

MITSUBISHI
Changes for the Better

家庭から宇宙まで、エコチェンジ



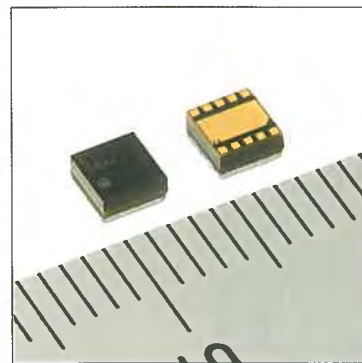
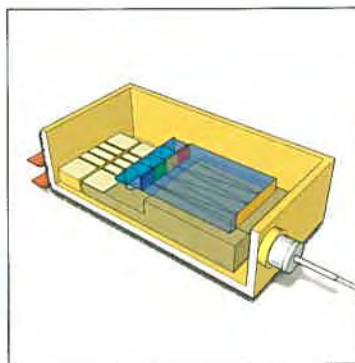
三菱電機技報

5

2011

Vol.85 No.5

特集 「高周波・光デバイス」



目次

特集「高周波・光デバイス」

全半導体システム・デバイスと情報技術立国日本	1
坪内和夫	
高周波・光デバイスの現状と展望	2
林一夫	
パソコンカード用電力増幅器“BA012Fxシリーズ”	7
向井謙治・宮下美代・森脇孝雄	
衛星搭載用GaN HEMT高出力増幅器の製品化	11
山崎貴嗣・南出啓信・速池 篤	
WiMAX用小型電力増幅器“MGFS38Eシリーズ”	15
宇土元純一・久留須 整・宮下美代	
GaN広帯域高出力MMIC増幅器	19
山中宏治・桑田英悟・加茂宣卓・小山英寿	
高周波デバイスの高電界・高湿度環境下における劣化メカニズムと信頼性改善	23
日坂隆行・佐々木 肇・相原育貴	
GaN HEMTの半物理的非線形回路モデル	27
大石敏之・大塚浩志・山中宏治	
10G-EPON OLT用光モジュール	31
白井 聡・大島伸夫・岡田規男・野田雅樹	
40Gbps DQPSK用クワッドPDモジュール	35
西川智志・堀口裕一郎・竹村亮太・加治屋 哲	
100Gbpsイーサネット用光受信モジュール	39
望月敬太・有賀 博・板本裕光・竹村亮太・秋山浩一	
100Gbpsイーサネット光送信用4波長25.8Gbps直接変調DFB-LD	43
境野 剛・瀧口 透・柳楽 崇	
高RF出力PDモジュール	47
酒井清秀・板倉成孝・中路雅晴・石村栄太郎	
小型プロジェクタ用638nm, 1W LD	51
西口晴美・元田 隆・島田尚往	

High Frequency and Optical Devices

All Semiconductor System/Devices and Information Communication Technology JAPAN
Kazuo Tsubouchi

Status and Outlook of High Frequency & Optical Devices

Kazuo Hayashi

Power Amplifier “BA012Fx Series” for PC Card Applications

Kenji Mukai, Miyo Miyashita, Takao Moriwaki

GaN HEMT Amplifier for C-band Space Applications

Takashi Yamasaki, Hiroaki Minamide, Atsushi Hasuike

Power Amplifier “MGFS38E Series” for WiMAX Applications

Junichi Udomoto, Hitoshi Kurusu, Miyo Miyashita

GaN Broadband High Power MMIC Amplifier

Koji Yamanaka, Eigo Kuwata, Yoshitaka Kamo, Hidetoshi Koyama

Degradation Mechanism and Improvement of Reliability of High Frequency Devices Under High Electric Field and High Humidity Condition

Takayuki Hisaka, Hajime Sasaki, Yasuki Aihara

Semi-physical Nonlinear Model for GaN HEMTs with Simple Equations

Toshiyuki Oishi, Hiroshi Otsuka, Koji Yamanaka

Optical Module for 10G-EPON OLT

Satoshi Shirai, Nobuo Ohata, Norio Okada, Masaki Noda

Quad PD Module for 40 Gbps DQPSK Optical Transmission

Satoshi Nishikawa, Yuichirou Horiguchi, Ryota Takemura, Satoshi Kajiya

Receiver Module for 100Gbps Ethernet

Keita Mochizuki, Hiroshi Aruga, Hiromitsu Itamoto, Ryota Takemura, Koichi Akiyama

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

Go Sakano, Toru Takiguchi, Takashi Nagira

High-power RF Photodiode Module

Kiyohide Sakai, Shigetaka Itakura, Masaharu Nakaji, Eitaro Ishimura

High-power 638nm Semiconductor Laser Diode for Small Color Projectors

Harumi Nishiguchi, Takashi Motoda, Naoyuki Shimada

特許と新案

「高周波電力増幅器」「光変調器」	55
「半導体レーザ装置」	56

スポットライト

W-CDMA方式パソコンデータ通信端末用
“GaAs送信電力増幅器”発売

表紙：高周波・光デバイス

近年、通信のブロードバンド化が大きく進展し、通信トラフィックが増大し続けている。携帯電話を始めとする無線通信、光ファイバ通信を始めとする光通信の双方で、更なる高速化に向けた研究・開発が弛（たゆ）まなく続けられている。携帯電話網データ通信の高速化、通信インフラへのGaNデバイス応用、光通信では、FTTH(Fiber To The Home)における1Gbpsから10Gbpsへの変遷、長距離通信では40Gbpsから100Gbpsへの高速化開発が急速に進んでいる。これまでも高周波・光デバイスは、ICT(Information and Communication Technology)のキー・デバイスとしての役割を担ってきており、今後もその役割はますます重要性を帯びていく。



巻/頭/言

全半導体システム・デバイスと情報技術立国日本

All Semiconductor System/Devices and
Information Communication Technology JAPAN

坪内和夫
Kazuo Tsubouchi



日本を背負って立つ“科学技術立国”と言う言葉が叫ばれて久しいが、その中でも著しく発展してきたエレクトロニクス産業、特に半導体産業は、先端産業として日本が世界をリードする技術の屋台骨であった。半導体技術も、当初日本は米国のキャッチアップ状態であったが、“微細化”という日本向きのコンセプトのもとに年代ごとの集積化技術で、いくつかのブレークスルーがあり、一時期日本がトップに立った。最近、GDPで中国が日本を抜いて第2位になったが、世界に対して“共存・共栄社会”を維持していく源泉力として、やはり日本は少なくともGDPを増大させる産業パワーを保持する必要がある。しかし、その日本の力で、最近、政治・経済・社会そしてそれらを支えるべき産業力に“疲れ”が見られる。

この“疲れ”を打破するためには、日本の将来構想を踏まえた“産業戦略構想”が必要である。我々の技術分野の立場では、このパワーになり得る最大のものは“ICT(Information and Communication Technology)技術”とその発展であり、これは19世紀に起こった産業革命以来の社会・産業構造の革命を起こしているものである。ICT技術は、携帯電話・パソコン・ネットワークとして、半導体の微細化・集積化技術によって著しい発達を遂げてきたが、この3つの技術はオリジンが異なり、独立に発達してきた。現在、携帯電話とパソコンが融合した小型・高機能の情報端末を使って、ネットワーク上にある資源にアクセスすることで“いつでも・どこでも・どんな情報でも”を実現可能な環境が整いつつある。このICT技術の目標は“安心・安全なネットワーク社会”の構築と言えるものだが、“人與人”から始まり、“人と物”“物と物”まで含めた全ネットワークへ発展し、これから(情報+制御)ネットワークと言えるものが、世界社会のすみずみまで行き渡るであろう。

この(情報+制御)ネットワーク実現のハードウェア技術としては、“光・無線融合の広域・高速ヘテロネットワーク”の発展が最も期待される。このヘテロネットワークを支える基盤は、更なるオール半導体技術と言えるもので、“光・無線”を結合するためシリコン・化合物半導体の融合

は不可欠であり、実装まで考えると、“三次元のシステムinパッケージ”のVLSIシステム技術の姿が目に見え浮かぶ。

“安心・安全なネットワーク”を考えてVLSIまでブレークダウンしたとき、“ディペンダブル”と言う概念が非常に重要で新しいコンセプトになる。この概念は、現在 JST(科学技術振興機構)のCREST(戦略的創造研究推進事業)プログラムで“ディペンダブルOS(Operating System)”分野と“ディペンダブルVLSI”分野で産学連携プロジェクトが行われているものである。我々のグループは、更なる“いつでも・どこでも(ユビキタス化)”を実現する“ワイヤレスネットワーク”の開発を行っている。ここで、ワイヤレスの接続性の常時確保とその接続品質の保証が無線通信に共通した最大の克服すべき弱点であり、本質的で重要な“ディペンダビリティ”課題であるとの認識のもとに研究開発に取り組んでいる。そのため、ヘテロジニアスなインタフェースを用い、最適なアクセス方式を選択することで、安心・安全かつ必ずネットワークにつながるディペンダブルな無線ネットワーク“ディペンダブル・エア”の実現を目指している。このディペンダブル・エアによって、これまでの移動体通信分野だけにとどまらず、物流、自動車・ITS(Intelligent Transport Systems)、スマートエネルギー、医療、農業、漁業、林業など、様々な分野へのネットワーク技術社会産業の構築が期待できる。

光・無線が融合した“ディペンダブルネットワーク”は、統合的な産業パワーを生み出すコンセプトだと考えられるが、このとき、私どもが常日ごろから痛切に感じていることは、その実現策に対して産学連携とともに省庁連携が必要なことである。先に述べた“安心・安全なネットワーク社会”実現のための基幹開発を考えた場合、文部科学省・経済産業省・総務省・国土交通省・農林水産省・厚生労働省などの各々の基幹テーマにつながるものであり、国家のグランドデザインになる。学術・技術分野から産業技術パワーにつながる源泉力は、日本で培われた“オール半導体システム・デバイス技術”である。

高周波・光デバイスの現状と展望



林 一夫*

Status and Outlook of High Frequency & Optical Devices

Kazuo Hayashi

要 旨

情報通信の高速化・大容量化が加速度的に進展する中、高周波・光デバイスは様々な情報通信機器のキー・デバイスとして急速な進化を遂げている。今後めざましい発展が期待される化合物半導体に焦点を当て、現状と動向について述べる。

携帯電話市場では、LTE(Long Term Evolution)のサービスイン、スマートフォンなどの多機能端末、パソコン用データカードなどの携帯電話網を使った高速データ通信を行う用途が拡大している。携帯電話用電力増幅器には高速通信、低消費電力、多モード・多周波数化(マルチモード・マルチバンド)が要求される。

これらの要求に対し、ヘテロ接合バイポーラ素子による小型化、ヘテロバイポーラ素子と制御用HEMT(High Electron Mobility Transistor)素子を一体化したBiFET(Bipolar Field Effect Transistor)により制御機能を組み入れることで、低消費電力化、多モード・多周波数帯を実現している。

高出力用デバイス市場では、都市部の携帯電話基地局、衛星搭載用に高効率で低発熱のデバイスが求められている。

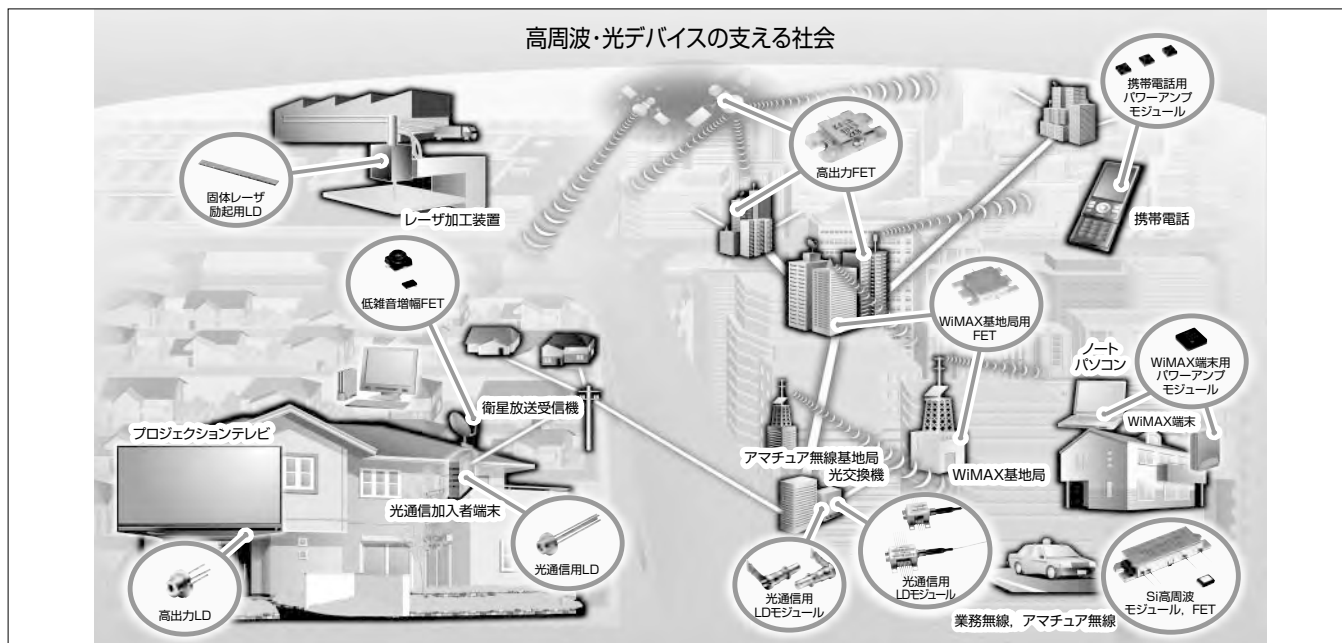
この要求にこたえるため、GaN(窒化ガリウム)デバイスが開発されており、高効率化開発に加え、基板材料を高価なSiC(炭化けい素)からSi(けい素)へ変更する低コスト化開発も進められている。

光通信市場では、アクセス系のFTTH(Fiber To The Home)が新興国にも導入が開始されており、次世代10Gbpsも研究段階から実用段階に移りつつある。基幹系では、10Gbps DWDM(Dense Wavelength Division Multiplexing)から40Gbpsへの移行が進み、100Gbpsの研究開発も活発化するなど、高速化がより一層強く求められている。

このような要求を受け、10G-EPON(Gigabit-Ethernet^(注1) Passive Optical Network)用製品が開発されており、生産性とコストを考慮し、高光出力EML(Electro absorption Modulated Laser)とAPD(Avalanche Photo Diode)をTO-CAN型パッケージに搭載されている。また、40Gbps DWDMは、位相変調方式の復調受信を行うために、2連又は4連のPD(Photo Diode)として製品化されている。送信する光の波長を変更できる波長チューナブルLD(Laser Diode)や半導体位相変調器の開発も進められている。

表示デバイス市場では、小型化、低消費電力化の要求が強く、これに対応するために、RGB(Red Green Blue)光源としてレーザを用いるレーザディスプレイが開発されている。AlGaInP系材料や端面窓構造技術を用いて赤色高出力半導体レーザの開発を行っている。

(注1) Ethernetは、富士ゼロックス株の登録商標である。



高度情報化社会を支える三菱電機の高周波・光デバイス

高度情報化社会を支える高周波・光デバイスとアプリケーション例を示す。

2(272) *高周波光デバイス製作所長

三菱電機技報・Vol.85・No.5・2011

1. ま え が き

情報通信市場では、音声、画像、動画の伝送量の増大によって、有線、無線を問わずトラフィック量が増大し続けており、さらには近年、新世代ハードウェアの情報端末が登場したことに伴い、ブロードバンド化や新機能の実現がますます求められている。このようなデジタル通信網を支える高速情報機器の基幹部品である、高周波・光デバイスの役割は一層重要となり、さらなる進化が期待されている。

本稿では、化合物半導体を中心とする高周波・光デバイスの市場、技術動向と将来展望について述べる。

2. 高周波デバイス

2.1 携帯電話用増幅器

2.1.1 市場動向

携帯電話の市場動向として、第3世代移动通信システム(3rd Generation: 3G)と呼ばれる高速／大容量の通信システムへの移行が進んでいる。3Gの代表的なシステムとしては、W-CDMA(Wideband Code Division Multiple Access)方式、及びCDMA2000方式が挙げられる。これらの携帯電話システムは、日本、米国、欧州地域で、普及が先行しており、W-CDMAの高速版HSPA(High Speed Packet Access)、又はCDMA2000の高速版EV-DO(Evolution Data Only)Rev.A/MC(Multi carrier) Rev.Aへシステム性能向上が図られている。さらにLTEと呼ばれる第3.9世代移动通信システム(3.9G)では、より高速な100～300Mbps程度のデータ通信が可能となり、日本でも2010年末にサービスが開始された。移動体通信の高速化の推移を図1に示す。

携帯電話端末全体の世界市場規模は、開発途上国で普及しているGSM(Global System for Mobile communications)やCDMA(IS-95)の第2世代移动通信システム(2G)を含めて、2011年には14億台程度の端末の製造が見込まれている。

携帯電話システムが普及し始めた第1世代では、音声による通話が主体であったが、第2世代(GSMなど)では、

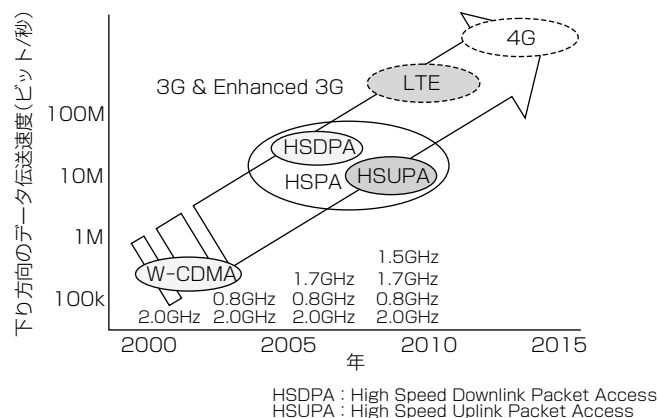


図1. 移動体通信の高速化

簡易なメール機能が付加され、第3世代への移行に伴い高速データ通信が可能になった。最近では、動画や音楽のような様々なインターネットアプリケーションが利用可能なスマートフォンが注目を集めている。日本でも、2008年に市場投入され、各社が製品ラインアップをそろえた2010年末から市場が急拡大している。さらに、データ閲覧を主な目的としたタブレット型の端末が市場に登場したほか、データ通信用のパソコンカード、自動販売機のデータ通信機器、スマートグリッド電力システムでの電力メータ等、携帯電話ネットワークを利用するデータ通信専用端末に用途が拡大しており、2010年にはデータ通信専用機器が携帯電話端末の1割前後に拡大している。

2.1.2 技術動向

電池で動作する携帯電話の電力増幅器には、従来小型軽量、低消費電力／高効率動作が要求されてきた。図2は、当社の携帯電話用電力増幅器の変遷である。日本の携帯電話事業の黎明(れいめい)期にアナログ方式携帯電話用電力増幅器の生産を開始し、1993年からデジタル方式携帯電話用電力増幅器を製品化し、当初800mm³以上あった体積が、最新の製品では9mm³と、約100分の1に小型化している。

第3世代携帯電話は、データ伝送レートが高いことを生かして、スマートフォンに代表されるように多機能・高性能化されている。特に、日本ではデジタルカメラ、ワンセグ放送受信機、非接触型ICカードなど様々な機能を携帯電話に取り込んでおり、従来にも増して、携帯電話用電力増幅器の小型化・低消費電力化が要求される。また無線部は伝送容量の不足に対応するためマルチバンド化や、新旧システム間・世界各国で同じ端末を使用できるようにGSM/W³CDMAなどのマルチモード化も進められている。

今後の携帯電話用電力増幅器に関する主な技術動向としては次の項目が挙げられる。

(1) 高データレート化への対応

100Mbps以上を目標としたLTEなど高速データ通信用電力増幅器を実現するためには、従来以上に良好な電力付加効率／低消費電流特性を保持しつつ、低歪(ひず)み化す

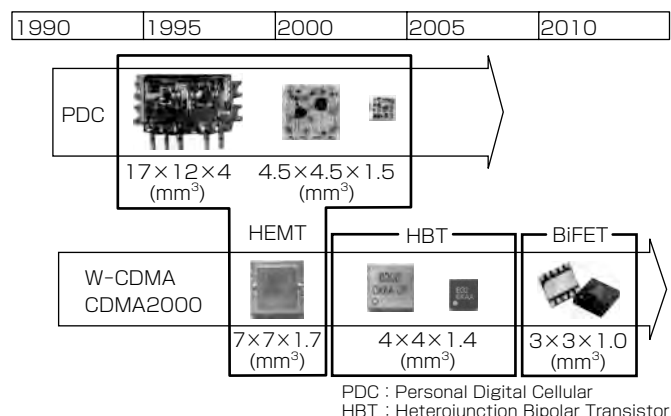


図2. 携帯電話用電力増幅器の変遷

る技術の開発が要求される。この要求にこたえるため、当社では低歪み特性と高効率動作が可能なヘテロ接合バイポーラ素子と、優れた高周波回路設計技術を組み合わせて製品開発を行っている。

(2) 低消費電力化への対応

携帯電話の多機能・高性能化に伴い、高周波電力増幅器への電力割当てが小さくなり、一層の低消費電力／高効率な電力増幅器が求められている。この要求に対し、高効率増幅器に適したヘテロ接合バイポーラトランジスタと低損失スイッチ動作に適したHEMT素子を同一MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) 上に集積したBiFET構造デバイスを開発した。BiFET構造を採用することにより、送信電力と消費電力の最適動作を可能とし、低消費電力を実現した。

さらに、携帯端末装置の小型化に伴い高密度実装されることから、熱設計の制約による最高出力時の高効率動作が要求されている。特にデータ通信用途の端末の場合、ビットあたりの出力電力によって通信品質が決まることから、平均的な実効出力電力が大きくなる傾向にある。この要求にこたえるため、高出力時の効率向上に的を絞ったデータ通信専用品として従来製品より5%以上電力付加効率を改善した電力増幅器を開発し、製品化している。

(3) マルチバンド・マルチモード化への対応

現在、3Gの規格団体である3GPP (3rd Generation Partnership Project) で規定されている周波数バンド数は28に上る。基地局のカバレッジや通信品質の確保、海外ローミングに対応するため、携帯端末に搭載される異なる周波数に対応する電力増幅器の数は増加の一途をたどっている。さらに海外ローミング対応として世界標準であるGSMをサポートする必要がある。従来は必要周波数帯域分の複数の電力増幅器を搭載していたが、携帯端末の小型化により搭載スペースが限られるため、複数の周波数帯域に対応したマルチバンド機能と、異なる通信方式の電力増幅が可能なマルチモード機能を1つの製品の中に併せ持ったMMMB (Multi-Mode Multi-Band) 電力増幅器の開発を進めている。

2.2 高出力用デバイス

2.2.1 市場動向

高出力デバイスの主な市場としては、携帯電話基地局、WiMAX^(注2) (Worldwide Interoperability for Microwave Access) 等の高速無線通信、マイクロ波衛星通信地上局、防衛・宇宙(衛星搭載マイクロ波中継器)等が挙げられる。

これらの市場に対して、従来SiやGaAs(砒化(ひか)ガリウム)が使われてきたが、近年、SiやGaAsに比べて破壊耐圧や飽和電子速度が高く、高電圧／高効率／高出力電力密度動作が可能で、高周波数動作も可能なGaNを使用するデバイスが普及し始めている。具体例として、都市部の携帯電話基地局やマイクロ波衛星通信地上局で小型化の要求が

高まり、ヒートシンクや冷却装置を小型化するため、高効率で発熱量の少ないGaN系デバイスの採用が進んでいる。また、GaN系デバイスは高出力電力密度で高インピーダンスであることから、同じ出力電力のGaAs系やSi系デバイスより広帯域化が容易であるので、航空管制用レーダ／気象レーダへの採用も進んできている。

また、新規市場としては、現時点では真空管の一種であるTWTA (Traveling Wave Tube Amplifier) が主流となっている衛星搭載マイクロ波中継器市場が挙げられる。GaN系デバイスの実用化に伴い小型・軽量化が可能で長寿命な半導体を使ったSSPA (Solid State Power Amplifier) の採用が検討され始めている。

(注2) WiMAXは、WiMAX Forum の登録商標である。

2.2.2 技術動向

高周波・高出力用のGaN系デバイスでは現在SiC基板上にエピタキシャル結晶成長で形成した高電力密度・高効率なAlGaN(窒化アルミニウム・ガリウム)／GaN HEMTが主流である。SiC基板上のGaN HEMTは、基板価格が高価なため、安価なSi基板上のGaN HEMTの割合が結晶品質の改善に伴い今後増えていくと期待される。しかし、Si基板はSiC基板に比べ熱伝導率が悪く高周波動作時のロスが大きい上に高温動作時には基板抵抗が低下し効率が悪化するという問題点があるため、携帯電話基地局用等の比較的周波数の低い用途に限定され、高効率・高周波動作用途ではSiC基板上のGaN HEMTが今後も主流に留まると予想される。

当社ではSiC基板上のGaN HEMTの高効率化を進め、C帯100W級出力でドレイン効率68%を達成するなど優れた性能を確認している(図3)。2次高調波を考慮した高効率化回路をチップ上に組み込み、更なる高効率化開発を進めている。

3. 光デバイス

3.1 光通信デバイス

LD及びPDなどの光通信デバイスは、光ファイバ通信システムのキーデバイスとしてますます重要性を増してい

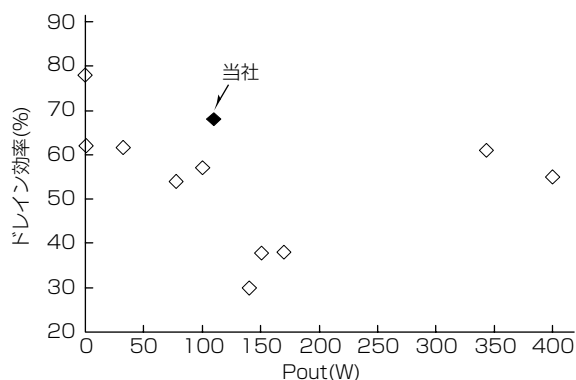


図3. C帯GaN HEMTの効率比較

る。ここではLD及びPDにかかわる光通信市場の動向と最新の光デバイス技術について述べる。

3.1.1 市場動向

インターネットの普及によって映像伝送やファイル交換などが増え、通信トラフィックは劇的な増大が続いている。このため光ファイバ通信網の通信速度の向上及び大容量化への要求は留(とど)まることがない。中でも家庭まで光ファイバを導入する光アクセス網サービスは、FTTHとして本格的な普及が進み、各種通信サービスの展開の一翼を担っている。日本はFTTHを支える技術としてGE-PONを世界に先駆けて導入し、最も進んだ良質なサービスが受けられるようになった。一方、北米、欧州では、通信容量の大きいG-PON(Gigabit capable Passive Optical Network)が採用されている。加えて中国ではGE-PON及びG-PONの双方で本格的な導入が始まり、世界規模でFTTH市場が花開こうとしている。また、将来を見据え、IEEE(Institute of Electrical and Electronics Engineers)で次世代FTTHである10G-EPONの標準規格が決定した。すでに一部地域では試験機の導入、フィールドテストなどが始まっており、研究開発の段階から実用化の段階へ移りつつある。

通信トラフィックを集約する基幹網は、高速大容量が要求されるため、主に波長多重方式(DWDM)が用いられる。実用レベルでは、既存の10Gbps DWDMから40Gbps DWDMへの移行が進んでいる。数千kmにおよぶ40Gbps長距離伝送では、高速化に伴う受信感度の悪化を抑えるため、DPSK(Differential Phase Shift Keying)又はDQPSK(Differential Quadrature Phase Shift Keying)などの位相変調方式が用いられる。さらに大容量化を図るため、100Gbps DWDMの研究開発も行われている。100Gbpsでは、多くの信号処理をICで行うデジタルコヒーレント方式が研究されており、2012年にも実用化が始まると予想される。また、100Gbps短距離伝送は25G信号を4波長で多重化する方式がIEEEで規格化されている。

3.1.2 技術動向

次世代のFTTHである10G-EPONでは、局側の送信用デバイスに高光出力10Gbps EML、受信用デバイスには高感度10Gbps APDが用いられ、加入者側ではそれぞれ10Gbps DFB-LD(Distributed FeedBack Laser Diode)及び10Gbps APDが用いられる。これらは従来の基幹網で使用され、実績を積んできたデバイスであるが、今後は10G-EPONにも展開され広く普及することが期待されている。当社では、品質を維持し、低コスト化と生産規模の増大の要求にこたえるため、これらのデバイスをすべて生産性に優れるTO-CAN型パッケージに搭載している。図4は局側に設置される10Gbpsダイプレクサの試作品である。10Gbps EML及び10Gbps APDが各々TO-CAN型パッケージに搭載されている。



図4. 10Gbps ダイプレクサ

40Gbps DWDMでは位相変調技術を支えるため新しい光デバイスが登場してきている。光受信器は位相情報を検出するため、光遅延器で2信号に分けた後にPDで受信する必要がある。当社ではこれらを小型に収納するためツイン(2連)型PD及びクワッド(4連)型PDを製品化してこの要求にこたえている。光送信器には波長を自由に変えられる波長チューナブルLDが搭載され、その光出力に対してLiNbO3変調器によって位相変調を行う方法が実用化されている。一方、これらを小型にして低電圧で駆動するため半導体で位相変調器を実現する研究開発も進んでいる。半導体位相変調器と波長チューナブルLDを集積して1チップ化することも将来可能になると考えられる。

40Gbps短距離伝送(Very Short Reach: VSR)はDWDMシステムからルータへの転送に主に用いられる。当社は業界標準であるXLMD-MSA(40Gbps Miniature Device Multi Source Agreement)に準拠した40Gbps EMLモジュール及び40Gbps PD-TIA(Trans Impedance Amplifier)モジュールを製品化している。データ通信であるイーサネット^(注3)でも規格化が進んでおり、同じく40Gbps EMLと40Gbps PDが使われる。イーサネットで普及し始めるとトランシーバの大きさはさらに小型化及び低消費電力が求められるため、さらに小型パッケージに搭載した40Gbpsデバイスが必要とされる。

100Gbpsイーサネットでは波長多重化技術を用い、送信(EML)及び受信(PD)ともに25Gbps×4波長のデバイスが使われる。ここでもトランシーバを小型にする要求があることから、4波長のEML/PDデバイスとWDM(Wavelength Division Multiplex)部品を一体化したモジュールが強く要求されている。図5は100Gbpsイーサネット用として当社で開発したWDM部品を一体化した受信用PDモジュールである。送信側でも4波長を一体化したモジュールやEMLの代わりにDFB-LDを用いて低消費電力化を実現する開発も試みられている。

(注3) イーサネットは、富士ゼロックス㈱の登録商標である。

3.2 短波長半導体デバイス

3.2.1 市場動向

おおむね1μmを切る波長で発振する短波長半導体レーザは主要な用途の1つとして光ディスク用光源に用いられ

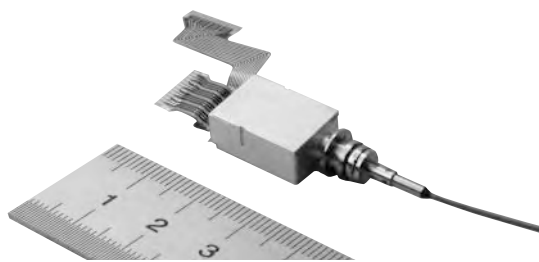


図 5. 100Gbpsイーサネット用WDM部品一体型PDモジュール

ている。当社では1983年に780nm帯CD用IS (Inner Stripe) 型LDを開発し、翌年に量産化して以来、再生・記録型光ディスク用レーザの開発・生産をリードしてきた。

近年はこれらに加えてRGB光源としてレーザを用いるプロジェクタ型ディスプレイ、いわゆるレーザディスプレイの開発が盛んに行われ、注目を集めている。レーザは低消費電力や広い表示色範囲、又は小型化に有利な小エタンデュ(光束の面積と放射立体角の積で小さいほど小さな空間変調器(Spatial Light Modulator: SLM)が使えるため機器が小型化できる)などの特長をもつことからディスプレイ光源に適しているものと考えられており、モバイル機器へ内蔵した超小型プロジェクタ、乗用車用のヘッドアップディスプレイ、デジタルシネマなど幅広い用途が期待されている。すでに複数の企業によってレーザを搭載した小型プロジェクタは発売されており、当社もレーザテレビを2008年に北米で販売するに至っている。ディスプレイ市場では広い表示色範囲を実現するため、RGB光源の波長帯としては、R(赤色):波長640nm帯、G(緑色):波長530nm帯、B(青色):波長450nm帯が好ましく、これらによってsRGB規格の約2倍の範囲の表示色が可能になる(図6)。

これらの光源としては赤・青は半導体レーザによる直接発光、緑はレーザ光をSHG(Second Harmonic Generation)素子によって緑色光に変換する方式が一般的であったが、近年では直接緑色光のレーザ出力を得た報告があり、RGB光源すべてを半導体レーザで実現できる環境が整いつつある。レーザを用いたプロジェクタタイプのディスプレイ方式としては、ミラースキャン方式、イルミネーション方式などがある。ミラースキャン方式では、像を構成する画素(Pixel)ごとにRGB3原色光が適度な割合で混合されて色を表現し、イルミネーション方式では赤、緑、青の3色像が数十Hz～数KHzの周波数で交互に表示され、眼内で時間積分されることで色表現を得る。いずれの方式でもプロジェクタの高輝度化、低消費電力化への要望から、光源であるレーザに対しては高出力化・高効率化が期待されている。

3.2.2 技術動向

ミラースキャン方式で用いるレーザには通常数十～数百MHzの高速変調に対する応答が求められる。ミラーが各

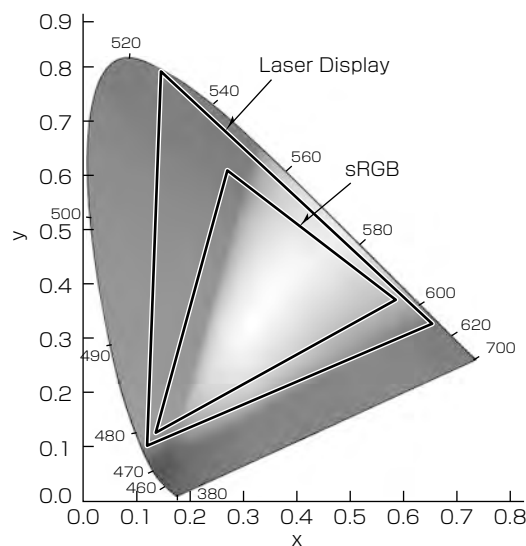


図 6. CIExy色度図における表示範囲

画素上をスキャンするタイミングに合わせてRGB各色のレーザ出力を変調するためである。高精細を担保するためには平行度が高く、細い出力ビームが必要で、基本モードすなわちシングルモードレーザが望ましい。一方、イルミネーション方式の場合、光源用レーザは照明光学系で空間変調素子を明るく照明することが重要であり、単一モード性やM²値などのビーム品質に対する要求は比較的緩い。したがってイルミネーション方式の場合、高出力化が容易なマルチモードレーザが使用されることが多い。RGB光源の中で赤色では620～660nmが使われるのが一般的である。赤色領域では波長が変わっても色度図上の位置は大きく変わらないので、所定の色を表現するのに必要な赤色光の出力は視感度にほぼ比例して変化し、波長が短くなるほど必要とされる出力は小さくなる。したがって、消費電力やレーザ安全の観点からは短い波長であることが望ましいが、640nm以下で十分な光出力を得た報告例は非常に少ない。この本質的な原因は、赤色レーザで一般に構成されるAlGaInP系材料では、高出力化又は短波長化に対して十分なキャリア閉じ込めが困難であることやレーザ出射端面での瞬時的光学損傷が生じやすいことである。当社ではこれまでに培ってきたAlGaInP系材料の結晶成長技術や端面窓構造などの技術を用いて、波長638nmで発振するシングルモード及びマルチモードの高出力半導体レーザの開発をディスプレイ向けに行っている。

4. む す び

情報通信のさらなる高速化と情報機器の多機能化を実現するための基幹部品である高周波・光デバイスの現状と展望を述べた。進化を続ける情報社会が求めるデバイスをタイムリーに開発・提供することで、活力とゆとりある社会の実現に向けて貢献していく所存である。

パソコンカード用電力増幅器 “BA012Fxシリーズ”

向井謙治*
宮下美代**
森脇孝雄*

Power Amplifier "BA012Fx Series" for PC Card Applications

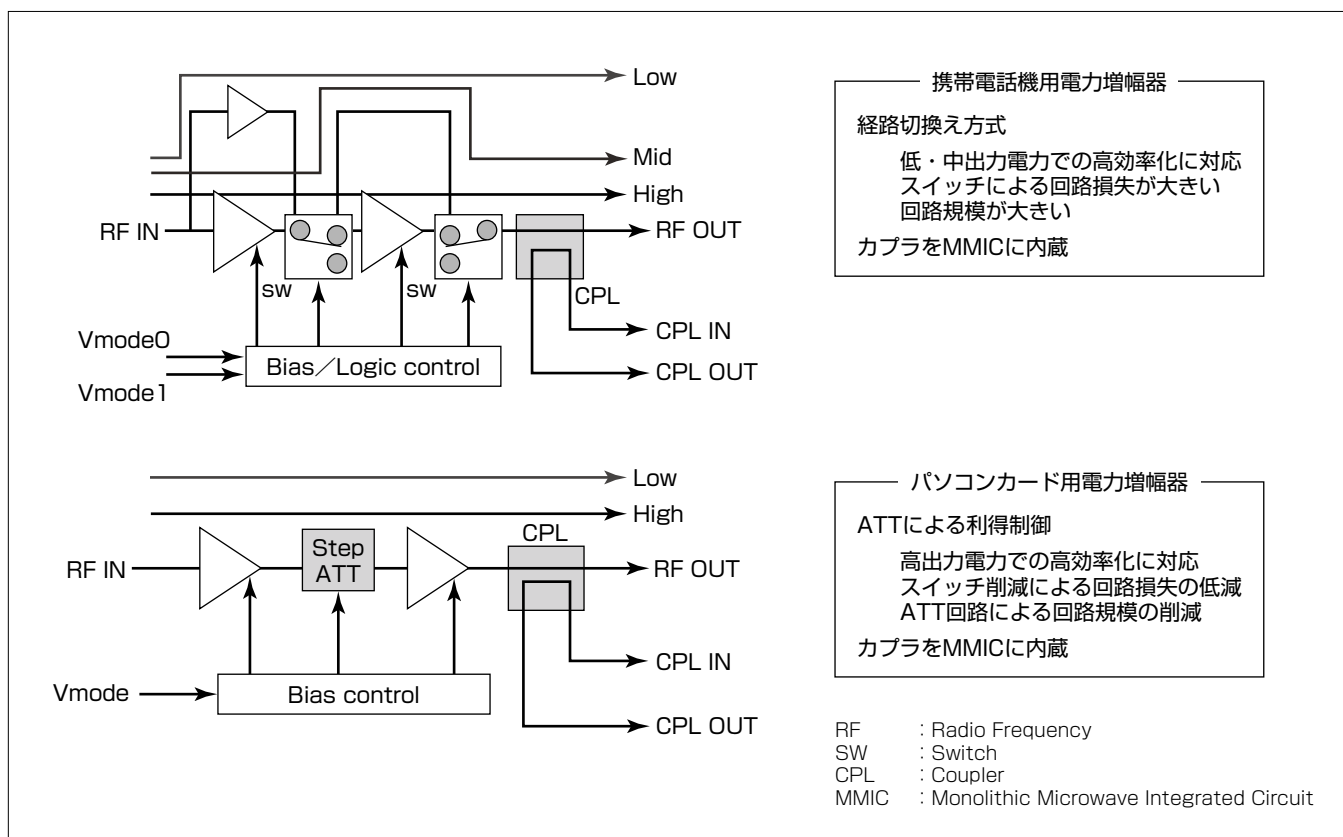
Kenji Mukai, Miyo Miyashita, Takao Moriwaki

要 旨

携帯電話網のデータ伝送速度の向上に伴い、携帯電話機に加えて、パソコンカード用データ通信モデムの需要が増加している。W-CDMA(Wideband Code Division Multiple Access)用携帯電話機は基地局が近い市街地では最大出力を出すことは少なく、携帯電話機用電力増幅器には低・中出力電力での高効率動作が求められる。これを実現するためには、例として、経路切換え方式が適しており、三菱電機では“BA012Dxシリーズ”として製品化している。一方、データ通信モデム装置で使用される場合は、データレートの増大に伴い、高い出力電力での動作割合が高くなる。そのため、携帯電話機用の増幅器と比較して、高出力電力時の高効率化がより強く要求されている。

これらのニーズにこたえるために、当社では、データ通信用途を重視した高出力電力時の高効率動作電力増幅器

“BA012Fxシリーズ”を開発し、新たにラインアップに加えた。この電力増幅器は、①低出力時におけるRF-IC出力の信号対雑音比の劣化を抑制するために電力増幅器の利得を制御するアッテネータ(ATT)回路を導入し、出力整合回路の通過損失を経路切換え方式よりも低減することを可能にして、高出力電力時の電力付加効率を改善し、②通信装置の小型化のため装置側の基板に実装されていた出力電力検知用カプラを集積化し、小型化を実現している。ATT回路には、高・低利得モード間の通過位相変化を抑制するために位相制御機能を付加した。このモジュールは、サイズが $3 \times 3 \times 1$ (mm)で、最大出力電力は670mW (28.25dBm)、電力付加効率は45%の業界最高クラスの実現した。



携帯電話機用電力増幅器とパソコンカード用電力増幅器のブロック図

携帯電話機用電力増幅器は低・中出力電力時の高効率動作が要求されるため、経路切換え方式を採用している。経路切換え用のスイッチは出力整合回路に装荷され、出力整合回路損失が高くなる。今回開発したBA012Fxシリーズでは、利得制御機能をATT回路で実現することで、出力整合回路のスイッチを削除することが可能となり、回路損失を低減でき、高効率化を達成した。

1. ま え が き

現在、GaAs(砒化(ひか)ガリウム)系HBT(Heterojunction Bipolar Transistor)増幅器は、CDMA用携帯電話機に広く用いられている。これは、GaAs系HBTが、FET(Field Effect Transistor)系デバイスに比べて高い出力電力密度を持ち、かつ単一電源動作が可能なためである。当社では、以前より携帯電話機向けのHBT送信用電力増幅器を供給してきた。

近年では、携帯電話機に加えて、携帯電話網のデータ伝送速度の向上に伴い、データ通信用モデム装置の需要が増加し、電力増幅器に要求される特性が多様化している。W-CDMA用携帯電話機は基地局が近い市街地では最大出力を出すことは少なく、低・中出力電力での動作割合が高いため、低・中出力電力で高効率化が要求される。一方、単位ビットあたりの信号電力が一定となることから、データ通信用では、データ通信量が增大すると、高い出力電力での動作割合が高くなる。したがって、低・中出力電力時よりも最大出力電力時の高効率化がより重要になっている。当社では、携帯電話機用の電力増幅器をラインアップしているが、今回新たに、データ通信用途の特性を重視した電力増幅器をラインアップに加えるべく、開発を行った。

本稿では、パソコンカード用に開発した電力増幅器について述べる。今回開発したBA012Fxシリーズ⁽¹⁾は、日本・アジア・欧州・北米で使用される主要な周波数帯である、Band1(1,920~1,980MHz)、Band2(1,850~1,910MHz)、Band3(1,710~1,785MHz)、Band5(824~849MHz)、Band8(880~915MHz)をラインアップしている。図1にモジュールの外観を示す。モジュールサイズは3×3×1(mm)である。

2. 回 路 設 計

携帯電話機用電力増幅器は低・中出力電力時の高効率動作が要求されるため、経路切換え方式を採用している。経路を切り換えるにはスイッチ等によって経路を切り離す必要があるが、出力整合回路にスイッチや通過損失を持つ回路を装荷することで、高出力電力時の電力付加効率がその

通過損失分だけ低下する。この増幅器では、出力電力が低い場合のRF-IC出力の信号対雑音比の劣化を抑制するためにATT回路を導入し、出力整合回路のスイッチや経路切換え用の回路を削除することを可能にして、高出力電力時の電力付加効率を改善できる構成とした。

パソコンカード用電力増幅器のブロック図を図2に示す。構成はシンプルな2段増幅器で、1-2段間に利得制御用のATT回路を設けた。ATT回路は入力側に装荷すると、雑音が悪化するので、1-2段間に装荷して雑音の増加を抑えた。従来はHBTプロセスだけで構成可能なATT回路として、ダイオードスイッチを用いて構成していたが⁽²⁾、今回ウェーブプロセスには、HBTとFETを一体集積したBiFET(Bipolar Field Effect Transistor)構造を採用しており、ATT回路はFETスイッチを用いて回路を簡略化している。出力電力検知用カプラ(CPL)はパッケージ基板上に形成し、三次元電磁界解析を用いて、レイアウトを最適化した。

ATT回路の構成を図3に示す。ATT回路は1ビットのステップアッテネータ(Step ATT)で、高利得モードと低利得モードに切り換わる。高利得モードではFET SW1がONし、SW2がOFFするために、信号は減衰することなく入力側から出力側に通過する。一方、低利得モードでは、FET SW1がOFFし、FET SW2がONするため、直列側の

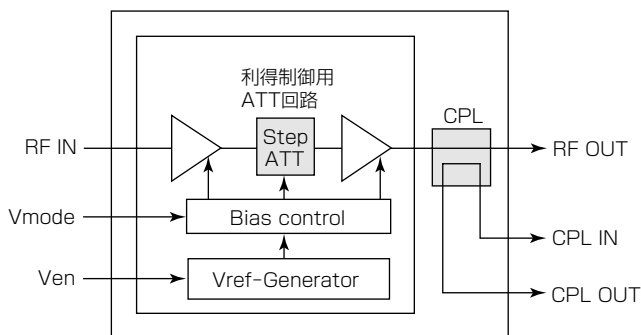


図2. 電力増幅器のブロック図

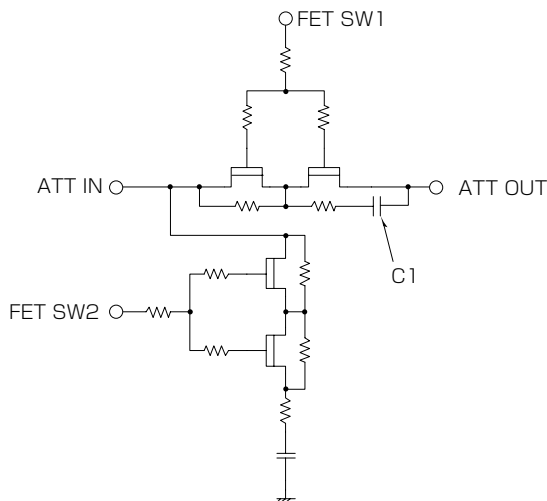


図3. ATT回路の構成

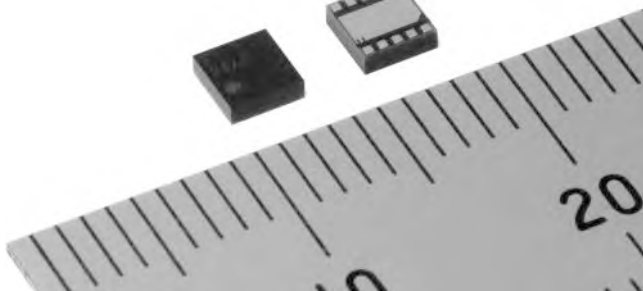


図1. BA012Fxシリーズモジュールの外観

抵抗成分と並列側の抵抗成分で信号が減衰する。直列側と並列側の抵抗を最適化することで、任意の減衰量を得ることが可能である。しかし、このATT回路では、高利得モードと低利得モードを切り換えると、通過位相に差が発生するので、この通過位相差を補償するために、直列に容量C1を装荷する回路を採用している。

これらの回路構成で高利得モード・低利得モードの切換え、カプラ特性、入出力位相特性等の基本的な電気特性についてシミュレーションし、設計を行った。

図4にBA012F5(Band5)のS(スキャタリング)パラメータシミュレーション結果を示す。高利得モードと低利得モード間の利得差は14dBで、モード間の通過位相差は10°以下に抑制し、また各モードにおける入力反射損失は-10dB以下を確保している。図5に入出力位相特性のシミュレーション結果を示す。入力電力に対して利得の変化は1.0dB以下、位相の変化は10°以下の特性を確認できる。電力付加効率(Power Added Efficiency: PAEは規定出力電力28.25dBmで45%を得ることができている。出力電力に対する利得偏差及び位相偏差をできるだけ小さくし、滑らかかつ単調な利得・位相特性を得ることは、CDMA用増幅器の主要歪(ひず)み特性(隣接チャネル漏洩(ろうえい)電力)の低減に重要な役割を果たす。

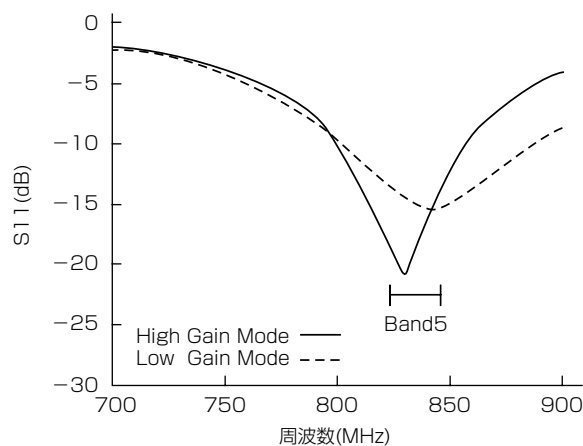
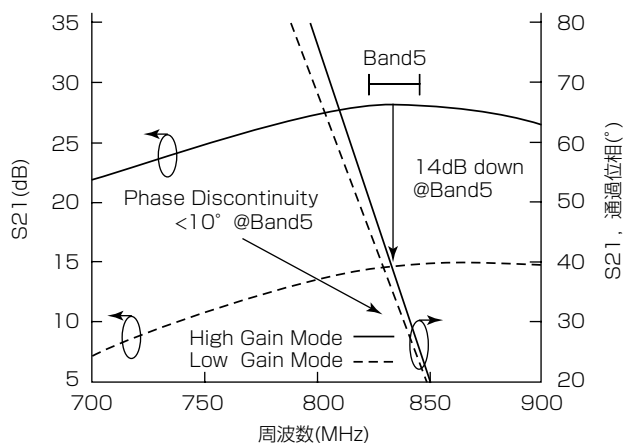


図4. BA012F5のSパラメータシミュレーション結果



次にカプラについて説明する。カプラはモジュール基板に搭載している。カプラ特性はカプラそのものの配線パターンや周辺パターンに強く依存するため、三次元電磁界解析を用いてパターン間結合などを考慮した詳細設計を行った。

カプラのシミュレーション結果を図6に示す。図6の横軸は電力増幅器の出力負荷をVSWR(定在波比)2.5:1に固定したときの位相、縦軸は結合係数である。その結果、結合係数は-19.8dB、検波誤差(電力増幅器の出力負荷に対する結合係数の変化量、VSWR=2.5:1)0.6dBをシミュレーション上で得ることができた。

3. 評価結果

これらのシミュレーション結果に基づき、BA012F5(Band5 W-CDMA用)を試作し、評価を行った。電力増幅器の評価は、Band5帯域のW-CDMA(3GPP-R99)の変調信号を用いた。バイアス条件は、コレクタ電圧3.4V、バイアス回路の電源電圧3.4Vである。図7に電力増幅器のSパラメータ実測結果を示す。Band5帯域で高利得モードと低利得モード間の利得差は13dBで、モード間の通過位相差は5°以下に抑制している。また、各モードにおける入力損失は-10dB以下を確保しており、ATT回路が所望の

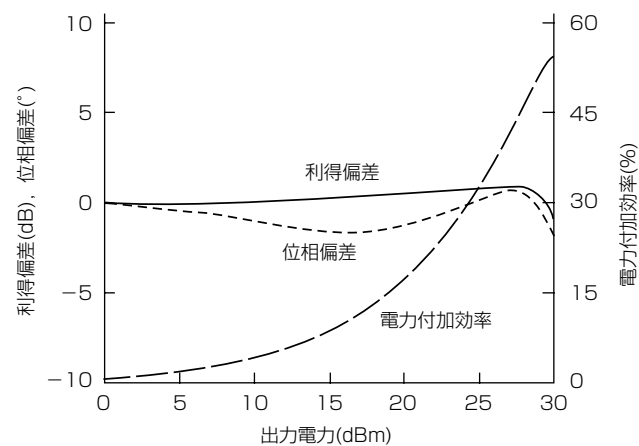


図5. BA012F5の入出力特性シミュレーション結果

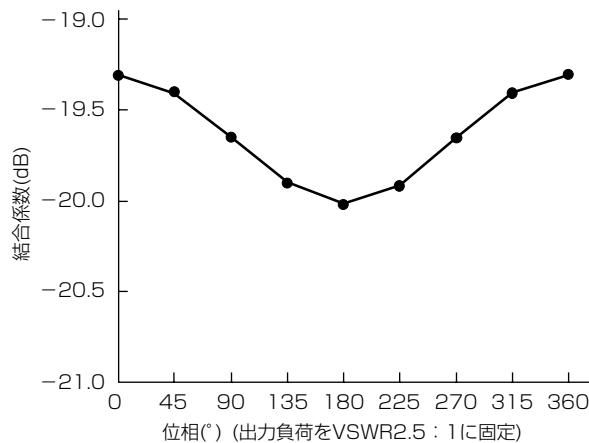


図6. BA012F5のカプラ特性シミュレーション結果

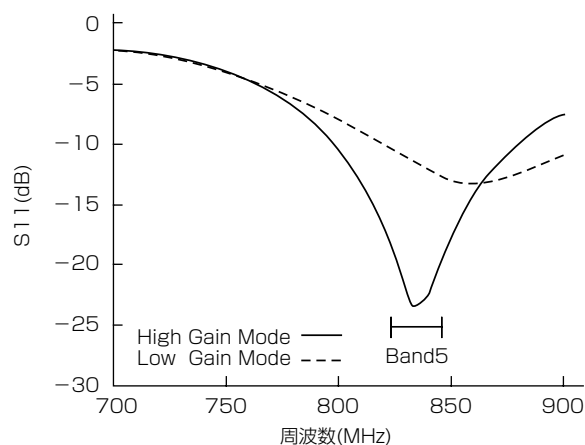


図 7. BA012F5のSパラメータ実測結果

動作をしていることが確認できた。図 8 には W-CDMA 用変調信号を用いて評価した電力増幅器の PAE と隣接チャネル漏洩電力比 (Adjacent Channel Leakage Ratio: ACLR) の出力電力依存性を示す。図より、出力電力 28.25dBm で利得 = 27dB, PAE = 45%, ACLR = -40dBc が得られている。従来の切換え方式の電力増幅器⁽³⁾に比べ、最大出力電力時の PAE を 5% 向上させることができた。図 9 には出力電力検知用カプラの負荷変動特性 (VSWR 2.5:1) を示す。負荷変動時における結合係数の変動量は 0.6dB 以下に抑制されており、設計目標どおりの良好な特性が得られた。また、これらの結果から、設計時のシミュレーション結果と実測結果を比較すると、両者はよく一致していることがわかる。

同様に、他の周波数帯でも試作と評価を行った BA012Fx シリーズは、PAE = 45%, ACLR = -40dBc を達成しており、世界で使用される主要な周波数帯をカバーする製品シリーズをラインアップすることができた。

4. む す び

パソコンカード用電力増幅器 BA012Fx シリーズを開発し、設計及び評価結果について述べた。この電力増幅器は、ATT 回路による利得制御機能と出力電力検知用カプラを

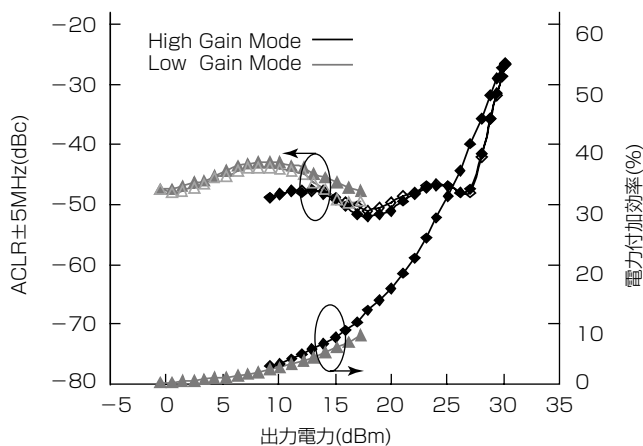


図 8. BA012F5の入出力特性実測結果

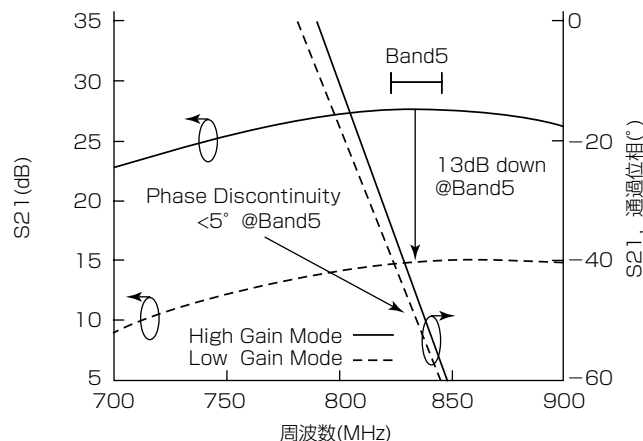


図 9. BA012F5のカプラ特性実測結果

搭載し、ATT 回路にはモード間の通過位相差を抑制するための位相制御機能を付加した。最大出力電力時の電力付加効率は業界最高クラスの 45% を達成し、従来の携帯電話機用電力増幅器に比べ 5% 向上している。また、データ通信用電力増幅器に要求される最低限の機能に限定することで、低コスト化も図れている。

今後も、市場の要求にこたえる製品をタイムリーに市場投入できるよう、電力増幅器の開発を推進していく。

参 考 文 献

- (1) 三菱電機ニュースリリース, W-CDMA 方式 PC データ通信端末用「GaAs 送信電力増幅器」発売,
<http://www.mitsubishielectric.co.jp/news/2010/1220.html>
- (2) M., Miyashita, et al.: Fully Integrated GaAs HBT MMIC Power Amplifier Modules for 2.5/3.5GHz Band WiMAX Applications, IEEE CSICS Dig., 219 ~ 222 (2007)
- (3) 太田 彰, ほか: W-CDMA 用小型切換式電力増幅モジュール, 三菱電機技報, 81, No.2, 153 ~ 156 (2007)

衛星搭載用GaN HEMT高出力増幅器の製品化

山崎貴嗣*
南出啓信*
蓮池 篤*

GaN HEMT Amplifier for C-band Space Applications

Takashi Yamasaki, Hiroaki Minamide, Atsushi Hasuike

要 旨

近年、衛星通信機能の多様化、通信情報量の増加に伴い、衛星に搭載する増幅器の高出力・高効率化の必要性が高まっている。一般的に、衛星搭載用の増幅器ではTWTA (Traveling Wave Tube Amplifier)やGaAs(砒化(ひか)ガリウム)系FET(Field Effect Transistor)を使用したSSPA(Solid-State Power Amplifier)が広く用いられているが、C帯(4GHz帯)以上の周波数では、出力・効率の観点からTWTAがシステムに使用される場合が多い。しかし、SSPAの高出力・高効率化が実現できれば、小型・軽量・高信頼性を持つといった点から、TWTAからSSPAへの置き換えが期待される。

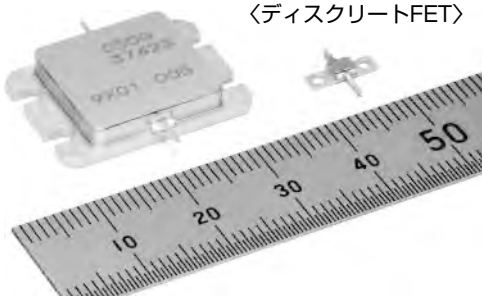
三菱電機では、これらのニーズに対応するため、通信衛星に搭載するC帯の送信機に使用される窒化ガリウム(GaN)を用いた出力100Wの高出力HEMT(High Electron

Mobility Transistor)増幅器“MGFC50G3742S”を開発した。

これまでは、GaAs系FETを用いた増幅器が使用されていたが、今回、飽和電子速度や絶縁破壊耐圧が高く、電力付加効率も良いGaN HEMTを採用したことに加え、トランジスタ構造の最適化や整合回路の回路構成及び基板レイアウトパターン最適化を実施することで、外形寸法が当社製25W出力GaAs増幅器“MGFC44C3742S”と同じままで、出力100W、電力付加効率60%という業界トップレベルの高周波性能を持ち、衛星搭載用としての高信頼性を確保した増幅器を実現した。さらに、製品ラインアップ拡充のため、100W増幅器技術を生かして出力電力が20W、40Wの増幅器を開発した。これによって、通信衛星搭載用送信機の小型・軽量化と省電力化に貢献する。

〈内部整合FET外形〉

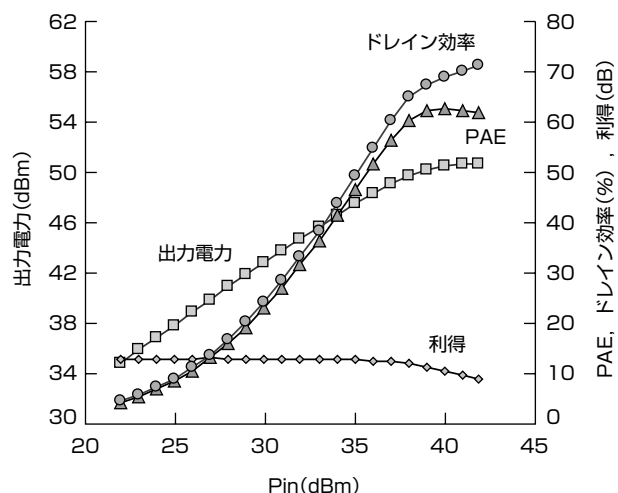
〈ディスクリートFET〉



製品型名	MGFC-	50G3742S	46G3742S	43G3742S
推奨条件	Vds	40V	40V	40V
	Ids(RFoff)	2.0A	1.0A	0.5A
	Rg	10Ω	25Ω	50Ω
周波数	Freq.	3.7~4.2GHz ^(注1)	3.7~4.2GHz ^(注1)	3.7~4.2GHz
2dB利得	P2dB	100W	40W	20W
圧縮点電力	(typ.)			
線形電力利得	Glp	13dB	14dB	14dB
(typ.)				
電力付加効率	PAE	60%	60%	60%
(typ.)				
外形寸法(mm)		17.4×24.0×4.3		

(注1) 周波数帯域としては、2バンドに分割

〈100W出力品 入出力特性@4GHz〉



PAE : Power Added Efficiency

衛星搭載用GaN HEMT増幅器の製品外形と製品ラインアップ

当社で開発した衛星搭載用C帯GaN HEMT増幅器MGFC50G3742Sの製品外形と製品ラインアップ、及び出力100W品の周波数4GHzでの入出力特性を示す。外形寸法17.4×24.0×4.3 (mm)というサイズで、出力100W、電力付加効率 (PAE) 60%という特性を実現した。さらに衛星搭載用として、チップ温度175℃、動作電圧45Vで、寿命100万時間の高信頼性を持つ。

1. ま え が き

近年、衛星通信機能の多様化、通信情報量の増加に伴い衛星に搭載する増幅器の高出力・高効率化の必要性が高まっている。一般的に、衛星に搭載される増幅器では、TWTAやGaAs系FETを使用したSSPAが広く用いられているが、高出力・高効率という点でTWTAがシステムに使用される場合が多い。一方、SSPAの高出力・高効率化が期待される高周波デバイスとして、GaN HEMTが挙げられる。GaN HEMTは、その材料物性から、高電圧動作が可能で、高い電力密度が得られることから、SSPAの高出力・高効率化が期待される高周波デバイスである。近年では、各研究機関にて、GaN HEMTを使用した高出力増幅器の開発が進められている⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾。

今回、当社製GaN HEMTを用いて、高出力・高効率な性能を持つ増幅器トランジスタを開発し、衛星搭載用として十分な信頼性を持つことを確認した。

2. GaN HEMT高出力増幅器

2.1 トランジスタ特性

今回開発した高出力増幅器で使用している当社製GaN HEMTは、次に挙げる構造上の特長を持つ。①Cat-CVD (Catalytic Chemical Vapor Deposition)法による表面保護膜形成技術を適用することで電流コラプス現象の抑制と良好なパルスIV特性を実現した⁽⁵⁾。②Si(シリコン)イオン注入によってオーミックコンタクト抵抗を低減させ、低オン抵抗を実現した。

次に、図1に単体セルトランジスタの入出力特性を示す。評価素子はゲート長0.6 μ m、ゲート幅1.2mmのサイズで、評価条件はC帯周波数(4GHz)、ドレイン電圧V_d=40V、ドレイン電流I_d(RFoff)=50mA/mm、CW(Continuous Wave)動作とした。また、入出力負荷インピーダンスは基本波及び2倍波周波数で電力付加効率(PAE)が最大となるインピーダンスに設定した。以上の条件で、当社製GaN HEMT素子は、素子単体でPAEが80%、出力電力密度が3.3W/mmと優れた性能を持っていることを確認した。

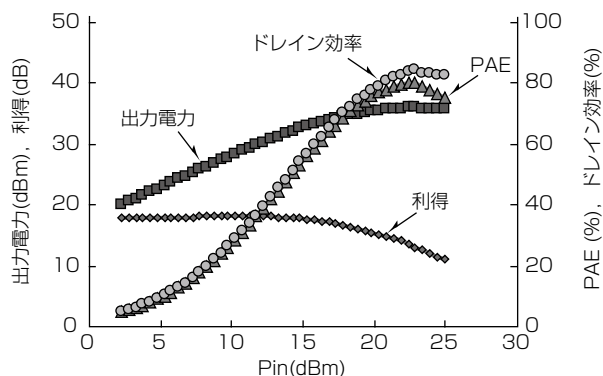


図1. 単体セルトランジスタの入出力特性

2.2 内部整合回路設計

高性能なトランジスタを用いて高出力・高効率増幅器を開発するには、整合回路の最適化が重要となる。製品では、整合回路自体の損失を最小限に抑え、基本波及び高調波(特に2倍波)を最適に処理するように回路設計を実施した。図2に、C帯100W出力内部整合FETの回路構成を示す。高利得化のために、短ゲート幅のGaN HEMTを4チップ並列合成し、広帯域化のために、入出力ともに2段の1/4波長インピーダンス変成器によって整合回路を構成した。効率への影響が大きい入力側の2倍波負荷についてはチップ直近にある開放端スタブによって最適化し、出力側については、整合回路損失が低減されるようにパターンを最適化した。

同様な手法で1チップ20W出力品、1チップ40W出力品の内部整合回路設計を行った。

2.3 電気特性の評価結果

図3に試作した出力100W内部整合FET“MGFC50G3742S”の内部写真を示す。

パッケージ内実装寸法は14.3×15.2(mm)であり、当社製GaAs 25W増幅器と同様のパッケージ寸法を適用した。気密封止パッケージ内には、GaN HEMTと整合基板が実装されており、GaN HEMTは、トータルゲート幅9.6mm

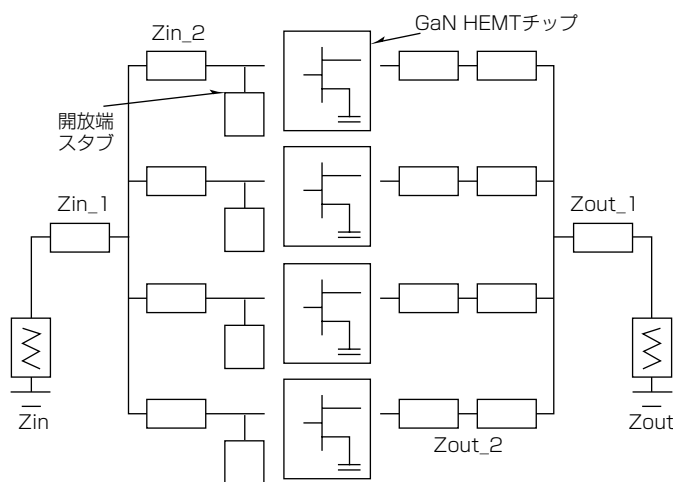


図2. C帯100W出力内部整合FETの回路構成

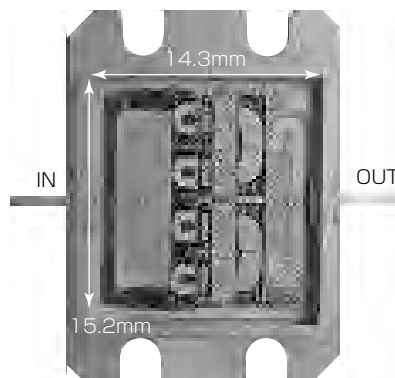


図3. MGFC50G3742S(100W品)の内部

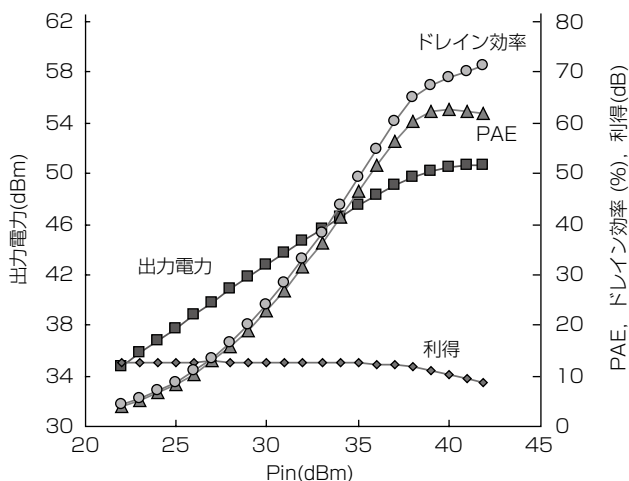


図 4. MGFC50G3742S(100W品)の入出力特性

表 1. C帯GaN内部整合FET製品のラインアップ

製品型名：MGFC-		50G3742S	46G3742S	43G3742S
推奨条件	Vds	40V	40V	40V
	Ids (RFoff)	2.0A	1.0A	0.5A
	Rg	10Ω	25Ω	50Ω
周波数	Freq.	3.7~4.2GHz (注2)	3.7~4.2GHz (注2)	3.7~4.2GHz
2dB利得圧縮点電力	P2dB (typ.)	100W	40W	20W
線形電力利得	Gp (typ.)	13dB	14dB	14dB
電力付加効率	PAE (typ.)	60%	60%	60%
外形寸法 (mm)		17.4×24.0×4.3		

(注2) 周波数帯域としては、2バンドに分割

の4チップ並列合成，入力側整合基板は，アルミナ基板と高誘電率基板の2段構成，出力側整合基板は，アルミナ基板と高誘電率基板の3段構成とした。

図4に周波数4GHzでの入出力特性を示す。評価条件は，Vds=40V，Id (RFoff)=2A，CW条件とした。常温で2dB利得圧縮点での出力電力P2dB=50dBm，動作利得Gp=11.4dB，電力付加効率PAE=62%と業界トップレベルの性能を実現した。表1に製品化したC帯GaN内部整合FETの製品仕様をまとめて示す。

3. 衛星搭載用信頼性試験

衛星搭載用として使用する場合，宇宙空間での使用を想定した信頼性の確認が最も重要となる。一般的に，信頼性試験では，長期寿命確認試験や機械試験などを実施する。当社では表2に示す条件で信頼性試験を実施した。

宇宙空間での物理負荷を想定した機械試験では，-65℃/175℃の温度サイクル試験や1,500Gの振動試験といった項目を実施し，故障がないことを確認した。

製品の寿命を数値で表すMTTF (保全を伴わない部品の故障までの平均時間) 算出では，20W出力品を使用し，Vds=47Vの条件でチャネル温度(Tch)250/260℃の温度加速試験を実施した。算出した結果，活性化エネルギー(Ea)は1.62eVとなり，Tch=175℃，Vds=45Vの使用条件でも，寿命100万時間という高信頼性を持つことを確認し

表 2. 信頼性試験項目一覧

分類	表記	試験条件	判定
機械試験	Mechanical	温度サイクル 振動・衝撃 定加速 など	故障なし
寿命試験	MTTF (C.L.90%)	Tch=250℃ Vds=47V	2,000hrs
		Tch=260℃ Vds=47V	1,000hrs
		Tch=270℃ Vds=45V	832hrs
	RF Life	Tch=230℃ Vds=45V @P2dB	故障なし 1,000hrs
	DC Life	Tch=230℃ Vds=45V	故障なし 5,000hrs
放射線試験	シングルイベント バーンアウト	(RF) Vds=45V Pout=P2dB→P13dB (DC) Vds=175V, Vgs=-5V 各試験とも Brイオン LET: 31.2MeV/(mg/cm²) Fluence: 1×10⁶ ions/cm²	故障なし
	トータルドーズ 効果	Co60 γ線, 12Mrad Vds=45V DC動作	故障なし

LET: Linear Energy Transfer

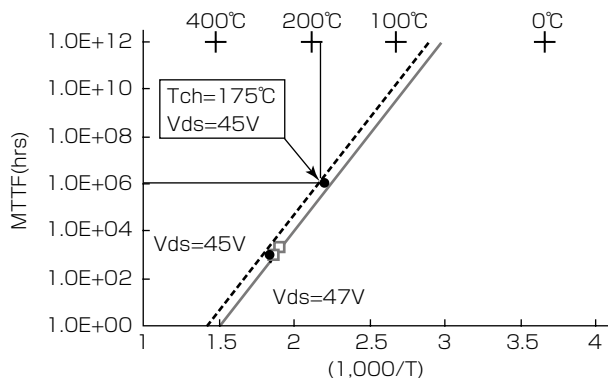


図 5. MTTFの算出結果

た。図5にMTTFの算出結果を示す。

長期寿命試験では，DC (直流) 通電試験とRF (高周波) 通電試験も実施した。図6，図7に通電試験結果 (P2dBのみ記載) を示す。図中，横軸が時間，縦軸がデバイス特性変動量を示す。試験では，P2dBの劣化判定基準は±1dBとしている。DC通電試験では，Tch=230℃，Vds=45Vの条件で実施し，5,000時間後でのP2dB変動量が0.5dB以下の良好な結果を得た。RF通電試験では，Tch=230℃，Vds=45V，P2dBとなる入力電力の条件で実施し，1,000時間後でのP2dB変動量が0.2dB以下で十分小さい。

放射線試験では，高エネルギー重イオンが半導体素子に入射することで，瞬時的に電極の電位が変動してFETに過電圧，又は過電流が流れて焼損するシングルイベントバーンアウトや電離放射線の蓄積による半導体素子の劣化 (トータルドーズ効果) について調べた。前者については，出力電力を2dB利得圧縮点から13dB利得圧縮点まで変動させるRF動作時とDC (ピンチオフ) 動作時の両方でBrイオンを照射したが，素子の故障はなかった。また，後者につ

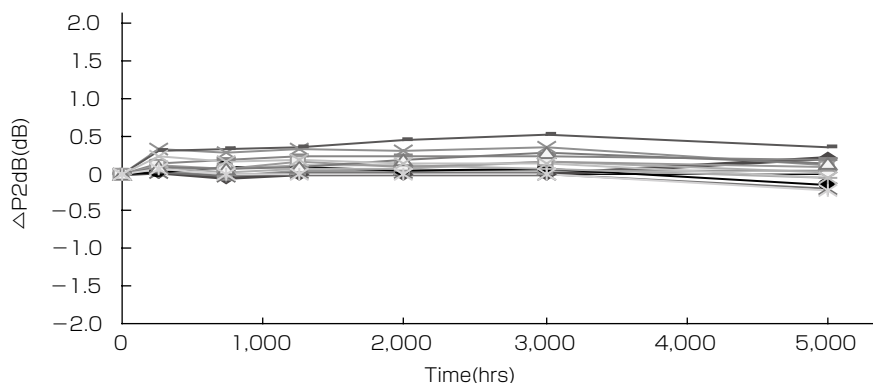


図 6. DC通電試験結果(P2dB変動量)

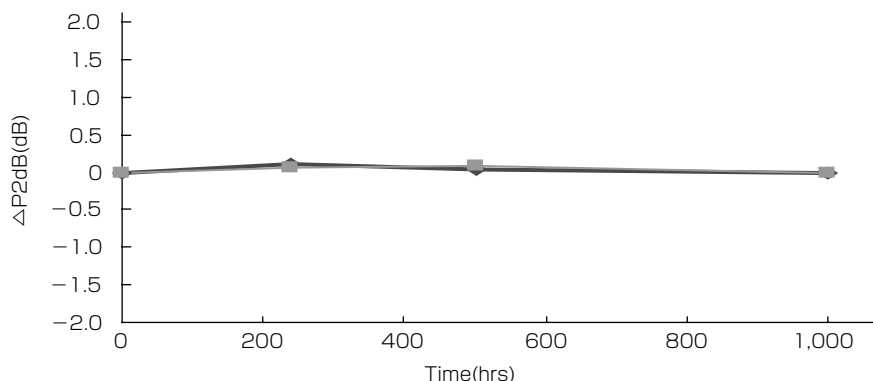


図 7. RF通電試験結果(P2dB変動量)

いても、DC動作時にコバルト60 γ 線の照射を実施したが、照射による素子の故障はなかった。

いずれの信頼性試験結果も良好で、宇宙用デバイスとして十分な信頼性を示している。

4. む す び

当社製GaN HEMTを用いた衛星搭載用C帯高出力増幅器を開発した。整合回路自体の損失を最小限に抑え、基本波及び高調波(特に2倍波)を最適に処理する回路構成を適用することによって、CW動作条件で出力100W、電力付加効率62%という業界トップレベルの性能を実現した。また、衛星搭載用信頼性試験も各種実施し、衛星搭載用として十分使用可能であることも確認した。

今回、GaN HEMTを用いた増幅器でC帯周波数帯では、出力20/40/100Wの内部整合FETと出力2WのディスクリットFETのラインアップを製品化した。これらの製品は、高出力・高効率の点で優位に立つTWTAに匹敵する性能を持ち、小型で軽量のSSPAの開発に貢献できる。

参 考 文 献

- (1) Iyomasa, K., et al.: GaN HEMT 60W Output Power Amplifier with Over 50% Efficiency at C-Band 15% Relative Bandwidth Using Combined Short and Open Circuited Stubs, 2007 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., TH1A-3 (2007)
- (2) Otsuka, H., et al.: Over 57% Efficiency C-band GaN HEMT High Power Amplifier with Internal Harmonic Manipulation Circuits, 2008 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. WE1E-03 (2008)
- (3) Shigematsu, H., et al.: C-band 340-W and X-band 100-W GaN Power Amplifiers with Over 50% PAE, 2009 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. 1265~1268 (2009)
- (4) Yamasaki, T., et al.: A 68% Efficiency, C-Band 100W GaN HEMT Amplifier for Space Applications, 2010 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. TH3D-1 (2010)
- (5) 加茂宣卓, ほか: Cat-CVD法により保護膜形成したC帯100W超級GaN HEMT, 三菱電機技報, **80**, No.5, 333~336 (2006)

WiMAX用小型電力増幅器 “MGFS38Eシリーズ”

宇土元純一*
 久留須 整*
 宮下美代**

Power Amplifier “MGFS38E Series” for WiMAX Applications

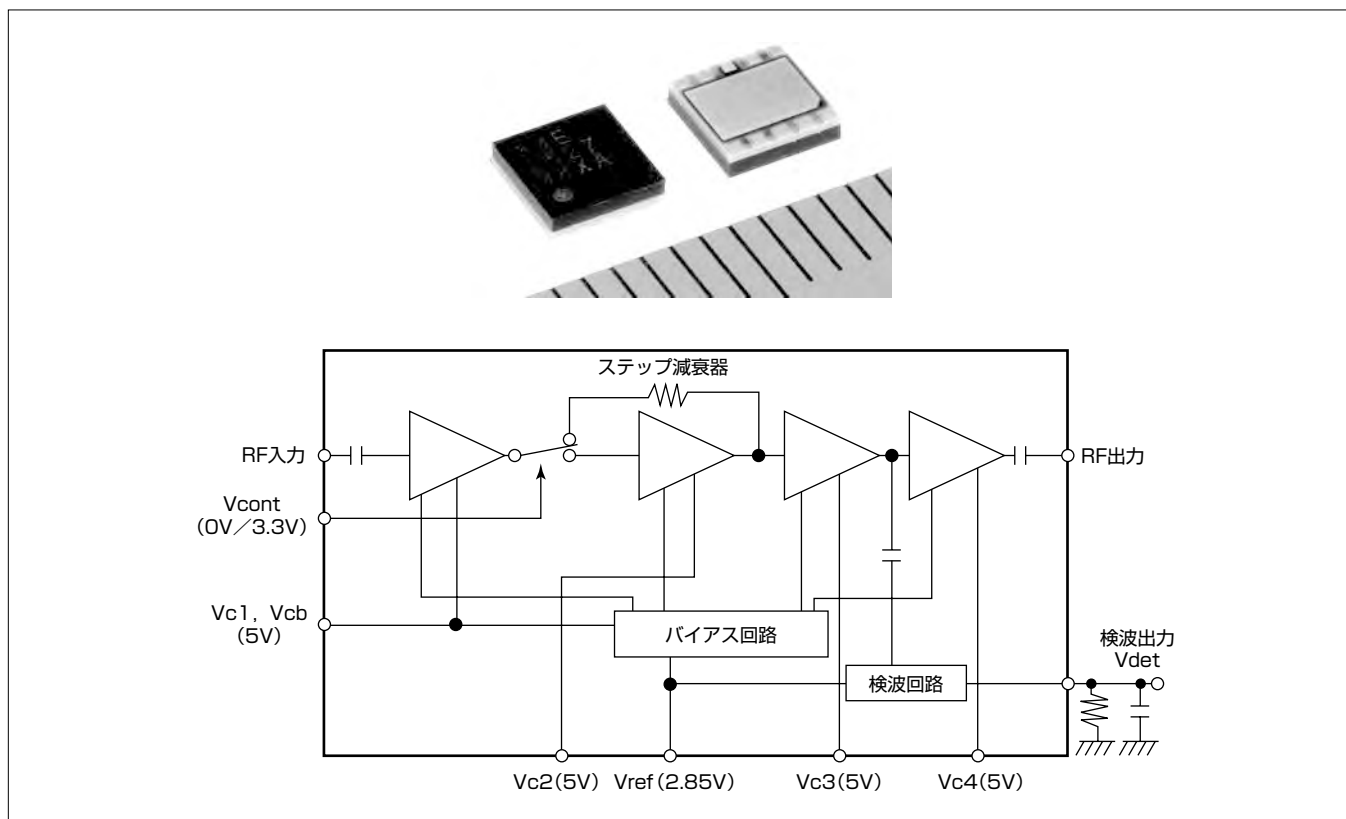
Junichi Udomoto, Hitoshi Kurusu, Miyo Miyashita

要 旨

WiMAX^(注1) (Worldwide Interoperability for Microwave Access：ワイマックス)は無線通信技術の規格の一つであり、当初は家庭やオフィスと通信事業者の基地局間を接続する固定ワイヤレスアクセスとして策定され、デジタルデバイド(情報格差)解消の手段として期待された。さらに近年は、高速移動体通信用の規格も定められている。WiMAXで用いられる変調方式であるOFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing：直交周波数分割多重方式)は、平均出力電力に対して瞬時出力電力が極めて高いので、電力増幅器には高い飽和電力特性と低歪(ひず)み特性が要求される。さらに、加入者端末(Customer Premises Equipment：CPE)用としてパソコンカードや携帯電話機にも搭載されるため、小型、低コスト、単一電源動作、高集積化が要求されている。

三菱電機では、これらの要求に対応するために、携帯電
 (注1) WiMAXは、WiMAX Forumの登録商標である。

話用増幅器で実績のあるInGaP／GaAs HBT(リン化インジウムガリウム／砒化(ひか)ガリウムHeterojunction Bipolar Transistor)プロセスを採用し、平均出力電力27dBmのHBT電力増幅器モジュールを既に関発してきた。今回、2.3GHz、2.5GHz、3.5GHzそれぞれの周波数帯域に対して通信品質向上のため、さらに高出力化を図った電力増幅器“MGFS38Eシリーズ”3品種を開発した。所望出力を得るためのHBTサイズの最適化と整合回路レイアウトの最適化によって、パッケージサイズの小型化と高出力化を達成した。4mm角のパッケージ内に増幅部及びバイアス回路に加え、当社独自の増幅段バイパス型ステップ減衰器や出力電力検波回路を集積化した。この増幅器は2.3GHz帯“MGFS38E2325”、2.5GHz帯“MGFS38E2527”、3.5GHz帯“MGFS38E3336”で出力電力28.5dBmにおけるEVM(Error Vector Magnitude)が2.5%と、高出力かつ低歪み特性を実現した。



WiMAX用小型増幅器の製品外形と回路構成

開発したWiMAX用小型増幅器の製品外形と回路図を示す。今回開発したMGFS38E2325、MGFS38E2527、MGFS38E3336は、WiMAX CPE用電力増幅器として必要な機能を集積し、高出力で低歪み特性を実現した。

1. ま え が き

WiMAXは無線通信技術の規格の1つであり、当初は過疎地帯や、高速通信(光・メタル)回線の敷設やDSL(Digital Subscriber Line)等の利用が困難な地域で、いわゆるラストワンマイルの接続手段として策定された。WiMAXは中長距離エリアをカバーする無線通信を目的としており、WiMAXアクセス網は“Wireless MAN(Metropolitan Area Network)”と定義される。さらに近年は、高速移動体通信の規格も定められており、異なる機器間での相互接続性確保のため、IEEE 802.16作業部会と業界団体のWiMAX Forumで規格標準化されている。WiMAXで用いられる変調方式であるOFDMは、平均出力電力に対して瞬時出力電力が極めて高いので、電力増幅器には高い飽和電力特性と低歪み特性が要求される。さらに、加入者端末用としてパソコンカードや携帯電話機にも搭載されるため、小型、低コスト、単一電源動作、高集積化が要求されている。

当社では、これらの要求に対応するために、携帯電話用増幅器で実績のあるInGaP/GaAs HBTプロセスを採用し、平均出力電力27dBmのHBT電力増幅器モジュール“MGFS36Eシリーズ”を開発済みである⁽¹⁾。今回、2.3GHz、2.5GHz、3.5GHzそれぞれの周波数帯域に対して通信品質向上のため、さらに高出力化を図った電力増幅器MGFS38Eシリーズ3品種を開発した。この増幅器は2.3GHz帯(MGFS38E2325、帯域2.3~2.5GHz)、2.5GHz帯(MGFS38E2527、帯域2.5~2.7GHz)、3.5GHz帯(MGFS38E3336、帯域3.3~3.6GHz)で出力電力28.5dBmにおけるEVMが2.5%と、高出力かつ低歪み特性を実現した。

本稿では、この電力増幅器の構成と基本特性について述べる。

2. 電力増幅器の構成

図1に開発した2.3GHz帯、2.5GHz帯、3.5GHz帯の電力増幅器の構成を示す。所望利得35dBを得るために4段構成

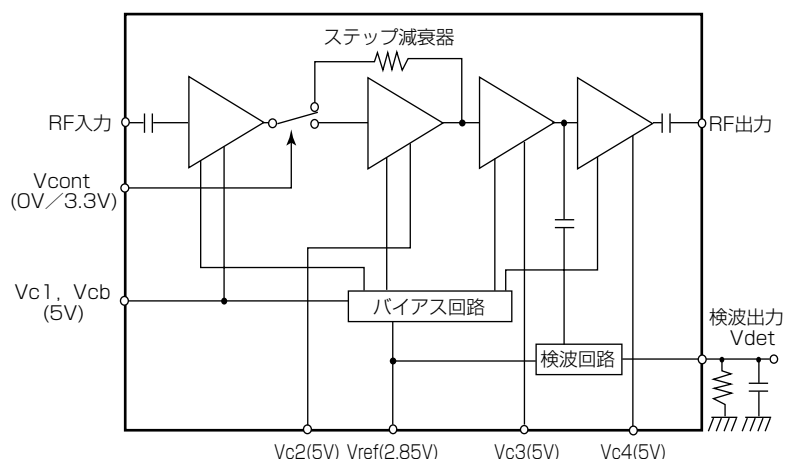


図1. 電力増幅器の構成

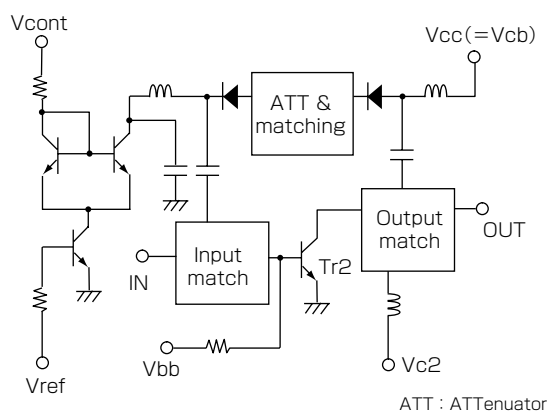
とし、ステップ減衰器とその制御回路及び出力電力検波回路を同一チップ上に集積化した。各回路のバイアス電流は、レファレンス電圧(Vref)をOFFにすることでシャットダウンが可能である。次に設計に際して配慮した項目について述べる。

2.1 HBTサイズと整合回路の最適化

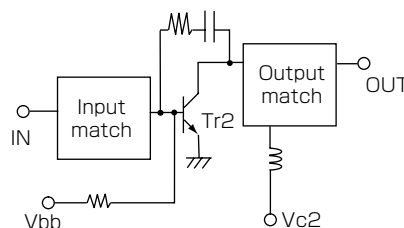
先に述べたとおり、WiMAXではOFDM変調信号を用いるので、増幅器を使用する出力でEVMが2.5%の低歪み特性を得るためには、平均出力電力が飽和出力に対して9dB程度のバックオフをとる必要がある。そのための最終出力段の総エミッタ面積を最適化した。次に、所望の低歪み特性が得られるよう、前段(1~3段)のHBTサイズと各段の整合回路及びバイアス回路パラメータの最適化を行った。

2.2 ステップ減衰器

図2(a)に今回適用した増幅段バイパス型ステップ減衰器の構成図を示す⁽²⁾。また、図2(b)に増幅段バイパス型ステップ減衰器の従来例を示す。今回適用した減衰器は、2つのダイオードによって増幅部と減衰部をRF(Radio Frequency)的に分離しているため、従来例のRFトランジスタにRC(Resistor Capacitor)を並列接続した減衰器に比べ、①増幅器部分と減衰器部分が個別に設計しやすい、②減衰ON状態とOFF状態で入出力反射損失を最適化しやすい利点を持つ。ステップ減衰器の制御は、外部制御端子(Vcont)の印加電圧切り換え(0V/3.3V)によって行われるが、制御回路内に電源スイッチトランジスタを設けることで、Vref電圧がOFFの時に電流を消費しないようにした。



(a) 今回適用



(b) 従来例

図2. ステップ減衰器の構成

2.3 出力電力検波回路

出力電力検波回路にはダイオード検波回路を適用した。出力電力レベルが20～30dBmの範囲で、出力電力検波電圧(V_{det})の変化量が1V以上となるようにした。この回路でも、 V_{ref} 端子より直接バイアスしているの、レファレンス電圧をOFFすることによってシャットダウンが可能である。

3. 電力増幅器の基本特性

図3に開発した電力増幅器MGFS38E2527の外観写真を示す。MGFS38Eシリーズでは、パッケージ構造として、一度に複数の成型が可能で、量産性と信頼性に優れたトランスファーモールド構造を採用した。外形サイズは、MGFS38Eシリーズの3品種すべて $4 \times 4 \times 1$ (mm)であり、パッケージ上の整合回路レイアウトの最適化によって、従来のMGFS36Eシリーズの外形サイズ($4.5 \times 4.5 \times 1$ (mm))に対して小型化を達成した。また、ピン配置についても3品種すべて共通である。

次に、開発した電力増幅器の基本特性について述べる。

図4に、電源電圧5V時の利得減衰ON/OFF時における電力増幅器MGFS38E2527及びMGFS38E3336の利得の周波数特性を示す。減衰のON/OFFは、それぞれ V_{cont} 端子の電圧を3.3V、0Vにして切り換えることによって制御する。MGFS38E2527及びMGFS38E3336では、線形利得35dB及び36dB、減衰量24dB及び22dB以上が得られた。また、MGFS38E2325でも同様な線形利得36dB、減衰量25dBが得られた。

図5にMGFS38E2527及びMGFS38E3336の大信号特性を示す。MGFS38E2527、MGFS38E3336における出力電

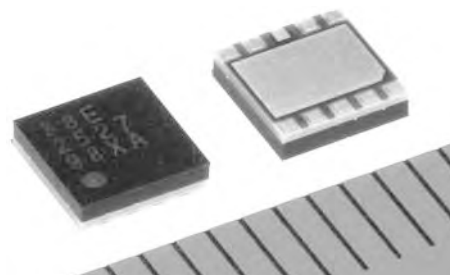
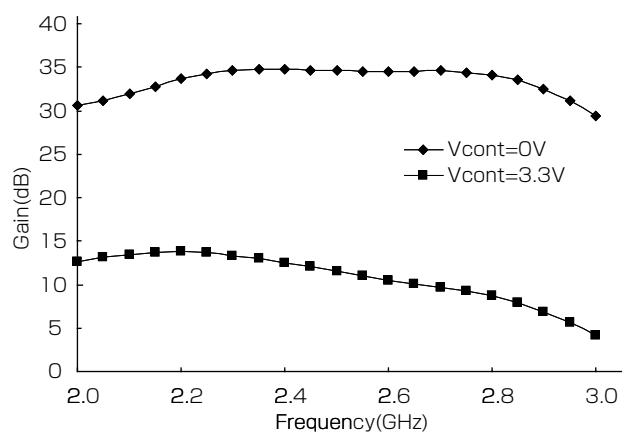
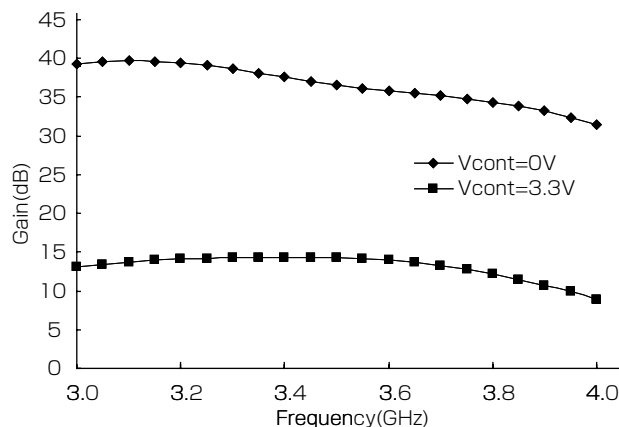


図3. MGFS38E2527の外観

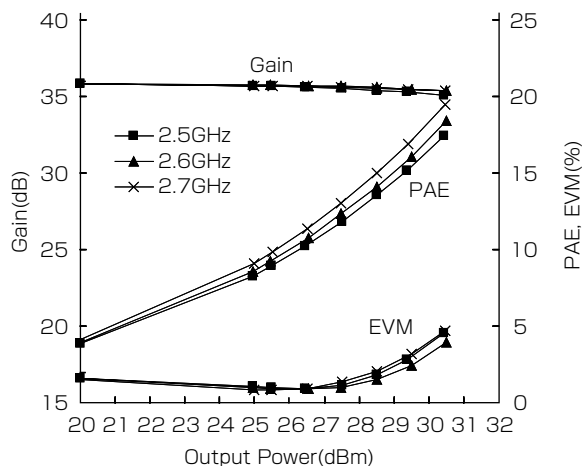


(a) MGFS38E2527

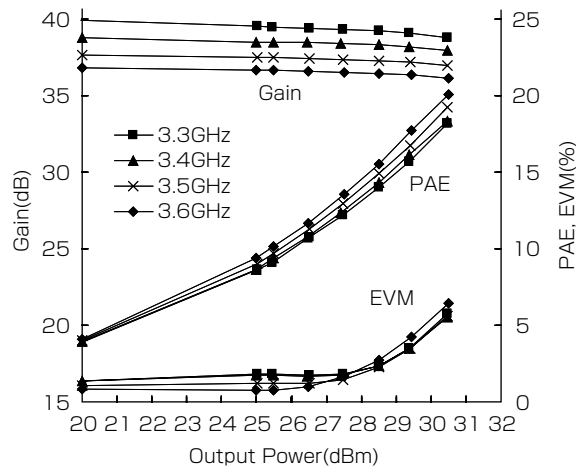


(b) MGFS38E3336

図4. 減衰ON/OFF時の利得周波数特性



(a) MGFS38E2527



(b) MGFS38E3336

図5. 増幅器の大信号特性

表 1. 増幅器の特性

項目(単位)	測定条件	MGFS38E2325	MGFS38E2527	MGFS38E3336
周波数 (GHz)	V _c =5V V _{ref} =2.85V IEEE802.16 OFDM P _{out} =28.5dBm	2.3~2.5	2.5~2.7	3.3~3.6
利得 (dB)		36	35	36
効率 (%)		14	14	14
EVM (%)		2.5	2.5	2.5
減衰量 (dB)		25	24	22
検波電圧 (V)		1.5	1.6	2
総コレクタ電流 (mA)		950	950	950
モジュールサイズ(mm)		4 × 4 × 1		

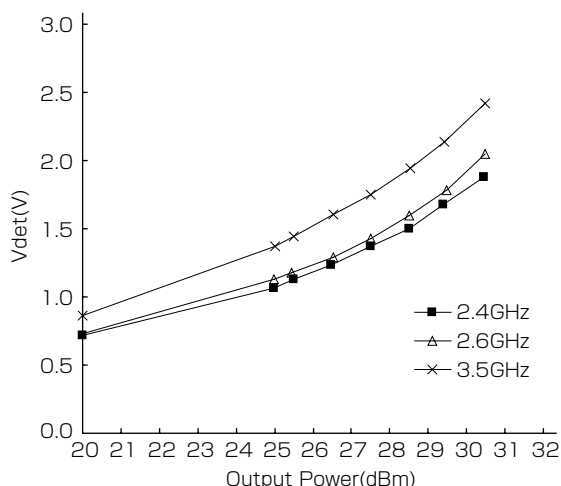


図 6. 出力電力検波器の特性

力28.5dBm時の電力付加効率(PAE)及びEVMはともに14%及び2.5%が得られた。また、MGFS38E2325でも、出力電力28.5dBm時のPAE及びEVMは14%及び2.5%の同様の特性が得られた。

図 6 に出力電力検波回路の特性を示す。MGFS38E2325, MGFS38E2527, MGFS38E3336について、2.4GHz, 2.6GHz, 3.5GHzの特性を示す。各品種とも、出力電力レベル20~30dBmにおける出力電力検波電圧(V_{det})の変化量1V以上が得られた。

4. む す び

当社では、InGaP/GaAs HBTプロセスを採用し、平均出力電力27dBmのHBT電力増幅器モジュールを開発済みである。今回、2.3, 2.5, 3.5GHzそれぞれの周波数帯域に対して通信品質向上のため、さらに高出力化を図った電力増幅器MGFS38Eシリーズ3品種を開発した。表1に各品種の特性を示す。この増幅器は2.3GHz帯(MGFS38E2325), 2.5GHz帯(MGFS38E2527), 3.5GHz帯(MGFS38E3336)で出力電力28.5dBmにおけるEVMが2.5%と、高出力かつ低歪み特性を実現した。この増幅器モジュールは、WiMAX端末の小型化、低コスト化に有効である。

参 考 文 献

- (1) 久留須整, ほか: WiMAX CPE用高出力HBT電力増幅器モジュール, 三菱電機技報, **82**, No.6, 377~380 (2008)
- (2) 山本和也, ほか: 増幅段バイパス型利得切替HBT増幅器に関する検討, 電子情報通信学会総合大会講演論文集, C-10-16 (2008)

GaN広帯域高出力MMIC増幅器

山中宏治* 小山英寿***
 桑田英悟**
 加茂宣卓***

GaN Broadband High Power MMIC Amplifier

Koji Yamanaka, Eigo Kuwata, Yoshitaka Kamo, Hidetoshi Koyama

要 旨

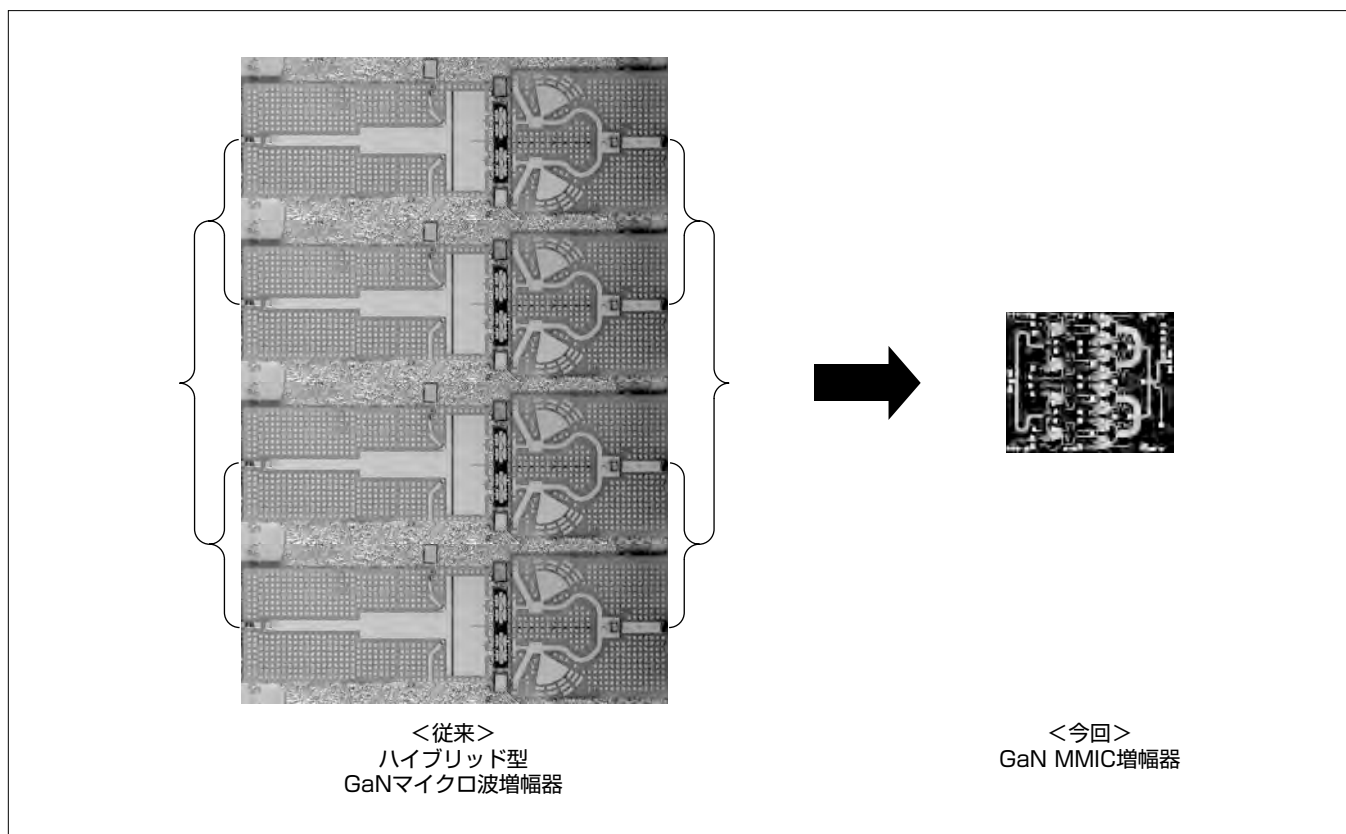
近年、GaN(Gallium Nitride：窒化ガリウム)トランジスタを用いたマイクロ波帯高出力増幅器の研究開発が盛んに行われている。GaNは従来マイクロ波帯で使用されてきたGaAs(Gallium Arsenide：ガリウム砒素(ひそ))に比べて約10倍の高電圧動作が可能であり、出力電力も約10倍の高出力が期待できる。三菱電機でもGaNトランジスタを用いたマイクロ波増幅器の研究開発を行ってきたがこれまではすべてトランジスタとインピーダンス整合回路を別材料で形成したハイブリッド型回路構成であった。

ハイブリッド型回路構成ではインピーダンス整合回路は分布定数線路を用いて構成されるために回路サイズを小さくすることは難しい。これに対してMMIC型の回路構成の場合にはMIM(Metal Insulator Metal)キャパシタやスパイラルインダクタを使用した集中定数型の小型回路設計が

可能である。そこでGaNトランジスタを用いた広帯域高出力MMIC増幅器の試作・評価を行った。その結果、6～18GHzの広帯域で14～24W(平均20W)と従来のGaAs MMIC増幅器に比べて約10倍の高出力を得ることができた。これはC～Ku帯広帯域GaN MMIC増幅器としては世界最高出力^(注1)である。また従来のハイブリッド型GaN広帯域高出力増幅器と比較しても約4倍の出力電力である。同じ出力電力で考えるとMMIC化したことによってハイブリッド型回路構成に比べて回路サイズを1/12に小型化することができた。

本稿ではトランジスタとインピーダンス整合回路を一体成形したGaN MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)広帯域高出力増幅器の試作結果について述べる。

(注1) 2011年3月31日現在、当社調べ



MMIC化による広帯域高出力増幅器の小型化

従来のハイブリッド型回路構成によるGaN広帯域高出力増幅器は20W出力を得るのに総回路サイズが230mm²と大きい問題があった。今回MMIC技術を用いた小型化開発によって総回路サイズは19mm²と、従来のハイブリッド型回路構成に比べて約1/12に小型化することができた。

1. ま え が き

マイクロ波帯(3～30GHz)の半導体増幅器には、従来GaAsという半導体材料が使用されてきた。近年、高電圧で動作することができ大きな出力電力が期待できるGaNトランジスタを用いたマイクロ波増幅器の研究開発が盛んに行われている。当社でも60W出力C帯^(注2)広帯域高出力GaN増幅器⁽¹⁾をはじめとしてX帯^(注3)高出力GaN増幅器やC～Ku帯^(注4)広帯域高出力GaN増幅器⁽²⁾等を開発してきた⁽²⁾。これまでの当社のGaN増幅器はすべてGaNトランジスタとインピーダンス整合回路が別材料で構成されたいわゆるハイブリッド型回路構成であったが、回路の小型化を考えるならばトランジスタとインピーダンス整合回路を一体化したモノリシック集積回路型(MMIC)の方が有利である。

本稿ではGaNトランジスタを用いた広帯域高出力MMIC増幅器の試作結果について述べる。GaNトランジスタを使用することで従来のGaAsトランジスタに比べて約10倍の出力が得られた。また従来ハイブリッド型回路構成と比べて回路サイズを約1/12に小型化できた。ここで得られている平均20Wの出力電力はC～Ku帯広帯域高出力GaN増幅器としては世界最高の出力電力である。

(注2) C帯：4～8GHzの周波数の総称
 (注3) X帯：8～12.4GHzの周波数の総称
 (注4) Ku帯：12.4～18GHzの周波数の総称

2. GaNトランジスタ

表1に従来のマイクロ波増幅器に使用されてきたGaAsとGaNの材料物性の比較を示す。GaNはGaAsと同じ閃亜鉛鉱型の結晶構造を持った半導体材料であり砒素原子(As)が窒素原子(N)に置換された構造をしている。窒素原子は砒素原子に比べて原子半径が小さいため結晶格子が小さい。一般に価電子帯と伝導体のエネルギー差(バンドギャップ)は結晶格子の小さな材料ほど大きくなる。GaNのバンドギャップはGaAsに比べて2.4倍大きい。このためGaNは炭化珪素(Silicon Carbide: SiC)などと並んでワイドバンドギャップ材料と称されている。

バンドギャップが大きいという性質によって、GaNは絶縁破壊電界が高いという利点を持つ。つまりGaNはGaAsに比べてより大きな電圧を印加することができる。実際、

GaAsトランジスタの典型的な動作ドレインバイアスは5～10Vであるのに対してGaNトランジスタの動作ドレインバイアスは30～50Vと約5倍の電圧で動作させることができる。結果として単位ゲート幅あたりの出力電力(出力電力密度)はGaAsトランジスタでは0.3～0.5W/mmであるが、GaNトランジスタでは3.0～5.0W/mmとGaAsトランジスタに比べ約10倍大きい。このため従来のGaAsマイクロ波増幅器に比べて劇的な高出力化、小型化を期待できる。またGaNトランジスタはSiC基板上に形成されるが、SiC基板はGaAs基板に比べて熱伝導率が約10倍大きい。このため熱設計の観点からもGaNトランジスタはGaAsトランジスタよりも有望である。

3. MMIC技術による小型化

マイクロ波増幅器の構成方法には大きくハイブリッド型回路構成とMMIC型回路構成の2種類がある。図1にハイブリッド型回路構成とMMIC型回路構成によるC～Ku帯広帯域増幅器の一例をそれぞれ示す。

ハイブリッド型回路構成はトランジスタ部分のみを半導体材料で作成し、インピーダンス整合回路はアルミナ基板などの絶縁体基板材料上に金属膜パターンを形成して構成する。ハイブリッド型回路構成では1/4波長インピーダンス変成回路などの分布定数型のインピーダンス変成回路が用いられるためインピーダンス整合回路は大きくなる。例えばアルミナ基板上におけるマイクロ波伝送線の6GHzにおける1/4波長に対応する長さはおおよそ2.5mmであるから入力側と出力側のインピーダンス整合回路をそれぞれ一つのインピーダンス変成回路のみで構成したとしても回路サイズを5mm以下にすることは難しい。特に広帯域増幅器では2つ以上のインピーダンス変成回路を縦続接続して動作周波数帯域を広帯域化する工夫がなされるため回路サイズは更に大きくなる。トランジスタとインピーダンス整合回路は金属ワイヤで接続されるが、トランジスタとインピーダンス整合回路の位置合わせがずれるとこの金属ワイヤの長さが変化し、金属ワイヤによるインダクタンスも変化する。このためハイブリッド型回路構成は電気特性のばらつきを生じやすい。

これに対してMMIC型回路構成はトランジスタとインピーダンス整合回路は同じ半導体基板上に一体で形成されている。一般に半導体基板の方が絶縁体基板よりも高価であるから、MMIC型回路構成では回路サイズを小さくする回路設計技術が重要となる。このため薄い誘電体材料を金属電極で挟み込む構造をしたMIMキャパシタや細い伝送線を渦巻状に形成して面積あたりのインダクタンス値を大きくする工夫をしたスパイラルインダクタなどを用いた集中定数型の回路設計が多用される。例えばアルミナ基板(基板厚200μm)上で特性インピーダンス20Ω、6GHzで

表1. GaAsとGaNの材料物性比較

	ガリウム砒素	窒化ガリウム
元素記号	GaAs	GaN
格子定数(Å)	5.653	3.189
バンドギャップ(eV)	1.43	3.40
絶縁破壊電界(MV/cm)	0.4～0.6	2.0～2.8
動作電圧(V)	5～10	30～50
出力電力密度(W/mm)	0.3～0.5	3.0～5.0
基板の熱伝導率(W/cmK)	0.5	49

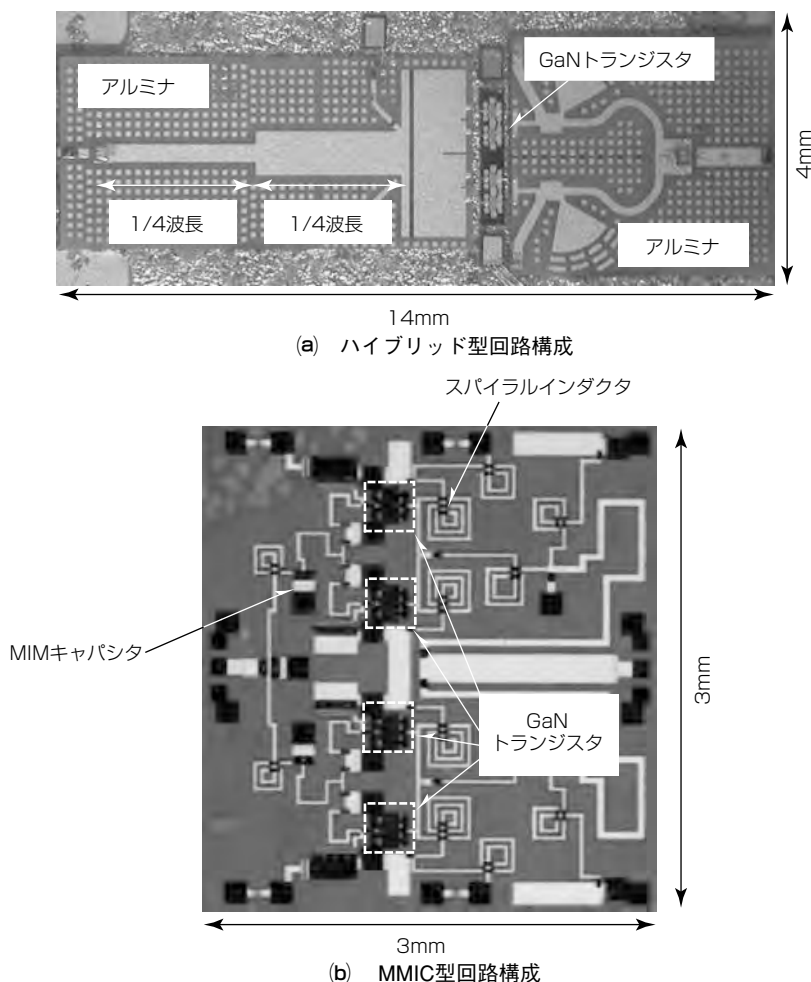


図1. 広帯域マイクロ波増幅器の回路構成比較

1/4波長となる伝送線路は幅0.4mm、長さ2.5mmの大きさとなるが、これと同じ機能をMIMキャパシタとスパイラルインダクタで実現した場合、その回路サイズは 0.4×0.4 (mm)程度に小型化することができる。またMMICではトランジスタとインピーダンス整合回路は一体成形されているため電気特性のばらつきを生じにくい。

図1に示したハイブリッド型回路構成とMMIC型回路構成の増幅器は同じ目標出力電力(5W)に対して回路設計されたものであり、使用されているGaNトランジスタのゲート幅も同一である。ただしMMIC型の回路構成を見やすくするために両者の縮尺は異なっている。ハイブリッド型回路構成では回路サイズは 14×4 (mm)であるが、MMIC型回路構成では 3×3 (mm)に小型化することができている。

4. GaN広帯域高出力MMIC増幅器

近年、C～Ku帯GaN広帯域高出力MMIC増幅器の研究開発が盛んに行われており⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾、すでに10W以上の出力電力が報告されている。しかしながら市販のGaAs広帯域MMIC増幅器で3Wの出力電力が得られていることを鑑(かんが)みるならば、GaNトランジスタを用いれば15W～20W程度の出力電力が期待されるところである。そこで当

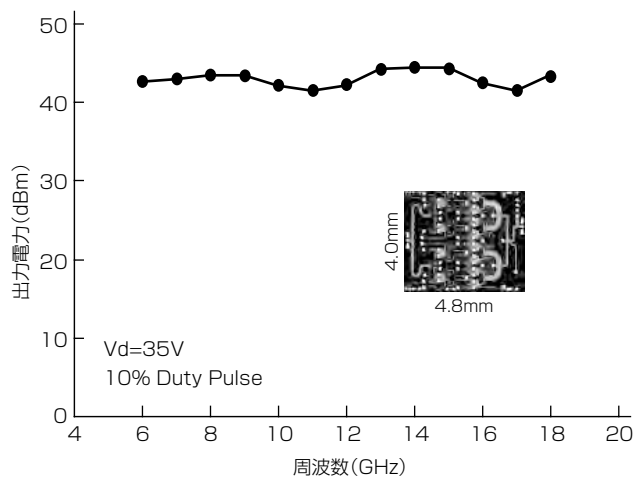


図2. C～Ku帯広帯域GaN MMIC増幅器の試作結果

社では平均で20Wの出力電力を持つC～Ku帯GaN広帯域高出力MMIC増幅器の試作を行った。図2に試作したC～Ku帯GaN広帯域高出力MMIC増幅器の出力電力の周波数特性測定結果を示す。内挿図は試作したGaN MMICのチップ写真であり、チップサイズは 4.8×4.0 (mm)である。測定ではドレイン電圧を35Vとし、パルスデューティ10%のパルス動作で測定を行った。測定の結果、6～18GHzで出力

表 2. C～Ku帯GaN MMIC増幅器の比較

	出力電力	チップ面積
参考文献(3)	12～14W	19mm ²
参考文献(4)	11～18W	—
参考文献(5)	6～10W	20mm ²
今回	14～24W	19mm ²

表 3. GaAs MMIC及びハイブリッド型増幅器との比較

	出力電力	回路サイズ
GaAs MMIC増幅器 ⁽⁶⁾	2 W	25mm ²
GaNハイブリッド増幅器 ⁽²⁾	5 W	56mm ²
GaN MMIC増幅器(今回)	20W	19mm ²

電力14～24W(平均20W)を得ることができた。広帯域増幅器では動作周波数の上限周波数(FH)と下限周波数(FL)の比(FH/FL)が広帯域性能の目安として使用される。図 2 ではFH/FL=3であるから、この増幅器は“3 倍帯域増幅器”となる。

表 2 には、文献で報告されているC～Ku帯 3 倍帯域GaN MMIC増幅器の電気性能を今回の結果と比較して示す。今回はC～Ku帯で 3 倍帯域以上の動作比帯域を持つGaN MMIC増幅器のなかで世界最高の出力電力を達成している。

表 3 には、今回の結果を当社で開発したGaAs MMIC増幅器及びハイブリッド型GaN増幅器と比較した結果を示す。GaAs MMICに比べて今回は約10倍の出力電力を持つ。又ハイブリッド型GaN増幅器と比較した場合、出力電力は約 4 倍に、回路サイズは約1/3に小型化されている。換言すればハイブリッド型回路構成からMMIC型回路構成にしたことで同じ出力を得るために必要な回路サイズを約1/12に小型化することができた。

5. む す び

GaNトランジスタを用いた広帯域高出力MMIC増幅器の試作結果について述べた。C～Ku帯 3 倍帯域で世界最高出力である平均20Wの出力電力を得ることができた。これは従来のGaAs MMIC増幅器の約10倍の出力電力であり、MMIC技術を適用したことでハイブリッド型回路構成と比較して回路サイズを1/12に小型化できた。

参 考 文 献

- (1) 山本佳嗣, ほか: Cat-DVD法により保護膜形成したC帯100W超級GaN-HEMT, 三菱電機技報, **80**, No.5, 333～336 (2006)
- (2) 中山正敏, ほか: GaNマイクロ波帯増幅器技術, 三菱電機技報, **84**, No.11, 609～612 (2010)
- (3) Masuda, S., et al.: Over 10W C-Ku Band GaN MMIC Non-uniform Distributed Power Amplifier with Broadband Couplers, 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1388～1391 (2010)
- (4) Reese, E., et al.: Wideband Power Amplifier MMICs Utilizing GaN on SiC, 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1230～1233 (2010)
- (5) Mouginot, G., et al.: Three Stage 6-18 GHz High Gain and High Power Amplifier based on GaN Technology, 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1392～1395 (2010)
- (6) 小倉健太郎, ほか: ドレーンドライブ型送受切り替え方式の受信時損失低減の検討, 電子情報通信学会総合大会, C-2-30 (2003)

高周波デバイスの高電界・高湿度環境下における劣化メカニズムと信頼性改善

日坂隆行*
佐々木 肇*
相原育貴**

Degradation Mechanism and Improvement of Reliability of High Frequency Devices Under High Electric Field and High Humidity Condition

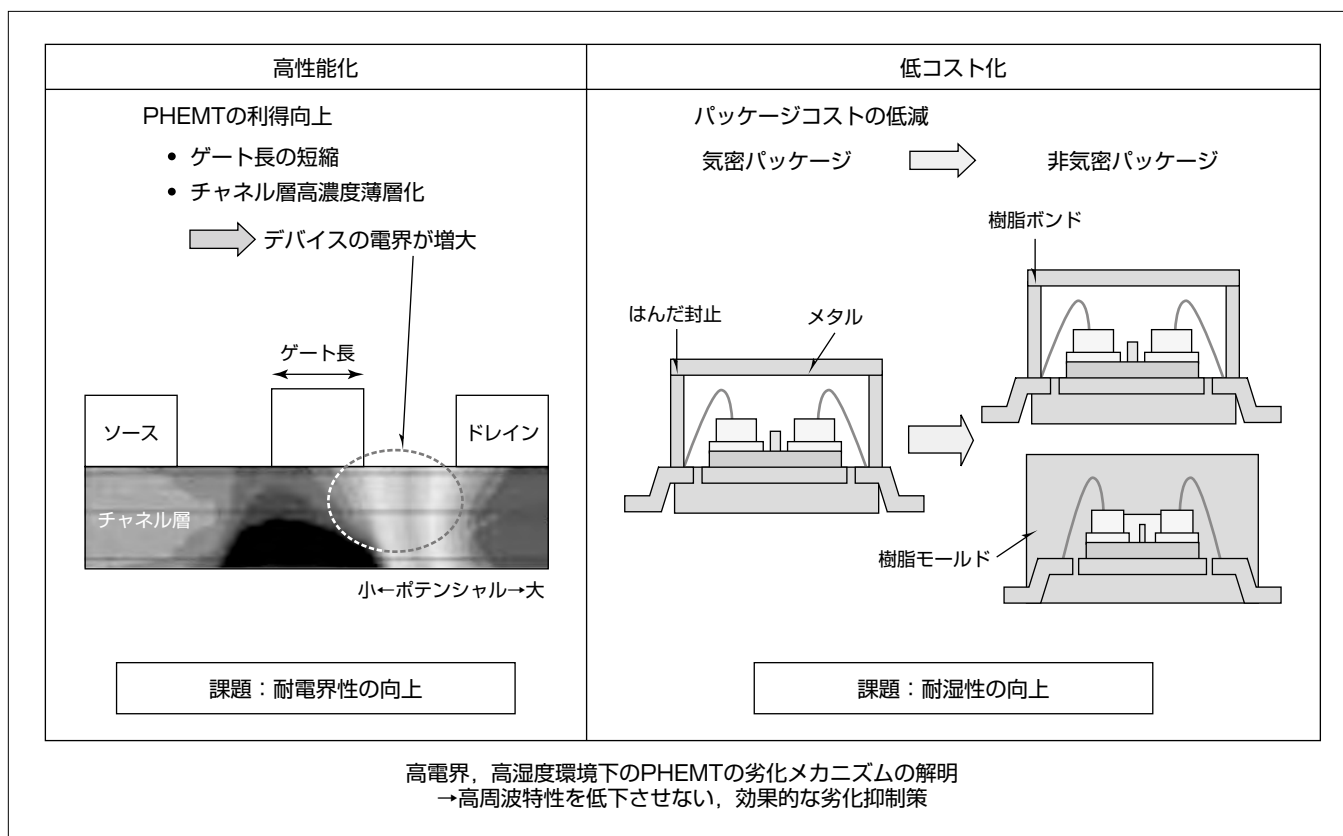
Takayuki Hisaka, Hajime Sasaki, Yasuki Aihara

要 旨

GaAs系AlGaAs/InGaAs擬似格子整合型高移動度トランジスタ(Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor: PHEMT)は、優れた高周波特性から衛星放送受信用低雑音素子、携帯電話用アンプ等に用いられ、マイクロ波高度情報通信の進展を支えてきた。近年、車載衝突防止レーダなどに代表される準ミリ波～ミリ波帯デバイスの需要が高まり、PHEMTの更なる高性能化、低コスト化が強く要求されている。PHEMTの高性能化、低コスト化のためには、下図に示すように、PHEMT素子の耐電界性、耐湿性の向上が重要な課題となっている。これまでPHEMTの電界・湿度起因の劣化メカニズムは十分解明されておらず、また耐湿性確保の手段として一般的に用いられる厚い保護膜は高周波特性を悪化させる問題があった。このため劣化メカニズムの解明とそれに基づく、高周波特

性を低下させない効果的な対策が不可欠である。

PHEMTの劣化メカニズムを解明するために、RF(Radio Frequency)大信号動作試験時の劣化素子の電気特性の詳細な評価、断面TEM-EDX(Transmission Electron Microscope-Energy Dispersive X-ray analysis)分析による劣化部位の直接観察、デバイスシミュレーションによる解析を行った。その結果、PHEMTの高電界・高湿度による劣化は、ゲートドレイン間の高電界領域で水分又は酸素と半導体表面との電気化学的な腐食反応に起因することを明らかにした。そのメカニズムに基づき独自に開発した表面処理によって、大幅に劣化を抑制し、その結果、非気密パッケージを適用できるに十分な信頼性と高周波特性を両立させたPHEMTデバイスの開発に成功した。



AlGaAs/InGaAs PHEMTの課題

AlGaAs/InGaAs PHEMTは、高性能化、低価格化が強く要求されている。高性能化のためゲート長の短縮、チャンネル層薄層化が不可欠であるが、素子の微細化によって電界が増大し電界起因の素子劣化が生じる問題がある。また低コスト化のために、樹脂等を用いた廉価な非気密パッケージの適用が最も有効であるが、デバイス自体で耐湿性を確保することが不可欠となる。これらのことからPHEMTの高性能化、低コスト化のために、素子の耐電界性、耐湿性の向上が重要な課題である。

*高周波光デバイス製作所(工博) **同製作所

1. ま え が き

近年、衛星通信や車載レーダに代表される準ミリ波～ミリ波帯MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)の需要が高まっている。これらのデバイスは、高い高周波性能(低雑音, 高利得, 高出力)とともに、車載、衛星搭載に要求される高い信頼性の確保が不可欠になっている。高出力用トランジスタとしてGaN系HEMT, 高周波低雑音用トランジスタとしてInP系HEMTの開発が進められているが、民生用アプリケーションに広く用いられるまでに、課題が多く残されている。一方、GaAs系PHEMTはすでに衛星放送受信用低雑音素子、携帯電話用アンプ等で量産実績があり、高い量産性、信頼性を確保している。ミリ波用途に適用を拡大させるためには、さらなる高周波特性の向上が必要であり、そのためには、ゲート長の短縮、チャネル層の高濃度薄層化による遮断周波数の向上が不可欠である。しかし素子の微細化を進めていくことで電界ストレスが増大していき、電界起因の素子劣化を引き起こす。素子の微細化による高性能化を図るために、電界起因の劣化を抑制することが重要な課題となっている。

またGaAsデバイスの汎用化が進むにつれ、低コスト化の要求も年々高まっている。GaAsデバイスは従来より高価なシームシールを用いた気密パッケージが採用されており、パッケージコストが占める割合が高い。低コスト化のために、樹脂等を用いた非気密パッケージへの移行が進められているが、そのためにはチップ自体で耐湿性を確保することが必要になる。耐湿性を確保する手段として、絶縁保護膜の厚膜化や樹脂膜のコーティングが行われているが、これらの対策は寄生容量の増大を伴うため、高周波特性を悪化させるという問題を抱えている。すなわち、デバイスの低コスト化のためには、高周波性能を維持しつつ耐湿性を向上させることが課題になっている。

本稿では、高電界・高湿度環境下におけるPHEMTの劣化メカニズムを解明し、そのメカニズムに基づき独自に開発した表面処理による劣化抑制を検討した。

2. PHEMTの構造と評価方法

図1にPHEMTの断面構造を示す。ゲート長0.2～0.25 μm のAlGaAs/InGaAsヘテロ構造PHEMTである。保護膜はプラズマCVD(Chemical Vapor Deposition)によるSiN_xである。

PHEMTの信頼性試験として、RF通電試験、耐湿性試験、DCストレス試験を実施した。

RF通電試験は、実際の高周波大信号動作時とほぼ同じ電気ストレスの印加、及び高周波特性のモニタを行うことで、実動作に近い状態での素子の劣化を確認した。サンプルは、18GHz 1段アンプを用い気密パッケージ内にN₂封

止した。耐湿性試験は、湿度による劣化を加速させるために、高温高湿度環境下でチップ表面が高湿環境に直接曝(さら)されるように保存しバイアスを印加した。

3. 高電界・高湿度によるPHEMTの劣化

RF通電時の出力電力(P_{out})の経時変化を図2、図3に示す。周波数(f)は18GHz, 入力電力(P_{in})は初期に2 dBコンプレッション($P_{2\text{dB}}$)に調整後一定とした。 P_{out} は徐々に低下し、温度が高い程また電圧が高いほど、早く劣化する。

RF通電前後の入出力波形の変化を図4に、DC特性(V_d - I_d 波形)の変化を図5に示す。入出力波形は、線形領域ではほとんど変化がないが、飽和領域の P_{out} が低下している。またDC波形は、knee電圧付近、 $V_g > 0\text{V}$ の領域でドレイン電流(I_d)が減少している。この I_d の減少が P_{out} の低下の要因であり、以

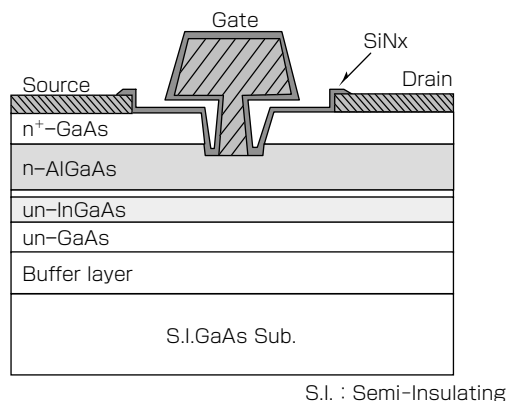


図1. AlGaAs/InGaAs PHEMTの断面構造

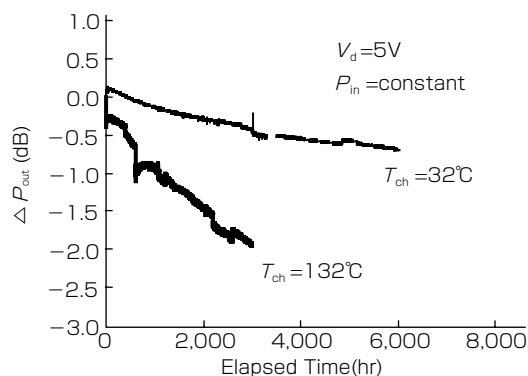


図2. RF通電時の P_{out} 経時変化の温度依存性.

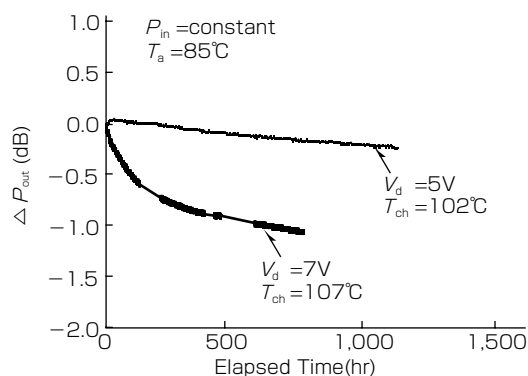


図3. RF通電時の P_{out} 経時変化の電圧依存性

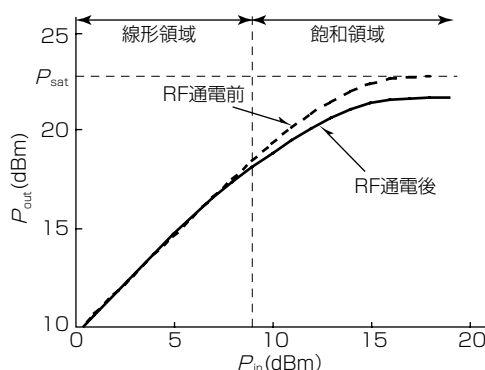


図4. RF通電前後のサンプルの入出力特性

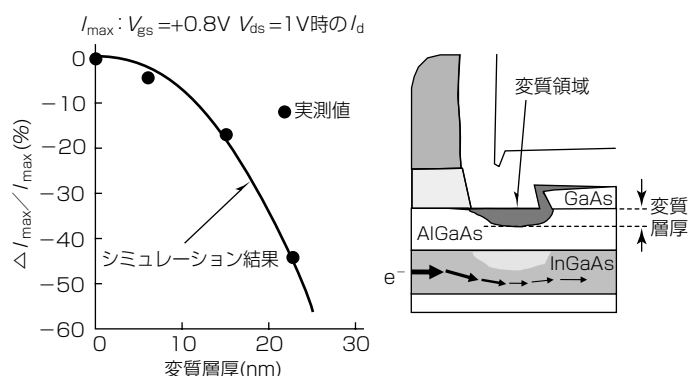


図7. 変質層厚と I_{\max} 変化率の関係

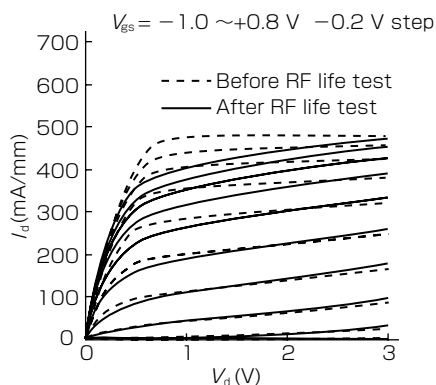


図5. RF通電前後のサンプルのDC波形

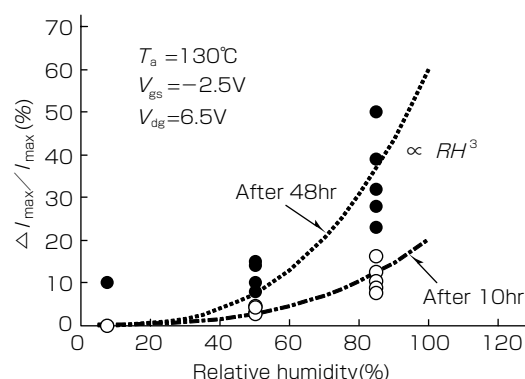


図8. I_{\max} 変化量の相対湿度依存性

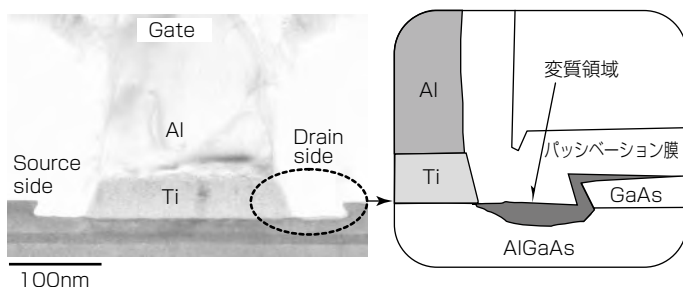


図6. RF通電試験($T_{\text{ch}}=175^{\circ}\text{C}$, $P_{\text{in}}=P_{\text{dB}}$, $V_{\text{d}}=5\text{V}$, 1,000hr)によって劣化したサンプルの断面TEM像

降 $V_{\text{g}}=0.8\text{V}$, $V_{\text{d}}=1\text{V}$ の I_{d} を I_{\max} と定義し、劣化の指標とする。

劣化したサンプルの断面TEM (Transmission Electron Microscope) 像を図6に示す。ゲート近傍のドレイン側リセス表面に10nm前後の変質層が見られる。変質層のEDX元素分析の結果、Al, Ga, Asの構成元素のほか、多量の酸素が検出された。これから変質層は、AlGaAs及びGaAsの酸化物と考えられる。図7に変質層厚と I_{\max} の減少量との関係を示す。プロットは実測値を示しており、変質層が厚くなるほど、 I_{\max} が減少している。変質層が厚くなることで、チャンネル層の電子が減少し、その結果、 I_{\max} が減少したと考えられる。デバイス二次元シミュレーションによって、表面変質層を絶縁層と仮定してドレイン電流を計算したところ実測値と非常によく一致した。表面変質層は、ドレイン側の高電界領域に形成され、また多量の酸素を含むことから、電界と水分又は酸素によって半導体層が腐食

反応を起こしたと推定される。水分の影響を確認するため、高湿度環境下でDCバイアス試験を実施し、 I_{\max} の劣化量と相対湿度の関係を調べた結果を図8に示す。湿度が高い程、 I_{\max} 劣化量が増大する。また劣化サンプルの断面TEM分析から表面劣化が増大していることを確認している。

これらの結果から、電界と湿度によるPHEMTの劣化は、ゲート-ドレイン間の高電界と水分によって半導体表面が腐食反応を起こし表面劣化層を形成、これがチャンネル層を狭窄(きょうさく)しチャンネル内電子濃度が減少することによって I_{\max} が減少し、その結果 P_{out} が低下したと考えられる。図9に腐食反応による表面劣化の推定モデルを示す。ゲート電極にマイナス電圧、ドレイン電極にプラス電圧が印加されている。また外部から水分が絶縁膜中を浸入し半導体表面に到達している。水分と電界によって半導体表面でアノード反応が生じGaAsがイオン化する。これがゲート電極でカソード反応によって発生したOHイオンと結合することで、Ga, Asの酸化物が形成されると考えられる。これがTEM分析で観察された表面変質層であると考えられる。

4. 表面処理による劣化の抑制

前章でPHEMTの劣化は、ドレイン側リセス表面で生じる電気化学的な腐食反応に起因することを示した。このメカニズムに基づき、表面処理によって半導体表面を不活性化し腐食反応を抑制することを検討した。表面処理は、 SiN_x 膜の形成前に、表1のA, Bの2種類の表面処理を実

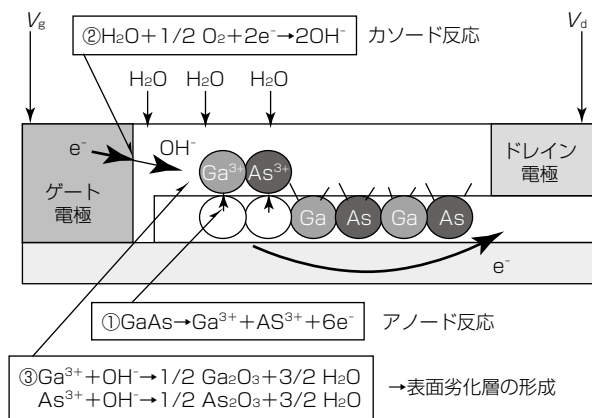


図9. PHEMTの表面劣化の推定メカニズム

表1. 表面処理とGaAs表面の酸素量

	GaAs表面の酸素量 (O/Ga強度比) (arb.units)
Ref(表面処理なし)	6.17
表面処理A(還元雰囲気中高温ベーク)	4.26
表面処理B(溶剤洗浄処理)	1.92

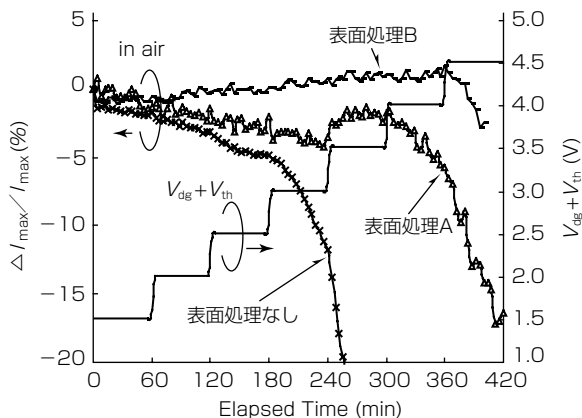


図10. 表面処理を適用したPHEMTのDCステップストレス試験時の I_{max} の変化

施した。表面処理によってGaAs表面の酸素の量が低減し、処理Bは処理Aと比べ効果が高く約1/3まで低減している。

図10に表面処理A, Bを適用したPHEMTのDCステップストレス試験時の I_{max} の変化を示す。 $I_d = 400\text{mA/mm}$ 一定に維持し、 $V_{\text{dg}} + V_{\text{th}}$ を0.5Vステップで上昇させた。 I_{max} の減少は、処理B、処理Aの順で抑制されている。抑制の効果は、表面処理による酸素の減少量(表1)とよく対応している。さらにベアウェーハを用いた詳細なXPS(X-ray Photoelectron Spectroscopy)分析によってAs酸化物が腐食反応に関与していることがわかり⁽¹⁾、As酸化物の除去が腐食反応抑制に効果的であることが分かった。

表面処理Bを車載レーダ用38/77GHz帯の送信用アンプMMICに適用した。図11にチップ写真を示す。周波数を38GHzから77GHzに変換する周波数通倍器と4段の77GHzのアンプで構成されており、それぞれにゲート長0.2 μm のAlGaAs/InGaAs PHEMTを用いている。図12に変換利得(G_c)の P_{out} 依存性を示す。一般に広く適用されている樹

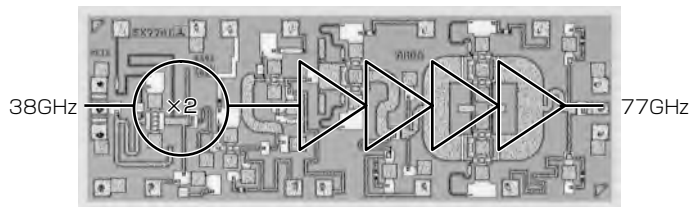


図11. 38/77GHz帯の送信用アンプMMICのチップ写真

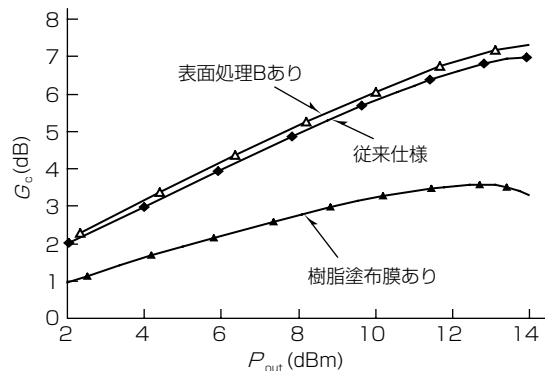


図12. 38/77GHz送信アンプの変換利得(G_c)の P_{out} 依存性

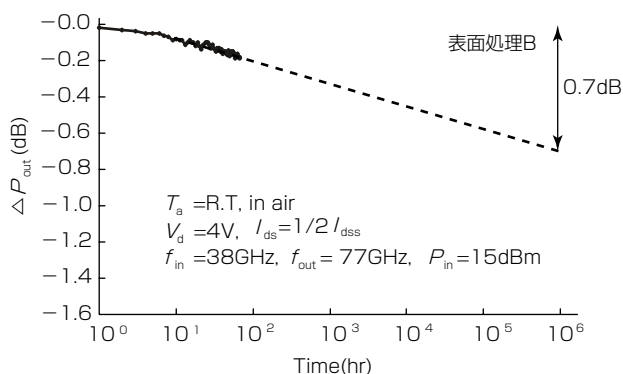


図13. 大気中のRF通電試験時の P_{out} 変化

脂膜を塗布した場合 G_c が3.5dB低下するが、表面処理B適用チップは特性低下が見られない。図13にチップ表面を大気に曝したRF動作試験(@ $V_d = 4\text{V}$, $f = 77\text{GHz}$, R.T)時の P_{out} 変化を示す。外挿した劣化量は 10^6hr で0.7dBと小さく非気密パッケージを適用できるに十分な寿命が得られた。

5. む す び

PHEMTの電界・湿度による劣化が、半導体表面の電気化学的な腐食反応に起因することを明らかにした。独自に開発した表面処理技術によって、高周波特性を低下させることなく耐湿性を大幅に向上させ、高周波特性と低コストを両立したデバイスの製品化に成功した。

参 考 文 献

- (1) Hisaka, T., et al.: Corrosion-induced degradation of GaAs PHEMTs under operation in high humidity conditions, Microelectronics Reliability, **49**, 1515~1519 (2009)

GaN HEMTの半物理的非線形回路モデル

大石敏之*
大塚浩志**
山中宏治*

Semi-physical Nonlinear Model for GaN HEMTs with Simple Equations

Toshiyuki Oishi, Hiroshi Otsuka, Koji Yamanaka

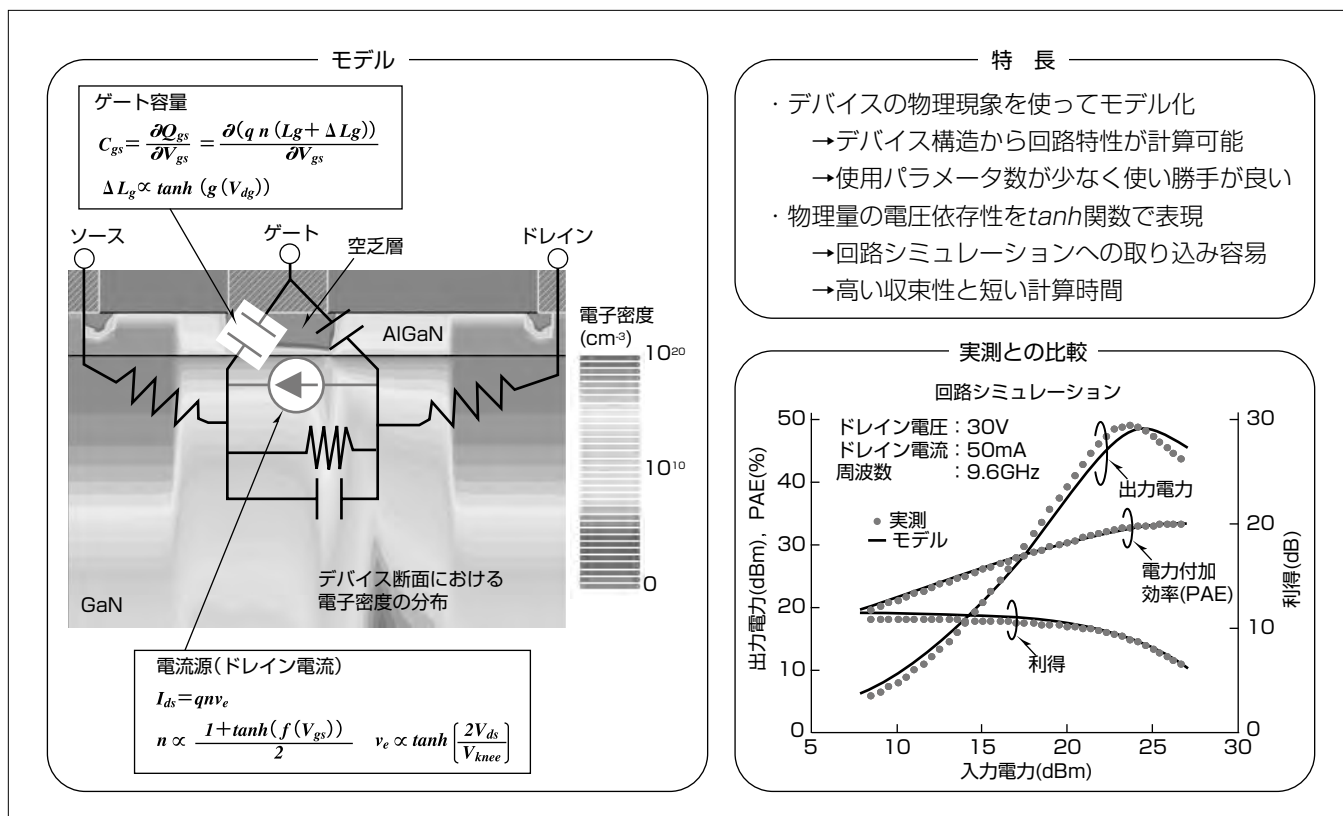
要 旨

従来のガリウム砒素(ひそ)(GaAs)半導体より絶縁破壊電界が大きく、電子飽和速度も大きい窒化ガリウム(GaN)を使ったトランジスタGaN HEMT(High Electron Mobility Transistor)によって高出力かつ高効率な高周波増幅器が実現できる。この増幅器は携帯基地局、レーダ、衛星通信などのシステムの高性能化に貢献でき、高度情報通信社会を支えるキーデバイスと言える。しかし、GaN HEMTには残された課題も多く、今後、増幅器のさらなる高性能化に向けた研究開発が必要である。今回、我々は、開発の効率化に向けたデバイス／回路設計ツールとして、新しい非線形回路モデルを開発した。

このモデルは回路特性を計算する式を物理現象に基づいて定式化したため、デバイス特性から回路特性を計算できるという特長を持つ。電流と容量のモデルで同じ物理量を利用できるため、従来モデルよりパラメータ数を大幅に削

減できる。物理量は \tanh (hyperbolic tangent)関数で表されているので、従来モデルと同じ高い収束性と短い計算時間を維持している。 \tanh 関数は回路シミュレーションで良く利用されている関数であるので、このモデルを市販の回路シミュレーションに容易に組み込めることもメリットである。

これらの特長を持つこのモデルの検証をGaN HEMTで行った結果、電流と容量の電圧依存性は幅広い電圧範囲で実測の特性を良く再現できることが分かった。さらに小信号(Sパラメータ)、大信号特性についても実測の特性と精度良く一致した。これまでの回路モデルはデバイスとの関連性が薄く、デバイス開発とは切り離されている。この回路モデルを使えば、増幅器をデバイス、回路の両面から設計でき、デバイスと回路を同時に開発することができるため、早期に高性能なデバイスを実現することができる。



モデルのコンセプト・特長とGaN HEMTでの実証

デバイスの物理現象を回路モデルに取り込むためにTCAD (Technology Computer Aided Design) シミュレーションの結果をモデル化した。電子密度の分布から、AlGaN(窒化アルミニウムガリウム)とGaNの界面が電流源、ゲート近傍の電子濃度が少ない領域がゲート容量となる。これらの物理量を回路シミュレーションで広く使われている \tanh 関数で定式化し、計算時間と収束性を確保した。このモデルを回路シミュレーションに組み込み、GaN HEMTの実測と比較すると非常に良い精度で一致した。

1. ま え が き

GaNは、GaAsに代表されるこれまでの化合物半導体と比べて、絶縁破壊電界が大きく、電子飽和速度がほぼ同じという優れた材料物性を持つ。この特長を生かすことで、高電圧、高周波で動作できるトランジスタが実現できる⁽¹⁾。このトランジスタを携帯基地局、レーダ、通信衛星などの増幅器として使うことで、システムの高性能化(高出力化によるレーダの探知距離拡大や衛星通信の大容量化、高効率化による消費電力低減、小型化)に貢献できる。さらにGaNには有毒な砒素(As)が含まれておらず、地球にもやさしい材料である。このようにGaNを使うことで、これからの情報通信社会に役立つトランジスタが実現できるため、世界中で活発な研究開発が行われ、三菱電機でもマイクロ波帯で高出力かつ、高効率な(100W, 60%)増幅器を開発している⁽²⁾。

現在、GaNを使ったトランジスタGaN HEMTは優れた電気的特性が得られつつあるものの、結晶の高品質化、トラップの低減などの課題が残っており、今後もGaNのポテンシャルを最大限に引き出すデバイス開発が必要となる。一方、増幅器の高性能化にはトランジスタ周辺の回路開発やその最適化も必要である。これまで、デバイス開発と回路開発は独立して行われており、特定のデバイスで開発された回路は異なるデバイスに適用しても良い性能を得られないことが多い。このため、GaN HEMTのようにデバイス特性が改善されていく開発段階には、デバイスと回路の両方を同時に開発できるツールがあれば、デバイスと回路の開発を同時にできるため、効率的に高性能化が進められる。

デバイス開発にはデバイス構造からDC(Direct Current)特性を計算するツール(モデル)、回路開発では等価回路図から回路特性を計算するものがあるが、デバイスと回路に共通のモデルは非常に少ない⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾。今回、我々はデバイスの物理現象から回路モデルを構築することで、デバイス、回路開発の両方に使用できるモデルを開発した⁽⁸⁾⁽⁹⁾。

2. モ デ ル

2.1 ドレイン電流モデル

トランジスタは小さな信号を大きな信号に変換するデバイスで、入力された電圧に対して出力される特性が非線形となる。このため、等価回路で非線形性を持つドレイン電流と容量の定式化がモデルの良しあしを決める重要なポイントとなる。ここでは、まず、ドレイン電流に対するモデルについて述べる。モデルの構築にあたり、デバイスと回路の関連性を強めるため、デバイス内の物理

現象に基づき、モデルを定式化した。図1はGaN HEMTの断面模式図で、ドレイン電流は電子がソースからドレインに移動する現象である。これは物理量であるGaN中の電子密度 n と電子が移動する速度 v_e と関連付けられ、

$$I_{ds} = qnv_e \dots\dots\dots(1)$$

と表される。ただし、 q は素電荷である。

式(1)の物理量を \tanh 関数で定式化できれば収束性や計算時間のメリットを損なうことなく、物理量を回路シミュレーションに組み込むことができる。 n や v_e は実際に測定することは難しいため、物理現象をシミュレーションできるTCADソフトウェア(シルバコ社製ATLAS)を使い、物理量の定式化を行った。定式化には物理現象を良く理解することが重要であるため、まず、GaN HEMT動作に必要な物理現象をTCADに導入し、実際の電気的特性が再現できることを確認した⁽¹⁰⁾。その上で、ゲート端子の電圧 V_{gs} やドレイン端子の電圧 V_{ds} と物理量の関係を計算し、TCADで得られた特性を \tanh 関数で表現した。図2、図3に n と v_e の \tanh 関数モデルとTCADシミュレーション結果を示す。いずれの物理量もこのモデルで良く表現できることが分かる。その結果、ドレイン電流モデルは

$$I_{ds} = I_{\max} \left(\frac{1 + \tanh \psi}{2} \right) \tanh \frac{2V_{ds}}{V_{knee}} \dots\dots\dots(2)$$

$$\psi = P_1 \left(V_{gs} - V_p - \frac{1}{P_1} \right) + P_2 \left(V_{gs} - V_p - \frac{1}{P_1} \right)^2 + P_3 \left(V_{gs} - V_p - \frac{1}{P_1} \right)^3 \dots\dots\dots(3)$$

$$P_1 = \frac{2g_{mpk}}{I_{\max}} \dots\dots\dots(4)$$

とした。 I_{\max} は最大ドレイン電流、 V_{knee} はニー電圧、 V_p はピンチオフ電圧、 g_{mpk} は最大相互コンダクタンスで、デバイス設計に用いるパラメータである。従来のモデルではデバイス設計に用いるパラメータを使えない。よって、このモデルはデバイスと回路のつながりが強いことが特長である。

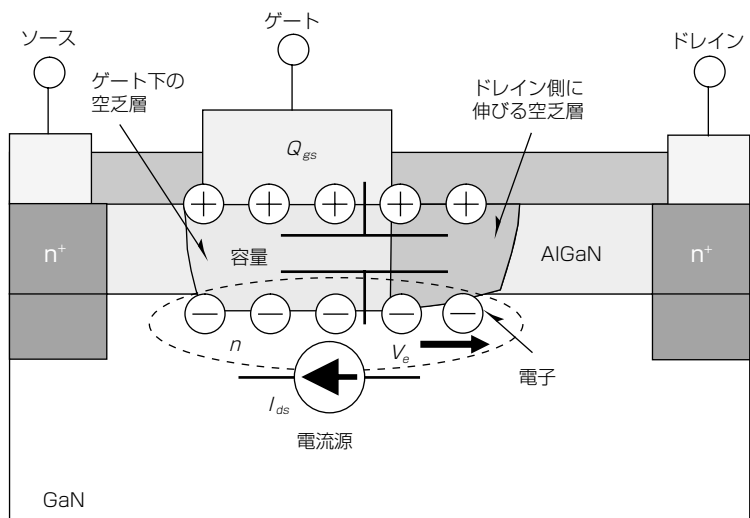


図1. GaN HEMTの断面模式図

る。また、 P_2 と P_3 は定数である。なお、式(2)の最初の \tanh 関数が n 、2つめの \tanh 関数が V_e に対応する。これは、 n は V_{gs} にのみ依存し、 V_e は V_{ds} にのみ依存することを意味する。

2.2 容量モデル

容量モデルについても物理量との関連性を深めるために、物理式からモデルを定式化した。ゲート容量 C_{gs} はゲート下に形成される容量である。この容量は図1に示すようにゲートの下に形成される空乏層とゲートからドレイン側に伸びる空乏層で構成される。特にドレイン側に伸びる空乏層は電圧増加とともに広がり、高電圧で動作させるGaN HEMTでは無視できない量である。ゲート下の容量はゲートの長さ L_g に蓄えられる電荷を V_{gs} で微分した量となる。ドレイン側に伸びる空乏層で形成される容量は伸び(ゲートエクステンション) ΔL_g 中に蓄えられる電荷の微分となる。これらから C_{gs} は

$$C_{gs} = \frac{\partial(qn(L_g + \Delta L_g))}{\partial V_{gs}} \dots\dots\dots(5)$$

となる。従来のモデルではドレイン電流と容量モデルは別々に実測と合うように定式化するため、各モデルの関連性は薄い。さらに個々のモデルに対して定式化するため、

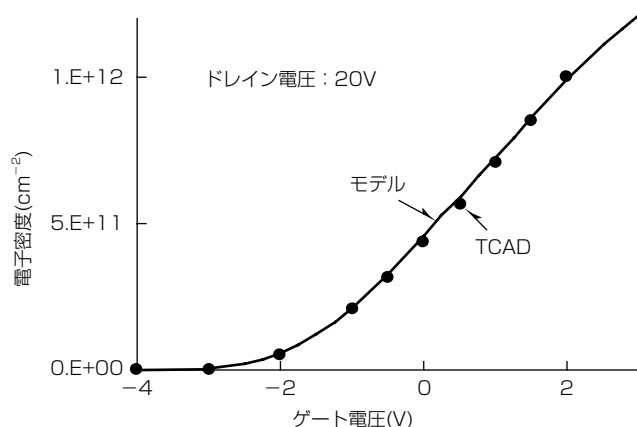


図2. モデルとTCADの比較(電子密度)

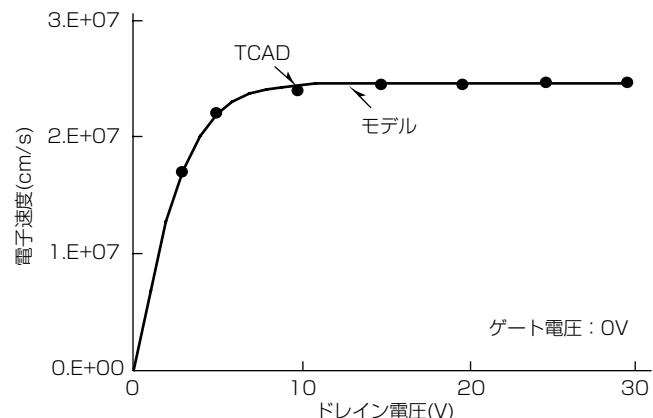


図3. モデルとTCADの比較(電子速度)

パラメータの数も増えてしまう。このモデルは物理現象と関連付けているため、パラメータの共通化を行うことができる。今回、ドレイン電流と容量で n を共通として定式化することで、パラメータ数を37から17と大幅に低減することができた。デバイス設計で考慮するパラメータが減り、効率良くデバイス開発にフィードバックできる。 n についてはドレイン電流で定式化しているので、ここでは、ゲートエクステンション ΔL_g について考える。図4にTCADの結果とこのモデルの比較を示す。ゲート・ドレイン電圧 V_{gd} が150Vという高電圧まで精度良く記述することができた。これらから容量 C_{gs} モデルは

$$C_{gs} = C_{gs0} I_{\max} L_g \left[\frac{\frac{d\psi}{dV_{gs}}}{2 \cosh^2 \psi} \right] [1 + R_{Lg} \tanh(\alpha_{Lg} V_{gd})] + C_{gs\pi} \dots\dots(6)$$

とした。ただし、 C_{gs0} はゲート・ソース容量、 R_{Lg} は L_g と $L_g + \Delta L_g$ の比、 α_{Lg} はゲートエクステンション係数、 $C_{gs\pi}$ はゲートとソースの間に発生する寄生容量である。

このモデルはGaN HEMT中の物理現象から定式化しており、デバイス設計で用いられる量(V_{knee} , V_p , g_{mpk} など)で表されていることが特長である。これらの量はデバイスの膜厚などのデバイス寸法やバンドギャップなどの材料定数から計算できるため、デバイス構造からこのモデルのパラメータを決定することも可能となる。これはこのモデルによってデバイス構造を回路シミュレーションに取り込むことが可能であることを示す⁽⁸⁾。よって、このモデルはデバイス設計でも非常に有力なツールとなると考えられる。

3. モデルの検証

3.1 検証方法

このモデルの有効性を確認するために実際のGaN HEMT⁽¹¹⁾⁽¹²⁾を使って検証した。今回、寄生成分や発熱の効果を考慮した回路を用い、まず、電流-電圧と小信号特性の測定結果を初期値として、モデルパラメータを抽出した⁽⁹⁾。次にこのモデルを回路シミュレーションに組み込み、DC、小信号、大信号特性を計算し、実測と比較した。

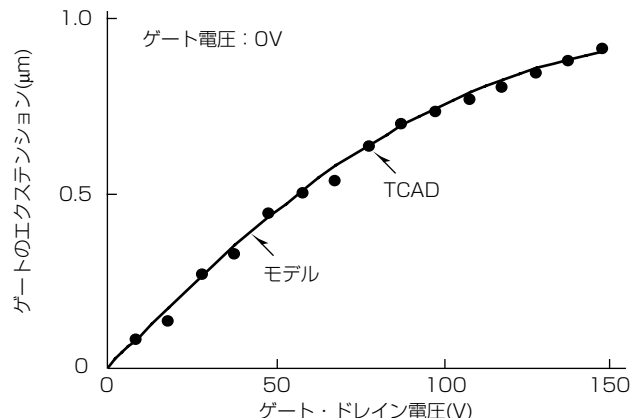


図4. モデルとTCADの比較(ゲートエクステンション)

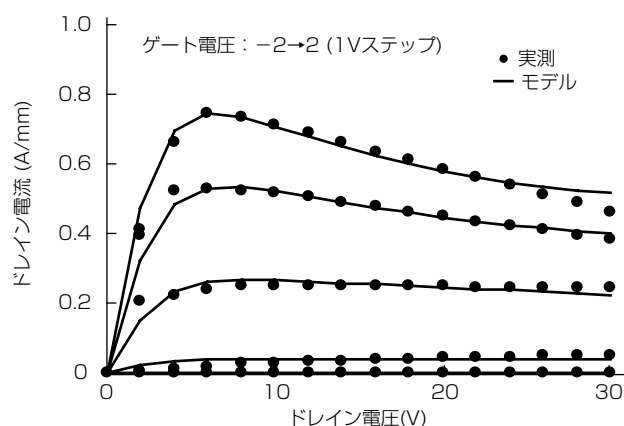


図5. 電流-電圧特性の実測との比較

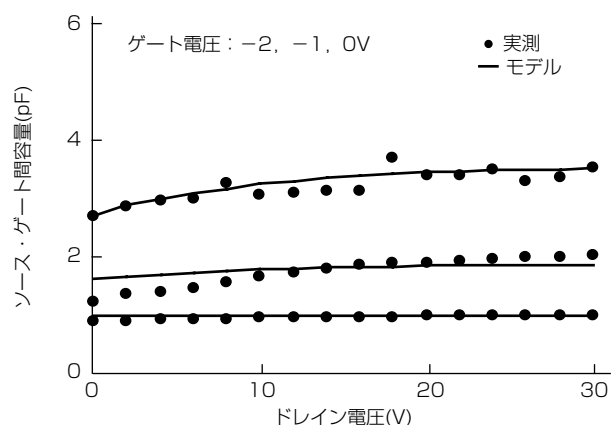


図6. 容量-電圧特性の実測との比較

3.2 実測との比較

図5、図6にDC ($I_{ds} - V_{ds}$) と容量 ($C_{gs} - V_{ds}$) 特性、図7に小信号特性(Sパラメータ)、図8に大信号特性でのモデルと実測の比較を示す。いずれの特性でも実測の特性を再現しており、このモデルの有効性が実証された。

4. む す び

デバイス内で生じている物理現象を、回路シミュレーションで取り扱いやすい \tanh 関数で定式化した新しいモデルを提案し、実際の GaN HEMT を使ってその有用性を実証した。この回路モデルはデバイスとの関連性を強く意識しており、デバイス設計に用いられるパラメータを使って回路特性を計算することができる。この特長を用いることで、回路性能を律速しているデバイスパラメータを明確化し、GaN HEMT を使った増幅器の高性能化をデバイスと回路から進めていくことが可能である。

参 考 文 献

- (1) Mishra, U.K., et al.: Proceedings of the IEEE, **96**, Issue2, 287~305 (2008)
- (2) Yamasaki, T., et al.: 2010 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. TH3D (2010)

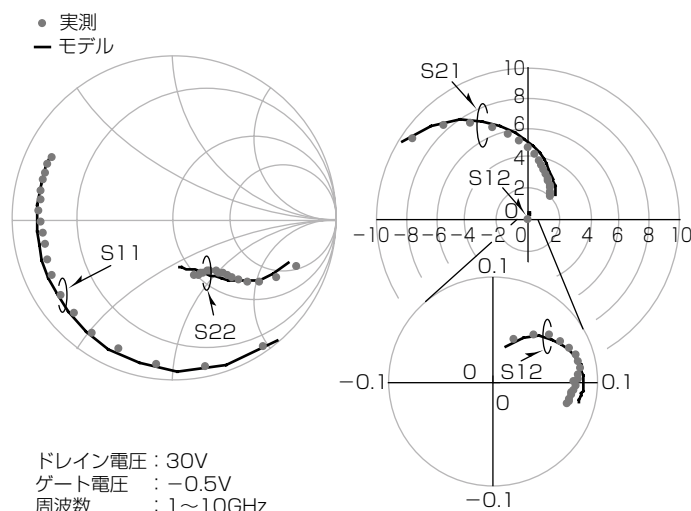


図7. Sパラメータの実測との比較

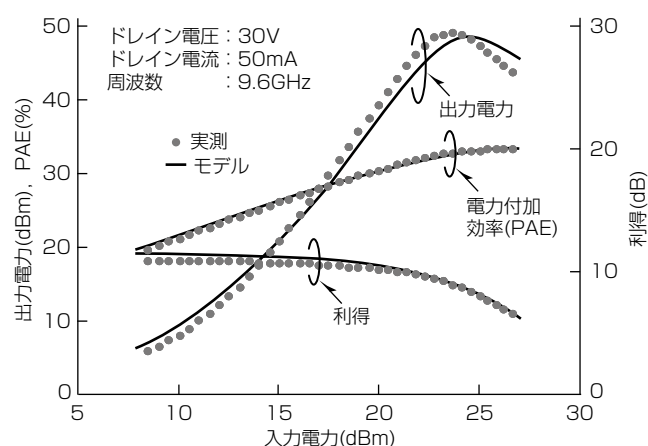


図8. 大信号特性の実測との比較

- (3) Pedro, J.C.: 1994 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. WE3F-14 (1994)
- (4) Koudymov, A., et al.: IEEE Transactions on Electron Devices, **55**, Issue3, 712~720 (2008)
- (5) Curtice, W.R., et al.: IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, **MTT-33**, No.12, 1383~1394 (1985)
- (6) Angelov, I., et al.: IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., **MTT-44**, No.10, 1664~1674 (1996)
- (7) Trew, R.J.: CSICS 2010, C01 (2010)
- (8) Oishi, T., et al.: INMMIC2010, 20~23 (2010)
- (9) Otsuka, H., et al.: International Journal of Microwave and Wireless Technologies, **3**, No.1, 25~33 (2011)
- (10) 大石敏之, ほか: 2009年電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-10-4 (2009)
- (11) Suita, M., et al.: Phys. Stat. sol. (c), **3**, No.6, 2364~2367 (2006)
- (12) Kamo, Y., et al.: 2005 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. WE1E-4 (2005)

10G-EPON OLT用光モジュール

白井 聡* 野田雅樹*
大畠伸夫*
岡田規男**

Optical Module for 10G-EPON OLT

Satoshi Shirai, Nobuo Ohata, Norio Okada, Masaki Noda

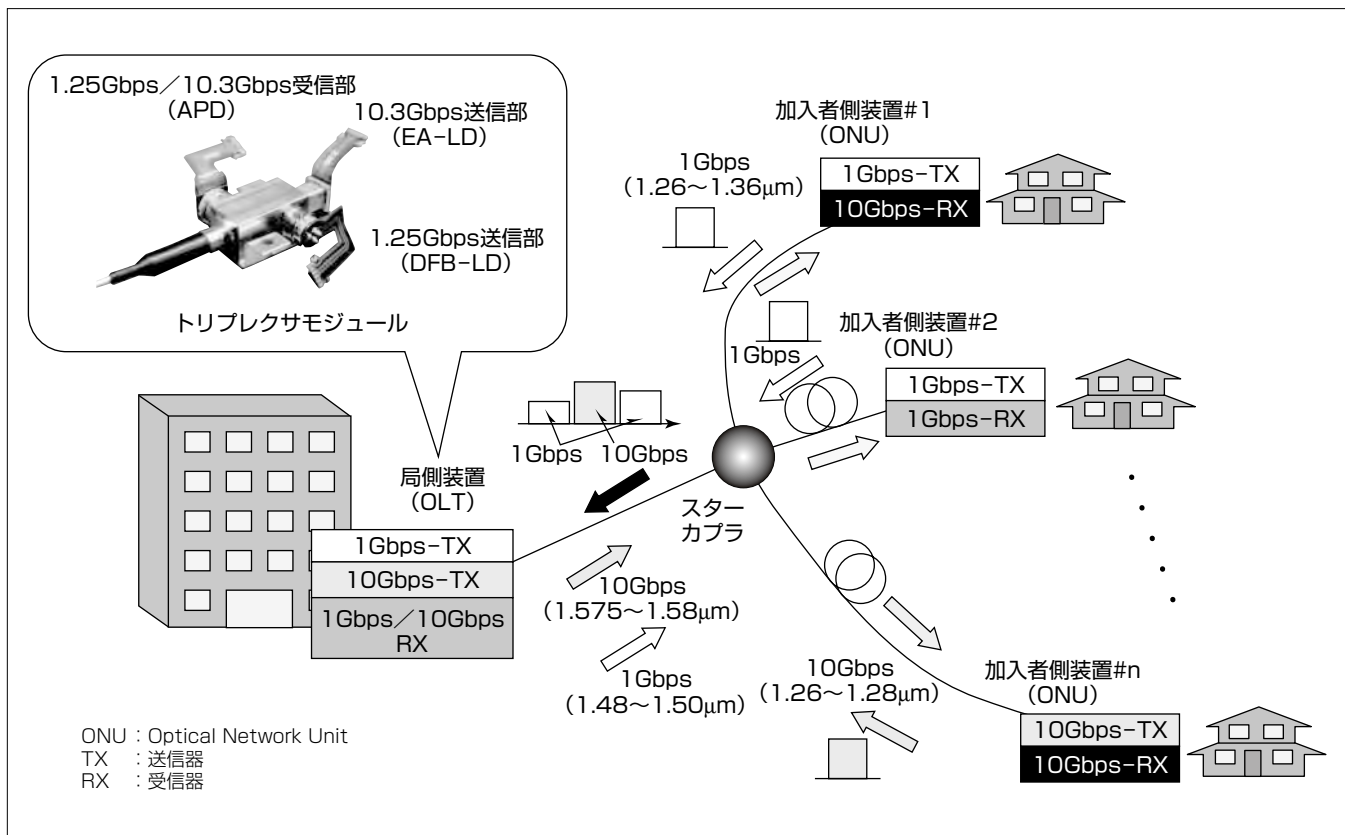
要 旨

近年、光加入者網にはG-EPON(Gigabit Ethernet^(注1) Passive Optical Network)が広く普及しているが、インターネットトラフィックの増加によって、更なる大容量化が実現可能な次世代光アクセスシステムである10G-EPON(10Gigabit Ethernet Passive Optical Network)の導入が検討されている。10G-EPONはG-EPONと同一のファイバ網での混在収容が要求され、局側装置であるOLT(Optical Line Terminal)には10.3Gbps送信、1.25Gbps送信、10.3Gbps受信、1.25Gbps受信の機能が必要となる。

今回開発を行ったトリプレクサモジュールは次の主要3送受信部を集積している。10.3Gbps送信部に波長1.577μmの電界吸収型変調器集積レーザダイオード(Electro Absorption modulator integrated Laser Diode : EA-LD)

(注1) Ethernetは、富士ゼロックス(株)の登録商標である。

を適用し高光出力で高消光比を実現している。1.25Gbps送信部には波長1.49 μ mの分布帰還型レーザダイオード(Distributed FeedBack Laser Diode:DFB-LD)を適用し温度を制御せずに広い環境温度範囲で高光出力を実現している。受信部には1.25Gbpsと10.3Gbpsの両ビットレートに対応したデュアルレートブリアンプIC(Integrated Circuit)と組み合わせたAPD(Avalanche Photo Diode)を適用し高受信感度特性を実現した。スポットサイズの小さい2つのLD(Laser Diode)を同一のファイバへ結合させることが課題であったが、新開発の3枚レンズ光学系によって低損失な光学結合を実現し、送信特性及び受信特性は国際規格であるIEEE802.3avを満たした。この成果を用いた10G-EPONの商用化が期待される。



10G-EPONシステム

10G-EPONシステムでは、局側装置のOLTと複数の加入者側装置のONU間をスターコブラを用いて光ファイバで接続する構成であり、OLTからONUへの下り信号は波長1.49μmの1G信号と1.577μmの10G信号を波長多重によって通信を行い、各ONUからOLTへの上り信号は波長1.26～1.36μmを用いて各ONUの信号が衝突しないように送出タイミングを制御する時分割多重によって通信を行う。

1. ま え が き

インターネットトラフィックの増加を受けて、経済的かつ高速なFTTH(Fiber To The Home)サービスとしてG-EPONシステムが普及している。今後、超高精細映像配信などに対応するため、加入者系光ネットワークの更なる大容量化が必要とされており、次世代光アクセスシステムである10G-EPONへの期待が高まりつつある。このような背景の中、光アクセスシステムの国際標準規格であるIEEE802.3avで2009年9月に10G-EPONの標準化が完了した。10G-EPONはG-EPONからのスムーズなマイグレーションを実現するために、G-EPONと同一のファイバ網での収容が求められる。そのため局側装置であるOLTには10.3Gbps送信、1.25Gbps送信、10.3Gbps受信、1.25Gbps受信の機能が必要となる。今回10G-EPON OLT用にこれらの機能を集積化したトリプレクサモジュールの開発を行った。本稿では設計結果と評価結果について述べる。

2. 10G-EPON OLT用光モジュールの構成及び設計

2.1 構 成

図1にトリプレクサモジュールの構成を示す。10.3Gbps送信部には波長1.577 μm のEA-LDを用いた。EA-LDは高出力化のため変調器の量子井戸構造を最適化し、高出力、高消光比、低チャープ特性を実現した。また、小型・低コスト化のためCANパッケージを開発⁽¹⁾し適用した。CANパッケージはリードピンを覆ったガラス貫通部とEA-LD間の電氣的な多重反射を抑え、10.3Gbpsの高周波信号をロスなくEA-LDに伝える構造となっている。EA-LDは温度に対して特性が敏感に変化するためCANパッケージに小型の熱電素子(Thermo Electric Cooler:TEC)を内蔵しEA-LD温度が制御されている。EA-LD動作温度を45 $^{\circ}\text{C}$ に設定し高温時の周囲温度との差を小さくし吸熱量を減ら

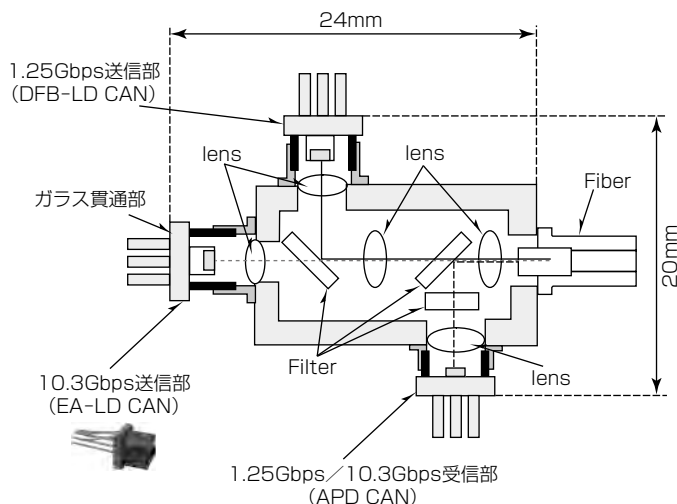


図1. トリプレクサモジュールの構成

すことによってTEC消費電力を抑制した。1.25Gbps送信部には波長1.49 μm の分布帰還型レーザダイオード(DFB-LD)を搭載したCANが用いられており、LD温度を制御せずに広い環境温度範囲で高光出力を実現している。受信部には1.25Gbpsと10.3Gbpsの両ビットレートに対して高感度特性を得るため、電流-電圧変換利得と自動利得調整(Automatic Gain Control:AGC)及び自動閾値(しきい値)調整(Automatic Threshold Control:ATC)機能の応答時定数をレートセレクト信号によって切り換えるデュアルレートバーストプリアンプIC⁽²⁾を内蔵したAPD(Avalanche Photo Diode) CANを用いた。APDはDBR(Distributed Bragg Reflector)層を持ち、光吸収層で吸収されず透過した光をDBR層で反射し再び光吸収層で吸収させる。このDBR層の最適化によって1.26~1.36 μm の広い受信波長帯で高感度を実現した⁽³⁾。2つの送信信号と1つの受信信号の合分波は薄膜波長フィルタを用いて実現した。外部との電気インタフェースには10Gbpsの高速性と実装しやすさを考慮してフレキシブルプリント基板(Flexible Printed Circuits:FPC)を採用した。光モジュールの寸法は24.0(L)×20.0(W)×9.7(H)(mm)と小型化を実現した。

2.2 光学設計

2つの送信部を持つトリプレクサモジュールでは、スポットサイズの小さい2つのLD(EA-LD及びDFB-LD)の光出力を同時にファイバに結像(以下“結合”という。)させることが大きな課題である。光ファイバと2つの送信光源との間に波長フィルタとアイソレータを配置するための距離を確保しつつ2つのLDとファイバ間を高効率で結合するためには2枚又は3枚のレンズを用いた光学系が必要であり、検討を行った。表1に2枚レンズ光学系と3枚レンズ光学系(図1)の比較を示す。2枚レンズ光学系はLDとファイバ間距離を確保するためにコリメート光学系を仮定した。図2に2枚レンズのコリメート光学系を示す。また図3にはLDとレンズ間距離ずれに対する結合効率のトレランス計算結果を示す。2枚レンズ光学系の場合、LDとレンズ間距離ずれの影響が大きく $\pm 2\mu\text{m}$ 以下の精度を必要とするが、3枚レンズ光学系ではLDとレンズを光軸方向に調芯することでファイバへのスポット位置を調整できるため $\pm 40\mu\text{m}$ の精度でも結合効率低下を0.1dB以下に抑えることができ、2つのLDで高結合効率を実現できる。これらの比較結果から3枚レンズ光学系を採用し、EA-LD

表1. 光学系比較

	2枚レンズ光学系 (コリメート光学系)	3枚レンズ光学系
LD-レンズ間距離	$< \pm 2\mu\text{m}$	$< \pm 40\mu\text{m}$
許容精度(トレランス)	×	○
EA-LD結合効率	○	○
DFB-LD結合効率	×	○

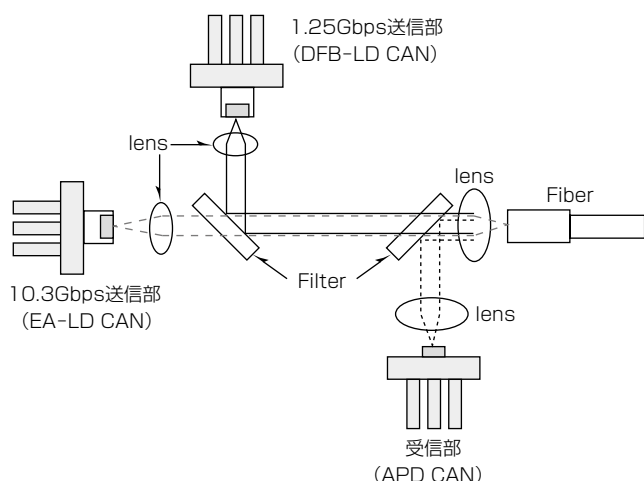


図2. 2枚レンズコリメート光学系

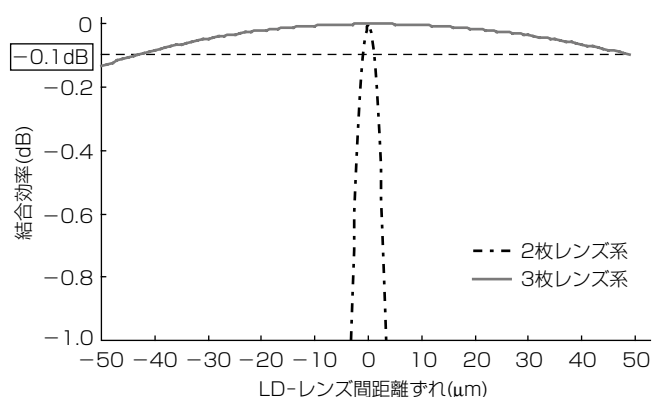


図3. LD-レンズ間距離ずれに対する結合効率

で-2.84dB, DFB-LDで-1.65dBと, IEEE802.3avで規定される光出力を満足するために必要な高い結合効率を得た。

3. 評価結果

3.1 10.3Gbps送信部

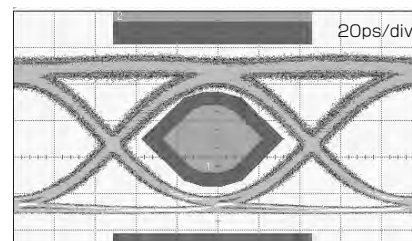
表2にケース温度-5~70℃における10.3Gbps送信部の主要特性を示す。光出力+4.0dBm, 消光比9.1dBが得られIEEE802.3avの規格値を十分満足する特性が得られた。図4(a)にはケース温度25℃ (EA-LD温度45℃) の光出力波形を, 図4(b)にはSMF (Single Mode Fiber) 25km伝送後の光波形を示す。マスクマージンが44%の良好なアイ開口が得られ, 伝送後も良好な光波形を実現した。SMF伝送前と伝送後の受信感度劣化 (伝送ペナルティ) は全温度範囲で0.1dB以下である。図5にTEC消費電力のグラフを示す。ケース温度70℃でもTECの消費電力は0.3W以下と低消費電力であった。

3.2 1.25Gbps送信部

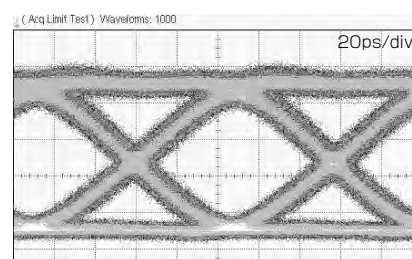
表3にケース温度-5~70℃における1.25Gbps送信部の主要特性を示す。光出力+4.9dBm, 消光比15.5dBのIEEE802.3ahの規格値を十分満足する高光出力, 高消光比特性が得られた。図6にはケース温度-5℃, 25℃, 70℃

表2. 10.3Gbps送信部の主要特性

10.3Gbps送信部	IEEE802.3av PR30規格	評価結果
送信光出力 (dBm)	+2~+5	+4.0
消光比 (dB)	>9	9.1
マスクマージン (%)	-	44
伝送ペナルティ (dB)	<1.0	0.1



(a) 伝送前の光波形



(b) 伝送後の光波形

図4. 10.3Gbps送信部の光波形

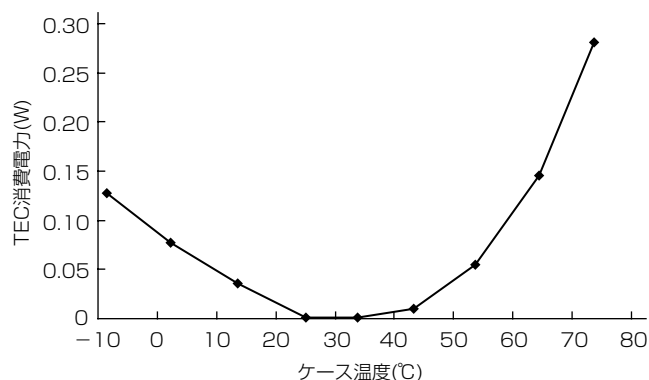


図5. TECの消費電力

表3. 1.25Gbps送信部の主要特性

1.25Gbps送信部	IEEE802.3ah PX20規格	評価結果
送信光出力 (dBm)	+2~+7	+4.9
消光比 (dB)	>6	15.5
マスクマージン (%)	-	47
伝送ペナルティ (dB)	<1.0	0.03

の光出力波形を示す。全温度範囲で良好な光出力波形が得られ, マスクマージンは47%と良好なアイ開口が得られた。伝送ペナルティは全温度範囲で0.03dB以下が得られた。

3.3 受信部

図7に25℃におけるAPDのDC感度の波長依存性を示す。DBR層の最適化によって受信波長である1.26~1.36μmの広

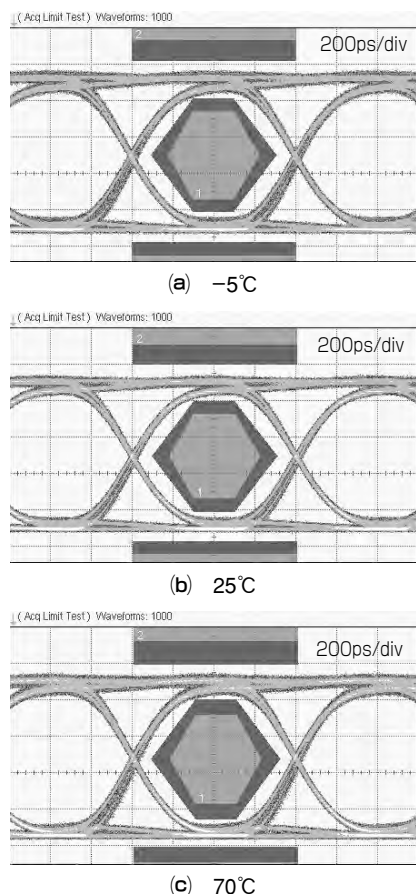


図 6. 1.25Gbps送信部の光出力波形

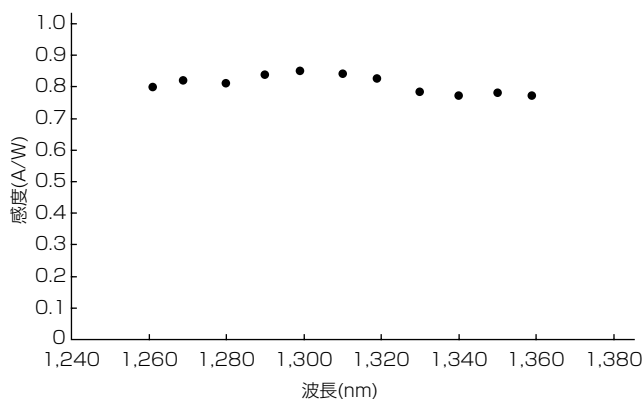


図 7. APDのDC感度波長依存性

い波長範囲にわたって、0.77A/W以上のDC感度が得られている。図 8 にケース温度 -5°C 、 25°C 、 70°C における受信部の符号誤り率特性を示す。10.3Gbpsの評価に用いた光源は消光比 6 dB、擬似ランダムビット列PRBS $2^{31}-1$ 、波長 $1.27\mu\text{m}$ である。10G-EPONでは誤り訂正(Forward Error Correction : FEC)符号を使うことが前提のため BER(Bit Error Ratio) $=10^{-3}$ で規定され、最小受信感度は -30.2dBm を、最大受信感度は -6dBm を得た。また、1.25Gbpsの評価に用いた光源は消光比 9 dB、PRBS 2^7-1 、波長 $1.27\mu\text{m}$ であり BER $=10^{-12}$ における最小受信感度は -36.0dBm を、最大受信感度として -6dBm を得た。

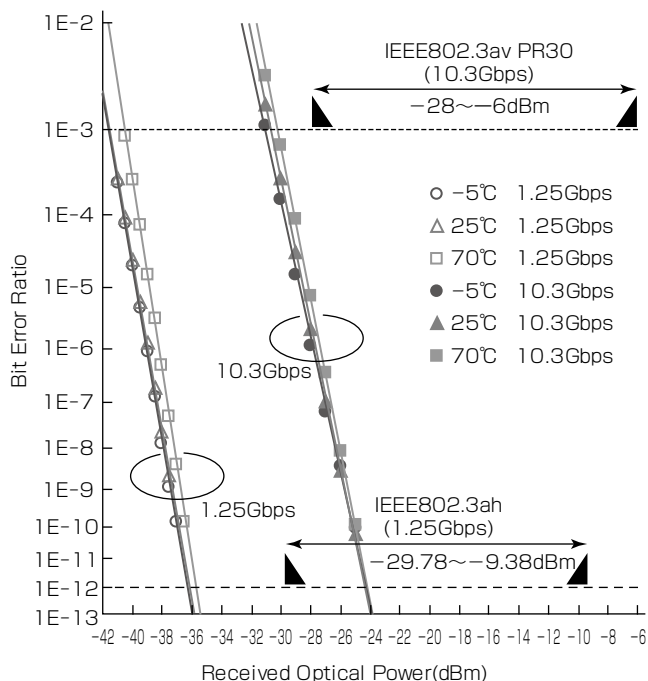


図 8. 受信部符号誤り率特性

10.3Gbps、1.25GbpsともにIEEE802.3av及びIEEE802.3ahの規格をそれぞれ満たす受信感度が得られた。

4. む す び

10G-EPON OLT用に10.3Gbps送信、1.25Gbps送信、1.25Gbps/10.3Gbps受信の機能を集積したトリプレクサモジュールの開発を行った。3枚レンズ光学系を採用することで、2つのLDに対して高結合効率を実現し、IEEE 802.3av規格を満足する高出力特性が得られた。またデュアルレートプリアンプICと高感度APDによって1.25Gbpsと10.3Gbpsの両ビットレートに対して良好な受信感度特性が得られた。今回開発した光モジュールの適用によって次世代光アクセスシステムの普及が加速されることを期待する。

参 考 文 献

- (1) Okada, N., et al. : Cost-Effective 10.7 Gbit/s Cooled TOSA Employing Rectangular TO-CAN Package Operating up to 90°C , OFC/NFOEC Poster Session, JWA38 (2010)
- (2) 野田雅樹, ほか : 10G-EPON OLT 光受信器用デュアルレート バーストプリアンプ, 電子情報通信学会 2010年ソサイエティ大会, C-3-41 (2010)
- (3) Sasahata, Y., et al. : The Development of the 1.27 μm High Responsivity Avalanche Photodiodes for 10G-EPON (OLT), OFC/NFOEC Poster Session, JWA4 (2010)

40Gbps DQPSK用クワッドPDモジュール

西川智志* 加治屋 哲**
堀口裕一郎*
竹村亮太**

Quad PD Module for 40 Gbps DQPSK Optical Transmission

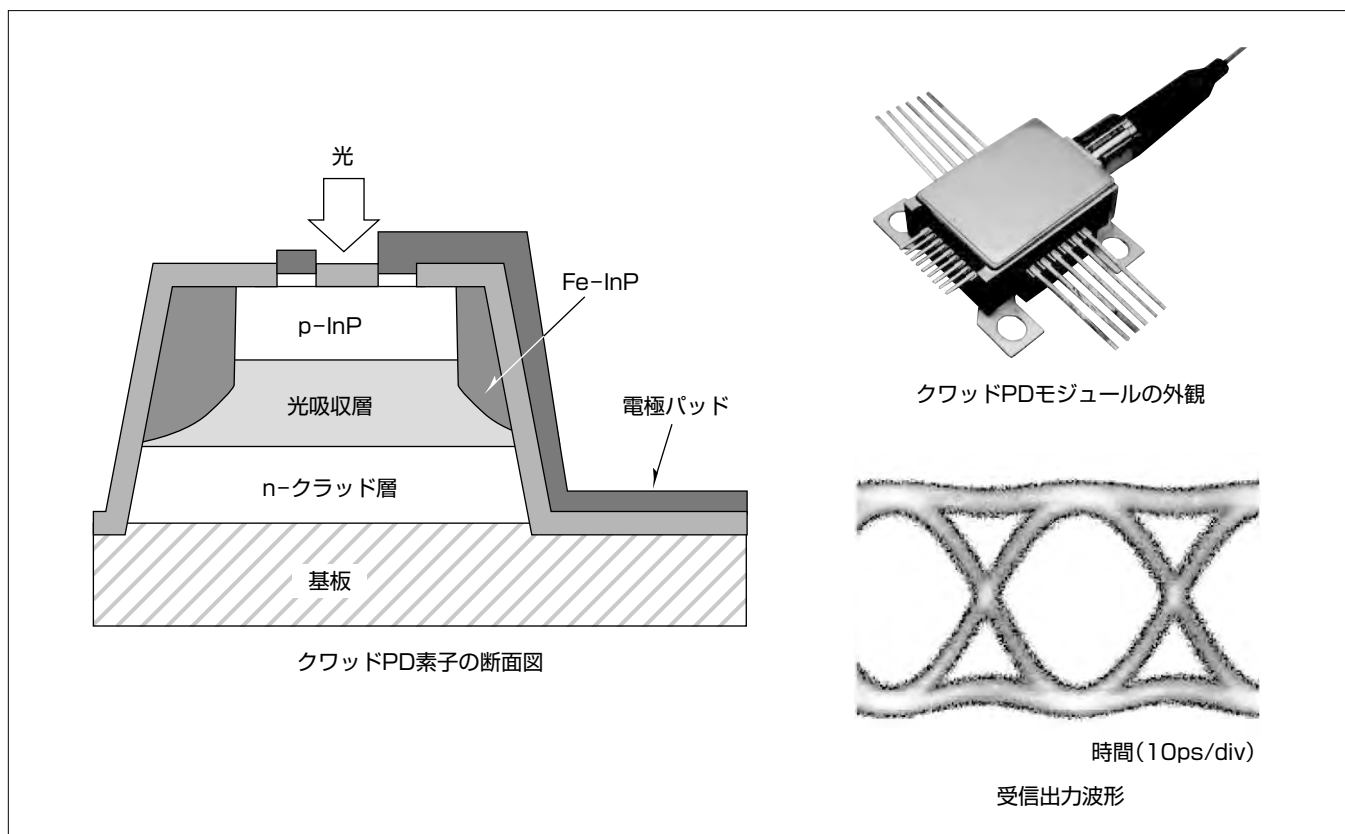
Satoshi Nishikawa, Yuichirou Horiguchi, Ryota Takemura, Satoshi Kajiya

要 旨

インターネットの普及によって、光通信システムの経済性・大容量化が必要となっている。通信容量増大と伝送距離延伸のため、長距離光通信システムでは、強度変調方式よりもノイズ耐性に優れた位相変調方式が主流になりつつある。特に、40Gbps DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying) 方式は、信号のシンボルレートが20GHz帯になるため、従来の40Gbps光通信システムと比べて波長帯域が低減できて大容量化に有利である。位相変調方式のキーデバイスは、伝送された信号光の位相情報を差動検出によって電気信号に復調するバランスドレシーバである。40Gbps DQPSK方式では、直交位相関係にある2系統の信号の各々で2個ずつの4個のPD(Photo Diode)が使用されるため、これらを小型1パッケージ化したクワッドPDモジュールが求められている。

ッドPDモジュールが求められている。

三菱電機は、クワッドPD素子及びそれを用いた40Gbps DQPSK用クワッドPDモジュールを開発した。クワッドPD素子は、光吸収層埋め込み構造によって高信頼性化した表面入射型pin-PDを1チップ上に4素子集積した。広帯域化の障害となる電極パッド部の寄生容量を低減するとともに、光吸収層厚を最適化することによって、帯域・感度ともに良好な特性を確認した。また、チップ内の素子間均一性も改善した。クワッドPDモジュールは、開発したPD素子に適した光学設計と高周波伝送線路設計を行って製作し、40Gbpsでの良好なアイ開口波形と伝送特性を確認した。



クワッドPD素子構造とそれを搭載したクワッドPDモジュール

クワッドPD素子構造とそれを搭載したクワッドPDモジュールの外観及び受信出力波形例を示す。素子は、表面入射型pin-PDであり、電極パッド部寄生容量低減による広帯域・高感度化を特長とする。クワッドPD素子を小型パッケージに搭載したクワッドPDモジュールは、DQPSK光通信での受信キーデバイスであり、良好な特性を確認している。

1. ま え が き

インターネットの爆発的な普及によって、光通信システムの経済性・大容量化が必要となっている。通信容量増大と伝送距離延伸のため、長距離光通信システムでは、強度変調方式よりもノイズ耐性に優れた位相変調方式が主流になりつつある⁽¹⁾。特に、40Gbps DQPSK方式は、変調位相の4値化によって通信容量が増大されると同時に、信号のシンボルレートが20GHz帯になるため、ほかの40Gbps光通信システムと比べて波長帯域が低減できて大容量化に有利であり、今後普及が進むと考えられている。

位相変調方式のキーデバイスは、特性のそろった2個のPDの差動検出によって、伝送された信号光の位相情報を電気信号に復調するバランスドレシーバである。40Gbps DQPSK方式では、Iチャネル、Qチャネルと呼ばれる2系統の信号の各々で2個ずつの4個のPDを使用しており、これらを小型1パッケージ化したクワッドPDモジュールが求められている⁽²⁾。

本稿では、まず、モジュールで使用する表面入射型クワッドPD素子について述べる。開発したクワッドPD素子は、電極パッド部寄生容量低減によって、高感度と広帯域特性の両立を実現した⁽³⁾。次に、それを用いて作製したクワッドPDモジュールについて述べる。開発したモジュールで、40Gbpsでの良好なアイ開口波形と伝送特性を確認した。

2. クワッドPD素子

2.1 構造設計

40G DQPSK方式では、4波の光信号を受信する必要があるため、1つのモジュール内にPDが4個必要となる。モジュールサイズ小型化のため、今回PD受光部が1チップ

上に4個集積されたクワッドPD素子を開発した。

PDの構造には、大きく分けて端面入射型構造と面入射型構造(表面入射型・裏面入射型)がある。端面入射型構造は、高速応答性(広周波帯域)と高感度を両立させやすいが、受光部が小さくなるため、実装時の組立て公差が小さくなってしまふ。一方面入射型構造の場合、高速応答性と感度がトレードオフの関係にあるため、用途に応じた設計の最適化が必要となるが、受光部を比較的大きくできるというメリットがある。今回開発したクワッドPD素子の場合、4チャネルを同時に実装する必要があるため、実装時の組立て公差が大きいことが望ましい。したがって、このクワッドPD素子には面入射型構造が適している。今回は、実装の容易な表面入射型構造を採用している。

図1に今回開発したPD(クワッドPD素子のうち1素子分)の断面構造を示す。このPDの特長は主に次の3点である。

(1) 光吸収層埋め込み構造

光吸収層の側面をFe-InPの半導体エピタキシャル層で埋め込むことによって、PD使用時に最も劣化しやすいとされる光吸収層を外面に出さない構造を採用している。これによって、高信頼性化を図っている。

(2) 電極パッド部寄生容量低減

電極パッド下部のエピタキシャル層を基板までエッチング除去し、基板上に直接電極パッドを形成した構造を採用した。これによって、従来電極パッド部で発生していた寄生容量(～40fF程度)をほぼ0fFにまで低減できるため、広帯域化が容易となる。

(3) 光吸収層厚最適化

PDの設計では、光吸収層周辺の設計が特に重要である。光吸収層が厚い場合、入射した光のうち吸収されずに光吸

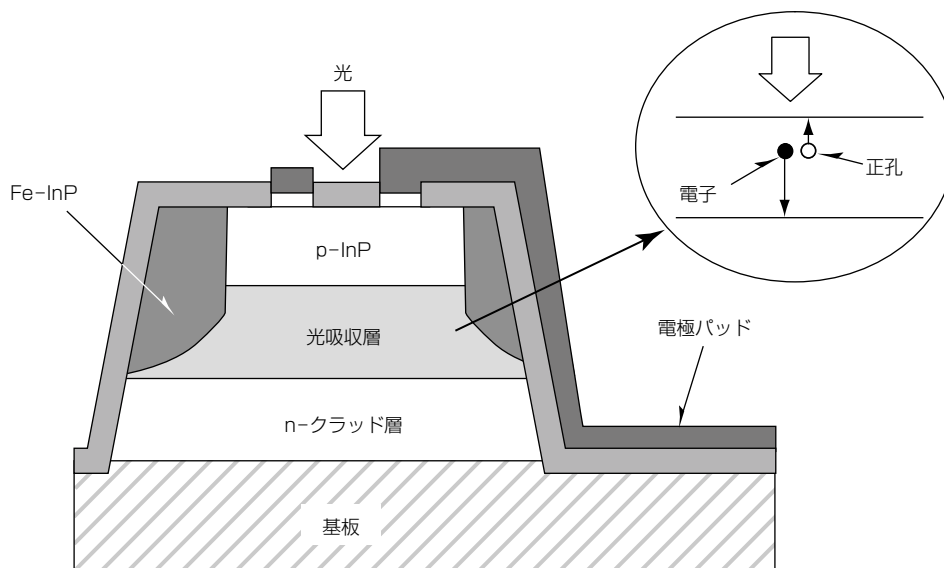


図1. クワッドPD素子の断面図

収層を透過してしまう光が減少するため高感度化できるが、光吸収層で発生した電子・正孔が光吸収層内を走行する時間が長くなるため、広帯域化は困難になる。一方光吸収層が薄い場合、光吸収層を透過する光が増加し感度が低下するが、電子・正孔の走行時間が短くなり、走行時間で決まる帯域は広帯域となる。一方で光吸収層が薄くなると、素子容量が増大し帯域が低下する、即ち広帯域化の観点からは最適な光吸収層厚が存在する。また、受光部のサイズが大きい場合にも、素子容量が増大し帯域が低下するため、これも考慮した設計が必要である。

先に述べた電極パッド部に大きな($\sim 40\text{fF}$ 程度)寄生容量が存在する場合、 15GHz 以上の広帯域化のためには 10Gbps クラスのPDと比べて光吸収層の薄膜化が必要となる。しかし、それに伴い感度が低下するため、広帯域・高感度の両立はできない。また、受光部のサイズを小さくすることでも広帯域化を図れるが、実装時の組立て公差が小さくなるためこの用途では好ましくない。このクワッドPD素子では、電極パッド部の寄生容量を先に述べた(2)の手法でほぼ 0fF にまで低減し、高感度に必要な光吸収層厚を維持したまま広帯域化を行うことで、この素子に必要な帯域(16GHz 以上)と感度(0.9A/W)を実現できる設計とした。

2.2 特 性

今回開発したクワッドPD素子の特性について述べる。

図2に暗状態での電流電圧特性を示す。動作電圧(-5V)付近では数 10pA という十分に小さい電流値となっており、受信感度に影響を与えないレベルであることが確認できた。また、 175°C での恒温通電試験を行っているが、 $1,000$ 時間程度経過しても劣化がなく、初期故障等のない安定した特性が得られている。

図3は受光感度の波長依存性を示している。C帯及びL帯で、 40Gbps DQPSK用クワッドPD素子としてトップクラスの 0.92A/W 以上の高感度が実現できている。

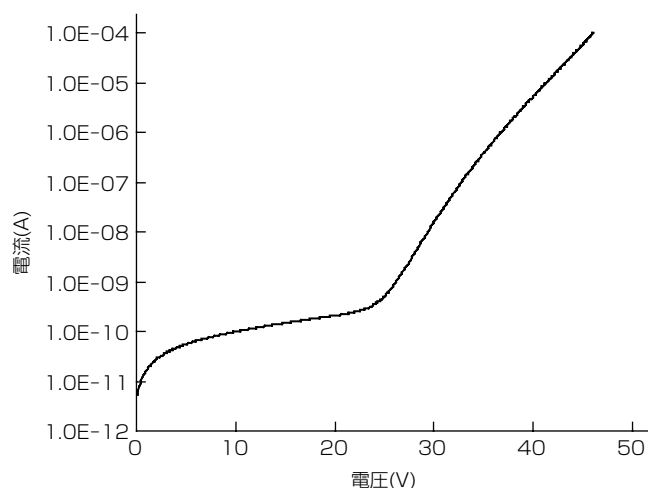


図2. 電流電圧特性

図4に、1チップ上の4素子の周波数特性を合わせて示す。 18GHz 程度の 3dB 帯域が得られている。 20Gbps の信号を受信するために必要な 15GHz 程度のレシーバ帯域に対し、PD素子として十分な帯域となっている。また、各PDの周波数特性はほぼ重なっており、集積した素子間で均一な特性を持つことを確認できた。

3. クワッドPDモジュール

3.1 モジュールの特徴

図5にクワッドPDモジュールの外観を示す。信号出力部は高周波用フィードスルー端子であり、側面両側に、モジュール給電や復調用1ビット遅延干渉計の制御用信号であるピーク検波端子などの直流/低速信号端子を持つ構造である。パッケージ部の外形寸法は、 $11.0(\text{W}) \times 14.9(\text{D}) \times 6.7(\text{H}) (\text{mm})$ であり、小型である。

クワッドPDモジュールでは、4個のPDを4本の光ファイバからの信号光と低損失で光学結合させる必要がある。また、各信号光のPD受光面への到達時間差も小さくする

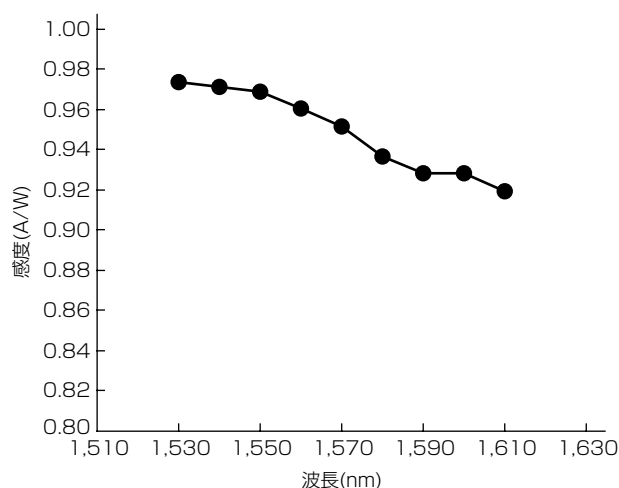


図3. 感度波長依存性

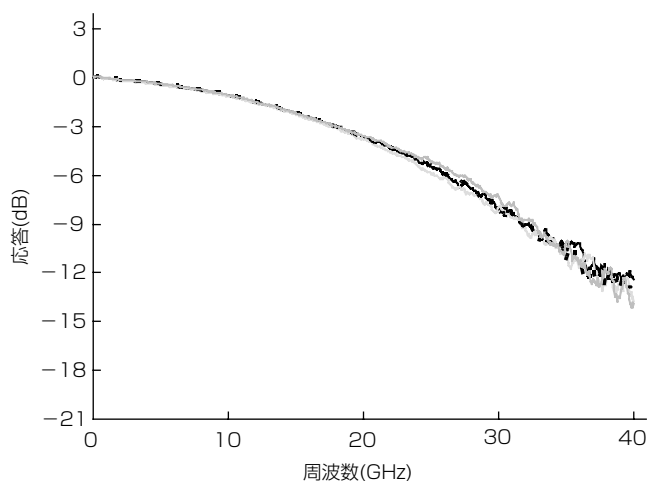


図4. 周波数特性

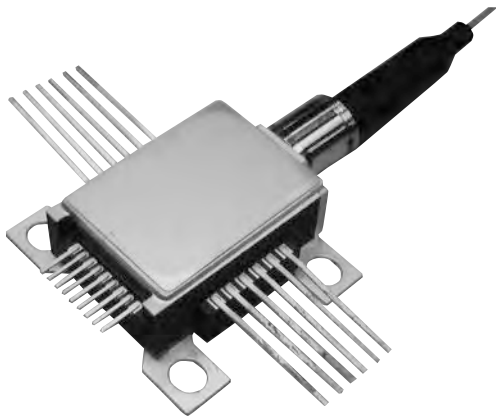


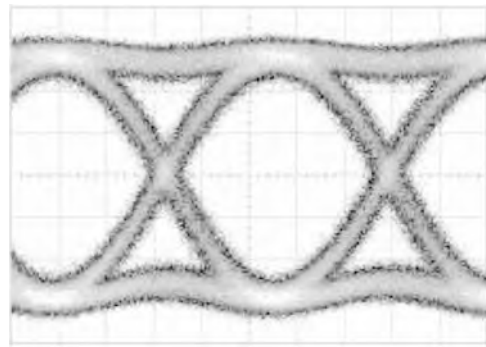
図 5. クワッドPDモジュールの外観

必要がある。そのため、高精度に等長化した4本の光ファイバを一個のフェルルールに格納して入力用4芯ファイバとした。PDは、2章で述べたクワッドPD素子を用いる。高効率かつ各PDに均等に光学結合させるために、入射光の最外周部まで損失なく集光できる、十分な大きさの有効径を持つ非球面レンズを用いて入力用ファイバと結合させた。偏波特性に優れた表面入射型PD素子を用いており、偏波依存損失(PDL)として0.1dB以下が得られる。また、クワッドPD素子の実装に際しては、表面入射型素子用の高周波キャリアを設計開発した。これらのパッケージ内部に実装できるよう小型としながら、25GHz以上の周波数帯域まで良好な高周波特性をシミュレーションによって確認しており、モジュールでも良好な特性を得ている。

3.2 クワッドPDモジュールの特性

図6にこのクワッドPDモジュールによる受信出力波形測定結果を示す。測定では43Gbps DQPSK信号相当の21.5GHz-DPSK信号を1ビット干渉計で復調した光信号を用いた。図に示すように良好なアイ開口が得られている。伝送特性においても、43Gbps、光信号雑音比20dBの条件下で雑音付加Q値=14.9dBの良好な特性を確認した。

表1に、今回開発したクワッドPDモジュールの主な特性を示す。40Gbps DQPSK光通信システムに十分適用できる良好な特性が得られた。



時間(10ps/div)

図 6. クワッドPDモジュールの受信出力波形

表 1. クワッドPDモジュールの主な特性

項目	特性値
動作波長範囲	C帯およびL帯
受光感度(A/W)	0.85(典型値, 1,550nm)
偏波依存損失(dB)	<0.1
TIA駆動電圧(V)	3.3
消費電力(W)	0.6(典型値)

TIA : TransImpedance Amplifier

4. む す び

40Gbps DQPSK光通信システム用にクワッドPDモジュールの開発を行った。光吸収層埋め込み構造、寄生容量低減及び光吸収層厚最適化によって高信頼性、広帯域で高感度の表面入射型クワッドPD素子を開発した。このクワッドPD素子を用いて小型受信モジュールを製作し、良好な特性を得た。

参 考 文 献

- (1) Fürst C., et al.: 43Gb/s RZ-DQPSK DWDM field trial over 1047km with mixed 43Gb/s and 10.7Gb/s channels at 50 and 100GHz channel spacing, ECOC2006, Th4.1.4 (2006)
- (2) Furuta, T., et al.: Single-Package 2-channel Balanced Receiver Module for 43-Gbit/s DQPSK, ECOC 2008 P.2.13 (2008)
- (3) Nakaji, M., et al.: The balanced photodetector buried with semi-insulating InP, LEOS2005, TuFF3 (2005)

100Gbpsイーサネット用光受信モジュール

望月敬太* 竹村亮太**
有賀 博* 秋山浩一***
板本裕光**

Receiver Module for 100Gbps Ethernet

Keita Mochizuki, Hiroshi Aruga, Hiromitsu Itamoto, Ryota Takemura, Koichi Akiyama

要 旨

メトロ網やデータセンターでのトラフィック増大を背景に、2010年6月にIEEE802.3baとして100Gbpsイーサネット^(注1)(100Gbps Ethernet^(注1): 100GbE)規格が承認された。100GbE用光送信モジュール／光受信モジュールには、25Gbps×4chの波長多重方式が採用された。これまでに、各波長個別のモジュールと波長合分波器を組み合わせて信号光を多重又は分離する第1世代の100GbE用光送受信器が開発されているが、既存の10GbE用光送受信器と比較してサイズが大きく、ポート密度を高められなかった。100GbEが本格的に普及するためには、既存のポート密度を超えるように、第1世代の1/2に小型化された第2世代の光送受信器が必要である。今回、第2世代光受信器を実現するキーパーツとして、4つの25Gbps光受信モジュールと波長分波器の機能を1つのパッケージに集積した

(注1) イーサネット及びEthernetは、富士ゼロックス㈱の登録商標である。

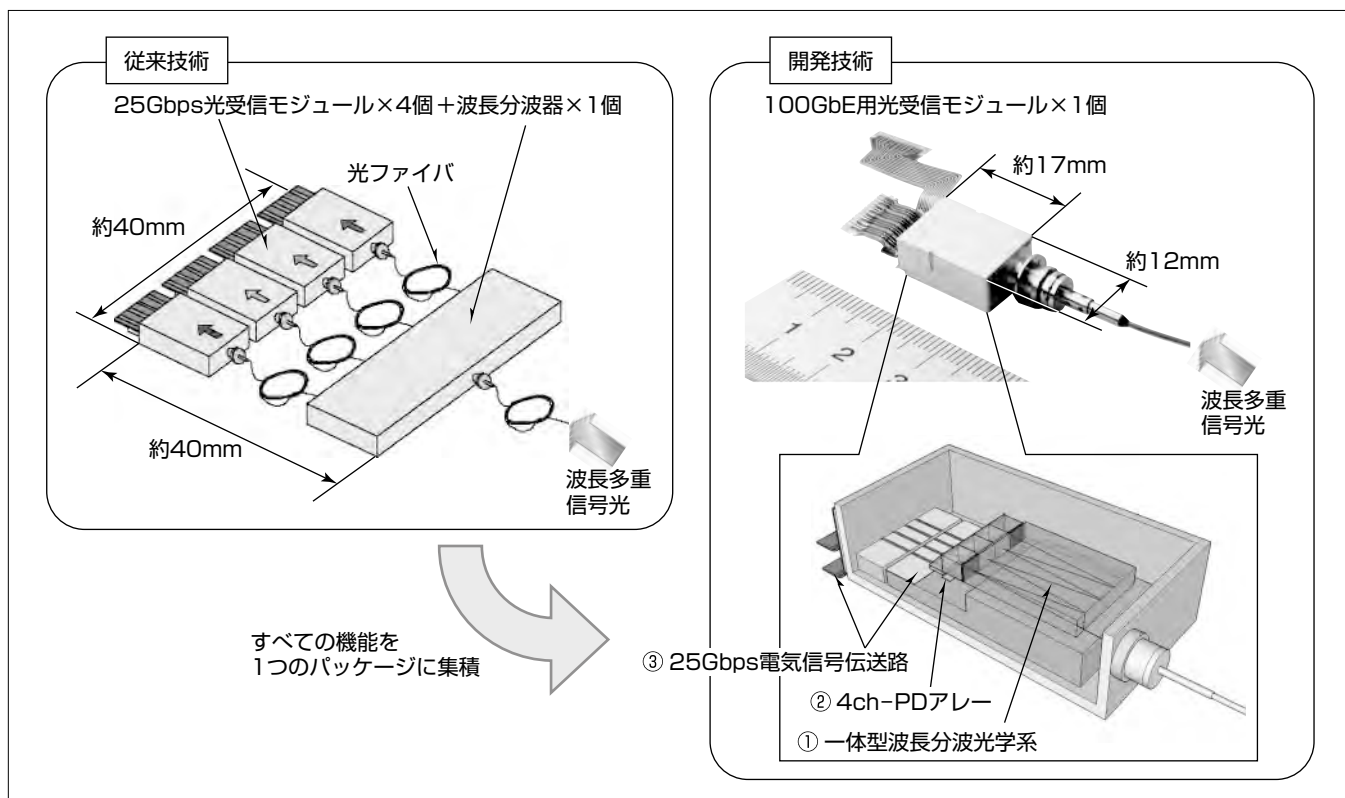
100GbE用光受信モジュールを開発した。第2世代実現に十分な外形サイズとして17(縦)×12(横)×7(高さ)(mm)の世界最小^(注2)を達成したことに加え、電気信号インタフェースをパッケージの背面に集めてフレキシブルプリント基板で接続することで、光送受信器への実装性を高めた。

100GbE用光受信モジュールの実現にあたり、鍵となる3つの技術を次に示す。

- ①小型・低損失な一体型波長分波光学系
- ②高速・高感度を両立した4ch-PD(Photo Diode)アレー
- ③低クロストークの25Gbps電気信号伝送路

これらを開発することで、最小受信感度-12.1dBm、チャネル間クロストークによる受信感度劣化0.1dB以下とIEEE802.3baの規格を満足する特性を得た。

(注2) 2010年9月16日現在、当社調べ



100GbE用光受信モジュールの小型化

100GbEは25Gbps×4chの波長多重方式であるため、対応する光受信モジュールは、4波長多重された入射光を各波長に分波する機能と、各波長の信号光を受信して電気信号に変換する機能が必要である。左図が従来例を示しており、各機能を個別モジュールで実現するため、サイズが非常に大きかった。右図が今回開発した100GbE用光受信モジュールであり、すべての機能を1つのパッケージに収めることで大幅な小型化に成功した。

1. ま え が き

100GbE用光送受信器の規格⁽¹⁾は異なる4つの波長に25Gbpsの信号を載せる波長多重方式を定めている。図1にその模式図を示す。これまで、各波長個別の25Gbps光送信モジュール⁽²⁾／光受信モジュールと、別体の波長合波器ないし分波器を組み合わせたCFP(100Gbps Form-factor Pluggable)規格⁽³⁾準拠の100GbE用光送受信器が開発されているが、サイズが82×145×13.6(mm)と大きく、ポート密度を既存の10GbE用光送受信器以上に高めることができなかった。100GbEが本格的に普及するためには、第1世代と位置づけられるCFPと比べ1/2に小型化された第2世代の光送受信器が必要と考えられ、サイズが40×145×13(mm)(推定)のCFP2の規格化とその実現が期待されている。

従来の個別モジュールの組合せでは、光受信部だけで約40×40(mm)の大きさになり、CFP2への搭載は不可能である。本稿では、4つの25Gbps光受信モジュールと波長分波器の機能を1つのパッケージ内に集積することで、CFP2に搭載可能な小型100GbE用光受信モジュールを開発したことを述べる。

2. 100GbE用光受信モジュールの構造

図2に開発した100GbE用光受信モジュールの外観を示す。光信号入力用のファイバと電気信号出力用のフレキシブルプリント基板(Flexible Printed Circuits:FPC)を除いた外形サイズは17×12×7(mm)と世界最小を実現した。図3に内部の構造を示す。ファイバに入力した波長多重信号光を、一体型波長分波光学系で波長ごとの信号光に分離し、それぞれ4ch-PDアレーで電気信号に変換する。各電気信号はトランスインピーダンスアンプ(TransImpedance Amplifier:TIA)、25Gbps電気信号伝送路を経てFPCから出力する。

100GbE用光受信モジュールを実現するための課題は主に3つ挙げられる。第1に、小型・低損失な一体型波長分

波光学系の実現である。これまでの100GbE用光受信器は別体の波長分波器を用いていたためサイズが大きくなっていた。これを、挿入損失やチャネル間光学アイソレーション性能は維持しつつ、横幅が15mm以下のパッケージにPDやTIAとともに収納できるように小型化する。第2に、一般的にトレードオフの関係とされる高速性能と高感度を両立した4ch-PDアレーの実現である。第3に、高密度で低電気クロストークの25Gbps電気信号伝送路の実現である。小型パッケージ内で4つの高速電気信号を送信する場合、相互干渉が大きくなるため、電気クロストークを低減した配置設計が必要となる。次に、これらの課題を解決するために、このモジュールに適用されている技術について述べる。

3. 100GbE用光受信モジュールの技術

3.1 一体型波長分波光学系

図3に示すようにミラーと薄膜バンドパスフィルタ(Band Pass Filter:BPF)を対向に配置し、それらの間を光が多重反射することで波長分波機能を実現する。薄膜BPFは、光の入射角度に依存して透過特性が劣化するため、角度誤差±0.05°以下で実装する必要がある。一般的に、薄膜BPFを高い角度精度で実装するための微調整機構は、モジュールの小型化を阻害する。今回、プリズムを中心にして4つの薄膜BPFや集光レンズ、ミラーを一体化することで角度調整機構を省き、光学系の小型化を実現した。高

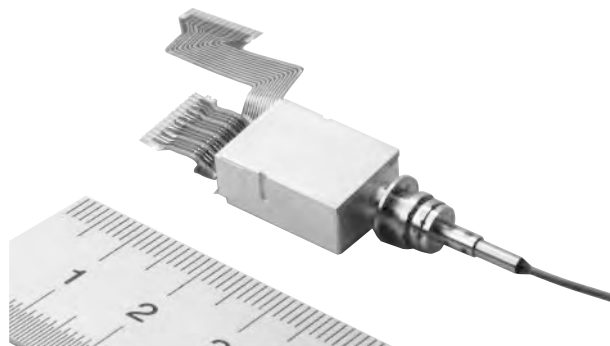


図2. 100GbE用光受信モジュール

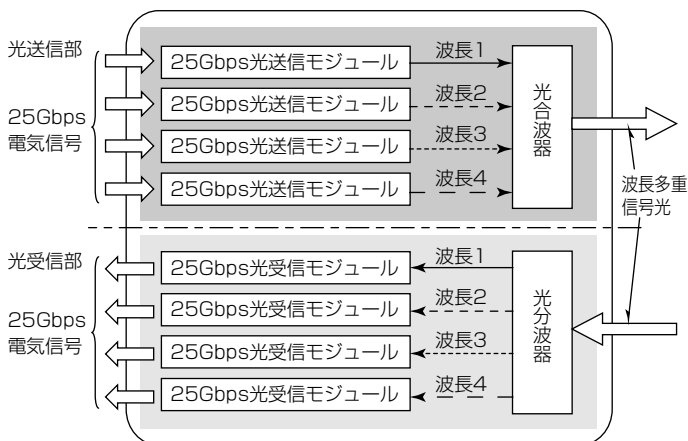


図1. 100GbE光送受信器の光学部構成

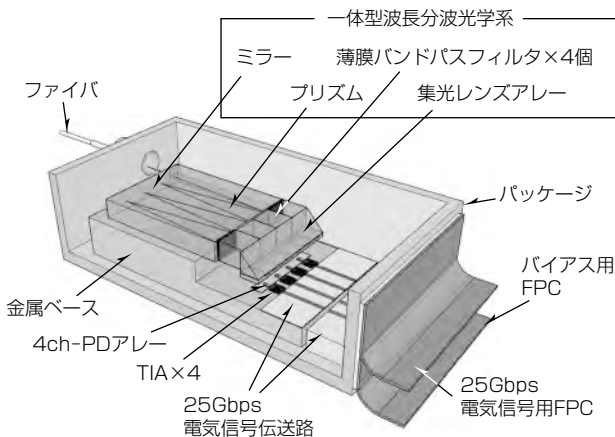


図3. 100GbE用光受信モジュールの内部

精度に加工可能なプリズムに、薄膜BPFやミラーを直接取り付けることで高い角度精度が得られる。図4は、実際に作製した一体型波長分波光学系における薄膜BPFの実装角度のヒストグラムであり、目標の精度 0.05° 以内を満足した。図5に、一体型波長分波光学系へ光を入射したときのPDへの結合効率を示す。各チャネルの波長帯域で最大挿入損失 -0.8dB 、チャネル間光学アイソレーション 21dB であり、IEEE802.3ba規格を満足するために必要な挿入損失 -1.5dB 以下、チャネル間光学アイソレーション 20dB 以上の小型集積光学系が実現できた⁽⁴⁾。

3.2 4ch-PDアレー

PDの構造には大きく分けて端面入射型と面入射型がある。端面入射型の方が高速性能と高感度を両立しやすいとされるが、受光領域が極めて小さく実装時の位置調整が難しい。特に、4チャネルを1つのチップ上に集積する100GbE用の4ch-PDは複数チャネルを同時に位置調整するため、受光領域が大きい面入射型の適用が不可欠である。

図6に開発した面入射型PDの断面図を示す。25Gbpsで動作させる場合、吸収層を薄膜化して発生したキャリアの走行距離を短くする必要があるが、同時に吸収層を透過する光が増加して感度が低下するという問題がある。今回、PD内部にミラーの働きをする多層反射膜(Distributed Bragg Reflector: DBR)を形成し、吸収層を透過した光を再度入射させることで感度向上を実現した。図7は、

DBRを挿入した場合の感度測定値及び、挿入していない場合の感度計算値を示している。DBRの挿入によって、ピーク値で 0.92A/W 、100GbEで用いられる $1.295\sim 1.310\mu\text{m}$ の波長範囲で 0.90A/W 以上と、既存品である10Gbps用PDと同等(0.90A/W)の非常に高い感度が得られた⁽⁵⁾。

3.3 25Gbps電気信号伝送路

金属の矩形(くけい)パッケージでは、電気信号のインタフェースとして側面にリードピンを設けることが多いが、リードピン構造では横幅寸法 15mm 以下が困難になる。そこで金属パッケージの背面にインタフェースを集め、FPCにて電気信号を取り出す構造を採用した。また、25Gbps電気信号用FPCと、TIAを駆動するためのバイアス用FPCの2つに分離することで、光送受信器にモジュールを実装する際の柔軟性を確保した。図8にTIAからFPCまでの電気クロストークの解析結果を示す。チャネル間光学アイソレーションが 21dB なので、IEEE802.3ba規格を満足するためには電気クロストークを -40dB 以下に抑える必要があるが、 25GHz までの帯域でスペックを満たしており、チャネル間干渉が十分小さい電気信号伝送路が実現できた。

4. 100GbE用光受信モジュールの特性

開発した100GbE用光受信モジュールの受光感度特性を評価した。図9に光/電気変換の周波数応答特性を示す。 -3dB 帯域が全チャネルで 17GHz 以上あり、ピーク

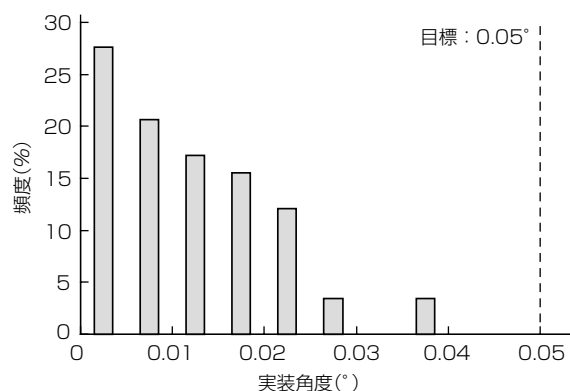


図4. 薄膜BPFの実装角度ヒストグラム

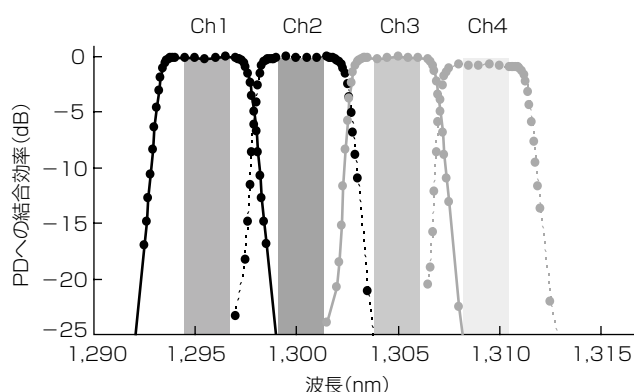


図5. 一体型波長分波光学系のPDへの結合効率の測定結果

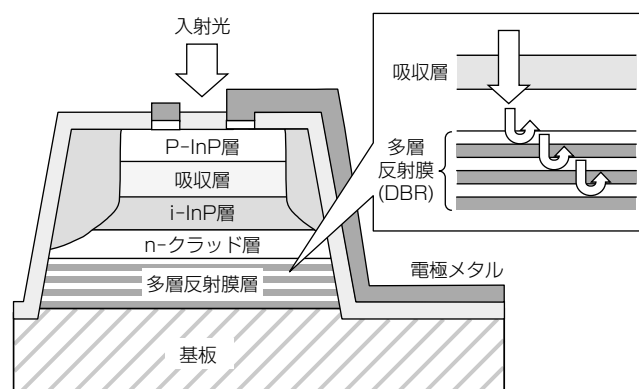


図6. 面入射型PDの断面図

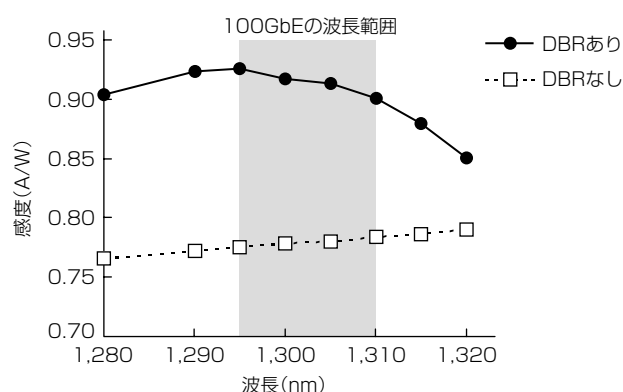


図7. PD感度-入射波長依存性

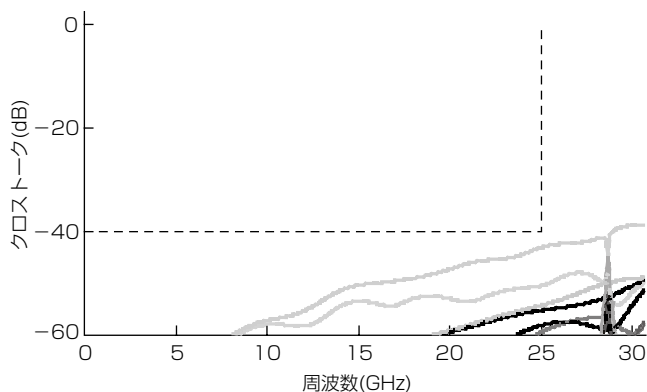


図8. 電気信号伝送路の隣接チャネルへのクロストーク

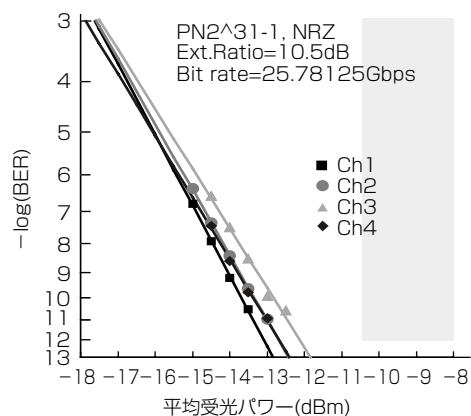


図10. 100GbE光受信モジュールのBER特性

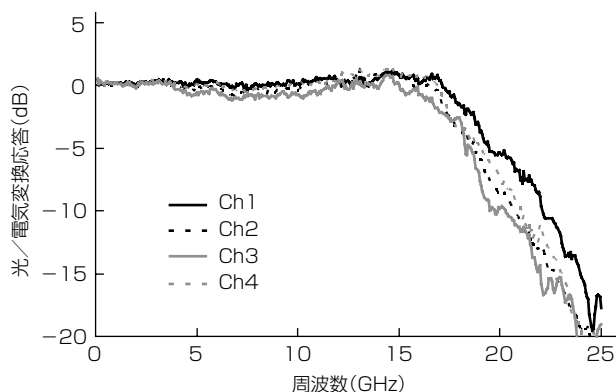


図9. 100GbE光受信モジュールの周波数応答特性

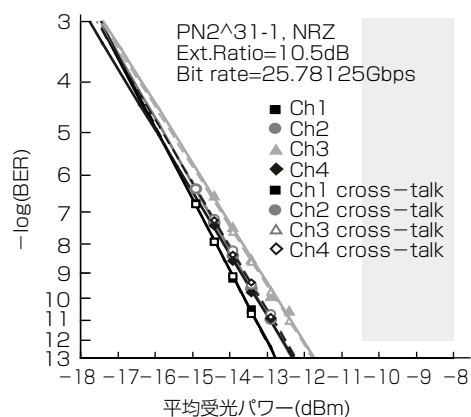


図11. 100GbE光受信モジュールのクロストークBER特性

やディップのない良好な特性が得られ、受信した25Gbpsの信号光に対して十分な品質の電気信号波形を出力すると期待できる。図10に、PN31段での符号誤り率特性を示す。BER(Bit Error Ratio)が 1×10^{-12} となる最小受信感度は -12.1dBm 以下であり、IEEE802.3baで規定されている -10.8dBm に対して十分なマージンを持っている。図11に、隣接チャネルの信号を同時に入射したときの符号誤り率特性を示す。図10との差分から、最小受信感度のクロストークによる受信感度劣化は全チャネルで 0.1dB であり、問題ないことを確認した⁽⁶⁾。

5. む す び

100GbE用光受信モジュールを開発した。小型かつ高感度なモジュールを実現するための鍵として、一体型波長分波光学系では、プリズムを中心にすべての光学部品を一体化することで、高い実装精度と小型化を低損失で実現した。4ch-PDでは、DBRによる反射構造の形成によって、一般的にはトレードオフ関係とされる高速動作と感度向上の両立に成功した。25Gbps電気信号伝送路では、電気信号インタフェース構造の設計とFPCを用いた電気信号の取り出しによって、低クロストークで高密度配線を実現した。これらの技術の確立によって、IEEE802.3baを満足する特性が得られた。今回の開発品がキーデバイスとなって、100GbEの普及が加速することを期待する。

この研究の一部は、総務省の委託研究“超高速光伝送システム技術の研究開発(イーサネット向け超高速省電力光伝送技術)”の下で実施した。

参 考 文 献

- (1) IEEE P802.3ba 40Gb/s and 100Gb/s Ethernet Task Force
<http://www.ieee802.org/3/ba/>.
- (2) Uesugi, T., et al.: 25Gbps EML TOSA Employing Novel Impedance-Matched FPC Design, 35th ECOC2009, WeP2.05 (2009)
- (3) CFP Multi-Source Agreement
<http://www.cfp-msa.org/>, ref. Feb. 15, 2010.
- (4) Mochizuki, K., et al.: Built-in Optics for 4ch-WDM ROSA in 100Gbps Ethernet, 15th OECC2010, 7E3-3 (2010)
- (5) Takemura, R., et al.: 25Gbps×4ch Photodiode Array with High Responsivity for 100Gbps Ethernet, 36th ECOC2010, P2.11 (2010)
- (6) Aruga, H., et al.: Four-channel 25Gbps Optical Receiver for 100Gbps Ethernet with Built-in Demultiplexer Optics, 36th ECOC2010, Th.10.D.4 (2010)

100Gbpsイーサネット光送信用 4波長25.8Gbps直接変調DFB-LD

境野 剛*
瀧口 透*
柳楽 崇*

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

Go Sakaino, Toru Takiguchi, Takashi Nagira

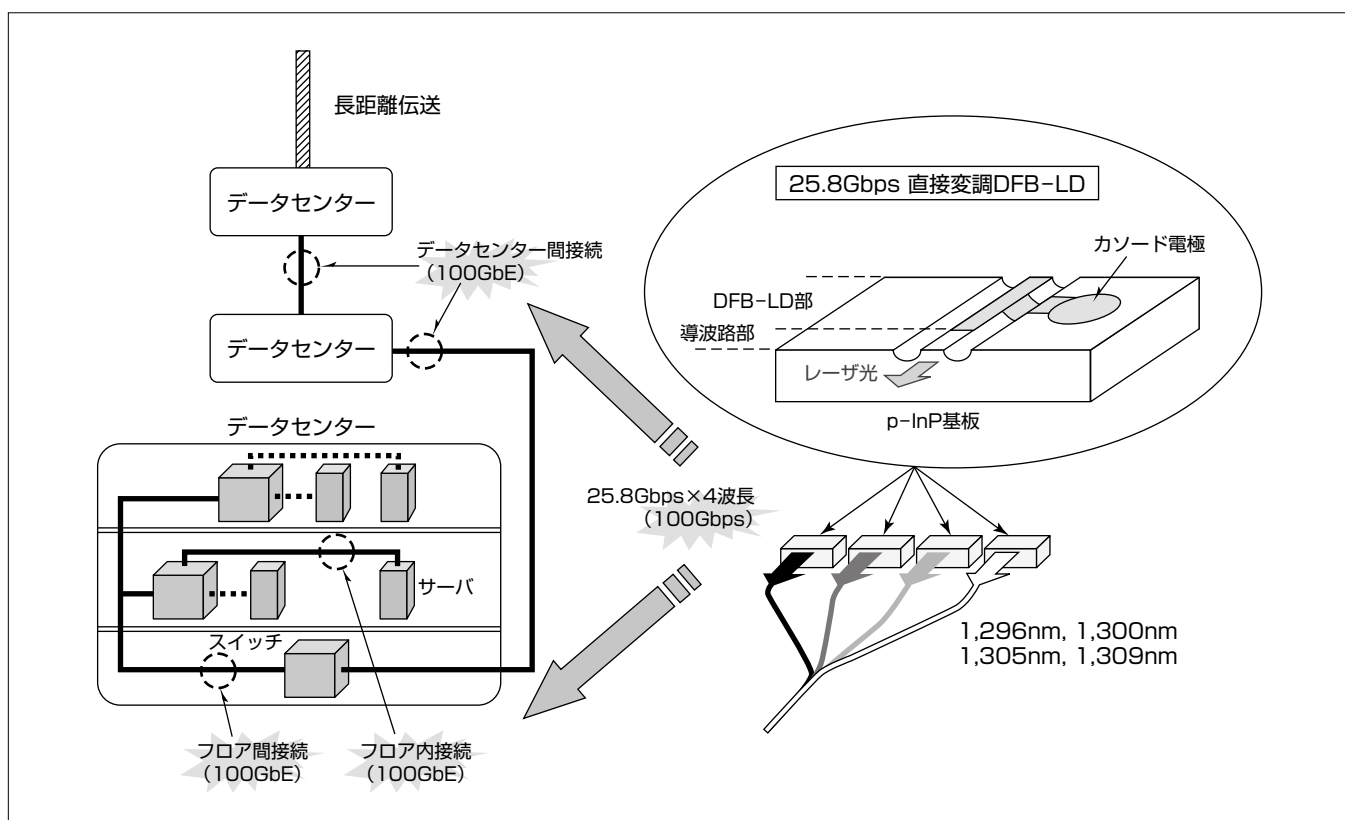
要 旨

光通信のブロードバンド化が進むことでトラフィックが集中するデータセンターでは超高速光通信が必要となっており、100Gbpsイーサネット^(注1) (100Gbps Ethernet^(注1) : 100GbE)がIEEE802.3baで標準化された。100GbEの伝送距離が最大10kmの規格では、25.8Gbpsで変調される1.3μm帯の4波長の光信号を用い100Gbpsの高速通信を実現するもので、この4波長の間隔が狭いためレーザは一定温度で駆動され、温度調節用電力低減のため使用温度は50℃が想定されている。

この100GbEに対応するため、50℃、25.8Gbps動作で10km伝送を可能とする4波長の直接変調DFB-LD (Distributed FeedBack Laser Diode)を開発した。

(注1) イーサネット及びEthernetは、富士ゼロックス(株)の登録商標である。

このレーザでは高速変調動作を実現するため緩和振動周波数の向上と寄生容量の低減を行った。緩和振動周波数の向上に対しては、レーザ部の共振器長を150μmと短くするとともに活性層の組成を最適化した。また発光部に電流を効率的に注入するため半導体層の再成長で活性層を埋め込む埋め込み型構造を採用するとともに、低容量化のため埋め込み層には半絶縁性半導体層を適用した。さらにレーザ実装時の取扱い性を考慮し、レーザの光出射端部に長さ50μmのパッシブ導波路を集積し素子全長は200μmとした。これらの構造を採用することで高温50℃での25.8Gbps高速変調が可能となり、全4波長の素子で世界最高レベルの低消費電流で、高品質変調波形とともに良好な伝送特性を実現した。これによって、このレーザのIEEE802.3ba 100GbEの普及への貢献が期待できる。



データセンターにおける100GbEの利用と4波長25.8Gbps直接変調DFB-LDの適用例

光通信のブロードバンド化によってトラフィックが集中するデータセンターでは、センター間、センター内で100Gbpsの高速光通信が必要となっている。低消費電力化や低コスト化でも強い要請があり、IEEE802.3ba (100GbE)で規定された25.8Gbpsの4波長光信号で実現する100Gbps通信では、低電流駆動で構成が簡素な直接変調DFB-LDが有望である。これを背景に、100GbEの一つの規格であるLR4 (最大伝送距離10km)に最適な4波長直接変調DFB-LDを開発し、高温50℃で低電流駆動で良好な変調波形と伝送特性が得られた。100GbEの低消費電力化、低コスト化への貢献が期待できる。

1. ま え が き

光通信の普及とともにブロードバンド化が進み、通信トラフィックが増大し続けている。このため、トラフィックが集中するデータセンターなどでは、100Gbpsの高速光通信が必要となっており、100GbEの規格がIEEE802.3baとして国際標準化され、高速光通信のさらなる普及に向けて準備が進んでいる。しかし通信の高速化では、消費電力が飛躍的に増大することが予想されており、低消費電力化の要請が非常に強くなっている。またブロードバンド光通信の普及には、通信機器の低コスト化も非常に重要である。この100GbEは25.8Gbpsで変調される1.3 μ m帯の4波長の光信号を用いる規格となっており、送信側の発光素子としては、高速駆動時の変調波形に起因する優れた長距離伝送特性を持つ変調器集積型DFB-LDが候補として挙げられている⁽¹⁾。一方で低消費電力化、低コスト化を指向する動きは強く、最大10kmの比較的伝送距離が短いLR4(Long-Reach over 4 WDM(Wavelength Division Multiplexing) Lanes)という規格では、これらを実現可能な直接変調DFB-LDが有力な光送信用素子と考えられている。直接変調DFB-LDの高速化では波形を劣化させる緩和振動周波数(以下“fr”という。)を大きくすることが必要で、25.8Gbpsという高速動作の実現は容易ではなかった。今回、レーザの活性層長を短くした短共振器構造の採用や活性層の最適化などでfrの向上を図り、25.8Gbpsの高速直接変調動作を可能とした⁽²⁾。また、レーザの冷却消費電力を小さくするために必要とされる50℃での高温動作を低駆動電流で実現した。

2. 素 子 設 計

2.1 高速動作設計

高速動作化には、直接変調波形に影響を与える緩和振動周波数(fr)と電気的な応答特性の向上が必要となる。それぞれの実現に向けた素子の設計内容を次に述べる。

2.1.1 緩和振動周波数の向上

緩和振動は活性層内の光子と注入電流によるキャリアの相互作用で両者が増減を繰り返すことで発生する。このfrを向上させるには光子寿命の低減や注入電流に対する利得増減の割合、すなわち微分利得の増大が有効である。今回光子寿命の低減に対しては、活性層の共振器方向の長さを短くする短共振器化の手法を用いた。また微分利得の増大については活性層の利得スペクトルよりもやや短波長側の微分利得の高い波長にDFB-LDの発振波長を設定するデチューニング量増大の手法を用いた。一方、これらの短共振器化とデチューニング量増大を極端に行うと、特に高温で十分な利得が得られなくなるため、50℃動作を考慮して最適値を決め、共振器長は150 μ mとした。さらに活性層は、

高温で大きな微分利得が確保できるAlGaInAs系材料を用いた多重量子井戸構造とした。また活性層への効果的な電流注入もfr向上には効果があるため、活性層を半導体層で埋め込む埋め込み型構造を適用した。

2.1.2 電気的応答特性

これらのfrの向上とともに入力電気信号に対する電気的な応答特性の向上も必要であり、レーザの活性層に並列に寄生する容量の低減が有効である。この寄生容量低減のため、活性層の半導体埋め込み層には半絶縁性のドーパントを用いた低容量埋め込み型構造を適用した。

2.2 高温高出力動作設計

50℃の高温で高出力動作を実現するためには回折格子によって共振器方向に光を閉じ込める度合いを示す結合定数(以下“ κ ”という。)と共振器長の積を適切な値に保つ必要がある。今回、短共振器化を行ったことで κ を従来よりも大きくすることが必要となっている。そこで、屈折率の低いInPクラッド層の中に周期的に形成する回折格子の半導体組成を高屈折率なものに変えることで光の反射を高めて κ を大きくしたが、高屈折率な回折格子へは注入電流によるキャリアが蓄積しやすく電流-光変換効率が低下するので⁽³⁾、キャリア蓄積効果の少ないn型InP層中に回折格子を形成した。またp型InP基板を用いて活性層上部のn型InP層中に回折格子を配置し、回折格子形成後の平坦性が十分でない面に活性層を成長しないよう配慮し、活性層の高品質化を図った。

3. 素 子 構 造

素子の構造を図1に示す。p型InP基板上にAlGaInAs系の活性層を成長させ、その上に回折格子を形成した。またレーザの活性層部の長さは150 μ mであるが、素子が小さく取扱いが困難になるため光出力端面側に50 μ m長のInGaAsPパッシブ導波路層を集積化し、全体では共振器方向が200 μ mの長さになるようにした。

4. 素 子 特 性

素子の電流-光出力特性を図2に示す。実使用温度の50℃で、しきい値電流とスロープ効率は各々およそ9.8mA、0.26W/Aと良好な値となっており、4波長のいずれの素子

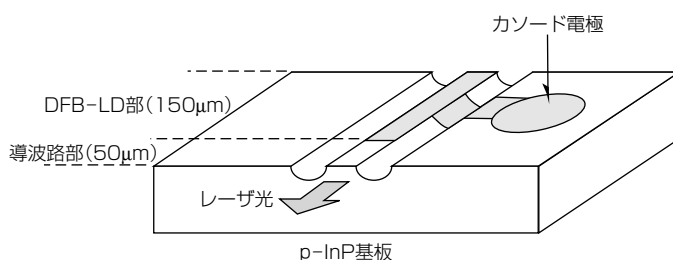


図1. 素子構造

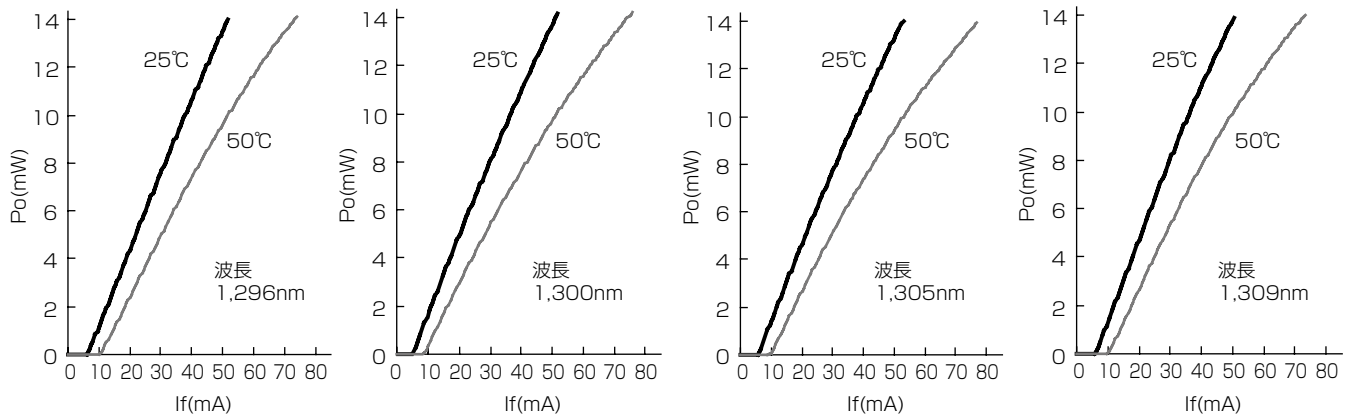


図 2. 電流－光出力特性

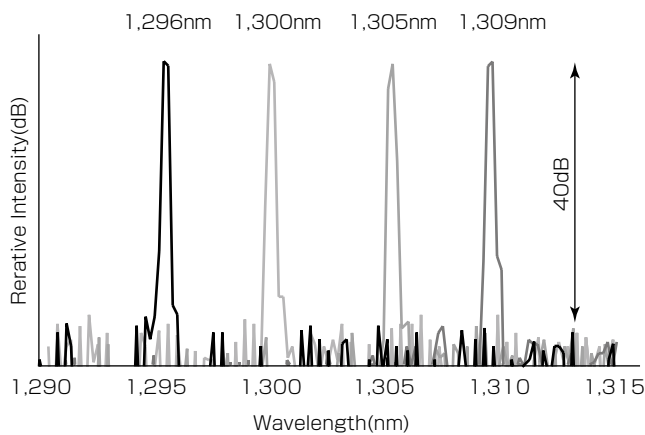


図 3. 発振スペクトル

でも揃(そろ)って優れた特性が得られた。また図 3 に示すように、得られた素子の4つの波長は規格の波長(中心波長 1,296.56, 1,300.05, 1,304.58, 1,309.14(nm), 各々の波長許容幅: 2 nm)を使用温度50℃で満たしている。サイドモード抑圧比は40dB以上と安定な単一縦モードが4波長のいずれの素子でも得られている。素子は光出力の大きな前端面側にパッシブ導波路を形成しているが、導波路層を集積しても無効電流や光の損失、反射がほとんどない理想に近い構造となっていることが分かる。

frの対電流効率を図 4 に示す。この値が大きいほど少ない電流注入量で大きなfrを得ることができ、低電流駆動が可能となる。frの効率は25℃で4.1GHz/(mA)^{1/2}、50℃で3.4GHz/(mA)^{1/2}と十分に大きな値が得られ、短共振器化による光子寿命低減やデチューニング量調整等による微分利得向上の効果が確認できた。

図 5, 図 6 に変調波形とマスクマージンを示す。大きなfrを反映して高速25.8Gbps直接変調動作で非常にクリアな波形が得られている。

25℃では中心バイアス電流となる平均電流35mA, 消光比5.5dBの25.8Gbps直接変調条件下で安定した波形が得られ、4波長の素子でそれぞれ33~41%と非常に大きなマ

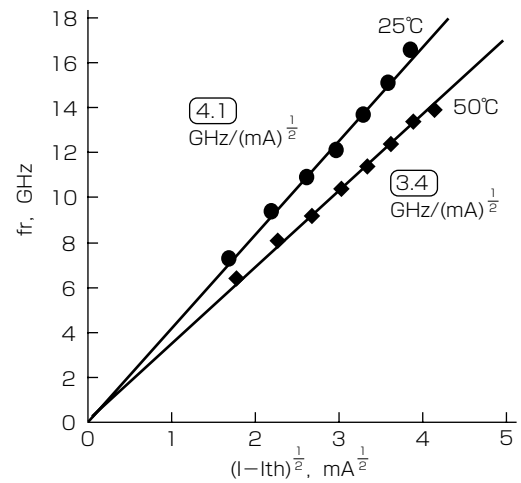


図 4. frの対電流効率

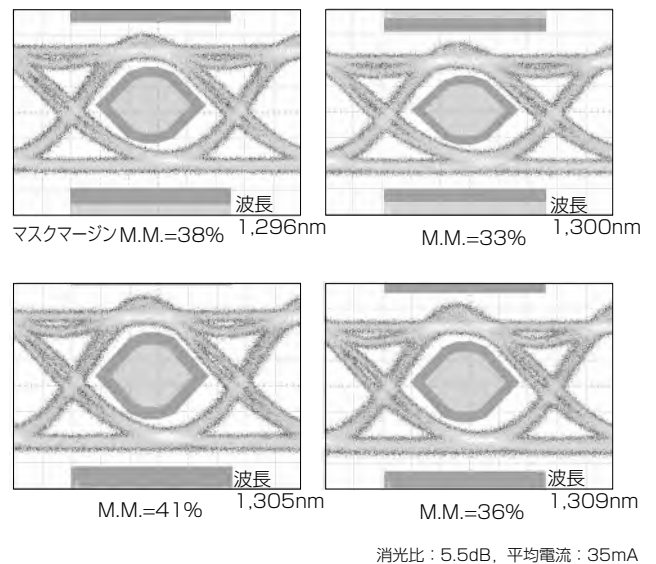


図 5. 25.8Gbps変調波形(25℃)

クマージンが得られた。また使用温度の高温50℃では、平均電流がわずか45mAという低電流でもアイパターンは良好で25℃からの変化も小さく、マスクマージンとしても4波長の素子で30~32%と実用上、十分大きな値が得られた。

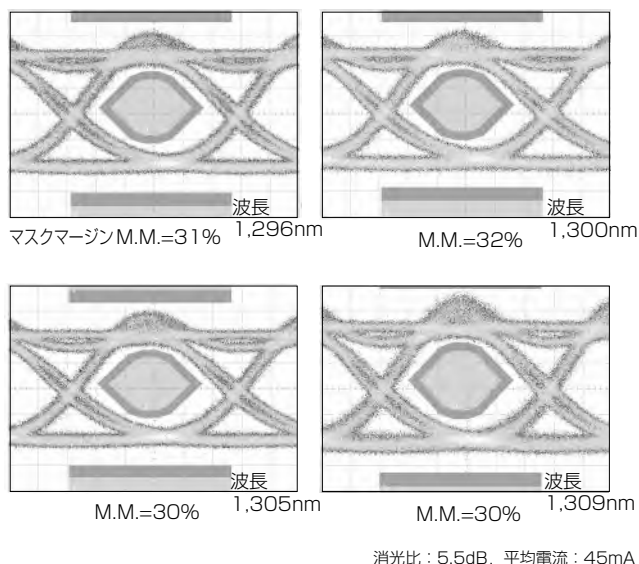


図6. 25.8Gbps変調波形(50℃)

また4波長の素子間で電流－光特性や低電流駆動での変調波形が揃っており、モジュール化時に用いる光部品や駆動条件の設定等の観点からも好ましい特性となっている。

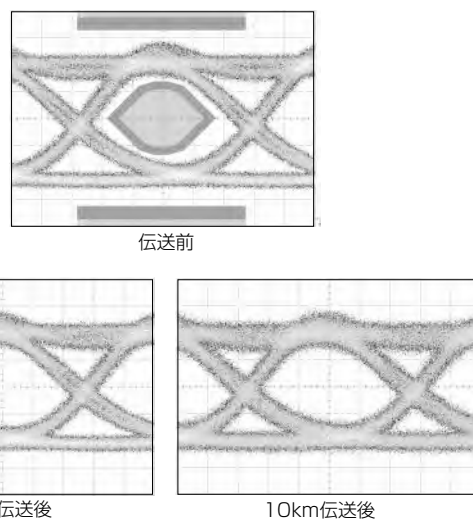
さらに、50℃における伝送前後の変調波形を図7に示す。伝送前の波形に対してシングルモードファイバ3km及び10km伝送後でも波形変化は極めて小さく、良好であることが分かる。また、50℃における25.8Gbps伝送時のビットエラーレート特性を図8に示す。

伝送前後のパワーペナルティは、3km伝送、10km伝送で各々-0.01dB、-0.42dBと極めて小さく、高温50℃でも低消費電流(平均電流: 45mA)で良好な伝送特性が得られていることが分かる。

5. む す び

100Gbpsイーサネット(100GbE)のLR4規格(最大伝送距離10km)への適用を目的として、50℃の高温で25.8Gbpsの動作が可能な1.3μm帯4波長の直接変調DFB-LDを開発した。p型InP基板を用いた短共振器構造を採用するとともに活性層構造や回折格子形成部の最適化を行うことで、使用想定温度の50℃で良好な光出力特性と安定した単一縦モード発振の素子を規格の4波長で得た。また、どの波長でも50℃で45mAという低電流でクリアな25.8Gbps変調波形が得られ、10kmの伝送でも良好な伝送特性を実現した。これによって直接変調DFB-LDが100GbEに使用可能であり、さらに低消費電力、低コスト化の実現を実現可能であることが確認できた。

なお、この研究の一部は、平成21年度 総務省国家プロジェクト 超高速光伝送システム技術の研究開発(イーサネット向け超高速省電力光伝送技術)で実施したものである。



25.78125Gbps, 消光比: 5.5dB, 平均電流: 45mA, 波長1,310.2nm(50℃)

図7. 伝送前後の変調波形(50℃)

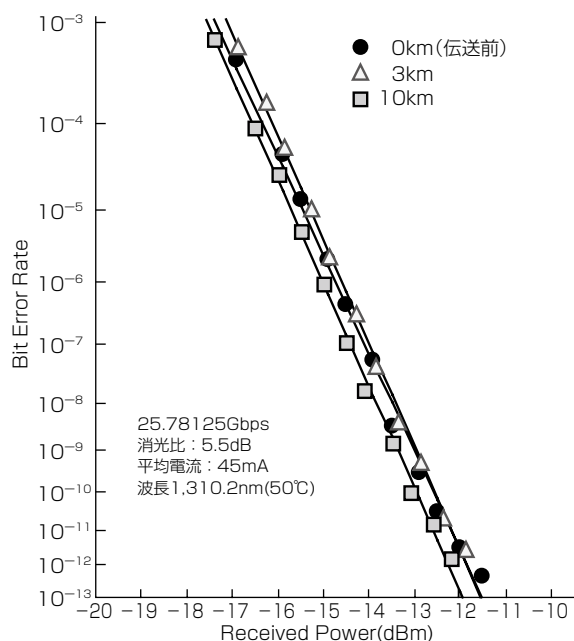


図8. ビットエラーレート特性(50℃)

参 考 文 献

- (1) Saito, T., et al.: Clear eye opening 1.3μm-25/43Gbps EML with novel tensile-strained asymmetric QW absorption layer, ECOC2009, Paper 8.1.3 (2009)
- (2) Sakaino, G., et al.: 25.8Gbps direct modulation of BH AlGaInAs DFB lasers with p-InP substrate for low driving current, ISLC2010, ThB5 (2010)
- (3) Takagi, K., et al.: 120℃10-Gb/s Uncooled Direct Modulated 1.3-μm AlGaInAs MQW DFB Laser Diodes, IEEE Photon. Technol. Lett., **16**, 2415~2417 (2004)

高RF出力PDモジュール

酒井清秀* 石村栄太郎***
板倉成孝**
中路雅晴***

High-power RF Photodiode Module

Kiyohide Sakai, Shigetaka Itakura, Masaharu Nakaji, Eitaro Ishimura

要 旨

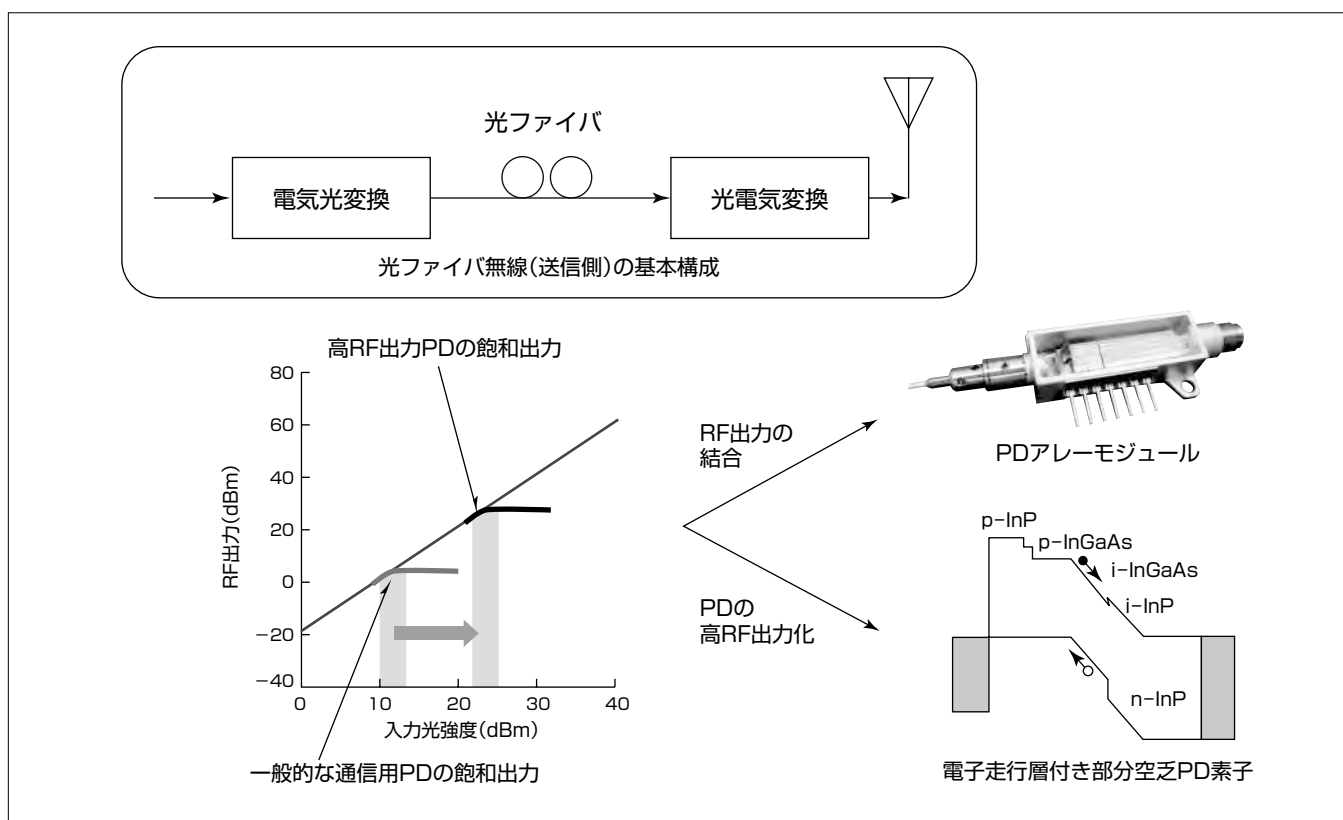
1980年代、米国ケーブルテレビ網の光ファイバ同軸システム向けに分布帰還型半導体レーザモジュールを開発、商品化して以来、三菱電機は様々なアナログ光伝送用の光半導体デバイスを開発してきた。

現在、光ファイバ無線と呼ばれるアナログ光伝送が注目を集め、携帯電話基地局への長距離伝送や、電波不感帯対策用の無線中継装置など、様々な無線システムで活用されている。無線通信の電波強度は距離や障害物で大きく変動するため、光ファイバ無線にはダイナミックレンジ拡大と、微弱な信号でも復調できるように雑音指数改善が求められる。この課題の解決には、リンク損失の低減、つまり伝送光量の増大が有効だが、デジタル光通信用に開発されたフォトダイオード (Photodiode : PD) は飽和光強度が数ミリ

ワットと低く、光ファイバ無線の適用範囲を狭めてきた。

当社は高周波 (Radio Frequency : RF) 帯での高出力化を目指し、部分空乏型PD素子アレーのRF出力をウィルキンソン結合回路で4合成するPDアレーモジュールを開発し、世界最高レベルのRF出力29dBm (周波数5GHz時) を達成した。さらに、構造が簡単で低コスト化が期待される同軸型PDモジュールへの搭載を目指し、単一素子でRF出力29dBmが得られる電子走行層付き部分空乏型PD素子の開発に成功した。この素子を搭載した同軸型PDモジュールは、過去に例のないRF出力25.2dBm (周波数5GHz時) を実現している。

今後、同軸ケーブルや導波管が用いられてきた短距離のマイクロ波伝送における利用拡大が期待される。



光ファイバ無線と高RF出力PDモジュール

光ファイバ無線は光信号を無線信号で変調して光ファイバ伝送する技術である。この光ファイバ無線は強度変化の大きい無線信号を取り扱うため、ダイナミックレンジの拡大と、微弱な信号でも復調できるように雑音指数の低減が求められる。これらの解決にはリンク損失の低減が有効だが、一般的な通信用PDの飽和光強度は数ミリワットであり、十分な高周波 (RF) 出力が得られない。そこで、光ファイバ無線用のPDには、RF出力に対するけた違いの改善が求められている。

1. ま え が き

光ファイバ無線(Radio Over Fiber, 又は, Radio On Fiber)は, 光信号を無線信号で変調して光ファイバ伝送する技術である。光ファイバは伝送損失が小さく, かつ, 広帯域であるため, 高周波の長距離伝送に適している。この光ファイバ無線は, 1980年代後半に米国ケーブルテレビ放送向けに光同軸ハイブリッド(Hybrid Fiber-Coaxial)システムとして普及⁽¹⁾, 1990年代半ばから光同軸ハイブリッドを用いた電話やインターネットネットなどの上り回線(Return Pass)⁽²⁾, 携帯電話基地局への伝送⁽³⁾, ビル・地下鉄などの電波不感帯対策用無線中継装置などに用いられてきた。特に, 無線中継装置に利用される広帯域光ファイバ無線では, 敷設後に異なる周波数と信号方式を用いた新しい無線サービスが追加されても問題なく通信可能であり, インフラストラクチャとして優れた面を持っている。一方, 短距離の高周波伝送では, 電気光変換と光電気変換での高周波損失が大きいため, いまだに同軸ケーブルや導波管が利用されており, 光ファイバ無線の適用範囲を狭めてきた。

無線通信では電波強度が距離や障害物など通信環境によって大きく変動するため, この無線信号を入出力とする光ファイバ無線では高いダイナミックレンジと, 低い雑音指数が求められる。光ファイバを伝送する光量を増やせばリンク損失が低減され, ダイナミックレンジの拡大と雑音指数の改善が図られる。しかし, 光電気変換器であるフォトダイオードやアバランシェフォトダイオードは, 飽和光強度が数ミリワットと低いため, 20dB程度のリンク損失が避けられない。そこで, PD素子の飽和光強度を向上させ, リンク損失を低減すれば, 光ファイバ無線の適用範囲を更に拡大させることができる。例えば, リンク損失を20dB減らすには, PD素子のRF出力が光電流の二乗に比例するので, 飽和光電流を10倍増加させれば良い。

当社はこの課題を解決するために, 部分空乏型pinPD素子と, それを並列接続したPDアレーモジュールを開発した。最近, さらにRF出力を高めた電子走行層付き部分空乏型pinPD素子と同軸型PDモジュールを開発した。本稿ではこれらの研究成果について述べる。

2. PDアレーモジュール

2.1 部分空乏型pin PD素子

高RF出力タイプのPD素子は, 円盤型の受光領域に表面又は裏面から光を入射するものと, 角柱型の光導波路に側面から光を入射するものがある。構造の簡単さと周波数特性とのトレードオフから, 前者はおおむね20GHz以下, 後者はそれ以上の周波数で利用されている。また, その半導体構造は, 主に真性半導体(insulator : i)層で光を吸収するpin構造と, 主にp型半導体層で光を吸収し電子のみをキ

ャリアとする単一走行キャリア構造(Uni-Traveling Carrier)がある。前者は光吸収領域を厚くして高感度化しやすい反面, 光電変換によるキャリアによって電界強度が低下しキャリア移動が停滞する空間電荷効果が発生しやすい課題がある。一方, 後者はその逆の特徴を持っている。

当社では, 普及した無線システムの多くが周波数5.8GHz以下を利用することから, 図1に示す裏面入射型のpin構造を採用した。そして, 空間電荷効果を抑圧するため, p-InGaAs層の一部を空乏化, かつi-InGaAs層を薄くして空乏層内の電界強度を高める工夫を行った。また, 40Gbps用光部品と同様に⁽⁴⁾, PD素子のp電極が熱伝導性の良いサブマウントに設けたマイクロ波ストリップ線路に直接接続する構造にすることで, 廃熱抵抗の低減と, 配線インダクタンスの低減を図った。その結果, pin PD素子としては世界最高レベルのRF出力25.8dBm(5GHz)を達成した⁽⁵⁾。

2.2 PDアレーモジュール

複数のPD素子のRF出力を結合する方法は, リンク損失を低減する現実的な方法である。従来, デジタル通信向けに進行波を用いた広帯域の結合方法が研究されてきたが, 無線通信では電波法に基づき周波数が狭帯域に区切られて利用されるため, 狭帯域の低損失化が可能なウィルキンソン結合回路による結合方法を提案し, 構造の簡単化を図った。図2にPDアレーモジュールの回路構成を, 図3にその内部写真を示す。入力光はプリズムで4等分され, PDアレー素子に入射する。4つのPD素子からのRF出力は2段構成のウィルキンソン結合回路を介して結合され, 高周波コネクタ(K connector)から出力される。PD素子へのバイアス電圧は開放スタブとウィルキンソン結合回路を介して印加される。図4は, PD素子単体とPDアレーモジュールのRF出力特性を示す。この図から, PDアレーモジュールでRF出力29.0dBmが得られたことが分かる。理想的にはPD素子単体に比べ6dBのRF出力増加が期待されるが,

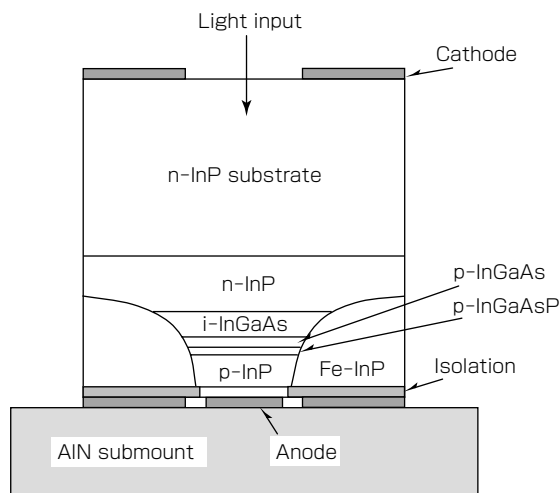


図1. pin PD素子構造

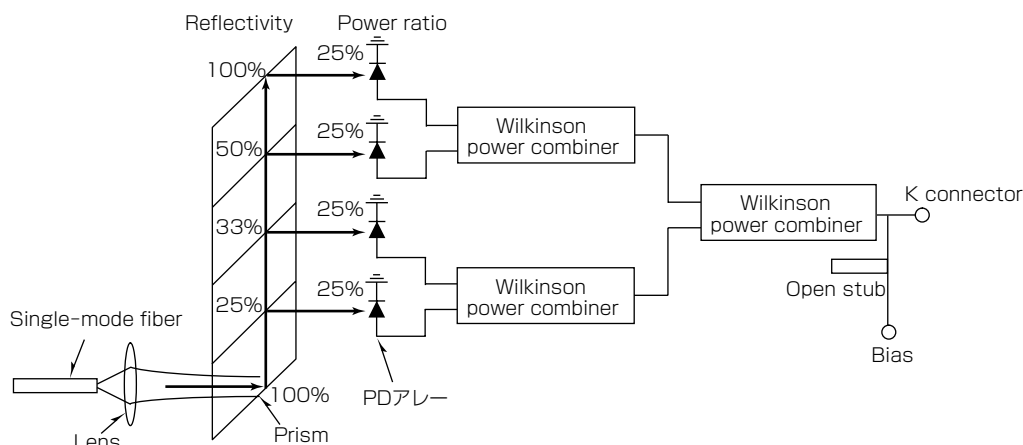


図 2. PDアレーモジュールの回路構成

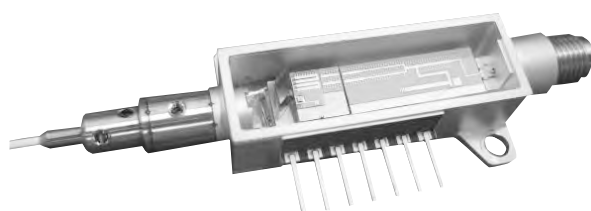


図 3. PDアレーモジュールの内部写真

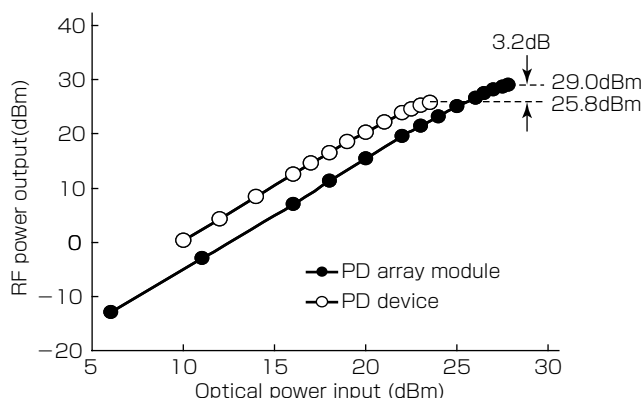


図 4. PDアレーモジュールのRF出力特性

実際には3.2dBの増加にとどまっている⁽⁵⁾。これは、PDアレー素子間の熱的な干渉が避けられないためである。先の通り、4素子を用いたアレー合成例を示したが、比帯域を狭めれば、さらに合成数を増加させることも可能である。

3. 同軸PDモジュール

3.1 電子走行層付き部分空乏型pin PD素子

高RF出力PDモジュールを用いた光ファイバ無線を普及させるには、安価な製造プロセスが確立している同軸PDモジュールで高RF出力化することが望ましい。そのためには、PD素子単体の飽和出力をさらに改善して、単一素子でもワット級のRF出力が得られるようにする必要がある。光吸収層の過熱を防ぎRF出力を増加させるには、受光面積を拡大して単位面積あたりの放熱を改善することが有効である。しかし、受光面積を拡大すると静電容量も増

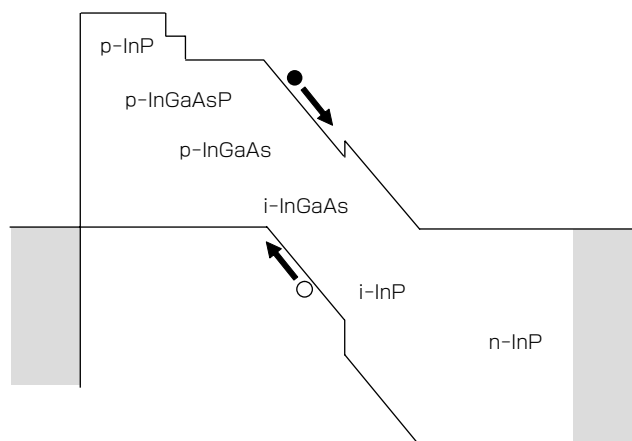


図 5. 電子走行層付き部分空乏型pin PD素子のバンド図

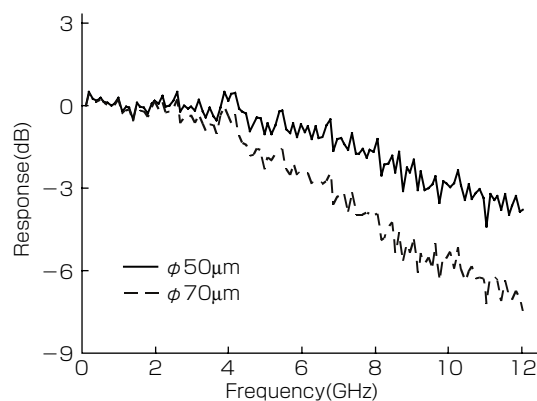


図 6. 電子走行層付き部分空乏型pin PD素子の周波数特性

加し、周波数特性が劣化して逆に発熱が増加するジレンマがある。そこで、図 5 に示すとおり、部分空乏型pin PD素子のi-InGaAs層とn-InP層の間に禁制帯幅の大きい非吸収(i-)InP層を設け、ドリフト速度が高い電子だけを長距離走行させる工夫をすることで静電容量を大幅に低下させ、周波数特性を改善することができた。図 6 は、受光径50μmと70μmのPD素子の周波数特性である。それぞれ3dB遮断周波数7 GHzと10.5GHzが得られているおり、周波数5.8GHz以下の利用では発熱を減少させることができる。この工夫によって、単体のPD素子としては世界最高



図 7. 同軸型PDモジュールの外観

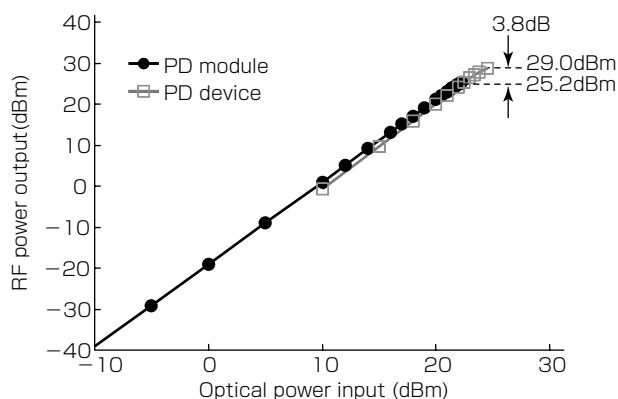


図 8. 電子走行層付き部分空乏型pin PD素子と同軸型PDモジュールのRF出力特性

レベルのRF出力29.0dBm (5 GHz)が得られた⁽⁶⁾。

3.2 同軸型PDモジュール

電子走行層付き部分空乏型pin PD素子を搭載した同軸PDモジュールを開発しており、図7にその外観を示す。デジタル通信用に開発されたパッケージに実装した場合でも、図8に示すRF出力25.2dBm (5 GHz)が得られた。これは、同軸型PDモジュールとしては例のないRF出力である。ただし、モジュール化による熱抵抗の増加によって、PD素子出力に比べるとPDモジュール出力は3.8dB低下している。その原因は熱抵抗の低い筐体(きょうたい)材質による温度上昇が原因であり、熱抵抗の低い鉄などの材料に変更することでさらなる向上を達成することができる⁽⁷⁾。

また、無線通信は狭帯域で利用されるため、ビート周波数が信号周波数に近くなる3次歪(ひず)み特性が重要になる。図9は2トーン試験法による3次歪みの測定結果であり、この図から、信号と3次歪みの交点(Third order intercept point : OIP3)で34.6dBmという良好な値が得られている。

4. む す び

光ファイバ無線の高性能化のためのキーパーツとして当社が開発した高RF出力フォトダイオード、並びにPDアレーモジュールについて述べた。さらに、その低コスト化を目指した電子走行層付き部分空乏型フォトダイオード、並びに同軸型PDモジュールの開発について述べた。これらの開発によって、高周波のリンク損失低減、ダイナミック

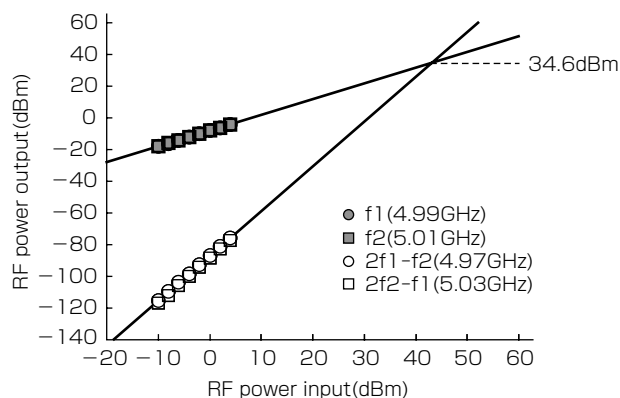


図 9. 同軸型PDモジュールの3次歪み特性

レンジ拡大と雑音指数改善が図られ、光ファイバ無線の適用範囲を拡大することができるようになった。

なお、この研究の一部は独立行政法人情報通信研究機構(NICT)の民間基盤技術研究促進制度に基づく委託研究“移動体向け超高速通信用衛星搭載ビーム形状可変マルチビームアンテナ装置の研究開発”によって実施したものである。

参 考 文 献

- (1) Takemoto, A., et al.: Distributed feed back laser diode and module for CATV systems, IEEE J. Sel. Area in Comm., **8**, 1359~1364 (1990)
- (2) Watanabe, H., et al.: 1.3- μm uncooled DFB lasers with low distortion for CATV application, IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron., **3**, 659~665 (1997)
- (3) Watanabe, H., et al.: 1.3- μm strained MQW-DFB lasers with extremely low intermodulation distortion for high-speed analog transmission, IEEE J. Quantum Electron., **32**, 1015~1023 (1996)
- (4) Hatta, T., et al.: Inductance-controlled electroabsorption modulator modules using the flip-chip bonding technique, IEEE J. Lightw. Technol., **23**, 582~587 (2005)
- (5) Itakura, S., et al.: High-current backside-illuminated photodiode array module for optical analog links, IEEE J. Lightw. Technol., **28**, 965~971 (2010)
- (6) Sakai, K., et al.: High-current back-illuminated partially depleted-absorber p-i-n photodiode with depleted nonabsorbing region, IEEE T. Microw. Theory and Technol., **58**, 3154~3160 (2010)
- (7) Sakai, K., et al.: Coaxial high-current photodiode module for analog optical link: Proc. in Annual meeting of IEEE Photonics Society, MD3 (2011)

小型プロジェクタ用638nm, 1W LD

西口晴美*
元田 隆*
島田尚往**

High-power 638nm Semiconductor Laser Diode for Small Color Projectors

Harumi Nishiguchi, Takashi Motoda, Naoyuki Shimada

要 旨

ディスプレイやプロジェクタ機器で、ランプや気体レーザを光源とした機器は比較的大型で消費電力が大きかったが、発光ダイオード(Light Emitting Diode: LED)光源の採用で小型化されるものも現れた。さらに、波長変換技術や空間変調素子(Spatial Light Modulator: SLM)技術、半導体レーザなどの著しい発展によって、レーザディスプレイも実現されるようになってきた。

ランプやLEDなどの既存光源と比べて、半導体レーザには小エタンデュ(光束の面積と放射立体角の積で小さいほど小さなSLMが使えるため機器が小型化できる)や高い電力変換効率、優れた色再現性を実現できるなどの特長がある。その特長を最大限生かすことができるディスプレイ用光源として、現在、小型プロジェクタ、テレビ、ヘッドアップディスプレイ、映画用大型プロジェクタなど各種デ

ィスプレイへの応用に向けた研究開発が盛んに行われている。

広い色再現性や低消費電力などの特長をもつレーザディスプレイの赤色光源には、AlGaInP系の半導体レーザが用いられる。発振波長が短いほど低い出力でディスプレイが実現できるため、波長640nm以下の半導体レーザが要望されるが、この材料系の半導体レーザは短波長になるほど高出力動作や高温動作が困難であった。三菱電機は独自の結晶成長技術や端面窓構造技術を用いてこの課題を解決し、発振波長が638nmの横マルチモードLD(Laser Diode)を開発した。5～50℃の広い動作保証温度範囲で1 W以上の出力が得られ、通電試験では1,200時間以上の安定動作を確認しており、使用環境の厳しい小型プロジェクタにも適した世界最高レベルのパルス光出力1 Wの638nm半導体レーザを実現した。

LDを使うことによって

フォーカスフリー／優れた色再現性／低消費電力を実現へ !!



携帯ディスプレイ

車載用ヘッドアップ
ディスプレイ



レーザーテレビ

ヘッドマウントディスプレイ

モバイルプロジェクタ

LASERVUE

大型プロジェクタ

0.001

0.01

0.1

1.0

10.0

出力(W)

レーザディスプレイ応用製品と光源に必要な出力

モバイル機器に接続又は内蔵する小型プロジェクタの開発が盛んに行われている。半導体レーザは電力変換効率が高く、消費電力を抑えられるほか、表示色範囲の拡大による画質の向上、焦点調整の不要なプロジェクタを構成できる等の利点がある。

1. ま え が き

1980年代にCD(Compact Disc)用光源(波長780nm)として始まった半導体レーザ(LD)の民生用機器応用は、1990年代半ば以降のDVD(Digital Versatile Disc)(波長660nm)を経て、近年ではBlu-ray^(注1)(波長405nm)へと用途が拡大してきている。また、1.3~1.6 μ mの波長を用いる光通信応用も1980年代に始まり、遠距離通信では大陸間海底ケーブルから近距離ではLAN(Local Area Network)にまでLDが使用されるようになってきた。これらの用途はすべて同一応用分野に関するものであり、アプリケーションの機能進化に対応した動きである。その意味で、1980年代に敷かれた路線の延長線上での進化であるとも言える。

一方、LDはランプや発光ダイオードなどの既存光源と比べて、高い電力変換効率や小エタンデュなどの特長があることから、その特長を最大限生かすことができるディスプレイ用光源に適しているものと考えられる⁽¹⁾。空間変調素子、RGB各色LDなどレーザディスプレイ実現に必要な要素技術が出揃(そろ)ってきたことから⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾、近年レーザディスプレイの研究開発が活発となってきた。現在、小型プロジェクタ、テレビ、ヘッドアップディスプレイ、映画用超大型プロジェクタなど各種ディスプレイへの応用に向けた研究開発が盛んに行われている⁽⁶⁾⁽⁷⁾。一部メーカーからはすでに製品が市場に投入され始めており、レーザディスプレイは先に述べた応用分野とは全く異なったLDの応用先になる可能性が高い。

本稿ではこれらのプロジェクタの赤色光源用に設計された638nm帯横マルチモード高出力LDの特長について述べる。

(注1) Blu-rayは、Blu-ray Disc Associationの登録商標である。

2. レーザディスプレイと光源用レーザ

2.1 レーザディスプレイ用赤色LDの波長選択

人の眼が認識する動画又は静止画を表示するディスプレイ用途では、光源であるレーザの発振波長が非常に大きな意味合いを持つ。赤色領域では、人間の目の感度は波長が長くなるにつれて低くなる。図1に赤色領域の明所視における視感度曲線を示す。既に赤色領域のLDとしては、DVD用LDが実用化されているが、視感度が低く所定の明るさを確保するには高出力が必要となり、消費電力のみならず安全性の面からも推奨できるものではない。波長を638nmまで短波長化することで、視感度はおおむね3倍になる(所定の明るさを波長660nmの1/3の出力で実現できる)。

赤色帯域で発光するLDは主にAlGaInP系材料で構成される。しかしながら、この材料系で構成されたヘテロ接合は伝導帯のバンドオフセットが小さく、活性層からクラッ

ド層への電子のオーバフローが生じやすく、高出力動作や高温動作が困難となる本質的な原因となっている。クラッド層禁止帯幅の上限は材料で決まっているので、LDの発振波長が短くなるほど(換言すれば活性層のバンドギャップを大きくするほど)オーバフローは生じやすくなり、LDの特性が悪化する⁽⁶⁾。

このように、視感度とLDの特性にはトレードオフの関係があるが、我々は温度特性を加味しつつ、発振波長として638nmを選択した。

2.2 レーザディスプレイ用赤色LDの高出力化

通常のプロジェクタで用いられている画像デバイスと同様の二次元空間変調素子を用いるイルミネーション方式の小型ディスプレイの場合には高出力なLDが望ましく、通常横マルチモードLDが用いられる。横シングルモードLDの場合は端面窓構造を設けるのが一般的であるが、横マルチモードLDの構造として一般的なブロードエリア型構造は活性層が広く、横方向単位長さあたりの光密度を容易に下げることができるため、GaAs活性層構造をベースとした800~980nmの赤外発光領域帯レーザでは非窓構造で500mWクラスが容易に実現されている⁽⁸⁾。しかしながらAlGaInPで構成される赤色LDは比較的低い光密度で劣化してしまう傾向がある。図2に窓構造のないブロードエリア型LDの光出力-電流特性(P-I特性)を示す。初期のCOD(Catastrophic Optical Degradation)は600mW程度であるが、150mW、170時間の比較的低出力の通電を実施するだけでも300mWに低下することがわかる。したがって、ブロードエリア型でも信頼性の高い赤色LDを実現するには端面窓構造が不可欠である⁽⁵⁾。

3. デバイス構造

赤色ブロードエリアLDの構造を図3に示す。活性層への光閉じ込め係数 Γ を大きくすることを念頭に、クラッド層には屈折率の小さなAlInPを採用した。一般的にはAlInPクラッド層の採用はキャリア閉じ込めに不利に働くと考えられているが⁽⁹⁾、我々は活性層とAlInPクラッド層の

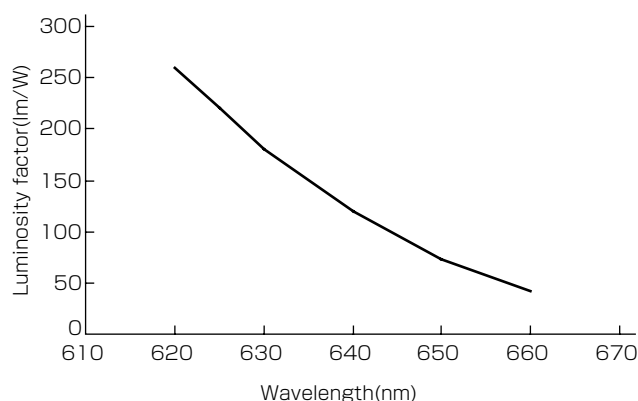


図1. 赤色の波長と視感度の関係

組合せによって得られる閉じ込め係数 Γ を増大させ、低閾値(しきいち)電流密度となる効果の方がデバイスには有利であると考えた。

ストライプ構造はブロードエリアLDでは一般的な絶縁膜ストライプとし、ストライプ幅は $40\mu\text{m}$ とした。LD端面にはCODを避けるためにZn拡散による端面窓構造を挿入している⁽¹⁰⁾。また、前・後端面には高出力動作に対応するため、各々AR(Anti-Reflection)/HR(High-Reflection)コーティングを施してある。共振器長は 1.5mm とし、放熱の良い $\phi 5.6\text{mm}$ のオープンパッケージにAlNサブマウントを介してジャンクションダウンで組み立てた。

4. レーザの特性

図4及び図5に横マルチモードLDのパルスにおけるP-I特性の温度依存性、及び発振スペクトルを示す。 $T_c = 50^\circ\text{C}$ まで1W以上の出力が得られており、 60°C でも800mWの光出力が得られた。なお、電力変換効率は 25°C

では1Wの光出力時(Continuous Wave: CW)で35%であった。

このLDの発振波長は 25°C 、500mW、CW時で638.3nmであった。人の眼を対象とするディスプレイ用光源では物理量であるW単位よりも光束(単位:ルーメン)が用いられ

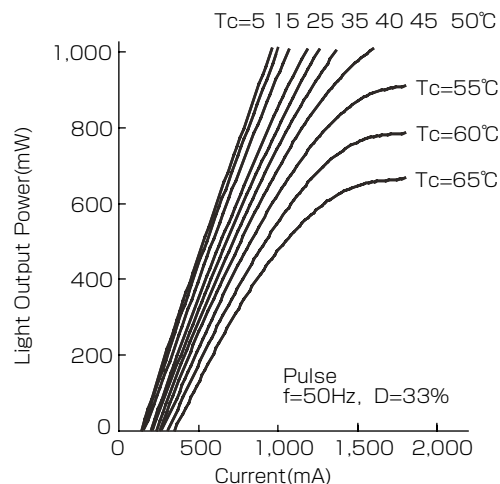


図4. 電流-光出力特性(P-I特性)の温度依存性

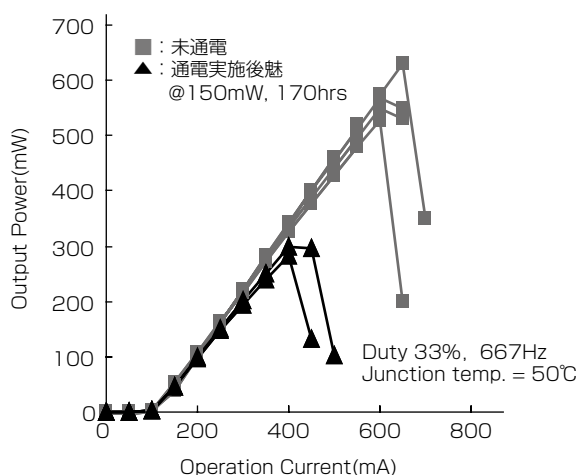


図2. 窓構造のないマルチモードLDのCODレベル

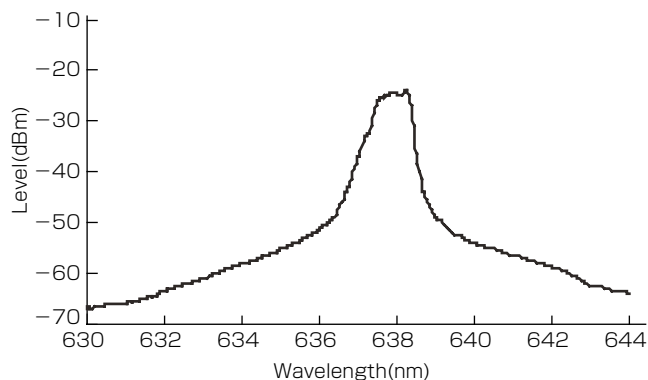


図5. 発振スペクトル

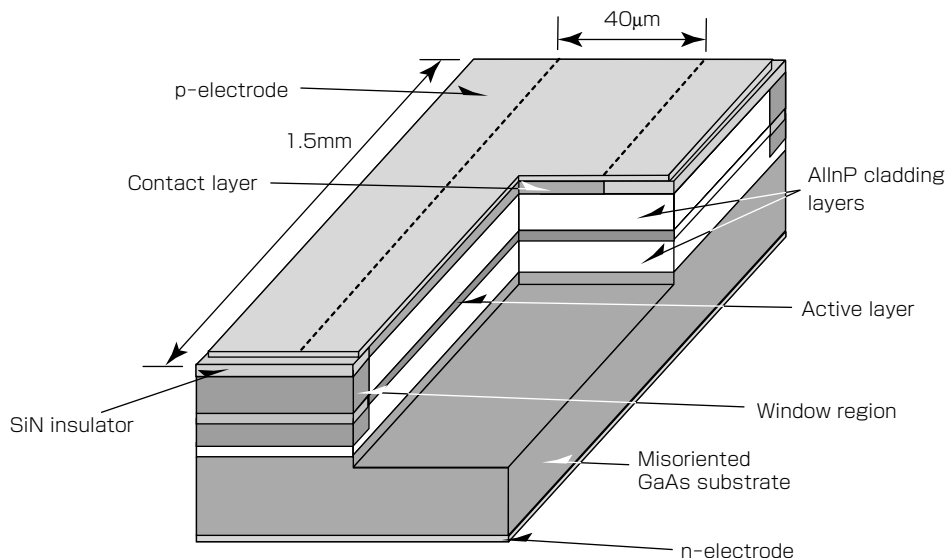


図3. 赤色ブロードエリアLDの構造

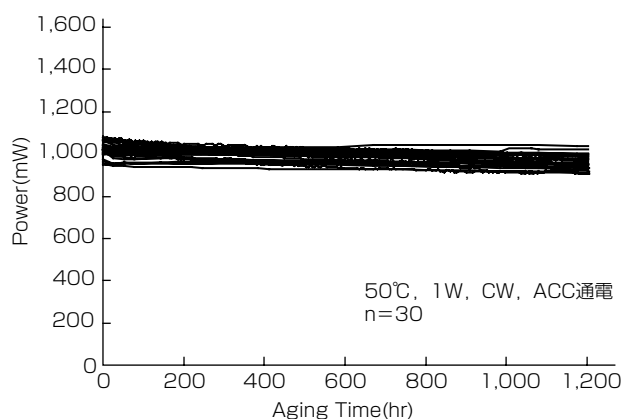


図 6. 通電試験結果

る。図 1 を用いて光束に換算すると、638nm、1 W の出力は、120ルーメンを超える値となる。なお、遠視野像 (Far Field Pattern : FFP) の半値全角は水平方向で 5 度、垂直方向で 35 度である。

図 6 に $T_c = 50^\circ\text{C}$ 、動作電流 1.5 A (CW)、定電流駆動 (Automatic Current Control : ACC) での通電試験結果を示す。初期の光出力として約 1 W となるように動作電流を調整している。1,200 時間を経過して光出力の低下は 10% 以下と非常に小さく、COD に由来するような瞬時劣化を含めて明確な劣化は確認されていない。

レーザディスプレイ用赤色 638nm 半導体レーザで、 50°C までの広い動作保証温度範囲で 1 W 以上の出力が得られ、約 35% の高い電力変換効率 (ケース温度 : 25°C 、1 W パルス駆動時) を実現した光源は我々の知る限りでは世界最高レベルである。視感度の高い 638nm の発光によって、約 120 ルーメン相当の明るい光源の構成が可能であり、使用環境の厳しい小型プロジェクタタイプのレーザディスプレイでの使用に最適であると言える。

5. む す び

ノートパソコンやモバイル機器に接続又は内蔵して使用される小型レーザプロジェクタは、これまでの LD 応用分野とは異なる用途であり、更なる展開が期待されている。このタイプのレーザディスプレイの表示方式の 1 つであるイルミネーション方式向けに、発振波長が 638nm の横マルチモード LD を開発した。5~ 50°C の広い動作保証温度範囲で 1 W 以上の出力が得られ、この方式で十分な明るさとなることを確認した。ACC での通電試験では 1,200 時間以上

の安定動作を確認しており、プロジェクタタイプのレーザディスプレイに最適である。

参 考 文 献

- (1) 山本和久：レーザ・LED 技術とディスプレイへの今後の展開，応用物理，**78**，No.11，1021 (2009)
- (2) 山本和久：レーザプロジェクション技術，レーザ研究，**36**，173 (2008)
- (3) Nakamura, S., et al. : Blue InGaN-based laser diodes with an emission wavelength of 450 nm, Appl. Phys. Lett., **76**, No.1, 22 (2000)
- (4) Enya, Y., et al. : 531nm Green Lasing of InGaN Based Laser Diodes on Semi-Polar {2021} Free-Standing GaN Substrates, Appl. Phys. Express **2**, 082101 (2009)
- (5) Nishida, T., et al. : Highly reliable 637-639nm red high-power LDs for displays, Proc. SPIE, **7583**, 758303-1 (2010)
- (6) Sugiura, H., et al. : 65-inch, Super Slim, Laser TV with Newly Developed Laser Light Sources, SID Symposium Digest of Technical Papers, **39**, Issue 1, 854 (2008)
- (7) Mizushima, T., et al. : Laser Projection Display with Low Electric Consumption and Wide Color Gamut by Using Efficient Green SHG Laser and New Illumination Optics, SID Symposium Digest of Technical Papers, 1681 (2006)
- (8) Nagai, Y., et al. : High-Power Operation of AlGaAs SQW-SCH Broad-Area Laser Diodes for Nd : YAG Solid-State Laser Pumping, IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, **3**, No.2, 97 (1991)
- (9) Mowbray, D. J., et al. : Electronic band structure of AlGaInP grown by solid-source molecular-beam epitaxy, Appl. Phys. Lett., **65**, No.2, 213~215 (1994)
- (10) Kaneko, Y., et al. : Refractive Indices measurement of (GaInP)_m/(AlInP)_n quasi-quaternaries and GaInP/AlInP multiple quantum wells, J. Appl. Phys., **76**, No.3, 1809~1818 (1994)