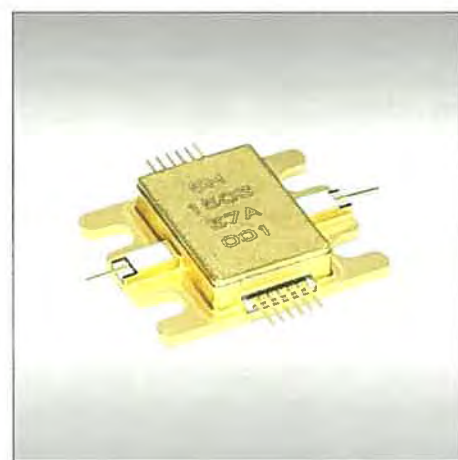


三菱電機技報

5

2015
Vol.89 No.5

高周波・光デバイス



目次

特集「高周波・光デバイス」

高周波・光デバイスにおけるこれからの可能性	1
宮本恭幸	
高周波・光デバイスの現状と展望	2
平野嘉仁	
リニアライザ内蔵Ku帯GaN HEMT MMIC	7
金谷 康・佐藤邦宏・小山英寿	
高出力Ku帯衛星通信用GaN HEMT MMICと 内部整合GaN HEMTのラインアップ拡充	11
國井徹郎・前原宏昭・今井翔平	
高効率GaNスイッチング増幅器技術	15
新庄真太郎・中溝英之・向井謙治	
GaN HEMTのオン状態ゲート電流の低減	19
佐々木 肇・加茂宣卓・門岩 薫	
移動体通信用送信増幅器における受信帯域雑音低減法の検討	23
廣部正和・弥政和宏・山本和也	
車載用低雑音GaAs HEMT増幅器	27
平山敏和・相原貴育・伊藤正康	
100Gbps送信用4波長25.8Gbps直接変調DFB-LD	31
境野 剛・島田征明・中村直幹・柳 崇・岸本一誠	
100Gbpsデジタルコヒーレント伝送用光源モジュール	35
望月敬太・後藤田光伸・上野雄鋭	
CFP光送受信器用低消費電力25Gbps EML-TOSA	39
馬場幹雄・斎藤 健・大和屋 武	
80km伝送用低消費電力CAN型10Gbps EML-TOSA	43
大谷龍輝・岡田規男・大和屋 武	
プロジェクタ用638nm帯高出力赤色半導体レーザ	47
蔵本恭介・西田武弘・阿部真司	
638nm帯高出力赤色半導体レーザの加速信頼性	51
満山 弘・門岩 薫・八木哲哉	

High Frequency and Optical Devices

Future Possibility of High-frequency & Optical Devices	Yasuyuki Miyamoto
Status and Outlook of High Frequency & Optical Devices	Yoshihito Hirano
Ku-band GaN HEMT MMIC with Integrated Linearizer	Koh Kanaya, Kunihiro Sato, Hidetoshi Koyama
Line-up Enhancement of High Power Ku-band GaN HEMT MMIC and Internally Matched GaN HEMTs for Satellite Communication	Tetsuo Kunii, Hiroaki Maehara, Shobei Imai
Technologies for High Efficiency GaN Switching-mode Amplifiers	Shintaro Shinjo, Hideyuki Nakamizo, Kenji Mukai
Decrease in On-state Gate Current of GaN HEMT	Hajime Sasaki, Yoshitaka Kamo, Kaoru Kadoiwa
Study of Rx Band Noise Reduction Technique on Tx Power Amplifier for Mobile Communications	Masakazu Hirobe, Kazuhiro Iyomasa, Kazuya Yamamoto
GaAs HEMT Low Noise Amplifier for Automotive Application	Toshikazu Hirayama, Yasuki Aihara, Masayasu Ito
25.8Gbps Direct Modulation DFB Lasers of 4 Wavelengths for 100Gbps Transmission	Go Sakaino, Masaaki Shimada, Naoki Nakamura, Takashi Nagira, Kazumasa Kishimoto
Laser Module for 100Gbps Digital Coherent Optical Transmission System	Keita Mochizuki, Mitsunobu Gotoda, Yuto Ueno
Low Power Consumption 25Gbps EML-TOSA for CFP Optical Transceiver	Mikio Baba, Takeshi Saito, Takeshi Yamatoya
Low Power Consumption 10Gbps EML-TOSA for 80km Transmission Employing CAN Package	Tatsuki Otani, Norio Okada, Takeshi Yamatoya
High Power 638nm Red Laser Diode for Display Applications	Kyosuke Kuramoto, Takehiro Nishida, Shinji Abe
Reliability Study on High Power 638nm Red Laser Diode	Hiroshi Mitsuyama, Kaoru Kadoiwa, Tetsuya Yagi

特許と新案

「高周波電力増幅器」	
「リファレンス電圧発生回路及びバイアス回路」	55
「光モジュール」	56

スポットライト

100Gbpsイーサネット光通信用小型集積モジュール



①



②

表紙：高周波・光デバイス

高度に発達した現代社会の各種システムの多くは、電波(高周波)や光を使った通信や制御を利用している。半導体による高周波・光デバイスは、これらのシステムを支え、ひいては便利な生活を実現するための重要な一翼を担っている。三菱電機は化合物半導体技術をベースに、特長ある高周波・光デバイスを開発し製品化して来た。本号では、これらのデバイスと関連技術について紹介している。

表紙に示した①はリニアライザ内蔵Ku帯GaN HEMT MMICである。山間地・離島・海洋における、また災害時の重要な通信手段である衛星通信装置の高性能化・小型化に寄与する。②はプロジェクタ用高出力赤色半導体レーザである。プロジェクタ光源として従来用いられてきた水銀ランプを置き換えることで低消費電力・高色再現性・長寿命を実現する。

巻/頭/言

高周波・光デバイスにおけるこれからの可能性

Future Possibility of High-frequency & Optical Devices

宮本恭幸

Yasuyuki Miyamoto



集積化による回路の高性能化と価格低下がエレクトロニクスの進歩を大きく支えてきた。これは半導体論理素子の縮小(スケーリング)が高性能化と素子面積縮小による価格低下の両方を同時にもたらすことによる。しかし単純なスケーリングは既に限界がきており、10年ほど前から歪(ひず)み技術の利用・高誘電率絶縁膜の導入・立体構造の採用などのテクノロジーブースタ技術との併用が性能向上には必須となった。

テクノロジーブースタ技術による進歩を続けるには新しいアイデアを定期的に導入することが要求される。次のテクノロジーブースタ技術として期待されるのは、シリコン以外の材料による高移動度チャネルであり、p形チャネル材料としてはゲルマニウム、n形チャネル材料としてはInGaAs(インジウムガリウムヒ素)が予想されている。実際に必要なチャネルの厚さは薄いことから、SOI(シリコンオンインシュレータ)と同様の技術を用いて絶縁膜を介してシリコン基板上に薄膜チャネルが形成されると思われる。

この技術を論理回路以外に使ったときの効果を考えてみよう。ディスクリート部品としての高周波電子デバイスには移動度と基板絶縁性(低寄生容量)から化合物半導体が使われてきたが、InGaAsは一般的に使われるGaAsよりも高移動度の化合物半導体であること、アンテナスイッチでは既に高い絶縁性を持ったSOIによるシリコンでのスイッチが使われていることを併せ考えると、SOIと同様に絶縁膜を挟んでSi基板上に形成されたInGaAs高移動度チャネルは、増幅器自身の高性能化のための入力波形制御回路などとのモノリシック集積をも可能にすることから、高周波デバイス分野のボリューム領域に高性能化と価格低下を巻き起こす可能性がある。

さらに、その波及効果を光の分野で考えてみよう。シリコンを光導波路に用いるシリコンフォトニクスは、導波路のコア・クラッド間の大きな屈折率差とシリコン集積回路の作成技術をあわせて、従来の石英系よりも微細な光回路

を形成することを可能として、波長多重通信用回路の微細化などを可能にしつつあるが、ここに光通信用の波長とはほぼ同じバンドギャップを持つInGaAsがシリコン集積回路上に薄膜で形成可能になれば、発光・受光を含む、ほぼ全ての光通信に必要な機能を集積化することが可能になる。

InGaAs薄膜を集積回路上に形成可能になったときに、いままでの高周波・光デバイス業界はどうすべきだろう? 論理用最先端集積回路を形成する生産技術は国内には現在なく、高移動度チャネルが導入されるのも、このままでは国外のみであろう。するとその生産は海外のファウンドリに依頼する形になってしまう。しかしこれまでの高周波回路や光回路での経験は当然回路作成に重要であり、そのためファウンドリがプロセスを最適化できるかも疑わしい。一方、研究段階でファウンドリにおけるプロセス途中のウェーハを大学に渡して一部のプロセスをいれ、そのあとのプロセスを再度ファウンドリで行う例もあると聞く。高移動度チャネルの形成されたウェーハは、おそらくファウンドリではないSOI関連の企業が供給するだろうこと、次世代の露光機としてマルチ電子ビーム露光機の開発なども進んでいることも併せ考え、論理回路部分はファウンドリに依頼しつつ、心臓部だけを作る協力関係は考えられないだろうか?

さらに、昨年のノーベル賞で注目されたワイドバンドギャップ半導体GaN(窒化ガリウム)はハイパワー高周波デバイスの材料として重要だが、窒化ホウ素を中間層として薄膜のみの異種基板上転写が実現されている。したがってハイパワー高周波デバイス、さらにはGaNによるパワーデバイスをSi集積回路上の薄膜を用いて形成することも不可能ではないだろう。

集積化による高機能化・低価格化が半導体論理回路のたどった道である。高周波・光デバイスに集積化の流れを作る新しい技術が起きる可能性に注意を払うべきではないか?と思う。



平野嘉仁*

高周波・光デバイスの現状と展望

Status and Outlook of High Frequency & Optical Devices

Yoshihito Hirano

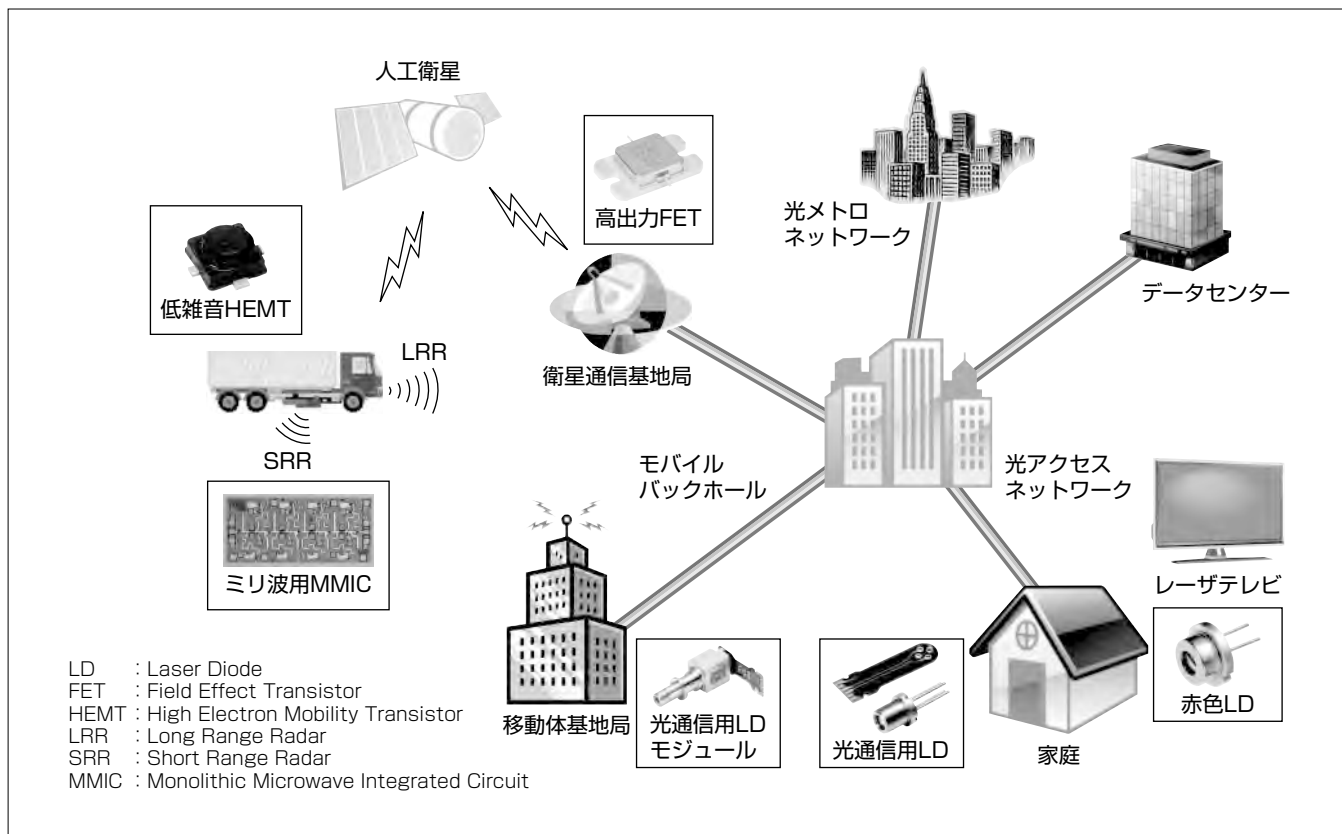
要 旨

近年、マイクロ波を用いた無線通信システムは、現代社会に不可欠なものとなっており、その適用分野は携帯電話、衛星通信、無線LAN(Local Area Network)など多岐にわたっている。1990年代以降、メールやインターネットなどのデータサービスの急増によって無線ネットワークの負荷が爆発的に増大し、これを支える低消費電力でコンパクトな高周波デバイスが強く求められている。特に高出力領域では移動体基地局や衛星通信基地局を中心に高電源電圧動作が可能なGa_N(窒化ガリウム)デバイスの導入が進みつつある。一方、インターネットでの動画配信の増加によって光アクセスネットワークの普及が世界的に進み、更なる通信容量増大の要求に応えるため、最高速度10Gbpsを実現する次世代技術が確立されつつある。さらに通信ネットワーク全体を支えるメトロネットワーク、コアネットワークや

モバイルバックホールでも、現状の10Gbps／40Gbpsを超えた100Gbps時代が急速に幕を開けつつあり、それに対応した光デバイスの開発が加速されている。

また、自動車の安全・快適志向の高まりによって、通信及びセンシングに用いられる車載用高周波デバイスが注目されている。現状の通信装置は、GPS(Global Positioning System)や衛星ラジオと限定的であるが、今後は自動運転に向け車車間(Vehicle to Vehicle：V2V)・路車間(Vehicle to Infrastructure：V2I)通信の整備が期待されている。センシング装置としては対象物との距離・相対速度を測る77GHz帯(ミリ波)／24GHz帯(準ミリ波)のドップラーレーダ装置が急速に普及している。

さらに家庭電器製品分野では、演色性に優れた映像用高出力赤色半導体レーザーの商用化が進んでいる。



三菱電機の高周波・光デバイスが支える社会

当社の高周波・光デバイスは、高速大容量通信システムに限らず各種通信装置、車載用通信及びセンシング装置や家庭電器製品など広い分野に適用され、社会を支えている。

1. ま え が き

近年のスマートフォンやタブレットの急速な普及は、通信トラフィックの爆発的な増大を引き起こしている。また、インターネット経由の高画質な動画配信需要の高まりによって、それに応えるための光アクセスネットワークが世界的規模で普及しつつある。このようなデジタル通信網を構成する高速情報機器の基幹部品である高周波・光デバイスは、その重要度が一層増加し、更なる進化が期待されている。

本稿では、化合物半導体をベースとした高周波・光デバイスの市場・技術動向と将来展望について述べる。また、将来の伸張が期待される通信分野以外への展開についても併せて述べる。

2. 高周波デバイス

2.1 高出力用Ga_Nデバイス

2.1.1 市場動向

無線通信は、19世紀のマルコーニの無線電信機の時代から発展を続け、ラジオやテレビ、固定無線局による通信、衛星通信、トランシーバを経て、1980年代には各個人が持ち歩ける携帯電話の第1世代(1G)が始まった。その後デジタル技術の導入によって、通信速度がより速いPDC(Personal Digital Cellular)やCdmaOne(Code division multiple access One)といった第2世代、世界標準となる通信方式であるW-CDMA(Wideband Code Division Multiple Access)、CDMA2000^(注1)やHSDPA/HSUPA(High-Speed Downlink/Uplink Packet Access)といった第三世代に進み、現在は更に高速な第四世代のLTE(Long Term Evolution)、LTE-A(Advanced)へ向かいつつある。この30年間に通信速度は、初期の9.6kbpsから約100,000倍の1Gbpsに増えている(図1)。通信速度の増大に伴い、音声だけの通信からメール、データ、画像やブラウジング、動画まで扱える情報が飛躍的に拡大している。来る第五世代ではミリ波帯も含めた広帯域通信による超高速通信が議論されている。

近年のスマートフォン、タブレットの急速な普及に見られるように、モバイル通信でいつでもどこでもネットワー

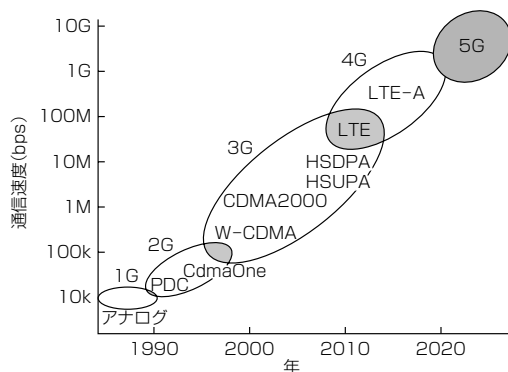


図1. モバイル通信速度の変遷⁽¹⁾

クにつながり、情報にアクセスし、誰とでも連絡できる生活があたり前となりつつある。また、従来の携帯電話網による通信に加えて、機械間の通信(Machine to Machine: M2M)、無線LAN、衛星通信といった多様な無線通信による情報ネットワークが利用されており、今後、無線通信による通信トラフィックは更に増大していく。

こういった無線通信を支えるデバイスとして、Si(シリコン)や化合物半導体が用いられており、周波数や出力電力によって最適なデバイスが使われている(図2)。出力電力が小さな用途にはCMOSやSiGe(シリコンゲルマニウム)が多用されるが、1W以上の出力ではGaAs(ガリウムヒ素)デバイスが用いられる。数十～数百Wの電力では、周波数の低い領域はLDMOS(Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor)、高周波ではGaNが使われ、パワーデバイス等の低周波・高出力用途にはSiC(シリコンカーバイド)が用いられる。M2Mのような低周波・低出力ではCMOSやSiGe、無線LANでは周波数が高くなるためGaAsも使用される。周波数が5GHz帯以上となるVSAT(Very Small Aperture Terminal)等の衛星通信では、従来のGaAsに換えてGaNが使われつつある。周波数0.7～3.5GHzが主流となる携帯電話ではLDMOSが主流であったが、近年はより高効率で小型化・広帯域化が可能となるGaNデバイスが使われ始めている。

(注1) CDMA2000は、米国電気通信工業会(TELECOMMUNICATIONS INDUSTRY ASSOCIATION USA)の登録商標である。

2.1.2 技術動向

携帯電話の基地局や衛星通信基地局では、グリーン化の要請から消費電力の低減が大きな課題となっており、電力を多用する送信用増幅器の高効率化が強く要請されている。また、通信トラフィックの増加に伴い通信帯域が増えつつあり、各帯域の機器を収容する必要性から機器の小型化が進み、増幅器の高効率化によって排熱量を低減することが必須となっている。

高周波・高出力デバイスとしてはLDMOS、GaAs、GaNがあるが、バンドギャップエネルギーが最も高く、限界破壊電界を大きくできるGaNは、高い動作電圧を実現でき、高出力かつ高効率化を可能とする。当社は2005年からGaN

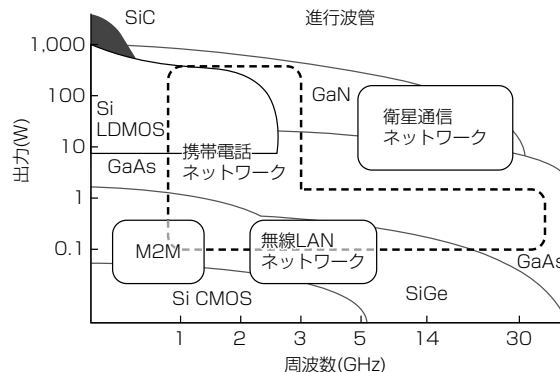


図2. 通信周波数・出力とデバイスの関係

デバイスの製品化を進めており、衛星通信やレーダ、携帯電話用基地局の増幅器に適用し、高効率かつ小型な増幅器の実現に貢献している。

当社Ga_{0.5}N_{0.5}トランジスタは、ソース・ドレイン電極の直下にオーミックイオン注入構造を採用することによって、寄生抵抗を低減し、トランジスタを高効率化するとともに、絶縁膜形成にCat-CVD(Catalytic Chemical Vapor Deposition: 触媒化学気相成長)を用いることによって、半導体中の電子トラップを低減して効率を更に改善している。携帯電話基地局用のLDMOSと効率を比較するとGa_{0.5}N_{0.5}デバイスは素子効率が高く、増幅器の高効率化に有効である。2GHz帯以下では安価なSi基板上にGa_{0.5}N_{0.5}トランジスタを形成した“Ga_{0.5}N_{0.5} on Si”デバイスであっても、一般的な“Ga_{0.5}N_{0.5} on SiC”デバイスと同等な効率が得られており、今後はコストも含めて市場の要請に応じていくことが可能となりつつある。また、増幅器の高効率化ではトランジスタの効率改善に加えて、回路をエンベロープトラッキング方式とする方策がある。Ga_{0.5}N_{0.5}デバイスは、エンベロープを増幅する部分にも、高効率なスイッチング増幅器として適用でき、基地局のグリーン化に大きく貢献できる。

周波数の高い分野では、衛星通信用増幅器にGa_{0.5}N_{0.5}デバイスが使われており、当社はC帯、Ku帯で100W、80Wの出力まで内部整合型FETでカバーしている。さらに、これら高効率・高出力な内部整合型Ga_{0.5}N_{0.5}デバイスに組み合わせ、容易に小型軽量の送信機を実現するための、Ga_{0.5}N_{0.5} MMICも用意している。このMMICを用いることでドライブ段も含めて増幅器全体をGa_{0.5}N_{0.5}で構成でき、電源の統一化ができるなど、小型軽量の送信機を容易に実現できる。さらに、このMMICには、通信機器で要求される低歪(ひずみ)化のための歪補償回路が集積されており、Ga_{0.5}N_{0.5}を初めて導入するユーザーにも使いやすいソリューションを提供している。

今後は高出力、高効率、高信頼なGa_{0.5}N_{0.5}の特性を生かした分野に向けて改良を続けるとともに、コスト面でもプラスチックパッケージの導入や、“Ga_{0.5}N_{0.5} on Si”の適用によって、より使いやすいデバイスに仕上げていく。

2.2 車載用高周波デバイス

2.2.1 市場動向

自動車に用いられる高周波デバイスとして、大きく分けて通信装置とセンシング装置がある。携帯電話が広く普及したため、高周波の車載用通信装置としては、GPS信号受信装置(1.6GHz帯)や北米でサービス中の衛星デジタルラジオ受信装置(2.4GHz帯)と限定的である。今後は自動運転に向け車間(V2V)・路車間(V2I)通信(760MHz帯、5.9GHz帯)の整備が期待されている。高周波のセンシング装置としては対象物との距離・相対速度を測る77GHz帯(ミリ波)/24GHz帯(準ミリ波)のドップラーレーダ装置の普及が急速に進んでいる。欧州では24GHz帯から79GHz帯

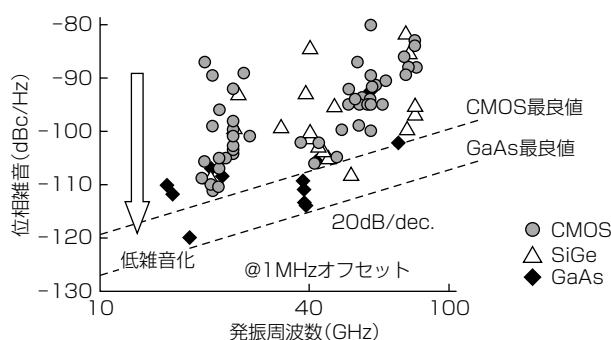


図3. 位相雑音の比較(当社調べ)

へ移行する動きが活発であるが、全世界的な普及にはまだ時間を要する。ミリ波レーダの製品化は2003年に始まり、現在は前方の衝突回避システムなどに用いられているが、今後、NCAP/Euro-NCAP(北米/欧州の保険優遇措置)の改定によって、歩行者検知(2016年)・夜間歩行者検知(2018年)へと高機能化されていく見込みである。高周波デバイスとしては高機能化に伴う広帯域化・低雑音化と普及に伴う低価格化との2極化が進むと考えられる。

2.2.2 技術動向

衛星デジタルラジオ受信装置はアンテナとチューナー間の距離が長く、低雑音化のためアンテナ端にGaAsディスクリットHEMTが多く用いられている。HEMTは衛星放送受信で広く普及しており非常に安価であること、アンテナの大きさ以上の小型化(集積化)が不要であることなどがGaAsディスクリットHEMTが継続使用されている主な理由である。5.9GHz帯のV2V通信用デバイスは、WiFi用デバイスが流用できるためSiGe ICが主流であるが、2015年から始まるシステム検証実験の結果によっては要求仕様が厳しくなり、GaAsデバイスでの対応が必要となる可能性もある。ミリ波レーダ用デバイスは当初はGaAs MMICが主流であったが、現在はSiGe ICでもある程度の性能が確保できるようになってきた。GaAs MMICは高コストが最大のデメリットであるが、低雑音性の点で最も優れているため(図3)、高級モデルには引き続きGaAsデバイスが採用される見込みである。

3. 光通信用デバイス

3.1 光通信用デバイス

3.1.1 市場動向

光通信では、図4に示すように、主に一般消費者などのエンドユーザーに光ファイバがつながるFTTH(Fiber To The Home)に代表される光アクセスネットワーク、都市内及び都市の局舎間をいくつかのリング状につなげる距離数十～数百kmのメトロネットワーク、さらにハブとなる大都市間や大陸間の数百～8,000kmにも及ぶ長距離を結ぶコアネットワーク、に大別できる。最近伸張著しい携帯電話ネットワークも個々の携帯電話信号を授受する基地局同士は光ファイバで結ばれる有線光通信ネットワークであり、次にそれらも含めた

有線光通信ネットワークの市場動向について概観する。

NetflixやYouTube^(注2)などインターネットにおける動画配信によって光通信が世界的に大きく伸張している。一般家庭にまで光ファイバを接続するFTTH、拡大するデータセンター内光ネットワーク、さらにそれらを広域でつなぐメトロネットワーク、コアネットワークがそれぞれ伸張している。FTTHにはIEEE(アイ・トリプル・イー)及びITU-T(国際電気通信連合電気通信標準化部門)という2つの規格化団体で規格化されたGE-PON(Gigabit Ethernet^(注3) Passive Optical Network:下り最高速度1 Gbps)及びG-PON(Gigabit Passive Optical Network:下り最高速度2.5Gbps)という事実上現行のFTTHを二分する規格がある。さらに両規格とも最高速度10Gbpsを実現する10G-EPON及びXG-PONが準備され、2015年には一部先進地域での導入開始が見込まれている。2014年度末で推定13億回線にまで普及してきた世界のFTTH加入者分布を図5に示す。一方、データセンターの中でも特に大規模なスーパーデータセンターと呼ばれるような先進のデータセンターでは10Gbps信号を4つ束ねた40Gbpsシステムが既に使われ、さらに25Gbps信号を束ねた100Gbpsシステムも導入が始まろうとしている。これに加えてスマートフォンやタブレット端末の世界的な普及によって、これらのデータを束ねるメトロネットワーク及びコアネットワークは現在主流の10Gbpsや40Gbpsから100Gbps時代へ急速に変わりつつある。光信号のOn-Offを用いた従来の直接変調方式では100Gbpsの実現が難しく、異なる波長の25Gbpsの直接変調信号を4つ束ねた波長多重方式や、25Gbps信号を4値位相で動作することに加えて偏波(偏光)による信号の2重化を組み合わせた位相変

調方式が業界標準として採用されつつある。

(注2) YouTubeは、Google Inc. の登録商標である。

(注3) Ethernetは、富士ゼロックス㈱の登録商標である。

3.1.2 技術動向

先に述べた各ネットワークの違いによらず、機器やデバイスでは小型・省電力化が進展している。情報通信機器の世界的な電力消費量は増加の一途を辿(たど)っており、2025年には世界の総発電量の15%までも増大することが懸念されている。地球温暖化対策や持続可能な成長を考えると、このネットワークの高速化には同時に省電力化が必須である。機器やデバイスの通信主機能の省電力化は当然のこと、それらの安定動作のために冷却を要することが増え、これら冷却機能の消費電力低減が総電力削減に大きく影響する。省電力方策として、デバイスの高温動作を可能として冷却の必要性を低減することなどが非常に重要となってきた。

また、通信量の増加に比べ事業収入の増加は緩やかなため、高速化の際に低コスト化が同時に求められる。通信事業者はコスト抑制のため、機器の小型化を進め高密度実装を可能とすることで局舎内スペースの削減につなげることを追求している。小型・高密度化のためには、高温における特性保持も含めた小型・集積化が必要となる。つまり、光デバイスに求められている技術動向は、高速化に加え、低コスト化の市場要求をトリガーとした省電力化及び小型・集積化の3点となる。

(1) 高速化

ネットの世界的な普及や映像利用の拡大などをけん引役に常に求められている。

(2) 省電力化

メトロネットワーク、コアネットワークで現在多く使われている10Gbpsは、相対的に長距離となる数十km以上の伝送や波長多重による大容量伝送では冷却素子を内蔵した変調器集積LDが主要デバイスだが、その冷却電力を減らすことが省電力化の大きな鍵となる。今後普及が見込まれるアクセス系の10Gbps化にも同様のデバイスが必要となり、先に述べた数の多さを考えると世界的な普及に備え省電力化が喫緊の課題となる。さらにメトロネットワークで求められる100Gbps用デバイスは4つの波長の異なる素子を用いるため、冷却用の消費電力が4倍も必要となり従来以上に省電力化が求められる。そのため、冷却機能を必要とする変調器集積LDに代えて冷却が不用となる直接変調LDなどの新たなデバイスが求められる。冷却などの温度調整を省くには使用環境温度すべてにわたって高速変調信号を送信する広い温度範囲特性を必要とするため、広い環境温度範囲で25Gbpsの高速性を実現する直接変調LDはその有力な候補である。特に近年データ通信量が顕著に増加しているデータセンターは高速かつ省電力のデバイスを求める最先端分野で、今後急速に市場拡大が見込まれる。

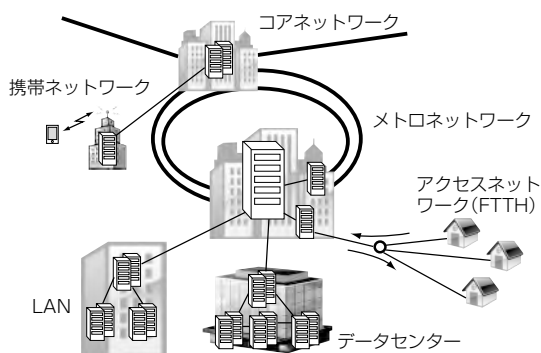


図4. 光通信ネットワーク

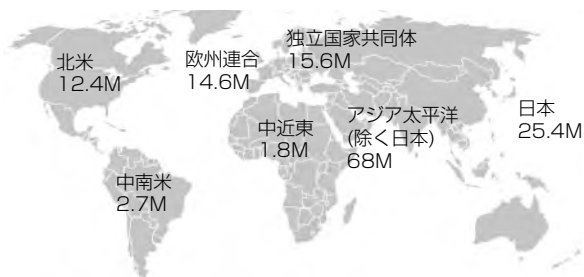


図5. 世界各地域のFTTH加入者数(2014年度末現在)⁽²⁾

(3) 小型・集積化

光デバイスが同時に進むべき方向性である。例えばメトロネットワーク向け100Gbpsデバイスは波長の異なる4素子を集積するため4波長の集積モジュール化が進められている。特に送信モジュールの場合は出射部サイズが数 μm 程度の4つのLDと入射部が10 μm 程度の光ファイバをずれなく高密度実装するため、PLC(Planer Lightwave Circuit)を始めとする波長合波技術を用いて集積するなど集積化モジュール技術が今後ますます重要となる。またFTTHでは既にユーザーに普及している既存のGE-PONネットワークをスムーズに次世代10G-EPONネットワークへ移行させるため、光デバイスにもGE-PON/10G-EPONの両方への対応が求められ、デバイスのハイブリッド集積が進みつつある。さらに集積技術の進むべき方向として、コアネットワークでも高速化に伴う位相変調機能の集積化や波長可変LDとのハイブリッド集積又はモノリシック集積が、その究極の集積形態として進められている。

3.2 映像用赤色LD

3.2.1 市場動向

3.1節では光通信の波長1.3~1.5 μm の光デバイスに関して述べたが、今後の応用が期待される分野として映像を中心とした可視光LDがある。特に映像分野ではLDの純色性が従来の映像を超える臨場経験をもたらすことや、高い効率などが省電力・環境対応の重要性から注目されている。

近年、当社では映像の質を高める目的で3原色をLDで揃(そろ)えたレーザープロジェクションテレビ“LaserVue”やバックライト液晶に赤色LDを導入したレーザーバックライト液晶テレビ“Real LaserVue”など、LDを採用した映像製品の提供を始めている。さらに映像に関する世界標準として、現在主流のHDTV(High Definition Television)の解像度(1920×1080)を4倍に高めた4K(解像度:3840×2160)規格が定められ、4K規格テレビの市販及び放送が開始されつつある。この4K規格では色域規格の拡張が図られ、従来のテレビで用いられる光源を超えた高い色純度が求められる。図6に4K国際標準規格、通常白色LED(Light Emitting Diode)バックライト液晶テレビ、レーザーバックライト液晶テレビのそれぞれの色域を示す。通常白色LEDを用いた場合に比べ、レーザーバックライト液晶テレビは30%の色域拡大が図られており次世代4K規格テレビで求められる色域規格拡張へ近づいていることが分かる。特に国内では2020年の東京オリンピックに向け、更なる色域拡大と合わせて4K規格テレビ及び放送の普及が進むと期待される。

同じ映像分野のアプリケーションとして、プロジェクタにもLDを採用する動きがある。純色性に加えレーザーの高い指向性及び長寿命がメリットとなるシネマ用プロジェクタや高輝度プロジェクタでは、環境規制によるハロゲンランプや水銀ランプ廃止の動きへの対応と合わせ、今後の

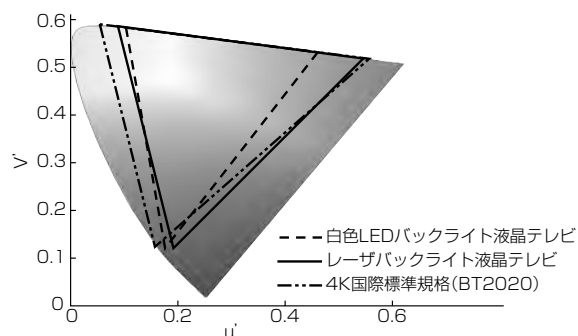


図6. 色再現範囲(CIE 1976 UCS 色度図)

LD活用が大いに期待されている。

3.2.2 技術動向

テレビ用LDは波長及び色純度が今後重要となる。LDは本質的にLEDと比べ色純度が高いが、例えば“赤色”のLDといっても人の目の感度(視感度という)には波長による違いがあり、同じ“赤色”の中でも波長によって必要となる出力が異なる。同時に3原色による広い色域を確保するために必要な波長があるため、両者を考慮したより効率の良い波長のLD開発が活発になることが考えられる。一方で、テレビは長期間の連続利用が前提となるため、家庭環境内の温度や湿度変化に対応することと合わせ、長期信頼性の要求を満たす技術開発が進められている。

シネマ用プロジェクタや高輝度プロジェクタは、数千ルーメンから数万ルーメンの明るさが求められ、必要となるLDの出力はkWレベルに達する。一方で画像を形成するデバイスは小型であるため、光源となるLDも小型サイズが望ましい。そのため小型かつ高出力、すなわち輝度の高いLDが待望される。また動作条件としては、これらハイエンドプロジェクタでは連続駆動が主流で放熱のための冷却を考慮すると、ランプを置き換えることによる環境対応にとどまらず、高効率化による省電力性も重要となる。今後のプロジェクタへのLD適用を拡大してゆくためには、輝度向上を含めた高出力化と高効率化が技術開発の重要な方向性となる。

4. む す び

情報通信の更なる高速化、システムの普及に貢献する装置の小型化と省電力化を実現するための基幹部品である高周波・光デバイスの現状と展望を述べた。これら情報通信分野だけでなく、当社は社会が求めるキーデバイスをグローバルに提供し、ゆとりある社会の実現に向けて貢献していく所存である。

参 考 文 献

- (1) 総務省：電波政策ビジョン懇談会中間とりまとめ (2014) http://soumu.go.jp/main_content/000321305.pdf
- (2) 総務省：Statistics in Ministry of Internal Affairs & Communications, Japan FTTH council, Ovum

リニアライザ内蔵Ku帯GaN HEMT MMIC

金谷 康*
佐藤邦宏*
小山英寿*

Ku-band GaN HEMT MMIC with Integrated Linearizer

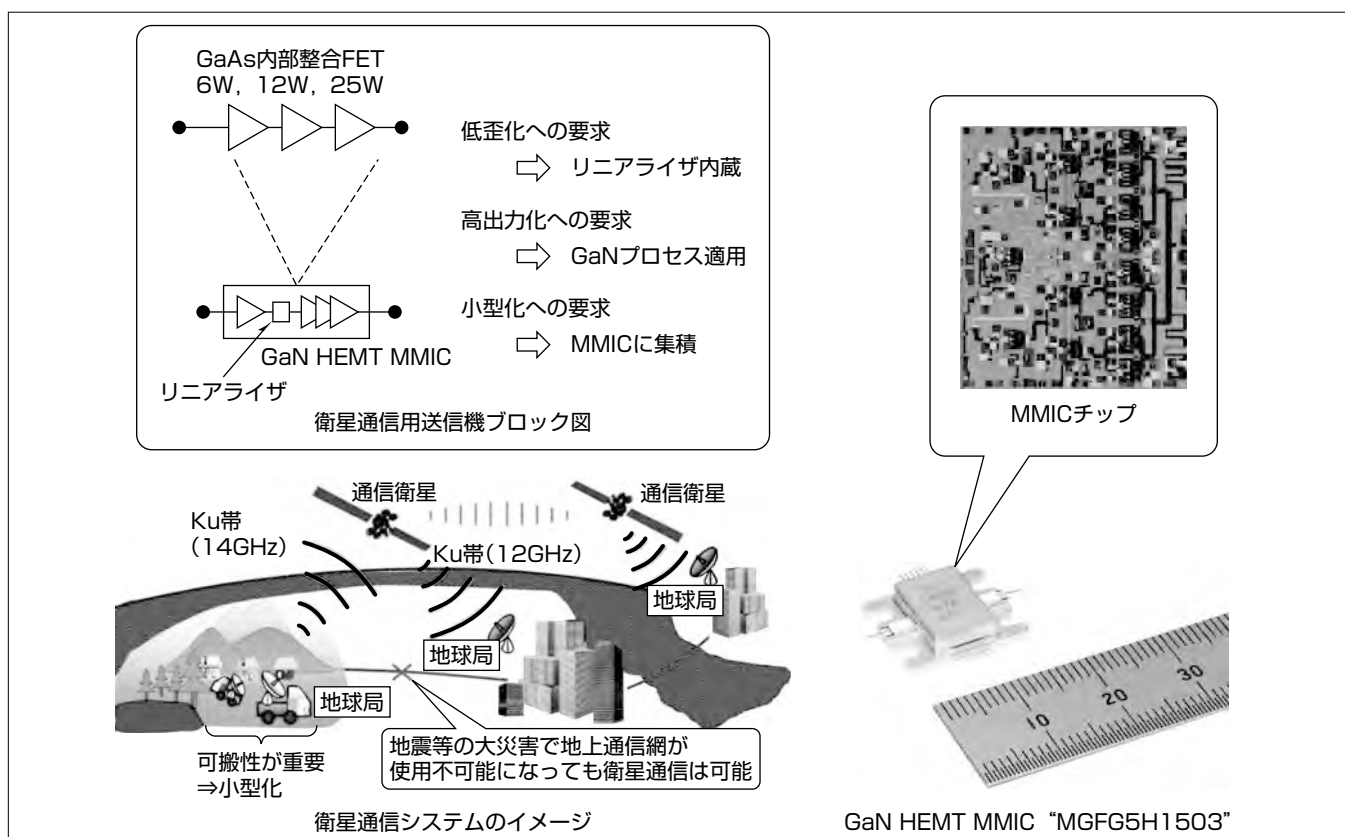
Koh Kanaya, Kunihiro Sato, Hidetoshi Koyama

要 旨

衛星通信市場では送信機の小型化や高出力化が要求されている。最終段はGaN(窒化ガリウム)による高出力化が進んでいる。これに伴いドライバ段にも高出力化が求められておりGaNの適用が期待されている。しかし、GaN特有のソフトコンプレッション(入力電力が低い段階で利得圧縮が始まる)に起因する歪(ひずみ)特性の低下問題があるため、GaNへの置き換えは進んでいなかった。今回、GaNの歪特性を補償するリニアライザを開発して低歪化を図った。また、全段をGaN HEMT(High Electron Mobility Transistor)で構成した高出力3段アンプを開発した。さらに、リニアライザとアンプをMMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)に集積して小型化を実現した。

このMMICには小型化に有利な並列ダイオードリニアライザを適用した。振幅歪や位相歪がアンプと逆特性を持つリニアライザで、アンプの振幅歪や位相歪を補償した。これによって、衛星通信で重要なパラメータである線形出力(主信号と3次相互変調信号の比が-25dBcとなる出力)が41dBm(12.6W)と、リニアライザなしのMMICと比較して約4dB改善した。これはGaNを用いた高出力MMICでは世界最高^(注1)の線形出力である。これによって、従来、複数のGaAs(ガリウムヒ素)内部整合FET(Field Effect Transistor)で構成されていた送信機を1つのGaN HEMT MMICで置き換えることができ、送信機の小型化・高性能化に貢献する。

(注1) 2014年12月31日現在、当社調べ



衛星通信システムのイメージとGaN HEMT MMIC“MGFG5H1503”

大規模災害で地上通信網が使用不能になった際、衛星通信を使用する。可搬性が重要であるため、送信機の小型化は必須である。また、高速通信に向けて高出力化・低歪化が求められている。これらの要求に応えるため、リニアライザ内蔵20W GaN HEMT MMIC “MGFG5H1503”を開発した。パッケージサイズは16.4×13.8(mm)、チップサイズは4.0×4.6(mm)である。

1. ま え が き

大規模災害時の通信確保や地上通信網の整備が地理的に難しい地域での通信手段として、Ku帯(12.4～18GHzの周波数の総称)衛星通信が注目されている。衛星通信市場では送信機の小型化や高出力化が要求されており、送信機の最終段では従来のGaAsを用いた内部整合FETから、高出力化に有利なGaNを用いた内部整合HEMTへ置き換わりつつある。最終段の高出力化に伴い、ドライバ段にも高出力化が求められておりGaNの適用が期待されている。しかし、GaN特有のソフトコンプレッションに起因する歪特性の低下問題があるため、GaNへの置き換えは進んでいなかった。特に、多段構成となるドライバ段はソフトコンプレッションが段数に比例して大きくなるため、GaNの適用が難しかった。

今回、高出力化・小型化の要求に応えるため、最終段及びドライバ段を全てGaNで構成したMMICアンプを開発した。また、振幅歪や位相歪がアンプと逆特性を持つリニアライザとバッファアンプをMMICに集積し、歪特性の改善を図った。これによって、従来、複数のGaAs内部整合FETで構成されていた送信機を1つのGaN MMICで置き換えることが可能となった。

本稿では、リニアライザを内蔵したKu帯GaN HEMT MMIC“MGFG5H1503”の開発について詳細を述べる。CW(Continuous Wave)動作で、飽和出力は43dBm(20W)、利得は23dBと、高出力・高利得な特性が得られた。また、今回開発したリニアライザによって、衛星通信で重要なパラメータである線形出力が41dBm(12.6W)と、リニアライザなしでのMMICと比較して約4 dB改善した。GaNプロセスを用いた高出力MMICとしては世界最高の線形出力を持つデバイスを実現した。また、このMMICを用いることで、MMICの後段に接続される内部整合HEMTと動作電圧を24Vで統一できるため、電源の小型化・低コスト化にも有効である。これらによって、Ku帯衛星通信用送信機の高性能化・小型化・低コスト化に貢献することができる。

2. MMICの設計

この開発の目的はMMICの高出力・高利得化・低歪化であるため、目標飽和出力は43dBm(20W)、目標利得は20dB、目標線形出力は40dBm(10W)とした。帯域はKu帯衛星通信で用いられる13.75～14.5GHzとした。MMICは図1のように、3段アンプの前段にバッファアンプとリニアライザを設置した。次に、3段アンプ及びリニアライザの設計について述べる。

2.1 3段アンプ部の設計

MMICに適用するHEMTセルのゲート幅は14GHz帯でも十分な利得を持つ1.2mmとした。使用するHEMTセル

の出力電力密度は14GHz帯で3.0W/mmである。最終段のゲート幅は1.2mmセルの8合成である9.6mmとした。出力回路の合成損失、パッケージ損失、自己発熱による出力低下を考慮しても十分なマージンがある。目標利得を達成するために、アンプは3段構成とした。ドライバ段については、歪が低い線形領域で後段をドライブできるように、ゲート幅比は1:2として1, 2段目のゲート幅を各々2.4mm, 4.8mmとした。高出力化と低歪化を達成するための、出力側負荷は出力整合、入力側負荷は歪整合とした。この3段アンプの前段に次節で述べるリニアライザを設けた。

2.2 リニアライザ部の設計

図2にリニアライザによる低歪化のイメージ図を示す。アンプに2信号を入力した場合、アンプの出力には3次相互変調信号が発生する。歪特性の指標として、主信号と3次相互変調信号との比である3次相互変調歪IM3(3rd order InterModulation distortion)があるが、通信品質を向上させるには、IM3は極力低い方がよい。一般に、アンプは入力電力増加に従い、利得は減少、位相は正に変化するAM-AM, AM-PM(Amplitude Modulation: AM, Phase Modulation: PM)特性を持つ。AM-AM, AM-PM特性はIM3に大きく影響する。一方、リニアライザでは、AM-AM, AM-PMをアンプと逆の特性にすることができる。アンプとリニアライザとを接続することでAM-AM, AM-PMが相殺されて、MMIC全体で平坦なAM-AM, AM-PM特性が得られ、IM3レベルを低減することができる。

リニアライザによってIM3を低減できるが、チップ面積

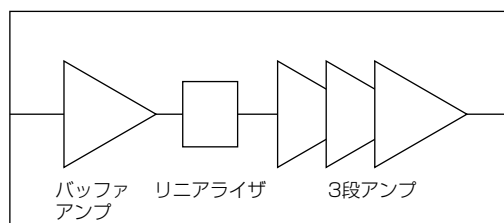


図1. MMICの構成

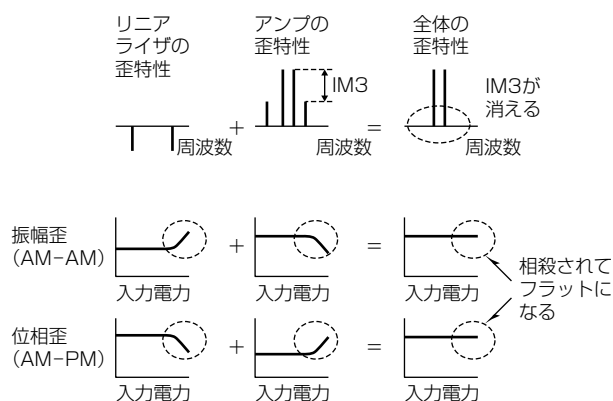


図2. リニアライザによる低歪化イメージ

が増加することは望ましくない。このMMICではAM-AMを線形化しやすく、また、チップの小型化に有利な並列ダイオードリニアライザ⁽¹⁾を採用した。図3に並列ダイオードリニアライザの回路図を示す。バイアス回路の抵抗とダイオードからなる簡素な回路であるため、3段アンプのチップ面積を増加させずにMMICに適用できる。

通常の並列ダイオードリニアライザでは、ダイオードのカソードにピアホールを接続して接地するが、Ku帯ではピアホールの寄生インダクタンスを無視できない。このMMICではカソードインダクタ L_c を設け、設計パラメータとして利用した⁽²⁾。図4にカソードインダクタンスをパラメータとしたリニアライザのAM-AM、AM-PM特性を示す。ピアホールの寄生インダクタンスである30pHで

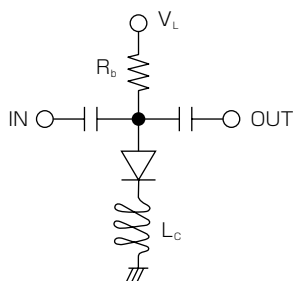
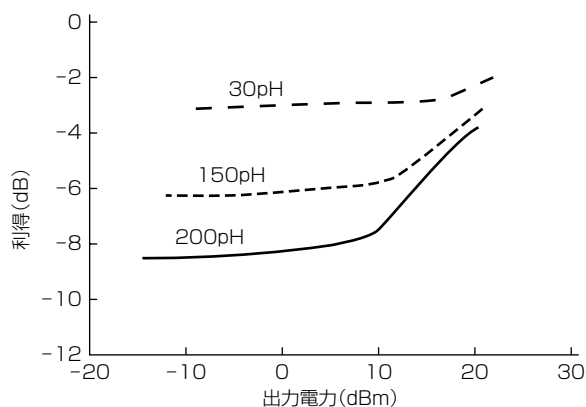
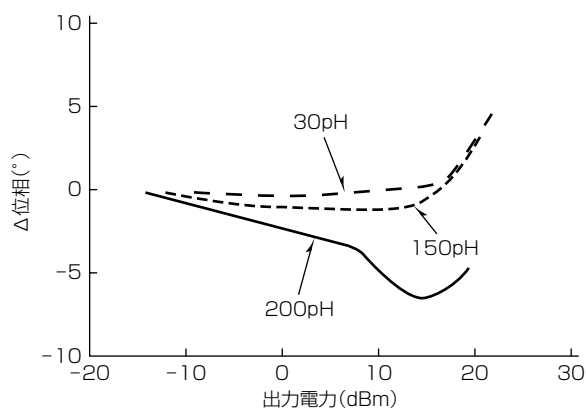


図3. 並列ダイオードリニアライザの回路図



(a) AM-AM



(b) AM-PM

図4. リニアライザのAM-AM, AM-PM特性

はリニアライザの挿入損失は低いものの、利得増加幅は狭い。150pHでは利得増加幅は広いが位相歪がアンプと同方向でありアンプの位相が相殺されない。200pHでは利得増加幅が広く、かつ、位相がアンプと逆特性であり、アンプのAM-AM、AM-PMを相殺することができる。ピアホールの寄生インダクタンスは30pHであるため、このMMICには170pHのカソードインダクタを挿入した。

また、入力端子とリニアライザをアイソレートし、リニアライザの挿入損失8 dBを補償できるバッファアンプをリニアライザの前段に設けた。

3. 測定結果

オンウェーハで直流特性及びSパラメータのテストを実施した後、パッケージに実装し、専用の評価治具で大信号特性を測定した。大信号特性は全てCWモードで測定した。

図5にリニアライザ内蔵MMICの入出力特性を示す。飽和出力は43dBm (20W)、線形利得は23dB、電力付加効率 (Power Added Efficiency : PAE) は22%であり、2章で述べた目標値を達成した。また、衛星通信で使用する13.75~14.5GHzで、周波数によらない出力、利得特性を実現した。

図6、図7にMMICのAM-AM特性、AM-PM特性、IM3特性をそれぞれ示す。リニアライザ効果の確認のため、リニアライザとバッファアンプなしの3段アンプMMICの特性も示す。AM-AM特性は、リニアライザありの方が利得圧縮開始点が高く、1 dB利得圧縮点が2 dB向上している。AM-PM特性は、リニアライザありの方では位相歪が $\pm 5^\circ$ 以下に抑制されている。IM3が -25 dBcとなる線形出力は、リニアライザなしでは37dBm (5 W)であるが、リニアライザありでは41dBm (12.6W)と、線形出力が約4 dB向上している。どちらの歪特性もリニアライザによる効果が大いことが分かる。

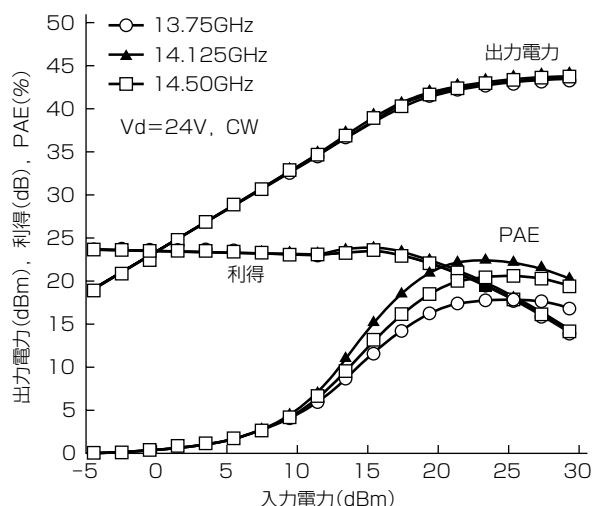


図5. MMICの入出力特性

表 1. Ku帯高出力MMIC製品の特性比較

製品形名(メーカー)	ゲート長(μm)	動作電圧(V)	飽和出力(dBm)	線形出力(dBm, Total Power)
TGA2579-2-FL ⁽³⁾ (Qorvo, Inc.)	0.25	25	43	35
TGA2239 ⁽⁴⁾ (Qorvo, Inc.)	0.15	22	46	40
MGFG5H1503(三菱電機株)	0.25	24	43	41

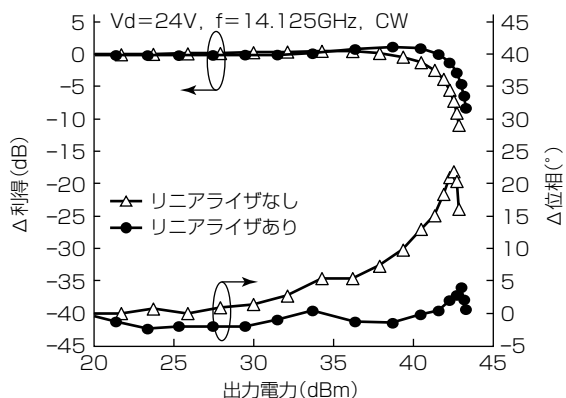


図 6. MMICのAM-AM, AM-PM特性

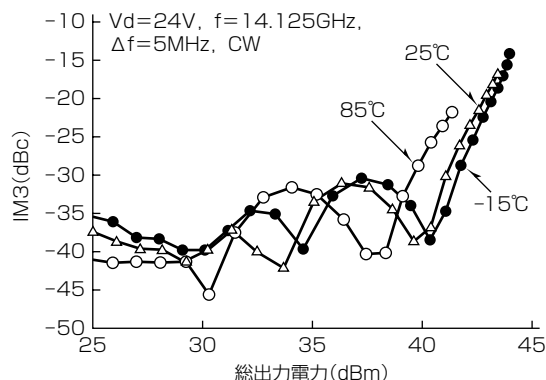


図 8. IM3の温度特性

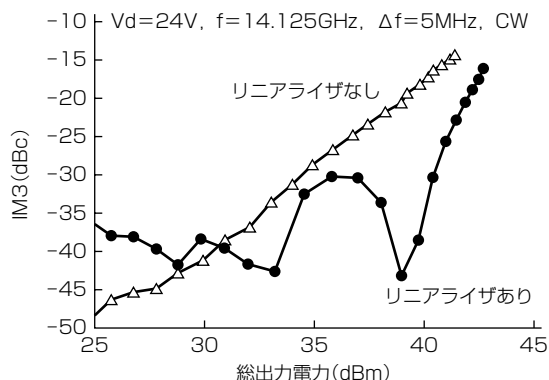


図 7. MMICのIM3特性

図 8 にIM3の環境温度依存性を示す。低温 -15°C ～高温 $+85^{\circ}\text{C}$ にて、線形出力は 41.8dBm (15.2W)～ 40.1dBm (10.2W)であり、線形出力の温度係数は $-0.018\text{dBm}/^{\circ}\text{C}$ である。線形出力以下において、低温～高温に渡り規定値 -25dBc を上回ることなくIM3を低減できている。

表 1 に、Ku帯での数10W級のMMIC製品の特性比較を示す。今回開発したMMIC“MGFG5H1503”は、衛星通信で要求される線形出力は 41dBm と、GaN MMICとしては世界最高の線形出力を持っている。一般に、飽和出力を高くすれば線形出力を向上できるが、ゲート幅が大きくなるためチップ面積や消費電力も増加する。この開発では、リニアライザによって飽和出力を高くすることなく、すなわち、チップ面積を増加させずに良好な線形性を実現した。

4. む す び

リニアライザを内蔵したKu帯Ga N HEMT MMIC “MGFG5H1503”の開発について述べた。目標である 43dBm (20W)の飽和出力を達成し、リニアライザによって衛星通信に要求される $\text{IM3}=-25\text{dBc}$ 時の出力を 41dBm (12.6W)とし、リニアライザなしのMMICと比較して約4 dB改善し、世界最高の線形出力を実現した。このMMICによって、Ku帯衛星通信で、高い通信品質を保ちつつ、かつ、送信機の小型化が可能となる。

参 考 文 献

- (1) Yamauchi, K., et al.: A microwave miniaturized linearizer using a parallel diode with a bias feed resistance, IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **45**, No.12, 2431～2435 (1997)
- (2) Kanaya, K., et al.: A Ku-band 20 W GaN-MMIC Amplifier with Built-in Linearizer, 2014 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig, THP-8 (2014)
- (3) 20 Watt Ku-Band GaN Power Amplifier, Qorvo, Inc. <http://www.triquint.com/products/p/TGA2579-2-FL>
- (4) 13-15.5GHz 35W GaN Power Amplifier, Qorvo, Inc. <http://www.triquint.com/products/p/TGA2239>

高出力Ku帯衛星通信用GaN HEMT MMICと内部整合GaN HEMTのラインアップ拡充

國井徹郎*
前原宏昭*
今井翔平**

Line-up Enhancement of High Power Ku-band GaN HEMT MMIC and Internally Matched GaN HEMTs for Satellite Communication

Tetsuo Kunii, Hiroaki Maehara, Shohei Imai

要 旨

Ku帯衛星通信用送信機の高出力・小型化要求に対応するための、Ku帯GaN HEMT MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) (以下“GaN MMIC”という。)と内部整合GaN HEMT (High Electron Mobility Transistor) (以下“内部整合HEMT”という。)のラインアップを拡充した。

小型パッケージで世界最高出力レベルの50W内部整合HEMT“MGFK47G3745A”と世界トップクラスの出力を持つ80W内部整合HEMT“MGFK49G3745”を製品化した。3次相互変調歪IM3 (3rd order InterModulation distortion) が-25dBcを満足するときの出力電力(線形出力)は、それぞれ45dBm, 46dBmである。

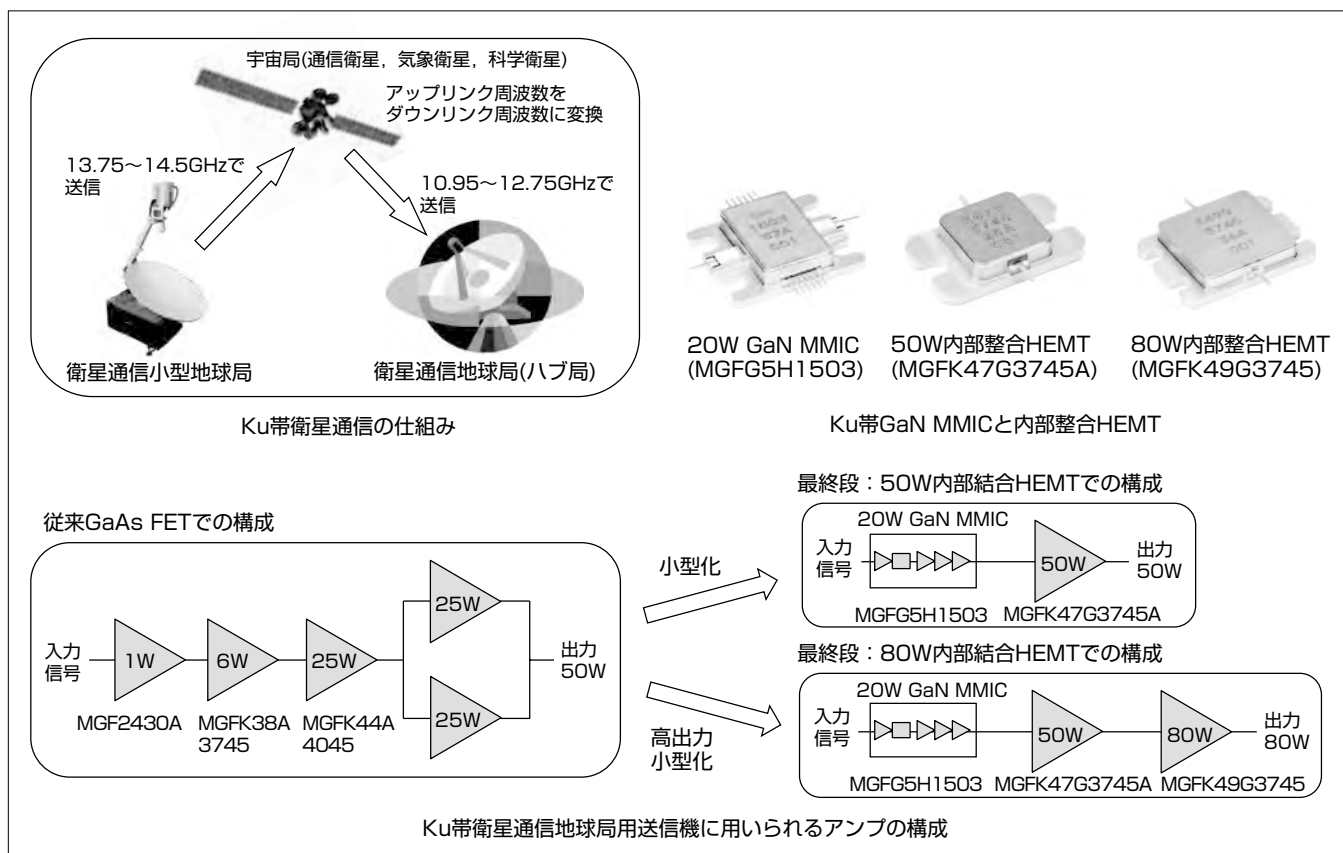
また並列ダイオードリニアライザをチップ内に内蔵した世界最高^(注1)の線形出力を持つ20W GaN MMIC“MGFG5H1503”を製品化した。このMMICをドライバ段に用いることで、

従来、GaNの多段アンプで問題となっていた利得圧縮(ソフトコンプレッション)による歪特性を改善することが可能となる。

MGFG5H1503とMGFK47G3745Aを連結した2段アンプで、IM3が-25dBcを満足する線形出力が45dBmと、MGFK47G3745A単体の線形出力と同等性能を実現し、GaNによる多段アンプ構成が可能となった。

送信機アンプの構成を従来のGaAs FET (Field Effect Transistor) から、これらのKu帯GaN HEMTラインアップに置き換えることで、最終段合成数低減、段数低減、ドライバ段と最終段の電源電圧共通化によるアンプの高出力・小型化に貢献する。

(注1) 2014年12月31日現在、当社調べ



Ku帯衛星通信の仕組み、Ku帯GaN MMICと内部整合HEMT、Ku帯衛星通信地球局用送信機に用いられるアンプ構成

高速通信が可能なKu帯衛星通信の需要が拡大しており、通信容量の増大化に対応するため、衛星通信用送信機の高出力・小型化が強く要求されている。三菱電機では、世界トップクラスの出力の80W内部整合HEMT (MGFK49G3745) を筆頭に、50W内部整合HEMT (MGFK47G3745A)、ドライバ段用にリニアライザ内蔵20W GaN MMIC (MGFG5H1503) を開発し、Ku帯GaN MMIC/内部整合HEMTラインアップを拡充した。

1. ま え が き

地上通信網の整備が地理的に難しい地域や海上での通信手段として、高速通信が可能なKu帯衛星通信の需要が拡大している。衛星通信市場では、通信容量の増大化、SNG(Satellite News Gathering)に代表される移動局の需要増加が進んでおり、そのために衛星通信地球局用送信機の高出力・小型化が強く要求されている。従来、送信機を構成するアンプ用素子としては、GaAs(ガリウムヒ素)FETが用いられてきたが、絶縁破壊耐圧が低く高電圧動作ができないことから、更なる高出力化が困難という課題があった。当社は、従来のGaAsに代わり、高絶縁破壊耐圧を持つ材料であるGaN(窒化ガリウム)を用いることで、高電圧動作化、高電力密度化を実現し、小型で高出力なアンプ用素子を開発し、内部整合HEMT 2品種と、ドライバ段用GaN MMICのKu帯素子ラインアップを製品化した。

本稿では、従来の25W GaAs FETよりも小型のパッケージで世界最高レベルの出力を持つ50W内部整合HEMTと、世界トップクラスの出力を持つ80W内部整合HEMTの単体特性、及びドライバ段用に開発したりニアライザ内蔵Ku帯20W GaN MMICとこの内部整合HEMTを連結した2段アンプの構成と特性について述べる。

2. 内部整合HEMTの特性

2.1 50W内部整合HEMT

Ku帯という高周波帯での高利得化を実現するため、既に量産化しているC帯用トランジスタのゲート長($L_g = 0.75\mu\text{m}$)よりも短いゲート長($L_g = 0.25\mu\text{m}$)を持つGaNトランジスタを開発した⁽¹⁾。このトランジスタを用いた $W_g = 50\mu\text{m} \times 10$ の単位セルの最大安定利得(MSG)から最大有能電力利得(MAG)領域へ変換する周波数(f_k)は、従来の13.8GHzから、19.5GHzへと約1.5倍に向上し、Ku帯用トランジスタとして十分な高周波性能を持つ結果が得られた。

図1にこのトランジスタを用いたKu帯50W内部整合HEMT(MGFK47G3745A)の入出力特性評価結果を示す。14.125GHzで、飽和出力47dBm(50W)、線形利得8.0dB、電力付加効率(Power Added Efficiency : PAE)30%の特性を得た。この製品のパッケージサイズは、 $21.0 \times 12.9 \times 4.5(\text{mm})$ であり、従来の25W GaAs FETよりも小型のパッケージで50Wの出力を実現した。

図2にこの素子の3次相互変調歪(IM3)特性を示す。衛星通信地球局として通信品質を確保するための要求である $\text{IM3} = -25\text{dBc}$ を満足する時の出力電力(線形出力)は、45dBmであり、小型パッケージを用いた製品として世界最高レベルの飽和出力と線形出力を持つ。

2.2 80W内部整合HEMT

衛星通信では、高速化、通信容量の増大化が進んでおり、

地球局に用いられる送信機は高出力・小型化が強く要求される。この市場要求を満足するため、最終段用素子の更なる高出力化に向け80W内部整合HEMTの開発を行った。

高出力化のためには、単位セルと呼ばれるチップ上に配置されたユニットトランジスタを多数合成する必要があるが、Ku帯という高周波帯では、合成する際に用いるワイヤ配線のばらつきなどのわずかな組立て誤差によって不平衡モードが発生し、特性劣化を招く場合がある。図3に、この不平衡モードを抑制するために開発した制御回路図を示す。この回路は、整合用1/4波長伝送線路と、不平衡モードを吸収する抵抗と、整合回路と抵抗を接続する1/2波

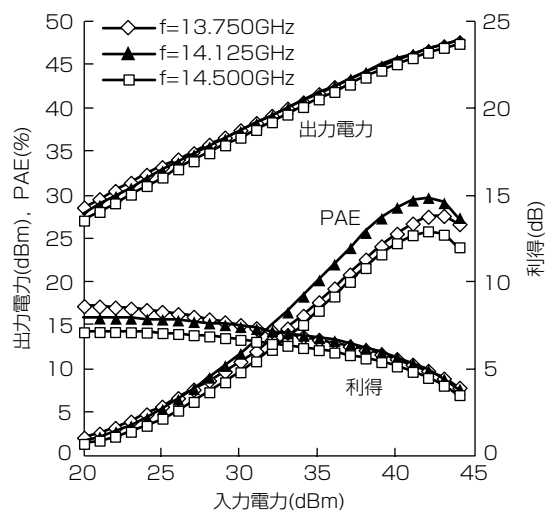


図1. MGFK47G3745Aの入出力特性

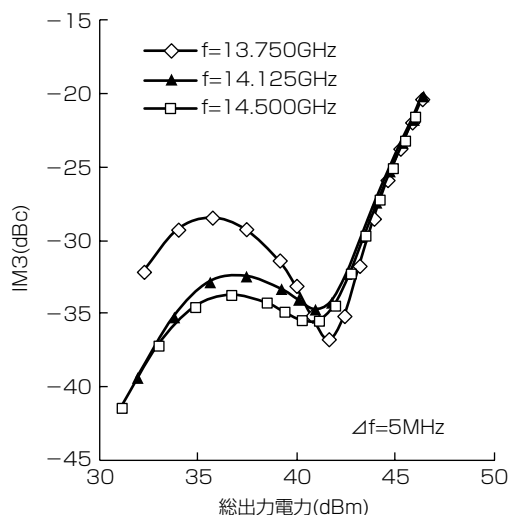


図2. MGFK47G3745AのIM3特性

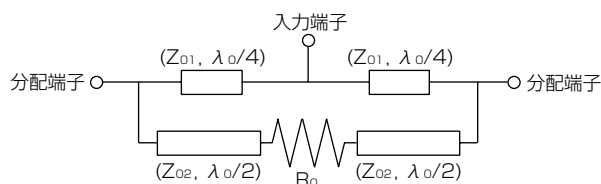


図3. 不平衡モード抑制回路⁽²⁾

長伝送線路で構成している。不平衡モードが発生した場合に生じる不平衡な電力は、2つの分配端子間に逆位相で生じるため、抵抗 R_0 によって消費される。80W内部整合HEMTで、整合回路の組立て誤差を考慮して各单位セルの出力側整合インピーダンスを計算した結果を図4に示す。不平衡モード抑制回路によって、各单位セルから見たインピーダンスのばらつきが抑制され、均一に整合することが可能となる⁽²⁾。

この回路を適用したKu帯80W内部整合HEMT (MGFK 49G3745)の入出力特性を図5に示す。不均衡モードによる特性劣化が改善された結果、抑制回路を適用しない場合と比較して出力が約1dB向上し、14.125GHz帯で、飽和出力49.5dBm (89W)、線形利得9.3dB、電力付加効率30%の特性を得た。図6にこの素子のIM3特性を示す。IM3 = -25dBcを満足する線形出力は、46dBmである。この製品のパッケージサイズは、24.0×17.4×4.3 (mm)であり、同一サイズのパッケージを用いた従来の25W GaAs FETの3倍以上の高出力化を実現し、世界トップクラスの飽和出力を持つ。

3. 2段アンプの特性

GaN HEMTは、送信機の高出力化、小型化を実現する

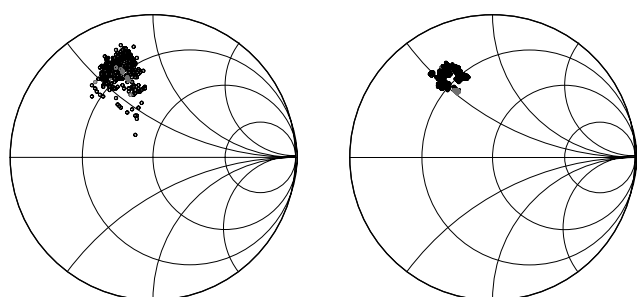


図4. 各单位セルから見た出力回路インピーダンス解析結果⁽²⁾

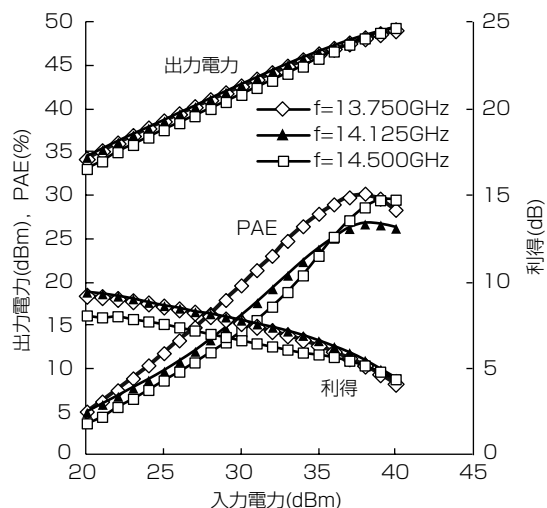


図5. MGFK49G3745の入出力特性

上で大変有望な素子であるが、ソフトコンプレッションと呼ばれる、飽和出力に達するよりも低い出力領域で利得の低下が始まってしまう特性を持っている。GaN HEMTを連結して多段アンプを構成する場合、素子ごとのソフトコンプレッション特性が重ね合わさることで、アンプ全体の利得の線形性が、低い出力レベルから低下し、歪特性が劣化するという課題があった。

この問題を解決するため、ドライバ段用として、歪特性改善のためのリニアライザを内蔵したGaN MMICを開発した⁽³⁾。このMMICの効果を確認するために、MMICをドライバ段とし、GaN内部整合HEMTを最終段とした2段アンプを試作し評価した。図7にその結果を示す。ドライバ段にリニアライザ内蔵GaN MMICを用いた場合は、リニアライザなしのGaN MMICを用いた場合に比べ、ほぼすべての出力領域で低歪特性を実現でき、IM3 = -25dBcとなる線形出力を比較すると約5dB向上した。リニアライザ内蔵GaN MMICは、GaN多段アンプでの歪特性、線形出力改善に有効であることが確認できた。

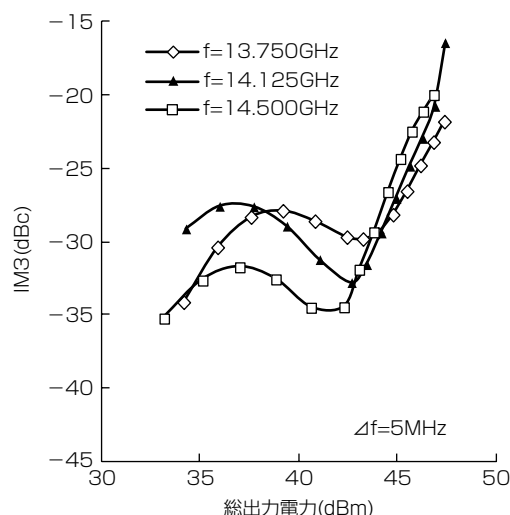


図6. MGFK49G3745のIM3特性

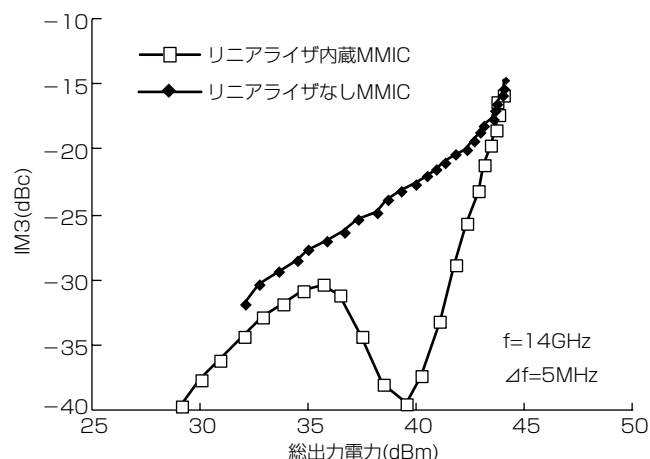


図7. GaN MMICとGaN内部整合HEMTからなる2段アンプのIM3特性

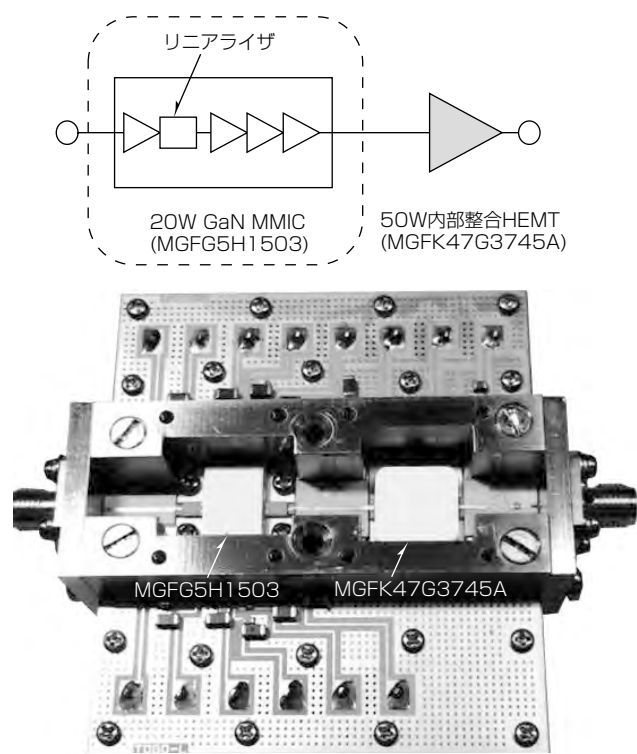


図8. 2段アンプの構成と外観

次に、リニアライザ内蔵GaN MMICとして製品化したMGFG5H1503と50W内部整合HEMTであるMGFK47G3745Aを連結した2段アンプを開発した(図8)。入出力端子と素子の間、及び素子間は、アルミナ基板上に設けた50Ω線路で接続し、その両側にバイアス回路を設けた樹脂基板を配置し、基板の下部に放熱のためのアルミ製ヒートシンクを設けた。また、各素子間の空間アイソレーション特性を向上させるため、基板上に素子を囲むように絞り込みを設けたアルミブロックで覆う構造とした。これによって18GHz以下で入出力端子間で60dB以上のアイソレーション特性が得られている。

図9にこの2段アンプの入出力特性評価結果を示す。14.125GHzで、飽和出力47dBm(50W)、線形利得29dB、電力付加効率24%の特性を得た。また、図10に示すように、IM3 = -25dBcを満足する線形出力は、45dBmと50W HEMT単体と同等の線形出力を実現した。リニアライザ内蔵GaN MMICをドライバ段に採用することで、GaN多段アンプの課題であったソフトコンプレッション現象による歪特性劣化を抑制し、低歪特性、高線形出力特性を持つGaN多段アンプを実現することができた。

4. む す び

Ku帯衛星通信地球局用増幅素子として、従来の25W GaAs FETよりも小型のパッケージで世界最高レベルの出力の50W内部整合GaN HEMT(MGFK47G3745A)と、世界トップクラスの出力を持つ80W内部整合GaN HEMT

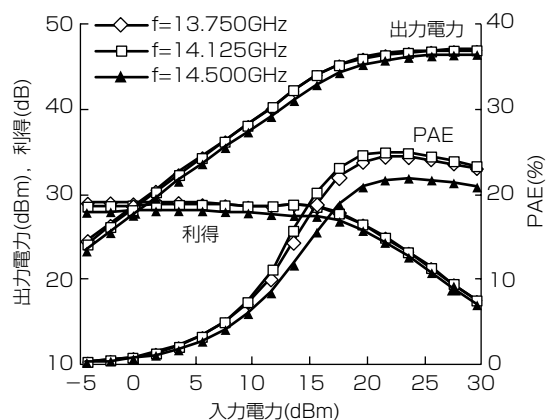


図9. 2段アンプの入出力特性

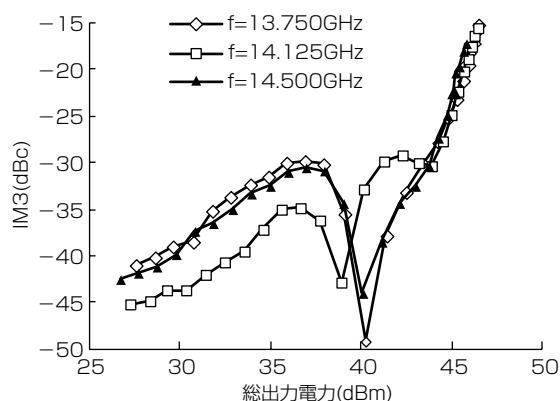


図10. 2段アンプのIM3特性

(MGFK49G3745)、及び世界最高レベルの歪補償性能を持つリニアライザ内蔵20W GaN HEMT MMIC(MGFG5H1503)を製品化した。また、20W GaN HEMT MMICと50W内部整合GaN HEMTを連結した2段アンプを開発し、GaN特有のソフトコンプレッション現象を抑制し、高い線形出力を実現した。これらKu帯GaN素子ラインアップで、衛星通信送信機の高出力・小型化に貢献する。

参 考 文 献

- (1) Koyama, H., et al.: A 0.25 μ m Gate AlGaIn/GaN HEMT for X-band Using RELACS Process, 2012 International Conference on Solid State Devices and Materials, F-2-2 (2012)
- (2) Imai, S., et al.: An 80 W Packaged GaN High Power Amplifier for CW Operation in the 13.75-14.5 GHz band, 2014 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. TU4B-2 (2014)
- (3) Kanaya, K., et al.: A Ku-band 20 W GaN-MMIC Amplifier with Built-in Linearizer, 2014 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. THP-8 (2014)

高効率GaNスイッチング増幅器技術

新庄真太郎*
 中溝英之**
 向井謙治***

Technologies for High Efficiency GaN Switching-mode Amplifiers

Shintaro Shinjo, Hideyuki Nakamizo, Kenji Mukai

要 旨

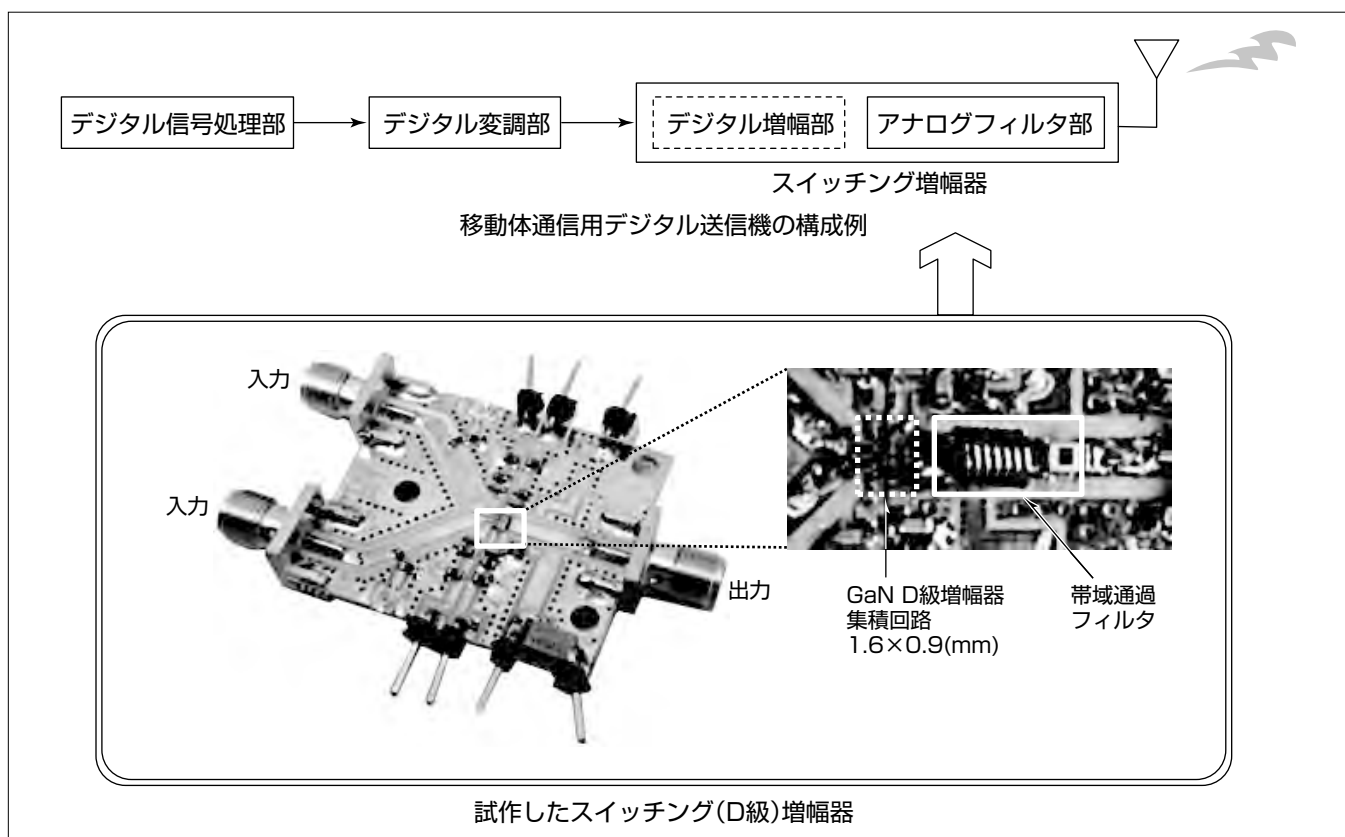
今後ますますの高性能・多機能が求められる移動体通信では複数規格への対応が容易であり小形・低消費電力化が可能なデジタル送信機構成が注目をあびている。デジタル送信機実現のためには、高周波動作する高効率・高出力なスイッチング増幅器がキーコンポーネントの1つとなる。

スwitchング増幅器の高周波化のため微細Si-CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) トランジスタを用いる場合、耐圧低下に伴い高出力特性との両立が困難となる。そこでGaN(窒化ガリウム)プロセス技術の進展をうけ、高周波かつ高耐圧特性を持つGaNトランジスタを用いた高効率スイッチング増幅器の実現が期待されている。

本稿ではGaN HEMT(High Electron Mobility Transistor)を用いた動作周波数465MHz、出力電力3Wのスイッチン

グ(D級)増幅器の試作結果について述べる。GaN HEMTを用いてD級増幅器を構成する場合、しきい値電圧近傍から電源電圧(約30V)までの大電圧振幅をトランジスタのゲート端子に供給する駆動回路の構成とその高効率化が課題となる。この課題に対し、電荷を充放電する容量を備えたブートストラップ形駆動回路の適用によって、駆動回路まで含めたD級増幅器全体の高効率特性を実現した。

さらに、提案の駆動回路を備えたD級増幅部に低域通過フィルタを接続した信号帯域幅20MHzの高速変調信号に対応するエンベロープ増幅器の試作も行った。これらのGaNスイッチング増幅器の良好な各試作結果は、移動体通信用デジタル送信機への早期適用と、新たな展開の可能性を示すものである。



移動体通信用デジタル送信機に適用可能なGaN D級増幅器

移動体通信用デジタル送信機を構成するスイッチング増幅器の一例として、D級増幅器を試作した。このD級増幅器は、GaN D級増幅器集積回路と帯域通過フィルタによって構成し、GaN D級増幅器集積回路にはスイッチング増幅回路と駆動回路を内蔵する。駆動回路として電荷を充放電する容量を備えたブートストラップ形の適用によって、高周波・高効率・高出力なD級増幅器を実現した。

1. ま え が き

高性能・多機能化が進む移動体通信用途の送信機で、デジタルベースバンド部はSi-CMOSプロセスの微細化に伴い小形・低消費電力化が進んでいるものの、アナログ高周波部は顕著な進展が難しい状況にある。そのためアナログ高周波部領域を削減し、高周波信号をデジタル処理するデジタル送信機構成が注目をあびている。デジタル送信機構成の特長は、(1)プログラマブルで適用性が高いため複数規格への対応が容易、(2)高集積化・外部部品削減によって小型化が可能、(3)スイッチング増幅器の採用によって低消費電力化が可能等であり、近年多方面で研究開発が進められている。

移動体通信用デジタル送信機の実現で、スイッチング増幅器の高周波・高効率・高出力化は主要な技術課題の1つである。スイッチング増幅器は電圧と電流の時間波形の積をゼロにすることによって理論上100%の効率が得られる回路構成であり、出力波形や高次インピーダンス処理方法によってD級・E級・F級などに分類される。従来1ビットデジタル送信機などで用いられているD級増幅器では、微細化に伴い高周波化が進むSi-CMOSプロセスを採用してGHz帯で動作する高周波・高効率特性が既に報告されている。しかしながら、微細Si-CMOSトランジスタは、通常、耐圧が低下するため高出力特性との両立は困難であった。そこで高周波かつ高耐圧な特性を持つGaNトランジスタをD級増幅器に適用し、移動体通信用デジタル送信機に求められる高周波・高効率・高出力なスイッチング増幅器の実現が期待されている⁽¹⁾。

今回、GaN HEMTを用いて動作周波数465MHz、出力電力3WのD級増幅器を試作した。GaN HEMTを用いたD級増幅器では、しきい値電圧近傍から電源電圧(約30V)までの大電圧振幅をトランジスタのゲート端子に供給する駆動回路の構成とその効率特性が増幅器全体に大きな影響を及ぼすが、電荷を充放電させる容量を備えたブートストラップ形駆動回路の適用によって、この課題を克服した。さらに、提案の駆動回路を備えたD級増幅部に低域通過フィルタを接続した信号帯域幅20MHzの高速変調信号に対応するエンベロープ増幅器の試作も行った。これらの試作したスイッチング増幅器はいずれも良好な高周波・高効率・高出力特性を実現し⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾、GaNデバイスの新たな展開の可能性を示すものである。

2. GaN D級増幅器の駆動回路

2.1 回路図

図1にGaN D級増幅器の簡易回路図を示す。D級増幅器はトランジスタM1、M2からなるトータンポール形スイッチング

増幅回路と、M1、M2をそれぞれ駆動する駆動回路で構成する。ここでM1のドレイン電圧を V_{dd} 、M1の駆動回路の電源電圧を $V_{dd,h}$ 、 $-V_{ss,h}$ 、M2の駆動回路の電源電圧を $V_{dd,l}$ 、 $-V_{ss,l}$ とする。

図1(a)はトランジスタM1の駆動回路として抵抗フィード形を用いている⁽⁵⁾。図中に示すように0から V_{dd} まで変化する理想的な出力電圧波形を得るためには、しきい値電圧近傍付近から電源電圧 V_{dd} までの大電圧振幅をゲート電圧に供給する必要があり、その結果、 $V_{dd,h}$ は V_{dd} とほぼ等しい電圧値となる。したがって、スイッチング増幅回路の効率に対し、駆動回路まで含めたD級増幅器全体の効率は大きく低下する。

一方、図1(b)はM1の駆動回路として、ブートストラップ形を用いている。同様に0から V_{dd} まで変化する理想的な出力電圧波形を得るためには、M1のゲート電圧はしきい値電圧近傍から電源電圧 V_{dd} までの大電圧振幅を供給する必要があるが、電圧を充放電する容量を用いることによって、 $V_{dd,h}$ を V_{dd} と比べ低下させることができる。その結果、駆動回路まで含めたD級増幅器全体の効率を大きく改善する。

2.2 動作原理

図1(b)の回路図を用いてブートストラップ形駆動回路を備えたGaN D級増幅器の動作原理について述べる。M1がオフ状態/M2がオン状態の場合、M1の駆動回路を構成するトランジスタとダイオード間の電圧は低下し、ダイオードはオン状態となる。したがって、容量では電荷が充電される。一方、M1がオン状態/M2がオフ状態の場合、M1の駆動回路を構成するトランジスタとダイオード間の電圧は上昇し、ダイオードはオフ状態となる。したがって、容量からは電荷が放電され、抵抗を介してM1のゲート端子に V_{dd} 程度の電圧が供給される。

図2に電圧波形・電流波形のシミュレーション結果を示す。入力信号のスイッチング周波数は200MHz、 V_{dd} は10Vとした。電荷を充放電する容量を備えたブートストラップ形駆動回路を用いることによって、入力信号に追従して正常にスイッチング動作することを確認した。

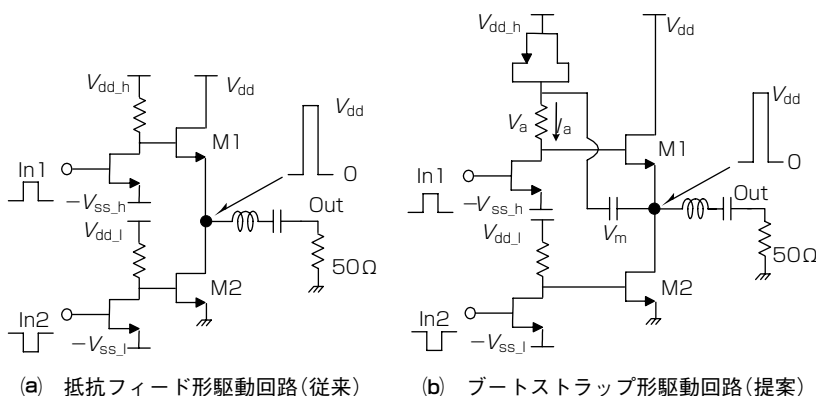


図1. GaN D級増幅器の簡易回路図

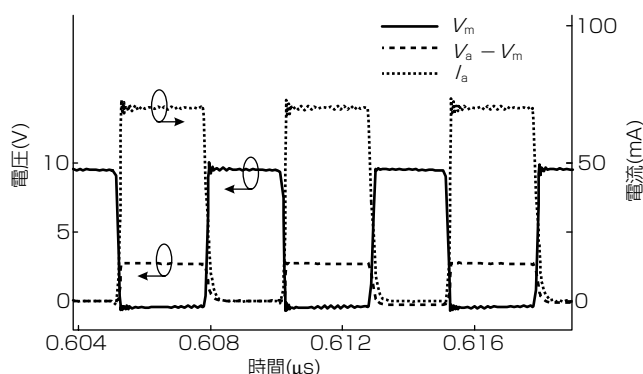


図2. 電圧波形・電流波形のシミュレーション結果

3. 試作結果

3.1 GaN D級増幅器

図3に試作したGaN D級増幅器集積回路のチップ写真、図4にこのチップを実装した評価基板を含む評価系ブロック図をそれぞれ示す。集積回路は図1(b)の出力部に接続している帯域通過フィルタを除く全素子を内蔵しており、チップサイズは 1.6×0.9 (mm)である。入力信号は差動パルス信号発生器から出力し、市販ドライバ増幅器によって所望の入力電圧に増幅した後、試作したGaN D級増幅器に入力する。出力負荷は 50Ω とした。

図5に試作したGaN D級増幅器の評価結果を示す。入力信号として周波数465MHz、デューティ比0.5のパルス波を用いた。図5(a)は電源電圧 V_{dd} を15~35Vまで変化させた際の出力電力、効率(駆動回路除く)と全体効率(駆動回路含む)の評価結果、図5(b)は電源電圧35V時のバックオフ量に対する出力電力、効率(駆動回路除く)と全体効率(駆動回路含む)の評価結果をそれぞれ示す。電源電圧35V時に出力電力3.3W、全体効率66.6%の良好な特性を得ており、また6 dBバックオフ時でも全体効率36.3%を達成した。この評価結果はブートストラップ形駆動回路を備えたGaN D級増幅器の有意性を示すものであり、今後の移動体通信用デジタル送信機の実現に向けた有効な回路手法の1つであることが確認できた。

3.2 GaNエンベロープ増幅器

次に、提案のブートストラップ形駆動回路を備えたD級増幅部に低域通過フィルタを接続したエンベロープ増幅器を試作した。エンベロープ増幅器は、高周波増幅器の電源電圧をエンベロープ信号に追従させ変化させることによって大バックオフ時の高効率化を図るエンベロープトラッキング増幅器に用いられる回路である。従来、エンベロープ増幅器にはCMOSプロセスが用いられてきたが⁽⁶⁾⁽⁷⁾⁽⁸⁾、GaNを採用することによって、小形かつ高速・高効率・高出力なエンベロープ増幅器が実現可能となる。

図6に試作したGaNエンベロープ増幅器集積回路のチップ写真、図7にこのチップを実装した評価基板を含む評価

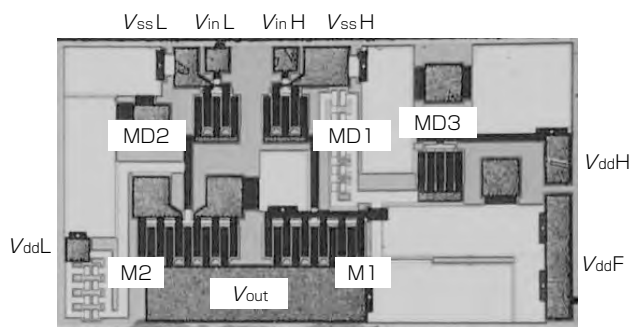


図3. 試作したGaN D級増幅器集積回路のチップ

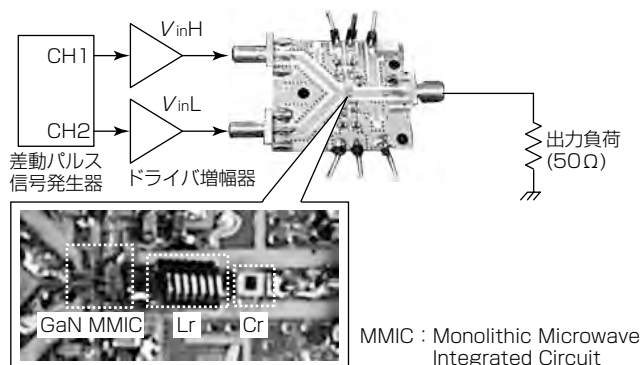
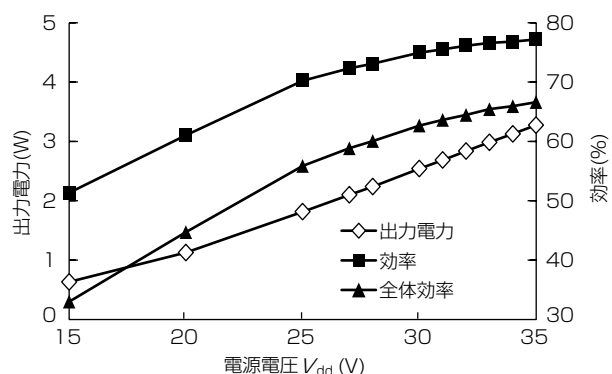
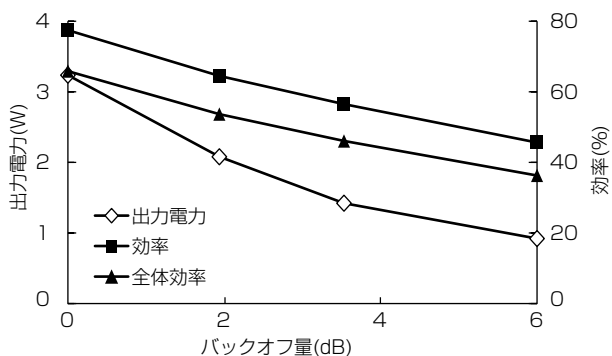


図4. 評価系ブロック図



(a) 電源電圧に対する出力電力・効率



(b) バックオフ量に対する出力電力・効率

図5. GaN D級増幅器の評価結果

系ブロック図をそれぞれ示す。集積回路は図3と同様に出力部に接続する低減通過フィルタ(LPF)を除く全素子を内蔵しており、チップサイズは 1.1×1.0 (mm)である。入力信号は差動パルス信号発生器から出力し、市販ドライバ増幅器によって所望の入力電圧に増幅した後、試作したエン

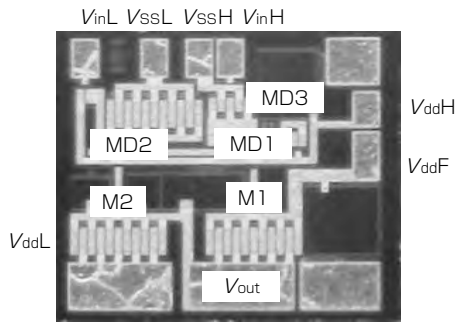


図6. 試作したGaNエンベロープ増幅器集積回路のチップ

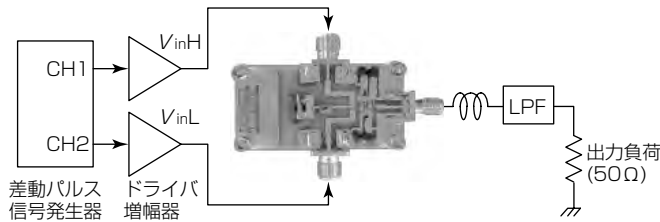


図7. 評価系ブロック図

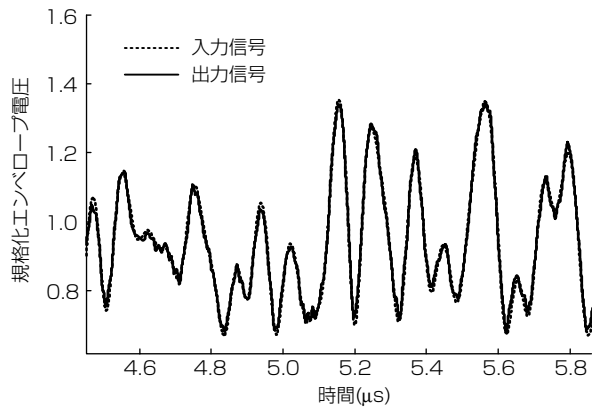


図8. 規格化エンベロープ電圧波形

表1. エンベロープ増幅器の性能比較

エンベロープ増幅器	信号帯域幅 (MHz)	全体効率 (%)	最大出力電圧 (V)	出力電力 (W)
参考文献(6)	5	84	32	27
参考文献(7)	10	70	28	26
参考文献(8)	15	79	2.4	0.9
参考文献(2)	20	64	20	1.9
今回試作	20	73	28	3.3

ベロープ増幅器に入力する。出力負荷は50Ωとした。

図8は市販シミュレータによって生成した信号帯域幅20MHz、ピーク対平均電力比7.7dBのLTE(Long Term Evolution)信号入力時の規格化エンベロープ電圧波形、表1はエンベロープ増幅器の性能比較をそれぞれ示す。図8から、評価した規格化出力波形は入力波形とほぼ重なっており、試作したエンベロープ増幅器が20MHzのLTE信号に追従できていることを確認した。また試作したエンベロープ増幅器は、全体効率73%、出力電力3.3Wを達成しており、小形かつ高速・高効率・高出力なエンベロープ増幅器の実現を確認した。

4. む す び

ブートストラップ形駆動回路を備えたGaN D級増幅器、及びGaNエンベロープ増幅器をそれぞれ試作した。評価の結果、ともに良好な高周波・高効率・高出力特性を実現し、移動体通信用デジタル送信機の実現に向けた有効な手法の1つであることを確認するとともに、GaNデバイスの新たな展開の可能性を示した。

なお、この内容は、University of California, San Diegoが組織するCenter for Wireless Communicationsとの共同研究プロジェクトによる成果である。

参 考 文 献

- (1) Motoi, K., et al.: Digital doherty transmitter with envelope $\Delta\Sigma$ modulated class-D GaN power amplifier for 800MHz band, IEEE Inter. Microwave Symp., 1~4 (2014)
- (2) Shinjo, S., et al.: High Speed, High Analog Bandwidth Buck Converter Using GaN HEMTs for Envelope Tracking Power Amplifier Applications, IEEE Topical Conf. on Wireless Sensors and Sensor Networks, 13~15 (2013)
- (3) Hong, Y. P., et al.: High efficiency GaN switching converter IC with bootstrap driver for envelope tracking applications, IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp., 353~356 (2013)
- (4) Nakamizo, H., et al.: Over 65% PAE GaN Voltage-Mode Class D Power Amplifier for 465MHz Operation Using Bootstrap Drive, IEEE Radio Wireless Symp., TU3P-8 (2015)
- (5) Shinjo, S., et al.: High Speed Buck Converter Using GaN HEMTs for Envelope Tracking Applications, IEEE Topical Symp. on Power Amplifiers for Wireless Communications, Sessin4-1 (2012)
- (6) Yan, J. J., et al.: A High Efficiency 78MHz GaN Envelope Tracking Power Amplifier, IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symp., 1~4 (2012)
- (7) Hsia, C., et al.: Digitally assisted dual-switch high-efficiency envelope amplifier for envelope-tracking base-station power amplifiers, IEEE Trans. Microw. Theory and Tech., **59**, No.11, 2943~2952 (2011)
- (8) Bathily, M., et al.: Design Flow for High Switching Frequency and Large Bandwidth Analog DC/DC Step-Down Converters for a Polar Transmitter, IEEE Trans. Power Electronics, **27**, No.2, 838~847 (2012)

GaN HEMTのオン状態ゲート電流の低減

佐々木 肇*
加茂宣卓**
門岩 薫*

Decrease in On-state Gate Current of GaN HEMT

Hajime Sasaki, Yoshitaka Kamo, Kaoru Kadoiwa

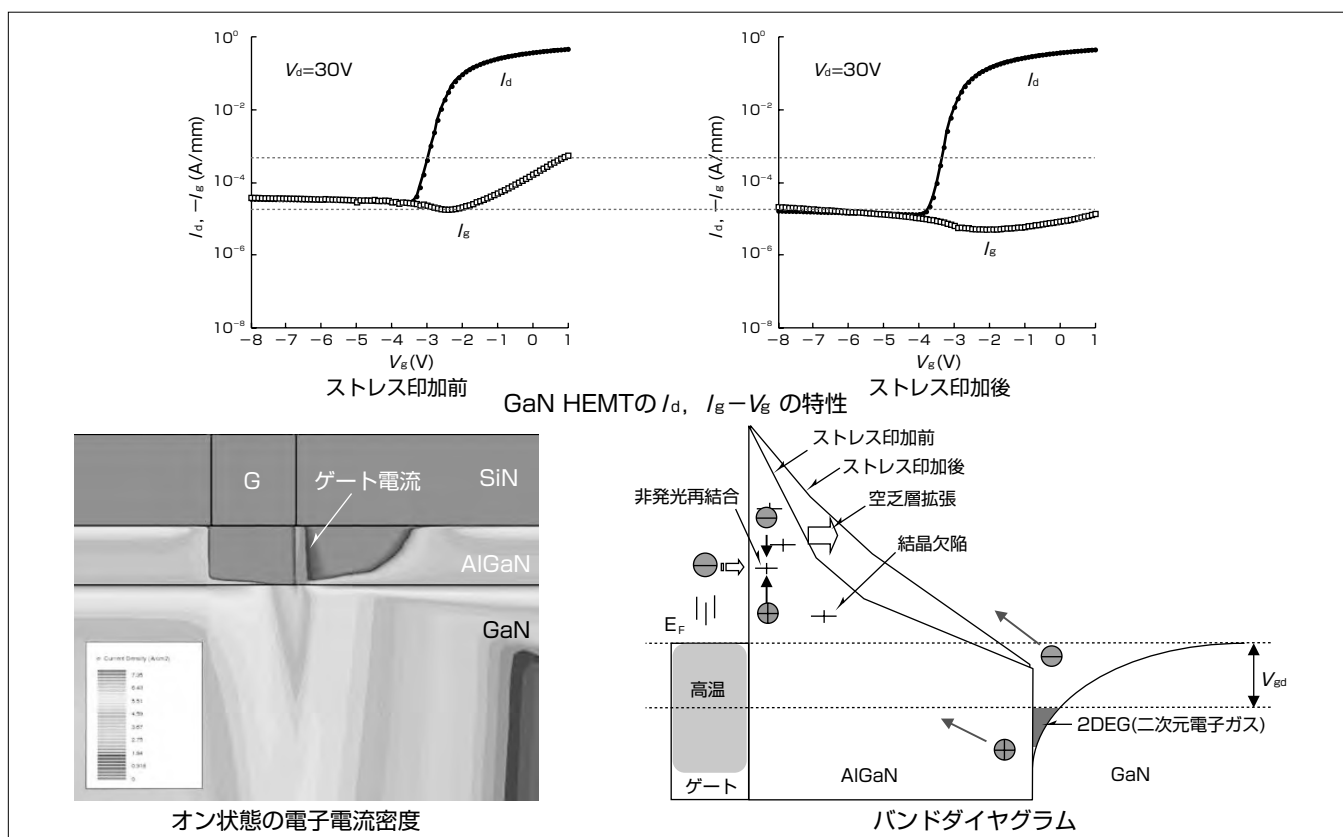
要 旨

GaN(窒化ガリウム)HEMT(High Electron Mobility Transistor)は高い絶縁破壊耐圧を持ち、高温動作が可能などから、高出力・高効率デバイスとして期待されているとともに、高い信頼性を持つデバイスとして注目されている。ただ、ゲート端に高電界が印加されると、ウルツ鉾構造特有の逆ピエゾ効果によって結晶欠陥が発生し、ゲート電流が増加するという課題がある。

そこで、このゲート電流の発生機構を明らかにするとともに、ゲート電流の低減方法を提案してその機構を解明した。ゲート形成時のドライエッチングでAlGaN(窒化アルミニウムガリウム)層内にドナー型のトラップが生成されると、ショットキー障壁が擬似的に薄層化してしまう。このとき、デバイスをオン状態で動作させると、チャネル温

度が上昇して電子の熱励起が盛んになり、ゲート電極からAlGaN層内に熱電界放出によって電子が流れ込み、ゲート電流として検出されることを実験結果とデバイスシミュレーションから明らかにした。

次に、このデバイスに適度なストレスを印加することで、ゲート電流が低減できることを見いだした。この条件では衝突イオン化によるホットキャリアが大量に発生していることが発生観察とシミュレーションから確認できた。発生したホットキャリアがトラップにエネルギーを与える、非発光再結合促進反応と言われる現象でトラップをアニールアウトしているものと推測できる。トラップが消滅することで薄膜化していた空乏層が厚くなり、熱電界放出量が減少してオン状態のゲート電流が減少したものと考えられる。



GaN HEMTのゲート電流の発生及び低減機構

GaN HEMTがオン状態で動作した場合、ゲート電流が流れる。これはチャネル温度の上昇で熱励起された電子がゲート端の高電界領域で熱電界放出を起こすことで流れている。ホットキャリアが発生する条件でストレスを印加すると、ゲート電流を減少させることができた。ホットキャリアの非発光再結合のエネルギーで結晶欠陥がアニールアウトされて、空乏層が拡張することでトンネル確率が減少し、ゲート電流が減少している。

1. ま え が き

GaN HEMTはGaAs(ガリウムヒ素)デバイスに比べ絶縁破壊耐圧が高いため、高電圧での動作が可能で、飽和ドリフト速度も高いため、高効率・大電力デバイスとして期待されている⁽¹⁾。また、バンドギャップが広い(3.4eV)ことから、アバランシェ効果が小さく、基板に用いているSiC(炭化ケイ素)の熱伝導率が高いことから、高温大電力での動作が可能で、ガリウムと窒素の原子結合力が強いことから耐放射線性にも優れ、化学的にも安定であるという優れた信頼性も持つデバイスである。キャリアの供給はドーピングではなく、AlGaInとGaNのヘテロ接合を用い、ウルツ鉱構造の異方性を利用して自発分極とピエゾ効果で二次元電子ガス(2DEG)を誘発させている。しかし、ゲート・ドレイン間に高電界を印加すると、ピエゾ効果を利用しているがゆえに、特に電界が集中するゲート端のAlGaIn層に逆ピエゾ効果による結晶欠陥が発生するという課題がある⁽²⁾。この結晶欠陥を通してゲートリーク電流が流れ、このゲート電流がさらに欠陥を増加させ信頼性を低下させてしまう。これまで、これらの解析はオフ状態の動作で行われてきたが、実際に使用されるオン状態での動作時の解析は行われていなかった。

本稿では、オン状態で流れるゲート電流の発生機構を明らかにするとともに、そのゲート電流の低減機構を解明して最後にゲート電流の低減方法の提案を行う。

2. オン状態ゲート電流発生機構

図1にGaN HEMTの I_d , I_g - V_g 特性を示す⁽³⁾。印加しているドレイン電圧(V_d)は30Vである。(a)は初期特性で、ピンチオフ電圧よりも深いゲート電圧領域ではゲート電流とドレイン電流が一致し、ゲート電圧が正にシフトするにつれゲート・ドレイン間の電圧が低下するため、ゲート電流が減少している。しかし、ゲート電圧が-2Vより浅くなりドレイン電流が流れ出すオン状態で再びゲート電流が増加する現象が見られた。このゲート電流の温度特性を測定するとアレニウスプロットから活性化エネルギー $E_a=0.4\text{eV}$ が得られ、この値は通常のショットキー障壁よ

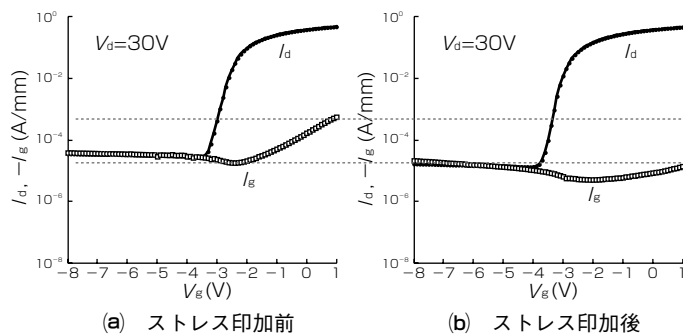
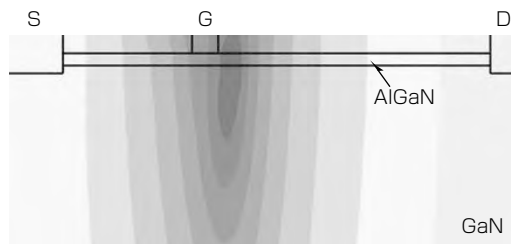


図1. GaN HEMTの I_d , I_g - V_g 特性

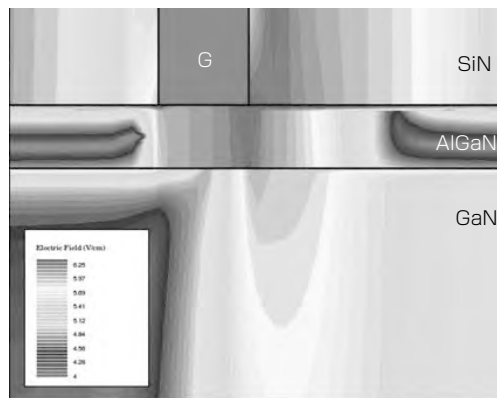
りも小さい値である。

そこで、AlGaIn層内に $E_a=0.4\text{eV}$ の深いドナートラップを仮定してデバイスシミュレーションを行った(図2)。図の(a)はチャネル温度分布を示す。オン状態のためドレイン電流が流れ、特にドレイン側のゲート端の2DEG付近の温度が上昇している。図の(b)は電界分布である。特にドレイン側のゲート端のAlGaIn層領域の電界が高くなっている。図の(c)は電子電流密度分布である。オン状態のため2DEGの電流が大きいのは当然だが、ゲート端からAlGaIn層を通過してAlGaIn/GaN界面まで到達する電子電流が流れていることが分かった。高温かつ高電界領域で電子電流が流れ、ショットキー障壁よりも低い活性化エネルギーを持つことから、この電子電流が熱電界放出で流れるオン状態のゲート電流であると推測できる。

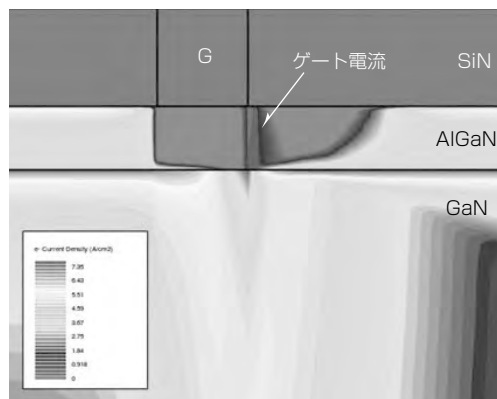
ゲート電極形成工程ではドライエッチングでマスクを加工することが多い。このときAlGaIn層内に窒素空孔などの結晶欠陥が誘起されると言われている。窒素空孔はドナ



(a) チャネル温度分布



(b) 電界分布



(c) 電子電流密度

図2. オン状態動作のデバイスシミュレーション

ートラップとして働き、ポテンシャルを押し下げ、見かけ上の空乏層の厚さを薄くする効果として働く。この薄膜化した空乏層内をトンネル効果で熱電子が通過することでゲート電流が流れる。この現象は二端子のショットキー障壁のオフ状態でのゲート電流発生機構であるTSB (Thin Surface Barrier) モデル⁽⁴⁾で説明されており、三端子動作のオン状態でも同様の原理でゲート電流が流れているものと考えられる。

3. ストレス印加によるゲート電流の変動

図1(b)に $V_d=35V$, $V_g=+1V$, 30分のストレスを室温で印加した後の電気特性を示す。図1(a)の初期特性と比べると、明らかにオン状態のゲート電流が減少している。従来、ストレス印加でゲート電流が増加する例は多数報告されているが、逆にストレス印加で減少する例は珍しい。

図3に各種ストレスを印加した時のオン状態のゲート電流の変化を示す。図の①ではゲートを正にし、周囲温度(T_a)を室温(RT)で、高いドレイン電圧、大きなドレイン電流を流すことで、初期にゲート電流が急激に減少し、その後徐々に飽和している。一方、②の高いドレイン電圧でオフバイアス、③の高温状態、④のオン状態のチャンネル温度を模擬した高温でのオフバイアス条件では、いずれもゲート電流の変化は見られなかった。このことは、温度や電圧だけではゲート電流が減少できないことを意味している。

4. ゲート電流低減機構

ストレス印加によるゲート電流の変動機構を解明するため、デバイスから発生するフォトンの観察を行った。図4に観察結果を示す。ゲート電流が減少したストレス(a)ではゲート電極のドレイン側に強い発光が見られる。一方、オフバイアスでは顕著な発光は見られなかった。同様に図3で示した高温状態や高ドレイン電圧のオフ条件でも(a)のような強い発光は見られなかった。

オン状態のストレス条件でのデバイスシミュレーションを行った(図5)。図の(a)は衝突イオン化率の分布である。AlGaIn層内のゲート電極端のドレイン側で特に激しい衝突イオン化が発生している。これは、オン状態で加熱され

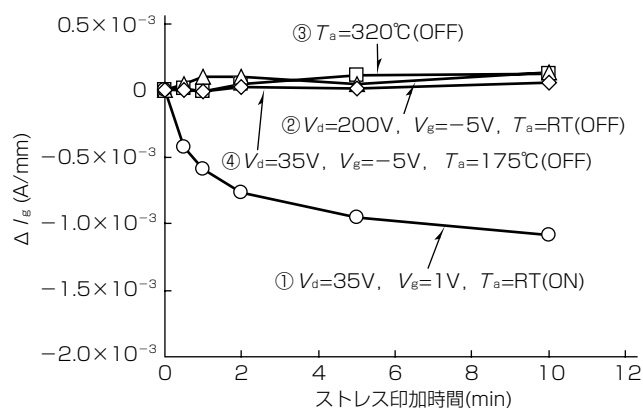


図3. ストレス印加時のゲート電流の変動

たチャネルによる熱電界放出電子が、高いゲート・ドレイン間電圧で加速され衝突イオン化を発生させているものと考えられる。また、ゲート電極のドレイン側の2DEG領域にも衝突イオン化が見られている。これはチャネルを流れるドレイン電流が電界集中の激しいゲート端で衝突イオン化を起こしているものと考えられる。印加電圧が高いため、電子、正孔ともに高いエネルギーを持つホットキャリアになっているものと考えられる。

図5(b)に電子・正孔対の再結合分布を示す。本来GaN

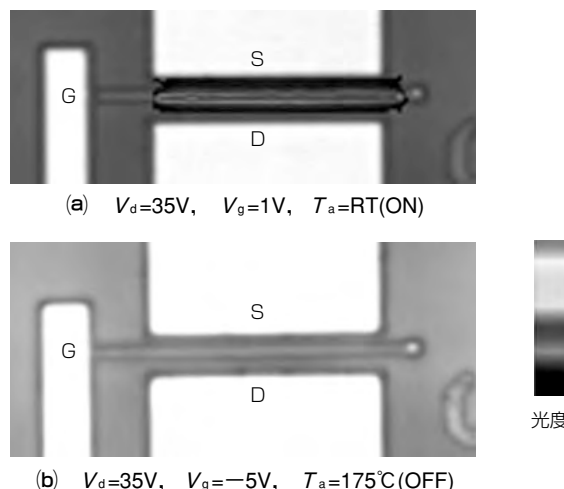


図4. 発生フォトンの観察結果

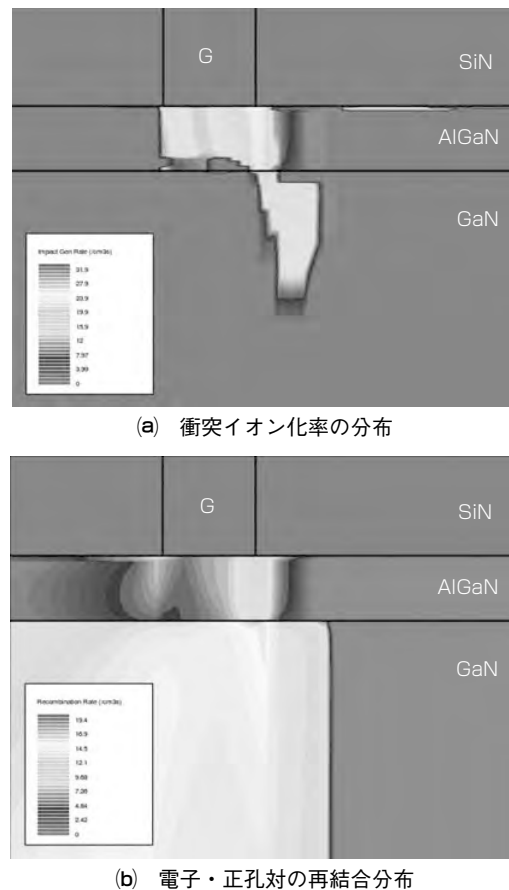


図5. ストレス条件のデバイスシミュレーション

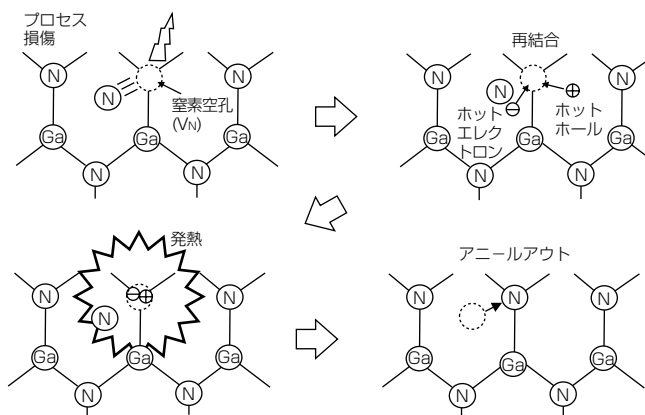


図 6. 非発光再結合促進反応

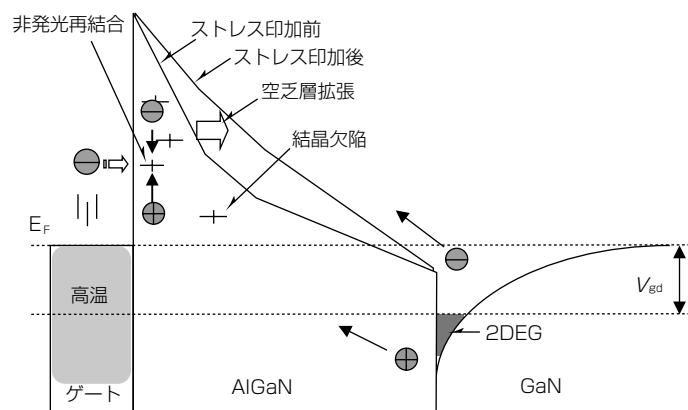


図 7. GaN HEMTのバンド構造の変化

HEMTは電子のみで動作しているため正孔は存在しないが、衝突イオン化によって電子・正孔対が発生するため再結合として現れてくる。この再結合分布もゲート側のドレイン側に集中している。図 4 (a)で見られた発光は電子・正孔対の再結合や高速電子が格子などで散乱される際の制動放射によって発生するため、発光観察の結果とシミュレーション結果は良く一致し、オン状態ではゲート近傍で再結合が盛んに発生していることが明らかになった。

図 6 に結晶欠陥部分で電子・正孔対が再結合を起こした際の反応を模式的に示す。ドライエッチングなどのウェーハプロセスで窒素空孔のような点欠陥が発生する。オン状態で発生した電子・正孔対が欠陥部分で再結合する。このとき、再結合が発光を伴わない現象の場合、そのエネルギーを欠陥に与えるため微視的に高温状態になり、欠陥がアニールアウトされる。この反応は非発光再結合促進反応⁽⁵⁾と呼ばれている。この反応は欠陥を増殖させる場合もあるが、今回はアニールする方向に働いているようだ。

図 7 にストレス印加前後のバンドダイアグラムを示す。プロセス直後は窒素空孔などの深いドナートラップによってバンドが低下し空乏層が薄膜化し、トンネルによってゲート電流が流れる。このゲート電流と大きなドレイン電流で発生した電子・正孔対が結晶欠陥部分で非発光再結合し、欠陥をアニールアウトする。ドナートラップが減少したこ

とで、空乏層が厚くなり、トンネル確率が減少することでオン状態のゲート電流が減少したものと考えられる。

このストレス印加後に、320℃の高温アニール、1,000時間の高温高周波通電や高温逆バイアスストレスを印加したが、再びゲート電流が増加することではなく、電気特性の変化は見られなかった。このことはゲート電流の低減が、単純な電荷のトラップによる電界分布の変調に伴う一時的な挙動ではなく、結晶品質自体が改善され物理的に安定化したことを示している。

5. む す び

デバイスが実際に動作するオン状態で発生するゲート電流の解析を行った。ウェーハプロセス時に形成されたドナートラップによってゲートのショットキー空乏層厚が薄膜化される。ドレイン電流の電力消費でチャネル温度が高温になり、ゲート電極から熱励起電子が発生し、印加されているゲート・ドレイン間電圧によって、薄膜化した空乏層内を電子がトンネルする熱電界放出でゲート電流が流れることを、実験結果とデバイスシミュレーションから明らかにした。

高ドレイン電圧で高ドレイン電流を印加することで、ゲート電流を低減することができた。このストレス条件では衝突イオン化によって大量のホットキャリアが発生している。発生した電子・正孔対が非発光再結合反応促進効果で欠陥をアニールアウトすることで、空乏層厚が厚くなり、トンネル確率が減少し、オン状態のゲート電流が低減できたものと考えられる。この反応は不可逆であり、適切なストレス印加によって、安定した信頼性の高いデバイスを作製することができた。

参 考 文 献

- (1) 三輪真一, ほか: 衛星搭載用C帯高効率100W GaN増幅器, 三菱電機技報, **87**, No. 2, 109~112 (2013)
- (2) del Alamo, J.A., et al.: GaN HEMT reliability, Microelectronics Reliability, **49**, 1200~1206 (2009)
- (3) Sasaki, H., et al.: Decrease in On-State Gate Current of AlGaIn/GaN HEMTs by Recombination-Enhanced Defect Reaction of Generated Hot Carriers Investigated by TCAD Simulation, Microelectronics Reliability, **54**, 2662~2667 (2014)
- (4) Hasegawa, H., et al.: Mechanisms of current collapse and gate leakage currents in AlGaIn/GaN heterostructure field effect transistors, Journal of Vacuum Science & Technology B, **21**, 1844~1855 (2003)
- (5) Hoshi, S., et al.: The Recovery Process of RIE-Damage in InGaAs/AlGaAs PHEMT Using Recombination Enhanced Defect Reaction, IEICE Trans. Electronics, E84-C, **10**, 1350~1355 (2001)

移動体通信用送信増幅器における 受信帯域雑音低減法の検討

廣部正和*
弥政和宏**
山本和也***

Study of Rx Band Noise Reduction Technique on Tx Power Amplifier for Mobile Communications

Masakazu Hirobe, Kazuhiro Iyomasa, Kazuya Yamamoto

要 旨

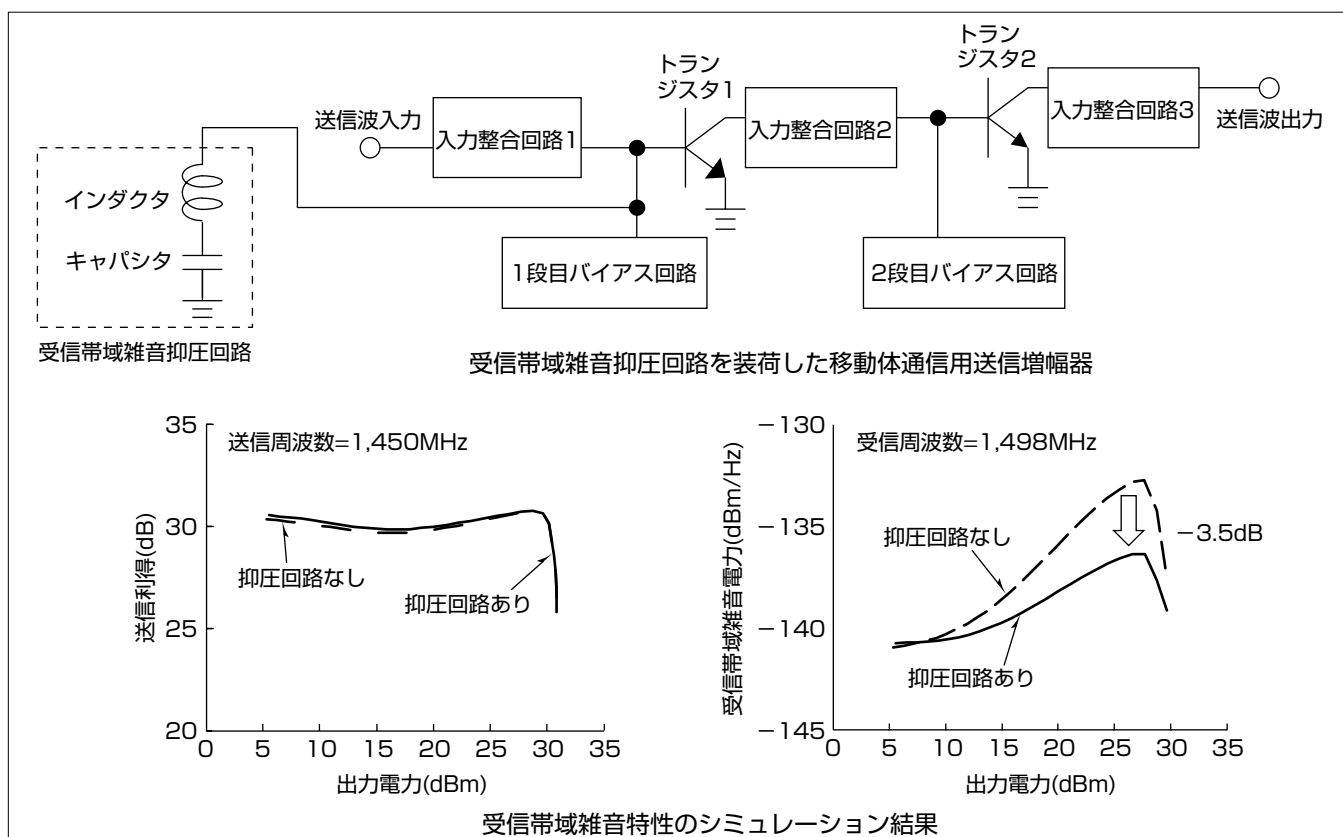
スマートフォンやタブレット端末の普及に伴う通信データ量の急速な増加に対応するため、無線通信システムでは周波数利用効率の高い通信方式の採用や、通信帯域の追加が積極的に進められている。

現在、移動体通信システムで主流となっている周波数分割複信(Frequency Division Duplex：FDD)方式では送信波と受信波にそれぞれ異なる周波数帯域を割り当てて同時に通信を行う。そのため移動体通信で一般的な送受信アンテナを共通化した通信機では、送信増幅器の出力信号に含まれる受信周波数の不要雑音(受信帯域雑音)が、送受分波器(Duplexer：DUP)を介して受信経路へ回り込むことで受信感度が低下する。特に送信周波数と受信周波数が近い場合には、DUPによって受信帯域雑音を十分に抑圧することが難しい。そのため送信増幅器に対して受信帯域雑音を低減することが求められている。

そこで、受信帯域雑音の一因である送信周波数と受信周波数の差周波数の雑音に着目した受信帯域雑音抑圧回路を考案した。本稿ではこれに関するシミュレーションと試作結果を述べる。

InGaP(インジウムガリウムリン)/GaAs(ガリウムヒ素) HBT(Heterojunction Bipolar Transistor)による2段増幅器に対して受信帯域雑音抑圧回路を装荷することによって、送信利得を低下させることなく受信帯域雑音を約3.5dB低減させ、送信利得30dB以上、受信帯域雑音-136dBm/Hz以下を実現した。

InGaP(インジウムガリウムリン)/GaAs(ガリウムヒ素) HBT(Heterojunction Bipolar Transistor)による2段増幅器に対して受信帯域雑音抑圧回路を装荷することによって、送信利得を低下させることなく受信帯域雑音を約3.5dB低減させ、送信利得30dB以上、受信帯域雑音-136dBm/Hz以下を実現した。



受信帯域雑音抑圧回路(LC直列共振回路)による受信帯域雑音低減効果

受信帯域雑音抑圧回路(LC直列共振回路)を装荷した移動体通信用送信増幅器、受信帯域雑音特性のシミュレーション結果を示す。LC直列共振回路を1段目バイアス回路に装荷することで低周波雑音成分を抑圧し、キャリア周波数とのミキシングによって生じる受信帯域雑音を約3.5dB低減できることを回路シミュレーションによって確認した。

1. ま え が き

スマートフォンやタブレット端末の普及に伴う通信データ量の急速な増加に対応するため、無線通信システムでは周波数利用効率の高い通信方式が採用されており、さらに通信トラフィックを分散させるため通信帯域幅の拡大や通信帯域の追加が積極的に行われている。

無線通信システムでは送受信が同時に行われる周波数分割複信(FDD)方式、又は送受信が交互に行われる時分割複信(Time Division Duplex : TDD)方式がある。現在、携帯電話を含めた移動体通信システムでは主にFDD方式が採用されており、送信波と受信波にそれぞれ異なる周波数帯域を割り当てて同時に通信が行われる。図1に一般的なFDD方式による通信機の高周波フロントエンド部のブロック図を示す。送信波はRFIC(Radio Frequency Integrated Circuit)からSAW(Surface Acoustic Wave)フィルタを介して送信増幅器へ入力され、電力増幅された後、送受分波器(Duplexer : DUP)を介してアンテナから出力される。同時に受信波はアンテナからDUPを介して低雑音増幅器へ入力される。このように送受信でアンテナを共通化したFDD通信機では、送信増幅器の出力信号に含まれる受信周波数帯の不要雑音(受信帯域雑音)が、DUPを介して受信経路へ回り込むことで受信感度が低下する。特に送信周波数と受信周波数が近い場合には、DUPによって受信帯域雑音の回り込みを十分に抑えることができず、所望の受信感度を確保することが難しい。このため送信増幅器に対して受信帯域雑音低減が求められている⁽¹⁾⁽²⁾。

この要求に対応するため、携帯電話で使われている1.5GHz帯(Band21)の送信増幅器を例として受信帯域雑音低減法の検討を行った。本稿では受信帯域雑音の要因となる低周波の雑音成分に着目し、これを抑圧する手法を考案し、シミュレーションと試作評価によって有効性を確認した結果について述べる。

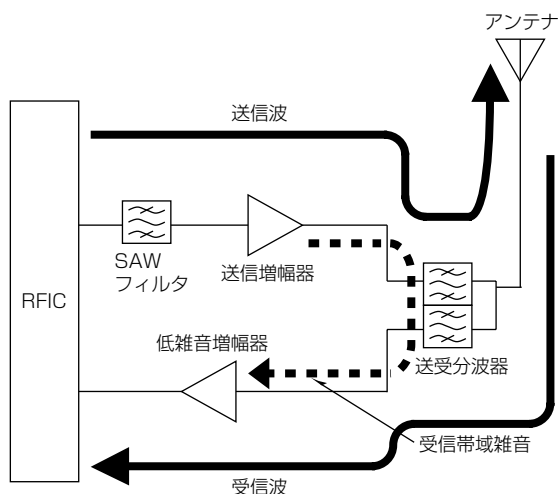


図1. FDD通信機の高周波フロントエンド部のブロック図

2. 受信帯域雑音抑圧手法の検討

2.1 受信帯域雑音の発生要因

送信増幅器から出力される受信帯域雑音には、受信周波数帯で直接発生する成分のほかに、図2に示すように、送信周波数と受信周波数の差周波数となる低周波帯の雑音成分(差周波雑音)がミキシングによってアップコンバートされることで生じる成分がある。前者の成分を抑圧するには例えば受信周波数の利得を低下させることで可能となるが、送信周波数と受信周波数が近い場合、送信利得も低下させるという副作用が生じる。一方、後者の低周波帯の雑音成分は送信周波数と離れているため、送信利得を低下させることなく抑圧することが可能である。

例えば携帯電話通信の周波数帯の1つである1.5GHz帯では送信周波数帯に1,447.9~1,462.9MHz、受信周波数帯に1,495.9~1,510.9MHzが割り当てられており、送信周波数と受信周波数は常に48MHzと狭い周波数間隔を保って通信が行われる。この場合、送信周波数と受信周波数の差周波数である48MHzの雑音成分が送信波とともにトランジスタへ入力されると、送信周波数と差周波数の和となる受信周波数にミキシング雑音として出力され、受信帯域雑音が増加する。そこでこの検討では差周波数に着目し、受信帯域雑音の抑圧を図った。

図3にHBTを用いた2段増幅器の回路構成を示す。まずはこの回路構成で受信帯域雑音へ影響を与える差周波雑音の発生源を特定するため、各ノードに差周波数である48MHzの信号だけを阻止する帯域除去フィルタ(Band

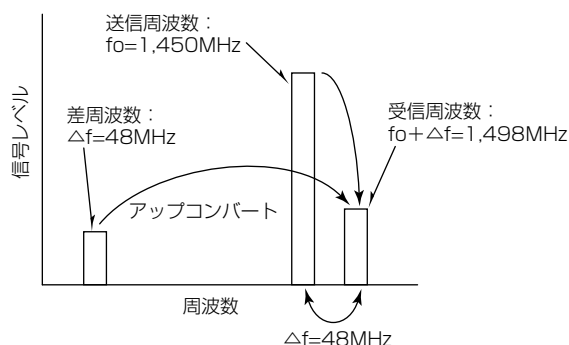


図2. ミキシング雑音の発生イメージ

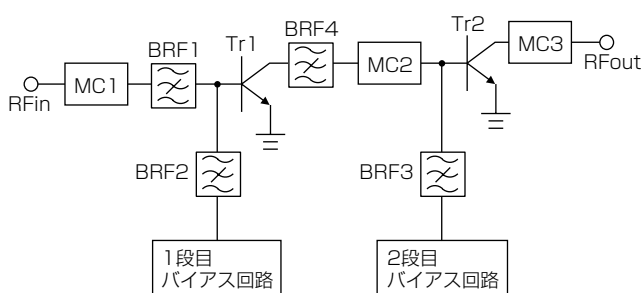


図3. HBTを用いた2段増幅器のブロック図

Rejection Filter : BRF) をそれぞれ個別に挿入し、受信帯域雑音特性を回路シミュレータによって計算した。BRF1は入力整合回路(MC1), BRF2は1段目バイアス回路, BRF3は2段目バイアス回路, BRF4は1段目トランジスタ(Tr1)からの差周波雑音をそれぞれ阻止するBRFである。図4に雑音特性のシミュレーション結果を示す。BRF1又はBRF2を挿入したときに受信帯域雑音が大幅に低下する結果が得られた。このシミュレーション結果によって、入力整合回路及び1段目バイアス回路から入力される差周波雑音が受信帯域雑音へ与える影響が大きいことが分かった。2.2節ではこれらの雑音源から出力される差周波雑音を阻止することで受信帯域雑音を抑圧可能な回路構成について述べる。

2.2 受信帯域雑音抑圧回路の設計

2.1節での検討結果に基づき、図5に示すような受信帯域雑音抑圧回路を装荷した送信増幅器を設計した。受信帯域雑音抑圧回路はインダクタ(L)とキャパシタ(C)による直列共振回路で構成し、入力整合回路と1段目バイアス回路との間に並列に接続した。直列共振回路の共振周波数を送信周波数と受信周波数との差周波数に設定することで入力整合回路と1段目バイアス回路の両方から入力される差周波雑音を阻止し、送信波とのミキシングによって生じる受信帯域雑音の抑圧を図った。

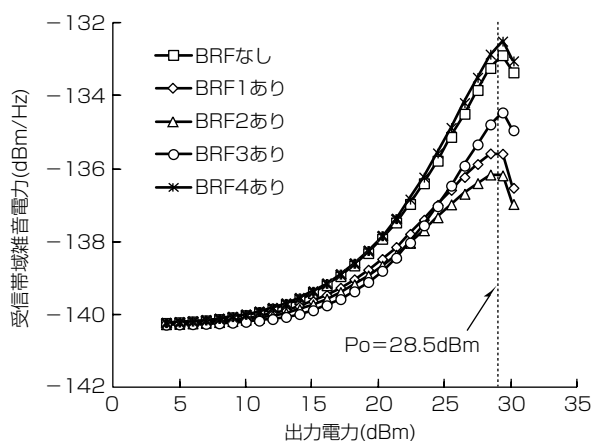


図4. 受信帯域雑音特性のシミュレーション結果

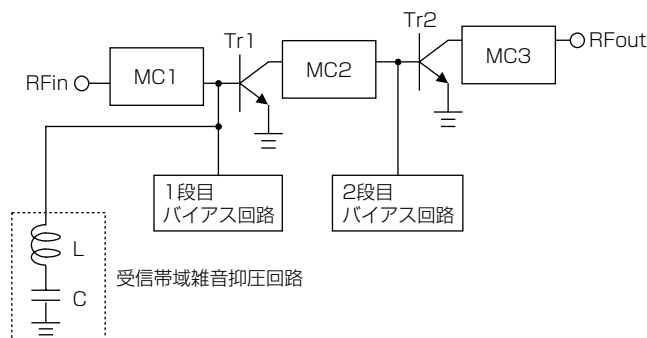


図5. 受信帯域雑音抑圧回路を装荷した送信増幅器

直列共振回路は小形で実現するため、L、Cに対してそれぞれスパイラルインダクタとSMD (Surface Mounted Device) キャパシタを用いた。SMDキャパシタについては十分に大きなキャパシタンスを実現できるが、スパイラルインダクタはチップコストを抑えるため、大きさに制約を受ける。そこで必要なインダクタンスを見積もるため、シミュレーションによって送信利得と受信帯域雑音のインダクタンス依存性を求めた。図6にシミュレーション結果を示す。それぞれのインダクタンスでのSMDキャパシタのキャパシタンスは共振周波数が差周波数である48MHzとなるように設定した。同図に示すようにインダクタンスを5 nH以上に設定することで、送信利得を低下させることなく受信帯域雑音を抑圧できることが分かった。

図7に送信利得と受信帯域雑音の出力電力依存性のシミュレーション結果を示す。スパイラルインダクタとSMDキャパシタの値は48MHz付近で共振周波数を持つようにそれぞれ5 nH、1,000 pFに設定した。送信周波数は1,450MHz、受信周波数は1,498MHz、コレクタ電源電圧は3.4Vである。直列共振回路による受信帯域雑音抑圧回路を装荷することで、出力電力29dBmで30dB以上の送信利得を維持しつつ、受信帯域雑音を約3.5dB抑圧し、-136dBm/Hz以下の良好なシミュレーション結果を得た。

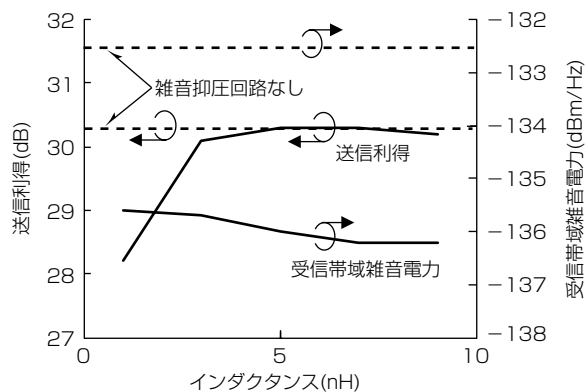


図6. 送信利得と受信帯域雑音のインダクタンス依存性

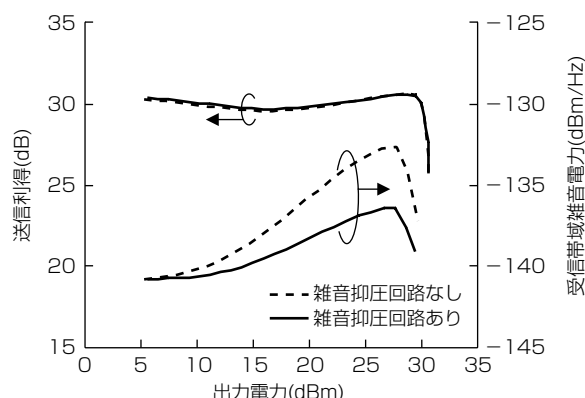
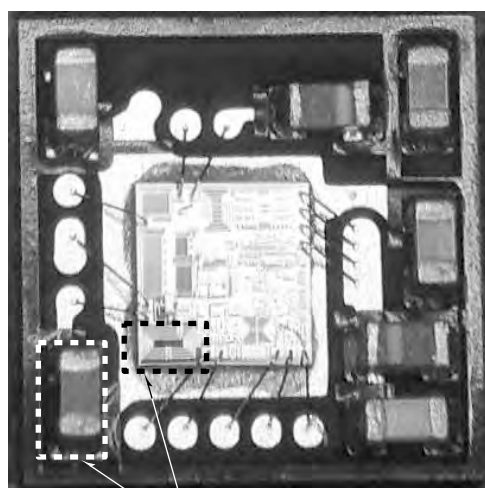


図7. 送信利得と受信帯域雑音のシミュレーション結果



受信帯域雑音抑圧回路

図 8. 試作した送信増幅器

3. 試作結果

設計した受信帯域雑音抑圧回路を用いた送信増幅器を試作して評価を行った。図 8 に試作した送信増幅器を示す。サイズは $3 \times 3 \times 1$ (mm) である。GaAs チップは InGaP/GaAs による HBT プロセスを適用し、基板にはエポキシ樹脂による多層基板を用いた。受信帯域雑音抑圧回路は SMD キャパシタと GaAs チップ上のスパイラルインダクタによって実現した。なお、増幅器の入出力端子で 50Ω に整合しており、コレクタ電源配線はパッケージ内に内蔵した。

図 9 に試作した送信増幅器の送信利得と受信帯域雑音の出力電力依存性を示す。送信周波数は $1,450 \text{ MHz}$ 、受信周波数は $1,498 \text{ MHz}$ 、変調方式は携帯電話で使用する W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access) (3GPP (3rd Generation Partnership Project) Rel.99) で測定を行った。測定の結果、出力電力 29 dBm で送信利得 30 dB 以上、受信帯域雑音特性 -136 dBm/Hz 以下のシミュレーション結果と同等の良好な特性が得られ、この抑圧回路の有効性を確認した。

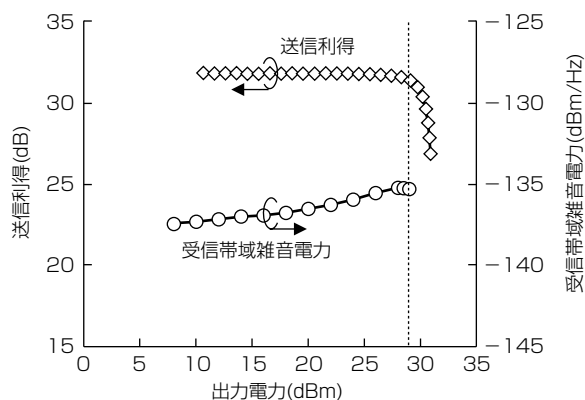


図 9. 送信利得と受信帯域雑音の測定結果

4. む す び

移動体通信用送信増幅器での受信帯域雑音低減法について検討を行った。入力整合回路及び 1 段目バイアス回路から流入する送信周波数と受信周波数との差周波数に相当する低周波帯の雑音に着目し、LC 直列共振回路による受信雑音抑圧回路を設計した結果、送信周波数と受信周波数の差が 48 MHz と小さい場合でも、送信利得を維持しつつ受信雑音を約 3.5 dB 抑圧できることをシミュレーションで確認した。また試作評価の結果、送信利得 30 dB 以上、受信帯域雑音 -136 dBm/Hz 以下の良好な特性が得られた。

参 考 文 献

- (1) Honda, Y., et al.: A Wide Supply Voltage and Low Rx-noise Envelope Tracking Supply Modulator IC for LTE Handset Power Amplifiers, 42nd European Microwave conference, 1253~1256 (2012)
- (2) Kato, K., et al.: A High Efficiency and Low Rx-Noise Three Power Mode Power Amplifier for W-CDMA Handset, Asia-Pacific Microwave Conference, 472~474 (2012)

車載用低雑音GaAs HEMT増幅器

平山敏和*
 相原育貴**
 伊藤正康**

GaAs HEMT Low Noise Amplifier for Automotive Application

Toshikazu Hirayama, Yasuki Aihara, Masayasu Ito

要 旨

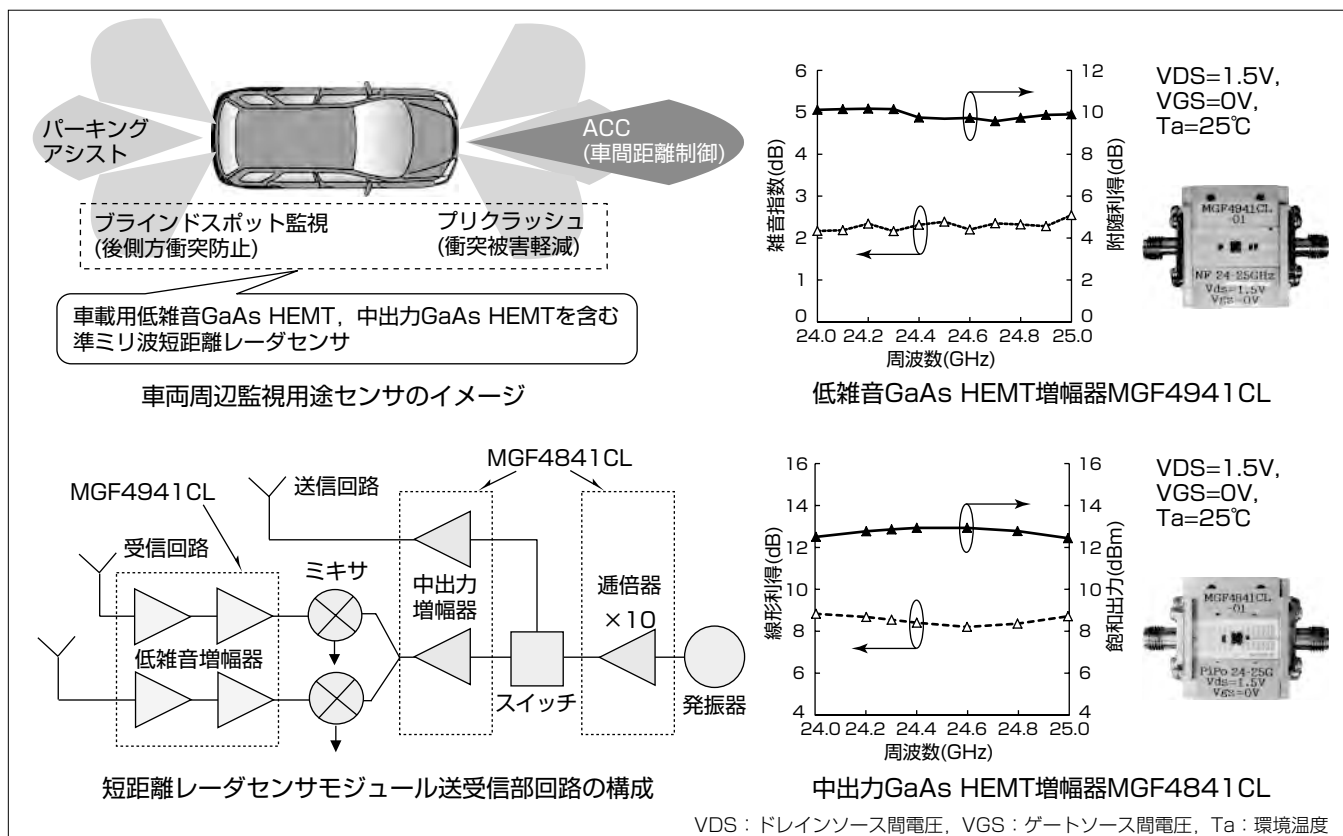
GaAs(ガリウムヒ素)製ディスクリットHEMT(High Electron Mobility Transistor)増幅器は低雑音性が特長であり、高性能なレーダセンサの受信段に利用されている。近年、自車と周辺物体間の距離・相対速度等を高精度に計測する車載レーダセンサモジュールの普及が進んでいるが、この内24GHz帯の電波を用いる短距離検知レーダ(Short Range Rader : SRR)には受信段にHEMT増幅器が使用されることが多い。レーダセンサモジュールが高級車から大衆車へも普及が進むにつれてHEMT増幅器も需要拡大の傾向にある。

三菱電機では、2006年から海外Tier1(ティアワン)メーカー(自動車メーカーに直接部品を供給する一次サプライヤー企業)からの要望の下、既存の衛星放送受信用低雑音HEMT増幅器を、車載SRR向け24GHz帯HEMT増幅器と

してチューニングした製品“MGF4941CL”の開発を進めた。車載部品向け試験規格AEC-Q101⁽¹⁾に合格し、車載向け品質管理認証プロセス(Production Part Approval Process⁽²⁾ : PPAP)を実施して2012年度に量産化を実現した。この製品は、低コストのプラスチックパッケージを使用し、雑音指数(NF)2.4dB、付随利得10.0dBと良好な特性を示す。

さらに、レーダセンサモジュールの受信部後段や送信部に使用される中出力HEMT増幅器“MGF4841CL”(飽和出力11.5dBm、線形利得8.5dB)の開発も進め、2014年度に量産化した。

本稿ではこれら車載用のディスクリットHEMT増幅器について製品化への過程を概観するとともに、更なる新規車載用途、市場への展開について述べる。



車載用HEMT増幅器のアプリケーション

自車と周辺物体との距離・相対速度等を高精度に計測する24GHz帯短距離レーダセンサモジュール送受信部回路の中核を担う増幅器として、当社開発品(低雑音GaAs HEMT増幅器 MGF4941CL, 及び中出力GaAs HEMT増幅器MGF4841CL)が使用される。

1. ま え が き

車載市場で、自車周辺の車両・物体との距離や、相対速度・方向等を高精度に計測するミリ波レーダセンサモジュールは、カメラ、赤外線センサと比して雨、雪、霧、逆光の自然条件に検出性能が影響を受けにくく、耐天候性要求の厳しいACC(Adaptive Cruise Control：車間自動制御システム)や、プリクラッシュセーフティシステム等で用いられる車両周辺監視用センサとして広く採用されている。ミリ波レーダセンサの周波数帯としては、長距離(50～200m)検知に強みを発揮してLRR(Long Range Radar)に主に使用される77GHz帯ミリ波レーダと、短距離(～50m)検知を担うSRRとして主に使用される24GHz帯準ミリ波レーダに分類される。SRRは、主として後側方及び前側方の車両を検知することによって衝突のリスクを軽減させる目的で使用されており、欧州市場では規制によって24GHz帯から77GHz帯(短距離検知目的としては79GHz帯)に移行しつつあるものの、比較的低価格であることもあり、米国や中国を始めとする新興国市場では今後も24GHz帯での規模拡大が見込まれている。

MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuits)主体の77GHz帯と異なり、波長の長い24GHz帯レーダセンサモジュールでは、基板側に回路を作りこむことによって増幅器等の機能デバイスにディスクリート半導体を用いることができる。特に受信段増幅デバイスについてはHEMT増幅器の低雑音性が際立っており、集積度に勝るCMOS(Complementary Metal Oxide Semiconductor)系、SiGe(シリコンゲルマニウム)系の増幅器と較べても市場で一定のニーズがある。当社では、以前から衛星放送(Direct Broadcasting Satellite：DBS)受信アンテナの受信段増幅器として12GHz帯、及び20GHz帯のディスクリートHEMT製品を実用化しているが、この24GHz帯レーダセンサモジュールに搭載する受信段増幅器についても2006年から製品開発を進め、客先のモジュール製品化に合わせる形で2012年度に量産化を実現し、出荷を開始した。開発には低コスト化を基軸にDBS向け事業で培った半導体ウェーハプロセスの改善による特性均一化・歩留向上や、安定生産に適したパッケージ組立て・テスト工程最適化など、低コスト化技術の強みを車載用製品開発にも活用するとともに、開発要素を共通化して既存リソースを活用することで開発コストを最小限に抑制し、低コスト、高性能(低雑音性)を両立させた製品を市場投入している。また、これから車載製品群の品種展開時には、半導体チップ、パッケージ、組立てプロセスにこれまで性能・信頼性を確認済みの共通部品を使用することで、性能・信頼性検証期間を比較的短時間(～半年)で完了させ客先要求に迅速に 대응することが可能となっている。

これらの活動の結果、2014年末までに欧州顧客を中心に

累計3,000万個近い車載用ディスクリートHEMT増幅器デバイスを生産・出荷している。

2. 車載用ディスクリートHEMT増幅器

量産中のHEMT増幅器製品MGF4941CL／MGF4841CLの共通パッケージの外形を図1に、特性の諸元を表1に示す。DBS向けに開発された中空プラスチックパッケージ構造を持つディスクリートHEMT増幅器製品をベースに、車載用信頼性の確保、検査系の整備を行い、これまで低雑音性に優れたMGF4941CL、及びより出力の高いMGF4841CLを製品化している。次に、設計に際して車載用製品として配慮した項目について述べる。

2.1 車載製品向け品質管理認証プロセス

ここでは、車載向け品質管理システムISO/TS 16949：2002(旧QS-9000：1998)で規定される、自動車開発時に搭載される部材に関する品質管理認証プロセスについて述べる。プロセス内容としては、客先と合意した製品設計記録、製品規格、設計(工程)FMEA(Failure Mode and Effect Analysis)、工程フロー、コントロールプラン、信頼性試験、試作結果、工程能力調査等があり(表2)、客先への開示、及び事前承認を必要とする。欧州のTier1顧客に対しては、これと並行してドイツの自動車産業で標準の監査ツールVDA6.3⁽³⁾に基づくセルフオーディットを実施する必要があり、さらに客先の要求に応じてオーディットを受診し、製造に関する関連工場を含めた全ての生産ラインについて、一定以上の実力を示すことを要求される。当社では、この内

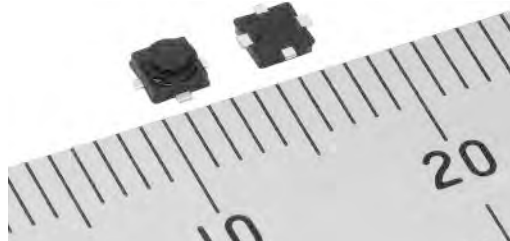


図1. MGF4941CL／MGF4841CLの共通パッケージの外形

表1. MGF4941CL／MGF4841CLの諸元

形名		MGF4941CL
項目	条件	
ドレイン電流	VDS = 1.5V, VGS = 0 V	25～45mA
ゲート・ドレイン降伏電圧	IG = -10μA	< -3 V
ゲート・ソース遮断電圧	VDS = 1.5V, IDS = 500μA	-0.1～-1.5V
雑音指数	VDS = 1.5V, VGS = 0 V, f = 25.2GHz, Ta = 25℃	2.4dB
利得		10.0dB

形名		MGF4841CL
項目	条件	
ドレイン電流	VDS = 2.5V, VGS = 0 V	30～80mA
ゲート・ドレイン降伏電圧	IG = -10μA	< -4 V
ゲート・ソース遮断電圧	VDS = 2.5V, IDS = 500μA	-2.0～-0.1V
飽和出力	VDS = 1.5V, VGS = 0 V, f = 24.3GHz, Ta = 25℃	11.5dBm
線形利得		8.5dB

IG：ゲート電流、IDS：ドレインソース間電流、f：周波数

表 2. 車載製品向け品質管理認証プロセス

項目		試験記録
設計記録		客先と合意した納入規格
設計FMEA	ウェーハ	設計FMEA(ウェーハ)
	組立	設計FMEA(組立)
	検査	設計FMEA(検査)
工程フロー図	ウェーハ	工程フロー図(ウェーハ)
	組立	工程フロー図(組立)
	検査	工程フロー図(検査)
工程FMEA	ウェーハ	工程FMEA(ウェーハ)
	組立	工程FMEA(組立)
	検査	工程FMEA(検査)
コントロールプラン	ウェーハ	コントロールプラン(ウェーハ)
	組立	コントロールプラン(組立)
	検査	コントロールプラン(検査)
測定システム解析		NF/Sパラメータ検査解析レポート
寸法検査結果		AEC-Q101 test#12(寸法検査)
材料記録・性能テスト結果		ウェーハエピ, 金ワイヤ, フレーム, パッケージ部材, 銀ペースト受け入れ検査レポート
初期工程調査		初期ロット工程能力レポート(DC, Sパラメータ, NF)
試験所の資格の証明書		ISOに基づく装置校正管理実施資料
製造サンプル		製造履歴管理資料(検移票, 検査票等)
マスタサンプル		組立ロットごとにQATサンプルを保存
部品提出保証書		PSW(Part Submission Warrant)

QAT: Quality Assurance Test

表 3. 車載用途ディスクリート部品向け信頼性試験

#	試験項目	試験条件	サンプル数	不良率(不適合品数/サンプル数)
1	ストレス試験前後電気特性検査		全数	--
2	前処理			
3	外観検査			
4	パラメトリック検証			
5	高温逆バイアス試験	Ta=150℃, VG=-2.4V, VD, VS=grounded, 500時間	77	r/n=0/77
6	高温ゲートバイアス試験	Ta=150℃, VG=-2.0V, VD=2.0V, VS=0 V, 500時間	77	r/n=0/77
7	温度サイクル試験	-55℃/150℃, 400サイクル	77	r/n=0/77
8	オートクレープ試験	121℃/100%RH, 96時間	77	r/n=0/77
9	高温高湿逆バイアス試験	Ta=85℃, 85%RH, VG=-2.4V, VD, VS=grounded, 1,000時間	77	r/n=0/77
10	静電気放電耐性試験	人体モデル(100pF, 1.5KΩ, 3回放電) マシンモデル(200pF, 0Ω, 3回放電)	30	r/n=0/30
11	DPA(Destructive Physical Analysis)	高温高湿逆バイアス試験と温度サイクル試験実施済みのサンプル	4	r/n=0/4
12	物理的寸法		30	r/n=0/30
13	端子強度		30	r/n=0/30
14	定加速度試験	Y1, 15kG	30	r/n=0/30
15	振動, 可変周波数試験	20Hz-2,000Hz-20GHz, 16分, X, Y, Z	30	r/n=0/30
16	機械的衝撃試験	1,500G, 0.5秒 X1, X2, Y1, Y2, Z1, Z2 3回	30	r/n=0/30
17	はんだ熱耐性	IR reflow(max. 260℃, 10秒, 3回)	30	r/n=0/30
18	はんだ濡れ性		10	r/n=0/10
19	ワイヤボンディング引っ張り強度		5	r/n=0/5
20	ワイヤボンディングシェア強度		5	r/n=0/5
21	ダイボンディングシェア強度		5	r/n=0/5

容に基づき, 現在取引のある複数の客先からの生産ラインオーディットを受診しており, ウェーハ生産工場(高周波光デバイス製作所), 及びパッケージ組立て・テストを担う協力工場1社について, これらの客先からの承認を得ている。

2.2 車載用途ディスクリート半導体部品向け信頼性試験, ウェーハプロセスでの信頼性確保事例

デバイスの信頼性保証に関しては, 欧州で一般的な車載用途ディスクリート半導体部品向けの試験規格であるAEC-Q101に基づき信頼性試験を実施, 試験に耐え得る信頼性を保持していることを確認した上で, 車載製品向け品質管理認証プロセスPPAPに則り主要客先に報告, 承認されることによって“AEC-Q101認証”を謳(うた)っている。現時点で, 先に述べた2品種を含めたディスクリートHEMT増幅器製品5品種についてAEC-Q101認証済みである。試験内容及び実施数量について表3に示す。

一般にHEMT増幅器デバイスでは, 低コスト化のためプラスチックなど非気密パッケージを使用し, 半導体チップ自身での耐湿性が信頼性の確保上大きな課題となる。この車載向け製品開発では, DBS向けよりはるかに厳しい信頼性(耐湿性)規格を達成するために様々な工夫が適用さ

れている。一例として図2にゲート電極保護膜形成時のクリーニング工程を示す。HEMTトランジスタのゲート電極を形成した後の保護膜形成工程で, 保護膜を形成する直前にゲート近傍の半導体表面に微量に残存するレジスト残留物及び自然酸化膜を除去するクリーニング工程にプラズマ処理を採用し, 半導体層と保護膜の付着性を向上させることに成功, 高温・高湿度環境下でのGaAs表面劣化による特性変動を抑制することを実現した。

2.3 全数Sパラメータ検査による初期不良率削減

従来, DBS市場向け製品として出荷していた製品群を, より品質要求が高

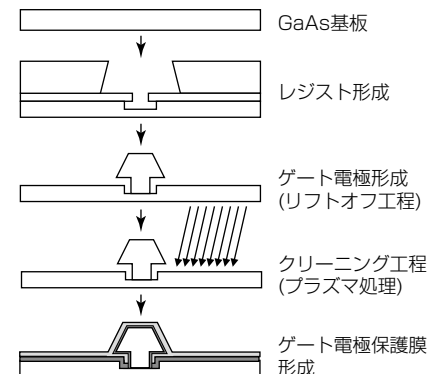


図 2. ゲート電極保護膜形成時のクリーニング工程

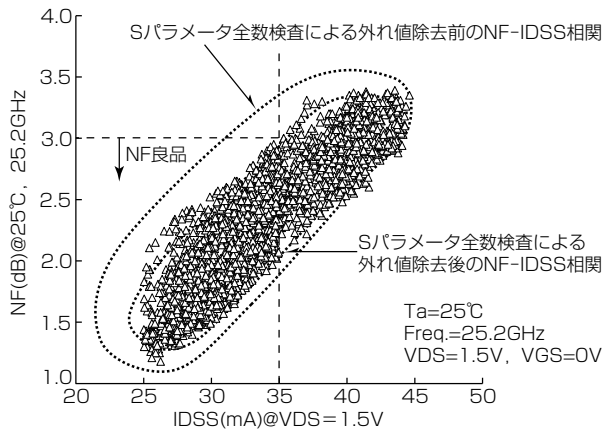


図3. 車載用途HEMT増幅器MGF4941CのNF-IDSS相関

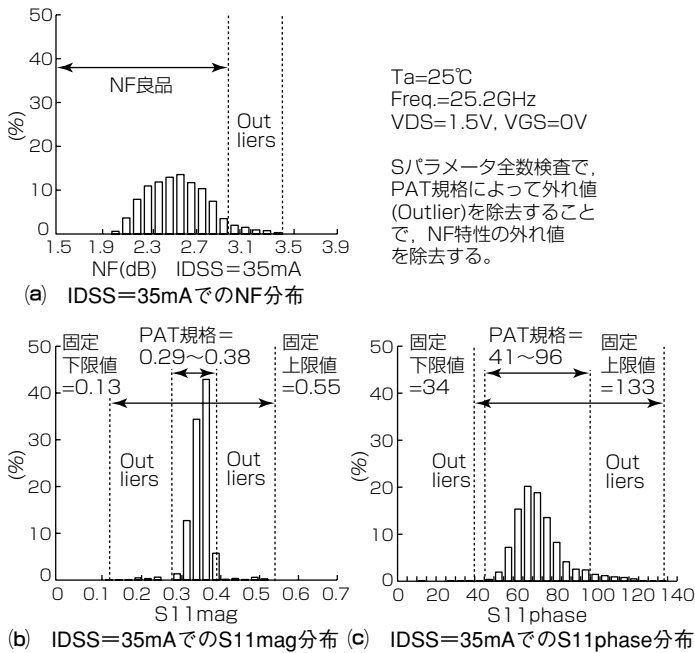


図4. 全数SパラメータPAT検査による初期不良率削減
い(初期不良率100ppm未満)車載用途製品として出荷を可能にするために、通常であれば、高周波特性(低雑音増幅器であれば雑音指数(NF))を全数検査する方策を検討すべきであるが、24GHz帯での高周波特性はデバイスと測定治具の接触に敏感であるため短時間でのテストが非常に困難で、大量生産品の全数検査は現実的でない。そこで、図3に示すように簡便なDC(直流電気特性)の測定で確認できるドレイン電流(IDSS)と、NFとが相関関係を持つことに着目してIDSSで規格を設けることとし、かつ周波数特性の確認のため、Sパラメータの中で一番NFと相関を持つS11の全数検査規格に部品平均テストリミット(Part Averaging Test⁽⁴⁾:PAT)を適用する検査手法を提案し、顧客承認の上適用している。図4では、図3のIDSS=35mA近傍にある製品に対してSパラメータ全数検査を行う際、通常の検査規格設定だけでは除去しきれない、S11が正規分布から外れた製品(実際、NFについても正規分布から外れている可能性が高い)を除去する手法を示している。この手法をIDSS全範囲内で実施することによって、規格内(正規分

表4. V2X用途向けMGF4841CLの特性

項目	条件	評価結果
雑音指数	VDS=2.5V, IDS=25mA, f=5.8~6.0GHz, Ta=25°C	1.35dB
線形利得		14.4dB
最大入力電力		8.0dBm
1dB利得圧縮時出力		12.6dBm

布内)のNFを選ぶことができる(図3)。

実際の製品検査工程では、検査平均テストリミット、統計的ビンリミット(Statistical Bin Limits⁽⁵⁾)機能を実装したSパラメータ全数検査システムを独自開発し、これを量産適用している。

3. 他の車載用途市場への展開

今後着目すべき車載用途新規製品市場として、車-車間、車-インフラストラクチャー間通信等を統合的に対象とする“V2X”市場(Vehicle to X, X=Vehicle, Infrastructure, etc)が挙げられる。周波数帯域としては欧州を中心に5.9GHz帯の使用が検討されており、今回開発した車載用途HEMT増幅器 MGF4941CL、及びMGF4841CLの新たなアプリケーションとして、既に評価ボード開発を含めて検討を開始、複数の客先向けに拡販を始めている。

表4に、V2X用途向けの周波数帯(5.8~6.0GHz)で評価したMGF4841CLの特性を示す。

4. む す び

車載用低雑音GaAs HEMT増幅器MGF4941CL、及び中出力GaAs HEMT増幅器MGF4841CLを開発し、車載用途ディスクリート部品向け試験規格AEC-Q101に合格し、車載製品向け品質管理認証プロセス(PPAP)を実施し、量産化を実現した。この製品で培った車載用途製品開発の知見を活用し、今後の新規市場向け(V2X)製品開発を加速する。

参 考 文 献

- (1) AEC-Q101 Rev. C STRESS TEST QUALIFICATION FOR AUTOMOTIVE GRADE DISCRETE SEMICONDUCTORS, Automotive Electronics Council (2005)
- (2) Production Part Approval Process 4th Edition, Automotive Industry Action Group (2006)
- (3) VDA6. 3 Quality Management in the Automotive Industry/Volume 6 Part 3 Process Audit, 1st Edition, Verband der Automobilindustrie (1998)
- (4) AEC-Q001 Rev. D GUIDELINES FOR PART AVERAGING TESTING, Automotive Electronics Council (2011)
- (5) AEC-Q002 Rev. B GUIDELINES FOR STATISTICAL YIELD ANALYSIS, Automotive Electronics Council (2012)

100Gbps送信用 4 波長25.8Gbps 直接変調DFB-LD

境野 剛* 柳 崇*
島田 征明* 岸本 一誠*
中村 直幹*

25.8Gbps Direct Modulation DFB Lasers of 4 Wavelengths for 100Gbps Transmission

Go Sakaino, Masaaki Shimada, Naoki Nakamura, Takashi Nagira, Kazumasa Kishimoto

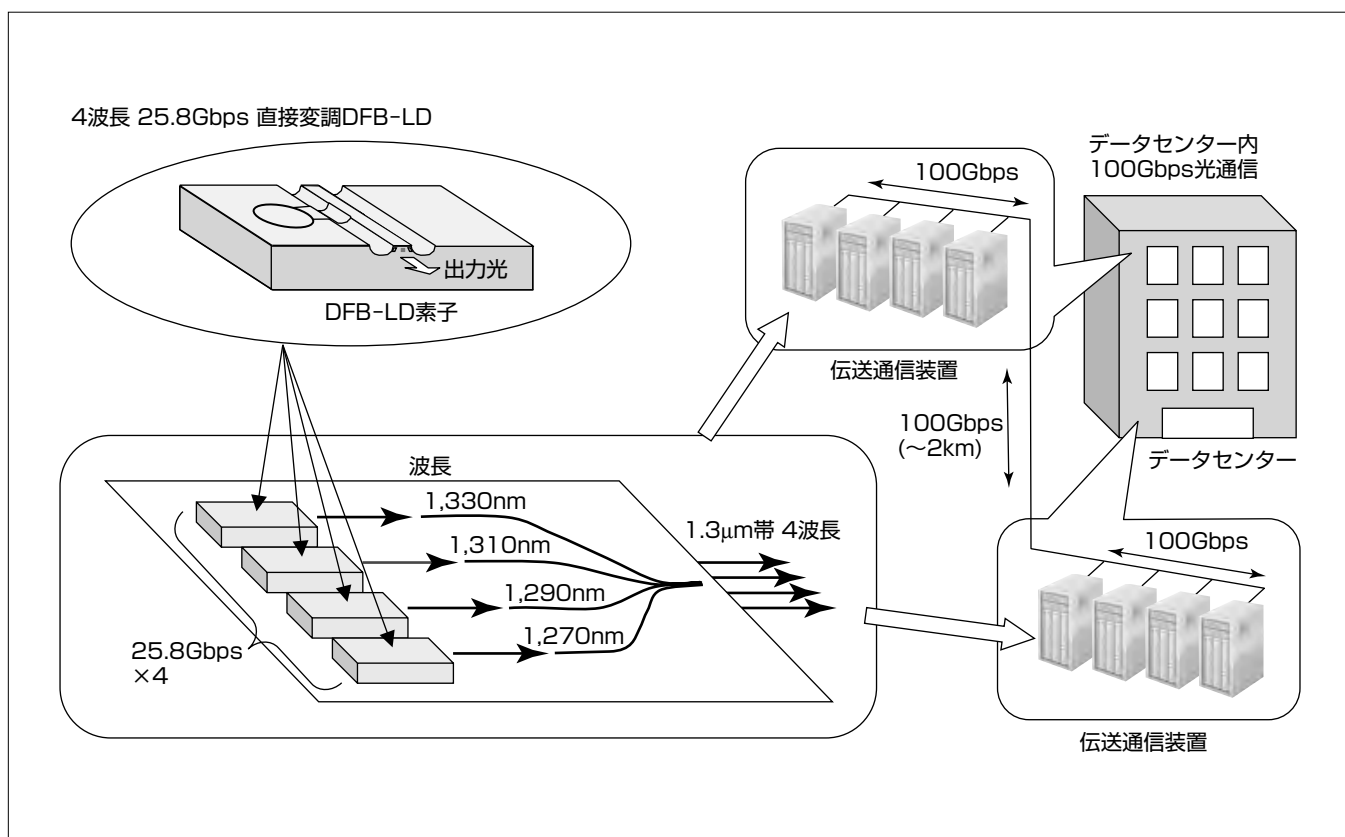
要 旨

携帯端末普及に対応するネットワークサービスの拡大、さらに情報セキュリティやサーバの管理強化推進に伴い、データを専用施設で集約管理し、インターネット経由で送受信利用するクラウドコンピューティングが一般的になりつつある。このための専用施設はデータセンターと呼ばれ、収納されたサーバや伝送通信装置間で大量のデータを扱うことから100Gbpsの高速通信が必要とされている。

これに伴い、この用途では1.3μm帯25.8Gbps変調 4 波長レーザを用いることを想定した100Gbps伝送のMSA (Multi Source Agreement)が制定され実用時期を迎えつつあるが、データセンターの巨大化によって増大するセンター内の冷却用電力や伝送装置自体の消費電力の抑制が大

きな課題となっている。課題解決には伝送装置の高温低電流動作化が有効な手段であり、光伝送通信装置中に組み込まれるデータ送信用レーザ光源には75℃以上の高温での低電流動作が求められている。

これらのことから、小型化やコスト低減にも寄与する直接変調DFB-LD (Distributed Feed-Back Laser Diode) が最適であると考え、今回、これに対応する低電流で高速動作するレーザを開発した。このレーザは短共振器構造とともに低容量高効率電流狭窄(きょうさく)埋込層を用いた構造を採用することで高温低電流動作を実現しており、高速100Gbps短距離 2 km伝送の普及に貢献するものである。



データセンターでの100Gbps光伝送への4波長25.8Gbps直接変調DFB-LDの適用

ユーザーが保管・利用するデータが集中するデータセンター内では100Gbpsの高速通信が必要とされている。データセンターでは伝送装置が高密度に収容され消費電力も膨大になるため、伝送装置には低消費電力、低コストが求められる。この要求を満たす伝送装置用光源としては高温で低電流動作を実現できる直接変調DFB-LDが有望であり、高温75℃で低電流動作が可能な25.8Gbps直接変調DFB-LDを開発した。

1. ま え が き

個人や企業が取り扱うデータ量の増大とクラウドコンピューティングの普及によって、トラフィックが集中するデータセンターでは100Gbpsの高速光通信が必要となっている。また、データセンターでは多数の伝送装置が高密度に収容されることから、装置の駆動とその冷却のための消費電力が膨大になる。そのため低消費電力化の要請が非常に強く、さらに高密度実装やシステム普及のためには伝送装置の小型化と低コスト化も非常に重要となっている。

これらの課題に応えるには、非冷却で高温75℃以上で低電流動作する、直接変調型のDFB-LDを用いることが有効で、実際には25.8Gbpsで動作する4波長の直接変調DFB-LDを用い、それぞれの光信号を合波する波長多重方式で100Gbpsのデータ通信を実現することが可能となる。また、これら4つの波長を10Gbpsなどの伝送で用いられるCWDM(Coarse Wavelength Division Multiplexing)規格と同様、波長間隔を20nmとして各々の波長許容幅を13nmとすることで、非冷却動作が可能となる。この方式の有効性が認識され、実用化に向けたMSAとして、CWDM4⁽¹⁾、CLR4⁽²⁾が制定され始めている。これまで三菱電機も70℃で25.8Gbps動作する直接変調DFB-LDを開発し報告しているが⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾、70℃以上の高温では動作電流が大きく増加し、高速動作としても必ずしも十分ではなかった。今回非冷却低電流動作を目的として高温75℃で25.8Gbps動作する4波長CWDM対応直接変調DFB-LDを開発した。

高温75℃での低電流高速動作を実現するには、レーザ特有の電気と光の相互作用の結果、発生する光の振動による光変調波形の劣化を抑制する必要がある。この光振動の周波数は緩和振動周波数(f_r)と呼ばれ、良好な光変調波形を得るには、高温における f_r を変調信号周波数程度の高い値に保つことが重要である。そのため高温で顕著となる光の損失や発光層への電流注入効率低下、発光層における光密度低下とこれに起因する f_r の低下を抑制する必要がある。従来構造の素子では実現が容易でなかった。今回、新たに高温75℃でも低損失で発光層への効果的な電流注入と高い発光効率を安定して実現できる低容量高效率電流狭窄埋込層を用いた構造を開発・適用することで、世界最高レベルの低消費電流動作と良好な変調光波形を高温75℃で実現したので次に述べる。

2. 素子の設計

2.1 高温低電流高出力動作の設計

半導体レーザでは、発振光の一部がレーザ内で吸収されるため、この吸収損失と同等の利得が得られるまで電流を注入することでレーザ発振状態となる。この時の電流値がしきい値電流であり、低電流高出力化には、このしきい値

電流すなわち吸収損失を低減することが不可欠である。吸収損失には、図1に示すような素子を構成する半導体基板や各半導体層に添加する不純物が大きく影響し、一般的にはn型半導体よりもp型半導体の方が吸収損失は大きくなる。これは次の理由によるものである。

一般的にp型半導体層(インジウムリン(InP)層)に用いられる亜鉛(Zn)は吸収損失が大きく、発光層に拡散すると発光効率が低下する。特に半導体基板にp型InP基板を用いると(図1(a))、Znは半導体中での拡散係数が大きいいため、高濃度のZnを持つp型InP基板からZnが発光層に拡散しやすく吸収損失が大きくなる傾向がある。よってしきい値電流低減には半導体基板はn型InP基板(図1(b))を用いる方が好ましい。さらに高い電流注入効率を実現するため、発光層への効果的な電流注入が可能となる、鉄(Fe)を不純物として添加した半絶縁性InP埋込層を採用した(図1(b))。この埋込構造では、Fe-InP層が電子を捕捉して高抵抗化する特性を持つ。一方でp型InP層と埋込層が接する構造となっており、それぞれの層中のZnとFeが相互拡散する。相互拡散領域が存在すると、この領域を介して発光層を通らない経路の無効電流が急激に増大し、DFB-LDの発光効率が大きく低下する問題が発生する。このため、今回開発したレーザでは、この相互拡散の影響を最小限とするよう埋込構造を設計し適用した。

2.2 高速動作設計

レーザ素子が25.8Gbpsの高速入力電気信号に応答するには、素子の発光層側部に配置され、発光層に効果的に電流を注入するための電流狭窄埋込層を持つ寄生容量を抑制する必要がある、半絶縁性の半導体層を用いることが有効で

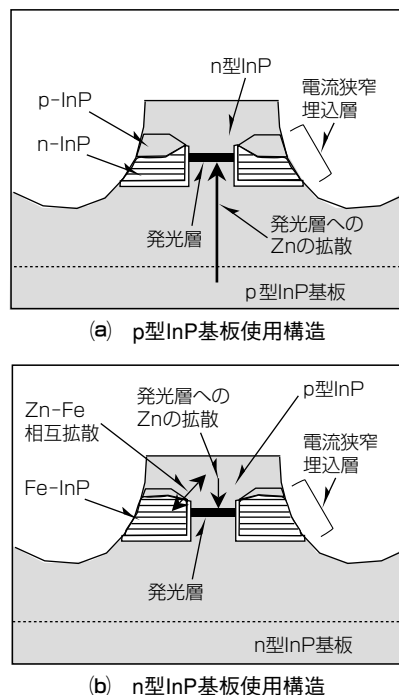


図1. DFB-LDの発光層周辺構造

ある。今回は2.1節の通り、FeドーピングInP層を用いることで十分低い寄生容量が得られた。

また高速25.8Gbps動作実現に向けては、低容量電流狭窄埋込層採用に加えて、高い緩和振動周波数(f_r)を確保する観点から設計を行った。

f_r は式(1)のように動作電流(I_{op})としきい値電流(I_{th})の差の平方根に比例し、低電流動作に必要な f_r を維持するには、しきい値電流を低減することが有効となる。

$$f_r \propto [(I_{op} - I_{th}) / \tau_p]^{1/2} \quad \dots\dots\dots (1)$$

τ_p : 光子寿命

これには2.1節で述べたように、高出力化に効果のあるn型半導体基板を用いることが有用である。また一般的に高い f_r を得るためには、電流注入量に対する利得の比である微分利得を大きくすることが有効である。そのため、伝導帯における電子に対する多重量子井戸の深さが大きく、高温での電子の漏れ出しが抑制されるAlGaInAs(アルミニウムガリウムインジウムヒ素)発光層を採用することで、高い微分利得の確保を可能とした。同様に高い f_r を得るためには光子寿命を短くすることも有効で、共振器長の短縮が効果的である。今回は $-5 \sim +75^\circ\text{C}$ の動作温度範囲で十分な利得も得られることを考慮して共振器長は $150\mu\text{m}$ とし、さらに利得スペクトルとDFB発振波長の差に相当するデチューニング量を適切に設定することで微分利得の増大を図った。

3. 素子構造と素子特性

先に述べた設計に基づいて図2、図3に示す構造の4波長直接変調DFB-LDを作製した。n型InP基板を用いて回折格子形成後、AlGaInAs発光層を成長させた。発光層の側面には、p型InP、n型InPに加えて先に述べたFeドーピングInP層を用いた高抵抗低容量電流狭窄埋込層を配置した。電流狭窄埋込層は2.1節の通り、FeとZnの相互拡散の影響を抑制するため、発光層上部のp-InPクラッド層とFe-InP層の接触面積が最小限となる形状とした。レーザの共振器長は $150\mu\text{m}$ と極めて短くし、その上で、組立て工程で

のレーザの取扱いを容易にするため、光出力側に光導波路を集積して共振器方向の素子全長を $200\mu\text{m}$ とした。素子の共振器端面には、光出力側に低反射コーティング、反対側端面には高反射コーティングを施した。

次に4波長各々のDFB-LDの電流-光出力特性を図4に示す。低温 -5°C から高温 75°C へ向けてのしきい値電流やスロープ効率の変化が小さく良好な特性が得られている。どちらの波長の素子でも高温 75°C で、しきい値電流は 13mA 以下、スロープ効率は $0.2\text{mW}/\text{mA}$ 以上と低しきい値電流と高効率を両立できており、最大光出力としても 10mW 以上の高出力が得られた。

25.8Gbps変調の4波長DFB-LDを同時に使用する100Gbps光通信では伝送装置の小型化が必要となるため、4つのDFB-LDを1つのパッケージに実装する。この時、4波長の光を合波する構造となり、1波長で光伝送する場

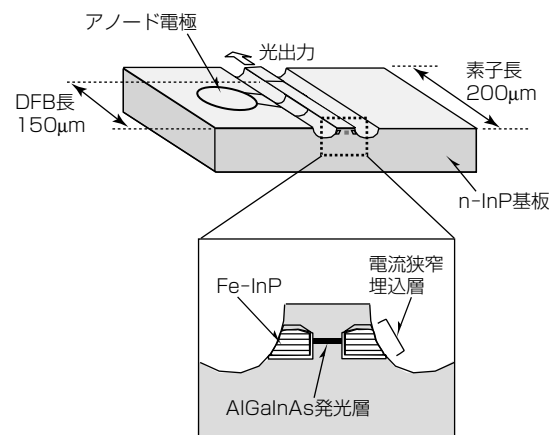


図2. DFB-LDの構造

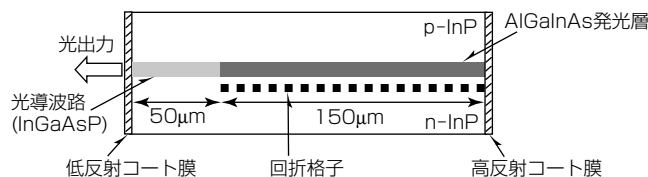


図3. DFB-LDの共振器構造

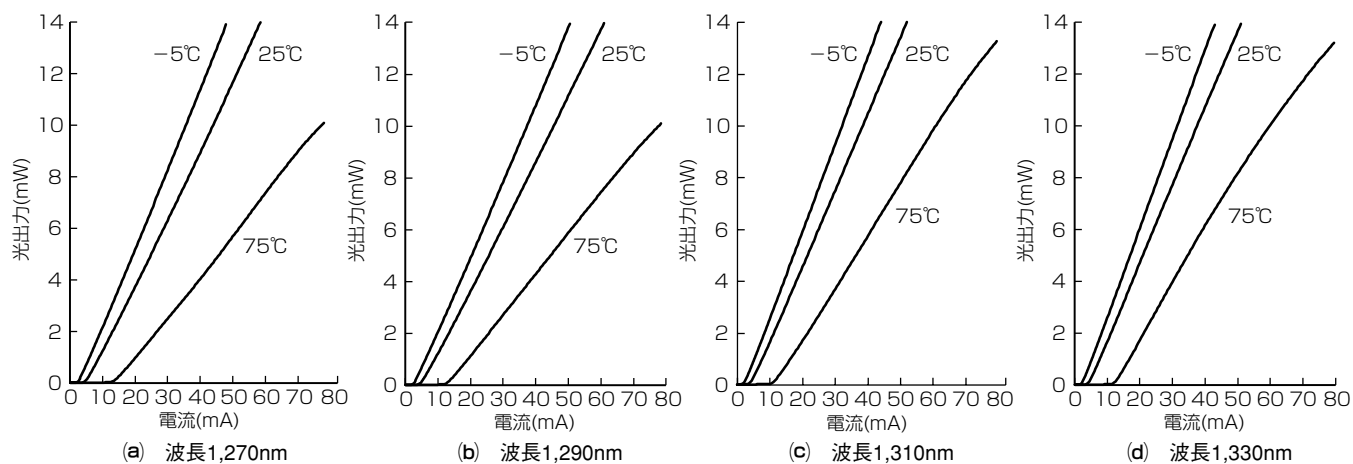


図4. 電流-光出力特性($-5, 25, 75^\circ\text{C}$)

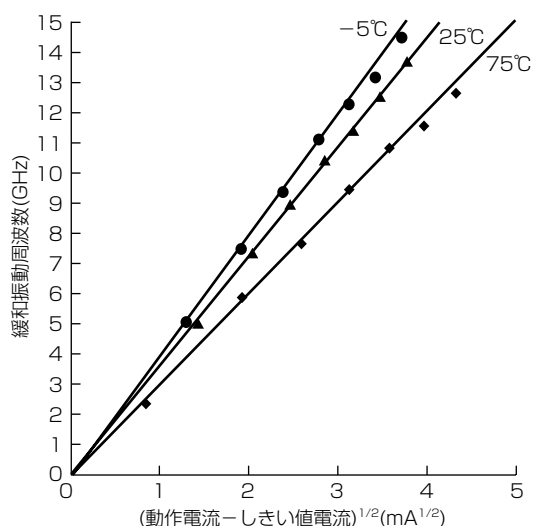


図 5. 緩和振動周波数の電流依存性(波長1,310nm)

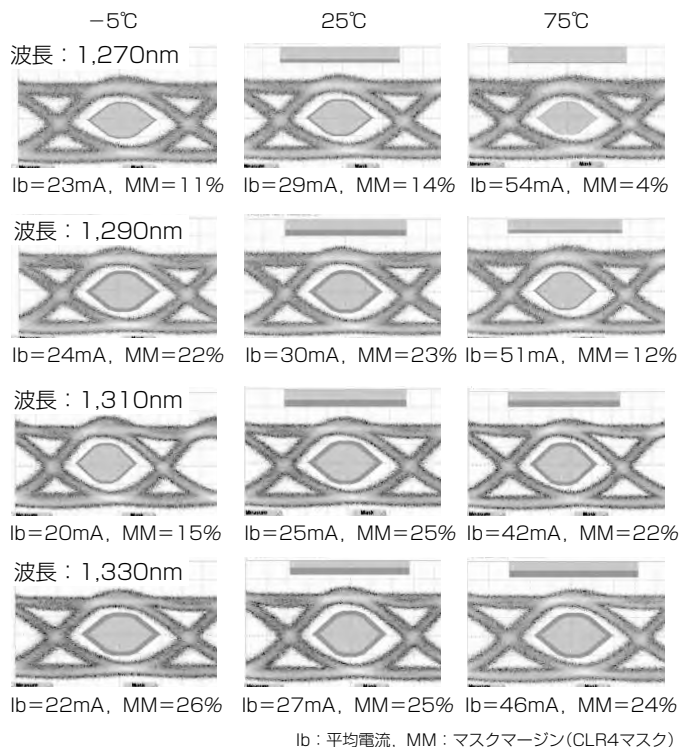


図 6. 25.78125Gbps変調光波形(光出力: 6 mW, 消光比: 5 dB)

合と比較して合波による光損失が大きくなる。今回の4波長DFB-LDではどの波長でも高出力が得られていることから、この光損失を補うことで光合波構造の設計の制約を小さくできる。このような高出力は、先に述べたように吸収損失の小さいn型InP基板を用い、さらにFeとZnの相互拡散抑制を考慮して高い電流注入効率を得られる構造のFeドープInP層を電流狭窄埋込層として用いたことによるものと考えられる。

この良好な光出力特性によって、高温75℃でも大きな緩和振動周波数(f_r)が得られており、電流に対する f_r の増加量である電流効率として図5に示す。この図の傾きである電流効率の値が大きいほど、少ない消費電流で大きな f_r が

得られることを示しており、低電流動作が可能となる。今回の f_r の電流効率は、-5℃、25℃で3.9及び3.6GHz/(mA)^{1/2}、高温75℃でも3.0GHz/(mA)^{1/2}と大きな値が得られており、高温での高速変調動作が可能となっている。

このように高温75℃で、低しきい値電流、高出力と大きな f_r が得られたことから、光伝送で重要な25.8Gbps変調光波形として、非常に明瞭な形状が得られた。図6にその変調光波形を示す。

上段から波長1,270nm, 1,290nm, 1,310nm, 1,330nmの素子の結果であり、データセンターでの100Gbps短距離光通信におけるMSAに対応したCWDM波長帯の4波長の各々のレーザで75℃で平均電流54mA以下という低電流動作で良好なマスクマージンが得られている。これによって、低消費電力化、低コスト化、小型化が可能となり、100Gbps短距離光通信普及への貢献が期待できる。

4. む す び

データセンターで用いる低消費電力、低コスト100Gbps短距離光送信光源として非冷却動作を想定した使用に対応する目的で、75℃で25.8Gbps動作する1.3μm帯4波長直接変調DFB-LDを開発した。吸収損失の小さいn型InP基板を用い、高温でも発光層に効果的に電流注入することが可能な低容量電流狭窄埋込層構造と高い f_r が得られるAlGaInAs発光層を組み合わせた短共振器構造のDFB-LDとすることで、高温75℃で高出力かつ良好な25.8Gbps高速変調光波形を低電流で得ることができた。これによって、非冷却動作を前提とする波長多重方式(CWDM)を採用することが可能となり、伝送装置で求められる低消費電力化、低コスト化への貢献が期待できる。

参 考 文 献

- (1) CWDM4 MSA Group
<http://www.cwdm4-msa.org/>
- (2) 100G CLR4 Alliance
<https://www.clr4-alliance.org/>
- (3) Sakaino, G., et al.: 25.8Gbps direct modulation AlGaInAs DFB lasers with Ru-doped InP buried heterostructure for 70℃ operation, Optical Fiber Communication Conference (OFC/NFOEC), OTh3F3 (2012)
- (4) 外間洋平, ほか: RuドープInP埋込構造AlGaInAs 25.8Gbps直接変調DFBレーザ, 電子情報通信学会技術研究報告, **111**, No.415, 95~98 (2012)
- (5) 境野 剛, ほか: 100Gbps送信用4波長25.8Gbps直接変調DFB-LD, 三菱電機技報, **87**, No.2, 132~136 (2013)

100Gbpsデジタルコヒーレント伝送用 光源モジュール

望月敬太*
 後藤田光伸**
 上野雄鋭*

Laser Module for 100Gbps Digital Coherent Optical Transmission System

Keita Mochizuki, Mitsunobu Gotoda, Yuto Ueno

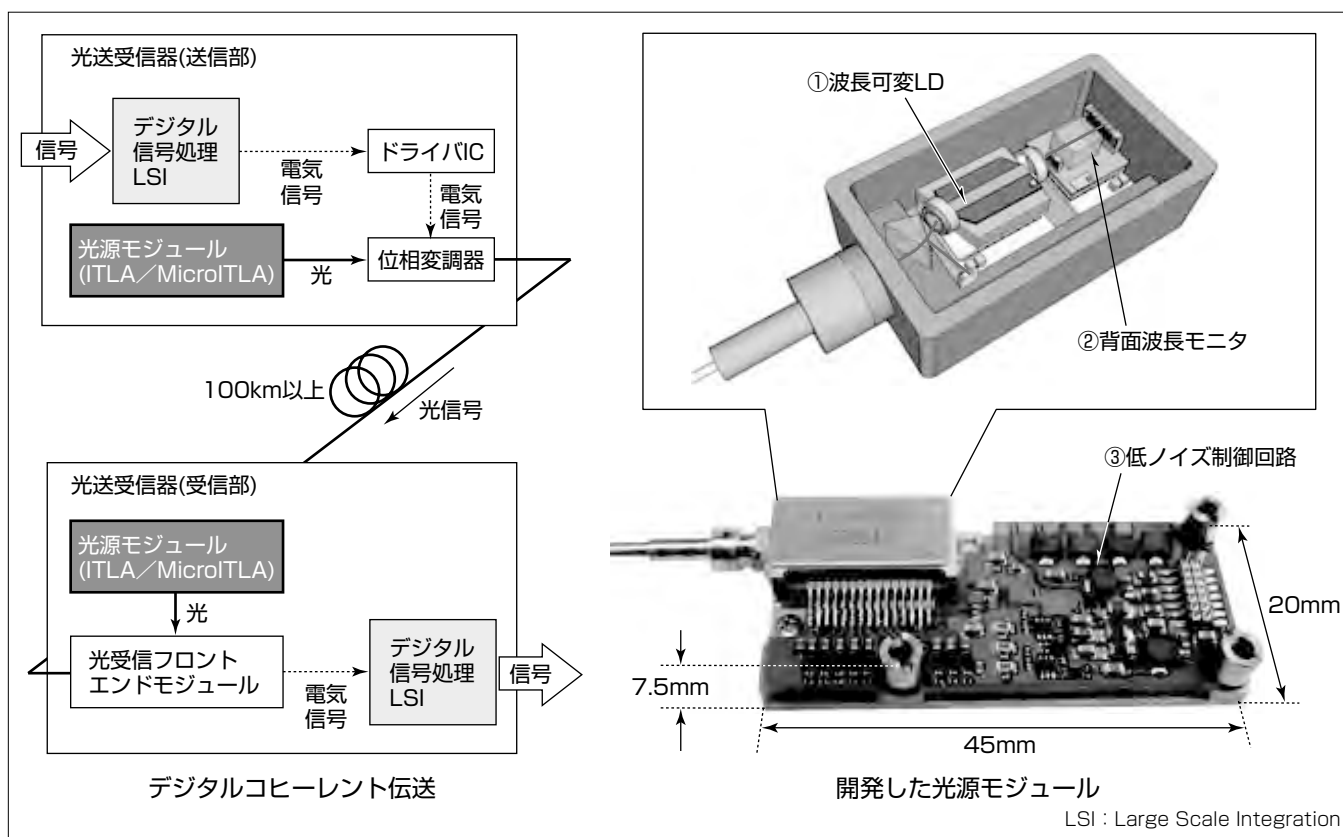
要 旨

データ通信量の急激な増大に対応するため、長距離光通信用に、デジタル信号処理技術を駆使した100Gbpsデジタルコヒーレント伝送方式が普及している。100Gbpsデジタルコヒーレント伝送方式では、光送受信器における送信部の光源及び受信部の局発光源として、出射光の波長を可変できる波長可変レーザが用いられ、OIF (Optical Internet-working Forum) でITLA (Integrable Tunable Laser Assembly) としてそのインタフェースが規格化されている。今回、第2世代の光送受信器に対応するために制定された、ITLAよりも一回り小型なMicroITLA規格に準拠する光源モジュールを開発した。光源モジュールは高い光出力や光周波数安定性、低ノイズが要求されるため、任意波長の光

を出射する波長可変LD (Laser Diode) とそれを内蔵するパッケージに加え、出射光波長をモニタする機能や制御回路を集積する。今回の光源モジュール実現の鍵となる3つの技術、

- (1) 低消費電力と高光出力を両立させた波長可変LD
- (2) 高精度・低光損失な背面波長モニタ
- (3) 低ノイズな制御回路

を開発し、外形サイズ45×20×7.5 (mm) と十分に小型なサイズを達成したことに加え、光出力14.3dBm、消費電力3.6W以下、出射光線幅320kHz以下、光周波数安定度±0.6GHz以下と、100Gbpsデジタルコヒーレント伝送に必要な特性を得た。



デジタルコヒーレント伝送と開発した光源モジュール

長距離光通信用に普及している100Gbpsデジタルコヒーレント伝送方式では、左図にその構成を示すように、送信部の光源及び受信部の局発光源として出射波長を可変できる波長可変レーザが用いられる。右図が今回開発した光源モジュールであり、インタフェースを定めているMicroITLA規格に準拠する小型化を実現しつつ、100Gbpsデジタルコヒーレント伝送に必要な諸特性を満足することを実証した。

1. ま え が き

100Gbpsデジタルコヒーレントシステム⁽¹⁾では、直交する2つの偏波の光に対して4つの位相に信号を載せることでシンボル速度の4倍の大容量通信を実現する。図1にシステム構成の模式図を示す。送信側では光源モジュールの出射光を位相変調器で変調する。受信側では光受信フロントエンドモジュールで、信号光と、局発光源として内蔵された光源モジュールから出射した同波長の光とを合成して電気信号に変換する。この電気信号はデジタル信号処理LSIで種々の処理が施され、送信側で載せられた信号が復元される。送信部の光源及び受信部の局発光源として出射波長を可変できる波長可変レーザが用いられ、OIFでITLA⁽²⁾としてそのインタフェースが規格化されている。

本稿では、第2世代の光送受信器に向けて制定された、ITLAよりも一回り小型なMicroITLA⁽³⁾規格に準拠する光源モジュールの開発について述べる。

2. 光源モジュールの構造

開発した100Gbpsデジタルコヒーレント伝送用光源モジュールを図2に示す。光出力用のファイバを除いた外形サイズは45×20×7.5(mm)と、MicroITLA規格に準拠する。図3にパッケージ内部の構造を示す。光を出射する波

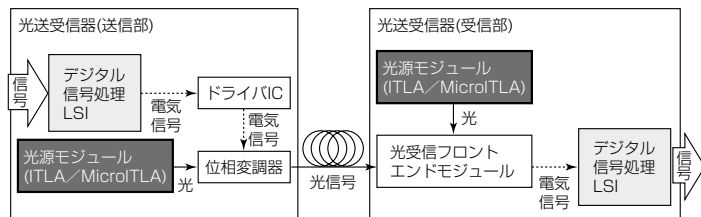


図1. 100Gbpsデジタルコヒーレント伝送システムの構成

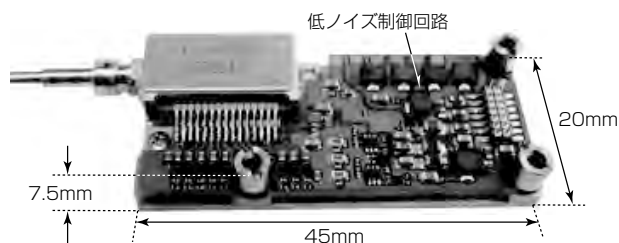


図2. デジタルコヒーレント伝送用光源モジュール

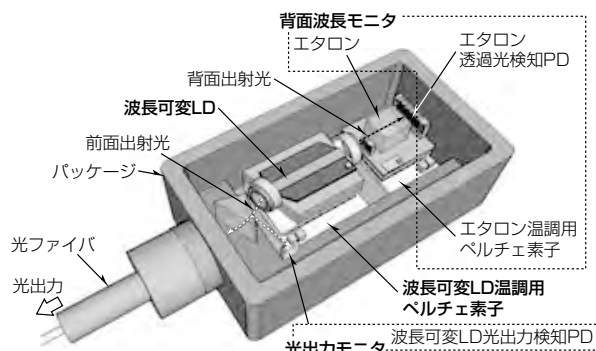


図3. デジタルコヒーレント伝送用光源モジュールの内部

長可変LD、波長可変LDの温度を調整するペルチェ素子、波長可変LDの光出力を検知するための光出力モニター、出射波長を検知する背面波長モニターで構成される。波長可変方式としては、安定性、制御性に優れるとされる、DFB (Distributed Feedback) LDの温度調整方式を採用する。波長可変LDの光源モジュール出力側（前面）の出射光はレンズを介して出力用の光ファイバに結合され、波長可変LDの反対側（背面）の出射光は背面波長モニターに入射する。光出力モニターと背面波長モニターの検知情報を基に制御回路で波長可変LDの駆動電流と温度をフィードバック制御することで、光出力と波長を安定化できる。

一般的に100Gbpsデジタルコヒーレント伝送に必要とされる、光出力14.0dBm以上、消費電力5.0W以下、出射光線幅500kHz以下、光周波数安定度±2.5GHz以下の諸特性を実現するためには、主に次の3つの課題がある。

(1) 波長可変LDにおける低消費電力と高光出力の両立

DFB LDの出射光波長の温度依存性は0.1nm/℃と小さいため、光通信で用いられるC帯(1,530~1,565nm)ないしL帯(1,565~1,625nm)全域をカバーするためには、DFB LDの温度調節範囲を広く設定するとともに、異なる波長の光を出射する複数のDFB LDを集積する必要がある。しかし、温度調節範囲の拡大はペルチェ素子の消費電力増大を、DFB LD数の増加は各LD出射光の合波部での損失増大を招くため、これらを抑える必要がある。

(2) 高精度な背面波長モニターの実現

背面波長モニターは光フィルタであるエタロンと、エタロン透過光を受光するPD (Photodiode) で構成される。エタロンの透過率は波長に依存するため、出射光波長の変動をPD受光パワーの変動として検知できる。この開発では、エネルギー利用効率を高めるため、通常であれば活用されずに迷光となる波長可変LDの背面出射光を用いた波長モニター構造を開発した。しかし複数のDFB LDを集積した波長可変LDでは、各DFB LDで波長モニター特性がばらつき、高精度な波長モニターの実現が困難である。

(3) 制御回路のノイズ低減

光源モジュールでは多くの制御を行っているが、各制御信号は相互に干渉してノイズとなる。このノイズで波長可変LDの駆動電流が揺らぎ、出射光線幅が増大する。線幅の増大は変調光の信号品質の低下をもたらすため、低ノイズ制御回路が必要である。

3章では、各課題を解決するためにこのモジュールに適用されている技術について述べる。

3. 光源モジュールの技術

3.1 波長可変LD

開発した波長可変LDの構造模式図を図4に示す⁽⁴⁾。InP (インジウムリン) 基板上に集積された16本のDFB LDアレ

一、S字導波路、MMI(Multi Mode Interference)光コプラ、SOA(Semiconductor Optical Amplifier)、背面波長モニタ用の不等間隔導波路からなり、チップサイズは $4.8 \times 0.5 \times 0.1$ (mm)である。DFB LDからの出射光はS字導波路と 16×1 MMIを経てSOAで増幅される。波長可変LD温度の調整幅 30°C 以下で、L帯における50GHz間隔の動作周波数(ITU-Tグリッド⁽⁵⁾)全88チャンネルをカバーできるよう、各DFB LDの回折格子ピッチを設計した。また出射光線幅500kHz以下と高い光出力を両立させるため、DFB LDの共振器長を1.2mmに長尺化するとともに、無反射コーティング付き端面窓構造を採用してSOAの導波路形状を設計した。

図5に前面出射光を結合した光ファイバ出力のSOA電流依存性を示す。ここで波長可変LDの温度は 25°C と 55°C 、全16本のDFB LDの注入電流は180mA一定で測定した。どちらの条件でも15dBm以上の光ファイバ出力が得られた。また実使用条件の光ファイバ出力14dBmを満足するSOA電流は、 25°C で190mA以下、 55°C で280mA以下であった。

3.2 背面波長モニタ

図6に、従来技術である前面波長モニタと開発した背面波長モニタの構造を示す。従来構造では波長可変LDの前面出射光を分岐して用いるために過剰な分岐損が生じるが、

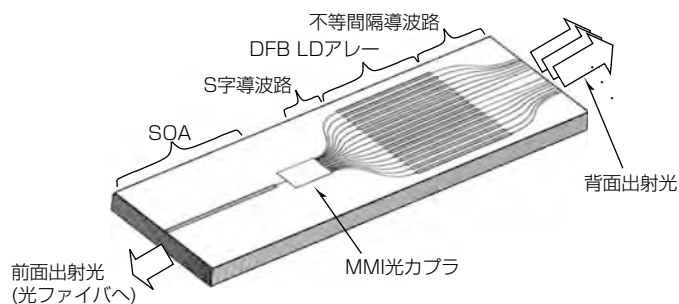


図4. 波長可変LDの構造模式図

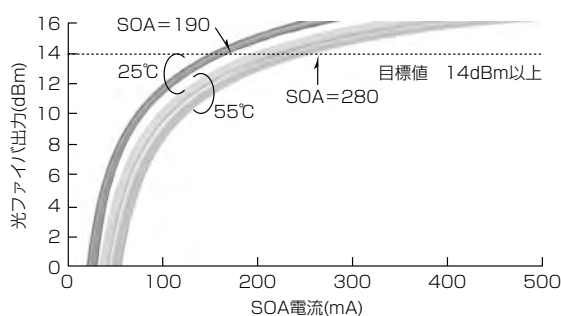


図5. 光ファイバ出力のSOA電流依存性

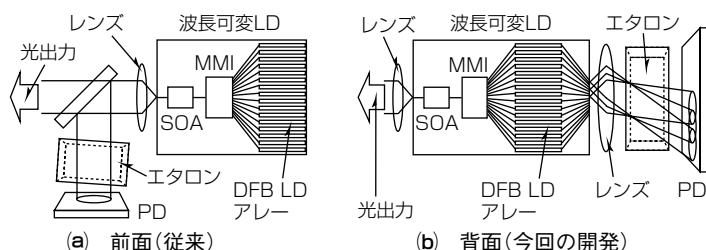


図6. 波長モニタ構造

背面波長モニタではこの光損失を抑制できる。一方背面波長モニタは駆動するLDによって波長モニタ特性がばらつくという課題がある。これは、図6(b)のように各DFB LDの背面光の出射位置が異なるため、レンズ透過後の光線伝搬角度が異なり、エタロンへの入射角度がばらつくことに起因する。そこでエタロンの透過率が周期的であることを利用し、異なる次数のピーク周波数が重なるようにDFB LDごとの光線伝搬角度を設計した。光線伝搬角度はレンズ中心と出射点の位置ずれ量に依存するため、実際の光線角度の調整はDFB LDの出射点ピッチを不等間隔に配置することで実現する⁽⁶⁾。さらに、エタロンの実装角度ずれによる波長モニタ特性ばらつきを緩和するため、エタロン透過率の正負両方のスロープを用いる⁽⁷⁾。図7に、エタロン実装ずれ 0.05° を想定した時の等間隔及び不等間隔DFB LD出射点の波長モニタ特性を計算した結果を示す。出射点を不等間隔にすることで、ITU-TグリッドでLDごとの波長モニタ特性ばらつきを目標 $\pm 2.5\text{GHz}$ 以下の $\pm 2.2\text{GHz}$ に抑えることができ、波長モニタが可能となる。試作した光源モジュールの波長モニタ特性を図8に示す。各波長モニタ特性のピーク周波数がスロープの正、負を用いる場合それぞれでそろっており、ITU-TグリッドでLDごとの波長モニタ特性のばらつきは $\pm 1.2\text{GHz}$ と理論検討通りの結果を得た。

3.3 低ノイズ制御回路

出射光線幅は、外部から流入するノイズと基板内部で発生するノイズに悪影響を受ける。波長可変LD駆動回路の外部雑音耐力を向上させるため、オペアンプと電界効果トランジスタで構成されるアクティブフィルタを電流源回路

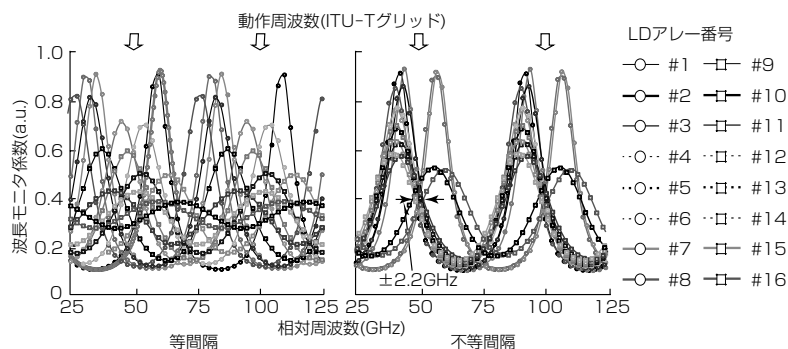


図7. 波長モニタ特性(計算結果)

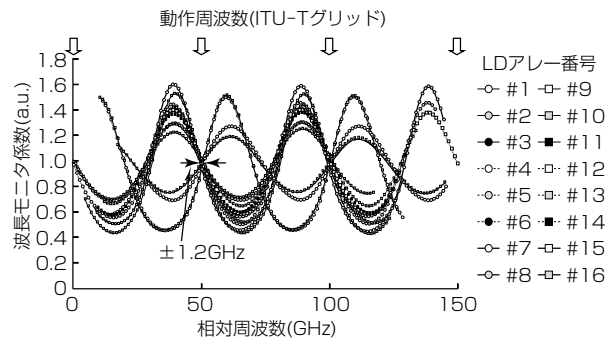


図8. 試作した光源モジュールの波長モニタ特性(測定結果)

に、インダクタとコンデンサで構成されるパッシブフィルタを電源回路に用いて適切な帯域制御を行い、ノイズを低減した。また、グラウンドの1点接続やノイズレベルの異なる配線パターンの空間的分離などによって基板内で発生するノイズ成分の回り込みを抑制し、低雑音環境を構築した。

4. 光源モジュールの特性

開発した100Gbpsデジタルコヒーレント伝送用光源モジュールの特性を評価した。図9に各波長チャネルにおける光出力を、図10に消費電力を、図11に出射光線幅を、図12に光周波数安定度をそれぞれ示す。波長可変範囲はL帯全域の全88チャネルである。光出力は全チャネルで14.3dBm以上、消費電力は最悪条件であるケース温度75℃で3.6W以下、出射光線幅は、測定チャネルが各LDで線幅が最悪となる条件に限られているが320kHz以下、光周波

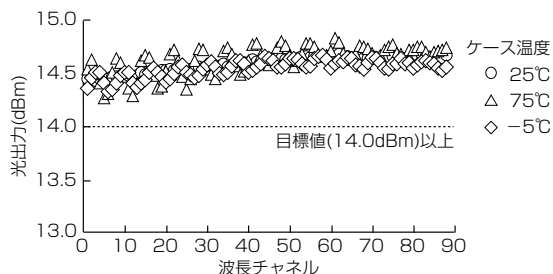


図9. 試作した光源モジュールの光出力

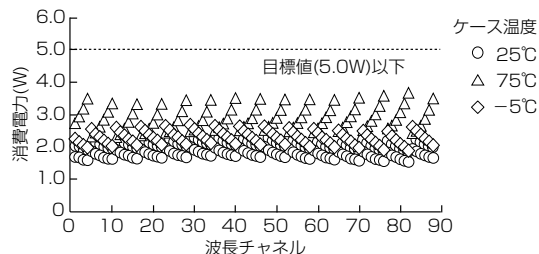


図10. 試作した光源モジュールの消費電力

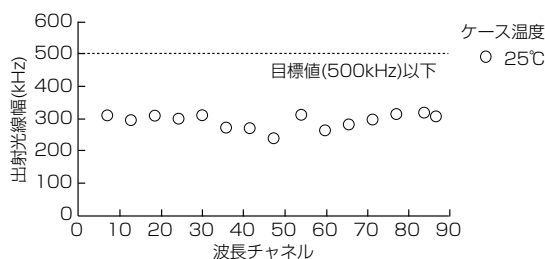


図11. 試作した光源モジュールの出射光線幅

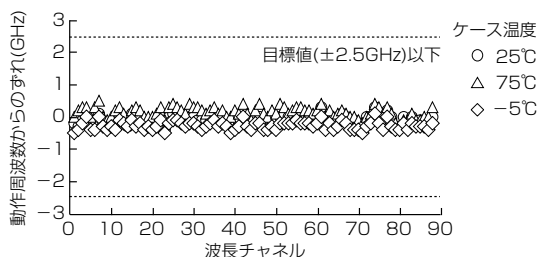


図12. 試作した光源モジュールの光周波数安定度

数安定度はITU-Tで規定される動作グリッド周波数からのずれが±0.6GHz以下と、いずれも目標値に対して十分なマージンを持って満足する結果が得られた。

5. む す び

100Gbpsデジタルコヒーレント伝送用光源モジュールを開発した。小型、低消費電力、高出力、低ノイズを実現する鍵として3つの技術について述べた。波長可変LDでは、16本のDFB LDアレーを用いて温度調整幅を30℃以下に低減し、SOAの導波路形状を最適化することで、高い光出力と低消費電力を両立させた。背面波長モニタでは、DFB LDアレーの出射点ピッチを不等間隔に配置することで波長モニタ特性ばらつきを抑え、通常の構造では不可能であった背面出射光を用いた高精度な波長モニタを実現した。これによって一般的な前面出射光を用いた波長モニタで課題であった光の分岐による過剰損失を抑えた。制御回路では、ノイズを除去するフィルタの最適化や回路パターン上での異なる信号線路の空間的分離によって低ノイズ環境を実現した。これらの技術を確立し、100Gbpsデジタルコヒーレント伝送に必要な特性を満足した。今回の開発品がキーデバイスとなって、100Gbpsデジタルコヒーレント伝送方式の小型、低消費電力化が実現し、ますますの普及が進むことを期待する。

参 考 文 献

- (1) 鈴木扇太, ほか: 光通信ネットワークの大容量化に向けたデジタルコヒーレント信号処理技術の研究開発, 電子情報通信学会誌, **95**, No.12, 1100~1116 (2012)
- (2) OIF-ITLA-MSA-01.2 (2008)
<http://www.oiforum.com/public/documents/OIF-ITLA-MSA-01.2.pdf>
- (3) OIF-MicroITLA-01.0 (2011)
<http://www.oiforum.com/public/documents/OIF-microITLA-01.0.pdf>
- (4) Horiguchi, Y., et al.: Low Power Consumption L-band Tunable Laser Diode With Backside Waveguides, The 24th ISLC, TC2 (2014)
- (5) ITU-T G. 694. 1: Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid (2012)
<http://www.itu.int/rec/T-REC-G.694.1/en>
- (6) Mochizuki, K., et al.: A Wavelength Monitor using Unequally Spaced Back-emitting Light for Tunable LD Array, The 17th OECC, 6D3-3 (2012)
- (7) Mochizuki, K., et al.: Highly Accurate Rear-side Wavelength Monitor for Tunable 16 LD Array with Unequally Spaced Waveguides, The 24th ISLC, TC3 (2014)

CFP光送受信器用低消費電力25Gbps EML-TOSA

馬場幹雄*
 齋藤 健*
 大和屋 武**

Low Power Consumption 25Gbps EML-TOSA for CFP Optical Transceiver

Mikio Baba, Takeshi Saito, Takeshi Yamatoya

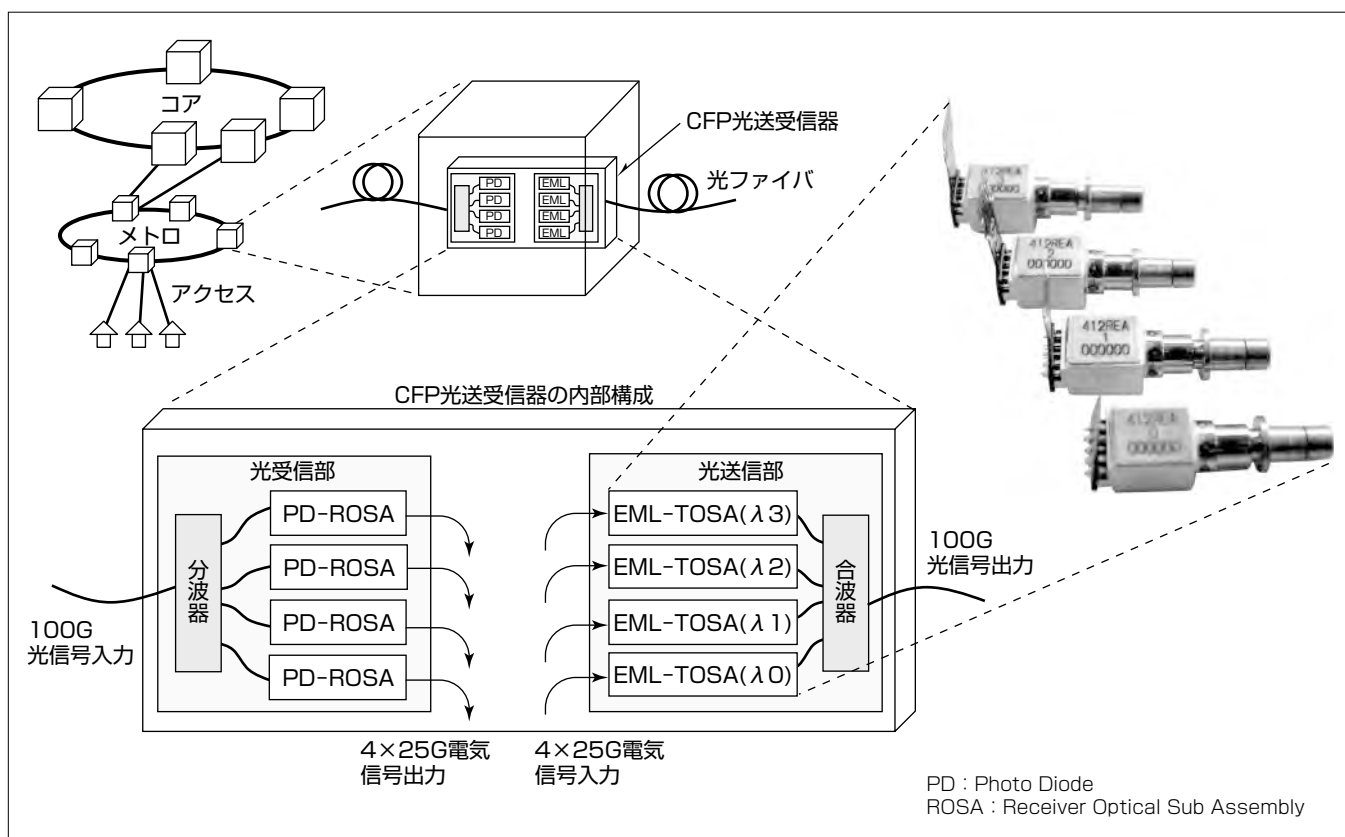
要 旨

通信端末の増加、情報の保存手段や処理方法の多様化、情報の高密度化に伴い、通信ネットワークの各層での通信量が増大している。IEEE(アイ・トリプル・イー)やITU-T(国際電気通信連合電気通信標準化部門)などの国際的な規格では、ビットレートが25Gbpsの異なる4つの波長の光を多重する100Gbpsの光インタフェースが標準化され、また事業者団体のCFP-MSA(Centum Gbps Form-factor Pluggable Multi Source Agreement)では、メトロネットワーク向けの光送受信器が提案されている。

三菱電機では、100Gbpsの光ネットワーク用として、25Gbps EML-TOSA(Electro-absorption Modulated Laser-Transmitter Optical Sub Assembly)を開発した。

取扱いやすさ、さらに部品や製造方法等の共通化を考慮し、10Gbpsの既存品で実績のあるXMD-MSA(10Gbps Miniature Device Multi Source Agreement)インタフェース規格に準拠した外形や端子配置を採用した。

ハイブリッド導波路型EML素子を搭載することで、省電力ドライバIC(Integrated Circuit)を用いた場合でも、消光比の国際規格である8 dB以上を満足し、良好な光波形を達成した。さらにEML素子の高温度動作化によって消費電力低減を実現した。これによって省電力ドライバIC適用も含めて光送受信器全体の低消費電力化に寄与し、今後の光通信システムの発展と環境保全に貢献する。



EML-TOSA

EML-TOSAは、電界吸収型光変調器と分布帰還型レーザとを集積した半導体レーザチップ(EML)及び周辺回路を密閉容器に収納した送信用小型光デバイス(TOSA)で、主に10Gbps以上の比較的高いビットレートの電気信号を光信号に変換する電気・光変換器として使用される。

1. ま え が き

パソコンや携帯電話に代表される各種端末の増加、クラウドコンピューティングやデータセンターなどの情報保存手段の多様化、産学自治体間・国際間の巨大な蓄積情報の処理量増加、及び画像・動画などの高画質・高品質化に伴う単位ファイル当たりの情報量増加によって、今後も情報通信量は増大傾向である。このため、通信速度の上昇とともに、通信設備増強に伴い増大する消費電力の削減が大きな課題である。

IEEEやITU-Tなどの国際規格では、ビットレートが各25Gbpsで波長の異なる4つの光を多重する100Gbpsの光インタフェースが標準化されている。また、製品の外形や端子配置、光学的・電氣的などの仕様を複数の事業者や使用者間で共通化する目的で、CFP-MSAでは、この100Gbps規格に準じた光送受信器(CFP光送受信器)が提案されている⁽¹⁾。

このCFP光送受信器には、電気信号を光信号に変換して出力するEML-TOSAが搭載される。このEML-TOSAは、波長の異なる4つの光源を単一パッケージに一体化した集積型と、1つのパッケージでは25Gbpsの単一波長光を出力する別体型に分かれるが、本稿では後者の開発品について従来品と比較しながら、その特徴を述べる。

2. 25Gbps EML-TOSAの構成

従来10Gbps EML-TOSAでは、XMD-MSAとして、図1のような外形で標準化している⁽²⁾。今回の開発品では、

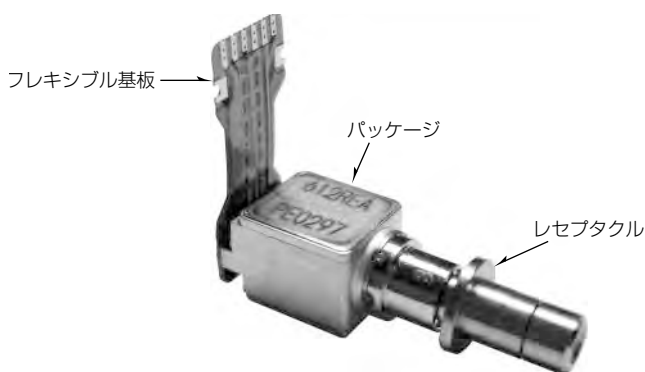


図1. 10Gbps EML-TOSA

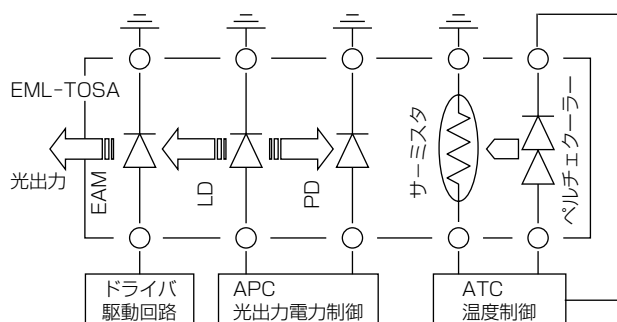


図2. EML-TOSAと周辺の機能ブロック図

取扱いやすさ、部品や製造方法の共通化を考慮し、実績のあるXMD-MSA規格の外形や端子配置を採用した。このTOSAは、CFP光送受信器内の回路基板にはんだ付けして電気信号を伝達するフレキシブル基板とEML素子を収納したパッケージ部と光信号を出力するレセプタクル部とで構成している。

図2にEML-TOSAと周辺の機能ブロック図を示す。温度変化するサーミスタの抵抗値からペルチェクーラーを制御してTOSAの温度を一定に保つ温度制御部(Automatic Temperature Control: ATC)と、LD(Laser Diode)の背面光出力をPD(Photo Diode)で光電変換した監視光電流でLD電流を制御しTOSAの光出力(前面光)電力を一定に保つ光出力電力制御部(Automatic Power Control: APC)と、LDの前面光を電界吸収して電気信号を光信号に変換するEAM(Electro Absorption Modulator)部で構成している。

3. 設 計

3.1 EML素子

従来のEML素子と今回開発したEML素子について述べる。

図3に従来のTOSAに採用していたEML素子の構造を示す(斜視図)。高い消光比を得るためにEAM吸収層に引っ張り歪み非対称量子井戸を適用した⁽³⁾。EAM吸収層とLDの活性層はともにInGaAsP(インジウムガリウムヒ素リン)/InGaAsP多重量子井戸からなる。また、温度制御の設定温度(LD温度)である40℃動作時のEAM部の吸収低減のために、EAMのフォトルミネセンス波長とLD発振波長との差を最適化した。

次に、図4に、今回開発したハイブリッド導波路型

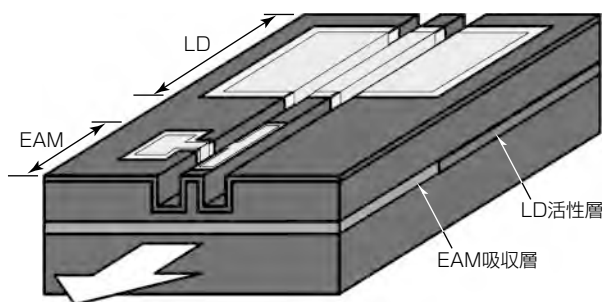


図3. 引っ張り歪み非対称量子井戸型EML素子の構造

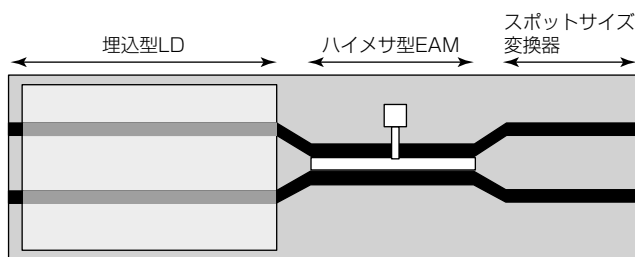


図4. ハイブリッド導波路型25Gbps EML素子の構造

EML素子の構造を示す(上面図)⁽⁴⁾。従来構造に対して次の点を変更している。ペルチェクーラーの省電力化を目的として温度制御の設定温度(LD温度)を55℃とするため、LD部は高温特性に優れる埋込型とした。またEAM部は変調振幅が小さな場合でも高速に動作させるために長尺化と狭幅化を行い、狭幅化しても高い光閉じ込め係数を維持できるハイメサ型を適用した⁽⁵⁾。このようにLD部とEAM部を異なる導波路構造とすることで、両者をそれぞれ最適化して全体として優れた特性を実現することが可能である。さらに素子先端にはスポットサイズ変換器を集積し、容易に光軸調整できる構造とした。

図5に従来のEML素子とこの開発のEML素子の直流消光比特性を示す。このEML素子の方が、低変調振幅時でも高い消光比が期待できる。

3.2 TOSA用パッケージ

従来の10Gbps TOSA用パッケージに対し、25Gbps用として高周波数特性の改善を実施した。主な改良点はフレキシブル基板とパッケージ端子の接続部分で高周波線路の端子間隔を従来の1mmから0.8mmに変更したこと(図6)。

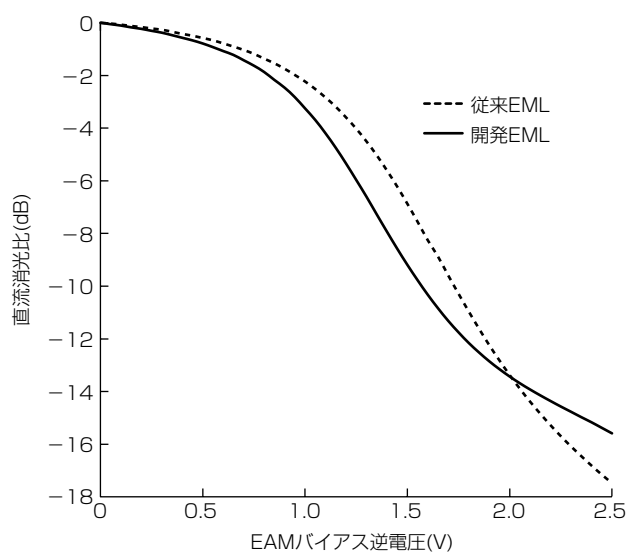


図5. 直流消光比特性

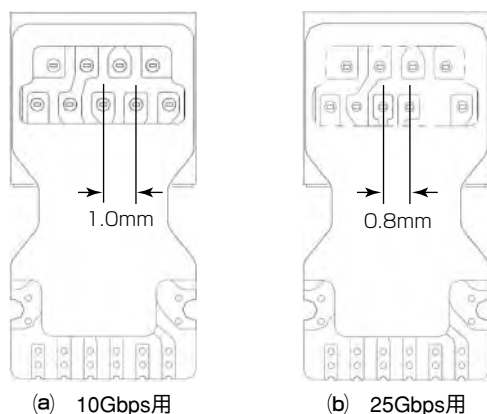


図6. TOSA用パッケージの端子間隔

またパッケージ内部へ高周波信号を導く配線パターンの屈曲を低減させたことである。図7に示すように、パッケージ改良によって高周波特性が広帯域になっている。

さらに、XMD-MSA標準のレセプタクル型に加え、許容最小曲げ半径15mmの光ファイバを取り付けたピグテール型も製品化し、多用途に備えた。図8にレセプタクル型とピグテール型の25Gbps EML-TOSAを示す。

4. 評価結果

参考までに図9に従来EML素子搭載のTOSAの光波形を示す。PPG(Pulse Pattern Generator)変調時、LD温度40℃、変調振幅2V、LD電流85mAの場合、光出力1.91dBm、消光比9.69dB、マスクマージン57%(マスクヒット率50ppm時)であった。

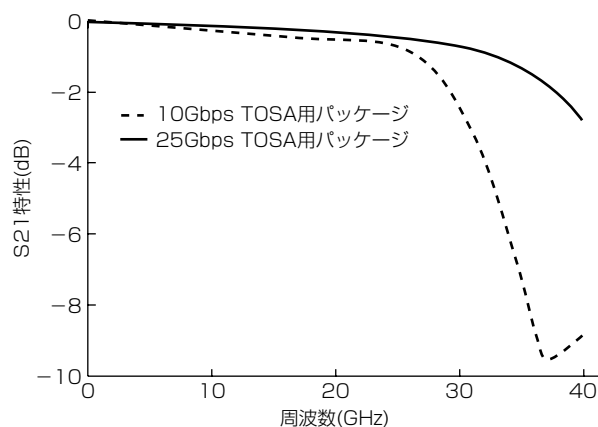


図7. 周波数特性の比較

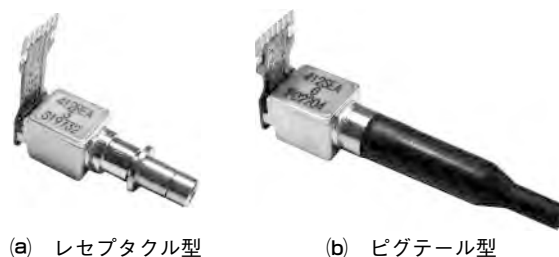


図8. 25Gbps EML-TOSA

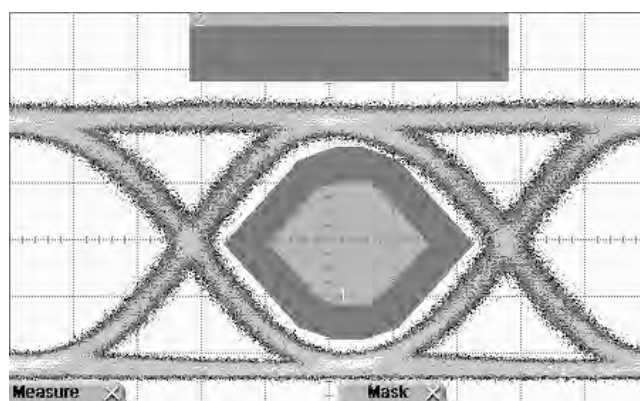
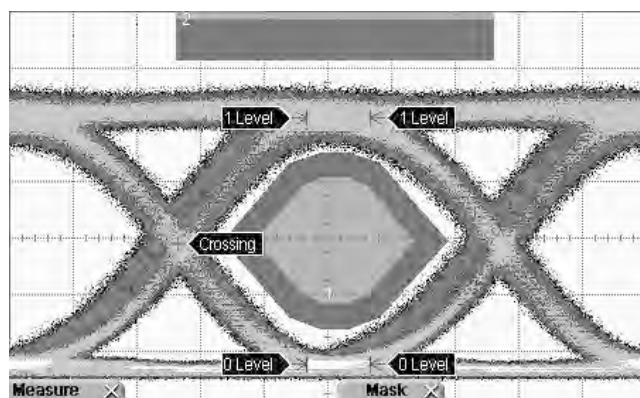
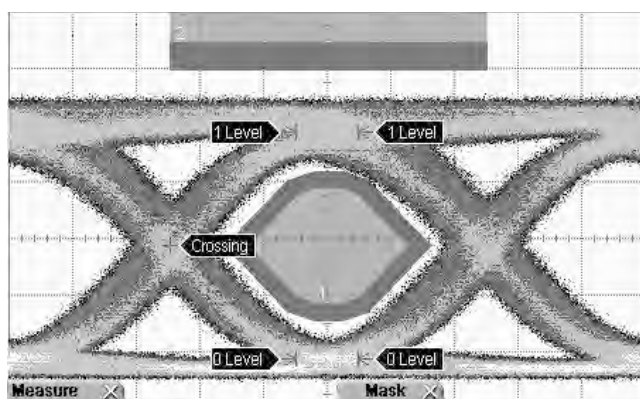


図9. PPG変調時の従来EML-TOSAの光波形



(a) 従来EML-TOSA



(b) 開発EML-TOSA

図10. 市販ドライバIC変調時のEML-TOSAの光波形

表1. 市販ドライバIC変調時のEML-TOSAの評価結果

項目	従来EML-TOSA	開発EML-TOSA
LD温度(℃)	40	55
LD電流(mA)	60	91
変調振幅(V)	2	2
光出力(dBm)	2	1.7
消光比(dB)	8.8	10.8
マスクマージン(%)	42	31
消費電力(Tc=80℃)(W)	0.43	0.15

Tc: EML-TOSAのケース温度

顧客での実使用を考慮し、市販のドライバICであるNeoPhotonics社製KGL8105⁽⁶⁾との接続評価を実施した。図10、及び表1に評価結果を示す。従来のEML素子を用いたものと比較している。

同じ変調振幅でも、開発したEML-TOSAは消光比が約2 dB高く、またLDの高温動作化に伴い、高温でのペルチェクーラーの消費電力を低減できた。

図11に、開発したEML-TOSAを、省電力のドライバIC(M/A-COM社製MAOM-002204)⁽⁷⁾を用いて、変調振幅を1.5Vとした場合の光波形を示す。LD温度55℃、LD電流85mAで、光出力1.32dBm、消光比9.05dB、マスクマージン34%を達成した。

100Gbps対応のCFP光送受信器では4波長分のEML-TOSAとドライバICが必要である。仮に従来のEML-

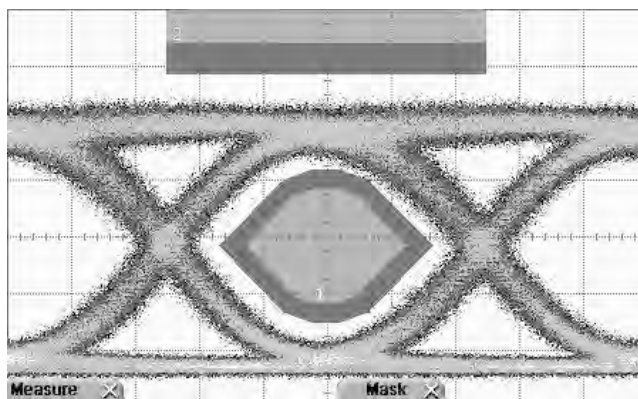


図11. 省電力ドライバIC変調時の開発EML-TOSAの光波形(振幅1.5V)

TOSAと通常のドライバIC(消費電力1.25W)を用いた場合と、今回開発のEML-TOSAと省電力ドライバIC(消費電力0.75W)を用いた場合の、ドライバICとEML-TOSAの消費電力の和を比較すると、前者は $4 \times (1.25 + 0.43) = 6.72\text{W}$ 、後者は $4 \times (0.75 + 0.15) = 3.6\text{W}$ となり、CFP光送受信器1台当たり3.12Wの削減となる。

さらに、低消費電力化に伴い、容積がCFP光送受信器の1/3になる次世代のCFP2光送受信器にも適用可能である。

5. む す び

ハイブリッド導波路採用のEML素子を搭載した25Gbps EML-TOSAを開発した。このEML-TOSAは低変調振幅でも消光比の国際規格(8 dB以上)を満たし、また、LDの高温動作化に伴い、CFP光送受信器の1台当たりの消費電力を、約3 W低下させた。

このEML-TOSAは、増大する情報通信量と消費電力に対し、100Gbpsの速度と省電力化でその課題を解決し、光通信システムの発展と環境保全に貢献する。

参 考 文 献

- (1) CFP-MSA: <http://www.cfp-msa.org/>
- (2) XMD-MSA: <http://www.xmdmsa.org/>
- (3) 斎藤 健, ほか: 引張り歪非対称量子井戸構造43Gbps EA変調器集積DFB-LDの40℃動作, 電子情報通信学会, C-4-3 (2008)
- (4) 大和屋 武, ほか: 次世代100GbEトランシーバ向けハイブリッド導波路型EMLの低電圧・高温動作, 電子情報通信学会, C-4-18 (2013)
- (5) 深野秀樹, ほか: 低駆動電圧動作の40Gbit/s電界吸収型変調器, 電子情報通信学会技術研究報告, 104, No. 414, LQE2004-100, 47~50 (2004)
- (6) NeoPhotonics: <http://www.neophotonics.com/>
- (7) M/A-COM: <http://www.macom.com/home.html>

80km伝送用低消費電力CAN型10Gbps EML-TOSA

大谷龍輝*
岡田規男*
大和屋 武**

Low Power Consumption 10Gbps EML-TOSA for 80km Transmission Employing CAN Package

Tatsuki Otani, Norio Okada, Takeshi Yamatoya

要 旨

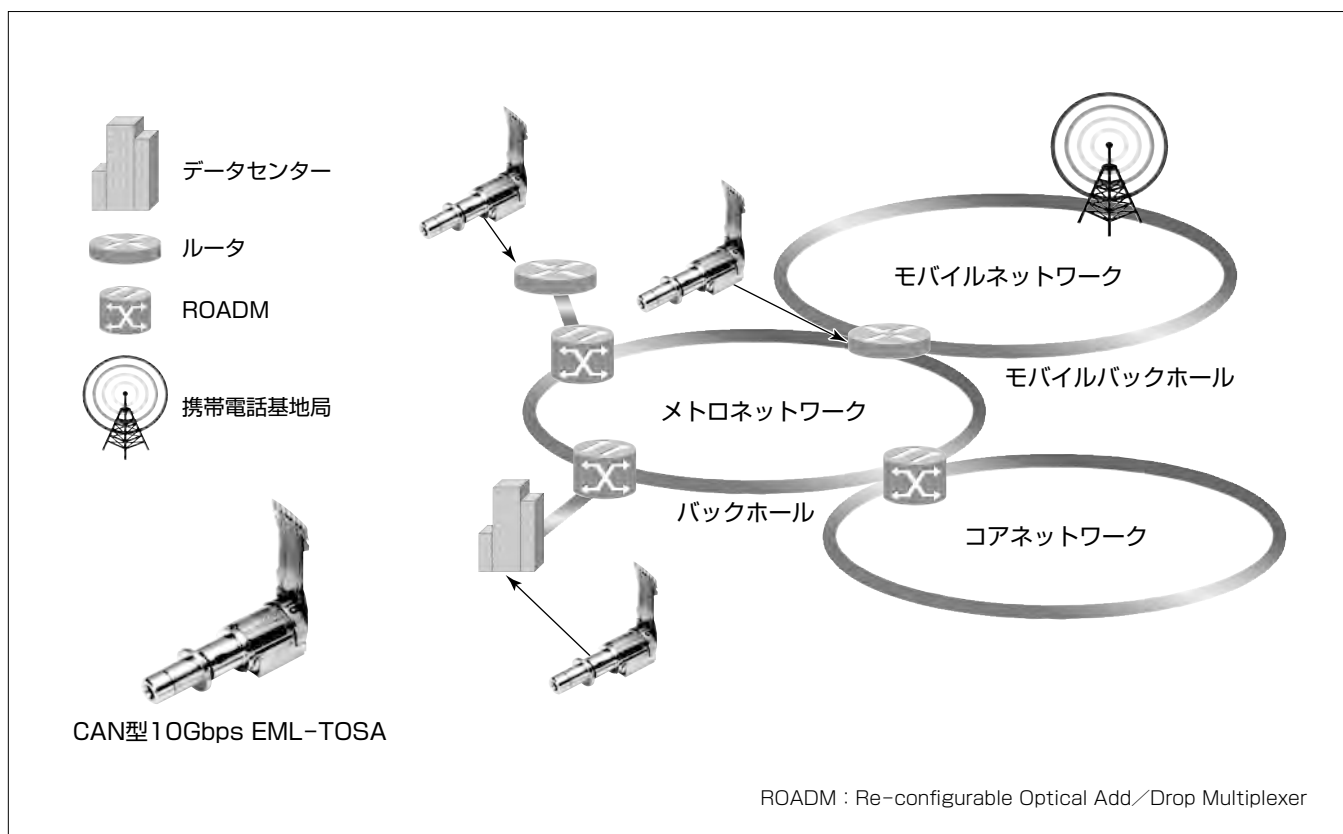
近年、ネットワークトラフィックが急激に増加しており、基幹系の情報通信網であるメトロネットワークの大容量化が加速している。これに伴い、光トランシーバは光伝送装置内に高密度実装されることが予想され、光トランシーバに搭載される光デバイスに対しても動作温度範囲の拡張と低消費電力化が求められる。

電界吸収型変調器集積レーザ (Electro-absorption Modulated Laser : EML) を搭載した EML-TOSA (Transmitter Optical Sub Assembly) は高速動作と長距離伝送に優れたレーザ光源の 1 つであり、データセンター間の光接続やルータの送信光源として用いられている。高い品質の光伝送特性と長期信頼性を実現するためには、EML を TEC (Thermo Electric Cooler) で一定温度に制御する必要があるが、動作環境温度 (以下“ケース温度”とい

う。) と EML 駆動温度の差が拡大する高温での低消費電力化が課題となる。

開発した CAN 型 10Gbps EML-TOSA は、動作温度範囲を従来の 80℃ から 95℃ に拡張するため、EML 駆動温度を 40℃ から 60℃ に高温化し、TEC 抵抗値も最適化した。また、パッケージには量産性に優れた CAN 型パッケージを適用した。CAN 型を適用することによる周波数応答特性の劣化は、インピーダンス整合を改善することで十分な帯域を確保した。

評価の結果、ケース温度 95℃ での消費電力は 0.23W となり、従来品と比較して 76% の低消費電力化を実現した。また、周波数応答特性では 10GHz 以上の 3 dB 帯域が得られ、マスクマージン 26% の良好な光波形と、80km 伝送時の伝送ペナルティ 2 dB 以下の良好な特性が得られた。



EML

EMLは電界吸収型光変調器と分布帰還型レーザが集積された半導体レーザの一種である。分布帰還型レーザと比較して高速動作と長距離伝送に優れるため、10Gbpsの長距離伝送用や高速動作が求められる25Gbps/40Gbpsの送信光源としても採用されている。

1. ま え が き

光伝送装置の高速化・大容量化に伴い、光トランシーバは300pinトランスポンダからXENPAK (10Gigabit Ethernet^(注1) Transceiver Package), X2 (2nd Generation XENPAK), XFP (10Gigabit Small Form Factor Pluggable), SFP+ (Small Form-Factor Pluggable Plus)へと小型化が加速している(表1)。光トランシーバの小型化は、許容される消費電力の低減も伴い、最小サイズのSFP+では、光トランシーバ全体で1.5W以下に抑える必要がある。また、小型化によって、光トランシーバの光伝送装置内への高密度実装が可能となるため、光トランシーバに内蔵されるEML-TOSAに対しても動作温度範囲の拡張が求められる。EML-TOSAを駆動する場合、品質の高い光学特性と長

表1. 光トランシーバのサイズ及び消費電力規格

	外形サイズ(cm ³)	消費電力(W)
XENPAK	78.0	9
X2	37.8	4
XFP	12.2	2.5~3.5
SFP+	6.9	1.0~1.5

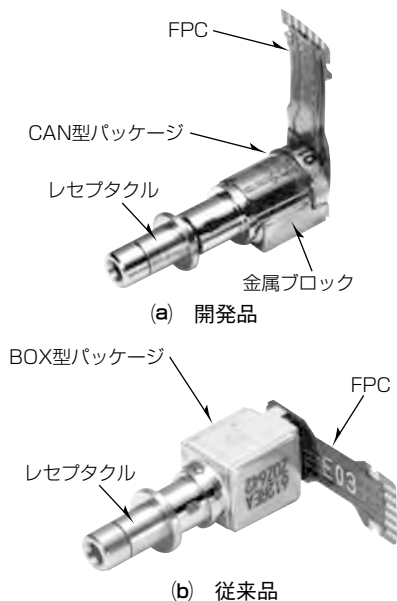


図1. 開発品と従来品のTOSA

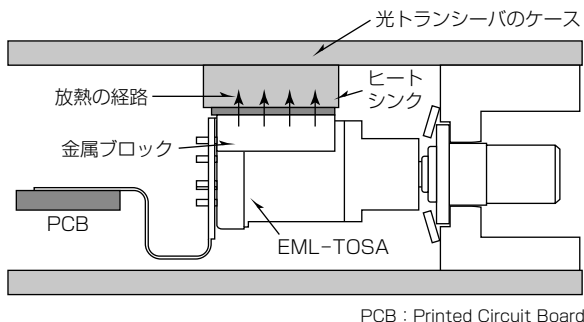


図2. 光トランシーバ搭載時の放熱経路

期信頼性を確保するため、EMLを一定の温度に制御する必要があるが、ケース温度と設定温度の差が大きくなったときに消費電力が増加するという課題がある⁽¹⁾。

開発したEML-TOSAは、ケース温度範囲を80℃から95℃へ拡張すると同時に低消費電力化を実現するため、EML駆動温度を従来の40℃から60℃に高温化した。また、TEC抵抗の最適化を行うことで、回路全体の低消費電力化を図った。また、パッケージには量産性に優れるCAN型を適用した⁽²⁾。

(注1) Ethernetは、富士ゼロックス㈱の登録商標である。

2. CAN型10Gbps EML-TOSAの構成

開発したEML-TOSAのパッケージには光デバイスで汎用的に適用されている金属とガラスをベースとしたφ5.6mmのCAN型パッケージを採用した。図1に開発品及び従来品を示す。開発品の電気信号及び光信号のインタフェースには、FPC(Flexible Printed Circuit)とレセプタクルを採用することで、従来品との互換性を保っている。なお、EML-TOSAの外形サイズやFPCパッド配置は、XMD-MSA (10Gbps Miniature Device Multi Source Agreement)⁽³⁾に準拠している。

図2にSFP+規格の光トランシーバ搭載時の放熱経路を示す。CAN型パッケージの外周に金属ブロックを取り付けることで、光トランシーバ内のヒートシンクを介し、効率的に排熱できる構造となっている。

3. 設 計 結 果

3.1 EML駆動温度の高温化

EML駆動温度を従来の40℃から60℃に高温化するためには、LD(Laser Diode)の効率(駆動電流に対する光出力の比)改善が必要となる。発光素子として集積されているLDは、駆動温度が高くなると効率が低下するため、素子構造に改良を加え、駆動温度60℃での効率の改善を行った。

図3に開発品及び従来品のLD駆動電流-光出力特性を

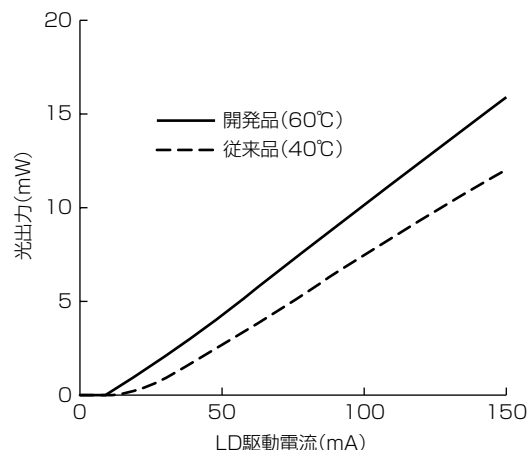
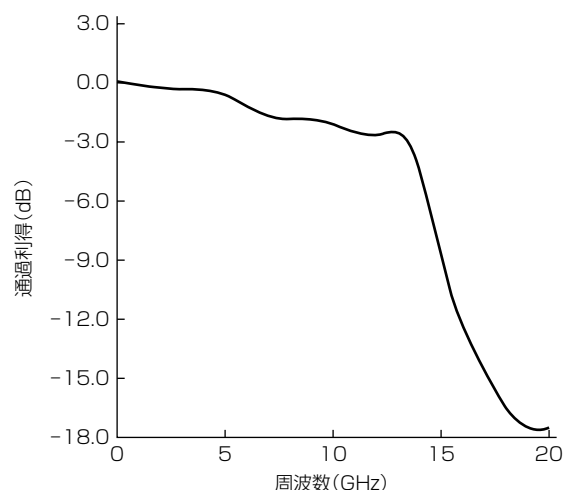


図3. 開発品及び従来品のLD駆動電流-光出力特性

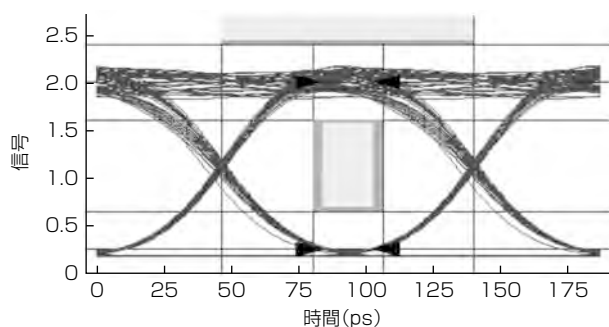
示す。開発品はEML駆動温度を40℃から60℃に高温化したが、同じ駆動電流で従来品より高い光出力が得られている。

3.2 高周波設計

CAN型パッケージは量産性に優れるが、ガラス貫通部の線路インピーダンスが20Ω程度となり、インピーダンス不整合が発生する。そこで、FPCの信号線路からTOSA内部に設けられた終端抵抗までの各接続部を分布定数線路の



(a) 周波数応答特性



(b) 光波形シミュレーション結果

図4. 周波数応答特性と光波形シミュレーション結果

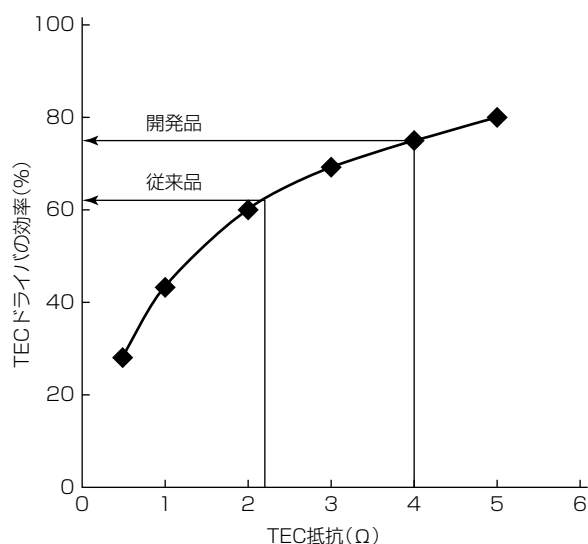


図5. TEC抵抗に対するTECドライバの効率

一部と見立て、TOSA全体での線路インピーダンスが50Ωで整合が取れるよう、パッケージ内部のワイヤ長などを最適化した。

図4に周波数応答特性と光波形のシミュレーション結果を示す。周波数応答特性では利得偏差の小さい10GHz以上の3dB通過帯域が得られた。また、この周波数応答特性の結果を用いた光波形シミュレーションを行った結果、低ジッタの良好な光波形が得られた。

3.3 TEC抵抗の最適化

光トランシーバでTECを駆動する場合、専用のTECドライバを用いパルス変調で制御する。このときTECドライバで電力損失が発生するため、実際のTECドライバの消費電力はEML-TOSAのTEC消費電力よりも高くなる。今回の開発では、この電力損失が最小となるようTEC抵抗を最適化した。

図5にTECの消費電力が0.3WのときのTEC抵抗に対するTECドライバの効率を示す。TEC抵抗が大きくなることで効率が改善されるため、従来の2.2Ωから4Ωに変更し、光トランシーバ搭載時の低消費電力化を図った。

4. 評価結果

図6に周波数応答特性評価結果を示す。比較のため、シミュレーション結果も併せて示す。評価の結果、利得偏差の小さい10GHz以上の3dB帯域が得られ、シミュレーションと一致する結果となった。

図7に伝送前(分散量: 0 ps/nm)と80km伝送後(分散量: 1,600 ps/nm)の光波形を示す。EML-TOSAの駆動条件はビットレート10.7Gbps, LD駆動電流90mA, EML駆動温度60℃, 変調振幅1.8Vである。光波形の評価には4次ベッセル・トムソンフィルタを使用した。評価の結果、消光比は10.3dB, 平均光出力は+1.5dBmが得られ、ITU-T (International Telecommunication Union Telecommuni-

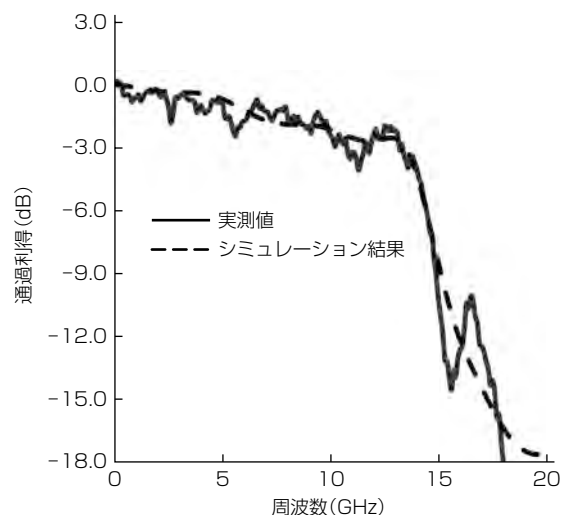
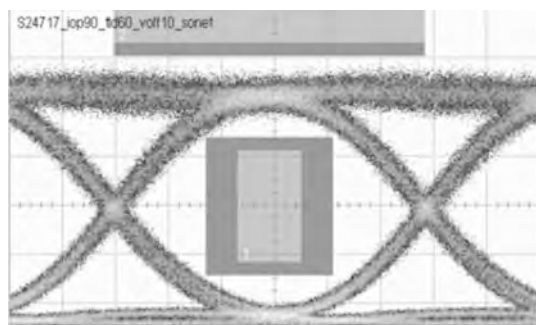
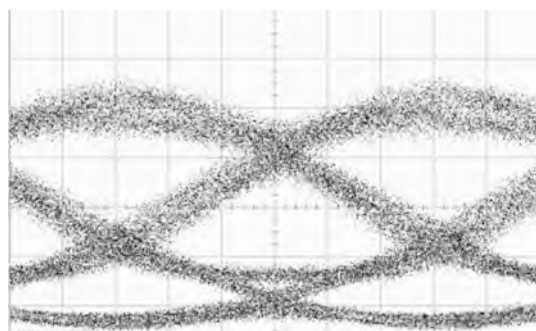


図6. 周波数応答特性評価結果



(a) 伝送前



(b) 伝送後

図7. 伝送前と伝送後の光波形

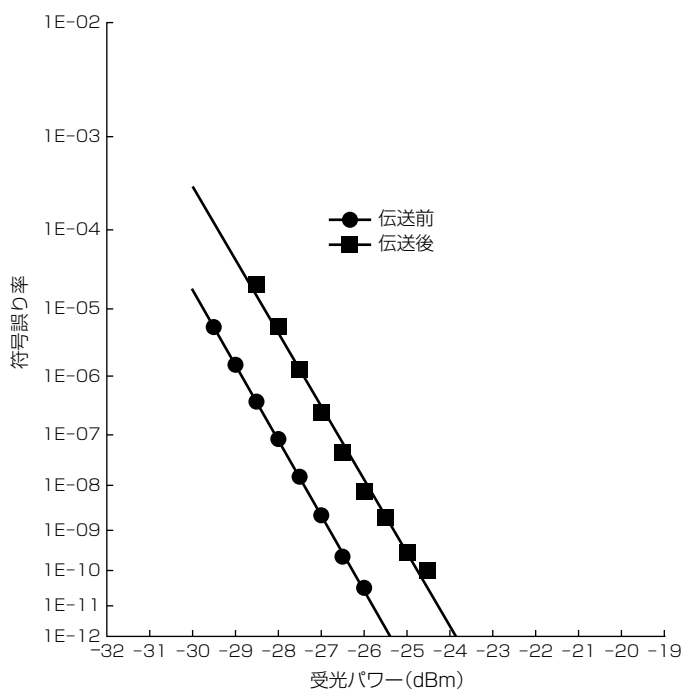


図8. BER特性

cation Standardization Sector)で規定されるマスクに対して26%の-marginが得られた。

図8に80km伝送前後のBER(Bit Error Ratio)特性を示

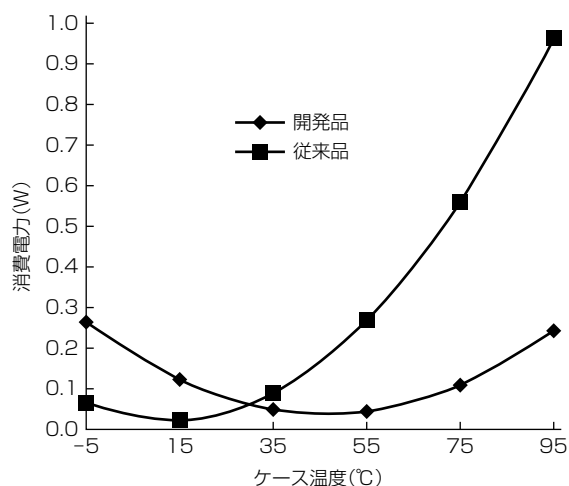


図9. TECドライバの消費電力

す。符号誤り率 1×10^{-12} での伝送ペナルティは2 dB以下であり、良好な結果が得られた。

図9にTECドライバの消費電力評価結果を示す。EML駆動温度を従来の40℃から60℃に高温化したこととTEC抵抗を最適化したことで、ケース温度95℃時における消費電力は0.23Wとなった。同じケース温度における従来品の消費電力は0.96Wであり、76%の低消費電力化を実現した。

5. む す び

80km伝送用CAN型10Gbps EML-TOSAを開発した。EML駆動温度の高温化とTEC抵抗の最適化で低消費電力化を実現し、ケース温度95℃で0.23Wの消費電力が得られた。これは従来品の76%の低消費電力化に相当する。また、パッケージにCAN型を適用することによる周波数応答特性の劣化は、インピーダンス整合を改善することで補償し、10GHz以上の3 dB通過帯域が得られた。光波形のマスク評価では26%のマスク-marginが得られ、80km伝送時の伝送ペナルティで2 dB以下の良好な結果が得られた。

参 考 文 献

- (1) Okada, N., et al.: 10.7Gbit/s Low Power Consumption and Low Jitter EML TOSA Employing Interdigital Capacitor, ECOC2006, We 3, P.66 (2006)
- (2) Okada, N., et al.: Cost-Effective 10.7Gbit/s Cooled TOSA Employing Rectangular TO-CAN Package Operating up to 90℃, Optical Fiber Communication Conference, JWA38 (2010)
- (3) XMD-MSA: <http://www.xmdmsa.org/>

プロジェクタ用 638nm帯高出力赤色半導体レーザ

蔵本恭介*
西田武弘*
阿部真司*

High Power 638nm Red Laser Diode for Display Applications

Kyosuke Kuramoto, Takehiro Nishida, Shinji Abe

要 旨

現在、プロジェクタ用の光源として広く用いられている高圧水銀ランプを、より高効率・高色再現性・長寿命・低環境負荷といったメリットを持つ半導体レーザ(Laser Diode: LD)へ置き換える動きが進んでいる。実際に、青色半導体レーザ光源を用いたプロジェクタは、既に市場に投入されつつあるものの、赤色半導体レーザは、1素子当たりの光出力が不足しており、現状では、置き換えがほとんど進んでいない状況である。

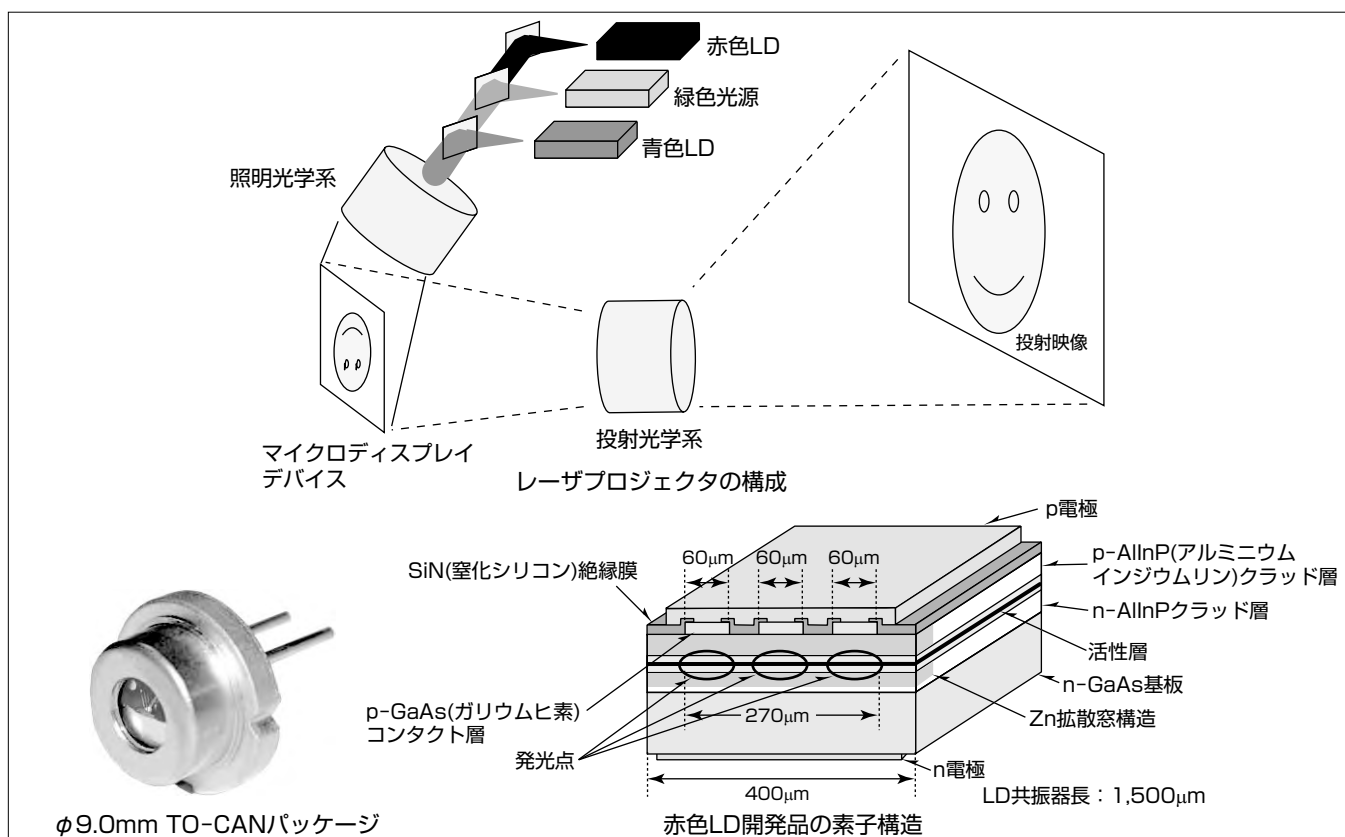
赤色半導体レーザの高出力化を阻害する要因は、前端面近傍での光吸収によってCOD破壊(Catastrophic Optical Damage: レーザ端面の溶融破壊)が発生し、高光出力時の信頼性が確保できないこと、及び活性層温度の上昇に

よって光出力が飽和することである。

三菱電機では、現行の赤色半導体レーザ製品をベースに、発光点幅を拡大することで端面における光密度を低減し、端面COD耐性を向上させた。また、活性層温度の上昇を抑えるために、パッケージをφ5.6mm TO(Transistor Outline)オープンパッケージから、金属缶(CAN)封止型のφ9.0mm TO-CANに大型化するとともに、3発光点構造を採用した。

その結果、世界最高出力^(注1)となるパルス駆動2.5W出力までの良好な光出力特性と、2.5W動作での良好な信頼性を持つ赤色半導体レーザを実現した。

(注1) 2014年6月17日現在、当社調べ



レーザープロジェクタの構成と638nm帯高出力赤色半導体レーザ

レーザープロジェクタの光源として、青、緑、及び赤色半導体レーザが用いられる。マイクロディスプレイデバイスが1つの構成の場合、レーザはデューティ比30%前後のパルスモードで駆動される。高輝度画像の実現及び低消費電力の要求に応えるためには、レーザ光源の高出力化・高効率化が必要となる。

1. ま え が き

現在、プロジェクタ用の光源には、高圧水銀ランプが広く用いられているが、ランプ寿命が3,000時間前後と比較的に短い、消費電力が大きい、水銀の環境負荷があるといった問題から、これをLED、蛍光体、LDといった固体光源に置き換える動きが進んでいる。この中でも、LD光源は他の光源に比べて、高効率で低消費電力であること、高輝度であること、色再現性が良好であることから、有望な光源である。このことから、青色LD光源と蛍光体を使用したハイブリッドタイプのプロジェクタが、市場に投入され始めている。

プロジェクタ光源用のLDは、大きな光出力を得ることが可能な横マルチモードLDが用いられる。赤色光源用の横マルチモードLDは、既に数社で製品化されているが、光出力が十分ではないために、プロジェクタ当たりの使用個数が大きくなる傾向がある。そのため、安価なシステムを構成しにくく、現時点では普及が進んでいない。このことから、赤色LDの高出力化が強く望まれている。

これまで当社は、プロジェクタ等の光源用途に、高出力赤色LD“ML501P73(CW(Continuous Wave)光出力0.75W、パルス光出力1.0W)”を開発・量産している。今回、この製品をベースに、パルス光出力を2.5Wにまで増大させた赤色LDを開発した。

本稿では、開発した高出力赤色LDの素子構造と素子設計及び素子特性と信頼性評価結果について述べる。

2. 素子構造と素子設計

2.1 赤色LDの素子構造

図1にAlGaInP系赤色LDの素子構造を示す。比較的容易に高出力化が可能なBS(Broad Stripe)LD構造を採用した。n型導電性を持つGaAs基板上に有機金属気相成長法(Metal Organic Chemical Vapor Deposition : MOCVD)によって、n-AlInPクラッド層から、p-GaAsコンタクト層までを積層する。活性層にはGaInP(ガリウムインジウムリン)材料を用いた単一量子井戸構造を用いている。

赤色LDの光出力が高温時に低下する主な理由は、熱エネルギーを得た電子が、pクラッド層のバンド障壁を乗り

越えて(オーバーフロー)、発光に寄与しなくなることである。これを防止するため、今回の開発品では、p-AlInPクラッド層のキャリア濃度を最適化している。また、活性層への光閉じ込め量を増大させることで、発振に必要なキャリア密度を低減し、電子のオーバーフローを抑制している⁽¹⁾。

p-GaAsコンタクト層は、エッチングによって60μm幅の3本のストライプ形状とし、その後に、絶縁膜を形成する。このストライプ上部だけ開口させた上でp電極を形成する。基板裏面にn電極を形成することで、垂直方向に電流が流れる構造となっている。このような構造によって、3本のストライプ部だけに電流が流れるため、3点からレーザ光が出射される。LD共振器長は1,500μmとした。

端面近傍での光吸収によって発生するCOD破壊の対策として、LD端面には、当社独自の亜鉛熱拡散による量子井戸構造の無秩序化によって端面窓構造を形成している⁽²⁾。

前端面には低反射コーティングを、後端面には高反射コーティングを施している。活性層からの発熱を効率良く放熱させるため、LD素子をJ/D(Junction Down)でサブマウントにダイボンダし、φ9.0mmのTO-CANパッケージに搭載した。

このLDの各発光点の幅は60μmと広いため、横モードはマルチモードで発振する。

2.2 端面光密度の低減

赤色LDにおける主な高出力化阻害要因は、前端面でのCOD破壊である。これは、端面近傍での光吸収によって端面が融解し、素子が故障する現象である。この故障モードでの平均故障時間(Mean Time to Failure : MTTF)は、式(1)のように、前端面の光密度に大きく依存することが分かっている⁽³⁾。

$$MTTF(COD) \propto P_{dens}^{-3.2} \dots\dots\dots(1)$$

$$P_{dens} = \left(\frac{P_f}{W_e \cdot d} \right) \dots\dots\dots(2)$$

P_{dens} : 光密度

P_f : 前端面光強度

W_e : 発光点幅

d : スポット径(垂直)

高光出力化した場合でも、高い信頼性を確保するためには、発光点幅 W_e を大きくすることで端面の光密度を低減し、CODの発生を抑制することが必要である。

今回、我々はデューティ比30%、パルス周波数120Hz、パルスピーク出力2.5Wのパルス動作におけるMTTFの目標値を25,000時間とした。これを実現するために必要な光密度の見積もり結果から、発光点幅を従来の40μmから180μmへ大幅に増大することとした。この発光点幅への変更は、1発光点のままその幅を広くする以外に、複数の発光点に分割する方法もある。今回の開発品では、60μm幅の発光点を3つつつ素子構造を採用することにした。この構造を選んだ理由については2.4節に述べる。

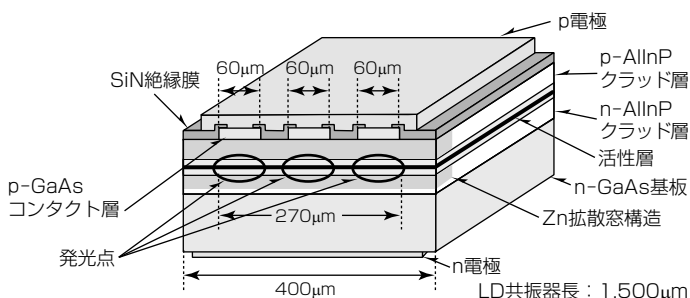


図1. 赤色LD開発品の素子構造

2.3 パッケージの大型化による熱抵抗の低減

赤色LDの光出力を制限するもう1つの要因に、光出力の熱飽和がある。これは、高電流・高出力動作時に、活性層又はその近傍領域における発熱によって、活性層の温度が上昇することが原因となる。活性層温度を低減するためには、活性層とLDを保持するホルダ間の熱抵抗を低減する必要がある。

今回、これを実現するために、現行製品のパッケージである5.6mm径のTOオープンパッケージを、より大型となる9.0mm径のTO-CANに変更した⁽⁴⁾。図2に、その外形を示す。

現行製品のパッケージであるφ5.6mm TOの、パッケージ部分の熱抵抗は、熱シミュレーションによって2.13K/Wと見積もられる。また、このパッケージを、熱伝導グリスを介してLDホルダにセットしたと仮定したときの、パッケージとLDホルダ間の接触熱抵抗は4.07K/Wと見積もられる。一方、φ9.0mm TO-CANの場合の、パッケージ熱抵抗は1.43K/W、接触熱抵抗は1.37K/Wである。

このように、パッケージを大型化したことで、パッケージ熱抵抗と接触熱抵抗を合わせた熱抵抗値は6.20K/Wから2.80K/Wに低減し、活性層温度の低下に大きく寄与することになる。

2.4 素子構造変更による熱抵抗の低減

2.2節で述べたように、この開発品では、信頼性向上を目的に、発光点幅を現行の40μmから180μmに増大することにした。

図3に、開発したLDとサブマウントの模式図を示す。図中の矢印は、活性層近傍における発熱がパッケージ方向へ放熱するときの熱の流れを示している。発光領域を広くすると、この熱流の幅が広がることによって熱抵抗が小さくなる。LDをφ9.0mm TO-CANパッケージに搭載した



図2. φ9.0mm TO-CANパッケージ

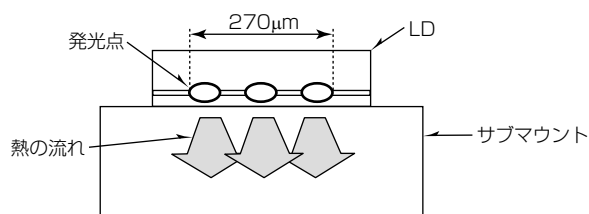


図3. 60μm幅3発光点構造での熱の流れ

場合の、活性層からLDホルダ間の全熱抵抗値は、現行製品で9.83K/Wであるが、3発光点構造によって3.90K/Wに低減する⁽⁴⁾。

ここで、発光点左端から右端までの距離が大きいほど、熱抵抗値が小さくなると考えられるが、今回は、光学系との結合を考慮して、この距離を270μmとした。

3. 素子特性と信頼性評価結果

現行製品及び開発した赤色LDの光出力-電流特性の例を、それぞれ図4(a), (b)に示す。駆動条件は、デューティ比30%，パルス周波数120Hzのパルス駆動で、図中記載の温度は、パッケージ底面における温度(ケース温度)である。

現行製品では、1.0W光出力までは良好なりニアリティを示しているものの、高出力及び高温領域では光出力の飽和が見られる。一方で、開発品では、25℃から55℃の温度範囲で、2.5W以上の光出力まで良好な特性が得られている。

開発品の25℃及び45℃における2.5W出力時の動作電流は、それぞれ2.71A、3.41A、動作電圧はそれぞれ2.26V、2.33Vであった。25℃におけるスロープ効率_{0.5}は、1.20W/Aとなっている。

図5は、開発品を25℃、2.5Wでパルス駆動したときの水平(FFP//)及び垂直方向(FFP⊥)の遠視野像である。光

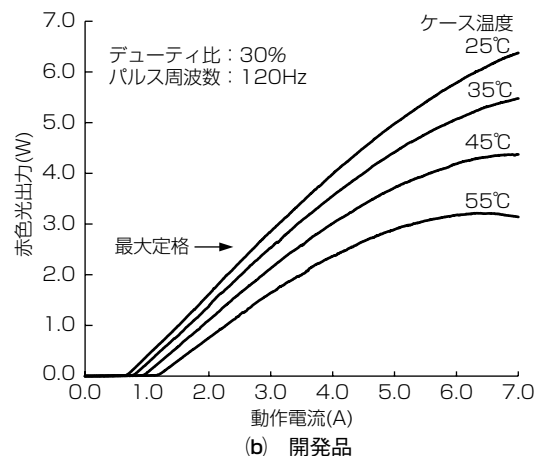
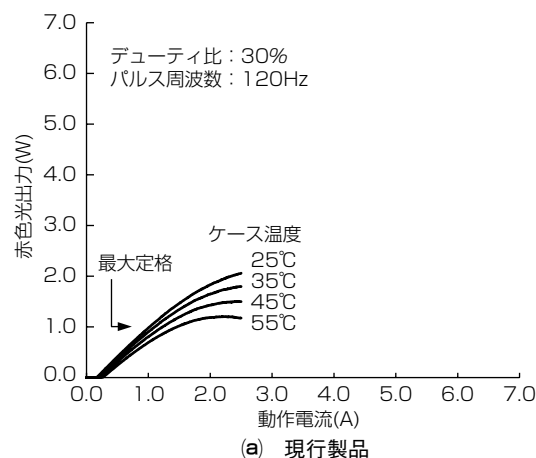


図4. 光出力-電流特性

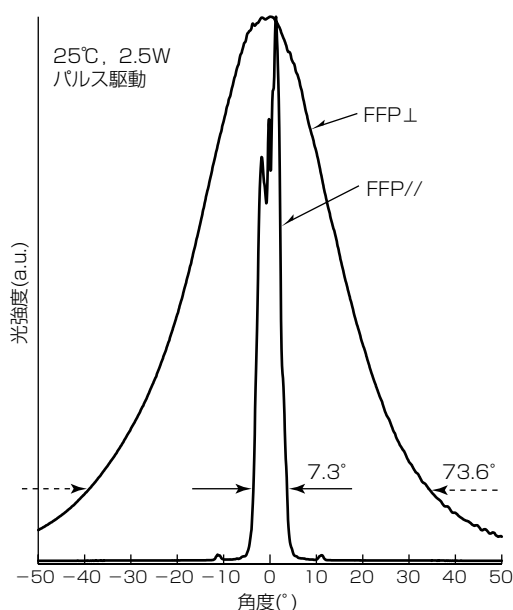


図5. 開発品の遠視野像

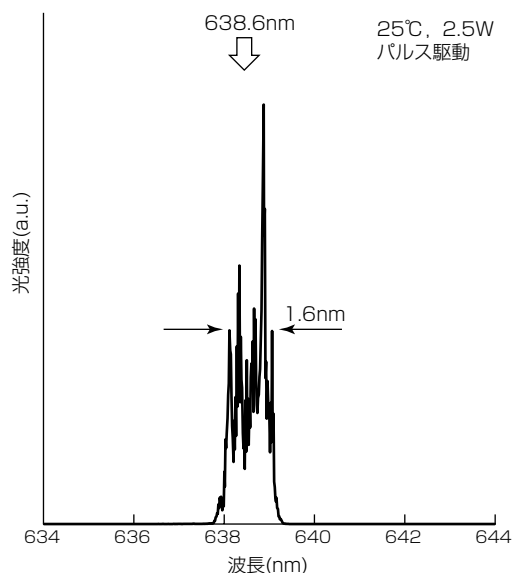


図6. 開発品の波長スペクトル

出力がピーク値の $1/e^2$ となるときの全幅は、それぞれ 7.3° 、 73.6° である。これらの形状は、現行製品とほぼ同等となっている。この放射角とレーザー光の射出サイズから見積もったエタンデュ (Etendu) は、 $0.0004\text{mm}^2 \cdot \text{Sr}$ である。

図6は、開発品を 25°C 、 2.5W でパルス駆動したときの波長スペクトルである。ピーク波長は 638.6nm 、スペクトルの半値全幅は約 1.6nm となっている。

この開発品では、従来製品に対し発光点数が3倍になっている。ここで、照射画像上の斑点模様の程度を示すスペックルコントラストは、発光点数の平方根に反比例することを考えると、この開発品のスペックルコントラストは従来品の6割程度になっていると考えられる。

図7に、この開発品をCW動作で定電流駆動したときの寿命試験結果を示す。光出力は 3.4W で、活性層温度が

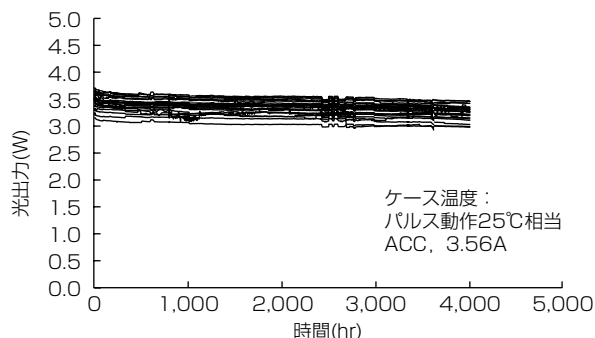


図7. 寿命試験結果(25°C 、 3.4W)

25°C のパルス動作時と同じになるようにケース温度を設定した。4,000時間を経過しても故障の発生はなく、安定動作している。このLDを 2.5W 、デューティ比30%で動作させる場合を考えると、この試験の光出力加速係数は式(1)から $(3.4\text{W}/2.5\text{W})^{3.2}=2.68$ となる。この加速係数と、パルス駆動における実動作時間が30%であることを考慮すると、図7の試験は $4,000(\text{時間}) \times 2.68/0.3 = 35,700$ 時間無故障に相当することになり、このLDが高い信頼性を持っていることが分かる。この 2.5W パルス動作は、TO-CANパッケージタイプの 638nm 帯赤色LDで、世界最高出力の動作である。

4. む す び

プロジェクタ光源用赤色LDの普及のためのキーポイントである高光出力化の要求に応えるため、 2.5W 動作が可能な高出力赤色LDを開発した。発光点幅増大によるCOD耐性の向上に加え、 $\phi 9.0\text{mm}$ TO-CANパッケージと3発光点構造の採用による熱抵抗低減によって、現行製品よりも大きな光出力を実現した。さらに、 25°C 、 2.5W のパルス動作で、35,000時間以上相当の安定動作を確認した。

現在、当社では、プロジェクタの高輝度化の要求に応えるため、更なる高出力化を進めている。また、CW動作品の開発も進める予定である。

参 考 文 献

- (1) Kuramoto, K., et al.: High Power AlGaInP Red Laser Diode, The 1st Laser Display Conference, LDCp7-1 (2012)
- (2) Tada, H., et al.: Uniform fabrication of highly reliable, 50-60mW-class, 685nm, window-mirror lasers for optical data storage, Jpn. J. Appl. Phys., **36**, No.5A, 2666~2670 (1997)
- (3) Mitsuyama, H., et al.: Reliability Study on High-Power 638nm Broad Stripe Laser Diode, Opt. Rev., **21**, No. 1, 43~47 (2014)
- (4) Kuramoto, K., et al.: High Power AlGaInP Red Laser Diode for Display Applications, The 21st International Display Workshop, PRJ1-2 (2014)

638nm帯高出力赤色半導体レーザーの 加速信頼性

満山 弘*
門岩 薫**
八木哲哉**

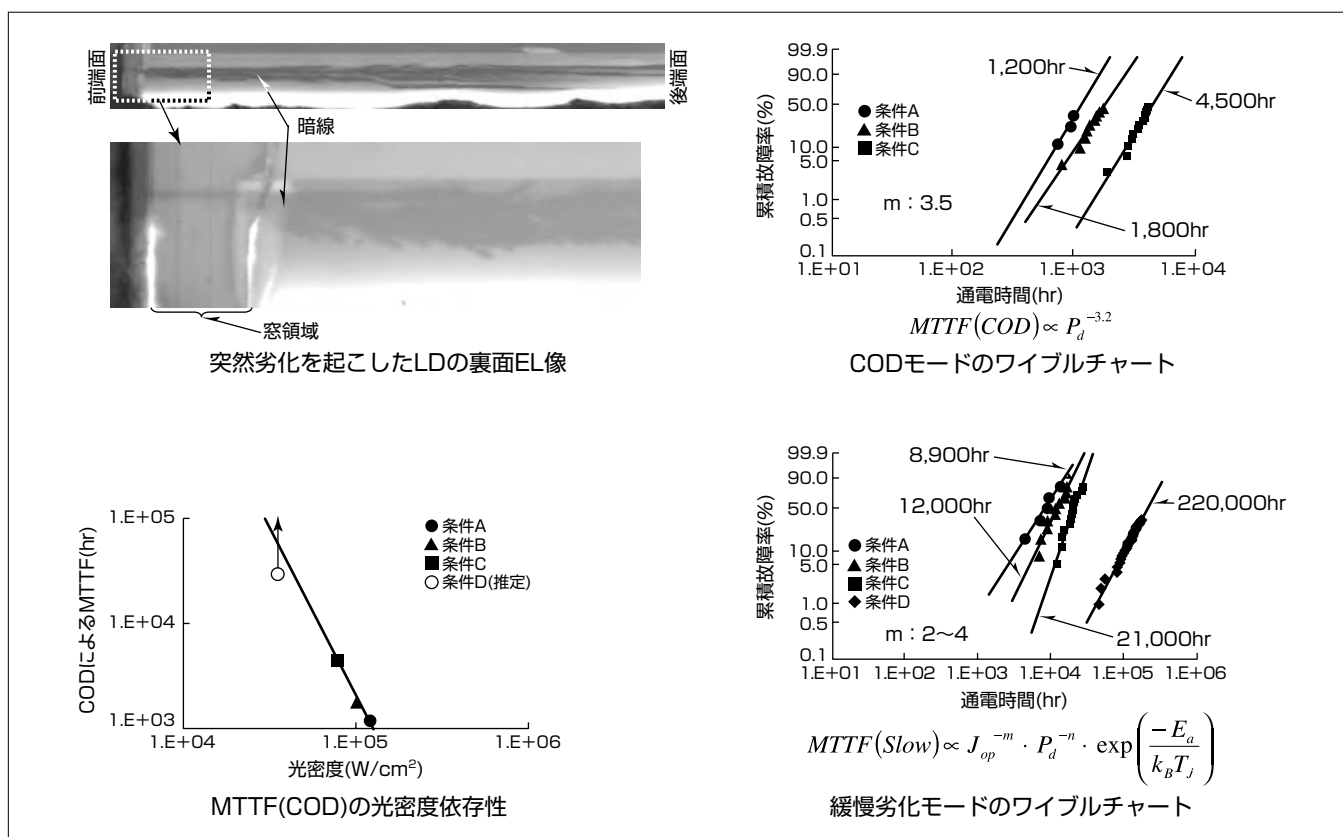
Reliability Study on High Power 638 nm Red Laser Diode

Hiroshi Mitsuyama, Kaoru Kadoiwa, Tetsuya Yagi

要 旨

レーザーディスプレイ向け赤色光源として亜鉛の熱拡散による端面窓構造を導入した638nm帯BS (Broad Stripe) - LD (Laser Diode) について加速信頼性試験を行い故障モードと加速信頼性に関して検討を行った。光出力 (P_o) とケース温度 (T_c) を変化させた通電試験を実施した結果、通電に伴い突然に光出力がゼロとなる突然劣化と、徐々に光出力が下がる緩慢劣化が見られた。突然劣化の原因を調査するためにEL (Electro-Luminescence) 像を解析した結果、端面での光学的端面瞬時破壊 (Catastrophic Optical Degradation : COD) であることが判明した。このLDのCODモードの加速性については、 m (形状パラメータ) 値から磨耗故障モードであることが判明した。各通電条件の

平均故障時間 (Mean Time To Failure : MTTF) と光出力密度 (P_d) 依存性を調べた結果、ほぼ線形の関係が見られ、CODによる素子寿命は P_d の3.2乗に反比例することが分かった。この加速係数から、このLDにおける T_c : 40℃, P_o : 0.5W · CW (CW Continuous Wave) でのCODによるMTTFを求めると41,000時間であることが明らかになった。一方、緩慢劣化モードでの加速係数を算出してMTTFを推定すると84,000時間となった。このことから、このLDの同条件でのMTTFはCODが支配的で、推定寿命は41,000時間であり、レーザーディスプレイの赤色光源として問題なく使用できることが明確となった。



レーザーディスプレイ用638nm帯高出力赤色半導体レーザーの劣化解析と故障モード特定及び加速性の推定

劣化解析を行い、突然劣化の原因は端面での光学的端面瞬時破壊 (COD) であることが判明した。MTTFと光出力密度 (P_d) 依存性を調べ、CODによる素子寿命は P_d の3.2乗に反比例し、 T_c : 40℃, P_o : 0.5W · CWでのMTTFは41,000時間であった。一方、緩慢劣化モードでの加速係数から推定したMTTFは84,000時間となった。すなわちこのLDのMTTFはCODが支配的であることが明確となった。

1. ま え が き

1962年にはじめて発振した半導体レーザ(Laser Diode: LD)の機器応用は、1980年代に光通信や光ディスクなどで本格的な市場開拓が始まり、光通信、加工機では赤外LDが主に用いられている。最近では目に見えるレーザ光を発する可視光LDの特長を最大限に生かす応用分野として、レーザディスプレイが注目されてきている⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾。ディスプレイ光源用LDとしては、比較的容易に高出力化が可能なBS-LD又はそのアレーが一般的に用いられる⁽³⁾が、その信頼性に関する知見も主に近赤外LDでのものであった。一方、ディスプレイに用いられる可視光BS-LDは数万時間以上の長期間動作が求められ、CW又は周波数：数十～数百Hz程度、デューティ：30%程度のパルスで駆動される場合が多く、今までのLD信頼性に関する知見をそのまま用いることはできない。

本稿では、638nmで発振するディスプレイ用赤色BS-LDに対する系統的かつ長期間の信頼性試験に基づいて得られた信頼性に関する諸知見を述べる。

2. 638nm BS-LDの構造と特性

2.1 638nm BS-LDの構造

この実験で用いた638nm BS-LDの構造を図1に示す。各エピ層は自然超格子の形成を抑制するためにオフ角を持つn型GaAs(ガリウムヒ素)基板上に、有機金属気相成長法(Metal Organic Chemical Vapor Deposition: MOCVD)で作成されている。LDの温度特性を改善するためには発振キャリア密度を低く保つことが必要であり、そのため活性層への光閉じ込めを強くする必要がある⁽⁴⁾。そこでAlGaInP(アルミニウムガリウムインジウムリン)系では最も屈折率が低くなる⁽⁵⁾ AlInP(アルミニウムインジウムリン)をクラッド層に用いた。活性層は引張歪(ひずみ)を持つGaInP(ガリウムインジウムリン)の量子井戸で構成し、発振波長が638nmとなるように膜厚及び歪量を調整した。光学的端面瞬時破壊(COD)対策として、三菱電機独自の亜鉛熱拡散による量子井戸構造の無秩序化を用いた端面窓構造⁽⁶⁾を採用した。選択的な電流注入のため、エピ成長後にBS領域を除きp-GaAsコンタクト層をエッチングで除去してSiN(窒化シリコン)絶縁膜を形成した。ストライプ幅は40 μ m、LD共振器長は1,500 μ mとし、前後端面には各々AR(Anti-Reflective)、HR(High Reflective) コートを施した。LDチップはAlN(窒化アルミニウム)製サブマウントを介してAuSn(金スズ)はんだを用いてジャンクションダウンで ϕ 5.6mmのTO-CAN(Transistor Outline-CAN)パッケージに組み立てた。

2.2 638nm BS-LDの特性

ケース温度0～40℃におけるこのLDのCWでの光出力-

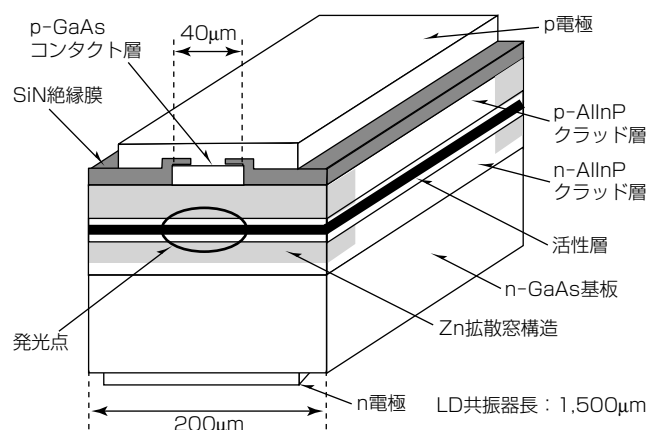


図1. 638nm BS-LDの構造

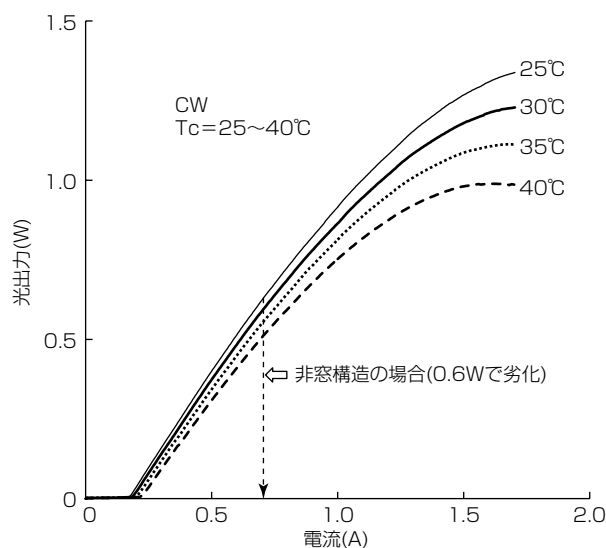


図2. 638nm BS-LDのP-I特性

電流(P-I)特性を図2に示す。図中には窓構造を持たない(非窓構造)同一構造LDの25℃における特性も併せて示した。非窓構造LDでは0.6W強の出力で不可逆的に劣化するのに対し、窓構造LDでは1.0Wを超えても劣化しない。非窓構造の劣化はEL(Electro-Luminescence)像の解析から、端面でのCODであることが分かり、端面窓構造がBS-LDにおける高出力化に非常に有効であることが明確となった。

3. 638nm BS-LDの加速信頼性試験

3.1 加速信頼性試験の条件及び結果

この試験で用いた加速信頼性試験の条件を表1に示す。

全ての試験はACC(Auto Current Control)で実施した。変化させたパラメータは、初期光出力(Pi)とケース温度(Tc)である。なお、一般化のためにTcは接合部温度(Tj)に変換して記載した。表中には、光密度(Pd)、動作電流密度(Jop)及びサンプル数(n)も併せて示した。試験結果を図3に示す。最もPiが大きな条件Aでは、光出力(Po)は徐々に減少しており(緩慢劣化)、かつ700時間を過ぎたあたりで突然に劣化しPoがほぼゼロとなっている。Piが1Wを

表 1. 638nm BS-LDの加速信頼性試験条件

条件	P_i (W)	T_j (K)	P_d (W/cm ²)	J_{op} (A/cm ²)	n (個)
A	1.5	309	1.18×10^5	2.67×10^3	8
B	1.3	322	1.02×10^5	2.50×10^3	20
C	1.0	355	7.84×10^4	2.50×10^3	29
D	0.42	327	3.29×10^4	1.03×10^3	95

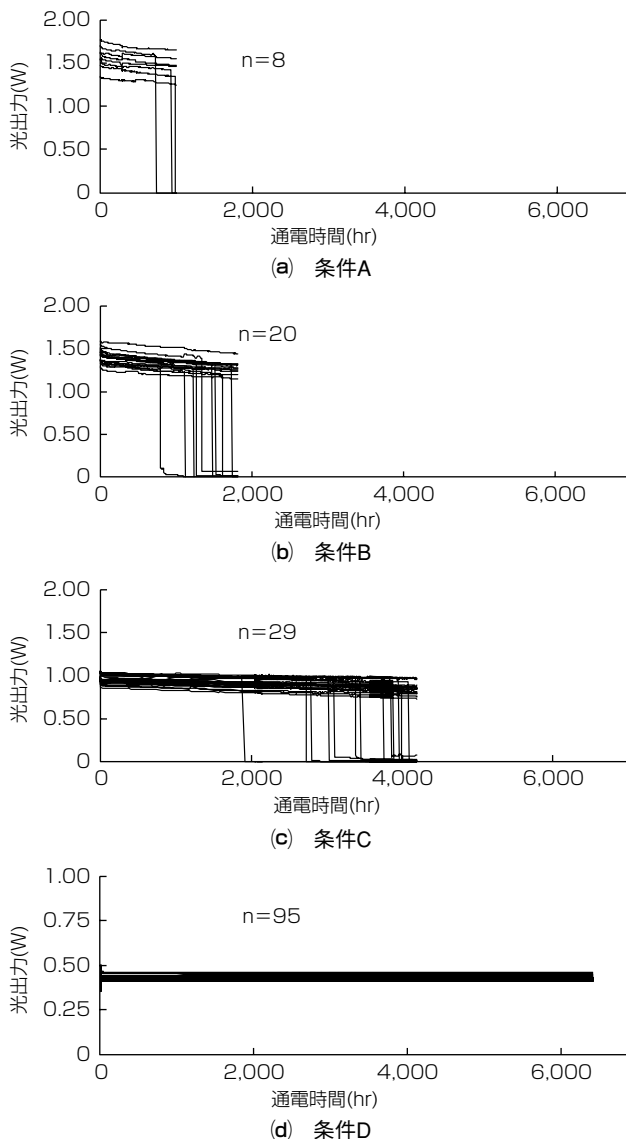


図 3. 638nm BS-LDの加速信頼性試験結果

超える条件B, Cでも似たような経緯を示しているが、突然劣化にいたる時間は P_i が低くなるにつれて長くなり、かつ緩慢劣化の度合いも小さい。最も P_i の低い条件Dでは6,500時間までの間、突然劣化は観測されておらず、また、緩慢劣化も非常に小さい結果が得られた。

3.2 突然劣化の原因

この実験で用いたLDはCOD対策として亜鉛の熱拡散による端面窓構造を形成しており、図2に示す様に、少なくとも初期状態では室温近傍で熱飽和傾向を示すものの、非窓構造LDのようなCOD劣化は観測されていない。よって、まずは条件A～Cで観測された P_o が突然ゼロ近くになる突然劣化の原因を解析することとした。解析は、劣化LDのn

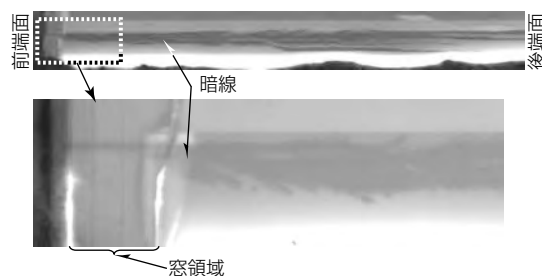


図 4. 突然劣化を起こしたLDの裏面EL像

側電極及びn-GaAs基板を研磨及びエッチングで除去し、n-AlInPクラッド層を通して活性層からのEL光を観察した。劣化LDのn-AlInPクラッド層側から観察した裏面EL像を図4に示す。突然劣化したLDでは複数の暗線 (Dark Line Defect : DLD) が観測された。このDLDは後端面に向かうに従って、その幅を増しているように見える。前端面近傍を詳細に観察すると、窓構造部には細い一本のDLDだけが観察されるが、窓構造がなくなった活性領域では急に太くなるとともに、特定の方向に沿ったDLDが多数存在していることが分かる。これは、窓領域は亜鉛の熱拡散によって形成されているため活性層近傍にはpn接合が存在せず、DLDの成長がレーザ光の吸収による温度上昇だけに起因するのに対し、LD内部では注入キャリアによる再結合誘起欠陥運動 (Recombination-Enhanced Defect Motion : REDM) ⁽⁷⁾ が生じているためと考えられる。

4. 638nm BS-LDの劣化モードの加速性解析

4.1 CODモード

窓構造を導入したLDであっても長時間の通電後にはCOD破壊にいたるモードがあることが判明したため、同LDにおけるCODモードの加速性について考察した。従前の劣化解析の例に倣い、図3に示した通電結果をワイブルチャートに打点したものを図5に示す。各々の条件での平均故障時間 (MTTF) も同図中に示した。条件A～Cのワイブルカーブはほぼ同じ傾き (m値) を持っており、この条件では同一の劣化モードと考えられ、m値が3.5であることから磨耗故障モードであることが分かった。CODによるMTTF (MTTF (COD)) のPd依存性を検討するために、両対数グラフにプロットした結果を図6に示す。条件Dでは6,500時間までCODによる劣化は生じていないが、この時間で1個の劣化が発生し、かつm値も条件A～Cのそれと同じであると仮定した点も併せて打点してある。上向きの矢印は条件DにおけるMTTFは打点した値以上であるということを示している。条件A～Cの3点は同一直線上に乗り、条件Dの点もほぼ同一線上にあるということが分かる。この関係から、CODモードのMTTFは次の式で記述できる。

$$MTTF(COD) \propto P_d^{-3.2} \dots\dots\dots (1)$$

なお、 T_j のMTTF (COD) 依存性についてはこの実験で

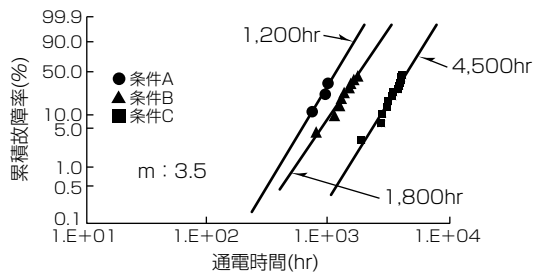


図 5. CODモードのワイブルチャート

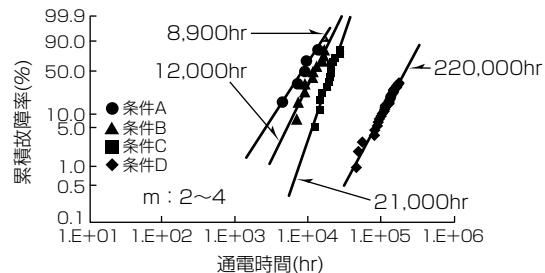


図 7. 緩慢劣化モードのワイブルチャート

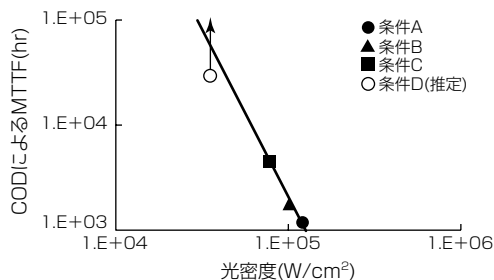


図 6. MTTF(COD)の光密度依存性

は明確とはならなかったが、少なくとも T_j が 310～355K の範囲で式(1)が有効であると考えられる。この式を用いるとこのLDの0.5W・CW動作におけるCODによるMTTFは41,000時間であった。

4.2 緩慢劣化モード

次に緩慢劣化モードの加速性について議論する。緩慢劣化による寿命を P_o が P_i の1/2に到達した時間と規定し、条件A～Dでの緩慢劣化による寿命を図3に示す結果を外挿することで求めた。これをワイブルチャートに打点した結果とMTTF(MTTF(Slow))を図7に示す。各条件における m 値は2～4であり、CODモードの場合とは若干振る舞いが異なり、同じ値とはならなかった。この原因は不明であるが、1以上であり磨耗故障モードであることを示している。BS-LDの緩慢劣化によるMTTFは、 J_{op} 、 P_d 及び T_j の関数で記述できることが一般に知られている⁽⁸⁾。

$$MTTF(Slow) \propto J_{op}^{-m} \cdot P_d^{-n} \cdot \exp\left(\frac{-E_a}{k_B T_j}\right) \dots\dots\dots(2)$$

E_a : 活性エネルギー
 k_B : ボルツマン定数

この実験では、CODモードの振る舞いについて重点を置いた条件としているので、先に述べた3つの加速係数を独立に信頼度良く求めることはできない。よって、 J_{op} の項を P_d に入れ込むことで加速係数を求めた結果、 n : 3.0、 E_a : 0.16eVの加速係数が得られた。これに基づき、 T_c : 40℃、 P_o : 0.5W・CWでのMTTF(Slow)を求めると84,000時間となった。前項と併せて考えるとこのLDの同条件でのMTTFはCODで制限され、その値は41,000時間であることが分かった。

5. む す び

端面窓構造を持つ638nm帯BS-LDについて加速信頼性試験を行った。このLDは初期段階ではCOD劣化は生じないものの、通電に伴いCODによる突然劣化が生じること、またCODによる素子寿命は光出力密度の3.2乗に反比例することが分かった。 T_c : 40℃、 P_o : 0.5W・CWでの寿命は、緩慢劣化ではなくCODで規定され、41,000時間であることが明確となった。これは、このLDがレーザディスプレイの赤色光源として問題なく使用できることを示している。

参 考 文 献

- (1) 黒田和男, ほか: 解説 レーザディスプレイ基礎から応用まで, オプトロニクス社 (2010)
- (2) 山本和久: 総論 スマートレーザディスプレイ, *Optronics*, **376**, No. 4, 134～138 (2013)
- (3) 八木哲哉: 赤色半導体レーザ-高出力化の現状と将来, *レーザ研究*, **41**, No. 4, 225～229 (2013)
- (4) Shimada, N., et al.: 12W CW operation of 640nm-band laser diode array, *Proc. SPIE*, **6876**, 68760L (2008)
- (5) Kaneko, Y., et al.: Refractive Indices measurement of (GaInP) m /(AlInP) n quasi-quaternaries and GaInP/AlInP multiple quantum wells, *J. Appl. Phys.*, **76**, No. 3, 1809～1818 (1994)
- (6) Tada, H., et al.: Uniform fabrication of highly reliable, 50-60mW-class, 685nm, window-mirror lasers for optical data storage, *Jpn. J. Appl. Phys.*, **36**, No. 5A, 2666～2670 (1997)
- (7) Henry, C.H., et al.: Nonradiative capture and recombination by multiphonon emission in GaAs and GaP, *Phys. Rev. B*, **15**, No. 2, 989～1016 (1977)
- (8) Kissel, H., et al.: A comprehensive reliability study of high-power 808nm laser diodes mounted with AuSn and indium, *Proc. SPIE*, **6876**, 687618 (2008)