

アンリツ テクニカル

ANRITSU
TECHNICAL
BULLETIN

100 Mar.
2025

先端技術特集号

● 巻頭言

次の100年へ向かう技術の羅針盤

● 特集論文

グラフェンのサーマルマネジメント応用

グラフェンの水素ガスセンサ応用

WR-3全帯域で動作する楕円形チョークの検討

広帯域ミリ波誘電率測定技術

Pushing the limits: The Future of Wideband Vector Signal Generators

Sub-THz MMIC Switches Key Enablers for Sub-THz Wireless Systems

ミリ波電界測定法の動向と紹介

通信業界のAI/ML技術動向

低遅延・高信頼性通信を実現するネットワーク技術の紹介

● 一般論文

DXソリューションプラットフォームAccelVisionの開発

再現性に優れたモバイル端末フィールド試験ソリューション

IEEE 802.11be 320 MHz帯域幅に対応したMT8862Aオプシオン開発

DCIコヒーレント伝送品質測定用MU104014B開発

位相積分コヒーレンス補償による高性能OFDRシステムの開発

世界初「透過型」NIR全数錠剤検査装置の開発

Electrical Performance Enhancements of Fixed Waveguide Attenuators

Millimeter-wave Optical Network Analysis

アンリツテクニカル 100

2025年3月

先端技術特集号

巻頭言

次の100年へ向かう技術の羅針盤 _____ 野田華子 _____ i

特集論文

グラフエンのサーマルマネージメント応用 _____ 横澤峻元・松井朋裕 _____ 1

グラフエンの水素ガスセンサ応用 _____ 鎌田雅博・松井朋裕 _____ 7

WR-3 全帯域で動作する楕円形チョークの検討 _____ 武元佑紗・待鳥誠範 _____ 13

広帯域ミリ波誘電率測定技術 _____ 水野孝彦 _____ 20

Pushing the limits: The Future of Wideband Vector Signal Generators _____ Mohammad Salah, Alexander Chenakin, Suresh Ohja, Toru Otani _____ 28

Sub-THz MMIC Switches Key Enablers for Sub-THz Wireless Systems _____ Mohammad Salah, Alexander Chenakin _____ 32

ミリ波電界測定法の動向と紹介 _____ 森 隆 _____ 35

通信業界の AI/ML 技術動向 _____ 赤間洋祐・滝沢正則 _____ 40

低遅延・高信頼性通信を実現するネットワーク技術の紹介 _____ 加藤豊行 _____ 50

一般論文

DX ソリューションプラットフォーム AccelVision の開発 _____ 脇田智大・新地雄太 _____ 59

再現性に優れたモバイル端末フィールド試験ソリューション _____ 菅沼碩文・滝沢圭祐・大城玄太・倉光康太 _____ 67

IEEE 802.11be 320 MHz 帯域幅に対応した MT8862A オプション開発 _____ 堀 信也・長谷川拓・菅野博文・富田北斗
四釜快弥・宇田泰子 _____ 73

DCI コヒーレント伝送品質測定用 MU104014B 開発 _____ 伊藤智宏・梶 一徹・平岩英造・三枝 淳 _____ 81

位相積分コヒーレンス補償による高性能 OFDR システムの開発 _____ 斉藤崇記・多田彬子 _____ 87

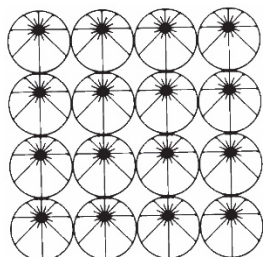
世界初「透過型」NIR 全数錠剤検査装置の開発 _____ 谷口英治・佐野純一・佐藤弘典・金野有真
鈴木康平 _____ 99

Electrical Performance Enhancements of Fixed Waveguide Attenuators _____ Tom Roberts _____ 105

Millimeter-wave Optical Network Analysis _____ Jon Martens _____ 109

社外寄稿論文の紹介 _____ 116

巻頭言



次の100年へ向かう技術の羅針盤

理事, CTO
野田 華子



アンリツテクニカル（当時は「安立テクニカル」）が創刊されたのは、昭和32年（1957年）10月のことでした。戦後復興の勢いを背景に、日本が本格的な経済成長期へと向かう時代。創刊号の巻頭言を寄せた田尾本政一 代表取締役社長（当時）は、「エレクトロニクスはあらゆる産業技術界の寵児。我々の産業には一にも技術、二にも技術。技術は一朝一夕にはならず、先人の築いた基礎の上に新しい技術を重ねていく」という熱い思いを示しました。創刊号では多彩な技術論文を通じて、当時最先端の技術を広く共有しました。

それから半世紀以上が経ち、社会や産業の姿は大きく変化しました。通信技術はアナログからデジタルへ、無線と光通信へ、さらにはIoTやAIがもたらすデータ社会へと拡張を続けています。そして、現在のアンリツは創刊当時の無線通信機器事業で培った豊富な経験と技術を活かし、現在は通信計測事業へと移行し、最先端の測定技術で市場に革新と高品質なサービスを提供しています。また、食品・医薬品検査、通信および通信計測を支えるデバイス、環境計測にもわたる幅広い領域で“はかる”技術を基盤にさまざまな場面で社会を支えています。



**経営ビジョン：はかるを超える。限界を超える。
共に持続可能な未来へ**

アンリツは現在、これを経営ビジョンとして掲げて活動しています。

アンリツは、長年培ってきた“はかる”技術を極めつつ、外部の異なる発想や技術との掛け合わせにより、従来の「計測」や「検査」の枠組みを超えた更なる価値を創造しています。通信分野で得た高精度にはかる技術と、食品や医薬品の安全性評価のためのセンシングと画像・情報処理技術、あるいはエネルギーマネジメントなど幅広い分野と掛け合わせ、人々の暮らしの質を高める新たなアプローチを開始しています。AIやビッグデータ解析の活用が進む今だからこそ、正確で信頼できるデータの取得、すなわち正確な測定が不可欠です。アンリツの強みである正確な測定により、社会のさらなる進化を支えます。また、食品・医薬品の検査に通信やAIを組み合わせることで、不良の原因を予知や、食品ロスを低減、自動化による省人化で労働人口の減少といった社会課題に対応していきます。

通信の世界では、6Gの実現が視野に入り、有線と無線を融合させた通信インフラを整えようとしています。有線と無線の融合により、低遅延、大容量、低消費電力など真に社会からの要求に応えられるインフラに作り上げようとしています。また、AIによるネットワークの自律化が期待されています。これらの変化は、新たなソリューションの提供の機会となり、事業全体の限界を超える革新へと繋がると確信しています。

さらに、アンリツは、社員、お客さま、そして関係するあらゆる人々と共に、持続可能で魅力的な未来を次世代につないでいくことを使命としています。気候変動やエネルギー問題など、社会全体が取り組まねばならない課題は増え続けていますが、

私たちは技術によってその課題解決に貢献できると信じています。AI や AGI（汎用人工知能）などの先端技術が社会のあり方を大きく変える可能性がある中で、アンリツは正しくはかり、はかった結果を価値ある情報に変換して世の中に提供する活動を通じて、人と技術が協働する持続可能な社会の実現に挑戦します。



こうした“はかる”を拡張させる、持続可能な未来づくりのための取り組みを加速させる一例が、近年グループに加わった高砂製作所との協働です。高砂製作所は、エネルギーを自在に制御するソリューションの提供を通じて、お客さまと共に社会の持続的な繁栄・成長に貢献することをミッションとしています。具体的には、次世代自動車（EV や PHEV など）のバッテリーやインバーター、モーターなどの主要部品の性能評価に向けた、大容量エネルギー制御に強みを持ちます。アンリツが得意とする通信計測・検査技術に、高砂製作所の有する技術が組み合わせることで、社会インフラとしての通信、食と医薬品の安全への寄与に加えて、脱炭素社会へ向けた持続可能な未来の実現とアプローチの幅が飛躍的に広がりました。このように、パートナーとの知見を掛け合わせることで、従来の“はかる”領域を超え、より総合的な課題解決型のビジネスを展開し始めています。

また、先端技術研究所では“はかる”の拡張のために、新素材として注目されるグラフェンを原子スケールで精密に加工する技術を獲得しました。また、その物性に注目するとともに次世代デバイスへの応用を模索しています。一方、6G に関する研究では、ミリ波・サブテラヘルツ帯など高周波を取り扱うための基盤技術の開発を進めてきました。これらの分野での最先端の研究成果が次世代通信・エレクトロニクスデバイスの革新に向けた重要な基盤となることを期待します。

次の 100 年へ向けて

創刊以来、アンリツテクニカルは社内外の技術者と知見を共有する「知のプラットフォーム」の役割を果たしてきました。昭和 32 年の創刊号では、海岸局用の短波受信機や方向探知機など、当時の最先端情報が紙面にぎっしり詰め込まれていました。振り返れば、あの時代の研究成果は私たちの現在の通信・計測技術の礎となり、さらなる進化への確かな第一歩を築いていたのです。創刊号に並んだ数々のテーマはいずれも、その時代を切り拓くイノベーションであり、社会の未来を見据えた技術への挑戦でもありました。

本号で、私たちは第 100 号という大きな節目を迎えます。同時に創業 130 年という節目の年です。6G や IOWN による通信の高度化、AGI がもたらす社会構造の変化、そして脱炭素や循環型経済といった地球規模の課題——こうした動向を前に、技術者のみならず、あらゆるステークホルダーが一層の協力を必要としています。アンリツテクニカルは、その協力関係を深め、未来を切り拓く“羅針盤”であり続けたいと思っています。

一見すると異なる分野に見える技術や発想でも、実は“はかる”という共通の基盤を通じて結びつく可能性が大いにあります。通信と検査が出会うことで、食品の安全性を劇的に高められるかもしれません。産業機器の制御技術と通信インフラを掛け合わせることで、災害時にも耐え得る強靱なネットワークを構築できるかもしれません。まさに殻を打ち破り、あらゆる枠組みを超える、従来の常識や枠組みにとらわれないアプローチで次の 100 年を切り拓いていきたいと考えます。

立ち止まることなく、一歩先へと進み続ける。そうすることで、私たちは“はかる”技術をさらに多様な分野へと広げ、社会や産業に新たな価値をもたらすと信じています。本誌は、その挑戦の過程や成果を皆さまと分かち合い、次の 100 年に向かう技術と知恵の“羅針盤”であり続けます。どうぞ今後とも、アンリツテクニカル並びにアンリツへの変わらぬご支援とご期待を賜りますよう、よろしくお願い申し上げます。



特集論文

- グラフェンのサーマルマネジメント応用
- グラフェンの水素ガスセンサ応用
- WR-3全帯域で動作する楕円形チョークの検討
- 広帯域ミリ波誘電率測定技術
- Pushing the limits: The Future of Wideband Vector Signal Generators
- Sub-THz MMIC Switches Key Enablers for Sub-THz Wireless Systems
- ミリ波電界測定法の動向と紹介
- 通信業界のAI/ML技術動向
- 低遅延・高信頼性通信を実現するネットワーク技術の紹介

グラフェンのサーマルマネージメント応用

横澤峻元 Takamoto Yokosawa, 松井朋裕 Tomohiro Matsui

[要 旨]

熱伝導を担う準粒子である格子(フォノン)の平均自由行程に対して素子を小型化することで、フォノンの波動性が顕著になり古典的な理解とは異なる熱物性が得られる期待がある。本研究では平均自由行程の長いグラフェンを端が原子スケールでジグザグ型に整ったナノスケールのメッシュ構造に加工することで、メッシュのリボン幅が細いほど大きくなる特異な熱伝導特性を見出した。熱伝導率の最大値はカーボンナノチューブに対して報告されている最大の熱伝導率と同等かそれ以上で、高い熱伝導率を特長とする放熱シートよりも1桁近く大きい。加えて、リボンの太さを変えるだけで熱伝導率を8倍近く変化させることができる。こうした特長は、基板の有無に関わらず得られるため、優れた放熱シートや熱整流シートに応用できるであろう。

1 はじめに

これまでに人類は電気を制御し、光を扱う技術を獲得してきた。テクノロジーの進化と共に近年では、温度を予測したり、物質を冷却したり、効率的に放熱するといった「熱」を扱い制御する技術の重要性が増している。扱うスケールも電子機器に実装されるマイクロメートルスケールからスマートフォンなどのセンチメートルスケール、自動車、工場などのメートルスケールまで広範囲に及ぶ。例えば電子機器の場合、素子の発熱を逃がすだけでなく、その熱が隣接する素子に悪影響を及ぼさないように、熱を逃がす経路にも気を遣う必要がある。実際、電子機器における発熱問題は素子の集積化や高性能化の障壁になっている。こうした熱制御技術、すなわちサーマルマネージメント技術はこれからのIoT社会、省エネルギー社会を見据えたとき必要となる重要な技術と言える。

炭素の単原子層膜であるグラフェンは極限的に薄く、軽量かつ透明、機械的には強くしなやかであることに加えて、電気・熱的には優れた伝導性を示すので、サーマルマネージメント分野でも注目を集めている。表1に主だった物質の熱伝導率を示すように、グラフェンは銅や金といった一般的な金属よりも1桁近く大きな熱伝導率を示す。

ここで、電子(エレクトロン)や光子(フォトン)といった準粒子が電気や光の伝導を担うように、熱の伝導は格子(フォノン)という準粒子が担っている。これら準粒子がお互いに衝突せずに進む距離を平均自由行程と呼ぶが、伝導特性の評価にはこの平均自由行程が重要である。系のサイズが平均自由行程よりも長い場合(あるいは系のサイズに対して平均自由行程が短い場合)、準粒子は系のサイズを感じるより先にお互いに衝突するため、準粒子の“粒子”としての性質が支配的で、伝導は拡散的(diffusive)になる。それに対してナノスケール素子や平均自由行程が長い低温環境では準

粒子はお互いに衝突するより先に系の端で散乱される。このとき伝導は弾道的(ballistic)になり、位相など準粒子固有の情報を保った波動的描像が顔を出す。一般的にはボルツマン方程式で表現される拡散的伝導が主であり、弾道的伝導は超低温におけるナノ構造でのみ議論されるが、グラフェンの場合、その結晶性の高さに起因して平均自由行程が長い場合、通常の物質では得られない伝導特性を室温でも得られる期待がある。

表1 主だった物質の熱伝導率。

素材	熱伝導率 (W/(m・K))
グラフェン	3000-5300 ^{1), 2)}
カーボンナノチューブ	3000-3500 ^{3), 4)}
ダイヤモンド	1000-2200 ¹⁾
グラファイト	72-2100 ⁵⁾
銅	403 ⁶⁾
Si	168 ⁶⁾
SiO ₂	1.4 ⁶⁾
水	0.561 ⁶⁾
空気	0.0241 ⁶⁾

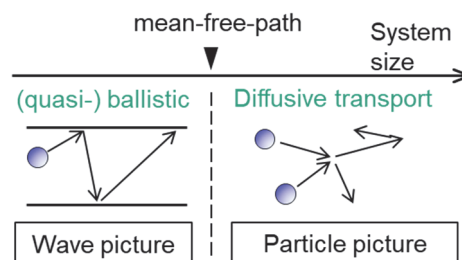


図1 弾道的(ballistic)および拡散的(diffusive)伝導の模式図。

一方、素子構造に目を向けてみると、ナノあるいはマイクロメートルスケールで人工的に幾何構造を設計することで新たな機能を実

現できる期待がある。こうした構造は「メタマテリアル」と呼ばれ、負の屈折率や透明マントなど、従来の物質では不可能と考えられていた特性が実現されている。グラフェンにおいてもナノ構造化に加えて、その構造を周期的に配置することで、新奇な物性創出が期待される。

本稿では、我々が独自に確立した水素プラズマエッチング法によりメッシュ状やリボン状に微細加工したグラフェンの熱伝導特性を紹介する。第 1 章では一般的な熱伝導特性について述べた。第 2 章で微細加工されたグラフェンの熱伝導特性についての先行研究を紹介した後、第 3 章で我々が作製した試料、測定方法について紹介し、測定結果について議論する。

2 微細加工されたグラフェンの熱伝導特性

物質をナノスケールに加工すると、フォノンが端で散乱されるために熱伝導率は低下するのが一般的であり、それはグラフェンでも同様である。例えば、 SiO_2 基板上にグラファイトを劈開して得られたグラフェン(劈開グラフェン)を、酸素プラズマを用いて幅 W が 45–130 nm のナノスケールのリボン状に加工し(グラフェン・ナノリボン:GNR)、それを複数本並列させた素子の場合、 W を細くするほど熱伝導率が小さくなる様子が観測されている⁷⁾。この研究では GNR の一端にヒーターから熱を加えたときの反対の端での温度変化を測定することで熱伝導率を測定している。このとき GNR は SiO_2 基板上に保持(supported)されているため、グラフェンがない場合の熱伝導も測定することで、GNR の熱伝導率を求めている。

化学気相法(CVD法)で作製されたグラフェンに円状の穴をあけ、穴と穴の間隔(ネック幅)の平均がおよそ 8–21 nm のメッシュ状に加工したグラフェンにおいても、やはりネック幅が細いほど小さな熱伝導率が報告されている⁸⁾。この研究ではメッシュ状試料はポリマーをマスクとした反応性イオンエッチング(RIE)で加工されており、それを穴の開いた SiN 膜上に転写することで、基板から浮いた宙吊り(suspended)状態にし、ラマン分光法を用いて熱伝導率を求めている。

ナノ構造化により熱伝導率を制御することで、望む方向にのみ熱を流す熱整流に應用することもできる。直径 5–6 nm の穴を 30 nm 間隔で正方格子状に開けた領域と、穴のない領域を隣り合わせて作製した宙吊り(suspended)グラフェンの場合、穴あり領域から穴なし領域への熱伝導の方が、その逆方向よりも、熱伝導率が高くなるという非対称な熱伝導特性が報告されている⁹⁾。これは穴あり領域では高エネルギーのフォノンが局在する結果、温度分布に非対

称が生じるためと考えられている。この効果を用いれば、一方方向にのみ熱を流す熱整流素子(熱ダイオード)への應用が期待できる。

3 ジグザグ端で終端されたグラフェンの熱伝導率

3.1 試料作製

我々は水素プラズマを用いたエッチング法により、グラフェンを原子スケールで加工する技術を獲得してきた¹⁰⁾。このとき加工されたグラフェンの端は、原子スケールで整ったジグザグ型をし^{11), 12)}、かつ水素原子ひとつで終端されている¹³⁾ため、端に至るまでグラフェンの sp^2 結合を保った理想的なジグザグ端であることが特長である。これは、酸素プラズマエッチングや RIE などの一般的な加工方法で得られる端が、原子スケールではランダムな構造をし、場合によってはアモルファス状に乱れていることと対照的である。

水素プラズマエッチングでは、エッチングの種となる欠陥を中心に六角形状のナノスケールの孔(ナノピット)がグラフェンに形成される。そこでこの六角形ナノピットを基本要素としてグラフェンを加工することができる。ナノピットの種となる欠陥を楕円状に加工していれば長細い形状の六角形ナノピットが形成されるので、これを並列に並べることで、六角形ナノピットの間を GNR を作製できる。文献⁷⁾などの先行研究と異なり、この GNR の端は原子スケールでジグザグ型に整っているためジグザグ GNR(zGNR)と呼ぶ。また六角形ナノピットを三角格子状に配置すれば、グラフェンのメッシュ構造を作ることができる。これは孔が周期的に配置されている点に着目すると“アンチドット格子”と考えることもでき、zGNR が網目状につながっている点に着目すると“zGNR ネットワーク構造”とも考えられる。本研究ではこれをジグザグ・グラフェン・ナノメッシュ(zGNM)と呼ぶ。作製した試料には電極を付けたのち基板をエッチングして除去することで、電極間に架橋された宙吊り(suspended)構造を得ることもできる。グラフェンは極めて薄いので基板の凹凸や基板からの電荷移動といった影響を受けやすいが、架橋構造にすることでそうした影響を排除することができる。

3.2 ラマン分光法を用いた熱伝導率測定

一般的に熱伝導には定常法と非定常法の 2 種類の測定方法がある。定常法では素子に熱勾配をつけて素子の両端を異なる温度にし、素子内の各点での温度を測定することで、熱伝導率を求める。それに対して非定常法は、素子に既知の熱量を加え、それによる素子の温度変化から熱伝導率を求める方法である。本研究では、Opto-thermal Raman measurement として知られる、ラマン分光法を用いた非定常法を用いてグラフェン素子の熱伝導を測定した。

この方法では、ラマン分光のためのレーザー光を熱源とし、ラマンスペクトルの変化から温度変化を測定する。グラフェンの場合、ラマンスペクトルには G, 2D, D バンドが現れるが、そのうち G, 2D バンドはグラフェンの温度上昇に対してレッドシフトすることが知られている^{14)~16)}。このうち 2 次フォノン散乱に起因する 2D バンドはグラフェンの層数によってその形状が変化したが、グラフェンのハニカム格子の面内振動に由来する G バンドの形状はグラフェンの層数には依らない。そこで本研究では G バンドのシフト量からグラフェンの温度を見積もった。

文献 14), 15), 17) より G バンドのシフト量 $\Delta\omega_G$ (cm^{-1}) は以下の式(1)のようにグラフェンの温度変化 ΔT に比例する。

$$\Delta\omega_G = \chi\Delta T \quad (\chi \cong -1.6 \times 10^{-2} \text{ cm}^{-1}/\text{K}) \quad (1)$$

一方、グラフェンが吸収する熱量 P_{abs} (W) は、グラフェンに照射した励起レーザーのパワー P (W)、グラフェンの吸光率 α ($\sim 2.3\%$ ¹⁸⁾)、層数 N (厚さ $t \cong N \times 0.335 \text{ nm}$)、レーザースポット内にグラフェンが占める面積の割合 S から式(2)のように表される。

$$P_{\text{abs}} = P(1 - \exp(-\alpha N)) S \quad (2)$$

図 2 は zGNM に対してレーザーパワーを変えて測定した G バンドピークである。パワーを増すに従ってグラフェンの温度が上がり、それに伴って G バンドが低波数(長波長)側にシフトしている様子が分かる。

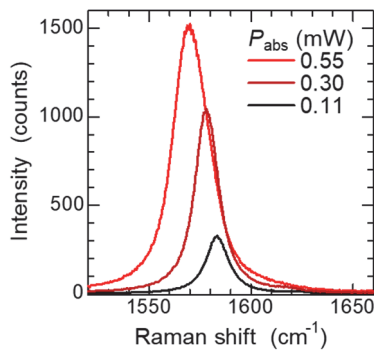


図 2 グラフェンに照射するレーザーパワーを変化させたときの、G バンドピークの変化。グラフェンが吸収する熱量 P_{abs} が増すほど、信号強度が大きくなると同時にピークの中心も低波数側に移動する。

このとき熱コンダクタンス K (W/K) は物質にある熱量を加えた際の温度変化の係数、すなわち

$$P_{\text{abs}} = K\Delta T \quad (3)$$

であるから、 K は P_{abs} と $\Delta\omega_G$ を用いて

$$K = \chi \left(\frac{\partial \Delta\omega_G}{\partial P_{\text{abs}}} \right)^{-1} \quad (4)$$

と書ける。

本研究では、試料として図 3 に示すようなグラフェンをメッシュ状

に加工した zGNM (図 3(a)) と、リボン状に加工した zGNR (図 3(b)) を用いた。グラフェンには層数 2–10 層の劈開グラフェンを用い、ナノリボン部分の幅 W を 20–160 nm の範囲で変化させた。zGNM の場合、六角形ナノピットの配置周期は 350–540 nm である。zGNM 素子および zGNR 素子には図 3 のように電極を付け、励起レーザーは素子の中央部に照射した。これにより電極が室温の熱浴となって、熱は素子の中央部から電極に向かって流れると考えられる。このとき K から熱伝導率 κ ($\text{W}/\text{m}\cdot\text{K}$) を求める際には、素子のサイズを考慮して、以下の式(5)を用いた。

$$\kappa = \frac{L_{\text{eff}}/2}{tW} K \quad (5)$$

ここで、 L_{eff} は図 3 に赤線で示す熱伝導経路の長さ、 W はリボンまたはメッシュを構成するナノリボンの幅である。メッシュ状素子の場合、擬一次元的な熱伝導経路を仮定したが、実際には熱は電極に対して平行方向にも流れ得るため κ を過大評価している可能性がある。また、研究では基板から浮いた(suspended)素子と基板に保持された(supported)素子のふたつを用いたが、supported 素子の κ に基板の効果が含まれていることには注意が必要である。

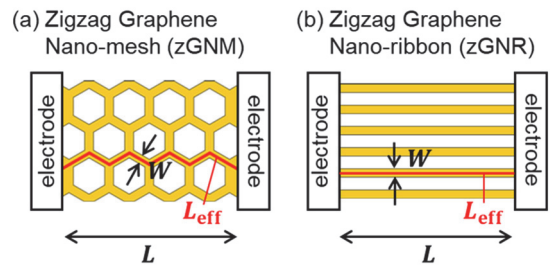


図 3 電極を付けた(a)zGNM 素子と(b)zGNR 素子の模式図。zGNM の κ の算出には赤線で示すような擬一次元的な経路を考えた。

ここで試料に対して励起レーザーを当て続けることによるグラフェン素子の劣化を防ぐため、レーザー照射時間はなるべく短くしたい。しかし、それではスペクトルのシグナル・ノイズ比(S/N比)が悪くなってしまう。そこで本研究では短時間($\sim 0.02 \text{ sec}$)の測定を繰り返し行った。一方、測定を続けていくと熱ドリフトによりレーザーの焦点が合わなくなってしまう。そこで対物レンズの高さを変化させながら測定することで、レーザーが試料位置で焦点を結ぶ高さでの G バンド波数を求めた。図 4 に測定ごとの G バンド波数(ω_G)と強度(I_G)の対物レンズ高さ(z)依存性を示す。測定を繰り返すと ω_G が最小になり I_G が最大となる z が徐々に変化している様子が分かる。本研究ではこうして得られた ω_G の最小値を測定値として扱い、それを平均化した。

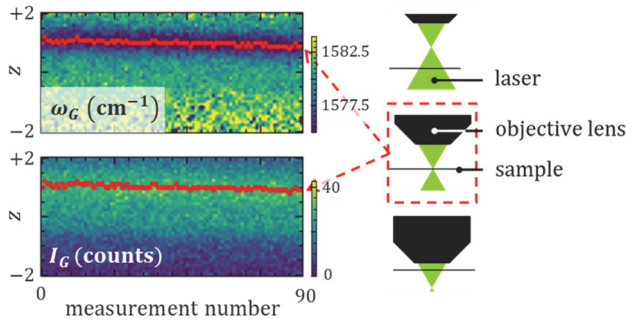


図4 レンズ高さ(z)を繰り返し掃引しながら測定した G バンド波数(ω_G)と強度(I_G)の測定ごとの変化と、対物レンズ越しに照射されるレーザーの拡がりや試料の位置関係の模式図。各測定回で ω_G が最小(I_G が最大)となる z を赤点で示す。その z でレーザーが焦点を結んでいる。

図5 にさまざまなリボン幅(W)の素子について、グラフェンが吸収した熱量(P_{abs})に対する、G バンドのシフト量($\Delta\omega_G$)を素子の大きさを規格化した値($2tW/L_{\text{eff}}$) $\Delta\omega_G$ を示す。 P_{abs} が大きいくほど、G バンドが大きくシフトしている様子が分かる。式(4)(5)より、この傾きの逆数が熱伝導率 κ に対応する。このとき古典的な描像とは逆に、 W が細くなるほどグラフの傾きが緩やかになり、すなわち κ が大きくなっていることが分かる。

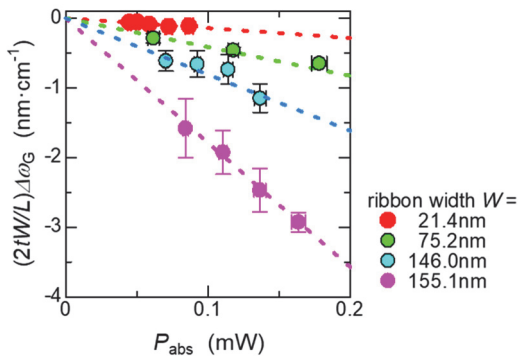


図5 リボン幅(W)の異なる zGNM 素子について、素子の大きさを規格化した G バンドシフトの P_{abs} 依存性。直線フィットを点線で示す。

3.3 宙吊り(suspended)試料の熱伝導率

図6に(a) suspended zGNMと(b) suspended zGNR について、熱伝導率(κ)のリボン幅(W)依存性を示す。 κ のグラフェン厚さ(t)依存性を調べたところ、4層以下(thin)と5層以上(thick)ではそれぞれ κ は t に依存しないことが分かった。そこで図6では4層以下の試料を青で、5-10層の試料を赤で示している。zGNR については4層以下の試料を作ることができなかったため、5-10層試料のみの κ を赤で示す。すると、suspended zGNM の場合(図6(a))、4層以下(thin)では W に逆比例した κ が観測された。また、5-10層(thick)試料では κ は $W \sim 30 \text{ nm}$ に至るまでほぼ一定であることが分かった。こうした振る舞いは構造が細くなるほどフォノンの散乱が増えるため κ が低下するという古典的な描像に反するものである。

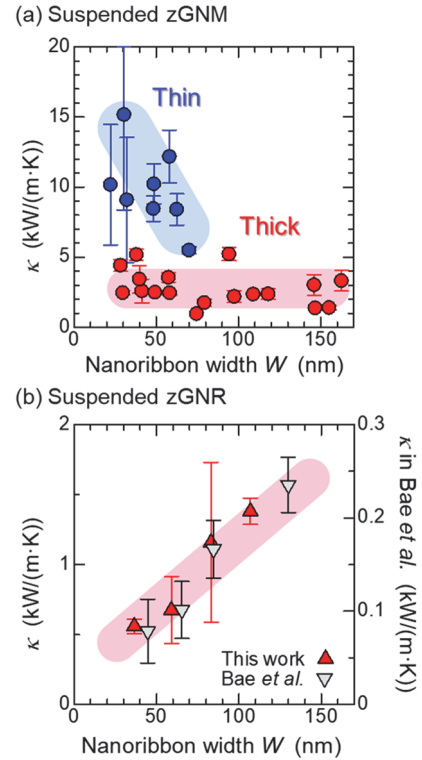


図6 (a) suspended zGNM (●)と(b) suspended zGNR (▲/▽)の熱伝導率(κ)のリボン幅(W)依存性。4層以下の薄い(thin)試料を青色で、5-10層の厚い試料を赤色で示す。(b)の▲は本測定結果(左軸)、▽は先行研究⁷⁾の結果(右軸)である。

一方、suspended zGNR では、先行研究同様 W が細いほど κ は小さくなる。図6(b)に先行研究⁷⁾の結果を重ねて描くように、本研究結果は κ の W 依存性も先行研究とよく似ている。このことから suspended zGNM で κ が W に逆比例するのは、ジグザグ端の効果ではなくメッシュ状の構造に由来すると考えられる。このメカニズムについて、詳細な検討は今後の研究課題であるが、今回作製した試料ではフォノンの波動性が無視できなくなる結果、メッシュ構造においてフォノンの干渉効果が起こり、 κ が増強した可能性がある。実際、円形の穴を周期的にあけた厚さ 80 nm のシリコン薄膜(フォノンニック結晶)の場合、フォノンの干渉によりフォノン状態密度が増加することで、 $T=1 \text{ K}$ の極低温において円の間隔が狭くなるほど大きくなる熱コンダクタンスが計算されている(フォノンニック・ブースト¹⁹⁾)。

ここで、suspended zGNR の κ の W 依存性は先行研究と似ているものの、 κ の値は先行研究と比べて6-7倍大きくなっている。本研究が試料を宙吊りにしているのに対して、先行研究では基板である SiO_2 に保持されている点²⁰⁾や、本研究で用いたグラフェンが5-10層であるのに対して先行研究では単層グラフェンを用いている点²¹⁾を考慮しても、本研究で作製した zGNR は先行研究の GNR よりも4倍程度大きな κ を示すことになる。これは本研究の zGNR で

は端が原子スケールで整ったジグザグ型をしているために、ランダムあるいはアモルファス状の端を持った先行研究の素子よりも κ が大きくなったものと考えられる。実際、ジグザグ端で終端されたGNR(zGNR)のほうが、アームチェア端で終端されたGNR(aGNR)よりも大きな κ を示すことがいくつかの理論計算^{22), 23)}からも提案されている。一方、zGNMの場合、ここで示す κ は過大評価されている。zGNM素子の方がzGNR素子よりも数倍大きな κ を示しているのは、そうした数式上の効果かもしれない。

3.4 supported 試料の熱伝導率

図7に(a) supported zGNMと(b) supported zGNRの熱伝導率(κ)のナノリボン幅(W)依存性を示す。このとき κ の算出に際しては素子のサイズのみで基板の効果を考慮していないので、 κ は見かけ上の(nominal)値である。Suspended試料と異なりsupported試料では κ はグラフェンの厚さ t に依存しないことが分かったので、ここでは2-10層の試料すべてについて分類せずに記している。するとsupported試料に対してはzGNMとzGNRの両方で、 W を細くするに従って κ が上昇する古典的な描像とは異なる様子が観測された。

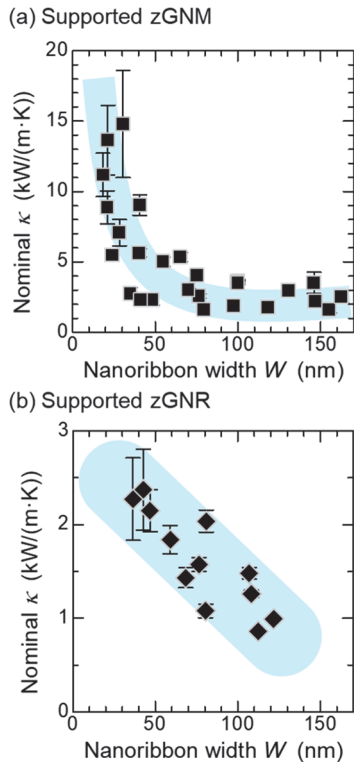


図7 (a) supported zGNMと(b) supported zGNR 試料の熱伝導率(κ)のリボン幅(W)依存性。

Supported試料においてナノ構造化によっても κ が抑制されないのは、suspended素子の結果から、素子構造やジグザグ端の効果ではなく、基板の効果と考えるのが妥当である。これは、基板であ

るSiO₂が電気的には絶縁体であるし、熱的にも不良導体であるにもかかわらず、基板側への熱の流れが無視できないこと、そして基板側への熱の流れの効果は素子が微小化するほどに大きくなることを示唆しており、素子から基板への三次元的な熱の拡がり効果で説明できる²⁴⁾。図8に示すように、素子表面の熱は基板へ表面に対して垂直方向に流れていくが、素子の端では放射状にも流れていく。素子サイズが大きいときには垂直方向への熱の流れが支配的であるのに対して、素子が微小化すると基板への三次元的な流れの効果が顕著になり、素子の見かけ上の κ は大きくなると考えられる。

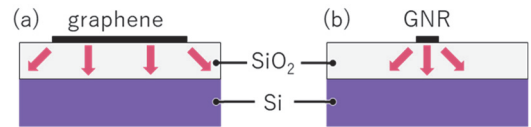


図8 (a) グラフェンや(b) GNR から基板へ熱が逃げる模式図。

4 まとめ

電気伝導率がそうであるように、熱伝導率(κ)も素子が微小化する程、一般的には低下する。ところが伝導を担う準粒子の波動性が顕著になる条件下では、逆に素子の微細化によって κ を上昇できる可能性がある。本研究ではその結晶性の高さから平均自由行程が長いグラフェンを用い、それを端が原子スケールでジグザグ型に整ったメッシュ構造に加工することで、リボン幅(W)が細いほど κ が大きくなることを示した。 κ の増大は $W < 100$ nmで顕著になり、 $W \sim 30$ nmで $\kappa \sim 15,000$ W/(m·K)に達する。これは格子の波動性とその干渉効果により κ が上昇することを示した世界で最初の実験例である。

グラフェンは他の物質と比べても κ が高いため、高周波回路・電源回路・高感度センサ等における放熱や熱制御のキーマテリアルとして活用が期待される物質であるが、本研究で示すようなメッシュ状に微細加工することで、その κ を更に高めることができるのは応用の面からも有用である。高い κ を示す放熱材料として注目されるカーボンナノチューブ(CNT)の場合、その理想的な κ は6,600 W/(m·K)と言われている²⁵⁾。また試料作製を工夫することで13,300 W/(m·K)に至る高い熱伝導率の報告もある²⁶⁾。本研究で示したsuspended zGNMの場合、熱コンダクタンス(K)から κ を算出する過程で値を過大評価している可能性はあるものの、高い熱伝導率として報告されているCNTと同等かそれ以上の κ が得られていることは特筆に値する。商業的には1,800 W/(m·K)に至る高い熱伝導率を有するグラフェンをベースとした放熱部材が報告され

ているが^{27), 28)}, 本研究で作製した zGNM の κ はそれを 1 桁近く凌駕しており, 今後の応用展開が期待される。

本研究で作製した zGNM の場合, W を変えるだけでおよそ 8 倍も κ を制御できることも大きな特長である。この特長を利用すれば, 用途に応じて必要な κ をもつグラフェンシートを容易に得ることができる。

またこの効果は基板があることで安定して得られることも重要な発見である。原子ひとつ分の厚みしかもたない単層グラフェンの場合, それ単体ではシートとして存在することはできず丸まってしまう(マーミン・ワグナーの定理)。また一般的に単層グラフェンよりも, グラフェンが数層積層した多層グラフェンの方が, 扱いが容易である。本研究の結果が示すように, 基板に保持された多層グラフェンでも, W に逆比例する高い κ が得られることは, 実用の可能性をより強く示唆するものといえる。

謝辞

本研究の一部は, 文部科学省「マテリアル先端リサーチインフラ」事業(課題番号: JPMXP1222UT1064, JPMXP1223UT1029, JPMXP1224UT1080)の支援を受けて, 東京大学 武田先端知ビルクリーンルーム微細加工拠点でも実施された。

参考文献

- 1) A. A. Balandin *et al.*, Nano Lett., **8**, 902 (2008).
- 2) S. Ghosh *et al.*, Appl. Phys. Lett., **92**, 151911 (2008).
- 3) P. Kim *et al.*, Phys. Rev. Lett., **87**, 215502 (2001).
- 4) E. Pop *et al.*, Nano Lett., **6**, 96 (2006).
- 5) G. A. Slack, Phys. Rev. **127**, 694 (1962).
- 6) 国立天文台編「理科年表 第 98 冊 2025」, 丸善出版 (2024).
- 7) M. H. Bae *et al.*, Nat. Commun. **4**, 1734 (2013).
- 8) J. Oh *et al.*, Nano Energy, **35**, 26 (2017).
- 9) F. Liu *et al.*, Nano Futures, **5**, 045002 (2021).
- 10) T. Yokosawa *et al.*, e-J. Surf. Sci. Nanotechnol., **20**, 139 (2022).
- 11) A. E. B. Amend *et al.*, e-J. Surf. Sci. Nanotechnol., **16**, 72 (2018).
- 12) T. Matsui *et al.*, J. Phys. Chem. C, **123**, 22665 (2019).
- 13) T. Ochi *et al.*, Carbon, **203**, 727 (2023).
- 14) I. Calizo *et al.*, Nano Lett., **7**, 2645 (2007).
- 15) I. Calizo *et al.*, Appl. Phys. Lett., **91**, 071913 (2007).
- 16) S. Chen *et al.*, ACS Nano, **5**, 321 (2011).
- 17) J. Judek *et al.*, Sci. Rep. **5**, 12422 (2015).
- 18) R. R. Nair *et al.*, Science, **320**, 1308 (2008).
- 19) R. Anufriev and M. Nomura, Phys. Rev. B, **91**, 245417 (2015).

- 20) W. Cai *et al.*, Nano Lett. **10**, 1645 (2010).
- 21) S. Ghosh *et al.*, Nat. Mater. **9**, 555 (2010).
- 22) Y. Xu *et al.*, Appl. Phys. Lett. **95**, 233116 (2009).
- 23) Z. Aksamija and I. Knezevic, Appl. Phys. Lett., **98**, 141919 (2011).
- 24) A. D. Liao *et al.*, Phys. Rev. Lett., **106**, 256801 (2011).
- 25) S. Berber *et al.*, Phys. Rev. Lett., **84**, 4613 (2000).
- 26) V. Lee *et al.*, Phys. Rev. Lett., **118**, 135901 (2017).
- 27) Graphene Flower SP®, 株式会社インキュベーション・アライアンス (<https://incu-alliance.co.jp/products/graphenesheet/>).
- 28) TG-P10050 グラフェン, T-Global Technology Co., Ltd. (<https://www.tglobalcorp.com/jp/products-detail/tg-p10050/>).

執筆者



横澤 峻元
先端技術研究所
松井研究室



松井 朋裕
先端技術研究所
松井研究室

告知

グラフェンの水素ガスセンサ応用

鎌田雅博 Masahiro Kamada, 松井朋裕 Tomohiro Matsui

[要 旨]

グラフェンは外界に露出して作製されるため、周辺ガスなど周囲の環境に敏感に反応する。そのため、グラフェンは検出したい分子を捕捉するレセプターで修飾することで、高感度な分子センサとして利用することができる。本稿ではエネルギーや医療などさまざまな分野で注目される水素ガスのセンシング素子へのグラフェン応用について紹介する。水素プラズマエッチング技術を用いてグラフェンをリボン状やメッシュ状にナノ構造化し、パラジウムをレセプターとして用いることで、真空中で 1 ppm を下回る濃度を検出できる高感度な水素ガスセンサの実現に成功した。このとき水素ガスに対する素子の反応は先行研究のそれとは異なっており、これまでに知られていない物理現象の存在を示唆している。今後、センシングメカニズムの解明と同時に、実用的な素子構造や測定システムを構築することで、小型かつ低消費電力な水素ガスセンサの実現が期待される。

1 はじめに

半導体デバイスに用いられる 2 次元電子系は異なる物質の界面につくられるため、本質的に表面から数百 nm 深い場所に存在する。それに対してグラフェンは基板表面に存在し外界に露出している。そのため、グラフェンは外界の環境に対して敏感で、周辺ガスなどの環境を変化させることで容易に物性が変化する。このことは裏を返せば、グラフェンの物性変化から外界の環境を評価できることを示しており、そのためグラフェンはセンサとして有望視されている¹⁾。ただし、そのままでは測定対象の選択性は得にくく、感度も必ずしも十分とは言えない。磁場や電場といった物理量ではなく、分子を選択的に検出するためには、ターゲット分子のみを通す膜でグラフェンを覆う方法や、ターゲット分子を捕捉するレセプター物質でグラフェンを修飾する方法がある。例えば匂い分子と相互作用するアミノ酸配列を追加したペプチドでグラフェンを修飾することで、高感度な匂いセンサが提案されている²⁾。また、SARS-CoV-2 のスパイクタンパク質に対する抗体で修飾すれば抗原検査より正確で PCR 検査より迅速な新型コロナウイルスに対するバイオセンサの報告もある³⁾。このように、レセプターを変えることによって、さまざまな分子をターゲットとしたセンサに応用することが原理的には可能である。

一方、水素はカーボンニュートラル社会実現の要となる次世代エネルギー源として、また医療や病気診断の場面でも注目を集める物質である。その一方で 4~75% という広い大気中の濃度範囲で爆発し、また、物質への透過性が高いため鋼材を劣化させる(水素脆性)といったデメリットがある。そのうえ無色・無味・無臭のため人間には知覚できない。そこで、水素を生成、貯蔵、運搬し、利用する各ステージにおいて、水素の漏洩検知や水素濃度測定が重要と

なる。従来、精密な濃度測定のためには質量分析を用いたセンサが使われているが、装置は大型である。漏洩検査を主目的とした小型なセンサには、水素との酸化還元反応による金属酸化半導体の電気抵抗変化を検出するものや、水素ガスの燃焼による白金 (Pt) 線の電気抵抗変化を検出するもの、また、気体の熱伝導度の変化から検出するものがある。しかし、いずれも数百°C の高温で動作させるため、消費電力が大きくなることに加えて、水素ガス濃度によっては爆発の心配もある⁴⁾。そこで、高速・高感度はもちろん、小型かつ室温でも動作する低消費電力な水素ガスセンサ素子の開発が期待されている。

本稿では我々が独自に確立した水素プラズマエッチング法により微細加工したグラフェンの水素ガスセンサ応用について紹介する。以下に本稿の構成を述べる。第 1 章ではグラフェンの分子センサ応用の可能性と、水素ガスセンシングの現状について概説した。第 2 章でグラフェンを用いた水素ガスセンシングに関する先行研究について紹介した後、第 3 章で我々独自の試料作製方法、センサ特性の評価方法、そしてその結果について議論する。

2 Pd 修飾グラフェンによる水素ガスセンシング

水素に対するレセプターとしては Pt やパラジウム(Pd)が知られているが、本研究では室温においても水素を吸蔵する金属としてより一般的な Pd を用いた。Pd が水素ガスに曝された場合、Pd 表面に吸着した水素分子(H₂)は水素原子(H)に分解され、Pd 結晶を押し広げながら Pd 結晶の隙間へ浸透して水素化パラジウム(PdH_x)を形成し、Pd 結晶の体積や電気抵抗といった物性を変化させる。本稿で検討する Pd 修飾グラフェンは、Pd のそうした物性変化をグラフェンの電気抵抗変化として検出するものである。Pd 自体の物性測定からも水素ガスの有無や濃度の情報を得ることができるが、Pd

修飾グラフェンを使うことで、より僅かな Pd の物性変化、すなわちより微量の水素ガスを検出できる上、貴金属である Pd の使用量を少なく抑えることができる。またセンシングのために加熱する必要がなく、室温で動作できることも大きな利点である。

Pd 修飾グラフェンを室温・大気圧下で水素ガスを含む混合ガスに曝すと水素ガスの濃度に応じてグラフェン素子の電気抵抗が上昇し、水素ガスを除くと上昇した電気抵抗が元の値に戻ることが報告されている^{9)~11)}。この抵抗変化はグラフェンと Pd、そして PdH_x の仕事関数の大小から説明されている。すなわち、グラフェンの仕事関数($\phi_G = 4.5 \text{ eV}$)は Pd の仕事関数($\phi_{Pd} = 5.6 \text{ eV}$)よりも小さいため、Pd 修飾グラフェンでは電子はグラフェンから Pd へ移動し、グラフェンにはホールがドーピングされる。しかし Pd が水素化すると、PdH_x の仕事関数($\phi_{PdH} = 3.2 \text{ eV}$)はグラフェンの仕事関数よりも小さくなるため電荷の流れは逆になり、電子は PdH_x からグラフェンへと流れ、グラフェンには電子がドーピングされる。これらの結果、元々ホールドーピングされたグラフェン素子の場合、素子の電気抵抗値は Pd 吸着によって減少し、それが水素に曝されると上昇する。

一方、グラフェンをナノ構造化することで、センサとしての次のような機能向上につながることも期待される。グラフェンを加工することで得られる端は、それ自体で機能性を持つ可能性がある¹²⁾。ナノ構造では表面積当たりの端の長さが長くなるため、端を利用した検出の感度は向上する^{9)・13)}。ナノスケールのリボン状に加工したグラフェン(グラフェン・ナノリボン:GNR)を並列に並べた素子の場合、未加工の場合と比べてグラフェンの面積が小さくなり Pd の量が減るため感度は落ちるものの、水素ガスを導入した際の反応速度や水素ガスを抜いたときの回復が速い上、センサとしての再現性が高くなるという報告もある⁸⁾。

3 ナノスケールグラフェンの水素ガスセンサ応用

3.1 ナノスケールグラフェンの作製

グラフェンの加工に水素プラズマを用いている点が本研究の特長である^{14)・15)}。水素プラズマによるエッチングでは、欠陥を中心とした六角形の孔(ナノピット)をグラフェンに開けることができるが、その端は原子スケールでジグザグ型に整っていることが分かっている^{16)・17)}。一般的に用いられる酸素プラズマエッチングや機械的な切断といった加工方法では、グラフェンの端は原子スケールではランダムな構造になり、ほとんどの場合でグラフェンの六員環が五員環や七員環に壊れていたり、アモルファス状になっていたりする^{14)・15)}。それに対して水素プラズマエッチングで得られた端ではグラフェン

のハニカム構造を維持した理想的なジグザグ端を得ることができる^{16)~18)}。表面積に対する端の割合が大きくなるナノスケール素子では端を制御して作製することが重要となるが、この手法であればそれが可能になり、再現性良く素子を作製することができる。加えて、グラフェンのジグザグ端では結晶の対称性が破れていることに起因して端に局在した電子状態が電荷中性点(ディラック点)のエネルギーに得られる^{14)・19)}。これをジグザグ端状態と呼ぶ。そのためグラフェンの性質を保持しつつ、ジグザグ端状態を介した新たな機能を獲得できる期待がある¹³⁾。本研究では、ジグザグ端で終端されたナノスケールのリボン状グラフェンであるジグザグ・グラフェン・ナノリボン(zGNR)と、六角形ナノピットを三角格子状に配してメッシュ状に加工したジグザグ・グラフェン・ナノメッシュ(zGNM)を用意した。zGNM は見方や考える物理によって zGNR のネットワーク構造とも、アンチドット格子とも捉えられる。図 1(a)に zGNR 素子、(b)に zGNM 素子の原子間力顕微鏡(AFM)像を示す。zGNR よりも、それがネットワーク状に接続した zGNM の方が構造的に強靱なため、工業的な利用価値は高いと考えられる。本研究では全幅 2~5 μm 、長さ 2~3 μm で、リボン部分の幅(W)が 100~200 nm の素子を用いた。

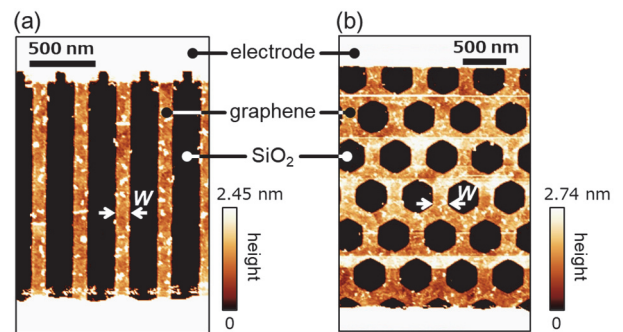


図 1 (a) zGNR 素子(厚さ約 2 nm, $W \sim 120 \text{ nm}$), (b) zGNM 素子(厚さ約 2.5 nm, $W \sim 200 \text{ nm}$)の AFM 像。

3.2 グラフェンの Pd 修飾

グラフェンを Pd で修飾する方法はいくつか知られているが、真空中で Pd を加熱して蒸着する方法が一般的である。このとき Pd は微粒子としてグラフェン上に吸着される⁵⁾。蒸着量が少ないときには、Pd 微粒子はお互いに孤立しているが、蒸着量が増えるにしたがって Pd 微粒子がグラフェン全面を覆うようになり、やがて微粒子同士の結合が強くなると、Pd は膜として電気伝導性を示すようになる。本研究では Pd を通電加熱することで zGNR や zGNM に対して真空蒸着した。図 2(a)にいくつかの蒸着膜厚に対する Pd 微粒子層の AFM 像を示す。ここで Pd の膜厚はグラフェン試料と並べて設置した水晶振動子による膜厚計を用いて測定した。これは Pd

が表面に均一な厚さに付いた際の膜厚に対応しているので、ここでは「見かけ上(nominal)の膜厚(d_{nom})と表現する。実際には、Pdは図 2(a)~(c)に見られるように直径 10~20 nm の微粒子として蒸着されるため表面は凹凸をもっており、AFM で実測される膜厚は d_{nom} よりも厚くなる。また実際の膜厚は Pd の蒸着速度にも依存することが分かっている。本研究では d_{nom} に対しておよそ 0.9 Å/s の速度で蒸着した。

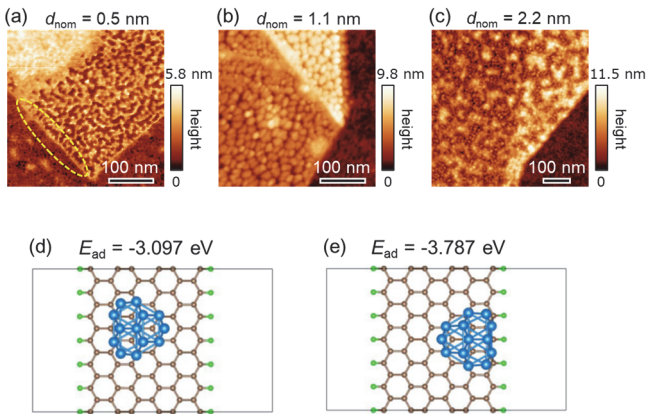


図 2 (a)~(c) 見かけ上の膜厚 d_{nom} = (a) 0.5 nm, (b) 1.1 nm, (c) 2.2 nm の際の Pd 蒸着膜の AFM 像。(a)中の黄色い点線で示すように、Pd はグラフェンフレークの端に選択的に吸着している。(d)(e) zGNR の中央(d)と端(e)においた Pd クラスター(Pd₁₃)の吸着構造とそれぞれの吸着エネルギー(E_{ad})。

このとき図 2(a)に点線で示すように、グラフェンフレークの端では Pd の吸着状態がグラフェン表面と異なっていることが分かる。表面上では Pd は微粒子として吸着しているが、端では Pd が端に沿うように寄り集まっている。このことはジグザグ型かアームチェア型¹⁴⁾といった端の構造に依らない。このように Pd が端に選択的に吸着することは、「富岳」を用いた第一原理計算からも確認されている(図 2(d)(e))。幅 0.99 nm の zGNR 上に 13 個の Pd 原子からなるクラスター(Pd₁₃)を吸着させた際の吸着エネルギー(E_{ad})を計算したところ、グラフェン表面では $E_{\text{ad}} = -3.097$ eV であるのに対して(図 2(d))、ジグザグ端上では $E_{\text{ad}} = -3.787$ eV と求められた(図 2(e))。このことは Pd クラスターは端に吸着した方がエネルギー的に安定である、すなわち端に吸着しやすいことを示している。水素センサでは Pd の物性変化を測定するため、原理的には Pd が多いほどセンサ感度は高くなる。したがって、端の存在がセンサとしての感度向上につながっている可能性がある。

水素センサ応用を考えたとき、水素ガスに対する Pd の表面積を大きくするために、Pd は微粒子状に存在している方が良くと考えられる。一方、Pd の物性変化をより素早くかつ効率的にグラフェンに伝えるためには、Pd の膜厚はなるべく薄いほうが良いであろう。そ

こで本研究では Pd 微粒子がグラフェンの全面を一層だけ覆うよう、 d_{nom} がおよそ 0.7 nm となるように制御した。

3.3 水素ガスセンサ特性の評価方法

Pd 修飾グラフェンを用いた水素ガスセンサの構成を図 3(a)に、その特性評価システムの概念図を図 3(b)(c)に示す。zGNM や zGNR に加工したグラフェンには電極を付けた上で Pd 修飾する。グラフェンを保持する基板は表面が絶縁体である SiO₂ で覆われた高ドーブの導電性シリコン(Si)であり、Si にゲート電圧(V_g)を加えることで、電界効果によりグラフェンの電子状態を変化させることができる(図 3(a))。本研究では主に図 3(b)に示すような真空対応の測定システムを用いた。ここでは $P \approx 0.01$ Pa の真空にある測定室に水素ガスのみを導入し、水素ガスの分圧(P_{H_2})として導入した水素ガスの量を制御する。一方、ほとんどの先行研究では図 3(c)のように乾燥空気や窒素あるいはアルゴンといった不活性ガスで希釈した水素ガスを測定室に流しつつ素子の電気抵抗を測定する。つまり、測定室は大気圧下にある。大気への漏洩検査に利用する場合、後者の方が現実の環境に近い半面、水素以外のガス分子も存在しているため素子と水素との純粋な反応を調べるのには向いていない。

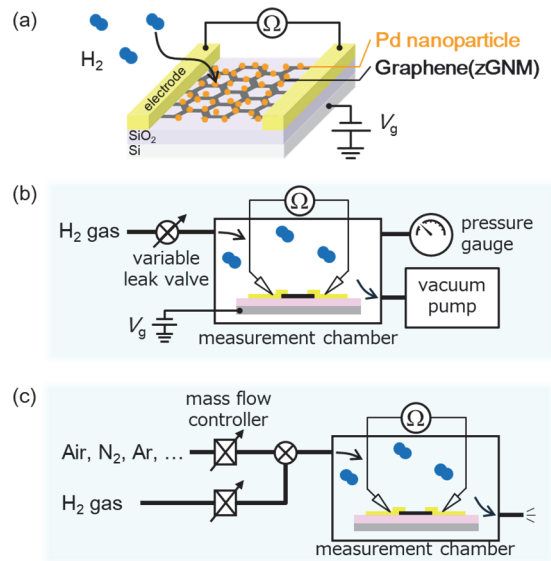


図 3 (a) Pd 修飾グラフェン水素ガスセンサ素子の概念図。(b)(c) 本研究で主に用いた水素センサ特性評価システムの概念図。真空中測定の構成(b)と、先行研究で広く用いられる大気圧下での測定の構成(c)。

3.4 Pd 修飾 zGNR/zGNM による水素ガスセンシング

Pd 修飾 zGNR(素子 A)の水素ガスに対する反応を図 4(a)に示す。これは図 3(b)で示すようなシステムで測定したものである。図から明らかなように、グラフェンの電気抵抗値(R)は水素ガスの導

入と共に減少し、その変化量は水素ガスの分圧(P_{H_2})に依存して大きくなる。水素ガスを導入しはじめるときの素子の電気抵抗値(R_0)に対する抵抗値の変化率($\Delta R/R_0 = (R - R_0)/R_0$)を P_{H_2} に対してプロットすると図 4(b)のようになる。バラツキは大きいものの、水素ガスの量が増えるほどに変化率が大きくなっていることが分かる。この依存性を外挿すると、素子 A では $P_{H_2} = 0.1$ Pa 以下まで測定できることが分かる。 $P_{H_2} = 0.1$ Pa は 1 ppm の濃度に対応し、人間の呼気に含まれる水素ガス²⁰⁾も検出できる感度である。このように我々が作製した素子により、室温においても高い感度を有する水素ガスセンサを実現できることが分かった。

ただし、図 4(a)で示す素子 A の場合、水素ガス導入 2 分後にも R は変化し続けており、水素ガス導入を止めたあと 5 分でも R は初期値にまで戻っていない。しかし、 R は水素ガスを測定室内に導入して 0.5 秒以内には変化し始めているため、化学反応の速度が遅いわけではない。水素ガス導入後も R が変化し続けているのは、むしろ単位時間当たりに反応に寄与する水素ガスの量が少ないため、素子全体が変化するのに時間を要しているからと考えられる。素子のサイズを小さくしたり、構造を工夫したりすることで、測定時間内に R が飽和する素子が得られるかもしれない。実際、水素ガス導入後 50 秒以内に R が一定値に到達する素子も得られている。

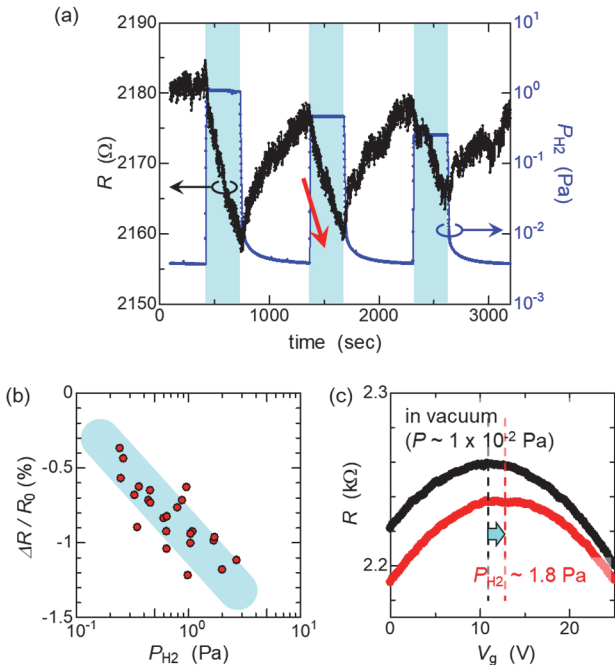


図 4 (a) 真空環境の測定室に水素ガスを導入した際の Pd 修飾 zGNR (素子 A) の R の変化。素子の電気抵抗値 (黒) を左軸に、 P_{H_2} を右軸に示す。(b) P_{H_2} に対する素子 A の $\Delta R/R_0$ 。(c) 素子 A の R の V_g 依存性。黒は真空中 ($P \sim 1 \times 10^{-2}$ Pa)、赤は $P_{H_2} \sim 1.8$ Pa での測定。

こうした電気抵抗変化の起源を調べるため、同じ素子 A について R の V_g 依存性を測定したものが図 4(c)である。グラフェンは電荷中性点(ディラック点)を交点とした線形のエネルギー分散をもつ。そのため、 R の V_g 依存性は、ディラック点のエネルギーに対応する $V_g = V_{\text{dirac}}$ で最大値となる。図 4(c)より水素ガスを導入することで R が小さくなると同時に V_{dirac} は正の方向にシフトしていることが分かる。こうした振る舞いは水素ガスの出し入れで再現し、測定したすべての試料でグラフェンの形状に依らず同様に観測された。水素ガス導入前にも V_{dirac} が正であることは、素子が元々ホールドープされていることを示しており、水素ガス導入によって V_{dirac} が正に大きくなることは水素ガスによってグラフェンにホールがドープされることを示している。つまり、本研究で扱う Pd 修飾グラフェンには水素ガスによってホールがドープされ、そのため $V_g = 0$ では電気抵抗値が減少することが分かった。

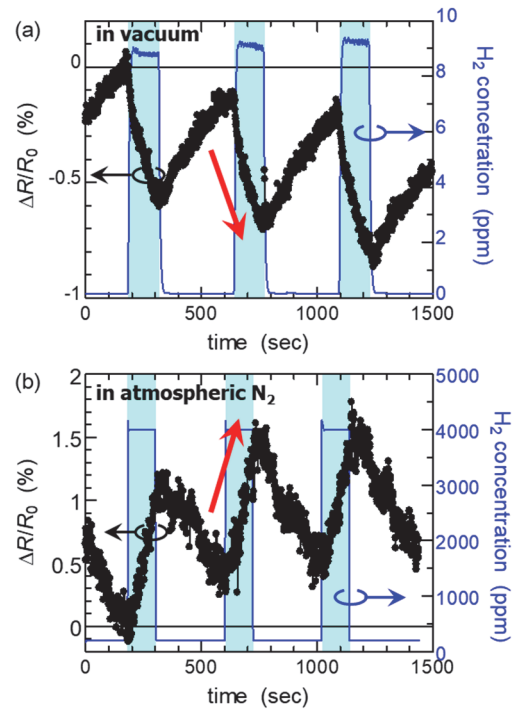


図 5 Pd 修飾 zGNR (素子 B) の水素ガス応答の比較。(a) 真空中での測定。(b) 大気圧の窒素雰囲気下での測定。

このように本研究で作製する Pd 修飾グラフェン素子は、室温で動作する高感度な水素ガスセンサとして期待される。しかし、水素ガスにより R が減少する振る舞いは先行研究のそれとは逆である。本研究と先行研究との違いとしてグラフェンの加工方法の他に、3.3 節で紹介したような測定環境の違いが挙げられる。つまり、本研究では真空環境中で測定しているのに対して、先行研究では大気圧中で測定している。そこで、同一の素子について、真空中での反

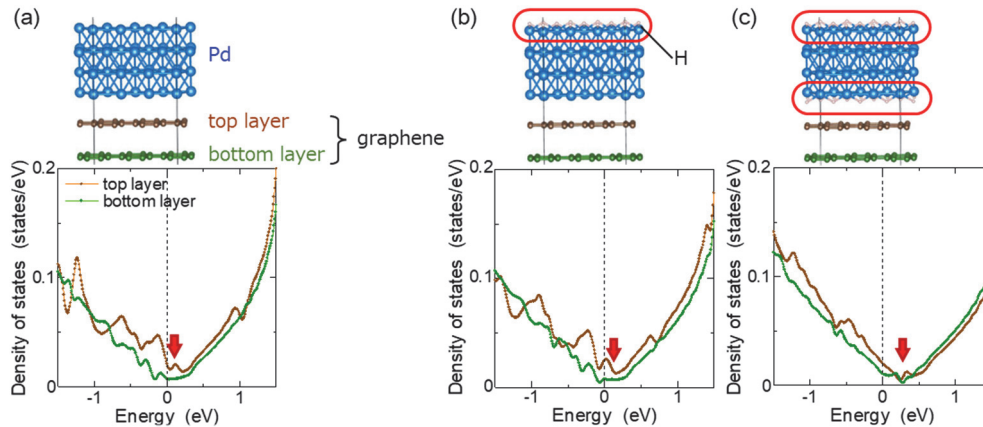


図6 2層グラフェンにPdクラスターが層状に吸着した系の断面図(上段)とグラフェンの電子状態密度(下段)。(a) 水素原子がない場合。(b) Pdクラスターの上面に水素原子が吸着した場合。(c) Pdクラスターの上面、下面の両方に水素原子が吸着した場合。

応と大気圧中で乾燥窒素ガスで希釈した水素ガスに対する反応とを比較した。図5にPd修飾zGNR(素子B)に対して行った、真空中での測定結果(図5(a))と、大気圧中での測定結果(図5(b))を示す。これらの図から明らかなように、真空中では図4(a)と同様、水素ガス導入によって R は小さくなるのに対して、大気圧の窒素ガス中では先行研究同様、 R が大きくなるのが分かった。加えて、およそ0.5%の $\Delta R/R_0$ を得るのに必要な水素ガスの濃度も、真空中ではおよそ9 ppm (0.9 Pa)であるのに対して、大気圧中ではおよそ2000 ppm (0.2%)と、2桁以上も感度が低下した。大気圧中の測定では R の V_g 依存性を測定することができていないため、図4(c)のようにドーピングの効果を明瞭に示すことはできていない。しかし、素子が大気圧中でもホールドープの状態にあることは確認できているので、水素を含むガスによって R が大きくなるのは、グラフェンに電子がドープされている可能性が高い。

このことから、我々の研究と先行研究との違いは、素子そのものではなく、真空中か大気圧中かという測定環境の違いに起因すると考えられる。一般的には、真空環境にあることで、グラフェンと基板との密着度が増したり、グラフェンと基板の間やグラフェン表面に吸着していた不純物を取り除かれたりする。しかしこうした効果により化学反応が変化することは考えづらい。この場合、真空中測定では水素ガスのみが導入されるのに対して、大気圧中測定では水素以外のガス分子も存在している効果が大きいと考えられる。ごく最近、真空中に乾燥空気希釈した水素ガスを導入した測定でも、素子の電気抵抗値が大きくなる結果が得られた。これらのことを考え合わせると、素子抵抗の振る舞いには水素以外のガス分子の存在が大きく関係していると考えられる。すなわち、Pd修飾グラフェンに水素ガスが接した場合、グラフェンにはホールがドープされ素子の電気抵抗値は減少するが、水素以外のガス分子が介在する場

合にはその反応が逆になる。ただし、水素を希釈するガスとして先行研究では乾燥空気のほか、窒素やアルゴンも用いられているが、いずれの場合も反応の方向は同じである。したがって、素子の電気抵抗値の増大に寄与する水素以外のガス分子の正体やその役割については未だ分かっておらず、今後の研究課題である。

水素分子によるPd修飾グラフェンへのホールドープの可能性を検証するため、Pd表面で原子に分解された水素分子がPdに吸着した際のグラフェンへの電荷移動について、「富岳」を用いて第一原理計算を行った。ここでは2層グラフェンにPd原子が層状に吸着した系を考え、その層状Pdクラスター表面に水素原子が吸着したときのグラフェンの電子状態密度を求めると同時に、水素吸着Pdからグラフェンへの電荷移動をBader法により計算した。図6に計算したモデル(上段)と、そのときの電子状態密度(下段)を示す。ディラック点は線形なエネルギー分散の交点であるので、電子状態密度が最小となるエネルギーがディラック点に対応している(図6矢印)。図6(a)に水素がない場合、図6(b)に層状Pdクラスターの上面に水素原子が吸着した場合、図6(c)に層状Pdクラスターの上面に加えてグラフェンと接する層状Pdクラスター下面にも水素原子が吸着した場合を示す。電子状態密度の微細な構造は各場合によって異なるものの、水素原子がPdクラスターの上面に吸着した場合には、水素なしの場合と比べてディラック点のエネルギーはあまり変化していない。しかし、水素原子がPdクラスターとグラフェンの間に入り込み、Pdクラスター下面に水素原子が吸着すると、ディラック点のエネルギーが明らかに高エネルギー側にシフトする結果が得られた。このことはグラフェンにホールがドープされたことに対応しており、実験結果と矛盾しない。グラフェンへのドーピングはPdクラスターのグラフェン表面からの高さによっても変化するものの、Bader法で求められる電荷移動量は、Pd-グラフェ

ン間距離が同じでも、Pdクラスター下面に水素が吸着している方が水素原子がない場合よりも1桁以上大きい。また実験では、水素を含まない窒素ガスを導入した場合には素子の電気抵抗は変化しない。これらを考え合わせると、測定されたホールドープは水素ガスに特有の反応であり、Pdクラスター下面が水素化した効果である可能性が高い。

4 まとめ

本研究では、Pdを水素ガスに対するレセプターとして用いたPd修飾グラフェンの水素ガスセンサ応用の可能性を議論した。水素プラズマエッチングでzGNRやzGNMにナノ構造化したグラフェンにPdを蒸着することで、室温でも1ppm以下の濃度を検出できる高感度の水素ガスセンサを実現することができた。今後は、センサとして水素ガスに対する素子の電気抵抗値(R)のバラツキを抑え、感度や反応速度の制限要因を調査、改善していく必要がある。一方、基礎研究としての側面では、水素ガスを導入する環境によって R の変化の方向が異なることが分かった。これはPd修飾グラフェンによる水素ガス検出メカニズムについて、グラフェン、Pd、PdH_xの仕事関数を考慮した先行研究における定説に一石を投じるものであり、今後の研究をとおして、このメカニズムを明らかにしていく必要がある。

本研究では水素ガスセンサ開発を目的とし、水素ガスに対するレセプターとしてPdを用いたが、レセプターを変えることで、別の分子に対するセンサも実現できる。本研究を足掛かりに、匂いセンサやバイオセンサなど、さまざまなセンサへの展開が期待される。

謝辞

本研究で行った大気圧中での測定は慶應義塾大学理工学部電気情報工学科 田中研究室の装置をお借りして行ったものです。この場を借りて感謝申し上げます。本研究で行ったグラフェンの微細加工は、文部科学省「マテリアル先端リサーチインフラ」事業(課題番号:JPMXP1223UT1029, JPMXP1224UT1080)の支援を受けて、東京大学 武田先端知ビルクリーンルーム微細加工拠点でも実施されました。また、第一原理計算は株式会社アスムスに委託し、スーパーコンピューター「富岳」の計算資源の提供を受け、実施しました(課題番号:hp240309)。

参考文献

- 1) F. Schedin *et al.*, Nature Materials **6**, 652 (2007).
- 2) C. Homma *et al.*, Biosens. Bioelectron. **224**, 115047 (2023).
- 3) G. Seo *et al.*, ACS Nano **14**, 5135 (2020).
- 4) 鎌田雅博, アンリツテクニカル **99**, xx (2024).
- 5) R. Kumar *et al.*, Sensors and Actuators B **209**, 919 (2015).
- 6) W. Wu *et al.*, Sensors and Actuators B **150**, 296 (2010).
- 7) J. Hong *et al.*, ACS Appl. Mater. Interfaces **7**, 3554 (2015).
- 8) Y. Pak *et al.*, ACS Appl. Mater. Interfaces **6**, 13293 (2014).
- 9) J. L. Johnson *et al.*, Adv. Mater. **22**, 4877 (2010).
- 10) Z. Zhang *et al.*, J. Mater. Chem. A **2**, 15931 (2014).
- 11) X. Tang *et al.*, Scientific Reports **9**, 3653 (2019).
- 12) K. Cho *et al.*, ACS Appl. Mater. Interfaces **10**, 42905 (2018).
- 13) 越智太亮 *et al.*, アンリツテクニカル **99**, 37 (2024).
- 14) 松井朋裕, アンリツテクニカル **96**, 26 (2021).
- 15) T. Yokosawa *et al.*, e-J. Surf. Sci. Nanotechnol. **20**, 139 (2022).
- 16) T. Matsui *et al.*, J. Phys. Chem. C **123**, 22665 (2019).
- 17) A.E.B. Amend *et al.*, e-J. Surf. Sci. Nanotech. **16**, 72 (2018).
- 18) T. Ochi *et al.*, Carbon **203**, 727 (2023).
- 19) M. Fujita *et al.*, J. Phys. Soc. J. **65**, 1920 (1996).
- 20) 一般的に人間の呼気に含まれる水素ガス濃度は5ppm程度と言われている。

執筆者



鎌田雅博
先端技術研究所
松井研究室



松井朋裕
先端技術研究所
松井研究室

公知

WR-3 全帯域で動作する楕円形チョークの検討

武元佑紗 Yusa Takemoto, 待鳥誠範 Shigenori Mattori

[要 旨]

Sub-THz 波帯の中でも WR-3 帯(220-330 GHz)は大気減衰の影響を比較的受けにくいことから無線通信への利用が期待されている。このような高周波帯では低損失な信号切替に導波管を機械的にスライドさせるスイッチが用いられているが、機械的な切り替え部分から電磁波が漏出してしまふ。その漏出を抑えるために、標準導波管の動作帯域全体をカバーするチョークがあれば有用である。そこで、WR-3 帯の全帯域で動作する 4 種(単純型, 非分割型, 分割型, 扁平型)の楕円形チョーク構造を提案し、シミュレーションと実測によってこれらの有効性を示した。また、シミュレーションによって導波管のずれに対する透過損失の変化を比較し、特に分割型楕円形チョークが導波管のずれの影響を受けにくいことを示した。一方で、分割型楕円形チョークは他の 3 種の楕円形チョークと比較して、漏出損失が 14 dB 以下と大きく、より有効な解決策を探すことが今後の課題である。

1 まえがき

今後ますます増加するモバイルデータトラフィックに対応するため、数十 Gbps 級の伝送速度の実現が可能な 300 GHz 帯への期待が高まっている。中でも WR-3 帯(220-330 GHz)は大気中の酸素分子や水蒸気が電波を吸収することで起こる大気減衰が 10 dB/km 以下¹⁾となるため、無線通信への利用が期待される。これを受け、WR-3 帯を無線通信に使用するための基盤としてスペクトラム測定の研究開発が実施された²⁾。その研究では、スペクトラム測定系のプリセレクタとして、複数のバンドパスフィルタを切り替えて WR-3 帯の一部(255-315 GHz)をカバーする導波管フィルタバンクが実現されている³⁾。このフィルタバンクは入出力の導波管の間に 8 つの導波管フィルタを並べた可動部を配置し、可動部をスライドしてフィルタを切り替える構造である。機械的な摩擦を避けるために入出力の導波管と導波管フィルタは接触しておらず、この間隙を挟んで対向する両面には長方形のチョークが設けられている。チョークは接続部分の間隙からの電磁波の漏れを小さくすることで透過損失を効果的に抑制することができる⁴⁾一方で、間隙の幅(g)に依存して動作帯域幅が狭まる⁵⁾という課題がある。文献 3)のチョークでは $g = 0.1$ mm でも 0.1 dB 以下の透過損失と 50 dB 以上のアイソレーションを確保できた一方で、使用帯域が 255-325 GHz に限定されていたが、実用性を考えると標準導波管の動作帯域全体で使用できるチョークの実現が望まれる。機械式の導波管スイッチでは、加工精度や摺動・摩擦の制約から間隙を数十 μ m 以下にすることは難しいが、高周波数になるほど波長に対する間隙の割合が大きくなるため、広帯域に動作するチョークの実現が困難になる。また導波管同士のずれを数 μ m 以下に抑えることは難しく、ずれの影響も高周波ほど大きい。加えて文献 3)の導波管フィルタ

バンクでは接続部の両端にチョークを設けていたが、加工コストの観点から片面のみにチョークを設けることが望ましい。これらのことから WR-3 帯を対象に、(1) 全帯域動作、(2) 導波管のずれに対する高耐性、(3) 片面のみのチョーク構造を条件としたチョークについて検討した。

(1)および(3)に関して導波管接続部の片面に設けられた非接触型のギャップアダプタが Rahiminejad 等⁶⁾によって報告されている。これは Kildal 等が開発した周期構造⁷⁾を用いてフランジ面間の漏出を抑制した円型の導波管接続構造であり、SU8 ポリマーを用いて作製されている。 $g = 0.05$ mm に対し、220-325 GHz で動作する良好な透過特性が得られる一方で、その製造工程は煩雑であり、ポリマー素材の経年劣化も懸念される。

(2)に関して、Pyne 等が提案した Egg 型のチョークフランジ⁸⁾は、接続される導波管同士の平行な軸ずれおよび角度ずれによって動作帯域に顕著な変化を受けないことが報告されている。しかしながら、ずれの影響は少ないものの $g = 0.5$ mm (1/50 波長程度)に対して動作帯域は 8.5-11 GHz であり、WR-90 全帯域(8.2-12.4 GHz)の 3/4 程度しかカバーできていない。したがって、文献 8)に示されたチョークを WR-3 帯域に適用した場合、 $g = 0.02$ mm 程度であっても全帯域をカバーできないと考えられる。

今回、 $g = 0.05$ mm (1/20 波長程度)のとき、接続部の片側に設けるだけで WR-3 全帯域において動作する 4 種の新規な楕円形チョークについて検討したので報告する。ここでは、間隙の影響が顕著になる WR-3 帯を取り上げ、感覚的に理解しやすいように数値解析の結果も実寸や実周波数で示した。もちろん、ここで示す結果は導波管の遮断波長や遮断周波数で規格化することで、一般論として議論することもできる。また、特に断らない限り、数値解析において導体損は無視する。

2 基本的な楕円チョーク

2.1 単純型楕円チョークの提案

2つの導波管を接続するフラットフランジ間に間隙($g = 0.05 \text{ mm}$)を設けたモデルの概形を図 1(a)に示す。チョーク溝がない場合、フランジ間には図 1(b)のように電磁波が漏出する。この例は標準導波管 WR-3($0.864 \times 0.432 \text{ mm}$)の対向するフランジ面をモデル化して、電磁界シミュレータ(ムラタソフトウェア株式会社製 Femtet)により調和解析した結果である。調和解析は設定した振動源から正弦波を駆動し、その正弦波に対するモデルの周波数応答特性を解析する。図 1(b)に周波数 280 GHz のときの z 方向電界強度を示す。図中の赤実線は z 方向電界強度がゼロの位置を示し、等位相線を意味する。漏出する電磁波の強度は導波管開口から 1 波長以上離れたところではほぼ円形になるが、導波管付近では楕円に近い形状であることがわかる。図 1 の結果から楕円形のチョーク溝を原型とすることは自然と考えられる。間隙から漏れ出る電力の漏出を(1)式、漏出損失を(2)式と定義する。図 1(c)に WR-3 帯における透過損失 $|S_{21}|$ および漏出を示すと、漏出損失は WR-3 全域にわたって 10 dB 以下となり 10%以上の電力が漏出する。

$$\text{Leakage} = 10 \log_{10}(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2) \quad (\text{dB}) \quad (1)$$

$$\text{Leakage loss} = -\text{leakage} \quad (\text{dB}) \quad (2)$$

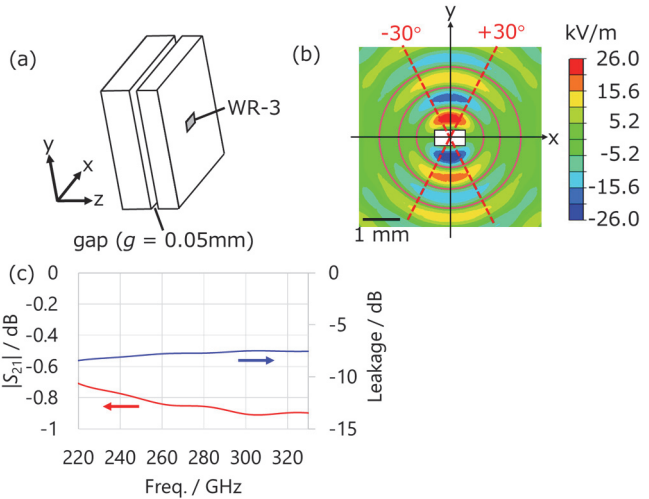


図 1 間隙($g = 0.05 \text{ mm}$)を設けたフラットフランジ間の電磁界の漏出 (a) 調和解析モデルの概形, (b) チョークがない場合の z 方向電界強度(WR-3, 280 GHz)(赤実線: z 方向電界強度 = 0, 赤点線: y 軸から $\pm 30^\circ$ の位置を示す), (c) $|S_{21}|$ および漏出

2.2 単純型楕円チョークの特性

最初にチョークの原理を簡単に説明する(図 2)。入射波に対して直交する方向の $1/4$ 線路波長の溝はチョークとして作用する。溝

の底は短絡されており、そこでの反射は電界が逆相となる。分岐点の入射側で見ると、溝の底で反射されて分岐点に戻る反射波 1 の位相は入射波と同相になる。一方、電界の向きに注意すると、出射側では反射波 2 は入射波と逆相になる。したがって、両者は打ち消し合い、出射側への漏出が抑制される。

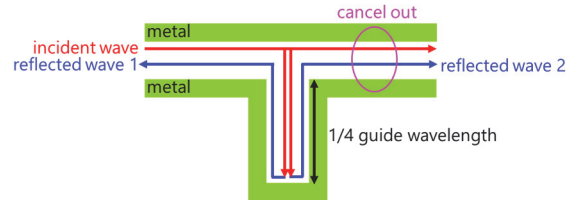


図 2 チョークの原理

チョークは干渉によって透過を防ぐ構造であるため、原理的には狭帯域であり、広帯域化のためにはシミュレーションによる条件の探索が必要になる。単純型楕円チョーク溝の内側長半径(a)、短半径(b)、溝の幅(w)、および深さ(h)をパラメータとする調和解析によると、チョーク溝から外側へ漏出する電力を WR-3 の動作帯域全体で抑えるには、 h を $1/4$ 線路波長程度にすればよい。また、導波管開口とチョーク溝の内壁で囲まれる空間は狭いほど、後述する共振の周波数間隔が広げられるため、広帯域動作が容易になるが、切削加工を行うには少なくとも 0.1 mm の幅を保つ必要がある。実際に、 $g = 0.05 \text{ mm}$ について、単純型楕円チョークの調和解析を行った結果、図 3(a)に示した寸法るとき、図 3(b)に示すように 320 GHz 以下において透過損失 0.2 dB 以下、漏出損失 15 dB 以上の特性が得られた。この結果は、楕円型のチョークを用いることで、広帯域にわたって電磁波の漏出を抑制できることを示している。しかし、324 GHz 付近にて透過損失および漏出損失が悪化し、WR-3 全帯域での動作にはやや不足している。以下に、悪化の原因を考察する。導波管開口からチョーク溝近端までの距離を $1/4$ 線路波長以下としているため、間隙に入った電界は動径方向にはほぼ一様な強度を持ち、導波管開口に沿って伝搬するとみなせる。つまり、単純型楕円チョークの導波管開口直近の間隙は開口を取り囲むリング状の伝送線路とみなせるため、このリングに共振が生じる可能性がある。実際に、324 GHz での間隙部分の電界には、図 3(c)に示すような共振の可能性が示唆される局所的な電界強度分布が開口部周辺に計算される。

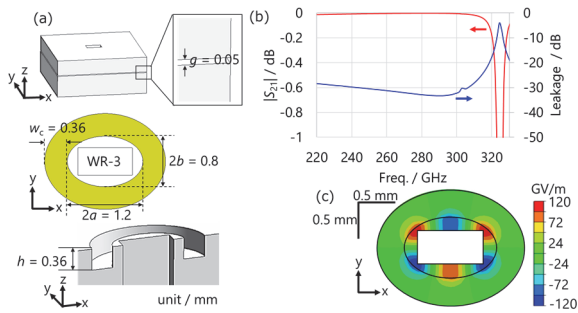


図3 単純型楕円チョークの調和解析結果
(a) 解析モデルの形状, (b) $|S_{21}|$ および漏出,
(c) 324 GHz での z 方向電界強度分布

2.3 簡易モデルによる共振解析

前節の単純型楕円チョークにおける共振について考察するため、導波管開口からチョーク溝までの間隙部分を含むチョーク構造の空間をモデル化して共振解析した。共振解析は解析モデルが持つ固有周波数および固有振動モードを解析するものである。チョーク溝の遠端は電気壁、導波管内壁の延長面は磁気壁とみなせるため、図4(a)のような間隙部分の周辺における簡易な共振解析モデルを用いた。導波管には TE_{10} モードが伝搬しているため、間隙に入る電界は導波管断面長辺の両側 (+ y 側と - y 側) で逆相となる。したがって、間隙部分に励起される共振は電界の向きが xz 面に対して反対称、かつ、 yz 面に対して対称に限られる。WR-3 の帯域内でこの条件を満たす共振は 317 GHz のモードのみとなり、調和解析結果の 324 GHz と良い一致を示した。317 GHz における z 方向の電界強度分布を図4(b)に示す。

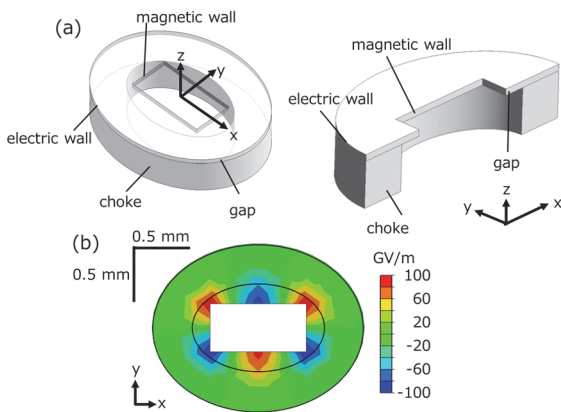


図4 単純型楕円チョークにおける共振解析結果
(a) 解析モデル, (b) 317 GHz の z 方向電界強度分布

3 共振を回避する楕円チョーク構造

前節までに述べたとおり、WR-3 の動作帯域内で励起される共振が広帯域動作の制限要因となっている。この共振の影響を回避する手法として、次の3つを考えた。

- (1) 非分割型楕円チョーク: 導波管開口部にチョーク溝の近端側からチョーク溝に突き出るオープンスタブを設け、共振周波数を動作帯域よりも低域に移動させる。
- (2) 分割型楕円チョーク: チョークを分断するリッジ導波路を設け、共振が生じている空間を開空間とすることで共振を抑える。
- (3) 扁平型楕円チョーク: 共振が生じる空間を狭めて共振周波数を動作帯域よりも高域に移動させる。

3.1 非分割型楕円チョーク

伝送線路に追加された短い分岐線路はスタブとして知られ、伝送線路に並列インピーダンスを加えて、負荷との整合などに用いられている。単純型楕円チョークの間隙部分に対しても図5~図7で示すようなスタブを設ければ、周方向の伝搬状況を変化させて、共振周波数を大きく動かすことができると考えられる。まず、導波管開口平面に幅 $w_s = 0.1$ mm、長さ $d = 0.155$ mm のスタブを角度 θ の向きに設けた場合の各モードの共振周波数を図5に示す。長さ d は図5(a)中の A-B 間の距離であり、ここでは溝の幅 (w_c) の半分程度の場合を示した。なお、スタブの幅 (w_s) は2.2節で述べたとおり、機械加工の制約の範囲内で細く設定した。図5(b)に示す赤、青、緑の丸は計算から得られた値であり、実線はこれらの点を補完する線である。導波管の TE_{10} 伝搬モードによって間隙に励起される共振は、400 GHz 以下では赤: mode 1, 青: mode 2, および緑: mode 3 の3つしかなく、WR-3 帯域内では mode 2 のみとなる。共振解析から得られた共振周波数である赤、青、緑のグラフは調和解析から得られた共振周波数である中抜き丸および四角とも一致していることが分かる。導波管の対角線方向 ($\theta = 26.5^\circ$) に沿ってスタブを設けたときに、mode 2 と mode 3 間の共振周波数の差が 138 GHz と最大になる。Mode 2 は WR-3 帯域内にあるものの、mode 2, 3 間の共振周波数の間隔は WR-3 帯の動作帯域幅 (110 GHz) よりも十分に広いので、他の形状パラメータを変更することによって WR-3 帯をカバーできる可能性がある。

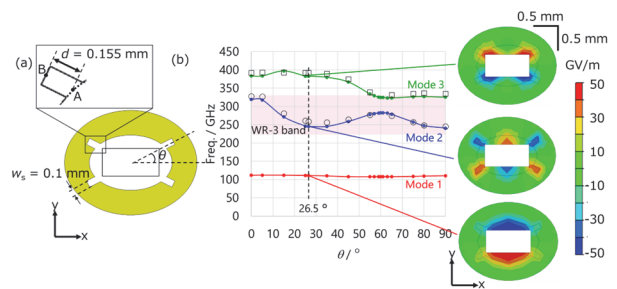


図5 スタブ ($d = 0.155$ mm) の角度に対する共振周波数
(a) 共振解析モデル, (b) 共振周波数の θ 依存性および mode 1-3 の z 方向電界強度 ($\theta = 26.5^\circ$) (赤: mode 1, 青: mode 2, 緑: mode 3, 中抜き丸および四角: 調和解析から得られた共振周波数)

そこで $\theta = 26.5^\circ$ に固定したときの d に対する各モードの共振周波数を解析した結果を図 6 に示す。図 6 から d が大きくなるにつれて mode 2 の共振周波数が低下することが確認できる。特に、 $d > 0.24$ mm のとき、mode 2, mode 3 はともに WR-3 帯の中で共振しない。

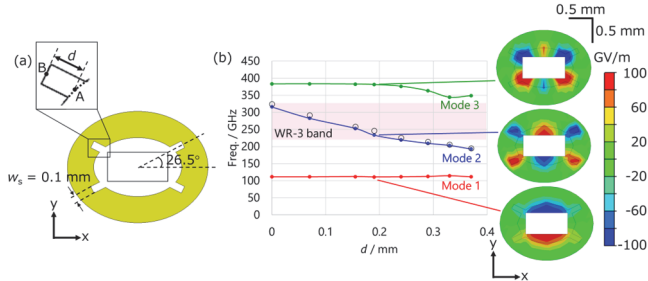


図 6 スタブ($\theta = 26.5^\circ$)を設けた共振解析結果
(a) 共振解析モデル, (b) 共振周波数の d 依存性および mode 1-3 の z 方向電界強度($d = 0.19$ mm) (赤: mode 1, 青: mode 2, 緑: mode 3, 中抜き丸: 調和解析から得られた共振周波数)

そこで、図 7(a) に示すようにチョーク溝の外側面をスタブ付近で突出させ、さらにスタブを延長した構造を考案した。この構造を含め、電磁波の漏出を抑制できる周波数範囲が最大となるように、非分割型楕円チョークの形状パラメータの探索結果を図 7 に示す。具体的には $g = 0.05$ mm, $h = 0.36$ mm, および $\theta = 26.5^\circ$ の条件の下で、非分割型楕円チョーク溝の a, b, w_c, w_s , チョークに設けた突出壁部の幅(w_{sc}), d , および図 7(a)中の A-C 間の距離(d_{sc})を探索した。その結果、図 7(a) に示した形状について、220-330 GHz では透過損失 0.1 dB 以下および漏出損失 22 dB 以上の調和解析結果を得た(図 7(b))。

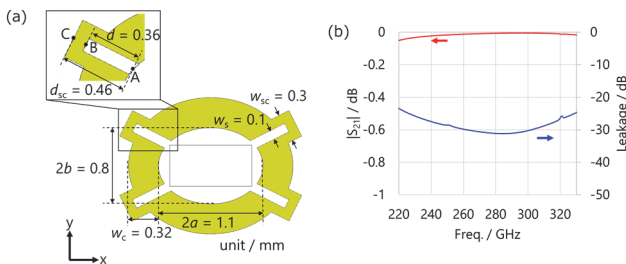


図 7 非分割型楕円チョークの調和解析結果
(a) 解析モデルの形状, (b) $|S_{21}|$ および漏出

3.2 分割型楕円チョーク

スタブがチョーク溝の外側まで延長されると、チョーク溝を分断するリッジ導波路が形成される。この結果、導波管付近の間隙で共振が発生した場合でも、チョーク溝の外側への漏出により共振を抑制されることが期待される。したがって、非分割型楕円チョークと比較して分割型楕円チョークでは漏出が増加する一方、広帯域動作を

阻害するほどの強い共振は発生しにくいと考えられる。このとき、チョーク溝が 4 つに分割された形状となるため、ここでは分割型楕円チョークと呼ぶ。 $g = 0.05$ mm, $h = 0.36$ mm, および $\theta = 26.5^\circ$ のとき、電磁波の漏出を抑制できる周波数範囲が最大となるように a, b, w_c , および w_s を形状パラメータとして探索した。その結果、図 8(a) に示した形状について、220-330 GHz では透過損失 0.2 dB 以下および漏出損失 14 dB 以上の調和解析結果が得られた(図 8(b))。

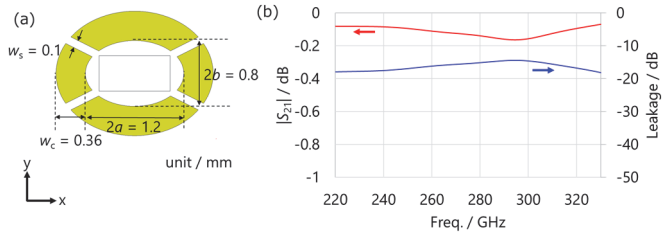


図 8 分割型楕円チョークの調和解析結果
(a) 解析モデルの形状, (b) $|S_{21}|$ および漏出

フランジの対向面の分割部分が伝送線路として働くことが想定されるにも関わらず、WR-3 全域にわたって電磁波の漏出損失を 14 dB 以上に抑制できた点として、以下が挙げられる。図 1(b) の赤点線に示すように間隙に漏れる電磁波は導波管の中心から見て y 軸から $\pm 30^\circ$ 程度の範囲において電界が強く放射している。そのため、電界が強く放射される y 軸側の領域を分割型楕円チョークがカバーすることで電磁波の漏出を効果的に抑制できたものと考えられる。

3.3 扁平型楕円チョーク

共振器の体積が小さくなれば、共振周波数が大きくなることは自明である。そこで、導波管開口からチョーク溝までの空間を単純型楕円チョークと比較して小さくすることにより、324 GHz に生じる共振を高周波側へシフトできることが期待される。これを実現するために、導波管断面の短辺を短縮し、楕円チョークをより扁平とした扁平型楕円チョークを設計した。短辺を短縮した導波管は変成器によって WR-3 標準導波管と反射を抑えて接続できる。そこでの変換損は導波管同士のサイズが異なるほど大きくなる。一方、共振周波数は、導波管開口からチョーク溝の内側までの空間を狭めるほど上がる。このトレードオフを考慮して、 $g = 0.05$ mm のときに共振周波数 330 GHz 以上、切削加工の最小幅 0.1 mm の設計条件の下で導波管短辺および扁平型楕円チョークの形状パラメータを同時に探索した。その結果、導波管短辺 0.2 mm および図 9(a) に示した a, b , および w_c を得た。この形状について、220-330 GHz での透過損失 0.1 dB 以下および漏出損失 25 dB 以上の解析結果が得られた(図 9(b))。

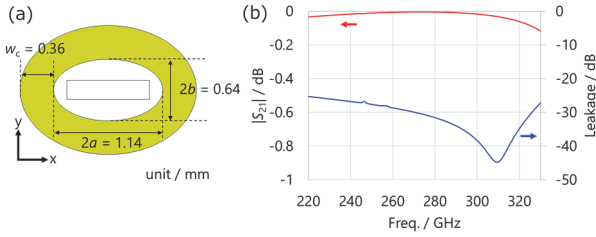


図9 扁平型楕円チョークの調和解析結果
(a) 解析モデルの形状, (b) $|S_{21}|$ および漏出

4 楕円チョークの多重化

図10に1重, 2重, 3重, および4重楕円チョークにおける漏出の調和解析結果を示す。4種の楕円多重チョークは図3, 図7~9の1重チョークを基本とし, それぞれ同じアスペクト比を有するチョーク溝を設けることで多重構造とした。また, 図10(b)に示す非分割型楕円チョークでは最も内側の楕円チョーク溝のみにスタブを設け, 2重から4重の部分は単純な楕円のチョーク溝とした。多重チョークにおいてチョーク溝間を隔てる壁の厚さ(w_w)は, 切削加工の技術的な制約および材料の強度を考慮し, 0.12 mmとした。図10(a), (b), (d)に示す単純型, 非分割型, および扁平型4重楕円チョークは, チョーク溝の数を増やすにつれて漏出が減少することが確認された。一方で, 図10(c)の多重分割型楕円チョークではチョーク溝を分断するスタブがリッジ導波路として機能し, 特に310 GHz以上において漏出のチョーク溝の数に対する依存性は確認されなかった。加えて, 多重化に伴い複雑な共振が生じていることがわかる。

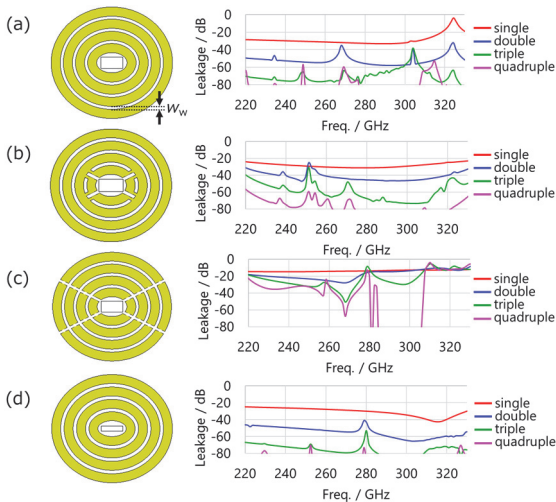


図10 1重, 2重, 3重, および4重楕円チョークにおける漏出の調和解析結果
(a) 単純型楕円4重チョーク, (b) 非分割型楕円4重チョーク,
(c) 分割型楕円4重チョーク, (d) 扁平型楕円4重チョーク

5 楕円チョークの実測結果

本章では単純型, 非分割型, 分割型, 扁平型楕円チョークの実測結果を示す。前章で示したチョーク多重化の調和解析結果を受けて, 単純型, 非分割型, および扁平型楕円チョークの被測定デバイス(DUT)は片側チョークのみで50 dBの漏出損失を十分に確保できる4重チョーク構造を採用した。一方, 分割型楕円チョークは1重構造とした。また比較のため, チョークなし導波管も参照DUTとして用意した。

各チョークはアルミニウム合金(A6061)を切削して作製した。図11(a)のようにチョーク付き導波管と凸部付き導波管を接続したものをDUTとして測定を行った。凸部付き導波管のフランジ面の四隅には0.05 mmの高さの凸部を設けており(図11(a)右), チョーク付き, またはチョークなし導波管と接続したときに $g = 0.05$ mmとなるようにしている。図11(b)に示すように各導波管の長さは59 mmとした。測定にはWR-3帯用の周波数エクステンダを接続したベクトルネットワークアナライザを使用した。扁平型4重楕円チョークを設けたDUTは4段チェビシェフ型変成器を介して周波数エクステンダのWR-3フラットフランジと接続した。それ以外の単純型楕円4重チョーク, 非分割型4重楕円チョーク, そして分割型楕円チョークを設けたDUTは直接接続した。

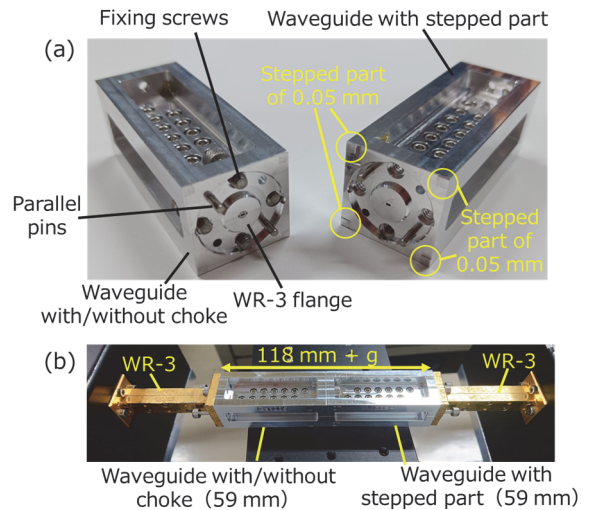


図11 測定セットアップ

(a) チョーク付き/なし導波管(左)および凸部付き導波管(右)の外観, (b) チョーク付き/なし導波管と凸部付き導波管の接続, および周波数エクステンダのWR-3フランジへのセットアップ

図12に $g = 0.05$ mmの導波管接続構造を有する4種の楕円チョークにおける $|S_{21}|$ の調和解析および実測結果を示す。シミュレーション値はアルミニウム合金の導体損失を加味しており, その表面は完全に滑らかなものとして計算を行った。いずれのタイプの

楕円型チャークにおいても、シミュレーション値と実測値の差は 0.5～1.2 dB であり、例えば非分割型楕円型チャークについて WR-3 帯域中央の 275 GHz では 0.8 dB であった。この差は解析において表面粗さを考慮していないためと考えられる。

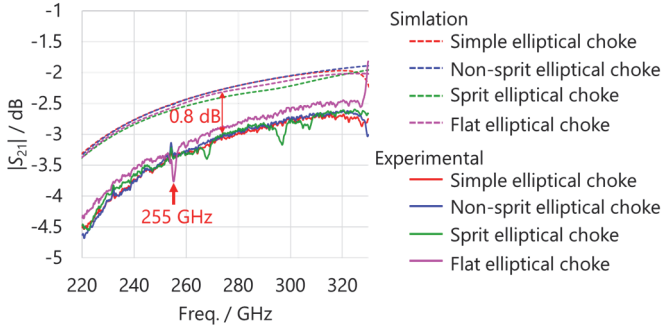


図 12 単純型楕円 4 重チャーク、非分割型楕円 4 重チャーク、分割型楕円チャーク(1 重)および扁平型楕円 4 重チャークの $|S_{21}|$ に関する調和解析および実測結果($g = 0.05$ mm)

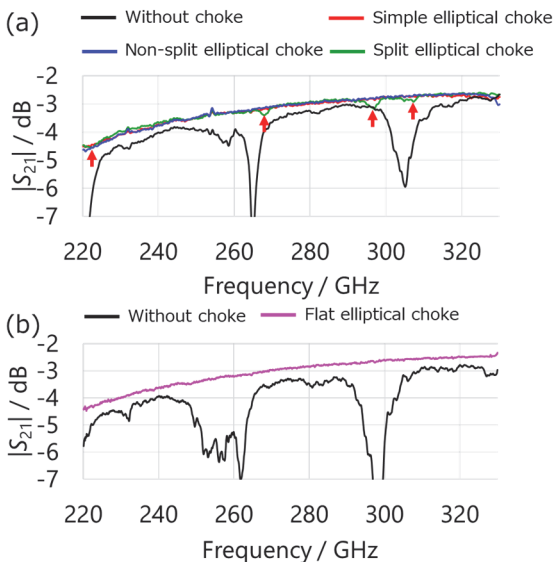


図 13 DUT および参照 DUT の $|S_{21}|$ の実測結果($g = 0.05$ mm)
(a) 単純型楕円 4 重チャーク、非分割型楕円 4 重チャーク、分割型楕円チャーク(1 重)、(b) 扁平型楕円 4 重チャーク

図 13 に WR-3 フラットフランジと楕円チャーク付き導波管を接続した DUT(単純型、非分割型、分割型、扁平型)と参照 DUT を WR-3 フランジと接続した場合の $|S_{21}|$ の実測値を示す。いずれのチャーク構造においても参照 DUT(黒の実線)と比較して、WR-3 全域にわたり 0.5-5 dB 程度の $|S_{21}|$ の増加が見られ、電磁波の漏出を抑制できていることが示された。

6 対向する導波管の変位の影響

伝搬軸が同一直線状にある 2 つの導波管のフランジ面が間隙 $g = 0.05$ mm を隔てて正対した状態を基準とし、そこからの変位(ずれ)

を、 $(\Delta x, \Delta y)$ [mm]と表す。ここで $\Delta x, \Delta y$ は図 1(a), (b)に示した座標系に従う。導波管の伝搬軸は平行とし、角度ずれは考慮しない。各方向に 0.05 mm のずれを与え、 $|S_{21}|$ の調和解析による評価を行った。図 14 は単純型、非分割型、扁平型楕円 4 重チャーク、および分割型楕円チャークの調和解析結果であり、x 方向、y 方向に意図的な変位を与えている。図 14 の解析結果から読み取ることができる共振周波数を表 1 にまとめた。図 12 に示した扁平型楕円 4 重チャークの実測結果(ピンクの実線)の場合、255 GHz にピークがみられるが、これは $\Delta x = 0.05$ mm の変位を与えた際に生じるピークの周波数と一致することから、x 方向のずれによるものと考えられる。

一方で、図 14(c)に示した分割型楕円チャークの調和解析結果には明瞭な共振は見られないにもかかわらず、図 13(a)に示した分割型楕円チャークの実測結果(緑の実線)には赤矢印で示した 4 か所にピークが見られる。この差異を検証するため、図 15(a)に示す実際のフランジ形状をモデルに組み込んだ調和解析を行った。その結果を図 15(b)に示す。なお、図 15(b)では、比較のため図 13(a)の実測結果(緑の実線)も再プロットしている。緑の点線で示すように、赤矢印で示した 4 か所にピークが存在し、実測結果(緑の実線)と一致していることがわかる。したがって、分割型にみられるこの共振は導波管同士のずれに起因するものではなく、リッジ導波路のために WR-3 フランジ端で反射が起こるためと考えられる。

上記から単純型、非分割型、扁平型のいずれにおいても x 方向、y 方向に意図的な変位を与えるとピークが出現する一方で、分割型ではいずれの変位においても明瞭なピークは出現しない。この意味において分割型楕円チャークは他の楕円チャークと比較してずれによる影響は受けにくいことが確認された。

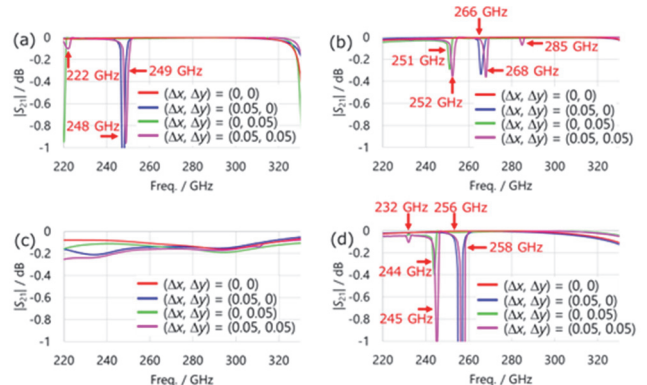


図 14 対向する標準導波管に $(\Delta x, \Delta y) = (0.05, 0), (0, 0.05), (0.05, 0.05)$ mm の変位を与えた際の調和解析結果($g = 0.05$ mm)
(a) 単純型楕円 4 重チャーク、(b) 非分割型楕円 4 重チャーク、(c) 分割型楕円チャーク、(d) 扁平型楕円 4 重チャーク

表 1 対向する標準導波管に $(\Delta x, \Delta y) = (0.05, 0), (0, 0.05), (0.05, 0.05)$ mm の変位を与えた際に生じた共振周波数
 (a) 単純型楕円 4 重チョーク, (b) 非分割型楕円 4 重チョーク,
 (c) 分割型楕円チョーク, (d) 扁平型楕円 4 重チョーク

		unit / GHz	
$\Delta x / \text{mm}$	$\Delta y / \text{mm}$	0	0.05
0	0	248	
0.05	0	222, 249	

		unit / GHz	
$\Delta x / \text{mm}$	$\Delta y / \text{mm}$	0	0.05
0	0	266	
0.05	0	251	252, 268, 285

		unit / GHz	
$\Delta x / \text{mm}$	$\Delta y / \text{mm}$	0	0.05
0	0	—	—
0.05	0	—	—

		unit / GHz	
$\Delta x / \text{mm}$	$\Delta y / \text{mm}$	0	0.05
0	0	256	
0.05	0	244	232, 245, 258

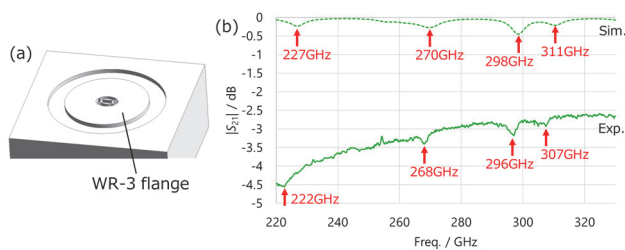


図 15 分割型楕円チョークの実測結果および WR-3 フランジを考慮した調和解析結果
 (a) 解析モデルの形状, (b) $|S_{11}|$ の実測および調和解析結果

7 むすび

本来、チョークは狭帯域で特性を発揮するものであり、その広帯域化は技術的に困難である。本稿では、WR-3 帯の全帯域で動作する 4 種(楕円型, 扁平型, 分割型, 非分割型)の楕円チョーク構造を考え、シミュレーションと実測によって、これらの有効性を実証した。また、調和解析によって導波管のずれに対する透過損失の変化を比較し、分割型楕円チョークが導波管のずれの影響を受けにくいことを確認した。しかし、分割型楕円チョークは他の 3 種のチョークと比較して、漏出損失が 14 dB 以下と大きい。より有効な解決策を探ることが今後の課題である。

参考文献

- 1) J. Federici and L. Moeller, “Review of terahertz and subterahertz wireless communications,” J. Appl. Phys. vol.107, 111101, Jun. 2010.
- 2) 待鳥誠範, “300 GHz 帯無線信号の広帯域・高感度測定技術の研究開発” 「電波資源拡大のための研究開発」第 12 回成果発表会, May. 2019.
- 3) 河村尚志, 布施匡章, 待鳥誠範, “WR-3 帯フィルタバンクの広帯域化” 電気学会計測研究会, no. IM19027, Jul. 2019.

- 4) D.M. Pozar, “Microwave engineering 4th edition,” Tokyo: Morikita Publishing Co., Ltd. (in Japanese), 2021.
- 5) A. Yevdokymov, V. Kryzhanovskiy, V. Pazynin and K. Sirenko, “Ka-band waveguide rotary joint,” IET Microw. Antennas Propag. vol.7, pp. 365-369, Apr. 2013.
- 6) S. Rahiminejad, E. Pucchi, V. Vassilev, P.-S. Kildal, S. Haasl and P. Enoksson, “Polymer gap adapter for contactless, robust, and fast measurements at 220-325GHz,” J. Microelectromech. Syst. vol.25, pp. 160-169, Feb. 2016.
- 7) P.-S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira, and E. Rajo-Iglesias, “Local metamaterial-based waveguides in gaps between parallel metal plates,” IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. vol.8, pp. 84-87, Apr. 2009.
- 8) B. Pyne, R. Naruse, H. Saito, J. Hirokawa, V. Ravindra and P.R. Akbar, “Robust contactless noncircular choke flange for wideband waveguide applications,” IEEE trans. Microwave theor. Tech. vol.67, pp. 861-867, Mar. 2019.

執筆者



武元佑紗
 先端技術研究所
 第 2 研究室



待鳥誠範
 先端技術研究所
 第 2 研究室

広帯域ミリ波誘電率測定技術

水野孝彦 Takahiko Mizuno

[要 旨]

広帯域なミリ波信号を処理する回路設計においては、回路を構成する誘電体材料の分散特性を適切に管理する必要がある。材料の誘電率を簡便に、かつ、高精度に測定する技術が求められている。一般に共振に基づく誘電率測定は高精度であるが、測定に適した共振モードに限られ、広帯域にわたる測定には複数の共振器を要するなど、煩雑な場合もある。本稿では、平衡形円板共振器法に基づく、装置の繋ぎ変え無しに、およそ 10~145 GHz にわたる広帯域測定が可能な誘電率測定系について紹介する。また、本手法において共振器形状の不正確さが測定に及ぼす影響を考察する。

1 まえがき

移動体通信では周波数資源がひっ迫しており、ミリ波帯の利用促進による帯域確保が進められている。たとえば、300 GHz 付近の利用などが有望視されている。このような高周波帯で使用される回路を設計する際に、誘電率*と誘電正接で表される複素誘電率は基板材料の基本情報である。他方で、自動車向けミリ波レーダーの開発においては 60 GHz 帯が利用されており、樹脂外装材による反射特性の定量化のために、樹脂材料の複素誘電率測定が行われている。各種応用にむけて高周波、広帯域で高精度な複素誘電率測定が必要とされている。

図 1 に代表的な誘電率測定法を示す。容量法は、測定対象の誘電体を電極で挟んだ平行平板コンデンサのキャパシタンスを測定し誘電率を求める方法である^{1) 2)}。高周波になると平行平板電極間における共振が無視できなくなるため、主に低周波帯域で用いられる。伝送法は、導波管などの線路の一部に測定対象を装荷し、その散乱行列(Sパラメータ)を取得して誘電率を算出する方法である^{1) 3)}。広帯域誘電率測定が可能であるが、誘電率測定の精度は線路の正確さに依存し、また線路と測定対象の間の空隙も無視できない。特に波長がミリメートル未満となるミリ波帯では、形状精度への要求が加工精度の限界に近づく。共振法は、共振器内に誘電体を装荷し、共振周波数から誘電率を算出する方法である。共振のQ値から誘電正接を求めることもできる。誘電率の測定周波数は共振周波数に限られる。したがって、広帯域にわたる誘電率測定を行う場合には、複数の共振器によって順次測定を行うか、異なる共振モードを使う必要がある。高精度な誘電率測定のためには共振器の構成に高い機械精度が必要になる。空洞共振器法は、限定された周波数において誘電体基板材料などの正確な誘電率評価のために利用されている⁴⁾。

一方、平衡形円板共振器法(BCDR法)は十分に広い平行導体平板の間に、測定対象である2枚の同質の誘電体板と、その間に置かれる導体円板の3層を挟み込んだ対称な共振器を用いて、共振周波数の測定値から誘電率を算出する手法である。2章で詳述するとおり、しばしば、円板の中心軸上で電界が極大となる共振モードを選択的に励振して利用される。10次程度までの共振モードを用いることにより、離散的ではあるが、広帯域にわたって誘電率を測定できる。また、板状の誘電体に対して、多くの測定法は面に平行な方向の電界に対する誘電率を測定するが、BCDR法は面に垂直な方向の電界に対する誘電率を測定することも特長である。この方法は1970年代に小林によって提案され、ミリ波帯での基板材料の誘電率測定法として広く用いられている^{5)~14)}。近年、より高周波帯への適用が進み、導波管結合を利用した170 GHzまでの誘電率測定も行われている¹⁵⁾。

本稿ではBCDR法による誘電率測定の実測例を紹介する。以降、2章でBCDR法の測定原理を示した後、3章で我々が構築した測定系、4章で測定例を示す。最後に、5章で共振器形状の不正確さが測定値に及ぼす影響を考察する。

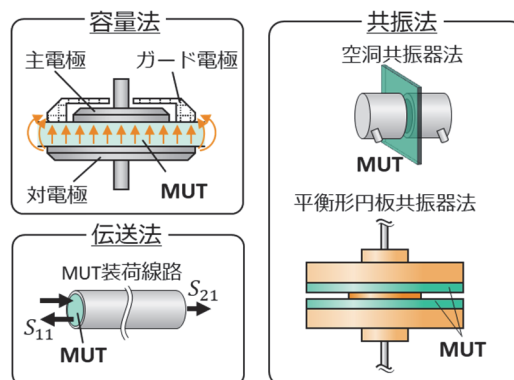


図1 代表的な誘電率測定法

* 簡単のため、本稿では比誘電率を誘電率と記述する。

2 平衡形円板共振器法

2.1 共振器構造と共振モード

平衡形円板共振器 (BCDR: balanced circular disk resonator)法は, 1974 年に小林らによって発表された^{5), 6)}。図 2 に BCDR の構造を示す。共振器は導体フランジ, 測定対象(MUT)の誘電体, 導体円板を積層して構成される。これは, 図 2(b)に示すように同軸線路, または側方からストリップ線路で給電される励振ポートから励振される。ここで図 2(a)の網掛け部において, 導体壁と導体円板に挟まれた領域を円筒共振器と見なすことができる。共振器の厚さ d を半波長以下に制限すれば, 厚さ方向に電界は一樣になり, 共振モードは TM モードに限られる^{5), 13)}。TM モードを各方向の節の数で識別して, 円周方向, 動径方向, 厚さ方向(節はないため, 常に 0)の順に添え字を付けると TM_{nm0} と表される。このとき, TM_{nm0} の共振周波数は,

$$f_r = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{x_{nm}}{2\pi R} \quad (1)$$

と表される。ここで, c は真空中の光速, ϵ_r は誘電率, および R は共振器半径である。また, x_{nm} は TM_{nm0} に対応した固有値を表し, 共振器の構造パラメータおよび被測定物の誘電率から定まる。したがって, 式(1)に対して共振器の寸法と共振モードを指定し, 測定した共振周波数を与えると, その周波数での被測定物の誘電率を数値的に探索できる。ここで, 共振モードの同定が必要となる。次節で述べるように, TM_{0m0} モードのみを選択的に励振することによってモード同定が容易になる。図 3 に誘電率に対する共振周波数の計算例を示す。ここでは, 導体円板直径 $2R = 12$ mm, 誘電体厚さ $d = 0.2$ mm, 励振ポート直径 $2a = 0.9$ mm, 励振ポート深さ $M = 0.3$ mm, 導体円板厚さ $t = 50$ μm とした¹⁵⁾。図中の複数の実線は, 左から TM_{0m0} モード($m = 1, 2, \dots$)を表している。例として仮に周波数に依らず誘電率が 3 である場合, 点で示した複数の周波数において共振が生じる。

前述のとおり, 式(1)の固有値 x_{nm} は共振器の各部寸法と誘電率から計算される。BCDR の最も単純なモデルは図 2(a)の斜線部のような導体円板の上または下の円筒領域であり, 固有値はベッセル関数の導関数の根で表される。しかし, 実際にはこの円筒領域の外側や励振ポートにも電磁界が広がるため, 単純な円筒とは固有値も異なる。この固有値を解析的に求めることはできないため, 2.3 節で示すモード解析法が提案されている^{5)~10), 15)}。

図 4(a)に有限要素解析による BCDR の反射・透過スペクトルの

計算例を, 図 4(b)に各共振モードの電界分布を示す。図(a)は意図的に励振ポートを導体円板から偏心的位置に設定した場合であり, $n = 0$ 以外の TM_{nm0} モードも多数存在する。このうち, TM_{0m0} モードは円筒状の共振器の中心で電界が極大となるモードであり, 共振器の中心に厚さ方向の電界を与えることで励振できる。このような選択的な励振を行うため, 次節で述べる円形導波管が用いられる^{11)~14)}。

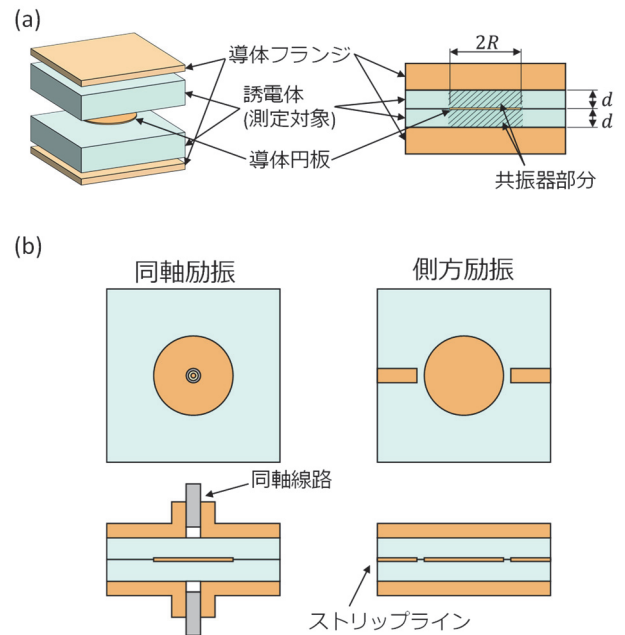


図 2 (a) 平衡形円板共振器, (b) 励振構造が異なる 2 種の平衡形円板共振器

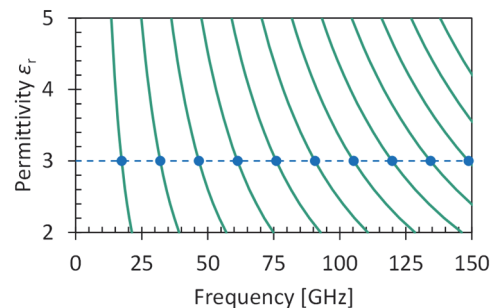


図 3 共振周波数と誘電率の関係

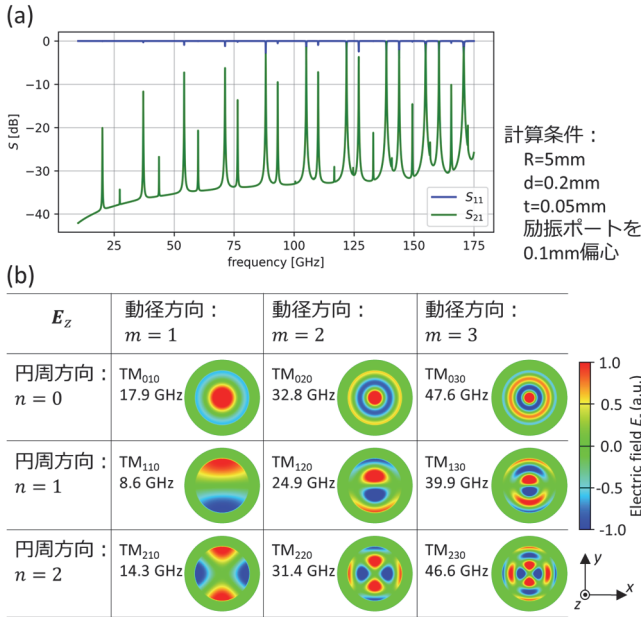


図4 (a) 共振器透過スペクトル S_{21} と反射スペクトル S_{11} ,
(b) TM_{nm0} モードの厚み方向電界分布。
ここでは測定対象の厚み方向を z 軸と定義している。

2.2 励振ポート形状

TM_{0m0} モードを選択的に励振するために、導体円板中心において誘電体厚さ方向に電界を与える必要がある。これは、測定周波数帯域よりも十分カットオフ周波数が高い、細い円形導波管で結合すれば達成できる¹³⁾。さらに図2(b)に示した側方励振は、同軸励振より Q 値が低下するために共振の読み取りが困難になる¹⁴⁾。同軸励振構造を図5(a)に示す。励振ポートは直径 $2a$ の円形導波管であり、最低次伝搬モードである TM_{01} モードのカットオフ周波数 $f_{c, TM_{01}}$ は、

$$f_{c, TM_{01}} = \frac{p_{01}c}{2\pi a} \gg f_{\max} \quad (2)$$

となるように細い円形導波管とする。ここで f_{\max} は測定周波数帯域のうち最大周波数である。また、 p_{01} は 0 次の第 1 種ベッセル関数 $J_0(x)$ の 1 番目の根であり、 $J_0(p_{01}) = 0$ である。図5(b)に、励振ポート形状と出口端における電界強度分布を示す。このように円筒形状の励振ポートには非伝搬の場が生じ、BCDR の TM_{0m0} モードが励振される。

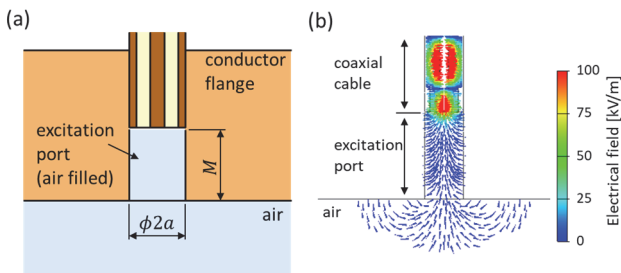


図5 励振ポート形状とその効果。
(a) 励振ポート形状, (b) 励振ポート出口端の電界強度分布

2.3 共振周波数と誘電率の関係

あらためて、図6(a)にBCDRの構造を示す。2.1節で述べたとおり、BCDRは最も簡単には図6(b)のような上下面が導体で外周面が磁気壁の円筒モデルで表現できる。このとき、式(1)の固有値は $x_{nm} = p'_{nm}$ となる。ここで、 p'_{nm} は第 1 種 n 次ベッセル関数の導関数 $J'_n(x)$ の m 番目の根 ($J'_n(p'_{nm}) = 0$) である。しかし、実際には外周面の外への電磁界の拡がり、励振ポートの空間部分への電磁界の拡がりにより、固有値は単純な円筒モデルと異なる。これらの効果を取り入れるために、図6(c), (d), および(e)のモデルを用いた固有値の計算方法が考えられてきた。これらの導出は煩雑であるため、詳細は原著論文^{5), 6), 8), 9), 15)}に譲り、ここではその考え方を簡単に述べるに留める。

広く知られるように、中心軸に対称なヘルムホルツ方程式の解は、動径方向のベッセル関数と円周方向の三角関数と軸方向の三角関数の積で表されるモードに展開できる。図6(c)は円筒の外への電磁界の拡がりを考慮したモデルである^{5), 6)}。これを例にとると、半径 R 内の円筒領域(領域 I と呼ぶ)では上下面は電気壁であり、その外側の領域(領域 II と呼ぶ)では下面が電気壁、上面が磁気壁である。これらの境界条件を満たし、かつ、I, II で連続な電磁界が全領域での解となる。モード整合法の一般的な手順に従って、例えば、 TM_{0m0} の場合、高さ(厚さ)方向の電界を E_z とすると、領域 I のモードの線形結合で表された E_z と領域 II のモードの線形結合で表された E_z が等置される。同様に、円周方向の磁界を H_θ とすると、これについても E_z と同様にして等式が得られる。これらは線形結合の未知係数(ベクトル) \mathbf{a} と係数行列 \mathbf{M} に整理すると、 $\mathbf{M}\mathbf{a} = \mathbf{0}$ の形に書ける。未知係数 \mathbf{a} がゼロベクトル $\mathbf{0}$ 以外の解を持つためには、

$$\det \mathbf{M}(f_{ra}; \epsilon_{ra}, R, d) = 0 \quad (3)$$

でなければならない。ここに、 f_{ra} は共振周波数、導体円板半径 R 、およびサンプル厚さ d である。 f_{ra} を測定により求め、 R および d を式(3)に与えれば、誘電率 ϵ_{ra} を数値的に探索できる。

さらに複雑になるが、図6(d)および(e)のモデルを用いる場合でもモード整合法によって固有値を求めることができる^{8), 9), 15)}。

一方、誘電正接は測定される共振の Q 値から算出される。無負荷 Q 値 Q_u 、導体損失の Q 値 Q_c 、誘電損失の Q 値 Q_d には

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \quad (4)$$

の関係がある。誘電正接 $\tan \delta$ と Q_d は逆数の関係にある。

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (5)$$

導体損失について Q_c は電磁界分布から計算できる^{7), 15)}。一般に、

円筒外や励振ポートの空間領域の電磁界が持つエネルギーや導体損失は円筒内部のそれに比べて小さい。このことから、 TM_{nm0} モードについて図 6(b)のような円筒モデルを考えると、 Q_c は次のように近似できる¹⁶⁾。

$$Q_c \approx d \sqrt{\pi \mu_0 f_r \sigma} = \frac{d}{\delta_s} \quad (6)$$

ここで、 μ_0 は真空の透磁率($1.26 \times 10^{-6} \text{ N/A}^2$)、 σ は共振器を囲む導体の導電率、また、 δ_s は表皮深さである。最終的に、誘電正接 $\tan \delta$ は次のように求まる。

$$\tan \delta = \frac{1}{Q_u} - \frac{1}{d \sqrt{\pi \mu_0 f_r \sigma}} \quad (7)$$

実際の測定においては、共振器と励振ポートの結合を十分に疎とし、共振ピークの幅から読み取る Q 値を Q_u として用いる。

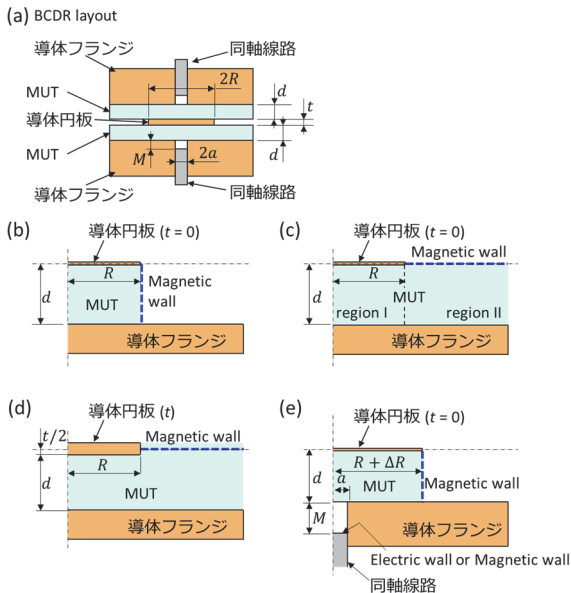


図 6 共振器の解析モデル。(a) BCDR の構造、(b) 磁気壁に囲まれた円筒モデル、(c) 縁端からの拡がりを考慮したモデル、(d) 導体円板厚さを考慮したモデル、(e) 励振ポートの影響を考慮したモデル。MUT: 測定対象。

3 測定装置構成

本研究では 145 GHz を上限としたミリ波帯域の一括測定を目的として、誘電率測定装置を構築した。図 7(a), (b) に測定装置の構成および外観を示す。BCDR は、0.8 mm 同軸コネクタを入出力ポートとして備え、これを最大周波数 145 GHz の広帯域ベクトルネットワークアナライザ(VNA, ME7838D)に接続する。この測定系では周波数帯ごとの装置の組み替えやつなぎ替えの必要が無く、一度に一連の共振ピークの読み取りが可能である。

共振器の構成を図 7(c)に示す。2 枚の被測定サンプル(MUT: material under test)で銅円板を挟み、これを銅フランジ間に挟み

込んで保持する。励振は、セミリジッド同軸ケーブル(最大使用周波数 155 GHz, 外径 0.89 mm)を介して行う。同軸ケーブルは銅フランジに設けた円形励振ポート(内径 0.92 mm)に挿入され、 $M = 0.3 \text{ mm}$ の空隙を設けて共振器に疎結合される。ここで、2 つの励振ポートは $\pm 5 \mu\text{m}$ の精度で中心軸を揃えている。一方、励振ポートを基準とした銅円板の中心は、銅円板を挟んでいる MUT と共に位置調整する。MUT は外部移動ステージ(共振器中心軸に垂直)によって位置を微調整する。

測定は次の手順で行う。①共振器入口の 0.8 mm 同軸コネクタ端で VNA のキャリブレーションを行う。②サンプルの厚さを測定する。③サンプルと銅円板を設置する。④導体フランジを加圧する。⑤透過スペクトル(S_{21})を取得する。⑥高次モードが出ているか確認し、出ている場合は銅円板の位置を調整する。⑦スペクトルを取得し、解析する。

スペクトル測定のキャリブレーションは共振器入口の 0.8 mm 同軸コネクタ端において実施する。広帯域に正確なキャリブレーションを実施するために 2 つの周波数帯域に分けて行う。70 GHz 未満では SOLT キャリブレーションとし、一方でロード終端の整合が難しい 70 GHz 以上ではオフセットショートキャリブレーションを行い合成した。

スペクトルの解析においては、まずピーク検出を行った後にそれぞれピークに対してローレンツ関数のフィッティングを行うことで共振周波数と Q 値を求める。得られた共振周波数から式(3)を解くことで誘電率 ϵ_r を求める。一方、 Q 値を式(4)に与えることで誘電正接 $\tan \delta$ を求める。

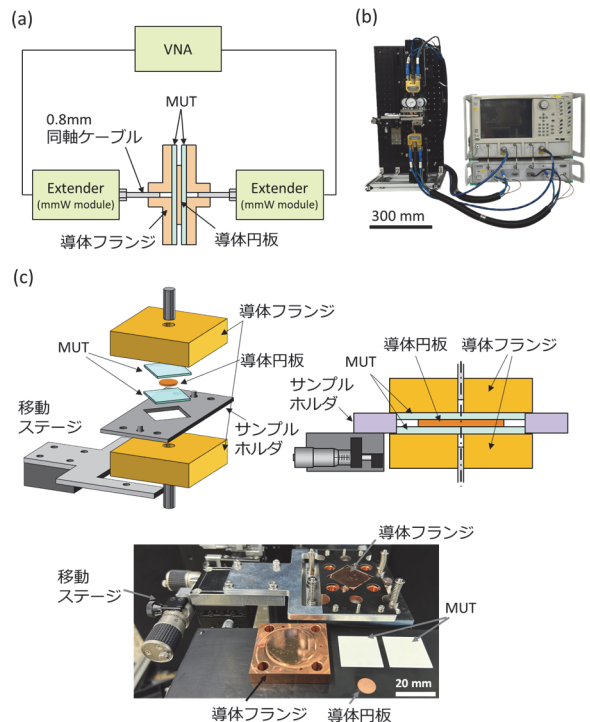


図 7 測定装置構成。(a) ブロック図、(b) 装置外観、(c) 共振器構成。

4 測定結果

4.1 代表的なサンプルの複素誘電率測定

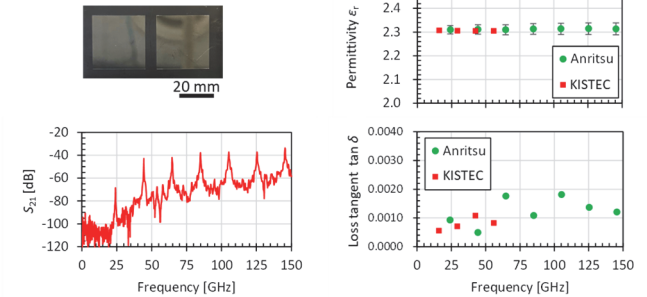
試作した測定装置の動作検証のために、代表的なサンプルの複素誘電率測定を行った。ここではシクロオレフィンポリマーシート (CoP, 日本ゼオン株式会社, ZF-14, 厚さ 0.188 mm), 合成石英板 (コバレント社, T-4000, 厚さ 0.124 mm), およびミリ波コンポジット基板 (Megtron 7, R-5775N, パナソニックインダストリー株式会社, 厚さ 0.200 mm) を測定した。導体円板としては, CoP シートと合成石英版の測定においては直径 9.902 mm, 厚さ 50 μm の銅円板 (株式会社ニラコ製の純度 99.99%銅箔から切り抜き) を用いた。ミリ波コンポジット基板の測定においては, 基板上的ラミネート銅箔で銅円板 (11.994 mm, 厚さ 12 μm) を形成して用いた。図 8 に, 各サンプルの測定により得られた透過スペクトルと, 複素誘電率の解析結果を示す。それぞれの透過スペクトルにはほぼ周期的な TM_{0m0} モードの共振が 140 GHz 付近まで見られる。ここでは各サンプルに対して 5 回ずつの付け外しを行い, 繰り返し測定を行った。誘電率の平均値と標準偏差, および誘電正接の測定値を示している。また, 比較として神奈川県立産業技術総合研究所 (KISTEC) にて測定した結果を併せて表示している。誘電率の標準偏差は平均値に対して全帯域で $\pm 0.3\%$ に収まっており, その繰り返し精度の範囲内で神奈川県立産業技術総合研究所の測定値と一致した結果が得られた。

4.2 導体円板の直径に依存した共振ピークの変化

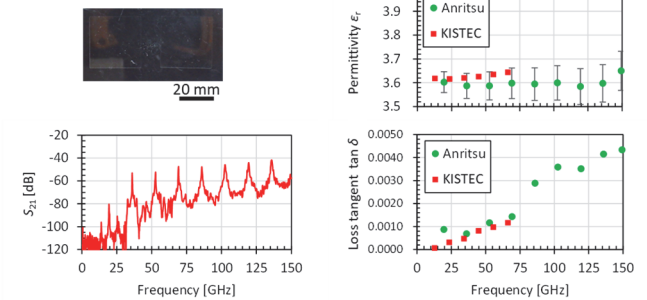
測定周波数の上限は, 共振ピーク付近の透過スペクトルの信号対雑音比で制限される¹⁴⁾。一方で, BCDR の導体円板直径を大きくすれば共振ピーク間隔を密にでき測定点を増やせるが, 高次の共振になるほど損失が大きいため, 共振ピークが低下する。したがって, 高い周波数においても十分な共振ピーク値が得られ, なおかつ全帯域で必要十分な共振モード数となるように導体円板直径を適切な大きさに設定すべきである。本測定装置において共振器直径を変化させた場合における共振ピークの変化を確認した。ここで, サンプルはミリ波コンポジット基板 (Megtron 7, R-5775N, パナソニックインダストリー株式会社, 厚さ 0.200 mm) を用い, 片側の基板上的ラミネート銅箔で銅円板 (直径 8.990 mm, 11.994 mm, 14.998 mm, 厚さ 12 μm) を形成した。図 9 に, 測定結果を示す。式(1)からも明らかのように, 導体円板の直径は共振器サイズを決め, 共振器サイズが大きくなるほど共振ピークの間隔が狭くなり, 測定結果においても同様の傾向が得られている。各ピーク周波数から

導出した誘電率と誘電正接は, 75 GHz 近傍においてそれぞれ 3.19 ± 0.02 , 0.005 ± 0.002 である。この値は 4.1 節の測定結果とも合致している。共振器直径で結果を比較すると, 直径 9 mm, モード番号 $m = 6$ までは読み取れている一方で, 直径 12 mm, 直径 15 mm においてはモード番号 $m > 6$ において透過スペクトルのピーク値が低下しており, ノイズの影響でピークの推定が正常に行えていない可能性がある。このことから, 複素誘電率が未知のサンプルを評価する場合は各共振のピーク値が下がりすぎないように適度に小さな共振器直径とする必要がある。

(a) CoPシート



(b) 合成石英板



(c) ミリ波コンポジット基板

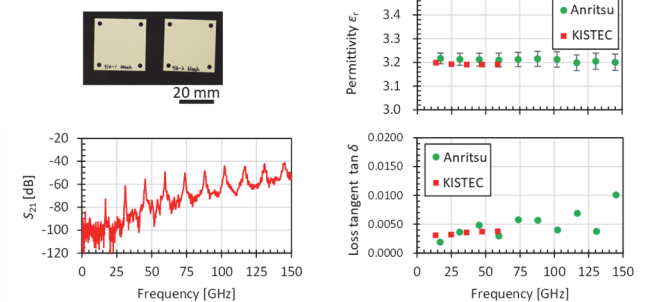


図 8 複素誘電率測定結果。(a) シクロオレフィンポリマー (CoP) シート, (b) 合成石英板, (c) ミリ波コンポジット基板。

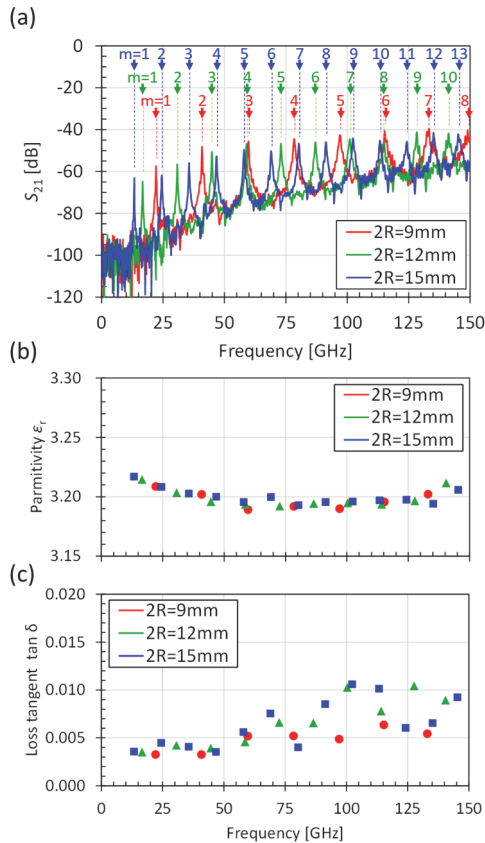


図9 同一サンプルを対象に異なる直径の導体円板を用いた場合の誘電率測定結果。(a) 共振器透過スペクトル, (b) 誘電率推定値, (c) 誘電正接推定値。

5 給電ポートの位置精度が共振モードに与える影響

BCDR 法では、厳密なモデルに基づいて共振周波数から誘電率を求めるが、モデルと実際の共振器形状が異なる場合、誘電率測定の精度を制限する。したがって、共振器の機械的寸法の正確な管理が必要である。いくつかの寸法誤差が想定されるが、本報告では励振ポートの位置精度について考察する。

2.3 節に示したように、BCDR の励振では TM_{0m0} 以外のモードを励振しないよう、導体円板中心に対して励振ポート中心位置を揃える必要がある。この位置出しは外部に機械的基準を設けた上で精度を管理しつつ注意深く行う必要がある。中心位置がずれていた場合、 TM_{nm0} モードのうち $n \neq 0$ のモード (以下、これを TM_{nm0} 高次モードと呼称する) が励振され、さらに 2.3 節で考慮した励振ポート補正の大きさが変わることが想定される。この影響を考慮するために、位置出し精度が BCDR の共振モードに与える影響を実験的に確認した。

図 10(a) は励振ポートを偏心した BCDR のモデルである。ここでは、4.2 節で利用した MUT (Megtron7, 厚さ 0.200 mm, パナ

ソニック) を再利用した。導体円板は、MUT 上に形成した直径 $2R = 11.994$ mm, 厚さ $12 \mu\text{m}$ の銅箔円形パターンを用いた。中心位置は、図 7(c) における MUT を保持する移動ステージを微調することで、導体円板中心に対して相対的に励振ポート中心位置を偏心させた。ここでは、共振器の外部寸法から割り出した機械的中心位置を基準とし、偏心量を $-250 \mu\text{m}$ から $250 \mu\text{m}$ まで $50 \mu\text{m}$ ステップで走査した。機械的中心位置は導体円板中心に対して $\pm 100 \mu\text{m}$ の公差内に収まるよう導体円板を設置した。

図 10(b) に、偏心量を変化させた場合の透過スペクトルを示す。偏心量が $100 \mu\text{m}$ 以内では、図中黒矢印で示す TM_{0m0} モードの共振が得られた。一方で $100 \mu\text{m}$ を超える場合、図中青三角で示す位置に TM_{nm0} 高次モードによる共振ピークが出現した。 TM_{nm0} 高次モードのピークが TM_{0m0} モードと見分けられない場合、モード同定が不可能になる。さらに TM_{0m0} モードに着目すると、強度が下がっていること、5 次以上において共振周波数がシフトする事が分かる。ピーク強度が低下すると Q 値が低く測定され、誘電正接が高く測定される。また共振周波数のシフトは誘電率測定にオフセットを与える。以上のスペクトルの特長から、励振ポートの中心位置出しは意図しない共振である TM_{nm0} 高次モードを励振させない他、基本振動モードである TM_{0m0} モードの共振条件を厳密なモデルと一致させるためにも重要である。

ここでは、 TM_{020} , TM_{050} , TM_{080} について実測した共振周波数を図 10(c) に示す。図 10(c) 上段は導体円板の偏心量に対する共振周波数の変化、下段は共振周波数から求めた誘電率を示している。中心位置の偏心量が $-50 \mu\text{m}$ の位置において共振周波数がピーク値をとり、その位置を中心に偏心量の絶対値が増えるにつれ共振周波数が低周波側にシフトする特性が得られた。この場合において誘電率を算出すると、図 10(c) 下段のように偏心が $-50 \mu\text{m}$ から離れるにつれて値が大きくなる。すべての共振ピークにおいて同様に $\delta = -50 \mu\text{m}$ の場合に共振周波数が最も高くなり、このとき導体円板中心が励振ポートのそれに一致すると考えられる。また、 TM_{020} , TM_{050} , および TM_{080} で比較すると、共振周波数が高くなるほど偏心増加に対して誘電率測定への影響が大きい。現在の誘電率の測定条件において $\pm 0.5\%$ の精度を要求する場合、少なくとも励振ポートは共振器中心に対して ± 0.15 mm 以内に配置する必要があることが分かった。

以上に示した観察される共振の変化から、次の手順を用いれば高分解能に励振ポートの位置決め調整が可能である。まず、 TM_{nm0} 高次モードが十分小さく、 TM_{0m0} モードのみが励振されるよ

う調整する。次いで、高い次数の TM_{0m0} モードの共振周波数をモニタし、最も共振周波数が高くなるように調整する。この手順を実施すれば、ここで用いている MUT および共振器の条件では少なくとも $\pm 50 \mu\text{m}$ の精度で位置出しができ、これによる誘電率の不確かさは $\pm 0.1\%$ 未満が望める。

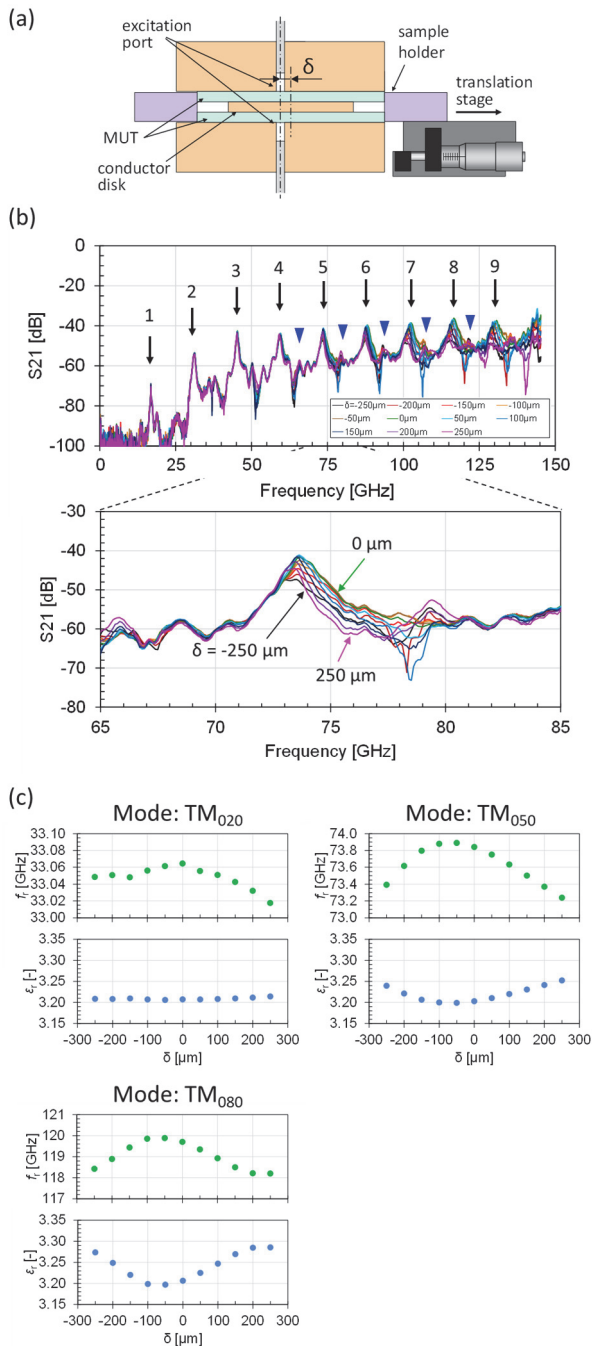


図 10 (a)励振ポート偏心による基本共振モード以外の励振, (b)基本共振モードの共振周波数の推移, 図中の青三角は TM_{nm0} 高次モードの共振ピークを示す。(c) 励振ポートに対する導体円板中心の偏心 δ による, 共振周波数, 誘電率推定値の変化。ここでは例として, モード TM_{020} ($f \sim 32$ GHz), TM_{050} (~ 76 GHz), TM_{080} (~ 120 GHz)を示す。

6 むすび

BCDR 法が原理的に有する広帯域性を活かした測定装置の実現を目的として, 当社の広帯域 VNA を用いた複素誘電率測定系を構築した。一般に BCDR 法の測定周波数範囲は共振器サイズ, 励振ポートサイズ, および VNA の測定帯域で決まり, 今回は 145 GHz までの誘電率測定を実現した。これは筆者が知る限り, 周波数帯ごとに装置の組み替えやつなぎ替えを要しない誘電率測定としては最も広帯域な実施例である。さらに, この測定系を用いて励振ポートの中心軸と導体円板の相対的な位置が測定精度に及ぼす影響を実験的に示し, 相対位置を調整する方法を提案した。誘電率測定系に求められる一般的な要件として, 広帯域性の他, 正確性, 測定可能な最大周波数が高いこと, 簡便性が挙げられる。今後, BCDR 法についても, 励振ポートのスケールダウンなどによる 300 GHz を超える高周波帯への拡張とともに, より正確で簡便な測定装置の実現が期待される。

参考文献

- 1) 加藤 悠人, 「誘電率等材料定数の測定技術と標準供給に関する調査研究」, 産総研計量標準報告, vol.9, no.1, pp.99-116, Mar. 2014.
- 2) R. N. Clarke, A. P. Gregory, D. Cannell, M. Patrick, S. Wylie, I. Youngs, and G. Hill, "A guide to the characterization of dielectric materials at RF and microwave frequencies," The Institute of Measurement and Control and The National Physical Laboratory, London, 2003.
- 3) Keysight Technologies, "Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials," Application Note, literature number 5989-2589EN, March 2017.
- 4) 古神 義則, 清水 隆志, 「円筒空洞共振器を用いた薄型誘電体平板のミリ波誘電率測定に関する一検討」, 信学技報, MW2016-60, pp.129-134, Jul. 2016.
- 5) 小林 禧夫, 田辺 孝哉, 田中 周三, 「平衡形円板共振器の固有値の計算機解析」, 信学技報, MW74-57, pp.67-76, Sep. 1974.
- 6) K. Tanabe, Y. Kobayashi, and S. Tanaka, "Numerical Analysis of Eigenvalue Solution of Disk Resonator," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.23, pp.508-511, Jun. 1975.
- 7) 小林 禧夫, 鈴木 康夫, 小林 晃, 田中 周三, 「平衡形円板共振器による複素誘電率測定法」, 信学技報, MW75-76, pp.27-36, Oct. 1975.
- 8) 川端 広一, 小林 禧夫, 「同軸励振平衡形円板共振器を用いた誘電体平板の複素誘電率測定」, 信学技報, MW2000-157, pp.43-50, Dec. 2000.

- 9) H. Kawabata and Y. Kobayashi, "The Analysis of a Balanced-type circular disk resonator excited by coaxial cable lines to measure the complex permittivity," Proc. APMC 2001, pp.1322-1325, Taipei, Taiwan, Dec. 2001.
- 10) H. Kawabata, K. Hasuike, Y. Kobayashi, and Z. Ma, "Multi-Frequency Measurements of Complex Permittivity of Dielectric Plates using Higher-Order Modes of a Balanced-Type Circular Disk Resonator," Proc. 36th European Microwave Conf., pp. 388-391, Manchester, U.K., Sept. 2006.
- 11) 小林 禮夫, 于 静, 「平衡形円板共振器による複素誘電率の自動測定」, 信学技報, MW91-17, pp.17-22, May 1991。
- 12) 蓮池 健一, 川端 広一, 加藤 正之, 馬 哲旺, 小林 禮夫, 「TM_{0m0}モード同軸励振平衡形円板共振器を用いる誘電体平板の複素誘電率の周波数依存性測定」, 信学技報, MW2005-69, pp.37-42, Sep. 2005。
- 13) 金子 彰吾, 小林 禮夫, 馬 哲旺, 「平衡形円板共振器法の測定限界に関する検討」, 信学技報, MW2010-79, pp.69-74, Sep. 2010。
- 14) 小林 禮夫, 「誘電体基板測定用平衡形円板共振器法の測定可能範囲に関する検討」, 信学技報, MW2012-121, pp.47-50, Nov. 2012。
- 15) Y. Kato and M. Horibe, "Broadband Permittivity Measurements up to 170-GHz Using Balanced-Type Circular-Disk Resonator Excited by 0.8mm Coaxial Line," IEEE Trans Instrum Meas., vol. 68, pp.1796-1805, June 2019.
- 16) Y. Kato and M. Horibe, "Broadband Conductivity Measurement Technique at Millimeter-Wave Bands Using a Balanced-Type Circular Disk Resonator," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 69, pp.861-873, Jan.2021.

執筆者



水野 孝彦
先端技術研究所
第2研究室

Pushing the limits: The Future of Wideband Vector Signal Generators

Mohammad Salah, Alexander Chenakin, Suresh Ohja, Toru Otani

[Summary]

As the wireless technology evolves, so does the need for more powerful and precise testing tools in the world of communications. That demands higher data rates, sensing and complex processing. Enter the future of wideband vector signal generators (VSGs) – the unsung heroes of signal generation that are pushing the boundaries of processing speed, bandwidth, and accuracy. With advancements in digital signal processing, VSGs are not only handling wider frequency ranges but also accommodating the increasingly complex modulation schemes of modern wireless systems. From 5G and beyond to radar and satellite communications, superior frequency hopping, these cutting-edge devices are redefining the possibilities, enabling engineers to stay ahead in an ever-demanding tech landscape.

1 Introduction

The demand for wideband vector signal generators is indisputable. This is because of unique demands, like generating multiple communication systems simultaneously, simulating complex environments, enabling high-bandwidth telecommunication, superior frequency hopping patterns, and higher-resolution radars.

The main challenge lies in developing new fundamental technologies to enable such an instrument.

In this paper, we present technologies and techniques including Digital communication links, DSP, Processing speed, Calibration techniques, Digital communication standards, Powerful FPGAs, high-speed and high-resolution DACs, small node CMOS semiconductors, synchronization techniques, and phase and magnitude stability.

2 Technology

A system that can generate 10 GSymbol/sec with a 16-bit resolution with real-time DSP processing power for filtering, equalization, and power control is demonstrated in this article.

At the core of every advanced wideband vector signal generator lies a high-speed DAC architecture¹⁾. There are multiple ways to achieve high-speed DACs with high resolution (16 bits).

- (1) Single DACs, require smaller transistor technology to reduce the parasitic capacitance effect. This comes also with lower power.
- (2) Multichannel DACs, using external I/Q modulators which feature more than double the speed using the

same DAC technology. This method requires complex synchronization and calibration.

- (3) Hybrid DAC architectures combining different DAC technologies better suit different frequencies and power requirements.

A high-speed digital circuit is required to stream the generated data. JESD204C can achieve speeds up to 32 Gbps/lane. PCIe 5 and PCIe 6 support 32 GTransfer/s and 64 GT/s²⁾. PCIe 5 can reach up to 64 GBytes/s for an x16 connection. Although PCIe is not directly used with DACs it can serve as a backend for streaming. Multichannel architecture is scalable and provides more bandwidth than single channel.

FPGAs are widely used for high-speed DAC interfaces, but the target applications of wideband vector signal generators spike the demand for powerful DSPs. This demand puts significant pressure on offloading well-defined tasks such as interpolation from FPGA to ASIC chips often integrated into the DAC chip. Another opportunity in the future is to integrate an AI model to regenerate samples instead of interpolation to improve signal purity.

It must be mentioned that for streaming signals using OFDM or similar complex modulation schemes, the IFFT functionality must be offloaded from the OS to meet timing criteria. For Beam steering and MIMO applications, a multichannel phase coherent VSG is required. From the RF point of view, a wideband vector signal generator with a wide tuning range from a few MHz to mm-wave frequencies poses a challenge in filtering and maintaining signal purity. New techniques must be developed to reduce unwanted spurs,

images, or harmonics. To this end, active calibration and adjustment can be implemented with feedback to keep the device running in an optimal condition. All this must be done while keeping magnitude and phase stable with temperature drift. Filtering technology must be also pushed to the limits for mmwave frequencies.

Developing hardware that can work on mm-wave frequencies at a lower cost that meets requirements can be challenging.

An example of a 60 GHz filter mounted on a PCB in Figure 1 demonstrates a BPF from 50-60 GHz mounted on a PCB using chip-on-board technology.

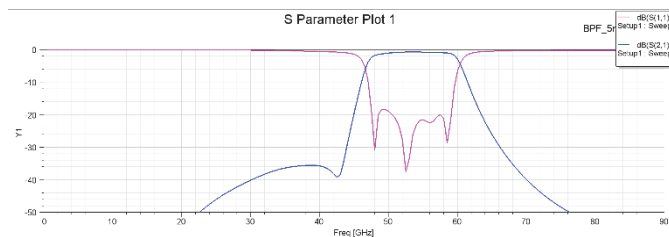


Figure 1 Anritsu BPF 50-60 GHz on a 5 mil Substrate on PCB

3 Calibration

Starting with baseband, multichannel high-speed DACs must be synchronized and calibrated for magnitude and phase.

This is also a key parameter for multi-channel VSGs to test multiple applications including MIMO.

I/Q imbalance is a key parameter that must be minimized, especially for wide bandwidth communications. An accurate and efficient method to measure I/Q Imbalance calibration across a wide band is to generate a single sideband multitone signal and evaluate the image rejection. Figure 2 shows performance before self-correction. It must be noted that this kind of correction is done internally in the instrument to maintain repeatability and preserve performance. This technique relies fundamentally on calibrated traceable power sensors internal to the instrument.

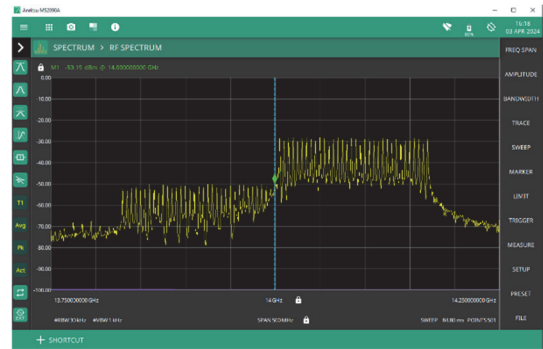


Figure 2 Single-side multitone generated signal showing 20 dBc image rejection before Calibration.

After correction, a multitone image is improved by more than 15 dB. It is also demonstrated that at 130 GHz a 40 dB of image rejection can be maintained for wideband signals.

This measurement has a strong correlation with EVM on a single carrier.

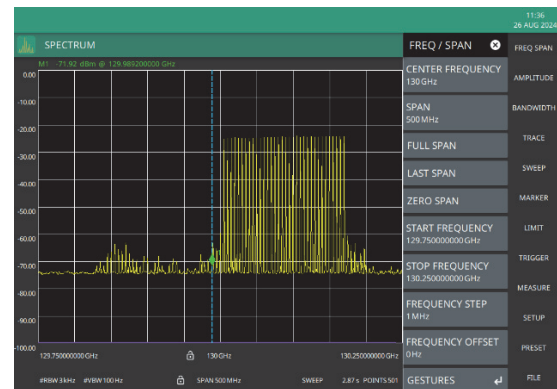
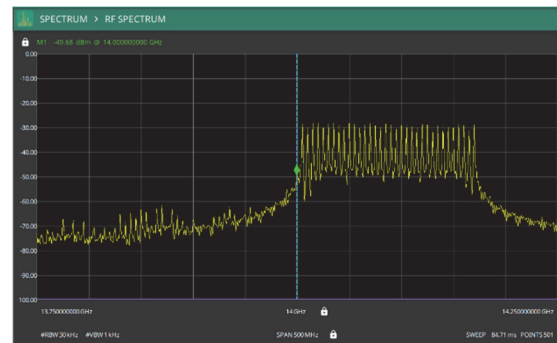


Figure 3 a) Image rejection improvement at 14 GHz, b) Image rejection at 130 GHz

Amplitude flatness is another critical factor in generating vector-modulated signals. It has a direct impact on a single-carrier modulated signals. Ideally, signals at different frequencies must be at the same power levels to reduce the DSP power and improve dynamic range. Figure 4 demonstrates a 10 GHz signal before and after flatness correction.

It must be noted that adjusting power levels requires a continuous adjustment of flatness correction, this makes it

challenging to do preprocessing ahead of time. Hence, the demand for DSP flatness correction for instant adjustment is necessary.

The calibration techniques we utilized enable utilizing VSGs to evaluate high-end receivers. Specifically at multiple TX planes and frequencies the VSG is calibrated to test the receiver at different stages. This provides improved overall calibration and performance understanding of the receiver.

Receiver testing is frequently limited by the quality of the transmitter, even loopback tests are limited as it may not be clear whether the TX or RX is the one limiting the performance. This TX plane calibration approach separates the TX from the RX performance.

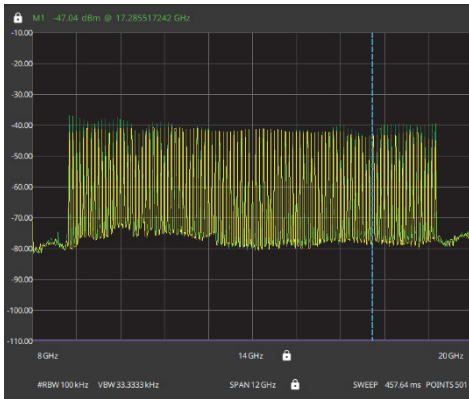


Figure 4 10 GHz signal before correction (green) and after correction (yellow)

4 Measurement

The quality of EVM on a single carrier signal demonstrates the performance of the hardware of the device and its calibration³⁾. Testing using OFDM signals will not show the flaws of magnitude distortion of the instrument. This is because OFDM is immune to this distortion as it relies on multiple narrow-band carriers. On the other hand, OFDM can test the dynamic range.

Figure 5 demonstrates a 64 QAM single carrier EVM performance at 42 GHz with 5 GSps occupying 6.7 GHz of analog BW.

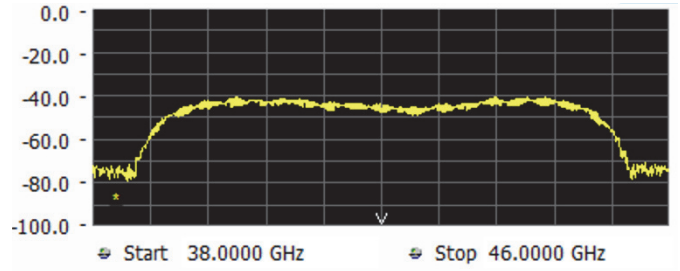
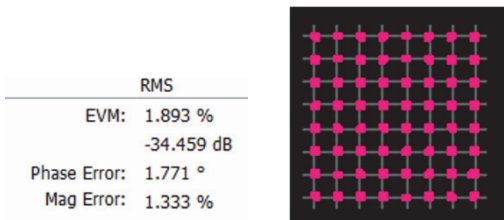


Figure 5 single carrier 64 QAM, 5 GSps at 42 GHz.

At 145 GHz, a signal quality of EVM=3.4% is demonstrated using a loopback measurement. From the constellation, it is evident that the degradation is dominated by the signal-to-noise ratio in Figure 6. This measurement includes both transmitter and receiver performance.

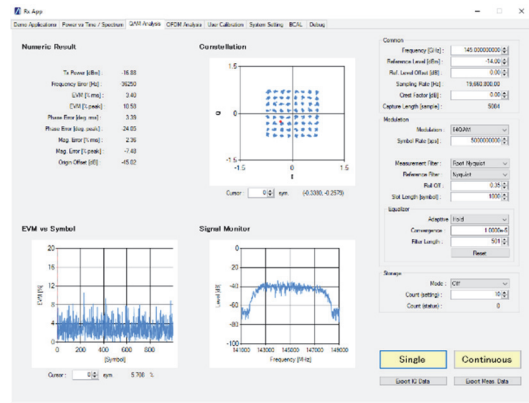


Figure 6 EVM measurement for multiple BWs and carrier frequencies

Upon measuring signal quality at different BWs and carrier frequencies it is more evident that pushing the limits of multi-GHz of modulation BW can be achieved at higher-order modulation schemes, Table 1 demonstrates true device performance using single carrier test signals at frequencies across multiple frequency points.

Table 1 EVM measurement for multiple BWs and carrier frequencies.

Configuration	EVM
64 QAM, 2.5 GSps @ 14 GHz	0.9%
64 QAM, 5 GSps @ 14 GHz	1.7%
64 QAM, 10 GSps @ 14 GHz	2.2%
64 QAM, 5 GSps @ 42 GHz	1.9%
64 QAM, 5 GSps @ 145 GHz	3.4%

5 Conclusions

This paper demonstrates the world-class performance of a wideband vector signal generator. The data shows exceptional accuracy (16 bit), low EVM, and seamless operation

across broad frequency ranges (from MHz to SubTHz).

By achieving such high levels of accuracy and fidelity, we are not only advancing the capabilities of current communication systems but also setting the stage for future innovations. This represents a significant leap forward in technology, showcasing the potential to drive further breakthroughs in a wide range of high-performance applications.

References

- 1) X Li, L Zhou, A survey of high-speed high-resolution current steering DACs[J]. J. Semicond., 2020, 41(11): 111404. doi: 10.1088/1674-4926/41/11/111404.
- 2) Lynch, D. P., Buehrer, R. A., & McDonald, J. F. (2023). PCI Express 5.0 and 6.0: Evolution of High-Speed I/O for Modern Computing. Journal of Solid-State Design and Engineering (JSDE).
- 3) Brown, Dustin & Rahmat-Samii, Yahya. (2023). Error Vector Magnitude as a Performance Standard for Antennas in the Millimeter-Wave Era: Part 1: Metric comparisons and measurement concepts. IEEE Antennas and Propagation Magazine. PP. 2-11. 10.1109/MAP.2023.3272838.

Author



Mohammad Salah
Service Infrastructure Solutions
US Division
Test & Measurement Company



Alexander Chenakin
Service Infrastructure Solutions
US Division
Test & Measurement Company



Toru Otani
Service Infrastructure Solutions
US Division
Test & Measurement Company



Suresh Ohja
Service Infrastructure Solutions
US Division
Test & Measurement Company

Publicly available

Sub-THz MMIC Switches Key Enablers for Sub-THz Wireless Systems

Mohammad Salah, Alexander Chenakin

[Summary]

The development of wideband MMIC switches that operate from DC to Sub-THz frequencies represents a significant leap forward in maximizing the potential of the electromagnetic spectrum. The ability to seamlessly cover such a broad frequency range is crucial for a variety of advanced applications, as it allows for greater flexibility and efficiency in Sub-THz communication systems: imaging, sensing, and instrumentation. Miniaturizing and integrating multiple components, including the switch, onto a single compact chip enhances the overall system performance, enabling more versatile and reliable Sub-THz solutions. DC to Sub-THz switches are central to overcoming the challenges of broad-spectrum operation, in particular improvements in insertion loss, isolation, and bandwidth are key. These advancements are set to unlock new possibilities and propel the next generation of RF technologies forward.

1 Introduction

This report presents detailed measurements of a Sub-THz MMIC switch operating from DC to 145 GHz. The ability to achieve such broad-bandwidth operation is crucial for a variety of advanced applications, including high-speed communication systems, precision imaging, sensing, and sophisticated instrumentation. As the demand for faster data transmission and higher-resolution imaging continues to grow, the development of switches that can seamlessly operate from DC to Sub-THz spectrum becomes increasingly important. These wideband switches enable more versatile, compact, and efficient solutions, paving the way for the next generation of RF and microwave technologies. The following measurements demonstrate the key performance parameters of this Sub-THz switch and underscore its potential impact on the future of RF applications.

2 Technology

Wideband switch design faces trade-offs in technology selection, with GaAs PIN diodes offering low insertion loss but limited integration capabilities, and InP HBT-based switches providing high frequency and linearity advantages at the cost of isolation and power consumption. pHEMT technologies also offer integration options, but not for Sub-THz frequencies. This report focuses on using InP DHBT-based switches for integration with amplifiers and multipliers, utilizing a multi-metal layer structure to improve isolation and manage RF and DC components.

3 Design

A Single-pole-single-throw (SPST) switch from DC to 145

GHz is designed in InP HBT-based technology. The switch features either reflective or absorptive off-state.

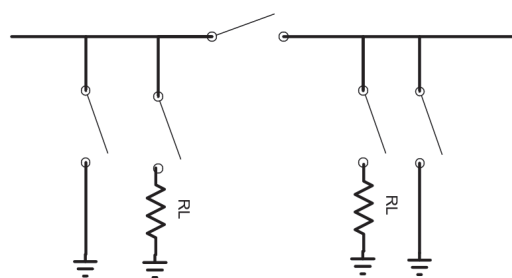


Figure 1 Representation of an SPST reflective, absorptive Sub-THz switch.

4 Measurements

Upon visual inspection of the chip layout, it was found that the top layer doesn't have visual defects. However, the very bottom metal layer had some yield issues that were noticed on multiple chips. This caused some switching states to either not function at all or poorly connect. This matter is still under investigation but the diverse design of multiple switches on the same chip shown in Figure 2 was able to point out some manufacturing flaws. It was found that the same layout implementation showed different results on the same chip.

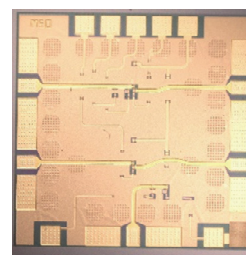


Figure 2 1×1 mm multi-switch chip module.

Some poor connections were visible from the top layer, those sections were discarded from this measurement.

Another section of the switch had minimal reliance on the bottom layer which resulted in consistent results. Dies with manufacturing flaws were not tested.

Figure 3 shows the section of the absorptive and reflective terminations using the same size transistors. Each transistor in Figure 3 was biased and tested individually to compare current dissipation with simulated values.

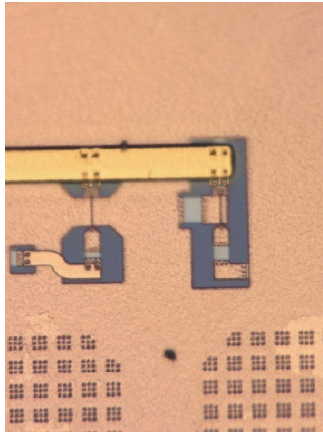


Figure 3 Absorptive and reflective termination.

Biasing the switch to the designed operation points showed the correct current and power consumption.

A TRL calibration was used to calibrate the probes across the band of measurement. The switch is probed for s-parameters in Figure 4 minimizing insertion loss in Sub-THz switches is crucial for maximizing the performance and range of these systems, particularly in applications where signal strength is a key factor for successful data transmission and reception. Two different switches were tested for insertion and return loss. In Figure 5 we have a consistent result for insertion loss for the Thru state when comparing two different switches. The Isolation measurement for both reflective and absorptive states is shown to maintain isolation of 15 dB below across the board. It was evident that the reflective state had 1 dB better isolation for the same bias conditions.

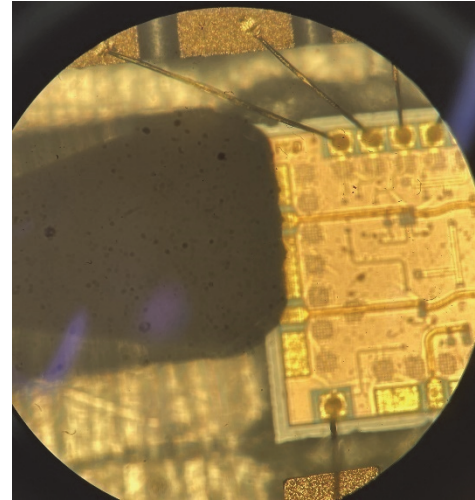


Figure 4 Biasing and probing the switch from DC to 145 GHz.

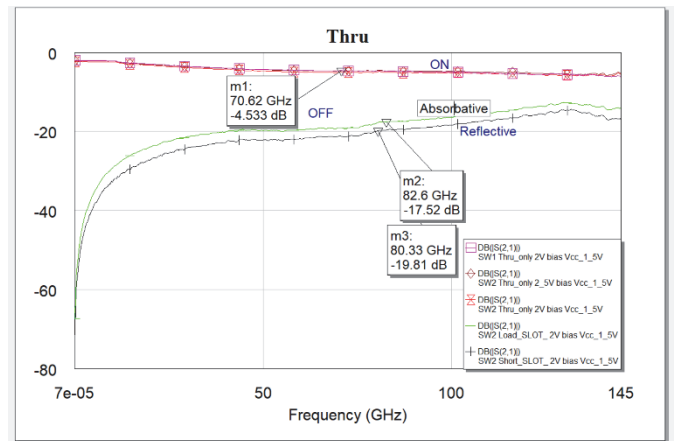


Figure 5 Insertion loss measurement (cyan, brown for 2 different switches) and Isolation (green and black for absorptive and reflective states).

Figure 6 demonstrates Thru states for multiple switches and different bias conditions. increasing the bias voltage by 0.5 volts improved the insertion loss by 0.5 dB.

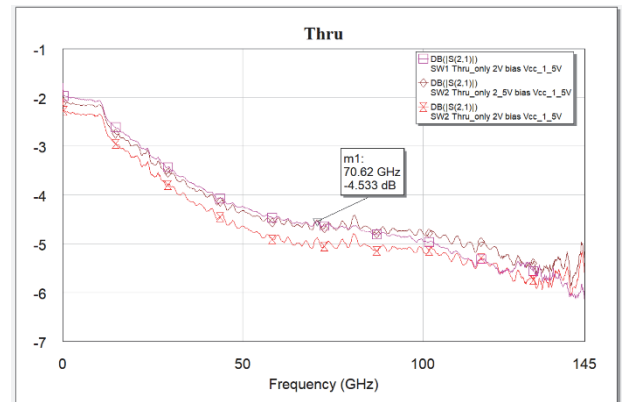


Figure 6 Insertion loss measurement at different bias conditions and different switches.

Finally, In the context of switches, especially at high

frequencies like Sub-THz or microwave bands, good return loss ensures that the switch's ports are well-matched to the system's characteristic impedance (often 50 ohms), minimizing reflections and preventing power from being reflected into the source. Return loss is maintained lower than 14 dB across the band and better than 20 dB above 80 GHz Figure 7.

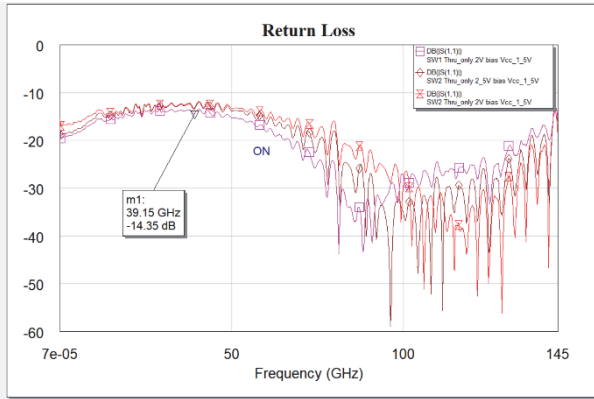


Figure 7 Return loss for ON state.

Importantly, this approach was successful in maintaining a steady insertion loss without ripples or resonances from DC to 145 GHz.

In general, designing a switch using HBT is challenging because of leakage and challenging bias conditions. This report sets the stage for the future of integrating Sub-THz switches on a chip using InP HBT technology.

5 Conclusions

This article presents the design and fabrication of an RF Sub-THz MMIC switch using InP DHBT, which produced promising results. This approach showcased significant potential for miniaturized, advanced RF systems across the DC to Sub-THz spectrum. The unique properties of InP DHBT, such as high electron mobility and thermal conductivity, enhance performance, making it a strong candidate for advanced telecommunications. This approach demonstrated that having an ultrawideband switch is possible using InP DHBT technology. While InP DHBT may not be the optimal material for isolation, this limitation adds complexity to the design process and may affect the switch's maximum operational frequency. However, the increased power handling capability of DHBT, compared to HEMT, strengthens its potential for use in front-end ultrawideband transmitters.

Author



Mohammad Salah
Service Infrastructure Solutions
US Division
Test & Measurement Company



Alexander Chenakin
Service Infrastructure Solutions
US Division
Test & Measurement Company

Publicly available

ミリ波電界測定法の動向と紹介

森 隆 Takashi Mori

[要 旨]

ミリ波帯は、広い帯域幅が使用可能であることから、高速無線通信や高分解能レーダなどへの応用が検討されている。波長の短いミリ波帯では比較的小型のアンテナでビームフォーミングが可能となるが、波長が短くなるとアンテナの僅かな寸法誤差が性能劣化をもたらすため、実際のアンテナから出力される電界を測定することが重要となる。電気光学結晶に電界を印加すると光の屈折率が変化する電気光学効果を利用して電界を測定することが可能であり、電気光学結晶を用いた EO プローブは、アンテナや導波管プローブのような金属部分がないため電磁界の擾乱が少ないなどの特長を持つ。さらに、光領域でミリ波信号を低周波信号に変換することにより、高価なミリ波帯ミキサ等を使用せず簡便なミリ波電界測定が可能となる。本稿では、EO プローブを用いて光領域での周波数変換(ダウンコンバート)によりミリ波信号を低周波信号に変換するフォトニック・エッジ社のミリ波電界測定方法について詳細を解説する。アンテナの近傍界測定では電界の位相を測定する必要があり、安定した位相測定を実現する方法として、2つの光源を送受信で共通にする方法について示す。

1 はじめに

ミリ波は波長がミリメートルオーダの電磁波であり、周波数で表すと 30~300 GHz の高周波となる。従来は周波数の高いミリ波の生成・検出が困難であったが、近年の高周波デバイスの進展に伴いミリ波利用の難易度が下がり、以下のようなさまざまなミリ波の応用が検討されている。まず高速無線通信においては、低周波領域の電波資源の逼迫に伴いより広い帯域幅を使用可能なミリ波帯の活用が望まれている。例えば、第 6 世代移動通信システム(6G)ではカバーレージを考慮した 7.125~24 GHz のマイクロ波帯とローカルエリアに限定した 92~300 GHz のミリ波帯が候補として挙げられている¹⁾。また FMCW レーダでは距離分解能が帯域幅に反比例することから、4 GHz の広い帯域幅により 3.75 cm の距離分解能をもった 79 GHz 帯 FMCW レーダが実用化されている²⁾。その他にも、ミリ波イメージングによるコンクリートの非破壊検査³⁾や非接触で呼吸や心拍などを測定する生体情報センシング⁴⁾などの応用が提案されている。

高速無線通信やレーダなどの用途において、送受信の指向性を制御するビームフォーミングは重要な技術と考えられる。波長の長い低周波ではビームフォーミングを行うために大型のアンテナが必要となるが、波長の短いミリ波では小型のアンテナでビームフォーミングが可能となり、小型機器への適用が現実的となる。ただし、波長が短くなるとアンテナの僅かな寸法誤差が性能劣化をもたらすため、実際のアンテナから出力される電界を測定することが重要となる。アンテナの測定法として、遠方界測定(Far-field measurement; FFM)と近傍界測定(Near-field measurement; NFM)が知られている⁵⁾。遠方界測定は、被測定アンテナと測定用

アンテナを十分な距離で対向させて指向性やアンテナ利得を測定する方法である。測定が簡単で複雑な解析が不要という特長があるが、広い試験場が必要でありアンテナが大きい場合は屋外で行うことになるため、地面や周囲の反射が存在し、測定に誤差をもたらす。近傍界測定は、アンテナの近傍の電界(または磁界)を測定し、電磁界理論に基づいてアンテナの遠方指向性や利得等を求める方法である。近傍界を可視化することはアンテナの診断・解析に有用であり、比較的小規模の電波無反射室内で大口径アンテナの測定が可能という特長がある。ただし、近傍界測定では電界の位相測定が必要となる。

電気光学結晶に電界を印加すると光の屈折率が変化する電気光学効果を利用して電界を測定することができる。さらに光領域でミリ波信号を低周波信号に変換することにより、ミリ波帯の電気デバイスを使用せずにミリ波電界を測定することが可能となる。例えば、所定の繰り返し周期の短パルス光を用いて等価時間サンプリングを行うことにより時間軸を拡大し、低周波の電気デバイスでミリ波の電界波形を測定する方法が提案されている⁶⁾。電気光学結晶を用いた電界測定は次のような利点を持つ。

- 電気光学結晶にはアンテナや導波管プローブのような金属部分がないため、電磁界の擾乱が少ない。
 - 柔軟で低損失な光ファイバで接続できるため、測定点への電気光学結晶の配置が容易で遠隔測定も可能。
 - 光領域でミリ波信号を低周波信号に変換可能であり、高価なミリ波帯ミキサ等が不要。
 - 一つの電気光学結晶で広い周波数範囲の電界を測定可能。
 - 電気光学結晶は小型で電界測定の空間分解能が高い。
- 欠点としては、電気光学結晶の屈折率変化を検出する光学系が必

要であることと、一般にアンテナと比べて受信感度が低いことが挙げられる。文献 6) の手法では、電気光学結晶の屈折率変化による偏光の変化を検出する光学系を構築している。以上のように電磁界の擾乱が少なく受信感度が低いことから、電気光学結晶を用いた電界測定は送信アンテナ近くの電界測定、すなわち近傍界測定に適している。また、パッチアンテナと電気光学結晶を集積化して光ファイバで接続し、アンテナによる電界測定と電気光学結晶による電界測定の中間の特性をもった手法も提案されている⁷⁾。

本稿では、電気光学結晶を用いたミリ波電界測定のための別的手法として、光領域での周波数変換(ダウンコンバート)によりミリ波信号を低周波信号に変換する方法を紹介する。この方法はフォトニック・エッジ社により提案されたものであり⁸⁾、等価時間サンプリングではないため短パルス光源が不要という特長を持つ。そして、電気光学結晶の屈折率変化を検出する際に、偏光状態の変化を利用する代わりに光波長フィルタを用いた光スペクトル抽出による検出手法を提案しており、比較的簡単な光学系で電界測定が可能となる。前述のように近傍界測定では位相測定が必要となるが、安定した位相を測定する工夫が盛り込まれており、その原理について解説する⁸⁾。

2 電気光学結晶を用いた電界測定の原理

電気光学結晶を用いた電界プローブ(EOプローブ)は、図1に示すように偏波保持光ファイバの先端にレンズと電気光学結晶を付けた構造である⁸⁾。

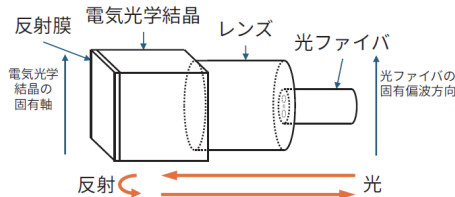


図1 EOプローブの構成⁸⁾

光ファイバから出力された光はレンズによってコリメートされ、電気光学結晶に入力され、電気光学結晶の端面に設けられた反射膜により反射し、レンズによって集光されて光ファイバに戻るようになっている。このように先端で光が反射し一本の光ファイバを光が往復する反射型の構造により、電気光学結晶を任意の測定点に配置することが容易なプローブ形状となっている。本手法で使用するEOプローブは、偏波保持光ファイバの固有偏波方向と電気光学結晶の固有軸の方向が一致している。このため、偏波保持光ファイバの固有偏波方向に合わせて直線偏波の光を入力すると、直線偏波を保ちながら偏波保持光ファイバ中を伝搬し、電気光学結晶においても

偏光状態は変化せず、反射光も偏波保持光ファイバの固有偏波方向の直線偏波となり、直線偏波を保ちながら偏波保持光ファイバ中を逆方向に伝搬する。このような構成のEOプローブを用いて電界を測定する原理について以下に示す。

まず、光源からのCW光をEOプローブに入力すると共にEOプローブからの出力光を取得するために、図2のように光サーキュレータを用いて入出力光を分離する。

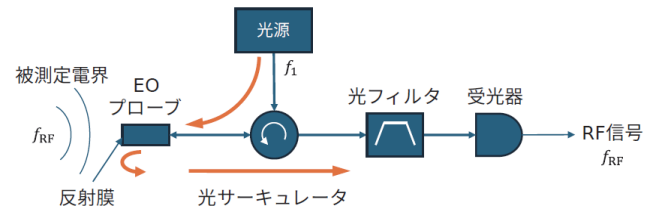


図2 電気光学結晶を用いた電界測定の基本構成

電気光学結晶に被測定電界が印加されると電気光学効果により光の屈折率が変化する。これにより電気光学結晶を通過した光の位相が変化するが、光の強度は変化しないため、EOプローブ出力光を単純に受光器で受光するだけでは被測定電界を検出することはできない。このため、図2に示すようにEOプローブ出力光を光バンドパスフィルタを経て受光器に入力する。図3は光および電界の時間波形とスペクトルを模式的に表したものである。

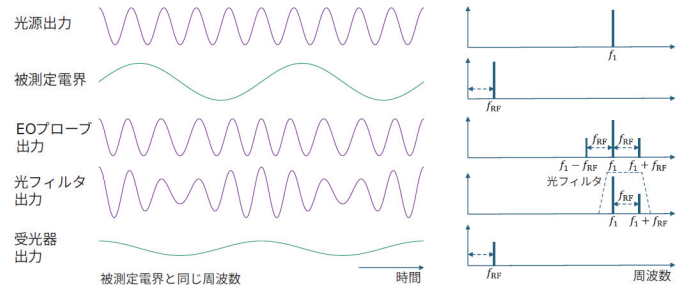


図3 電界測定の基本構成における時間波形とスペクトル

光源から出力されるCW光の光周波数を f_1 、被測定電界の周波数を f_{RF} とすると、EOプローブ出力光は被測定電界によって位相変調され、光スペクトル上ではキャリア成分 f_1 の両側に $f_1 \pm f_{RF}$ の側帯波が発生する。位相変調されたEOプローブ出力光の強度は一定であるが、光バンドパスフィルタによりキャリア成分 f_1 と一方の側帯波 $f_1 + f_{RF}$ を抽出すると2本の光スペクトルとなり、2本の光スペクトルの間隔である周波数 f_{RF} のビートが発生する。それを受光器に入力するとビート周波数 f_{RF} が検出され、受光器出力は被測定電界と同じ周波数となる。被測定電界がミリ波帯の周波数の場合、例えば周波数100GHzとすると光波長1550nmにおいてキャリア成分 f_1 と側帯波 $f_1 + f_{RF}$ の波長間隔は0.8nmとなり、一般的な光フィルタで分離可能な波長間隔である。この構成により電気光学効果を

用いた電界測定が可能であるが、受光器から出力される電気信号は被測定電界と同じ周波数であるため、実際にミリ波帯の電界測定を行うためにはミリ波帯に対応した高速の受光器が必要になると共に、受光器からの出力信号を電気領域で周波数変換(ダウンコンバート)するミリ波帯のミキサとローカル信号源が必要になる。

より簡便にミリ波帯の電界測定を行うために光領域で周波数変換することを考える。図4に示すように波長の異なる2つのCW光源を使用し、2つの光源からの光を合波した2トーン光をEOプローブに入力する。

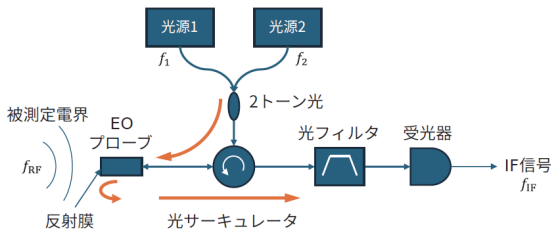


図4 光領域で周波数変換を行う構成

電気光学結晶に被測定電界が印加されると、光の屈折率変化により2つの光源の光がそれぞれ位相変調される。2つの光源から出力されるCW光の光周波数をそれぞれ f_1 , f_2 , 被測定電界の周波数を f_{RF} とすると、図5に示すように、キャリア成分 f_1 の両側に $f_1 \pm f_{RF}$ の側帯波が、キャリア成分 f_2 の両側に $f_2 \pm f_{RF}$ の側帯波がそれぞれ発生する。

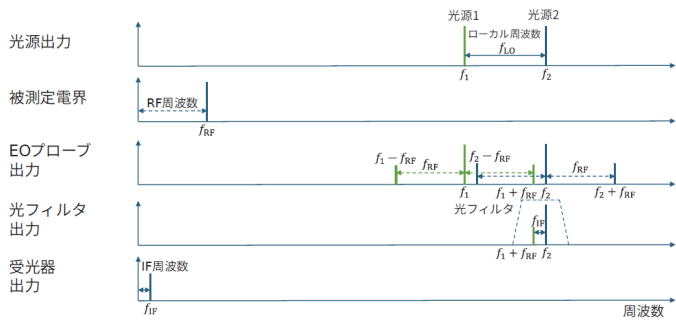


図5 光領域で周波数変換を行う構成におけるスペクトル

そして光源1の $f_1 + f_{RF}$ の側帯波と光源2のキャリア成分 f_2 を光バンドパスフィルタにより抽出すると2本の光スペクトルとなり、受光器にて2本の光スペクトル間隔の周波数のビートが検出される。ここで、 $f_{LO} = f_2 - f_1$, $f_{LO} > f_{RF}$ とすると、ビート周波数 f_{IF} は次式のようになる。

$$f_{IF} = f_2 - (f_1 + f_{RF}) = f_{LO} - f_{RF} \quad (1)$$

つまり、RF周波数 f_{RF} とローカル周波数 f_{LO} の差がIF周波数 f_{IF} となり、光領域で周波数変換が行われる。なお、 $f_{LO} < f_{RF}$ の場合は $f_1 + f_{RF} > f_2$ より

$$f_{IF} = (f_1 + f_{RF}) - f_2 = f_{RF} - f_{LO} \quad (2)$$

となる。光源2の $f_2 - f_{RF}$ の側帯波と光源1のキャリア成分 f_1 を光バンドパスフィルタにより抽出しても同様のIF周波数 f_{IF} が得られる。これにより、受光器はIF周波数を検出可能な低速のものでよく、ミリ波帯のミキサとローカル信号源を用いることなくミリ波帯の電界測定が可能となる。

しかし、2つの光源として独立した2つのレーザダイオード(LD)を使用した場合、LDの波長が変動すると2つの光源の光周波数差 $f_2 - f_1$ すなわちローカル周波数 f_{LO} が変動することになる。ローカル周波数 f_{LO} が変動するとIF周波数 f_{IF} も同様に変動するため、被測定電界の位相測定が困難となる問題があった。この問題の解決策として、2つの光源を送受信で共通にする方法⁸⁾について以下に示す。

3 2つの光源を送受信で共通にする方法

まず図6に示すように、波長の異なる2つのCW光を用いて電気信号を生成することができる。

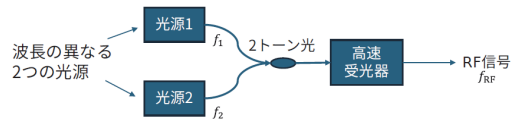


図6 2つの光源を用いたミリ波生成の構成

2つの光源から出力されるCW光の光周波数をそれぞれ f_1 , f_2 とすると、図7のように、2トーン光の時間波形には周波数 $f_2 - f_1 = f_{RF}$ のビートが発生し、受光器で光強度を検出すると周波数 f_{RF} の電気信号が出力される。

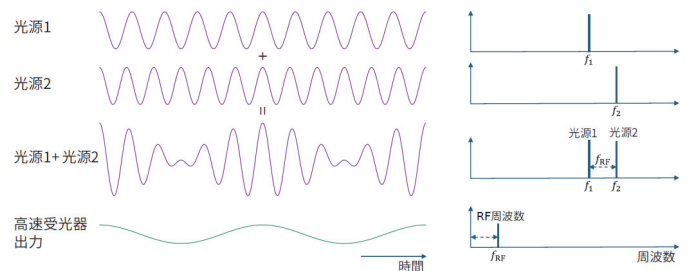


図7 2つの光を合波したときの時間波形とスペクトル

2つの光源の光強度を等しくすることにより効率的にビート振幅を得ることができる。独立した2つの光源を用いると光周波数差を大きくすることは容易であり、高速な受光器を使用することによりミリ波の生成が可能となる。

前章の図4、図5に示したように、波長の異なる2つのCW光を用いて光領域で周波数変換を行い電界測定を行うことが可能である。2つのCW光を用いたミリ波生成と電界測定の両者を組み合わせて、2つの光源を送受信で共通にした構成を図8に示す。

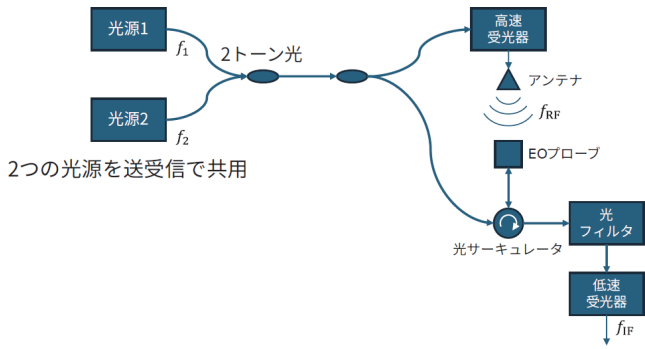


図8 2つの光源を送受信で共通にする構成

この構成では、光源の波長が変動すると生成されるミリ波の RF 周波数 f_{RF} が変動するものの、電界測定におけるローカル周波数 f_{LO} も全く同様に変動するため、互いに打ち消し合い出力は一定周波数となる特長を持つ。ただし、図8の構成では送信側の RF 周波数 f_{RF} と受信側のローカル周波数 f_{LO} が等しいため、受信結果の IF 周波数 f_{IF} がゼロ(直流)となり、被測定電界の振幅と位相を容易に測定できない問題がある。

そこで送信側または受信側のどちらか一方に光周波数シフタを追加して、送信側の RF 周波数 f_{RF} と受信側のローカル周波数 f_{LO} に差をつけると、IF 周波数 f_{IF} が非ゼロとなりヘテロダイン受信が可能となる。光周波数シフタは、送信側の光源1、送信側の光源2、受信側の光源1、受信側の光源2のいずれかの経路に追加すれば良く、例えば図9に示すように4つの光カプラを用いて4つの経路を形成し、送信側の光源1の経路に光周波数シフタを追加して光周波数をシフトする⁸⁾。

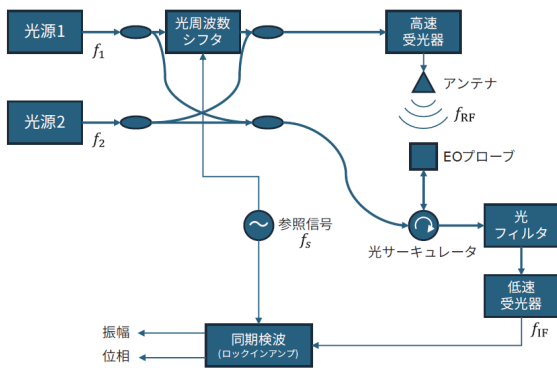


図9 光周波数シフタを追加した構成⁸⁾

参照信号が光周波数シフタに入力され、光周波数シフタは送信側の光源1の光周波数を参照周波数だけシフトする。2つの光源から出力される CW 光の光周波数をそれぞれ f_1 , f_2 、参照信号の周波数を f_s とすると、図10に示すように、光周波数シフタ出力光の周波数は $f_1 + f_s$ となるため、送信側の RF 周波数 f_{RF} は、

$$f_{RF} = f_2 - f_1 - f_s \quad (3)$$

となる。

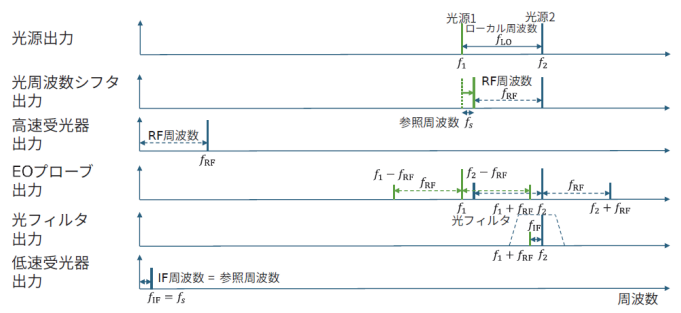


図10 光周波数シフタを追加した構成におけるスペクトル

受信側では周波数シフトされた光は使用しないため、前章と同様にローカル周波数は $f_{LO} = f_2 - f_1$ となり、EOプローブ出力にはキャリア成分 f_1 の両側に $f_1 \pm f_{RF}$ の側帯波が、キャリア成分 f_2 の両側に $f_2 \pm f_{RF}$ の側帯波がそれぞれ発生する。そして、光源1の $f_1 + f_{RF}$ の側帯波と光源2のキャリア成分 f_2 を光バンドパスフィルタにより抽出し、抽出された2本の光スペクトル間のビートを低速受光器にて検出する。その結果、IF周波数 f_{IF} は、

$$f_{IF} = f_{LO} - f_{RF} = (f_2 - f_1) - (f_2 - f_1 - f_s) = f_s \quad (4)$$

となり、参照周波数 f_s と等しくなる。この構成においても、光源の波長が変動すると生成されるミリ波の RF 周波数 f_{RF} が変動するものの、電界測定におけるローカル周波数 f_{LO} も全く同様に変動するため、互いに打ち消し合い一定周波数の IF 信号が得られる。図11に示す同期検波部(ロックインアンプ)に IF 信号を入力して参照周波数 f_s における直交検波を行うと IF 信号の振幅と位相を得ることができる。

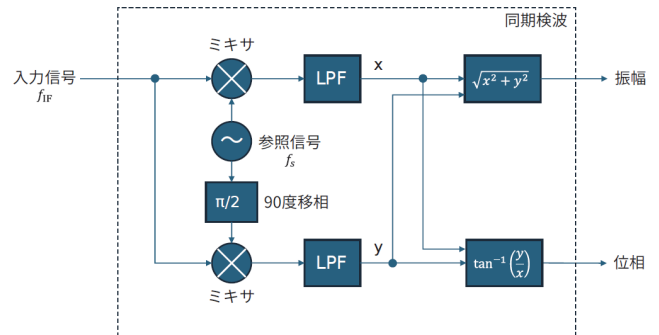


図11 同期検波部の構成

つまり、IF 信号の周波数は参照信号の周波数と等しいため、参照信号と IF 信号の積から IF 信号の余弦成分 $x = a \cos \theta$ が得られ、参照信号を 90 度移相した信号と IF 信号の積から IF 信号の正弦成分 $y = a \sin \theta$ が得られ、振幅 $a = \sqrt{x^2 + y^2}$ と位相 $\theta = \tan^{-1}(y/x)$ を求めることができる。以上のようにして、2つの CW 光源を用いたミリ波生成と、同光源を用いた光領域での周波数変換によりミリ波の振幅・位相測定が可能となる。EOプローブの位置を走査することにより、電界の空間分布を位相も含めて測定することができ、アンテナの近傍界測定に使用することが可能である。

4 まとめ

電気光学結晶に電界を印加すると光の屈折率が変化する電気光学効果を利用した電界測定について、フォトニック・エッジ社の手法を紹介した。本手法は、波長の異なる2つのCW光を電気光学結晶に入力し、電気光学結晶出力光から光波長フィルタを用いて一方の光の側帯波と他方の光のキャリア成分を抽出することにより、光領域でミリ波を低周波へ周波数変換(ダウンコンバート)するものであり、ミリ波帯のミキサやローカル信号を使用せずにミリ波の電界測定が可能となる。ここで、2つの光源(レーザダイオード)を用いたローカル光生成はミリ波帯への対応が容易であるが、光源の波長変動によるローカル周波数変動が問題となる。その解決策として、2つのCW光源を送受信で共通とし光周波数シフタを用いてヘテロダイン受信する方法を示した。これによりミリ波電界の位相測定が可能となり、簡便な構成でアンテナの近傍界測定ができることから有用な技術と考えられる。

参考文献

- 1) 株式会社NTTドコモ, “ホワイトペーパー 5Gの高度化と6G,” Nov. 2022.
https://www.docomo.ne.jp/binary/pdf/corporate/technology/white-paper_6g/DOCOMO_6G_White_PaperJP_20221116.pdf
- 2) 東京エレクトロデバイス株式会社, “ミリ波レーダーの原理・特徴”.
<https://www.teldevice.co.jp/semiconductor/technical-info/ehf/>
- 3) 岡宗一, 望月章志, 都甲浩芳, 久々津直哉, “ミリ波イメージング技術によるコンクリート構造物診断,” NTT技術ジャーナル, vol.20, no.12, pp.25–28, Dec. 2008.
- 4) 富士通株式会社, “プレスリリース 非接触ミリ波センサーでリアルタイムに複数人のバイタル情報を計測する技術を開発,” March 2023.
<https://pr.fujitsu.com/jp/news/updatesfj/2023/03/24-1.html>
- 5) 手代木扶, “アンテナ近傍界測定の現状と動向,” 通信総合研究所季報, vol.34, no.172, pp.101–110, 1988.
- 6) A. Sasaki and T. Nagatsuma, “Millimeter-wave imaging using an electrooptic detector as a harmonic mixer,” IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron., vol.6, no.5, pp.735–740, Sept./Oct. 2000.
- 7) H. Murata, H. Yokohashi, S. Matsukawa, M. Sato, M. Onizawa, and S. Kurokawa, “Antenna-coupled electrode electro-optic modulator for 5G mobile applications,” IEEE Journal of Microwaves, vol.1, no.4, pp.902–907, Oct. 2021.
- 8) 久武信太郎, 永妻忠夫, 内田裕久, “電磁波測定装置および電磁波測定方法,” 特許公報, 特許第 6936560 号, Sept. 2021.

執筆者



森 隆
先端技術研究所
技術企画部

公知

通信業界の AI/ML 技術動向

赤間洋祐 Yosuke Akama, 滝沢正則 Masanori Takizawa

[要 旨]

6G を含む次世代通信システムにおいて、通信の複雑性の増大や多様化するユースケースに対応するために AI/ML(Artificial Intelligence/Machine Learning)が不可欠な要素と位置付けられている。特に、ネットワークのリアルタイム適応やリソースの効率的な割り当て、通信環境への柔軟な適応などにおいて、その活用が進んでいる。本稿では 5G の無線インタフェース規格である NR(New Radio)エアインタフェースにおける AI/ML 技術の統合を中心に、国際標準化を推進する 3GPP(3rd Generation Partnership Project)における標準化の最新動向を整理し、AI/ML 技術の適用がもたらす可能性と課題を紹介する。また、6G 時代を見据えた技術革新への取り組みについても紹介する。

1 はじめに

次世代通信システム(6G)の商用化が 2030 年頃に見込まれる中、国際電気通信連合 (ITU) は「IMT(International Mobile Telecommunications)-2030 フレームワーク (6G ビジョン)」を策定した¹⁾。このフレームワークは、通信の複雑性の増大や多様化する社会的ニーズに対応し、次世代無線通信の可能性を広げる指針を提供している。IMT-2030 は、図 1 に示す主要な利用シナリオと、それを支える設計理念を掲げ、技術の進化を通じて持続可能な社会の実現を目指している。

IMT-2030 では、「持続可能性(Sustainability)」、「セキュリティとレジリエンス(Security and Resilience)」、「ユビキタスインテリジェンス(Ubiquitous Intelligence)」、「デジタルデバイド解消(Connecting the Unconnected)」という 4 つの設計理念を提唱している。これらは、次世代通信が直面する社会的課題を解決し、技術革新と持続可能な価値創出を両立させるための指針である。

さらに、IMT-2030 は、IMT-2020 のシナリオの拡張に加え、以下の新しい利用シナリオを提示している¹⁾。

・人工知能と通信の融合:

AI アプリケーションや分散コンピューティングを支える通信基盤を提供し、自動運転支援や医療支援など多様なユースケースが期待される。また、低遅延、高信頼性、高データレートを備え、AI モデルの分散学習や推論、リソース管理の統合的な支援が期待される。

・センシングと通信の統合:

センシング機能と通信を統合することで、ナビゲーション支援、動作検知、環境モニタリングなどの新たなユースケースが可能となり、高精度な位置特定や効率的なデータ収集・処理が期待される。

・ユビキタス接続性:

デジタル格差を解消し、未接続または接続が不十分な地域にも公平な通信サービスを提供し、さらに他の通信システムと連携して接続性を広げ、すべての人々に通信の恩恵が行き渡る社会が期待される。

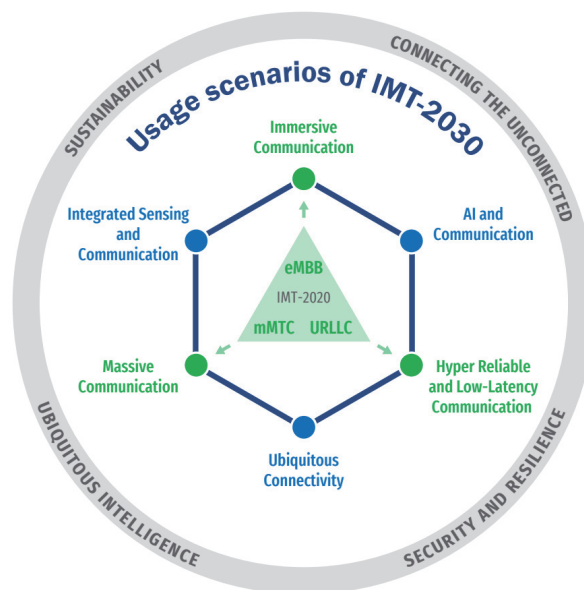


図 1 IMT-2030 の利用シナリオと方針¹⁾

IMT-2030 の設計理念や利用シナリオを実現するには、通信技術の進化に加え、AI/ML などの革新的なデジタル技術の導入が不可欠である。AI/ML は、通信システム全体の効率化、適応性の向上、リソースの最適管理を実現し、IMT-2030 を支える基盤技術として期待されている。その導入の主な動機として以下の点が挙げられている²⁾。

・従来技術の限界と新たなアプローチ:

増大するネットワークの複雑性に対して、従来の通信技術だけでは対応が困難となりつつある。そのため、AI と通信理論の融合による新たなブレークスルーが求められている。

- ・ AI の特性と無線通信の適合:

AI は、学習能力、適応性、およびリアルタイムでの意思決定に優れており、これらの特性は、動的かつ複雑な無線ネットワークが求める要件に適合している。

- ・ 通信システムの最適化と性能向上:

AI 技術により、リソース配分の最適化やネットワーク混雑の予測が可能となり、これにより通信システム全体の性能向上が期待される。

- ・ シームレスで効率的な通信環境の実現:

AI 技術により、途切れることのない効率的な無線接続が実現し、エネルギー効率の向上および通信基盤の高度化が促進されることが期待される。

このような背景を受け、6G に向けた技術革新を進める上で、現在の 5G 技術における AI/ML の適用とその標準化が重要なテーマの一つとなっている。その中で、3GPP では、5G における AI/ML 導入に向けた規格策定を進めている。そこでは、NR エアインタフェースやネットワーク管理、オーケストレーションなど多岐にわたる領域に AI/ML 技術を適用し、通信システムの効率性および柔軟性を向上させるための方策が検討されている。

これらの取り組みや技術動向を踏まえ、本稿では AI/ML 技術に関する最新の動向を整理し、その概要を紹介する。まず、3GPP 標準化における AI/ML の現状を概観し、続いて NR エアインタフェースへの AI/ML 適用に関する動向を中心に説明する。特に、AI/ML 適用の主要なユースケースであるビーム管理やチャネル状態情報 (CSI: Channel State Information) フィードバック強化に焦点を当て、その技術的可能性と利点について紹介する。さらに、6G を見据えた革新的アプローチとして、「セマンティック通信」や「生成 AI」の動向を紹介し、これらが通信業界にもたらす潜在的な影響を俯瞰する。

2 3GPP 標準化における AI/ML の動向概要

5G のさらなる高度化、すなわち 5G-Advanced の実現および将来の 6G を見据え、3GPP をはじめとする標準化団体は、ネットワークおよび無線アクセス技術分野への AI/ML の適用に重点的に取り組んでいる。本章では、3GPP 標準化における AI/ML の動向を概説する。

2.1 5G ネットワークにおける AI/ML の動向

AI/ML は、ネットワーク運用効率の向上や新たなユースケースの実現に向けた重要な技術基盤として位置付けられている。

3GPP の Release 15 以降では、AI/ML を活用したデータ分析機能の導入が進められ、5G コアネットワーク (5GC) を担う NWDAF (Network Data Analytics Function) や、運用・管理・保守 (OAM: Operations, Administration, Maintenance) 領域を担う MDAF (Management Data Analytics Function) といったデータ分析の基盤が整備されてきた。Release 17 では、新たに AnLF (Analytics Logical Function) と MTLF (Model Training Logical Function) の 2 つの論理ネットワーク機能が導入された。MTLF で AI/ML モデルの訓練や再トレーニングを行い、AnLF はその AI/ML モデルを活用してネットワークの推論や予測を行うことにより、高度なデータ分析と予測機能を実現する。さらに、Release 18 では、エンド・ツー・エンドのデータ転送時間分析や移動行動分析などのネットワーク分析機能が拡充され、NWDAF は 5G-Advanced の重要な基盤技術としての役割を担うに至っている。これにより、ネットワークのパフォーマンス向上や新たなユースケースの実現に貢献している^{3)~5)}。

2.2 NG-RAN における AI/ML の動向

3GPP RAN WG2 では、Release 17 から NG-RAN (Next Generation Radio Access Network) に対する AI/ML 技術導入の検討が開始された。Release 18 以降では本格的な適用に向けた仕様策定が進められている。

主なユースケースは以下のとおりである。

- ・ 省電力化 (Energy Saving):

ネットワークデータ分析によるエネルギー効率の最適化を行う。

- ▶ セルのオンオフ制御:

トラフィック需要に応じて、基地局がカバーするセルを動的に有効化または無効化することで、不要なエネルギー消費を削減する。

- ▶ トラフィックオフロード最適化:

トラフィックを効率的に分散し、負荷の集中を緩和することで、システム全体のエネルギー効率を向上させる。

- ・ 負荷分散 (Load Balancing):

5G ネットワークのトラフィック分配の最適化を行う。

- ▶ トラフィック分配効率化:

UE (User Equipment) やネットワークノードから得られるリアルタイムの RAN データを解析し、トラフィックを効率的に分散させる。

- ▶ ネットワーク性能向上:

負荷の集中を緩和し、全体的なネットワーク性能とユーザ体験を改善する。

・モビリティ最適化(Mobility Optimization):

5G ネットワークにおけるモビリティ管理の効率化を行う。

▶ ハンドオーバー最適化:

RAN データを活用し、UE の位置や動作を予測することで、最適なタイミングと方法で基地局を切り替えるハンドオーバーを実行し、通信の中断や無線リンク障害を最小化する。

▶ トラフィック最適化とネットワーク効率化:

リアルタイムでトラフィック最適化を行い、混雑を回避しながら適切なルートへ誘導することでネットワーク全体の負荷を軽減し、より効率的なリソース利用と高品質な通信体験を実現する。

さらに、Release 19 以降では、カバレッジおよび容量最適化(CCO: Coverage and Capacity Optimization)やネットワークスライシングといった新たなユースケースへの適用が検討される一方で、これまでに検討されてきたユースケースにおける AI/ML 機能の強化も進められており、NG-RAN における AI/ML の適用範囲は着実に拡大している^{6)~8)}。

2.3 NR エアインタフェースにおける AI/ML の動向

5G の無線インタフェース規格である NR エアインタフェースでは、Release 18 で AI/ML ベースのアプローチが本格的な研究アイテムとして取り上げられた。2023 年 12 月に発行された 3GPP TR 38.843⁹⁾では、3 つのユースケースを通じて、AI/ML の NR エアインタフェース統合による性能向上、複雑性、現行仕様への影響が従来手法と比較して検討されている。加えて、性能評価のための指標(KPI: Key Performance Indicator)の検討や、AI/ML モデルの訓練、展開、推論、監視、更新を管理するライフサイクル管理(LCM: Life Cycle Management)、AI/ML モデルの特長、および関連する用語の定義についても議論されている。この取り組みは、AI/ML フレームワークの構築に向けた基盤を形成することを目的としている。

本節では、この 3GPP TR 38.843 で取り上げられている 3 つのユースケースの概要、AI/ML モデルの配置検討、そして導入する際の重要な課題となる相互運用性確保および性能評価の概要について説明する。なお、本稿で扱う AI/ML モデルとは、通信ネットワークにおけるデータを学習し、最適な判断や予測を行うためのアルゴリズムや手法を指す⁹⁾。

2.3.1 各ユースケースの概要

本項では各ユースケースについて概説する。それぞれの AI/ML モデルの配置位置(例:two-sided モデル)については次項で説明する。

・CSI フィードバック強化:

マルチパス無線チャンネル情報である CSI を UE から基地局(gNB)へフィードバックするシステムに対して、AI/ML を活用した最適化を行う。具体的には、CSI データを圧縮する CSI 圧縮モデルと、CSI データを予測する CSI 予測モデルの 2 つの手法がある^{9)~12)}(詳細は 3.2 章を参照)。

▶ CSI 圧縮モデル:

AI/ML ベースの Auto Encoder(AE)を用いて CSI 圧縮モデルにより、CSI データのフィードバックオーバーヘッドを削減する。UE 側と NW(Network)側の AI/ML モデルが相互連携し、データを圧縮と復元を行うことで、高い復元精度を維持しつつ、効率的に CSI を伝達し、フィードバックデータ量を最小化する(two-sided モデル)。

▶ CSI 予測モデル:

過去の CSI を AI/ML で学習し、将来の CSI を予測することで、動的なチャンネル環境への適応を実現し、通信品質が向上する(UE-sided モデル)。

・ビーム管理:

5G ミリ波システムのビームフォーミングに AI/ML を適用することで、無線環境を解析し、最適なダウンリンク(DL: Downlink)ビームペアを予測・選択できる。これにより、従来の方式よりもオーバーヘッドを削減し、遅延を低減するとともに、ビーム選択精度を向上させる。AI/ML を活用したビーム予測には、空間領域と時間領域の 2 つのアプローチがある^{9)~11), 13), 14)}(詳細は 3.1 章を参照)。

▶ BM-Case1(空間領域 DL ビーム予測):

測定用ビームセット B の測定結果に基づいて予測用ビームセット A の中から最適な DL ビームを選択することで、空間的なビーム探索を効率化する(UE-sided モデルまたは NW-sided モデル)。

▶ BM-Case2(時間領域 DL ビーム予測):

測定用ビームセット B の過去の測定結果に基づいて予測用ビームセット A の中から最適な DL ビームを選択することで、ハンドオーバー遅延やビーム追跡のオーバーヘッドを低減する(UE-sided モデルまたは NW-sided モデル)。

・位置精度の向上:

見通し外(NLOS: Non-Line-of-Sight)環境を含む多様なシナリオでの測位精度の向上を図る。AI/ML を用いた測位には、直接測位とアシスト測位の 2 つの手法がある^{9)~11), 15)}。

➤ 直接 AI/ML 測位:

位置情報を直接 AI/ML モデルが推定する。これには、パワー遅延プロファイル(PDP: Power Delay Profile)やチャネルインパルス応答(CIR: Channel Impulse Response)など、予め測定したチャネル観測値に基づくフィンガープリンティングベースの測位を含む(UE-sided モデルまたは NW-sided モデル)。

➤ AI/ML アシスト測位:

LOS(見通し内)/NLOS(見通し外)識別情報, 測定タイミングや角度といった中間的な測位用測定情報を AI/ML モデルによって提供することで, LOS 環境を前提とした従来の NR 位置測位の精度向上を支援する(UE-sided モデルまたは NW-sided モデル)。

2.3.2 AI/ML モデルの配置

AI/ML の配置位置について, ユースケースの特性や運用条件に応じた 2 つのモデル, one-sided モデルと two-sided モデルの標準化が検討されている^{9)~11), 16)}。

・ one-sided モデル:

AI/ML モデルによる推論が UE 側または NW 側のいずれか一方でのみ行われるモデルである。この場合, 推論を UE 側で実行する UE-sided モデルと, NW 側で実行する NW-sided モデルに分類され, 以下の検討がされている。

➤ UE-sided モデル:

UE 側でのユースケース実現に必要な新しいシグナリングや AI/ML 対応機能の制御手順の標準化について議論されている。

➤ NW-sided モデル:

NW 側(gNB または, LMF: Location Management Function)のユースケースでは, UE 側からの補助情報の提供など, NR エアインタフェース上で追加のシグナリングが必要となる場合がある。

・ two-sided モデル:

UE 側と NW 側の両方に AI/ML モデルを搭載し, 相互連携して推論を行う構成である。このモデルでは, 異なる環境で開発・トレーニングされたモデル間の連携において, トレーニングデータやモデル設計情報の共有が課題となる。さらに, マルチベンダー間の互換性と相互運用性を確保する必要があり, これが標準化における大きな課題となっている。

2.3.3 相互運用性とテスト容易性

相互運用性とテスト容易性は, 標準化された AI/ML ベースの機

能をセルラーネットワークに導入する際の重要な課題であり, 3GPP の RAN4 ワーキンググループでは, AI/ML ベースの機能の性能検証に向けて, 推論やデータ収集, 汎化性能の確認を含むテストの要件や手順を検討している。特に, AI/ML モデルはデータを学習して動作するデータ駆動型のため, 従来の物理法則や数学的基準では評価が難しい。そのため, AI の特性に適した新しい検証方法が求められている。

図 2 は, 3GPP RAN4 が提案する AI/ML ベースの機能をテストするための試験装置と被試験装置(DUT: UE または gNB)の参照ブロック図を示している。この図は one-sided モデルおよび two-sided モデルの双方を対象としており, 特に two-sided モデルでは, 試験装置側にも AI/ML モデルを搭載し, DUT と共同で推論を行うことが想定されている。ただし, 試験装置内の AI/ML モデルは, DUT に搭載された AI/ML モデルの性能を評価するためのリファレンスとなるモデルであり, このモデルをどのように設計し, DUT 内の AI/ML モデルの性能を効果的に評価するかについては, 現在も議論が続けられている。

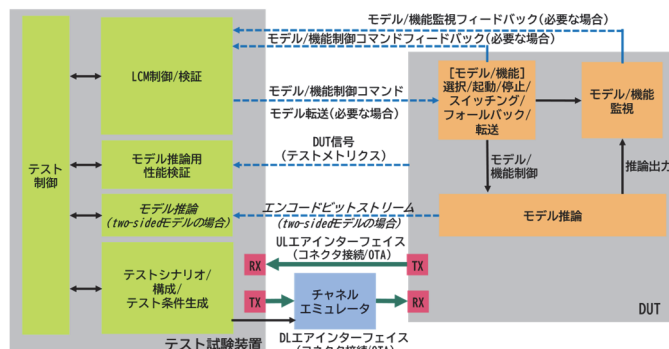


図 2 AI/ML ベースの機能テストの参照ブロック図^{9), 10), 17)}を参考に編集

さらに, AI/ML ベースの機能のテストにおいては以下のような課題が存在する。

・ データ収集・生成手法:

AI/ML モデルの評価には, テスト用データの収集・生成方法が重要である。例えば, 3GPP TR 38.901 に基づくチャネルモデルを用いたデータや, 現場計測から得られるフィールドデータ, または RAN4 が定義する仮定やパラメータに基づき試験装置が生成するデータなど, 多様なデータソースが考えられる。

・ 汎化検証(Generalization Verification):

汎化とは, トレーニング時には存在しない新たな状況に対しても, モデルが適切に対応できる能力を指す。AI/ML モデルは, 標準化された条件下で優れた性能を発揮するように最適化されるため, 実際の使用条件下では訓練データへの過剰適合(オーバー

フィット)によって性能が低下する恐れがある。現実のネットワーク条件は実験室環境よりもはるかに多様かつ変動的であり、これをどのようにテストし、要件として組み込むかが大きな課題である。

・ 運用中のモデル更新と監視:

AI/ML モデルは、フィールド導入後も性能を維持・改善するため、アップデートが必要となる場合がある。単に出荷時の状態をテストするだけでなく、運用中の性能を監視し、必要に応じて再テストやモデル更新後の再検証を行うことが求められる。このような性能監視手順やモデル管理手順には、機能/モデルの選択・有効化・無効化、切り替え、転送、更新、フォールバック(性能低下時に信頼できる従来モデル・手法へ戻す)といった動的な運用が含まれ、これらに関連する遅延および中断要件を考慮したライフサイクル管理(LCM)としての要件定義が求められている。この LCM 関連のテスト設計においては、フィールドに展開された後でも機能・モデルの更新や切り替えが発生し得ることを想定し、それに対応できるフレームワークの検討が求められている^{9), 10), 17)}。

2.3.4 Release19 以降の動向

Release 19 では、これまでの成果を基に以下の仕様策定および研究が標準化に向けて現在進行している^{11), 18)}。

[主な仕様策定アイテム]

・ AI/ML 全般フレームワーク(one-sided モデル):

モデルのライフサイクル管理(LCM)を中心に、モデルの選択、有効化・無効化、切り替え、フォールバックを支援するシグナリングおよびプロトコルの設計。これには、トレーニング、推論、性能監視、データ収集のためのシグナリングや仕組みの設計が含まれる。

・ ユースケース別 one-sided モデルの仕様策定:

▶ ビーム管理:

ダウンリンク送信ビームの空間予測(BM-Case1)および時間予測(BM-Case2)に対応するモデルの仕様策定。また、UE 側での推論における汎化性能を向上させるため、学習時と推論時のネットワーク条件の違いによる影響を最小限に抑える手法や、環境変化に適応する仕組みについての検討。

▶ 測位精度向上:

UE 側または NW 側モデルを活用した直接的または補助的な AI/ML 測位に関連する仕様策定。これには、必要な測定項目や性能監視の仕組みも含む。また、UE 側での推論における汎化性能向上の検討。

▶ CSI フィードバック強化(CSI 予測:UE-sided モデル):

CSI 予測に必要なモデル管理や推論における汎化性能向上の検討。

[主な研究アイテム]

・ CSI フィードバック強化の CSI 圧縮(two-sided モデル):

以下のポイントに対する更なる研究を継続する。

▶ 性能と複雑度/オーバーヘッドのトレードオフを改善するための手法の検討(例:空間/周波数圧縮を空間/時間/周波数圧縮へ拡張するアプローチ, CSI 圧縮と予測の統合手法, Rel-18 非 AI/ML アプローチとの比較分析など)。

▶ ベンダ間トレーニング協調に関する課題(例:データ共有の方法, モデル互換性の確保)を軽減または解決するための方策。

・ テスト容易性および相互運用性:

▶ one-sided モデル:

テストフレームワークと手順の確立。

▶ two-sided モデル:

以下の観点を含むさまざまなテストオプションの分析。

・ 既存要求事項との関係

・ 性能監視およびライフサイクル管理(LCM)側面

・ 汎化性能の課題

・ 静的/動的シナリオおよび条件、さらには CDL(Clustered Delay Line)モデルやフィールドデータなどの伝搬条件

・ UE の処理能力および制約

・ モデル変更/ドリフトに伴う展開後の検証

3 ビーム管理と CSI フィードバック強化

本章では検討されている 3 つのユースケースのうち、ビーム管理と CSI フィードバック強化の 2 つにおいて AI/ML 技術がどのように既存の課題を解決し、通信品質/効率を改善するかについて説明する。

3.1 ビーム管理

本節ではビーム管理における AI/ML 適用に向けた研究動向の詳細について紹介する。ミリ波を用いた通信では一般的に指向性の高いビームを用いるが、移動局との通信ではビームマネジメント(BM)に関連するシグナリングのオーバーヘッドと遅延が重大なボトルネックとなる。3GPP NR では、次の基本的な BM の 4 つの手順を指定している。ビームスイープ、ビーム測定、ビーム決定、ビーム報告、これら 4 つの手順を周期的に実行し、時間の経過とともに変化する送受信ビームの最適なペアを継続的に更新していく。これら BM の手順は Release16, 17 でさらに強化されたが、BM に由来

するオーバーヘッドと通信遅延、スペクトル利用効率の低下には依然として一定の課題がある。これらの問題に対処するため、AI/MLを適用した BM では特に空間的ビーム予測と時間的ビーム予測という面で注目されている。

(1) SBP(空間領域 DL ビーム予測)

ダウンリンク通信において、ビームセット A を直接すべて測定・走査する代わりに、より少数かつ測定の容易なビームセット B を測定し、その測定結果を基に AI/ML モデルでビームセット A 内の最適ビームを予測する。これにより、システムのオーバーヘッドや遅延を低減しつつ、十分な精度でビーム選択を行うことが可能になる。AI/ML モデルの学習および推論は、gNB 側で行うか、UE 側で行うかを柔軟に選択できる。どちらにおいても、ビーム予測の基本的な考え方は同じだが、システムや端末の状況に応じて利点や実装の仕方が異なる。

・ gNB による SBP:

gNB 側に配置された AI/ML モデルに、UE が測定したビームセット B の L1-RSRP(物理層リファレンスシグナル受信電力)を入力として与え、モデルがビームセット A の中で最適なビームを推定する。推定結果としては、送信ビーム ID や受信ビーム ID などの「ビーム識別子」が好ましい。ここで、図 3 に示すとおり、A と B のビームセットの関係に 2 通りの選択肢がある。B が A の部分集合の場合と、B はワイドビーム(広いビーム)で、A はナロービームの場合である。B が A の部分集合の場合は B として限られた数のビームだけを走査・測定すればよいので、走査の回数や報告のオーバーヘッド、遅延が削減できる。レガシー方式よりも少ないビーム測定で済む点がメリット。ビームセット B はワイドビームで構成され、ビームセット A はナロービームで構成された場合は、ワイドビームを測定することで、大まかな方向性が得られる。そこから対応する 1 本または複数のナロービーム(狭いビーム)の性能を推定し、直接ナロービームを測定しなくても済む。これにより、測定オーバーヘッドや遅延をさらに削減可能。

・ UE による SBP:

UE 側に配置された AI/ML モデルに、UE 自身がビームセット B を測定した結果を入力とし、ビームセット A の中で最適ビームや推定した RSRP 値を、必要に応じて gNB へ報告する。UE 側で推論を行うため、gNB に送る情報をより豊富にして(例: 予測された RSRP 値、ビームインデックスなど)、システム全体の動的なビーム管理精度を高めることができる。ビームセット A とビームセット B の関係は gNB 側で行う場合と同じである。

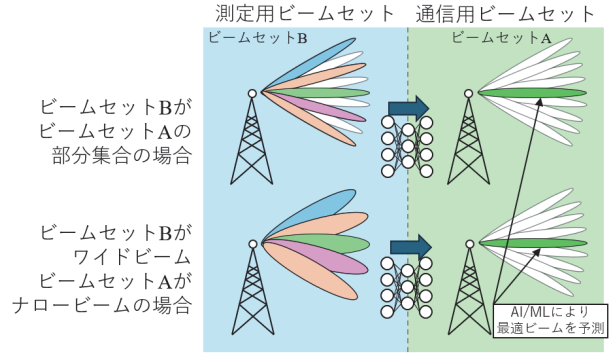


図 3 BM における空間領域 DL ビーム予測

(2) TBP(時間領域 DL ビーム予測)

図 4 に示すようにビームセット A のの中から最も適切な将来のダウンリンクビームを、ビームセット B から得られる過去の測定値(例: L1-RSRP など)を用いて予測する。SBP 同様、AI/ML モデルの学習および推論は gNB 側でも UE 側でも行うことができ、ネットワーク構成やシステム要件に合わせた柔軟な配置が可能。

・ gNB による TBP:

gNB 側にある AI/ML モデルが、ビームセット B の過去 x 周期連続した L1-RSRP 測定値などをもとに、今後の y 周期におけるビームセット A 内の最適ビームを予測する。このプロセスは、測定と予測を繰り返す一連のサイクル(x + y サイクル)として運用される。将来のビームを予測して gNB があらかじめビームスイッチや変調符号化方式(MCS)の調整を行うことでリンクの途切れや再送を回避しやすくなる。SBP と同様、すべてのビームを都度走査する必要がなくなるため、ビーム管理の効率化が図れる。

・ UE による TBP:

UE 側に配置された AI/ML モデルが、ビームセット B の過去の測定値(L1-RSRP など)をもとに、将来の複数のタイミングにおけるビームセット A 内のビーム品質を予測する。必要に応じて、予測値(ビームインデックスや予測された RSRP など)を gNB に報告する。基本的なメリットは gNB による TBP と同様であり、事前の適切なビーム選択やリンク適応が可能になる。SBP と同様、gNB からのアシスタンス情報(ビームの最大利得方向、3 dB ビーム幅、アンテナ設定、コードブック ID、端末位置情報など)を活用すれば、UE はより正確な予測を行える。TBP は、SBP が空間的予測をとおしてビーム選択の効率化を目指したのと同様に、時間的な側面を考慮してさらなる効率化を可能にする手法だと言える。

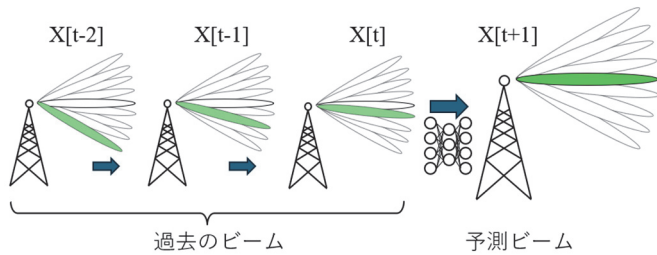


図4 BMにおける時間領域DLビーム予測

3.2 CSI フィードバック強化

本節ではCSIフィードバック強化におけるAI/ML適用に向けた研究動向の詳細について紹介する。CSIフィードバックの強化では、two-sidedモデルによるCSIデータ圧縮とone-sidedモデルによるCSI予測についてAI/ML適用によるパフォーマンスの改善が研究されている。

(1) CSI 圧縮

CSIデータの量は、送信アンテナ素子数、受信アンテナ素子数、およびサブキャリア数の積に比例して増加する。そのため、Massive-MIMOの運用を前提とする5G-Advancedでは、これまでよりもCSIデータの量が増加する。CSIデータは通常PMI(Pre-Coding Matrix)に変換される過程で共有コードブックにより圧縮するが、既存のコードブックによるCSIデータの圧縮では、圧縮率と復元精度のトレードオフの関係により性能が決まっていた。一方で、図5に示す生成AIの一種であるAE(Auto Encoder)を用いたCSIデータの圧縮では、CSIデータの構造に潜在する特長を利用して、UEのエンコーダネットワークにより低次元の特徴空間にCSIデータを圧縮する。特徴空間に圧縮されたCSIデータは、デコーダネットワークにより元のCSIデータに復元される。このユースケースではtwo-sidedモデルであり、前章で述べた互換性・相互運用性の課題が生じる。

AEによるCSI圧縮での近年の関心事項は、主に下記の3つである。

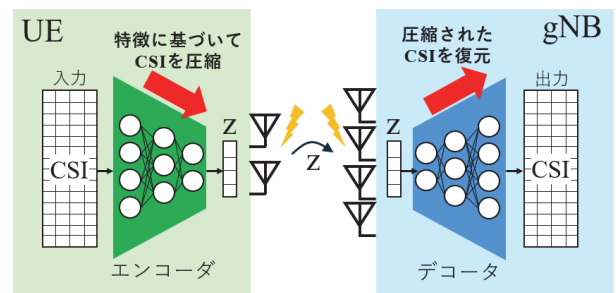
- ・モデルの複雑さと復元精度
- ・モデルアーキテクチャ
- ・モデルのトレーニング

AEにおいてはモデルの複雑度と復元精度の観点で議論がされている。AEはモデルサイズが大きくなるほど復元精度と高い圧縮率が期待できるが、限られたUEのリソースを圧迫するため、モデルサイズとパフォーマンスのトレードオフを考慮して最適化する必要がある。また、複雑度の観点で、モデルのアーキテクチャについても議論がある。CSI圧縮にAEの有効性が示された当初は、AEの

ニューラルネットワーク(NN)にはCNN(畳み込みNN)などの伝統的なネットワークが用いられていたが、近年ではTransformerなどのアーキテクチャが有力視されている。Transformerとは、2018年にGoogleが提唱したNNアーキテクチャで、元は自然言語の翻訳等に向けて開発されたモデルである。Transformerを用いたAEではCNNを用いたAEよりも高い性能が期待できるが、同規模のCNNと比較して計算が複雑であるために、NNの挙動に対する説明可能性に乏しいなどのデメリットも抱えている。また、結果的に計算が複雑になってしまい、CSI圧縮率と精度に対するコストメリットが希薄になるなどの問題もある。これらの懸念事項を踏まえて、CSI予測と統合することで得られる新たなメリットについて議論されている。

(2) CSI 予測

CSIフィードバックにおいて、CSIがUEで取得されてからgNBで使用されるまでには遅延がある。この間にUEの移動や電波伝搬環境の変化があると、使用されるCSIデータはその時点のCSIと乖離する。これはチャネルエージングと呼ばれ、未解決の課題とされていた。その解決策の一つとして、過去に測定されたCSI情報を基に、AI/MLを用いて現在のCSIを推定する「CSI予測」が検討されている。適用が検討されているアーキテクチャはLSTM(Long Short-Term Memory)と呼ばれるネットワークで、時系列データの学習に広く用いられるモデルである。



エンコーダ、デコーダのネットワークにはCNN等が用いられるが、近年の研究ではTransformerが用いられるようになった

図5 Auto EncoderによるCSI圧縮

4 6Gに向けた新たな取り組み

本章では6G通信の実現に向けた全く新しい取り組みの一部を紹介する。

4.1 セマンティック通信

セマンティック通信とは伝送するデータの“ビットの正確性”ではなく、その“意味”や“情報の本質”を正確に伝えることを重視する通信方式である。シャノンの通信理論ではビット誤り率が最小化される

ことを主要な指標とするが、セマンティック通信では受信者側が必要とする“セマンティクス(意味情報)”が正しく伝わるかどうかに関心を当てる。

通信インフラの発展と共にデータ量が爆発的に増える一方で、すべての生データ(ビット列)を高い忠実度で送信する必要が本当にあるのかについて見直されている。たとえば、IoT センサーが送信する大量の時系列データも、実際には特徴量や傾向のみが重要なケースが多くある。そこで、「意味情報」に着目して不要なデータを削減し、ネットワークリソースを効率的に活用する技術としてセマンティック通信が注目を集めている。例えば近年の研究では、自然言語、画像、音声などの各種メディアにおいて、深層学習(Transformer, CNN, RNNなど)を用いたセマンティックエンコーダ/デコーダが提案されている。さらに画像解析や音声認識、推論などを端末とクラウドのどちらかで実行するかという選択も含め、どのタイミングでどのデータを送信するかを最適化する研究が進んでいる。対象タスクの“目的”を達成するために必要な情報のみ送るという考え方である。6G ではAR/VRなど複合現実(XR)サービスが主流になると想定されるため、音声や動画、テキスト、センサー情報等の異なるモードの“意味”を統合的に圧縮・伝送する枠組みも検討されている。

4.2 生成 AI の通信業界への活用について

近年、AI/ML 技術はさまざまな産業分野に進展しているが、通信業界においても例外ではない。

・物理層(PHY)・MAC 層設計への応用:

環境や周波数帯、アンテナ構成によって電波の伝搬特性は大きく変化するため、物理層におけるチャネル推定・等化・ビームフォーミングなどが重要である。スコアベース生成モデル(Score-based Generative Models: SGMs)や拡散モデルを用いることで、ノイズを含むチャネル測定データからのチャネルの復元²⁰⁾や、MIMO 設計を最適化する研究が進んでいる^{19), 21)}。また、Large Beamforming Models(LBM)という形でビームフォーミングや RIS(再構成可能な反射板)制御を大規模モデルで扱う試みも見られる²²⁾。

・無線資源割り当て・最適化:

Radio Resource Allocation は 5G/6G の要となるテーマであり、これまでは強化学習や数値最適化を用いた手法が主流であった。近年は、拡散モデルを活用した無線資源割り当て²³⁾、あるいは LLM を活用した Mixture of Experts(MoE)による動的ネットワーク最適化²⁴⁾が提案されており、ネットワークの複雑な環境変

化に対して高速かつ高精度な意思決定を実現しようとする動向が伺える。

・ネットワーク管理・運用・オーケストレーション:

Intent-Based Networking(IBN)やネットワークスライシング管理において、LLM の自然言語理解力を使って運用者の要求(意図)を動的に翻訳・実行するシステムが提案されている^{25), 26)}。大規模言語モデルにテレコム専用のドメイン知識を学習させる「TelecomGPT」²⁷⁾や「WirelessLLM」²⁸⁾といったコンセプトも登場し、ネットワーク運用プロセスの自動化・効率化が期待されている。さらに自律分散型オーケストレーション²⁹⁾など、クラウドとエッジの協調制御で大規模モデルを適切に分割・配置し、推論や学習を分散実行するアーキテクチャの検討も進んでいる。

・エッジインテリジェンスと大規模モデル:

通信と計算の統合により、エッジデバイスやエッジサーバでの推論が高性能化してきたことから、エッジでの LLM 推論が現実的になりつつある^{30), 31)}。エッジ環境では限られたリソース(計算能力、メモリ、通信帯域)が前提となるため、量子化・蒸留・MoEなどを駆使してモデルを軽量化する研究が行われている^{32), 33)}。また、クラウドとエッジの分散推論に加え、フェデレーテッドラーニング(連合学習)などの手法と組み合わせることで、プライバシーを保ちつつ大規模モデルの性能を活用しようとする動きも見られる^{34), 35)}。

5 まとめ

本稿では、次世代移動通信における AI/ML 技術について、3GPP での検討状況を中心に、その中でも特に NR エアインタフェースにおける AI/ML 適用の動向と課題を取り上げた。また、6G に向けた新たな取り組みについても簡単に紹介した。

NR エアインタフェースにおける AI/ML の適用は、複雑化する環境下での通信性能向上と効率化に欠かせない。しかし、その実現にはモデル管理、性能評価、相互運用性、汎化性能向上といった課題があり、AI/ML を持続可能かつ効果的に導入するための重要なテーマとして 3GPP で活発に議論されている。これらの検討の進展は、AI を前提とした次世代通信システムのさらなる発展を可能にするものと期待される。

参考文献

- 1) ITU, Recommendation ITU-R M.2160-0 : “Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2030 and beyond,” 2023
- 2) Next G Alliance, “Next G Alliance Report: 6G Radio Technology Part II: Basic Radio Technologies,” 2024
- 3) Xingqin Lin, “Artificial Intelligence in 3GPP 5G-Advanced: A Survey,” arXiv: 2305.05092, 2023.
- 4) Bahador Bakhshi, Malla Reddy Sama, Riccardo Guerzoni, 巳之口 淳, “3GPP Release 18 におけるネットワーク自動化および AI/ML の高度化技術,” NTT 技術ジャーナル 2024 年 12 月号 vol.36, 2024
- 5) 3GPP, TS 28.288 V18.8.0 (2024-12), “Architecture enhancements for 5G System (5GS) to support network data analytics services (Release 18)”
- 6) Xingqin Lin, Lopamudra Kundu, Chris Dick, Soma Velayutham, “Embracing AI in 5G-Advanced Towards 6G: A Joint 3GPP and O-RAN Perspective,” arXiv: 2209.04987, 2022.
- 7) 3GPP, TR 37.817 V17.0.0 (2022-04), “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and NR: Study on enhancement for Data Collection for NR and EN-DC (Release 17)”
- 8) 3GPP, RP-233114 (2023-12), “New SID: Study on enhancements for Artificial Intelligence (AI)/Machine Learning (ML) for NG-RAN,” China Unicom.
- 9) 3GPP, TR 38.843 V18.0.0 (2023-12), “Study on Artificial Intelligence (AI)/Machine Learning (ML) for NR air interface (Release 18)”
- 10) Xingqin Lin, “An Overview of the 3GPP Study on Artificial Intelligence for 5G New Radio,” arXiv: 2308.05315, 2023.
- 11) 5G Americas, “A 5G Americas White Paper : Artificial Intelligence in Cellular Networks,” 2024
- 12) Jiajia Guo, Chao-Kai Wen, Shi Jin, Xiao Li, “AI for CSI Feedback Enhancement in 5G-Advanced,” arXiv: 2206.15132, 2022.
- 13) Ke Ma, Zhaocheng Wang, Wenqiang Tian, Sheng Chen, Lajos Hanzo, “Deep Learning for Beam-Management: State-of-the-Art, Opportunities and Challenges,” arXiv: 2111.11177, 2021.
- 14) Qing Xue, Jiajia Guo, Binggui Zhou, Yongjun Xu, Zhidu Li, Shaodan Ma, “AI/ML for Beam Management in 5G-Advanced: A Standardization Perspective,” arXiv: 2309.10575, 2023.
- 15) Mohammad Alawieh, Georgios Kontes, “5G Positioning Advancements with AI/ML,” arXiv: 2401.02427, 2023.
- 16) 5G Americas, “A 5G Americas White Paper : 3GPP Technology Trends,” 2024
- 17) 3GPP, R4-2320611 (2023-11), “Interoperability and testability aspect of AI/ML for NR air interface,” Samsung.
- 18) 3GPP, RP-242399 (2024-09), “New SID: Revised WID on Artificial Intelligence (AI)/Machine Learning (ML) for NR Air Interface,” Qualcomm.
- 19) Z. Wang et al., Generative AI Agent for Next-Generation MIMO Design: Fundamentals, Challenges, and Vision, arXiv preprint arXiv:2404.08878, 2024.
- 20) T. Wu et al., CDDM: Channel denoising diffusion models for wireless semantic communications, arXiv:2309.08895, 2023.
- 21) L. Zhang et al., Spatial Channel State Information Prediction With Generative AI: Toward Holographic Communication and Digital Radio Twin, IEEE Network, vol. 38, no. 5, 2024.
- 22) T. Zhang et al., Large Beamforming Models for Robust Wireless Transmission in Generalized Scenes of RIS-aided Intelligent IoV Network, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024.
- 23) T. Liu et al., Generative Diffusion Model (GDM) for Optimization of Wi-Fi Networks, arXiv preprint arXiv:2404.15684, 2024.
- 24) H. Du et al., Mixture of Experts for Network Optimization: A Large Language Model-enabled Approach, arXiv preprint arXiv:2402.09756, 2024.
- 25) Dandoush A et al., Large Language Models meet Network Slicing Management and Orchestration, arXiv preprint arXiv:2403.13721, 2024.
- 26) M. Ameer et al., Leveraging LLMs to eXplain DRL Decisions for Transparent 6G Network Slicing, 2024 IEEE 10th International Conference on Network Softwarization (NetSoft).
- 27) H. Zou et al., TelecomGPT: A framework to build telecom-specific large language models, arXiv:2407.09424, 2024.
- 28) J. Shao et al., WirelessLLM: Empowering large language models towards wireless intelligence, arXiv:2405.17053, 2024.
- 29) J. Wang et al., Toward Scalable Generative AI via Mixture of Experts in Mobile Edge Networks, arXiv preprint arXiv:2402.06942, 2024.
- 30) G. Qu et al., Mobile Edge Intelligence for Large Language Models: A Contemporary Survey, arXiv:2407.18921, 2024.
- 31) Z. Lin et al., Pushing large language models to the 6G edge: Vision, challenges, and opportunities, arXiv:2309.16739, 2023.
- 32) A. Chavan et al., Faster and Lighter LLMs: A Survey on Current Challenges and Way Forward, arXiv preprint arXiv:2402.01799, 2024.
- 33) G Liu et al., Fusion of Mixture of Experts and Generative Artificial Intelligence in Mobile Edge Metaverse, arXiv preprint arXiv:2404.03321, 2024.
- 34) F. Jiang et al., Personalized Wireless Federated Learning for Large Language Models, arXiv preprint arXiv:2404.13238, 2024.

35) X. Chen et al., The role of federated learning in a wireless world with foundation models, IEEE Wireless Communications, vol. 31, no. 3, 2024.

執筆者



赤間 洋祐
先端技術研究所
第3研究室



滝沢 正則
先端技術研究所
技術企画部

公知

低遅延・高信頼性通信を実現するネットワーク技術の紹介

加藤 豊行 Toyoyuki Kato

[要 旨]

AI/ML(Artificial Intelligence/Machine Learning)の進化・普及、全産業分野におけるDX(Digital Transformation)の推進、あるいはIoT(Internet of Things)の普及拡大など、通信トラフィックの増加は続いている。これに対応するべく、テラビットクラスの光通信やB5G/6G・WiFi-6/7によるギガビットクラスのワイヤレス通信など、通信システムの高速度・大容量化が進められている。その実力を十分に活かすために、伝送制御を担う通信プロトコルについても改良・進化が進められている。本稿では、特に通信ネットワークの低遅延化やリアルタイム対応にフォーカスし、通信プロトコルの進化・改良に関するさまざまな取り組みを紹介する。

1 まえがき

現代社会において、通信インフラストラクチャは日常生活やビジネス活動の基盤となっている。インターネットやモバイル機器の普及とともに、通信技術は急速に進化し、その重要性はますます高まっている¹⁾²⁾。通信アプリケーションの多様化によってリアルタイム性が求められる高精度・高品質なデータ通信の需要が高まり、単に高速・大容量だけでなく、時間的確度や決定論的(Deterministic)な特性が強く求められるようになってきた。本稿では、これらの要求に対応するための通信ネットワーク技術、特に低遅延かつ高信頼性の通信を実現するための最新技術トピックについて紹介する。具体的には、次世代通信プロトコルの改良点や新たな通信アーキテクチャ、そしてそれらが実際の通信環境でどのように適用されている

かについて詳述する。これにより、現在および将来の通信ネットワークが直面する課題とその解決策について理解を深めることを目指す。

2 通信ネットワーク利用環境

通信ネットワーク利用環境の概観を図1に示す。以下に主要な利用環境を説明する。

社会・生活環境: 光ファイバによる通信ネットワークの高速・大容量化は、スマートシティの実現を支え、リモートワークやオンライン教育を一般化し、柔軟なライフスタイルを実現している。

DX: デジタル技術と通信ネットワークの高度化を背景として、産業全体でデジタル技術を活用したビジネスモデルや業務プロセスの変革が進められ、その基盤となるコンピューティング・ネットワークのさらなる高度化が求められている。

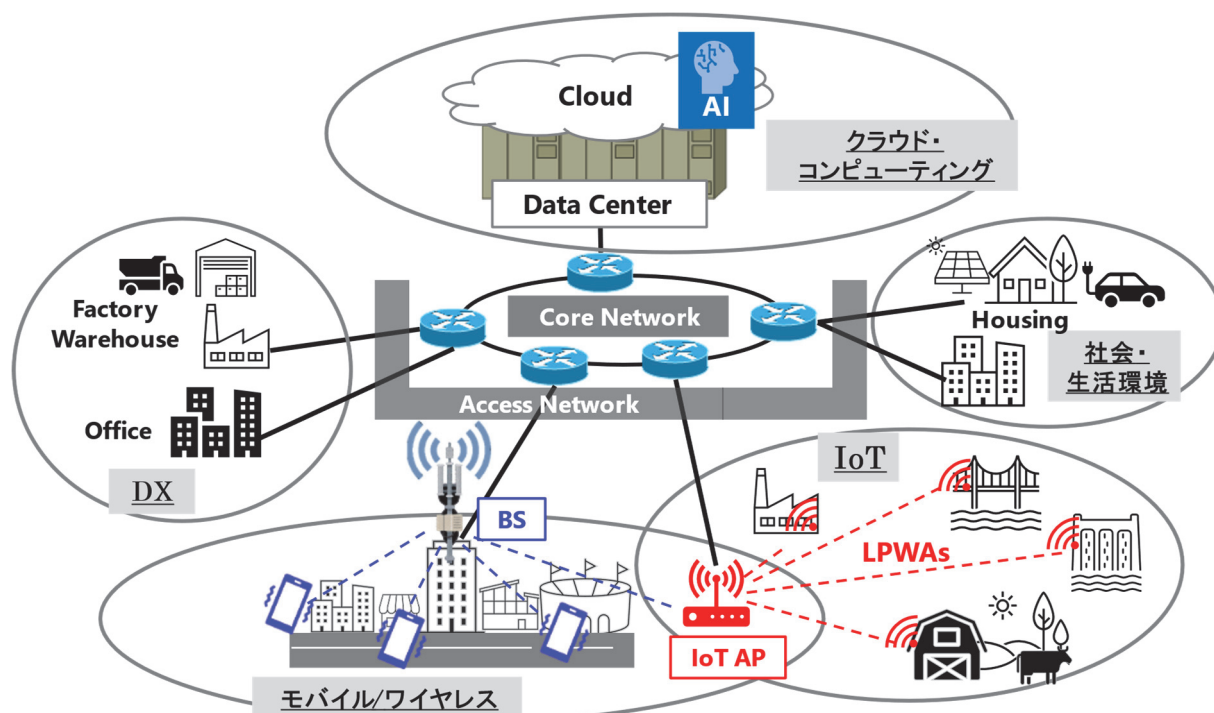


図1 通信ネットワーク利用環境

クラウド・コンピューティング: ICT サービスのクラウド化により、ネットワークの速度や安定性が求められている。また、リモートワークの普及に伴い、さらに高速かつ安定した接続が求められている。

モバイル/ワイヤレス: モバイルデバイスの多機能・高性能化とサービス・アプリケーションの高度化・多様化が進み、通信性能やコスト・パフォーマンスに対するユーザ要求も増大。さらなる高速・大容量・低遅延を目指した 6G の研究が進められている。

IoT: スマートホームや産業用センサー、医療機器など多様な分野で IoT の利用が拡大、アクセス回線の高速化・広帯域化・低遅延化により IoT デバイスの接続性をさらに向上させ、新しいサービスやアプリケーションを創出している。³⁾

このように多様化・高度化する通信ネットワークの利用環境では、共通する要件として低遅延・リアルタイム性が求められる。次章以降、その実現に向けた技術的な取り組みを紹介する。

3 低遅延・高信頼性通信の実現

あらゆる利用分野において、通信ネットワークのさらなる高速化、広帯域化、および低遅延化が共通課題となる。これに応じるように光通信の伝送速度はテラビットに到達し、モバイル・ワイヤレスでは 6G や Wi-Fi6/7 によって数十ギガビットクラスの通信を実現している。その結果、通信プロトコルなどの伝送制御方式では、これまで内在していた伝送遅延が顕在化してきている。

本章では、この伝送遅延の問題と原因・要因を概説し、また主な対応策を紹介する。

3.1 現状課題

通信ネットワーク、有線・無線ともに伝送路の高速化・広帯域化が長年にわたって進められてきた。一方で、伝送制御を担う通信プロトコルにおいては、通信リソースを効率的に利用するためのさまざまな方式・手法が導入され、進化が積み重ねられてきた。しかし、伝送路の高速化・広帯域化が進んだ結果、通信プロトコルの処理や滞留によって生じるオーバーヘッドは、通信全体の伝送時間に占める割合が大きくなっており、特にその主要因とみられる輻輳制御 (Congestion Control) やフロー制御 (Flow Control) の効率化が求められている。

例えば、現在の通信ネットワークを流れるトラフィックの大半は IP (IPv4 および IPv6) である。またその過半を TCP (Transport Control Protocol)⁴⁾ が占めている^{5)~7)}。TCP が設計された 1980 年代初頭は、その当時の低速回線で高効率かつ高信頼性のバッチ通信 (Eメールやファイル転送など) を実現することを主目的とし

ていた。その後、通信回線の高速化、多様なネットワークアプリケーションの登場、リアルタイム性や低遅延の要求など、利用環境の変遷を経て、TCP の相対的な老朽化が進行してきている。

TCP は、当初の設計時から利用環境や用途が大きく変化し、現在の要求に適応しきれていないことが指摘されている。具体的には、以下のような課題が存在する。

➤ **伝送遅延の増加:** 高速回線の普及により、TCP の制御メカニズムが伝送遅延を引き起こす要因となっている。

➤ **リアルタイム性の要求:** オンラインゲームやビデオ会議など、リアルタイム性を重視するアプリケーションにおいて、TCP の遅延はパフォーマンスの低下を招いている。

➤ **輻輳制御の非効率性:** 帯域幅遅延積 (Bandwidth-Delay Product: BDP)⁸⁾ が大きな環境では、従来の TCP 輻輳制御アルゴリズムが最適なスループットを達成できない場合がある。

これらの課題に対応するため、TCP の改良や新たな伝送プロトコルの開発が求められている。次節以降、3.2 で TCP/IP プロトコルアーキテクチャについて、3.3 では輻輳制御アルゴリズムの進化と改良、3.4 では伝送プロトコルの改良・改善について詳述する。

3.2 TCP/IP プロトコルアーキテクチャ

TCP/IP プロトコルアーキテクチャの概観を図 2 に示す。最上位層である Application layer は、かつてはテキストベースの電子メールやファイル転送が主体であったが、現在はビデオ配信、オンラインミーティング、リアルタイムゲームから工作機械や自動車にいたるまで多岐にわたっている。また、最下位層である Physical layer の通信媒体も有線の電気通信から光通信や無線通信へと拡大してゆき、また伝送速度も各段に高速となっている。

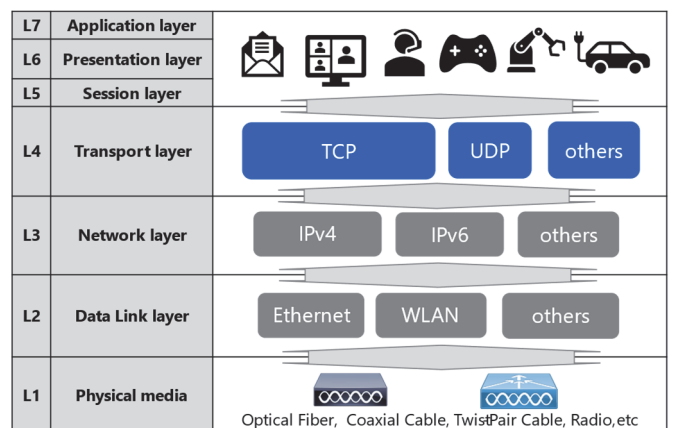


図 2 TCP/IP プロトコルアーキテクチャ

これらの通信制御の中核を担うトランスポート層 (Transport layer) のプロトコルには、主に信頼性を重視した TCP と効率を重視した UDP (User Datagram Protocol)⁹⁾ のいずれかが使用される。

TCP は、データの分割、再構築、エラーチェック、再送機能により信頼性の高いデータ転送を提供するが、処理リソースの消費が大きく、またそのオーバーヘッドによる遅延も発生する。一方で、UDP は、接続の確立やエラーチェックを行わないため、遅延が少なくリソース消費も少ないが、データの損失や順序の保証がないため信頼性は低い。多くのネットワーク環境においては、実際の通信トラフィック量は信頼性が高い TCP の比率が大きい。

TCP では、スライディングウィンドウによる送信データ量の制御と確認応答やシーケンス番号などの情報交換による到達確認を活用し、フロー制御、順序制御、輻輳制御を行うことで通信の信頼性を高めている。さらに AQM(Active Queue Management)の導入やその後の AQM アルゴリズムの改良・進化によって、時代の要求に適応しながら長年にわたって利用されてきた。

3.2.1 AQM(Active Queue Management)

AQM は、ルータやスイッチでキューの長さを動的に調整し、輻輳が発生する前にパケットをドロップまたはマークする。これにより、TCP は輻輳の兆候を早期に検出し、送信レートを適切に調整できる。結果として、ネットワークの効率とパフォーマンスが向上し、安定した通信が可能になる。

最初に AQM の前提となる QM(Queue Management)の構成について凡例を図 3 に示す。短時間の間に複数のデータパケットが到着する場合、十分なバッファ領域が無いとパケットの廃棄が発生してしまう(図 3 a.)。バッファ容量を増やすことでこれを解消できる(図 3 b.)。さらに、データフロー別や優先度別で個別にバッファを設けることで、さらに高品質・高精度な送受信・伝送処理の実現が可能となる(図 3 c.)。

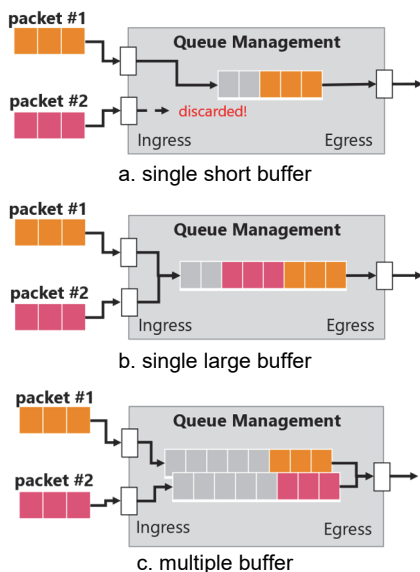


図 3 QM の構成例

初期の AQM アルゴリズムの一つである RED(Random Early Detection)¹⁰⁾では、データ量の増加によりランダムにパケットドロップを発生させ、それに応じて働く TCP のフロー制御によってデータ流量を抑制し輻輳を回避する少々ラフな方式であった。その後、ネットワーク利用の拡大や多様化に応じて、さまざまな AQM アルゴリズムが開発・利用されている。主な AQM アルゴリズムの一覧を表 1 に示す。

表 1 主な AQM アルゴリズム

名称 [発表年]	基本原理	特長
RED [1993]	キューの平均長がしきい値を超えたらパケットをランダムにドロップまたはマーク	特長: キューの長さに応じてパケットドロップの確率が増加 利点: 輻輳の早期検出と防止 欠点: パラメータの調整が難しい
SFQ [1999]	ハッシュ関数を使用してフローをランダムに分割	特長: 計算コストを低減 利点: フロー間の公平性を保つ
HTB [2001]	階層的トークンパケットを使用	特長: 異なる優先度のトラフィックを効率的に制御 利点: 帯域の効率的な管理
CoDel [2012] FQ-CoDel [2018]	キューの遅延がしきい値を超えたらパケットをドロップ	特長: 遅延に基づいてパケットをドロップ 利点: バッファブローットの防止 欠点: 特定条件下でパフォーマンス不安定化の可能性あり
PIE [2013] FQ-PIE [2024]	キュー遅延の目標値維持のため、パケットドロップ率を動的に調整	特長: 遅延を一定に保つ 利点: ネットワークのパフォーマンス向上 欠点: 実装が複雑

3.2.2 Bufferbloat 問題

AQM の導入とその後の改良により、フロー制御・輻輳制御は通信の高速化・大容量化に対応し続けてきた(表 1)。さらに、処理能力向上とバッファ容量増加などのハードウェア性能の向上によって、高度な優先度制御や帯域制御も可能としてきた。

一方で、ネットワーク機器の過剰なバッファリングが遅延の増大を招き、特にリアルタイム通信への悪影響が顕著になってきた。このような現象は Bufferbloat と呼ばれている。ルータやスイッチなど中継装置の過剰なバッファリングによってキューが長くなり、パケットの転送遅延を増加させてしまうことが原因である。特に速いリンクから遅いリンクへのデータ転送のときに顕著となる。

3.2.3 AQM アルゴリズムの進化・改良

Bufferbloat の軽減・解消を目的として、さらなる AQM アルゴリズムの進化・改良が行われている。

FQ-PIE¹¹⁾は、遅延の変化率を監視してドロップ確率を動的に調

整し、輻輳が発生する前にパケットをドロップする。これにより、高いスループットを維持しながら低遅延を実現する。

fq-coDel¹²⁾は、パケットがキューに滞留する時間(キュー遅延)を基に輻輳を検出し、一定の遅延(ターゲット遅延)を超えた場合にパケットをドロップする。キューの長さではなく、実際の遅延に基づいて輻輳を管理する。遅延を抑えながらパケット損失を最小限に抑えることができ、特にリアルタイムアプリケーションに適している。

3.3 輻輳制御アルゴリズムの進化・改良

AQM は、ネットワーク内のキューの長さや状態を監視し、適切に管理することで輻輳を防ぎ、ネットワークのパフォーマンスを最適化するために開発・導入されてきた。その後もアプリケーションやサービスの高度化・多様化に対応するため、さらに洗練された輻輳制御アルゴリズムの開発・導入が進んでいる。本節では、そのような先進的な輻輳制御アルゴリズムをいくつか紹介する。

3.3.1 CUBIC

CUBIC¹³⁾は、線形ではなく三次関数に基づくウィンドウサイズの増加によってスケラビリティと安定性を向上させ、いわゆるロングファットパイプ問題^{14) 15)}にも対応する高速長距離ネットワーク向けの輻輳制御アルゴリズムである。主な特長は次のとおりである。

- **ウィンドウサイズの調整**: 従来の TCP の線形ウィンドウ増加関数の代わりに立方関数を用いることで、BDP が大きい環境でも効率的に動作する。

輻輳検出時にはウィンドウサイズを急激に減少することによって、ネットワークの安定性を保ち、輻輳の収束後はウィンドウサイズを急速に増加させて、伝送帯域の回復をよりスムーズに行う。

- **TCP フレンドリー**: 短い RTT(Round Trip Time)や狭帯域幅のネットワークでは、従来の TCP と同様の動作をする。
- **公平性とスケラビリティ**: 異なる RTT を持つフロー間での線形帯域幅共有を実現し、ネットワークの公平性を維持しつつ、長距離ネットワークでも高いスループットを実現する。特に「ロングファットネットワーク」において効果的である。

CUBIC は、Linux や Windows などのオペレーティングシステムの TCP 輻輳制御アルゴリズムとして広く採用されており、さまざまな通信環境でのデータ転送の効率を向上させている。

3.3.2 PCC(Performance-oriented Congestion Control)

PCC¹⁷⁾は、ネットワークのパフォーマンスを最適化するために設計された輻輳制御アルゴリズムである。従来の TCP アルゴリズムとは異なり、パケットレベルのイベントに基づく制御ではなく、実際のパフォーマンス結果に基づいた制御を行う。これにより、ネットワーク

の状態に応じて最適な送信レートを動的に調整し、高いスループットと低遅延を実現する。主な特長は次のとおりである。

- **オンライン学習**: オンライン学習に基づいて送信レートを動的に調整する。これにより、ネットワークの状態に応じて最適なパフォーマンスを維持する。
- **高スループットと低遅延**: パケット損失や遅延を最小限に抑えつつ、高いスループットを実現する。
- **適応性**: ネットワークの変動に迅速に適応し、安定した通信を提供する。

PCC は、送信側が送信レートを調整しながら、実際のパフォーマンス(スループット、遅延、パケット損失など)を観察し、これに基づいて、最適な送信レートを決定し、ネットワークの状態に応じて動的に調整する。特に次のようなシナリオで有効である。

➤ **高帯域遅延積ネットワーク**: 高速なデータ転送が求められる環境で、安定した高スループットを提供する。

➤ **リアルタイムアプリケーション**: 低遅延が求められるビデオストリーミングやオンラインゲームなどのアプリケーションで効果を発揮する。

PCC は、PCC Project¹⁶⁾で開発されており、Linux カーネルモードとユーザモードの実装、ベンチマークツール、あるいは強化学習用モデルなどが GitHub 上で公開されている。

3.3.3 BBR(Bottleneck Bandwidth and Round-trip propagation time)

BBR¹⁸⁾は、従来のパケットロスに基づく輻輳制御とは異なり、ネットワークの帯域幅とラウンドトリップ時間を基にデータ送信速度を調整する輻輳制御アルゴリズムである。これにより、高スループットと低レイテンシを実現し、パケットロスに過剰反応せず安定した通信を提供する。

この BBR は、Google が開発した輻輳制御アルゴリズムで、YouTube や Google Cloud Platform などで導入されており、動画の再生やクラウドサービスのパフォーマンス向上に貢献している。また、モバイル環境やパケットロスが発生しやすいネットワークで特に効果を発揮する。IETF でも BBR の標準化が進行中で、次世代通信技術の基盤として重要な役割を果たしている。

3.3.4 L4S(Low Latency, Low Loss, Scalable Throughput)

進化・改良が続けられてきた AQM アルゴリズムに対するさらなる低遅延と高スループットを実現するための新たなアプローチとして、L4S^{19)~22)}が注目されている。L4S は、TCP/IP ベースの通信において、主に遅延を大幅に削減しスループットを向上させることを目的としており、データセンター向けの DCTCP(4.2 参照)をより広い

通信インフラに適合させた規格といえる。ECN(Explicit Congestion Notification)²³⁾を活用して、輻輳状態の検知・通知を最適化し、Bufferbloat を最小限に抑えることでビデオ通話やオンラインゲームなどのリアルタイムアプリケーションのパフォーマンスを向上させる。L4S の基本シーケンスを表 2 に示す。

表 2 L4S の基本シーケンス

ステップ	概要
1	パケット送信 送信側のデバイスがデータパケットを送信する。このとき、L4S 対応の輻輳制御アルゴリズムを適用する。
2	ECN マーキング ネットワーク内の中継装置(ルーターやスイッチ)は、輻輳発生を検知したときにパケットに ECN マークを付ける。これにより、輻輳の発生を送信側に通知する。
3	パケット受信 受信側デバイスはパケット受信時に ECN マークが付いているかどうかを確認する。
4	フィードバック 受信側が ECN マークの情報を送信側にフィードバックする。これにより、送信側はネットワークの輻輳状態を把握できる。
5	輻輳制御 受信側デバイスからのフィードバックに基づいて、送信側デバイスは送信レートを調整する。これにより、輻輳を回避しつつ、低遅延と高スループットを維持する。

L4S の主な特長は以下のとおりである。

- **低遅延:** 輻輳の兆候を早期に検出し対応することで、パケットの待機時間を最小限に抑える。
- **低損失:** Bufferbloat の軽減により、パケット損失の発生を抑制し、通信の信頼性を向上させる。
- **スケーラブルなスループット:** ネットワークの負荷に応じて柔軟にスループットを調整できるため、大規模なネットワーク環境でも高効率なデータ転送が可能となる。
- **従来の輻輳制御との共存:** L4S の利点を活かしつつ、異なるネットワーク条件やアプリケーションに対して柔軟に対応することができる。

L4S の導入により、特にリアルタイムアプリケーションにおいて、ユーザ体験の向上が期待される。3GPP Release18 では、AR/VR など高速データレートと低遅延通信を必要とする「対話型メディアサービス」の処理効率化を図るため、拡張機能の一つとして L4S の導入が検討されている。²⁴⁾

3.4 伝送プロトコルの改良・改善

本節では、伝送プロトコルの改良・改善について、具体的な技術として QUIC (Quick UDP Internet Connections)²⁵⁾を紹介する。低遅延かつ高速な通信を実現するためには、既存プロトコルの改良や新プロトコルの導入も有効な手段である。その一つとして、この UDP を基盤とした QUIC が提案されまた利用が広がっている。

3.4.1 QUIC

QUIC は、従来の TCP の欠点を補完し、特に低遅延と高速化を目指している。主な特長は次のとおりである。

- **UDP ベース:** TCP のような接続確立のための複雑なハンドシェイクを排除して、接続確立時間を大幅に短縮した。
- **低遅延:** 接続確立時のラウンドトリップ回数を減らすことで、遅延を最小限に抑える。特に、0(ゼロ)-RTT 再接続をサポートしており、一度接続したことのあるサーバへの再接続が非常に高速である。
- **多重化:** 複数のストリームを一つの接続内で並行して処理することができる。これにより、パケットロスが発生しても他のストリームに影響を与えず、効率的なデータ転送が可能である。
- **セキュリティ:** TLS 1.3 をベースにした暗号化を標準でサポートしており、セキュアな通信を実現する。これにより、データの機密性と整合性が保たれる。
- **コネクションマイグレーション:** IP アドレスやポート番号が変わっても接続を維持することができる。これにより、モバイル環境でのネットワーク切り替え時にも接続が途切れにくい。

QUIC は、HTTP/3 のトランスポートプロトコルとして採用されており、ウェブページの読み込み速度向上とユーザ体験の改善に寄与している。WebRTC などのリアルタイム通信アプリケーションにも利用されており、低遅延での音声やビデオ通話が可能となっている。特にモバイル環境やリアルタイム性が求められるアプリケーションでの利用が期待されている。

4 データセンター向けソリューション

クラウド・コンピュータの普及・利用拡大が続く中、さらに生成 AI の登場によって、データセンター内の高速処理と処理間通信の広帯域・低遅延化の重要度が増している。データセンターでは、ビッグデータの解析、クラウドサービスの提供、リアルタイムアプリケーションの運用など、膨大な量のデータが常にやり取りされている。これらのデータを迅速に処理し、効率的に転送するためには、高速なネットワークインフラが不可欠である。特に、近年増加している AI モデルのトレーニングには、多数のサーバの連携処理と大量のデータ交換が必須であり、大量のデータを迅速に転送する能力が求められる。本節では、L2(Data Link layer)によって実現されるソリューションとして Lossless Ethernet、また L3(Network layer)以上で実現されるソリューションとして DCTCP(Data Center TCP)を紹介する。これらの技術は、データセンター内の通信効率と信頼性を向上させるために不可欠な要素となっている。

4.1 Lossless Ethernet

Lossless Ethernet は、データセンター内の機器間通信に Ethernet 技術を適用し、パケットロスを防止することを目的とした技術である。特にデータセンターや高性能コンピューティング(HPC)環境の機器間通信において InfiniBand²⁶⁾が広く利用されている。複数のプロセッサやストレージデバイス間の通信を効率化し、低遅延と高帯域幅が求められる環境での標準的なインターコネクト技術となっている。

表 3 に InfiniBand の主な仕様を示す。このように、InfiniBand は高速なデータ転送速度を提供し、大規模なデータセンターで求められる高い信頼性を確保する。しかし、施設の規模や使用箇所、用途、SLA(Service Level Agreement)条件によっては、よりコスト対性能の高いソリューションが求められる。このようなニーズに対応するため、相対的に低コストながら高性能の Ethernet 技術²⁷⁾をベースとした Lossless Ethernet が提案され、IEEE802.1Q²⁸⁾で関連規格が策定されている。Lossless 関連規格を表 4、InfiniBand との比較を表 5 にそれぞれ示す。

表 3 InfiniBand の主な仕様

	HDR (High Data Rate)	NDR (Next Data Rate)	XDR (Extreme Data Rate)
リンク当り転送速度	200 Gbps	400 Gbps	800 Gbps
最大リンク数	40 ポート	64 ポート	64 ポート
最大転送速度	8 Tbps	25.6 Tbps	51.2 Tbps
仕様策定	2017 年	2021 年	2023 年

表 4 Lossless Ethernet 関連規格

規格	概要
802.1Qaz : Enhanced Transmission Selection(ETS)	帯域保証付き優先キューイングおよび DCBX プロトコル
802.1Qbb : Priority-based Flow Control(PFC)	優先キューごとのフロー制御
802.1Qau : Congestion Notification(CN)	フローベース輻輳通知

表 5 InfiniBand と Lossless Ethernet の比較

項目	InfiniBand XDR	Lossless Ethernet (RoCE)
最大データ転送速度	800 Gbps (リンクあたり)	400 Gbps (リンクあたり)
最大リンク数	64 ポート	48 ポート
最大帯域幅	51.2 Tbps (64 ポート × 800 Gbps)	19.2 Tbps (48 ポート × 400 Gbps)

遅延	1 マイクロ秒未満	数マイクロ秒
プロトコル	InfiniBand プロトコル	RDMA over Converged Ethernet (RoCE)
フロー制御	Credit Based Flow Control (CBFC)	Priority Flow Control (PFC)
RDMA サポート	あり	あり(RoCE)
コスト	高め	比較的lowコスト

Lossless Ethernet の主な特長は次のとおりである。

- **パケットロスの防止**: データ転送中にパケットが失われないように設計されている。
- **低遅延**: 通常のイーサネットに比べて、遅延が少なく、リアルタイムのデータ処理が求められるアプリケーションに適している。
- **RDMA(Remote Direct Memory Access)の活用**: RDMA 技術を使用することで、CPU の介入を最小限に抑え、データを直接メモリに転送することにより処理速度が向上する。
- **高効率なデータ処理**: GPU サーバなどの高性能コンピューティング環境で、データの流れをスムーズにし、計算効率を最大化する。
- **コスト効果**: 高価なハードウェアを最大限に活用することで投資対効果が高まる。
- **スケーラビリティ**: 大規模なデータセンターでも効率的なスケールアップが可能となる。

Lossless Ethernet を実現・構成する主な技術を表 6 に示す。これらの技術の組み合わせによって、Lossless Ethernet は InfiniBand に比べてコスト面で優位でありながら、データ転送の信頼性と低遅延を実現している。これにより、より広範なデータセンター環境での採用が進んでいる。

表 6 Lossless Ethernet を実現・構成する技術

技術	概要
RDMA (Remote Direct Memory Access)	<ul style="list-style-type: none"> • ネットワーク越しのメモリ間直接データ転送技術 • CPU の介入を最小限に抑え、低遅延で高効率なデータ通信が可能 • AI/ML 分野の大規模データ処理において重要
RoCEv2 (RDMA over Converged Ethernet v2)	<ul style="list-style-type: none"> • ネット上で RDMA を利用するためのプロトコル • イーサネットでロスレスなデータ転送が実現可能 • RoCEv2 は UDP/IP ベースでパケットロス減少
フロー制御・輻輳通知	<ul style="list-style-type: none"> • Priority Flow Control(PFC)を使用 • 特定のトラフィックの優先処理でパケットロス防止

DCQCN (Data Center Quantized Congestion Notification)	<ul style="list-style-type: none"> ・トラフィックの状態をリアルタイムで監視 ・必要に応じてトラフィックを調整し、データセンター内の輻輳を管理する ・パケットロスを防ぎつつ効率的なデータ転送が可能となる
高帯域幅のスイッチと NIC	<ul style="list-style-type: none"> ・400/800GbE など高帯域幅に対応する最新のネットワークインタフェースカード(NIC)やスイッチを使用し、大量のデータを迅速に処理することで Lossless Ethernet の性能要件を満たす

4.2 DCTCP(Data Center TCP)

DCTCP²⁹⁾は、ECN を利用して輻輳の推定精度を高め、低遅延かつ高スループットを実現する輻輳制御アルゴリズムである。DCTCP では、データ転送経路上の中継機器(スイッチやルータ)が輻輳を検知するとデータに ECN マークを付加して転送する。そして、データ受信端ではこの ECN マークをエコーバックして送信元に対して輻輳発生とその程度を通知する。これにより、送信元は的確かつ迅速なウィンドウサイズの調整が可能になる。また、パケット損失が発生した場合には、従来の TCP と同様の輻輳制御アルゴリズムを使用してウィンドウサイズを減少させる。主な特長は次のとおりである。

- ・ **ECN の拡張**: ECN を利用して輻輳の程度を推定する。従来の TCP では、パケット損失を通じて輻輳を検出するが、DCTCP はどの程度のバイトが輻輳に遭遇したかを評価し、これに基づいてウィンドウサイズを調整する。
- ・ **高バースト耐性**: データセンターでは、短いフローと長いフローが混在しており、これを誘因として同一サーバへのデータ送信が集中する「インキャストバースト」³⁰⁾と呼ばれる現象が発生しやすい。DCTCP は、これらのバーストを効果的に処理し、パケット損失を最小限に抑える。
- ・ **浅いバッファのスイッチに最適化**: バッファが浅いスイッチ環境でも高いスループットを維持できるように設計されている。これにより、データセンターのコストを抑えつつ、効率的なデータ転送が可能になる。
- ・ **データセンター内での使用**: データセンター内での使用を前提としており、公共のインターネット上での使用は推奨されていない。DCTCP は、特に高いコスト・パフォーマンスを求める大規模なデータセンター環境での導入が拡大している。³¹⁾

5 むすび

通信ネットワークの利用拡大が続く中、リアルタイム性、確定性、低遅延といった要求が増大している。本稿では、これらの要求に対

応するための技術について紹介した。長年にわたり広く利用されている TCP/IP アーキテクチャに対して、さらなる進化と改良が進められていると同時に、エッジコンピューティングによる通信経路の短縮や、IoT デバイスにおける CoAP³²⁾など TCP/IP に代わる軽量プロトコルの採用など、直接的・抜本的な対応も行われている。今後も TCP/IP アーキテクチャなどの技術資産の進化・改良が続くとともに、エッジコンピューティングなどの新たな技術パラダイムが融合されることで、通信ネットワークのさらなる進化と発展が期待される。これにより、さまざまな産業分野において、より高性能で信頼性の高い通信基盤が構築され、デジタルトランスフォーメーションの推進に寄与することが予想される。

参考文献

- 1) 独立行政法人 情報処理推進機構:DX 白書 2023, IPA, (2023-3-16)
- 2) 総務省:令和 6 年版情報通信白書, 総務省, (2024-7)
- 3) 岩崎有平, “Ethernet TSN が IoT を変える”, 日本システムクリエイト, <https://www.n-s-c.co.jp/Ethernet-TSN/>
- 4) W. Eddy, “RFC 9293 - Transmission Control Protocol (TCP)”, IETF STD 7, August 2022.
- 5) 株式会社インターネットイニシアティブ, “定期観測レポート「ブロードバンドトラフィックレポート～ブロードバンドトラフィックレポート～2 年目に入ったコロナ禍の影響～」”, Internet Infrastructure Review (IIR) Vol.52, 2021 年 9 月.
- 6) 株式会社インターネットイニシアティブ, “定期観測レポート「ブロードバンドトラフィックレポート～コロナ禍を経てトラフィックは安定増加傾向～」”, Internet Infrastructure Review (IIR) Vol.60, 2023 年 9 月.
- 7) 株式会社インターネットイニシアティブ, “定期観測レポート「IIJ インフラから見たインターネットの傾向～2024 年～」”, Internet Infrastructure Review (IIR) Vol.65, 2024 年 12 月.
- 8) D. Medhi, K. Ramasamy, “7.2.2 Bandwidth Delay Product”, Network Routing (Second edition), A volume in The Morgan Kaufmann Series in Networking, 2018.
- 9) J. Postel, “RFC 768 - User Datagram Protocol”, IETF, August 1980.
- 10) B. Braden, D. Clark, J. Crowcroft, B. Davie, S. Deering, D. Estrin, S. Floyd, V. Jacobson, G. Minshall, C. Partridge, L. Peterson, K. Ramakrishnan, S. Shenker, J. Wroclawski, L. Zhang, “RFC 2309 - Recommendations on Queue Management and Congestion Avoidance in the Internet”, IETF4445, April 1998.
- 11) R. Pan, P. Natarajan, F. Baker, G. White, “RFC 8033 - Proportional Integral Controller Enhanced (PIE): A Lightweight Control Scheme to Address the Bufferbloat Problem”, IETF, February 2017.

- 12) K. Nichols, V. Jacobson, A. McGregor, J. Iyengar, “RFC 8289 - Controlled Delay Active Queue Management”, IETF, January 2018.
- 13) I. Rhee, L. Xu, S. Ha, A. Zimmermann, L. Eggert, R. Scheffenger, “RFC 8312 - CUBIC for Fast Long-Distance Networks”, IETF, February 2018.
- 14) L. Kleinrock, “The latency/bandwidth tradeoff in gigabit networks”, IEEE Communications Magazine, April 1992, Volume: 30, Issue: 4, p.36 - 40
- 15) V. Jacobson, R. Braden, D. Borman, “RFC 1323 - TCP Extensions for High Performance”, IETF, May 1992.
- 16) M. Dong, Q. Li, D. Zarchy, B. Godfrey, M. Schapira, “Rethinking congestion control architecture: performance-oriented congestion control”, ACM SIGCOMM Computer Communication Review, Vol.44, No.4, August 2014.
- 17) PCCproject (Performance-oriented Congestion Control project), URL: <https://github.com/PCCproject>
- 18) N. Cardwell, I. Swett, J. Beshay, “BBR Congestion Control”, Internet Draft: draft-ietf-ccwg-bbr-01, October 10, 2024.
- 19) B. Briscoe, K. De Schepper, M. Bagnulo, G. White, “RFC 9330 - Low Latency, Low Loss, and Scalable Throughput (L4S) Internet Service: Architecture”, IETF, January 2023.
- 20) K. De Schepper, B. Briscoe, “RFC 9331 - The Explicit Congestion Notification (ECN) Protocol for Low Latency, Low Loss, and Scalable Throughput (L4S)”, IETF, January 2023.
- 21) K. De Schepper, B. Briscoe, G. White, “RFC 9332 - Dual-Queue Coupled Active Queue Management (AQM) for Low Latency, Low Loss, and Scalable Throughput (L4S)”, IETF, January 2023.
- 22) D. Satish, J. Kua, S. Pokhrel, “Active Queue Management in L4S with Asynchronous Advantage Actor-Critic: A FreeBSD Networking Stack Perspective”, Future Internet, vol. 16, no. 8, July 2024.
- 23) K. Ramakrishnan, S. Floyd, D. Black, “RFC 3168 - The Addition of Explicit Congestion Notification (ECN) to IP”, IETF, September 2001.
- 24) 3GPP TR21.918 Technical Specification Group Services and System Aspects; Release 18 Description; Summary of Rel-18 Work Items (Release 18)
- 25) J. Iyengar, M. Thomson, “RFC 9000 - QUIC: A UDP-Based Multiplexed and Secure Transport”, IETF, May 2021.
- 26) HPC Advisory Council, “Introduction to High-Speed InfiniBand Interconnect”, Technical Workshop on InfiniBand for Trigger/DAQ – indoco (CERN), January 2013.
- 27) IEEE Standard 802.3-2022 “IEEE Standard f655or Ethernet”.
- 28) IEEE Standard 802.1Q-2022 “IEEE Standard for Local and metropolitan area networks— Bridges and Bridged Networks”.
- 29) S. Bensley, D. Thaler, P. Balasubramanian, L. Eggert, G. Judd, “RFC 8257 - Data Center TCP (DCTCP): TCP Congestion Control for Data Centers”, IETF, October 2017.
- 30) C. Canel, B. Madhavan, S. Sundaresan, N. Spring, P. Kannan, Y. Zhang, K. Lin, S. Seshan, “Understanding Incast Bursts in Modern Datacenters”, IMC '24: Proceedings of the 2024 ACM on Internet Measurement Conference, p674-680, November 04, 2024.
- 31) A. Dhamija, B. Madhavan, H. Li, J. Meng, S. Khare, M. Rao, L. Brakmo, N. Spring, P. Kannan, S. Ghorbani, “A large-scale deployment of DCTCP”, 21st USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI '24), April 16–18, 2024.
- 32) Z. Shelby, K. Hartke, C. Bormann, “RFC 7252 - The Constrained Application Protocol (CoAP)”, IETF, June 2014.

執筆者



加藤 豊行
先端技術研究所
技術企画部

公知

一般論文

- DXソリューションプラットフォームAccelVisionの開発
- 再現性に優れたモバイル端末フィールド試験ソリューション
- IEEE 802.11be 320 MHz帯域幅に対応したMT8862Aオプション開発
- DCIコヒーレント伝送品質測定用MU104014B開発
- 位相積分コヒーレンス補償による高性能OFDRシステムの開発
- 世界初「透過型」NIR全数錠剤検査装置の開発
- Electrical Performance Enhancements of Fixed Waveguide Attenuators
- Millimeter-wave Optical Network Analysis

DX ソリューションプラットフォーム AccelVision の開発

脇田 智大 Tomohiro Wakita, 新地 雄太 Yuta Shinchi

[要 旨]

製造業をはじめとする産業分野では、少子高齢化の進行に伴い、労働力不足による生産性の低下が深刻な問題となっている。これらの課題に対処するために開発した産業 DX ソリューション「AccelVision」は、双方向コミュニケーションや外部システム連携を活用し、既存設備への柔軟な適応を実現することで省力化を進め、生産効率の向上を目指す。さらに、映像管理システムとの連携により、映像とともにイベントの可視化を行い、事象を直感的に把握し、迅速かつ的確な対応を可能にする。また、パートナー企業との共創を通じて、安全管理やネットワーク監視に加え、顧客要望に応じたソリューションの拡充を進めている。本稿では AccelVision の仕組みや特長、ソリューションの中核を担うエッジプラットフォーム装置「Estinargy」の開発について紹介する。

1 まえがき

近年、少子高齢化の進行に伴いさまざまな産業において、労働力不足による生産性の低下が深刻な問題となっている。これらの課題に対処するために、デジタル技術を活用して業務の変革を行う産業のデジタルトランスフォーメーション(DX)が期待されている。DX は従来の手作業に代わるデータ収集や分析の自動化を通じて省力化を進め、生産効率の向上を目指している。しかし、DX の導入は依然として進展しておらず、要因として、異種機器が混在する既存設備への導入の難しさや膨大なデータを迅速に分析するためのリソース、適切なツールの不足などが挙げられる。

今回我々は、製造業をはじめとする産業におけるトラブル発生時の現状把握や現場指示にかかる時間ロス、データ分析にかかる手間を削減することで省力化を進め、生産性の向上に貢献する産業 DX ソリューション「AccelVision」を開発した。AccelVision は、第 2 章で述べるように、双方向コミュニケーション高度化、生産機器のトラブル対応迅速化、データ収集と解析の効率化を通じて課題に対応する。また、既存の設備に柔軟に適応可能なシステムを構築することができ、顧客の環境に応じた最適な提案を行うことで導入障壁を低減する。さらに、これまで培ってきたネットワーク帯域制御技術や製品開発・保守・サポート全般に渡る知見を活かしたソリューションを提供することで、DX 推進の持続的な支援を目指す。

AccelVision の設計においては、キーコンポーネントを中心に補完するパートナーコンポーネントを組み合わせる構造を採用し、導入の容易さと継続的なソリューション拡張に対応可能とした(図 1)。さらに、後述するエッジプラットフォーム装置「Estinargy」を活用し、パッケージソフトウェアを組み合わせる構成にすることで、顧客の個別課題に対応した最適なソリューションを提供することが可能である(図 2)。

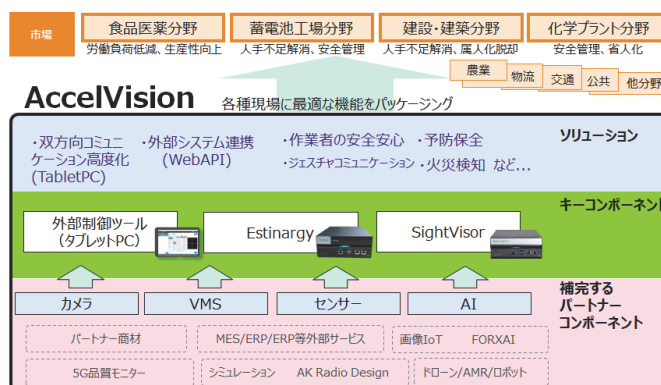


図 1 AccelVision 構成

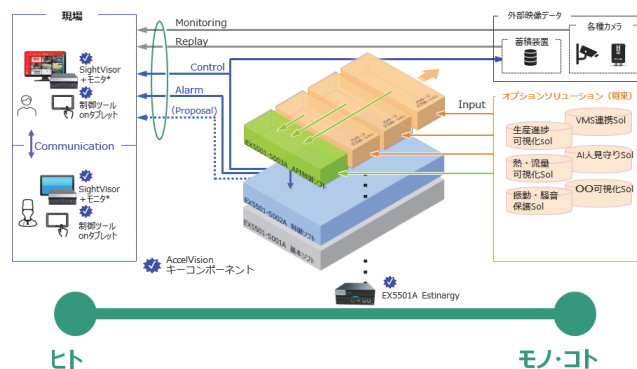


図 2 Estinargy 構成

2 AccelVision の特長

2.1 双方向コミュニケーション高度化

工場の生産ラインにおいては、製品の生産に関連する計画・監視・調整を行うために生産管理室を設け、効率的な生産活動が行われるよう管理し、品質、納期、コストなどをコントロールしている。しかし、生産ラインでトラブルが発生した場合、現場の状況を正確に把握し、適切な指示を行うために管理者が現場に直接赴く必要があり、迅速な対応が難しい。

AccelVision を活用し生産管理室の管理者と生産ラインの担当者間で現場映像と生産状況を共有することで、リモートで指示および完了通知を制御できる。この双方向コミュニケーションにより業務効率が向上しダウンタイム削減が可能となる(図3)。

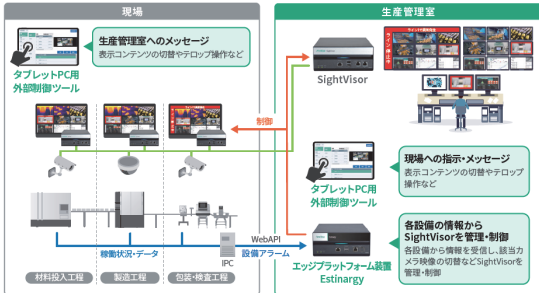


図3 双方向コミュニケーション構成

2.2 生産機器のトラブル対応迅速化

生産機器においては、故障やトラブルなどのイベントが発生した際、警告表示灯や監視制御とデータ収集を行う外部システム(SCADA等)に通知する手段の一例として、接点制御(DI/DO)を使用し、警告表示灯などに通知を行うことで作業員への気づきを促している。しかし、このような機器では、故障やトラブルの詳細な状況を把握することが困難であり、また、実際に発生した事象を視覚的に確認する手段が限られているという問題がある。

AccelVision は、非常用発電設備や受配電設備等の監視対象設備を遠隔から監視・制御するシステム「分散型遠方監視装置」を活用し、接点信号を受信して故障やトラブルの詳細、発生時刻、表示灯の制御情報等を付加した上で、WebAPIを通じて外部システムに送信することができる。これにより既存システムと同様に表示灯などの制御だけでなく、映像管理システム「VMS(Video Management System)」との連携を通じて、イベント発生前後の映像を抽出し、情報を可視化することにより、発生した事象をより直感的に把握し、迅速かつ的確な対応を可能にする(図4)。

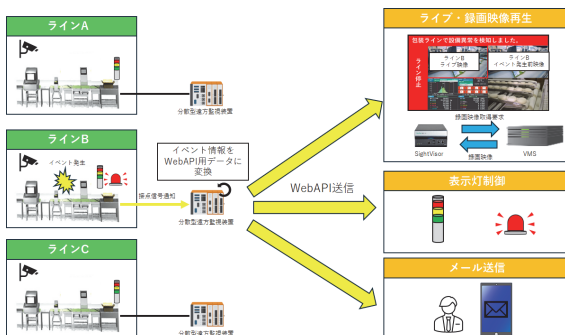


図4 外部システム連携

2.3 データ収集と解析の効率化

生産設備では、わずかな時間の停止「チョコ停」など、簡易的なトラブルが日常的に発生する。短時間の停止は重大事故に繋がらないと判断し、システムに記録していないことが多い。また、トラブル情報が膨大な場合、目的の情報を検索するには、時間と手間がかかり、トラブル内容だけでは詳細な状況を把握することは難しい。

AccelVision は、チョコ停のような簡易トラブルから重大なトラブルに至るまですべての情報を蓄積する。これらの情報は生産ラインや機器ごと、または重要度に応じてグルーピングして閲覧できる。さらにイベント発生した箇所を地図上にマッピングし、迅速に発生箇所を特定できる。加えて、イベント発生前後の映像を再生し、そのときの詳細な状況を確認できるため、迅速かつ的確な原因分析が可能となる(図5)。

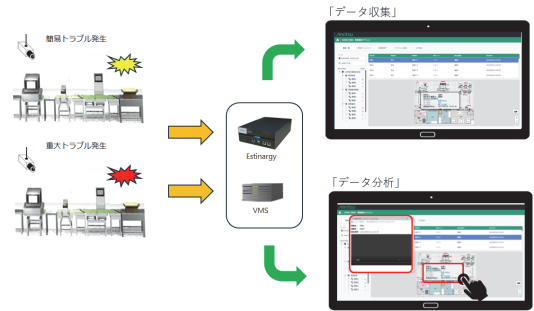


図5 データ収集とデータ分析

3 Estinergy の開発

3.1 目的

2.1 節, 2.2 節, 2.3 節の実現には外部機器からの通知を受けて、それに応じた制御を行う中継機能が不可欠である。また、継続的な業務改善のため通知されたイベント情報を一元管理し、その情報と映像データを紐づけることによって、管理者がいつでも容易に確認・分析できる環境が求められる。こうした要求に応えるため、我々は AccelVision の中核を担うエッジプラットフォーム装置「Estinergy」を開発し、必要な機能を実現した(表1参照)。

Estinergy は、生産機器や外部機器と連携し、イベント情報を集約してデータを一元的に管理するとともに、録画映像との紐づけを行う機能を備えたオールインワン型の装置である。現場映像と合わせたイベント情報管理の効率化と迅速な対応を支援する役割を果たす。



図 6 Estinargy 本体外観

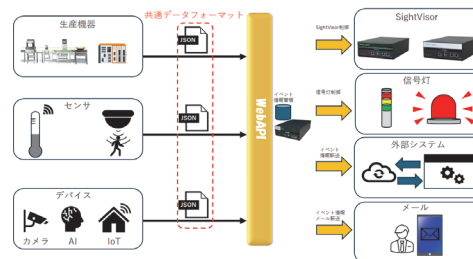


図 7 WebAPIを活用した連携イメージ

3.2 ソフトウェアパッケージ管理方式と拡張性

顧客の個別課題へ柔軟に対応するため、ソフトウェア提供形態は機能ごとにオブジェクト構造を分離したパッケージ管理方式を採用した。これにより、顧客に応じて必要な機能を持つソフトウェアを組み合わせて提供することができ、WebUI から容易に追加して機能拡張が可能である(表 2 参照)。

3.3 柔軟な API の提供

外部システムとの連携を実現するためには取り扱いが容易かつ汎用的な API の提供が不可欠となる。Estinargy では、異なるアプリケーション間でデータを受け渡す手段として一般的に用いられている REST API をベースとした。REST API は WebAPI の一形態で HTTP プロトコルをベースにしたシンプルでスケーラブルなアーキテクチャスタイルである。リソースに対する操作は HTTP メソッド(GET, POST, PUT, DELETE)を使用する。

外部機器から取得する情報は多岐にわたるが、データ種別を極力低減するため、予備領域の考慮とデータフォーマットを統一する必要がある。Estinargy では HTTP メソッドを POST かつデータフォーマットを 1 種類に限定することで、連携を容易にしている。データフォーマットには JSON(JavaScript Object Notation)を採用した。JSON は軽量なデータ交換フォーマットで主に Web アプリケーションで使用されるもので、拡張性、視認性に優れておりイベント情報、映像情報、機器制御情報、および将来の拡張用の予備領域を含む汎用的なデータフォーマットを実現した。

データフォーマットをパートナー企業や SIer(システムインテグレータ)などに公開することにより、他社が持つ生産機器やセンサー等から任意にデータを受信できる仕組みを実現した。これにより、AccelVision と他社のシステムを組み合わせた柔軟で拡張性のある連携が可能となり、ソリューション提供の幅が広がる。

3.4 Blazor による WebUI の提供

パッケージソフトウェアは、Web ユーザインタフェース(WebUI)を提供する Web アプリケーション(フロントエンド)と、データ処理など装置内部で動作するアプリケーション(バックエンド)で構成される。Estinargy における WebUI の開発では、フロントエンド部は Blazor を用いて実装する。Blazor は、後述する.NET をベースに C#, HTML, CSS を使用して Web アプリケーションを開発するためのオープンソースの Web フレームワークである。

従来の Web アプリケーション開発では、主にクライアントサイドを JavaScript, サーバサイドを他言語(PHP, Java 等)で実装する必要があり、学習コストや開発効率において一定の課題を抱えていた。

これに対して、Blazor はクライアントサイドとサーバサイド両方の処理を一定程度 C#で統一的に実装することが可能である。さらに、.NET による豊富なライブラリやツール群を活用することができるため、開発者はリッチでインタラクティブな WebUI を効率的に構築できる。これにより、異なる技術スタック間でのコードの一貫性を保ちながら、高度な機能を持つ Web アプリケーションを開発することが可能となる。

3.5 UI の創意工夫

外部機器から収集したイベント情報を集約し、過去に発生した事象を WebUI で閲覧できるようにしている。しかし、単に情報を表示するだけでは、膨大なデータの中から必要な情報を探し出すことになり、検索に多くの手間がかかることが推測される。そこで、ユーザビリティの向上を目的として、以下 3 つの工夫を施した。

(1) イベント情報の階層化

イベント情報を階層化することにより、グルーピング表示を実現した(図 8)。これにより、発生した機器のラインを迅速に特定でき、膨大なデータの中から目的の事象を効率的に確認することが可能となる。この階層化は、情報を分類し、関連性の高い事象を一目で把握できるようになるため、操作性と視認性を大幅に改善する効果が得られる。



図8 イベントの階層化表示

(2) イベント発生個所のマップ表示

イベント発生個所をあらかじめ用意したマップ上にプロットする機能を実現した。この機能により、その発生位置を直感的に確認することができるようになる。また、ポップアップ表示を利用することで、詳細情報を簡便に確認できるようにした(図9)。この視覚的なアプローチにより、イベント発生個所の特定にかかる手間を大幅に削減し、迅速な情報把握を可能にした。

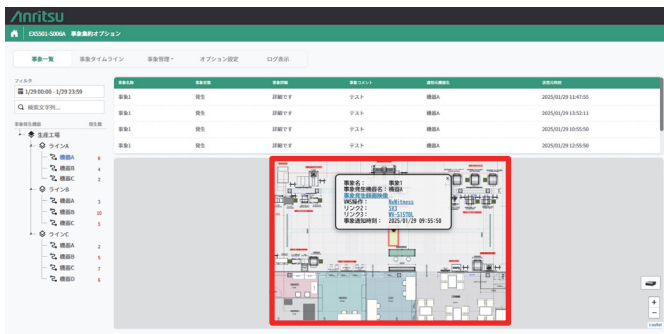


図9 イベント情報のマップ表示

(3) イベントのタイムライン表示

イベント情報を時系列に沿って表示するタイムライン機能を実現した(図10)。タイムライン表示により、発生順序や相互の関連性を一目で把握することができる。これにより、複数のイベントが発生した場合でも、時間軸に沿った情報の整理が容易になり、発生状況を効率的にトレースできるようになる。

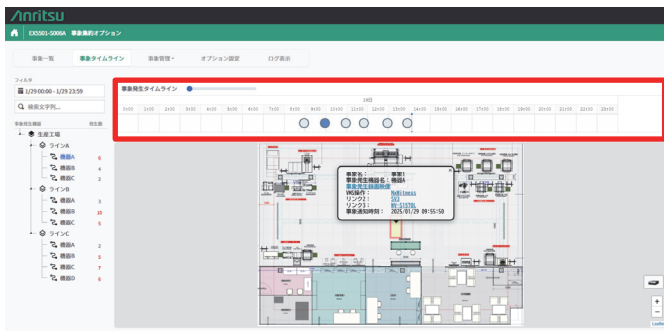


図10 イベント情報のタイムライン表示

3.6 gRPCによるサービス間通信

フロントエンドとバックエンド間のデータを受け渡す内部通信にはgRPCを使用する。gRPCはオープンソースのリモートプロシージャコール(RPC)であり、HTTP/2.0を使用することで複数のリクエストを同時に処理でき、通信効率が高く高速なデータ転送を実現する。さらにgRPCはマイクロサービス間通信にも適しており、複数のソフトウェアパッケージで構成されるEstinargyにおいては非常に有効である。加えて、高い拡張性も備えており、将来、提供機能によってはクラウドサーバへの移行も、柔軟に対応可能である。

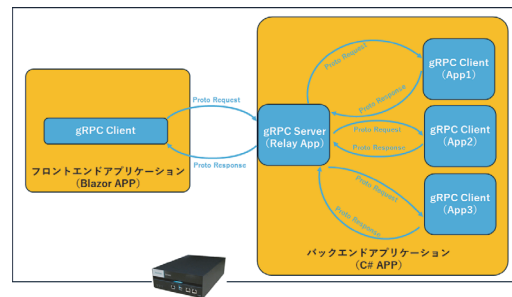


図11 gRPCを使用した内部通信構造

3.7 .NETによるマルチプラットフォーム対応

Estinargyではアプリケーションプラットフォームとして.NETを採用している。.NETは、さまざまなオペレーティングシステム(OS)に対応したマルチプラットフォームアプリケーションの開発環境として期待されており、本開発においては幅広いOSやハードウェア環境への展開を目指し、また長期サポートであるLTS(Long-Term-Support)が用意されている点を考慮した結果.NETを選定した。

4 映像技術の活用

4.1 VMS連携

2.2節で述べたようにVMSとの連携を通じて、イベント発生時刻から指定時間遡った範囲の録画映像をWebブラウザで再生する機能を提供する。この機能により、イベントと映像を合わせて視覚的に分析することが可能となる。

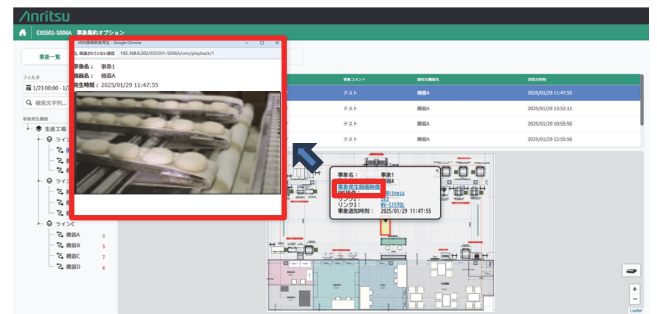


図12 イベント発生時録画映像の再生

4.2 SightVisor 連携

情報閲覧装置「SightVisor」は最大 9 つの分割画面に映像または Web コンテンツを表示するマルチデコーダ装置である。SightVisor を活用し、イベント発生時に表示映像の切り替え制御を指示することにより、関連するカメラ映像とイベント情報を自動的に表示可能となる。さらに VMS から録画映像を取得することにより、リアルタイム映像と録画映像を同時に再生することができる。これにより、ユーザはアラーム認知、現状把握、原因把握、原因分析をシームレスに行うことができ、効率的な事象の把握と対応が可能となる。

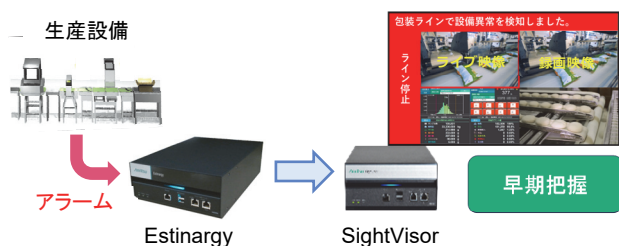


図 13 イベント発生時録画映像の再生

4.3 HDMI エンコーダ活用による複数の映像集約録画

市販の HDMI エンコーダを用いて、SightVisor が出力する映像をエンコードし、再配信した映像を VMS で録画することで複数のカメラ映像や Web コンテンツ画面を集約して 1 つの映像として録画することが可能となる。

この手法により、複数の場所でトラブルが発生した場合でも 1 つの映像として統合的にモニタリングすることができ、対象となる映像の検索時間を短縮するとともに、映像データで保持した情報の関連性を迅速に確認することができる。

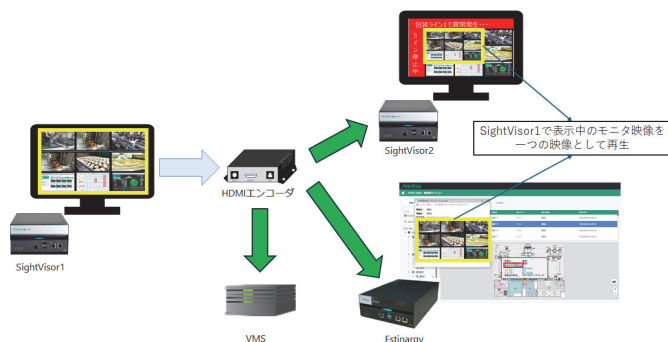


図 14 HDMI エンコーダによる複数映像集約録画

5 パートナーとの共創

5.1 現場変革ソリューション uSIGMA®との共創

製造・物流業界においてヒト・モノが大きく関わる工程（組立工程、

置場管理等）が可視化されておらず、DX 化および業務管理・改善のネックとなっている。この課題に対しアドソル日進株式会社は、ヒトやモノの位置情報を収集し、それを活用することで現場の変革を支援するソリューション「uSIGMA®」を提供している。このソリューションを活用し、工場や倉庫内での業務管理、作業分析、在庫所在管理において、ヒト、モノの移動や位置情報を可視化・分析することにより、不要な作業の削減、所在を正確に把握することが可能となる。これにより現場業務の改善および変革を促進することができる。

uSIGMA®の可視化・分析をさらに強化するため AccelVision との連携を図ることで、業務管理や作業分析において実際の映像を活用できるようになり、業務管理者は「ヒトが何をしていたか」「モノがどこにあるか」を直感的に把握できるようになる。

具体的には、uSIGMA®で分析したいカメラ情報を Estinargy に要求することで、ライブ映像や指定された時刻の録画映像を再生し、ヒトやモノの動きをトレースすることが可能となる。



図 15 uSIGMA-AccelVision 連携

5.2 工場・ビル向け OT/IoT セキュリティサービスとの共創

企業や自治体、さまざまな業界がDXを推進する現代において、インターネットに接続される端末はIT機器に限らず、工場やビルで稼働する制御機器にまで広がり、これらがサイバー攻撃の新たな標的となることが懸念されている。このような背景の中、NTTアドバンステクノロジ株式会社（以下、NTT-AT）は、内部ネットワークの通信を可視化し、制御ネットワークに接続された機器および通信状況を監視するソリューション「工場・ビル向けOT/IoTセキュリティサービス」を展開している。

工場・ビル向け OT/IoT セキュリティサービスによるネットワーク通信の監視において、映像情報を付加することにより、イベント発生時の迅速かつ的確な状況把握が可能となる。AccelVision との連携により、サイバー（ネットワーク）およびリアル（映像）の一元的なモニタリングを実現し、現場の負荷軽減を目的としたサイバー・フィジカル統合ソリューションを提供する。

具体的には、NTT-AT が販売する米国 Fortinet 社のネットワー

クセキュリティアプライアンス「Fortigate」に溜まった通信ログを自動分析する NTT-AT 独自のソフトウェア(INI: Internal Network Inspector)が未承認端末や通常とは異なる接続先を検知した場合、WebAPI を通じて Estinargy に通知する。この通知を受け、イベントの記録および発生時の映像を再生することで、管理者は効率的にイベントドリブンでデータセンターなど現場の状況を目視確認できるようになる。この一連のプロセスにより、サイバー攻撃の兆候を迅速に把握し、対応を強化することが可能となる。

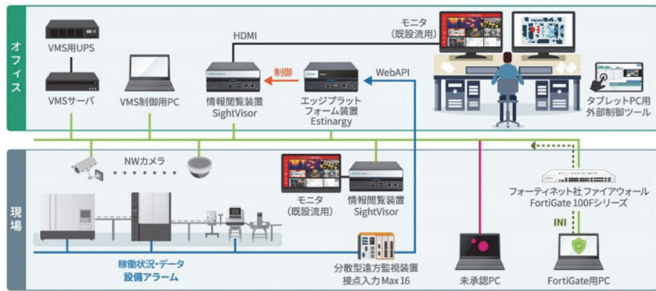


図 16 サイバー・フィジカル統合ソリューション

5.3 労働安全支援パッケージ ADDSAFE との共創

日本での労働災害が最も多い業種は製造業でありその数は全産業の 20%に相当する。さらに近年、製造現場の省人化や生産品目の多様化が進む一方で、迅速な対応が求められるようになり作業者の負担が増加し、労働災害の発生リスクが高まっている。このような背景の中、コニカミノルタ株式会社は、カメラ映像からヒトやモノを認識する高度な画像処理・AI 技術を保有しており、この技術を活用したソリューション「ADDSAFE」を提供している。このソリューションは、AI による映像解析を通じて、転倒や不正進入などの異常事象をリアルタイムで検出することが可能である。

AccelVision との連携では、ADDSAFE は人の転倒や進入を検出し、そのイベント情報を Estinargy に通知する。これにより、労働災害発生時および立ち入り禁止エリアへの進入を即座に関係者へ通知することができ、双方向のコミュニケーションを介して迅速な対応が可能となる。さらに、現場での安全管理が強化され、事象発生時の早期対応が促進される。将来的に事例データの蓄積と分析データの活用による未然防止への応用が期待される。

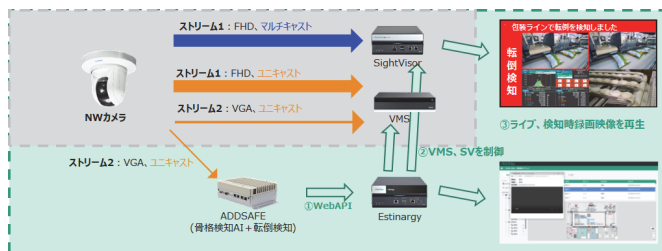


図 17 ADDSAFE-AccelVision 連携

6 自社活用事例

6.1 東北アンリツ第 2 工場

アンリツ製品のグレートマザー工場である東北アンリツでは、DX の一環として、作業工程の見える化を実現するソリューション「温度および工程モニタリング」を導入している。このシステムに AccelVision を使用して作業工程で発生したイベントを収集し、映像を用いて状況を可視化した。

例えば、協働ロボットで異常が発生した場合、Estinargy にイベントが通知され、異常発生時の状況が映像として記録、可視化される。これにより作業工程の分析が可能となり、作業の改善や最適化に向けた意思決定を支援することが可能となる。

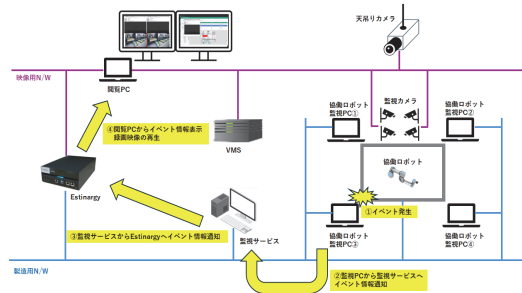


図 18 温度工程モニタリング-AccelVision 連携 システム構成

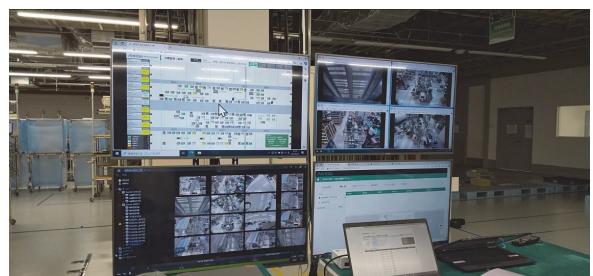


図 19 東北アンリツ第 2 工場での活用風景

6.2 アンリツ 5G ラボ

アンリツ 5G ラボは技術実証支援、ローカル 5G を活用したユースケースの紹介、イノベーション共創の場として 2021 年 4 月から運用を開始した。

AccelVision はアンリツ 5G ラボを第 5 章で述べたパートナー企業との共創の場として活用しており、ユースケースの探索、実現性の確認、および顧客を招いた実証を行っている。また AccelVision を常設展示し、アンリツが提案する産業 DX ソリューションを体験できるようにしている。実際に体験した顧客からのフィードバックを収集し、必要な機能を精査して追加実装するサイクルを回すことで、より高い顧客価値を提供する製品を開発することができる。

一例として、ADDSAFE を用いた進入検出デモが行われている。

図 20 は ADDSAFE による進入検出のシーンを示し、図 21 はそ

の進入検出が AccelVision に通知された際の表示を示している。これにより、顧客はリアルタイムで危険エリアへの進入を検出し、映像で状況確認して迅速な対応が可能であることを実感できる。



図 20 ADDSAFE 進入検出



図 21 ADDSAFE AccelVision 連携 デモ風景

7 むすび

今回我々は、製造業をはじめとする産業 DX の推進を目的としたソリューション「AccelVision」と、その中核を成すエッジプラットフォーム装置「Estinargy」を開発した。AccelVision は、双方向コミュニケーションや外部システムとの連携を通じて、映像データを活用した視覚的な分析を実現し、省力化を進め生産効率の向上を可能とした。さらに、パートナー企業との共創を通じて、現場の安全管理やネットワーク監視だけでなく、顧客の要望に合わせたソリューションの拡充を進め、さまざまな産業の DX を加速していく。実際に、東北アンリツ第 2 工場やアンリツ 5G ラボにおける実証を通じてその効果が確認されており、今後の技術革新を通じて更なる発展が期待される。

8 参考文献

- 1) Blazor
<https://dotnet.microsoft.com/ja-jp/apps/aspnet/web-apps/blazor>
- 2) gRPC
<https://grpc.io/docs/what-is-grpc/introduction/>
- 3) [H.264 対応情報閲覧装置 SightVisor の開発](#)

- 4) [ユニファイドネットワークコントローラ PureFlow WSX の開発](#)
- 5) [産業 DX の課題解決を支援する「Anritsu 5G LAB」の役割](#)

執筆者



脇田 智大
環境計測カンパニー
第 2 ビジネス開発部



新地 雄太
環境計測カンパニー
ソリューション開発部

表 1 諸元表

項目		EX5501A
主な インタ フェース	LAN インタフェース	1000 BASE-T×2
	映像出力	デジタルビデオ出力(出力コネクタ HDMI×2 系統) ※ただし通常モードで使用できるのは HDMI-1 のみ
	音声出力	アナログオーディオ(2 ch) 3 極ステレオミニジャック×1
	出力インピーダンス	約 150Ω
ホーム	ソフトウェア一覧表示	追加機能としてインストールされたソフトウェア一覧/各コンポーネント WebUI リンク
サー バ稼 働情 報	システム情報	CPU 使用率, メモリ使用率, ディスク空き容量表示
	ネットワーク情報	LAN1 および LAN2 の MAC アドレス, IP アドレス表示
メン テナ ンス	システム情報	装置形名/シリアル番号/インストールされたソフトウェア情報/ライセンス情報/ システム情報取得
	システム設定	ソフトウェアの更新/ライセンスの適用/日付と時刻の自動設定/ソフトウェアのログ取得/ データベースの初期化/装置内全ログクリア/装置再起動/装置シャットダウン
	ネットワーク設定	LAN1, LAN2 の IP アドレス設定/スタティックルート設定/疎通確認(Ping 送信)
	バックアップ, リストア	データベースのバックアップ・リストア
制 御	リモートコントロール	赤外線リモコンによる電源 ON, OFF
	設定	WEB ブラウザ

表 2 オプションソフトウェア一覧

形名	品名	概要
EX5501-S001A	基本ソフトウェア	エッジプラットフォーム装置に標準インストール
EX5501-S002A	SightVisor 統合管理ソフトウェア	SightVisor 制御機能を備えた Web アプリケーション
EX5501-S003A	WebAPI オプション	SightVisor 制御および外部機器情報を REST 形式の HTTP Request で 受信するためのソフトウェア
EX5501-S004A	データ連携オプション	カメラ位置データを基に地図またはフロアマップ上にカメラアイコンを表示 し、視覚的にカメラを選択可能とする機能を提供するためのソフトウェア
EX5501-S005A	カメラ PTZ 制御オプション	SightVisor から直接制御することのできない ONVIF 形式のカメラを制御す るため、建電協コマンドから ONVIF 形式の制御に変換、中継機能を提供す るソフトウェア
EX5501-S006A	事象集約オプション	外部機器より通知されたイベント情報を保存・閲覧/イベント情報に紐づい た映像の再生機能を提供するソフトウェア
EX5501-S007A	パートナー向け事象集約 オプション	外部機器より通知されたイベント情報を保存・閲覧/イベント情報に関連す る映像の再生, 早送り, 巻き戻し等の映像制御/イベント情報の外部転送/ メール転送機能を提供するソフトウェア

告知

再現性に優れたモバイル端末フィールド試験ソリューション

菅沼 碩文 Hirofumi Suganuma, 滝沢 圭祐 Keisuke Takizawa, 大城 玄太 Genta Oki, 倉光 康太 Kota Kuramitsu

[要 旨]

モバイル端末の性能・機能を十分に担保するためには、ラボ内での特定のテストケースに基づく端末試験に加えて、実フィールド環境での試験も重要となる。しかしながら、実フィールドでは、基地局の稼働状況や電波伝搬環境の変化に起因して、試験結果が必ずしも再現されるとは限らない問題がある。本稿では、端末フィールド試験の問題を克服すべく、FST(Field Simulation Test)ソリューションを提案する。本ソリューションは、実フィールドで取得した電波伝搬特性に基づき、ラボ内で端末を試験するものである。これにより、実フィールドに則した端末試験を同一条件下で繰り返し行うことが可能となる。また、本ソリューションの実フィールドに対する適用例を紹介する。

1 まえがき

2020年の商用化以降、第5世代移動通信システム(5G)は急速に普及しており、2028年には5Gの契約数が、モバイル全体のその半分以上を占めるものと予想されている¹⁾。また、2030年頃には第6世代移動通信システム(6G)の商用化が期待されており、その実現に向けて、要求条件、ユースケース、および要素技術等が議論され始めている^{2), 3)}。

スマートフォンやタブレット等のモバイル端末(UE: User Equipment)がユーザの手元に届くまでには、安定した高い品質を担保すべく、さまざまな検証・評価が行われる。例えば、研究開発段階では端末の性能・機能を評価するために、RF(Radio Frequency)、プロトコル、データスループット、および消費電力等の観点から試験がなされる。さらに、端末とモバイルネットワーク間の相互接続性を事前に確認するために、コンFORMANCE試験^{4), 5)}や通信事業者受入試験(CAT: Carrier Acceptance Test)⁶⁾も行われる。コンFORMANCE試験は、端末が3GPP(The Third Generation Partnership Project)により規定される技術標準に適合するかを評価するものである。またCATは、端末が通信事業者によって独自に定められる機能を具備するかを検証するものである。一般に、これらの試験は、特定の条件を想定したテストケースに基づき、ラボ内で実施される。

一方、ラボ試験で規定されるテストケースの補完⁴⁾や、ユーザが体感する端末品質評価⁷⁾を目的として、実際のフィールド環境においても端末試験が実施される。今後、ドローンや自動運転車等の自律型車両^{8), 9)}、産業IoT(Internet of Things)¹⁰⁾、および遠隔医療¹¹⁾といった要求の厳しいアプリケーションサービスが登場するとともに、それらを支えるべく、ベストエフォート型から品質保証型へのモバイル通信サービスの拡大が予想される¹²⁾。そのため、端末フィールド試験の重要性は、益々高まっていくものと考えられる。しかしな

がら、実フィールドでは、基地局(BTS: Base Transceiver Station)の稼働状態や電波伝搬環境の変化に起因して、端末試験を同一条件下で繰り返し行うことが困難であり、試験結果が必ずしも再現されるとは限らないといった問題がある^{13), 14)}。したがって、実フィールド環境に基づいた、条件制御可能な端末試験の実現が期待される。

以上の点に鑑み、本稿では、FST(Field Simulation Test)ソリューションを提案する。本ソリューションは、実フィールドで測定された基地局信号を解析し、電波伝搬環境をモデル化するとともに、そのモデルを用いながら、ラボ内で端末を試験するものである。これにより、実フィールドに則した端末試験を、同一条件下で繰り返し行うことが可能となる。また、本ソリューションの有効性を明らかにすべく、既知の電波伝搬環境におけるモデル生成精度を評価するとともに、実フィールドに対する適用例を紹介する。

2 提案ソリューション

2.1 FST(Field Simulation Test)の概要

図1は、FSTソリューションのコンセプトを示したものである。3GPPでは電波伝搬条件を含むテストケースが規定され、端末試験に用いられるものの、すべての環境条件を網羅することは困難である。したがって、テストケースの補完を目的として、端末フィールド試験が実施される⁴⁾。従来のフィールド試験では、端末メーカーの担当者が、DUT(Device Under Test)である端末を持って実フィールドに移動し、試験を行う。このようなフィールド試験は、端末の新規開発や改良に応じて繰り返し行われることから、莫大な時間と費用を必要とする。また、フィールド試験は、基地局の稼働状態や電波伝搬環境の変化によって、必ずしもその結果が再現するとは限らないといった問題も含んでいる。これらの端末フィールド試験における効率性や再現性の問題に対して、提案するFSTソリューションは、実フィールドで取得した電波伝搬環境をラボ内で模擬しながら端末

試験を行うものである。これにより、ラボ内において、実フィールド環境に基づく端末試験を同一条件下で繰り返し行うことが可能となる。

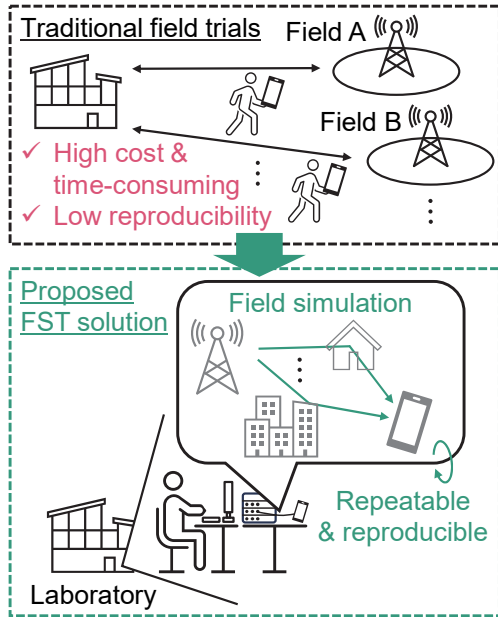


図1 FSTソリューションのコンセプト

図2は、FSTソリューションの全体構成を示したものである。本ソリューションは、収録(Capturing)、解析・モデル化(Analysis and Modeling)、および試験(Testing)の3ステップから構成される。まず、収録ステップでは、実フィールドにおいて、通信プロトコルシーケンス情報である端末ログを取得するとともに、基地局から送信されたDL(Downlink)信号をベースバンドIQ(In-phase and Quadrature)データとして収録する。次に、解析・モデル化ステップでは、端末ログを活用しながら収録したIQデータを解析することにより、電波伝搬環境を特徴づけるフェージングモデルを生成する。最後に、試験ステップでは、基地局シミュレータと生成モデルに基づくフェージングシミュレータにより実フィールド環境を模擬し、端末の接続性を評価する。

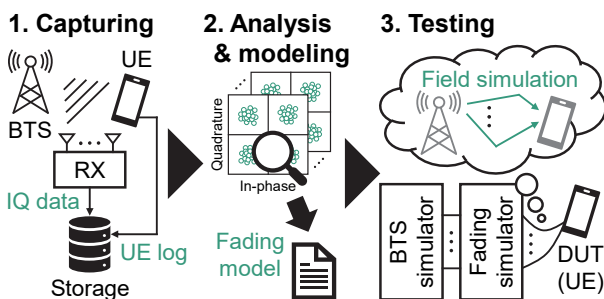
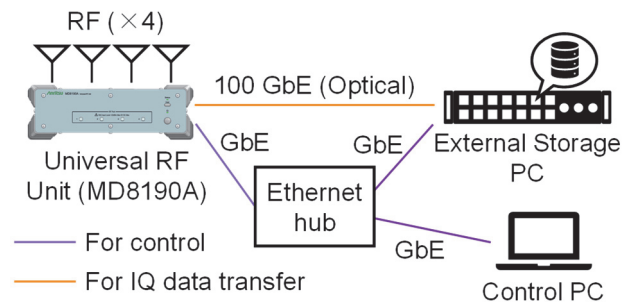


図2 FSTソリューションの全体構成

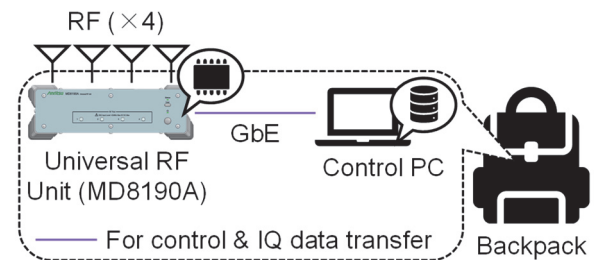
以降では、本ソリューションにおける3つのステップについて、それぞれ詳細に述べる。

2.2 収録

収録ステップでは、5G NR(New Radio)または第4世代移动通信システム(4G) LTE(Long Term Evolution)の基地局から送信されたDL信号をベースバンドIQデータとして、端末ログと同時に任意の時間、収録する。図3は、FSTソリューションにおいてIQデータ収録を行うためのRF Air Monitor Systemの構成を示したものである。同図に示すように、本ソリューションでは、長時間かつ複数バンド収録が可能なStandard構成と、バックパックに収まるサイズのLite構成を使い分けることができる。



(a) Standard 構成



(b) Lite 構成

図3 RF Air Monitor Systemの構成

同図(a)のStandard構成は、Universal RF Unit(MD8190A)、外部ストレージPC、および制御PCから構成される。Universal RF Unitは、アナログRF信号をデジタルベースバンドIQデータに変換することが可能な汎用RFインタフェース機器である。本ソリューションでは、アンテナが接続されたUniversal RF Unitを用いて、基地局から送信されるRF信号を受信し、IQデータに変換する。外部ストレージPCは、大容量のSSD(Solid State Drive)を備え、光ファイバケーブルによる100ギガビット・イーサネットを用いて、Universal RF Unitに接続される。Universal RF Unitによって変換されたIQデータは、リアルタイムに外部ストレージPCへ転送され、SSDに格納される。制御PCは、ギガビット・イーサネットでUniversal RF Unitと外部ストレージPCに接続される。制御PC上にインストールされたLog Capture Control Software(MX879000PC)を通して、これらの機器は制御される。ま

た、RF Air Monitor System は、2 台の Universal RF Unit を同時に使用した収録もサポートする。これにより、キャリアアグリゲーションが施された NR SA(Stand Alone)または LTE における 2 バンド同時収録や、NR NSA(Non-stand Alone)における NR および LTE の両バンド同時収録にも対応する。本構成は、長時間の収録を実現すべく、ラック型の外部ストレージ PC が必要となることから、主に車載での使用が想定される。

一方、同図(b)の Lite 構成では、外部ストレージ PC を省くことにより、機器一式がバックパックに収まるサイズとなる。本構成では、まず、受信された RF 信号が IQ データに変換され、一時的に Universal RF Unit 内部の RAM(Random Access Memory)に溜め込まれる。そして、RAM 内の IQ データは、ギガビット・イーサネットを経由して制御 PC へ転送され、格納される。Lite 構成では、Standard 構成と比較して収録時間が制限されるものの、機器運搬時や収録時における作業負担の軽減が期待される。

表 1 は、RF Air Monitor System の仕様を示したものである。本システムは、NR FR1(Frequency Range 1)や LTE 向けに、周波数 0.4 GHz から 6 GHz の RF 信号の収録に対応する。帯域幅は、最大 100 MHz までサポートされ、1 台の Universal RF Unit につき 4 RF ポートまでの収録が可能である。帯域幅 100 MHz の信号を 4 RF ポート分収録する場合、1 度に連続して収録できる時間は、Standard 構成のときに 120 秒、Lite 構成のときに 8 秒となる。

表 1 RF Air Monitor System の仕様

Number of RF ports	4
Frequency	0.4 to 6 GHz
Bandwidth (BW)	≤ 100 MHz
Sampling rate	30.72 Msps for ≤ 20 MHz BW 61.44 Msps for ≤ 50 MHz BW 122.88 Msps for ≤ 100 MHz BW
Recording time	120 sec for 100 MHz BW × 4@Standard 8 sec for 100 MHz BW × 4@Lite

図 4 は、Log Capture Control Software を示したものである。本ソフトウェアにより、Universal RF Unit が受信している信号の電力や周波数スペクトルをリアルタイムに確認しながら、IQ データを収録できる。

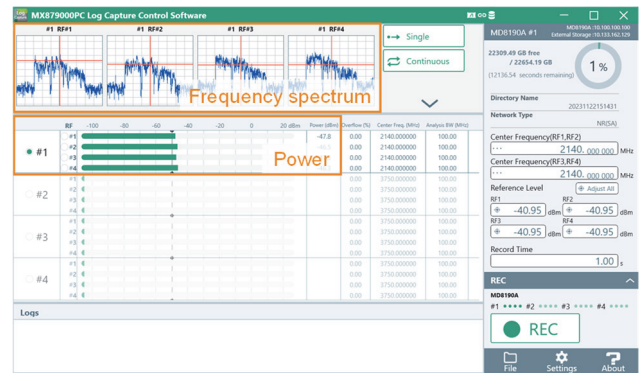


図 4 Log Capture Control Software (MX879000PC)

2.3 解析・モデル化

解析・モデル化ステップでは、前節の RF Air Monitor System を用いて収録された IQ データを解析し、電波伝搬環境を特徴づけるフェージングモデルを生成する。本ステップは、PC 上にインストールされたソフトウェア FST Studio(MX879020PC)を通して行われる。

表 2 は、解析・モデル化の対象となる収録信号を示したものである。同表に示すように、FST Studio は、NR NSA, NR SA, および LTE における信号の解析をサポートする。具体的には、NR の場合、SS/PBCH(Synchronization Signal/Physical Broadcast Channel)Block, PDSCH(Physical Downlink Shared Channel), および CSI-RS(Channel-state Information Reference Signal)¹⁵⁾が解析対象となる。また、LTE の場合、CRS(Cell-specific Reference Signal)¹⁶⁾が解析対象となる。これらの解析対象の信号は、電波伝搬路の瞬時応答を推定するために用いられ、当該信号と同時に取得された端末ログに含まれる RRC(Radio Resource Control)メッセージを必要に応じて参照しながら処理される。なお、RRC メッセージを読み込むべく、FST Studio では、オープンファイルフォーマット UE Log Open Interface が定義される。ユーザによってフィールドで取得された端末ログは、本フォーマットに変換されることにより、解析に使用できる。

表 2 解析・モデル化の対象となる収録信号

Network type	NR SA/NR NSA (Option3x)/LTE
Bandwidth	10/15/20/25/30/35/40/45/50/60/70/80/90/100 MHz for NR, 1.4/3/5/10/15/20 MHz for LTE
Channel type	SS/PBCH block/PDSCH/CSI-RS for NR CRS for LTE
SCS	15/30 kHz
Number of layers	1 layer for NR SS/PBCH block 1/2/3/4 layer(s) for NR PDSCH-DMRS/CSI-RS and LTE CRS

図5は、FST Studioによる電波伝搬路の解析結果の例を示したものである。同図に示すように、画面上部には電波伝搬路の瞬時インパルス応答、画面下部には受信電力が表示される。この解析結果を参考に、ユーザはフェージングモデル生成に用いる瞬時応答の時間範囲を選択する。FST Studioでは、フェージングモデルとして、よく知られたTDL(Tapped Delay Line)モデル¹⁷⁾を採用する。選択された時間範囲の瞬時応答に基づき、主に以下のパラメータが算出される。

- ・電力遅延プロファイル(PDP: Power Delay Profile):電波伝搬路応答におけるマルチパス遅延時間と平均電力の関係。
- ・Kファクタ:見通し内(LOS: Line-of-sight)成分と見通し外(NLOS: Non-line-of-sight)成分の電力比。
- ・アンテナ相関:TX または RX アンテナ間の電波伝搬路応答の相関値であり、MIMO(Multiple-input and Multiple-output)伝送の品質に大きく影響する。

さらに、実フィールドにおいてユーザが収録したIQデータを短時間で確認することを目的として、FST Studioは簡易解析機能も搭載する。これにより、実フィールドでユーザが収録データの異常に早く気づくことができ、移動コストを伴う収録作業のやり直しを減らすことができる。

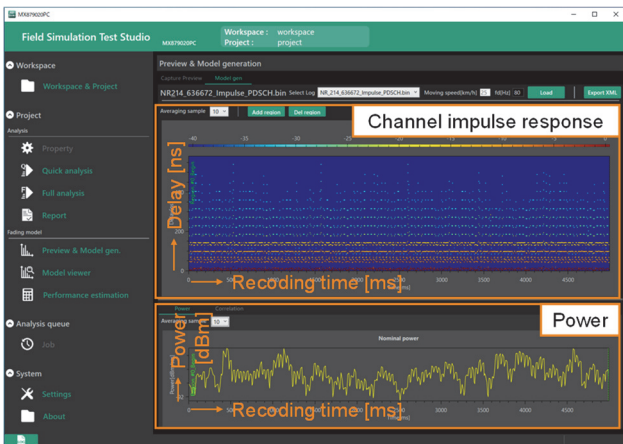


図5 FST Studio(MX879020PC)による解析結果の例

2.4 試験

試験ステップでは、Radio Communication Test Station(MT8000A)を用いて、前節のフェージングモデルに基づき実フィールド環境に則しながら、端末の接続性を評価する。図6は、端末試験システムの構成例を示したものである。同図中のMT8000Aは、NRまたはLTE基地局やフェージングの振る舞いを模擬する機能をもつ。同図(a)は、NR SAに向けた構成であり、NRにおける4×4 MIMOの端末試験に対応する。また、同図(b)は、NR

NSAに向けた構成であり、NRおよびLTEにおける4×4 MIMOの端末試験に対応する。本試験システムの制御は、制御PCにインストールされたRTD(Rapid Test Designer)を通して行われる。

以上の端末試験構成により、実フィールド環境の特性に基づいた端末試験を同一条件下で繰り返し行うことができる。

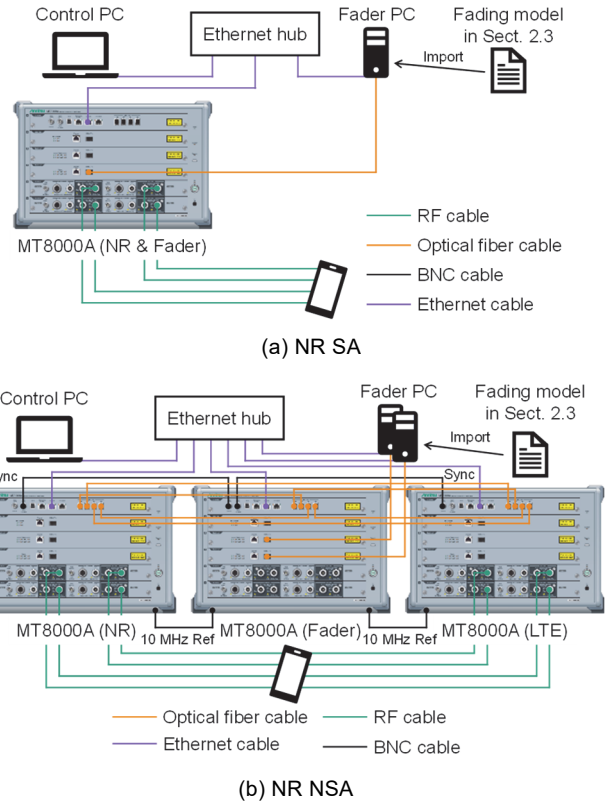


図6 端末試験システムの構成例

3 デモンストレーション

3.1 フェージングモデル生成の精度評価

本節では、実フィールドに則した端末試験の実現の鍵となる電波伝搬特性のモデル化の妥当性を実験により評価する。

図7は、実験構成を示したものである。本評価では、既知のフェージング環境下で収録した信号からフェージングモデルを取得し、その精度を評価する。具体的には、まず、既知のフェージングモデルに基づき、基地局およびフェージングシミュレータを用いてフェージングが施されたDL信号を出力する。そして、FSTソリューションにより、そのDL信号をIQデータとして収録し、解析することにより、フェージングモデルを生成する。最後に、生成モデルのパラメータと、既知モデルのそれとを比較する。ここで、既知のフェージングとして、NLOS環境の3GPP TDL-Aモデル¹⁸⁾を採り上げ、遅延スプレッドを30.0 ns、アンテナ相関をHigh(TX相関係数 $\alpha = 0.90$,

RX 相関係数 $\beta = 0.90$)^{19), 20)}に設定した。また、基地局シミュレータのバンドを n78(中心周波数 3.5 GHz), 帯域幅を 100 MHz とするとともに、4×4 MIMO の NR PDSCH 信号を出力することを想定した。

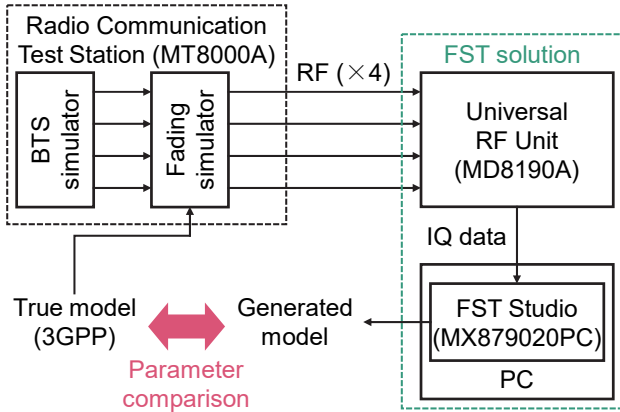


図7 フェージングモデルの生成精度評価のための実験構成

表3は、フェージングモデルの生成結果を示したものである。ただし、同表において、値-99 dBのKファクタは、NLOS環境を表すものとする。同表より、FSTソリューションにより生成されたフェージングモデルのパラメータであるKファクタ、RMS(Root Mean Square)遅延スプレッド、およびアンテナ相関は、3GPP TDL-Aモデルのものと概ね一致することがわかる。

表3 フェージングモデルの生成結果(TDL-A)

	Generated model (FST solution)	True model (3GPP)
K-factor	-99 dB	-99 dB
RMS delay spread	27.2 nsec	30.0 nsec
TX correlation α	0.88	0.90
RX correlation β	0.89	0.90

3.2 実フィールドに対する適用例

本節では、実フィールドに対するFSTソリューションの適用例を紹介する。ここでは、まず、地方都市部のNLOS環境において、Sub-6 GHz帯5G NR基地局のDL信号をIQデータとして収録した。そして、そのIQデータに含まれるPDSCH信号を対象として解析を行い、フェージングモデルを生成した。

図8は、地方都市部における収録信号を基に生成されたPDPを示したものである。ただし、同図中には、Kファクタも併せて示している。同図より、Kファクタの値が-99 dBであることと、遅延ゼロである1波目の電力と比較して、2波目または3波目のその方が大きいことから、生成されたモデルの環境はNLOSであることがわかる。これは、収録環境がNLOSであったことと一致する。このように

生成されたフェージングモデルは、2.4節で述べた試験ステップで用いることができ、実フィールド環境に則した端末試験が可能となる。なお、PDPからRMS遅延スプレッドを計算すると、38.0 nsとなる。これは、3GPP TR38.901におけるSub-6 GHz帯のRMA(Rural Macro)シナリオで定義されるRMS遅延スプレッドが32 nsから153 nsであることに¹⁸⁾、整合した結果である。

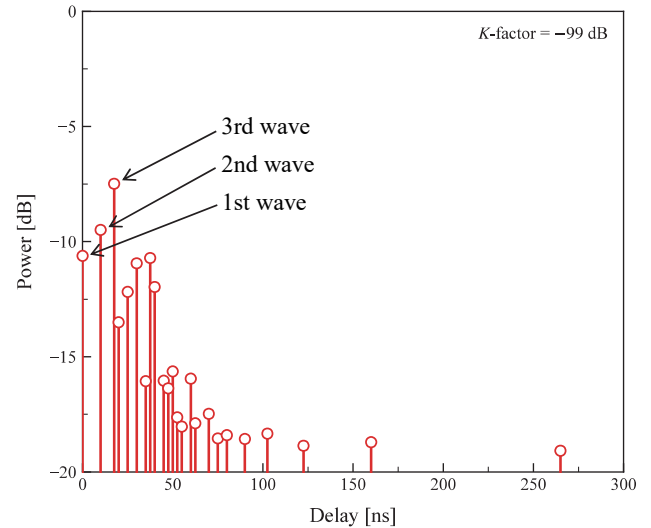


図8 地方都市部における収録信号を基に生成されたPDP

4 むすび

本稿では、モバイル端末フィールド試験における効率性や再現性といった問題を克服することを目的として、FSTソリューションを提案した。本ソリューションは、実フィールドで測定された基地局信号を解析することにより、電波伝搬環境を特徴づけるフェージングモデルを生成するとともに、そのモデルに基づいて、ラボ内で実フィールド環境を模擬しながら端末試験を行うものである。これにより、実フィールド環境に則した端末試験を同一条件下で繰り返し行うことが可能となる。本ソリューションにおけるモデル生成の妥当性を既知のフェージング環境下で評価した結果、Kファクタ、RMS遅延スプレッド、およびアンテナ相関について、概ね所望の値を得ることができた。また、実フィールドのSub-6 GHz帯5G NR基地局を対象として本ソリューションを適用した結果、NLOSのフェージングモデルを生成でき、収録環境と一致する結果となった。

アンリツは、今後ともフィールド試験に資するソリューションを提供していき、移动通信システムの普及・発展に貢献していく。

参考文献

- 1) Ericsson, "Ericsson mobility report," June 2023.
- 2) Report ITU-R M.2516-0, "Future technology trends of terrestrial

International Mobile Telecommunications systems towards 2030 and beyond,” Nov. 2022.

- 3) C.-X. Wang et al., “On the road to 6G: Visions, requirements, key technologies, and testbeds,” *IEEE Commun. Surv. Tut.*, vol. 25, no. 2, pp. 905–974, Feb. 2023.
- 4) Global Certification Forum, “GCF certification,” Feb. 2018.
- 5) 馬場寛之, 山下治, 飯田弘明, 薛雅文, “5G NR ミリ波における UE RF コンフォーマンステストの規格動向”, *アンリツテクニカル*, no. 97, pp. 1–15, Mar. 2022
- 6) 細谷晴彦, 田中一基, 高橋幸治, 大城玄太, 河野英和, 坂本尚, “CAT(携帯電話事業者受入試験)への取り組み”, *アンリツテクニカル*, no. 89, pp. 9–15, Mar. 2014
- 7) A. Prasad, S. Bhatia, L. Duan, F. Zawaideht, C. Chen, J. Wu, M. Mittal, and S. Ramachandran, “Enhanced voice services based VoLTE rate adaptation mechanism to improve quality of experience,” *Proc. 2019 IEEE Wireless Commun. Netw. Conf. (WCNC 2019)*, pp. 1–6, Apr. 2019.
- 8) S. Si-Mohammed, M. Bouaziz, H. Hellaoui, O. Bekkouche, A. Ksentini, T. Taleb, L. Tomaszewski, T. Lutz, G. Srinivasan, T. Jarvet, and P. Montowtt, “Supporting unmanned aerial vehicle services in 5G networks: New high-level architecture integrating 5G with U-space,” *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 16, no. 1, pp. 57–65, Mar. 2021.
- 9) K. V. Katsaros et al., “Connected and automated mobility services in 5G cross-border environments: Challenges and prospects,” *IEEE Intell. Transp. Syst. Mag.*, vol. 15, no. 3, pp. 145–157, May/June 2023.
- 10) A. Mahmood, S. F. Abedin, T. Sauter, M. Gidlund, and K. Landernäs, “Factory 5G: A review of industry-centric features and deployment options,” *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 16, no. 2, pp. 24–34, June 2023.
- 11) H. N. Qureshi, M. Manalastas, A. Imran, and M. O. Al Kalaa, “Service level agreements for 5G-enabled healthcare systems: Challenges and considerations,” *IEEE Netw.*, vol. 36, no. 1, pp. 181–188, Jan./Feb. 2022.
- 12) Y. Liu, Y. Deng, A. Nallanathan, and J. Yuan, “Machine learning for 6G enhanced ultra-reliable and low-latency services,” *IEEE Wireless Commun.*, vol. 30, no. 2, pp. 48–54, Apr. 2023.
- 13) Y. Ji, W. Fan, M. G. Nilsson, L. Hentilä, K. Karlsson, F. Tufvesson, and G. F. Pedersen, “Virtual drive testing over-the-air for vehicular communications,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 69, no. 2, pp. 1203–1213, Feb. 2020.
- 14) H. Gao, Z. Wang, X. Zhang, P. Kyösti, Y. Jing, W. Wang, Y. Wu,

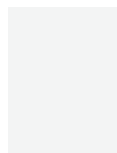
G. F. Pedersen, and W. Fan, “Over-the-air performance testing of 5G new radio user equipment: Standardization and challenges,” *IEEE Commun. Standards Mag.*, vol. 6, no. 2, pp. 71–78, June 2022.

- 15) 3GPP TS38.211 v15.2.0, “NR: Physical channels and modulation,” June 2018.
- 16) 3GPP TS36.211 v8.3.0, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation,” June 2008.
- 17) A. F. Molisch, *Wireless Communications*, 2nd ed., Wiley, 2011.
- 18) 3GPP TR38.901 v14.2.0, “Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz,” Sept. 2017.
- 19) 3GPP TR36.101 v8.2.0, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception,” June 2008.
- 20) 3GPP TR36.104 v8.2.0, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception,” June 2008.

執筆者



菅沼 碩文
通信計測カンパニー
モバイルソリューション事業部
第2商品開発部



滝沢 圭祐
通信計測カンパニー
モバイルソリューション事業部
第2商品開発部



大城 玄太
通信計測カンパニー
モバイルソリューション事業部
ソリューションマーケティング部



倉光 康太
通信計測カンパニー
モバイルソリューション事業部
第2商品開発部

告知

IEEE 802.11be 320 MHz 帯域幅に対応した MT8862A オプション開発

堀 信也 Shinya Hori, 長谷川拓 Taku Hasegawa, 菅野博文 Hirofumi Kanno, 富田北斗 Hokuto Tomita,
四釜快弥 Yoshiya Shikama, 宇田泰子 Yasuko Uda

[要 旨] Wireless LAN 搭載機器は年々増加し、より安定した高速大容量通信が求められている。高まるデータトラフィック需要に対応するため IEEE 802.11be では 320 MHz 帯域幅や 4096QAM の変調方式が追加された³⁾。アンリツはワイヤレスコネクティビティテストセット MT8862A を通じ顧客へ RF 性能評価ソリューションを提供してきた^{4) 5)}。このたび IEEE 802.11be 320 MHz 帯域幅に対応する MT8862A のハードウェアオプションおよびソフトウェアオプションを開発し、ネットワークモードによる IEEE 802.11be の RF 測定器を業界で初めて提供した^{*1}。

※1 当社調べ。調査年月:2023年8月。

1 まえがき

スマートフォン、タブレット端末等を用いた 4K/8K などの動画の再生、ウェアラブルデバイスでの AR (Augmented Reality: 拡張現実)/VR (Virtual Reality: 仮想現実) 技術を活用したサービスの拡充、工場・医療機器における制御・遠隔監視アプリケーションなど WLAN (Wireless LAN) 搭載機器のユースケースは広がり続けている。また IEEE (米国電気電子学会) は高まるデータトラフィック需要に対応するため、最新 WLAN 規格 IEEE 802.11be でチャンネルの 320 MHz への広帯域化、変調方式の 4096QAM へ多値化による WLAN 搭載機器の最大通信速度の高速化を進めている^{1)~3)}。

アンリツでは、WLAN IEEE 802.11a/b/g/n/ac/ax (2.4 GHz 帯, 5 GHz 帯, 6 GHz 帯) 搭載機器の RF 送受信特性測定ソリューションとしてワイヤレスコネクティビティテストセット MT8862A (以下、MT8862A) を提供してきた^{4) 5)}。被測定物の実動作モードで送受信測定が可能となるネットワークモードと、チップベンダ独自のテストモードにより製造ライン等で使用するダイレクトモードに対応しており、OTA (Over The Air) 測定や Conducted 測定に使用されている。



図 1 MT8862A ワイヤレスコネクティビティテストセット

今後主流となる IEEE 802.11be の RF 測定需要に応えるため、MT8862A の機能拡張としてハードウェアオプション MT8862A-

011 拡張帯域幅ハードウェア、ソフトウェアオプション MX886200A-031 320 MHz 帯域幅、MX886200A-003 WLAN 802.11be オプションを開発した。

ここでは IEEE 802.11be の主要技術、MT8862A の IEEE 802.11be 対応における開発方針、開発の詳細、および主要な規格について述べる。

2 IEEE 802.11be

IEEE 802.11be の主要技術として下記の機能が追加された³⁾。

- 320 MHz 帯域幅
- 4096QAM
- MRU (Multiple Resource Unit)
- MLO (Multi-Link Operation)

ここでは本開発で深く関わった 320 MHz 帯域幅、4096QAM、MRU について述べる。

2.1 320 MHz 帯域幅

最大通信速度向上のため 6 GHz Band の最大チャンネル帯域幅が 160 MHz から 320 MHz に拡張された。320 MHz チャンネルは隣接する 2 つの 160 MHz チャンネルで構成され、320 MHz-1 と 320 MHz-2 の 2 種類のチャンネル配置が定義されている。6 GHz Band のチャンネル配置を図 2 に示す。

2.2 4096QAM

QAM 変調方式の最大値が既存の 1024 から 4096 に拡張された。これにより各変調シンボルで伝送できる bit 数が 10 bit から 12 bit となり 20% の高速化が可能となる。4096QAM で許容される相対コンスタレーションエラーは -38 dB とされている。

2.3 MRU

周波数リソースを効率的に利用するため、1 ユーザに複数の RU (Resource Unit) を割り当てる MRU が定義された。RU にはサ

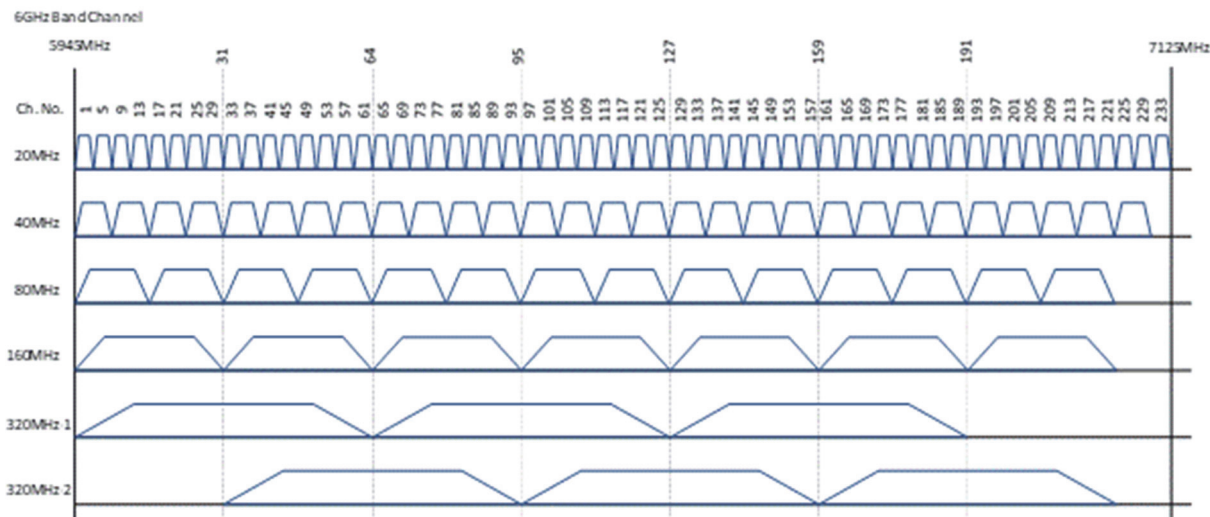


図2 6 GHz Band のチャンネル配置

ブキャリア本数で 26-tone, 52-tone, 106-tone, 242-tone, 484-tone, 996-tone, 2x996-tone, 4x996-tone が存在し, MRU は複数の RU を組み合わせたサブキャリア群である。MRU として 52+26-tone, 106+26-tone, 484+242-tone, 996+484-tone, 2x996+484-tone, 3x996-tone, 3x996+484-tone の組み合わせが定義されている。

3 開発方針

3.1 高いハードウェア性能の実現

IEEE 802.11be の主要性能である 320 MHz 帯域幅, 4096QAM 測定が可能なハードウェア性能を目指した。市場の要求性能, 商品化時期, 製品原価を考慮し, 信号発生器/信号解析側の残留 EVM(Error Vector Magnitude)はともに-43 dBを設計目標とした。

3.2 従来機との互換性

既存ユーザのアップグレードコストを抑えるため, MT8862A の内蔵モジュール交換により 320 MHz 帯域幅対応にアップグレードできるように設計した。また, ソフトウェアおよび FPGA 回路で既存の MT8862A ハードウェアとの差異を吸収することで, ユーザがハードウェアの違いを意識せず, 既存の MT8862A と全く同じ手順や操作で RF 試験を実施できる環境を提供した。

3.3 802.11be 対応端末との接続性の早期検証

早期市場投入のため IEEE 802.11be の規格策定の早い段階から開発を開始し, 規格策定を担うチップベンダとの接続検証により規格未定義の部分を補完しつつ, MT8862A の特長であるシグナリングモードの完成度を高めることとした。

4 ハードウェア

本開発におけるハードウェアの技術的な課題は下記 2 点の性能目標を満たすことである。

- ①最大帯域幅の拡張(160 MHz→320 MHz)
- ②最大帯域幅での EVM を改善し, 目標値「-43 dB」を達成すること

②の EVM は通信計測器に対して一般的に要求される最も重要な性能項目の 1 つであり, 本開発により MT8862A は信号発生(SG)機能および信号解析(SA)機能において, ①と②を共に達成した。また, 可能な限り社内の設計資産を流用することで, コスト削減や市場が測定器を必要とする時期に合わせた早期提供を実現した。

MT8862A のハードウェアは図 3 のブロックダイアグラムに示すように, 役割ごとに 3 つのユニットに分かれている。以下に各ハードウェア・ユニットの役割と, 上記性能目標①, ②を達成するために従来ハードウェアからの主な変更点を SG/SA で機能別に示す。

4.1 MT8862A 信号発生(SG)機能

SG 機能の信号経路は, 図 3 の緑矢印に対応している。各ユニットの詳細について以降の章に記載する。

4.1.1 ベースバンドユニット

ベースバンドユニットにて FPGA から出力された波形データは, DAC(Digital-to-Analog Converter)によって IQ 信号へと変換され, RF ユニットへと出力される。

ベースバンドユニットで SG 機能に関する主な変更は DAC である。従来機に搭載していた DAC は, 入力できるデジタル波形のデータレートが 320 MHz 帯域幅に対応していなかったため, より高いデータレートで入力が可能な DAC へと変更した。それに伴い,

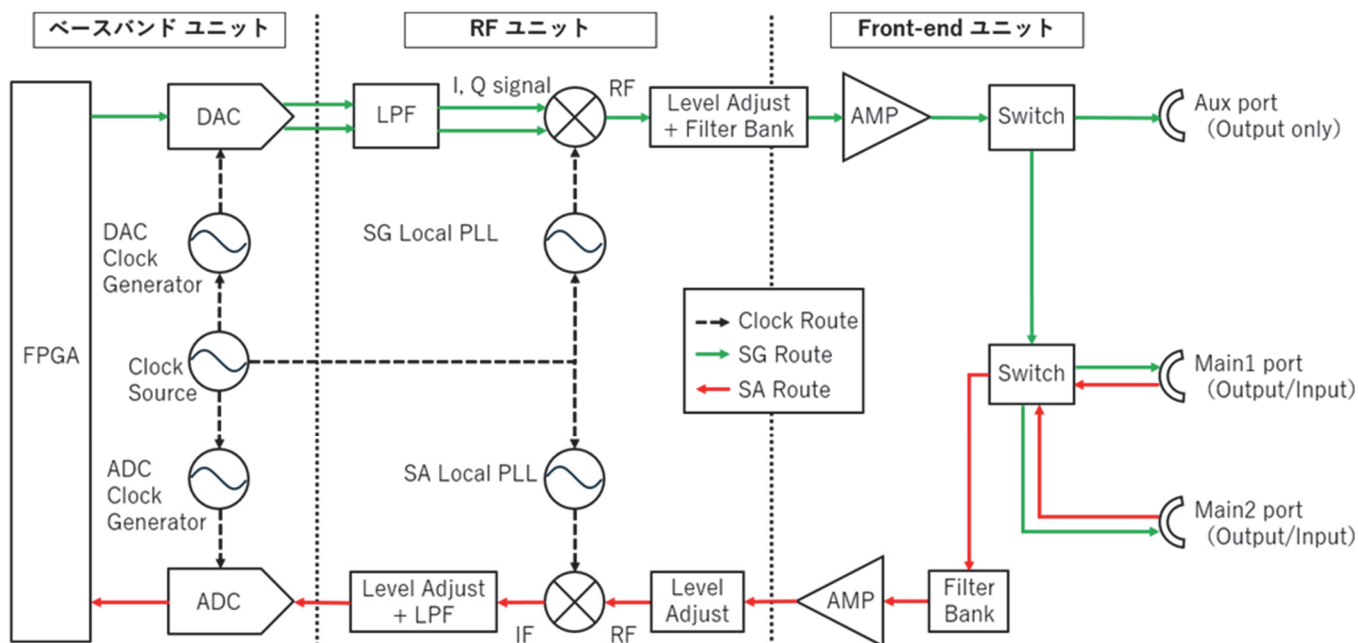


図3 IEEE 802.11be 320 MHz 帯域幅に対応した MT8862A のハードウェアのブロックダイアグラム

サンプリング・クロックの周波数も上げる必要があり新たに通倍機を追加した。通倍機を選定する際は、性能を担保するため、位相雑音の悪化を防ぐことを考慮した。

4.1.2 RF ユニット

RF ユニットが受け取った IQ 信号は、直交変調器で RF(Radio Frequency)信号へと周波数変換される。直交変調器から出力された RF 信号は、フィルタにおいて不要波が除去され、デジタルアッテネータによって信号レベルが調整された後、Front-end ユニットに出力される。

RF ユニットでは、信号の最大帯域幅が 160 MHz から 320 MHz と 2 倍に拡張されたことで、高調波や一部のマルチプルレスポンスについても帯域幅が広がってしまうことが問題となり得る。そのため、周波数ダイアを見直し、ミキサのローカル周波数の変更と、適切なカットオフ周波数をもつフィルタの選定を行った。

また、一般的に信号発生器では高い出力レベル設定のとき、EVM 性能が悪化する要因として、ひずみ成分が支配的となる可能性が高い。この点はレベル調整段の後半でひずみ性能が良いアンプを採用することで、高い出力レベル設定における EVM 性能の悪化を抑制した。また、デジタル段のレベル調整を含めてレベルダイアを見直し、従来機のアッテネータ構成から最適化を図ることで、EVM の改善とコスト増加の抑制を実現した。

4.1.3 Front-end ユニット

Front-end ユニットが受け取った RF 信号は Aux, Main1, Main2 のうちユーザによって指定されたポートに出力される。

Front-end ユニットの課題は、出力レベル設定が高いとき、フィジカルアンプのひずみ性能が、EVM 性能に大きく寄与してしまうことである。これを改善するために、従来機で搭載しているアンプよりもひずみ性能の良いアンプを採用した。

4.2 MT8862A 信号解析(SA)機能

SA 機能の信号経路は、図 3 の赤矢印に対応している。各ユニットの詳細について以降の章に記載する。

4.2.1 Front-end ユニット

MT8862A の Main1 あるいは Main2 のポートに入力された RF 信号は、Front-end ユニットでフィルタによって不要波が除去され、LNA(Low Noise Amplifier)によって増幅される。増幅された RF 信号は RF ユニットへと渡される。

RF 信号入力レベルが低い場合は、LNA によって信号が増幅されるため、LNA の特性が EVM 性能に影響する。従来機よりも周波数特性の良い LNA を採用することで、従来部品を継続使用した場合よりも EVM 性能を改善することができた。LNA 採用の際にはコスト面も考慮した検討により、単一部品として 40%程度のコストダウンを実現した。

4.2.2 RF ユニット

RF ユニットでは、Front-end から受け取った RF 信号が IF (Intermediate Frequency: 中間周波数) 信号へと周波数変換される。このとき、ミキサ前段で適切なミキサ入力レベルにするため、RF 信号のレベル調整が行われ、ミキサ後段では IF 信号に対して不要波の除去と、信号レベルの調整が行われる。

信号の最大帯域幅が拡張されたことを受け、周波数ダイヤの変更が必要となった。SG 機能と同様に、信号の帯域幅が 2 倍になったことで、2 次高調波との重なり合いの条件が従来機よりも厳しくなった。また、ミキシングにおける不要波の取り扱いにも注意が必要となった。そのため、ミキサーのローカル周波数を変更し、経路上のフィルタを適切な通過・阻止特性を持つものへと変更した。また、所望波とその 2 次高調波が被らないための条件を図 4 に示した。所望波の帯域幅の半分(図中の a)と 2 次高調波の帯域幅の半分(図中の b)を加算した値が IF(図中の IF Center)より小さくなる必要がある。その条件に従って IF を採用している。

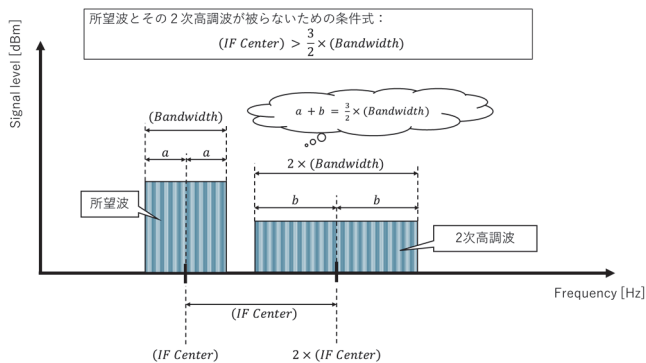


図 4 所望波とその 2 次高調波が被らないための条件

4.2.3 ベースバンドユニット

RF ユニットから出力された IF 信号はベースバンドユニットの ADC(Analog-to-Digital converter)によりデジタルデータ化される。ADC が出力したデジタルデータを FPGA とソフトウェアが解析する。

ベースバンドユニットの SA 機能に関する主な変更は ADC である。従来機の ADC はサンプリングレートが 400MSPS となっており、320 MHz 帯域幅の信号には対応できないものであった。そのため、従来機よりも高いレートでサンプリングが可能な ADC に置き換えた。従来機の ADC よりも有効ビット数(ENOB)は劣るものの、より高いサンプリングレートでオーバーサンプリングすることにより、EVM の悪化を防いでいる。

4.2.4 ADC 用クロックを生成する Phase-Locked Loop IC

従来機とは異なり、ADC にて十分に高いレートでオーバーサンプリングを行うようにしたため、従来機よりも高速なサンプリング・クロックが必要となった。これに加えて最大帯域幅における EVM 目標値「-43 dB」を達成するため、クロックジッタ要求値を考慮し、位相雑音の低い PLL(Phase-Locked Loop)IC を新たに採用した。

4.3 SG/SA 機能に共通の変更点

SG/SA 両機能に共通して、ミキサーのローカルオシレータとして

使用する PLL IC を変更している。EVM 性能の構成要素の 1 つとなっている位相雑音は、ミキシング段でのローカル信号の位相雑音性能に大きく依存するため、位相雑音の低い PLL IC へと変更したことが EVM 性能の改善に寄与している。

5 FPGA

FPGA では主にハードウェアの部品変更に合わせてインタフェースの変更や拡張を行った。また、DAC および ADC の高サンプリングレート化に対応するためデジタル信号処理ブロックの並列処理化を行った。信号処理ブロックではソフトウェアに渡す受信データのサンプリングレートを選択可能にするなど、既存動作との互換を考慮した構成とすることで変更の影響範囲を小さくできるようにした。

6 ソフトウェア

MT8862A 320 MHz 対応のソフトウェア変更箇所について述べる。ソフトウェアの機能ブロックを図 5 に示す。

6.1 解析部

6.1.1 変調解析時のサンプリングレート

本開発において解析部で最も問題となった点は、サンプリングレートの変更である。IEEE 802.11ax の最大帯域幅は 160 MHz だったため、従来のソフトウェアでは、サンプリングレートを 200 MHz 固定で設計していた。しかし、IEEE 802.11be では最大帯域幅が 320 MHz に拡張されたため、サンプリングレートを 400 MHz にする必要があった。また、ソフトウェアを従来機と共通化するために、従来機のサンプリングレート 200 MHz の系でも IEEE 802.11be が解析できる必要があった。

そこで、新規開発する IEEE 802.11be の処理は可変サンプリングレートで実装を行い、既存の IEEE 802.11ax 以前の処理は 200 MHz にリサンプリングをして、既存の実装を流用するような設計を行った。図 6 に解析部のサンプリングレートの遷移のみに着目したフローチャートを示す。このように実装することによって、ソフトウェアは従来機体と新機体のどちらにも対応可能なものとした。

6.1.2 IEEE 802.11be の解析部

IEEE 802.11be の解析部はサンプリングレートを可変にする必要があったが、帯域幅に合わせてリサンプリングを行うとフィルタによる波形の劣化や計算・メモリ資源の圧迫等の問題が予想された。そこで、PPDU format のデータ領域におけるサブキャリア間隔が 78.125 kHz 固定であることに着目し、サブキャリア間隔が 78.125

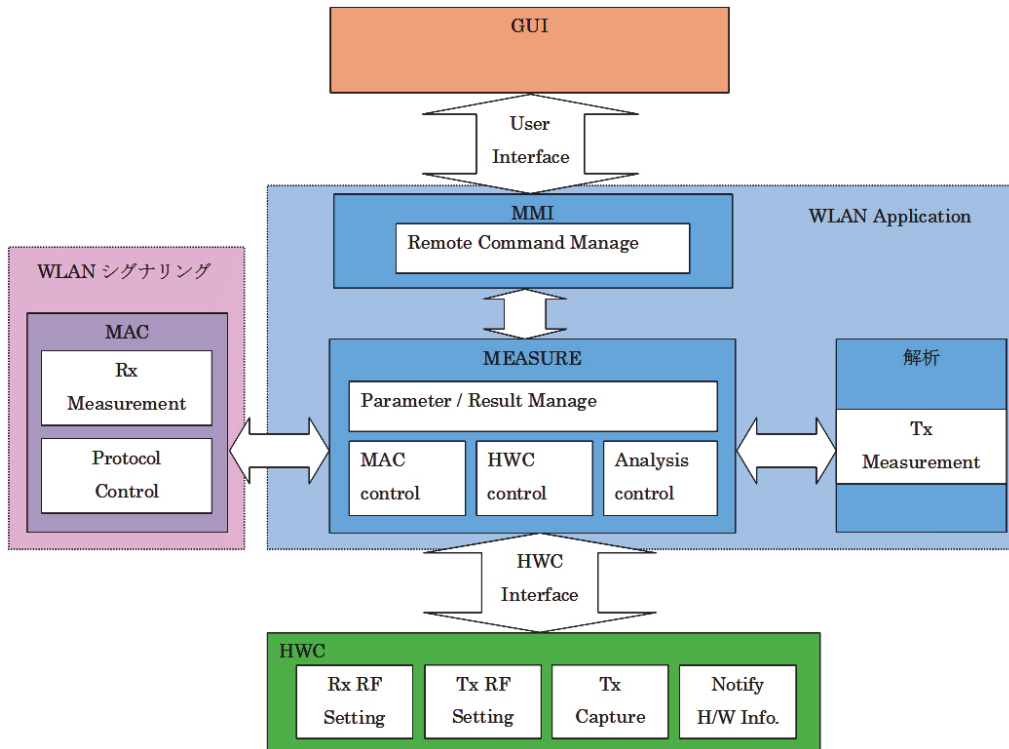


図5 MT8862Aのソフトウェアの機能ブロック

kHz になるように DFT (Discrete Fourier Transform: 離散フーリエ変換) を行うようにした。これにより、FFT (Fast Fourier Transform: 高速フーリエ変換) を用いた場合よりも波形の劣化を抑えることができ、高品質な解析を行うことができるようになった。また、測定時間の増大が懸念されたが、リサンプル回数を減らすことで計算時間の増大を抑制した。

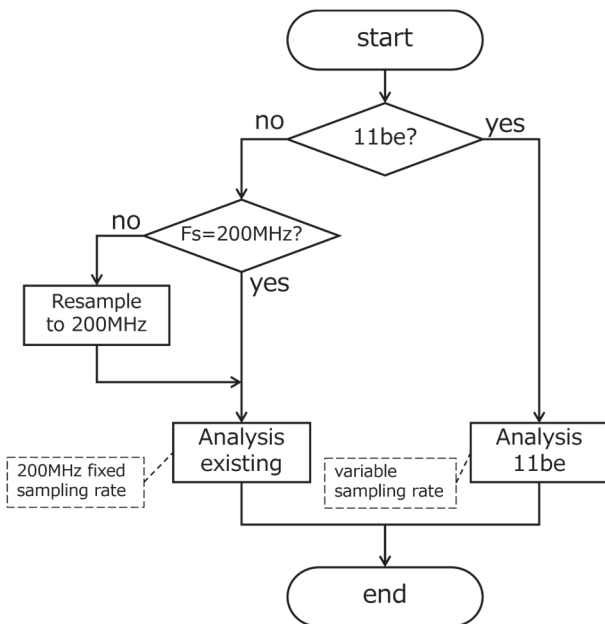


図6 解析部のサンプリングレート遷移フローチャート

6.2 WLAN シグナリング部

WLAN シグナリング部では主に 4096QAM, 320 MHz 帯域幅や MRU を含む IEEE 802.11be のパラメータを制御パケットに付与する対応を行った。ソフトウェア開発においては、事前に既存のハードウェアを用いてチップベンダとネットワーク接続の検証を進めた。新ハードウェアによる結合試験時期より半年以上前からシグナリング部の検証を進めることで、実機における不具合発生を抑制できた。

6.3 GUI 部

ウェブ GUI の WLAN 測定ソフトウェア画面では、IEEE 802.11be の設定や測定結果に加え、新たに規格化された MRU の設定画面を追加した。MRU 設定画面では 320 MHz までの Resource Unit をアイコン表示することで、配置と Resource Unit の組み合わせが一目でわかるようにした。また、Single Resource Unit との切り替え機能を用意したことで、同画面内で Single Resource Unit と Multiple Resource Unit を切り替えられるようにした。帯域幅が 20 MHz のときの Single Resource Unit の設定画面を図7に、Multiple Resource Unit の設定画面を図8に示す。

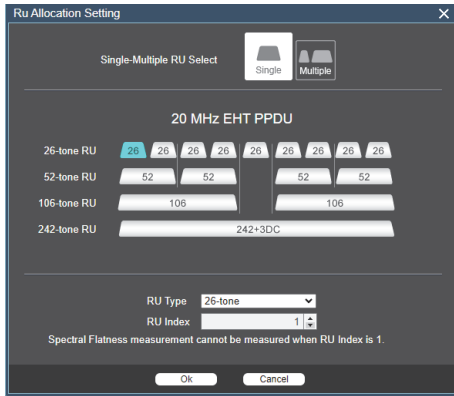


図 7 20 MHz Single Resource Unit 設定画面の例

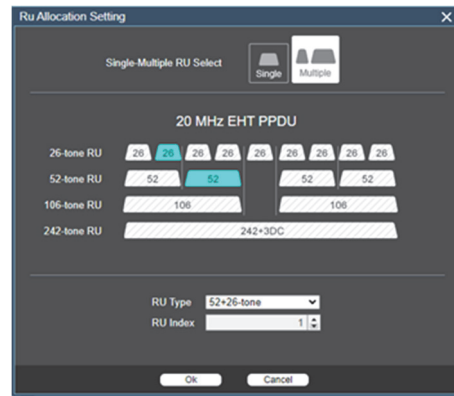


図 8 20 MHz Multiple Resource Unit 設定画面の例

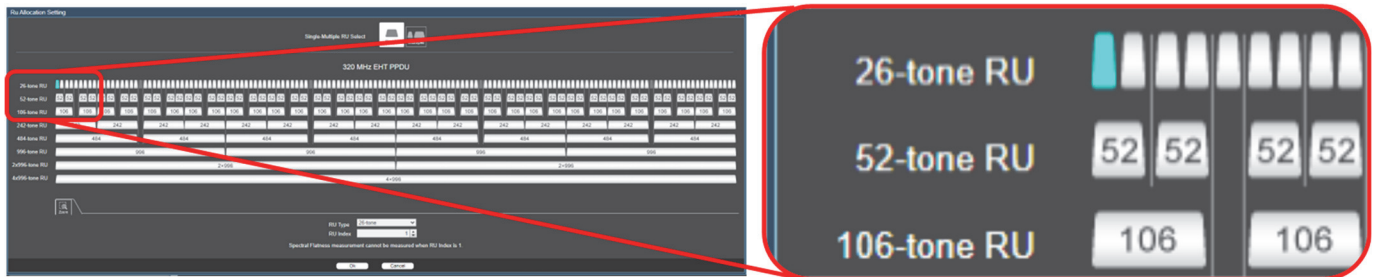


図 9 320 MHz Resource Unit 設定画面全体表示時の例

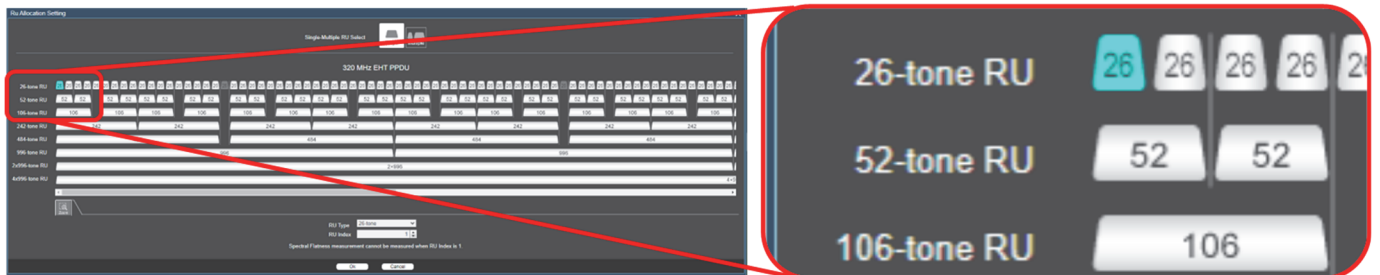


図 10 320 MHz Resource Unit 設定画面拡大時の例

さらに、320 MHz では GUI 画面サイズの制約により全体を表示すると 26-tone のアイコンのサイズが小さくなり操作しづらいことが課題となった。ユーザビリティの低下を防ぐため、拡大/スクロール機能を追加した。この機能により、26-tone のアイコンを従来のサイズで表示し、全体の視認性と操作性を両立した。帯域幅が 320 MHz のときの Single Resource Unit の全体表示時の設定画面を図 9 に、拡大時の設定画面を図 10 に示す。

7 主要規格

表 1 と表 2 に MT8862A 320 MHz 帯域幅対応の主要規格を示す。

8 測定結果例

測定結果の一例として EVM 測定時の Constellation 結果を図 11 に示す。この Constellation は中心周波数 6105 MHz, Input Level -10 dBm にて、変調方式が 4096QAM となる IEEE 802.11be の MCS13 信号を測定した結果である。EVM の測定結果は -45.31 dB となり、開発目標の -43 dB を達成した。

また、Spectrum Mask 測定結果を図 12 に示す。この Spectrum Mask は中心周波数 6105 MHz, Input Level -10 dBm にて IEEE 802.11be の 320 MHz 帯域幅信号を測定した結果である。図 12 のとおり、±480 MHz までの測定に対応した。

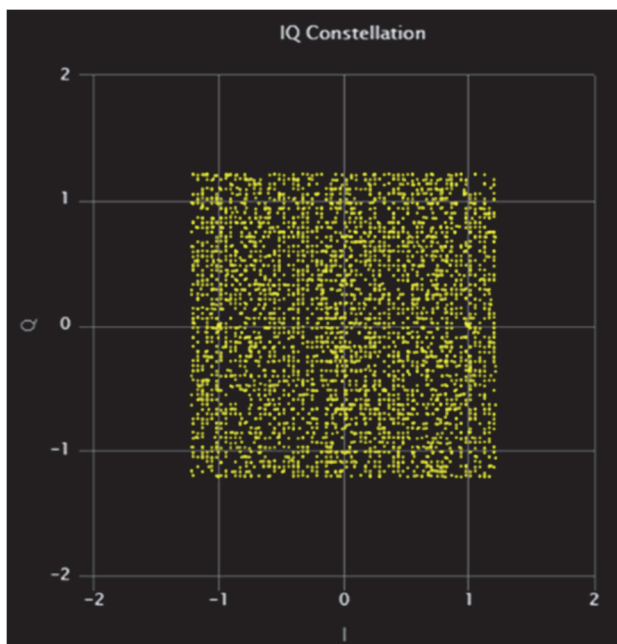


図 11 320 MHz 帯域幅信号の 4096QAM Constellation 例

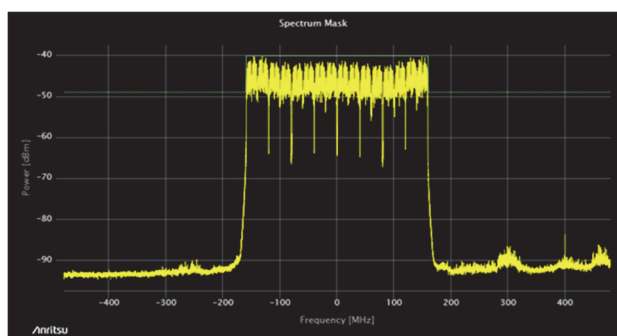


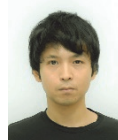
図 12 320 MHz 帯域幅信号の Spectrum Mask 測定例

- 2) IEEE Standard 802.11ax™-2021 “Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 1: Enhancements for High-Efficiency WLAN”
- 3) IEEE P802.11be™/D7.0 “Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 2: Enhancements for extremely high throughput (EHT)”
- 4) 木原, 増原, 柳本, 笠置, 井上, 岩本, 根上: “IEEE 802.11ac WLAN ネットワークモードに対応した MT8862A ワイヤレスコネクティビティテストセットの開発”, アンリツテクニカル 93 号, pp.1-7(2018.3)
- 5) 長谷川, 笠置, 堀, 佐藤: “IEEE 802.11ax 6 GHz Band に対応した MT8862A オプション開発” アンリツテクニカル 97 号, pp.16-21(2022.3)

執筆者



堀 信也
通信計測カンパニー
IoT テストソリューション事業部
商品開発部 第 1 チーム



長谷川 拓
通信計測カンパニー
IoT テストソリューション事業部
第 1 ソリューションマーケティング部



菅野 博文
通信計測カンパニー
IoT テストソリューション事業部
商品開発部 第 1 チーム



富田 北斗
通信計測カンパニー
IoT テストソリューション事業部
商品開発部 第 1 チーム



四釜 快弥
通信計測カンパニー
IoT テストソリューション事業部
商品開発部 第 1 チーム



宇田 泰子
エンジニアリング本部
技術教育部

9 むすび

今後主流となる IEEE 802.11be の RF 測定需要に応えるため、IEEE 802.11be 320 MHz 帯域幅に対応する MT8862A のオプションを開発した。これにより、MT8862A はネットワークモードによる IEEE 802.11be の RF 測定環境を業界で初めて提供した。本アップデートによって MT8862A は 320 MHz 帯域幅の RF 測定環境をシームレスに提供できる。

アンリツは今後も追加される新しい規格への対応や新機能に対応する測定ソリューションの提供など、WLAN 機器を開発・製造するユーザからの要求に応えるための取り組みを継続し、WLAN 機器の普及と発展に貢献していく。

参考文献

- 1) IEEE Standard 802.11™-2020 “Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications”

表1 802.11be 320 MHz 帯域幅オプション搭載時の MT8862A ワイヤレスコネクティブィティテストセット主要規格

受信部	周波数範囲	2.4~2.5 GHz, 5.0~6.0 GHz, 6.0~7.3 GHz
	周波数設定分解能	1 Hz
	レベル設定範囲	-65~+25 dBm
	レベル設定分解能	0.1 dB
	レベル確度	測定条件: CW, Measurement Bandwidth: 320 MHz, 20~30°C, 設定レベル以下の入力信号, かつ直線性誤差の影響を除く, Cal 実行後 5.785 GHz ≤ 周波数 ≤ 7.3 GHz ±0.7 dB (-30 dBm ≤ 設定レベル ≤ +25 dBm) ±1.0 dB (-50 dBm ≤ 設定レベル < -30 dBm)
送信部	周波数範囲	2.4~2.5 GHz, 5.0~6.0 GHz, 6.0~7.3 GHz
	周波数設定分解能	1 Hz
	レベル設定範囲	-120~0 dBm
	レベル設定分解能	0.1 dB
	レベル確度	出力設定: CW 20~30°C, 出力レベル: ≥ -110 dBm, Cal 実行後 ±1.0 dB, ±0.7 dB(typ.) (2.4 GHz ≤ 周波数 ≤ 2.5 GHz) ±1.3 dB, ±1.0 dB(typ.) (5.0 GHz ≤ 周波数 ≤ 6.0 GHz) ±1.3 dB, ±1.0 dB(typ.) (6.0 GHz < 周波数 ≤ 7.3 GHz)
	信号純度	高調波: ≤ -25 dBc

表2 802.11be 320 MHz 帯域幅オプション搭載時の MX886200A WLAN 測定ソフトウェア主要規格

周波数範囲	周波数範囲	2.4 GHz 帯: 2412~2484 MHz 5 GHz 帯: 5180~5885 MHz 6 GHz 帯: 5955~7115 MHz
振幅測定	入力レベル範囲	-50~+25 dBm
	入力レベル確度	Cal 実行後, 20~30°C ±0.7 dB (-30 dBm ≤ 入力レベル ≤ +25 dBm) ±1.0 dB (-50 dBm ≤ 入力レベル < -30 dBm)
	帯域幅	320/160/80/40/20 MHz(802.11be)
EVM	測定範囲	-20~+25 dBm
	残留 EVM	OFDM(802.11be 320 MHz 帯域幅) < -44 dB(nom.) (-10 dBm ≤ 入力レベル, 20 パケットの平均, チャネル推定: Multi packet, MCS13)
RF 信号発生器	レベル設定範囲	-120~0 dBm (Aux Out コネクタ) -120~0 dBm (Main 1/2 コネクタ, 周波数 ≤ 6 GHz かつ Channel Band 2.4 GHz/5 GHz) -120~-5 dBm (Main 1/2 コネクタ, 周波数 > 6 GHz もしくは Channel Band 6 GHz)
	EVM	802.11be ≤ -40 dB rms(nom.) (5180~5885 MHz, 0.8 μs GI, チャネル帯域幅 80 MHz, 20~30°C) ≤ -41 dB rms(nom.) (5250~5815 MHz, 0.8 μs GI, MCS13, チャネル帯域幅 160 MHz, 20~30°C)

公知

DCI コヒーレント伝送品質測定用 MU104014B 開発

伊藤智宏 Tomohiro Ito, 梶 一徹 Ittetsu Kaji, 平岩英造 Eizo Hiraiwa, 三枝 淳 Atsushi Saegusa

【要 旨】 生成 AI などのサービスのため、データセンターの規模が拡大している。都市部における設置スペースの制限や災害対策のため、データセンターは地域分散型となっている。それらのデータセンター間接続には、従来の WDM 回線より低コストの 400ZR または OpenZR+の利用が増加している。今回、400ZR および OpenZR+に対応した光伝送品質測定を行うネットワークテストを開発した。

1 まえがき

生成 AI、クラウドサービスの急速な普及、社会的な要請である DX(Digital Transformation)推進等を要因として、データセンターやメトロネットワークの増設が急ピッチで進んでいる。特に、データセンターは、電源や空調システムの制約上、建設後にデータ処理量を大幅に増加させることが困難である。そのため、データ処理能力をスケールアップするためには、拠点追加や分散化が効果的な手段となり、拠点同士をつなぐ DCI(Data Center Interconnection)の需要が高まっている(図 1)。



図 1 DCI ネットワーク

DCI では、これまで大手通信キャリアが提供する WDM 回線が広く使われてきたが、回線使用料が高価であることが問題であった。低コスト実現のため、ルータやスイッチにインストール可能なプラグラブルコヒーレントトランシーバ「400ZR-OIF」が標準化団体 OIF によって仕様化された。400ZR は伝送距離 120 km 未満のアプリケーション向けであったが、OpenROADM の仕様と組み合わせることで、120 km 超の伝送を可能にする規格「OpenZR+」が仕様化された(表 1)。

表 1 400ZR vs OpenZR+

	400ZR	OpenZR+
Application	Edge DCI	Regional/Longhaul DCI
Standard	OIF 400ZR	OpenZR+ MSA
Client Interface	400GbE	100GbE to 400GbE
Reach@400G	<120 km	> 120 km
Line Interface	400G	100/200/300/400G
SD-FEC	CFEC	OFEC
Maximum Power Consumption	<20W	>20W

このような背景により、Ethernet、OTN、CPRI など、さまざまなネットワークの評価用測定器 MT1040A(図 2)の測定モジュールとして、400ZR および OpenZR+のトランシーバに対応し、光伝送品質および 400 Gbps Ethernet 伝送評価が可能な MU104014B 400G(QSFP-DD)マルチレートモジュールを開発した。400G Ethernet に対応した既存製品 MU104014A をベースに、以下を追加開発した。

- 空冷強化
400ZR や OpenZR+に対応した光トランシーバは、消費電力が高く、発熱量が大きい。そこで、空冷システムを強化し、光トランシーバ自身の発熱による故障の対策を行った。
- OpenZR+光トランシーバ対応
周波数グリッド設定、出力波長設定、および出力パワーの設定を可能とした。波長は、ユーザの使用に合わせて、チャンネル、周波数、波長で設定可能にした。
- コヒーレント伝送品質測定
光トランシーバで測定した伝送の品質測定結果を読み出し、時系列での表示・格納を可能にした。
- マルチクライアント伝送測定評価
OpenZR+は、400G Ethernet だけでなく、100 Gbps Ethernet の多重伝送が可能である。そこで、1×100 Gbps、2×100 Gbps、4×100 Gbps に対応したアプリケーションを開発した。



図2 MT1040A 外観図

2 MU104014B 400G(QSFP-DD)マルチレートモジュール

MU104014B は、SFP28、QSFP28、QSFP-DD 規格に準拠した各種トランシーバ用の電気インタフェースと RJ45 インタフェースを持ち、400GbE、100GbE、40GbE、25GbE、10GbE、1GbE、1000MbE、100MbE、10MbE などのイーサネットや OTN、FC、CPRI などのトランスポートネットワークで使用されているプロトコル試験に対応している。外観を図3に示す。

測定用インタフェース以外にも Sync Clock Out 端子を設けている。この端子を外部の光波形観測用サンプリングオシロスコープのトリガ信号に用いることで、各種インタフェースに接続された光トランシーバから出力される光波形を観測できる。

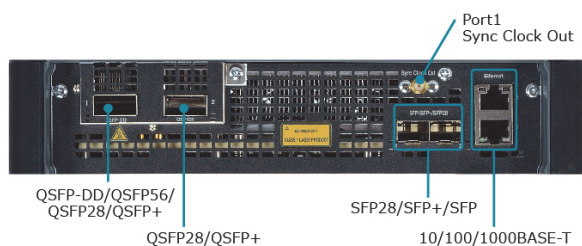


図3 MU104014B 外観

MU104014B は、MT1040A に 2 モジュール搭載することができ(図4)、エンド・ツー・エンドでの双方向通信評価や、ネットワーク装置のクライアント信号とライン信号を挟み込んで試験ができる。

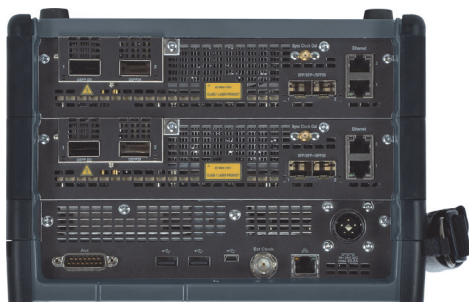


図4 MU104014B 2 モジュール構成

3 ハードウェア

前述の記載のとおり、400GZR や OpenZR+はハイパワーの光トランシーバであるため、MU104014B には、高い冷却性能が求められた。一方、MU104014B は、測定対象が設置されている場所へ持ち込んでの測定に利用されるため、小型で低騒音であることが求められた。

3.1 目標性能

Open ZR+光トランシーバは前項で述べたとおり 20W 超の発熱が規定されているが、発展段階であり最大消費電力は規定されていない。そこで、複数の OpenZR+トランシーバのデータシートをもとに、23W をターゲットとし、外気温 40°C環境下でも温度アラームが発生しないような冷却性能を目標とした。

データセンター等の OpenZR+が使用される環境において、使用温度は 25°C以下であることが想定されるが、装置ラックなどの排熱により、局所的に高温となる場所がある。その場所で使用しても冷却性能に十分な余裕をもたせるため、想定使用温度を 40°Cとして設計した。

3.2 冷却効率の向上

光トランシーバの冷却能力は QSFP-DD コネクタのハウジングおよびファンの風量に依存する。MU104014B はスタッキング構造のモジュールであるため、背面にファンを設置することはできない制約がある。そこで、ハウジング上面のヒートシンクや、ファンを大型化し、さらにファンの回転数を高速化した。それらの改良により、既存製品に対して、風量が 2.9 倍となり高発熱の Open ZR+モジュールを広い周囲温度レンジにおいて十分に冷却できるようになった。MU104014B の冷却構造を図5に示す。

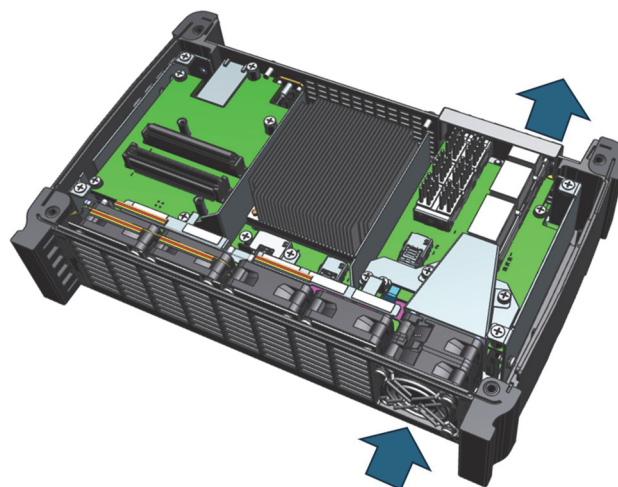


図5 MU104014B 冷却構造

3.3 ファン制御の最適化

前項のとおり、ファンの最大回転数を高速化するため、騒音が既存製品に比べて増加した。そこで、光トランシーバの温度に応じてファンの回転数を制御し、最適化する必要がある。しかし、光トランシーバ内蔵の温度センサの読み値をファン制御にフィードバックすると、温度制御が不安定になる場合がある。

そこで、MU104014Bには専用の吸気温度をモニタするセンサを追加し、その温度でファンの回転数をコントロールする制御系を採用することで、トランシーバ温度の安定および騒音軽減を実現した。

3.4 ファン回転数とトランシーバ温度の検証

OpenZR+の温度の必要要件を調査し、温度ターゲットを70℃とした。外気温度に応じてファン回転数を制御するためには、外気温度と光トランシーバの発熱を調査する必要がある。そのためにQSFP-DD用の発熱モジュールを本体に挿入し、恒温槽の25℃環境で発熱トランシーバ内温度計の温度をモニタした(図6)。

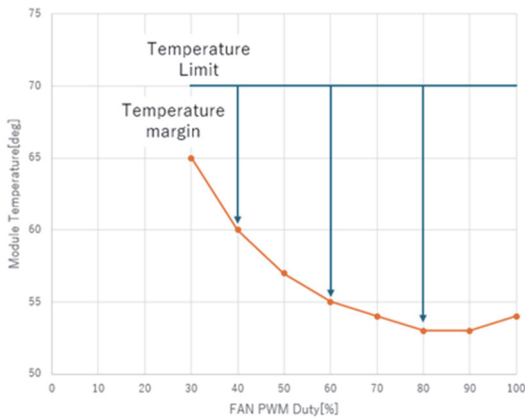


図6 ファン回転と温度マージンの関係

外気温が Δ ℃上昇した場合は、上記の温度マージンが Δ ℃減少する。温度マージンが0にならずにファンの回転数を必要以上に上げない設計思想でファン制御テーブルを設計した(図7)。

制御テーブルは、Low, Middle, High, Extraの4段階の風速モードを設けた。各モードは、外部温度を閾値として変更するように制御した。閾値は、高速回転へ遷移する際は、温度閾値+2℃で遷移させ、低速回転へ遷移する際は、閾値に対して-2℃で遷移させるヒステリシスを実装し、微小な温度変化によって発振しない設計とした。

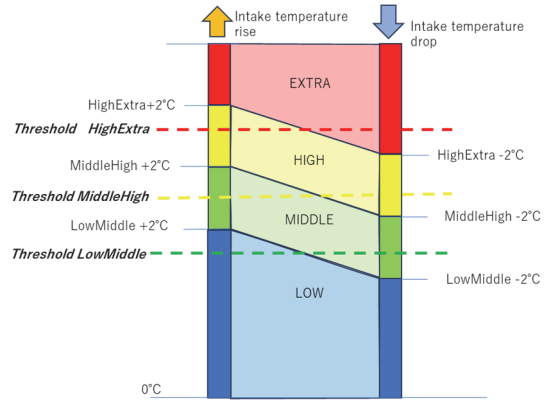


図7 ファン制御テーブル

3.5 安全対策と冷却最適化設定

前述の検証の温度モデルとの差異により、冷却不足により光トランシーバへダメージを与える可能性がある。そこで、光トランシーバの温度アラームを監視し、アラーム発生時に光出力をパワーダウンおよびシャットダウンし、温度アラーム発生ログを表示する設計とした。

さらに、ユーザが手動設定で前述のFAN速度モードを切り替えるモードを設けることで、温度モデルとの差異による冷却の過不足をトランシーバに合わせて最適化できる設計とした。

3.6 競合との比較

QSFP-DD用の発熱トランシーバを挿入し周囲温度を可変し冷却性能を他社測定器と比較した。他社測定器は、FAN制御しないため、外気温に対しモジュール温度はリニアに上昇する。一方MU104014Bは冷却効率向上およびファン制御最適化を実現したため、高温環境下でもモジュール温度は一定に制御される。

他社測定器では、現行の光トランシーバにおいては、適正温度で動作する。MU104014Bは、さらなるハイパワー品であっても、十分な冷却能力を発揮できる。

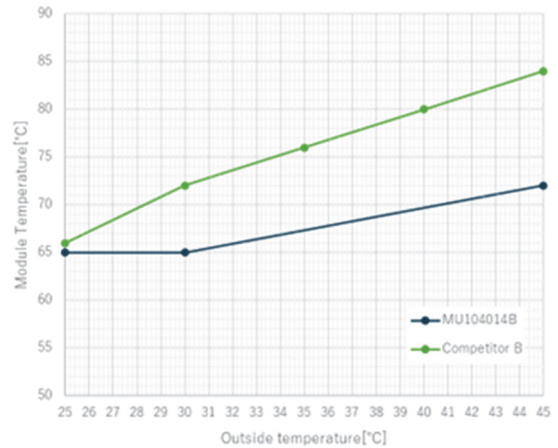


図8 周囲温度に対するモジュール温度

4 MU104014B モジュールの追加機能

MU104014BモジュールのOpenZR+対応で追加した機能について紹介する。

4.1 コヒーレントモード設定

OpenZR+トランシーバは、複数のアプリケーション(例えば、ZR Application(400ZR DWDM DP16QAM), ZR+ Application (ZR400-OFEC-16QAM)など)をサポートする。光トランシーバを挿入し起動する際、アプリケーションごとに割り当てられている番号(以降 APPSEL 番号)をトランシーバに設定する必要がある。ユーザは、最大 15 個あるアプリケーションから起動させる APPSEL 番号を探す必要がある。この APPSEL 番号を意識せず 400ZR, OpenZR+アプリケーションを直接選択できるコヒーレントモード設定を追加した(図 9)。

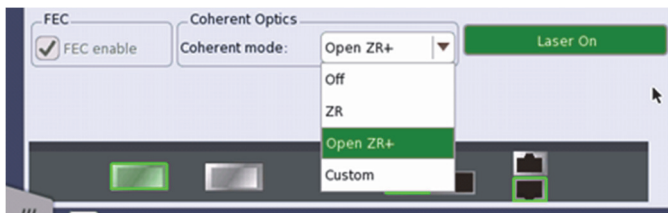


図 9 コヒーレントモード設定画面

現在使用されるアプリケーションは 400ZR や OpenZR+が主流であり、これらをメニューから直接選択できるようにした。コヒーレント伝送は規格も発展段階にあり、ベンダ独自実装や新規の標準アプリケーションも登場している。それらを選択可能とするため、Custom モードを設けた。Custom モードではトランシーバのアプリケーションの内容を一覧で確認しながら使用するアプリケーションを設定できるように設計した(図 10)。

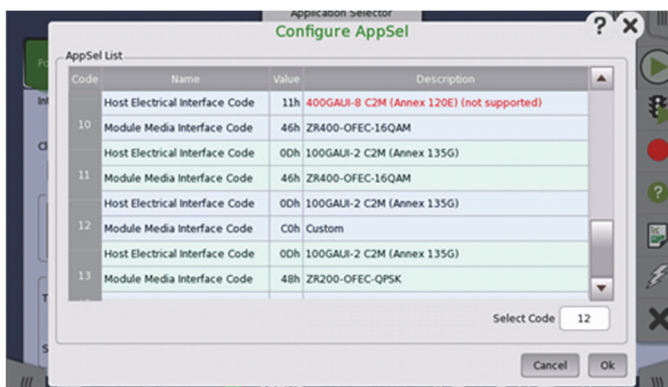


図 10 Custom Application ダイアログ

4.2 Tunable 設定

400ZR および OpenZR+は、WDM 伝送装置へ接続するため、波長や出力パワーを設定し使用される。その設定方法は、CMIS (Common Management Interface Specification: 共通管理イン

タフェース仕様)で定義され、基準チャンネルの 193.1 THz からチャンネル(オフセット)と Grid を指定することで変更できる。

<計算例(周波数)>

Grid 75 GHz, Channel 24 の場合

$$193.1 + (24 (\text{Channel}) \times 0.025 (\text{Grid})) = 193.7 \text{ THz}$$

一方ユーザは、伝送装置に周波数や波長で指定することが多いため、周波数、波長、チャンネルから3種類で設定できる画面(図 11)を追加した。

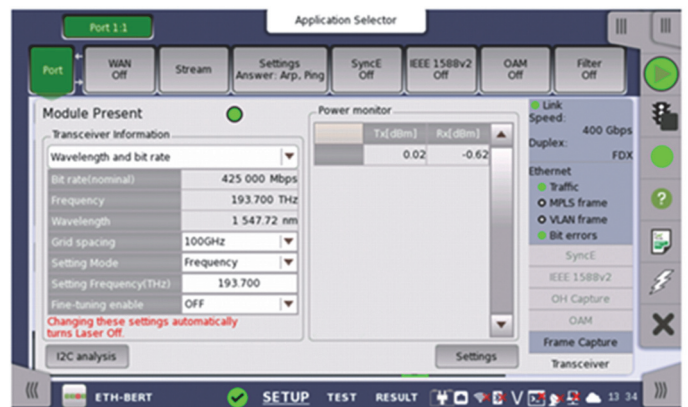


図 11 出力周波数(波長)設定画面

4.3 コヒーレント伝送品質測定

MU104014B では、400ZR や OpenZR+のトランシーバ内で計測している以下のような情報を取得し、画面に表示する。

- Rx bits, Rx frames
- Tx Power, Rx Signal Power
- OSNR(Optical Signal to Noise Ratio)
- PreFEC BER(Uncorr. Frames)

トランシーバから情報を最小 1 秒間隔で取得し、測定結果としてロギングすることで、クライアント信号である 400GbE のスループットと、コヒーレント信号の偏波変動やパワー変動との関係が確認できる。また、測定結果を CSV 出力することで、測定結果のトレンド解析といったより詳細なオフライン解析が可能である。

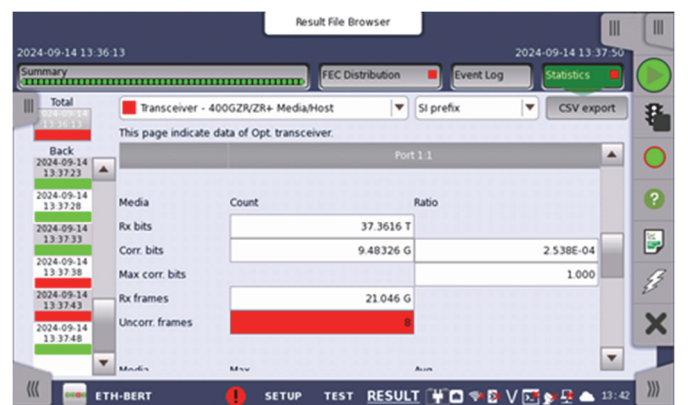


図 12 測定結果画面

4.4 400ZR, OpenZR+対応時の技術的課題

400ZR や OpenZR+の起動処理や Tunable 設定には、複数のレジスタ操作を決まった手順で行う必要がある。CMIS 規格書に記載されている手順どおりに設定すれば動作するはずが、メーカーや CMIS の Version によって以下のような問題が発生した。

- ・ レジスタ操作後の待ち時間の挙動の相違
- ・ メーカー独自の追加設定
- ・ CMIS の Version による起動処理の違い

メーカー独自の動作については、メーカーに仕様詳細を確認し、CMIS 標準の手順に問題が出ないよう刷り込みを行った。Version による異なる処理については、トランシーバの対応 Version を読み取った後に設定手順を切り替えるようにした。これにより、異なるメーカーや異なるバージョンのトランシーバでも一貫した動作を実現した。

5 Multi-Client アプリケーション対応

MT1040A の 400G Ethernet 用アプリケーションに加え、100G Ethernet の多重伝送評価用に、ソフトウェアライセンスを追加することで利用できる OpenZR+ Multi-Client BERT MU104014B-036 を開発した。このアプリケーションでは、400GbE 測定に加え、100GbE の多重化を選択するクライアントモードの設定を追加した。

400ZR トランシーバは 400GbE のみを伝送するが、OpenZR+トランシーバは 400GbE だけでなく複数の 100GbE を多重化することもできる。この伝送する信号それぞれをクライアントと呼び、複数の 100GbE クライアントはそれぞれ独立である。OpenZR+ Multi-Client BERT アプリケーションでは、4 × 100 GbE、2 × 100 GbE、1 × 100 GbE のクライアントモードを選択でき、各 100GbE クライアント個別の設定と測定ができる。選択したクライアントモードに対応したクライアントポート数を表示することで、現在の設定の判別を容易にした。

また、OpenZR+トランシーバによってサポートしているクライアントモードの種別が異なるため、装着中のトランシーバがサポートするクライアントモードを画面上にインジケータで表示し、クライアントモード設定が容易となるようにした。

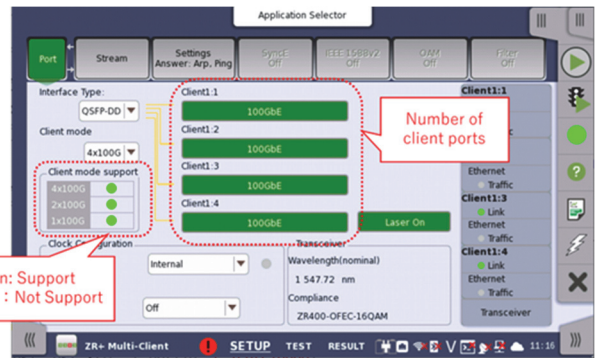


図 13 Multi-Client アプリケーション

6 MU104014B モジュールと MS9740B を使用した rOSNR 自動測定システム

MU104014B モジュールの開発により、400ZR および OpenZR+トランシーバの rOSNR(required Optical Signal-to-Noise Ratio)を自動測定できるシステムを構築した。

このシステムでは、ASE(Amplified Spontaneous Emission)光源をノイズ源として使用し、可変光アッテネータでノイズ量を調整する。ASE 光源は自然放出光を増幅して出射する光源で、広帯域で低コヒーレンスな特性を持っているため、システムや部品がノイズに対してどのように動作するかを評価することができる。

MU104014B に挿入された 400ZR および OpenZR+トランシーバの Pre FEC BER の値と、光スペクトラムアナライザ MS9740B で受信した OSNR の値をモニタリングして rOSNR を測定する。OSNR を正確に追い込むため、MU104014B と MS9740B の測定値を見ながら光アッテネータを調整する。

マルチベンダ接続を検討しているユーザや、シングルベンダで揃えているユーザにとっても、Revision 違いのトランシーバの接続性検証や伝送チャネルごとの伝送耐力の定量評価に活用できる。

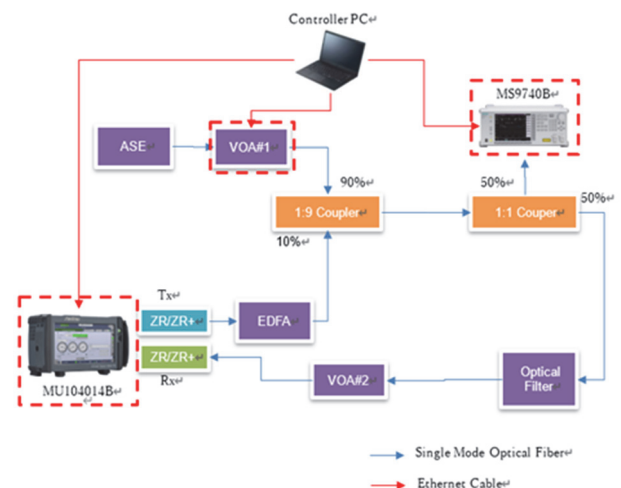


図 14 rOSNR 測定システム構成

7 おわりに

分散型データセンター間で採用される 400ZR および OpenZR+ トランシーバの評価用測定器を開発した。400ZR および OpenZR+ は、検証フェーズから運用フェーズに移行しようとしており、今回開発した測定器は、各社の検証およびネットワーク敷設に活用されている。

今後も変革していくネットワークの品質向上に貢献していきたい。

参考文献

- 1) OIF: “Implementation Agreement OIF-400ZR-02.0”, Nov, 2022
- 2) Open ZR+ MSA: OpenZR+ MSA Specification, version 1.0” Sep, 2020
- 3) OIF: “Implementation Agreement OIF-CMIS-05.2” Apr, 2022
- 4) 宮内徹, 阿部高也, 石塚康二, 露木明宜: “業界最小クラス 400G ネットワークテストの開発”, アンリツテクニカル 97 号, pp.23-27(2022.3)

執筆者



伊藤 智宏

計測事業グループ計測事業本部
サービスインフラストラクチャーソリューション事業部
商品開発部



梶 一 徹

計測事業グループ計測事業本部
サービスインフラストラクチャーソリューション事業部
ソリューションマーケティング部



平岩 英造

エンジニアリング本部
エンベデッド技術部



三枝 淳

エンジニアリング本部
エンベデッド技術部

公知

位相積分コヒーレンス補償による高性能 OFDR システムの開発

齊藤崇記 Takanori Saitoh, 多田彬子 Akiko Tada

[要 旨]

OFDR システムに必須のコヒーレンス補償の方法として、位相積分コヒーレンス補償法(Phase Integration Coherence Compensation(PICC))を考案し、これを適用した OFDR システムを開発した。アンリツ独自のこの PICC-OFDR システムは、任意の遅延長の基準干渉計信号を疑似的に生成することが可能である。したがって、任意の位置で反射された干渉信号のコヒーレンスを最大化することができる。また、距離方向の測定レンジを分割し、それぞれの分割域に最適な遅延長の基準干渉計信号を生成してコヒーレンス補償を実施することにより、測定レンジ全域でコヒーレンス補償された高品質の OFDR スペクトラムを取得することが可能になった。さらに、この OFDR スペクトラムから光ファイバの伸縮分布を算出し、光ファイバ長 400 m の範囲で歪・温度の分布が高精度かつリアルタイムに測定可能な歪・温度分布測定システムを開発した。

1 まえがき

近年、橋梁、トンネル、治水施設等の大型構造物や、道路、鉄道等の社会インフラの老朽化が進みつつあり、それらの健全性測定が重要視されてきている。従来、これら大型構造物測定には FBG(Fiber Bragg Grating)を利用した歪測定方法¹⁾が利用されていた。FBGとは、光ファイバのコアの屈折率の強弱を波長レベルの周期で変化させたデバイスであり、FBG の反射プロファイルの変化から FBG の伸縮を測定できる。したがって、この FBG を測定対象物に張り付けることにより、測定対象物の歪を測定することができる。FBG の長さは数 mm 程度であるため、重要と思われる箇所に張り付けて構造物の状態を観測することになるが、当然ながら FBG 貼り付け位置以外の歪は測定不能となる。

FBG のような“点”計測ではなく、光ファイバそのものを歪センサとし、光ファイバのすべての領域で歪の分布を計測するのであれば、測定可能領域は飛躍的に拡大する。そのため、光ファイバの長手方向の歪分布測定方法として、DAS(Distributed Acoustic Sensing)²⁾、B-OTDR(Brillouin Optical Time Domain Reflectometry)³⁾、B-OCDA(Brillouin Optical Correlation Domain Analysis)⁴⁾、OFDR(Optical Frequency Domain Reflectometry)⁵⁾等が開発されている。DAS は数十 km の範囲の衝撃状の歪を捉えることができるが、静的な歪は測定できず、また距離分解能は数 m と低分解能である。B-OTDR、B-OCDA は数 km の範囲の歪を測定できるがその歪分解能は 100 μe ^{*}程度であり、低感度である。

* 1 μe は長さ1 mの物体が1 μm 伸びる歪量

OFDR は測定範囲が 100 m 程度と他の方法に比べて短い、歪分解能、距離分解能の点で他の方式よりも優れている。また、アンリツでは OFDR 方式の 3D 形状測定システム^{6),7)}を開発した経験がある。そこで、これまでの技術資産を生かし、これから需要が伸びることが予想される OFDR 方式の歪・温度分布測定システムを開発した。

OFDR 方式の歪・温度分布測定では、光ファイバ中で発生したレイリー散乱光を干渉計で検出するが、その偏波は光ファイバ内の位置により異なる。そのため偏波補償が必要となる。また、光源のコヒーレンス長を超過して干渉信号を検出するため、コヒーレンス補償技術も必要となる。本論文では、OFDR の原理、偏波補償法、アンリツ独自の位相積分コヒーレンス補償法(特許出願中)、歪・温度分布算出方法について言及する。

2 OFDR の原理

2.1 OFDR の光学系

図 1 に OFDR の基本的な光学系を示した。

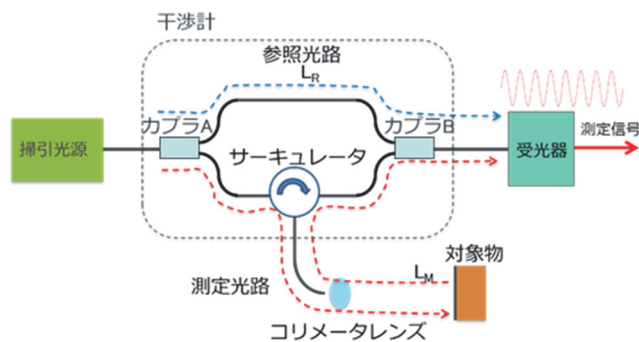


図 1 OFDR 光学系

掃引光源から出射された掃引光はカプラ A で 2 分岐され、一方はそのままだカプラ B に向かい(参照光路)、もう一方は、サーキュレ

ータを通り、コリメータレンズから空中に出射され、対象物で反射された後、再びコリメータレンズ、サーキュレータを通して、カプラ B に向かう(測定光路)。参照光路と測定光路を伝搬した掃引光は、カプラ B で合波されたのち、受光器で電気信号に変換される。

掃引光の光周波数が、時間に対して線形に変化しているとすると、時刻 t での光周波数 $\nu(t)$ は、

$$\nu(t) = \nu_0 + k \cdot t \quad (1)$$

と表せる。ここで ν_0 は、時刻 0 での光周波数、 k は掃引速度 [Hz/s] である。参照光路の光路長 L_R と測定光路の光路長 L_M との差を $\Delta L = |L_M - L_R|$ とすれば、掃引光源から受光器までのそれぞれの伝搬時間の差 τ は、

$$\tau = \frac{\Delta L}{c} \quad (2)$$

となる。ここで c は真空中の光速である。

参照光路を通った掃引光と測定光路を通った掃引光の電界強度をそれぞれ E_R 、 E_M とすれば、受光器で検出される干渉強度 P は、

$$\begin{aligned} P &= |\vec{E}_R + \vec{E}_M|^2 \\ &= \left| E_R e^{i2\pi\nu(t)\cdot t} + E_M e^{i2\pi\nu(t-\tau)\cdot t} \right|^2 \quad (3) \\ &= |E_R|^2 + |E_M|^2 + 2E_R E_M \cos\left(2\pi \frac{k\Delta L}{c} t\right) \end{aligned}$$

と表せる。干渉信号の DC 成分をカットすれば、式(3)最終式の第 3 項のみが観測される。つまり、受光器からは、

$$f_I = \frac{k\Delta L}{c} \quad (4)$$

の周波数の電気信号が出力される。したがって、電気信号をサンプリング後、FFT(Fast Fourier Transform)により OFDR スペクトラムを算出すれば、OFDR スペクトラム上の f_I の位置に、ピークが検出され、式(4)から、光路差 ΔL が計算される。

上記は掃引光の光周波数が線形に変化することが前提となっている。しかし実際の光周波数は非線形に掃引されている。そのため、サンプリング方法やソフトウェア処理によって、測定信号に線形化の補正を行う必要がある。この処理はリニアライズあるいはリサンプリングと呼ばれている。

2.2 リニアライズ

図 2 にリニアライズ系と偏波補償系を含んだ OFDR 光学系を示した。掃引光源から出射された掃引光は、カプラ C で 2 分岐され、一方は図 1 と同様の測定干渉計に、もう一方はリニアライズ用の基準干渉計に入射される。

測定干渉計には偏波スイッチを内装している。掃引光源から出力された掃引信号の 2 分周信号を偏波スイッチの偏波切替ポートに入力している。これにより、掃引ごとに参照光路の偏波は 0 度 (P

偏波)、90 度 (S 偏波) と切り替わる。それぞれの偏波状態の測定干渉計信号からの計算結果を足し合わせることで偏波補償を行う。また、掃引光が偏波スイッチに直線偏波で入射できるように、掃引光源から偏波スイッチまでは偏波保持ファイバで接続している。

基準干渉計はマイケルソン型とした。マイケルソン型では、反射鏡としてファラデーミラー (FR) を使用することにより、それぞれの反射鏡からの光は、遅延長 ΔL_{AUX} によらず同じ偏波状態でカプラ D に戻るため、偏波変動による干渉信号の変動を除去することができる利点がある。

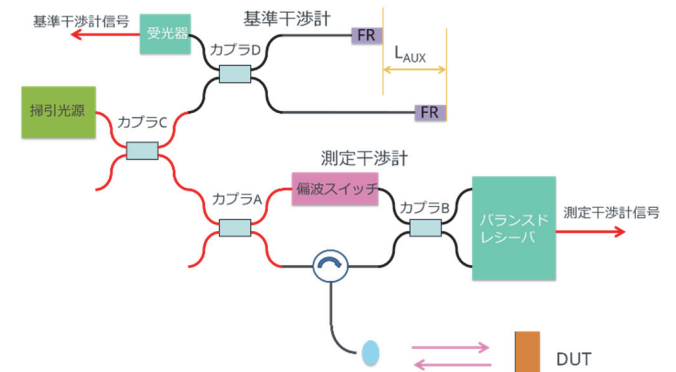


図 2 リニアライズ系を含んだ OFDR 光学系

基準干渉計信号は、式(4)から、

$$f_{AUX} = \frac{2k\Delta L_{AUX}}{c} \quad (5)$$

の周波数を持つ。式(4)と比べて 2 倍となっているのは、 ΔL_{AUX} を往復しているためである。また、干渉計の FSR (Free Spectral Range)、つまり干渉信号が正弦波 1 波分変化するために必要な光周波数は

$$FSR = \frac{c}{2\Delta L_{AUX}} \quad (6)$$

と表せることから、式(5)は、

$$f_{AUX} = \frac{k}{FSR} \quad (7)$$

と表せる。右辺は、「掃引速度 k は FSR の何倍に相当するか」を表しており、言い換えれば、 f_{AUX} とは、「光周波数が FSR 掃引されるたびに極大となる干渉信号」の周波数と言える。

測定干渉計信号の周波数である式(4)と基準干渉計信号の周波数である式(7)は、どちらも掃引速度 k に比例している。したがって、基準干渉計信号の周波数の変化から測定干渉計信号をリニアライズすることが可能となる。

リニアライズには、ソフトウェアリニアライズとハードウェアリニアライズ^{6),7)}の 2 つの方法がある。両者の一番の相違点は、干渉信号のサンプリング方法であり、ソフトウェアリニアライズでは等時間間隔に、ハードウェアリニアライズでは、等光周波数間隔にサンプリングしている。

歪測定では、後述にあるとおり測定干渉計信号と基準干渉計信号を時間軸上でずらしながら複数回リニアライズする必要があり、これにはそれぞれの干渉計信号を等時間間隔にサンプリングすると処理が簡素化できる。そのため歪測定にはソフトウェアリニアライズが適している。

2.3 ソフトウェアリニアライズ

ソフトウェアリニアライズは、基準干渉信号と測定干渉信号を同時に A/D コンバーターで等時間間隔にサンプリングする。そして、光周波数の物差しとなる基準干渉信号を元に、測定干渉信号が光周波数に対して線形になるように、測定干渉信号をリニアライズする。以下に具体的方法を記述する。

まず基準干渉計信号の位相を算出する。基準干渉計信号を FFT し、FFT 計算結果の後半半分に 0 を代入後、これを逆 FFT する。逆 FFT で計算された複素数の位相角度が、基準干渉計信号の位相である。

計算された基準干渉計の位相は、 $-\pi$ から $+\pi$ の間を繰り返し変化しているため、アンラップ、つまり位相が $+\pi$ から $-\pi$ に飛ぶ箇所では位相に 2π を加え、逆に $-\pi$ から $+\pi$ に飛ぶ箇所では位相に -2π を加えて連続した位相 χ を計算する(図 3 参照)。

連続位相は、光周波数が基準干渉計の FSR 分、掃引されるたびに 2π 増加する量であり、光周波数に比例している。

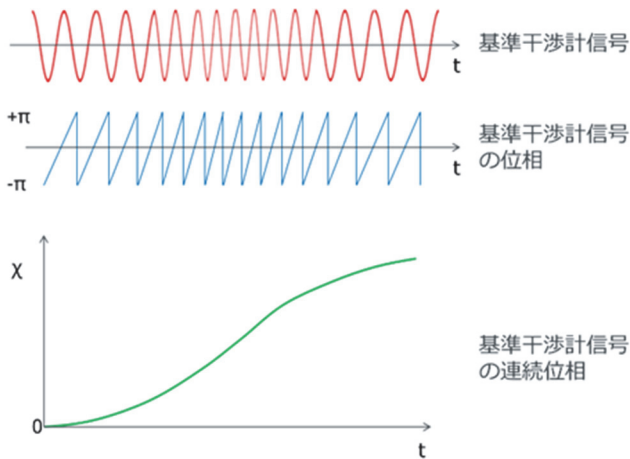


図 3 基準干渉計信号の位相計算

次に連続位相 χ を等分割し、分割点での測定干渉計信号の強度を抽出する(図 4 中央の緑丸)。抽出されたデータは、時間軸上では、等間隔ではないが、光周波数軸上では、等間隔にサンプリングされたデータとなる。このデータの FFT 計算結果である OFDR スペクトラム上には、反射点に対応する周波数位置に鋭いピークが観測される。

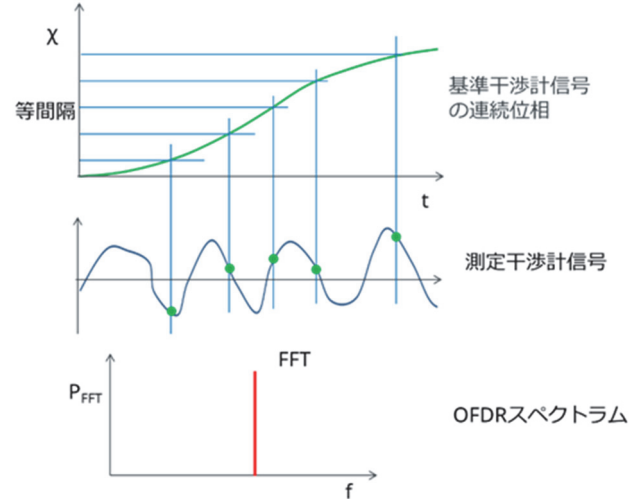


図 4 データ抽出

2.4 アンリツ製掃引光源

アンリツ株式会社では、高コヒーレンスな光周波数掃引光源を開発し、製品化している⁸⁾。図 5 に光源の外観を示した。この光源は、掃引のほぼ全域にわたってモードホップなく位相連続に光周波数掃引が可能である。表 1 に光源の主な仕様を示した。



図 5 AQB5500P 外観

表 1 AQB5500P 仕様

中心波長 λ_c	1550 nm \pm 5 nm (変更不可, 製造時に決定)
波長掃引幅 W	10 ~ 50 nm
掃引周波数 f_R	150 Hz \pm 20 Hz (変更不可, 製造時に決定)
光出力パワー	> 10 dBm
コヒーレンス長	> 100 m
トリガー設定分解能	1 pm

この光源から出力されるトリガー信号は、High と Low が切り替わるタイミングを波長で指定できる。短波から長波への掃引中、掃引光の波長が任意に設定した波長に達した際に、トリガーは High

となり、長波から短波への掃引中、同じく任意に設定した波長に達した際に、トリガーは low となる。このトリガー信号を使って A/D コンバーターのサンプリングを開始させることにより、常に同じ波長域でのサンプリングが可能となる。

この光源の光周波数掃引波形は正弦波状である。そのため、掃引の中心付近での光周波数は 3 次関数的に変化する。

アンリツ製掃引光源と遅延長 83.5 m の基準干渉計を用いて測定された連続位相を図 6(a)に示した。掃引波形と同様に 3 次関数的に変化している。この連続位相から 3 次関数成分を差し引いた値を図 6(b)に示した。ここでみられる振幅 100 rad 程度の変動は、個々の光源の個性であり、再現性がある。

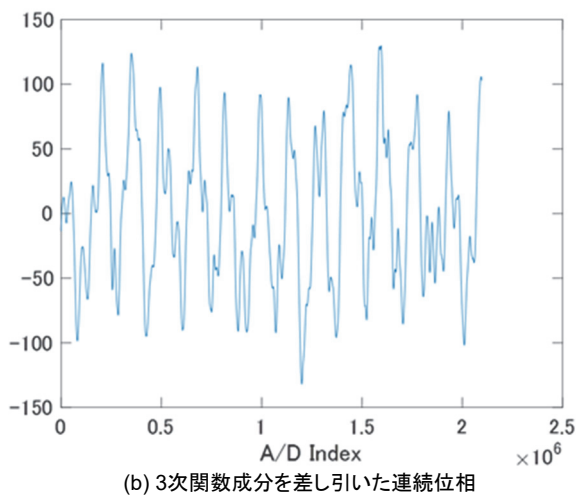
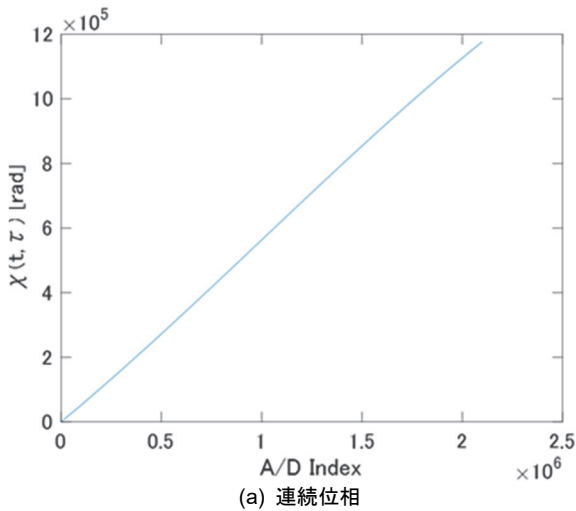


図 6 アンリツ光源の連続位相

3 位相積分コヒーレンス補償法

DUT までの距離を基準干渉計の遅延長に一致させると、DUT の位置でのリニアライズの効果が最大となる。この位置から遠ざかるほど光源のコヒーレンスの影響により効果が低下する。OCT 測定

のように DUT までの距離が限定されている場合は、DUT の位置に合わせた遅延長を持つ基準干渉計を用意すれば済むが、測定点位置が不定である距離測定系や、測定点が光ファイバ全域にわたる歪分布測定系では大きな問題となる。

NTT から、ソフトウェアリニアライズにおいて、基準干渉計遅延長の整数倍位置でリニアライズ効果が極大となる PNC(Phase Noise Compensation)法⁹⁾が考案され実用化されている。この方法は歪分布測定の測定可能範囲を大幅に拡大させたが、中間位置となる基準干渉計長の半整数倍位置ではコヒーレンスが低下している。

アンリツでも、ハードウェアリニアライズにてコヒーレンスを補償した OFDR 方式歪分布測定システム¹⁰⁾を開発したが、干渉計を 1 つ増やす必要があった。

そこで今回、従来の光学系のまま、任意の遅延長の基準干渉計信号を疑似的に生成する位相積分コヒーレンス補償法(Phase Integration Coherence Compensation(PICC))を考案した。生成された基準干渉計信号からソフトウェアリニアライズにより測定干渉計信号をリニアライズすれば、任意の DUT 位置でコヒーレンスを最大化することが可能となり、特に歪分布計測には有用である。

以下に位相積分法の原理を示す。

光の位相を $\phi(t)$ 、光速を c 、遅延長 L_{ref} の基準干渉計の遅延時間を $\tau=2nL_{ref}/c$ とすれば、基準干渉計信号位相 $\chi(t, \tau)$ は、

$$\chi(t, \tau) = \phi(t) - \phi(t - \tau) \quad (8)$$

と表すことができる。

式(8)を近似すれば、式(9)となり、

$$\chi(t, \tau) \approx \frac{d\phi}{dt} \tau \quad (9)$$

式(9)を積分すれば式(10)となる。

$$\phi(t) \approx \frac{1}{\tau} \int \chi(t, \tau) dt = \Phi(t) \quad (10)$$

式(10)の中辺と右边を位相積分とする。

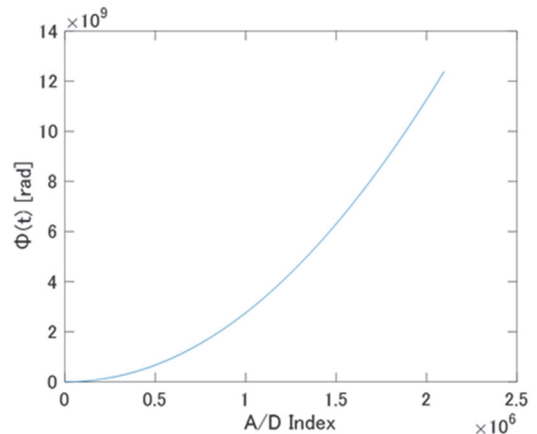


図 7 位相積分

図 7 に、図 6 に示した $\chi(t, \tau)$ から計算された位相積分 $\phi(t)$ を示した。 $\chi(t, \tau)$ がほぼ線形であったことから、位相積分は 2 次曲線的となった。

遅延長 L 、遅延時間 $t' = 2nL/c$ の干渉計が出力するであろう干渉計信号の位相 $\chi(t, \tau)$ は、式(11)で計算できる。

$$\begin{aligned} \chi(t, \tau') &= \phi(t) - \phi(t - \tau') \\ &= \frac{1}{\tau} \int_{t_0}^t \chi(t, \tau) dt - \frac{1}{\tau} \int_{t_0}^{t-\tau'} \chi(t, \tau) dt \\ &= \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau'}^t \chi(t, \tau) dt \end{aligned} \quad (11)$$

つまり、遅延長 L_{ref} の基準干渉計信号を元に、任意の遅延長の基準干渉計信号を位相積分から計算することができる。

式(11)で計算された基準干渉計信号を元に測定干渉計信号をソフトウェアニアライズ後に FFT すれば、任意の距離 L' でコヒーレンスが最大となる OFDR スペクトラムを算出できる。その際、図 8 に示すように、 L と L' の遅延長差に対応した時間 $\delta t = 2n(L' - L)/c$ 、ニアライズのタイミングをずらす必要がある。

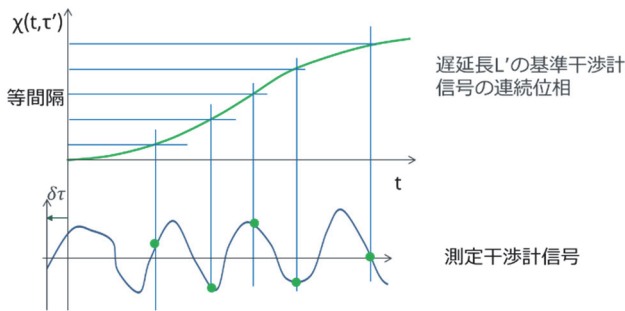


図 8 遅延長差補正

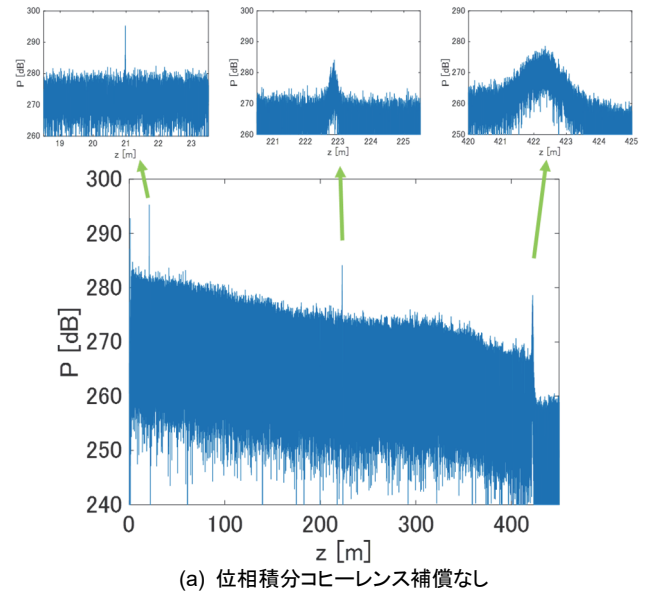
4 位相積分コヒーレンス補償 OFDR による反射ピーク測定

掃引中心波長 $1.55 \mu\text{m}$ 、掃引幅を 10 nm に設定したアンリツ製波長掃引光源、遅延長 83.5 m の基準干渉計、サンプリング周波数 5 GS/s の高速 A/D コンバータ (TELEDYNE 製 ADQ35) による OFDR システムを構築した。この OFDR システムは、約 450 m の範囲の光ファイバからの反射分布を OFDR スペクトラムとして観測することができる。

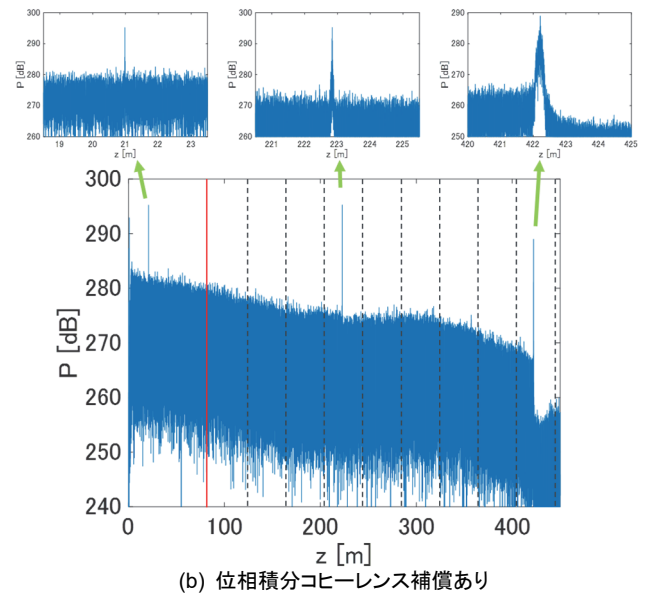
長さ 20 m 、 200 m 、 200 m の 3 本の光ファイバを直列に接続した際の反射分布と光ファイバ接続点からの反射ピークを観測した。図 9(a) にコヒーレンス補償の無い場合の OFDR スペクトラムを示した。0 ~ 420 m の範囲に光ファイバ中のレイリー散乱分布が観測され、光ファイバ接続点で強い反射ピークが観測されている。波長掃引光源のコヒーレンス長は大気中で 100 m 程度であり、光ファイバ中をコヒーレンス劣化なく往復できる距離は 30 m となる。そのた

め、 20 m での反射ピークは鋭い形状であるが、 220 m と 420 m 反射ピークは、コヒーレンス劣化によりそれぞれ $0.5 \sim 1 \text{ m}$ 程度に広がって観測されている。

次に位相積分コヒーレンス補償を行った場合の OFDR スペクトラムを図 9(b) に示した。位相積分コヒーレンス補償は、基準干渉計遅延長の位置 (図中赤線) から 40 m ごとの地点で実施した。図の OFDR スペクトラムは、コヒーレンス補償なしで測定した OFDR スペクトラムの中の 0 ~ 103.5 m の領域と、 40 m ごとに位相積分コヒーレンス補償を実施して測定した OFDR スペクトラムの実施点 ± 20 m の領域の OFDR スペクトラムを連結した統合 OFDR スペクトラムである。3 つの反射ピークはどれも先鋭化されており、ピークの幅は数 cm となった。



(a) 位相積分コヒーレンス補償なし



(b) 位相積分コヒーレンス補償あり

図 9 OFDR スペクトラム

5 歪分布測定方法

図9のOFDRスペクトラムには、反射ピークの裾野の0 mから420 mの範囲に、接続したSMファイバからのレイリー散乱光強度分布が観測できている。一見、白色ノイズに見えるこのレイリー散乱光のスペクトラム形状は、SMファイバの屈折率分布を反映している。屈折率分布はSMファイバが製造された段階で決定され、ほぼ不変であるため、このOFDRスペクトラム強度は再現性がある。OFDRスペクトラム強度の変化から、歪分布測定は可能であるが、例えば100 mmの領域の形状変化を100 μmの精度で測定した場合、歪分解能は、1000 μεとなってしまう。

そのため、歪測定ではOFDRスペクトラムの強度ではなく、その位相を観測する。OFDRで観測される測定干渉計信号の位相は、光源から反射点までの光路に依存して変化している。掃引光の波長を λ 、光ファイバの屈折率を n とすれば、光源からの距離が、 $\lambda/2n$ ($\approx 0.5 \mu\text{m}$)変化すると測定干渉計の位相は $2\pi[\text{rad}]$ 変化する。位相測定では $0.1[\text{rad}]$ 程度の測定が可能であることから、 $0.1 \mu\epsilon$ の精度での歪測定が実現できる。

実際の計算方法を以下に示す。

前章の位相積分法によるコヒーレンス補償後にリアライズされた測定干渉計信号をFFTし、OFDRスペクトラムを計算する。例として、図10に50 mから50.1 mまでの10 cmの領域のOFDRスペクトラムの実数部(青線)と虚数部(赤線)を示した。OFDRスペクトラム強度と異なり、この形状はわずかな外乱で変化する。

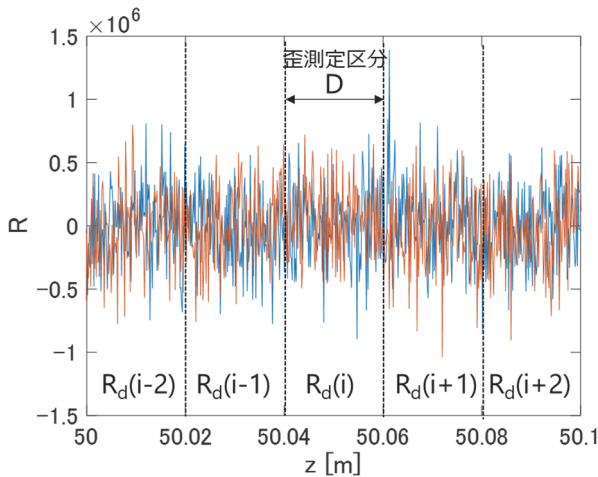


図10 OFDRスペクトラムの実数部と虚数部

OFDRスペクトラムを図10のように、所望の区分長 D ごとに分割する。この区分長が歪分布測定の距離分解能となる。例えば区分長 $D=20 \text{ mm}$ 、OFDR分解能 $\Delta z=0.446 \text{ mm}$ の場合、各区分長には44個のデータが存在する。

次に区分長内データに0パディングしてデータ数を2の累乗にする。これは後のFFTを効果的に実施するためであるが、データ数を大きくしてFFT後の分解能を向上させるためでもある。0パディング後のデータ数を N_{RDz} とすれば、 $Dz=\Delta z \times N_{RDz}$ は、計算上の区分長となり、後述する歪分解能を決定するパラメータとなる(図11参照)。

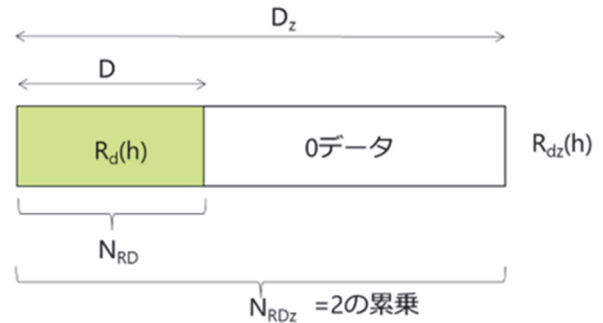


図11 0パディング

0パディングされたデータを逆FFTしその実数部を区分内の位相の変化の周波数成分として計算する。

P偏波状態で測定した測定干渉計信号から上記方法で計算した周波数成分強度 M_d^P と、同様にS偏波状態で測定した測定干渉計信号から計算した周波数成分強度 M_d^S を足すことにより、偏波補償された M_d^{PS} を算出する。

位相の変化の周波数成分強度 M_d^{PS} は、位相の変化が緩やかであれば低域成分が大きくなり、激しければ高域成分が大きくなる。また、区分が圧縮されれば位相変化が密となり全体的に高域側にシフトし、伸長されれば位相変化が粗になるため、低域側にシフトする。

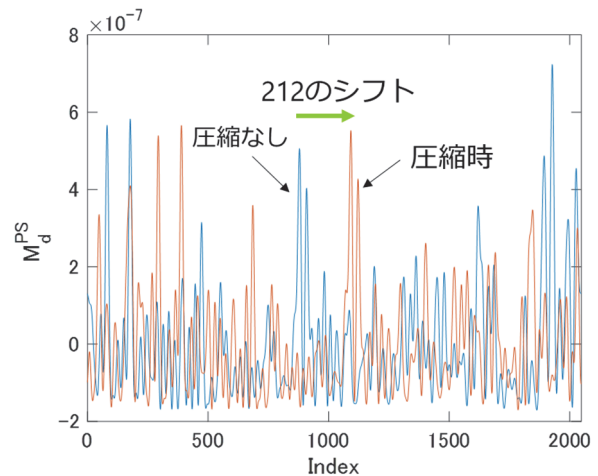


図12 M_d^{PS} のシフト

図12に、光ファイバに外力を加えていない状態で測定された M_d^{PS} (青線)と圧縮を加えた状態で測定された M_d^{PS} (橙線)を示し

た。0パディング後のデータ数は2048個とした。それぞれの状態で複数のピークがみられるが、この例では、圧縮により M_d^{PS} が高周波側に212シフトしていることが分かる。

M_d^{PS} のシフト量を計算する方法として、一般的には相互相関関数 S_{xc} を計算しその最大値を示す位置をシフト量とする方法が用いられる。つまり

$$S_{xc}(m) = \int g(t)f(t-m)dt \quad (12)$$

が最大となる m をシフト量とする。

式(12)の計算方法として、式(13)に示すとおり、それぞれの状態の M_d^{PS} をFFTして乗算し、その結果を逆FFTする方法がある。

$$S_{xc}(m) = FFT^{-1}\{FFT(g(t)) \times (FFT(f(t)))^*\} \quad (13)$$

この方法であれば、相互相関を高速に計算することができる。図13に伸縮時の相互相関を示した。相互相関のピーク位置が、伸長時間は負側に、圧縮時は正側にシフトしている様子が分かる。

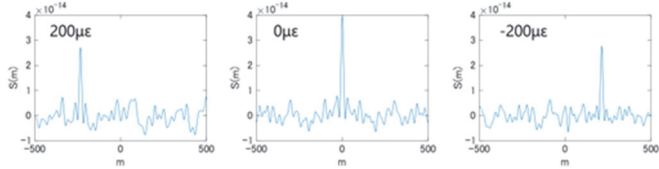


図13 相互相関関数

区分が圧縮されて位相が 2π 増加した場合、位相の回転が1回転増加したこととなり、その周波数成分は1増加したこととなる。また、位相 2π の増加は区分内の光路長が $\lambda/(2n)$ 増加したこととなる。圧縮時、物理的にファイバ長が短くなることに加えて、屈性率が増加する。この光弾性の効果を示す係数を $\rho(=0.78)$ とすれば、シフト量 m と歪量 s との関係は、式(14)となる。

$$s = \frac{\delta D}{D} = \frac{m\lambda}{2nDz\rho} = \frac{m\lambda}{2nN_{RDz}\Delta z\rho} \quad (14)$$

また、 m は整数値であることから、歪分解能 δs は、

$$\delta s = \frac{\lambda}{2nN_{RDz}\Delta z\rho} \quad (15)$$

となり、0パディングにより N_{RDz} を大きくするほど歪分解能は向上する。

相互相関関数計算の性質上、 $-N_{RDz} < m < N_{RDz}$ である。したがって、測定可能な最大歪 s_{max} は、

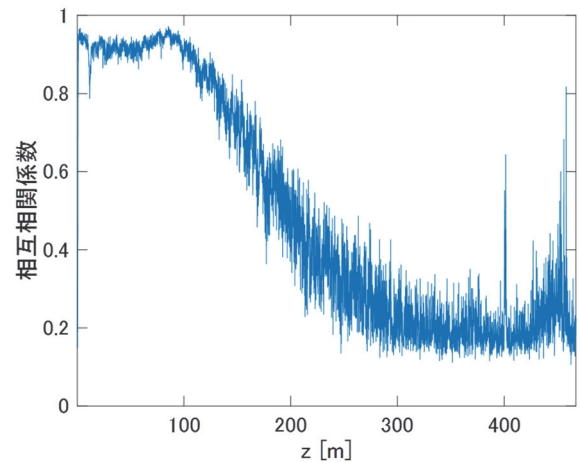
$$s_{max} = \frac{\lambda}{2n\Delta z\rho} \quad (16)$$

となり、今回のシステムでは約 $1500 \mu\epsilon$ となる。ただしこれは M_d^{PS} のS/Nが十分に大きい場合であり、一般的な最大歪は、この値の20~50%となる。

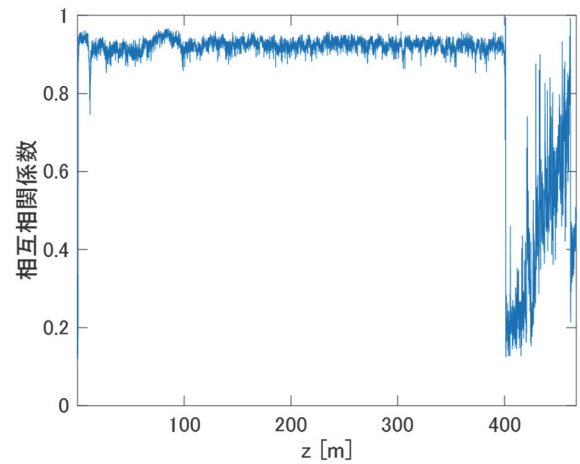
上記計算を区分ごとに実施すれば光ファイバに印加された歪分布を測定することができる。

区分長内での伸縮が不均一な場合や、周波数成分にノイズ成分が多く再現性が悪い場合、図13のピーク値は小さくなる。そのため、ピーク値を M_d^{PS} の二乗和の平方根で規格化した相互相関係数は、OFDRスペクトラムの品質の指数となる。

長さ400mのSM光ファイバを接続した際の相互相関係数を測定した。図14に位相積分コヒーレンス補償の有無による相互相関係数の違いを示した。コヒーレンス補償がない場合は、コヒーレンスが最大となる基準干渉計遅延長(85.3m)の位置を超えると相互相関係数が急激に劣化しているが、位相積分コヒーレンス補償を実施した場合は、接続した光ファイバの全領域において、相互相関係数が90%以上を保っていることがわかる。



(a) 位相積分コヒーレンス補償なし



(b) 位相積分コヒーレンス補償あり

図14 相互相関係数

6 位相積分コヒーレンス補償 OFDR による歪測定

6.1 静的歪分布測定

開発した位相積分コヒーレンス補償 OFDR 方式歪分布測定器の外観を図15に示した。写真上部は計算用のノート型のワークステ

ーションであり、GPU(Graphics Processing Unit)が内蔵されている。下方の本体には、アンリツ製波長掃引光源(波長掃引幅 10 nm, 掃引周波数 144 Hz), 干渉計(基準干渉計遅延長 83.5 m), A/Dコンバーター(2ch, サンプル周波数, 5GS/s), が内蔵されている。A/D サンプル数は 2M 個とした。掃引幅 10 nm のほぼ中央付近を 1.7 nm にわたって A/D サンプルする。OFDR 分解能は 0.446 mm, OFDR スペクトラムの観測範囲は 450 m である。

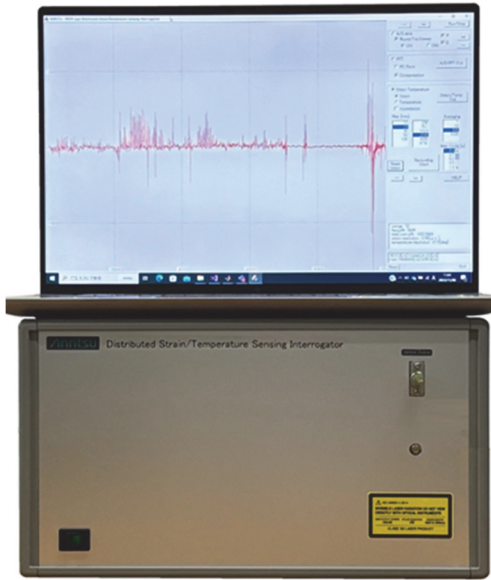


図 15 位相積分コヒーレンス補償 OFDR 歪分布測定器外観

位相積分コヒーレンス補償 OFDR 歪分布測定器の静的歪分布測定の性能を評価するために、図 16 に示した光ファイバ伸縮実験系を用いて、式(14)で計算された歪値と実際に印加した値の関係を測定した。この実験系は、長さ 510 mm の両端 SC コネクタ付き光ファイバの SC コネクタ部分を光学レール上のマイクロメーター付きステージに固定して、光ファイバを伸長させることができる。

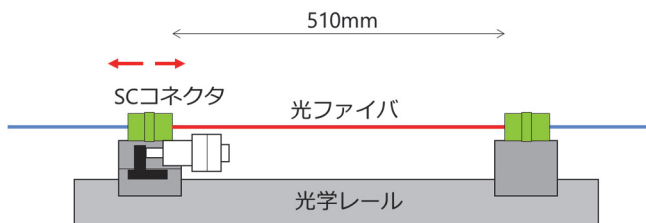


図 16 光ファイバ伸縮実験系

実際に印加された歪値 s_{App} はマイクロメーターの値 Δl と伸長さされた部分の長さ l から、

$$s_{App} = \frac{\Delta l}{l} \quad (17)$$

と計算できる。

長さ 400 m の光ファイバの先に、この実験系を接続し、距離分解能 100 mm, 歪分解能 0.34 $\mu\epsilon$ で測定した歪印加中の歪分布

の測定結果を図 17 に示した。あらかじめ 1500 $\mu\epsilon$ 程度の張力を印加した状態を基準状態とし、そこから張力を緩めることでマイナス側の歪分布も測定している。伸長側は+900 $\mu\epsilon$ まで、圧縮側は-800 $\mu\epsilon$ までは測定できたが、それ以上の伸縮を印加した場合には相互相関が劣化して正常に歪分布測定ができなかった。しかしながら式(17)から計算される測定可能最大歪量 1500 $\mu\epsilon$ の 60%に達している。これは、位相積分コヒーレンス補正により 400 m の位置においても相互相関を十分に大きい値で保持できたためである。また、コヒーレンス補償を行わない場合、ノイズに埋もれて歪分布を全く測定できなかった。

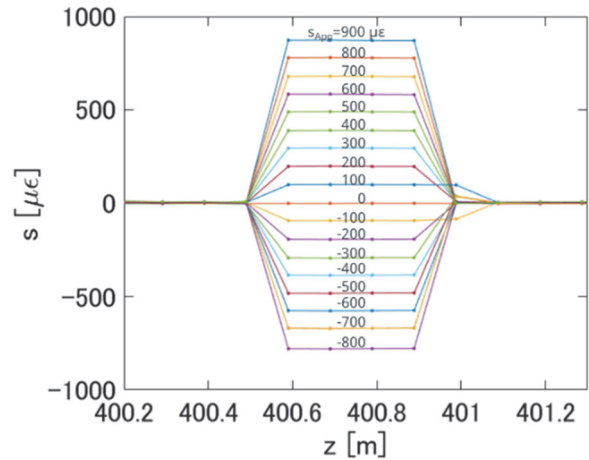


図 17 歪印加中の歪分布

印加した歪量 s_{App} と測定された歪量 s との関係を図 18 に示した。両者は線形の関係にあり、誤差 1.3% の高精度に測定できていることが分かる。

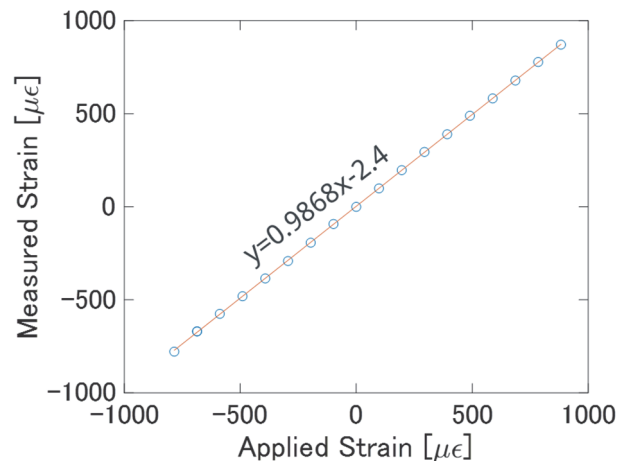


図 18 歪印加量と測定値の関係

距離分解能と歪分布の関係を測定した。距離分解能を 20, 50, 100, 200 mm に設定して測定した歪分布を図 19 に示した。距離分解能が小さくなるほど、急峻な歪立ち上がり部分を正確に測定できることが分かる。

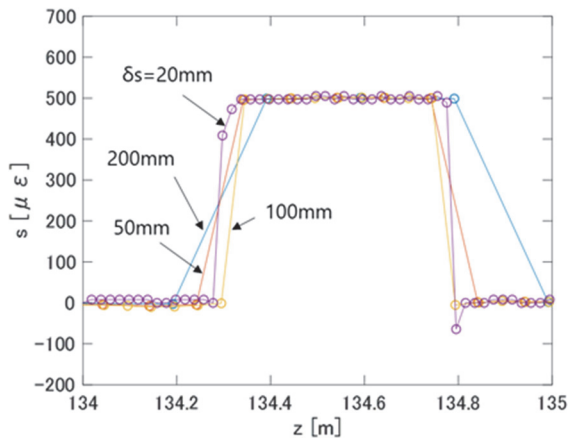


図 19 距離分解能依存性

次に歪分解能と歪分布との関係を測定した。直径約 20 cm のファイバールを温度勾配のある場所に設置することにより、熱膨張による歪をファイバに印加した際の歪分布を距離分解能 20 mm で測定した。歪分解能 1.4, 5.3, 23 μϵ でそれぞれ測定した結果を図 20 に示した。当然ではあるが、高分解能で測定するほど歪の変化を精細に測定できている。

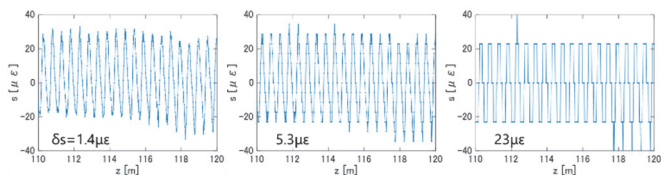


図 20 歪分解能依存性

6.2 動的歪分布測定

動的な歪分布を測定した。図 16 に示した光ファイバ伸縮実験系を自動ステージで稼働させた。自動ステージは、線形に 2.4 秒間で 600 μϵ まで歪を増加後、0.2 秒間停止し、続いて 2.4 秒間で -600 μϵ まで減少させる動作を繰り返させた。歪分布測定の設定は、距離分解能 100 mm, 歪分解能 1.37 μϵ, 位相積分コヒーレンス補償間隔 40 m。測定周波数 10 Hz とした。

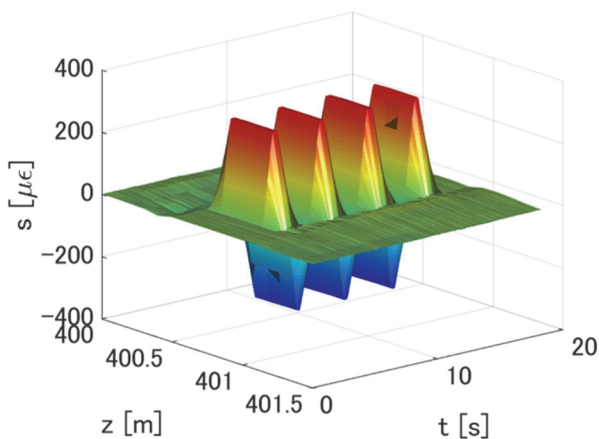


図 21 動的歪分布測定結果

測定された歪分布の動的な変化を図 21 に示した。印加された動的歪を忠実に測定できている。

図 22 に距離 400.8 m での歪値の時間変化、つまり図 21 の距離方向の断面を青線で、自動ステージによる印加歪値を赤線で示した。測定された歪値は印加歪値と良く一致している。

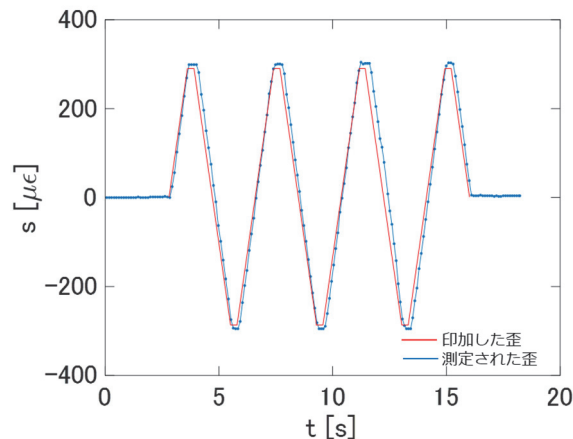


図 22 400.8 m での歪値の時間変化

歪分布測定では FFT を多く計算する。表 2 に A/D サンプリング数 2M, OFDR 分解能 0.446 mm, 距離分解能 100 mm, 歪分解能 1 μϵ ($N_{RDz}=2048$), 位相積分コヒーレンス補償間隔 40 m の条件での 1 回の歪分布測定で計算された FFT の数を示した。これらの膨大な計算をノート型のワークステーションに内蔵された GPU に処理させることにより、毎秒 10 回のリアルタイム測定を可能としている。

表 2 FFT 計算回数

FFT データ数	計算回数
2097152	58
2048	9000
4096	4500

上記は、すべての領域で最適なりニアライズを実施しているが、PICCを実施する地点を 1 か所に限定すれば、その周辺 (±20 m 程度) のみでのコヒーレンス補償となり、それ以外の場所ではコヒーレンスが劣化する。しかしながら計算処理量が削減できるため、測定速度を高速化できる。図 23 に 400 m のみで PICC を実施した際の相関関数最大値を示した。400 m 付近の相互相関最大値は 90% 以上となるが、100~300 m の領域では 80% まで低下している。しかしながら測定速度は 20 Hz となり、全域を 40 m 間隔でコヒーレンス補償を実施する場合の 2 倍となった。

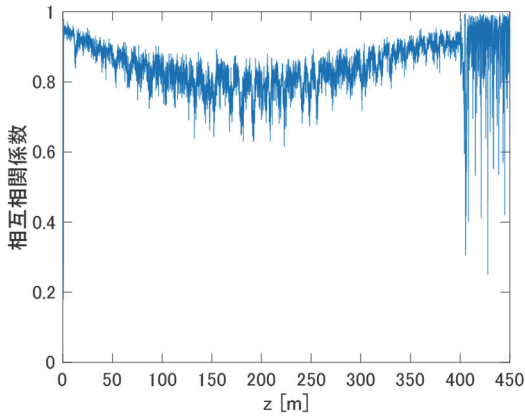


図 23 400 m 地点のみコヒーレンス補償した場合の相互相関係数

図 16 の実験系よりも高速な歪を印加できる系として、図 24 に示したカンチレバー系を作製した。このカンチレバーはプラスチック板の一端を固定したものであり、プラスチック板の表面と裏面に光ファイバを貼り付け、プラスチック板をたわませて、光ファイバに歪を印加できる。

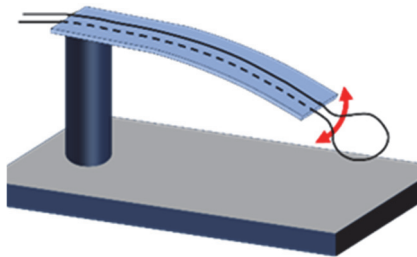


図 24 カンチレバー

カンチレバーを手で湾曲させた後、手を放してカンチレバーを振動させた際のカンチレバー表面の歪分布を測定した。歪分布測定の測定条件は、距離分解能 50 mm、歪分解能 1 $\mu\epsilon$ とした。図 25 に歪分布の時間変化を、図 26 にカンチレバー表面中央部と裏面中央部の歪量の時間変化を示した。表裏の歪がカウンター状に変化しながら減衰している様子が詳細に測定できている。

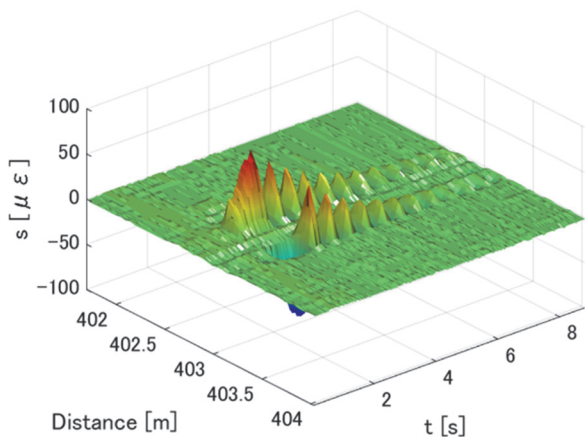


図 25 高速動的歪分布測定結果

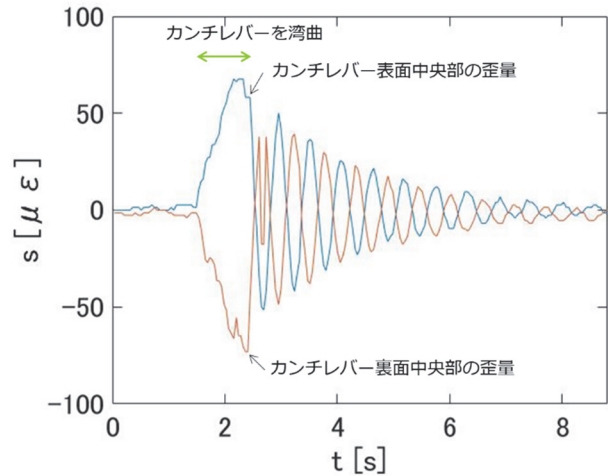


図 26 カンチレバー表裏中央部の歪量

7 位相積分コヒーレンス補償 OFDR による温度分布測定

歪分布測定において、光ファイバの伸縮の度合いは測定できるが、その原因が物理的外因によるものか、熱膨張によるものかを区別することはできない。したがって、測定された歪量は、熱膨張がないとした場合の歪量である。逆に歪量がないとして測定すれば、伸縮の原因は熱膨張であり、その量から温度分布を測定することができる。式(14)の歪への光弾性係数 ρ を温度弾性係数 ξ に変えれば

$$T = T_{ref} + \delta T = T_{ref} + \frac{m\lambda}{2nD_z\xi} \quad (18)$$

として温度分布を測定することができる。ここで T_{ref} は周波数成分基準値 M_{dref}^{PS} を取得した際の光ファイバの温度である。

巻き直径 12 cm でそれぞれの光ファイバ長が 50, 30, 20 m の 3 つのファイバリールを直列に接続し、これを温度分布センサとして温度分布測定を行った。図 27 に示したとおり、実験室にある木製実験テーブルの上に装置 X を置き、50 m ファイバリールは木製実験テーブル上(測定点 A)、30 m ファイバリールは、装置 X 上(測定点 B)、20 m ファイバリールは同じく装置 X 上(測定点 C)に置いた。また、測定点 C の直下の装置 X 内部には発熱源がある。

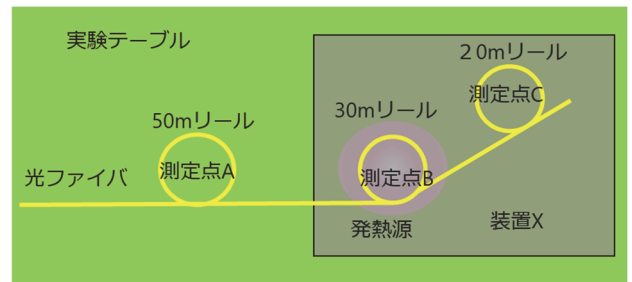


図 27 温度分布用センサ配置図

冬季の夜 20 時に温度分布測定を開始し、それと同時に装置 X の電源を投入した。その際の全体の温度は 22 度であった。実験室

の空調は 20 時の時点ではオフとなっており、翌朝の 7 時にオンとなる。温度分解能 0.07 度、距離分解能 50 mm、測定時間間隔 1 分とし、約 12 時間測定を続けた。結果を図 28 に示した。

図 28 の(a)はすべての領域の 12 時間の温度分布を、(b)は測定開始から 1 分後と 5 時間後の温度分布、(c)は 25, 75, 90 m 地点の温度変化を示している。測定点 A(0~50 m)の温度はほぼ一定であるが、測定点 B(50~30 m)では 3.5 度、測定点 C(80~100 m)では 3 度の温度上昇があった。その際、測定点 B, C の昇温は開始から 15 分ほどで完了し、その後は安定であった。

実験室の空調が始動する午前 7 時(測定開始 11 時間後)では、一時的にすべての領域で温度が 0.6 度低下していた。これは、空調始動直後は温風ではなく、冷えた空気が強めに送風されるためである。その後徐々に降温しているのは、送風により装置 X が冷却されるためと考えられる。

このように位相積分コヒーレンス補償 OFDR システムは、広い範囲を高精度に温度分布測定が可能である。

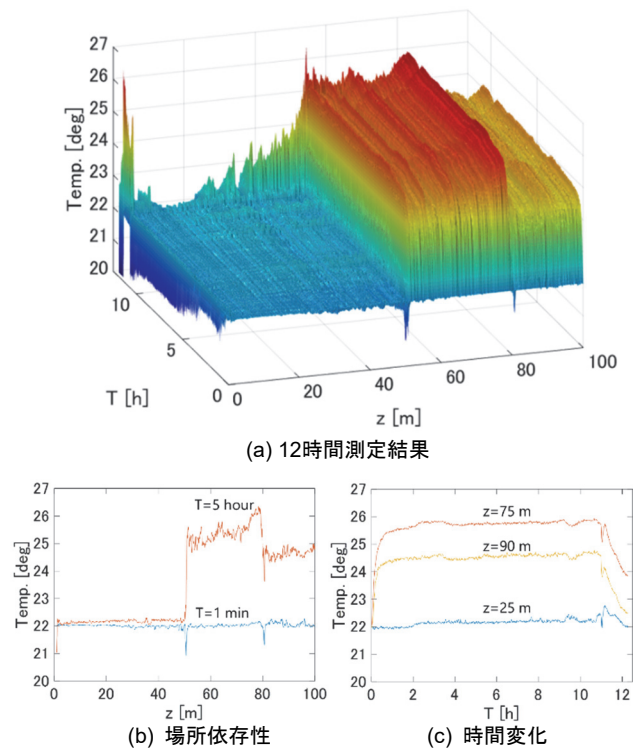


図 28 温度分布測定結果

広い範囲の温度分布はサーモカメラ等で比較的簡単に測定できるが、電気自動車に組み込まれた充電電池の温度分布や、地中の温度分布のような外部から撮影することができない測定対象物には OFDR 方式温度分布測定器は有用と言える。

8 結び

OFDR システムに不可欠なコヒーレンス補償方法として、位相積分コヒーレンス補償法を考案し、この手法を施した OFDR システムを開発した。この位相積分コヒーレンス補償 OFDR システムでは、距離方向の測定レンジ全域でコヒーレンス補償が可能となり、高品位な OFDR スペクトラムの測定が可能となった。また、得られた OFDR スペクトラムから光ファイバの歪分布を高速に計算するプログラムを開発し、歪・温度分布のリアルタイム測定を可能とした。

位相積分コヒーレンス補償 OFDR システムで測定された歪・温度分布を示し、位相積分コヒーレンス補償法が OFDR の性能を大幅に向上させ、歪・温度分布を高精度に測定できることを実証した。

参考文献

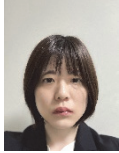
- 1) 腰原 勝, 中村賢一, 山崎教明, 斉藤崇記, 古川 浩, :“高性能 FBG センサモニタ AR4041A/AR4011A の開発”アンリツテクニカル 87 号, pp.60-67(2012.3)
- 2) María R. Fernández-Ruiz et al, “Time-expanded phase-sensitive OTDR: High-resolution DAS based on dual-comb spectroscopy,” 28th International Conference on Optical Fiber Sensors, Tu2.1(2023).
- 3) T. Kurashima, et al, “Brillouin optical-fiber time domain reflectometry,” IEICE trans. Commun. E76-B, 382 (1993).
- 4) T. Matsumoto, M. Kishi, and K. Hotate, “Discriminative and distributed measurement of temperature and strain with time-division pump-probe-read light generation by single laser diode in Simplified BOCDA system,” 28th International Conference on Optical Fiber Sensors, 9157-499 (2014)
- 5) J. Song, W. Li, P. Lu, Y. Xu, L. Chen, and X. Bao, “Long-range high spatial resolution distributed temperature and strain sensing based on optical frequency-domain reflectometry, 2 IEEE Photon. J. 6, 6801408 (2014).
- 6) 腰原 勝, 斉藤崇記, :“高コヒーレンス波長掃引光源を用いた光干渉計測”アンリツテクニカル 97 号, pp.40-44
- 7) 斉藤崇記, :“OFDR による 3 次元形状測定”アンリツテクニカル 95 号, pp.28-34(2020.3)
- 8) 中村賢一, 腰原 勝, 斉藤崇記, 川北浩二, :高コヒーレンス波長掃引光源”アンリツテクニカル 92 号, pp.35-39(2017.3)
- 9) F. Ito, X. Fan, and Y. Koshikiya, “Long-range coherent OFDR with light source phase noise compensation,” J. Lightw. Technol. 30, pp.1015-1024 (2012).

- 10) Takanori Saitoh, "High accuracy OFDR by coherence compensation method," 28th International Conference on Optical Fiber Sensors, Th6.68(2023).
-

執筆者



斉藤 崇記
センシング&デバイスカンパニー
開発本部
第1開発部



多田 彬子
センシング&デバイスカンパニー
開発本部
第1開発部

公知

世界初「透過型」NIR 全数錠剤検査装置の開発

谷口英治 Eiji Taniguchi, 佐野純一 Junichi Sano, 佐藤弘典 Hironori Sato, 金野有真 Yuma Kinno,
鈴木康平 Kohei Suzuki

【要 旨】 医薬品製造工程の能動的な生産コントロールのための生産状況の収集や、偶発的な規格外品排除のため、全数を対象にした検査装置による計測が広まりつつある。本論文は現在当社が取り組んでいる透過式の近赤外吸収スペクトル測定法(NIR)を用い非破壊で成分量・クロスコンタミネーション・異物混入検査の全数検査を可能とした検査装置の特長、動作原理、基本構成、および開発ポイントについて詳述し、医薬品製造工程における品質向上の要求に応えるための技術的アプローチを紹介する。

1 まえがき

1.1 市場背景 全数錠剤検査の必要性¹⁾

医薬品は命に直結する影響を与えることから、厳格な品質管理が求められ、各国で定められている医薬品の製造管理および品質管理基準(GMP: Good Manufacturing Practice)に基づき生産されている。

品質管理においては HPLC(高速液体クロマトグラフィー)を用いた医薬品の成分分析が広く利用されているが、破壊試験かつ長時間測定が必要となるため、サンプリング試験で対応せざるを得ない状況がある。また、多種多様な条件を考慮した適切なサンプリング計画を立てるためには多くの労力を要している。

このような背景から近年ではプロセス分析技術(PAT)を導入し、製造工程内で品質をリアルタイムにモニタリングし生産品質の向上を図る動きが広まっている。この PAT のひとつである NIR は光の吸収スペクトルを利用した錠剤中の有効成分などを定性的・定量的に評価する非破壊分析法として広く知られている。NIR は 2021 年に公布された第十八改正日本薬局方の第一追補に一般試験法として新規収載され、また 2024 年に改訂された医薬品規制調和国際会議(ICH)の分析法バリデーションガイドライン(ICH-Q2(R2))では NIR を含む多変量解析のバリデーション情報が追加されるなど、医薬品の工程管理や RTRT(リアルタイムリリース試験)における一般的な試験法として認められてきている。

NIR を用いた試験法が広まる一方で、成分量の検査は HPLC と同様にサンプリング試験への適用にとどまっており、錠剤 1 錠あたりを判別するために、数秒から数十秒の測定時間が必要となる。将来的な連続生産ラインを想定すると、インラインでの使用には不向きであり、経時的なトレンド情報を把握、可視化することが困難であるため、主成分および賦形剤の混合状態や各製造機器における生産開始時や終了時などで発生する粉体ハンドリングの不安定性

に由来する偶発的な規格外品発生の可能性が拭い切れない。また、品種切替時の医薬品残留や取り違えなどのヒューマンエラーや外部要因による異成分の混入リスクなど、想定外に発生する品質リスクについてはコントロールすることが難しい現状もある。インラインで NIR を用いた全数検査を行うことができれば、これらのリスクを低減することができる。

前述の課題を解消し、医薬品市場における品質向上の要求に応えるため、当社が 50 年以上にわたり獲得してきたダイナミック測定と光センシング技術を用いて、世界初^{※1}の「透過型」による NIR 全数検査装置(図 1)を開発した。本稿では当社が取り組んだ技術アプローチについて紹介する。

※1 当社調べによる。

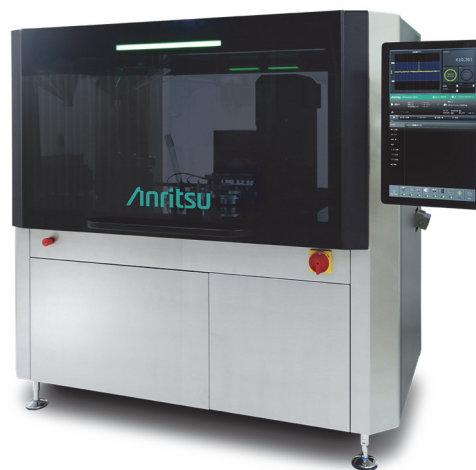


図 1 NIR 全数検査装置の外観

2 測定および分析手法

NIR²⁾は、被検査物質による近赤外光領域^{※2}における光の吸収スペクトルを測定、解析を行うことにより、被検査物質の定性・定量的評価を行うための分光学的手法の一種である。

近赤外光領域における光の吸収は、赤外光領域における基準

振動による吸収よりも弱いいため、被検査物質を含有する試料に近赤外光を照射した場合、試料表面からの反射光や試料を透過した光が得られる。これらの光は、被検査物質の物性によって特定波長域の光が吸収された状態で観測される。このような被検査物質の物性による吸光情報を持った透過光のスペクトルを分析・解析することで、個体試料に含む被検査物質の非破壊検査が可能となる。

※2 可視光と赤外光の間、一般的に750~2500 nmの波長帯域の光。

2.1 NIR を用いた測定手法

NIR の測定手法(表 1)について記述する。拡散反射法では測定できる光量が多く、SN 比の高い測定結果を容易に得ることができるが、検査領域が表層付近に限られ、錠剤内部の含有成分の情報を得ることができない。インタラクタンス法では、プローブの構成によっては表層数 mm まで光が侵入し、検査することができるが、プローブを被検査物質表面に接触させるため、全数検査のようなダイナミック計測への適用が難しい。透過測定法は、拡散反射法と比較して、測定光量が少なく、SN 比が低く、測定の技術的難易度が比較的高い。

本装置では、被検査物質内部の含有成分の分析を実現するため透過法を採用した。透過法では、照射光スペクトルまたはリファレンス媒体透過光スペクトルと、錠剤内部の情報を持った透過光スペクトルの強度減衰比を吸光度スペクトルとして評価する。

2.2 透過法による成分の分析方法

分析には、NIR スペクトルと HPLC などから得られた測定値を使用する。NIR スペクトルに吸光度計算処理、正規化処理、微分処理等の前処理や、PLS や PCR 等の機械学習の手法を組み合わせ、HPLC 測定値との比較や合わせこみを実施する。本作業により、個体試料の含有成分についての定量的評価や、錠剤に混入した異物の検出が可能となる。

定量分析では、濃度が既知の検量線作成用の試料を複数準備し、各試料から得られる透過スペクトルを分析・学習させ、定量値を出力する検量線モデルを作成する。そのモデルに吸光度スペクトルを入力し解析することで、被検査物質の濃度を算出することが可能になる。

錠剤に内包された異物の検出は、良品の管理限界を閾値として判定を行う。異物が混入した錠剤の測定結果の吸光度スペクトルが良品と比較して大きく変化し、管理限界の閾値を超えるため、不良品として判別することが可能となる。

3 特長、基本構成、開発のポイントおよび実現手段

3.1 特長

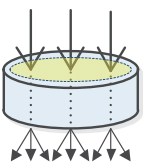
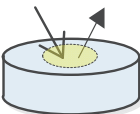
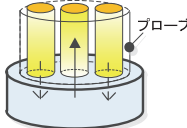
錠剤内部の品質評価を目的にした検査装置である。錠剤内部に近赤外線を「透過」させ、光の減少量を分光分析することで、検査を行う。分光システムで測定したスペクトルを分析することで、成分量、クロスコンタミネーション、異物混入の検査を実施することができる。

製造ラインでのインラインにて使用することを想定し、最高処理能力 25 万錠/時の高速検査を可能とする。姿勢などが不規則な状態の錠剤を投入し、整列機構を通じて錠剤を 1 錠ずつ切り離し、NIR を照射する。錠剤を透過した光を分光器で測定し、検量線を使い 1 錠ごとに良否判定処理を行うことで、選別する。

3.1.1 同一性状の異錠剤の検出

目視や外観検査では発見が難しい性状が同一の異錠剤を検出し、選別構造によって、系外排出する機構とした。全錠剤に対する品質を保証することで異錠剤のクロスコンタミネーション、流出リスクを低減することができる。

表 1 NIR の測定手法の比較

	透過法	拡散反射法	インタラクタンス法
NIR 法の測定手法			
検査範囲 (個体試料)	表層を含む内部	表面のみ	表層近傍
ダイナミック計測	◎	◎	× (試料にプローブを接触)

3.1.2 異物（毛髪など）を内包した錠剤の検出

NIRを用いた分析は、有機物分子内に含まれるCH基などに反応して光が吸収される原理を利用する。この手法により、可視光カメラを用いた外観検査や金属検出機など、従来の検査技術では発見が困難であった錠剤内部に内包された毛髪などの有機異物を非破壊で検出し、系外排出することができる。

3.2 基本構成

NIR 検査装置(図 2)は、搬送系、測定系、操作制御部系の 3 つの要素により構成される。

搬送系は、錠剤を搬送するための供給部、整列部、吸引部、選別部で構成される。

測定系は、近赤外光を出力する光源部と、光源部から出力した近赤外光を錠剤に適切に照射するための投光部と、錠剤透過光を効率的に受光する受光部で構成される。

操作制御部系は、装置を制御するためのパラメータの表示・設定、錠剤の搬送を行うための機器・センサーの制御、錠剤主成分量の推定値から判定・選別する処理、その結果の統計表示、これらを記録する履歴機能などで構成される。

錠剤の通過部位および測定の流れについて記述する。装置正面左上側のホッパーから供給された錠剤は、振動フィーダーによって検査に必要な量が適量ずつ後段に搬送される。この搬送過程では、欠けた錠剤を取り除くためパンチ穴の開いた搬送部を通過する。振動フィーダーを通過した錠剤は旋回フィーダーに移動し、規制ガイドによって一列に整列される。整列後、負圧の吸引ディスクによって錠剤の側面が吸着され、姿勢制御用のガイドによって姿勢が整えられる。錠剤がディスクに吸着された状態で、測定系を通過するタイミングで NIR スペクトルを取得し、信号処理により成分濃度の計算や良品の確からしさを確認する。異常と判断された錠剤は不良品として選別され、良品は吸引ディスクからコンベアに移動し、装置正面右側に排出される(図 3)。

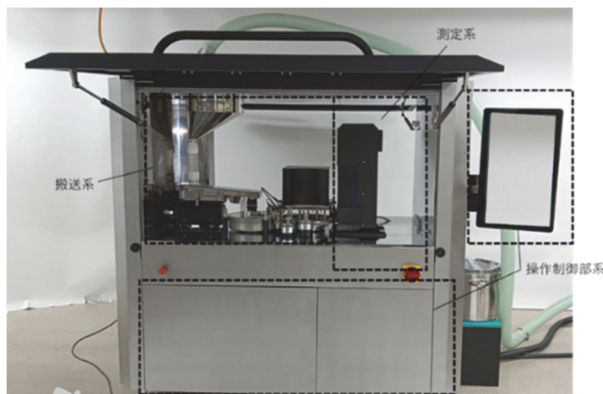


図 2 NIR 検査装置の構成

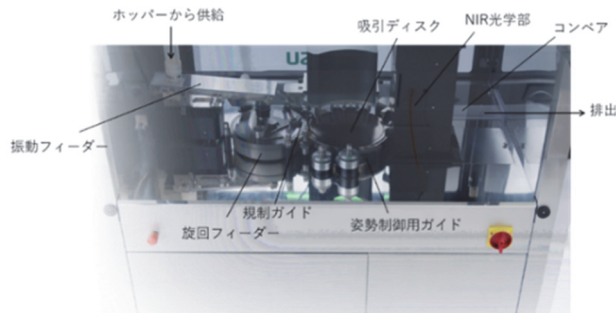


図 3 錠剤の通過部位

3.3 開発のポイントおよび実現手段

透過測定法は、測定光量が弱く SN 比に課題があったが、光学ユニット(図 4)を自社開発することで、非破壊かつ高速で錠剤内部の含有成分を分析する手法を実現した。

処理速度は、製造ラインでのインラインにて使用することを想定し、最高処理能力 25 万錠/時の高速検査を目標とし、高速測定、判定処理技術、ハンドリング、および選別技術により、1 錠剤あたりに許容される処理時間 11 ms 以内を実現した。



図 4 光学ユニットイメージ

3.3.1 高速測定および判定処理

25 万錠/時の処理能力を達成するためには、1 錠剤あたり 11 ms 以内で処理できる能力が必要になる。さらに、錠剤の位置検知については、1 ms 以下の検知能力が必要となるため、FPGA を用いて専用検出機構を作り、精密なタイミング検知を行っている。タイミングを基準に測定し、近赤外スペクトルを取得し、事前に登録した手法に従い信号処理を行い、良否の判定をし、その結果に従い選別をする。これらの測定、判定、選別の処理は別々の処理機構で構成され、お互いの処理に影響を与えない設計とした。

3.3.2 ハンドリング

搬送している錠剤に対して、錠剤姿勢、位置、振れの誤差、速度変動の有無を抑えることが安定した測定精度の要件となる。本ハンドリングでは測定精度維持のため、吸引ディスクに吸着する際に発生する錠剤の姿勢振れをガイドを用いて制御し、円周方向の振れ

を±0.2 mm 以内、姿勢振れ角度を3°以内、吸引ディスク機構により速度変動率を±0.5%以内を達成した。

3.3.3 選別

検査装置における選別の要件は、未検査品および不良判定品等はライン外へ確実に排出することで良品判定された製品以外は次工程へ流れないようにすることである。選別部構成を図5に示す。

良否の判定結果により、秒間およそ90個搬送される錠剤を個別に選別するために、エアジェットにて不良品の選別を行う。応答性の早い電磁弁を採用し、流路を最適化することで11ms以内に錠剤を選別可能とした。

また、選別部は不良品排出の下流側にもエアジェットがあり、全排出モード、未検査品を排出する。加えて、全排出の下流側には、フリック方式の物理的なゲートがあり、選別不良品の有無を検知して、不良品または未検査品が良品側に流れない構成とした。

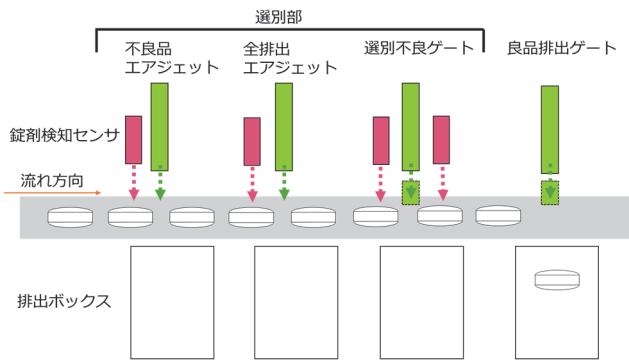


図5 選別部の構成

3.3.4 生産効率化

全数測定機能と併せて、錠剤の種類に応じた設定を品種として登録する機能、ガイダンス形式による品種登録をサポートするNAVI機能、作業者のスキルレベルによる調整結果のバラツキを軽減し、高い再現性で測定を行うことができる調整機能、NIRスペクトルから成分濃度への変換を行うための検量線作成ソフトを提供する。

3.3.4.1 品種登録 NAVI

ナビ形式の画面(図6)に沿って作業を進めることで、品種登録が完了する。各種パラメータの最適値を自動算出することで、所要時間を短縮し作業の効率化を図る。



図6 ナビ形式の操作画面

3.3.4.2 錠剤の姿勢制御調整機能

測定再現性を高めるために、安定した姿勢で錠剤を搬送する必要がある。しかし、錠剤の形状や厚みは誤差があるため、個別に姿勢を調整する必要がある。本装置では、ガイドを用いてその姿勢を調整するが、その際の位置調整の出来をカメラで確認する。吸引ディスク側面に高速カメラを置き、錠剤の搬送姿勢を目視確認できるようにするとともに、カメラ画像(図7)上下に表示されているマーカーラインの範囲内に錠剤が配置されるように、ガイドを調整することで、簡単かつ直感的に姿勢を調整できる。

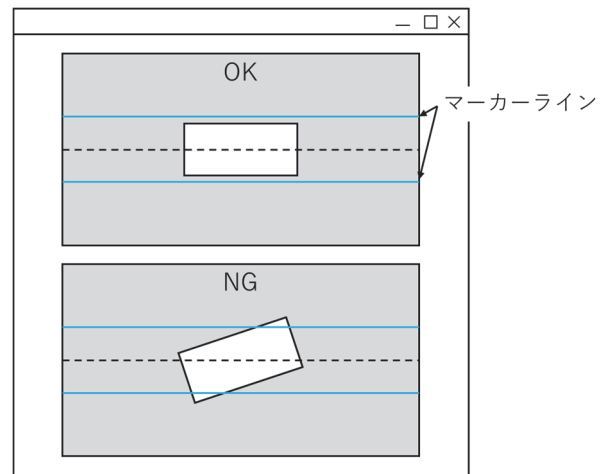


図7 錠剤の姿勢制御調整機能画面イメージ

3.3.4.3 FDA 21CFR PART11 対応

FDA 21CFR Part11とはFDA(Food and Drug Administration)が制定した「電子記録と電子署名」に関する規則で、電子記録が紙と同等の信頼性を持つための要件として、監査証跡の記録や使用者の権限管理などが求められている。FDA 21CFR Part11対応として、本装置では監査証跡および適格者認証機能を持つ。

監査証跡機能は、生産と記録に関わる操作およびエラーの履歴を装置内部に記録し、製造手順等からの逸脱の監視、異常原因の

分析に利用できる。また、生産記録としてロット No.に紐づけて統計データを保存することができる。

適格者認証(ユーザ認証)機能は、操作にはユーザコードとパスワードによる認証が必要とされる。ユーザごとに操作権限を設定することで、不正操作を防止できる。また操作権限は顧客の管理基準にあわせてカスタマイズすることができる。

3.3.4.4 検量線作成ソフト

NIR 測定結果から成分量を算出するためには、複数の錠剤を用意し、NIR スペクトルから実際の成分量を推定するための紐づけを行う、検量線(図 8)を作成する必要がある。

適切な検量線を得るには対象錠剤ごとに、フィルタ処理、正規化処理、微分処理など、複数のパラメータを前処理(図 9)する専門性が必要になる。本装置では、NIR のスペクトルから検量線(成分量を算出する処理)を作成する解析ソフトウェアを用意し、パラメータの調整補助機能により、ユーザの検量線作成の負担を低減する。

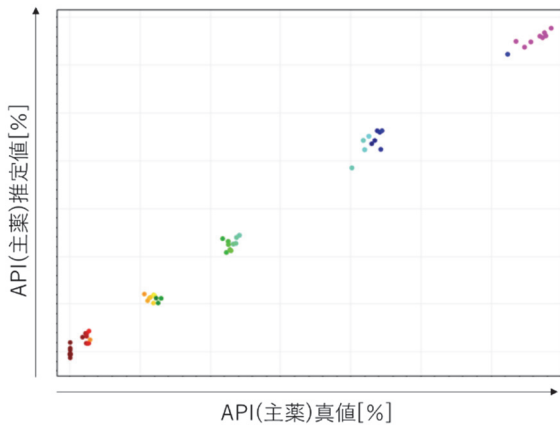


図 8 検量線のイメージ

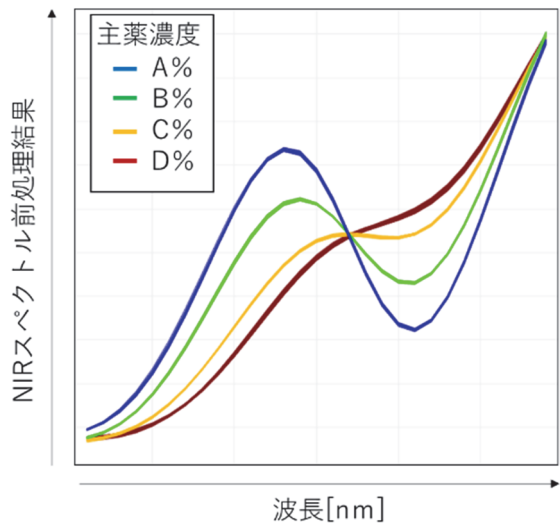


図 9 NIR スペクトルを前処理した結果のイメージ

3.3.5 清掃性

メインベースは鏡面仕上げとし、死角となる部位が反射して見えるようにし、メインベースと面合わせとなる部品には、テーパ加工とし、粉がたまりにくく清掃しやすい形状(図 10)とした。

架台などの部品は、中空ではなく中実とすることでサニタリー性に考慮した設計仕様とした。毎日洗浄を行う接薬部位の部品は、一部を除き工具レスで着脱でき、簡単に洗浄することができる。

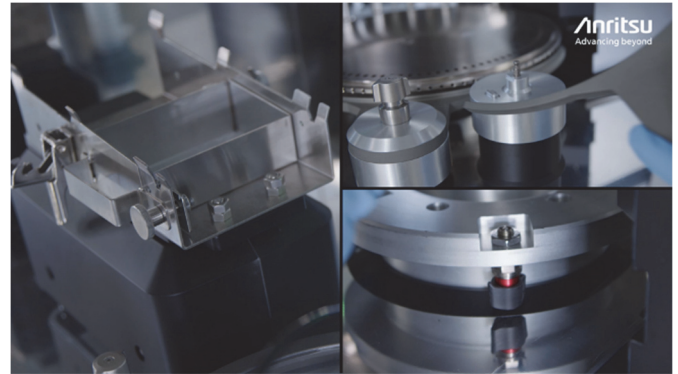


図 10 メインベースと粉がたまりにくい形状の部品

4 主要規格

表 2 主要規格

項目	
対応錠剤	種類:素錠 形状:平錠, R 錠 径:φ5~12 mm±0.2 mm 以下 厚み:2~5 mm±0.2 mm 以下 硬度:39N 以上
最高検査能力	25 万錠/時(ただし錠剤による)
本体寸法	幅×奥行×高さ:1600×1000×1800 mm
質量	1200 kg
表示部	23.8 インチ IPS 液晶(FullHD)
操作方法	タッチパネル(静電容量式)
外筐材質	SUS304, A5052, PET
設定品種	1000 品種
使用環境温度	20~26°C(使用中の温度変化は1°C/h 以内)
使用環境湿度	湿度 40~60%RH(ただし、結露しないこと)
電源・消費電力	200 V 3 相 電圧変動許容範囲±10% 50 Hz/60 Hz 消費電流 80 A
防塵防水等級 (IEC 60529 保護等級)	IP30(操作部含む)相当

5 むすび

透過型の高速 NIR 検査技術を搭載した本装置の開発により、錠剤内部の全数検査が可能となった。これまで包装前の錠剤の全数

検査は表層での外観検査が主流であるが、今後は医薬品の大部分を占める錠剤の「内部」を検査できるようになり、より高品質な医薬品の流通が期待される。一方で、人手不足が進む昨今では、人手による緻密な品質保証のみではケアレスミスを防ぐことも難しくなっている。

今後は、実用化に向けて錠剤対応範囲の拡大や使いやすさの向上を追求し、自動で全数の品質を担保することで、これらの課題解決に貢献し、医薬品の品質向上に寄与していきたい。

付録

本装置を使用して取得した検量線モデルの結果を参考用として記す。アセトアミノフェン配合6種、計116錠のうち半数を教師データとして表3に示す検量線作成条件において、検量線モデルを作成後、残りの錠剤でテストを行った。検量線モデルの検定(バリデーション)において、定量値予測の誤差(RMSEP)が±1.5%以下であった(図11)。

RTRTを用いた医薬品申請のためのCTD(Common Technical Document)作成モデル「サクラ開花錠 P2 モック」³⁾では、NIRを用いた検量モデル作成の検定(バリデーション)に対する精度基準値として、 $RMSEP \leq 1.5\%$ が用いられている。本装置で実薬を用いた実測データで上記の基準を満足することが確認できた。

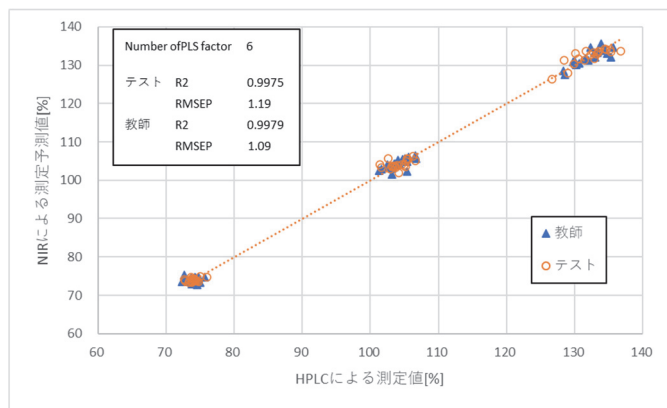


図 11 NIR と HPLC 測定による定量値のプロット

表 3 検量線作成条件

	教師データ	テストデータ
R ²	0.9979	0.9975
RMSEP	1.09%	1.19%
サンプル数	58	58
前処理	SNV+2 次微分	
波長領域	1005～1178 nm	
波数領域	8488～9950 cm ⁻¹	
繰り返し性(3σ)	1.40%	

参考文献

- 1) 製剤機械技術学会誌 第134号 錠剤内部を25万錠/時間で検査する透過式 NIR 検査装置
- 2) 第十八改正日本薬局方
- 3) 「製剤のライフサイクルにわたる品質保証に関する研究」サクラ開花錠モック分科会 サクラ開花錠 P2 モック

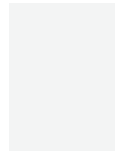
執筆者



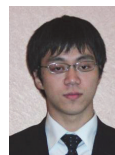
谷口 英治
インフィビスカンパニー
開発本部
商品開発部



佐野 純一
インフィビスカンパニー
開発本部
商品開発部



金野 有真
インフィビスカンパニー
開発本部
商品開発部



佐藤 弘典
インフィビスカンパニー
開発本部
商品開発部



鈴木 康平
インフィビスカンパニー
開発本部
商品開発部

告知

Electrical Performance Enhancements of Fixed Waveguide Attenuators

Tom Roberts

[Summary]

Attenuators have many uses in RF, Microwave, Millimeter-wave circuits and instrumentation. The quality of an attenuator is typically described by its impedance match, attenuation flatness and attenuation accuracy over the frequency band the transmission line medium supports. This paper describes impedance match improvements and examines attenuation flatness of full-band, fixed waveguide attenuators. These improvements can be scaled and applied to any waveguide size.

1 Introduction

Attenuators are critical components at RF, Microwave and Millimeter-wave frequencies to adjust the signal path loss and gain settings of electronic systems. Adjustable waveguide attenuators at receiver front ends can increase system dynamic range¹⁾ but are often bulky and expensive, increasing the overall system costs. Attenuators at the front of sensitive receiving front ends can allow for a greater input signal levels without driving the receiver into compression at the expense of increased receiver noise floor. A mechanically adjustable attenuator could prevent the receiver from compressing and maintain a low noise floor level. However, repeatability of mechanical attenuators would increase the receiver calibration uncertainty²⁾.

A recent paper³⁾ describes a 15-dB fixed waveguide attenuator in WR6. Simulation and measurement results indicate a worst-case VSWR of 1.25 (19-dB Return Loss). In this paper, a similar waveguide attenuator with fixed attenuation levels of 5-dB and 25-dB is studied with a goal of improving VSWR and examining the impact on attenuation flatness.

2 Mechanical Considerations

2.1 Waveguide Housing Split Plane

Consideration of how the waveguide housing would be machined is critical to avoid potential electrical performance issues. Typically, waveguide housings are machined as two symmetrical pieces along the E-plane or broad-wall (see Figure 1). The E-plane is the preferred split plane because it is less sensitive to seam imperfections to that of a split along the H-plane or narrow wall. Waveguide housings split along the H-plane with seam imperfections may not present sufficient conduction along the narrow wall and can introduce in-band resonances⁴⁾. If the H-plane is located at the top-most

portion of the inside cavity, the sensitivity to seam imperfections remains. Investigating and comparing the impacts to housing seam imperfections along the E-plane and H-plane can be examined using a 3D EM simulator⁵⁾.

Many waveguide housing designs incorporate an H-plane split for convenience. Reasons for choosing an E or H split plane are varied: ease of machining interior details, placement of interior substrates and components, etc. Described in this paper, the enhanced D-Band (WR-6) attenuator design utilizes an E-plane housing split which benefits not only from a low-sensitive seam placement, but also the mechanical ease in which the attenuator performance is enhanced.

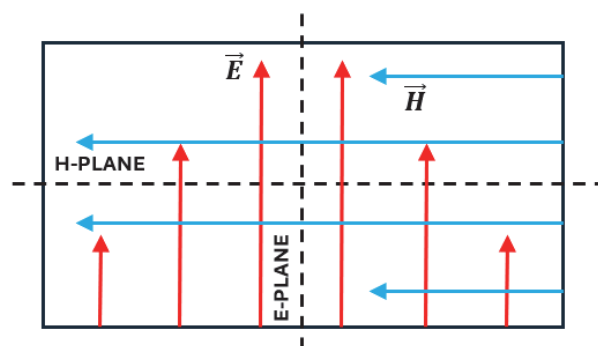


Figure 1 Waveguide housing E and H split planes

3 Measurements and Measurement Limitations

3.1 Attenuator Characteristics

An ideal attenuator has characteristics of perfect match and flat attenuation over its operating frequency band. In practice, measurement of an attenuator using a VNA will have imperfect match and attenuation flatness. The reflection characteristics of the attenuator should approach the VNA's corrected directivity value within 10 to 15-dB for a worst-case corrected directivity value of 45-dB as a practical minimum design goal. The measurement instruments corrected directivity can be viewed as the value where the DUT

return loss measurement uncertainty is large and would be in the range of -6 dB to $+\infty$ dB.

Many fixed waveguide attenuators commercially available and described in a recent paper³⁾, have a worst-case match of about 20-dB and their structures are likely similar. Relative to our stated goal, it seems this worst-case match of 20-dB could be improved by identifying and correcting the cause of discontinuity mismatches caused by the inclusion of the attenuator elements which is the focus of this paper.

4 Treating the attenuation element as a transition

4.1 Influence of substrate without resist

Assuming the waveguide housing incorporates an E-Plane housing split, and the substrate lies flat against either one or both broad-walls, the substrate must be divided into two pieces to not obstruct the housing split location as shown in Figure 2. First, the substrates without Tantalum Nitride (TaN) resist material are examined in an EM simulator for their impact on the waveguide's reflection properties. Including the substrate within the waveguide forms two transitions within the waveguide structure. Minimizing the reflections caused by the inclusion of the substrate is the goal.

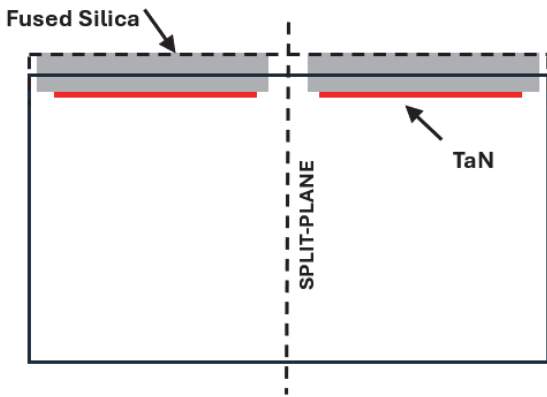


Figure 2 Broadwall placement of embedded substrates (end-view).

4.2 Compensating the transition

It was found that embedding a 250-mil \times 61-mil \times 5-mil thick Fused Silica substrate within the WR6 waveguide on the broad wall by 60% (as shown in Figure 3) improves the reflection response significantly vs. not embedding the substrate at all. Figure 4 shows the S11 reflection response. Embedding the substrate shows approximately a 10 to 15-dB improvement in S11 over the full WR6 waveguide band. This gives confidence that the attenuators match can be improved with a minor waveguide housing change. Due to structure reciprocity, S12 and S22 are not included in the results.

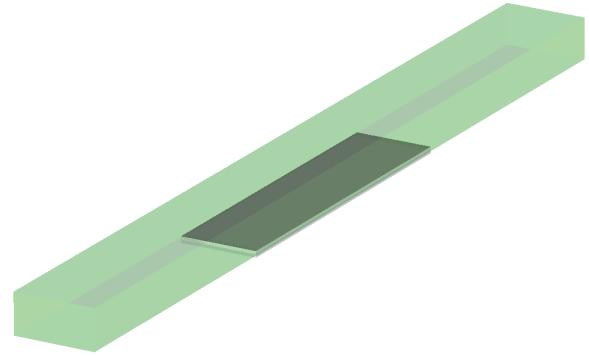


Figure 3 WR6 Embedded fused silica substrate without the TaN resist layer.

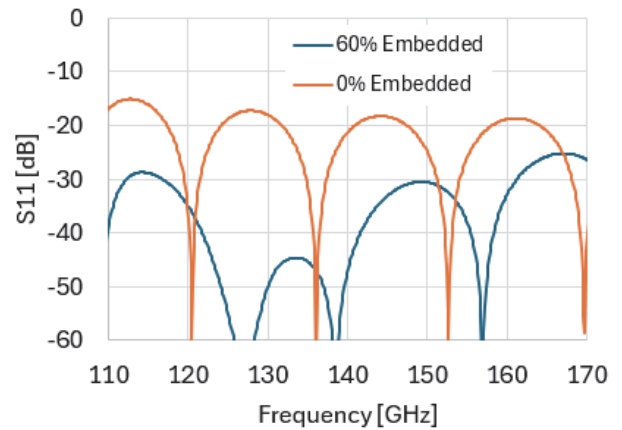


Figure 4 WR6 reflection response of embedded and non-embedded substrate without the TaN resist layer.

An end-mill machine tool is used to machine the compensation feature into the broad wall. Typical end-mill tools have a flute length-to-diameter ratio of 3:1. The required end-mill flute length is 32.5 mils so its diameter would be approximately 11-mils. Figure 5 shows the radius formed by the end-mill tool just beyond the substrate edge. This housing feature was incorporated into the simulation models and didn't show significant impact on the results.

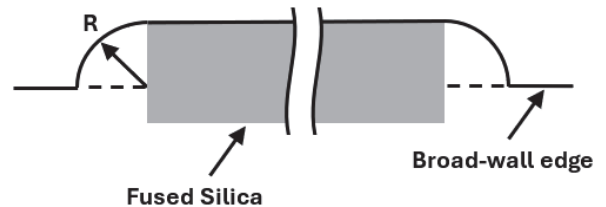


Figure 5 End-mill tool radius detail at substrate ends

5 Attenuator Designs: 5-dB and 25-dB

5.1 Thin film resist taper

A TaN sheet resistivity was chosen as 50 ohms/square pulled back from each substrate edge by 2-mils. Instead of using an elliptical taper of the thin film resist material, a simple linear taper was examined for its impact on S11 and

S21. Linear taper angles of 0° , 22.5° and 45° at both substrate ends were examined using the simulators parametric sweep option. Since the thin film resist is near the embedded substrate transition, it is expected the resist material will have some impact on match. Sections 5.1 and 5.2 below discuss the impact on match with thin film resist linear taper values.

5.2 5-dB attenuator design

A 5-dB attenuator was designed with two 5-mil thick Fused Silica substrates each having a size of $150\text{-mil} \times 30.5\text{-mil}$ centrally positioned on the broad wall of a WR6 waveguide as shown in Figure 6. Due to structural symmetry, a magnetic plane boundary condition along the waveguides E-plane and an electric boundary along the waveguides H-plane was used to simplify model computation.

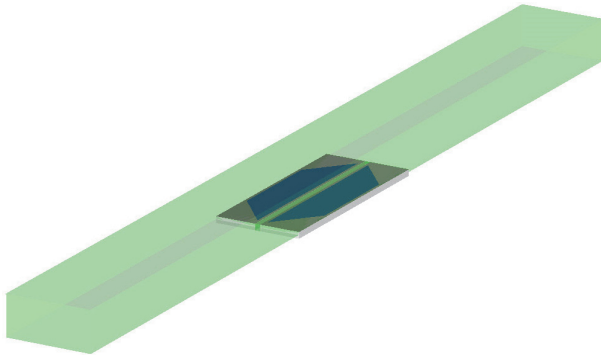


Figure 6 WR6 5-dB split-substrate attenuator w/tapered TaN resist layer.

The influence of taper angles with S11 and S21 was found to be modest for the 5-dB design. A small trade-off between taper angle, match and attenuation flatness as shown in Figure 7. A taper angle of 0° exhibits the best match but slightly worse attenuation flatness. Conversely, A taper angle of 45° exhibits the best attenuation flatness but worse match relative to smaller taper angles. A similar trade-off was found for negative taper angles.

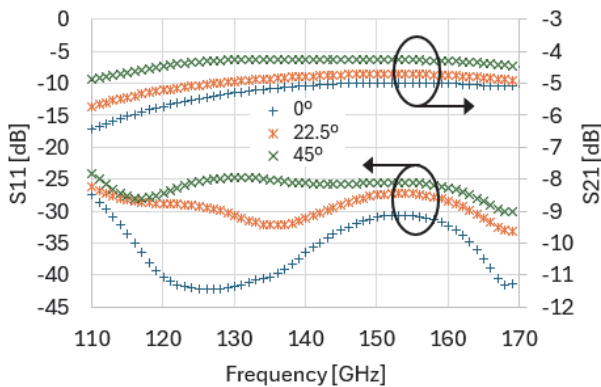


Figure 7 WR6 5-dB attenuator reflection and transmission response vs. TaN resist taper angle.

5.3 25-dB attenuator design

A 25-dB attenuator was designed with four 5-mil thick Fused Silica substrates each having a size of $375\text{-mil} \times 30.5\text{-mil}$ centrally positioned along the length of a WR6 waveguide as shown in Figure 8. To increase attenuation, substrates were attached to both broad walls. Structural symmetry allowed use of a magnetic boundary condition along the waveguides E-plane and an electric boundary along the waveguides H-plane to simplify model computation.

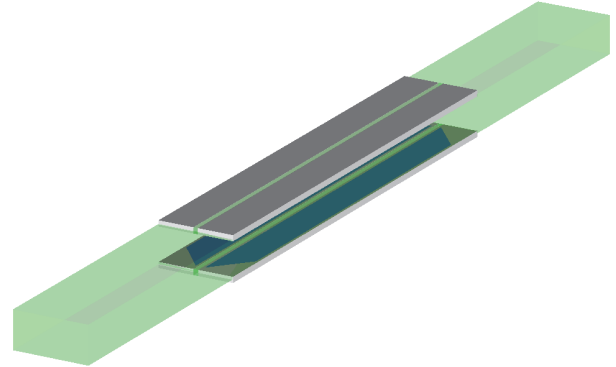


Figure 8 WR6 25-dB split-substrate attenuator w/tapered TaN resist layer.

As in the 5-dB attenuator design, the 25-dB attenuator shows only modest improvements in S11 with taper angle. However, there was no observable difference in attenuation flatness. Like the 5-dB attenuator design, attenuation value decreases with increasing taper angle since an increasing amount of TaN resist material is removed. S11 and S21 results are shown on Figure 9.

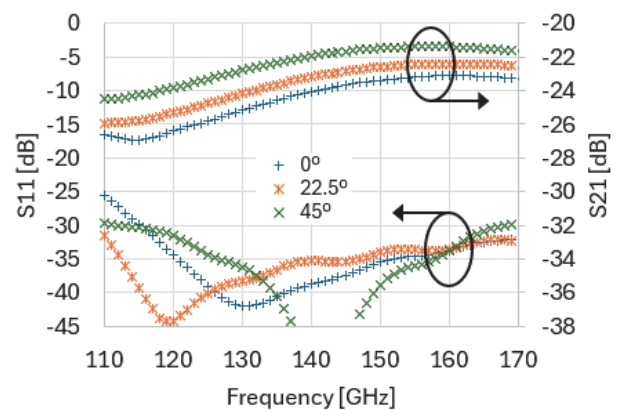


Figure 9 WR6 25-dB attenuator reflection and transmission response vs. TaN resist taper angle.

5.4 Manufacturing considerations for high attenuation value designs

The 25-dB attenuator design described in section 5.3 utilized both broad walls and an increased substrate length to

increase the attenuation value. Fused Silica substrates are relatively fragile depending on their thickness and length-to-width aspect ratio. Substrates with large length-to-width aspect ratios may exhibit smaller thin film processing yields. For the 25-dB attenuator design, the length-to-width aspect ratio is about 12.3:1 which may exceed thin film substrate manufacturing design guidelines and result in poor yields due to cracking or breakage. This problem can be addressed by sub-sectioned substrates while adhering to a maximum substrate length-to-width ratio.

The attenuator substrate design only needs to be processed with a TaN resist layer on the substrate topside. The backside of the substrate does not need a metal layer, so this reduces thin film processing costs. A low dielectric constant epoxy can be used to attach each substrate to the housing inside channels.

6 Conclusions

RF, Microwave and Millimeter wave components can often be broken down into their constituent parts to examine and improve their electrical performance parameters. In this paper, two examples of WR6 fixed attenuators were examined by treating the waveguide transmission line structure as a transition optimization problem with the TaN resist layer removed. Once the electrical parameters (i.e. S11) of this low-loss transmission line structure are optimized, the TaN resist material is introduced to gauge its impact on the attenuator's electrical parameters such as match, absolute attenuation and attenuation flatness.

Unfortunately, time constraints did not allow the completion of the built 5-dB and 25-dB attenuator assemblies and compilation of test results. Results of the built and measured WR6 attenuators will be provided in a future paper.

7 References

- 1) Madni, A., et al. "Attenuators Boost Dynamic-Range of Radar Receivers." *Microwaves & RF* 29.3 (1990): 93.
- 2) Leinonen, Marko E., et al. "Repeatability of 220-330 GHz variable waveguide attenuator and frequency extenders for 6G measurements." 2022 98th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG). IEEE, 2022.
- 3) Li, Jia-Lin, Peng Liu, and Steve MY Mung. "Developing a waveguide attenuator for millimeter-wave applications." 2023 16th

UK-Europe-China Workshop on Millimetre Waves and Terahertz Technologies (UCMMT). Vol. 1. IEEE, 2023.

- 4) Rectangular Waveguide Construction, <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/waveguide-construction>
- 5) CST Studio Suite 2024, Dassault Systems, <http://www.3ds.com>

Author



Tom Roberts
Service Infrastructure Solutions
US Division
Test & Measurement Company

Publicly available

Millimeter-wave Optical Network Analysis

Jon Martens

[Summary]

The desire for higher single-wavelength modulation bandwidths in optical networks requires broader band RF characterization of components including electrical-to-optical (EO) and optical-to-electrical (OE) converters and this is often done with microwave techniques. Extending these measurements to the mm-wave regime, may require added attention to the measurement techniques, uncertainties, and characterization processes.

1 Introduction

There has been no reduction in the desire for increasing aggregate bandwidth in optical communications links. For many years, the increase was mainly accomplished by multiplexing additional optical wavelengths (or other optical parameters) or changing modulation techniques but perhaps not increasing the per-carrier modulation bandwidth. Recently, there has also been a desire to increase each of these modulation bandwidths which means increasing RF bandwidths on the electrical side of the system into the 100+ GHz range¹⁻²). In turn, this pushes the RF characterization tools for the optical conversion and other components into the higher mm-wave regimes. This characterization may also include modulation domain measurements of purely optical components as the bandwidths can start to interact with traditionally optical mechanisms.

Measurements of optical converters to mm-wave frequencies will be explored here with a focus on changes happening at higher frequencies. Subtopics include the calibration and de-embedding steps, primary device characterization (to use as transfer standards) and composite uncertainties. Examples will be considered, and the effects of changing device media (in an RF connectivity sense) will also be presented.

2 Measurement approach

The main aim of network analysis with optical conversion components is to evaluate the ‘channel’ impairments that an information signal would experience during modulation and demodulation steps. Usually, this is just done with the standard swept CW tone of a vector network analyzer (VNA) but, if there are significant nonlinearities in play, an actual modulated signal could be used as well³).

With 100+ GHz of available modulation range in some conversion components, a broadband VNA becomes a requirement and instruments reaching to 220+ GHz are available⁴. The broadband aspect can be important as digital signals normally form the information payload in these systems, so it is a continuous bandwidth requirement from near DC and not a banded one. Structure in the frequency response function, even at intermediate frequencies, could introduce bit error rate or eye diagram issues. Because of the importance of the response form, the calibration of the VNA can take on added importance at the higher frequencies. This can be particularly relevant when the physical media are unconventional (e.g., the modulator is excited with wafer probes, or the detector is in a microstrip fixture).

Eye diagrams are important to assessing the effect of the functional response and it is common to use the mm-wave channel data (showing loss, phase slope and structure) to compute the effect on a digital signal and this is also commonly done as part of the network analysis procedure. An example eye diagram for a 56 Gbaud/s PAM4 signal traversing a 145 GHz EO/OE path is shown in Figure 1 along with a native response without the EO/OE system. Note that the vertical scales in this figure are not the same, and net loss was not compensated. The roll-off of the optical path was not extreme to 145 GHz so the eye distortion was modest for this signal.

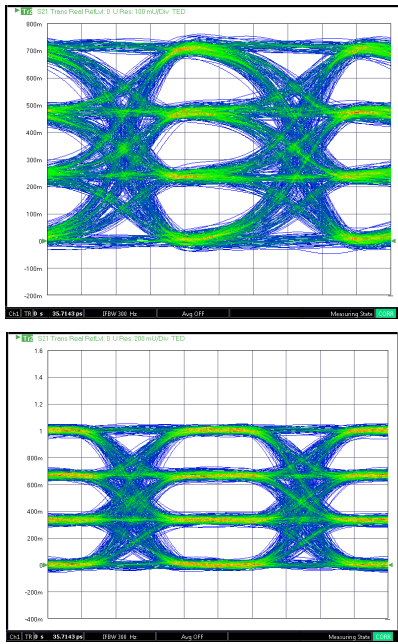


Figure 1 Eye diagrams of a 56 Gbaud/s PAM4 signal passing through an EO-fiber-OE chain (measured to 145 GHz; top) and the same signal just measured directly by the same 145 GHz receiver (bottom). There is a change of the eye shape with the optical path as the converters had loss slope with frequency. No pre-emphasis or gain correction was used for these measurements.

Typically, one wants to identify the behavior of a particular component (e.g., a modulator) and the use of characterized devices and de-embedding allows extract the response of one component from that of the chain. The conversion behavior of one device (a photodiode for the discussion here) is characterized in a traceable fashion and then this information is propagated to other devices by de-embedding from the composite measurement as suggested in Figure 2. In that figure, the base VNA calibration puts the reference planes at the RF inputs of the EO and OE devices so a S_{21} measurement gives a picture of conversion losses and the optical path between the converters. By de-embedding the now ‘known’ characteristics of one of the converters, the measurement reveals the characteristics of the other converter and those of the optical path⁵. Typically, only the transmission characteristics of the OE are used so the loss and phase change of that device are removed from the measurement. Since the EO-OE chain is rarely bilateral, multiple match interactions between the two ports are not a problem and more complete de-embedding methods offer little benefit.

That optical path between the converters may be negligible in a loss sense but other characteristics may be relevant

as will be discussed in a later section. An additional de-embedding step can be used to reveal (a limited number of) optical path characteristics (loss and group delay) once the converters are known.

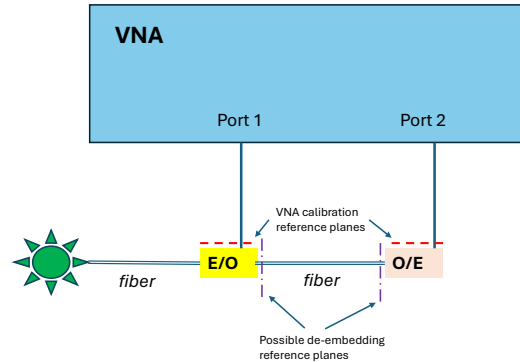


Figure 2 A typical measurement setup where an electrical VNA calibration is performed to set initial reference planes, and the de-embedding is used to remove EO and/or OE converter effects (in a conversion loss sense).

3 Characterized OE devices

A high-quality characterization of one of the conversion devices is needed to be able to solve for the other. This process can start on either side but here we use the photodetector as the basis as its stability over time is easier to quantify and the bias dependencies are often weaker. The base characterization is often done using electro-optic sampling (EOS)⁶ where a very narrow optical pulse (on the femtosecond scale, compared to the expected picosecond-scale impulse response of the photodiode) is used to excite the photodiode and the photodiode’s output pulse is analyzed temporally. From a transform of that output pulse, the frequency response of the photodiode is obtained. An example pulse and frequency response curve for a 145 GHz photodiode obtained with an EOS process⁷ is shown in Figure 3. It is interesting to note that the frequency response curve is not entirely monotonic. Internally, the photodiode has multiple mismatch centers on the RF side (including the RF connector) and within the active region itself that can lead to minor ripple. Importantly, this frequency response structure is stable in time so the device can act as a transfer standard. Also of note is that the phase of the frequency response is also extracted, and this can be useful for evaluating group delay distortions through the path or the device of interest. The full phase function would have a steep slope corresponding to the electrical length of the device and it is deviations from a linear slope that are of primary interest and this deviation is plotted in Figure 3.

This primary electrical response can then be used to characterize a modulator or other parts of the system, through de-embedding, as was discussed in the previous section. This process can then be extended by using a now-known modulator/EO device to evaluate a new photodiode.

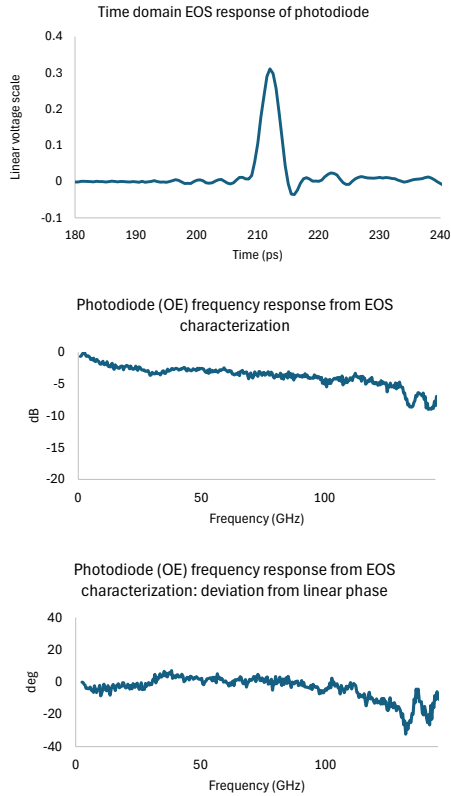


Figure 3 The EOS impulse response of an example 145 GHz photodiode is shown along with the frequency domain transformed responses (magnitude and phase).

The EOS fundamental process is extensible in bandwidth so characterizing higher frequency diodes is possible. The laser pulse widths available readily are not a limit (until at least 500 GHz). The transmission structure for temporal analysis is also readily doable to at least 220 GHz but, as this is usually done on-wafer, it does bring in additional considerations for the probe design and the calibration procedure.

4 Uncertainty topics

The measurements of any of the components in the EO-OE chain have a variety of uncertainty contributors. The most direct is the VNA measurement itself and this purely electrical measurement has been studied in the literature extensively⁸⁾⁻¹¹⁾. The calibration process contributes some uncertainty and receives much attention. Since many broadband modulators and detectors have significant RF mismatch (e.g.,

-5 dB above 100 GHz is not uncommon as of this writing), the residual mismatch terms can be noticeable. Electrical connection repeatability and drift may be important. Network analyzer linearity can sometime play a role but typically the setup can be constructed (keeping RF signal levels bounded at certain locations) so this is of minimal importance. Since the conversion losses in many optical devices are high, one may run into signal-to-noise limits in the VNA measurement, particularly at low optical power levels. The latter follows if one looks at the modulated optical signal as in the sketch of Figure 4. If the optical power drops, the modulation sidebands will also generally drop in amplitude, and this will directly reduce the power to the VNA receivers.

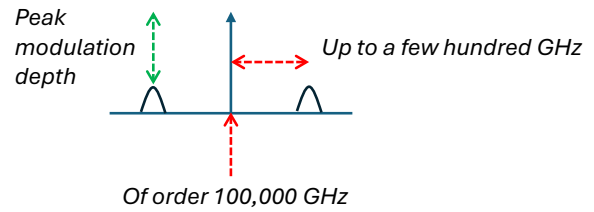


Figure 4 Spectrum of the optical signal incident on the photodiode when measuring a conventional modulator.

One can see the result of this in composite EO-OE measurements at three optical power levels as in Figure 5. Even though the curve shapes are unchanged, they get closer to the VNA noise floor (nominally -110 dB on this scale) so dB-scale impacts are possible at -25 dBm optical power in this example. Reducing the IF bandwidth of the VNA measurement, using access loops (to reduce loss to the receiver) or increasing RF power (up until linearity of the VNA or the EO system are challenged) are all means to mitigate this. Changes in the highest frequency structure are due to nonlinearities in this setup.

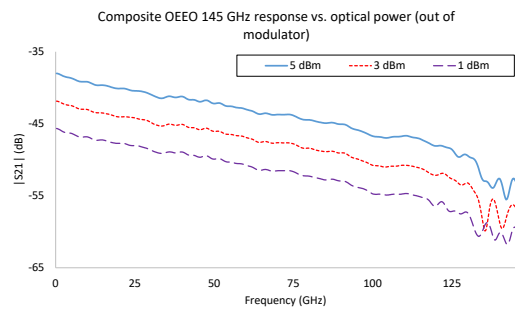


Figure 5 Optical power impacts on measured EO-OE responses.

Compared to lower frequencies (<70 GHz), the broadband

frequencies discussed do increase measurement challenges:

- A modest degradation of noise floor specifications (e.g., -100 to -110 dBm instead of -120 or -130 dBm)
- A worsening of connector repeatability and cable drift
- An increase in calibration-related uncertainties (which are compounded in mixed media scenarios to be discussed)

The optical system itself may introduce additional uncertainty terms including optical power stability, repeatability and drift of the optical connections, and bias stability (of either EO or OE components).

There is also the uncertainty in the characterization of the primary converter used for the de-embedding process (usually traceable to a National Metrology Institute). Often, this begins with the EOS process discussed in the previous section and uncertainties include residuals from mismatch correction, finite bandwidths, and imperfections in de-embedding steps⁶⁾. An example characterization curve along with uncertainty limits is shown in Figure 6.

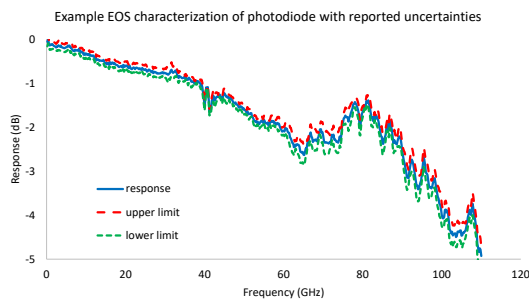


Figure 6 An example of a primary (EOS-based) characterization of an OE (photodiode) device along with the upper and lower uncertainty limits.

The combination of these uncertainties can follow one of the several established practices^{8), 11)} and can lead to a better understanding of when different terms are dominant.

5 Measurement examples

A simple example would be the characterization of an EO modulator to 145 GHz. A photodiode characterized by EOS to this frequency range was available and that EOS data will be used for de-embedding. First, the VNA (Anritsu ME7838D) was calibrated using a 0.8 mm coaxial calibration kit. We would expect transmission uncertainties of 0.1-0.2 dB for higher signal levels and the noise floor of this instrument is -100 to -110 dBm over most of the frequency range¹²⁾. The photodiode characterization uncertainties, in this case and unlike Figure 6, were highest below 30 GHz

(increasing to 1 dB at the low end) and averaging 0.4 dB over the higher frequencies.

Combining these uncertainty terms, one can end up with a plot as shown in Figure 7. Because of the influence of the VNA noise floor and the dependence on optical power, the x-axis is in terms of detector signal level. For these measurements with 3 dBm optical power into the detector, and given the responsivities involved and the -10 dBm RF drive, the received level will not be below -50 dBm. At high frequencies, repeatability and VNA calibration residuals tend to dominate while, at lower frequencies, initial photodiode characterization is more important.

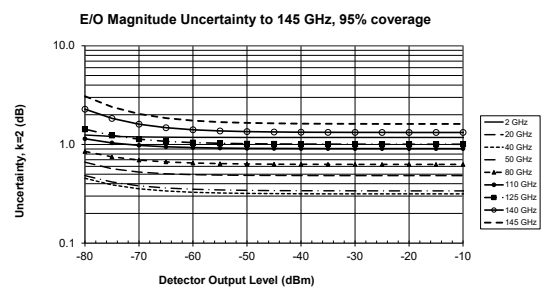


Figure 7 A calculated uncertainty curve for the extraction of an EO response to 145 GHz. This includes uncertainty terms from VNA measurement, OE characterization, aspects of the optical setup and repeatability.

The composite response and the result after de-embedding are shown in Figure 8. Both responses are normalized to 0 dB at low frequencies. In this case, the de-embedding had only modest effects below about 130 GHz indicating the EO roll-off was dominating the composite measurement. At the higher frequencies, the OE photodiode had more roll-off on its own (per the characterization), so the extracted EO response shows more of a difference. The corresponding eye (with a similar setup to Figure 1 but with a different normalization) is in Figure 9 for the EO alone. One can see an eye width reduction from that in Figure 1-lower as would be expected for such a loss profile.

At the higher data rates, there are cases where the bandwidth characteristics of the optical components can contribute¹³⁾. One example is a polarization-maintaining fiber where the two RF modulation sidebands on the optical carrier may see different phase velocities with the difference increasing with modulation rate. When these sidebands recombine in the (nonlinear) photodetection process, the phase difference can convert to an amplitude difference. The change in dispersion of the fiber can come with a connection

process, a change in mechanical stress applied or a seemingly innocuous fiber substitution. An example is shown in Figure 10 and has the appearance of a change in RF bandwidth.

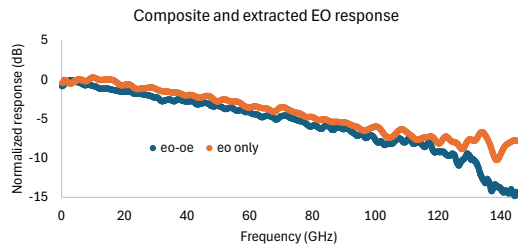


Figure 8 An example composite EO-OE response along with the de-embedded EO result to 145 GHz.

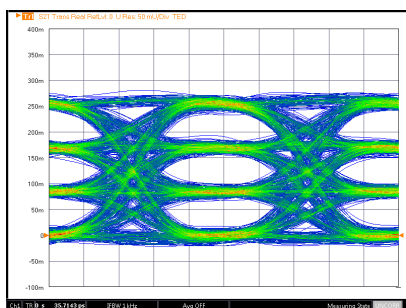


Figure 9 The computed eye diagram response for the EO of Figure 8 with a 56 Gbaud/s PAM4 signal into a 145 GHz system.

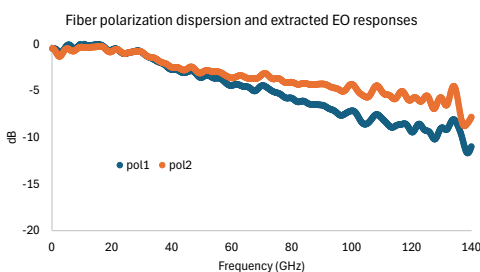


Figure 10 An example showing how a change in fiber polarization dispersion results in a perceived bandwidth change in an extracted EO device response.

6 Mixed-media complications

With higher levels of optical system integration (to include the popular area of Silicon Photonics¹⁴), this type of measurement more often includes mixed media (e.g., one port is probed on-wafer and another port may be fixtured or coaxial). A sketch of such a setup is in Figure 11a. Not only is the optical engineering more complex¹⁵ but the mm-wave calibration and de-embedding is more challenging and perhaps elevates uncertainties.

There are several options on how to perform the network analysis calibration:

- (1) Perform the VNA calibration on-wafer and then embed a probe's or fixture arm's characteristics (Figure 11b)

This can make use of standard on-wafer calibration methods that are relatively well-understood into the mm-wave range. There are issues (e.g., higher order mode propagation on the wafer/substrate, coupling to nearby metallized structures...) ¹⁶ but the geometry is at least controlled. Characterizing the probe/fixture arm is critical and this network extraction problem has been discussed extensively¹⁷. The uncertainties usually increase with frequency.

- (2) Perform the VNA calibration coaxially and de-embed probes (see Figure 11c)

At modest mm-wave frequencies (e.g., to 150 GHz), this may be simpler as well-characterized coaxial calibration kits exist. The probe characterization challenge remains.

- (3) Perform a hybrid calibration where two base calibrations (e.g., an on-wafer calibration and a coaxial calibration) are combined with the use of a single reciprocal device¹⁸ (often a probe). See Figure 11d.

Here a portion of the error coefficients from two base calibrations are combined with a reciprocal processing step¹⁸ to form the calibration at the desired reference planes. This is usually a lengthier procedure and can be mechanically complex to execute. It does avoid the need for separate probe characterization (or knowledge of the probe's characteristics from another source).

All of these approaches add to VNA uncertainties, and the ideal choice may depend on mechanical details of the setup (e.g., how difficult to demount each probe or fixture arm). Above 100 GHz, these additional steps may add a few tenths of a dB or more of net uncertainty. From an electrical point of view, the repeatability of the different connections is a factor as may be the mismatch of the EO and OE devices (i.e., for the more mismatched device, repeatability and calibration uncertainties may have greater impact so more care on that port may be warranted).

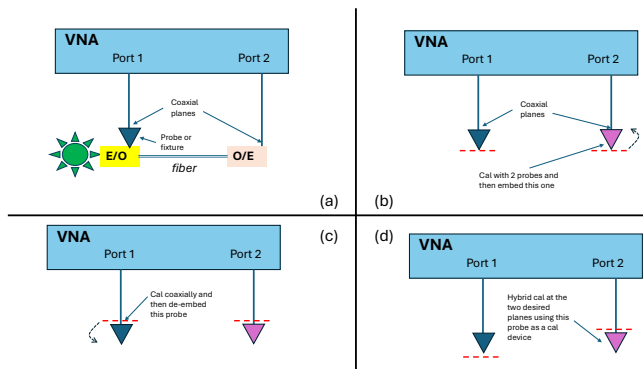


Figure 11 A situation where one optical converter uses a different RF media connection than the other (Figure 11a). There are a number of different VNA calibration approaches to handle this (Figures. 11b-d).

7 Conclusions

The desire for increasing direct modulation bandwidths on optical links has helped drive higher frequency characterization methods for optical converters (and related devices) using broadband network analyzers and broadband primary device measurements. At these higher frequencies, uncertainties increase, the dominant terms may change, and new ones may appear. As integration is also increasingly needed at these frequencies, the measurement media also change and can necessitate modified calibration and de-embedding strategies.

References

- 1) Y. Hinakura et al., "Silicon Photonic Crystal Modulators for High-Speed Transmission and Wavelength Division Multiplexing", *IEEE J Sel Top Quantum Electron*, vol. 27, pp. 4900108, 2020.
- 2) M. He et al., "High-performance hybrid silicon and lithium niobate Mach-Zehnder modulators for 100 Gbit s⁻¹ and beyond", *Nat. Photon.*, vol. 13, pp. 359-364, 2019.
- 3) J. Martens, "Millimeter wave VNA characterization using modulated signals: 5G simulated modulation signal measurement to >40GHz with Vector Star and wide bandwidth high-speed digitizer," *Anritsu Tech. Review*, 2016.
- 4) J. Martens and T. Roberts, "Broadband 220 GHz network analysis: structures and performance," *94th ARFTG Conf. Dig.*, Jan. 2020.
- 5) T. Albrecht, J. Martens, T.S. Clement, P.D. Hale, and D.F. Williams, "Broadband characterization of optoelectronic components to 65 GHz using VNA techniques," *62nd ARFTG Conf. Dig.*, Dec. 2003.

- 6) D.F. Williams, P.D. Hale, T.S. Clement, and J.M. Morgan, "Calibrating electro-optic sampling systems," *2001 IEEE MTT'S Int. Micr. Symp. Dig.*, June 2001.
- 7) P. D. Hale, et al, "Traceability of high-speed electrical waveforms at NIST, NPL, and PTB," *2012 Conf. on Precision electromagnetic Meas.*, Sept. 2012.
- 8) M. Wollensack, J. Hoffmann, J. Ruefenacht, and M. Zeier, "VNA Tools II: S-parameter uncertainty calculation," *79th ARFTG Conf. Dig.*, June 2012.
- 9) K. Wong, "Traceability of vector network analyzer measurements," *72nd ARFTG Conf. Dig.*, pp. 157-167, December 2008.
- 10) Guidelines on the Evaluation of Vector Network Analysers (VNA), European Association of National Metrology Institutes (EURAMET), cg-12, Version 2.0, March 2011.
- 11) BIPM, IEC, IFCC, ILAC, ISO, IUPAC, IUPAP and OIML, Evaluation of measurement data - Guide to the expression of uncertainty in measurement, International Organization for Standardization (ISO), September 2008 (and supplement 2).
- 12) Anritsu Company, "ME7838D Series Network Analyzers Technical Data Sheet," publication 11410-00778T, 2023.
- 13) S. Yuju, "Research on the dispersion problem in highspeed optical communication systems," *2011 2nd Int. Conf. on AI, Management Sci., and Elect. Comm. (AIMSEC)*, June 2011.
- 14) L. Liao, et al, "Silicon Photonics for Next-Generation Optical Connectivity," *2023 Opt. Fiber Comm. Conf. (OFC)*, Mar. 2023.
- 15) vendors including <https://www.mpi-corporation.com/ast/applications/silicon-photonics-on-wafer-test/>
- 16) G. N. Phung, et al, "Influence of Microwave Probes on Calibrated On-Wafer Measurements," *IEEE Trans. Micr. Theory Techn.*, vol. 67, May 2019.
- 17) J. Martens, "Common adapter/fixtures extraction techniques: sensitivities to calibration anomalies," *74th ARFTG Conf. Dig.*, Dec. 2009.
- 18) Anritsu Company, "VectorStar MS464xB Series Microwave Vector Network Analyzer: Calibration and Measurement Guide," publication 10410-00318AF, 2024.

Author



Jon Martens
Service Infrastructure Solutions
US Division
Test & Measurement Company

Publicly available

社外寄稿論文の紹介

社外寄稿 (2024 年 4 月～2025 年 3 月)

著 者	所 属	論 文 名	寄 稿 先
多田 彬子 斉藤 崇記	D D	干渉原点遠方化と位相積分コヒーレンス補償を用いた OFDR システムの開発	第 71 回光波センシング研究会 LST-11 2024 年 12 月 12 日
多田 彬子 腰原 崇記 斉藤 崇記	D D D	位相積分コヒーレンス補償法による高精度化と測定可能領域遠方化を施した OFDR 型歪分布測定	2025 年電子情報通信学会総合大会 B10A-10 2025 年 3 月 26 日
鎌田 雅博 佐々木 健一 松井 朋裕	R *1 R	Comprehensive study of optical contrast, reflectance, and Raman spectroscopy of multilayer graphene	Carbon Trends 16 , 100389 (2024).
柴田 弘 渡邊 紘平 山本 宏 伊藤 健 伴野 元洋 森本 晋司 神田 曜昭	*2 *2 *2 *2 M M M	DCO モジュールで測定した BER 値を用いた光伝送ネットワーク区間の GSNR 推定手法	電子情報通信学会 ネットワークシステム研究会 2025 年 3 月 (信学技報 NS2024-209)
梶原 康仁	I	医薬品製造工程での質量検査と異物検査技術	粉体工学学会誌 61 巻 7 号 427-430
谷口 英治 佐野 純一 鈴木 貴志 正能 裕貴 角田 琴美	I I I I I	錠剤内部を 25 万錠/時間で検査する透過式 NIR 検査装置	製剤機械技術学会誌第 134 号 Vol.33 No.4
菅沼 碩文 満井 勉 松田 崇弘	M M *3	An Antenna Beamwidth Estimation Method Based on Support Vector Machine	IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 23, no. 6, pp. 1794-1798, June 2024.
山岸 直輝 松田 崇弘 菅沼 碩文 満井 勉	*3 *3 M M	Single-Reflection Point Distribution Estimation for IRS Placement Problem	2024 15th International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN), pp. 212-217, July 2024.
菅沼 碩文 倉光 康太 満井 勉 松田 崇弘	M M *3 *3	Experimental Demonstration of Passive Channel Sounding in 28-GHz-band 5G Systems	2024 IEEE 29th Asia Pacific Conference on Communications (APCC), pp. 323-327, Nov. 2024.
井上 元基 谷口 英治 佐野 純一	*4 I I	Real-Time Total Content Uniformity Assessment of Solid Dosage Forms Using Near-Infrared Transmission Spectroscopy	Analytical Chemistry, Articles ASAP, March 10, 2025.

R : 先端技術研究所

M : 通信計測カンパニー

I : インフィビスカンパニー

D : センシング&デバイスカンパニー

E : 環境計測カンパニー

H : エンジニアリング本部

*1 : NTT 物性科学基礎研究所

*2 : 日本電信電話株式会社 (NTT)

*3 : 東京都立大学

*4 : 星薬科大学

アンリツテクニカル編集委員

編集委員長／野田華子

編集副委員長／飯吉勝久

編集事務局／塩入 健

編集委員／小林浩樹 松井朋裕 待鳥誠範 代古輝雄 中尾健一

笠置崇裕 土井 剛 宮崎 格 齊藤崇記 鬼頭 勤

秋山智宏 青木和典

アンリツテクニカル

100

©アンリツ株式会社 2025 本誌からの無断転載・複製はご遠慮ください。
本誌に記載した名称の中には、それぞれの会社が商標として使用している場合があります。

問合せ先 アンリツテクニカル編集事務局
〒 243-8555 神奈川県厚木市恩名 5-1-1
アンリツ株式会社 先端技術研究所技術企画部
TEL (046)296-6594

2025年3月31日 発行

発行人 野田華子

発行所 アンリツ株式会社

〒 243-8555 神奈川県厚木市恩名 5-1-1

TEL (046)223-1111

2025年3月30日 印刷

印刷所 アンリツ興産株式会社 デザイン・ドキュメントセンター

〒 243-0032 神奈川県厚木市恩名 5-1-1

Anritsu
Advancing beyond

アンリツ株式会社

<https://www.anritsu.com>