

MITSUBISHI
Changes for the Better

家庭から宇宙まで、エコチエンジ



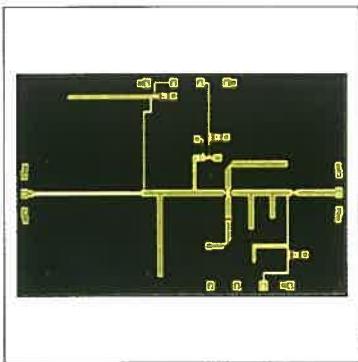
三菱電機技報

2

2013

Vol.87 No.2

高周波・光デバイス



目 次

特集「高周波・光デバイス」

半導体デバイス研究開発・産学官連携と大学教育	1
栖原敏明	
高周波・光デバイスの現状と展望	2
島 順洋	
GPS用低雑音増幅器	7
塙原良洋・中本隆博・伊藤正康	
W-CDMA (Band11/21) 携帯端末用電力増幅器	11
弥政和宏・松塚隆之・森岡範丈・角野 翼	
衛星搭載用C帯高効率100W GaN増幅器	15
三輪真一・加茂宣卓・山崎貴嗣	
Ku帯100W出力GaN HEMT増幅器	19
前原宏昭・能登一三・尾上和之・小山英寿・小柳元良	
$\lambda/4$ 先端開放スタブ装荷形	
V帯サブハーモニック注入同期VCO MMIC	22
稻垣隆二・津留正臣・谷口英司	
同軸型10Gbps EML-TOSA	26
岡田規男・松末明洋・大和屋 武	
10G-EPON OLT用トライプレクサ	30
白崎昭生・金子進一・岡田規男・白井 聰・松末明洋	
44.6Gbps DQPSK送信器用波長可変	
DFBレーザアレー・MZ変調器集積デバイス	34
瀧口 透・松本啓資・笹畠圭史・後藤田光伸・蒔田良子	
100Gbps送信用4波長25.8Gbps直接変調DFB-LD	38
境野 剛・外間洋平・柳楽 崇	
100Gbps光集積送信モジュール	43
安井伸之・灘谷幸司・大和屋 武・秋山浩一・村尾覚志	
高感度センサ用大面积AlInAs-APDアレー	47
山路和樹・笹畠圭史・石村栄太郎	

High Frequency and Optical Devices

Semiconductor Device R&D, Business-Academia-Government Collaboration, and Education in University
Toshiaki Suhara

Status and Outlook of High Frequency & Optical Devices

Akihiro Shima

Low Noise Amplifier for GPS

Yoshihiro Tsukahara, Takahiro Nakamoto, Masayasu Itoh

Power Amplifier Module for W-CDMA (Band11/21) Mobile Applications

Kazuhiko Iyomasa, Takayuki Matsuzaka, Norifumi Morioka, Takuji Sumino

High Efficiency, 100W GaN Power Amplifier for C-band Space Applications

Shinichi Miwa, Yoshitaka Kamo, Takashi Yamasaki

Ku-Band GaN HEMT Amplifier with 100W Output Power

Hiroaki Maehara, Hiromi Noto, Kazuyuki Ono, Hideyoshi Koyama, Motoyoshi Koyanagi

V-band Subharmonically Injection Locked VCO MMIC with $\lambda/4$ Open-ended Stub

Ryuji Inagaki, Masaomi Tsuru, Eiji Taniguchi

10Gbps EML-TOSA Employing TO-CAN Package

Norio Okada, Akihiro Matsusue, Takeshi Yamatoya

Triplexer for 10G-EPON OLT

Akio Shirasaki, Shinichi Kaneko, Norio Okada, Satoshi Shirai, Akihiro Matsusue

Tunable DFB Laser Array Integrated with Mach-Zehnder Modulators for 44.6Gbps DQPSK Transmitter

Toru Takiguchi, Keisuke Matsumoto, Yoshifumi Sasahata, Mitsunobu Gotoda, Ryoko Makita

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

Go Sakaino, Yohei Hokama, Takashi Nagira

100Gbps Integrated Optical Transmitter Module

Nobuyuki Yasui, Koji Shibuya, Takeshi Yamatoya, Koichi Akiyama, Tadashi Murao

Large-Area AlInAs-APD Array Device for High Sensitivity Sensing

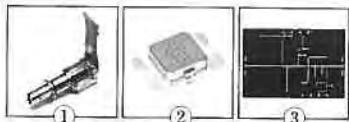
Kazuki Yamaji, Yoshifumi Sasahata, Eitaro Ishimura

特許と新案

「半導体装置の製造方法及び半導体装置」	
「光半導体素子モジュール」	51
「高周波増幅回路」	52

表紙：高周波・光デバイス

スマートフォンやタブレットなどの高機能携帯端末の普及やインターネットを経由した動画配信のニーズの高まりについて、より大容量な通信システムが必要となっている。このような通信システムを経済的に普及させるには、広域性のみならずシステムの導入及び運用費用を抑制するために装置全体の小型化と低消費電力化を支える各種のデバイスが求められる。この期待に応えるため、①10Gbps用低消費電力光送信モジュール、②高効率衛星通信用内部整合型GaNデバイス、③高効率広帯域ミリ波MMICを開発した。



巻/頭/言

半導体デバイス研究開発・产学官連携と大学教育

Semiconductor Device R&D, Business-Academia-Government
Collaboration, and Education in University

栖原敏明
Toshiaki Suhara



約50年前に半導体レーザやCMOSトランジスタ、MOS-ICが誕生した。その後の半世紀の間に半導体デバイスを中心とするエレクトロニクス技術と産業は我が国で顕著な発展を遂げた。メモリ用集積回路、各種超高周波半導体デバイス、光通信・光ディスク用半導体レーザ、撮像デバイス、発光・表示デバイスなどで世界をリードする技術が開発された。光学技術や電子・イオンビーム技術などを活用した製造技術と装置も含めて、総合的基盤技術構築がなされ発展を重ねてきた。その成果の上に成り立つエレクトロニクス産業は自動車産業とともに日本の科学技術立国を支えてきた。その原動力として産業界の継続的努力だけでなく行政や学界・教育における努力があったことは言うまでもない。しかしこの数年はグローバル化の波に伴い、経済情勢変化や災害の影響もあり景気低迷が続き、殊にこの1年は多くの産業だけでなく社会と経済及び教育にまで影を落としている。

このような技術の成熟、グローバル化、新興国発展やパラダイムシフトによって生じる困難を打開し、産業技術の将来を切りひらくために、様々な取組みがなされている。技術戦略・ロードマップ策定、新重点分野設定、产学官連携推進、新分野技術開発促進などで、多くの制度が整備されて公的資金投入による事業が推進されている。未来開拓のため新基軸を加えたイノベーション創出が求められ、企業単独の基礎研究は困難になっているので、学際的な产学官連携は今後ますます重要性を増すと思われる。中長期的産業振興と国家的技術力強化の観点から、調和のとれた効率的な推進がなされ、エレクトロニクスがエネルギー、環境、医学・生物、農学、量子情報等の広範な分野にさらに融合・応用され結実発展することを期待したい。

次に产学官連携や高度人材育成、特にエレクトロニクス分野の人材育成の観点から大学教育を眺めてみたい。多くの大学で大学院重点化が完了し、大学改革が推進されている。この中で大学院進学率は上昇し、大学院入試簡素化などによって大学院生の大学間流動性は高まった。共同研究講座・協働研究所などの制度が整備され、产学官連携担当者など支援体制の充実が図られてきた。グローバル化に対

応し国際・学際的連携ができる人材や、俯瞰(ふかん)力と独創力を備えたリーダーを育成するため、競争的資金による後期課程学生に対する教育プログラムが実施されて、手厚い支援もなされるようになった。社会人入学、早期修了、インターンシップ推奨などの工夫もなされている。競争原理と評価制度が強化され多くの効果が得られている一方で、資金獲得と実績作りで教員も大学院生も多忙となり、定員充足率確保と学位質保証の両立が容易でないなどの問題も生じている。

大学教育の現場で日頃痛切に感じている問題は、学生の学力低下と専門分野への興味の希薄化である。得点主義、暗記主義、知識情報使い捨て、ブラックボックス化などの傾向が高まり、物理的理解や論理的思考の重要さと楽しさに対する認識が弱まっていると心配を募らせている。知識集積型技術分野では深刻な問題と懸念され、専門教育に対する試練の時期になったと思われる。学問と技術に王道はない。研究者にとって基礎知識の重要さは言うまでもない。電磁理論、回路理論、量子力学、電子物性、電子回路などの専門基礎の重要性は現在も変わらない。創造的な知的生産を行う能力を養うには、確固とした専門基礎知識を修得した上で視野を広げる必要がある。技術と関連分野を俯瞰できる人材の必要性は高まったが、従来型の専門知識の重要性が減少したのではない。大学教育は情報再生的な知識注入でなく、理解力・思考力・応用力を涵養(かんよう)するものでなければならない。我々教員は、学術の発展に対応して基礎分野では教育内容を洗練し、新分野では体系化を進める必要がある。時代に合った教科書や効率的な教授法・指導法の整備など課題は多い。

これからの中長期的な国際社会での共栄的科学技術立国を続ける上で最も重要なことは技術人材の優秀さである。大学が今後も次世代人材育成の使命を果たし、产学官の実質的・効果的な連携が進み、研究者・技術者に明るい将来展望が広がることを切望する。今後10年でエレクトロニクスにどのような新展開が得られるか楽しみにしたい。経済的繁栄だけを目的とするものではなく文化的で持続可能な豊かさに向かうものであってほしい。

巻頭論文



高周波・光デバイスの現状と展望

Status and Outlook of High Frequency & Optical Devices

Akihiro Shima

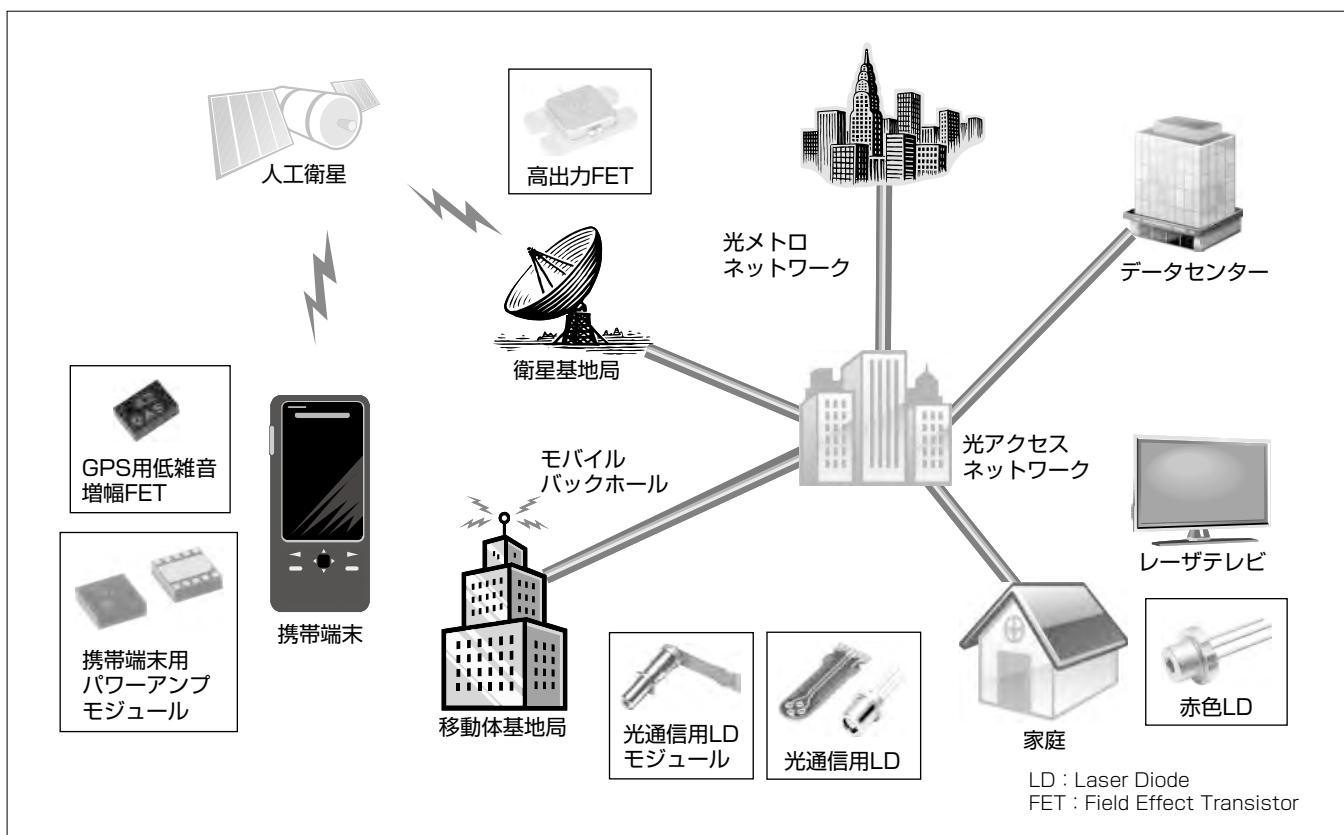
要 旨

近年普及が著しいスマートフォンやタブレットなどの高機能携帯端末を支えるため、LTE(Long Term Evolution)などの大容量通信方式への対応に加え、旧来の方式も含めた各種通信方式にフレキシブルに対応するための多機能かつ低消費電力、コンパクトな高周波デバイスの開発と市場導入が進んでいる。また、インターネットを経由した動画配信のニーズが高まるにつれて世界各地域で光通信技術を用いたアクセスマッシュネットワークの普及が進み、これを支える小型かつ低消費電力な光デバイスの開発が進む一方、今後の更なる通信容量増加の需要に応えるための次世代10Gbpsシステム用光デバイスを用いた実証試験が進んでいる。

これらを支える通信インフラシステムの無線系では、従

来は衛星通信用を中心として進行波管が使われていた高出力領域でもGaN(窒化ガリウム)デバイスの導入が進みつつあり、単なる広域化にとどまらず、装置の小型化と保守性を改善している。さらに、通信ネットワーク全体のバックボーンとなるメトロネットワークやコアネットワークでも、様々な光デバイスによって広域性のみならずシステムの導入及び運用費用を抑制するために装置全体の小型化と低消費電力化も考慮された100Gbps高速光伝送技術が確立されつつある。

また、情報通信以外の分野では、携帯端末の機能拡張のためのGPS(Global Positioning System)信号受信用低雑音増幅器や演色性に優れた画像表示装置用高出力赤色レーザダイオードの商用化が進んでいる。



三菱電機の高周波・光デバイスが支える社会

長年の経験で培った三菱電機の高周波・光デバイスは、高速大容量情報通信システムのみならず各種通信装置や家庭電器製品など広い分野で社会を支えている。

1. まえがき

近年のスマートフォンやタブレットなど高機能携帯端末の普及に伴って携帯端末を経由した通信トラフィックの高まりが著しい。また、インターネットを経由した高品質な動画を配信するニーズは年々高まっており、これに応えるために世界規模で光を用いたアクセスシステムが普及しつつある。これら携帯端末、光アクセスシステム、携帯端末と通信する基地局や通信システム全体を支えるインフラシステムでは、無線、有線どちらの通信方式でも単に広帯域性に優れるのみならず、導入及び運用コストの観点から装置の小型化と低消費電力化も求められており、その実現のために伝送する無線又は光信号を直接変換する高周波・光デバイスへの期待が高まっている。

本稿では、携帯端末、インフラ無線通信、光アクセス、インフラ光通信の4分野における市場動向とこれを支える高周波・光デバイスの技術動向について述べる。また、将来の展開が期待される情報通信分野以外への動きについても述べる。

2. 無線信用デバイス

2.1 携帯端末用デバイス

2.1.1 市場動向

近年、普及が著しいスマートフォンやタブレットなどの高機能携帯端末ではLTEなどの広帯域な伝送方式への対応が求められると同時に、既存のサービスを継続してサポートするために旧来のGSM(Global System for Mobile Communications)や3G(3rd Generation)方式への対応も必要となる。

図1はGSMと3Gに対応するマルチバンド端末におけるバンド数の比率の推移であり、世界の各地域で快適に回線を確保するために、先に述べた複数の通信方式に加えてより多くのバンドへの対応が求められていることが分かる。旧来の1帯域だけにしか対応できない増幅器ではバンド数分の台数の増幅器が必要となりコンパクトな端末に実装することが困難なため、マルチバンドにも対応できる増幅器が強く求められている。

また、スマートフォンの高機能を支えるプロセッサの消費電力が大きく、限られたバッテリー容量の中で長時間使用するためには周辺デバイスの消費電力を極限まで節約することも求められ、比較的大電力を消費する送信用高周波デバイスについては効率の向上も必要となる。

2.1.2 技術動向

図2にマルチバンド増幅器のサイズのトレンドを示す。2011年には、GSM 4バンドに加えて、シングルバンドの3G増幅器4台で4バンドをカバーするために底面積が 64mm^2 と大きかったが、年々集積化が進んでおり、MMMB

(Multi Mode Multi Band)増幅器の進歩によって2014年には約半分の 35mm^2 まで小型化されると予想されている。

一方、広帯域、小型化技術に加えて消費電力の低減についても強く要求されることから、増幅器の高効率化も進みつつある。この分野では、回路を構成する個々のトランジスタの高効率化もさることながら、例えば、出力レベルによって回路構成を切り換えるモード切り換え機能が導入されるなど今後はシステムの運用状況を加味して実効消費電力を下げる工夫が次々に取り入れられていく。

2.2 インフラ無線信用デバイス

2.2.1 市場動向

先に述べた高機能携帯端末やWLAN(Wireless Local Area Network)に対応する基地局や衛星通信等のインフラ無線通信装置でも、増え続ける通信帯域への対応が求められている。また、近年の環境意識の高まりや運用コスト削減の要求から、常時電力を消費しているインフラ無線通信装置はその低消費電力化も課題となっている。

これらの動きを受けて無線通信装置の高出力増幅器に用いられる高周波デバイスには、より高効率で広帯域なデバイスが求められており、デバイスの交代が進みつつある。

図3に各種高周波デバイスの適用領域を示す。出力電力の最も大きい部分は進行波管、次いでSiC(炭化珪素)デバイス、LDMOS(Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor), GaAs(ガリウム砒素)デバイスが周波数に応じて用いられてきたが、近年GaN(窒化ガリウム)デバイスの適用領域が広がりつつある。GaNデバイスはGaAsデバイスより出力電力で優れるために少ない合成数で高い出力が得られる。少ない合成損失によって高い効率が得られること

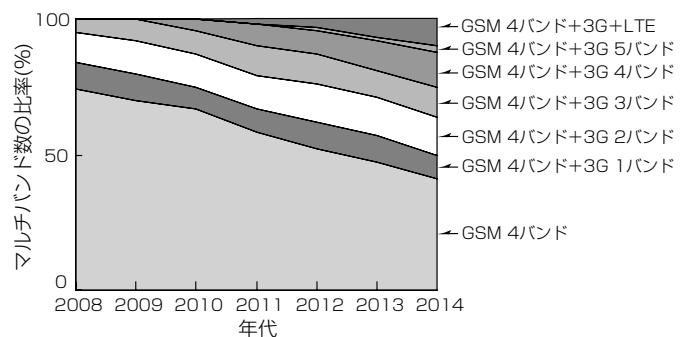


図1. マルチバンド端末のバンド数比率推移

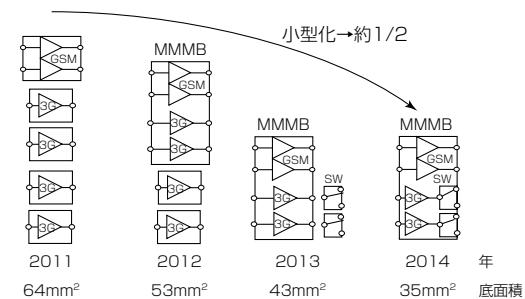


図2. マルチバンド増幅器のサイズトレンド

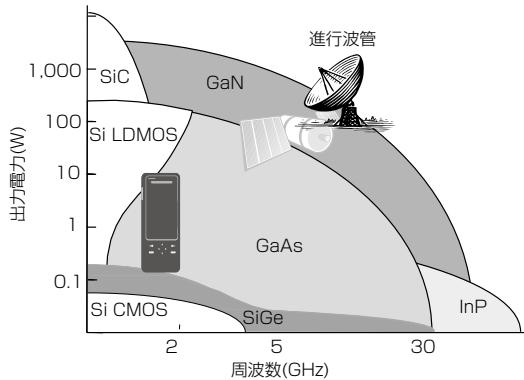


図3. 各種高周波デバイスの適用領域

と、少ない合成数による少ない寄生容量のために広帯域な性能が得られることから、高周波デバイスに求められる高効率、広帯域な特性を同時に満足できることがGaNデバイス普及の大きな背景である。また、GaNデバイスは進行波管との比較で、信頼性や小型軽量化で勝るため、進行波管からの置換も進みつつある。

2.2.2 技術動向

GaNデバイスはGaAsデバイスやSi(シリコン)デバイスに比べて、バンドギャップが大きいために絶縁破壊電界が1桁以上高くなる。このため、動作電圧を高くすることが可能となって、大きな電力密度を得ることができる特長がある。また、飽和電子移動度がSiの2.5倍、GaAsの1.2倍となることからマイクロ波帯での高周波動作に適している。GaNデバイスではGaNの物性面での利点に加えて、図4(a)に示すようなHEMT(High Electron Mobility Transistor)構造を採用することによって、高電流が得られるため、高い電力密度が得られる。当社はさらに、図4(b)に示す構造を用いることによって高周波デバイスに求められる高効率、広帯域な特性を得ている。すなわち、イオン注入によってコンタクト形成による寄生抵抗を低減し、デバイスの効率と出力電力向上を図っている。加えて、CAT-CVD(CATalytic Chemical Vapor Deposition:触媒化学気相成長法)による表面保護膜形成によって低損傷な膜を形成し、表面近傍のトラップを抑制することによって、コラプスとよばれる電流低減現象を軽減してデバイスのパルス特性を改善し、マイクロ波動作時の効率を向上させている。

また、デバイスの構造設計にシミュレーション技術を駆使することによってデバイス構造の最適化を行っており、例えば、低寄生容量による広帯域特性を得ている。また、高い信頼性を確保できる素子設計によって、高効率と広帯域な特性に加えて宇宙環境でも耐えられる高い信頼性も確保している。

図5に当社のGaNデバイス開発の歩みを示す。GaNの高電力密度を生かした高出力デバイスの開発からスタートして、2005年のC帯(4~8GHz)140Wの発表を皮切りにL帯(1~2GHz), S帯(2~4GHz), X帯(8~12.4GHz)各バ

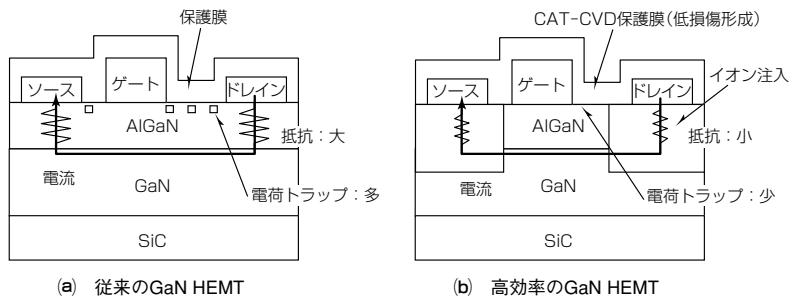


図4. 高効率GaN HEMTの構造

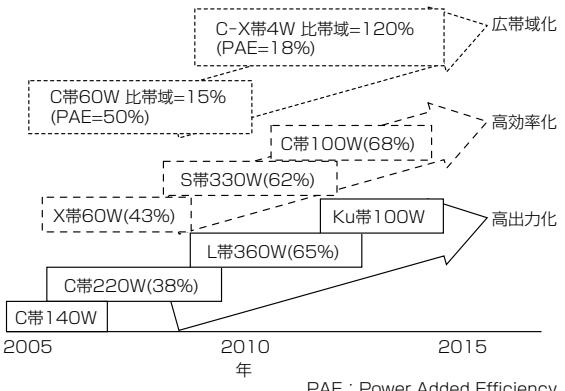


図5. 当社GaNデバイス開発の歩み

ンドでの高出力化を進めてきた。現在ではトランジスタのゲート構造の微細化と、合成損失を低減する回路技術に支えられてKu帯(12.4~18GHz)で出力100Wを達成した。

デバイスの高効率化についてはC帯を中心に2007年の38%から50%, 60%と効率改善を進めてきており、現在はC帯100W出力デバイスで68%と世界最高レベルの高効率を達成している⁽¹⁾。ここでは、トランジスタのセル間のばらつきをなくす整合回路技術に加えて、セルごとにGaNチップ上に共振回路を形成することによってセル間の高調波整合のばらつきを解消し、従来方式に比べて5%の効率向上を図ることができた。

また、広帯域性に優れる素子を活用した広帯域デバイスの開発も進めておりC帯で比帯域15%のものから始まりC-X帯で比帯域120%のものまで広帯域増幅器を開発している。

このように、当社はGaNの高出力、高効率、広帯域な特長を生かした製品開発を様々な周波数帯で進めており、信頼性を確保したうえで世界最高レベルの性能を実現している。今後、より高い周波数領域でのGaNデバイスの高出力化に取り組む。

3. 光通信用デバイス

3.1 市場動向

図6に示すように、光通信システムは、主に一般家庭などのエンドユーザーを接続する伝送距離がおおむね20km以内のアクセスマッシュワークと、都市内及び都市間の局舎間をいくつものリング状につなげる距離数十~数百kmの

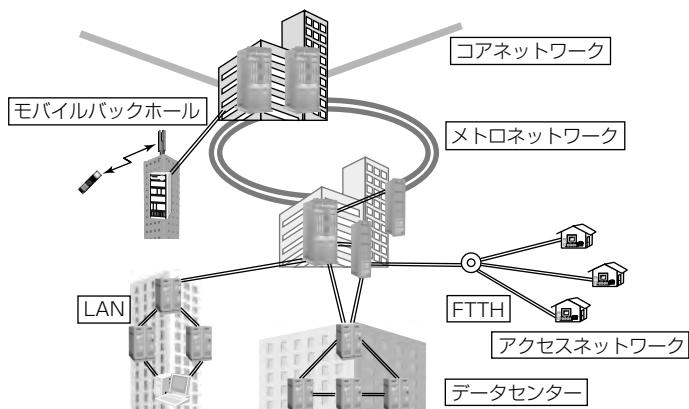


図6. 光通信システム

メトロネットワーク及びハブとなる大都市間や大陸間の数百～8,000kmにも及ぶ長距離を結ぶコアネットワークからなる光インフラネットワークに大別できる。これらに加えて近年は、先に述べた高機能携帯端末と通信する移動体基地局間を接続するモバイルバックホールや動画等、大規模データを収容するデータセンター内で多量の情報を効率良く伝送するための高速ネットワークについての需要も高まっている。

(1) 光アクセスネットワーク

アクセスネットワークは、当初は既存銅線を用いたxDSL(Digital Subscriber Line)から導入が始まったが、動画配信などに対応するための高速化要求が高まるにつれて、家庭にまで直接光ファイバを接続するFTTx(Fiber To The x(Home, Building, etc.))の形で光アクセス方式が広がりつつある。

図7は2012年初時点の世界のFTTx加入者分布を示すもので、その合計は推定8,300万加入を超える。世界で最も早く本格導入された我が国ではIEEE(Institute of Electrical and Electronics Engineers)によって規格化された、比較的低成本に導入できるGE-PON(Gigabit Ethernet-Passive Optical Network：下り最高速度1 Gbps : Giga bit per second)方式が採用され、依然高い普及率を維持している。一方、遅れて展開された北米や欧州では主にITU-T(International Telecommunication Union Telecommunication Standardization Sector)によって規格化されたG-PON(Gigabit Passive Optical Network：下り最高速度2.5Gbps)方式が敷設されつつある。他方、近年最大の伸びを示し加入者数でも世界一になった中国では当初実績のあるGE-PON方式が導入されたが、最近は関連デバイスの低成本化が進んだG-PON方式の伸びが著しく、現状は、両規格が世界及び中国内を二分している。

どちらの方式も分岐後の各家庭当たりの下り実効伝送速度は1 Mbps程度であり、今後のトラフィック増大需要に応えるため、分岐数が多く、かつ、普及余地の多い中国では、2014年頃の10Gbpsへのシステムアップグレードに向けて実証実験が行われている。



(出展：総務省、FTTHCouncil)

図7. 世界各地域のFTTx加入者数(2012年)

(2) 光インフラネットワーク

先に述べた高機能携帯端末の普及や動画配信への需要増加によって、これらの通信トラフィックを束ねるメトロネットワーク及びコアネットワークでは現在主流の10Gbpsや40Gbpsを超えた100Gbps方式の実用化が進みつつある。短中距離のメトロネットワークでは、前後の電気回路と光デバイスのコストや実用性の観点から波長の異なる25Gbpsの信号を4つ束ねて100Gbpsとする波長多重方式が国際標準規格として採用されている。一方、長距離伝送対応のコアネットワークでは、光信号をオン／オフする旧来の直接変調方式では100Gbpsを長距離に伝送することが難しいため、波長多重や偏波(偏光)多重によるチャネル当たりの伝送速度緩和、4値などの位相変調による受信感度の改善等の手法を各伝送区間の特質に従って組み合わせることが広く行われている。

3.2 技術動向

情報通信の普及に伴い、通信量の増加に比べて期待されるサービス事業収入の増加は緩やかとなる。したがって、事業を継続的に発展させるためには、高速化と同時に低コスト化が求められる。これに対応するために、サービスを提供する事業者は高密度実装ができる小型かつ低消費電力な装置を採用することによって、導入及び運用コストの削減を図る傾向が強くなってきた。これらの要求をかなえるため、光デバイスには高速化に加え、省電力化と小型・集積化、の3点が求められる。

高速化については、当社は低容量な電流閉じ込め構造を持つLDや周辺回路とLDを組み合わせた総合的な高周波特性を改善する整合回路を内蔵したモジュール構造の採用によって低コストかつ広帯域な光デバイスの開発を行ってきた。

省電力化については、従来メトロネットワークやコアネットワークで広く用いられ今後は10Gbpsアクセスネットワークにも導入される変調器集積レーザ(Electro-absorption Modulated Laser : EML)の冷却電力を減らすことが鍵となる。さらに、メトロ系で求められる100Gbps用デバイスでは4つの波長の異なる素子を用いるため、単純に冷却のための消費電力を4倍としないよう、従来以上に省電力化が求められる。このため、高い動作温度でも良好な伝

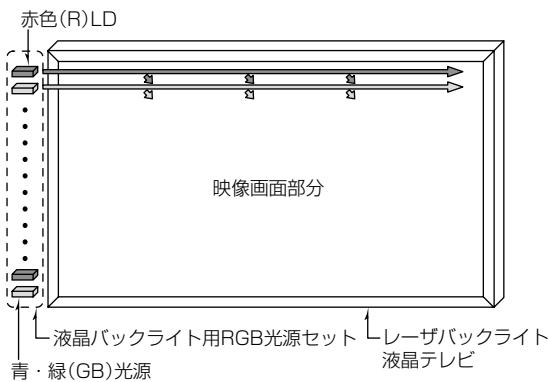


図8. 赤色LDをバックライトとして用いたテレビの構成

送特性を持つEMLや冷却機能を必要としない直接変調方式の半導体レーザ(LD)等の新たなデバイスが必要となる。特に使用環境温度すべてにわたって25Gbpsでの良好な伝送特性を実現する直接変調LD⁽²⁾は高密度に装置が実装される大規模データセンター内での高速リンク実現のためにも重要なデバイスとして近年注目を浴びている。これらのデバイスの省電力化の動きは放熱実装の容易さや後述の高密度実装実現の観点からも重要である。この要求に応えるため、当社は材料と構造の最適化によって高温でも高周波特性に優れた直接変調LD及びEMLを開発した。

小型・集積化について当社は、アクセスネットワーク用としては新たに開発した小型の光学系によるコンパクトなアクセス系用光デバイスを、また、コアネットワーク用としては光源と同じ材料系であり、かつ、従来用いられていたLN(ニオブ酸リチウム)デバイスよりも低い駆動電圧で動作するInP(インジウム燐)による変調器を開発し波長可変光源とモノリシックに集積したデバイスを開発した。

今後はこれら高速化、省電力化、小型・集積化に加えて、生産性や安価な部材の採用などによる一層の低コスト化のための技術開発を進める所存である。

4. 新規用途への展開

4.1 高周波デバイス

近年のスマートフォンやタブレット、車載ナビゲーションシステムではGPS衛星からの電波を受信して現在位置を割り出すことが一般的であるが、ここでは衛星からの微弱な電波を低雑音で增幅することが必要である。当社では市場で定評のある低雑音HEMTの技術を発展させて小型LNA(Low Noise Amplifier)を開発している。一般的な低雑音HEMTでは、負電圧電源が必要となるが、エンハンスマントモード低雑音HEMTの開発によって、雑音指数0.75dBの低雑音でありながら単一電源動作を可能にしている。また、このLNAでは、小型リードレスパッケージに整合回路とトランジスタを内蔵することが鍵となるが、小型回路設計技術によって1.45×1.0×0.5(mm)の小型パッケージを実現している。

一方、大容量通信可能な周波数帯として注目されているミリ波帯における技術進歩として、発振器技術がある。動画や大容量データの通信には、通信帯域の制限があるため帯域を広くとれるミリ波帯通信が検討されているが、ミリ波帯で低位相雑音な発振器を実現することが求められている。当社はサブハーモニック注入同期発振回路を開発し、広帯域かつ低位相雑音な発振器をGaAsMMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)で実現している。

4.2 光デバイス

4.1節では主に光通信に用いられる波長1.3~1.5μmの光デバイスについて述べたが、近年、映像の分野でLDがその純色性や高い効率によって従来の蛍光管やLED(Light Emitting Diode)を用いた方法では及ばない高画質と装置の小型・薄型化を実現する光源として注目を浴びている。この分野でも当社は長年培った赤色LDの技術をベースにバックライト用光源の量産化を完了した。今後は、レーザの高い指向性と長寿命が適するシネマ用プロジェクタを始めとする高輝度プロジェクタなどへの展開を図る。赤色LDをバックライトとして用いたテレビの構成を図8に示す。

一方、光源のみならず光を検出する受光素子は、その高感度性を活用して各種センサや動体検出や分析等に用途が広がっている。特に最近では車載の衝突防止センサや料金所ゲートでの車センサなど、安全に資する技術として期待されている。

5. むすび

近年のスマートフォンやタブレットなど高機能携帯端末の普及やインターネットを経由した動画配信の需要の高まりを背景として携帯端末、インフラ無線通信、光アクセス、インフラ光通信の4分野で情報通信ネットワークのトラフィックが増大しつつある。これらに対応するため、高速化といった基本要求のみならず、システムの普及を容易するために装置の小型化と低消費電力化にも貢献する高周波・光デバイスの現状と展望について述べた。

また、これら情報通信分野にとどまらず、当社は、長年培った化合物半導体に関する経験を生かして今後も社会の発展に貢献していく所存である。

参考文献

- (1) Yamasaki, T., et al.: A 68% Efficiency, C-Band 100W GaN Power Amplifier for Space Applications, 2010 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. (MTT), TH3D-1 (2010)
- (2) Sakaino, G., et al.: 25.8Gbps Direct Modulation AlGaInAs DFB Lasers with Ru-doped InP Buried Heterostructure for 70°C operation, 2012 Optical Fiber Communication Conference(OFC), OTh3F_3 (2012)

塙原良洋*
中本隆博*
伊藤正康**

GPS用低雑音増幅器

Low Noise Amplifier for GPS

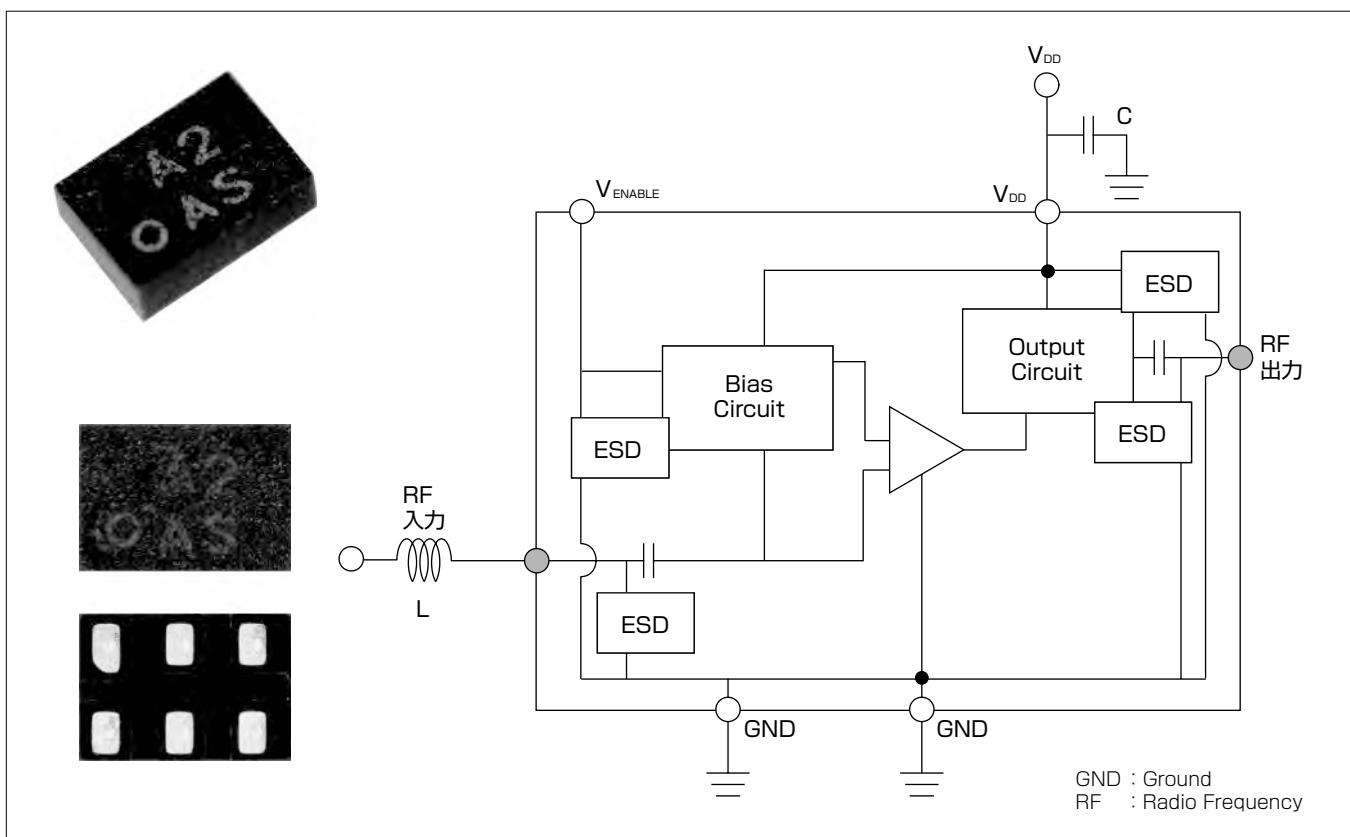
Yoshihiro Tsukahara, Takahiro Nakamoto, Masayasu Itoh

要旨

グローバルポジショニングシステム(Global Positioning System: GPS)は、米国の衛星を利用した位置情報を測位するシステムであり、近年、ナビゲーション機器の普及が進み、GPS機能を標準搭載したスマートフォン市場も急速に拡大している。GPS衛星からの微弱な信号を受信し位置情報を測位するため、受信用の増幅器には、低雑音性と高利得性が要求される。また、スマートフォンなどの携帯端末に搭載されることから、単一電源動作、低消費電力、小型、低コスト、高集積化が要求されている。

三菱電機は、これらの要求に対応するために、エンハンスマントモードの低雑音性に優れたGaAs HEMT(砒化(ひか)ガリウムHigh Electron Mobility Transistor)プロセ

スを開発・採用した。また、入力端子部と出力端子部のDCカットコンデンサを集積化することによって、外部に必要な部品点数は、入力側の整合用インダクタと電源(V_{DD})端子のデカップリング用キャパシタの2つとし、さらに、静電気(ElectroStatic Discharge: ESD)保護回路を含む整合回路を構成、回路レイアウトの最適化によって、パッケージサイズ $1.0 \times 1.45 \times 0.5$ (mm)の小型化と、雑音指數0.75dBの低雑音化を達成した。今回開発したGPS用低雑音増幅器“MGF7301”は、利得19dB、動作電流5mAの高利得、低電流を実現し、外部からの制御電圧によるスタンバイモードへの切り換え機能を備えた、6ピンリードレスプラスチックパッケージ型の低雑音増幅器である。



GPS用低雑音増幅器の製品外形と回路構成

開発したGPS用低雑音増幅器の製品外形と回路図を示す。今回開発したMGF7301は、衛星からのGPS信号受信用低雑音増幅器として、入力端子部と出力端子部のDCカットコンデンサ、及び出力側の整合回路を集積し、小型で低雑音特性を実現した。

1. まえがき

グローバルポジショニングシステム(GPS)は、米国の衛星を利用した位置情報を測位するシステムの名称である。衛星を利用した測位システムには、例えば、ロシアの衛星測位システム(Global Navigation Satellite System: GLONASS), 欧州連合(EU)によるガリレオ、さらに、日本で計画中の準天頂衛星システム等があり、これらを総称して、全世界的航法衛星システム(Global Navigation Satellite System: GNSS)と一般に定義されている。

近年、ナビゲーション機器の普及が進み、GPS機能を標準搭載したスマートフォン市場も急速に拡大している。GPS衛星からの微弱な信号を受信し位置情報を測位するため、受信用の増幅器には、低雑音性と高利得性が要求される。また、スマートフォンなどの携帯端末機にも搭載されることから、単一電源動作、低消費電力、小型、低コスト、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、エンハンスマードの低雑音性に優れたGaAs HEMTプロセスを開発・採用した。また、入力端子部と出力端子部のDCカットコンデンサを集積化し、出力側は 50Ω に整合することによって、外部に必要な部品点数を、入力側の整合用インダクタと電源(V_{DD})端子のデカップリング用キャパシタの2つとしたことで、システム全体での小型化、低コスト化に貢献した。さらに、静電気保護回路を含む整合回路を構成し、回路レイアウトの最適化によって、パッケージサイズ $1.0 \times 1.45 \times 0.5$ (mm)の小型化と、雑音指数 0.75dB の低雑音化を達成した。

今回開発したGPS用低雑音増幅器“MGF7301”は、利得 19dB 、動作電流 5mA の高利得、低電流を実現し、外部からの制御電圧印加によるスタンバイ機能を備えた、6ピンリードレスプラスチックパッケージ型の低雑音増幅器である。

2. 低雑音増幅器の構成

図1に開発した低雑音増幅器の構成を示す。入力端子部と出力端子部のDCカットコンデンサを集積化し、動作電流は制御電圧(V_{ENABLE})をOFF(0V)にすることでスタンバイモードへの移行が可能である。次に設計に際して配慮した項目について述べる。

2.1 エンハンスマードHEMT

単一電源動作に対応するため、エンハンスマードモードのGaAs HEMTを開発した。図2に今回開発したHEMTのドレイン電圧(V_d) = 3 V時の $V_g - I_d$ 特性を示す。飽和ドレイン電流(I_{max})は 300mA/mm 、しきい値電圧(V_{th})は 0.3V である。

2.2 HEMTサイズと整合回路の最適化

衛星からの微弱な信号を受信するため、増幅器には低雑

音性と高利得性が要求される。このためHEMTの微細化によって低雑音化を、カスコード接続型によって高利得化を図った。図3に増幅器部の等価回路を示す。HEMTサイズについては、低い動作電流で十分な利得を満足しつつ、低雑音指数を得るために最適化を行った。整合回路については、雑音整合のためのHEMTのソース電極部、及び出

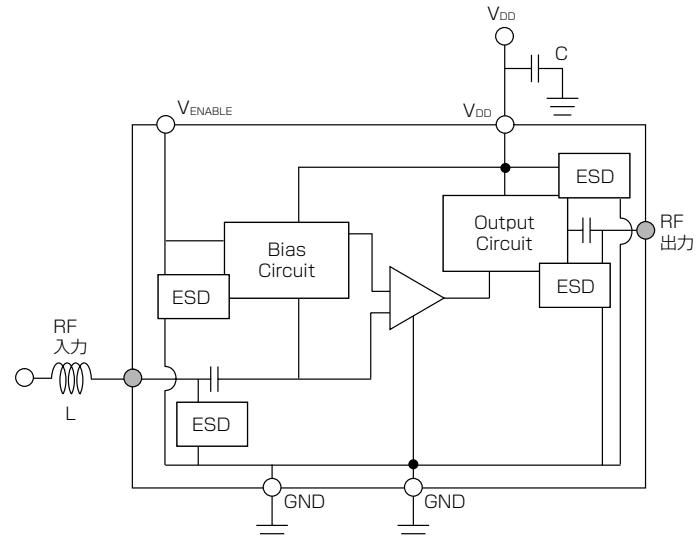


図1. 低雑音増幅器の構成

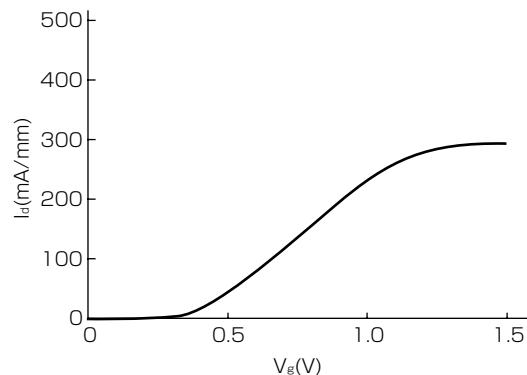


図2. エンハンスマードHEMTの $V_g - I_d$ 特性

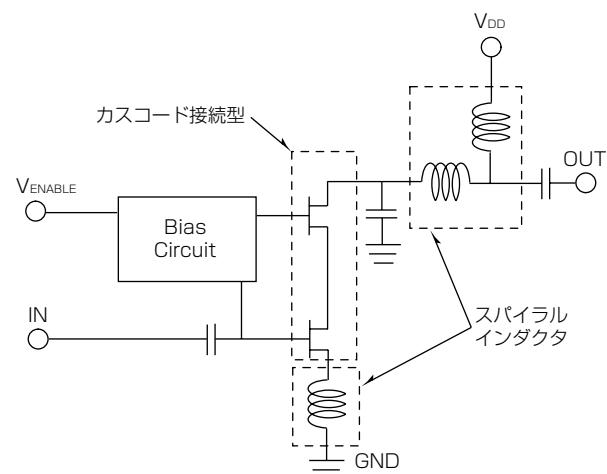


図3. 増幅器部の等価回路

力側整合回路にスパイアリインダクタ⁽¹⁾を用いた。さらに、スパイアリインダクタの微細化によるチップサイズの小型化を実施した。衛星測位システム未使用時の携帯端末の消費電力低減のため、外部からの制御電圧(V_{ENABLE})によってスタンバイモードへ移行できるバイアス回路を内蔵した。さらに、入力部と出力部のDCカットコンデンサをチップ内に内蔵し、外部の回路部品を入力整合用インダクタと電源端子のデカップリング用キャパシタの2つとしたことで、システム全体での小型化、及び低コスト化に貢献した。

3. 低雑音増幅器の基本特性

図4に開発した低雑音増幅器“MGF7301”の外観を示す。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マーケット構造を採用した。6ピンリードレスパッケージの外形サイズは、 $1.0 \times 1.45 \times 0.5$ (mm)と小型化を達成した。表1にその基本特性を示す。

図5、図6にそれぞれ電源電圧(V_{DD})2.7V時と1.8V時の雑音指数(Noise Figure : NF)と動作利得(Gain)の周波数特性の評価結果を示す。入力側の整合用インダクタ値は12nHである。GPSの周波数帯域である1.575GHz帯で、それぞれ電源電圧2.7V時にはNF = 0.75dB、Gain = 19dB、1.8V時には、NF = 0.75dB、Gain = 18.5dBが得られた。

また、GLONASSの周波数帯域である1.602GHz帯でも、電源電圧2.7V時の特性は、NF = 0.7dB、Gain = 19dB、1.8V時はNF = 0.75dB、Gain = 18.5dBの特性が得られた。

図7、図8にそれぞれ電源電圧2.7V時と1.8V時の1.575GHz帯における入出力特性の評価結果を示す。電源電

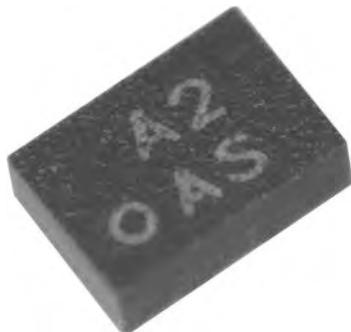


図4. 低雑音増幅器の外観

表1. 増幅器の基本特性

型名		MGF7301	
周波数		1.559~1.610GHz	
推奨条件	V_{DD}	2.7V	1.8V
	V_{ENABLE}	>1.2V	>1.2V
雑音指数	NF	0.75dB	0.75dB
利得	Gain	19.0dB	18.5dB
動作電流	I_{DD}	5mA	4.5mA
スタンバイモード時	V_{ENABLE}	<0.35V	<0.35V
	I_{DD} (最大値)	10uA	10uA

圧2.7V時の1dB利得抑圧時入力電力 $P_i(P_{1dB})$ は-15dBm、1.8V時の $P_i(P_{1dB})$ は-17dBmである。

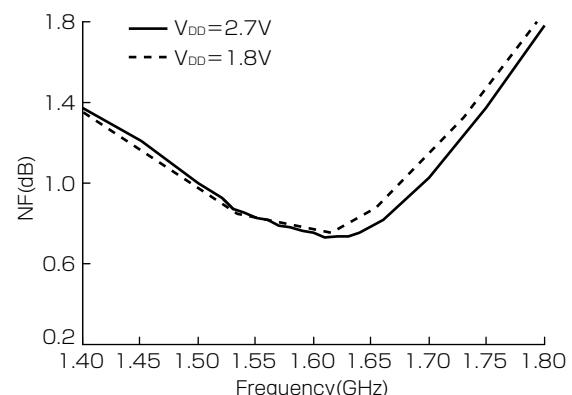


図5. 雜音指数の周波数特性

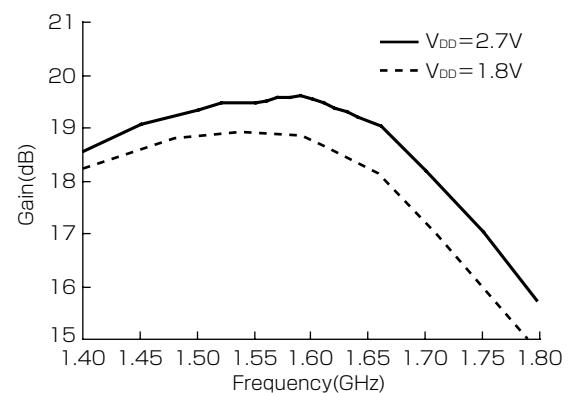


図6. 利得の周波数特性

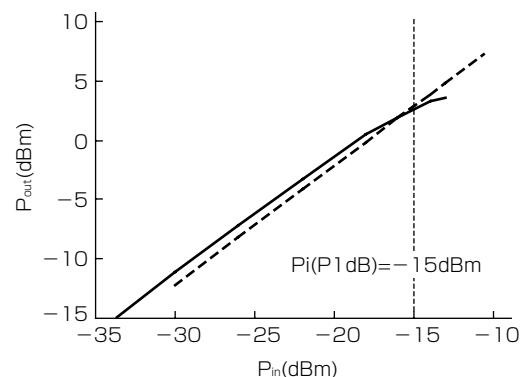


図7. 入出力特性($V_{DD}=2.7V$)

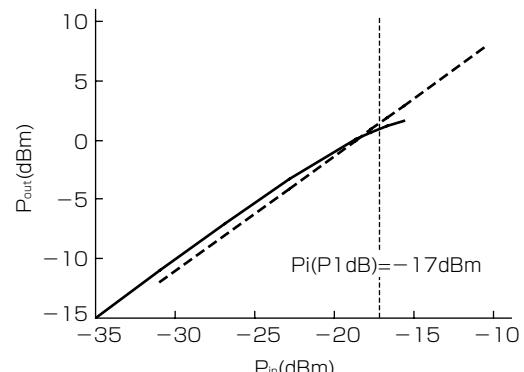
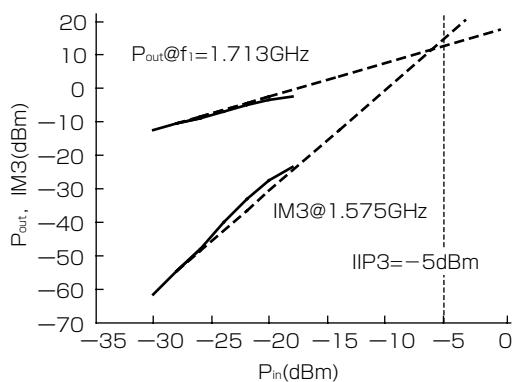
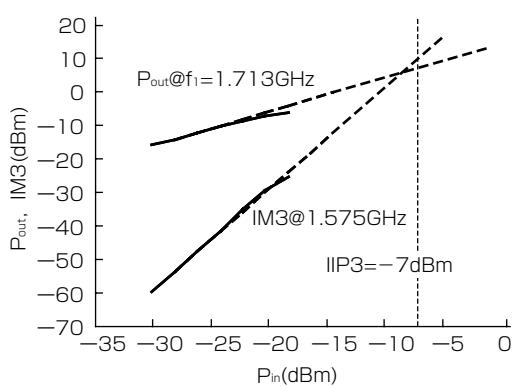


図8. 入出力特性($V_{DD}=1.8V$)

図9. 相互変調歪特性($V_{DD}=2.7V$)図10. 相互変調歪特性($V_{DD}=1.8V$)

GPSは衛星からの微弱な信号を受信し位置情報を測位するため、データ通信機能を持つパーソナル機器やスマートフォンなどに搭載される場合には、ワイヤレスLANなどのデータ通信信号の影響を受けやすく、位置情報を測位する機能を低下させる場合がある。図9、図10にそれぞれ、電源電圧2.7V時と1.8Vについて、データ通信時の信号周波数を想定した $f_1 = 1.713\text{GHz}$, $f_2 = 1.851\text{GHz}$ 入力時の 1.575GHz (= $2f_1 - f_2$)における、3次相互変調ひずみ特性の評価結果を示す。 $V_{DD} = 2.7\text{V}$ 時の3次入力インピーダンスポイントIIP3は -5dBm , $V_{DD} = 1.8\text{V}$ 時のIIP3は -7dBm が得られた。

4. む す び

エンハンスマントモードの低雑音性に優れたGaAs HEMTプロセスを開発・採用し、内蔵したバイアス回路によるスタンバイ機能を備え、入力端子と出力端子部のDCカットコンデンサを集積化し、出力側は 50Ω に整合することによって外部に必要な部品点数を2つに削減した、パッケージサイズ $1.0 \times 1.45 \times 0.5(\text{mm})$ 、雑音指数 0.75dB のGPS用低雑音増幅器“MGF7301”を開発した。この低雑音増幅器は、GPSシステムの小型化、低コスト化に有効である。

参 考 文 献

- (1) Shin Chaki, et al.: Experimental Study on Spiral Inductors, 1995 IEEE MTT-S Internal Microwave Symposium Digest, 2, 753~756 (1995)

W-CDMA(Band11／21)携帯端末用電力増幅器

弥政和宏* 角野 翼*
松塚隆之*
森岡範文*

Power Amplifier Module for W-CDMA(Band11/21) Mobile Applications

Kazuhiro Iyomasa, Takayuki Matsuzaka, Norifumi Morioka, Tasku Sumino

要 旨

近年、スマートフォンに代表される携帯電話端末の高性能化に伴い、従来の音声データだけでなくインターネット環境を通じた動・画像データを含めた大容量のデータをより高速に通信することが要求されている。各通信事業者はLTE(Long Term Evolution)を一例とした新世代の各種高速通信方式を採用し、商用サービスの提供を開始している。

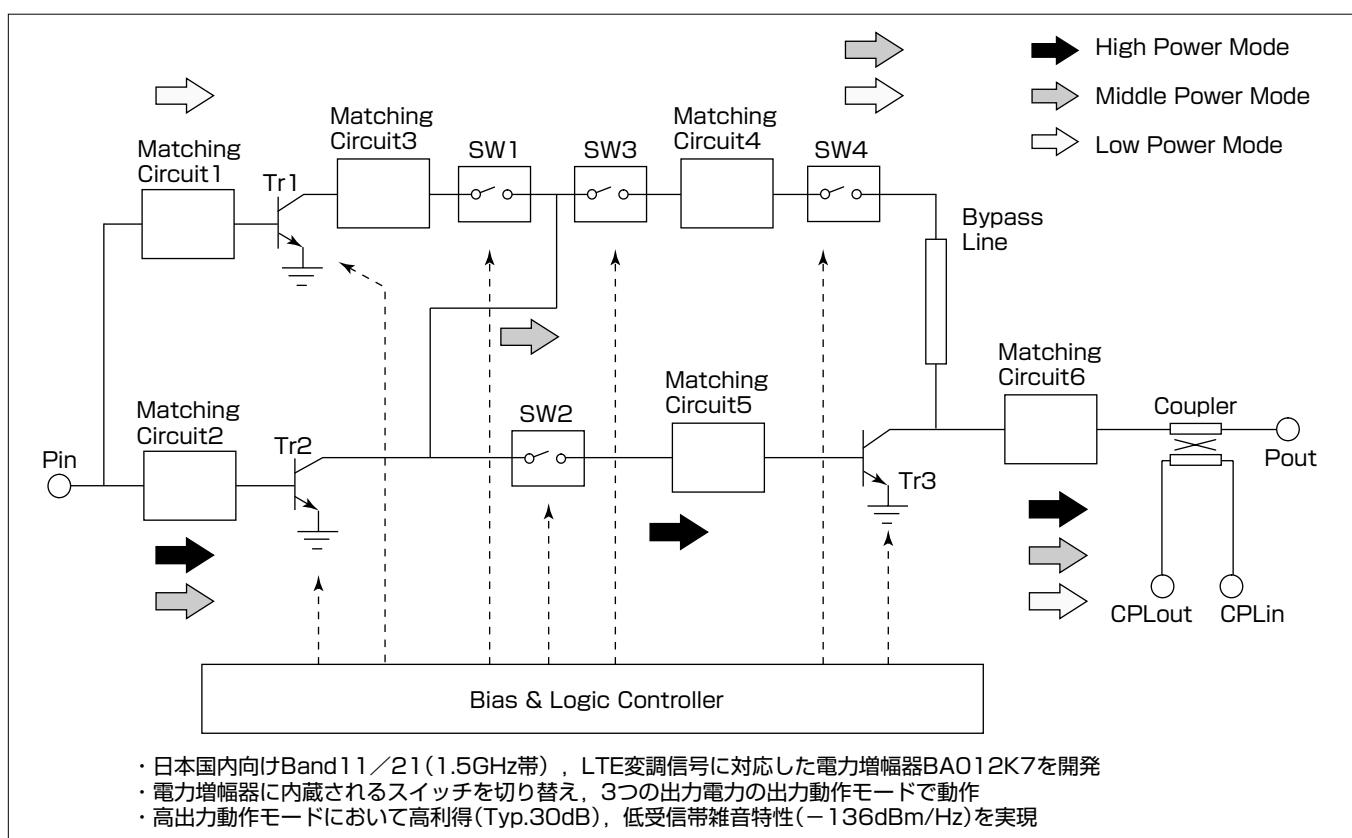
日本国内では1.5GHz帯(Band11／21)の周波数帯が携帯端末用として割り当てられ、この帯域における携帯端末用増幅器を要求されている。また、この携帯端末の機能向上に伴うLTEなどの各種変調信号への対応、回路規模の増大に伴う端末の大型化を抑制するための増幅器の小型化、RF-IC(Radio Frequency Integrated Circuit)の高機能化に伴う消費電力の増加を抑制するための増幅器の高利得化

及び増幅器自身の低消費電力化等が強く要求されている。

三菱電機では、これらの要求に応えるための携帯端末用電力増幅器“BA012K7”を開発した。隣接チャネル漏洩(ろうえい)電力比-38dBc(R99変調信号±5MHz離調)で、出力電力29dBm、電力利得30dB、電力付加効率42%を達成し、また受信帯域雑音特性-136dBm/Hz以下(28.5dBm出力時)を満足している。

このモジュールのサイズは3×3×1(mm)であり、従来端末側に搭載されていた出力電力検知用のカプラを内蔵し端末装置の小型化のニーズに応えている。

本稿では、今回開発したW-CDMA(Wideband Code Division Multiple Access)(Band11／21)携帯端末用電力増幅器について述べる。



開発した電力増幅器の回路ブロック図

開発した1.5GHz帯(Band11／21)W-CDMA電力増幅器“BA012K7”的回路ブロック図を示す。低・中出力電力時でも高効率動作を実現するため、増幅用トランジスタのアイドル電流、回路内部のスイッチを出力動作モードによって切り換える方式を採用した。特に1.5GHz帯では携帯電話用途に割り当てられた受信帯域と送信帯域との周波数間隔が狭く、高出力時の高利得と低い受信帯域雑音特性を両立させることは技術的に難しい。

1. まえがき

現在GaAs(砒化(ひか)ガリウム)系HBT(Hetero junction Bipolar Transistor)増幅器はCDMA携帯端末に広く用いられている。当社では、これまで携帯端末向けのHBT送信用電力増幅器を供給してきた。

従来の通信方式であるW-CDMA用携帯端末では、市街地のように基地局と端末との距離が近い場合、低・中出力電力での動作割合が高いため、最大出力電力のみならず、低・中出力電力でも高効率動作が求められる⁽¹⁾⁽²⁾。近年、スマートフォンに代表される携帯端末の高性能化に伴い、従来の音声データだけでなくインターネット環境を通じた動・画像データを含めた大容量のデータをより高速に通信することが要求され、各社通信事業者でLTEを一例とした新世代の高速通信方式を採用することで市場ニーズに応えつつある。一方、スマートフォンに代表される高機能端末に用いられる液晶ディスプレイの大型化や各種構成ICの高機能化、回路規模の大型化に伴い、構成部品の小型化だけでなく端末システムとしての低消費電力化を狙うために、高出力動作時で高利得動作が増幅器に要求されてきている。また、日本国内では1.5GHz帯(1.4279~1.4629GHz: Band11/21)の周波数帯が携帯電話用として割り当てられ、この帯域における携帯端末用増幅器が要求されている。

当社では、今回新たにこれらの要求に応えるために電力増幅器の開発を行った。本稿では1.5GHz帯(Band11/21)に対応したW-CDMA携帯端末用電力増幅器“BA012K7”について述べる。図1に増幅器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。

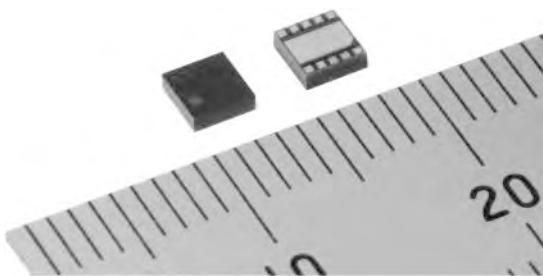


図1. 増幅器モジュールの外観

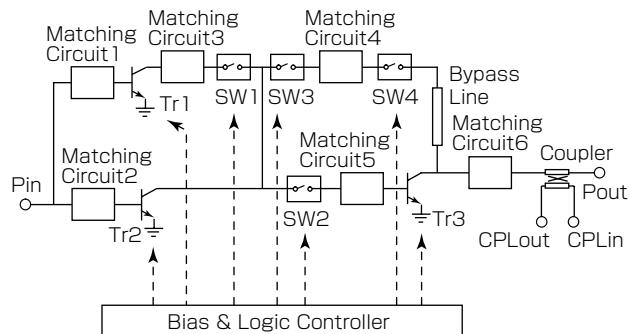


図2. 3モード経路切り換え電力増幅器の回路構成

2. 回路設計

図2に今回開発したBA012K7の回路構成を示す。この回路は、高出力、中出力、低出力動作のためのトランジスタTr1, Tr2, Tr3と経路を切り換えるためのスイッチ回路SW1~SW4、それらをコントロールするためのバイアス回路とロジック回路(Bias & Logic Controller)、整合回路(Matching Circuit1~6)、及びカプラー(Coupler)で構成している。半導体プロセスにはHBTとFET(Field Effect Transistor)を一体集積可能なBiFET(Bipolar Field Effect Transistor)プロセスを採用した。これによって、信号増幅用のトランジスタTr1~Tr3のほかに、整合回路の一部、FETによるスイッチ回路SW1~SW4、出力動作モード切り換え信号を生成するロジック回路、バイアス回路及びその切り換え用コントロール回路を一つのMMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)チップ上に構成し小型化を実現できる。トランジスタTr1~Tr3のバイアス電流の設定及び各スイッチSW1~SW4のON/OFFをコントロールすることによって、3通りの信号経路を構成し3つの出力動作モードを実現する。整合回路はMMICに内蔵する回路のほかに表面実装部品を用いてパッケージ基板上でも構成する。また、出力電力検出用カプラーはパッケージ内層の配線パターンによってカプラーを構成した。カプラーは、所望のカプラー特性(カップリング量にして20dB)が得られるように、三次元電磁界解析を用いてレイアウトの最適化を行った。カプラーを内蔵することで、これまで端末側に実装していた出力電力検知用のカプラーを省略し携帯端末の部品点数の削減に貢献できる。

この回路構成で各出力動作モードの切り替え機能、カプラー特性、入出力特性、受信帯域雑音特性等の基本的な電気特性についてシミュレーションを行い設計した。

図3にこの増幅器の各出力動作モードにおける信号経路を示す。同図(a)は高出力動作モードにおける信号経路を示している。トランジスタTr1及びスイッチSW1, SW3, SW4はOFF状態に設定する。トランジスタTr2, Tr3及びスイッチSW2をON状態に設定し、2段増幅器として動作する。高周波信号はトランジスタTr2, Tr3を通じて増幅し、高出力動作を実現する。同図(b)は中出力動作モードであり、トランジスタTr1, Tr3及びスイッチSW1, SW2をOFF状態に設定し、トランジスタTr2, スイッチSW3, SW4をON状態に設定する。高周波信号はトランジスタTr2を通じて増幅し、中出力動作を実現する。同図(c)は低出力動作モードであり、トランジスタTr2, Tr3及びスイッチSW2をOFF状態に設定し、トランジスタTr1, スイッチSW1, SW3, SW4をON状態に設定し、トランジスタTr1を通じて高周波信号を増幅し低出力動作モードを実現している。

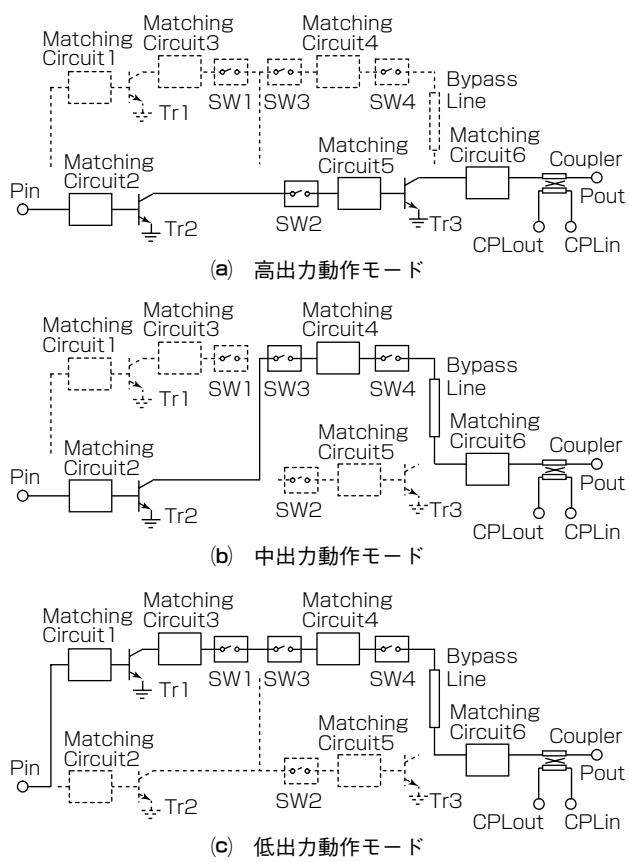


図3. 各出力動作モードにおける信号経路

各出力動作モードに対して高い効率と歪(ひずみ)特性を満足する出力が得られるように、整合回路(Matching Circuit1~6)の回路定数を調整し、各トランジスタTr1, Tr2, Tr3の負荷インピーダンスを基本波及び2次高調波に対して最適化した。特に今回の開発では、高出力動作モードにおける高利得特性、低受信帯域雑音特性を実現するために、トランジスタTr2, Tr3のバイアス設定、及び初段トランジスタTr2の入力整合となるMatching Circuit2、出力整合となるMatching Circuit5の最適化には注意をして設計した。一般に利得と受信帯域雑音特性はトレードオフの関係にある。1.5GHz帯(Band11/21)に割り当てられている送信、受信帯域の周波数間隔は48MHzと狭く、送信帯域における電力利得が高いと、受信帯域での電力利得も高くなるために、受信帯域雑音特性もまた劣化する。図4に整合回路Matching Circuit5のインピーダンスを変化させた際の受信帯域雑音と利得特性のシミュレーション結果を示す。電力利得と受信帯域雑音電力にトレードオフの関係があることが分かる。これらの結果と良好な歪み特性を得られるように入出力・位相特性、及び増幅器の安定性と併せて確認しつつ整合回路Matching Circuit5のインピーダンスを最適化した。また、入力整合回路Matching Circuit2には受信帯域雑音電力を抑圧するための抑圧フィルタ回路を設けた。図5に抑圧回路の有無による受信帯域雑音特性の違いを示したシミュレーション結果を示す。高出力動作時の

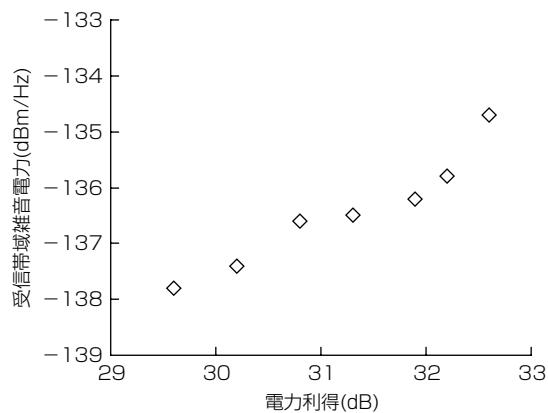


図4. 電力利得と受信帯域雑音のシミュレーション結果

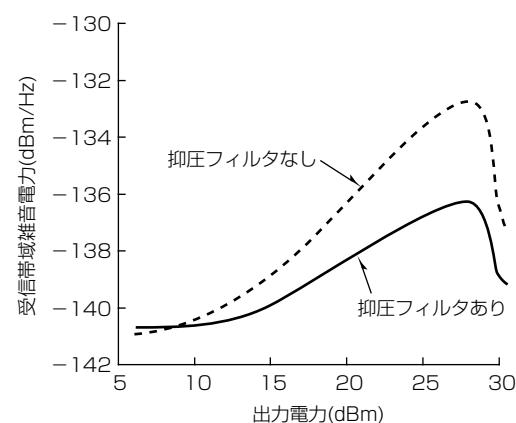


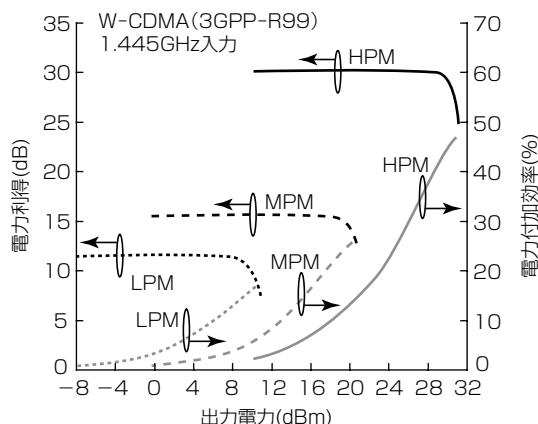
図5. 受信帯域雑音抑圧フィルタの効果(シミュレーション結果)

出力電力28.5dBmのときに、受信帯域雑音を約3.5dB抑圧できているのが分かる。

3. 評価結果

これらのシミュレーション結果に基づき、BA012K7を試作し評価を行った。図6に1.44GHz(1.5GHz帯の帯域中心)のW-CDMA(3GPP-R99)の変調信号を入力した際の電力利得及び電力付加効率特性を、図7に隣接チャネル漏洩電力比(Adjacent Channel Leakage Ratio(ACLR)の±5MHz離調)特性を示す。測定では、コレクタ電圧、バイアス回路の電源電圧を3.4Vに設定した。グラフ中には、高出力動作モード(High Power Mode: HPM)、中出力動作モード(Middle Power Mode: MPM)、低出力動作モード(Low Power Mode: LPM)におけるそれぞれの測定結果を示している。高出力動作モードで、隣接チャネル漏洩電力比-38dBc時に、出力電力29dBm、電力利得30dB、電力付加効率42%と良好な結果が得られた。また、中出力、低出力動作モードでも良好な結果が得られている。これらの出力動作モードの切り換え機能によって、携帯端末と基地局とが近い場合に中、低出力動作モードに切り換えることで増幅器の動作効率を更に向上できる。

図8に高出力動作モードにおける受信帯域雑音特性の測定



3GPP : Third Generation Partnership Project

図6 各出力動作モードでの電力利得と電力付加効率の測定結果

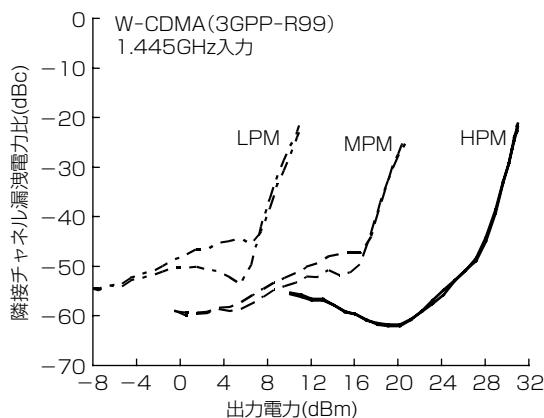


図7 各動作モードにおける歪み特性の測定結果(R99信号)

結果を示す。出力28.5dBm時に-136dBm/Hz以下の良好な受信帯域雑音特性が得られた。参考までにグラフ中には受信帯域雑音を抑圧するフィルタなしの場合の測定結果も示した。図5に示したシミュレーション結果と同様に、実験でも抑圧フィルタの有効性を確認できた。

図9にLTE変調信号(QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)変調, RB=25, ChBW(Channel Band Width) 5 MHz)を入力した際の歪み特性の測定結果を示す。横軸は出力電力、縦軸にはE-UTRA(5MHz離調), UTRA1(5 MHz離調)及びUTRA2(10MHz離調)における漏洩電力比を示している。利得及び効率のグラフ(データ)は省略しているが、高出力動作モードにおいてE-UTRA特性-35dBc時で、出力電力27.4dBm、電力利得30dB、電力付加効率35%の良好な結果が得られた。

4. む す び

国内向け1.5GHz帯(Band11/21)W-CDMAに対応した携帯端末用電力増幅器BA012K7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、高出力動作モードで、R99変調信号隣接チャネル漏洩電力比-38dBc動作

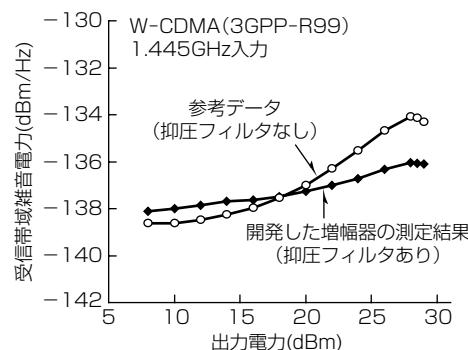


図8 受信帯域雑音抑圧フィルタの効果(測定結果)

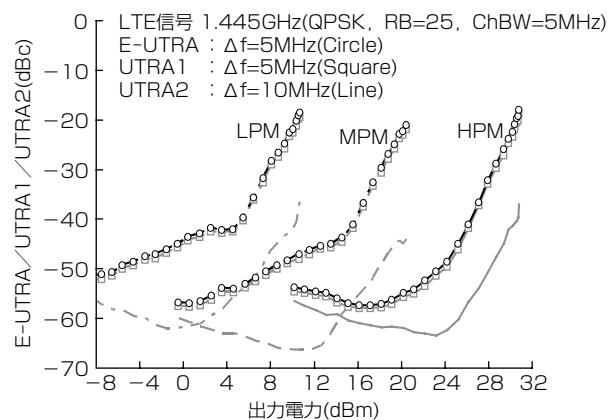


図9 各動作モードにおける歪み特性の測定結果(LTE信号)

時に、出力電力29dBm、電力利得30dB、電力付加効率42%を達成し、また、受信帯域雑音電力-136dBm/Hz以下(28.5dBm出力動作時)を満足した。また、LTE変調信号で、E-UTRA特性-35dBc動作時に、出力電力27.4dBm、電力利得30dB、電力付加効率35%の業界最高クラスの特性を持ち、3つの動作モード切り換え機能によって低・中出力動作時の高効率化を実現している。

今後も、市場の要求に応える製品を市場投入できるように増幅器の開発を推進していく。

参 考 文 献

- (1) Horiguchi, K., et al.: Three-mode Stage-bypass High-efficiency Power Amplifiers for Wideband Code Division Multiple Access(W-CDMA) Applications, MITSUBISHI ELECRIC ADVANCE Magazine 2012, **138**, 2~4 (2012)
- (2) Hau, G., et al.: Multi-mode WCDMA power amplifier module with improved low-power efficiency using sStage-bypass, IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), 163~166 (2010)

三輪真一*
加茂宣卓*
山崎貴嗣*

衛星搭載用C帯高効率100W GaN増幅器

High Efficiency, 100W GaN Power Amplifier for C-band Space Applications

Shinichi Miwa, Yoshitaka Kamo, Takashi Yamasaki

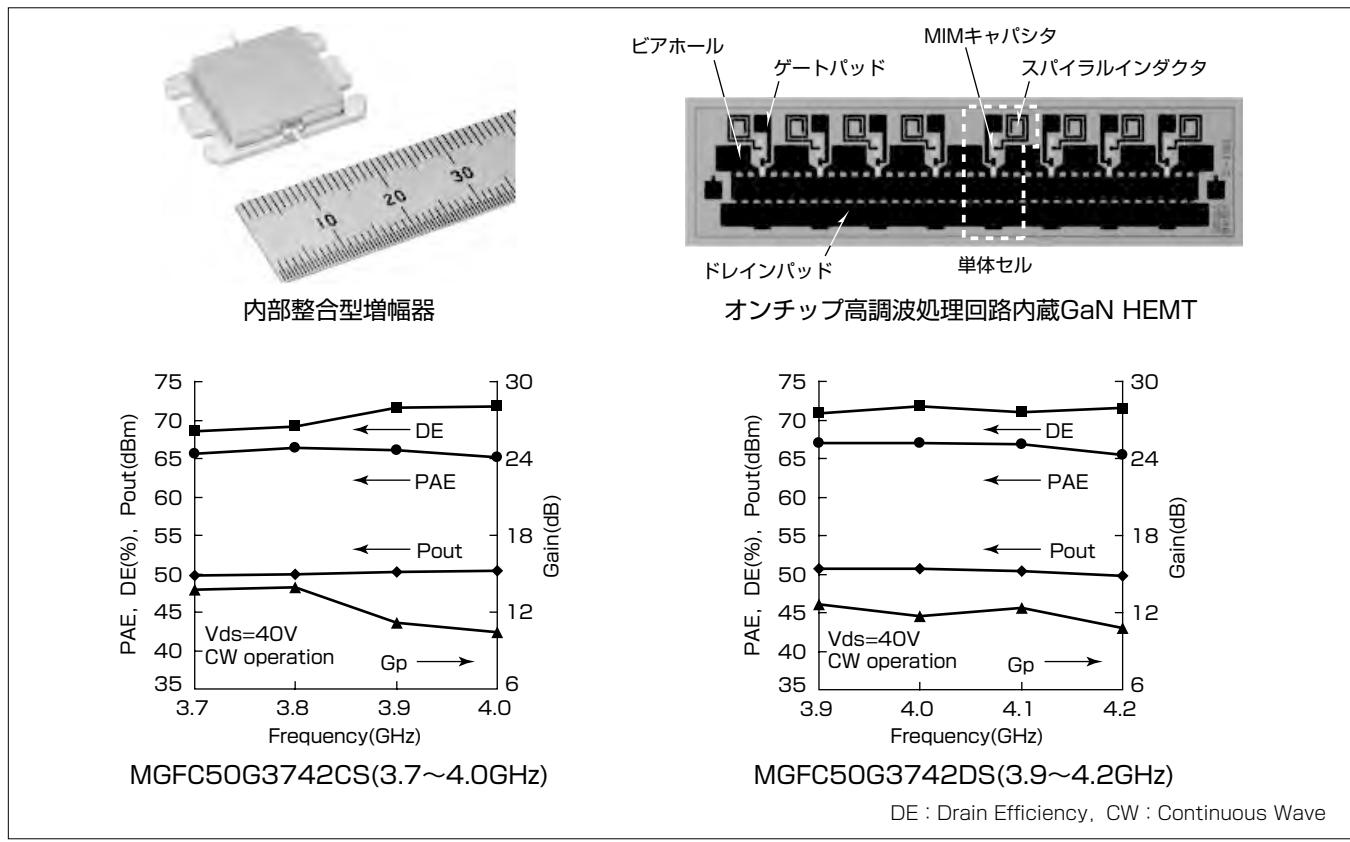
要旨

近年、通信衛星は寿命到来による更新需要が増加傾向にあり、新たに打ち上げられる通信衛星に搭載される送信機用増幅器の高性能化が求められている。特に衛星搭載用高出力増幅器で効率は、システム全体の小型・軽量化による衛星の打ち上げコストの低減及び省電力化による環境負荷低減という点で最も重要な特性である。現状、衛星用マイクロ波増幅器として高効率である進行波管増幅器(TWTA)が広く使われているが、近年、GaN固体素子増幅器(SSPA)の製品化に伴い、TWTAからSSPAへの置き換えが期待されている。しかし、本格的な置き換えの実現には増幅器の更なる高効率化が必須となっている。

今回、従来製品“MGFC50G3742AS/BS”的電力付加効率(Power Added Efficiency: PAE)60%から更なる高効率化を目指して、効率への影響が大きく、制御が容易では

なかったGaN HEMT(High Electron Mobility Transistor)の入力側で生じる2倍波の制御のため、当社のMMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)プロセス技術によってスパイラルインダクタとMIM(Metal Insulator Metal)キャパシタからなるLC共振回路をGaNチップ上に単位セルごとに一体化し、全てのGaN HEMTに対して入力2倍波を高精度に制御する回路構成を開発した。この回路構成によって、周波数帯域内(3.7~4.2GHz)でPAE≥65%と、従来製品よりも5ポイント以上高効率な内部整合型増幅器“MGFC50G3742CS/DS”を実現した。

これによって、通信衛星搭載用送信機の小型・軽量化による衛星打ち上げコスト低減及び省電力化による環境負荷低減に貢献する。



衛星搭載用C帯高効率100W GaN増幅器の製品外形と周波数特性及びオンチップ高調波処理回路内蔵GaN HEMT

当社で開発した衛星搭載用C帯高効率100W GaN増幅器“MGFC50G3742CS/DS”的製品外形と周波数特性及び新規に開発したオンチップ高調波処理回路内蔵GaN HEMTを示す。増幅器の外形寸法17.4×24.0×4.3(mm)で、周波数帯域内(3.7~4.2GHz)で出力100W、電力付加効率≥65%という特性を実現した。

1. まえがき

近年、通信衛星は寿命到来による更新需要が増加傾向にあり、新たに打ち上げられる通信衛星に搭載される送信機用増幅器の高性能化が求められている。特に衛星搭載用高出力増幅器で効率は、システム全体の小型・軽量化による衛星の打ち上げコストの低減及び省電力化による環境負荷低減という点で最も重要な特性である。現状、衛星用マイクロ波増幅器として高効率である進行波管増幅器(TWTA)が広く使われているが、近年、GaN固体素子増幅器(SSPA)の製品化に伴い、TWTAからSSPAへの置き換えが期待されている。しかし、本格的な置き換えの実現には増幅器の更なる高効率化が必須となっている。

前回開発したC帯100W増幅器(PAE=60%)⁽¹⁾から更なる高効率化(PAE \geq 65%)を目指して、今回、入力2倍波処理回路をGaNチップ上に単体セルごとに一体化した100W内部整合型増幅器を開発した。

2. オンチップ高調波処理回路内蔵GaN HEMT

2.1 トランジスタの特性

製品に適用している当社製GaN HEMTは、2つの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⁽²⁾。②ソース電極及びドレイン電極下へのSi(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⁽³⁾。図1に単体セルトランジスタの入出力特性を示す。評価は周波数 $f_0=3.7\text{GHz}$ 、ドレイン電圧 $V_d=40\text{V}$ 、ドレイン電流 $I_d(\text{RFoff})=60\text{mA}$ 、CW(Continuous Wave)動作で実施し、外部チューナーによって、入出力負荷インピーダンスは基本波及び2倍波、3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。これらの条件で、当社製GaN HEMT素子は、素子単体でPAEが82%、出力電力密度が3.4W/mmと優れた性能を持っていることを実験で確認した。

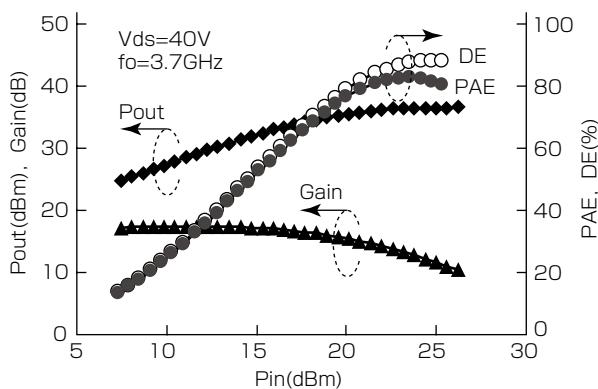


図1. 単体セルGaN HEMTの入出力特性

2.2 オンチップ高調波処理回路

高出力かつ高効率な増幅器を実現するためには、先に述べたGaN HEMTに接続される整合回路で、高調波まで含めたインピーダンス制御が必須となる。図2に、図1と同一の単体セルGaN HEMTの2倍波及び3倍波ロード/ソースプロ結果を示す。測定条件は $f_0=3.7\text{GHz}$ 、 $V_{ds}=40\text{V}$ 、CW動作で実施し、各コントアは全て電力付加効率を示している。図2の結果から分かるとおり、高調波の中でも特に入力2倍波インピーダンスは効率への影響が極めて大きく、かつ高効率な特性が得られるインピーダンス領域が極めて小さいため、より高精度なインピーダンス制御が必要となる。今回、この入力2倍波インピーダンスに着目した新規回路構成の開発を実施した。

図3に従来回路構成と今回新たに採用した回路構成を示す。従来の製品では、外部整合基板上に設置したオープン

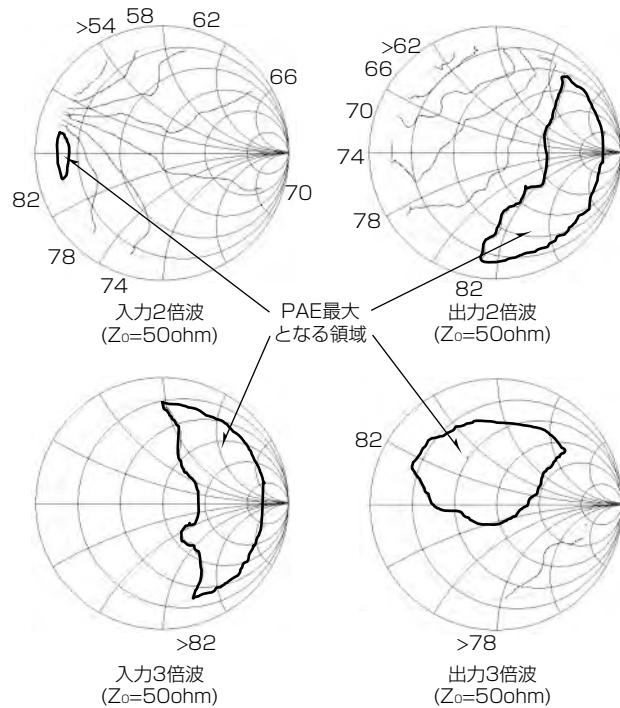


図2. 単体セルGaN HEMTのPAEの高調波負荷依存性

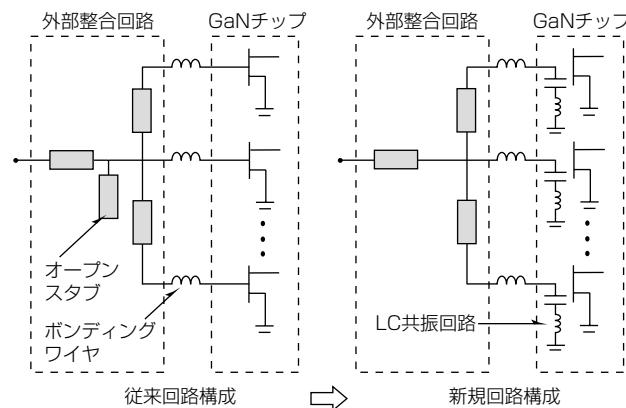


図3. 従来回路構成と新規回路構成の比較

スタブによって入力2倍波を制御していた。しかし、ボンディングワイヤやオープンスタブの損失によって反射量が低下するという問題、及びレイアウトの制限から複数セルを1つのオープンスタブで制御するため、セルごとにオープンスタブまでの電気長に差異が生じることによって位相が変動するという問題から、全てのセルに対して入力2倍波インピーダンスを高精度に制御することは容易ではなかった。今回、これらの問題を解決するための、GaN HEMTの入力側にスパイラルインダクタとMIMキャパシタから成るLC共振回路を単体セルごとに配置し、GaNチップ上に一体化することで、全てのセルで入力2倍波インピーダンスをショート付近に高精度に制御するオンチップ高調波処理回路を内蔵したGaN HEMTを開発した。

図4に今回開発したオンチップ高調波処理回路だけのイ

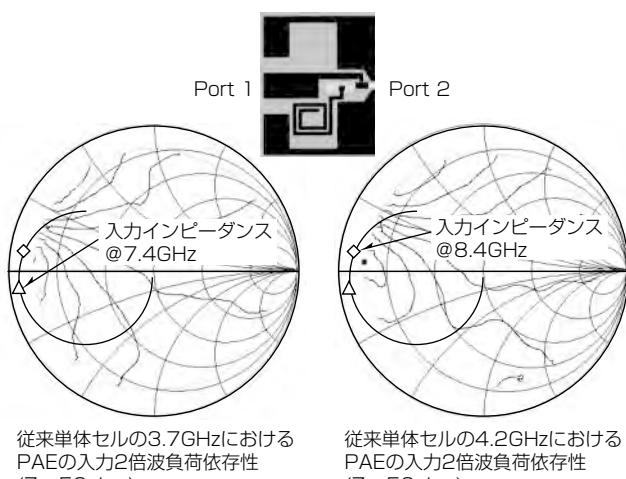


図4. オンチップ回路のSパラと各周波数での単体セルGaN HEMTのPAEの入力2倍波依存性の比較

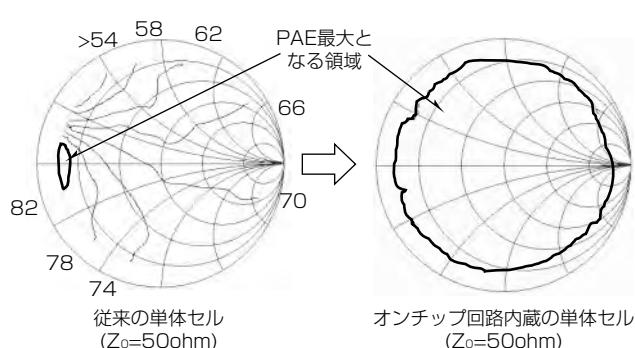


図5. オンチップ回路内蔵単体セルのPAEの入力2倍波依存性

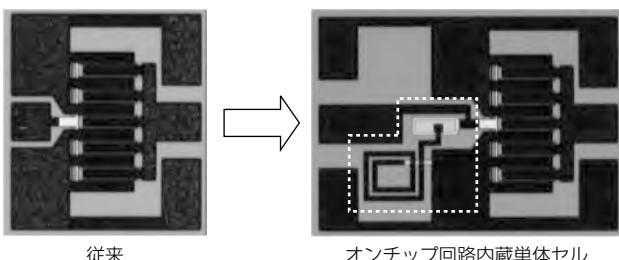


図6. オンチップ回路内蔵単体セル

ンピーダンスを実測した結果と単体セルGaN HEMTの3.7GHz及び4.2GHzでの入力2倍波ソースプル結果を重ねて示す。インピーダンスはトランジスタから回路側を見込んだインピーダンス(S22)を表示している。この回路構成は入力2倍波インピーダンスの広帯域化という点でも大きな効果を發揮する。今回開発したオンチップ高調波処理回路は周波数帯域3.7~4.2GHzをカバーするように設計しており、各周波数で入力2倍波インピーダンスが電力付加効率最大となる領域にきていることが分かる。

図5にこの回路構成の効果を検証するために実施したオンチップ高調波処理回路内蔵単体セルGaN HEMTの入力2倍波ソースプル結果を、また、図6に測定に使用した単体セルGaN HEMTの写真を従来と比較してそれぞれ示す。測定条件は $f_0 = 3.7\text{GHz}$, $V_{ds} = 40\text{V}$, CW動作で実施した。従来のオンチップ回路なしの単体セルGaN HEMTの場合、高効率な特性が得られる入力2倍波インピーダンス領域が極めて小さかったのに対し、オンチップ回路内蔵の単体セルGaN HEMTではほぼ全ての領域で高効率な特性が得られていることが分かる。したがって、高出力を得るためにマルチセル化した際にこの回路をセルごとに設置することによって、全てのセルで入力2倍波が最適化されるため、従来よりも更なる高効率化が期待できる。

3. 出力100W内部整合型増幅器

図7に試作した出力100W内部整合型増幅器“MGFC50G 3742CS/DS”とオンチップ高調波処理回路内蔵のマルチセルGaN HEMTチップの写真を、図8に回路構成を示す。

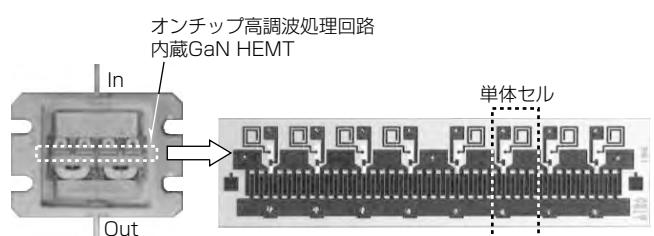


図7. MGFC50G3742CS/DS(100W品)の内部

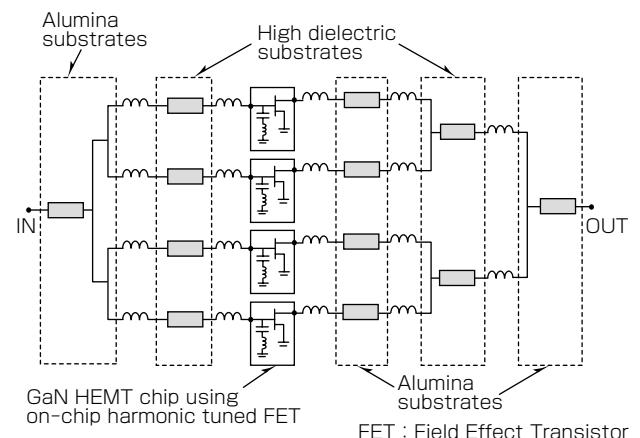


図8. MGFC50G3742CS/DS(100W品)の回路構成

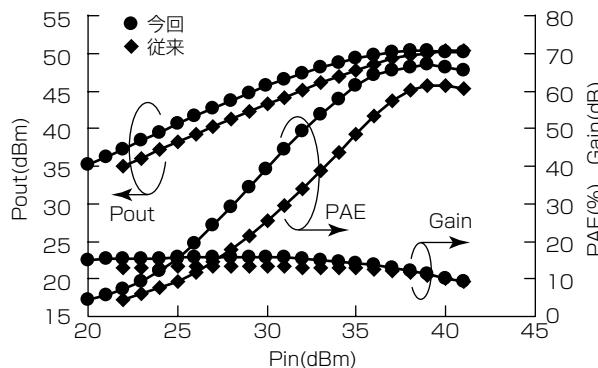


図9. 100W品の従来と今回の入出力特性比較

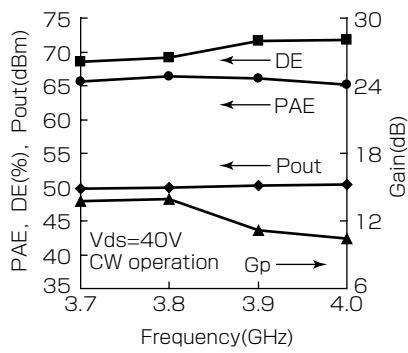


図10. MGFC50G3742CS(100W品)周波数特性(3.7~4.0GHz)

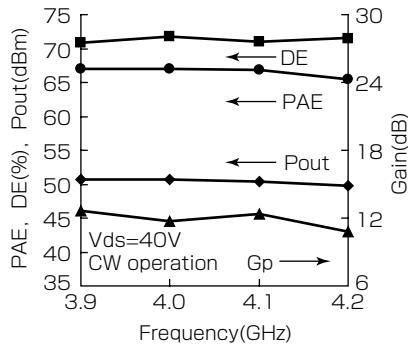


図11. MGFC50G3742DS(100W品)周波数特性(3.9~4.2GHz)

パッケージ内実装寸法は従来製品と同一の 14.3×15.2 (mm)である。気密封止パッケージ内には、GaN HEMTと整合基板を実装しており、GaN HEMTは、今回開発したオンチップ高調波処理回路内蔵GaN HEMTで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段構成であり、従来製品と回路構成は同一であるが、オンチップ高調波処理回路内蔵GaN HEMT用に各整合基板のインピーダンスを最適化した。図9に、従来と今回開発した増幅器の周波数3.7GHzでの入出力特性を重

ねて示す。評価は、 $V_{ds}=40V$ 、CW動作で実施した。常温で出力電力107.6W、電力付加効率67%（ドレイン効率72.4%）で、従来製品と比較して5ポイント以上の効率向上を実現した。また、図10及び図11に今回開発した増幅器の周波数特性を示す。周波数帯域は、低域仕様を3.7~4.0GHz、高域仕様を3.9~4.2GHzとして2バンドに分割した。両仕様ともオンチップ高調波処理回路内蔵GaN HEMTは共通のものを使用し、外部整合回路だけを各帯域で最適化している。オンチップ高調波処理回路の適用によって帯域内で出力電力100WかつPAE $\geq 65\%$ の良好な特性を得た。

4. む す び

当社製GaN HEMTを用いた高効率な衛星搭載用C帯高出力増幅器を開発した。従来製品より更なる高効率化を実現するために、GaN HEMTの入力側にスパイラルインダクタとMIMキャパシタからなるLC共振回路を単体セルごとに配置し、GaNチップ上に一体化して、入力2倍波を高精度に制御する回路構成を開発した。この回路構成適用によって、CW動作条件で周波数帯域内(3.7~4.2GHz)で出力100W、電力付加効率 $\geq 65\%$ で、従来製品よりも5ポイント以上の高効率化を実現した。現在、この回路構成を適用した増幅器の衛星搭載用信頼性試験を各種実施しており、実用化に向けて開発を進めている。この製品は、高出力・高効率の点で優位に立つTWT Aに匹敵する性能を持ち、小型で軽量なSSPAの開発に貢献できる。

参 考 文 献

- (1) Yamasaki, T., et al.: A 68% Efficiency, C-Band 100W GaN Power Amplifier for Space Applications, 2010 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. (MTT), TH3D-1 (2010)
- (2) Kamo, Y., et al.: A C-Band AlGaN/GaN HEMT with Cat-CVD SiN Passivation Developed for an Over 100W Operation, 2005 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., WE1E-4 (2005)
- (3) Nanjo, T., et al.: Drivability Enhancement for AlGaN/GaN High-Electron Mobility Transistors with AlN Spacer Layer Using Si Ion Implantation Doping, Applied Physics express 2(3), 031003-1~031003-3 (2009)

Ku帯100W出力GaN HEMT増幅器

前原宏昭* 小山英寿**
能登一二三* 小柳元良**
尾上和之**

Ku-Band GaN HEMT Amplifier with 100W Output Power

Hiroaki Maehara, Hifumi Noto, Kazuyuki Onoe, Hidetoshi Koyama, Motoyoshi Koyanagi

要 旨

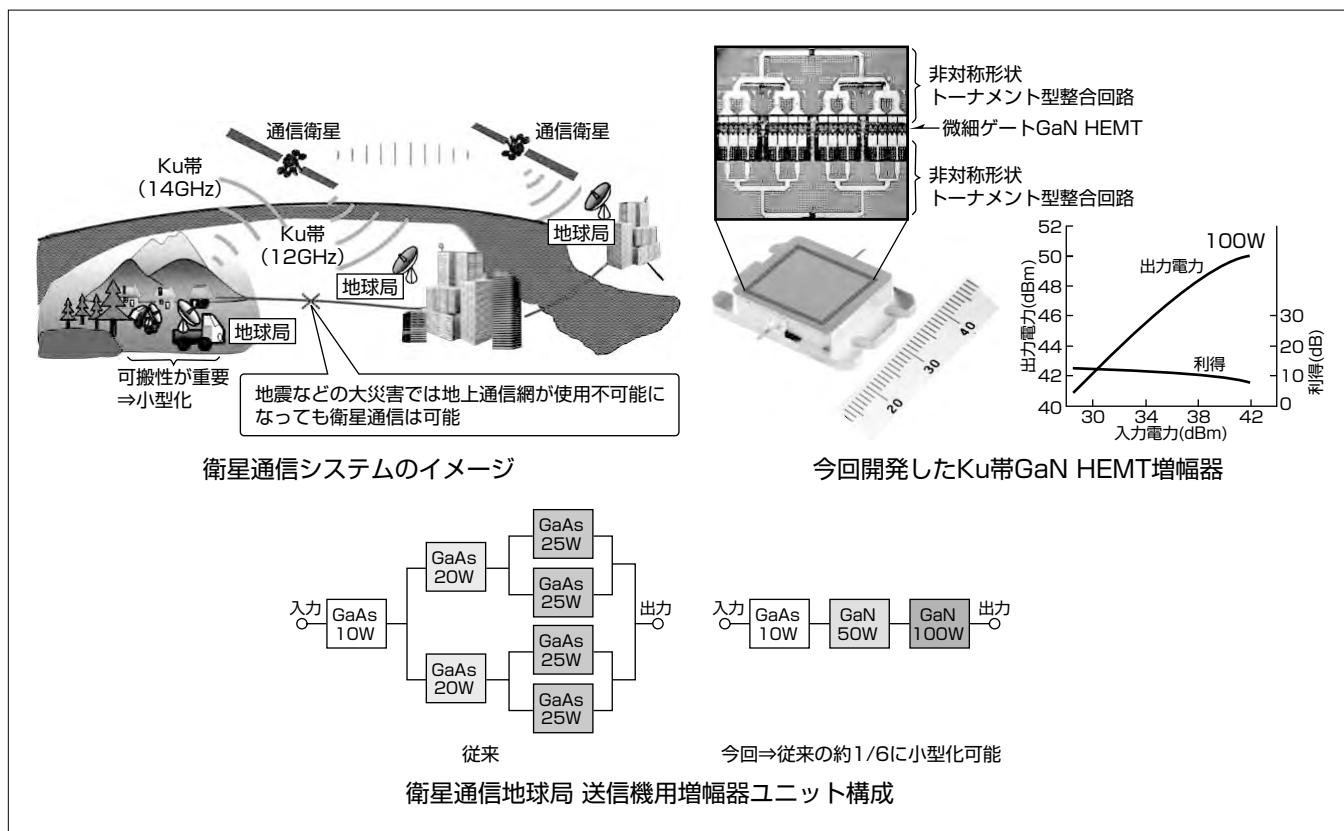
地震などの災害に対する近年の意識の高まりを受けて、非常に時に地上通信網が使用不可能となった場合でも通信を確保できる衛星通信が改めて注目されている。衛星通信では主としてC帯(4~8GHz)とKu帯(12.4~18GHz)が用いられ、同周波数帯における送信用増幅器としては従来はGaAs半導体からなる固体増幅器(SSPA)，又は進行波管増幅器(TWTA)が主として用いられてきた。しかし、SSPAは出力電力が数10W程度にとどまっており、また、TWTAは寸法や質量が大きくなってしまう問題があった。そこで近年、GaAs半導体に比べて高電圧動作と高出力化が可能なGaN半導体に関する研究開発が盛んであり、三菱電機では主としてX帯(8~12.4GHz)以下の周波数を対象としたGaN HEMT(Gallium Nitride High Electron Mobility

Transistor)増幅器を開発してきたが、先に述べたKu帯衛星通信に向けた動作周波数の高周波化が求められていた。

そこで今回、ゲート微細化プロセスを用いた当社製GaN HEMTと低損失なトーナメント型整合回路をパッケージに封止したKu帯内部整合GaN HEMT増幅器を開発し、14GHz帯で世界最高^(注1)の出力電力100Wを得た。

同増幅器によって従来のGaAs増幅器とほぼ同等の寸法で約4倍の出力電力が得られるため、VSAT(Very Small Aperture Terminal：超小型アンテナを用いた可搬型の衛星通信地球局)やSNG(Satellite News Gathering：通信衛星による放送番組素材収集システム)などの各種衛星通信地球局の小型化、可搬性向上を図ることが可能となる。

(注1) 2012年4月25日現在、当社調べ



衛星通信システムのイメージ、今回開発したKu帯GaN HEMT増幅器と送信機用増幅器ユニットの小型化効果

微細ゲートGaN HEMTと非対称形状トーナメント型整合回路によって、Ku帯で世界最高出力100Wを達成した。同増幅器によって衛星通信地球局の送信器用増幅器ユニットの寸法を従来の約1/6にすることができる。

1. まえがき

地震などの災害に対する近年の意識の高まりを受けて、非常に地上通信網が使用不可能となった場合でも通信を確保できる衛星通信が改めて注目されている。衛星通信では主としてC帯(4~8GHz)とKu帯(12.4~18GHz)が用いられ、同周波数帯における送信用増幅器としては従来はGaAsからなる固体増幅器(SSPA)，又は進行波管増幅器(TWTA)が主として用いられてきた。しかし、SSPAは出力電力が数10W程度にとどまっており、また、TWTAは寸法や質量が大きくなってしまう問題があった。そこで近年、GaAs半導体に比べて高電圧動作と高出力化が可能なGaN半導体に関する研究開発が盛んであり⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾、当社では衛星通信地球局用のC帯100W出力GaN HEMT増幅器のサンプル出荷を既に始めている⁽⁴⁾。しかし当社のGaN増幅器の開発は従来X帯(8~12.4GHz)以下の周波数を主な対象としており、先に述べたKu帯衛星通信に向けた動作周波数の高周波化が求められていた。

そこで今回、当社製GaN HEMTとトーナメント型整合回路を組み合わせたKu帯内部整合GaN HEMT増幅器を開発し、14GHz帯で世界最高の出力電力100Wを得たのでその詳細について述べる。同増幅器によって従来のGaAs増幅器とほぼ同等の寸法で約4倍の出力電力が得られるため、VSATやSNG等の各種衛星通信地球局の小型化、可搬性向上を図ることが可能となる。

2. GaNトランジスタのゲート微細化

GaN増幅器の動作周波数の高周波化に向けては、GaN HEMTのゲート微細化、すなわちゲート長Lgの低減が重要であり、今回の開発ではRELACS(Resolution Enhancement Lithography Assisted by Chemical Shrink)と呼ばれるゲート形成プロセスによってゲート微細化を図っている⁽⁵⁾⁽⁶⁾。図1にRELACSプロセスによる短ゲート電極形成フローを示す。熱硬化性を持つレジスト剤を用いることで、量産性に優れた安価で安定性の高いレジストパターン形成技術による微細ゲート加工を可能としており、同プロセスによってゲート長Lg=0.25μmを実現した。

3. Ku帯内部整合GaN HEMT増幅器

2章で述べたGaN HEMTとトーナメント型整合回路を金属パッケージに封止した内部整合GaN HEMT増幅器を開発した。図2に今回開発したKu帯内部整合GaN HEMT増幅器を示す。外形寸法24×17.4×3.9(mm)の金属パッケージにGaN HEMTチップを計4個収納しており、その入力側及び出力側にセラミック基板からなるトーナメント型のインピーダンス整合回路(電力分配合成回路)を接続している。今回、Ku帯という高い周波数で増幅器の特性を確

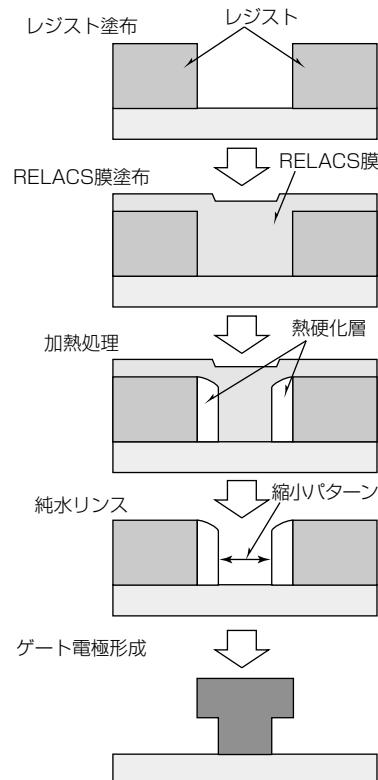


図1. RELACSプロセスによる短ゲート電極形成フロー

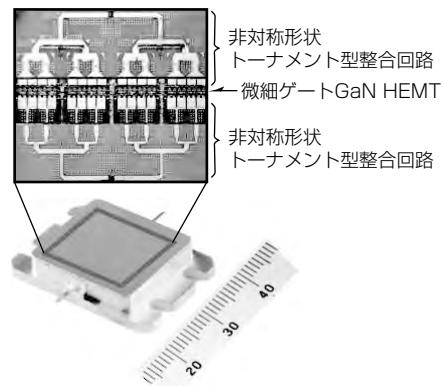


図2. 今回開発したKu帯内部整合GaN HEMT増幅器

保するために、先に述べたGaN HEMTのゲート微細化と併せて、当社独自のトーナメント型整合回路を開発した。図3に今回開発した非対称形状トーナメント型整合回路の構造を示す。従来のトーナメント型整合回路としては同図(a)に示すような対称形状からなる回路を用いていたが、図2に示すような内部整合増幅器では小型なパッケージに整合回路を収納する必要があるため回路を構成する伝送線路の曲がり(ペンド)が不可避となり、その際に同図に示すようにトーナメント整合回路への入力信号が等合成されなくなってしまう問題が生じる。このことは、図中の(IN1)-(OUT)の経路に比べて(IN2)-(OUT)の経路の方がより急なカーブを持つため(IN2)-(OUT)の経路の方が電磁波がより伝搬しにくくなると考えると直感的に理解できる。

そこで今回開発した増幅器では、図3(b)に示すように構造的には非対称性を持つトーナメント型整合回路とし、2つの入力信号が等振幅かつ等位相で合成されるよう電磁界解析に基づきその構造を最適化している。

図4に、今回開発した増幅器の入出力特性を示す。Ku帯の周波数14GHzで出力電力100W(50dBm)を実現している。表1に従来の当社製14GHz帯GaAs/GaN増幅器との

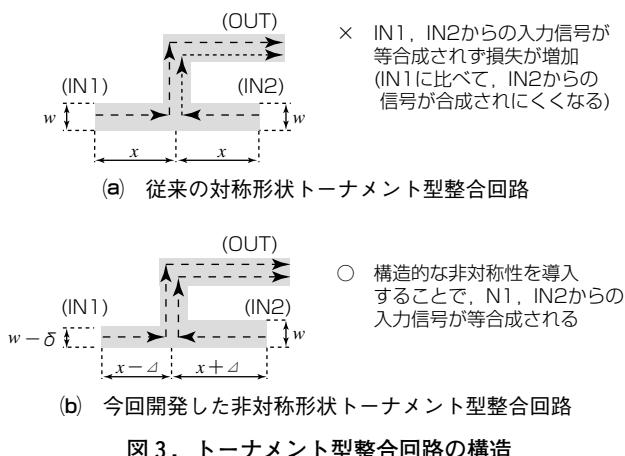


図3. トーナメント型整合回路の構造

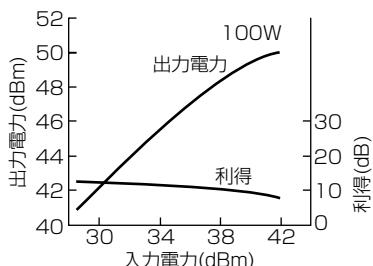


図4. 今回開発したKu帯内部整合GaN HEMT増幅器の入出力特性(周波数14GHz)

表1. 当社製14GHzGaAs/GaN増幅器の特性比較

		出力電力	利得
今回開発	GaN増幅器	100W	8dB
従来(当社)	GaN増幅器	62W	8dB
	GaAs増幅器	25W	5dB

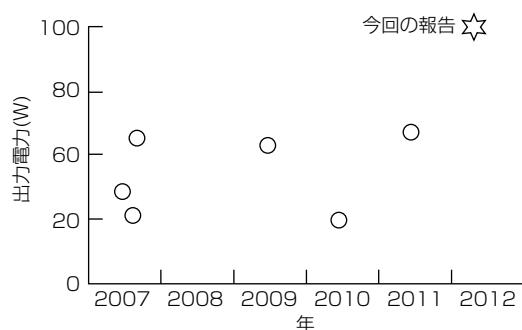


図5. 動作周波数14GHz以上のGaN増幅器の出力電力に関する報告例の変遷

出力電力、利得に関する比較を、また図5に動作周波数14GHz以上のGaN増幅器の出力電力に関する報告例の変遷を示す。今回開発した内部整合GaN HEMT増幅器によって、従来比で約4倍(対GaAs)、約2倍(対GaN)の出力電力を得ており、それは世界最高レベルの特性であることが分かる。

4. む す び

衛星通信地球局の送信用増幅器に向けたKu帯内部整合GaN HEMT増幅器の開発結果について述べた。RELACSプロセスによるGaN HEMTのゲート微細化、非対称形状トーナメント型整合回路による回路損失の低減によって、14GHz帯で世界最高の出力電力100Wを達成した。同増幅器によって従来のGaAs増幅器の約4倍の出力電力が得られ、外付けの電力分配合成回路が不要となることから、衛星通信地球局の送信用増幅器の寸法を従来の約1/6にでき、送信装置の小型化、可搬性向上が可能となる。

参 考 文 献

- (1) Otsuka, H., et al.: Over 57% efficiency C-band GaN HEMT High Power Amplifier with Internal Harmonic Manipulation Circuits, 2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 311~314 (2008)
- (2) Kuwata, E., et al.: C-Ku Band 120% Relative Bandwidth High Efficiency High Power Amplifier Using GaN HEMT, 2009 Asia Pacific Microwave Conference Digest, 1663~1666 (2009)
- (3) Uchida, H., et al.: An X-Band 50W-Output/30%-PAE GaN Power Amplifier with Bandwidth/Ripple-Optimized Bandpass Impedance-Matching Networks, 2010 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, 1~4 (2010)
- (4) 三菱電機株式会社:「衛星通信用C帯100W GaN HEMT」発売のお知らせ、ニュースリリース (2011)
<http://www.mitsubishi-electric.co.jp/news/2011/1129-b.html>
- (5) Ishibashi, T., et al.: Advanced Micro-Lithography Process with Chemical Shrink Technology, 2001 Jpn. J. Appl. Phys. Part 1, **40**, 419~425 (2001)
- (6) Koyama, H., et al.: A $0.25\mu\text{m}$ Gate AlGaN/GaN HEMT for X-band Using RELACS Process, 2012 International Conference on Solid State Devices and Materials, F-2-2 (2012)

$\lambda/4$ 先端開放スタブ装荷形 V帯サブハーモニック注入同期VCO MMIC

稻垣隆二*
津留正臣*
谷口英司**

V-band Subharmonically Injection Locked VCO MMIC with $\lambda/4$ Open-ended Stub

Ryuji Inagaki, Masaomi Tsuru, Eiji Taniguchi

要旨

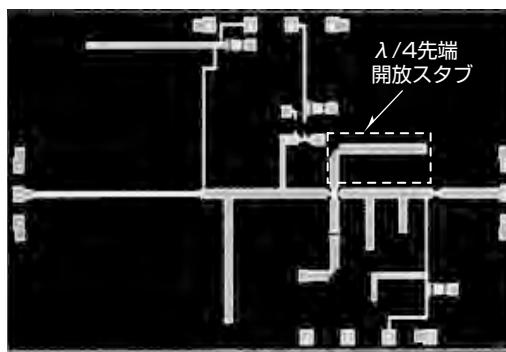
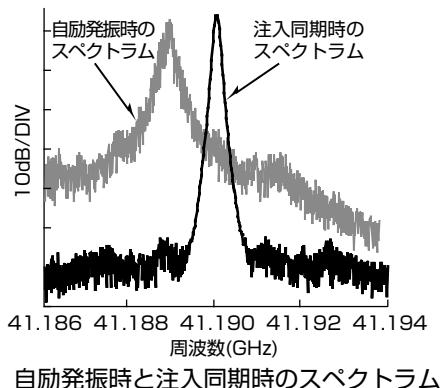
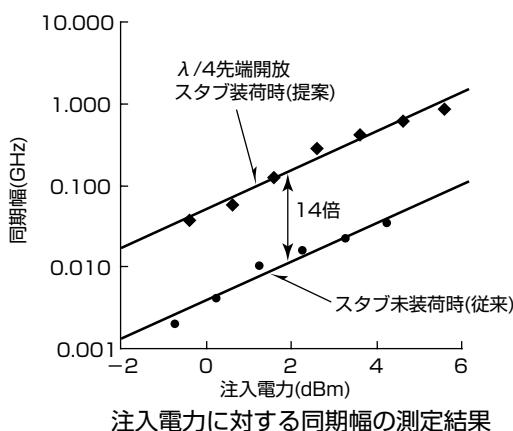
通信の大容量化やレーダの距離分解能向上などのためにミリ波デバイスの開発が進んでいる。その一つであるミリ波帯電圧制御発振器(Voltage Controlled Oscillator: VCO)には、通信の誤り率低減やレーダのクラッタによる影響低減のために低位相雑音化が求められている。

三菱電機では、ミリ波帯VCOの低位相雑音化に向けて、サブハーモニック注入同期法を用いた開発を進めている。サブハーモニック注入同期法は、所望周波数の整数分の1の周波数を注入波の波源として使用することで、注入波の低位相雑音化が容易となり、注入同期によって、注入される側のVCO(注入同期VCO)の位相雑音が注入波の位相雑音と一致するため、高周波における低位相雑音化が実現できるという特長がある。

その一方で同期可能な周波数範囲(同期幅)が狭い問題があったため、注入同期VCOを構成する能動素子のソース端子に注入周波数で $1/4$ 波長($\lambda/4$)の電気長をもつ先端開放スタブを備えた構成を提案し、同期幅の拡大を図った。

GaAs-pHEMT^(注1)プロセスを用いてV帯での $\lambda/4$ 先端開放スタブ装荷形サブハーモニック注入同期VCO MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)の試作を行い、位相雑音と同期幅を評価した結果、発振周波数41.2GHz, 1MHz離調における位相雑音 -106dBc/Hz以下、同期幅800MHzと良好な特性が得られ、 $\lambda/4$ 先端開放スタブの装荷によって同期幅が14倍に拡大することを確認した。

(注1) Gallium Arsenide-pseudomorphic High Electron Mobility Transistor



チップ写真

チップサイズ: 5.0×2.8(mm)

$\lambda/4$ 先端開放スタブ装荷形サブハーモニック注入同期VCO MMICの試作

試作したサブハーモニック注入同期VCO MMICのチップ写真、注入電力に対する同期幅の測定結果、自励発振時と注入同期時のスペクトラムを示す。サブハーモニック注入同期には同期幅が狭い問題があったが、ソース端子への $\lambda/4$ 先端開放スタブの装荷によって、同期幅を従来と比べて14倍に拡大することができた。また、サブハーモニック注入同期法によって41.2GHzで1MHz離調における位相雑音は -106dBc/Hz以下と良好な特性が得られた。

1. まえがき

通信の大容量化やレーダの距離分解能向上のためにミリ波デバイスの開発が進んでおり、その一つであるミリ波帯電圧制御発振器には、通信の誤り率低減やレーダのクラッタによる影響低減のために低位相雑音化が求められている。

これを解決する手段の一つとしてサブハーモニック注入同期を用いる方法がある。注入同期発振器は、自励発振周波数が注入波の周波数に同期するとともに、注入波の位相雑音、電力に応じて、注入同期発振器の位相雑音を改善できる特長がある⁽¹⁾。注入波に発振周波数の整数分の1の周波数を用いたサブハーモニック注入同期発振器⁽²⁾は、発振周波数がミリ波帯の場合でも、注入波の周波数が発振周波数の整数分の1でよいため、低位相雑音の良好な安定した波源を用いることができる。また、発振器の自励発振周波数と注入波の周波数が異なるため、注入端子で注入波の周波数に対して整合を容易にとることが可能である。しかしながら、サブハーモニック注入同期発振器では、自励発振の周波数と注入波の高調波周波数との間で同期をとるため、注入周波数から高調波周波数への変換効率が低い場合、同期可能な周波数範囲(同期幅)が狭くなる問題点がある。

当社はこれまでに、能動素子であるFET(Field Effect Transistor)内部で生成される注入波の高調波の電力に同期幅が大きく依存することに着目し、FETのソース端子に先端開放スタブを装荷した $\lambda/4$ 先端開放スタブ装荷形サブハーモニック注入同期発振器を提案した⁽³⁾。

本稿では、V帯で $\lambda/4$ 先端開放スタブ装荷形サブハーモニック注入同期VCO MMICを試作し、ミリ波帯でこの注入同期の有効性を確認するとともに、1/2分数波を注入した場合の同期幅を評価したので述べる。

2. 1/2分数波を注入した場合の注入同期方程式

図1に発振器の等価回路モデルを示す。Uは注入波源を表し、 G' は注入波源Uのコンダクタンスを表す。 G は負荷のコンダクタンス、 L は等価的なインダクタンスを表す。 $B(v)$ は非線形サセプタンス、 $G(v)$ は非線形コンダクタンスであり、非線形は式(1)、式(2)に示すようなべき級数展開表示を用いる⁽⁴⁾。

$$G(v) = -G_1 - G_2 v + G_3 v^2 \quad \dots \dots \dots (1)$$

$$B(v) = C_0 + C_1 v + C_2 v^2 \quad \dots \dots \dots (2)$$

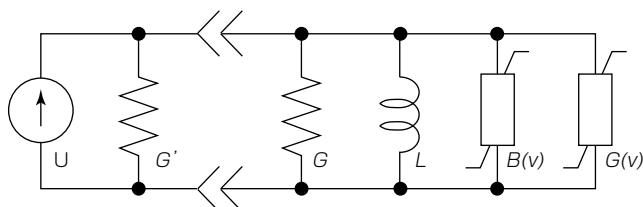


図1. 発振器の等価回路モデル

ここで、もし出力電力 P_o がほとんど一定であるならば、注入波が発振周波数の1/2の場合、同期幅 Δf は式(3)、式(4)、式(5)で表される⁽⁴⁾。

$$\Delta f = \frac{16f_0}{9Q_e^2} K_{\frac{1}{2}} \sqrt{\frac{2}{P_o G}} P_i \quad \dots \dots \dots (3)$$

$$K_{\frac{1}{2}} = \sqrt{\frac{4LG_2^2}{C_0} + \frac{25}{4} \left(\frac{2C_1}{C_0} \right)^2} \quad \dots \dots \dots (4)$$

$$\frac{1}{Q_e} = G \sqrt{\frac{L}{C_0}} \quad \dots \dots \dots (5)$$

ただし、 f_0 は自励発振周波数、 P_i は注入電力である。式(3)から注入波が発振周波数の1/2の場合、同期幅 Δf は注入電力 P_i に比例する。

3. $\lambda/4$ 先端開放スタブ装荷による効果

図2に $\lambda/4$ 先端開放スタブを装荷した注入同期VCOの能動回路部の等価回路を示す。従来、FETを能動素子として用いた発振器では、反射利得を得るために、ソース端子に先端短絡スタブ挿入する方法がある。しかし、サブハーモニック注入同期発振器として用いた場合には、注入波の電圧 V_{in} はFETの C_{gs} とソース端子に接続された先端短絡スタブとで分圧される。そのため C_{gs} に印加される電圧 V_{gs} は式(6)に示すように、 V_{in} より小さくなる⁽³⁾。

$$V_{gs} = \frac{1}{1 + j \cdot gm \cdot Z_0 \tan \theta} V_{in} \quad \dots \dots \dots (6)$$

ただし、 gm は相互コンダクタンス、 Z_0 は特性インピーダンス、 θ は f_0 における電気長である。

そこで、FETのソース端子が1/2分数波($f_0/2$)で短絡点となるように、ソース端子に注入周波数で $\lambda/4$ の電気長をもつ $\lambda/4$ 先端開放スタブを装荷する。これによって V_{gs} が V_{in} に等しくなるため、注入電力も $\lambda/4$ 先端開放スタブ未装荷時と比べて増加し、同期幅が拡大する⁽³⁾。また、この $\lambda/4$ 先端開放スタブは発振周波数 f_0 では、ソース端でほぼ開放となるため発振条件には影響しない。

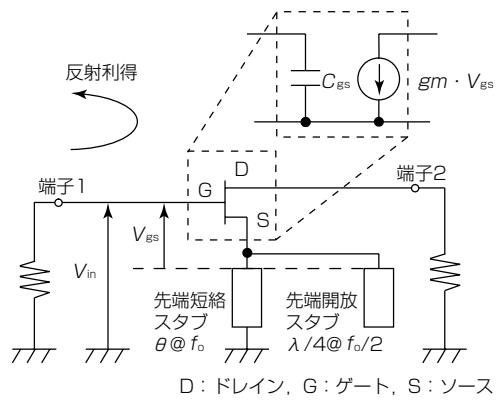


図2. $\lambda/4$ 先端開放スタブを装荷した注入同期VCOの能動回路部の等価回路

4. $\lambda/4$ 先端開放スタブ装荷形V帯サブハーモニック注入同期VCOの設計

図3に $\lambda/4$ 先端開放スタブ装荷形V帯サブハーモニック注入同期VCOの構成を示す。このVCOは能動素子を含む能動回路、発振周波数を制御する同調回路、及び注入波を入力する注入回路で構成している。能動素子としてゲート長0.19μm、ゲート幅40μmのGaAs-pHEMTを使用した。注入波を発振周波数の1/2とし、同調回路はショットキーダイオードと伝送線路による並列共振回路で構成している。HEMTのドレイン端子側には反射利得を得るために反射回路を、ソース端子にも反射利得を得るために先端短絡スタブを装荷し、また、注入周波数で $\lambda/4$ の電気長をもつ $\lambda/4$ 先端開放スタブを装荷している。

$\lambda/4$ 先端開放スタブ未装荷の場合、HEMTの C_{gs} に印加される電圧 V_{gs} と先端短絡スタブの分圧比はおよそ1:3となり、その影響で、注入波の電圧が約1/4に低下すると考えられる。 $\lambda/4$ 先端開放スタブを装荷することによって V_{gs} は注入波の電圧に等しくなり、 $\lambda/4$ 先端開放スタブ未装荷時と比べて V_{gs} は4倍、電力としては16倍となるため、同期幅は16倍に拡大することが期待される。

5. 試作結果

$\lambda/4$ 先端開放スタブ装荷形V帯サブハーモニック注入同期VCO MMICを試作し、評価を行った。図4に試作した注入同期VCO MMICのチップ写真を示す。チップサイズは $5.0 \times 2.8(\text{mm})$ であり、MMIC基板の厚さは100μmである。測定はオンウェハで行った。バイアス条件はドレイン電圧 $V_d = +3.5\text{V}$ 、ゲート電圧 $V_g = 0\text{V}$ 、ドレイン電流 $I_d = 16.6\text{mA}$ である。図5に自励発振時と注入同期時のスペクトラムを示す。このときの注入波の周波数は20.6GHz、入力電力は+2dBm、1MHz離調での位相雑音は-113dBc/Hzである。注入によって自励発振周波数が注入周波数に引き込まれ、

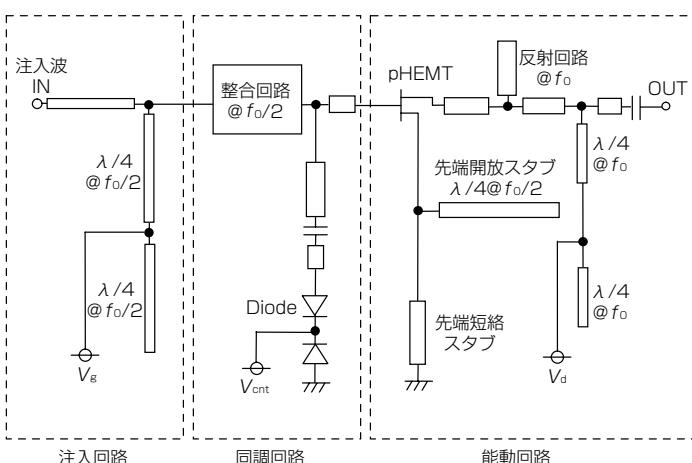


図3. $\lambda/4$ 先端開放スタブ装荷形V帯サブハーモニック注入同期VCOの構成

注入波の2倍の周波数で同期がかかっていることが分かる。図6に注入電力に対する位相雑音の測定結果を示す。自励発振時の1MHz離調での位相雑音が-81dBc/Hzであるのに対して、注入電力0~6dBmにおける1MHz離調での位相雑音は-106dBc/Hz以下であり、注入波と同じ位相雑音が得られた。また、100kHz離調でも注入波と同等の位相雑音-96dBc/Hz以下が得られた。

図7に注入電力に対する出力電力の測定結果を示す。注入電力0~6dBmで出力電力は注入電力に依存せず、自励発振時の出力電力と同じ約7.5dBmで一定であった。

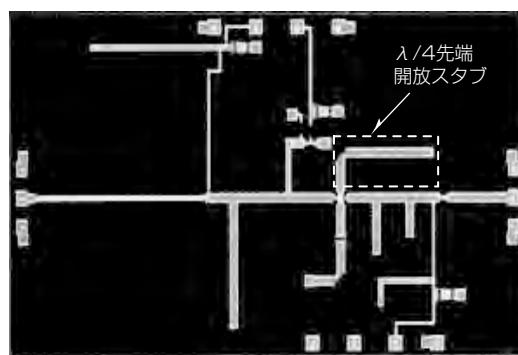


図4. 試作した注入同期VCO MMICのチップ

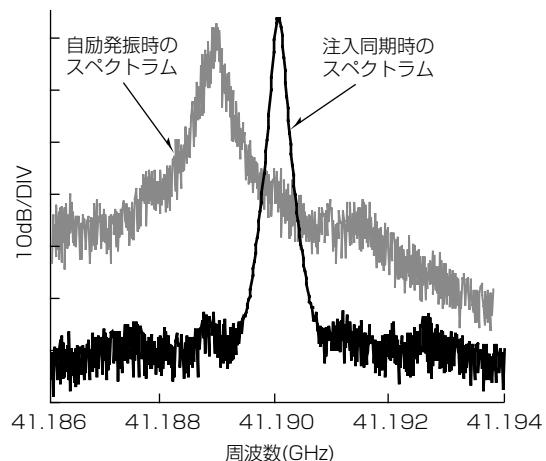


図5. 自励発振時と注入同期時のスペクトラム

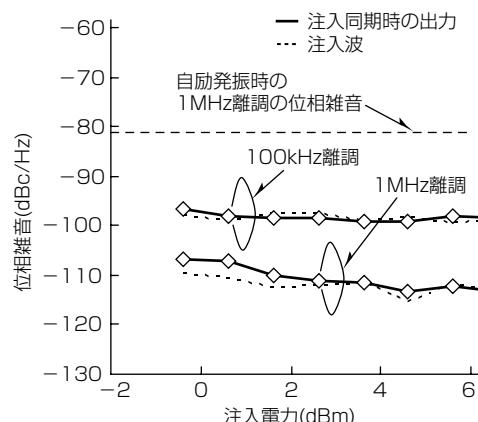


図6. 注入電力に対する位相雑音の測定結果

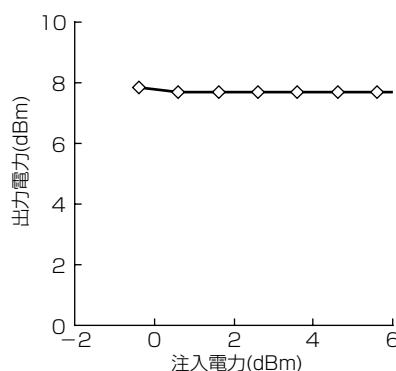


図7. 注入電力に対する出力電力の測定結果

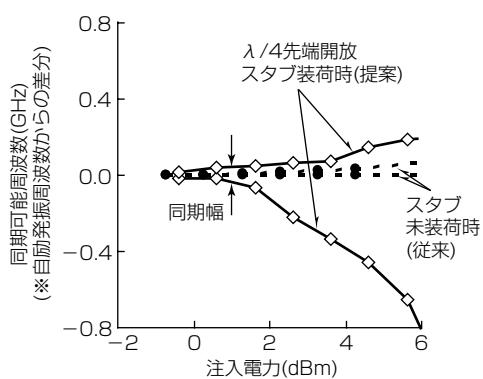


図8. 注入電力に対して同期可能な注入波の最大周波数及び最小周波数の測定結果

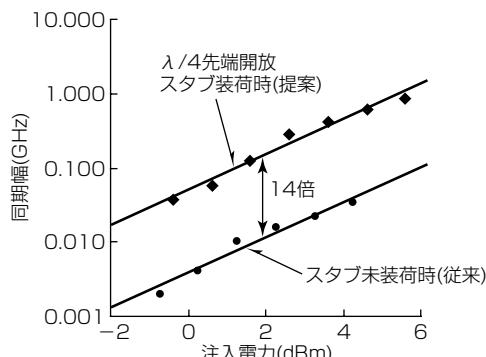


図9. 注入電力に対する同期幅の測定結果

図8に注入電力に対して同期可能な注入波の最大周波数及び最小周波数の測定結果を示す。図8における周波数は自励発振周波数からの差分である。この最大周波数と最小周波数の差が同期幅となる。図9に注入電力に対する同期幅の測定結果を示す。図8と図9には $\lambda/4$ 先端開放スタブを装荷した場合の結果と $\lambda/4$ 先端開放スタブを未装荷の場合の結果をそれぞれ示している。図7に示すように出力電力は一定で、同期幅は図8に示すように注入電力に比例して広がっており、 $\lambda/4$ 先端開放スタブを装荷した場合、注入電力6 dBmのとき約800MHzであった。また、注入電力0~6 dBmでスタブ未装荷の場合と比較して、14倍の同期幅が得られた。

6. む す び

$\lambda/4$ 先端開放スタブ装荷形V帯サブハーモニック注入同期VCOの試作・評価を行った。発振周波数41.2GHz、1MHz離調における位相雑音-106dBc/Hz以下、同期幅800MHzと良好な特性が得られ、 $\lambda/4$ 先端開放スタブの装荷によって同期幅が14倍に拡大することを確認した。

参 考 文 献

- (1) Kurokawa, K. : Injection locking of microwave solid-state oscillators, Proc. IEEE, **61**, (10), 1386~1410 (1973)
- (2) Zhang, X., et al : A Study of Subharmonic Injection Locking for Local Oscillators, IEEE MICROWAVE AND GUIDED WAVE LETTERS, **2**, (3), 97~99 (1992)
- (3) 西田和広, ほか:先端開放スタブ装荷サブハーモニック注入同期発振器, 電子情報通信学会技術研究報告, MW2006-52, 91~95 (2006)
- (4) 大黒一弘, ほか:非線形発振器の注入同期特性, 電気通信研究所研究実用化報告, **21**, No.11, 2113~2125 (1972)

同軸型10Gbps EML-TOSA

10Gbps EML-TOSA Employing TO-CAN Package

Norio Okada, Akihiro Matsusue, Takeshi Yamatoya

岡田規男*
松末明洋**
大和屋 武***

要 旨

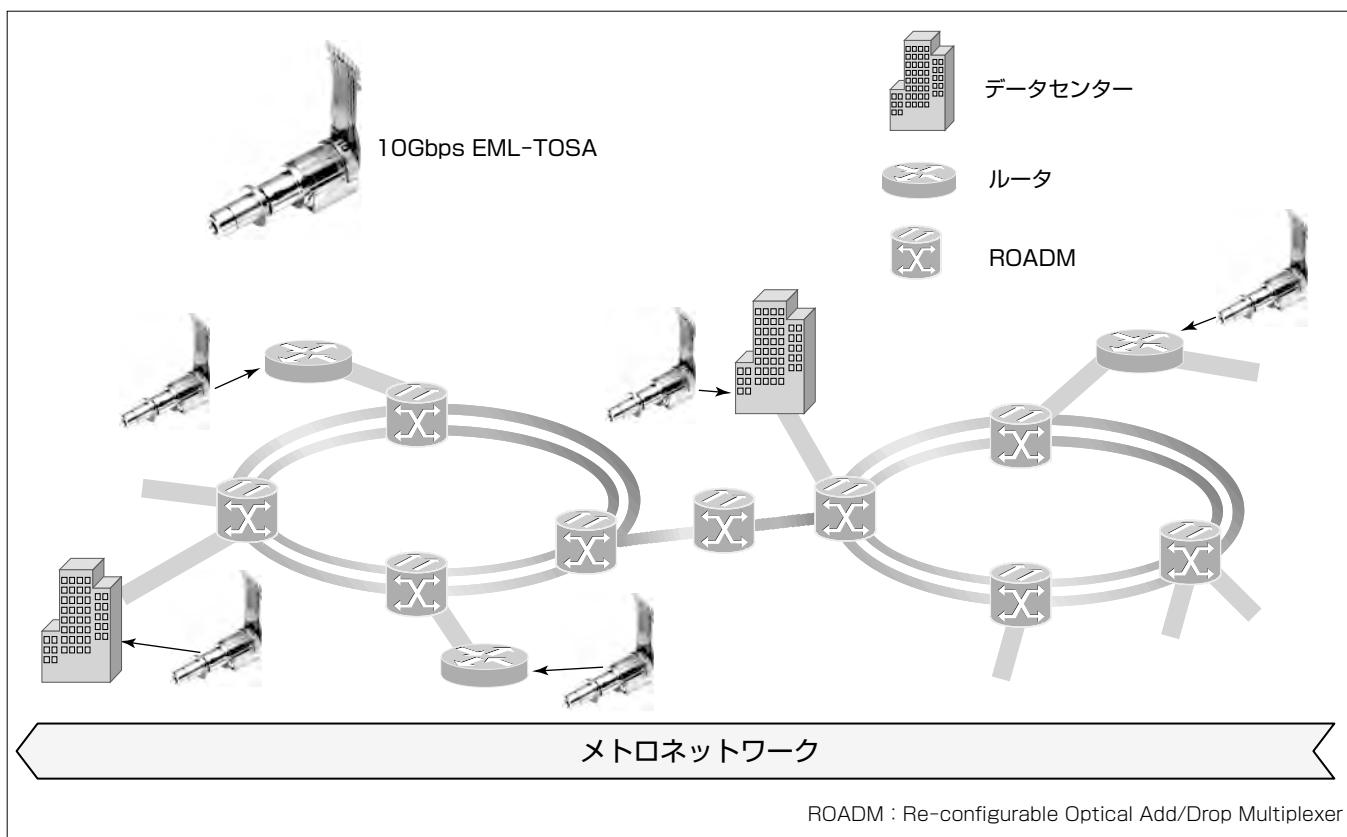
近年の大容量通信端末の普及に伴い、ネットワーク全体のトラフィックが急増している。基幹系の通信網であるメトロネットワークも信頼性の高いネットワークを構築するために高速大容量化が加速しているが、それに伴って光伝送装置の消費電力増加が大きな問題となっている。

EML(Electro-absorption Modulated Laser)は高速動作と長距離伝送に優れる半導体レーザーの一種で、データセンタの光接続やルータの送信光源として使用されている。しかし、温度制御が必要であるため、動作温度とEMLの設定温度の差が大きくなると内蔵しているTEC(Thermo Electric Cooler)の消費電力が増加するという問題がある。

今回開発した同軸型10Gbps EML-TOSA(Transmitter Optical Sub Assembly)は、EMLの設定温度を45°Cから

55°Cへ高温化し、変調器を最適化することでLD(Laser Diode)駆動電流と駆動振幅を低減した。その結果、-40 ~ +95°Cの動作温度範囲におけるTECの消費電力は0.42W以下となり、従来製品と比較して55%の低消費電力化を実現した。

また、パッケージには同軸型(TO(Transfer Outline)-CANパッケージ)を採用し、部材コストを低減した。パッケージの外周に金属ブロックを取り付けることで、従来製品との互換性を保ち、効率的な排熱を可能とした。また、同軸型を採用することで問題となる高周波特性の劣化については、インピーダンス整合を最適化することで、従来製品と同等の3 dB帯域(~14GHz)が得られ、低ジッタの光出力波形及び良好な伝送特性を実現した。



EMLとは

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

1. まえがき

光伝送装置の高速大容量化に伴って、光送受信器も300pinトランスポンダからXFP(10 gigabit small Form factor Pluggable)／SFP+(Small Form factor Pluggable plus)へと小型化が進んでいる。小型のXFP／SFP+は装置内で高密度に実装されるため、送信光源であるEML-TOSAに対しても低消費電力化と動作温度範囲の拡張が求められている。

EML-TOSAの低消費電力化に関しては様々な方法が提案されており⁽¹⁾⁽²⁾、非冷却動作もその方法の一つであるが、-40～+95°Cの動作温度範囲で高品質な光学性能と長期信頼性を保つことは非常に難しい。したがって、TECを用いて温度制御することを前提に消費電力を下げる検討が必要である。

今回開発した同軸型10Gbps EML-TOSAは設定温度を45°Cから55°Cに高温化することでTEC消費電力の低減を図っている。また、パッケージには光デバイスで広く適用されている同軸型を採用した。

本稿では、開発した同軸型EML-TOSAの構成、設計結果と評価結果について述べる。

2. 同軸型10Gbps EML-TOSAの構成

図1に10Gbps EML-TOSAの外観を示す。従来製品のパッケージは金属とセラミックが一体となった箱型のパッケージであったが、今回の開発品では光デバイスで広く適用されている金属とガラスをベースとしたφ5.6mmの同軸型を採用した。電気信号のインターフェースにはFPC(Flexible Printed Circuit)を適用し、EML-TOSA全体の外形サイズやパッド配置はXMD-MSA(10Gbps Miniature Device-Multi Source Agreement)に準拠している。

図2にXFP／SFP+搭載時の放熱経路を示す。パッケージの外周に金属ブロックを取り付けることで、従来の箱型パッケージとの互換性を保ち、EML-TOSAで発生した熱をXFP／SFP+のケースに効率的に排熱できる。

図3に回路ブロック図を示す。終端抵抗は50Ωであり、発熱を抑えるためにAC結合した。また、並列に1kΩの

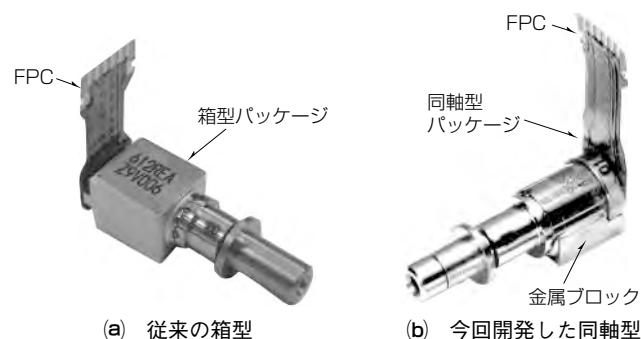


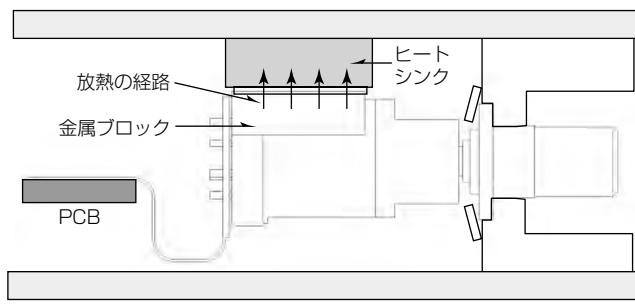
図1. 10Gbps EML-TOSAの外観

抵抗を接続することで、従来の1/20の電流でEMLのDCオフセット電圧を構成することが可能である。

3. 設計結果

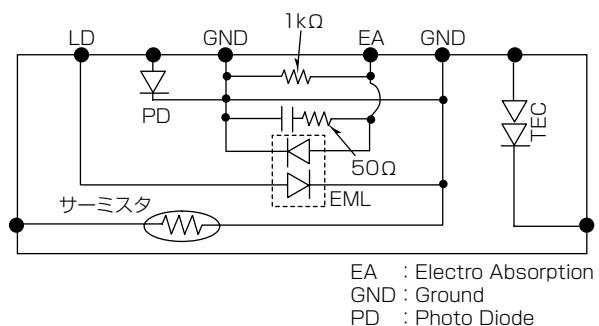
3.1 EML素子の設計

TECはEMLの設定温度と動作温度の差が大きくなると消費電力が増大する。熱抵抗やEMLの発熱量を考慮すると、-40～+95°Cの動作温度範囲でのEMLの最適設定温度は55°Cとなるため、EMLの設定温度を従来の45°Cから55°Cに高温化した。図4に電圧印加の有無に対する吸収スペクトルの概念図を示す。変調器に電圧を印加すると波長に対する吸収係数が変化する。LD発振波長における吸収係数の差が大きいほど消光比が大きくなり、低駆動振幅での動作が可能となる。また、電圧印加していないときの吸収係数が小さいほど損失が小さくなり、LD駆動電流の低減が可能となる。



PCB : Printed Circuit Board

図2. XFP/SFP+搭載時の放熱経路



EA : Electro Absorption
GND : Ground
PD : Photo Diode

図3. 回路ブロック図

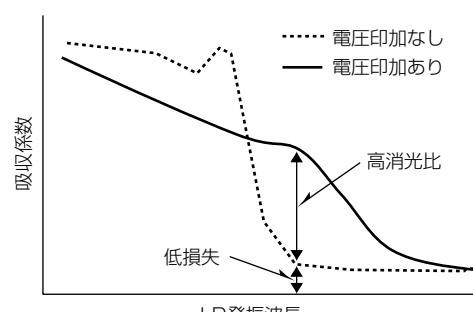


図4. 吸収スペクトルの概念図

図5(a), (b)に従来の変調器と最適化後の変調器のDC消光特性とフォトカレントの評価結果を示す。最適化後の変調器は急峻(きゅうしゅん)なDC消光特性を得ており、低駆動振幅化を実現した。また、フォトカレントは変調器での損失を意味し、値が小さいほど損失も小さい。したがって、最適化後の変調器はLD駆動電流の低減も実現していることが分かる⁽³⁾。

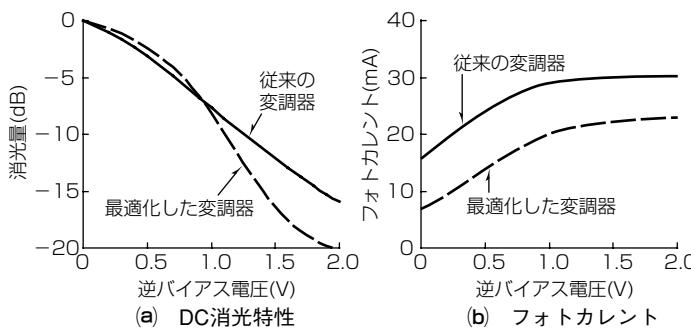


図5. 変調器のDC特性

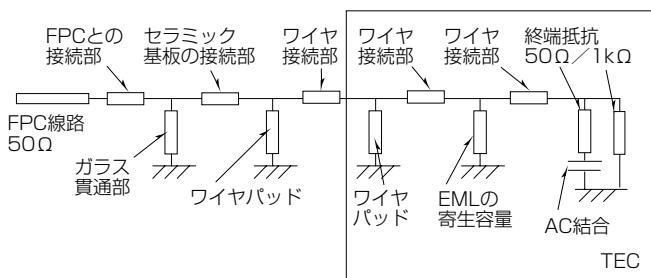


図6. インピーダンス整合設計の概念図

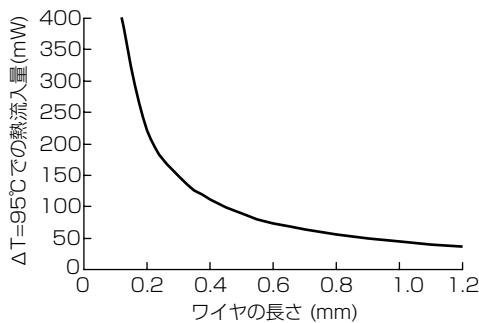
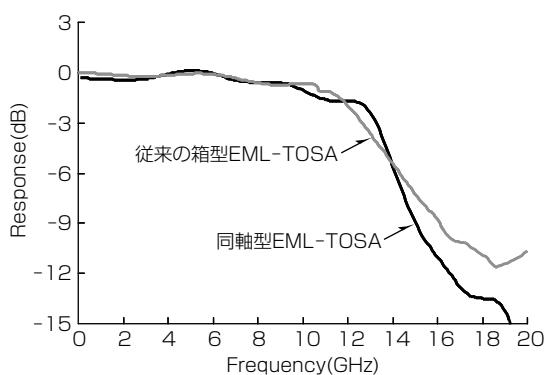
図7. $\Delta T=95^{\circ}\text{C}$ のときの熱流入量

図8. 周波数応答特性のシミュレーション結果

3.2 同軸型パッケージの設計

同軸型パッケージの材料には安価で熱伝導率の良い鉄系の材料を適用した。しかし、気密性の観点からガラス材料、ガラス径、リード径が限定されるため、ガラス貫通部の線路インピーダンスは20Ω程度になる。ほかにもワイヤ接続部、FPCとの接続部、EMLの寄生容量等が反射点となり、50Ωで整合を取ろうとすると多重反射が発生し、高周波特性が劣化する。そのため、FPCの信号線路から終端抵抗までの各接続部を分布定数線路の一部と見立てて、同軸型EML-TOSA全体での線路インピーダンスが50Ωに近づくように最適化した。図6にインピーダンス整合設計の概念図を示す。ガラス貫通部に接続されるFPCとパッケージの接続部及びセラミック基板とパッケージの接続部はハイインピーダンスとなるように設計した⁽⁴⁾。

動作温度と設定温度の差が大きくなると、ワイヤを介した熱流入が増加し、TECの消費電力が増加する。図7に動作温度と設定温度の差が最大となる95°C(動作温度が-40°Cで設定温度が55°C)のときの信号線路のワイヤ長に対する熱流入量を示す。ワイヤ長が短くなると熱流入量が増加することが分かる。したがって、ワイヤ長は十分長く配線し、増加するワイヤインダクタンスはワイヤパッドの容量で補償した。

図8に周波数応答特性のシミュレーション結果を示す。比較のために従来の箱型パッケージのシミュレーション結果も併せて示す。同軸型EML-TOSA全体での線路インピーダンスを50Ωに近づけることで、従来の箱型と同等の3dB通過帯域が得られることを確認した。

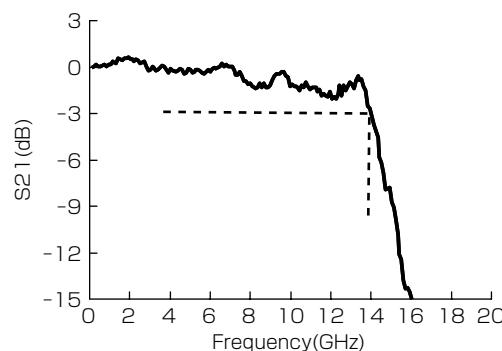


図9. 周波数応答特性

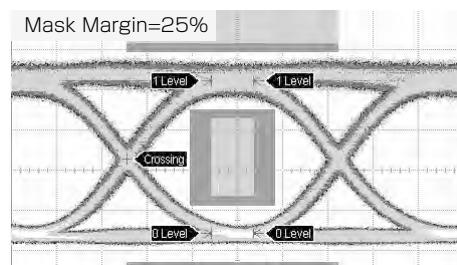


図10. 10.7Gbps光出力波形(4th Besselフィルタ透過後)

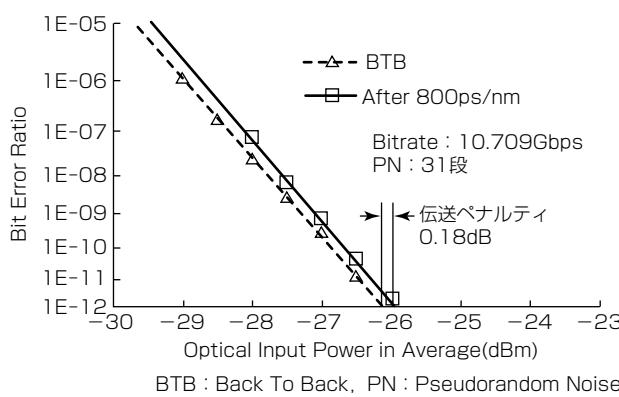


図11. 符号誤り率特性

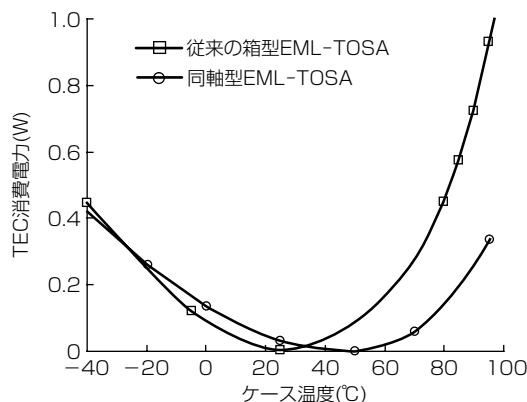


図12. TEC消費電力

4. 評価結果

図9に周波数応答特性の評価結果を示す。3 dB通過帯域は14GHzであり、良好な特性が得られた。図10に10.7Gbps光出力波形を示す。LD駆動電流70mA、設定温度55°C、駆動電圧振幅1.4Vppの条件で、消光比10.3dB、変調光出力+0.5dBmが得られた。また、光出力波形はITU-T(International Telecommunications Union-Telecommunication)G.693で規定されるマスクに対して25%のマージンが得られた。図11に10.7Gbps、PRBS(Pseudo Random Binary Sequence)31段での符号誤り率特性を示す。800ps/nm分散後の伝送ペナルティは0.18dB(@ 1×10^{-12})と良好な特性が得られた。

図12にTEC消費電力の評価結果を示す。比較のため、従来の箱型の評価結果も併せて示す。EMLの設定温度を従来の45°Cから55°Cに高温化し、LD駆動電流と駆動振幅を低減したこと、-40~+95°Cの動作温度範囲で0.42W以下のTEC消費電力が得られた。従来製品のTEC消費電力は0.93Wであり、55%の低消費電力化を実現した。表1に従来の箱型との比較評価結果を示す。

表1. 比較評価結果

項目	従来の箱型 EML-TOSA	同軸型 EML-TOSA
EML駆動温度	45°C	55°C
LD電流	90mA	70mA
駆動振幅	1.8Vpp	1.4Vpp
消光比	10dB以上	10dB以上
TEC消費電力 (-40~+95°C)	0.93W	0.42W

5. むすび

今回、同軸型10Gbps EML-TOSAを開発した。EML素子の高温動作化(55°C)によって、TEC消費電力を大幅に低減した。また、インピーダンス整合の最適化によって、良好な光学特性、高周波特性、伝送ペナルティを実現した。LD駆動電流と駆動振幅の低減はXFP/SFP+全体の消費電力低減にも寄与する。

開発した同軸型パッケージは、DWDM(Dense Wavelength Division Multiplexing)用、80km伝送用、アクセス系の10G-EPON(Gigabit-Ethernet Passive Optical Network)用のEMLとしても適用可能である。今後、EMLの標準パッケージとして製品群の拡張を図り、光通信システムの発展とエネルギーの効率化に貢献する。

参考文献

- (1) Okada, N., et al.: 10.7 Gbit/s Low Power Consumption and Low Jitter EML TOSA Employing Interdigital Capacitor, ECOC2006, European Conference on Optical Communications, 1~3 (2006)
- (2) Makino, S., et al.: Compact and Low Power Consumption 1.55-μm Electro-Absorption Modulator Integrated DFB-LD TOSA for 10-Gbit/s 40-km Transmission, OFC 2009. Conference on Optical Fiber Communication-includes post deadline papers, 1~3 (2009)
- (3) 森田佳道, ほか: 10G-EPON用L帯高出力EA変調器集積DFB-LD, 電子情報通信学会2010年総合大会講演論文集, C-4-18, 269 (2010)
- (4) Okada, N., et al.: Cost-Effective 10.7Gbit/s Cooled TOSA Employing Rectangular TO-CAN Package Operating up to 90°C, Optical Fiber Communication Conference(OFC/NFOEC), 1~3 (2010)

10G-EPON OLT用トリプレクサ

Triplexer for 10G-EPON OLT

Akio Shirasaki, Shinichi Kaneko, Norio Okada, Satoshi Shirai, Akihiro Matsusue

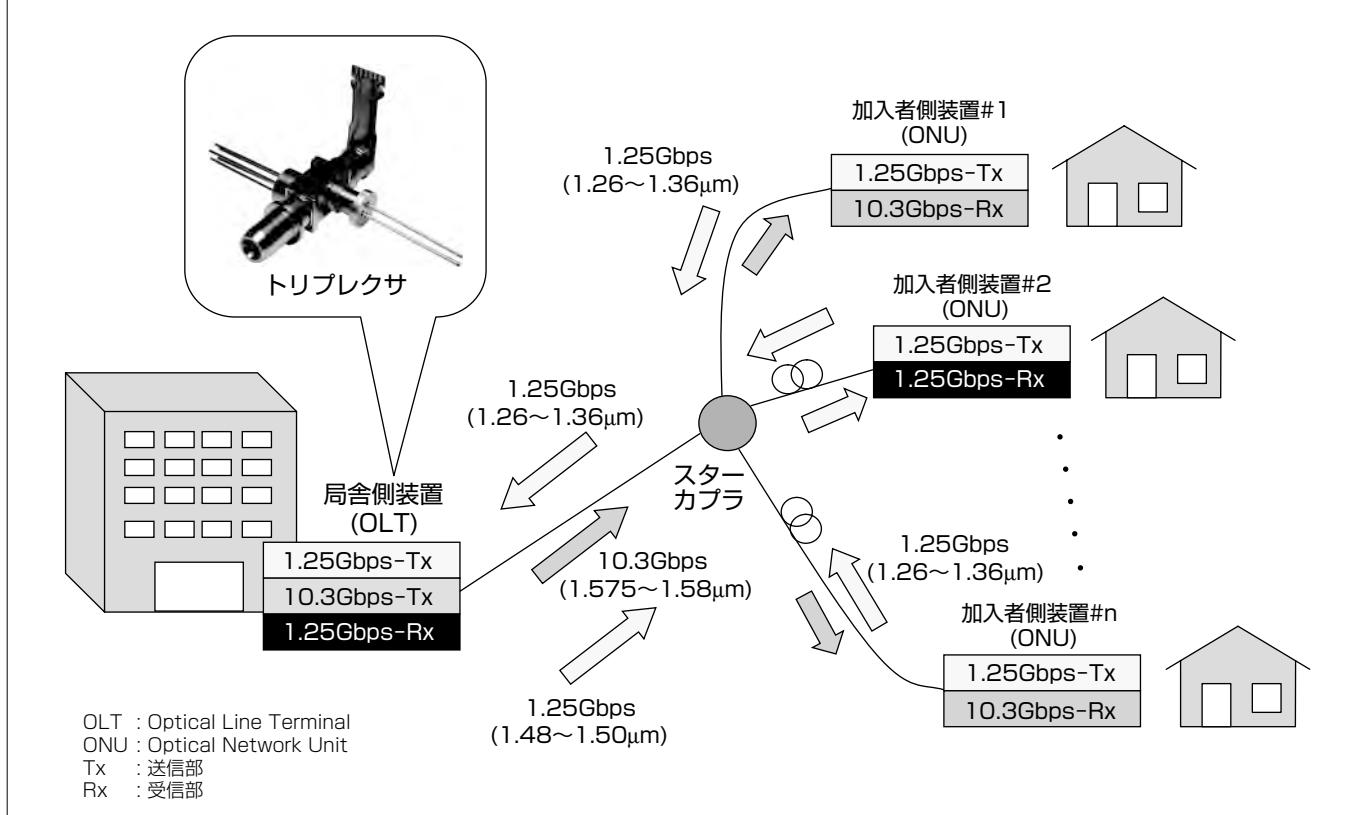
白崎昭生* 白井 聰***
金子進一** 松末明洋†
岡田規男*

要 旨

インターネットトラフィックの増加に伴い、次世代光アクセスシステムとして10G-EPON(10Gigabit Ethernet Passive Optical Network)システムへの期待が高まりつつある。特に、局舎側から加入者側への下り方向通信の伝送速度として10.3Gbps及び1.25Gbps、加入者側から局舎側への上り方向通信の伝送速度として1.25Gbpsに対応する非対称型10G-EPONシステムの導入の動きが活発化している。

10G-EPONシステムでは、保守性の高いプラガブルタイプの小型光トランシーバに光モジュールを収容するニーズが強くあり、局舎側に設置されるOLTでは10.3Gbps送信、1.25Gbps送信、1.25Gbps受信の機能を小型に集積した一心双方向光モジュール(トリプレクサ)が求められている。そこで、三菱電機はXFP(10gigabit small Form factor

Pluggable)サイズの光トランシーバに収容可能な小型トリプレクサを開発した。EML(Electro-absorption Modulated Laser)を適用する10.3Gbps送信部では、新規開発のCAN型パッケージによって小型化と低コスト化を図った。また、3つの送受信素子と光ファイバとの結合に単レンズ光学系を適用するとともに、2つの送信素子で光アイソレータを共用する構成によって、小型なトリプレクサを実現した。この結果、トリプレクサの外形寸法は13.9(W)×21.4(L)×6.0(H)(mm)とXFPに収容可能な小型サイズを実現した。また、非対称型10G-EPONシステムの国際規格であるIEEE802.3av PRX30規格に準拠する良好な送受信特性を実現した。



非対称型10G-EPONシステム

非対称型10G-EPONシステムは局舎側装置(OLT)と複数の加入者側装置(ONU)間をスター型接続する。OLTからONUへの下り方向の通信は、1.575~1.58μmの10.3Gbps信号と波長1.48~1.50μmの1.25Gbps信号の波長多重によって行う。ONUからOLTへの上り方向の通信は各ONUから送出される波長1.26~1.36μmの1.25Gbps信号によって行う。

1. まえがき

光アクセスシステムとしてGE-PON(Gigabit Ethernet Passive Optical Network)システムが広く普及している。しかし、高画質映像配信サービスなどの進展に伴い、今後はインターネットトラフィックの更なる増加が見込まれており、次世代の光アクセスシステムとして10G-EPOンシステムへの期待が高まりつつある。10G-EPOンシステムでは、局舎側から加入者側への下り方向通信と、加入者側から局舎側への上り方向通信の両方で10.3Gbps及び1.25Gbpsのデュアルレートに対応する対称型10G-EPOンシステムと、下り方向通信は10.3Gbps及び1.25Gbpsのデュアルレートに対応するが、上り方向通信は1.25Gbpsだけに対応する非対称型10G-EPOンシステムの2種類があり、特に非対称型10G-EPOンシステムの導入の動きが活発化している。

10G-EPOンシステムでは、保守性の高いプラガブルタイプの小型光トランシーバに光モジュールを収容するニーズが強くあり⁽¹⁾、局舎側に設置されるOLTでは、10.3Gbps送信、1.25Gbps送信、1.25Gbps受信の機能を小型に集積した一心双方向光モジュール(トリプレクサ)が求められている。当社は、XFPサイズの光トランシーバに収容可能な小型トリプレクサを開発し、非対称型10G-EPOンシステムの国際規格であるIEEE802.3av PRX30規格に準拠する性能を実現した。

本稿では開発した小型トリプレクサの構成と、主要な特性について述べる。

2. トリプレクサの構成

2.1 概要

図1に開発したトリプレクサの外観を示す。非対称型10G-EPOンシステムにおけるOLTは、波長1.577μmの10.3Gbps下り信号と波長1.49μmの1.25Gbps下り信号を波長多重で送信するとともに、波長1.3μm帯の1.25Gbps上り信号を受信する必要がある。そのため、トリプレクサはそれぞれの波長と伝送速度に対応し、EMLを内蔵した10.3Gbps送信部、DFB-LD(Distributed FeedBack Laser-

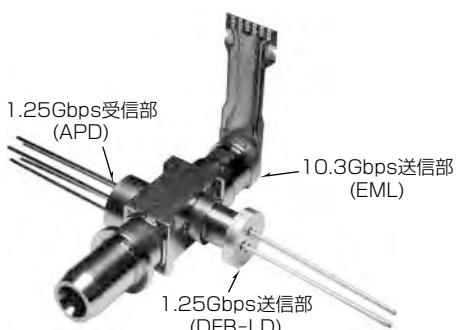


図1. トリプレクサの外観

Diode)を内蔵した1.25Gbps送信部、プリアンプICとAPD(Avalanche Photo Diode)を内蔵した1.25Gbps受信部を備えている。各送受信部のパッケージは、小型で低コストなCAN型パッケージを採用した。光インタフェースは、市場ニーズからSCレセプタブルを採用し、10.3Gbps送信部の電気インタフェースは、高周波特性と外部基板への実装性を考慮し、FPC(Flexible Printed Circuit)を採用した。

次に、トリプレクサの小型化を実現するために新規開発した10.3Gbps送信部及びトリプレクサの光学系について述べる。

2.2 10.3Gbps送信部

EMLは温度によって特性が敏感に変化するため、TEC(Thermo Electric Cooler)上に実装し、温度を一定に制御しながら動作させる必要がある。そのため、10Gbps用EMLモジュールでは、TECを実装可能なスペースを確保した箱型パッケージが主流である。しかし、このパッケージはTEC非搭載型光モジュールで広く用いられているCAN型パッケージに比べ、大型・高コストである。EMLを内蔵する10.3Gbps送信部は、トリプレクサの小型化を阻害する要因であり、またコストの占める割合が大きいため、トリプレクサの小型化・低コスト化は重要な課題である。

今回、10.3Gbps送信部として、小型TECを搭載したφ5.6mmのCAN型パッケージを新規開発し、適用した。これによって、10.3Gbps送信部の外形寸法を小型化できるとともに、内部構造の簡素化と、生産性に優れる製造プロセスの適用による低コスト化を実現した。高周波特性は、リードピンのガラス封止部とEML間の電気的な多重反射を抑えるCAN構造を採用したうえで、FPCに形成したインピーダンス信号線路によって、広帯域な通過特性を実現し、10.3Gbps動作を可能とした。EMLについては、変調器の設計を最適化し、45°Cでの高出力、高消光比を実現した。この結果、TECによってEML動作温度を45°C一定に制御し、高温環境下での周囲温度とEML動作温度との差を小さくすることで、TEC消費電力を最小限に抑えた。

2.3 トリプレクサの光学系

当社ではこれまでに2つの送信素子と光ファイバとの結合に3枚レンズ光学系を採用したトリプレクサを開発し、良好な特性を得ている⁽²⁾。しかし、複数枚のレンズを用いた光学系は、フィルタの特性向上や、光ファイバとの高効率な結合に有利である一方、小型化が難しい。図2に、今回開発したトリプレクサの光学系の構成を示す。部品点数の削減による小型化と低コスト化を図るために、3つの送受信素子(EML, DFB-LD, APD)と光ファイバとの結合に単レンズ光学系を採用した。また、各送受信素子と光ファイバ間の狭いスペースにフィルタ3枚(波長合分波フィルタ2枚、バンドパスフィルタ1枚)と光アイソレータ1個を実装した。

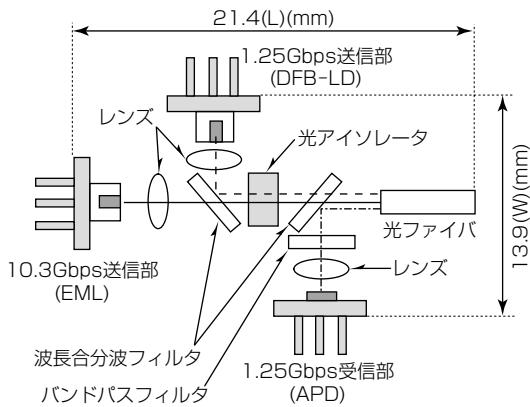


図2. トリプレクサの光学系

单レンズ光学系は、複数枚のレンズによるコリメート光学系に比べ、フィルタの波長合分波特性を劣化させる。波長合分波特性が不十分である場合は、受信波長帯の1.26～1.36μm以外の光がAPDに入射してしまい、クロストークによる受信特性の劣化が問題になる。今回、受信信号帯域以外の散乱光を遮断するために、受信用集光レンズの入射端にバンドパスフィルタを挿入することで、後述するように、最小受信感度へのクロストークの影響を0.2dB以下と、十分に抑制した。

戻り光による送信素子の雑音特性劣化を抑制するためには、光アイソレータが不可欠である。しかし、波長の異なる2つの送信素子に対し、それぞれ個別の光アイソレータを配置すると、横幅の寸法をXFPサイズに収めることができ難となり、かつ高コストである。そこで、2つの送信波長に対応した光アイソレータを用いることで、部品点数を削減した。また、ビーム径がより絞られる光ファイバ近傍に光アイソレータを配置し、光アイソレータ自体の小型化と低コスト化を図った。この構成で、単位帯域当たりの雑音電力と変調電力の比から定義されるRIN OMA (Relative Intensity Noise Optical Modulation Amplitude)を、ファイバ端平均光パワーから-15dBの強度で戻り光を戻した状態で実測したところ、EMLは-139dB/Hz、DFB-LDは-134dB/Hzと、それぞれIEEE規格の-128dB/Hz、-115dB/Hzを満足する良好な特性が得られた。

これらによって、光学系を小型化するとともに、IEEE規格を満足するために必要な光学特性を確保した。トリプレクサの外形寸法は13.9(W)×21.4(L)×6.0(H)(mm)となり、XFPサイズの光トランシーバに収容可能な小型サイズを実現した。

3. トリプレクサの主要特性

3.1 10.3Gbps送信部

10.3Gbps送信部の特性について述べる。図3(a), (b)にシングルモードファイバ25km伝送前後の送信出力波形を示す。変調条件は10.3125Gbps、PRBS $2^{31}-1$ (Pseudo Ran-

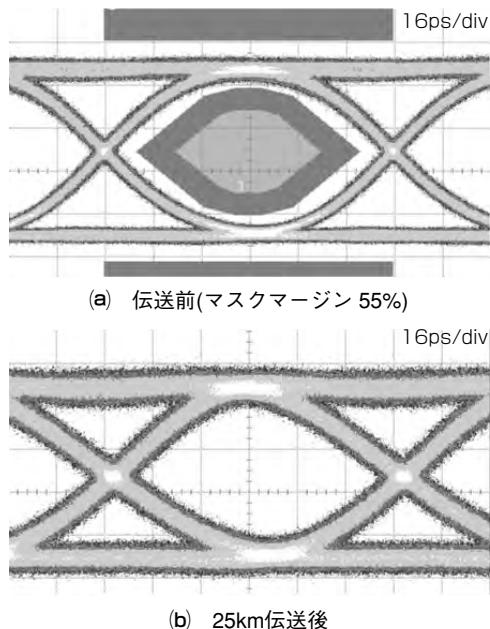


図3. 10.3Gbps送信部の光出力波形

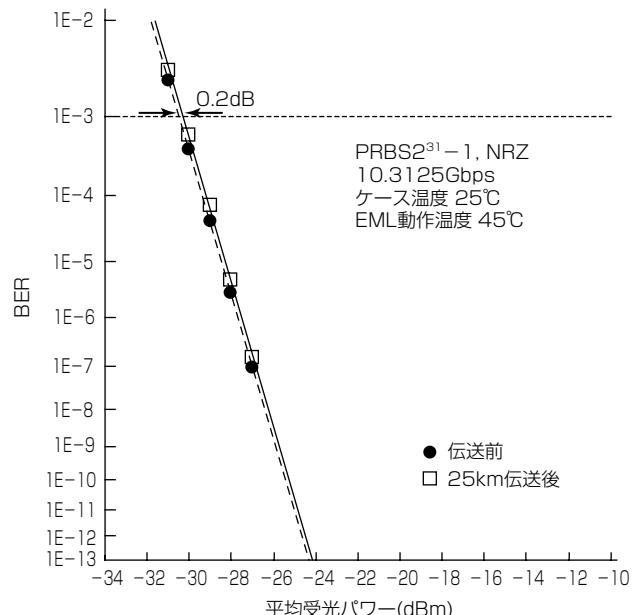


図4. 10.3Gbps送信部のBER特性

dom Binary Sequence), NRZ(Non Return to Zero)とした。伝送前の波形は、平均光パワーを+4dBm、消光比を9.0dBに調整した状態で、マスクマージンが55%と良好なアイ開口が得られている。また、伝送後の波形についても、伝送前からの波形劣化が小さく、良好な結果が得られた。図4にシングルモードファイバ25km伝送前後のBER(Bit Error Rate)特性を示す。BERが 10^{-3} となる受信感度で規定される伝送ペナルティは0.2dBと良好であり、IEEE規格の1dB以下を満足している。図5にTEC消費電力のケース温度依存性を示す。EMLの45°C動作によって、ケース温度が75°Cとなる高温環境下でも消費電力は0.3W以下と、低消費電力である。表1にケース温度-5～75°Cに

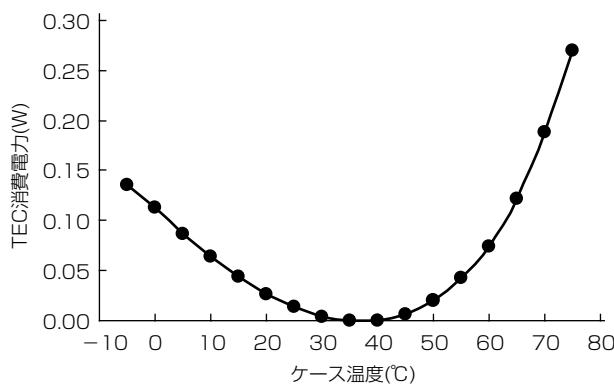


図5. TEC消費電力のケース温度依存性

表1. 10.3Gbps送信部の主要特性

項目	特性
平均光パワー	+3.0～+5.0dBm
消光比	≥9.0dB
伝送ペナルティ	≤1.0dB
TEC消費電力	≤0.3W

表2. 1.25Gbps送信部の主要特性

項目	特性
平均光パワー	+4.0～+6.0dBm
消光比	≥9.0dB
伝送ペナルティ	≤1.0dB

おける10.3Gbps送信部の主要特性をまとめおり、IEEE規格を満足する良好な特性を実現した。

3.2 1.25Gbps送信部

表2にケース温度-5～75°Cにおける1.25Gbps送信部の主要特性をまとめた。平均光パワーは+4.0～+6.0dBm、消光比は9dB以上、伝送ペナルティは1dB以下と良好な特性を得ている。

3.3 1.25Gbps受信部

図6にBER特性の評価結果を示す。トリプレクサへの入力信号は、波長1.3μm、1.25Gbps、PRBS2⁷-1、NRZ、消光比9dBとした。また、先に述べた光学系によって、送信部とのクロストークを十分に抑制できているかを評価するため、①送信部をOFF、②10.3Gbps送信部を駆動、③1.25Gbps送信部を駆動の3パターンで測定を実施した。その結果、BERが10⁻¹²となる最小受信感度は、どの条件でも-34dBm以下と高感度であり、IEEE規格である-29.78dBmを十分な余裕を持って満足した。また、クロストークによる最小受信感度の劣化は、10.3Gbps送信部に対しては0.05dB、1.25Gbps送信部に対しては0.15dBと、十分に抑制されていることを確認した。さらに、最大受信感度についてもIEEE規格を満足する-9dBm以上が得られ、広いダイナミックレンジを確認した。表3にケース温度

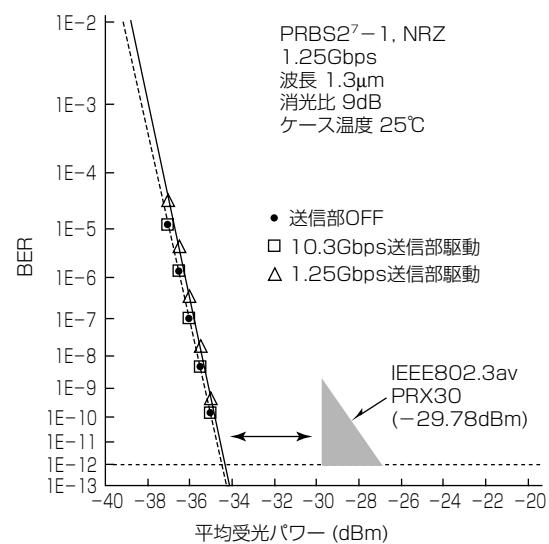


図6. 1.25Gbps受信部のBER特性

表3. 1.25Gbps受信部の主要特性

項目	特性
プリアンプIC消費電力	≤0.15W
最小受信感度	≤-34dBm
最大受信感度	≥-9.0dBm

-5～75°Cにおける1.25Gbps受信部の主要特性をまとめた。プリアンプICの消費電力は0.15W以下と低消費電力である。最小受信感度及び最大受信感度もIEEE規格を満足している。

4. むすび

非対称型10G-EPOンシステムのOLT用光モジュールとして、10.3Gbps送信、1.25Gbps送信、1.25Gbps受信の機能を集積したトリプレクサを開発した。小型化と低コスト化のため、EMLを内蔵する10.3Gbps送信部には新規のCAN型パッケージを適用した。また、3つの送受信素子と光ファイバとの結合に単レンズ光学系を採用するとともに、2つの送信素子で光アイソレータを共用する構成によって、部品点数を削減した。この結果、トリプレクサの外形寸法は13.9(W)×21.4(L)×6.0(H)(mm)となり、XFPサイズの光トランシーバに収容可能な小型サイズを実現した。また、非対称型10G-EPOンシステムの国際規格であるIEEE802.3av PRX30規格に準拠する良好な送受信特性を実現した。

参考文献

- (1) 後藤秀樹, ほか: 10G-EPOン向け光トランシーバ, 三菱電機技報, 86, No. 6, 327～334 (2012)
- (2) 白井聰, ほか: 10G-EPOンOLT用光モジュール, 三菱電機技報, 85, No. 5, 301～304 (2011)

44.6Gbps DQPSK送信器用波長可変DFBレーザアレー・MZ変調器集積デバイス

瀧口 透* 後藤田光伸***
松本啓資** 蒔田良子***
笹畠圭史**

Tunable DFB Laser Array Integrated with Mach-Zehnder Modulators for 44.6Gbps DQPSK Transmitter
Toru Takiguchi, Keisuke Matsumoto, Yoshifumi Sasahata, Mitsunobu Gotoda, Ryoko Makita

要 旨

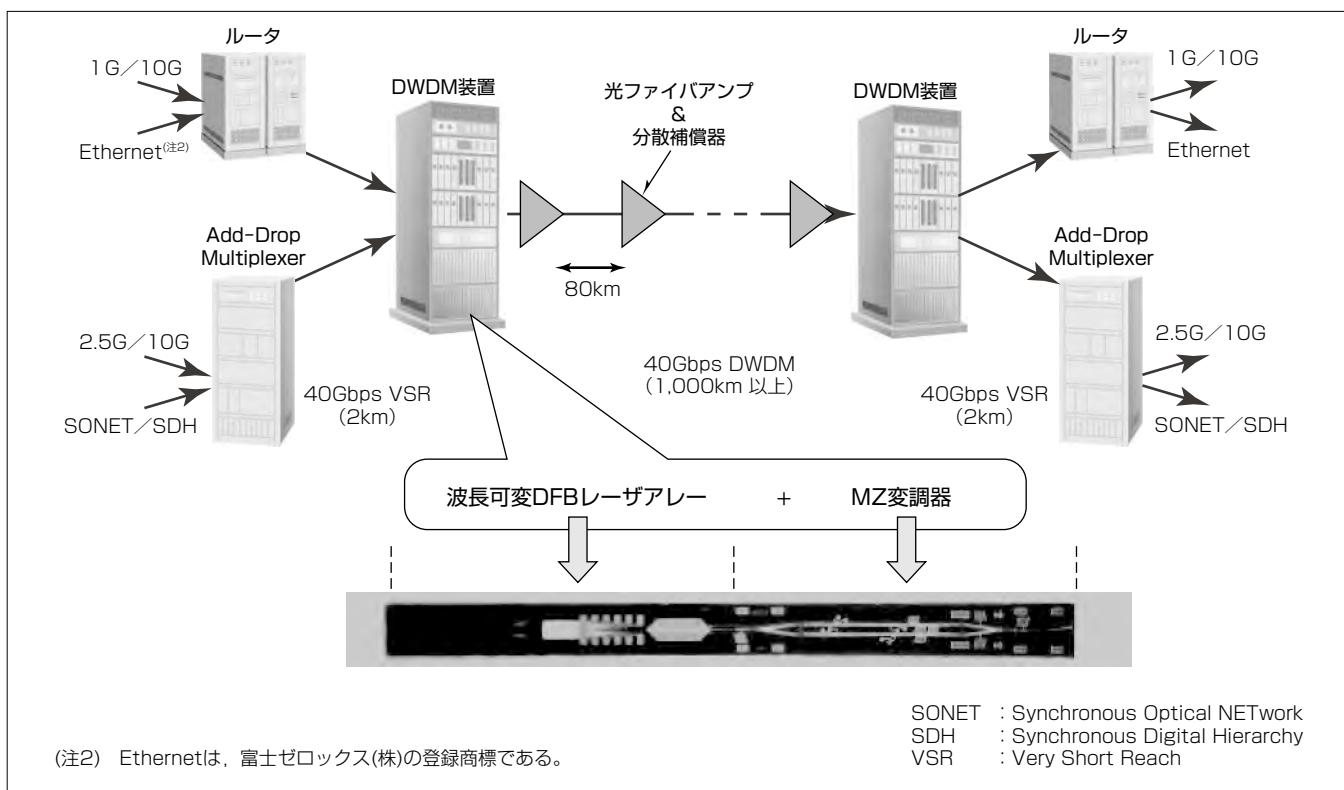
長距離大容量の通信コアメトロ系で、光ファイバを効率的に使用するため、波長の異なる複数の信号を同時に伝送する光波長多重伝送DWDM(Dense Wavelength Division Multiplexing)システムが用いられている。近年、伝送速度も10Gbpsから40Gbpsに増速されてきている。これに伴い、変調方式も強度変調から位相変調が用いられるようになっている。40GbpsのDWDMシステムでは、位相変調の一つであるRZ-DQPSK(Return-to-Zero-Differential Quadrature Phase Shift Keying)方式がよく用いられている。この変調方式は、光雑音耐性、波長分散耐性、非線形耐性が高いなどの長距離伝送に有利な優れた特性を持っている。

RZ-DQPSK方式では、一般に波長可変光源のモジュールとLN(Lithium Niobate: LiNbO₃)変調器のモジュールが用いられている。LN変調器は、サイズが大きく、駆動

電圧が高いというデメリットがあり、一方InP系材料を用いたMZ(Mach-Zehnder)変調器は、サイズが小さく、駆動電圧が低いという利点とともに、光源の半導体レーザとモノリシック集積できるという利点を併せ持つ。今回三菱電機は、44.6Gbps DQPSK送信器用として、InP系材料を基本に、波長可変DFB(Distributed Feed-Back)レーザアレー・MZ変調器を全て1チップにモノリシック集積した素子を世界で初めて^(注1)開発し、L帯・ITU-T(International Telecommunication Union Telecommunication Standardization Sector)グリッド50GHz間隔での発振波長制御、及び良好な44.6Gbps DQPSK変調波形を確認した。

このデバイスは44.6Gbps DQPSK送信器用として有用である。

(注1) 2012年12月1日現在、当社調べ



40Gbps長距離大容量通信コアメトロ系DWDMシステム

40Gbpsへの伝送速度向上に伴い、変調方式も強度変調から位相変調の一つであるRZ-DQPSK方式が用いられている。今回、送信器として従来の波長可変光源モジュールとLN変調器モジュールの置き換えとして、小型化・高効率化が可能なInP系材料を用いた波長可変DFBレーザアレーとMZ変調器を1チップにモノリシック集積化した素子を開発した。

1. まえがき

長距離大容量の通信コアメトロ系で、光ファイバを効率的に使用するため、波長の異なる複数の信号を同時に伝送する光波長多重伝送DWDMシステムが用いられている。近年、伝送速度も10Gbpsから40Gbpsに増速されてきている。これに伴い、変調方式も強度変調から位相変調が用いられるようになっている。40GbpsのDWDMシステムでは、位相変調の一つであるRZ-DQPSK方式がよく用いられている⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾。この変調方式は、光雑音耐性、波長分散耐性、非線形耐性が高いなどの長距離伝送に有利な優れた特性を持っている。

RZ-DQPSK方式では、一般に波長可変光源のモジュールとLN変調器のモジュールが用いられている。LN変調器は、サイズが大きく、駆動電圧が高いというデメリットがあり、一方InP系材料を用いたMZ変調器は、サイズが小さく、駆動電圧が低いという利点とともに、光源のレーザとモノリシック集積できるというメリットを持つ。

今回、44.6Gbps DQPSK送信器用として、InP系材料を基本に、波長可変DFBレーザアレーとMZ変調器を全て1チップにモノリシック集積した素子を世界で初めて開発し、L帯・ITU-Tグリッド50GHz間隔での発振波長制御、及び良好な43Gbps DQPSK変調波形を確認した⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

2. 素子構造と設計

図1に素子の構成を、図2に素子の外観を示す。素子は波長可変DFBレーザアレーの部分とMZ変調器の部分からなる。波長可変DFBレーザアレーは、12個のレーザからなるレーザアレー、12個のレーザに連なる導波路を一つの導波路にまとめるMMI(Multi Mode Interference)、光を增幅するSOA(Semiconductor Optical Amplifier)からなる。素子サイズは9.6×0.75×0.1(mm)である。

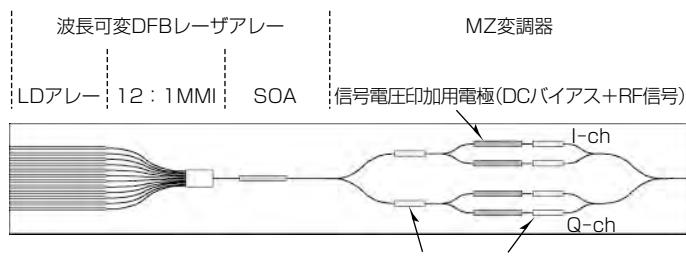


図1. 素子の構成

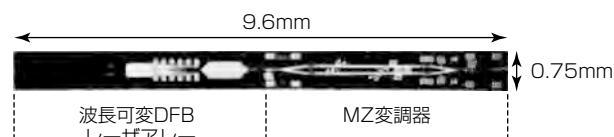


図2. 素子の外観

MZ変調器は、I-ch, Q-chと呼ばれる2つの子MZを更に束ねた形で構成する親MZである。子MZは、信号電圧印加用電極と位相調整用電極を持つ。また親MZは、 $\pi/2$ 位相シフト電極を持つ。

ここで、DQPSK変調について述べる。44.6Gbpsの信号は、22.3Gbpsの2つの信号に分けられ、ドライバに送付される。ドライバはpush-pullの駆動信号をMZの信号電圧印加用電極に印加する。図3に示すように、I-chの信号光

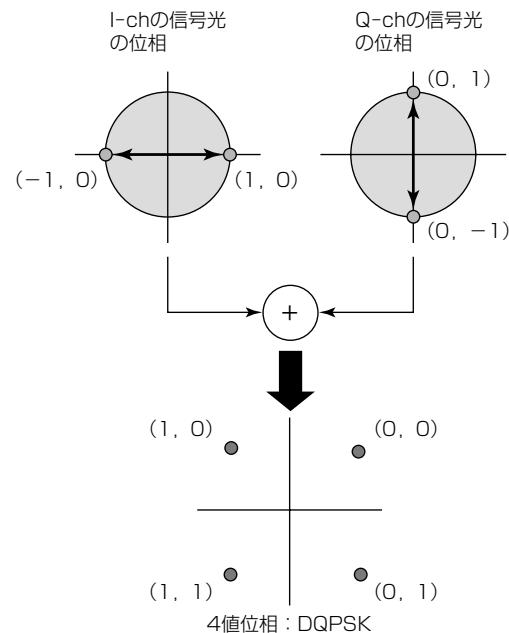
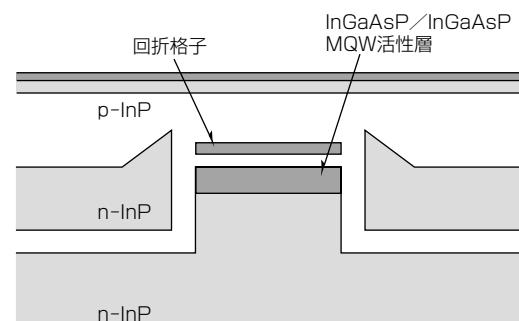
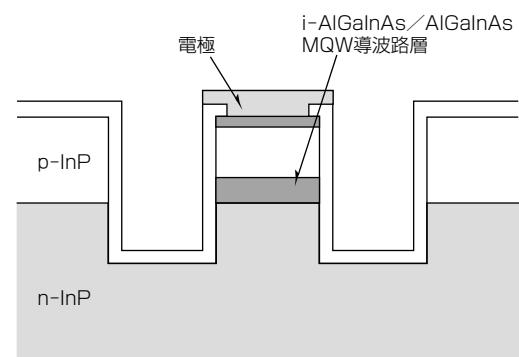


図3. DQPSK送信器の構成と変調光の位相



(a) LD部



(b) MZ変調器部

図4. 素子断面構造

の位相は、 $(1, 0)$ と $(-1, 0)$ の2点間を移動する。Q-chの信号光も同様であるが、I-chに対して、 $\pi/4$ の位相差を付与するので、 $(0, 1)$ と $(0, -1)$ の2点間を移動する。最終的に2つの光の和が出力されるため、変調光の位相は、 $1/4\pi$, $3/4\pi$, $5/4\pi$, $7/4\pi$ のいずれかの値をとる。

図4(a)にLD(Laser Diode)部の断面構造を示す。LD・SOAの活性層はInGaAsP/InGaAsP-MQW(Multiple Quantum Well)からなり、p/n/p-InP埋め込み構造にしている。一方、図4(b)にMZ変調器部の断面構造を示す。変調器部はi-AlGaInAs/AlGaInAs-MQWからなり、ハイメサ構造としている。i-AlGaInAs/AlGaInAs-MQWは、InGaAsP/InGaAsP-MQWより電圧印加時の屈折率変化が大きいこと、ハイメサ構造は、埋め込み構造より容量が小さいことによる。導波路部分は、InGaAsP層によって形成している。

3. 素子特性

図5にDFBに100mAの電流を流した時の、ファイバ光出力とSOA電流の関係を示す。10°C, SOA電流200mAで、 $P_f = 1.3\text{mW}$ が得られ、SOA電流値で P_f のコントロールが可能である。図6にL帶、50GHz間隔の全波長の発振波長スペクトルを示す。図7に各チャネルのサイドモード抑圧

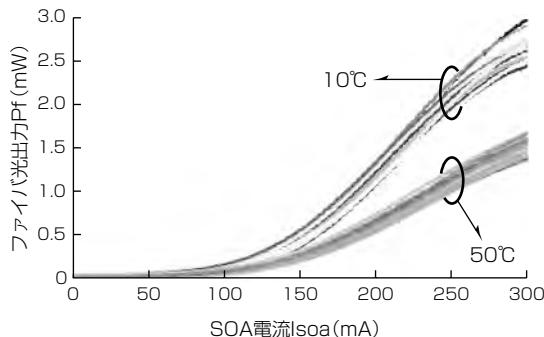


図5. ファイバ光出力のSOA電流依存性

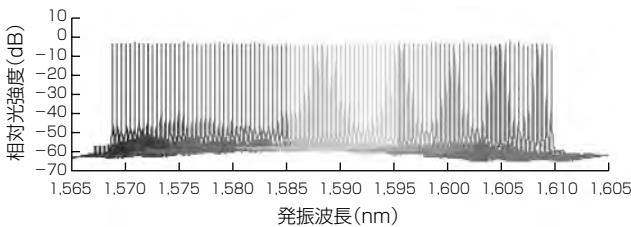


図6. 発振波長スペクトル

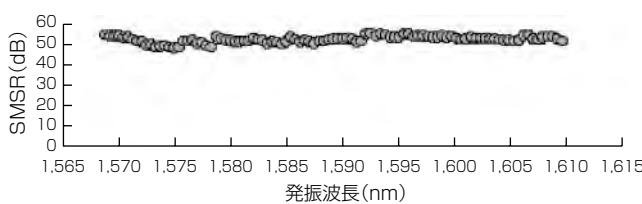


図7. 各チャネルのサイドモード抑圧比(SMSR)

比SMSR(Side Mode Suppression Ratio)を示す。全波長で、 $\text{SMSR} > 47\text{dB}$ と、優れた単一縦モード性を実現した。図8に発振中心波長と素子温度の関係を示す。素子温度10~50°Cで、L帯の39.7nmの範囲(1,572.06~1,611.79nm)で、50GHz間隔で発振波長制御できることを確認した。

図9に、波長1,586nm、素子温度25°CでのQ-chのDC消光カーブを示す。信号電圧印加用電極に与えるDCバイアス(Vb)を深くすると、 V_{π} は小さくなる。これは、MQWのバンド端が光の波長に近づくため、小さな電圧で大きな屈折率変化が得られるからである。図9に示すようにDCバイアスによって V_{π} が調整可能であり、DCバイアス電圧-7Vで、 $2V_{\pi} = 3\text{V}$ と低い値が得られた。また、消光比も25dB以上と良好であった。

図10に、Q-chの周波数特性を示す。MZ変調器は50Ω抵抗で終端した。3dB帯域幅は、20GHzであり、44.6Gbpsで4値位相変調が可能であることが確かめられた。

図11に44.6Gbps-DQPSK変調波形を示す。22.3Gbaud, $2^{31}-1\text{PRBS}$ パターンで、push-pull電圧3Vで評価した。I-ch, Q-ch内の各アーム間で、位相調整用電極に電圧を印加して、位相を $\pi/2$ ずらすように設定し、またI-chとQ-chの間では、位相を $\pi/2$ ずらすように設定した。図から分かるように4値位相変調特有の波形パターンが見られ、DQPSK変調が実現できているのが確認できる。図12に変調時の光スペクトルを示す。良好なスペクトルが得られている。図13にバランスドレシーバで受光した復調後のI-ch及びQ-chの波形を示す。I-ch及びQ-chに印加された信号が、きれいに復調されているのが分かる。図11、図13に示すように良好なアイパターンが見られ、44.6Gbps-

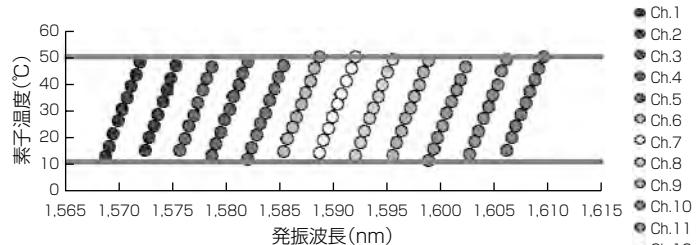


図8. 発振中心波長と素子温度の関係

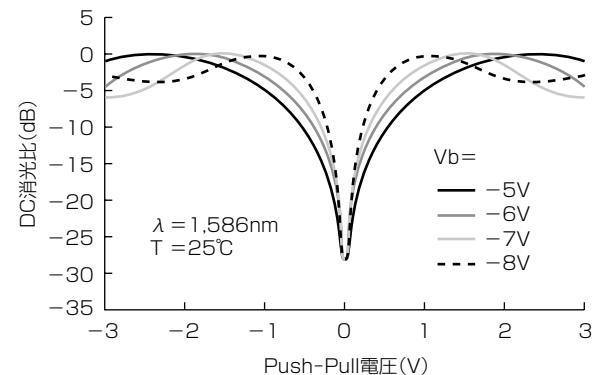


図9. DC消光特性

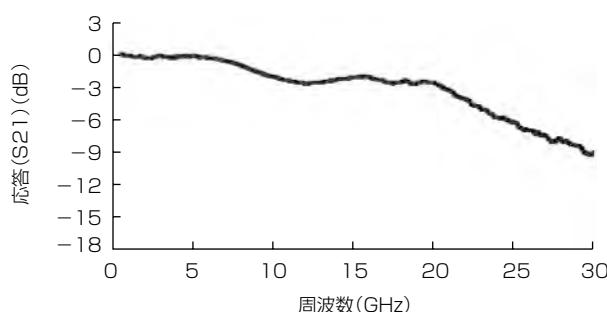


図10. Q-chの周波数特性

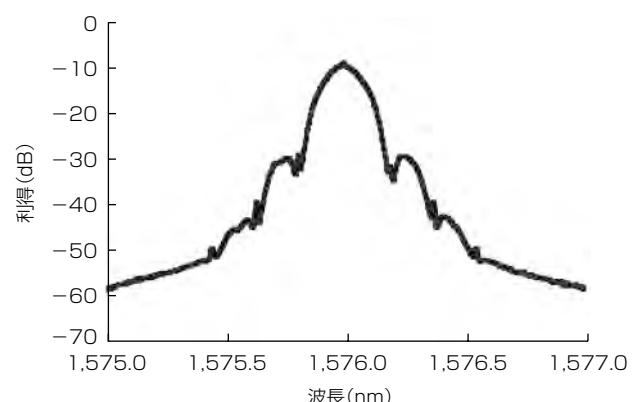


図12. 変調時の光スペクトル

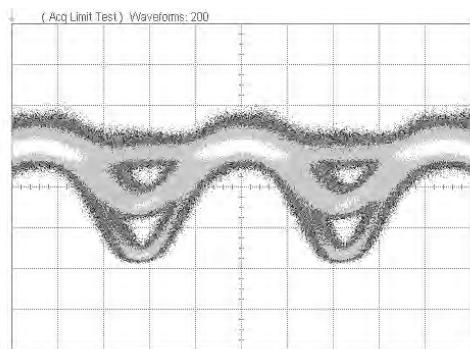


図11. 44.6Gbps-DQPSK変調波形

DQPSK変調を実現できたことを確認した。

4. む す び

InP系材料で波長可変DFBレーザアレーとMZ変調器を1チップにモノリシック集積したデバイスで、L帯・ITU-Tグリッド50GHz間隔での発振波長制御、及び良好な44.6Gbps DQPSK変調波形を確認した。このデバイスは44.6Gbps DQPSK送信器用として有用である。

参考文献

- (1) Sano, A., et al.: 55 x 86Gb/s CSRZ-DQPSK transmission over 375 km Using Extended L-band Erbium-Doped Fiber Amplifiers, Optical Communications European Conference, ECOC 2006, 1~2 (2006)
- (2) Sugiyama, M., et al.: Low-drive-voltage and compact RZ-DQPSK LiNbO₃ Modulator, Optical Communication 2007 33rd European Conference and Exhibition, ECOC 2007, 1~2 (2007)

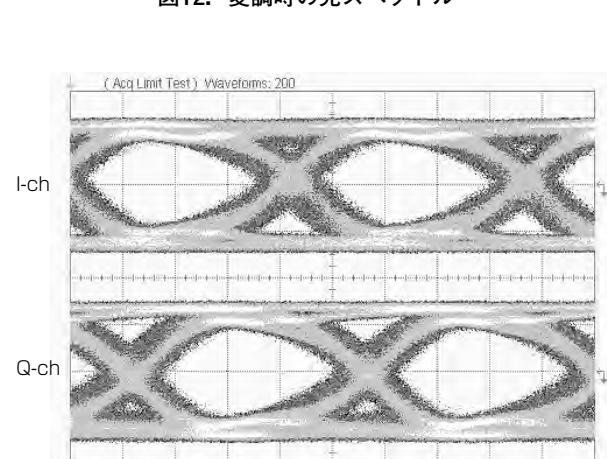


図13. 受信波形(back to back)

- (3) Kikuchi, N., et al.: 80-Gbit/s InP DQPSK modulator with an n-p-i-n structure, 33rd European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC 2007 (2007)
- (4) Takiguchi, T., et al.: 40G RZ-DQPSK Transmitter Monolithically Integrated with Tunable DFB Laser Array and Mach-Zehnder Modulators, Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference (2011)
- (5) Saito, T., et al.: Tunable DFB Laser Array Integrated with Mach-Zehnder Modulators for 44.6Gbps DQPSK Transmitter, Semiconductor Laser Conference (ISLC), 2012 23rd IEEE International, 36~37 (2012)

100Gbps送信用 4波長25.8Gbps直接変調DFB-LD

境野 剛*
外間洋平*
柳楽 崇*

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

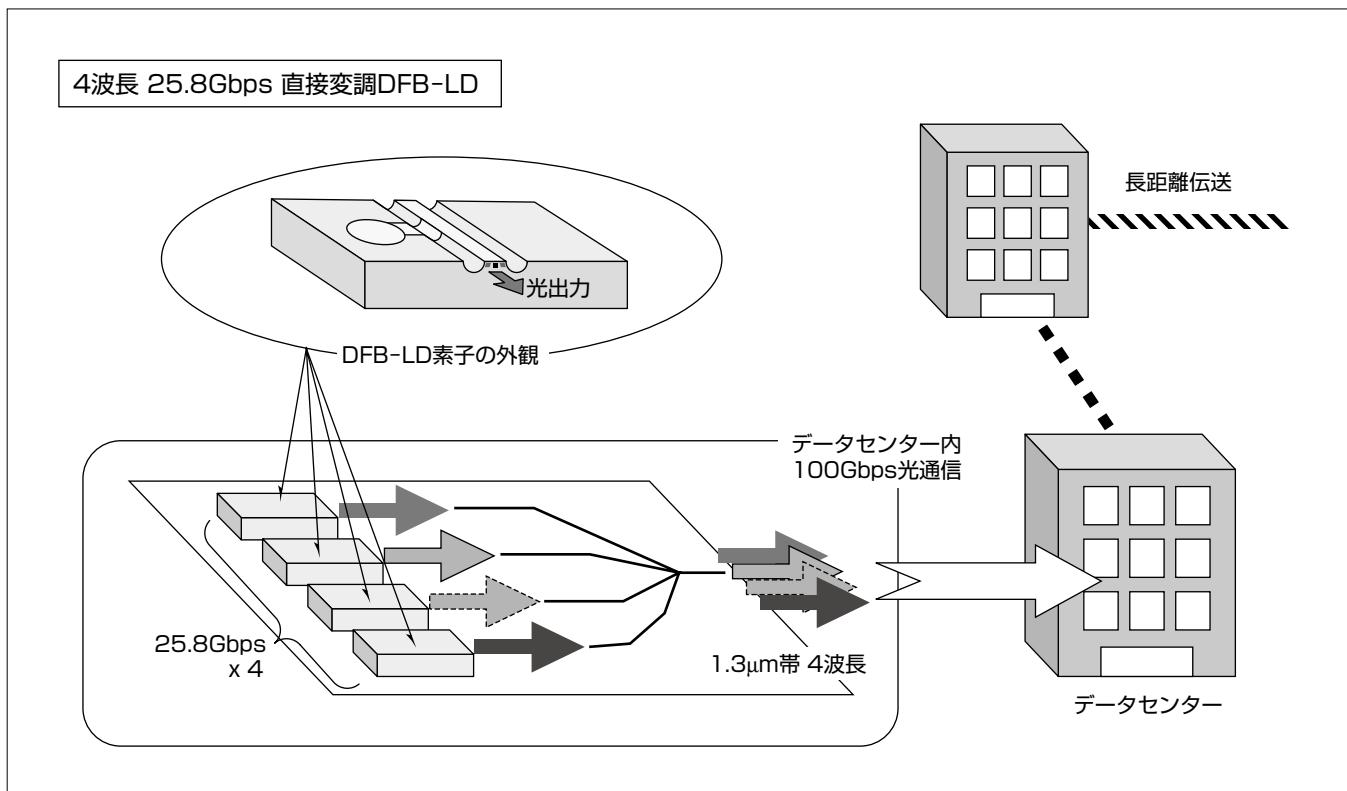
Go Sakaino, Yohei Hokama, Takashi Nagira

要旨

インターネットのブロードバンド化や通信端末の普及による通信量増加に対応するため、光通信の高速化が進められている。特に伝送装置を収容するデータセンターではデータ通信のトラフィックが集中するため、100Gbpsという高速の光通信が必要とされている。2010年には100ギガビットイーサネット^(注1)（100GbE）の国際標準化が完了し、1.3μm帯の25.8Gbps変調4波長レーザを用いる最大伝送距離10kmの100Gbps光通信が実用化の段階を迎えてい。一方で高密度実装される伝送装置の冷却などで飛躍的に増大する消費電力を低減することが大きな課題となっている。この状況下、最大伝送距離が2km以下となるデータセンターでの短距離伝送の国際規格制定に向けた動きが活発化している。この用途では特に多数の伝送装置を高密度で実装するため装置の小型化、低コスト化が重要で、データ送

信レーザ光源としては、駆動が簡素な構成で行え、かつ低電流動作が可能で、伝送装置の冷却を不要にできる直接変調DFB-LD（Distributed Feed-Back Laser Diode）が有望である。非冷却動作の実現にはレーザを70°C以上の高温で動作させる必要があり、使用上限温度を従来の50°Cから70°Cに高めた25.8Gbps動作4波長直接変調DFB-LDを開発した。このレーザは短共振器構造とともに今回開発した低容量高効率電流狭窄（きょうさく）層構造を採用することによって、高温70°Cで世界最高レベルの低電流駆動と高品質な変調光波形を実現しており、高速100Gbps短距離光通信の普及に必要な低消費電力化、小型化、低コスト化への貢献が見込まれる。

(注1) イーサネットは、富士ゼロックス(株)の登録商標である。



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

光通信の伝送データ量増大によって、データが集中するデータセンター内では100Gbpsの高速通信が必要とされている。この用途では多数の伝送装置が高密度で収容され消費電力も膨大になるため、伝送装置には低消費電力化、低コスト化が求められる。この要求を満たす伝送装置用の光源としては高温で低電流駆動が実現できる直接変調DFB-LDが有望であり、今までよりも高温の70°Cで動作する高効率25.8Gbps直接変調DFB-LDを開発した。

1. まえがき

インターネットのブロードバンド化やスマートフォンに代表されるデータ通信端末の普及によって、光通信のトラフィックが急激に増大している。このため、トラフィックが集中するデータセンターでは、100Gbpsの高速光通信が必要となっており、100ギガビットイーサネット(100GbE)の規格⁽¹⁾が国際標準化され実用段階を迎えている。しかしながらデータセンターでは多数の伝送装置が高密度に収容されるため、装置の駆動とその冷却のための消費電力が膨大にな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。また高密度実装やシステム普及のためには伝送装置の小型化と低コスト化も非常に重要である。

ところで、100GbEの規格の一つである100GBASE-LR4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てデータ伝送を行うが、変調光波形は伝送距離と波長に応じて光ファイバ中で劣化する性質がある。そのため規格で定められている最大10kmの伝送でもこの変調光波形劣化によって品質が低下しないようにするには、光の波長を1.31μm周辺の極めて狭い範囲に収める必要があり、4波長の波長間隔が約5nm、各々の波長で許容される幅が約2nmと非常に狭く設定されている。よって波長を規格内に制御するために送信側の発光素子を一定温度に保つ冷却機構が必要で、伝送装置として発光素子の駆動以外に大きな電力が消費される。しかしデータセンターのように最大2kmの短距離伝送では、伝送時の変調光波形の劣化が小さいため、10Gbpsなどの伝送で用いられるCWDM(Coarse Wavelength Division Multiplexing)規格と同様、4つの波長間隔を20nmとして各々の波長許容幅を13nmとする波長規格での伝送が可能となる。このCWDM波長規格を適用した場合、波長許容幅が広いため発光素子の温度による波長変化を抑制する冷却機構を不要にでき、伝送装置の消費電力低減に大きな効果がある。なお伝送装置を非冷却とした場合、使用環境温度と周囲のデバイスの発熱を考慮すると発光素子として用いる半導体レーザは70°C以上の高温動作が必要となるが、低消費電流で高温駆動可能な直接変調型のDFB-LDが最適と考えられる。

これまで50°Cで25.8Gbps動作する直接変調DFB-LDを開発し報告しているが、先に述べたとおり非冷却動作としては必ずしも十分ではなく、今回非冷却動作を目的として高温70°Cで25.8Gbps動作する4波長直接変調DFB-LDを開発した。

70°Cの高温で高速動作を実現するには、レーザ特有の電気と光の相互作用の結果発生する光の振動による変調光波形の劣化を抑制する必要がある。この光振動の周波数は緩和振動周波数(fr)と呼ばれ、良好な変調光波形を得るには、高温におけるfrを変調信号周波数程度の高い値に保つこと

が重要である。そのため高温で顕著となる発光層への電流注入効率低下とこれに起因するfrの低下を抑制する必要があり、従来構造の素子では実現が容易でなかった。今回、新たに高温70°Cでも発光層への効果的な電流注入を可能とする低容量高効率電流狭窄埋込層を開発し適用することで、世界最高レベルの低消費電流駆動と良好な変調光波形を高温70°Cで実現した。

2. 素子の設計

2.1 高温高出力動作設計

レーザ素子が25.8Gbpsの高速入力電気信号に応答するためには、素子の発光層側部に配置され、発光層に効果的に電流を注入する電流狭窄層で発生する寄生容量を抑制する必要があり、電流狭窄埋込層に半絶縁性の半導体層を用いることが有効である。そのため従来開発素子の50°C動作25.8Gbps直接変調DFB-LDでは、一般的に使用されている鉄(Fe)をドーピングした半絶縁性InP埋込層を採用している。この構造では100GbE-LR4規格を想定した50°Cで45mAという極めて低い電流による駆動で実用レベルの良好な25.8Gbps高速変調波形を実現できている⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾。しかしながら、先に述べたCWDM波長規格での非冷却動作を想定した場合には更に高温の70°C以上での動作が必要となる。ところが従来の構造素子では半絶縁性InP層中のFeとp型InP層中のドーパントである亜鉛(Zn)が相互拡散するため、50°Cよりも高温で駆動した場合にはこの相互拡散領域を介して発光層を通らない経路の無効電流が急激に大きくなり、DFB-LDの発光効率が大きく低下する問題があつた。そこでこの無効電流を抑制する目的で新たな低容量高効率電流狭窄構造を開発した⁽⁵⁾。この構造開発で今回、半絶縁性InPにドーピングする材料として、p型InP層中のZnと相互拡散を起こさないルテニウム(Ru)という元素に着目した。このRuをドーピング材料に用いることで相互拡散に起因する無効電流の抑制は可能となるため、10Gbps駆動のDFB-LDに適用した例⁽⁶⁾⁽⁷⁾が報告されているが、Ruドーピング層を用いた電流狭窄構造として最適な層構成は十分に検討されておらず、今回この層構成について検討した。

RuドープInP層は、Feをドーピングした半絶縁性InP層と同等の十分な低容量を実現できることが分かっているが、電子だけを捕捉して高抵抗となるFeドープInP層とは異なり、電子とホールの双方を捕捉する性質を持つことから、高抵抗すなわち高効率電流狭窄構造を実現するためには、RuドープInP層に接する半導体層の極性について細心の配慮が必要となる。そこで今回レーザ構造に適用可能でかつ最も高抵抗が得られる層構成を検討し、実験で検証した。RuドープInP層に接する半導体層の極性を変えた複数サンプルの抵抗率比較評価を行った結果、図1に示すように、

Ru ドープInP層の上下にp-InPを配置するp/Ru/p-InPの3層構造にすることで、最も高い抵抗率($10^7 \Omega \cdot \text{cm}$)が得られ、従来のFeドープInP層よりも高い発光層への電流注入効率が見込めることが分かった。

この結果からRuドープInP層がn型よりもp型のInP層に接している方が高抵抗化に対して有効であることが分かるが、これはRuドープInP層において、ホールを捕捉する準位が電子を補足する準位よりも深いことから、ホールを供給するp型InP層に接している方がより高抵抗になりやすいためと考えられる。なおこの構成をpn接合を持つレーザに適用する場合、片側にはn-InP層を配置する必要があるため、p/Ru/p/n-InPの積層構造を用いることになるが、この場合でも従来のFeドープInP層よりも大きく十分な抵抗率が確認できており、高効率電流狭窄構造を実現できることが分かった。

2.2 高速動作設計

25.8Gbps高速動作実現に向けては、主に高い緩和振動周波数(fr)を確保する観点から設計を行った。一般的に高いfrを実現するには、電流注入量に対する利得の比である微分利得を大きくすることが有効である。そのため、伝導帯における電子に対する多重量子井戸(MOW)の深さが大きく、高温での電子の漏れ出しが抑制されるAlGaInAs-MQWを採用することで、高い微分利得の確保を可能とした。さらに、高温動作に必要な利得を考慮に入れた上で、利得スペクトルとDFB発振波長の差に相当するデチューニング量を大きく設定することで微分利得の増大を図った。同様に高いfrを得るためにキャリア寿命を短くすることも効果があり、共振器長の短縮が有効である。今回は動作温度で十分な利得も得られることを考慮し共振器長は150μmとした。電気的な高速応答に対しては先に述べたと

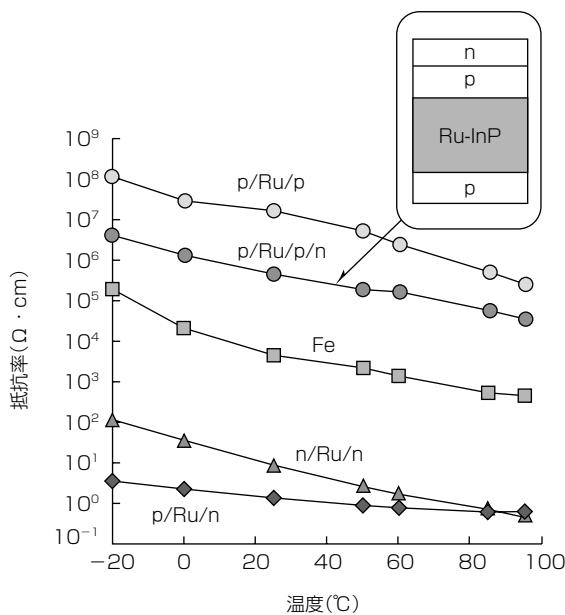


図1. 層構成と抵抗率

おり、素子の寄生容量が影響するが、高い抵抗率が得られたRuドープInP層を用いたp/Ru/p/n-InP層の構成は従来のFeドープInP層を用いた場合と同等で十分低い寄生容量が得られることが確認できた。

3. 素子構造と素子特性

先に述べた設計に基づいて図2に示す構造の4波長直接変調DFB-LDを作製した。p型InP基板を用いてAlGaInAs系の発光層を成長させた後、その上に回折格子を形成した。発光層の側面には先に述べたRuドープInP層を用いた高抵抗低容量電流狭窄埋込層を配置し、レーザの共振器長は150μmとした。素子の共振器端面には、光出力側に無反射コーティング、反対側端面には高反射コーティングを施した。

次に4波長各々のDFB-LDの電流-光出力特性を図3に示す。室温25°Cから高温70°Cへ向けてのしきい値電流やスロープ効率の変化が小さく良好な特性が得られている。

どの波長の素子でも高温70°Cで、しきい値電流は15mA、スロープ効率は0.29W/Aと低電流で高出力を実現できており、最大光出力としても15mW以上の高出力を得た。

25.8Gbps変調の4波長DFB-LDを同時に使用する100Gbps光通信では伝送装置の小型化が必要となるため、4つのDFB-LDを一つのパッケージに実装することになる。このとき、4波長の光を合波する構造が考えられ、1波長で光伝送する場合と比較して合波による光損失が大きくなることが想定される。今回の4波長DFB-LDではどの波長でもそろって高出力が得られていることから、この光損失を補うことで光合波の設計の制約を少なくできる。なおこのような高出力は今回開発したRuドープInP層を電流狭窄層として用いることによって、発光層に効果的な電流注入ができたことによるものと考えられる。

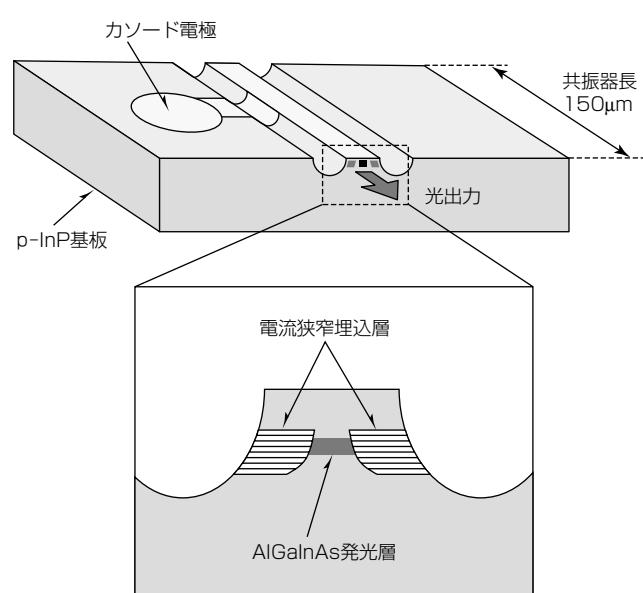


図2. DFBレーザの構造

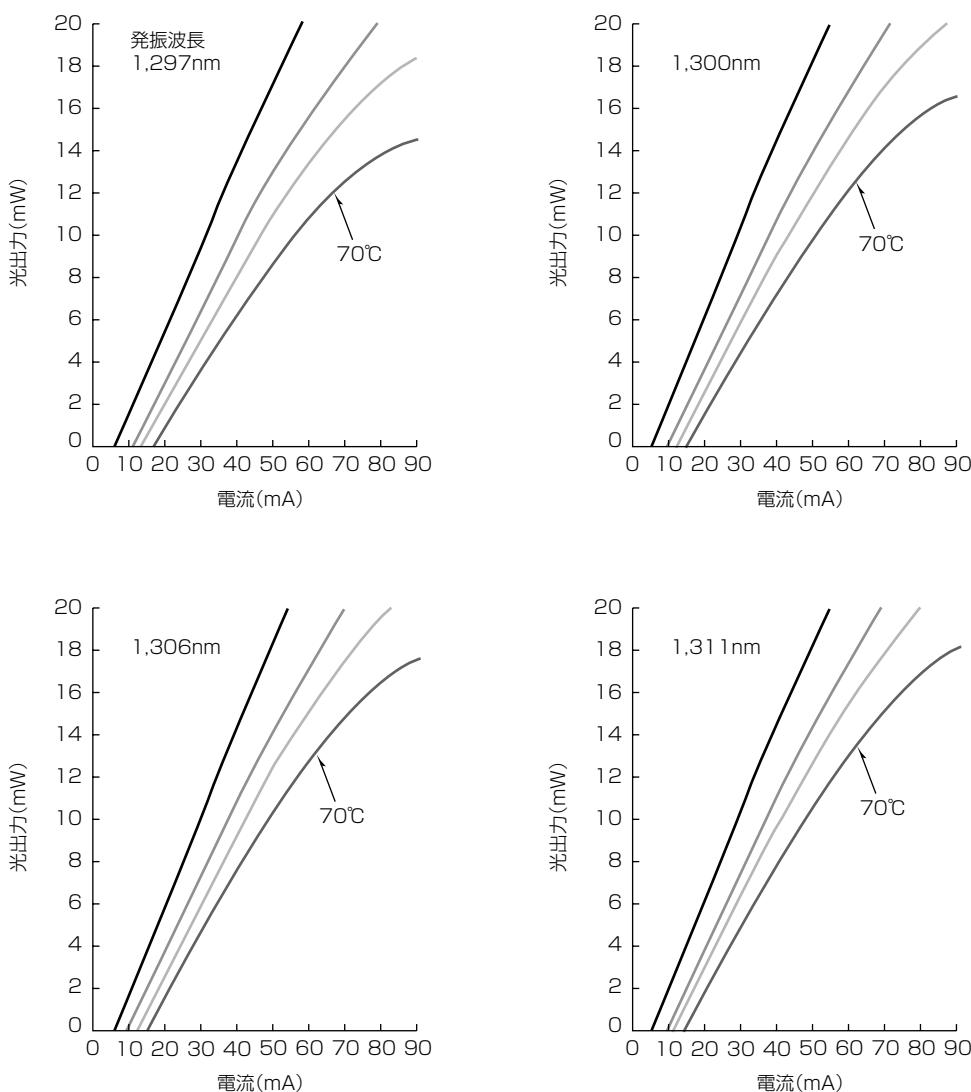


図3. 電流一光出力特性(25, 50, 60, 70°C)

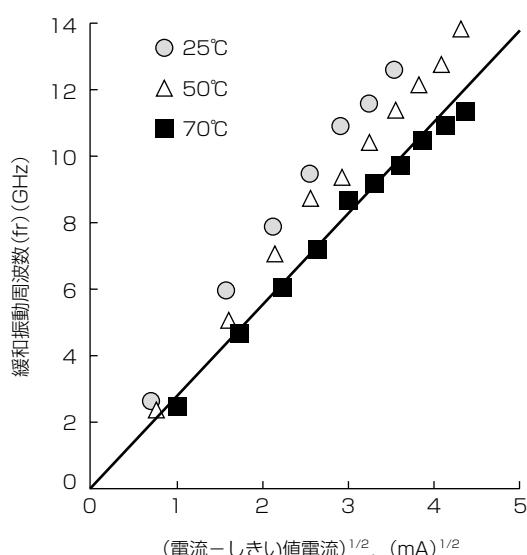
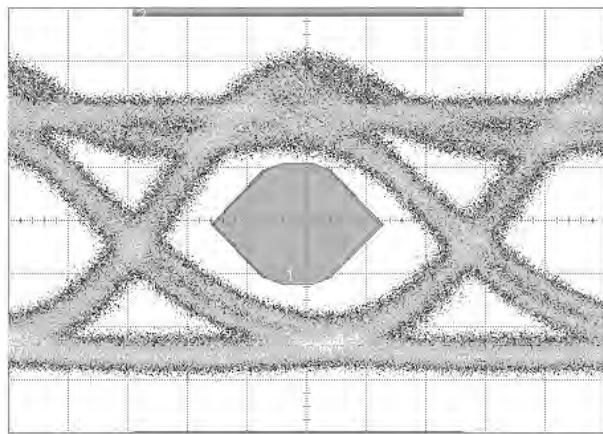


図4. 緩和振動周波数の電流依存性

この良好な光出力特性を反映して、高温70°Cでも大きな緩和振動周波数(fr)が得られており、電流に対するfrの増加量である電流効率として図4に示す。この図の傾きである電流効率の値が大きいほど、少ない消費電流で大きなfrが得られるこことを示すものであり、低電流駆動すなわち低消費電流化が可能となる。今回のfrの電流効率は、高温70°Cで $2.8\text{GHz}/(\text{mA})^{1/2}$ と大きな値が得られ、更に高温の85°Cでも $2.4\text{GHz}/(\text{mA})^{1/2}$ と大きな値を維持しており、今後70°Cを超える高温での高速変調動作への対応も期待できる。

このように高温70°Cでの低しきい値電流、高出力と大きなfrが得られたことから、光伝送で重要な25.8Gbps変調光波形は非常に明瞭な形状が得られた。図5にその変調波形の一例を示す。70°Cで平均電流60mAという低電流動作でマスクマージンとして4%が得られている。

データセンターでの100Gbps短距離光通信で規格化が予想されるCWDM波長帯の1,270nm, 1,290nm, 1,310nm, 1,330nmを4つのDFB-LDの発振波長に設定した素子でも



発振波長 : 1,297nm
消光比 : 5.5dB, 平均電流60mA

図 5. 25.78125Gbps変調波形(70°C)

RuドープInP層を用いた電流狭窄埋込層を適用することで同様の良好な特性が見込まれ、低消費電力化、低コスト化、小型化が可能となり、100Gbps短距離光通信普及への貢献が期待できる。

4. む す び

データセンターで用いられる低消費電力、低成本で100Gbps短距離光送信用光源として非冷却動作を想定した70°C動作に対応する目的で、従来の50°Cよりも高温の70°Cで25.8Gbps動作する1.3μm帯4波長直接変調DFB-LDを開発した。高温でも発光層に効果的に電流注入することが可能な電流狭窄埋込層構造を開発し、高いfrが得られるAlGaInAs発光層を用いた短共振器構造のDFB-LDに適用することで、高温70°Cで高出力かつ良好な25.8Gbps高速変調光波形を低電流で得ることができた。これによって4つの波長でそれぞれ波長許容幅が13nmと広く設定されるCWDM規格にこのレーザを適用することで非冷却動作が可能となり、伝送装置で求められる低消費電力化、低成本化への貢献が期待できる。

参 考 文 献

- (1) IEEE P802.3ba 40Gb/s and 100Gb/s Ethernet Task Force
<http://www.ieee802.org/3/ba/>
- (2) Sakaino G., et al. : 25.8Gbps direct modulation of BH AlGaInAs DFB lasers with p-InP substrate for low driving current, Semiconductor Laser Conference (ISLC), 22nd IEEE International, 197~198 (2010)
- (3) 境野 剛, ほか : 100Gbpsイーサネット光送信用4波長25.8Gbps直接変調DFB-LD, 三菱電機技報, **85**, No.5, 313~316 (2011)
- (4) 境野 剛, ほか : 低消費電流1.3μm帯AlGaInAs系25.8Gbps直接変調埋込型DFBレーザ, 電子情報通信学会技術研究報告. LQE, レーザ・量子エレクトロニクス, **110**, No.353, 23~26 (2010)
- (5) 外間 洋平, ほか : RuドープInP埋込構造AlGaInAs 25.8Gbps直接変調DFBレーザ, 電子情報通信学会技術研究報告. EST, エレクトロニクスシミュレーション, **111**, No.415, 95~98 (2012)
- (6) Iga, R., et al. : 100°C 10Gb/s directly modulated InGaAsP DFB lasers with Ru-doped semi-insulating buried heterostructure, Electronics Letter, **42**, No. 5, 280~281 (2006)
- (7) 鶴岡清貴, ほか : Ruドープ高抵抗InP埋め込み構造AlGaInAs-MQW-DFB-LDの120°C-10Gb/s動作, 電子情報通信学会総合大会講演論文集 2006年_エレクトロニクス C-4-11 (2006)

100Gbps光集積送信モジュール

安井伸之* 秋山浩一***
濱谷幸司* 村尾覚志†
大和屋 武**

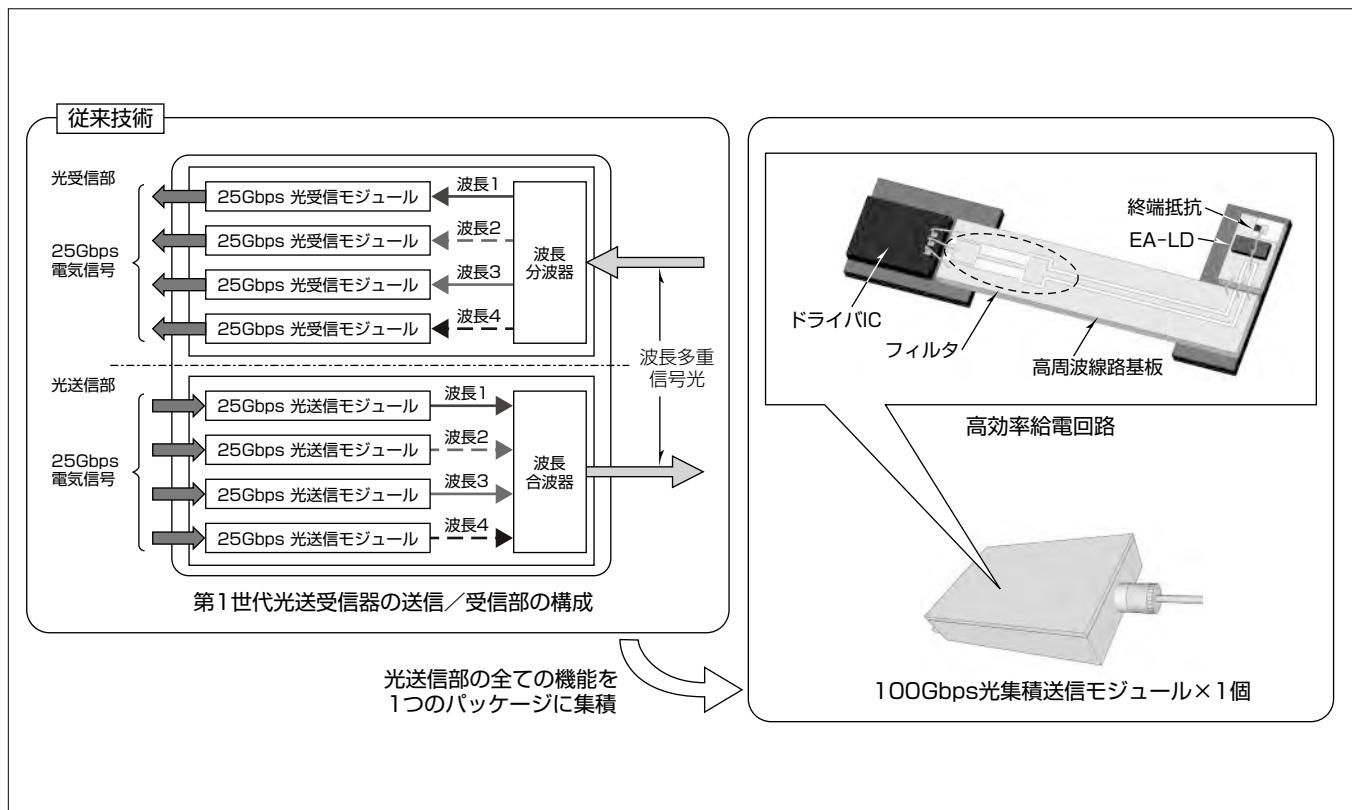
100Gbps Integrated Optical Transmitter Module
Nobuyuki Yasui, Koji Shibuya, Takeshi Yamatoya, Koichi Akiyama, Tadashi Murao

要旨

データ通信量の増大に対応するため、25Gbps × 4chの波長多重方式を用いた100Gbpsイーサネット^(注1) (100Gbps Ethernet^(注1) : 100GbE) が規格化⁽¹⁾されている。一般に、光通信機器は伝送容量増大が求められるため、実装の高密度化と、それに併せて小型・低消費電力化が要求されている。これまでに、各社で個別の光送受信モジュール⁽²⁾と波長合分波器を用いた光送受信器が開発されてきたが、高密度実装とは言い難く、サイズも縦145×横82×高さ13.6 (mm)であった。そのため、約1/3のサイズに小型化した第2世代の開発が進められている⁽³⁾。三菱電機では、光送受信器の小型化を実現するため、全てのモジュールと波長合分波器の機能を集積したモジュールを開発している。低消費電力化には給電回路の高効率化が不可欠で、今回、こ

の給電回路の高効率化開発を行った。発光素子には電界吸収型光変調器集積レーザダイオード(Electro-absorption modulator integrated Laser Diode : EA-LD)を用いているが、給電回路は高周波線路の端部に終端抵抗をEA-LDと並列に設けている。高効率化には低電流駆動が有効であり、終端抵抗を高抵抗化することで実現が可能であるが、その一方で高周波特性が劣化し、結果として光波形が悪化するという問題があった。今回、終端抵抗を従来の50Ωから80Ωとした上でフィルタを用いることによって、光波形劣化の原因となる多重反射の問題を解決する高効率給電回路技術を開発した。これらによって、小型・低消費電力化の実現性を実証した。

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



100GbE用第1世代光送受信器の送信／受信部構成

100GbEは25Gbps × 4chの波長多重方式を用いており、送信部の構成は電気信号を信号光に変化して出力する光送信モジュールと、信号光を多重する波長合波器が必要である。左図が従来技術を示しており、各機能を個別モジュールで実現するためサイズが大きい。右図が今回開発中の100Gbps光集積送信モジュールである。全ての機能を1つのパッケージに集積し、高効率給電回路によって低電流駆動と高品質な光波形の実現性を実証した。

1. まえがき

データ通信量の増大に対応するため、25Gbps×4chの波長多重方式を用いた100GbEイーサネットが規格化されている。一般に、光通信機器は伝送容量増大が求められるため、実装の高密度化と、それに併せて小型・低消費電力化が要求されている。図1に100GbEに対応した光送受信器の構成を示す。これまでに、個別の光送受信モジュールと波長合分波器を組み合わせた第1世代のCFP(100Gbps Form-factor Pluggable)規格準拠⁽³⁾の光送受信器が開発されているが、サイズは縦145×横82×高さ13.6(mm)と大きい。また、10Gbpsなど低速の機器と比較しても、実装密度も高くない。そのため、第2世代の光送受信器として、縦107.5×横41.5×高さ12.4(mm)と約1/3に小型化し、消費電力も同様に約1/3としたCFP2規格⁽³⁾の光送受信器の開発が進められている。

当社では、光送受信器の小型・低消費電力要求に対応するため、25Gbps光送信モジュール4個と、波長合波器1個を1つのパッケージに集積させた100GbE光集積送信モジュールを開発している。低消費電力化には給電回路の高効率化が不可欠で、今回、この給電回路の高効率化開発を行った。発光素子には25Gbpsで動作可能な波長1.3μm帯の電界吸収型光変調器集積レーザダイオード(EA-LD)を用いているが、給電回路は高周波線路の端部に終端抵抗をEA-LDと並列に設けている。終端抵抗を高抵抗化することで駆動電圧を高くし、低消費電力化が可能であるが、インピーダンスの不整合で高周波特性が劣化し、結果として光波形が劣化する。今回、終端抵抗を従来の50Ωから80Ωに高抵抗化した上で、フィルタを用いることによってインピーダンスの不整合を解消し、光波形劣化の原因となる多重反射の問題を解決した。これらによって、100GbE光集積送信モジュールに求められる小型・低消費電力化の実現性を実証した。

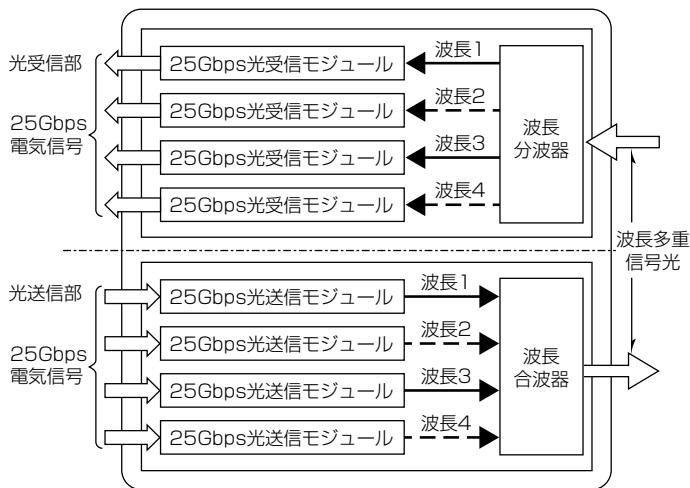


図1. 100GbE光送受信器の光学部の構成

2. EA-LDの給電回路

2.1 高効率給電回路の構成

図2に開発した高効率給電回路を示す。電気信号を增幅するドライバIC、高周波線路基板、サブマウントとEA-LDの信号線はワイヤボンディングによって接続している。この等価回路を図3に示す。ドライバICは50Ωと信号電流源の並列回路で表し、ワイヤボンディングはインダクタンスL1～L4、EA-LDはキャパシタンスC1、終端抵抗は抵抗R2、フィルタはキャパシタンスC2、インダクタンスL5、キャパシタンスC3で示すことができる。ここで、EA-LDは図3中のA点の逆バイアス電圧に応じてLDからの光を制御することで、逆バイアス電圧信号に応じた変調光波形を出力している。

2.2 低電流駆動方法

図4①に終端抵抗変化時のEA-LDへの逆バイアス電圧V_rと信号電流の関係を示す。終端抵抗を大きくするに従い、V_rは増加することが分かる。ここで、光の吸収に必要なV_rを2.5V一定とした場合の終端抵抗と信号電流の関係を図4②に示す。終端抵抗50Ωでは100mAが必要であるのに対し、80Ωでは81mAと少ない信号電流でEA-LDに必要な逆バイアス電圧を得ることができる。すなわち、終端抵抗の高抵抗化によって、低電流駆動が可能となる。

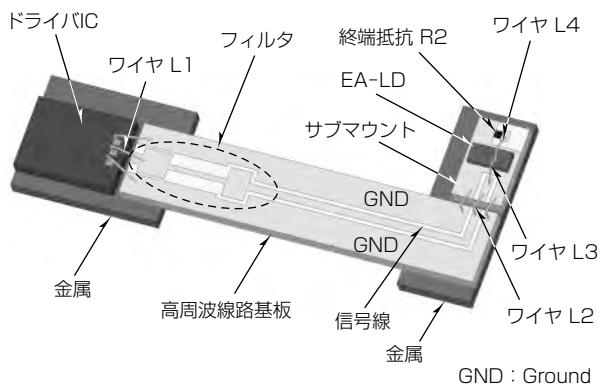


図2. 高効率給電回路

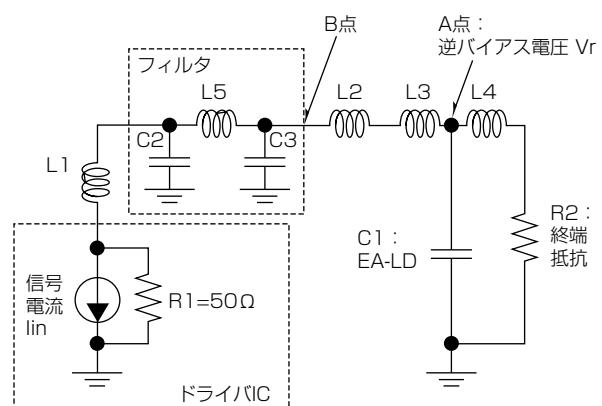


図3. 高効率給電回路の等価回路

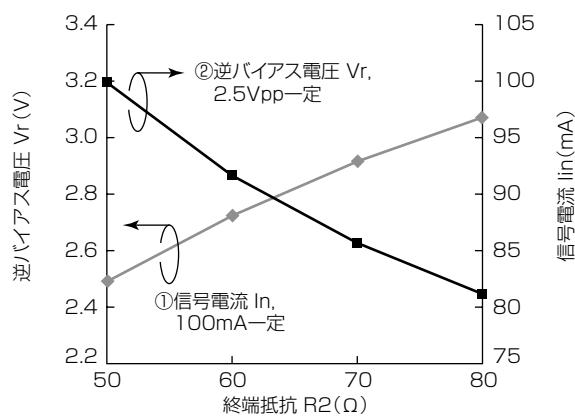


図4. 終端抵抗変化時の逆バイアス電圧Vrと信号電流Inの関係

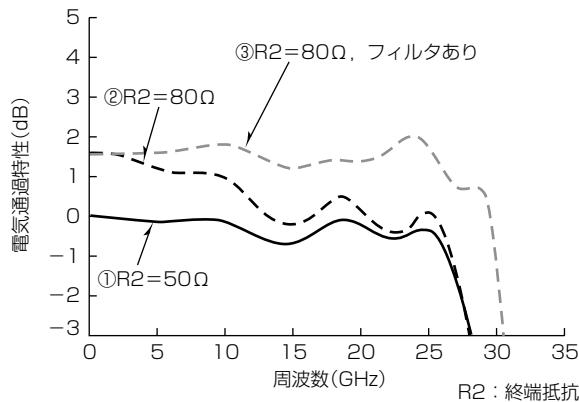


図5. 電気通過特性の計算結果

2.3 電気通過特性の改善

良好な光波形を得るために、帯域としてDC~25GHzで平坦性のよい電気通過特性が求められる。平坦性を損なう要因は、終端抵抗を50Ωから変化させた場合や、ワイヤL1と図3中のA点間の多重反射による電気通過特性の劣化である。図5はドライバICからEA-LDにおける電気通過特性の計算結果である。図5①は終端抵抗50Ωの結果であり、DC~25GHzまでのレベル変動は±0.7dB以下である。ここで、図5②のように、終端抵抗を80Ωと高抵抗化した場合は、DCレベルで1.5dBの利得増加が確認できる。しかしながら、L1とA点間のインピーダンス不整合による多重反射によって、高周波特性が劣化する。

インピーダンス不整合を解決するため、ワイヤL1の影響を小さくすることに着目し、高周波線路基板上のドライバIC直近にフィルタを導入した。このフィルタは、広帯域で平坦性の高い反射特性が得られており、ワイヤL1のインダクタンスによる反射特性を補償するのに有効である。

図6にフィルタあり／なしにおける図3中のB点からドライバIC側をみた反射特性の計算結果を示す。フィルタを挿入することによって、DC~25GHzまでの反射特性を改善することができる。フィルタのC2, L5, C3の定数は、通過特性の平坦性が得られるように調整した。このフィルタ挿入とワイヤL4の長さを最適化することによって、図5③

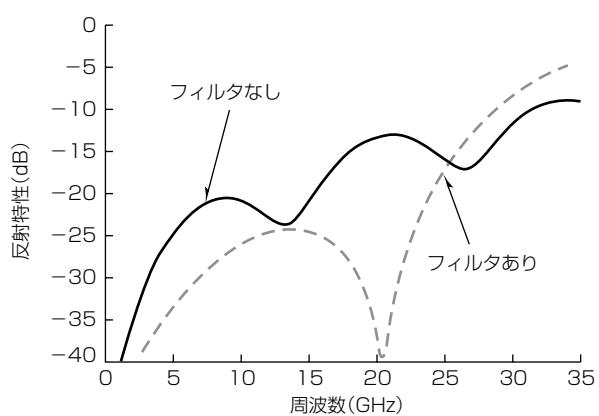


図6. B点からドライバIC側反射特性の計算結果

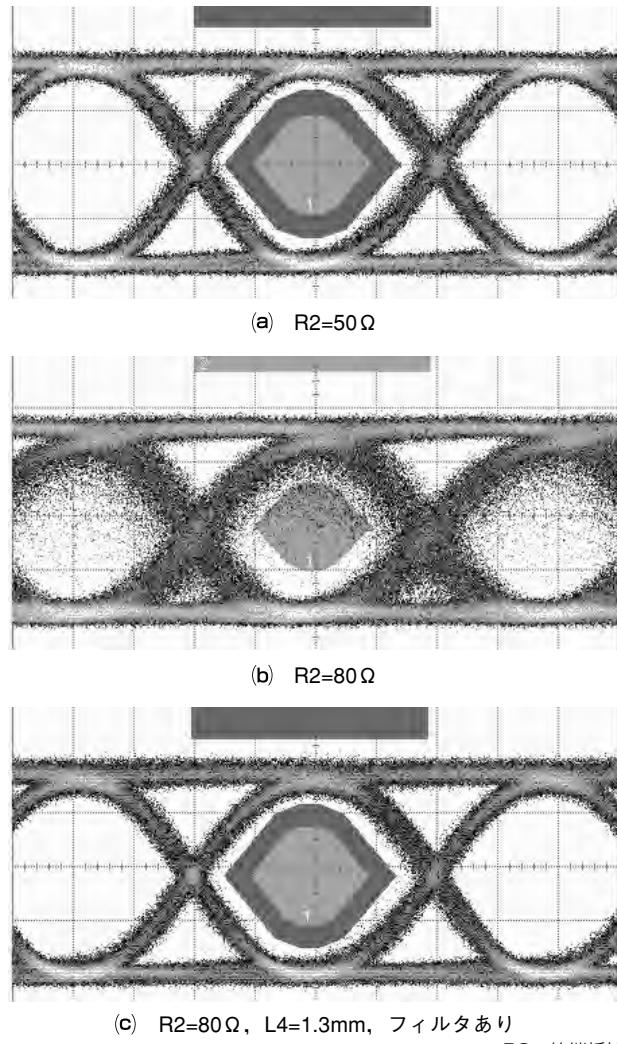


図7. 25Gbpsの光波形

のように、DC~25GHzまでの変動を±0.4dBとすることができ、良好な光波形が得られると期待できる。

3. 評価結果

図7に25Gbps、31段、消光比 9 dBの条件で測定し、IEEE 802.3ba 100GBASE-LR4用マスク⁽¹⁾を重ねた光波形を示す。図7(a)の光波形はフィルタがない終端抵抗50Ωで、

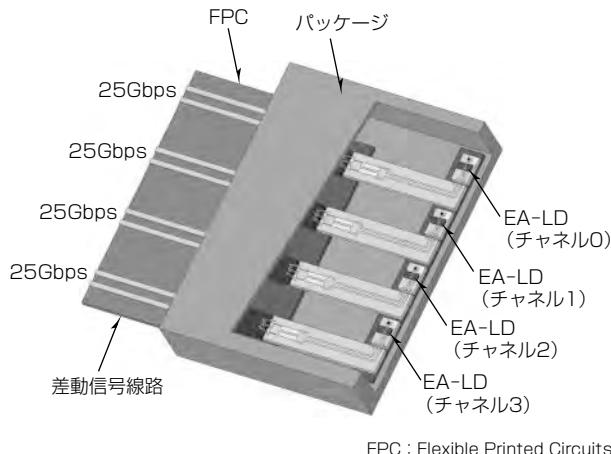


図8. 集積パッケージ上に実装した高効率給電回路

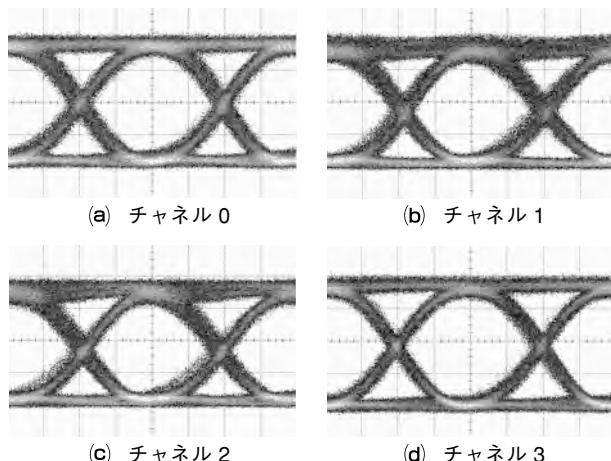


図9. 25Gbpsの光波形

50%のマスクマージンを得ている。図7(b)は終端抵抗を 80Ω に変更した光波形であり、インピーダンスの整合が取れていないため、立ち上がりが悪化し、マスク規格を満足していない。図7(c)は高周波線路基板にフィルタを追加し、ワイヤL4の長さを0.4mmから1.3mmに変更した光波形である。マスクマージンは47%と良好な光波形が得られ、信号電流は75mAと終端抵抗 50Ω の場合から15%減少した。

100Gbps光集積送信モジュールの実現に向けて、横幅20mmの集積パッケージ上で光波形を評価した。図8は集積パッケージに今回開発した4チャネル分の高効率給電回路を実装したものを示している。電気インターフェースにはコストに優れたフレキシブル基板(FPC)を用いており、ドライバICまでの信号線路は差動信号線路で構成している。図9は4チャネル分の光波形であり、消光比は9 dBとした。全てのチャネルで良好なアイ開口が得られることを確認した。

4. む す び

100Gbps光集積送信モジュールに求められる低消費電力化手法として、給電回路の高効率化開発を行った。終端抵抗を従来の 50Ω から 80Ω と高抵抗化した上で、フィルタを用いることによって光波形劣化の原因となる多重反射を解決する高効率給電回路技術を開発した。これらによって、EA-LDの駆動電流を15%低減でき、集積パッケージ上で良好な光波形を得た。今回開発した高効率給電回路技術によって、100GbE普及の加速が期待できる。

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.: 25 Gbps EML TOSA Employing Novel Impedance-Matched FPC Design, Optical Communication 35th European Conference ECOC2009 (2009)
- (3) The Home of the CFP Multi-Source Agreement
<http://www.cfp-msa.org/>

山路和樹*
笛畠圭史*
石村栄太郎*

高感度センサ用大面積AlInAs-APDアレー

Large-Area AlInAs-APD Array Device for High Sensitivity Sensing

Kazuki Yamaji, Yoshifumi Sasahata, Eitaro Ishimura

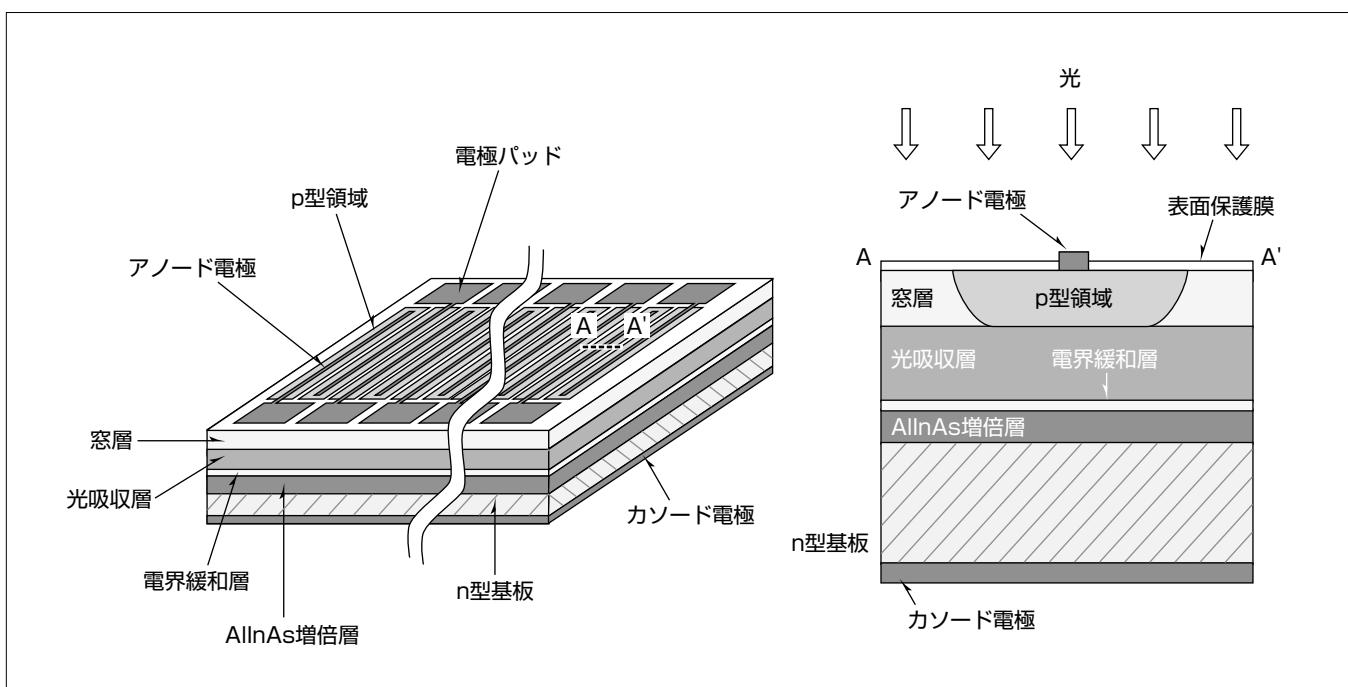
要 旨

情報化社会の進展に伴い、民生用途、産業用途の双方で光を利用した情報処理が様々な場面で用いられるようになっている。光を検出するための受光素子として半導体光センサが広く用いられており、赤外線通信や光ファイバ通信等の情報伝送、車の衝突防止センサや自動ドアの開閉センサのような動体位置検出、カメラやサーモグラフィ等のイメージング、放射温度計やガス分析等の産業用途、大気分析や地形測量等のリモートセンシングなど、その利用先は多岐にわたる。

本稿では、光センサ用途AlInAs-APD(Avalanche Photo Diode : アバランシェフォトダイオード)アレー受光素子の設計及び特性評価結果を示す。APDはアバランシェ増倍を利用するため高感度であり、また、イオン化率比が大きく雑音指数の小さいAlInAsを増倍層に用いることによって低雑音化を図っている。アイセーフ(Eye-safe)波長である1.5μm帯で高い感度を持つInGaAsを光吸収層に

用いている。用途としては、レーザを用いたリモートセンシングの一種である3Dレーザセンサ⁽¹⁾などが挙げられる。

三菱電機では、InGaAsを光吸収層に用いた1.5μm帯光通信用APDを開発しており、受光径φ40~50μm、受光感度≥0.9A/W、量子効率80%以上のAPDを報告している⁽²⁾⁽³⁾。これまで報告したAPDは受光領域が数十μmの大きさであったが、この報告で述べるAPDアレー素子は、複数のAPDを集積して一次元アレー構造とし、レーザセンサ向けに受光領域の大面積化(2×2 (mm))を図った。受光領域を複数の素子に分割することによって、1つ1つの素子容量を小さくし、帯域の確保と同時に受光領域の大面積化を図っている。光吸収層と増倍層が分離されたSAM(Separated Absorption and Multiplication layers)型構造を適用し、ガードリングなどを設けることなくエッジブレーカダウンを抑制可能な当社独自の構造を採用することによって、大面積で均一な受光感度が得られた。



APDアレー素子の模式及びAPD素子の断面

左図はAPDアレー素子の模式を示す。右図は左図中のA-A'に沿った断面構造を示している。長方形状のAPD素子を一次元アレー状に集積し、全体で1つの大きな受光領域を構成している。受光領域を複数の素子に分割して構成することによって、個々のAPD素子の容量を小さくして帯域の向上を図りつつ受光領域の拡大を図っている。光が入射して生じる光電流信号は、後段の受信回路によって各素子から取り出され、足し合わせて一つの信号となる。

1. まえがき

情報化社会の進展に伴い、民生用途、産業用途の双方で光を利用した情報処理が様々な場面で用いられるようになってきている。光を用いた情報処理は、光を媒体にデータを送受する情報伝送や、観測対象の反射光・透過光・放射光を検出し対象に関する情報を得るセンシング等があり、センシングは光源からの信号光を用いる能動的なものと観測対象の自発光や環境光を利用する受動的なものに大別される。どちらの場合も光を検出するための受光素子が必要である。半導体を用いた光センサは受光素子として広く用いられており、赤外線通信や光ファイバ通信等の光通信、車の衝突防止センサや自動ドアの開閉センサのような動体位置検出、カメラやサーモグラフィ等のイメージング、放射温度計やガス分析等の産業用途、大気分析や地形測量等のリモートセンシングなど、その利用先は多岐にわたる。

本稿では、大面積・高感度を特長とする光センサ用途APDアレー受光素子について述べる。アイセーフ(Eye-safe)波長である $1.5\mu\text{m}$ 帯のレーザを用いたセンサを想定し、この波長帯で高い感度を持つInGaAsを光吸収層に用いている。用途として例えば3Dレーザセンサが挙げられる。これは光源としてレーザを用いたリモートセンシングの一種であり、レーザを走査し、その反射光を検出することによって物体をリアルタイムに検出するシステムである。

当社では、InGaAsを光吸収層に用いた光通信用途 $1.5\mu\text{m}$ 帯APDを開発し、受光径 $\phi 40\sim 50\mu\text{m}$ 、受光感度 $\geq 0.9\text{A/W}$ 、量子効率80%以上のAPDを報告している。増倍層の材料として、イオン化率比が大きく増倍雑音を低減できるAlInAsを用いており、低雑音高感度のAPDを実現している。

これまで報告した光通信用AlInAs-APDは、受光径が数十 μm の大きさであった。本稿では3Dレーザセンサ向けに $2 \times 2\text{ (mm)}$ の受光領域を持つ高感度AlInAs-APDアレーを設計し、特性評価した結果を述べる。

2. 大面積AlInAs-APDアレー

2.1 素子構造

先に述べたように、センサの画角を確保するためには受光領域の大面積化が必要である。受光領域を単一のAPD素子で構成した場合、素子のpn接合容量が大きいため、応答速度が低下し必要な帶域が得られない。受光領域を複数の素子に分割し、全体として大きな受光領域を構成することで、受光面積を確保しながら個々の素子容量を小さくすることが可能であり、受光面積と素子の応答速度を両立させることができる。一方で、受光領域の分割数が増えるほど、素子間の隙間が増えて有効領域の比である開口率が低下するというデメリットがある。開口率が低下した分、受光領域に入射する光のうち光電流に寄与することのでき

る光量が減少するため、S/N(Signal to Noise)比の低下を招く。また、分割数が増えるほど、各素子から光電流信号を取り出すための後段の受信回路の構成や実装が複雑化するというデメリットもある。本稿で述べる受光デバイスは、応答速度と開口率のトレードオフを考慮し、一次元アレー構造とした。すなわち、APD素子を1方向にアレー状に配列し、全体で大きな受光領域を形成する構造である。図1及び図2に本稿で述べるAPDアレー素子の模式的な俯瞰(ふかん)図及び上面図をそれぞれ示す。長方形状の受光領域を持つ素子を1単位とし、これを長辺方向に並べることによって全体で大きな受光領域を形成している。個々の素子はp型領域上に設けた直線状のアノード電極から給電される。各々のアノード電極は、ワイヤボンディングによる電気結線を行うための電極パッドに接続している。図1又は図2に示しているように、電極パッドは上下に互い違いとなるように配置しており、これは素子を密に配置し、隙間を減らして開口率を高くするためである。カソード電極は共通であり、基板の裏面に設けている。

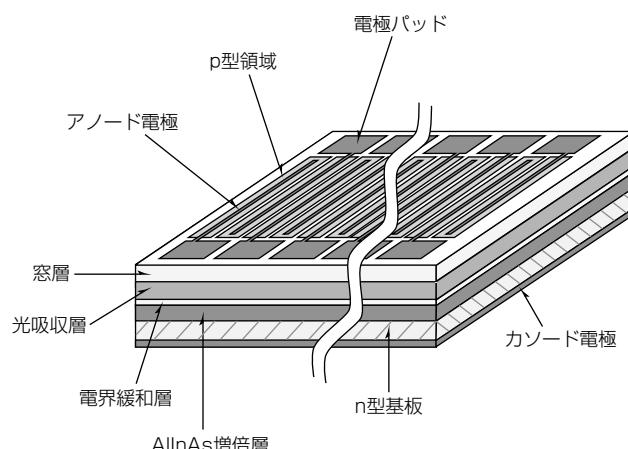


図1. AlInAs-APDアレー素子の模式図

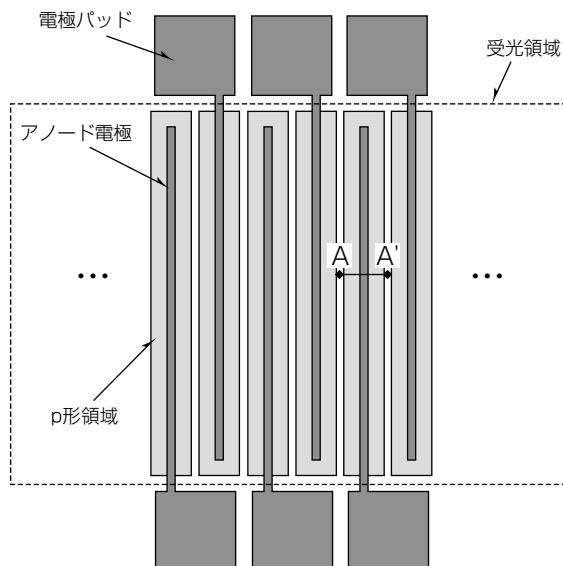


図2. AlInAs-APDアレー素子の上面図

次に、APDアレー素子の断面構造について述べる。センサ用途の受光素子として用いるためには、受光領域内で均一な特性が望ましい。また、高電圧を印加し、アバランシェ増倍が生じる条件で動作させるAPDでは、受光領域の中央部よりも先にp型領域端部でアバランシェブレークダウンが起きるエッジブレークダウン(Edge Breakdown)が問題となる。図3は例としてInP-APDの断面構造を示したものである。p型領域の端部は曲率半径が小さいため電界集中が起こりやすく、受光領域の中央部よりも低い電圧で増倍を開始しエッジブレークダウンを引き起こす。電界集中を緩和するためには、例えば同図中に示しているようにガードリングなどを設ける必要がある。しかし、ガードリングを設けた場合、ガードリング近傍では十分な増倍が得られないため入力光に対する感度が下がり、実効的に開口率が低下する。また、p型領域は選択拡散やイオン注入によって形成されるが、その過程でp型領域の深さにばらつきが生じるおそれがある。図3に示す構造では、p型領域の深さが変動するとそれに応じて増倍領域の厚さが変動し、同じ印加電圧でも増倍領域中の電界強度が変化するため、増倍特性が変化する。受光領域を大面積化するためには、増倍特性を考慮して増倍領域中の電界強度分布を均一に近づけることが望ましい。

本稿で述べるAPDアレー素子の断面構造を図4に示す。図4は図2の上面図で、図2中のA-A'で示した直線上の断面を示している。このAPDアレー素子はn型基板上にAlInAs増倍層/電界緩和層/InGaAs光吸収層を積層したエピタキシャル基板上に作製され、光吸収層と強電界の印加される増倍層が分離されたSAM(Separated Absorption and Multiplication layers)型構造を持つ。i型窓層に固相拡散法を用いてZnを選択拡散することによってp型領域を形

成した。電界強度が最も大きくなる領域(増倍層)とp型領域端との間に低電界の空乏領域(吸収層)が存在すること、及び選択拡散によってp型領域を形成することで局所的な電界集中を抑制したことの2点の効果によってエッジブレークダウンを抑制し、ガードリングを設けない当社独自のガードリングフリー構造を形成し広いエリアにわたるAPDを実現している。増倍層の電界強度はエピタキシャル成長層の不純物濃度によって制御され、p型領域の深さがばらついても増倍特性への影響は小さい。素子の表面は表面保護膜で覆っている。

2.2 素子特性

図5は試作したAPDアレー素子の代表的な電流-電圧特性を示している。ブレークダウン電圧 $V_{br} = 43.0V$ 、暗電流 $370nA$ (@ $V = 0.9V_{br}$)、受光感度 $1.0A/W$ の特性を得た。本稿で述べるAPDアレーは構造上ガードリングを形成していないが、エッジブレークダウンは見られず、良好な特性が得られた。また、最大増倍率は67と十分な値を得た。図6はAPDアレー素子の暗電流の分布を示している。暗電流はおおむね一定であり、均一なアレーになっていると考えられる。図7はAPDアレー素子の帯域を示している。帯域は増倍率を変化させながら測定した。 f_T 、 f_{CR} 、 f_{ava} はそれぞれ、空乏層のキャリア走行時間、CR時定数、増倍層における増倍時間によって決まる帯域の計算値を示している。帯域はCR時定数によって制限されていることが分かる。帯域は増倍率3~30の範囲ではほぼ一定であり、1GHzであった。これは今回の3Dレーザセンサ用途としては十分なリアルタイム性を実現する応答速度である。

図8はAPDアレー素子の面内感度分布の代表例を示している。最もエッジブレークダウンが起こりやすい受光領域端部の面内感度分布を抜き出して示したものである。分

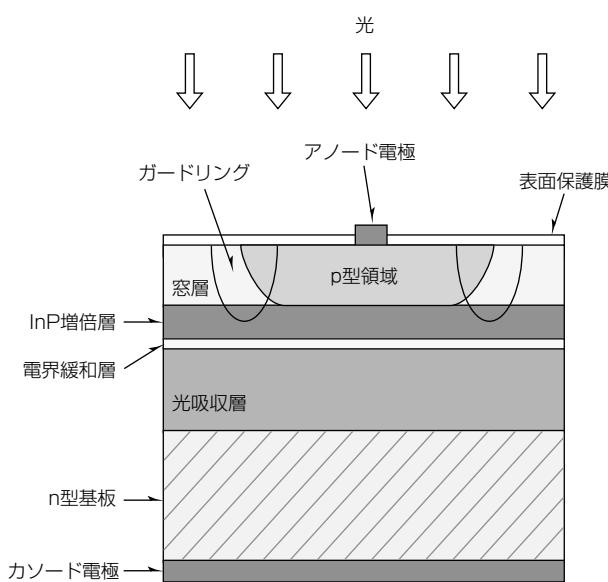


図3. InP-APDの断面構造の例

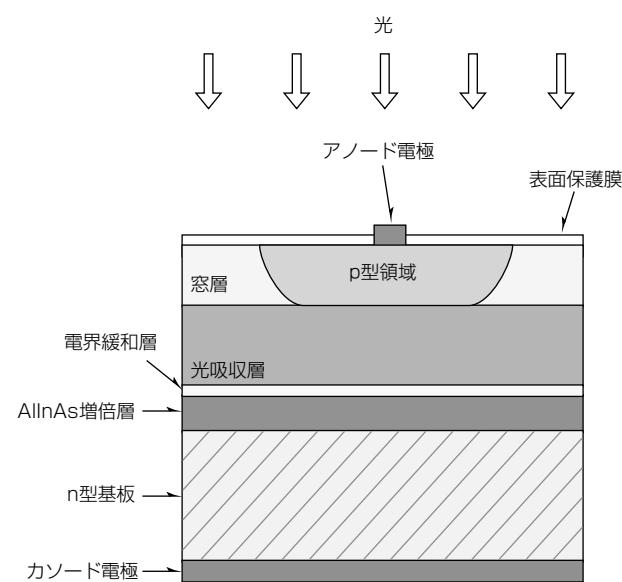


図4. AlInAs-APDアレー素子の断面構造

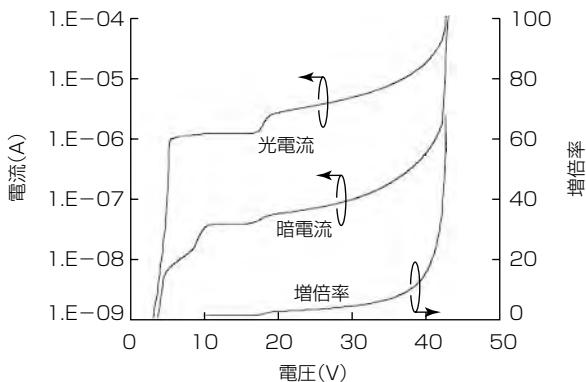


図5. AlInAs-APDアレー素子の電流-電圧特性

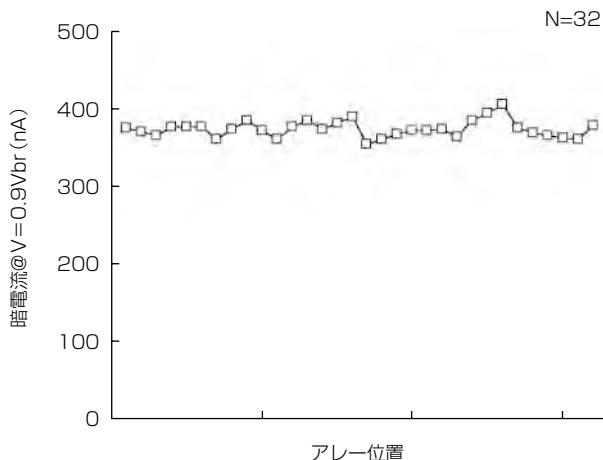


図6. AlInAs-APDアレー素子の暗電流(印加電圧V=0.9Vbr)

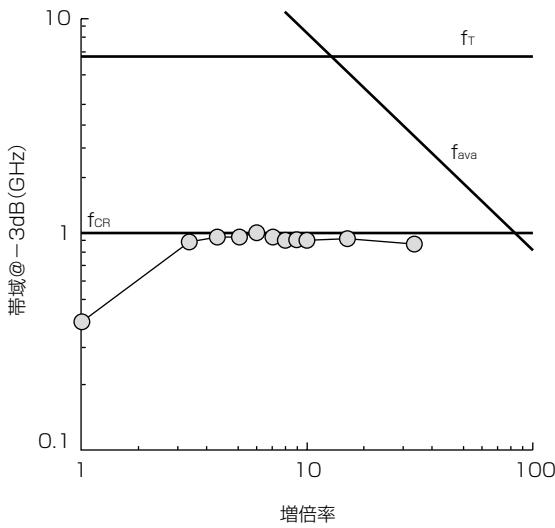


図7. AlInAs-APDアレー素子の帯域

布の中央に谷が存在するのは、受光領域の中央を通るアノード電極の影になっているためである。エッジブレークダウンなどの異状は見られず、均一な受光感度分布が得られることを確認した。主要な特性について表1にまとめた。

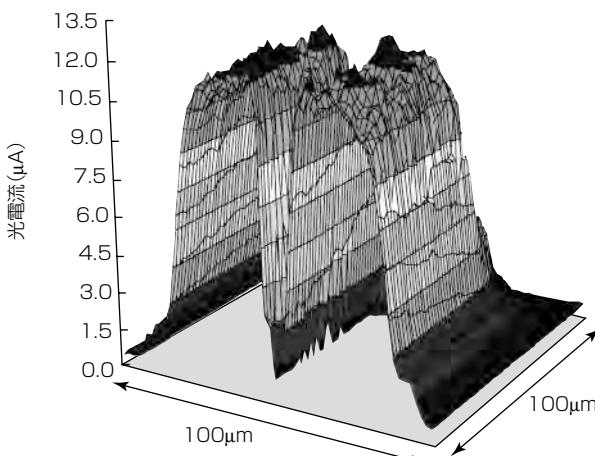


図8. AlInAs-APDアレー素子の面内感度分布(M=10)

表1. AlInAs-APDアレー素子の主要な特性

項目	特性値
ブレークダウン電圧Vbr(V)	43.0
暗電流(V=0.9Vbr)(nA)	370
受光感度(A/W)	1.0
-3dB帯域(M=10)(GHz)	1.0
最大増倍率	67

3. むすび

大面積・高感度を特長とするAlInAs-APDアレー素子について述べた。アイセーフ波長である1.5μm帯で高い感度を持つInGaAsを光吸収層として用い、AlInAsを増倍層として用いた。複数のAPDを一次元アレー状に集積することによって、1つ1つのAPD素子の容量を低減しつつ受光領域の面積を大きくし、応答速度と十分な受光面積を両立できるようにした。受光領域内で均一な受光感度を得るために、拡散領域と増倍層の間に挿入した電界緩和層によって電界集中を抑制するSAM構造を適用し、ガードリングを設けることなくエッジブレークダウンを抑制できる構造とした。これらの結果、大面積APDアレー素子で、APDの基本動作を確認するとともに均一な受光特性を得た。

参考文献

- (1) Tsuji, H., et al.: Pulsed 3D laser sensor with scan-less receiver, Proc. of SPIE, **8379**, Laser Radar Technology and Applications XVII, 837904 (2012)
- (2) 中路雅晴, ほか: 光通信用ガードリングフリーInAlAs APD, 電子情報通信学会技術研究報告. OPE, 光エレクトロニクス, **108**, No.194, 89~92 (2008)
- (3) 笹畠圭史, ほか: 10G-EPOン用APDの開発, 電子情報通信学会技術研究報告. OPE, 光エレクトロニクス, **111**, No.112, 65~69 (2011)