

# フレキシブルテラヘルツネットワーク形成に向けた ビーム制御可能なテラヘルツトランシーバ

---

国立大学法人東京工業大学

# フレキシブルテラヘルツネットワーク形成に向けたビーム制御可能なテラヘルツトランシーバ Terahertz Transceiver with Beamforming Function for Formation of Flexible Terahertz Network

## 研究代表者

鈴木左文 東京工業大学

Safumi Suzuki Tokyo Institute of Technology

研究期間 令和3年度～令和5年度

## 概要

大容量伝送が可能な未来のテラヘルツネットワークの実現には、ビームフォーミング可能かつ高周波帯で高出力動作可能な送受信器が望まれる。本研究では、トランジスタよりも小面積で高出力が期待される共鳴トンネルダイオード発振器に注目し、その発振器アレイを用いて、位相制御とコヒーレント動作、および、アレイの特異動作を用いたビーム方向切り替えの実現、また、受信における電磁波到来方向予測の基礎技術を開発した。

## Abstract

To realize future terahertz networks capable of large-capacity transmission, transceivers that are capable of beamforming function and high-power radiation in high-frequency bands are strongly desired. In this research, we focused on resonant tunneling diode oscillators, which have higher output power in a smaller device area than that of transistors, and achieved phase control, coherent operation, and beam direction switching using the unique operation of the array. We also developed basic technology for predicting the direction of arrival of electromagnetic waves.

## 1. まえがき

テラヘルツ (THz) 技術は 20 年以上継続的に開発されてきたが、依然その用途は非常に限られており、実用的へのチャレンジが続いている。ただ、第五世代移動通信システムにおけるミリ波普及の懸念はあるものの、2020 年頃からさまざまな企業や大学が発表している次世代移動通信システム (Beyond 5G/6G) に関するホワイトペーパーでは大容量かつ低遅延の通信やアクティブセンシングへのサブ THz~THz 波の利用が言及され、THz 技術への期待があらためて高まっている。THz 波の透過性とレーダー測定を組み合わせれば、秘匿物に隠れた三次元形状が観測でき、セキュリティや検査応用が期待され、さらに、ドローンの位置特定や地形認識、ジェスチャ認識などへの活用も可能と考えられる。また、THz 波は医療への応用も期待され、正常細胞とがん細胞の判別などの検査用途だけでなく、高強度 THz 波の照射による生体組織への積極的作用なども報告されている。

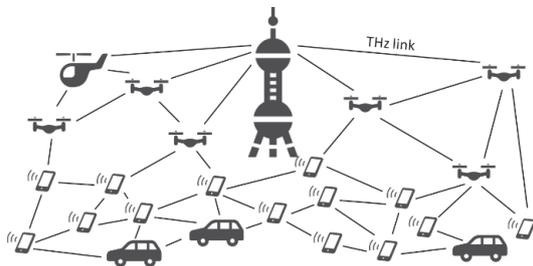


図 1 : テラヘルツフレキシブルネットワーク

特に、THz 帯の通信では波長が短くなるため、アンテナの面積を同じにするとミリ波よりも指向性が非常に高くなる。指向性が高いビームはほとんど広がらないため、端末間はポイントトゥポイントの接続になり、他の端末とのクロストークはほとんど無視でき、ユーザー一人が THz の広大な帯域を専有することが可能となる。しかしながら、

波長が短くなることは回折しないことも意味している。そのため、端末の移動や周囲環境の変化に伴ってカバレッジを確保するにはドローンなどを用いた移動基地局が有効と考えられ、それによりビームフォーミングで柔軟にネットワークが再構築可能な新たな通信ネットワークが開ける可能性がある (図 1)。この様な微小移動基地局を実現するのに場合には必要なのは、機器に搭載可能な超小型で消費電力の低い送信・受信機、および、トラッキングが可能なビームフォーミングアンテナである。

図 2 (a)に、ここ 10 年間に於いて研究の進展が顕著な小型の半導体信号源と、トランジスタ電力増幅器 (PA) の動作周波数と出力を示す。THz 信号源の開発は、光デバイスと電子デバイスの両方から行われている。量子カスケードレーザー (QCL) はサブバンド間遷移を利用した半導体レーザーであり、差周波発生 QCL (DFG-QCL) は中赤外二波長発振 QCL の光非線形性による差周波発生を利用した THz 信号源である。QCL では室温発振は達成されていないが、最近の量子井戸構造の進歩により、動作温度は~3-4 THz の範囲で~260K まで急速に上昇している。一方、DFG-QCL は室温で THz 発生が可能で、400 GHz 以下の信号生成が報告されている。共鳴トンネルダイオード (RTD) は、負性抵抗特性を持つダイオードであり (図 3)、約 2 THz の基本波発振を達成している。また、アレイ化することにより、450 GHz で 10 mW を超える出力と変換効率 1% の発振が報告されている。トランジスタ集積回路は、現在のアナログ Si CMOS の最大発振周波数  $f_{max}$  は 300 GHz 程度であるが、高調波発生により 300 GHz を超える高周波の生成が可能になっている。144 個の大規模アレイでは、675 GHz で~8 mW の高出力が報告されている。増幅器については、Si CMOS または SiGe BiCMOS 回路では、200 GHz を超える信号の増幅は困難な状況である。しかし、InP ベースのヘテロバイポーラ接合トランジスタ (HBT) と高電子移動度トランジスタ (HEMT)、および、GaAs 基板上のメタモルフィック HEMT (mHEMT) の  $f_{max}$  は 1 THz を超えており、>300 GHz の増幅が可能で

あり、その飽和電力  $P_{sat}$  は >10 dBm に達している。

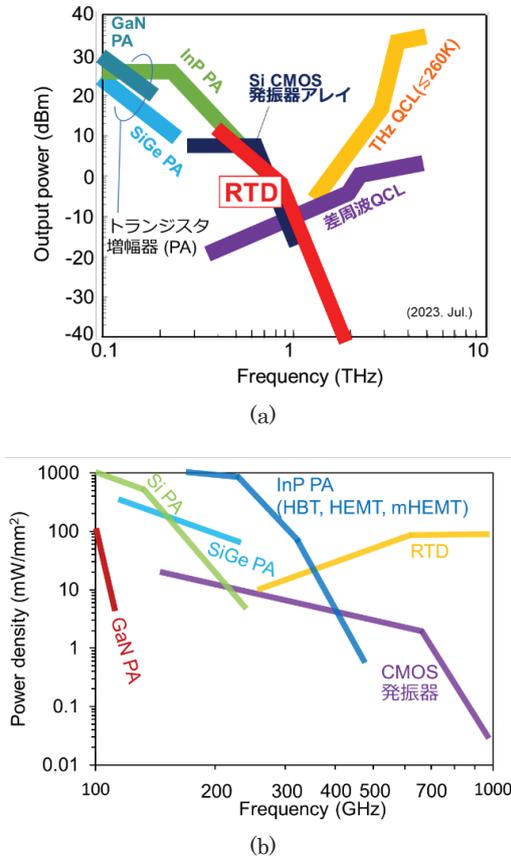


図2：テラヘルツ信号源、パワーアンプの(a)出力、(b)電力密度

上記で説明したように、大規模な CMOS アレイ発振器は室温でミリワットを超える出力を発生することが可能となってきているが、アレイ素子の数が増えると大きなチップ面積が必要となる。そのため、出力電力をチップ面積で割った電力密度で各デバイスを比較したものを図2(b)に示す。InP ベースの PA は電力密度が高いため、Si ベースの MMIC とのハイブリッド集積に関する研究が 300 GHz 以下の周波数帯で集中的に行われているが、400 GHz を超えると、PA の電力密度は急速に低下する。ここで、RTD は高周波領域で比較的高い電力密度を有しており、>400 GHz での応用に適していると考えられる。さらに、RTD 発振器を Si MMIC の局部発振器として使用すれば、Si MMIC の動作周波数を飛躍的に向上させることも可能である。

次にテラヘルツ帯におけるビームフォーミング技術について俯瞰してみる。ミリ波まではフェーズドアレイが一般的だが、THz 帯では回路技術の発展が十分でなく、精密な位相変化も難しいため、ビームフォーミングには様々な方法が考案され、研究されている。まず一つは機械的な走査によるものであり、ガルバノミラーやポリゴンミラーなどの少し大きなタイプから、MEMS のタイプの非常に小型のものまで幅広がある。給電線路に散乱体を一定間隔で配置した漏れ波アンテナは周波数掃引により強め合う干渉の角度が変わり、THz 帯で既に実績がありレーダーな

どの研究にも用いられているが、100GHz 以上の連続的な周波数掃引をしなければならない。レンズなどの光学部品を小型化・平面化し、それに発生デバイスを複数取り付け、デバイスを切り替えることで放射方向を切り替えることも行われている。これらは基本的に外部に THz 光源があり、それらを照射もしくは給電し、電磁波の伝搬を制御することでビームフォーミングを達成しているため装置の構成がどうしても大きくなる問題点がある。

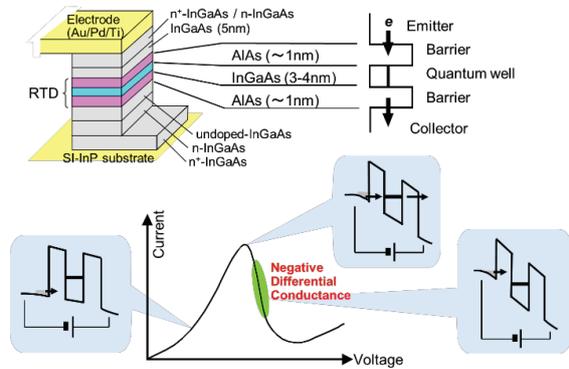


図3：共鳴トンネルダイオードの構造、および、電流電圧特性

フェーズドアレイは先に述べたとおり THz 帯で構成は難しいが、少しずつ研究は進んでいる。フォトダイオードを用いた差周波 THz 発生は広く用いられており、光の位相を制御することで THz の位相の制御も可能であるため、フォトダイオード集積の THz 発生デバイスをアレイ化し、各デバイスの位相をコントロールすることでビームフォーミングを実現する方法が研究されている。もちろんトランジスタ回路を用いたフェーズドアレイも研究されており、400GHz 帯までであれば小規模であるが既に報告がある。このフェーズドアレイの方法は機械操作無く電氣的に素早く制御でき耐久性が高い。また、デバイスも平面であるため、小型装置に組み込み易く多くの利点を有している。しかしながら、トランジスタ回路の動作は THz 帯では困難で、前述の様に高周波帯において電力密度が低下するため、今後 400GHz を超える高周波で高機能性動作の達成が順調に進むとは考えにくい。そのため、将来的な周波数拡張を見据えトランジスタ回路の動作が困難となってくる 400GHz 以上から 1THz (もしくは 1THz 超) の高周波まで発振可能なデバイスにおいてフェーズドアレイを構成することができれば、出力合成およびビームフォーミングが可能となり、Beyond5G/6G の更に先の世代まで発展的に活用ができ非常に有用と考えられる。

RTD 発振器は 400GHz を超える高周波帯において高い電力密度を有している。RTD 発振器自体は現在ビームフォーミング機能を単独では有しないが、発振器の注入同期下では位相変化が可能であるため、アレイ状に並べた素子を外部信号により一斉に同期させ、アレイの各発振器の位相を個別に制御することでフェーズドアレイが実現できる可能性がある。もしくは、アレイにおいてデバイスへのバイアスを調整することで、ビームフォーミングの実現が可能と見込まれる。

また、これら送信器側とは別に、RTD 発振器アレイを受信器として利用し、到来電磁波の位相情報を上手く復調したサブキャリアから抽出すれば到来方向推定が可能で

ある。サブキャリア信号はマイクロ波ミリ波帯のため、既に移相器等は開発されており、到来方向推定が可能であれば、アレイからの各サブキャリア信号を電力合成することも可能になる（つまり受信側もアダプティブアンテナとして機能できる）。以上から、1つのRTD発振器アレイにより、ビームフォーミング可能な送信、到来方向推定が可能な受信器を実現できる。

本研究は以上のような背景のもと、RTD発振器アレイと注入同期を中核として、未来のフレキシブルなTHz通信ネットワークを実現するためのビームフォーミング可能なトランシーバーについて研究を行った。まず、単体のRTD発振器に、自励発振周波数とほぼ同じ周波数の外部信号を注入し、周波数・位相のロックを達成した。また、同期範囲や位相安定性を詳細に測定し評価した。次に、位相安定化が得られた状態で、発振器の自励発振周波数を変化させ位相の変化を達成した。また、得られた実験結果はアドラー方程式を用いて解析した理論計算と一致した。このような基本波注入同期と併せて、自励発振周波数に対して、約1/2の周波数信号を入力し高調波注入同期を行い、同様に同期が起こることを示し、位相制御が可能であることを示した。これら、注入同期特性が得られたため、次に、RTD発振器のアレイについて、動作周波数のバラツキを抑えるデバイス作製プロセスの最適化を行い、バラツキを抑えた後、2素子の小規模アレイから10素子まで大規模化したアレイを作製した。これらアレイ化したデバイスについて、相互注入同期を行い各デバイスの位相を揃えることで、電力合成を行った。その結果、400GHzを超える周波数帯で、1mWを超える高出力発振を得た。その後、アレイのバイアスを制御することにより、動作モードを切り替え、ビーム方向切り替えを達成した。これらビームフォーミングの研究と並行し、到来方向推定にむけ、変調して生じたサブキャリアの信号の位相を高精度で測定し、電磁波の到来角度を1度以下の精度で測定できることを明らかにした。

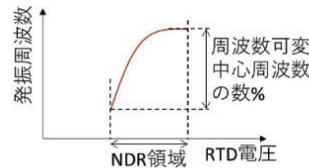
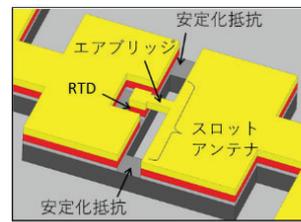
## 2. 研究内容及び成果

### 2-1. 位相同期と位相制御

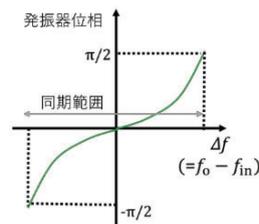
ビームフォーミングのため、注入同期による位相制御を目標に、既存の構造簡略化したRTD発振器を用いて実験を行った。構造簡略化したRTD発振器の構造を図4(a)に示す。スロットアンテナの中にRTDメサが集積されており、RTDの持つ微分負性抵抗(NDR)によりアンテナの損失を打ち消し発振する。アンテナの両端には直流で負性抵抗を打ち消すための安定化抵抗が集積されている。THz帯ではアンテナのインダクタンスのインピーダンスがこの抵抗分より大きくなり、安定化抵抗の損失は小さくなっている。発振周波数はアンテナのインダクタンス成分とRTDの容量のLC並列共振によって決定される。RTDの容量はバイアスによって変化する性質を持ち、これによりRTD発振器はVCO特性を有する(図4(a))。発振周波数の変化幅は中央の周波数に対して数%である。

発振器の注入同期現象については、アドラー方程式を用いることで解析出来る。図4(b)上のようにRTD発振器に外部信号源を注入した場合を考える。注入同期では、発振器に自励発振周波数 $f_0$ とほぼ同じ周波数 $f_m$ の外部信号を注入すると発振器の発振周波数が外部信号に対して同期し $f_m$ になる。また、位相も注入信号に対して同期するため、注入信号が位相雑音の小さい位相安定したものであれば、RTDの信号も安定することになり、これで発振器の位相安定化が実現できる。さらに、この時、自励発振周波

数 $f_0$ を変化させると、周波数は $f_m$ のまま位相が注入同期の起こる同期範囲で図4(b)下の様に変化することが、アドラー方程式より導かれている。よって、VCO特性を有する発振器であれば注入同期により位相制御が可能となる。



(a)



(b)

図4：(a)RTD発振器の構造とVCO特性、(b)注入同期時の位相変化

実験では、注入同期下においてTHzの位相を検出する方法として、図5に示すような周波数通倍装置とヘテロダイン受信器、および、ミリ波信号発生器とオシロスコープで構成されたシステムを考案、構築した。このシステムでは、ミリ波信号源SG1からの10.644GHzの信号を36通倍し、通倍信号をRTD発振器に注入して同期させる。同期したRTDの信号はヘテロダイン受信器でダウンコンバートするが、ヘテロダイン受信器のLO信号は、SG1からの10.644GHzにFGからの10MHz信号をIQミキサで混合し10.654GHzへアップコンバージョンしたものを利用している。これにより、360MHzがIFより出力される。この360MHz信号にはRTDからのTHz信号の位相情報が含まれており、その信号とSG2から発生させた360MHzリファレンス信号を比較することでリファレンスに対する相対位相が測定できる。光学系では注入信号が直接ヘテロダイン受信器に入るのをなるべく減らすため、アンテナ偏波面等に工夫をこらしている。

まず、この測定系を用いRTD発振器への同期信号の強度や信号入力角度などを変えながら注入同期が起きるか、スペクトルを注意深く観測しながら実験を行った。図6(a)はRTD発振器の発振周波数のバイアス依存性である。

図より、フリーラン時では連続した周波数変化が得られているが、信号注入により、引き込み、および、同期が起こっていることが明らかになった。次に注入時の位相をオシロスコープで観測したところ、図 6 (b) に示す様に、バイアス変化によって位相が変化することが明らかになった。これは、図 4 (b) に示すアドラー方程式より予測される位相変化とほぼ一致している。測定系の位相測定精度は  $1^\circ$  未満であり、実験結果から、位相を数 $^\circ$  の高精度でコントロールできることが明らかになった。

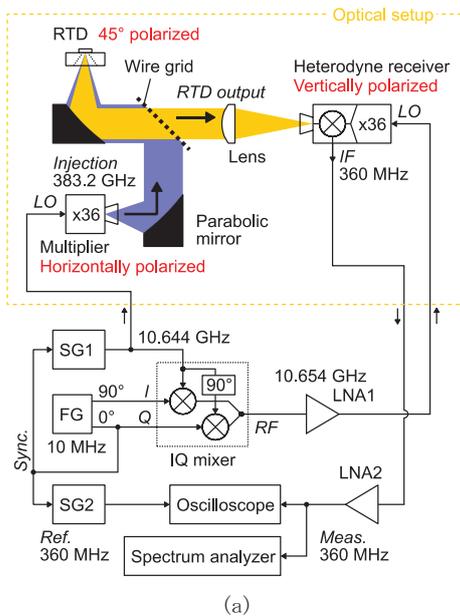


図 5 : RTD 発振器への注入同期による位相変化実験系。発振器の位相はヘテロダインレシーバーを用いて低周波帯において測定している。

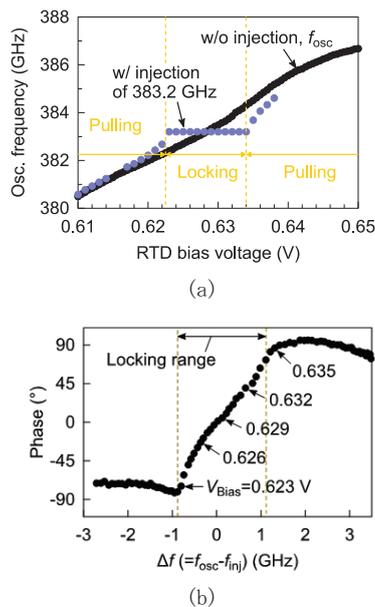


図 6 : (a) 発振周波数のバイアス依存性、(b) 注入同期下の位相特性

## 2-2. 高調波による注入同期

2-1 の基本波注入同期は RTD の自励発振周波数と注入信号がほとんど同じであるが、周波数が高くなればなるほど基準信号を用意するのは困難である。そのため、高調波で同期を起こすことができれば、Si 系 MMIC の信号源を基準とすることができ、RTD を高度な Si 回路によって制御することもできる可能性がある。そのため、RTD の自励発振周波数の  $1/2$  の周波数信号を注入し、高調波で同期が起こるか実験を行った。

実験系を図 7 (a) に示す。注入信号源として約 283GHz の周波数通倍器を用い、RTD は 566GHz 程度で動作するものを用いた。信号についてはヘテロダイン受信機を用いてマイクロ波帯に信号をダウンコンバートしスペアナを用いてスペクトル詳細を観測した。実験結果を図 7 (b) に示す。同期範囲外では (スペクトル上段)、フリーラン周波数そのまま観測できる。注入信号の 2 倍の周波数も同時に観測できるが、これは、RTD に入った注入信号が RTD の持つ非線形性によって歪み 2 倍の高調波が発生し、それが集積されているアンテナから放射されるためである。この 2 倍波が注入同期の種となる。次に注入信号の周波数を変えていき、フリーラン周波数に近づけると、RTD のスペクトルが引き込まれていき (スペクトル中段)、そして同期状態に移行する (スペクトル下段)。これにより、高調波の注入同期が可能であることが実験的に示された。

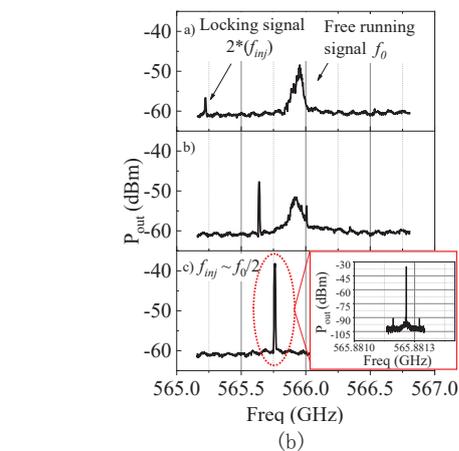
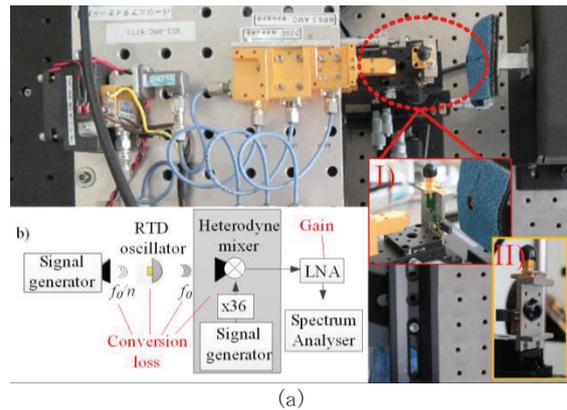


図 7 : (a) 高調波注入同期実験系、(b) 同期時のスペクトル

### 2-3. アレイデバイスのためのばらつき抑圧

ビームフォーミングを行うにはアレイ発振器において、すべての発振器を同期し位相をコントロールする必要がある。注入同期における同期範囲は数%であり、バイアスによる数%程度のチューニングを考慮しても、動作周波数バラツキはおよそ 5%以内に抑える必要がある。デバイスの発振周波数のばらつきの主要因は、アンテナ端部に置かれた抵抗のばらつき、および、RTD メサのばらつきによるものと分かっており、作製プロセスの見直しを行うことでばらつき低減を行い、その評価を行った。

以前の作製プロセスにおいて、抵抗は半導体の導電層を利用しており、形成にはウェットエッチングを用いていた。このウェットエッチングでは部分部分でエッチングレートが異なっていたため、安定した抵抗の形状形成は困難であった。そのため、ウェットエッチングから、ドライエッチングによる形成に切り替え、その後のプロセスで形状が変化しないようにレジスト保護膜を形成するようにした。これにより抵抗値のばらつきを抑えることができた。また、RTD メサの形成では、ウェットエッチングを分割して行い、都度面積をチェックし、なるべくウェットエッチングの時間を短くするようにした。このようにして作製したデバイスの周波数ばらつき特性について、図 8 に示す。発振周波数のばらつきは中央値 585GHz に対して、27GHz (約 5%) であり、十分にばらつきを抑えることが出来た。

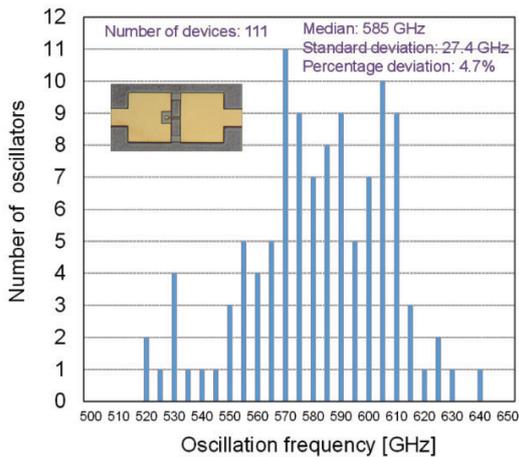
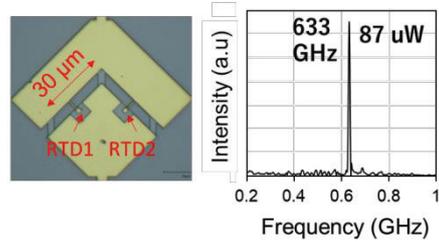


図 8 : プロセス改善後におけるデバイスの発振周波数ばらつき

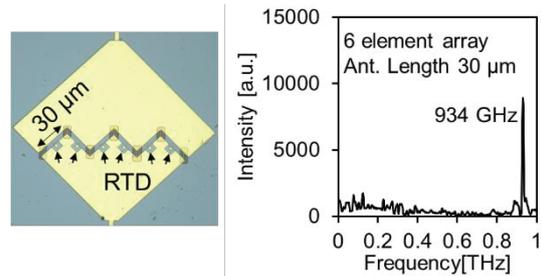
### 2-4. 出力合成とビームフォーミング

結合された素子間では相互に注入同期現象が起り、コヒーレントな出力合成が可能であるため、アレイ素子数を増やせば増やすほど大出力が期待できる。しかしながら、アレイではアレイ素子の個数分だけ励振位相の異なるモードが存在する。特に抵抗を介して素子を結合した場合、隣接素子間の位相が 180 度異なるモードでは、結合部の共通抵抗の部分の交流電界がキャンセルされ抵抗に流れる電流がゼロになり、抵抗での損失がなくなるため一番安定動作になりやすい。このモードで発振する場合、単純な直線的なアレイ構造ではスロットからの上下方向において電界が打ち消されるため出力放射が得られなくなる。そのため、出力放射のためのジグザグアレイ構造を提案した。初期的な実験として、2 素子のアレイを作製したところ、単一のスペクトルが得られると共に、共通抵抗の損失が無くなることで単体素子に比べて 2 倍以上の出力が得られ

た (図 9 (a))。この構造では 6 素子までのアレイを作製し (図 9 (b))、そのすべてでコヒーレントな出力合成を達成した。



(a)



(b)

図 9 : 出力放射のためのジグザグ構造を持つデバイスのデバイス光学顕微鏡像と発振スペクトル (a) 2 素子、(b) 6 素子アレイ

また、2 素子アレイにおいて、放射負荷が大きくなるオフセット給電を用い、ジグザグ構造よりも効率的な電界合成が可能のように円形のスロットリングアンテナを用いたデバイスも作製した。作製したデバイスを図 10 に示す。対称形を利用して、スロットリングアンテナは 2 つ集積されている。本構造における発振周波数と出力の関係を図 10 に示す。400GHz 帯において 1mW を超える出力が得られ、さらに、その電力密度は 40mW/mm<sup>2</sup> を超え、同周波数帯においてトランジスタ PA よりも遥かに高い電力密度が得られた。さらに、スロットリングアンテナ構造と低損失の空洞共振器構造を用いたものでは、800-900GHz 帯において 0.2mW を超える出力が得られ、電力密度は 100mW/mm<sup>2</sup> を達成しており、高周波帯における RTD デバイスの優位性を強く示す結果も得た。

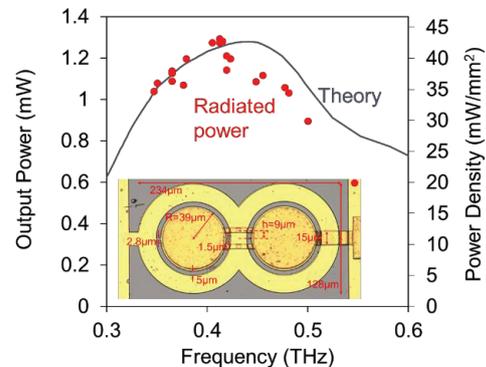


図 10 : 2 つのスロットリングアンテナを持つ高出力発振器

次に、アレイによるビーム方向の制御のため、図 1 1 (a) に示すような 1 次元の  $1 \times 10$  素子アレイを作製した。このデバイスでも高出力のためにアレイの各素子にオフセット給電スロットアンテナ構造を採用している。本デバイスでは、オフセット構造における RTD の位置を調整することで、すべての RTD が同位相で発振するモード (Even) と、隣接する RTD の位相が異なる状態で発振するモード (Odd) の 2 つの発振モードが双安定的に存在する。この場合、バイアス点などで少し周波数などの条件を変えるだけでこの 2 つのモード間のスイッチングが起こり、位相状態を変えることができ、この特性はビーム方向切り替えに利用が可能である。図 1 2 に Even と Odd モードでの放射パターンについて示す。Even モードでは放射方向は直上方向であるのに対し、Odd モードでは斜め上方向にメインローブが向いていることがわかる。

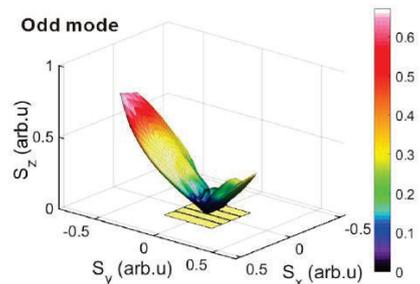
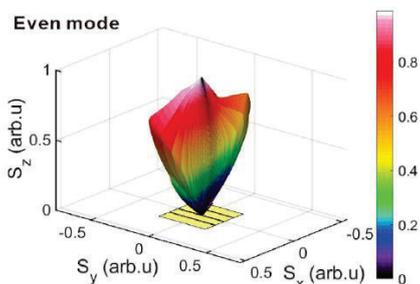
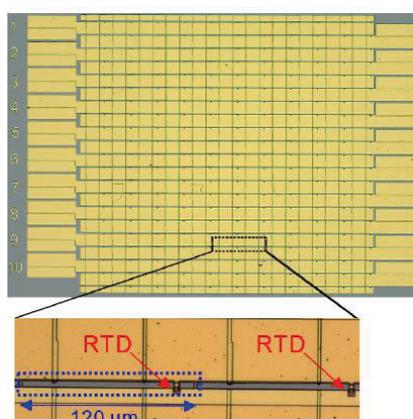


図 1 1 : (a)作製した 10 素子の 1 次元アレイ、(b)Even と Odd モードにおける放射パターン。Odd モードでは放射パターンが大きく傾く。

実際の実験でバイアスによりモードが切り替わるかを実験した。まず、双安定状態が生じるように RTD 面積を変えながらデバイスを作製し、面積が  $1.2\text{-}1.3 \mu\text{m}^2$  のデバイスで双安定が生じることを測定から明らかにした (図 1 2)。図 1 3 にバイアス電流に対する出力および周波数を示す。バイアス電流が小さいときは  $420\text{GHz}$  程度で発振していたのに対し、バイアス電流をあげていくと周波数が大きくジャンプし  $700\text{GHz}$  程度の発振に切り替わることが実験的に示され、モード切替がバイアスでできることを示した。これにより、RTD のアレイデバイスにより位相状態を制御することで、ビーム方向を変えることができることが示された。

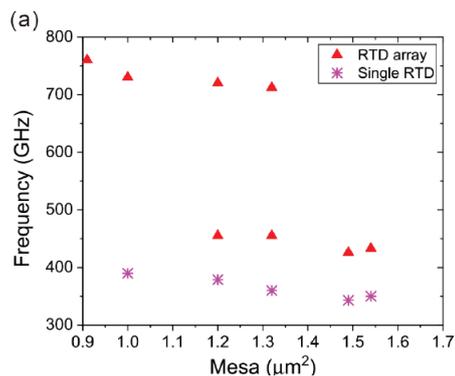


図 1 2 : アレイデバイスの発振周波数のメサ面積依存性。 $1.2\text{-}1.3 \mu\text{m}^2$  のデバイスでは 2 点プロットされているが、バイアスにより 2 つの発振周波数が得られることを示している。

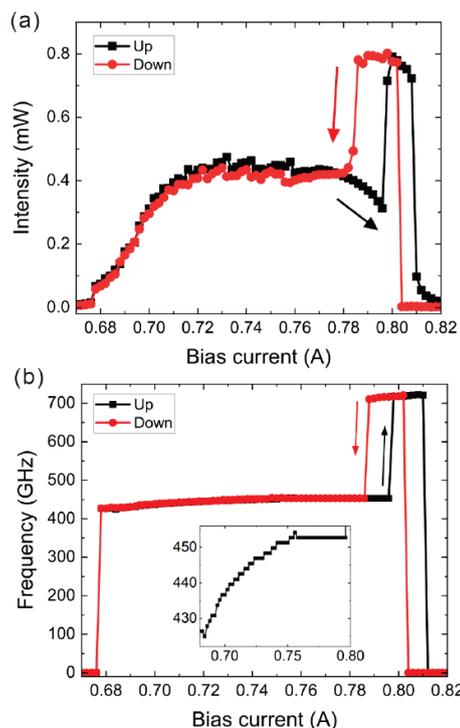


図 1 3 : バイアス点による発振モードの切り替わり

## 2-5. 到来角度推定

変調された THz 波におけるサブキャリアに注目し、各アンテナで受信して、そのサブキャリアにも入っている位相情報を使うことで到来方法が推定できる。図 1 4 (a) にコンセプトを示す。各アンテナには THz 受信器がついており、THz 波は一旦この受信器で受信復調される。復調して得られた各アンテナからのサブキャリアから位相情報を抽出することで到来方向を推定することが出来る。RTD は非線形性を持ち、受信器としても利用できるため、この研究で提案するアレイデバイスはそのまま到来方向推定に利用可能である。10m 程度の通信に必要な 30dB アンテナのビーム幅 (約 7 度) を考慮すると、それよりも小さい 5 度くらいの角度精度で到来方向推定を行う必要がある。この時、アレイデバイスにおける隣接アンテナ間隔 (図 14(a)左の Ant1 と Ant2 の距離) を 1mm とすると、5 度傾いた角度から到来する電磁波が作るアンテナ間の到来距離の差は約  $90\mu\text{m}$  となる。これに対応する到来時間差は 300fs になり、これが位相差を発生させる。もしサブキャリアが 3GHz であれば 0.1 度程度の位相精度で測定する必要がある。

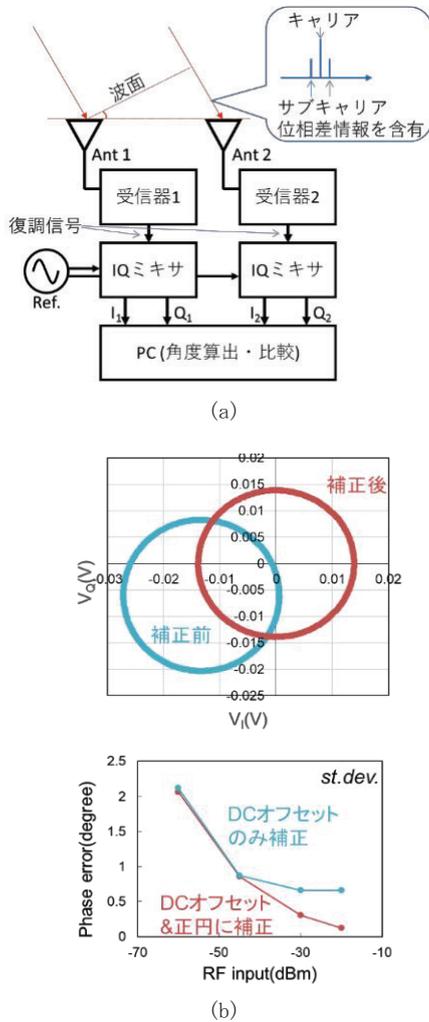


図 1 4 : (a) 到来角度推定のコンセプト、(b) サブキャリアを用いた位相検出の結果

サブキャリアの位相抽出が出来ること、および、その位相情報誤差を評価するために、受信される THz 信号の伝搬距離を変えその変化を測定できるか検証した。受信器としては原理確認のためフェルミレベル制御バリアダイオード受信器 (FMBD) を用いて実験を行った。THz 信号としては既存の 660GHz 帯 RTD 発振器を用い、これを 4.5GHz で変調してサブキャリアを生成した。位相の検出には、将来的な集積回路化を見据えて IQ ミキサを用い、位相情報をアナログ的な処理で抽出した。IQ 出力は 1kHz のローパスフィルタを通したあと、AD コンバータで PC に取り込んだ。IQ インバランスがあるため、これらは LabVIEW で補正した。

まず、復調信号に変わって信号発生器から信号を IQ ミキサに入力して補正のための予備実験を行った。IQ 信号について、信号位相を  $360^\circ$  変化させて特性を測定し、これを元に原点を中心とした正円となるよう補正を行った。補正前と補正後の特性を図 1 4 (b) 上に示す。補正前のオフセットは完全に補正できていることが分かる。次にこの補正を用いて、変調信号強度を変化させながら位相誤差を測定した。測定結果を図 1 4 (b) 下に示す。得られた誤差は変調信号強度が  $-20\text{dBm}$  の時、標準偏差で  $0.13^\circ$  であり非常に微小な位相変化を測定可能なことが示せた。これは、距離の誤差にして約  $20\mu\text{m}$  に相当し (時間の誤差では約 80fs)、構築したシステムで理想的に復調信号が得られれば十分な精度で測定できることが分かった。

## 3. 今後の研究成果の展開

このようにテラヘルツのフレキシブルネットワークの構築に向けたビームフォーミングデバイスについて研究を行い、ビームフォーミングの基礎技術を確認すると共に、RTD デバイスの高周波帯における優位性を示すことが出来た。

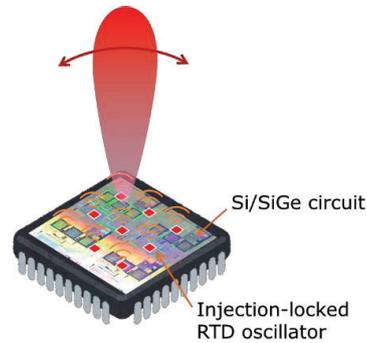


図 1 5 : Si 系 MMIC と RTD 発振器のハイブリッド集積

しかしながら、RTD はダイオードであり、トランジスタ回路と比べるとその機能は大きく制限される。そのため、背景部分で記述したように、良好な高周波特性を持つ RTD を局部発振器とし、Si 系の MMIC とハイブリッドに集積した図 1 5 に示すような新たな集積回路を実現すれば、Si 系デバイスの機能性を持ち、RTD により高周波帯での出力を補うようなことが期待される。

ただし、プロジェクト開始時とは異なり、昨今のテラヘルツ無線通信への移動体通信への適用性については、特に 5G において、カバー率や接続性の悪さ、端末の価格、コンテンツの不足などの多重の問題によりミリ波の普及が進まない問題が露呈されたため、慎重に検討が必要な状況

になっている。ここで、イメージングやレーダーなどによる透過センシングや高解像度センシング（ミリ波よりも）は、無線通信よりもシステム要件が低く、産業化される可能性は高い。特に、RTDは400GHzよりも高い周波数を容易に発生させることができるため、高分解能のために短波長が要求されるようなセンシングでは非常に有効である。また、図15に示すような集積デバイスが実現されればコストは十分に低くなると考えられ、広く普及型のセンシングデバイスの実現が期待される。世界無線会議（WRC27）では700GHzまでのセンシング議題がWRC23からの継続で議題に上がっており、無線通信よりもセンシングにこれから注目が集まると考えられる。RTDは東工大からの過去の技術提供により現在キャノンやロームなどといった会社でデバイス開発が進んでおり、それらの会社と連携することでセンシング分野への普及を図りたい。これら開発デバイスではアレイにより10mWを超える出力が得られており、近距離のレーダーなどに用いるのには十分である。そのため、センシングデバイスのプロトタイプの前製は数年程度で完了すると見積もられるため、社会実装可能な状況は近い（ハンディスキャナなどは5年程度）と考えられる。

#### 4. むすび

本研究では、RTD発振器アレイと注入同期を中核として、未来のフレキシブルなTHz通信ネットワークを実現するためのビームフォーミング可能なトランシーバーについて研究を行った。まず、単体のRTD発振器に、自励発振周波数とほぼ同じ周波数の外部信号を注入し、周波数・位相のロックを達成した。また、同期範囲や位相安定性を詳細に測定し評価した。次に、位相安定化が得られた状態で、発振器の自励発振周波数を変化させ位相の変化を達成した。また、得られた実験結果はアドラー方程式を用いて解析した理論計算と一致した。このような基本波注入同期と併せて、自励発振周波数に対して、約1/2の周波数信号を入力し高調波注入同期を行い、同様に同期が起こることを示し、位相制御が可能であることを示した。これら、注入同期特性が得られたため、次に、RTD発振器のアレイについて、動作周波数のバラツキを抑えるデバイス作製プロセスの最適化を行い、バラツキを抑えた後、2素子の小規模アレイから10素子まで大規模化したアレイを作製した。これらアレイ化したデバイスについて、相互注入同期を行い各デバイスの位相を揃えることで、電力合成を行った。その結果、400GHzを超える周波数帯で、1mWを超える高出力発振を得た。その後、アレイのバイアスを制御することにより、動作モードを切り替え、ビーム方向切り替えを達成した。これらビームフォーミングの研究と並行し、到来方向推定にむけ、変調して生じたサブキャリアの信号の位相を高精度で測定し、電磁波の到来角度を1度以下の精度で測定できることを明らかにした。

#### 【査読付き誌上発表論文】

- [1] Y. Suzuki, T. V. Mai, X. Yu, S. Suzuki, M. Asada, "Phase Control of Terahertz Waves Using Injection-Locked Resonant Tunneling Diode Oscillator" IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol., vol. 12, no. 5, pp. 481-488, Apr. 2022.
- [2] T. V. Mai, M. Asada, T. Namba, Y. Suzuki, S. Suzuki, "Coherent Power Combination in a Resonant-Tunneling-Diode Arrayed Oscillator with Simplified Structure" IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol., vol.

13, no. 4, pp. 405-414, Apr. 2023.

- [3] F. Han, T. Shimura, H. Tanaka, S. Suzuki, "Two coupled resonant-tunneling-diode oscillators with an air-bridged transmission line for high-power coherent terahertz radiation" Appl. Phys. Express, vol. 16, no. 6, pp. 064003, Jun. 2023.

#### 【その他の誌上発表】

- [1] Masahiro Asada, Safumi Suzuki, "Intrinsic Frequency Limit of Direct Modulation of Resonant-Tunneling-Diode Terahertz Emitters and Effect of External Feedback Injection" arXiv preprint, Apr. 2022, DOI: 10.48550/arXiv.2204.00731
- [2] 鈴木左文, "共鳴トンネルダイオードテラヘルツ発振器" 6G/7Gのキーデバイス, S&T出版, pp.156-164, 2023.
- [3] 實迫巖, 鈴木左文, 矢吹歩, "次世代移動通信(6G)におけるテラヘルツ無線通信のシステムとデバイス-テラヘルツシステム応用推進協議会6Gワーキンググループ活動報告-" ITU ジャーナル, vol. 53, no. 6, pp. 12-16, Jun. 2023.

#### 【査読付き口頭発表論文】

- [1] Safumi Suzuki, "Resonant Tunneling Diode Technology for Future Terahertz Applications" IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM), 4.4, San Francisco, USA, 5, Dec. 2022.
- [2] Hiroki Tanaka, Hidenari Fujikata, Feifan Han, Akira Ishikawa, Safumi Suzuki and Masahiro Asada, "Successful operation of large-area resonant tunneling diodes without heat destruction by introducing a heat-dissipation InP conduction layer" Int. Conf. Solid State Devices Materials (SSDM), J-3-04, Chiba, Japan, 27, Sep. 2022
- [3] S. Endo, S. Suzuki, "Terahertz Resonant-Tunneling-Diode Oscillator With Coupled Offset Fed Slot-Ring Antenna Pairs" The 48th International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz), Th-P1-10, Montreal, Canada, 21, Sep. 2023.

#### 【口頭発表】

- [1] 鈴木雄成、マイ ヴァンタ、兪 熊斌、鈴木左文、浅田 雅洋, "注入同期による共鳴トンネルダイオードテラヘルツ発振器の位相制御" 第82回応用物理学会秋季学術講演会, 13p-N105-4, オンライン, 2021年9月13日.
- [2] Mai Van Ta, Tetsuyuki Namba, Yusei Suzuki, Safumi Suzuki, Masahiro Asada, "Oscillation frequency increase in structure simplified RTD oscillator with array configuration" 第83回応用物理学会秋季学術講演会, 21p-A202-1, 東北大学, 2022年9月21日.
- [3] 田中大基、藤方秀成、韓非凡、石川暁、鈴木左文, "放熱と低導体損のための厚いInP導電層を用いた高出力共鳴トンネルダイオードテラヘルツ発振器" 電子デバイス研究会・マイクロ波テラヘルツ光電子技術研究会, 51, 東北大学, 2022年12月20日.

#### 【誌上発表リスト】

- [1] 鈴木左文, "共鳴トンネルダイオードテラヘルツ発振器の新世代技術" 電子情報通信学会論文誌 C, vol. J106-C, no. 3, pp. 105-111, Nov. 2022.
- [2] 鈴木左文, "共鳴トンネルダイオードテラヘルツ発振器とその無線通信応用" 表面と真空, vol. 65, no. 6, pp. 270-275, Jun. 2022.
- [3] 鈴木左文、浅田雅洋, "共鳴トンネルダイオードテラヘルツ発振器" テラヘルツ波産業創生の課題と展望,

pp.21-30, 2022.

**【登録特許リスト】**

- [1] 浅田雅洋、鈴木左文、田中大基、「高出力テラヘルツ発振器」、登録番号：11,309,834、登録日：2022年04月19日
- [2] Masahiro Asada, Safumi Suzuki, Hiroki Tanaka, “High-power terahertz oscillator,” US11309834B2, Granted 2022-04-19.
- [3] Masahiro Asada, Safumi Suzuki, Adrian Dobroiu, “Sub-carrier modulated terahertz radar,” US11506774B2, Granted 2022-11-22.

**【受賞リスト】**

- [1] Mai Van Ta、Student Best Presentation Award、Organizing Committee of FTT 2022、“Array configuration for high output power in structure-simplified resonant-tunneling-diode terahertz oscillator”、2022年11月25日

**【報道発表リスト】**

- [1] “ノーベル賞受賞50年未踏の分野を切り開く 江崎玲於奈さんインタビュー”、NHK おはよう日本、2023年10月2日
- [2] “受賞50年 江崎玲於奈さん(98)「科学と技術こそ人類の文明の根底」”、NHK NEWS WEB、2023年9月29日

移動中継局を用いた次世代超高速伝送・  
広域エリア形成の研究開発

---

学校法人日本工業大学／  
国立大学法人東京工業大学／  
東京都公立大学法人 産学公連携センター／  
学校法人東京電機大学

**移動中継局を用いた次世代超高速伝送・広域エリア形成の研究開発**  
 Research and development of next-generation ultrahigh transmission rate  
 and wide-area formation using mobile relay stations

**研究代表者**

平栗 健史 日本工業大学  
 Takefumi Hiraguri Nippon Institute of Technology

**研究分担者**

廣川 二郎<sup>†</sup> 松田 崇弘<sup>††</sup> 今井 哲朗<sup>†††</sup>  
 Jro Hirokawa<sup>†</sup> Takahiro Hirokawa<sup>††</sup> Tetsuro Imai<sup>†††</sup>  
<sup>†</sup>東京工業大学 <sup>††</sup>東京都立大学 <sup>†††</sup>東京電機大学  
<sup>†</sup>Tokyo Institute of Technology <sup>††</sup>Tokyo Metropolitan University <sup>†††</sup>Tokyo Denki University

**研究期間** 令和4年度～令和5年度

**概要**

本研究課題では、ドローンや乗り物などの移動可能な移動局を利用し、移動性を活用した中継手法について検討する。すなわち、これまでの地上での通信と異なった新しい空中での移動通信方式を提案する。本方式では、移動中継局の様々な無線方式のシステム間ハンドオーバーを利用することで、限られた周波数帯で高速伝送および広域エリア形成を実現する。また、これらの考案技術は、5GおよびWi-Fi6システムを用いた実環境で特性を評価することを目的とする。

**Abstract**

In this study, we investigate the relay method using mobile stations such as drones and vehicles by mobility advantage. Therefore, we propose a new air mobile communication method that differs from conventional ground-based communication. The proposed method achieves high transmission rate and wide-area formation in a limited frequency band by utilizing inter-system handover of various radio systems at mobile relay stations. The purpose of this study is the evaluation of the characteristics of these proposed methods in a realized environment using 5G and Wi-Fi6 systems.

**1. まえがき**

本研究課題では、ドローンや乗り物(電車・バス等)を移動可能な中継局(移動中継局)として利用し、従来のように、固定の無線局に合わせて指向性を制御するのではなく、移動中継局の移動性を利用し、地上での通信と全く異なった新しい空中での移動通信方式を提案する。本方式では、移動中継局-Massive MIMO 間の見通し内 MIMO 伝送とシステム間ハンドオーバーを利用することで、伝搬環境を端末にとって最適にすることで、限られた周波数帯で超高速伝送・広域エリア形成の実現が可能とする。これらの技術を5G/Wi-Fi6 実環境で特性を評価することを目的とする。検討項目を図1に示す。本研究開発では、『移動中継局を用いた超高速伝送・広域エリア形成の研究開発』の実現に向け、検討1：端末・移動中継局・基地局間の超高速伝送法の実現、検討2：端末・伝搬環境変動に伴うシステム間ハンドオーバー手法

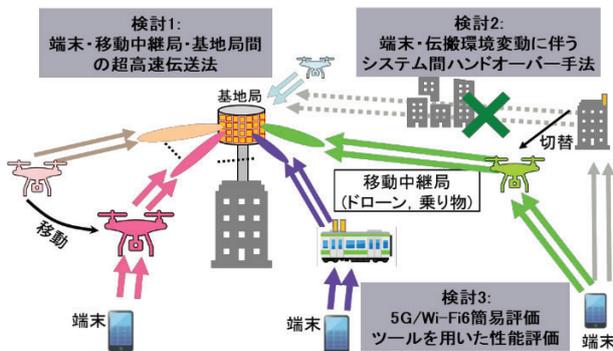


図1 本研究課題における検討項目

ハンドオーバー手法の確立、検討3：5GおよびWi-Fi6の簡易評価ツールを用いた性能評価を検討項目として実施した。

検討1では、ドローン搭載型受信機を開発し、ユーザ端末-中継器間のリンク特性、中継器-Massive MIMO 基地局間リンク特性の評価を行った。検討2は、最適な接続切り替え指標(閾値)を用いたハンドオーバープロトコルの提案の評価を行った。また、検討3については、検討2の評価結果を基に考察を行った。

**2. 研究内容及び成果**

**2.1 ドローン搭載型受信機の開発**

**2.1.1 基地局-中継器間リンクおよび中継器-端末間リンク特性の評価**

図2-1-1-1は検討において前提とした移動中継システムである。基地局-中継器間のリンクではMIMO伝送を適用することにより伝送速度の向上を図り、中継器-端末間リンクではマルチビーム伝送により端末通信可能エリア

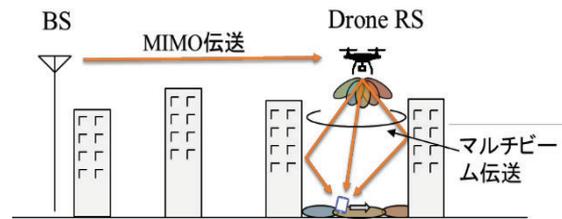


図2-1-1-1 移動中継システム

アの拡大を図る。



図 2-1-1-2 4ch 小型受信機を搭載したドローン

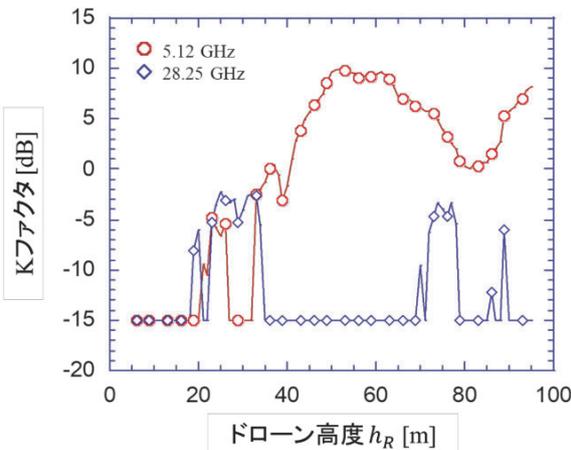


図 2-1-1-3 ドローン高度に対する K ファクタの測定結果

(a) 基地局—中継機間リンク特性

基地局—中継機間のリンク特性は MIMO 伝送を前提としていることから、その伝送特性は K ファクタ（定常波成分と不規則波成分の電力比）に大きく依存する。そこで、大学キャンパス内において基地局（アンテナ高 10.5m）を設置し、開発した 4ch 小型受信機を搭載したドローン（図 2-1-1-2）を用いて K ファクタを測定した。図 2-1-1-3 は測定で得られたドローン高度に対する K ファクタである。なお、-15dB は測定で得られる K ファクタの下限値である。図より、5GHz 帯ではドローン高度の上昇と共に K ファクタが上昇する傾向が得られていることが分かる。一方、28GHz 帯では K ファクタは何れの高度においても 0dB 以下（レイリー環境と同等）である。すなわち、28GHz 帯であれば、ドローン高度が上昇しても MIMO 効果が得られることを示している。K ファクタが 0dB 以下となる要因としては、28GHz 帯ではドローン自体が散乱体となっていることが考えられる。

(b) 中継器—端末間リンク特性

検討 2.1.2 で開発した 16ch アンテナを用いて、中継器—端末間リンクにおけるマルチビームによる端末通信可能エリアの拡大効果を大学キャンパス内で評価した。ただし、本測定では安全面の観点からドローンによる飛行実験



図 2-1-1-4 マルチビームアンテナを設置した受信

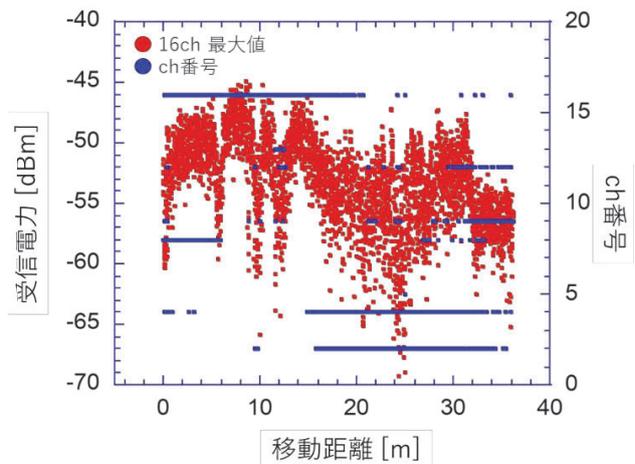


図 2-1-1-5 マルチビームアンテナを用いた受信電力測定

は実施していない。図 2-1-1-4 はマルチビームアンテナを設置した受信機であり、測定は受信機（中継器側）：固定、送信機（端末側）：移動により実施した。図 2-1-1-5 はドローン高度 40m を想定した場合の測定結果である。なお、移動距離 18m 地点が受信機正面である。また、図において、受信電力は 16ch の中で得られた最大値であり、チャンネル番号は最大値となったチャンネルの番号である。この結果より、マルチビームを用いることにより、端末通信可能エリアを拡大させることが可能であると言える。

2.1.2 ドローン実装用アンテナの開発

図 2-1-2-1 に 28GHz 帯 16 ビームアンテナを示す。4x4 の 2 次元配列の入出力を持ち、理想動作は、どのポートからの入力に対しても電力は等分配されて出力され、隣り合うポートで線形に位相差がつき 2 次元的に傾いた等位相面が形成される。入力ポートを切り替えるとこの等位相面の傾き方が変わる。16 ビームアンテナは、2 面結合ハイブリッド、交差結合器、移相器で構成される。2 面結合ハイブリッドおよび 2 面交差結合器はモードマッチング有限要素法ハイブリッド解析により設計した。H 面および E 面交差結合器は小型で内部の反射が相殺されるようなステップ構造で設計した。2 面および E 面交差結合器は結合領域長が長い内部で共振が生じる。そこで各結合領域にリッジを設け動作帯域内での共振を除去した。移相器は、管幅の変化による移相とコルゲーション構造による移相を組

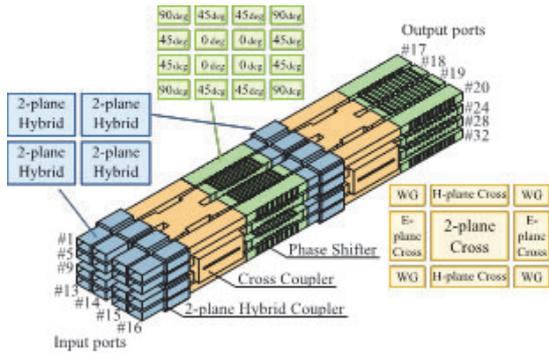


図 2-1-2-1 28GHz 帯 16 ビームアンテナ

み合わせ、位相誤差の相殺と交差結合器の移相量補正を行った。各要素はテーパ導波管で接続した。図 2-1-2-2 に 16 ビームアンテナと変換器の写真を示す。アルミ合金 A6061 で製作している。マトリックスの構造を 5 枚に分割し、各板の両側から切削したあとねじ止めで固定している。導電性接着剤は一切用いていない。寸法は、16 ビームアンテナ本体では 150 mm x 50 mm x 50 mm であり、変換器では 76 mm x 60 mm x 60 mm である。重量は、16 ビームアンテナと変換器を合わせて 2050g である。

ポート 1, 2, 5, 6 からそれぞれ入力した場合の出力ポート側での近傍界分布を平面走査で測定し、それを指向性に変換して得られたビームピーク方向 (x 印) とビームピークから 3.9dB 低下した範囲 (破線) を示したものを図 22-1-2-3 に示す。測定値において、チルト角が小さいビームに関しては計算値よりチルト角が小さくなっており、逆にチルト角が大きいビームに関しては計算値よりチルト角が大きくなっている。3.9dB 低下のビームカバレッジに関しては、測定値が計算値よりも小さくなっている。誤差原因の究明が必要と考えられる。準 H 面では、開口間隔が広いために、チルト角が大きいビームでは、反対側に高いサイドローブが発生している。これは開口間隔を狭くすることで抑圧できる。

ドローン実装用として軽量化するため、66GHz 帯 64 ビームに関しては、PPS (ポリフェニレンサルファイド) 樹脂に銅メッキを施したもので製作した。図 2-1-2-4 に 66GHz 帯 64 ビームアンテナと変換器の写真を示す。重量は、本体が 180g で変換器が 1630g である。図 2-1-2-5 に、ビームピーク方向とビームカバレッジを示す。対称性より 1/4 の 16 ポートから入力した結果を示す。64 ビームでは、半空間の約 2/3 の領域をカバーしている。

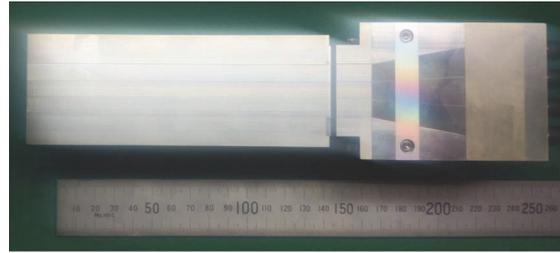


図 2-1-2-2 28GHz 帯 16 ビームアンテナと変換器の写真

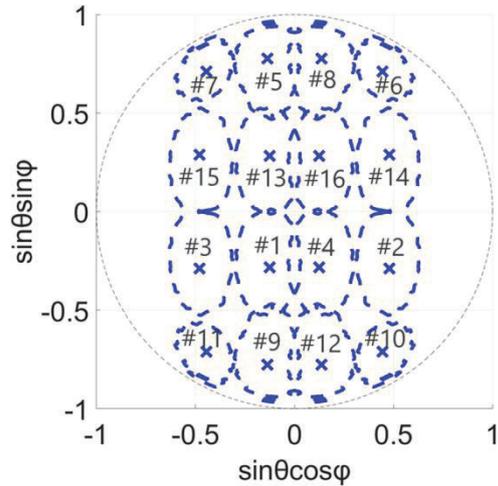


図 2-1-2-3 ビームピーク方向と 16 ビームカバレッジ



図 2-1-2-4 66GHz 帯 64 ビームアンテナと変換器の写真

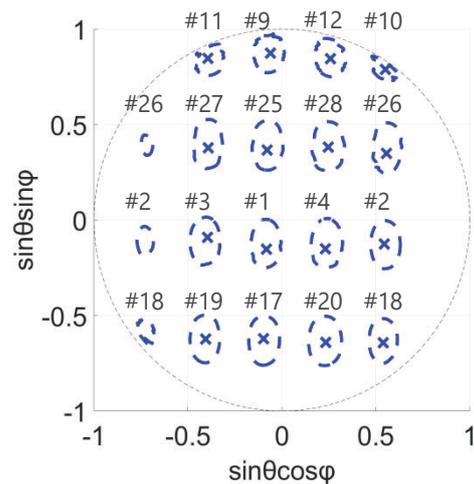


図 2-1-2-5 ビームピーク方向と 64 ビームカバレッジ

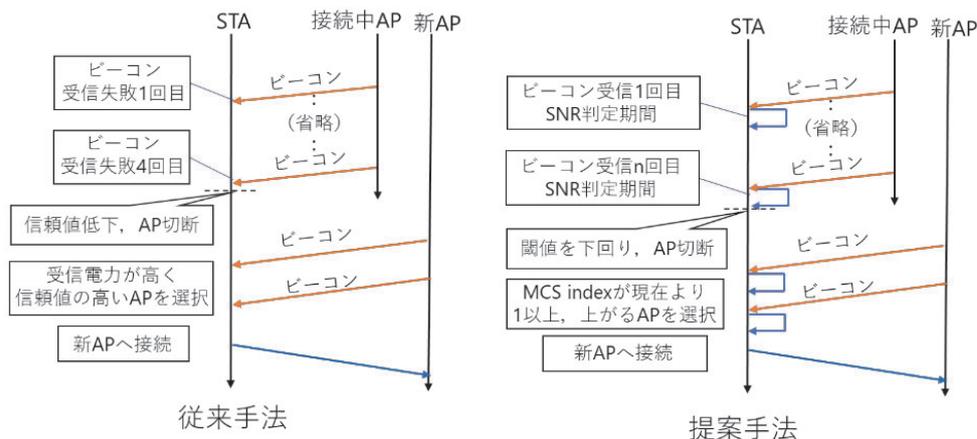


図 2-2-1-1 ハンドオーバー手順の比較

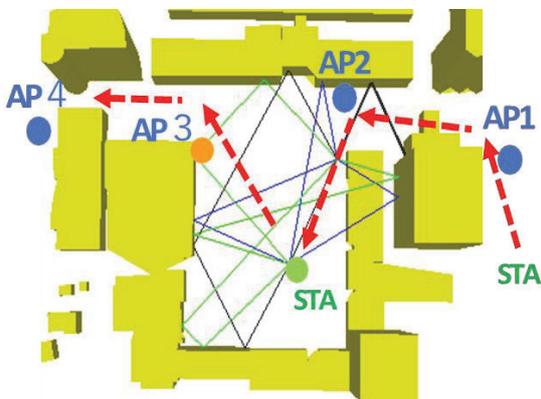


図 2-2-1-2 飛行経路トポロジー

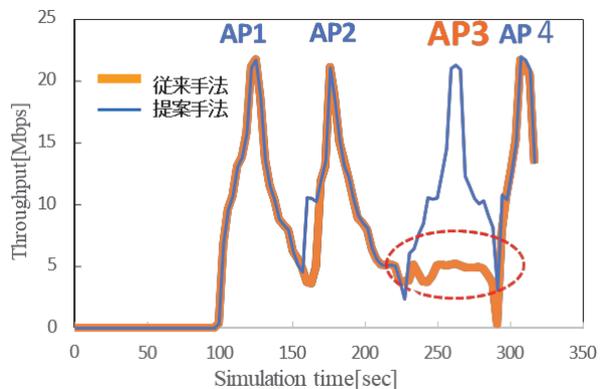


図 2-2-1-3 ハンドオーバーのスループット特性

## 2.2 飛行時の最適なハンドオーバー手法と波源推定によるネットワーク最適化

### 2.2.1 端末・伝搬環境変動に伴うシステム間ハンドオーバー手法

本検討項目では、ハンドオーバー制御の最適な接続切り替え指標を検討し、ハンドオーバープロトコルを構築する。伝搬環境変動時のハンドオーバーの課題を明らかにするために、評価ソフトウェアとしてシミュレーションツールを開発した。またシミュレーションツールには、レイトレースによる伝搬の解析と信号処理を行い、さらにこれらを統合する上位レイヤーのネットワークプロトコルを実装している。当該シミュレータをベースに、従来のハンドオーバーと伝搬環境などを考量したシームレスなハンドオーバー手法を提案し、スループット特性の評価を行った。従来のハンドオーバー手順ではビーコンの受信失敗を契機にハンドオーバーを行い、接続先の選定については単純に受信電力が高い AP (基地局) を選択してハンドオーバーを行っていた。しかし受信電力が高い場合でもマルチパスの影響で SNR (Signal to Noise Ratio) が低い可能性があり、通信品質が低下してしまう問題がある。そのシミュレータ、最適な接続先切替を行うために、SNR を閾値としたハンドオーバータイミングと MCS (Modulation and Coding Scheme) index を条件にした動作を行う接続先の選択手法を実装した。図 2-2-1-1 に従来と提案手法のハンドオーバー手順を示す。

```

if (MCS index >= 1 の AP が存在)
    {該当する AP の中で、最も SNR の良い AP にハンドオーバー}
else if (MCS index >= 1 の AP が存在しない)
    {現在と同じ MCS index となる AP のうち、最も SNR の良い AP にハンドオーバー}
    
```

従来と提案手法を比較するために、無線 LAN 規格 IEEE802.11g、周波数帯 2.4GHz、送信電力 0.2mW、ドローンの移動速度 5km/h として評価を行った。評価の 1 例として図 2-2-1-2 にドローンの移動経路を想定したトポロジーを示す。ドローン (STA) は、基地局の AP1~AP4 までを赤い点線の経路を通過しながらハンドオーバーを繰り返し、UDP (User Datagram Protocol) でデータをアップロードしながら通信を行う。

この際、レイトレースによる受信電力や SNR を算出し、ハンドオーバーは実施される。図 2-2-1-3 にこの経路を飛行した際のハンドオーバーによるスループット特性を示す。従来手法では、AP1 および AP2 に接続した際は、周囲に他の受信電力の高い基地局が存在しないため、接続リンクが切断される前に、ハンドオーバーを行う。しかし、STA が AP3 に向かう際に、経路を逸れた場合に、AP2 の接続は切断されることなく、さらに AP3 への接続がされず、AP4 が近づくまでハンドオーバーを実施しない課題が確認できた。これによりスループットは低下し、一旦、接続も切れた状態となる。一方、提案手法は、SNR 値と伝送

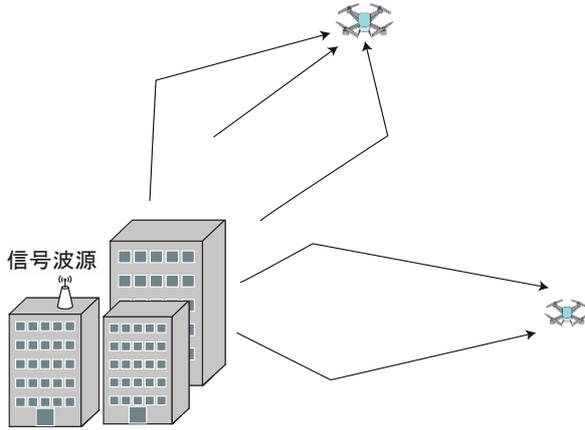


図 2-2-2-1 波源推定のイメージ

速度 (MCS) を参照し、最適な基地局選択を行うため、AP 3 へのハンドオーバーを実施することで、切断されることなく最大で 20Mbps 以上の高いスループットを得られている。これらの結果により、提案手法による高速で最適なハンドオーバーの効果が確認できた。

## 2.2.2 波源推定によるネットワーク最適化

2.2.1 節の検討項目では、ハンドオーバー時に移動中継局であるドローンから送出される信号が既存システムへの干渉とならないようにドローンの位置を決定する必要がある。本検討項目では、そのための既存システムから送出されている信号波源の位置を推定する波源推定をドローンにより実現する方法を提案し、その有効性をシミュレーション実験により明らかにしてきた。図 2-2-2-1 にドローンによる波源推定のイメージを示す。図に示すように、異なる観測地点に配置された複数のドローンにおいて推定された信号の到来方向より、波源の位置を推定する。波源を推定することができれば、推定した波源の位置に基づき移動中継局の経路などネットワークの最適化を実現することができる。

波源とドローン間の伝搬路が見通し内 (LOS : Line-of-Sight) であれば、直接波の到来方向を用いて波源を推定することが可能である。しかし、都市部では建物等により多くの場合見通し外 (NLOS : Non-Line-of-Sight) となるため、このような方法を用いることはできない。そこで、ドローンで得られる到来方向の統計的な性質に基づき最尤推定により波源を推定する手法を提案した。

波源の位置を  $r_0$  とし、観測地点  $n$  ( $n = 1, 2, \dots, N$ ) から見たときの波源の方向を  $\phi_n(r_0)$  とする。各観測地点で得られる信号の到来方向が波源の方向を平均値としたフォン・ミーゼス分布に従うと仮定し、フォン・ミーゼス分布の集中度パラメータを  $\kappa_n$  と表す。このとき、波源の位置  $r_0$  を推定するための対数尤度関数  $L(\phi(r_0), \kappa)$  は次式で表される。

$$L(\phi(r_0), \kappa) = \log \left( \prod_{n=1}^N \prod_{k=1}^{K_n} p_n(\theta_n^{(k)} | \phi_n(r_0), \kappa_n) \right)$$

ただし、 $\phi(r_0) = (\phi_1(r_0) \phi_2(r_0) \dots \phi_N(r_0))$ 、 $\kappa = (\kappa_1 \kappa_2 \dots \kappa_N)$  であり、 $K_n$  は観測地点  $n$  で観測される到来方向数を表す。 $\theta_n^{(k)}$  は観測地点  $n$  で観測された  $k$  番目の信号の到来方向を表し、 $p_n(\theta_n^{(k)} | \phi_n(r_0), \kappa_n)$  は平均  $\phi_n(r_0)$ 、集中度パラメータ  $\kappa_n$  のフォン・ミーゼス分布の確率密度関数である。

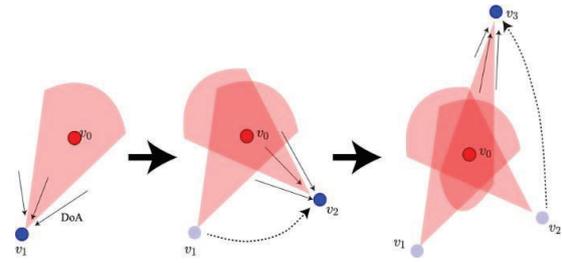


図 2-2-2-2 移動観測による波源推定

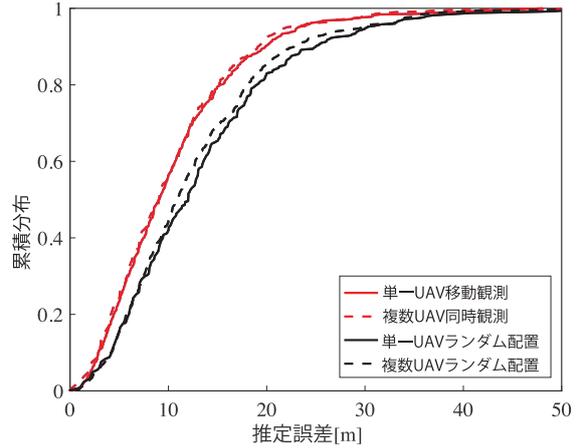


図 2-2-2-3 波源推定の性能評価結果

この尤度関数を最大化する  $\phi(r_0)$  と  $\kappa$  を交互に最適化することにより、波源の位置を推定することができる。

本最尤推定手法は、到来方向分布のパラメータがドローンと波源との間の距離に従って異なることを利用した方法であり、NLOS 伝搬路であっても推定可能である。しかし、複数のドローンを同時に飛行させ観測させる必要があるため、コスト面で必ずしも有効ではない。そこで、ドローンを移動させながら逐次的に推定する手法を開発した。図 2-2-2-2 に開発した移動観測による波源推定の概念図を表す。本手法では、単一のドローンにより波源推定を実現する。各地点で得られた到来方向より、暫定的に波源の位置を推定し、過去の観測地点と暫定的な波源位置により次の観測地点を決定する。これにより、暫定位置に応じた適切な観測地点を設定し、効率的かつ効果的な波源推定を実現することができる。

新潟市内を想定した都市環境において、提案した波源推定手法のシミュレーション実験を行った。図 2-2-2-3 に波源位置の推定誤差の累積分布関数を示す。「単一 UAV 移動観測」は提案した移動観測による波源推定の結果、「複数 UAV 移動観測」は「単一 UAV 移動観測」と同じ位置に観測地点を配置したときの最尤推定による推定結果である。また、「単一 UAV ランダム配置」はランダムに移動させた場合の結果、「複数 UAV ランダム配置」はランダムな観測位置で最尤推定を行ったときの結果を表す。ランダム配置の性能と比較すると、推定誤差が改善していることがわかり、本手法による観測地点の設定方法が有効であることを意味する。また、「単一 UAV 移動観測」と「複数 UAV 移動観測」を比較すると、同程度の結果を示しており、逐次的に推定する方法が最尤推定と同程度の推定能力を持っていることを表している。

### 3. 今後の研究成果の展開

本研究成果として、ドローン搭載のための小型ビームアンテナおよび無線デバイス技術が確立され、今後、本研究以外でのドローンを用いた研究開発やサービス・運用にも貢献が期待できる。また、ハンドオーバーのためのシミュレータは、3次元での仮想空間における検証が可能であり、電波伝搬と上位レイヤを連動したサービスモデルまで含めた評価を実現するクロスレイヤシミュレータである。ドローンは空中で飛行しながら通信するため、本仕様のシミュレータを開発するに至ったが、地上における従来のセルラーやWi-Fi サービスなどの置局設計にも有効であり、実際に基地局などを設置する以前に仮想空間で、上位レイヤまで含めたサービスの検証ができることは、有益であると考えられる。

ドローンを用いた一般的なサービスは、まだ市場には提供されていないが、災害などの緊急を要する情報通信の提供は、今後も重要であり、将来の有事に備えて準備を進めるとともに、本考案の各技術をサービスを提供する企業と共有することや、国際的にも役立てることを今後検討してく予定である。

### 4. むすび

本報告では、検討1のドローンによる伝送速度向上と通信エリア拡大のための技術開発を中心に、検討2では、飛行するドローンが基地局間をハンドオーバーする手法についての考案と、最適なハンドオーバータイミングなどを確認した。また、NLOS伝搬路における到来方向分布の特性を利用し、飛行中に波源推定をすることで切り替え先の基地局の推定を実現した。

これらの技術は、検討3として、今後のドローンを用いた新しい通信手法やサービスへ応用することで社会への貢献できることを期待し、また、地上とは異なる空中におけるMIMOによるビームフォーミングを用いた周波数の優利用やチャネル利用効率による通信速度の向上技術を確認した。

#### 【査読付き誌上発表論文】

- [1] Kakeru Hirata, Takefumi Hiraguri, Tomotaka Kimura, Takahiro Matsuda, Tetsuro Imai, Jiro Hirokawa, Kazuki Maruta, Satoshi Ujigawa, "Study on Drone Handover Methods Suitable for Multipath Interference Due to Obstacles", "MDPI Drones 2024, 8, 32.", (2024年01月23日)
- [2] Shinichi Murata and Takahiro Matsuda, "Single UAV-Based Wave Source Localization in NLOS Environments," IEICE Transactions on Communications, vol. E106-B, no.12, pp. 1491-1500, Dec. 2023.
- [3] 今井哲朗, 平栗健史, 松田崇弘, 廣川二郎, 廣瀬幸, "移動通信システムのチャネル容量におけるドローン中継局の適用効果に関する理論解析," 信学論 B (投稿中)

#### 【査読付き口頭発表論文】

- [1] Chikayo Hata, Takefumi Hiraguri, Takahiro Matsuda, Tetsuro Imai, Jiro Hirokawa, "Directional beam antenna control in response to drone tilts", ICCE-TW, (台湾), (2023年7月19日)

#### 【口頭発表】

- [1] 平田翔, 宇治川智, 松田崇弘, 廣川二郎, 今井哲朗, 平栗健史, "異種基地局混合ネットワークにおけるマルチパス干渉を考慮したハンドオーバー手法の検討", 電子情報通信学会コミュニケーションオリティ研究会 (CQ), (黒川温泉) (2024年1月26日)
- [2] 村田真一, 松田崇弘, 平栗健史, "NLOS環境におけるUAVを用いた複数波源の推定手法に関する一検討," 信学技報, vol. 123, no. 248, CS2023-78, pp. 64-68, 2023年11月.
- [3] 石川裕大, 今井哲朗, "ドローン中継局を用いた移動通信システムにおける基地局-ドローン間のリンク特性に関する一検討, 信学技報, CQ2023-18, pp. 55-58, July 2023.

#### 【受賞リスト】

- [1] 平田翔, "異種基地局混合ネットワークにおけるマルチパス干渉を考慮したハンドオーバー手法の検討," コミュニケーションオリティ研究会 (第4回コミュニケーションオリティ学生ワークショップ 最優秀ポスター賞)
- [2] 村田真一, 松田崇弘, 西森健太郎, "NLOS環境における複数UAVを用いた単一波源位置の最尤推定手法," 電子情報通信学会論文誌, vol. J105-B, no. 3, pp. 229-329, 2022年3月. (2023年6月電子情報通信学会最優秀論文賞受賞)

**多種無線規格混在環境での超広域かつ  
耐干渉なSub-GHz帯無線  
センサネットワークの研究開発**

---

**国立大学法人三重大学／  
国立大学法人電気通信大学**

# 多種無線規格混在環境での超広域かつ耐干渉な Sub-GHz 帯無線センサネットワークの研究開発 Research and Development of Wireless Sensor Networks with Wide Coverage and Interference Resistance in Mixed Standard Sub-GHz band

## 研究代表者

成枝 秀介 三重大学大学院工学研究科  
Shusuke Narieda, Graduate School of Engineering, Mie University

## 研究分担者

藤井 威生 電気通信大学先端ワイヤレス・コミュニケーション研究センター  
Takeo Fujii

Advanced Wireless and Communication Research Center, The University of Electro-Communications

研究期間 令和3年度～令和5年度

## 概要

本研究開発では、多種多様な無線規格が混在する Sub-GHz 帯で超広域かつ耐干渉な無線センサネットワークを開発する。通信エリアの大部分が見通し外通信となる環境や多くの無線センサネットワークが乱立した環境でも良好な情報伝送を行える無線センサネットワーク開発を目的とする。エンドデバイス・ゲートウェイ双方からの電波干渉回避技術などの技術の研究開発を実施し、IoT 化を支える確固たる無線センサネットワークのためのインフラ基盤の実現を目指す。

## Abstract

This research and development project is to develop wireless sensor networks with ultra-wide coverage and interference resistance in the Sub-GHz band, where various wireless standards are intermingled. The objective is to develop a wireless sensor network that can provide good information transmission even in environments where most of the communication area is out-of-sight or where many wireless sensor networks are in disarray. Research and development of technologies to avoid radio interference from both end devices and gateways are conducted, aiming to realize a solid infrastructure for wireless sensor networks that support the IoT.

## 1. まえがき

近年、現実社会の IoT (Internet of Things) 化を支える社会インフラとして、長距離通信かつ低消費電力な LPWA (Low Power Wide Area) と呼ばれるコンセプトに従った無線通信方式が注目を集めており、これに関する研究開発が盛んに行われている。LPWA 端末 (エンドデバイス) とゲートウェイで構築されるネットワークを LPWAN (LPWA Network) と呼び、先に示したような特長から無線センサネットワーク向けの新たな無線通信方式としても期待が高まっている。LPWAN に関して我が日本国では、ARIB STD-T108 にみられるように、Sub-GHz 帯の一つである免許不要な 920MHz 帯での規格・制度化が進み、LoRa (Long Range) や SigFox, Wi-SUN, IEEE 802.11ah といった多種多様な無線通信規格が同周波数帯で用いられている。これら規格は公衆無線網として用いられるものもあるが、自営網構築可であるものも含まれる。そのため、LPWAN 技術の高度化そのものが LPWAN の普及を促進し、より一層現実社会の IoT 化を推進できると考えられる。

一方で、LPWAN が普及するにつれて、極多数のエンドデバイスで構築される LPWAN の登場ならびに様々な無線通信規格によって構築されている多様な目的をもつ多くのネットワークの出現が予想できる。このことは、自 LPWAN 以外の無線ネットワークが自身のネットワーク特性を劣化させる干渉源となり、結果として 920MHz 帯がひっ迫することが予想出来る、とも言える。周波数帯の枯渇は現実社会の IoT 化実現のボトルネックとなる可能性が高く、早急に解決すべき/備えを持つべき課題であるといえる。また、市街地で用いられる LPWAN の通信エリアをさほど広く取ることが出来ないことが知られてい

る。LPWA の長距離通信はあくまでも見通し内を想定したものであり、見通し外通信のエリアが増えるにつれてネットワーク特性が著しく劣化することがその要因である。加えて、自営網構築可能な LPWAN では、情報集約局であるゲートウェイを理想の場所 (見通し内環境が確保出来る位の高所) に必ずしも配置できるとは限らない。これらより、長距離通信という LPWA の特長を生かすことが難しいといえる。

これらを解決するために研究代表者らは、令和3年度のフェーズ I、令和4年度から5年度にかけて総務省委託研究 SCOPE「多種無線規格混在環境での超広域かつ耐干渉な Sub-GHz 帯無線センサネットワークの研究開発」を実施した。本研究開発の全体像を図1に示す。本稿では、この中で実施した主な研究開発成果について示す。

## 2. 研究内容及び成果

### 2. 1. 概要

本研究課題では、図1にも示す四つの研究課題に取り組んだ。それら課題を以下に示す。

- 課題1. 多種無線規格混在環境におけるエンドデバイスでの電波干渉回避技術の開発
- 課題2. 多種無線規格対応仮想化ゲートウェイの開発
- 課題3. 複数ゲートウェイ置局設計技術の開発
- 課題4. 超広域かつ耐干渉な LPWAN の実証実験

本章では、これらの中の主な成果について示す。

### 2. 2. 多種無線規格混在環境でのキャリアセンス最適設計法の開発

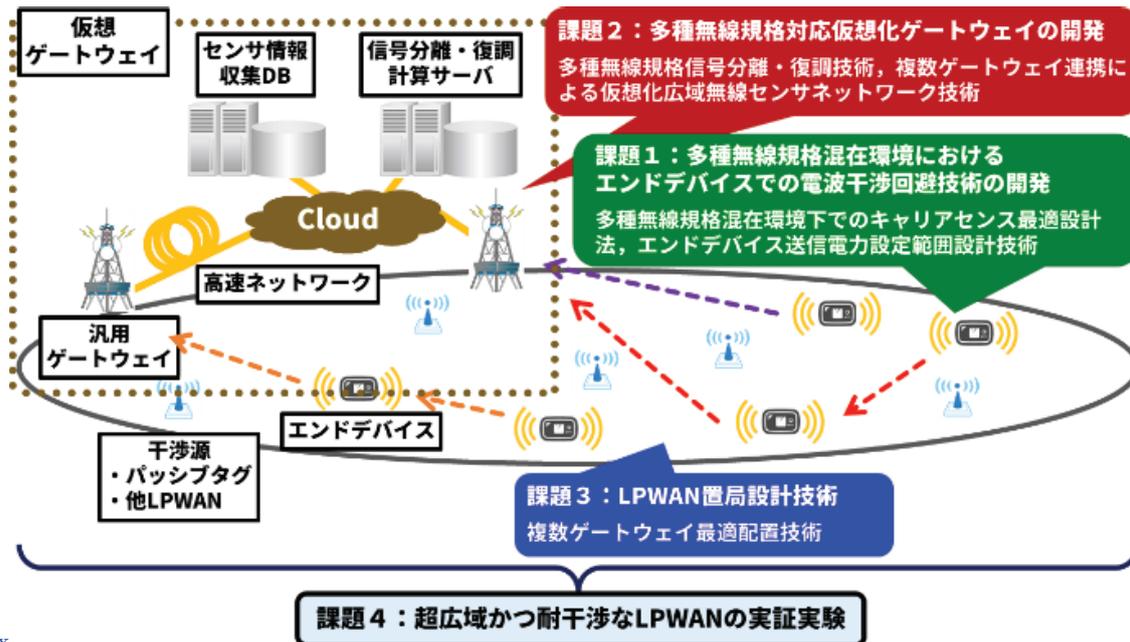


図 1：研究開発課題全体構成

**(1) 電力検出に基づくキャリアセンス法とその特性解析**

Sub-GHz 帯の標準規格である ARIB STD-T108 ではキャリアセンスレベルを受信信号の瞬時値として規定しており、これを検出可能な技術がピーク電力検出である。一方で、電力検出 (Energy Detection) はノイズフロアの影響を受けにくく、ピーク電力検出では達成できない低い信号検出レベルを実現可能である (ピーク電力検出では -107dBm 程度)。本研究課題では、電力検出に基づくキャリアセンス法を理論・数値的に解析し、LPWA 信号に対してノイズフロア以下 (約 -117dBm、または SNR が 0 以下) でのキャリアセンスを実現出来、15dB 以上の信号検出レベル改善を確認出来た。また同手法は、パケット長/キャリアセンス時間長が信号検出確率に大きく関係することを示した。これは信号検出レベルを低くすると信号検出時間長>パケット長となり検出確率が著しく劣化し、検出確率が上がらないことが理由である。尚、現行の ARIB STD-T108 をそのまま順守するためには双方を同時に実施する必要があるが、双方の違いは加算処理が必要か否かであるため、消費電力増などはさほど問題にならないと考える。

**(2) 電力検出キャリアセンスを用いた LPWAN の性能評価**

(1) で開発した技術を用いた LPWAN の性能について数値的に検証・評価した (図 2、パケット衝突確率)。同図より、LoRa 信号 (SF7、帯域幅 125kHz、送信時間 61.7ms) を想定するとき、キャリアセンスレベル -128dBm のときにパケット衝突確率が最小であり、ピーク電力検出と比較して 4 倍の改善結果 (15% 以上改善) を得、最適なキャリアセンスレベルの存在を示した。これは、前述の信号検出確率とパケット長/キャリアセンス時間長の関係によるものである。またパケット長/キャリアセンス時間長と通信エリア半径 (エンドデバイス間伝搬係数) に依存し、これらを用いて最適レベルを決定できることを明らかにした (図 3)。さらに、異なるパケット長 (拡散率 (SF) 7 と 10 の LoRa 信号) が混在する LPWAN (LoRaWAN) での

SF7 のパケット衝突確率を数値実験により検証した (図 4)。図 4 より、SF7、SF10 が LPWAN に含まれる割合が変化すると SF7 での最適キャリアセンスレベルが変化することがわかり、最適レベルが他エンドデバイスのパケット長にも依存することを示した。

また、電力検出キャリアセンスを用いた LPWAN のための雑音電力推定方式についても開発した。電力検出キャリアセンスでは、信号検出のためのしきい値計算に雑音電力値が必要となるため、これを求めることが目的である。具体的には、キャリアセンスの 1s 前にキャリアセンスと同じ時間を使ってエンドデバイスでの雑音電力を電力検出によって推定し、電力検出キャリアセンスでのしきい値計算に用いる。このときの LPWAN 特性を検証する。図 5 に雑音電力推定方式を用いたときと理想値、キャリアセンス無し LPWAN のキャリアセンスレベル-パケット到着率特性を示す。同図では、自 LPWAN 以外の LPWAN が存在しないときの特性を示しており、かつ通信エリア半径 1500m、パケット長 61.7ms、エンドデバイス数 200、平均パケット送信時間 180s および最大キャリアセンス回数 3 回としている。同図より、雑音電力推定方式を用いたときと理想値がほぼ等しいことがわかる。また図 6 では、他 LPWAN (エンドデバイス数 800、パラメータは自 LPWAN と同じ) が自 LPWAN の通信エリアと重なって存在するときの同特性を示している。同図より、雑音電力推定方式を用いたときの特性が理想値よりも劣化していることがわかる。しかしながら、キャリアセンス無し LPWAN の特性はさらに劣化していることから、多少の t 特性劣化があったとしても本雑音電力推定方式を使うことが有効であることがわかる。

**(3) エンドデバイスの通信環境に応じた電力検出キャリアセンスレベル設計法の検討**

ゲートウェイとの通信環境に応じた電力検出キャリアセンスレベル設計法を検討した。キャプチャ効果によりパケット衝突確率が劣化する悪条件下 (伝搬損失高) エンド

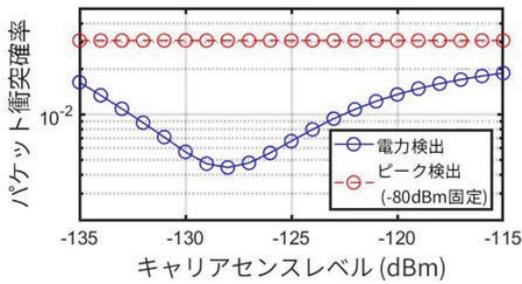


図 2 : LPWAN 特性。エリア半径 1500m、エンドデバイス数 200、LoRa 信号(SF7、信号帯域幅 125kHz、送信時間 61.7ms)

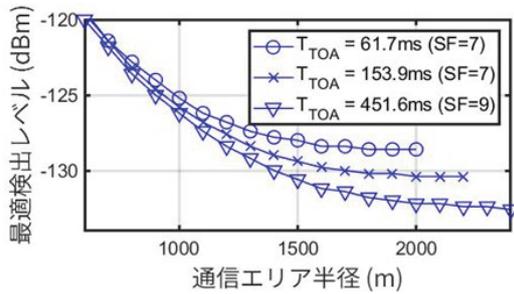


図 3 : エリア半径-最適レベル特性

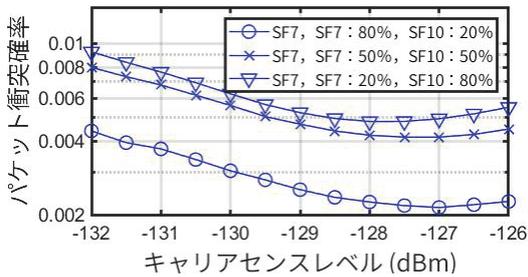


図 4 : 異なるパケット長混在 LPWAN (LoRaWAN) 特性。SF7 (61.7ms)、SF10 (821.2ms)、共に信号帯域幅 125kHz。

デバイスの性能改善を狙ったものである。悪条件上位 10% エンドデバイスに電力検出、残りをピーク電力検出としたときの特性を数値的に評価し、パケット衝突確率を他と同等位に改善出来ることを示した。またピーク検出よりもキャリアセンス時間が長くなる分の消費電力増が懸念されるため、併せて消費電力を評価した。評価の結果、3%程度の消費電力増を許容出来れば、悪条件下エンドデバイスの特性を良く改善出来ることを示した。また、ここでの電力検出キャリアセンスを行うエンドデバイスに着目すると、消費電力を制約条件としてキャリアセンスレベルを最適化しており、実際の運用を想定したときのキャリアセンスレベル決定法を示したと言える。

#### (4) 信号検出パラメータが電力検出キャリアセンスを用いた LPWAN に与える影響

電力検出の特徴を示す信号検出パラメータとして、ターゲットの誤警報確率などが挙げられる。これらが電力検出キャリアセンスを用いた LPWAN に与える影響について検証した。具体的には、ターゲットの誤警報確率がパケッ

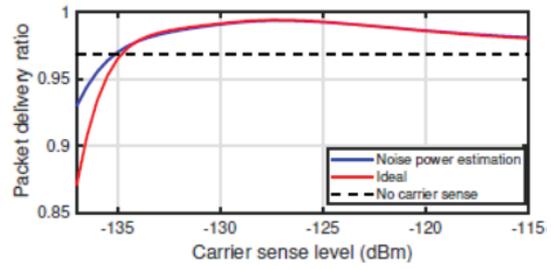


図 5 : 電力検出キャリアセンスを用いた LPWAN での雑音電力推定方式の特性 (干渉エンドデバイス 0)

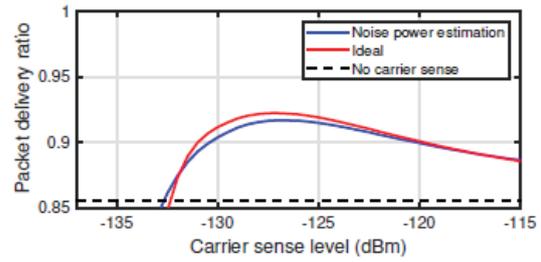


図 6 : 電力検出キャリアセンスを用いた LPWAN での雑音電力推定方式の特性 (干渉エンドデバイス 800)

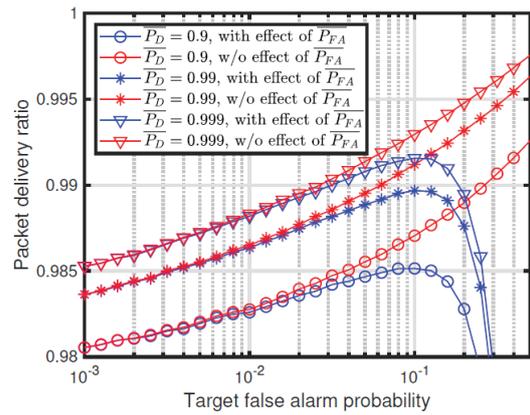


図 7 : ターゲットの誤警報確率がパケット到着率特性に与える影響

ト到着率特性に与える影響について調査した。図 7 にターゲットの誤警報確率を変化させたときのパケット到着率特性 (青線) について示す。図 7 では、キャリアセンスレベル -125dBm、通信エリア半径 1500m、パケット長 61.7ms、エンドデバイス数 200、平均パケット送信時間 180s および最大キャリアセンス回数 3 回としている。また図 7 では、同特性と併せて干渉パケットが無いときの誤警報確率の影響を除外した特性 (赤線) についても示している。図 7 より、ターゲットの誤警報確率特性が大きくなるにつれてパケット到着率特性が良好となるが、誤警報確率が約 0.1 を上回るとその特性が劣化することがわかる。これは、干渉パケットが無いときの誤警報確率による送信機会喪失が原因であり、誤警報確率の影響を除外した特性と比較することで明らかである。これより、電力検出キャリアセンスでの誤警報確率には最適値が存在することを示した。

### (5) 電力検出キャリアセンス技術の LPWA モジュール実装と信号検出特性評価

本研究課題では、電力検出キャリアセンスの実現可能性を図るため、電力検出キャリアセンスを現在市販されている LPWA モジュールに実装し、信号検出特性を評価した。図 8 に電力検出キャリアセンスが実装された LPWA モジュールとその評価基板をそれぞれ示す。図 8 左に示す LPWA モジュールは MCU 部 (ARM Coretex-M0+) と受信機部 (Semtech SX1261) で構成されており、これまでの Sub-GHz 帯でのキャリアセンスは MCU 部に実装されているピーク電力検出キャリアセンスで行われてきた。今回の実装・評価では、MCU 部に電力検出キャリアセンスを実装し、その特性を評価したものである。

図 9 に本実験で用いる測定機器などの構成概要を示す。実験では、CW を出力するための信号発生器 (Rohde & Schwarz SMW200A) と電波暗箱 (マイクロニクス MY1510)、20dB 減衰器、LPWA モジュールと評価基板、LPWA モジュール制御用ノート PC から成る。信号発生器から連続的に出力される CW を LPWA モジュールで受信したときの、ピーク電力検出と平均電力検出のキャリアセンス成功確率をそれぞれ測定した。図 10 に双方のキャリアセンス成功確率を示す。図 10 では、ピーク検出での信号検出時間を既存システム値の 128 $\mu$ s、5ms、電力検出での信号検出時間を 30ms としている。また平均雑音電力は約-112dBm であった。図 10 より、電力検出キャリアセンスでノイズフロア以下のレベルで信号検出が実現出来ることがわかる。また、128 $\mu$ s と比較すると約 22dB のゲインが得られているが、5ms 時と比較すると約 12dB 程度のゲインにとどまっていることがわかる。これは、LPWA モジュール実装時には電力値取得頻度が低い (サンプリングレートを満たさない、信号帯域幅 125kHz に対して 20kHz 程度) ことと、電力値の精度が低いことが原因である。

### (6) 電力検出キャリアセンス技術の LPWA モジュール実装と処理時間特性評価

前述の (5) に引き続き、電力検出キャリアセンスの実現可能性を図るため、市販の LPWA モジュールに実装した同技術の処理時間特性を評価した。具体的には、キャリアセンス時間を変化させたとき、キャリアセンス処理終了からパケット送信に要する時間について評価した。

図 11 に本実験で用いる測定機器などの構成概要を示す。実験では、キャリアセンスの電流波形とキャリアセンス開始から終了までの時間のモジュール出力値を測定し、これらからキャリアセンス設定時間を減らすことでキャリアセンスに要する処理時間を求める。キャリアセンス電流波形を観測するためのソース・メジャー・ユニット (SMU、Keysight N6705C、N6715C) を Semtech SX1261 を含む LPWA モジュールに接続する。モジュール出力については LPWA 制御用ノート PC から出力される。キャリアセンスの電流波形例を図 12 に示す。同図の観測波形例は、キャリアセンス実施中の観測波形 (Tcs)、キャリアセンスからパケット送信への切替時間 (Tsw)、およびパケット送信 (同図中右の波形) を示している。本実験では、キャリアセンス設定時間を変化させたときの図 12 中の Tcs と Tsw を評価する。

図 13 に評価結果を示す。同図では、観測波形ならびにモジュール出力から求めた電力検出/ピーク検出に基づくキャリアセンスの処理時間結果 (赤実線/赤破線) を示している。また、観測波形から求めた Tcs と、モジュール



図 8 : 電力検出キャリアセンスを実装した LPWA モジュール (左) とその評価基板 (右)



図 9 : (5) での評価のための実験系

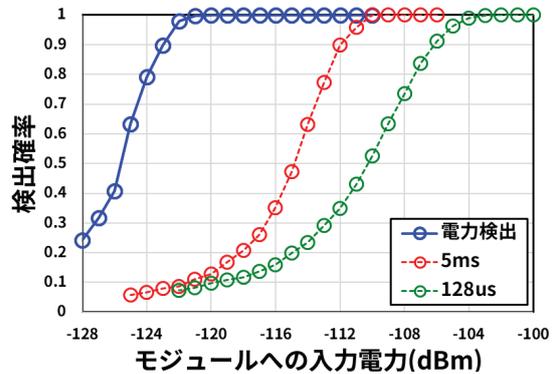


図 10 : キャリアセンス成功確率。誤警報確率測定値は全て約 0.05 程度、ピーク検出 128 $\mu$ s と 5ms のしきい値はそれぞれ-107dBm と-103dBm。

出力から求めた Tcs はほぼ一致することを確認している。図 13 より、キャリアセンス設定時間 (横軸) が長くなるにつれてキャリアセンス処理時間 (縦軸) も長くなることがわかる。また、電力検出/ピーク検出キャリアセンスの処理時間について、電力検出キャリアセンスの処理時間がピーク検出キャリアセンスの約二倍であることがわかる。

### (7) LPWAN における電力検出キャリアセンスの信号検出レベルセルフチューニング技術

本研究課題では、実際の LPWAN で電力検出キャリアセンスを実用的に稼働させるために、各エンドデバイスがそれぞれの通信状況に応じて自身のキャリアセンスレベルを決定可能な、キャリアセンスレベルのセルフチューニング技術を開発した。

キャリアセンスレベルが低いと周囲の電波環境を良く把握出来、その結果キャリアセンスによってパケット衝突を防ぐことが出来るが、キャリアセンス時間が長くなることから消費電力増となる。このトレードオフを簡単にコントロール可能な技術がキャリアセンスレベルのセルフチューニング技術である。ACK を用いる LPWAN では、各

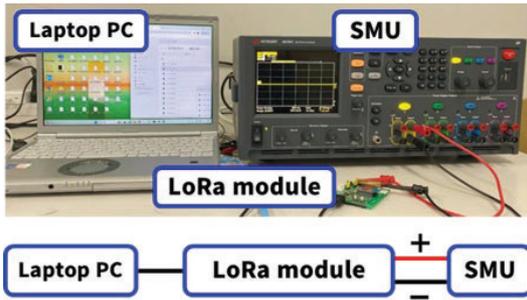


図 11 : (6) での評価のための実験系

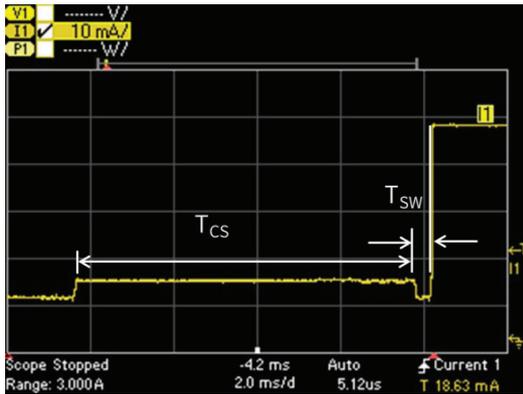


図 12 : キャリアセンス観測波形例

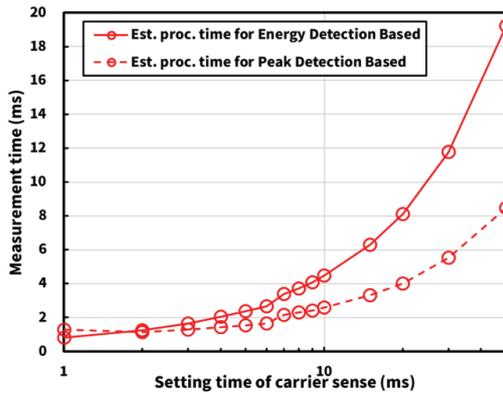


図 13 : キャリアセンス成功確率。誤警報確率測定値は全て約 0.05 程度、ピーク検出 128 $\mu$ s と 5ms のしきい値はそれぞれ -107dBm と -103dBm。

エンドデバイスが自身の ACK パケット到着率を知ることが出来る。セルフチューニング技術では、所望の ACK パケット到着率を満たすときにはある範囲内でキャリアセンスレベルを上げ、そうでないときにはキャリアセンスレベルを下げて各エンドデバイス自身でキャリアセンスレベルを決定する。図 14 と図 15 にセルフチューニングを行った結果のケット衝突確率特性とエンドデバイスの消費電流特性を示す。これら図では、通信エリア半径 1500m、パケット長 61.7ms、エンドデバイス数 200、平均パケット送信時間 180s および最大キャリアセンス回数 3 回としている。また図 14 では、セルフチューニング有

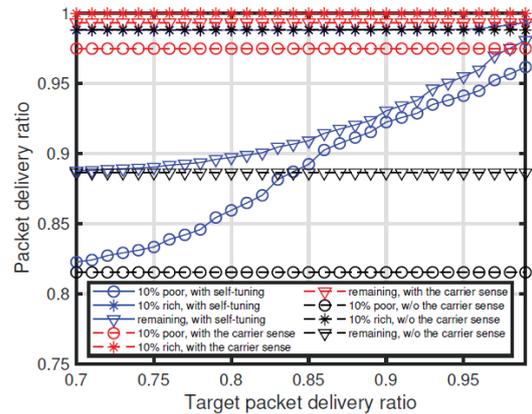


図 14 : 所望の ACK パケット到着率を変化させたときのパケット到着率特性。

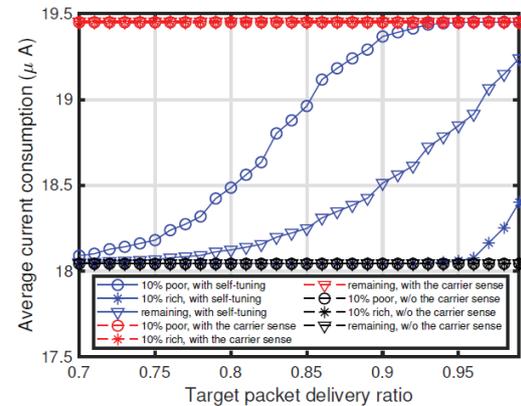


図 15 : 所望の ACK パケット到着率を変化させたときのエンドデバイス消費電流特性。

／無、キャリアセンス無しの特性をそれぞれ示している。同図より、所望の ACK パケット到着率（横軸）が増加するにつれてセルフチューニング有のパケット到着率特性（縦軸）が良好になり、所望の ACK パケット到着率が 1 に近づくと、セルフチューニング無（全エンドデバイスでキャリアセンス実行）と比べてほぼ同じ特性であることがわかる。また図 15 より、そのときの消費電流特性を見ると、好条件下エンドデバイス（ゲートウェイ間の伝搬損失が低い、丸線）の消費電流量が他エンドデバイスよりも少ないことがわかる。これらより、キャリアセンスレベルのセルフチューニング技術が、好条件下エンドデバイスのパケット到着率特性を劣化させることなく消費電流量を低減可であることがわかる。

### （8）LPWAN での電力検出キャリアセンスの信号検出レベル最適化

先の研究課題（7）で示した技術は、ACK を用いる LPWAN のみ適用可能であった。本研究課題では、様々な LPWAN での適用を考慮に入れた電力検出キャリアセンスの信号検出レベル最適化を検討した。具体的には、消費電力の制約値の下、平均パケット到着率を最大にするようにキャリアセンスレベルを決定可能な遺伝的アルゴリズムに基づいたキャリアセンスレベル決定法を開発した。

**(9) 電力検出キャリアセンスを用いた LPWAN 諸特性の実験的解析**

本研究課題では、電力検出キャリアセンスを用いた LPWAN の諸特性について数値実験的に解析した。具体的には、①信号検出パラメータ設計が LPWAN 特性に与える影響、②電力検出キャリアセンスに用いる雑音推定誤差が LPWAN 特性に与える影響、である。①では、誤警報確率が高いときには誤検出によりパケット衝突確率特性を劣化させ、一方で低すぎる誤警報確率は信号検出時間を延ばすことになり、結果として同特性を劣化させることを示した。②では、電力検出キャリアセンスで用いる雑音電力の推定誤差がパケット衝突確率特性を劣化させるが、2dB 程度の誤差であれば同特性に与える影響はさほど大きくないことを示した。③では、混在する異パケット長のうち、最も長いパケット長をもつエンドデバイスのパケット衝突確率特性に、他パケット長をもつエンドデバイスの同特性が近くなることを示した。

**2. 3. 多種無線規格対応仮想化ゲートウェイの開発**

**(1) 単一ゲートウェイを想定したときの多種無線規格混在環境における信号分離・復調技術の開発**

本研究課題では、多種無線規格の Sub-GHz 帯の信号（日本では 920MHz 帯における LoRa、Wi-SUN など）が混在する環境で、複数システムのセンサを一括受信できる新しい汎用ゲートウェイの研究開発を実施している。複数信号が混在する環境での信号分離・復調には、逐次干渉除去（SIC）の技術を活用する。SIC では、信号を一時的に蓄積し、信号電力が強い信号から順に信号を復調した上で、蓄積信号から復調された信号を再変調して減算することで順にデータを復調する手法である。そこで、本研究開発では、図 16 に示す通り汎用ゲートウェイに SIC 機能を設けて複数規格の信号が到来したときの復調手法について検討を行い、その電力差と復調性能の評価を行った。ここでは、LoRa 信号と Wi-SUN 信号の混在環境において、LoRa 信号と Wi-SUN 信号の電力比を変化させた場合の性能評価を行った。図 17 に SF7 の LoRa 信号と Wi-SUN 信号の電力差を横軸とした場合の復調性能のシミュレーションによる評価結果を示す。ここで示すように 2 種類の信号が混在した環境では SIC を用いない場合（図 17 中の青線、緑線）では電力差によってパケット誤り率（PER）が上昇してしまうことがわかるが、提案する SIC 機能を用いた場合では LoRa 信号（赤線）、Wi-SUN 信号（オレンジ線）ともに電力差によらず PER ゼロを達成している（電力比によって 100%改善）。これは、SIC の効果に加えて、LoRa 信号が信号を拡散していることにより、Wi-SUN との電力差がほとんどない場合でも十分な復調性能が得られていることによるものである。

併せて図 18 に信号分離・復調技術の実証実験のための実験系概要を示す。実験系は MATLAB で生成した LoRa 信号を信号発生器（Rohde & Schwarz SMBV100B）からソフトウェア無線機（USRP-2954R）に有線接続を介して入力している。USRP 上で得られた信号分離された IQ 情報について、PC 上でプリアンプ判定の後に復調している。この実験系を用いて、Wi-SUN 信号が干渉信号であるときの LoRa 信号の復調を確認した。

**(2) 複数ゲートウェイを想定したときの多種無線規格混在環境における信号分離・復調技術の開発**

本研究課題では、Sub-GHz 帯の多種無線規格（日本で

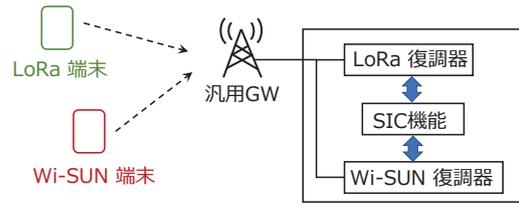


図 16: SIC を用いた汎用ゲートウェイ

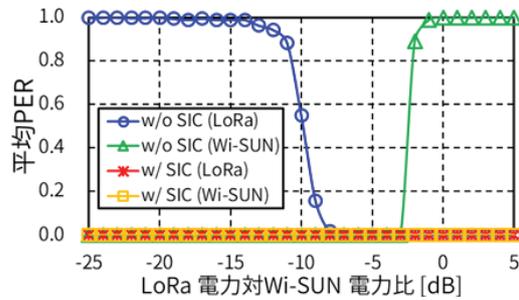


図 17: 汎用ゲートウェイ PER 特性

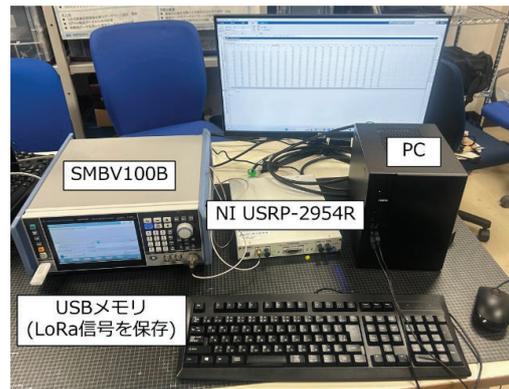


図 18: (1) のための実験系概要

は 920 [MHz] 帯を利用する LoRaWAN や Wi-SUN など）が混在する環境で重畳信号を一括復調する逐次干渉除去（SIC）の高度化を図った。フェーズ I で提案した SIC では、各規格の変復調器を搭載したゲートウェイ（GW: Gateway）が受信した重畳信号を一時的に蓄積後、復調可能な規格の信号から順に i)復調、ii)再変調、iii)減算除去を行う。これにより、多干渉状況下でも複数規格のデータの一括復調が可能となる。一方、重畳された信号間に十分な受信電力差がない場合、相互干渉の影響を無視できなくなるため、信号の復調性能が著しく劣化し、のちの信号再生および信号除去が困難となる恐れがある。

そこで、フェーズ II では複数 GW 間連携に基づく SIC 手法を提案する。図 19 に複数 GW 連携ネットワークのシステムモデルを示す。本研究では、GW 間が有線ネットワークで接続されているものとし、端末 1 の送信信号は GW A および GW B に到来しているものとする。GW A は端末 1 の信号復調に成功し、GW B では電波干渉および受信電力差の欠如により端末 1 の信号復調に失敗するも

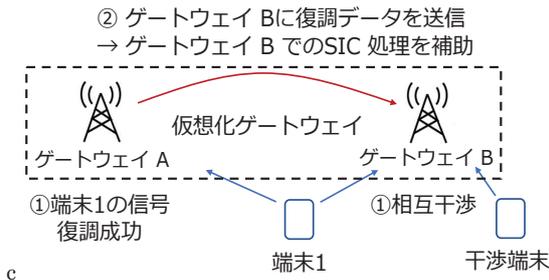


図 19：複数ゲートウェイ連携ネットワーク

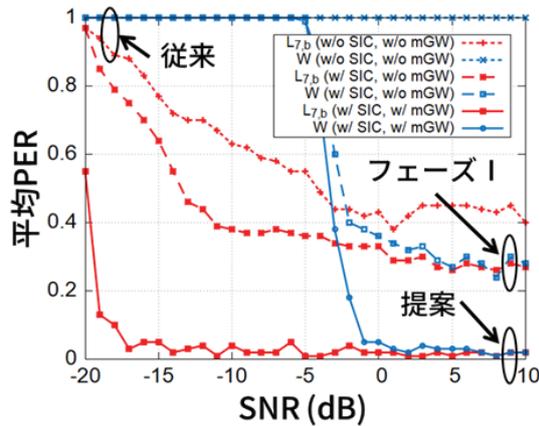


図 20：複数ゲートウェイ連携による平均 PER 率特性

のとする。この時、提案手法では、復調成功した GW A が復調失敗した GW B に有線ネットワークを介して復調バイナリデータを共有する。これにより、GW B では端末 1 の信号を再生および除去することができ、残りの重畳信号を逐次的に復調することができる。

本手法の有用性を確認するため、複数の信号を等電力で干渉させた際の信号対雑音電力比 (SNR: Signal-to-Noise-Ratio) に対するパケット誤り率 (PER: Packet Error Rate) 特性を評価した。本評価では、LoRa 信号 L<sub>(7,a)</sub>、LoRa 信号 L<sub>(7,b)</sub>、および Wi-SUN 信号 W を等電力で干渉させ、(I) 任意規格の GW で自規格の信号のみ復調可能な従来法、(II) 単一 GW で SIC を実行するフェーズ I の手法、(III) 提案手法、の 3 パターンで復調する。ただし、比較手法 (III) では GW B が GW A から LoRa 信号 L<sub>(7,a)</sub> を受信するものとする。図 20 に示す結果より、提案手法の方が単一 GW で SIC を実行する場合よりも PER を大幅に低減できていることが確認できる。これは本来 GW B 単体では除去できない LoRa 信号 L<sub>(7,a)</sub> を提案手法により除去できたことに加え、周波数拡散している LoRa 信号 L<sub>(7,b)</sub> が Wi-SUN 信号 W との受信電力差がない場合でも十分な復調性能および減算性能が得られるためである、図より従来手法と比べてパケット誤り率は LoRa 信号で 40%、Wi-SUN 信号では 90%以上の低減が図られており、目標としている 30%の復調性能向上を達成している。

## 2. 4. 複数ゲートウェイ置局設計技術の開発

### (1) 信号分離・復調のための複数ゲートウェイ配置アルゴリズムの開発

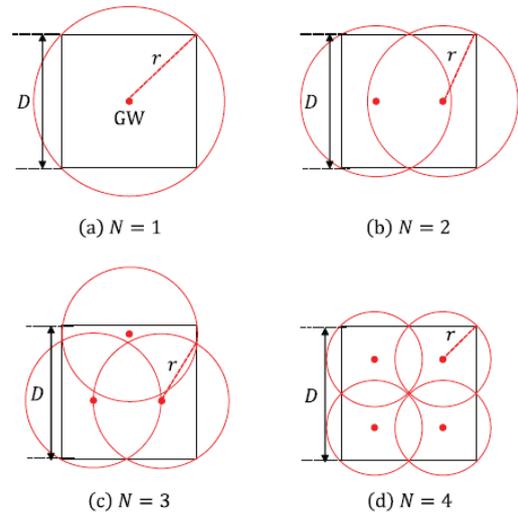


図 21：複数ゲートウェイ配置例

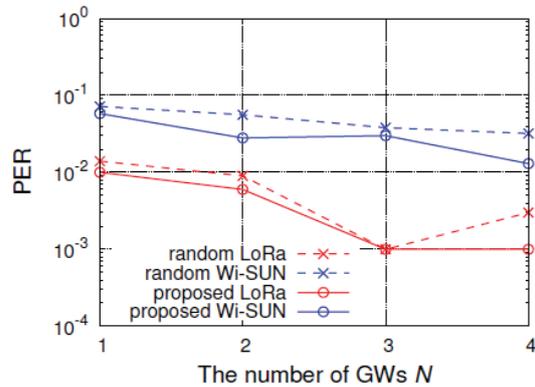


図 22：ゲートウェイ数-平均 PER 特性

本研究開発項目では、先に示した複数ゲートウェイでの信号分離・復調技術のためのゲートウェイ配置アルゴリズムを開発する。先の研究開発で LoRa 信号と Wi-SUN 信号の重畳信号の SNR が大きいほど復調性能が向上することが示されている。そこで本研究開発項目では、各ゲートウェイを中心としたある半径をもつ円の和集合に通信エリアが内包されるようゲートウェイを配置する (図 21)。エリア内各端末とゲートウェイ間距離は半径以下であることから、ゲートウェイが一定レベル以上の受信電力を保つことが出来、半径を制御することで復調性能の向上が期待出来る。

1km×1km の通信エリア内での複数ゲートウェイ配置アルゴリズムの結果を図 22 に示す。同図では、LoRa 信号と Wi-SUN 信号の重畳信号に対する開発技術 (実線) とランダム配置 (破線) での PER 特性を示している。同図より、開発技術の PER 特性がランダム配置の特性よりも優れていることがわかる。また LoRa 信号の特性が Wi-SUN 信号の特性よりも優れていることもわかる。これは各信号の復調方式の違いにより、LoRa 信号が低 SNR の場合に復調に成功する可能性が高いことが理由である。これより、LoRa 信号と Wi-SUN 信号に対する開発技術の有効性を確認できた。

### 3. 今後の研究成果の展開

本研究開発では、Sub-GHz 帯を用いる LPWAN を用いた、エンドデバイス側とゲートウェイ側双方での電波干渉回避を行う無線センサネットワークの研究開発を実施した。ここで開発した要素技術はそれぞれが強力な電波干渉回避性能を有している。その中でも特に、エンドデバイスでの電力検出キャリアセンスについては、市販の LPWA モジュール製品に近いところの実証実験による特性解析まで終えており、実用化・製品化に最も近い技術であると言える。しかしながら、昨今のサイバー・フィジカル・システム(CPS)に対する期待の高まりからもわかるように、今後は超多数同時接続を実現する無線ネットワーク基盤が求められている時代であり、そのためには本研究開発での開発技術を効率的に活用していく必要があると考える。

これらより、今後は本研究開発での開発技術を元に、超多数同時接続を実現可能な、特に Sub-GHz 帯での周波数利用効率を向上可能な技術を開発していく予定である。

### 4. むすび

本稿では、令和3年度から5年度にかけて実施した総務省委託研究 SCOPE「多種無線規格混在環境での超広域かつ耐干渉な Sub-GHz 帯無線センサネットワークの研究開発」について示した。本研究開発では「世界初のエンドデバイス・ゲートウェイ双方での高精度な電波干渉回避技術による LPWAN を用いた広域無線センサネットワークの実証実験」を行ったことになる。無線センサネットワークでのエンドデバイス・ゲートウェイでの電波干渉回避技術は、多種無線規格が混在する同一周波数帯干渉の多い Sub-GHz 帯においても高信頼な通信やネットワーク広域化を実現可能であり、これらの観点で従来 LPWAN と区別化できることから、ユーザに多様なサービスを提供出来る。また本研究開発での開発技術、特に電力検出キャリアセンス技術等は LPWAN にとどまらず無線 LAN などキャリアセンスを用いる他自営網でも活用可能である。

セルラ通信と異なり、免許不要周波数帯を用いる自営網での通信には端末が乱立することから電波干渉回避技術が欠かせない。本研究課題は無線センサネットワーク向け通信インフラの高度化に関する研究開発であると共に、免許不要周波数帯を用いる自営網での無線通信技術についても高度化するものである。

#### 【査読付き誌上発表論文】

- [1] S. Narieda and T. Fujii, "On Signal Detection Parameters for Energy Detection Based Carrier Sense in LPWANs," IEICE Communication Express (2024 年 3 月掲載決定)
- [2] S. Narieda and T. Fujii, "Energy Detection Based Carrier Sense in LPWAN," IEEE Access, vol.11, pp.79105-79119 (2023 年 8 月)
- [3] S. Narieda and T. Fujii, "Transmit Power Allocation Schemes for Performance Improvement of Poor Conditioned End Devices in LPWAN," IEEE Access, vol.10, pp.42778-42790 (2022 年 4 月)

#### 【査読付き口頭発表論文】

- [1] S. Narieda and T. Fujii, "Analyses of Hidden and Exposed Nodes in LPWAN with Energy Detection Based Carrier Sense," in Proc. IEEE Consumer Communications and Networking Conference (IEEE CCNC 2024), pp.687-692 (2024 年 1 月)

- [2] S. Narieda and T. Fujii, "On Execution at End Devices for Energy Detection Based Carrier Sense in LPWAN," in Proc. IEEE Consumer Communications and Networking Conference (IEEE CCNC 2024), pp.920-923 (2024 年 1 月)
- [3] S. Narieda and T. Fujii, "Spreading Factor Allocation for Extension of End Device Lifetime in LoRaWAN," in Proc. IEEE World Forum on Internet of Things (IEEE WF-IoT 2023), pp.1-6 (2023 年 10 月)

#### 【口頭発表】

- [1] 成枝秀介, 藤井威生, "電力検出キャリアセンスを用いた Sub-GHz 帯 LPWAN での雑音電力推定方式とその特性," 電子情報通信学会ソサイエティ大会 (2023 年 9 月)
- [2] 成枝秀介, 藤井威生, "Sub-GHz 帯 LPWAN での電力検出キャリアセンスのための信号検出レベルのセルフチューニング," 電子情報通信学会スマート無線研究会, vol.122, no.243, SR2022-69, pp.120-125 (2022 年 11 月)
- [3] 角田真一郎, 藤井威生, 成枝秀介, "LPWA マルチシステム間逐次干渉除去技術の検討," 電子情報通信学会スマート無線研究会, vol.121, no.345, SR2021-84, pp.125-131 (2022 年 1 月)

#### 【受賞リスト】

- [1] 宮本太郎, 成枝秀介, 藤井威生, 成瀬央, ICOIN 2023 Best Paper Award, "Measurement of sub-GHz Band LPWA Radiowave Propagation on Each Floor in Indoor Environment," 2023 年 1 月 11 日

**基地局増幅器の超高速大容量、超低消費電力  
を実現する GaN トランジスタの低熱抵抗化と  
熱電気統合解析基盤の構築に関する研究開発**

---

**国立大学法人名古屋工業大学／  
学校法人明星学苑明星大学／  
国立大学法人東海国立大学機構**

# 基地局増幅器の超高速大容量、超低消費電力を実現する GaN トランジスタの 低熱抵抗化と熱電気統合解析基盤の構築に関する研究開発

Low Thermal Resistance and Electro-Thermal Analysis Platform of GaN Transistors  
for Realization of High Speed and Large Capacity Data Transmission  
with Low Energy Consumption of Base-station Amplifiers

## 研究代表者

分島 彰男 国立大学法人名古屋工業大学 (現、国立大学法人熊本大学)  
Akio Wakejima Nagoya Institute of Technology

## 研究分担者

須賀 唯知<sup>†</sup> 田中 敦之<sup>††</sup>  
Tadatomo Suga<sup>†</sup> Atsushi Tanaka<sup>††</sup>  
<sup>†</sup>学校法人明星大学 <sup>††</sup>東海国立大学機構名古屋大学  
<sup>†</sup>Meisei University <sup>††</sup>Nagoya University

研究期間 令和2年度～令和5年度

## 概要

移動体通信の高周波化に伴って生じる基地局増幅器 GaN HEMT の発熱増大に対して、

(A)発熱そのものを抑制する開発として、

- ・高熱伝導基板の直接接合による高放熱構造に関する研究 (研究開発項目②)
- ・GaN基板の大口径薄層化に関する研究開発 (研究開発項目③)

(B)発熱の影響を考慮した素子・回路開発として、

- ・高熱伝導基板上GaNトランジスタの変調信号動作下における過渡熱解析に関する研究開発 (研究開発項目①)
- に取り組んだ。

## Abstract

In response to the increase in heat generated by base station amplifier GaN HEMTs due to higher frequencies in mobile communications, the following 3 research subjects (RS) were carried out.

(A) As a development to suppress heat generation itself,

- RS2: High heat dissipation structure by direct bonding of high thermal conductivity substrates
- RS3: Large-diameter thinning of GaN substrates

(B) As part of element and circuit development that takes into account the effects of heat generation,

- RS1: Transient thermal analysis of GaN transistors on high thermal conductivity substrates under modulated signal operation

## 1. まえがき

第6世代移動体通信(6G)では高い周波数への移行が大前提となっており、それを実現するためには、通信フロントエンドを担う基地局用GaNデバイスの高周波化が必須であり、基地局用GaNデバイスの高周波化には、特に発熱の問題が不可避となる。そのため、6G基地局向けGaNデバイスの開発には、低熱抵抗化(発熱そのものを抑制する)や熱影響を考慮した素子・回路開発が必要である。

そこで、本研究開発は、GaNトランジスタの革新的な放熱技術開発(低熱抵抗化)と、熱と電気回路を統合した解析環境の構築により、移動体通信の高い周波数への移行を促進することを目的とする。

このような発熱の要因と発熱に伴い考慮すべき素子設計・回路設計対応について以下の3つを検討すべきと考えている。

- 発熱密度増加(発熱要因)
- MMIC化対応(発熱の影響)
- 熱メモリ効果対応(発熱の影響)

以下に、本研究開発における概要について記す。

### a. 発熱密度の増加(単位面積あたりの消費電力の増加) :

6Gにおいては、5GのSub6と比較して搬送周波数が1

桁増加するといった劇的な変化がある。そのため、次の二つの点から必然的に解決しなければならないものとなっている。一点目は、GaNトランジスタ自体の効率が低下すること。例えば、最大出力が20Wで、30GHz(5Gアドバンスを想定)と2GHz(LTEを想定)のGaNトランジスタの特性を比較すると、30GHzのGaNトランジスタの損失は2GHzと比較して4倍以上になることが分かる。二点目は、GaN系トランジスタを、周波数に反比例させて小さく作製しなければならず、単位面積あたりの消費電力が増大することによる。

### b. MMIC化対応 :

GaNトランジスタ増幅器においては、インダクタ、キャパシタ、伝送線路といった整合用コンポーネントを半導体上に形成しなければならない。従来のように、GaNトランジスタを作製した後に、外部のコンポーネントを用いた調整によって特性を引き出すことができず、GaNトランジスタ作製時にはMMIC化した増幅器の設計を完了しなければならない。そのため、MMIC化した増幅器

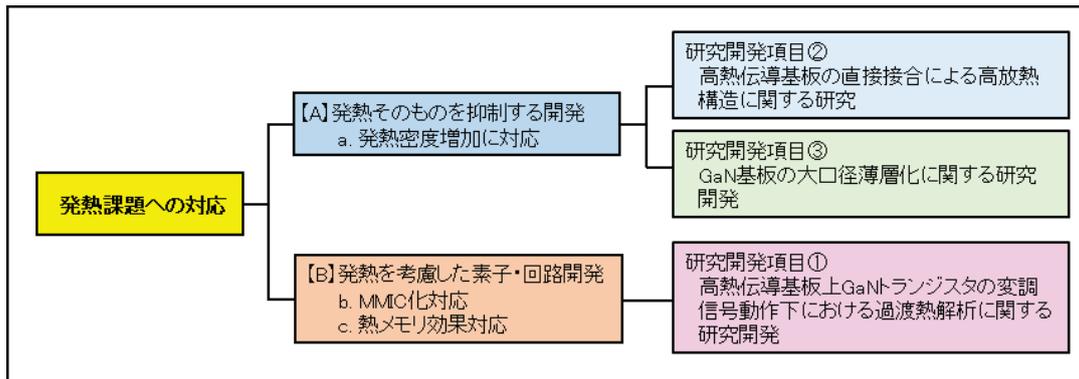


図 1-1. 発熱課題への対応と研究開発項目の関係

の設計時には、予め発熱の影響を盛り込む必要がある。

### c. 熱メモリ効果対策：

信号に高度変調を用いる移動体基地局では、時間的に大きく変動する信号を用いるが、その際に増幅器から発生する歪みをデジタルプリディストーション (DPD) によって低減することで、高効率動作を可能としている。しかしながら、このDPDにおいては、過去に入力した信号と出力との関係をデータ化し、その情報を元に、信号を発生歪み逆にならずして入力する。長い時間の増幅器の動作履歴によって変化する熱の効果は補償できないためである。

### 本研究開発での取り組み

以上のことから、6Gなど高い周波数への移行を促進するためには、上記 a, b, c に対応した技術を迅速に立ち上げる必要がある。基地局増幅器用GaNトランジスタにおいては、単に素子内の発熱部の間隔を広げる、半導体素子を薄くする、といった従来の熱設計の延長ではなく、抜本的な対策が求められる。そこで、本研究開発においては、3つの研究開発項目に取り組んだ。図1-1はこれらの位置づけを示したものである。

(A)発熱そのものを抑制する開発として、

- ・高熱伝導基板の直接接合による高放熱構造に関する研究 (研究開発項目②)
- ・GaN基板の大口径薄層化に関する研究開発 (研究開発項目③)

(B)発熱の影響を考慮した素子・回路開発として、

- ・高熱伝導基板上GaNトランジスタの変調信号動作下における過渡熱解析に関する研究開発 (研究開発項目①)

## 2. 研究内容及び成果

### 研究開発項目① 高熱伝導基板上 GaN トランジスタの変調信号動作下における過渡熱解析に関する研究開発

#### はじめに

GaN HEMTにおける熱課題の解決方針として、ここでは次の2つを提案する。

A) 発熱した状態の増幅器動作状態 (温度) を把握し、補償できるようにする。

B) 低温度化が期待できる材料を接合した GaN HEMTにA)の技術を適用する。

本研究では、市販のGaN HEMTの表面温度を実測し、

その値から熱回路パラメータ直接を抽出する。実験的に作成した熱回路モデルは移動体基地局波形を疑似した瞬間的に変化する電力条件下を適用する。そして同条件の温度実測結果と比較し検証する。また、実際に移動体基地局で使用されているTDD-LTE信号動作下における温度実測及びモデル適用を行う。これにより、実測温度ベースの熱回路モデリングは、移動体基地局のような瞬間的に大きく変化する電力に対するGaN HEMT温度の把握に有効であることを示す。

GaN HEMTの温度上昇自体を抑えるために、高熱伝導材料をパッケージ材として適用する。デバイスの温度上昇を決めるパラメータである熱抵抗 (Rth) は層構造をなす材料の熱抵抗の総和である。よって、材料の一部を高熱伝導材料にして、デバイスの低温度化を図る。

### 実測温度ベースの熱回路モデリング

本研究の温度測定には、IR測定技術を用いる。IR測定とは、サンプルの表面から放射される赤外光の強度から表面温度を決定する、非接触の温度測定である。絶対零度を超えるすべての物質は、赤外線放射することを利用して、赤外線放射量は、物質や温度によって様々である。一般的に、黒い材料、温度の高い状態の材料ほど、赤外線放射量が多くなる。測定開始前に、バイアスをかけない状態で放射量を検出し、放射率 (黒点が最大で1) を求める。この値を参考に、電力投入時の放射量の変化から表面温度を決定する。

IR装置はディテクターにエネルギーの情報が集まるような構成にされており、ディテクターに集められたエネルギーの情報は瞬時に温度の情報として表示できるように電気信号に変換される。更に、赤外光を使用しているため、0.5 mm×0.5 mmまでの微小領域の温度測定が可能である。よって、本研究のような、半導体の発熱領域における、消費電力に対する温度の高速応答を得たいときにIR装置は適しているといえる。

しかし、IR測定では放射量を検出するため、金属などの放射率が低い物質の測定は正確性に欠ける。したがって、放射率の低い測定物は表面を黒化したうえで測定を行う。

実際に用いた装置は、QFI社製 InfraScopeである。カメラを搭載し、空間分解能ごとに2次元マッピングで温度を確認することができる。

測定サンプルとしてCREE社製CGH40010を使用した。これは、マイクロ波帯増幅器用GaN HEMT on SiCであり、定格飽和出力は13 Wである。モデリングに使用する温度測定はHEMT単体で行う。外観とカバーを外した時

のGaN HEMT上面図を図2-1-1に示す。GaN HEMTのアクティブ領域の中心(図2-1-1赤丸)の表面温度を測定するため、カバーを外している。それに加え、測定を容易にするため治具(図2-1-2)に載せ測定を行う。

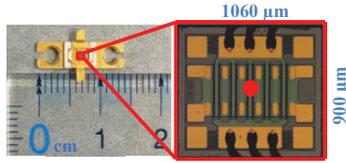


図 2-1-1. CREE 社製 CGH40010 の外観と HEMT の上面図

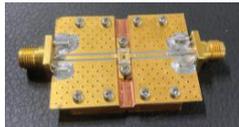


図 2-1-2. 治具上の GaN HEMT

GaN HEMTの一定消費電力下での温度上昇を図2-1-3に示す。この図から熱抵抗は6.7 K/Wとなった。

熱回路は、Cauer型回路を使用した。熱回路作成のためのパルス投入電力は、ドレイン電圧を固定して、ゲートに-3 V (閾値) から-1.5 V (発振せずに十分な温度上昇が再現可能な電圧) に立ち上がるパルスを投入することで実現した。ゲートに印加するパルスはファンクションジェネレーター (Keysight 81150A) を使用した。この装置では、2CH同時出力が可能であり、ゲートにパルス電圧を印加するタイミングでTTL信号をInfraScopeに送っている。電力は、電流プローブ (TELEDYNE LECROY CP031A) を使用しオシロスコープでドレイン電流をモニターし、固定したドレイン電圧と掛け合わせることで算出した。

HEMTにパルス状の電力を投入した。オン状態の消費電力は3.7 Wである。オン時間は、InfraScopeの過渡温度測定時間の最大値である1 secとした。オフ時間はHEMTの温度をベース温度まで下げる為に1 secと設定した。

測定結果を図2-1-4に示す。実測結果では、 $10^{-4}$  sec頃に温度が上昇し始め、一度飽和傾向を示した後、 $10^{-2}$  sec頃に再び上昇を始めた。このことから、試料には少なくとも2つの時定数が存在することが考えられる。

この実測の温度変化を回路モデルでフィッティングした結果も図2-1-4に載せた。作成した回路とそのパラメータをそれぞれ図2-1-5、表2-1-1に示す。実測結果からは、

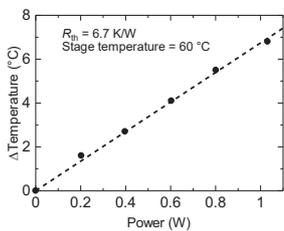


図 2-1-3. GaN HEMT の熱抵抗

少なくとも2つの時定数が存在することが考えられたが、細かいカーブなどに合わせていくことで実際には5段の回路を必要となった。

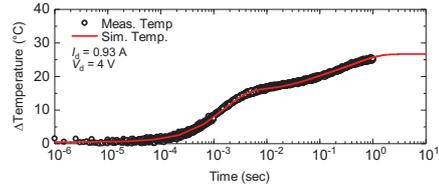


図 2-1-4. 実測の過渡温度特性と回路モデルによるフィッティング結果

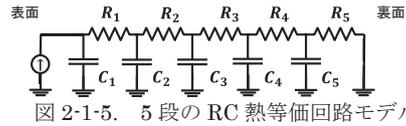


図 2-1-5. 5 段の RC 熱等価回路モデル

表2-1-1. 熱回路パラメータ

$C_1$	$R_1$	$C_2$	$R_2$	$C_3$	$R_3$	$C_4$	$R_4$	$C_5$	$R_5$
0.31 mF	3.4 Ω	1.1 mF	0.7 Ω	30 mF	1.2 Ω	0.27 F	1.3 Ω	0.58 F	0.3 Ω
$C_1/R_1$		$C_2/R_2$		$C_3/R_3$		$C_4/R_4$		$C_5/R_5$	
1.1 msec		0.77 msec		36 msec		0.35 sec		0.17 sec	

### TDD-LTE 動作下の過渡温度特性解析

GaN HEMTはこれまでと同様にCGH40010を用いた。デモ増幅器として市販されている増幅回路モジュール上に固定した。(図2-1-6)



図 2-1-6 測定用増幅回路上の GaNHEMT

評価時のブロック図を図2-1-7に示す。信号源から直接出力される信号は、サーキュレーターを通して、ドライブ用の増幅器に入力される。この増幅器の利得は、搬送周波数 (3.5 GHz) で15 dBであった。利得分増幅された状態でサーキュレーターを通り、過渡温度測定用増幅器に入力される。このそれぞれのサーキュレーターはターミネーターで終端している。過渡温度測定用増幅器の入出力側には、カプラーを通して、パワーセンサーを繋いでいる。RFの入出力電力はパワーメーターでリアルタイムにモニターできる。DCの電力に関しては、ドレイン側に電流プローブをかませ、オシロスコープでドレイン電流を測定することで算出する。また、信号源から、信号の出力と同時にパワーメーター、IR装置にTTL信号を出力しており、その立ち上がりで同期をとっている。

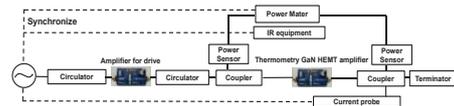


図 2-1-7. TDD-LTE 動作環境と過渡温度測定系

TDD-LTE信号は、10 msecのフレームに1 msecのスロットが10個存在する。そのスロットには、上り回線と下り回線がそれぞれ割り当てられる。今回は、下り回線(基

地局→携帯電話、増幅器はオン)が2 msec、その後上り回線(携帯電話→基地局、増幅器はオフ)が3 msec、その後下り回線が5 msecという構成にした。

直流動作点は、 $V_D = 22 \text{ V}$ 、 $I_D = 30 \text{ mA}$ であり、これはAB級の動作である。消費電力の計算式を以下に示す。

$$P_{\text{diss}} = PR_{\text{Fin}} + P_{\text{DC}} \cdot PR_{\text{Fout}}$$

ここで、 $PR_{\text{Fin}}$ 、 $PR_{\text{Fout}}$  は高周波入力・出力電力、 $P_{\text{DC}}$  は直流電力である。

シミュレーション結果と実測結果(図2-1-8)が概ね一致していることから、実測ベースの熱回路モデリングはTDD-LTE動作下でも適用可能であるといえる。

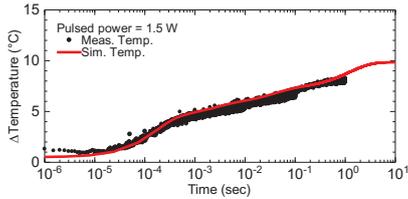


図 2-1-8. 熱回路モデリング結果

図2-1-8①の領域からは、変調による高速電力変化に対する温度変化はごくわずかであり、その値は平均電力を投入したときの定常状態における温度からの変化が小さいことが読み取れる。

図2-1-8②の領域からは、回線切り替え時のSub-msec時定数により温度変化が起きることが確認された。

以上、まとめると、変調に相当する周波数(20 MHz)に対する温度変化はごくわずかであり、その値は平均電力を投入したときの定常状態における温度からの変化が小さいことを確認した。この特性は、より時間分解能の高い測定で再度検証できた。一方で、回線切り替わりのところでSub-msec時定数による温度変化が観察された。

以上の結果から、実測温度ベースのGaN HEMTの熱回路モデリングはTDD-LTE動作下にも適用可能であると結論付けることができる。

### Cu 上と高熱伝導材料 CC 上の GaN HEMT の過渡温度特性比較

GaN HEMTの低温度化が期待できる新規パッケージ材として、カーボンコンポジット材(CC)を提案している。本章では、将来的に基地局増幅器GaN HEMTに適用することを想定し、その過渡温度特性について従来材料(Cu)と比較し、議論する。これは、研究開発項目② 高熱伝導基板の直接接合による高放熱構造に関する研究 ならびに、研究開発項目③ GaN基板の大口径薄層化に関する研究開発とリンクした研究項目となっている。

過渡温度特性評価用サンプルはGaN HEMTをCC材(2 mm)とCu(2 mm)にAuSnで接着したものを使用した。5 mm角にダイシングしたGaNウエハをCuとCCにそれぞれ接着した。(図2-1-9と図2-1-10)

パルス投入電力時の各試料の温度上昇を図2-1-11、図2-1-12に示す。また、それぞれに対して、上述と同様の熱回路モデリングを行った。また、温度上昇時間(タイミング)を比較するために、最大温度で規格化したものを図2-1-13に示す。

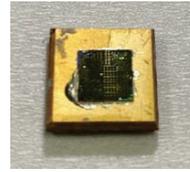


図 2-1-9. GaN HEMT on Cu (2 mm)

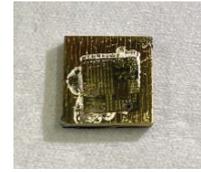


図 2-1-10. GaN HEMT on CC(2 mm)

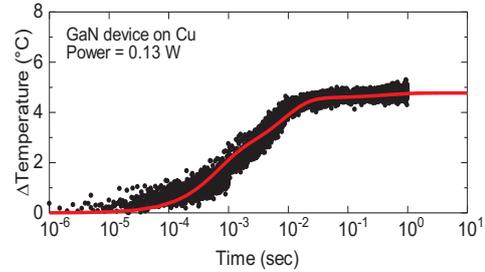


図 2-1-11. 過渡温度測定結果とモデリング結果 (GaN on Cu)

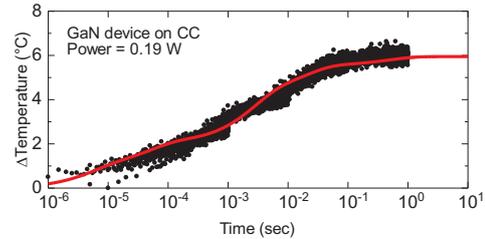


図 2-1-12. 過渡温度測定結果とモデリング結果 (GaN on CC)

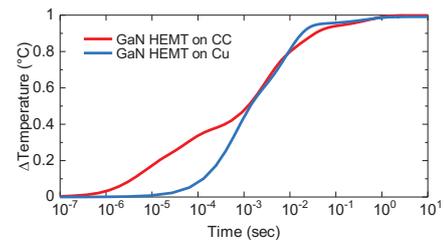


図 2-1-13. 過渡温度比較 温度は規格化したもの

定常状態の熱抵抗が、GaN HEMT on CCが32.1 K/Wであり、GaN HEMT on Cuが39.6 K/Wであった。

過渡温度の実測結果から立ち上がりの時間が一桁異なる。これは、CCがCuに対して、熱抵抗も熱容量も十分に小さいためであると考えている。

この結果を使って、変調周波数20 MHzのTDD-LTE信号条件をそれぞれのモデルに適用した場合の温度変化について、シミュレーションにて検証した。(図2-1-14)に示す。どちらも20 MHzの変調に対する温度変化はごくわずかであった。一方で、回線の切り替わり時には異なる振る舞いを示している。回線の切り替わりの温度変動は、GaN HEMT on CCがon Cuに比べて、十分に早い

反応を示していた。CCをパッケージ材に適用したGaN HEMTにおいて数msec単位のオフ時間は十分温度が下がりきる時間ではないといえる。ただし、Sub-msec単位の電力変化にはある程度の追従をみせるため、熱メモリ効果の影響はon Cuに比べて小さいと考える。

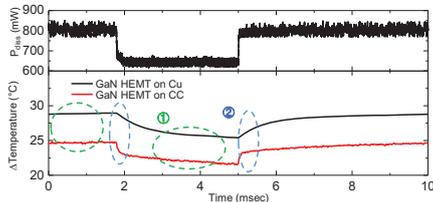


図2-1-14. TDD-LTE動作条件下の過渡温度SIM

これらのことからTDD-LTE動作条件において、CCをパッケージ材料に採用したGaN HEMTは、従来材料であるCuと比較して、低温度動作する上に熱メモリ効果の影響が小さいことが期待される。

### 研究開発項目② 高熱伝導基板の直接接合による高放熱構造に関する研究

#### 直接接合による高放熱構造

破壊電界が10MV/cmと高く、熱伝導率が22W/cmKで、Siと比べて熱伝導率は約14倍高いダイヤモンドは、放熱基板材料として古くから最適と目されてきたが、特にCVD成膜により自立基板も入手可能な状況になっていること、また本研究分担者により提案された表面活性化接合SABにより、GaN等のデバイスとの直接接合が可能であることがわかってから、ヒートスプレッドとしてのダイヤモンドの接合研究開発は競争領域に入りつつある。しかし、より実用に近い多結晶CVDダイヤモンド基板については平坦化が困難であることから、GaN基板との安定な接合はこれからの課題である。また、より安価でヒートシンクとしても期待値の大きいカーボンコンポジットC/C材との接合については、全く検討されていなかった。

本研究開発では、高度変調波入力下で高放熱を実現するための高放熱構造のモデルとして、図2-2-1に示すような3層構造を提案し、その実現のため、その前段階として、図示2層構造について接手法の最適化を検討した。

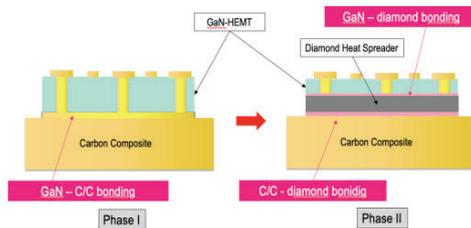


図2-2-1. 本研究開発が対象とする高放熱構造

#### 直接接合に関わる検討パラメータ

本研究開発を通じて、直接接合の成否を決めるパラメータを抽出することができた。主なパラメータは下記の諸点である。

#### 1) 表面活性化手法

従来の接合はSnAg系のはんだやAuSn共晶を使うことが通常であるが、前者は接合層の厚さが数ミクロン以上あり、鉄抵抗は大きい。一方、後者では、接合温度が400℃以上となり、デバイスへの負荷が大きい。そこで本研究では、Arの高速中性原子源FABを用いた表面活性化手法を検討した。通常のArイオンビームも使用可能であるが、対象によってはAr-FABよりもダメージが大きいことが知られている。またAr-プラズマも有効である場合もあるが、酸化膜などの除去は難しく、表面活性の維持についてもAr-FABのほうが有利であると考えられる。本開発では、これらを加味して、Ar-FAB照射による表面活性化の効果を検証した。

#### 2) 接合基板の表面粗さと加圧

直接接合の可否は、接合基板の表面粗さに依存することが知られている。特に低温接合においては基板間の密着が接合の成否を決めるため、接合表面の粗さの制御は極めて重要である。しかし、多くの場合、表面の追加加工は困難な場合が多く、基板製作のプロセス上、表面粗さはある程度の値以上に改善することが難しい。これを回避する一つの方法は、加圧であるが、これも基板の反りや脆性特性によって限界がある。これらの諸点を加味して、最適な接合プロセスを探索した。

#### 3) Au中間層

直接接合を低温で実現するためには、超平坦な表面を準備する必要があるが、上記のようにそれが難しい本開発対象への対策として、Auの薄い薄膜を介在させることを提案した。Auは100nmレベルの厚さであり、熱抵抗の増加分は最小限に止められると期待される。なお、これに先立って、超平滑化が可能である場合について、CVDダイヤモンド多結晶基板とGaN基板については、ダイヤモンド基板の超平滑化にガスクラスタイオンビームの照射を用い、世界で初めて平坦化ダイヤ基板とGaN基板の接合に成功した。

#### 接合プロセスの構築

上記の諸検討の結果、図2-2-2に示す接合プロセスを構築した。主な工程はレーザー顕微鏡およびAFMによる表面粗さ計測、洗浄、Ar-FAB照射、Thermo-compression (TC)

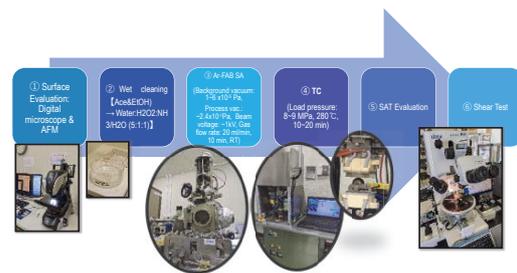


図2-2-2. 接合・評価プロセス

ボンダによる接合、走査型超音波顕微鏡SATによる界面評価、シェアテストによる接合強度評価から構成されている。

接合に大きな影響のあることが判明したサンプルの表面粗さRaは、特にC/Cコンポジット材が大きく、10nmのオーダ（さらに表面をCuメッキで強化したものでは40nm）、GaN接合面のN面は、2nm、Auスパッタにより

0.5nmに改善、一方、CVD多結晶ダイヤモンドの表面粗さはRa2nm程度で、こちらはAuスパッタによりあまり改善は見られなかった。

### 接合構造の実現

まずリファレンスとして、最も困難と見られるCVDダイヤモンド表面の平滑化加工に対して、ガスクラスターストーム(GCIB)を用いた高効率の加工を提案した。GCIBのプロセス条件を検討し、HeをキャリアとするSF<sub>6</sub>ガスによる30 keV, 10<sup>18</sup> ions/cm<sup>2</sup>の照射条件によるGCIBで、ダイヤモンド表面粗さRa 0.5 nmを実現し、GaNチップのエピレディ表面に対して、表面活性化SABによる常温での直接接合を実現した。なお、ダイヤモンド基板は、CVD多結晶基板で、10mm角、520um厚であり、Ti0.1um, Au0.3umガスバツタした。

また、カーボンコンポジットC/C材については、表面の直接加工による平坦化は困難であることが判明したため、Auを300nm程度スパッタで成膜し、ダイヤモンドとの接合に供することに方針を変更し、Auを介在させてダイヤモンドとの低熱抵抗接合を実現する方向へ手法を変更し、その最適化を行った。これを検証するため、最終的な3層構造の前に、図2-2-3に示す2層構造をまず実現した。一つはGaN-ダイヤ基板の接合であり、もうひとつは、ダイヤ基板-カーボンコンポジットC/C材の接合である。

接合は、100nmないしは300nmのAuスパッタ薄膜を介してAr-FAB表面活性化および300°CのThermo-Compressionボンディングによって行った。これらの過程で、それぞれの接合面の平坦化が直接接合を均一的に実

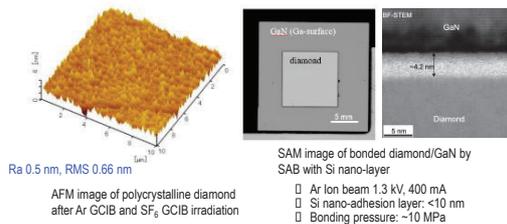


図 2-2-3. ガスクラスターストームを用いたダイヤモンド基板の超平滑化と GaN 基板との常温接合結果

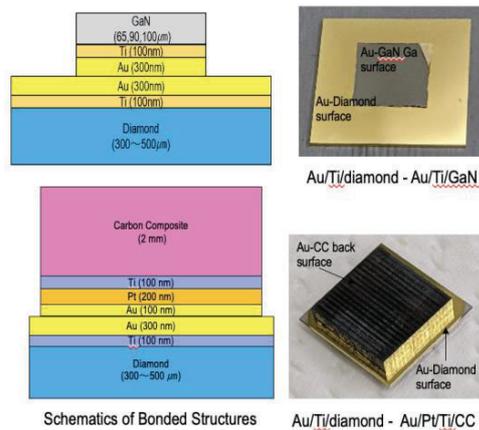


図 2-2-4. A-FABによる活性化と TC ボンディングによる GaN-ダイヤ、ダイヤ-カーボンコンポジット C/C の 2 層接合構造

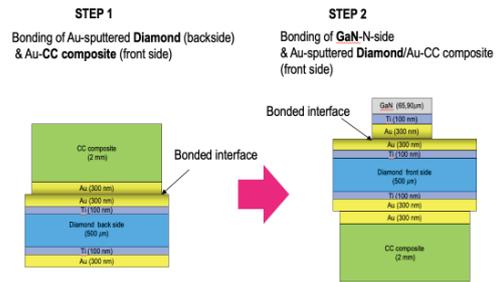


図 2-2-5. GaN-ダイヤ-カーボンコンポジット C/C の 3 層接合構造実現のための 2 ステップ接合プロセス

現するために極めて重要であること、また、薄化したGaNでは、GaN厚が70 nmと薄くなった場合、10MPa以下の接合荷重であってもGaNにクラックが入ることから接合圧力の低減が課題であることが明確になった。

これらの結果から、Ar-FAB照射による活性化条件、接合温度、接合荷重、接合時間などをパラメータとして、接合の最適化を図った。その結果、図2-2-5に示すように、まず第1ステップとして、GaN-カーボンコンポジットC/C材について、Ar-FAB照射時間 10 min、接合温度 250 °C、接合圧力9 MPa、接合時間10 minで接合、第2ステップとして、Ar-FAB条件: 10 min、接合温度280 °C、接合圧力 8 MPa、接合時間10 minの2ステップで、C/C材およびGaN薄型チップの破壊なく、再現性のある接合が可能であることを確認し、最終的な3層接合構造を実現した(図2-2-6)。

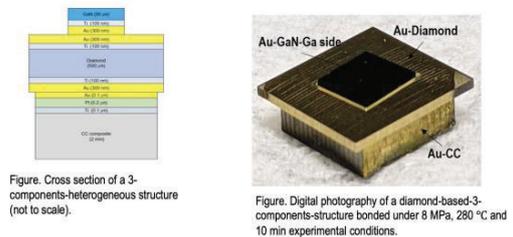


図 2-2-6. A-FABによる活性化と TC ボンディングによる GaN-ダイヤ-カーボンコンポジット C/C の 3 層接合構造

## 研究開発項目③ GaN 基板の大口径薄層化に関する研究開発

### 大口径実用化対応 GaN の薄層化技術

来る 6G 時代に向けて GaN 系トランジスタの排熱性向上を目指して研究を行った。想定している将来像としては、高発熱密度となる 6G においては、現在 GaN デバイスの主流である Si や SiC 上に形成したヘテロエピ層に作製された GaN デバイスではなく、欠陥が少なく、より高品質なデバイスが得られる GaN 基板上のホモエピ層に作製された GaN デバイスが求められているであろう、と設定した。その GaN on GaN デバイスが抱える課題としては、GaN 基板の熱伝導率が 2.1[W/cmK]と、Si の 1.5 より少し良い程度 (SiC で 4.9) であり排熱性に関する工夫が必要となること、また、GaN 基板自体の価格が面積単価にして Si 基板より 2 桁、SiC 基板より 1 桁程度高額である

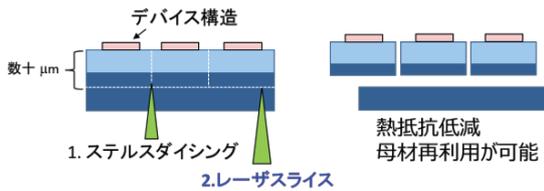


図 2-3-1. レーザスライスを適用したデバイス薄化プロセス

ことである。そこでそれらの課題を一気に解決する手法としてレーザスライスの研究開発に取り組んだ。これまで、半導体デバイスの熱を気にする場合にはデバイス形成後には熱抵抗にしかならない基板部分は、作製工程の最後に研削研磨で除去することによってデバイス部分を薄層化し、デバイス熱抵抗の低減を図っていた。この薄層化を低侵襲でありデバイス部への影響を与えない、かつ、切りしろが非常に小さいといった特徴を持つレーザスライスによって実現することで、図 2-3-1 のように高価な母材 GaN 基板を再利用可能な状態でのデバイス部分の薄層化が可能となる。

取り組んだ内容としては、レーザスライス自体の技術の向上として、

- ・切りしろやダメージを低減して、より薄く、より大面積で歩留まり良くスライスするためには、どのような手法で、どのような条件でスライスするのが良いのかの追求とダメージの評価手法の検討

に取り組んだ。また、レーザスライスで図 2-3-1 に示したプロセスをどの程度行えるかの確認として、

- ・2 インチ、4 インチ等の大口径基板でのスライス
- ・大口径基板でのデバイス形成済みチップ薄層切り出しを想定した実験

等を行った。以下にそれぞれについて述べる。

#### より良いレーザスライスに関する研究

レーザ強度を強くした際の加工結果（図 2-3-2）から、それまで使用していたレーザそのままでは、レーザの深さ方向 2 か所に加工痕が発生することを発見した。これは GaN が複屈折性を持つため、光軸である C 軸に対して偏光がどのような角度を持っているかによって、焦点距離が変わってくるためであると考えられる。

2 つは常光線と異常光線と呼ばれるもので、図 2-3-3 左

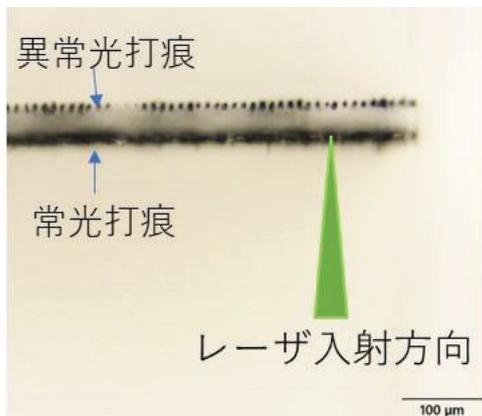


図 2-3-2. 深さ方向に二つの焦点を結んだ加工の断面観察光学顕微鏡像

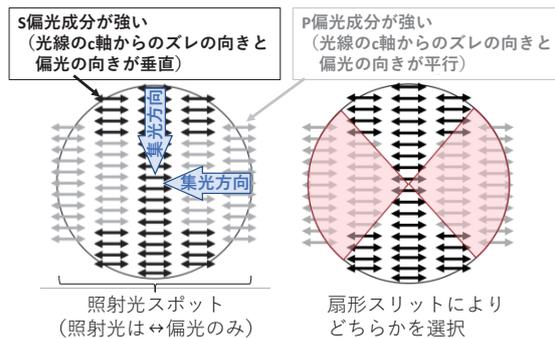


図 2-3-3. 偏光方向と集光方向の関係模式図

に示す通り、レーザ光自体の持っている偏光の向きが集光方向に対して垂直か、平行かによって GaN の屈折率が違うために焦点を結ぶ深さが違うことによる。深さ方向に 2 点打痕ができるのは、レーザスライスにとっては好ましくない厚さ方向クラックや深い加工ダメージに繋がるものなので、できるだけ抑制したい。そこで図 2-3-3 右のように扇形が向かい合ったようなスリットを装置に組み込んで、どちらかの成分のみを選択的に用いられるようにした。

その結果、不必要なクラックやダメージの抑制が可能となり、それまで加工ダメージ層は加工面から 20mm 程度の深さまで入っていたのが約半分の 11mm 程度まで抑えることに成功した。またその効果として、それまで薄くとも 100mm 厚程度のスライスしか難しかったのが 65mm 厚でのスライスでも安定して行えるようになった。

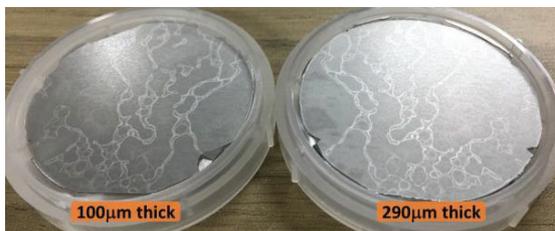


図 2-3-4. 2 インチ全面でのスライス。画像は 390μm 厚の GaN 基板を 100μm 厚と 290μm 厚に切り分けた直後の様子。

#### 大面積でのプロセス適用を想定した取り組み

実際にデバイス作製プロセスにレーザスライスを組み込むことを想定して、2 インチや 4 インチでの大面積スライスに挑戦した。まず 2 インチ基板でのスライスの結果として、図 2-3-4 に示すように問題なくスライスすることができた。透明な GaN 基板が銀色に見えるのはスライス表面に Ga が析出しているためである。また、基板の外周部がとところ欠けているのは、基板の外周部はエッジを丸めたベベル構造となっており、この部分はレーザの焦点深さが変わってしまうため、上手く加工ができないことが原因で良好なスライスが出来ていないためである。

次に図 2-3-5 に 4 インチでのスライス結果を示す。

こちらも 2 インチでの検証時よりは若干厚いものの 4 インチまるまるをスライスで切り分けることができた。また、4 インチでの検証時には 2 インチでの失敗を踏まえて、外周部にベベル構造を付ける前の基板を購入して実験を行ったため、外周部まで問題なくスライスすることができている。続いて、さらに図 2-3-1 の工程に近づけたもの

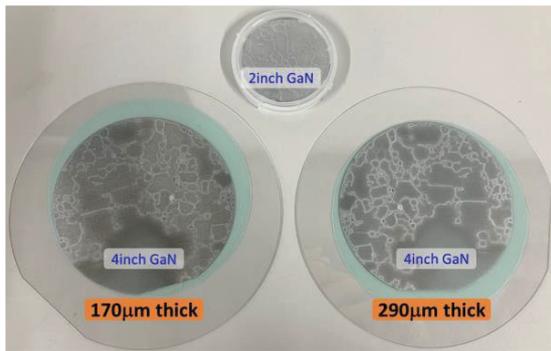


図 2-3-5. 4 インチ全面でのスライス。画像は 460 $\mu$ m 厚の GaN 基板を 170 $\mu$ m 厚と 290 $\mu$ m 厚に切り分けた直後の様子。中央上部は比較のためのスライス済み 2 インチ GaN 基板

として、デバイスは形成していないものの、デバイス層を想定した部分の薄層チップとしての切り出しと母材基板の研磨の実験を行った。図 2-3-6 は図 2-3-4 と同様だが、薄い側には既に 5mm 角のステルスダイシング加工が入っている。また、このダイシング加工はスライス面までで止めてあり、下側の基板には加工が届かないようになっている。

これをそれぞれ次の工程に進めたのが図 2-3-7 である。図 2-3-7 の上側は 5mm 角 100 mm 厚のアズスライスチップ、それらのスライス面を研磨で整えた 90 mm 厚チップと 65 mm 厚チップである。チップ側のスライスのダメージは少なかったようで、65 mm 厚まで削り落としても割れることはなかった。また下側はスライス面を鏡面加工した母材基板側である。

また、2 インチそのままではないが、デバイス作製後にスライスを行った場合、スライスされたデバイス側は正常に動作するかを確認した。スライス後のデバイス層厚さとしては 50nm、動作確認するデバイスとしては GaN の特徴を活かした構造の High electron mobility transistor (HEMT) を用いた。図 2-3-8 にスライス前後でのサンプルチップの様子及び測定した HEMT の電気特性を示す。図からわかる通り HEMT はレーザスライス後も正常に動作している。スライス後はスライス前と比べると若干電流

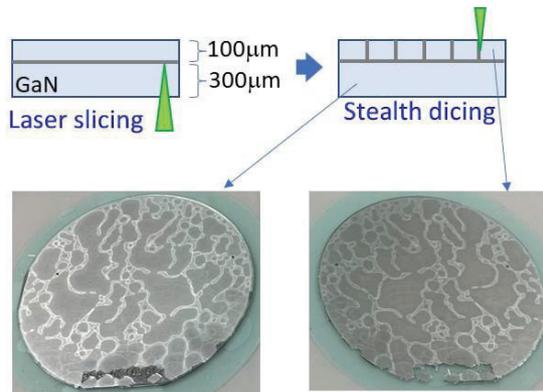


図 2-3-6. 2 インチ全面でのスライス。右側の加工後 100 $\mu$ m 厚の基板にのみ 5mm 角のステルスダイシング加工が施されている。

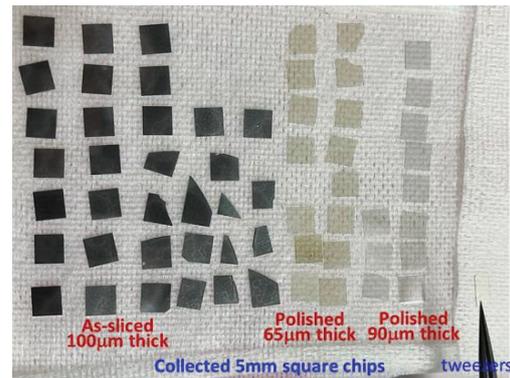


図 2-3-7. 加工を進めた図 2-3-6 の基板。

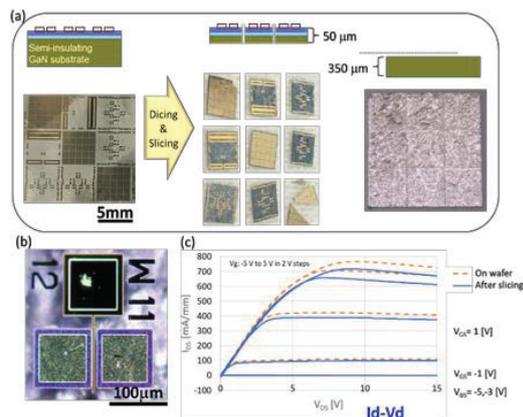


図 2-3-8. (a)HEMT 形成後のウェハへのレーザ加工結果。(b)スライス後の HEMT 拡大図。(c)スライス前後での HEMT の Id-Vd 特性。

が流れにくくなっているが、これはチップを薄くしたことによる反りの影響であることがわかっている。

### 3. 今後の研究成果の展開

本研究開発で得た熱電気統合シミュレーション環境は、GaN トランジスタベンダーならびに基地局増幅器ベンダーに技術移転し、実素子での検証を進め、開発環境の高度化に貢献する予定である。また、高熱伝導材グラファイトカーボンが低熱抵抗化ならびに熱メモリ効果の低減に効果があることが分かってきた。フィードスルー技術との統合などパッケージ形態化をすすめ、実増幅器への搭載によってこれらの効果を実証する予定である。グラファイトカーボン、ダイヤモンドとの接合技術についても、GaN-HEMT 低熱抵抗化に有用であることが分かったので、今後は、実際のアッセンブル形態の議論をすすめ、技術の高度化を図る予定である。GaN 基板の薄化技術もデバイス

作成後の適用に関しては、現状、問題がないことが示されており、歩留まり、再現性の検討を行うことで実用化を加速する。併せて、基板の再利用についても、再利用基板を用いたデバイス試作、特性、信頼性の確認をすすめていくことで、本技術の大きく展開させていく予定である。

#### 4. むすび

移動体通信の高周波化に伴って生じる基地局増幅器 GaN HEMT の発熱増大に対して、

- ・高熱伝導基板上 GaN トランジスタの変調信号動作下における過渡熱解析に関する研究開発（研究開発項目①）
- ・高熱伝導基板の直接接合による高放熱構造に関する研究（研究開発項目②）
- ・GaN 基板の大口径薄層化に関する研究開発（研究開発項目③）

の3つに取り組んだ。それぞれ、以下のような成果を得ることができた。

##### 研究開発項目①

移動体基地局用信号（瞬間的に電力変化が発生）に対応した GaN-HEMT の温度変化を、シンプルなパルス電力変化時の実測温度を用いて熱回路モデルを構築。

そのモデルを用いて、TDD-LTE 動作下の温度（実測）と熱回路モデルを用いたシミュレーション結果が良く一致。この手法の有効性を実証。

Pkg 用の Cu 系合金よりも熱伝導率が 5~10 倍大きいグラファイトカーボン（GC）を用いて GaN-HEMT の低熱抵抗化を実証。さらに、GC の異方性を緩和すべく、2 層構造の採用により高い効果を実証。

##### 研究開発項目②

GaN-HEMT の低熱抵抗化にむけて、GaN-HEMT とヒートシンクに相当するグラファイトカーボン、ダイヤモンドを表面活性化（Surface Activation）を用いたとの直接（一部 Au を挿入）接合。

ヒートスプレッド効果の高いダイヤモンドを挟んだ GaN/ダイヤモンド/グラファイト構造の作製に成功。高い放熱効果が期待。

表面凹凸と接合状態との関係を明らかにした。理想的な接合のための条件を抽出。

##### 研究開発項目③

GaN-HEMT の低熱抵抗化のための基板薄層化（剥離）をレーザースライシングを用いて実施。

2 インチならびに 4 インチフルウエハーのウエハ剥離に成功。

剥離後の非デバイスサイドの再利用のためのエピ成長が可能であることを確認。

デバイス作成後の剥離では、剥離前後で GaN-HEMT 特性に変化がないことを確認。

GaN-HEMT の低熱抵抗化+GaN 基板の再利用に目処

#### 【査読付き誌上発表論文】

- [1] A. Tanaka, R. Sugiura, D. Kawaguchi, Y. Wani, H. Watanabe, H. Hadi, Y. Ando, Y. Honda, Y. Igasaki, A. Wakejima, Y. Ando, H. Amano, “Laser slice thinning of GaN-on-GaN high electron mobility transistors”, Scientific Reports, 12, 7376, (2022 年 5 月)

#### 【査読付き口頭発表論文】

- [1] S. Ito, Y. Taniguchi, A. Tanaka, T. Suga, A. Wakejima, “Measurement-base thermal circuit modeling of GaN HEMT”, Proceedings of 2022 Asia-Pacific Microwave Conference (2022 年 11 月.), 引用回数 :

不明

- [2] A. Tanaka, T. Yui, T. Aratani, K. Hara, D. Kawaguchi, H. Watanabe, T. Kanemura, Y. Nagasato, M. Nagaya, Y. Honda, A. Wakejima, Y. Ando, S. Onda, J. Suda, H. Amano

“GaN substrate cut-out process and GaN on GaN device thinning process with laser slicing”

International Conference on Compound Semiconductor Manufacturing Technology (CS MANTECH)

Hyatt Regency Grand Cypress Resort, Florida, U. S. A. 2023 年 5 月 17 日

- [3] J. Wang, K. Takeuchi, I. Kataoka, T. Suga, “Polishing diamond substrates using gas cluster ion beam (GCIB) irradiation for the direct bonding to power devices”, Proceedings of 2022 International Conference on Electronics Packaging (ICEP), 57-58 (2022 年 5 月).

- [4] T. Suga, J. Wang, I. Kataoka: “Surface Finishing of Diamond Substrate by Gas Cluster Ion Beam (GCIB) For the Surface Activated Bonding to WBG Substrates,” Proceedings WaferBons’22, 51-52 (2022) (ドイツ、シュマル カルデン) (2022 年 10 月 4 日).

#### 【口頭発表】

- [1] 伊東俊祐、谷口悠高、田中敦之、須賀唯知、分島彰男、 “GaN HEMT の過渡温度特性解析”、2022 年第 83 回応用物理学会秋季学術講演会（東北大学川内北キャンパス）（2022 年 9 月 23 日）

- [2] 田中敦之、杉浦隆二、河口大祐、和仁陽太郎、瀬奈ハデイ、安藤悠人、本田善央、渡邊浩崇、伊ヶ崎泰則、分島彰男、安藤裕二、天野浩 “レーザスライス技術を用いて剥離した GaN on GaN HEMT の評価”、2022 年第 69 回応用物理学会春季学術講演会（青山学院大学相模原キャンパスオンラインハイブリッド開催）（2022 年 3 月 22 日）

- [3] 田中敦之、杉浦隆二、河口大祐、和仁陽太郎、瀬奈ハデイ、安藤悠人、本田善央、渡邊浩崇、伊ヶ崎泰則、分島彰男、安藤裕二、天野浩 “レーザスライス技術を用いて剥離した GaN on GaN HEMT の評価”、2022 年第 69 回応用物理学会春季学術講演会（青山学院大学相模原キャンパスオンラインハイブリッド開催）（2022 年 3 月 22 日）

- [4] Nora MARTINEZ, Tadatomo SUGA “Ar-Fast Atom Beam Irradiation-assisted-Thermocompression Bonding of Dissimilar Substrates Ar-FAB 照射による異種基材の熱圧着”、第 33 回マイクロエレクトロニクスシンポジウム (MES2023) (2022 年 9 月 8 日)

- [5] Nora Martinez, Akio Wakejima, Atsushi Tanaka, Tadatomo Suga “Ar-FAB-Surface Activation and Thermocompression Bonding of Semiconductors and Composites for Heat Dissipation System Applications,” 2023 International Conference on Solid State Devices and Materials (SSDM2023) (2023 年 9 月 7 日)

- [6] Nora Martinez, Akio Wakejima, Atsushi Tanaka, Tadatomo Suga “表面活性化を用いた低温熱拡散接合による GaN ダイヤモンド積層放熱構造”、エレクトロニクス実装学会第 38 回春季講演大会、2024 年 3 月 13 日

#### 【報道発表リスト】

- [1] “ロスなく短時間で GaN 基板レーザスライス技術を発明”、2022 年 5 月 31 日

名大プレスリリース <https://www.nagoya-u.ac.jp/researchinfo/result/2022/05/gan-gan.html>

## 非相反メタマテリアルによる 超多数接続下の輻輳低減技術

---

国立大学法人京都工芸繊維大学／  
学校法人明星学苑明星大学

## 非相反メタマテリアルによる超多数接続下の輻輳低減技術

### Congestion Reduction Technique by Nonreciprocal Metamaterials for Wireless Communication Networks with Huge Numbers of Connections

#### 研究代表者

上田 哲也 国立大学法人京都工芸繊維大学  
Tetsuya Ueda Kyoto Institute of Technology

#### 研究分担者

小寺 敏郎<sup>†</sup>  
Toshiro Kodera<sup>†</sup>  
<sup>†</sup>学校法人明星学苑明星大学  
<sup>†</sup>Meisei University

黒澤 裕之<sup>††</sup>  
Hiroyuki Kurosawa<sup>††</sup>  
<sup>††</sup>国立大学法人京都工芸繊維大学  
<sup>††</sup>Kyoto Institute of Technology

研究期間 令和3年度～令和5年度

#### 概要

非相反メタマテリアルの概念を用いた新しい動作原理に基づく、ビーム走査ならびに偏波面回転機能を併せ持つアンテナシステムの開発を行った。交差偏波識別度の改善により、電圧制御による偏波面回転操作を実験的に実証した。高速ビーム走査の実現を目的として、電子制御可能な非相反移相メタマテリアル線路および二次元ビーム走査アンテナの基本的動作を実験で確かめるとともに、全二重通信可能なビーム走査アンテナの構成法を提案し、数値計算により実証した。

#### Abstract

We have developed beam-scanning and polarization-plane-rotation controllable antennas, based on a new physical mechanism inspired by the concept of nonreciprocal metamaterials. Voltage-controlled polarization plane rotation was demonstrated by improving cross polarization discrimination. To realize high-speed beam scanning, we experimentally demonstrated fundamental performance of voltage-controlled nonreciprocal metamaterial lines and 2-D beam-scanning antennas. In addition, the beam scanning nonreciprocal metamaterial antenna systems for full-duplex communication systems were also proposed and numerically demonstrated.

#### 1. まえがき

直接到来波と反射・散乱波が複雑に共存する電磁環境下でのシステムでは、システムの群遅延特性は自由空間として扱われる場合に比べて大きく劣化し、結果としてビットエラーレートの大幅な悪化につながる。次世代無線通信技術であるポスト 5G, 6G においても、反射・散乱波が複雑に共存する電磁環境の場合、同様の課題を解決しておく必要がある。これに対して、直接到来波とその他の波は時間軸上で到来時刻が異なることに加えて、偏波面も一般に異なるため、受信波ならびに送信波の偏波面をそれぞれ独立に選択性を持たせて制御することができれば、この問題を部分的に解消することが期待できる。

現在の無線通信方式である 5G において、ビームフォーミングあるいはビーム走査を可能とするアンテナとして、フェーズドアレイアンテナの使用が前提となっている。フェーズドアレイアンテナは、複数のアンテナ素子と各アンテナ素子に繋がれた移相器とから構成され、ビーム走査のために、各移相器を独立に制御する必要があるが、このとき制御に要するシステム負荷がアンテナ素子数に応じて大きくなる。より高速で大容量の通信を可能とするためには、さらなる低遅延化が必要となるが、実現するためには、より簡素なシステム構成が望ましい。また、ビーム走査だけでなく、偏波面回転操作機能を併せ持つアンテナシステムの場合、元のアンテナ素子と主偏波が直交するアンテナアレイを別途配置するか、もしくは各アンテナ素子に対して給電線を複数接続し、給電線間の位相制御も行う必要があるため、システムの負荷

はさらに倍増することとなる。

フェーズドアレイアンテナ以外のビーム走査アンテナのうち、簡素な構成のアンテナとして、漏れ波アンテナが良く知られている。漏れ波アンテナは、一般的に 1 本の開放系伝送線路に沿って一方向伝搬する進行波の一部が外部電磁波と結合し、線路の各点から漏れ波が放射する際、ホイヘンスの定理に基づいて、波の位相が強め合う方向にビームが形成される。しかしながら、線路終端での反射により逆方向に伝搬する進行波が不要なサイドローブを形成し、動作周波数の変動により、ビーム方向も変わってしまうビームスキントの問題がある。

そこで本研究課題では、従来技術である漏れ波ビーム走査アンテナの諸問題を解決する手段として、メタマテリアルの概念を用いる。ここで、メタマテリアルとは、電磁波の波長に比べて十分小さい（サブ波長サイズの）単位構成要素（単位セル）からなる人工媒質・構造体のことであり、材料固有の電気磁気特性を表すパラメータとしての誘電率、透磁率を直接操作するのではなく、単位構成要素の構造設計およびその配置方法により、全体構造のもつ実効誘電率および透磁率を人為的に操作する技術のことである。

順方向伝搬と逆方向伝搬とで透過係数が異なる非相反性とメタマテリアルの概念を融合させた非相反メタマテリアルを考える。特に、伝搬方向に関係なくほぼ透明で伝搬可能であるが、表と裏で実効屈折率が異なる非相反移相特性に注目する。研究代表者は、この非相反メタマテリアルからなる伝送線路共振器の一つとして、擬似進行波共振器を提案している。この共振器の特徴は、共振

周波数が共振器サイズに依存せず、共振器内の電磁界分布が進行波型で、電磁界強度分布が一樣、共振状態を保ちながら、電磁界分布のつくる位相勾配を動的に変更可能な点にある。この位相勾配を自由に換えられる擬似進行波共振器からの漏れ波放射をビーム走査アンテナに適用することにより、簡素な構成で且つ少ない制御パラメータで電子制御可能なビーム走査および偏波面回転機能を併せ持つアンテナの構成が可能となる、本研究課題で得られた研究成果を以下に報告する。

## 2. 研究内容及び成果

### 【研究成果その1】電子制御可能な偏波面回転操作機能を持つ漏れ波ビーム走査アンテナの開発

非相反メタマテリアル線路からなる擬似進行波共振器においては、動作点が漏れ波領域にある場合、共振器上の電磁界分布が作る位相勾配（波数ベクトル）の大きさおよび向きに対応する方向に単峰性の放射ビームを形成する。メタマテリアル線路が相反の場合、同共振器は0次共振器として動作し、漏れ波放射ビームはブロードサイド方向を向く。一方、この共振器からの漏れ波ビームの走査角を広角化するために、ブロードサイド方向に関して、大きく傾いた方向にビームを形成させるためには、線路は大きな非相反移相特性を有する必要がある。非相反性は一般に、時間反転対称性の破れと空間反転対称性の破れの組み合わせから発現するが、非相反性を増強するためには、前者の役割として、線路内で用いられるフェライトの直流磁化を大きくし、また後者の役割として、線路構造の非対称性をより大きくする必要がある。先行研究においては、線路構造の非対称性を大きくするために、単位セルごとに周期的に且つ中央線路に対して直交するように挿入された誘導性短絡スタブのインピーダンスをできるだけ小さくするように、スタブ長を短くする必要があった。このため、令和3年度より開始したビーム走査と偏波面回転操作機能を併せ持つ非相反メタマテリアルからなる擬似進行波共振アンテナの研究開発においては、同スタブ部分からの漏れ波放射量と、中央線路部分からの放射量との間に大きな差異が生じてしまい、擬似進行波共振器の両端条件を変えて偏波面回転操作を行う際、偏波面の方向により放射利得の変動が大きくなるのが問題となった[Ueda et al., IEEE Trans. MTT 2022]。

この問題を解決する手段として、令和4年度においては、挿入するスタブ構造として低インピーダンス且つスタブ長が長くなるように、LC直列共振回路を採用することを提案し、偏波面回転による放射利得の変動が2 dB以下まで小さくできることを数値計算により実証した[Kondo et al., APMC2022]。しかしながら、交差偏波識別度を-7 dB以下にすることができず、良好な直線偏波特性を得ることが実現できていなかった。そこで令和5年度においては、前年度において数値計算により得られた偏波面回転に伴う放射利得の変動抑制の効果を実験的に実証するとともに、交差偏波利得の発生メカニズムの原因を調べ、改善を試みた。結論から言うと、擬似進行波共振器アンテナからの不要な交差偏波成分の発生は、アンテナを構成する線路の減衰定数が大きいことが原因であることが分かった。減衰定数が大きい場合、入力端から進行する順方向伝搬成分と、末端反射により生じる逆方向伝搬成分の間で、電磁界分布強度に大きな差異が生じて、重ね合わせの効果が不十分となった結果、交差偏波成分の発現に結びついていることが分かった。

擬似進行波共振器の両端には、一対の反射素子が挿入

されているが、以下では、共振構造ではなく、線路片側の終端にのみ反射素子を挿入した場合を取り扱うこととした。理由としては、放射効率が低下する問題はあるものの、構造がより単純で実証が容易であるというメリットに加えて、一端反射の場合と両端反射の場合の電磁界分布は、互いに相似形をなしており、交差偏波識別度を評価する上で影響しないことが挙げられる。

提案する漏れ波アンテナの構造を図1-1に示す。非相反メタマテリアル線路の減衰定数を小さくするために、マイクロストリップ線路からなる非相反メタマテリアル線路に対して、一定距離だけ離れた上面および側面に、金属板を近接配置し、金属筐体を構成している。さらに上面の金属板には、放射量調整のための十字型スロットを装荷している。

まず、非相反メタマテリアル線路の伝送特性の数値シミュレーション結果の例を図1-2に示す。図1-2(a)には分散曲線を、図1-2(b)には順方向および逆方向の減衰定数 $\alpha_+$ および $\alpha_-$ の周波数依存性を示している。図1-2のそれぞれの図には、比較のため、金属筐体がある場合とない場合の2つの異なる数値計算結果を重ねて示している。図1-2(a)の結果から、金属筐体のありなしにかかわらず分散曲線の交点が周波数5.9 GHz近傍にあり、非相反移相特性 $\Delta\beta = (\beta_+ + \beta_-)/2$ について同程度の大きさが得られていることが分かる。さらに、図1-2(b)の結果から、金属筐体を備えた提案構造の場合の減衰定数は、取り除いた場合の半分程度に抑制されることがわかる。以上のことから、スロット付き金属筐体を用いることにより、非相反メタマテリアル線路の非相反移相特性に関してほぼ従来程度の大きさを維持したまま、減衰定数を小さくできることがわかる。

次に、非相反メタマテリアル線路構造の片側終端に反射素子を接続した場合の漏れ波放射特性の数値計算例を示す。この反射素子のモデルには、終端短絡の同軸線路を用いている。線路の終端条件としては、開放の場合と

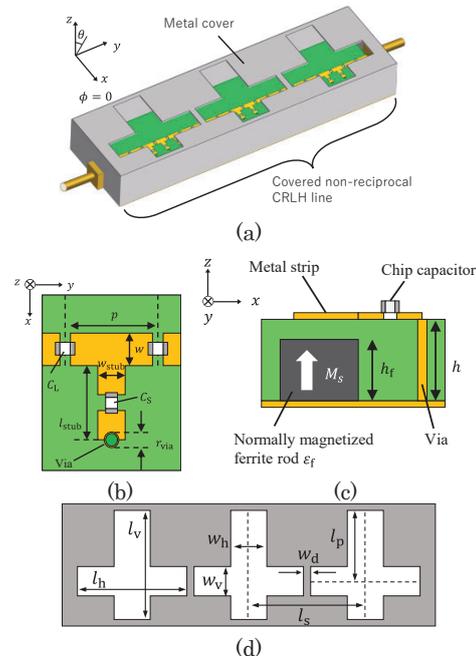


図1-1. 提案の漏れ波アンテナ構造 (a)全体図 (b)非相反メタマテリアル線路の単位セルの上面図 (c)断面図 (d)スロット付き金属筐体の上面図

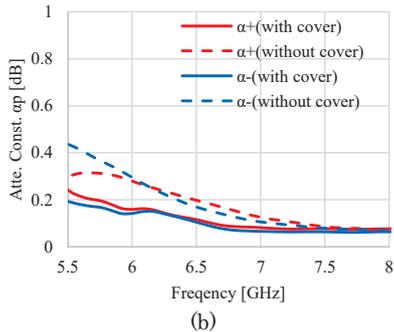
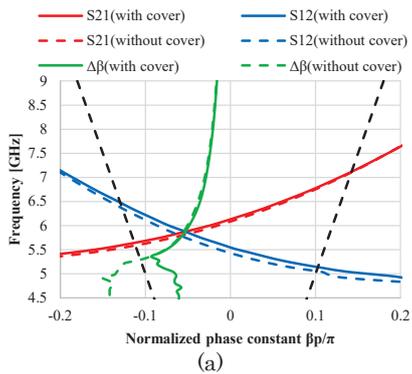


図 1-2 非相反 CRLH 線路の伝送特性の数値シミュレーション結果 (a)分散曲線 (b)減衰定数

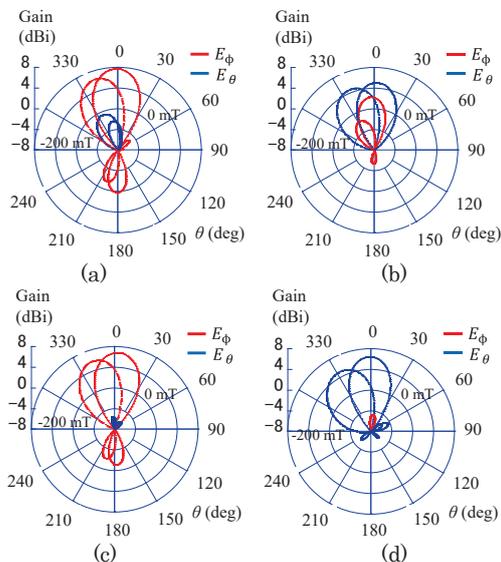


図 1-3 放射パターンの数値計算結果 (a)金属管体無し開放終端 (b)金属管体無し短絡終端 (c)金属管体有り開放終端 (d)金属管体有り短絡終端

短絡の場合の 2 通り、また金属管体を備えた場合と、取り除いた場合の 2 通りについて、放射パターンの例を図 1-3 に示す。なお、それぞれの図にはビーム角の異なる 2 つの場合として、磁界が印加されておらず、ブロードサイド方向に放射する場合が実線で、外部印加直流磁界が  $-200 \text{ mT}$  (飽和磁化  $\mu_0 M_s = 175 \text{ mT}$ , 内部印加直流磁界  $\mu_0 H_0$

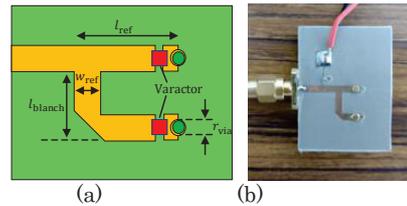


図 1-4 電子制御可能な反射位相をもつ反射素子(a)提案構造 (b)作製回路の写真

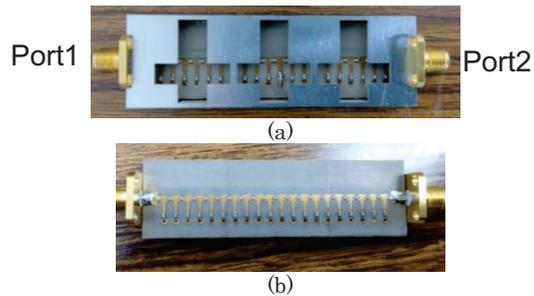


図 1-5. 作製した非相反メタマテリアル線路の写真 (a) 金属管体を装着した場合 (b) 金属管体を除いた場合

$= -30 \text{ mT}$  で、ビームが傾いて放射する場合は破線で示されている。図 1-3(a)-(d)において、外部印加直流磁界が  $-200 \text{ mT}$  でビームが傾いている場合を比較すると、金属管体のない従来構造の場合、交差偏波識別度は、開放終端の場合で  $6.98 \text{ dB}$ 、短絡終端の場合で  $6.40 \text{ dB}$  であるのに対して、スロット付き金属管体を用いた提案構造の場合、開放終端の場合  $11.7 \text{ dB}$ 、短絡終端の場合  $12.4 \text{ dB}$  となり、金属管体構造を用いることにより、交差偏波成分が大幅に抑制されることが確認できる。

次に、非相反メタマテリアル線路の終端に電子制御可能な反射素子を接続し、動的な偏波面回転制御およびスロット付き金属管体による交差偏波成分の低減効果を実験的に調べることにした。

本研究で用いた反射位相を電圧制御可能な反射素子の構造を図 1-4 に示す。共振周波数の異なる LC 直列共振回路を並列に 2 つ接続した構成となっており、インダクタとして誘導性スタブを、キャパシタとしてバラクターダイオードを用いた構成となっている。印加電圧を  $0 \text{ V} \sim 30 \text{ V}$  の間で変化することにより、反射位相を  $-180^\circ$  から  $180^\circ$  の範囲に亘り変化させることが可能であり、挿入損失も、最大で  $2.0 \text{ dB}$  程度で、比較的低損失な可変反射素子として動作する。

実験に使用するキャパシタの周波数依存特性を考慮して再設計を行い、メタマテリアル線路を作製した。線路構造の写真を図 1-5 に、線路の伝搬特性の測定結果を図 1-6 に示す。なお、再設計により、動作周波数が  $5.9 \text{ GHz}$  から  $6.2 \text{ GHz}$  ヘシフトしている。図 1-6(a)(b)は、それぞれ分散曲線および減衰定数の測定結果を示す。実線はスロット付き金属管体を用いた提案構造の場合、破線は金属管体を取り除いた従来構造の場合を示す。動作周波数  $6.2 \text{ GHz}$  では、金属管体がない従来構造の場合に比べて、金属管体を有する提案構造の場合の減衰定数は半分程度まで小さくなっていることが分かる。また、動作周波数に対応する分散曲線の交点周波数および非相反性の大きさについてはほとんど変化がないことも確認できる。

作製した非相反メタマテリアル線路の終端に、電圧制御可能な反射位相素子を接続し、放射測定を行った。放射パターンの例として反射位相が  $0^\circ$ 、 $180^\circ$  の場合の測定

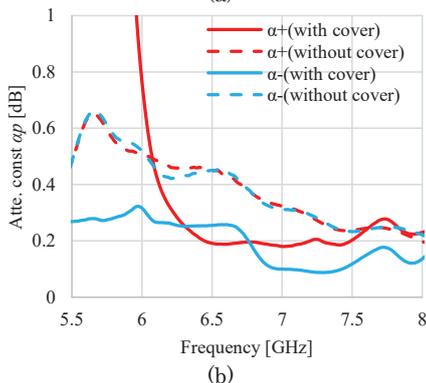
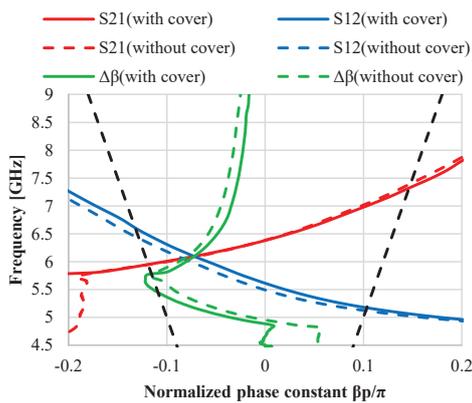


図 1-6. 非相反メタマテリアル線路の伝搬特性の測定結果 (a)分散曲線 (b)減衰定数

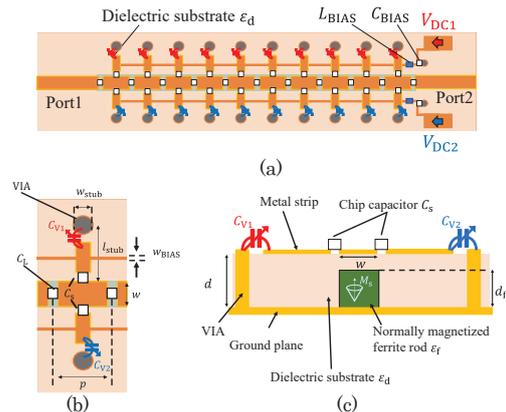


図 2-1 位相可変メタマテリアル線路提案構造 (a) 単位セルの上面図 (b) 上面図 (c) 断面図

終端の場合 7.15 dB, 短絡終端の場合 12.8 dB となっており, 金属筐体を用いることにより, 交差偏波成分が大幅に抑制できることが実験的に実証された[論文投稿予定].

### 【研究成果その2】電子制御ビーム走査アンテナのための非相反メタマテリアル線路の構成法

前述の「研究成果その1」では, 非相反メタマテリアル線路からなる擬似進行波共振アンテナを用いることにより, ビーム走査と偏波面回転機能を併せ持ち, かつ偏波面回転機能に関しては電圧制御可能であることを示した. しかしながら, ビーム走査に関しては, フェライトに印加する外部直流磁界の変化により動作する従来構造のままである. 直流磁界操作を伴うビーム走査として永久磁石を用いる場合には, 磁石と線路間の距離を機械的にcmオーダーで変位させ, 永久磁石の反転も必要となるため, アンテナの大型化および応答時間の高速化が困難である. また電磁石を用いる場合であっても, 電流駆動のため消費電力が大きく, 電磁石のもつ大きなインダクタンスにより応答速度に制約がある. また, どちらの場合にも, 外部磁界の変化により, 線路の実効透磁率が変化するため, 動作周波数の変動をもたらす問題もある. 無線通信アンテナの場合, 電磁環境の変化に対応した高速ビーム走査, かつ中心周波数が一定で, より広帯域動作することが望ましい.

先行研究でメタマテリアル線路の非相反性を制御する別の手法として, 線路構造の非対称性を変化させることが既に提案されている. 伝送線路の伝搬方向に対して左右に長さの異なる一対の誘導性スタブを縦方向に周期的に挿入することで, 線路構造に非対称性を与えることができる. この場合, 単位セルあたりに挿入された一対のスタブの合成サセプタンスの値をほぼ固定したまま, スタブ構造の非対称性を変えることにより非相反性が制御可能で, さらに動作周波数の変動を抑制できることが実験で確認されている. しかしながら, 先行研究では非対称性の異なる複数の線路を試作し, 伝送特性の測定結果を比較するにとどまっていた. 一本の線路において, 動作周波数を一定に保ちつつ, 非相反性を電子的に操作する試みは行われていない. そこで本研究課題においては, バラクタダイオードを用いて, 印加電圧によりメタマテリアル線路構造の非対称性を動的に変化させ, 非相反性を電子制御することを提案する. 中央のマイクロストリップ線路の両側に挿入されたバラクタダイオードを含む一対のスタブの電気長をバイアス電圧制御により変化さ

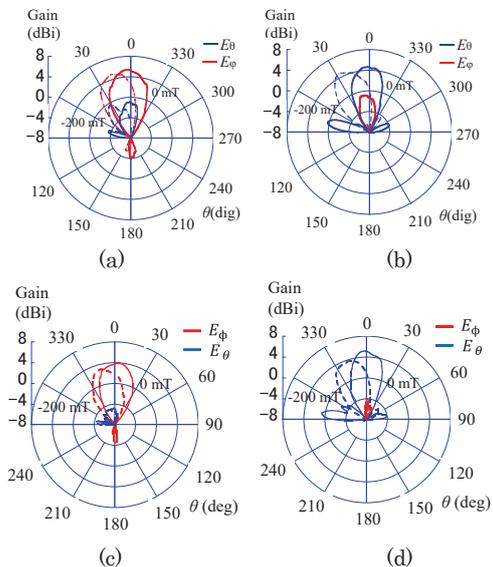


図 1-7 放射パターンの測定結果 (a)金属筐体無し開放終端 (b)金属筐体無し短絡終端 (c)金属筐体有り開放終端 (d)金属筐体有り短絡終端

結果を図 1-7 に示す. 図 1-7 の結果において, 特に外部印加直流磁界が -200 mT の場合を比較すると, 金属筐体のない従来構造の場合, 交差偏波識別度は, 開放終端の場合で 5.12 dB, 短絡終端の場合で 8.44 dB となるのに対して, スロット付き金属筐体による提案構造の場合, 開放

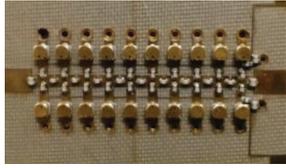


図 2-2 電子制御可能な非相反メタマテリアル線路の写真

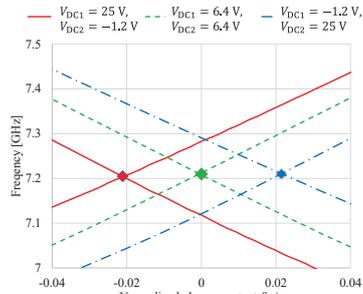


図 2-3 分散曲線の動的変化の様子 (測定結果)

せ、非対称性すなわち相反性を操作することができる [Yasuda et al., IMS2024 発表予定]. まず、提案のメタマテリアル線路を設計、試作し、伝送特性の測定を行った。特に透過係数の位相特性の測定結果から分散曲線および非相反性の抽出を行った。図 2-1 に提案構造を、図 2-2 に作製した線路の写真を示す。一對のバラクタに印加するバイアス電圧が等しく、対称構造で相反性を示す場合 ( $V_{DC1} = 6.4 \text{ V}$ ,  $V_{DC2} = 6.4 \text{ V}$ )と、構造が非対称で大きな非相反性を示す場合 ( $V_{DC1} = 25.0 \text{ V}$ ,  $V_{DC2} = -1.2 \text{ V}$ )の分散曲線および非相反性の比較を図 2-3 に示す。図 2-3 の結果から、試作した CRLH 線路では、バラクタダイオードへの印加直流電圧を変化させることにより、動作周波数を 7.2 GHz に固定したまま、非相反性の値を -0.021 から +0.021 まで動的に操作できことが分かった。以上のように、一對のバラクタダイオードへの印加電圧の組を最適に選ぶことにより、動作周波数を固定したまま、非相反性が正負の領域に亘り、連続的に操作可能であることが実験的に実証された。ビーム角に換算すると  $\pm 8^\circ$  程度の非相反性であり、まだ十分な大きさではないが、高速ビーム走査の実用化への可能性を示したといえる。

### 【研究成果その 3】二次元ビーム走査非相反メタマテリアルアンテナの開発

前述の「研究成果その 2」では、フェライトを含む非相反メタマテリアル線路の非相反移相特性を電圧制御で操作可能であることを示し、高速ビーム走査アンテナへの応用に道筋をつけることができた。しかしながら、従来の非相反メタマテリアルの研究は主に次元構造のため、ビーム走査方向も 1 次元に制限されていた。同アンテナのビーム走査方向の自由度を増加させる方法の一つとして、単位セルを二次元化し、単位セルの非対称性制御を簡素なシステムで操作することが考えられる。本課題では、実現可能な二次元非相反メタマテリアルの具体的構造を提案し、スタブ構造の非対称性操作により、2 次元ビーム走査が可能であることを数値シミュレーションおよび実験で実証したので、以下にこれを示す。

提案の二次元非相反メタマテリアル構造を図 3-1 に示す。複数の直線状非相反メタマテリアル線路が直交して x-y 面内に二次元平方格子構造を形成している。それぞれ

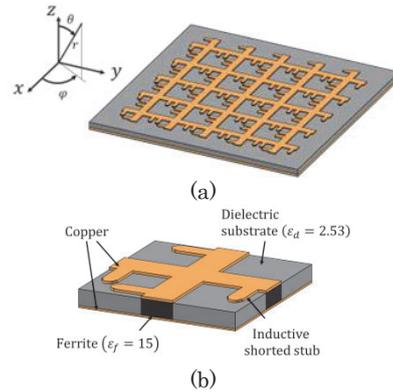


図 3-1 二次元非相反メタマテリアルアンテナ構造

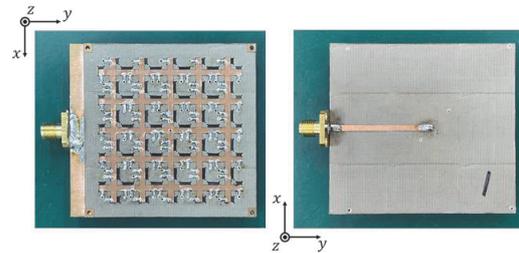


図 3-2 方位角  $\phi = 45^\circ$  面内での放射パターン (a) 直流磁界印加なし (b) 内部直流磁界 90 mT

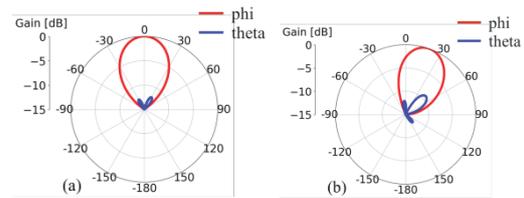


図 3-3 方位角  $\phi = 45^\circ$  面内での放射パターン (a) 直流磁界印加なし (b) 内部直流磁界 90 mT

れの主軸方向に延びる線路には、フェライトが埋め込まれ、さらにスタブの非対称な挿入により、信号の伝送電力方向に関係なく、位相勾配の大きさおよび傾きを所望の値に設定することが可能となった。図 3-1 では一例として、x 軸、y 軸に対して斜め  $45^\circ$  方向に位相勾配をもたらす二次元非相反メタマテリアル構造を設計し、図 3-2 は試作回路構造の写真を示す。図 3-3 はその構造を漏れ波アンテナとして用いた場合の放射パターンを示す。5 セル  $\times$  5 セルの二次元構造は、二次元擬定進行波共振器として動作し、共振器内で電磁界分布は一樣、波数ベクトルの向きは (1, 1) となることから、数値計算および実験で確かめられている。さらに、放射測定を行ったところ、所望の方向にビームが傾いていることが確かめられた。

### 【研究成果その 4】全二重通信非相反メタマテリアルアンテナの開発

従来の非相反メタマテリアルアンテナでは、送信方向と受信方向が一致せず、同一方向に位置する通信相手と同時に送受信することができない。そこで本課題では、同一の通信相手と同一周波数で全二重通信が可能なビーム走査アンテナシステムの構成法を検討した。非相反移相特性の大きさが同じで、符号が反転した関係の 2 本の

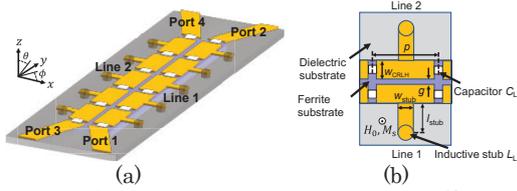


図 4-1. 全二重通信用非相反メタマテリアル線路アンテナの構造 (a) 斜視図 (b) 単位セル

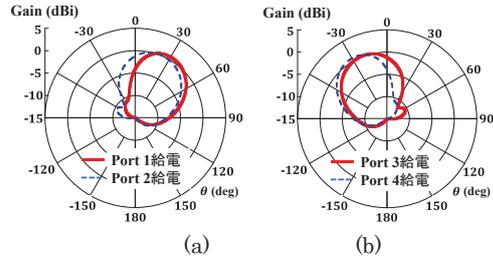


図 4-2. 非相反メタマテリアル線路アンテナの放射パターン (a) 線路 1 から信号入力した場合 (b) 線路 2 から入力した場合

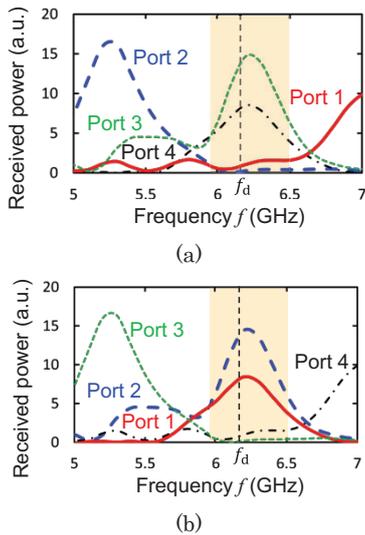


図 4-3. 非相反メタマテリアル結合線路の受信特性 (a) 入射角 \$30^\circ\$ で平面波入射の場合 (b) 入射角 \$-30^\circ\$ で平面波入射の場合

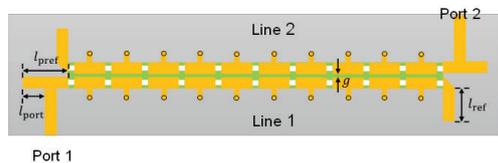


図 4-4. 全二重通信用擬進行波共振アンテナの構造

非相反メタマテリアル線路を平行に近接配置した漏れ波アンテナ構造を採用し、それぞれの線路が独立に送受信アンテナとして動作するよう、疎結合化、高アイソレーション化を図り、数値計算により基本的動作を調べた (Ideguchi et al., APMC2023)。

二本の平行な非相反メタマテリアル線路からなる提案構造を図 4-1 に、送信アンテナとしての放射特性を図 4-2

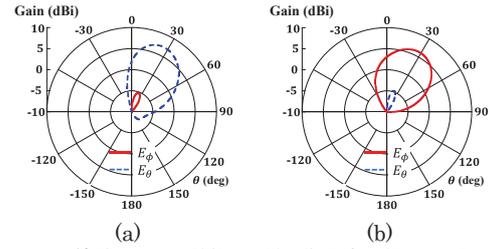


図 4-5. 線路 1 側の送信用擬進行波共振アンテナの放射パターン (a) 両端短絡の場合 (b) 両端開放の場合

に示す。図 4-2(a)では、線路 1 に含まれている給電 Port 1 と Port 2 から入力した場合の放射パターンを重ねて示している。どちらの場合も動作周波数でのビーム角は約 \$30^\circ\$ となっている。これは動作点として分散曲線の交点を選択し、Port 1 から入力した場合と Port 2 から入力した場合の線路 1 上の電磁界分布の位相勾配がほぼ同じであるためである。図 4-2(b)は線路 2 の各ポートからの入力に対する放射パターンを示している。線路 2 の非相反移相特性 \$\Delta\beta\$ は、線路 1 の非相反性と符号が反転するので、\$-30^\circ\$ 方向に放射する。線路 2 の場合も、給電ポートの選択に関係なく、放射方向は同じ向きになっている。以上のように、2 本の線路からの放射角は大きさが同じで、符号が反転し、近接配置しているにもかかわらず、一方の線路からの放射波が他方の線路に直接干渉しにくい構造になっていることが分かる。

次に、受信アンテナとしての特性を示す。外部から平面波を \$\pm 30^\circ\$ 方向から斜め入射した場合の各ポートでの受信電力の周波数依存性を図 4-3 に示す。図 4-3(a)(b)は、それぞれ入射角が \$\pm 30^\circ\$ の場合である。図 4-3(a)に示す入射角 \$30^\circ\$ の場合には、線路 1 は入射平面波と位相整合条件を満たさないため、Port 1 および Port 2 での受信電力が小さくなるのに対して、線路 2 は位相整合条件を満足し、Port 3 および Port 4 での受信電力が大きくなっている。図 4-3(b)に示す入射角 \$-30^\circ\$ の場合、図 4-3(a)の結果とは逆に、線路 1 は外部平面波と位相整合条件を満足して Port 1 と Port 2 の受信電力が大きくなっているのに対して、線路 2 は位相整合条件を満たさず、Port 3 と Port 4 での受信電力が小さくなっている。

上記の 2 本の非相反メタマテリアル線路の両端にそれぞれ反射素子を挿入し、送受信の擬進行波共振アンテナを構成した。上面図を図 4-4 に示す。線路 1 側を送信アンテナ、線路 2 側を受信アンテナとした。線路 1 側の送信アンテナの放射パターンを図 4-5 に示す。ビームは両端条件を短絡、開放と切り替えることにより、放射波の偏波が切り替わっていることが分かる。ビーム方向は、両端条件に関係なく \$30^\circ\$ となっている。次に、同じ \$30^\circ\$ 方向から平面波を斜め入射した場合の受信特性を図 4-6 に示す。図 4-6(a)は線路の両端を全て短絡とし、入射波の主偏波を \$E\_\theta\$ とした場合であり、図 4-6(b)は線路の両端を全て開放とし、入射波の主偏波を \$E\_\phi\$ とした場合である。いずれの場合も、大部分の受信電力は線路 2 側の Port 2 で受信され、両端反射条件の変化により、受信可能な主偏波方向も切り替わっていることが分かる。

以上のように、非相反メタマテリアルからなる一対の擬進行波共振器アンテナシステムにより、ビーム走査および偏波面回転機能を有する全二重通信アンテナの構成が可能であることを数値計算により実証した[論文投稿予定]。最近、図 4-1 の一対の非相反メタマテリアル線路の再設計・試作・伝送特性の測定を行い、数値計算とよく一致することを確認している。しかしながら、放射パ

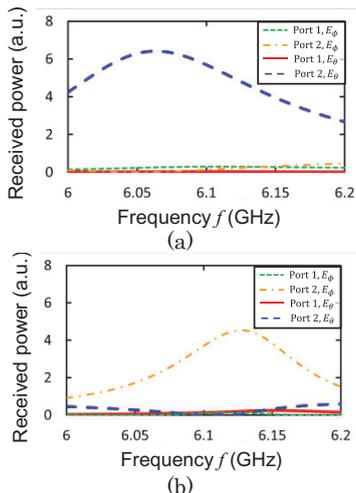


図 4-6. 入射角 $30^\circ$ から平面波を斜め入射した場合の各ポートの受信電力 (a) 両端短絡の場合 (b) 両端開放の場合

ターンが給電線の影響を受けることから、現在再試作を行っている段階である。

**【研究成果その5】能動素子を用いた非磁性非相反メタマテリアルによる漏れ波アンテナと電磁境界壁の非相反偏波回転制御**

図 5-1 に開発したアンテナ構造の全体図、単位セルにおけるベアチップ実装の様子を示す。本研究の目的である輻輳低減技術の開発に対して、このアンテナは周波数ビーム走査ならびに複合機能を実現するアンテナとして動作する。複合機能を従来の素子で説明すると、2 個の独立したアンテナとサーキュレーターの機能を複合したものであり、図 5-1 (a) の左右のコネクタを送信・受信端として設定するならば、送信信号は空間に放射電磁界として放たれ、空間到来の電磁界は右側の受信端に到達する。このアンテナの評価結果を図 5-2 に示す。

このアンテナ構造は一般的なアンテナ構造とは異なり相反定理が成立せず（送信特性と受信特性が異なる）、アンテナ自身がサーキュレーターと同様の動作することが予測できる。具体的には入力信号と空間放射電磁界に対して非可逆となり、従来のアンテナ構造で説明すると 2 つのアンテナとサーキュレーターが複合した動作に相当する。

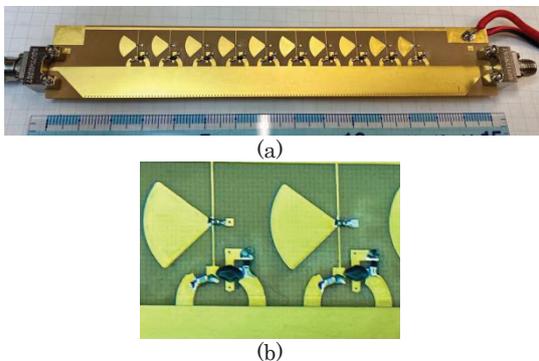


図 5-1. 試作したアンテナ構造 (a) 全体図 (b) ベアチップ実装の様子

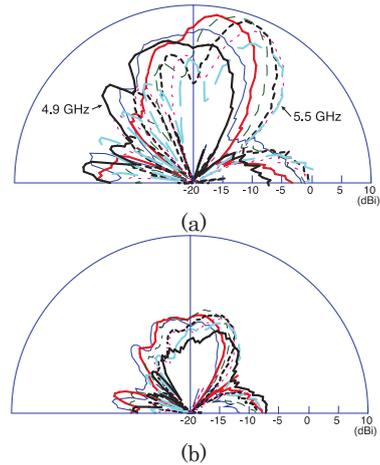


図 5-2. 周波数を 4.9GHz から 5.5 GHz まで変化させた時のアンテナの放射パターン (a) 順方向動作 (b) 逆方向動作

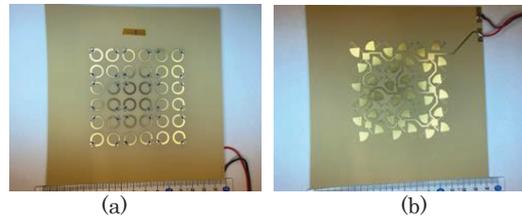


図 5-3. 開発した電磁境界壁の全体構成図(最上面と最下面)

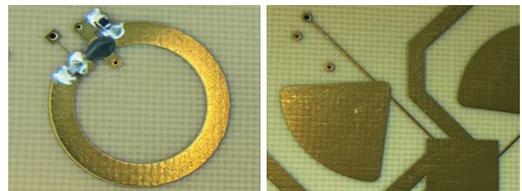


図 5-4. 開発した電磁境界壁の単一セルの構造図 (最上面と最下面)

今回の測定においては測定設備の都合上、順方向と逆方向の測定のみに行っているが、図 5-2(a) に示す通り、順方向動作においては周波数と共にビーム走査が行えており、最大 8dBi 程度のゲインが得られた。一方、図 5-2(b) に示す通り、逆方向動作では顕著な放射（測定的には受信状態）が見られず、非相反な特性が得られていることがわかる。

開発した構造において、従来のプラスチックパッケージの能動素子ではなく、図 5-1(b) に示すようにベアチップ（半導体基板剥き出し）を金線で線路パターンに接続し、これを樹脂封止したものを用いている。このことで従来の方法と比較し、より安定した、経年劣化の少ないアンテナ構造が実現できることが確認できた。この製作については外部委託を昨年度行った。

このアンテナは能動素子に加えるバイアス電圧により、直接的に放射方向・偏波特性を制御可能であり、周囲の電磁界の状況に応じて動的に特性を変化できるアンテナを開発できたことから、本研究の目的である輻輳低減技術開発に成果が得られたものと考えている。

図 5-3 に開発した電磁境界壁の全体図、図 5-4 に単一

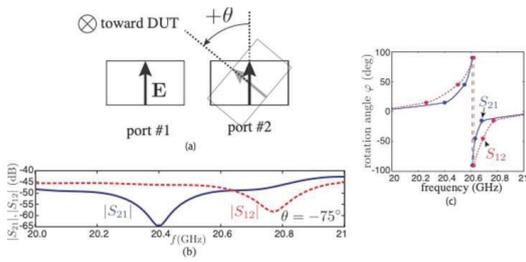


図 5-5. 図 5-4 の電磁界境界の入射電磁界と反射電磁界の偏波面の変化に対する特性の変化

セルの拡大図を示す。この構造は3枚の誘電体基板を重ねた多層構造であり、中央にはグランド面（一面銅箔面）が入っており、反射型電磁境界として動作する。最上面と最下面はメッキプロセスによりビアが構成されており、ビア部分についてはグランド面を回避（無接続）となるように製作されている。この製作についてはアンテナ構造と同様に外部委託により試作している。

測定は図 5-5 (a) のようにホーンアンテナ対の伝送量を評価することにより行い、片方のホーンアンテナ (port2 側) の偏波面のみを  $-75$  度回転させた時の伝送量を図 5-5 (b) に示す。このように伝送量の非可逆が 20 GHz において明確に得られており、伝送量の最大点が得られる角度を記録した場合、図 5-5 (c) のようにフェライトを用いたファラデー回転と同様の非可逆な偏波面回転が得られた。従来の報告例では 10 GHz 以下の動作に留まっていたが、図 5-5 に示すように 20 GHz 近傍による動作を確認することができ、商業水準による作成技術による格段の動作周波数向上がみられた。

ここまでで得られた知見としては

(1) パターンのスルーホールや微細加工、ベアチップのワイヤーボンディングなどは大学内製（手作り）によるものは信頼性にかけるが、本研究で実施した業者による商業水準による作成技術により、従来の報告例よりも格段の動作周波数向上（10 GHz から 20 GHz）がみられた。

(2) 動作周波数向上については、ベアチップ使用によるものとも考えられるが、当初計画の 40 GHz 動作については確認することができなかった。この構造においては、チップ自体は非可逆 ( $S_{21}/S_{12}$  の違い) のみ性能が要求されるが、チップそのものの周波数上限が十分余裕のあるものではなかった（増幅動作で 30 GHz）、すなわちチップ選択に問題があったと考えられる。

(3) 超多数接続下の輻輳低減技術としては、図 5-5 に示すような偏波回転特性、信号非可逆がそのまま利用可能な基礎技術となる。偏波回転は印加電圧により動作・非動作が設定可能で、周囲の電磁環境に応じてその動作を変化させることで輻輳低減に寄与できるものと考えている。

(4) 現在の結果を即 Beyond 5G に応用できるものではないが、開発した基礎技術はより適切な素子選択により、さらに高い周波数における輻輳低減技術開発に寄与できると考えている。

### 【研究成果その6】等方的応答を有する偏波回転カイラルメタサーフェス

アンテナによる偏波操作に加えて、自由空間を伝搬する電磁波の偏波操作を可能にする素子の研究も行った。そのような素子の通信応用に求められる要件は、①入射

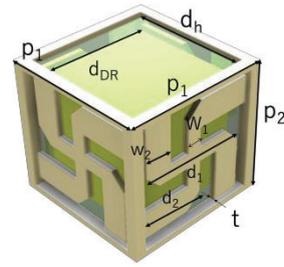


図 6-1 設計したメタサーフェスの単位セル

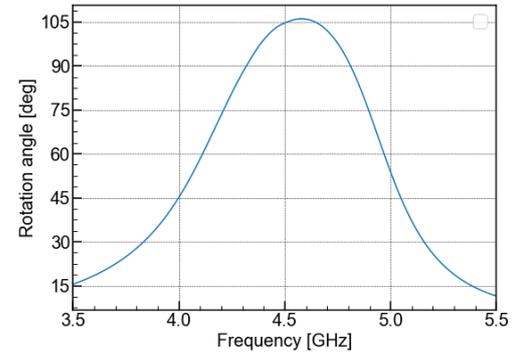
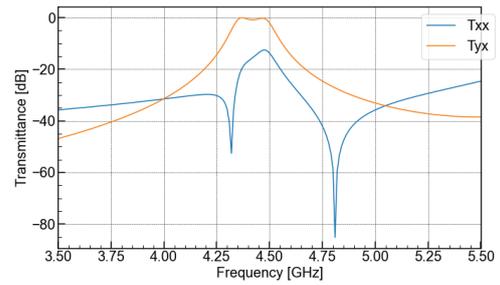


図 6-2 メタサーフェスの伝送特性 (a)透過特性。(b)偏波回転特性。

角依存性が少ないこと、②偏波依存性が少ないこと、③物理的に薄いこと、④広帯域であること、が挙げられる。本研究では、①から③の要件を満たす素子として図 6-1 のような単位セルから構成されるメタサーフェスを考案・設計し、その偏波特性を数値的、実験的に確認した。考案したメタサーフェスは、 $\pi$ 型のカイラル金属構造に比誘電率が 110 の誘電体共振器を埋め込んだ構造を有する。金属構造により有効プラズマ周波数を制御することでメタサーフェスの誘電率を操作し、誘電体共振器の磁気双極子モードによって透磁率を制御する。誘電率と透磁率の制御は独立して可能であり、「比誘電率 = 比透磁率」となる条件を満たすように設計した。この条件では、電磁波のヘリシティが保存され、入射角依存性が大きく低減する。更に、金属の $\pi$ 型構造を 4 回対称性となるように配置することにより、偏波依存性を消すことが可能になる。また、メタサーフェスはサブ波長以下の厚みを持つ素子であり、本質的に物理的な厚みは問題とならない。以上の動作原理に基づき設計したメタサーフェスの伝送特性および偏波回転特性を図 6-2 (a) および図 6-2 (b) に示す。伝送特性においては、周波数 4.3-4.5 GHz までの帯域で透過帯域が存在し、それに対応して偏波回転角が  $90^\circ$  以上の大きな旋光性を示すメタサーフェスの



図 6-3 作製したメタサーフェス

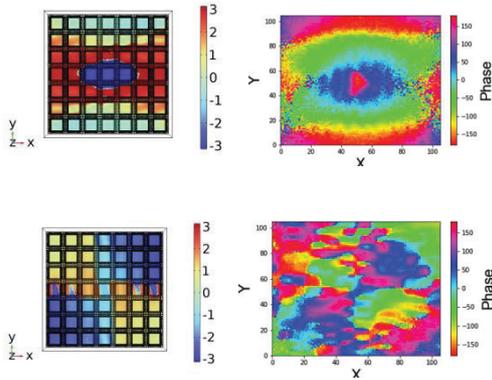


図 6-4 近傍場の入射偏波成分のシミュレーション(a)および測定結果(b). 近傍場の交差偏波成分のシミュレーション(c)および測定結果(d).

動作を数値シミュレーションで確認することができた。④の広帯域性については、現状では動作帯域として比帯域で6%となっており、更なる改善が求められる。

以上の数値計算結果に基づき、実際に素子の作製も行った。3D プリンターで作製した凹型構造に銅メッキを行い、金属カイラル構造を作製した。誘電体共振器は金属構造と直に接触しないようにホスト媒質で覆い、金属構造に埋め込んだ。作製したメタサーフェスを図 6-3 に示す。このメタサーフェスの偏波回転特性を評価するために、メタサーフェスの近傍場の入射および交差偏波成分の測定を行った。結果を図 6-4 に示す。

図 6-4(a)および(b)には近傍場位相のうち、入射偏波と同一成分のシミュレーション結果および測定結果を示すが、シミュレーション結果と測定で良く一致していることが分かる。図 6-4(c)および(d)に交差偏波成分を示すが、シミュレーション結果では位相分布が4つの領域に分かれる特性を示すのに対して、測定結果でも同様の傾向を得た。これは、メタサーフェスによって数値シミュレーションと同様の交差偏波が生じていることを示している。

### 3. 今後の研究成果の展開

既に述べたように「研究成果その1」において、非相反メタマテリアルによる新しい動作原理に基づくビーム走査機能と偏波面回転機能を併せ持つアンテナを提案し、偏波面の回転制御に関しては、線路終端に接続した反射素子の反射位相を電圧制御することにより、高速で所望の方向に偏波面を連続回転可能な制御法を実現した。しかしながら、ビーム走査が従来の直流磁界によるものであり、制御に要する消費電力および応答速度の観点で問題がある。この問題を解決するために「研究成果その2」では、ビーム走査角を決定づけるメタマテリアル線路の非相反移相特性を、電圧制御により操作する技術の確立

を図った。現時点でまだ開発の途上ではあるが、ビーム走査の電圧制御の技術が確立すれば、上記の偏波面回転制御と組み合わせることで、高速でビーム走査かつ偏波面回転制御が可能になると考えている。また、これまで、非相反メタマテリアルによるビーム走査アンテナの多くは1次元線路構造であり、走査方向も1次元方向に制限されていた。これに対して「研究成果その3」においては、簡素な制御システムで2次元ビーム走査を可能とする具体的な二次元非相反メタマテリアル構造を提案したが、電圧制御の適用も可能である。この構造は、従来のフェーズドアレーアンテナにおいて、各アンテナ素子の位相を独立に制御する必要があるのと違い、極めて少ない制御パラメータで、所望の方向にビーム走査することができる可能性を有していることから、次世代無線通信において、電磁環境の動的変化に対して、低遅延で応答可能な新しい技術として期待される。また、フェライト材料以外の能動素子からなる非磁性素子による非相反メタマテリアルを用いた、より高周波帯でのアンテナ動作の実現が強く望まれる。

### 4. むすび

非相反メタマテリアルの概念を用いた新しい動作原理に基づく、ビーム走査ならびに偏波面回転機能を併せ持つアンテナシステムの開発を行った。交差偏波識別度の改善により、電圧制御による偏波面回転操作を実験により実証した。高速ビーム走査を目的として、電子制御可能な非相反移相メタマテリアル線路および二次元ビーム走査アンテナの基本的動作を実験で確かめるとともに、全二重通信可能なビーム走査アンテナの構成法を提案し、数値計算により実証した。

#### 【査読付き誌上发表論文】

- [1] T. Ueda, M. Kamino, T. Kondo, T. Itoh, “Two-degree-of-freedom control of field distribution on nonreciprocal metamaterial-line resonators and its applications to polarization-plane-rotation and beam-scanning leaky-wave antennas,” *IEEE Trans. on Microwave Theory Techn.*, vol. 70, no. 1, pp. 50-61, Jan. 2022. DOI: 10.1109/TMTT.2021.3124249
- [2] T. Ueda, “Passive-circuit-based nonreciprocal metamaterials: controlling the phase gradient of fields in resonators and antennas,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 23, no. 11, pp. 64-81, Nov. 2022. DOI: 10.1109/MMM.2022.3196413.

#### 【査読付き口頭発表論文】

- [1] T. Kondo and T. Ueda, “Improvement of radiation gain from inductive stubs in non-reciprocal CRLH metamaterial lines,” *Proc. 2022 Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC2022)*, WE1-F6-4, pp. 82-84, Yokohama, Japan, Nov. 2022. DOI: 10.23919/APMC55665.2022.9999994.
- [2] T. Ideguchi, T. Ueda, “Nonreciprocal metamaterial coupled line for leaky wave antennas in full-duplex communication systems,” *Proc. 2023 Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC2023)*, Taipei, Taiwan, Dec. 2023.
- [3] H. Yasuda and T. Ueda, “Electronic control of structural asymmetry for tunable nonreciprocal phase shift in CRLH transmission lines,” to be

published in the 2024 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2024) Digest, WE2I-1, pp. 1-4, Washington DC, USA, Jun. 2024.

#### 【口頭発表】

- [1] 井手口拓夢, 上田哲也, “非相反メタマテリアル線路からなる双方向通信用ビーム走査漏れ波アンテナ,” 電子情報通信学会 マイクロ波研究会 技術報告 MW2022-140, pp. 43-48, 伊勢市, 神宮会館, Dec. 2022.
- [2] 安田秀史, 近藤巧, 上田哲也, “非相反メタマテリアル線路ビーム走査アンテナにおける偏波面回転の電子制御,” 電子情報通信学会 技術研究報告, 電磁界理論研究会, vol. 123, no. 251, EMT2023-72, pp. 52-57, 海峽メッセ下関, 2023年11月.
- [3] 島田翔悟, 大島幹矢, 安田秀史, 上田哲也, “二次元非相反メタマテリアル共振器からの漏れ波放射,” 電子情報通信学会 技術研究報告, マイクロ波研究会, 大阪大学豊中キャンパス, 2024年5月17日発表予定.

#### 【申請特許リスト】

- [1] 上田哲也, 井手口拓夢, 特願 2023-055441 「漏れ波アンテナ」, 日本, 2023年3月30日出願.
- [2] 上田哲也, 大島幹矢, 島田翔悟, 安田秀史, 特願 2024-051948 「非可逆伝送線路、擬似進行波共振装置及び漏れ波アンテナ装置」, 日本, 2024年3月27日出願.

メタマテリアル支援小型・高効率無線電力伝送システムによる体内への電力と情報の無線伝送システムの研究開発

---

国立大学法人九州大学／  
国立大学法人京都大学／  
学法人湘南工科大学

# メタマテリアル支援小型・高効率無線電力伝送システムによる体内への電力と情報の無線伝送システムの研究開発

## Research and Development of a Compact and High-Efficiency Metamaterial-Assisted Wireless Power and Information Transmission System into The Body

### 研究代表者

バラカット アディル 九州大学  
Barakat Adel Kyushu University

### 研究分担者

篠原 真毅<sup>†</sup> 加保 貴奈<sup>††</sup> 服部 励治<sup>†††</sup>  
Shinohara Naoki<sup>†</sup> Takana Kaho<sup>††</sup> Reiji Hattori<sup>†††</sup>  
<sup>†</sup>京都大学 <sup>††</sup>湘南工科大学 <sup>†††</sup>九州大学  
<sup>†</sup>Kyoto University <sup>††</sup>Shonan Institute of Technology <sup>†††</sup>Kyushu University

研究期間 令和3年度～令和5年度

### 概要

本研究は、人間の健康状態を監視するために重要な無線給電医療インプラントの開発における課題に取り組みます。生体組織の誘電率による効率の低下と周波数ずれの課題を克服するために、積層メタマテリアルと周波数ホッピングロードシフトキー変調法を提案しました。これらにより、受信機が50平方ミリ未満の大きさで、50%の効率で電力と情報を伝送が可能となりました。提案技術により、埋込と操作が可能となり、リアルタイムでデータのクラウドへの送信を容易にします。

### Abstract

This research addresses challenges in developing wirelessly powered medical implants, crucial for monitoring human health conditions. These challenges included decreased efficiency and frequency shift due to the body's dielectric constant. We proposed novel solutions: stacked metamaterial and a Frequency-Hopping Load-Shift Keying modulation method for information transmission. Such advancements enable efficient power and information transmission, achieving 50% efficiency with a receiver smaller than 50 mm<sup>2</sup>. This breakthrough promises versatile implantation and facilitates real-time health data transmission to the cloud. Also, the proposed methods alleviate medical burdens and costs, notably eliminating the need for pacemaker battery replacement surgeries.

### 1. まえがき

Implanted sensors inside the human body can track vital signs such as lung function, glucose level, body temperature, blood pressure, etc. Instead of bulky batteries, the necessary energy for these sensors can use WPT from an external unit. Employing backscattering the external unit can gather vital signs information from the implanted sensors and report them for appropriate decision-making by specialists. In such a case, the implant can be extremely miniaturized.

Ensuring continuous tracking of human health information can be helpful from several societal prospects. First, for seniors as well as adults, early detection of abnormalities/diseases is possible. Hence, necessary measures can be taken to secure health services that guarantee appropriate treatment. Moreover, in the case of a pandemic like COVID-19, timely detection of infected persons, and infection clusters based on the symptoms detected by implanted sensors can ensure on-time treatment as well as avoidance of infection spread. Also, WPT allows the avoidance of supplementary surgery for a battery replacement. This avoidance reduces the economic burden on the patient as well as the risk associated with repeated surgery for battery replacement.

According to the above issues, implanted sensors require 1- wireless power for charging, and 2- a backward combination “backscattering” channel for

vital signs reporting to an external unit. WPT and backscattering information have been realized based on inductive links. However, the coils were bulky, WPT efficiency was degraded, and the data rate was limited. Also, additional active circuits were necessary for both the transmitter and receiver sides for frequency tracking resulting in additional complexity.

Besides the above-described limitations of the current backscattering systems as described in the previous paragraph, the human body is considered a harsh environment for WPT, and two challenges do exist: (i) Resonance change: occurs due to the dielectric properties of the biological tissue. (ii) Quality factor degradation: results from the increased radiation into the biological tissue. Both of these issues lead to degradation of the WPT efficiency. Also, when the resonance change phenomenon occurs; backscattering communication becomes impossible. So, solutions are proposed to overcome these problems using a new design theory for a compact inductor's model using novel stacked metamaterials.

### 2. 研究内容及び成果

#### A. Wireless power transfer

To overcome the resonance shift issue, the defected ground structures (DGS) resonators have been modeled in terms of electrical length and their characteristics have been researched. A DGS or an inductive loop can

be considered as a high-impedance line whose effective inductance can be calculated as:

$$L_{eff} = Z_0 \sin \beta l / \omega \quad (1)$$

where  $Z_0$  and  $\beta$  are the characteristic impedance and the phase constant, respectively, and  $l$  is the overall length of the DGS. For a small electrical length,  $\sin \beta l$  reduces to  $\beta l$ . So, (1) can be rewritten as:

$$L_{eff} \approx Z_0 \beta l / \omega \approx \mu l \quad (2)$$

Hence, with a proper design of the electrical length of the DGS, the resonance-shift phenomenon can be avoided. This is possible by considering the surrounding medium that has the most effect on the electrical length, i.e., the tissue. For example, at 50 MHz, a small electrical length can extend up to  $18^\circ$ , which corresponds to 96 mm at the air-tissue interface where the TX is placed as the effective dielectric constant equals  $(\epsilon_r+1)/2=39$ . The TXs of WPT systems in the previous section have overall lengths of 77 mm ( $\approx 14.4^\circ$ ) and 201 mm ( $\approx 37.3^\circ$ ). Hence, the TX designed using the maximum efficiency method suffers from resonance-shift because its effective inductance is medium-dependent, which is not the case in the TX designed using the medium-independent method.

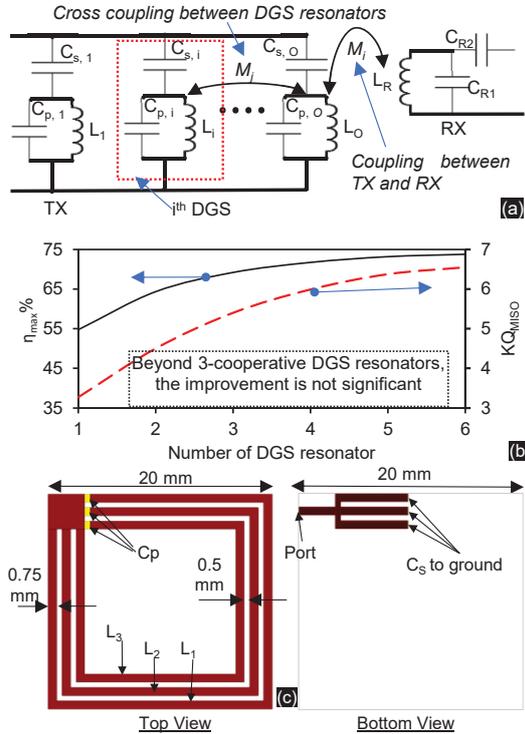


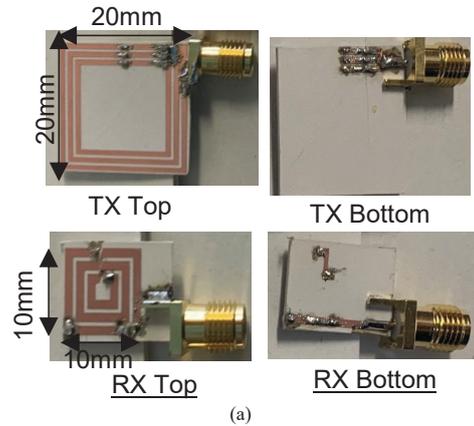
Fig. 1. Proposed MISO WPT system. (a) Cooperative DGS system. (b)  $KQ_{MISO}$  and  $\eta_{max}$  of a different number of cooperative DGS resonators. (c) The layout of three cooperative DGS resonators WPT TX.

The proposed system is shown in Fig. 1(a). The TX consists of an  $O$  number of cooperative DGS resonators and a DGS RX. Each cooperative DGS resonator has a small electrical length to avoid the resonance shift problem. The proposed system can be considered as a MISO WPT system. Hence, the overall  $kQ$ -product ( $kQ_{MISO}$ ) of an  $O$  cooperative DGS resonator is calculated as (3) and is not affected by the intra-mutual coupling. Where  $k_i$  is the  $i^{\text{th}}$  cooperative DGS resonator/RX coupling coefficient,  $Q_{TX,i}$  is the unloaded quality factor of the  $i^{\text{th}}$  cooperative DGS resonator, and  $Q_{RX}$  is the RX unloaded quality factor. The corresponding maximum obtainable efficiency is calculated as:  $\eta_{max} = (KQ_{MISO} / [1 + \sqrt{1 + (KQ_{MISO})^2}])^2$ .

$$KQ_{MISO} = \sqrt{\sum_{i=1}^O (k_i Q_{TX,i} Q_{RX})^2} \quad (3)$$

Fig. 1(b) shows  $KQ_{MISO}$  and  $\eta_{max}$  for 20 mm  $\times$  20 mm TX. The width of each cooperative DGS resonator is 0.75 mm and the spacing between two sub-TXs is 0.5 mm. The RX has the same dimensions as the RX in Table I.  $\eta_{max}$  increases as the number of cooperative DGS resonators increases. Still, beyond three cooperative DGS resonators, no significant improvement is achieved because of the limited increase in the  $KQ_{MISO}$ . So, we decided to implement the MISO-WPT employing three cooperative DGS resonators to avoid the additional overhead cost by adding more capacitors. The layout of the TX of the proposed system is shown in Fig. 1(c).

The proposed MISO WPT system was fabricated as shown in Fig. 2(a). The measurement setup in chicken breast is shown in Fig. 2(b). The RX was placed between two layers of the chicken breast where each layer had a thickness of 10 mm. These two chicken breast layers were located inside polyethylene bags to ensure that there was no physical contact between the WPT system and the tissue. The lateral misalignment ( $\Delta x$ ) performance in tissue was tested. The measured efficiency was more than 50% for  $\Delta x \leq |6.5|$  mm in tissue as shown in Fig. 2(c). Also, no resonance shift was observed during measurements.



(a)

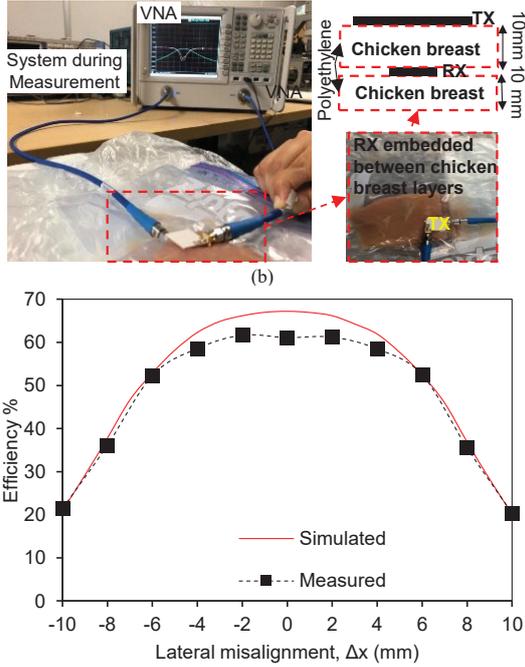


Fig. 2. Fabricated system and measurements. (a) Top and bottom views of TX and RX. (b) Measurement setup and system during measurement. (c) Measured Efficiency during misalignment.

In order to further improve the performance of the WPT system, a metamaterial director and isolator were proposed. Also, it has been integrated with a rectifier to have a usable DC voltage as shown in Fig. 3(a). The metamaterial director has near zero permeability and this directs the magnetic field into the RX following the dispersion relation (4) where utilizing  $|\mu_z| < 1$ ,  $|\mu_p| \geq 1$ , and  $|\varepsilon_p| \geq 1$  results in minimization of the variance of the magnetic field in  $\rho$ -direction, i.e.,  $k_\rho \rightarrow 0$ . Hence, the magnetic field is enforced in the  $z$ -direction towards the RX and TX/RX coupling is maximized.

$$\frac{k_\rho^2}{\mu_z} + \frac{k_z^2}{\mu_\rho} = \frac{\omega^2}{c^2} \varepsilon_p \quad (4)$$

Moreover, the magnetic field in the backward side of the TX is then forced to be parallel, i.e. a region of no magnetic field leakage is realized. The resulting vector magnetic field in the case of with/without isolator is shown in Fig. 3(b) confirming its performance. Also, the fabricated system is shown in Fig. 3(c) with a comparison between the simulated and measured results in Fig. 3(d), which confirms the overall system performance. It is worth mentioning that the isolator does not affect the efficiency. Still, it is very significant in preventing any undesired coupling in the backward side of the receiver. The integrated system achieves an RF-DC efficiency of 40%.

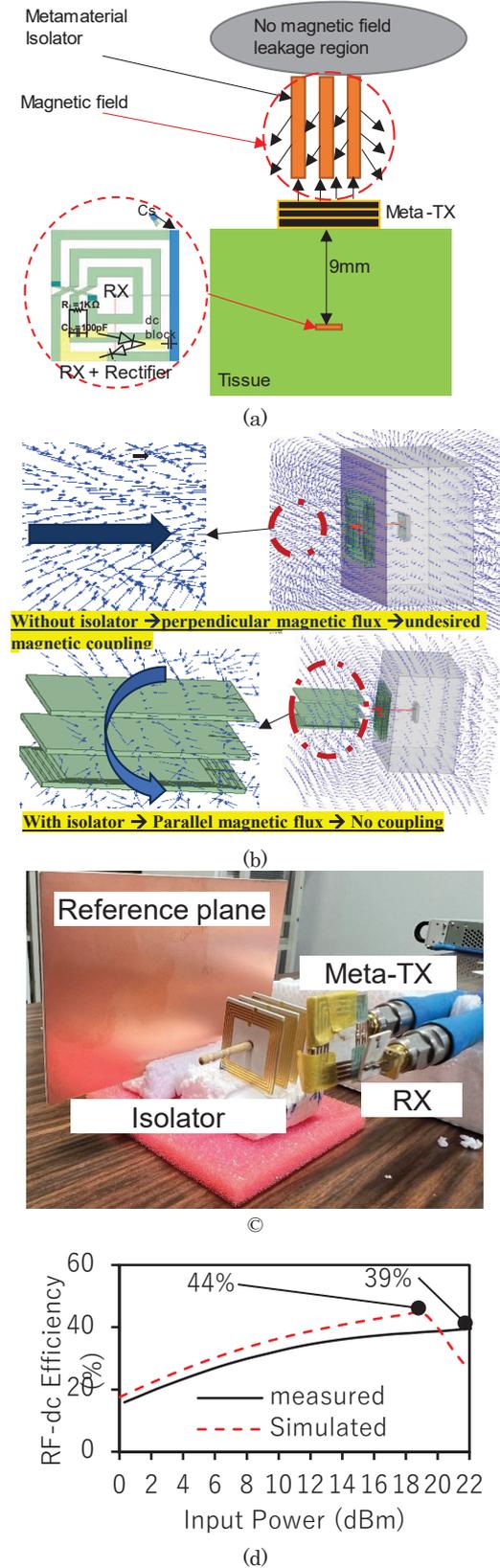
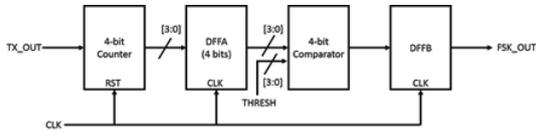


Fig. 3. The proposed metamaterial-assisted WPT system with isolator. (a) Concept of the system. (b) Simulated isolator performance. (c) Fabricated system during measurements. (d) Measured RF-dc efficiency.

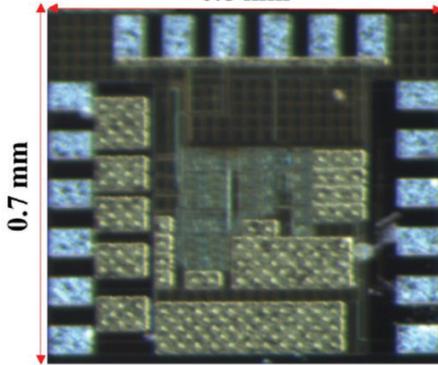
### B. Frequency-hopping Backscattering

Typically, back-data can be collected from an implant utilizing load-shift-keying (LSK) modulation and demodulation. The channel is a critically-coupled inductors WPT system, which guarantees one possible frequency of operation ( $f_0$ ). The LSK modulator consists of a clock generator and a switched resistor. In case of zero-bit, the switched resistor is high value and power follow to the rectifier. Instead, in case of one-bit, the switched resistor become with small value, which results in mismatch loss, i.e. power is reflected. In the TX side, reflected power follows to the LSK modulator, power detector, through a circulator. The absence and existence of power define the zero- and one-bits, respectively. However, LSK result in 50% loss of the power because no power is transmitted to the rectifier in the one-bit state.

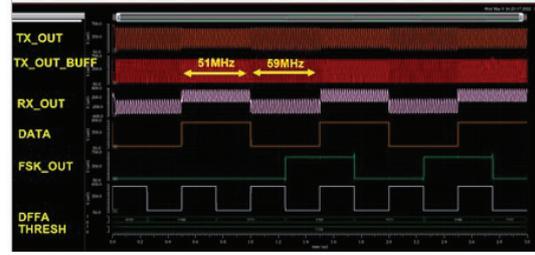
Instead, a frequency-hopping (FH) LSK is proposed. First, the transmission medium needs to support two different resonance frequencies. So, the WPT channel is designed with over-coupled inductors. On the TX side, the WPT transmitter acts as a load of the oscillator. Hence, the oscillator can generate either  $f_1$  or  $f_2$  depending on this loading state. The FH-LSK, on the implant side, consists of a clock generator and a switched capacitor, which appear with C1 or C2 depending on the zero- and one-bits states, respectively. These C1 or C2 values will be designed such that the oscillator in the source side is enforced to oscillate at  $f_1$  and  $f_2$ , respectively. The FH-LSK demodulator is a frequency detector. Hence, depending on the detected frequency, zero- and one-bits can be defined. The advantage of this is that there will be a continuous power transmission either in  $f_1$  or  $f_2$ , and overall rectification efficiency will be improved.



(a)  
0.8 mm



(b)



(c)

Fig. 4. Proposed FH-LSK demodulator. (a)Block diagram and concept. (b) CMOS Chip photo. (c) results.

The proposed FH-LSK demodulator consists of a counter and a comparator as shown in Fig. 4(a). The counter counts the number of cycles of the received frequency. The comparator compares the output of the counter with a fixed value that represents  $f_0$ . When one-bit is transmitted the frequency is larger than  $f_0$  and the counter generates more count than the fixed value. Likewise, when zero-bit is transmitted the frequency is smaller than  $f_0$  and the counter generates less count than the fixed value. In return, the data can be restored at the output of the comparator. The fabricated chip photo and the resulting performance are shown in Fig. 4(b) and Fig. 4(c), respectively. The proposed system achieved a data rate of 2 Mbps without any effect on the power channel. Hence, a continuous power and backscattering data system was realized.

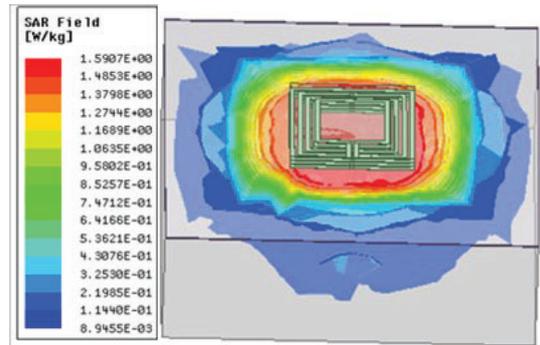


Fig. 5. EM Simulated 1-g average SAR distribution at 50 MHz of the proposed WPT system with integrated rectifier with 21dBm input power.

### C. Safety consideration

Ensuring the safety of the body while interacting with electromagnetic waves is of utmost importance to avoid any potentially harmful effects on the tissue. The specific absorption rate (SAR) is a parameter that quantifies the rate at which electromagnetic waves are absorbed by the human body. Equation (5) describes the relationship between tissue conductivity ( $\sigma$ ), tissue density ( $\rho$ ), and the intensity of electric fields ( $E$ ). In compliance with the IEEE standard C95.1-1999, it is recommended to keep SAR averaged over 1 gram of tissue (1-g average SAR) below 1.6 W/kg to ensure the safety of the human body. This requirement is illustrated in Fig. 5. The maximum 1-g average SAR level achieved by the proposed design is approximately 1.59 W/kg, which is below the specified limit of 1.6 W/kg.

This indicates that integrated with the rectifier, maintains a safe level of energy absorption by the human body. By adhering to the specified SAR limit and carefully managing the input power, the proposed design ensures the safety of the human body during the operation of the WPT system integrated with the rectifier.

$$SAR = \frac{\sigma \times |E|^2}{\rho} \quad (5)$$

### 3. 今後の研究成果の展開

The research project has developed a compact and efficient Wireless Power Transfer (WPT) system tailored for biomedical implant applications with back data function. This system boasts a low magnetic loss stacked metamaterial director and isolator, along with a compact embedded RX measuring 7×7 mm<sup>2</sup>. Through testing on chicken breast tissue and phantom models, the system has demonstrated high efficiency levels, even during misalignment scenarios. Importantly, it adheres to safety limits set by IEEE C95.1-1995 for SAR, as confirmed by electromagnetic (EM) simulations. Initiated contacts with medical professionals specialized in pacemakers underscore the importance of the prototypes.

The subsequent steps are as follows

- **Collaboration:** Initiating collaborations with biomedical device manufacturers and regulatory bodies to ensure compliance and facilitate adoption.
- **Regulatory Approval:** Pursuing regulatory approval and certifications for medical device usage.
- **Funding:** Attracting funding opportunities to transition achieved results and prototypes into a product and commercialize them.

The commercialization of the proposed compact WPT system holds significant promise for revolutionizing biomedical implant technology, offering healthcare providers and patients a safe, efficient, and reliable solution for powering and communicating with implanted devices.

### 4. むすび

In this project, a compact and efficient WPT systems that incorporates a low magnetic loss stacked metamaterial director and isolator has been developed. This system was designed to be integrated with a compact embedded RX measuring 7×7 mm<sup>2</sup> for biomedical implant applications. Additionally, an uncomplicated matching circuit rectifier was positioned on the backside of the RX substrate without additional area adding to the overall system compactness. Our proposed WPT system has undergone testing using chicken breast tissue as well as phantom model, and it has demonstrated good efficiency levels in both cases proving the applicability for the desired application. The system's performance has also been evaluated during misalignment scenarios, showing satisfactory results. Importantly, the proposed system adheres to the safety limits set by IEEE C95.1-1995 for the 1-gram average SAR as confirmed using the EM simulations. Furthermore, a novel FH-FSK technique was proposed for backscattering to collect the data from the implant

without interrupting the power transfer. Hence, the proposed system can provide continuous WPT and back data communication at the same time with high efficiency and data rate.

#### 【査読付き誌上発表論文】

- ① X. Jiang, R. K. Pokharel, A. Barakat, and K. Yoshitomi, "Hybrid SRR-Based Stacked Metamaterial for Miniaturized Dual-Band Wireless Power Transfer System," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 6, pp. 5014-5025, June 2023.
- ② S. Alshhawy, A. Barakat, K. Yoshitomi, and R. K. Pokharel, "Compact and Efficient WPT System to Embedded Receiver in Biological Tissues Using Cooperative DGS Resonators," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 69, no. 3, pp. 869-873, Mar. 2022.
- ③ X. Jiang, R.K. Pokharel, A. Barakat, and K. Yoshitomi "A multimode metamaterial for a compact and robust dualband wireless power transfer system" *Scientific Reports*, vol. 11, 22125, 2021

#### 【その他の誌上发表】

- ① R. K. Pokharel and A. Barakat, "Compact and Efficient Wireless Power and Information Transfer Systems for IoT Sensors and Implants," *Systems for Printed Flexible Sensors: Design and implementation*, ISBN: 9780750339339, ISBN-10: 0750339330, IOP Publishing Ltd, pp. 8-1 – 8-18, Sep. 2022.

#### 【査読付き口頭発表論文】

- ① X. Jiang, R. K. Pokharel, and A. Barakat, "Improvement of Data Rate of SWIPT System in Phantom by Integrated Metamaterial-Inspired Absorber for Biomedical Applications," in *Proceeding of IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, Washington, DC, USA, Jun. 2024, In Press.
- ② S. Alshhawy, A. Barakat, R. K. Pokharel and K. Yoshitomi, "Low Magnetic Loss Metamaterial Based Miniaturized WPT System for Biomedical Implants," 2022 *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, Denver, June 2022, pp. 275-278.
- ③ X. Jiang, R. K. Pokharel, A. Barakat and K. Yoshitomi, "Wideband Stacked Metamaterial for a Compact and Efficient Dual-band Wireless Power Transfer," 2022 *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, Denver, Jun. 2022, pp. 198-201.

#### 【口頭発表】

- ① M. K. B. Zulkalnain, S. Alshhawy, K. Terazawa, A. Barakat, R. Pokharel "Near-field Metamaterial-based WPT system with FSK Demodulation in CMOS Technology". *IEICE Tech. Rep.*, vol. 122, no. 35, MW2022-21, pp. 32-35, May 2022.
- ② X. Jiang, F. Tahar, R. K. Pokharel, A. Barakat, and K. Yoshitomi, "Six-Layers Stacked Wideband Metasurface for Compact Dual-band Wireless Power Transfer System," *IEICE Tech. Rep.*, vol. 121, no. 303, MW2021-85, pp. 7-10, Dec. 2021.

- ③ Alshhawy, A. Barakat, K. Yoshitomi, and R. K. Pokharel, "Design methodology of compact and high efficiency metamaterial-assisted WPT system through biological tissues," *IEICE Tech. Rep.*, vol. 121, no. 303, MW2021-86, pp. 11-14, Dec. 2021.

**【受賞リスト】**

- ① B. Gyawali, M. Aboualalaa, A. Barakat, R. K. Pokharel, Student award, 2022 Asian Wireless Power Transfer Conference, "Design of Low Efficiency Variation 5G Rectifier without External Matching Circuits," Student Award, Asian Wireless Power Transfer Workshop, Kyoto, Japan Dec. 2022.
- ② S. Alshhawy, A. Barakat, and R. K. Pokharel, First Prize, 3<sup>rd</sup> Thailand-Japan Microwave Student Workshop, "WPT System Based on Low Loss Metamaterial for Biomedical Application with Integrated Matching Less Rectifier," Presentation Award, 3<sup>rd</sup> Thailand-Japan Microwave Student Workshop, Nov. 14th, 2022.
- ③ 池田 悠太郎, 姜 欣, A. Barakat, 吉富 邦明, R. K. Pokharel, IEICE ショートプレゼンコンテスト 「ユニークな WPT」：優秀賞, "伝送方向を制御～磁界共振を用いたワイヤレス電力伝送のための積層型メタサーフェス," Dec. 2021

超多元接続無線ネットワーク向け  
リコンフィギャラブルOAM空間多重  
アンテナ技術の研究開発

---

国立大学法人電気通信大学

# 超多元接続無線ネットワーク向けリコンフィギュラブル OAM 空間多重アンテナ技術の研究開発 Reconfigurable OAM Spatial Multiplexing Antenna Technology for Super-multiplexed Wireless Networks

## 研究代表者

石川亮 電気通信大学

Ryo Ishikawa The University of Electro-Communications

## 研究分担者

本城和彦<sup>†</sup> 齊藤昭<sup>†</sup>

Kazuhiko Honjo<sup>†</sup> Akira Saitou<sup>†</sup>

<sup>†</sup>電気通信大学

<sup>†</sup>The University of Electro-Communications

研究期間 令和4年度～令和5年度

## 概要

ビックデータ活用、IoT活用、等々による無線通信量増大および端末数増大により、下位の幹線ネットワークでさえ膨大な情報通信量の処理が求められる。本課題では、ループアンテナアレイの各アンテナが生成する異なる軌道角運動量を有する電波間の非干渉性を利用した同一周波数大容量無線多重通信技術の利用範囲拡張を目的に、これまで想定されていなかった1対多数を実現するアンテナ系、伝送距離を拡張する技術、等々の新しいアンテナ技術創生に関する研究開発を実施した。

## Abstract

Due to the increase in wireless communication volume and the number of terminals for the utilization of big data, IoT, etc., the processing of a huge volume of information communications is required to even lower-level trunk networks. This project aims to expand the range of use of the same-frequency, large-capacity wireless multiplex communication technology that utilizes the non-interference property between radio waves with different orbital angular momenta generated by each antenna in a loop antenna array. Here, new antenna technologies, such as antenna systems that realize one-to-many, an expansion of the transmission distance, etc. have been developed.

## 1. まえがき

新型コロナのパンデミックにより、テレワーク、リモート授業、行政手続き、等々、様々な場面でのデジタル化の遅れが顕著化したと同時に、情報通信技術（ICT）を活用したデジタル化への要求が増大している。このような現状を打開すべく、国家的な政策として、デジタル社会実現に向けた、ビックデータの活用、AIの促進、等々に関する様々な新しいシステムの構築が計画されており、それらを結びつけるICTには更なる迅速性、および増大する情報量への対応が求められている。

そのような中で実用化が始まった5G無線システムでは、3GPPで策定された①超高速(>20 Gbps)、②超多元接続(10メートル四方に1個)、③超低遅延(<1ミリ秒)の公衆無線環境の実現を目指し、既に4Gシステムとの協調を前提としたノンスタンドアローン方式のネットワークが第一段階として商用化されている。しかしながら現状では、これら3つの指標は、個別に独立して達成を目指す性能評価指標であり、3評価指標の同時実現を目指すものではなく、またそれを実現する目処も立っていない。例えば256アンテナ素子を用いたデジタルビームフォーミング基地局におけるMassive MIMOシステムにおいても、想定される最大同時ユーザー数は高々16であり、上記超多元接続の要求には遥かに及んでいなかった。

このような現状ではあったが、次世代の6G無線システムの検討がすでに開始されており、更なる超高速性、超多元接続性、超低遅延性が要求されるとともに上記三指標の同時実現も目指している。例えば6Gの超多元接続におい

ては、1メートル四方に1個の端末が想定されているなど超越している。このような状況下では、電波資源の枯渇を回避するため、THz帯など、より高い周波数帯の開拓が期待されているが、大気減衰による短距離化などの本質的な問題点があるため、ピコセルなど比較的狭い範囲をカバーする小型基地局を大量に配置し、有線の光ファイバー網で繋ぐ、などの方法が採られることになる。また、高い周波数帯では、同一周波数での多重化を可能とするMIMO信号処理を行おうとした場合、信号分離に必要な電磁波散乱でのマルチパスによる無線伝搬路の違いが、高周波化で電磁波の直進性が増すことにより得られ難くなり、信号復元ができずにスループットが上がらない、など、まだ実現の見通しの立っていない課題が多々ある。

このような課題に対し、同一周波数での多重化を実現する軌道角運動量(OAM)多重化では、電磁波の物理的な空間直交性を利用しているため、理論的には信号処理なしでの空間多重化が可能であり、新しい物理レイヤーとして期待されている。一方で、OAMを有する電磁波(以降OAM波と呼ぶ)は、中心軸に対してそれを円状に取り巻くような電磁界分布を有しており、送信側と受信側とで中心軸を合わせなければならない、という利用上の制限から、通信網を集中制御している基地局同士を無線でつなぐバックホール無線回線など、特定の用途に制限されることが懸念されている。しかしながら、見通し内伝搬であるために通信伝搬路は明らかであり、励振方法などの実用上での影響により異なる軌道角運動量を有するOAM波間で完全直交性がある程度低下したとしても、固定間通信であるため、完全な伝搬推定と、角運動量の違いのよる受信信号

の違いとを利用して、追加で MIMO 信号処理と同等の信号処理を施すことにより、より高い精度での信号復元が可能である。したがって、この利点を活用するためにも、OAM 波の利用範囲の拡張に関する検討は非常に有意義であると考えられる。

筆者らは、2017 年度から総務省 SCOPE による研究開発で実施してきた、筆者らが提案するループアンテナから直接物理的に OAM 波を発生させる手法により、より簡便に異なるモードを有する複数の OAM 波を生成するアンテナシステム構成を実現・実証してきており、中心軸を合わせるのが比較的容易である近距離非接触大容量通信システムへの応用拡張の可能性を示してきている。ただし、遠距離通信に対しては、パラボロイドを用いることで対応可能であることは実証済みであるが、前述した 1 対 1 の固定間通信という用途の制限に関しては、同様の懸念が残っている。さらに、提案するループアンテナシステムでは、ループアンテナの円周長を波長のほぼ整数倍の長さにするすることで、その整数倍の数に対応するモードの OAM 波が生成される、という物理的な性質をそのまま利用しているため、実際に遠距離通信の利用が想定されるミリ波帯では、高周波化により波長に比例して構造が小さくなり、実用的なアンテナ構造の検討など、OAM 波利用範囲の拡張のために、さらなる技術開発が必要である。

そこで本研究では、OAM 波のビームステアリング技術の開発、誘電体レンズを用いた OAM 波の伝搬距離拡張、高次モード利用、電気的切り替え方式、等々の新しい技術に関する研究開発を実施した。図 1 に、これらの技術が適用された場合に実現が期待される、超多元大容量無線通信ネットワークシステムの想定図を示す。

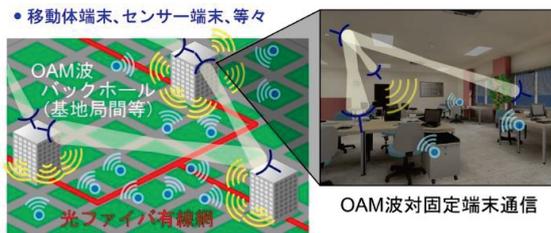


図 1 提案アンテナ技術により実現される OAM 波無線通信ネットワークの想定図 (提案技術により OAM 波多重通信の無線多段バックホール構成などが可能となる)

## 2. 研究内容及び成果

### 2.1. OAM 波ビームフォーミング技術

OAM 波では 1 対 1 の通信が想定されているが、この観念を打開すべく、OAM 波のビームステアリング技術の開発を実施する。OAM 波は前述の通り送信側と受信側とで中心軸を合わせる必要があるが、1 対 1 である必要はなく、ビーム方向を簡便に制御する方法が確立できれば、BS 放送のパラボラアンテナでの衛星放送受信と同様の感覚で、最初の設置時に各端末のアンテナを固定することで、例えば 1 対多数での OAM 波通信網の確立が可能になると考えられる。そこで、光学レンズなどにおいて、斜め入射された平行光が焦点位置の平行移動した点に集束する、という光学的特性を利用し、OAM 波のビームステアリング構成を検討した。図 2 に検討したビームステアリング構成の概念図を示す。図に示されるように、円形ループアンテナアレイをパラボラアンテナの焦点面上で平行移動させると、パラボロイドによって集束されたビーム方向が傾くことが予想される。その際に、リング状の強度分布を有する

OAM 波がどのように伝搬するかについて、解析および実験的検証を実施した。

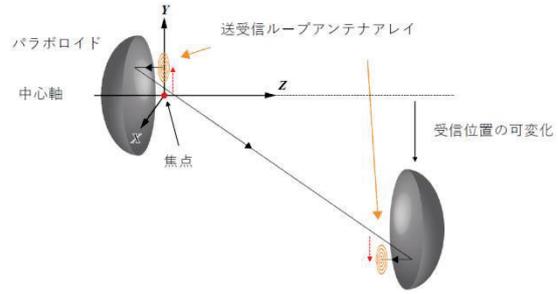


図 2 パラボロイドを用いたビームステアリング構成の概念図

#### 2.1.1. アンテナ位置ずれに対するビーム進行方向への影響に関する解析

薄肉レンズでは、焦点にある点光源から放射された光はレンズをとおり平行ビームに変換される。光源がレンズの軸からずれた位置にある場合、光の進行方向は軸からずれる。パラボロイドの働きはレンズと等しいため同様に考え、まず、図 3 に示すようにパラボロイドに OAM 波を模擬したリング状に放射する光源からの光線が入射した場合の反射方向を解析した。

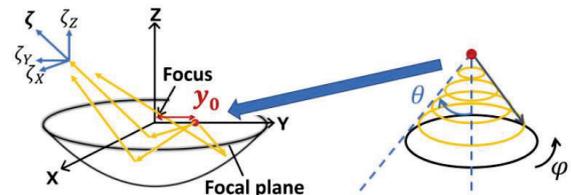


図 3 パラボロイドに OAM 波を模擬したリング状放射光源からの光線が入射した場合の反射方向の解析系

ここではパラボロイドの焦点を原点とし、光源の中心座標を  $(x_0, y_0, 0)$  とした。反射波の単位ベクトルは  $\xi$  で表され、 $X$  軸方向および  $Y$  軸方向に対する傾きは、それぞれ  $\xi_x/\xi_z$  および  $\xi_y/\xi_z$  で表される。

反射板付きのループアンテナから放射される電界  $E_i^m$  は次式で表される。

$$E_i^m = \begin{bmatrix} E_r^m \\ E_\theta^m \\ E_\phi^m \end{bmatrix} = -2mj^m \eta \sin(kd \cos \theta) I_m \frac{e^{jkr}}{r} \times \begin{bmatrix} 0 \\ \cot \theta J_m(m \sin \theta) \sin m\phi \\ \frac{1}{2} \{J_{m-1}(m \sin \theta) - J_{m+1}(m \sin \theta)\} \cos m\phi \end{bmatrix} \quad (1)$$

この式から強度が最大となる OAM 波のモード毎の拡がり角が見積もられ、それを図 3 の  $\theta$  とし、モード毎に中心からの位置ずれ  $y_0$  に対して  $\phi$  毎の反射方向の分布を調べている。図 4 に、モード 4 に相当する  $\theta = 50^\circ$  の場合の計算結果を示す。図では、光源の位置のずれを  $Y$  軸方向に  $0.1f$  から  $0.7f$  まで  $0.1f$  ずつずらした場合の結果を示している。ここで  $f$  はパラボロイドの焦点距離である。ずれが一番小さい  $0.1f$  の場合、 $\phi$  毎の変化はほとんどなく、 $X$  軸方向の傾き  $\xi_x/\xi_z$  はほぼ 0 で、 $Y$  軸方向の傾き  $\xi_y/\xi_z$  は

およそ 0.08 程度である。これはリング状の反射波がほぼ平行ビームであり、かつ伝搬方向が Y 軸方向に傾いていることを意味する。ずれが大きくなると Y 軸方向の傾きは大きくなるが、 $\phi$  の変化に対してゆらぎが生じていることがわかる。この平均が大まかな傾きを表すことになるが、このゆらぎは OAM 波の電磁界分布が乱れることを示し、OAM 通信の特性を劣化させることが予想される。

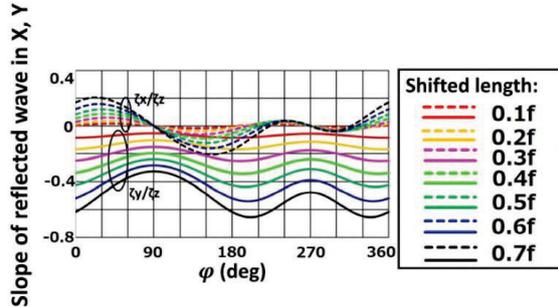


図 4 OAM 波モード 4 に相当する  $\theta = 50^\circ$  の場合のパラボロイドでの光線群の反射方向 (傾き) の計算結果

### 2.1.2. ループアンテナアレイの中心軸ずれによる通信性能への影響に関する解析

次に、ループアンテナアレイの中心軸が受信側と送信側とでずれた場合の、電磁界分布と OAM 通信特性への影響について解析を行った。ここで、送受間は OAM 波が理想的に集束ざれていて、中心軸を合わせた場合に同じモードを生成するループアンテナ間において全て受信される状態を基準とする。片側のループアンテナアレイの中心軸からのずれを  $(x_0, y_0, 0)$  としたとき、このずれがパラボロイドの焦点距離より十分小さい場合、もう片側での  $m$  次 OAM 波の受信電界は次式で近似的に表される。

$$E^m = e^{jk(x_0 \sin \theta \cos \phi + y_0 \sin \theta \sin \phi)} E_i^m \quad (2)$$

この場合の、 $n$  次 OAM 波の通過割合  $a_{n,m}$  は次式で表され、 $n$  と  $m$  が異なる場合は、信号波から干渉波への変換比率に相当する。

$$a_{n,m} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} (E^m \cdot E_i^{n*}) R^2 \sin \theta d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} (E_i^m \cdot E_i^{m*}) R^2 \sin \theta d\theta d\phi} \quad (3)$$

片側のループアンテナアレイの中心軸からのずれ (波数で規格化) が通過特性に与える影響を、Mathematica™ を用いて計算した結果を図 5 に示す。ここで、アンテナの給電点は全て X 軸上にあるとする。また、送信アンテナの OAM モードを 3 としており、モード 3 は信号の通過強度をそれ以外は、干渉波として他モードに変換された成分の強度を各々表している。図より、ずれが大きくなるにつれて信号の通過量は減少し、干渉波が大きくなるのが分かる。特に信号波のモード数に隣接したモードの干渉波が大きな割合を占めている。また、X 軸方向のずれでは全てのモードの干渉波に変換されるにに対し、Y 軸方向では数式上での打ち消し効果により、信号波のモードに対して偶数次離れたモードのみの干渉波に変換される。このように給電点方向と直交する方向にずらすことで、OAM 通信性能に対する影響を軽減できる可能性があることがわかった。

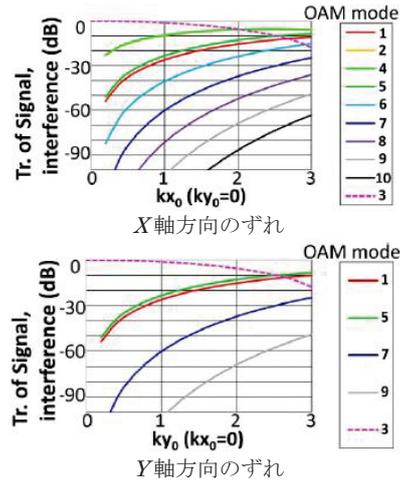


図 5 送受間の片側ループアンテナアレイの中心軸からのずれ (波数で規格化) による、信号波から他モード (干渉波) への変換量の計算結果 (モード 3 の OAM 波を送信した場合)

なお、干渉波への変換は、ずれによる  $\phi$  方向の位相分布の変化が原因であり、送受間で中心軸をできるだけ合わせるために、送信側と受信側とで、パラボロイドの中心軸からのずれを図 2 に示すように、線対称にずらすことで、他モードへの変換の軽減が一定程度できると考えられる。

### 2.1.3. 24 GHz 帯 4 チャンネル OAM 通信の測定評価

解析結果に基づき、24 GHz 帯において実測による検証として、4 チャンネル OAM 通信のビームステアリング特性を測定した。測定系を図 6 に示す。用いたループアンテナアレイは反射板付きのもので (具体的な構造は後述の図 21 に図示。ただし給電点方向は異なる)、OAM 波モード 1、3、5、7 (ループ半径 1.8、5.2、8.7、12.3 mm) の 4 チャンネル構成である。また、給電点方向は全てのループにおいて X 方向に揃えられ、ポート番号を送信アレイの低次モードから 1、2、3、4、受信アレイの低次モードから 5、6、7、8 と設定した。

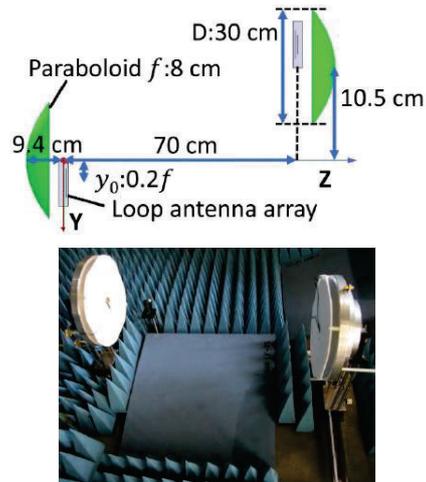


図 6 24 GHz 帯 4 チャンネル OAM 伝送のビームステアリング特性測定系

パラボロイドは半径 15 cm、焦点距離 8 cm であり、受信側で高次モードの電力集束率が向上するように曲率を最適化されたものを使用した。また、通信距離は 70 cm とした。ここで、通信性能を定量的に評価するために、受信アンテナでの信号波通過量と最大の干渉波受信量との割合を表す指標として、通過アイソレーション(IT) を次式のように定義した。

$$IT(m) (\text{dB}) = S_{m+4,m} (\text{dB}) - \max_n [S_{n,m} (\text{dB})] \quad (4)$$

$(m \in \{1, 2, 3, 4\}, n \in \{5, 6, 7, 8\}, n \neq m + 4)$

まず、位置ずれさせない正面方向の伝送特性の測定結果を図 7 に示す。図より IT は 23.9 GHz において 19.4 dB、通過量は全モードで 20 dB 程度であった。

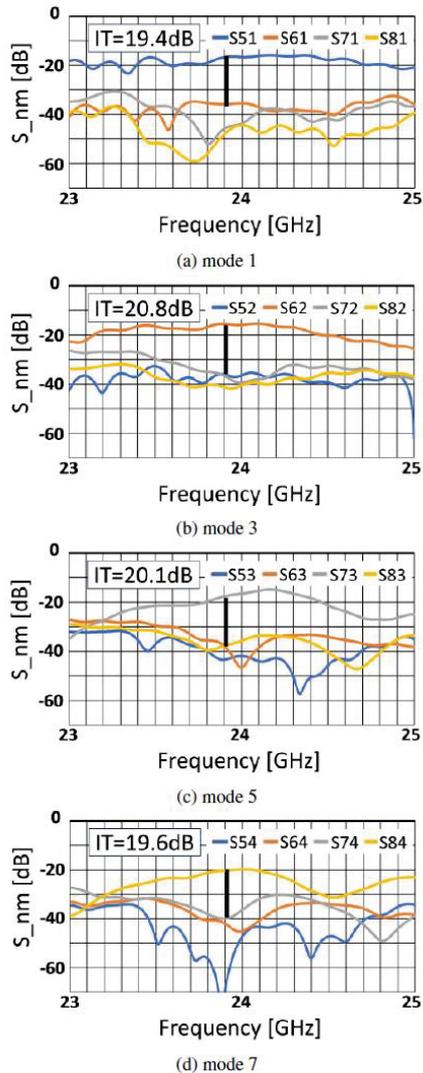


図 7 正面方向での 24 GHz 帯 4 チャンネル OAM 伝送特性の測定結果

次に、送受のアンテナアレイを Y 方向に線対称に各々  $0.2f(1.6 \text{ cm})$  ずらしてビームステアリングを行った場合に関し、解析結果より受信系の位置は 10 cm 程度ずれると推定されたため、受信系を 7.5 cm から 11.5 cm まで変化

させた場合の通過量と IT を測定した結果を図 8 に示す。ステアリング角度約  $6.5^\circ$  である 7.5 cm において IT が最良となった。7.5 cm における伝送特性の測定結果を図 9 に示す。図より、IT は 23.9 GHz において 15.1 dB、通過量は、ずれ無しの場合と同程度の 20 dB 程度であった。

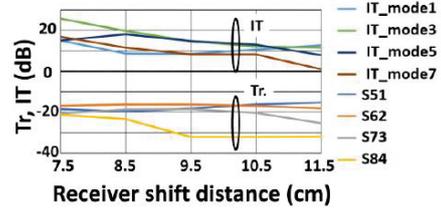


図 8 送受のループアンテナアレイを Y 方向に線対称に各々  $0.2f(1.6 \text{ cm})$  ずらした場合の送受アンテナ系のずれに対する IT および通過量の測定結果

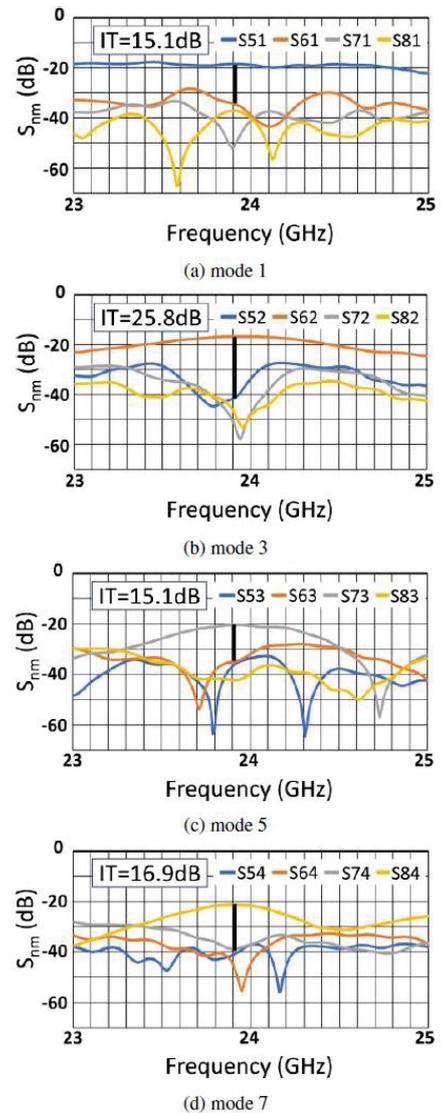


図 9 ステアリング角度約  $6.5^\circ$  での 24 GHz 帯 4 チャンネル OAM 伝送特性の測定結果

以上より、ITは4 dB程度低下したものの、通信性能としては良好な値であり、ループアンテナを用いたビームステアリングが可能であることが確認された。

### 2.1.4. 電氣的切り替えによるビームステアリング構成の検討

図2に示すようにループアンテナアレイを焦点面で中心軸から平行移動させることで、ビームステアリングが可能であることが確認されたが、次のステップとして、これを電氣的に切り替える構成について検討を行った。その概念図を図10に示す。ループアンテナアレイをパラボロイドの焦点面に複数配置して電氣的に切り替えて、伝搬方向が切り替えることができると考えられる。しかしここで、ループアンテナアレイ同士を近接して配置すると、同じ半径のループアンテナ間で、干渉により想定外の方向に伝送してしまう、という問題が発生する事が予想されている。そこで、この干渉を抑制するために、スイッチダイオードを搭載したループアンテナアレイ構成を新たに考案した。

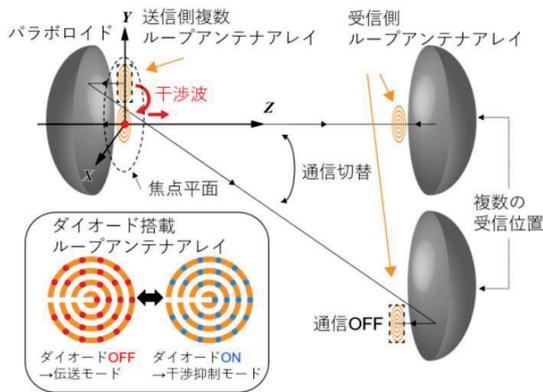


図10 ダイオード搭載ループアンテナアレイを用いたビームフォーミングによる1対多OAM通信システム概念図

円形ループアンテナの表面電流分布は、一般にフーリエ級数展開を用いて表される。ループの円周長 $l$ が波長の整数倍、例えば $n\lambda$  ( $n$ : 整数、 $\lambda$ : 波長) の場合、主に $n$ 次の電流分布のみが次式のように誘導される。

$$I(\phi) = \sum_{m=0}^{\infty} I_m \cos(m\phi) \rightarrow \approx I_n \cos(n\phi) \quad |_{l=n\lambda} \quad (5)$$

ここで $I_m$ は $m$ 次の電流拡大係数を表す。円周長 $n\lambda$ のループアンテナでは、 $n$ 次のOAM波のみが発生する。ここで、ループ上の最小インピーダンス点 $I_n$ は最大電流点に対応する。従って、可変インピーダンス素子によってループの波長を変化させる場合、最大電流点にスイッチングダイオードを接続することが効果的であると考えられる。ループ上の最大電流点の角度は $\alpha = K\pi/n$  ( $K=1, 2, \dots, 2n$ ) で表される。 $n=5$ の場合のループ上の最大電流点とその点にダイオードを実装したループを図11に示す。ダイオードは一般に可変容量として使用されが、特にミリ波領域になると可変容量の範囲があまり大きくない。そこで、ダイオードのスイッチング効果を拡大するためにオン状態も使用した。負のバイアス電圧またはゼロのバイアス電圧がダイオードに印加されると、ダイオードはオフ状態となり。ほぼ容量素子として動作する。一方、オン状態であ

る正のバイアス電圧が印加されると、ダイオードはほぼ抵抗素子として動作する。抵抗素子状態では損失が増加するため、キャパシタンス状態を伝送モード、抵抗状態を干渉波抑制モードとした。伝送モードでは容量により等価的にループ円周長が短くなるため、使用周波数対して適切に調整している。

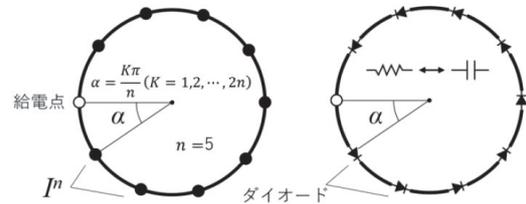


図11 5次モード ( $n=5$ ) の場合のループアンテナ上の最大電流点とその点にダイオードを実装したループアンテナ構造

### 2.1.5. ダイオード装荷ループアンテナアレイを用いた近距離伝送特性の評価

ダイオードのスイッチング効果を確認するため、最も干渉が強い状態となる近距離伝送実験を行った。28 GHz帯で設計したモード1、3、5、7 (ループ半径: 1.75、5.6、9.3、13.3 mm) を励振するダイオード装荷型ループアンテナアレイを図12に示す。ダイオード(MA4AGBLP912: Macom社)は、オフ状態で約0.02 pFの容量、オン状態で約50  $\Omega$ の抵抗として動作すると見積り設計した。各OAMモード間のアイソレーションを改善するため、ループアンテナアレイの後方に距離1 mmの反射板を配置した。ループアンテナの実装には樹脂基板(Megtron7: パナソニック製)を使用し、裏面基板のマイクロストリップラインを介してRF信号とダイオードスイッチング用のDCバイアスを供給する構造となっている。また、ループの給電点は隣接モード同士が直交するように配置した。

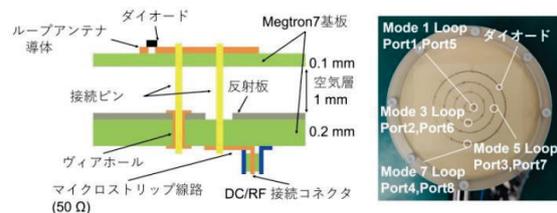


図12 28 GHz帯でモード1、3、5、7 (ループ半径: 1.75、5.6、9.3、13.3 mm) を励振するダイオード装荷型ループアンテナアレイの断面図および表面写真

図13に近距離通信の測定系を示す。受信側のダイオードはオフ状態に固定し、送信側のダイオードのオン/オフを切り替えた。ダイオードへのバイアス電圧は、オフ状態は0 V、オン状態はモード1、3、5、7で各々1.35、6.9、12.4、17.4 Vに設定した。

図14に伝送特性の測定結果を示す。ダイオードOFF状態(伝送モード)での特性を実線で示しており、ON状態(干渉波抑制モード)での信号波を点線で示している。ダイオード装荷による周波数ばらつきの影響はあるが、どのモードの信号も干渉成分より大きいことが確認された。また、ダイオードONの干渉波抑制状態では、モード3、5、7の信号がそれぞれ13.4、12.1、11 dB程度抑制さ

れていることが確認された。一方で、モード1では、接続されたダイオードの数が少ないため、抑制効果は小さかった。

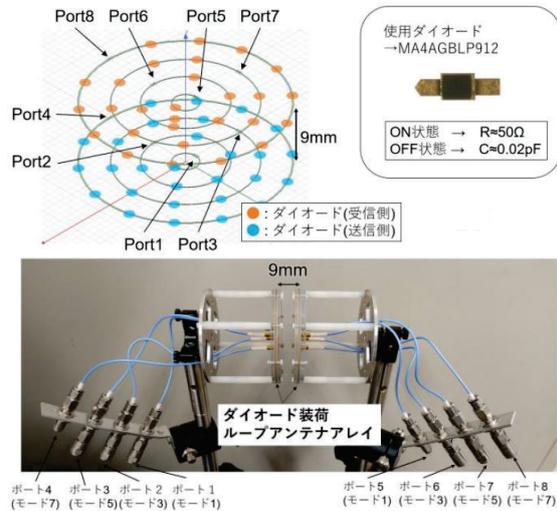


図 13 28 GHz 帯ダイオード装荷ループアンテナアレイ 4 対 4 近距離伝送の測定系

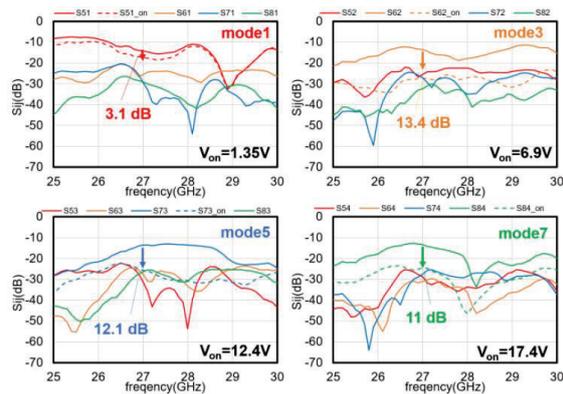


図 14 28 GHz 帯ダイオード装荷ループアンテナアレイ 4 対 4 近距離伝送の測定結果

### 2.1.6. ビームフォーミングを模擬したダイオード装荷ループアンテナアレイによる遠距離伝送特性の評価

近接配置されたループアンテナアレイ間の干渉を調べるため、28 GHz 帯での長距離伝送評価を行った。パラボロイドを用いた長距離伝送の測定概要を図 15 に示す。同一基板上にモード 3 およびモード 5 のダイオードを実装したループアンテナアレイを 2 つ作製し、1 つを送信軸上に、もう 1 つをモード 5 のループアンテナ同士が重なるように中心軸からずらして配置した。この測定では、図 16 に示す、中央アレイ間の通信がメインの場合と、図 17 に示す、外側アレイ間の通信がメインの 2 パターンを行った。伝送距離は 80 cm に設定し、図 17 の外側アレイ同士の伝送の場合はビームステアリング角が約 8 度である。

各パターンの実測値を各々併せて示しているが、隣接アレイのダイオードをオンにした干渉波抑制モードでは、図 16 ではモード 3 が -8.4 dB、モード 5 が -5.8 dB、図 17 ではモード 3 が -7.9 dB、モード 5 が -6.0 dB と、各々

のパターンにおいて干渉波抑制効果が確認された。アレイの間隔が比較的離れているため、元々の干渉の影響が小さかったことから抑制の効果がそこまで大きく表れなかったと考えられ、ステアリング角が小さくなるとアレイ間隔が近くなり、抑制効果が大きくなることが予想される。



図 15 パラボロイドを用いた 28 GHz 帯ダイオード装荷ループアンテナアレイ長距離伝送の測定概要

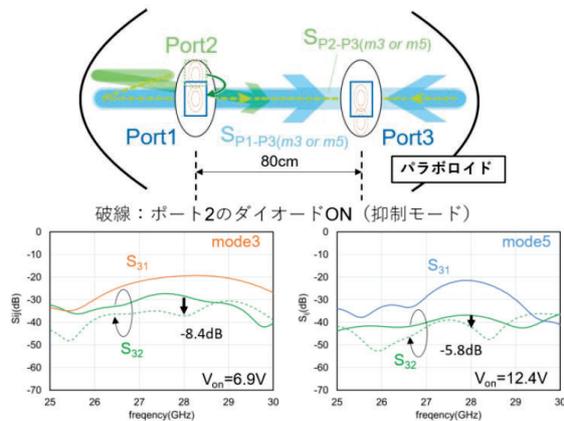


図 16 正面方向の長距離伝送の測定結果

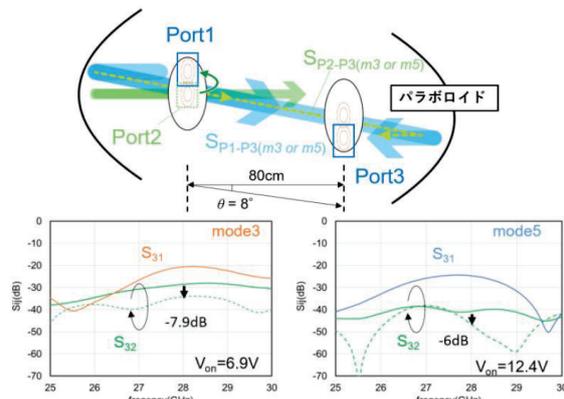


図 17 約 8 度方向の長距離伝送の測定結果

### 2.2. 誘電体レンズを用いた伝搬距離拡張

OAM 波は一般的に指向性が広く、パラボロイドを用いてビームを集束してもなお、通信距離には限度があった。高周波化や、より大きいパラボラを利用することで通信距離を伸ばすことができるが、本課題では、電磁波の集束効果がある誘電体レンズを用いた OAM 波の中継により、通信距離の拡張を図った。

図 18 に、ループアンテナアレイを用いた遠距離 OAM

通信の概略図を示す。一般的にパラボロイドを用いて OAM 波を反射すると、一度集束したのちに再度広がる。さらに、高次モードの OAM 波になるほどこの広がりが大きくなる。そのため、図 18(a)に示すように最も高次のモードの信号波が先に広がって漏れることで減衰し、通信が困難になると考えられる。そこで、図 18(b)に示すように送受信アンテナの間に電磁波を集束させる効果がある誘電体レンズを挿入することで通信距離拡張を図る。

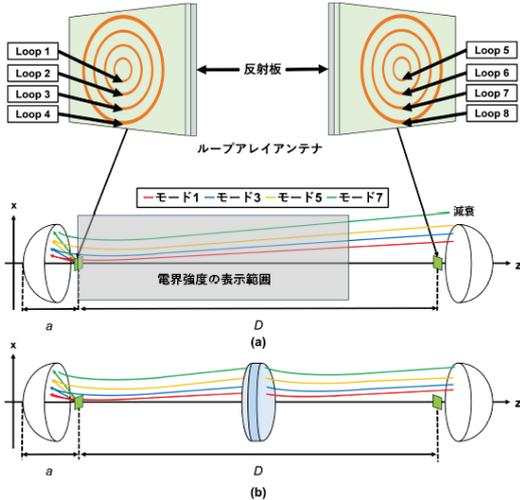


図 18 ループアンテナアレイを用いた遠距離 OAM 通信の概略図

### 2.2.1. 誘電体レンズのパラメータ決定

誘電体レンズのパラメータを決定するため、各モードの OAM 波がパラボロイド反射後にどのように広がるか電磁界シミュレータ (HFSS™) を用いて確認した。図 19 にモード毎の伝搬方向断面の電界強度のシミュレーション結果を示す。シミュレーションでは、直径 30 cm、焦点距離 8 cm のパラボロイドを用いた。また、24 GHz で 1、3、5、7 の OAM モードを放射可能なループアンテナアレイをパラボロイド底面から 9.6 cm の距離に配置した。シミュレーション範囲は図 18(a)の灰色に塗られている領域で、各モードの最大電界を白い点線で示している。シミュレーション結果は当初の想定通り、最も高次であるモード 7 の広がりが最大であり、アンテナからの距離が 90 cm 以上で使用している受信パラボラの直径よりも広がりが大きくなることが判明した。また、モード 1 以外においてはアンテナからの距離が 60 cm 以上で電界のピークが単調変動しており、各モードの OAM 波を一次関数として近似表現できる。誘電体レンズの直径をパラボラと同じ直径 30 cm と決めると、誘電体レンズの設置位置をアンテナから 60 ~ 90 cm の範囲と決定できる。また、各モードを一次関数として表現することで、レンズの焦点距離と通信距離を見積もることができる。

図 20 に、各モードの OAM 波を点光源としてみなし、その光源の位置を推定する方法の概略図を示す。図に示すように OAM 波の広がりに求めた一次関数を  $z$  軸上まで延長すると光源の位置を推定することができる。ここで、通信距離を最大にすることを考えると、送信アンテナレンズ間とレンズ-受信アンテナ間の距離が等しくなり、レンズの式から焦点距離を求めるとおよそ 30 ~ 45 cm と見積もれる。この焦点距離をもとに両凸レンズのレンズメーカー式へ代入することでレンズの厚みと曲率半径が

得られる。今回の測定では重量の観点から厚みを 10 cm 以内、通信距離がおよそ 150 cm になるよう曲率半径と焦点距離の計算を行った。その結果、厚み 8.3 cm、曲率半径 35 cm、焦点距離 37.7 cm の高密度ポリエチレン ( $\epsilon_r = 2.2$ ) を材質とした誘電体レンズ中継器を試作した。

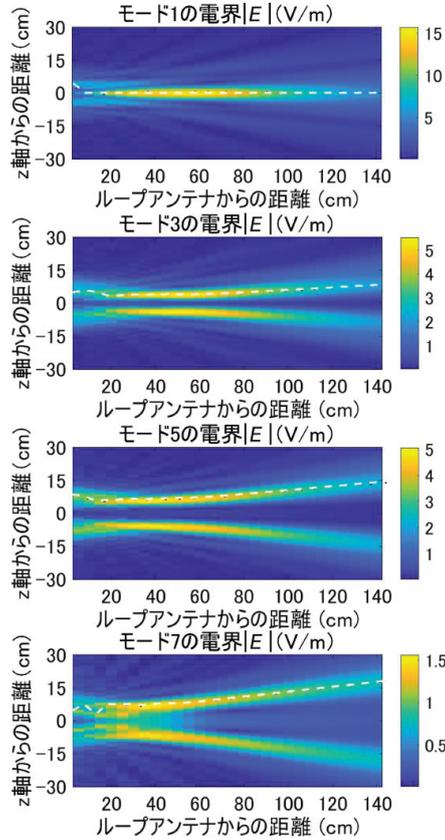


図 19 モード毎の伝搬方向断面の電界強度の電磁界シミュレーション結果

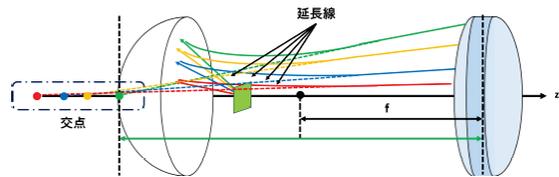


図 20 各モードの OAM 波を点光源としてみなした場合の光源の位置を推定する方法の概略図

### 2.2.2. 誘電体レンズ中継を用いた 24 GHz 帯遠距離 OAM 伝送性能の実測評価

図 21 に、24 GHz 帯で設計したループアンテナアレイとパラボロイドおよび誘電体レンズを用いた遠距離伝送の測定系を示す。ループアンテナアレイは OAM 波モード 1、3、5、7 (ループ半径 1.8、5.2、8.7、12.3 mm) の 4 チャンネル構成である。また、ループアンテナへの給電点は互いに直交するように配置した。ループアンテナアレイは PFA プレートを用いてパラボロイドに固定した。そして、前述の曲率半径 35.0 cm の誘電体レンズ中継器を使用し、アンテナ間距離を 120 cm および 155 cm の 2 パターンで

測定を行った。また、誘電体レンズ中継器の効果を比較するため誘電体レンズ中継器を使用せずにアンテナ間距離を 90 cm、120 cm、155 cm の 3 パターンで測定を行った。

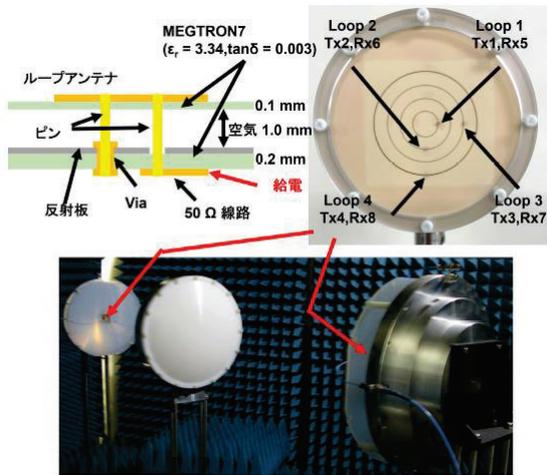


図 21 24 GHz 帯ループアンテナアレイとパラボロイドおよび誘電体レンズを用いた遠距離伝送の測定系

誘電体レンズ中継器を用いない場合のアンテナ間距離 90 cm、120 cm、155 cm での測定結果を各々図 22～24 に示す。アンテナ間距離が 90 cm のとき、信号通過量が  $-20.9$  dB 以上で IT が 17.3 dB 以上、120 cm のとき、信号通過量が  $-27.5$  dB 以上で IT が 14.3 dB 以上、155 cm のとき、信号通過量が  $-37.8$  dB 以上で IT が 7.9 dB 以上となった。これらの結果から、誘電体レンズ中継器を用いない場合、アンテナの距離が離れることによって信号通過率が 16.9 dB 低下し、IT が 9.4 dB 低下したことが確認された。また、アンテナの距離を離すと高次モードほど信号通過率と IT の低下が大きくなった。これは、高次モードほど OAM 波の電磁波が広がることで、パラボロイドで受信できる信号波が少なくなっていることを示している。

誘電体レンズ中継器を用いた場合のアンテナ間距離 120 cm、155 cm での測定結果を各々図 25、26 に示す。アンテナ間距離が 120 cm のとき、信号通過量が  $-20.3$  dB 以上で IT が 16.8 dB 以上、155 cm のとき、信号通過量が  $-22.0$  dB 以上で IT が 21.2 dB 以上となった。これらの結果から、誘電体レンズ中継器を用いた場合、アンテナの距離が離れることによって信号通過率が 1.7 dB 低下した。これは、誘電体レンズ中継器を用いない場合と比較して僅かな低下であり、誘電体レンズ中継器により信号通過量が高い状態で維持されていることを示している。また、アンテナ間距離が 120 cm のときよりも 155 cm のときの方が距離は離れているにもかかわらず、IT が 4.4 dB 以上に向上していることがわかる。これは、信号通過率がほとんど変わらないのに対し、干渉波が大きくなっているためである。このことは、IT を最大にするための誘電体レンズ中継器の最適な位置が存在することを示している。

図 23 と図 25 より、アンテナ間距離 120 cm では誘電体レンズ中継器を挿入したことで信号通過率は 7.2 dB、IT は 2.5 dB 向上した。同様に図 24 と図 26 より、アンテナ間距離 155 cm では誘電体レンズ中継器を挿入したことで信号通過率は 15.2 dB、IT は 13.3 dB 向上した。このことから、誘電体レンズ中継器の効果は設計時に推定した最大通信距離に近いほど大きくなることが確認された。

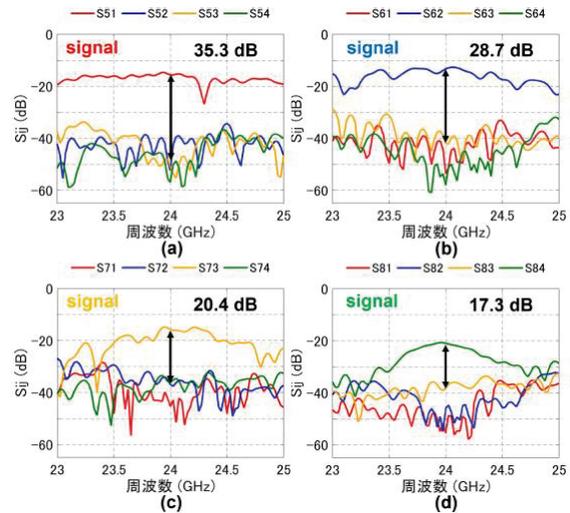


図 22 誘電体レンズ中継器無しの測定結果 (90 cm)

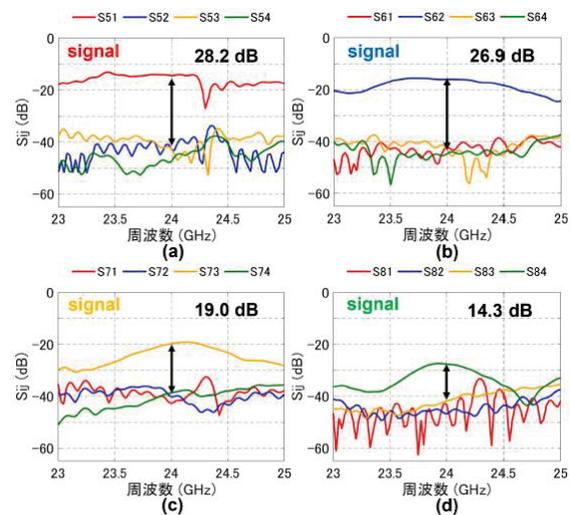


図 23 誘電体レンズ中継器無しの測定結果 (120 cm)

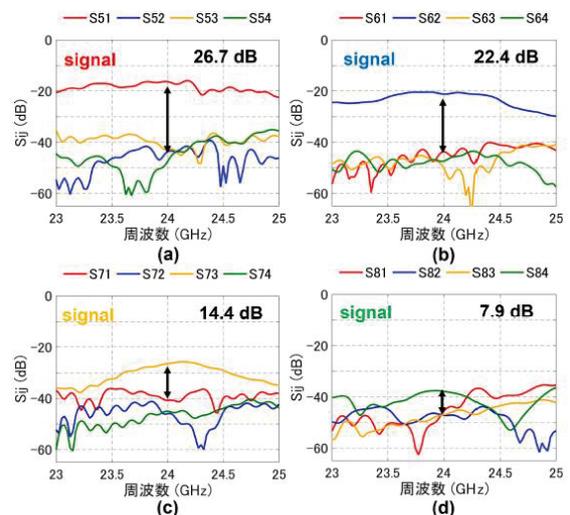


図 24 誘電体レンズ中継器無しの測定結果 (155 cm)

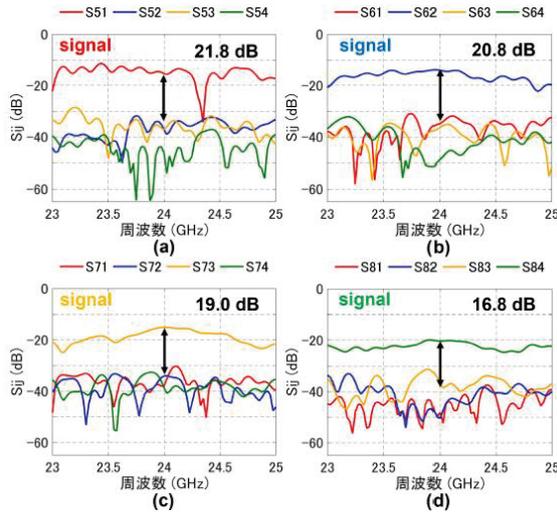


図 25 誘電体レンズ中継器ありの測定結果 (120 cm)

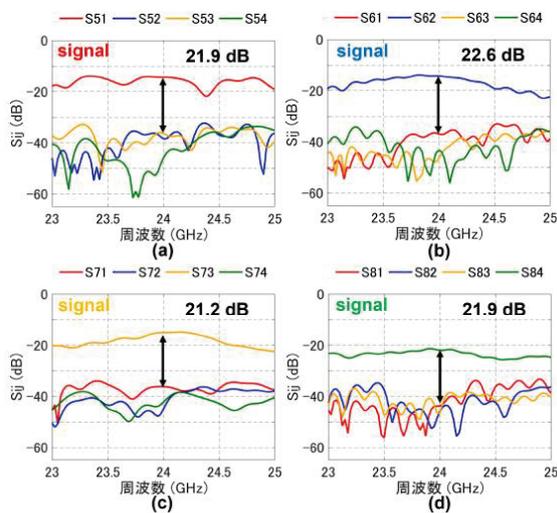


図 26 誘電体レンズ中継器ありの測定結果 (155 cm)

### 2.3. 高次モード利用による高周波化

OAM波において伝搬距離を延ばすためには更なる高周波化が必須である。一方で、ループアンテナによる高周波化については、構造上の課題が生じるため、徐々に高周波化し、実現性を確保する必要がある。そこで、本課題では、40 GHz帯での実験的検証についても検討を行った。

48 GHz帯で設計したループアンテナアレイのレイアウト図 27 に示す。ループアンテナアレイは OAM 波モード 2、4、6、8 (ループ半径 1.68、3.35、5.05、6.79 mm) の 4 チャンネル構成である。また、ループアンテナへの給電点は、なるべくアイソレーションが確保されるように調整し、図に示すように、 $0^\circ/285^\circ/30^\circ/135^\circ$ と角度を変えて配置している。また、アンテナ断面構造は図 21 とほぼ同様であるが、反射板との距離は 0.6 mm としている。

図 28 に、アンテナ間距離 100 cm (誘電体レンズ中継無し)での測定結果を示す。信号通過量は 24 GHz 帯と比較してだいぶ低下しているが、48.5 GHz で IT が 12.5 dB 以上であった。

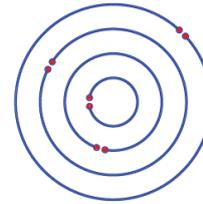


図 27 48 GHz 帯で設計したループアンテナアレイのレイアウト図 (モード 2、4、6、8 (ループ半径 1.68、3.35、5.05、6.79 mm)、給電点方位  $0^\circ/285^\circ/30^\circ/135^\circ$ )

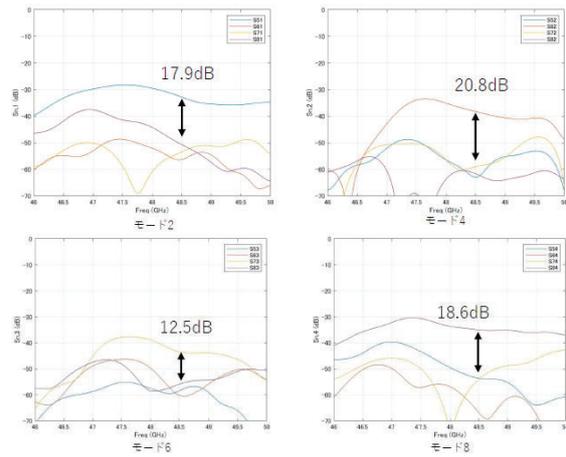


図 28 48 GHz 帯伝送特性の測定結果 (100 cm)

また、より高次モードでの検証として、40 GHz 帯で設計したループアンテナアレイのレイアウト図 29 に示す。ループアンテナアレイは OAM 波モード 2、5、8、11 (ループ半径 2.05、5.15、8.29、11.38 mm) の 4 チャンネル構成である。また、ループアンテナへの給電点は、隣り合うループ間の電流分布がなるべく直交するように調整し、図に示すように、 $0^\circ/45^\circ/90^\circ/135^\circ$ と角度を変えて配置している。アンテナ断面構造は図 21 とほぼ同様で、反射板との距離も同じで 1 mm である。なお、反射板の直径が図 21 の場合の 6 cm から 5 cm に変更しており、通過量の改善を図っている。

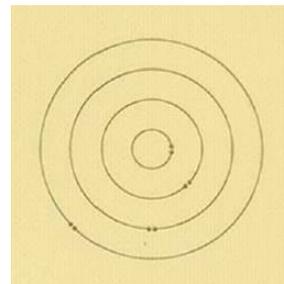


図 29 40 GHz 帯で設計したループアンテナアレイのレイアウト図 (モード 2、5、8、11 (ループ半径 2.05、5.15、8.29、11.38 mm)、給電点方位  $0^\circ/45^\circ/90^\circ/135^\circ$ )

図 30 に、アンテナ間距離 80 cm (誘電体レンズ中継無し)での測定結果を示す。反射板の縮小化による信号通過量改善が特に低次のモードで確認された。また、39.5 GHz で

IT が 12.4 dB 以上であった。

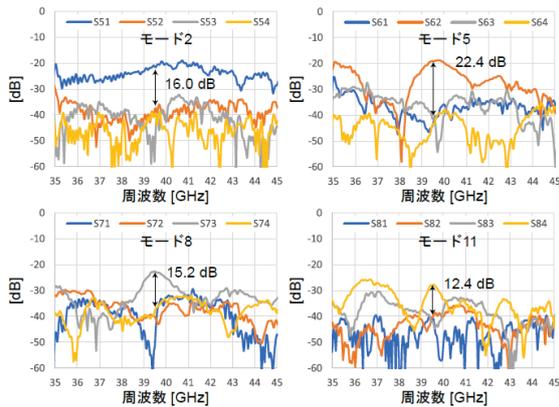


図 30 40 GHz 帯伝送特性の測定結果 (80 cm)

以上より、40 GHz 帯でも高次モードの利用も含め、ループアンテナアレイにより OAM 通信システムが構成可能であるとの見込みを得た。

### 3. 今後の研究成果の展開

本課題ではループアンテナアレイを軸とした核機能・技術の研究開発を進めてきたが、ミリ波帯まで高周波化した場合に、特に高周波アナログ回路とデジタル信号処理回路をつなぐインターフェースなどに関し、評価レベルとは異なる集積化技術が求められると考えられる。また本課題で開発を進めてきた各種アンテナ技術を用いたシステムについて、フィールド試験や、量産化技術の確立など、より実用に近づけるために、これまでの研究とは異なる製品化技術などの別技術が必要となる。今後、得られた結果を引き続き学会発表、論文誌掲載などを通じてしっかりと外部に向かって発信することで、実用化段階における周辺技術を有する各企業等に、共同で研究開発ができるようにアピールを行い、製品化実現に向けた活動と同時に、性能向上に関する更なる研究開発も進めていく。

### 4. むすび

本課題ではループアンテナアレイを軸とした核機能・技術の研究開発として、OAM 波のビームステアリングに関する技術、誘電体レンズ中継器等を用いた伝搬距離拡張に関する技術、高次モードを用いたミリ波帯で構造実現に関する技術、等々を実施した。基礎的な実現に向けた解析技術や実現化への一定程度の目途を得ることはできたが、その段階で生じた新たな課題や、それに対する改善方法などについて一部やり残しが生じた。従って、それらに関して引き続き研究開発を継続し、さらなる性能向上を図る予定である。

#### 【査読付き口頭発表論文】

- [1] K. Kitayama, A. Saitou, K. Honjo, and R. Ishikawa, “Multi-Point OAM Communication by Beamsteering Using Loop Antenna Array Displaced from Focus of Paraboloid”, Proc. of 2023 Asia-Pacific Microwave Conference, pp608-610 (2023 年 12 月 8 日)
- [2] K. Uchida, A. Saitou, K. Honjo, and R. Ishikawa, “Extension of Transmission Distance via Dielectric-Lens Repeater for OAM Multiplexing Communica-

tions”, Proc. of 2023 Asia-Pacific Microwave Conference, pp730-732 (2023 年 12 月 8 日)

- [3] T. Yoshida, A. Saito, K. Honjo, and R. Ishikawa, “28-GHz-band Loop Antenna Arrays Loaded with Varactor Diodes for OAM Beamsteering”, Proc. of 2023 Asia-Pacific Microwave Conference, pp748-750 (2023 年 12 月 6 日)

#### 【口頭発表】

- [1] 吉田剛、石川亮、本城和彦、斉藤昭、“OAM ビームフォーミング用ダイオード装荷 28GHz 帯ループアンテナアレイの基礎検討”、2023 電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-1-128 (2023 年 9 月 15 日)
- [2] 内田海斗、斉藤昭、石原克弥、本城和彦、石川亮、“誘電体レンズ中継によるループアンテナアレイ OAM 多重通信の通信距離拡張”、2023 電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-1-127 (2023 年 9 月 15 日)
- [3] 北山観行、斉藤 昭、石原克弥、内田海斗、本城和彦、石川亮、“遠距離 OAM 多重通信のビームステアリングの検討”、2023 電子情報通信学会総合大会 B-1-100 (2023 年 3 月 8 日)

#### 【申請特許リスト】

- [1] 吉田剛、北山観行、斉藤昭、本城和彦、石川亮、ループアンテナ送受信システム及びループアンテナ装置、特願 2023-192000、日本、令和 5 年 11 月 10 日

**スモールスタートが可能な全無線・可搬・  
サブメートル精度・多数収容可能な  
屋内測位技術の研究開発**

---

**ソナス株式会社**

# スモールスタートが可能な全無線・可搬・サブメートル精度・多数収容可能な屋内測位技術の研究開発

## Development of a Small-Start, Fully Wireless, Portable, Sub-Meter Accuracy, High-Capacity Indoor Positioning Technology

### 研究代表者

鈴木 誠 ソナス株式会社  
Makoto Suzuki Sonas inc.

### 研究分担者

南 正輝 赤岩 航 渡邊一仁 風間 惇太  
Masateru Minami Wataru Akaiwa Kazuhito Watanabe Junta Kazama  
Sonas inc.

研究期間 令和5年度

### 概要

屋内測位システムは、自動化や省人化に向け期待が高まっているが、導入は限定的である。「スモールスタートを可能とし、効果を確認しながらスケール可能とすれば広く普及しうる」との観点から、スケールが可能な全無線・サブメートル精度・多数収容可能・省電力な屋内測位技術の研究開発を進めた。新たに開発した測距方式 MM-TWR、広範囲でマイクロ秒オーダーの時刻同期が可能な UNISONet、数 KB/s の高速通信を実現する LTE-M を組み合わせることで、これらの目標を達成した。アンカ 50 台とタグ 200 台を用いた実証検証により有効性を確認した。

### Abstract

Indoor positioning systems are increasingly anticipated for their potential in automation and manpower reduction, yet their deployment remains limited. From the perspective that widespread adoption is possible if systems can be scaled, we developed a scalable indoor positioning technology that is entirely wireless, accurate to sub-meter levels, capable of accommodating numerous devices, and energy-efficient. By integrating the newly developed distance measurement method MM-TWR, UNISONet which enables widespread microsecond-order time synchronization, and LTE-M that achieves high-speed communication of several KB/s, these objectives have been fulfilled. The effectiveness of this technology has been verified through a demonstration using 50 anchors and 200 tags.

## 1. まえがき

労働人口減少等に起因して、製造業・物流・土木等、各業界で人手不足が顕在化している。生産性向上や自動化・省人化によって、この問題に立ち向かう必要がある。

屋内測位技術は、これに向けて有効な技術となりうる。熟練者而非熟練者の動線比較によるムダ作業の分析、資材・工具等の紛失物の探索などが可能となるためである。

期待の高さにも関わらず、屋内測位システムの導入例は限られたものとなっている。筆者らは各業界の現場担当者らとの対話を通し、「導入時間や大きな導入コストが障壁となり、効果の不明な段階で投資に踏み切れない」「低コストで始められ、効果を確認しながらスケールできる屋内測位システムが鍵となる」と認識するに至った。本研究では、上記観点から、広域・多数端末に拡張可能な、完全無線・可搬・サブメートル精度型の測位方式の開発を進めた。

## 2. 研究内容及び成果

### 2.1 ゴール設定

製造業・土木等の現場担当者にヒアリングを行い、ゴールを設定した：(1) 20m 四方程度、アンカ 4 台から開始可能なこと、(2) タグ数を拡張でき、200 台以上に対応可能なこと、(3) 100m x 200m 程度まで拡張できること、(4) 動線を把握するため誤差 1 メートル以内、(5) 測位頻度 1 秒以内、(6) 作業員が苦勞なく身につけられる重さで 1 週間以上バッテリー持続すること、(7) 電源敷設せずに稼働可能なようにアンカも電池で 1~2 ヶ月持続すること。

### 2.2 システム全体像

上記に向け、3つの無線を組み合わせる構成とした(図1)。本測位システムは、位置が既知のアンカ、測位対象のタグ、位置を計算するクラウドから構成される。アンカは UWB、UNISONet、LTE-M の 3つの無線通信を、タグは UWB のみを備える。アンカとタグの距離を、新たに開発した MM-TWR (Massive-Multiplexed Two-Way Ranging) によって取得する。通常の DS-TWR (Double-Sided Two-Way Ranging) と比較して大幅なメッセージ数削減を実現している。

UNISONet は極めて低オーバーヘッドにマイクロ秒の同期が取れる LPWA であり MM-TWR のタイミング作成に利用される。得られた距離データは、LTE-M で収集される。アンカおよびタグが増えた場合、毎秒数 1000 程度の距離データを収容することが必要となり、LPWA のような省電力無線では収容できないためである。LTE-M によって集められた距離データはクラウドにおいて位置データに変換され、ユーザに提供される。このような構成によって、全無線・バッテリー駆動が可能といった特性を実現している。

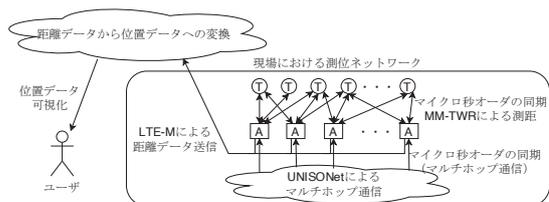


図1 測位システム全体像

戦略的情報通信研究開発事業 (SCOPE)  
令和6年度成果発表会 (2024年)

### 2.3 MM-TWR

MM-TWRは、同期が不要で高精度測距が可能なDS-TWRを基礎としている。DS-TWRは、図2に示すようなメッセージ交換を行い、T1~T4の4つの時間差情報を取得する。これにより、端末間に周波数オフセットがある場合においても、高精度にToFを計測可能である( $ToF = (T1T4 - T2T3) / (T1 + T2 + T3 + T4)$ )として求められる。

DS-TWRの欠点はスケーラビリティにある。アンカ数M、タグ数Nとした時、メッセージ数がMNのオーダーで増える。タグは、一般的には周囲に存在するアンカが分からないため、最悪の場合全アンカと測距する必要があるためである。

この問題に対して、MM-TWRでは、メッセージを2重に重畳させることで、2N+Mのメッセージ数に抑制している。具体的には、UNISONetとの同期を利用することでスロット化を行い、図3(a)のように各タグ・アンカがパケットを連続的に送信する。この2N+M回のパケット交換によって、全アンカータグ間の測距に必要な時間差情報の取得を可能としている。タグ1とアンカ1に注目した場合、図3(b)のように時間差情報を抽出できる。タグが取得した時間差情報は、Finalメッセージに含めてタグに送信される。

Pollフェーズ開始直前にアンカ・タグともに起床し、Finalフェーズ終了後にスリープすることで省電力化を図っている。また、アクティブな時間帯も、通信が不要な場合にはアイドルモードとし、省電力を図っている。

なお、タグは、Responseパケットに含まれる時刻情報を利用して、UWB経由で同期している。

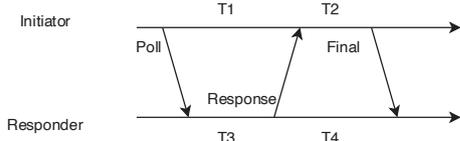


図2 DS-TWRにおけるメッセージ交換

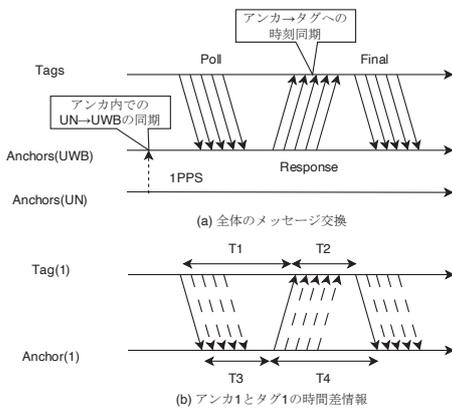


図3 MM-TWR

### 2.3 実装

MM-TWRの実装には、Qorvo QM3320Wを内蔵するMurata type 2abを用いた。Poll/Request/Responseのそれぞれのスロット長は、計算時間を含め、0.91ms/1.1ms/1.1msとした。LTE-Mモジュールは、nRF9160を利用し、MQTTを用いてAWS IoT Coreにデータを転送する形とした。代表的なアンカ数とタグ数におけるタグの消費電力を表1に示す。

### 2.4 実証実験

図4に示すアンカおよびタグを開発し、6階建てオフィ

スビル(約15m x 9m)の3フロアに屋内測位システムを構築し、実証実験を行った。図5は5人(タグ25台、1人5つのタグ)がオフィスの決められたフロアを、決められた動線で移動した時に取得した位置情報である。アンカ24台を利用して実験を行った。フロアを跨ぐシステムを構築したうえで、動線が正しく取得されていることが分かる。この他、アンカ50台、200個のタグを利用した測位実験(図6)等を行い、安定稼働が可能であること、測位誤差が90%以上の確率で1m以下であることを確認した。

表1 タグ消費電流とバッテリー持続時間

アンカ数	タグ数	タグ消費電流	バッテリー寿命
6	30	1.25 mA	46.7 日
20	100	3.78 mA	15.4 日
50	200	7.95 mA	7.3 日

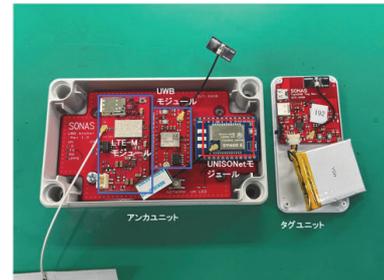


図4 開発したアンカユニットおよびタグユニット

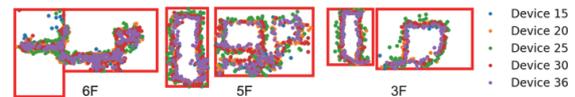


図5 3フロア(約15m x 9m)での動線データ取得

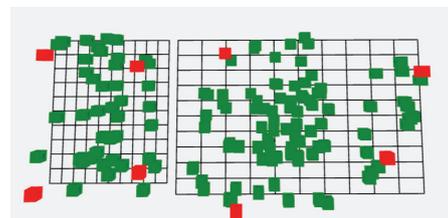


図6 屋内にランダムに配置した160タグの測位実験

## 3. 今後の研究成果の展開

本技術について倉庫内で作業員の位置把握、建設現場、工場内での作業員の安全管理等、月間数件程度の問い合わせがあり、2件についてはPoCを早期に開始予定である。顧客とのPoCを10件程度進め、製品化判断を行い、2024年10月~2025年9月を目処に製品化を行う計画である。

## 4. むすび

新たに開発した測距技術MM-TWR、近年開発されたIoT向け省電力無線であるUNISONetおよびLTE-Mとの組み合わせによって、スモールスタートが可能、200タグを毎秒測位可能、精度1m以内、アンカまで含めてバッテリー駆動可能といった、これまでにない特徴を有する屋内測位システムが可能となることを示した。

### 【申請特許リスト】

[1] 鈴木ら、測位システム、日本、2023年5月18日

**LPWAを活用した河川水位・水量計測  
ならびに樋門管理制御システムの  
構築実証の研究開発**

---

**学校法人福岡大学／  
国立大学法人九州工業大学**

# LPWA を活用した河川水位・水量計測ならびに樋門管理制御システムの構築実証の研究開発 Research and Development of Construction and Demonstration of River Water Level and Flow Measurement and Sluice Gate Management Control System Utilizing LPWA

## 研究代表者

大橋正良 株式会社 伊之  
Masayoshi Ohashi Ino Co., Ltd.

## 研究分担者

森慎太郎<sup>†</sup> 三角真<sup>†</sup> 瀧脇正樹<sup>††</sup>  
Shintaro Mori<sup>†</sup> Makoto Misumi<sup>†</sup> Masaki Fuchiwaki<sup>††</sup>  
<sup>†</sup>福岡大学 <sup>††</sup>九州工業大学  
<sup>†</sup>Fukuoka University <sup>††</sup>Kyushu Institute of Technology

研究期間 令和4年度～令和5年度

## 概要

近年、地球温暖化の影響により、全国各地で記録的な豪雨や台風が発生し、河川の氾濫、洪水、内水氾濫が多発している。一級河川である遠賀川が流れる福岡県直方市においても、このような災害の危険性にさらされている。内水氾濫を防ぐための樋門管理においても、制御を行う管理者の高齢化・後継者不足、また樋門操作時の作業の危険性の課題が生じている。本稿では直方市に LPWA ネットワークを構築し、その上で各種センサ・アクチュエータを用いて水位・水向・冠水管理ならびに大雨時の遠隔からの樋門制御に取り組んできた結果を報告する。

## Abstract

In recent years, record-breaking rainfalls and typhoons have been occurring in many parts of Japan due to global warming, causing frequent river overflows, floods, and internal flooding. In Nogata City, Fukuoka Prefecture, where the Onga River, a first-class river, flows, such disasters have been occurring frequently. In the management of sluice gates to prevent internal flooding, there are issues such as the aging of the managers who control the gates, lack of successors, and the hazardous nature of work during sluice gate operation. In this paper, we report the results of the construction of an LPWA network in Nogata City, and the results of our efforts to manage water levels, water direction, and flooding using various sensors and actuators, as well as to remotely control flume gates during heavy rainfall.

## 1. まえがき

近年、大雨や台風など甚大な被害をもたらす自然災害が全国各地で発生している。福岡県直方市は一級河川遠賀川が市の中心を流れているとともに、大鳴川や彦山川などの河川が合流する場所となっている。過去にも大雨による河川の増水により、河川の氾濫、洪水、内水氾濫が多発し大きな被害が頻発して発生している。このような被害を防止するため、遠賀川などの河川には多数の樋門が設置され、住宅地等に降り注いだ雨水を河川に流したり、河川の増水時には住宅等に河川の水が逆流しないように堰き止めたりする機能を担ってきた。対象となる遠賀川沿いにある樋門は約 770 基にのぼり、日本の総樋門数の約 10%を占める状況である。これらの樋門のうち直方市が管理するものについては、市が管理を担当する人員を選任し、出水時など樋門周辺の河川状況の確認や樋門の開閉作業を行っている。しかし、近年、担当者の高齢化や作業の危険性により、担い手不足が深刻化しており、洪水被害の防止等の観点から早急な問題の解決が課題であった。

そこで直方市は、本問題を解決すべく、ICT を活用して樋門周辺の水位、水向状況をモニタリングするとともに、樋門自身もリモートコントロールするシステムの開発に着手し、アドバンテック株式会社、福岡大学との産学官連携の体制で開発・試作実証を行ってきた。そこでは、直方市が管理している樋門の一つである知古柳原樋門(福岡県直方市下新入)を対象に、アドバンテック株式会社が樋門を電動で上下させ得るモータを据え付け、LTE を介して

遠隔から状態管理・モニタを実施するとともに、福岡大学においても水位をはじめとする各種センシング技術の研究開発を共同で実施した。

これらの産学官連携の研究開発実績をもとに本研究開発の提案を行った結果、令和4年度総務省戦略的情報通信研究開発推進事業(SCOPE)先進的電波有効利用型(社会展開促進)枠での採択を受けた。本採択を受け、引き続き連携体制を緊密に確保しつつ、線をつないだシステムから低消費電力かつ広域アクセスが可能な LPWA を活用して市街区域全般のカバレッジを確保するとともに、狭帯域ではあるものの、多くのポイントからモニタ/制御管理が可能となるよう、規模を拡大した河川水位・水量計測、樋門の管理制御ならびに運用技術の確立を図った。

本研究開発の重要点は以下の4点である。

- ① LPWA 技術を用い省電力かつ市街のターゲット領域をカバーできる広範囲カバレッジを確保し、数多くのセンサ・アクチュエータとの接続を検証する。
- ② 日本における小都市でのリアルな要請に直ちに 대응する IoT 技術を活用した河川の水位および水向のモニタリングならびに樋門の遠隔制御を実施する。
- ③ クラウドを活用した、各種計測データ、制御データの蓄積と RESTful な設計指針による柔軟なデータ取得活用基盤を実現する。
- ④ VR (Virtual Reality) 技術を活用した CPS (Cyber Physical System) を実現する。

## 2. 研究及び成果

直方市の主要部はほぼ 3km 四方程度の大きさであり、LPWA ゲートウェイ 1 局でほぼカバーが期待できる。将来の防災ネットワーク構築を想定し、LPWA ゲートウェイを直方市中心部の市役所屋上に設置し、遠賀川ならびにその支流沿いの遠隔制御機能を備えた樋門/水位・水向センサ各所に LPWA アクセスモジュールを約 20 基設置し、運用を試みる。LPWA は、狭帯域かつ通信頻度にも制限があるため、平時は低頻度にセンサ情報収集を行うと共に、大雨などの要警戒時にはオンデマンドで必要な局との高頻度通信可能なよう、アクセス手法を検討する。水位計測はこれまでの検討でほぼ確立されてきたが、水向はまだ圧力センサを用いたプロトタイプ実証に留まったため、これをベースに樋門に実装設置して運用を試みる。並行して分担者である九工大により、PIV 法を活用し、河川表面の画像から流向流速を計測する研究開発も併せて実施する。

また、取得データは、緊急時でも情報収集が可能なよう一旦市役所のエッジに格納した後、AWS クラウドに転送する。こうして災害時にも最低市役所でのオペレーションを確保するとともに柔軟にデータを可視化する。モータによる樋門制御もこれまで LTE を介して実施してきたが、LPWA を介しての運用実証を行う。一方動画、画像の伝送は当然であるが難しいため、計測された水位・水向・流速・樋門状態より、VR ゴーグルを用いて樋門状況の仮想可視化ならびに樋門制御を行う CPS を開発する。

### 2.1 LPWA によるネットワーク構築

システムの全体構成を図 1 に示す。中心となるのが、直方市の主要エリアをカバーできる LPWA ネットワークである。基地局（親機）を市役所に設置し、主要個所に子機を配備して適宜データをアップロードし、親機側から制御コマンド送信できるようにしている。本ネットワークを介して、遠賀川流域に水位センサ等を設置し、河川の状況をモニタリングするとともに、樋門の遠隔閉鎖制御を実施している。バックエンドでは AWS クラウドを活用し、各種計測データ、制御データの蓄積と RESTful な設計指針による柔軟なデータ取得活用基盤を構築する。

#### 2.1.1 LPWA ネットワークの整備

LPWA には公衆・自営を含みいくつもの種類があるが、本開発では自営系でシステム設計の柔軟度が高い LoRaWAN を用いた（以降 LoRaWAN と記す）。基地局（ゲートウェイ）ならびに子機には、それぞれ Gemtek LoRa ゲートウェイ WLRGFM-100、Advantech WISE-4600 シリーズを選定した（図 2）。災害時でも LoRaWAN アクセスさえ動作すれば必要な監視機能が働くよう基地局は直方市役所屋上に設置した。その上でまず直方市のカバレッジ調査を市内 20 ヶ所で実施した。計測結果を図 3 に示す。この場所は直方市より特に大雨時に注意してモニタすべきと指摘された地点に加え、地形を考慮し到達範囲を評価する地点から構成されている。

図 3 において赤枠が直方市境界である。青丸が平均 RSSI が  $-130\text{dBm}$  以上で安定して疎通が確認された場所、黄色が  $-130\text{dBm}$  以下であるが疎通は確保できている場所、赤丸は疎通が確認できなかったところである。なお SF (Spreading Factor) は 10 に設定した。これより、一部のポイントを除いて直方市全体をほぼ市役所に設置した。LoRaWAN 基地局 1 局でカバーできていることがわかる。市街地の北 1 か所ならびに南側 2 ヶ所についてはカバレッジ外であった。

#### 2.1.2 中継器設置

令和 4 年度の調査で不達となった設置候補所 3 ヶ所

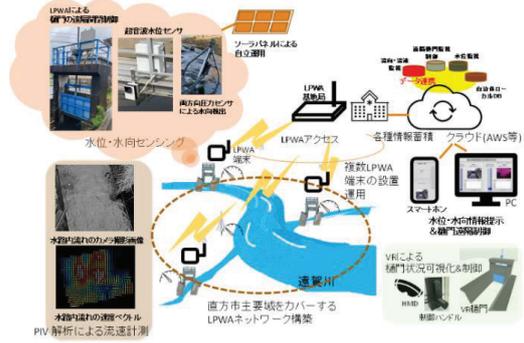


図 1 システムの全体構成



図 2 Gemtek LoRa ゲートウェイと子機

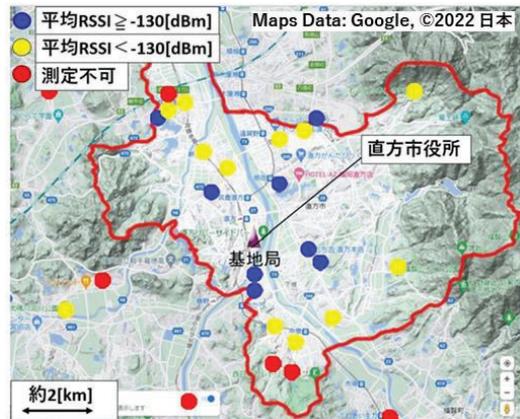


図 3 単一基地局からのカバレッジ計測結果

に加え、事前調査では疎通したものの設置したところ不達になった個所 4 ヶ所について疎通を図るべく、中継器の設置を検討した。調査の結果 Social Area Network 製の LoRa 中継器 GwayRep が、受信 LoRa 信号に対して PHY レイヤのみを参照して蓄積再送するシンプルな機能を有していた。本リピーターを活用した中継局では、中継器を 2 台活用して 2ch から交互に送信される LoRa パケットをリポートさせることで中継局として機能させる。設定したチャンネルは 37ch (923.2MHz) と 39ch (923.4MHz) である。本来は工場内で用いるような用途であったが、大学内で試用したところ LoRaWAN 信号を中継した。そこで直方市で設置可能な施設において中継器を設置して試したところ、感田小学校ならびに下境小学校に設置すれば、これまで不達だった 4 地点をカバーできることが分かった。

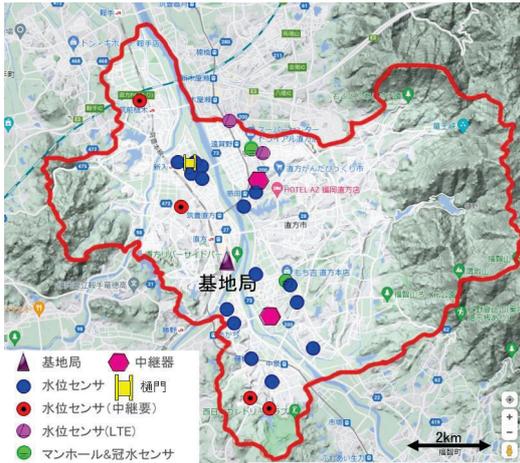


図4 各種設置機器配置状況

### 2.1.3 AWS (Amazon Web Services) でのデータ格納

直方市役所において取得されたデータは、LTE を介して AWS に送られる。AWS との通信は MQTT を介して行われる。AWS 内では、AWS DynamoDB 内に河川の水位監視データ（計測時間、水位、計測地点）が蓄積されている。蓄積データの参照は、AWS API Gateway にて作成した REST API に対して、クライアントが対応する URI に HTTP GET コマンドを投げることで取得できる。AWS ではこの HTTP GET に対して AWS Lambda のコードが実行され、AWS DynamoDB に蓄積された水位データが参照され、レスポンスとして返す。

## 2.2 水位・水向センサ等の開発

直方市より各種センシングの要望を受けセンサの開発を行った。図4に基地局、中継器、設置センサ、樋門の設置箇所を示すとともに、図5にセンサの写真を示す。センサは設置箇所がすべて市街地域であるため、安定運用を図るためすべての箇所にて商用電源を引いている。太陽光による運用実証後述する。

### 2.2.1 水位センサ

水位計は、超音波センサを用いて開発した。温度補正機能が備わっており、約4mまでの距離を計測でき、その誤差は2-3cm以内で計測可能である。令和4年度に10台設置し、令和5年度には追加で10台設置した。また溜池の水位計測で超音波センサの設置が難しい場合については、接触式の水位センサも利用して計測を行った。

### 2.2.2 水向センサ

樋門の開閉は、河川が逆流に転じるタイミングで行うのが肝要で、その意味で水向のセンシングが求められる。この目的のために低コストで直接水向の把握が可能なロードセルと呼ばれる圧力センサを用いた水向センサを開発し実証を実施した。ただ直接水にさらして流圧を検知するため、直方市から損傷の懸念も表明された。そこで、フレキシブルステンレスパイプを用いて感圧部を延長させ、パイプのしなりと可動域に制限を持たせて直接的なロードセルへの衝撃を緩和する構造とした。さらに、ステンレスパイプとダクトチャンネルはステンレスワイヤーにて連結されており、漂流物と接触する箇所が万が一破損してしまっても流失することを防いでいる。なお、河川の漂流物で一度破損したため、上述した改良を施し再設置・実証を行った。



図5(a) 超音波センサ



図5(b) 水向センサ



図5(c) マンホールセンサ



図5(d) 冠水センサ

### 2.2.3 マンホールセンサ

マンホール中の水位も計測要望が出されたのを受け新規にセンサの開発を行った。マンホール内に圧力式水位センサ、大容量モバイルバッテリー、LoRaWAN 子機を格納した箱を入れ、マンホール外に設置した中継器を介して市役所に送信するシステムを開発・設置した。計測ボックスはマンホール内の壁面に金具を取り付けて固定し、かつタラップにステンレスワイヤーを用いて取り付けておくことで流失を防ぐこととした。マンホールを挟んだ信号の疎通は確認されており、現在性能評価中である。

### 2.2.4 冠水センサ

アンダーパス等での冠水は、超音波式水位センサでは、

道路法によりセンサの設置個所が計測可能距離以上の高さになってしまうことや、冠水と判断される水位の 5cm がセンサの計測誤差の範囲内であり正確な計測ができないことから、接触式の冠水センサを試作し、直方市下境交差点に設置した。Wangzi 製の冠水センサ (RS-SJ-N01R01) を用い、冠水時リレーの作動で LoRaWAN 子機より信号を発する機能を実装した。なお、設置の際は、センサが踏まれて故障することを防ぐためにキャットスペーサーにて保護している。また、雨によりキャットスペーサー内に水が溜まり冠水を誤検知することを防ぐために排水機構を有している。また、アンダーパスにあるグレーチングに着目し、正常時のグレーチング画像を学習要素として、それ以外を異常と判定する AI 学習方法 (半教師あり学習) を用いて、冠水を検知する AI モデルを作成した。これにより、SVM で冠水を検知する非接触によるエッジ AI 冠水検知システムの実装し設置した (図 6)。

### 2.3 直方市役所内における情報可視化

直方市より、担当者のオペレーションのために計測され AWS に格納されているデータをスマートフォンならびに PC で簡単に可視化することが要請された。令和 4 年度までは少ない個所での計測だったので、水位の時系列推移も盛り込んでいたが、その時々スナップショットが全部見えればよい、とのことだったので市内 22 ヶ所の水位計測状況を一元監視可能なダッシュボードを構築した (図 7)。市役所屋上に設置しているサーバ PC 内にて、ローカル用ダッシュボードを構築した。ローカル用ダッシュボードはウェブブラウザにてアクセスすることで閲覧可能であるため、同一ネットワーク内に接続されている端末であれば複数台から閲覧できる。また、市の管轄組織ごとにグループ分けして表示されていること、各個所で危険水位が設定され、そのステータスがわかること、冠水も検知して知らせることなどが特徴である。また、LTE で画像も取れる個所に LabVIEW を用いたダッシュボードも作成した。

### 2.4 VR を用いた仮想樋門制御

#### 2.4.1 VR を用いた仮想樋門の実装

LPWA のような狭帯域通信では、動画像データの伝送は難しく、計測値データ程度の伝送に限られる。そこで得られた水位や水向を仮想空間で模擬し、かつ樋門操作もバーチャルに実現することを試みた。図 8 に構成を示す。操縦者は VR ゴーグルを介して VR 上の樋門と河川の様子を閲覧し、河川状況と樋門開閉具合を把握する。そのうえで、樋門制御が必要な場合には制御ハンドルを回転させる。その制御信号はクラウドへ送信され、クラウドはそれをもとに AWS DynamoDB に保持している樋門開閉率を更新する。仮想樋門システムは、3 秒間隔でクラウドに HTTP GET を送信し、AWS DynamoDB に保持してある樋門開閉率を取得している。ただし、PC と AWS 間の通信には WebSocket を用いている。実装した仮想樋門の概観を図 9 に示す。また、本システムを直方市役所職員約 30 名に試してもらい、アンケート調査を実施したところ、リアリティを感じると非常に好評であった。

#### 2.4.2 樋門制御と VR との連携

これまで、直方市下新入にある直方市管理の樋門に対し、モータ、制御装置、LTE 通信装置が取り付けられ、遠隔操作によって樋門を制御する研究開発を実施してきた。本研究開発では、LoRaWAN ダウンリンク (Class C) メッセージを用い、樋門制御を試みた。図 9 にプロトコル制御の流れを示す。本システムで採用した LoRa 子機には、親機からの LoRa ダウンリンクを用いたデバイス制御機能を有

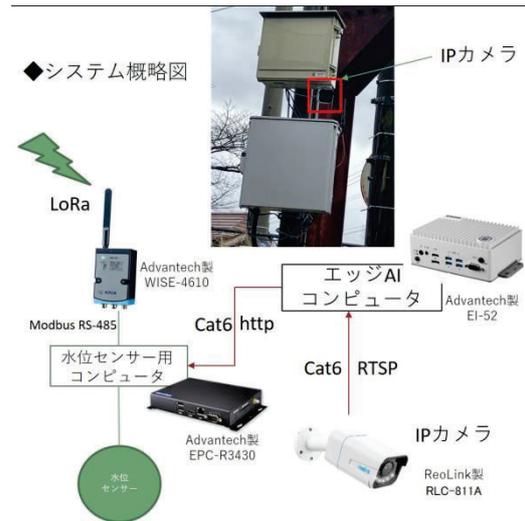


図 6 エッジ AI 冠水センサシステム構成

計測地点	計測時刻	水位	ステータス	危険水位まで
高倉川アンダーパス	01/22 18:02	0cm		5cm
明神池工農団地	01/22 17:59	0cm		5cm
感田前田橋(河川)	01/22 18:05	6cm		144cm
赤地排水堰場(河川)	01/22 18:03	0cm		270cm
藤原川アンダーパス	01/22 18:06	0cm		5cm
中泉小下住宅地(河川)	01/22 18:05	0cm		100cm
福留川調整池	01/22 18:03	0cm		130cm
ナフコ交差点(河川)	01/22 18:03	148cm		92cm

図 7 ダッシュボード画面

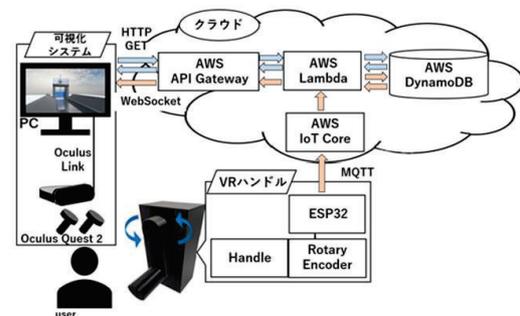


図 8 樋門制御システムの構成

している。そこで、それにもとづき、Modbus のレジスタに値をセットし、エッジ PC が値を認識して既存の遠隔樋門制御 PC に制御指示を出すことで LoRa による樋門制御を実現させた。

実現性評価のために、クラウドから送信した制御信号 (ダウンリンク) にもとづきモータ制御を行い、ステータス返信 (アップリンク) を確認した。また、VR 仮想樋門と組み合わせた CPS 制御実験を行った。ここでは、ハンドルを回して仮想空間上での樋門上昇、下降、停止に合わせ、実樋門が同期した動作を確認できた。一方で、LoRaWAN (Class C) を制御に用いることに対する課題も生じた。具体的には、ダウンリンクメッセージによる樋

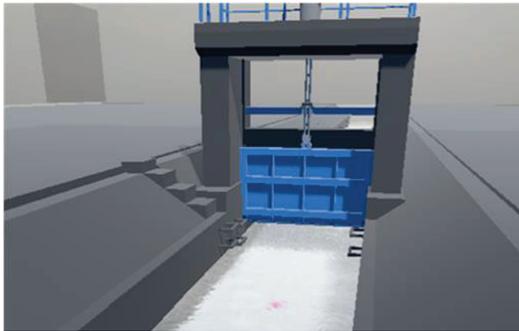


図 9 VR 樋門の概観

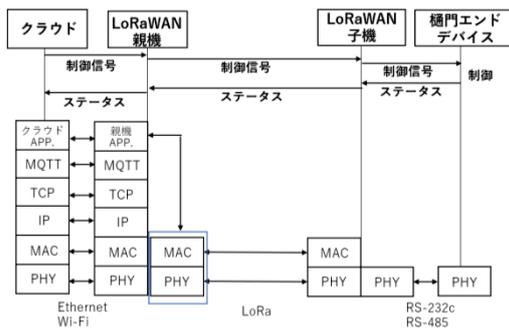


図 9 樋門制御のためのプロトコル概要

門制御の開始時に 5 秒程度の遅延であったが、アプリケーションメッセージを介した実樋門のステータス信号を基にした仮想樋門の開閉には 15~50 秒程を要した。その原因として、ダウンリンクメッセージの packets 損失が高いためである。それを避けるために、一度の制御指示で計 30 回のメッセージを反復して送信することで対処したが、リンク状態も含めさらなる検証が必要である。

## 2.5 太陽光を用いた運用

山間地等の商用電源の利用できない場所においても IoT デバイスの長期間運用が可能にするため、電源供給に太陽電池と鉛蓄電池を用いた IoT 水位センシングデバイスを開発した (図 10)。令和 5 年 11 月 13 日から令和 6 年 1 月 24 日まで、直方市植木にある傘田池に計測システムを設置し動作試験を行った (図 11)。本システムで計測したデータは直方市役所サーバにて受信後、AWS への転送を行っている。実証実験の期間中、曇天が継続した際に若干動作が停止したものの、全期間のうちほぼ 95% の時間で稼働が確認できたため、クリティカルなミッションでなければ十分運用可能であることが分かった。

## 2.6 Wi-Fi HaLow による画像データ伝送実験

LoRa と伝搬特性を比較検証するために、同じ周波数帯の Wi-Fi 規格である Wi-Fi HaLow の基礎実験を行った。画像データ転送および表示を行うため、直方市役所 8 階展望テラスに親機を、河川敷駐車場に子機とカメラを設置し検証を行った。親機・子機間の距離は平面直線距離で約 450m である。カメラが持つ API を活用し、PC から 10 秒ごとにカメラへ HTTP/GET により静止画を取得し、画像の表示を試みた。この時取得する画像品質は、カメラ側の設定に準拠しているほか、URL にて解像度をパラメータ受け渡すことで変更させることができる。Duty Window はすべての実証で 60 秒に設定し、下記に示す 3

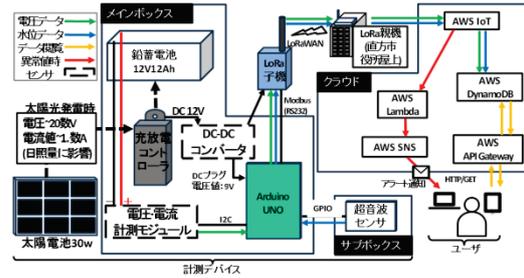


図 10 太陽光による運用実験システムの構成



図 11 直方市傘田池に設置されたセンサ

つの実験を行った。(1) 解像度 640×360px のとき、約 10 秒ごとに画像が更新された。(2) 解像度 1280×720px のとき、約 60 秒ごとに画像が更新された。(3) 市役所 8 階展望テラスから 1 階広場間で画像送信を行ったところ、解像度 640×360px であれば安定した画像表示を確認した。

本実験を通じて、親機をテーブルの上に置き通信テストをしたところ接続が不安定であったが、親機を約 60cm 程度だが持ち上げたところ、安定接続するようになったため、親機の設置箇所およびアンテナの周囲に存在する障害物にも配慮する必要があることが分かった。また、LoRa 通信と同様に見通し通信の有無により通信品質に影響があるだけでなく、ガラスや木材による影響は少ないが、鉄筋やコンクリートなどの影響が顕著にみられた。

## 2.7 水向予測 AI モデルの検証

樋門の遠隔制御に向けて、支川の状況にもとづき逆流を予測できる可能性を探るため、圧力センサと監視カメラの映像データを組み合わせ、AI モデルの構築を試みた。学習用画像は川幅を全体的に映した周辺環境を可能な限り低減した画角に設定した監視カメラ映像の静止画とした。監視カメラ映像は、フレームレート 10、解像度 360×640px をダウンサンプリングした。圧力センサは川底に設置され、1 分ごとにその圧力にもとづき水向・流量を計測している。これらのデータを組み合わせ、各画像を畳み込みニューラルネットワークで特徴量抽出し、画像データの時系列特徴を回帰型ニューラルネットワークで学習させた。学習にあたっては、圧力センサの計測値を教師データとして、モデルの予測値 (出力) との損失値を平均二乗誤差に従い算出した。開発した AI モデルは、環境条件に沿ったデータを学習させた水向予測モデルの精度として評価した。精度評価にあたり、予測値に対応する 4 段階の分類を対象とした。その結果、晴天時で水流の穏やかなデータについては良好であった。

## 2.8 大雨時の状況

令和5年6月末に北九州地方を大雨が襲った。大雨特別警報が福岡県に発令され、遠賀川の水位も上昇し堤防のレベルに近づいた。この時も当時稼働していたセンサ9台は5分間隔にコンスタントに水位を計測しデータ送信を続けた。LoRaWANも順調に動作を継続した。図12に示す画像と水位変移は、並行してLTEを用いて2ヶ所で画像も取得していた個所の様子を示したものである。急速に深夜に降雨が激しくなっている様子がわかる。市役所では担当課が車で冠水・増水の様子を調査したが、スマートホン上で取得できる水位も並行して確認し、結果的に計測値が水位変動を精度よく示していることが確認された。これにより本システムの災害時での有効性が確認された。

なお、計測中に2台のセンサが動作を停止した。一台は水路に張り出して設置した水位センサ部が冠水したためであり、もう一台は電源・通信ユニットを格納したBoxまでが冠水したことによる。本Boxは道路際約1mの高さに設置していたが、これは道路自身もかなりの深さまで冠水したことを示している。水位センサのみが損壊したケースでは、センサ差し替えによって直ちに復旧した。センサ自身は安価なため、冠水・故障した際には交換で対処するアプローチが妥当と考えている。

直方市としても、この経験を活かし、今後の降雨時も、災害現場対応職員が水位情報を収集・分析することで、水位状況に応じて現場を確認したり、迅速な道路規制の判断が可能となると同時に、市災害対策本部においても、継続して収集・集約されるセンサ情報を基に、本部で様々な判断を可能にするための即応性を高め得る期待を持っている。

## 2.9 カメラ画像による流向・流速センシングアルゴリズム開発

樋門の開閉の自動化、すなわち遠隔樋門開閉システムを実現するためには、河川の流動状況をリアルタイムに把握する必要がある。しかしながら、河川のリアルタイムな観察こそ実現できているものの、その流動状況の把握には至っていない。特に、近年では、河川の氾濫を可能な限り早く検知するために、カメラが設置されているが、その定性的な状況のみを把握するだけである。そのため、設置されたカメラにより撮影された映像から、その流動特性をリアルタイムに、かつ、定量的に計測することが可能となれば、河川の状況を瞬時に把握することが可能となり、最適なタイミングでの遠隔樋門開閉システムの駆動が可能となる。そのため、本研究では、河川の流動状況を、リアルタイムに、定量的に、計測するための画像解析アルゴリズムを開発し、遠隔樋門システムのメインアルゴリズムとして構築することを目的とする。具体的には、河川に設置された一台のカメラにより捉えた映像から、河川の水速および流向を捉えることを目的とする。

福岡県・遠賀川支流の樋門に設定されたカメラにより撮影された樋門直下の河川を図13に示す。カメラのフレームレートは、12.5 [1/s] ( $\Delta t = 0.008 \text{ sec}$ ) である。白線が撮影領域の一例を示し、図13の白線部内の輝度値分布を図14に示す。破線部内の輝度値 < 135より、その赤破線で示す特徴的な分布が得られる。この特徴的な分布を時間追従することにより、河川の水速を明らかにする。具体的には、図15(a)および(b)に示すように、検査領域および探査領域を設定し、時刻  $t$  の検査領域が次時刻  $t + \Delta T$  の探査領域のどこに移動したかを調べ、その移動距離より速度を算出する。最初に、検査領域および探査領域に対する畳み込み演算を実施したが、高輝度値が集中する領域に誤差が生じる。そのため、検査領域および探査領域に対し、それ

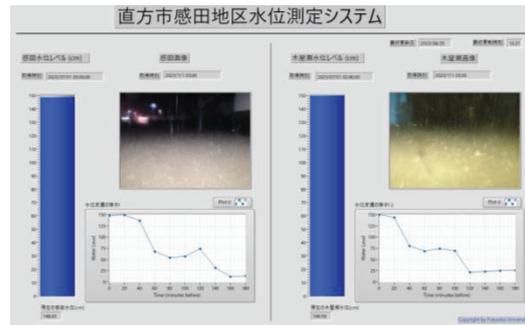


図12 令和5年7月1日未明の降雨の様子



図13 撮影された河川の映像

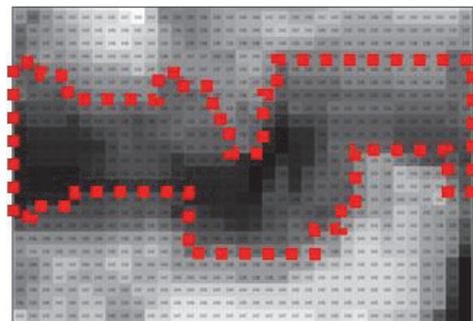
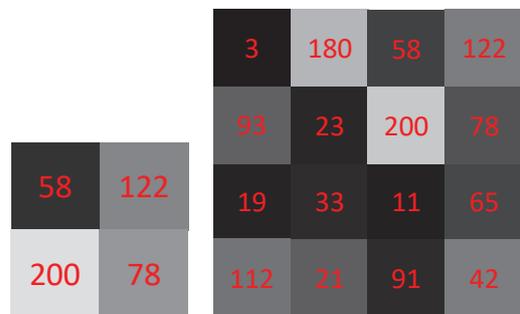


図14 撮影された河川の映像の一部の輝度値



(a) 検査領域

(b) 探査領域

図15 本アルゴリズムの検査領域および探査領域



図 16 撮影された河川の映像の速度ベクトル

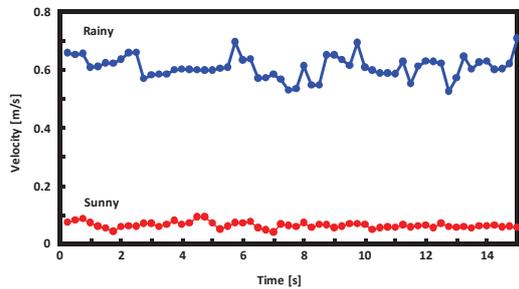


図 17 河川の速度の時間変化

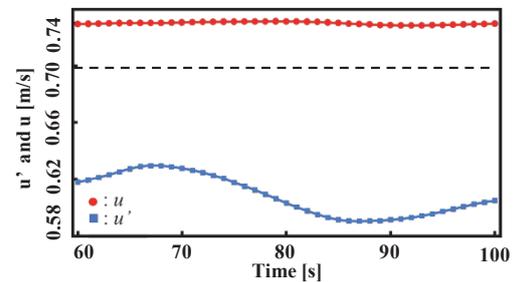


図 18 河川の速度の時間変化

それぞれの平均値の差分をとると、その誤差は小さくなるが、低輝度値が集中する領域に誤差が生じる。そのため、上述した差分の二乗和をとることで、その誤差も小さくなり、時刻  $t$  の検査領域が次時刻  $t+\Delta T$  の探索領域として、高精度に決定できる。河川中央部の探索領域（白線領域） $420 \times 420 \text{ pixel}^2$  に対し、検査領域  $300 \times 300 \text{ pixel}^2$  の解析結果を図 16 に示す。河川の流速を示す速度ベクトル（赤）が河川の流れる方向にあることがわかる。また、その時間変化を図 17 に示す。晴天時は、河川の流れるは、ほぼないため、その流速はほぼ一定であり、平均流速も  $0.062 \text{ m/s}$  である。その一方で、雨天時は、河川は増水し、その流速も大きく、平均流速も  $0.61 \text{ m/s}$  である。さらには、その流速にも、乱れが生じていることもわかる。また、これらは、河川を流れる枝葉の移動速度より、その精度が 75% 程度であることもわかった。これらの結果より、本アルゴリズムにより、河川の流れをリアルタイムに、高精度で捉えていると言える。

## 2. 10 河川表面と内部流動の補間

前節にて、提案したアルゴリズムは、河川表面の速度計測になり、厳密には、その内部流速とは異なると予想できる。そのため、この補間をするために、数値シミュレーションによる河川の流動特性を捉えた。具体的には、汎用流体解析ソフトウェア ANSYS Fluent により、河川モデルの数値シミュレーションを実施した。

その解析モデルは、高さ  $a_1$  および長さ  $l$  は、それぞれ  $0.8 \text{ m}$  および  $7.0 \text{ m}$  とし、幅は、 $b = 2.0 \text{ m}$ 、また、水位  $a_2 = 0.5 \text{ m}$  の水に流速  $u = 0.7 \text{ m/s}$  が与えられ、重力の影響も含まれる。境界条件は、流入口の空気および解析領域上部は、大気圧開放とし、水位は、時間と共に変化していくため、流出口は、近隣格子の結果より、水位が算出される。計算格子は、一辺約  $0.015 \text{ m}$  の立方格子とし、総格子数は、 $3,017,520$  となる。また、自由境界面を捉え、格子内の液相と気相の体積分率を追跡する手法である VOF 法を用い、乱流モデルには、 $k-\omega$  モデルを用いた。

流れ方向  $l = 3.5 \text{ m}$ 、幅方向  $b/2$  における気液界面および  $a_2 = 0.25 \text{ m}$  の流速  $u$  および  $u'$  の時間変化を図 18 に示す。青および赤が、それぞれ気液界面および  $a_2 = 0.25 \text{ m}$  の結果を示す。気液界面の結果は波打ち、また、内部流速は、ほぼ一定である。また、それらの平均流速は、気液界面  $0.63 \text{ m/s}$  に対し、内部流速  $0.72 \text{ m/s}$  と 15% 程度、高い。これらの結果より、前節のアルゴリズムにより得られた結果に対し、15% 程度の補間をすることで、より厳密な流速が得られる。また、今後、河川サイズに対する数値シミュレーションにより、その補間式を導出し、前節のアルゴリズムに内挿することで、より正確な流動特性を得ることが可能となる。

## 3. 今後の研究成果の展開

今回の研究開発を通じて得られた意義としては、第一に産学官の良い連携を伴ってプロジェクトを遂行できたことにある。地域の喫緊の要請を受け止めて地元の ICT 企業が大学と緊密に連携して研究開発を行った。その前提となる開発要件には地域でこれまで課題となってきた河川氾濫のポイントなどを洗い出し、そこに最も効果的なセンサを低コストで開発配置できたことが挙げられる。結果的に低コストで地域が最も望むセンサシステムが完成した。

本研究開発は、SCOPE として社会展開促進型のラベルがついたが、それに応じるべく性格付けをして開発を行った。それはトータルで低コストなセンサシステム（ネットワーク+センサ）を構築できたこと、その構築のノウハウをベンダに移行できていること、そして令和 6 年 3 月の本プロジェクト完了後には、すみやかに開発資産を直方市に移し、円滑に実証の継続を行えるようにしたことが促進型にふさわしい開発であったと考える。今後は近隣の自治体他に働きかけ、今回の開発による技術・ノウハウが生かされた開発が行われてゆくことを強く期待したい。

## 4. むすび

本研究開発では、自営で自治体のサイズにフィットする LPWA ネットワークを構築できたことが最大の成果である。とくに、公衆 LPWA を利用する選択肢もあったが、とくに LoRaWAN Class C では、通信量に制限がある場合も多く本研究開発のネットワーク構成は適切である。また、本システムを展開した直方市は、県庁所在地のような都市エリアではないため、公衆系サービス継続性に対する懸念も払しょくできない。この点、自営であれば、親機子機の配置にも自由度が大きく、その心配がない。また、実際に社会展開するうえで生じた不達ノードに対し、中継器の設置で問題解決を図った。とくに、既製品の活用で問題

解決ができたのはエンジニアリングであり、このノウハウも蓄積できた意義は大きい。かくして親機・子機・中継器がすべてマルチベンダで構成できたことも特筆したい。

一方、課題もいくつか残った。まず、LoRaWAN の伝達の信頼性確保である。計測を続けている中で、LPWA パケットの到達率があまり高くなく、数回に1回は不達というケースもよくあった。これは、Class A のアップリンク伝送で複数の情報要素の送信の際には、子機でパケットが複数に分割され、それがすべてエラーフリーの際に送信成功となっているため、不達のケースが増大している。今回は複数回の繰り返し伝送にて対処しているが、今後より信頼度を向上させる工夫が必要である。また、Class C のダウンリンクでは、上りよりも必要なリンクバジェットが計測見積もりでおよそ 10dB ほど高かった。理由は定かではないがより調査を進める必要がある。これに関して、VR 樋門システムにおける樋門制御の際のレイテンシの増加が問題であった。樋門の動作が緩慢（開閉にそれぞれ 4 分程度）であるため、今回はうまく動作させられたが、実運用では到底許容されるレイテンシではないため、今後の検討が必要である。

結論として、直方市のような主要部が数 km 程度の中小都市であれば、適宜中継器を介することで自営 LPWA システムによって十分なカバレッジを提供できることが実証的に明らかにできた。本インフラの下で、防災に備える各種センサの開発・検証を行い、さまざまな工夫により低コストなセンサを開発できた。また、これらセンサが実際に大雨に対して十分な計測機能を果たせた。今回は産学官が密に連携し、地域の要求に沿った研究開発を実施できたことが大きな成果であった。今後もこの連携に基づき広く社会に本研究開発技術が普及発展してゆくことを期待している。

#### 【口頭発表】

- [1]大橋正良、森慎太郎、三角真、村益寛紀、“[招待講演] 遠賀川流域における LPWA を活用した河川管理システムの研究開発”、電子情報通信学会技術報告 CQ 研究会 Vol.122 No.275 pp.54-55 (2022 年 11 月 25 日)
- [2]大橋正良、都野巧実、渡辺龍之介、三角真、森慎太郎、大園倅暉、村益寛紀、米澤隆司、“LPWA を活用した遠賀川流域河川管理”、電子情報通信学会技術報告 SeMI 研究会 Vol.123 No.400 pp.31-36 (2024 年 2 月 29 日)
- [3] 瀧脇正樹、“遠隔樋門システムのための河川の流動計測”、日本機械学会九州支部第 77 期総会・講演会 No. 248-1 (2024 年 3 月 8 日)

#### 【登録特許リスト】

- [1] 瀧脇正樹、榎孝一郎、河川の流速計測システム、2023 年 12 月 25 日、登録年月日、特願 2023-218581

#### 【報道発表リスト】

- [1] “「水門」自動開閉国が期待”、読売新聞、2022 年 6 月 1 日
- [2] “みみより！くらし解説 河川防災 「地域の守り手」を守る”、NHK 福岡、2022 年 11 月 17 日
- [3] “直方市 開発中の「樋門」遠隔操作システム進捗状況を報告”、NHK 福岡 NEWS、2023 年 3 月 15 日

[研究開発背景と開発アプローチ]

【背景】

高齢化が進む現代社会では、高齢者の孤独、介護労働力や地域サポートの不足といった課題が顕在化している。また、日本は長寿国でありながら、ウェルビーイングが先進国の中で最も低い水準にある。高齢者の自立を支援するデジタル機器の有用性が注目され、サービスが普及しつつあるが、高齢者視点での開発、多様性、個別化の考慮、地域での普遍的な活用には課題が残っている。その背景には、開発における体系的な仕組みの不足があることが指摘されている。

【目的】

1. 最新技術や発展的技術を活用して、開発者側でなく利用者に合わせたウェルビーイングアドバイスシステムを構築する。
2. 日欧の高齢者のウェルビーイングを維持・向上させるため、高齢者の特性や地域課題を理解し、学際的知見を融合させ、認知機能や身体機能、社会的交流、セルフケア能力の改善を目指す。
3. 国際標準化に向けた議論、社会実装に向けた活動を実施する。

【研究開発アプローチ】

- アジャイル手法を採用し、ユーザーニーズ主導の人間中心イノベーションでデジタルソリューションを開発。
- リビングラボを活用した参加型反復の開発を実践。
- ウェブサイト [Homepage of e-ViTA - e-ViTA Virtual coach](#), ポッドキャスト, ニュースレター, 国際ワークショップ, 国際カンファレンス, 国際論文を通じて国際的に普及。

[研究実施体制]

e-ViTA (EU-Japan Virtual Coach for Smart Aging)  
HORIZON2020 (SC1-DTH-04-2020) 総務省SCOPE国際標準化型  
代表機関：東北大学 (日) Universitaet Siegen (独)  
12機関 10機関 産学民連携・学際的国際コンソーシアム >70名



図1. E-ViTA参加機関

サイエンティフィックアドバイザー：川島隆太, 東北大学教授  
対話システムアドバイザー：辻井潤一, 産業技術総合研究所フェロー  
委員会：外部諮問委員会 (科学, 倫理, 普及), 内部ステアリング委員会  
研究協力機関(日本)：東京都品川区福祉計画課, 仙台市健康福祉局保険高齢部  
地域包括ケア推進課, セブテック健康福祉課, 社会福祉法人さくら会, 仙台フィンランド健康福祉センター, グリーンライフ仙台, ツバキハウス西公園, サンタフェ総合研究所, 専門学校デジタルアーツ仙台, シニアライフデザイン, 全国老人福祉施設協議会, 仙台市社会福祉協議会

[高齢者向け対話型コーチングシステム開発成果]

～人間のコーチと仮想コーチの協業で日常生活アドバイスを提供～

(1) 日欧共通E-ViTAシステム概要

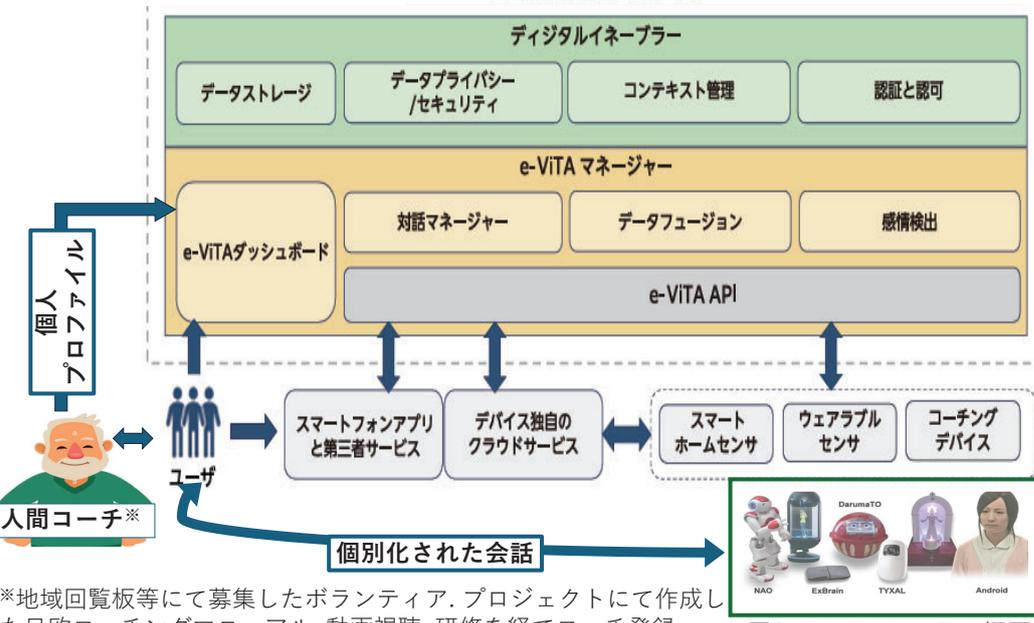


図2. E-ViTAシステム概要

(2) 日欧共通E-ViTAシステムコンテンツ

- ユーザー、利害関係者の意見収集、先行研究のシステマティックレビューを経て最終決定。
- **フレームワーク**：Intrinsic Capacity (WHO, 2017). 認知機能, 心理的健康, 感覚機能, バイタリティ, 移動能力を含む. 社会的健康の強化を追加的要素として考慮。
- **継続性**：自己決定理論 (Ryan et al., 1985). 自律性を重視した押しつけないコーチングを構築。
- **行動変容**：Transtheoretical Model (Prochaska, 1977). 生活習慣改善の関心度に応じたアドバイスを可能に。

(3) 日欧共通E-ViTA対話システム

- 英語の自然言語理解 (NLU).
- **DeepL API** と連携することでEU各言語, 日本語に対応. グローバルな活用を実現。
- **RASA** を活用して自然な対話を維持. LLM API との連携によりコールバック・アクションを実現, ストーリー不足に対応。
- **LangChain** を使用して, 正確な保健情報の提示や, 膨大な健康ガイドラインの効率的な活用を実現。

[概念実証試験] e-ViTAは新非侵襲的健康増進ツールとして有用

(目的) 日欧の高齢者がe-ViTAコーチングシステムを4~6か月間自宅で利用し, そのウェルビーイング指標への効果を検証すること。

(方法) デザイン：多施設共同無作為比較試験 (介入, 非介入群)  
対象者：日欧(仏, 伊, 独, 日)心身健康な >65歳の男女130名  
評価項目：ウェルビーイング評価尺度 (主観的QOL, 身体的健康, 精神的健康, 社会的健康) 質的評価として半構造化インタビュー

(結果・結論) 調査終了前後の変化量の分布に有意な群間の差が認められた指標：身体機能(SPPB)テスト, 抑うつ度, 孤独感(UCLA), 身体活動時間。

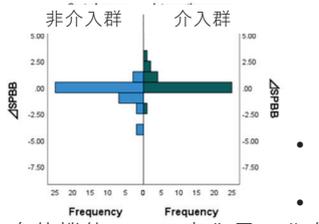
e-ViTAシステムは, 運動機能の維持(図4), 抑うつ状態の軽減, 孤独感の増加抑制に効果が認められた。ただし, 身体活動量の減少も確認されたため, 適切な身体活動を推奨する必要がある。図4. 身体機能スコア変化量の分布

[研究成果・継続的な活用と発展]

- 最先端技術を活用し, 人間のコーチと協業して高齢者のウェルビーイング向上を目指す, 日常生活でアドバイスを提供するシステムを開発 (査読付き国際論文18本発表)。
- 国際標準化：ユースケース提案がIEC TS 63134に採録. 更なる標準化提案に向け活動継続中. 概念実証試験により, e-ViTAシステムの長期利用が日欧高齢者の身体活動能力や精神的健康の維持に有効であることを確認. さらに, 地域の利害関係者と協業し, 高齢者の社会参加向上における有用性を実証. 持続可能な人間コーチチームを組織化(第19回日本応用老年学会)。
- 公的データ連携プラットフォーム (仙台市) への接続や, スマートホーム関連誌への掲載。
- 関連分野への応用, 技術開発を国際的に継続中。



図3. 自宅での様子

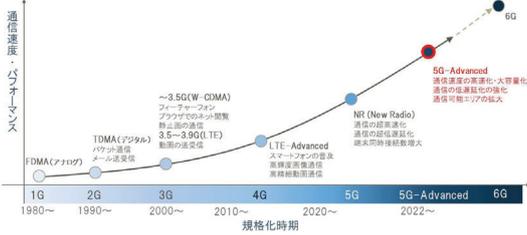


# 日米産学連携を通じた5G高度化の国際標準獲得のための無線リンク技術の研究開発

今村公彦<sup>1</sup>、横枕一成<sup>1</sup>、原田博司<sup>2</sup>、香田優介<sup>2</sup>、中尾彰宏<sup>3</sup>、岸洋司<sup>4</sup>、大関武雄<sup>4</sup>  
<sup>1</sup>シャープ株式会社、<sup>2</sup>京都大学、<sup>3</sup>東京大学、<sup>4</sup>KDDI総合研究所

## 研究背景

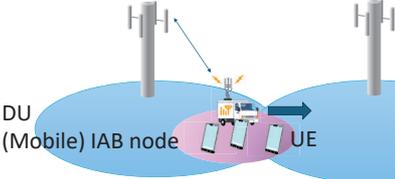
- 5G高度化（5G-Advanced）では、社会課題の解決を目指した新たなユースケース、サービスの展開が想定されている



- 5G高度化の最初のリリースである3GPP Release 18の国際標準獲得のための無線リンク（バックホールリンク、アクセスリンク、サイドリンク）の研究開発を実施

## バックホールリンクの要素技術の研究開発

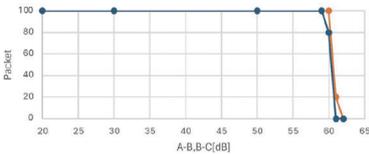
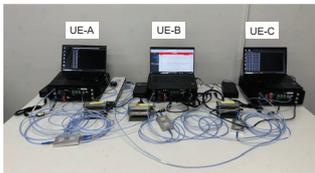
- IAB (Integrated Access and Backhaul) の要素技術の研究開発



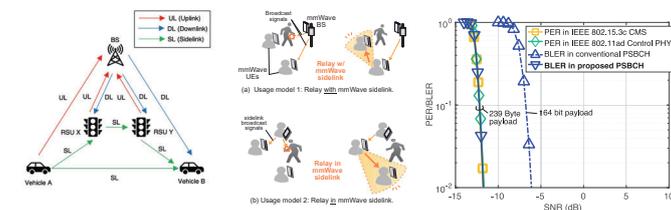
- 20件の特許出願、8件の標準化提案、3件の標準獲得

## サイドリンクの要素技術の研究開発

- サイドリンクの要素技術の研究開発
- サイドリンクの伝送実験装置の開発

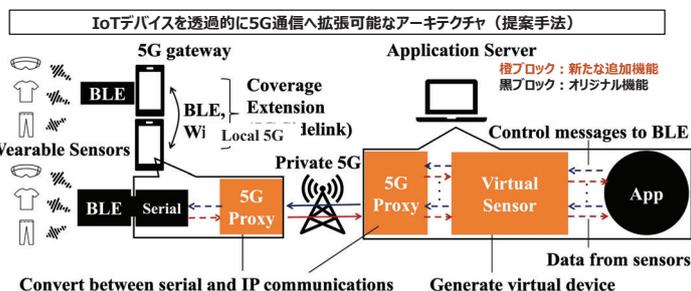


- サイドリンク用通信プロトコルの研究開発



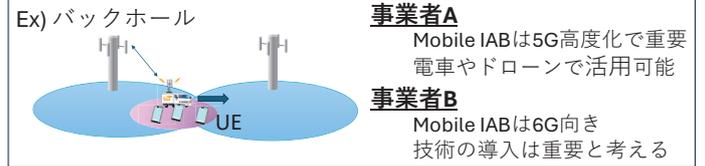
- サイドリンク国際標準化
- 4件の特許出願、23件の標準化提案、14件の標準獲得

## マルチリンクを活用した概念実証のためのアーキテクチャ検討



## ユースケースの研究開発

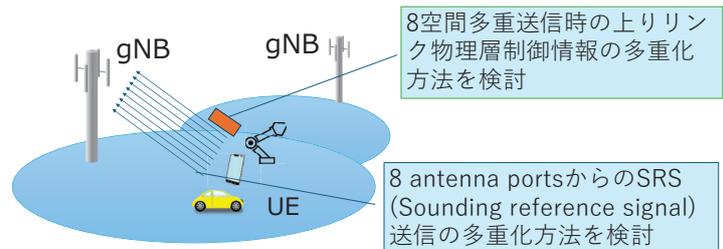
- 5G高度化におけるバックホールリンク、アクセスリンク、サイドリンクを用いた展開シナリオを米国の通信事業者と特定



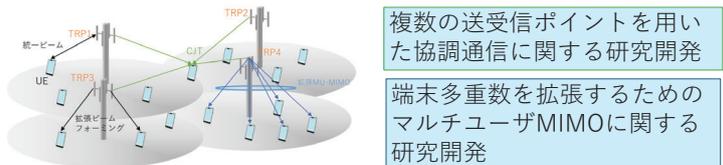
- 事業者A: Mobile IABは5G高度化で重要、電車やドローンで活用可能
- 事業者B: Mobile IABは6G向き、技術の導入は重要と考える
- 結論
  - アクセスリンク -> セルラの基本であり、今後も最も重要
  - バックホールリンク -> Mobile IAB (Integrated Access and Backhaul) は5G高度化において重要
  - サイドリンク -> 米国FirstNetがサイドリンクを用いたマルチホップに興味あり

## アクセスリンクの要素技術の研究開発

- 上りアクセスリンクの要素技術の研究開発
- 上りリンクの空間多重数を5以上に拡張するための要素技術の検討と標準化提案



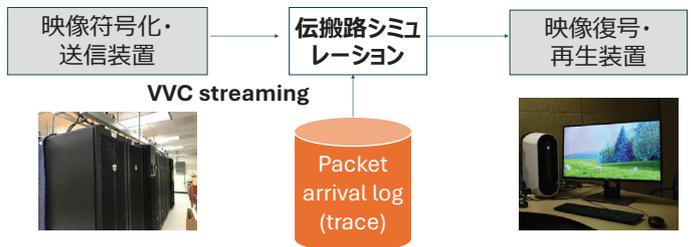
- 23件の特許出願、17件の標準化提案、11件の標準獲得
- 下りアクセスリンクの要素技術の研究開発
- 下りリンクMIMO高度化におけるフィードバック及びマルチ送受信ポイントの要素技術の検討と標準化提案



- 46件の特許出願、30件の標準化提案、19件の標準獲得

## マルチリンクを想定した映像伝送の概念実証

- 無線リンクを適応的に切り替える映像伝送を5G高度化無線リンクで実証



- スムーズな映像伝送が可能であることが確認された