

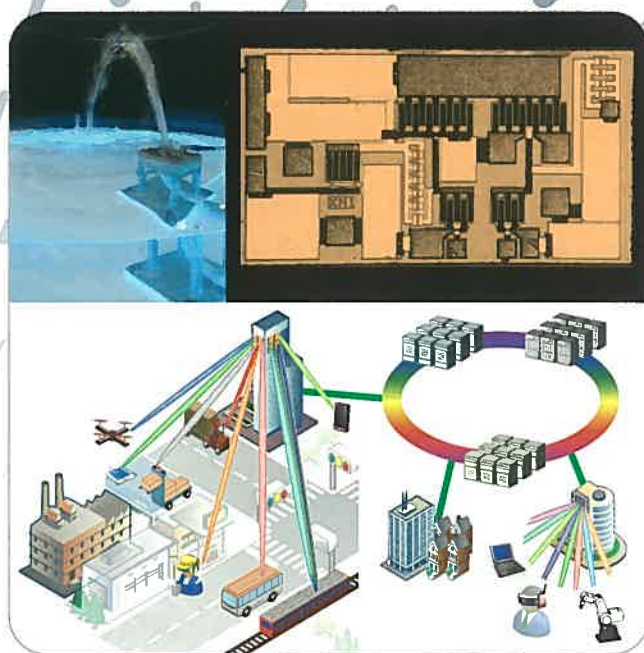
# 三菱電機技報

5

2018

Vol.92 No.5

## 明日の世界を切り拓く光電波・通信技術



## 目次

### 特集「明日の世界を切り拓く光電波・通信技術」

明日の世界を切り拓く

光電波・通信技術特集号に寄せて…………… **巻頭言** 1  
中山正敏

光電波・通信技術の現状と展望…………… **巻頭論文** 2  
大塚昌孝・小崎成治・平 明德

電波位相差を用いた法面変位センシング技術…………… 8  
大島正資・寺田 翼・網嶋 武・鈴木信弘

合成開口レーダ向け圧縮センシング技術…………… 12  
星野超寛・Dehong Liu・原 照幸・岡田 祐

風計測コヒーレントドップラライダの小型化を実現する  
パルスセロダイン光送受信技術…………… 16  
原口英介・安藤俊行

安心・安全を支える衛星通信の大容量化技術…………… 20  
谷 重紀・元吉克幸

超多素子アンテナシステムでの  
マルチビーム空間多重・制御技術…………… 24  
西本 浩・福井範行

秘匿通信アレーアンテナ…………… 28  
栗山 侑・後藤 準・紀平一成

100Gbps超級通信に向けた低消費電力光通信網 …… 32  
亀谷聡一朗・久保和夫・石井健二

多次元光変復調技術…………… 37  
吉田 剛・松田恵介・鈴木巨生

高効率GaNスイッチング増幅器を適用した  
複数周波数対応デジタル送信機技術…………… 41  
新庄真太郎・Rui Ma・小松崎俊治・坂田修一・中溝英之

金属3Dプリンターを利用した導波管コンポーネント …… 45  
湯川秀憲・安部素実・牛嶋 優

自己注入同期法による  
マイクロ波電圧制御発振器の低位相雑音化技術…………… 49  
津留正臣

無線LAN帯域向け非接触型電磁波シールドト構造 …… 53  
米田 諭・佐々木雄一・岡 尚人・大橋英征

Breakthroughs in Electro-optics Microwave and Communication Technologies

Foreword to Special Issue on Breakthroughs in Electro-optics Microwave and Communication Technologies

Masatoshi Nakayama

Present and Prospect of Electro-optics Microwave and Communication Technologies

Masataka Otsuka, Seiji Kozaki, Akinori Taira

Sensing Technique of Slope Displacement Using Phase Difference of Radio Wave

Tadashi Oshima, Tsubasa Terada, Takeshi Amishima, Nobuhiro Suzuki

Compressive Sensing Technology for Synthetic Aperture Radar

Takehiro Hoshino, Dehong Liu, Teruyuki Hara, Yu Okada

Optical Transceiver Using Pulse Serrrodyne Technique to Realize Downsized Coherent Doppler LIDAR for Wind Sensing

Eisuke Haraguchi, Toshiyuki Ando

Broadband Satellite Communication Technologies for Safe and Secure Society

Shigenori Tani, Katsuyuki Motoyoshi

Multi-beam Spatial Multiplexing and Beam Control Technologies on Massive-element Antenna Systems

Hiroshi Nishimoto, Noriyuki Fukui

Transmission Array Antenna for Secure Communication

Tasaku Kuriyama, Jun Goto, Kazunari Kihira

Energy Saving of Optical Networks Beyond 100Gbps

Soichiro Kametani, Kazuo Kubo, Kenji Ishii

Multi-dimensional Optical Modulation and Demodulation Technique

Tsuyoshi Yoshida, Keisuke Matsuda, Naoki Suzuki

Multiband Digital Transmitter Techniques Using High Efficient GaN Switching-mode Amplifiers

Shintaro Shinjo, Rui Ma, Yuji Komatsuzaki, Shuichi Sakata, Hideyuki Nakamizo

Waveguide Components Manufactured by Metal 3D Printer

Hideyuki Yukawa, Motomi Abe, Yu Ushijima

Phase Noise Reduction of Voltage Controlled Oscillator with Self-injection Locking

Masaomi Tsuru

A Gasket-Free Electromagnetic Shielding Structure for Wireless LAN Frequency Band

Satoshi Yoneda, Yuichi Sasaki, Naoto Oka, Hideyuki Ohashi

関連拠点紹介…………… 57

### 特許と新案

「レーザレーダ装置」「ドハティ増幅器」…………… 59

「電磁シールド扉」…………… 60



### 表紙：明日の世界を切り拓く光電波・通信技術

三菱電機は電波や光を利用したセンシング・通信に関する技術開発を連綿と進めてきた。この特集号では最近の開発事例を紹介する。

- ① 地上デジタルテレビ放送の受信実験に用いた海水アンテナ。導電性のある海水をポンプで空中に噴出し生じた水柱をアンテナとして利用する。海水があればどこにでも設置できる。
- ② 高周波GaN(窒化ガリウム)スイッチング増幅器チップ。これを用いたデジタル送信機は、携帯電話基地局などでの通信用送信機の電力効率を改善する。
- ③ 2020年代に本格的なサービス展開が予想される第5世代移動通信システムの概念図。高速な光ネットワークで接続された多数の基地局が、細いビームを用いて多数の端末と同時に送受信を行う。

巻／頭／言

明日の世界を切り拓く光電波・通信技術特集号に寄せて

Foreword to Special Issue on Breakthroughs in Electro-optics  
 Microwave and Communication Technologies

中山正敏

Masatoshi Nakayama



この特集号では三菱電機での電波や光を利用したセンシングと通信に関する最近の技術開発事例を取り上げています。システムレベルから個別のコンポーネントや回路レベルまで様々ですが、いずれも電波や光波という“波”を取り扱い、その性質を最大限利用して情報を検知し、集め、伝達することを基本とする技術です。

当社はこの分野の技術開発を何十年にもわたって連綿と継続し、その技術を強みとする製品群を世の中に送り出してきました。この分野はアナログ技術を基礎としています。もちろん信号処理などのデジタル技術の範疇(はんちゅう)に分類される部分もありますが、電波や光が波でありアナログであることを十分に理解して知識を持っていないと、良い技術、良い製品を生み出すことはできません。俗に“電波が見える”又は“電波の気持ちになれ”と言って言われて技術開発や人材育成を行ってきました。ノウハウも多く技術の積み重ねが重要です。

一方では例えば携帯電話や光ファイバに代表されるように電波や光を用いたシステムは世の中で広く使われて、利用という面で見れば、既に電波や光にかかわる技術は特殊なものではなく基盤的技術とも言えます。

先人が技術を積み重ね、一方では既に基盤的な技術だと言うと、これ以上の高度な技術開発は不要と捉えられるかもしれません。しかしこの特集の各論文を御覧いただければ引き続きこの分野の技術が発展し得るものであることを理解いただけたと思います。

具体的にはセンシング技術と通信技術との融合による技術発展の例を示しています。特殊なレーダの分野で既に実用化されているアレーアンテナと通信分野の信号処理技術を融合した例(第5世代移動体通信用多素子アンテナビーム制御や秘匿通信アレーアンテナ)、また光通信用の汎用部品をセンシング装置の風計測ライダで活用するための技術開発を述べています。

また全く異なる分野の技術成果を積極的に取り入れ、さらに光電波分野特有の工夫をして発展させた例も述べています。最近スパースモデリングとして名前を聞くことが多い圧縮センシング技術を合成開口レーダに応用した開発や、3Dプリンター利用の導波管コンポーネント、デジタル回

路やデバイス的高速化によって可能となったスイッチング増幅器のデジタル送信機技術などは、他分野の開発技術を積極的に導入して特有の工夫をした例です。一方、発振器低雑音化や非接触電磁波シールドは波の特性そのものを利用する技術を一層深めた開発と言えます。

もちろん技術の中身以上に、開発した技術がどのような課題を解決することに役立ち、どのような価値を生み出すのが重要です。かつては比較的狭い応用に限られていたこの分野の技術ですが、センサや通信の低廉化に伴って応用範囲が広がっています。例として国連のSDGs(持続可能な開発目標)への寄与を取り上げると、法面(のりめん)変位センシングは気候変動対策や安全でレジリエントな都市づくりのために、衛星関連技術は衛星による観測や監視を通じて気候変動対策や海と陸の豊かさを守るために役立ちます。また風力発電向けの風計測ライダ、低消費電力大容量の光通信、高効率スイッチング増幅器は、再生可能エネルギーの利用拡大やエネルギー利用効率の改善に寄与する技術と言えます。

冒頭でこの特集号の技術は電波や光の波の特性を利用すると述べました。最後に“波”を扱う技術者が最も承知しているオイラーの公式を取り上げたいと思います。

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \cdot \sin \theta$$

この公式によって波の問題を数学的に見通し良く容易に取り扱うことができるようになりました。レーダ技術者も通信技術者も、皆がこの公式を利用し、当然のこととして頭の中に置いて技術開発を行っています。奇しくも今月(2018年5月)、生誕100年となる米国の物理学者故リチャード・P・ファインマンは、その共著書「ファインマン物理学 I 力学」(坪井忠二訳、岩波書店、1967年)でこの公式を“数学における最も素晴らしい公式”であって“我々の至宝”と表現しました。数学的に美しく簡単な表記でありながらも実用上の重要性を備えていることを讃(たた)えています。願わくは、電波や光によるセンシング・通信に関する当社の技術が、あたかもオイラーの公式のように、当社にとってさらには世界にとっても、重要な基盤技術でありながら実用性・先進性も含めて宝であり続けるように磨きをかけていきたいと考えます。

# 巻頭論文

## 光電波・通信技術の現状と展望



大塚昌孝\*



小崎成治\*\*



平 明德\*

*Present and Prospect of Electro-optics Microwave and Communication Technologies*

*Masataka Otsuka, Seiji Kozaki, Akinori Taira*

### 要 旨

移動通信、衛星通信、無線LAN、FTTH(Fiber To The Home)、車載情報機器、情報家電、各種レーダ／光センサ等、通信とセンシングはIoT(Internet of Things)社会を支える根幹である。三菱電機は両者でシステムから末端のハードウェアまでを幅広くカバーする光電波・通信技術を持ち、多数の事業に展開している。

当社の光電波・通信技術は六つに分類でき、それぞれが他の新しい技術や視点を巻き込みながら発展を続けている。最近の主なテーマは次のとおりである。

#### (1) センサ信号処理技術

センシングシステムのコスト低減と品質向上を図るシステム構成の工夫や耐不要信号ロバスト性向上

#### (2) 通信技術

第5世代移動通信システムや無線LAN、衛星通信などの無線通信の大容量化や光通信の高速・高効率化とフレキシビリティ向上

#### (3) アンテナ技術

アンテナ・電波伝搬での電磁界理論と他分野技術の融合

#### (4) マイクロ波回路技術

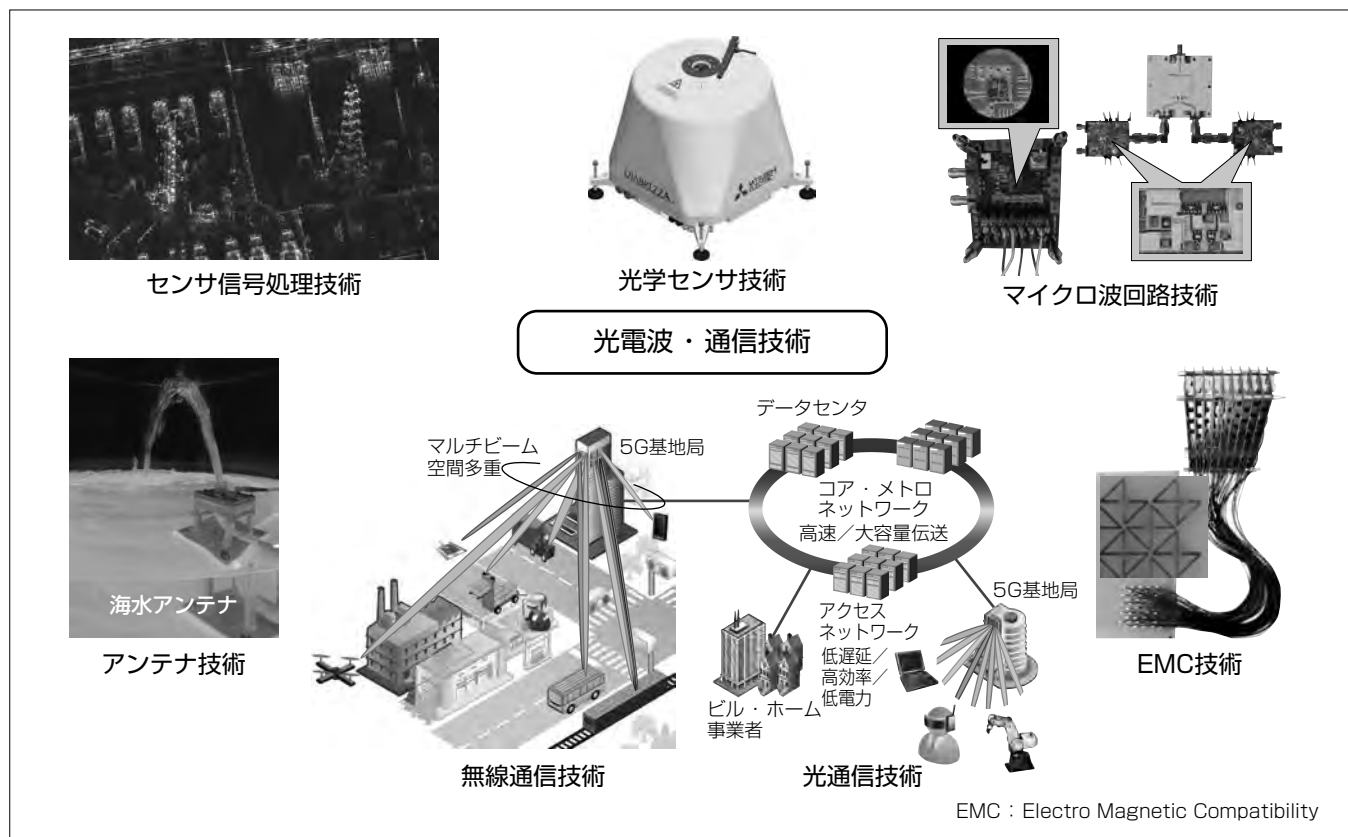
GaN(窒化ガリウム)・Si(シリコン)デバイスの進化への対応やアナログ回路とデジタル信号処理の融合

#### (5) 光学センサ技術

三次元イメージングや風・ガス計測等に用いる光学センサの高性能・小型・高信頼化

#### (6) EMC技術

製品品質確保と開発効率化の更なる向上



### 当社での光電波・通信技術の取組み

通信とセンシングはIoT社会を支える根幹であり、当社は両者に対してシステムから末端のハードウェアまでを幅広くカバーする光電波・通信技術を持ち、多数の事業に展開している。光電波・通信技術はセンサ信号処理、通信(無線通信、光通信)、アンテナ、マイクロ波回路、光学センサ、EMC技術から構成される。通信とセンシングへの要求は今後もますます高度・多様化するため、光電波・通信技術の継続的な研究開発が必要である。

## 1. ま え が き

移動通信、衛星通信、無線LAN、FTTH、車載情報機器、情報家電、各種レーダ・光センサ等、通信とセンシングはIoT社会を支える根幹である。当社は両者でシステムから末端ハードウェアまで幅広くカバーする光電波・通信技術を持ち、多数の事業に展開している。

本稿では光電波・通信技術を構成するセンサ信号処理、通信(無線、光)、アンテナ、マイクロ波回路、光学センサ、EMCの各技術について現状と今後の展望を述べる。

## 2. センサ信号処理技術

近年、センシング応用は民間にも広く普及し、特に最近は防災用途での活用が目立っている。例として地表面の状況把握、法面(のりめん)の地すべり予兆検知、津波検出等があり、これらのセンシングシステムでは技術発展による状況把握能力及び予兆検知確度の更なる向上が期待されている。

センサ信号処理はこれらシステムの性能、品質、コストに大きく影響する重要技術である。観測値の分解能・精度向上による高性能化を始めとして、必要情報を得る最小限のシステム構成に向けた工夫(低コスト化)、ノイズや観測対象外からの信号に対するロバスト性向上(品質向上)も盛んに研究されてきた。また近年では収集データ量の膨大化に伴い効率的なデータ処理が課題になりつつある。

従来のセンシングシステムは目標の高分解能・高精度観測に大開口レーダなど高コストなセンサを用いていたが、システム構成でコスト低減する工夫が実用化されつつある。その一例である合成開口レーダでは、衛星や航空機等の移動体にレーダを搭載し、複数観測地点での信号を合成することで実際のアンテナ開口以上の大開口を等価的に実現し、高分解能を実現している。また、安価な小型センサの複数設置によって得られた信号を融合して高精度な目標観測を行うマルチセンサも研究されており、航空管制のマルチラレーションで実現されている。

センサ信号処理のロバスト性向上としては信号強度の弱い目標の検出や不確定性のある観測結果から正解を検出する工夫が挙げられる。前者の例として移動微小目標検出がある。信号強度が弱い微小目標は観測時間を長く取る必要があるが、観測時間中も移動するためこの影響の補償が必要である。このため移動目標の観測値の時系列をつなぐ追尾技術を信号処理に応用し、目標信号の軌道を追跡しながら信号を積み上げる長時間積分技術が研究されている。また後者の例では追尾技術応用の信号処理として、時系列連続性を基に不確定性のある信号から正解を特定したり、紛れ込んだ信号異常値を除去する方式も検討されている。

ハードウェアの高機能化に伴って膨大化したデータを効率的に処理するアルゴリズムの実現も大きな課題の一つで

ある。例えばレーダの高分解能化で増大したデータの処理として圧縮センシングが挙げられる。圧縮センシングは観測対象データが疎であることを利用してサンプリング定理に基づく理論限界よりも少ない観測値で対象を推定するアルゴリズムであり、工学だけでなく医学等の大量のデータを扱う様々な分野での応用が期待されている。

この特集号ではこれら技術の応用例として合成開口レーダ技術でのデータ処理効率化と変位計測技術での小型センサネットワークによる信号処理について述べる(本号12, 8ページ)。

## 3. 通 信 技 術

### 3.1 無線通信技術

無線通信技術は、発展著しい携帯電話システムを初めとして無線LANや電子タグなど幅広い分野で展開が進められている。近年では携帯電話・スマートフォンの爆発的な普及が進み、ほぼ全ての人が音声・映像をやり取りできる環境が整った。今後は既存アプリケーションの高速化・大容量化・常時利用(可用性向上)とともに、人を介さない機器間通信アプリケーションが増加すると考えられる。自動運転やコネクテッドカー、無線式列車制御、生産システム・社会インフラを効率化するサイバーフィジカルシステムなどが新たなアプリケーションとして挙げられる。

大容量移動通信については、2020年のサービスインを目指して第5世代移動通信システム(5G)の標準化が進められている。国際電気通信連合の無線通信部門によれば従来の第4世代に比べてピーク伝送速度が1 Gbpsから20Gbpsへ20倍、ユーザーデータレートで10Mbpsから100Mbpsへ10倍の高速化が要求されている<sup>(1)</sup>。この高速化は単位通信エリア(セル)の小型化、新たな高い周波数帯の活用、マルチビーム空間多重の活用などによって実現される。特に総務省で5Gへの周波数割当ての検討が進められている28GHz帯は従来のマイクロ波帯に比べて波長が短く、アンテナ素子が小型化できる。アンテナ技術・高周波素子集積技術・高速信号処理技術を組み合わせ、図1に示すような多素子からなる大規模アレーアンテナを用いた

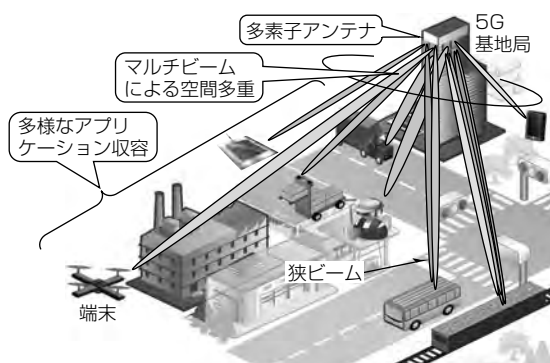


図1. マルチビームを用いた空間多重システム



マルチビーム空間多重の実現が期待されている。さらに5Gでは機器間通信アプリケーションを想定して遅延時間1ミリ秒以下となる高信頼低遅延伝送、1km<sup>2</sup>当たり100万デバイスを超える多接続機能などが実現される見込みである。当社では数百を超える超多素子アンテナを用いた16マルチビーム空間多重・制御技術の開発を進めている。また総務省委託の“第5世代移動通信システム実現に向けた研究開発”を進めており、20Gbpsを超える空間多重伝送の実証を行う予定である(本号24ページ)。

家庭・オフィスに加えて公衆環境でも普及が進む無線LANも高度化が継続されている。現状、IEEE802.11の無線LAN規格には6GHz以下のマイクロ波帯を用いる11ac/11axと、60GHz帯などミリ波帯を用いる11ad/11ayの大きく二つの流れが存在する。11ac/11axでは空間多重機能の強化、変調多値数の増大による速度改善に加えて無線LANの欠点である稠密(ちゅうみつ)環境でのスループット劣化を抑え、実効データレートを改善する仕組みが取り入れられる見込みである。高速な見通し通信を提供する11ad/11ayでも同様に4ストリームMIMO(Multiple Input Multiple Output)の導入と、変調多値数の増大、伝送帯域幅の拡大によって、100Gbpsを超える高速伝送と100mを超える長距離化が期待される。

衛星通信では観測衛星の高精度化、通信衛星のビットコスト低減に向けて大容量化とフレキシビリティの向上が求められている。Ka帯やQ帯といった新しい周波数帯の開発とともに、天候や衛星仰角で大きく変動する伝搬減衰に対応する適応伝送方式、災害時など局所的なトラフィック変動に柔軟に対応できるチャネライザ・動的周波数割当て方式の検討が進められている(本号20ページ)。

IoT社会の基盤として、広域から大量のデータを収集するLPWA(Low Power Wide Area)と呼ばれる通信方式が注目されている。大規模なセンサネットワーク構築を目的としており、SIGFOX<sup>(注1)</sup>、LoRa<sup>(注2)</sup>、WiSUN<sup>(注3)</sup>(IEEE802.15.4g)などが挙げられる。いずれも数kmの長距離伝送、耐干渉性、数年の電池駆動に堪える超低消費電力、低コスト端末が特長で、今後情報収集時間の更なる短縮、マルチホップによる利用環境の拡大などが予想される。この他、信号機を省略して無線で列車の速度制御を行う無線式列車制御(CBTC: Communication Based Train Control)も実用化が始まっており、高信頼・低遅延伝送技術の高度化とともに幅広いアプリケーションへの無線適用が進むものと期待される。

(注1) SIGFOXは、SIGFOX S.A.の登録商標である。  
(注2) LoRaは、Semtech Corp.の登録商標である。  
(注3) Wi-SUNは、Wi-SUN Allianceの登録商標である。

### 3.2 光通信技術

光通信技術はFTTH等の光回線サービスの加入者を収容するアクセスネットワーク、県内・県間を結ぶメトロネットワーク、さらには国内主要拠点間接続や国際通信を実現するコアネットワーク等、様々なエリアの光通信ネットワーク(図2)に適用されているが、近年では社会全体でのネットワーク利用形態の変化<sup>(2)</sup>から適用分野が更に広がり、性能・機能の向上が求められている。

近年のニーズの一つ目として、携帯電話等モバイル端末の普及や動画コンテンツの流通、ネットワーク接続機器増大に伴う高速・大容量化がある。これに対しコア・メトロネットワーク向けでは、複数のファイバコアを同一の光ファイバで多重伝送する空間多重光伝送技術、信号多値化に加え偏波・時間方向の複数の軸にまたがって情報を割り当てる方式や、伝送信号の電力が正規分布に従うように情報を割り当てる方式を用いる多次元変復調技術が、長距離化を含めた課題解決技術として注目されている。また稠密な波長多重と高い変調多値度を実現するため光源の光波長高安定化やスペクトル幅狭窄(きょうさく)を行う高精度光源技術等も開発されている。さらに送信情報に冗長な情報を付加して伝送中に発生する誤りを受信側で検出・訂正する誤り訂正技術では、100Gbpsの信号に対して理論限界に迫る符号化利得12dBを実現する技術が開発されており、最先端半導体プロセスを用いた光通信用の超高速デジタル信号処理LSIによって100Gbps当たり10Wの低電力化を実現している。

アクセスネットワーク向けでは携帯電話等の単位通信エリア(セル)の小型・多数化、及び通信速度高速化に対応するため、複数チャネルを同時使用して従来の4倍以上の広帯域化を実現する超広帯域伝送技術、FTTH技術を適用して高速・高精度な制御によって効率的に高密度配置の基地局を収容する光無線統合アクセス技術、光・電気部品の集積化で単位体積当たりの伝送速度向上と低消費電力化を実現する光トランシーバ設計技術等が開発されている。

近年のニーズの二つ目として、通信サービス以外の様々

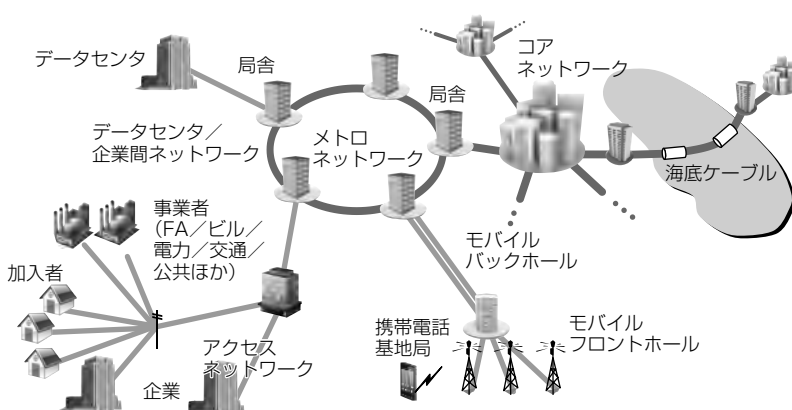


図2. 光通信ネットワークの全体構成

な事業分野でネットワークを利用・活用するため、通信システムの柔軟性・高可用性・多様性が求められている。またB2B2X(Business to Business to X)と呼ばれる、企業(B)が他企業(B)のサービス基盤を活用してユーザー(X)に新たな価値を付加したサービスを提供する事業モデルが注目されている。これに対し様々な利用者にとって効率的かつ迅速に利用可能なサービス基盤を実現するため、ネットワーク要件を抽象化して共通のかつ簡易なインタフェースを提供しつつ柔軟に性能・機能を構築するネットワーク仮想化・ソフトウェア化技術の開発が盛んに行われており、またユーザーデータを守りつつ低コストにサービス基盤管理を実現するためのAI(Artificial Intelligence)適用技術、ネットワーク機能のモジュール化・プラットフォーム化技術、セキュリティ技術等が注目されている。

当社ではこれらの全技術に取り組んでおり、特にIoT時代のトラフィック急増に対応する多次元変復調技術、適応リンクレート処理を適用した誤り訂正技術(本号37, 32ページ)、基地局収容向けに低遅延化を実現する光無線統合アクセス技術等の開発を進めている。

#### 4. アンテナ技術

当社のアンテナ技術は移動通信、衛星通信、レーダ、各種無線通信機器(車載情報機器、スマートメータ、スマート家電等)に幅広く展開されている。品種の多さと近年の無線システムの発展でアンテナは高周波化、広帯域・マルチバンド化、低損失化、指向性・偏波制御の高精度化など更なる電気性能向上が求められ、また装置筐体(きょうたい)との一体化、製造・環境に対するロバスト性、材料・製造法革新への対応など信頼性とコスト低減にかかわる課題も重要になっている。一方これら従来の競争軸に加え、今までとは異なる製品・サービスの創出に向けたアンテナ技術応用も模索している。アンテナ技術の根本である電磁界理論と他分野の技術を融合させることで新たな価値を生み出す動きについて述べる(図3)。

衛星通信等に利用される開口面アンテナではアンテナ構造物による電波散乱影響評価のため幾何(きか)光学的回折理論による高精度な電磁界解析法を確立した。この技術は

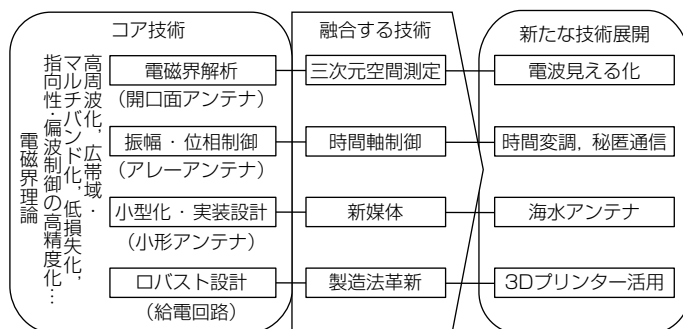


図3. アンテナ技術の新たな展開

周囲構造物の影響を含む電波伝搬解析にも応用されている。近年の市街地構造の電子地図化と計算機能力の向上によって数kmの範囲を10dB以内の精度で電波強度を推定できる。室内伝搬では三次元空間測定装置と当社開発の統計モデル<sup>(3)</sup>の融合で、室内マッピング後に数分から数秒で4dB以内の精度で計算でき、“電波見える化技術”による無線機器設置提案ツールとしての活用を目指している。

レーダや移動体衛星通信に用いるアレーアンテナでは多数の素子アンテナ間の結合を含めた正確な解析・設計法や所望放射特性を実現する振幅・位相制御法を開発してきた。空間・周波数特性が主要評価対象であるが近年は時間を含めた活用で新技術を開発している。レーダでは送信ビーム形状を時間変化させて効率良く不要波を抑圧して正確に目標把握する“時間変調アレー”技術を開発した。通信では所望信号ビームに干渉信号ビームを重畳してビームを時間変化させ、限られた方向だけで解読可能な通信を行う“秘匿通信アレー”を開発した(本号28ページ)。

寸法が電波の波長以下のものは小形アンテナと呼ばれ、無線LAN、無線タグなどの小型端末に使用される。周囲の装置、回路による電氣的な結合影響が大きい中で安定した性能を確保しつつ複数機能を実現する小型化・実装設計が課題である。本来アンテナではない構造部分も活用して小型・低コストなアンテナを実現してきた。その顕著な発展例として伝導性を持つ海水を噴水状に噴き上げてアンテナとする“シーエアリアル”<sup>(4)</sup>を開発した。ポンプと給電ノズルからなるためアンテナ線展張の必要がなく、海岸線や船に設置して必要なときだけ動作させるコンパクトな無線装置としての活用が期待される。

給電回路はこれら全てのアンテナと無線装置を結ぶ重要なコンポーネントであり、用途ごとに様々な性能と構造制限が要求される。近年の3Dプリンター技術の発展で従来では製造できない複雑な構造の提案が可能になる。ただし3Dプリンターはまだ製造精度に限界があり、ロバスト設計技術の開発を進めている(本号45ページ)。

#### 5. マイクロ波回路技術

マイクロ波回路は、無線通信機器やレーダ機器のキーコンポーネントであり、高性能化に加え、低消費電力化、低コスト化が求められている。近年、マイクロ波回路を用いる半導体デバイスでのGaNデバイスの登場やSiデバイスのマイクロ波帯への適用拡大に伴う技術開発、さらにはデジタル信号処理回路の高速化に伴うアナログ回路とデジタル信号処理の融合の技術開発が行われている。

図4にアクティブ回路に注目したマイクロ波送受信機のブロック図を示す。従来のGaAs(ガリウムヒ素)デバイスに加えて、GaNデバイスやSiデバイスの実用化が進んでいる。GaNデバイスは高出力・高効率な特

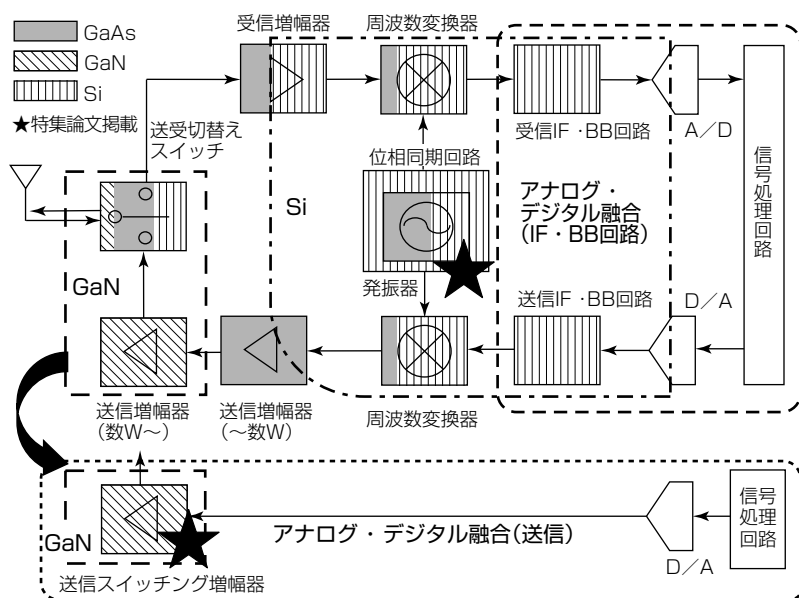


図4. マイクロ波送受信機のブロック図

性によって、まず、レーダ用途の送信増幅器で実用化され、続いて、低歪(ひず)み化技術の開発によって無線通信用途で実用化されている。Siデバイスはプロセスの微細化によって遮断周波数が300GHz以上に及び、集積化によるコストメリットと相まってマイクロ波帯からミリ波帯まで適用されている。特に高出力や低雑音な特性が必要な回路を除いて、様々な機能回路が1チップに集積化されている。近年では、第5世代移動通信システムや車載レーダ等の新たな用途に向けた開発、多チャンネル回路を1チップに集積化する開発<sup>(5)</sup>、集積可能な機能回路の範囲を広げる増幅器の高出力化や発振器の低位相雑音化(本号49ページ)等、個別回路の高性能化開発が行われている。

アナログ回路とデジタル信号処理の融合技術では、アナログデジタル(A/D)、デジタルアナログ(D/A)コンバータの高速化によってマイクロ波回路とデジタル回路の境界の中間周波数(IF)・ベースバンド(BB)回路をデジタル回路で小型化する開発が行われている。送信回路では、送信増幅器の低歪み・高効率化のために、デジタル信号処理で歪み補償するデジタルプリディストーション・エンベロープトラッキング技術が携帯基地局・端末用途で実用化され、変調帯域やマイクロ波帯の広帯域化が課題となっている<sup>(6)</sup>。さらに、マイクロ波信号をデジタル回路で生成して高効率スイッチング増幅器で増幅するデジタル送信機の研究開発が始まっている(本号41ページ)。

## 6. 光学センサ技術

光学センサは、太陽光の反射や赤外放射する対象物の像を捕らえる受動型センサと主にレーザ光を対象物に照射してその反射・散乱を捕らえる能動型センサに大別できる。その中で近年、安心・安全な社会、循環型社会の構築



図5. 風計測ライダー

に向け、能動型センサであるライダーの利用が加速している。ライダーは、レーザ光を照射し戻ってきた光の往復時間、周波数変化や振幅から遠隔の情報量を計測する装置である。当社は、人の目に対して最も安全な波長1.5μm帯のレーザ光を活用し、三次元イメージングや風・ガス計測用のライダー開発を継続している。

三次元イメージングに関しては、交通監視向けとして独自の高速イメージング方式を開発し、高速走行する車両をぶれなく撮像することを可能にした。この技術を用いることで、高速道路の自動料金支払システムでの車種判別の高度化を進めている<sup>(7)</sup>。また、この技術はセキュリティや測量等、幅広い分野への展開が可能である。

風計測では、高い信頼性と小型化へのニーズに応えるため、光ファイバ部品をベースとした小型風計測ライダー(図5(a))を開発し<sup>(8)</sup>、風力発電等で実用化している。また、長距離計測が求められる航空安全用途では、世界最高出力<sup>(注4)</sup>のレーザ増幅器を開発し、半径30km以上の広範囲にわたる風計測に成功した。この技術を用いた大型風計測ライダー(図5(b))で空港周辺の乱気流監視が可能になり、国内外の主要空港で導入が進んでいる。またこれらレーザ増幅器を用いたライダーを航空機に搭載して前方の乱気流を検出し、巡航時の安全に役立てる取組みも進んでいる。最近更なる小型・軽量化による普及に向け、ライダー用の新しい光変調技術も開発している(本号16ページ)。

ガス計測に関し、約5年前までは衛星からの温室効果ガス(二酸化炭素等)の地球規模観測向けとして開発を始めていた。これに対し最近、頻発する豪雨災害を背景に、豪雨の予兆である積乱雲発生前の水蒸気濃度の上昇を検出するニーズが高まっている。このニーズを満たすには広範囲かつ高精度な計測が必要であり、ガス計測ライダーでこの実現に必要な光送受信技術(複数レーザ波長送受信・増幅技術、波長安定化技術)を開発した。kmオーダーの範囲で水蒸気濃度の空間分布を計測できることを実証しており、計測距離の延伸化と計測精度の実証を進めることで、早期豪雨予測への貢献が期待できる。

(注4) 2015年2月17日現在、当社調べ



# 7. EMC技術

EMC(電磁両立性)技術は、製品から発生する不要電磁ノイズ(エミッション)が他機器に影響しないように低下させ、外来電磁ノイズで誤動作を起こさないように耐性(イミュニティ)を持たせ、さらに機器内部の電磁干渉による誤動作が起きないようにする技術である。これによって、電気・電子機器に必要な基本性能と品質を確保する。

当社では、家電から宇宙機器まで、構成や大きさ、電力レベル、使用環境、適用EMC規格などが大きく異なる幅広い分野の製品を扱っており、それぞれに対してEMC性能を確保した製品開発を行っている。一方、製品の高性能化や小型・高密度実装化、高電圧高速スイッチングを行う電力系装置の普及に伴う発生ノイズのレベル増加や高周波化、外来ノイズ耐性の低下、機器内電磁干渉の増加など、EMC問題の顕在化はとどまらない。今後、IoTの普及によって、様々なセンサや機器がネットワークで接続されたシステムが構築される状況では、より複雑な電磁環境下での高い信頼性が要求され、EMCに関する課題は更に増加すると予想される。このように複雑化する課題に対し、EMC品質を確保する製品開発を効率的に進めるため、EMC要素技術の開発を行うとともに、設計結果の検証や製品のEMC性能評価を行うためのEMC評価解析技術の開発を推進し、事業を支えている。

当社のEMC技術は研究開発を基盤にしていることが特徴である。これは多種事業分野にわたる製品のEMC性能を継続して満たすために、最も効率的であるとの観点による。計測技術、ノイズ抑制法、評価方法など多くの技術開発を行い、学会発表によって有効性を示してきた。最近では静電気放電による誤動作対策に対応するため、エリア内の電磁界変動を短時間で同時計測する技術<sup>(9)</sup>がある。図6に、関連する過渡ノイズ可視化計測装置を示す。また、ノイズバイパス素子としてのコンデンサ回路の性能限界を向上させる技術<sup>(10)</sup>、差動信号線路の平衡度分析によって部品接続の実装

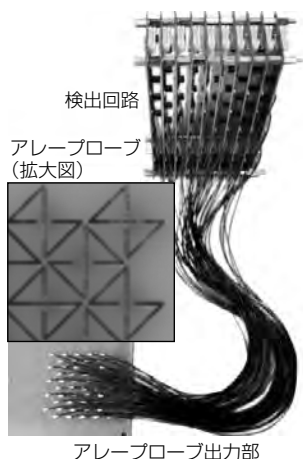


図6. 過渡ノイズ可視化計測装置

自由度を高める技術、特定周波数帯だけの遮蔽特性を持つ非接触型シールド接合技術(本号53ページ)等が挙げられる。

# 8. む す び

光電波・通信技術の動向と当社の取組みについて述べた。通信、センシングに対する要求は今後ますます高度化、多様化すると予想されるため、他分野の新しい技術、視点を巻き込みながら光電波・通信技術の研究開発を継続的に推進する必要がある。

# 参 考 文 献

- (1) Recommendation ITU-R M.2083-0 : IMT Vision - Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond (2015)
- (2) 総務省, 情報通信白書 概要 (2017)
- (3) 橋本貴博, ほか: 幾何光学的な空間分類を用いた屋内電波伝搬損失の統計モデル, 電子情報通信学会和文論文誌B, **J99-B**, No.9, 684~692 (2016)
- (4) Akimoto, S., et al., : Demonstration of a Highly Efficient Seawater Antenna, IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications, 55~58 (2016)
- (5) Tsutsumi, K., et al., : A 15GHz 4-channel transmit/receive RF core-chip for high SHF wide-band massive MIMO in 5G, IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 115~117 (2017)
- (6) Sakata, S., et al., : An 80MHz modulation bandwidth high efficiency multi-band envelope-tracking power amplifier using GaN single-phase buck-converter, IEEE Int. Microwave Symposium, 1854~1857 (2017)
- (7) Imaki, M., et al. : Line scanning time-of-flight laser sensor for intelligent transport systems, combining wide field-of-view optics of 30 deg, high scanning speed of 0.9 ms/line, and simple sensor configuration, SPIE Optical Engineering, **56**, No. 3, 031205 (2017)
- (8) Kameyama, S., et al. : Compact all-fiber pulsed coherent Doppler Radar system for wind sensing, Applied Optics, **46**, No. 11, 1953~1962 (2007)
- (9) 小林遼太, ほか: 近傍磁界測定用プローブの構造検討, 電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集, B-4-17 (2015)
- (10) 小林玲仁, ほか: 両側磁気結合を用いたノイズフィルタの設計方針, 電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集, B-4-30 (2017)

# 電波位相差を用いた法面変位センシング技術

大島正資\* 鈴木信弘\*\*  
 寺田 翼\*  
 網嶋 武\*\*

Sensing Technique of Slope Displacement Using Phase Difference of Radio Wave

Tadashi Oshima, Tsubasa Terada, Takeshi Amishima, Nobuhiro Suzuki

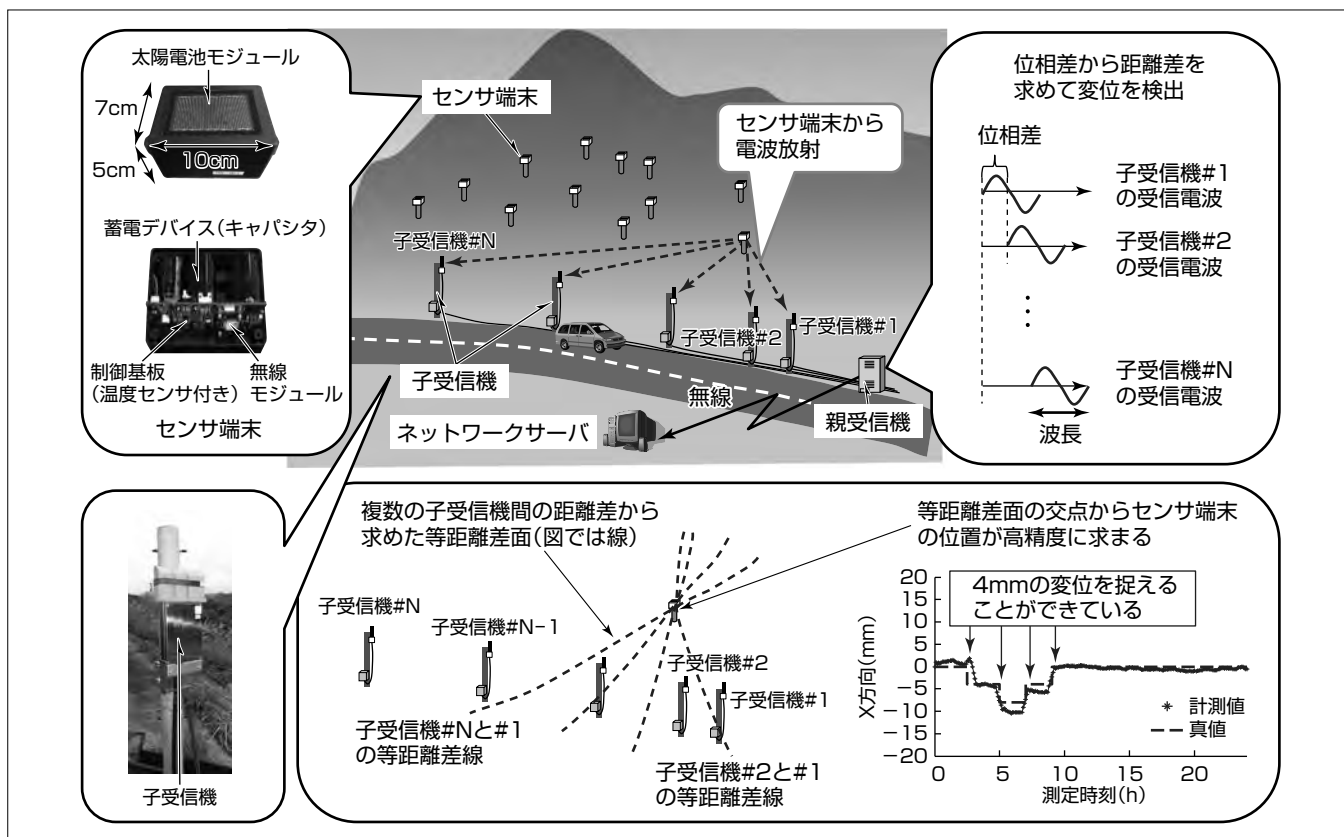
## 要 旨

自然斜面・法面(のりめん)<sup>(注1)</sup>で、集中豪雨・積雪等を原因とした地すべりによる災害は国内で年間1千件程度発生しており、地すべりの危険箇所は1万箇所程度ある。地すべりによる斜面崩壊の前兆としてミリメートルオーダーの変位が発生する。

三菱電機は、このミリメートルオーダーの変位を計測するシステムとして2.4GHz帯の電波位相差を用いた変位計測システムの開発を進め、フィールドでの計測・評価を行ってきた。しかし、既存の無線システムとの電波干渉によって安定した計測が困難になるという懸念がある。今回、近年開発・実用化が進んでいるセンサネットワークと変位

計測システムを融合させ、センサネットワークの無線規格である920MHz帯の電波位相差を用いて道路法面の変位をセンシングするシステムの開発を行った。920MHz帯の波長は2.4GHz帯と比較して約3倍長いため、このままでは変位計測精度が悪化してしまう。しかし、観測位相誤差は反対に2.4GHz帯と比較して小さくなり、法面の管理に必要な約1mmの精度で変位を安定して計測可能である。またセンサ端末を強制的に変位させた実験の結果、1時間当たり数mmの変位を検知できることが明らかになった。

(注1) 道路工事や宅地造成等によって人工的に形成された斜面



## 法面変位センシングシステムの概念図

法面変位センシングシステムを道路法面に適用した場合の概念図を示す。斜面に設置したセンサから放射された電波を道路脇に設置した複数の子受信機で受信し、受信信号を親受信機まで伝送する。各子受信機の電波位相を比較してセンサの変位をミリメートルオーダーで計測する。

## 1. ま え が き

自然斜面・法面で、集中豪雨・積雪等を原因とした地すべりによる災害は国内で年間1千件程度発生しており<sup>(1)</sup>、地すべり危険箇所は1万箇所程度ある<sup>(2)</sup>。地すべりによる斜面崩壊の前兆としてミリメートルオーダーの変位が発生することが知られており、道路法面の管理基準値の目安として用いられている<sup>(3)</sup>。土質や工事方法等に応じて管理基準値は現場ごとに設定されているが、その計測には1時間当たり数mm以上の変位量の計測が必要である<sup>(4)</sup>。

このミリメートルオーダーの変位を計測する技術として、GPS(Global Positioning System)、光波測量、伸縮計を用いた方法がある。しかし、GPSでは電離層の影響等による誤差を軽減するために1日程度の平均処理が必要であり即時性に欠ける、光波測量では濃霧等の悪天候時に計測が困難である、伸縮計は斜面上に不動点を確保することが困難であるという問題がある。

当社はこれらの問題を解決するために、電波位相差を用いてミリメートルオーダーの微小な変位を長期間にわたり常時三次元計測するシステム(変位計測システム)を開発してきた。

本稿ではセンサネットワークと融合させた変位センシングシステムについて述べる。

## 2. 電波位相差を用いた法面変位センシング技術

### 2.1 法面変位センシングシステム

図1に法面変位センシングシステムの概念及び原理を示す<sup>(5)(6)</sup>。このシステムは斜面上に設置したセンサ端末から放射された電波を複数の子受信機で受信し、子受信機間の位相差を計測することでセンサ端末の変位を高精度に計測する。これまで2.4GHz帯の電波位相差を用いてミリメートルオーダーの微小な変位を長期間にわたり常時三次元計測するシステム(変位計測システム)の開発を進め、フィールドでの計測・評価を通じた検証を行ってきた<sup>(5)</sup>。しかし、2.4GHz帯の周波数は無線LAN(Local Area Network)等の近距離無線で用いられるため、電波干渉によって安定し

た計測が困難になるという懸念が生じる。

そこで無数のセンサ端末間で安定した通信を行うことを目的として、近年開発・実用化が進んでいるセンサネットワーク向けの920MHz帯の電波を用いて道路法面の変位をセンシングするシステムの開発を行った。このシステムでは、温度・傾斜等の様々なセンサ間の通信に用いられる電波を利用して変位計測を行うことによって、様々なセンサの情報収集と変位計測を同時に行うことが可能になった。また、この通信は変位計測用電波の送信指示にも使用され、センサ端末間のマルチホップ通信によって広範囲(数百m四方)にセンサ端末が設置可能になった。

斜面に設置した複数のセンサ端末は、親受信機からの指示によって変位計測用電波を発信し、道路脇に設置した複数の子受信機でその電波を受信する。各センサ端末から放射する電波は、センサ端末ごとに分離できるように親受信機からの指示によって時分割で発信する。子受信機で受信した電波は高周波信号として同軸ケーブル又は光ファイバを通じて親受信機に伝送される。親受信機に伝送された高周波信号は、中間周波数に周波数変換された後、A/D(Analog/Digital)変換器によってデジタルデータに変換される。このデジタルデータで導出される子受信機間の位相差から、センサ端末の変位を高精度に推定することができる。変位センシングの原理については2.2節で述べる。

変位計測結果は携帯電話等のネットワーク回線を介してサーバに格納し、遠隔地からモニタリングすることが可能である。

### 2.2 電波位相差による変位センシングの原理

電波位相差による変位センシングでは、電波の位相差(図1に示した電波のずれ量)を用いることで高精度な計測を実現する。周波数が920MHzの電波を用いた場合、波長は約30cmである。位相差は波長の数十分の一の精度で計測可能なため、ミリメートルオーダーの変位計測が可能になる。このシステムでは子受信機間の電波位相差を用いることでセンサ端末と子受信機間の同期を不要とする。ただし子受信機間の同期は必要であり、高周波信号を親受信機に集約することで実現している。

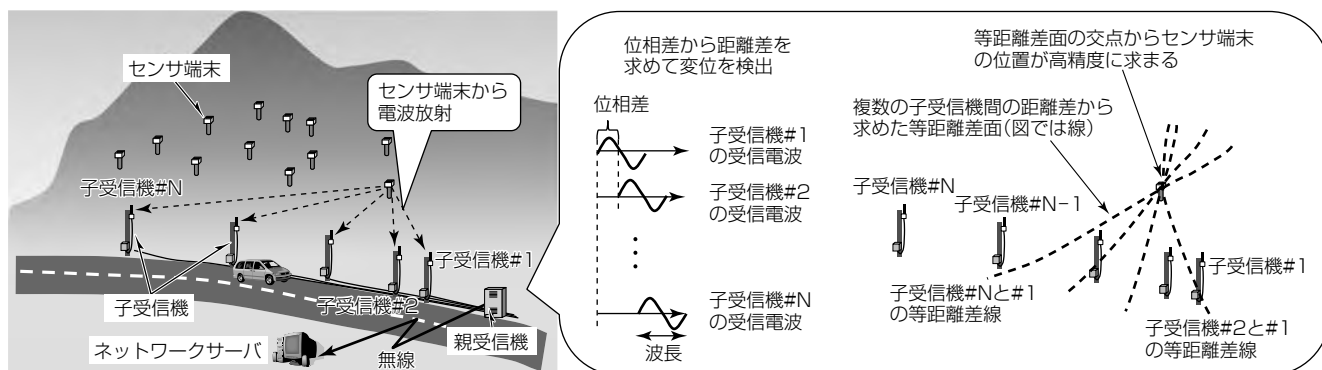


図1. 法面変位センシング技術の概念及び原理

次に変位計測の原理を述べる。センサ端末の位置座標を  $(x, y, z)$ 、 $m$  番目、 $n$  番目子受信機の位置座標をそれぞれ、 $(X_m, Y_m, Z_m)$ 、 $(X_n, Y_n, Z_n)$  とすると、 $m$  番目と  $n$  番目子受信機間の位相差  $\phi_{m,n}$  は以下のようにセンサ端末と  $m$  番目、 $n$  番目の子受信機間の距離差として表される。

$$\phi_{m,n} + 2\pi L = \frac{2\pi}{\lambda} \left\{ \sqrt{(x-X_m)^2 + (y-Y_m)^2 + (z-Z_m)^2} - \sqrt{(x-X_n)^2 + (y-Y_n)^2 + (z-Z_n)^2} \right\} \quad \dots (1)$$

ここで  $\lambda$  は電波の波長であり、 $2\pi L$  ( $L$  は整数) は整数値バイアスと呼ばれる波長の整数倍の不確定性である。この整数値バイアスの初期値は機器設置時に測距計等を用いて計測し、変位発生に伴い変動する値に関しては測位値を追尾することで推定する。 $(x, y, z)$  を未知数とした式(1)は、図1に示した等位相差面(等距離差面)を表し、複数の子受信機の位相差から複数の等距離差面が求められ、それらの交点からセンサ端末を高精度に測位することが可能である。

この技術の測位原理は、電波の送受信を逆にした以外は位相差GPSの原理と同様であり、センサ端末がGPS受信機、子受信機はGPS衛星に相当する。GPSでは電離層等の擾乱(じょうらん)の影響を受けるのに対し、このシステムでは電波の伝播(でんぱ)距離が短いため、擾乱の影響を受けない点が利点である。変位計測精度についてもGPSと同様の理論に基づき次のように与えられる。

$$\varepsilon_{pos} = \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \sigma_{DOP} \cdot \varepsilon_{phase} \quad \dots (2)$$

ここで、 $\varepsilon_{pos}$  は変位計測誤差、 $\varepsilon_{phase}$  は受信機雑音や周囲環境に伴い発生する外来雑音による観測位相誤差、 $\sigma_{DOP}$  は、DOP(Dilution Of Precision: 誤差増倍率)と呼ばれるセンサ端末と子受信機の位置関係で決定される係数である。センサ端末を取り囲むように子受信機を配置することができれば、等位相差面が直交するのでDOPが小さくな

り測位誤差を低減させることができる。また、波長  $\lambda$  に比例して変位計測誤差が増加することが分かる。2.4GHzの波長に対して920MHzの波長は約2.6倍長いいため、このままでは変位計測精度は約2.6倍悪くなるが、観測位相誤差を小さくできれば920MHz帯の電波でも高精度計測が可能であることを検証実験によって明らかにした。

### 3. 検証実験

#### 3.1 原理検証実験

法面変位センシングシステムの原理検証実験を行った。実験機材の構成を図2に示す。当社の情報技術総合研究所構内の芝生に実験機材を設置して実験を行った。

センサ端末は斜面に設置して長期間計測を実現するため、太陽光発電による自立電源で動作する端末を試作した。連続して1週間程度日照がない場合でも連続動作可能なように蓄電デバイス(キャパシタ)を搭載した。920MHz帯を用いることで無線モジュールの低消費電力化が実現できて無日照時でも長期間にわたって高頻度(6分周期)で変位計測が可能になった。またセンサ端末の制御基板には温度センサを搭載して温度情報も収集可能である。ほかのセンサと接続可能なインターフェースも設けたので、傾斜計や雨量計等を接続してのデータ収集が可能である。さらにセンサ端末間でのマルチホップ通信によって広範囲(数百m四方)の計測が可能である。

子受信機はアンテナと直流電源、増幅器を備え、センサ端末の変位計測用電波を受信する。受信した高周波信号は同軸ケーブルを通してユニットハウス内に設置した親受信機に伝送される。

親受信機に伝送された高周波信号は、フィルタによる帯域制限、周波数変換が行われた後にA/D変換に送られ、デジタルデータに変換される。信号処理部では、このデジ

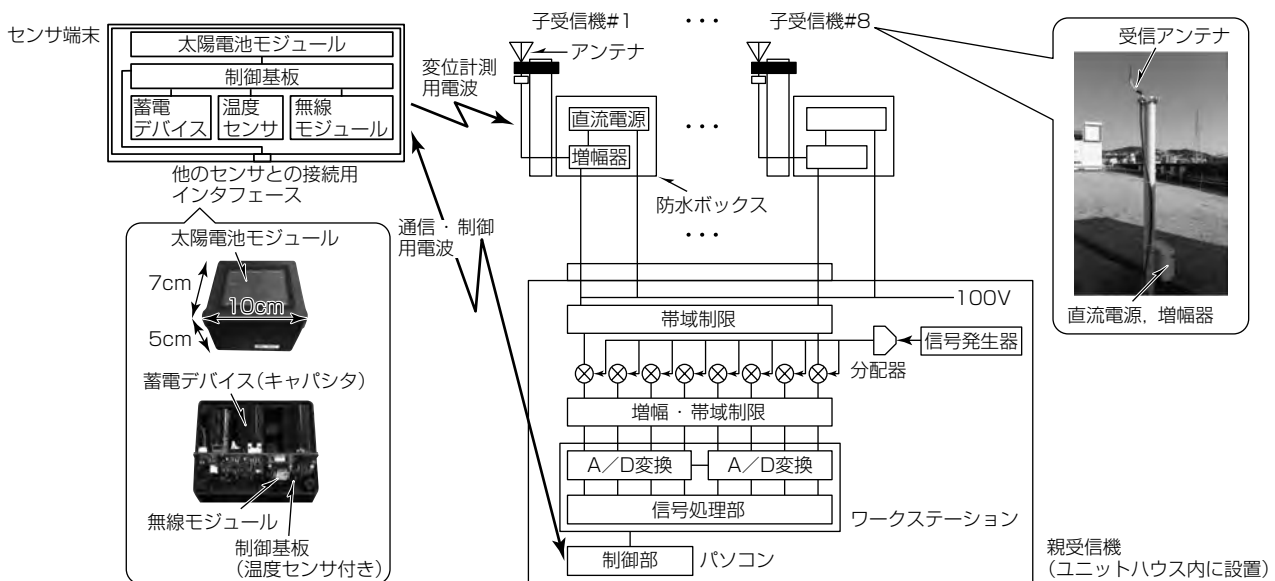


図2. 原理検証実験機材の構成

表 1. 実験条件

送信出力	20mW
送信周波数	927.4MHz(変位計測用) 927.5MHz(通信・制御用)
計測周期	6分

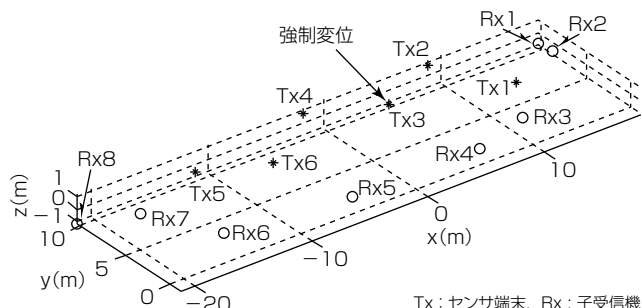


図 3. センサ端末と子受信機の配置図

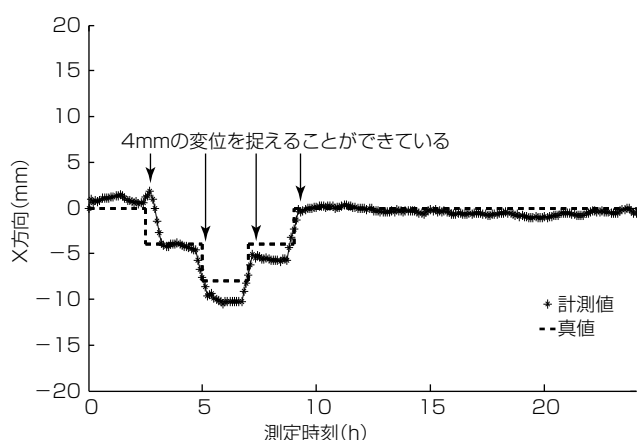


図 4. 強制変位実験結果(センサ端末#5)

タルデータを用いて2.2節で述べた原理に基づいてセンサ端末の位置を計算する。制御部ではセンサ端末と通信を行い、ネットワークの構築、温度センサデータの収集、センサ端末の変位計測用電波の発信制御等を行う。

センサ端末6台を設置して強制的に変位させる実験を行った。実験条件を表1に、センサ端末と子受信機の配置図を図3に示す。図3のTx3をx方向に強制的に4mm変位させた。実験結果を図4に示す。\*は計測値であり6分ごとの測位値を3サンプル移動平均した値である。点線は真値である。計測が4mmの変位を捉えていることが分かる。またこのときの変位計測誤差(計測値-真値の全計測時間での二乗平均平方根)は約1mmであり、観測位相誤差  $\varepsilon_{\text{phase}}$  は約3degであった。2.4GHz帯の観測位相誤差約10deg<sup>(5)</sup>と比較して約1/3であり、波長による変位計測誤差増加分をほぼ打ち消して2.4GHz帯の場合と同等の精度で計測が可能であることが明らかになった。

### 3.2 実証実験

2017年9月から、このシステムの試作機を東日本高速道路㈱が管理する法面に設置し、実証実験を開始している。実験の様子を図5に示す。法面の100m四方のエリアにセンサ端末15台、子受信機16機を設置した。実環境下で天



図 5. 実証実験の様子

候や植生等が変位計測精度に及ぼす影響を調査している。

## 4. む す び

920MHz帯の電波を用いて、斜面・法面の変位を高精度に計測可能なセンシング技術の原理検証実験結果を示した。この実験でこの技術によって法面の管理に必要なミリメートルオーダーの計測が可能であることを確認した。今後は、高速道路の法面での実証実験を通して実環境下での計測精度・耐久性を検証する。

この研究成果の一部は、国立研究開発法人 新エネルギー・産業技術総合開発機構(NEDO)からの委託研究で得られたものである。また、実証実験にご協力いただいた東日本高速道路㈱に感謝する。

## 参 考 文 献

- (1) 国土交通省：平成28年の土砂災害(2016)  
<http://www.mlit.go.jp/river/sabo/jirei/h28dosha/H28dosyasaigai.pdf>
- (2) 国土交通省：都道府県別土砂災害危険箇所  
<http://www.mlit.go.jp/river/sabo/link20.htm>
- (3) 東日本・中日本・西日本高速道路株式会社：土質地質調査要領, 185 (2012)
- (4) 国土交通省九州地方整備局災害対策本部：全面通行での開放について一般国道10号法面崩落の恐れ, 第17報 (2006)
- (5) 吉崎 互, ほか：電波位相差変位計測システムを用いた斜面変位計測, 三菱電機技報, 84, No.8, 479~482 (2010)
- (6) 岡村 敦, ほか：多点震動変位の位相差による計測法, 電子情報通信学会技術研究報告, 宇宙航空エレクトロニクス研究会, 2000-145 (2001)

# 合成開口レーダ向け 圧縮センシング技術

星野 起寛\* 岡田 祐\*\*\*

Dehong Liu\*\*

原 照幸\*

## Compressive Sensing Technology for Synthetic Aperture Radar

Takehiro Hoshino, Dehong Liu, Teruyuki Hara, Yu Okada

### 要 旨

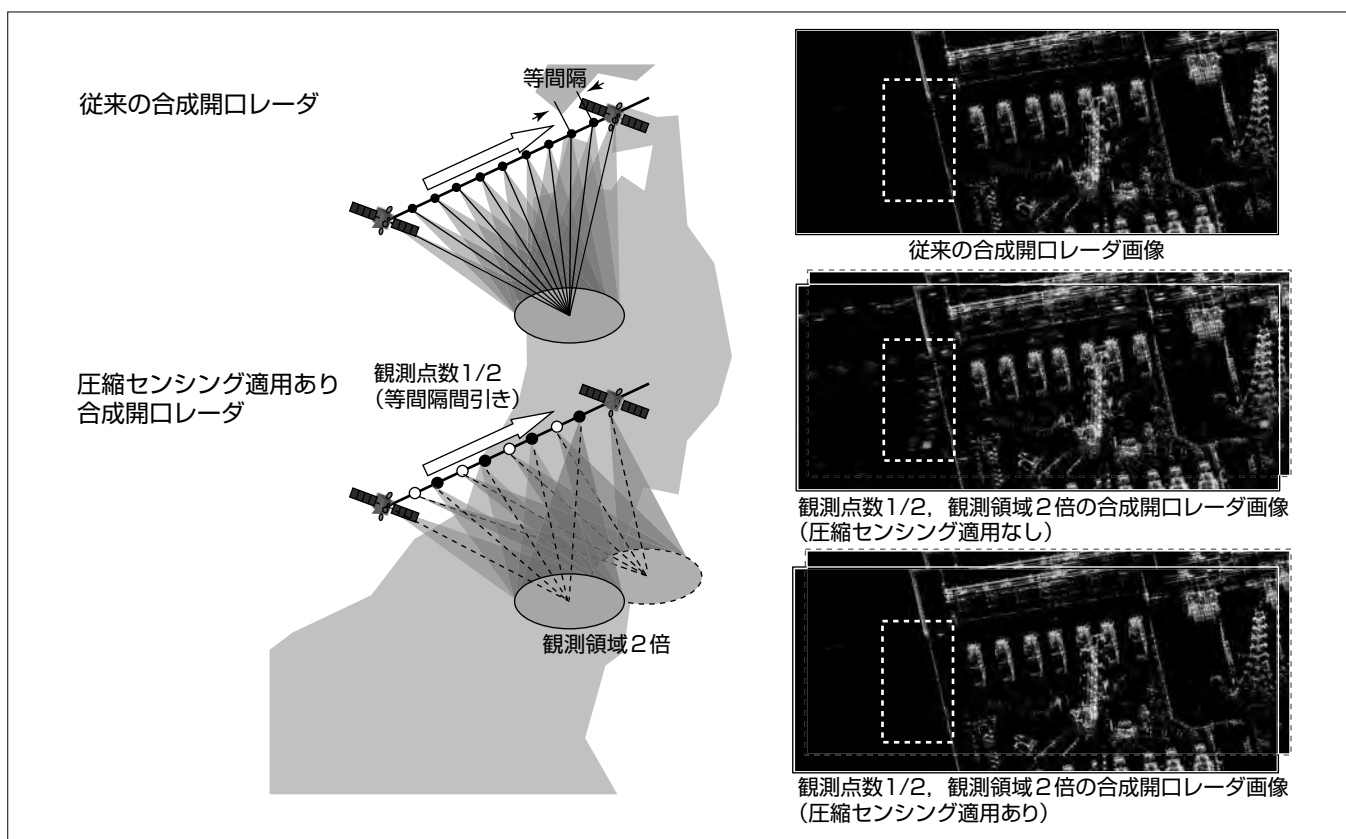
衛星や航空機に搭載し、昼夜天候を問わずに地表面を観測するセンサとして合成開口レーダ(SAR: Synthetic Aperture Radar)がある。合成開口レーダは広域観測に適するが、総観測時間短縮のために観測領域の更なる拡大が求められている。画質を劣化させずに観測領域を拡大する広域高分解能化の要求があり、三菱電機が開発した衛星だいち2号では、レーダ用の受信アンテナを二つに増やすことで広域高分解能を達成した。しかしアンテナを二つに増やすことは、すなわちダウンリンクされるデータ量もまた2倍になることを意味している。

昨今、広域高分解能化につれてデータダウンリンクの容

量逼迫(ひっばく)が課題となっており、ダウンリンクにかかるデータ量の圧縮が求められている。データ量圧縮が可能な技術の一つに圧縮センシングと呼ばれる2006年から開拓された技術がある。

三菱電機では、今回、合成開口レーダ向けの圧縮センシング技術を開発した。従来に比べてデータ量を半分にした場合でもデータ再構成が可能であることを電波暗室実験及び航空機SAR実験で確認した。特に、航空機SAR実験では偽像レベルが9.6dB抑圧されることを確認した。

この技術はSARセンサの小型・低コスト化等への活用が見込まれ、省資源な宇宙開発への貢献が期待できる。



### 衛星搭載型合成開口レーダ向け圧縮センシング技術のコンセプト

圧縮センシングをSAR画像に適用することで、2倍の観測領域の観測が単一の観測領域のデータ量で実施可能となる。従来、アンテナ数及びデータ量を2倍にすることで2倍の観測領域を広域高分解能で観測していた。今回、アンテナ数2倍でデータ量をそのままにした場合に相当するSAR画像でも圧縮センシングを適用することで、2倍のデータ量で観測した場合と遜色ない画質が得られることを確認した。



## 1. ま え が き

衛星や航空機に搭載し、昼夜天候を問わずに地表面を観測するセンサとして合成開口レーダ(SAR)がある。SARは広域観測に適するが総観測時間短縮のために観測領域の拡大が求められている。画質を劣化させずに観測領域を拡大するため、三菱電機が開発した衛星 だいち 2号ではレーダ用アンテナを二つに増やして広域高分解能を達成した<sup>(1)</sup>。しかしアンテナを二つに増やすことは、すなわちダウンリンクされるデータ量も2倍になる。

広域高分解能化に伴いデータダウンリンクの容量逼迫が課題となっており、ダウンリンクデータ量の削減も求められている。データ量削減が可能な技術として圧縮センシングと呼ばれる技術が2006年から開拓された<sup>(2)</sup>。

三菱電機では、今回、SAR向けの圧縮センシング技術を開発した<sup>(3)(4)(5)</sup>。従来に比べてデータ量を半分にした場合でもデータ再構成が可能であることを電波暗室実験及び航空機SAR実験で確認した。

## 2. 圧縮センシングの原理

### 2.1 サンプル定理

圧縮センシングは、サンプリング定理によるデータ量の限界を突破する技術の一つである。サンプリング定理とは、ある周波数までのデータを忠実に再現する場合、その2倍の周波数でサンプリングすればよいという定理である。例えば音楽CDのサンプリング周波数は44.1kHzであるが、これは人の可聴域(22kHz以下)を再現するためである。これに対して圧縮センシングは44kHz未満のサンプリングでも22kHzのデータを再構成しようとする手法である。図1にサンプリング定理を満たさない場合に周波数の同定ができない例を示す。実線は真の波動を表し、丸点はサンプリングで観測された信号を示す。破線は真の波動と同じ観測値を持つ高い周波数の波動(偽像)である。丸点の観測では実線と破線のどちらが真の波動か分らない。

### 2.2 ランダムサンプリング

図1の問題に対して、一般に圧縮センシングではサンプリングをランダム化する方法がとられる。図2にランダムサンプリングした場合の様子を示す。丸点での観測で実線と破線を区別して実線が真の波動であることが分かる。ランダムサンプリングの観測値をフーリエ変換して周波数領域で見ると、図1で現れていた高周波の偽像成分は拡散されて小さくなる。これを偽像のコヒーレンスが低下したと言う。

さらに圧縮センシングでは、求めるべき波動の数が疎(スパース)であるとの前提で解を抽出する。言い換えると、実際の観測では周波数領域で複数の成分が現れるが、これらの成分の数が少なく、まばらに分布しているとの前提である(多くの場合この前提は良い近似である)。

### 2.3 SAR向け圧縮センシング

SARでは図1、図2の時間領域の横軸が軌道上の観測位置(要旨の図の観測点)、縦軸が地上の電波反射源から来る電波の振幅に相当する。観測中心方向からの電波は変化が緩やかで実線に相当し、観測中心から離れた反射源からの電波は変化が急峻(きゅうしゅん)で破線に相当する。観測点が少ない場合は実線と破線の区別が付かない。仮に実在する電波が観測中心からの電波(実線)だけだとしても、破線の電波に相当する方向に偽像が発生することになる。

ランダムサンプリングが一つの解決手段であるが、実はSARの場合、観測中心から離れた反射源は観測点からの距離変化が一樣ではないため、その電波は観測点に対して図3の破線のように変化する。したがって等間隔サンプリングでも実線と破線を区別することが可能である。これは偽像成分(破線)のコヒーレンスが低下したと言え、フーリエ変換後の偽像の強度レベルが下がる。さらに2.2節で述べたように求める解はスパースであるとの前提で解(SAR画像)を抽出する。これが今回開発したSAR向け圧縮センシングの原理である。

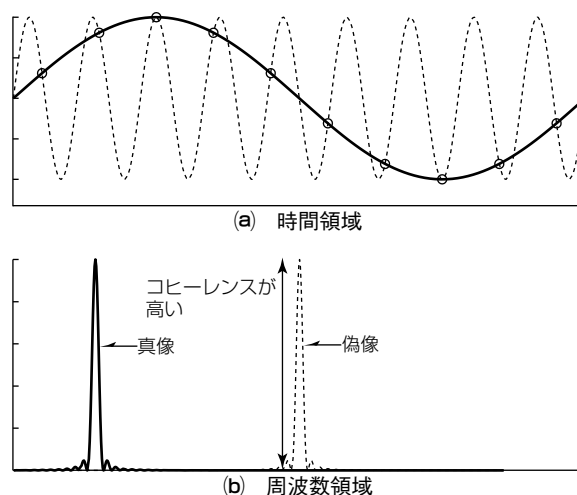


図1. 二つの波動のコヒーレンスが高い状態

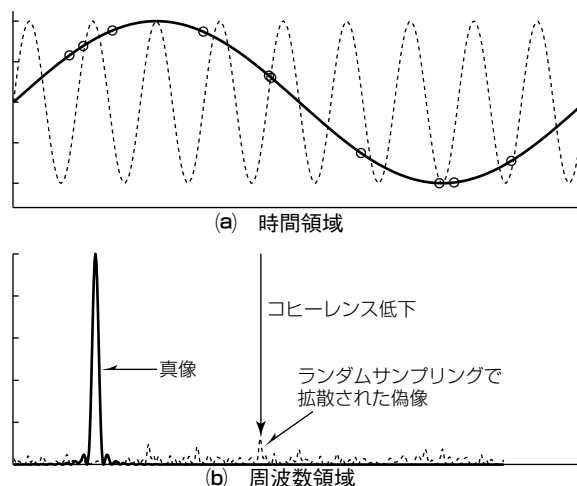


図2. ランダムサンプリングによるコヒーレンス低下

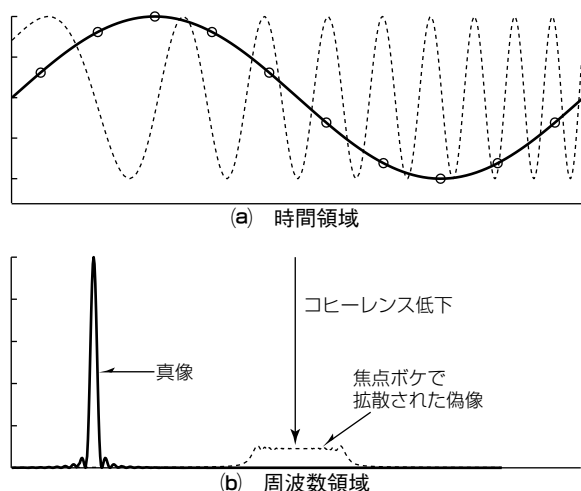


図3. SARでのコヒーレンス低下

### 3. 実験による原理検証

#### 3.1 電波暗室Ka帯SAR実験での原理検証

この節では電波暗室内での実験によるランダムサンプリングによる圧縮センシングの原理検証結果を述べる。実験では衛星や航空機に搭載したSARを模擬するため実験用レーダを少しずつ動かして計測した。表1に実験の諸元を示す。図4は電波暗室実験用レーダ及び観測対象の三面コーナリフレクタである。四つのKa帯ホーンアンテナを用いており、今回は実験用レーダ(図4(a))の左上のアンテナを送信用、左下のアンテナを受信用として用いた。ここでは、サンプリング率を、パルス繰り返し周波数をドップラー帯域幅で除算した値として定義する。1.0以上でサンプリング定理を満たすことに相当する。図5(a), (b), (c)は、それぞれサンプリング率7.0, 1.4, 0.5でのランダムサンプリング時の圧縮センシングによる再構成の前後の様子を示している。ランダムサンプリングでは、サンプリング率が1.0以上、すなわち平均のサンプリング周波数がサンプリング定理を満たす場合でも、局所的にはサンプリング定理を満たさないために偽像を生じる様子が見て取れる。特に図5(c)から、サンプリング率0.5としてサンプリング定理を満たすサンプリング点数の半分からSAR画像を再構成したことを意味する。

#### 3.2 Ku帯航空機SAR実験での原理検証

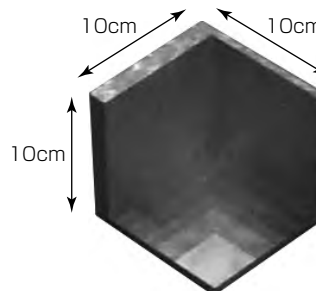
この節では、データを等間隔に間引いたSAR画像の偽像レベルを圧縮センシングによって改善する効果について述べる。図6は三菱電機が開発したKu帯航空機SARシステムである。航空機はダイヤモンドエアサービス社のGulfstream-IIを用いた。表2に実験の諸元、図7に等間隔にデータを間引いた場合のSAR画像、図8に等間隔にデータを間引いた場合のSAR画像へ圧縮センシングを適用した結果を示す。圧縮センシング適用によって、等間隔にデータを間引くことでサンプリング定理を満たさなくな

表1. 電波暗室SAR実験の諸元

中心周波数	33GHz
送信帯域幅	14GHz



(a) 電波暗室実験用レーダ



(b) 観測対象

図4. 電波暗室実験用レーダと観測対象

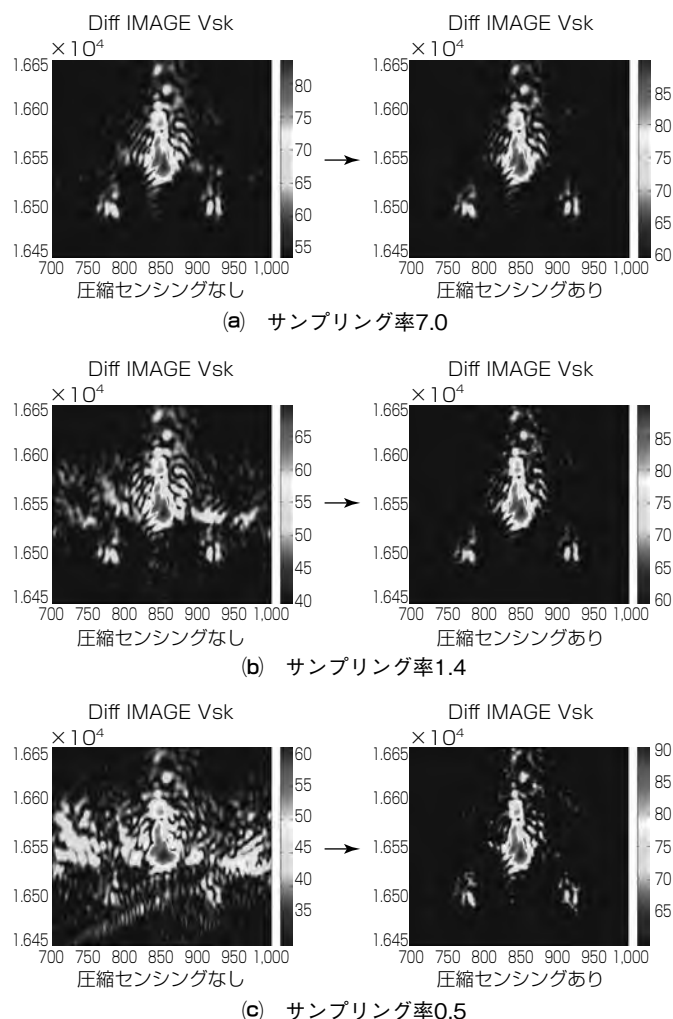
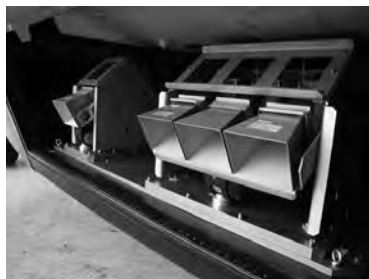


図5. ランダムサンプリング時の再構成結果



(a) 信号送受信機



(b) 送受信アンテナ

図6. Ku帯航空機SARシステム

表2. 航空機SAR実験の諸元

中心周波数	16.45GHz
SAR画像分解能	10cm×10cm
データ間引き前のサンプリング率	1.2
データ間引き後のサンプリング率	0.6



図7. サンプリング定理を満たさない(サンプリング率0.6)の航空機SAR画像



図8. 図7のデータに圧縮センシングを適用して再構成した画像



図9. サンプリング定理を満たす(サンプリング率1.2)の航空機SAR画像

り発生した偽像が抑圧された様子が見て取れる。図9にサンプリング定理を満たすSAR画像を示す。図8と図9を

表3. 偽像レベル評価

サンプリング率1.2のSAR画像	-58.7dB
サンプリング率0.6のSAR画像	-35.9dB
圧縮センシングSAR画像	-45.5dB

比較すると、圧縮センシングによって遜色なくデータが再構成されている様子が見て取れる。画像を構成する真点のうち強度値が最大の点と、同点の偽像領域内で強度値が最大の点の強度値比を偽像レベルとして定義し、表3にその評価結果を示す。表から圧縮センシング適用前後で偽像レベルが-35.9dBから-45.5dBまで9.6dB抑圧された様子を確認した。一方で、サンプリング定理を満たしたSAR画像の偽像レベルは-58.7dBであることから、圧縮センシングによる偽像レベル改善には13.2dBの改善余地があることも確認した。

#### 4. む す び

合成開口レーダ向け圧縮センシングの基礎検討の結果、従来に比べてデータ量を半分にした場合でも、圧縮センシング技術によってデータが再構成できることを電波暗室及び航空機でのSAR実験から確認し、特に航空機SAR実験では偽像レベルが9.6dB改善されることを確認した。一方で、13.2dBの改善余地があることも確認した。この技術はSARセンサの小型・低コスト化等への活用が見込まれ、省資源な宇宙開発への貢献が期待できる。

#### 参 考 文 献

- (1) 陸域観測技術衛星2号, だいち2号(ALOS-2), 三菱電機技報, 89, No.1, 15 (2015)
- (2) Eldar, Y.C., et al.: Compressed Sensing, Cambridge University Press (2012)
- (3) Liu, D., et al.: Synthetic aperture imaging using a randomly steered spotlight, IEEE IGARSS, 919~922 (2013)
- (4) 星野赳寛, ほか: 圧縮センシングを用いたSAR 画像再構成に関する原理検証, 電子情報通信学会総合大会, B-2-44 (2016)
- (5) Hoshino, T., et al.: An Experimental Study of Compressive Sensing for Synthetic Aperture Radar, IEICE SANE2016-77, 133~137 (2016)

# 風計測コヒーレントドップラライダの小型化を実現するパルスセロダイン光送受信技術

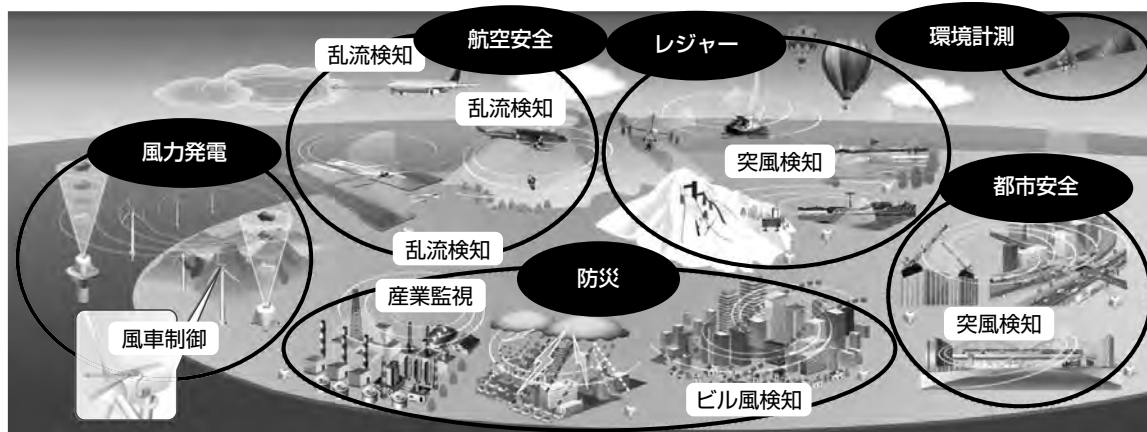
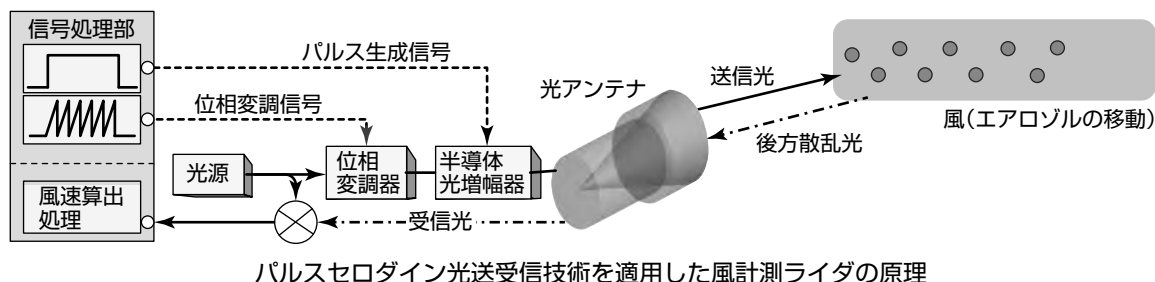
原口英介\*  
安藤俊行\*\*

*Optical Transceiver Using Pulse Serrodyne Technique to Realize Downsized Coherent Doppler LIDAR for Wind Sensing*  
Eisuke Haraguchi, Toshiyuki Ando

## 要 旨

風計測コヒーレントドップラライダ(Light Detection And Ranging : LIDAR) (以下“風計測ライダ”という。)は単一周波数のパルスレーザ光を大気中に送出し、風と同速度で移動するエアロゾルからの後方散乱光をヘテロダイン受信して、そのドップラー周波数シフトから風速を遠隔計測する装置である。この装置は空港監視、飛行中の安全確保のための航空機前方の乱流検知、風力発電での風況計測に用いられている。適用対象の更なる拡大に向け、風計測ライダの小型・低消費電力化が望まれている。一方、最近の光通信分野でのデジタルコヒーレント技術の普及によって、風計測ライダに適用できる可能性を持ち、かつ小型で高信頼の光・電子コンポーネントが増えつつあるが、機能や性能の違いによってそのままの適用は困難であった。今

回の開発ではデジタルコヒーレント光通信用コンポーネントを風計測ライダに用いるため、パルスセロダイン変調方式を新たに考案した。この方式では、通信用の半導体光増幅器で生成したパルスレーザ光に鋸波状の位相変調を付加することで、風計測ライダに必要な送信光周波数シフトを実現するとともに、半導体光増幅器で発生する不要な周波数偏移の補償が可能になる。今回の開発で実現した光通信技術と風計測ライダ技術との相乗効果によって、従来の風計測ライダを大幅に小型・低消費電力化し、バッテリー駆動可能な可搬型風計測ライダ(質量4.9kg, サイズ166×341×292(mm), 計測距離1 km, 稼働時間5.5時間以上)を試作し、これら技術の有用性を実証した。



## パルスセロダイン光送受信技術を適用した風計測ライダの原理と適用アプリケーション

現在、風計測ライダが適用されているのは空港監視や風力発電での風況計測などである。今回、風計測ライダの風車搭載、災害対策やレジャー(ゴルフ、ヨットなど)等の適用先拡大に向け、小型・軽量、可搬性を持つ風計測ライダを実現するパルスセロダイン光送受信技術を開発した。

## 1. ま え が き

風計測ライダは単一周波数のパルスレーザ光を空間照射し、風と同速度で移動するエアロゾルからの後方散乱光を受信して、そのドップラー周波数シフトから風速を計測する装置である<sup>(1)(2)</sup>。特に波長 $1.5\mu\text{m}$ の光源と光ファイバ部品によって構成した全光ファイバ型風計測ライダはアイセーフ、小型、高信頼のシステムを実現できる利点がある<sup>(2)</sup>。近年では山岳地域や洋上のような運搬車両がアクセスできない場所、災害地域など電源確保が困難な場所での観測へと多様化しており、更なる小型化・可搬可能な構成が望まれている。一方、最近のデジタルコヒーレント光通信技術の普及によって風計測ライダに適用できる可能性を持つ小型高信頼の光・電子コンポーネントが増えつつある。例えば光通信用の半導体光増幅器は小型・集積化が可能なことに加えて利得補填(ほとん)や強度変調が可能といった利点がある<sup>(3)</sup>。しかし半導体光増幅器で注入電流を変化させてパルス変調を行う場合、内部の屈折率変動に伴いパルスON期間に瞬時的な周波数偏移が生じる<sup>(3)</sup>。この瞬時周波数偏移量は風計測ライダに使用するパルス幅 $100\sim 1,000\text{ns}$ の範囲では $15\sim 150\text{MHz}$ 程度(風速誤差 $10\sim 100\text{m/s}$ 相当)と見込まれ、無視することができない。

三菱電機はこの課題解決のため、パルスゼロダイン変調技術を新たに考案した。この変調技術を光通信用半導体光増幅器と光位相変調器に適用することによって、風計測ライダで要求される周波数シフトを付加したコヒーレントパルス光の発生と、パルス内の瞬時周波数の補償とが可能となる。

## 2. パルスゼロダイン変調を用いた光送受信部

図1にパルスゼロダイン変調を用いた光送受信・信号処理部の構成を、図2に試作した光送受信部と信号処理部を一体化したインテグレートッド光送受信ボードの外観を示す。光送受信ボードでは、はじめに基準光源出力光を送信光路と局発光路に2分岐する。次に送信光路では、送信光は光周波数シフトを実現する光位相変調器、パルス化する半導体光増幅器を介して周波数シフトを付加したパルスレーザ光として出力される。出力された送信光は高出力光増幅器で増幅後、送受光路分離用の偏波保持光サーキュレータを介して、光アンテナで空間出力される(送信)。空間出力された送信光がエアロゾルで散乱し、後方散乱光を光アンテナで受信する(受信)。受信した散乱光は偏波保持光サーキュレータで送受分離後、光送受信部の受信ポートに入力する。受信光と局発光とを合波後、光受信器で光ヘテロダイン受信し、信号処理部で時間・周波数解析を行う。信号処理部には、プロセッサ内蔵のSoC(System on a Chip) FPGA(Field-Programmable Gate Array)を用

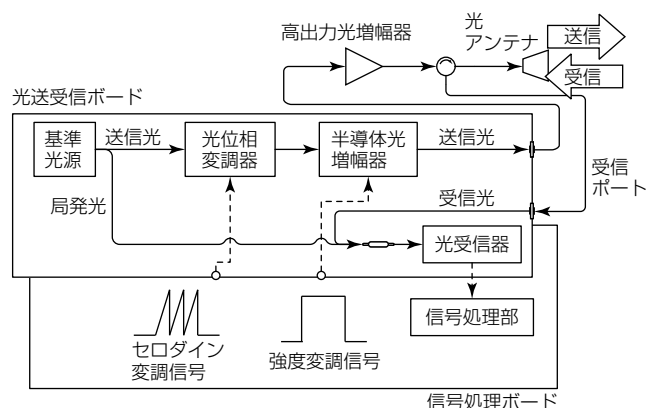


図1. 光送受信・信号処理部の構成

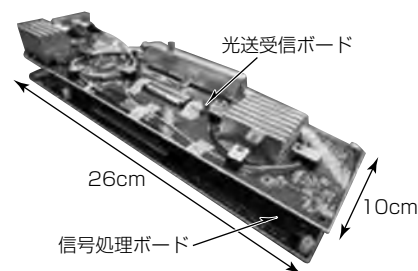


図2. インテグレートッド光送受信ボード

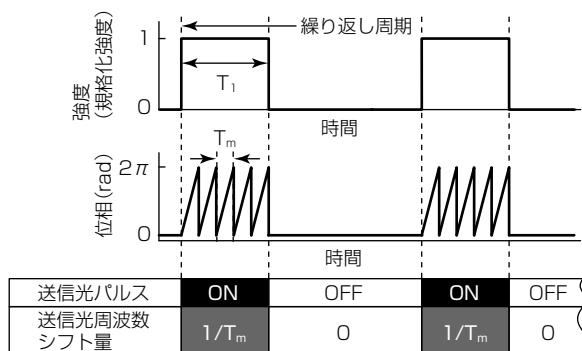


図3. パルスゼロダイン変調信号のイメージ

いることで、信号処理用の外部計算機を不要として小型化を実現している。

図3にパルスゼロダイン変調信号のイメージを示す。パルスゼロダイン変調では繰り返し周期のパルスON期間( $T_1$ )にだけ鋸波状の変調信号を光位相変調器に印加し、パルスOFF期間には変調信号をOFFとする。位相の変化量( $d\phi$ )と周波数( $\Delta f$ )には $\Delta f = d\phi/dt$ の関係が成り立つため、一定周期( $T_m$ )、変調幅 $2\pi$ の位相変調を印加した際、 $1/T_m$ の周波数がシフトされる。これらを踏まえるとパルスON期間とOFF期間の送信光電場( $E_{\text{SON}}$ ,  $E_{\text{SOFF}}$ )、及び局発光電場( $E_L$ )はそれぞれ式(1)で表される。ここで $A_{\text{SON}}$ ,  $A_{\text{SOFF}}$ はパルスON期間とOFF期間の送信光振幅、 $A_L$ は局発光の振幅、 $f_0$ は基準光源の光周波数、 $T_m$ は鋸波の周期、 $\phi_s$ ,  $\phi_L$ は信号光と局発光の光位相を表す。

$$\begin{aligned} E_{SON} &= A_{SON} \exp \left[ i \left\{ 2\pi \left( f_0 + \frac{1}{T_m} \right) t + \phi_s \right\} \right] \\ E_{SOFF} &= A_{SOFF} \exp [i \{ 2\pi f_0 t + \phi_s \}] \dots\dots\dots (1) \\ E_L &= A_L \exp [i \{ 2\pi f_0 t + \phi_L \}] \end{aligned}$$

式(1)を用いて、光受信器の光電変換効率を $\eta$ 、信号光と局発光の光位相差を $\Delta\phi$ とすると、パルスON、OFF期間に出力した送信光の受信信号( $I_{SON}$ ,  $I_{SOFF}$ )はそれぞれ式(2)、(3)で表される。ここで風計測に用いる後方散乱光は観測空間までの送信光の往復時間によって遅延が生じ、パルスOFF期間に受信される。式(2)から、パルスOFF期間に受信した風計測信号成分は周波数 $1/T_m$ のビート信号として検出される。一方、パルスOFF期間でも、パルスON/OFF消光比で決まる漏洩(ろうえい)光が光サーキュレータ等の漏れ(クロストーク)によって受信ポートに不要波として回り込む。ここで漏洩光は周波数シフトされていないため、光ヘテロダイン受信信号は直流成分だけであり(式(3))、風計測信号と周波数領域で分離が可能である。

$$\begin{aligned} I_{SON} &= \eta |E_{SON} - E_L|^2 \\ &= \eta |A_{SON}|^2 + \eta |A_L|^2 \dots\dots\dots (2) \\ &\quad + 2\eta A_{SON} A_L \sin \left( \frac{2\pi t}{T_m} + \Delta\phi \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{SOFF} &= \eta |E_{SOFF} - E_L|^2 \\ &= \eta |A_{SOFF}|^2 + \eta |A_L|^2 \dots\dots\dots (3) \\ &\quad + 2\eta A_{SOFF} A_L \sin(\Delta\phi) \end{aligned}$$

### 3. パルスセロダイン変調を用いた周波数偏移補償

#### 3.1 周波数偏移の補償原理

ここでは半導体光増幅器で生じる瞬時周波数偏移のパルスセロダイン変調を用いた補償原理について述べる。図4に原理を示す。2章で述べたようにパルスセロダイン変調

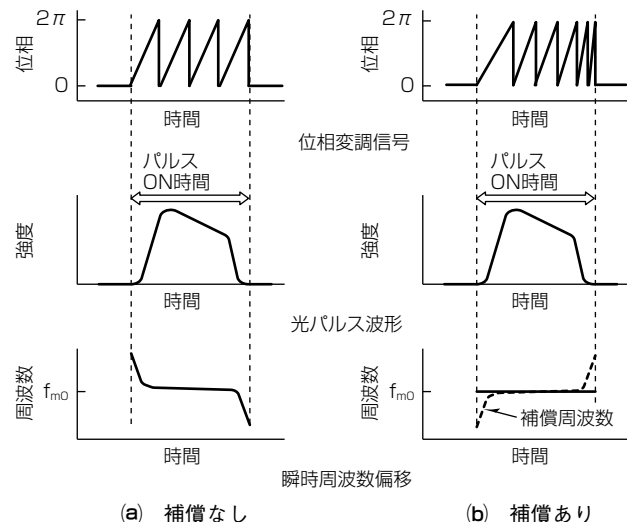


図4. パルスセロダイン変調による瞬時周波数偏移補償原理

による周波数シフト量は鋸波周期によって決まる。この鋸波周期を時間的に変化させることで、パルスON期間内の瞬時周波数制御を行う。半導体光増幅器で生じる瞬時周波数偏移を $f_{chirp}(t)$ 、風計測ライダで必要とされる周波数シフト量を $f_{m0}$ (2章で述べた $1/T_m$ に相当)とする。光位相変調器に印加する鋸波の周期 $f_m(t)$ を $f_m(t) = f_{m0} - f_{chirp}(t)$ とすることでパルスON期間に生じる瞬時周波数偏移を補償し、かつ風計測ライダで必要とされる周波数シフトを付加したパルス光を生成する。ここで、従来の風計測ライダ光送信部に用いられてきた音響光学素子は変調可能な周波数幅が数MHz、応答帯域が10MHzほどであり、パルスON期間に生じる瞬時周波数偏移を補償するには帯域、変調幅ともに不足している。一方、パルスセロダイン変調方式によって風計測ライダの送信部として使用可能になった光通信用の光位相変調器は変調帯域、変調幅ともに数GHz以上と広帯域であるため、数nsのパルス幅であっても適用可能である。

#### 3.2 周波数偏移の補償実験

3.1節で述べた周波数偏移の補償原理を用いて、補償前後の周波数偏移評価実験を行った。測定結果を図5に示す。図5(a)から補償前ではパルス立ち上がり、立ち下がり領域で $-20 \sim +15$ MHzの瞬時周波数偏移が生じていることが分かる。一方、補償信号を印加した際には(図5(b))、フリーラン時最大35MHzの瞬時周波数偏移がパルス内全領域で一定となっていることが分かる。このとき残存周波数偏移量は最大 $\pm 0.4$ MHz、平均0.03MHz(風速換算0.02m/s)と風計測ライダの受信帯域と比べ十分小さい値であった。これは国際標準化機構で規定されている風速測定精度0.5m/sを満たしている<sup>(2)</sup>。

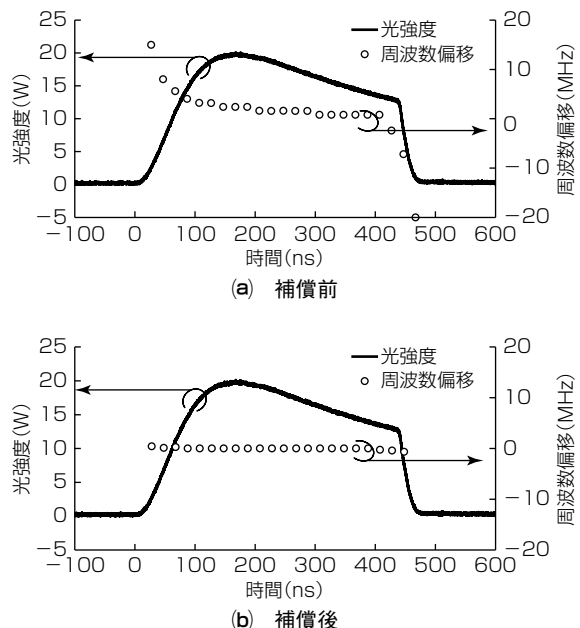


図5. 瞬時周波数偏移の測定結果



#### 4. パルスセロダイン変調を用いた風計測実証

パルスセロダイン変調に基づくインテグレートド光送受信ボードを用い、バッテリー駆動可能な可搬型の風計測ライダを試作した。試作器の外観を図6に、仕様を表1に示す。この風計測ライダはリチウムポリマバッテリー(12V, 220Wh)によって駆動する。また軽量化のため、筐体(きょうたい)にはCFRP(Carbon Fiber Reinforced Plastics)を用いた。これによって質量4.9kg(従来比25%<sup>(4)</sup>)と消費電力31.4W(従来比67%<sup>(4)</sup>)とを実現した。

図7に試作器を用いた風計測結果を示す。図7(a)に示す検出感度の計測距離依存性で、距離1kmまでの視線方向風速が得られ、設計値と実測値とが良好に一致していることを確認した。また、図7(b)の風速の連続計測結果に示す様に、バッテリーによる連続稼働時間が少なくとも5.5時間以上であることを確認した。

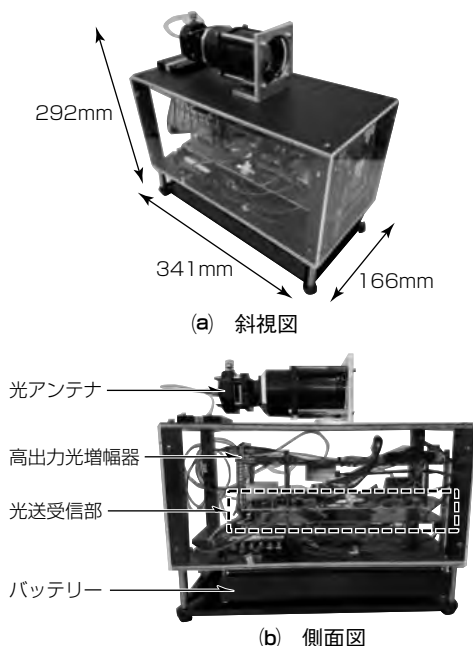


図6. バッテリー駆動型風計測ライダの試作器

表1. 試作器の仕様

項目	仕様
質量, サイズ	4.9kg, 166×341×292(mm)
消費電力	31.4W
バッテリー容量, 稼働時間	220Wh, >5.5hrs
光アンテナ開口径	φ 50mm
光出力パワー	ピーク : +44dBm 平均 : +17dBm
パルス幅, 繰り返し周波数	200ns, 4 kHz
計測距離分割数	80

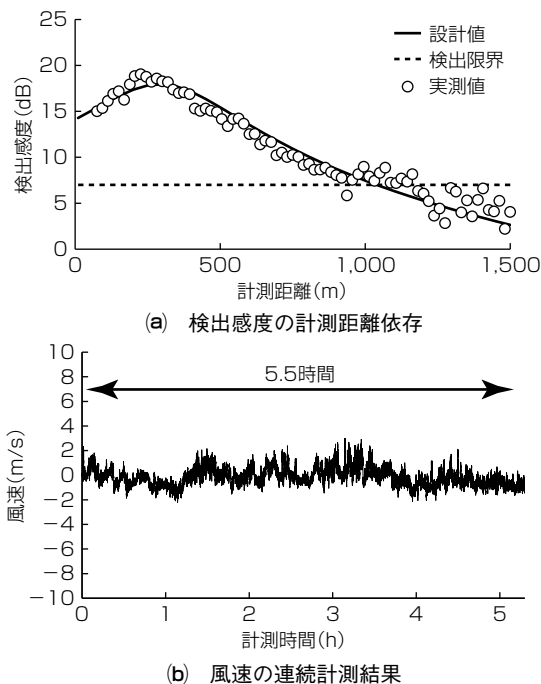


図7. 試作器を用いた風計測結果

#### 5. む す び

風計測ライダの適用分野拡大に向け、光通信技術と風計測ライダ技術との相乗効果を可能にするパルスセロダイン変調方式と、これを用いた光送受信・信号処理部の開発結果について述べた。提案手法によって、国際標準化機構で規定されている風速精度(0.5m/s)を満足し<sup>(2)</sup>, かつ連続5.5時間以上のバッテリー駆動が可能な可搬型の風計測ライダの試作評価結果について述べた。

#### 参 考 文 献

- (1) Kameyama, S., et al. : Compact all-fiber pulsed coherent Doppler lidar system for wind sensing, Appl. Opt., **46**, 1953~1962 (2007)
- (2) Air quality - Environmental meteorology - Part2 : Ground-based remote sensing of wind by heterodyne pulsed Doppler lidar, ISO/PRF 28902-2 (2017)
- (3) Gillner, L. : Modulation properties of a near travelling-wave semiconductor laser amplifier, IEE Proc.-J, **139**, No.5, 331~338 (1992)
- (4) Ando, T., et al. : Mobile coherent Doppler LIDAR system for wind sensing, Proc. of 17th Coherent Laser Radar Conference (2013)

# 安心・安全を支える衛星通信の大容量化技術

谷 重紀\*  
元吉克幸\*\*

Broadband Satellite Communication Technologies for Safe and Secure Society

Shigenori Tani, Katsuyuki Motoyoshi

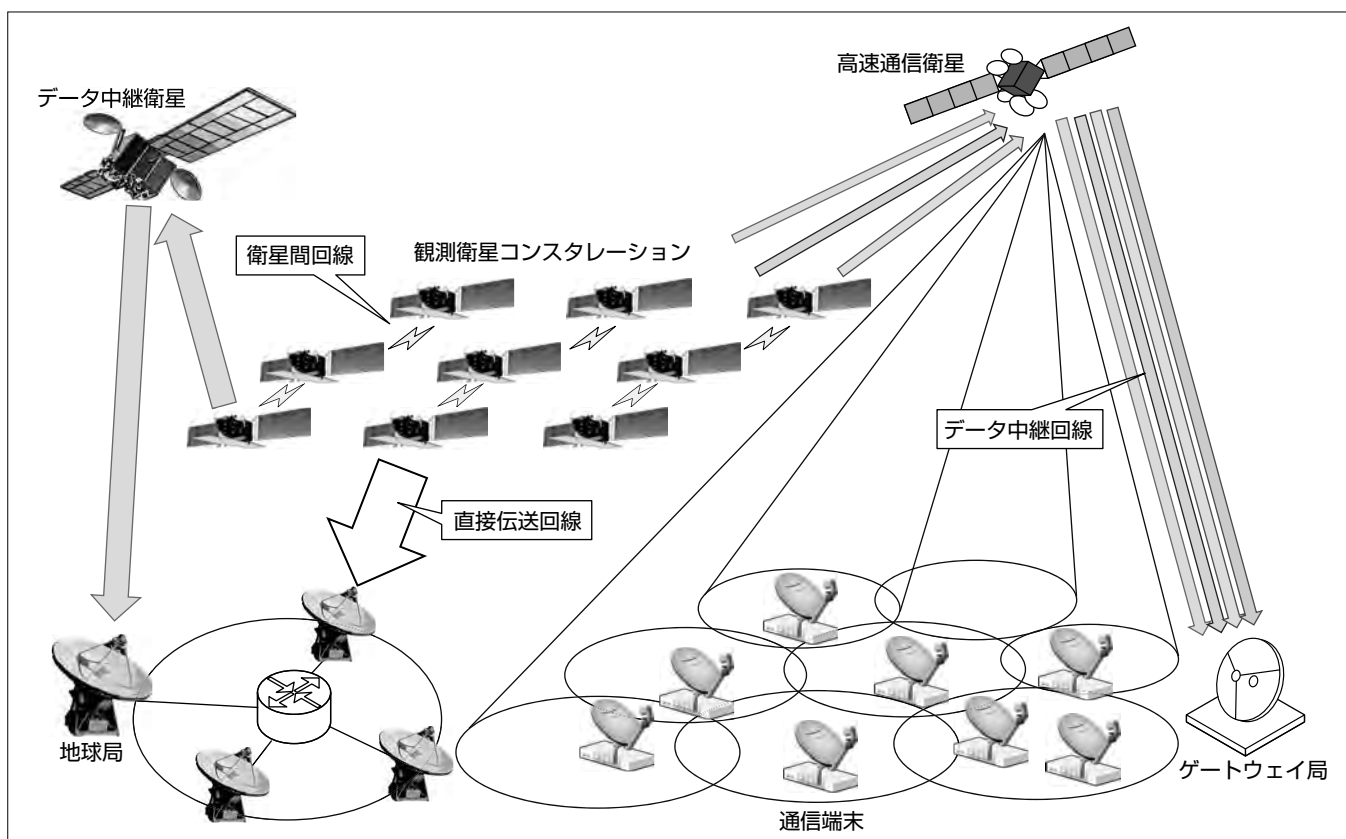
## 要 旨

地球規模の気象変化を高精細かつ高頻度に観測することは、自然災害が生活に与えるリスクを低減するうえで重要である。また、近年は宇宙分野の技術革新と地上との情報通信技術の融合によって、複数の情報を地理空間上にマッピングして新たな情報を得る新規ビジネスの創出が期待されている。

近年、準リアルタイム観測の実現に向けて、高精度な光学センサや合成開口レーダを備えた複数の衛星で所望の地域を高頻度に観測する観測衛星コンスタレーションが期待されている。このようなシステムは観測データを迅速に地球局へ伝送する高速データリンクが要求される。さらに、

自然災害等を想定した場合は被災地周辺に集中して通信・観測需要が高まることが想定されるため、地理的な通信需要の局所集中に対応したデータリンクの確立が重要となる。

これらの課題を解決するために観測衛星向け技術では、衛星—地球局及び衛星—衛星間のデータ伝送方法をお互いの位置関係やデータ滞留量に応じて適応的に制御することで、衛星のネットワーク全体での伝送容量の最適化を図る。通信衛星向け技術では、衛星上で周波数と経路を変更可能なチャネライザを活用することで、通信需要に応じた帯域割当てを可能にする。さらに将来像として観測と通信の融合が考えられる。



## 観測・通信衛星の将来像

観測・通信衛星システムの将来像を示す。観測衛星の高精細化と即時性向上のためには、直接伝送回線、衛星間回線、データ中継回線の高速化に加え、マルチビーム化された高速通信衛星システムを観測衛星システムに適用することで観測衛星機数の増大に対応した準リアルタイムな観測・通信融合システムの構築が期待される。

## 1. ま え が き

宇宙空間を利用した観測・通信システムは、災害時での迅速な状況把握と対処へ寄与することに加え、情報通信技術との融合による新規ビジネスの創出が期待されている。

本稿ではこのシステムの将来像を概観するとともに、このシステムで必要となる衛星通信の大容量化技術を示す。

## 2. 観測衛星の動向と将来技術

### 2.1 動 向

近年、観測衛星に光学センサや合成開口レーダによる高精度なセンサを備え、また大量の観測データを蓄積する大容量記憶域を搭載する傾向にある<sup>(1)</sup>。さらに、低軌道を周回する複数の観測衛星から構成される観測衛星コンステレーションが準リアルタイム観測の実現に向けて期待されている。このようなシステムは観測データを迅速に地球局へ伝送する高速データリンクが要求される。

観測衛星のデータリンクは静止軌道に配置されるデータ中継衛星を経由する手段と、低軌道上の観測衛星から地球局へ直接伝送する手段がある。少なくとも3機以上のデータ中継衛星があれば観測衛星は地球上のいかなる場所でも地球局との通信を確立できる。一方、直接伝送回線は静止軌道と比較して距離減衰が小さいことから高速伝送が可能である。

直接伝送では従来X帯(8GHz帯)が広く用いられ、800Mbpsの伝送が実現されているが、伝送速度の更なる向上に対しては帯域幅が制約となる。そのためX帯と比較して4倍の帯域幅(1.5GHz)を持つKa帯(26GHz帯)の利用が検討されている。さらに帯域幅3GHzを利用可能なQ帯(39GHz帯)を用いることで伝送速度の向上が期待できる。

### 2.2 将 来 技 術

Ka帯やQ帯などの高い周波数帯を用いることでアンテナ利得と利用可能帯域幅が増加するため、観測衛星から地球局へのデータ伝送速度の向上が可能になる。一方で降雨減衰などの大気による減衰も増加し、特に低仰角時は大気通過距離が長い影響が大きい。この問題に対しては伝播(でんぱ)路状態すなわち受信SNR(Signal to Noise power Ratio)に応じて所望の誤り率を満たす変調方式と符号化率を選択する適応変調技術に加え、使用する搬送波数を増減させるマルチキャリア・マルチモード伝送方式が有効である<sup>(2)</sup>。図1に示すように、この方式は複数の変調方式及び伝送モード(周波数多重モード、電力合成モード)を切替え可能である。電力合成モード時は、モード切替え型変調器が各変調出力の位相を制御して信号合成を行うので送信電力が大きくなる。それによって降雨減衰を補償する。

また複数の地球局を利用するサイトダイバーシチ技術は降雨時での高稼働率化の観点で有効である。しかしX帯からKa帯やQ帯へ移行する場合は高周波化に伴い衛星送信

ビームが狭域になるため、受信SNRが観測衛星と地球局との位置関係に応じて変動するという課題がある。またQ帯は観測衛星が二次利用者として割り当てられているため、地上無線システムなどの一次利用者への干渉を規定値未満にしなければならないという課題がある。

これらの課題に対しては、観測衛星システムの受信SNR改善と地上無線システムへの与干渉を規定値未満に抑えるように適応的に観測衛星の送信ビームを制御する手法が有効である<sup>(3)</sup>。この方式の動作を図2を用いて述べる。はじめに、(a)に示すように観測衛星はサイトダイバーシチと単局受信を動的に切り替えるように送信アンテナの指向方向を変更する。次に(b)に示すように送信アンテナのパターンを楕円(だえん)アンテナのように非対称にして受信SNRが最大化するようにアンテナの回転角を変更する。最後に(c)に示すように、地上無線システムと地球局が隣接する場合は与干渉を低減するように地球局を選択する。なお、地球局と地上無線システムが近接している場合は、稼働率又はSNR低下量のどちらかを優先的に改善するように重み係数を用いてビーム照射位置を制御する。これによって、図3に示すように地上無線システムの稼働率向上

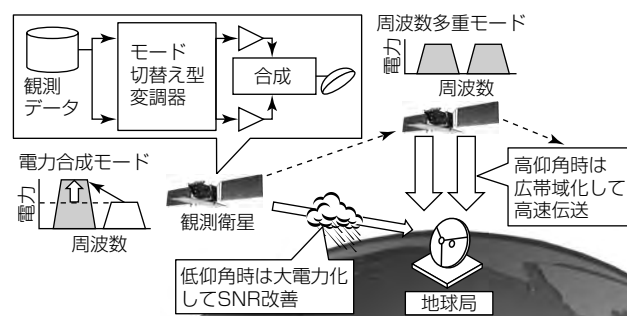


図1. マルチキャリア・マルチモード伝送

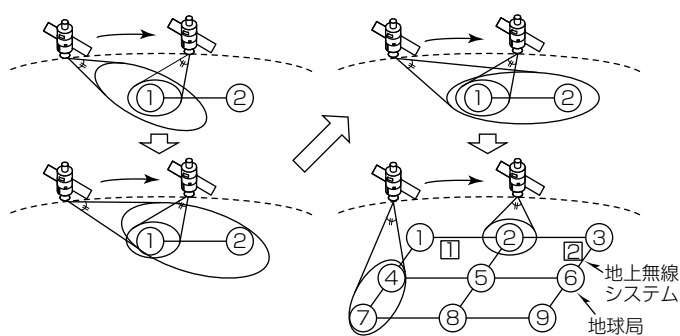


図2. ビーム制御方式の動作

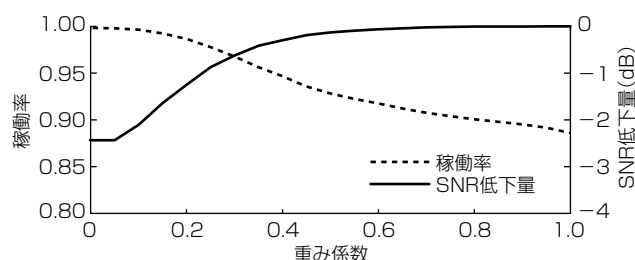


図3. 地上無線システムの稼働率と観測衛星システムのSNR低下量

と観測衛星システムのSNR低下抑制を両立させている。

また、地球局との通信可能時間は衛星と地球局との可視範囲に限定されるため、観測データを通信可能時間内に伝送できず送信待ち時間が発生する可能性がある。衛星ネットワークに関する研究の多くは通信衛星を対象としているが、通信衛星が地球全域をほぼカバーするのに対して観測衛星のように可視時間が限定された条件は考慮されていない。また、観測衛星は一度に数百Gbitの観測データを生成することから、先行研究で広く用いられる蓄積交換型のようにキュー内滞留遅延が増大する方式を用いずに中継することが望ましい。

したがって観測衛星コンスタレーションで送信機会当たりのデータ伝送確率を向上させる図4に示すようなマルチキャリア・マルチホップ伝送方式が有効である<sup>(4)</sup>。この方式の衛星ではチャネライザと複数の送信機を持つ。送信機は回線品質に応じて符号化変調し、チャネライザは送信機から入力される信号をサブチャネルに分波し、スイッチで自身の信号とほかの衛星からの信号を衛星間リンク又は直接伝送回線へ送信するように合波する。図5にこの方式で

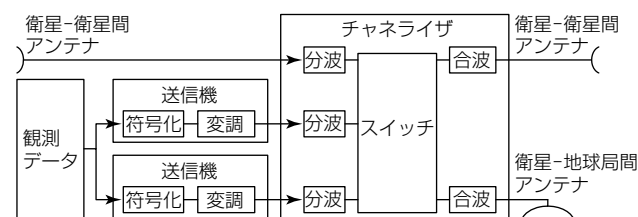


図4. マルチキャリア・マルチホップ伝送時の衛星構成

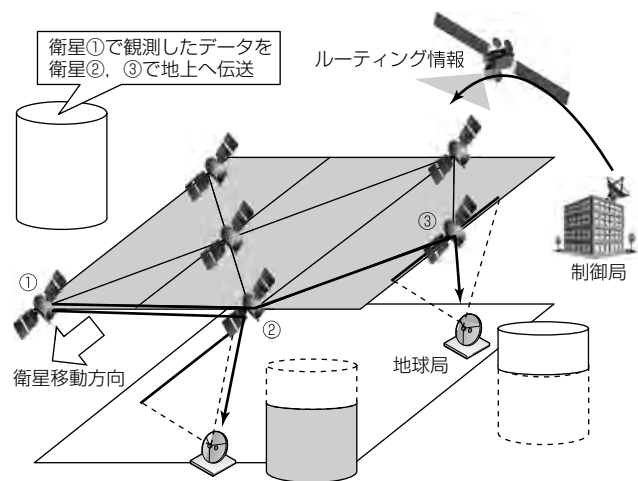


図5. マルチキャリア・マルチホップ伝送方式での送信例

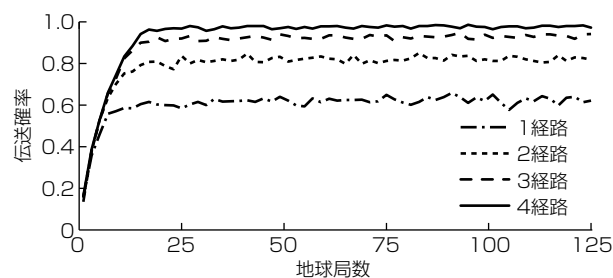


図6. 伝送確率対地球局数の特性

の送信例を示す。制御局は地球局と通信可能な衛星それぞれについて送信可能容量を算出する。その後、観測衛星が保持する全てのデータを送信するための複数の地球局を選択するとともに、それらの地球局へ伝送するための衛星間通信の経路を決定する（ルーティング情報）。その結果、図6に示すように1経路で地球局へデータを伝送する場合と比較して、最大4経路を用いることで単一の送信機会で全観測データを伝送する確率を向上させることができる。

### 3. 通信衛星の動向と将来技術

#### 3.1 動 向

通信衛星は衛星1機当たりのビットコストを低減するため、複数の狭域ビームで周波数を再利用することによって中継容量を増大させるHTS(High Throughput Satellite)が実用化されている<sup>(5)</sup>。

図7にHTSのシステム構成例を示す。各端末は衛星が照射する複数のビームに在圏し、衛星を介してゲートウェイと通信する。現在実用化されているHTSは数十ビームでカバレレッジエリアを覆い、システム全体で100Gbps級の通信容量を実現している。周波数プランはユーザーリンクを2周波数と2偏波の4色繰返しで構成する。しかし、多数のビームでカバレレッジエリアを覆う場合はフィードリンクの周波数が枯渇するため、ゲートウェイを地理的に離れた場所に複数配置してフィードリンクの周波数を再利用することでユーザーリンクのビーム数を増大させる。

#### 3.2 将 来 技 術

現在、多くのHTSは各ビームの周波数とビーム間接続が固定なベントパイプ型の中継器であるのに対し、衛星打ち上げ後の柔軟な周波数割当てを実現する手段としてデジタルチャネライザが有効である。衛星搭載デバイスの高速化に伴いKa帯など広帯域なシステムへの適用が期待されており、三菱電機はビーム当たり最大640MHzを処理する分波／合波回路を含むデジタルチャネライザを開発している<sup>(6)</sup>。

図8にデジタルチャネライザの構成を示す。デジタル

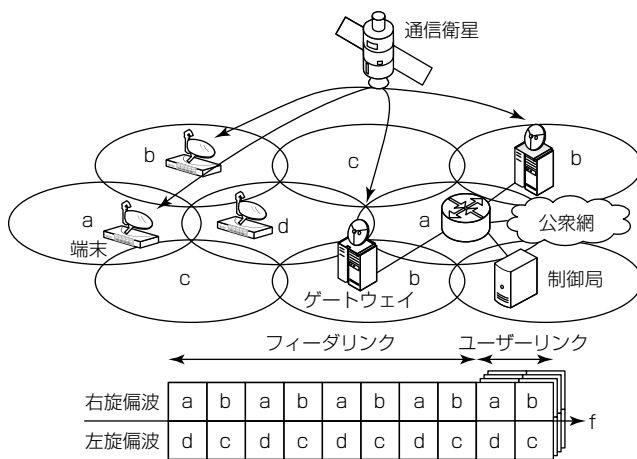


図7. HTSのシステム構成例

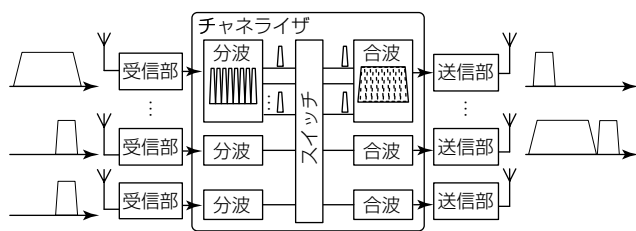


図8. デジタルチャネライザの構成

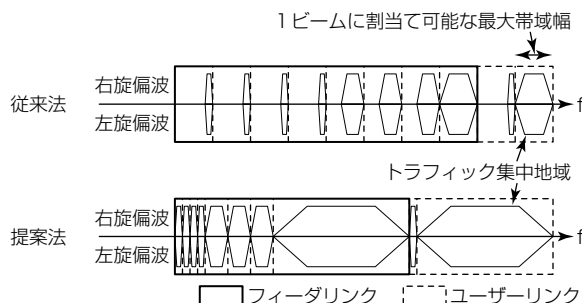


図9. チャネライザ適用時の周波数割当て例

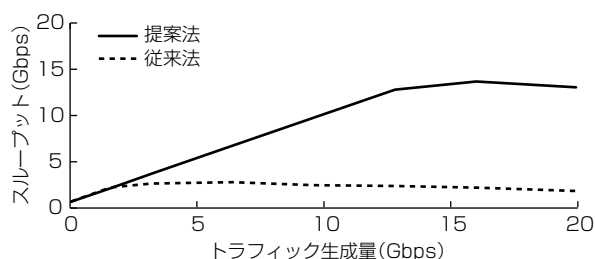


図10. トラフィック集中時での伝送容量の比較

チャネライザは衛星上で受信した信号を複数の周波数帯域に分波した後に各分波信号を送信先ビームへスイッチし、再度合波して中継するものであり、特定のビームで通信需要が増加した場合は隣接する周辺ビームに割り当てていた周波数を再割当てすることで、通信需要が増加したビームへ周波数を集中的に割り当てることが可能となる。

ここで、デジタルチャネライザを用いて特定のビームへ周波数を集中させる場合にはユーザーリンクに割り当てられている帯域幅の範囲内で行うことになるが、Ka帯はユーザーリンクとフィーダリンクに割り当てられる周波数帯が連続していることから、図9に示すようにユーザーリンクとフィーダリンクの帯域比率を変更することでユーザーリンク帯域幅を大幅に拡大することが可能である<sup>(7)</sup>。この方式によって、特定のビームへトラフィックが集中した際に周波数を集中割当てすべきビームとの干渉が少ないゲートウェイを選択することで、フィーダリンクとユーザーリンクを同一周波数で繰り返して割り当てることが可能になり、図10に示すように伝送容量を増大させることができる。

#### 4. 観測・通信の融合

自然災害が生活に与えるリスクを低減するためには迅速な状況把握と対処が重要になる。状況把握の観点でリアルタイム観測システムの構築は有用であり、前章までに示した低遅延伝送を実現する衛星間伝送に加えてHTSを用い

たハイブリッドネットワークが有効である。観測衛星システムと衛星通信システムは、いずれも高速化・即時性・多ユーザー収容といった共通的なニーズが存在し、これらを実現する手段としてKa帯利用による広帯域伝送、マルチビーム化による周波数利用効率の向上、デジタルプロセッサによるフレキシビリティの向上といったソリューションが考えられる。よって、両システムはネットワーク構成からコンポーネント単体まで類似性を持つことから、今後は統合ネットワークによる観測・通信の融合システムが構築される可能性を秘めている。ただし、これらサービスは単一システムでは実現できず、各々のユーザーに応じたスケラブルかつフレキシブルなシステム構築が重要になる。

#### 5. む す び

安心・安全を支える観測・通信衛星の動向を示すとともに、将来技術として衛星から地球局へのデータ伝送方法及び衛星間データ伝送方法を互いの位置関係やデータ滞留量に応じて適応的に制御し、伝送容量を向上させる手法を述べた。また、観測衛星と通信衛星の技術的類似性を明らかにし、両者の融合サービスに対する期待を示した。

#### 参 考 文 献

- (1) 宮崎守泰：安全・安心・防災に貢献する先進技術，三菱電機技報，**91**，No.2，96～100（2017）
- (2) Tani, S., et al.: Multi-carrier and Multi-mode Transmitter for Earth Observation Satellite, AIAA International Communications Satellite Systems Conference, DOI: 10.2514/6.2017-5439（2017）
- (3) Tani, S., et al.: An Adaptive Beam Control Technique for Q Band Satellite to Maximize Diversity Gain and Mitigate Interference to Terrestrial Networks, IEEE Trans. on Emerging Topics in Computing, DOI: 10.1109/TETC.2016.2606107（2016）
- (4) Tani, S., et al.: Multi-carrier Relaying for Successive Data Transfer in Earth Observation Satellite Constellations, IEEE Global Communications Conference, DOI: 10.1109/GLOCOM.2017.8255099（2017）
- (5) 関根功治，ほか：通信衛星・気象衛星の最新開発状況，三菱電機技報，**91**，No.2，117～120（2017）
- (6) 須永輝巳，ほか：衛星搭載用デジタル分波/合波の低消費電力化に関する一検討，電子情報通信学会総合大会，B-3-13（2017）
- (7) Tani, S., et al.: Flexibility-Enhanced HTS System for Disaster Management: Responding to Communication Demand Explosion in a Disaster, IEEE Trans. on Emerging Topics in Computing, DOI: 10.1109/TETC.2017.2688078（2017）

# 超多素子アンテナシステムでの マルチビーム空間多重・制御技術

西本 浩\*  
福井範行\*\*

Multi-beam Spatial Multiplexing and Beam Control Technologies on Massive-element Antenna Systems

Hiroshi Nishimoto, Noriyuki Fukui

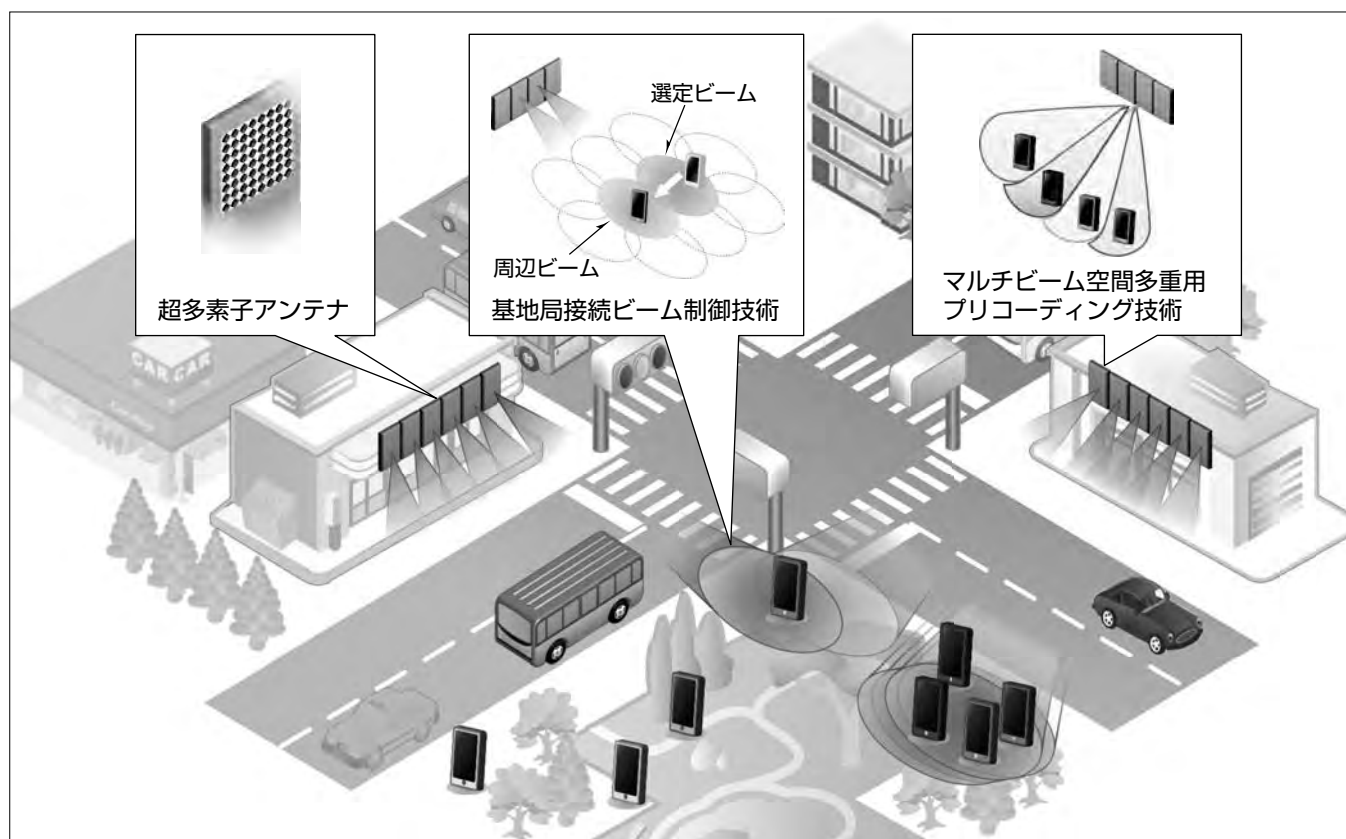
## 要 旨

移動通信トラフィックの急増に対応するため、第5世代移動通信システム(5G)が注目を集めている。

5Gは、①大容量通信、②超高信頼・低遅延通信、③大規模M2M(Machine-to-Machine)/IoT(Internet of Things)通信、を基本ユースシナリオとしている。これらを実現するために、5Gでは広帯域が確保しやすい高SHF(Super High Frequency)帯・EHF(Extremely High Frequency)帯の使用を視野に入れており、課題となる伝搬減衰に対して超多素子アンテナを用いたビームフォーミングによる利得で補償する。しかし、ビームフォーミングを適用した場合、ビーム間の干渉及び端末移動によるビームエリア外れが問題となる。

三菱電機はこの問題に対し、端末が密集する環境でも、ビーム利得を損なうことなく干渉抑圧されたビームを少ない演算量で形成できる、非線形ブロック多重対角化法によるマルチビーム空間多重用プリコーディング技術、及び端末が基地局へ接続要求している間に隣接するビームエリアへ移動しても確実に接続を確保するために、複数ビームを利用する基地局接続ビーム制御技術を開発した。

計算機シミュレーションで評価した結果、マルチビーム空間多重用プリコーディング技術によって5Gの要求条件である伝送速度20Gbpsを確保できる領域が拡大し、基地局接続ビーム制御技術によって基地局切替え時の接続を確保する領域が拡大することを確認した。



## 5G超多素子アンテナシステム向けマルチビーム空間多重・制御技術

マルチビーム空間多重用プリコーディング技術は、ビーム利得を損なうことなく干渉抑圧されたビームを少ない演算量で形成できる非線形ブロック多重対角化法によって、密集環境に存在する端末の高スループットを維持する。基地局接続ビーム制御技術は、端末が基地局へ接続要求する際に複数ビームを利用して接続制御用信号送受信を行うことで、端末移動によるビームエリア外れを防止する。



## 1. ま え が き

スマートフォンを始めとする多様なアプリケーションの普及に伴う通信トラフィック急増への対応として、第5世代移動通信システム(5G)が注目を集めている。5Gでは、①更なる大容量通信、②重要インフラへ適用可能な超高信頼・低遅延通信、③大規模なM2M/IoT通信の三つを基本ユースシナリオと定義している。また、これらの具体的なサービス・アプリケーションとして、トラフィックが集中する大規模イベント中の通信、マルチアングル/リアルタイム映像伝送、4K/8Kデジタルサイネージ、自動運転、M2M機器連携などが想定されている。

ITU-R(International Telecommunication Union Radio communications sector)では、5Gの要求条件として最大伝送速度20Gbps等の8種の指標を示している<sup>(1)</sup>。周波数の観点で見ると5Gの運用周波数帯は、6GHz以下の低SHF帯と6GHz以上の高SHF帯・EHF帯に大別され、後者は広帯域を確保しやすい特長があり、大容量通信に適している。

5Gでは、移動通信標準化団体3GPP(3rd Generation Partnership Project)を中心にして新しい通信技術が検討されている。その中でも、数百以上のアンテナ素子を用いて大容量通信を実現するMassive MIMO(Multiple Input Multiple Output)技術、同時多数接続を実現する無線アクセス技術が盛んに検討されている。日本を含め主要な先進国では、これらの技術をいち早く実用化して2020年のサービスインを実現するため精力的に研究開発に取り組んでいる。

本稿では、5G無線アクセス技術として当社が開発したマルチビーム空間多重・制御技術について述べる。

## 2. ハイブリッド型Massive MIMO構成

5Gでは以前よりも高い周波数が使用される見込みであるが電波の伝搬減衰が大きくなるという課題がある。この課題に対しては、端末の方向に電波を集中させて放射するビームフォーミングによって電波の伝搬減衰を補償できる。さらに端末方向以外への不要な電波放射を抑制でき、異なる角度に存在する他の端末に向けて別のビームを同時形成するマルチビーム空間多重が可能となる。

高SHF帯・EHF帯でマルチビーム空間多重を実現する基地局アンテナシステム構成として、アナログビームフォーミングとデジタルMIMO信号処理を組み合わせたハイブリッド型Massive MIMO構成が注目されている<sup>(2)</sup>。図1にハイブリッド型Massive MIMO構成を示す。Massive MIMOは、数百以上のアンテナ素子を制御することによって、電子的にビームを各端末方向に形成し、同時に多数の端末との通信を実現する技術である。ハイブリッド

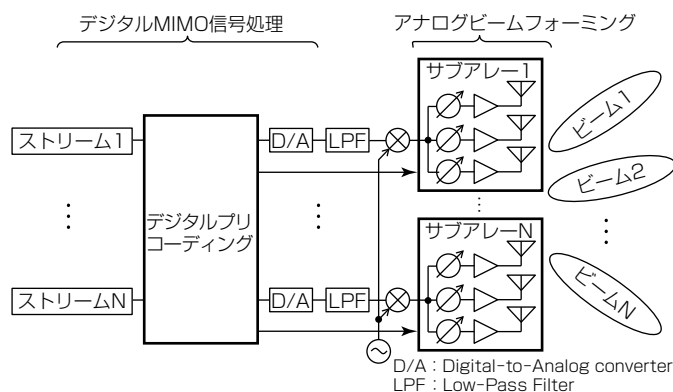


図1. ハイブリッド型Massive MIMO構成

型Massive MIMO構成では、一つのサブアレイが1本のビームを形成し、N個のサブアレイを用意することによって同時にN本の独立なビームを形成する。サブアレイとしては人工衛星などで実績があるフェーズドアレイアンテナが有効である。サブアレイはアナログ処理によって容易にビームフォーミングが可能であるが、他端末に対してアナログ特有のサイドローブ干渉が生じる。この干渉を抑圧するため、デジタルプリコーディングを導入して干渉方向へヌルを形成する。これによってN本の独立なビームを空間多重することができる。この構成でのデジタルプリコーディングは、各アンテナ素子ではなくビーム空間多重するストリームに対して適用されるため、多数のアンテナ素子が想定される高SHF帯・EHF帯のシステムに適している。

## 3. マルチビーム空間多重用プリコーディング技術

2章で述べたデジタルプリコーディングの一手法として、線形型のブロック対角化法(Block Diagonalization: BD)がある。この手法は端末同士の位置が離れている場合に高いスループットを実現できる。しかし大規模イベントや繁華街などの端末が密集する環境ではビーム同士が重なり干渉が発生する。BDでは干渉となる信号電力を下げることによって干渉を低減可能だが、電力が下がるとスループットが低下するという問題がある。BDに代わり、非線形演算によって干渉を事前減算して送信する非線形プリコーディングを適用することで、ビーム間干渉を効率的に除去でき、端末が密集する環境でも高いスループットを維持可能である。しかし従来の非線形プリコーディングは端末数の二乗に比例して演算規模が大きくなるという課題があった。

そこで、当社は、鋭いビーム形成が可能なMassive MIMOの利点を活用した非線形ブロック多重対角化法(Non-Linear Block Multi-Diagonalization: NL-BMD)を開発した<sup>(3)</sup>。図2にNL-BMDのイメージを示す。この手法ではブロック多重対角化(BMD)演算と非線形演算という二つの信号処理を組み合わせている。BMD演算では隣接端末に干渉を与えることを許容して所望端末に対して強いビームを形成する。しかし、そのままでは隣接端末が干渉

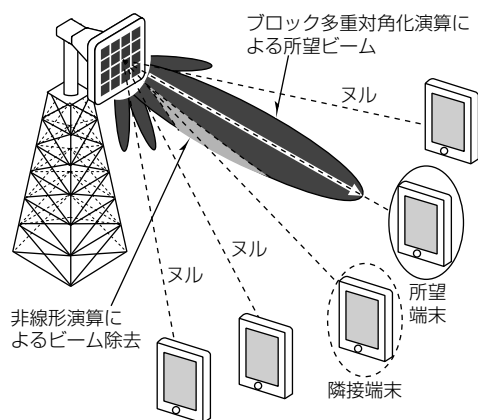


図2. 非線形ブロック多重対角化法のイメージ

を受けてしまう。そこで、非線形演算で余分なビームをあらかじめ除去する。非線形演算は音響分野のノイズキャンセリング技術と同様の原理であり、干渉信号を基地局側で事前に減算しておく手法である。BMD演算と組み合わせることで、非線形演算の適用範囲を隣接端末だけに限定でき、従来の非線形プリコーディングに比べ演算規模を1/4に削減できる。これによって、開発したNL-BMDでは、端末が近接してビームが重なるケースでも演算量を抑えつつ高スループットを確保できる。

シミュレーションによって開発手法の効果を評価した。表1のパラメータに従い、端末8台をマルチビーム空間多重した場合の信号干渉雑音電力比(Signal to Interference and Noise power Ratio : SINR)のヒートマップ例を図3に示す。図中、 $(x, y) = (0\text{ m}, 0\text{ m})$ に基地局アンテナが高さ10mで設置されており、端末8台が1.5m間隔で格子状に稠密(ちゅうみつ)配置されている。従来のBDは近接した端末間の干渉を抑圧するためビーム利得が大きく低下し、所望端末位置のSINRが著しく劣化する。一方、開発したNL-BMDは強いビームを維持するため、所望端末位置でSINRを確保しながらほかの端末に干渉を与えていないことが分かる。

図4に16ビーム空間多重時のシステムスループットの累積分布特性を示す。各端末に対し互いに直交する2偏波のビームによって2ストリームを伝送した。端末配置条件として、端末8台が分散配置された場合と、直径5mのスポット内に稠密配置された場合の特性を示している。分散配置の場合は、アナログビームフォーミングによって端末間の干渉を低減できるため、BD、NL-BMDともに平均30Gbps前後の高いスループットが得られておりプリコーディング手法による顕著な差が見られない。一方、端末同士が近接する稠密配置の場合は、ビーム同士が重なるため従来のBD適用時にはスループットが大きく低下するのに対し、開発したNL-BMDを適用した場合はビーム利得を損なうことなく端末間の干渉を抑圧できることからスループット20Gbpsを確保できる領域を拡大できた。

表1. シミュレーション評価のパラメータ

項目	パラメータ
周波数	28GHz
周波数帯域幅	500MHz
基地局アンテナ高	10m
基地局サブアレー数	16
サブアレー当たり素子数	64
基地局ビーム半値角	$\pm 6^\circ$
サイト半径	20m
端末数	8

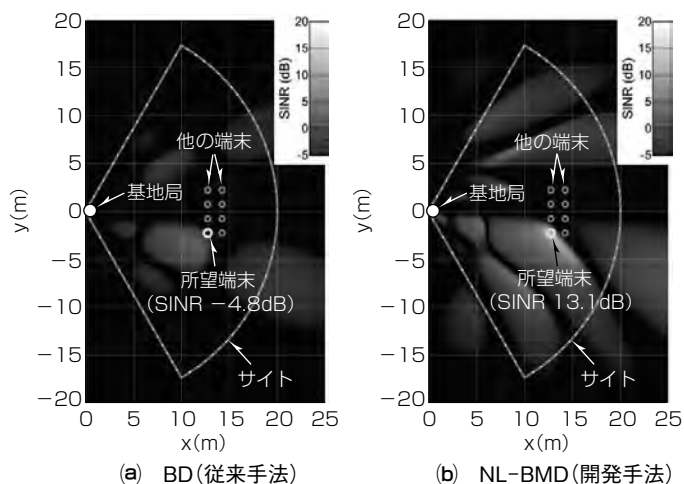


図3. 端末周辺の受信SINRヒートマップ例

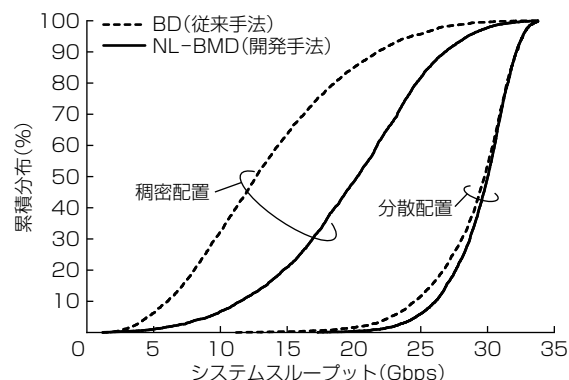


図4. システムスループットの累積分布特性

#### 4. 基地局接続ビーム制御技術

5G基地局はデータ通信時だけでなく、端末の接続要求に伴う制御動作時でもビームを用いる<sup>(4)</sup>。また現在の移动通信システムであるLTE(Long Term Evolution)と同様に、端末がマスタ基地局とセカンダリ基地局の両方に接続するDual Connectivity構成が一般的な使用シナリオの一つとして考えられている<sup>(5)</sup>。このような場合、端末がセカンダリ基地局を追加接続する(初期通信路確立)、又はセカンダリ基地局を切り替える(基地局切替え)際に次のような課題が発生する。端末は接続するセカンダリ基地局を選定した後に、通信移行までに、このセカンダリ基地局が形成するビームの中で最適な方向のビームを選定する必要がある。そのため端末の通信移行までの時間は従来システムに比べて長くなる。このとき、1本のビーム幅が狭いため、

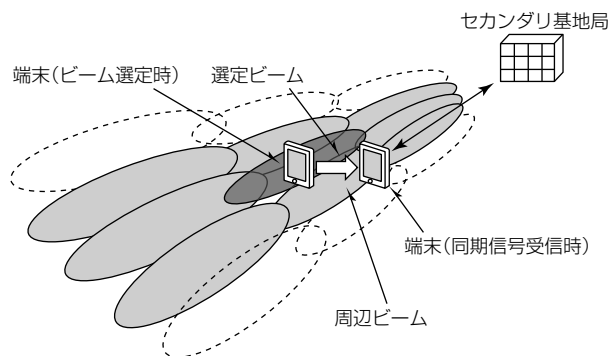


図5. 選定ビームと周辺ビーム同時使用による接続制御

端末の移動によって事前に選定したビームが通信移行時には最適でなくなり接続に失敗する可能性が高まる。

この問題に対し当社は、基地局が、端末によって事前に選定されたビームに加え、それに隣接する周辺ビームも同時に用いて同期信号とランダムアクセス信号の送受信を行うビーム制御技術を開発した<sup>(6)</sup>。この技術による動作は次のとおりである。セカンダリ基地局と初期通信路確立や基地局切替えを行う端末は、事前の周辺基地局サーチで接続候補のセカンダリ基地局を選定するとともにビームも同時に選定し、これらの情報をマスタ基地局へ通知する（接続要求）。マスタ基地局経由で接続要求の存在を通知されたセカンダリ基地局は同期信号送信を開始するが、このとき、選定ビームと周辺ビームを同時使用する。また、端末が送信するランダムアクセス信号を受信する際にもこのセカンダリ基地局は選定ビームと周辺ビームを使用する。図5は、セカンダリ基地局が接続制御の信号送受信に選定ビームと周辺ビームを用いている様子を表している。

図6は選定ビームと周辺ビームの合計9本のビームを用いた場合のセカンダリ基地局切替え失敗率をシミュレーションによって算出した結果である。比較として選定ビームだけを用いる従来手法（ビーム数1）での失敗率も示している。シミュレーションの条件を次に示す。エリア内に57局（=19サイト×3セクタ）のセカンダリ基地局を配置し、また端末を一様ランダム配置する。基地局が照射するビームエリア数は58とした。基地局切替えのハンドオーバーマージンは3 dBで、通信中基地局の信号受信電力よりも周辺基地局の信号受信電力が3 dB以上高い状態が160ms継続すると、端末はセカンダリ基地局切替えをマスタ基地局へ要求する。この要求からセカンダリ基地局が同期信号送信を開始するまでの遅延時間は200msとした。ほかの条件は表1と同じである。

図6に示すように端末側のビームフォーミングの有無によらず9本のビームを用いることで基地局切替え失敗率が改善している。特に端末の移動速度が速い場合に効果が大きい。このビーム制御技術によって、端末の基地局切替え時に発生する遅延時間内に端末がビームエリアを移動することに対し、接続を確保する領域を拡大できている。

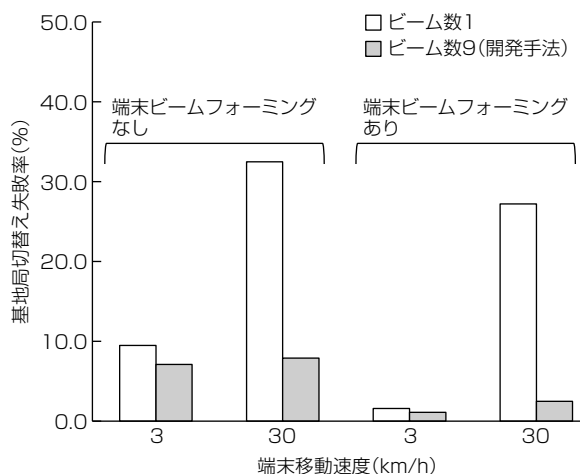


図6. セカンダリ基地局切替え失敗率の低減

## 5. む す び

第5世代移動通信システムの無線アクセス技術として開発した、端末が密集する条件でも快適な通信を提供するNL-BMD法によるマルチビーム空間多重用プリコーディング技術と、複数ビームを利用して確実に接続を実施する基地局接続ビーム制御技術を定量評価とともに述べた。今後も当社では、移動通信システムへ高まる様々な要求に対応した技術を開発していく。

この論文には総務省からの委託を受けて実施した“第5世代移動通信システム実現に向けた研究開発”の成果の一部が含まれている。

## 参 考 文 献

- (1) ITU-R : IMT Vision-Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond, Recommendation ITU-R M.2083-0 (2015)
- (2) Taira, A., et al : A Hybrid Beamforming Architecture for High SHF Wide-band Massive MIMO in 5G, Proc. IEEE APWCS 2016, S3-3, 295~299 (2016)
- (3) Nishimoto, H., et al : NL-BMD : Nonlinear Block Multi-diagonalization Precoding for High SHF Wide-band Massive MIMO in 5G, IEICE Trans. Commun., E100-B, No.8, 1215~1227 (2017)
- (4) 3GPP : Physical layer procedure for control, TS38.213 V15.0.0 (2017)
- (5) 3GPP : NR and NG-RAN Overall Description; Stage 2, TS38.300 V15.0.0 (2017)
- (6) 福井 範行, ほか : 5Gにおける高SHF帯・広帯域 Massive MIMO無線アクセス向けビーム制御の検討, 電子情報通信学会技術研究報告, 116, No.147, RCS2016-127, 171~176 (2016)

# 秘匿通信アレーアンテナ

栗山 侑\*  
後藤 準\*  
紀平一成\*\*

Transmission Array Antenna for Secure Communication

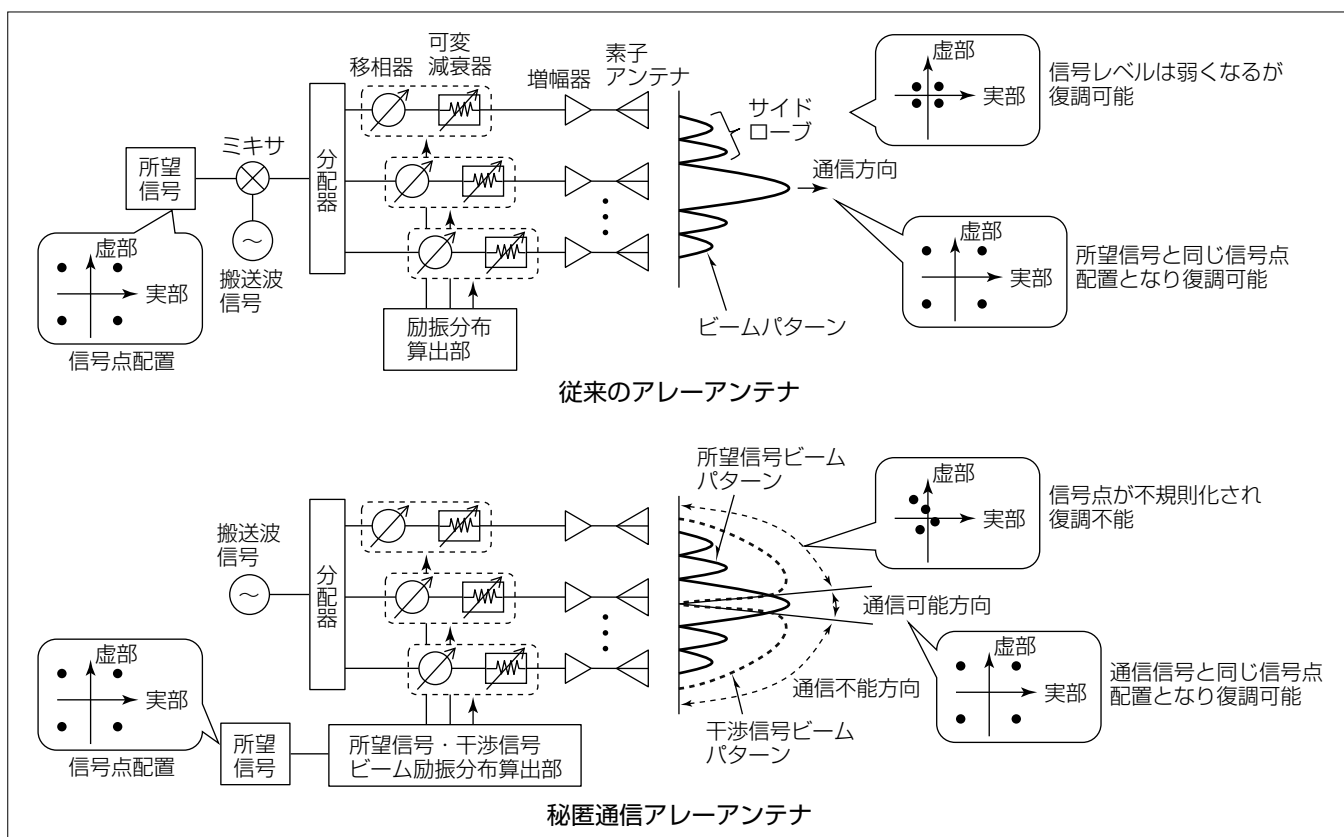
Tasuku Kuriyama, Jun Goto, Kazunari Kihira

## 要 旨

無線通信はオープンな空間で電波を用いて情報を送受信するため、電波傍受によって解読される可能性がある。通信用アンテナとして複数の素子アンテナを配列したアレーアンテナを用いると、アンテナの指向性で送信方向によって信号の強弱を作り出すことができるが、全方位に同一信号が送信されるため、通信方向外でも傍受されて解読できてしまう。この対策の一つとして電波や信号処理を活用してセキュリティを高める技術が近年注目されている。

アレーアンテナに備わる移相器や可変減衰器等を使って

搬送波を変調することで、通信方向外の信号を不規則化して復調を不可能にし、限られた方向で復調を可能にするのが秘匿通信アレーアンテナである。このアンテナでは、所望信号ビームと干渉信号ビームを同時形成してビームを時間変化させる方式を用いて秘匿通信を実現している。この方式を用いた秘匿通信アレーアンテナの通信性能を評価した結果、復調が可能となる角度幅を従来のアレーアンテナと比較して約1/5に狭くできることを確認した。



## 秘匿通信アレーアンテナ

従来のアレーアンテナはアンテナ指向性による信号の強弱はあっても全方位に同一信号が送信されるため、通信方向外のサイドローブ方向でも解読される可能性があった。秘匿通信アレーアンテナはアレーアンテナの移相器や可変減衰器を使って搬送波を変調し、所望信号ビームと干渉信号ビームを同時形成することによって、通信方向外では信号点配置を不規則化して復調を不可能にし、限られた方向だけで通信を可能にする。

## 1. ま え が き

無線通信はオープンな空間で電波を用いて情報を送受信するため、意図しない人に通信電波を傍受されて通信内容を盗聴・解読される危険性がある。通信用アンテナにアレーアンテナを用いると、形成されるビームパターンで送信方向によって信号電力の強弱を形成できる。しかし全方位に同一信号が送信されるため、通信方向外のサイドローブ方向などでも解読される可能性があった。この対策として、数学的な計算量の多さを根拠とする計算量的安全性に基づく共通鍵暗号方式などの暗号技術が広く使用されている。

これとは別の取組みとして情報量的な複雑さを根拠とする情報理論的安全性に基づく物理層セキュリティ技術が提案されている<sup>(1)</sup>。物理層セキュリティ技術は電波や信号処理を活用してセキュリティを高める技術で、例えば、電波伝搬路特性を活用して正規者間でだけ秘密鍵を共有する方法、所望信号に正規者間で既知の人工雑音を付与して所望信号を気づかれないようにする方法などがある<sup>(2)</sup>。

本稿では物理層セキュリティ技術の一つである、指向性変調技術を用いるアレーアンテナ(以下“秘匿通信アレーアンテナ”という。)について述べる。また、秘匿通信アレーアンテナを実現するアレーアンテナの励振分布算出法の原理と通信性能評価結果についても述べる。

## 2. 秘匿通信アレーアンテナ

### 2.1 指向性変調技術

指向性変調はアレーアンテナに備わる移相器や可変減衰器を用いて搬送波信号に変調を施して変調信号を生成し、各素子アンテナから送信する方法である<sup>(3)</sup>。これによって各素子アンテナから放射された変調信号は通信方向で合成したときに初めて有意な信号となるが、通信方向外では不規則な信号となる。このように指向性変調技術は通信可能となる角度範囲を限定する技術である。

指向性変調を実現する移相器や可変減衰器の励振分布を算出する方法が検討されている。従来は遺伝的アルゴリズムを用いた最適化手法によって励振分布を算出しており<sup>(3)</sup>、計算量が多いという課題がある。それに対し、通信装置の計算処理能力に依存しない簡易な励振分布算出方法の一つに和差パターン合成法がある<sup>(4)(5)</sup>。

### 2.2 和差パターン合成法

図1は和差パターン合成法の原理を示した図である。和差パターン合成法は、所望信号を送信するための所望信号ビームと干渉信号を送信するための干渉信号ビームとを同時形成する方法である。

所望信号ビームはビームパターンのピークが通信方向となるようなビーム形状に形成する。このようなビームパターンは和パターンと呼ばれる。一方、干渉信号ビームは

通信方向にビームパターンの零点を向けるとともに、それ以外の方向では所望信号ビームの利得よりも干渉信号ビームのそれが高くなるようなビーム形状に形成する。通信方向が零点となるビームパターンは差パターンと呼ばれる。これらの和差パターンを同時に形成することによって、送信方向によって所望信号と干渉信号の電力比を変え、通信可能な角度幅を通信方向近傍に限定できる。具体的には、通信方向近傍では干渉信号ビームよりも所望信号ビームの利得が高く、所望信号が干渉信号よりも強い信号電力で送信されるため通信可能である。一方、所望信号ビームのサイドローブ方向では所望信号ビームよりも干渉信号ビームの利得が高く、干渉信号が所望信号よりも強い信号電力で送信されるため通信不能となる。

図2は和差パターン合成法を用いる秘匿通信アレーアンテナのブロック構成図である。図1に示す所望信号ビームと干渉信号ビームとを形成するそれぞれの励振分布に、所望信号と干渉信号をそれぞれ乗積し、それらを合成して励振分布を算出する。この励振分布に基づき、移相器及び可変減衰器によって各素子アンテナから送信される搬送波の振幅位相を制御する。なお算出された励振分布によって形成されるビームパターンは、図1の各ビームに所望信号又は干渉信号を乗積し、位相値を考慮して合成したパターンとなる。

従来のアレーアンテナはビームピーク方向を変える際に励振分布を切り換えるが、秘匿通信アレーアンテナでは所望信号が切り換わるたびに励振分布を切り換えるため、移相器や可変減衰器を高速に制御する必要がある。一方で通信方向での受信信号は従来のアレーアンテナと同様であるため、受信機は従来と同一でよい。したがって、秘匿通信アレーアンテナは送信機の変更だけで通信可能な角度範囲を限定できる。

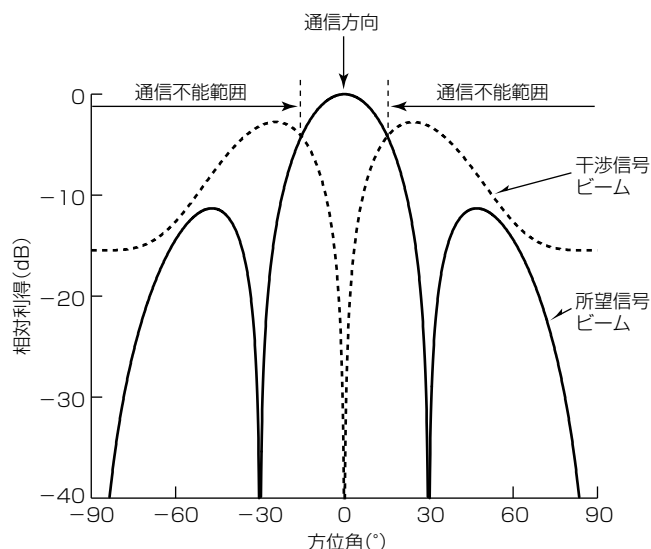


図1. 和差パターン合成法の原理

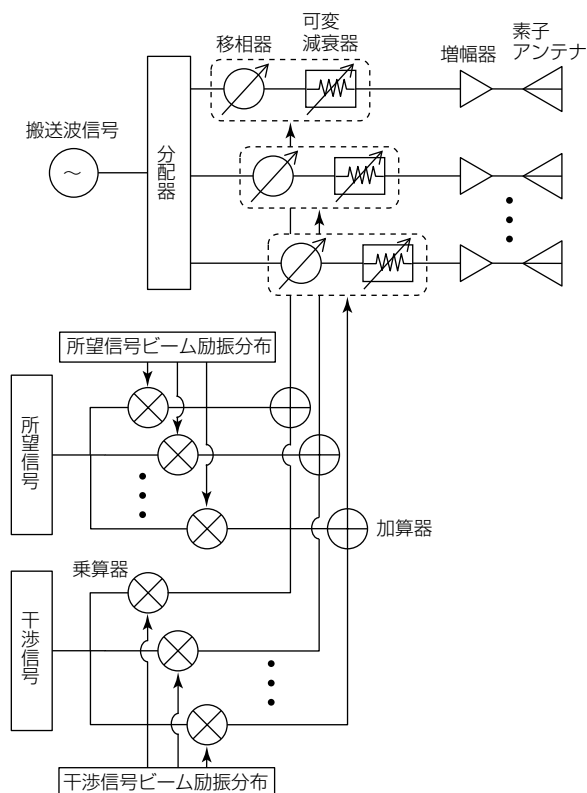


図2. 秘匿通信アレーアンテナのブロック構成

### 3. 特性評価

表1にシミュレーション諸元を示す。4素子アレーアンテナを用いて、QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)で通信する場合の通信性能を評価する。

#### 3.1 ビームパターン

図3及び図4は各QPSKシンボルを送信するビームパターンの振幅特性及び位相特性である。ビームパターンは図1に示す各ビームに所望信号又は干渉信号を乗積し位相値を考慮して合成したものである。図3及び図4中の凡例はQPSKの各シンボルの位相値を表している。これらの図に示す4種類のビームパターンを所望信号に合わせて切り換える。ここで、方位角0°の通信方向での振幅位相に着目すると、振幅は図3から各シンボルで等振幅、位相値は図4から45°, 135°, -135°, -45°になっており、QPSKの信号点配置と一致することが分かる。図5は通信方向(0°方向)と通信方向外(30°方向)で受信される信号点配置を示した図である。この図は図3と図4での各方位角の振幅位相値を複素平面上で描画したものである。この図のとおり、通信方向ではQPSKの信号点配置となるが、通信方向外の30°方向ではシンボル点が一点に集約し不規則化されている。このように指向性変調技術によって信号点配置に角度依存性を持たせることが可能になる。

#### 3.2 ビット誤り率の角度特性

次に信号点配置の角度依存性による通信性能への影響を

表1. シミュレーション諸元

項目	内容
アンテナ構成	4素子、半波長間隔リニアアレーアンテナ
素子アンテナ	無指向性
通信方向	アンテナ正面(0°方向)
通信方向SNR	20dB
通信方式	QPSK
干渉信号	位相: 0°

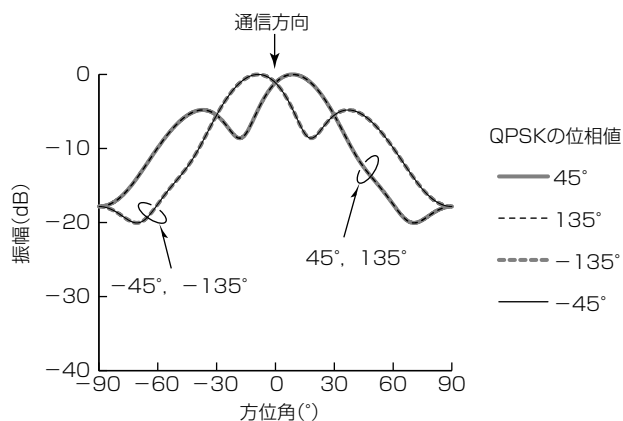


図3. ビームパターンの振幅特性

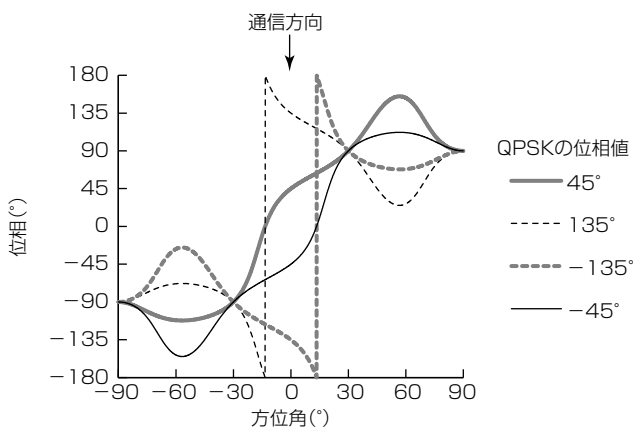


図4. ビームパターンの位相特性

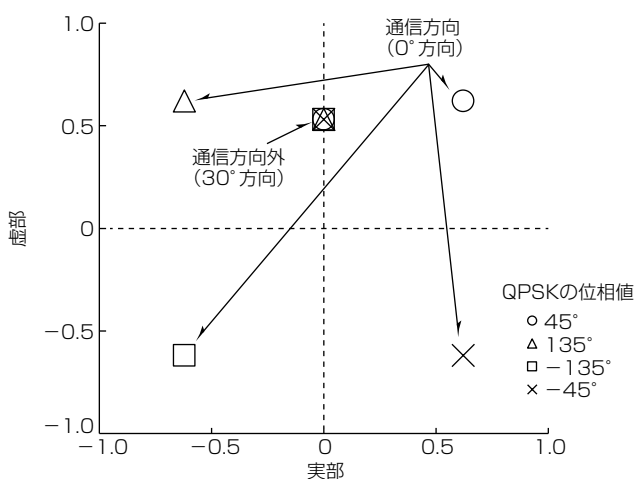


図5. 受信信号点配置(通信方向と通信方向外の違い)



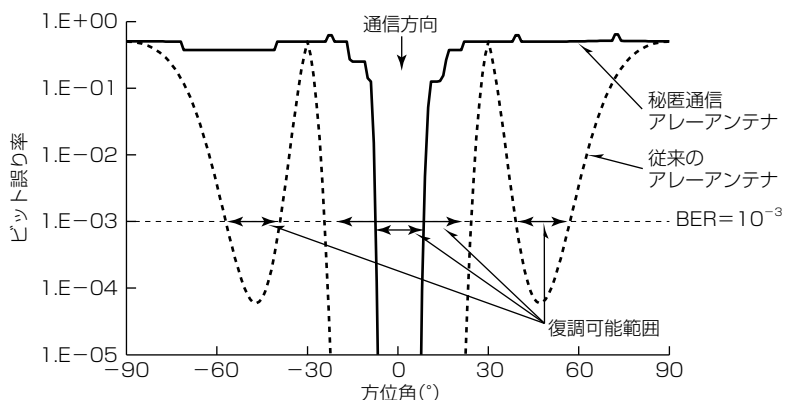


図6. ビット誤り率の角度特性

確認するために、熱雑音環境下のビット誤り率(BER)特性を評価する。図6は通信方向(0°方向)の信号対雑音電力比(SNR)を20dBとし、受信地点を送信局から距離一定の半円状の地点に変化させた場合のBER特性である。比較対象として、通信方向(0°方向)にビーム走査した従来のアレーアンテナの角度特性も示す。

従来のアレーアンテナの場合、ビームパターン振幅の変化に従って受信地点でのSNRが変わるため、BERは通信方向から外れるにつれて徐々に劣化しサイドローブのピーク方向で極大になる。このようにサイドローブ方向でBERが改善し、通信方向外の方角でも通信内容を復調されてしまう。一方、秘匿通信アレーアンテナでは、従来のアレーアンテナのサイドローブ方向ではBERは劣化したままで、BERが良好となる角度範囲を通信方向近傍に限定できることが分かる。ここで $BER = 10^{-3}$ 以下となる角度幅を復調可能範囲と定義すると、復調可能範囲は従来のアレーアンテナでは84°、秘匿通信アレーアンテナでは15°となる。このように秘匿通信アレーアンテナを用いることで復調可能範囲を従来比約1/5に限定でき、限られた方向だけで通信を可能にすることを確認した。

#### 4. む す び

アレーアンテナを用いて復調可能範囲を限定する方式として和差パターン合成法を用いた秘匿通信アレーアンテナを示し、通信性能を評価した。その結果、このアンテナによって従来のアレーアンテナと比較して復調可能範囲を狭くでき、限られた方向だけで通信を可能にすることを示した。今後は暗号技術とこの技術の融合などについても検討し、無線通信システムの更なる安全性向上を目指して取り組んでいく。

#### 参 考 文 献

- (1) Chen, X., et al.: A Survey on Multiple-Antenna Techniques for Physical Layer Security, IEEE Communications Surveys & Tutorials, **19**, No.2, 1027~1053 (2017)
- (2) 笹岡秀一：電波伝搬特性に基づく物理層情報セキュリティ，電子情報通信学会技術研究報告，A・P2015-21 (2015)
- (3) Daly, M. P., et al.: Directional Modulation Technique for Phased Arrays, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, **57**, No.9, 2633~2640 (2009)
- (4) Fujimoto, M., et al.: Limited Area Communication Using Sum & Differential Patterns, 2015 International Symposium Antennas and Propagation, 1~2 (2015)
- (5) 栗山 侑，ほか：和差パターンを用いた指向性変調アレーアンテナにおける通信領域の狭域化手法，電子情報通信学会技術研究報告，A・P2016-153 (2017)

# 100Gbps超級通信に向けた 低消費電力光通信網

亀谷聡一郎\*  
久保和夫\*\*  
石井健二\*\*

Energy Saving of Optical Networks Beyond 100Gbps

Soichiro Kametani, Kazuo Kubo, Kenji Ishii

## 要 旨

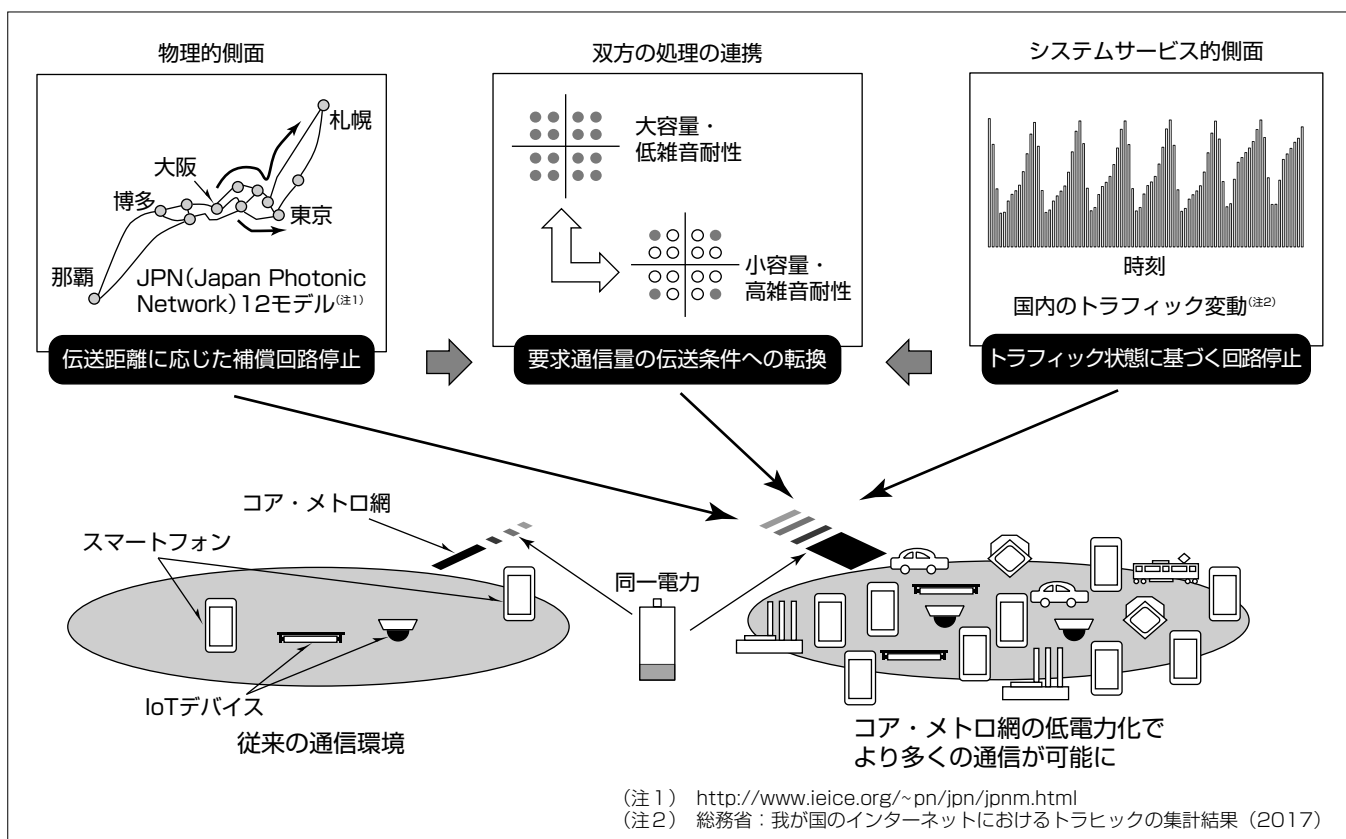
インターネットが広く認知されて以来、コンピュータ、移動端末、IoT(Internet of Things)デバイスと、通信端末の多様化と相まって様々な情報通信サービスが展開されている。サービス拡充の基盤となる通信インフラに求められる通信容量は指数関数的に増加する一方、これに伴う消費電力の増加が通信容量向上に対する課題となっている。

都市間を接続するコア・メトロ領域の光通信システムでも、これまで通信容量を拡大するたびに、利用する半導体デバイスのプロセスを刷新することで消費電力の抑制を行ってきた。しかしながら、近年ではデジタルコヒーレント技術に代表されるように、通信容量及び伝送距離の向上に係る実現技術が光学構成から電子回路上の信号処理へと

移行しており、消費電力の増加を半導体プロセスの刷新だけで抑止することが困難となりつつある。

三菱電機はデバイス特性だけでなく、伝送に係る信号処理からネットワーク運用にいたるまで光通信システムの多角的な側面を利用した低消費電力化に取り組んでいる。本稿では、誤り訂正処理の低電力化と通信容量に合わせた回路休止に加え、これらを連動させて更なる低電力化を実現する光通信システムの運用方式を提案する。

提案方式は現状の光通信システムの敷設・運用スキームを拡張する形で実現可能である。誤り訂正に注目した検討では通信網全体で消費電力の80%以上が削減されとの結果が得られた。



## 多角的なアプローチによるコア・メトロ光通信システムの低消費電力化

物理的な側面からは伝送距離に応じて信号劣化の補償回路の一部を停止することで、システムサービスの側面では要求トラフィック状態に応じて必要なデータ分以外の回路を停止することでそれぞれ電力削減を行う。加えて、変調方式の設定を通じて通信要求の低減を伝送条件の軽減へと転換することで、双方の処理を連携させて80%の電力削減を実現する。すなわち同一消費電力では5倍の通信が可能になる。

## 1. ま え が き

広域通信インフラは地域内のトラフィックを集約するアクセス網と、集約されたトラフィックを各地域間で転送するコア・メトロ網とで構成される。コア・メトロ網の伝送システムでは再送要求がトラフィックや遅延時間の大幅な増大を招くため、信号損失のない信号転送が必要となる。したがって通信量がピークとなる時間帯での信号転送に堪えるだけの数の送受信器が必要とされる。また一対の送受信器が伝送可能な距離以上の接続を確立する際には、中継となる送受信器設置が必要になる。これら送受信器設置コストに加え、メンテナンスコストがシステム導入の阻害要因であり、必要設置数を低減するための大容量・長距離化が送受信器開発の焦点となってきた。近年では受信波形処理を光学構成に代えて電子回路上で実装するデジタルコヒーレント技術によって100Gbps・3,000kmの大容量・長距離伝送をDP-QPSK(Dual Polarization Quadrature Phase Shift Keying)変調で実現している<sup>(1)</sup>。

一方で、大容量・長距離化に伴い、伝送路劣化は加速度的に大きくなり、劣化補償の波形処理を行う電子回路の規模も肥大化する。したがって、通信インフラの拡大に伴って今後も消費電力増加が見込まれるが、半導体プロセスの進展だけでこれを相殺することは困難であり、更に進んだ低消費電力化が求められる。

本稿では低消費電力化を実現する手段として、信号伝送品質に基づいて電力を削減するスケールフリー誤り訂正(Forward Error Correction : FEC)技術とトラフィック条件に基づく電力削減を提供する適応リフレクト技術の導入、及びその連携について述べる。

## 2. 大容量化に向けた低消費電力化方式

### 2.1 スケールフリー誤り訂正による距離依存の抑制

長距離光通信ではファイバ中の伝搬損失を補償する光増幅器の発する雑音が主要な信号劣化要因である。送受信器の開発はより多くの光増幅中継を可能にするため行われてきたが、通信網全体を俯瞰(ふかん)すれば最大の伝送性能を必要とする超長距離の接続はごく一部である。多くの通信接続では中・短距離の伝送を提供する性能で事足りるため、同一回路同一性能の送受信器を用いることは過剰な劣化補償による無駄な電力消費が発生

することになる。

高～低性能の劣化補償回路を持つ様々な送受信器をラインアップして伝送距離ごとに適切な送受信器を設置すれば電力削減を行うことは可能だが、システム管理や在庫管理に加えて生産ライン確保の観点から闇雲なラインアップ増加は回避すべきである。また、特定のファイバ区間での障害発生時に迂回(うかい)経路が限定されるため、ハードウェア上で伝送距離の制約を設けることは信頼性の観点から好ましくない。

これに対し当社は光通信用の誤り訂正が繰り返し復号によって性能を向上させている点に着目し、必要な劣化補償に応じて繰り返し数を設定可能にする構造を回路に持たせることで、無駄な消費電力を削減する“スケールフリー誤り訂正”の開発を行ってきた。図1にスケールフリー誤り訂正の概念を示す。一般的な復号回路同様、受信した符号語に対して順次繰り返し復号を施すことで訂正性能を向上させるが、伝送性能に対して過剰な繰り返しとなる分の復号回路は停止することで無駄な消費電力の発生を抑える。

誤り訂正回路のネット符号利得(Net Coding Gain : NCG)と消費電力の実装レベルでのシミュレーション結果を、復号繰り返し数に対する依存性として図2に示す。誤

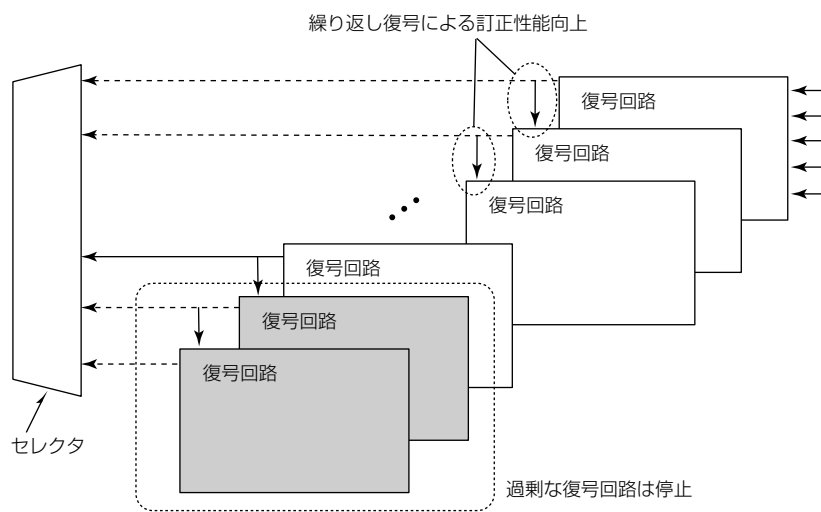


図1. スケールフリー誤り訂正の概念図

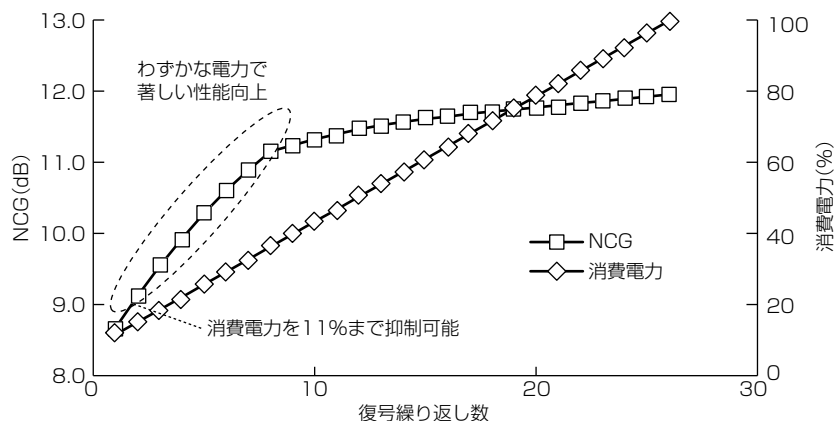


図2. NCGと消費電力の復号繰り返し数依存性

り訂正回路は24.5%の冗長さの低密度パリティ検査(Low Density Parity Check : LDPC)符号を内符号、1%の冗長さのBCH(Bose-Chaudhuri-Hocquenghem)符号を外符号とする接続符号で構成し<sup>(2)</sup>、復号繰り返し数は現実的な回路規模となる26を最大値としている。各復号繰り返し数での消費電力は最大消費電力で規格化している。復号が1度だけである場合のNCGは8.7dBであり、必要な訂正能力がこれ以下の伝送条件であれば消費電力は最大消費電力の11%に抑制可能である。また、消費電力は繰り返し数に単純比例する一方、NCGは8.7dBから12.0dBまで漸進曲線を描いて増加する。必要なNCGの小さい短距離伝送に対しては、わずかな消費電力の増加で著しくNCGを向上させることができる。

## 2.2 コア・メトロ網運用向け適応リンクレート技術

最大伝送距離に合わせた劣化補償が無駄な消費電力を生む一方、ネットワーク運用ではピークトラフィックに合わせた送受信器の敷設が無駄な消費電力を発生させる。総務省統計によれば深夜から早朝でのトラフィック量はピーク時間帯の約30%まで落ち込む状態となっている<sup>(3)</sup>。すなわち、これらの時間帯では設備過剰となり、無駄な消費電力を発生させていることになる。

このようなトラフィック変動によって生じる無駄な電力を削減する技術としては、通信要求が小さい時間帯に通信容量を低減した信号伝送を行う“適応リンクレート処理”が知られている。域内のユーザートラフィックを集約して伝送するコア・メトロ網の性質上、最大容量にいたらずとも常時通信要求は発生することから、同技術を利用することで、必要時以外は通信を遮断するといった制御を行わずとも十分に電力削減の効果が得られる。

大容量光通信では信号伝送が偏波・位相チャネル(レーン)で並列伝送される。このことに着目して、一部レーンに対する通信をほかのレーンに退避させ、通信が不要となったレーンに対する信号処理を停止させることでトラフィック量に応じた消費電力にすることが可能になる<sup>(4)</sup>。

## 2.3 変調方式の設定を通じた相乗効果の創出

適応リンクレート処理によってオフピーク時間帯での消費電力の削減が可能になるものの、得られる電力削減は線形的なものにとどまってしまう。当社は更に大きな電力削減効果を得るため、この技術を“変調型適応リンクレート処理”として、通信要求の

低減を伝送条件の軽減へ転換してスケールフリー誤り訂正と連携させることにした。

100Gbpsを超える大容量化での懸念は振幅変調での信号劣化の肥大化にある。多値の振幅変調を利用した大容量化では、下位ビットの識別に必要な受信分解能が指数関数的に増加するため、信号劣化の影響も同様に肥大化してしまう。そこで、適応リンクレート処理で停止するレーンを偶発的に選択するのではなく、振幅変調の最下位ビットを優先して停止することで(図3)、誤り訂正回路に対する指数関数的な電力削減が可能になる。

図4に25Gbaud+25.5%の冗長さでDP-QPSK、DP-8QAM(Quadrature Amplitude Modulation)、DP-16QAMで変調を行った際に雑音による劣化補償に必要な誤り訂正回路の消費電力を、雑音源である光増幅段数の依存性として示す。消費電力は通信容量・復号繰り返し数を最大とした値で規格化している。各変調方式での最大消費電力は従来型の適応リンクレート処理で得られる容量に比例した値となる。これに加えて変調型適応リンクレート処理では、光増幅段数に応じて必要な復号繰り返し数、ひいては消費電力

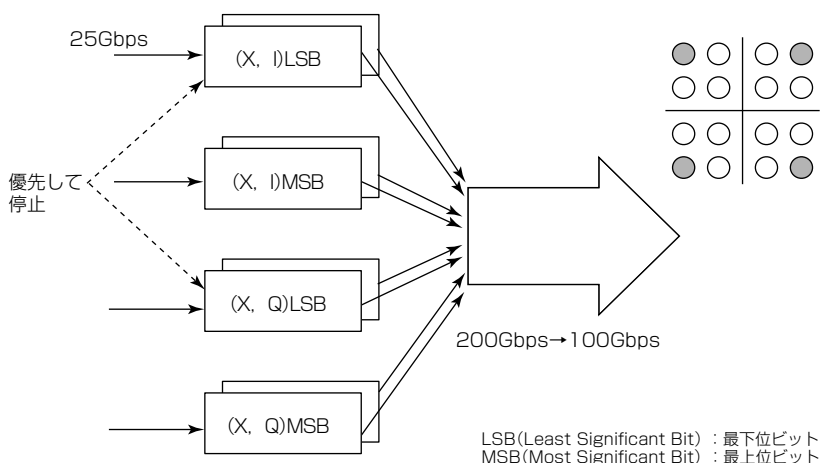


図3. 変調型適応リンクレート処理

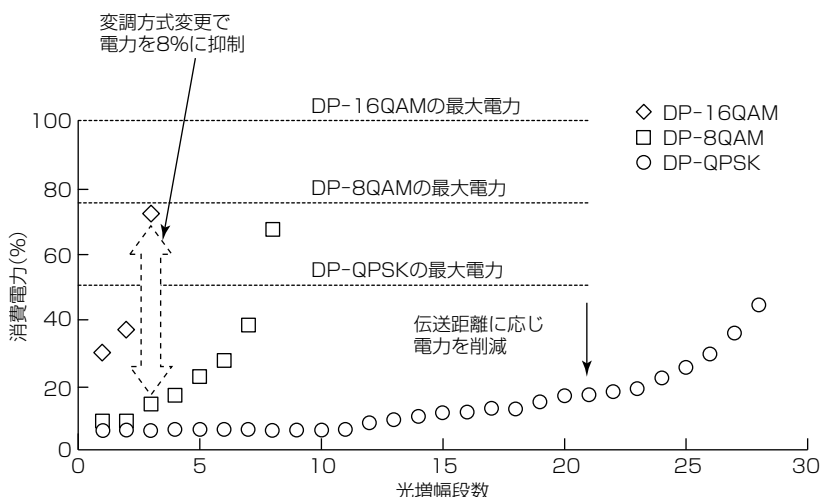


図4. 誤り訂正回路での消費電力の光増幅器段数依存

が軽減されることになる。同一の光増幅段数で比較した場合、変調多値度が少なければ復号繰り返し数はより軽減されるため、従来型の適応リンクレート処理よりも更に大きな電力削減効果が得られる。例えばスパン数3の場合、最大伝送容量(DP-16QAM伝送)に対して実際の伝送容量が1/2である時間帯ではDP-QPSK伝送によってDP-16QAM伝送時の8%の電力で信号伝送を行うことが可能である。

### 3. 通信網の構成と提案方式の効果

#### 3.1 低消費電力通信網の構成

当然ながら、変調多値度が高いほど最大の復号繰り返し数でも到達可能な伝送距離は短くなる。したがって、通信網を構成するうえでは、図5のように低い多値度しか許容されない長距離伝送では距離に応じて電力削減を行い、高い多値度で伝送可能な中・短距離伝送では変調型適応リンクレート処理によって電力削減を行うことになる。

これら通信網上の伝送構成が与える影響を国内のコア・メトロ網を模擬したJPN(Japan Photonic Network)モデルを用いて評価した<sup>(5)</sup>。コア網としてJPN12モデル、メトロ網としてJPN25モデルから関東・関西圏を切り取ったトポロジを用いて距離に対する依存性として評価を行った。

#### 3.2 スケールフリー誤り訂正の効果

メンテナンスコストを抑制するというコア・メトロ通信

システムの至上命題に従い、網上の送受信器数が最小となる設置構成でスケールフリー誤り訂正による電力削減の効果を検証した。各ノード間には重力モデル分布に従い平均500Gbpsのトラフィックが発生していると仮定して必要な送受信器を設置する。この際、各送受信器は最大容量が得られるよう光増幅数が最小となる経路に対して最大復号繰り返し数を行う状態で変調方式を設定して配置数を決定した。

スケールフリー誤り訂正適用前後で通信網全体の消費電力を比較すると、コア網ではスケールフリー誤り訂正によって72%という電力削減が実現する。その一方でメトロ網での削減できる電力は65%にとどまる。全国網であるコア網では高い変調多値度での伝送が可能な中・短距離接続が40%程度なのに対し、地域網であるメトロ網では70%以上の送受信器が高い変調多値度で設置される。メトロ網では大容量化によって送受信器数低減には成功している(変調方式をDP-QPSKに限定した場合と比較して30%の送受信器削減)が、平均的な復号繰り返し数は高止まることになった結果、電力削減の効果は抑制されている。

#### 3.3 変調型適応リンクレート処理の効果

次に、配置した送受信器はそのままにトラフィック量が変化した場合での消費電力の変化を求めた。全ての接続でのトラフィック量を同一の比率(0.9倍から0.1倍まで)で変化させ、それに応じて各送受信器に必要な通信容量を確保

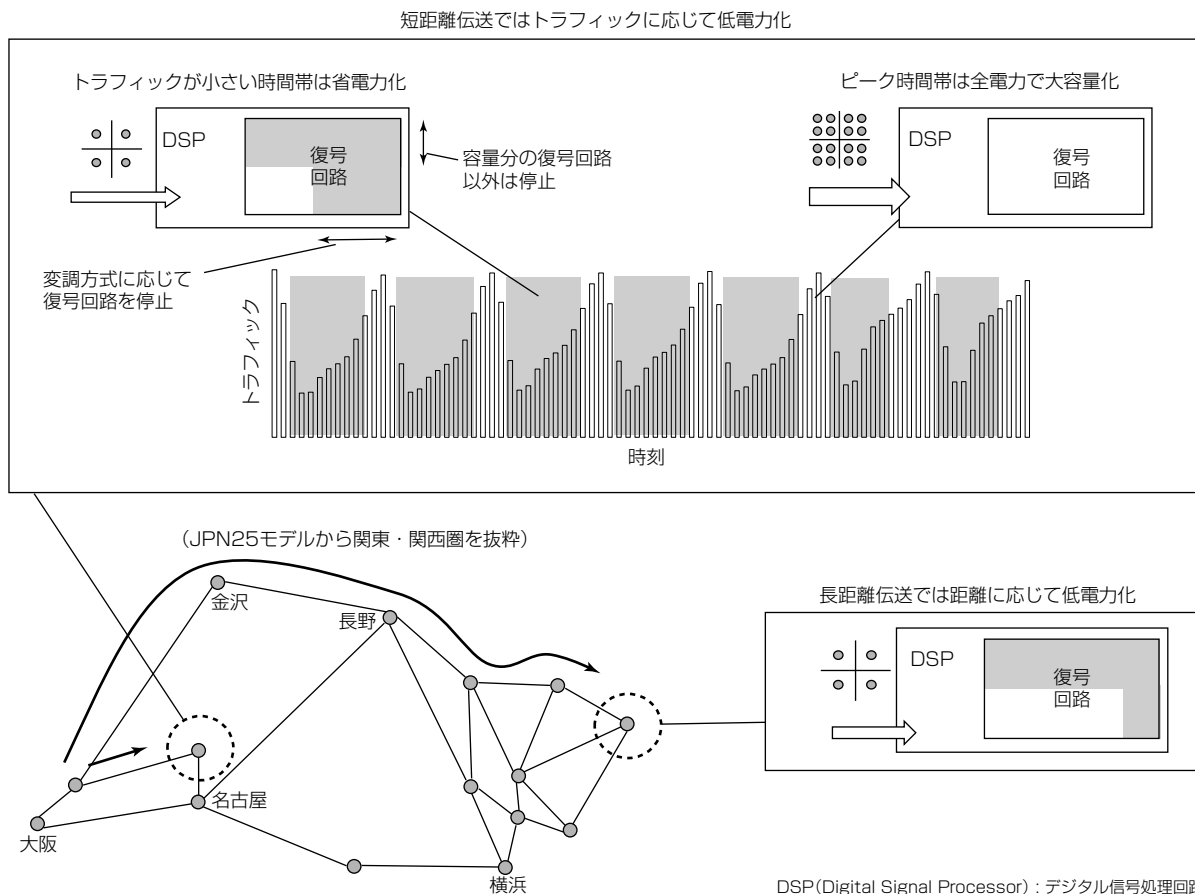


図5. 通信網の構成

できる最低限の変調多値度，すなわち最低限の電力で駆動するように再設定した。図6にトラフィック量の変化に応じた消費電力の変化を示す。トラフィック量が下がるにつれて利用レーン数・変調多値度が減少し，消費電力も低減していく。最終的にはDP-16QAMで信号伝送を行っていた全ての送受信器が低消費電力のDP-QPSK変調に必要な通信容量を賄うことが可能となる0.5倍のトラフィック量まで消費電力は低減される。特に高い多値度の変調方式が多くを占めるメトロ網では変調型適応リンクレート処理の影響を受けやすく，最大で80%近い電力を削減することが可能になる。

得られたトラフィック量依存性を，実際の国内トラフィック（1週間）に適用すると適応リンクレート処理によって削減される電力はコア網では平均37%であるのに対し，メトロ網では平均57%の電力を削減できる。

### 3.4 電力削減効果のまとめと通信網構成への依存性

スケールフリー誤り訂正と変調型適応リンクレート処理による電力削減効果を図7に示す。コア網では82%，メ

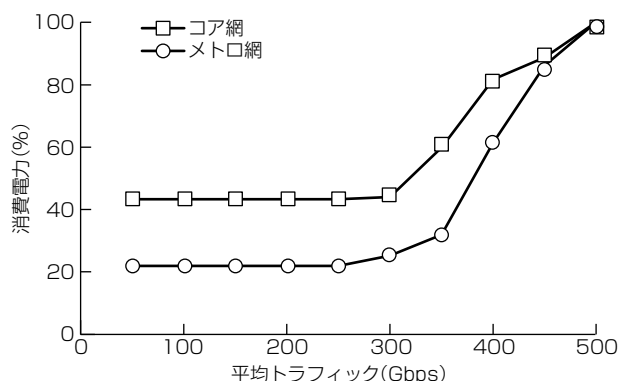


図6. 消費電力のトラフィック量依存性

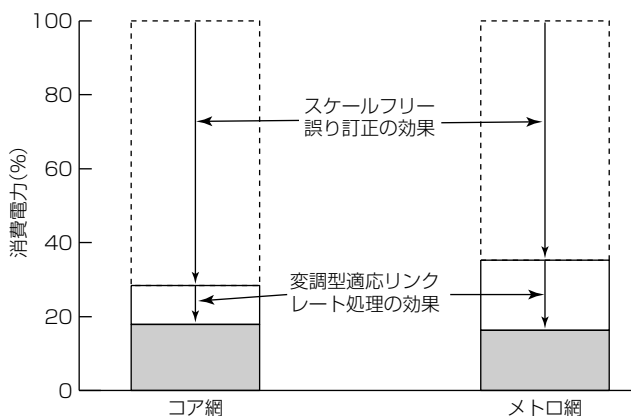


図7. 得られた電力削減効果

トロ網では84%と，高い電力削減を実現している。これらの領域では中・短距離伝送の発生比率に応じてスケールフリー誤り訂正と変調型適応リンクレート処理のどちらかの要素が強く効果を発揮するものの，結果的には両者の効果が相殺する形で一定の電力削減が可能である。一方でデータセンタ間通信といった短距離伝送の比率が非常に高いと想定される通信網に適用する場合には双方の恩恵が得られるため，更に大きな電力削減効果が得られると期待される。

今回の検討では変調方式を3種類としたが，多様な変調方式を取り入れ，変化可能な容量・消費電力の幅や粒度を高めることで更なる電力削減を行うことも可能である。

## 4. む す び

通信インフラの持続的な発展に資するため，コア・メトロ網の低消費電力化をスケールフリー誤り訂正・適応リンクレートによる電力削減の観点から検討した。単純にこれらの手法を併用するのではなく変調方式を通じた連動によってコア網で82%，メトロ網で84%の電力削減が可能になる。

動的な制御としては変調方式とそれに係る電気信号処理だけであり現状の光通信システムの管理スキームを拡張する形で十分に導入可能であると考えられ，100Gbps超時代の大容量通信システムの発展に資することが期待される。

この開発の一部は総務省委託研究“巨大データ流通を支える次世代光ネットワーク技術の研究開発”の成果である。

## 参 考 文 献

- (1) 斧原聖史，ほか：CFP MSA準拠版100Gbpsデジタルコヒーレントトランシーバ，三菱電機技報，91，No.6，345～348（2017）
- (2) Sugihara, K., et al.: A Spatially-coupled Type LDPC Code with an NCG of 12dB for Optical Transmission beyond 100 Gb/s, OFC/NFOEC2013, OM2B.4（2013）
- (3) 総務省：我が国のインターネットにおけるトラフィックの集計結果（2017）
- (4) Miyazaki, T., et al.: High speed 100GE adaptive link rate switching for energy consumption reduction, ONDM2015, 227～232（2015）
- (5) 坂野寿和，ほか：日本の地域特性を考慮したフォトリックネットワークモデルの検討，電子情報通信学会技術研究報告，PN2013-1，1～6（2013）

# 多次元光変復調技術

吉田 剛\*  
松田恵介\*  
鈴木巨生\*

## Multi-dimensional Optical Modulation and Demodulation Technique

Tsuyoshi Yoshida, Keisuke Matsuda, Naoki Suzuki

### 要 旨

年成長率20～30パーセントで推移する通信トラフィックの増加を支えるため、通信インフラの大容量化が進められている。光ファイバ通信ではデジタルコヒーレント技術を採用し、直交偏波多重4値位相変調によって毎秒百ギガビットの伝送容量を実現する光伝送装置が広く実用化された。

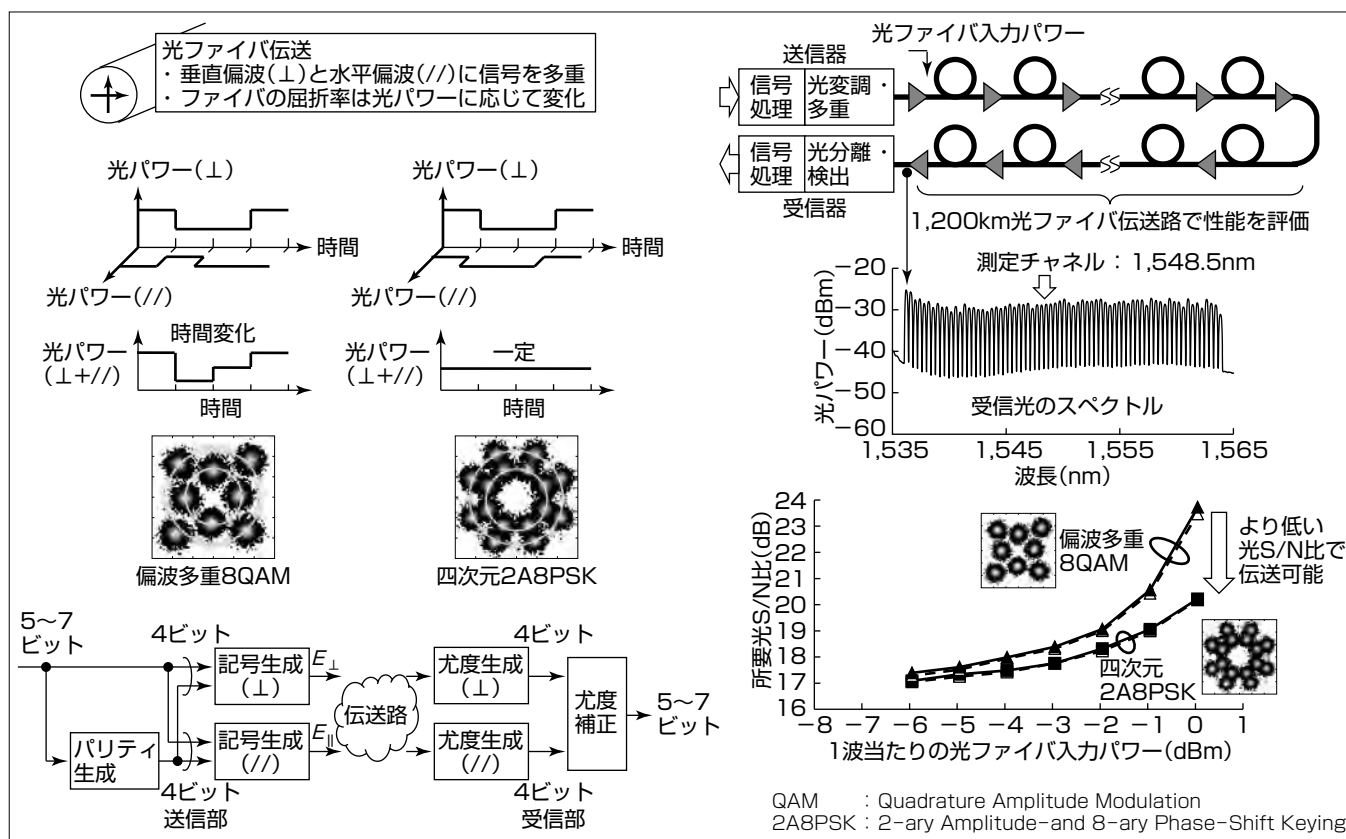
更なる大容量伝送に向けて多値直交振幅変調(QAM)の適用が始まっている。これらの振幅多値信号では、光ファイバ伝搬中に生じる非線形光学効果(屈折率が伝搬する光のパワーに依存して波形が歪(ひず)む)によって伝送距離が大きく制限される。

これに対して、三菱電機では多次元変調の四次元2A8PSK方式によって、直交偏波多重信号の光パワーを一定に保つ

ことで波形歪みを抑える方法を考案した。四次元信号をそのまま復調すると信号処理の負荷が大きくなることから、二次元ずつで信号検出する中間処理の後、簡素な符号則を用いて補正する2段階処理によって集積回路に効率的に実装した。

検討した回路実装方式を用いて光ファイバ伝送実験を行い、従来方式である偏波多重8QAMに対して、光ファイバ入力パワーが高い条件では、所定の通信品質を得るのに必要な光信号対雑音比(光S/N比)を1 dB以上低減できた。

今後、開発した集積回路を用いた実機評価を進めていく。近年では機器の小型化・低電力化に対する要求が高まっており、効率的な回路実装を考慮した新規光変復調方式の開発を行い、通信インフラの大容量化に貢献していく。



### 多次元光変復調技術の開発と検証

開発した四次元2A8PSK方式は、偏波多重8QAMと同等の高い周波数利用効率を実現しつつ、光パワーを一定化することでファイバ非線形光学効果による波形歪みを低減し、通信品質を向上できる。考案した方式は送信部での簡素な符号化と、受信部での2段階尤度(ゆうど)生成によって、効率的にデジタル信号処理回路に実装できた。



## 1. ま え が き

高精細映像や大容量データ通信の需要拡大を支えるため通信インフラの大容量化が進められている。光通信は国家間や都市間のような長距離通信、宅内まで光ファイバを引き込むFTTH(Fiber To The Home)、データセンタ内通信等、いたるところで用いられている。このうち、国家間や都市間を結ぶ長距離光ファイバ通信網では、送信器でデータを光の位相(波の角度)の違いに対応させる位相変調を行い、受信器で受信信号光と基準光を混合干渉させるコヒーレント光通信技術が採用されている。検出された光は電気信号に変換された後、大規模な集積回路で行われるデジタル信号処理によって、波形歪みや基準光の揺らぎを補償して位相情報を取り出したり、残留する誤りを符号則に基づき訂正したりすることで、毎秒百ギガビットの通信容量を実現する。当社でもこの技術を採用し、光海底ケーブルや国内都市間通信網向け光伝送装置を開発・実用化してきた。

光通信網では更なる大容量化が期待されているが、通信容量と通信距離はトレードオフの関係にある。効率的な網構成のためには通信容量と通信距離との関係を柔軟に可変とすることが望ましい。ただし装置の消費電力やサイズに対する要求も厳しく、集積回路の規模増加は好ましくない。また大容量化を志向する際には光の位相だけでなく振幅(波の大きさ)にもデータを割りつける必要があるが、光ファイバ中で生じる非線形光学効果によって通信品質が劣化し、通信距離が制限される課題がある。例えば光ファイバの屈折率が光信号の振幅に依存するために光の位相や偏波状態が乱されてしまう。これは振幅変調を行った信号に対して顕著な劣化をもたらす、集積回路の信号処理で非線形性歪みを補償することは非常に困難である。

これらの課題を克服するため、今回多次元光変復調技術を開発した。ごく小規模な符号処理の追加によって、光信号の振幅や偏光状態をコントロールすることで、非線形光学効果に起因する劣化を低減し、通信品質の向上を可能にした。さらに複数の符号処理によって多彩な通信容量を実現することを可能にした。

## 2. 光変復調方式

### 2.1 ファイバ非線形光学効果

光ファイバ通信技術は光パワーの有無(オン・オフ)によって通信を行うオン・オフキーイングの時代が長かったが、期待される通信容量の高まりと、光・電気デバイス技術、集積回路技術の飛躍的向上に支えられて、コヒーレント検波技術の実用化を果たした。その後は無線通信技術の後を追うように、ますます複雑な変復調方式が検討されるようになってきている。無線通信と光ファイバ通信の最も

大きな違いは伝送媒体である。無線は自由空間を伝搬するため、物体等での反射によるマルチパスが課題となるが、光ファイバでは非線形光学効果が課題となる。光ファイバの屈折率が内部を伝搬する光のパワー(光の振幅)によって影響を受けることから、特に大きなパワーで光ファイバ伝送しようとする際には非線形性の波形歪みが顕著となり、通信品質の劣化、伝送可能距離の制限をもたらす。したがって非線形性起因の波形歪みを回避し得る信号形態が望まれる。

オン・オフキーイングの時代には光パルスを零回帰させたり、信号の偏波をランダム化したりすることで非線形性起因の波形歪みを抑圧していた。また非線形性のうち特に問題となる事象は、自己位相変調や相互位相変調と呼ばれる信号の位相が擾乱(じょうらん)を受ける効果であることから、信号の位相を利用しないオン・オフキーイングでは目立たなかった。コヒーレント光通信の場合には、この位相擾乱が通信品質に対して深刻な影響をもたらす。

### 2.2 コヒーレント光通信

コヒーレント光通信では、波の位相を検出可能であることから、正弦波の位相が90度ずれた二つの光それぞれ(同位相、直交位相)に情報を載せて合わせることで伝送容量を2倍とする。また光ファイバの断面は円状になっており、長距離通信に用いられる単一モードファイバでは、その垂直軸と水平軸とに光信号を多重することで伝送容量をさらに2倍にすることができる。まず実用化されたのは、このそれぞれの要素、すなわち、水平偏波の同位相成分、水平偏波の直交位相成分、垂直偏波の同位相成分、垂直偏波の直交位相成分それぞれを2値で変調する偏波多重直交位相変調(QPSK)であり、一つのタイムスロットで4ビットを伝送できる。一方で通信トラフィックの増加に 대응するため、更に効率の良い変調方式の採用が望まれており、図1左側に示す、1タイムスロットで6ビットを伝送できる偏波多

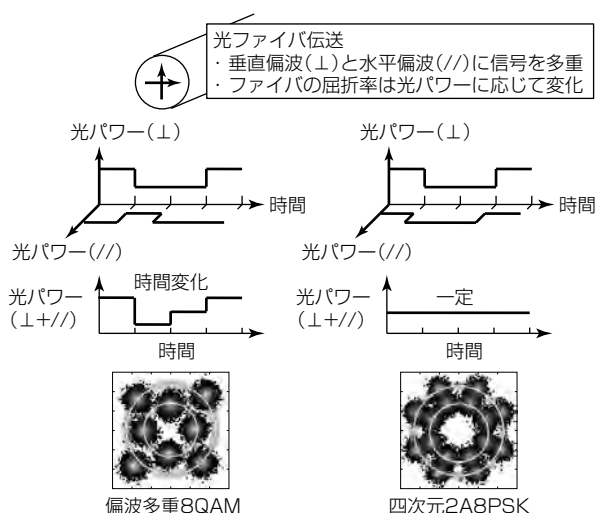


図1. 偏波多重8QAMと四次元2A8PSKの比較

重8値直交振幅変調(8QAM)や8ビットを送送できる偏波多重16QAMについても検討が進められている。

コヒーレント検波では信号の位相を利用することから、ファイバ非線形光学効果起因の位相擾乱に対して脆弱(ぜいじゃく)である課題がある。これに対してコヒーレント光通信向けに非線形性の小さい光ファイバが開発されているが、既に敷設済みの光ファイバ網を交換することは非常にハードルが高いため、端局側で信号の形態をふさわしい形に整えることができれば差別化を図ることができる。

### 2.3 多次元光変復調方式の基礎検討

直交する2偏波と直交する2位相とを組み合わせると4要素のベクトルで一つの記号を構成でき、これを四次元変調という。さらに複数のタイムスロットを組み合わせると、(4×タイムスロット数)次元の変調を行える。これは無線通信分野で空間時間ブロック符号化と呼ばれる概念と等価である。当社は光通信分野で最大24次元の多次元変調について検討を行った<sup>(1)</sup>。ただし次元数を増やすことで加法的白色ガウス雑音環境での性能を向上させようとしても、復調処理が複雑化するデメリットの方が大きくなる。したがって適度な次元数で異なる方向性での改善、すなわち、ファイバ非線形性への耐力向上を図ることが課題となる。

ファイバ非線形光学効果を抑圧するためには光パワーが変わらないことが望ましい。これによって自己位相変調、相互位相変調は固定的な値で位相にオフセットが加わるだけであり、波形歪みを抑えることができる。当社が検討した方式を図1右側に示す。2値振幅変調と8値位相変調を組み合わせた2A8PSKについて、一方の偏波と他方の偏波で振幅値を相補的にとることを特徴とする<sup>(2)</sup>。これによっていかなる入力ビット列に対しても四次元記号の光パワーを一定とすることができる。

### 3. 集積回路への機能実装

コヒーレント光通信では波形歪みや基準光の位相揺らぎをデジタル信号処理によって補償する。そこで処理される信号のスループットは毎秒百ギガビット以上にいたることから、何か処理を追加する場合には同じ大規模集積回路への機能実装が事実上必須である。多次元光変復調に必要な付加機能は、入力ビットに応じて任意のパリティビットを付加する機能、複数のビットで構成されるワードを物理的な記号に変換する記号生成機能、誤り訂正用に多次元変調信号の尤度を生成する尤度生成機能である。当社は考案した方法が効率的に回路に実装できるよう簡素化を図り、メモリ量は集積回路全体のメモリ量の10パーセント以下(ただしほかの変調方式で必要となるメモリの流用であり多次元光変復調のために追加したわけではない)、CMOS (Complementary Metal-Oxide Semiconductor) ゲート

数を信号処理回路全体の数パーセントに抑え込むことに成功した。

図2に機能実装した回路構成を示す。四次元2A8PSKとしては、記号当たり5ビット、6ビット、7ビットと通信容量の柔軟な変更を可能にした。それぞれ情報ビット5, 6, 7ビットに対してパリティを3, 2, 1ビット付加し、合計8ビットに変換する<sup>(2)</sup>。そのうち4ビットに基づき垂直偏波の光信号を変調し、残りの4ビットに基づき水平偏波の光信号を変調する。垂直偏波の振幅は $b_6$ で、水平偏波の振幅は $b_7$ で表され、これらはそれぞれ相補的な値をとる。ゆえに垂直・水平偏波を合わせた光パワーは常に一定となる。これらは少数の排他的論理和演算( $\oplus$ )によって実現できる、ごく簡易な線形符号である。

生成した四次元信号を受信部で検出する際には通常四次元座標に基づく復号が必要である。しかし例えば一次元当たりの量子化を6ビット階調で行うとすると、四次元では24ビット(16,777,214通り)もの組合せが存在することになり、復号に要する回路規模又はメモリサイズが極めて大きくなる。そこで垂直偏波と水平偏波とに分けて中間的な尤度生成を行って4ビットずつを軟値復号し、パリティ生成規則に従って8ビット間で尤度交換することで、5~7ビットの情報ビットの尤度を補正する方法を採用した。こ

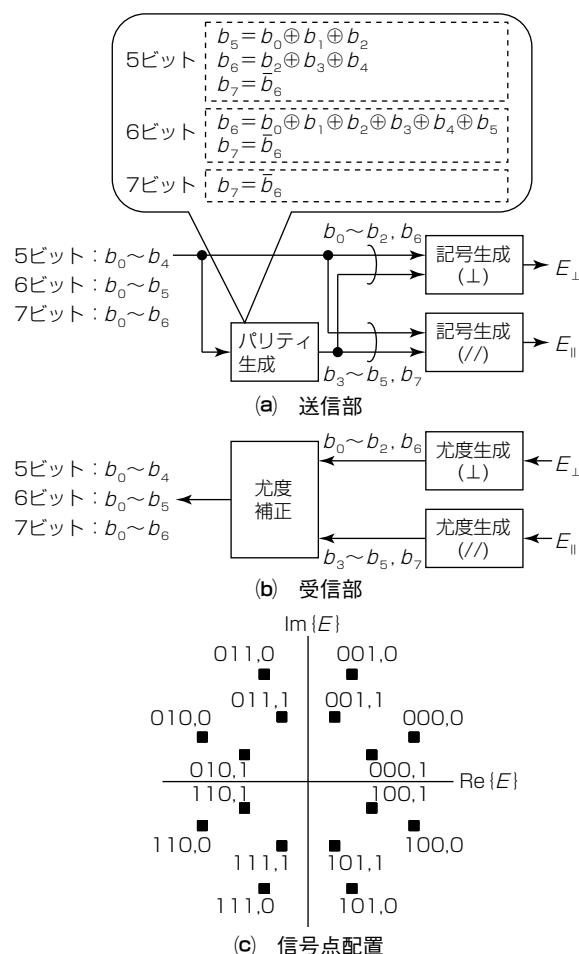


図2. 集積回路へ機能実装した回路構成

れによって偏波ごとの尤度生成は12ビット(4,096通り)の組合せを考慮すればよく、ルックアップテーブルを用いて4,096通りの入力ケースに対応することにした<sup>(3)</sup>。ビットレート、並列展開数、信号点配置の対称性を考慮すると、メモリ容量は5メガビットで十分となった。その他の周辺回路は全て合わせて10メガゲート以下である。ここには5～7ビット/記号向け四次元2A8PSKだけでなく、2～3ビット/記号向けの多次元変調信号<sup>(4)</sup>を生成・検出する回路も含まれる。

#### 4. 光ファイバ伝送実験

考案した方式を評価するため光ファイバ長距離伝送実験を行った<sup>(3)</sup>。図3にその内容を示す。毎秒32ギガ記号の四次元2A8PSK信号を送信器内部の電氣的デジタル信号処理で生成し、光信号に変換(変調)して70波を多重した。光ファイバ伝送路は、一区间約70kmの光ファイバと光増幅器で構成して合計の伝送距離を約1,200kmとした。受信器では70波の多重信号から中央の1波(1,548.5nm)を抜き出し、信号光と基準光とを混合干渉させた光を検出するコヒーレント検波を行った。その後、電氣的デジタル信号処理によって光ファイバの群遅延分散特性等による波形歪みや基準光の位相揺らぎを補償し、3章で示した尤度生成方式によってビット尤度に変換して得られる情報量から、誤り訂正可否を判定した。光ファイバ入力パワーを変えることでファイバ非線形光学効果の大きさを変えながら誤り訂正可能な光信号対雑音比(光S/N比)を求めた。なお四次

元2A8PSK信号は6ビット/記号を送送可能な動作モードとした。比較のため従来方式である偏波多重8QAMについても評価した。その結果どちらの光ファイバ入力パワーでも四次元2A8PSK信号は偏波多重8QAMに比べて、より低い光S/N比で伝送可能になった。特に光ファイバ入力パワーが大きい条件では1dBを上回る改善量を得ることができた。理想的な尤度生成(図3下図の点線)に対して、ルックアップテーブルを用いた2段尤度生成(図3下図の実線)を適用することによる劣化量は0.1dB以下である。

#### 5. む す び

加法的ガウス雑音環境での性能向上とファイバ非線形性への耐力向上を実現する多次元光変復調方式を開発した。5～7ビット/記号の通信容量をサポート可能であり、従来方式よりも高い非線形性耐力を達成できる。考案した方法は、信号処理を簡素化して毎秒百ギガビット以上のスループットを持つ集積回路に実装した。また、6ビット/記号の通信容量を実現する四次元2A8PSK方式と、通常用いられる偏波多重8QAMとを1,200kmの光ファイバ伝送路で評価したところ、1波当たりの光ファイバ入力パワーが-1dBm条件で所要光S/N比を1dB以上低減できることが分かった。本稿では主に5～7ビット/記号を実現する四次元2A8PSKについて述べたが、2～3ビット/記号の通信容量で更なる長距離伝送を可能とする多次元光変復調方式についても回路実装を完了しており、今後実機検証を進める予定である。近年では機器の小型化・低電力化に対する要求が高まっており、効率的な回路実装を考慮した新規光変復調方式の開発を行って通信インフラの大容量化に貢献していく。

#### 参 考 文 献

- (1) Millar, D. S., et al.: High-dimensional modulation for coherent optical communications. Optics Express, **22**, No.7, 8798～8812 (2014)
- (2) Kojima, K., et al.: Nonlinearity-tolerant four-dimensional 2A8PSK family for 5-7 bits/symbol spectral efficiency. Journal of Lightwave Technology, **35**, No.8, 1383～1391 (2017)
- (3) Yoshida, T., et al.: Hardware-efficient precise and flexible soft-demapping for multi-dimensional complementary APSK signals. ECOC, Th.2.P2. SC3.27 (2016)
- (4) Yoshida, T., et al.: Crossover block modulation with complementary codes superposition. OECC/PS, TuB4.3 (2016)

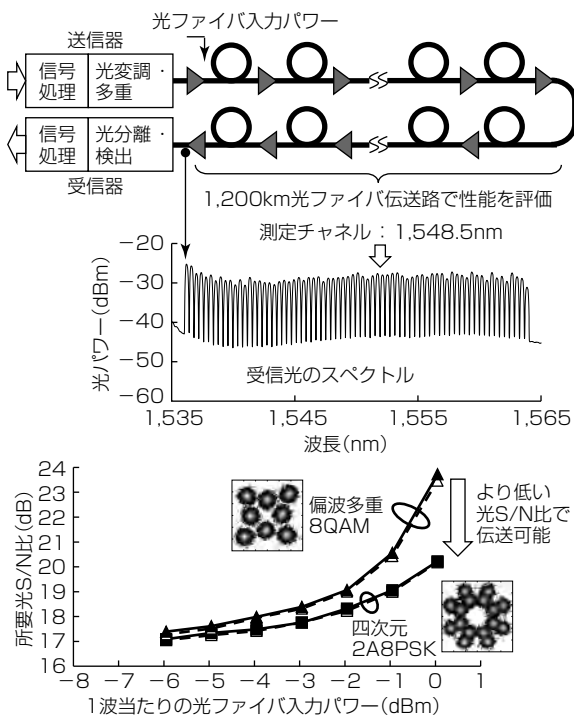


図3. 光ファイバ長距離伝送実験による性能評価

# 高効率GaNスイッチング増幅器を適用した 複数周波数対応デジタル送信機技術

新庄真太郎\* 坂田修一\*  
Rui Ma\*\* 中溝英之\*\*\*  
小松崎優治\*

Multiband Digital Transmitter Techniques Using High Efficient GaN Switching-mode Amplifiers

Shintaro Shinjo, Rui Ma, Yuji Komatsuzaki, Shuichi Sakata, Hideyuki Nakamizo

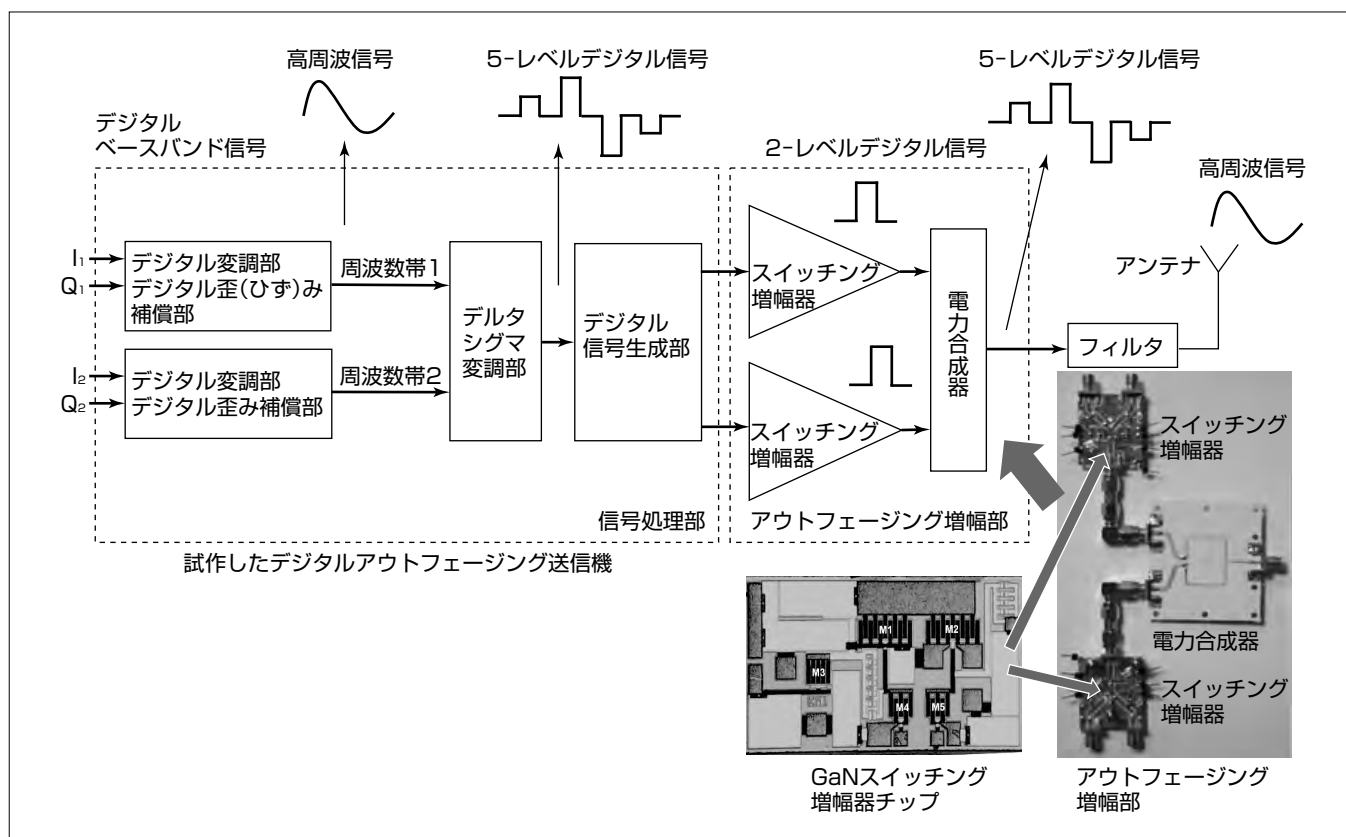
## 要 旨

携帯電話基地局などの無線装置向けの送信機では、半導体プロセスの微細化に伴いデジタルベースバンド部の小型・高速動作化が進む反面、送信増幅器を含むアナログ高周波部の顕著な高効率化が困難な状況にある。そのため、高周波信号をデジタル信号処理し、高周波部の大半をデジタル動作させるデジタル送信機構成が次世代送信機構成として注目されている。

デジタル送信機構成の実現に向けた主要技術課題の一つは、高効率スイッチング増幅回路技術である。三菱電機はGaN(窒化ガリウム)プロセス技術の進展を踏まえ、スイッチング増幅回路に高速動作と高耐圧特性を両立させるGaNトランジスタを採用し、かつ二つのスイッチング増幅回路をアウトフェーシング動作させることによる高性能

化に着目した。

試作した244MHzと500MHzの2周波数同時送信に対応するデジタルアウトフェーシング送信機は、ブートストラップ型駆動回路を適用したGaNスイッチング(D級)増幅器を備え、さらに二つのD級増幅器を電力合成器でアウトフェーシング増幅動作させることによって高効率・高出力動作を実現する。評価の結果、送信機として最大全体効率50%、最大出力電力38.0dBmを達成した。この結果は、今後ますます高性能・多機能化が要求される携帯電話基地局向けデジタル送信機実現に向けてこの構成が有効であること、さらにGaNデバイスの新たな展開の可能性を示すものである。



## GaNスイッチング増幅器を備えた2周波数対応デジタルアウトフェーシング送信機

携帯電話基地局などの無線装置向けにGaNスイッチング増幅器を備えた2周波同時送信に対応するデジタルアウトフェーシング送信機を試作した。この送信機は、信号処理部とアウトフェーシング増幅部及びフィルタを用いて構成し、アウトフェーシング増幅部にGaNトランジスタを用いたスイッチング増幅器を適用することによって、高周波帯でも高効率・高出力動作を実現した。

## 1. ま え が き

携帯電話基地局などの無線装置向けの送信機では、半導体プロセスの微細化に伴いデジタルベースバンド部の小型・高速動作化が進む反面、送信増幅器を含むアナログ高周波部の顕著な高効率化が困難な状況にある。そのため、高周波信号をデジタル信号処理し、高周波部の大半をデジタル動作させるデジタル送信機構成が次世代送信機構成として注目されている。デジタル送信機構成の主な特長は、①プログラマブルかつ適応的動作が可能のため複数規格への対応が容易、②高集積化・外部部品削減による送信部の小型化、③スイッチング増幅回路構成の採用による高効率化が可能なことである。

デジタル送信機の実現に向けて解決すべき主要技術課題の一つは、高効率スイッチング増幅回路技術である。スイッチング増幅器を携帯電話基地局用送信機で用いるためには高周波帯での高効率・高出力特性が求められることになる。現在ではGaNトランジスタを採用することによって、ギガヘルツに近い周波数帯で高効率・高出力動作するスイッチング(D級)増幅器が報告されてきており<sup>(1)(2)(3)</sup>、この増幅器技術を用いることによる高性能・多機能な携帯電話基地局向けデジタル送信機の実現が期待されている。

本稿では、スイッチング増幅器を備えた複数周波数対応デジタルアウトフェーシング送信機構成を示し、提案構成に基づくGaN D級増幅器を備えた2周波数対応デジタルアウトフェーシング送信機の試作結果について述べる。GaN D級増幅器にはブートストラップ型駆動回路を適用することによって高効率化を実現し、さらに二つのD級増幅器をChireix電力合成器でS級アウトフェーシング増幅動作させることによって高効率・高出力動作を可能にした。この送信機は244MHzと500MHzの2周波同時送信条件

下で良好な高周波を示し、GaNデバイスによる新たな次世代送信機構成展開の可能性を期待させるものである<sup>(4)</sup>。

## 2. 複数周波数対応デジタルアウトフェーシング送信機の構成

図1に提案のスイッチング増幅器を備えた複数周波数対応デジタルアウトフェーシング送信機の構成を示す。この送信機は、デジタルベースバンド信号から複数(例えば $q$ 個)レベルのアウトフェーシング対応デジタル信号を生成する信号処理部、D級増幅器と電力合成器からなるS級アウトフェーシング増幅部及び複数周波数対応フィルタによって構成する。

信号処理部では、個々のデジタルベースバンド信号( $I_i$ ,  $Q_i$ )をデジタル変調部によって高周波信号へと周波数変換した後、信号処理効率を高めるために複数周波数-複数ビット対応帯域通過型デルタシグマ変調部が $(2q+1)$ レベルの高線形なデジタル信号を生成する。次に複数レベルアウトフェーシング対応デジタル信号生成部によって、 $(2q+1)$ レベルのデジタル信号に対応しかつアウトフェーシング角を持った二つの $q$ レベルのデジタル信号を生成して出力する。表1に一例として $q$ が2の場合、すなわち5レベルのデジタル信号から2レベルのアウトフェーシング角を持った二つのデジタル信号A, Bを生成するテーブルを示す。

信号処理部から出力された二つのデジタル信号は、S級

表1. デジタル信号の生成テーブル例( $q=2$ )

デルタシグマ変調部生成 デジタル信号レベル	デジタル信号生成部出力	
	デジタル信号A	デジタル信号B
2	1, 1, 1, 1	1, 1, 1, 1
1	1, 1, 1, -1	-1, 1, 1, 1
0	-1, -1, 1, 1	1, 1, -1, -1
-1	-1, -1, -1, 1	1, -1, -1, -1
-2	-1, -1, -1, -1	-1, -1, -1, -1

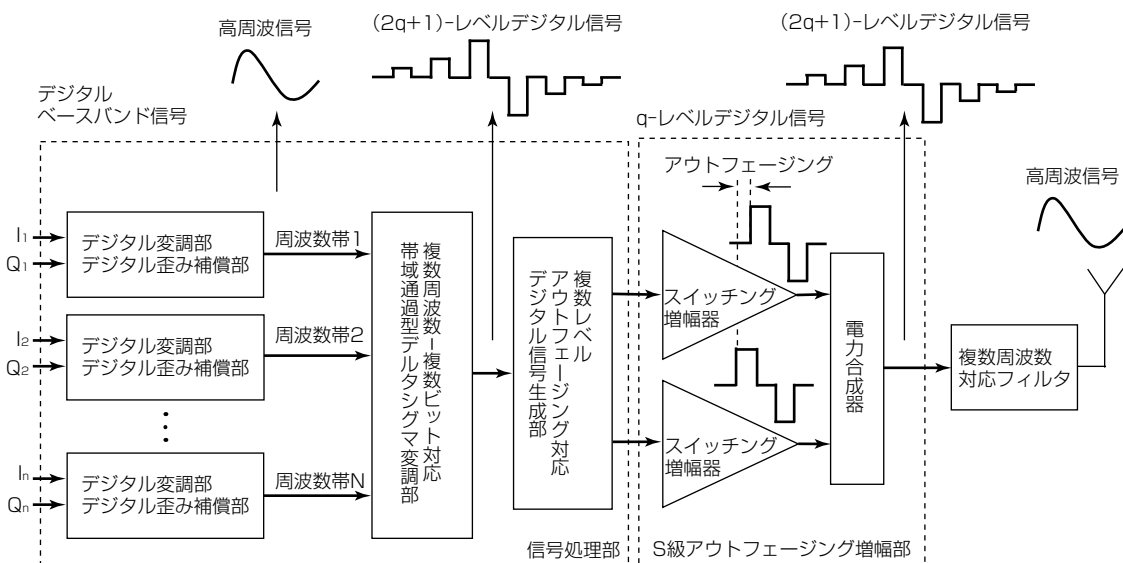


図1. 複数周波数対応デジタルアウトフェーシング送信機の構成

アウトフェーシング増幅部を構成する二つのD級増幅器にそれぞれ入力されて増幅される。増幅された信号は電力合成器によってアウトフェーシング角に応じて合成された後、複数周波数対応フィルタで高調波成分が除去されてアンテナから出力される。これによって、複数周波数信号を高効率・高出力動作のもと同時送信することが可能なデジタル送信機が実現されることになる。

### 3. 2周波数対応デジタルアウトフェーシング送信機の試作結果

図1の構成に基づいて2周波数対応のデジタルアウトフェーシング送信機を試作した。二つの周波数は244MHzと500MHzを選択し、低域信号のチャネル帯域幅とピーク対平均電力比は5MHzと11.0dB、高域信号のチャネル帯域幅とピーク対平均電力比は10MHzと11.7dBとした。

#### 3.1 S級アウトフェーシング増幅部

図2にD級増幅器とChireix電力合成器を用いて構成するS級アウトフェーシング増幅部の回路図を示す。D級増幅器には、高速動作と高耐圧の特性を両立させるGaNトランジスタを採用し、図3に示すチップに集積した。チップサイズは $1.6 \times 0.9(\text{mm}^2)$ である。D級増幅器は二つのトランジスタ(M<sub>1</sub>, M<sub>2</sub>)からなるスイッチング回路と、M<sub>1</sub>及びM<sub>2</sub>のゲート側に接続する駆動回路からなる。特にM<sub>1</sub>のゲート端子にはしきい値電圧近傍からドレイン電圧V<sub>DD</sub>までの大電圧振幅を高効率に供給する駆動回路が求められる

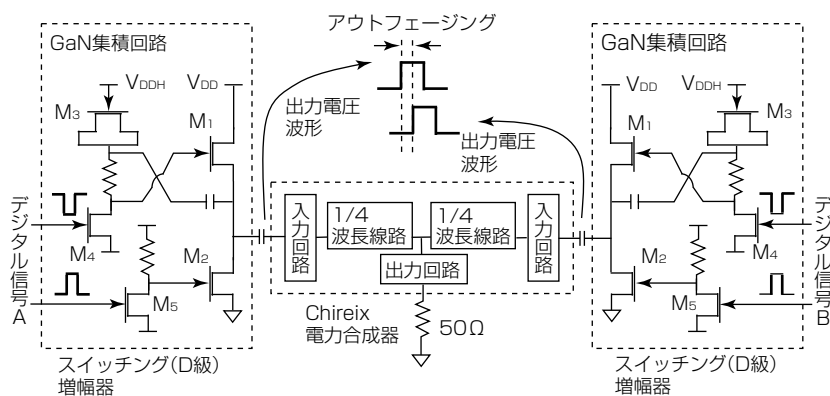


図2. S級アウトフェーシング増幅部の回路図

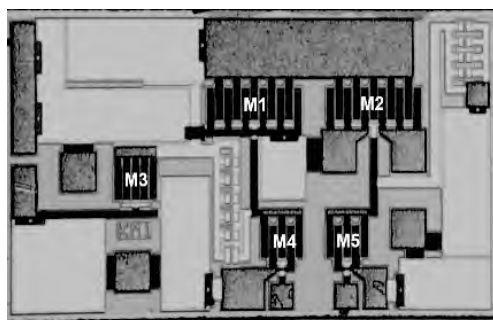


図3. GaN スイッチング(D級)増幅器のチップ

が、電圧を充放電する容量を用いたブートストラップ型駆動回路を適用することによってM<sub>1</sub>側駆動回路のドレイン電源V<sub>DDH</sub>をV<sub>DD</sub>より低下させて使用することが可能になり、その結果、D級増幅器全体の低消費電力動作を実現できる。

図4にD級増幅器の評価結果を示す。入力信号は周波数465MHz、Duty50%のパルス波を用いた。評価の結果、最大ドレイン効率77%、最大全体効率67%、最大出力電力35.2dBmと高効率・高出力な結果を得た。

#### 3.2 デジタルアウトフェーシング送信機

図1の構成に基づいて2周波数対応のデジタルアウトフェーシング送信機を試作した。図5にデジタルアウトフェーシング送信機を構成するS級アウトフェーシング増幅部の試作品を示す。デジタルアウトフェーシング送信機に入力される2種類のデジタルベースバンド信号は、表1のデジタル生成テーブルに従って二つのデジタル信号(デジタル信号A, B)に変換処理された後、図5に示すS級アウトフェーシング増幅部に出力される。S級アウトフェーシング増幅部で増幅・合成された信号はスペクトラムアナライザで信号解析を行う。

図6にデジタルアウトフェーシング送信機の評価結果を示す。D級増幅器の電源電圧V<sub>DD</sub>は35Vとし、アウトフェーシング角は0から45度の範囲に限定した。評価の

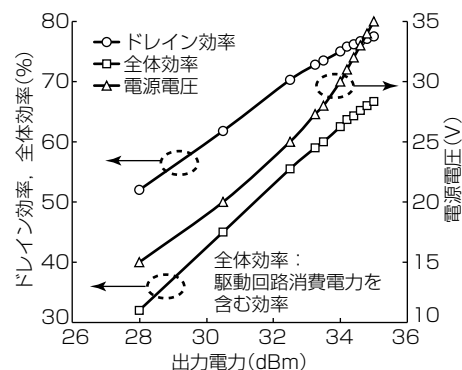


図4. スイッチング(D級)増幅器の評価結果

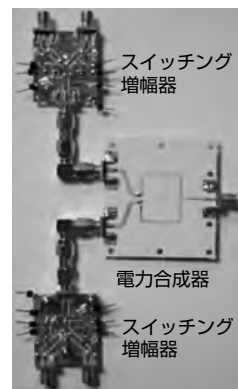


図5. S級アウトフェーシング増幅部の試作品

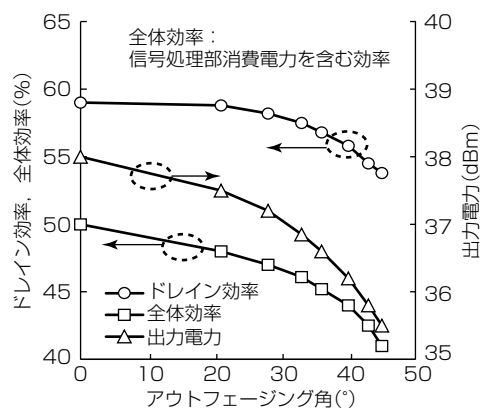
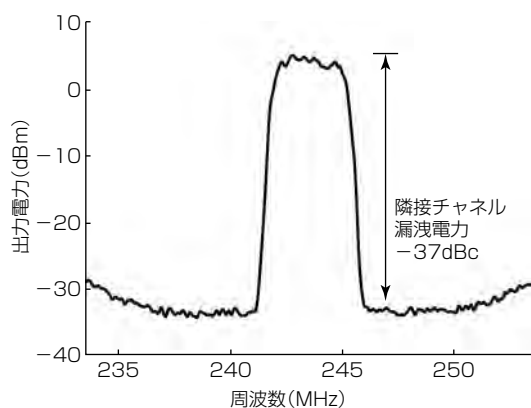
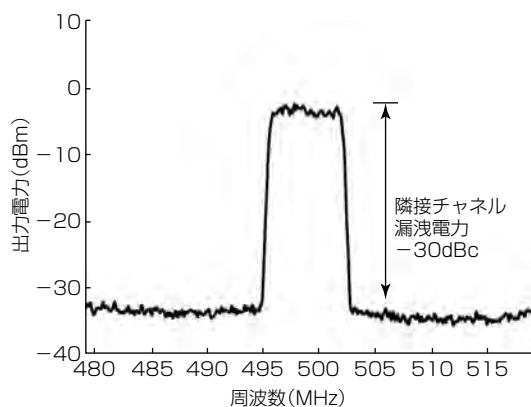


図6. デジタルアウトフェーシング送信機の評価結果



(a) 周波数244MHz, チャネル帯域幅 5MHz



(b) 周波数500MHz, チャネル帯域幅 10MHz

図7. デジタルアウトフェーシング送信機の実出力スペクトラム

結果、最大ドレイン効率59%、最大全体効率50%、最大出力電力38.0dBmと高効率・高出力な結果を達成し、さらに出力電力を低下させた場合にも高効率な特性を維持していることを確認した。図7にデジタルアウトフェーシング送信機の実出力スペクトラムの評価結果を示す。(a)は周波数244MHz、チャネル帯域幅5MHz信号、(b)は周波数500MHz、チャネル帯域幅10MHz信号条件での結果であり、それぞれ隣接チャネル漏洩(ろうえい)電力は-37dBc、-30dBcと良好な歪み特性を実現していることに加え、2周波同時送信を実現できていることが確認できた。

表2. デジタルアウトフェーシング送信機の性能比較

		文献(5)	文献(6)	本稿
動作周波数(MHz)	低域	781	800	244
	高域	1,250	1,500	500
チャネル帯域幅(MHz)	低域	1.5	5	5
	高域	1.25	5	10
隣接チャネル漏洩電力(dBc)	低域	-42	-50	-37
	高域	-48	-48	-30
D級増幅器		なし	なし	あり

表2にこのデジタルアウトフェーシング送信機の評価結果の性能比較を示す。この送信機はD級増幅器が含まれていることを特徴とし、非線形で動作する増幅器を備えながら送信機全体として-30dBc以下の歪み特性を実現できていることが分かる。

## 4. む す び

D級増幅器を備えた2周波数対応デジタルアウトフェーシング送信機の試作結果について述べた。評価の結果、良好な高効率・高出力特性を達成し、今後ますます高性能・多機能化が要求される携帯電話基地局向けデジタル送信機の実現に向けてこの構成が有効な手法であることを確認するとともに、GaNデバイスの新たな展開の可能性を示した。

## 参 考 文 献

- (1) Hori, S., et al.: Linear and Efficient Digital Transmitters for Future Mobile Communication, IEEE International Microwave Symp. Workshop (2017)
- (2) Andreas, W., et al.: Digital Transmitters for the Wireless Infrastructure, IEEE International Microwave Symp. Workshop (2017)
- (3) Nakamizo, H., et al.: Over 65% PAE GaN Voltage-Mode Class D Power Amplifier for 465 MHz Operation Using Bootstrap Drive, IEEE Radio Wireless Symp. (2015)
- (4) Sung, W. C., et al.: Concurrent Multiband Digital Outphasing Transmitter Architecture Using Multidimensional Power Coding, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., **63**, 598~613 (2015)
- (5) Nelson, V. S., et al.: Design and optimization of flexible and coding efficient all-digital RF transmitters, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., **61**, 625~632 (2013)
- (6) Maehata T., et al.: Concurrent dual-band 1-bit digital transmitter using band-pass delta-sigma modulator, IEEE European Microwave Symp. (2013)



# 金属3Dプリンターを利用した 導波管コンポーネント

湯川秀憲\*  
安部素実\*  
牛嶋 優\*

Waveguide Components Manufactured by Metal 3D Printer

Hidenori Yukawa, Motomi Abe, Yu Ushijima

## 要 旨

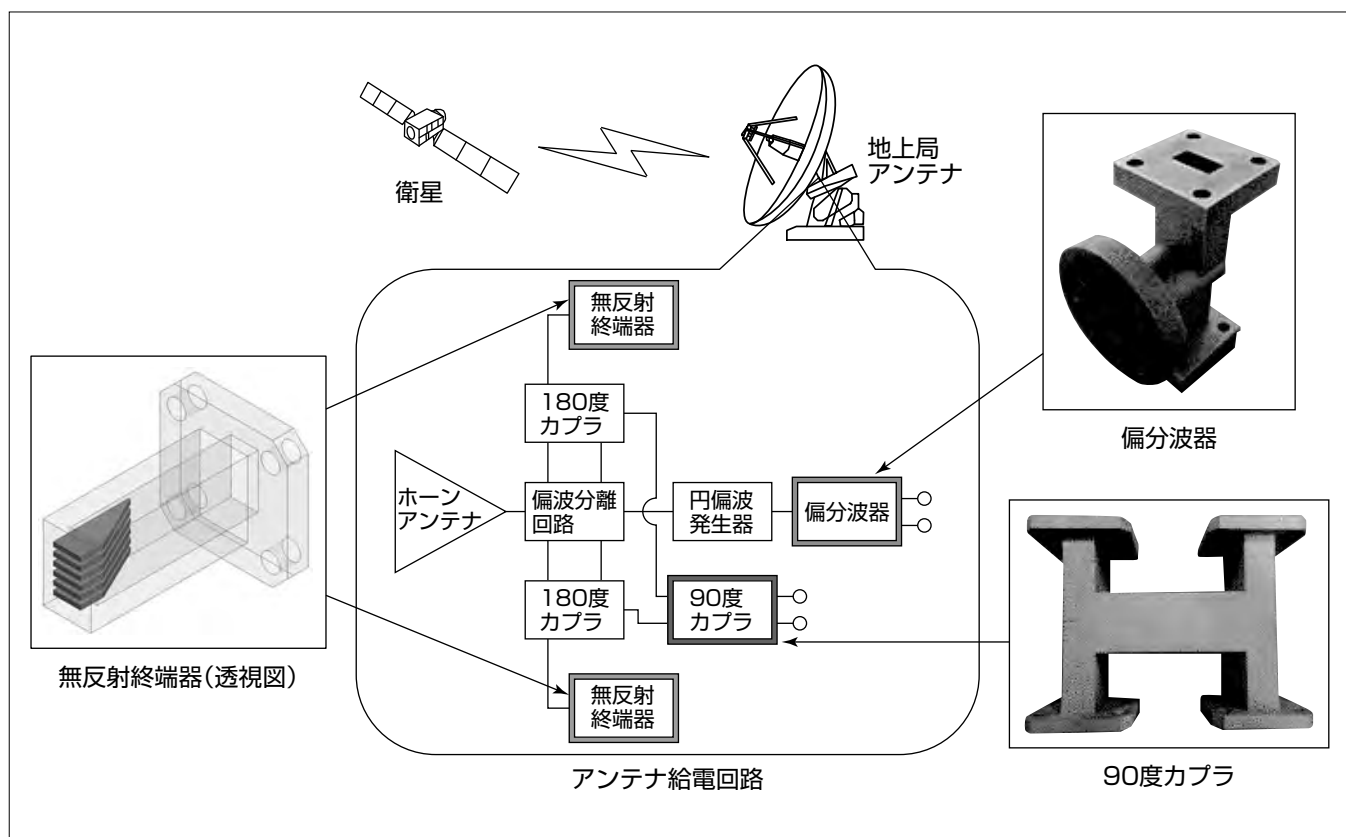
三菱電機では、衛星通信用アンテナ給電回路の一体形成と軽量化を目的に、3Dプリンターの利用による導波管コンポーネントの開発を進めている。3Dプリンターでは、複雑な形状の一体形成、カスタマイズ、軽量化などが可能になる一方、粉末を使用するため粉末の粒子サイズに依存した面粗さや製造誤差の増大などの問題も生じる。

そこで、3Dプリンターの利点と欠点を考慮し、製造誤差の影響を低減する90度カプラと偏分波器、ほかのコンポーネントとの一体形成を可能にする無反射終端器を開発した。

90度カプラは六角形導波管を適用することによって製造時の変形を低減し、機械切削品と比べ同等の反射特性

(23dB)と軽量化(従来比2/3)を実現した。また偏分波器については、従来に比べて簡易な構造を考案して製造誤差の影響を低減し、機械切削を想定した従来品と同等以上の反射特性(22dB)を実現した。さらに吸収体が用いられる無反射終端器については、ほかのコンポーネントとの一体形成後でも吸収体の挿入を可能にするスリットを設けた短絡端構造を考案した。

なおコンポーネント単体では面粗さの増大による損失の増大は不可避である。今後さらに3Dプリンターの利点を生かし、コンポーネント同士を機械切削ではできない最短経路で接続するなどしてアンテナ給電回路としての低損失化を図り、実運用化に向けた開発を進めていく。



## 衛星通信用アンテナ給電回路の構成と導波管コンポーネント

3Dプリンターの利点と欠点を考慮し、製造誤差の影響を低減する90度カプラと偏分波器、ほかのコンポーネントとの一体形成を可能にする無反射終端器を開発した。90度カプラは信号を分配する回路、偏分波器は直交する二つの偏波からなる信号を分離する回路、無反射終端器は不要な漏れ信号を吸収する回路である。一般的な機械切削と比べて同等の反射特性が得られ、2/3に軽量化できることを確認した。

## 1. ま え が き

近年3Dプリンターによって製造された部品の実製品適用が様々な分野で始まりつつある。3Dプリンター技術は、三次元の形状データをもとに粉末樹脂や粉末金属などの材料を一層ずつ層状に積み重ねて目的の立体形状とする製造技術である<sup>(1)</sup>。複雑な形状の一体形成、カスタマイズ、軽量化、製造期間の短縮、製造コストの削減などが可能になるため、多様なニーズに応じた早期の開発が可能になり多品種生産品への適用に有効である。一方で粉末を使用するため、粉末の粒子サイズに依存した面粗さや製造誤差の増大、積層中に生じる粒子の欠落による機械強度不足などの問題も生じる。

衛星通信用アンテナ給電回路に代表される高周波導波管コンポーネントは典型的な多品種生産品であり、3Dプリンターの利用は魅力的である。そこで当社では衛星通信用アンテナ給電回路の一体形成と軽量化を目的に、3Dプリンターの利用による導波管コンポーネントの開発を進めている<sup>(2)(3)</sup>。

本稿では、3Dプリンターの利点と欠点を考慮し、製造誤差の影響を低減する90度カブラと偏分波器、ほかのコンポーネントとの一体形成を可能にする無反射終端器の開発内容について述べる。いずれも設計周波数帯はK帯である。粉末材料としては製造後に金属めっきが必要となる粉末樹脂ではなく、製造後にそのまま使用できる粉末金属を用いた。2章で90度カブラ、3章で偏分波器、4章で無反射終端器の各開発内容について述べる。

## 2. 90度カブラ

### 2.1 構 成

90度カブラは入力端子から入力された信号を通過端子と結合端子に分配して出力するコンポーネントである。図1に提案するブランチライン形90度カブラの構成(空洞部)を示す。この構成では、一般的な矩形(くけい)導波管ではなく六角形導波管を適用したことが特長である。なお試作品では各端子は直角に折り曲げて引き出している。

図2に3Dプリンターでの製造を想定した場合の矩形導波管と六角形導波管の断面の比較を示す。従来の矩形導波管では積層の際に自重のため水平天井が垂れ下がってしまう。これを解決し、かつ、電気性能も考慮して、3Dプリンター積層面(図2中の破線部)に対して造形角度 $\theta$ が45度傾く三角屋根形状とした。

### 2.2 試作評価結果

図3に試作した等分配(結合度3dB)の90度カブラを示す。アルミ合金(AlSi10Mg)を材料として粉末床溶融結合法<sup>(1)</sup>による金属3Dプリンターを用いて、図2に示す積層面で製造した。図4、図5に評価結果を示す。製造誤差の影響によって測定結果と計算結果に差異は見られるものの、比

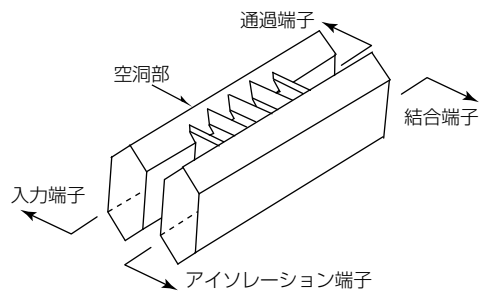


図1. 提案するカブラの構成(空洞部)

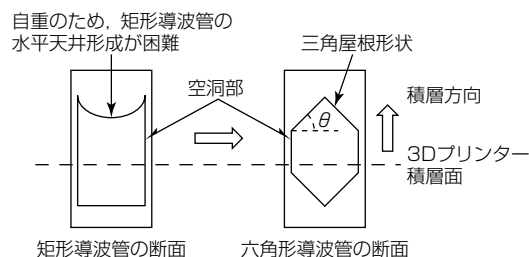


図2. 導波管断面の比較

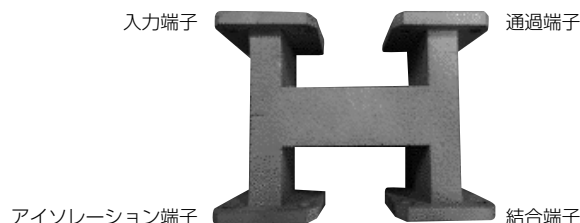


図3. 金属3Dプリンターによる90度カブラの試作品

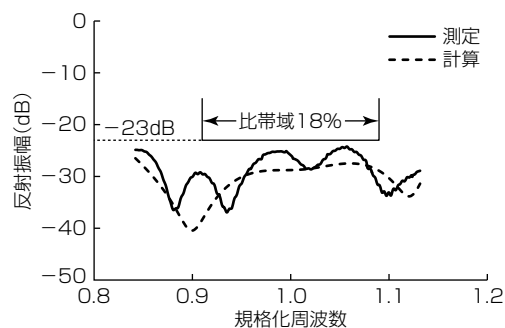


図4. 90度カブラの入力端子での反射特性

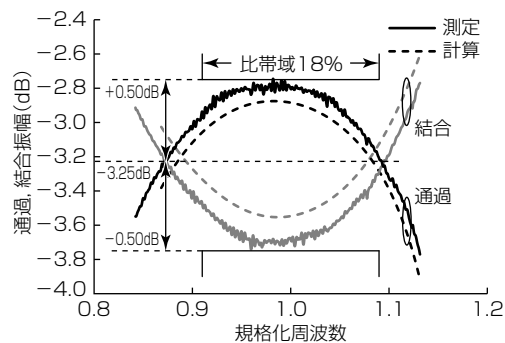


図5. 90度カブラの通過・結合特性

帯域18%で、反射振幅-23dB以下、結合度3.25dB±0.5dB、損失0.25dB(=結合度実測値3.25dB-結合度理想値3dB)が得られた。また図6に示すように、機械切削による製造

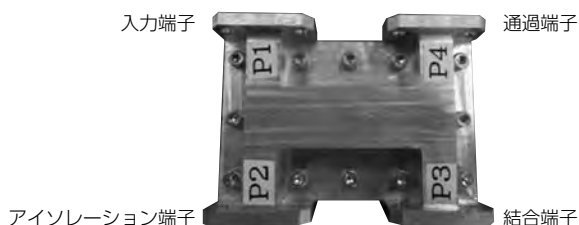


図6. 機械切削による試作品(90度カプラ)

表 1. 特性の比較

	3Dプリンター	機械切削
結合度	$3.25 \pm 0.5\text{dB}$	$3.1 \pm 0.5\text{dB}$
反射振幅	-23dB以下	-22dB以下
質量	96g	149g

も併せて行い特性について比較した。表1に特性の比較を示す。機械切削では一体形成ができないため二つのパーツに分割して製造し、ねじでとめている。ねじをとめるための容量が増えること、またねじの質量が加わることから、機械切削品の質量は増大する。3Dプリンター製造品は機械切削品と比較して、損失の増大は0.15dB程度であり、質量は36%減を実現した。

### 3. 偏分波器

#### 3.1 構成

偏分波器は、共通端子(円形導波管)から入力された直交する二つの偏波からなる信号を分離し、それぞれ異なる分岐端子(矩形導波管)に出力するコンポーネントである。図7に提案するT分岐形偏分波器の構成(空洞部)を示す。良好な反射特性を実現するため、図8に示すように共通端子の中心軸上からオフセット配置した階段状円すい台だけを短絡端に設けたことが特長である。従来のT分岐形偏分波器<sup>(4)</sup>では図9に示すように中心軸上に配置した階段状円すい台に複数の突起が設けられている。提案構成は従来構成に比べ簡易な構成であり、製造誤差の影響を低減できる利点がある。また提案構成は階段状円すい台がオフセット配置されているため共通端子側からドリルが入らない箇所があり機械切削での製造が困難である。その点でも3Dプリンターでの製造ならではの構成となっている。

#### 3.2 試作評価結果

図10に試作した偏分波器を示す。90度カプラと同様、アルミ合金(AlSi10Mg)を材料として金属3Dプリンターを用いた。図11にH面分岐端子での反射特性、図12にH面分岐端子-共通端子間の通過特性を示す。製造誤差の影響によって測定結果と計算結果に差異は見られるものの、比帯域8%で、反射振幅-22dB以下、損失0.3dB(=-通過振幅)以下が得られた。さらに、これらの測定結果について、従来の構成を機械切削で製造したと想定した場合の計算結果(製造誤差を与えた場合の最悪値)と比較した。表2に特性の比較を示す。3Dプリンター製造品は従来構成の

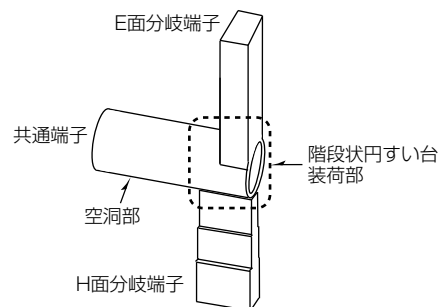


図7. T分岐形偏分波器の構成(空洞部)

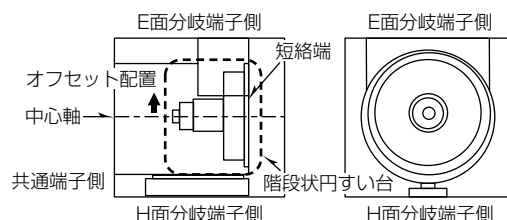


図8. 提案する階段状円すい台の構成(透視図)

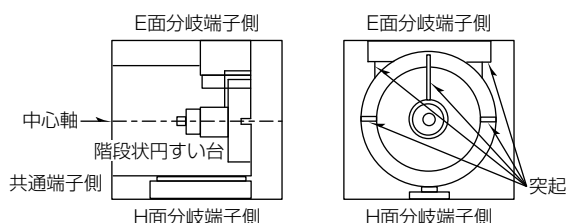


図9. 従来の階段状円すい台の構成(透視図)

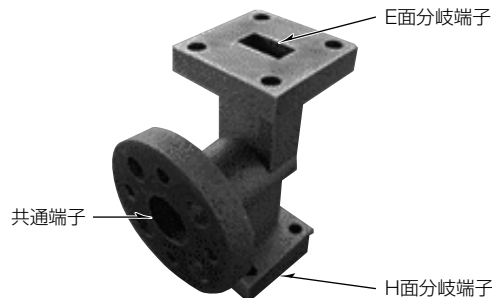


図10. 金属3Dプリンターによる偏分波器の試作品

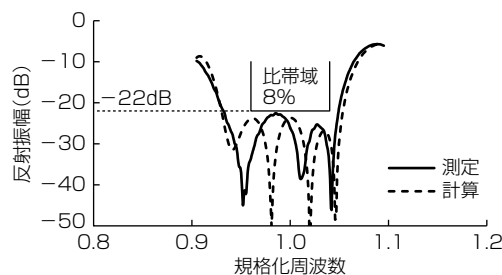


図11. 偏分波器のH面分岐端子での反射特性

機械切削品と比較して、損失の増大は0.2dB程度で同等以上の反射特性を実現した。

### 4. 無反射終端器

#### 4.1 構成

無反射終端器は入力された信号を吸収するコンポーネン

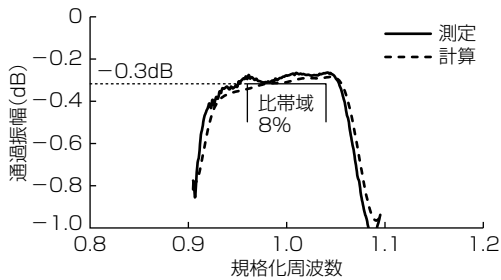


図12. 偏分波器のH面分岐端子-共通端子間の通過特性

表2. 特性の比較

	3Dプリンター(提案構成)	機械切削(従来構成)
損失	0.3dB以下	0.1dB以下(注1)
反射振幅	-22dB以下	-17dB以下(注1)
質量	26g	-

(注1) 計算値

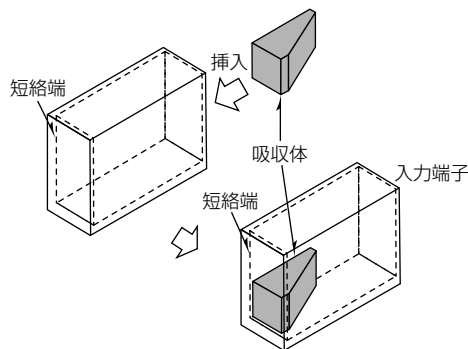


図13. 従来の无反射終端器の構成(透視図)

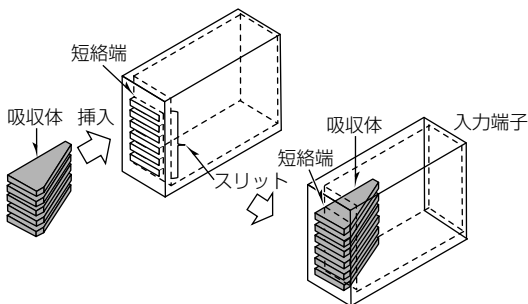


図14. 提案する无反射終端器の構成(透視図)

トである。アンテナ給電回路で不要な漏れ信号を吸収するために用いられる。図13に従来の无反射終端器の構成を示す。一端が短絡された矩形導波管内部に吸収体を挿入して形成される。このような構成では吸収体を挿入した後にほかのコンポーネントと接続する必要があり、複数のコンポーネントからなる回路の一体形成は困難である。

そこでほかのコンポーネントも含めた一体形成を可能にする新たな无反射終端器を考案した。図14に提案する无反射終端器の構成を示す。複数の細い穴(スリット)を設けた短絡端を持つ矩形導波管と吸収体からなるものである。ほかのコンポーネントと一体形成した後でも、スリットから吸収体を挿入できる利点がある。また、スリットは使用周波数で信号が伝搬しない形状とすることによって電氣的

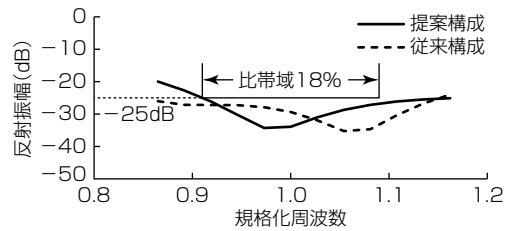


図15. 无反射終端器の反射特性

に短絡される。このためスリットを設けずに物理的に短絡された従来の構成と同等の特性の実現も可能になる。

## 4.2 電磁界計算結果

有限要素法による電磁界計算を行い従来構成と提案構成の比較を行った。図15に反射特性の計算結果を示す。吸収体としては磁気損失性材料を使用した。比帯域18%で反射振幅-25dB以下が得られ、提案構成は従来構成と同等の特性となることを確認した。今後、金属3Dプリンターを用いた試作評価を行う予定である。

## 5. む す び

3Dプリンターを利用した導波管コンポーネント(90度カプラ、偏分波器、无反射終端器)の開発について述べた。製造誤差の影響を低減する構造にすることによって、機械切削と同等の反射特性が得られるとともに、軽量化できることを確認した。なおコンポーネント単体では面粗さの増大による損失の増大は不可避である。このためアンテナ給電回路としての低損失化が課題となる。対策としては、3Dプリンターの利点を活用し、コンポーネント同士を機械切削ではできない最短経路で接続する、又は金属めっきや内面研磨が可能な構造にすることによって面粗さを低減するなどが考えられる。今後、ほかの導波管コンポーネントの開発や信頼性の検証なども行い、実運用化に向けた開発を進めていく。

## 参 考 文 献

- (1) 3Dプリンタ総覧2015出版, 日経BP社 (2015)
- (2) Abe, M., et al.: A 3-D Metal-Direct-Printed, Low-Cost, and Light Hexagonal Waveguide Ka-Band Branch Line Coupler, 2017 EuMW, 188~191 (2017)
- (3) Yukawa, H., et al.: A Metal 3D-Printed T-Junction OMT with an Offset Stepped Post, 2017 EuMW, 444~447 (2017)
- (4) Rosenberg, U., et al.: Compact T-Junction Orthomode Transducer Facilitates Easy Integration and Low Cost Production, Proceedings of the 41st European Microwave Conference, 663~666 (2011)

# 自己注入同期法によるマイクロ波電圧制御発振器の低位相雑音化技術

津留正臣\*

Phase Noise Reduction of Voltage Controlled Oscillator with Self-injection Locking

Masaomi Tsuru

## 要 旨

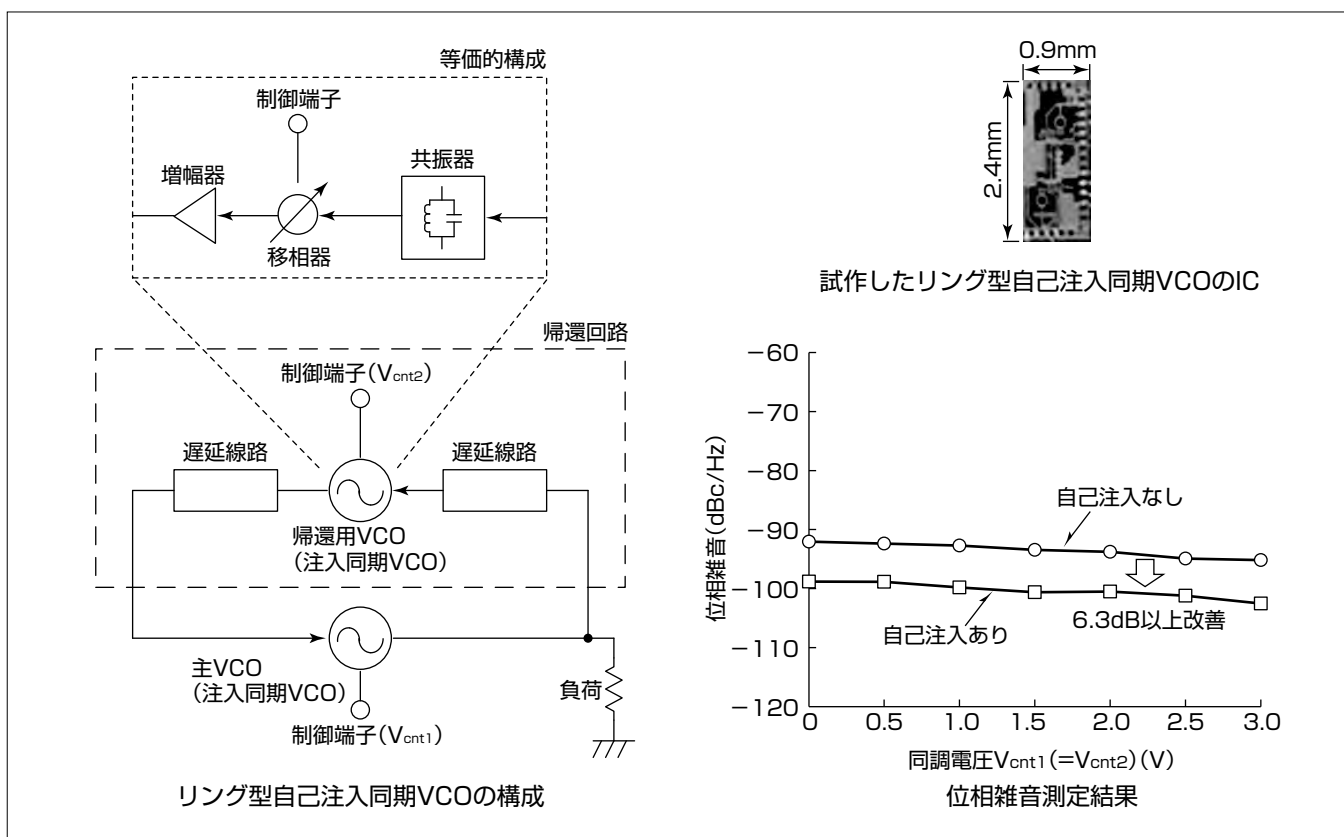
外部から印加する制御電圧によって発振周波数を制御するマイクロ波電圧制御発振器(Voltage Controlled Oscillator: VCO)は、通信装置及びレーダ装置などの局部発振源として用いられており、各装置の通信品質や探知性能の向上のため、低位相雑音化が求められている。

VCOでの低位相雑音化手法として、共振器の高Q化がある。ただし、発振周波数可変範囲が狭帯域となることや、共振器による損失が大きくなって発振条件を満足できなくなる問題がある。

ほかの低位相雑音化手法として自己注入同期法がある。これは発振器の外部に帰還回路を備え、自らの出力を移相させて発振器に注入することで位相雑音を低減する手法で

ある。ただし、これをVCOに適用すると移相量が固定の帰還回路では発振周波数可変範囲が狭帯域となる。また帰還回路での損失によって低位相雑音化の効果が小さくなる。

そこで、発振周波数可変範囲を維持したまま位相雑音を低減するために、帰還回路内に元々の発振器(主VCO)とは別の帰還用VCOを設けて帰還移相量を可変としたリング型自己注入同期VCOを提案する。0.18 $\mu$ m SiGe(シリコンゲルマニウム)-BiCMOS (SiGe Bipolar Complementary Metal Oxide Semiconductor)プロセスを用いてC帯で試作した結果、VCOの発振周波数全範囲にわたり位相雑音は約6 dB低減し、この構成の有効性を確認した。



## 自己注入同期法による低位相雑音VCO

リング型の自己注入同期VCOの構成を提案して低位相雑音化を図っている。帰還回路に注入同期VCOを用いることで、発振周波数に応じた帰還回路での移相量の制御を可能にし、発振周波数可変範囲を維持したまま位相雑音を約6 dB低減する結果を得た。低位相雑音化によって通信装置及びレーダ装置の性能向上への寄与が期待できる。

## 1. ま え が き

マイクロ波発振器は、通信装置及びレーダ装置などの局部発振源として用いられており、低位相雑音化が求められている。マイクロ波発振器の低位相雑音化によって、通信装置では信号伝送誤りが低減されて通信品質の向上が、レーダ装置ではクラッタの影響が低減されて探知性能の向上が、それぞれ期待される。

低位相雑音マイクロ波発振器として、イットリウム鉄ガーネット(YIG)共振器を用いた発振器<sup>(1)</sup>、誘電体共振器(Dielectric Resonator : DR)を用いた発振器(Dielectric Resonator Oscillator : DRO)<sup>(2)</sup>、平面形共振器を用いた発振器<sup>(3)</sup>などがある。小型化が可能で低消費電力であることなどから、平面形共振器を用いた電圧制御発振器(VCO)が広範なシステムに用いられている。VCOは発振周波数を電圧で制御可能である。ただし共振器のQ値はYIG共振器やDRほど高くはなく、低位相雑音化が課題である。

平面形共振器を用いたVCOでの低位相雑音化手法として共振器の高Q化がある。これまで高Q化された共振器として90°インバート装荷共振器<sup>(4)</sup>、 $\lambda/4 \pm \delta$ 共振器<sup>(5)</sup>、異周波共振器<sup>(6)</sup>、マルチ結合共振器<sup>(7)</sup>、コムラインを用いたバンドパスフィルタ<sup>(8)</sup>などが報告されている。これらの共振器を備えたVCOでは、共振器とトランジスタとを疎結合にすることで高い負荷Qを得て位相雑音低減を図っている。ただし、発振周波数可変範囲が狭帯域となることや、共振器による損失が大きくなって発振条件を満足できなくなる問題がある。

ほかの低位相雑音化手法として、自己注入同期法が提案されている<sup>(9)(10)(11)(12)(13)</sup>。これは、発振器の外部に帰還回路(同軸ケーブルや伝送線路など)を備え、自らの出力を移相させて発振器に注入することで位相雑音を低減する手法である。そのため発振器内部に備わる共振器の高Q化とは独立に設計可能であり、共振器高Q化手法で低位相雑音化を図った後に、自己注入同期法によって、さらに位相雑音の改善を図ることが可能である。ただし注入波は発振周波数で同相であることが求められる。したがって発振器がVCOである場合、移相量が固定の帰還回路では発振周波数可変範囲が狭帯域となる。また帰還回路での損失によって低位相雑音化の効果が小さくなる。

そこで、発振周波数可変範囲を維持したまま位相雑音を低減するために、帰還回路内に元々の発振器(主VCO)とは別の帰還用VCOを設けて帰還移相量を可変にしたリング型自己注入同期VCOを提案する。試作は0.18 $\mu\text{m}$  SiGe-BiCMOSプロセスを用いて行った。

本稿では、2章で提案するリング型自己注入同期VCOの回路構成、3章で注入同期VCO単体の移相特性のシ

ミュレーション結果、4章で提案するリング型自己注入同期VCOの測定結果について述べる。

## 2. リング型自己注入同期VCOの回路構成

図1に提案するリング型自己注入同期VCOの構成を示す。リング型自己注入同期VCOは主VCOと帰還用VCOでリング型を構成しており、共に同一構成の注入同期VCOである。帰還回路内の遅延線路は発振周波数可変範囲の中心周波数で同相帰還となるように設計する。

図1の等価的構成に示すように、注入同期VCOは移相器としての機能を持っており、発振周波数に応じて制御端子への印加電圧を変化させて帰還回路での移相量を制御できる。したがって発振周波数可変範囲を維持できる。また主VCOとは別に共振器を持つため回路全体のQ値が高くなり低位相雑音化が図れる。さらに低注入電力に対しても一定の電力を出力することから増幅器としても働き、帰還回路での損失を補償することが可能である。

## 3. 注入同期VCO単体のシミュレーション結果

図2に注入同期VCO(注入差動対と出力バッファ増幅器を含む)の回路構成を示す。注入同期VCOはバラクタダイオードとスパイラルインダクタとで形成される共振器を備えたクロスカップル型VCOである。0.18 $\mu\text{m}$  SiGe-BiCMOSプロセスを用いて設計した。電源電圧 $V_{cc}$ は1.8V、電源電流は約35.8mA、VCOコアだけで約12.4mAである。

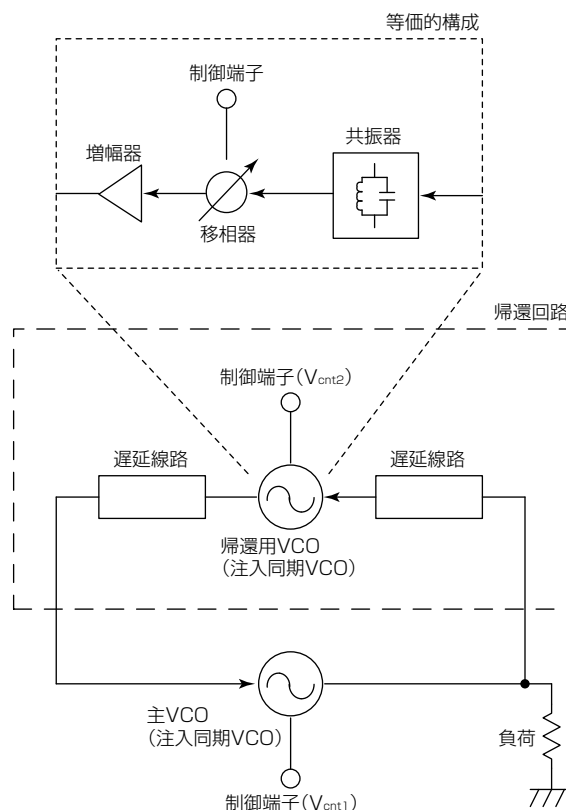


図1. リング型自己注入同期VCOの構成

図3に設計した注入同期VCO出力波のシミュレーション結果を示す。このときの注入波は、周波数9.5GHz、電力0dBmである。図3(b)は図3(a)に示す出力電圧波形をフーリエ変換して得たスペクトラムである。図3から、同調電圧 $V_{cnt}$ を変化させた場合でも周波数は変わらず出力電圧波形は移相していることが分かる。 $V_{cnt}$ を0.9Vから2.7Vへ変化させたことによる移相量は約118°であった。

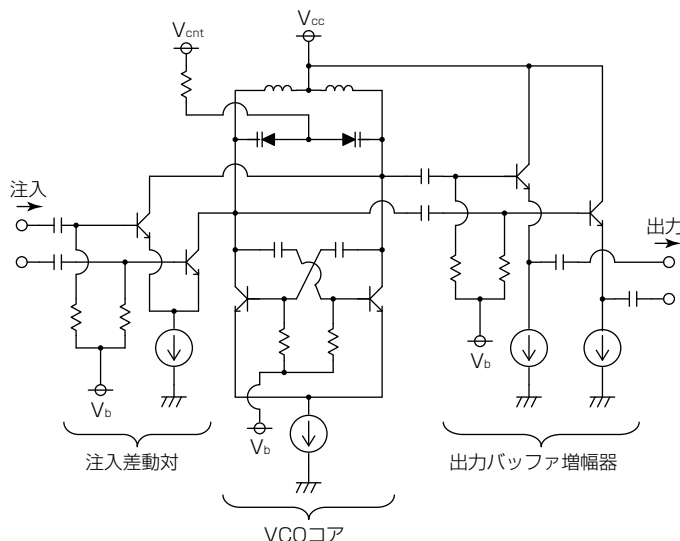


図2. 注入同期VCOの回路構成

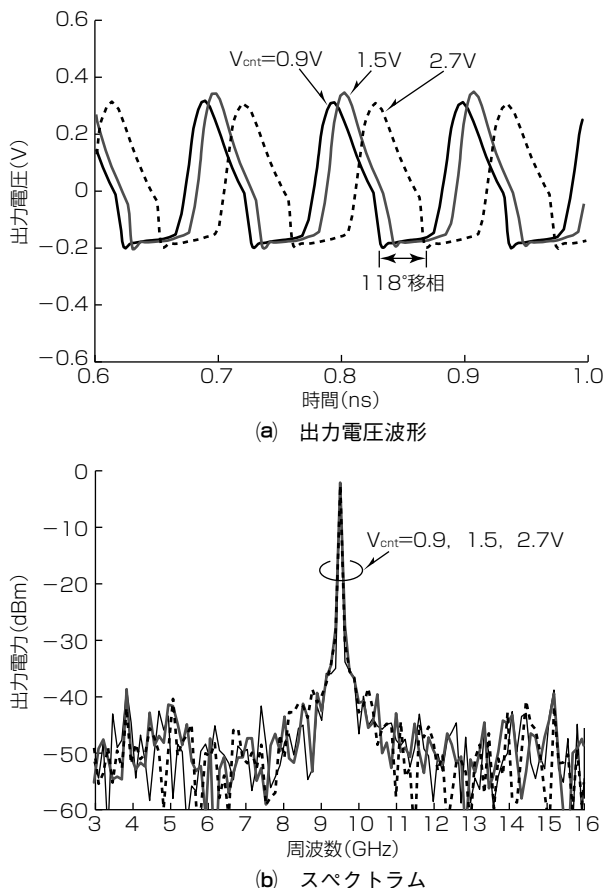


図3. 注入同期VCO出力波のシミュレーション結果

## 4. 測定結果

図4に試作したリング型自己注入同期VCOの写真を示す。チップ内占有面積は $0.9 \times 2.4$ (mm<sup>2</sup>)である。試作したリング型自己注入同期VCOのICをプリント基板に実装して測定を行った。帰還回路側の電源をON/OFFすることで自己注入同期の有無を切り替えることが可能である。

図5に帰還用VCOの同調電圧( $V_{cnt2}$ )を変化させた場合の位相雑音の測定結果を示す。主VCOの同調電圧 $V_{cnt1}$ を0Vで固定し、帰還用VCOの同調電圧 $V_{cnt2}$ を0~3Vと変化させた。このとき $V_{cnt2} = 0 \sim 1.5$ Vでは自己注入同期による低位相雑音化の効果(最大7.4dBの改善)が得られているが、 $V_{cnt2} = 1.8 \sim 3.0$ Vでは自己注入同期なしの場合よりも劣化又は同等であり同期が外れている。このことから帰還用VCOの同調電圧によって位相雑音低減効果のある位相に制御可能であることが分かる。

図6に両同調電圧を同時に変化させたときの発振周波数と位相雑音の測定結果を示す。自己注入同期なしの場合、同調電圧 $V_{cnt1} (= V_{cnt2}) = 0 \sim 3$ Vで、発振周波数可変範囲6.96~7.93GHz(比帯域13.0%)、位相雑音-92.0dBc/Hz以下@1MHz離調であった。一方、自己注入同期ありの場合、同調電圧 $V_{cnt1} = V_{cnt2} = 0 \sim 3$ Vで、発振周波数可変範囲7.21~8.28GHz(比帯域13.8%)、位相雑音-98.8dBc/Hz以下@1MHz離調が得られ、比帯域は自己注入同期な

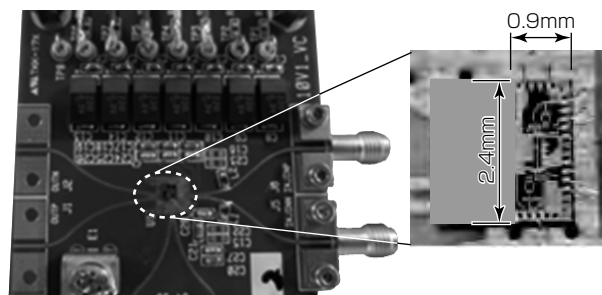


図4. 試作したリング型自己注入同期VCO

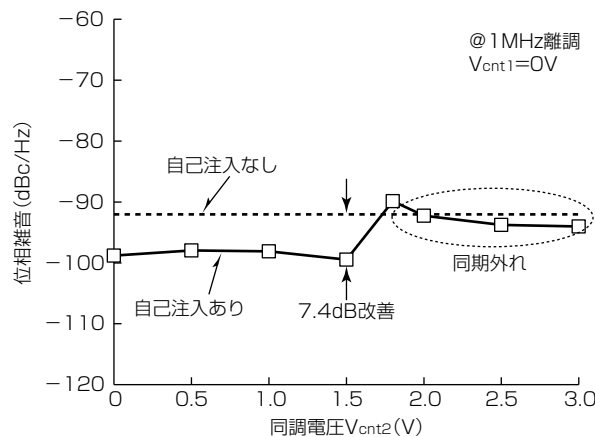


図5. 帰還用VCOの同調電圧( $V_{cnt2}$ )を変化させた場合の位相雑音測定結果



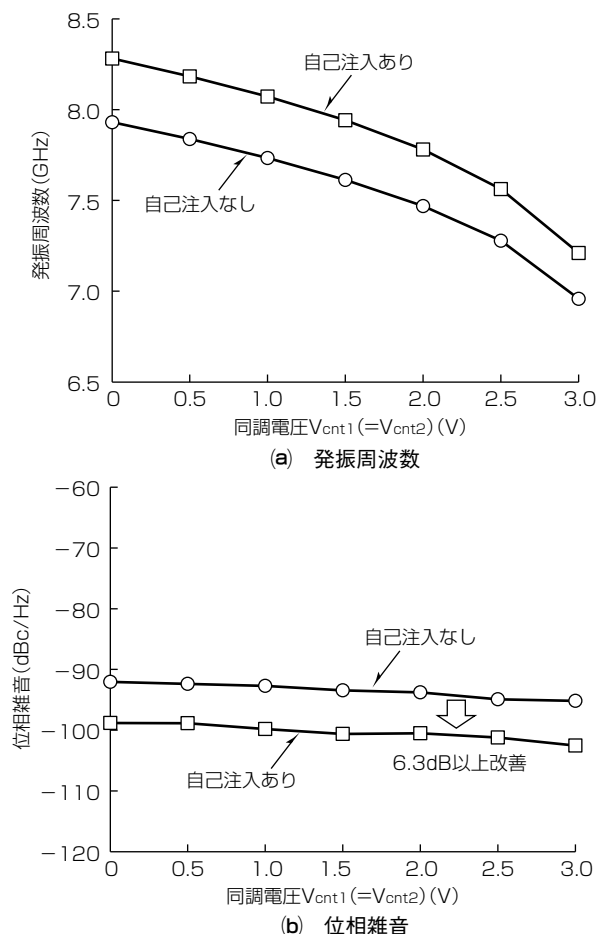


図6. 両同調電圧を同時に変化させたときの測定結果

しと同等で、位相雑音の最悪値は6.8dBの改善、各同調電圧での位相雑音の比較では6.3dB以上の改善を得た。

## 5. む す び

帰還回路に注入同期VCOを用いたリング型自己注入同期VCOを提案した。0.18 $\mu$ m SiGe BiCMOSプロセスを用いて試作し、注入同期VCOの移相器としての効果を確認した。試作したリング型自己注入同期VCOの発振周波数可変範囲は自己注入同期がない場合と同等の比帯域13.8%であり、位相雑音は約6 dB低減した。

## 参 考 文 献

- (1) Souares, R. : GaAs MESFET Circuit Design, Artech House, 382~399 (1988)
- (2) Abe, H., et al. : A Highly Stabilized Low-Noise GaAs FET Integrated Oscillator with a Dielectric Resonator in the C Band, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., **26**, No.3, 156~162 (1978)
- (3) Kuhnert, H., et al. : Low Phase-Noise GaInP/

GaAs-HBT MMIC Oscillators up to 36GHz, IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Dig., **3**, 1551~1554 (2001)

- (4) Ikematsu, H., et al. : A V-band MMIC VCO with a Sub-Resonator Coupled by a 90-Degree Inverter, Asia-Pacific Microwave Conf., 143~146 (1998)
- (5) Hosoya, K., et al. : A Low Phase-Noise 38-GHz HBT MMIC Oscillator Utilizing a Novel Transmission Line Resonator, IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Dig., **1**, 47~50 (2000)
- (6) Hamano, S., et al. : A Low Phase Noise 19 GHz-band VCO using Two Different Frequency Resonators, IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Dig., **3**, 2189~2192 (2003)
- (7) Rohde, U. L., et al. : Novel Multi-Coupled Line Resonators Replace Traditional Ceramic Resonators in Oscillators/VCOs, IEEE Int. Frequency Control Symposium and Expo., 432~442 (2006)
- (8) Tseng, C.-H., et al. : Design of Low Phase-Noise Microwave Oscillator and Wideband VCO Based on Microstrip Compline Bandpass Filters, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., **60**, No.10, 3151~3160 (2012)
- (9) Chang, H.-C. : Stability analysis of self-injection-locked oscillators, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., **51**, No.9, 1989~1993 (2003)
- (10) Chang, H.-C. : Phase noise in self-injection-locked oscillators-theory and experiment, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., **51**, No.9, 1994~1999 (2003)
- (11) Wang, T.-P., et al. : Phase-Noise Reduction of X-Band Push-Push Oscillator With Second-Harmonic Self-Injection Techniques, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., **55**, No.1, 66~77 (2007)
- (12) Tanaka, T., et al. : Investigation on oscillation mode-jump phenomenon in reflection type of self-injection locked NRD guide Gunn oscillator at 60GHz, 43th European Microwave Conf., 834~837 (2013)
- (13) Kawasaki, K., et al. : A Self-Injection Locked VCO with Adaptive Control of Injection Phase, 44th European Microwave Conf., EuMC53-02 (2014)

# 無線LAN帯域向け非接触型電磁波シールド構造

米田 諭\* 大橋英征\*\*\*  
佐々木雄一\*  
岡 尚人\*\*

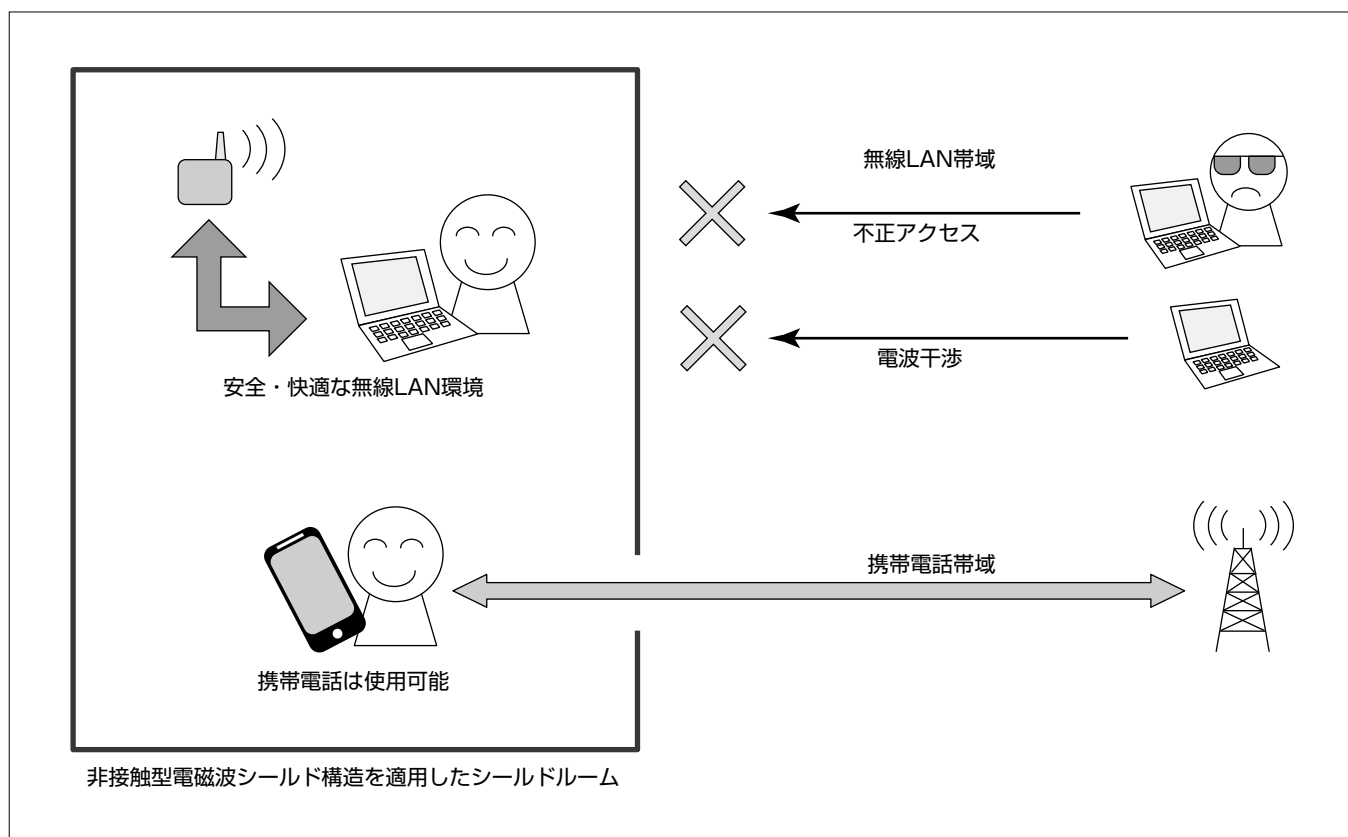
*A Gasket-Free Electromagnetic Shielding Structure for Wireless LAN Frequency Band*

*Satoshi Yoneda, Yuichi Sasaki, Naoto Oka, Hideyuki Ohashi*

## 要 旨

無線LAN(Local Area Network：構内通信網)の普及に伴い、外部環境からの電波干渉や不正アクセスに対するリスクが高まっている。これらのリスクを低減し、かつ、無線LAN帯域外での外部との無線通信を可能にするには、無線LAN帯域でだけシールド効果を持つシールドルームが有効となる。一般的なシールドルームでは、扉と扉枠の間に接触型の導電性ガスケットを用いているため、シールド効果は周波数に対して連続的となって特定帯域でのシールド効果の実現は困難である。さらに、閉扉時にガスケットに高い接触圧が必要となるため、通常の扉よりも開閉時の操作性が悪く、ガスケットの金属疲労による特性劣化も問題であった。そこで三菱電機では、これらの問

題に対し、無線LAN帯域向け非接触型電磁波シールド構造を開発した。この構造は、多段化したSIW(Substrate Integrated Waveguide：基板集積導波路)共振器を備えた誘電体基板をシールドルームの扉と扉枠の間に配置して構成する。間隙を通過する電磁波はSIW共振器の共振周波数でだけ伝搬を抑制されるので、無線LAN帯域にだけシールド効果を持つシールドルームを実現できる。さらに、非接触型なので、通常の扉と同等の操作性を実現できるうえ、金属疲労による特性劣化も発生しない。6段構成のSIW共振器について検討した結果、2.4GHzでのシールド効果を約30dB改善する測定結果が得られた。



## 非接触型電磁波シールド構造の適用によって実現される無線LAN環境

無線LAN帯域での外部環境からの電磁波をシールドすることで、不正アクセスによる情報漏洩(ろうえい)や電波干渉による通信速度低下のリスクが低減された安全・快適な無線LAN環境を構築できる。また、この構造では、シールド帯域外の電磁波はシールドされないため、無線LAN帯域以外の帯域を使用する携帯電話等の通信機器は通常どおりの使用が可能になる。

# 1. ま え が き

無線LANの普及に伴い、外部環境からの電波干渉による通信速度低下や不正アクセスによる情報漏洩のリスクが高まっている。これに対し、外部環境から電磁波的に隔離されたシールドルーム等の環境ではこれらのリスクの低減が期待できる。しかし、一般的なシールドルームのシールド効果は周波数に対して連続的なので、無線LAN帯域以外の帯域を使用する通信機器は使用できなくなる問題がある。また、一般的なシールドルームは扉と扉枠の間隙に接触型の導電性ガスケットを用いており、閉扉時に高い接触圧が必要となることから、一般的には通常の扉よりも操作性が悪くなる問題がある。

これらの問題を解決する手段の一つとして、当社では、無線LAN帯域向け非接触型電磁波シールド構造を開発した。この構造は、シールドルームの扉と扉枠の間隙に配置する非接触型の電磁波シールド構造で、所望の帯域にだけシールド効果を持ち、また、非接触型なので通常の扉と同等の操作性を実現可能とする特長を持つ。

本稿では、非接触型電磁波シールド構造と動作原理、及び試作評価結果について述べる。

# 2. 従来との比較

図1に、従来のシールドルームでの扉と扉枠の間隙部断面図、接触型の導電性ガスケット、及びシールド効果の周波数特性を模式的に表したグラフを示す。この構造は、接触型ガスケットの導通によってシールド効果を実現するので、閉扉時に高い接触圧が必要となる。そのため、扉の開閉機構は通常の扉よりも複雑になり、その操作性も通常の扉よりも一般的には悪くなる。また、そのシールド効果は周波数に対して連続的となるため、無線LAN帯域だけのシールド効果を目的とする場合は過剰であり、その他の帯域を使用する携帯電話等の通信機器は使用できなくなる問題がある。

次に、今回開発した構造を適用したシールドルームの扉と扉枠の間隙の断面と、多段SIW共振器装荷誘電体基板、及びシールド効果の周波数特性を模式的に表したグラフを図2に示す。SIW共振器は、貫通ビアと導体パターンによって誘電体基板内に構成されるキャビティ共振器の一種である<sup>(1)</sup>。この構造は、非接触型で閉扉時に接触圧が不要なので、通常の扉と同等の操作性を実現できる。また、SIW共振器の共振周波数で必要十分なシールド効果を持ち、その他の周波数の電磁波は通過するので、無線LAN帯域外を使用する携帯電話等による通信が可能となる。

# 3. 構成と動作原理

## 3.1 多段SIW共振器のシールド効果

まず、4段に多段化したSIW共振器の構成例を図3に

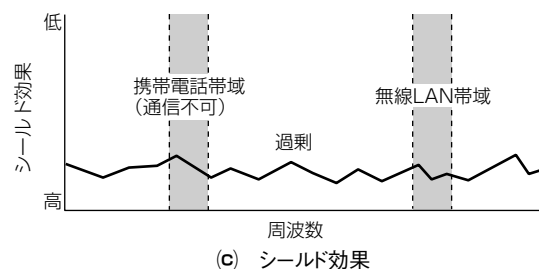
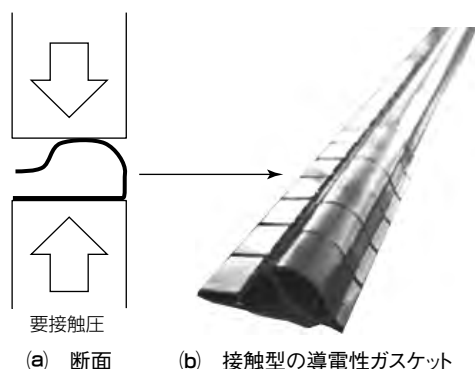


図1. 従来のシールドルームの扉と扉枠の間隙

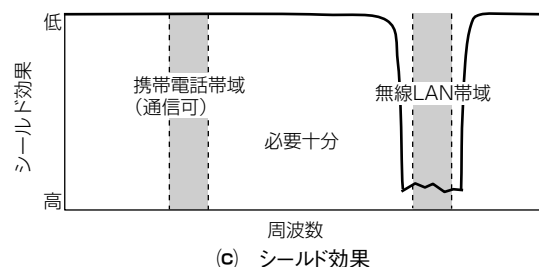
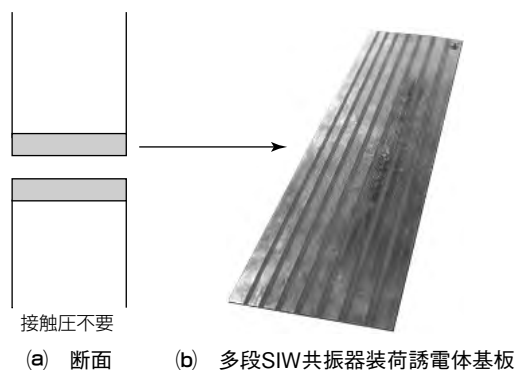


図2. 開発した構造を適用したシールドルームの扉と扉枠の間隙

示す。誘電体基板で、貫通ビア列と結合スリットとを電磁波伝搬方向に沿って交互に配置することで、4段のSIW共振器を構成している。次に、SIW共振器単体の断面を図4に示す。共振周波数での波長を $\lambda$ として、結合スリットと貫通ビアの間隔は $\lambda/4$ である。このSIW共振器の主共振モードの電界強度は、図5に示すように、結合スリット周辺で最大、貫通ビア周辺で最小となる。図3で示した方向に電磁波が伝搬すると、SIW共振器の共振周波数で、SIW共振器はこのモードで共振する。その結果、結合スリットの先への伝搬が抑制され、共振周波数でのシールド効果が得られる。

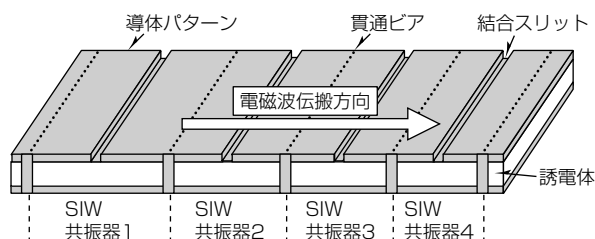


図3. 4段構成のSIW共振器

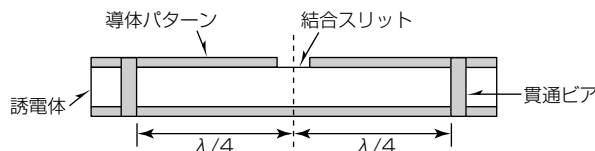


図4. SIW共振器の断面

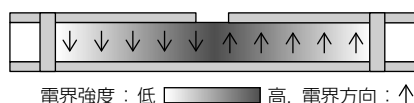


図5. SIW共振器の主共振モード

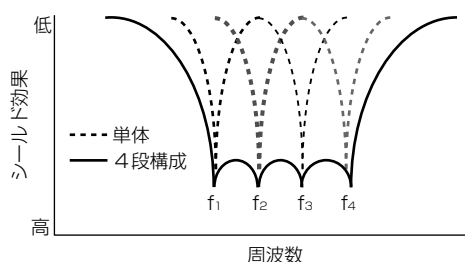


図6. 多段SIW共振器のシールド効果

ルド効果を得ることができる。SIW共振器単体の場合は狭帯域であるが、共振周波数が異なるSIW共振器を多段化することで、4段構成例の場合は図6に示すように、各SIW共振器の特性を足し合わせた広帯域なシールド効果が期待できる<sup>(2)</sup>。

### 3.2 無線LAN帯域向け小型化検討

一般的なガラスエポキシ樹脂基板を用いる場合、比誘電率は約4となるので、無線LAN帯域である2.4GHzでの $\lambda/2$ は約30mmになる。実用的な帯域幅のシールド効果を得るためには数段の多段化が必要である。多段化した構成を実用的な寸法で実現するには、電磁波伝搬方向でのSIW共振器の小型化が課題となる。

そこで、SIW共振器の多層化による小型化を検討した。導体層5層の多層基板で構成する小型SIW共振器の断面を図7に示す。破線で示すように、結合スリットから貫通ビアにいたる基板内部の伝搬経路を折り畳む構成とすることで、電磁波伝搬方向の小型化を実現している。基板内部での電磁波の伝搬経路の全長は $\lambda/4$ で、この構成例の場合、基板内部の伝搬経路を4回折り畳むことで、小型

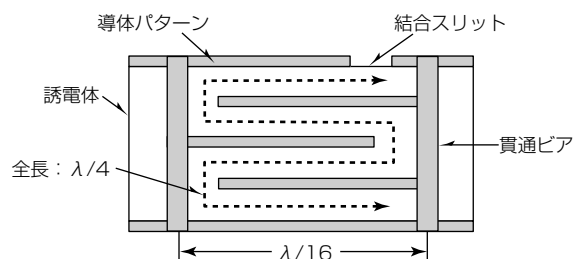


図7. 小型SIW共振器の断面

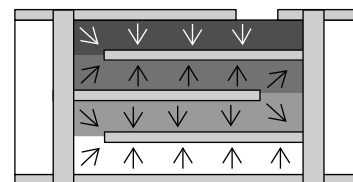


図8. 小型SIW共振器の主共振モード

SIW共振器の電磁波伝搬方向の寸法を $\lambda/16$ 、つまり図4に示したSIW共振器の1/8に小型化している。この小型SIW共振器の主共振モードを図8に示す。図5に示したSIW共振器の主共振モードと同様に、電界強度は結合スリット周辺で最大、貫通ビア周辺で最小となる。

### 4. 試作評価結果

導体層5層のガラスエポキシ樹脂多層基板( $\epsilon_r$ : 4.3, 基板厚: 2.5mm)を用いて、無線LAN帯域である2.4GHz帯(2.4~2.5GHz)向けに設計した多段SIW共振器の試作基板を図9に示す。今回の試作では、小型SIW共振器を6段構成とし、各小型SIW共振器の共振周波数を2.40, 2.42, 2.44, 2.46, 2.48, 2.50GHzとした。電磁界計算による設計の結果、6段構成の電磁波伝搬方向の寸法は27.1mmとなった。次に、シールド効果の測定系を図10に示す。電波暗室の壁面に間隙(開口面積:  $3 \times 200\text{mm}^2$ )を設け、電波暗室外の送信アンテナと暗室内の受信アンテナとを間隙を挟んで対向するように配置した。送信アンテナはネットワーク・アナライザのポート1に接続し、受信アンテナはポート2に接続した。各アンテナ側から見た間隙部を図11に示す。試作基板は、導電性の両面テープでL字型の銅板治具に貼り付け、その銅板治具二つを電波暗室の壁面に固定した。今回の検討では、自由空間で対向して配置したアンテナ間の通過特性を基準値として各構成のシールド効果を規定した。間隙に試作基板を配置した構成と、試作基板を配置しない間隙だけの構成のシールド効果の測定結果を図12に示す。測定の結果、シールド帯域で間隙単体で約30dBのシールド効果があり、試作基板を配置することで、それを約60dBに改善できることが分かった<sup>(3)</sup>。また、シールド帯域外で、試作基板の配置によるシールド効果の変動が比較的小さいことが確認できた。

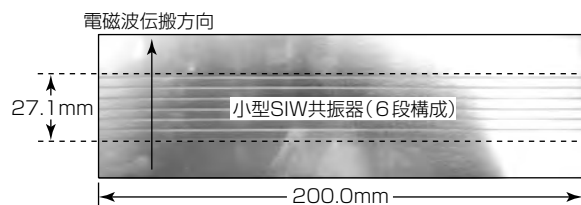
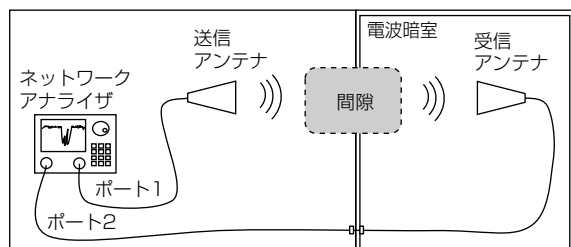


図9. 無線LAN帯域向け多段SIW共振器の試作基板



(a) 測定系全体

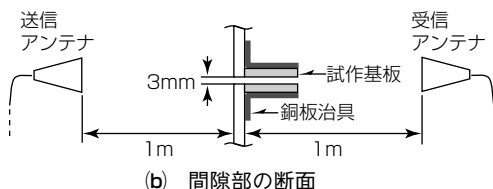
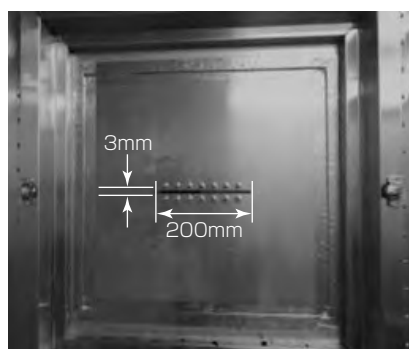
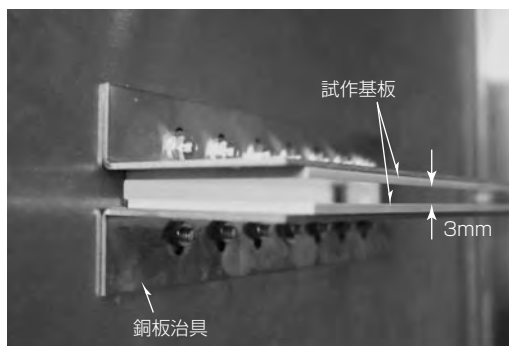


図10. シールド効果の測定系



(a) 送信アンテナ側



(b) 受信アンテナ側

図11. 間隙部

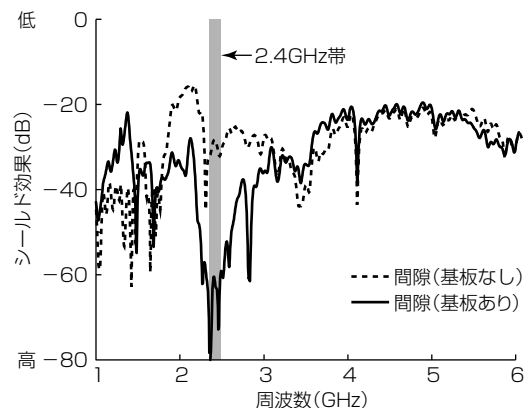


図12. シールド効果の測定結果

## 5. む す び

無線LAN帯域向け非接触型電磁波シールド構造の構成と動作原理、及び試作評価結果について述べた。この構造は、多段化したSIW共振器をシールドルームの扉と扉枠の間隙に配置して構成し、SIW共振器の共振周波数で特定帯域のシールド効果を得ることができる。また、非接触型の構造なので、通常の扉と同等の操作性を実現でき、金属疲労による特性劣化も発生しない特長を持つ。

無線LAN帯域向けに、2.4～2.5GHzをシールド帯域として6段構成のSIW共振器を設計した結果、電磁波伝搬方向の寸法は27.1mmとなった。試作基板を配置した間隙のシールド効果を測定した結果、試作基板の配置によって、2.4GHz帯での間隙のシールド効果を約30dBから約60dBに改善でき、この構造の有効性が確認できた。今後、更なる小型化、及び2.4GHz帯以外の無線LAN帯域である5GHz帯への対応について検討する。

## 参 考 文 献

- (1) Deslandes, D., et al.: Design considerations and performance, analysis of substrate integrated waveguide components, 32th European Microwave Conf., 881～884 (2002)
- (2) 米田 諭, ほか: GHz超帯向け多段SIW共振器装荷非接触型電磁波シールド構造, 電子情報通信学会和文論文誌B, **J99-B**, No.3, 115～123 (2016)
- (3) Yoneda, S., et al.: A gasket-free electromagnetic shielding structure for 2.4GHz band using folded quarter-wavelength SIW resonators, Proc. 2016 IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility, 271～276 (2016)