

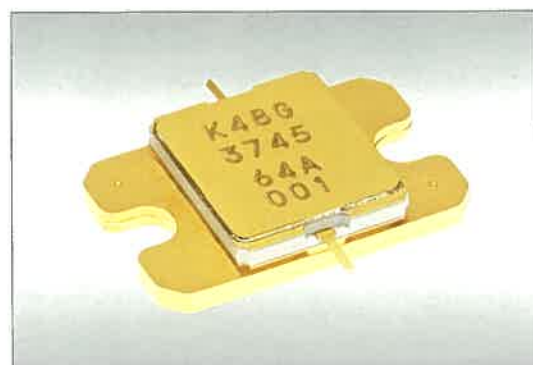
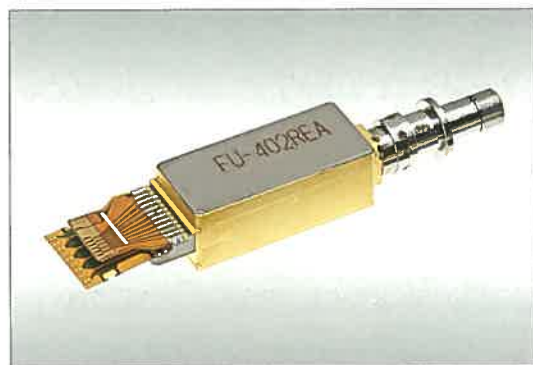
# 三菱電機技報

5

2017

Vol.91 No.5

光・高周波デバイス



## 目次

### 特集「光・高周波デバイス」

- 5G～6Gにおける光・高周波デバイスへの期待 … 巻頭言 1  
中沢正隆
- 光・高周波デバイスの現状と展望 … 巻頭論文 2  
渡邊 斉
- 25Gbps光通信用直接変調DFBレーザ … 7  
境野 剛・島田征明・白尾瑞基
- QSFP28トランシーバ向け小型集積APD ROSA … 11  
大島伸夫・竹村亮太・三田大介・白尾瑞基・佐藤義也
- 100Gbps小型集積EML-TOSA … 15  
佐藤 睦・加茂芳幸・安井伸之
- プロジェクト用2.1W-CW動作赤色半導体レーザ … 19  
蔵本恭介・阿部真司
- デジタルコヒーレント伝送用二出力波長可変半導体レーザ … 23  
後藤田光伸・望月敬太・高林正和
- 携帯電話スモールセル基地局用  
プラスチックパッケージGaN HEMT … 27  
堀口健一・藤原 茂・小坂尚希・岡村篤司・長明健一郎
- 3.5GHz帯LTEマクロセル基地局用200W級GaN HEMT … 31  
浅田智之・嘉藤勝也・三輪真一・山部滋生・佐々木善伸
- Ku帯衛星通信用高利得・高出力内部整合型GaN HEMT … 35  
國井徹郎・南出啓信・前原宏昭・野田健一・小山英寿
- 業務無線機用高出力MOSFETモジュール … 39  
中村謙二・高瀬陽平・亀山英輔・池田圭吾・藤田光一
- 広帯域・高効率S帯240WGaN増幅器 … 43  
杉谷拓海・吉岡貴章・小坂尚希・半谷政毅・山中宏治
- GaN HEMTの耐宇宙放射線性の解析 … 47  
日坂隆行・佐々木 肇・小野田 忍・大島 武

### Optical and High Frequency Devices

- Prospect of Optical and High Frequency Devices in 5G Systems and Beyond  
Masataka Nakazawa
- Status and Outlook of Optical and High Frequency Devices  
Hitoshi Watanabe
- Direct Modulation DFB Laser Diode for 25Gbps Optical Transmission  
Go Sakano, Masaaki Shimada, Mizuki Shirao
- Compact Integrated APD ROSA for QSFP28 Transceiver  
Nobuo Ohata, Ryota Takemura, Daisuke Mita, Mizuki Shirao, Yoshiya Sato
- 100Gbps Compact Integrated EML-TOSA  
Makoto Sato, Yoshiyuki Kamo, Nobuyuki Yasui
- 2.1W-CW Red Laser Diode for Projector  
Kyosuke Kuramoto, Shinji Abe
- Dual-output Tunable Laser Diode for Digital Coherent Optical Transmission System  
Mitsunobu Gotoda, Keita Mochizuki, Masakazu Takabayashi
- Plastic Packaged GaN HEMT for Small-cell Base-station Applications  
Kenichi Horiguchi, Shigeru Fujiwara, Naoki Kosaka, Atsushi Okamura, Kenichiro Chomei
- 200W-class GaN HEMT for 3.5GHz-band LTE Macro-cell Base-station  
Tomoyuki Asada, Katsuya Kato, Shinichi Miwa, Shigeo Yamabe, Yoshinobu Sasaki
- High Gain and High Power Internally Matched GaN HEMT for Ku-band Satellite Communications  
Tetsuo Kunii, Hiroaki Minamide, Hiroaki Maehara, Kenichi Noda, Hidetoshi Koyama
- High Power MOSFET Module for Professional Radio  
Kenji Nakamura, Yohei Takase, Eisuke Akiyama, Keigo Ikeda, Koichi Fujita
- Broadband and High Efficiency S-band 240W GaN Power Amplifier  
Takumi Sugitani, Takaaki Yoshioka, Naoki Kosaka, Masatake Hangai, Koji Yamanaka
- Analysis of Space Radiation Resistance in GaN HEMT  
Takayuki Hisaka, Hajime Sasaki, Shinobu Onoda, Takeshi Ohshima

### 特許と新案

- 「半導体装置の製造方法」「半導体光変調装置」 … 51
- 「カスコード接続回路及びその集積回路」 … 52

### スポットライト

100Gbps 小型集積APD ROSA “FU-302RPA”

### 表紙：光・高周波デバイス

スマートフォンに代表されるデータ通信の高速化に伴い、それを支えるインフラ設備の高速化がより重要になっている。三菱電機は、長年培った化合物半導体技術をベースに、社会に貢献できる光・高周波用半導体デバイスを開発し、製品化してきた。この号では、最新のデバイスと関連技術について述べる。

- ①は、100Gbps(25Gbps×4)で動作可能な変調器付き半導体レーザモジュール(EML-TOSA)である。データセンター間を結ぶ高速ネットワークや都市間のネットワークにおける伝送速度の高速化や伝送装置の小型化に寄与する。
- ②は、Ku帯で動作可能な70W出力の内部整合型GaN(窒化ガリウム)HEMT(High Electron Mobility Transistor)である。既存の地上通信設備に被害が及ぶ災害時の通信手段や、地上通信網の整備が地理的に難しい地域での通信手段として期待される。衛星通信地上局のキーデバイスとして需要が高まっている。



①



②

## 巻/頭/言

## 5G～6Gにおける光・高周波デバイスへの期待

Prospect of Optical and High Frequency Devices in 5G Systems and Beyond

中沢正隆

Masataka Nakazawa



マクスウェルの波動方程式で表される電磁波の利用は、周波数の高低を問わず、通信の発達の歴史そのものである。1900年頃に行われたヘルツの電波の実証、さらにはマルコーニによる無線通信は、現代ではスマートフォンに代表される日常生活に不可欠なツールになっている。光通信は1960年のレーザーの発明とともに光ファイバが開発され、EDFA(Erbium-Doped Fiber Amplifier)やWDM(Wavelength Division Multiplexing)技術を経て今日の超大容量通信を支えている。このような無線通信と光通信の両者は同じ電磁波で記述されるが、今までは別々に技術開発されてきており、両者を結ぶ、すなわち光・無線技術を一体化した技術はまだ出現していない。

その一方で、最近ではスマートフォン、センサ、マシン、さらに車までが1つにつながったインテリジェントな共有型社会の創出のために、高効率で柔軟な情報通信ネットワークの出現が切望されている。すなわち、多様な情報と通信インタフェースに対応でき、各種のセンサ情報を平常時にも災害時にも素早く伝達・処理できるしなやかなICT(Information and Communication Technology)インフラである。この実現のためにはSDN(Software Defined Networking)又はNFV(Network Functions Virtualization)と呼ばれるような仮想化技術が重要であるが、仮想化で最も遅れているのが別々に成長してきた光と無線のアクセス網である。もし光と無線の間で電磁波の波としてのコヒーレンスを完全に保持できる“フルコヒーレント通信方式”がアクセス網で実現できれば、伝送媒体に依存することなく全てのレイヤでの仮想化が完成し、極めて柔軟なネットワークができる。そうなれば、大規模災害への備え、サイバーセキュリティ対策、エネルギーの安定的・効率的な供給が可能なスマート社会が実現できるであろう。

我々は、2013年に光と無線の枠組みを超えた議論を行う場として、光と無線に関する産学官の専門家45名で構成される“次世代アクセスネットワーク検討会”を発足させている<sup>(1)</sup>。将来のIoT(Internet of Things)に求められる

ものは何であるかを念頭に、課題の抽出と課題解決に向けた議論を重ねた。その結果、“フルコヒーレントな光無線融合システムによる自律分散協調型ネットワーク”という方向性を2014年5月に提言した。デジタルコヒーレント伝送技術の発展によって光の電界を高度に操作しつつある今、無線通信との境界がなくなろうとしており、新たな光と無線の一体型アクセスネットワークの開発に向けてまさに機が熟してきたといえる。

その光と無線を一体化した情報通信ネットワークの実現には先端的な光・高周波デバイスの開発が不可欠である。すなわち、キャリア周波数が5桁にもわたる電磁波を一体化した伝送媒体として使いこなすためには、光信号と無線信号を自在に変換することのできる超広帯域／超高コヒーレント光・電子融合型の集積デバイス、又は光と無線のヘテロジニアスな集積化技術の開発が極めて重要である。さらには、小型の低消費電力光モジュールの実現、UTC-PD(Uni-Traveling-Carrier PhotoDiode)の広帯域化、GaN(窒化ガリウム)又はInP(リン化インジウム)のHEMT(High Electron Mobility Transistor)の高出力・広帯域化、半導体レーザーの超高速化・狭線幅波長可変技術も望まれる。これらの技術開発は、計測・分光・イメージングをはじめとする光・ミリ波～テラヘルツ科学などマイクロウェーブフォトンクス分野への波及効果も極めて大きい。一方で、無線の方からは新たな光・高周波デバイスを組み込んだマッシュMIMO(Multiple Input Multiple Output)の小型アンテナアレー技術、高密度分散アンテナ、小型軽量のRF(Radio Frequency)モジュール技術の開発が欠かせない。

これら電磁波のコヒーレンスを活用した新たな光・高周波デバイス技術は、学術と産業の両面で世界を牽引(けんいん)し、我が国の情報ネットワークの高度化と光電子デバイス産業の発展、ひいてはこの分野での国際競争力を向上させることができる。まさに光・高周波デバイスの出番といえよう。

(1) 次世代アクセスネットワーク検討会報告書(2014)  
<http://www.roec.tohoku.ac.jp/result/data/M00040.pdf>



渡邊 斉\*

# 光・高周波デバイスの現状と展望

Status and Outlook of Optical and High Frequency Devices

Hitoshi Watanabe

## 要 旨

スマートフォンに代表される情報機器の全世界的な普及に伴い、データ通信だけではなく、画像や音声をいつでもどこでも利用できる社会になり、取り扱うデータ量も飛躍的に増加している。これらの通信インフラを支えているデバイスが化合物半導体を用いた光デバイスや高周波デバイスである。モバイル通信には、室内のようなモビリティの低いケースから航空機で移動するモビリティの高い事例まで様々な用途がある。現在、次世代携帯電話の通信規格となる第五世代通信(5G)が議論されているが、そこでは通信帯域を確保するために3.5GHz～ミリ波帯の高い周波数帯が候補となっており、GaN(窒化ガリウム)半導体やGaAs(ガリウムヒ素)半導体を用いた高周波デバイスが不可欠となる。

一方、光通信システムでも高速・大容量化に向けた取り組みが行われている。例えば、通信ネットワークの末端であるアクセスネットワークでは40Gbps級の次世代PON(Passive Optical Network)システムの開発が進んでいる。また、伸長著しいデータセンターでは400Gbpsに向けた規格の策定が始められている。いずれも高速で動作する光デバイスへの要求が強い。一方、新たな市場として、プロジェクタ光源、センサ、照明、加工機、エネルギー分野などへのGaAs半導体レーザの適用も始まっている。このように、情報通信だけではなく、社会のあらゆる場所で化合物半導体を用いた高周波デバイスや光デバイスの活躍の場が広がっており、社会が求めるキーデバイスとしてますますその重要性を増している。



## 三菱電機の光・高周波デバイスが支える社会

当社の光・高周波デバイスは、高速大容量通信システムに限らず各種通信装置、車載用通信及びセンシング装置やホームエレクトロニクス製品など広い分野に適用され、社会を支えている。

## 1. ま え が き

スマートフォンに代表される情報機器の全世界的普及に加え、インターネット経由の動画配信需要の増加によって、取り扱うデータ通信量が飛躍的に増加している。今後、あらゆるものがインターネットに接続されるIoT (Internet of Things)社会が到来すると考えられ、高速情報機器や大容量通信システムの基幹部品である高周波デバイスや光デバイスには一層の技術的發展と供給数量の拡大が望まれている。また、これらのデバイスは、その特長からプロジェクト光源、センサ、照明、加工機、エネルギー分野などにも用途を拡大し、様々な産業分野に浸透しつつある。

本稿では、シリコン(Si)半導体とは一線を画し、独自の発展を遂げているGaAs、GaNやInP(インジウムリン)などの化合物半導体を用いた高周波デバイス及び光デバイスの技術動向について述べる。また、これらの将来展望についても述べる。

## 2. 高周波デバイス

### 2.1 市場・技術動向

#### 2.1.1 モバイル通信

無線には、ケーブルでつなぐことなく、画像、音声、データ等の情報を送ることができる特長がある。このため、空間的に離れている場所間で、情報のやり取りをしたい場合に有用であり、モース信号に始まり、ラジオ放送、テレビ放送、衛星放送によって広く情報を伝達することや、トランシーバ、業務無線、携帯電話といった双方向に音声をやり取りする機器、反射波の情報を用いるレーダ等に使われてきた。近年は機器のデジタル化に伴い、画像や音声だけではなく、データ通信に無線が多用されており、人々はわずらわしい配線に縛られることなく、自由に移動しながらネットワークにつながることが可能となり、いつでもどこでも情報化社会の恩恵を受けることができるようになった。これらの無線インフラを支えているデバイスが高周波デバイスであり、無線通信技術の進歩と共に歩んできた。

モバイル通信には、室内のようなモビリティの低いケースから、屋外で歩く、車で移動する、船舶や航空機で移動するといったモビリティの高い事例まで、様々な状況がある。室内では移動する距離や速度が限定的であるため、無線LAN(Local Area Network)が普及しており、今や社会インフラの1つとなりつつある。

次にモビリティの高い屋外での徒歩や車での移動をサポートしているのは携帯電話の通信網であり、現在は第四世代(4G)のLTE(Long Term Evolution)、LTE-A(Advanced)が主流となっている。通信速度は、1 Gbpsに迫りつつあり、メール、データ、画像やブラウジング、動画を扱うのは日常のものとなった。

一方、更に移動度が高い航空機や船舶では、携帯電話の

サービス範囲を超えて移動することから、衛星を用いた衛星通信によるデータ通信が提供されており、地球の隅々までネットワークにつながるサービスが提案されている(図1)。

#### 2.1.2 第五世代通信

現在、2.1.1項で述べたネットワーク化を更に推し進めるものとして、携帯電話の次世代となる第五世代通信(5G)が議論されている<sup>(1)</sup>。5Gの方向性は次のとおりであり、今までにない価値の提供を目標としている(図2)。

##### (1) 新たな体験

現世代から1桁の速度向上(10Gbps)、1,000倍の通信量容量を提供することによって、従来はデータの制限のために実現できなかった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)、触覚通信といった新たな体験を可能とするものである。実現するためには現在の携帯電話周波数だけでは帯域が足りないため、ミリ波帯等の高い周波数帯で帯域を確保した通信が必要となってくる。また、複数の機器がアンテナのセル内にあるとデータを分割するために通信速度が落ちる問題があるが、多素子アンテナ(Massive MIMO(Multi Input Multi Output)アンテナ)技術の導入によって1台のアンテナで多くのユーザーを収容できるようにすることで解決できる。

##### (2) 全てのものとつながる

IoTでは、スマートグリッド、工場の自動化、ホームセキュリティ等が考えられており、センサやメータ、家電機器等のあらゆるものに通信機能を付与することから、通信速度は遅いがつながる機器は数百億台以上と予想されてお

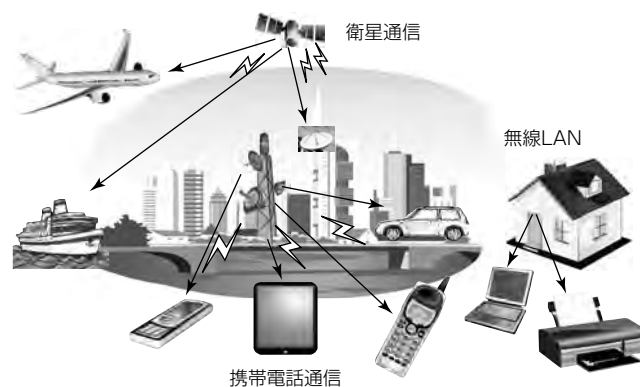


図1. モバイル通信

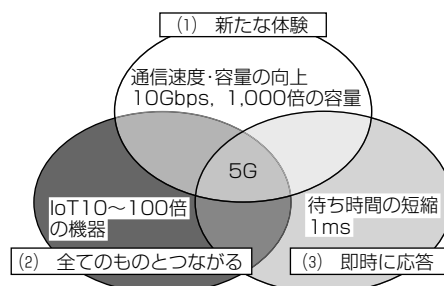


図2. 第五世代通信(5G)の方向性

り、安価であると共に通信機能を集積化した小型な素子が必要である。また、バッテリーの制限がある場合も多いことから超低消費電力なデバイスが求められている。

### (3) 即時に応答

待ち時間の短縮(1ms)によるリアルタイムな応答によって、例えば、自動運転している車に情報を伝えて事故防止したり、遠隔医療で手術をするといった場合が想定されている。車の場合、路車間・車車間通信、車とクラウド間の通信といった複数の通信ネットワークをリアルタイムに結ぶことが必要となる。無線とネットワークとのインタフェースの改善によってネットワーク全体の応答を改善する研究が進められている。

5Gに向かって通信量が大幅に増加すると、通信に必要なエネルギーが増大する。地球温暖化に伴うグリーン化の要請から、通信の消費電力の低減が大きな課題となっている。電力を多用する携帯電話基地局の電力を削減するためには、多素子アンテナによる効率的な電波配分や、消費電力の大きい高周波増幅器や高速デジタル機器、電源等の省エネルギー化が求められている。

### 2.1.3 エネルギー分野への応用

高周波デバイスの新たな応用分野としてエネルギー分野がある。数十MHz帯の共鳴現象を用いてパソコンやタブレットに給電するワイヤレス給電や5GHz帯を用いて宇宙空間から地上に送電する宇宙太陽光発電が研究されており、無線の新たな用途として注目されている。また、マイクロ波による化学反応の促進や加熱を行ったり、プラズマを生成して自動車エンジンの燃焼効率を改善するといった新しい応用分野についても研究が進んでいる(図3)。

## 2.2 高周波応用での化合物半導体デバイスの展望

### 2.2.1 半導体デバイスと応用分野

無線機器では、Si半導体や化合物半導体が用いられており、周波数や出力電力によって最適なデバイスが使われている。図4に周波数・出力電力と半導体デバイスの関係を示す。図中の楕円(だえん)は応用分野を表しており、分野ごとに周波数や出力電力が異なるために半導体を使い分けている。出力電力が小さな用途にはSiデバイスであるCMOS(Complementary Metal Oxide Semiconductor)やSiGe(シリコンゲルマニウム)デバイスが多用されるが、1W以上の出力では化合物半導体を用いたGaAsデバイス、数十～数百Wの電力では、GaNデバイスが使われる(3～50GHz)。これは、Si半導体に比べて化合物半導体のバンドギャップエネルギーが大きく、より高い電圧で動作させることができるためであり、高電力が必要な分野には化合物半導体が不可欠である。このため、衛星通信用高出力増幅器や、4G携帯電話基地局、レーダ、エネルギー分野にはGaNデバイスが用いられ、4G携帯電話端末にはGaAsデバイスが用いられる。

半導体の特性として移動度も重要な指標となる。高い周

波数で動作させるには移動度の高い半導体を採用する必要がある。90GHz以上のミリ波帯ではInP半導体が使われる。高周波や高出力が必要な分野は化合物半導体の独壇場であり、Si半導体では実現できない価値を提供している。

一方、周波数が低い業務用無線等の領域では、耐圧が比較的高く、高周波特性も良好なLDMOS(Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor)構造のSi半導体が使われ、特に高電圧が要求される用途にはSiC(シリコンカーバイド)半導体が用いられる。近年注目されているワイヤレス給電では、数十MHzのスイッチング周波数となるため、高電力ではGaN半導体やSiC半導体、低電力ではSi MOS(Metal Oxide Semiconductor)が使われつつある。GaNデバイスはスイッチングが高速で効率が高くなるが、土台となるSiC基板のコストが高い問題がある。これに対して安価なSi基板上にGaN半導体をエビ形成するGaN on Siデバイ스가開発され、実用化が進みつつある。

### 2.2.2 5G用デバイス

5G携帯電話基地局は通信容量を増やすために多素子アンテナとなり、デバイスの出力電力は従来より小さくなる。

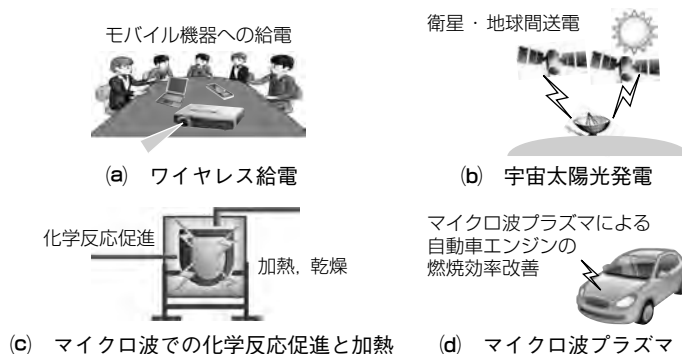


図3. マイクロ波のエネルギー応用

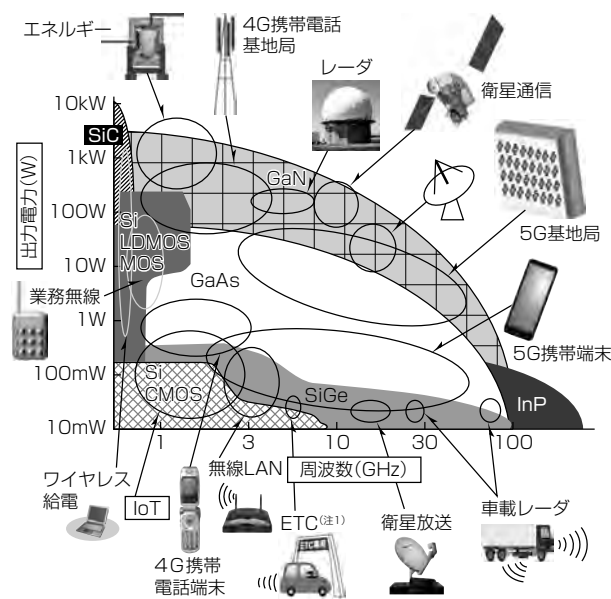


図4. 半導体デバイスの周波数・出力電力と応用分野の関係



周波数としては、通信帯域を確保するために3.5GHz～ミリ波帯の高い周波数帯が候補となっており、GaNデバイスやGaAsデバイスが最適となる。一方、多素子アンテナでは、波長以下の間隔でアンテナを並べるため、例えば30GHz帯ではわずか4mm程度の間隔しかなく、アンテナに一体化するRF(Radio Frequency)フロントエンド部は集積化によって小型化することが必須となる。さらに、放熱面積の関係から発熱量が少ない高効率なデバイスが求められており、集積化された化合物半導体が5Gのキーデバイスとなる。端末についても周波数が高くなって出力が低下する傾向にあることから、GaAsデバイスとSiGeデバイスが検討されている。

### 2.2.3 IoT用デバイス

IoTについては低い周波数で安価に製造できることと、通信機能等の集積化が必須となることから、SiデバイスのCMOSやSiGeデバイスが有力である。センサのようにバッテリーが問題となるIoT機器では省電力デバイスが盛んに開発され、電波からエネルギーを得るエナジーハーベストデバイスも研究が進みつつある。

## 3. 光デバイス

### 3.1 市場・技術動向

半導体レーザと光ファイバを用いた光通信システムは、大容量で長距離通信が可能であることから、大都市間や大陸間の数百～数千kmにも及ぶコアネットワークから、都市間をリング状につなげる距離数十～数百kmのメトロネットワーク、また、一般家庭などのエンドユーザーを接続する伝送距離がおおむね20km以内のFTTH(Fiber To The Home)に代表されるアクセスネットワークにまで幅広く適用されている(図5)。1990年代に始まったインターネットの爆発的な普及、2009年以降のスマートフォンやタブレット端末などの無線機器の全世界的な普及に続き、近年はクラウドコンピューティングの広まりによって通信容量は増加の一途を辿(たど)っている。

#### 3.1.1 アクセスネットワーク

国際電気通信連合(ITU)の報告によると、2016年末までに世界の人口の約半分に当たる35億人がインターネットを利用するようになる。このような全世界的な通信容量の増加に応えるため、光通信システムでは高速・大容量化に向けた様々な取組みが行われている。例えば、通信

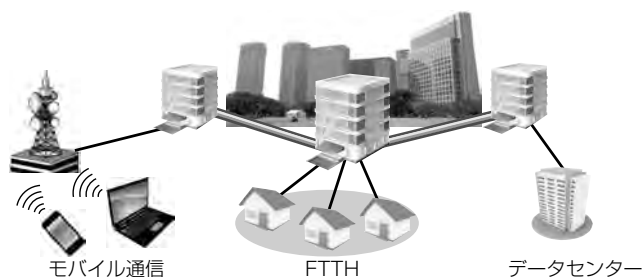


図5. 光通信ネットワーク

ネットワークの末端であるアクセスネットワークでは、主にPONと呼ばれる経済的な光アクセスシステムが利用されている。これまで下り最高速度が1GbpsのGE-PON(Gigabit Ethernet-Passive Optical Network)及び下り最高速度2.5GbpsのG-PON(Gigabit-Passive Optical Network)が普及してきたが、現在は最高速度10Gbpsを実現する10G-EPON及びXG(10Gbit capable)-PONの導入が始まっている。また、次世代光アクセスシステム(NG-PON2: Next Generation-PON2)という40Gbps級のPONシステムの導入の検討が始められている。一方、伸長著しい無線アクセスネットワークでも、無線基地局とアンテナ局間を結ぶモバイルフロントホール(Mobile FrontHaul: MFH)や、無線基地局とコアネットワークを結ぶモバイルバックホール(Mobile BackHaul: MBH)の大容量化が必要となっており、6Gbps又は10Gbpsから25Gbpsへの高速化が始まっている。

#### 3.1.2 データセンター向けネットワーク

近年積極的に設備投資が行われているデータセンター向けでは、短距離(数百m)のサーバ間通信が主流であったため、低消費電力で高速動作が可能な面発光レーザとマルチモードファイバ(MMF)を用いたシステムが普及してきたが、データセンターの大規模化によって、数kmの距離を100Gbpsもの大容量で伝送できるシステムが求められており、面発光レーザに比べ長距離伝送が可能なDFBレーザ(Distributed FeedBack Laser)や変調器集積レーザ(Electro absorption Modulated Laser: EML)とシングルモードファイバ(SMF)を用いる通信方式が導入され始めている。現在では200Gbps又は400Gbpsに向けた仕様の検討が始められている。

一方、これらの通信システムの低コスト化に向けて光デバイスの高機能化や集積化による部品点数の削減と小型化が精力的に進められており、例えば、100Gbpsの通信容量を実現するために25Gbpsの信号を乗せた4波長の半導体レーザと光合波器を単一パッケージに集約した100Gbps集積TOSA(Transmitter Optical Sub Assembly)を用いた小型トランシーバが普及している。さらに、将来に向けた低コスト化には、Siをベースとした光集積回路(PIC: Photonic Integrated Circuit)が目覚ましい進展を見せており、いわゆるシリコンフォトリクスと総称される光パッシブ回路、光変調器、受光素子の集積化だけでなく、同一のSiプラットフォーム上へのレーザ実装の期待も大きい(図6)。

#### 3.1.3 コアネットワーク

アクセスネットワーク及びデータセンター向けネットワークの上位に位置するコアネットワークでは、デジタル信号処理を用いたデジタルコヒーレント技術が導入され、1波長当たり100Gbpsの容量を持つ光伝送システムが運用されている。デジタルコヒーレント伝送用トランシーバ

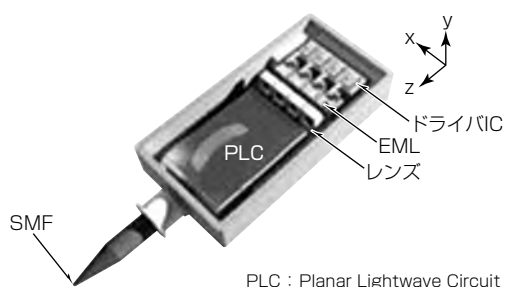


図6. 合波器としてPLCを使った100Gbps集積TOSA

は狭線幅波長可変レーザと、ニオブ酸リチウム(LiNbO<sub>3</sub>)を材料とした光変調器とドライバICから構成されており、近年光変調器をレーザと同じInP半導体によって作製することで、波長可変レーザと一体化し、大幅な小型化を図った化合物半導体集積デバイスの普及が始まろうとしている。

### 3.1.4 新たな応用分野

化合物半導体光デバイスを用いた新たな分野として、照明・センサ・加工機への応用がある。半導体レーザの持つ純色性や高効率といった特長が、従来の蛍光管やLED(Light Emitting Diode)を用いた方法では及ばない高画質を実現することが可能であり、液晶テレビのバックライトやプロジェクタへの適用が行われている。青色レーザと蛍光体を用いた白色光源も既に身近な商品として各家庭にまで普及している。今後プロジェクタでは、環境配慮、即時点灯、長寿命化に加え、青色レーザと蛍光体に赤色レーザを用いることで、高輝度、広色域化が実現できるため、水銀ランプから半導体レーザへの置き換えが急速に進むと考えられる。また、LEDに比べ直進性に優れたレーザ光の特長を活用し、自動車ヘッドライトへの応用も始まっている。近年普及が著しい自動車の衝突防止用センサとしても、ミリ波レーダ、可視光カメラと並び、主に低速域の衝突回避支援ブレーキ用途に赤外線レーザが用いられている(図7)。

## 3.2 光応用の化合物半導体デバイスの展望

### 3.2.1 光デバイスの高速化

半導体の中でも、InP半導体やGaAs半導体などの直接遷移型化合物半導体は、組み合わせる材料を変化させることで様々な波長の光を生み出すことができる。これはSi半導体では決して実現できない機能である。光通信の分野では、半導体レーザなど光デバイスとシングルモードファイバとの組合せによって長距離・大容量通信を可能にしており、そのシステム能力は光デバイスの性能に依存する側面が強い。したがって、現在も半導体レーザの動作限界に挑戦する取組みが各研究機関で進められている。100Gbpsや400Gbps光通信システムを実現するためには、25Gbpsを並列又は波長多重で動作させる高速光デバイスが求められる。これに呼応して半導体レーザの内部構造を更に微細かつ巧妙に加工する技術が進展し、現在では25Gbpsの直接変調DFBレーザが製品化され始めている。



図7. 光デバイスの新たな応用分野

### 3.2.2 光デバイスの集積化

機器の小型化のため、複数の半導体レーザやその他の機能を1チップに集積化する取組みも行われている。最近ではInP材料を用いた位相変調器の開発も進み、DFBレーザと位相変調器及び半導体増幅器(SOA: Semiconductor Optical Amplifier)を集積化したり、複数のレーザと光導波路、MMI(Multi-Mode-Interferometer: 多モード光干渉)カプラを集積化したデバイスの研究も活発化している。また、このような集積デバイスを支える結晶成長技術、高精度エッチング技術、高段差プロセスなど、化合物半導体特有の製造プロセス技術の進展も目覚ましい。一方、Siプラットフォームと半導体レーザのハイブリッド集積化技術も並行して進んでいる。いずれにせよ、100Gbpsや400Gbpsの通信容量を1チップで実現する光デバイスが近い将来に登場することになるだろう。

### 3.2.3 光デバイスの高出力化

GaAsを用いた半導体レーザは、照明、プロジェクタ光源、センサ、加工機などに用いられることから高出力化への要求が強い。半導体レーザの格段の高出力化には、レーザ光の出射端面での破壊的光学損傷を抑制することが必要であり、レーザ光の出射端面保護技術の開発と放熱性に優れたパッケージの開発が進んでいる。今後も半導体レーザが持つ高いエネルギー密度や高効率性から急速にその普及が進み、特にプロジェクタや加工機の分野に画期的な変化をもたらすであろう。

### 3.2.4 IoTへの対応

IoT時代ではネットワークに接続するセンサ数が数百億個を超えと言われており、あらゆる機器がネットワークにつながることで、新たな価値を生み出す世界が目前に迫っている。化合物半導体を用いた光デバイスは、IoT時代ネットワークの底辺を支えるキーデバイスとして、ますますその役割は重要になっており、当社も積極的に開発を進めていく。

## 4. む す び

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

## 参 考 文 献

- (1) 総務省：通信情報白書 平成28年版



境野 剛\*  
島田征明\*  
白尾瑞基\*\*

# 25Gbps光通信用直接変調DFBレーザ

*Direct Modulation DFB Laser Diode for 25Gbps Optical Transmission*

*Go Sakaino, Masaaki Shimada, Mizuki Shirao*

## 要 旨

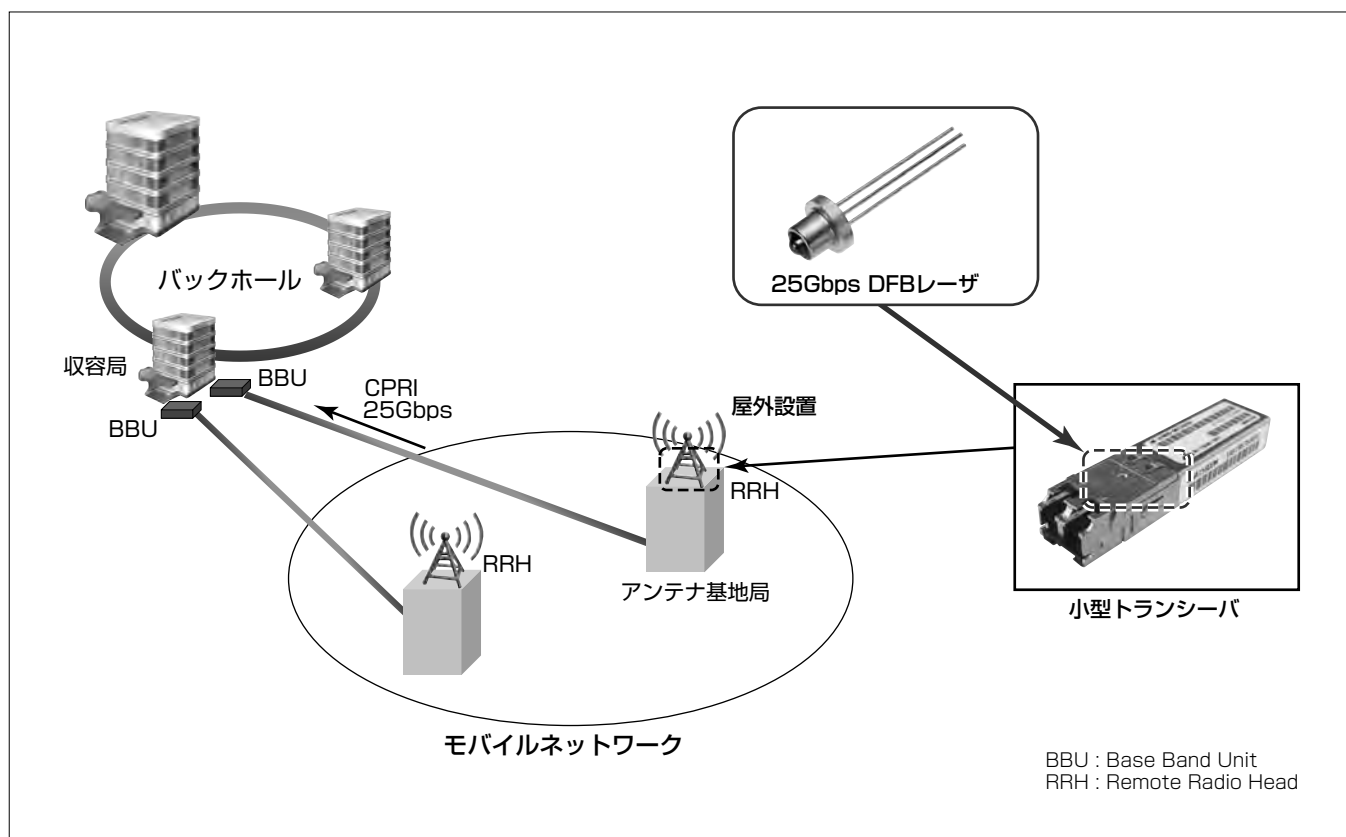
近年の移動通信端末の増加と通信量の増大に伴い、モバイルデータ通信量は急速に増大している。膨大なデータ通信量を高速に処理するため、移動通信システムの規格であるCPRI(Common Public Radio Interface)<sup>(1)</sup>の次世代システムでは通信機器に用いられる小型トランシーバの高速化(25Gbps)が必要とされている。

この実現に向けては、アンテナ基地局に使用される通信機器が屋外に設置されるため、トランシーバに搭載されるDFB(Distributed FeedBack)レーザには、低電流で広い温度範囲、特に高温で高速動作することと、25Gbps低消費電力小型トランシーバ規格(SFP28)に適合する外形サイズを確保することが求められている。これらのニーズ

に応えるため、広い温度範囲(-20~85℃)で高速動作する25Gbps光通信用直接変調DFBレーザを開発した。

今回、DFBレーザチップの設計最適化による高温・高速動作の両立と、入力電気信号の損失を最小限に抑えた高性能パッケージをドライバIC非内蔵の形態でφ5.6mm TO-CANとして実現したことが鍵であり、これによって、通信機器の屋外設置を可能とする非冷却状態でのDFBレーザの駆動で良好な高速変調波形を得ることができ、25Gbps光伝送の品質が確保された。

増大するデータ通信量に対応する次世代移動通信システムの高速化と低消費電力化に貢献できる。



## 25Gbps光通信用直接変調DFBレーザとその適用例

移動通信システムのアンテナ基地局における通信は、世代交代で25Gbpsへの高速化が推進され、また屋外設置が必要なため、高温動作が求められている。-20~85℃までの広い温度範囲で25Gbps動作が可能なDFBレーザチップと低損失信号線路を用いた実装形態のTO-CANを実現した。これによって、25Gbps動作小型トランシーバ規格(SFP28)への適合に寄与し、移動通信システムの高速化と低消費電力化に貢献できる。

## 1. ま え が き

スマートフォンやタブレットなどの携帯端末の普及によって、モバイルデータ通信量は急速に増大している。膨大なデータ通信量を高速に処理するため、次世代移動通信システムでは、通信機器に用いられる小型トランシーバで、10Gbpsから25Gbpsへの高速動作化が求められている。この移動通信システムの最新規格のCPRIでは、携帯端末などからの無線通信信号を送受信するアンテナ基地局で使用する通信機器は屋外に設置されており、高速動作化の実現に向けては、トランシーバに搭載されるDFBレーザには広い温度範囲で高速に動作することと、25Gbps小型トランシーバ規格に適合する外形サイズを確保する必要がある。これらのニーズに応えるには、非冷却で高温85℃以上で低電流動作する、直接変調型のDFBレーザを用いることが有効である。

これまでに三菱電機は-5℃から75℃までの温度範囲で25Gbps動作する直接変調DFBレーザを開発したが<sup>(2)(3)</sup>、75℃以上の高温では動作電流が大きく増加し、高速動作として十分ではなかった。また、パッケージとしては、外形サイズや駆動形態を考慮すると、従来の移動体通信システム用途で生産している10Gbps動作DFBレーザでも用いているφ5.6mm TO-CANと同様の汎用性のある小型TO-CANが有用である。一方で、このパッケージでは、高速25Gbpsの変調電気信号に対する高周波特性は十分ではなく、適用が困難であった。

今回、これらのニーズに応えるため、業界トップクラスの広い動作保証温度範囲(-20~85℃)での高速動作(25Gbps)と、25Gbps小型トランシーバ規格(SFP28)に適合する外形サイズとなる25Gbps光通信用直接変調DFBレーザを開発した。

## 2. 設 計

### 2.1 DFBレーザチップの設計

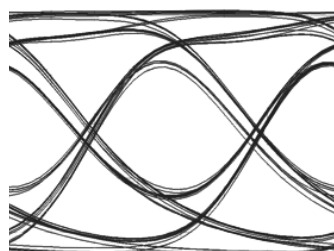
これまで当社では、非冷却仕様の直接変調DFBレーザとして、-5℃から75℃までの温度範囲で25Gbps動作するレーザチップを開発している。動作温度範囲を拡大するためには、特に高温での光出力の低下や動作電流の上昇を最低限に抑制する必要がある。そのためには、レーザ特有の電気と光の相互作用の結果発生する光の振動による光変調波形の劣化抑制が重要である。この光振動の周波数は緩和振動周波数(fr)と呼ばれ、良好な光変調波形を得るには、高温におけるfrを変調信号周波数程度の高い値に保つことが求められる。そのため、高温で顕著となる光の損失や発光層への電流注入効率低下、発光層における光密度低下とこれに起因するfrの低下を抑制する必要がある。今回、温度範囲-5℃から75℃までで25Gbps動作するレーザチッ

プの構造を基本として、発光層周辺の構造再設計を行い、高温85℃でも低損失で発光層への効果的な電流注入と高い発光効率を安定して実現できる構造を開発した。

### 2.2 TO-CANパッケージの設計

DFBレーザを搭載するパッケージを10Gbpsから25Gbpsの2.5倍の高速化を実現するに当たり、2つの課題が挙げられる。1つ目はTO-CANパッケージ自身の帯域である。TO-CAN内部に電気信号を伝えるリードや内部の金ワイヤは、パッケージ全体の高周波特性を劣化させる要因となる。10Gbpsでは十分な品質が得られているTO-CANパッケージを見直し、内部のインダクタンス成分を排除するとともに、内部インピーダンスの最適化を行うことで、図1に示すように10Gbps用TO-CANでは達成困難であった25Gbps動作で、光波形品質の大幅な改善を実現した。

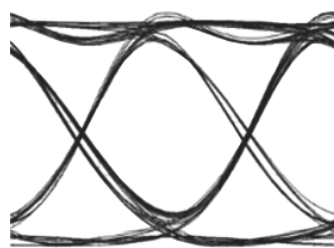
2つ目の課題は、DFBレーザを発端とする電気の多重反射による波形品質劣化である。通常DFBレーザの抵抗は12Ω程度となるが、伝送線路は特性インピーダンス50Ωの差動線路で設計される。そのため、DFBレーザ終端部でのインピーダンス不整合によって高周波信号の反射が大きく、各接続点との多重反射による波形品質劣化が生じやすい構成となっている。TO-CANの電気インタフェースであるフレキシブル基板(FPC)との接続部は、特に多重



(a) 10Gbps用 TO-CAN



(b) 最適化前の25Gbps TO-CAN



(c) 最適化後の25Gbps TO-CAN

図1. 25Gbps DFBレーザを搭載したTO-CANの光波形シミュレーション結果

反射点となりやすい。図2にTO-CANの本体であるステムとFPCの接続部の構造を示す。10Gbps用TO-CANで

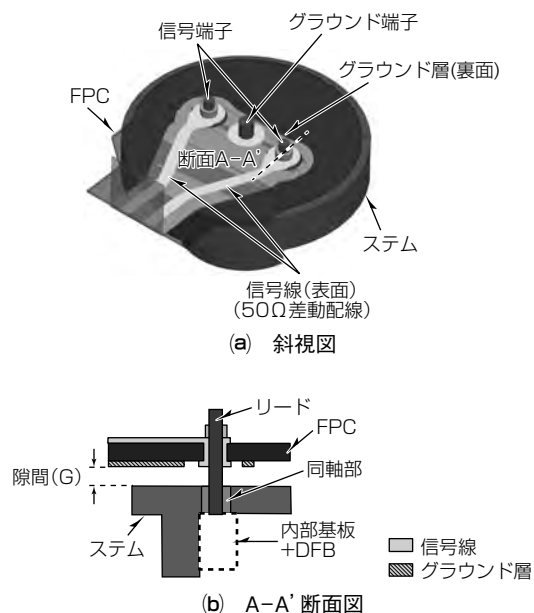


図2. TO-CANの電気インタフェース(計算モデル)

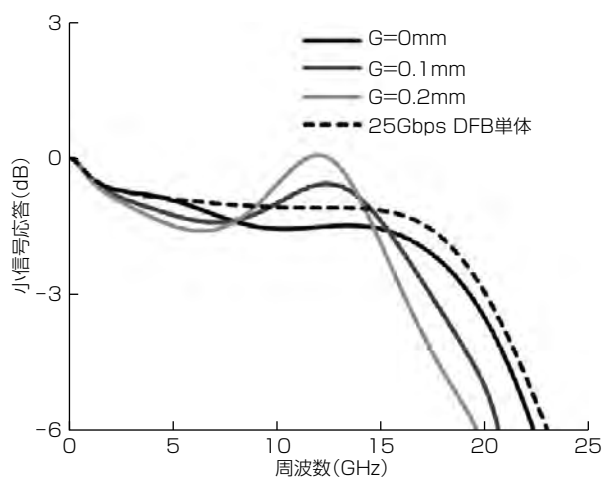


図3. 25Gbps DFBレーザの通過特性シミュレーション結果

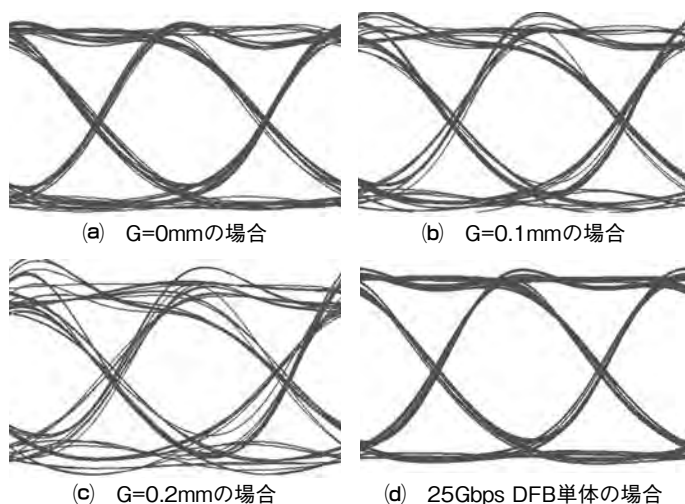


図4. 25Gbps光波形シミュレーション結果

は、FPCのグラウンド層とステムの間に厚さ0.1mm程度の絶縁シートが挿入されていた。これを隙間(G)で表記し、25Gbps DFBレーザの小信号応答特性をシミュレーションした結果を図3に、光波形のシミュレーション結果を図4に示す<sup>(4)(5)(6)</sup>。25Gbps動作ではわずかな隙間が生じただけでも通過特性の凹凸と光波形品質の劣化が確認された。隙間によって生じたわずかなリターンパスの不連続やリードによるインダクタンス成分の増加が特性劣化を引き起こしていることから、今回は隙間を設けない構成を採用し、試作を行った。

### 3. 素子構造と素子特性

2章で述べた設計に基づいて図5に示す25Gbps DFBレーザを作製した。構造再設計を行ったDFBレーザチップを新規設計したφ5.6mm TO-CANに実装し、TO-CANに内蔵される内部基板を介して、外部のリードと接続した。最後に、気密封止及び光ファイバに出射光を結合するためのレンズ付きキャップを実装した。

このDFBレーザの電流光出力特性を図6に示す。低温-20℃から高温85℃へのしきい値電流やスロープ効率の変化が小さく、良好な特性が得られている。特に高温85℃で、しきい値電流は16mA以下、スロープ効率は0.17mW/mA以上で、最大光出力として10mW以上が得られている。

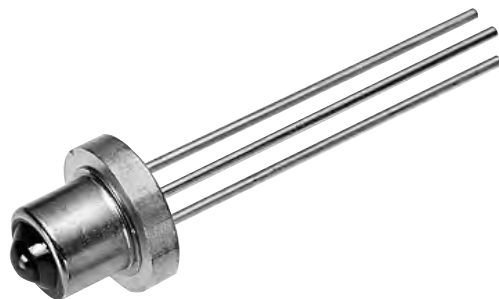


図5. 25Gbps DFBレーザ

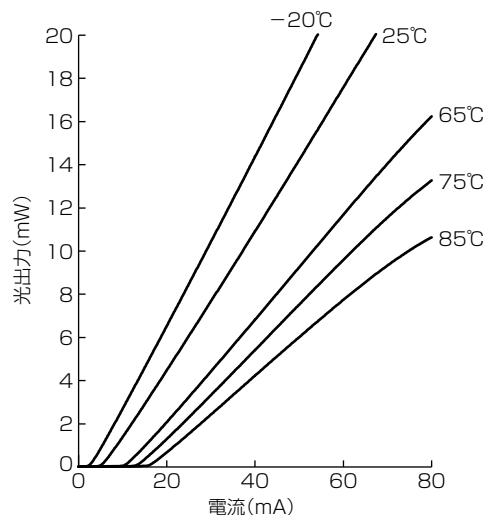


図6. 電流光出力特性

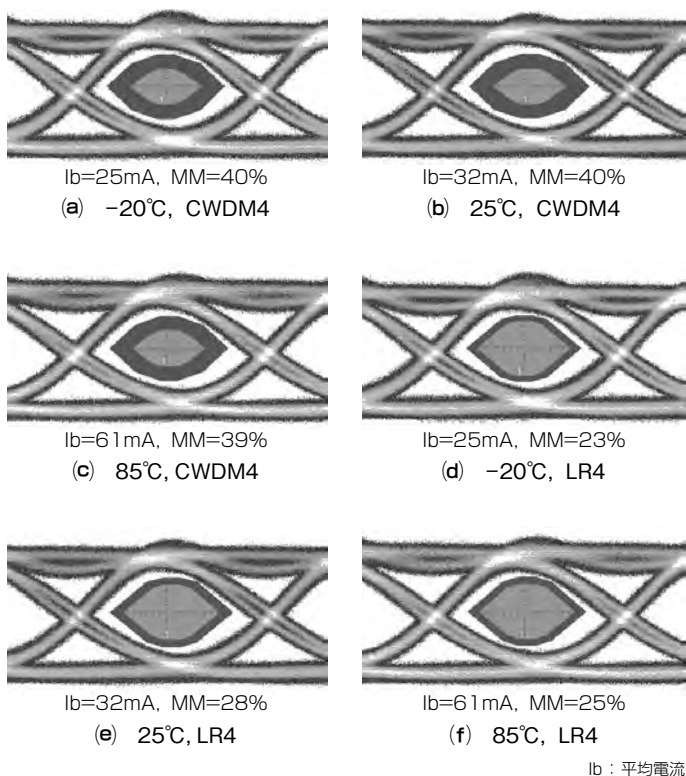


図7. 25.8Gbps変調波形(光出力：8mW，消光比：5dB)

このように、低温 $-20^{\circ}\text{C}$ から高温 $85^{\circ}\text{C}$ の広い温度範囲で十分な電流光出力特性が得られていることから、良好な高周波特性が期待され、光伝送の品質確保に重要な25.8Gbps変調光波形を評価した。なお、評価用のFPCは先に述べたようにTO-CAN本体に密着させ、TO-CANのリード部と電気的に接続した。このFPCを介して、PPG(Pulse Pattern Generator)から25.8Gbpsの擬似ランダムNRZ(Non Return to Zero)信号を入力した。得られた変調波形は図7に示すとおりで、 $-20^{\circ}\text{C}$ から $85^{\circ}\text{C}$ までの温度範囲で明瞭な形状が得られた。変調波形の品質を示すマスクマージン(MM)は、CWDM4(Coarse Wavelength Division Multiplexing technology with 4 lanes)マスク<sup>(7)</sup>を用いた場合、 $-20^{\circ}\text{C}$ 、 $25^{\circ}\text{C}$ 、 $85^{\circ}\text{C}$ でそれぞれ40%、40%、39%と良好な値が得られた。また、より高い波形品質要求となるLR4(Long Reach over 4 wavelength division multiplexing lanes)マスク<sup>(8)</sup>でもマスクマージンはそれぞれ23%、28%、25%と高い値が得られた。これらから、高温 $85^{\circ}\text{C}$ でも平均電流61mA以下という低電流動作で良好なマスクマージンが得られ、25Gbps光伝送に十分な特性が確認できた。これによって、25Gbps動作小型トランシーバ規格(SFP28)への適合に寄与し、移動通信システムの高速化と低消費電力化に貢献できる。

#### 4. む す び

移動通信システムのアンテナ基地局と基地局からの通信信号の集中制御を行う収容局間の光ファイバ通信に用いる25Gbps光通信用直接変調DFBレーザを開発した。

DFBレーザチップを再設計することで、 $-20^{\circ}\text{C}$ から $85^{\circ}\text{C}$ までの広い温度範囲で温度調整を不要とする非冷却動作で伝送速度25Gbpsを実現した。また、DFBレーザを駆動するドライバIC非内蔵のTO-CANとして、従来の10Gbps DFBレーザと同じ外形サイズを実現しながら、電気信号の損失を最小限に抑えた高性能パッケージを開発した。このパッケージとDFBレーザチップを用いたTO-CAN型DFBレーザは、25Gbps動作小型トランシーバ規格(SFP28)への適合に寄与し、移動通信システムの高速化と非冷却動作実現による低消費電力化に貢献できる。

#### 参 考 文 献

- (1) CPRIホームページ  
<http://www.cpri.info/jp/>
- (2) Nakamura, N., et al.: 25.8Gbps Direct Modulation AlGaInAs DFB Lasers of Low Power Consumption and Wide Temperature Range Operation for Data Center, Optical Fiber Communications Conference and Exhibition(OFC), W2A.53 (2015)
- (3) 境野 剛, ほか: 100Gbps送信用4波長25.8Gbps直接変調DFB-LD, 三菱電機技報, **89**, No.5, 291~294(2015)
- (4) Nakamura, S., et al.: Uncooled 25.78Gb/s Transmission over 10km using a  $1.3\mu\text{m}$  Directly Modulated DFB Laser in a TO-CAN Package, OECC 2016, WD3-3 (2016)
- (5) Shirao, M., et al.: The Analysis of Cost Effective TO-CAN Packaged 25.78Gb/s Directly Modulated Laser, The 25th International Semiconductor Laser Conference(ISLC 2016), WE22 (2016)
- (6) 白尾瑞基, ほか: TO-CANパッケージ型25.78Gb/s 直接変調光送信モジュールの開発, 2016年電子情報通信学会エレクトロニクスソサエティ大会, C-4-9 (2016)
- (7) CWDM4 MSAホームページ  
<http://www.cwdm4-msa.org/>
- (8) IEEE P802.3ba 40Gb/s and 100Gb/s Ethernet Task Force  
<http://www.ieee802.org/3/ba/>

# QSFP28トランシーバ向け 小型集積APD ROSA

大島伸夫\* 白尾瑞基\*\*\*  
竹村亮太\* 佐藤義也\*\*\*  
三田大介\*\*

*Compact Integrated APD ROSA for QSFP28 Transceiver*

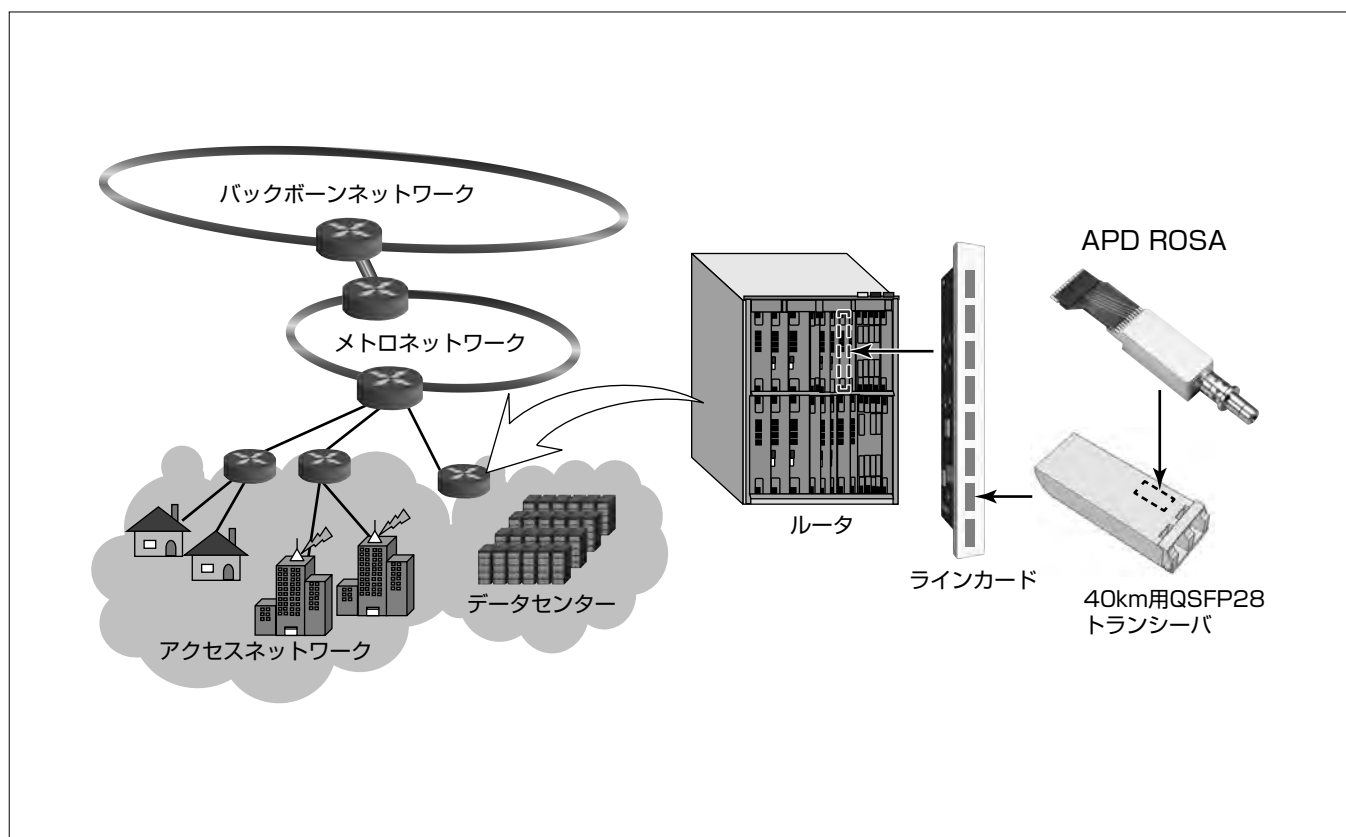
*Nobuo Ohata, Ryota Takemura, Daisuke Mita, Mizuki Shirao, Yoshiya Sato*

## 要 旨

近年、携帯端末の普及や情報のクラウド化に伴って通信トラフィックが急激に増加しており、光通信機器には高速・大容量化が求められている。ルータやスイッチに搭載されるラインカードの容量を増やすために、高速な100Gbps光トランシーバの小型・低消費電力化が期待されている。現在100Gbpsトランシーバは業界標準仕様であるCFP-MSA(Centum Gbps Form-factor Pluggable Multi Source Agreement)で規定されるCFPやCFP2が主流であるが、CFPと比べて体積比が1/14になるQSFP(Quad Small Form-factor Pluggable) 28への更なる小型化開発が進められている。伝送距離40km用途でCFPからQSFP28への小型化は既存技術の延長では難しい。40km用途ではファイバ中の光の伝搬損失が大きく、CFPトラ

ンシーバでは光信号を増幅して受信する構成をとっており、受信部には光信号を増幅するSOA(Semiconductor Optical Amplifier)モジュールと光信号を受信するPD(PhotoDiode) ROSA(Receiver Optical Sub Assembly)の2つの搭載が必要なためである。そこで、SOAモジュールなしで40kmを伝送させるため、APD(Avalanche PhotoDiode) ROSAを用いた規格の検討が進められ、ITU-T(International Telecommunication Union - Telecommunication standardization sector) G.959.1 4L1-9D1Fで標準化された。

三菱電機ではこの標準規格を満足し、QSFP28トランシーバに搭載可能な小型、低消費電力、高感度のAPD ROSAを開発した。



## 40km用QSFP28トランシーバ向けAPD ROSAの適用例

通信機器の高速・大容量化のため、データセンター間の接続等に40km用の100Gbps光トランシーバの需要が増加している。特にルータやスイッチに搭載するラインカードの容量を増やすため、小型のQSFP28トランシーバが求められている。当社ではQSFP28トランシーバに搭載可能な小型、低消費電力のAPD ROSAを開発した。

## 1. ま え が き

スマートフォンやタブレット等の携帯端末の普及や情報のクラウド化に伴って通信トラフィックが急激に増加しており、光通信機器には高速・大容量化が求められている。ルータやスイッチに搭載される光トランシーバとして通信速度が100Gbpsの高速な光トランシーバの需要が増加しており、各社が光トランシーバの小型化開発を進めている。光トランシーバとしては業界標準仕様であるCFPトランシーバ<sup>(1)</sup>が主流であったが、CFPと比較して体積比が約1/14になるQSFP28トランシーバの開発が進められている。QSFP28のサイズに小型化を実現する上で特に難易度が高いのが、伝送距離40kmの用途である。40kmの用途ではファイバ中の光の伝搬損失が大きく、従来のCFPトランシーバでは光信号を増幅させて受信する構成をとっていた。そのため、受信部には光信号を増幅するSOAモジュールと光信号を受信するPD ROSAの2つが搭載され、トランシーバの小型化の妨げとなっている。そこで、APD ROSAだけで40kmを伝送させる検討が進められ、ITU-T G.959.1 4L1-9D1Fで規格化された<sup>(2)</sup>。表1に4L1-9D1Fで規定される仕様を示す。当社ではこの標準規格を満足するQSFP28トランシーバに搭載可能な100Gbps APD ROSAを開発した。

## 2. APD ROSAの構成

図1にAPD ROSAの構成を示す。受信信号はビットレート27.95249Gbpsの異なる4つの波長が多重化された光信号である。光信号はコリメートレンズによってコリ

表1. APD ROSAの目標仕様

項目	値
ビットレート (Gbps)	27.95249
波長 (nm)	レーン0 1,294.53~1,296.59
	レーン1 1,299.02~1,301.09
	レーン2 1,303.54~1,305.63
	レーン3 1,308.09~1,310.19
最小受信感度 (dBm)	-18.9

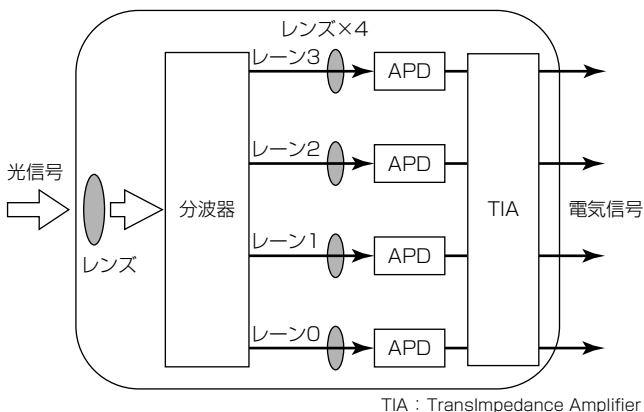


図1. APD ROSAの構成

メート光に変換される。APD ROSAには多重化された光信号を受信するために、波長を分離するための波長分波器が配置される。分波器によってレーン0～3の4つの波長へ分離する。分波された4つの光信号をAPDに集光するために、4つのレンズが配置される。光信号はAPDで信号の増幅と電流への変換が行われ、電流はTIAによって電圧信号へと変換された後にROSAから出力される。

## 3. APD ROSAの設計

### 3.1 APDの設計

高い受信感度を得るためにはAPD素子単体で約28Gbpsの動作に必要な広い帯域と高い受光感度、低い暗電流が求められる。これらの要求を満たすAPDの設計を行った。図2にAPD素子の構造を示す。APD構造はプレーナ型の裏面入射型構造を採用した。プレーナ型構造はエピ層中に部分的にpn接合を形成したものであり、劣化しやすいpn接合界面が素子の外部にさらされず、暗電流の低減と高信頼性を見込むことができる。裏面入射型構造は基板表面にエピ成長で形成した光吸収層に対し、基板裏面から光を入射する構造である。この構造では光吸収層を透過した光がAPDの最表面に形成される反射率90%を持つメタルミラーで反射され、光吸収層に再吸収されるため、高感度化が可能である。

受光感度と帯域の設計には増倍層と光吸収層厚の設計が重要である。電子よりもドリフト速度の遅い正孔の増倍は帯域劣化要因となるが、増倍層を薄膜化していくと正孔の増倍が抑制されるため帯域が改善される。そのため広帯域化の観点では増倍層は薄いほど望ましいが、薄膜化には暗電流の増加というデメリットがある。この設計では帯域と暗電流の両方の特性を両立させる増倍層の厚み100nmを採用した。図3に増倍率10における光吸収層厚と3dBの周波数帯域の計算結果を示す。増倍層厚100nmで光吸収層厚が600nmとなるとときに帯域は最も広くなり、18.5GHzとなる。そのため、光吸収層厚は600nmとした。なお、この設計での受光感度は約0.8A/Wであり、良好な感度が得られる。

### 3.2 APD ROSAの設計

ROSAを設計する上で良好な最小受信感度を得るため

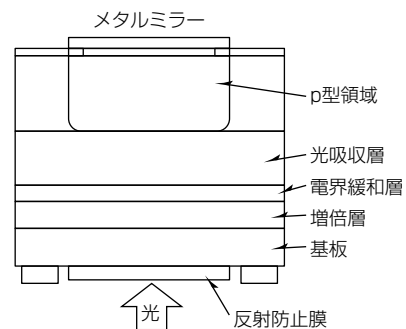


図2. APD素子の構造



には、ROSA内部の光学損失の低減と隣接する信号レーンの光学アイソレーションを確保することが重要である。ROSAの光学損失とアイソレーションは分波器が支配的である。光学損失はできるだけ小さい方が好ましく、目標は1.0dB以下に定めた。一方、光学アイソレーションについては隣接レーンの影響によって、受信感度が劣化しないレベルまで抑制する必要がある。図4は光学アイソレーション量に対するペナルティ量の計算結果である。受信信号以外のレーンは、受信信号のパワーよりも5.5dB高い光信号が入力されるとして計算を行った。光学アイソレーション量が27dBであればペナルティ量は0.05dB以下となり、無視できるレベルになる。光学損失1.0dB、アイソレーション量は27dBを満足する分波器として光学フィルタを用いた分

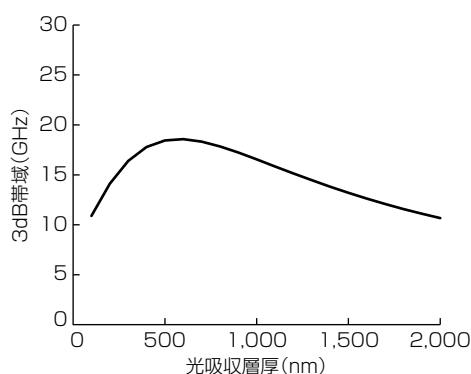


図3. 光吸収層厚に対する3dB帯域

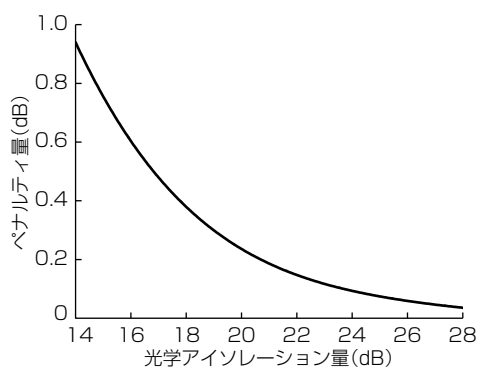


図4. 光学アイソレーション量に対するペナルティ量

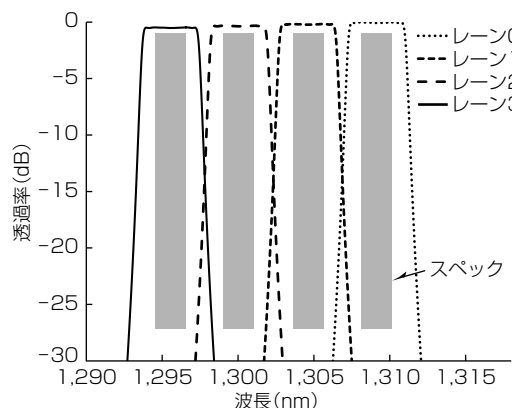


図5. 分波器の透過スペクトルの計算結果

波器を採用した。分波器はガラスプリズムにレーン0～3の4つ波長帯を抜き出す光学フィルタを取り付けた構造である。

図5に分波器の透過スペクトルの計算結果を示す。グラフのハッチング部は各レーンの波長帯域で光学損失1.0dB、アイソレーション27dBを示す領域である。つまり、設計上スペクトル特性がハッチング部に接触してはならない領域である。全レーンともフィルタの損失は0.6dB以下であり、スペックを満たす特性が得られた。隣接するレーンの光学アイソレーションも30dB以上得られている。

#### 4. APD及びAPD ROSAの特性

図6にAPD素子の周波数応答特性を示す。APDの増倍率は10であり、そのときの3dB帯域は計算値に近い18GHzが得られた<sup>(3)</sup>。

図7は分波器の透過スペクトルの評価結果を示す。分波器の損失は全レーンで0.5dB以下の良好な特性を得た。また、光学アイソレーションも全レーンで30dB以上であり、設計どおり良好な特性を確認した。APD、分波器ともに良好な特性が得られたため、APD ROSAを作製し、評価を行った。

図8にAPD ROSAの外観を示す。ROSAのサイズは24.6×6.55×5.1(mm)であり、QSFP28トランシーバへの搭載が可能である。

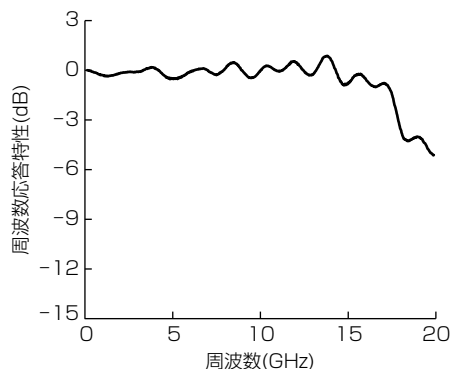


図6. 周波数応答特性

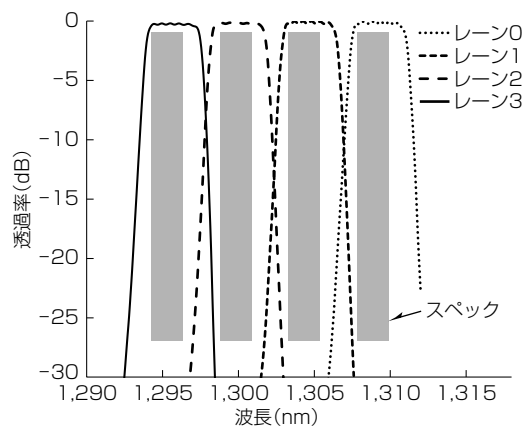


図7. 分波器の透過スペクトルの評価結果



図8. APD ROSA

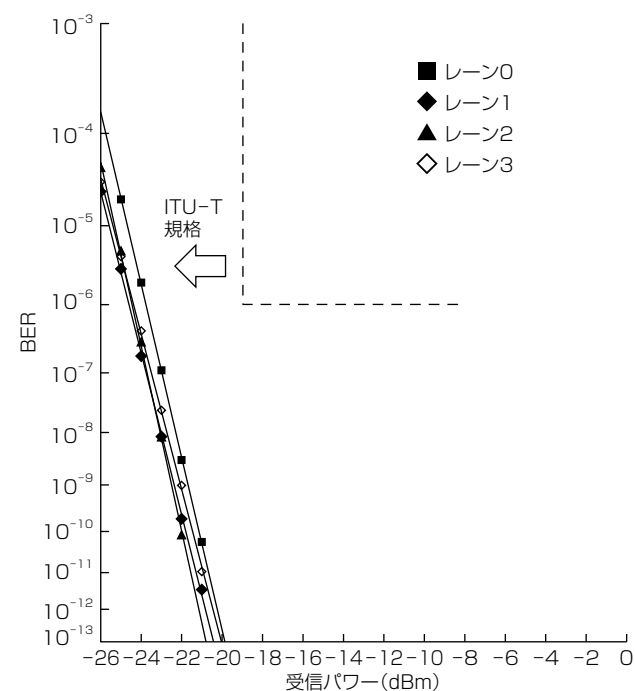


図9. BER特性

図9にROSAの温度25℃におけるBER(Bit Error Ratio)特性を示す。評価に使用した光源はビットレート27.95249Gbps, PRBS(Pseudo Random Bit Sequence)  $2^{31}-1$ で変調され、レーン0～3の光信号の消光比はそれぞれ8.9dB, 10.0dB, 9.2dB, 9.6dBである。APD電圧は全レーン19Vに設定した。誤り訂正を考慮したエラー率 $10^{-6}$ の最小受信感度はレーン0～3はそれぞれ-23.7dBm, -24.6dBm, -24.5dBm, -24.4dBmとなり、ITU-T G.959.1 4L1-9D1Fの受信感度-18.9dBmを満足した。

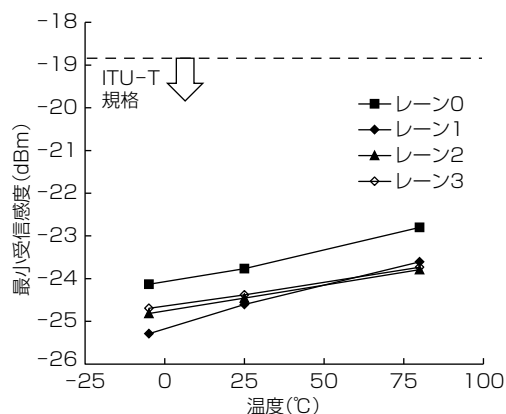


図10. 最小受信感度の温度特性

図10にROSAの温度を-5～80℃で変化させたときの最小受信感度を示す。受信感度は80℃のときに最も低下するがレーン0～3はそれぞれ、-22.8dBm, -23.6dBm, -23.8dBm, -23.7dBmとなり、規格を満足する良好な結果を得た。開発したAPD ROSAの消費電力はROSAのケース温度80℃のときに最大約0.42Wであり、QSFP28トランシーバへ適用可能な低消費電力を実現した。

## 5. む す び

伝送距離40km用の100Gbps集積APD ROSAを開発した。ROSAのサイズは24.6×6.55×5.1(mm)、消費電力は最大で0.42Wと非常に小さく、QSFP28トランシーバへの適用が可能である。最小受信感度はROSAの温度が-5℃～80℃の範囲で、全てのレーンで-22.8dBm以上が得られており、ITU-T G.959.1 4L1-9D1Fを満足する良好な結果を確認した。

## 参 考 文 献

- (1) CFP MSAのホームページ  
<http://www.cfp-msa.org>
- (2) ITU-T G.959.1  
<http://www.itu.int/en/ITU-T/Pages/default.aspx>
- (3) 竹村亮太, ほか: 高感度・低暗電流動作共振型25Gbps-APD, 電子情報通信学会2016年総合大会講演論文集, 206 (2016)

佐藤 睦\*  
 加茂芳幸\*  
 安井伸之\*

# 100Gbps小型集積EML-TOSA

100Gbps Compact Integrated EML - TOSA

Makoto Sato, Yoshiyuki Kamo, Nobuyuki Yasui

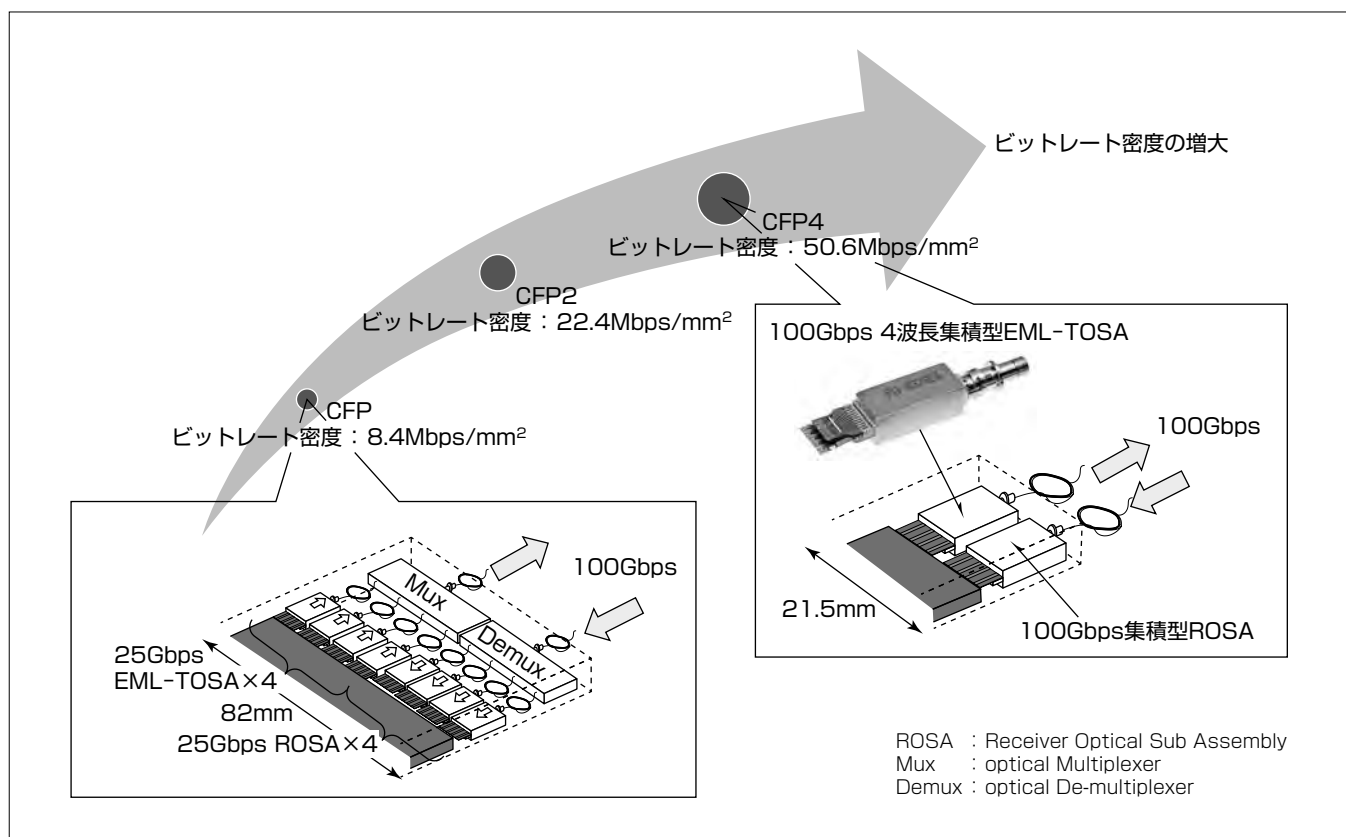
## 要 旨

近年の大容量通信端末の普及によるソーシャルネットワークサービスや動画配信サービスの利用者増加によって、ネットワーク全体のトラフィックが急増しており、100Gbps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CFP4(縦92.0×横21.5(mm))などの小型トランシーバへの移行が進んでおり、1つのパッケージで100Gbps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。100Gbpsの送信モジュールは25Gbpsで駆動する4つのEML(Electro-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1つのパッケージに内蔵する構成となるが、小型化を実現するためには、各光学部品を高密度かつ高精度に実装する必要がある。

今回開発した100Gbps小型集積EML-TOSA(Transmitter Optical Sub Assembly)では、4つのレンズを高密度かつ高精度に実装する技術を開発し、パッケージサイズの小型化(従来製品体積比約2/3)を実現した。

また、搭載しているEML素子のレーザ部の高出力化と変調器部の高消光比化によって、温度制御を行うTEC(Thermo Electric Cooler)の低消費電力化と、低駆動電圧化を実現した。



## 100Gbps光トランシーバの小型化

CFP(Centum Gbps Form-factor Pluggable)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1つである。ラインカード当たりの実装密度(ビットレート密度)を高めるため、初期のCFPから、CFP2、CFP4とより小型となる光トランシーバの標準化が進められてきた。CFP4はCFPと比較して約1/6の大きさまで小型化されている。

## 1. ま え が き

光伝送装置の高速大容量化に伴い、100Gbps光ネットワークの導入が急速に進んでいる。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ていく必要があり、100Gbps光トランシーバには小型化と低消費電力化が求められている。これまで100Gbps光トランシーバはCFPから商用化され、その後、約38%のサイズとなるCFP2規格のトランシーバが製品化されてきた。今後、更に小型化が加速し、CFP4(CFPの約17%のサイズ)<sup>①</sup>やQSFP(Quad Small Form-factor Pluggable) 28(CFPの約11%のサイズ)が製品化され、本格的に市場へ導入されていく見通しである。

EMLはDFB(Distributed FeedBack)レーザとEA(Electro Absorption)変調器が集積された半導体レーザの一種であり、高速動作で高出力かつ高消光比が得られるため、100Gbps光トランシーバでは40kmや10kmなどの長距離伝送用として適用されている。TOSAのパッケージ内部では1.3 $\mu$ m帯で発光して25Gbpsで変調される4つのEMLが搭載され、それぞれの出射光を1つのSMF(Single Mode Fiber)に合波することで100Gbpsの動作を1パッケージで実現している。

100Gbps光トランシーバの小型化に伴い、搭載されるEML-TOSAも小型化と低消費電力化が求められるが、EML-TOSAの場合、TECによる温度制御が必要であることや、DFBレーザ、出力をモニタするPD(Photo Diode)、EA変調器など配線数が多いことに加え、4つの出射光を合波する機能が必要であり小型化が非常に難しい。これまで小型化のための様々な方式が提案されており、4つのEMLを1つのチップに集積することも方法の1つであるが、光出力の損失が大きく、製造の制御も難しいといった課題がある。今回開発した100Gbps小型集積EML-TOSAでは、4つのEMLに対して4つのレンズを高密度かつ高精度に固定することでパッケージサイズの小型化を図っている。また、電気インタフェースとなるFPC(Flexible Printed Circuit)をパッケージのセラミック部分に直接接続し、インピーダンス整合を取ることで高密度な配線と高品質な光出力波形を実現している。低消費電力化に対してはEMLのレーザ部を埋め込み型にして高効率化することでEMLの高温動作を実現し、TEC消費電力を低減している。

本稿では、100Gbps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100Gbps小型集積EML-TOSAの主要な電気・光特性の仕様を示す。IEEE(Institute of Electrical and

Electronics Engineers)で標準化された伝送距離10kmの規格である100GBASE-LR4と、伝送距離40kmの規格である100GBASE-ER4及びITU-T(International Telecommunication Union Telecommunication Standardization Sector)で勧告された4H1-9D1Fの全てに準拠した仕様となっている。動作温度範囲はケース温度範囲で-5~80℃であり、最大ビットレート27.95Gbpsまで動作可能である。

## 3. 製品の構成

図1に100Gbps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。電気信号のインタフェースには、変調信号を通すRF(Radio Frequency)接続用とLD(Laser Diode)・PD・TECへ給電するDC(Direct Current)接続用の2枚のFPC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は3層構造を採用し、信号線をFPCの内層に配置することで、接続部でのショートを避けるために必要な電極間隔の制約を受けることなく、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となっており、基板との接続を容易にしている。光出力インタ

表1. 主要な電気・光特性の仕様

	最小	最大
伝送速度(Gbps)	-	27.95
動作ケース温度(℃)	-5	80
レーザ温度(℃)	50	60
レーザ電流(mA)	40	100
平均光出力(dBm)	-2.9	2.9
消光比(dB)	8	-
OMA(dBm)	0.1	3.6
レーン間光出力差(dB)	-	3.6
光波長(nm)	レーン0	1,294.53
	レーン1	1,299.02
	レーン2	1,303.54
	レーン3	1,308.09

OMA : Optical Modulation Amplitude

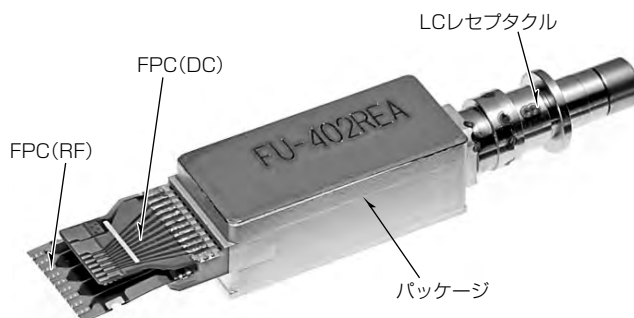


図1. 100Gbps小型集積EML-TOSA

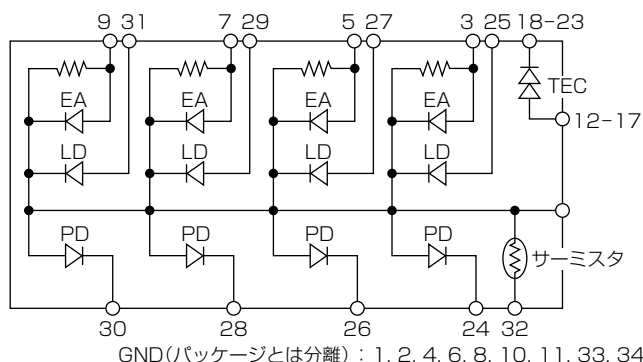


図2. 回路ブロック図とFPCの入出力端子

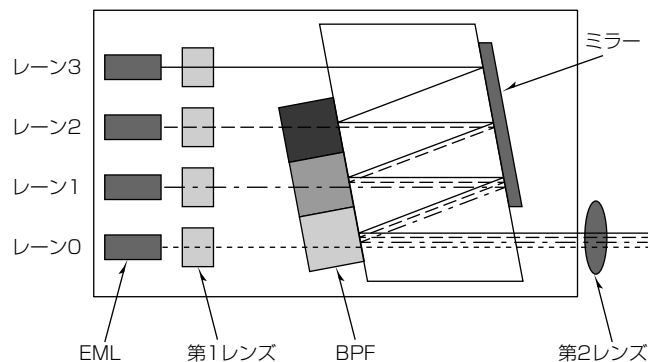


図4. 100Gbps集積型EML-TOSA内部の光学系概念図

## 5. TOSA設計

図4に100Gbps集積型EML-TOSA内部での光学系の概念図を示す。パッケージ内には4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、光を通すための穴が開いたブロック部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。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り、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となっている。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, 1, 2, 及び3の4波長が合波される<sup>(3)</sup>。

パッケージ寸法を小型化するためには、パッケージ内に実装する4つのレンズを高密度かつ高精度に実装する必要がある。今回開発した製品では、サブミクロン精度でレンズを調芯して固定する技術を新たに開発することで、レンズの高密度実装を実現した。レンズの実装間隔は従来品と比べ約2/3となっている。

## 6. 評価結果

図5に変調速度27.95Gbpsでの光波形を示す。EMLは全レーンを同時に変調しており、テストパターンはNRZ(Non-Return-To-Zero) PRBS(Pseudo-Random Bit Sequence)231-1, 4次ベッセル・トムソンフィルタ通過後の伝送前の光波形である。全レーン共にEA変調器の電圧振幅が1.75Vの条件で9dB以上の消光比と、ITU-Tで規定されたアイマスクに対して20%以上のマージン率を持つ良好なアイ開口特性が得られている。また、各レーンの平均光出力も0.36~0.43dBmであり、レーン間のばらつきの少ない光出力が得られている(表2)。

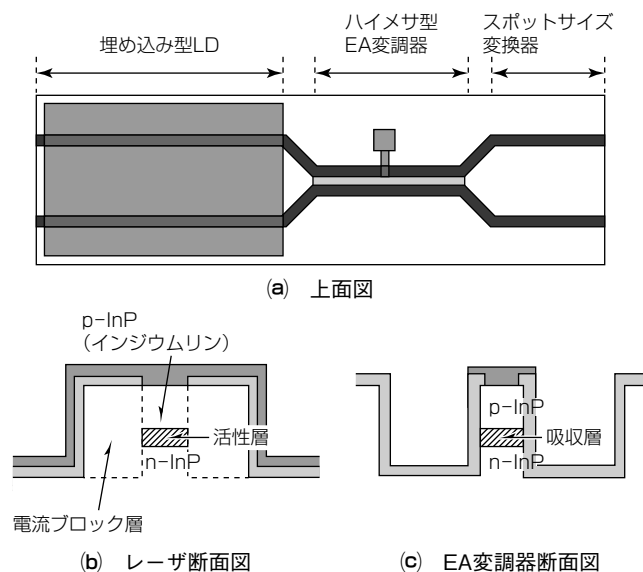


図3. EMLの素子構造

フェースとしてはLCレセプタクルを採用している。パッケージ部分のサイズは、15.0×6.5×5.4(mm)となっており、CFP4に搭載可能なサイズとなっている。

図2に回路ブロック図を示す。TOSA内部に4つのEMLとそれぞれの光出力をモニタする4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。

## 4. EML素子設計

図3にEMLの素子構造を示す。レーザ部は効率・高温動作に優れる埋め込み型とし、EA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、狭幅時で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<sup>(2)</sup>。このようにレーザ部とEA変調器部を異なる導波路構造と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。

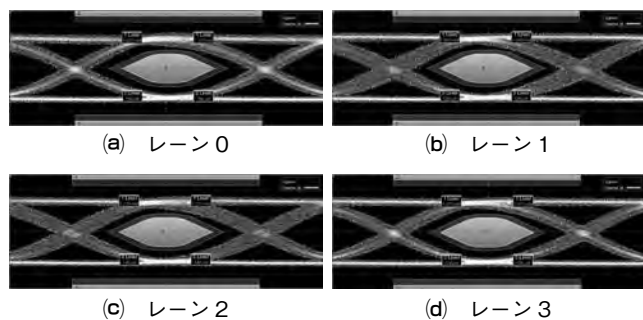


図5. 変調速度27.95Gbpsでの光波形

表2. 光波形評価結果

	レーン0	レーン1	レーン2	レーン3
消光比 (dB)	9.1	9.5	9.4	9.5
EA変調電圧 (V)	1.75	1.75	1.75	1.75
マスクマージン (%)	27.3	27.1	26.4	24.6
光クロスポイント (%)	48.4	47.6	47.8	48.5
平均光出力 (dBm)	0.43	0.41	0.38	0.36
OMA (dBm)	2.4	2.4	2.4	2.4

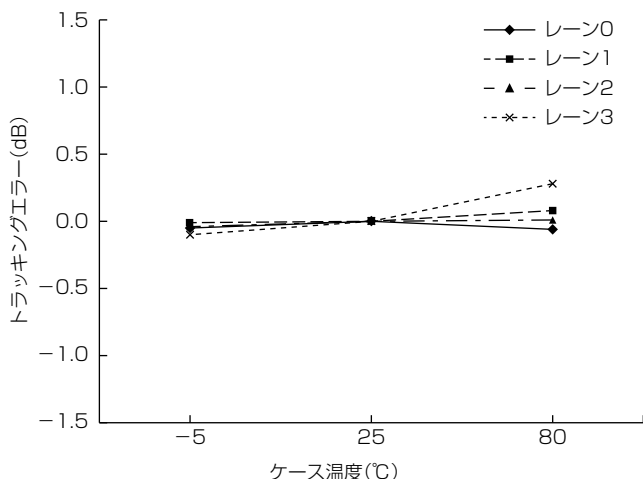


図6. 平均光出力のケース温度変動

図6に平均光出力のケース温度変動(トラッキングエラー特性)を示す。全動作温度範囲(-5~80℃)での光出力の変動は全レーンで0.5dB以内に収まっており、非常に安定した光出力特性が得られている。

図7にTECの消費電力を示す。EMLの動作温度は発振波長をLAN-WDM(Wavelength Division Multiplexing)規格の波長に設定するために50~60℃の間で設定する。低い設定温度側ではケース温度が高温となった時にその温度との差が大きくなり、TEC消費電力が増大する。この製品では50℃以上の設定温度とすることで、-5~80℃の動作温度範囲におけるTEC消費電力を0.8W以下に抑え、CFP4に搭載可能な消費電力を実現している。当社製

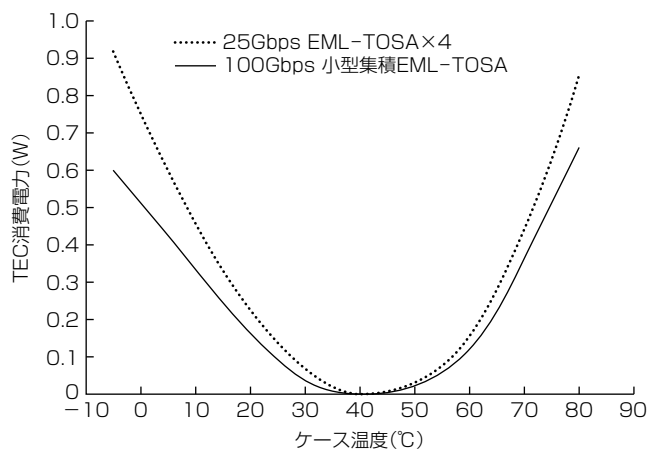


図7. TEC消費電力(LD動作電流: 100mA時)

25Gbps EML-TOSAを4つ使用した場合の消費電力と比較して100Gbps小型集積EML-TOSAでは、ケース温度80℃時で約0.2W、ケース温度-5℃時で約0.3Wの消費電力低減を実現した。

## 7. む す び

今回、CFP4に搭載可能な100Gbps小型集積EML-TOSAを開発した。レンズを高密度かつ高精度に実装する技術を新たに開発し、パッケージサイズの小型化を実現した。また、EMLのレーザ部に埋め込み構造を適用することでEMLの高温動作が可能になり低消費電力化を実現した。EA変調器部にはハイメサ型を適用することで低電圧振幅でも高消光比特性を実現し、FPCとパッケージ間のインピーダンス整合を改善することで良好な光出力波形が得られていることを確認した。

今回開発した製品によって急速に導入が進んでいる100Gbpsネットワークで、光トランシーバの小型化と低消費電力化に貢献する。

## 参 考 文 献

- (1) CFP-MSAのホームページ  
<http://www.cfp-msa.org/>
- (2) Morita, Y., et al.: 1.3μm 28Gb/s EMLs with hybrid waveguide structure for low-power-consumption CFP2 transceivers, in Proc., OFC, 2013, paper OTh4H.5. (2013)
- (3) Murao, T., et al.: Integrated spatial optical system for compact 28-Gb/s×4-lane transmitter optical sub-assemblies, IEEE Photonics Technology Letters, **26**, 2275~2278 (2014)



# プロジェクタ用2.1W-CW動作 赤色半導体レーザ

蔵本恭介\*  
阿部真司\*\*

## 2.1W-CW Red Laser Diode for Projector

Kyosuke Kuramoto, Shinji Abe

### 要 旨

現在、プロジェクタ用の光源として広く用いられている高圧水銀ランプを、より高効率・高色再現性・長寿命・低環境負荷といったメリットを持つ半導体レーザ(Laser Diode: LD)へ置き換える動きが進んでいる。実際に、青色LD光源を用いたプロジェクタは、既に市場に投入され、順調に置き換えが進んでいる。赤色LDについても、三菱電機が、2.5Wパルス動作の製品を2015年9月に量産化したことで、徐々に市場へ浸透している状況である。

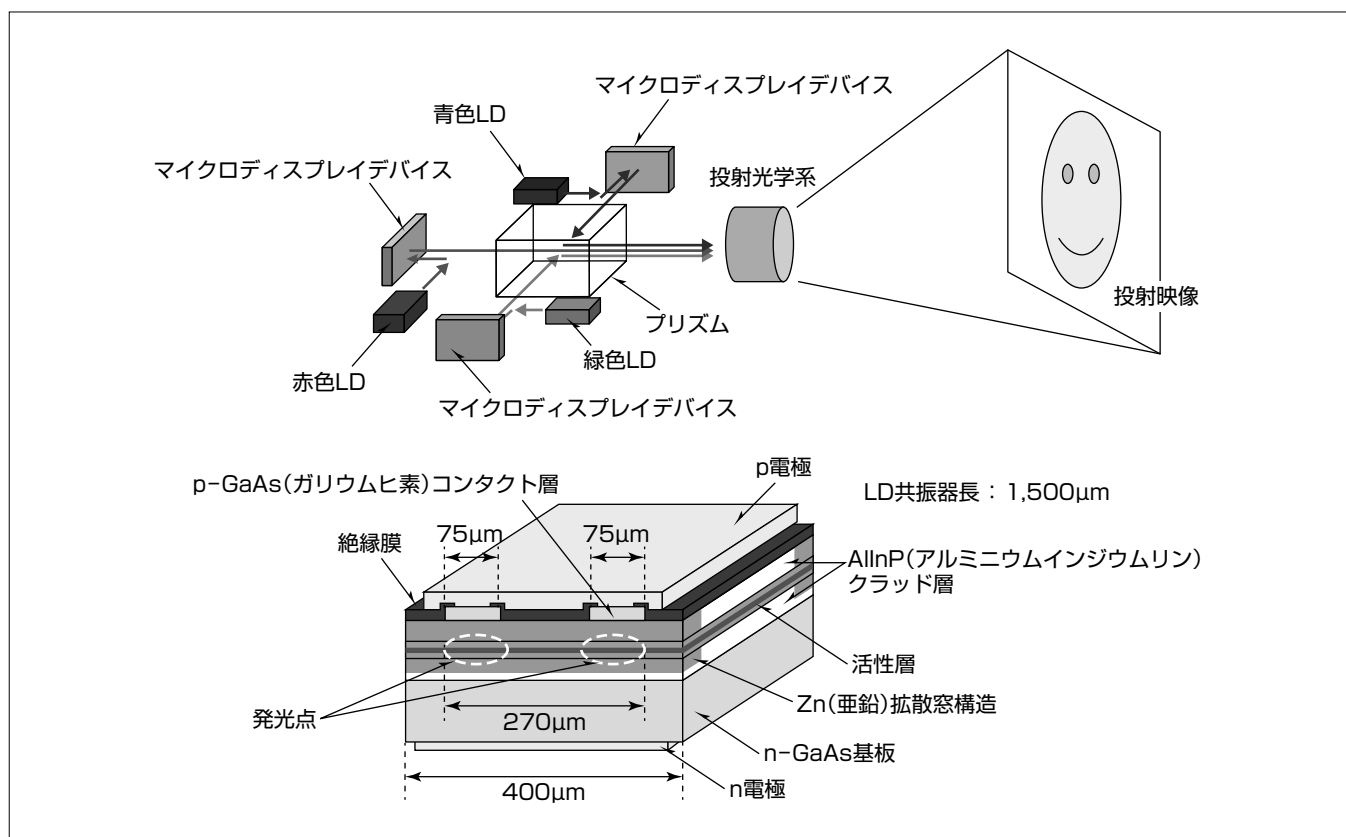
一方、3つのデジタルミラーデバイスを用いるプロジェクタでは、CW(Continuous Wave)光源が必要となるが、CW駆動では単体で2.0W以上が出力可能な赤色LD光源は

存在していなかったことから、このような光源の実現が強く望まれていた。

当社では、現行のパルス動作赤色LDをベースに、端面窓構造を最適化することで、前端面近傍での光吸収に起因するCOD破壊(Catastrophic Optical Damage: レーザ端面の熔融破壊)の耐性を向上、さらに、発光ストライプ形状を最適化することで、高温・高出力時のCW駆動光出力を改善した。

その結果、世界最高出力<sup>(注1)</sup>となるCW駆動2.1Wの動作特性と、良好な信頼性を持つ赤色LDを実現した。

(注1) 2017年1月18日現在、当社調べ



### レーザプロジェクタの構成と2.1W-CW動作赤色LD

レーザプロジェクタの光源として、青、緑、及び赤色LDが用いられる。マイクロディスプレイデバイスが1つで構成されるプロジェクタではレーザ光源はパルス駆動され、3つで構成される場合はCWで駆動される。高輝度画像の実現及び低消費電力の要求に応えるためには、レーザ光源の高出力・高効率化が必要となる。

# 1. ま え が き

現在、プロジェクタ用の光源には、高圧水銀ランプが広く用いられている。しかし、ランプ寿命が3,000~6,000時間程度と比較的短い、消費電力が大きい、水銀の環境負荷があるといった問題から、高圧水銀ランプをLED、蛍光体、LDといった固体光源に置き換える動きが進んでいる。この中でも、LD光源は他の光源に比べて、高効率で低消費電力であること、高輝度であること、色再現性が良好であることから、有望な光源である。

このことから、青色LD光源と緑色・赤色蛍光体を使用したハイブリッドタイプのプロジェクタは、既に市場に投入されており、市場占有率を伸ばしている。また、赤色LD光源についても、当社が2.5Wのパルス動作が可能な製品“ML562G84”<sup>(1)</sup>を2015年9月に量産化しており、赤色蛍光体に代わるものとして、徐々に市場に浸透している状況である。

プロジェクタには、1つのデジタルミラーデバイスを用いるタイプと、3つのデジタルミラーデバイスを用いるタイプがあり、前者にはパルス光源が、後者にはCW光源が用いられる。しかし、これまでは、CW駆動では単体で2.0W以上が出力可能な赤色LD光源は存在していなかった。当社では今回、CW駆動で2.1W出力が可能な赤色LDを開発した。このことによって、LD使用個数の低減による省スペース化や、光源の低コスト化が可能になる。

本稿では、赤色高出力LDの設計と素子特性、及び寿命試験結果について述べる。

## 2. 素子構造及び素子設計

### 2.1 LDの基本構造

図1に今回開発した赤色LDの基本構造を示す。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Broad Stripe(BS)LD構造を採用した。n型導電性を持つGaAs基板上に有機金属気相成長法(Metal Organic Chemical Vapor Deposition : MOCVD)によって、n-AlInPクラッド層から、p-GaAsコンタクト層までを積層する。活性層にはGaInP(ガリウムインジウムリン)材料を用いた単一量子井戸構造を用いている。

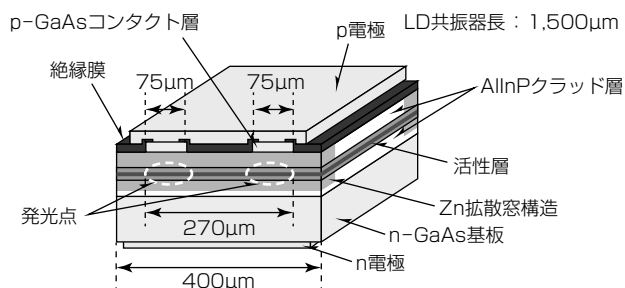


図1. 赤色LD開発品の素子構造

赤色LDの光出力が高温時に低下する主な理由は、熱エネルギーを得た電子が、pクラッド層のバンド障壁を乗り越えて(オーバーフロー)、発光に寄与しなくなることである。これを防止するため、今回の開発品では、pクラッド層のキャリア濃度を最適化している。また、活性層への光閉じ込め量を増大することで、発振に必要なキャリア密度を低減し、電子のオーバーフローを抑制している<sup>(2)</sup>。

p-GaAsコンタクト層は、エッチングによって75μm幅の2本のストライプ形状とし、その後、絶縁膜を形成する。このストライプ上部だけ開口させた上でp電極を形成して基板裏面にn電極を形成することで、垂直方向に電流が流れる構造となっている。このような構造によって2本のストライプ部だけに電流が流れるため、この2点が発光点となってレーザ光が出射される。LD共振器長は1,500μmとした。

端面近傍での光吸収によって発生するCOD破壊の対策として、LD端面には、当社独自の亜鉛熱拡散による量子井戸構造の無秩序化によって端面窓構造を形成している<sup>(3)</sup>。

前端面には低反射コーティングを、後端面には高反射コーティングを施している。活性層からの発熱を効率良く放熱するため、LD素子をJ/D(Junction Down)でサブマウントにダイボンンドし、直径9.0mmのTO-CANパッケージに搭載した。

このLDの各ストライプの幅は75μmと広いため、横モードはマルチモードで発振する。

### 2.2 信頼性設計

プロジェクタ光源に要求される平均故障時間(Mean Time To Failure : MTTF)は、20,000時間程度である。パルス駆動の場合は、パルスデューティ比が30%程度で使用されることから、20,000時間の駆動時間内で、LD光が出力されている時間は、 $20,000 \times 30\% = 6,000$ 時間となる。一方、CW駆動の場合は、LD光が出力される時間は20,000時間となることから、CW駆動の場合は、より高い信頼性が実質的に要求される。

ここで、赤色LDでの高出力化の阻害要因は、主に前端面でのCOD破壊である。これは、端面近傍での光吸収によって端面が融解し、素子が故障する現象である。この故障モードでのMTTFは、前端面の光密度に大きく依存することが分かっており<sup>(4)</sup>、この開発品の場合は、式(1)のような依存性を持つことが分かっている。

$$MTTF(COD) \propto P_{dens}^{-3.38} \dots\dots\dots (1)$$

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

$P_{dens}$  : 光密度  
 $P_f$  : 前端面光強度  
 $W_e$  : ストライプ全幅  
 $d$  : スポット径(垂直)

このことから、高い信頼性を確保するためには、ストラ



図2.  $\phi 9.0\text{mm}$  TO-CANパッケージ

イブ全幅を大きくして、光密度を下げるのが極めて有効である。

しかしながら、ストライプ領域は、発熱領域でもあるため、ストライプ全幅を大きくすると、高温・高出力領域での光出力が低下する。そこで、この製品では、温度特性の改善のため、ストライプ全幅を従来の $180\mu\text{m}$ ( $60\mu\text{m}$ -3ストライプ)から、 $150\mu\text{m}$ ( $75\mu\text{m}$ -2ストライプ)に低減することにした。その一方で、窓構造を改善することによって、COD破壊の耐性を高めた。

また、2本のストライプ間隔が大きいほど、互いの熱の干渉が小さくなるものの、ビームの集光性が悪化していくことから、2本のストライプはML562G84と同じく、 $270\mu\text{m}$ の範囲内に配置した。

### 2.3 素子構造変更による熱抵抗の低減

高電流・高出力動作時には、活性層又はその近傍領域での発熱によって、活性層の温度が上昇し、光出力が低下する。活性層温度を低減するためには、活性層とステム底面間の熱抵抗を低減する必要がある。

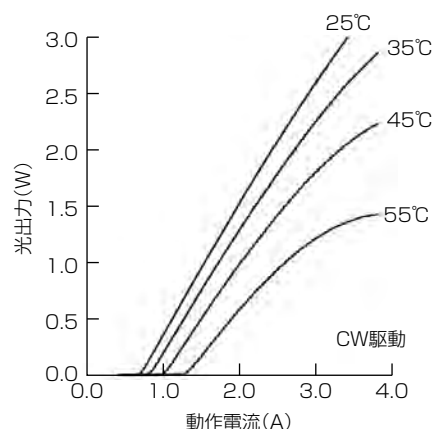
当社では従来の2.5Wパルス出力製品に、大型の $\phi 9.0\text{mm}$  TO-CANを採用済みで<sup>(1)</sup>、この2.1W-CW出力製品でも同様に、 $\phi 9.0\text{mm}$  TO-CANパッケージを採用した(図2)。

さらに、先に述べたように、ストライプ数を従来製品の3本から2本に、ストライプ全幅を $180\mu\text{m}$ から $150\mu\text{m}$ に変更した。これによって、活性層とステム底面間の熱抵抗、つまり、活性層における発熱量1W当たりの活性層温度上昇量は、熱シミュレーション値で $3.04\text{K/W}$ から $2.83\text{K/W}$ に低減しており、活性層温度低減に寄与している。

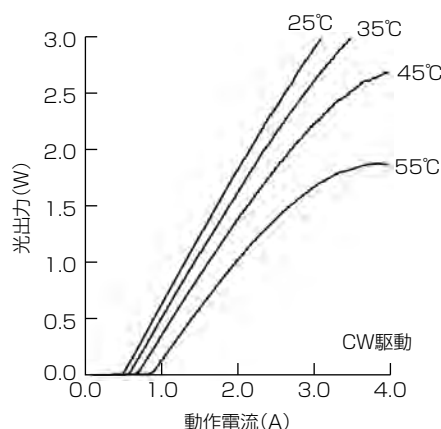
### 3. 素子特性と信頼性評価結果

現行パルス出力製品、及び今回開発したCW出力製品の光出力-電流特性の例を、それぞれ図3に示す。駆動条件は、CW駆動で、図中の温度は、パッケージ底面における温度(ケース温度)である。

現行パルス製品をCW駆動させた場合に比べて、今回の開発品では、特に高温・高出力領域で光出力が改善している。開発品の $25^\circ\text{C}$ 及び $45^\circ\text{C}$ での2.1W出力時の動作電流は、それぞれ2.25A、2.85A、動作電圧はそれぞれ2.27V、2.34Vであった。 $25^\circ\text{C}$ におけるスロープ効率、 $1.30\text{W/A}$



(a) 現行パルス出力製品



(b) 開発品

図3. 光出力-電流特性

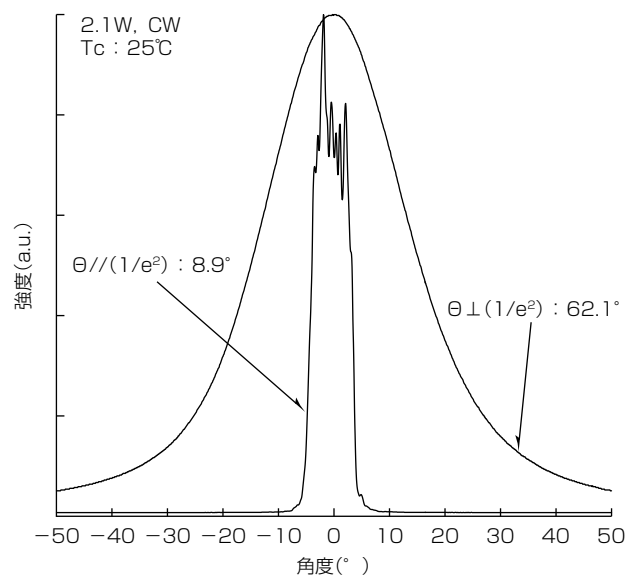


図4. 開発品の遠視野像

となっている。

図4は、開発品を2.25A、 $25^\circ\text{C}$ 、2.1WでCW駆動したときの水平(FFP(Far Field Pattern) //)及び垂直方向(FFP  $\perp$ )の遠視野像である。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 $8.9^\circ$ 、 $62.1^\circ$ である。これらの形状

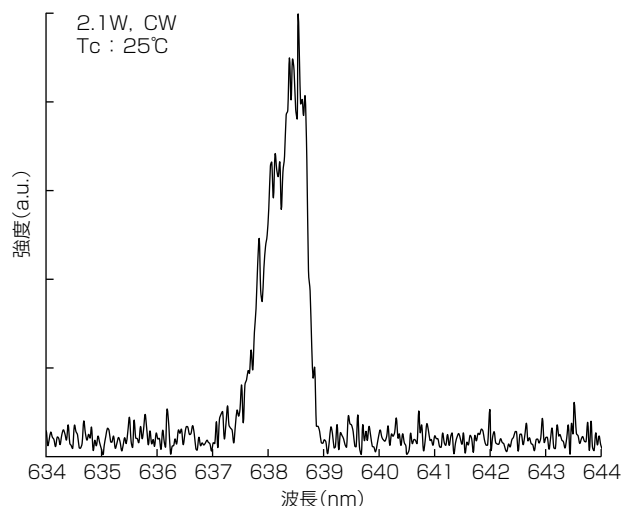


図5. 開発品の波長スペクトル

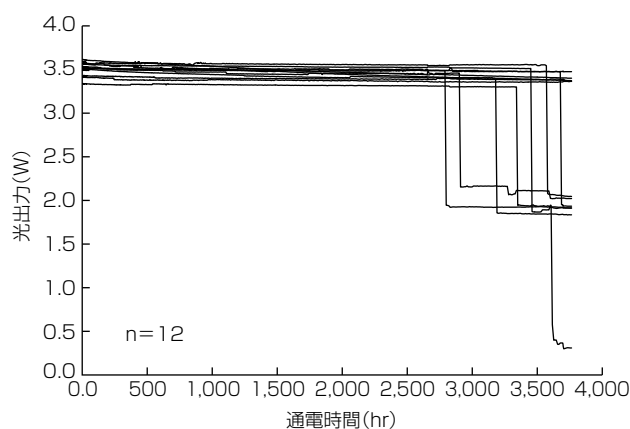


図6. 寿命試験結果(20℃, 3.55W-CW動作)

は、現行パルス出力製品とほぼ同等となっている。

図5は、開発品を2.25A、25℃、2.1WでCW駆動したときの波長スペクトルである。ピーク波長は638.5nm、スペクトルの半値全幅は約0.9nmとなっている。

図6に、この開発品をケース温度20℃、3.55W-CW動作で定電流駆動したときの寿命試験(サンプル数12)の結果を示す。この試験で発生した劣化は全てCOD劣化であり、劣化時間から求めたMTTFは、3,990時間であった。この試験の2.1W光出力時に対する加速係数は式(1)から  $(3.55\text{W}/2.1\text{W})^{3.38} = 5.90$  となる。したがって、この試験の結果から、2.1W-CW動作時のMTTFは  $3,990 \times 5.9 = 23,500$  時間に相当することになる。

図7は、この開発品をケース温度45℃、2.1W-CW動作で定電流駆動したときの寿命試験(サンプル数22)の結果である。4,200時間経過後でも安定動作している。この試験の光出力の低下量から、光出力50%を故障と定義したときのMTTFを求めると、42,700時間となった。

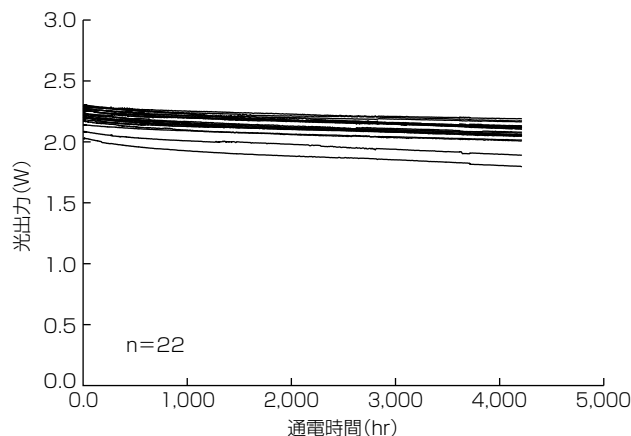


図7. 寿命試験結果(45℃, 2.1W-CW動作)

これらから、この赤色LDが高い信頼性を持っていることが分かる。この2.1WのCW動作は、TO-CANパッケージタイプの639nm帯赤色LDで、世界最高出力の動作である。

#### 4. む す び

CW光源が必要なプロジェクタ向けに、CW駆動可能な2.1W出力赤色LDを開発した。現行パルス製品と同じφ9.0mm TO-CANパッケージを採用し、2ストライプ化、及びストライプ全幅の低減によって、温度特性を改善することで、CW駆動時の光出力を増大させた。さらに、45℃、2.1WのCW動作で、23,500時間以上の安定動作を確認した。

現在、当社ではプロジェクタの高輝度化の要求に応えるため、更なる高出力化を進めている。

#### 参 考 文 献

- (1) 蔵本恭介, ほか: プロジェクタ用638nm帯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) Tada, H., et al.: Uniform Fabrication of Highly Reliable, 50-60mW-Class, 685nm, Window-Mirror Lasers for Optical Data Storage, Japanese journal of applied physics, **36**, No.5A, 2666~2670 (1997)
- (4) Mitsuyama, H., et al.: Reliability Study on High-Power 638nm Broad Stripe Laser Diode, Optical Review, **21**, No.1, 43~47 (2014)

# デジタルコヒーレント伝送用 二出力波長可変半導体レーザ

後藤田光伸\*  
望月敬太\*\*  
高林正和\*

*Dual-output Tunable Laser Diode for Digital Coherent Optical Transmission System*

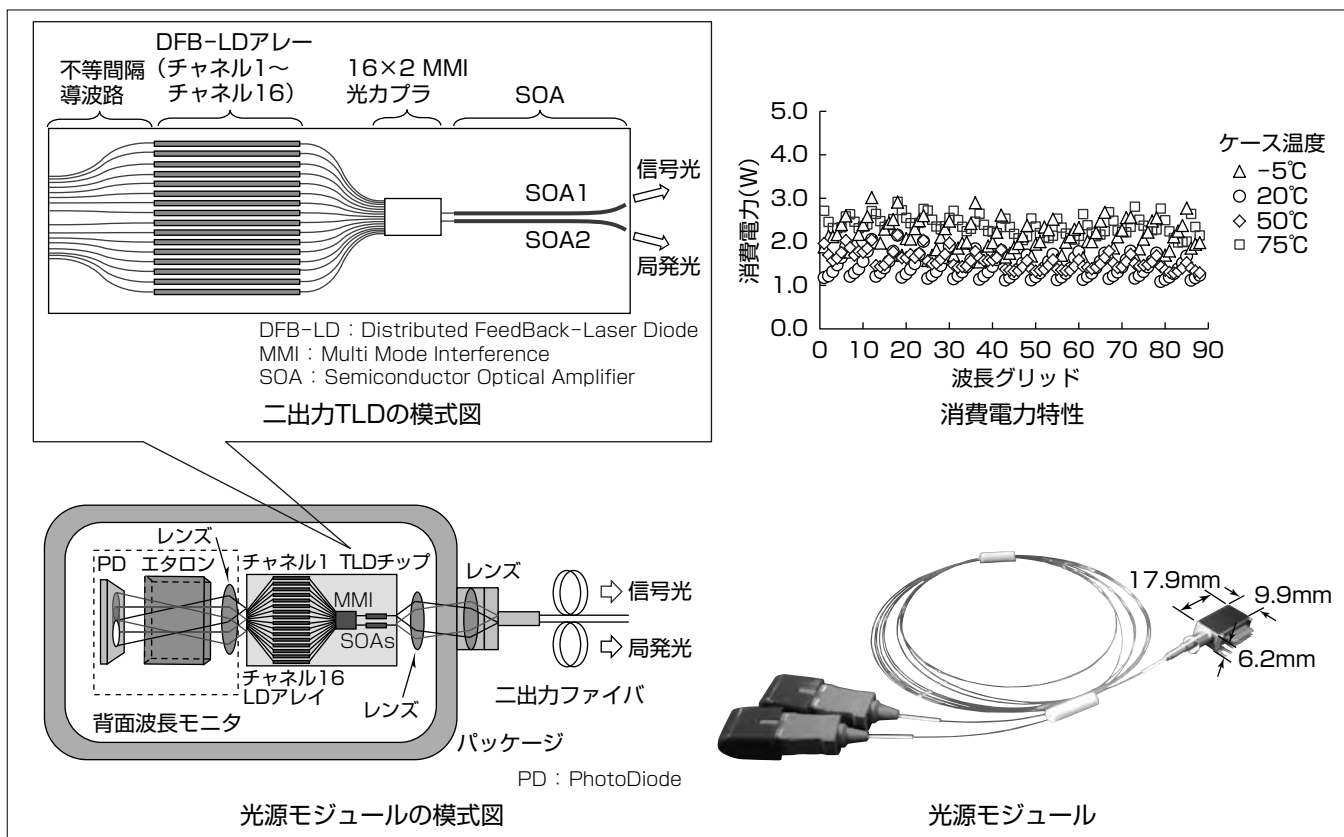
*Mitsunobu Gotoda, Keita Mochizuki, Masakazu Takabayashi*

## 要 旨

コアメトロ系などの幹線系光通信では、波長の異なる複数の信号を同時に伝送する高密度波長分割多重伝送システムが用いられている。さらに、近年のデータ通信量の急増に対応するために、位相変調方式を採用した100Gbps(ギガビット/秒)デジタルコヒーレント伝送方式が普及しつつある。

デジタルコヒーレント伝送では、光送信部の信号光源及び光受信部の局発光源として、広帯域の波長可変半導体レーザ(Tunable Laser Diode: TLD)が用いられる。初期の光送受信器には、2つのTLDモジュールを搭載していたが、CFP(Centum Gbps Form-factor Pluggable)やCFP2などモジュールの小型化進展に伴い、1つのTLDモジュールで2つの光源の役割を兼用する必要が出てきた。

高出力TLDモジュールに出力分岐用の光カプラを接続する構成が考えられるが、挿入損失発生、モジュールサイズや消費電力の増大等の課題がある。今回、100Gbpsデジタルコヒーレント伝送向けに、外部光カプラ不要で、送受信の光信号強度を独立に制御可能な、二出力TLD、及びそれを用いた光源モジュールを新たに開発した。低消費電力動作可能な素子、背面波長モニタ、高効率な二出力光学系の実現によって、モジュールサイズは $17.9 \times 9.9 \times 6.2$ (mm)となり、信号光出力13.8dBm、局発光出力10.8dBmでのモジュール消費電力3.0W、光周波数安定度 $-0.69 \sim 0.46$ GHzと、100Gbpsデジタルコヒーレント伝送に好適な特性を得た。



## 二出力TLD及び光源モジュール

デジタルコヒーレント伝送方式での送信部の信号光源と受信部の局発光源を1つの素子で兼用できる二出力TLDを開発した。左図が二出力TLD、及びそれを用いた光源モジュールの模式図、右図が波長チャンネルごとの消費電力特性及び光源モジュールの外観写真である。OIF (Optical Internetworking Forum)の標準規格に準拠した小型化を実現し、100Gbpsのデジタルコヒーレント伝送に必要な諸特性を満足できた。

# 1. ま え が き

近年、インターネットやスマートフォンの利用拡大を背景に、高密度波長分割多重伝送(DWDM: Dense Wavelength Division Multiplexing)システムの大容量化が進んでいる。また、データ通信量に合わせ、柔軟に再構成可能な通信網の実現が求められている。これに伴い、従来の固定波長光源である分布帰還型(DFB: Distributed FeedBack)半導体レーザから、30nm以上波長を変えることができるTLD及び位相変調を用いるデジタルコヒーレント伝送方式への移行が進行している。

デジタルコヒーレント方式では、直交する2つの偏波の光に対して4種類の位相信号を載せる。送信側では、TLDの出射光を位相変調器で変調し、受信側では光受信フロントエンドモジュールで信号光と局発光源TLDの出射光を合波して電気信号に変換する。この電気信号に種々のデジタル信号処理が施されて、送信信号が復元される。

このシステム向けの初期の光送受信器では、光送信部及び光受信部で用いる2台のTLDモジュールを搭載していた。制御回路を含むTLDアセンブリ(ITLA: Integrable Tunable Laser Assembly)の入出力インタフェースは、OIFの標準規格であるOIF-ITLA-MSA(Multi-Source Agreement)で規定されている。一方、CFP, CFP2, CFP4等、送受信モジュールの小型化進展に伴い、1つのTLDモジュールで2つの光源を兼用する必要が出てきた。しかし、高出力なTLDモジュールに定偏波の光ファイバカプラで出力を分岐する構成では、外部光部品付加による挿入損失、モジュールサイズ及び部材コストの増大、高出力動作時の消費電力増大等の課題がある。

今回、100Gbpsデジタルコヒーレント伝送向けに、光出力強度を独立に制御可能な二出力のTLDを新たに開発した。信号光と局発光への割当てが、外部カプラなしに可能であり、小型化に有利である。

本稿では、二出力TLD、及びそれを用いた光源モジュールの開発について述べる。

# 2. 二出力TLD

## 2.1 素子の構造

開発した二出力TLDの素子構造を図1に示す<sup>(1)</sup>。波長の長期安定性、制御性に優れるDFB-LDアレー型を採用しており、チップサイズは $4.8 \times 0.5 \times 0.1$ (mm)である。InP(インジウムリン)基板上に、発振波長の異なる16本のDFB-LDアレー及びS字導波路、LDの光出力を2本の出力ポートに結合させる $16 \times 2$  MMI光カプラ、光カプラで発生する損失を補償し、光出力を増幅するための2本の半導体光増幅器(SOA)等が集積されている。

LDチャンネルの選択とペルチェ素子(Thermo Electric

Cooler: TEC)を用いたチップ温度調整の組合せによって波長可変動作を行い、光通信で用いられるLバンド帯(1,565~1,610nm)全域をカバーする。DFB-LD出射光波長の温度依存性は $0.1\text{nm}/^{\circ}\text{C}$ と小さく、アレー数が少ない場合、温度調整範囲を広く取る必要があり、ペルチェ素子の消費電力が増大する。アレー数が多いと、光カプラ部での損失は増大するものの、温度調整範囲を狭めることができ、低消費電力化に有利である<sup>(2)</sup>。今回、アレー数を16として、温度調整範囲 $30^{\circ}\text{C}$ 以下( $27 \sim 55^{\circ}\text{C}$ )で、ITU-T(the International Telecommunication Union-Telecommunication standardization sector)グリッド(Lバンド帯、周波数50GHz間隔、全88チャンネル)に設定できるように、各DFB-LDの回折格子ピッチを設計した。また、発振線幅500kHz以下を実現するため、回折格子長を1.2mmに長尺化した。

図2に $16 \times 2$  MMI光カプラの形状を示す。二出力TLDではLDチャンネル間の挿入損失の均一性に加え、出力導波路間の均等な分岐を実現する必要がある。チャンネル間均一性と分岐比バランスを両立させるように、MMI多モード導波路部分の形状を入力側導波路の位置に応じて最適化し、出力導波路間隔も最適化した。

$16 \times 2$  MMI光カプラからの出射光は、独立に電流注入可能な2本のSOAで増幅される。MMIの分岐比のわずかなずれは、容易に補正できる。外部光ファイバカプラを用いて分岐する場合、分岐損や挿入損を補償するため、特に高温動作時にはSOAの利得飽和領域で動作させる必要がある。一方、二出力TLDではLD電流を増やさず、MMIの最適化によってSOAの利得飽和領域での動作を回避でき、素子の消費電力を下げるができる。

2本のSOA導波路の間隔は、出射端を除き、熱的なクロストークの少ない間隔である $80\mu\text{m}$ 以上に広げた。出射

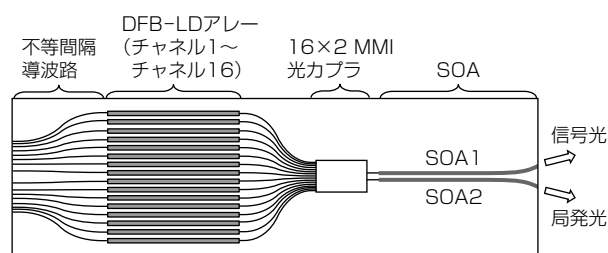


図1. 二出力TLDの素子構造模式図

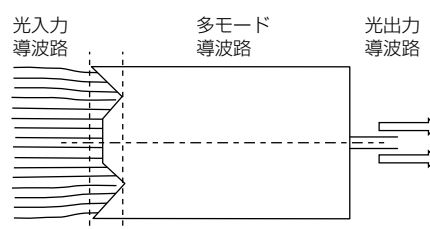


図2.  $16 \times 2$  MMI光カプラの形状模式図



端での導波路間隔は40 $\mu$ m, 出射角度が互いに外向きに20°傾斜するように導波路形状を設計した。また, レーザ背面出射光を用いて波長モニタを行うため, 背面側には不等間隔導波路を採用した<sup>(3)</sup>。前後端面は, 無反射コーティング付き窓構造としている。

## 2.2 素子の特性

素子のLD電流を180mA(27℃)又は220mA(55℃), 片側SOA電流300mAで動作させ, 前端面出力を結合光学系を用いて, 結合損失2.8dBで片側ずつ光ファイバに結合させた。16チャンネル分のファイバ出力( $P_i$ )を図3に示す。二出力間のばらつきは27℃で0.5dB以下, 55℃で1dB以下となっており, Lバンド帯の全域でほぼ均等に分岐できている。2つのファイバ出力を13dBm, 10dBmとした時の全チップの消費電力は, 0.58W(27℃)又は0.91W(55℃)と十分に低い値が得られることが確認できた。

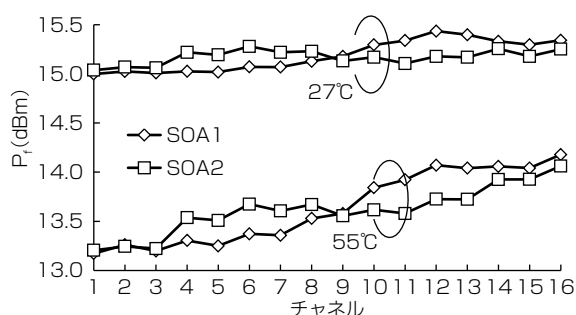


図3. MMI光カブラの分岐特性

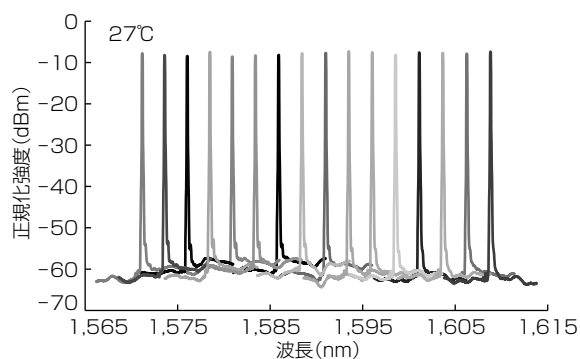


図4. 重ね合わせた出力光スペクトル(16チャンネル分)

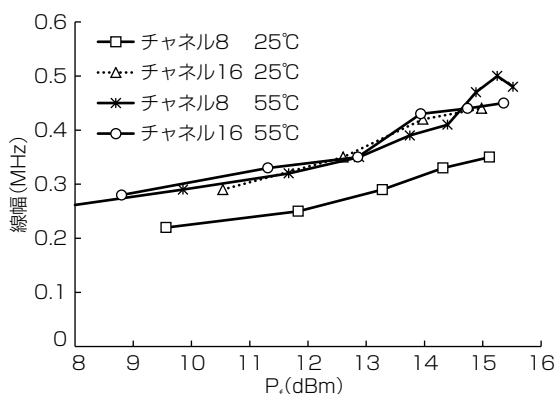


図5. 発振線幅の $P_i$ 依存性(2チャンネル分)

次に27℃で個別に動作させ, 16チャンネル分を重ね合わせた出力光スペクトルを図4に示す。サイドモード抑圧比(Side Mode Suppression Ratio : SMSR)は, 27℃から55℃までの全ての動作温度で, 50dB以上を維持している。

自己ヘテロダイン法で評価した, 発振線幅の $P_i$ 依存性を図5に示す。実使用条件に近いファイバ出力15dBmまで, 線幅はデジタルコヒーレント伝送に必要な500kHz以下を保持していることが確認できた。

## 3. 二出力波長可変レーザ光源モジュール

### 3.1 モジュールの構造

図6は, 開発した光源モジュール<sup>(4)</sup>の内部構造を示す。モジュールは, 二出力TLD, 素子温度とエタロン温度制御用のペルチェ素子, 光出力モニタ, 背面波長モニタ, 出力用の二芯ファイバ及び結合光学系で構成される。図7は, 出力用ファイバも含めたモジュールの外観写真であり, 出力用ファイバ以外の外形サイズは17.9×9.9×6.2(mm)である。モジュールの仕様としては, 信号光出力: >+13.0dBm, 局発光出力: >10.0dBm, 波長安定性: <±2.5GHz, 消費電力: <5.0Wを満足する必要がある。

背面波長モニタは, 光フィルタであるエタロンと, エタロン透過光を受光するPDから構成される。エタロンの透過率は波長に依存するため, 出射光の波長変動をPD電流値の変動として検知できる。DFB-LDアレー型のTLDでは, 各LDの背面出射位置が異なるため, 波長モニタ特性がばらつき, 背面光の活用が難しかった。そこで, エタロンの透過率が周期的であることを利用し, 異なる次数のピーク周波数が重なる光線伝搬角度になるようDFB-LD背面側の不等間隔導波路を設計した。これによって, ITU-TグリッドでLDごとの波長モニタ特性のばらつきが±2.2GHz以下の, 高精度な波長モニタが実現できた。

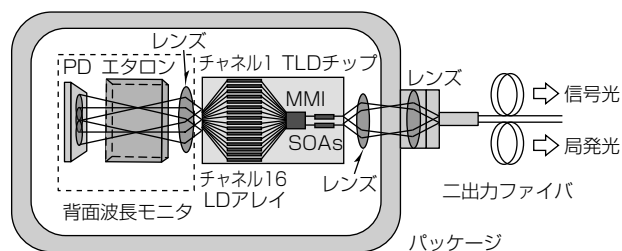


図6. 光源モジュールの内部構造模式図

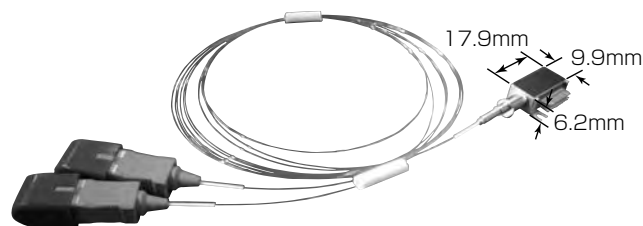


図7. 光源モジュール

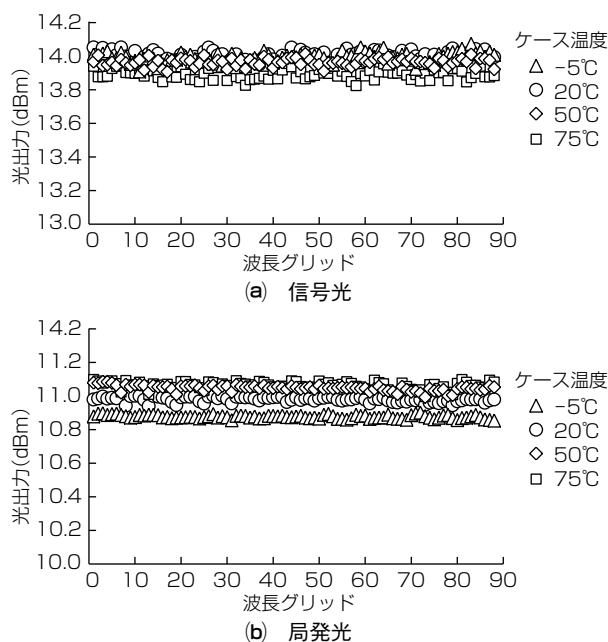


図8. ファイバ出力の波長グリッド依存性

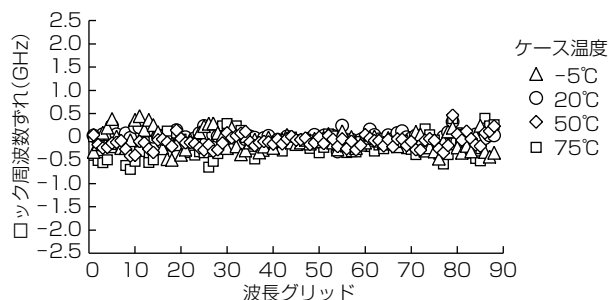


図9. 光周波数安定度の波長グリッド依存性

前面波長モニタが不要になったため、2つの出射位置を40 $\mu$ mまで近接させ、1つのレンズでまとめて二芯ファイバに結合させるコンパクトな前面光結合系を実現できた。1出力の場合と比べた結合損失の増加は、外部カプラの挿入損失0.8dBよりも小さい0.3dB以下と見積もられ、従来構造よりも高い光出力が期待できる。

### 3.2 光源モジュールの特性

Lバンド帯(1,572.06~1,608.76nm, 全88チャンネル)における100Gbpsデジタルコヒーレント伝送用光源モジュールの諸特性を、ケース温度-5, 20, 50, 75°Cの4通りで評価した。信号光及び局発光のファイバ出力の波長グリッド依存性を図8に示す。光出力は、信号光側がSOA電流460mAで13.8dBm以上、局発光側がSOA電流330mAで10.8dBm以上が全チャンネルで達成されている。

図9に光周波数安定度の波長グリッド依存性を示す。ITU-Tで規定される動作グリッド周波数からのずれが-0.69~0.46GHz以下と、目標値に対して十分なマージンを持ち、従来の固定波長DFB-LDと遜色のない光周波数安定度が得られた。

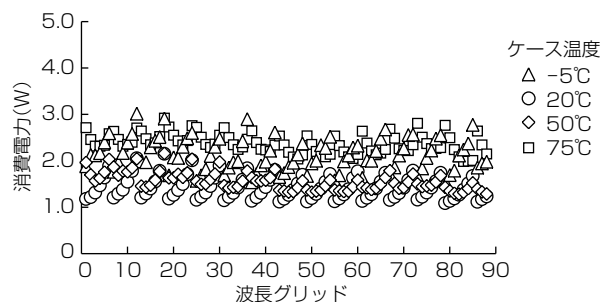


図10. モジュール消費電力の波長グリッド依存性

制御回路を除く、モジュール消費電力の波長グリッド依存性を図10に示す。最悪条件であるケース温度75°Cを含め、消費電力は3.0W以下であった。制御回路を含む全体の消費電力見積りは4.5W以下で、Micro-ITLAの規格を満足する。

## 4. む す び

100Gbpsデジタルコヒーレント伝送向けに、2つの独立な光出力を持つ、新たな二出力TLD、及びそれを用いたモジュール構造を提案した。MMI光カプラ形状の最適化によって、低チップ消費電力と高光出力とを両立させた。背面光を用いた高精度な波長モニタを実現し、前面側二芯ファイバに高効率結合できるコンパクトな二出力光学系を実現した。

TLD光源モジュールのサイズはCFP2にも適用可能な17.9×9.9×6.2(mm)となり、信号光出力13.8dBm、局発光出力10.8dBm、線幅500kHz以下、モジュール消費電力3.0W以下、光周波数安定度-0.69~0.46GHzと、100Gbpsデジタルコヒーレント伝送に好適な特性を得た。

今回開発した技術は、デジタルコヒーレント用送受信モジュールの小型、低消費電力化の実現と、普及促進に有望である。

## 参 考 文 献

- (1) Gotoda, M., et al.: Dual Output Tunable Laser Diode for Simultaneous Optical Transmission and Detection, The 25th ISLC, WE26 (2016)
- (2) Horiguchi, Y., et al.: Low Power Consumption L-Band Tunable Laser Diode with Backside Waveguides, The 24th ISLC, TC2 (2014)
- (3) Mochizuki, K., et al.: A Wavelength Monitor using Unequally Spaced back-emitting Light for Tunable LD Array, The 17th OECC, 6D3-3 (2012)
- (4) Mochizuki, K., et al.: Wavelength-tunable Dual-output Laser Module with Rear-side Wavelength Monitor for Micro-ITLA, The 41st ECOC, We.1.5.6 (2015)

# 携帯電話スモールセル基地局用 プラスチックパッケージGaN HEMT

堀口健一\* 岡村篤司\*\*  
藤原 茂\*\* 長明健一郎\*\*  
小坂尚希\*\*

*Plastic Packaged GaN HEMT for Small-cell Base-station Applications*

*Kenichi Horiguchi, Shigeru Fujiwara, Naoki Kosaka, Atsushi Okamura, Kenichiro Chomei*

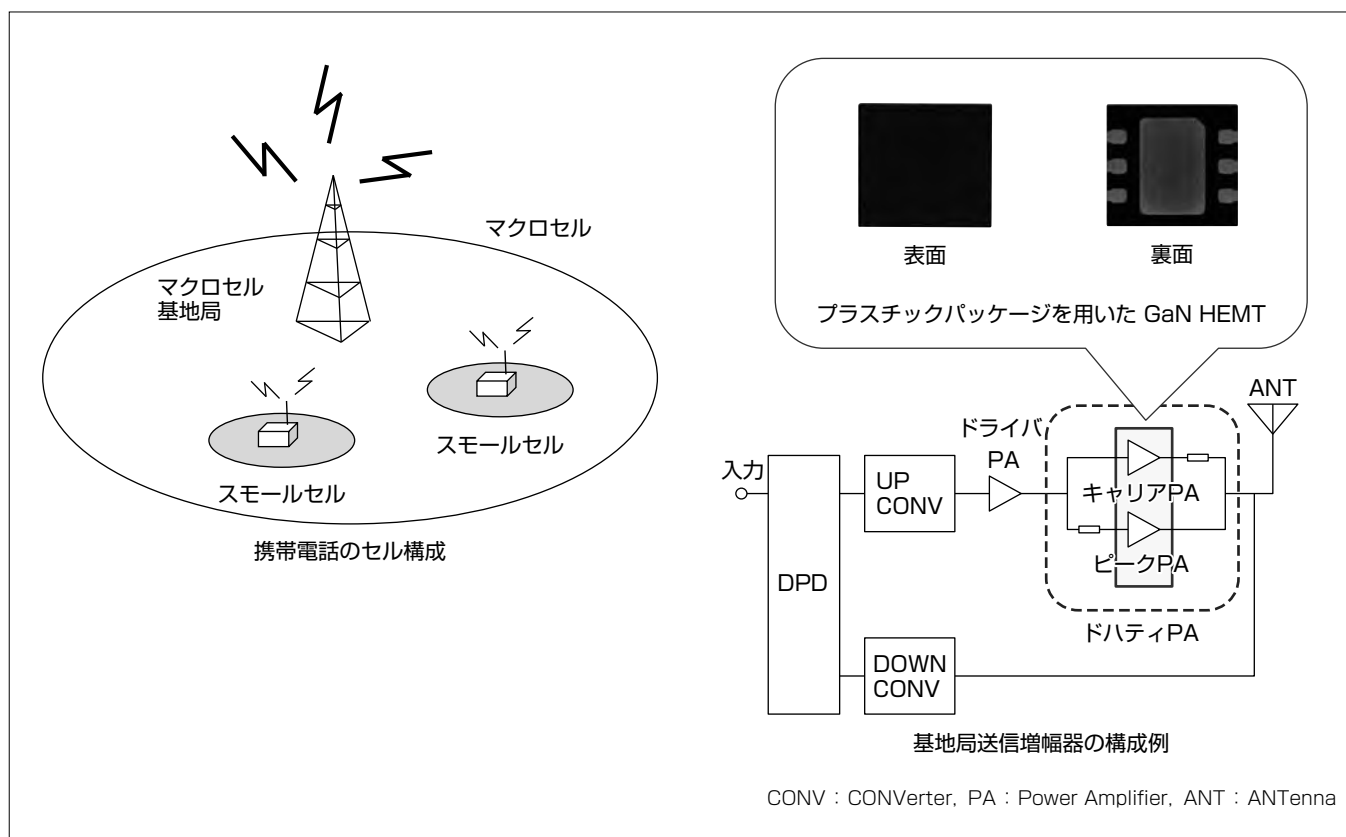
## 要 旨

携帯電話スモールセルはマクロセル基地局から電波が届きにくい不感帯での通信を安定化させることを目的に配置される。第4世代移動通信システムでは、このような従来の利用法に加えて、マクロセル内にスモールセルを多数配置することで無線トラフィックを拡大する手法も検討されている。スモールセル基地局は建物内外の様々な箇所に設置されるために小型で低コストであることが重要視され、放熱構造の簡略化とドライバ増幅器の段数削減のためにトランジスタには高効率化と高利得化が要求される。

トランジスタ製品の低コスト化へ向けた方策の1つとして、半導体チップを実装するパッケージを従来の金属製からプラスチックモールドへの置き換えが検討されている。

しかし、プラスチックパッケージ品では従来の金属パッケージ品と比較して高周波特性が低下する課題があった。

3.5GHz帯LTE(Long Term Evolution)スモールセル基地局向けにプラスチックパッケージを用いたGaN HEMT (Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor)を開発した。入力及び出力整合を最適化することで、プラスチックパッケージ増幅器として世界最高レベルの効率及び利得特性を実現した。また、このトランジスタを用いてドハティ増幅器を構成し、DPD(Digital Pre-Distortion)ひずみ補償と組み合わせたときに周波数3.45~3.52GHzの70MHz帯域にわたってひずみ電力-50dBcの条件下でドレイン効率50%の良好な特性を得た。



## 携帯電話のセル構成及び基地局送信増幅器の構成例

第4世代移動通信システムでは、スモールセルを電波不感帯での通信安定化又は無線トラフィックを拡大するために利用することが検討されている。基地局送信増幅器では低消費電力化のためにドハティ増幅器がDPDひずみ補償とともに使用され、スモールセル基地局では効率及び利得に優れたGaN HEMTの低コスト化が強く期待されている。

# 1. ま え が き

携帯電話スモールセルはマクロセル基地局から電波が届きにくい不感帯での通信を安定化させることを目的に配置される。第4世代移动通信システムでは、このような従来の利用法に加えて、マクロセル内にスモールセルを多数配置し、マクロセルとスモールセルの周波数帯をキャリアアグリゲーションによって束ねることで無線トラフィックを拡大する手法も検討されている。スモールセル基地局は建物内外の壁や電柱など様々な箇所に設置されるため低コストであることが重要視され、放熱構造の簡略化とドライバ増幅器の段数削減のためにトランジスタには高効率化と高利得化が要求されている。

基地局用トランジスタ製品では、半導体チップを実装するパッケージコストの部材全体に占める割合が非常に高く、低コスト化へ向けた方策としてパッケージを従来の高価な金属製から安価なプラスチックモールドへの置き換えが検討されている。しかし、プラスチックパッケージ品では従来の金属パッケージ品と比較して高周波動作時に利得と効率が低下することが指摘されており<sup>(1)</sup>、高周波帯でいかにトランジスタの性能を引き出すかが課題とされてきた。

本稿では、3.5GHz帯LTEスモールセル基地局向けにプラスチックパッケージを用いたGaN HEMTについて述べる。入力プリマッチ回路を用いた2段整合の採用及びGaN HEMTの出力ボンディングワイヤの長さを2倍高調波に対して最適化することで、プラスチックパッケージ増幅器として世界最高レベルの効率及び利得特性を実現した。このトランジスタを用いたドハティ増幅器によって3.5GHz帯で良好な効率及び利得特性を得た。

# 2. 設 計

図1に今回開発したプラスチックパッケージを用いたGaN HEMTの外観を示す。パッケージの外寸は6.6×7.2×0.55(mm)である。図2にパッケージの内部を示す。パッケージ内にGaAs(ガリウムヒ素) MIM(Metal Insulator Metal)容量とGaN(窒化ガリウム) HEMTの2対のチップを配置した。次に片側の1対のチップを用いて構成したユニット増幅器の出力整合回路及び入力整合回路の設計について述べる。

## 2.1 出力整合回路

図3に出力整合回路の構成を示す。整合回路はパッケージ内で構成されるプリマッチ回路と、パッケージ外の基板上で構成される外部整合回路から構成される。

図4に2倍波反射位相とドレイン効率の関係を示す。GaN HEMTチップとパッケージリードを結ぶボンディングワイヤを出力側のプリマッチ回路として使用し、ドレイン効率が最大となるようにGaN HEMTチップから出力負荷側を見た2倍高調波での反射位相を求め、実装時のワイ

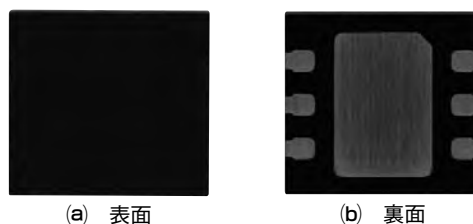


図1. プラスチックパッケージを用いたGaN HEMT



図2. パッケージの内部

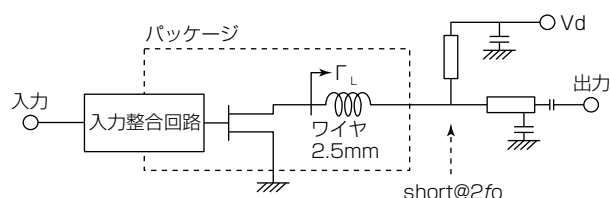


図3. 出力整合回路の構成

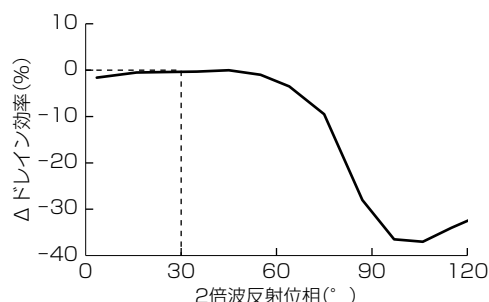


図4. 2倍波反射位相とドレイン効率の関係

ヤ長さを決定した。

## 2.2 入力整合回路

図5に入力整合回路の段数が1段及び2段のときの回路構成を示し、図6にそのときの基本波インピーダンスの変換軌跡を示す。1段整合回路ではゲート側バイアス回路接続点( $\Gamma_2'$ )のインピーダンスが低くなり、回路損失が増加する問題があった。このため今回の設計では、パッケージ内部で構成される入力プリマッチ回路にMIM容量を用いた2段整合を採用することでバイアス回路接続点( $\Gamma_3$ )の高インピーダンス化を図り、回路損失の低減を図った。

図7に入力整合の段数を1段及び2段にしたときの入力整合回路の挿入損失及びユニット増幅器の利得のシミュレーション結果を示す。整合回路の段数を1段から2段にすることで挿入損失が2 dB以上低減し、ユニット増幅器の利得が2 dB以上増加することが確認できる。

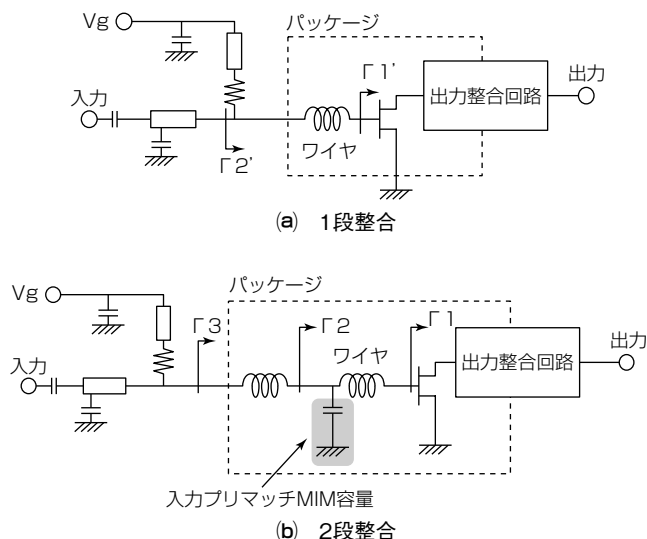


図5. 入力整合回路の構成

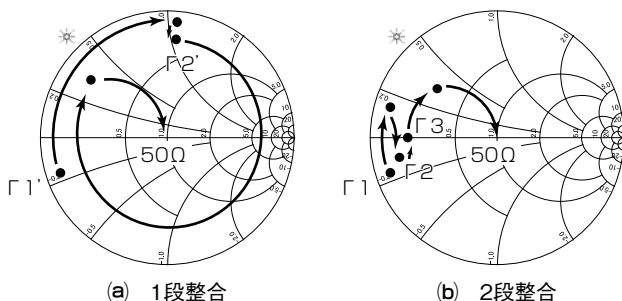


図6. 入力整合回路による基本波インピーダンスの変換軌跡

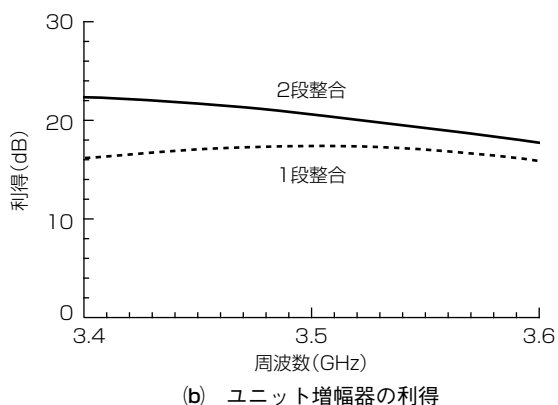
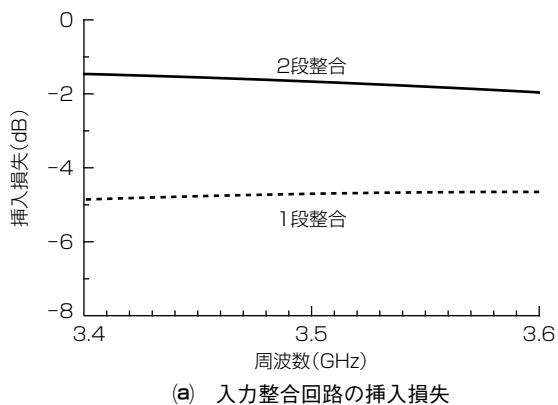


図7. 入力整合回路の挿入損失及びユニット増幅器の利得

### 3. 実験結果

#### 3.1 ユニット増幅器

図8にユニット増幅器のドレイン効率及び利得特性を示す。周波数3.5GHz、デューティ比10%、パルス幅100μsのパルス信号を入力し、ゲート電圧をパルス信号に同期させてユニット増幅器をON/OFFさせたときの結果を示す。ドレイン電圧50V動作時に、飽和電力40.2dBm、飽和利得16.2dB、ドレイン効率66.3%の良好な試作結果を得た。

図9に3.0~3.6GHz帯10W級増幅器のドレイン効率及び飽和利得の性能比較を示す。今回試作したユニット増幅器は、既発表のプラスチックパッケージ増幅器<sup>(2)(3)(4)(5)(6)(7)</sup>の中で最高レベルのドレイン効率及び飽和利得を実現している。

#### 3.2 ドハティ増幅器

図10に携帯電話基地局での送信増幅器の構成例を示す。近年、携帯電話基地局では低消費電力化と線形性確保の両

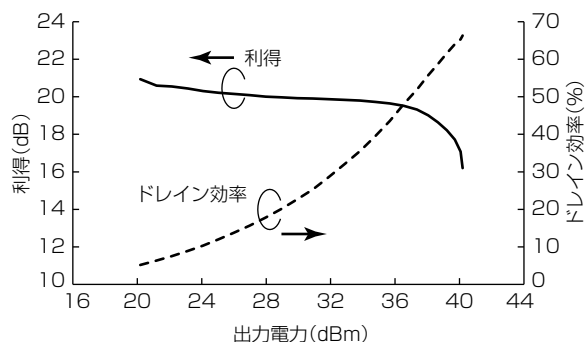


図8. ユニット増幅器のドレイン効率及び利得特性

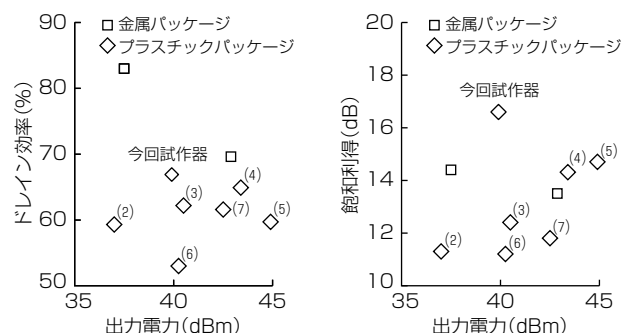


図9. 10W級増幅器のドレイン効率及び飽和利得の性能比較

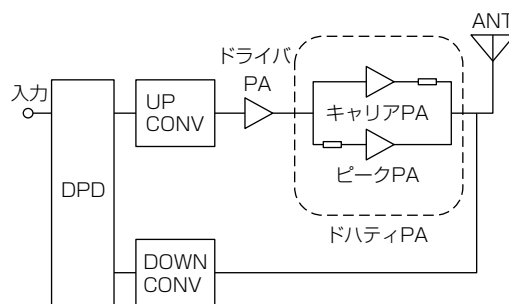


図10. 携帯電話基地局での送信増幅器の構成例

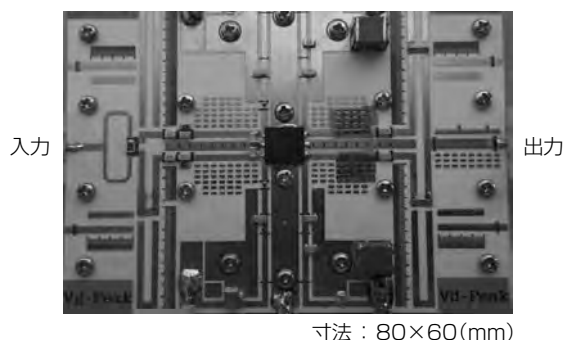


図11. 試作したドハティ増幅器

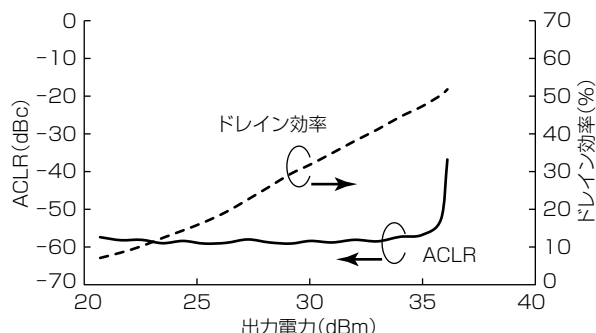


図12. ドハティ増幅器のひずみ電力及びドレイン効率特性

立を目指して、ドハティ増幅器とDPDひずみ補償を組み合わせ使用構成が主流となりつつある。

図11に試作したドハティ増幅器の外観を示す。ドハティ増幅器はAB級動作のキャリア増幅器、C級動作のピーク増幅器及び1/4波長線路を用いた分配合成回路から構成される。今回の開発ではドハティ増幅器とDPDを組み合わせたときに線形性と消費電力のバランスが最適となるように、キャリア増幅器及びピーク増幅器の整合回路の最適化を行った。

図12にDPDと組み合わせたときのドハティ増幅器のひずみ電力及びドレイン効率特性を示す。ここでは、増幅器から発生するひずみ電力を表す指標としてACLR (Adjacent Channel Leakage power Ratio)を用いた。周波数3.5GHz、信号帯域幅20MHz、ピーク電力対アベレージ電力比7.5dBを持つLTE変調波を使用したときに、ACLR = -50dBcの条件下で出力電力36.0dBm、ドレイ

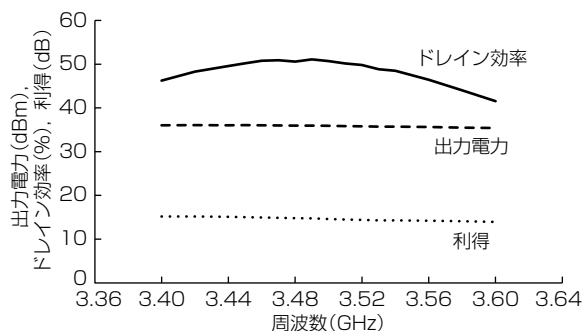


図13. ドハティ増幅器の効率及び線形利得の周波数特性

ン効率51.2%の結果を得た。図13にドハティ増幅器の効率及び線形利得の周波数特性を示す。DPDと組み合わせたときに周波数3.45～3.52GHzの70MHz帯域にわたってACLR = -50dBcの条件下でドレイン効率50%の良好な特性を得た。

#### 4. む す び

3.5GHz帯LTEスモールセル基地局向けにプラスチックパッケージを用いたGaN HEMTを開発し、プラスチックパッケージ増幅器として世界最高レベルの効率及び利得性能を実現した。このトランジスタを用いてドハティ増幅器を設計・試作し、DPDと組み合わせたときに周波数3.45～3.52GHzの70MHz帯域にわたってひずみ電力-50dBcの条件下でドレイン効率50%の良好な特性を得た。

#### 参 考 文 献

- (1) Therrien, R., et al.: A Comparison of AlGaN/GaN HFETs on Si Substrates in Ceramic Air Cavity and Plastic Overmold Packages, 2007 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 635～638 (2007)
- (2) T1G3000532-SM Datasheet, TriQuint
- (3) TGF3015-SM Datasheet, TriQuint
- (4) TGF3021-SM Datasheet, TriQuint
- (5) T2G4003532-FL Datasheet, TriQuint
- (6) MAGX-000035-01000P, Datasheets, MACOM
- (7) MAGX-000035-01500P, Datasheets, MACOM



# 3.5GHz帯LTEマクロセル基地局用 200W級GaN HEMT

浅田智之\* 山部滋生\*  
嘉藤勝也\* 佐々木善伸\*  
三輪真一\*

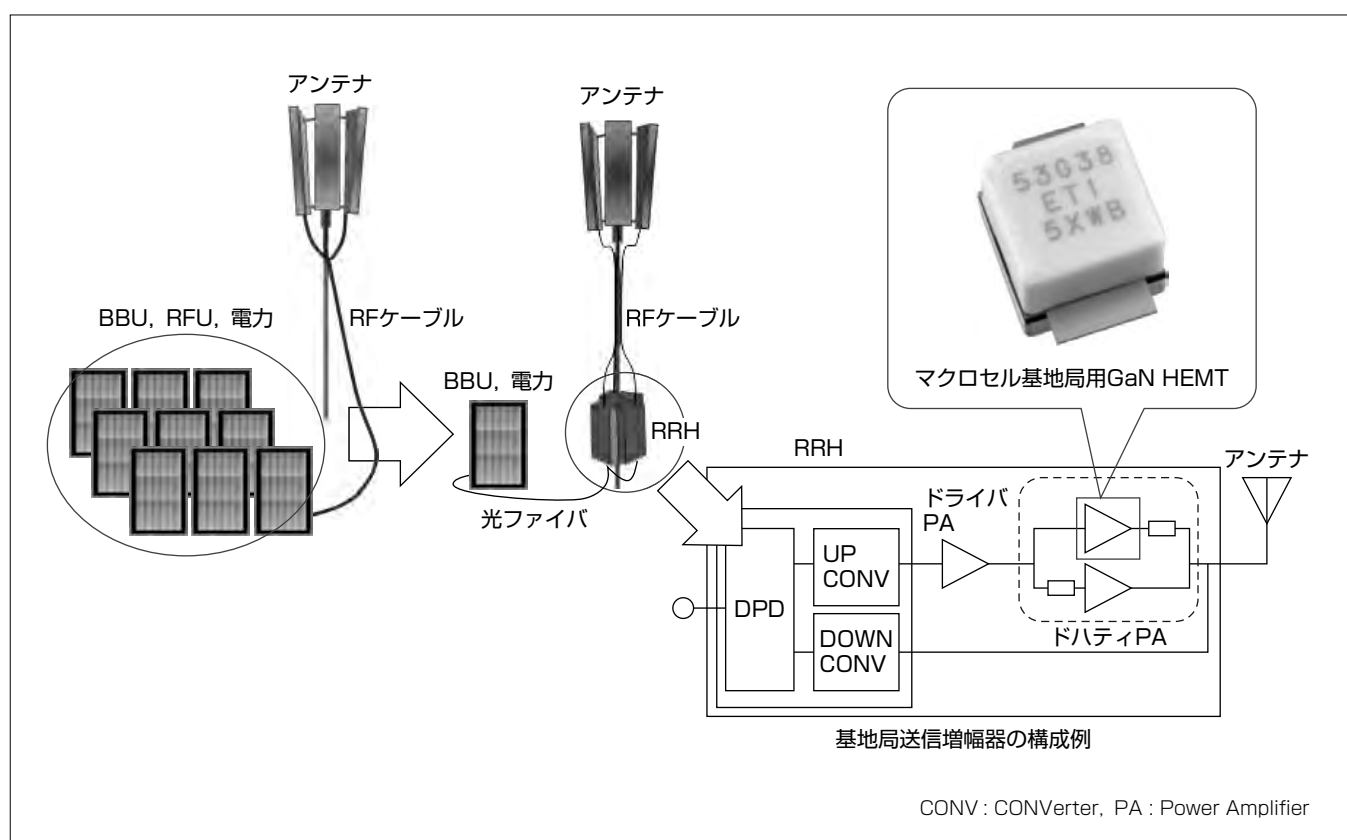
200W-class GaN HEMT for 3.5GHz-band LTE Macro-cell Base-station

Tomoyuki Asada, Katsuya Kato, Shinichi Miwa, Shigeo Yamabe, Yoshinobu Sasaki

## 要 旨

携帯電話システムの高周波化、携帯電話基地局の低消費電力化に伴い、特にL/S帯以上の周波数帯では、シリコンLDMOSFET(Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)よりも効率や利得などの高周波特性が優れるGaN HEMT(Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor)の基地局送信増幅器への適用が進んでいる。近年、マクロセル基地局では送信増幅器とアンテナ間の損失を低減するため、送信増幅器をアンテナの近くに設置するRRH(Remote Radio Head)構成が主流となっている。RRHでは放熱構造体の小型・軽量化が必要であり、それにはRRH内で最も発熱量の多い送信増幅器の高効率化が求められる。

今回、3.5GHz帯LTE(Long Term Evolution)マクロセル基地局向けにセラミックパッケージを用いたGaN HEMTを開発し、入力及び出力整合回路を最適化することによって3.5GHz帯200Wクラスの増幅器として良好な出力電力、ドレイン効率及び利得特性を実現した。この増幅器を用いてドハティ増幅器を構成する際、ピーク増幅器の入力インピーダンスの非線形性を考慮して入力整合回路を最適化することによってドハティ増幅器の高効率化を図り、DPD(Digital Pre-Distortion)ひずみ補償と組み合わせた評価で、周波数3.51GHz、出力電力49.2dBm(83W)のときにドレイン効率51.7%、ひずみ電力-50.6dBcの良好な特性を得た。



## 携帯電話マクロセル基地局及び基地局RRH送信増幅器の構成例

携帯電話マクロセル基地局では、送信増幅器とアンテナ間の損失を低減させるため、BBU(Base Band Unit)とRFU(Radio Frequency Unit)を分離し、送信増幅器をアンテナ近くに設置するRRH構成が主流となっている。RRHをアンテナ近くに設置する場合、RRHの放熱構造体の小型・軽量化が必要であり、それにはRRH内で最も発熱量の多い送信増幅器の高効率化が求められる。

## 1. ま え が き

GaN HEMT増幅器は、高出力、高効率、高利得などの優れた性能によって、レーダ、衛星通信、及び基地局用途で商用化が進んでおり、三菱電機でも2005年のC帯140Wを皮切りにL帯360W、S帯330W、Ku帯80Wのデバイスを開発してきた<sup>(1)</sup>。基地局用増幅器には費用性能比に優れたシリコンLDMOSFETが主に採用されてきたが、近年の携帯電話システムの高周波化、基地局の低消費電力化に伴い、特にL/S帯以上の周波数帯では、シリコンLDMOSFETより動作効率、電力利得などの高周波性能が優れたGaN HEMTの基地局用増幅器への適用が進んでいる。近年、マクロセル基地局では、送信増幅器とアンテナ間の損失を低減するため送信増幅器をアンテナの近くに設置するRRH構成が主流化している。RRHでは放熱構造体の小型・軽量化が必要であり、それにはRRH内で最も発熱量の多い送信増幅器の高効率化が求められる。

今回、3.5GHz帯LTEマクロセル基地局向けにセラミックパッケージを用いたGaN HEMT増幅器を開発し、入力及び出力整合を最適化することで、3.5GHz帯200W級出力電力を持つ増幅器として良好な効率及び利得を実現した。この増幅器を用いてドハティ増幅器を構成する際、ピーク増幅器の入力インピーダンスの非線形性を考慮して入力整合回路を最適化することでドハティ増幅器の高効率化を図り、DPDひずみ補償と組み合わせた評価で良好な出力電力、効率、利得特性を実現した。

## 2. 設 計

### 2.1 GaN HEMTの基本特性

図1に開発したセラミックパッケージを用いたGaN HEMTの組立て図を示す。パッケージの外寸は10.2×10.2×3.5(mm)で、セラミックパッケージは、はんだ実装用フラジレスセラミックパッケージを採用し、パッケージ内にGaAs(ガリウムヒ素)整合チップ、GaN(窒化ガリウム) HEMTチップ、高誘電率基板を配置した。

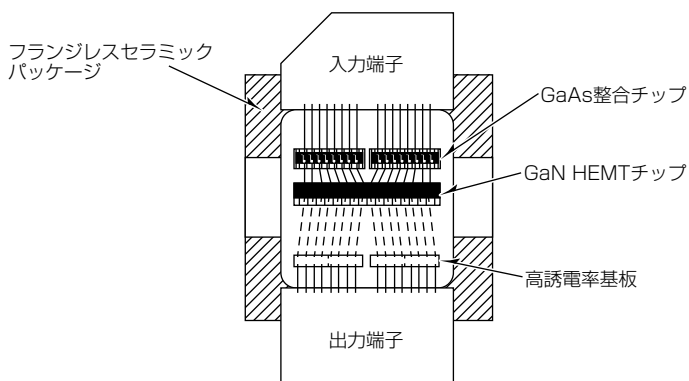


図1. GaN HEMTの組立て図

図2に入出力を50Ωに整合したGaN HEMTの外部整合回路を含んだ整合回路図を示す。整合回路はパッケージ内で構成されるプリマッチ回路と、パッケージ外の比誘電率3.48の基板上で構成される外部整合回路から構成され、破線はパッケージ内整合回路と外部整合回路の境界を示す。GaN HEMTチップは当社プロセスで製造した200W級の素子を適用した。入力プリマッチ回路はGaAsチップに構成された容量とボンディングワイヤを用いたインダクタで構成される。また、GaAsチップにRC並列回路で構成した安定化回路も備えることによって、GaN HEMTの安定動作も実現している。出力プリマッチ回路は高誘電率基板を用いた容量とボンディングワイヤを用いたインダクタで構成され、ドレイン効率が最大となるようにGaN HEMTチップから出力負荷側を見た2倍高調波の反射位相を求め、容量値と実装時のワイヤ長を決定した。

図3に、GaN HEMTの飽和動作時の出力電力、ドレイン効率、利得の周波数特性を示す。測定条件は $V_d = 50V$ 、 $I_{dsq} = 16.7mA/mm$ (ゲート幅1mm当たりのアイドル電流)、デューティ比10%、パルス幅100μsecのパルス動作である。3.4~3.6GHzで飽和電力52.8dBm以上、ドレイン効率64.6%以上、飽和利得15.1dB以上の良好な性能を得た。

### 2.2 ドハティ増幅器

飽和出力電力からのバックオフが大きい低中出力動作時での効率を改善する増幅器として、ドハティ増幅器が知られている。図4にドハティ増幅器の構成を示す。ドハティ増幅器では、キャリア増幅器は通常、B級、又はAB級に

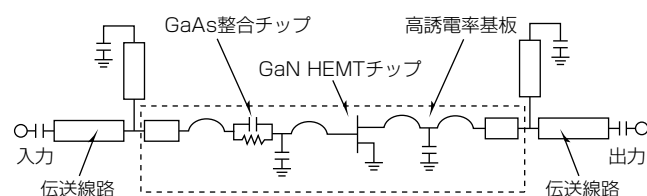


図2. GaN HEMTの外部整合回路を含んだ整合回路図

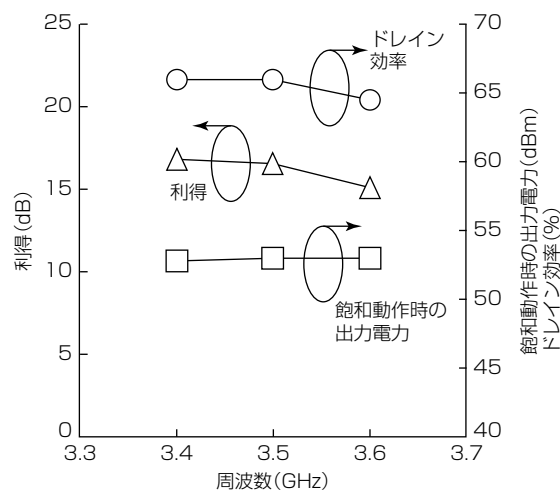


図3. GaN HEMTの周波数特性

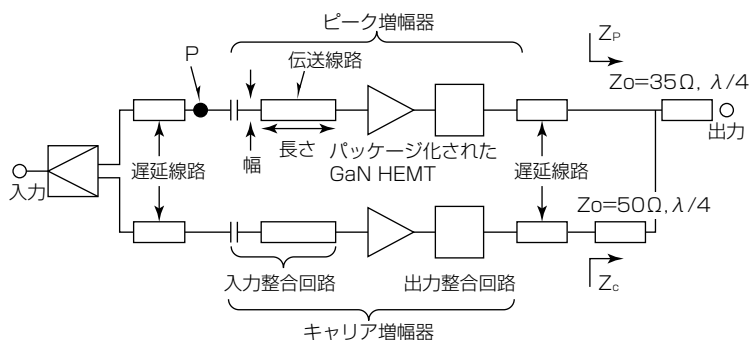


図4. ドハティ増幅器の構成

バイアスされ、ピーク増幅器はC級にバイアスされる。理想的なドハティ増幅器の場合、入力電力に応じてキャリア増幅器の負荷インピーダンス ( $Z_c$ ) は100Ωから50Ωに、ピーク増幅器の負荷インピーダンス ( $Z_p$ ) は∞から50Ωに変化する。例えば、小信号入力時の  $Z_c$  は100Ωとなり、大信号入力時は、ドハティ負荷変調によって  $Z_c$  は50Ωとなる。この結果を受けて、ピーク増幅器の大信号時の利得はキャリア増幅器の大信号の利得と等しくなり、バックオフ領域から飽和領域まで広い範囲での高効率動作が可能となる。しかしながら、C級で動作するピーク増幅器の利得は、B級又はAB級で動作するキャリア増幅器の利得より小さいため、理想的なドハティ増幅器の動作を実現することは、一般に容易ではない<sup>(2)</sup>。

図5にドハティ増幅器の理想的な電流源モデルを示す。 $I_1$ 、 $I_2$ はそれぞれ、キャリア増幅器とピーク増幅器のドレイン電流である。図6に図5で示す  $Z_{IT}$  のインピーダンスと、 $I_1$  で正規化した  $I_2$  の関係を示す。

図6から、 $I_2$  が  $I_1$  より小さい場合は  $Z_{IT}$  が50Ωに達せず、飽和電力とバックオフ領域の効率が理想的なドハティ増幅器より低下する。そのため、飽和電力領域で、ピーク増幅器の利得をキャリア増幅器と極力等しくなるように設計することが重要である。ピーク増幅器の利得を上げる手段としては、ピーク増幅器のC級バイアスを浅くすることが挙げられるが、この場合、ピーク増幅器の小信号利得も増加するため、キャリア増幅器の負荷変調が低入力領域から始まりバックオフ動作時の効率が低下する。したがって、ピーク増幅器の利得がバックオフ動作時では可能な限り抑圧されるように整合回路を設計することも重要である。これら2つの要件を考慮した設計を実現するため、GaN HEMTの入力インピーダンスの非線形性に着目してピーク増幅器の入力整合回路設計を行った。

GaN HEMTの  $C_{gs}$  (ゲート-ソース間容量) には入力電力に対し非線形性があることが一般的に知られている。図7に入力電力を変化させたときの、図4のP点から見たピーク増幅器のGaN HEMT入力インピーダンスの計算結果を示す。図7に示す3つの軌跡は、ピーク増幅器の入力整合伝送線路3仕様(ケースA、ケースB、ケースC)ごとに入

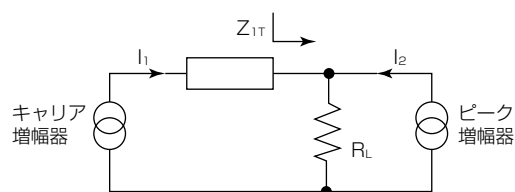


図5. ドハティ増幅器の理想的な電流源モデル

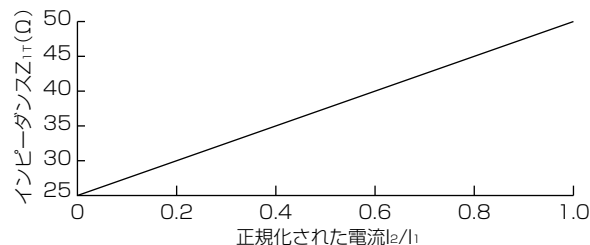


図6.  $Z_{IT}$  と  $I_1$  で正規化した  $I_2$  の関係

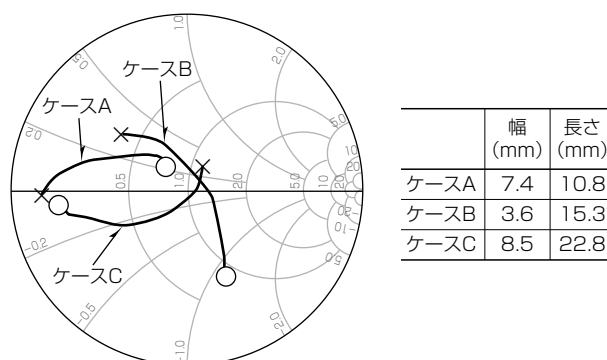


図7. ピーク増幅器入力インピーダンス計算結果

力電力を変化させたときの軌跡であり、それぞれの×印は最小入力電力印加時のインピーダンス、それぞれの○印は最大入力電力印加時のインピーダンスを示す。ケースAの入力整合伝送線路仕様では、入力電力が小さくなるにつれ入力インピーダンスは50Ωから離れ、入力電力が大きくなるにつれ入力インピーダンスが50Ωに近づく傾向を示している。ケースCではその逆の傾向を示し、ケースBではケースAとケースCの中間的な傾向を示している。

図8にピーク増幅器の入力整合伝送線路仕様ごとに入出力特性の計算結果を示す。ケースAでは、バックオフ領域の利得が他の仕様比べて低く、飽和領域の利得は他の仕様比べて高く、ドハティ増幅器の高効率化に向けて有望なピーク増幅器の動作傾向を示している。

図9に異なる入力整合伝送線路仕様を持つドハティ増幅器での出力電力に対するドレイン効率のシミュレーション結果を示す。飽和領域、バックオフ領域ともケースAは良好なドレイン効率を示し、ケースAの入力整合伝送線路をピーク増幅器に適用してドハティ増幅器を試作した。

図10に試作したドハティ増幅器の外観を示す。ドハティ増幅器の入力電力分配器には90°ハイブリッドを適用している。

図11にDPDと組み合わせたときのドハティ増幅器の出

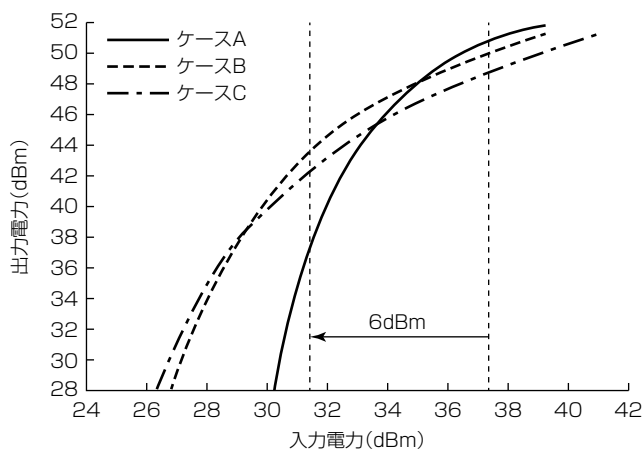


図8. 仕様ごとのピーク増幅器の入出力特性計算結果

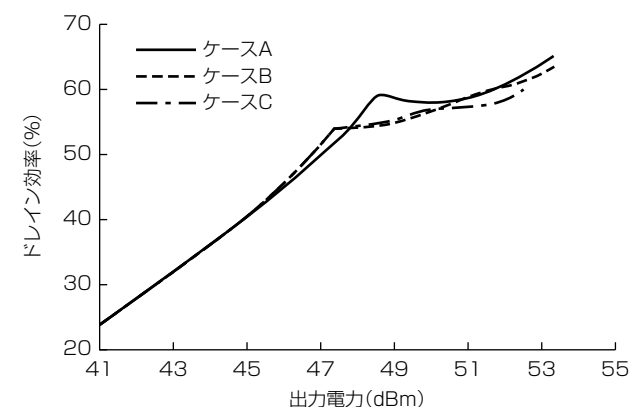


図9. 仕様ごとのドハティ増幅器のドレイン効率計算結果

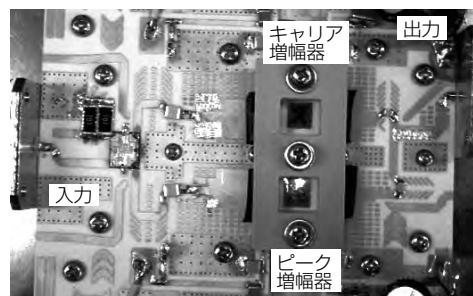


図10. ドハティ増幅器の外観

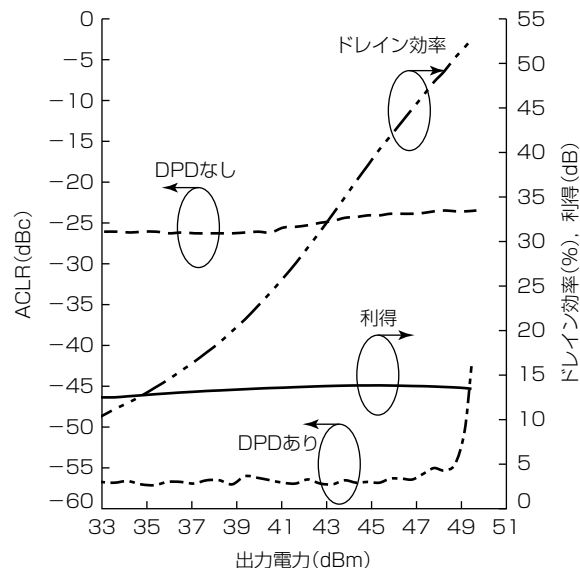


図11. ドハティ増幅器のドレイン効率, 利得, ひずみ電力特性

表1. 3.5GHz帯LTE対応ドハティ増幅器の性能比較表

PAPR : Peak to Average Power Ratio

	周波数 (GHz)	平均電力 (dBm)	利得 (dB)	ドレイン効率 (%)	DPDありの ACLR (dBc)	PAPR (dB)	信号帯域幅 (MHz)
ドハティ増幅器 <sup>(3)</sup>	3.40~3.60	41.0	12.3	45.2~47.5	-48.0	8.0	100
ドハティ増幅器 <sup>(4)</sup>	3.43	40.0		46.0	-45.0	7.1	20
今回開発ドハティ増幅器	3.51	49.2	13.5	51.7	-50.6	7.5	20

力電力に対するドレイン効率, 利得, ひずみ電力特性を示す。ここでは, 増幅器から発生するひずみ電力を表す指標としてACLR(Adjacent Channel Leakage power Ratio)を用いた。周波数3.51GHz, 信号帯域幅20MHz, ピーク電力対平均電力比7.5dBを持つLTE変調波を用いた際に, 出力電力49.2dBm(83W), ドレイン効率51.7%, 利得13.5dB, ACLR-50.6dBcの良好な特性を得た。

表1は, 3.5GHz帯で平均電力40Wを超えるドハティ増幅器で, これまでに報告されている増幅器の特性<sup>(3)(4)</sup>と今回開発した増幅器の特性とを比較している。出力電力, 利得及びドレイン効率に関して, これまでに報告されている増幅器の特性よりも良好な特性を実現している。

### 3. む す び

3.5GHz帯LTEマクロセル基地局向けにセラミックパッケージを用いたGaN HEMTを開発した。また, このHEMTを用いてドハティ増幅器を構成する際, ピーク増幅器の入力インピーダンスの非線形性を考慮して入力整合

回路を最適化することによって高効率動作を実現できることを示した。ドハティ増幅器にDPDひずみ補償を適用した際, 周波数3.51GHz, 出力電力49.2dBm(83W)でドレイン効率51.7%, 利得13.5dB, ACLR-50.6dBcの良好な特性を得た。

### 参 考 文 献

- (1) 平野嘉仁 : 高周波光デバイスの変遷と今後の展開, 三菱電機技報, **88**, No.9, 588~591 (2014)
- (2) Cripps, S. C. : RF Power Amplifiers for Wireless Communications, Artech House (1999)
- (3) Ma, C., et al. : Design of Asymmetrical doherty power amplifier with reduced memory effects and enhanced back-off efficiency, Progress In Electromagnetics Research C, **56**, 195~203 (2015)
- (4) Yang, M., et al. : High efficiency GaN wideband Doherty amplifier for LTE-Advanced applications, 2011 Microwave Conference Proceedings, 510~513 (2011)

# Ku帯衛星通信用高利得・高出力内部整合型GaN HEMT

國井徹郎\* 野田健一\*\*  
南出啓信\* 小山英寿\*  
前原宏昭\*

High Gain and High Power Internally Matched GaN HEMT for Ku-band Satellite Communications

Tetsuo Kunii, Hiroaki Minamide, Hiroaki Maehara, Kenichi Noda, Hidetoshi Koyama

## 要 旨

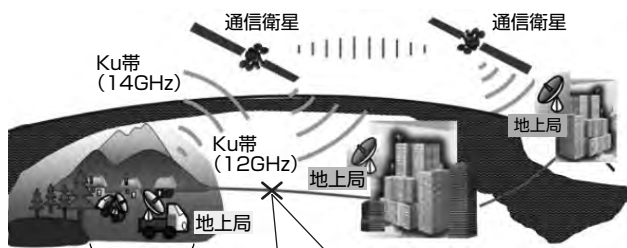
Ku帯衛星通信用送信機の高出力化、小型化要求に対応するため、三菱電機ではKu帯GaN HEMT(High Electron Mobility Transistor)MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)(以下“GaN MMIC”)という)と内部整合型GaN HEMTのラインアップ拡充を図っているが、今回、従来の50W内部整合型GaN HEMT“MGFK47G3745A”と同一パッケージサイズのまま高利得、高出力化を実現した70W内部整合型GaN HEMT“MGFK48G3745”を新たに製品化した。

ソースインダクタンスを低減するためにレイアウトを改良したGaN HEMTチップを採用することで、高利得化と高出力化を両立させ、14.125GHzで、飽和出力48.7dBm(74.1W)、線形利得12dB、電力付加効率(Power Added Efficiency : PAE) 35%の特性を得た。また、3次相互変調

歪(ひず)みIM3(3rd order InterModulation Distortion) = -25dBcを満足する時の出力電力(線形出力)は、45dBmである。

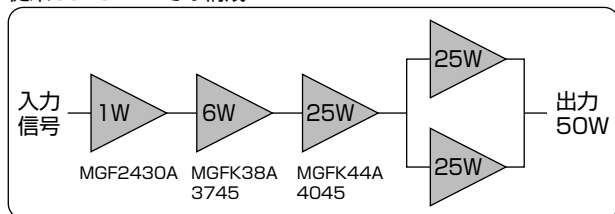
また、歪み特性改善のためにこの製品と既製品のリニアライザ内蔵の20W GaN MMIC“MGFG5H1503”をドライバ段として接続した状態では、47dBmの線形出力が得られた。この線形出力は、70W内部整合型GaN HEMT単体に比べ、約2dBの線形出力の改善を示した。

送信用アンプの構成を従来のGaAs(ガリウムヒ素)FET(Field Effect Transistor)から、このKu帯GaN(窒化ガリウム)ラインアップに置き換えることで、最終段合成数低減、段数低減、ドライバ段と最終段の電源電圧共通化による送信用アンプの高出力、小型化に貢献する。







Ku帯衛星通信の仕組み

従来GaAs FETでの構成

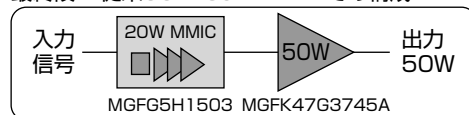


Ku帯衛星通信地上局用送信機に用いられるアンプ構成

	MGFG5H1503 (MMIC)	MGFK47G3745A (内部整合 HEMT)	MGFK48G3745 (内部整合 HEMT)	MGFK49G3745 (内部整合 HEMT)
外形サイズ (mm)	 13.8×16.4×3.2	 21.0×12.9×4.5	 21.0×12.9×4.5	 24.0×17.4×4.3
出力電力	20W	50W	70W	80W
線形利得	20dB	8dB	10dB	7.5dB

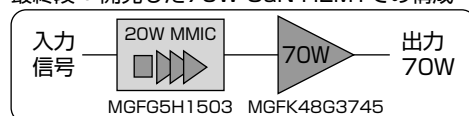
Ku帯GaN MMIC／内部整合GaN HEMTラインアップ

最終段：従来50W GaN HEMTでの構成



高出力化

最終段：開発した70W GaN HEMTでの構成



小型化  
高出力  
小型化

## Ku帯衛星通信の仕組みとKu帯GaN MMIC／内部整合型GaN HEMTラインアップ及びKu帯衛星通信地上局用送信機に用いられるアンプ構成

高速通信が可能なKu帯衛星通信の需要が拡大しており、通信容量の増大化に対応するため、衛星通信用送信機の高出力化、小型化が強く要求されている。三菱電機では、従来の50W内部整合型GaN HEMTと同一パッケージサイズのまま、出力を1.4倍の70Wに高出力化したKu帯70W内部整合型GaN HEMTを製品化し、Ku帯GaN MMIC／内部整合型GaN HEMTラインアップを拡充した。

# 1. ま え が き

近年、災害時の通信の確保や地上通信網の整備が地理的に難しい地域での通信手段として、高速通信可能なKu帯衛星通信の需要が拡大している。衛星通信市場では、通信容量の増大化、SNG(Satellite News Gathering)に代表される移動局の需要増加が進んでおり、そのために衛星通信地上局用送信機の高出力化、小型化が強く要求されている。

従来、送信機を構成するアンプ用素子としては、GaAs FETが用いられてきたが、絶縁破壊耐圧が低く高電圧動作ができないことから、更なる高出力化が困難という課題があった。三菱電機では、従来のGaAsに代わり、高絶縁破壊耐圧を持つ材料であるGaNを用いることで、高電圧動作化、高電力密度化を実現し、小型で高出力なアンプ用素子のラインアップ拡充を図っている。

本稿では、従来の50W内部整合型GaN HEMTと同サイズのパッケージを用い、内蔵するGaNチップの高出力化を図ることで世界最高レベルの出力を持つ70W内部整合型GaN HEMTの単体特性と、既に製品化済みのリニアライザ内蔵Ku帯20W GaN MMICに接続したアンプの特性について述べる。

# 2. 70W内部整合型GaN HEMTの特性

衛星通信地上局用の送信機用アンプを構成するドライバアンプ等は従来のまま、最終段のGaN HEMTだけを従来の50W GaN HEMTから置き換えるだけでアンプの高出力化を可能とするために、従来の50W内部整合型GaN HEMTと同一サイズのパッケージの採用と、従来よりも高い動作利得と出力電力の向上を目標にして、70W内部整合型GaN HEMTの開発を行った。

GaN HEMTの出力電力を向上させるためには、ゲート幅を拡大する必要があるが、図1に示すように、ゲート幅を拡大するとゲート抵抗( $R_g$ )の増大やゲート幅当たりのソースインダクタンス( $L_s$ )の増大によって、最大安定利

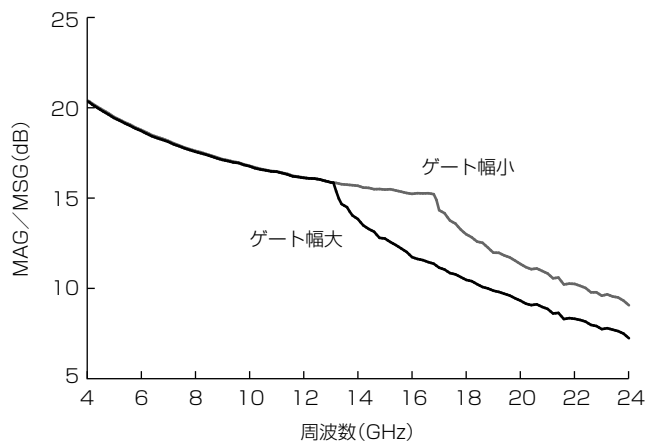


図1. トランジスタMAG/MSG特性のゲート幅依存性

得(MSG)から最大有能電力利得(MAG)に変換する周波数( $f_k$ )が低下し、所望の周波数帯域での利得が低下する問題が生じる。

そこで今回、チップレイアウト構造を変更することで、ゲート幅当たりの $L_s$ を低減し、 $f_k$ 向上に関する検討を行った。図2に従来と今回開発したGaN HEMTチップの単位セルのレイアウトを示す。GaN HEMTチップのトランジスタ部はゲートフィンガを介してソースフィンガとドレインフィンガが交互に並ぶマルチフィンガ構造となっており、従来のレイアウトでは、各ソース電極が接地されるソースビアは、ゲート側だけに配置されている(図2(a))。したがって、単位ゲート幅( $W_{gu}$ )が大きくなるとソースフィンガ先端部で、ソースビアまでの距離が長くなるため $L_s$ が増大する。今回開発したレイアウト(図2(b))では、ソースフィンガ先端を連結し、ドレイン側にもソースビアを配置する構造を採用した<sup>(1)</sup>。このレイアウトでは、各ソースフィンガの先端部でも、ソースビアまでの距離を従来レイアウトよりも短くでき、かつ単位セル当たりのビアの数が従来の2個から4個に増えることによって、単位セル当たりのソースビア部の $L_s$ を従来の約1/2に低減できる。

図3に従来のレイアウトと今回開発したレイアウトでの単位ゲート幅と $f_k$ の関係を示す。従来のレイアウトでは

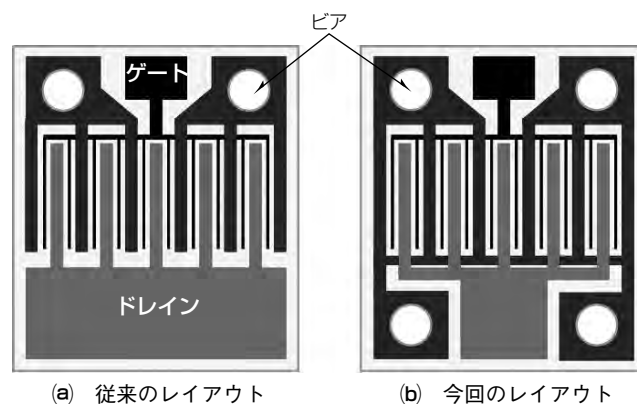


図2. GaN HEMTチップのレイアウト

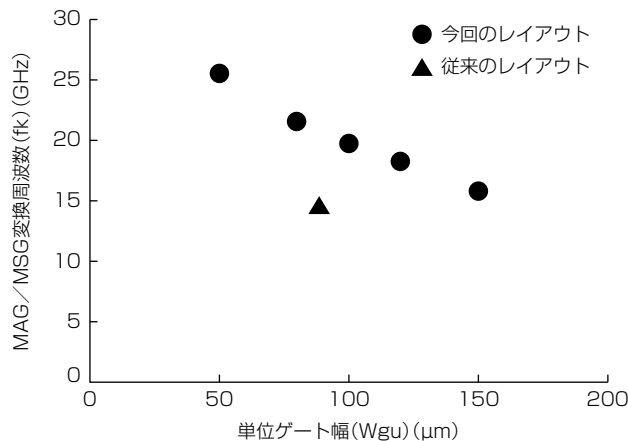


図3. MAG/MSG変換周波数( $f_k$ )と単位ゲート幅の関係

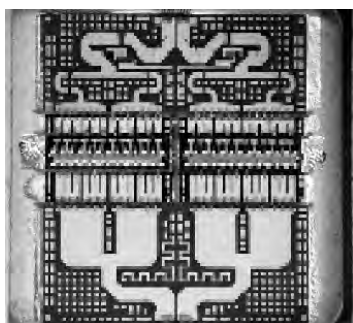


図4. Ku帯70W HEMT (MGFK48G3745)の構造

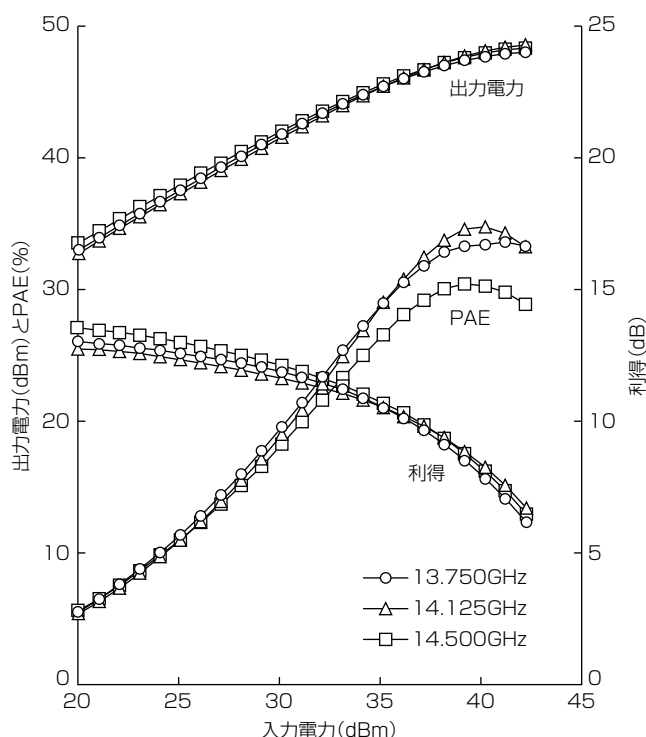


図5. Ku帯70W HEMT (MGFK48G3745)の入出力特性

Wgu = 88 $\mu$ mでfk = 14.8GHzであったのに対し、今回レイアウトではWgu = 150 $\mu$ mでもfk = 15.8GHzと、Wguを長くしてもfkを向上できることを確認し、Ku帯用トランジスタとして十分な利得の向上が期待できる。

図4にこのレイアウトを採用したGaN HEMTチップを用いた70W内部整合型GaN HEMTのパッケージ内部構造写真を示す。パッケージ中央部にGaN HEMTチップを並列に2チップ配置し、各单位セルを整合基板上に形成したトーナメント型の合成回路で結合し、入力側は利得整合、出力側は出力整合となるよう回路定数を最適化した。

図5にこの構成で開発したKu帯70W内部整合型GaN HEMT (MGFK48G3745)の入出力特性評価結果を示す。周波数14.125GHzで、飽和出力48.7dBm (74.1W)、線形利得12dB、電力付加効率 (Power Added Efficiency : PAE) 35%の良好な特性を得た。新チップレイアウトを採用することで、高利得化と高出力化の両立が実現でき、従来の50W内部整合GaN HEMTに比べ、出力で約40%、線形利

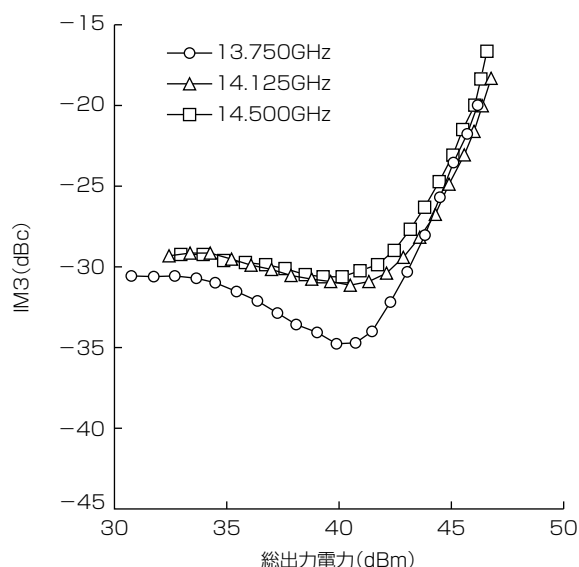


図6. Ku帯70W HEMT (MGFK48G3745)のIM3特性

得で約2 dBの特性向上を図ることができた。

図6にこのGaN HEMTの3次相互変調歪 (IM3) 特性を示す。衛星通信地上局として通信品質を確保するために要求されるIM3 = -25dBcを満足する時の出力電力 (線形出力) は、45dBmであり、小型パッケージを用いた製品として世界最高レベルの飽和出力と線形出力が得られた。

### 3. 20W GaN MMICと組み合わせた特性

GaN HEMTは、送信機の高出力化、小型化を実現する上で大変有望な素子であるが、ソフトコンプレッションと呼ばれる、飽和出力に達するよりも低い出力領域で利得低下が始まってしまう特性を持つ。GaN HEMTを連結して多段アンプに用いる場合、各段のGaN HEMTのソフトコンプレッション特性が重ね合わさることで、アンプ全体の利得の線形性が著しく低い出力レベルから低下し、その結果、IM3のような歪み特性が劣化するという課題があった。

この課題を解決するため、ドライバ段用に歪み特性改善のためのリニアライザを内蔵したGaN MMIC (MGFG5H1503)を既に製品化しており、従来の50W内部整合型GaN HEMT (MGFK47G3745A)と連結したアンプで、歪み特性改善効果を実証している<sup>(2)</sup>。今回、このリニアライザ内蔵GaN MMICと新たに開発した70W内部整合型GaN HEMT (MGFK48G3745)を連結したアンプの評価治具も作製した。

アンプの構成図と外観写真を図7に示す。入出力端子とアンプの間、及びアンプ間は、アルミナ基板上に設けた50 $\Omega$ 線路で接続し、その両側にバイアス回路を設けた樹脂性基板を配置し、基板の下部にはアルミ製ヒートシンクを設け、動作時の発熱を抑制した。

図8に、このアンプの入出力特性評価結果を示す。周波数14.125GHzで、飽和出力48.7dBm (74.1W)、線形利

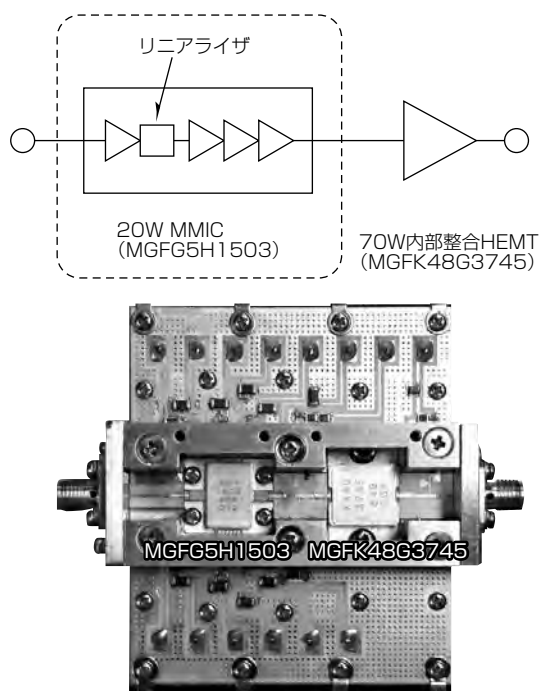


図7. MGFG5H1503とMGFK48G3745を連結したアンプの構成図と外観

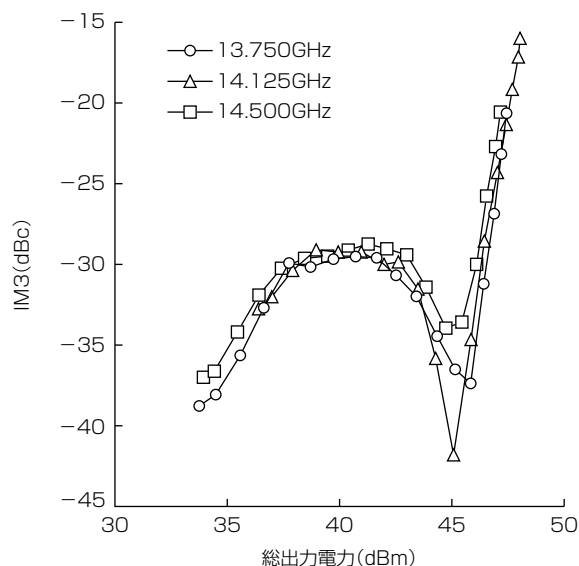


図9. GaN MMICとGaN HEMTを連結したアンプのIM3特性

コンプレッション現象による歪み特性劣化を抑制し、低歪み特性、高線形出力特性を持つGaN HEMT多段アンプを実現できた。

#### 4. む す び

Ku帯衛星通信地上局用増幅素子として、従来の50W GaN HEMTと同一サイズのパッケージで世界最高レベルの出力の70W内部整合型GaN HEMT(MGFK48G3745)を製品化した。また、リニアライザ内蔵GaN MMIC(MGFG5H1503)と70W内部整合型GaN HEMTを連結したアンプを試作し、GaN HEMT特有のソフトコンプレッション特性を抑制した結果、70W内部整合型GaN HEMT単体に比べ、約2dBの線形出力向上を実現した。これらKu帯GaN素子ラインアップで、衛星通信用送信機の高出力、小型化に貢献する。

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

- (1) Imai, S., et al.: A 2.6GHzBand 78W Doherty Power Amplifier with GaN HEMT Unit-Cell Structure Robust for Layout-Dependent Loop Oscillation, 2016 European Microwave Conference, Dig. 2016
- (2) Kanaya, K., et al.: A Ku-band 20W GaN-MMIC Amplifier with Built-in Linearizer, 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Dig. (2014)

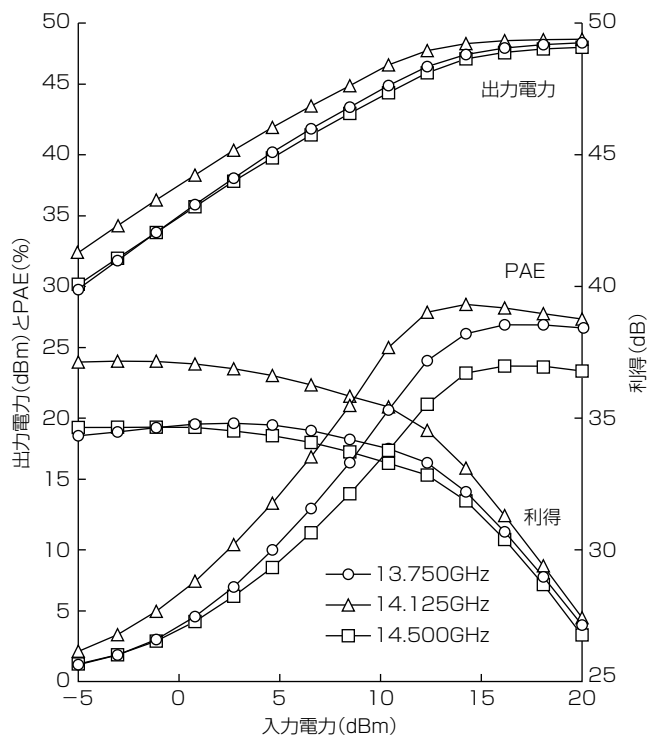


図8. GaN MMICとGaN HEMTを連結したアンプの入出力特性

得37dB, PAE28%の特性を得た。また、図9に示すように、IM3=-25dBcを満足する線形出力は、47dBmと70W GaN HEMT単体に比べ、約2dBの線形出力向上を実現した。リニアライザ内蔵GaN MMICをドライバ段に採用することで、GaN HEMT多段アンプの課題であったソフト



# 業務無線機用 高出力MOSFETモジュール

中村謙二\* 池田圭吾\*\*  
高瀬陽平\* 藤田光一\*\*\*  
穂山英輔\*

High Power MOSFET Module for Professional Radio

Kenji Nakamura, Yohei Takase, Eisuke Akiyama, Keigo Ikeda, Koichi Fujita

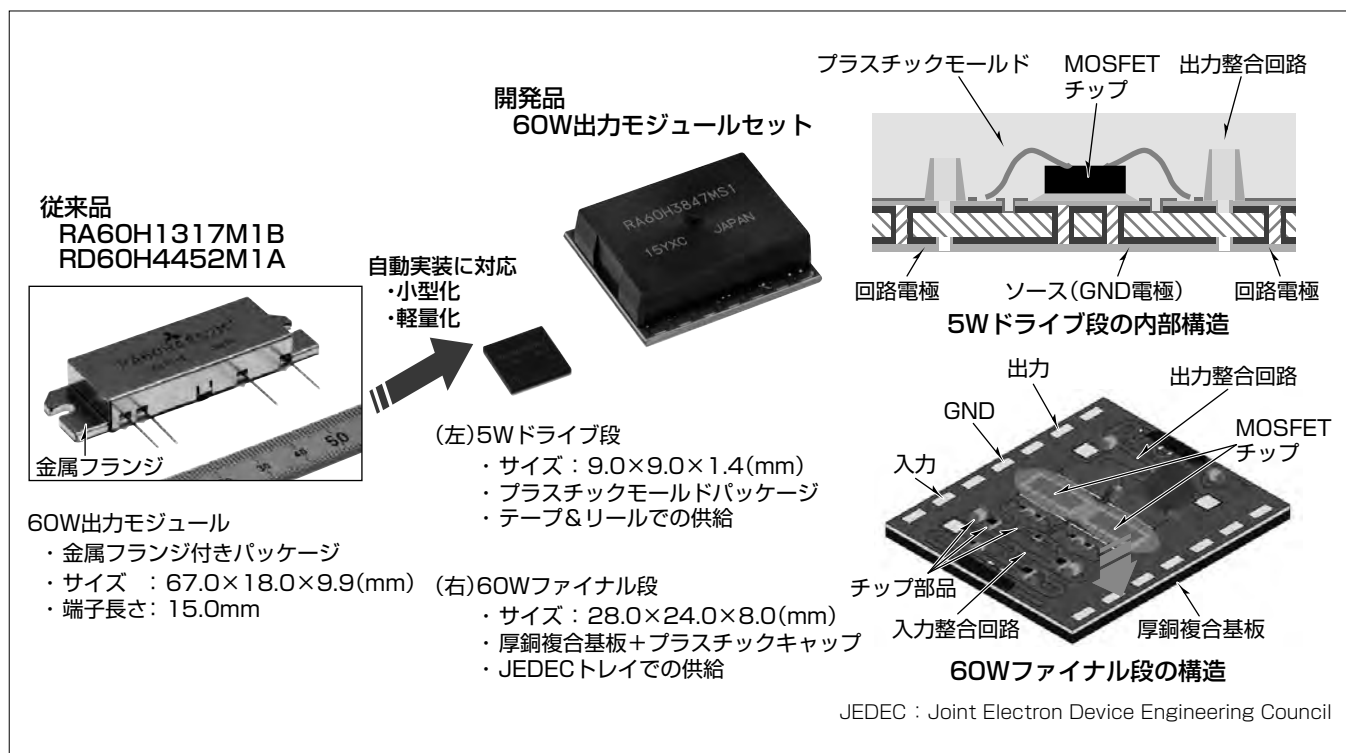
## 要 旨

業務無線機は、VHF (Very High Frequency) 帯とUHF (Ultra High Frequency) 帯を中心に公共安全 (警察、消防、防災) や交通 (鉄道、船舶、タクシー、空港)、イベント、レストランなどの民生用途などに広く使用されている。近年、無線機の低価格化、小型・軽量化が進み、送信段電力増幅用デバイスでも小型・軽量化が求められている。さらに、業務無線機に使用される電子部品はプリント基板への自動実装が進んでおり、電力増幅デバイスでも従来のマニュアル実装から自動化への対応が要求されている。

三菱電機では、これらの要求に対応するため、車載用業務無線機に搭載する自動実装可能なUHF帯12.5V動作の高出力MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) モジュール (以下“モジュール”という) “RA05H3353MS1”, “RA60H3847MS1” 及び “RA60H4453MS1” を開発した。また、VHF帯12.5V動作の高出力モジュール “RA05H1317MS1” 及び “RA60H1317MS1” を開発した。

従来品のモジュールパッケージは、大型の金属放熱板と

ガラス・エポキシ基板をはんだ付けした構造であったが、この製品では自動実装のためドライブ段モジュールとファイナル段モジュールに分け、自動実装可能な大きさに分割するとともに、ファイナル段モジュールだけ放熱板を使用することで軽量化を図り、高放熱構造は厚銅複合基板の適用によって実現した。また、高出力MOSFETに要求される放熱性を確保するため、MOSFETとパッケージの接合材としてRoHS (Restriction of the use of certain Hazardous Substances in electrical and electronic equipment) 指令に適合する高熱伝導率ダイボンド材を採用し、厚銅 (厚さ1mm) の放熱板にMOSFETを直接搭載する構造を開発した。さらに、MOSFETチップについても、信頼性を更に高めた構造へ改良した。この製品は、UHF帯の周波数530MHz、入力電力10mWで、出力電力85W (typ.)、総合効率52% (typ.)、VHF帯の周波数175MHz、入力電力10mWで、出力電力85W (typ.)、総合効率60% (typ.) の業界トップレベルの効率を実現した。



## 高出力MOSFETモジュールのパッケージトレンドと5Wドライブ段の内部構造及び60Wファイナル段の構造

5Wドライブ段と60Wファイナル段に分け、それぞれに最適な構造とすることで小型・軽量化を実現した。

## 1. ま え が き

近年、DMR(Digital Mobile Radio)をはじめとする無線機の低価格化、小型・軽量化がますます進み、送信段電力増幅用デバイスでも小型・軽量化が求められている。さらに、業務無線機に使用される電子部品は自動実装への対応が進んでおり、電力増幅デバイスでも従来のマニュアル実装から自動実装による自動化への対応が要求されている。

三菱電機では、これらの要求に対応するため、車載用業務無線機に搭載する表面実装可能なUHF帯12.5V動作の高出力モジュール“RA05H3353MS1”、“RA60H3847MS1”及び“RA60H4453MS1”を開発した。また、VHF帯12.5V動作の高出力モジュール“RA05H1317MS1”及び“RA60H1317MS1”を開発した。

この開発での課題は、大きな発熱を伴う高出力デバイスを基板に実装しても無線機筐体(きょうたい)のヒートシンクから十分放熱できる構造、リフロー温度に耐えられる高耐熱構造、小型化パッケージに収まる小型な高周波整合回路の開発であった。

本稿では、これらの課題を解決した高出力MOSFETモジュールの構造、及びその高周波基本特性について述べる。

## 2. 高出力MOSFETモジュールの構造

従来の高出力MOSFETモジュールの構造は、ねじ止めできるようにフランジ部を持つ金属板の上に整合回路基板及びFET(Field Effect Transistor)をはんだで接合した構造であり、モジュールを無線機筐体に直接ねじ止めし、モジュールで発生する熱を無線機筐体へ放熱していた。端子はリード線をはんだ付けすることで電氣的接続を行っていた。図1に従来のモジュールを車載用業務無線機へ実装した例を示す。

高出力モジュールを自動実装にするには、リード線を表面実装対応電極パッドに置き換えるだけでなく、次の2つの課題に対する検討が必要であった。

### 2.1 小型・軽量化

従来の高出力モジュールの質量は約30gあり、その大半を占めるのは銅が主材料である放熱用の金属板(67.0×19.4×2.3(mm))である。

三菱電機が今回開発したモジュールでは、ファイナル段とドライブ段にモジュールを分割し、ファイナル段だけ放熱板を設けることで放熱用の板材料を28×24×1(mm)まで小型化し、製品の質量を従来の約1/3に低減した。また、ドライブ段は整合回路を分布定数から集中定数に変更することで整合回路を小型化し、9×9(mm)のサイズで5W出力の2段増幅器を実現した。これらの小型・軽量化によって、高出力モジュールを自動実装することが可能となり、無線機内での高出力モジュールの占有面積を半減(三

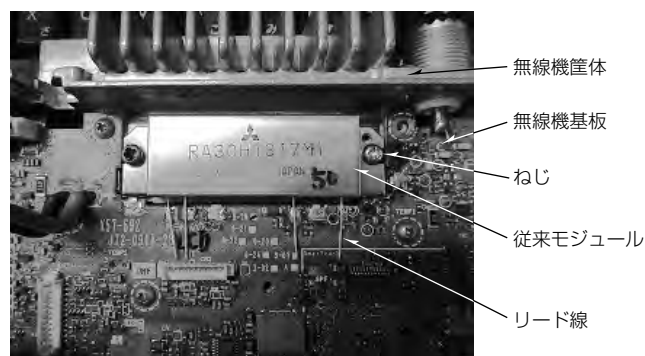


図1. 従来モジュールを車載用業務無線機へ実装した例

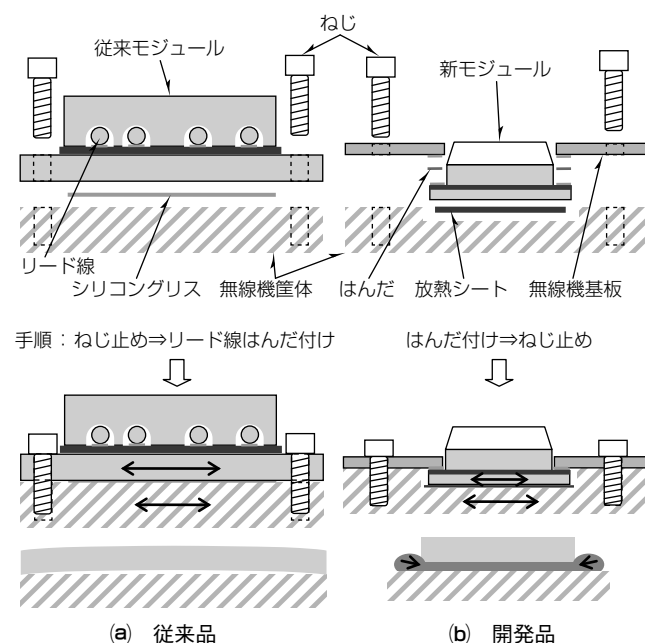


図2. モジュール放熱構造の従来品と開発品の比較

菱電機従来比)させた。

### 2.2 高出力モジュールの放熱

図2にモジュールの放熱構造の従来品と開発品との比較を示す。従来モジュールは無線機筐体とモジュール間にシリコングリスを塗布し、直接ねじ止めすることでモジュールの熱を無線機筐体へ放熱していた。この実装方法では、モジュール電極と無線機の基板との熱膨張係数による位置ズレはリード線の弾性で吸収させていた。しかし、リードのない新モジュールの構造では無線機基板の電極パッドとはんだとの間に応力が集中する。この問題を解決するために、新モジュールでは無線機基板の電極パッドとの接続はモジュールの基板側で行い、モジュールの裏面の熱膨張に追従可能な放熱シートと放熱ポリマ樹脂を介して放熱する構造とした。

## 3. トランジスタの構造

三菱電機は、高出力、高効率、高破壊耐量、低歪(ひずみ)を特徴とするシリコン基板を用いたMOSFETの構造開

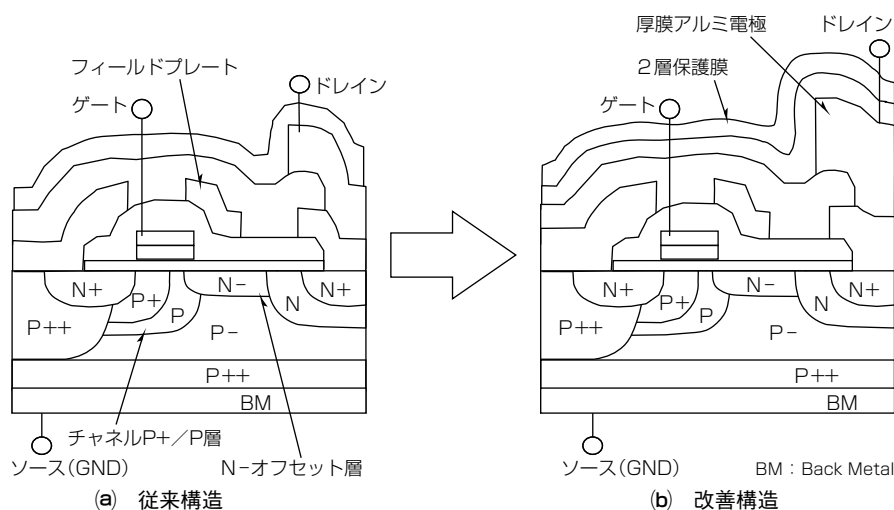


図3. 改善前後のMOSFETの断面構造

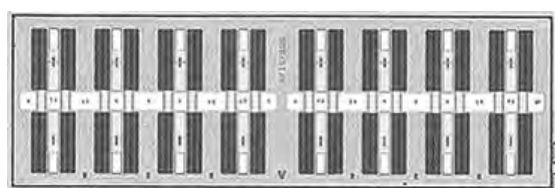


図4. MOSFETチップの外形

発を続けてきた<sup>(1)(2)(3)(4)</sup>。このデバイス開発では、UHF帯での高利得とVHF帯での高負荷変動耐量を同時に確保する必要があるため、MOSFETの高性能化も図った。

高利得化に関しては、MOSFETのゲート長の短縮とフィールドプレートの改良によって、相互コンダクタンスの改善と、ドレインコンダクタンスと出力容量、帰還容量の低減を図った。その結果、高利得、低歪み化を実現した。また、高負荷変動耐量化に関しては、ドレインN領域とシリコン基板のP領域に形成したダイオードを介して反射電力をチップ裏面に逃がす構造を採用することで高負荷変動耐量を実現した<sup>(4)</sup>。さらに、このMOSFETには基板加熱スパッタ法による厚膜アルミ電極とシリコン酸化膜とシリコン窒化膜による2層保護膜を適用し、従来MOSFETに比べてドレイン電極のエレクトロマイグレーション寿命を約2倍改善した。図3に改善前後のMOSFETの断面構造を示す。

図4に60WモジュールRA60H4453MS1に用いたMOSFETチップの外形を示す。放熱性向上のためMOSFETの動作領域を32セルに分割し、2チップを並列使用する構成とした。

#### 4. 高出力モジュールの評価キット

無線機送信部の電力増幅器でMOSFETモジュールの性能を最大限に引き出すためには、実装基板設計と熱設計が重要である。

今回開発した新規モジュールを評価するための基板と放熱ブロックの設計見本として、評価キットを合わせて開発した。図5に評価キットの外観を示す。

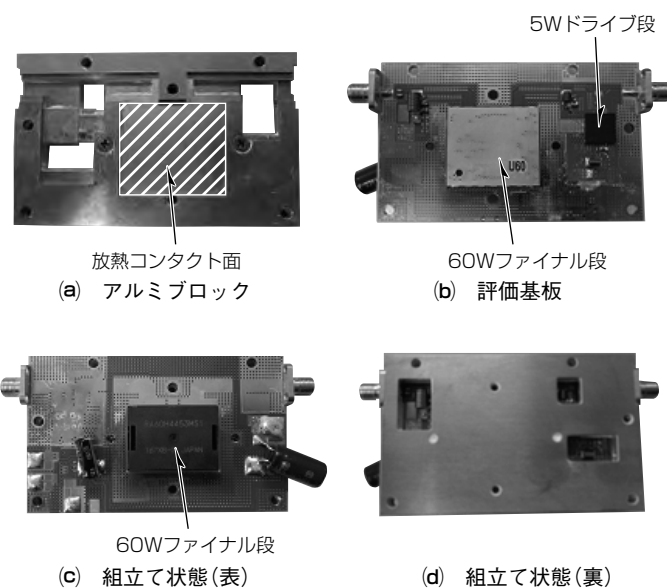


図5. MOSFETモジュール評価キット

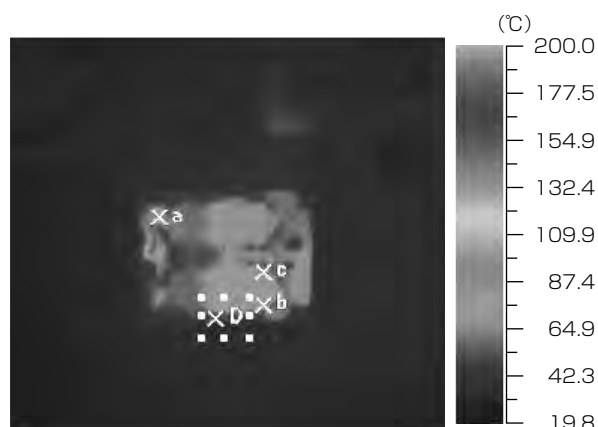


図6. 60Wファイナル段の内部温度

この評価キットをヒートシンクに装着し、1分間のRF (Radio Frequency) 送信動作(出力ON状態)経過後の60Wファイナル段の内部温度を放射温度計で観察した代表例を図6に示す。これは、RA05H3353MS1(ドライブ段)とRA60H4453MS1(ファイナル段)のモジュールセットを搭

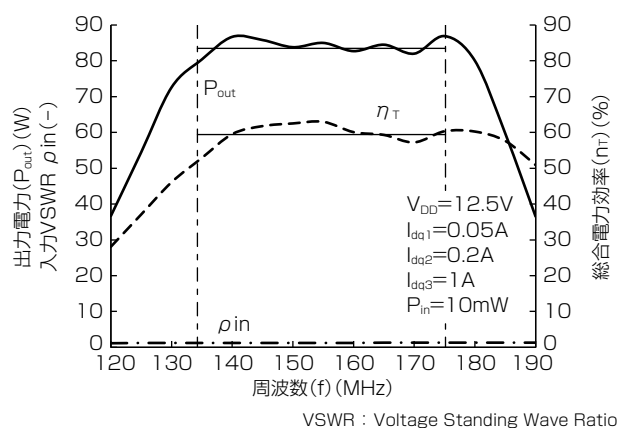


図7. VHF帯モジュールセットの周波数特性

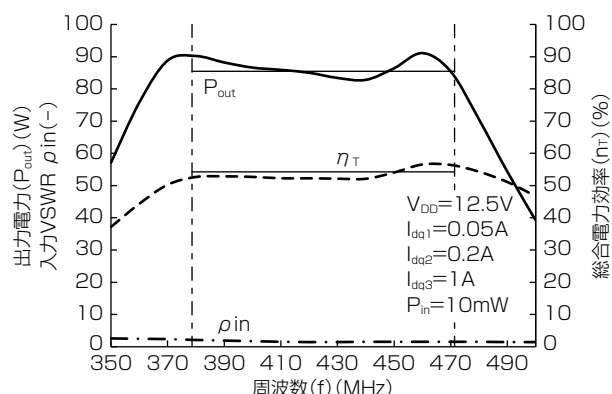


図8. UHF帯低域モジュールセットの周波数特性

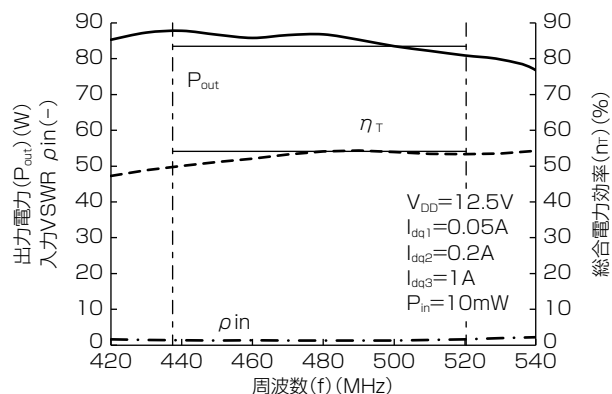


図9. UHF帯高域モジュールセットの周波数特性

載した評価キットを用いて信号周波数530MHzで動作させた例である。出力電力75W、環境温度 $T_a = 25^\circ\text{C}$ で、モ

ジュールケース温度( $T_c$ )は約 $56^\circ\text{C}$ 、MOSFETの接合部温度( $T_j$ )は約 $89^\circ\text{C}$ と低く、良好な放熱性を持っていることを確認した。

## 5. 高周波基本特性

図7にVHF帯モジュールセット(RA05H1317MS1とRA60H1317MS1)、図8にUHF帯低域モジュールセット(RA05H3353MS1とRA60H3847MS1)、図9にUHF帯高域モジュールセット(RA05H3353MS1とRA60H4453MS1)に対する高周波基本特性の周波数特性をそれぞれ示す。図7、図8及び図9に示すように、出力電力85W(帯域内平均)、電力利得39dB、総合電力効率52~60%程度という業界トップレベルの性能が得られている。

これらの良好な特性は、車載用業務無線機の特性改善に大きく貢献できる。

## 6. む す び

無線機のプリント基板への自動実装が可能で、無線機筐体のヒートシンクへ放熱可能な構造を持った高出力MOSFETモジュール5品種を開発した。この製品群は、業務無線機帯域であるVHF帯とUHF帯の両帯域をカバーし、高周波基本特性に関しても入力電力10mWで出力電力85W(typ.)、総合電力効率52~60%(typ.)という業界トップレベルの特性を実現した。

この製品群は、モジュールの小型・軽量化も合わせて実現しており、車載用業務無線機の低コスト化、高性能化に大きく寄与することが期待できる。

## 参 考 文 献

- (1) 追田信也, ほか: RF-MOSFETデバイスシミュレーション技術, 三菱電機技報, 70, No.2, 181~184 (1996)
- (2) 藤田光一, ほか: 高周波高出力RFMOSFET, 三菱電機技報, 74, No.6, 397~400 (2000)
- (3) 藤田光一, ほか: 基地局用LDMOSFETのドレイン効率改善, 電子情報通信学会総合大会講演論文集 2003年 エレクトロニクス(2), 69 (2003)
- (4) 森 和人, ほか: 業務無線機用高出力MOSFETデバイス, 三菱電機技報, 86, No.6, 365~368 (2012)

# 広帯域・高効率S帯240W GaN増幅器

杉谷拓海\* 半谷政毅\*\*\*  
吉岡貴章\*\* 山中宏治\*\*\*  
小坂尚希\*\*

Broadband and High Efficiency S-band 240W GaN Power Amplifier

Takumi Sugitani, Takaaki Yoshioka, Naoki Kosaka, Masatake Hangai, Koji Yamanaka

## 要 旨

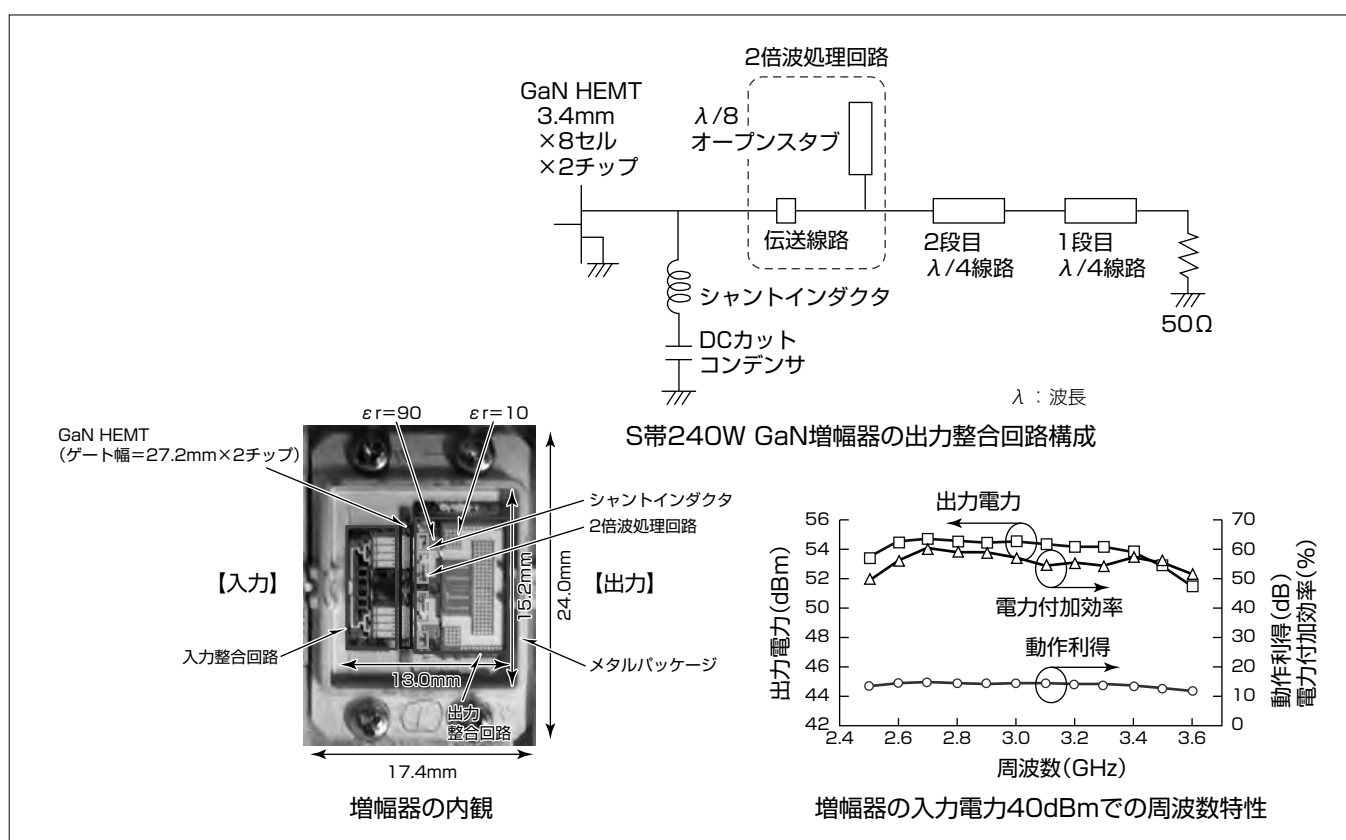
高出力増幅器の出力電力、効率及び動作周波数帯域幅は、レーダや通信分野で、探知距離、消費電力及び通信速度などのシステム性能を決定する重要な要素である。

三菱電機では送信機の高出力・高効率化を可能にし、かつ長期信頼性を持つ窒化ガリウム (GaN) 高電子移動度トランジスタ (High Electron Mobility Transistor : HEMT) を用いた高出力増幅器の開発を進めている。GaN HEMT は絶縁破壊耐圧が高いため、高電圧動作が可能である。そのため、増幅器の高出力化に適した材料として有望視され、様々な周波数帯で利用できるGaN高出力増幅器の開発に大きな期待が寄せられている。その中でもS帯は、船舶監視や航空管制など種々のレーダ用途に広く利用される周

波数帯域である一方、用途によって運用される周波数が異なっている。そこで今回の開発では、種々の用途に汎用的に使用できるよう、S帯レーダバンドの全帯域をカバーする2.6～3.4GHz(比帯域27%)での動作を開発目標とした。

高出力かつ高効率を広帯域で得るために、シャントインダクタ型整合回路と2倍波処理回路を出力整合回路に適用することによって、この開発品は国内外のS帯レーダバンドの全帯域をカバーする2.6～3.4GHzで、出力電力240W以上、電力付加効率54.4%以上の特性を持ち、世界最高<sup>(注1)</sup>の広帯域特性を達成した。この結果は、当社製GaN高出力増幅器の優位性を示すものであり、GaN高出力増幅器の今後ますますの発展に寄与するものである。

(注1) 2017年1月10日現在、当社調べ



## 広帯域・高効率S帯240W GaN増幅器の出力整合回路構成及び内観と周波数特性

シャントインダクタ型整合回路と2倍波処理回路を出力整合回路に適用することによって、この開発品は国内外のS帯レーダバンド(2.6～3.4GHz)で出力電力240W以上、電力付加効率54.4%以上の特性を持ち、世界最高の広帯域特性を達成した。

## 1. ま え が き

近年、マイクロ波レーダの探知距離拡大や機器の省電力化の要求に伴い、レーダ用送信機の高出力・高効率化の要求が高まっている。従来、レーダ用送信機には、マグネトロンやクライストロンなどの電子管、又はガリウムヒ素を用いた半導体固体増幅器が広く搭載されてきた。しかし、前者は装置が大きく寿命が短い、後者は出力電力密度に限界があって高出力化が難しい等の問題があった。そこで当社では、送信機の高出力・高効率化を可能にし、かつ長期信頼性がある窒化ガリウム高電子移動度トランジスタ(GaN HEMT)を用いた高出力増幅器の開発を進めている。GaN HEMTはその材料物性から絶縁破壊耐圧が高く、高電圧動作が可能である。そのため増幅器の高出力化に適した材料として有望視され、各種用途に利用できるGaN高出力増幅器の開発に大きな期待が寄せられている。

当社ではGaN HEMTの登場以来、内部整合型GaN高出力増幅器の高出力・高効率化開発に取り組んできた。中でもレーダ用途としては、200W級C帯GaN高出力増幅器を気象観測用として世界で初めて<sup>(注2)</sup>製品化した<sup>(1)</sup>。

これまでの開発技術を基として、今回新たにS帯レーダ用GaN高出力増幅器を開発した。S帯は、船舶監視や航空管制など種々のレーダ用途に広く利用される周波数帯域である一方、用途によって運用される周波数は異なる。この開発では、種々の用途に汎用的に使用できるよう、S帯レーダバンドの全帯域をカバーする2.6~3.4GHz(比帯域27%)での動作を開発目標に設定した。

広帯域動作を可能とするため、シャントインダクタと2倍波処理回路から構成される出力整合回路を新たに開発し、高出力増幅器に適用した。その結果、2.6~3.4GHzで出力電力240W以上で電力付加効率54.4%以上の特性を持つ高出力増幅器を実現した。

本稿では、開発した出力整合回路の構成と、この構成を

適用したGaN高出力増幅器について述べる。

(注2) 2014年2月13日現在、当社調べ

## 2. 出力整合回路の構成と設計

高効率な特性を広帯域に得るために、オープンスタブとシャントインダクタを伝送線路で接続した出力整合回路の構成を新たに開発した。図1に、出力整合回路の構成を示す。出力整合回路は、シャントインダクタ、2倍波処理回路、及び2段の $\lambda/4$ 線路で構成しており、このうち2倍波処理回路は、長さが基本波に対して $\lambda/8$ (2倍波に対して $\lambda/4$ )の2倍波反射用オープンスタブ及び伝送線路で構成している。200W級の出力電力を得るため、総ゲート幅27.2mmのGaN HEMTを2チップ使用した。各チップのセル数は8であり、各セルのゲート幅は3.4mmである。ここで、広帯域整合を実現するための2倍波及び基本波の整合原理について述べる。

### 2.1 2倍波処理回路の動作原理

シャントインダクタは2倍波に対してほぼ開放回路と見なせるため、2倍波反射位相は伝送線路の電気長を調整す

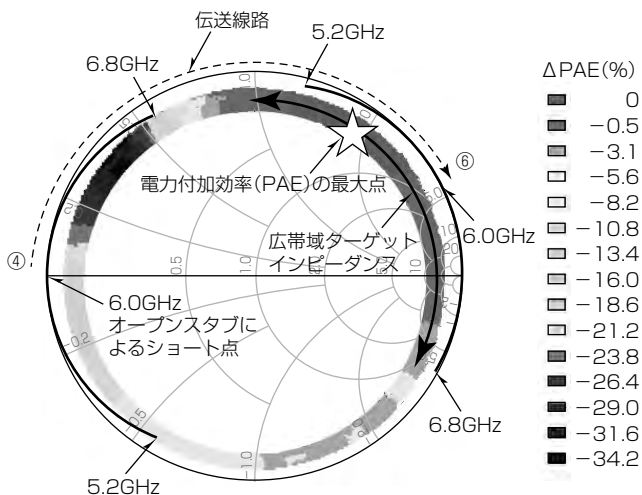


図2. 2倍波に対する出力インピーダンス変成の軌跡

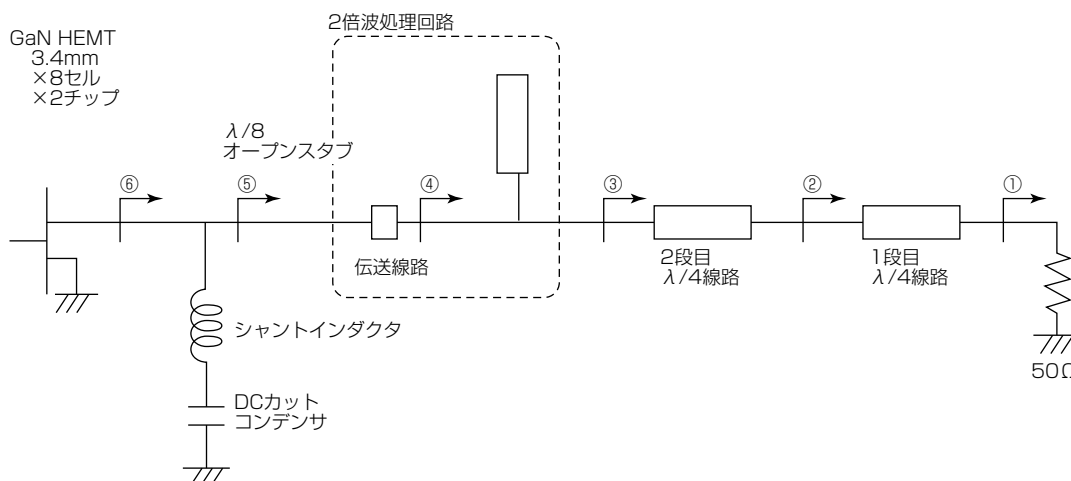


図1. 出力整合回路の構成

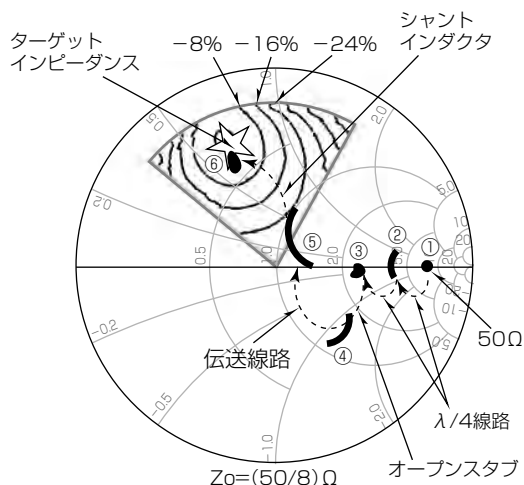


図3. 50Ωからターゲットインピーダンスへの基本波に対する出力インピーダンス変成の軌跡

ることで制御できる。図2に、2倍波(5.2~6.8GHz, 比帯域27%)に対する出力インピーダンス変成の軌跡とこの開発品に使用したGaN HEMTの電力付加効率の2倍波反射位相依存性を示す。図2の④と⑥は、図1の各地点から外部負荷側を見込んだインピーダンスに対応する。2倍波反射位相が電力付加効率のボトルネックに整合することを避けるため、2倍波の中心周波数6GHzの反射位相を30度付近に整合するよう、伝送線路の電気長を設定した。この結果、比帯域27%にわたる2倍波に対して、電力付加効率最大値からの低下量を5%以内に収めた“広帯域ターゲット”インピーダンスに整合することを実現した。

## 2.2 基本波の整合原理

図3に、50Ωからターゲットインピーダンスへの基本波に対する出力インピーダンス変成の軌跡を示す。なお、基本波のターゲットインピーダンスは、1セルトランジスタのロードプル測定から、実験的に見いだしたものである。図3の①~⑥は、図1の各地点から外部負荷側を見込んだインピーダンスに対応する。シャントインダクタをGaN HEMTに直結することで、50Ωから地点⑤へのインピーダンス変成比を低減できる。加えて、2倍波処理回路は図3に示すとおり基本波整合にも利用される。この結果、3段のλ/4線路を使用した場合と比較して、広帯域特性を小型に実現できる。

## 3. GaN高出力増幅器の評価結果

図4に、開発したS帯GaN高出力増幅器の内観を示す。高出力増幅器は、GaN HEMT、入力整合回路、出力整合回路から構成され、全ての部品は外形サイズ24.0×17.4(mm)のメタルパッケージに実装されている。1段目λ/4線路はアルミナ基板上に、2段目λ/4線路、2倍波処理回路並びにシャントインダクタは、高誘電率基板上にパターン形成されている。

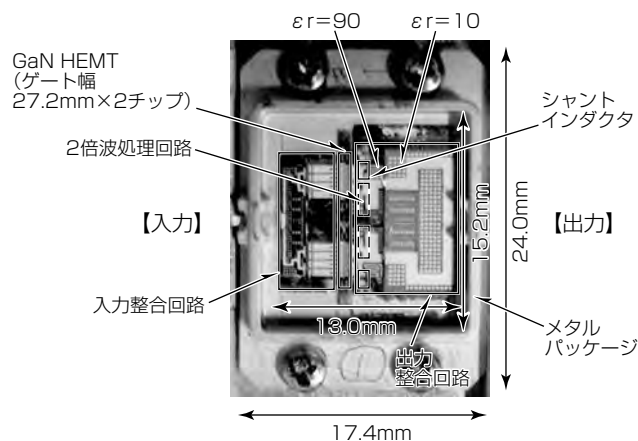


図4. S帯GaN高出力増幅器の内観

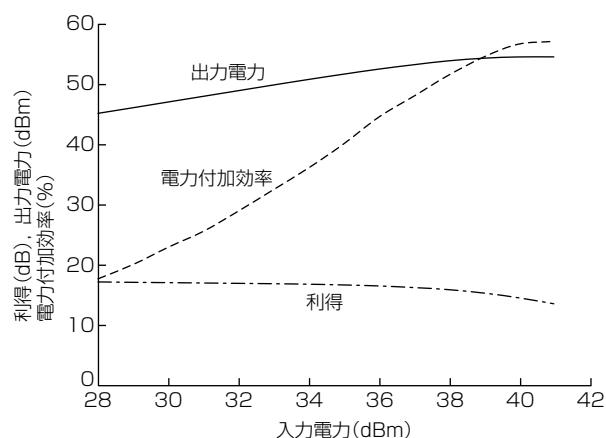


図5. S帯GaN高出力増幅器の周波数3.0GHzでの入出力特性

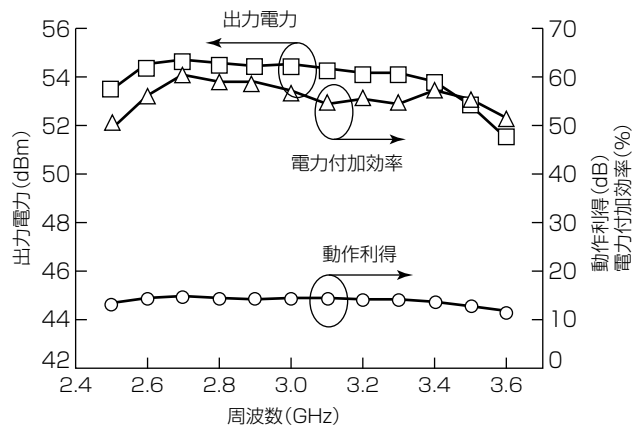


図6. S帯GaN高出力増幅器の入力電力40dBmでの周波数特性

図5に、S帯GaN高出力増幅器の周波数3.0GHzでの入出力特性を示す。デューティ比10%のパルス動作、ドレイン電圧47Vでの特性であり、外部負荷は入出力ともに50Ωである。3.0GHzで、出力電力282W(54.5dBm)、電力付加効率57.2%が得られた。図6に、S帯GaN高出力増幅器の入力電力40dBmでの出力電力、電力付加効率、動作利得の周波数特性を示す。周波数2.6~3.4GHzにわたる動作比帯域27%で、出力電力240W(53.8dBm)以上、電力

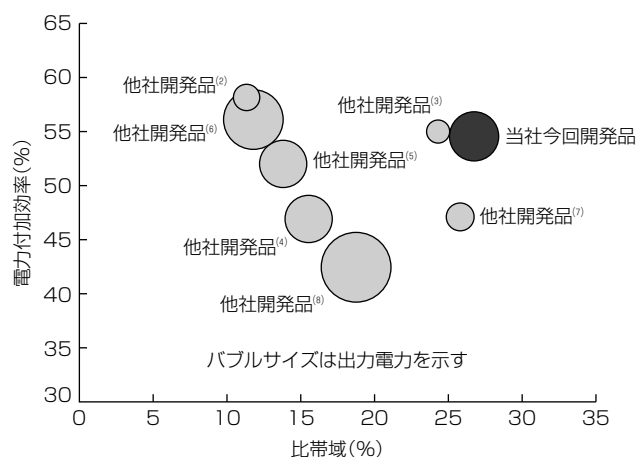


図7. 100W級超のS帯GaN高出力増幅器での他社開発品との性能比較

付加効率54.4%以上の特性が得られた。図7に、100W級超のS帯GaN高出力増幅器での他社開発品<sup>(2)(3)(4)(5)(6)(7)(8)</sup>との性能比較を示す。当社が今回開発したS帯GaN高出力増幅器が、もっとも広帯域な特性を持っている。

#### 4. む す び

高効率な特性を広帯域に実現するための出力整合回路を新たに開発し、内部整合型S帯GaN高出力増幅器に適用した。開発品は、国内外のS帯レーダバンドの全帯域をカバーする2.6～3.4GHzで、出力電力240W以上、電力付加効率54.4%以上の特性を持ち、世界最高の広帯域特性を達成した。この結果は、当社製GaN高出力増幅器の優位性を示し、GaN高出力増幅器の今後ますますの発展に寄与するものである。

#### 参 考 文 献

- (1) 三菱電機広報発表 2014年2月13日：5GHz帯高効率高出力GaNデバイスを開発

<http://www.MitsubishiElectric.co.jp/news/2014/pdf/0213-s04.pdf>

- (2) Motoi, K., et al.: A 72% PAE, 95-W, single-chip GaN FET S-band inverse class-F power amplifier with a harmonic resonant circuit, 2012 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 1～3 (2012)
- (3) Cheron, J., et al.: Wideband 50W packaged GaN HEMT with over 60% PAE through internal harmonic control in S-band, 2012 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 1～3 (2012)
- (4) Krishnamurthy, K., et al.: A 250W S-band GaN HEMT amplifier, 2007 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, 1～4 (2007)
- (5) Wood, S. M., et al.: Hybrid and monolithic GaN power transistors for high power S-band radar applications, 2012 7th European Microwave Integrated Circuits Conference, 421～424 (2012)
- (6) Deguchi, H., et al.: A 2.6GHz band 537W peak power GaN HEMT asymmetric Doherty amplifier with 48% drain efficiency at 7dB, 2012 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 1～3 (2012)
- (7) Alexander, A., et al.: A 120Watt GaN power amplifier MMIC utilizing harmonic tuning circuits for S-band applications, 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 1～3 (2015)
- (8) Krishnamurthy, K., et al.: Wideband 400W pulsed power GaN HEMT amplifiers, 2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 303～306 (2008)



# GaN HEMTの耐宇宙放射線性の解析

日坂隆行\* 大島 武\*\*  
 佐々木 肇\*  
 小野田 忍\*\*

## Analysis of Space Radiation Resistance in GaN HEMT

Takayuki Hisaka, Hajime Sasaki, Shinobu Onoda, Takeshi Ohshima

### 要 旨

窒化ガリウム(GaN)高電子移動度トランジスタ(HEMT: High Electron Mobility Transistor)は、高出力・高効率動作が可能で信頼性にも優れたデバイスである。増幅器の小型軽量・高信頼性化が実現できることから、衛星搭載用SSPA(Solid State Power Amplifier)への適用が期待されているが、宇宙環境で使用するためには、宇宙放射線に対して十分な耐性を確保することが要求される。

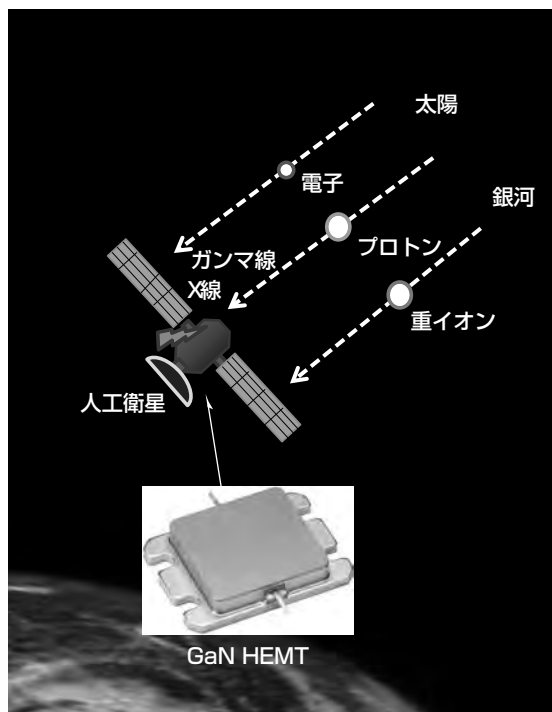
今回、GaN HEMTの耐宇宙放射線性を評価するため、高エネルギーイオン加速器施設を用いてイオン照射試験を行った。

GaN HEMTに3 MeVのプロトンを照射し、照射前後のデバイス特性の変化を評価した結果、照射量  $1 \times 10^{13}$  プロト

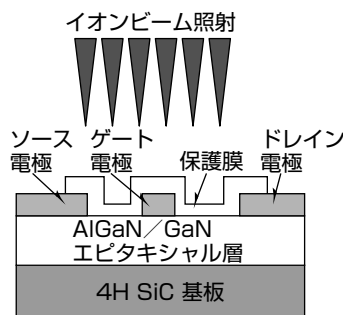
ン/cm<sup>2</sup>まで特性は変化せず安定であり、宇宙環境で使用するためには十分に高い耐性があることを確認した。

イオン照射による損傷がデバイスに与える影響を明らかにするため、更に高い照射量のプロトン、又は質量の大きいニッケル(Ni)イオンを照射し、デバイス特性の評価のほか、電界、リーク電流分布の解析を行った。その結果、ドレイン電流の減少が見られたが、電界集中やゲートリーク電流の増加は生じず致命的な故障には至らないことを確認した。

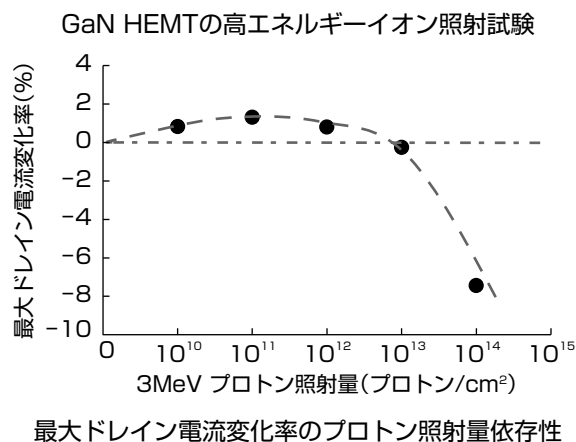
これらの結果から、GaN HEMTは宇宙環境耐性に優れたデバイスであり、衛星搭載用SSPAの小型軽量・高信頼性化に貢献できる。



人工衛星搭載デバイスと宇宙放射線



イオン加速器施設内のビームライン



### GaN HEMTの耐宇宙放射線性の評価

人工衛星に搭載されるデバイスは宇宙放射線環境で使用される。GaN HEMTの耐宇宙放射線性を評価するため、高エネルギーイオン加速器施設を用いてイオン照射試験を行った。3 MeVのプロトンを照射した結果、 $1 \times 10^{13}$  プロトン/cm<sup>2</sup>まで最大ドレイン電流は変化せず安定であり、宇宙環境で使用するためには十分な耐性があることが分かった。さらに、高照射量の照射によって電流が減少するが、致命的な故障には至らないことを確認した。

## 1. ま え が き

GaN HEMTは、高い飽和ドリフト速度や高い破壊電圧といったGaNの優れた材料物性を活用し、高出力・高効率動作が可能であり、さらに、ガリウムと窒素の結合力が強く化学的に安定であることから、信頼性にも優れたデバイスである。GaN HEMTを用いることで、小型軽量・高信頼性の送信増幅器が実現できることから、衛星搭載用SSPAへの適用が期待されている<sup>(1)</sup>。

宇宙環境では、超新星爆発や太陽活動から放出された高エネルギーの電子、プロトン、重イオンからなる宇宙放射線、及び遮蔽によって発生するX線、ガンマ線に曝(さら)されるため、衛星搭載用デバイスはこれらの放射線に対して十分な耐性を確保することが要求される。

宇宙放射線がデバイスに与える影響として次の3つの効果が考えられている。

- (1) トータルドーズ効果：X線やガンマ線による電離効果
- (2) シングルイベント効果：重イオンによる電離効果
- (3) はじき出し損傷効果：イオンによるはじき出し損傷効果

(1)や(2)の電離効果については、GaN HEMTへの影響は小さく問題ないことを確認している<sup>(2)</sup>。一方、宇宙環境に大量に存在するプロトンによるはじき出し損傷によるGaN HEMTへの影響は確認されていない。また、少量であるが重イオンによる影響も考えられる。

今回、GaN HEMTのはじき出し損傷効果について調査を行った。はじき出し損傷がデバイスに与える影響を調べるため、プロトン、及び更に質量が大きく損傷効果大きいNiイオンを照射し、デバイス特性評価だけでなく新たな評価手法を用いて解析を行った。また、宇宙環境で使用するための耐放射線性を評価した。

## 2. イオン照射試験

評価に用いたGaN HEMTの断面構造を図1に示す。4H SiC(シリコンカーバイド)基板にAlGaN(窒化アルミニウムガリウム)/GaNエピタキシャル層を形成している。イオン照射試験は、量子科学技術研究開発機構が持つイオン

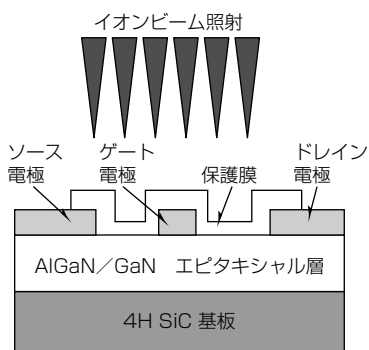


図1. デバイス構造とイオンビーム照射

加速器施設<sup>(2)</sup>を用いて、3 MeVのプロトン、18MeVのNiイオン照射を行った。イオン照射に用いた加速器施設内のビームラインの外観を図2に示す。プロトンは試料全面に照射を行い、Niイオンは集束イオンビームを用いてランジスタ上の一部に照射を行った(図3)。

## 3. イオン照射によるデバイスへの影響

### 3.1 プロトン照射による耐性評価

GaN HEMTにプロトンを照射し、デバイス特性の変化を調べた。図4は、照射前後の最大ドレイン電流( $I_{\max}$ )変化率のプロトン照射量依存性を示す。1×10<sup>12</sup>プロトン/cm<sup>2</sup>までの低い照射量では、 $I_{\max}$ の1%程度のわずかな増加が確認できる。この $I_{\max}$ の変化は、150℃のアニールによって回復したことから、プロトン照射によって正の電荷がデバイス内にトラップされたと考えられる。照射量1×10<sup>13</sup>プロトン/cm<sup>2</sup>まで、 $I_{\max}$ の劣化は見られなかった。

さらに、1×10<sup>14</sup>プロトン/cm<sup>2</sup>以上の照射によって、 $I_{\max}$ が減少した。その場合でもゲートリークの増大や破壊等の致命的な故障は生じなかった。静止軌道にある人工衛星が



図2. イオン加速器施設内のビームライン

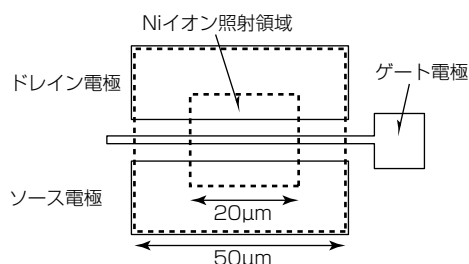


図3. GaN HEMTパターン図とNiイオン照射領域

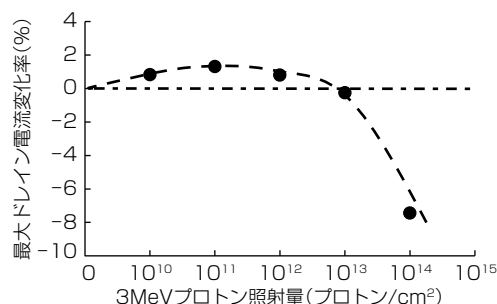


図4.  $I_{\max}$ 変化率のプロトン照射量依存性

10年間に曝されるプロトン照射量の累積値は、3 MeVプロトンに換算すると、およそ $7 \times 10^{11}$ プロトン/cm<sup>2</sup>である。船内に搭載されるデバイスへの影響は更に小さい。この結果から、GaN HEMTは、宇宙環境のプロトンに対して十分な耐性を持っていると判断できる。

### 3.2 Niイオン照射によるデバイスへの影響

プロトンより質量が大きいNiイオンを用い、更に18MeVの高エネルギーで照射を行い、デバイスへの影響を調べた。Niイオン照射前後のゲート電圧( $V_G$ )-ドレイン電流( $I_D$ )/相互コンダクタンス( $G_m$ )波形を図5に示す。Niイオンは、照射量 $7.0 \times 10^{12}$ 、 $5.5 \times 10^{13}$ イオン/cm<sup>2</sup>で照射した。

Niイオン照射を行うことによって、 $I_D$ 及び $G_m$ が減少した。しきい値電圧( $V_{th}$ )は照射によってほとんど変化していない。これは、図3に示すようにトランジスタのフィンガ内に照射している領域と照射していない領域が存在するためである。図6に、 $I_{max}$ のNiイオン照射量依存性を示す。 $I_{max}$ は、 $1 \times 10^{11}$ イオン/cm<sup>2</sup>まで安定であり、 $2 \times 10^{11}$ イオン/cm<sup>2</sup>以上で減少した。照射量の増加に伴い、照射損傷が大きくなり、 $2 \times 10^{11}$ イオン/cm<sup>2</sup>以上で特性に影響し始めると考えられる。図7は、Niイオン照射前後の順方向、逆方向のショットキー特性変化を示す。逆方向のゲートリーク電流( $-I_G$ )は照射後わずかに減少しており、ゲートリーク増大や破壊に至る劣化は生じなかった。

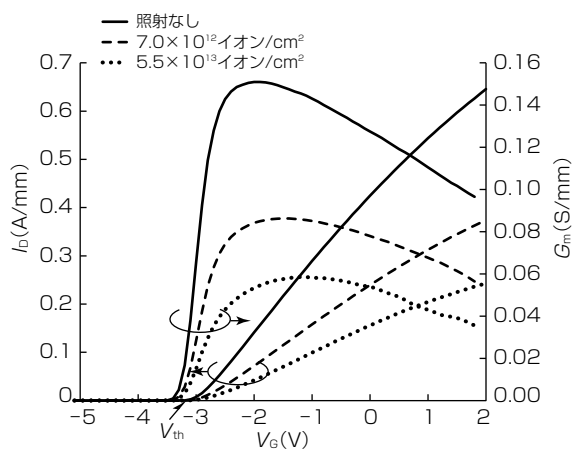


図5. Niイオン照射前後の $V_G$ - $I_D$ / $G_m$ 波形

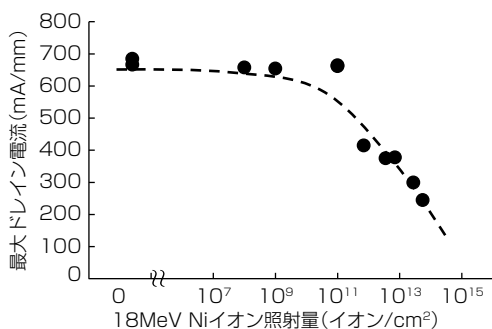


図6.  $I_{max}$ のNiイオン照射量依存性

次に、Niイオン照射による影響をミクロな視点で調べるために、PEM(Photo Emission Microscope)、OBIRCH(Optical Beam Induced Resistance CHange)、PL(PhotoLuminescence)による分析<sup>(3)</sup>を行った。PEMは電界強度分布、OBIRCHはリーク電流分布、PLは発光分布を観察することができる。表1は、Niイオン( $7 \times 10^{12}$ イオン/cm<sup>2</sup>)の照射前後のPEM、OBIRCH、PL像を示す。

ゲートバイアスは、PEM観察時は-70V、OBIRCH観察時は-10V印加した。Niイオンは、点線で示す四角の領域内に照射した。Niイオン照射後のPEM、OBIRCH、PL像は、全てNiイオン照射領域で均一に信号強度が減少した。それぞれの信号強度の減少は、照射領域の電界強度の減少、リーク電流の減少、再結合中心の増大を示している。ゲートリークが増大した素子に典型的に見られるスポット状の信号は、照射領域には見られないことから、照射によって局所的な電界集中やゲートリークは生じていないことを示している。この結果は、図7のゲートリーク電流の増大が見られなかったことと一致する。

これらの結果から、Niイオン照射によって均一にキャリア濃度が低下し、電界集中によるゲートリーク増大は生

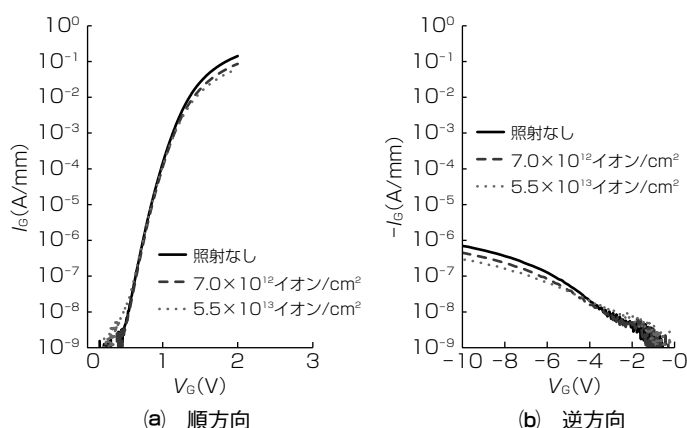


図7. Niイオン照射前後の順方向と逆方向のショットキー特性

表1. Niイオン照射前後のPEM・OBIRCH・PL像

	Niイオン照射前	Niイオン照射後 ( $7 \times 10^{12}$ イオン/cm <sup>2</sup> )
PEM		
OBIRCH		
PL		

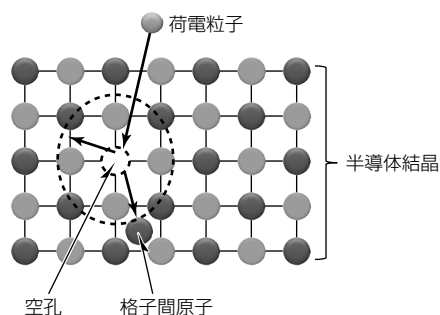


図8. 荷電粒子(イオン)照射によって発生する格子欠陥

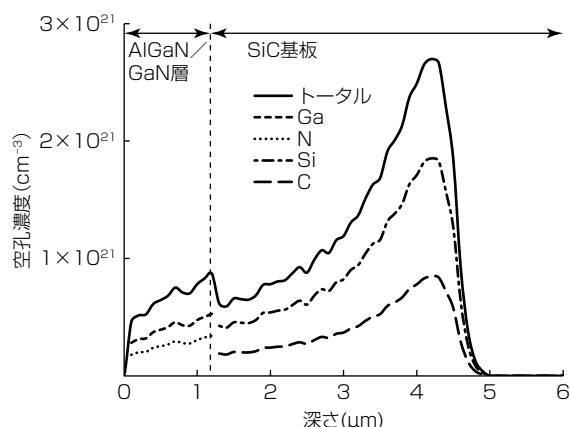


図9. AlGaIn/GaN/SiC結晶中の空孔濃度の深さ方向分布

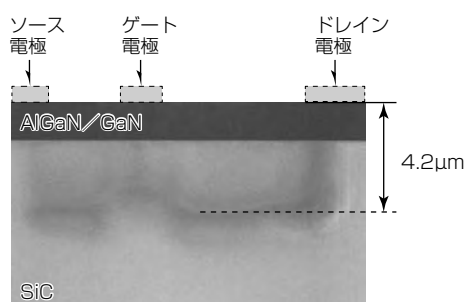


図10. Niイオンを照射したGaIn HEMTの断面TEM像

じないと解釈できる。

イオン照射がGaIn HEMTに及ぼす影響について考察する。半導体にイオンを照射すると、図8に示すように入射イオンとの相互作用によって結晶を構成している原子が正規の格子点からはじき出される。はじき出された原子が格子位置に戻らない場合には、格子間原子となり、空の格子点は原子空孔になる。SRIM/TRIM(Stopping and Range of Ions in Matter/TRansportation of Ion in Material)<sup>(4)</sup>シミュレーションを用いて、Niイオンの照射によってAlGaIn/GaN/SiC結晶中に発生する空孔濃度の深さ分布を計算した結果を図9に示す。Niイオンの加速エネルギーは18MeV、照射量は $2.8 \times 10^{13}$ イオン/cm<sup>2</sup>である。空孔濃度のピークは、表面から4.2μmのSiC基板内にあることが分かる。

照射損傷を観察するために、Niイオンを同条件18MeV  $2.8 \times 10^{13}$ イオン/cm<sup>2</sup>でGaIn HEMTに照射し、断面TEM(Transmission Electron Microscope)観察を行った結果を図10に示す。1.5μm厚にサンプルを加工し、2MeVの超高压電子顕微鏡<sup>(5)</sup>によって観察した。照射による損傷領域が黒いコントラストとして観察されており、その深さはシミュレーションのピーク位置とほぼ一致している。また、ゲート電極下部の損傷領域は約0.4μm浅くなっているが、Niイオンがゲートメタルを通過して照射されることで説明できる。

これらの結果からGaIn HEMTに18MeVのNiイオン照射を行うことによって、表面からSiC基板まで及ぶ格子欠陥が形成されることが分かる。AlGaIn/GaNチャネル層付近に発生した格子欠陥によって、キャリア濃度及び移動度が低下し、その結果ドレイン電流が低下するが、イオンが通過した軌跡に沿った線状の欠陥はなく電界集中やリーク電流増大の原因とはならないと考えられる。

#### 4. む す び

プロトン(3MeV)、Niイオン(18MeV)をGaIn HEMTに照射し、デバイス特性への影響を調査した結果、プロトン照射の場合  $1 \times 10^{13}$ プロトン/cm<sup>2</sup>まで、Niイオン照射の場合  $1 \times 10^{11}$ イオン/cm<sup>2</sup>まで安定である。さらに、過剰なイオン照射によって生じた格子欠陥によって、ドレイン電流が減少するが、電界集中やゲートリーク電流の増加は生じず致命的な故障には至らない。GaIn HEMTは、高出力・高効率で宇宙環境耐性にも優れたデバイスである。

#### 参 考 文 献

- (1) Yamasaki, T., et al.: A 68% Efficiency, C-Band 100W GaN Power Amplifier for Space Applications, Proc. 2010 IEEE MTT-S Microwave Symp., 1384~1387 (2010)
- (2) Onoda, S., et al.: Enhanced Charge Collection by Single Ion Strike in AlGaIn/GaN HEMTs, IEEE Trans. on Nuclear Science, **60**, No.6, 4446~4450 (2013)
- (3) Sasaki, H., et al.: Irradiation Effect on Ions on AlGaIn/GaN HEMTs, ROCS Workshop Proceedings, 59~67 (2016)
- (4) Ziegler, J.F., et al.: The Stopping and Range of ions in Solids, **1**, Pergamon Press (1985)
- (5) 微細構造解析プラットフォーム, 大阪大学超高压電子顕微鏡センター  
<http://www.uhvem.osaka-u.ac.jp/nanoplatform-kouzoukaiseki/index.html>