



家庭から宇宙まで、エコチェンジ 

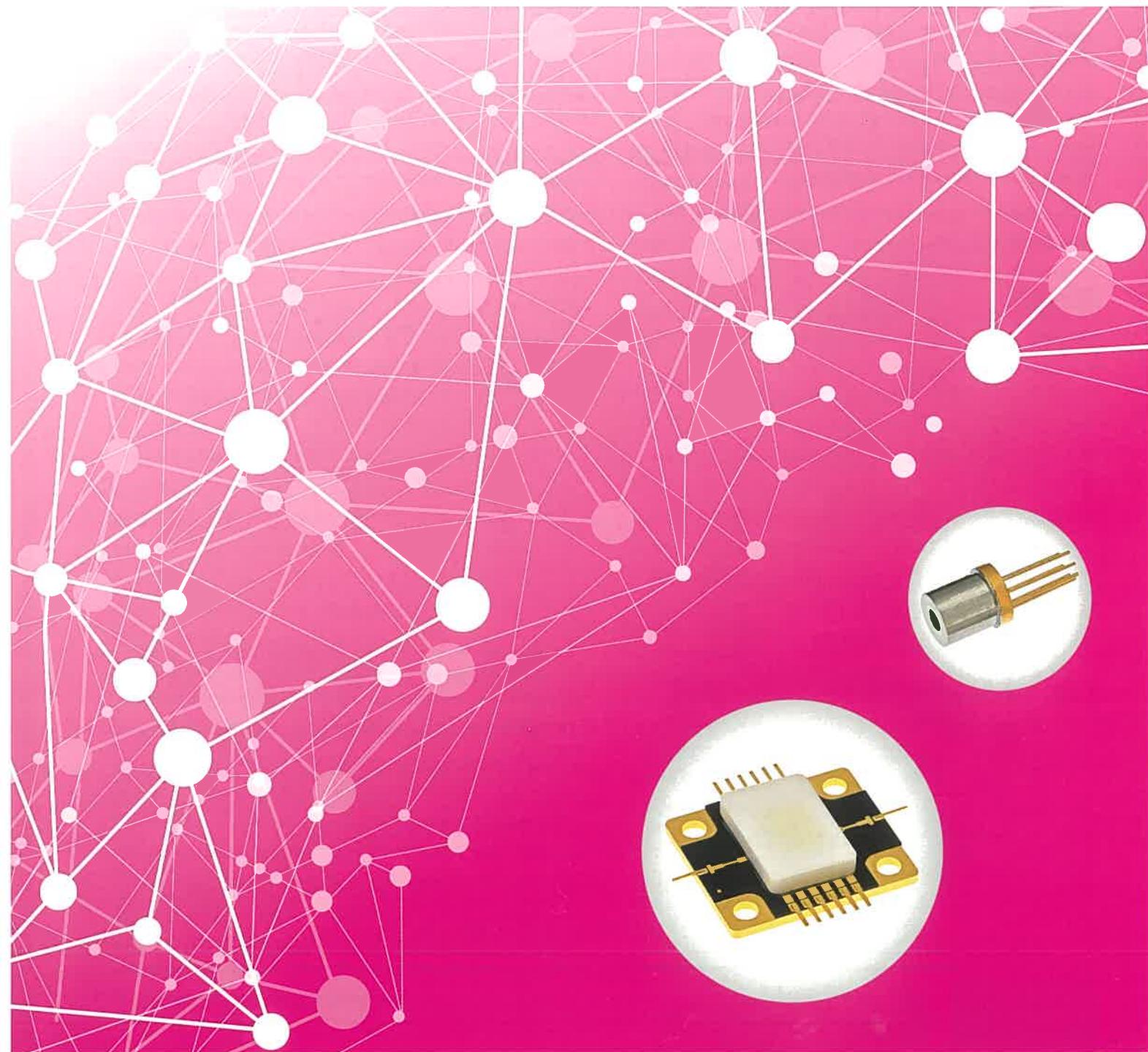
三菱電機技報

3

2019

Vol.93 No.3

光・高周波デバイス



目 次

特集「光・高周波デバイス」

光・高周波デバイスが拓くオール無線時代	卷頭言	1
川西哲也		
光・高周波デバイスの最新動向と将来展望	卷頭論文	2
渡邊 齊		
第5世代移動通信基地局向け25Gbps CAN型EML		7
渡辺洋次郎・東 勉介・大谷龍輝・岡田規男		
400Gbps小型集積EML-TOSA		12
今井雄大・八田竜夫・森田佳道		
100Gbps光通信向け半導体光増幅器集積InP位相変調器		17
鈴木洋介・西川智志・林 周作・堀口裕一郎・秋山浩一		
プロジェクト用レンズ付き		
638nm高出力赤色半導体レーザ		22
正田史生・歳木恭介・酒井浩平・岩井裕次・柳澤隆行		
次世代移動通信基地局向け超広帯域GaNドハティ増幅器		27
小松崎優治・新庄真太郎・中谷圭吾・坂田修一		
衛星通信地球局用Ka帯8W GaN HEMT MMIC		32
松塚隆之・金谷 康・一戸洋暁・中島宣雄・小山英寿		
高熱伝導率ダイヤモンド基板を用いた		
GaNデバイスの熱解析		36
吉嗣晃治・松田 喬・柳生栄治		
HEMTの高周波特性改善のための中空形成プロセス		41
西澤弘一郎・前田和弘・角野 翼・安藤直人・久留須 整		
GaAs-HEMTの高スループット生産に向けた		
短ゲート形成プロセス		46
上野貴寛・尾上和之・相原育貴・西澤弘一郎		

関連拠点紹介	51
--------	----

特許と新案

「半導体装置の製造方法」「光変調装置」	53
「ダイオードリニアライザ」	54

Optical and High Frequency Devices

Optical and High Frequency Devices for All-Wireless Era
Tetsuya Kawanishi

The Latest Status and Future Outlook of Optical and High Frequency Devices
Hitoshi Watanabe

25Gbps CAN type EML for 5G Mobile Base Stations
Yojiro Watanabe, Yusuke Azuma, Tatsuki Otani, Norio Okada

400Gbps Compact Integrated EML-TOSA
Yudai Imai, Tatsuo Hatta, Yoshimichi Morita

InP-Based Modulator for 100Gbps Optical Transmission Integrated with a Semiconductor Optical Amplifier
Yosuke Suzuki, Satoshi Nishikawa, Shusaku Hayashi, Yuichiro Horiguchi, Koichi Akiyama

High-Power 638nm Red Laser Diode with Built-in Lens for Display Applications
Fumio Shohda, Kyosuke Kuramoto, Kohei Sakai, Yuji Iwai, Takayuki Yanagisawa

Ultra-wideband GaN Doherty Power Amplifier for Next Generation Wireless Base Stations
Yuji Komatsuzaki, Shintaro Shinjo, Keigo Nakatani, Shuichi Sakata

Ka-band 8W GaN HEMT MMIC for Satellite-communication Earth Stations
Takayuki Matsuzaka, Ko Kanaya, Hiroaki Ichinohe, Nobuo Nakajima, Hidetoshi Koyama

Thermal Analysis of GaN Device on Diamond Substrate with High Thermal Conductivity
Koji Yoshitsugu, Takashi Matsuda, Eiji Yagyu

Cavity Formation Process for Improvement of High Frequency Characteristics of HEMTs
Koichiro Nishizawa, Kazuhiro Maeda, Tasuku Sumino, Naoto Ando, Hitoshi Kurusu

Short-gate Formation Process for High-throughput Production of GaAs-HEMT
Takahiro Ueno, Kazuyuki Onoe, Yasuki Aihara, Koichiro Nishizawa

表紙：光・高周波デバイス

高精細動画を扱うコンテンツサービスやクラウドサービスの需要が拡大し、通信データの総量が堅調に増大する。移動通信機器の普及や機能向上、さらにはIoT(Internet of Things)時代の到来がこれを加速する。三菱電機は、この社会の進展を支える通信インフラのキーデバイスとして光・高周波デバイスを提供している。本号では、最新のデバイスと関連技術について紹介する。



① 温度範囲 -40~95°Cで25Gbpsの高速動作が可能なCAN型パッケージ搭載EML(Electro-absorption Modulated Laser diode)である。第5世代移動通信(5G)のフロントホール等で送受信機の低消費電力化に寄与する。

② Ka帯で動作可能な8W出力のGaN(窒化ガリウム)HEMT(High Electron Mobility Transistor)MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)である。GaN HEMTと並列ダイオード型リニアライザの採用によって、衛星通信地球局用送信機で高い線形出力電力と小型化の実現に貢献する。

巻/頭/言

光・高周波デバイスが拓くオール無線時代

Optical and High Frequency Devices for All-Wireless Era

川西哲也
Tetsuya Kawanishi



これまで光と電波は通信を支える柱としてハードウェア技術の二大分野をなしてきた。この二つは互いに影響を与えたながら発展してきた歴史がある。大西洋横断電信ケーブルの実用化の後、マルコーニによる長距離無線伝送の実現、さらにはその後の衛星通信技術の進展によって電波が地球全体を一つにつなぐ立役者となったが、現在では光ファイバが大容量長距離通信を担っている。しかし、光が拓いた大容量通信が当たり前の世界では、電波の役割は減るどころかむしろその逆であることは周知のとおりである。

2030年にはデータ通信需要のうち、動画像が約75%、IoT(Internet of Things)によるものが12%程度を占めると予想されている⁽¹⁾。前者では大量のデータを短時間処理する必要があるのに対して、後者では散発的に発生するデータの効率的な収集が求められており、ネットワークへの要求は大きく異なる。また、多数のセンサを光ファイバネットワークで接続し、高度に連携させて高度なセンシングを実現する技術としてSoF(Sensor over Fiber)が提案されているが、ここでは光技術と高周波技術の融合が不可欠である⁽²⁾。

短波や通信衛星を用いた長距離伝送による全地球的システムの構築が課題であった頃の技術者からみると、各ユーザーが常に世界とつながった状態は想定を超えることであつたかもしれないが、これが電波や光を始めとする多種多様な伝送メディアが必要とされている理由である。既に、身近なところでは何でも無線でつなぐというのが当たり前になってきている。多数のセンサの接続が必要となるIoTシステムでもセンサからの情報は電波で集められる。利便性向上のために、多数のエンドユーザーとセンサが全て無線でつながる“オール無線”が望まれている。

最初に普及した個人向けの電波によるサービスであるポケットベルでは少数の送信局で大きな都市をカバーしていたが、現在のモバイルシステムでは、光ネットワークで結ばれた多数の基地局が重要な役割を果たしている。エンドユーザーからみた“オール無線”を光と電波が融合した形でシステムを支えている。第5世代モバイルサービス(5G)では、限られた電波資源で最大限のサービスを提供するために、光の役割がより拡大することは間違いない。私見ではあるがこれら電波による高度なサービスの発展が進むと、基地局の

数が人口を超える可能性があるのではないかと考えている⁽³⁾。電波資源、電力の消費を抑えて、質の高いサービスを実現するためには避けられない道であろう。コストを考えると無謀な話だと考える向きもあるかもしれないが、数えられるほどの送信局で多数のユーザーのニーズに応えていた時代から、今の数十万の基地局を駆使したモバイルネットワークへの変革をみると、現実的な話と思えるのではないだろうか。

これまでの通信技術の変革の流れを見てみると伝送を担う電磁波を発生するデバイスが極めて重要な役割を果してきたことが分かる。歴史を振り返ると、電池、火花送信器、真空管、トランジスタ、レーザなど、画期的なデバイスが新たな伝送メディアを実現してきた。ユーザーから見ると“オール無線”が当たり前の時代となっているが、その背後には光と電波が融合したシステムが存在する。これを支える光デバイス、高周波デバイスには新たな機能、より高い性能が求められることは間違いない。特に化合物半導体は光と高周波の発生の両方を担うことのできる材料であり、その重要性は増す一方であろう。特殊な材料はシリコンなどの汎用の材料に置き換えることで低コスト化されていくという考え方もあるが、光や高周波の源としての役割はかけがえのないものである。LED照明の普及は化合物半導体が身近な存在となり得ること示している。環境に優しく、性能の高い“オール無線”を実現するためには、多種多様な材料を適材適所で用いることが不可欠である。たくさんの小さな基地局が身の回りを優しく電波で照らすネットワークの実現に向けて、今こそ、デバイス、インフラシステム、コンシューマエレクトロニクスなど幅広い分野を横断的に俯瞰(ふかん)する視点が求められているのではないだろうか。

(1) 総務省：“将来のネットワークインフラに関する研究会”報告書(2017)
http://www.soumu.go.jp/main_content/000496762.pdf

(2) 総務省：電波政策2020懇談会報告書(2016)
http://www.soumu.go.jp/main_content/000430220.pdf

(3) Kawanishi, T., et al. : Wired and Wireless Links to Bridge Networks : Seamlessly Connecting Radio and Optical Technologies for 5G Networks, IEEE Microwave Magazine, 19, No.3, 102~111 (2018)
<https://doi.org/10.1109/MMM.2018.2801638>

卷頭論文



光・高周波デバイスの最新動向と将来展望

The Latest Status and Future Outlook of Optical and High Frequency Devices

Hitoshi Watanabe

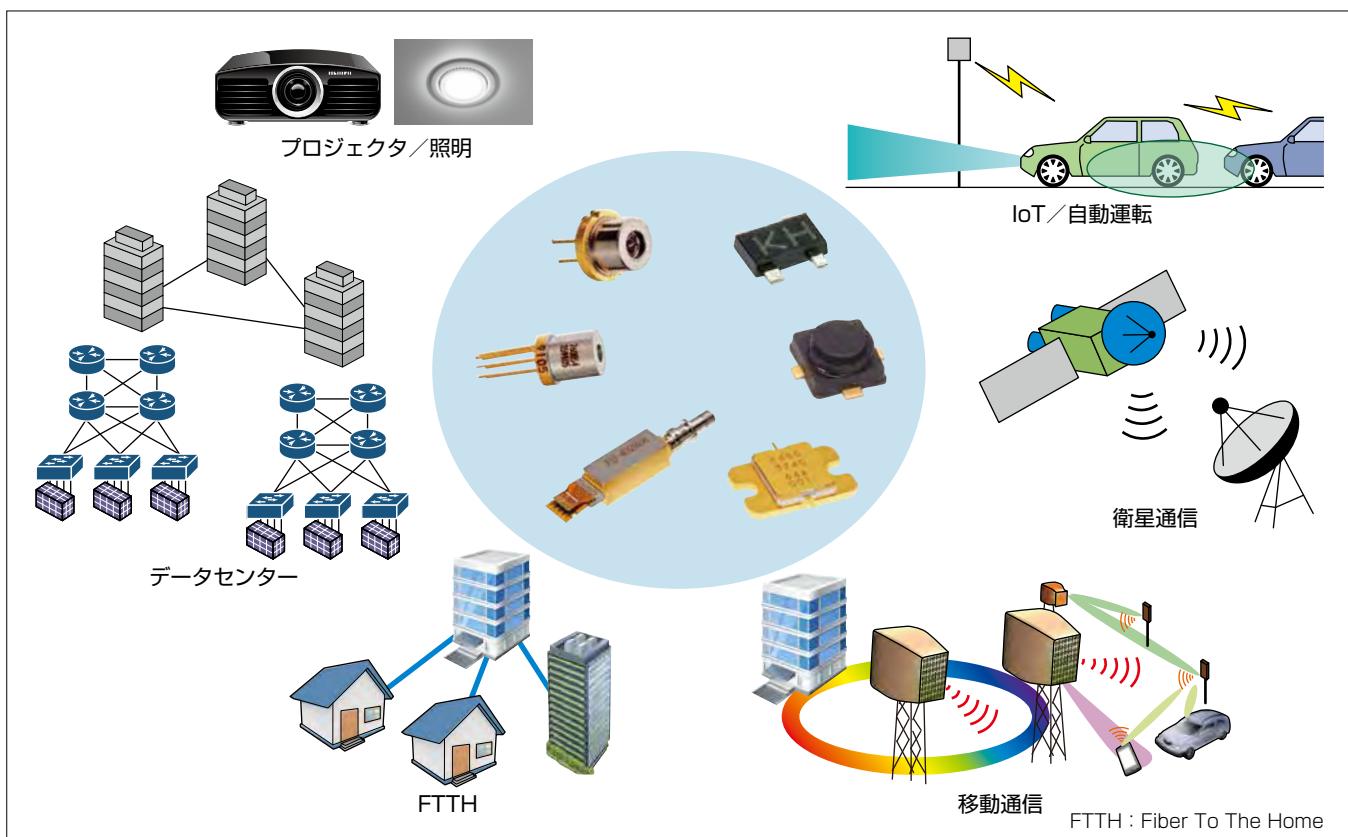
渡邊 齊*

要 旨

スマートフォンやタブレット端末等の移動通信機器が普及し、その機能も世代交代のたびに向上するため、世界の移動通信データ総量は飛躍的かつ継続的に増大している。自動車を含め、あらゆるものがインターネットにつながるIoT(Internet of Things)時代の到来がこれを加速する。IoTによって新ビジネスが創出され、新たな需要を喚起する。生産性の向上にも寄与し、人口減少や生産コスト上昇の問題を解決して社会の持続的な成長をアシストする⁽¹⁾⁽²⁾。これらの進展を支える移動通信システムでは、第5世代(5G)の通信規格が標準化され、高速で大きな通信容量を確保できる3.5GHz～ミリ波帯の高い周波数での無線通信の実用化が進み、この周波数帯で高効率であり、消費電力の抑制が可能なGaN(窒化ガリウム)デバイスの開発が急ピッチで進

められている。

通信インフラの基幹部を担う光通信ネットワークでも、高速・大容量化が急速に進む。第5世代移動通信向けやデータセンター向けのネットワークでは、100Gbps対応の機器導入が活発化し、400Gbpsでの実用化も進展している。これらの機器に搭載される光デバイスには高速性・低消費電力性・高信頼性等のほか、省スペース性やコストの妥当性も強く求められている。通信分野以外でも、プロジェクタ光源、照明、センサ、レーザ加工機、電源用途など、幅広い分野で化合物半導体を用いた光・高周波デバイスの新たな応用が創出されている。このように、光・高周波デバイスは、未来社会を拓き、その持続的な成長を支えるキーデバイスとして、果たすべき役割は大きい。



三菱電機の光・高周波デバイスの適用分野

当社の光・高周波デバイスは、情報通信分野、自動車分野、各種電化製品など幅広い分野に適用されている。

1. まえがき

スマートフォンやタブレット端末等の移動通信機器の普及と、その機能の向上に伴い、世界の移動通信データ総量は飛躍的かつ継続的に増大し、IoT時代の到来がこれを加速する。データセンターとそれにつながる通信インフラでも、高精細動画を扱うコンテンツサービスやクラウドサービス等の普及に伴い、通信データ総量が堅調に増大する。第5世代の移動通信や、これを利用したIoT等の新たなICT(Information and Communication Technology)は、より付加価値の高い新サービスを提供し、新しいビジネスを創出する⁽¹⁾⁽²⁾。化合物半導体を用いた光・高周波デバイスは、このような社会の進展を支えるキーデバイスであり、上記以外にも、プロジェクタ光源、車のヘッドライトを含む照明、センサ、レーザ加工機、電源用途など新たな分野へ適用範囲が拡がっている。

本稿では、これらの光・高周波デバイスについて、その最新動向と将来展望について述べる。

2. 高周波デバイス

2.1 第5世代移動通信

移動通信の世代交代に伴い、全世界での移動通信のデータ総量は、過去5年間で約10倍に増えた。さらに、現在の第4世代移動通信システムに続く第5世代の本格的なサービスが2020年から始まること等に牽引(けんいん)され、データ総量は現在も年率約50%で増加している⁽³⁾。第5世代ではシステムを更に高度化して、新たな価値を提供することを目標にしており、①高速・大容量化、②超多端末接続、③超低遅延・超高信頼、④省電力化・低コスト化を進めている。

高速化については、現在の第4世代(4G)より1桁以上の速度(10Gbps)に向上させることで、通信需要の増加に応えるとともに、従来はデータ容量の制限によって実現できなかった8K(スーパーハイビジョン)動画や仮想現実(Virtual Reality: VR)、拡張現実(Augmented Reality: AR)といった新たな体験を可能にする。さらに、このようなユーザー体験を同時に多数の人が楽しむことができるよう、単位サービスエリア当たりに供給できる通信容量も飛躍的に増やす必要がある。

通信容量を増やすには、従来のマクロセル局に加えてスマートセル局を多数設けてエリア当たりの基地局密度を増加させることが有効である(図1)。しかしながら基地局を設置できるスペースは限られており局数には限界がある。そこで、一つの基地局で多数のアンテナを用いてMIMO(Multi Input Multi Output)通信を行うことによって同一周波数で多数の情報を送る手法が採用されつつある。スペクトル効率を上げることによって、限られた基地局で大き

な通信容量を実現できるため、マクロセル局に比べて小さな出力の送信器を多数備えたMIMOアンテナが今後の主流となる。限られたアンテナの大きさで多数の送信器から出る熱を排熱することが課題となるため、効率が高く、小型化可能なGaNデバイスが用いられる。

通信帯域を拡げることによっても通信容量を増やせることから、従来の0.8~2.7GHzに加えて3.5~6.0GHzやミリ波帯が新たな通信周波数帯として割り当てられる。既に北米では28GHz帯でのサービスが始まっており、今後は、24GHz、39GHz帯等の様々なミリ波帯でのサービスが全世界で計画されている。

送信に用いる增幅器には、出力電力が0.1W以下の小電力用途ではSi(シリコン)系のCMOS(Complementary Metal Oxide Semiconductor)デバイスやSiGe(シリコンゲルマニウム)デバイスが多用されるが、動作電圧が低くて出力電力に限界がある。化合物半導体にはSiよりもバンドギャップの大きい材料があり、それらは絶縁破壊電圧が高く高電圧で動作させることができ、大電力を容易に出力できる。具体的には1W以上の出力では高電圧動作が可能なGaAs(ガリウムヒ素)デバイス、数十～数百Wの電力では、GaAsよりもバンドギャップが大きく更に高電圧動作が可能なGaNが使われる。

また、年々通信容量が増えることによって通信インフラのエネルギー消費も増大するため、地球環境のためにグリーンICTが強く求められている。基地局等の設備に用いられている半導体デバイスでも省電力化が必須であり、通信用デバイスばかりでなく、電源用デバイスでも消費電力が少なくてスイッチング周波数を上げられるGaNやSiC(シリコンカーバイド)デバイスが使われつつある。

2.2 衛星通信

通信を支えるインフラの一つとして衛星通信システムがある。主な特長として、①地上の通信システムが整備されていない地域に対して都市部と同等の通信サービスを提供する広域通信の提供、②飛行機、船舶、鉄道、身に着けて持ち運び可能な携帯トランシーバ(マンパック)やニュース

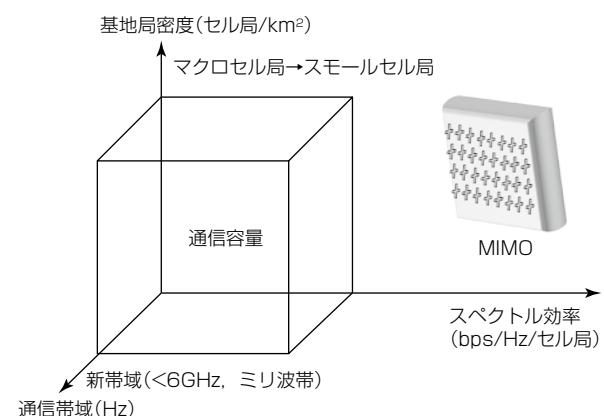


図1. 通信容量

現場から映像・音声の中継が可能なSNG(Satellite News Gathering)等、各種移動体への通信の提供、③災害時に地上通信が使用不能になった際の緊急通信サービスの提供が挙げられる。

衛星通信では、地球上の高軌道で運用する静止衛星以外に、近年は低軌道での非静止衛星を用いたサービスが活発化している(図2)。高軌道上に配置する静止衛星は、衛星1機で広い領域をカバーでき、数台でほぼ全世界へのサービスをサポートする。一方、非静止衛星は地上数千km辺りの低軌道で周回しており、数百～数千機の衛星を打ち上げることによって全世界へのサービスをサポートする。低軌道の非静止衛星は数多くの衛星でカバーしていることから、高軌道の静止衛星よりも通信可能エリアが広く、時間帯によらず常時通信を確保できる特長がある。また、低軌道のため地上との距離が短く低遅延での通信が可能であり、IoTや自動運転に必要な低遅延性に対して優位である。現在、低軌道衛星サービスは、企業主体での運用が計画されており、通信量が逼迫(ひっぱく)しているC帯より高い周波数で通信帯域確保が可能なKu帯、Ka帯、V帯が用いられる。

人工衛星には面積・質量・消費電力に厳しい制限があり、小型・低消費電力化に優れる半導体デバイスが必須である。一方、宇宙空間には地上にはない過酷な放射線が存在して半導体デバイスの故障原因となることから、放射線に対して高い信頼性を持つ半導体が求められている。信号增幅器としては、進行波管増幅器(Traveling Wave Tube Amplifier : TWTA)やGaAsを用いた固体電力増幅器(Solid State Power Amplifier : SSPA)が用いられていたが、2000年代からはGaNデバイスの適用が進んでいる。これは、GaNではGaAsと同様にHEMT(High Electron Mobility Transistor)構造が実現できるため、Ku帯やKa

帯といった高速(高周波)動作に対応しやすいという特長があることに加えて、GaAsよりも電力密度を高くできるので、地上との通信に大電力出力デバイスを必要とする人工衛星で、デバイスの所要数を大幅に削減し、省スペース化が可能なためである。

2.3 IoTと自動運転

人と人との通信に加えて、IoTや車載のレーダ・カメラ及び車車間・路車間通信を用いた自動運転が現実のものとなりつつある。これらを実現するため、①膨大な数のセンサや車をネットワークにつなげる多数接続技術、②遅延なく通信することによってリアルタイムな制御を可能にする低遅延技術、③人間に代わり必要な情報を取得するセンサ技術の開発が進んでおり、様々なユースケースに対応した新たなビジネスが創出されつつある。例えば農業では、温度や水量、日射量、風量といった情報をセンサから集め、自動で栽培管理すること等によって省力化・効率化を図るビジネスが考えられている。

膨大な数が使用されるセンサは安価であることが必須なため、Si系デバイスが使われるが、センサとの無線通信を担う基地局は大きな出力の電波を出すため、効率の高いGaNデバイスが使われ、省電力化に寄与している。

低遅延性については、遠隔地から機械をリアルタイム制御できるので、例えば建設機械の自動制御や工場の制御が検討されている。車では車車間通信による前車の情報の把握によってトラックの自動隊列走行が可能になる。医療ではセンサによって生体データをリアルタイムにモニタして、きめ細かく管理することが可能になり、問題のある場合に瞬時に医療機関に通知するといったサービスが可能になる。

近年では、世界各国で車の自動運転技術の開発が進められ、長足の進歩を遂げている。自動運転を実現するには車の周囲の状況を正確に把握する必要があり、各種センサによって感知するシステムが開発されている。障害物検知にはカメラや超音波に加えて、霧や雨の中でも信頼性の高いミリ波レーダが用いられている(図3)。前方には77GHz帯の電波を出してその反射波を検知することによって、150m以上先の車や障害物の位置や速度を検知して運転に反映している。側方や後方の確認には短距離であることから24GHz帯レーダが用いられる。分解能と信頼性の高

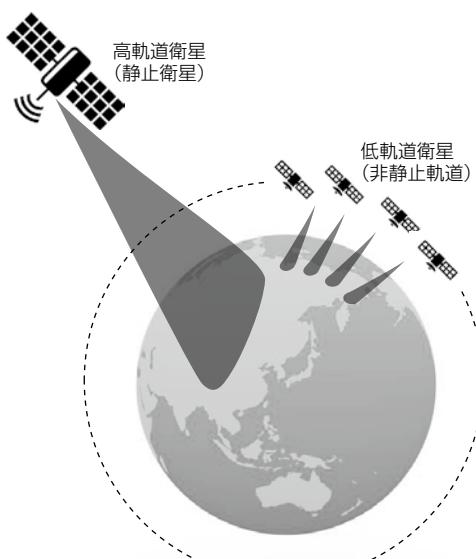


図2. 高軌道静止衛星と低軌道非静止衛星

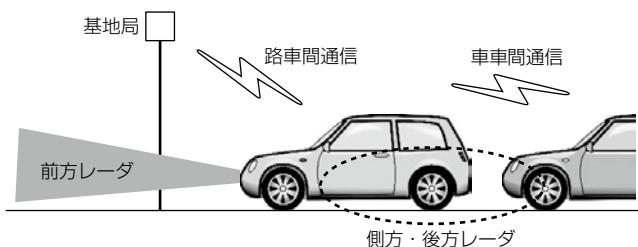


図3. 自動運転に用いるレーダと車両通信

いレーダが必要なことから、高周波特性に優れるGaAsやSiGeの送受デバイスが用いられている。

より安全性を高めるとともに渋滞を避ける等スムーズな運転を行うため、センサ情報に加えて車車間や路車間通信によって、道路や交差点の状況、周囲の車の動きに関する情報を把握してより高度な制御を行う技術が開発されており、これに使用する通信用デバイスにも高周波性能に優れるGaAsやGaNデバイスが用いられている。人間の感覚を超えた情報を活用できることから、近未来には人間より安全な完全自動運転が期待されている。

3. 光通信用光デバイス

3.1 市場・技術動向

通信インフラの基幹部を担う光通信ネットワークでは、高精細動画を扱うコンテンツサービスやクラウドサービス等の普及に伴うデータセンターの増設・大規模化や第5世代移動通信の導入等によって、通信データ総量の着実な増大が見込まれている。このような通信需要の拡大に対応して、全てのネットワーク階層で、光ファイバ伝送容量の増強が進められている。すなわち、大都市間等の数百km以上にも及ぶコアネットワーク、都市間をリング状につなげる距離数十km～数百kmのメトロネットワーク、データセンター内やデータセンター間のネットワーク、さらには無線基地局とメトロネットワークを結ぶ移動通信バックホール(Mobile BackHaul : MBH)や無線基地局とアンテナ局間を結ぶ移動通信フロントホール(Mobile FrontHaul : MFH)に至るまで、高速・大容量化が進められている(図4)。

移動通信アクセスネットワークと並び超高速インターネットの末端を支える光アクセスシステムでも、従来のGE-PON(Gigabit Ethernet-Passive Optical Network)やG-PON(Gigabit-PON)に加えて、最高10Gbpsを実現する10G-EPON(10 Gigabit-Ethernet PON)やXG-PON(10 Gigabit capable-PON)の導入が本格化している。また、中国が導入を決定したXGS-PON(10 Gigabit-capable Symmetric-PON)や、40Gbps級のNG-PON2(Next Generation-PON2)の今後の伸びも期待されている。こ

れらの要求を実現するネットワークの物理層を提供するため、光デバイスにはより多くの情報量を少ない消費電力で伝送するために、高速化、多値化、高集積化、高効率化が要求されている。

従来、光強度のONとOFFで“1”と“0”を表現して1ビットを伝送するOOK(On Off Keying)では、1波長当たりの伝送容量を増大させる手段として、光デバイスの変調速度を速めて、同一時間内に伝送できるビット数を増やすことが求められてきた。さらに近年、移動通信ネットワークやデータセンター用途では、このアプローチに加えて、4段階の光強度への変調を実現することで、単位時間当たりの伝送容量を倍増できるPAM-4(Pulse Amplitude Modulation-4)に代表される多値化が進んでいる。

また、異なる波長の送受信デバイスを並列動作させて伝送容量を増やす波長多重方式も併用されるが、同時に装置の小型化への対応も要求される。現在では、小型のモジュールパッケージの中に波長の異なるDFB-LD(Distributed FeedBack Laser Diode)又はEML(Electro-absorption Modulated Laser diode)のチップを4個並べて、一つのパッケージで4倍の伝送容量を実現する集積TOSA(Transmitter Optical Subassembly)が送信デバイスとして標準的に使用されるようになっており、400Gbps伝送用TOSAまで製品化されている。受信用の集積ROSA(Receiver Optical Subassembly)も同様に製品化が進んでいる。データセンターや波長多重(WDM)伝送システム等、多くの光トランシーバを一括して使用するシステムの設置場所では光トランシーバの消費電力低減が大きな課題であり、DSP(Digital Signal Processor)と並んでその消費電力の大部分を占める光デバイスの温度制御機構の消費電力を低減するために、光素子の動作温度範囲を拡大する取組みが進められている。さらにSiプラットフォーム上に光パッシブ回路、光変調器、受光素子を集積化し、別途、化合物半導体で作製したレーザチップを接着したシリコンフォトニクスと総称される集積機能デバイスが、大容量化・低コスト化の観点から有望視されており、データセンター短距離通信用として商用化されるに至っている。

コアネットワークでは、波長・変調速度当たりの伝送容量をさらに拡大するために、同一波長で互いに偏波面が90度直交した二つの光に対して、それぞれに位相変調を施し、90度ずつ異なる4位相を使って2ビットを表現した、偏波多重4値位相変調(Dual-Polarization Quadrature Phase Shift Keying : DP-QPSK)や、光の振幅と位相の両方を多値変調した直角位相振幅変調(Quadrature Amplitude Modulation : QAM)と呼ばれる変調方式に代表される、デジタルコヒーレント通信方式が広く用いられている。

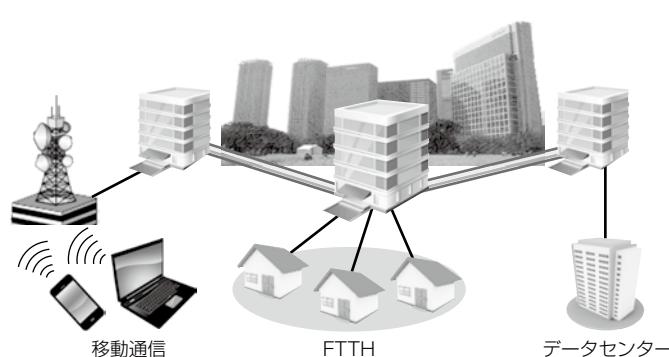


図4. 光通信ネットワーク



(a) プロジェクタ



(b) 自動車のヘッドライト



(c) 照明

図5. 光デバイスの新たな分野への応用例

3.2 今後の展望

今後の展望として、現在シリコンフォトニクス分野で盛んに研究されているシリコンラマンレーザはチップサイズ、効率等の基本性能でまだ広く実用されるレベルには至っておらず、高効率の光通信用光源は引き続き化合物半導体のレーザが担うと考えられる。市場で要求される、更なる高速・大容量通信に対応した高性能化と、消費電力低減要求を満たす更なる高効率化を、従来よりも高い次元で実現するため、化合物半導体の光デバイスチップの設計・作製技術の向上が進められてゆく。同時に、規格化された寸法のパッケージ内により多くの波長と機能を収納するため、光デバイスの諸々の機能が1チップ上にモノリシックに集積される、又は1パッケージ内にハイブリッドに集積されるという形で集積度が増すであろう。これら高性能化、高効率化、高集積化を同時に兼ね備えたデバイス技術の向上によって、化合物半導体の光デバイスは今後も通信インフラを支え続けると考えられる。

4. その他の光デバイス

化合物半導体の光デバイスを用いた新たな分野として、プロジェクタ光源・自動車のヘッドライト含む照明・センサ・加工機への応用がある(図5)。

映像表示装置であるディスプレイやプロジェクタには、実物に限りなく近い表示を実現する色再現性と消費電力低減の両立が求められている。この要請に応えるために、不足する色域を補うレーザ光を追加する方法や、最初から3原色(RGB)のレーザ光源を使い、これらを合成するRGBレーザプロジェクタの構成によって、光源として従来用いられてきた蛍光管、ランプ、LED、蛍光体レーザ励起等よりも優れた性能を実現している。

照明用途では、自動車のヘッドライトに、従来のランプやLEDに替えて青色レーザと蛍光体を組み合わせたものを用いることで、発光点が小さく高輝度な白色光源が構成でき、小型化・配光制御及び照射距離拡大が可能になるレーザヘッドライトの実用化が進められている。

センサ用途では、スマートフォンに搭載されている三次元顔認証システムには、小型、低コスト、安価な光源

として近赤外域の波長の面発光レーザ(Vertical Cavity Surface Emitting Laser : VCSEL)が使われており、データセンター向け短距離光通信に代わって面発光レーザの主要用途になることが予測されている。また、将来の完全自動運転を目的として、カメラやミリ波レーダを補完するために、レーザ光を照射・検出して車周辺の三次元地図をリアルタイムに作成するLiDAR(Laser imaging Detection And Ranging)への応用が期待されている。

加工機用途では、従来のガスレーザに代わって固体レーザ、ファイバレーザによる溶接・切断加工が導入されている。高出力固体レーザの励起光源として、半導体レーザはランプと比べて小型・低コスト・長寿命という利点から置き換えが進んでいる。一方、小型・低出力装置を中心に高出力半導体レーザのレーザ光を直接加工対象に照射する方式も採用されている。

今後の展開としては、半導体レーザの高い電力効率を生かした高出力化の要求が継続するとともに、プロジェクタ用途等に要求される長時間安定動作を可能にする高い信頼性を求められる。これらの課題に応えるために、レーザ光出射端面での光学損傷防止、半導体内部欠陥の低減など、地道な信頼性向上の努力が今後も必要である。

5. む す び

情報通信分野を始めとする光・高周波デバイスの最新動向と将来展望について述べた。現在、及び将来の社会生活を支えるキーデバイスとして化合物半導体を用いた光・高周波デバイスは不可欠であり、その適用分野はますます拡大している。当社は、より良いデバイスを提供し、活力とゆとりある社会の実現に向けて貢献していく。

参 考 文 献

- (1) 総務省：平成29年版 情報通信白書
- (2) 総務省：平成30年版 情報通信白書
- (3) Ericsson : Ericsson Mobility Report Q2 2018 Update
<https://www.ericsson.com/assets/local/mobile-report/documents/2018/emr-q2-update-2018.pdf>

第5世代移動通信基地局向け 25Gbps CAN型EML

渡辺洋次郎* 岡田規男*
東祐介*
大谷龍輝*

25Gbps CAN type EML for 5G Mobile Base Stations

Yojiro Watanabe, Yusuke Azuma, Tatsuki Otani, Norio Okada

要旨

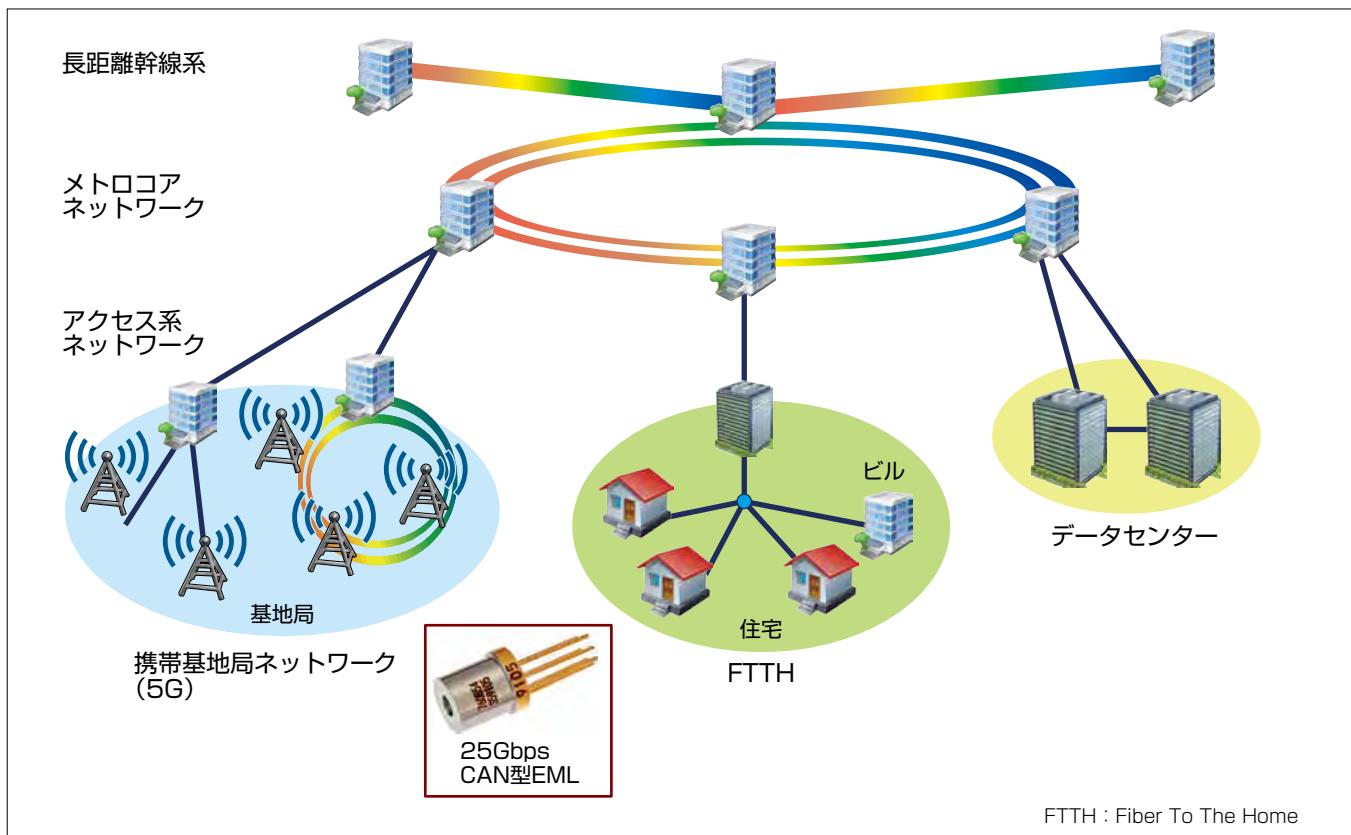
急速に増大するデータ通信量の需要に応えるため、第5世代移動通信システム(5G)の導入が計画されている。トライフィックが集中する携帯基地局には大容量光通信システムが適用され、光モジュールには25Gbpsで動作する電界吸収型変調器集積レーザ(Electro-absorption Modulated Laser diode : EML)が求められている。

さらに、第4世代移動通信システム(4G)で適用されていた一芯双方向(BI-DIRECTIONAL : BIDI)モジュールが5Gにも適用されるため、同モジュールへの適用が容易なCAN型製品への要求が強い。この製品を実現する上での課題はパッケージの周波数応答特性の広帯域化である。

今回の開発では、パッケージ内部のインピーダンス不整合を軽減することで、多重反射に起因した帯域制限を緩和して、3dB帯域で19.2GHzまで広帯域化した。結果として、CAN型EMLとして業界初^(注1)の伝送速度25Gbpsを実現し、消光比6dB以上の良好な光波形も得ることができた。

消費電力については、ペルチェクーラーの小型化によって従来製品比で約40%低減した。ケース温度95°Cでのペルチェクーラーの消費電力は0.32Wであり、I-temp(-40~95°C)での動作が可能である。

(注1) 2018年9月4日現在、当社調べ



EML

EMLは電界吸収型光変調器と分布帰還形レーザが集積された半導体レーザーの一種である。分布帰還形レーザと比較して高速動作と長距離伝送に優れるため、25Gbps以上の高速動作が求められる送信光源や10Gbpsの長距離伝送用として採用されている。

1. まえがき

急速に増大するデータ通信量の需要に応えるために、2020年から5Gのサービス提供が計画されている。5Gへの移行に伴い、携帯基地局ネットワークの光通信市場が活況になっており、トライフィックが集中する携帯基地局には大容量光通信システムが適用され、各階層に適用される光モジュールには高速化が求められている。図1に、4G及び5Gの携帯基地局ネットワークに要求される光デバイスを示す。これまで、4Gのフロントホールには10Gbpsで動作する分布帰還型レーザ(Distributed FeedBack laser diode : DFB)が適用されていたが、5Gへの移行に伴い、25Gbpsで動作するEMLが求められている。また、システム構成は図2に示すように、1本の光ファイバで光信号を送受信する構成となり、波長1,270nmと1,310nmの2種

類のEMLが必要である。さらに、光モジュールの構成は、BIDIモジュールへの組立てが容易なCAN型パッケージを適用することが求められている。

25Gbpsで動作するEML製品としてはセラミックと金属が一体となったBOX型パッケージ(図3(a))を適用した製品が一般的である⁽¹⁾。CAN型パッケージ(図3(b))を適用する場合、インピーダンス不整合による帯域制限が発生し、25Gbpsの動作に十分な帯域を得ることが難しい⁽²⁾。

そこで今回、CAN型パッケージの広帯域化を実現するために、パッケージ内部のインピーダンス不整合による多重反射を抑制して3dB帯域を改善した。また、EML素子には高出力化と高速動作を両立可能な構造を適用し、6dB以上の消光比と良好な光出力波形を得た。さらに、ペルチェクーラーの小型化と温度制御されているEMLへの熱流入を低減することによって従来のBOX型からの低消費電力化を図り、I-temp(-40~95°C)での動作を実現した。

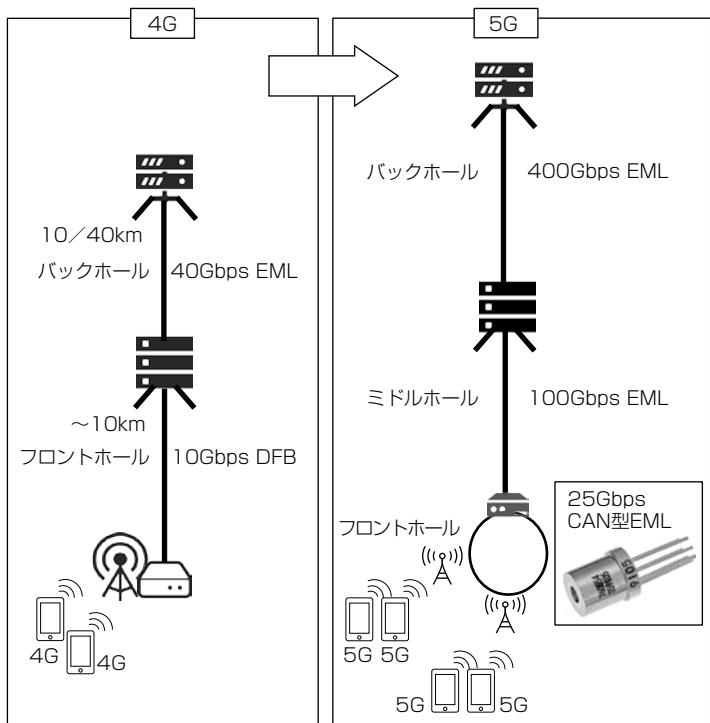
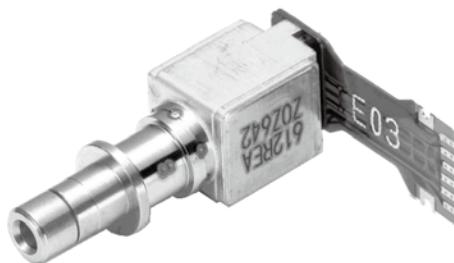


図1. 4G及び5Gの携帯基地局ネットワークの光デバイス



(a) 25Gbps BOX型EML



(b) 25Gbps CAN型EML

図3. 25Gbps BOX型EML及び25Gbps CAN型EML

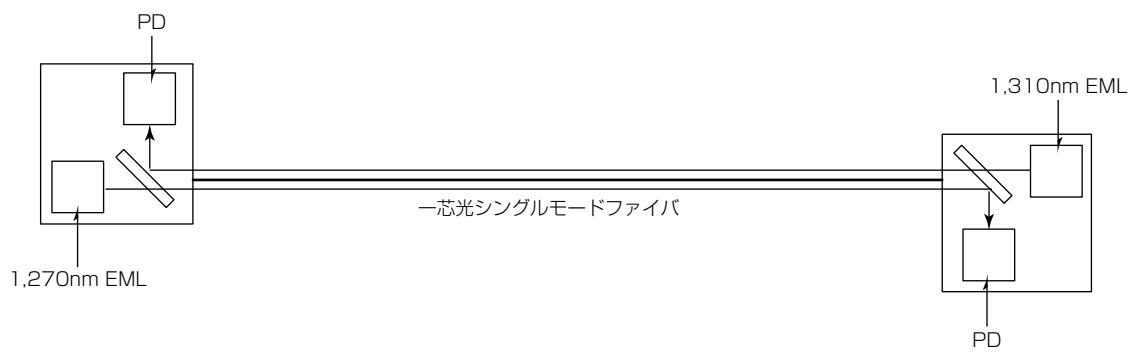


図2. BIDIモジュールの概念図

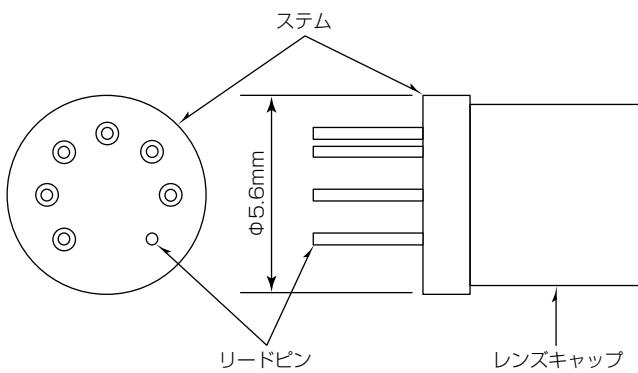
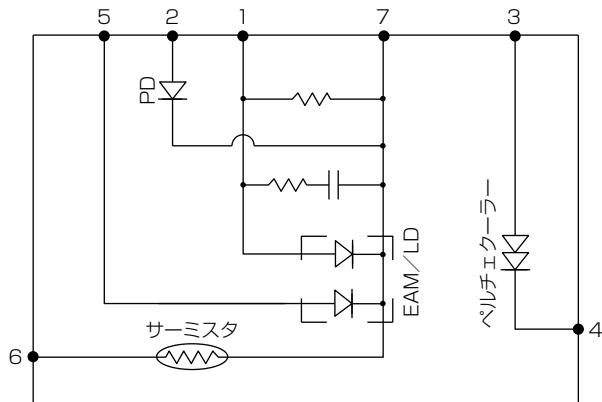


図4. 25Gbps CAN型EMLの外形図

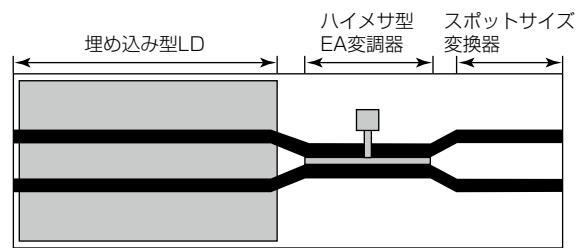
図5. 各端子名称と回路図
EAM : Electro-Absorption Modulator

2. パッケージの外形

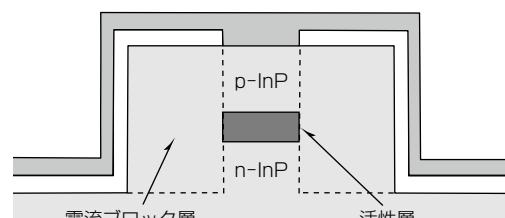
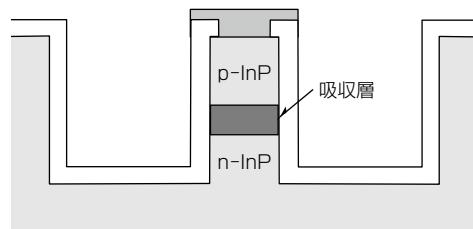
CAN型パッケージの外形寸法は業界標準のΦ5.6mmであり、各ピン配置は当社の10Gbpsの従来製品と互換性を持っている。図4、図5にパッケージの外形図とピン配置を示す。EMLは温度変化による特性変動が大きいため、ペルチェクーラーとサーミスタを使ってEMLの温度を一定に制御する必要がある。また、LD(Laser Diode)電流を一定に制御するため、背面光出力をモニタするPD(PhotoDiode)も内蔵している。レンズキャップは一般的な円筒形状となっており、溶接技術などを使ってBIDI化することが容易な構成になっている。

3. EML素子の設計結果

図6にEMLの素子構造を示す。レーザ部は効率・高



(a) 上面図

(b) レーザ断面図
InP : インジウムリン

(c) EA変調器断面図

図6. EML素子構造図

温動作に優れる埋め込み型にし、EA(Electro-Absorption)変調器部は低変調電圧と高速動作を両立させるため、長尺化と狭幅化を行い、狭幅時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ている⁽³⁾。このようにレーザ部とEA変調器部を異なる導波路構造にすることによって両者の優れた特性を引きだしている。さらに素子先端部にスポットサイズ変換器を設けることでEMLから出射するビームのスポットサイズを広げている。

4. CAN型パッケージの設計結果

CAN型パッケージの帯域劣化はEMLを駆動するドライバICとEML素子間のインピーダンス不整合に起因する。特にガラス貫通部とEML素子間で発生する電気的多重反射で帯域劣化が発生しやすいため、CAN型パッケージ内部の伝送線路も含めたインピーダンス整合を改善することで帯域改善を図った。図7、図8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。比較のためCAN型パッケージ内部を50Ω整合で構成した場合の結果も併せて示す。CAN型パッケージ内部を50Ω整合で構成した場合、周波数応答特性の3dB帯域が14GHzとなるのに対して、インピーダンス整合を改善して多重反射を抑制することで3dB帯域が19GHzに改善した。また、光出力波形の

シミュレーションでも、 50Ω 整合で構成した場合と有意差が見られ、低ジッターの光出力波形と良好なアイ開口が得られた。IEEEのマスク規格に対して33%のマスクマージンが得られた。

ペルチェクーラーの低消費電力化については、熱流入量の低減を図った。従来のBOX型パッケージでは、ペルチェクーラーの上面とフィードスルー部をセラミック基板で接続していたのに対し、CAN型パッケージではワイヤを介して接続することで熱流入量を低減した。ペルチェクーラーの上面と周囲温度の温度差が 95°C になったときの熱流入量を図9に示す。従来のBOX型の場合は 91mW に対して、CAN型でワイヤ接続することで 45mW に低減された。

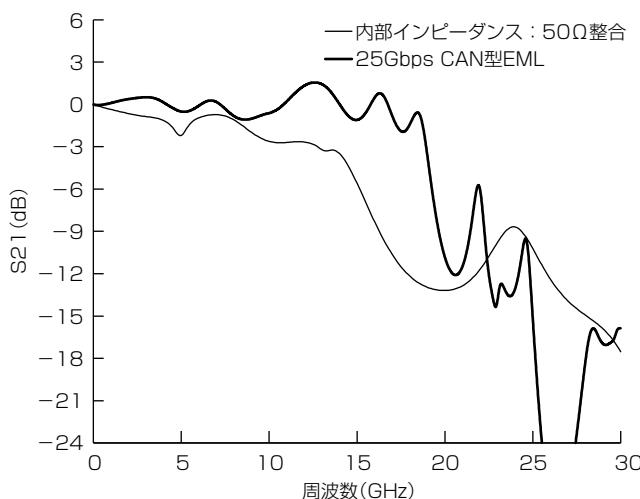
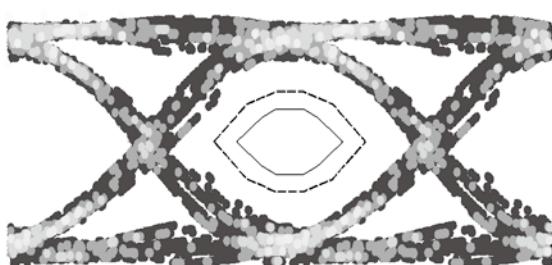


図7. 周波数応答特性のシミュレーション結果



(a) CAN型EML
(内部インピーダンス: 50Ω 整合)



(b) 今回開発の25Gbps CAN型EML

図8. 光波形のシミュレーション結果(25.8Gbps)

5. 評価結果

表1に25Gbps CAN型EMLの製品仕様及び評価結果を示す。

5.1 周波数応答特性の評価結果

図10に、周波数応答特性の評価結果を示す。通過特性の3dB帯域は19.2GHzであった。図11(a), (b)にそれぞれの波長のBTB(Back To Back)の光出力波形を示す。駆動条件はビットレート25.8Gbps, ケース温度(T_c) = 25°C , EMLの設定温度(T_{ld})は 55°C , LD駆動電流(I_{op})は 100mA , EMLの変調電圧振幅(V_{pp})は 2V , EAオフセット電圧(V_{off})は -1.3V である。評価にはCAN型パッケージにFPC(Flexible Printed Circuit)を接続して行った。評価の結果、消光比 6.8dB 以上、マスクマージン@CWDM4 29%以上、ジッター(RMS) 1.5psの良好な光波形を得た。

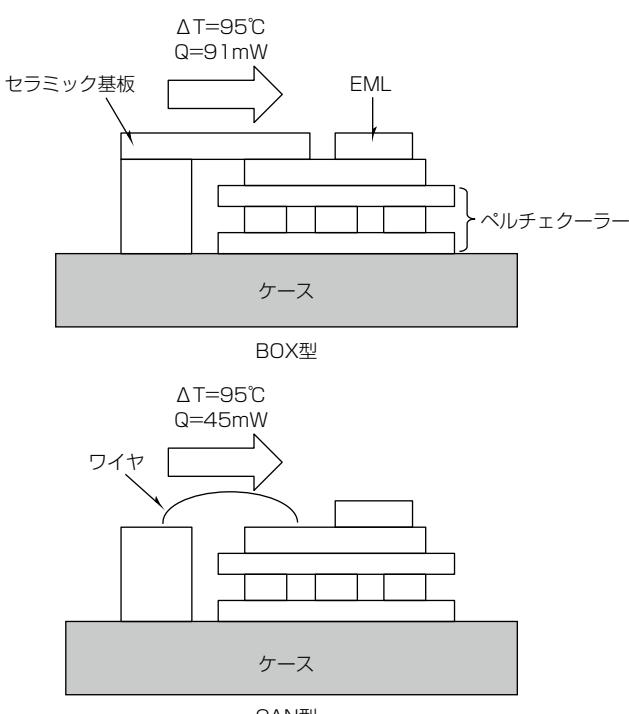


図9. BOX型とCAN型の熱流入量の差($T_c = -40^{\circ}\text{C}$, $T_{ld} = 55^{\circ}\text{C}$)

表1. 25Gbps CAN型EMLの製品仕様及び評価結果

項目	製品仕様	評価結果
発振波長	$1,270 \pm 10\text{nm}$ $1,310 \pm 10\text{nm}$	$1,274\text{nm}$ $1,309\text{nm}$
光出力(CW)@ $I_{op}=100\text{mA}$	$\geq 10\text{dBm}$	12.4dBm
3dBカットオフ周波数	—	19.2GHz
消光比	$\geq 5\text{dB}$	$6.8\text{dB}@1,270\text{nm}$ $7.8\text{dB}@1,310\text{nm}$
マスクマージン@CWDM4	—	$37\% @ 1,270\text{nm}$ $29\% @ 1,310\text{nm}$
ジッター(RMS)	—	$1.5\text{ps}@1,270\text{nm}$ $1.5\text{ps}@1,310\text{nm}$
ペルチェクーラーの消費電力	$\leq 0.7\text{W}@-40^{\circ}\text{C}$ $\leq 0.42\text{W}@95^{\circ}\text{C}$	$0.52\text{W}@-40^{\circ}\text{C}$ $0.32\text{W}@95^{\circ}\text{C}$

CWDM4: Coarse Wavelength Division Multiplexing 4

RMS : Root Mean Square

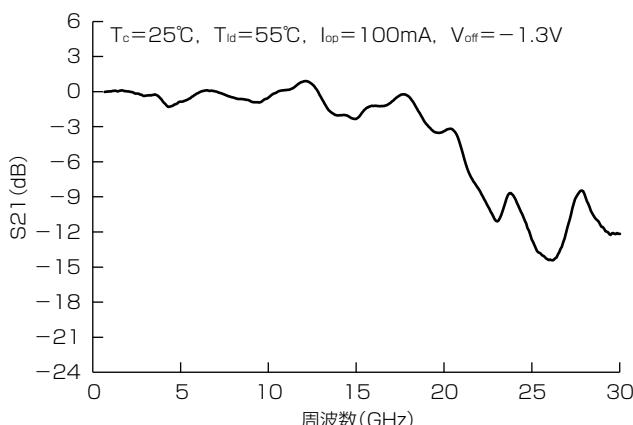


図10. 周波数応答特性の評価結果

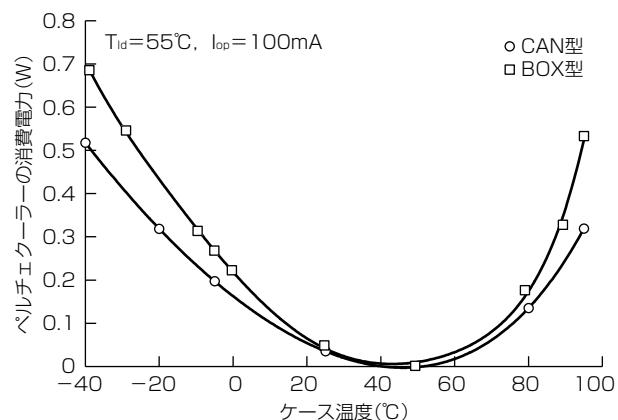


図12. ベルチエクーラーの消費電力の評価結果

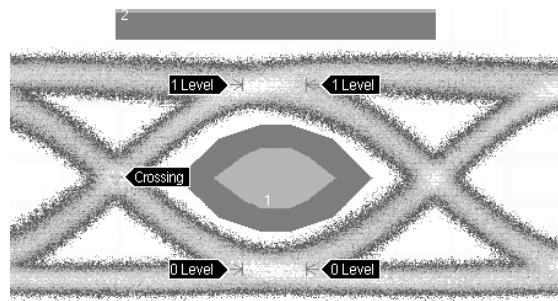
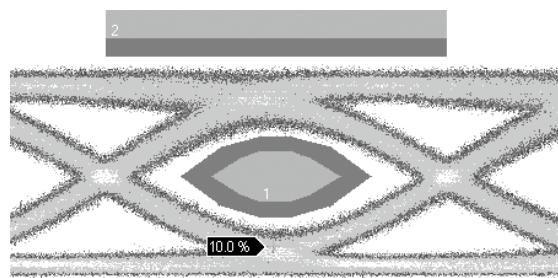
(a) $\lambda = 1,270\text{nm}$ 

図11. 25.8Gbps動作時の光出力波形

5.2 消費電力の評価結果

図12に、ケース温度を -40°C から 95°C に変化させたときのペルチエクーラーの消費電力を示す。比較のために、同じEML素子を搭載したBOX型パッケージの製品の消費電力も併せて示す。ケース温度 95°C でのペルチエクーラー

の消費電力は 0.32W 、 -40°C での消費電力は 0.52W であり、いずれもBOX型パッケージの製品と比較して約40%低消費電力化できていることが分かる。これらはペルチエクーラーへの熱流入量を低減した効果が表れている。

6. むすび

5G向けにCAN型パッケージに搭載した25Gbps EMLを開発した。CAN型パッケージ内部のインピーダンス整合を改善することで広帯域化を図り、3 dB帯域で 19.2GHz を実現した。この開発品で光波形の評価を実施し、BTBで消光比6 dB以上、マスクマージン@CWDM4 29%以上、ジッター(RMS) 1.5psの良好な光波形が得られた。さらに、ペルチエクーラーの小型化と熱流入量の低減によって低消費電力を図り、従来製品比で約40%低減した。ケース温度 95°C でのペルチエクーラーの消費電力は 0.32W であり、I-temp($-40\sim 95^{\circ}\text{C}$)での動作が可能である。

参考文献

- (1) 上杉利次, ほか: 100Gイーサネット用25.8/28Gbps EAM-LDモジュールの開発, 電子情報通信学会総合大会2009, C-4-26 (2009)
- (2) Okada, N., et al.: Cost-Effective 10.7Gbit/s Cooled TOSA Employing Rectangular TO-CAN Package Operating up to 90°C , Optical Fiber Communication Conference, JWA38 (2010)
- (3) 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, 電子情報通信学会総合大会2013, C-4-18 (2013)

今井雄大*
八田竜夫**
森田佳道*

400Gbps小型集積EML-TOSA

400Gbps Compact Integrated EML - TOSA

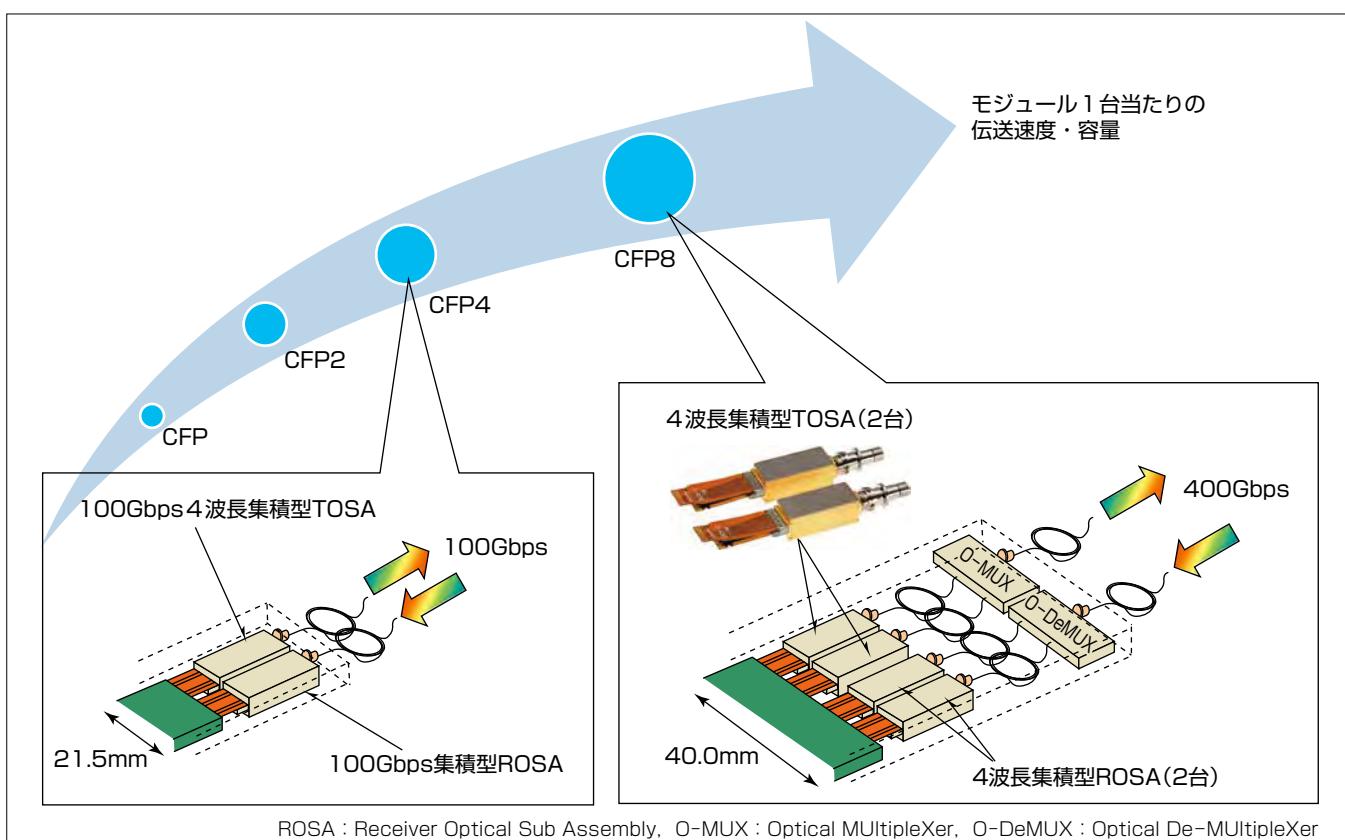
Yudai Imai, Tatsuo Hatta, Yoshimichi Morita

要 旨

近年のスマートフォンやタブレットパソコンなどの携帯端末の普及や情報のクラウド化に伴い、データ通信量が急激に増大し、光ファイバ通信機器収容局(データセンターなど)内の伝送速度の高速化と大容量化が求められ、400Gbps光ネットワークの導入が急速に進んでいる。データセンター間を結ぶ高速ネットワークや、メトロネットワークでは、伝送装置内での高密度実装の要求に対応するためのプラットフォームの一つとして、CFP(Centum gigabit Form-factor Pluggable) 8(縦102×横40(mm))などのトランシーバサイズへの移行が進んでおり、400Gbps伝送に対応する小型の送信デバイスに対する要求が高まっている。400Gbpsの送信モジュールの方式の一つとして、25Gbpsで駆動する四つのEML(Elec-

tro-absorption Modulated Laser)と各EMLからの光を平行光化するレンズ及びその光を合波する光合波器とを一つのパッケージに内蔵する構成の小型モジュールを2台(8波長)使用し、さらに伝送時の変調方式の変更によってモジュール1台当たりの伝送容量を増やす方式がある。

今回開発した400Gbps小型集積EML-TOSA(Transmitter Optical Sub Assembly)では、CFP4プラットフォーム対応の100Gbps小型集積EML-TOSAと同サイズの短波長用TOSAと長波長用TOSAの二つを組み合わせ、変調方式にPAM-4(Pulse Amplitude Modulation-4)を採用することで、8波長で400Gbps(1波長当たり50Gbps)の大容量高速通信を実現した。また、高出力かつ高消光比であるEMLを搭載することで、伝送距離10kmを実現した。



光トランシーバの小型化・大容量化

CFPとは100Gbpsの通信に使用される光トランシーバの業界標準規格の一つである。初期のCFPから、CFP2、CFP4とより小型になる光トランシーバの標準化が進められてきた。CFP8はそれに反してCFP4より約2倍のサイズとなっているが、伝送容量は4倍と規定されている。

1. まえがき

近年のスマートフォンやタブレットパソコンなどの携帯端末の普及や情報のクラウド化に伴い、データ通信量が急激に増大し、光ファイバ通信機器収容局(データセンターなど)内の伝送速度の高速化と大容量化が求められている。急増するトラフィックに対応していくためには、伝送装置内のラインカード当たりの実装密度を更に高める必要があり、必然的に光トランシーバにも更なる大容量化と高速化が求められている。これまで伝送容量100Gbps光トランシーバが主流であったが、高速化・大容量化のニーズに応えるため、伝送容量400Gbpsトランシーバに2台のTOSA(8波長)で適合する製品を開発した。

2台のTOSAにはそれぞれ短波長帯(1,270~1,290nm)と長波長帯(1,290~1,310nm)で発光するEMLが四つずつ搭載されており、これらは新しく採用したPAM-4変調方式を用いて各50Gbpsで変調される。四つの出射光はTOSA内部で高精度に固定されたレンズと波長多重フィルタによって束ねられ、さらに2台のTOSAそれぞれからの出射光をTOSA外部のO-MUXで合波し、1本のSMF(Single Mode Fiber)に入射させることで、トランシーバ内で8波合波による400Gbps伝送を実現する方式になっている。

400Gbps伝送を実現するためには、本稿に述べる方式(50Gbps × 8λ)ではなく、搭載されるEML素子当たりの伝送容量を2倍(50Gbps)にし、PAM-4変調方式を採用する(100Gbps × 4λ)方式も考えられるが、TOSAとしての高周波特性(帯域)を2倍近く向上させる必要があり、変調器を駆動するドライバ回路や、変調器自身の広帯域化に課題が多い。今回開発した400Gbps小型集積EML-TOSAでは、既存の製品である100Gbps小型集積EML-TOSAの構造的な特徴や生産方法を踏襲することで、高品質な光出力波形、低消費電力などの特性面でのメリットを確保しつつ、開発コストの抑制を図っている。また10km以上の伝送距離をサポートできる400Gbps光デバイスとしての期待も高まっている⁽¹⁾。

本稿では、400Gbps小型集積EML-TOSAの設計結果と評価結果について述べる。

2. 製品の仕様

表1に400Gbps小型集積EML-TOSA(1台当たり)の主要な電気・光特性の仕様を示す。IEEE(米国電気電子技術者協会)が定める伝送速度400Gbps、伝送距離10km、8波長のイーサネット標準規格である400GBASE-LR8に準拠した仕様となっている。

動作ケース温度範囲は-5~80°Cであり、PAM-4変調方式での動作(50Gbps/λ)が可能である。また短波長用

表1. 主要な電気・光特性の仕様

	最小	最大
伝送速度(Gbps)	-	53.125(PAM-4)
動作ケース温度(°C)	-5	80
レーザ温度(°C)	50	60
レーザ電流(mA)	40	100
平均光出力(dBm)	-1.3	1.6
消光比(dB)	8	-
光変調振幅(OMA)(dBm)	0.32	3.4
レンジ間光出力差(dB)	-	2
光波長(短)(nm)	L0	1272.83
	L1	1277.17
	L2	1281.53
	L3	1285.93
光波長(長)(nm)	L4	1294.53
	L5	1299.02
	L6	1303.54
	L7	1308.09
		1310.19

OMA : Optical Modulation Amplitude

TOSAと長波長用TOSAの違いは波長だけであり、その他の仕様は同一である。

3. 製品の構成

図1に400Gbps小型集積EML-TOSAの外観を示す。パッケージは金属とセラミックが一体となったパッケージを採用している。電気信号のインターフェースには、変調信号を通すRF(Radio Frequency)接続用とLD(Laser Diode)・PD(Photo Diode)・TEC(ThermoElectric Cooler)へ給電するDC(Direct Current)接続用の2枚のFPC(Flexible Printed Circuits)でパッケージと接続する。従来、パッケージにリード端子を設けてFPCと接続していたが、パッケージを小型化するためセラミック上の狭ピッチ化された金属パターン上にFPCを直接接続する。

RF接続用のFPCには、信号線がFPCの内層に配置される3層構造を採用した⁽²⁾。これによって接続部の電極間隔を広げ、ショートを回避しつつ理想的なインピーダンス整合を実現している。

DC接続用のFPCはトランシーバの基板側に実装されたFPCコネクタに対応する形状及び電極配置になっており、基板との接続を容易にしている。光出力インターフェースとしてはLC(Local Connector)レセプタクルを採用している。

1台当たりのパッケージ部分のサイズは、15.0×6.5×5.4(mm)になっており、2台でCFP8トランシーバに搭載可能なサイズになっている⁽³⁾。

図2に回路ブロック図、表2にFPCの入力端子一覧を示す。TOSA内部に四つのEMLとそれぞれの光出力をモニタする四つのPD、EMLを一定の温度で制御するためのTECと温度をモニタするためのサーミスタが内蔵されている。TECで発生した熱量は、パッケージ下面を通して排熱する構造となっている。

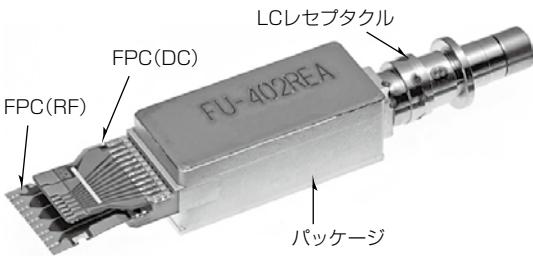


図1. 400G小型集積EML-TOSA

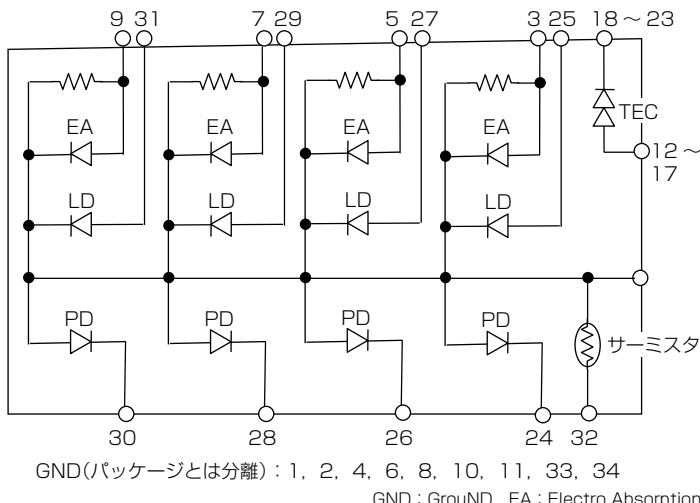
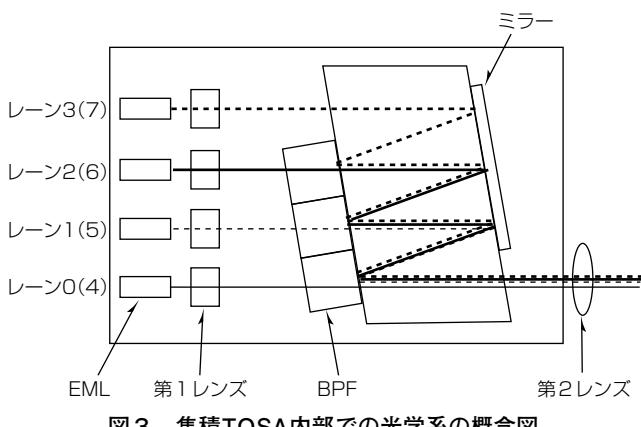


表2. FPCの入出力端子一覧

番号	機能
1	GND
2	GND
3	EA(Anode) - L3
4	GND
5	EA(Anode) - L2
6	GND
7	EA(Anode) - L1
8	GND
9	EA(Anode) - L0
10	GND
11	GND
12~17	TEC(Anode)
18~23	TEC(Cathode)
24	PD(Cathode) - L3
25	LD(Anode) - L3
26	PD(Cathode) - L2
27	LD(Anode) - L2
28	PD(Cathode) - L1
29	LD(Anode) - L1
30	PD(Cathode) - L0
31	LD(Anode) - L0
32	Thermistor
33~34	Thermistor - GND

4. TOSA内部構造

図3に集積TOSA内部での光学系の概念図を示す。パッケージ内には四つのEML、レンズ、及び空間光学系合波器が集積されている。光合波器は3枚のBPF(Band-Pass



Filter)と1枚のミラーで構成されており、それぞれ土台となるガラス材に固定されている。

この製品は2枚レンズの光学系を採用しており、パッケージ内部に第1レンズ、パッケージの外側に第2レンズが実装されている。

またEML素子先端部に設けられたスポットサイズ変換器によって出射する光のスポットサイズを広げておき、SMFに結合するためのレンズの倍率を低くすることが可能になっている。これによって実装に要求されるトレランスを緩和すると同時に高い光結合効率を実現している。

第1レンズを通過したコリメート光は、空間光学系合波器に入射され、BPFとミラー間を多重反射することによって、レーン0(4)、1(5)、2(6)、及び3(7)の4波長が合波される⁽⁴⁾。

5. PAM-4変調方式

図4にPAM-4変調時の光波形を示す。先に述べたように、400Gbps小型集積EML-TOSAでは伝送容量を大きくするために、変調方式としてPAM-4が採用されている。

従来の変調方式であるNRZ(Non-Return-to-Zero)が、“0”と“1”から成るビット列をそのまま二つの電圧レベルのパルス信号として変調して伝送する方式(2値変調)であるのに対し、PAM-4は“0”と“1”から成るビット列を“00”“01”“10”“11”的四つの電圧レベルのパルス信号として変調して伝送する方式(4値変調)であり、単位時間当たりの伝送容量は2倍になる。

しかしながらPAM-4信号は中間レベルの複雑な遷移などから従来の2値信号のアイパターンとは異なる対応が必要になる。例えば信号品質に対しても、2値のアイ開口(NRZの光波形)に対しては多少のオーバーシュートやアンダーシュートは許容されるが、4値では中段のオーバーシュートやアンダーシュートは上下段のアイ開口を妨げ、通信品質の劣化を引き起こす可能性がある。

そこで、NRZのアイマスク試験に相当する、三つのア

イ開口の度合いを示すTDECQ(Transmitter and Dispersion Eye Closure Quaternary for PAM-4)という評価項目がある。TDECQとは、規定されたUI(Unit Interval)での信号の分布と、光出力のしきい値という二つの要素から求めることができる、通信品質を数値化した値のことである。TDECQについての考え方を図5に示す。

具体的には、PAM-4変調波形に対し、波形の交点の平均から0 UIと1 UIが決定され、そこから中心が0.45 UIと0.55 UIで幅が0.04 UIのヒストグラムウインドウが一意に規定される。そのUIでの信号分布ヒストグラムにガウシアンノイズを加算したヒストグラムと、OMAと P_{ave} (平均光出力)から定まるしきい値 P_{th} との交点が信号誤り率であり、その信号誤り率から求まる値がTDECQである。

つまり定義は違うが、TDECQ評価もNRZ変調方式波

形に対するアイマスク試験と同様に、誤り率、ひいては通信品質を評価しているということになる。

このTDECQの規格については、標準化活動を行う米国電子学会(IEEE)で3.3dB以下と規定されている⁽⁵⁾。

6. 評価結果

図6に実測した光波形(短波長側)を、表3に光波形の評価結果を示す。EMLは全レーンを同時にPAM-4変調している。全レーン共にEA変調器の電圧振幅が1.40Vの条件下で8 dB以上の消光比と、2.7dB以下のTDECQの良好なアイ開口特性が得られている。

図7に素子駆動温度を60°Cに設定した場合の、2台のTOSAのTEC消費電力の合計とケース温度の関係を示す。

TOSA 1台当たりのTEC消費電力は100Gbps小型集積

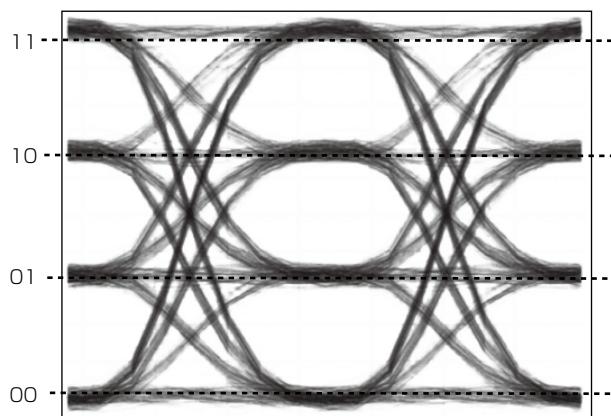
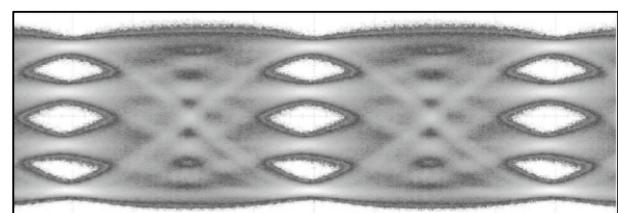
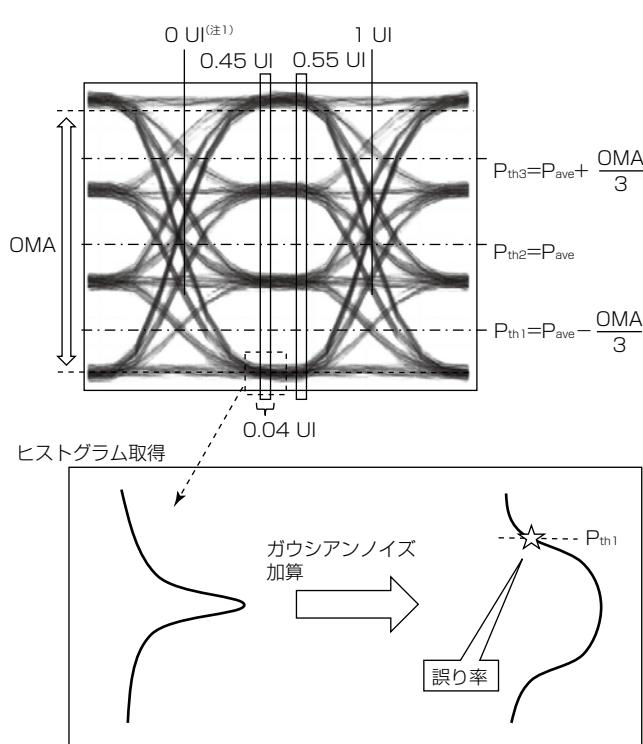
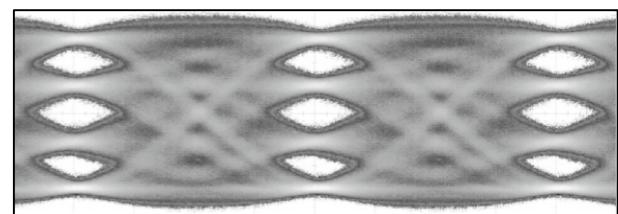


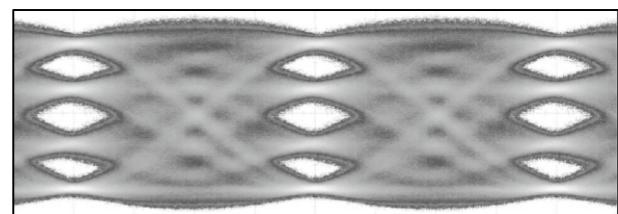
図4. PAM-4変調時の光波形



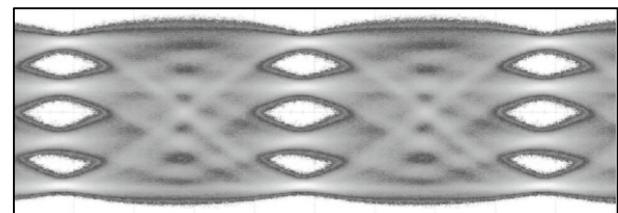
(a) レーン0



(b) レーン1



(c) レーン2



(d) レーン3

図6. 光波形(短波長側PAM-4駆動)

表3. 光波形(PAM-4)の評価結果

	L0	L1	L2	L3
EA変調電圧(V)	1.40	1.40	1.40	1.40
消光比(dB)	8.50	9.00	8.50	8.60
TDECQ(dB)	2.40	2.61	2.67	2.55

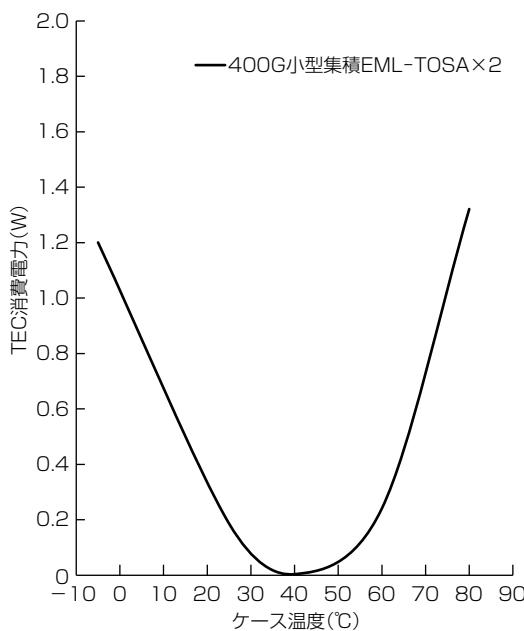


図7. TEC消費電力(LD動作電流：100mA時)

EML-TOSAと同等で、-5～80°Cの動作温度範囲でのTEC消費電力を2台で1.3W以下に抑えられており、伝送容量の増大に対応しつつ、消費電力の増加も抑えることができている。

7. む す び

今回、既存の製品である100Gbps小型集積EML-TOSAの構造や生産方法を踏襲し、かつPAM-4という新しい変調方式を採用することによって、低消費電力性やIEEEのTDECQ規格に適合した良好な光出力波形(伝送品

質)等の特性を実現しつつ、CFP8に搭載可能な、2台のTOSAで400Gbpsの大容量高速伝送に対応する小型集積EML-TOSAを開発した。

この製品によって、今後急速に市場が拡大していくと見られている400Gbpsネットワークでの、光トランシーバの普及に貢献する。またこの製品で得たPAM-4変調方式に対する知見を生かし、QSFP-DD(Quad Small Form-factor Pluggable Double Density)プラットフォームに搭載可能な、更に小型のTOSAの開発に取り組み、トランシーバの更なる小型化に貢献してゆく。

参 考 文 献

- (1) Shirao, M., et al.: A miniaturized 43 Gbps EML TOSA employing impedance matched FPC connection, OFC 2013, OTh4H.6 (2013)
- (2) Birk, M., et al.: First 400GBASE-LR8 interoperability using CFP8 modules, OFC 2017, Th5B.7 (2017)
- (3) CFP-MSA
<http://www.cfp-msa.org/>
- (4) 村尾覚士, ほか:高出力レーザ高精度調芯手法を用いた空間光学系集積小型100GbE光送信モジュールの開発, 電子情報通信学会, 2015年レーザ・量子エレクトロニクス研究会予稿 (2015)
- (5) IEEE Std 802.3bs : Media Access Control Parameters, Physical Layers and Management Parameters for 200Gb/s and 400Gb/s Operation (2017)

100Gbps光通信向け半導体光増幅器集積InP位相変調器

鈴木洋介* 堀口裕一郎*
西川智志* 秋山浩一**
林周作*

InP-Based Modulator for 100Gbps Optical Transmission Integrated with a Semiconductor Optical Amplifier
Yosuke Suzuki, Satoshi Nishikawa, Shusaku Hayashi, Yuichiro Horiguchi, Koichi Akiyama

要旨

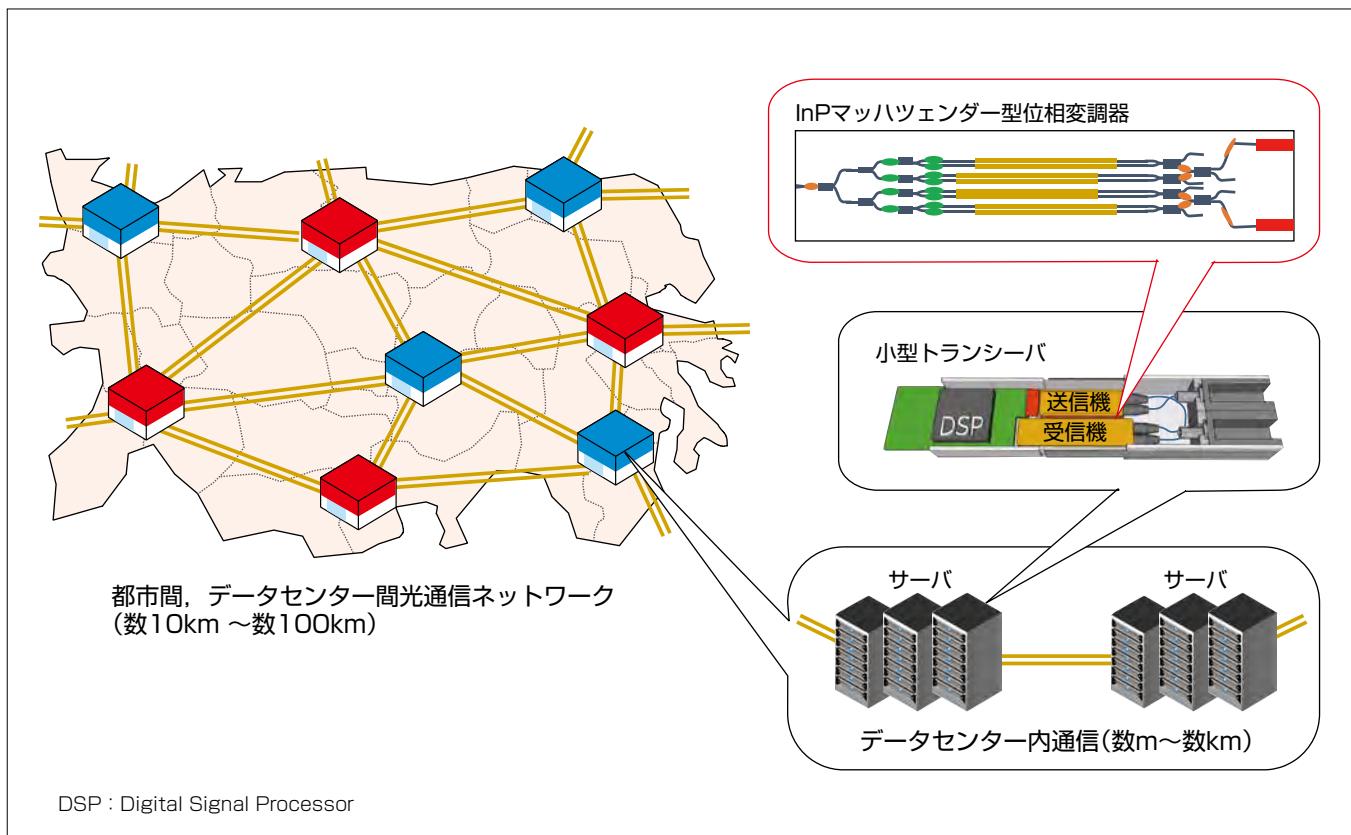
スマートフォンなどの移動体通信端末の普及、クラウドを用いたデータサービスの多様化などによって、通信トラフィックは急速に増大している。これに伴い、大都市間を結ぶ幹線系光通信ネットワークはもとより、都市間、データセンター間など比較的短距離の光通信ネットワークでも高速・大容量化が求められている。大容量化には、多値変調が可能なコヒーレント位相変調方式が有利であるが、これらの光通信ネットワークでは同時に光トランシーバの小型・低消費電力化も必要とされている。

小型・低消費電力化には、幹線系光通信ネットワークで利用されてきた誘電体位相変調器に代えて、半導体位相変

調器を用いることが有効である。しかしながら、半導体位相変調器は光損失が大きいため、高出力光源や光ファイバ増幅器が必要になるという課題があった。

今回、InP(インジウムリン)半導体マッハツエンダー型位相変調器の光出力部に位相変調に適した半導体光増幅器をモノリシック集積することで、128GbpsのDP-QPSK (Dual Polarization Quadrature Phase Shift Keying) 変調で、+13dBmの光入力パワーに対し、高い光出力(+2.5dBm)の良好な変調信号波形が得られた。

これによって、小型・低消費電力のコヒーレント位相変調通信ネットワークの構築に貢献できる。



100Gbps光通信向け半導体光増幅器集積InP位相変調器とその適用例

都市間、データセンター間などの光通信ネットワークの高速・大容量化に向けて、小型・低消費電力のコヒーレント位相変調方式を用いた光トランシーバが求められている。InP半導体を用い、光増幅器をモノリシック集積したマッハツエンダー型位相変調器を開発し、良好な変調信号波形と高光出力を実現した。これによって、増大するデータ通信量に対応する光通信ネットワークシステムの構築に貢献できる。

1. まえがき

スマートフォンなどの移動体通信端末の普及、クラウドを用いたデータサービスの多様化などによって、通信トラフィックは急速に増大している。これに伴い、大都市間を結ぶ幹線系光ネットワークはもとより、都市間、データセンター間など比較的短距離の光通信ネットワークでも更なる高速化、大容量化が求められている。そこで、強度変調方式より高度な信号変調が可能な、デジタルコヒーレント位相変調方式の適用が検討されている。

今回、小型、高速、低消費電力な光トランシーバを実現するため、InP系半導体を用いてマッハツエンダー型位相変調器と半導体光増幅器(Semiconductor Optical Amplifier: SOA)をモノリシック集積した素子を試作した。このとき、SOAを位相変調に対して最適化することで、DP-QPSK変調時に128Gbpsの信号伝送に相当する32Gbaud動作で、+13dBmの光入力パワーに対し、高い光出力(+2.5dBm)の良好な変調信号波形が得られた。

2. 素子設計

2.1 位相変調用SOAの最適化

InP光導波路の光損失は、従来の位相変調器で用いられてきたLiNbO₃(ニオブ酸リチウム)光導波路と比べて大きいため、SOAを用いて光を増幅することが有効である⁽¹⁾。しかし、SOAによって増幅された位相変調光は、利得が小さい領域ではASE(Amplified Spontaneous Emission)による位相雑音によって、また、利得が大きく、飽和した領域では位相歪(ひずみ)によって、変調波形が劣化することが知られている⁽²⁾⁽³⁾。そこで、線形応答領域で所望の利得が得られるように最適化を行った。

まず、SOAへの光入力は、変調器への入力と変調器内での損失等を考慮して-15dBmから-5dBmの範囲であると想定した。このとき10dBの利得が得られるように多重量子井戸構造(Multiple Quantum Wells: MQW)を設計し、導波路長を300μm, 500μm, 750μmとしたSOAをそれぞれ試作し、評価を行った。

図1に試作したSOAへ連続光を入力したときの光入力に対する利得の関係を示す。なお、SOAの駆動電流はいずれも100mAとした。導波路長300μmでは、光入力-15dBmから+7dBmの広範囲で一定の利得が得られたが、利得は目標以下の7.5dBであった。また、導波路長750μmでは、光入力-15dBmで18dBの利得が得られたが、光入力の増加とともに利得が大きく低下する非線形応答を示した。一方、導波路長500μmでは、光入力-15dBmから-3dBmの範囲で利得はほぼ一定となる線形応答を示し、目標を上回る12dBの利得が得られることが分かった。

次に図2に示すように、DSP(Digital Signal Processor)

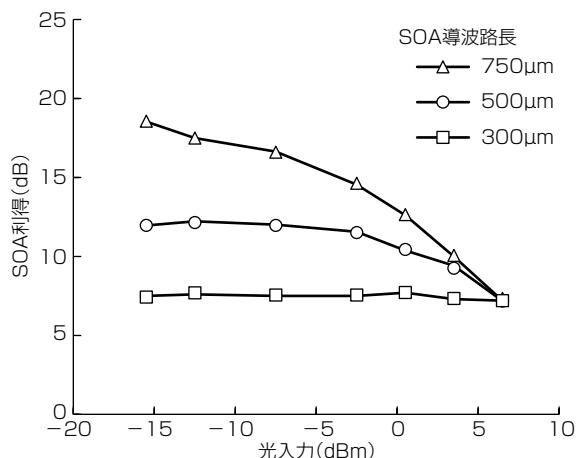


図1. 光入力に対するSOAの利得特性

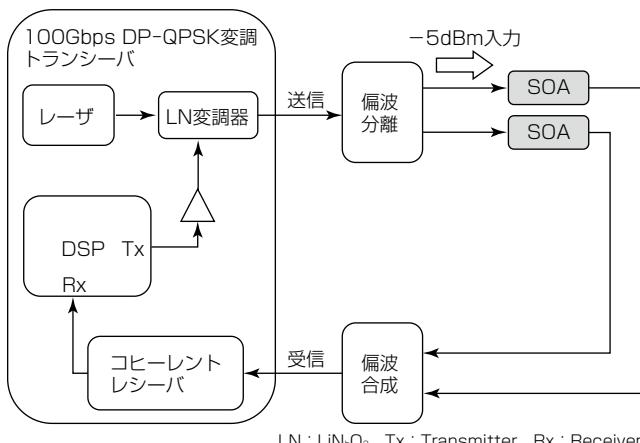


図2. 位相変調信号特性の評価系

を内蔵したトランシーバを用いた位相変調特性の評価系を構築し、オフライン測定による変調波形のコンステレーション評価を行った。評価したSOAの導波路長は500μm、及び750μm、SOAへの光入力は平均パワー-5dBmの100Gbps DP-QPSK変調光とした。

図3に片偏波のコンステレーション、図4に伝送性能の指標の一つであるQ値とSOA利得の関係を示す。導波路長500μmのSOAを用いたときには、利得の線形性が高いことから広い駆動電流範囲で位相雑音の少ないコンステレーションが得られた。また、SOA利得2dBから12dBの範囲で15.5dB以上のQ値が得られ、SOAを用いないときのQ値15.9dBと同等であることが分かった。一方、導波路長750μmのSOAを用いたときには、低い駆動電流領域ではコンステレーションが全体的に広がるASEによる信号劣化が観測された。また、高い駆動電流領域ではコンステレーションが同心円状に広がる位相歪みが観測され、Q値が12.8dB以下と大きく劣化した。

これらから、SOAの導波路長に応じて利得飽和特性が変化すること、導波路長500μmのSOAで変調信号歪みが小さく、12dBの高利得を得られることが分かった。

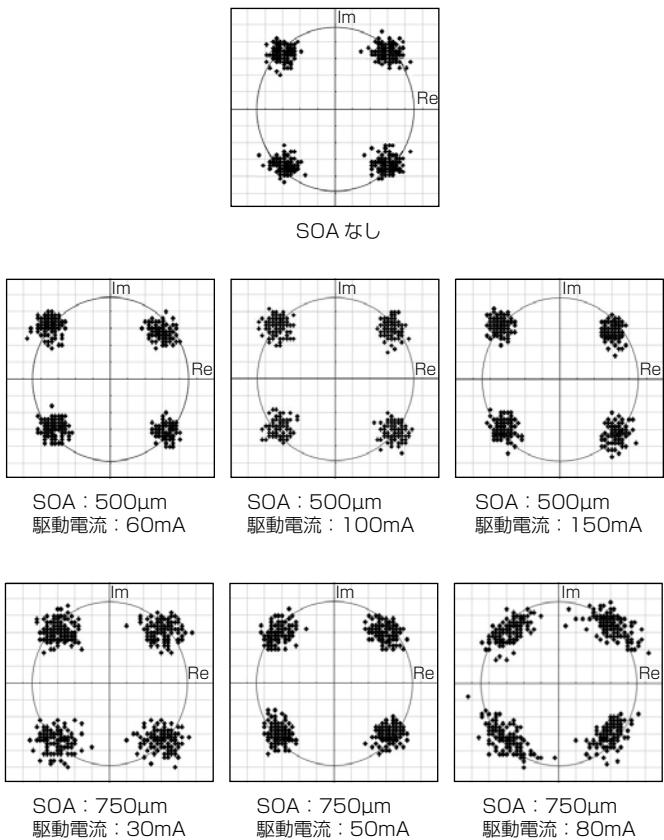


図3. QPSK変調信号のコンステレーション

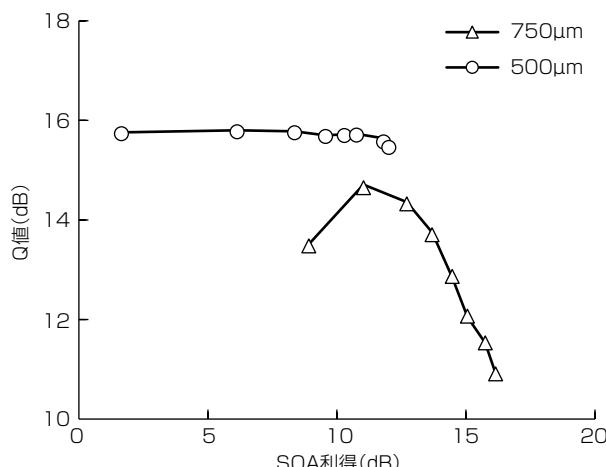
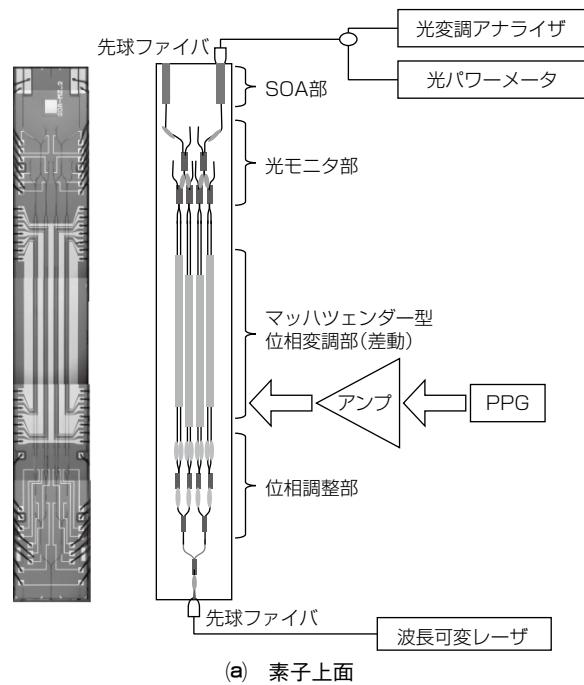


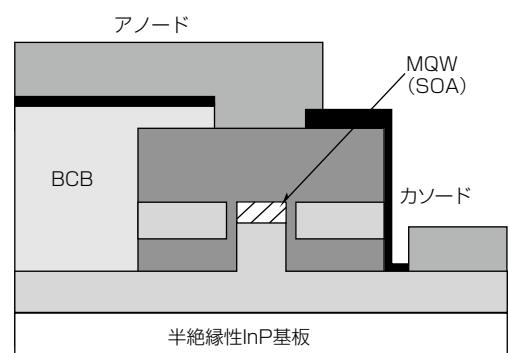
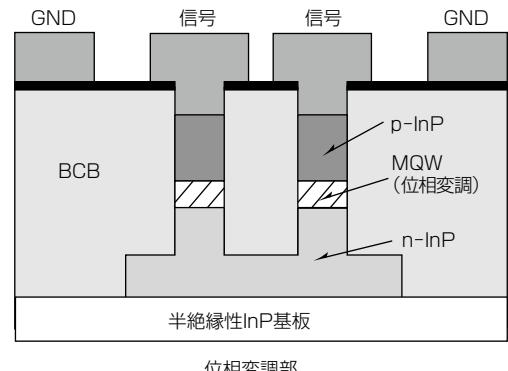
図4. SOA利得と伝送特性品質(Q値)の関係

2.2 SOA集積位相変調器の設計

半絶縁性InP基板上に、2.1節で述べた導波路長500μmのSOAとマッハツエンダー型位相変調部をモノリシック集積したInP位相変調器の素子構造を図5に示す。変調効率を高めて素子を小型化するため、位相調整部やマッハツエンダー型位相変調部は静電容量が小さく、光閉じ込め効果の高いハイメサ型導波路で形成し、SOA部は放熱性に優れる埋め込み型導波路で形成した。また、位相変調部にはインピーダンス100Ωで差動駆動する進行波電極を形成し、半絶縁性InP基板と進行波電極の間には低誘電率誘電体であるBCB(ベンゾシクロブテン)を埋め込んだ。



(a) 素子上面



(b) 断面構造

GND : Ground

図5. SOA集積InP位相変調器の素子構造

これによって静電容量を低減するとともに電極を平坦化し、高周波駆動時の電気信号伝搬特性の改善を図っている。チップサイズは9.6×1.3(mm)である。

3. SOA集積位相変調器の特性

試作したSOA集積位相変調器の光出力特性及び変調特性について述べる。素子への光入力、及び光出力には先

球ファイバを用い、PPG(Pulse Pattern Generator)からの変調信号をドライバアンプで増幅し、RF(Radio Frequency)プローブを用いて素子に印加した。また、位相調整部、光モニタ部、及びSOAにはそれぞれDCプローブを用いて電圧を印加した。

図6に変調電極間に印加したDC電圧に対する光出力特性、すなわち変調器の消光特性を示す。バイアス電圧が-10Vの条件下で消光比は23dB、駆動電圧を表す半波長電圧 V_{π} は1.8Vが得られた。LiNbO₃位相変調器と比較すると、チップサイズは10分の1以下、消光比は同等、駆動電圧は約半分であり、光トランシーバの小型・低消費電力化に大きく寄与できることが分かった。

次に、波長可変レーザからの光入力を+5 dBm, +13 dBmとしたときのSOA駆動電流に対する位相変調器の挿入損失を図7に、SOA駆動電流に対する変調損失と結合損失を含む光出力を図8に示す。SOA駆動電流の増加とともに挿入損失は減少、光出力は増加しており、モノリシック集積したSOAで利得が正常に得られることを確認した。また、SOA駆動電流が100mAのとき、光入力+5 dBmに対し挿入損失0dBを達成し、光入力+13 dBmに対し+2.5 dBmの高い光出力が得られた。

続いて、図9にSOA駆動電流が100mAのときの32Gbaud-QPSKのコンステレーションを示す。コンステレーションは市販の光変調アナライザ(Keysight社製、N4391)を用いて取得した。10dB以上のSOA利得を得ながらも良好なコンステレーションを示しており、理想波形に対する変調波形のズレを表すEVM(Error Vector Magnitude)は17%，符号誤り率BER(Bit Error Rate)は8.9E-9と、位相雑音、位相歪みなどによる信号劣化を抑制した高出力InP位相変調器を実現できた。

この開発素子からの光出力を+2 dBm、受信感度を-18dBm、光ファイバでの光損失を0.25dB/kmと想定すると、EDFA(Erbium Doped optical Fiber Amplifier)

を利用して80kmの信号伝送が可能になる。すなわち、都市間、データセンター間光通信ネットワークに対して適切な小型、低消費電力、低コストの光トランシーバの実現が可能になる。

更なる伝送容量の大容量化に向け、今後は多値化が進行

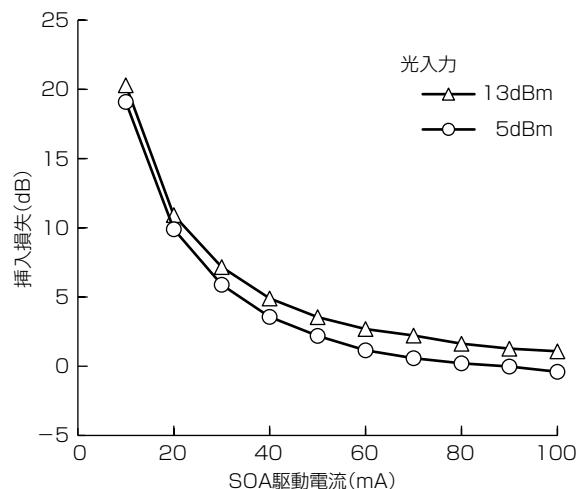


図7. SOA駆動電流に対する位相変調器の挿入損失

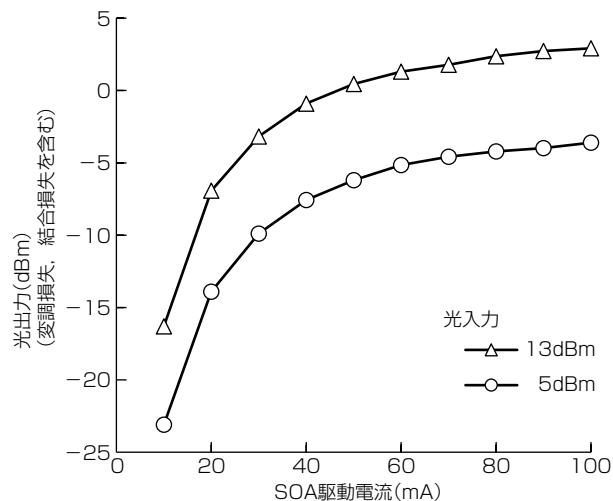


図8. SOA駆動電流に対する位相変調器の光出力

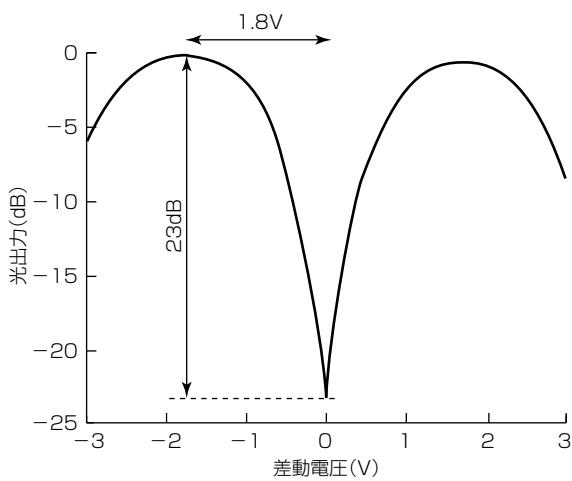


図6. 位相変調器の消光特性

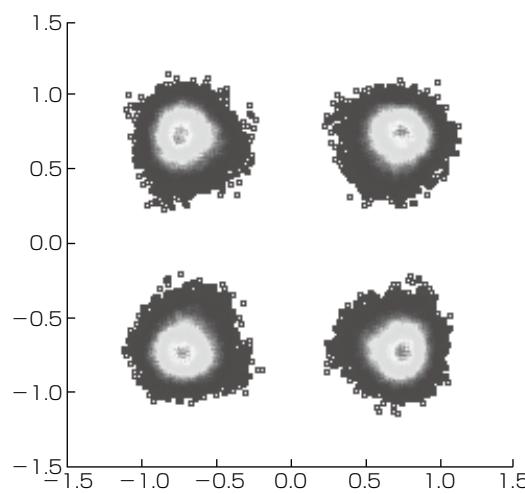


図9. 32Gbaud-QPSKのコンステレーション

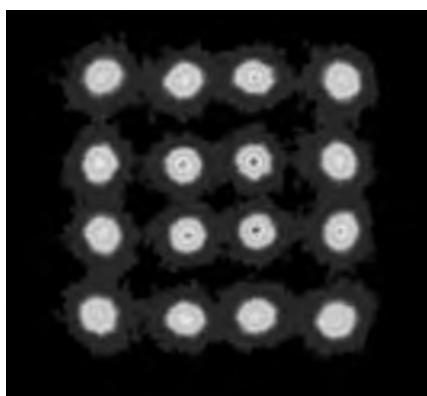


図10. 32Gbaud-16QAMのコンステレーション

することが予想される。そこで、位相歪みが更に低減するように調整したSOAをモノリシック集積した位相変調器を用い、利得11.5dBのSOA駆動条件で16値直交振幅変調(16-Quadrature Amplitude Modulation: 16QAM)評価を行った(図10)。

16QAM変調でも明瞭なコンステレーションが得られ、EVMとBERはそれぞれ9.6%, 1.97E-4と良好であった。次世代400Gbps規格としてOIF(Optical Internetworking Forum)で議論が進められている、16QAM変調を用いた400ZR規格⁽⁴⁾に対しても、SOA集積InP位相変調器は有力な候補であることが実証された。

4. む す び

都市間、データセンター間などの100Gbps光通信ネットワークに適用可能な小型・低消費電力のSOA集積InP半導体位相変調器を開発した。

位相変調に合わせたSOAの最適化を行い、導波路長

500μmのSOAを線形応答領域で動作することで、伝送信号性能の劣化を抑制しつつ10dB以上の利得を実現した。

半絶縁InP基板上に位相変調器とSOAをモノリシック集積した素子を試作し、DC特性、及び変調特性について評価を行った。SOA駆動電流100mAで、挿入損失0dB、及び+2.5dBmという高いQPSK変調光出力が得られ、良好なコンステレーションを確認した。これによってEDFAを利用せずに80kmの信号伝送が可能になるため、都市間、データセンター間の光通信ネットワークに向けた小型・低消費電力の光トランシーバの実現に貢献できる。

さらに、16QAM変調評価を行い、良好なコンステレーションと伝送波形品質を確認した。SOA集積InP位相変調器は次世代の400Gbps通信ネットワークでも適用できる技術である。

参 考 文 献

- (1) Griffin, R.A., et al.: InP Coherent Optical Modulator with Integrated Amplification for High Capacity Transmission, OFC2015, Th4E.2 (2015)
- (2) Bonk, R., et al.: Linear semiconductor optical amplifiers for amplification of advanced modulation formats, Optics Express, **20**, No.9, 9657~9672 (2012)
- (3) Freude, W., et al.: Linear and Nonlinear Semiconductor Optical Amplifiers, ICTON2010, We.D4.1 (2010)
- (4) Optical Internetworking Forum
<http://www.oiforum.com/>

プロジェクタ用レンズ付き 638nm高出力赤色半導体レーザ

正田史生* 岩井裕次**
蔵本恭介** 柳澤隆行*
酒井浩平*

High-Power 638nm Red Laser Diode with Built-in Lens for Display Applications

Fumio Shohda, Kyosuke Kuramoto, Kohei Sakai, Yuji Iwai, Takayuki Yanagisawa

要旨

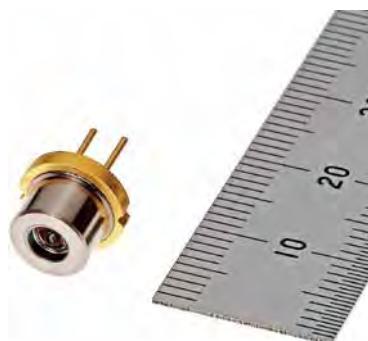
プロジェクタ用の光源として、現在広く用いられている高圧水銀ランプに対して、高効率・低消費電力・高輝度で、色再現性が良好な半導体レーザ(Laser Diode: LD)が注目されている。

これまで三菱電機では、プロジェクタ等の光源用途に、高出力赤色LD“ML562G84(パルス駆動光出力2.5W)”を製品化している。

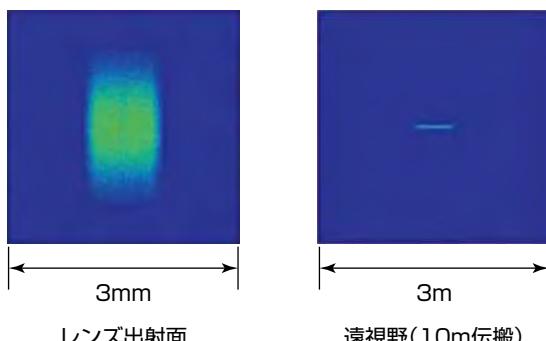
ML562G84では、LD素子の出力レーザ光の広がり角が大きく、レーザ光を効率的に表示素子に照射するために、コリメートレンズを外付けで組み込む必要がある。しかし、Fast軸方向の広がり角が大きく、1個のLDチップの中に3エミッタ(発光点)を配置した構成のため、光学設計が難しく、適用範囲が制限されるという課題があった。

そこで、3エミッタの並ぶ方向であるSlow軸方向に対してビームを拡大することで広がり角を小さくする、拡大系の原理を適用したレンズを内蔵した発光波長638nmでパルス駆動光出力2.5W高出力赤色LD“ML562H84”を開発した。また、キャップと一緒に構成することによって、プロジェクタ光学系に適した小型化を実現した。その結果、光出力がピーク値の $1/e^2$ となる広がり角全幅(FW1/ $e^2 M$)は、LDから出力されるレーザ光の $8.0^\circ \times 69.0^\circ$ (Typ.値)に対し、この製品では $3.6^\circ \times 0.5^\circ$ (Typ.値)の平行光を実現した。

ML562H84によって、大きな広がり角を持つLDに対して高い精度で設置することが必要な外付けレンズが不要となり、プロジェクタの光学設計の簡素化や、光学機器の小型・低コスト化が可能になった。

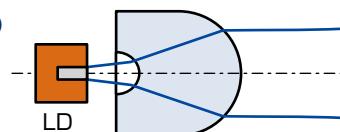


レンズ付き赤色LD



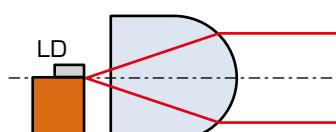
ビームパターン

Slow軸(水平)



・ビーム径を拡大して、広がり角を縮小

Fast軸(垂直)



・出射面でコリメート

コリメート機能

レンズ付き赤色LDのコリメート機能とビームパターン

開発したレンズ付き赤色LDの外観と、コリメート機能の説明図と、レンズ出射面／遠視野でのビームパターンを示す。3エミッタ方向であるSlow軸方向に対して、ビーム径を拡大することで広がり角を小さくする、拡大系の原理を適用した。これによって、従来のレンズ構成では困難であった、マルチエミッタLDでの、レンズの小型化と高集光性を実現した。

1. まえがき

レーザは、集光性の良さやスペクトル純度の高さから、レーザ加工機を始めとする産業用途や、精密な分光測定が要求される理化学用途に用いられている。また、最近では、民生用途で、プロジェクタ等の照明用光源への適用が拡大している。現在、プロジェクタ用の光源は、超高压水銀ランプやキセノンランプが用いられている。ランプは、寿命が短く消費電力が大きいことから、LED(Light Emitting Diode)や蛍光体、LD等の固体光源への置き換えが検討されている。この中でも、LD光源は、高効率で消費電力が低く、高輝度かつ色再現性が良好であることから、近年注目されている。

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“ML562G84(パルス駆動光出力2.5W)”⁽¹⁾を製品化している。プロジェクタの光学系で、レーザ光を効率良く表示素子に照射するには、複数のLDから出力された光を平行光にして並べて、一つのレンズで小さなスポットサイズに集光可能な光学系が必要とされる(ロッドインテグレータを使用した場合)。ML562G84では、LD素子から出力されるレーザ光の広がり角が大きいため、収差を抑制した非球面レンズを精度良く設置する必要がある。

さらに、1個のLDチップの中に三つのエミッタを持つため、光学設計が難しく、適用範囲が制限されるという課題があった。

そこで、3エミッタの並ぶ方向であるSlow軸(水平)方向に対してビームを拡大することで広がり角を小さくする、拡大系の原理を適用したレンズを開発した。また、キャップと一緒に構成することによって、外部に高い精度で設置することが必要なコリメートレンズを不要とし、プロジェクタ光学系に適した小型化を実現した。

本稿では、レンズ付き赤色LDの設計と、製品の諸特性について述べる。

2. 赤色LD向けレンズの設計

2.1 赤色LDの素子構造と遠視野特性

図1にパルス駆動光出力2.5Wの赤色LD製品の素子構造を示す。AlGaInP(アルミニウムガリウムインジウムリン)系の材料を用いて、比較的容易に高出力化が可能なBS(Broad Stripe)LD構造を持つ。

この製品のエミッタの構造設計を実施するにあたって、光出力特性と、信頼性に関する検討を実施した。ここで、

赤色LDの光出力が高温時に低下する主な要因は、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、発振に寄与しなくなる、キャリアオーバーフローを生じるためである。また、赤色LDでの主な高出力化の阻害要因は、前端面での光学損傷(Catastrophic Optical Damage : COD)の発生であり、高い信頼性を確保するためには、エミッタ幅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。

そこで、キャリアオーバーフローを抑制し⁽²⁾、光出力の高温特性の安定化を実現するとともに、端面での光密度の低減による、信頼性の向上⁽³⁾を目的として、幅が60μmのエミッタを三つ並べたマルチエミッタ構造を導入している。各エミッタの幅は広く、横モードはマルチモードで発振している。活性層からの熱を効率良く放熱するため、LD素子は、J/D(Junction Down)でサブマウントにダイボンドし、直径9.0mmのTO(Transistor Outline)-CANパッケージに搭載した。

図2は25°C、2.5Wでパルス駆動したときの、水平方向

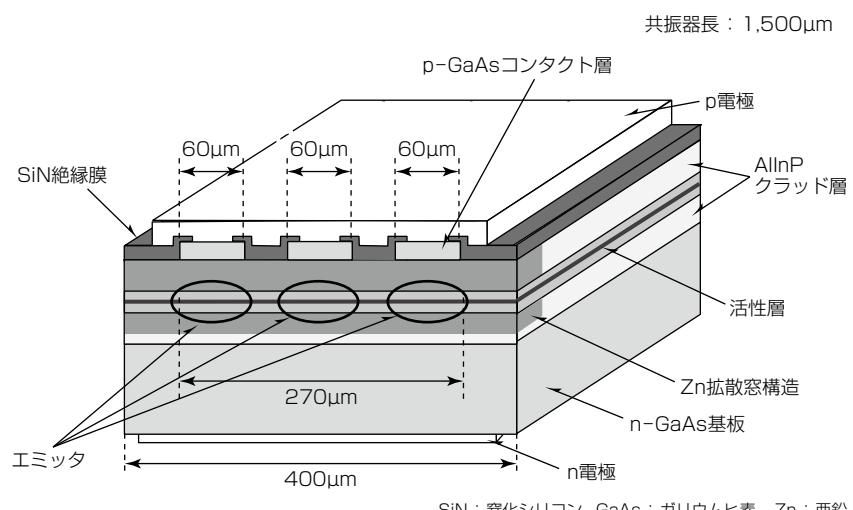


図1. 赤色LDの素子構造

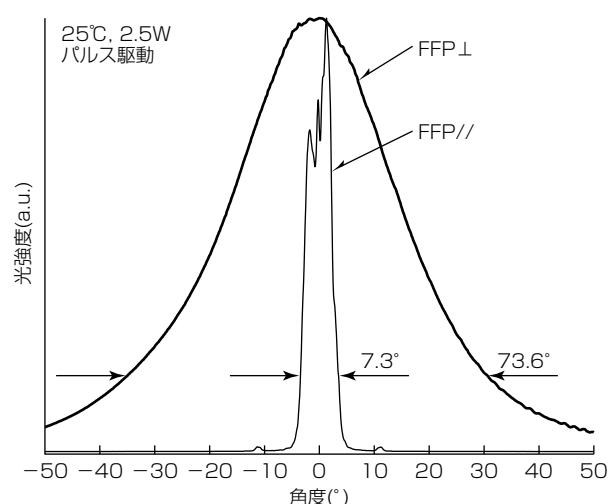


図2. 赤色LDの遠視野像

(FFP(Far Field Pattern) //) 及び垂直方向(FFP⊥)の遠視野像の一例を示す。光出力がピーク値の $1/e^2$ となる、広がり角全幅(FW1/ $e^2 M$)は、それぞれ 7.3° , 73.6° であり、特に垂直方向は大きな広がりを持っている。

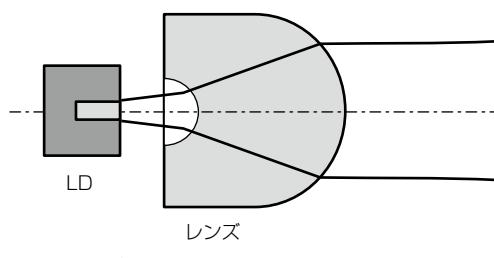
2.2 コリメートレンズの設計

ここまで述べた当社赤色LDの素子構造と遠視野特性をもとに、これに適用できるコリメートレンズの設計では、次のような技術的課題に直面する。

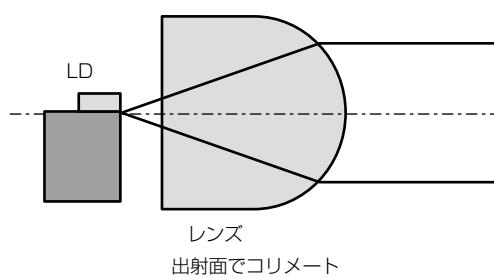
- (1) LDの水平方向の三つのエミッタ幅が、実効的に $270\mu\text{m}$ と広く、広がり角を小さくするには、レンズの焦点距離を長くする必要がある。
 - (2) レンズの焦点距離を長くすると、LDの垂直方向の広がり角が大きいために、光の利用効率を高めるには、レンズの有効開口も大きくする必要がある。
- この技術的課題は、一般的によく用いられる軸対称のレンズでは、所望のレンズ性能と、レンズの小型化は両立しないことを意味している。

そこで、今回、3エミッタの並ぶ方向である水平方向側に対して、ビームを拡大することで広がり角を小さくする、拡大系の原理を適用したレンズ設計を行った。図3に、各方向に対するコリメート機能を模式的に示す。

ここで、拡大系の原理を簡単に述べる。焦点距離 f_1 と f_2 のレンズが、間隔 d の距離に配置された場合、焦点距離の比率で決まる倍率 $m (= -f_2/f_1)$ でビームが拡大される。入射したビーム(広がり角 θ_0 、ビーム径 ω_0)と、出射されたビーム(広がり角 θ_1 、ビーム径 ω_1)との関係、また、間隔 d と焦点距離 f_1 と f_2 の関係は以下のように表される。



(a) 水平方向(Slow軸)



(b) 垂直方向(Fast軸)

図3. 各方向のコリメート機能

$$\omega_1 = -\frac{f_2}{f_1} \omega_0 = m \omega_0 \quad \dots \dots \dots \quad (1)$$

$$\theta_1 = -\frac{f_1}{f_2} \theta_0 = \frac{1}{m} \theta_0 \quad \dots \dots \dots \quad (2)$$

$$d = f_1 + f_2 \quad \dots \dots \dots \quad (3)$$

今回、ここでの原理を水平方向に適用し、レンズ製造制限を考慮した上で、各レンズパラメータを最適化した。

一方で、垂直方向は、通常のコリメート系であり、レンズ出射面からは、コリメート化されたビームが出力される。

LDに対するレンズの位置は、水平方向は距離によらずに一定の広がり角となるため、垂直方向の焦点距離となる位置にレンズを配置している。

レンズを理想位置に配置した場合の設計結果を表1に、レンズ出射後の各位置でのビームパターンの計算結果を図4に示す。レンズから出力された直後のビーム直径は、水平方向で 1.0mm 、垂直方向で 1.7mm であり、遠視野の広がり角(FW1/ $e^2 M$)は、水平方向 3.5° 、垂直方向 0.2° である。

表2に従来製品(軸対称)のレンズ構成と、開発製品で採用したレンズ構成との比較を示す。今回、水平方向へ拡大

表1. レンズ設計結果(組立て公差なし)

	水平方向(Slow軸)	垂直方向(Fast軸)
ビーム直径(レンズ直後)	1.0 mm	1.7 mm
遠視野広がり角(FW1/ $e^2 M$)	3.5°	0.2°

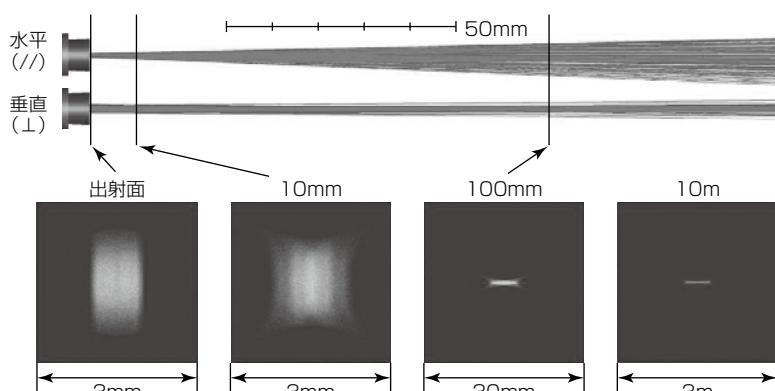


図4. ビームパターンの計算結果

表2. レンズ構成の比較
(Slow軸方向の広がり角を一定にした場合)

項目	従来製品(軸対称)	開発製品
構成		
サイズ	大	小
Slow軸方向の広がり角	○	○
コスト	○	○
要求組立精度	垂直:○ 水平:○	垂直:○ 水平:○

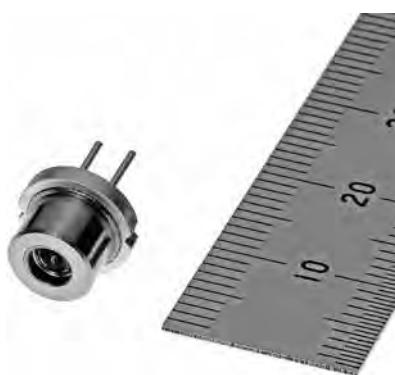


図5. レンズ付き赤色LD

系の原理を適用してキャップと一体化することで、プロジェクタ光学系に適した小型化を実現した。また、レンズ製造条件を踏まえた設計の最適化と、レンズの小口径化によって、通常のレンズと同等のコストで実現した。さらに、LDのレンズ実装での要求組立て精度は、LDチップに対するエミッタ部の位置を製造上、細かく管理するのが難しい水平方向に対しては、組立て精度を緩くできるため、組立ての容易化に貢献している。

図5に、開発製品の外観を示す。大型のφ9.0mmのTO-CANパッケージを採用し、これにレンズ付きキャップが接合されている。この構成では、広がり角の性能に比べてレンズを小型にできるので、レンズとキャップの一体化が実現できている。

3. レーザ特性

開発したレンズ付き赤色LDの光出力-電流特性の例を図6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でのケース温度である。

この製品の25℃及び45℃での2.5W出力時の動作電流は、それぞれ2.77A、3.52A、動作電圧はそれぞれ2.35V、2.41Vであった。25℃でのスロープ効率は、1.17W/Aであった。開発したレンズのレーザ光の利用効率は98%以上であり、従来のパルス品とほぼ同等の動作電流で、パルス駆動光出力2.5Wを実現した。また、放熱性の高い大型パッケージの導入によって、0～45℃の範囲で動作することを確認した。

図7は、この製品を25℃、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、638.8nm、スペクトルの半値全幅(Full Width at Half Maximum: FWHM)は約1.0nmである。

図8は、この製品を25℃、2.5Wでパルス駆動したときの水平方向(FFP//)及び垂直方向(FFP⊥)の遠視野像である。これは、レンズ付きキャップのキャッピング後の製品特性の一例を示しており、光出力がピーク値の $1/e^2$ となるときの全幅は、それぞれ水平方向3.6°、垂直方向0.4°で

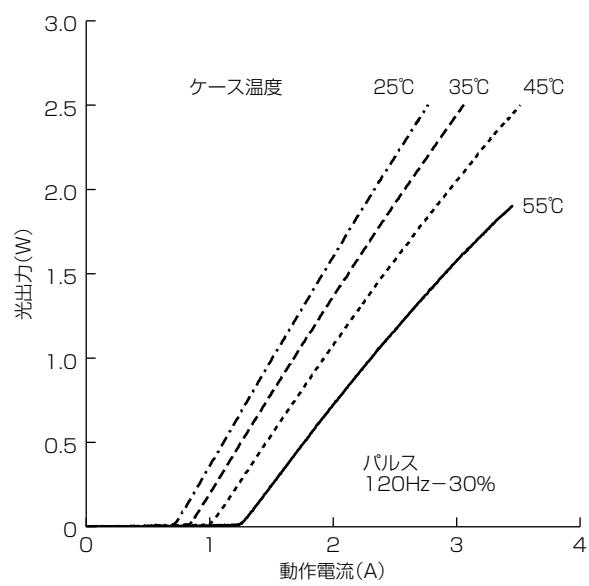


図6. 光出力-電流特性

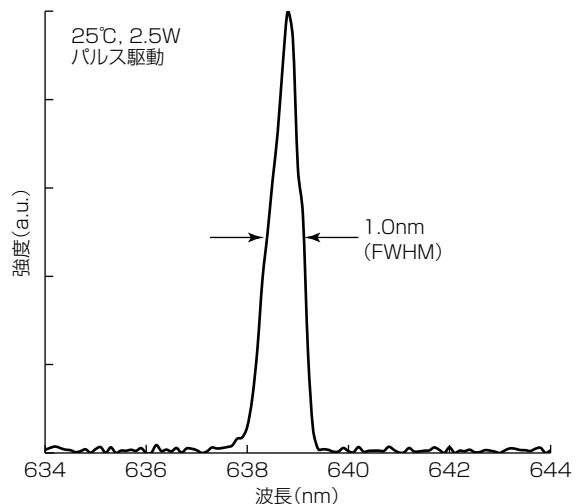


図7. 波長スペクトル

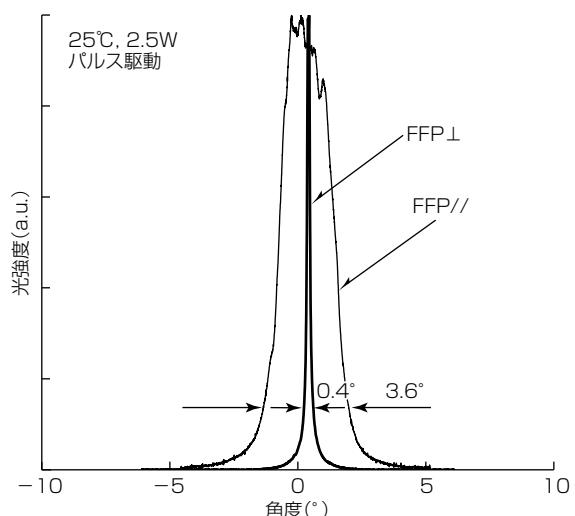


図8. 開発製品の遠視野像

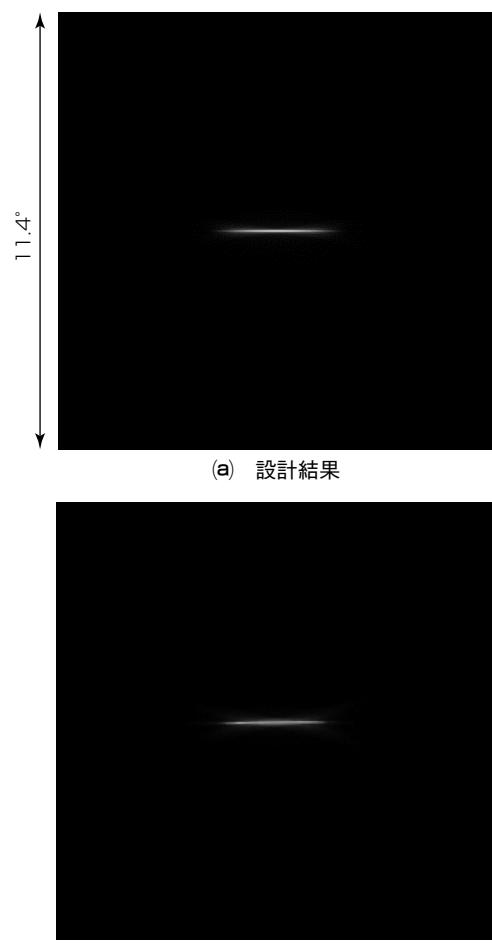


図9. 遠視野のビームパターン

ある。キャッピングの組立て公差を考慮すると、設計結果に対して妥当な広がり角が得られている。

図9は、この製品の遠視野でのビームパターンの設計結果と測定結果を示している。通常は、マルチエミッタLDを単純にコリメートした場合、空間的な均一性は低くなるが、このレンズは、エミッタから出射されたビームが、拡大系を通過して重ね合わされるため、空間的に均一なビームを得ることができる。図から、ビームパターンの測定結果が設計結果とよく一致していることを確認できる。

また、これまでにも述べた⁽¹⁾ように、当社パルス品は、25°C、2.5Wのパルス動作で、35,000時間以上相当の安定

動作を確認しており、このレンズ付きLDでも同等の信頼性を実現している。

以上のように、発光波長638nmのプロジェクタ用高出力赤色LDとして、キャップ一体型のレンズ付き製品を開発し、パルス駆動光出力2.5Wの業界最高^(注1)の動作を実現した。なお、本稿で述べた製品に加えて、発光波長だけを長波長化(発光波長：642nm)した製品もラインアップしており、ユーザー側のシステム要求に対して、柔軟に対応できる。

(注1) 2017年7月5日現在、当社調べ

4. む す び

プロジェクタ光源用赤色LDの普及促進のため、プロジェクタシステムへ容易に適用できるレンズ付き高出力赤色LDを開発した。Slow軸方向側に対してビームを拡大することで広がり角を小さくする拡大系の原理を適用し、キャップと一緒に構成することによって、プロジェクタ光学系に適した小型化を実現した。その結果、光出力がピーク値の $1/e^2$ となる広がり角全幅($FW1/e^2M$)は、LDから出力されるレーザ光の $8.0^\circ \times 69.0^\circ$ (Typ.値)に対して、この製品では $3.6^\circ \times 0.5^\circ$ (Typ.値)の平行光を実現した。

この製品によって、大きな広がり角を持つLDに対して高い精度での設置が必要な外付けレンズが不要になり、プロジェクタの光学設計の簡素化や、光学機器の小型・低コスト化が可能になった。

参 考 文 献

- (1) 蔵本恭介, ほか: プロジェクタ用638nm帶高出力赤色半導体レーザ, 三菱電機技報, **89**, No.5, 307~310 (2015)
- (2) Kuramoto, K., et al.: High Power AlGaInP Red Laser Diode, The 1st Laser Display Conference, LDCp7-1 (2012)
- (3) Mitsuyama, H., et al.: Reliability Study on High-Power 638nm Broad Stripe Laser Diode, Optical Review, **21**, No.1, 43~47 (2014)

次世代移動通信基地局向け超広帯域GaNドハティ増幅器

小松崎優治* 坂田修一*
新庄真太郎*
中谷圭吾**

Ultra-wideband GaN Doherty Power Amplifier for Next Generation Wireless Base Stations

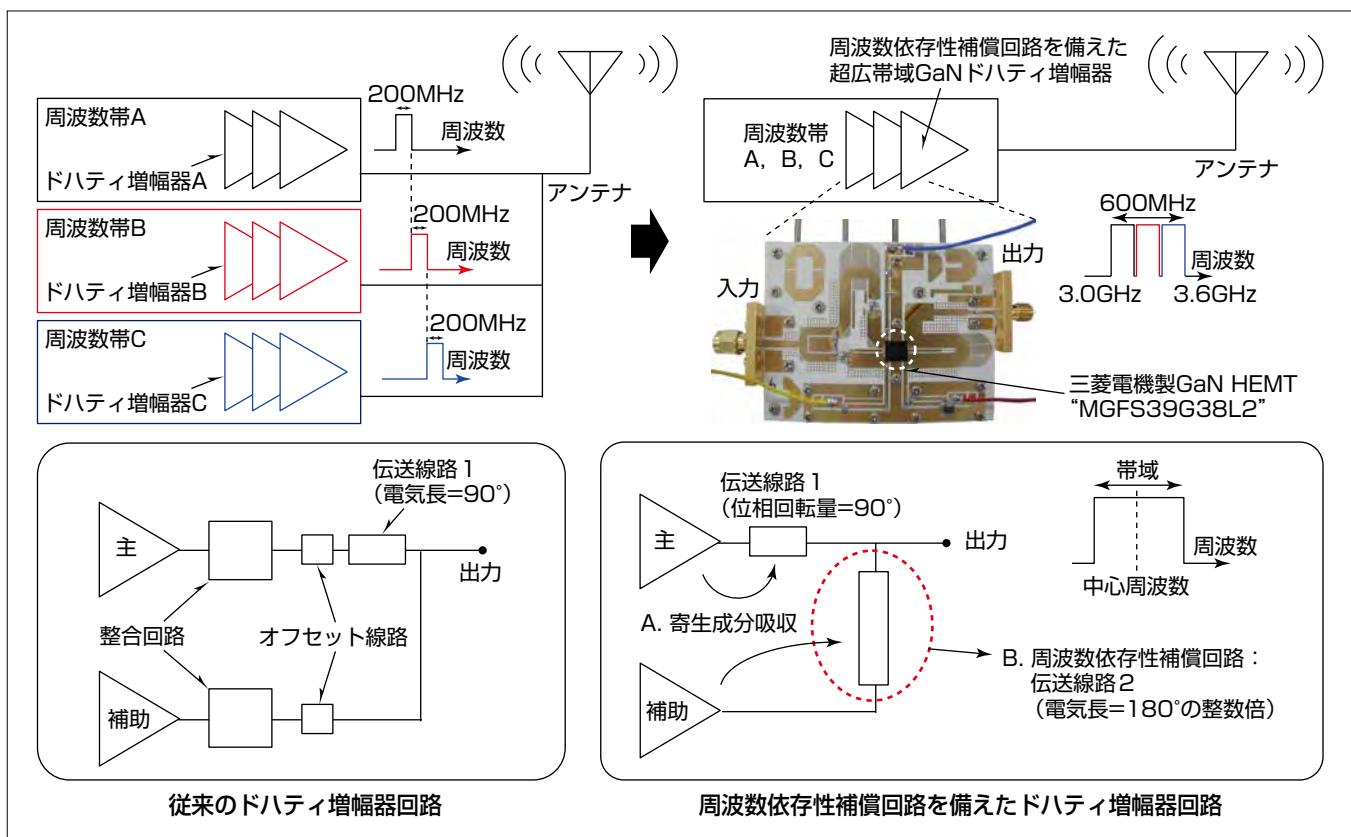
Yuji Komatsuzaki, Shintaro Shinjo, Keigo Nakatani, Shuichi Sakata

要旨

次世代移動通信での通信量の劇的な増大に対応するため、移動通信基地局向け増幅器にはピーク対平均電力比(Peak to Average Power Ratio : PAPR)の大きい信号を高効率に増幅できること、加えて基地局の小型化・低コスト化などの観点から複数帯域で動作する、つまり広帯域に動作することが求められている。PAPRの大きい信号を高効率に増幅する技術としてはドハティ増幅器が有用である。しかし、ドハティ増幅器はその構成上、一般的に狭帯域な特性となってしまう点が課題となっている。

今回、ドハティ増幅器の広帯域化に有効なGaN(窒化ガリウム)トランジスタを採用し、さらにトランジスタやパッケージの寄生成分を等価的な4分の1波長線路の形成

に利用する回路技術と、周波数依存性を補償する回路技術とを組み合わせることで、4G/LTE-Advanced(Long Term Evolution-Advanced)で利用されている複数の帯域をカバーできる超広帯域GaNドハティ増幅器を開発した。試作評価の結果、このGaNドハティ増幅器は動作周波数3.0GHzから3.6GHzの20MHz帯域のLTE信号で、歪(ひずみ)補償後の隣接チャネル漏洩(ろうえい)電力(Adjacent Channel Leakage Ratio : ACLR)が-50dBcを満たした上で、45.9%から50.2%のドレン効率を達成した。この結果は、広帯域化が求められる次世代移動通信に対するこのドハティ増幅器技術の有効性を示している。



周波数依存性補償回路を備えた超広帯域GaNドハティ増幅器

次世代移動通信基地局向けに、周波数依存性補償回路を備えた超広帯域GaNドハティ増幅器を試作した。一般的なドハティ増幅器は、伝送線路1(4分の1波長線路)の周波数依存性の影響で狭帯域な特性になる。試作したドハティ増幅器では、トランジスタやパッケージの寄生成分を等価的な4分の1波長線路の形成に利用する回路技術と、伝送線路1による周波数依存性を補償する周波数依存性補償回路とを適用し、広帯域・高効率な動作を実現した。

1. まえがき

第4世代及び第5世代移動体通信での通信量の劇的な増大に対応するため、基地局向けマイクロ波増幅器にはPAPRの大きい信号を高効率に増幅できることが求められている。3GHz以上の周波数で7dB以上のPAPRを持つ信号を高効率に増幅するには、GaNデバイスを用いたドハティ増幅器が有用である⁽¹⁾⁽²⁾。

さらに基地局の小型・低コスト化などの観点から、ドハティ増幅器は複数帯域をカバーするように、広帯域に動作することが求められている⁽³⁾。しかしながら、ドハティ増幅器はその構成上、一般的に広帯域動作を実現しにくいという課題がある。この主原因は次の二つが挙げられる。一つ目は、バックオフ動作時の高効率動作を実現するためには主増幅器の出力側に4分の1波長線路を装荷する必要があり、この線路が周波数依存性を持つためである。二つ目は、主増幅器の出力側には整合回路やオフセット線路が装荷され、主増幅器内部のトランジスタの等価電流源と4分の1波長線路との間に周波数依存性を生む回路要素を伴うことである。

本稿では、周波数依存性補償回路を備えた超広帯域GaNドハティ増幅器を設計・試作した結果について述べる。この周波数依存性補償回路は、周波数に応じて容量性及び誘導性のリアクタンスとして機能し、上記4分の1波長線路の周波数依存性を補償する。また、主増幅器の出力側にトランジスタの出力側寄生容量(Cds)やパッケージの寄生成分を利用して4分の1波長線路を等価的に構成する回路技術を適用した。この構成は、整合回路やオフセット線路を主増幅器の出力側に装荷する必要がないので、周波数依存性の抑制に効果的である。

試作の結果、このGaNドハティ増幅器は3.0GHzから3.6GHzの広帯域で、ACLRが-50dBcを満たした上で、45.9%から50.2%という高いドレイン効率を実現した。なお、信号は20MHz帯域のLTE信号を用いた。この増幅器技術を適用することで、送信機の増幅器の数や消費電力の削減、ひいては基地局の総所有コスト(Total Cost of Ownership: TCO)の削減が期待される。

2. 超広帯域ドハティ増幅器の回路構成

図1にドハティ増幅器の理想回路(a)と従来回路(b)、そして提案回路(c)の比較を示す。理想的な回路(a)では、ドハティ増幅器は二つの増幅器が並列し、主増幅器の出力に4分の1波長線路が接続された構成となる。このような構成をとることで、増幅器の動作状況に応じて4分の1波長線路が負荷変調を実現し、バックオフ時に高効率な動作になる。なお、増幅器は電流源とみなされ、寄生のリアクタンスは含まれない。それに対し、従来の現実的なドハティ

増幅器(b)では、整合回路とオフセット線路を主増幅器と補助増幅器の出力側に接続する。一般的に、増幅器を構成するトランジスタは寄生リアクタンスを含み、かつインピーダンスを50Ω系に整合するため、整合回路が必要になる。オフセット線路は、抵抗性の負荷変調を起こす目的で電気長を調整するために必要な線路で、整合回路の後に接続される。主増幅器側には、オフセット線路の後に4分の1波長線路が接続される。一方、提案回路(c)では整合回路とオフセット線路に代わり、パッケージとトランジスタの寄生成分を含む等価的な4分の1波長線路を主増幅器トランジスタの電流源に接続する(図1(c)のA部)。さらに、周波数補償回路を補助増幅器の出力に接続する(図1(c)のB部)。次にこれらの構成について述べる。

2.1 パッケージとトランジスタの寄生成分を含む等価的4分の1波長線路

図2にパッケージとトランジスタの寄生成分を含む等価的な4分の1波長線路の回路図を示す。図に示すパッケージとトランジスタの寄生成分と、一部の外部回路を組み合わせることで、ある周波数で特性インピーダンス(Zc)を

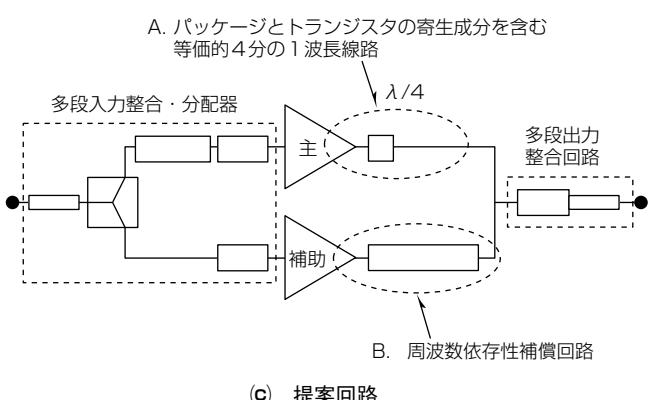
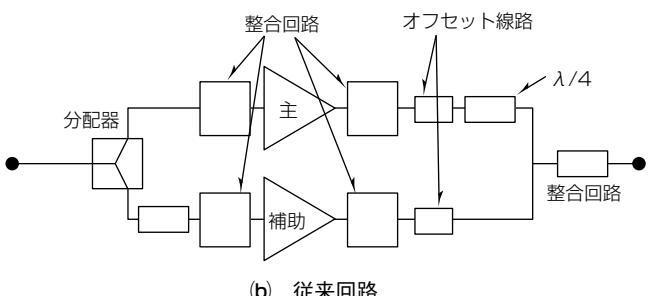
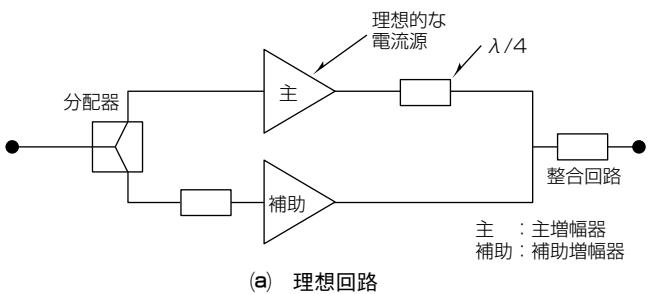


図1. ドハティ増幅器の回路構成の比較

持つ等価的な4分の1波長線路を形成している。一般に、多くのドハティ増幅器では、整合回路やオフセット線路を伴うため、トランジスタの電流源から主増幅器と補助増幅

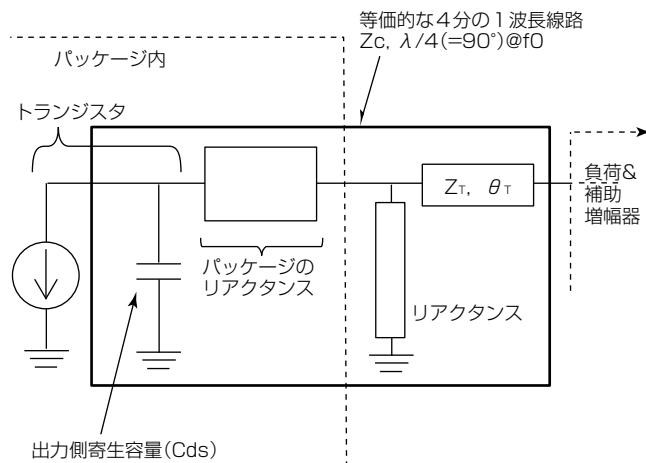


図2. パッケージとトランジスタの寄生成分を含む等価的な4分の1波長線路の回路図

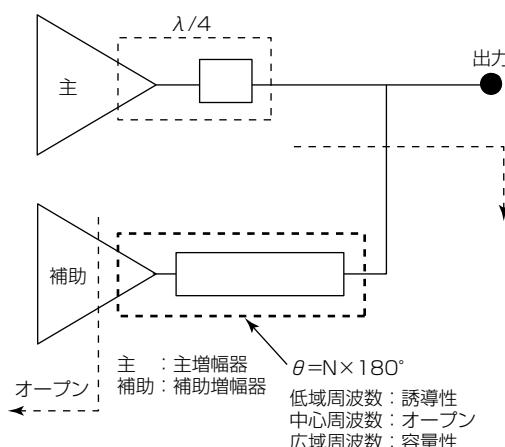


図3. 周波数依存性補償回路の回路図

器との合成点までの電気長が4分の1波長より大きいため(例えば270°や450°), その分、帯域特性を狭くしてしまう。又は、トランジスタの寄生成分(通常キャパシタンス)を打ち消す回路要素(例えばインダクタンス)を装荷する手法もあるが、装荷した要素による狭帯域化や回路損失の増加を招く。これらの方針と比べて、図2の回路構成はトランジスタの電流源に直接4分の1波長線路を接続できるため、低損失で広帯域にドハティ増幅器を構成できる。

2.2 周波数依存性補償回路

図3に周波数依存性補償回路の回路図を示す。周波数依存性補償回路は、主増幅器に装荷された4分の1波長線路の周波数依存性を補償する。周波数依存性補償回路は、補助増幅器のパッケージとトランジスタの寄生成分を含んで構成され、補助増幅器の電流源から見て2分の1波長($\lambda/2$)の整数倍(N)の電気長を持つ。特性インピーダンスと電気長は、主増幅器に装荷された4分の1波長線路の周波数依存性を打ち消す適切な値に設計する。

図4に出力からドハティ増幅器を見た反射特性の周波数依存性のシミュレーション結果を示す。周波数依存性補償回路の電気長が0, $\lambda/2 \times 1(180^\circ)$, $\lambda/2 \times 2(360^\circ)$ の場合の計算結果をそれぞれ示している。周波数依存性補償回路が高周波側で容量性、低周波側で誘導性となり、インピーダンスが実軸に集約していることが分かる。また、図では $\lambda/2 \times 2$ の場合が最も広帯域に整合がとれていることが分かる。

3. 超広帯域ドハティ増幅器の試作結果

図5に周波数依存性補償回路を備えた超広帯域GaNドハティ増幅器の試作機を示す。ドハティ増幅器のトランジスタには、二つのGaN HEMT(High Electron Mobility Transistor)を備えた当社製“MGFS39G38L2”を用いた。

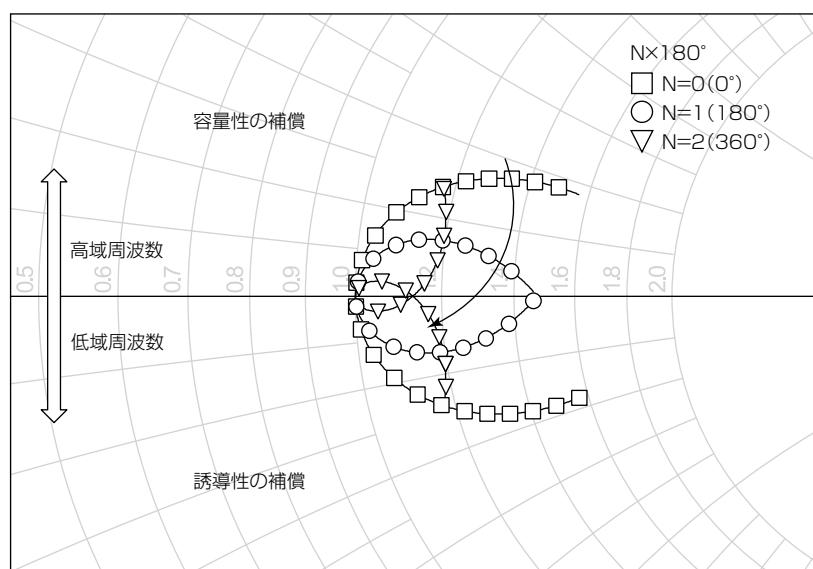


図4. 出力からドハティ増幅器を見た反射の周波数依存性のシミュレーション結果

図のドハティ増幅器で、上側の経路が主増幅器として、下側の経路が補助増幅器として動作する。

図6と図7は、それぞれドハティ増幅器の動的AM(Amplitude Modulation)/AM特性と動的AM/PM(Phase Modulation)特性を示す。周波数3.4GHzで、デジタルプリ

リディストーション(Digital Pre-Distortion:DPD)ありの場合となしの場合をそれぞれ測定した。ドレインバイアス電圧は30Vである。入力信号は、帯域幅20MHz, PAPR7.5dBのLTE Downlink信号を用いた。図6と図7に示されるように、DPDによってAM/AM及びAM/PM特性の線形性が十分に改善されていることが分かる。

図8に3.4GHzでのACLRとドレイン効率の測定結果を示す。ACLRは上側周波数と下側周波数とを比較し、歪みが大きい方の値をプロットしている。図8から、DPDによってACLRが10~15dB改善していることが分かる。また、ACLR = -50dBcでドレイン効率47.7%を達成している。図9は、ACLR = -50dBの際のスペクトラムと、DPDなしの状態のスペクトラムの測定結果を比較している。DPDによってACLRが大幅に改善されている。

図10に超広帯域ドハティ増幅器の周波数特性の測定結果を示す。図のドレイン効率と出力電力はいずれもACLR = -50dBcを達成した最大値である。3.0~3.6GHzの広帯域にわたってドレイン効率45.9~50.2%を達成した。測定結果の比帯域は、超広帯域ドハティが4G/LTE-Advancedの複数帯域をカバーできることを示している。

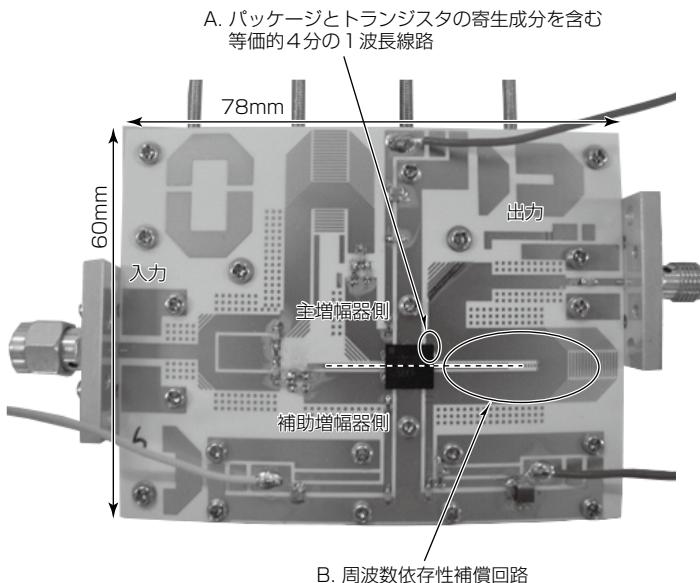
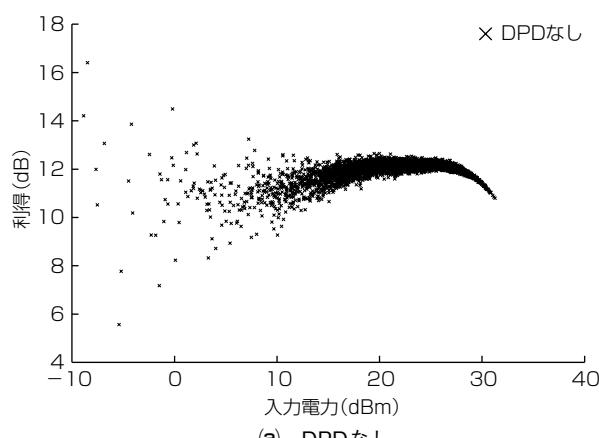
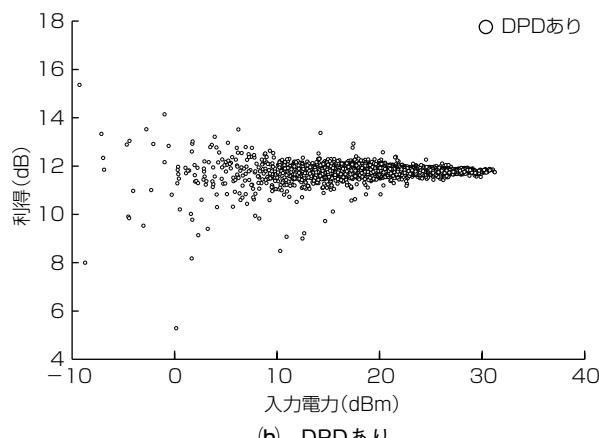


図5. 周波数依存性補償回路を備えた超広帯域ドハティ増幅器

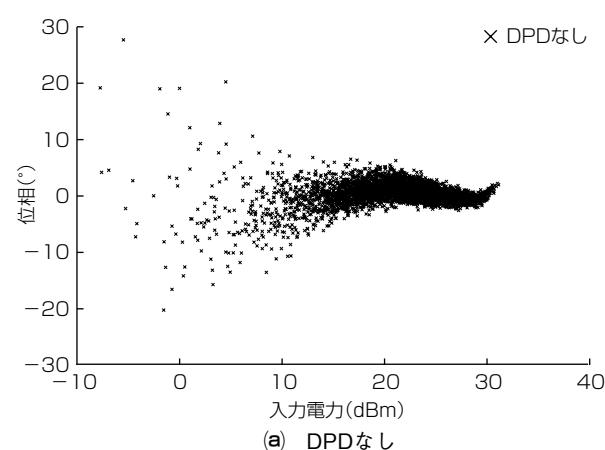


(a) DPDなし

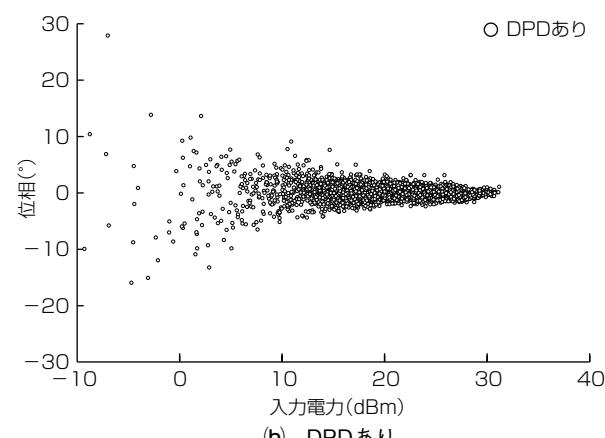


(b) DPDあり

図6. 3.4GHzでの動的AM/AM特性の測定結果



(a) DPDなし



(b) DPDあり

図7. 3.4GHzでの動的AM/PM特性の測定結果

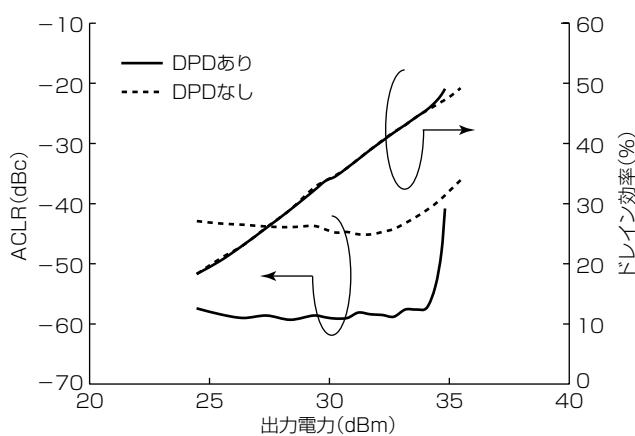


図8. 3.4GHzでのACLRとドレイン効率の測定結果

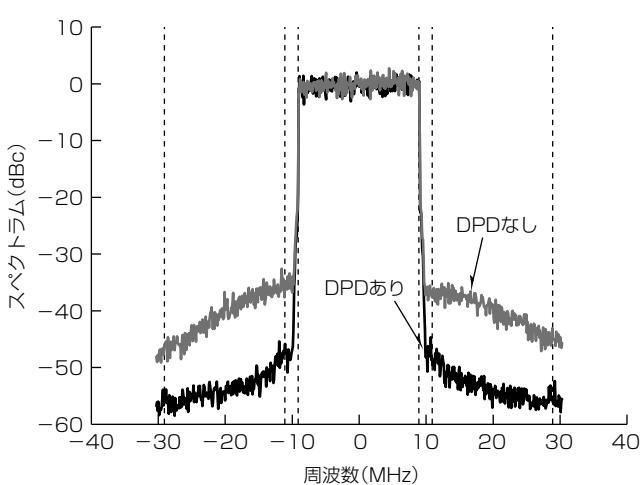


図9. 3.4GHzでのスペクトラムの測定結果

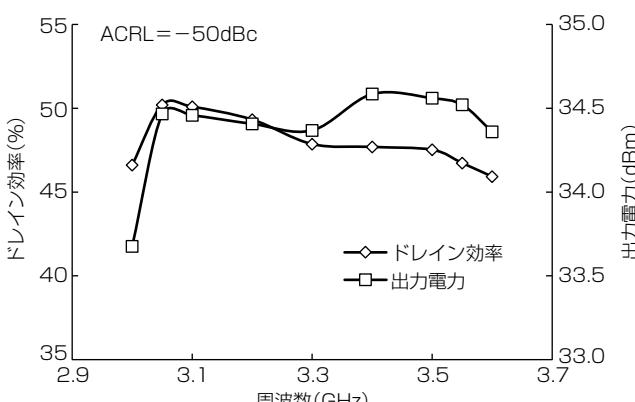


図10. ドレイン効率と出力電力の周波数依存性測定結果

表1. 3GHz以上のLTE帯のドハティ増幅器の特性の比較

参考文献	年	周波数(GHz)	ドレイン効率(%)	信号	条件
(3)	2012	3.00~3.60	38.0~56.0	CW	6 dBバックオフ
(1)	2013	3.40~3.50	42.5	5×20MHz LTE, DPD	ACLR = -48(dBc)
(2)	2014	3.45~3.55	56.0	5×20MHz LTE, DPD	ACLR = -50(dBc)
試作機	2016	3.00~3.60	45.9~50.2	20MHz LTE, DPD	ACLR = -50(dBc)

CW : Continuous Wave

表1に3GHz以上のLTE帯のドハティ増幅器の特性の比較を示す。試作した超広帯域ドハティ増幅器は広帯域にわたって高いドレイン効率を実現しており、この構成の有効性を示している。

4. む す び

周波数依存性補償回路と、パッケージ及びトランジスタの寄生成分を出力合成回路に利用した回路構成を適用した超広帯域ドハティ増幅器の設計・試作について述べた。試作の結果、このGaNドハティ増幅器は、20MHz帯域のLTE信号で、3.0~3.6GHzの広帯域にわたって、ACLRが-50dBcを満たした上で45.9~50.2%という高いドレイン効率を実現した。この増幅器技術を適用することで、送信機の増幅器の数や消費電力の削減、ひいては基地局のTCO削減が期待される。

参 考 文 献

- (1) Xia, J., et al.: High-Efficiency GaN Doherty Power Amplifier for 100-MHz LTE-Advanced Application Based on Modified Load Modulation Network, IEEE Trans. Microw. Theory Techn., **61**, 2911~2921 (2013)
- (2) Özen M., et al.: Symmetrical Doherty Amplifier with High Efficiency over Large Output Power Dynamic Range, IEEE MTT-S International Microwave Symp. (2014)
- (3) Rubio, J. M., et al.: 3-3.6-GHz Wideband GaN Doherty Power Amplifier Exploiting Output Compensation Stages, IEEE Trans. Microw. Theory Techn., **60**, 2543~2548 (2012)

衛星通信地球局用Ka帯 8W GaN HEMT MMIC

松塚隆之* 中島宣雄**
金谷 康* 小山英寿*
一戸洋曉*

Ka-band 8W GaN HEMT MMIC for Satellite-communication Earth Stations

Takayuki Matsuzaka, Ko Kanaya, Hiroaki Ichinohe, Nobuo Nakajima, Hidetoshi Koyama

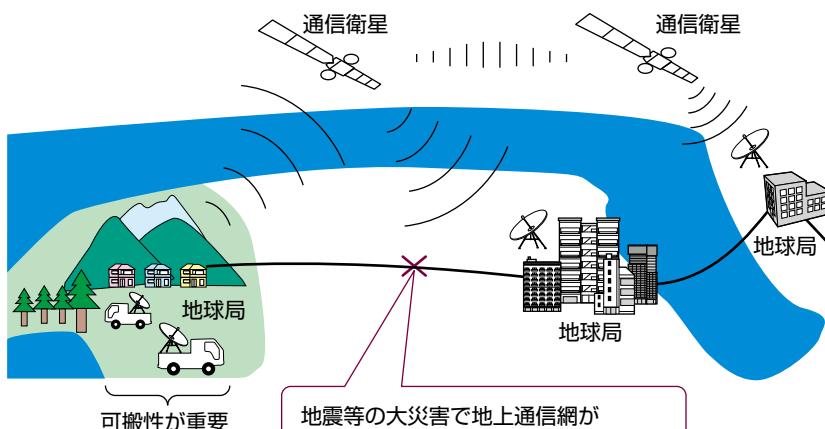
要 旨

Ka帯衛星通信地球局用送信機の小型化のために、電力増幅器には高出力化が求められてきた。その要求に応えるために、高出力高周波半導体素子の新製品として、8Wの出力電力を持つGaN(窒化ガリウム)HEMT(High Electron Mobility Transistor)MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)を開発した。

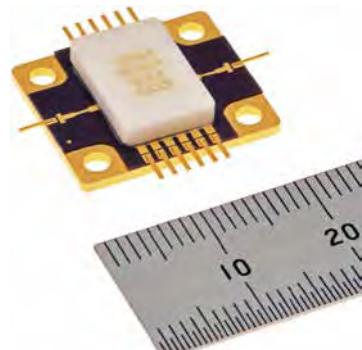
従来のGaAs(ヒ化ガリウム)に代わり、高絶縁破壊耐圧を持つ材料であるGaNを採用し、半導体チップ構造を高周波専用に最適化することで、Ka帯で高電圧動作化、高電力密度化を図り、小型で高出力なMMICチップを実現

した。また、GaN HEMTを多段構成としたときの問題点であった歪(ひずみ)特性の悪化を抑制するために、三菱電機のKu帯GaN HEMT MMIC製品⁽¹⁾で実績のある並列ダイオード型リニアライザをMMICチップ上に装荷することで歪特性の向上を図り、3次相互変調歪が-25dBCを満足する時の出力電力(線形出力電力)は、29GHzで33dBm/トーンを実現した。

高出力電力品の実現によって、電力増幅器を構成する合成功品点数の削減が可能になり、衛星通信地球局の電力増幅器の小型化に寄与する。



Ka帯衛星通信のイメージ



開発したKa帯8W GaN HEMT MMIC

Ka帯衛星通信のイメージとKa帯衛星通信地球局に用いられるKa帯8W GaN HEMT MMIC

衛星通信としてはL, S, Ku帯等の周波数を用いたサービスが提供されているが、高速大容量通信へのニーズの高まりから既存周波数が逼迫(ひっぱく)しつつあり、Ka帯を利用した衛星通信が検討されている。三菱電機では、衛星通信地球局用送信機の小型化に貢献するため、電力増幅器の最終段に用いられるKa帯8W GaN HEMT MMIC "MGFG5H3001"を開発した。

1. まえがき

現在の衛星通信ではC帯やKu帯の周波数が主流である。しかし近年の通信容量の急激な増大に伴う周波数の逼迫懸念から、今後はKa帯の利用が進むと予測されている。Ka帯衛星通信地球局用送信機で、比較的出力の小さなものでは現在の主流であるGaAsからGaNへの置き換えによる高出力化が期待されている。比較的出力が大きなものではTWTA(Travelling Wave Tube Amplifier)が主流であるが、GaNへの置き換えによって送信機の小型化と信頼性向上に寄与できる。しかし、GaN特有の、いわゆるソフトコンプレッションに起因する歪特性が低下する問題などによって、GaNへの置き換えが進んでいなかった。

本稿では、歪特性を補償するためにリニアライザを搭載したKa帯GaN MMICの開発成果について述べる。GaNを採用することで従来のGaAsよりも高いドレン電圧で動作させることができ、飽和出力8Wを達成した。また、リニアライザで歪特性を補償することで、3次相互変調歪が-25dBcを満足する時の出力電力は29GHzで33dBm/トーンを達成した。これらによってKa帯衛星通信地球局用送信機の小型化に貢献できる。

2. リニアライザによる低歪化

2.1 リニアライザ内蔵の目的

衛星通信用增幅器に要求される性能には、飽和出力電力のほかに線形出力電力と称する歪特性がある。線形出力電力とは、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)がある値(例えば-25dBc)となる出力電力である。一般に、増幅器を高出力化させれば線形出力電力も向上する。しかし、高出力化に伴い増幅器のサイズやコストも増大する問題がある。Ka帯では一定の利得を確保するためにゲート幅が小さなHEMT、すなわち飽和出力電力が低いHEMTを使用するため、高出力化は容易ではない。高出力化の一手法としてGaNの適用があるが、GaNは入力電力が低い段階から利得が低下し始めるソフトコンプレッション現象を持っており、高出力化しても線形出力電力は向上しにくい。そこで今回、Ka帯で増幅器とは逆の歪特性を持つリニアライザをGaN HEMT MMICチップに内蔵し、増幅器の歪特性を補償することで、高出力化によるサイズ・コストの増大を抑制しつつ、低歪特性を持つMMICの実現を目的とする。

2.2 Ka帯リニアライザの動作原理

増幅器のAM-AM(Amplitude-Amplitude)特性、AM-PM(Amplitude-Phase)特性と逆のAM-AM特性、AM-PM特性を持つリニアライザを増幅器に接続することで、AM-AM特性、AM-PM特性が相殺され、MMIC全体で

平坦(へいたん)なAM-AM特性、AM-PM特性が得られ、IM3を低減できる。

このMMICには小型化に有利な並列ダイオード型リニアライザを採用した。通常の並列ダイオード型リニアライザはダイオードの可変抵抗成分を利用してAM-AM特性を補償し、ダイオードの容量成分は無視する。このMMICはKa帯という高周波での動作ゆえにダイオードの容量成分を無視できない。このため、このリニアライザはダイオードの容量成分をAM-AM特性の補償に利用する構成にした。図1にダイオード容量のアノード電圧依存性、図2にリニアライザのAM-AM特性を示す。HEMTプロセスでのダイオードの容量成分は図1のようにアノード電圧に対して非線形に変化する。図1の①の領域では容量値が大きくダイオードのインピーダンスは小さい。これは図2の①小信号動作領域に対応しており、小信号動作時はリニアライザの通過損失が大きくなる。一方、入力電力振幅が図1②の領域に入ってくると、入力電力増加に伴い容量値が低くなり、ダイオードのインピーダンスが大きくなるため、図2の②での大信号動作時はリニアライザの通過損失は小さくなる。これらによって、リニアライザのAM-AM特性は図2に示すように入力電力に従い損失が低減する特性となり、増幅器のAM-AM特性と逆の特性が得られる。

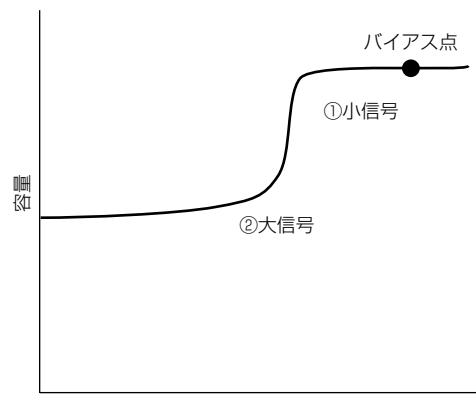


図1. ダイオード容量のアノード電圧依存性

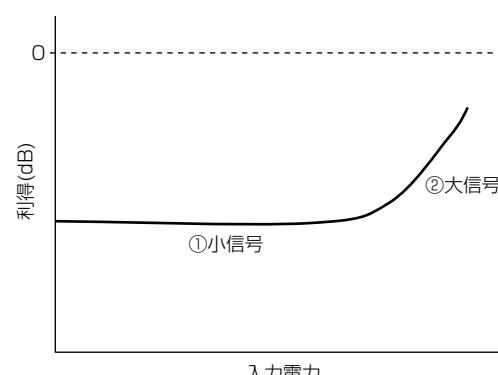


図2. リニアライザのAM-AM特性

3. 開発成果

3.1 MMICの概要

図3に開発したMMICの構成を示す。3段増幅器の前段に先に述べたリニアライザを配置した。リニアライザの前段に配置したバッファ増幅器の役割は、リニアライザによる通過損失の増大を補償することと、リニアライザへの入力電力を適切な電力レベルまで増幅することによってリニアライザのAM-AM特性、AM-PM特性と後段の3段増幅器のAM-AM特性、AM-PM特性を互いに逆特性となるように設定することである。これによって、歪特性を補償することができる。

開発したMMICチップの外観を図4に示す。開発したMMICチップはGaN HEMTプロセスで製作した。チップサイズは 3.6×3.1 (mm)である。先に述べたとおり、システムの通信性能に大きな影響を与える歪特性を改善するために、並列ダイオード型リニアライザを搭載している。リニアライザの後段は3段増幅器構成とし、最終段のトランジ

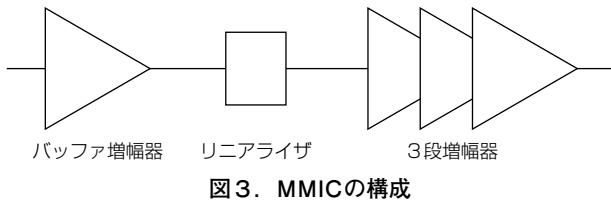


図3. MMICの構成

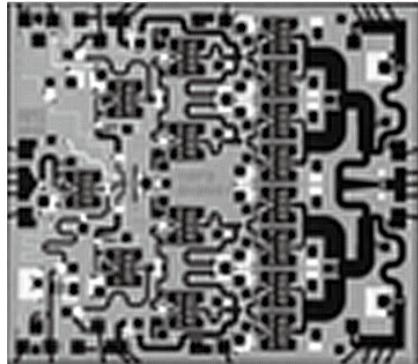


図4. 開発したMMICチップ

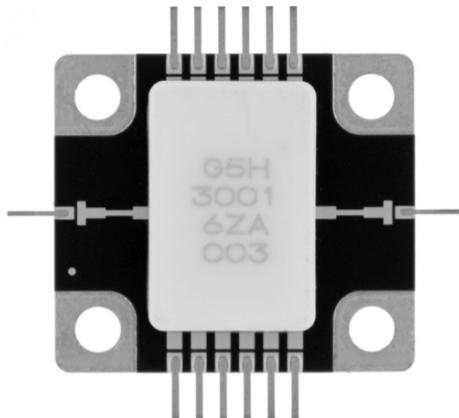


図5. パッケージ実装状態のMMIC

スタのゲート幅は4.8mmである。パッケージ実装状態のMMICを図5に示す。パッケージは熱伝導に優れた銅を主原料とするベース材の上に、高周波及び直流信号を伝送するためのセラミック基板を配置している。MMICチップ保護とKa帯での性能確保のために中空構造の封止方式を採用した。また従来の高出力半導体製品でよく用いられていた気密パッケージはコストが高いため、より安価な構造を目指して非気密のパッケージを開発し、図5に示すようなセラミック製キャップを樹脂でセラミック基板に固定する構造にした。

3.2 MMICの特性

開発したMMICのバイアス条件は、ドレン電圧24V、アイドル状態でのドレン電流2.1Aである。リニアライザを構成するダイオードのバイアス条件は、線形出力電力が最大となるよう-1Vに設定した。

3.2.1 小信号特性

開発したMMICの小信号Sパラメータの測定結果を図6に示す。動作帯域の中心周波数29GHzで、利得17dB、入力反射損失11dB、出力反射損失12dBの特性が得られた。

3.2.2 入出力特性、歪特性

開発したMMICの入出力特性を図7に示す。帯域の中

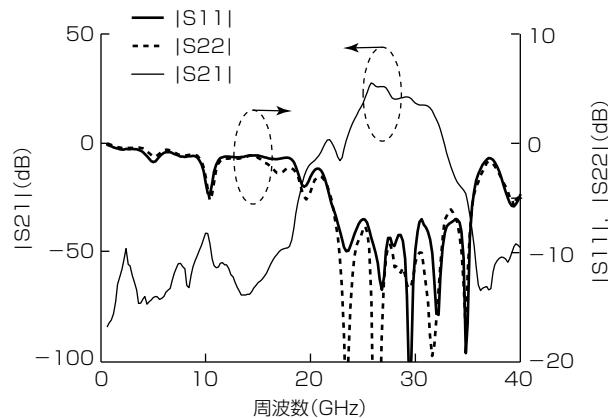


図6. 小信号Sパラメータの測定結果

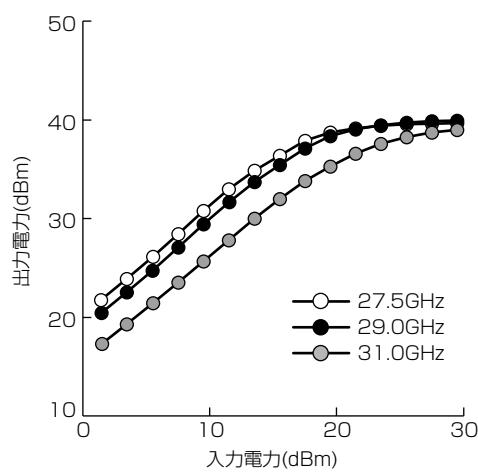


図7. 入出力特性

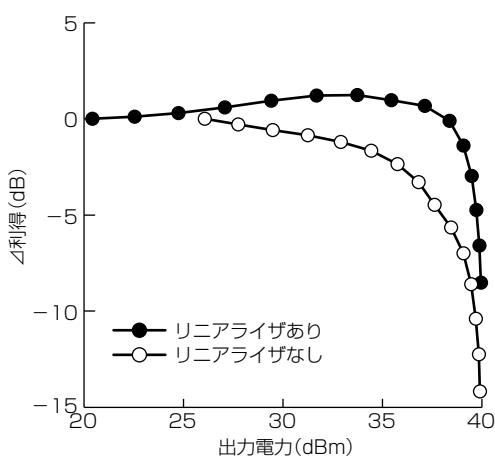


図8. AM-AM特性の測定結果

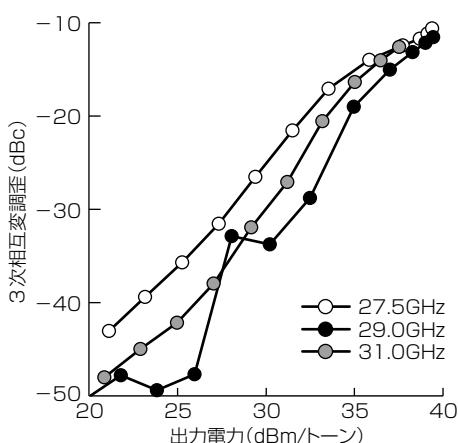


図9. 3次相互変調歪の測定結果

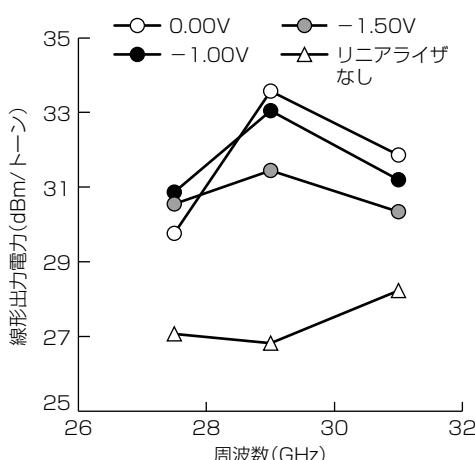


図10. 線形出力電力のリニアライザバイアス電圧依存性

心周波数29GHzで飽和出力39dBmが得られた。

図8にMMICのAM-AM特性の測定結果を示す。リニアライザがない場合はGaN特有のソフトコンプレッションが顕著に現れているが、リニアライザを搭載したMMICではリニアライザで増幅器のAM-AM特性を補償することによって、設計の狙いどおり平坦なAM-AM特性が得られ

表1. 衛星通信用Ka帯8WクラスのGaN MMIC製品の特性比較

	周波数 (GHz)	飽和出力 (dBm)	線形出力電力 (dBm/トーン)
参考文献(2)	28.0~31.0	40.0~40.4	28.5~31.0
開発製品MGFG5H3001	27.5~31.0	39.0~40.0	31.0~33.0

ていることが分かる。図9に通信用増幅器として重要な歪性能指標である3次相互変調歪を測定した結果を示す。3次相互変調歪が-25dBcとなる出力電力(線形出力電力)は29GHzで33dBm/トーンを達成した。

図10にリニアライザのバイアス電圧による線形出力電力の変化を示す。リニアライザなしの場合と比較して、リニアライザを搭載したMMICは、27.5~31.0GHzの動作帯域内全域で線形出力電力が改善されていることを確認できた。また、リニアライザを動作させない場合と比較して29GHzでは線形出力電力を6dB改善できた。

表1にKa帯8WクラスのGaN MMIC製品の特性比較を示す。重要な歪特性の指標である線形出力電力は、周波数27.5~31.0GHzで31.0~33.0dBm/トーンと世界トップレベルを達成した^(注1)。

(注1) 2018年11月13日現在、当社調べ

4. む す び

高い線形出力電力を持つKa帯衛星通信地球局用MMICを開発した。GaNを採用することで、従来のGaAsよりも高いドレイン電圧で動作させることができ、飽和出力電力8Wを達成した。また、システムの通信性能に大きな影響を与える歪特性を改善するために、小型化に有利な並列ダイオード型リニアライザを搭載した。開発したMMICはリニアライザが増幅器のAM-AM特性、AM-PM特性を補償することでMMIC全体としての平坦なAM-AM特性が得られていることを確認した。リニアライザを搭載したMMICは、29GHzで、リニアライザなしの場合と比較して線形出力電力が6dB改善し、33dBm/トーンを達成した。これらによってKa帯衛星通信地球局用送信機の小型化に貢献できる。

なお、今回開発した製品は、国立研究開発法人新エネルギー・産業技術総合開発機構(NEDO)のイノベーション実用化助成事業の成果の一部を活用している。

参 考 文 献

- 金谷 康, ほか: リニアライザ内蔵Ku帯GaN HEMT MMIC, 三菱電機技報, 89, No.5, 267~270 (2015)
- Campbell, C. F., et al.: High Efficiency Ka-Band Gallium Nitride Power Amplifier MMICs, IEEE COMCAS (2013)

高熱伝導率ダイヤモンド基板を用いたGaNデバイスの熱解析

吉嗣晃治*
松田喬*
柳生栄治*

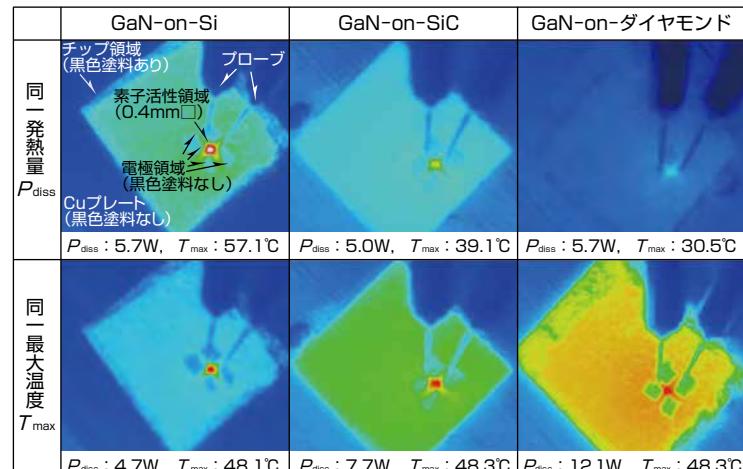
Thermal Analysis of GaN Device on Diamond Substrate with High Thermal Conductivity

Koji Yoshitsugu, Takashi Matsuda, Eiji Yagyu

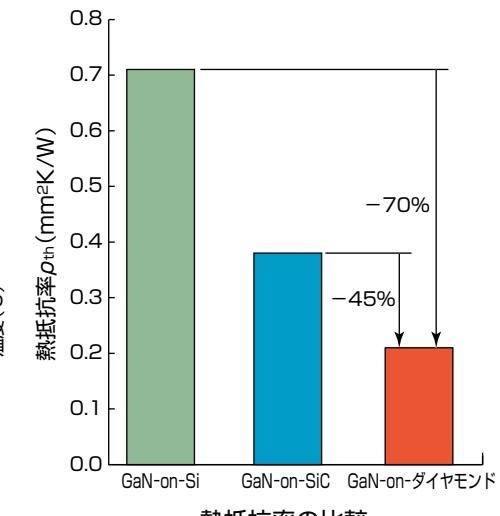
要旨

GaN(窒化ガリウム)を用いたHEMT(High Electron Mobility Transistor)は、高出力動作が可能な高周波デバイスとして、宇宙・防衛・通信領域で実用化が進んでいる。一方、GaN高周波デバイスで主流となっている、SiC(シリコンカーバイド)基板上に形成されたGaN HEMT、すなわちGaN-on-SiC HEMTでは、高出力動作時に生じる局所的な高温発熱によって、信頼性が低下してしまう熱的制限が問題となっている。信頼性を担保しつつ、更なる高出力化を実現するためには、発熱部近傍から熱を面内周辺方向へ拡散させるGaN-on-ダイヤモンド放熱構造が一つの有効な手段である。ダイヤモンドの熱伝導率は、室温下で1,500W/m·K超と固体物質中で最も高いため、高出力動作中の発熱温度抑制が期待できる。

今回、多結晶ダイヤモンド基板からなるGaN-on-ダイヤモンド構造を用いて、定常伝熱評価を行った。基板層厚が異なる構成で、GaN-on-ダイヤモンド上に形成したデバイスの熱抵抗は、GaN-on-SiCに対し45%，GaN-on-Si(シリコン)に対し70%低いことを実験的に確認した。一方、基板層厚を同一とした場合、例えば625μmでは、GaN-on-ダイヤモンドの熱抵抗は、GaN-on-SiC、GaN-on-Si構成のデバイスと比べて各々60%，78%減とさらに削減できることをシミュレーションによって明らかにした。最適放熱構造を得るために、材料に応じた各層厚・チップ面積、及びデバイス構造の設計が重要である。この結果は、GaN高周波デバイスの新たな展開の可能性を示すものである。



通電中での各種基板上GaNデバイスのIR熱画像



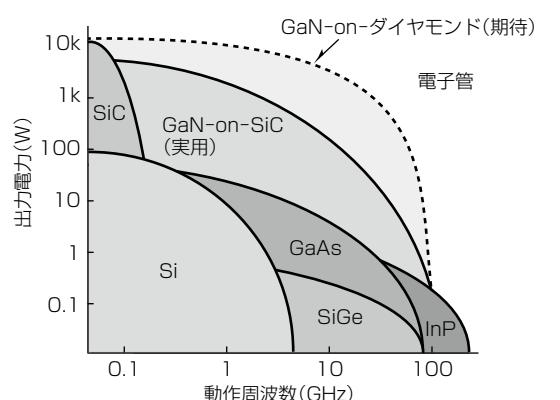
GaN-on-ダイヤモンドHEMTの位置付け、断面構造、評価用素子の定常伝熱評価

高熱伝導率のダイヤモンド基板上に形成されたGaN HEMTは、高出力動作時の局所発熱温度を抑制することができるため、真空電子管の置き換えや既存高周波デバイスの高出力化が見込まれる。GaN-on-ダイヤモンド基板上に評価用素子を試作・評価したところ、熱抵抗をGaN-on-SiCに対し約45%低くできることを実験的に実証した。この結果から、GaN高周波デバイスの更なる高出力化が期待できると考えられる。

1. まえがき

マイクロ波レーダの探知距離拡大や、衛星通信での大容量化に伴い、高出力・高効率の高周波デバイスの需要が高まっている。GaN HEMTは、GaNの優れた材料物性によって、高い動作電圧で高い出力密度が得られることから、高出力な高周波デバイスに適している。図1に各種半導体材料の適用領域を示す。現在実用化が進んでいるのは、熱的、結晶性の観点で優位性のある半絶縁性SiC基板上に形成されたGaN-on-SiC HEMTである。しかしながら、出力密度は10W/mm程度に留まっており、GaNのポテンシャルを十分に発揮できていない。その原因は、高出力動作時で局所的に200°C以上の高温(ホットスポット)になり、デバイス特性や信頼性が低下してしまうためである。GaN-on-SiC HEMTの加速寿命試験を評価した先行研究によると、製品寿命を示すMTTF(Mean Time To Failure)100万時間の耐用温度は200°Cである⁽¹⁾。したがって、更なる高出力化の実現に向けて、熱的制限の抜本的解決が望まれている。そこで、近年、発熱部近傍に位置する基板をダイヤモンドに置き換えたGaN-on-ダイヤモンド構造のコンセプトが生まれた⁽²⁾。

固体物質中で最高の熱伝導率(>1,500W/m・K)を誇るダイヤモンドは、熱を発熱源から面内周辺方向へ拡散するヒートスプレッダ効果を持つため、高出力動作時での局所高温化を抑制できる(図2)。先行研究によると、GaN-on-ダイヤモンドHEMTの出力密度は、GaN-on-SiCと



GaAs : ガリウムヒ素, SiGe : シリコンゲルマニウム, InP : インジウムリン

図1. 各種半導体材料の適用領域

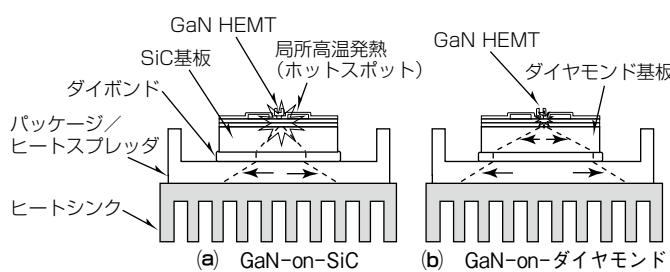


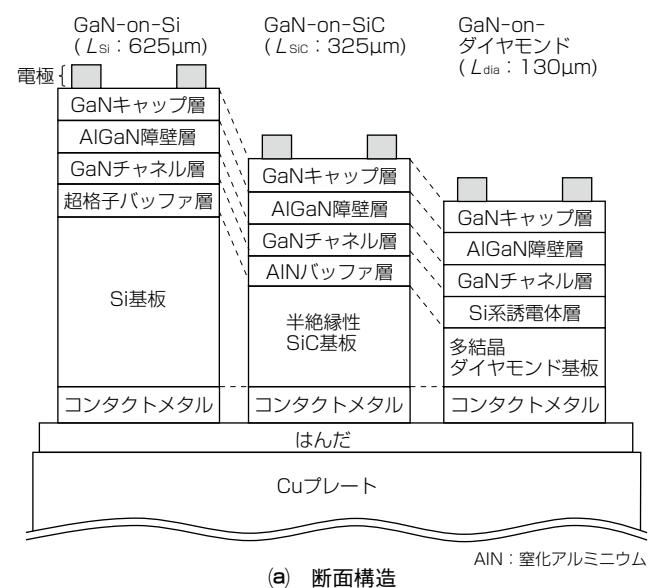
図2. ヒートスプレッド効果の比較

比較して面積当たり3倍に増加可能であることが報告されている⁽³⁾。しかし、同論文では基板材料に加えてマルチフィンガHEMTのゲート間距離、すなわちデバイスのレイアウトも変更されているため、GaN-on-ダイヤモンド基板そのものの実力が不透明である。今回、材料の熱物性に着目し、GaN-on-ダイヤモンド基板の放熱特性について実力評価を行い、従来の異種基板上GaNと比較した。

2. van der Pauw素子の熱評価

2.1 素子構造及び実験手順

GaN-on-Si, GaN-on-SiC, GaN-on-ダイヤモンド基板に対し、同一構造の素子を同一プロセスで作製した。図3(a)に素子の断面構造を示す。MOCVD(Metal Organic Chemical Vapor Deposition)法でエピタキシャル成長させたGaN層は、GaNキャップ層/AlGaN(窒化アルミニウムガリウム)障壁層/GaNチャネル層構造で構成される。Si, SiC, 多結晶ダイヤモンドの基板層厚はそれぞれ625μm, 325μm, 130μmである。基板層厚の違いによる影響については3.3節で述べる。図3(b)に、今回試作したvan der Pauw素子の光学顕微鏡写真を示す。熱評価系の空間分解能に対応するため、一般的なトランジスタ構造よりも大き



(a) 断面構造

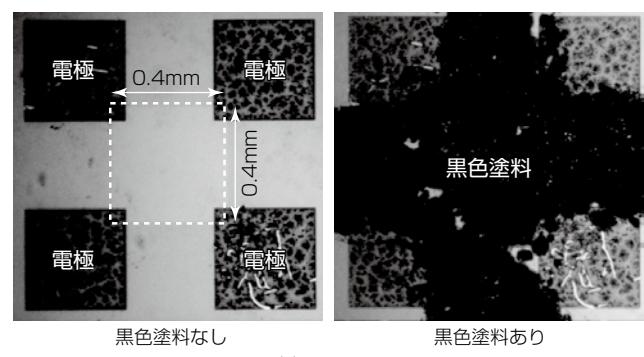


図3. van der Pauw素子

い活性領域(0.4mm角)のvan der Pauw構造を採用した。電極形成後に素子間分離工程を経て、はんだを用いて熱容量の大きいCu(銅)プレートに接着した。なお、ヒートスプレッダ効果を評価するために、活性領域に対して十分広いチップ面積(7.5×8.0(mm))を確保した。

熱評価は、熱放射を利用した赤外線(IR)イメージングによって行い、直流通電中の素子表面の最大温度を計測した。材料の放射率補正と環境温度の影響を排除するため、素子表面に黒色塗料を塗布した。

2.2 シミュレーションモデル

実験結果の再現、及び熱解析を行うため

に、CAEソフトウェアのANSYS^(注1)を用いて、3次元有限要素法による定常伝熱解析を行った。構築したモデルのメッシュ要素は300万点で、境界条件はCuプレート裏面の温度固定、及びそれ以外の環境に曝(さら)された最表面を真空断熱とし、SiCやダイヤモンドの熱物性値は文献値を参照して温度依存性を考慮した⁽⁴⁾⁽⁵⁾。また、計算コスト短縮化のためにジオメトリを単純化し、等価熱伝導率を設定した。

(注1) ANSYSは、ANSYS Inc.の登録商標である。

2.3 熱抵抗評価

GaN-on-Si, GaN-on-SiC, GaN-on-ダイヤモンド上に作製したvan der Pauw素子を直流通電し、熱評価を行った。同一発熱量と同一最大温度で分類したIR熱画像を図4に示す。チップ領域にだけ黒色塗料が塗布されているため、チップ以外の領域であるプローブとCuプレートの指示温度は放射率分の誤差を内包している。この画像の空間分解能は50μmであり、活性領域での発熱温度が観察される。同一発熱量5.0~5.7W条件では、van der Pauw素子の最大温度が熱物性値に準じてSi($k_{\text{Si}}: 151 \text{W/m}\cdot\text{K}$, $T_{\text{max}}: 57.1^\circ\text{C}$)、SiC($k_{\text{SiC}}: 490 \text{W/m}\cdot\text{K}$, $T_{\text{max}}: 39.1^\circ\text{C}$)、ダイヤモンド($k_{\text{dia}}: 1,500 \text{W/m}\cdot\text{K}$, $T_{\text{max}}: 30.5^\circ\text{C}$)の順に低い。

一方、同一最大温度48.1~48.3°C条件では、投入発熱量がGaN-on-Si($P_{\text{diss}}: 4.7 \text{W}$)、GaN-on-SiC($P_{\text{diss}}: 7.7 \text{W}$)、GaN-on-ダイヤモンド($P_{\text{diss}}: 12.1 \text{W}$)の順に大きい。また、素子周辺のチップ温度に着目すると、GaN-on-Siは明瞭なホットスポットが発現しているのに対し、GaN-on-ダイヤモンドは最大温度との差異が小さくなり全体が発熱している様子が観察された。以上の結果から、GaN-on-ダイヤモンド基板の高い放熱効果、とりわけヒートスプレッダ効果を実験的に確認した。

素子の熱抵抗率は $\rho_{\text{th}}(\text{mm}^2\text{K}/\text{W}) = \Delta T(\text{K})/P_{\text{diss}}(\text{W}/\text{mm}^2)$ によって求められる。図5の各種マーカに複数の発熱量を

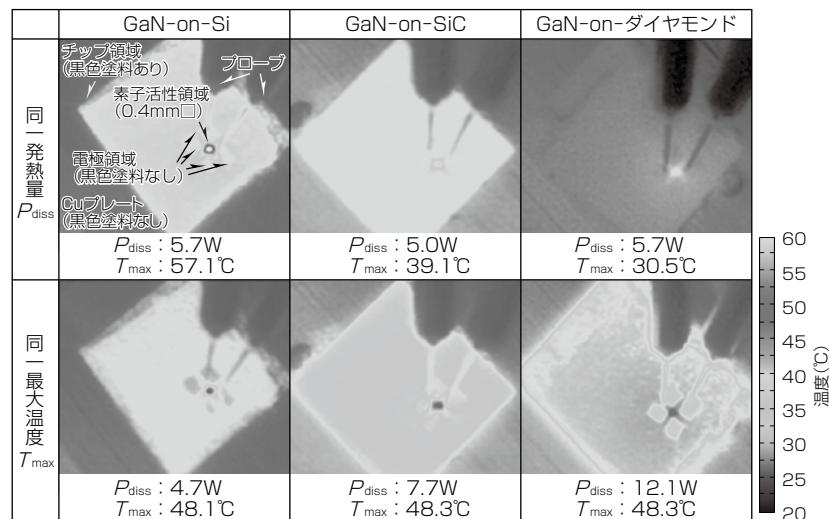


図4. 通電中の各種基板上GaNデバイスのIR熱画像

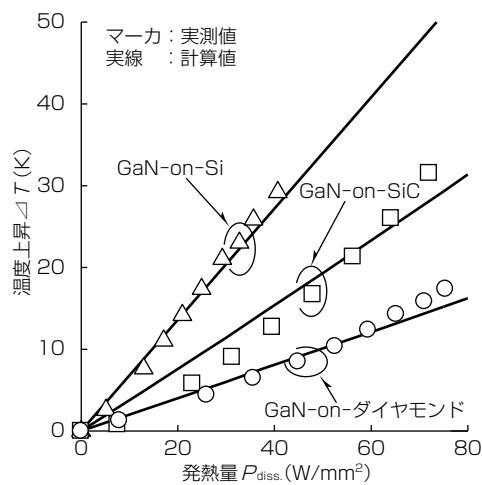


図5. 発熱量と温度上昇の関係

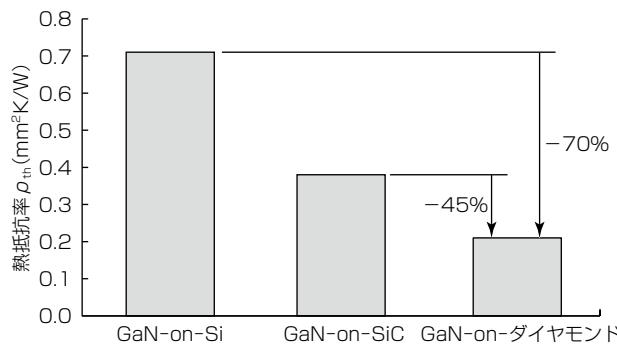


図6. 各種基板上に形成したvan der Pauw素子の熱抵抗率の比較

素子に印加し、温度上昇 ΔT を算出した結果を示す。どの素子も投入発熱量に対しほぼ線形に増加している。同様に実線で示しているのは先に述べたシミュレーションモデルを使って有限要素法で計算した結果であり、実験結果をよく再現できていることが確認された。また、Cuプレートから最表面までの素子の熱抵抗率を直線近似によって算出した結果、図6に示すようにGaN-on-ダイヤモンドの熱抵抗率は $0.21 \text{mm}^2\text{K}/\text{W}$ となり、GaN-on-Si($0.71 \text{mm}^2\text{K}/\text{W}$)

の70%減、GaN-on-SiC(0.38mm²K/W)の45%減となつた。ただしこの結果は、基板層厚の差も内包した結果となっていることに留意する必要がある。そこで、同一のシミュレーションモデルを用いて素子表面及び内部の熱解析を実施した。

3. ANSYSを用いた有限要素法熱解析

3.1 面内温度分布

素子表面の面内温度分布を図7に示す。横軸は素子の活性領域中心からの距離に対応している。van der Pauw素子の発熱量をそれぞれ3.4W(GaN-on-Si), 6 W(GaN-on-SiC), 12W(GaN-on-ダイヤモンド)としたとき、活性領域中心の最大温度がほぼ同じ温度を示した。つまり、GaN-on-ダイヤモンドの放熱性は、GaN-on-Siの3.5倍、GaN-on-SiCの2倍高い。また、周辺温度に着目すると、図4に示すIR熱画像と同様に、GaN-on-ダイヤモンドはGaN-on-SiやGaN-on-SiCと比較して高くなり、面内方向に熱が広がっている様子が確認できる。HEMTのような横型素子の場合、チップの面内方向の放熱を最大化することが重要である。単一物質を熱が通過する際の熱伝導形態での熱抵抗 R_{th} は、式(1)で表される。

$$R_{th} = \frac{L}{k \cdot A} \quad \dots \dots \dots \quad (1)$$

L , k , A はそれぞれ伝熱距離、物質の熱伝導率、伝熱面積である。熱抵抗を下げるためには、 L を短くするか、 k , A を大きくすればよい。したがって、GaN-on-ダイヤモンドは、面内方向への放熱を促進するため、熱伝導率 k だけでなく、伝熱面積 A も広がっていると予想される。

3.2 深さ温度分布

図8に発熱量6 Wでの深さ方向の温度分布を示す。横軸は素子中心部分の最表面からの距離に対応している。GaN-on-SiやGaN-on-SiCでは基板部で大きな温度勾配(ΔT)が生じているのに対し、GaN-on-ダイヤモンドでは僅かな温度勾配しか見られない。この温度勾配を用いて、各層の熱抵抗を算出した結果を図9に示す。GaN-on-SiやGaN-on-SiCは全熱抵抗の過半以上を基板の熱抵抗が占めている。一方、GaN-on-ダイヤモンドでの基板の熱抵抗は20%程度に留まっている。このように、熱抵抗を層単位で分離することで、熱抵抗の律速要因を特定できる。例えば、GaN-on-Siの熱抵抗をより低くするためには、基板層厚を薄くすることが効果的である。また、詳細メカニズムについては3.3節で述べるが、GaN-on-ダイヤモンドについては、逆にダイヤモンド基板を厚くすることで伝熱面積を大きくし、Cuプレートやはんだの熱抵抗を低減することが効果的である。また、GaN/ダイヤモンド基板界面に介在するSi系誘電膜材料を、高熱伝導率の材料系に置き換えることも同様に効果がある。これは界面

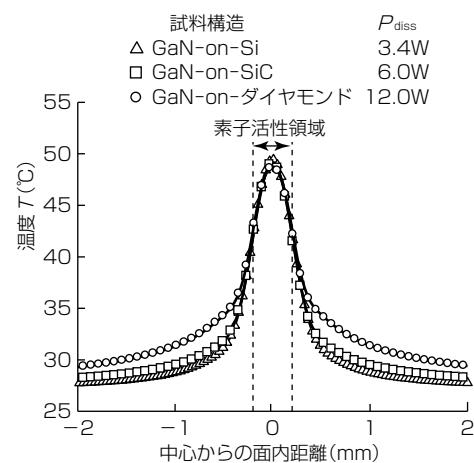


図7. 素子表面の面内温度分布

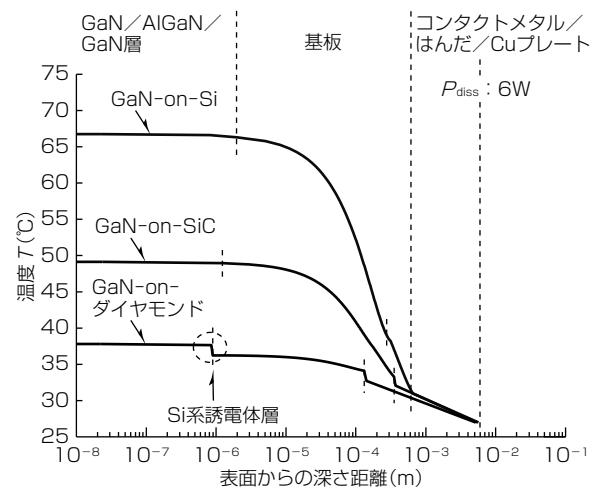


図8. 発熱量6 Wでの深さ方向の温度分布

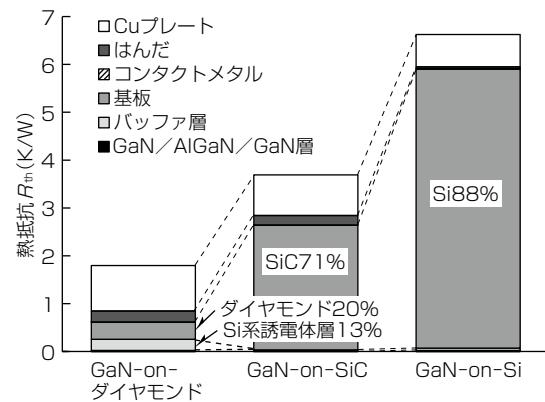


図9. 各層の熱抵抗とその割合

熱抵抗(Thermal Boundary Resistance : TBR)と呼ばれ、GaN-on-ダイヤモンドの技術分野では重要な研究項目となっている。近年の先行研究例によると、AlN系の材料に置き換えることでTBRを低減できることが報告されている⁽⁶⁾。

3.3 基板層厚依存性と実効伝熱面積

この素子構造の発熱源は、AlGaN障壁層/GaNチャネル層界面領域にあって、熱はCuプレートへと放熱されていくため、式(1)の伝熱距離 L は層厚に相当する。したがつ

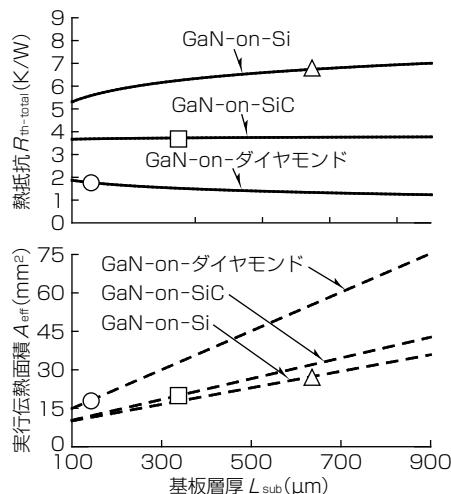


図10. 热抵抗と実効伝热面積の基板層厚依存性

表1. 層厚に対する熱抵抗比率(括弧内は削減率)

	GaN-on-ダイヤモンド	GaN-on-SiC	GaN-on-Si
実験(IR)	1	1.8(45%)	3.4(70%)
130μm	1	1.8(45%)	2.7(63%)
350μm	1	2.4(58%)	4.0(75%)
625μm	1	2.5(60%)	4.6(78%)

て、熱抵抗は層厚が薄いと小さくなり、厚いと大きくなると想定される。2.3節で示した実験結果は、130μm厚のGaN-on-ダイヤモンドが、325μm厚のGaN-on-SiCや、625μm厚のGaN-on-Siより薄い分、有利になっていている可能性がある。そこで、熱抵抗の層厚依存性を計算した結果を図10に示す。実線は計算した熱抵抗であり、実線と重なって記されるマーカは、実際の基板層厚でのそれぞれの素子の熱抵抗である。熱抵抗は基板種によって全く異なる傾向をとり、基板層厚が薄くなるにつれて熱抵抗が減少するのはGaN-on-Siだけであり、GaN-on-SiCはほぼ横ばい、GaN-on-ダイヤモンドは逆に増加することを見いだした。表1に示すように、同じ基板層厚でそれぞれ熱抵抗を比較すると、ダイヤモンドの基板層厚が350μm以上になると、熱抵抗の削減率がより顕著になることが明らかになった。ここで、式(2)のとおり、各層の熱抵抗 R_{th_i} 、熱伝導率 k_i と伝熱距離 L_i に対応する層厚を用いて総和をとることで、実効的な伝熱面積 A_{eff} を求めた。

$$A_{eff} = \sum_{i=1}^n A_i = \sum_{i=1}^n \frac{L_i}{k_i R_{th_i}} \quad \dots \dots \dots \quad (2)$$

図10の破線で示すGaN-on-ダイヤモンドの実効伝熱面積 A_{eff} は、GaN-on-SiやGaN-on-SiCよりも基板層厚に対する増加率が大きい。どちらの材料でも基板層厚が厚くなるほど実効的な伝熱面積は増すが、材料によって増し方が異なる。また、基板層厚が厚くなるほど伝熱距離 L が長くなるので、式(1)から、材料によって熱抵抗が最小となる基板層厚が異なる。さらに、チップ面積が狭いと、基板層厚增加に対する伝熱面積の増加が飽和傾向を示すので、最

適放熱構造を得るためにには、材料に応じた層厚に加えて、チップ面積の設計も重要となる。なお、本稿で述べていないが、デバイス構造のレイアウト、ジオメトリも熱流束分布と発熱面積密度に影響するため、同様に重要である。

4. む す び

定常伝熱評価及び熱解析を通して、GaN-on-ダイヤモンド基板の実力評価を行った。基板層厚が異なる構成で、GaN-on-ダイヤモンド上に形成したデバイスの熱抵抗は、GaN-on-SiCの45%，GaN-on-Siの70%削減されることを実験的に確認した。基板層厚が625μmで同一とした場合、GaN-on-ダイヤモンドの熱抵抗は、GaN-on-SiC、GaN-on-Si構成のデバイスと比して各々60%，78%減と更に削減できることをシミュレーションによって明らかにした。材料に応じた層厚・チップ面積、及びデバイス構造の最適化を図ることによって、更なる熱抵抗の低減が期待できる。これらの結果から、GaN-on-ダイヤモンドは、高周波デバイスの高出力化に資する技術として期待できる。

この成果は、国立研究開発法人新エネルギー・産業技術総合開発機構(NEDO)の委託業務によって得られたものである。

参 考 文 献

- (1) Heying, B., et al.: Reliable GaN HEMTS for High Frequency Applications, 2010 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., 1218~1220 (2010)
- (2) Ejeckam, F., et al.: GaN-on-diamond : A brief history, 2014 Lester Eastman Conf. on High Performance Dev. (2014)
- (3) Altman, D., et al.: Analysis and characterization of thermal transport in GaN HEMTs on Diamond substrates, 14th Intersociety Conf. on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (2014)
- (4) Nilsson, O., et al.: Determination of the thermal diffusivity and conductivity of monocrystalline silicon carbide(300~2300K), High Temperatures-High Pressures Electronic Archive, 29, No.1, 73~79 (1997)
- (5) Wörner, E., et al.: Thermal conductivity of CVD diamond films: high-precision, temperature-resolved measurements, Diamond and Related Materials, 5, No.6~8, 688~692 (1996)
- (6) Zhou, Y., et al.: Barrier-Layer Optimization for Enhanced GaN-on-Diamond Device Cooling, ACS Appl. Mater. Interfaces, 9(39), 34416~34422 (2017)

HEMTの高周波特性改善のための中空形成プロセス

西澤弘一郎* 安藤直人*
前田和弘* 久留須 整*
角野 翼*

Cavity Formation Process for Improvement of High Frequency Characteristics of HEMTs

Koichiro Nishizawa, Kazuhiro Maeda, Tasuku Sumino, Naoto Ando, Hitoshi Kurusu

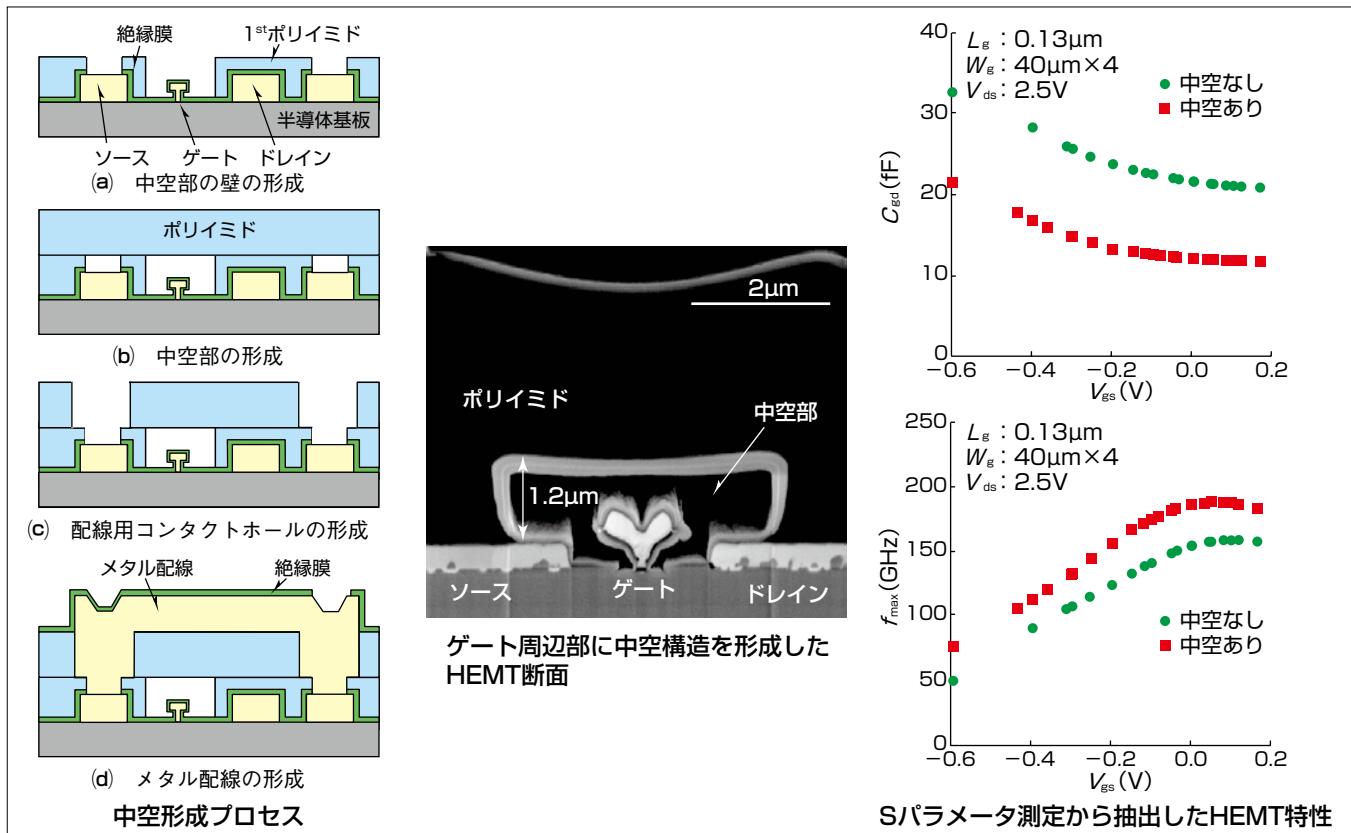
要旨

GaAs(ヒ化ガリウム)高電子移動度トランジスタ(High Electron Mobility Transistor: HEMT)は、優れた高周波特性と低雑音特性を持つため、衛星通信の受信用地上アンテナや衛星に搭載される送受信モジュール、自動車の衝突防止レーダなどに広く用いられている。

HEMTは、モノリシックマイクロ波回路(Monolithic Microwave Integrated Circuit: MMIC)の構成要素として半導体チップ上に形成され、従来、ワイヤボンド実装されてきた。しかし、近年の高密度実装化の要求に伴い、ウェーハプロセスで再配線及びバンプ構造を形成し、実装基板にフリップチップで直接実装するWLCSP(Wafer Level Chip Scale Package)に対応する必要性が高まってきた。このWLCSPの場合、再配線工程でHEMTのゲート電極部が樹脂膜に覆われるため、ゲート容量が増大して利得が悪化する問題があった。

ト電極部が樹脂膜に覆われるため、ゲート容量が増大して利得が悪化する問題があった。

今回、ゲート電極周辺の樹脂膜に中空部を設けるプロセスを開発し、利得低下の抑制を検討した。HEMT上への樹脂膜の形成を2段階に分け、HEMTのゲート電極周辺をパターニングによって除去する工程と、シート状にした樹脂膜を上から貼り合わせる工程を順次行うことによって、ゲート電極部に中空構造を形成することに成功した。この結果、ゲート電極周辺に樹脂膜が充填された場合と比較して、HEMTのゲート容量 C_{gd} の低減によって、最大発振周波数 f_{max} 値は32GHzの改善と、77GHzでの最大安定利得は2.2dB改善することを確認した。



HEMTゲート部の中空形成プロセスと高周波特性の改善

HEMTゲート部の中空形成プロセスは、電極形成後、感光性ポリイミドをパターニングして、感光性のシート状のポリイミドをウェーハに貼り付けることによって中空部を形成し、配線用のコンタクトホールを形成して最後にメタル配線を形成する。このプロセスによって作製したHEMTのゲート断面を中央に示す。HEMT特性の測定によって、ゲート電極周辺に樹脂膜が充填された場合と比較して、 C_{gd} の低減と f_{max} 値の改善を確認した。

1. まえがき

GaAs HEMTは、非常に良好な応答速度と低雑音の特性を持つため、衛星通信の受信用地上アンテナや衛星に搭載される送受信モジュール、自動車の衝突防止レーダなどに広く利用されている。

HEMTは、MMICの構成要素として半導体チップ上に形成され、従来、ワイヤボンド実装されてきた。しかし、近年の高密度実装化の要求に伴い、ウェーハプロセスで再配線及びバンプ構造を形成し、実装基板にフリップチップで直接実装するWLCSPに対応する必要性が高まってきた。このWLCSPの場合、再配線工程でHEMTのゲート電極部が樹脂膜に覆われるため、ゲート容量が増大して利得が悪化する問題があった。そこでゲート電極周辺の樹脂膜に中空部を設けるプロセスを開発し、利得低下の抑制を検討した。

2. 構造検討シミュレーション

2.1 シミュレーション条件

ゲート周辺部への中空構造形成によるゲート容量 C_{gd} の低減効果をシミュレーションによって見積もった。シミュレータ(ANSYS社製Maxwell^(注1))を用いて、二次元モデルを電磁界解析することによって C_{gd} を算出した。なお、ここで算出した C_{gd} は電磁界のシミュレーションだけに基づくため、半導体の空乏層に起因する成分は含んでいない。解析モデルは、図1に示す二次元構造で、(a)中空なしの有機膜に電極が覆われた構造と、(b)ゲート下部を中空化しそれ以外の周囲は有機膜で覆われた構造と、(c)ゲート周り全体を中空化した構造の3仕様で行った。

(注1) Maxwellは、ANSYS Inc.の登録商標である。

2.2 シミュレーション結果

見積もった C_{gd} は、図2に示すとおりとなった。(a)中空なしの構造を基準として、(b)ゲート下部を空洞化することで、 C_{gd} は2%の低減であるが、(c)ゲート周り全体を中空化することで13%低減することを確認した。

3. 中空形成プロセス

3.1 プロセスフロー

ゲート電極周辺の中空形成の方法として、ゲート周辺に犠牲層を形成して後工程で除去する製造方法が提案されている⁽¹⁾。しかし、この方法では中空部に対して犠牲層除去のための穴をあけ、犠牲層除去後にその穴を埋める必要があるため、プロセスが複雑になる問題があった。そこで我々は、犠牲層を用いない中空形成方法を提案した⁽²⁾。図3に、HEMTのゲート周辺部の断面模式図を用いて中空形成プロセスを示す。HEMTのソース、ゲート、ドレインの各電極を形成した後、感光性ポリイミドをパターニング

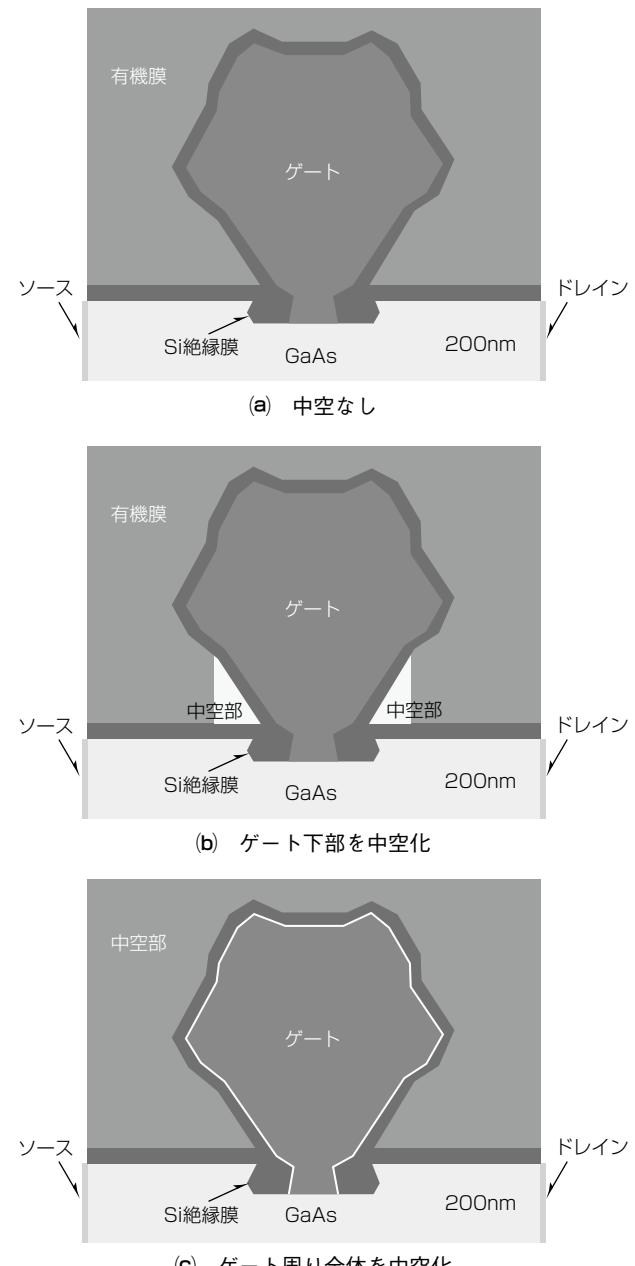


図1. 解析モデルの仕様

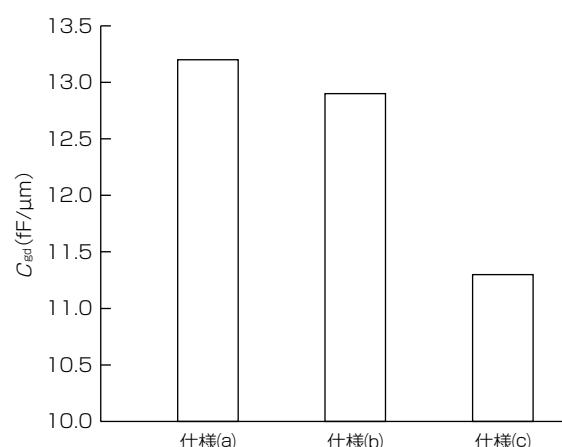


図2. C_{gd} のシミュレーション結果

して、中空部の壁を形成する(図3(a))。次に、感光性のポリイミドをウェーハに貼り付けると、中空部が形成される

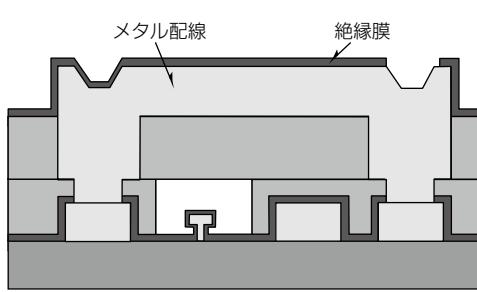
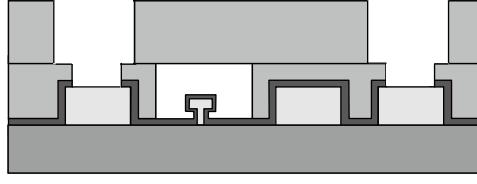
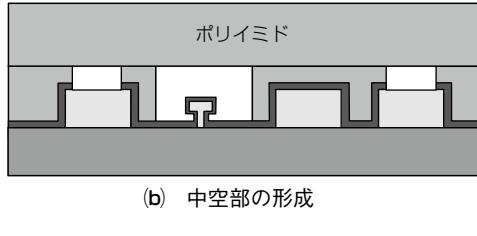
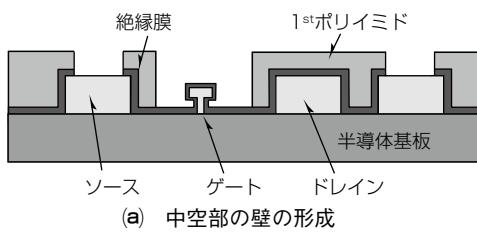


図3. 中空形成プロセス

(図3(b))。さらにポリイミドをパターニングして配線用のコンタクトホールを形成する(図3(c))。最後にメタル配線を形成する(図3(d))。このうち、中空部を形成するキープロセスは(b)のポリイミドを貼り付けるプロセスとなり、図4のフローで処理を行う。平面、平行精度の良い二つの定盤を持つ貼付け装置で、間にウェーハとポリイミドフィルムをセットする(図4(a))。下部定盤を上部定盤側に平行を保ったまま接触させてウェーハとポリイミドフィルムを圧着する(図4(b))。このとき、両定盤は温度制御しており、材料が接着しやすい温度にコントロールされ、接合圧力も強度と分布の制御を行う。最後に、下部定盤を離すとポリイミドフィルムのポリイミドシートだけがウェーハ上に接着し、フィルムは剥がされる(図4(c))。

3.2 パラメータの最適化

中空部の構造パラメータとして、①壁となる1stポリイミド厚、②中空部の開口幅、③1stポリイミドとポリイミドシートの接着する領域の面積、④ポリイミドシート厚の四つの構造パラメータについて検討を行った(図5、表1)。①の1stポリイミド厚は薄いとポリイミドシートが埋まりこみ中空部が確保できず、厚いとパターニングが困難とな

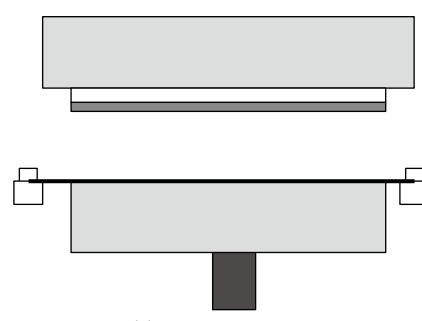
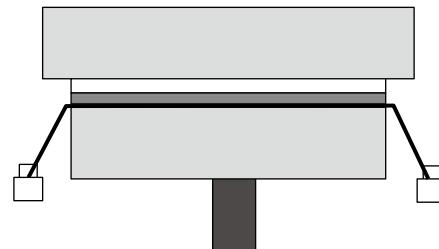
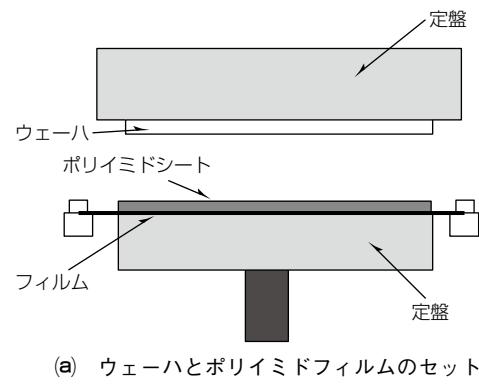


図4. ポリイミドシート貼付けフロー

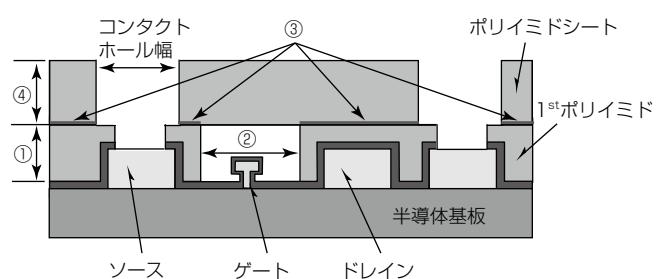


図5. 中空構造検討パラメータ

表1. 中空構造検討パラメータ

構造パラメータ	レンジ	制約条件
① 1 st ポリイミド厚	1 ~ 3 μm	・解像度 ・中空部の埋まりこみ
② 中空部開口幅	1 ~ 4 μm	・ソース・ドレイン電極の間隔 ・中空部の埋まりこみ
③ 1 st ポリイミドパターン面積 (接着部面積)	—	・1 st ポリイミドと ポリイミドシートの密着性
④ ポリイミドシート厚	2 ~ 10 μm	・解像度 ・コンタクトホール幅

り、トレードオフであった。②の中空部開口幅は、狭いほどパターニングが困難となり、広げるとソース・ドレイン

電極間の距離に制約を受けるため、これもトレードオフとなっていた。③の1stポリイミドパターン面積は広いほど有効であるため、抜きパターンは最小限にした。④のポリイミドシート厚は、厚い場合にはコンタクトホールのパターニングが困難であった。これらの構造パラメータについて検討を行い、構造パラメータを決定した。

4. 評価結果

4.1 構造評価結果

図6にゲート周辺に形成した中空部の断面SEM(Scanning Electron Microscope)像を示す。1stポリイミドのゲート部の高さは、電極上から1.7μm厚さで設計したが、ポリイミドシート貼付けによって形成した中空部の高さは、電極上から1.2μmと30%程度低かった。この差は、中空部でのポリイミドシートの沈み込みによるもので、貼付け時の圧力や温度などの条件やシートの物性などによって変化するため、これらを考慮した設計にした。図7には中空部の高さが不足して埋まりこみが発生した例を示す。2章のシミュレーションで示したとおり、ゲート上部が埋まり

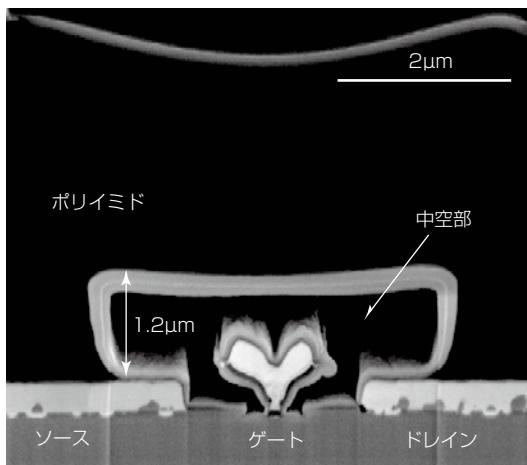


図6. ゲート周辺の中空部断面

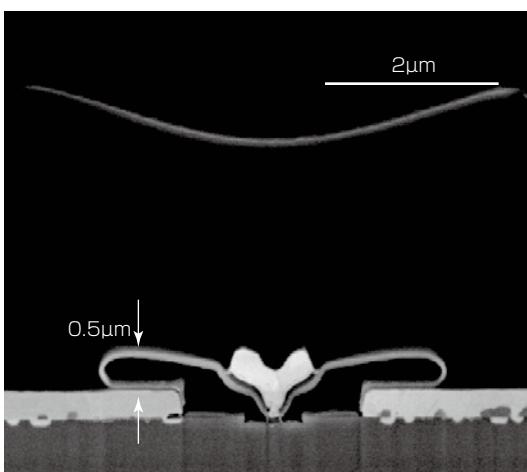


図7. 中空部の埋まりこみ

こんだ状態では、特性の向上は望めないため十分にマージンを確保した。

4.2 特性評価結果

デガスなどの中空プロセスのトランジスタ特性への影響を調査するため、中空構造を形成する前後のDC特性評価結果を行った(図8、図9)。 $I_d - V_{gs}$ 特性及び $I_d - V_{ds}$ 特性の中空形成前後の特性劣化は見られないことを確認した。

次に、小信号RF(Radio Frequency)特性の比較を行った。ゲート周辺に中空を形成した構造と中空のないポリイミドの充填された構造のHEMTを測定したSパラメータから等価回路抽出を行い、ゲート容量 C_{gs} 、 C_{gd} の比較を行った(図10、図11)。なお、トランジスタサイズはゲート幅 $W_g = 40\mu\text{m} \times 4$ で、測定条件は、ドレイン・ソース間電圧 $V_{ds} = 2.5\text{V}$ である。中空形成によってゲート・ソース間電圧 $V_{gs} = 0.0\text{V}$ での C_{gs} と C_{gd} はそれぞれ、12%，44%

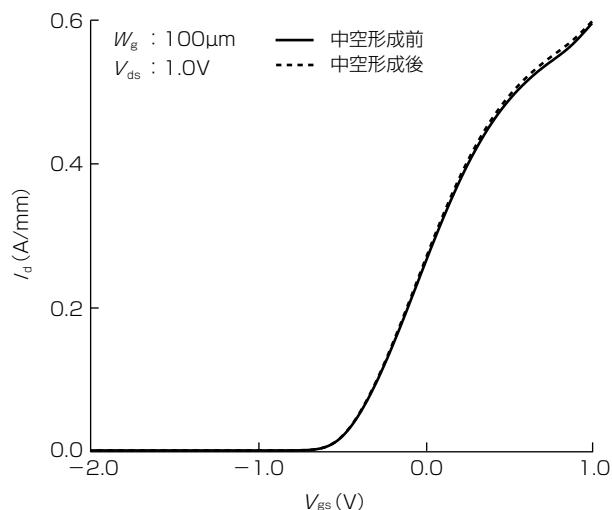


図8. 中空形成前後の $I_d - V_{gs}$ 特性

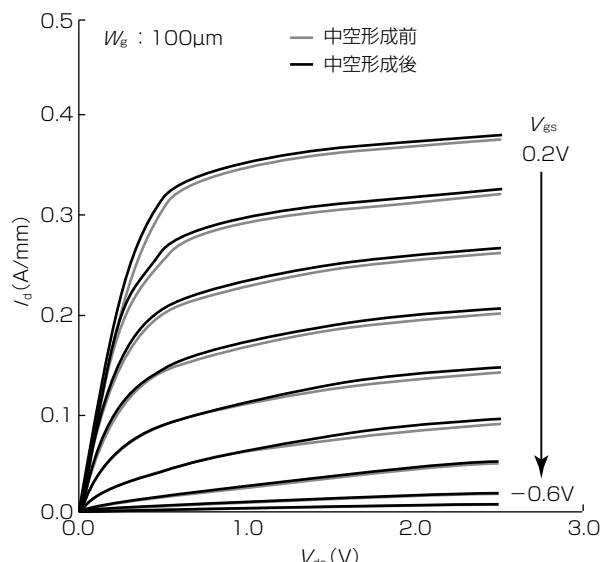


図9. 中空形成前後の $I_d - V_{ds}$ 特性

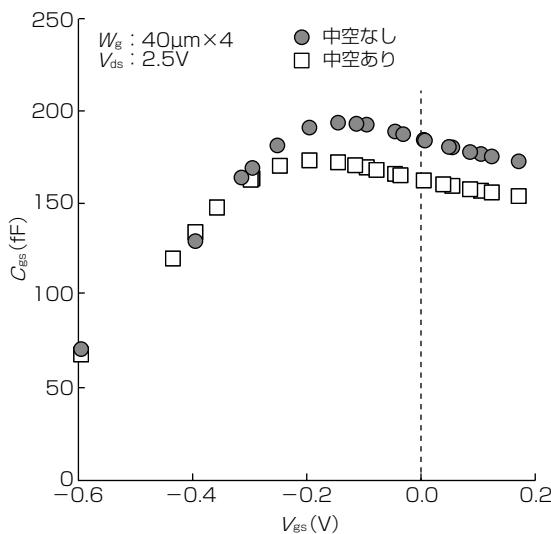
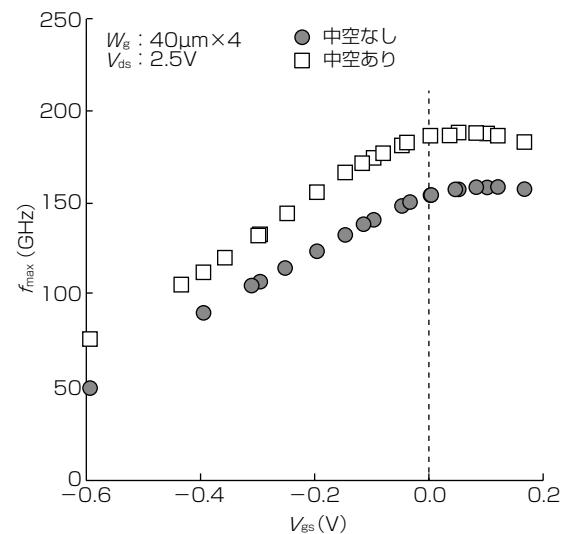
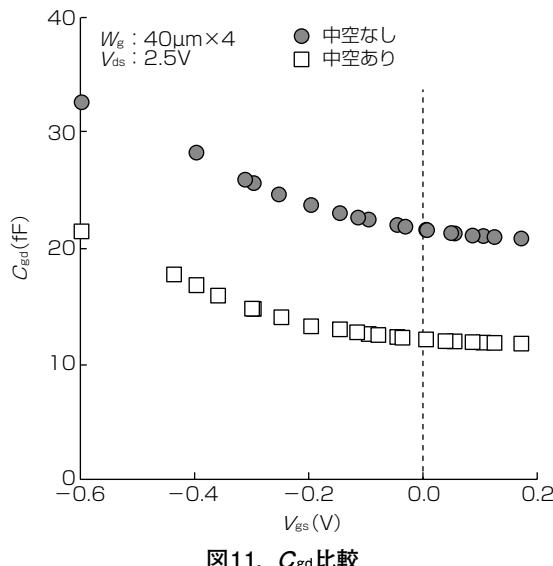
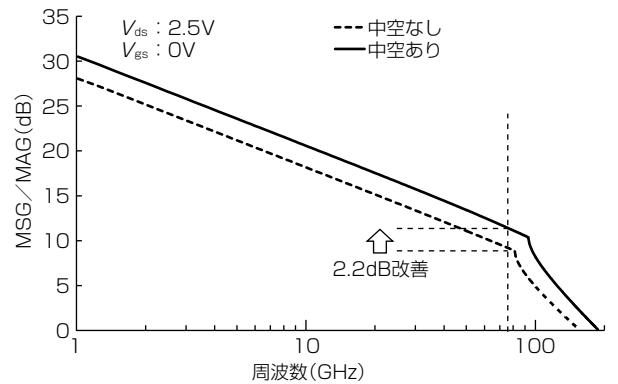
図10. C_{gs} 比較図12. f_{max} 値の V_{gs} 依存性図11. C_{gd} 比較

図13. MSG/MAGの周波数特性

5. むすび

HEMTを用いたMMICのWLCSPで、ゲート容量が増大する問題に対応するため、HEMTのゲート電極周辺の樹脂膜に中空部を設けるプロセスの開発を行った。電磁界シミュレーションによってゲート周辺中空構造によるゲート寄生容量の低減効果を見積もった。ポリイミドシートを貼り付けるプロセスを用いて、ゲート周辺の中空化を実現した。評価の結果、 C_{gd} を44%低減し、 $V_{gs} = 0.0\text{V}$ での f_{max} 値は32GHzの改善を、77GHzでのMSGは約2.2dBの改善を確認した。

参考文献

- (1) Makiyama, K., et al.: Improvement of circuit-speed of HEMTs IC by reducing the parasitic capacitance, IEDM Tech. Dig., 727~730 (2003)
- (2) Maeda, K., et al.: Improvement of High Frequency Characteristics of HEMTs with Novel Cavity Structure using STP Technology, CSW2017, Session A5.6 (2017)

と大幅に減少し、中空構造がゲート容量の低減に有効であることを確認した。この結果は2章のシミュレーションの見積りよりもかなり高くなっているが、シミュレーションのモデルではリセス部のSi(シリコン)絶縁膜構造が実際とは異なっており(図1, 図6), その影響と推測する。

図12, 図13は、前記等価回路を用いてシミュレーションした、最大発振周波数 f_{max} 値の V_{gs} 依存性と $V_{gs} = 0\text{V}$ での最大安定利得(Maximum Stable Gain: MSG)と最大有能利得(Maximum Available Gain: MAG)の周波数特性である。

図12から、 $V_{gs} = 0.0\text{V}$ での f_{max} 値は157GHzから189GHzに、図13から77GHzでのMSGは約2.2dB改善していることが分かる。これらの結果は、本稿で述べた高周波化に対する中空ゲート構造の有効性を示している。

GaAs-HEMTの高スループット生産 に向けた短ゲート形成プロセス

上野貴寛* 西澤弘一郎*
尾上和之*
相原育貴*

Short-gate Formation Process for High-throughput Production of GaAs-HEMT

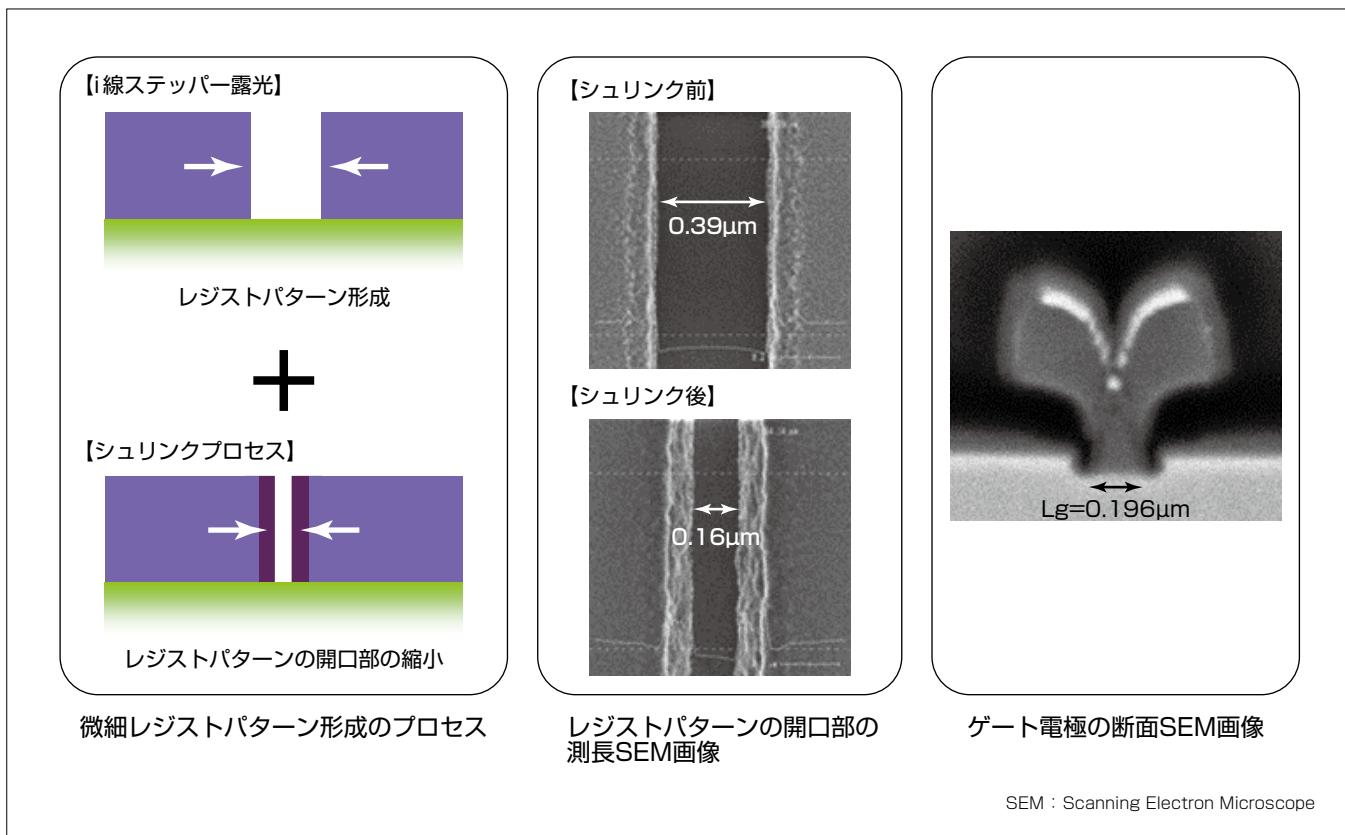
Takahiro Ueno, Kazuyuki Onoe, Yasuki Aihara, Koichiro Nishizawa

要旨

マイクロ・ミリ波デバイス用に適用されるGaAs(ヒ化ガリウム)高電子移動度トランジスタ(High Electron Mobility Transistor: HEMT)は、優れた高周波特性と低雑音特性を持つが、更なる高周波特性の改善のためにはゲート長(L_g)の短縮が有効である。 L_g の短縮に最も有効な手法の一つとして電子線(Electron Beam: EB)露光技術を用いて短 L_g を形成することが知られているが、ウェーハ上のゲートパターンを電子ビームで順次直接描画するため、ウェーハ上の複数個のゲートパターンを一括して露光できるi線ステッパー露光技術よりもスループットが非常に低く、生産要求数の変動に柔軟に対応するのが難しい。このスループットを大幅に改善するために、i線ステッパー露

光で形成したレジストパターンの開口部をパターンシュリンク剤を用いて縮小するシュリンクプロセス手法を用いて、 $L_g = 0.196\mu\text{m}$ のリセス型HEMTゲートを形成する技術を開発した。

この技術を用いることで、開口部を $0.39\mu\text{m}$ から $0.16\mu\text{m}$ まで縮小し、 $L_g = 0.196\mu\text{m}$ のゲート電極の形成を達成した。 L_g ばらつき(3σ)は $0.010\mu\text{m}$ と、EB露光時の L_g ばらつき $0.040\mu\text{m}$ に比べ非常に小さく、スループットはEB露光と比較して4.5倍に向上した。また、電気特性と信頼性は、EB露光を用いたHEMTと同等の結果が得られた。今回開発した技術を用いて、製品の工期短縮に貢献するとともに、今後も更なる短 L_g 化による高周波特性の改善を目指す。



i線ステッパー露光とシュリンクプロセスを組み合わせた短 L_g ゲート形成プロセス

EB描画法による微細レジストパターン形成の代替として、i線ステッパー露光によるレジストパターン形成とシュリンクプロセスを組み合わせた微細レジストパターン形成方法を開発した。i線ステッパーで $0.39\mu\text{m}$ のレジストパターンの開口部を形成し、シュリンクプロセスによって開口部が $0.16\mu\text{m}$ へ縮小した。このプロセスを適用し、 $L_g = 0.196\mu\text{m}$ のゲート電極の形成に成功した。

1. まえがき

GaAs HEMTは、優れた高周波特性と低雑音特性を持っており、衛星放送や車載レーダ等、マイクロ・ミリ波デバイスで広く使用されている。HEMTの高周波特性を向上させるためには、より高い最大発振周波数(f_{max})や電流遮断周波数(f_T)を実現することが重要である。そのためにはゲート容量の低減やトランスクタンク(g_m)の増加が非常に効果的であり、ゲート長(L_g)の短縮が不可欠である。

短 L_g の形成には、微細なレジストパターンを形成する必要があるが、ゲート長がi線ステッパーの解像限界(365nm)以下の場合には電子ビーム露光法(EB描画法)を用いてパターンを形成するのが一般的である。EB描画法の利点は、電子ビームの波長が短いため、高分解能でありサブミクロンオーダーのパターンを形成できる点である(図1)。一方、ゲートのパターンに対して電子ビームで順次、直接描画する方式であるため、スループットが低いという欠点があり、大量生産には適していない。EB描画法を用いない微細パターン形成手法としてサイドウォールプロセスやサーマルフロープロセスがこれまでに提案されているが⁽¹⁾⁽²⁾、これらのプロセスには、 L_g の均一性よく形成することが容易ではないという問題がある。

今回、EB描画法を用いないで短 L_g を形成するために、i線ステッパー露光とパターンシュリンク剤を組み合わせて、 $L_g = 0.196\mu m$ のゲート電極を形成するプロセス技術を開発した。

本稿では、開発したプロセス技術及び試作したHEMTの L_g ばらつきや電気特性について述べる。

2. プロセスフロー

2.1 EB描画法によるゲート形成方法

EB描画法を用いた一般的なゲート形成のプロセスフローを図2に示す。EB描画法では、下層レジストとしてEBレジストを用いて、レジストパターンを形成する。EB描画を用いるため、微細なレジストパターンを形成することが可能である。さらにその上層にレジストパターンを形成し、リセス形成、メタル成膜、レジスト除去の工程を経てゲート電極を形成する。

2.2 i線ステッパー露光とシュリンクプロセスを組み合わせた微細レジストパターン形成方法

EB描画法による微細レジストパターン形成の代替として、i線ステッパー露光とシュリンクプロセスを組み合わせた方法に着目した。まず、i線ステッパー露光によってレジストパターンを形成する。ここで、i線ステッパーの解像度内の寸法で開口部を形成することが可能である。露光は複数個のデバイスを一括して行うため、スループット

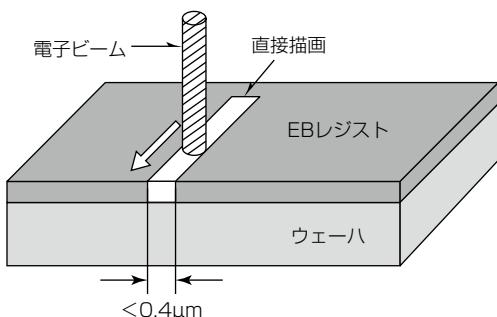


図1. EB描画法の模式図

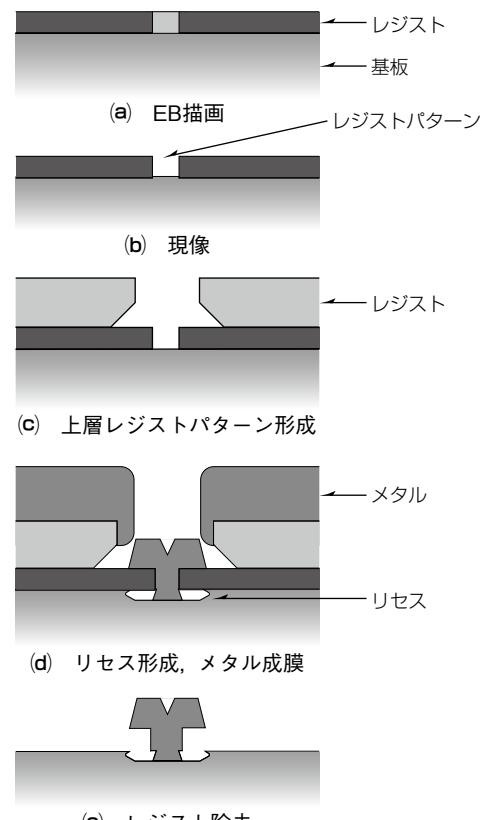


図2. EB描画法を用いたゲート形成方法

はEB描画法に比べて非常に高い。次に、レジストと熱反応し、レジストが成長するパターンシュリンク剤を用いてレジストパターンの開口部を縮小する。その結果、i線ステッパーの解像限界よりも細いパターンを形成することが可能になる(図3)。

次に、シュリンクプロセスの詳細フローについて図4を用いて述べる。i線ステッパー露光でレジストパターン形成後(図4(a))、シュリンク剤をレジスト表面に塗布する(図4(b))。その後、ウェーハをホットプレート上でベークする(図4(c))。このとき、ベークによってシュリンク剤とレジストが架橋反応し、レジストが成長する。最後に、シュリンク剤の未成長部を純水で溶解して除去する(図4(d))。以上によって、レジストパターンの開口部を縮小することが可能である。さらに図4(b)から図4(d)までのシュリンク処理を繰り返すことで開口部を所望の幅に縮小することが

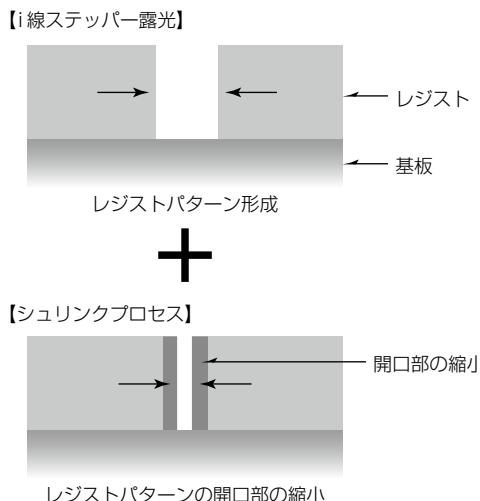


図3. シュリンクプロセスによる微細レジストパターン形成方法

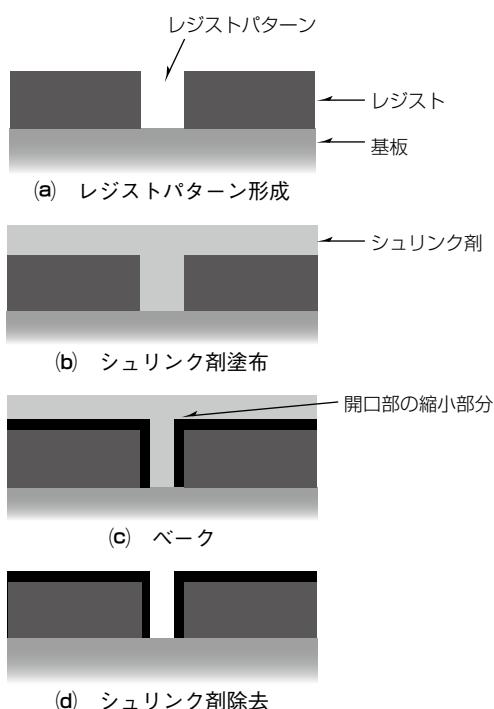


図4. シュリンクプロセスフロー

可能である。開口部の縮小後はEB描画法のプロセスと同様のプロセスで短Lgゲート電極を形成する。

3. 実験

2章で述べたEB描画法、及びシュリンクプロセスを用いて、 $L_g = 0.2\mu m$ 狹いゲート電極を作製した(以下“EB描画品”, “シュリンク品”といふ)。シュリンク品についてはレジストパターンの開口部とゲート電極の断面を走査型電子顕微鏡(Scanning Electron Microscope : SEM)で観察した。EB描画品及びプロセス品共に、面内のLgの分布を測定した。また、HEMTのSパラメータを測定し、Sパラメータの $\angle S_{11}$ 、雑音指數(Noise Figure : NF)及び付隨利得(Gs)を評価した。信頼性評価のため、高温DC動作寿命試験(試験条件：ドレンイン-ソース電圧(Vds) = 3 V,

ドレンイン電流(Id) = 133.3mA/mm、温度(Ta) = 125°C、時間 = 1,000hr)を実施した。

4. 実験結果

4.1 スループットの向上

EB描画法とシュリンクプロセスのスループットを比較した結果を図5に示す。タクト時間はEB描画法よりシュリンクプロセスの方が短く、スループットはシュリンクプロセスの方がEB描画法より4.5倍早くなることを確認した。

4.2 SEM観察結果

図6にシュリンク処理前後のレジストパターンの開口部の測長SEM像を示す。シュリンクプロセスの1回のシュリンク量(シュリンク前後の開口寸法差)を調べるために、測長SEMを用いて開口部を測長した。1回のシュリンク量は0.03~0.10μmであり、シュリンクプロセスを数回繰り返すことで、開口部が0.39μmから0.16μmまで縮小した。シュリンク後の開口部にレジストスカム残渣(ざんさ)やパターン形成不良ではなく、良好なパターン形状が得られた。図7にシュリンク品のゲート電極の断面SEM像を示す。図7に示すように、電極形状はEB描画品のゲート電極と同等であり、 $L_g = 0.196\mu m$ と、所望の長さで形成されている。

4.3 L_g のばらつき

図8にウェーハ面内の L_g の分布を示す。図8(a)は従来のEB描画で作製したHEMT(以下“EB描画品”といふ)と、図8(b)は今回開発したシュリンクプロセスを用いて作製したHEMT(以下“シュリンク品”といふ)の L_g のウェーハマップである。EB描画品は、ウェーハの外周部の L_g がウェーハの中央よりも細い結果であった。一方、シュリンク品では、ウェーハ面内の L_g は均一であった。

図9にEB描画品とシュリンク品の L_g のヒストグラムを示す。EB描画品の L_g の平均値と 3σ は、それぞれ0.216μm及び0.040μmであった。一方、シュリンク品の L_g の平均値と 3σ は、0.196μm及び0.010μmであり、寸法ばらつきはシュリンク品の方が小さい結果であった。

図10は、シュリンクプロセスを繰り返したときの面内のレジストパターンの開口部の寸法のばらつき(3σ)を示す。シュリンク回数が多いほど、開口部の寸法のばらつきが小さいことが確認できる。これはシュリンク量が開口部の寸法に依存しているためと考えられ、シュリンクプロセスを繰り返すことで一定の値に収束していることを示唆している。そのため、シュリンク品の L_g のばらつきは小さかったと考えられる。

4.4 HEMTの電気特性結果

図11にEB描画品及びシュリンク品のHEMTのSパラメータから算出した $\angle S_{11}$ 、NF、Gsの結果を示す。 $\angle S_{11}$ の平均値はEB描画品よりもシュリンク品の方が大きかった。

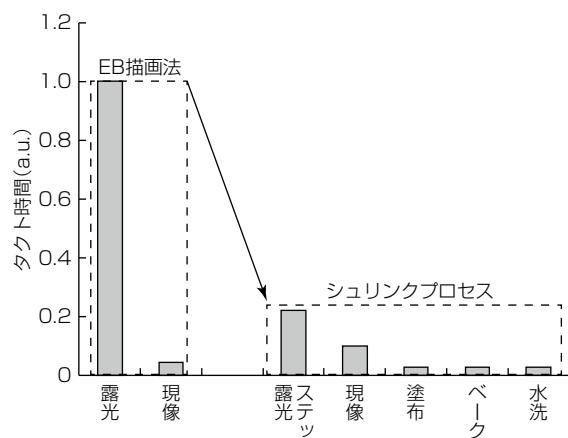


図5. スループットの比較

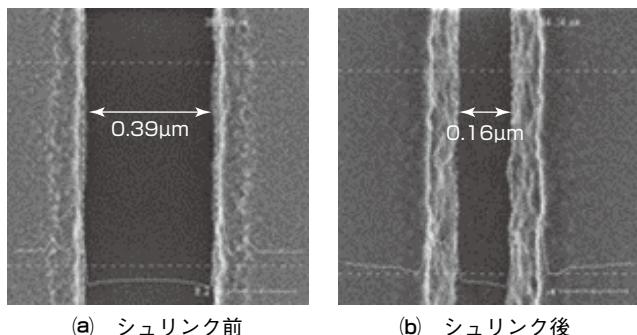


図6. レジストパターンの開口部の測長SEM画像

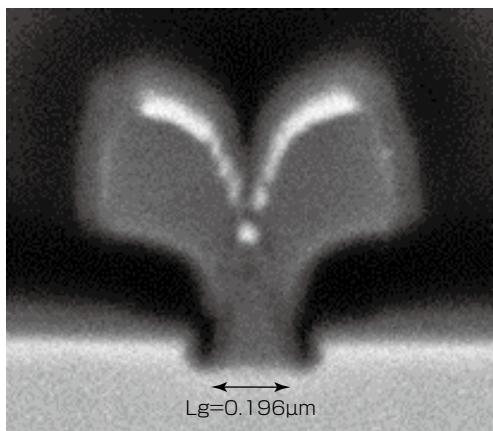


図7. ゲート電極の断面SEM画像

これはLgの平均値がEB描画品よりシュリンク品の方が小さく、Cgsが小さくなつたことに起因していると考えられる。また、Cgsが小さくなつたことでシュリンク品のNFが小さく、また、Gsが大きくなつたと考えられる。さらに、各特性値のばらつきは描画品よりもシュリンク品の方が小さかつた。これは、シュリンク品の方がLgばらつきが小さかつたためだと考えられる。これらの結果は、電気特性に関しては同等で、ばらつきに関してはシュリンク品の方が小さいことを示し、開発したシュリンクプロセスの有効性を示している。

図12にHEMTの高温DC動作寿命試験の最大ドレン電流の変化率(ΔI_{max})の結果を示す。500時間後及び

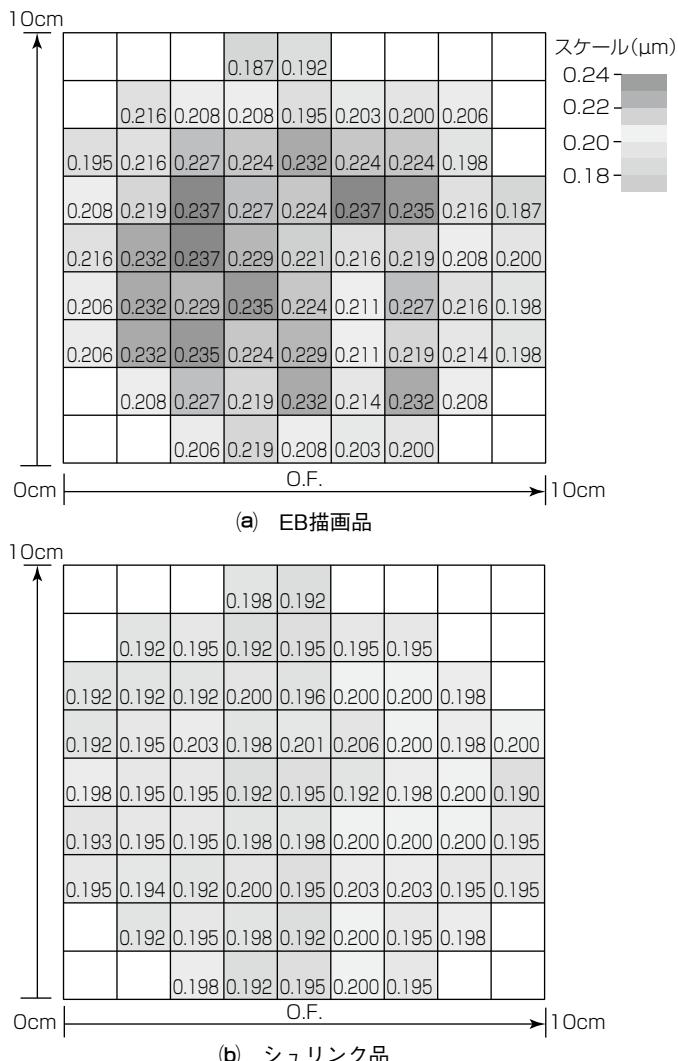


図8. Lgのウェーハ面内分布

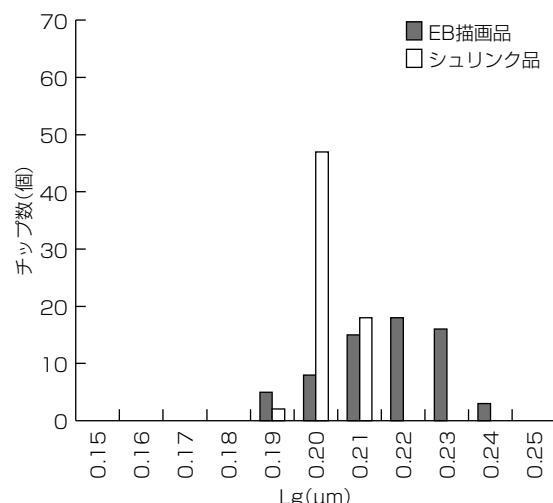


図9. Lgのヒストグラム

1,000時間後に、 ΔI_{max} はEB描画品とシュリンク品、双方共に変化しなかつた。また、飽和ドレン電流(Idss)やゲートソース遮断電圧(Vp)の変化率も低く、実用上問題ない結果が得られた。この結果から、EB描画品とシュリンク品は電気的的にも信頼的にも同等であると言える。

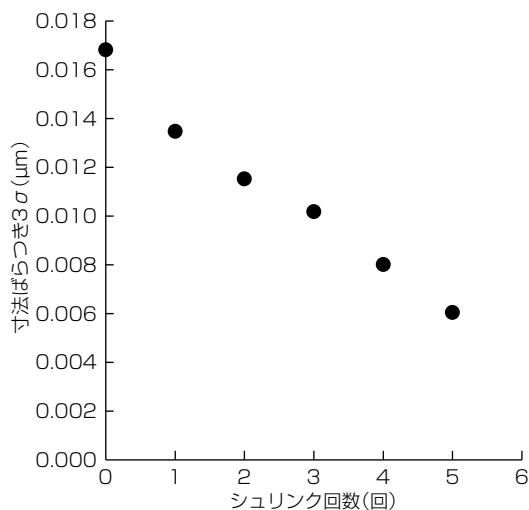
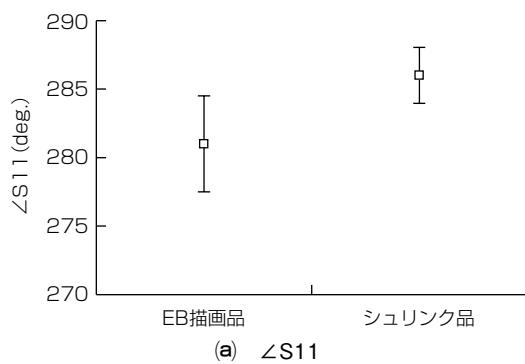
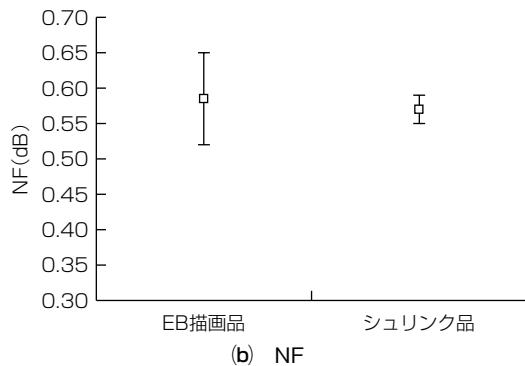


図10. 開口部の寸法ばらつきのシーリング回数依存性

(a) $\angle S_{11}$ 

(b) NF

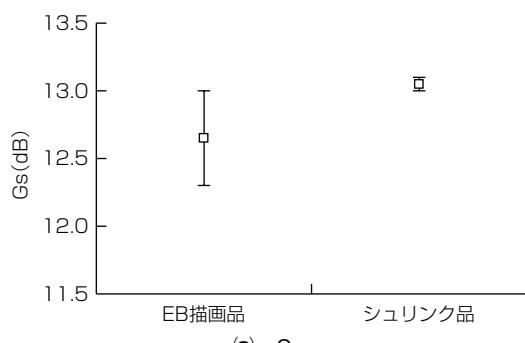
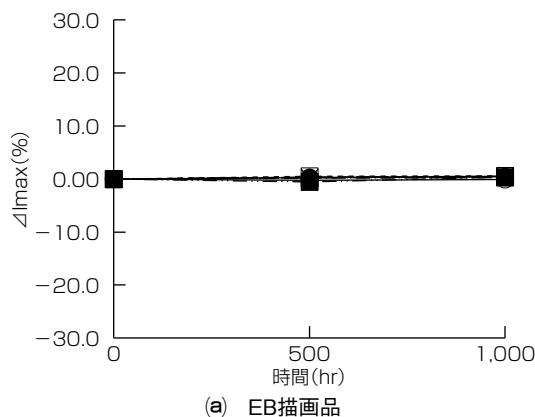
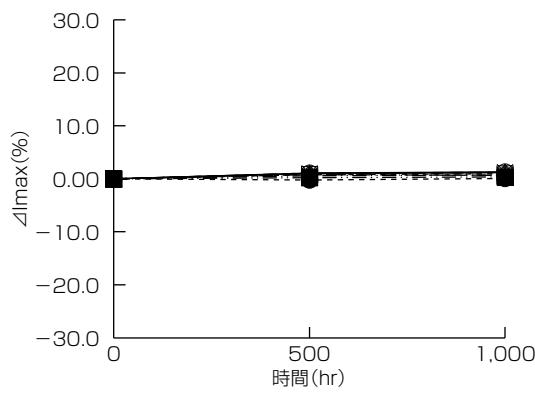


図11. HEMTの電気特性



(a) EB描画品



(b) シーリング品

図12. I_{max} の変化率

5. むすび

EB描画法によるゲート形成プロセスの代替として、高スループットのi線ステッパー露光とシーリングプロセスを組み合わせた短ゲートを形成する技術を開発した。この技術を用いて $L_g = 0.196\mu m$ のゲートパターンの形成を達成し、そのばらつき(3σ)は $0.010\mu m$ と、EB露光品の $0.040\mu m$ に比べ非常に小さく、スループットはEB露光品に比べ4.5倍向上した。また、電気特性と信頼性評価の結果、EB露光品と同等の特性が得られた。今回開発した技術を用いて、製品の工期短縮に貢献するとともに、今後も更なる短 L_g 化による高周波特性の改善を目指す。

参考文献

- (1) Ping, A. T., et al.: A High-Performance $0.13-\mu m$ AlGaAs/InGaAs pHEMT Process Using Sidewall Spacer Technology, CS MANTECH Conference (2005)
- (2) Yuan, C.-G., et al.: 0.15 Micron Gate 6-inch pHEMT Technology by Using I-Line Stepper, CS MANTECH Conference (2009)