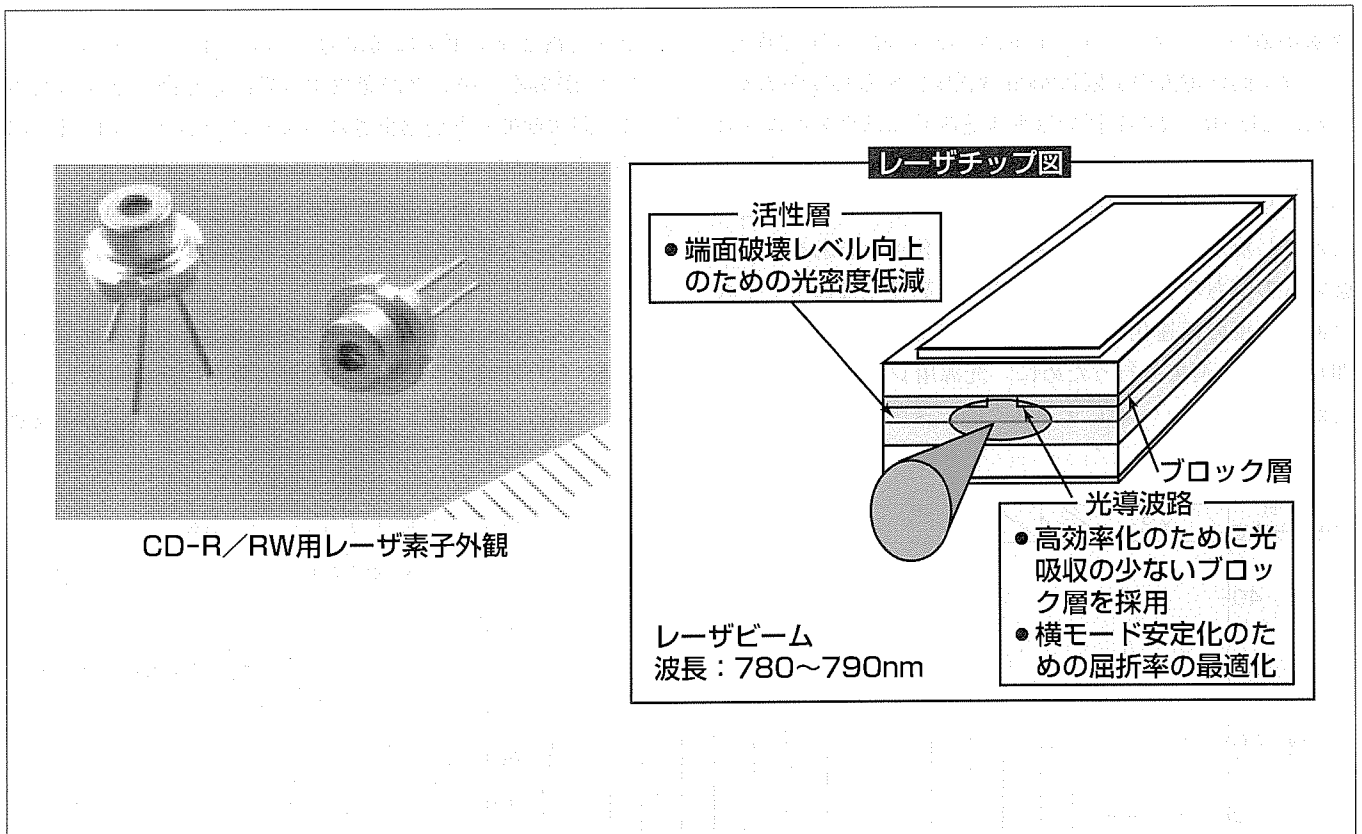
川津善平*
西口晴美*
島 頭洋**

要 旨

本格的なマルチメディア時代を迎え、映像・音声・データを保存する大容量記憶媒体に対するニーズが高まっている。従来の再生専用のCD-ROM装置に替わり、書き込みが可能なCD-R(Recordable)及び書換え可能なCD-RW(Rewritable)装置は、そのメディア価格が廉価なことから、爆発的に普及しつつある。普及に伴い、小型・薄型化やノートパソコンへの内蔵が進められ、装置の動作環境温度は高くなる傾向にある。そのため光源用レーザに対しては、低消費電力化、特に実使用条件に近い高温環境時における低動作電流化の要求が強い。また、CD-R/RW装置では、

書き込み時にはホストコンピュータのメインメモリやバスを占有するため、この間に他のアプリケーションがほとんど使えなくなるという問題がある。この問題を解消するために、書き込み速度高速化への要求も非常に強いものがある。書き込み速度高速化は通常ディスク回転速度の高速化によって実現するが、より高速(短時間)で記録・消去を行うために、光源用レーザには高出力化が要求される。

本稿では、三菱電機が低動作電流化・高出力化要求にこたえるために開発した8倍速対応CD-R/RW用レーザについて、その特性等を述べる。



8 倍速CD-R/RW用半導体レーザ外観写真及びレーザチップ図

8倍速対応CD-R/RW用として、温度特性の優れた高出力・低電流型半導体レーザを開発した。現在、量産中である。

1. ま え が き

1980年代初頭のCDプレーヤーの発売以来、半導体レーザを用いた光ディスク装置は、オーディオ用だけでなく、映像用やコンピュータ外部記憶用などとして急速に普及してきた。とりわけ'90年以降のパソコンの普及に伴い、外部記憶装置としての光ディスク装置が注目されるようになった。特にCD-R及びCD-RW装置はその記録したディスクがCD-ROMドライブやCDプレーヤーで再生できるため爆発的に普及しつつあり、その需要は2005年には4千万台に達するものと予想される(図1)。このCD-R/RWの光源にはCDと同様に波長780nm帯の半導体レーザが用いられ、現在主流である書き込み速度4倍速対応のCD-R装置では、記録の際には60~80mWの出力が必要となる。三菱電機では、これに対応するCD-R/RW用レーザとして、ML6××14シリーズ及びML6××26シリーズを開発し量産している。特にML6××26シリーズでは、AlGaAsブロック構造を採用することによって低動作電流化を実現できた⁽¹⁾。

CD-R/RW装置は、小型・薄型化やノートパソコンへの内蔵が進展しつつあり、動作環境温度が高くなる傾向にある。そのため光源用レーザに対しては、低消費電力化、特に実使用条件に近い高温環境時における低動作電流化の要求が強い。ドライバICの制限から、高温時(70℃程度)における動作電流の上限は200mA程度にする必要がある。また、CD-R/RW装置では書き込み時にはホストコンピュータのメインメモリやバスを占有するため、この間に他のアプリケーションがほとんど使えなくなるという問題がある。したがって、書き込み速度高速化への要求も非常に強いものがある(図1)。書き込み速度高速化は通常ディスク回転速度の高速化によって実現するが、より高速(短時間)で記録・消去を行うために、光源用レーザには高出力化が要求される。一般にディスク回転速度と光源の書き込

み時光出力には回転速度Vの平方根に比例した出力が必要になる関係があり、8倍速(8×)では約100mWの光出力が必要になると言われている(図2)。

本稿では、8倍速対応CD-R/RW用として高出力化を図った780nm低動作電流レーザの特性と信頼性について述べる。

2. 素子構造

図3に今回開発した780nm帯低動作電流型高出力レーザの素子構造を示す。低しきい値電流及び高効率を実現するために、電流ブロック層に光の吸収の少ないAlGaAsを用いるインデックスガイド構造を採用した。インデックスガイド構造採用によってレーザ共振器の内部損失が従来の 30cm^{-1} に比べて 5cm^{-1} と低減される⁽²⁾ため、活性層には、従来のML6××14シリーズで用いられている三重量子井戸(Triple Quantum Well : TQW)⁽³⁾に替わり、利得の小さな二重量子井戸(Double Quantum Well : DQW)を採用することが可能となった。DQW活性層の適用によってレーザ端面における活性層内光密度を約30%低減できるため、局所的な光吸収によって端面が融解/劣化する光学損傷(Catastrophic Optical Damage : COD)レベルが向上し高出力動作が可能となる⁽⁴⁾。

また、上記のCODレベルのほかに、高出力動作を行う際に問題となる事象に光出力-電流特性の折れ曲がり(キック)がある。キックが発生する光出力を向上させるために、高次横モードが禁止されるようにストライプ内外の屈折率差 Δn 及びストライプ幅の最適化を行った。

高温における動作電流を低減するためや高温動作時の信頼性を向上させるためには温度特性の改善を図る必要がある。温度特性を改善する手法として新規材料系の導入によるひずみMQW(Multi QW)活性層の適用やダブルヘテロ構造におけるバンド不連続量の拡大等の手法も考えられるが、今回は、半導体レーザチップの長共振器化による放熱

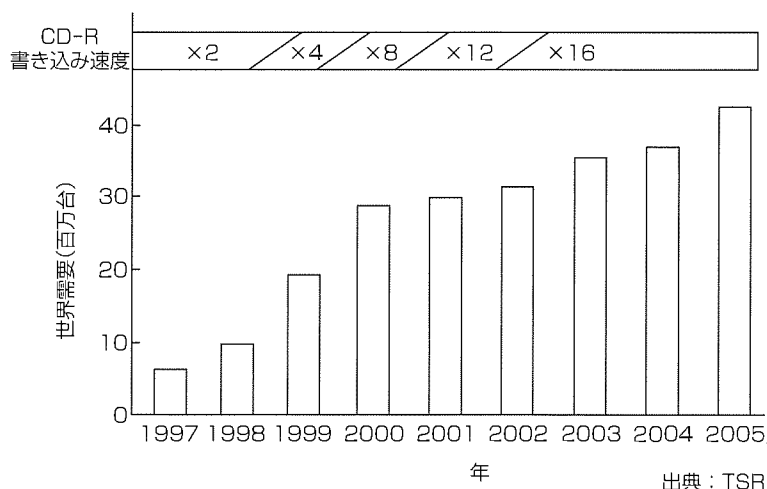


図1. CD-R/RW需要予測及び書き込み速度予測

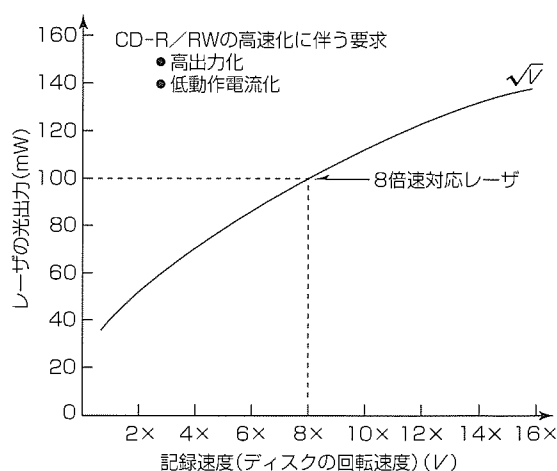


図2. ディスクの記録速度と光源の光出力の関係

特性の改善を採用した。従来のロスガイド型構造レーザの場合は長共振器化すると外部微分効率の低下が大きいために放熱特性が改善されても高温での動作電流低減が実現できないが、今回採用したインデックスガイド構造では、内部損失が小さいために外部微分効率の低下が小さく、特に高温・高出力時の動作電流低減が可能となる。今回、共振器長は800 μm を採用した。

さらに、共振器内部の光を前面側に効率良く取り出すことができるように、前端面には低反射膜コーティングを、後端面には高反射膜コーティングをそれぞれ施した。素子は、ヒートシンクにはんだ付けし、直径5.6mmのキャンパッケージに搭載した。

3. 素子特性

図4(a)に今回開発したレーザの光出力-電流特性の温度依存性を示す。長共振器化による温度特性改善効果及びス

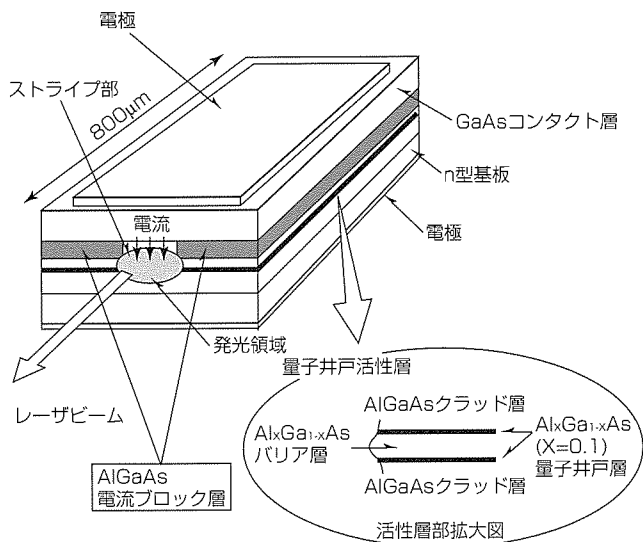
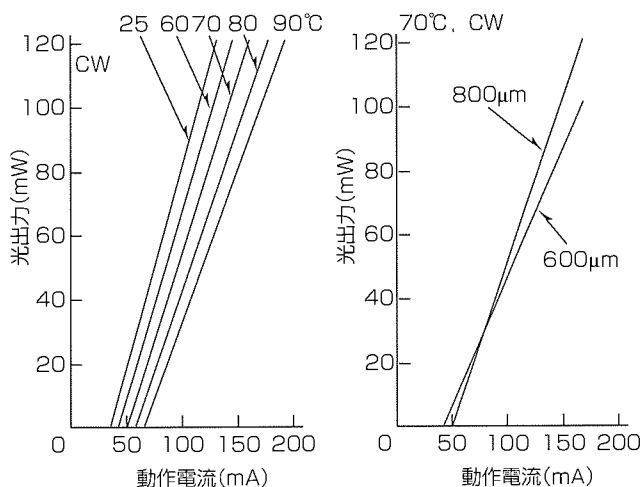


図3. 780nm低電流型半導体レーザの素子構造



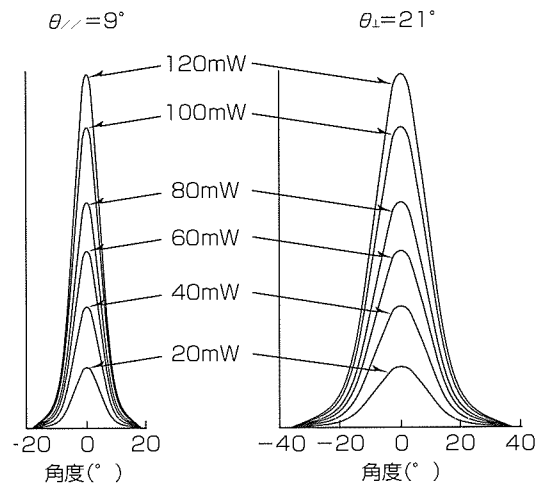
(a) 8倍速対応CD-R/RW用レーザの光出力-電流特性の温度依存性 (b) 共振器長800 μm 及び600 μm のレーザの70 $^{\circ}\text{C}$ における光出力-電流特性

図4. 光出力-電流特性

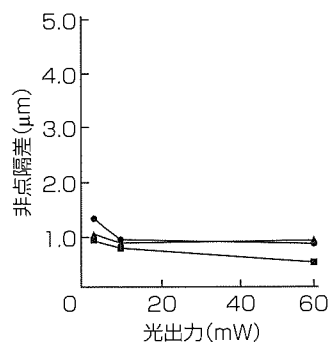
トライブ構造の最適化によるキンクレベル向上効果により、25 $^{\circ}\text{C}$ から90 $^{\circ}\text{C}$ の広い温度範囲において光出力120mWまで直線性の良い出力特性がCW動作で得られている。また、図4(b)に、今回開発したレーザ及び従来の共振器長600 μm のレーザの高温(70 $^{\circ}\text{C}$)における光出力-電流特性の比較を示す。長共振器化によって放熱特性が改善され、より優れた高温動作電流特性を示すことが分かる。

レーザ光のビーム広がり角及び非点隔差の光出力依存性を図5(a)及び(b)に示す。60mW動作時において、活性層に対して平行方向のビーム広がり角 $\theta_{//}$ は9 $^{\circ}$ 、垂直方向のビーム広がり角 θ_{\perp} は21 $^{\circ}$ であり、20mWから120mWまでにわたってビーム形状に変化はなく、安定な横モード特性が得られることを示している。また、非点隔差は1 μm 以下と小さく、光出力に対して安定である。これより、このレーザは、光ピックアップを構成する光学部品との結合効率を高めるとともに、ディスク上で優れた集光特性を実現することが期待される。

図6に相対雑音強度RIN(Relative Intensity Noise)特性を示す。再生専用のCDに用いられる低出力レーザでは、DC電流を注入してもレーザ自身がパルス動作することで波長の多モード化が起き、戻り光に起因する各モードのホ



(a) ビーム広がり角の光出力依存性



(b) 非点隔差の光出力依存性

図5. ビーム特性

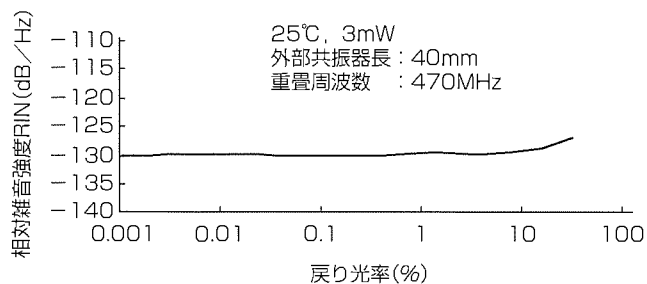


図 6. 相対雑音強度RIN特性

ッピング雑音が抑制されるような構造が採用される⁽⁴⁾。高出力レーザの場合は、自己パルス機能を持ち合わせるのには構造上困難なため、外部から高周波電流を重畳して同一の効果を得るのが一般的な使い方である⁽⁵⁾。470MHzの高周波重畳を用いた場合、戻り光率20%まで-120dB/Hz以下の低ノイズレベルが実現されており、光ディスク光源として実用的レベルにあることが分かる。

高温下で高出力動作を行う場合には、レーザの寿命は指数関数的に短くなる。しかし、上述の長共振器化による温度特性改善効果及びストライプ構造最適化による光密度低減効果によって良好な信頼性が期待できる。光源用レーザは実使用においてはパルスで駆動され、記録の速度はパルスのピークパワーで決まる。70℃の条件下で、光出力94mW、パルス幅500ns、デューティ比50%のパルス寿命試験を実施した結果を図7に示す。1,000時間以上を経過しても顕著な動作電流上昇がなく安定に動作していることが分かる。また、動作電流も約150mAであり200mA以下に抑えられており、ピックアップ搭載時にも駆動回路の電流リミットに制限されることなく安定に動作するものと思われる。

4. む す び

光吸収の少ないAlGaAsブロック層の採用及びDQW活性層の適用に加え、長共振器化とストライプ構造の最適化を図り、キンクレベル及びCODレベルの改善を行った。その結果、8倍速対応CD-R/RWドライブに適した高出力・低動作電流型レーザを実現できた。

今後、CD-R/RWドライブの高速化(12×、16×等)や小型化に対応していくため、半導体レーザには更なる高

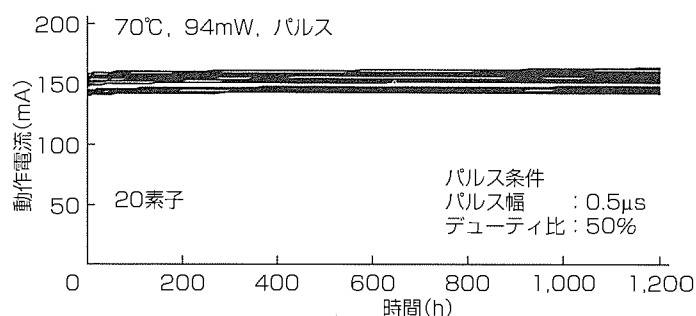


図 7. 寿命試験結果

出力化と低動作電流化の要求が高まるのは必ず(須)である。これに対し、導波路構造の最適化や端面窓構造の導入によって対応していく考えである。

参 考 文 献

- (1) 西口晴美, 島 顕洋, 川津善平: CD-R/RW用780nm帯低動作電流型レーザ, 三菱電機技報, **73**, No. 7, 521~524 (1999)
- (2) Shima, A., Takemoto, A., Kizuki, H., Karakida, S., Miyashita, M., Nagai, Y., Kamizato, T., Shigihara, K., Adachi, A., Omura, E., Otsubo, M.: 0.78 and 0.98µm Ridge Waveguide Lasers buried with AlGaAs Confinement Layers Selectively Grown by Chloride Assisted MOCVD, IEEE J., Selected Topics in Quantum Electron., **1**, 102~109 (1995)
- (3) Shima, A., Miyashita, M., Miura, T., Kadowaki, T., Hayafuji, N., Aiga, M., Susaki, W.: Uniform and High Power Characteristics of 780nm AlGaAs TQW Laser Diodes fabricated by Large Scale MOCVD, IEEE J., Quantum Electron., **30**, 24~30 (1994)
- (4) 山田 実: 半導体レーザにおける自励振動現象の理論解析, 信学技報, **OQE92-16**, 17~23 (1992)
- (5) 有本 昭, 尾島正啓, 茅根直樹, 大石昭夫, 後藤敏彦: 高周波電流重畳法による半導体レーザー搭載ビデオディスクプレーヤーのレーザノイズ低減化, 光学, **14**, No. 5, 377~384 (1985)

DVD-RAM/RW用赤色低動作電流・高出力半導体レーザー

加藤素子*
宮下宗治*
島 頭洋**

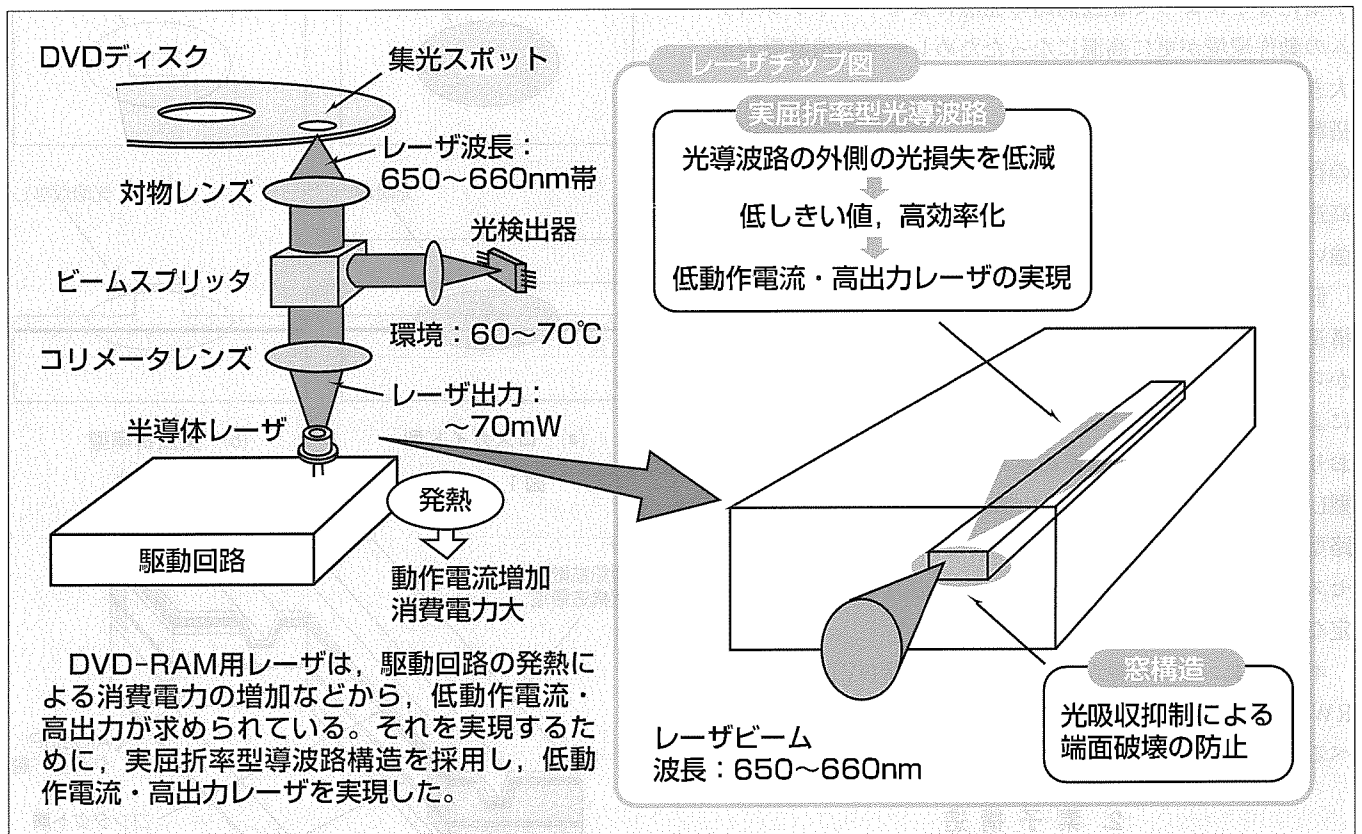
要 旨

近年、マルチメディアの進展に伴い、高密度光ディスクシステムとしてDVD(Digital Versatile Disc)が注目されている。再生専用のDVDプレーヤー、DVD-ROMなどの市場が立ち上がり、さらに1998年には書換え可能なDVD-RAM(DVD-Random Access Memory)が市販され始めた。DVD-RAMは第一世代(容量2.6Gバイト)は既に商品化されており、現在は、更に大容量の第二世代(容量4.7Gバイト)の製品化を間近に、その開発が進められている。

再生専用のDVD-ROMの光源用半導体レーザーに必要な光出力は約5mWであるのに対し、書換え可能なDVD-RAM用にはパルス出力50mW以上の高出力の半導体レーザーが必要である。三菱電機では、4.7Gバイト用DVD-

RAM用として、ML1××8シリーズを開発し量産化してきた。しかし、ドライブの小型化が進み駆動回路の発熱によるドライブシステムの動作環境が高温化し、レーザーの消費電力が大きくなっている。また、将来の携帯用システムへの用途もあり、消費電力の小さい低動作電流で高出力を得られるレーザーが望まれている。この要求に対応するため、当社では、低電流動作が可能な実屈折率ガイド型構造を採用し開発を行っている。

本稿では、当社が4.7Gバイト対応のDVD-RAM用光源として開発した低動作電流・高出力半導体レーザーについて述べる。



DVD-RAMの光ピックアップと半導体レーザー

ピックアップに搭載された半導体レーザーの光は、コリメータレンズによって平行光にされ、ビームスプリッタを透過して、対物レンズによってディスク面に集光する。記録の際には高い光出力でディスク物性を変化させ、再生のときには低い光出力をディスク面に照射し、その反射光を光検出器によって受光する。

1. ま え が き

近年のマルチメディア時代の高密度光ディスクシステムとして、DVDが立ち上がった。現在では、再生専用のDVDプレーヤーやDVD-ROMに加えて、書換え可能なDVD-RAMシステムが注目を集めつつある。再生専用のDVD-ROMに必要な光源用半導体レーザ(LD)の光出力は5mW程度の光出力であるのに対し、書換え可能なDVD-RAM用光源には、記録媒体の相変化を用いるために、パルス光出力50mW以上の高出力LDが必要である。LDの高出力化のためにはCOD(Catastrophic Optical Damage)と呼ばれる光出射端面の光学損傷の光出力レベル向上やレーザビームの横モード安定化などの課題があり、三菱電機では、COD対策としてチップ端面の活性層付近に亜鉛拡散型の窓構造領域を設けた2.6GバイトDVD-RAM用のML1×6シリーズ(光出力CW30mW, パルス50mW)の量産を行ってきた⁽¹⁾。さらに4.7GバイトDVD-RAM用として、レーザチップの共振器長を長くすることにより、ML1×6よりも高温時での出力特性を改善した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)を開発し⁽²⁾⁽³⁾、市場のニーズにこたえてきた。しかし、ドライブサイズの小型化などによって駆動回路の発熱によるドライブシステムの動作環境が更に高温になったためレーザの消費電力が大きくなると予想されること、また将来携帯用システムに搭載されると見込まれることから、低動作電流で高出力の得られるレーザが望まれている。また、書き込み速度の高速化に対応するための高出力化・高速化に対する要求も強い。

低消費電力・高出力化要求に対し、従来のロスガイド型構造(光吸収によってモードを安定化させる導波路構造)から光吸収の少ない実屈折率ガイド型構造を採用することによって低動作電流・高出力を実現するLDが開発されており、AlInPブロック層埋め込みLD⁽⁴⁾⁽⁵⁾や、リッジ導波路型LD⁽⁶⁾⁽⁷⁾などが報告されている。当社では、リッジ導波路型LDにエッチング制御性の優れたECRエッチングプロセスを適用し、低電流動作とともに高出力まで横モード安定なLDを実現した⁽⁷⁾。

本稿では、今回当社が開発した650nm帯DVD-RAM/RW用低動作電流・高出力半導体レーザの特性について述べる。

2. 素子構造

図1に、従来のロスガイド型構造LD(図の(a))と今回開発した実屈折率ガイド型構造LD(図の(b))の構造の断面模式図を示す。

図の(a)に示すように、従来のロスガイド型構造の650nm

帯高出力LDの電流ブロック層にはGaAsが用いられてきた。光導波路の外側に存在し得る不要なレーザ光がこのGaAsブロック層で吸収されるため安定した横モードが得られる利点はあったが、GaAs層での吸収損失が大きいためにしきい値の上昇やスロープ効率の低下、それに伴う駆動電流の増大という問題を抱えていた。そこで、今回は図の(b)に示すような実屈折率ガイド型構造を採用することによって光導波路の外側での吸収損失を少なくし、また光導波路部などの屈折率・寸法を最適化することによって低しきい値高效率とし、安定した横モードの得られる高出力LDを開発した。また、この構造では光導波路外側での光吸収が少ないため、光出射波面の乱れも少なく非点隔差が小さくなる効果も得られる。

図2に今回開発したレーザの素子構造の詳細を示す。高出力動作時に問題となるCOD対策として、当社量産品に適用し実績のある選択的亜鉛拡散法による窓構造を形成した。リッジ導波路構造ではリッジ部分と両脇の部分の屈折率差 Δn が原理的に大きくなるため、特に高出力時に高次横モードが立ちやすくなる。したがって、高出力まで横モ

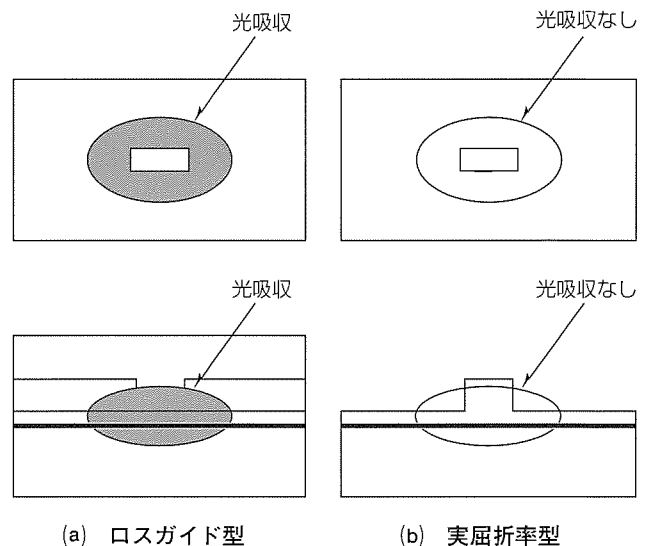


図1. ロスガイド型構造と実屈折率型構造

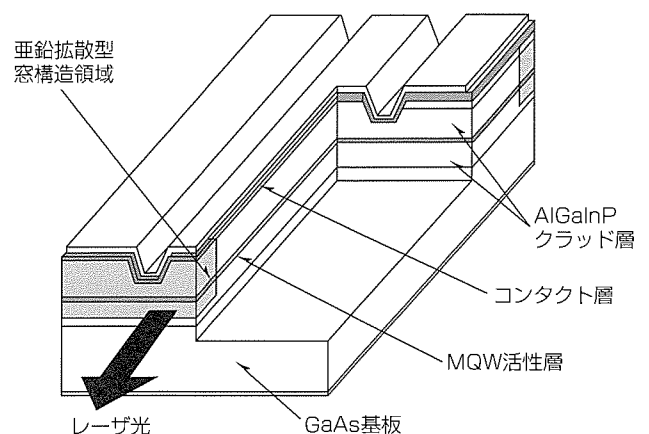


図2. 実屈折率ガイド型高出力赤色LDの構造

ードを基本モードで安定させるためには、リッジ幅を狭く(窄)化しかつ高精度で制御する必要がある。今回、エッチングプロセスに、従来のウェットエッチングに替わり、高精度エッチングの可能なECRによるドライエッチングを採用した。レーザのチップ共振器長は800 μm とし、素子の共振器内部の光を効率良く取り出せるように前端面に低反射膜コーティング、後端面に高反射膜コーティングをそれぞれ施した。素子はヒートシンクにはんだ付けし、放熱性を高めた状態で5.6mm径のキャンパッケージに組み立てた。

3. 素子特性

図3に、今回開発したリッジ導波路実屈折率ガイド型LD(共振器長800 μm)の室温での光出力-電流特性を従来のロスガイド型LD(共振器長900 μm , 800 μm は計算値)と比較して示す。実屈折率ガイド型LDは、室温でのしきい値が32mA, 50mWのときの動作電流が78mAであり、従来のロスガイド型LDに比べ低しきい値, 高効率化が実現

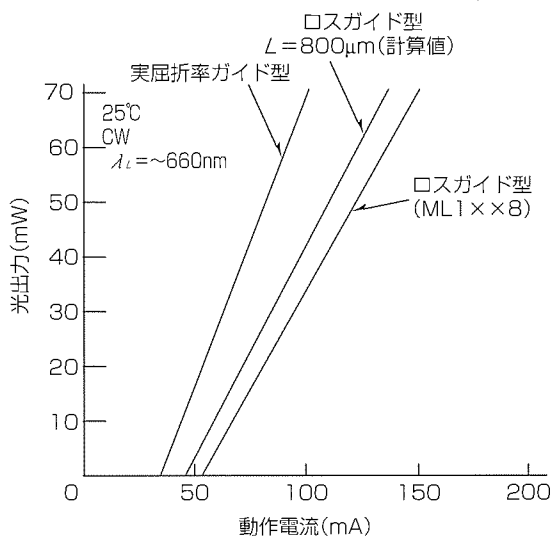


図3. 光出力-電流特性

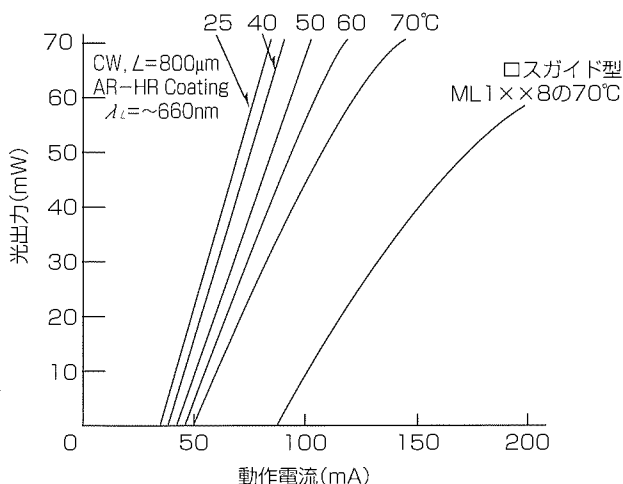


図4. 光出力-電流特性の温度依存性

され, 50mWの動作電流は40~50%低減された。また, 図4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℃から70℃まで直線性の良い出力特性が得られており, 70℃, 50mWのときの動作電流はロスガイド型LDに比べて60%も低減できた。

図5に実屈折率ガイド型LDのビーム遠視野像を示す。25℃, 50mW動作時において, 活性層に対して水平方向のビーム広がり角 θ_{\perp} は20.9°, 垂直方向のビーム広がり角 θ_{\parallel} は8.9°であり, 安定した横モードが得られている。光ピックアップを構成する光学部品との結合において高い結合効率を得られるに十分な狭いビーム広がり角である。

図6に, ロスガイド型LDと実屈折率ガイド型LDそれぞれの25℃, CWにおける非点隔差の光出力依存性を示す。50mW動作時において, ロスガイド型の非点隔差が2.8 μm に対し, 実屈折率ガイド型は0.5 μm と大きく改善されている。

これらの横モードの安定化と非点隔差の改善により, ディスク上での良好な集光性能が期待できる。

4. むすび

レーザの光導波路の外側にある電流ブロック層に光吸収のない実屈折率ガイド型構造としてECR法によって形成されたリッジ導波路構造を採用して吸収損失の低減を図る

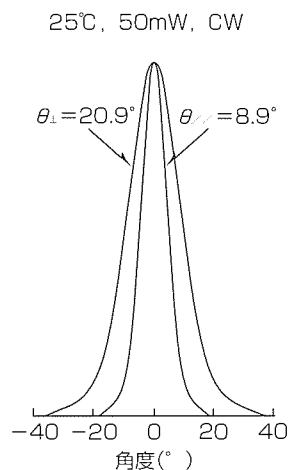


図5. 実屈折率ガイド型LDのビーム遠視野像

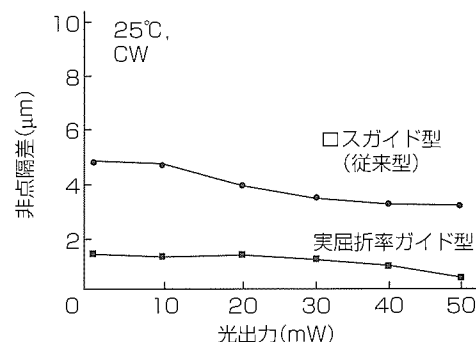


図6. 非点隔差の光出力依存性

とともに、端面に亜鉛拡散型の窓構造を形成することによって端面劣化を防止した高出力動作の可能な、次世代DVD-RAM/RWに最適な650nm帯低動作電流・高出力半導体レーザを開発した。

現在、量産に向けてその信頼性の確認を行っており、60°C、50mW(CW)の条件下で500時間を超えて安定に動作中である。さらにパワーを上げてパルス動作の信頼性試験を行い、量産化を進めていく予定である。

今後の動向として、更なる高出力化及び高速応答特性改善が求められると考えられる。これらの要求にも、市場のニーズに合わせて対応していく考えである。

参考文献

- (1) Shima, A., Tada, H., Ono, K., Fujiwara, M., Utakouji, T., Kimura, T., Takemi, M., Higuchi, H.: Highly Reliable 60°C, 50mW Operation of 650nm-Band Window-Mirror Laser Diodes, *IEEE Photonics Tech. Lett.*, **9**, 413~415 (1997)
- (2) Sakamoto, Y., Shima, A., Hironaka, M., Ono, K., Takemi, M., Yamashita, K., Aiga, M.: Reliable High-temperature 50-70mW CW Operation of 659nm Window-Mirror Laser Diodes, *Conference Digest of 16th International Semiconductor Laser Conference*, (4~8 October, Nara, Japan), 15~16 (1998)
- (3) 坂本善史, 山下光二, 島 顕洋: DVD-RAM用650nm帯70mWレーザ, *三菱電機技報*, **73**, No.7, 525~528 (1999)
- (4) Kobayashi, R., Hotta, H., Miyasaka, F., Hara, K., Kobayashi, K.: Real Index-Guided AlGaInP Visible Laser with High-Bandgap Energy AlInP Current Blocking Layer grown by HCl-Assisted Metalorganic Vapor Phase Epitaxy, *IEEE J. Quantum. Electron* **1**, 723~727 (1995)
- (5) Mannoh, M., Fukuhisa, T., Imafuji, O., Yuri, M., Adachi, H., Takamori, A., Yoshikawa, A., Itoh, K.: High Power Red LDs for DVD-RAM, *OECC '98 Technical Digest*, 534~535 (1998)
- (6) Lu, B., Osinski, J. S., Vail, E., Pezeshki, B., Schmitt, B., Lang, R. J.: High Power 635nm Low-divergence Ridge Waveguide Singlemode Lasers, *Electron. Lett.*, **34**, 272~273 (1998)
- (7) 宮下宗治, 島 顕洋, 加藤素子, 小野健一, 八木哲哉: 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講演会予稿 (2000)

リードレス構造低雑音HEMT

宮本 裕*
宮脇勝巳*
相原育貴*

要 旨

衛星放送(Direct Broadcast Satellite : DBS)受信システムの低雑音増幅器に使用されるHEMT(High Electron Mobility Transistor)として、リードレス構造のHEMTを開発し量産を開始した。

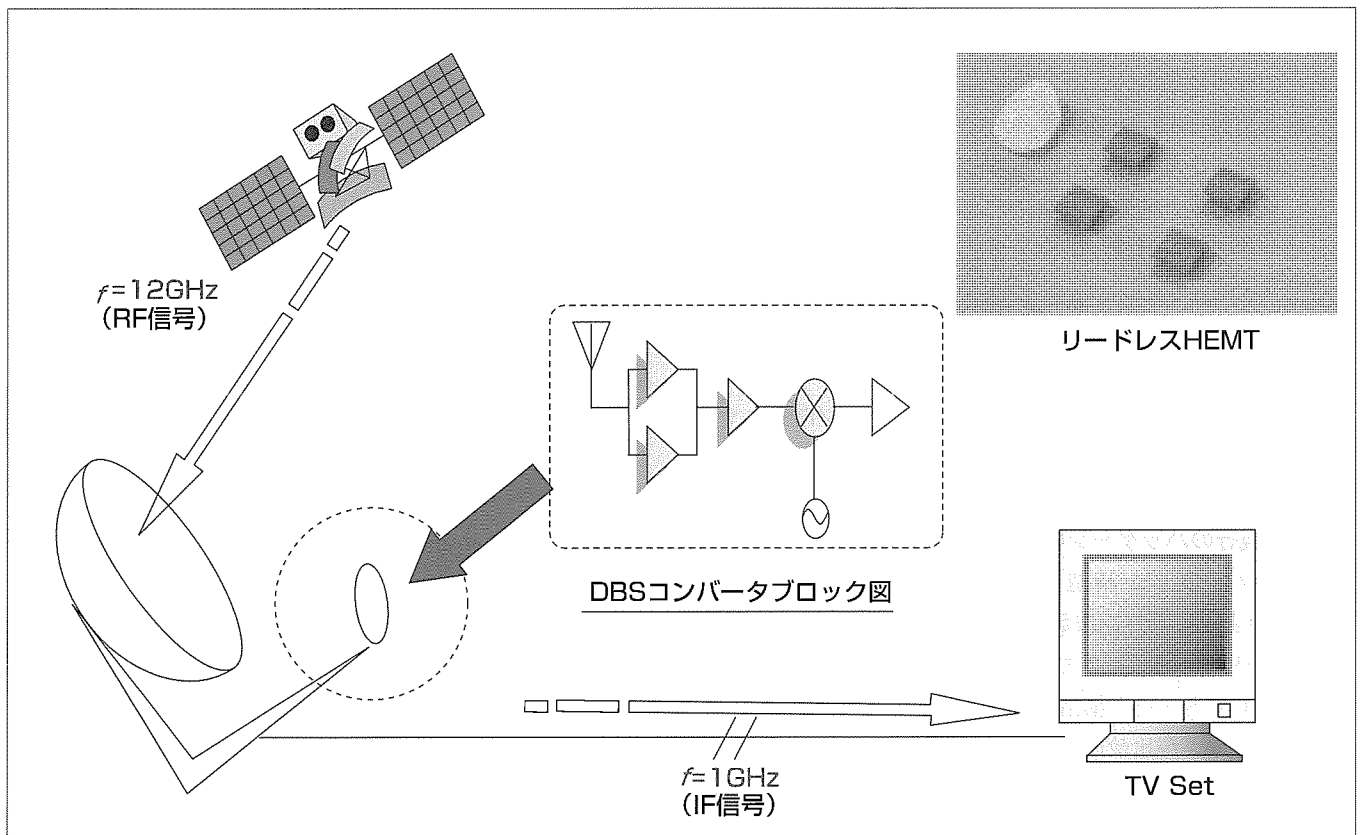
この製品を製品化するに当たり、セラミックシート一括封止→パッケージ分離の組立方法を新規に開発した。これにより、現行のリード付きセラミックパッケージ品に比べて組立加工費とパッケージ直材費を抑え、かつ、セラミックパッケージを使った中空構造とすることで高周波特性を満足させることが可能となった。また、チップ構造を見直

すことで、高周波特性の改善も行った。

この結果、雑音指数(NF)=0.35dB、雑音最小電力利得(G_n)=13.7dB($f=12\text{GHz}$)の特性が得られている。この特性は、業界トップクラスの特性である。

実使用上では、リードレス構造を採用したことにより、現行のセラミックパッケージ品に比べ、二次実装面積が縮小される。

この製品は既に量産を開始しており、400万個/月の製造能力を持っている(2000年1月現在)。今後、更に品種展開をしていく予定である。



超低雑音HEMTのアプリケーション

超低雑音HEMTは、主にDBSコンバータの低雑音増幅器とミキサ部に使用される。衛星からの電波は主に12GHzが使われるが、コンバータでは衛星からの信号を1GHz付近のIF信号に変換する。衛星からの電波は非常に微弱なので、この電波を受信するためには、極めて低雑音で高利得の増幅用デバイスが必要不可欠である。

1. ま え が き

DBS市場の急速な拡大に伴い、DBSコンバータの低雑音増幅器に使用されるHEMTの需要も拡大しており、市場からは高性能で低コストのHEMTが要求されている。

今回、こうした要求に対応するためリードレス構造のパッケージを使用したHEMTを開発し量産化したので、その概要を述べる。

1.1 市場動向

今回開発したリードレスHEMTは、主にDBSコンバータの低雑音増幅器に使用される。DBS市場規模は、DBSのデジタル化の波に乗って近年拡大している。また、コンバータの高付加価値化により、一台当たりのHEMT員数も増加しており、HEMTの需要拡大につながっている。

こうしたDBSシステムの世界規模での市場拡大により、その主要構成部品であるHEMTに対し、①大量生産に適した構造と生産体制、②部品の低価格化が市場から要求されている。

1.2 現状分析

現在三菱電機で量産しているHEMTの高周波特性を表1に示す。この特性は業界トップクラスである。一方、製造コスト分析を行った結果では、パッケージ直材費、アセンブリ/テスト加工費率が高い費用構造となっている。

1.3 開発目標

以上の分析結果から、次の開発目標を設定した。

- (1) 雑音指数(NF)=0.35dB
雑音最小電力利得(G_s)=13.5dB($f=12\text{GHz}$)
現行製品と同等
- (2) パッケージ直材費、アセンブリ/テスト加工費の削減

2. 製品開発

以上の開発目標を満たすために、リードレス構造のHEMTを開発し製品化した。以下にパッケージ開発とチップ開発の詳細を述べる。

2.1 パッケージ開発

2.1.1 現行のパッケージ構造と製造フロー及び問題点

現行のパッケージ構造と製造フローを図1に示す。HEMTのような動作周波数が高い(1~30GHz帯)トランジスタをパッケージングする場合、例えばモールドパッケージ構造のようなチップ直上に誘電率が比較的大きいエポキシ樹脂($\epsilon_r=3.9$)が存在すると、高周波特性が悪化する。そのため、現行のパッケージ構造は、チップ直上が空気($\epsilon_r=1$)となるようキャビティを持った2層セラミック(Al₂O₃)磁器の中空構造にリードがAgロー材でロー付けされており、そ

の最上層に、凹型に形成されたセラミック磁器キャップ(Al₂O₃)がAuSnはんだを使って気密封止された構造となっている。この現行構造の場合、リードがAgロー付けされ、封止材としてAuSnはんだが用いられていることで、パッケージ直材費が高くなっている。

また、現行品のアセンブリ製造工程では、個々のパッケージごとにはんだ仮付け→ダイボンド→ワイヤボンド→封止を行い、リードカット後個片化する。特に封止工程において個々のパッケージごとにキャップを一つ一つ搭載し封止していく方式なので、非常に生産性が悪く、工期短縮と加工費低減が困難であった。

2.1.2 新開発パッケージ構造と製造方式のコンセプト

今回、現行のパッケージ構造の問題点を解決し、低コスト・高性能パッケージを得るため、下記コンセプトで新規開発を行った。

- (1) 高周波領域での特性劣化を抑えるため、ベース材をセラミック材とし、かつ中空構造とする。
- (2) パッケージコストの低減と小型化のため、リードのAgロー付けを廃止したリードレス構造とする。
- (3) パッケージコスト低減のため封止材をAuSnはんだ材から樹脂系接着材へ変更する。
- (4) 生産性向上とパッケージコスト低減のため、超多列化取りフレームの適用を行う。
- (5) 封止工程は生産性を向上させるため一括で大量のパッケージを封止し、また、これを高速で個片分離する構造とする。
- (6) これら各工程を全自動化された一貫ラインとし、工期短縮と加工費低減を実現する。

2.1.3 新開発パッケージの構造

上記コンセプトに基づいて開発した新規リードレスパッケージの構造を図1に示す。外形寸法が2.1mm×2.1mm×0.5mmのキャビティを持った2層セラミック磁器(Al₂O₃)がベースパッケージで、その最上層には厚さ0.25mmのセ

表1. 現行HEMTのNF/G_s特性(標準値)

製品名	NF (dB)	G _s (dB)	条 件
MGF4919G	0.35	13.5	V _{Ds} =2V I _D =10mA f=12GHz

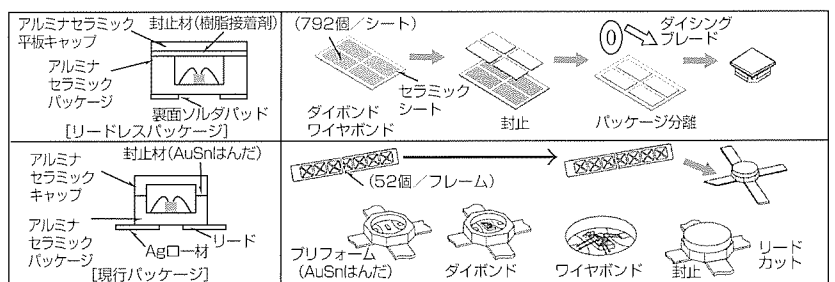


図1. 現行パッケージとリードレスパッケージの構造及び製造フロー比較

ラミック平板キャップを高耐湿性接着樹脂によって封止した中空構造とした。また、低コスト化と小型化のため、パッケージ内部と外部端子(ソルダパット)をスルーホール(T/H)を用いて導通させたリードレスタイプのSMD(Surface Mountable Device)構造とした。

ソルダパットをキャストレーションタイプ(パッケージサイド電極+裏面電極)にすることで、二次実装時のセルフアライメント性が良好で、実装ボードとの接合強度が垂直引っ張り方向で68N以上という良好な結果が得られている。また、パッケージ実装面積も従来の約7.9mm²から約4.4mm²となり、従来比の約55%の小型化を達成した。

製品化当初採用したパッケージ構造(図2の(a))に現行HEMTと同一チップを入れて高周波特性を評価したところ、現行製品はNF=0.35dB, G_s=13.5dBの性能を持っていたのに対し、NF=0.35dB, G_s=12.0dBとなり、G_sが1.5dB低下した。そこで、パッケージのソース電極をスルーホールで外部端子に直接引き出す構造(図の(b))を開発し、パッケージのGND強化を行ったところ、G_sが約0.8dB改善された。残りのG_s低下分はチップ構造の最適化で改善することとした(2.2節参照)。

2.1.4 アセンブリ製造技術開発

このリードレス構造パッケージをアセンブリするため、新たにアセンブリ製造技術を開発した。今回開発したリードレス構造パッケージのアセンブリ製造フローを現行構造パッケージと比較し、図1に示す。

フレームは約100mm×69mmの大版セラミックシートに約792個のパッケージを超多列配置したアレー形状のフレームとした。また、キャップは約45mm×25mmのセラミック平板とし、接着材として高耐湿性接着樹脂が片面前面

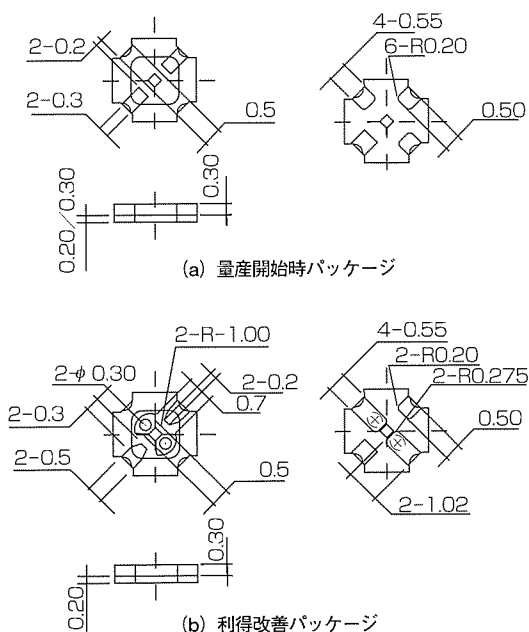


図2. 量産開始時パッケージ及び利得改善パッケージの比較

印刷された仕様とした。各工程の搬送は、これらのセラミックシートの状態で行う。

まず、チップを樹脂ダイボンダし、ワイヤボンダを行う。封止工程では、セラミック平板をこのセラミックシート上に4枚並べ、一括でプレス封止する。セラミック平板に印刷された樹脂厚とそのゲル化温度・時間・プロファイルを最適化し、また専用封止機でシート面内を均一にプレスすることで、シート内の792個の全パッケージを気密封止(グロスリークレベル)することが可能となった。

封止が完了したセラミックシートをUVシートに張り付け、ダイシング装置を用いて高速で個片分離する。ブレードのダイヤモンド粒径、密度、結合材を最適化することで、ダイシングスピードの高速化とチップングレスのダイシングが可能となった。

これら新規開発したアセンブリプロセスは、従来のパッケージ構造の量産プロセスよりもタクトを高速化した一貫ライン構成とし、生産性を向上させた。

2.1.5 効果

以上のパッケージ構造と製造技術開発により、次の効果が得られた。

- パッケージ直材費：80%削減
- 加工費：40%削減
- パッケージ面積：45%縮小
- 工期短縮：約7日

2.2 チップ開発

2.2.1 目標性能

2.1.3項で述べたとおり、パッケージの構造を見直すことで利得が0.8dB改善されたが、0.7dB以上の改善はチップ構造の最適化によって行った。最適化では、トータルゲート幅、リセス幅、NF, G_s等のトレードオフを以下のように解決した。

2.2.2 W_{gt}(トータルゲート幅)の最適化

W_{gt}を短縮することによってC_{gd}(ゲートドレイン間容量)が減少してG_sが向上するが、NFは悪化する。図3にG_sと

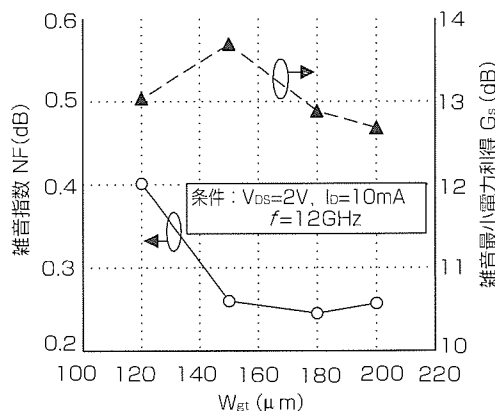


図3. NFとG_sのW_{gt}依存性

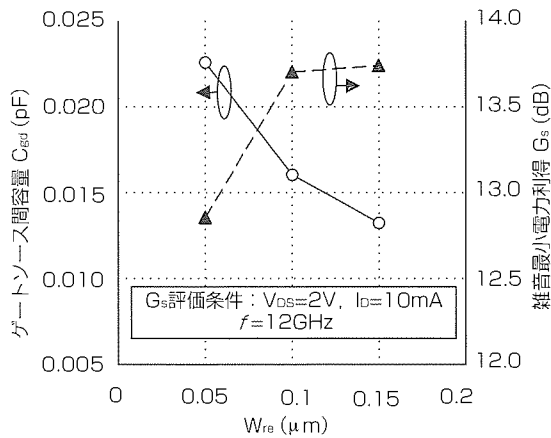


図4. C_{gd} と G_s の W_{re} 依存性

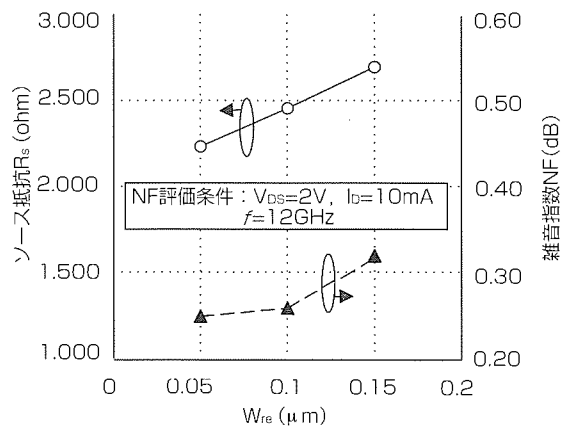


図5. R_s とNFの W_{re} 依存性

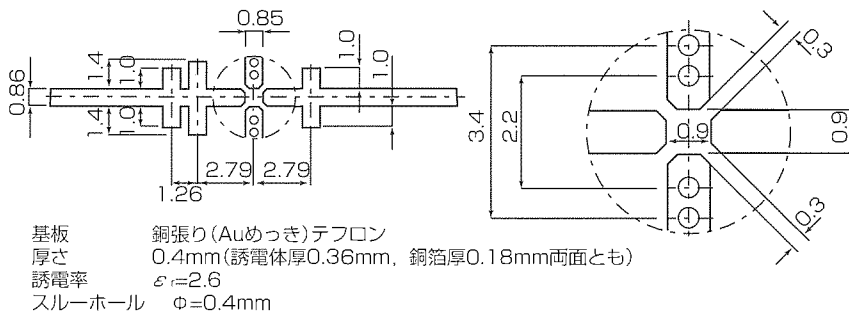
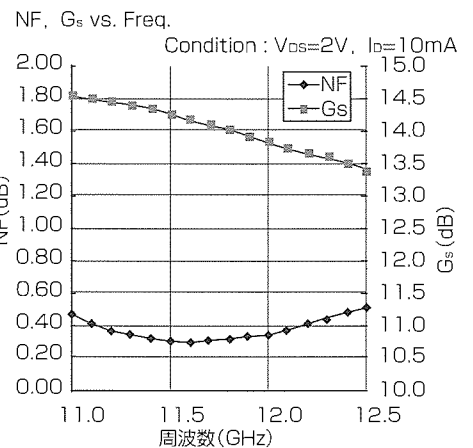


図6. NF/ G_s 評価基板例及び評価結果



NFの W_{re} 依存性を示す。 G_s は、現行の $W_{re}=200\mu\text{m}$ から短縮していくと増加する傾向にあるが、 $120\mu\text{m}$ まで短縮すると逆に減少した。これは、 g_m (相互コンダクタンス)の減少と、真性容量に対して寄生容量の影響が大きくなったことが影響していると考えられる。NFは、 $W_{re}=150\mu\text{m}$ まで短縮してもほとんど変化しなかったが、 $W_{re}=120\mu\text{m}$ まで短縮すると急増した。このことから $W_{re}=150\mu\text{m}$ が現状の構造では最適であると考えられる。この結果、 W_{re} を $200\mu\text{m}$ から $150\mu\text{m}$ に変更することにより、NFを増加させることなく G_s を約1 dB向上させることができた。

2.2.3 W_{re} (ゲート-リセス間隔)の拡大

W_{re} を広げることによって C_{gd} の減少による G_s の向上が期待できる。図4に C_{gd} と G_s の W_{re} 依存性を示す。現行の $W_{re}=0.05\mu\text{m}$ から $0.15\mu\text{m}$ まで広げることにより、 C_{gd} が約40%減少し、 G_s も約0.9dB向上させることができる。しかし、 W_{re} の拡大によって R_s (ソース抵抗)が増大し、NFを悪化させてしまう。図5に R_s とNFの W_{re} 依存性を示す。 W_{re} を $0.15\mu\text{m}$ まで拡大すると、 R_s が約 0.3Ω 、NFが約0.07dB増加してしまう。以上のことから、 G_s が飽和傾向になりかつNFが悪化しない $0.1\mu\text{m}$ が W_{re} の最適値であることが分かる。

3. 結果

今回開発したリードレスHEMTの、高周波特性評価結果を図6に示す。図に示す整合回路でNF/ G_s を評価した結果、NF=0.35dB、 $G_s=13.7\text{dB}$ (@12GHz)の特性が得られており、開発目標値を満たしている。

また、製造コストでは、パッケージ直材費が約80%、加工費が約40%削減できており、製造コストの低減が実現できた。

4. むすび

今回、リードレス構造のHEMTを開発し量産化した。パッケージ構造、チップ構造の開発及び最適化、またアセンブリ製造技術の新規開発により、現状製品の高周波特性を損なうことなく、大幅な製造コスト削減が実現できた。

リードレスHEMTは1999年9月から月産200万個体制で量産を開始している。今後は、HEMTの需要拡大に合わせて生産能力を拡大し、市場の要求にこたえていく。また、HEMT以外の品種でもこのリードレス構造を適用し、品種を拡大していく予定である。

高周波高出力RFMOSFET

藤田光一*
 稲葉克彦**
 久恒正美**

要 旨

携帯電話に代表される移動体通信の発展は従来の業務無線分野においても目覚ましく、特に移動体通信機においては、小型化・軽量化・低価格化が加速している。また、通信方式についても、デジタル方式への切換えが進んでる。

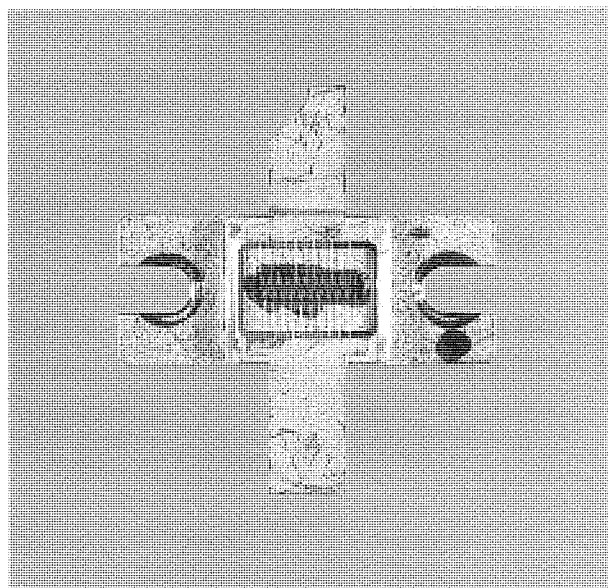
これらの要求に対して、送信段電力増幅用デバイスとして、従来のバイポーラトランジスタに対して安価で高性能化が容易な高周波高出力RFMOSFET (Radio-Frequency MOSFET, 以下“RFMOSFET”という。)が注目されている。これら市場要求に対応するため、VHF帯/UHF帯RFMOSFET“MTH538”を開発した。

この製品には独自のメッシュゲート構造を採用しており、従来のくし(櫛)形ゲート構造と比較して、より高周波化・

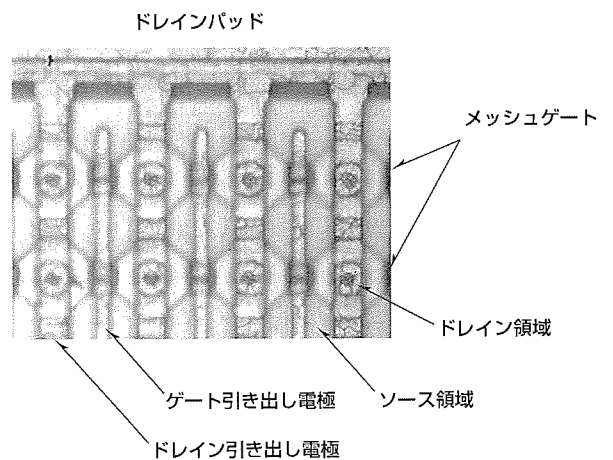
高出力化が可能となった。なお、この構造は、LSIの開発によって培われた微細加工技術の適用によって成し得たものである。

MTH538の高周波特性として、電源電圧12.5Vにおいて、VHF帯($f=175\text{MHz}$)では出力電力83W、電力利得12dBを、UHF帯($f=440\text{MHz}$)では出力電力64W、電力利得8dBが得られた。MTH538は、VHF帯12.5V系デバイスとしてはこれまで発表されている中で最も高い電力利得が得られており、無線機の小型化・高性能化に貢献できる。

今後更にRFMOSFETの特性改善を進めるとともに、周波数、電源電圧の異なる通信システムに対応した製品を系列的にそろえていく予定である。



高周波高出力RFMOSFET
 “MTH538”の外形写真



メッシュゲート構造FETの拡大写真

高周波高出力RFMOSFET “MTH538”の外形写真とチップ写真

通信機送信段の電力増幅用デバイスとしてMTH538を開発した。メッシュゲート構造のMOSFETチップによって高周波化・高出力化を図ったところ、VHF帯で出力電力83W、電力利得12dB(電源電圧12.5V)という業界トップクラスの特性が得られた。この製品により、無線機の小型化・高性能化に貢献できる。

1. ま え が き

インターネットや携帯電話に代表される情報通信メディアの爆発的な普及に伴い、通信端末機の高性能化・小型化・低価格化の競争が激化している。通信方式では、データ転送の必要性から、従来のアナログ方式からデジタル方式への移行が続いている。この傾向は既存の移動通信システムでも急速に進んでいる。この状況において、通信機の送信段電力増幅用デバイスとして、シリコンMOSFETが注目されている。

従来から用いられてきたシリコンバイポーラトランジスタと比較すると、①高耐压化による高出力化が可能、②熱的に安定、③LSIの微細加工技術の転用が可能、④有害物質のベリリア磁器(BeO)が不要等の長所がある。

三菱電機では、これまで業務無線用送信段電力増幅用デバイスとしてRFMOSFET製品を開発してきたが、更に高性能化を実現するため、LSIプロセス技術を導入し、独自のメッシュゲート構造を開発した。

本稿では、この構造を用いたディスクリートトランジスタ“MTH538”について述べる。

2. RFMOSFETの高性能化

まず、RFMOSFETの高周波特性、直流特性と構造との関係を図1に示す。

2.1 高周波化

高周波特性の目安として遮断周波数 f_T と最大発振周波数 f_{max} が用いられるが、一般的な式で示すと、

$$f_T = g_m / (2\pi \cdot C_{iss}) \dots\dots\dots(1)$$

$$f_{max} = \sqrt{(f_T / (8\pi \cdot R_g \cdot C_{rss}))} \dots\dots\dots(2)$$

となる⁽¹⁾。

f_T を向上するには相互コンダクタンス g_m を増大して入力容量 C_{iss} を低減する必要がある、デバイス構造としてゲート長 L_g を短縮することに効果がある。 f_{max} を向上するには f_T 向上と、ゲート抵抗 R_g と帰還容量 C_{rss} の低減をする必要がある。

2.2 高出力化

出力電力向上のためには、まず入出力電力のロスを低減するためにオン電圧 R_{on} と出力容量 C_{oss} を低減する必要がある。

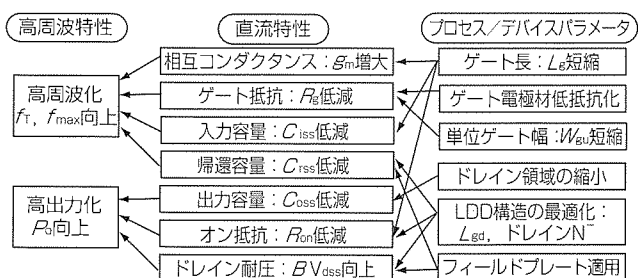


図1. RFMOSFETの特性と構造の定性的な関係

る。次に、動作領域を拡大するためにドレイン耐圧 BV_{dss} 、ドレイン最大電流 I_{dmax} の増大、 R_{on} の低減がある⁽²⁾。

3. チップ設計

基本構造は横形MOSFETであるが、高周波特性向上と高出力化を達成するためデバイス構造を検討した(図2)。

3.1 高耐压化

非対称LDD構造とソース電極に設けたフィールドプレートの適用によってドレイン電圧印加時にドレインN⁺層が空乏化するので、ゲート電極近傍での電界が緩和されてドレイン耐圧 BV_{dss} が増大する。また、素子破壊を引き起こすパンチスルー及び寄生バイポーラ動作の活性化を抑制するために、チャンネル直下にチャンネルストップP⁺層を設けた⁽³⁾。さらに、ドレインNウェル層とP⁺基板間の耐圧をチャンネル部の耐圧よりも低く設定することで負荷変動耐量の向上を図った。なお、プロセス/デバイスパラメータは、シミュレーション結果⁽⁴⁾を参考にプロセス条件を検討することで最適化した。

3.2 高周波・高出力化

高周波特性向上のため、ゲート電極材には低抵抗タンゲステンポリサイド(WSi/Poly-Si)を適用した。ゲート長 L_g は BV_{dss} とのトレードオフによって0.8 μ mとした。また、非対称LDD構造とフィールドプレートによるドレインN⁺層空乏化によって C_{rss} の低減を図った。

ソース電極直下にP⁺層を設けてP⁺基板と接続し、チップ裏面をソース電極に用いた。これにより、ソースワイヤが不要となり、接地インダクタンスが低減するので出力損失の低減を図った。

ゲート電極の配置方法として、三菱電機独自のメッシュゲート構造を開発した。図3に単位セルの概略を示す。この構造では、ゲート電極をリング状に配置してその内側をドレイン領域とし、周囲をソース領域とした。このセルを縦横に並べると、ゲート電極がメッシュ状に配置されたFETが構成される。この構造と楕形ゲート構造の比較をすれば、ゲート幅当たりのドレイン領域の面積は1/2になり、ドレインソース接合容量も1/2となり、出力損失

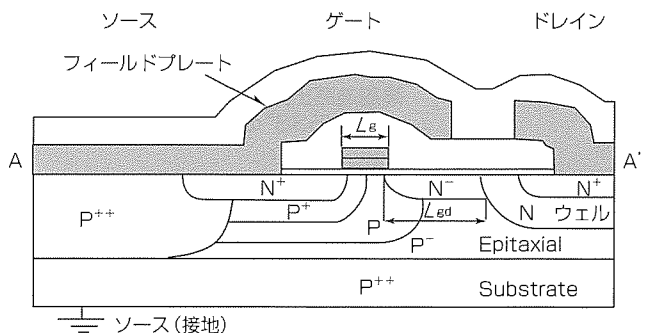


図2. RFMOSFETの断面構造

を低減できるので高出力化に有利である。また、動作領域の単位ゲート幅 W_{gu} は楕形ゲート構造の W_{gu} (250 μ m) と比較して極めて短く (ゲート電極円周は25 μ m)、個々のゲート電極は低抵抗のアルミ電極で引き出しているため、ゲート抵抗 R_g が低減し、高周波特性の向上が図れる。

MTH538に用いたRFMOSFETチップはゲート幅6.4mmのFETセルを40個組み合わせることで1チップとしたもので、チップサイズは6.6mm \times 1.7mmである (図4)。

4. パッケージ設計

従来のバイポーラ型の高周波高出力トランジスタではチップ裏面がコレクタ電極なので放熱板との間に絶縁体を挿入する必要があり、有害物質であるベリリア磁器 (BeO) が用いられているが、RFMOSFETの場合チップ裏面がソース電極なので絶縁体を必要とせず直接放熱板に接地できる。今回MTH538用に設計したパッケージ (図5) では、放熱板 (Cu) とチップの間にシリコンと線膨脹係数の近いCu/Mo合金板を設けた構造とした。

また、パッケージ寸法は、従来のバイポーラトランジスタとの置き換えを容易にするため従来のパッケージと同等にした。

5. 特性評価結果

MTH538の特性評価結果について以下に述べる。電気的特性の評価結果を表1に示す。

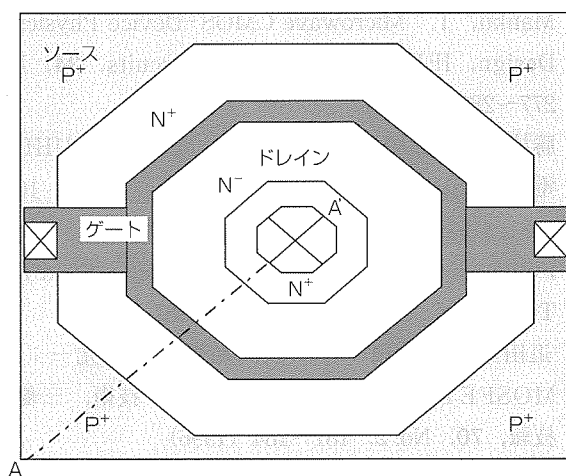
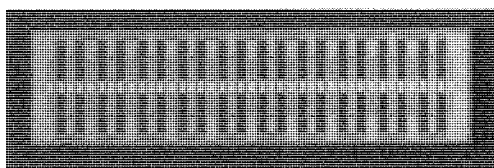


図3. メッシュゲート構造レイアウト図



チップサイズ: 6.6mm \times 1.7mm

図4. RFMOSFET "MTH538" のチップ写真

5.1 直流特性

ドレイン耐圧 BV_{dss} は44Vあり、耐圧波形に寄生バイポーラ動作によるスナップバック現象は現れなかった。この耐圧では電源電圧12.5V系システムでの使用は十分可能である。また、式(1)から f_t を見積もってみると4.1GHzとなり、UHF帯での使用も可能であることを確認した。

5.2 高周波特性

高周波特性の評価に用いたインピーダンス整合回路は、MTH538の小信号特性とシミュレーションによって初版回路を設計して、大信号特性評価時にはコンデンサの容量値変更で整合回路を調整した (図6)。

高周波特性は、VHF帯では出力電力 $P_o=83$ W, 電力利得

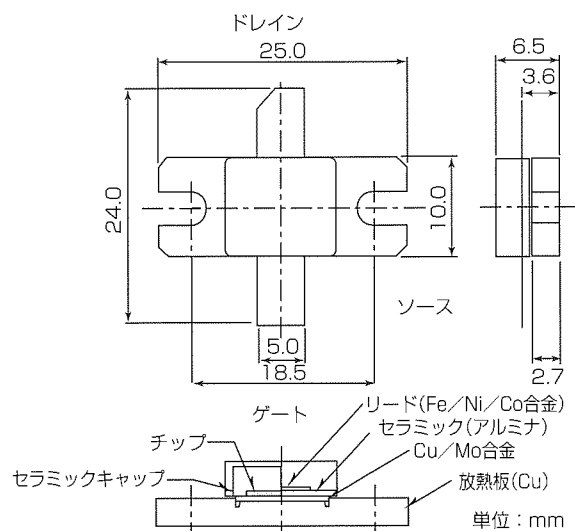


図5. MTH538のパッケージ外形図

表1. MTH538の特性評価結果

直流特性				
項目	記号	測定値	単位	測定条件
しきい値電圧	V_{th}	1.5	V	$V_{ds} = 10$ V, $I_{ds} = 1$ mA
相互コンダクタンス	g_m	7.0	S	$V_{ds} = 10$ V, $V_{gs} = 3$ V
オン抵抗	R_{on}	0.12	Ω	$V_{ds} = 1$ V, $V_{gs} = 10$ V
最大ドレイン電流	I_{dmax}	36	A	$V_{ds} = 10$ V, $V_{gs} = 10$ V
ドレイン耐圧	BV_{dss}	44	V	$I_{dss} = 1$ mA
入力容量	C_{iss}	270	pF	$V_{ds} = 12.5$ V
出力容量	C_{oss}	135	pF	$V_{gs} = 0$ V
帰還容量	C_{rss}	7.2	pF	$f = 1$ MHz
高周波特性				
項目	記号	測定値	単位	測定条件
VHF帯				
出力電力	P_o	83	W	$f = 175$ MHz
電力効率	η_d	61	%	$V_{dd} = 12.5$ V
電力利得	G_p	12	dB	$P_{in} = 5$ W
UHF帯				
出力電力	P_o	64	W	$f = 440$ MHz
電力効率	η_d	61	%	$V_{dd} = 12.5$ V
電力利得	G_p	8	dB	$P_{in} = 10$ W

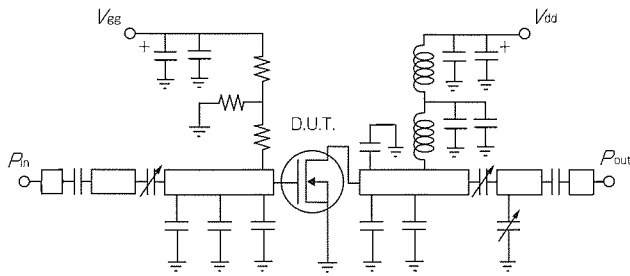


図 6. MTH538の整合回路 (VHF帯用)

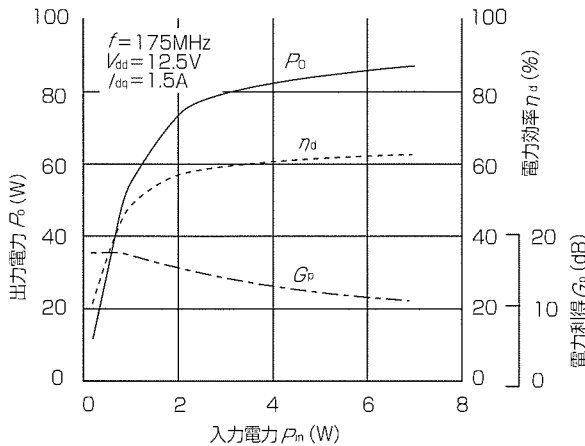


図 7. MTH538の入出力特性 (VHF帯)

$G_p=12\text{dB}$, 電力効率 $\eta_d=61\%$ @ $f=175\text{MHz}$, $V_{dd}=12.5\text{V}$ (図 7), UHF帯では出力電力 $P_o=64\text{W}$, 電力利得 $G_p=8\text{dB}$, 電力効率 $\eta_d=61\%$ @ $f=440\text{MHz}$, $V_{dd}=12.5\text{V}$ が得られた(図 8)。また、いずれの周波数帯でも VSWR20:1 の負荷変動試験で製品が破壊しないことを確認した。

ここで特筆すべきは、12.5V系VHF帯80Wクラスのデバイスとして、12dBの高利得はこれまでに発表されたうち最も高い値である。したがって、この製品を無線機に用いることで、送信段電力増幅器の段数を減らすことが可能となり、無線機の小型化・軽量化・高効率化に貢献できる。

また、従来のバイポーラトランジスタは高周波特性、破壊耐量の関係からVHF帯とUHF帯では別の製品を用いる必要があったが、RFMOSFETの場合、同一機種で広い周

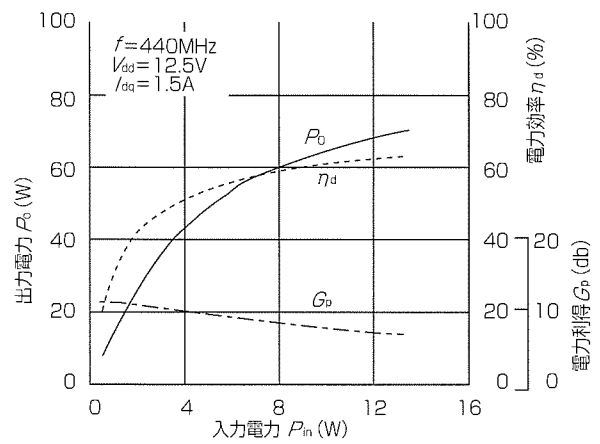


図 8. MTH538の入出力特性 (UHF帯)

波数帯をカバーできるので、今後の製品系列化が容易になる。

6. むすび

メッシュゲート構造を用いた高周波高出力RFMOSFET “MTH538”を開発した。VHF帯で $P_o=83\text{W}$, $G_p=12\text{dB}$ @ $V_{dd}=12.5\text{V}$ と業界トップレベルの性能が得られた。

今後、更にRFMOSFETの特性改善を進めるとともに、使用周波数、電源電圧、出力電力の異なる様々な通信システムに対応した製品を系列的にそろえていく予定である。

参考文献

- (1) Manku, T.: Microwave CMOS-Device Physics and Design, IEEE J. Solid-State Circuits, **34**, No. 3, 277~285 (1999)
- (2) 勝枝嶺雄, 武居一郎, 藤田 譲, 岡部健明: UHF帯大電力MOSFET, 信学論, J72-C-II, No. 12, 1074~1081 (1989)
- (3) Fujita, K.: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, U. S. Patent 5,451,807 (1995)
- (4) 追田真也, 太田 淳, 久間和生, 藤田光一: RF-MOSFETデバイスシミュレーション技術, 三菱電機技報, **70**, No. 2, 181~184 (1996)

移動体通信用HBT MMIC増幅器

森 一富* 池田幸夫*
 長明健一郎** 高木 直***
 紫村輝之**

要 旨

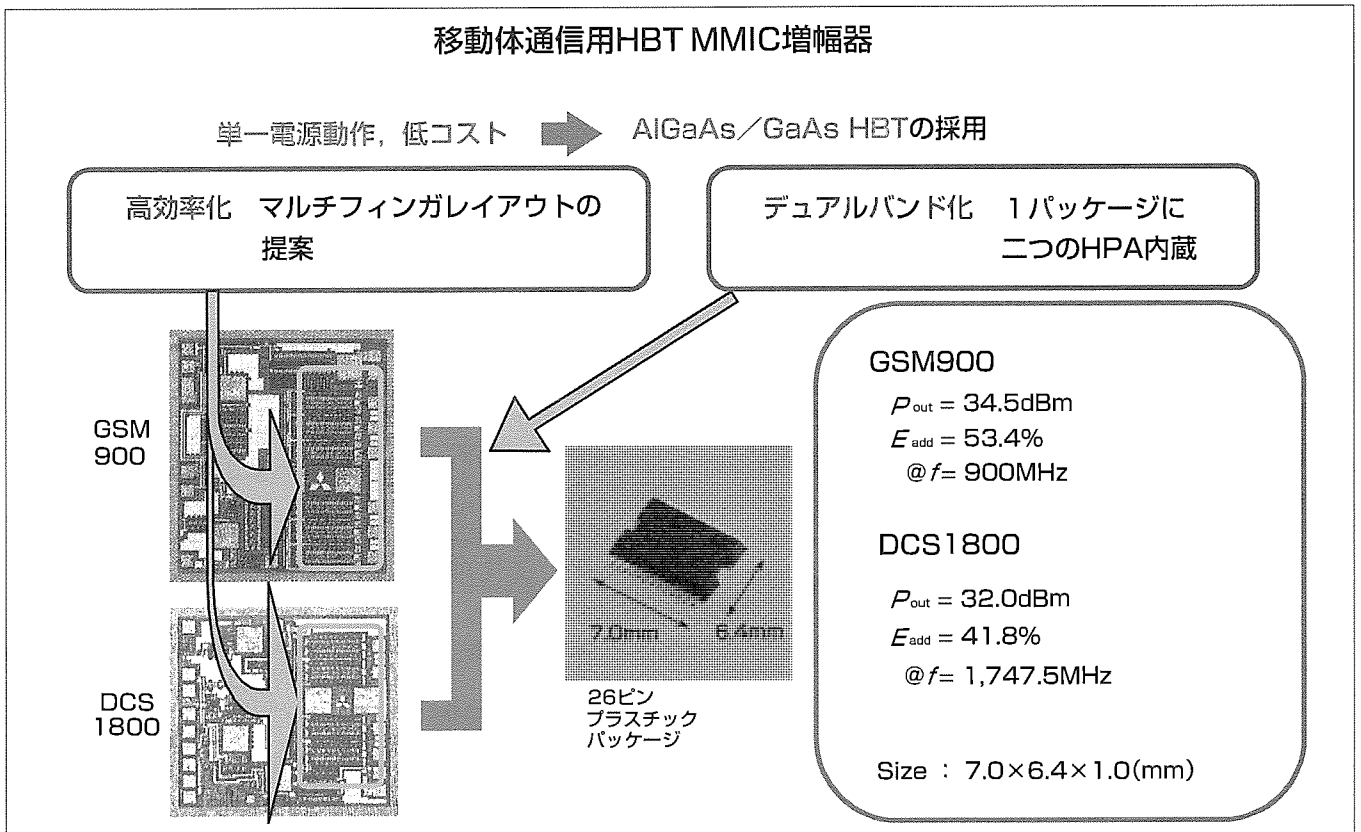
従来から、携帯電話に用いられる高出力増幅器に対しては、通話時間の伸長のため高効率であること、また、小型化のため電池のセル数を減らす低電圧動作及び小型であること、そして、低コストであることが求められている。近年、それらに加えて、負電源を必要としない単一正電源動作が求められている。一方、一つの携帯電話で複数の移動体通信システムの通話が可能なマルチバンド端末への需要が高まり、それに伴い、高出力増幅器においてもマルチバンド増幅器が求められている。

今回、単一電源動作可能なAlGaAs/GaAs HBT (Heterojunction Bipolar Transistor) 素子を増幅素子として採

用した。1 Wを超える出力電力が必要な場合にはマルチフィンガHBTを用いる必要がある。

本稿では高効率化のために各単位HBTフィンガから出力側を見た負荷インピーダンスが一様となり温度的にも一様となるOutside-Base/Center-Via-Holeレイアウトを提案し、その有効性を実験的に確認した。

提案のレイアウトをGSM900/DCS1800デュアルバンドMMIC増幅器に適用し試作した。その結果、GSM900に対して $f=900\text{MHz}$ において出力電力34.5dBm、効率53.4%、DCS1800に対して $f=1,747.5\text{MHz}$ において出力電力32.0dBm、効率41.8%を実現した。



GSM900/DCS1800デュアルバンドMMIC増幅器

AlGaAs/GaAs HBTの採用によって3.2V単一正電源動作及び低コスト化が可能である。より均一な動作が可能なマルチフィンガHBTのレイアウトを提案して高効率化を図った。小型化のため二つのHPAを一つのパッケージに内蔵し、スイッチで切り換えることによってデュアルバンド化を実現した。

1. ま え が き

従来から、携帯電話に用いられる高出力増幅器に対しては、低電圧動作で高効率であること、小型であること、低コストであることが求められている^{(1)~(6)}。近年、それらに加えて、負電源を必要としない単一正電源動作が求められている。一方、一つの携帯電話で複数の移動体通信システムとの通話が可能なマルチバンド端末への需要が高まり、マルチバンド増幅器が求められている⁽⁷⁾⁽⁸⁾。

今回、単一電源動作可能な増幅素子としてAlGaAs/GaAs HBTを採用した⁽⁹⁾。1Wを超える出力電力が必要な場合にマルチフィンガHBTが用いられる。従来のマルチフィンガHBTではフィッシュボーンレイアウトが用いられてきた⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。本稿では、高効率化のため、各HBTフィンガから出力側を見た負荷インピーダンスがより一様となり温度もより一様となるOutside-Base/Center-Via-Holeレイアウトを提案する。各HBTフィンガの均一動作によって高効率動作を実現できる。従来及び提案のレイアウトを適用したマルチフィンガHBTを試作し、その有効性を確認した。

次に、提案のレイアウトを用いたGSM900/DCS1800デュアルバンドMMIC増幅器を試作した。GSM900用3段HBT MMIC増幅器、DCS1800用3段HBT MMIC増幅器、定電圧ベースバイアス回路、GSM900とDCS1800を切り換えるDCスイッチが1パッケージに内蔵されている。GSM900に対しては $f=900\text{MHz}$ において出力電力34.5dBm、効率53.4%、DCS1800に対しては $f=1,747.5\text{MHz}$ において出力電力32.0dBm、効率41.8%を実現した。

2. マルチフィンガHBTのレイアウト

今回の開発では、単一正電源動作と低コスト化のために、AlGaAs/GaAs HBTを用いることにした。1Wを超える高出力を実現するためには、最終段にはマルチフィンガHBT素子を用いる必要がある。図1にマルチフィンガHBTのレイアウトを示す。図の(a)は従来のフィッシュボーンレイアウト^{(9)~(11)}である。Outside-Collector/Side-Via-Holeレイアウトと呼ぶことにする。 m 個のHBTフィンガで構成されるHBTセルを n 個並列合成している。図の(a)に示すように外側のコレクタ端子に接続されているHBTフィンガの数は内側のコレクタ端子に接続されているHBTフィンガの数の半分となるため、外側のHBTセル内のHBTフィンガ(HBT_{1j}, HBT_{nj}: $j=1\sim m$)の出力負荷インピーダンス(Z_{out_1j} , Z_{out_nj} : $j=1\sim m$)は、内側のHBTセル(HBT_{ij}: $i=2\sim n-1$, $j=1\sim m$)内のHBTフィンガの出力負荷インピーダンス(Z_{out_ij} : $i=2\sim n-1$, $j=1\sim m$)の半分となることが分かる。一方、入力側

は、ベース端子に接続されているHBTフィンガの数はすべて同じであるため、入力電源インピーダンスは均一となる。効率や出力電力等の大信号特性は、主に出力負荷インピーダンスに依存するため、外側と内側のHBTフィンガの不均一動作によってマルチフィンガHBTの効率が低くなると考えられる。

図の(b)に、提案するOutside-Base/Center-Via-Holeのレイアウトを示す。図のように、従来のレイアウトと比較して最も外側の端子をコレクタ端子からベース端子に変更し、HBTの両端に設けていたバイアホールをHBTの中央に設けている。最も外側の端子をベース端子とすることにより、従来のレイアウトとは逆に、入力電源インピーダンスは不均一となるが、出力負荷インピーダンスを均一とすることができる。また、最も温度が高くなる中央部にバイアホールを設けることにより、温度もより均一にすることができる。したがって、各HBTフィンガをより均一に動作させることにより、効率を高くできると考えられる。

提案のレイアウトの効果を確認するために、従来のOutside-Collector/Side-Via-Holeレイアウトと提案するOutside-Base/Center-Via-Holeレイアウトを用いたマルチフィンガHBTを試作した。試作したHBTのエミッタサイズは $4\mu\text{m}\times 20\mu\text{m}\times 80$ フィンガであり、10個のHBTフィンガで構成されたHBTセルを8個並列合成している。図2に入出力効率特性の測定結果を示す。測定周波数は1.75GHzである。図から、提案のレイアウトのHBTは、従来のレイアウトのHBTと比較して、効率で3.1%、出力電力で0.68dB高いことが分かる。この結果から、提案のOutside-Base/Center-Via-Holeレイアウトの有効性が確認され、GSM900/DCS1800デュアルバンドMMIC HBT増幅器に適用することとした。

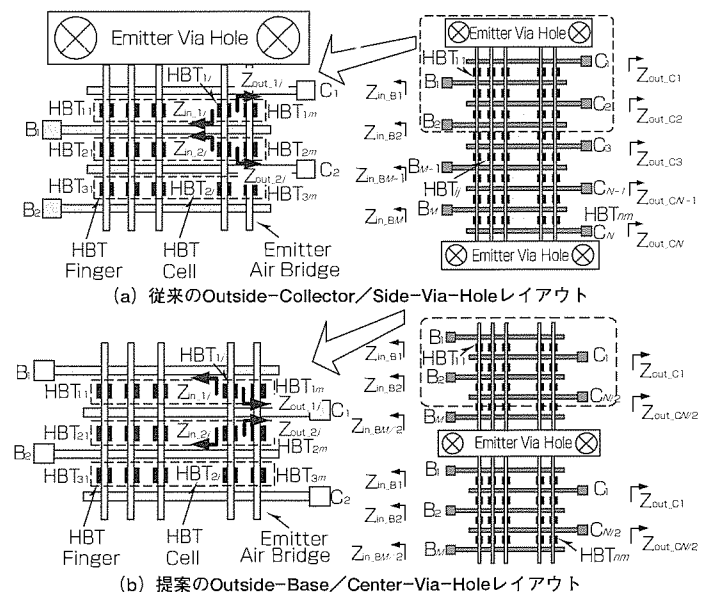


図1. マルチフィンガHBTのレイアウト

3. GSM900/DCS1800デュアルバンドMMIC増幅器の試作

3.1 増幅器の構成

図3にGSM900/DCS1800デュアルバンドMMIC増幅器のブロック図を示す。GSM900/DCS1800用の3段増幅器、定電圧バイアス回路、パワーコントロール電圧(V_{pc})を切り換えるDCスイッチが内蔵されている。図4に増幅器の外観を示す。26ピンのプラスチックパッケージを使用し、パッケージサイズは7.0mm×6.4mm×1.0mmである。

3.2 高出力増幅器の設計

図5にGSM900/DCS1800デュアルバンドMMIC増幅器の等価回路を示す。GSM900用増幅器の各段HBTのエミッタサイズはそれぞれ4, 24, 120フィンガ(1フィンガは4 μm ×20 μm)である。負帰還回路とベース側の抵抗によって安定化を行っている。HBT, バイアス回路, 安定化回路, 入力及び2-3段間整合回路がGaAs基板上のMMICチップに内蔵されている。出力整合回路はGaAsチップサイズの小型化と低損失化のため外部整合とした。2-3段

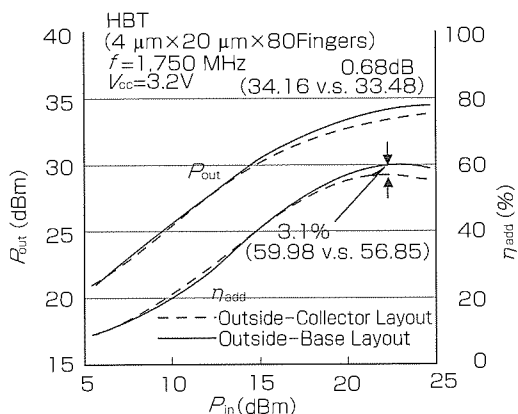


図2. 従来のレイアウトと提案のレイアウトを用いた場合の入出力効率特性の測定結果の比較

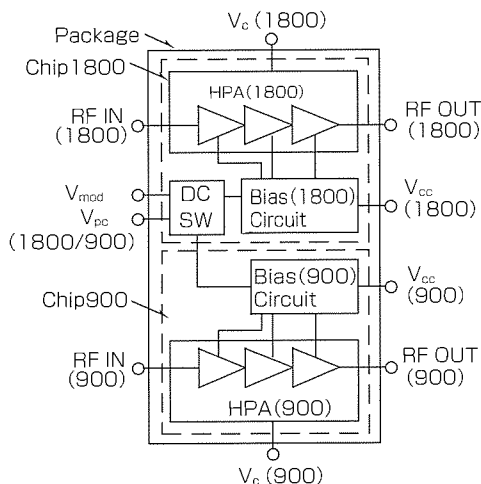


図3. GSM900/DCS1800デュアルバンドHBT MMIC増幅器のブロック図

間はMMIC上の直列線路と並列のキャパシタで構成した。一方, 1-2段間回路は外部のバイアスフィード線路を並列インダクタンスとして用い, チップサイズを縮小した。DCS1800用のMMIC増幅器の回路構成も同様である。各段のHBTのエミッタサイズはそれぞれ2, 10, 80フィンガである。図6にGSM900, DCS1800用MMIC増幅器のチップ写真を示す。チップサイズはそれぞれ1.38mm×1.60mm, 1.38mm×1.28mmである。

3.3 MMIC増幅器の測定結果

3.3.1 GSM900用MMIC増幅器

試作したGSM900用MMIC増幅器の評価を行った。

図7に $f=900\text{MHz}$ における3段HBT MMIC増幅器の出力電力と効率の測定結果を示す。3.2V単一電源動作時に出力電力34.5dBm, 電力付加効率53.4%が得られた。パワーコントロール電圧 V_{pc} によってダイナミックレンジ80dBの出力電力制御が可能であることが分かる。

図8にコレクタ電流(I_{c_total})とパワーコントロール電流(I_{pc_total})の測定結果を示す。 I_{pc_total} は4mA以下に抑えられている。

3.3.2 DCS1800用MMIC増幅器

図9にDCS1800用MMIC増幅器の出力電力, 電力付加効率の $f=1,747.5\text{MHz}$ における評価結果を示す。出力電力32.0dBm, 電力付加効率41.8%が得られた。

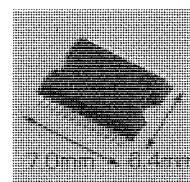


図4. GSM900/DCS1800デュアルバンドHBT MMIC増幅器の外観

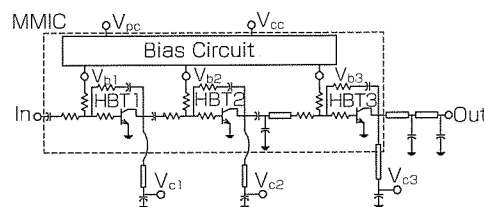


図5. GSM900/DCS1800デュアルバンドHBT MMIC増幅器の等価回路

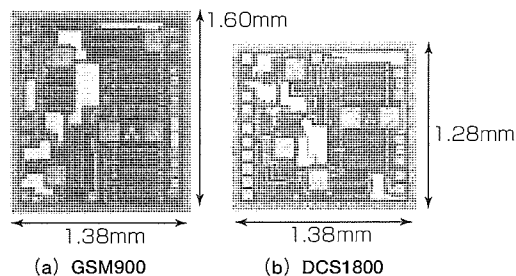


図6. GSM900/DCS1800デュアルバンドHBT MMIC増幅器のチップ写真

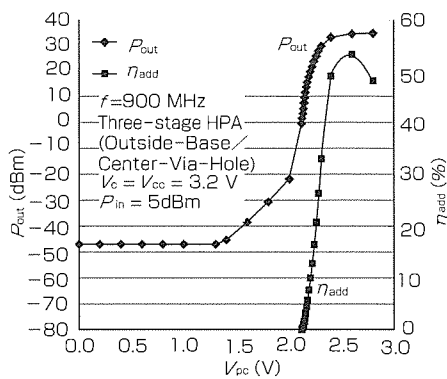


図7. GSM900用HBT MMIC増幅器の出力電力, 効率の測定結果

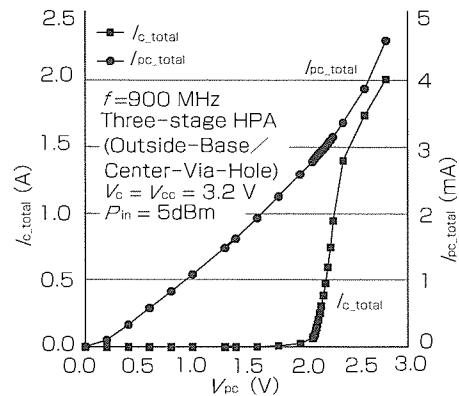


図8. GSM900用HBT MMIC増幅器のコレクタ電流 ($I_{c-total}$) とパワーコントロール電流 ($I_{pc-total}$) の測定結果

4. むすび

高効率化のために出力負荷インピーダンスと温度分布を一樣にするマルチフィンガHBTのレイアウトであるOutside-Base/Center-Via-Holeレイアウトを提案し, その有効性を実験的に確認した。提案のレイアウトを適用したGSM900/DCS1800デュアルバンドAlGaAs/GaAs HBT MMIC増幅器を試作した。GSM900用/DCS1800用増幅器, 定電圧バイアス回路, DCスイッチをパッケージサイズ7.0mm×6.4mm×1.0mmの1パッケージに内蔵している。

GSM900に対して出力電力34.5dBm, 効率53.4%, DCS1800に対して出力電力32.0dBm, 効率41.8%の特性を得た。

参考文献

- (1) Sakuno, K., Akagi, M., Sato, H., Miyauchi, M., Hasegawa, M., Yoshimasu, T., Hara, S.: A 3.5W HBT MMIC Power Amplifier Module for Mobile Communications, IEEE MTT-S Dig., 63~66 (1994)
- (2) Abey, W., Kawai, T., Okamoto, I., Suzuki, M., Khandavalli, C., Kennan, W., Tateno, Y., Nagahara, M., Takikawa, M.: An E-Mode GaAs FET Power Amplifier MMIC for GSM Phones, IEEE MTT-S Dig., 1315~1318 (1997)
- (3) Yoshida, I.: A 3.6V 4W 0.2cc Si Power-MOS-Amplifier Module for GSM Handset Phone, IEEE ISSCC Dig., 50~51 (1998)
- (4) Iwai, T., Ohara, S., Miyashita, T., Joshin, K.: 63.2% High Efficiency and High Linearity Two-Stage InGaP/GaAs HBT Power Amplifier for Personal Digital Cellular Phone System, IEEE MTT-S Dig., 435~438 (1998)
- (5) Asano, H., Hara, S., Komai, S.: A 900MHz HBT Power Amplifier MMICs with 55% Efficiency, at 3.3V Operation, IEEE MTT-S Dig., 205~208 (1998)
- (6) Nishida, M.: A High Efficiency GaAs Power Amplifier Module with a Single Voltage for Digital Cellular

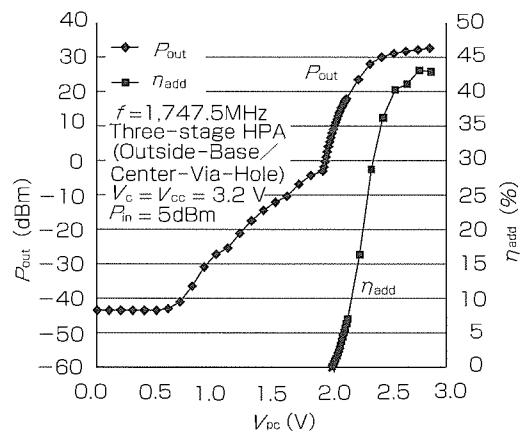


図9. PCS1800用HBT MMIC増幅器の出力電力, 効率の測定結果

- Phone Systems, IEEE MTT-S, Dig., 443~446 (1998)
- (7) Maeng, S., Chun, S., Lee, J., Lee, C., Youn, K., Park, H.: A GaAs Power Amplifier for 3.3V CDMA/AMPS Dual-Mode Cellular Phones, IEEE Trans. on MTT, 43, No.12, 2839~2844 (1995)
- (8) Adar, A.: A High Efficiency Single Chain GaAs MES FET MMIC Dual Band Power Amplifier for GSM/DCS Handsets, IEEE GaAs IC Symp. Dig., 69~72 (1998)
- (9) Shimura, T., Zwicknagl, P.: High Efficiency AlGaAs/GaAs Power HBTs at a Low Supply Voltage for Digital Cellular Phones, IEICE Trans. Electron, E80-C, No.6, 740~745 (1997)
- (10) Liu, W., Nelson, S., Hill, D. G., Khatibzadeh, A.: Current Gain Collapse in Microwave Multifinger Heterojunction Bipolar Transistors operated at Very High Power Density, IEEE Trans. on ED, 40, No.11, 1917~1927 (1993)
- (11) Shaper, U., Zwicknagl, P.: Physical Scaling Rules for AlGaAs/GaAs Power HBT's based on a Small-Signal Equivalent Circuit, IEEE Trans. on MTT, 46, No.7, 1006~1009 (1998)

W-CDMA用高効率パワーアンプ

北林文政* 新庄真太郎**
 太田 彰* 森本浩司***
 森 一富**

要 旨

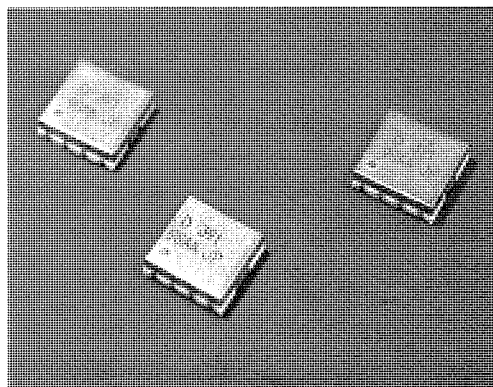
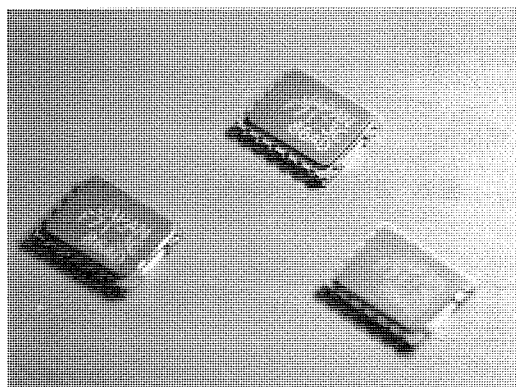
移動通信サービスは世界的に急激な発展を遂げてきた。発展途上国における通信網を整備する手段として利用されたり、日本では、電子メールや、パケット通信によるWWW情報サービスなど多様な広がりを見せている。

このような移動通信の普及に伴い、様々な利用方法を想定し、高速データ通信を考慮した次世代の移動通信システムとして、IMT-2000(International Mobile Telecommunications-2000)の規格検討が進められている。IMT-2000は、世界的な規格の統一によって同一端末が世界中のどの地域でも利用できる環境の実現を目指している。IMT-2000の無線伝送方式はW-CDMA(Wideband Code Division Multiple Access)が主流になると考えられる。国内に

においても2001年からIMT-2000のサービスが始まることが予定されている。

IMT-2000用携帯電話は、従来の国内デジタル携帯電話システムPDC(Personal Digital Cellular)と同様に、電話機の小型・軽量化、長時間通話の性能が求められると予想される。電話機の小型・軽量化には電池の小型化が重要であり、このためには、消費電力の大きい送信電力増幅器の高効率動作が必要不可欠である。

三菱電機では、IMT-2000向けに、高出力HEMT(High Electron Mobility Transistor)を搭載し、容積0.08cc(7mm×7mm×1.7mm)の1.9GHz帯W-CDMA対応送信電力増幅モジュールを開発した。



W-CDMA用送信電力増幅器

1998年にW-CDMA用送信電力増幅器としてMGF7173Cを試作し、システムメーカーの検討用サンプルとして供給してきた。MGF7173CはMMICで、3.6V動作で電力付加効率30%の効率であった。今回開発した送信電力増幅器は、性能と使いやすさの向上をねらい、入力/出力端子が50Ω整合のモジュールとした。PDC用送信電力増幅モジュールで使われてきたHEMT構造GaAs FETを使用し、3.5V動作で電力付加効率42.3%を達成している。

1. ま え が き

次世代のW-CDMA用携帯電話機では、音声だけではなく画像や音楽といった膨大なデータを高速に処理し伝送することを想定している⁽¹⁾⁽²⁾。このため、電話機の処理能力の向上が必要であり、これに伴う搭載部品の増加、すなわち消費電力の増加が予測される。しかし、現在の携帯電話機で実現されている通話時間と待ち受け時間や電話機の容積と重さを維持したいという要求がある。このような要求を実現するためには、電話機内の各デバイスの消費電力を低減する必要がある。電話機内の各デバイスの中でも消費電力が大きい送信電力増幅器の低消費電力化は重要である。

また、膨大なデータを高速伝送するW-CDMA向け携帯電話機のエアインタフェースを実現するには、無線信号の位相と振幅を正確に再現する必要がある。このため、W-CDMA向け携帯電話機の送信電力増幅モジュールは、線形性の高い、低ひずみ動作が要求される。

W-CDMA方式の携帯電話は、PDC方式と異なり、携帯機から基地局に到達する電力を一定に保つ必要があり、基地局からの距離に応じて携帯機の出力電力を制御する必要がある。現在サービスされているIS-95を基本とするCDMA方式の携帯電話は同様の出力電力制御を行っており、最大出力電力よりも小出力電力で使用される場合が多い⁽³⁾。このため、W-CDMA向け携帯電話機の送信電力増幅モジュールでも小出力電力時の電流の低減が重要である。

本稿では、低電流域での動作、高効率動作、線形性に優れたHEMT構造のGaAs FETを用いたW-CDMA用送信電力増幅モジュールとして、低アイドル電流動作、高効率化、小型化を達成した1.9GHz帯送信電力増幅モジュールについて述べる。

2. 送信電力増幅モジュールの機能

図1に一般的な携帯電話機のブロック図を示す。W-CDMA用送信電力増幅モジュールは、携帯電話機の送信部最終段の増幅器であり、1.9GHz帯における高周波入力

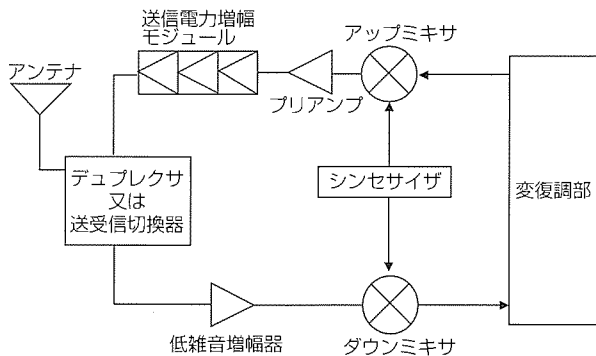


図1. 携帯電話機における送受信ブロックの概略例

信号を445mW以上に増幅する。

この送信電力増幅モジュールで重要な性能は次の4点である。

- 消費電流の削減(高効率動作)
- 隣接チャネル漏えい(洩)電力ACP(Adjacent Channel Leakage Power)で示されるひずみの低減
- アイドル電流(無RF信号時の電流)の低減
- 製品容積(サイズ)の低減

3. 回路設計

開発したW-CDMA用送信電力増幅モジュールのブロックを図2に示す。従来のPDC用送信電力増幅モジュールに比べ、高利得化し、プリアンプ部を簡略化するために3段構成とした。

使用したトランジスタは、当社PDC用送信電力増幅モジュールで使用してきたAlGaAs/InGaAs Pseudomorphic HEMT構造のGaAs FETである。このHEMT構造GaAs FETの断面構造を図3に示す。高利得・高効率化のためチャネル層にInGaAsを用いるとともに、低ひずみ・高出力化のためにチャネル層をAlGaAs電子供給層で上下から挟んだダブルヘテロ構造としている。W-CDMA用送信電

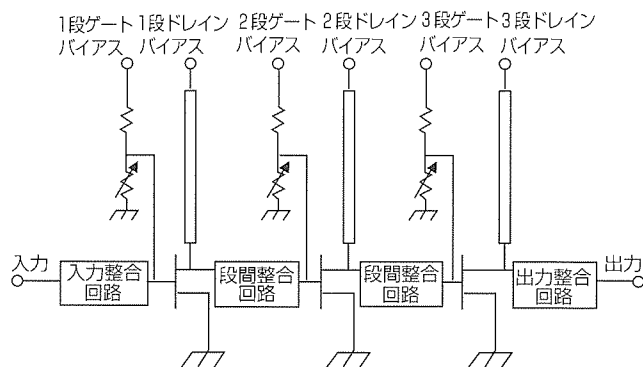


図2. 送信用電力増幅モジュールのブロック図

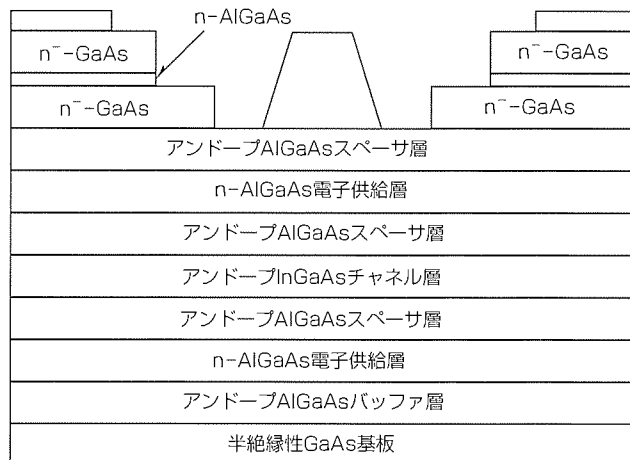


図3. HEMT構造のGaAs FETの断面構造

力増幅モジュールに使用したFETは、アイドル電流の低減のため低電流域における動作特性の改善と、更なる高効率動作を目的とした低ひずみ化・高利得化を図っている。ゲート-ソース間容量の低減や相互コンダクタンスの向上、ピンチオフ電圧近傍における相互コンダクタンスの立ち上がり特性の急しゅん(峻)化のため、ゲート長の短縮、チャネル層や電子供給層などのHEMT構造の最適化を行った。

図4は、最新のHEMT構造GaAs FETを用いた最終段FETの入出力特性である。測定は、周波数 $f=1.95\text{GHz}$ 、ドレインバイアス電圧 $V_d=3.5\text{V}$ 、HPSK(Hybrid PSK)変調波⁽⁴⁾、チップレート 3.84Mcps で行った。アイドル電流を I_{dss} の1.5%に相当する 57mA まで低減し、動作周波数からの離調 5MHz における隣接チャネル漏洩電力 $\text{ACP}=-38.4\text{dBc}$ において出力電力 $P_{out}=27.3\text{dBm}$ 、電力付加効率 $\text{PAE}=55.1\%$ と良好な特性を示している。

W-CDMA用送信電力増幅モジュールにおいて、FET

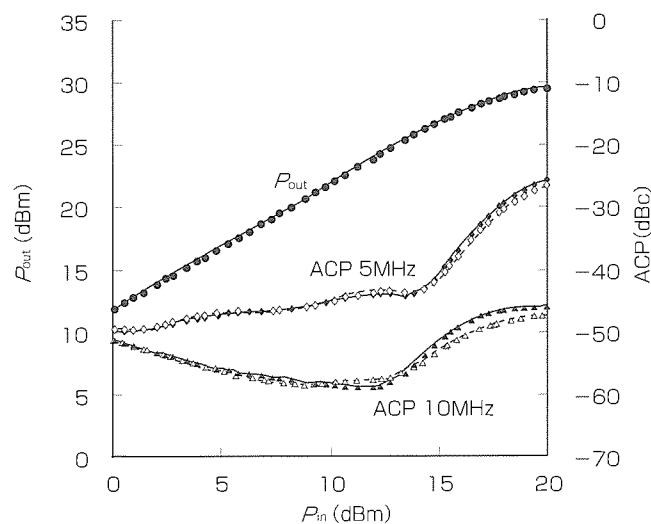
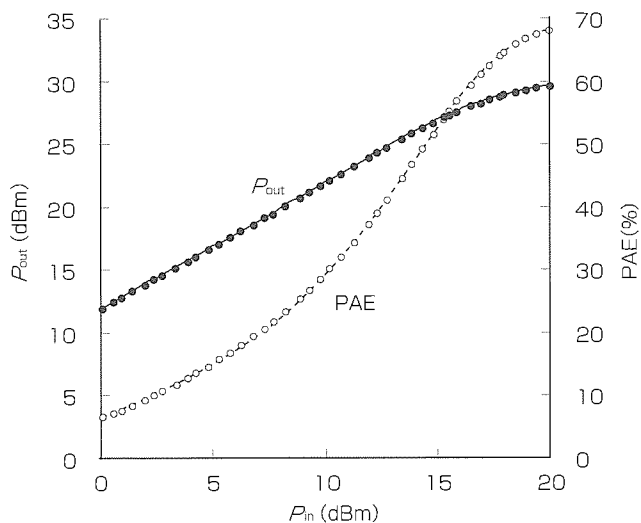


図4. FET単体の入出力特性

に対するバイアスは、小出力電力時の消費電流低減を図るためドレインバイアス電流をできるだけ低くする設定としている。このため、各トランジスタの動作級はB級に近づき3次変調ひずみなどのひずみが増大するが、最終段FETのひずみを前段FETで補償するような動作条件とすることにより、送信電力増幅モジュールの線形性の向上を図っている。

最終段FETの出力整合は動作周波数 f_0 だけではなく2次高調波 $2f_0$ と3次高調波 $3f_0$ に着目し、実験とシミュレーションによって求めた最適インピーダンス $Z_{L(f_0)}$ 、 $Z_{L(2f_0)}$ 、 $Z_{L(3f_0)}$ にしている。段間の整合は隣接チャネル漏洩電力が許容範囲内となるように最適化した。また、初段FETの入力整合は 50Ω にマッチングされており、プリアンプとの整合性の向上を図っている。

4. モジュールの構造

開発したW-CDMA用送信電力増幅モジュールのパッケージは、 $\epsilon_r=8.1$ の低温焼成ガラスセラミックス基板を用いている。サイズは $7.0\text{mm} \times 7.0\text{mm}$ で、絶縁層が4層構造の多層基板である。この基板の断面構造を図5に示す。表層のマイクロストリップラインは、 Ag/Pt を用いた厚膜スクリーン印刷で形成している。また、FET実装部はキャビティ構造としてFET直下の基板厚を薄くし、さらにサーマルビアを形成して放熱性を向上している。チャネルケース間熱抵抗 $R_{th,rc}$ は 12°C/W (測定は ΔV_t 法による⁽⁵⁾)である。ドレインバイアス線路は内層に配線して十分な長さを維持し、部品を配置する配線パターンを表層に確保した。

FETの実装は、キャビティ内にダイボンドした後、各電極パッドに金線でワイヤボンドし、FETとボンディングワイヤに外力が加わらないように樹脂封止している。

5. モジュール特性

1.9GHz帯W-CDMA携帯電話用に開発した 0.08cc 送信電力増幅モジュールの入出力特性と周波数特性の代表例を図6、図7に示した。測定はチップレート 3.84Mcps のHPSK

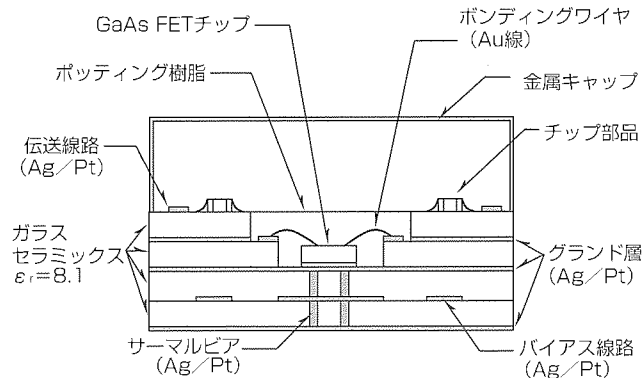


図5. モジュールの断面構造

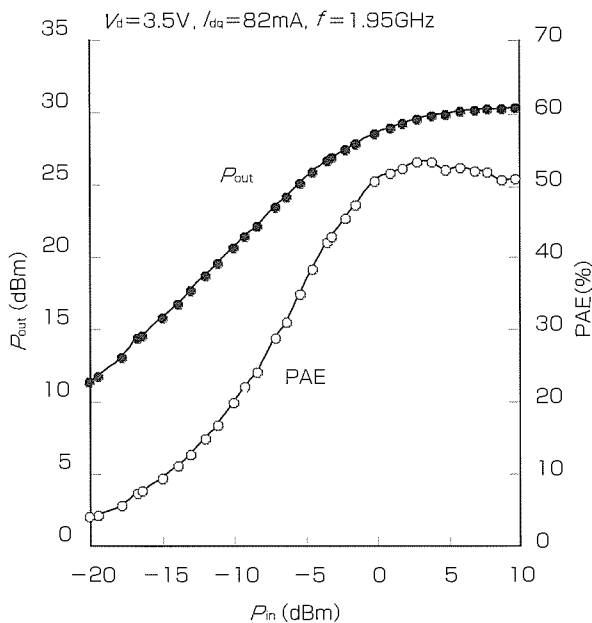


図6. モジュールの入出力特性

変調波を用い、ドレインバイアス電圧3.5V、ゲートバイアス電圧-2.5V、アイドル電流82mAまで低減している。

図6の入出力特性に示すように、周波数 $f=1.95\text{GHz}$ 、出力電力 $P_{\text{out}}=26.8\text{dBm}$ においてACP(5MHz) $<-38\text{dBc}$ を満足する最大効率は42.3%であった。また、図7の周波数特性に示すように周波数 $f=1.92\sim 1.98\text{GHz}$ において電力付加効率41%以上を得ている。

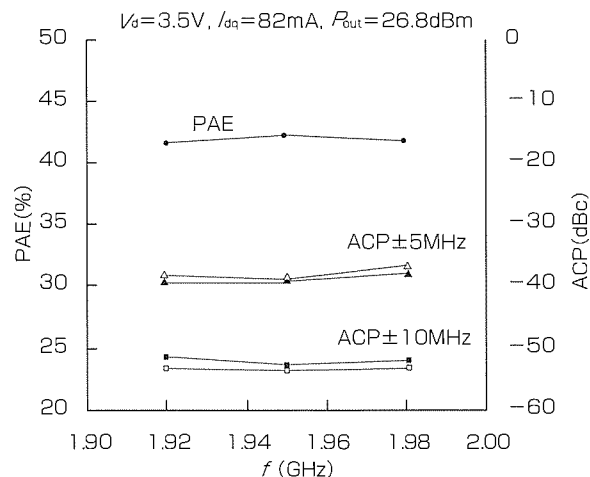


図7. モジュールの周波数特性

6. むすび

W-CDMA用送信電力増幅モジュールを開発した。アイドル電流を82mAまで低減し、周波数帯域1.92~1.98GHzで電力付加効率41%以上を達成し、最大電力付加効率は1.95GHz時で42.3%という高効率動作を実現した。

低温焼成ガラスセラミックスの多層基板とチップ部品を用いて従来のCDMA用送信電力増幅モジュールよりも小型化を図ることができた。

参考文献

- (1) 田原康生, 歌野孝法, 沖中秀夫, 丸山辰夫: IMT-2000サービスとシステム要求条件, 電子情報通信学会誌, **82**, No. 2, 108~115 (1999)
- (2) 岡坂定篤, 古谷之綱, 渡辺文夫: IMT-2000の伝送方式, 電子情報通信学会誌, **82**, No. 2, 123~130 (1999)
- (3) Hanington, G., Chen, P. F., Asbeck, P. M., Larson, L. E.: High-Efficiency Power Amplifier using Dynamic Power-Supply Voltage for CDMA Applications, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, **47**, No. 8, 1471~1476 (1999)
- (4) 本間光一, Tiittanen, E., 濱田國廣: 無線端末技術, 電子情報通信学会誌, **82**, No. 2, 138~144 (1999)
- (5) 片山秀昭, 井上 晃, 中本隆博: 携帯電話用0.1cc送信電力増幅モジュール, 三菱電機技報, **73**, No.7, 537~540 (1999)

埋め込みPHS構造を用いたX帯動作 高出力MMIC増幅器

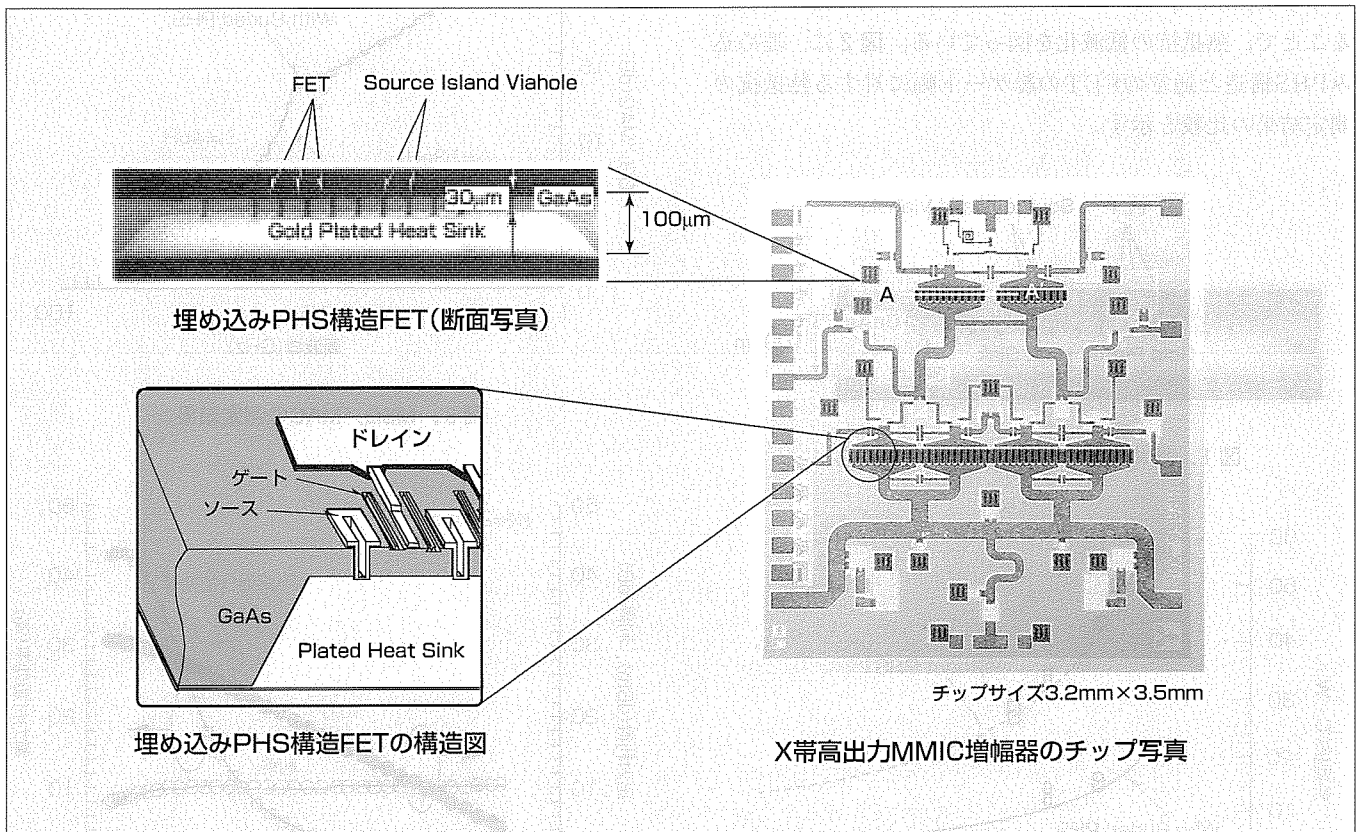
塚原良洋* 奥田康典**
佐々木善伸* 川野 肇***
安藤直人*

要 旨

近年の携帯電話や衛星通信などのコミュニケーション手段の急速な普及・増加に伴い、これらに使用されるMMIC (Monolithic Microwave IC)には、性能の向上と低コスト化が求められている。

今回、放熱性に優れかつ寄生ソースインダクタンスを極限まで低減した三菱電機独自の埋め込みPHS (Plated Heat Sink)構造トランジスタを開発し、X帯電力用MMIC増幅器に適用した。さらに、MMICの回路設計には

集中定数型整合回路を用いることによってチップサイズの小型化を図りチップサイズ3.2mm×3.5mmで出力3W、電力付加効率32%の優れた高周波性能を達成した。この構造は、チップハンドリング性にも優れており、集中定数回路エレメントの積極的な採用によるチップの小型化とあいまって、今後の数ワット級電力用MMICの低コスト化のためのキー技術になるものと期待できる。



X帯高出力MMIC増幅器のチップ写真、埋め込みPHS構造FETの断面写真、及び構造図

放熱性に優れかつ寄生ソースインダクタンスを極限まで低減した当社独自の埋め込みPHS構造FETを開発し、これをX帯電力用MMIC増幅器に適用した。さらに、回路設計に集中定数素子を用いることによってチップサイズの小型化を図り、出力3W、電力付加効率32%の優れた高周波性能を達成した。

1. ま え が き

近年、携帯電話や衛星通信などのコミュニケーション手段の急速な普及・増加に伴い、MMICはその性能向上と低コスト化が求められており、特に高出力MMIC増幅器についての報告が数多くされている⁽¹⁾⁽²⁾。これらの高出力MMIC増幅器では、熱抵抗の低減のために、基板厚の薄板化が効果的である。しかし、30 μm 程度の薄い基板厚では、MMICチップのハンドリングがしにくく、また基板も割れやすくなるため、歩留りの低下が懸念される。

今回、MMICの基板厚を100 μm 、FET直下領域のGaAsの厚みを30 μm としてヒートシンクを埋め込み形成し、さらに、FETの各ソース電極にそれぞれバイヤホールを設けて接地することで、熱抵抗及び寄生ソースインダクタンスを低減した埋め込みPHS構造のMESFET⁽³⁾を適用し、出力35dBm、電力付加効率32%の性能を持つX帯高出力MMIC増幅器を開発した⁽⁴⁾。

2. 埋め込みPHS構造FETの特性

図1に、今回適用した埋め込みPHS構造FETの断面写真を示す。

構造は、通常の高出力MESFETのFET領域直下をGaAsの厚さ30 μm として、ヒートシンク(Au)を埋め込み形成することで、熱抵抗の低減化を図っている。図2に、埋め込みPHS構造と通常のFETの総ゲート幅に対する熱抵抗の測定結果の比較を示す。

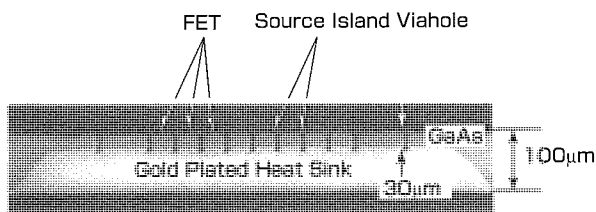


図1. 埋め込みPHS構造FETの断面写真

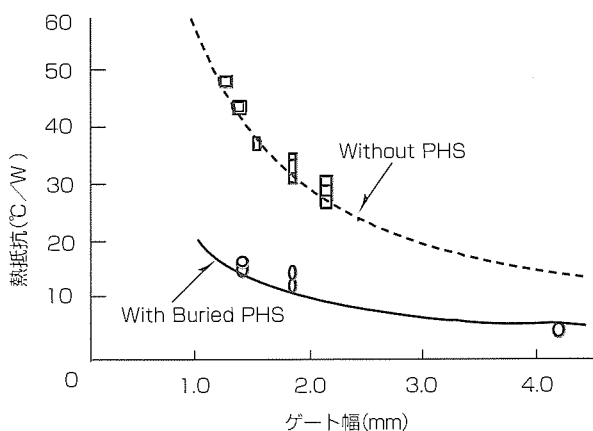


図2. FETの熱抵抗測定結果

熱抵抗は、埋め込みPHS構造の場合、基板厚100 μm に形成した通常のFETの約1/3に低減できる効果がある。また、FETの各ソース電極をバイヤホールでヒートシンクにそれぞれ接地することにより、寄生ソースインダクタンス成分の低減を図っている。図3に、単位ゲート幅 $W_{\text{gu}}=100\mu\text{m}$ 、総ゲート幅 $W_{\text{g}}=2.0\text{mm}$ のFETのMSG(Maximum Stable Gain)/MAG(Maximum Available Gain)の測定結果を、埋め込みPHS構造と通常のFETを比較して示す。

埋め込みPHS構造にした場合、周波数 $f=10\text{GHz}$ においてMSG/MAGが約2dB高い効果を得ることができる。この埋め込みPHS構造FETの寄生ソースインダクタンス成分(L_s)は、 $L_s=4\text{pH}$ と見積もることができ、これは基板厚100 μm の通常用いられるFET($L_s=13\text{pH}$)の約1/3にまで低減できる。

図4に、単位ゲート $W_{\text{gu}}=100\mu\text{m}$ 、総ゲート $W_{\text{g}}=2.0\text{mm}$ のFETのX帯における入出力特性評価結果を示す。ドレイン電圧 $V_{\text{d}}=7\text{V}$ で、出力30.2dBm、電力付加効率 $\eta_{\text{add}}=44\%$ の結果が得られ、電力密度に換算すると、0.5W/mmの性

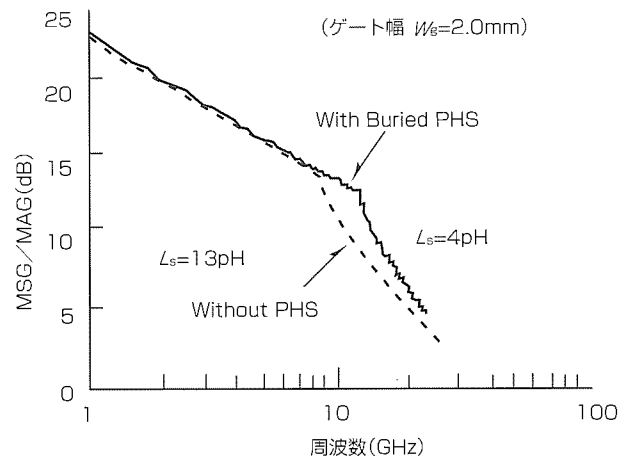


図3. MSG/MAGの測定結果

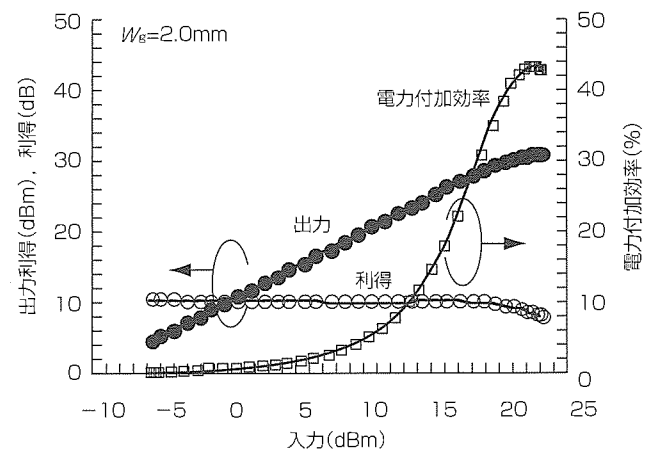


図4. FETの入出力特性測定結果

能である。

3. 回路構成

今回設計したMMICの等価回路を図5に示す。初段は、単位ゲート幅 $W_{gu}=75\mu\text{m}$ 、総ゲート幅 $W_g=1.5\text{mm}$ のFETの2合成、後段は、単位ゲート幅 $W_{gu}=100\mu\text{m}$ 、総ゲート幅 $W_g=2.0\text{mm}$ のFETを4合成した2段増幅器である。各段の整合回路は、容量とインダクタンスで構成するハイパスフィルタ型回路を用いて設計した。

高出力化のためにFETを並列合成する場合、閉ループが形成され、 $1/2$ 倍波等によって動作が不安定になることが知られている⁽⁵⁾。今回、初段の入力整合回路、出力整合、及び後段の入力整合回路にハイパスフィルタ型整合回路を用いることにより、低周波による閉ループの形成を抑制した。フィルタの通過特性を図6に示す。基本波(f_0)に対して、 $1/2$ 倍波を含む低周波を抑制し、閉ループによる発振等を防ぐ効果がある。

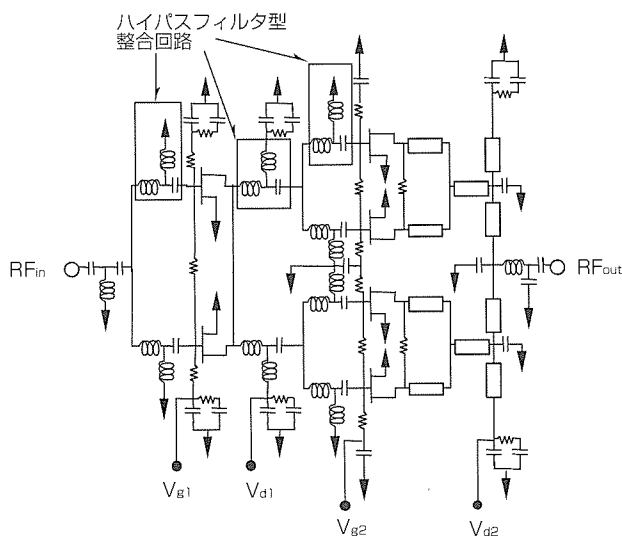


図5. X帯高出力MMIC増幅器の等価回路

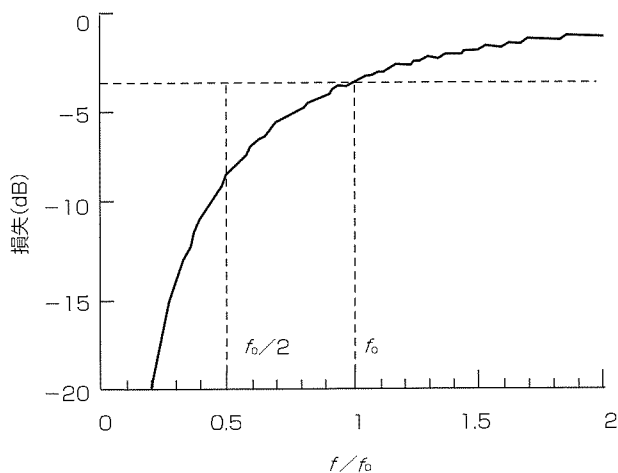


図6. ハイパスフィルタ型整合回路の通過特性

また、これら整合回路を構成する回路素子にはMIMキャパシタ及び高インピーダンス線路の集中定数素子を用いることによって整合回路の面積を縮小し、MMICチップサイズの小型化を図っている。

4. 試作結果

図7に、開発したMMICのチップ写真を示す。チップサイズは $3.2\text{mm} \times 3.5\text{mm}$ である。図8、図9に、開発したMMICの小信号特性を示す。設計中心周波数において、利得15dB、入出力VSWR1.8以下の良好な特性が得られている。図10に入出力特性評価結果を示す。ドレイン電圧 $V_d=7\text{V}$ において出力電力35.1dBm、電力付加効率32%の性能を達成した。特性の評価結果はすべてウェーハ状態でCW動作で行ったものである。

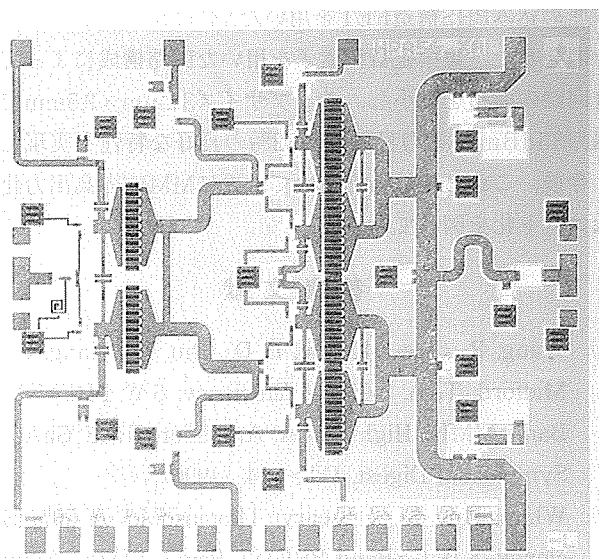


図7. X帯高出力MMIC増幅器のチップ写真

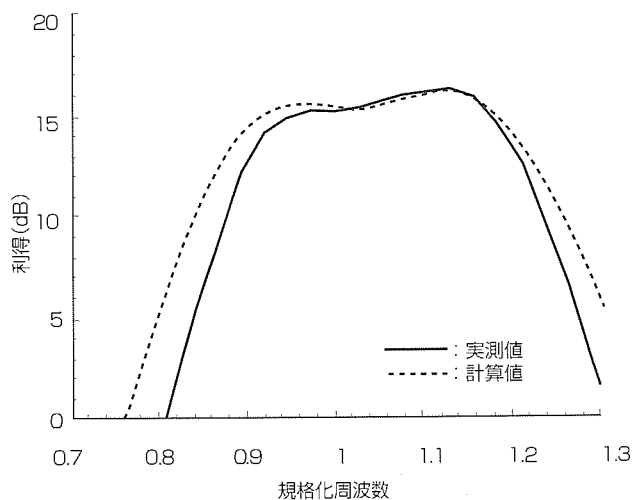


図8. 小信号(利得)特性評価結果

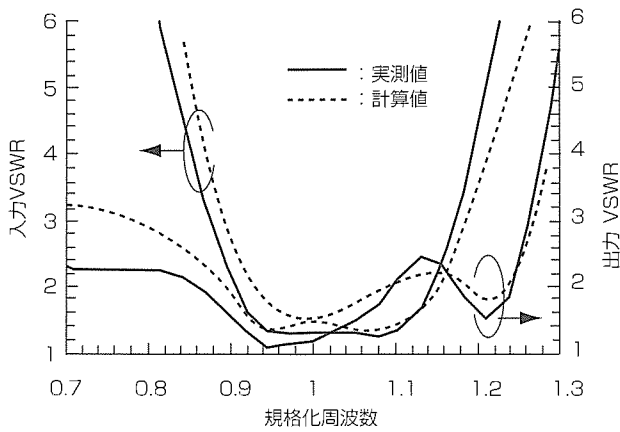


図9. 小信号(入出力VSWR)特性評価結果

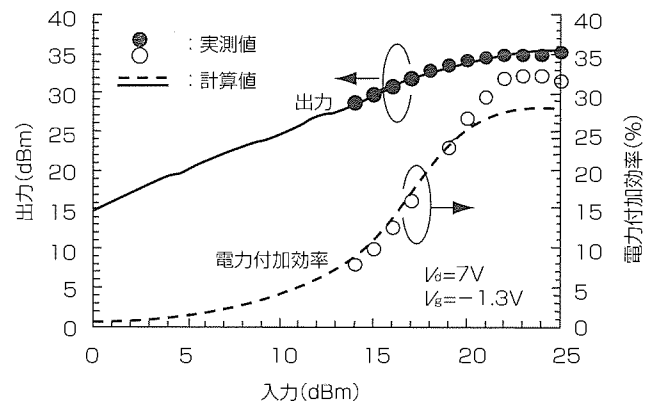


図10. 入出力特性評価結果

5. むすび

埋め込みPHS構造FETを用いたX帯高出力MMIC増幅器を開発した。集中定数型素子を用いた回路構成によって整合回路の面積を縮小し、チップサイズ3.2mm×3.5mmで、出力35dBm、電力付加効率32%の良好な特性を実現した。

今後、これらの技術を用いて、更にMMICの高出力化、低コスト化を図っていく。

参考文献

- (1) Wang, R., Cole, M., Hou, L. D., Chu, P., Chang, C. D., Midford, T. A.: A 55% Efficiency 5 W PHEMT X-Band MMIC High Power Amplifier, IEEE GaAs IC Symposium Digest, 111~114 (1996)
- (2) White, Paul M., O'Leary, Thomas M.: A 50% Efficiency 8 W C-Band PHEMT Power MMIC Amplifier, IEEE GaAs IC Symposium Digest, 277~280 (1995)
- (3) Ishikawa, T., Okaniwa, K., Komaru, M., Kosaki, K., Mitsui, Y.: A High-Power GaAs FET having Buried Plated Heat Sink for High-Performance MMIC's, IEEE Transactions on Electron Devices, 41, No. 1, 3~9 (1994)
- (4) Tsukahara, Y., Sasaki, Y., Kunii, T., Kosaki, K., Kitano, T., Hosogi, K., Okuda, Y., Kawano, H., Ishikawa, T., Mitsui, Y.: A 3 W X-Band Power MMIC Amplifier with Buried-Plated-Heat-Sink Transistors, EUMC Digest, 138~143 (1998)
- (5) Takagi, T., Mochizuki, M., Itoh, Y., Tsuji, S.: Analysis of High Power FET Amplifier Instability due to $fo/2$ Loop Oscillation, APMC Digest, 571~574 (1994)

ミリ波帯マルチメディア通信用 ダウンコンバータチップセット

柏 卓夫*
加藤隆幸**
石川高英*

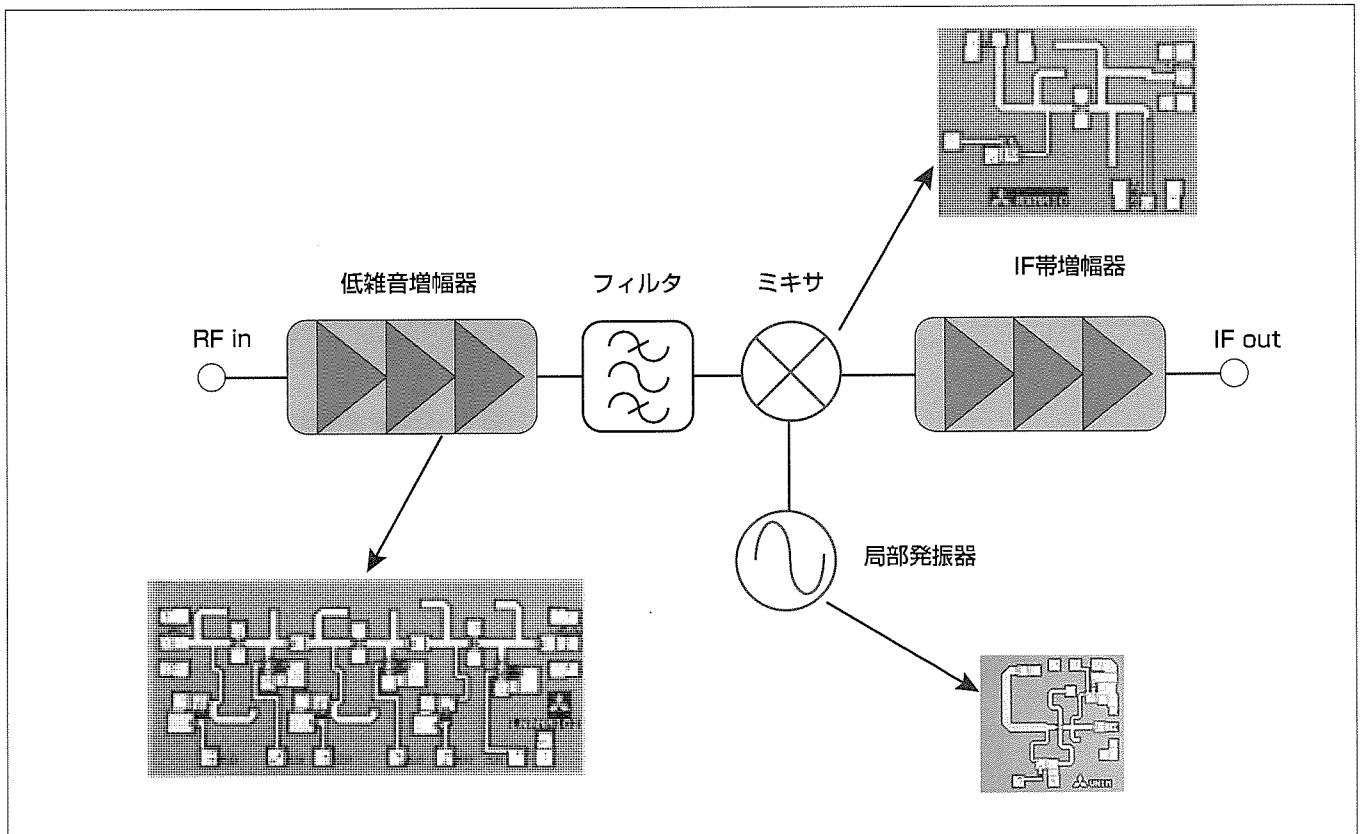
要 旨

データ伝送速度の向上に伴い、広帯域を確保できるミリ波帯が注目を集めている。日本では、60GHz帯や76GHz帯が、マイクロ波領域においてひっ(逼)迫する周波数資源の確保のために開放されている。ミリ波帯では波長が短いためにワイヤなどの実装の影響が大きく、半導体技術による回路のモノリシック化が注目されている。

今回、ゲート長0.2 μm HEMT(High Electron Mobility Transistor：高電子移動度トランジスタ)を用いた60GHz帯ダウンコンバータ用高性能MMIC(Monolithic Microwave IC)チップセットを開発した。低雑音増幅器及びミキサには低雑音・高利得特性を持つシングルヘテロ構造のHEMTを用い、発振器には高出力特性及び低位相雑

音特性の実現に有利なダブルヘテロ構造のHEMTを用いた。低雑音増幅器は3段構成であり、雑音指数3.2dB、利得18.9dBという世界トップレベルの雑音性能を得た。ミキサには変換利得が得られ小型化が容易なドレイン注入型ミキサを用い、変換利得3.7dBを得た。発振器は直列帰還型を用い、低位相雑音特性が得られるバイアス条件を見出すことで、発振周波数55.9GHzにおいて11dBmという高出力特性とともに1MHzオフセットにおける位相雑音が-103dBc/Hzという良好な位相雑音特性を得た。

試作したMMICの特性はミリ波アプリケーションの高性能化に寄与すると期待される。



受信コンバータ構成例

受信用コンバータの構成例である。開発したMMICはコンバータの主要性能を決定する。低雑音特性は低雑音増幅器の低雑音指数と高利得により、発振器の高出力化は局発系の部品点数削減により、BER(Bit-Error-Rate)の低減は低位相雑音化によってそれぞれ実現される。

1. ま え が き

マルチメディア時代を迎え、広い帯域を確保でき大容量通信が可能なミリ波帯におけるアプリケーションの研究開発が盛んに行われている。日本では、60GHz帯や76GHz帯が、マイクロ波領域において逼迫する周波数資源確保のために開放されている⁽¹⁾⁽²⁾。

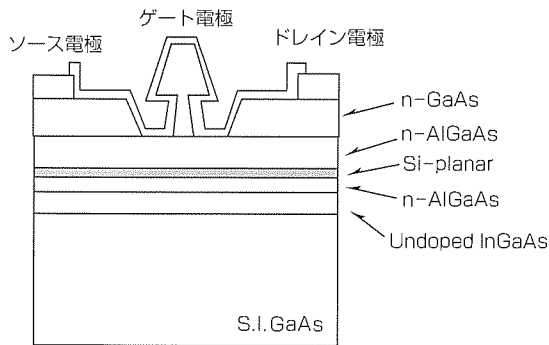
近年、HEMTに代表されるヘテロデバイスの登場によって素子の高周波化が進み、MMICの動作周波数は100GHzを超えるところになっており、これまで商用化が困難と見られていたミリ波領域のアプリケーションの商用化が現実味を帯びてきている⁽³⁾。

ミリ波帯で高い性能を実現するためには、優れた阻止特性を持つトランジスタの採用が不可欠である。また、ミリ波は回路を構成する要素寸法に匹敵するほど波長が短く、能動素子特性を引き出すためには極めて高度な設計技術力が要求される。

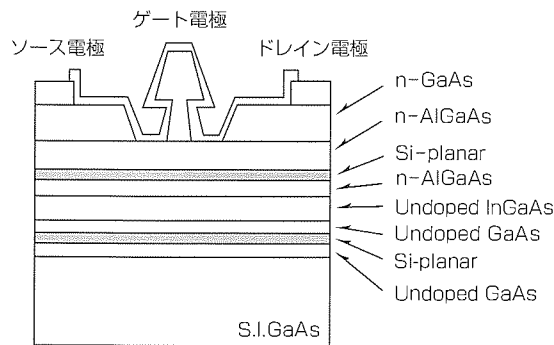
本稿では、60GHz帯において動作する受信用ダウンコンバータを構成するMMICに適用する能動素子、個々の回路構成、及びその特性について述べる。

2. デバイス構造

コンバータの高性能化では、MMIC回路に要求される特性に応じてトランジスタを選択する必要がある。図1に、MMICに用いたHEMTの断面構造図を示す。低雑音増幅



(a) シングルヘテロ構造



(b) ダブルヘテロ構造

図1. AlGaAs/InGaAs Pseudomorphic HEMTの断面構造図

器及びミキサは、低雑音特性と高利得特性が要求されるため、図の(a)に示すシングルヘテロ構造のHEMTを用いた。また、局部発振器には、低位相雑音特性とともにミキサを駆動するための出力特性が要求されるため、図の(b)に示す電流密度の高いダブルヘテロ構造のHEMTを用いている。

HEMTのゲート長は0.2 μ mであり、高周波化に対してゲート抵抗を低減するために断面形状をT字型にしている。電子供給層であるAlGaAs層及びダブルヘテロ構造のGaAs層には高濃度のSiプレーナドープ層を挿入し、高い相互コンダクタンス特性を得ている。

3. 回路設計とMMICの特性

3.1 低雑音増幅器

低雑音増幅器は、次段に接続されるミキサの雑音指数の影響を受けない高利得特性を得るために、3段構成とした。図2にチップ写真を示す。チップサイズは2.6mm \times 1.3mmである。初段と2段目には雑音指数及び利得特性の観点からゲート幅80 μ mのHEMTを用いており、3段目は160 μ mを用いて入力可能な電力を上げている。各段の出力側にはショートスタブを用いて不要なマイクロ波帯の不要利得を除去している。整合回路はこのショートスタブに加えてオープンスタブを用いることで構成し、広帯域な周波数特性を得ている。

図3に利得と雑音指数の周波数特性を示す。周波数60~61GHzにおいて雑音指数3.6dB以下、利得18.7dB以上が得

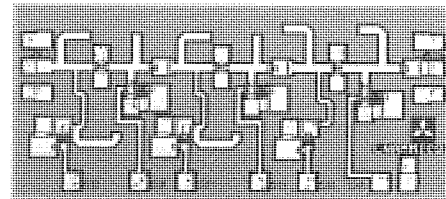


図2. 低雑音増幅器のチップ写真

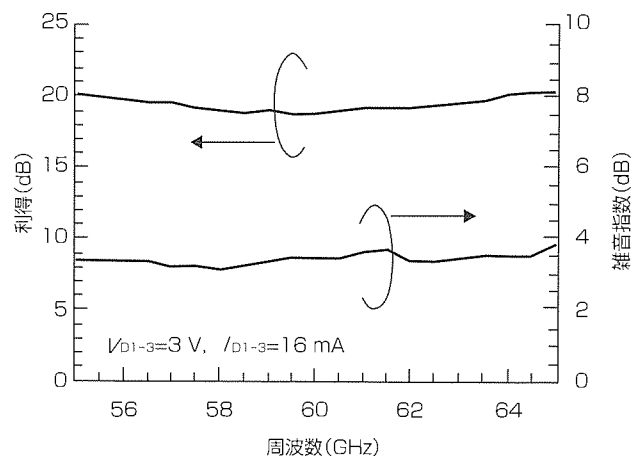


図3. 低雑音増幅器の利得及び雑音指数の周波数特性

られている。また、58GHzにおいて最小雑音指数3.2dB、利得18.9dBが得られている。この雑音指数は、同帯域で発表されているゲート長0.15 μ mのHEMTを用いた低雑音増幅器に匹敵する高性能である⁽¹⁾⁽⁴⁾。

3.2 ミキサ

ミキサはドレイン注入型である。図4にチップ写真を示す。チップサイズは1.6mm \times 1.2mmである。ドレイン注入型ミキサは、局部発振波をドレイン電極から、受信波をゲート電極から印加するため、両者を合成するためのハイブリッド回路が不要であり、回路の小型化が可能である。受信波及びLO波に対する整合はオープンスタブによって形成し、IF成分はフィルタを兼ねるドレインバイアス回路から取り出される。

図5に雑音指数と変換利得のLO電力依存性を示す。RF周波数、LO周波数はそれぞれ61GHz及び60GHzである。RF周波数61GHzにおいて、変換利得3.7dB、雑音指数7.8dBがLO電力10dBm印加時に得られた。この変換利得は、同帯域で発表されているドレイン注入型ミキサの中で最も高利得である⁽¹⁾。また、LO電力4dBm印加時に雑音指数は最小になり、6.6dBであった。図6に雑音指数と変換利得のRF周波数依存性を示す。LO電力は5dBmである。RF周波数60.6~61.2GHzにおいて変換利得1dB以上、雑音指数10dB以下であった。

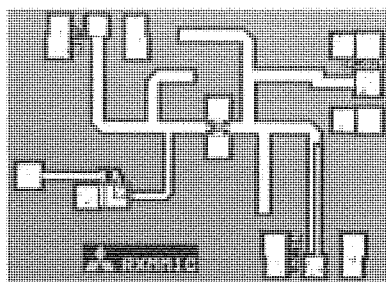


図4. ミキサのチップ写真

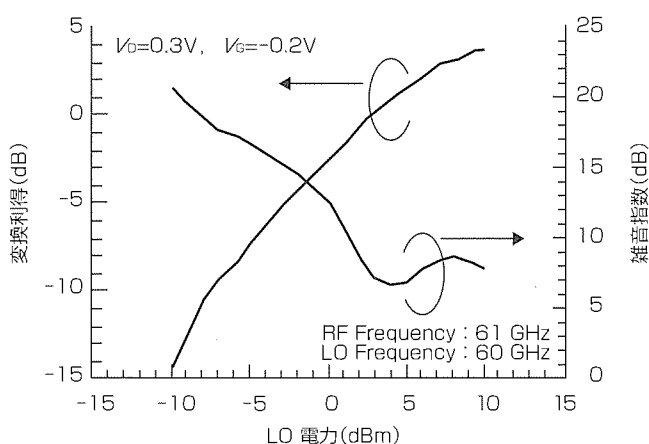


図5. ミキサの変換利得及び雑音指数のLO電力依存性

3.3 発振器

図7に発振器のチップ写真を示す。チップサイズは1.3mm \times 1.4mmである。発振器は、マイクロストリップ線路によって形成したソースインダクタントを用いた直列帰還型である。高出力特性を得るために、HEMTにはダブルヘテロ構造を用いている。なお、ダブルヘテロ構造はシングルヘテロ構造と比較して活性層が厚いため、位相雑音特性に大きく影響する低周波雑音レベルが低い⁽⁵⁾。また、ゲート容量のバイアス依存性を考慮して、バイアス条件を最適化することで位相雑音特性を改善している⁽⁶⁾。

図8に発振出力と発振周波数のゲート電圧依存性を示し、図9に発振スペクトラムを示す(ゲート電圧0V)。ドレイン電圧は5.5Vである。ゲート電圧0V印加時における位相雑音は、100kHzオフセットにおいて-85dBc/Hz、1MHzオフセットにおいて-103dBc/Hzと良好な特性が得られた。発振出力は、発振周波数55.9GHzにおいて11dBm以上である。この発振器の発振出力は、バッファ増幅器を持たないミリ波発振器の中で最も高出力である⁽⁷⁾。また、位相雑音特性は、バイアス条件の最適化によって、同帯域で発表されている誘電体共振器を用いた発振器及びHBTを用いた発振器に匹敵する値である⁽⁸⁾⁽⁹⁾。

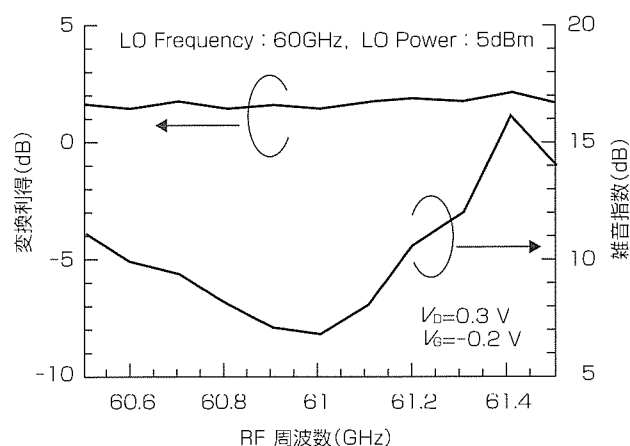


図6. ミキサの変換利得及び雑音指数のRF周波数依存性

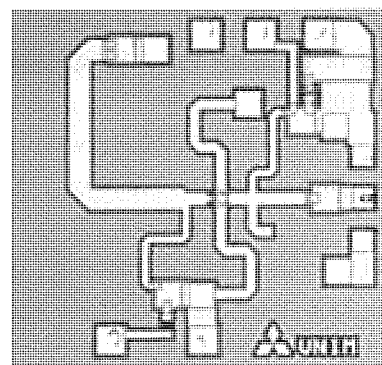


図7. 発振器のチップ写真

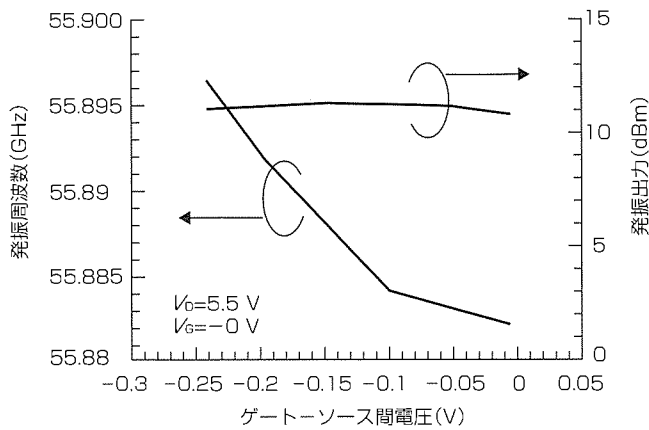


図 8. 発振周波数と発振出力のゲートソース間電圧依存性

4. む す び

ゲート長 $0.2\mu\text{m}$ HEMTを用いたV帯ダウンコンバータ用高性能MMICチップセットを開発した。低雑音増幅器及びミキサには低雑音・高利得特性を持つシングルヘテロ構造のHEMTを用い、発振器には高出力特性と発振器の性能を左右する位相雑音特性の主要因である低周波雑音レベルの低いダブルヘテロ構造のHEMTを用いた。

試作したMMICは良好な特性を示し、ミリ波アプリケーションの高性能化に寄与すると期待される。

参 考 文 献

- (1) Ohata, K., Inoue, T., Funabashi, M., Inoue, A., Takimoto, Y., Kuwabara, T., Shinozaki, S., Maruhashi, K., Hosoya, K., Nagai, H. : Sixty-GHz-Band Ultra-miniature Monolithic T/R Modules for Multimedia Wireless Communication Systems, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., **44**, No.12, 2354~2360 (1996)
- (2) Müller, J.E., Bangert, A., Grave, T., Kärner, M., Riechert, H., Schäfer, A., Siweris, H., Schleicher, L., Tischer, H., Verweyen, L., Kellner, W., Meier, T. : A GaAs HEMT MMIC Chip Set for Automotive Radar Systems fabricated by Optical Stepper Lithography, Proceeding of IEEE GaAs IC Symposium, Orlando, 189~192 (1996-10)
- (3) Meinel, H. : Automotive Millimeterwave Radar, Proceeding of 28th European Microwave Conference, Amsterdam, 619~629 (1998-10)
- (4) Maruhashi, K., Funabashi, M., Inoue, T., Madhian, M., Kuzuhara, M. : A 60GHz-band Low Noise HJFET

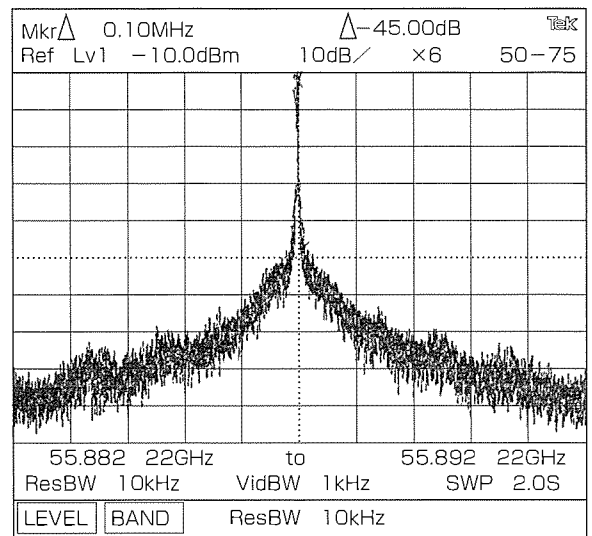


図 9. 発振スペクトラム

Amplifier Module for Wireless LAN Application, Proceeding of IEEE Microwave and Millimeter-wave Monolithic Circuit Symposium, San-Francisco, 137~140 (1996-6)

- (5) Hooge, F. N. : $1/f$ Noise Sources, IEEE Trans. Electron Devices, **41**, No.11, 1926~1935 (1994)
- (6) Kashiwa, T., Ishida, T., Katoh, T., Kurusu, H., Hoshi, H., Mitsui, Y. : V-band High Power, Low Phase Noise Monolithic Oscillators and Investigation of Low Phase Noise at High Drain Bias, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., **46**, No.11, 1559~1565 (1998)
- (7) Kawasaki, Y., Shirakawa, K., Ohashi, Y., Saito, T. : 60GHz Monolithic Oscillator using InGaP/InGaAs/GaAs HEMT Technology, Proceeding of IEEE Int. Microwave Symposium, 541~544 (1995-5)
- (8) Wang, H., Chang, K., Lo, D. C., Tran, L. T., Cowles, J. C., Block, T. R., Dow, G. S., Oki, A., Streit, D. C., Allen, B. R. : A 62GHz Monolithic InP-based HBT VCO, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, **5**, No.11, 388~390 (1995)
- (9) Funabashi, M., Ohata, K., Onda, K., Hosoya, K., Inoue, T., Kazuhara, M., Kanekawa, K., Kobayashi, Y. : A V-band AlGaAs/InGaAs Heterojunction FET MMIC Dielectric Resonator Oscillator, Proceeding of IEEE GaAs IC Symposium, Philadelphia, 30~33 (1994-11)

50GHz帯高利得モノリシック 平衡形ゲートミキサ

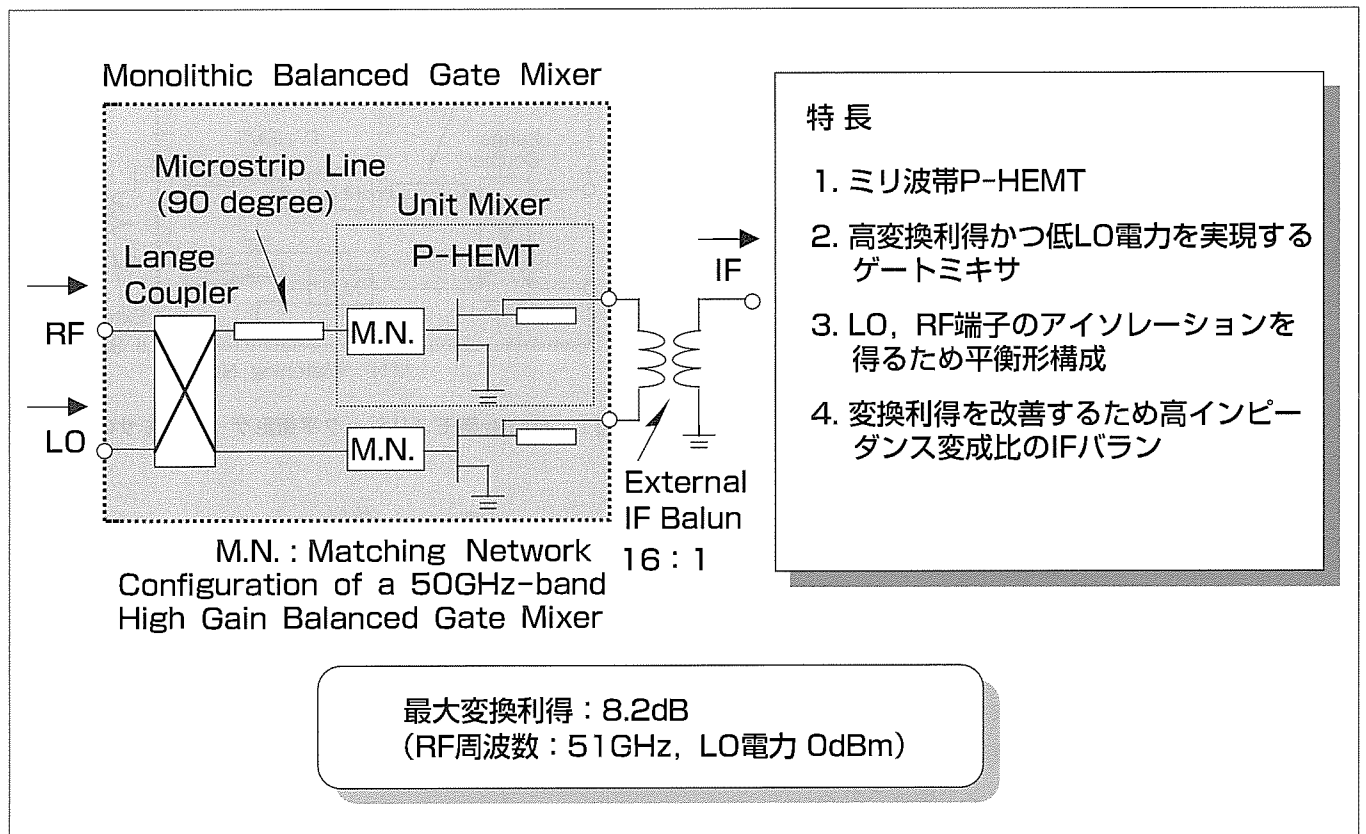
川上憲司* 磯田陽次*
上原直久**
伊東健治***

要旨

近年、荒天時にも使用可能な77GHz帯を用いた車載レーダや、44GHz、50GHz帯を用いた大容量画像の無線伝送装置の実用化が進められている。周波数が30GHzを超えるミリ波帯の領域では、HEMT(High Electron Mobility Transistor)のようなアクティブ素子の遮断周波数に近接しているため、高利得を持つ増幅器が得られにくいという問題がある。受信機の利得を高めるためLNA(Low Noise Amplifier)の多段化が必要になるが、民生用のアプリケーションでは、コストの観点から、RF構成要素の少

品種化が必ず(須)条件となっている。そこで、構成要素の一つであるミキサにも、高利得、低雑音、高出力電力などの性能が求められている。

本稿では、P-HEMTを用いた50GHz帯高利得モノリシック平衡形ゲートミキサの試作結果を述べる。50GHz帯において試作したMMICのチップサイズは1.2mm×2.9mmであり、LO電力0 dBm時に変換利得8.2dBという高利得を得た。



ミリ波帯高利得ミキサMMICの開発

低LO電力で高利得が得られるゲートミキサ構成を採用し、LO及びRFの高アイソレーション化のために平衡形構成としている。また、IF端子の逆相合成に用いるバランではインピーダンス変成比を高め、平衡形ミキサのIFインピーダンスの整合を行うことで高利得化を図っている。

1. ま え が き

近年、ミリ波帯を用いた近距離レーダや高速データ通信の実用化が進められている⁽¹⁾。ミリ波領域では、素子の遮断周波数に近接しているため高利得な増幅器が得られない。そのため、ミリ波システムに用いられるミキサにも利得、雑音、出力電力などの性能の向上が求められている。ミリ波ミキサには、ダイオードミキサ⁽²⁾やHEMTミキサ⁽⁴⁾などがある。HEMTミキサは、①低雑音増幅器(LNA)と同一プロセスで形成が可能、②ダイオードミキサよりも高利得、などの利点がある。このHEMTミキサの構成には、ゲートミキサ、ドレインミキサ、レジティブミキサなどがある。これらのうち、ゲート端子から局部発振(LO)波とRF信号とを入力するゲートミキサは、低LO電力で高利得が得られる利点がある⁽⁴⁾。このゲートミキサを受信用ミキサに適用するためには、周波数が近接したLO波とRF信号とを同じゲート端子に入力するため、平衡形ミキサとする必要がある。この平衡形ゲートミキサでは以下の理由によって高い出力インピーダンスとなるため、高利得化のためにはIF端子の整合が重要となる。

- (1) 平衡形ミキサのIF端子のインピーダンスは、二つの単位ミキサのIF端子のインピーダンスの和である。
- (2) LO波でHEMTチャンネルをスイッチングする効果で、出力インピーダンスは増幅器のインピーダンスに比べて高い。

本稿では、50GHz帯モノリシック平衡形ゲートミキサの試作結果について述べる。このミキサでは、高利得化を図るため、混合用素子としてP-HEMTを用い、IF端子の逆相合成に用いるバランのインピーダンス変成比を高めることによって高利得化を図っている。

以下、2章でこの平衡形ゲートミキサの構成と動作原理について述べる。3章でこの平衡形ゲートミキサの設計について述べ、IF端子が高インピーダンスとなることを示す。そして高利得化のためにIF端子の整合が重要となることを示す。最後に、4章では50GHz帯での試作結果を示す。

2. 構成と動作原理

図1に、試作した50GHz帯モノリシック平衡形ゲートミキサの構成を示す。二つの単位ミキサ、RF信号と局部発振(LO)波とを分波するための180度ハイブリッド回路、IF信号を逆相合成するための外部バランで構成される。

180度ハイブリッド回路はランゲカプラと90度のマイクロストリップ線路で構成される。外部バランはインピーダンス変成器を兼ねたものである。単位ミキサとしては、RF信号とLO波をFETのゲート端子に印加し、ドレイン端子からIF信号を取り出すゲートミキサを用いている。LO

波は180度ハイブリッド回路によって逆相、RF信号は同相で分配される。この2波は各々のゲートミキサで混合されて逆相のIF信号が出力される。この二つのIF信号はバランによって逆相合成される。また、このバランでは、インピーダンス変成比を高め、平衡形ミキサのIFインピーダンスの整合を行い、高利得化を図っている。

3. 設 計

以下、50GHz帯モノリシック平衡形ゲートミキサの設計について述べる。

3.1 P-HEMT

高利得化を図るためにP-HEMT⁽⁵⁾を用いミキサを構成する。このP-HEMTのゲート長は0.15 μm 、ゲート幅は100 μm である。図2にP-HEMTの等価回路と回路定数を示す。増幅器として用いる $V_d=2\text{V}$ 、 $I_d=10\text{mA}$ の条件では、 $g_m=39.1\text{mS}$ 、 $G_{do}=3.89\text{mS}$ である。また、このP-HEMTは、50GHzにおいて9.8dBの最大安定利得を持っている。次に、図3にP-HEMTの静特性の測定値を示す。図4に、静特性から求めたP-HEMTのドレイン電流(I_d)、相互コンダクタンス(g_m)、及びドレインコンダクタンス(G_d)を示す。ゲートミキサとして用いる場合、バイアス条件を

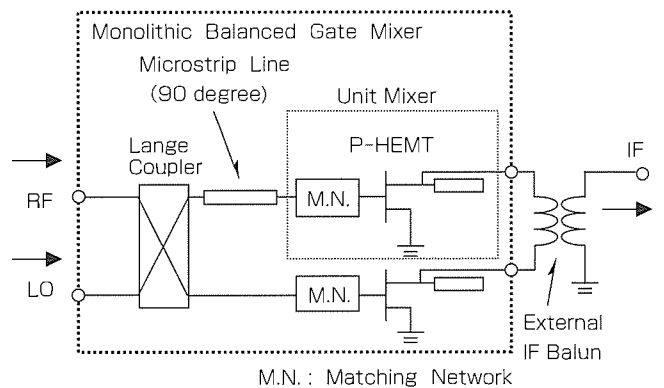


図1. 50GHz帯モノリシック平衡形ゲートミキサの構成

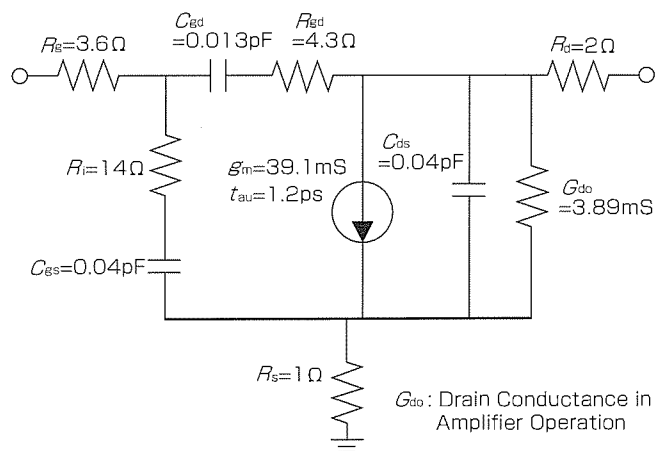


図2. P-HEMTの等価回路(増幅器動作時 $V_d=2\text{V}$ 、 $I_d=10\text{mA}$)

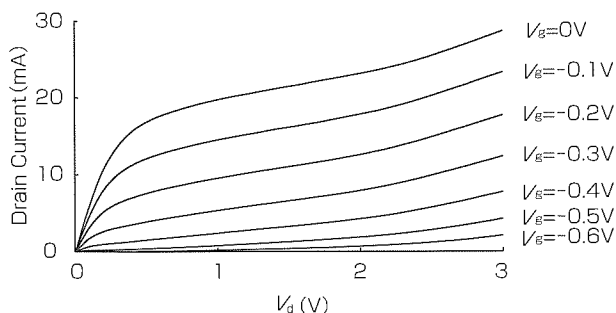


図3. P-HEMTの静特性の測定値

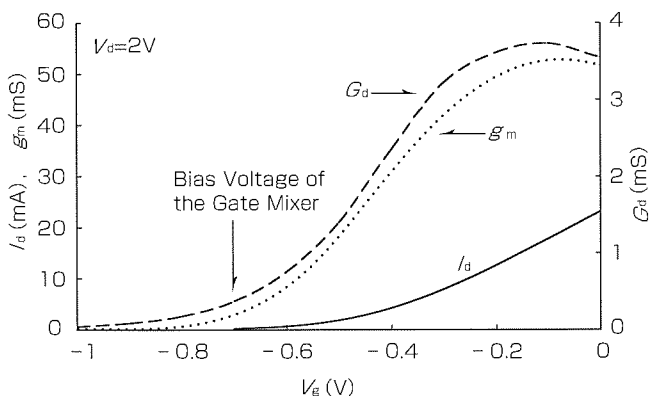


図4. 静特性から求めたP-HEMTのドレイン電流 (I_d), 相互コンダクタンス (g_m), 及びドレインコンダクタンス (G_d)

$V_d = 2\text{ V}$, $V_{gs} = -0.7\text{ V}$ (ピンチオフ) としている。したがって、ゲート端子に加えるLO波の正の半周期で急激に g_m と G_d が高くなり、LO波によるスイッチングでミキサとして動作する。

3.2 ゲートミキサの出力インピーダンス

ゲートミキサの出力インピーダンスを検討するに当たって、図5のように、ドレインコンダクタンス (G_d) がLO波 (ω_p) によって(矩)形波状にスイッチングされていると仮定する。このとき、正の半周期では $G_d = G_{d0}$ となり、負の半周期では $G_d = 0$ となる。このときLO波で励振されたドレインコンダクタンス $G_d(t)$ は次式で与えられる。

$$G_d(t) = G_{d0} \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\omega_p t}{2n-1} \right) \dots\dots(1)$$

IF端子のインピーダンス Z_{if} は、 $G_d(t)$ の0次項から、

$$Z_{if} \cong \frac{2}{G_{d0}} \dots\dots(2)$$

で近似できる。さらに、平衡形ミキサとしたときのIF端子のインピーダンス Z_{if2} は、

$$Z_{if2} \cong 2Z_{if} \cong \frac{4}{G_{d0}} \dots\dots(3)$$

となる。したがって、平衡形ミキサのIF端子のインピーダンスは、増幅器の出力インピーダンスの約4倍となる。

次に、今回用いるP-HEMTを用いた平衡形ゲートミキサのIF端子のインピーダンスを求める。 G_{d0} は増幅器のパ

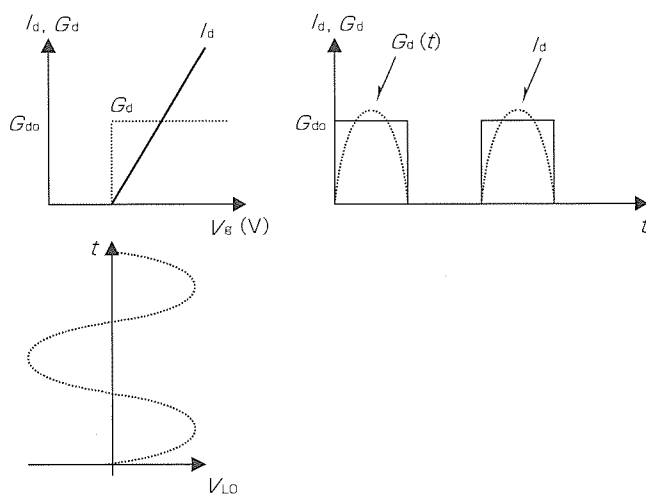


図5. ドレインコンダクタンス G_d の簡易動作モデル

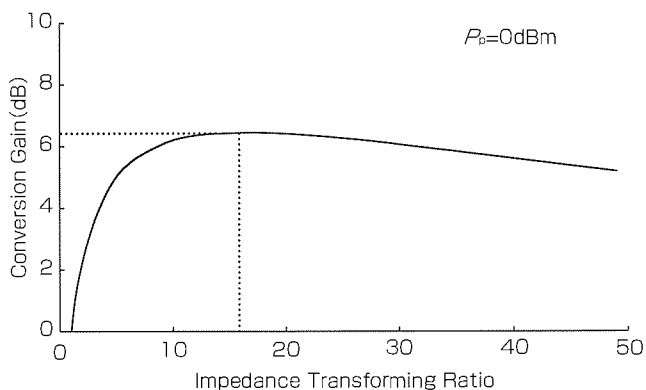


図6. バランのインピーダンス変成比に対する変換利得の計算値 (ハーモニックバランス法)

アス条件 ($V_d = 2\text{ V}$, $I_d = 10\text{ mA}$) での G_d に近似できるため、図2から $G_{d0} = 3.89\text{ mS}$ となる。したがって、平衡形ゲートミキサのIF端子のインピーダンスは $4 / G_{d0} = 1,028\Omega$ となる。これと 50Ω とを整合するためには、1対20のインピーダンス変成が必要となる。図6に、バランのインピーダンス変成比 (ITR) に対する変換利得の計算値を示す。ここではハーモニックバランス法を用いている。IF端子のインピーダンスの検討結果と同様、インピーダンス変成比が16~20程度で最大利得が得られている。ここではバランの巻き線比を考慮し、インピーダンス変成比を16とした。また、図7に、バランのインピーダンス変成比をパラメータとして、LO電力に対する変換利得の計算値を示す。ここではハーモニックバランス法を用いている。どのインピーダンス変成比の場合でもLO電力 4 dBm で最大利得が得られている。

4. 試作結果

図8に、今回試作した50GHz帯モノリシック平衡形ゲートミキサの写真を示す。MMICのチップサイズは $1.2\text{ mm} \times$

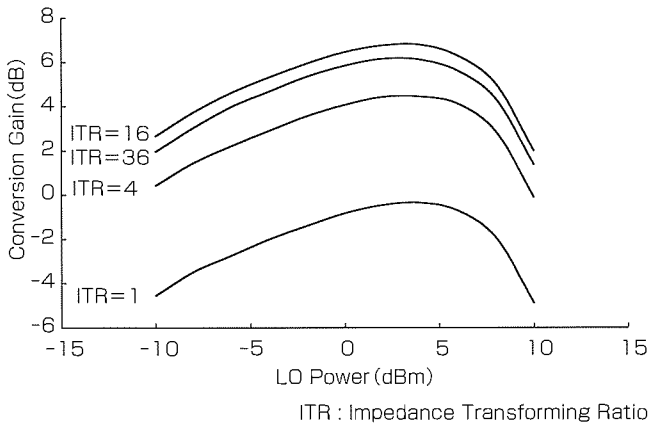


図7. LO電力に対する変換利得の計算値(ハーモニックバランス法)
($P_n = -10\text{dBm}$, $f_n = 51\text{GHz}$, $f_r = 10\text{MHz}$)

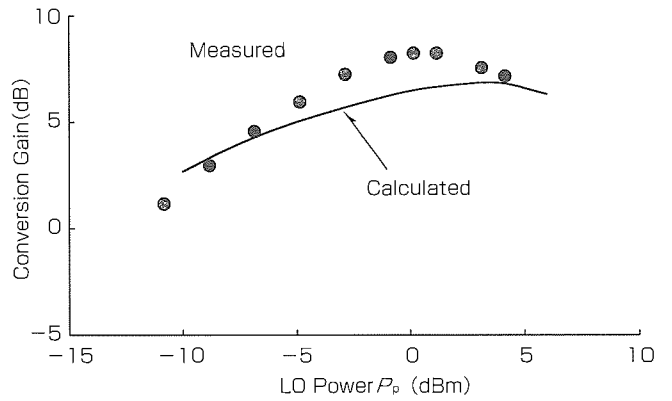


図9. 平衡形ゲートミキサの変換利得のLO電力依存性
($P_n = -10\text{dBm}$, $f_n = 51\text{GHz}$, $f_r = 10\text{MHz}$)

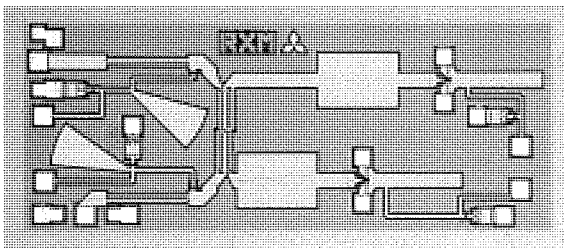


図8. 50GHz帯モノリシック平衡形ゲートミキサの写真
(Chip size 1.2mm×2.9mm)

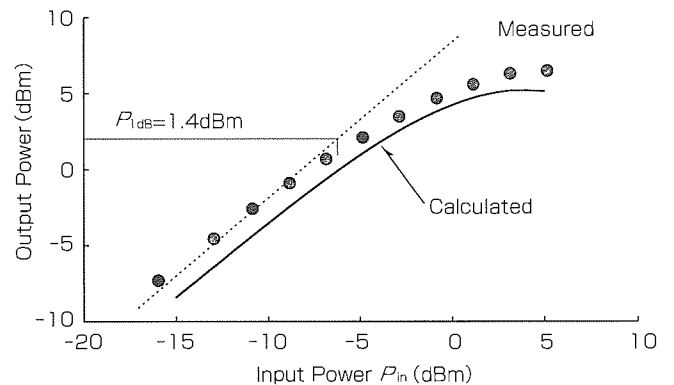


図10. 平衡形ゲートミキサの入出力特性
($P_o = 0.5\text{dBm}$, $f_n = 51\text{GHz}$, $f_r = 10\text{MHz}$)

2.9mmである。基板厚は100 μm である。図9に平衡形ゲートミキサの変換利得のLO電力依存性を示す。図中、実線はハーモニックバランス法による計算値、点は測定値である。LO電力(P_o) 0 dBm時に変換利得は8.2dBである。高いインピーダンス変成比のバランを用い、IF周波数に対する整合をとる効果により、高利得が得られている。また、測定値と計算値の傾向はよく一致している。図10に平衡形ゲートミキサの入出力特性を示す。1 dB利得抑圧時の電力は1.4dBmである。平衡形ミキサとすることで高い出力電力が得られている。

5. むすび

以上、P-HEMTを用いた50GHz帯モノリシック平衡形ゲートミキサの構成と実験結果を示した。平衡形ゲートミキサでは、IF端子のインピーダンスが極端に高くなることを示した。そして、IF端子の整合によって高利得化できることを計算と実験で明らかにした。試作したMMICは、51GHz帯において変換利得8.2dBという高い利得を得た。今後の課題としては、平衡形ゲートミキサの最大変換利得の理論限界値を明確にすることが挙げられる。

参考文献

(1) Meinel, H.H. : Automotive Millimeterwave Radar,

European Microwave Conference 98 Proceedings, 619~629 (1998)

(2) Itoh, K., Iida, A., Sasaki, Y., Urasaki, S. : A 40GHz Band Monolithic Even Harmonic Mixer with an Antiparallel Diode Pair, 1991 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 879~882 (1991)

(3) Ryu, Y.I., Kobayashi, K.W., Oki, A.K. : Monolithic Broadband Doubly Balanced EHF HBT Star Mixer with Novel Microstrip Baluns, 1995 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 119~120 (1995)

(4) Saito, T., Hidaka, N., Ohashi, Y., Shimura, T., Aoki, Y. : 60GHz MMIC Downconverter using a HEMT Active-gate Mixer, 1994 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, 299~302 (1994)

(5) Itoh, Y., Nakahara, K., Sakura, T., Yoshida, N., Katoh, T., Takagi, T., Itoh, Y. : W-band Monolithic Low Noise Amplifiers for Advanced Microwave Scanning Radiometer, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 5, No.2, 58~61 (1995)



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)

半導体レーザ装置及びその製造方法 (特許 第2827919号, 特開平8-111560号)

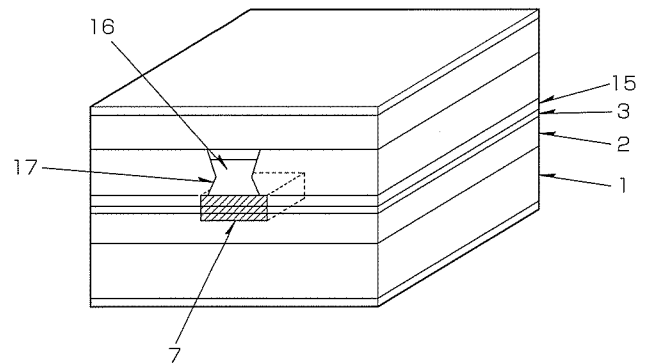
発明者 永井 豊, 島 顕洋

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、同時に良好なビーム特性を実現でき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)のバンドキャップが端面部のみで局所的に小さくなる。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。図は、この問題を容易に解決できるレーザの構造例であり、AlGaAs系半導体の多層薄膜からなる量子井戸活性層(3)の端面部のみSiをイオン注入することで多層構造を無秩序化してバンドギャップを相対的に拡大したものである(光吸収が抑制されるため窓構造と呼ぶ)。Si注入は、活性層の上に積層される厚さ0.05~0.5 μm 程度の薄い第一AlGaAs上クラッド層(15)表面から行うため、加速電圧を低く抑えることが可能であり、結晶に与えるダメージを小さくできる。その後、第二AlGaAs上クラッド層(16)を積層し、さらにSi注入領域

(7)の直上に電流通路と光導波路となるリッジ領域(7)を形成するように構成することで、良好なレーザビームを安定に得られるようにしている。

以上のような構造及び製造方法の発明により、高出力・高信頼で安定なレーザビームを出射できる半導体レーザが容易に実現できる。



埋め込み回折格子 (特許 第2656248号, 特開昭63-213383号)

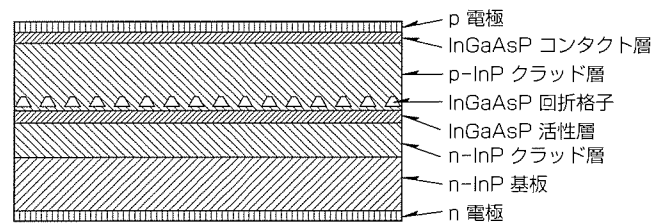
発明者 阿部雄次, 大塚健一

この発明は、光ファイバ通信システムに不可欠な分布帰還形半導体レーザ(DFBレーザ)の回折格子に関するものである。回折格子を埋め込み回折格子構造にすることにより、主要特性を決めるパラメータである光結合定数を制御性・再現性良く設定できるようにした。

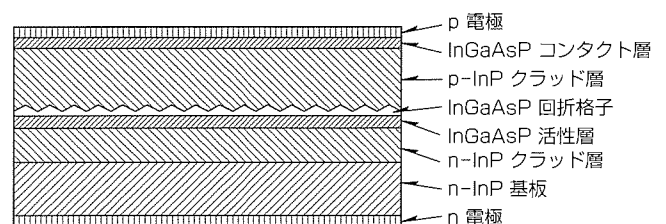
従来のDFBレーザでは、周期約200nm、層厚約40nm程度の微細な回折格子をエッチングによって形成していた。このため、高精度のエッチング深さ制御が必要で、エッチング深さによって回折格子の層厚が変わり、光結合定数が変化するという問題があった。

この発明のDFBレーザでは、活性層上にInP層とInGaAsP回折格子層を順次設け、回折格子層のエッチングをInP層に到達するまで行い、その後InPクラッド層を成長することで、InPクラッド層に埋め込まれた回折格子層を形成する。このため、回折格子のエッチング深さを回折格子層の層厚以上で回折格子層とInP層を合わせた層厚以下に制御するだけで、回折格子の層厚を設定することができる。

この構造の採用により、高性能のDFBレーザを歩留りよく製造することができる。



この発明によるDFBレーザ



従来のDFBレーザ



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)

電解メッキ装置 (特許 第2628886号, 特開平1-294888号)

発明者 小崎克也

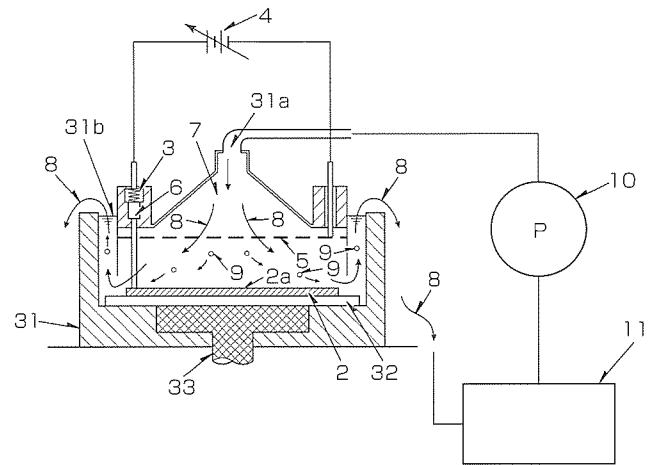
この発明は、半導体装置の基板(ウェーハ)上にメッキ膜を形成する装置に関するものである。

ウェーハの被処理面を上向きにして設置するフェースアップ方式メッキ処理カップを採用したことにより、気泡によるメッキ欠陥を防止できる。

一般に、ウェーハの被処理面を下向きにして設置するフェースダウン方式では、メッキ液循環の配管系やカソード反応で発生したガスが気泡として基板被処理面に抱き込まれやすく、メッキ欠陥の原因となっている。

この発明では、メッキ処理カップ中で被処理面が上向きになるようにウェーハを設置し、メッキ液は上記カップ内上部に配された液噴出口から導入され、メッシュ状アノード電極を通過してウェーハ面に達し、カップから排出されるよう構成したことにより、上記問題を解決している。

主な応用範囲としては、半導体集積回路用バンプメッキ装置、バイアホールメッキ装置、微細配線メッキ装置等が挙げられる。



- 2 : 基板
- 2a : 基板表面
- 3 : 基板押さえばね
- 4 : 電源
- 5 : アノード
- 6 : カソードコンタクト部
- 7 : メッキ液
- 8 : メッキ液の流れ方向(矢印)
- 9 : 気泡
- 10 : メッキ液循環用ポンプ
- 11 : メッキ液タンク
- 31 : カップ部
- 31a : メッキ液導入口
- 31b : メッキ液出口
- 32 : 基板ステージ
- 33 : 基板ステージ押し上げ台

<次号予定> 三菱電機技報 Vol.74 No.7 特集「シーケンサ及び関連製品の最新技術」

特集論文

- インテリジェントシステムにおけるシーケンサ
- コントローラ市場の現状とシーケンサ及び関連製品の動向
- シーケンサの最新動向
- MELSEC-Qシリーズの基本システム
- MELSEC-Qシリーズのネットワークシステム
- MELSEC-Qシリーズのインテリジェント機能ユニット
- FA共通プラットフォーム"EZSocket"
- シーケンサにおける統合プログラミング環境

- パソコン用インタフェースボード
- プログラマブル表示器の動向
- 表示器における統合エンジニアリング環境
- 超小型マイクロシーケンサの最新技術動向
- 新市場向け小型コントローラ用プログラミングソフトウェア
- FA用プログラマブル操作ターミナルの最新動向
- QシーケンサマルチCPUシステム対応モーションCPUユニット
- シーケンサにおける統合エンジニアリング環境

<p>三菱電機技報編集委員 委員長 鈴木 新 委員 中村 治樹 永峰 隆 藤川 裕夫 河内 浩明 浜 敬三 茅 嶋 宏 佐々木和則 吉原 孝夫 畑谷 正雄 松本 修 村松 洋 西谷 一治 伊藤 敬 幹事 鈴木 隆二 6月号特集担当 三井 康郎</p>	<p>三菱電機技報 74巻6号 2000年6月22日 印刷 (無断転載・複製を禁ず) 2000年6月25日 発行</p> <p>編 集 人 鈴木 新 発 行 人 鈴木 隆二 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 菱電印刷株式会社 発 売 元 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>お問い合わせ先 cep.giho@ml.hq.melco.co.jp</p>

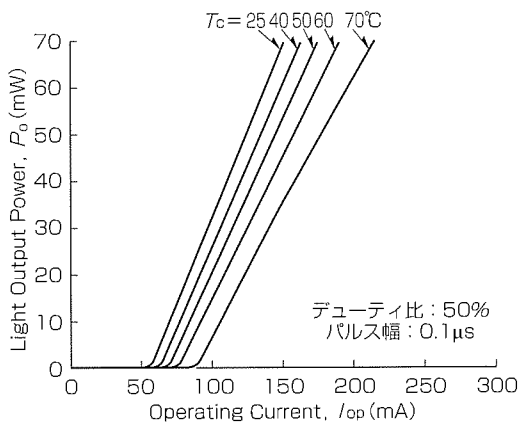
スポットライト

高密度書換え型DVDドライブ用高出力

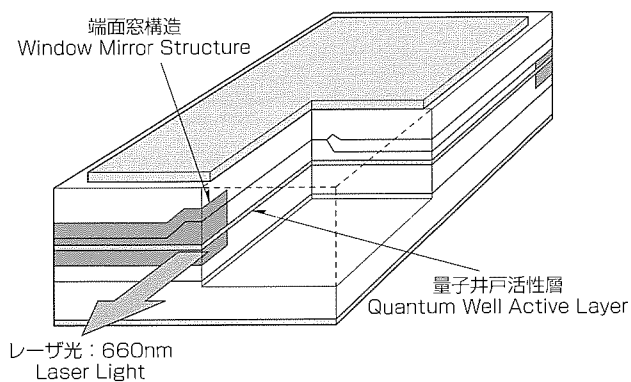
(パルス70mW)660nmLD“ML1XX14シリーズ”

現在急速に需要が拡大しているDVD(Digital Versatile Disc)書換え型高密度光ディスクは、CD-RやMOに比べて短い波長(650~660nm)のレーザダイオード(LD)が記録用光源として求められます。一方、現状の記憶容量:2.6Gバイト/片面から次世代DVD(記録容量:4.7Gバイト)への大容量化とピックアップの簡素化による低コスト化を同時に図るために、従来よりも高い光出力が必要となってきています。

既に三菱電機では1997年秋からパルス50mWの光出力で動作が可能な製品としてML1××6シリーズを量産中です



ML1××14シリーズの光出力-電流特性



ML1××14シリーズの素子構造の概略

が、今回、次世代DVD用記録光源として、新たにパルス光出力70mWを実現した半導体レーザを開発し、サンプル出荷を開始しました。

特長

1. 高出力: 70mW(パルス), 50mW(CW)

従来の約1.4倍に延長した共振器の採用によって動作電流密度の低減が可能になったことに加え、活性層ひずみ量子井戸構造の採用による活性層へ注入された電子のあふれ出しが効果的に抑制できるため、パルス動作で70mWという高い光出力を実現しました。

2. 高信頼

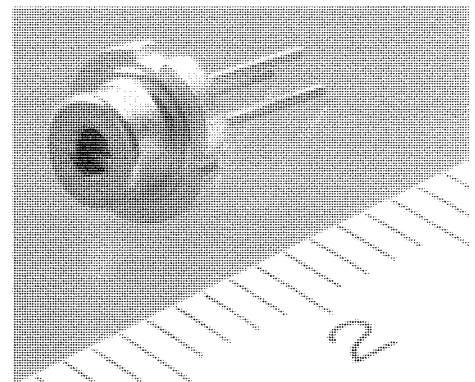
ガリウム・インジウム・りん発光層の端面付近の結晶構造を亜鉛の拡散によって変化させ、レーザ光の完全透過を実現した端面窓構造の採用によって光出射端面での光吸収・発熱による破壊を防止できるようになりました。

光ディスクドライブで要求される60°Cの高温条件下で、パルス70mWの高出力にもかかわらず、1,000時間以上の安定動作を実現しました。

3. 短波長: (660nm 標準値)

4. 直径5.6mm小型パッケージの採用

5. アノードコモンタイプ(ML101J14)とフロートタイプ(ML120G14)の2種類のピンアウトをサポート



ML1××14シリーズの外観

ML1××14シリーズの主な定格・特性(ケース温度: $T_c = 25^\circ\text{C}$)

記号	項目	測定条件	最小	標準	最大	単位
I_{th}	しきい値電流	CW	-	57	-	mA
I_{op}	動作電流	CW, $P_o = 50\text{mW}$	-	132	-	mA
V_{op}	動作電圧	CW, $P_o = 50\text{mW}$	-	2.5	3.0	V
η	動作電流スロープ効率	CW, $P_o = 50\text{mW}$	-	0.67	-	mW/mA
λ_p	ピーク発信波長	CW, $P_o = 50\text{mW}$	655	660	666	nm
θ_z	水平ビーム広がり角	CW, $P_o = 50\text{mW}$	-	8.5	-	°
θ_\perp	垂直ビーム広がり角	CW, $P_o = 50\text{mW}$	-	22	-	°