

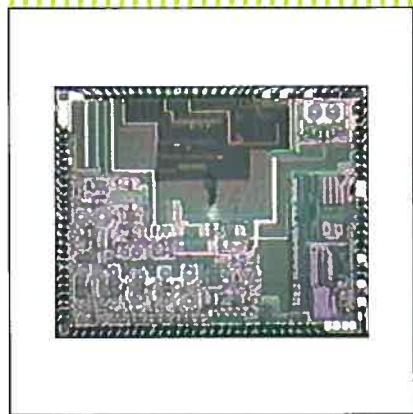
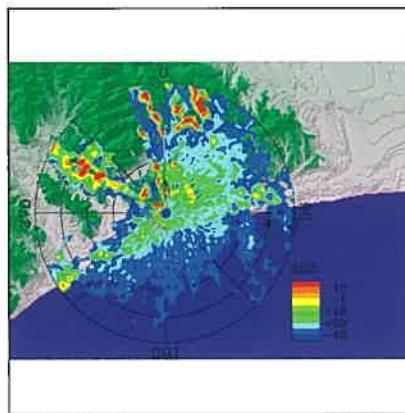
IMITSUBISHI

三菱電機技報

Vol.84 No.11

2010 11

特集「新しい光・電波技術」



目 次

特集「新しい光・電波技術」

新しい光・電波技術特集号に寄せて	1
千葉 勇	
光・電波技術の現状と展望	2
小西善彦・宮田裕行・平野嘉仁	
GaNマイクロ波帯増幅器技術	7
中山正敏・中山宏治・内田浩光・塚原良洋・平野嘉仁	
高分解能合成開口レーダの信号処理技術	11
若山俊夫・大石 昇・長谷川秀樹	
ミリ波ブロードバンド通信システム用アンテナ技術	15
米田尚史・松井敏明・山内尚久・森 一富・小西善彦	
航空機搭載ミリ波帯高速移動体通信システム	19
榎枝謙重・辻 宏之・松川康一・宮崎守泰・荒巻洋二	
地上デジタルテレビ放送波を用いた	
パッシブレーダの実証検討	23
諏訪 啓・中村聖平・森田晋一	
HF帯 UHF帯共用RFIDタグアンテナ	27
西岡泰弘・人見健三郎・桶川弘勝・水野友宏・飯田佳和	
超広角反射光学系の設計技術	31
中野貴敬・松本佳宏・玉川恭久	
ライダ技術	35
浅香公雄・今城勝治・龟山俊平・平野嘉仁・酒巻 洋	
小型反射鏡アンテナ技術	39
内藤 出・山本伸一・縫村修次	
光・マイクロ波融合技術	43
秋山智浩・板倉成孝・水間将史・石村栄太郎	
Si高周波集積回路技術	47
下沢充弘・平野嘉仁	
高周波信号製品の耐ノイズ評価・設計技術	51
内田 雄・宮崎千春・三須幸一郎	

特許と新案

「レーダ画像処理装置」「反射鏡アンテナ装置」	55
「光制御型マイクロ波位相形成装置」	56

Electro-optics and Microwave Electronics Technology

Foreword to Special Issue on Electro-optics and Microwave Electronics Technology
Isamu Chiba

Improvement of Electro-optics and Microwave Electronics Technology

Yoshihiko Konishi, Hiroyuki Miyata, Yoshihito Hirano

GaN Microwave High Power Amplifiers

Masatoshi Nakayama, Koji Yamanaka, Hiromitsu Uchida, Yoshihiro Tsukahara, Yoshihito Hirano

Signal Processing for High-resolution Synthetic Aperture Radar

Toshio Wakayama, Noboru Oishi, Hideki Hasegawa

Antenna Technologies for Millimeter-wave Broadband Communication System

Naofumi Yoneda, Toshiaki Matsui, Takahisa Yamauchi, Kazutomi Mori, Yoshihiko Konishi

Broadband Radio Communication System for Aircraft Using Millimeter-wave Band

Morishige Hieda, Hiroyuki Tsuji, Kouichi Matsukawa, Moriyasu Miyazaki, Yoji Aramaki

An Experimental Study on Digital TV Based Passive Bistatic Radar

Kei Suwa, Shohei Nakamura, Shinichi Morita

Novel Antenna Configuration for HF- and UHF-band Hybrid Card-type RFID Tag

Yasuhiro Nishioka, Kenzaburo Hitomi, Hirokatsu Okegawa, Tomohiro Mizuno, Yoshihiko Iida

Design Technology of Ultra Wide-angle Reflective Optical System

Takayuki Nakano, Yoshihiro Matsumoto, Yasuhisa Tamagawa

Lidar Technology

Kimio Asaka, Masaharu Imaki, Shumpei Kameyama, Yoshihito Hirano, Hiroshi Sakamaki

Small Reflector Antenna Technology

Izuru Naito, Shinichi Yamamoto, Shuji Niimura

Microwave Photonics Technology

Tomohiro Akiyama, Shigetaka Itakura, Masashi Mizuma, Eitarou Ishimura

Si Radio Frequency Integrated Circuit Technology

Mitsuhiko Shimozawa, Yoshihito Hirano

Immunity Evaluation and Design Technology for High Frequency Signal Products

Takeshi Uchida, Chiharu Miyazaki, Koichiro Misu



表紙：光・電波技術

三菱電機は、携帯電話や無線LAN(Local Area Network), FTTH(Fiber To The Home)などの電波、光を用いて通信やセンシングを行う光・電波機器の高度化をうけ、光・電波機器を実現するために必要な技術である光・電波技術の研究開発を推進してきた。

表紙は、光・電波技術を構成する5つの技術である“アンテナ技術”“光学センサ技術”“信号処理技術”“マイクロ波回路技術”“EMC(Electromagnetic Compatibility)技術”をそれぞれ代表するものとして、①フェーズドアレーランテナ、②ライダ、③霧観測レーダ信号処理画像、④マイクロ波集積回路、⑤EMC評価用10m法電波暗室を示している。

巻/頭/言

新しい光・電波技術特集号に寄せて

Foreword to Special Issue on Electro-optics
and Microwave Electronics Technology

千葉 勇
Isamu Chiba



光・電波技術は、この特集号の論文に書かれているように、(1)アンテナ技術、(2)マイクロ波回路技術、(3)光学センサ技術、(4)レーダなどに代表される信号処理技術、そして、(5)EMC(Electromagnetic Compatibility)技術に大別される。

私は1980年の入社以来、光・電波技術の開発に従事してきた。そのころ、既に三菱電機はこの分野で強みを發揮していて、富士山頂レーダ、野辺山の電波天文台、また、我が国初のフェーズドアレーランテナを使用したレーダの研究開発や実用化が行われていた時期であった。強い分野というのは既に成熟しているものと考えられて、今後、高度な研究を行う必要があるのかという疑問を投げかけられることもあった。こうした疑問を払拭(ふっしょく)するように、その後、世界で初めて半導体增幅器を用いたフェーズドアレーランテナ、GaAs、GaNやシリコン系デバイスを使った高効率マイクロ波回路、レーザを用いた光波レーダ(ライダ)、高分解能を追求した合成開口レーダ信号処理、さらに、電磁波干渉を上流設計で解決するEMC技術など、世界に誇れる水準の技術や製品を生み出すことができた。

これは、もちろん先人が作り上げた技術基盤を基に各々の要素技術を向上できた良い例であるが、もう一点別な角度からみれば、各要素技術が根底で融合することができたことの成果と考える。例えば、広い角度範囲のビーム走査が可能なフェーズドアレーランテナの開発によって、新しい合成開口レーダ信号処理アルゴリズムが生まれ、RF-IC回路の小型化と高周波化によって、ベースバンドでアンテナの指向性合成を行うことで干渉波の除去が可能になった、などの多くの例が挙げられる。すなわち、光・電波技術は成熟し、イノベーションが生まれにくいという意見が間違っていたのは、個々の技術だけを近視眼的に見たこ

とに原因があったからである。この特集号でもそのような事例がいくつか紹介されるはずである。

では、今後はどうかという問い合わせが投げかけられるだろう。先に述べたように、当社の光・電波技術は個々の技術の昇華と融合によって新しい概念を生み出しつつ進歩してきた。この姿勢を貫く限り進化は続けられると確信する。光の領域での変調や制御による新概念のマイクロ波モジュールやそれを用いたアンテナ制御、またSiプロセス技術の微細化の進展によるアナログ回路とデジタル回路の融合など、まだまだ多くの可能性がこの分野には存在している。

また、別な方向に目を向けると、電波機器の小型化やクロック周波数の高速化によって、電子機器では電波の干渉という問題から逃れることができない点がある。他の電子機器に干渉をおこさない、そして、他からの干渉を受けない技術がEMC技術である。従前は何か問題があれば対処療法で処置をしていたが、それではコストも時間も無駄に費やすことになる。設計段階から物理的に要因を洗い出して処置を行うEMC設計技術が今後ますます重要性を帯びてくる。この技術の優劣で電波機器の利益が左右されると言っても決して過言ではない。例えば、電波機器を現地設置しようとしたときにEMC試験が通らず、多くの調整が必要となることを考えれば、この技術の重要性は容易に理解できよう。

以上のように光・電波技術の可能性と必要性はますます大きくなってくる。昨今、若者の理工離れが進み、特にアナログ技術が絡んだ分野の層が薄くなっている現実があるが、優れた製品を生み出し続けて、その技術の伝承をしつかり行なうことが、経営的にも学術的にもこの分野に従事している我々の使命であることを深く思う次第である。

巻頭論文



小西善彦*



宮田裕行**



平野嘉仁***

光・電波技術の現状と展望

Improvement of Electro-optics and Microwave Electronics Technology

Yoshihiko Konishi, Hiroyuki Miyata, Yoshihito Hirano

要 旨

電波、光を用いて通信やセンシングを行う光・電波機器は、携帯電話や無線LAN(Local Area Network), ETC(Electronic Toll Collection), FTTH(Fiber To The Home)などの普及に見られるように、日常生活に欠かせないものとなっており、日々、高度化が図られている。光・電波技術は、この光・電波機器を実現するための技術として、電波の送受信を行うアンテナ技術、電波の増幅や制御を行うマイクロ波回路技術、光の送受信と制御を行う光学センサ技術、送受信した光／電波信号の処理を行う信号処理技術、そして、光・電波機器をはじめとする電子機器すべての電磁干渉問題を扱うEMC(Electromagnetic Compatibility)技術から構成される。

この特集号では、三菱電機における光・電波技術の研究開発に関して、その現状と今後の展望について述べる。

(1) アンテナ技術

当社が開発を行っている小形アンテナ、アレーアンテナ、

反射鏡アンテナの現在の状況と今後の方向性を示す。

(2) マイクロ波回路技術

マイクロ波半導体技術の現状と、Si RFIC(Radio Frequency Integrated Circuit)及び、GaNデバイスによる小型化・高機能化・高効率化などの技術展望について示す。

(3) 光学センサ技術

レーザ技術や光制御技術の著しい進歩によって技術革新がなされているライダ(Light Detection And Ranging : LIDAR)技術の現状と展望を示す。

(4) 信号処理技術

レーダなどに代表される信号処理技術として、目標検出、及び位置情報などの取得について示す。

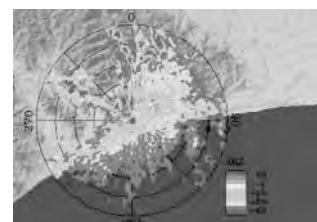
(5) EMC技術

製品のEMC性能向上と開発期間の短縮に貢献するEMC設計技術と、国際規格に基づくEMC評価技術について示す。



アンテナ技術

光・電波技術



信号処理技術



マイクロ波回路技術



光学センサ技術



EMC技術

当社における光・電波技術の取組み

電波、光を用いて通信やセンシングを行う光・電波機器は、携帯電話や無線LAN、ETC、FTTHなどの普及に見られるように、日常生活に欠かせないものとなっている。光・電波技術は、この光・電波機器を実現するための技術として、アンテナ技術、マイクロ波回路技術、光学センサ技術、信号処理技術、そして、EMC技術から構成される。光・電波機器に対する要求は、今後、ますます高度化と多様化がなされるため、光・電波技術の研究開発を継続的に推進していく必要がある。

1. まえがき

電波、光を用いて通信やセンシングを行う光・電波機器は、携帯電話や無線LAN、ETC、FTTHなどの普及に見られるように、日常生活に欠かせないものとなっており、日々、高度化が図られている。光・電波技術は、この光・電波機器を実現するための技術として、電波の送受信を行うアンテナ技術、電波の増幅や制御を行うマイクロ波回路技術、光の送受信と制御を行う光学センサ技術、送受信した光／電波信号の処理を行う信号処理技術、そして、光・電波機器をはじめとする電子機器すべての電磁干渉問題を扱うEMC技術から構成される。本稿では、当社における光・電波技術開発の現状と展望について示す。

2. アンテナ技術

当社は、公衆通信、衛星通信、レーダなどの各種用途に対応したアンテナ開発を行ってきた。図1は、使用する周波数(波長)と、波長で正規化したアンテナ開口寸法(電波を放射する部分の寸法)を直交軸とした場合の、各アンテナ形式の対応状況を示したものである。当社が開発を行ってきた“小形アンテナ”“アレーアンテナ”“ホーンアンテナ(導波管開口アンテナ)”“反射鏡アンテナ”における使用周波数と開口寸法の関係が概観できる。

小形アンテナは、ダイポールアンテナなどの小形のアンテナを単体で使用する場合を総称したものであり、開口寸法としては約2波長以下となる⁽¹⁾。また、一般に共振を用いて高感度化を行うため、広い周波数帯域での動作が難しい。

アレーアンテナは、多数の小形アンテナを素子アンテナとして配列して、一つの大きなアンテナを構成するものである。反射鏡アンテナと比べ、平面状で奥行き寸法を薄くでき、素子アンテナに給電するRF(Radio Frequency)信号の振幅と位相を変化させることで、ビームの放射方向やビーム形状を自由に制御できる⁽²⁾⁽³⁾。アレーアンテナは、小形アンテナを使用し、かつ、素子アンテナに信号を給電する電力分配回路を必要とするため、20GHz程度以下の單一周波数での使用が一般的である。また、アンテナ開口寸法が大きくなると、素子アンテナ数が増大し、かつ、電力

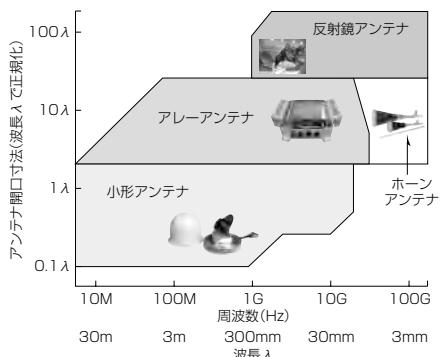


図1. 各アンテナ形式の使用周波数と開口寸法

分配回路も複雑化して損失も増大するため、開口寸法も20波長程度が上限になっている。

ホーンアンテナは低損失であり、開口寸法が2～20波長程度のアンテナとして古くから用いられてきた⁽⁴⁾。後に述べる反射鏡アンテナの一次放射器としては現在も多用されるが、アレーアンテナが発達したため、20GHz程度以下の周波数で単独使用される例は、近年は、ほとんど見られない。

反射鏡アンテナの基本形は、電波を反射する反射鏡と反射鏡に電波を照射する一次放射器から構成されるため構造が単純であり、かつ、低損失、広帯域であるため、衛星搭載アンテナや衛星通信地球局、電波望遠鏡などに用いられてきた⁽⁵⁾。衛星放送受信用アンテナなどの受信専用アンテナでは、反射鏡直径が10波長程度から使用されている。しかし、送信を必要とするアンテナ、特に衛星通信用アンテナなどでは、ほかのシステムへの電波干渉を防止するために不要放射レベルが厳しく規制されるため⁽⁶⁾、30～50波長程度の反射鏡直径が必要となり、小形化が難しい。

先に述べた各アンテナ形式の状況を踏まえて、各アンテナ形式の今後の展望を次に示す。図2は、各アンテナ形式の指向性(要求)を示したものである。

小形アンテナの指向性の一つは、周波数の広帯域化であり、RFID(Radio Frequency Identification)タグ(本号27ページ)などで、複数の周波数を共用するアンテナが求められている。また、小形アンテナへの要求の二つ目は、更なる小形化と高放射効率化である。これに対しては、アンテナ設置環境の影響も含めたアンテナ設計が不可欠となる。

アレーアンテナの指向性は、高周波数化、広帯域化及び大形化／低損失化である。高周波数化については、ブロードバンド通信や車載レーダなどの用途に対して、30GHz以上のミリ波帯域での使用が強く求められており、この特集号にも一部を示すとおり、各種の開発を行っている。広帯域化については、電波監視などの用途で、3倍以上の周波数帯域をカバーするアンテナが求められている⁽⁷⁾。大形化／低損失化は衛星搭載アンテナなどで強く求められているが⁽⁵⁾、給電回路の低損失化、半導体デバイス類の低コスト／低消費電力化が鍵(かぎ)である。

反射鏡アンテナは、良好な放射性能を維持しながらどこ

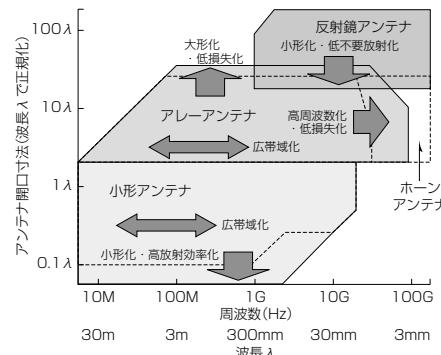


図2. 各アンテナ形式の指向性

まで小形化できるかが課題である。これに対しては、従来の幾何光学に基づく鏡面設計手法に代わる波動的手法による設計や、散乱波／回折波などの抑圧設計が重要である（本号39ページ）。

3. 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などのキーポーネントとして用いられ、機能、大きさ、コスト、信頼性などの装置性能を左右する重要な部品である。このため、回路理論、電磁界理論を基礎とした高周波回路開発や、要素となるアクティブ部品の開発が古くから行われている。特に、アクティブ部品である半導体デバイスの昨今の性能向上は著しく、最近のマイクロ波回路研究の中心となっている。

図3に、各種マイクロ波半導体の適用周波数範囲とその出力電力を示す。現状、マイクロ波回路における半導体材料の主流はGaAsであり、MOSFET（Metal-Oxide-Semiconductor Field Emission Transistor）、HEMT（High Electron Mobility Transistor）、HBT（Heterojunction Bipolar Transistor）などの高速トランジスタが開発されている⁽⁸⁾。一般に、発振器、増幅器、フィルタ、スイッチなどのマイクロ波機能回路は、能動素子、受動素子のチップを、アルミナなどの誘電体基板上に構成したマイクロ波伝送路に装着して実現される。特に、携帯電話用増幅器などのように小形化が要求されるものや、ミリ波機器に用いる機能回路のように高周波化が必要なものについては、GaAs基板上に能動素子、受動素子を半導体プロセスによって集積回路化したMMIC（Monolithic Microwave Integrated Circuit）が広く用いられている（本号15ページ及び19ページ）。

一方、最近の半導体デバイスの急激な進歩に伴い、マイクロ波回路に対して二つの大きな技術革新が起こっている。これら詳細についてはこの特集号の他論文に譲るが、一つはSi RFIC（Radio Frequency Integrated Circuit）による小形化・高集積化・高機能化である。Siプロセス技術の微細化によってCMOS（Complementary MOS）FETやSiGe HBTなどトランジスタの動作周波数がマイクロ波領域にまで向上しており、マイクロ波回路のSi IC化が可能になってきた。これによって、これまで複数の化合物MMICで

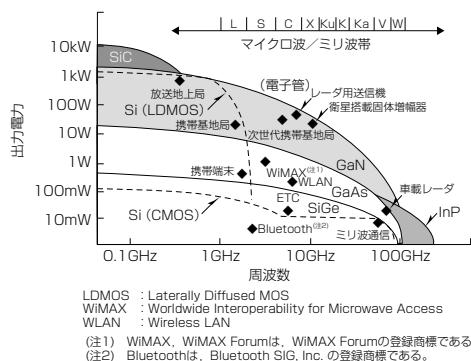


図3. 各種マイクロ波半導体の適用周波数範囲と出力電力

実現してきた機能を单一ICに集約できるとともに、デジタル回路を同時に集積した能動素子のアクティブ制御による高機能化も実現できる。当初、携帯電話など比較的低い周波数帯から導入されたこの技術も、プロセス技術の微細化に伴い最近ではミリ波帯の広帯域通信機器や自動車レーダなどへの適用も検討し始めている⁽⁹⁾。

二つ目は、GaAs ($E_g = 1.43\text{eV}$) に比べバンドギャップが3.4eVと大きい化合物半導体であるGaNを用いたHEMT、HBTなどの能動素子の進展である。GaNは高い絶縁破壊電圧特性からパワートランジスタとしても注目されているが、高い飽和電子速度を持つことから高出力のマイクロ波増幅素子として有望である。従来、多数のGaAs素子を並列化して用いていた高出力増幅器の素子数を劇的に低減でき、高出力マイクロ波回路の小形化、分配損失の低減による高効率化、高インピーダンス動作による広帯域化などが図れる。GaNはすでに携帯電話基地局用増幅器や、C帯、X帯のレーダで実用化が始まっており⁽¹⁰⁾、MMIC化を含めたより高周波での実用化が次の開発ターゲットとなる。

さらに、将来に向けた新技術として、マイクロ波に比べ1,000倍以上高周波である光をマイクロ波で変調し、光領域でマイクロ波の振幅・位相の制御や低損失な伝送を行う光・マイクロ波融合技術の研究も始まっており⁽¹¹⁾、従来のマイクロ波回路では実現が難しかった周波数に依存しない超広帯域で高性能なマイクロ波システムの開発を進めている。

4. 光学センサ技術

カメラに代表される光学センサ技術は、古くから研究開発が進められてきたが⁽¹²⁾⁽¹³⁾、特に昨今の安全・安心社会の構築や、環境・エコなどといったキーワードとともに注目される技術となっている。光学センサは、照明光反射や赤外放射するターゲットの像を捕らえる受動型センサと、主にレーザ光をターゲットに照射して、その反射・散乱を捕らえる能動型センサに大別できる。受動型センサで用いられる新しい反射型光学系についてこの特集号の中で述べるが（本号31ページ）、ここでは、最近のレーザ技術や光制御技術の著しい進歩によって技術革新がもたらされている能動型センサであるライダ技術⁽¹⁴⁾の現状と展望について示す。

ライダは、レーザ光を照射し、戻ってきた光の振幅や周波数変化、往復時間から遠隔の情報を計測する装置である。計測の基本原理は、広く実用化されている電波を用いるレーダと同様であるが、光の高周波性を生かした特長ある計測が可能となる。例えば、レーザ光の高い指向性を生かし、精密ビームスキャニング機構と組み合わせ距離計測を行えば三次元画像が得られ、高精度地形マッピングや温度や日照に影響されないセキュリティセンサが実現可能である。

また、レーザ光の空気中のエアロゾルや分子に対する散乱・吸収特性を生かし、散乱光の周波数変化計測を行えば風速検出が、吸収波長における反射光量の測定を行えば温室効果ガス(CO_2 , CH_4)や汚染物質などの濃度計測ができる、航空機搭載の乱気流検出センサや環境保全センサが実現できる。しかし、従来のライダは測量用途などの簡易なものを除けば、レーザや電気回路などの性能から実験室での評価に留(とど)まつておらず、社会システムの中での実運用に至っているものが少なかった。これが、昨今の、光技術、電気回路技術の進展によって、目に安全な波長帯($1.5 \mu\text{m}$ 帯)で高スペクトル純度を持つ高出力光源(半導体、固体、ファイバ)やコンパクトな光ファイバ部品、Siベースの高速アナログICやFPGA(Field Programmable Gate Array)に代表される高速デジタル処理回路が実現したことで実用化が見え始めている⁽¹⁵⁾。

現状の研究開発課題としては、従来、“点”で行っていた計測を二次元の“面”で高速に行うことである。これによって、三次元カメラや、乱気流やガスなど目に見えないものの動きを可視化するセンサなど、従来のカメラとは一線を画するセンサが実現できる。この実現のためには計測の並列化が必要であり、固体レーザの導波路化、アレー化による小形・高出力化⁽¹⁶⁾と、受信器の信号処理回路を含めたアレー化などが不可欠となり、開発を進めている⁽¹⁷⁾。

5. 信号処理技術

レーダなどに代表される信号処理技術は、古くから研究が行われているが、昨今のステルス機に代表されるように、対象とする目標のレーダ散乱面積RCS(Radar Cross Section)が小さくなるにつれ、更なる技術革新が求められている。ここでは、レーダ信号処理の中でも、受信信号を画像化して扱う合成開口レーダSAR(Synthetic Aperture Radar)を中心にして、その現状と将来を展望する。

信号処理を大別すると、①目標検出、②位置情報などの取得、③追尾処理などに分けられるが、ここでは①と②について述べる。目標検出では、より遠方の、よりRCSの小さな目標を検出するために、信号の分解能を高めることができてきている。例えば、人工衛星に搭載されるSARの分解能を年代別にプロットしたものを図4に示す。1990年代には、数10mのレベルであったものが、昨今では、1mまでの分解能までに高まってきており、航空機SARの実験では、10cmの分解能までが実証されている⁽¹⁸⁾。理論的には、雲、雨などによる減衰の影響までを考えると、数cmが限界とされており、ほぼSARの分解能については、限界に近づきつつあると考えられる。現在は、高度数十Km程度の航空機からの実証であるため、高度数百Kmの衛星に搭載し実現することが課題となっている。また、衛星で収集される大量の画像データを有効活用するための技術開

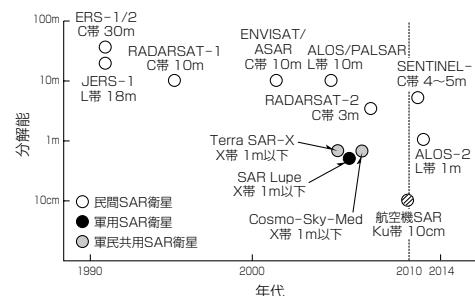


図4. SAR衛星の分解能の推移

発も今後の課題となっている(本号11ページ)。

次に、位置情報などの取得について考察する。レーダから得られる情報としては、目標の距離、速度、角度などがある。また、目標が移動している物体の場合には、先に述べたSARの技術を利用したISAR(Inverse Synthetic Aperture Radar)技術によって、物体のレーダ画像を得る手法もある。これらの情報の更なる精度を求めるために、複数のアンテナを利用した分散アレーレーダなどによる高精度化を図っている。

また、レーダから電波を送信することは、ある意味では自分の居所を先方に知らせることにもなるため、自らは電波を発信せず、例えば、テレビ放送波などを利用し、パッシブレーダとして目標を測位、ISAR画像を得ることも考えられる。パッシブレーダ技術の概念そのものは古くからあり、その歴史は50年以上さかのぼることができる。しかし、アナログ放送では、放送局や中継局の数が少なかったことや、放送波の帯域幅がそれほど広くないため、十分な距離分解能が得られなかつたことなどから、実用化された例は極めて少ない。ところが、大電力の電波を放射する今日の一般的なレーダと違い、パッシブレーダは自ら電波を放射しないため、省電力・省電波資源に資する技術として近年改めて注目を集めている。

近年普及の進んでいる地上デジタルテレビ放送は、その信号帯域幅が1チャンネルあたり6MHzと比較的広いこと、また、中継局が各地に配置されていることから、分解能と覆域を確保できる電波源として期待できる。さらに、複数のチャンネルの信号を合成すると、距離分解能を数mのオーダーまで上げることができるために、パッシブレーダを用いたターゲット識別の実現も期待できる。この特集号の中では、電波源として東京タワーから送信される地上デジタルテレビ放送波を用い、空港近傍を飛行する旅客機をターゲットとする測位、ISAR画像の観測について述べる(本号23ページ)。

6. EMC技術

近年、電子機器のデジタル化が進展すると同時に、内蔵されるデジタル回路が年々高速化されている。これらの電子機器から発生する低レベルの不要電磁波がほかの機器に



図5. EMC大型電波暗室

干渉し、例えは放送受信を妨害する等のケースがある。また、機器の小型化、高機能化によって、実装密度が高くなると同時に様々な回路が混載されることによる機器内部での内部電磁干渉も課題となっている。EMC(電磁両立性)技術は、内部電磁干渉による動作不良、ほかの機器への干渉や、ほかの機器からの干渉による誤動作などの不具合を起こさない機器を製造するための設計評価技術である。当社は、EMC技術向上の研究開発を進めている。また、国際規格ISO/IEC17025に基づき、(株)電磁環境試験所認定センター(VLAC: Voluntary EMC Laboratory Accreditation Center Inc.)から試験所認定を取得して、国際的に通用する高品質のEMC評価技術を提供するEMC試験所を運用している(図5)。2010年度から適用が開始される新規格に対しても設備登録(通信ポート伝導妨害波測定設備、1GHz超電界強度測定設備)を完了しており、電子機器がEMC規格に適合することを評価する体制を整備している。

EMC設計技術は、製品開発の上流段階で適用することによって、製品のEMC性能向上と開発期間の短縮に貢献している。特に、近年の電磁界解析技術や高周波回路解析技術の向上に伴い、これらの解析技術をEMC設計に適用する試みが広く行われている。EMCの問題は、発生すると複雑な現象として観測されることが多いが、これは多くのノイズ源や干渉経路が介在することにも要因がある。しかし、個々の現象を整理して考えると、EMCの問題は、電磁ノイズの発生源、ノイズによって被害を受ける回路、発生源と被害回路との干渉経路の三要素に帰着し、これらについて定量的な検討を設計段階で実施することが重要である。当社では、EMC設計評価を実施する上で特に重要な、電源ラインフィルタ設計法の検討、プリント基板の電源プレーン共振についての検討、平衡度とコモンモード電流についての検討、シールド効果についての電磁界解析、新規格に対応した評価法の開発などのテーマについて研究開発を実施してきた。これらの研究成果は、学会活動などを通してその有効性を示している。これらのEMC設計技術を基に、EMC設計指針を作成し、製品開発過程で適用することによって、高品質なEMC性能を持つ電子機器の製品化に貢献している。

7. む す び

当社における光・電波技術開発の取組みについて述べた。光・電波機器に対する要求は、今後、ますます高度化と多

様化がなされるものと考えられ、光・電波技術の研究開発を継続的に推進していく必要がある。

参 考 文 献

- (1) Konishi, Y., et al: L-band Vehicle Antennas for Mobile Satellite Communication Systems, Intl. Workshop on Multi-dimensional Mobile Communications (MDMC'94), No.8-5, 163~166 (1994)
- (2) 大塚昌孝, ほか: Ku帯衛星通信可搬端末用平面アンテナ, 電子情報通信学会技術研究報告, SAT97-102 (1997)
- (3) Kuバンド移動体衛星通信用アンテナ, Space Japan Review, No.58 (2008)
- (4) 近藤五郎, ほか: インテルサットV 6/4GHz帯直交偏波共用ホーンアンテナ, 三菱電機技報, 55, No.12, 825~828 (1981)
- (5) 針生健一, ほか: 衛星通信ミッション技術, 三菱電機技報, 83, No.3, 211~214 (2009)
- (6) Recommendation ITU-R S.728-1: Maximum Permissible Level of Off-Axis e.i.r.p. Density from Very Small Aperture Terminals(VSATs) (1995)
- (7) Yamaguchi, S., et al: Ultra-Wideband Tapered Slot Antenna Arrays with Parallel-Plate Waveguides, IEICE Trans. Commun., E93-B, No.5 (2010)
- (8) 高山洋一郎:マイクロ波トランジスタ, 電子情報通信学会 (1998)
- (9) Forster, H.P., et al: A 77GHz 4-channel automotive radar transceiver in SiGe, IEEE RFIC Symp., 233~236 (2008)
- (10) 三菱電機ニュースリリース, <http://www.Mitsubishi-Electric.co.jp/news-data/2010/pdf/0225.pdf> (2010)
- (11) Yao, J.: Microwave Photonics, J. Lightw. Technol., Vol. 27, No. 3 (2009)
- (12) Campana, S.B.: The Infrared & Electro-Optical Systems Handbook, 5, SPIE Press (1996)
- (13) Fox, C.S.: The Infrared & Electro-Optical Systems Handbook, 6, SPIE Press (1996)
- (14) Weitkamp, C.: Lidar, Springer (2005)
- (15) 平野嘉仁, ほか: 光ファイバーレーザーの環境遠隔計測分野への応用, O plus E 27.1274 (2006)
- (16) 平野嘉仁: 超小型波長変換緑色レーザーとレーザーTV, 応用物理, 78, 1039 (2009)
- (17) 亀山俊平, ほか: リアルタイムレーザ3Dイメージャ, 光技術コンタクト, 48, 21 (2010)
- (18) 長谷川秀樹, ほか: 10cm級分解能合成開口レーダ装置の開発及び画像取得結果, 電子情報通信学会技術研究報告, SANE2008-10 (2008)

GaNマイクロ波帯増幅器技術

中山正敏* 塚原良洋**
山中宏治* 平野嘉仁*
内田浩光*

GaN Microwave High Power Amplifiers

Masatoshi Nakayama, Koji Yamanaka, Hiromitsu Uchida, Yoshihiro Tsukahara, Yoshihito Hirano

要 旨

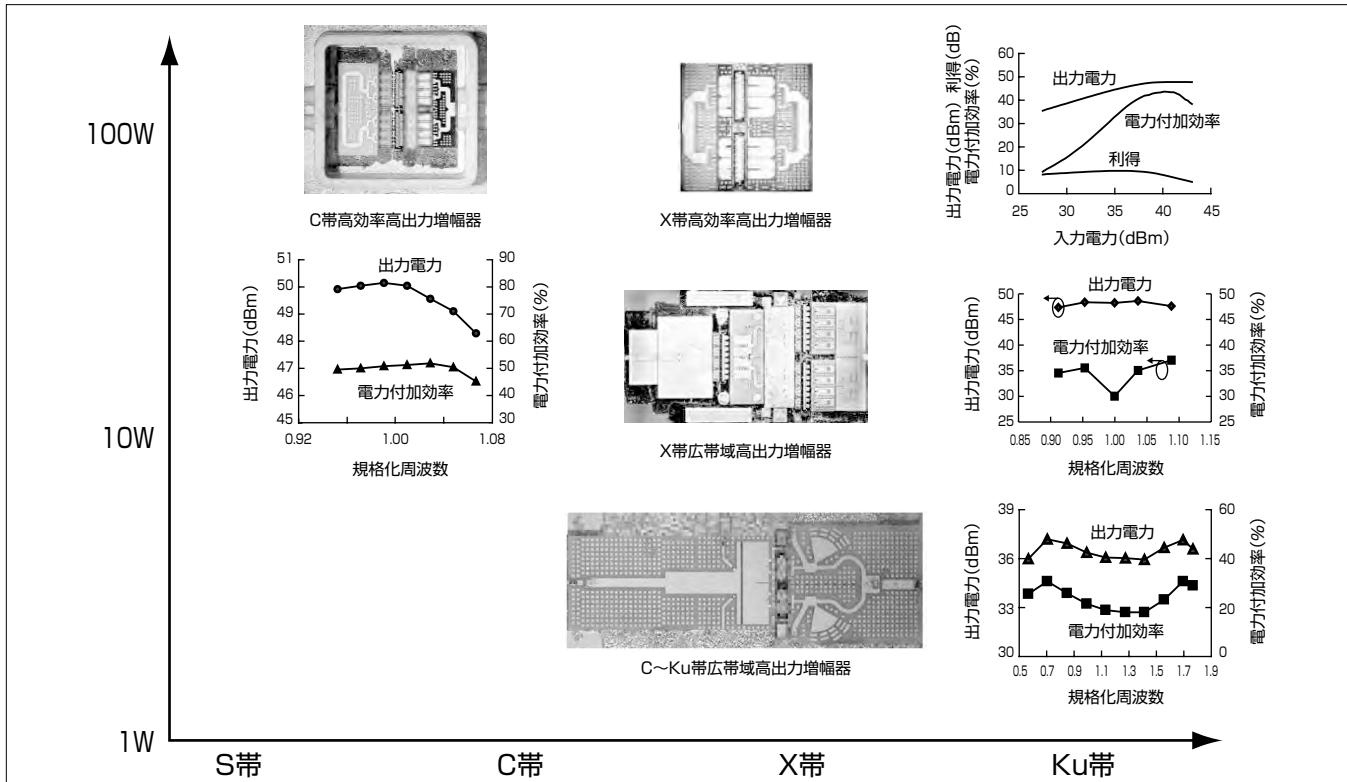
近年、マイクロ波帯の高出力増幅器としてGaN HEMT (Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor)を用いた増幅器が本格的に使われてきている。GaN HEMTは従来のGaAs HEMTに比べ高電圧で動作し比較的インピーダンスも高いことから、高出力増幅器の高出力化、高効率化、広帯域化に寄与することが期待されている。一方、小さな半導体チップで大きな電力が発生するため、より高効率化が求められている。動作周波数や帯域、出力に応じた回路技術を用いて高出力増幅器を構成することが必要である。三菱電機は、C帯、X帯^(注1)での高効率高出力増幅器、ならびにC~Ku帯^(注1)での広帯域増幅器を開発した。本稿

(注1) 周波数帯の名称は、マイクロ波の周波数をそれぞれ以下の範囲で分類し呼称されているものである。

S帯(2~4GHz), C帯(4~8GHz), X帯(8~12GHz),
Ku帯(12~18GHz)

ではこれらの回路技術と得られた性能について述べる。

C帯では高調波に対する整合回路の反射位相(インピーダンス)を最適化することによって高効率を実現し、100Wクラスの出力電力増幅器で50~60%の電力付加効率を実現している。X帯では非対称形状の整合回路とすることで単位トランジスタへの不等分配合成を防ぐ回路構成を用い高効率高出力特性を実現した。また広帯域特性を実現するために2段増幅器で段間整合回路を帯域通過フィルタ型構成とした増幅器についても述べる。20%の帯域で出力50W以上が得られている。C~Ku帯で3倍帯域を実現する広帯域増幅器では、トランジスタ素子に含まれる容量を回路構成要素の一部として利用した整合回路を構成することで、3倍という非常に広い周波数範囲で高出力高効率を実現した。



GaNマイクロ波帯高出力増幅器

各周波数用に開発したGaN増幅器の写真と代表的な特性を示す。横軸方向の位置は周波数帯、縦軸方向の位置は出力を表している。

1. まえがき

従来、マイクロ波帯の出力電力が1W程度から100W以下の高出力増幅器ではGaAs系のFET(Field Effect Transistor)素子が広く用いられてきたが、近年、より高電圧で動作し数倍の高電力密度が得られるGaN HEMTによる増幅器が本格的に使われてきている。GaN HEMTは高出力化への期待はもちろん、高電圧で動作するためGaAs素子に比べて相対的に素子のインピーダンスが高く、これを50Ωに変換する整合回路のインピーダンス変換比も小さくなるため、広帯域化や整合回路損失低減による効率向上が期待されている。一方では小さなチップ面積から大きな出力電力が得られるということはGaAs素子と同じ効率であっても発生する熱も大きくなり、放熱や素子信頼性の面からも、高効率化が望まれることとなる。このような特徴を考慮し、動作周波数や帯域、出力に応じた回路技術を用いて高出力増幅器を構成することが必要である。

当社では、GaN HEMTによるC帯、X帯での高効率高出力増幅器、ならびにC～Ku帯での広帯域増幅器を開発した。本稿ではこれらの回路技術と得られた性能について述べる。

2. GaN HEMT素子

GaN HEMTでは、パルス条件で電流電圧特性(パルスIV特性)を測定した場合に、静的な条件で測定した場合に比べドレイン電流が少なくなる現象が観測されることがある。これは電流コラプスと呼ばれ、この現象が発生すると実効的なニード電圧(飽和領域と線形領域の境界電圧)が高くなり、ドレインに流れる電流の最大値も小さくなるため効率や出力電力が低下する。この現象はデバイス表面のトラップ(一時的に電子が捕らえられる準位)が大きな原因と考えられており、この影響を小さくするデバイス構造が検討されている。

当社製のGaN HEMT素子ではCat-CVD(Catalytic Chemical Vapor Deposition)法を用いた表面保護膜形成技術を応用して、デバイス表面のトラップを減少させることで電流コラプスを抑制し、パルスIV特性の改善ひいては素子効率の向上を実現している⁽¹⁾。またドレイン電極部分にSiイオンを注入して接触抵抗を小さくすることでのドレイン効率の改善、さらにSiC基板にVia Holeを設けることで利得の改善によってトランジスタ素子としての電力付加効率を向上させた⁽²⁾。この素子を用いて以下の各種マイクロ波高出力増幅器を開発した。

3. C帯高効率高出力増幅器

C帯は各種レーダや衛星通信、固定通信などで広く用いられており、この周波数帯における高出力増幅器の高効率

化要求は強い。我々は高調波反射回路によって高効率化を実現したC帯高効率高出力増幅器を開発した(図1)。マイクロ波高出力増幅器の高効率化手法としてトランジスタで発生した高調波を反射して効率を向上させる方法がF級増幅器などとして知られている。特に2倍波を反射させることによる効率向上の効果は大きいが、一般にトランジスタ素子から見た2倍波の反射位相によって得られる効率は変化するため、反射位相を最適化する必要がある。そこで増幅器回路設計にあたって素子特性評価用の小さなサイズ(ゲート幅)のGaN HEMT素子について高調波に関するロードプル・ソースプル(インピーダンスを変えて特性を測定する手法)を行い最適な反射位相条件を決定した。高効率化のためには出力側整合回路についてはもちろんのこと入力側整合回路についても2倍波反射位相を最適化する必要がある。図2に小ゲート幅素子について測定した入力側の2倍波反射位相に対する電力付加効率の依存性を示す。反射位相によって最大12%程度の効率の違いがあり、入力側整合回路についても2倍波反射位相を考慮した回路設計が必要なことが分かる。さらに、ある程度の広帯域特性を要求されるアプリケーションでは2倍波反射回路の周波数特性を考慮することが必要である。図3は開発したC帯高効率高出力増幅器の入力側整合回路の構成を模式的に表したものである。この増幅器は高出力電力を得るために1チップの中に単位トランジスタを8個並列に並べた構造になっているが、整合回路基板上には各単位トランジスタに対して2倍波の反射回路を持つ構成としている。素子近傍で反射回路を設けるこのような回路構成とすることで、周波

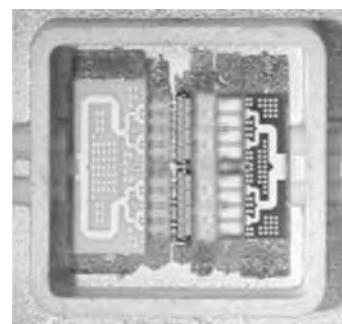


図1. C帯高効率高出力増幅器

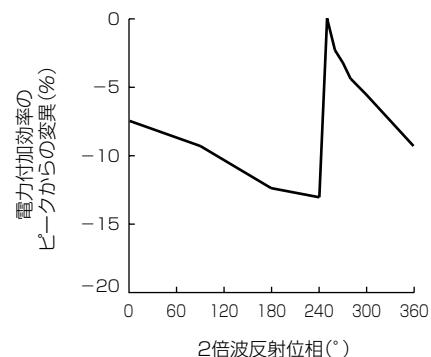


図2. 入力側2倍波反射位相と効率

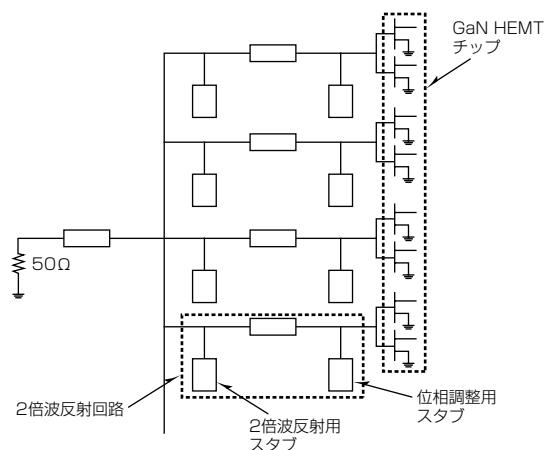


図3. C帯高効率高出力増幅器の入力整合回路

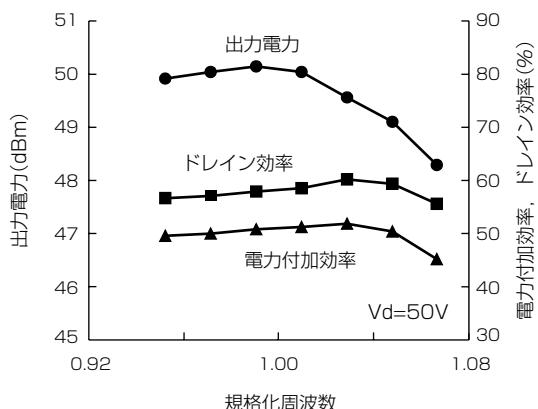


図4. C帯高効率高出力増幅器の周波数特性

数による反射位相変化を低減し、かつ各単位のトランジスタが均一に動作することが可能になっている。図4にパルス動作時のこの増幅器の周波数特性(測定結果)を示す。10%程度の帯域にわたって高効率が得られている。なお図1に示す増幅器回路の実効的なサイズは8×7 (mm)である。

また、当社は4 GHz帯の衛星搭載用として、連続波動作で出力電力100Wクラスの高効率増幅器(内部整合FET)も開発している。この増幅器の設計でも最適な2倍波反射位相を実現しつつ、出力側の整合回路損失を低減することで高効率化を図り、電力付加効率60%を実現した。この増幅器は衛星搭載用としても十分な信頼性が確認されている⁽⁴⁾。

4. X帯高出力増幅器

X帯は高分解能の各種レーダに用いられており、この周波数帯でもGaN HEMTを用いた高効率高出力増幅器が望まれている。我々はX帯で動作する2種類の高出力増幅器を開発した。より高い周波数での動作を実現するためにゲート長を短ゲート化し、ゲートフィンガ長さも小さくしたGaN HEMTトランジスタ素子を用いている。

X帯増幅器でも、高効率化のためには高調波の反射位相を最適化することは重要である。しかしながらX帯の2倍

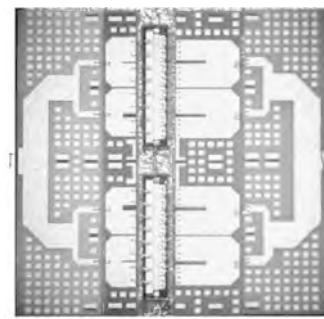


図5. X帯高効率高出力増幅器

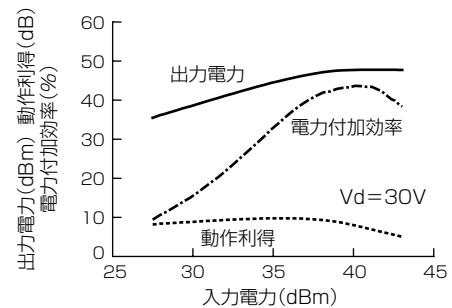


図6. X帯高効率高出力増幅器の特性



図7. X帯広帯域高出力増幅器

波は準ミリ波帯となるために、トランジスタから出力される2倍波の絶対値も小さく、その影響もC帯などの低い周波数に比べれば相対的に小さい。一方、波長が短いため、分配合成回路を兼ねる入出力整合回路で、整合回路の給電点(入出力点)から各単位トランジスタまでの経路差によって発生する不等分配合成が問題となってくる。この不等分配合成による影響は、単に各単位トランジスタから得られる出力電力の合成損になるだけではなく、各単位トランジスタから見た負荷インピーダンスが不均一になり最適インピーダンスが実現できないという問題も発生させる。この問題を解決するために、分配合成回路を兼ねる入出力整合回路をあえて非対称形状とすることで、各単位トランジスタへ電気的には等振幅・等位相で分配・合成され、かつトランジスタから見たインピーダンスが最適となるように回路を設計した。この技術によって開発したX帯高効率高出力増幅器を図5に示す⁽⁵⁾。写真に示されている増幅器の大きさは7×7.1 (mm)である。図6に出力電力・電力付加効率・動作利得を示す。飽和電力は60.3W、このときの電力付加効率は43.4%を実現しており、この出力電力を持つ増幅器としては世界トップクラスの効率が得られた。

X帯で広帯域で高出力を得る増幅器も開発した⁽⁶⁾。図7

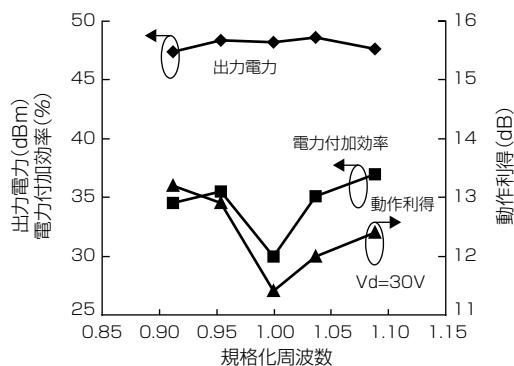


図8. X帯広帯域高出力増幅器の周波数特性

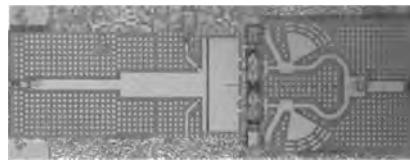


図9. C~Ku帯広帯域高出力増幅器

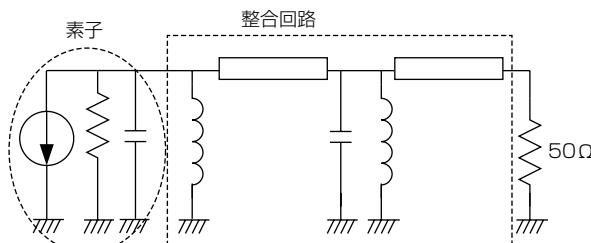


図10. 広帯域整合回路

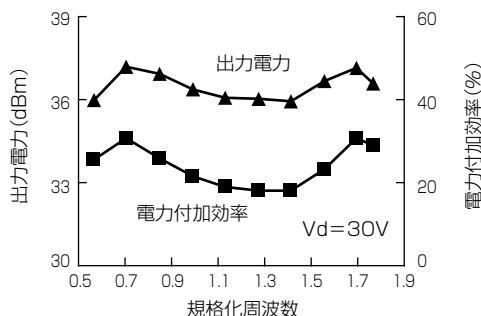


図11. C~Ku帯増幅器の周波数特性

に写真を示す。広帯域化のために段間の整合回路を帯域通過フィルタ型構成とした2段増幅器を構成している。段間のインピーダンスは必ずしも 50Ω ではなく、入出力が 50Ω に整合された单段の増幅器を2段縦列接続する場合よりも広帯域な特性が得られる。図8に出力電力、動作利得、電力付加効率の周波数特性を示す。X帯で20%程度の帯域にわたって50W以上の高出力特性を実現している。

5. C~Ku帯 3倍帯域増幅器

比帯域が100%，すなわち2倍帯域を超える様な非常に広い帯域の増幅器はGaN HEMTの高電力密度特性を活用できる増幅器の一つである。GaAs HEMTでは困難であった高出力広帯域の増幅器を構成することが可能である。当社は図9に示すC帯からKu帯の3倍帯域を持つ高出力増幅器を開発した⁽⁷⁾。GaN素子の高インピーダンス特性は広帯域な整合回路を実現するためには有利であるが、より広帯域に高出力高効率な特性を得るために、素子に含まれる容量を考慮した上で整合回路を設計する必要がある。GaN HEMTの出力側等価回路は近似的には抵抗と容量の並列回路で現されるが、このことに注目し整合回路をインダクタと容量の並列共振回路と分布定数線路からなる帯域通過フィルタ型構成にすることで広帯域に最適な負荷インピーダンスを実現する回路構成としている(図10)。これによって、図11に示す広帯域に高効率な増幅器を実現することができた。

6. む す び

マイクロ波増幅器の高出力化・高効率化が期待されるGaN増幅器の開発例を述べた。C帯、X帯での高効率高出

力増幅器、及びC~Ku帯での広帯域増幅器の回路構成とその性能について述べた。いずれも従来のGaAs素子を用いた増幅器では得られない大きな出力電力を実現できた。また各増幅器の効率も世界トップレベルの性能が得られた。

参考文献

- (1) 加茂宣卓, ほか:Cat-CVD法によって保護膜形成したC帯100W超級GaN-HEMT, 三菱電機技報, **80**, No.5, 333~336 (2006)
- (2) 山本佳嗣, ほか:60W出力C帯広帯域高効率GaN-HEMT, 三菱電機技報, **82**, No.6, 385~388 (2008)
- (3) Otsuka, H., et al.: Over 57% efficiency C-band GaN HEMT High Power Amplifier with Internal Harmonic Manipulation Circuits, 2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 311~314 (2008) .
- (4) Yamasaki, T., et al.: A 68% Efficiency C-Band 100W GaN Power Amplifier for Space Applications, 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1384~1387 (2010)
- (5) 木村実人, ほか:X帯60W高効率GaN内部整合FET, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-2-27 (2008)
- (6) 内田浩光, ほか:X帯50W内部整合GaN-FET-BPF 設計思想に基づく広帯域インピーダンス整合回路, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-2-21 (2010)
- (7) 桑田英悟, ほか:C-Ku帯GaN HEMT 3倍帯域高効率高出力増幅器, 電子情報通信学会技術研究報告, MW-109, 205~208 (2009)

高分解能合成開口レーダの信号処理技術

若山俊夫*
大石昇**
長谷川秀樹**

Signal Processing for High-resolution Synthetic Aperture Radar

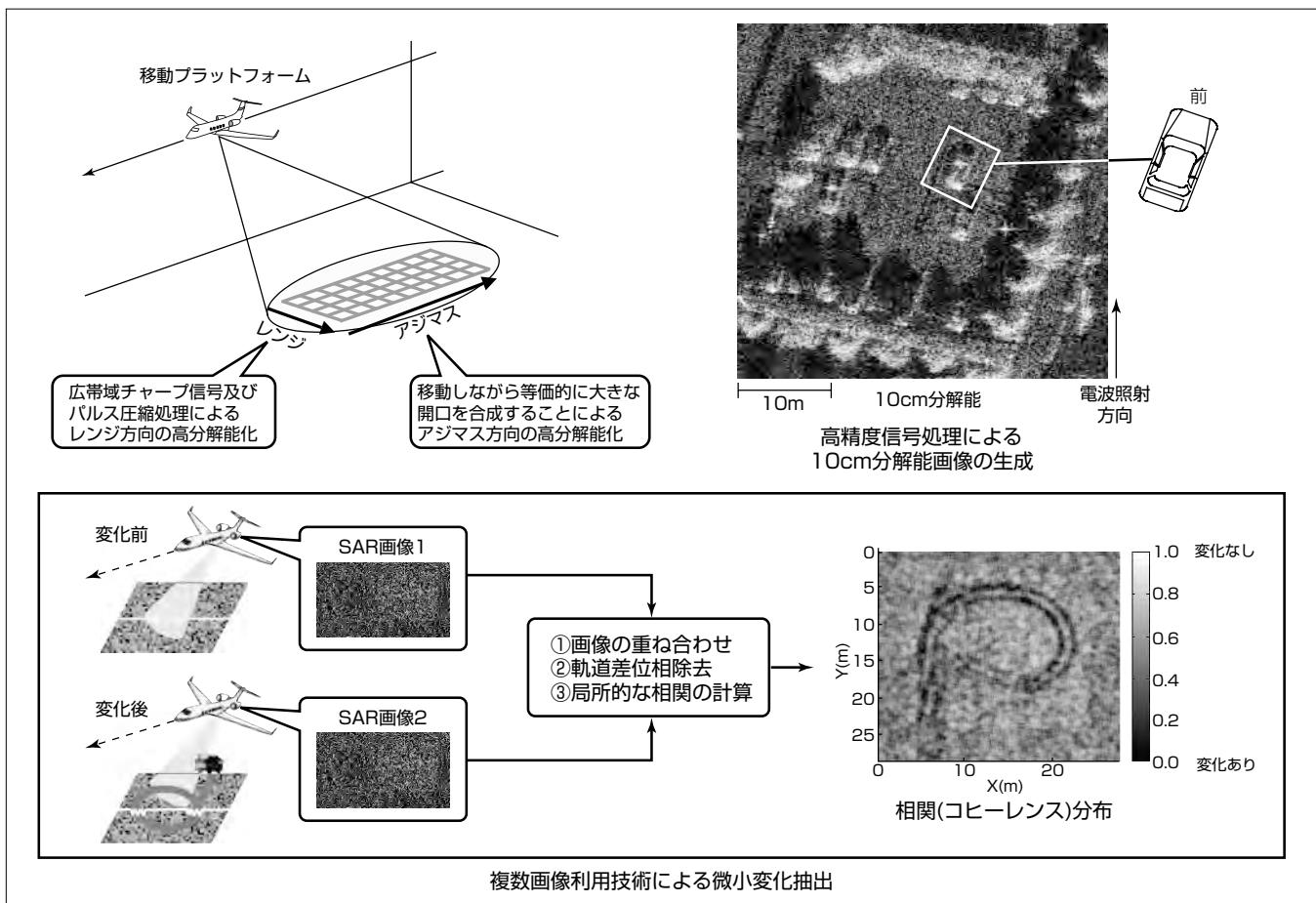
Toshio Wakayama, Noboru Oishi, Hideki Hasegawa

要旨

合成開口レーダ(Synthetic Aperture Radar: SAR)は、航空機、衛星などの移動プラットフォームに搭載して観測を行い、対象の二次元の高分解能画像を得る画像レーダである。SARは天候、昼夜によらず観測が可能であるため、災害監視、地形図作成、土地利用調査、海上監視などへの活用が期待されている。このようなSARの有効性が認識されるにつれて、建物や車両などの地上構造物の画像化も可能となる高分解能なSARのニーズが高まっている。

三菱電機は世界トップレベルの10cm分解能の航空機搭載合成開口レーダを国内で初めて開発し、フライト試験によって10cm分解能が得られること、さらに車両などの目標の大きさや形状をレーダ画像から判読できることを確認した。また、高分解能画像の高度な活用例として、地表面

の微小な変化の検出を可能とするコヒーレント変化抽出の技術を開発した。これは、同一の地表を異なる時刻に観測し、観測時刻間に生じた地表変化を検出する技術である。電波画像の輝度だけでなく、位相情報をも利用することによって、レーダ波の波長オーダー(cmオーダー)の微小変化を抽出することが可能となる。しかし、2回の観測間でプラットフォームの移動軌道に差があると、その差による位相差も生じる。そこで、軌道差による位相差成分を観測画像から取り除き、地表面変化による位相差成分のみを抽出する信号処理アルゴリズムを開発した。航空機フライト試験で、小型車両の通行跡を自動的に抽出することに成功した。



高分解能合成開口レーダによる微小変化検出

合成開口レーダはパルス圧縮処理とアズマス圧縮処理(合成開口処理)によって地表面の高分解能画像を得る。レーダ画像の各画素は振幅と位相の値を持つ。微小変化抽出技術では、位相差も考慮した相互相関を算出することによって、波長オーダーの微小な変化を高分解能に抽出することが可能である。

1. まえがき

合成開口レーダ(SAR)は、航空機、衛星などの移動プラットフォームに搭載して観測を行い、二次元の高分解能画像を得るレーダである⁽¹⁾。SARは天候、昼夜によらず観測が可能であるため、光学と異なる運用が可能である。このようなSARの有効性が認識されるにつれて、建物や車両などの地上の構造物の画像化も可能となる高分解能なSARのニーズが高まっている。

SARの分解能の動向として、1990年代前半は1m程度の分解能が高分解能の代表であった。しかし、1990年代後半になって、30cm級分解能のSARが米国で開発された⁽²⁾。さらに、2000年以降は、更なる分解能の向上が検討されており、米国、独国などで10cm分解能のSARが開発されている⁽³⁾⁽⁴⁾。このような状況下で、当社は2004年に国内で初めて30cm分解能の航空機搭載SARを開発し、これを用いて三次元の地形データを得る干渉SAR(インターフェロメトリSAR)の検証などを行った⁽⁵⁾。2007年には更なる高分解能化を図り、国内で初めて10cm分解能のSAR画像の撮像に成功した⁽⁶⁾。

本稿では、2章でSAR信号処理の一般的な原理、及び当社が開発した信号処理方式を説明した後、3章で10cm分解能SARを用いたフライト試験で得られたデータ例について述べる。

2. SARの信号処理

2.1 画像再生処理

SARは地表面を距離(レンジ、プラットフォーム移動と垂直な方向)と角度(アジマス、プラットフォーム移動と平行な方向)の二次元で分解することによって、地表面画像を得る。したがって高分解能画像を得るためにには、距離及び角度の高分解能化が必要となる。SAR信号処理では、距離はパルス圧縮によって、角度は合成開口処理によって高分解能化する。

パルス圧縮は、送信パルス内に何がしかの変調を施し、受信時に受信信号と送信波形の相関処理を行うことによって、送信パルス幅で決まる分解能よりも高い距離分解能を得る。変調方式としては、直線的な周波数変調が多く用いられる。

角度分解能については、一般的のレーダでは送受信アンテナのビーム幅によって定まる。ビーム幅はアンテナ開口径に反比例するため、角度分解能を高分解能化するにはアンテナ開口を大きくする必要がある。しかし、航空機や衛星などの移動プラットフォームに搭載するレーダでは、アンテナ開口径が制約される。そこでSARでは、移動しながら蓄積した受信信号を信号処理で合成することによって、大開口の受信アンテナを用いた場合と等価のアジマス分解

能を得る。レーダと目標の間の相対距離はプラットフォームの移動とともに変化する。そのため信号合成を行う際には、距離変化の影響を補償しながら行う。この補償は受信信号のサンプリング周期よりも細かく行う必要があるため、従来は膨大な演算量の信号内挿処理が不可欠であった。近年では、時空間の周波数領域で信号処理を行うことによって、内挿演算が不要な高速画像再生の手法が開発されており⁽¹⁾、データ量が膨大な衛星搭載SARの画像再生に用いられている⁽⁷⁾。さらに処理時間短縮のため、並列化に適した手法の開発なども行われている⁽⁸⁾⁽⁹⁾。

2.2 コヒーレント変化抽出

ここでは、複数のSAR画像を利用するSAR高機能化技術の一例として、最近注目されている変化抽出技術について述べる。膨大な画像データから変化した領域のみを抽出する技術は、災害発生領域特定の効率化に寄与すると期待される。ここでは特に、微小な地表面変化を抽出する技術であるコヒーレント変化抽出(Coherent Change Detection: CCD)について述べる⁽¹⁰⁾(図1)。

コヒーレント変化抽出は、同一の地表を異なる時刻に観測し、観測時刻間に生じた地表変化を検出する技術である。画像間の局所的な相関係数であるコヒーレンスが変化の指標として用いられ、コヒーレンスが0に近い領域を観測間に地表変化が生じた領域、コヒーレンスが1に近い領域を変化が生じていない領域(無変化領域)と判断する。コヒーレント変化抽出では、SAR画像の振幅だけでなく位相の情報も利用するため、SAR画像の振幅値に現れないような送信波長以下の微小な変化も検出することが可能となる。

コヒーレント変化抽出における2回のSAR観測軌道は一致する必要があるが、実際には観測時の風の変化などの外的要因によって軌道のずれが生じる。これによって、2回の観測で得られるSAR画像の間には、地表面変化によって生じる画素値の差異のほかに、軌道ずれによって生じる画素値の差も生じる。そのため、地表面変化の有無にかかわらず画像全域のコヒーレンスが低下し、そのままではコヒーレント変化抽出での微小変化抽出が困難となる。そこで、軌道ずれによって生じる画像差異の特性を考慮して、

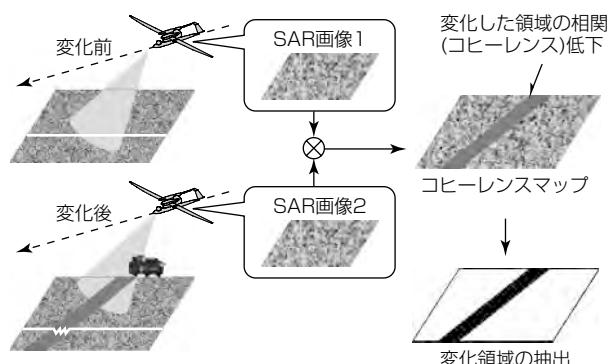


図1. コヒーレント変化抽出

軌道ずれの影響を抑圧する処理方式を新たに開発した。軌道ずれによって生じる画素値の差異は地形の起伏にも依存するため、軌道情報のみから単純にその影響を取り除くことができない。ただし、軌道ずれによって生じる位相差の空間分布は縞状となる。そのため、空間周波数領域に変換すると、軌道ずれの成分は特定の空間周波数に局在して分布する。一方、車両通行跡などのような空間的に局所的に現れる地表面変化に対応する空間周波数成分は分散して存在する。そこで、空間周波数領域で局在する成分を除去することによって、軌道ずれの影響を取り除く。

3. 航空機搭載SARを用いた検証

ここでは10cm分解能航空機搭載SARの高分解能画像例、及びコヒーレント変化抽出の適用例を示す。

3.1 フライト試験

フライト試験に用いた10cm分解能航空機搭載SARの主要諸元を表1に示す。

図2の航空機の客室にレーダの送受信機を格納し、送信用と受信用のアンテナを航空機下部にある多目的ポッドに格納した。送信波として1.5GHzの掃引周波数幅を持つ周波数変調波(チャーブ信号)を用いた。画像再生の際には、航空機の動揺を高精度に補償する処理を行っている。高画質画像を得るために、合成開口長210mに対して、レーダ波の送信波長2cmよりも十分小さな誤差となる精度で動揺補償を行っている。

3.2 SAR画像の例—10cm分解能の確認

分解能を確認したデータ例を図3に示す。図3(a)の画像で、四角で囲んだ複数の点は、プール外側の金網の支柱である。このうち1点のレンジとアズマスのプロファイルは図3(b)と図3(c)であり、分解能10cmを達成していることが確認できる。図4に車両画像の例を示す。

表1. 装置の諸元

パラメータ	値
送信周波数	Ku帯
送信帯域幅	1.5GHz
送信ピーク電力	300W
アンテナビーム幅	9 × 10°(水平 × 垂直)
偏波	HH

HH: Horizontal transmit, Horizontal receive



図2. 航空機搭載SARの搭載機体

3.3 コヒーレント変化抽出実験

次に、コヒーレント変化抽出の実験結果を示す。図5は実験で、地表面に小型自動車を走行させて通過跡をつけた状況を示したものである。通過跡の幅は約16cm、深さ

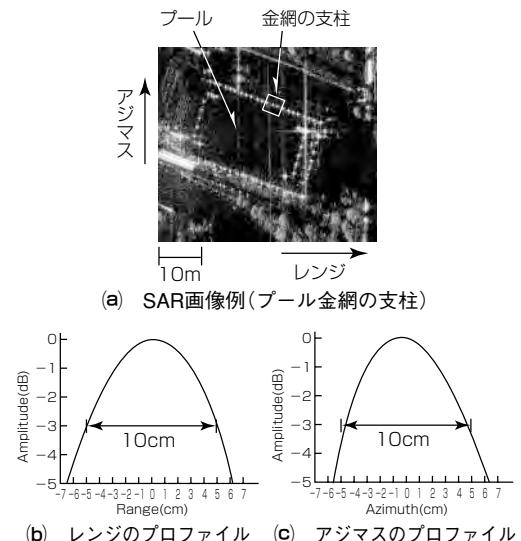


図3. 画像と分解能評価結果

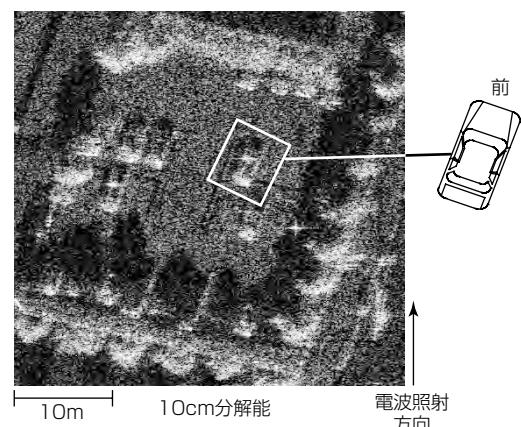


図4. SAR画像の例(車両画像)



図5. 変化抽出実験領域の状況

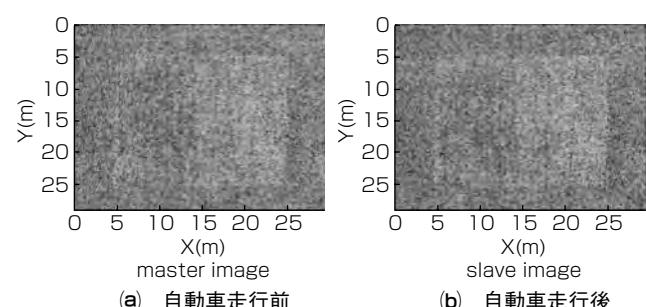


図6. 自動車走行前後の実験領域のSAR振幅画像

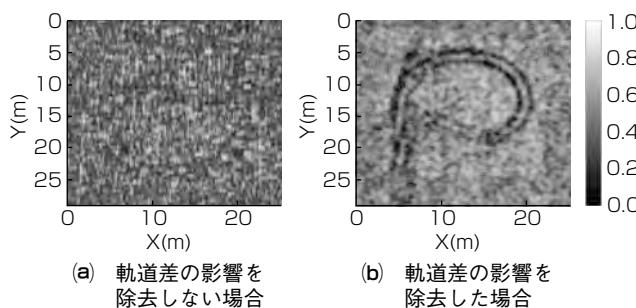


図7. コヒーレント変化抽出による車両通行跡の抽出

は1～2cm程度であった。

実験によって取得した2枚のSAR振幅画像を図6に示す。図6(a)は自動車走行前、図6(b)は走行後の画像である。これらの振幅画像を比較しても、自動車の通行跡を確認することは困難である。

図7は図6に示した2枚の振幅画像の元となった2枚の複素画像の相互相關画像を計算したもの、すなわちコヒーレンスマップである。このうち図7(a)は軌道差の影響を除去しない場合であり、車両通行跡を視認することができない。2回の撮像間の軌道差は10m以内となっている。しかし、装置波長が約2cmのレーダを用いて波長オーダーの地表面変化を抽出するには、十分な軌道精度ではないことが分かる。そこで先に述べたように、軌道差に生じた2枚の画像の位相差を除去する処理を行った後にコヒーレンスマップを算出したものが図7(b)である。軌道差によって生じた画像の差異が低減されることによって、車両通行跡を明瞭(めいりょう)に確認できるようになったことが分かる。

4. む す び

合成開口レーダの高分解能信号処理技術の概要を説明するとともに、当社が開発した10cm分解能航空機搭載合成開口レーダの画像例について述べた。さらに、高分解能画像の高度な活用例として、送信電波の波長オーダーの微小変化を検出可能とするコヒーレント変化抽出技術をレーダ画像に適用し、振幅画像からは視認できない車両通行跡を明瞭に抽出できることを示した。

なお、本稿で述べた変化抽出と類似した手法として、微小な時間間隔で2枚の画像を取得し、両画像の比較を行えば、静止物の画像を抑圧し、移動目標画像のみを抽出する

ことが可能となる⁽¹⁾。車両や船舶、又は海面の潮流を計測した実例もあり⁽¹¹⁾、交通状況の把握や海上監視などへの応用が期待できる。

参 考 文 献

- (1) 大内和夫：リモートセンシングのための合成開口レーダの基礎、東京電機大学出版局 (2003)
- (2) Tsunoda, S. I., et al : Lynx: A high-resolution synthetic aperture radar, SPIE Aerosense 1999, 3704, 1~8 (1999)
- (3) Sandia National Laboratories : Synthetic Aperture Radar
<http://www.sandia.gov/RADAR/>
- (4) Saalmann, W., et al : Design aspect of the experimental SAR/MTI system PAMIR, Radar Conference, 25~28 (2005)
- (5) 堀内健志, ほか : 航空機搭載Kuバンド合成開口レーダによる高精度三次元データの計測, 電子情報通信学会技術研究報告, SANE2006-97 (2006)
- (6) 長谷川秀樹, ほか : 10cm級分解能合成開口レーダ装置の開発及び画像取得結果, 電子情報通信学会技術研究報告, SANE2008-1 (2008)
- (7) Mittermayer, J., et al : Sliding spotlight SAR processing for TerraSAR-X using a new formulation of the extended chirp scaling algorithm, Proc. IGARSS2003, 1462~1464 (2003)
- (8) 高瀬成宜, ほか : 高分解能合成開口レーダ観測データの画像再生処理高精度化に関する検討, 電子情報通信学会2010年総合大会講演論文集, B-2-59 (2010)
- (9) 佐藤裕幸, ほか : グラフィック用プロセッサを用いた合成開口レーダ画像再生処理, 電子情報通信学会2010年総合大会講演論文集, B-2-61 (2010)
- (10) Corr, D.G., et al : Coherent change detection of vehicle movements, Proc. IGARSS 1998, 2451~2453 (1998)
- (11) 財団法人機械システム振興協会 : 合成開口レーダを用いた沿岸域の潮流計測・小型船舶等の検出に関するフィージビリティスタディ報告書 (2010)

ミリ波ブロードバンド通信システム用 アンテナ技術

米田尚史* 森一富†
松井敏明** 小西善彦*
山内尚久***

Antenna Technologies for Millimeter-wave Broadband Communication System

Naofumi Yoneda, Toshiaki Matsui, Takahisa Yamauchi, Kazutomi Mori, Yoshihiko Konishi

要 旨

携帯電話や無線LAN(Local Area Network)の普及及び大容量化に伴い、無線通信で使用するマイクロ波帯の周波数が枯渇しており、未利用周波数帯であるミリ波帯の活用が注目されている。

ミリ波帯は使用周波数帯域幅を広く確保することができるため、映像データなどの大容量通信に適しているが、直進性が強いため単一のビームでは限られた範囲でしか通信できず、また、周波数が高いため技術的な難易度が高く、構成部品が高価となるなど、その実用化には課題があった。

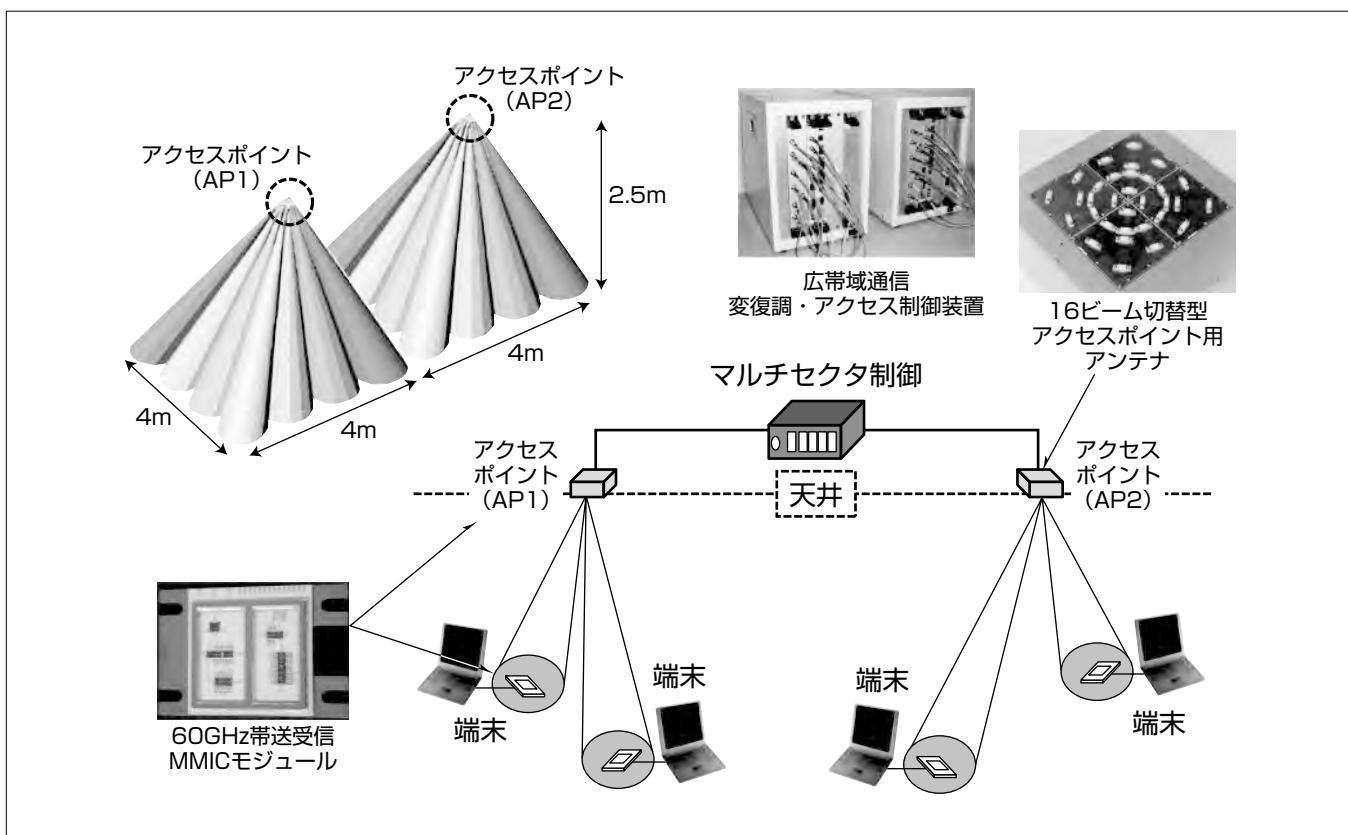
本稿では、ミリ波(周波数60GHz帯)を用いた複数のビームを複数エリアに対し効率的に切り替えて照射する“ミリ波ブロードバンド通信システム用多ビーム切替え型アンテ

ナ技術”の研究開発成果について述べる。

この技術は、近接する複数ユーザーが同時に高速通信できるミリ波無線システムの実現に大きく寄与するものである。事実、この開発成果を用いた無線通信試験で、ミリ波による双方向通信としては世界最高速^(注1)のデータ伝送の実証に成功した。今後、列車向けミリ波コンテンツ伝送などの地上-車上間通信システム、又は、航空機等移動体向けの大容量データ伝送用無線システムへの展開が期待される。

なお、これは、総務省委託研究“ミリ波ブロードバンド通信システム用アンテナ技術の研究開発”(平成17~21年度)で開発したものである。

(注1) 2010年6月21日現在、当社調べ



16ビーム切替え型アクセスポイント-複数端末間ミリ波帯双方向ブロードバンド通信システム

このシステムでは、地上(床面)より高さ2.5mの場所(天井面)に設置された16ビーム切替え型アクセスポイント(Access Point : AP)用アンテナから16本のビームが地上の4m×4mのエリアを隙間(すきま)なく照射する(図左上)。この開発では、AP-端末間双方向通信システムの通信実証試験(最大2AP対最大4端末、図右下)で、60GHz帯を用いた双方向通信としては世界最高速のデータ伝送速度の実証に成功した。

1. まえがき

携帯電話や無線LANの普及及び大容量化に伴い、マイクロ波帯以下の周波数資源が逼迫(ひっぱく)しており、新たな周波数帯域を確保する手段として、未利用のミリ波帯が注目されている。

ミリ波帯は使用周波数帯域幅を広く確保することができるので、映像データなどの大容量通信に適しているが、直進性が強いため単一のビームでは限られた範囲でしか通信できず、また、周波数が高いため技術的な難易度が高く、構成部品が高価となるなど、その実用化には課題があった。

本稿では、ミリ波(周波数60GHz帯)を用いた複数のビームを複数エリアに対し効率的に切り替えて照射する“ミリ波ブロードバンド通信システム用多ビーム切替え型アンテナ技術”的研究開発成果について述べる。

2. ミリ波ブロードバンド通信システム

多ビーム切替え型アンテナを用いたミリ波ブロードバンド通信のシステムを図1に示す⁽¹⁾。このシステムは、秘匿性を確保し、かつ、広範囲なエリアに対して効率的な高速通信を実現するものである。AP 1局当たり $4\text{m} \times 4\text{m} \times 2.5\text{m}$ の室内空間をカバーし、同空間内でユーザー数7~10人、トータル通信容量 1 Gbps の無線通信システムを想定している。また、隣接する通信エリアが互いに干渉しないように使用周波数帯域(59~60GHz)内で異なる周波数を選択して配置する。さらに、複数のサブシステムをマルチセクタ制御部で接続/制御することによって、約100m²のエリアに合計100以上のビームを制御/照射することが可能となる。

3. 多ビーム切替え型アンテナ技術

今回開発したAP用多ビーム切替え型ミリ波アンテナの外観と構成を図2に示す。このアンテナは、16個のミリ波アンテナ、4個の4ビーム切替え用ミリ波スイッチモジュール、4個のミリ波送受信モジュール、及び、1個のIF(Intermediate Frequency)スイッチ(1対4)とから構成されている⁽²⁾⁽³⁾。

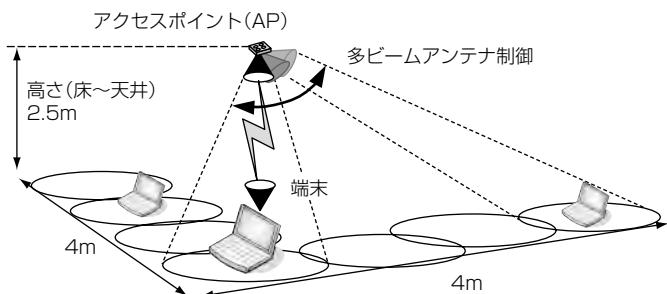


図1. 多ビーム切替え型アンテナを用いたミリ波ブロードバンド通信システム

3.1 樹脂基板ビームチルトアンテナ

APにある16個のアンテナは、各々、特定方向にビームを照射して所定のエリアをカバーする。16ビームの照射の対称方向性を考慮して、主ビームを16度、33度、41度チルトさせた3種類のアンテナを用意する。図2(a)中の数字は各チルトアンテナのビーム配置を表しており、ビーム幅はビームチルト面が20~26度、その直交面が27度である。

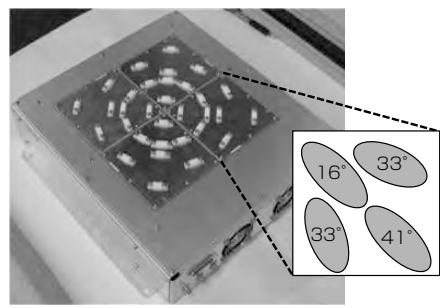
60GHz帯ビームチルトアンテナ単体の構成を図3に示す。誘電体基板(比誘電率^(注2): 2.73, 誘電正接^(注3): 0.0023)にポスト壁導波管で形成した放射部と給電部とを備えている。放射部は、素子間隔1管内波長の定在波型シャントスロットアレーランテナ^(注4)であり、スロットの長軸と直交する方向にビームをチルトさせている。素子配列は、EOC(Edge of Coverage)利得^(注5)が最大となる様に決定しており、例えば、41度チルトアンテナの場合、放射部寸法は $15.4 \times 11.9\text{ (mm)}$ である。給電部はT分歧回路と位相調整回

(注2) 当該媒質の誘電率と真空の誘電率の比

(注3) 誘電体内部での電気エネルギーの損失性を示す数値

(注4) 先端短絡の導波管上に複数のスロットを管軸方向にその長辺を沿わせて配置したアンテナ

(注5) 所望のビーム照射範囲の端における放射エネルギーの強さ



(a) 外観

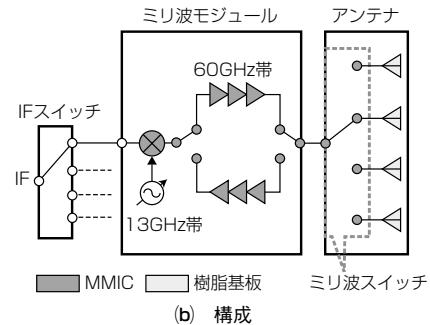


図2. AP用多ビーム切替え型アンテナ

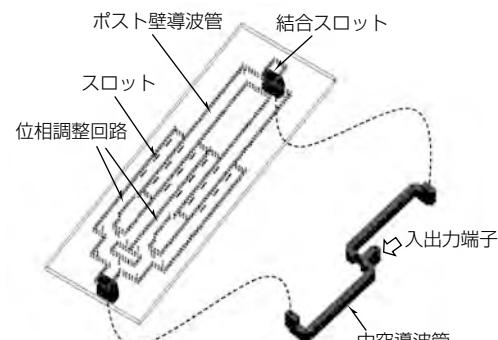


図3. ビームチルトアンテナの構成

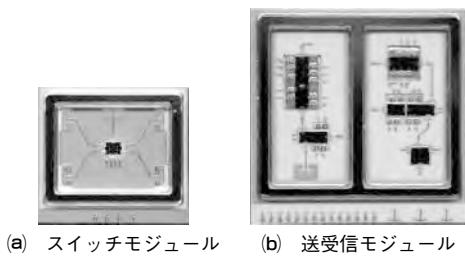


図4. ミリ波モジュール

路から構成され、放射部の両側に設けられている。誘電体基板の背面には中空導波管で構成した分配回路を備え、両者は結合スロットを介して接続されている。

3.2 ミリ波モジュール

図2(b)中の4ビーム切替え用ミリ波スイッチモジュール及びミリ波送受信モジュールは、各々、スイッチ、増幅器、ミクサなどのMMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuits)及び変換器、フィルタなどの受動回路を内蔵したLTCC(Low Temperature Co-fired Ceramics)パッケージを用いて構成されている。ミリ波スイッチモジュールでは、従来構成と比較して通過経路のFET(Field Effect Transistor)スイッチ部を1つ削減した多接点形構成を適用し、低損失化を実現している。また、ミリ波送受信モジュールでは、位相雑音とコストの観点から、4次高調波を用い、かつ、不要信号を抑圧した小型ミクサを開発し、局部発振源を低周波数(13GHz帯)化している。

開発した60GHz帯スイッチモジュール及び60GHz帯送受信モジュールの写真を図4に示す。スイッチモジュールのサイズは17.2×15.6(mm)，送受信モジュールのサイズは25.4×25.5(mm)である。

4. 小形・低コストアンテナ技術

多ビーム切替え型アンテナを用いたミリ波プロードバンド通信では、双方の高速データ伝送及び秘匿性の確保の観点から、端末装置の位置と状況に応じて最適な基地局-端末間無線リンクを形成する必要がある。そこで、ビーム走査機能を持つ小型・低コスト端末用アンテナ技術を開発した。今回開発した端末用旋回型小型傾斜ビームアンテナの構成を図5に示す。旋回部の直径は20mm、同箱形寸法は40×40(mm)である。旋回型小型傾斜ホーン部分は、一次放射器上の付加構造として配置され、傾斜ビームを作り、仰角45度以上の方角から来る基地局ビームと無線リンクを形成することができる。

旋回制御ボードと一体化した端末用小型傾斜ビームアンテナ装置の写真を図6に示す。図中左上の破線内部が、図5に示す傾斜ビームアンテナである。この装置はミリ波検波部を搭載しており、旋回制御機能とミリ波受信機能とによって到來するミリ波源方向を探知し、ミリ波源の方位検出と方位角設定機能を備えている。

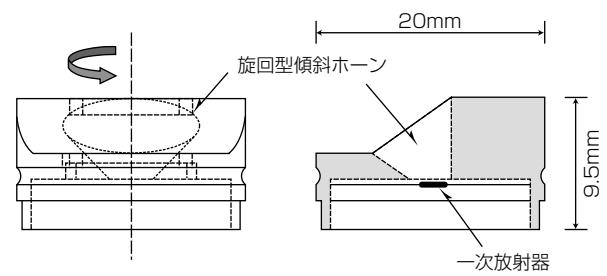


図5. 端末用小型傾斜ビームアンテナの構成



図6. 端末用小型傾斜ビームアンテナ装置

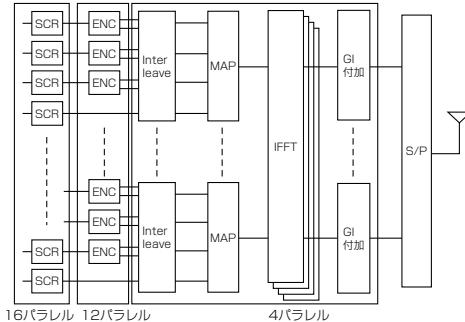


図7. ベースバンド部(変調部)の構成

5. 広帯域通信・アクセス制御技術

この開発では、多ビーム切替え型アンテナを用いたミリ波プロードバンド通信システムで効率的な超高速通信を実現するために必要となる広帯域変復調技術及び高速・高効率アクセス制御技術を確立し、これらの技術を適用したアクセス制御装置を試作した⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

5.1 ベースバンド部

このアクセス制御装置に実装したベースバンド部では、AD/D/Aコンバータの変換速度、広帯域な周波数特性などを考慮して、変調方式をOFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)とし、FFT(Fast Fourier Transform)ポイント数は1,024とした。また、通信状態に応じて変調方式を切り替える適応変調機能を備える。これらの条件で、実現できる物理伝送速度は最大1.2Gbpsとなる。

今回開発したベースバンド部(変調部)の構成を図7に示す。システムとしての信号のサンプル速度は400MHzであるが、回路を実装するFPGA(Field Programmable Gate Array)内部の回路を並列実装し、伝送速度にしたがって並列動作回路数を適応的に変更することによって、最大

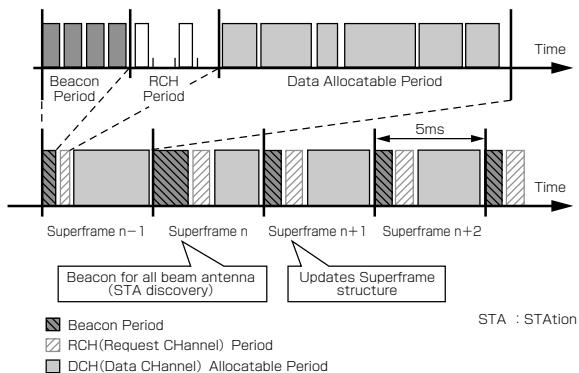


図 8. スーパーフレーム構成例

1.2Gbpsの高速伝送を実現した。変調部及び復調部をFPGA基板に各々実装し、高速なLVDS(Low Voltage Differential Signaling)インターフェースを備える装置でデジタル折り返し試験系を構築し、受信間400MHzの動作検証を実施した結果、復調部で受信したペイロードが誤りなく正常に復調でき、伝送速度1.2Gbpsを達成することを確認した。

5.2 アクセス制御部

このアクセス制御装置では、高効率なアクセス制御を実現するために、基地局集中管理のTDMA(Time Division Multiple Access)方式を採用し、かつ、端末台数及び端末ごとの要求帯域に応じて動的なバースト配置が可能なスーパーフレーム構成としている。このスーパーフレーム構成例を図8に示す。TDMA制御とビーム制御を同時に実現するフレームフォーマット及び接続シーケンスによって、高効率通信とAP-端末間検知を両立している。

また、この装置では、ショートフレームによるオーバーヘッド及び制御情報によるプロトコルオーバーヘッドを削減するために、制御フレームとデータフレームに対してMSDU(Media Access Control)Service Data Unit)のアグリゲーション(多重)を適用している。制御フレームとデータフレームの多重によって、プリアンブルやMACヘッダーのオーバーヘッドを削減し、高効率化(合計15,000バイトのフレーム多重によって、伝送速度に対するシステム効率:74%)を実証した。

6. 無線通信試験

開発した多ビームアンテナ、ミリ波モジュール及びアクセス制御装置を組み合せた60GHz帯無線通信システム試験として、16ビーム切替え型AP-複数端末間双方向通信実証実験を行った。この実証実験の試験系(AP 2台対端末4台)の実験風景を図9に示す。この試験で、ミリ波(60GHz帯)を用いた双方向通信としては世界最高速レベルとなる1AP-1端末間通信時の最大実効レート739Mbps、及び、2AP-4端末間同時通信時の合計実効レート583Mbps(1端末当たり146Mbps)の実証に成功した。なお、今回の実証

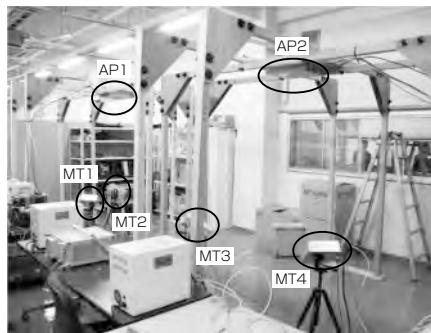


図 9. 双方向無線通信試験風景(2AP対4端末)

実験は、最大2AP対最大4端末の形態で実施したが、開発された基盤技術は、さらにAP及び端末の台数が増加した場合でも今回実証されたものと同等の大容量通信を可能とするものである。

7. む す び

AP用多ビーム切替え型ミリ波アンテナ技術、端末用小型・低コストアンテナ技術及び広帯域通信・アクセス制御技術を開発し、これらの基盤技術を組み合せることによって、世界最高速のミリ波帯双方向ブロードバンド通信システムを実現した。今回開発した技術は、今後、列車向けミリ波コンテンツ伝送などの地上-車上間通信システム、又は、航空機等移動体向けの大容量データ伝送用無線システムへの展開が期待される。

なお、この開発は、総務省委託研究“ミリ波ブロードバンド通信システム用アンテナ技術の研究開発”(平成17~21年度)で実施したものである。

参 考 文 献

- (1) 平 明徳, ほか: 60GHz帯ミリ波ブロードバンド通信システム用アンテナ技術の研究開発(1)-全体システム構成-, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-96 (2006)
- (2) 山口 聰, ほか: 60GHz帯ミリ波ブロードバンド通信システム用ポスト壁導波管スロットアレーインテナ, 電子情報通信学会総合大会, B-1-77 (2009)
- (3) 川上憲司, ほか: ブロードバンド通信システム用ミリ波モジュール, 電子情報通信学会総合大会, C-2-101 (2009)
- (4) 山内なお久, ほか: 60GHz帯ミリ波ブロードバンド通信システム用アンテナ技術の研究開発(7)-ベースバンド回路の実装-, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-102 (2007)
- (5) 永井幸政, ほか: 60GHz帯ミリ波ブロードバンド通信システム用アンテナ技術の研究開発(9)-MACフレーム構成に関する検討-, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-104 (2007)

航空機搭載ミリ波帯高速移動体通信システム

檜枝護重* 宮崎守泰†
辻 宏之** 荒巻洋二***
松川康一***

Broadband Radio Communication System for Aircraft Using Millimeter-wave Band

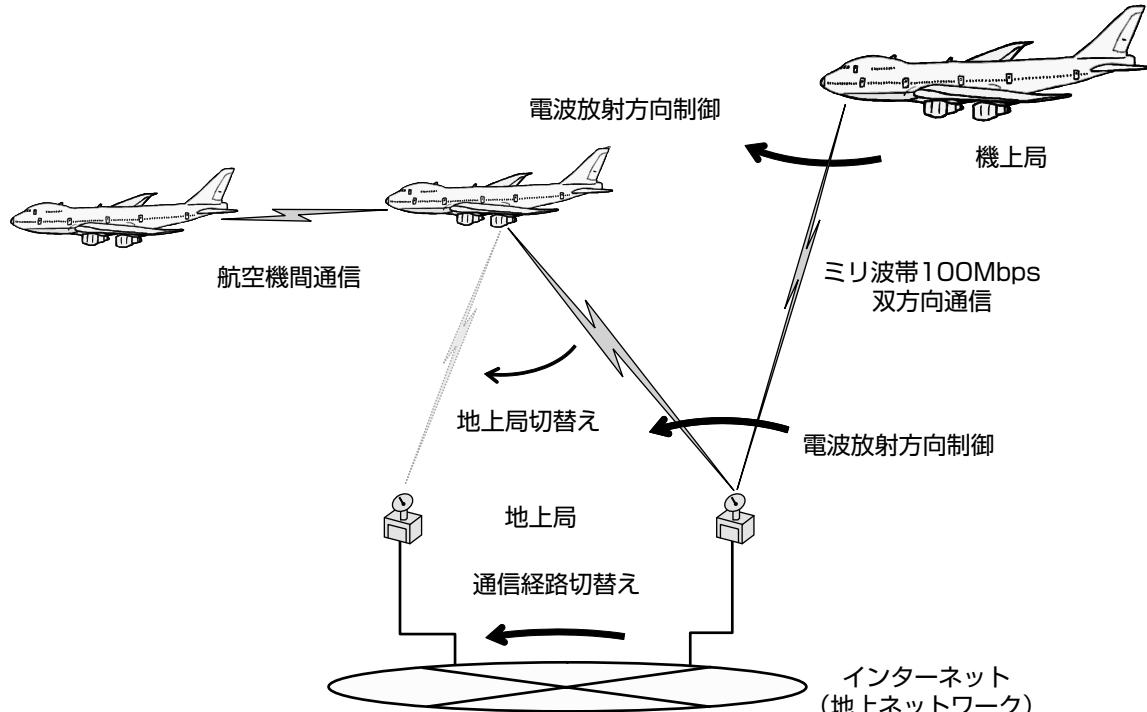
Morishige Hieda, Hiroyuki Tsuji, Kouichi Matsukawa, Moriyasu Miyazaki, Yoji Aramaki

要 旨

近年の高速インターネット環境の普及に伴い、航空機内でも動画や音楽などの高速インターネット通信が可能な無線通信システムの実現が求められている。大容量の通信を実現するには、マイクロ波帯よりも周波数が高いミリ波帯の適用が有効である。しかし、航空機などの高速移動体の無線通信にミリ波帯を適用するためには、長距離のミリ波帯通信を実現するアンテナの高性能化、移動体に搭載するための装置の小型・軽量化、航空機の姿勢に追随して電波の放射方向を高速に制御するアンテナ制御技術、ミリ波帯

を用いた移動体通信に適したネットワーク技術が必要である。そこで、この研究開発では情報通信研究機構及び三菱電機が共同してこれらの技術を開発し、40GHz帯を用いて100Mbpsの伝送が可能な航空機用大容量無線通信システムを開発した。

その結果、このシステムを用いて高度8,000mを飛行する航空機と地上との間で100Mbpsの双方向通信に成功した。



ミリ波帯高速移動体通信システムの運用イメージ

この研究開発では地上の基地局と航空機の間に通信にミリ波帯を適用した。一般にミリ波帯ではアンテナの小型化が可能であり、広い無線波帯域を利用した大容量通信が実現可能であるという利点があるが、一方ではマイクロ波帯に比較して伝搬損失が大きいため長距離の無線通信には向いていないとされていた。この研究開発では、ミリ波帯を長距離の無線通信に利用可能とするために、長距離の無線伝搬を可能とする高性能アンテナと、航空機の移動に追随して電波放射方向を制御するシステム及び地上局切替え時のハンドオーバー技術を開発した。

*三菱電機株 情報技術総合研究所(工博) ** (独)情報通信研究機構(工博) ***三菱電機株 情報技術総合研究所 †同社 通信機製作所(工博)

1. まえがき

航空機内でインターネット通信を実現するシステムとして、航空機と地上とをマイクロ波帯(12/14GHz帯)を用いた静止衛星回線で接続したシステムが実用化され、電子メールなどで利用されている。しかし近年の高速インターネット環境の普及に伴い、航空機内でも動画や音楽などの高速インターネット通信が可能な無線通信システムの実現が求められている。そこでこの研究開発では、マイクロ波帯よりも更に大容量の通信が実現可能なミリ波帯を用い、航空機などの高速移動体向けインターネット通信環境を実現する無線通信システムを開発した。航空機などの高速移動体の無線通信にミリ波帯を適用するためには、長距離のミリ波通信を実現するアンテナの高性能化、移動体に搭載するための装置の小型・軽量化、航空機の姿勢・位置に追随して電波の放射方向を高速に制御するアンテナ制御技術、ミリ波帯を用いた移動体通信に適したネットワーク技術が必要である。そこで、この研究開発では情報通信研究機構及び三菱電機が共同でこれらの技術を開発し、40GHz帯を用いて100Mbpsの伝送が可能な航空機用大容量無線通信システムを開発した。

2. 機上局装置(三菱電機担当)

機上局では、航空機の姿勢及び地上局との相対位置に応じて電波の放射方向を制御する必要がある。さらに、航空機に搭載するためには、小型・軽量化が求められる。そのために、以下の技術を開発した。

2.1 MMICチップセット及びミリ波モジュール

各素子アンテナに接続されるミリ波回路は、送信はミクサ、移相器、ドライバアンプ、高出力増幅器、受信は、低雑音増幅器、移相器、ミクサで構成される。これらの回路を機能ごとに一体化したMMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuits)チップセットを開発した⁽¹⁾。MMICは高速動作と高出力動作に優れたGaAsを採用した。特にミクサは、4次高調波型にし、局部発振波の周波数を高周波信号の1/4にすることによって位相雑音の低減を容易にした。さらに所望信号近傍に出力される不要波を抑圧する構成にすることによって、フィルタの段数削減を図っている。開発したMMICチップセットを低損失なLTCC(Low Temperature Co-fired Ceramics)パッケージに実装したミリ波モジュールとした。図1にミリ波モジュールの構成を示す。4素子アンテナごとにモジュール化し、モジュールの内部のミクサで周波数変換することによって、アンテナ側以外の信号周波数を低くして接続線路の損失低減を図っている⁽²⁾。

2.2 導波管分配器、アンテナ放射素子の樹脂一体形成

ミリ波モジュールと素子アンテナ間には、合成・分配回

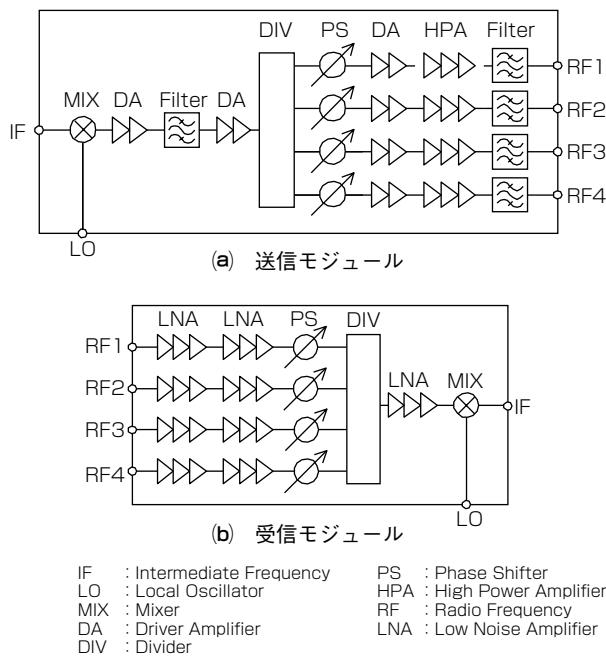


図1. ミリ波モジュールの構成

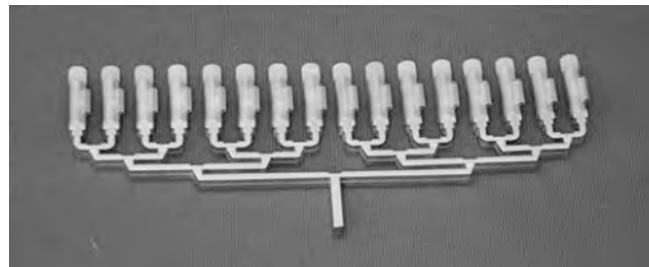


図2. 樹脂導波管で一体形成した分配／合成回路・素子アンテナ(16素子分)

路が必要になる。従来は金属導波管で構成していたが、金属の微細加工が必要であること、導波管とミリ波モジュール及び素子アンテナとの接続が必要であることから、加工が容易ではなく、さらに重くなる課題があった。今回、射出成型した樹脂導波管を用いて一体形成することによって、量産しても加工ばらつきが小さく軽量な回路を開発した⁽³⁾。図2に樹脂導波管で一体形成した分配／合成回路・素子アンテナを示す。16素子分の分配／合成回路と素子アンテナを一体化し、ミリ波モジュールと接続するだけでアンテナを構成することが可能である。

2.3 機上局アンテナ

航空機の姿勢及び地上局との相対位置に応じて電波の放射方向を制御するために、航空機の姿勢の変化が比較的遅い進行方向に対しては機械的制御を行い、姿勢の変化が比較的速い左右方向に対しては電波の放射方向をAPAA(Active Phased Array Antenna)で電子制御する技術を開発した。この構成は、機械的制御のみの場合に比べて制御速度が高速になる(左右方向)、電子制御のみの場合に比べてミリ波回路部の数が削減できるために小型・軽量が図れる利点がある。図3に機上局アンテナを示す。アンテナは、

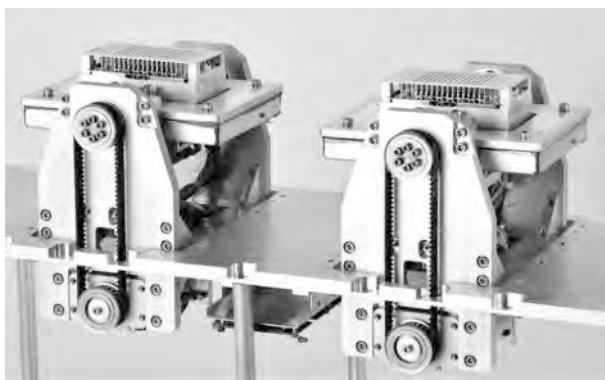


図3. 機上局アンテナの外観
(左:送信, 右:受信 電波の放射方向は上方向)

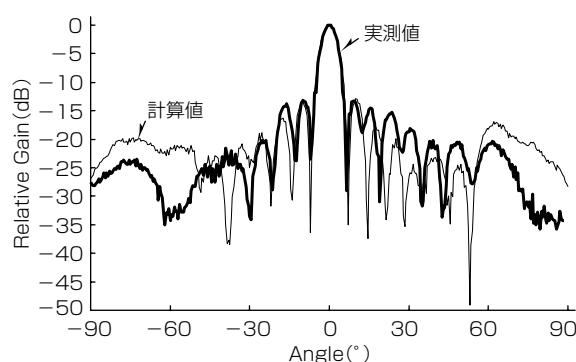


図4. 受信アンテナ放射特性(ビーム正面時周波数: 46.9GHz)

送信と受信が分かれた各々 16×16 素子の一次元APAAである⁽⁴⁾。機械的制御、電子制御ともに電波の放射方向を ± 45 度変化させることが可能である。図4に正面方向に電波の放射方向を向けた場合の受信アンテナの放射特性を示す。実測値と計算値とがほぼ一致した特性が得られた。

表1に開発したこれらの技術を組み合わせて構成した機上局の主要特性を示す。

3. 地上局装置(情報通信研究機構担当)

地上局は、航空機の飛行位置に合わせた電波の放射方向制御が必要である。従来は、パラボラアンテナなどを航空機の位置に合わせて向きを制御していた。そのため可動部分が大きく装置が大型化すること、航空機からの電波の到來方向がアンテナを動かさないと正確に把握できない課題があった。今回、地上局に固定されたレンズアンテナの前面に設けた小型軽量の反射板の向きを制御することで、地上から航空機へ電波の放射方向を制御する技術を開発した。さらに、アンテナの向きを変えなくても電波の到來方向が分かるモノパルストラッキング方式を採用した。これによって、アンテナ本体の向きを制御する従来の方法に比較して可動部分が軽量化でき、地上局の小型化を実現した。また、モノパルストラッキング方式の採用によって、機上局からの電波を高精度に自動捕捉(はそく)することが可能である。表2に地上局の主要特性を示す。

表1. 機上局の主要特性

項目	評価結果
送信周波数	43.65GHz \pm 150MHz
受信周波数	46.85GHz \pm 150MHz
偏波	送信: 左旋円偏波 受信: 右旋円偏波
EIRP (Equivalent Isotropically Radiated Power) ^(注1) (-48° ~ +48°)	26.6dBW
G/T (-48° ~ +48°)	-7.5dB/K

(注1) EIRPは送信アンテナの絶対利得とアンテナ入力電力の積であり、実効等方輻射電力とも呼ばれる。

表2. 地上局の主要特性

項目	評価結果
送信周波数	46.85GHz \pm 150MHz
受信周波数	43.65GHz \pm 150MHz
偏波	送信: 右旋円偏波 受信: 左旋円偏波
EIRP	20.7dBW
G/T	-6.8dB/K以上

4. ミリ波帯移動体通信用高速移動ネットワーク技術 (三菱電機担当)

このシステムでは、航空機の移動に応じて接続する地上局を切り替えるハンドオーバーが必要である。また、航空機の移動に伴い地上局との距離が変わり電波の強度が変化するために、適切な伝送帯域の制御が必要である。そのため、ハンドオーバー制御とミリ波帯無線回線の伝送可能帯域を伝搬距離に応じて変更する無線回線制御とを連携して、IP (Internet Protocol) 通信を継続させる高速移動ネットワーク技術を開発した。また、このシステムでは、海上を飛行中などの理由で航空機が地上局と直接通信できない場合に、地上局と通信中の別の航空機が通信を中継することを想定している。このようなときに適用するネットワーク技術の一部として、複数の航空機がミリ波帯無線回線によって相互に接続し、間接的に地上局と通信するためのアドホックネットワーク経路制御技術を開発した⁽⁵⁾。

5. システム試験(情報通信研究機構担当)

開発した機上局を航空機に搭載して地上局との通信試験を実施した⁽⁶⁾。図5に機上局アンテナの航空機搭載の状態を示す。機上局アンテナは、事前に設定した地上局位置とジャイロセンサで得られる航空機の姿勢からアンテナの放射方向を制御するプログラム追尾で試験を行った。試験は、地上局からパケットを送信し、機上局でそのまま地上に送り返すことによって、アップリンク・ダウンリンクの通信速度を測定した。その結果、高度8,000mを飛行中の航空機と地上局間で100Mbpsの双方向通信が行えることを確認した。また低飛行高度で通信させることによって、機上



図5. 機上局アンテナの航空機機体底部への設置状態

局、地上局ともに航空機の移動によるアンテナ放射方向の変化が速い場合でも安定して追尾可能なことを確認した。さらに、地上局をインターネットに接続し、航空機に搭載した端末から、Webでのアクセス、メールの送受信などのデモンストレーションを行い、実用上問題ない通信速度、通信の安定度であることを実証した。

6. む す び

航空機などの高速移動体通信の大容量化のために、ミリ波帯を用いた無線通信システムを開発した。開発したシステムを用いて実証実験を行った結果、高度8,000mを飛行する航空機と地上との間で実際に100Mbpsの双方向通信

に成功し、このシステムの有効性を確認した。

なお、このシステムは、総務省委託研究“ミリ波帯高速移動体通信システム技術の研究開発”(平成17~21年度)で開発した。

参 考 文 献

- (1) 半谷政毅, ほか:ミリ波高速移動体通信用チップセット, 2009年電子情報通信学会ソサイエティ大会, CI-1-8 (2009)
- (2) 湯川秀憲, ほか:高速移動体通信システム用ミリ波モジュール, 2009年電子情報通信学会総合大会, C-2-102 (2009)
- (3) 荒巻洋二, ほか:樹脂射出成形を用いた樹脂導波管ホーンアンテナ, 2008年電子情報通信学会総合大会, B-1-70 (2008)
- (4) 荒巻洋二, ほか:樹脂導波管ホーンアンテナを用いたAPAA, 2009年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-1-155 (2009)
- (5) 松川康一, ほか:高速移動体通信システム技術の研究開発－高速移動アドホックネットワークにおける経路制御－, 2010年電子情報通信学会総合大会, B-7-18 (2010)
- (6) 鈴木幹雄, ほか:航空機用ブロードバンド通信システムの研究開発－全体計画と実証実験概要－, 電子情報通信学会技術研究報告, 109, No.426, 57~61 (2010)

地上デジタルテレビ放送波を用いた パッシブレーダの実証検討

諫訪 啓*
中村聖平*
森田晋一*

An Experimental Study on Digital TV Based Passive Bistatic Radar

Kei Suwa, Shohei Nakamura, Shinichi Morita

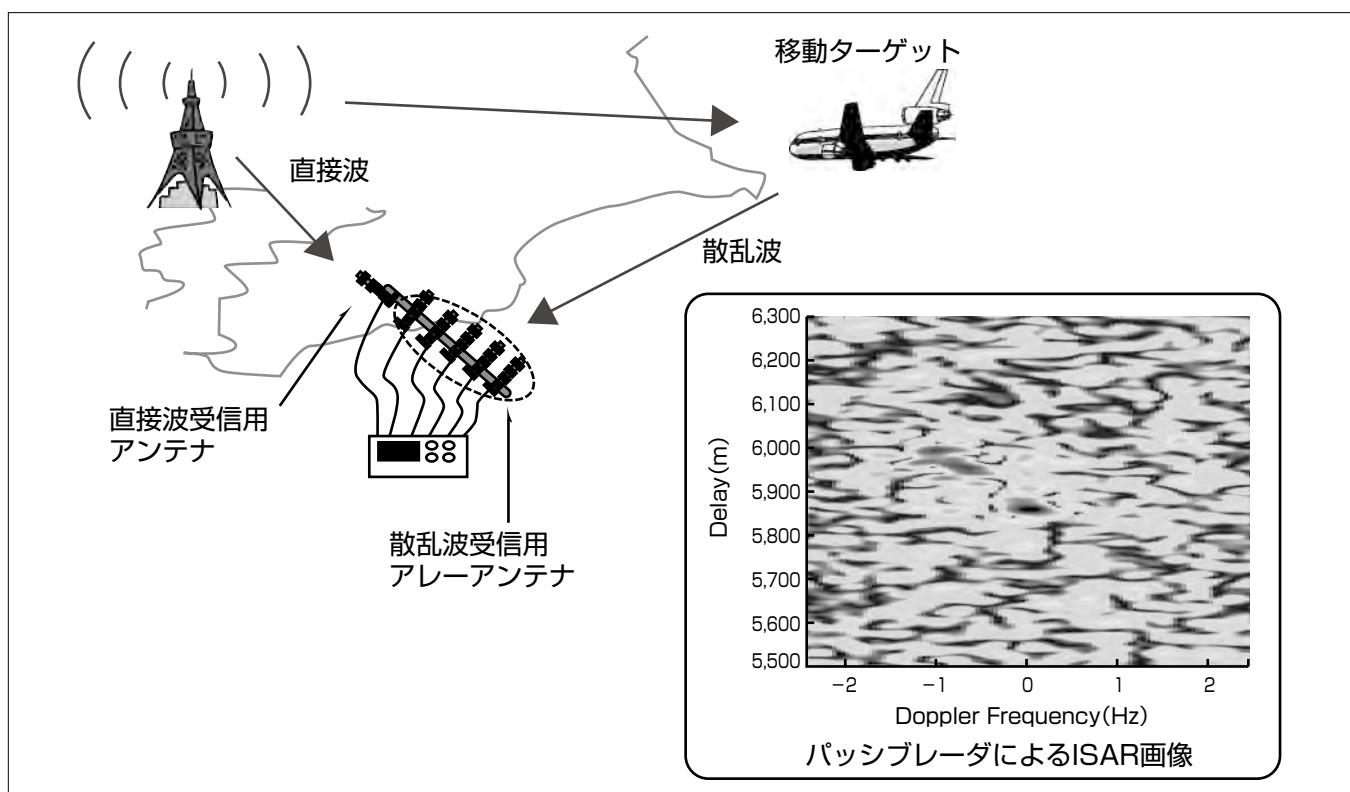
要 旨

パッシブレーダは、放送局など既存の電波源からの送信電波を利用してターゲットの距離と移動速度を計測する技術である。パッシブレーダ技術の歴史は古く、50年以上さかのぼることができるが、実用化された例は極めて少ない。放送局の送信電力程度では、観測できる覆域が限られてしまうことや、十分な距離分解能を達成できる程度の帯域幅を持った放送信号がほとんど存在しなかったことなどが主たる原因である。ところが、大電力の電波を放射する今日の一般的なレーダと違い、パッシブレーダは自ら電波を放射しないため、省電力・省電波資源に資する技術として近年改めて注目を集めている。

近年普及の進んでいる地上デジタルテレビ放送は、その信号帯域幅が比較的広いこと、また、中継局が各地に配置されていることから、分解能と覆域を確保できる電波源と

して期待できる。そこで、三菱電機では、地上デジタル放送波を用いたパッシブレーダの実証実験を実施している。

本稿では、2009年度に羽田空港周辺で実施したフィールド実験について述べる。この実験では、電波源として東京タワーから送信される地上デジタルテレビ放送波を用い、空港近傍を飛行する旅客機をターゲットとする観測を実施した。旅客機の位置と速度を計測するのみならず、ターゲットにおける電波の反射強度の二次元分布を画像のように観測できる逆合成開口レーダ(Inverse Synthetic Aperture Radar : ISAR)と呼ばれる技術を応用して、分解能8m程度の旅客機のレーダ画像(以下“ISAR画像”という。)を観測することに成功し、ターゲットのサイズを大まかに把握できることを示した。



パッシブレーダの概念図とパッシブレーダによるISAR画像の例

右下は、2009年度の実証実験で観測されたボーイング777型旅客機のISAR画像である。これまで、パッシブレーダを用いたISAR画像の観測結果が報告された例はなかった。まだ、航空機の形状を認識できるレベルには至らないが、サイズをおおむね推定することが可能になった。

1. まえがき

パッシブレーダは、放送局など既存の電波源からの送信電波を利用してターゲットの距離と移動速度を計測する技術である(図1)。大電力の電波を放射する今日の一般的なレーダと違い、パッシブレーダは自ら電波を放射しないため、省電力・省電波資源に資する技術として近年改めて注目を集めている。

近年普及の進んでいる地上デジタルテレビ放送は、その信号帯域幅が比較的広いこと、また、中継局が各地に配置されていることから、分解能と覆域を確保できる電波源として期待できる。地上デジタルテレビ放送の信号帯域幅は、1チャンネルあたり約6MHzなので、1チャンネル分で約50mの距離分解能が得られる。さらに、例えば東京タワーであれば、9チャンネル分の信号を放送しているため、これらを合成して約54MHzの帯域幅を利用できる。54MHzの帯域幅は約5.6mの距離分解能に相当するため、ターゲットの位置だけではなく、サイズを計測することも可能になる。よって、ターゲットにおける電波の反射強度の二次元分布を画像のように観測できる逆合成開口レーダ(ISAR)と呼ばれる技術と組み合わせれば、ターゲットの粗いISAR画像を観測できるようになり、パッシブレーダによるターゲット識別の可能性も期待できる。パッシブ

レーダによるISAR方式については、いくつかの理論検討結果が報告されているが⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾、筆者らの知る限り、実データによる検証結果はこれまでに報告されていない。

本稿では、まず、パッシブレーダ方式について簡単に解説を加え、2009年に羽田空港周辺で実施したフィールド実験の内容とその結果について述べる。

2. 地上デジタル放送を用いたパッシブレーダ

2.1 パッシブレーダの基本原理

パッシブレーダは、放送局から直接到來する直接波と、ターゲットで散乱してから到來する散乱波を受信する(図1)。図2に示すように、散乱波は直接波と基本的に波形は同じだが、信号強度が小さく、また、経路長差の分だけ到来時刻が遅延する。さらに、散乱波の中心周波数は、ターゲットの運動に起因するドップラー周波数の分だけシフトする(走行する救急車のサイレンの音程が変化して聞こえるのと同じ現象)。

パッシブレーダでは、直接波と散乱波の信号波形の相関処理によって、経路長差とドップラー周波数を計測する。具体的には、直接波の信号波形の遅延量と中心周波数を様々にシフトさせながら、散乱波の波形との相関を計算する。相関処理結果(図2右端)のピーク位置から、直接波と散乱波の経路長差及び散乱波のドップラー周波数を計測できる。なお、経路長差の計測結果から、ターゲットは放送局とパッシブレーダの受信機を焦点とする橢円(だえん)体面上にあることは分かるが、位置を一意に決定することはできない。そこで、アレー状に並べたアンテナを用いて、散乱波の到來方向を推定することによって、最終的にターゲットの位置を評定する⁽¹⁾。

2.2 パッシブレーダを用いたISAR方式

パッシブレーダの観測量は経路長差とドップラー周波数であるが、ターゲットのサイズに対して十分に高い分解能で観測すると、経路長差とドップラー周波数を縦横の軸として、ターゲットにおける電波の反射強度の二次元分布の

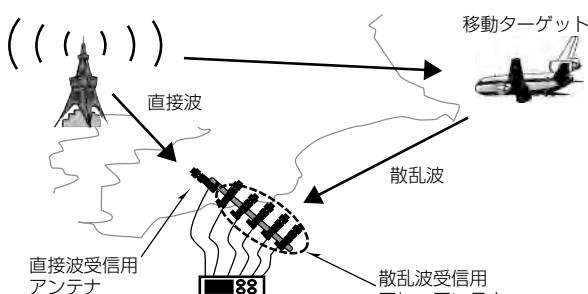


図1. パッシブレーダの観測のジオメトリ

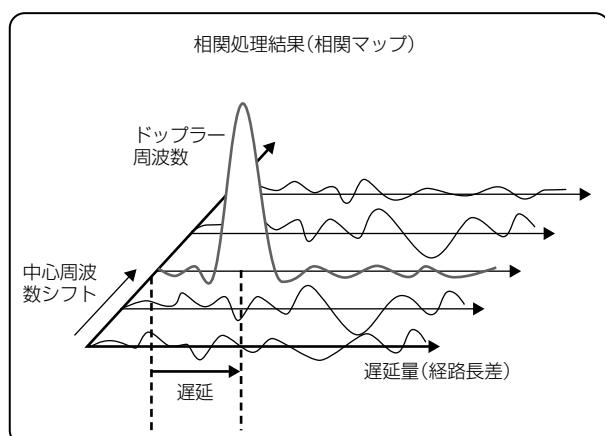
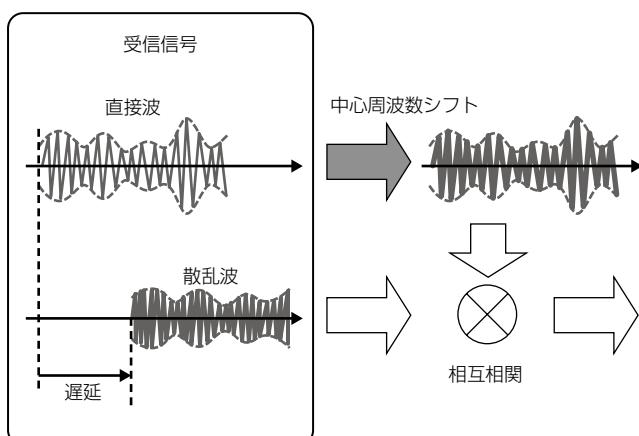


図2. パッシブレーダの観測信号と相関処理結果の概念図

マップを観測できる(これが画像のように見えるので, 一般にレーダ画像又はISAR画像などと呼ばれる)。パッシブレーダにおける距離の分解能 $\triangle d$ とドップラー周の分解能 $\triangle f$ は, それぞれ次式で与えられる。

ここで、 c は光速、 B は信号帯域幅、 T は観測時間である。例えば、地上デジタル放送の9チャンネル分の帯域幅54MHzで10秒間観測すると、経路長差の分解能は約5.6m、ドップラー周波数分解能は0.1Hzである。なお、詳細な議論は文献(4)などにゆづるが、ドップラー周波数の分解能をサイズに換算する場合は、大まかに $\lambda R / 2v$ (λ : 波長、 R : ターゲットまでの距離、 v : ターゲットの速度の視線方向に直交する成分) を掛ければよい。例えば、中心周波数530MHzの信号を用いるとして、20km先を300km/hで飛行する航空機を観測する場合、ドップラー周波数分解能0.1Hzは約7mの分解能に相当する。旅客機の大きさは30~70m程度であるから、この程度の分解能で観測できれば、機種の識別がある程度可能であると期待される。

このように、長時間の観測を行うことでドップラー周波数の分解能を向上できるが、その間に航空機はどんどん動いてしまう。ISAR技術の根幹はこの動きを推定して補償することによって長時間観測した信号の処理を可能にする点である⁽⁵⁾。

3. 実証実験

3.1 実験方法

東京タワーから送信された地上デジタルテレビ放送波を用いて、羽田空港発着の旅客機を観測ターゲットとしたフィールド実験を実施した。観測のジオメトリを図3に示す。パッシブレーダの受信装置は、東京タワーから約10.5km離れた葛西臨海公園の展望広場に設置した。また、直接波受信用に、八木・宇田アンテナを東京タワーに向けて設置し、散乱波受信用には、方位角約200°に向けた八木・宇田アンテナのアレーを配置した。

この実験では、旅客機の位置評定とISAR画像の観測を実施した。表1に実験時の観測パラメータを示す。実験では地上デジタルテレビ放送波における物理チャンネル21chから26chまでの帯域幅約36MHzの信号を用いており、距離分解能(散乱波と直接波の経路長差の分解能)は約8mである。また、位置評定には観測時間80ms、ISAR画像観測には観測時間5sとした。ドップラー周波数分解能はそれぞれ、12.5Hz、0.2Hzである。

3.2 実験結果

図4に、観測された地上デジタルテレビ放送の信号スペクトルを示す。横軸が周波数、縦軸が強度である。1チャンネル6MHzの信号が複数近接して並んでいることが確認できる。

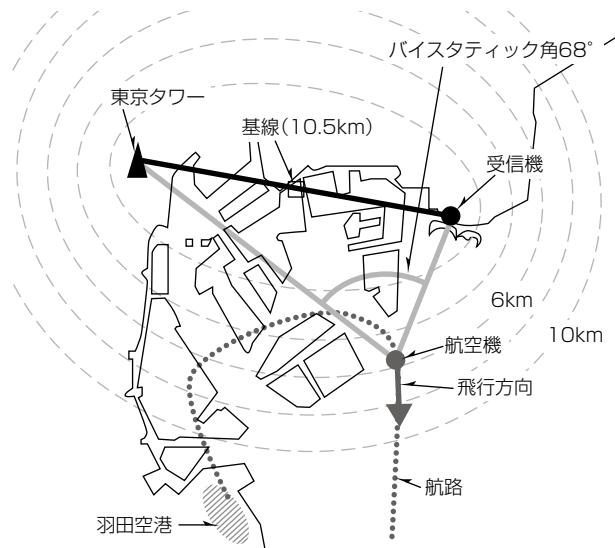


図3. 観測のジオメトリ

表1. 観測パラメータ

パラメータ	設定値
周波数帯域(21~26ch)	518~554MHz
送信局等価輻射(ふくしゃ)電力	48kW
直接波経路長	10.5km
受信アンテナゲイン	10.65dB
A/Dサンプリング周波数	100MHz
観測時間	80ms, 5s

認できる。この実験で使用した帯域は、破線で囲まれた領域に相当する。図5は、観測された直接波と散乱波の相関処理の結果得られた相関マップであり、縦軸が直接波と散乱波の経路長差(遅延量)、横軸がドップラー周波数である。ドップラー周波数ゼロに観測される強いピークは、地表面の固定物からの反射である。経路長差4.75km、ドップラー周波数12.5Hzに観測されるピークが、旅客機からの散乱信号に相当する。この信号を取り出して、MUSIC(Multiple Signal Classification)法と呼ばれるアレー信号処理によって散乱波の到来角を推定した結果を図6に示す。図6のピーク位置から得られる到来角の計測値は方位角219.7°であるが、これを、国土交通省の“羽田空港飛行コースホームページ⁽⁶⁾”で公開されている情報を参考に割り出した旅客機の位置と比較すると、誤差約1°であった。

図7に、5秒間の観測で得られた旅客機のISAR画像を示す。同図の縦軸は経路長差(遅延量)，横軸はドップラー周波数である。このとき、ターゲットは羽田空港離陸のボーイング777-300型機であった。図7から、観測したターゲットはレンジ方向に約120m、ドップラー方向に約1.2Hz程度の広がりを持つことが確認できる。ここで、散乱波受信用アンテナの指向方向とターゲットの観測位置から、ターゲットのバイスタティック角は約68°であった(図3参照)。したがって、経路長差120mから推定されるターゲットサイズは概算で約73(=120/(2cos(68/2)))mである。実

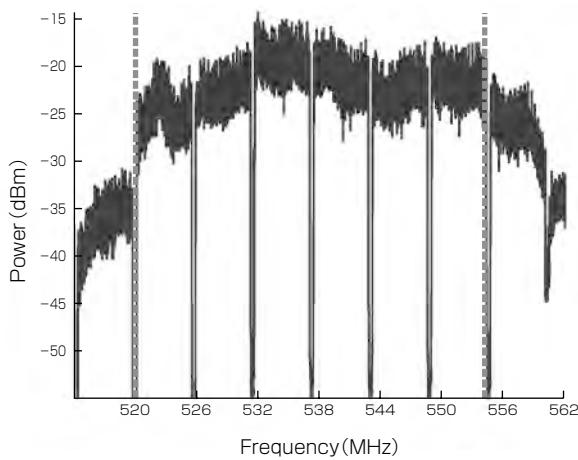


図4. 地上デジタルテレビ放送の信号スペクトル

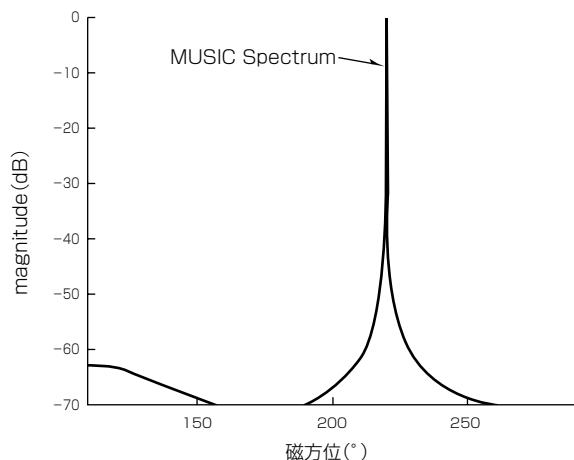


図6. アレー信号処理による到來角推定結果

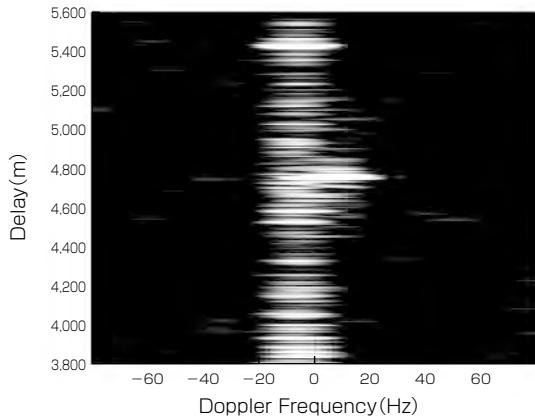


図5. 相関マップ

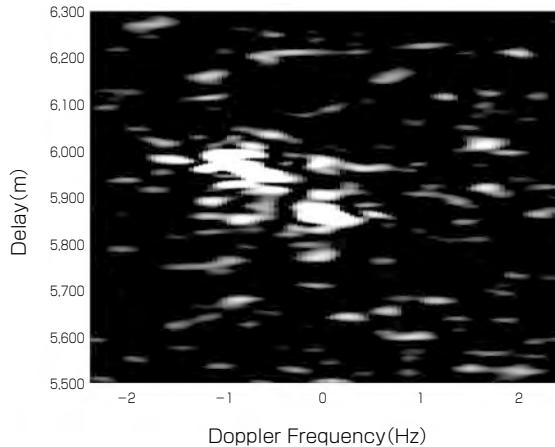


図7. ボーイング777-300型機のISAR画像

際のボーイング777-300型機は、全長73.9m、全幅60.9mであるので、この結果は妥当な値である。

4. む す び

地上デジタルテレビ放送波を用いたパッシブレーダの実証実験結果について述べた。この実証実験では、羽田空港近傍を飛行する旅客機の位置評定に加え、旅客機のISAR画像の観測に成功した。まだ、航空機の形状を認識できるレベルには至らないが、サイズをおおむね推定することが可能であることが確認できた。

今後は、実用化に向けて、より遠方のターゲットの検出と位置評定及びISAR画像の観測を実現するための方式開発と実証実験を継続する予定である。

参 考 文 献

- (1) Willis, N. J., et al. : Advances in Bistatic Radar, Scitech publishing Inc. (2007)
- (2) Cetin, M., et al. : Region-Enhanced Passive Radar Imaging, IEE Proceedings. Radar, Sonar and Navigation, **152**, No.3, 185~194 (2005)
- (3) Wu, Y., et al. : Wide-angle ISAR passive imaging using smoothed pseudo Wigner-Ville distribution, Proc. IEEE Radar Conf., 2001. 363~368 (2001)
- (4) 藤坂貴彦, ほか:目標の回転と直進を利用する二次元クロスレンジ圧縮逆合成開口レーダ, 電子情報通信学会論文誌, **J.81-B-II**, No.3, 226~233 (1998)
- (5) 山本和彦, ほか:ラジアル速度が異なる複数の目標のISAR画像再生アルゴリズム, 電子情報通信学会論文誌, **J.85-B**, No.5, 829~838 (2002)
- (6) 国土交通省:羽田空港飛行コースホームページ(2005)
<https://www.franomo.mlit.go.jp/>

HF帯／UHF帯共用RFIDタグアンテナ

西岡泰弘* 水野友宏***
人見健三郎** 飯田佳和†
桶川弘勝***

Novel Antenna Configuration for HF- and UHF-band Hybrid Card-type RFID Tag

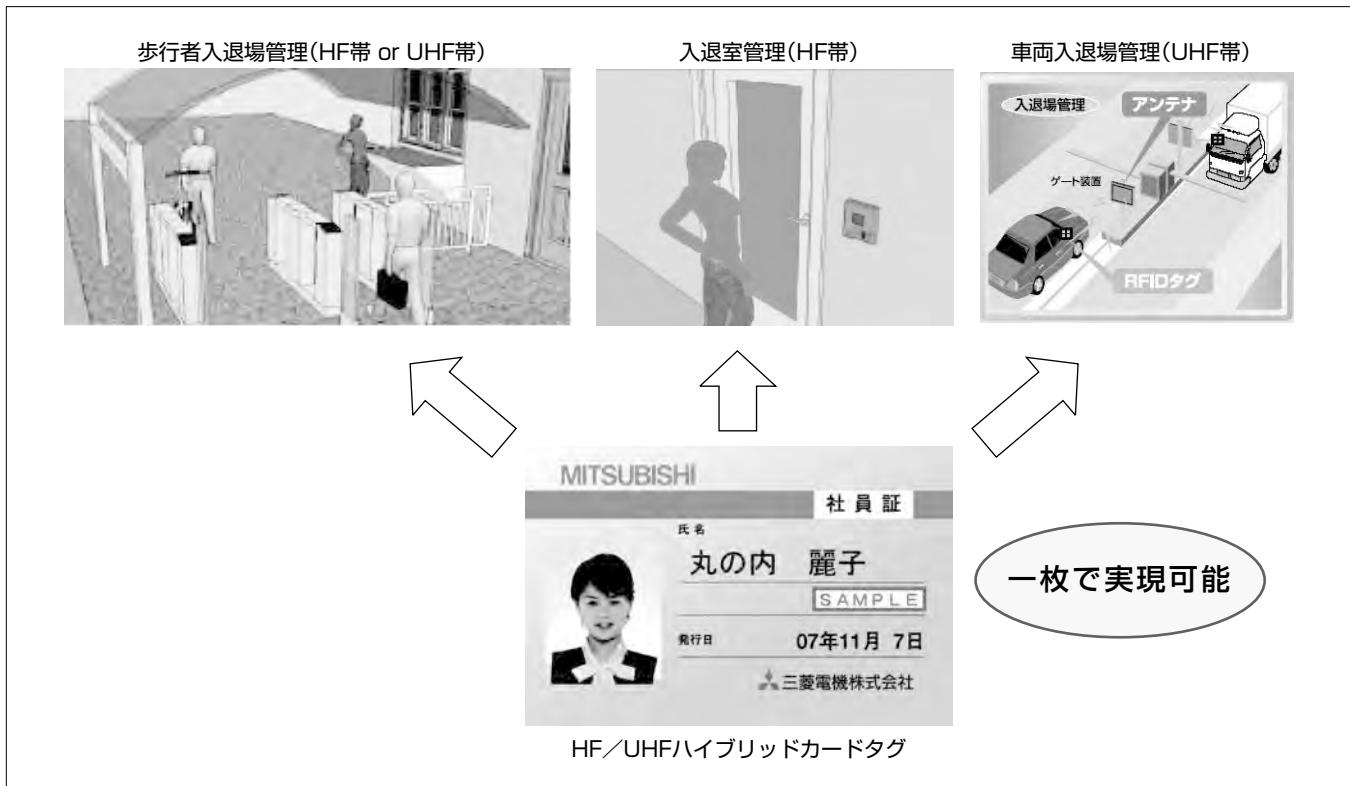
Yasuhiro Nishioka, Kenzaburo Hitomi, Hirokatsu Okegawa, Tomohiro Mizuno, Yoshikazu Iida

要 旨

近年、HF(High Frequency)帯又はUHF(Ultra High Frequency)帯を用いたRFID(Radio Frequency Identification)システムの実用化、普及が急速に進んでいる。これまで両周波数帯は独立に使用されてきたが、既存のHF帯RFIDシステムを保持したまま新たにUHF帯RFIDシステムを導入し、両システムを併用したいという要望が高まっている。例えば、人の入退室管理などは既存のHF帯RFIDシステムを継続利用し、敷地入退場門にUHF帯RFIDリーダーライタを新設することで、降車・開窓することなく車の入退場管理を行う機能を安価に付加することが可能になる。この場合、各々のRFタグの所持と使い分けが大変不便になる。そこで、両タグ機能を1枚のカード

に統合したHF／UHFハイブリッドカードタグを開発した。

本稿では、まず、単純に両周波数帯のアンテナを1枚のカードに実装するだけでは実用に十分な性能を得るのは難しいことを述べる。次に、HF帯通信用コイル開口面積の縮小を極力抑えつつUHF帯アンテナの実効面積を最大にするために、コイル導体を積極的にUHFアンテナとして利用するUHFモノポールアンテナ構成と、コイル導体上に流すUHF帯電流を制御する方法を提案し、これらの有効性を述べる。最後に、提案構成を採用したHF／UHF共用タグを試作し、各周波数帯専用タグと同等の通信距離が得られたことを述べる(HF帯10cm以上、UHF帯6.5m以上)。



HF／UHFハイブリッドカードタグの外観と活用例

ハイブリッドカードタグにはHF帯タグとUHF帯タグの2つの機能が備わっているので、歩行者入退場管理や入退室管理などのセキュリティ認証に広く活用ができる。また、既に社員証や通行証としてHF帯タグを活用していて、後からUHF帯の車両入退場管理システムを導入する場合、車両での入退場を行う人に対してのみ、ハイブリッドカードタグを発行するだけで、既存設備での認証とUHF帯車両入退場管理システムでの認証の両方に対応することができ、スムーズな運用が可能となる。

1. まえがき

近年、RFIDシステムの実用化、普及が急速に進んでいる。RFIDの通信方式は、LF(Low Frequency)帯やHF帯の誘導界を用いる電磁誘導方式と、UHF帯(860～960MHz)やマイクロ波帯(2.45GHz)などの周波数帯の放射界を用いるいわゆる電波方式とに大別される。前者については、HF帯(13.56MHz)を使用したRFIDシステムが入退室、入退場セキュリティ管理や公共交通機関における自動料金精算(IC乗車券)などに広く実用化されており、現在のところ最も広く普及しているRFIDシステムと考えられる。一方、後者の電波方式では近年、UHF帯のRFIDシステム及びそれに用いるタグアンテナの研究開発が活発になされている⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾。我が国では数年前の電波法改正によって952～954MHzを使用できるようになった(パッシブタグ)。電磁誘導方式に比べて通信距離が長いという特徴を持ち、物流管理、生産工場における部品・工程管理、入退場管理などの用途に広く実用化されつつある。

このようななか、既存のHF帯RFIDシステムを保持したまま新たにUHF帯RFIDシステムを導入し、両システムを併用したいという要望がある。例えば、人の入退室管理などは既存のHF帯RFIDシステムを継続利用し、敷地入退場門にUHF帯RFIDリーダーライタを新設することで、降車・開窓することなく車の入退場管理を行う機能を安価に付加することが可能になる。この場合、ユーザーの利便性を考慮すると、ユーザーが各RFIDシステム専用のタグを複数所持することは好ましくなく、1つのタグで複数のRFIDシステムに対応できることが望ましい。HF帯/UHF帯共用RFIDタグの開発を考えた場合、既に広く普及しているHF帯カード型タグ(非接触ICカードと呼ばれることが多い)にUHF帯タグ機能を追加することが自然な流れと考えられる。

カードサイズのHF/UHF共用タグに対するアンテナ構成法の従来技術としては、HF帯コイルの内外にUHF帯アンテナを配置する構成が検討されている⁽⁴⁾⁽⁵⁾。文献(4)では、HF帯コイルの実装面積を縮小し、その外側にUHF用ダイポールアンテナを配置している。この構成とした場合、UHFアンテナ配置エリアを確保するためにHF帯コイルの開口面積が大幅に減少するので、リーダーライタ内蔵コイルとの位置関係によっては両コイルと鎖交する磁束が著しく減少すると予想され、実使用時の通信性能が劣化する、又は、リーダーライタに対するカード型タグの設置位置、設置向きに著しい制約を設けなければならないなど運用上の課題が生じると考えられる。一方、文献(5)では、HF帯コイル内側にUHF用ダイポールアンテナを配置する構成が検討されている。この構成はコイル開口面積を最大にできる利点を持つ。UHF帯通信距離は2m以上と報告され

ているが、放射効率や利得などアンテナそのものの特性は明示されておらず、まだ検討の余地が残されている。

本稿では、実用に供する高性能なHF/UHF共用タグを開発するために行なったUHFアンテナ構成の検討結果について述べる。まず2章に、HF帯コイル内側にUHF帯ダイポールアンテナを配置する構成⁽⁵⁾の有効性を見極めるために行なった放射効率測定結果を示し、この構成では実用に十分な性能を得るのは難しいことを示す。次に、コイル開口面積の縮小を極力抑えつつUHFアンテナの実効面積を最大にするために、コイル導体を積極的にUHFアンテナとして利用することを考える。HFコイル導体を地導体と見立て、それとその外側に配置した線状導体との間に給電するUHFモノポールアンテナ構成を提案し、コイル導体寸法を適切に選定すれば、簡素な構成で比較的高い放射効率が得られることを示す。さらに、UHF放射効率のHFコイル寸法への依存性を抑圧するためにコイル巻線間をコンデンサで接続する方法を提案し、その有効性を示す(3章)。最後に、提案構成を採用したHF/UHF共用タグを試作し、実用上十分な性能が得られることを示す(4章)。なお、本稿で示す計算結果はすべて、有限要素法に基づく数値電磁界解析で得た結果である。

2. コイル内に配置されたダイポールアンテナの特性

図1に検討モデルを示す。厚さ1mmの誘電体基板上に6巻コイルを形成し、その内側に小形化したダイポールアンテナを配置する。ダイポールの長さは $L_d=58mm$ 、幅は $W_d=11mm$ である。コイル巻線の線幅と線間隔は市販の非接触ICカードを参考に、ともに0.5mmとした。実用化されているHF帯カードタグでは、UHF帯ではほぼ短絡とみなせる程度の値のキャパシタが装荷されているため、この検討ではコイル端子を短絡した。

図2にUHF帯ダイポールアンテナの放射効率測定結果を示す。本稿では、放射効率 η は遠方への放射電力 P_{rad} をアンテナへの入力電力 P_{in} で除した値と定義している。また、横軸は $f_c=910MHz$ で規格化した周波数である。(a)が

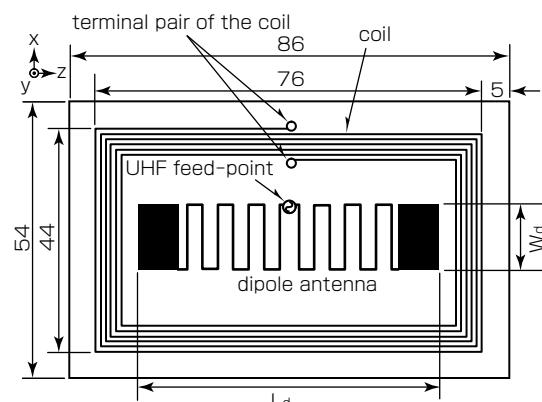


図1. コイル内に配置されたダイポールアンテナ

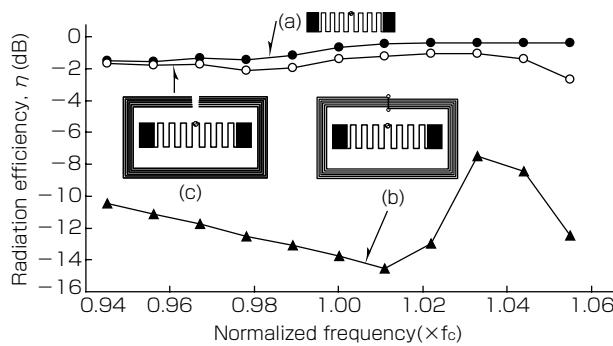


図2. ダイポールアンテナの放射効率測定結果

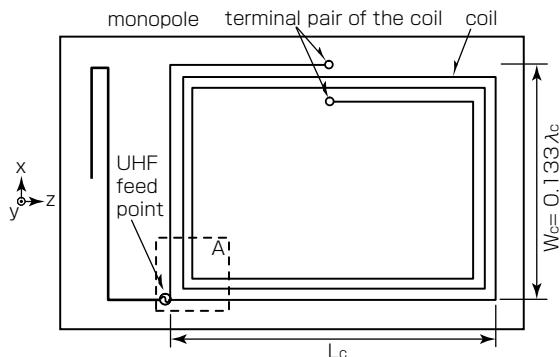


図3. コイル導体を地導体とするUHF帯モノポールアンテナ構成

ダイポール単体, (b)がダイポールをコイル内に配置したときの特性である。このように単純に配置しただけでは放射効率は約-7 dB以下と非常に低くなる。一方, (c)のようにコイル端子部で巻線全線を分断すると、放射効率は帯域全体で約-2 dB以上まで大幅に改善される。この現象はコイル巻数を1にしても生じる。電流分布を解析した結果、巻線を分断しない場合、ダイポールの主電流(z方向) I_1 と逆位相で比較的振幅の大きい電流 I_2 がコイル導体上に誘起されることが分かった。 I_1 と I_2 との距離が0.1波長未満であるため I_1 からの放射界を I_2 からの放射界がおおむね打ち消すことによって放射効率が大幅に低下したと考えられる。一方、巻線を分断した場合には I_2 の振幅が大幅に低減することが分かり、これによって放射効率が大幅に向上したと考えられる。

このように、UHF帯で理想的にコイル導体を電気的に分断できれば帯域全体にわたって高い放射効率が得られることが分かったが、これを実現する手段を見いだすことができず、この構成で高性能を得ることは困難であると結論づけた。

3. コイル導体を地導体とするUHF帯モノポールアンテナ構成

コイル導体を積極的にUHFアンテナとして利用することでコイル開口面積の縮小を極力抑えつつUHF帯アンテナの実効面積を最大にする方法を考えた。提案構成を図3に示す。コイル導体を地導体と見立て、コイル導体の外側にUHF帯で約4分の1波長の電気長を持つ線状導体(以下“モノポール”という。)を配置し、コイル導体の1角とモノ

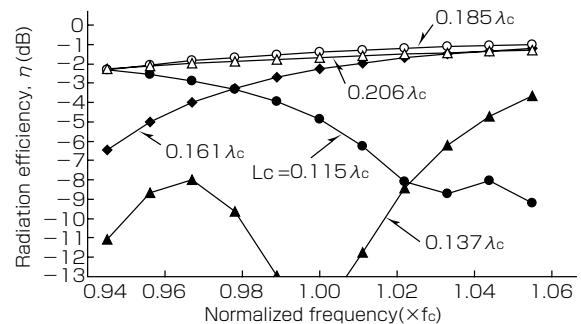
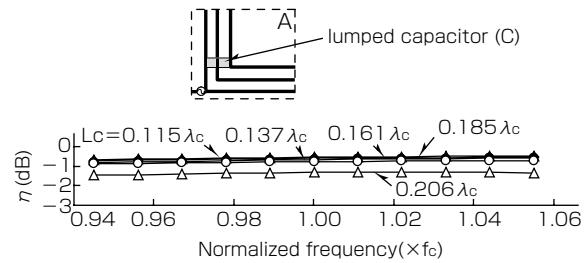


図4. 放射効率周波数特性の計算結果

図5. 放射効率周波数特性の計算結果
(コイル巻線間をC=4pFで容量結合)

ポールの一端との間に給電する構成である。このままではUHF帯の特性がコイル端子に接続するHF帯ICのインピーダンスに依存することになる。これを回避するために、コイル端子にはHF帯ICと並列にキャパシタを接続する。容量値を数十pF程度以上に選定すればこのキャパシタはUHF帯ではほぼ短絡とみなせるので、HF帯ICの電気的影響を無効にできる。HF帯コイルの設計はこのキャパシタをあらかじめ考慮して行えばよい。一方、モノポール長はHF帯では高々約 $\lambda/280$ なので、モノポール付加によるHF帯特性への影響はほとんどない。

図4に、コイルの巻数を3とし、コイル外形長 L_c を約 $0.1\lambda_c$ から約 $0.3\lambda_c$ まで変化させたときの放射効率周波数特性計算結果を示す。ここで、 λ_c は910MHzにおける空気中波長である。放射効率がコイル寸法に大きく依存することと、コイル寸法を適当に選べば帯域全体にわたり高い放射効率が得られることが分かる。

放射効率低下の原理を明確にするためにアンテナ導体上の電流分布を解析した結果、コイル導体上には所望電流成分(z成分) I_{+z} と逆向きの I_{-z} が比較的多く流れている。これら電流源間の距離は波長に比べて十分近いので、 I_{+z} からの放射界を I_{-z} からの放射界がほぼ全方向で打ち消した結果、放射効率が大幅に低下したと考えられる。

したがって、コイル寸法に依存せずに高い放射効率を得るために、HF帯コイルの各巻線に流すUHF電流をコイル寸法に無関係に同位相にすればよい。これを実現する最も簡単な方法はコイル巻線間を適当な位置で短絡する方法である。しかし当然ながら、コイル巻線間を短絡するとHF帯コイルが所望の動作をしなくなる。

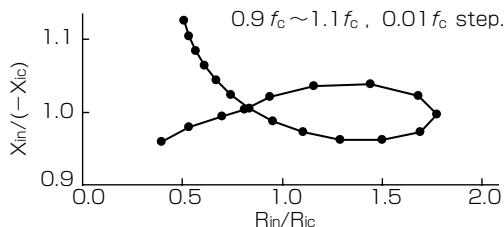


図6. UHF帯アンテナ入力インピーダンス周波数特性(設計値)
(ICインピーダンス: $R_{ic}+jX_{ic}$)

そこで、HF帯に対するUHF帯の周波数比が約67であることを利用し、コイル巻線間を集中定数キャパシタ(C)で容量結合する方法を提案する。Cのインピーダンスは $I/j\omega C$ なので、Cの値を適当に選べばHF帯ではおおむね開放に、UHF帯ではおおむね短絡にすることができる。これによってHF帯コイルの動作に大きな影響を与えることなくUHF帯特性を改善できると考えられる。

図5に、給電点近傍でコイル巻線間を $C=4\text{pF}$ で結合したときの放射効率周波数特性計算結果を示す。コイル外形寸法に依存せず、10%以上の広帯域にわたり -1.5dB 以上の高い放射効率が得られている。図示しないが、実験結果は図4、図5の計算結果とよく対応した。

4. 試 作

この章では、3章で検討したアンテナ構成法の有効性を実証するために行った試作評価結果について述べる⁽⁶⁾。クレジットカードサイズの誘電体フィルム基板の表面に前節で検討したアンテナを形成する。アンテナとUHF帯ICとの広帯域整合を行うために、モノポールとコイルの間に方形ループ導体を配置してその一部に給電する磁界結合給電方式⁽⁷⁾を採用した。コイル巻線間容量結合については、チップコンデンサなどを用いる方法では製造コストが増大するので、コイル巻線導体を部分的に太くするとともに、この対向部(裏面)に導体板を配置し、導体パターンでコイル巻線間を容量結合する方法とした。これによって製造コストを増大させずにコイル巻線間容量結合を実現できる。アンテナ導体パターンと電気部品(UHF帯IC, HF帯IC, コンデンサ)が実装された誘電体フィルム基板を誘電体カバーでサンドイッチすることによってカード化される。

HF帯で所望の特性が得られるようにコイル寸法を定めた後、UHF帯でICと広帯域整合がとれるように、有限要素法解析によってモノポール長及び給電ループの大きさと位置を定めた。図6にUHF帯アンテナ入力インピーダンス設計結果を示す。横軸はアンテナ入力抵抗 R_{in} をUHF帯ICの抵抗分 R_{ic} で規格化した値、縦軸はアンテナ入力リアクタンス X_{in} をUHF帯ICのリアクタンス分 X_{ic} で規格化した値である。また、プロット周波数は $0.9f_c$ から $1.1f_c$ まで $0.01f_c$ 刻みである。ここで、 f_c は設計中心周波数である。広帯域なインピーダンス特性が得られていることが確認できる。

表1. 試作タグの読み取り距離測定結果

UHF帯(953MHz)		HF帯 (13.56MHz)
IC-1	IC-2	10cm以上
6.5m	8.0m	

この広帯域効果は主に先に述べた磁界結合給電に起因している。

表1に試作タグの読み取り距離測定結果を示す。HF帯リーダーライタ(R/W)にはソニー製RC-S462Cを用いた。また、UHF帯R/Wには三菱電機製RF-RW003(EIRP(Equivalent Isotropically Radiated Power) 4W, 直線偏波)を用い、UHF帯ICには2種類のICを用いた。UHF帯で6.5m以上、HF帯で10cm以上の読み取り距離を得た。なお、UHF帯読み取り距離は電波暗室内で測定した。

5. む す び

コイルアンテナを用いた既存のHF帯カードタグにUHF帯タグ機能を追加するという課題に対し、コイル導体を積極的にUHF帯アンテナの一部に利用するとともに、コイル導体上に流すUHF帯電流を制御する工夫を導入することによって、各周波数帯専用のタグと同等の読み取り距離を持つHF帯/UHF帯共用ハイブリッドカードタグを実現した。

参 考 文 献

- (1) Rao, K. V. S., et al.: Antenna Design for UHF RFID Tags: A Review and a Practical Application, IEEE Trans. Antennas Propagat., **53**, No. 12, 3870~3876 (2005)
- (2) Marrocco, G.: The Art of UHF RFID Antenna Design: Impedance-Matching and Size-Reduction Techniques, IEEE Antennas Propagat. Mag., **50**, No. 1, 66~79 (2008)
- (3) 上坂晃一, ほか: 無線ICタグにおけるアンテナ技術, 信学論B, **J89-B**, No. 9, 1548~1557 (2006)
- (4) Toccafondi, A., et al.: Compact Meander Line Antenna for HF-UHF Tag Integration, 2007 IEEE Antennas Propagat. Int. Sym. Dig., 5483~5486 (2007)
- (5) Leong, K. S., et al.: Miniaturization of dual frequency RFID antenna with high frequency ratio, 2007 IEEE Antennas Propagat. Int. Sym. Dig., 5475~5478 (2007)
- (6) 西岡泰弘, ほか: コイルを地導体とするUHF帯モノポールアンテナ方式を採用したHF帯/UHF帯共用カード型RFIDタグの設計と試作, 電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-1-139 (2010)
- (7) Choo, H., et al.: Design of electrically small planar antennas using inductively coupled feed, Electron. Lett., **39**, No. 22, 1563~1565 (2003)

中野貴敬*
松本佳宏*
玉川恭久**

超広角反射光学系の設計技術

Design Technology of Ultra Wide-angle Reflective Optical System

Takayuki Nakano, Yoshihiro Matsumoto, Yasuhisa Tamagawa

要 旨

近年、世界的な安全意識の高まりからセキュリティ関連技術が注目され、社会の安全安心を支えるインフラとしてサーマルイメージヤの需要が高まっている。建造物への不審者の侵入検知や船舶の安全運行のための海上監視、夜間車両運転時の視認性向上を目的としたナイトビジョンシステム、さらにSARS(重傷急性呼吸器症候群)や新型インフルエンザの流入を水際で防止するため空港に導入されたスクリーニング装置など、適用分野が拡大している。

これまで、サーマルイメージヤの光学系にはゲルマニウムレンズなどの特殊なレンズが使用されており、製品コストを押し上げる一要因になっていた。一方、大型の天体望遠鏡などに用いられている反射光学系はコスト面で優れるが、サーマルイメージヤに使用する場合、広角化と低Fナンバー化の両立がキーとなる。

本稿では、3枚の反射鏡を三次元的に配置することで広角化と低Fナンバー^(注1)化を実現するイメージヤ用の反射光学系設計技術について述べる。この設計技術は次の3技術をコアとして開発した。

- (1) 三次元構造の低次元化によるミラー配置の最適化
- (2) 偏心収差^(注2)解析／低減手法の確立
- (3) 公差解析に基づいた調整機構の決定

この技術を適用して実際に反射光学系を設計し、サーマルイメージヤと組み合わせていった撮像実験の結果も述べる。試作光学系はFナンバー2でありながら画角30°×24°という従来にない広い視野角を実現し、日本光学会光設計研究グループの光設計優秀賞(2009年度)を受賞した。

(注1) 光学系の焦点距離を開口径で割った値。Fナンバーが小さい光学系ほど多くの光を集めることができる。

(注2) ミラーが本来の位置と外れて配置されることによって発生する像のボケや歪(ひず)み。



超広角反射光学系の設計技術を適用した光学系の試作例

超広角反射光学系の設計技術を適用してサーマルイメージヤ用に設計した光学系の試作例である。右方から入射した光線が光学系の中を時計回りに渦を描くような光路で伝搬し、上方の像面上に結像する。画角30°×24°、F/2のこれまでに類を見ない広角化と低Fナンバー化の両立を実現した。従来サーマルイメージヤに用いられてきた高価なゲルマニウムレンズの置き換えによる光学系の低コスト化が期待される。

1. まえがき

近年、世界的な安全意識の高まりからセキュリティ関連技術が注目され、社会の安全安心を支えるインフラとしてサーマルイメージャの需要が高まっている。サーマルイメージャは熱画像を得る用途以外に、夜間に照明光なしで画像を得ることができるために、建造物への不審者の侵入検知や船舶の安全運行のための海上監視、夜間車両運転時の視認性向上を目的としたナイトビジョンシステムへと用途を広げている。熱画像を得る用途でも、SARSや新型インフルエンザの流入を水際で防止するため空港に導入されたスクリーニング装置など、身近なセンシング技術になりつつある。

サーマルイメージャは1992年⁽¹⁾に熱型赤外線検出器を積した非冷却タイプのイメージセンサが発表されたことによって、それまでの冷却タイプの量子型検出器を用いたイメージャと比べて、大幅な低コスト化が進んだ。一方、光学系にはゲルマニウムレンズなどの特殊なレンズが使用されており、製品コストを押し上げる一要因になっている。このため、光学系の低コスト化を目的とし、超広角反射光学系の設計技術の開発を行った。

反射光学系はミラー表面にコートされた薄膜で光線を反射するためミラー母材の材料に対する制約がなく、コスト面で優れるが、サーマルイメージャに使用する場合、広角化と低Fナンバー化が必要となる。そこで、3枚の反射鏡を“スパイラル構造”と呼ぶ三次元配置を行うことで広角化と低Fナンバー化が両立できる構造に考案し、次の3つの技術をコアとした設計手法の開発を行った。

- (1) 三次元構造の低次元化によるミラー配置の最適化
- (2) 偏心収差解析／低減手法の確立
- (3) 公差解析に基づいた調整機構の決定

2. 設計手法

2.1 スパイラル構造

まず、光学系の構造を表すために使用する言葉の定義を行う。ここでは、光学系の開口絞りの中心を通る光線を“主光線”と表記し、主光線の中で像面の中心に結像するものを“中心主光線”又は“光軸”と表記する(図1)。3枚のミ

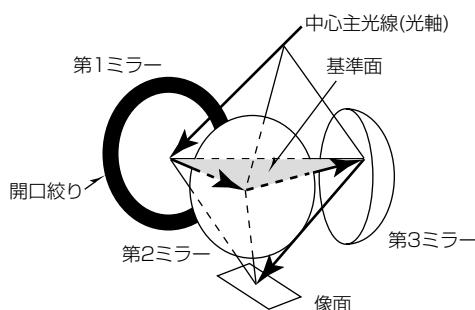


図1. スパイラル構造

ラーにおける中心主光線の3つの反射点を含む平面を“基準面”と呼ぶ。

光学系に入射する中心主光線と、光学系から射出する中心主光線が、基準面に対して反対側にある構造に反射光学系を設定する。光線が光学系内部を渦を描くように伝搬することから、この構造を“スパイラル構造”と名付ける。このように、スパイラル構造に光学系を設計することによって入射光線と射出光線は三次元的に反射鏡とは異なる方向を通過することになり、光線の遮蔽(しゃへい)が起こりにくい構成にすることができる。また、三次元構造の光学系は設計の自由度(パラメータ)が多いため、それによって光学系の小型化や収差の低減を行うことができる。例えば、カセグレン光学系などの共軸光学系では反射鏡は常に同じ軸上にあるため、ミラー配置のパラメータは1面あたり1つだけであるが、スパイラル構造では三次元的に配置することができるようになるため、配置パラメータが1面あたり3つに増加する。

一方で、スパイラル構造な光学系の設計・製造を難しくしている問題として

- (1) ミラーや光線の三次元的な位置の把握が必要
- (2) 共軸構造より低次の収差が発生する
- (3) 配置パラメータ増加による調整の複雑化

という点があげられる。これらの課題を克服するために開発した設計技術を次に述べる。

2.2 三次元構造の低次元化

光学系の三次元配置を容易に把握するため、基準球という考え方を導入した(図2)。基準球は各ミラー上で中心主光線の反射点を結んでできる三角形の外接円を大円とする球として定義する。

基準球を用いることで反射鏡や光線の三次元的な相対関係を二次元での相対関係に還元する。まず、図2に示すように、各ミラーを中心主光線の反射点で基準円に接し、半径がミラーの半径と等しい円領域で置き換える。次に、光学系に入射する光束と光学系から射出する光束についても同様に、中心主光線の基準球との交差点で接する円領域に置き換える。円領域の半径は光束が基準球と交差する断面

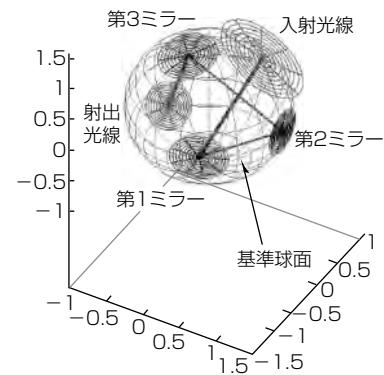


図2. 基準球面の定義

の半径を使用する。

各ミラーは光学系中を伝搬する光線を遮らないように配置する必要がある。図2から基準球の中にはミラーはないため、基準球の中で光線遮蔽が起こることはない。ミラーはすべて基準球上にあり、光線遮蔽は常に基準球上で起こることになる。したがって、基準球上でミラーと入射・射出光束を表す円領域に重なりがないように各配置を決めることで、光線遮蔽がない反射光学系を設定することができる。球面上の点は二次元座標で表されるため、光学系の三次元構造は二次元の関係へと変えることができ、ミラーと光束の位置把握が格段に容易になる。

2.3 偏心収差の低減手法

共軸構造の光学系では三次のザイデル収差(球面収差、コマ収差、非点収差、像面湾曲、歪曲(わいきょく))が最低次数の収差となるのに対して、スパイラル構造では二次の収差(偏心収差)が最低次数となり⁽²⁾、補正を行うべき収差の数が増加する。

スパイラル構造の光学系に発生する二次収差は像面上に一様に発生する収差(ここでは“球面収差”という。)と、像高に応じて増加する収差(非点収差)、歪曲の3種類に分けることができる。歪曲は被写体の像に歪みを与えるだけで像の先鋭さには影響を及ぼさない。また、取得後の画像に逆方向の歪曲を加える画像処理を行うことで補正を行うことができるため、一般的に歪曲の低減は行う必要はない。

球面収差はミラー形状に円錐(えんすい)曲面を使用することで容易に除去することができる。円錐曲面の一方の焦点から放射された光線は鏡面反射のあと他方の焦点に集光するという特性があり、円錐曲面のミラー焦点を連結して配置することで原理的に球面収差を除去することができる。

非点収差の発生を抑制するため、非点収差の解析モデルを導出した。円錐曲面に発生する非点収差は、円錐曲面の対称面に平行な光線と垂直な光線とで像面の傾きが異なる収差として現れることが知られている⁽³⁾。スパイラル構造では像面の傾きの方向も回転して変化するため、非点収差の補正には像面の傾きの大きさと方向を別々にモデル化し、それを相殺するようにミラーの屈折力配分と配置を設定することで非点収差の発生を抑制した。図3に導出した

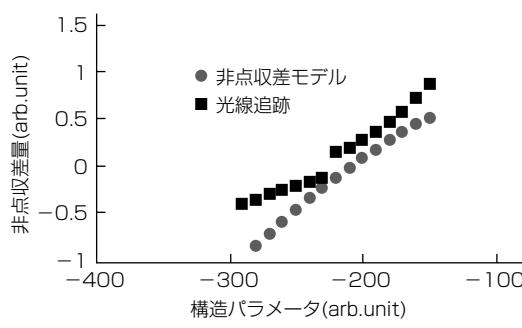


図3. 非点収差モデルの検証

モデルによって見積もった非点収差の大きさと、光線追跡計算を行って非点収差を算出した結果を比較した例を示す。図から、非点収差が0となる点はモデルと光線追跡で一致しており、今回導出したモデルが非点収差を相殺する設計を行うために使用できることが確認できた。

2.4 調整機構の決定

光学系の組立て工程で調整要素が少ないと実用上重要である。

スパイラル構造は配置パラメータが多いため効率的な調整が必要であり、ミラーの配置誤差に対する結像性能のシミュレーション解析に基づいた調整要素の最適化を行った。その結果、第2ミラーと第3ミラーの相対的な傾き公差が結像性能に対して最も感度が高く、第3ミラーに傾きの調整要素を持たせることで公差条件を緩和できることが分かった。このため、試作光学系として第3ミラーに傾き調整機構をもつ鏡筒構造を採用した。

図4に第3ミラーに傾き調整機構がない光学系での結像性能のモンテカルロ・シミュレーション結果を示す。公差量として各面の並進0.05mm、傾き0.01°を設定した。このときの結像性能は、像ボケの増加量の指標となるMTF (Modulation Transfer Function)の低下率で0.1以下である。一方、第3ミラーに調整機構を持たせ、公差量を各面の並進0.2mm、傾き0.2°を設定したときのシミュレーション結果を図5に示す。この条件でも図5と同様にMTF低下率を0.1以下に抑制することができて、第3ミラーに傾き調整機構を付加するだけで公差条件を著しく緩和できることが確認できた。

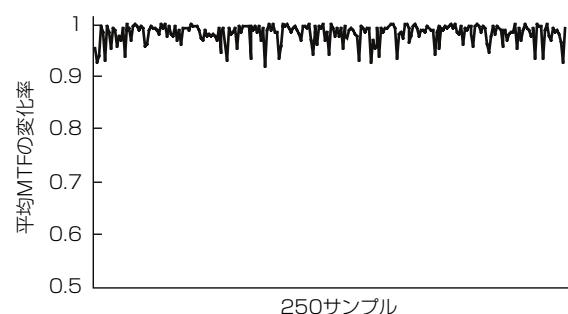


図4. 結像性能のシミュレーション結果
(公差: 並進0.05mm, 傾き0.01°, 傾き調整なし)

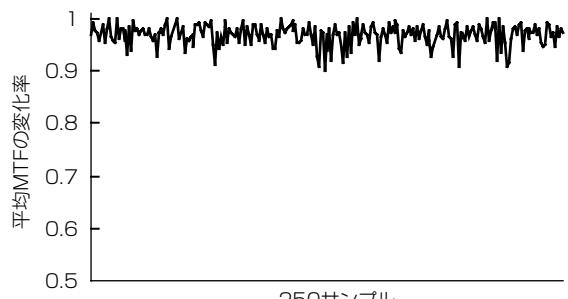


図5. 結像性能のシミュレーション結果
(公差: 並進0.1mm, 傾き0.2°, 傾き調整あり)

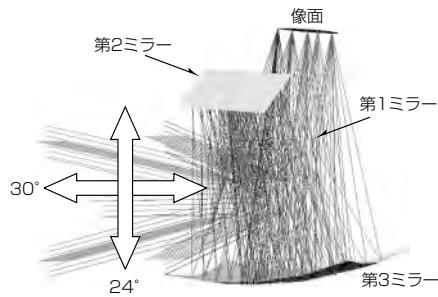


図6. 試作光学系の光線図

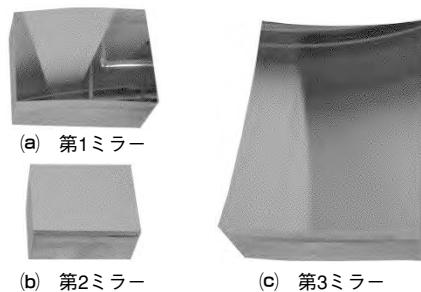


図8. 加工金属鏡

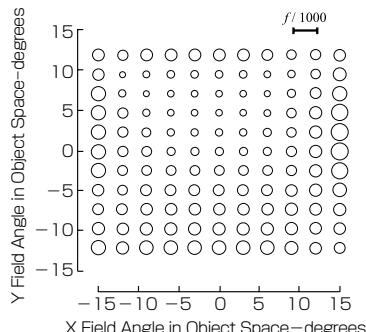


図7. スポットダイアグラム

3. 光学系の試作例

2章の設計手法に基づき, $F/2$, 画角 $30^\circ \times 24^\circ$ のスパイラル構造の光学系の設計を行った。図6に光線図を, 図7に点像に対するRMS(Root Mean Square)直径を円の直径で表したスポットダイアグラムを示す。RMS直径は像面全体で光学系の焦点距離fの1/1000未満である。

設計光学系の試作による性能検証を行った。ミラーは高精度金型加工技術を利用して, 金属鏡で作成した(図8)。ミラー形状を粗加工したステンレス材に無電解ニッケルコートを施し, そのコート上に高精度な鏡面を切削加工した。金属鏡の外形形状は軸出しを容易にするため, 矩形(くけい)形状とした。ここでの試作は金属鏡を用いたが, もちろんガラス・プラスチックなどもミラー材料として用いることができる。

図9に試作したスパイラル構造の光学系を示す。鏡筒は筒を輪切りにしたような形状の1つの部品だけでできており, この筒の内側に各反射鏡を配置することで加工機械の公差範囲での組立てを行った。第3ミラーには2.4節で述べたとおり調整機構があり, 傾きを調整することで効率的な結像性能の補正を行うことができる。被写体からの光線は紙面右側の手前の方から入射し, スパイラルを描くように第1ミラーから第3ミラーへと反射しながら伝搬した後で, 光学系の左上の位置で結像する。

図10に試作光学系によって取得したサーマルイメージヤの撮像例を示す。撮像例から, 被写体の服のしわや腕の血管が見られ, 良好的な結像性能が得られていることが確認できる。

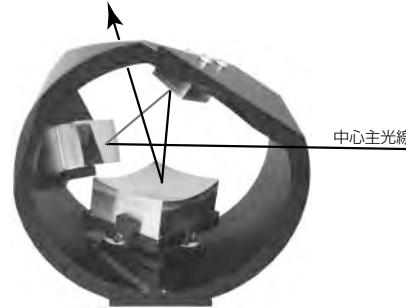


図9. 試作光学系



図10. サーマルイメージヤでの撮像例

4. むすび

3枚の反射鏡をスパイラル構造に三次元配置することで広角化と低Fナンバー化を実現する, イメージヤ用の反射光学系設計技術について述べた。実際に $F/2$ の光学系設計に適用し, 視野角 $30^\circ \times 24^\circ$ の従来にない広角化と低Fナンバー化の両立した設計例を得ることができた。この光学系は日本光学会 光設計研究グループの光設計優秀賞(2009年度)を受賞した。

今後は開発した光学設計のコア技術の適用範囲を幅広い光学センサの設計技術へと展開していく, 光学センサの広角化・高スループット化によるセンシング技術の向上を図っていく。

参考文献

- (1) Hanson, C., et al.: Uncooled Thermal Imaging at Texas Instruments, Proc. of SPIE, **1735**, 17~26 (1992)
- (2) Sasian, J. M.: How to approach the design of a bilateral symmetric optical system, Opt. Eng., **33**, No. 6, 2045~2061 (1994)
- (3) Nakano, T., et al.: Design of Plane-Symmetric Low F-number Reflective system Based on Perturbation Model, Opt. Rev., **14**, No. 6, 376~383 (2007)

ライダ技術

Lidar Technology

Kimio Asaka, Masaharu Imaki, Shumpei Kameyama, Yoshihito Hirano, Hiroshi Sakamaki

浅香公雄* 平野嘉仁**
今城勝治** 酒巻 洋*
亀山俊平*

要 旨

レーザ光を目標に照射し、目標からの散乱光の強度、波長変化、位相、到達時間などを計測するライダ技術によって、特定ガスの濃度計測、風計測、三次元撮像が可能である。三菱電機では、培ってきたレーザ技術及び光制御・受信技術によって、環境・エコ、安心・安全な社会に貢献するライダ技術の開発を進めてきている。

本稿では、風計測、三次元高速撮像、ガス濃度計測のライダ技術の開発状況について述べる。

(1) 風計測

アイセーフ波長である1.5μm帯のレーザを採用した風計測用ドップラーライダを世界に先駆けて製品化している。小型で高信頼な全光ファイバ型ドップラーライダの観測距離の長距離化(～10km)を実現する小型、高信頼な高出力光源の開発を行っている。

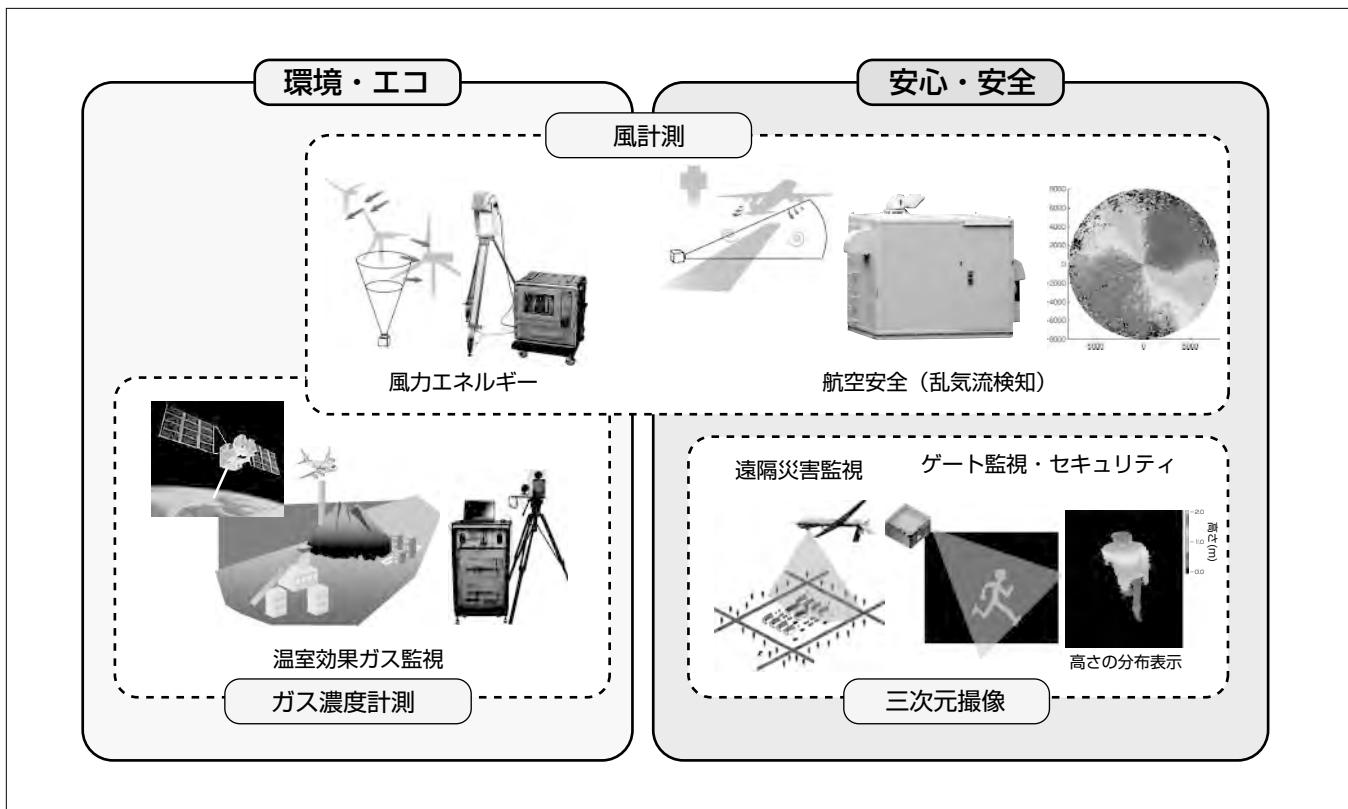
(2) 三次元高速撮像

距離を計測して画像化する方式によって、従来のカメラに比べ外部環境に影響されない高コントラストな撮像が可能である。256素子受光素子アレー及びリアルタイムアナログ信号処理ICの開発によって、世界最高の三次元動画撮影(256×256画素、フレームレート10Hz以上)を実現する。

(3) ガス濃度計測

吸収率の波長差による受信光強度の比から、光路中の測定対象ガスの濃度分布を計測することができる。現在、宇宙航空研究開発機構に協力して、地球規模での温室効果ガス監視(炭酸ガス)を最終目的とした装置の開発を行っている。独自のCW(Continuous Wave)変調方式を用いた地上検証モデルによって、世界最高^(注1)の測定精度4 ppmを実現している。

(注1) 2008年8月27日現在、当社調べ



ライダ技術の応用分野

当社では、培ってきたレーザ技術及び光制御・受信技術によって、環境・エコ(風況調査などの風力エネルギー応用、CO₂などの温室効果ガス濃度計測)、安心・安全な社会(空港・航空機周辺の乱気流検知、三次元撮像によるエリア・ゲート監視)に貢献するライダ技術の開発を行っている。

1. まえがき

レーザ光を目標に照射し、目標からの散乱光の強度、波長変化、位相、到達時間などを計測するライダ技術によって風分布計測、三次元撮像、特定ガスの濃度を計測することが可能である。当社では、培ってきたレーザ技術及び光制御・受信技術によって、環境・エコ、安心・安全な社会に貢献するライダ技術の開発を進めてきている。

本稿では、目に対して最も安全度の高い1.5~1.6μm帯のアイセーフ波長のレーザを採用した風計測、三次元撮像、ガス濃度計測のライダ技術の開発状況について述べる。

2. 風計測

2.1 概要

ドップラーライダは大気中の微小な塵(エアロゾル)からの散乱光のドップラーシフトから上空や周囲の風速分布を観測するため、電波で雨雲を対象とするドップラーレーダと異なり、晴天時でも観測が可能である。このため、気象観測用途のほか、建設予定地の風況調査や風車(タービン)の予測制御といった風力エネルギー応用や空港及び航空機周辺の乱気流検出による航空安全用途への適用が図られている。当社では、アイセーフ波長である1.5μm帯のレーザを採用した小型で高信頼な全光ファイバ型の小型ドップラーライダ(観測距離~2km)と後段に高出力レーザアンプを接続した大型ドップラーライダ(観測距離~10km)を世界に先駆けて開発するとともに、国内研究機関に協力して先に述べた用途に向けた技術開発に取り組んできた⁽¹⁾⁽²⁾。さらに、全光ファイバ型のドップラーライダの観測距離の長距離化を実現するため、光ファイバアンプをベースとした小型、高信頼な高出力光源開発を段階的に進めてきている。

2.2 高出力光源開発

单一モード、高スペクトル純度の送信パルス光を用いるドップラーライダでは、光ファイバ中を伝搬する送信パルス光に対する非線形光学効果によって、送信光のピーク出力が制限されていた。非線形光学効果の閾値(しきいち)は伝送ファイバの有効コア面積に比例し、有効伝搬長に反比例することからEr³⁺/Yb³⁺イオンを高濃度に添加してファイバ長を短くした短尺化ファイバアンプの開発、さらにコア径を拡大した2層クラッド構造のファイバを用いた大口径ダブルクラッド型ファイバアンプの開発という2段階での高出力化開発を行っている。試作の結果、前者ではピーク出力約90W、後者ではピーク出力約300Wを得ている。短尺化ファイバアンプを用いた中距離用光ファイバ型ドップラーライダを開発しており、その構成を図1に、測定例を図2に示す。この装置では、約50Wのピーク出力によって、半径4kmにわたり良好なデータが得られることを確

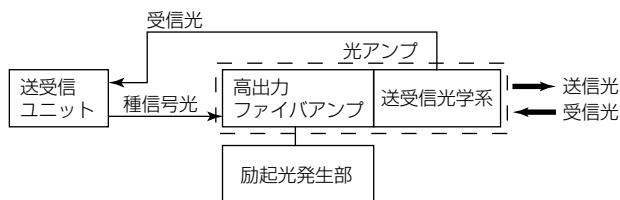
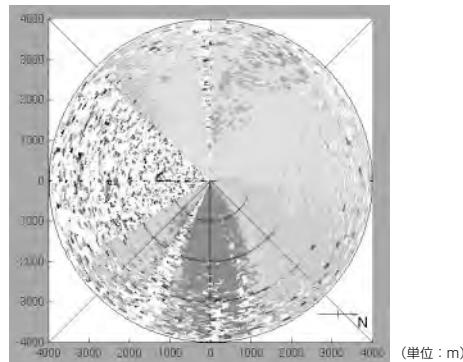


図1. 中距離用光ファイバ型ドップラーライダの構成



ドップラーライダは中心にある。中心から扇状に白く抜けている領域は建築物などによってレーザ光が遮蔽(しゃへい)された領域である。

図2. 中距離用光ファイバ型ドップラーライダの測定例

認できた⁽³⁾。一方、長距離用ドップラーライダ(観測距離10km以上)にはkWクラスの送信光出力が要求されるが、光ファイバアンプのこれ以上の高出力化には限界がある。このため、長距離用として、非線形光学効果の影響が小さく、より大きな励起エネルギーを蓄積可能な平面導波路を利得媒質とした光導波路型增幅器を開発中である。

3. 三次元高速撮像

3.1 概要

レーザ光を高速走査し、目標又は観測エリア上を多点測距することによって高速三次元撮像を行うレーザ三次元イメージャを開発している。従来のカメラ方式に比べ外部環境に影響されない高コントラストな撮像が可能であり、遠隔災害監視やエリア監視への適用が期待される。レーザ光を用いた測距方式には、CW変調方式及びパルス方式が存在し、前者が近距離・高精度計測を低コストで実現できるのに対し、後者は長距離撮像に優位と言われている。当社では様々な用途を念頭に置き、両方式での開発を進めているが⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾、ここではパルス方式の開発について述べる。

3.2 システム構成

システム構成を図3に示す。1.5μm帯導波路型アレーレーザから送信パルスをライン状に照射し、APD(Avalanche PhotoDiode)一次元アレーの各素子で受信した信号をアナログROIC(Read-Out Integrated Circuit)によって処理し、照射ライン上の距離を瞬時に計測する。このラインを一次元に高速走査して広範囲に送受信を行い、高速三次元撮像を行う。このシステムで必要となる1.5μmアイセーフ波長帯の導波路型アレーレーザ、雑音特性に優れた

InAlAs APDアレー、受信パルスを高速処理しパルス強度と距離信号を出力するROICアレーといったアレーデバイスの開発を行うとともに、開発したAPD、ROICの各単元素子によるシステム実証を行った。開発したAPD、ROICの各単元素子を組み込んだ実験系を構築し、撮像実験を行った。結果を図4に示す。単元素子での撮像であるため走査は二次元であり、100×100画素、2 Hz相当の撮像速度である。今後要素デバイスをアレー化し、レーザ高出力化を行うことで、距離数百m以上の高速三次元撮像(256×256画素相当でフレームレート10Hz以上)を実現する。

3.3 目標検出技術

レーザ三次元イメージでは、高精度な仰角・方位角情報及び距離情報が得られることによって、三次元画像を得ることができる。また画素ごとに強度情報も得られる。この特徴を活用し、目標の三次元特徴量及び地面などとの強度値の差を用いた目標検出技術を開発した⁽⁷⁾(図5)。三次元画像を用いることによって、仰角・方位角情報のみの二次元画像に比べ、目標検出性能の向上が図れる。

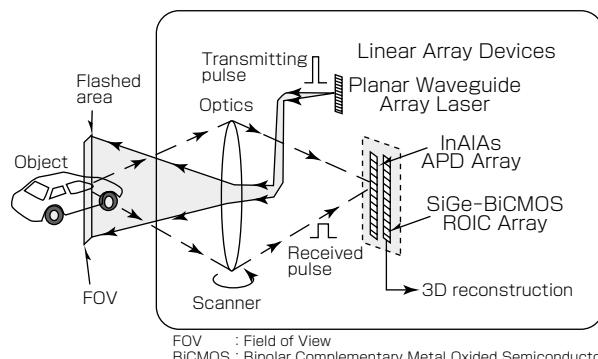


図3. レーザ三次元イメージのシステム構成



図4. レーザ三次元イメージの撮像例

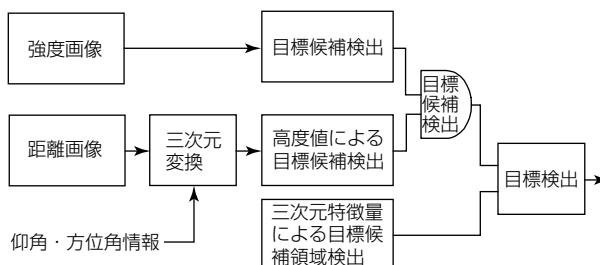


図5. 目標検出アルゴリズムの処理ブロック

4. ガス濃度計測

4.1 概 要

衛星搭載からの地球規模でのCO₂モニタ用センサとして、差分吸収ライダ(DIfferential Absorption Lidar: DIAL)への期待が高まっている。DIALは吸収率の波長差による受信光強度の比から、光路中の測定対象ガスの濃度分布を計測することができる。現在、宇宙航空研究開発機構に協力して、地球規模での温室効果ガス(炭酸ガス)監視を最終目的とした装置の開発を行っている。ここでは、独自のCW変調方式を用いた1.6μm帯CW変調CO₂濃度計測DIALの地上検証モデルについて述べる⁽⁸⁾⁽⁹⁾。

4.2 装置構成

装置構成を図6に、地上検証モデルの外観を図7に示す。1.6μm帯のON/OFF 2波長の光信号を波長ロックユニットから出力する。光送受信ユニットでは2つの光信号に異なる周波数のCW強度変調をかけ合波する。この光信号をファイバ増幅器で高出力化し、一部をタップした後に光アンテナユニットを介しハードターゲットに向け送受する。信号処理ユニットでは、モニタ光と散乱光の直接検波信号のスペクトルを求め、2波長にかけた変調周波数成分の強度比からCO₂濃度を計測する。この装置は全光ファイバ構成であり、小型・高信頼かつ配置自由度の高い装置を実現しやすい。またこの構成は2波長同時・同一光軸送受信を実現できるため計測領域と照射領域を2波長間で同一化でき、2波長を交互に送受する従来方式に対し計測精度で優位である。

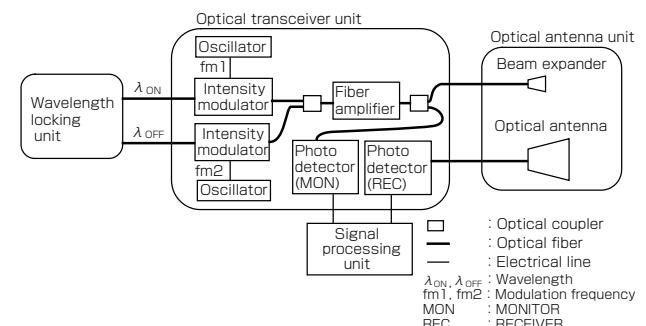
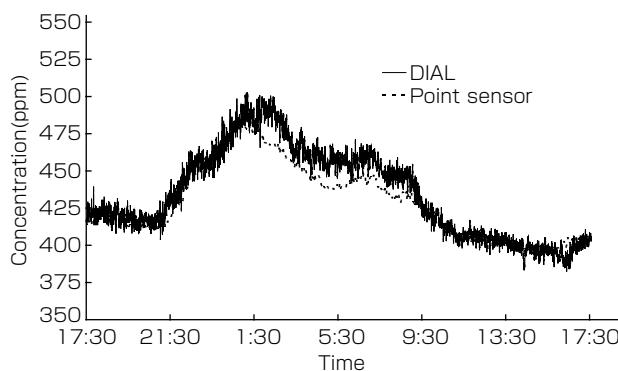


図6. 独自CW変調方式CO₂濃度計測DIALの装置構成



図7. CO₂濃度計測DIALの地上検証モデル

図8. CO₂濃度計測結果

4.3 計測結果

CO₂濃度計測結果を図8に示す。計測条件は、光波長：1,572.992nm(ON), 1,573.193nm(OFF), 変調周波数：10kHz(ON), 11kHz(OFF), 光出力：1W, 受信開口：110mm, ターゲット距離：1km, 計測時間：32秒である。短期変動4ppm程度の安定した結果が得られている。また比較のため、装置近傍に配置したポイント測器での測定結果との比較を行った。両者の日変動は一致しており、DIALの計測結果の妥当性についても確認できる。

5. むすび

当社では、これまでに培ってきたレーザ技術及び光制御・受信技術を用いることによって、風計測、三次元撮像、ガス濃度計測を可能とする様々なライダ技術の開発を進めてきた。これらのライダ技術は、風況調査などの風力エネルギー応用、CO₂などの温室効果ガス濃度計測などの環境・エコ分野での応用や、空港・航空機周辺の乱気流検知、三次元高速撮像での遠隔災害監視、エリア監視による安

心・安全な社会の構築に貢献することが可能な技術である。今後も、これらライダ技術の実用化に向けた開発を進めていく。

参考文献

- (1) 古田 匠, ほか: ドップラーライダ装置, 三菱電機技報, **81**, No.8, 561~564 (2007)
- (2) 平野嘉仁, ほか: 光ファイバーレーザーの環境遠隔計測分野への応用, O plus E, **27**, 1274~1279 (2005)
- (3) 浅香公雄, ほか: 光ファイバ型風計測ドップラーライダ, 第44回光波センシング技術研究会, LST44-23 (2009)
- (4) 亀山俊平, ほか: リアルタイムレーザ3Dイメージヤ, 光技術コンタクト, **48**, 323~330 (2010)
- (5) 今城勝治, ほか: 受信スキャンレス型CW変調方式3D Imaging LADARの開発, 第27回レーザセンシングシンポジウム予稿集, 18~19 (2009)
- (6) 今城勝治, ほか: リアルタイムレーザ3Dイメージヤ, 第44回光波センシング技術研究会, LST44-3 (2009)
- (7) 小竹論季, ほか: 3D Imaging LADARを用いた目標検出アルゴリズムの開発, 電子情報通信学会総合大会, B-2-47, (2010)
- (8) 亀山俊平, ほか: 光ファイバ型CO₂計測DIAL, 第44回光波センシング技術研究会, LST44-24 (2009)
- (9) Kameyama, S., et. al.: Development of 1.6 μm continuous-wave modulation hard-target differential absorption lidar system for CO₂ sensing, Optics Letters, **34**, 1513~1515 (2009)

小型反射鏡アンテナ技術

Small Reflector Antenna Technology

Izuru Naito, Shinichi Yamamoto, Shuji Nuimura

内藤 出*
山本伸一**
縫村修次***

要 旨

近年、乗客向けインターネットサービス、運行管理、乗務員の福利厚生、災害・事件の現場からの高画質映像の伝送のため、航空機、船舶、車両などの移動体を対象としたブロードバンド通信サービスの要望が高まっている。これらの移動体の移動範囲、災害時運用を鑑(かんが)みると、広域性、耐災害性の特長を持つ衛星通信が最適である。

ブロードバンド移動体衛星通信システムでは、衛星との間でのブロードバンド通信を可能とし、かつ移動体の姿勢変動などに対応して衛星追尾が可能な、高利得のビーム走査アンテナを移動体に搭載する必要がある。このようなアンテナとして、低姿勢化が容易で移動体への搭載性に優れることから、APAA(Active Phased Array Antennas)などの研究開発が盛んに行われている。しかし、APAAは構造が複雑で多数のモジュールが必要となることから、コスト面での課題が大きい。これに対し、妥当なコストで必要な機能・性能の実現が期待できる小型反射鏡アンテナを機械駆動する構成が考えられる。

一般に、反射鏡アンテナは、電波の波長に比べて十分大きな反射鏡を用いることができれば、簡単な構造で比較的容易に高性能を実現できるため、固定衛星通信用アンテナとして広く実用化されている。しかし、反射鏡が小さくなると反射面として十分機能しなくなり、特性が劣化する。このため、小型反射鏡アンテナでは、大きさの制約の下での要求性能の実現が課題となる。

本稿では、小型反射鏡アンテナの課題を整理し、その対応策について述べる。また、設計例として、Ku帯ブロードバンド船舶衛星通信端末用に開発した小型反射鏡アンテナについて述べる。このアンテナは、1mクラスのアンテナとしては極めて高いピーク電力密度(最大EIRP (Equivalent Isotropically Radiated Power)^(注1) 密度39.7dBW/40kHz)で、Eutelsat Standard Mの型式認証を取得している。

(注1) 実効放射電力のこと、アンテナから放射される電力の強さを表す指標である。



Ku帯ブロードバンド船舶衛星通信端末



ヘリサット/小型車載局用

移動体衛星通信地球局用小型反射鏡アンテナ

左: Ku帯ブロードバンド船舶衛星通信端末(Ku-Mate SX-5300)用1mアンテナ(2枚鏡形式)、Eutelsat Standard Mの型式認証取得
右: ヘリサット/小型車載局用Ku帯40cmアンテナ(バックファイア一次放射器を用いた1枚鏡形式)、HD(High Definition)映像伝送に対応

1. まえがき

乗客向けインターネットサービスや運行管理、災害や事件発生時の現場からの高画質映像伝送へのニーズから、航空機、船舶、車両などの移動体を対象としたブロードバンド移動体衛星通信サービスの要望が高まっている⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾。このようなシステムでは、移動体に高利得のビーム走査アンテナを搭載する必要がある。従来、このようなビーム走査アンテナとして、低姿勢化が容易で移動体への搭載性に優れることから、APAAなどの平面アンテナの研究開発が盛んに行われている⁽⁴⁾⁽⁵⁾。しかし、APAAは構造が複雑で多数のモジュールが必要となることから、コスト面での課題が大きい。これに対して、妥当なコストで必要な機能・性能を実現できるアンテナとして、小型反射鏡アンテナを機械駆動する構成が考えられる⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾。

一般に、反射鏡アンテナは、電波の波長に比べて十分大きな反射鏡を用いることができれば、簡単な構造で比較的容易に高性能を実現できるため、固定衛星信用アンテナとして広く実用化されている。しかし、反射鏡が小さくなると反射面として十分機能しなくなり、特性が劣化する。このため、小型反射鏡アンテナでは、大きさの制約の下での要求性能の実現が課題となる。

本稿では、小型反射鏡アンテナの課題を整理し、その対応策について述べる。また、設計例として、Ku帯ブロードバンド船舶衛星通信端末用に開発した小型反射鏡アンテナについて述べる。

2. 小型反射鏡アンテナの課題と対応策

反射鏡アンテナの構成は、一般に、オフセット形式とセンターフィード形式とが考えられる。アンテナ特性を決定する主要なパラメータであるアンテナ開口径を同一とした場合の構成の比較を図1に示す。オフセット形式では、主反射鏡から放射される電波の進行方向に遮るものがないが、アンテナ構成がかなり大きくなる。これに対して、センターフィード形式は、主反射鏡の前面にある一次放射器や副反射鏡が、主反射鏡から放射される電波を遮る(ブロッキングする)ものの、コンパクトな構成を実現できる。したがって、反射鏡アンテナの小型化には、センターフィード形式の適用が有効である。

これに対し、アンテナの放射特性の観点では、ブロッキングはアンテナの高能率化・低サイドローブ化を阻害し、一般に、アンテナ開口径に対するブロッキング径の比が小さいほど性能が向上する。一方、ブロッキングが存在する条件下で実現可能な開口能率とサイドローブレベル、及びこれを実現する理想的な開口分布も知られている⁽⁶⁾。したがって、反射鏡アンテナで小型化と高性能(高能率・低サイドローブ)化とを両立するためには、小型のセンターフ

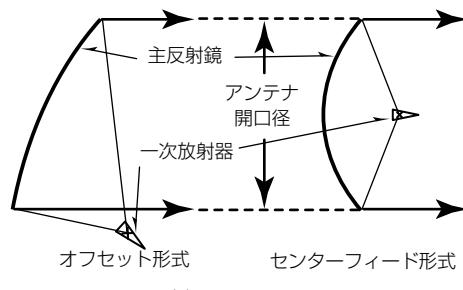
ィード形式でブロッキングを小さくした上で、いかに理想に近い最適な開口分布を実現するかが課題となる。

ブロッキングの低減には、1枚鏡形式の場合、一次放射器の小型化が重要で、バックファイア形式^(注2)の一次放射器⁽¹⁾が有効である。バックファイア一次放射器は自立でき、支持構造が不用になるため、これに起因するブロッキングを回避できる点からも有利である。しかしながら、バックファイア一次放射器では、一次放射パターンを細かく制御できないため、開口分布の最適化には限界がある。

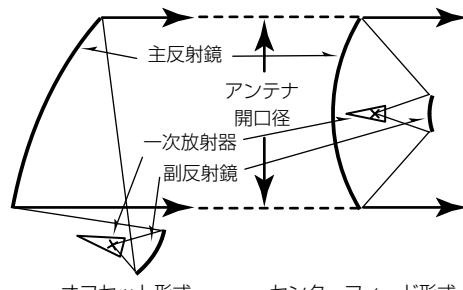
一方、2枚鏡形式の場合、鏡面修整技術を適用することによって、開口分布を最適化できる利点がある。しかしながら、副反射鏡は、反射面としての機能を実現し、鏡面修整による開口分布を最適化する役割を果たすためには、ある程度(少なくとも数波長)以上の大きさが必要になるため、ブロッキング低減の観点では限界がある。

以上の結果を表1に示す。アンテナ開口径が比較的大きく、反射面として機能する大きさの副反射鏡をブロッキングとして許容できる場合、開口分布の最適化に優れる2枚鏡形式が有利である。一方、アンテナ開口径が小さい場合、

(注2) 後方に電波を放射する形式である。



(a) 1枚鏡形式



(b) 2枚鏡形式

図1. アンテナ開口径を同一とした場合のオフセット形式とセンターフィード形式との比較

表1. 小型反射鏡アンテナの課題と対応策

課題	対応策
小型化	センターフィード形式の適用 ブロッキングの低減
高能率・ 低サイドローブ化	・バックファイア形式小型一次放射器の適用(1枚鏡形式) ・副反射鏡の小径化(2枚鏡形式) 開口分布の最適化 ・一次放射パターンの最適化(1枚鏡形式) ・鏡面修整(2枚鏡形式)

副反射鏡をブロッキングとして許容できないため、1枚鏡形式が有利である。したがって、放射特性と大きさ、特にアンテナ開口径に対応して適切なアンテナ構成を選定する必要がある。

3. 小型反射鏡アンテナの設計例

ここでは、開口径1mのKu帯船舶衛星通信アンテナ⁽²⁾の設計例を示す。

3.1 設計手順

設計手順は次のとおりである。

(1) アンテナ構成の決定

1枚鏡形式と2枚鏡形式とを比較検討した結果、アンテナ開口径が50波長程度と比較的大きいことから、2枚鏡形式を選定した。鏡面構成は、副反射鏡ブロッキングの影響低減、及び一次放射器設置の自由度確保の観点から、軸偏位（リングフォーカス）グレゴリアン形式とした。鏡面構成を図2に示す。

(2) アンテナ諸元の設計

このアンテナは、船舶の位置・姿勢の変動に対応して衛星を追尾するため、全体を機械駆動してビーム走査する。したがって、装置としての小型化を実現するため、全駆動領域にわたってアンテナが掃引する領域の体積を最小とするように主反射鏡の焦点距離を決定した。また、副反射鏡径は、ブロッキングを許容できる範囲で開口径分布の最適化に必要最小限の6波長程度とした。

(3) 鏡面修整による開口径分布の最適化

ブロッキングが存在する条件下での理想的な開口径分布は知られている⁽⁶⁾が、小型反射鏡アンテナで実際に実現することは困難である。このため、まず、幾何（きか）光学的に鏡面修整を行い、次に、波動的な解析を適用して補正を行い理想開口径分布に近付けることで、開口径分布の最適化を行った。なお、波動的な解析では、副反射鏡径が必要最小限の大きさであることから、解析精度の確保が課題となる。ここでは、ホーン、副反射鏡、給電導波管などを全体として有限要素法（Finite Element Method: FEM）で解析を行うことで解析の高精度化を図った。

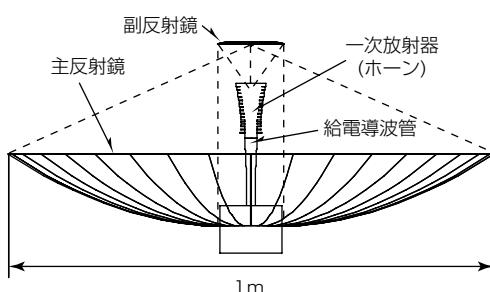


図2. 鏡面構成

(4) 放射特性の確認

(3)で述べたとおり、主反射鏡を照射する波源として、ホーン、副反射鏡、給電導波管などを全体としてFEMで解析を行った結果を用いることで、高精度化を図った。主反射鏡上に誘起される電流を物理光学（PO）近似で求め、アンテナ放射特性を解析した。

3.2 波動的解析を適用した鏡面修整の例

ここでは、波動的解析を適用した開口径分布の最適化の例として、開口径の位相分布の補正について述べる。

補正前のアンテナ開口径でのE（電界）／H（磁界）面の位相分布を、半径方向座標を横軸として図3に示す。理想的な一様位相分布に対して、最大60°（+/-30°）程度のずれがあることが分かる。

図3の開口径の位相分布は、主反射鏡を鏡面修整することで、理想的な一様位相分布に近付けることができる。主反射鏡の鏡軸方向の修整量を図4に示す。ここでは、製造性の観点から、軸対称な主反射鏡とするため、修整量として、主反射鏡の各点で求められる値の周方向にわたる平均値を用いている。鏡面修整前後の放射パターンを図5に示す。鏡面修整の効果で、E面の第一、第二サイドローブ、H面の第一サイドローブが低減されていることが分かる。

3.3 測定結果

放射パターンの測定結果を図6に示す。図中、Eutelsat Standard M⁽⁷⁾のEIRP密度に対する軸外輻射（ふくしゃ）規格を併せて示している。縦軸は、EIRP密度とし、放射パターンはEutelsat Standard Mで認定された最大EIRP

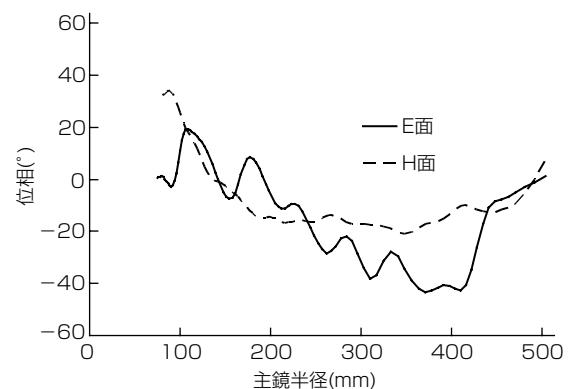


図3. 補正前の開口径の位相分布

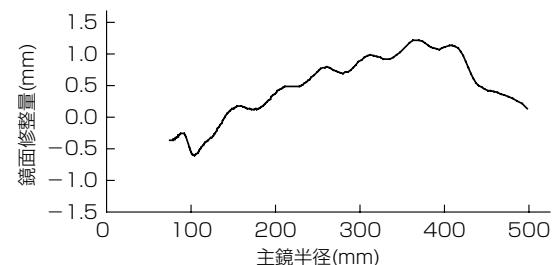
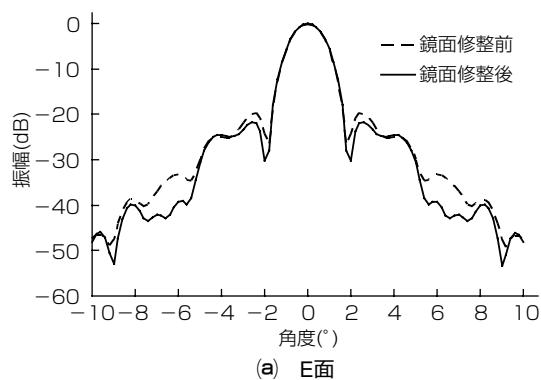
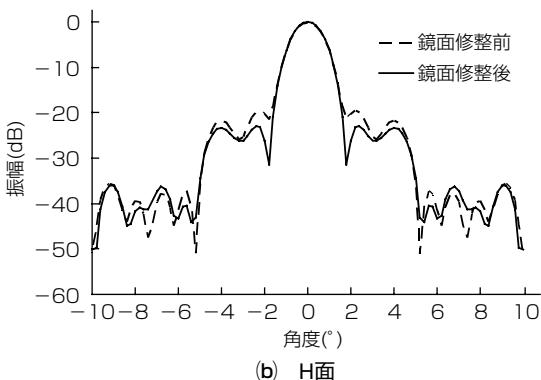


図4. 主反射鏡の鏡軸方向修整量



(a) E面



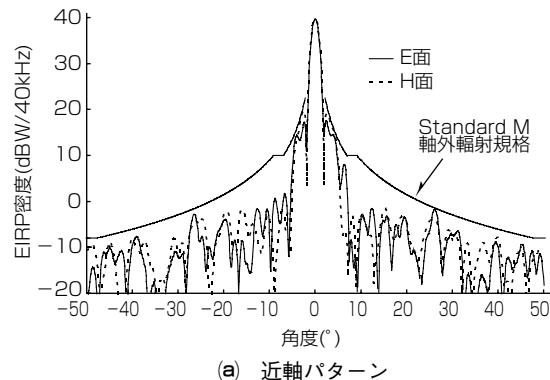
(b) H面

図5. 主鏡の鏡面修整前後の放射パターンの比較

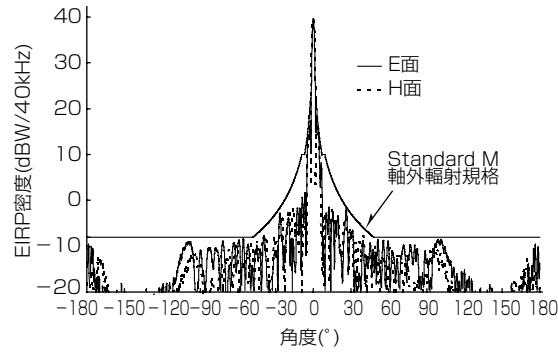
密度39.7dBW/40kHzをピーク値としている。1mクラスのアンテナとしては極めて高いピーク電力密度(最大EIRP密度39.7dBW/40kHz)でEutelsat Standard Mのサイドローブ・軸外輻射規格を満たし、型式認証を取得した。

4. む す び

小型反射鏡アンテナの技術課題を整理し、その対応策について述べた。小型反射鏡アンテナは、妥当なコストで必要な機能・性能の実現が期待できるため、ブロードバンド衛星通信を実現する移動体搭載アンテナなどとして有効である。一般に、反射鏡アンテナは、電波の波長に比べて十分大きな反射鏡を用いることができれば、簡単な構造で比較的容易に高性能を実現できるが、反射鏡が小さくなると反射面として十分機能しなくなり、特性が劣化する。このため、小型反射鏡アンテナでは、大きさの制約の下での要求性能の実現が課題となる。アンテナ開口径、鏡面構成、実現できる特性は密接に関係しており、アンテナ開口径に応じて鏡面構成を適切に選定することが重要である。また、Ku帯ブロードバンド船舶衛星通信端末用に開発した小型反射鏡アンテナの設計例を示した。このアンテナは、1mクラスのアンテナとしては極めて高いピーク電力密度(最大EIRP密度39.7dBW/40kHz)でEutelsat Standard Mのサイドローブ・軸外輻射規格を満たし、型式認証を取得している。



(a) 近軸パターン



(b) 広角パターン

図6. 放射パターンの測定結果(14.25GHz)

参 考 文 献

- (1) 土谷牧夫：ブロードバンド移動体衛星通信用アンテナ技術，三菱電機技報，83, No.3, 187～190 (2009)
- (2) 佐藤裕之，ほか：船上での高速ブロードバンド通信を可能にする船上地球局 Ku-Mate SX-5300，三菱電機技報，84, No.8, 462～465 (2010)
- (3) 尾崎 裕，ほか：災害・危機管理・報道に威力を発揮するヘリコプター及び小型車載用衛星通信システム，三菱電機技報，84, No. 8, 466～470 (2010)
- (4) Konishi, Y.: Phased array antennas : IEICE Trans. Commun., E86-B, No.3, 954～967 (2002)
- (5) Nishikawa, K.: Land vehicle antennas : IEICE Trans. Commun., E86-B, No.3, 993～1004 (2002)
- (6) 後藤尚久，ほか：与えられたサイドローブレベルを持つカセグレンアンテナの最大開口径率，電子通信学会論文誌B, J61-B, No.5, 321～326 (1978)
- (7) Eutelsat : Earth station minimum technical and operational requirements, STANDARD M EESS 502 ISSUE 12-REV.0 (2009)

光・マイクロ波融合技術

Microwave Photonics Technology

Tomohiro Akiyama, Shigetaka Itakura, Masashi Mizuma, Eitarou Ishimura

秋山智浩* 石村栄太郎***
板倉成孝**
水間将支**

要 旨

現在、マイクロ波を用いた無線通信は、衛星通信、携帯電話、無線LAN(Local Area Network)など至るところで使用されており、今後、ミリ波帯など高周波数帯の利用による更なる大容量化や、アレーアンテナを用いたビーム制御による高機能化が進められていくと予想される。三菱電機は、無線システムを中心に研究開発が進められてきたマイクロ波技術と、光ファイバ通信を中心とするフォトニクス技術とを融合することによって、従来のマイクロ波技術の枠を超えたより高性能、高機能なマイクロ波システムの実現を目指している。

光波は周波数が100THzオーダーと、同じ電磁波であるマイクロ波の1,000倍以上であり、波長は1μm程度と、1,000分の1以下である。したがって、光波の高周波数性から広帯域化が、また、短波長性から小型化が期待できる。さらに、光ファイバを伝送路に利用することによって、同軸ケーブルに対して長距離伝送(伝搬損失: 0.2dB/km@1.5μm帯)、大容量(広帯域)、軽量かつ柔軟性、無誘導性など多

くの優位性を持つ。

本稿では、このような光とマイクロ波の融合技術の適用例として、次の技術について述べる。

(1) 光制御型ビーム制御技術

アレーアンテナのビーム制御に光信号処理を適用することによって、アンテナ素子、周波数帯に依存しないビーム形成回路を開発した。

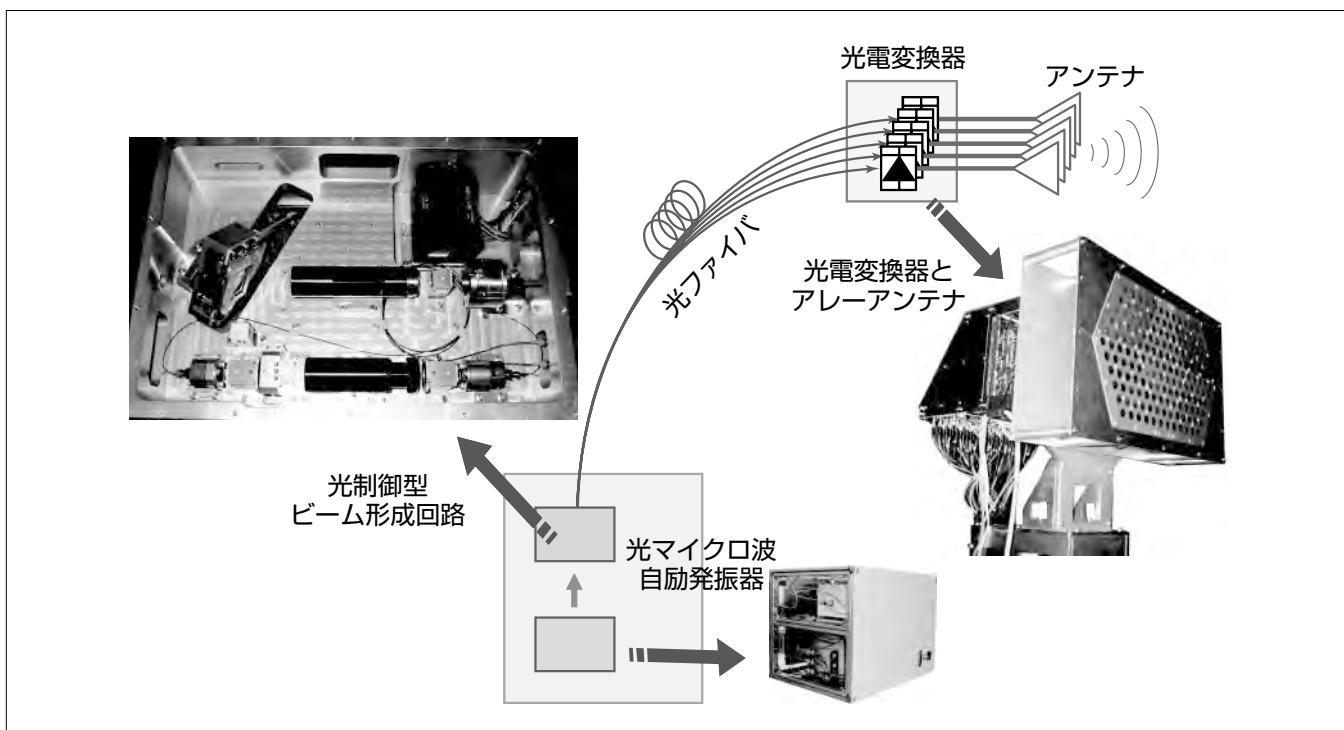
(2) 高マイクロ波出力光電変換技術

耐光入力強度に優れた光電変換モジュールによって直接>29dBm(C帯で世界最高^(注1))の出力を実現した。これによって、利得及び挿入損失を向上できるとともに、マイクロ波増幅器の削減が可能である。

(3) 光マイクロ波自励発振技術

長尺の光ファイバで帰還ループを構成することによって、超低位相雑音なマイクロ波基準発振器を開発した。

(注1) 2009年10月14日現在、当社調べ



光・マイクロ融合技術を適用した無線装置の構成例

光マイクロ波自励発振器によって、超低位相雑音なマイクロ波を発生することが可能である。光制御型ビーム形成回路は、光信号処理によってアレーアンテナへの励振信号を形成する。光マイクロ波自励発振器から出力された変調光は、光制御型ビーム形成回路によってアレーアンテナ各素子への励振分布に相当する振幅位相分布に制御され、光ファイバを介して遠方にある光電変換器でマイクロ波に変換された後、アンテナから電波として放射される。

1. まえがき

現在、マイクロ波を用いた無線通信は、衛星通信、携帯電話、無線LANなど至るところで使用されており、今後、ミリ波帯など高周波数帯の利用による更なる大容量化や、アーレアンテナを用いたビーム制御による高機能化が進められていくと予想される。当社は、無線システムを中心とした研究開発が進められてきたマイクロ波・ミリ波技術と、光ファイバ通信を中心とするフォトニクス技術とを融合することによって、様々なマイクロ波・ミリ波システムで、従来のマイクロ波技術の枠を超えた高性能、高機能化の実現を目指している。

光波は周波数が100THzオーダーと、同じ電磁波であるマイクロ波の1,000倍以上であり、波長は1μm程度と、1,000分の1以下である。したがって、光波をサブキャリアとして用いることによって広帯域化が期待できる。また、波長が短いことから、移相器などの部品の小型化が期待できる。さらに、光ファイバを伝送路に利用することによって、同軸ケーブルに対して長距離(伝搬損失: 0.2dB/km @1.5μm帯)、大容量(広帯域)伝送が可能であり、軽量性、かつ可とう性、無誘導性から設置の自由度が向上するなど、多くの優位性を持つ。

本稿では、このような光とマイクロ波の融合技術の適用例として、①光制御型ビーム制御技術⁽¹⁾⁽²⁾、②高マイクロ波出力光電変換技術⁽³⁾、③光マイクロ波自励発振技術⁽⁶⁾の開発概要について述べる。

2. 光制御型ビーム制御技術

近年、無線通信システム、特に衛星通信で通信容量の大容量化に伴い、アンテナの大型化、高機能化が求められている。このような要求にアーレアンテナは適している。従来、アーレアンテナのビーム制御はマイクロ波の移相器や、デジタル信号処理によって行っていた。このため、アンテナ素子数、ビーム数の増大に伴いビーム形成回路の複雑化、大型化、質量増加、消費電力増加などが課題となる。今回、アーレアンテナから放射する電波の方向や形状を、光信号処理によって制御する光制御型ビーム形成回路を開発した⁽¹⁾。

光制御型ビーム形成回路は、光学レンズのフーリエ変換作用を利用することによって、所望のアンテナビーム形状を空間光変調器へ入力すると、瞬時にアンテナ各素子への励振信号を一括形成できるという特長がある。さらに、アーレアンテナの各素子への信号分配を空間光学系で一括して行うため、アンテナ素子数、ビーム数が増加しても回路規模は変わらない。また光周波数領域で信号を処理するため、マイクロ波の周波数に依存せず、マイクロ波帯からミリ波帯まで任意の周波数帯で適用可能である。

図1に送信用の光制御型フェーズドアーレアンテナの全

体構成を示す。マイクロ波周波数でオフセットされた信号光(周波数 f_c)とローカル光(周波数 f_L)を入力する。信号光ビームを所望のアンテナ放射パターンの強度分布に空間光強度変調器で強度変調する。この信号光ビームをフーリエ変換レンズによって、空間的にフーリエ変換する。このフーリエ変換された信号光とローカル光ビームとを重ね合わせたのち、アーレアンテナの素子配置と相似形に配置された光ファイバアレーによって空間的にサンプリングする。各ファイバでサンプリングされた光はO/E(Opto-Electro)変換器で光電変換され、マイクロ波(周波数 $|f_c - f_L|$)に復調される。各O/Eで復調されたマイクロ波信号はアーレアンテナの各アンテナ素子から空間に放射される。ここで、アンテナの放射パターンは、アンテナの振幅位相分布をフーリエ変換されたものとなる。このように、空間光強度変調器で形成した強度分布を光学レンズでフーリエ変換し、アンテナから空間放射で再度フーリエ変換していることから、アンテナ放射パターンは、空間光強度変調器への入力パターンと相似形になる。なお、サンプリング用光ファイバアレーの各ファイバ長のばらつきなどの位相誤差を校正するために、ローカル光の位相分布を空間光位相変調器によって制御している。

光制御型ビーム形成回路部の試作装置の概観を図2に示す。この装置は二次元3角配列で127素子まで対応可能である。

アンテナパターンの評価での測定条件は、光波の波長1.5μm、マイクロ波の周波数 6.2GHz、アーレアンテナは三角配列で25素子のアレーを用い、空間光強度変調器で微

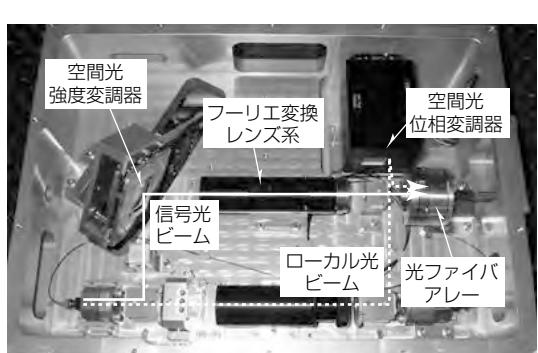
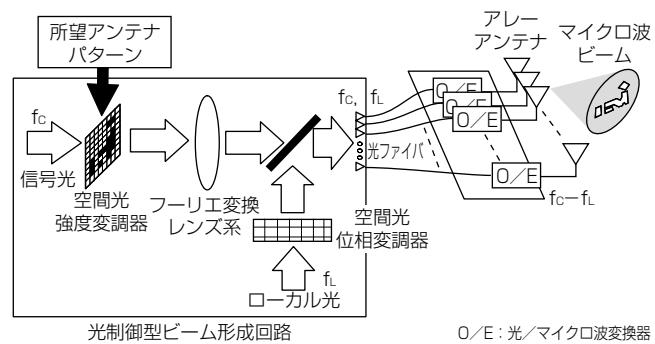


図2. 光制御型ビーム形成回路の試作装置の概観

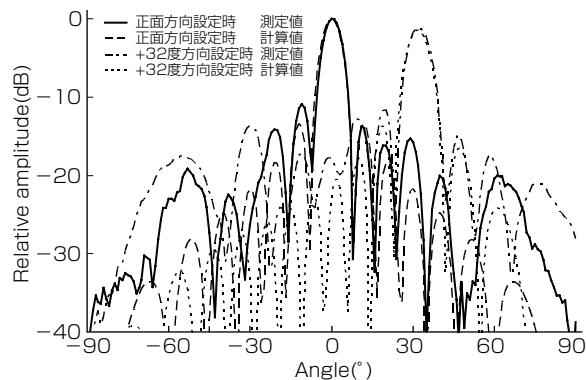


図3. アンテナ放射パターンの測定例

小円形パターンを形成し、これを水平方向でシフトさせた。アンテナ放射パターンの測定結果を図3に示す。図中の各ラインは円形パターンの位置を変え、正面方向と+32度方向にビームを指定したときのアンテナ放射パターンの測定値及び計算値である。図のように、測定値は計算結果と一致しており、所望のビーム指向が得られることが確認できる⁽²⁾。

このように、光学的フーリエ変換を利用した光制御型ビーム形成回路を開発し、所望のビーム特性が得られることを示し、この技術の有効性を実証した。

3. 高マイクロ波出力光電変換技術

低損失な光ファイバを伝送路として利用するRoF (Radio on Fiber: 光ファイバ無線)技術は、マイクロ波の長距離伝送が可能である。しかしながら、短距離伝送では、マイクロ波／光、光／マイクロ波の変換損失のため、同軸ケーブルに対して優位性の確保が困難であった。この制限要因の一つとして、受光素子の入力光強度の限界がある。表面入射型pin-PD (Photo Diode)素子の高出力化を目的に、p側にも電子もホール(正孔)も存在しない領域(空乏層)を広げた裏面入射型pin-PD素子でマイクロ波出力25.8 dBm(周波数帯: C帯)が得られている⁽³⁾。今回、更なる高出力化を図るため、吸収層に電子が走行する領域(電子走行層)を付加したpin-PD素子を開発した⁽⁴⁾。

PDから高出力のマイクロ波を得るために、高い光電流を流す必要があり、熱抵抗の低減などが課題となる。そのため、広い受光径を確保しつつ光吸収層を薄くする必要があるが、素子容量の増大によって周波数応答が劣化し、マイクロ波出力電力が制限されてしまう。この課題を解決するために、図4に示すような、i-InGaAs層とn-InP層の間に高速の電子のみを走行させるバンドギャップ(禁制帯幅)の大きいi-InP層(電子走行層)を挿入し、空乏層を広げて容量の低減を図った。他の基本的な構造は空乏層型pin-PD⁽³⁾とほぼ同じであり、吸収層厚0.8μm、受光径50μmφ(裏面入射型)である。また感度は0.6A/Wである。

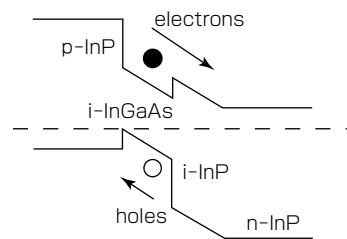


図4. 高出力pin-PDのバンド図

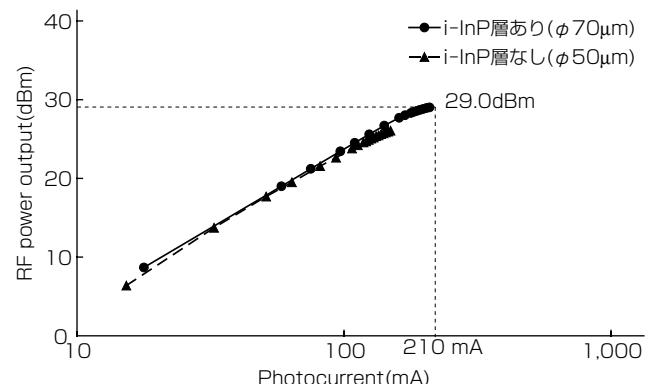


図5. マイクロ波出力電力の測定結果(周波数: C帯)

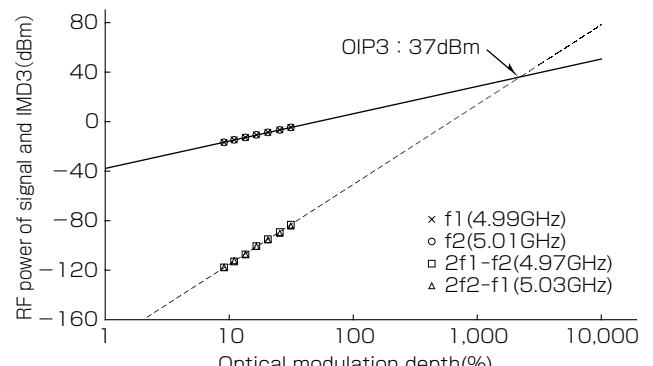


図6. 三次相互変調歪み特性の測定結果

図5にi-InP層の有無による、平均光電流に対するマイクロ波出力電力特性を示す。周波数は5.0GHz、バイアス電圧は12V、変調度100%とした。図5より、電子走行層がある場合、平均光電流210mAでマイクロ波出力29.0dBmを得た。また、周波数特性は3dB帯域10.5GHzであった。

RoFでは三次相互変調歪(ひず)み(3rd-order InterModulation Distortion: IMD3)も重要な特性である。図6に平均光電流40mAにおけるIMD3特性の測定結果を示す。信号成分とIMD3成分の交点であるOIP3(3rd-order Output Intercept Point)は37dBmと、一般的な無線通信に適用可能な特性が得られた。

このように、吸収層に電子走行層を付加したpin-PDを開発し、3dB帯域10.5GHz、マイクロ波出力29.0dBm(@5GHz)、OIP3 37.0dBmと良好な特性を得て、C帯で単素子の出力29.0dBmは、我々の知る限りで世界最高出力である。

4. 光マイクロ波自励発振技術

無線通信の高速化やマイクロ波計測の高精度化に伴い、基準マイクロ波信号源に対する低位相雑音化が求められている。一般に、発振器の低位相雑音化には帰還ループの長尺化が有効であるが、マイクロ波線路は損失が大きいため長尺化には限界がある。より低位相雑音化が期待できる発振器として、低損失な光ファイバを用いて帰還ループを構成する光マイクロ波発振器(Opto-Electro Oscillator: OEO)が提案されている⁽⁵⁾。しかしながら、光ファイバの長尺化に伴い、光ファイバ長に反比例する周波数間隔でのスプリアス発生と、周囲温度変化による光ファイバの熱伸縮に起因する発振周波数変動が課題となる。

このような課題に対し、狭帯域マイクロ波フィルタと位相ロックループ回路とを組み合わせた構成によって解決を図った⁽⁶⁾。開発した発振器の構成を図7に示す。レーザ光を光変調器で外部変調し、光ファイバ伝送後、光電変換器(PD)による直接検波によって電気信号を出力する。この電気信号を光変調器への入力として帰還ループを構成できる。ここで、光変調器と光電変換器間の光ファイバを長尺化することで、出力信号の低位相雑音化を実現している。図8に開発装置による位相雑音の測定結果を示す。発振周波数はL帯とした。図8より、低位相雑音(-140dBc/Hz@離調周波数10kHz)の実現を達成した。さらに、スプリアスを抑圧するため、マイクロ波帯の狭帯域フィルタを導入した。これによって、離調周波数>100kHzに発生しているスプリアスも、抑圧されていることが確認できる(最大抑圧量45dB)。

次に、温度変動などの環境変動化でも高い周波数安定性を実現するため、光電変換された電気信号に対し、マイクロ波移相器と位相ロックループを用いて周波数安定化を図った。これによって、周囲温度10~60°Cにおいて、発周波数変動0.3ppm以下を達成した。

5. む す び

光とマイクロ波の融合技術の適用例として、①光制御型ビーム制御技術、②高マイクロ波出力光電変換技術、③光自励マイクロ波発生技術の開発内容を述べ、それぞれの有効性を示した。

参考文献

- (1) Akiyama, T., et al : Fourier transform optical beamformer employing spatial light modulator, Trans. IEICE Electron., E90-C, No.2 (2007)

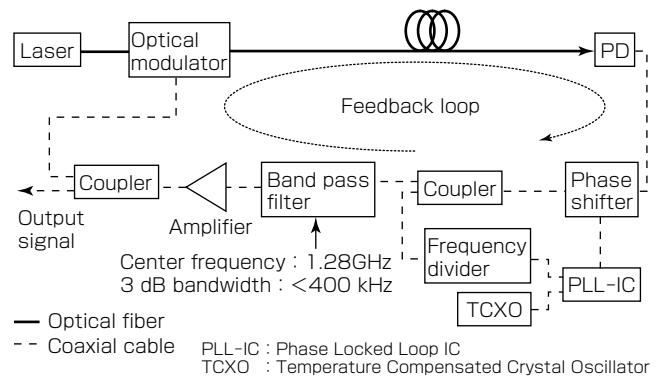


図7. 光マイクロ波自励発振器の全体構成

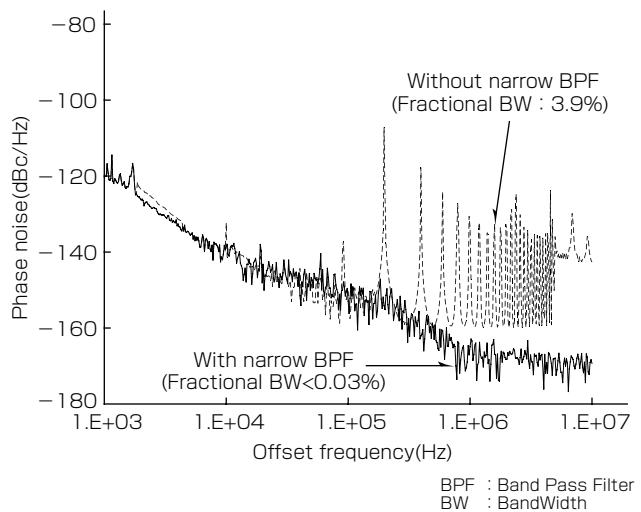


図8. 光マイクロ波自励発振器による位相雑音の測定結果
(周波数:L帯)

- (2) Akiyama, T., et al : Fourier transform optically controlled phased array antenna in receiving operation, MWP2009, Fr3.3 (2009)
- (3) Sakai, K., et al : Back-illuminated high-current photodiode for analog optical links, LEOS 2008, 21st annual meeting, 288~289 (2008)
- (4) Itakura, S., et al : High-current backside-illuminated InGaAs/InP p-i-n photodiode, MWP 2009, We2.6 (2009)
- (5) Yao, X.S, et al : Optoelectronic oscillator for photonic systems, IEEE Journal of Quantum Electronics, 32, No.7, 1141~1149 (1996)
- (6) 水間将支, ほか: 低スプリアス・周波数高安定光マイクロ波発振器, 電子情報通信学会技術研究報告, SCE2009-2, MW2009-2 (2008)

Si高周波集積回路技術

下沢充弘*
平野嘉仁*

Si Radio Frequency Integrated Circuit Technology

Mitsuhiko Shimozawa, Yoshihito Hirano

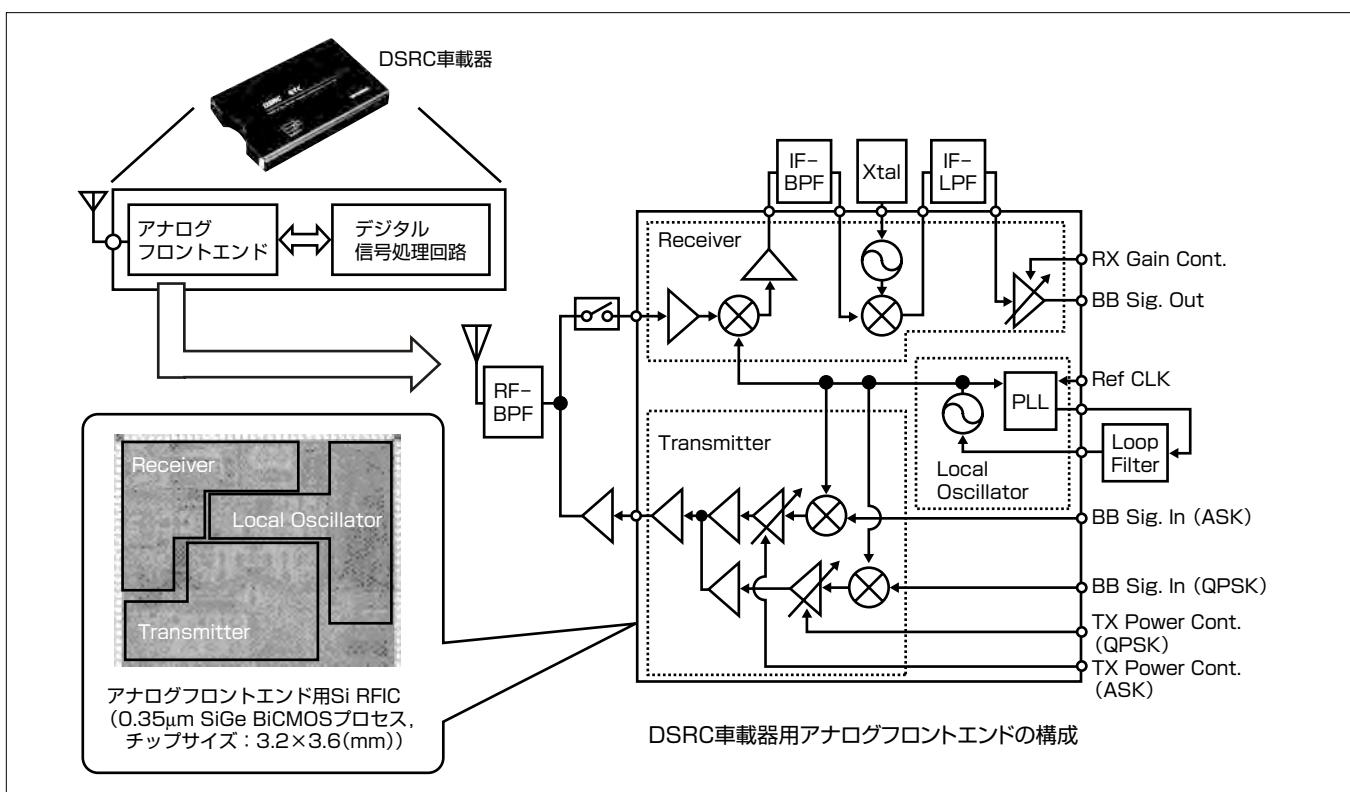
要 旨

マイクロ波帯の高周波集積回路(Radio Frequency Integrated Circuit: RFIC)は従来、高周波特性にすぐれたGaAs(Gallium Arsenide)を用いて構成されてきたが、プロセスの微細化によるトランジスタやFET(Field Effect Transistor)など能動素子の動作周波数の向上によって、Si(Silicon)デバイスが用いられるようになっている。Si RFICは増幅器や周波数変換器などを回路ごとにIC化した従来のGaAs MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)に比べると、RF回路だけでなくデジタル回路も含めて同一IC上に構成できるので、高い集積度を容易に実現でき、量産時のコストが小さく、定電流源を用いたバイアス回路によって、周囲の温度変化に対する無調整化が可能といった特長がある。一方でSi RFIC上の伝送線路やインダクタ、キャパシタなどの受動素子は損失が大きく、能

動素子の耐電力も小さいことから、回路に工夫を要する場合もある。

また、Siデバイスでも、Siのみでトランジスタを構成するほかに、Siに少量のゲルマニウムを添加してトランジスタの動作周波数を向上させたSiGe(Silicon Germanium)や、メモリやマイクロプロセッサを構成するFETと同一の構造を有し、低コストで製造できるCMOS(Complementary Metal Oxide Semiconductor: 相補型金属酸化膜半導体)FETなど、複数のプロセスがあり、SiやSiGeプロセスによるトランジスタとCMOS FETでは回路構成に違いが生じる。

本稿では、SiGeデバイスを中心に、三菱電機におけるSi RFICの開発例について述べる。



1. まえがき

携帯電話や無線LAN、高速道路における自動料金支払システム(Electronic Toll Collection System: ETC)など、マイクロ波は民生用の無線機器に広く使われるようになっている。その高周波回路には従来、比較的高価なGaAs MMICが使われていたが、プロセスの微細化に伴うSiデバイスの動作周波数の向上の結果、Si RFICが適用されるようになっている。

Si RFICはGaAs MMICに比べると、RF回路だけでなくデジタル回路も含めて同一IC上に構成でき、高い集積度を実現できること、量産時のコストが小さいこと、定電流源を用いたバイアス回路によって周囲の温度変化に対する無調整化が可能などの特長がある。また、バイポーラトランジスタをSiで形成するSiバイポーラプロセスのほかに、メモリやマイクロプロセッサと同じ低成本なCMOS FETを用いるCMOSプロセス、両者を同一IC上で使うBi-CMOS(Bipolar CMOS)プロセス、Siに少量のゲルマニウムを添加して動作周波数を向上させたSiGeトランジスタとCMOSとを組み合わせたSiGe BiCMOSプロセスなどがあり、目的によって使い分ける必要がある。一方でGaAs MMICと比べ、線路やインダクタ、キャパシタなど受動素子の損失が大きく、能動素子の耐圧も小さいことから回路構成に工夫を要する場合もある。

本稿では、SiGeデバイスを中心に、集積化やプロセスの微細化に伴う課題の解決を図ったSi RFICの開発例について述べる。

2. Siプロセスの高周波化と微細化

図1にSi RFICの高周波機器への適用周波数を示す。1990年ごろには100MHz程度であった適用周波数は、90年代終わりに800MHz帯携帯電話へ適用され、その後、SiGeデバイスが2GHz帯を用いた第三世代移動体通信へ適用されて、一挙に使用範囲が広がった。雑音特性やひずみ特性などの要求がそれほど厳しくない無線LANではLNA

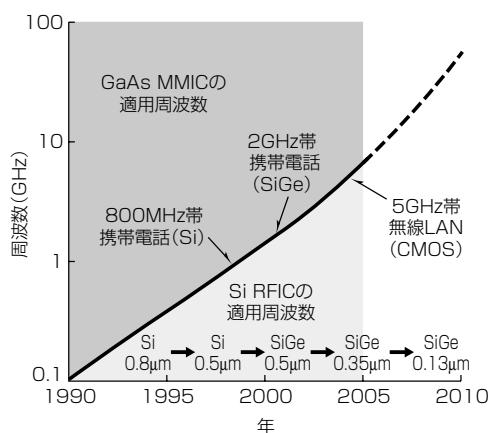


図1. Si RFICの適用周波数

(Low Noise Amplifier)及びHPA(High Power Amplifier)を除き、5GHz帯まで安価なCMOSプロセスを適用したRFICが用いられるようになっている。現在は更にプロセスの微細化が進み、研究開発レベルであれば60GHz帯を用いたミリ波通信用CMOSトランシーバICも発表されている。

3. Si RFICの開発事例

3.1 ETC車載器用SiGe RFIC

2000年にサービスを開始したETCでは、料金所に設けられた路側機と車に設置された車載器が、5.8GHz帯の振幅偏移変調(ASK)信号を使って通信を行う。ETC車載器では、当初は高周波特性にすぐれたGaAsデバイスが用いられたが、その後、集積度とコストにすぐれたSiデバイスに置き換えられた。図2に0.35μm SiGe BiCMOSプロセスを用いて試作したETC車載器用RFICの構成とチップを示す⁽¹⁾。このRFICは送信部と局部発振回路を同一IC上に集積しているため、送信出力が発振器(VCO)に干渉し、送信信号のスペクトラムが劣化する。このため、回路配置の工夫や地導体パターンを設けるなど空間やIC表面を介した結合を抑制するとともに、10Ω-cm程度の低抵抗Si基板内部の結合抑制のためにSi基板厚を通常の1/2以下に薄くしている⁽²⁾。図3は基板厚を変えた場合の送信スペクトラム

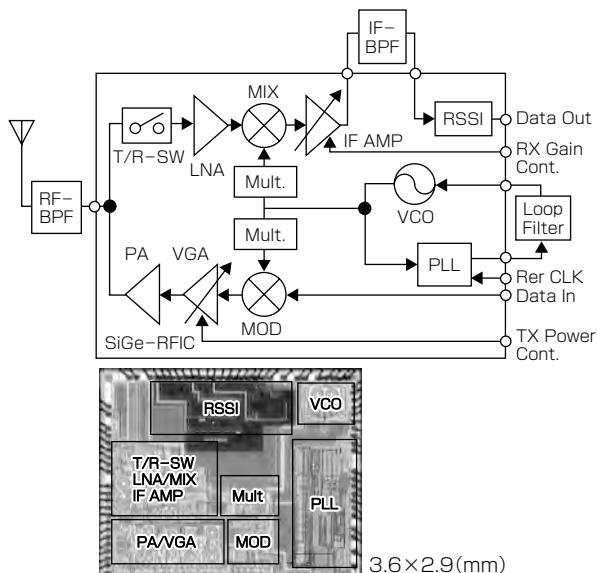


図2. ETC車載器用SiGe RFICの構成とチップ

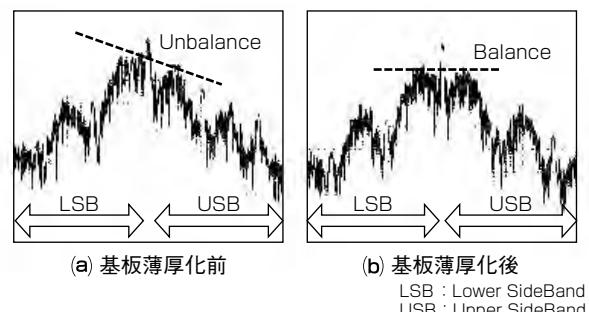


図3. 基板の薄厚化による送信スペクトラムの変化

ムであり、薄厚化によって干渉を抑え、良好なスペクトラムが得られていることがわかる。送信部では、出力電力15.5dBm、ASKのマーク・スペースの振幅差25dB以上、アイ開口率^(注1)85%以上、受信部では雑音指数11.2dB、入力換算した1dB利得圧縮電力(IP1dB)−33.1dBmを得ている。

(注1) 1と0を繰り返す信号の軌跡を多数重ね合わせた場合に、その中央部に生じる信号の軌跡がない部分(アイ開口)の大きさである。ひずみや雑音のない理想的な信号では100%となる。

3.2 DSRC車載器用SiGe RFIC

2009年よりサービスが開始されたDSRC(境域通信)システムでは、ETCと同じ自動料金支払いに加え、高速道路を中心に情報提供サービスなどが行われている。通信にはASKのほかに $\pi/4$ シフト直交位相偏移変調(QPSK)が用いられるため、車載器は2つの変調方式に対応する必要がある。図4に0.35 μ m SiGe BiCMOSプロセスを用いて試作したDSRC車載器用RFICの構成とチップを示す⁽³⁾。集積度の向上に伴い、複数の回路で電源端子や接地用端子を共用する必要があるが、これによって信号の帰還経路(ループ)が形成され、ループ内の利得 G_L が1を超えると不要発振が生じる可能性がある。ループ内に安定化抵抗 R_g を接続すれば G_L は低下するが、本来の信号に対する利得低下など

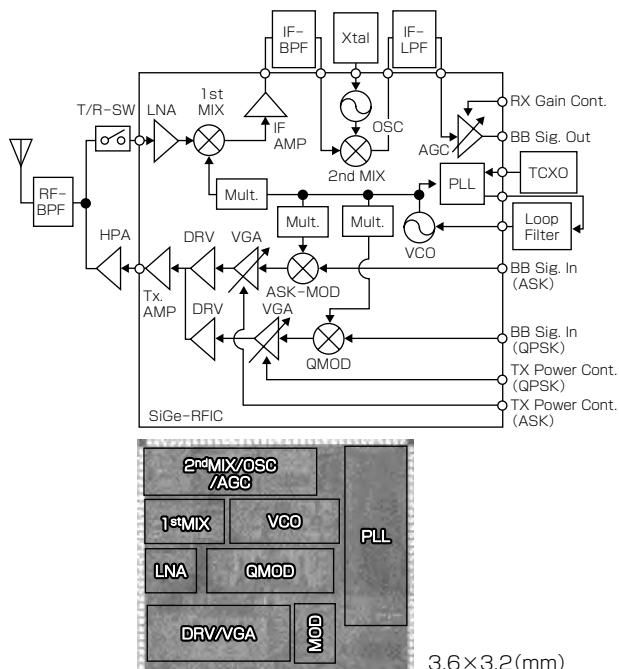


図4. DSRC車載器用SiGe RFICの構成とチップ

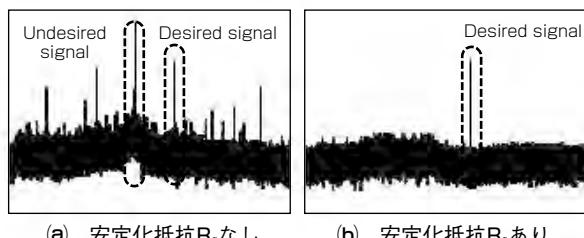


図5. 送信部(ASK-MOD～DRV)の出力スペクトラム

が生じる。そこで、従来のループ発振解析手法⁽⁴⁾を拡張し、不平衡モードのループに加えて、(1)差動トランジスタ対の内部、(2)従属接続された複数の差動トランジスタ対の間という2つの平衡モードのループを新たな解析対象として、端子共通化の可否と最適な R_g の導出を図った。図4に示すASK変調回路(ASK-MOD)からドライバ増幅器(DRV)までの送信ブロックにおける、 R_g の有無による出力スペクトラムの違いを図5に示す。(a)では4.5GHz付近に不要発振が観測されるが、(b)では観測されておらず、設計手法の妥当性を確認できる。

試作したRFICはASK、QPSKいずれの出力時も発振などの不安定動作は観測されず、ASK送信時の送信出力は5.2dBm(マーク送信時)、アイ開口率は97%以上、QPSK送信時の送信出力は2.2dBm、変調精度(E.V.M.)は5%以下であり、また受信時の雑音指数は6.2dB、入力換算した1dB利得圧縮電力(IP1dB)は−34.5dBmである。

3.3 L帯送信RFIC

Siプロセスの微細化に伴う動作周波数の向上は、その一方で素子の耐圧低下と回路の出力低下を引き起こしており、バイアス電流を多くすれば出力電力は高められるものの、消費電力が大きくなる。このためSi RFICでは、低消費電力かつ高飽和特性を実現する手法として、出力電力レベルに応じて自動的にバイアス電流を変化させるインテリジェンスバイアス回路技術が提案されている。これまでバイポーラトランジスタを対象とした手法が報告されているが、ここではCMOS FETを用いた増幅器にも適用可能な検波電流補償形バイアス回路について述べる。

図6に出力検波電流補償形バイアス回路を内蔵したCMOS差動増幅器の構成を示す⁽⁵⁾。出力部に設けた検波回

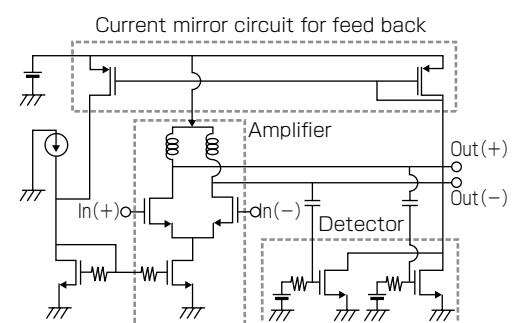


図6. 出力検波電流補償形バイアス回路を内蔵したCMOS差動増幅器の構成

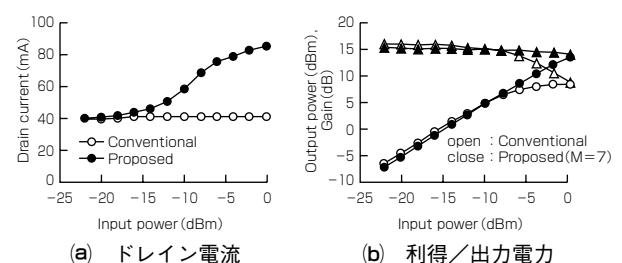


図7. 2段CMOS差動増幅器の入力電力依存性の評価結果

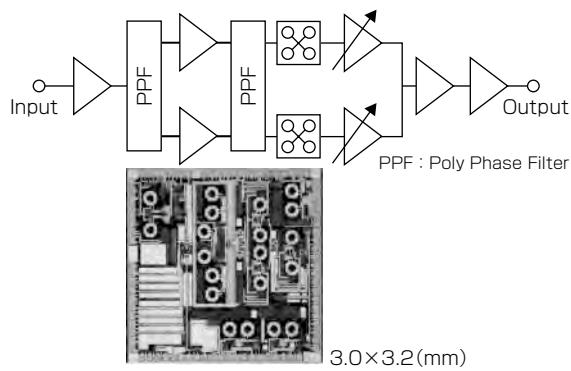


図8. L帯送信RFICの構成とチップ

路には差動増幅回路の出力電力に応じた検波電流が流れるので、これをフィードバック回路によって差動増幅器のバイアス回路に帰還させる。図7はL帯で設計・試作した2段CMOS差動増幅器のドレン電流及び利得・入出力特性の入力電力依存性の評価結果である。入力電力の増加とともに電流が増加し、利得低下を抑えて高飽和特性を実現している。図8に試作したL帯送信RFICの構成とチップを示す。最終段の増幅器以外は提案のバイアス回路を用いている。0.18μm SiGe BiCMOSプロセスを用いて電源電圧3.0V時に出力電力14.9dBmを得た。

3.4 Ku帯PLL-IC

PLL(Phase Locked Loop)の低雑音化の方法として、PLL全体の雑音特性への影響が大きい位相周波数比較器(PFD)を並列化し、分周器の出力を各PFDに入力してその出力を合成する構成がある。PFDで生じる雑音に相関がなければ、原理的には3dBの位相雑音の改善が期待できるが、同一IC上のPFDでは必ずしも無相関とはならず、改善量が低下する場合がある。そこで一方のPFDに入力する信号をフリップフロップ回路(FF)で遅延させ、2つのPFDを異なるタイミングで動作させることで雑音の相関を小さくする⁽⁶⁾。図9に試作したPLLの全体構成とPLL-ICのチップを、図10にKu帯における位相雑音の評価結果を示す。PLL-ICのPFDはCMOS FETに比べて低周波領域の雑音(フリッカ雑音)が小さいSiGe HBT(Heterojunction Bipolar Transistor)によるECL(Emitter Coupled Logic)を用いて構成し、低雑音化を図っている⁽⁷⁾。離調周波数10kHz付近における位相雑音の改善量は、単純な並列PFDを用いた場合は2.1~2.4dBに対し、提案する動作タイミングの異なる並列PFDを用いた場合は2.5~2.9dBとなり、提案構成の効果を確認した。

4. む す び

マイクロ波帯へのSi RFICの適用に伴い、集積化によるIC内の干渉や、プロセスの微細化に伴う飽和特性の低下などが課題となっている。本稿では開発例の紹介を通して、こうした課題に対する主として回路的な解決策を示した。

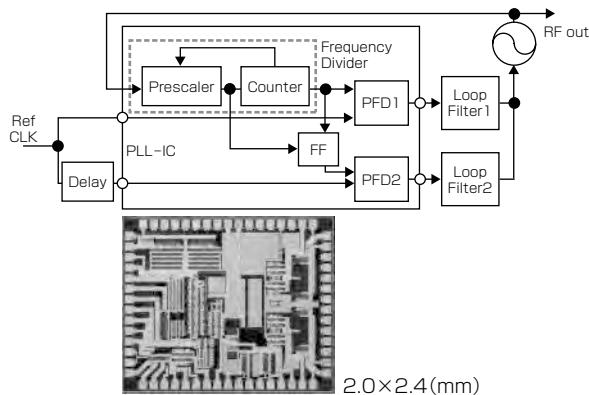


図9. PLLの構成とPLL-ICのチップ

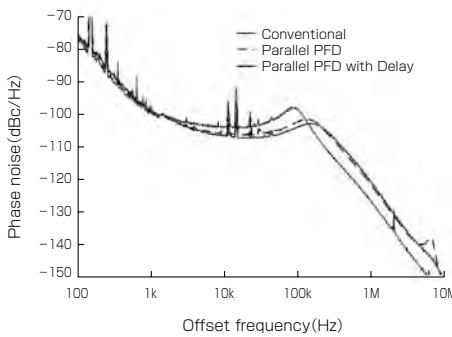


図10. 評価結果

参 考 文 献

- Shinjyo, S., et al.: 5.8GHz ETC SiGe-MMIC Transceiver Having Improved PA-VCO Isolation with Thin Silicon Substrate, IEEE MTT-S Symp. Digest, 2039~2042 (2006)
- 堤 恒次, ほか: SiシステムチップにおけるPA-VCO間干渉の検討, 電子情報通信学会技術研究報告, MW2005-182 (2006)
- Shinjyo, S., et al.: ASK and Pi/4-QPSK Dual Mode SiGe-MMIC Transceiver for 5.8GHz DSRC Terminals Having Stabilized Amplifier Chain, IEEE MTT-S Symp. Digest, 1071~1074 (2008)
- Takagi, T., et al.: Analysis of High Power Amplifier Instability due to $f_0/2$ Loop Oscillation", IEICE Trans. on Electron., E78-C, No.8, 936~943 (1995)
- 新庄真太郎, ほか: 検波電流補償形増幅器を内蔵したL帯SiGe-BiCMOS送信MMIC, 電子情報通信学会技術研究報告, MW2010-11 (2010)
- 堤 恒次, ほか: マルチタイミング動作並列PFD構成による低雑音Ku帯PLL-IC, 電子情報通信学会技術研究報告, MW2009-210 (2010)
- Tsutsumi, K., et al.: Low Phase Noise Ku-band PLL-IC with -104.5dBc/Hz at 10kHz offset using SiGe HBT ECL PFD, Proceedings of APMC2009, TU4G-2, 373~376 (2009)

内田 雄*
宮崎千春**
三須幸一郎**

高周波信号製品の耐ノイズ評価・設計技術

Immunity Evaluation and Design Technology for High Frequency Signal Products

Takeshi Uchida, Chiharu Miyazaki, Koichiro Misu

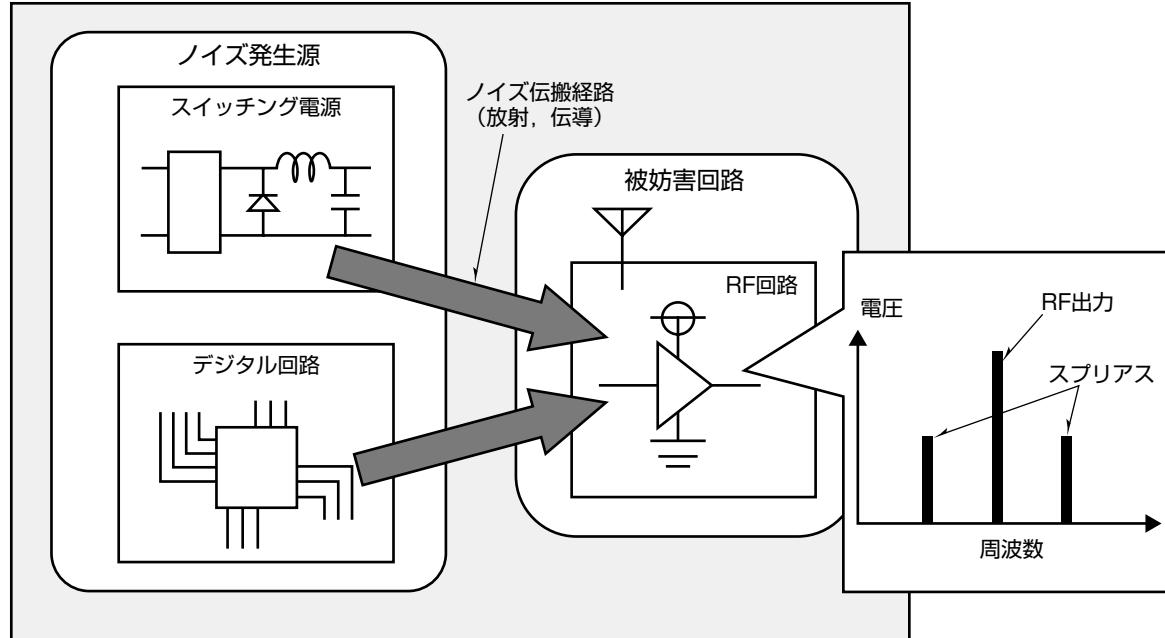
要 旨

通信機能を持つ情報通信装置などの高周波信号製品では、内部回路やインターフェースの高速化が進み、デジタル回路の基本周波数は数百MHzから1GHzを超えることが多くなっている。また、基本周波数が低い場合であっても、半導体プロセスの微細化に伴って、信号の立ち上り時間が短くなっているため、信号の周波数成分自体は、基本周波数の数百倍を超える成分を持っている。このため、これらのデジタル回路は、GHz帯域まで周波数成分を持つことが少なっていない。また、機器内部に実装されたスイッチング電源は、スイッチング周波数自体は数百kHzから数MHzと低いものの、その高調波がRF(Radio Frequency)回路に混入することで通信帯域内にスブリエス^(注1)を発生させる原因と

(注1) 無線通信などで目的の周波数以外の不要な周波数の信号やノイズのことをいう。

なる。携帯型無線端末を代表とする高周波信号製品には、小型・軽量化が求められており、回路部品の高密度実装が必要である。このため、RF回路とデジタル回路及びスイッチング電源が近接して実装されることによって、デジタル回路のクロック信号周波数の高調波成分や、スイッチング電源のスイッチング周波数の高調波成分がRF回路に干渉し、RF回路の性能劣化を引き起こす内部電磁干渉問題が懸念される。

本稿では、この内部電磁干渉を解決するための高周波信号製品の耐ノイズ評価・設計技術の重要な適用例として、RF回路の耐ノイズ評価・設計技術に関する検討例について述べ、さらに、有線通信機器を対象とした高速差動線路の耐ノイズ評価・設計技術について述べる。



内部電磁干渉によるRF回路の性能劣化

デジタル回路の基本周波数は数百MHzから1GHzを超えることが多くなっている。また、スイッチング電源は、スイッチング周波数自体は数百kHzから数MHzと低いものの、RF回路内で通信帯域にスブリエスを発生させる一因となる。RF回路とデジタル回路及びスイッチング電源が近接して実装されることによって、デジタル回路のクロック信号周波数の高調波成分や、スイッチング電源のスイッチング周波数の高調波成分がRF回路に干渉し、RF回路の性能劣化を引き起こす内部電磁干渉問題が懸念される。

1. まえがき

通信機能を持つ情報通信装置などを制御する回路では、クロック信号の動作周波数が高速化しており、その基本周波数は数百MHzから1GHzを超えることが多い。また、基本周波数が低い場合であっても、半導体プロセスの微細化に伴って、信号の立ち上り／立ち下り時間が短くなっているため、基本周波数の数百倍を超える高調波の電力は増加している。このため、これらのデジタル回路は、GHz帯域まで周波数成分を持つことが少なくない。また、情報通信装置などの高周波信号製品では、一般にスイッチング電源が使われることが多い。このスイッチング周波数 자체は、数百kHzから数MHzと低いものの、その高調波がRF回路に混入することで通信帯域内のスパリアスなどを発生させる原因となる。一方、携帯型無線端末を代表とする小型・軽量化が求められる製品の場合、高密度実装が必要とされているため、RF回路とデジタル回路やスイッチング電源が近接して実装されることが多い。その結果、スイッチング電源のスイッチング周波数の高調波成分やデジタル回路のクロック信号周波数の高調波成分がRF回路に電磁干渉し、通信機能障害を引き起こす内部電磁干渉問題が懸念される。例えば、先に述べたスイッチング周波数の高調波成分が電源配線を伝導して、RF回路の電源端子に電磁干渉することで、出力信号に不要なスパリアスを発生する送信スパリアス問題や、受信回路に干渉して発生させる受信感度劣化などがある。一方、有線通信では、イーサネット^(注2)ケーブルに代表される高速差動信号を用いた通信が様々な環境で使用されている。差動信号による信号伝送は、不要放射が少ないと、耐ノイズ性が高いことが特徴だが、伝送線路のレイアウトや接続コネクタ部の影響で平衡度^(注3)が劣化すると外れノイズがディファレンシャルモード電流^(注4)に変換され、耐ノイズ性が劣化する。差動信号インターフェースの耐ノイズ性は、回路の誤作動やエラー率などで判定するが多く、その結果からは、印加されたノイズの伝搬量や抑制手法の効果の評価が難しい。このため、差動信号を用いた信号伝送に関する設計方針を構築するためには、ケーブルに印加されたノイズに対する耐性を定量評価する手段が必要になる。

本稿では、電磁干渉による性能劣化や耐ノイズ特性の劣化を解決するために必要な“高周波信号製品の耐ノイズ設計・評価技術”について述べる。

(注2) イーサネットは、富士ゼロックス株の登録商標である。

(注3) 2線に流れる電流の電圧や位相のバランスが等しいことを示す度合い。

(注4) 2つの導体に同じ大きさで逆向きに流れる電流。

2. EMCの基本要素

電磁干渉による高周波信号製品のEMC (Electromagnetic Compatibility) 問題は、図1に示す3要素(①ノイズ発生源、②ノイズ発生源から被妨害回路までのノイズ伝搬経路、③ノイズの影響を受ける被妨害回路)で構成される。

EMC問題を発生させないためには、被妨害回路が放射又は伝導で受けるノイズのレベルが、性能劣化を生じる誤動作レベル(ノイズ許容値やマージン)よりも低くなければならない。そのためには、被妨害回路を抽出し、誤動作レベルや周波数を定量化すること、ノイズ発生源を抽出し、レベルや周波数を定量化すること、基板レイアウトや筐体(きょうたい)内部構成から被妨害回路とノイズ発生源を結ぶノイズ伝搬経路を明らかにし、必要な耐ノイズ設計を講じる必要がある。すなわち、回路が電磁干渉によって障害を受けずに動作するためには、ノイズ発生源から伝搬経路を通じて被妨害回路に混入するノイズレベルが、被妨害回路のノイズ許容値より小さくなることが不可欠であり、そのための設計技術が必要である。

3. RF回路の耐ノイズ評価・設計技術

被妨害回路としてRFアンプを取り上げ、信号出力のスパリアスに対する電源系ノイズ評価について述べる⁽¹⁾。RF回路の電源配線に、スイッチング電源のスイッチング周波数やその高調波が干渉している場合、これがRF回路の電源端子での電圧変動となり、RF出力にスパリアスを発生させる一因となる。したがって、この電圧変動を抑えて、発生スパリアスをスパリアス基準や帯域内での許容値以下にする必要がある。このためには、発生スパリアスと電源端子でのノイズ電圧の関係を定量化することで、電源端子でのノイズ許容電圧値を得ることができ、2章で示したEMC設計を行うことができる。

3.1 測定方法

図2に測定構成を示す。被測定アンプのRF入力段に正弦波信号(周波数 f_c (Hz))を入力し、RF出力信号 V_{Sout} をスペクトラムアナライザで測定する。ここで、アンプは、ソース設置型回路構成のものを用いた。電源端子には、低周

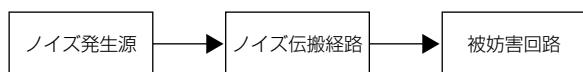


図1. EMCの基本要素

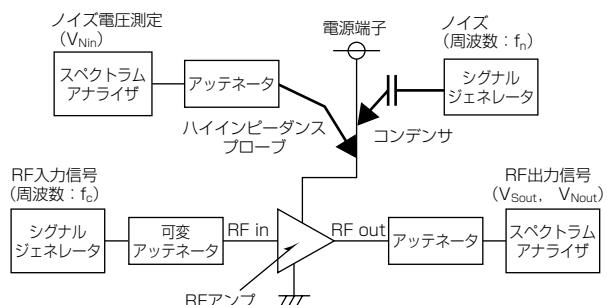


図2. RFアンプの電磁干渉測定構成

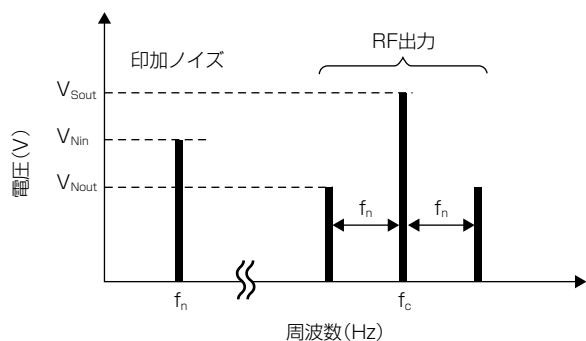
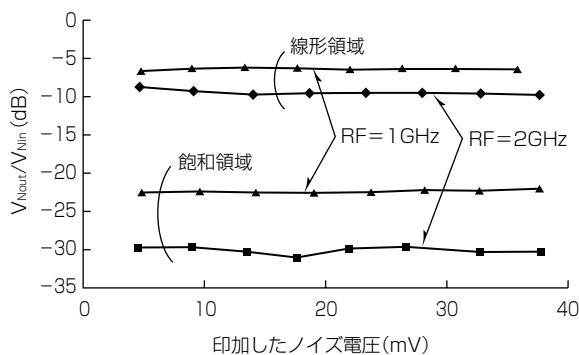


図3. 印加ノイズとアンプ出力の周波数スペクトラム

図4. 印加したノイズ電圧(V_{Nin})とRF出力信号のノイズ電圧/
印加したノイズ電圧(V_{Nout}/V_{Nin})

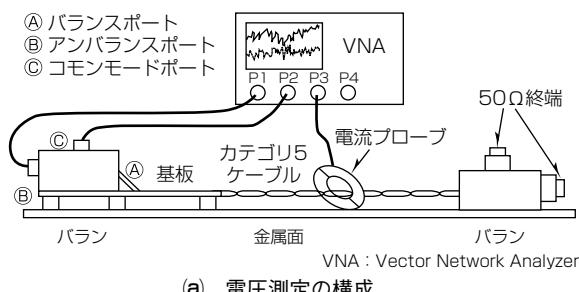
波数(kHz~MHzオーダー)の正弦波(電圧 V_{Nin} (V), 周波数 f_n (Hz))をノイズとして印加する。この結果, RF出力信号には, 図3に示すように, 入力信号 f_c を印加したノイズ f_n でAM変調した周波数スペクトラムが観測され, $f_c \pm f_n$ のスプリアス電圧 V_{Nout} が測定される。

3.2 測定結果

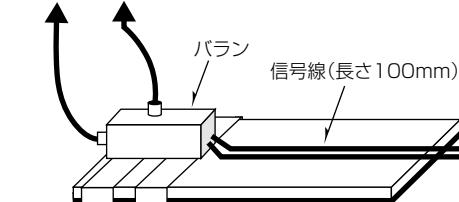
図4に, RF入力信号 f_c が1.0GHzと2.0GHz, 電源に印加したノイズの周波数 f_n が10kHzの場合の測定結果を示す。横軸は印加したノイズの電圧 V_{Nin} , 縦軸は印加したノイズの電圧に対する出力ノイズ電圧 V_{Nout} の比 V_{Nout}/V_{Nin} であり, これを線形領域と飽和領域(P1dB)の2通りの条件で示している。この結果からは, 電源系のノイズ電圧 V_{Nin} を変化させても出力ノイズ電圧比 V_{Nout}/V_{Nin} はほとんど変化していないことが分かる。

3.3 耐ノイズ設計技術

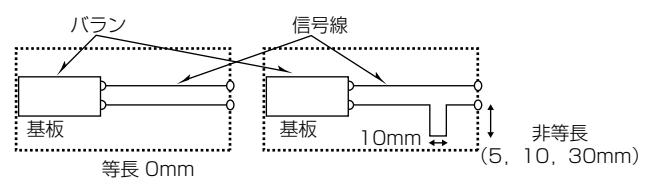
これらの結果から, 出力ノイズ電圧比 V_{Nout}/V_{Nin} が一定のため, 出力ノイズ V_{Nout} がスプリアス基準以下になる電源端子のリップル電圧を(V_{Nin})を規定することができ, RFアンプの電源端子に関する耐ノイズ評価・設計が可能なことが分かる。また, RFアンプを線形領域で使用する時よりも飽和領域で使用する方が, 印加したノイズ電圧 V_{Nin} に対する出力されたノイズ電圧 V_{Nout} の比 V_{Nout}/V_{Nin} が大きく, ノイズの影響を受けやすいことが分かる。したがって, 実設計では, RFアンプの動作条件に応じた被妨害回路の許容



(a) 電圧測定の構成



(b) 基板構造



(c) 基板上の信号パターン形状

図5. 高速差動配線のディファレンシャルモード/
コモンモード電圧測定

値, マージンを満たすような設計(フィルタや隔離)も必要になる。

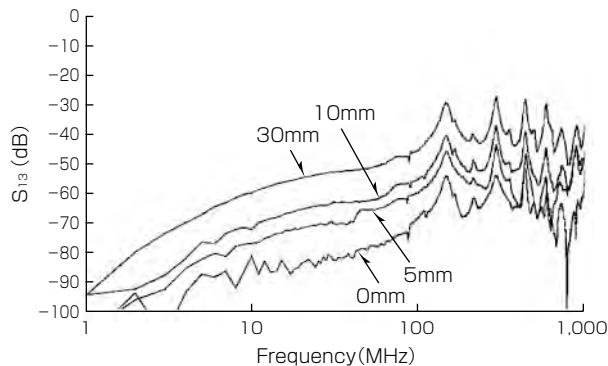
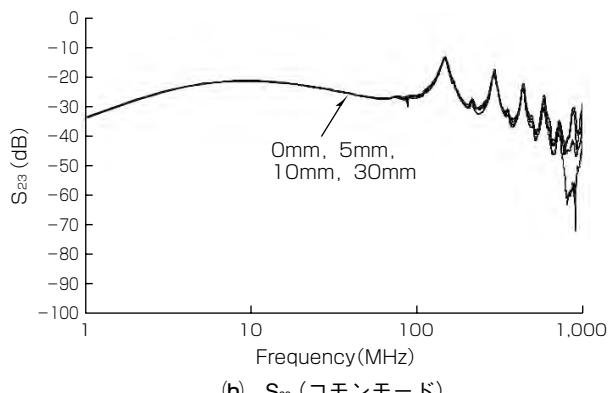
4. 高速差動線路の耐ノイズ評価・設計技術

高速差動信号のEMC性能の特徴として, 不要放射ノイズが低いこと, ノイズ耐性が高いことが挙げられる。ところが, 高速差動信号は, 配線レイアウトやその周囲構造, 接続コネクタなどによって信号伝送経路の平衡度劣化が発生する。平衡度が劣化すると, コモンモード^(注5)とディファレンシャルモード間の変換によってEMC性能が劣化する。したがって, このシステムの設計には, 回路のノイズ耐性と伝送経路のノイズ抑制性能に加えて高平衡度が要求される。この章では, 高速差動信号の設計方針を得るために検討として, 高速差動信号の基板実装条件の違いによる平衡度の変化を周波数特性で調べた結果を述べる⁽²⁾。

(注5) 2つの導体に同じ大きさで同じ向きで流れ, 大地を帰路とする電流。

4.1 測定方法

図5に電圧測定の構成を示す。バラン, 基板, 非シールドのツイストペアケーブルで構成され, 電流プローブを使用してケーブルにコモンモードで電流を印加する。ケーブルは基板上の信号配線に接続され, 基板配線上に発生するディファレンシャル/コモンモード電圧を, バランを通して測定する。

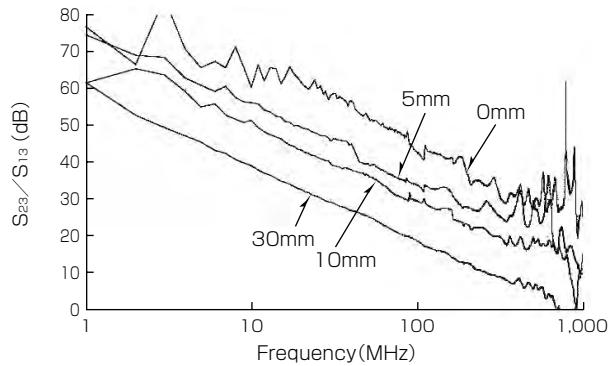
(a) S_{13} (ディファレンシャルモード)図6. 基板配線長の違いと S_{13} と S_{23} の測定結果

4.2 測定結果

図6に基板の非等長配線によるディファレンシャルモード(S_{13})とコモンモード(S_{23})電圧を示す。基板上の差動配線の非等長分が長くなるほど S_{13} が増加しているが、 S_{23} はほとんど変化しない。図7に両者の比 S_{23}/S_{13} を示す。この結果からは、ディファレンシャルモードの発生量が周波数と基板配線長の差分に比例していることがわかる。

4.3 高速差動線路の耐ノイズ設計

差動伝送によるノイズ耐性の効果を得るために伝送系

図7. 配線長の違いとディファレンシャルモード電圧
(コモンモード電圧との比)

の高平衡度化が重要である。これらの結果から、平衡度を高めるためには、等長配線は有効である。例として、40dBの平衡度が要求される場合、10MHzでは20mm、100MHzでは2mm程度の許容となる。また、平衡度は配線長差以外に、配線周囲との容量結合やグラウンド導体の欠落も影響するため、これに注意し、設計を進めなければならない。

5. むすび

高周波信号製品の耐ノイズ評価・設計技術として、①RFアンプの耐ノイズ評価・設計技術、②差動伝送信号の耐ノイズ評価・設計技術について述べた。

参考文献

- (1) 中本藤之, ほか: RF部品の電源に対するノイズ耐性評価, 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2010-21 (2010)
- (2) 熊本武文, ほか: 外来ノイズによって基板上の配線に発生するノイズ電圧の評価, 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2009-114 (2010)