

小型衛星搭載用織物膜展開リフレクタレーアンテナの研究開発

Research and Development of Textile Deployable Reflectarray Antennas for Small Satellites

研究代表者

戸村 崇 東京科学大学

Takashi Tomura Institute of Science Tokyo

研究分担者

坂本 啓[†] 稲垣俊輔^{††} 竹内智也^{††} 高橋俊之^{††}

Hiraku Sakamoto[†] Shunsuke Inagaki^{††} Tomoya Takeuchi^{††} Toshiyuki Takahashi^{††}

[†]東京科学大学 ^{††}セーレン株式会社

[†]Institute of Science Tokyo ^{††}SEIREN CO., LTD

研究期間 令和5年度～令和7年度

概要

本研究開発では小さな収納体積で大きな開口面積の小型衛星搭載用アンテナの実現を目的として、5.8GHz 帯 9m² 織物膜展開リフレクタレーアンテナを研究開発した。高利得アンテナ特性と低収納・大型展開を両立するために、リフレクタレーアンテナを織物上に構成した。試作評価の結果 9m² アンテナが 41.8dBi の高いアンテナ利得と 63.6U (1U=1000cm³)に収納できる低収納体積を確認し、優れた電気特性と機械特性の両立を実現した。今後は実用化に向けて課題に取り組み、小型衛星コンステレーションのさらなる革新を実現する。

Abstract

This research and development aimed to realize a small-satellite antenna with a large aperture area and compact stowage. To this end, a 5.8 GHz, 9 m² deployable reflectarray antenna using a textile membrane was developed. To achieve both high gain and compact stowage with large-area deployment, the reflectarray was implemented on a textile. Prototype evaluation confirmed that the 9 m² antenna achieved a high gain of 41.8 dBi while being stowed within 63.6 U, 1U = 1000 cm³, demonstrating an excellent balance between electrical and mechanical performance. Future work will address the remaining challenges toward practical implementation and further advance small-satellite constellations.

1. まえがき

近年、小型衛星群による新たな無線通信や地球観測サービスが実用化されつつある。例えば、米国 SpaceX 社は 9000 機を超える小型衛星で通信網 Starlink を展開しているが、衛星搭載アンテナのサイズ制約からスマートフォンとの高速な直接通信は難しく、直径 60cm の専用端末を必要とする。一方、米国 AST SpaceMobile 社は、64m² の大型展開アンテナによりスマートフォンとの直接通信を目指しているが、衛星は 1500kg 級と大型化し、多数展開が難しい。小型衛星に大面積アンテナを搭載できれば、直接通信と多数機展開を両立でき、地球全域をカバーする NTN の実現につながる。地球観測分野でも、Synspective 社や iQPS 社は 20 機超の SAR 衛星群による準リアルタイム観測を目指している。高解像度化には大面積アンテナが必要である一方、衛星数が限られるため、同一地点のリアルタイム観測は難しい。より小型の衛星に同程度のアンテナを搭載できれば、打上げ可能な衛星数を増やし、観測頻度を高めることができる。

これらの衛星搭載アンテナは剛なアンテナパネルで構成され、アンテナの大型化に伴い体積および重量が増加し、衛星自身も大型化が求められる。例えば Synspective 社の Strix シリーズには金属筐体で構成する導波管スロットアレーアンテナ¹が用いられている。また NASA の火星探査機には誘電体パネルで構成するリフレクタレーアンテナ²が用いられている。

本研究開発では剛な構造を要求しないアンテナの実現を目標とし、下記 3 つの課題に取り組む。第一に、アンテナ利得を維持するために従来必要とされてきた高い面精度・寸法精度への依存を低減し、剛性の高い構造を用いなくとも性能を確保できるアンテナ様式を実現すること。第二に、大型アンテナを小体積に収納しつつ、宇宙空間で確実に展開・展張し、運用時の剛性を維持する技術確立すること。第三に、電波の損失を低く抑えるアンテナ電気特性と、折り畳み可能な柔軟構造とを両立することである。

これらの課題を解決するために、3 つの異なる専門分野、アンテナ電気（東京科学大学・戸村）、宇宙構造（東京科学大学・坂本）、織物の研究者（セーレン社）でチームを構成し、本研究開発に取り組む。

アンテナ形式としては、アンテナ大型化に向くリフレクタレーアンテナを採用する。本アンテナは空間を介して各素子に給電するため素子への給電時に電波の減衰がほぼ無い。小型収納および大型展開を可能にするために、織物膜と空気層を使用する。織物膜は柔軟性を有し、単位体積当たりの重量も軽く小型収納に適している。二層膜の一定間隔の離隔を実現するためにカタナリー外形とクロスバーを採用する。高効率な電気特性と柔軟性を両立するために、織物膜への銅パターン直接形成技術を採用する。

本研究開発では 100kg 級衛星に搭載可能な 5.8GHz 帯 9m² 膜展開アンテナを製作し、アンテナ指向性利得 40.0dBi、収納体積 85U (1U = 1000 cm³)を目標とする。

¹ B. Pyne, et al., IEEE J. Sel. Topics Appl. Earth Observ., vol. 13, pp. 3879–3891, Jul. 2020.

² R. E. Hodge, et al., IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 59, no. 2, pp. 39–49, Feb. 2017.

2. 研究内容及び成果

2.1 膜展開アンテナの電気設計評価

本節では、膜展開アンテナの電気設計と評価について述べる。まず、4.5m²アンテナの電気設計及び評価を詳解し、次に9m²アンテナの試作測定評価結果を説明する。

4.5 m² サイズ膜展開アンテナ

提案アンテナの全体構造を図1に示す。リフレクトアレーアンテナはリフレクトアレーと一次放射器から構成されている。中心周波数は5.8GHz、目標比帯域は13%、一次放射器は5.4GHzから6.2GHzで反射が-15dB以下となることを目標にする。リフレクトアレーは46×106個の素子で構成され、1380mm×3180mmである。人工衛星搭載を想定し、1レイヤ、低F/D比で設計した。一次放射器とリフレクトアレーの距離は1500mmであり、F/D比は0.43である。

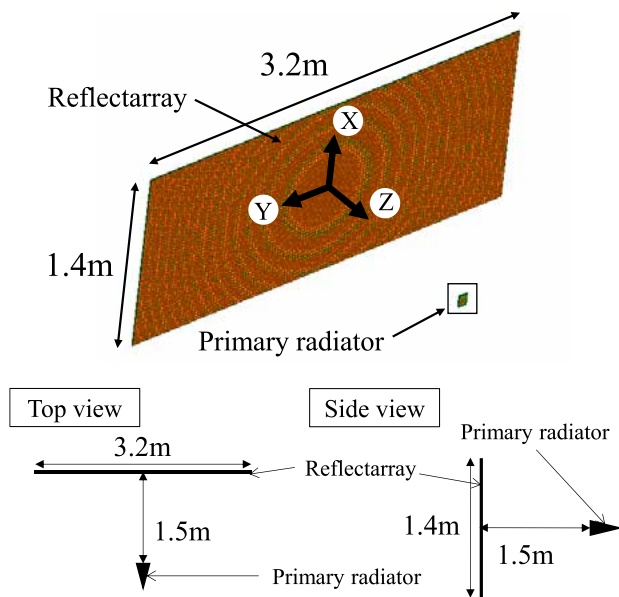


図1 4.5m²アンテナの全体構造

一次放射器解析モデルと層構成を図2に示す。解析には有限要素法を用いており、解析空間には放射境界を、入力部分にはWave portを設定している。一次放射器には設計と試作の容易さからマイクロストリップアンテナを採用した。電磁結合型給電方式を用いており、スロット形状はボウタイ型である。広帯域化のためにアンテナ上面に無給電素子を配置している[5]。2×2素子のアレー構造で設計し、給電回路は並列同振幅同相給電となっている。解析モデルは実際の試作を考慮し治具固定用の穴を設けている。穴の直径 r_h は3mm、穴と基板端との距離 g_h は5mmである。素子間隔はX方向で32mm、Y方向で18mmであり、スピルオーバーと開口効率振幅成分の合計が小さくなるように決定した。アンテナの層構成は上から、パッチ、誘電体基板（基板厚:0.46mm、比誘電率:2.19、誘電正接:0.0006）、空気層（4mm）、パッチ、誘電体基板（基板厚:3.19mm、比誘電率:2.16、誘電正接:0.0009）、ボンディングフィルム（基板厚:0.038mm、比誘電率:2.28、誘電正接:0.003）、グラウンド、誘電体基板（基板厚:0.46mm、比誘電率:2.19、誘電正接:0.0006）、給電線となっている。図3に解析から得た反射特性を、図4に5.8GHzにおける放射パターンを示す。図3に示すように反射-15dB以下となる比帯域35.7%を達成した。図4における正面方向動作利得Realized Gainは12.0dBiであった。材料損失と反射損失の合計は0.2dB以下に抑えることができている。

スピルオーバー損失は0.70dB、開口効率振幅成分は0.60dBと低く抑えることができている。

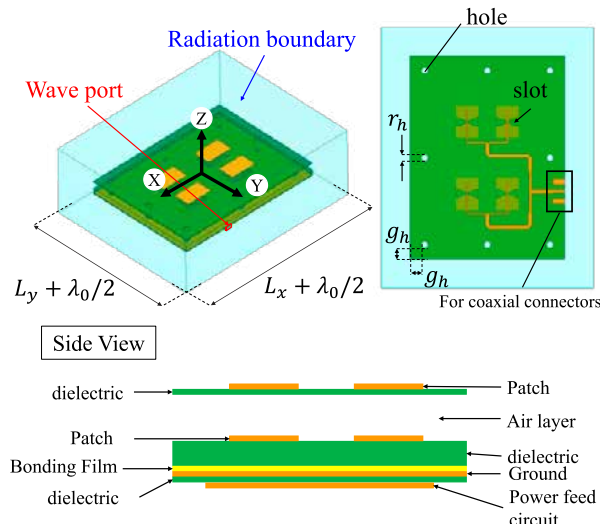


図2 一次放射器の解析モデルと層構成

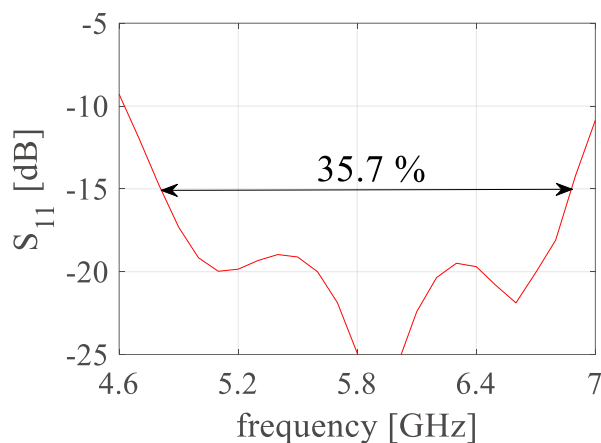


図3 一次放射器の反射の周波数特性

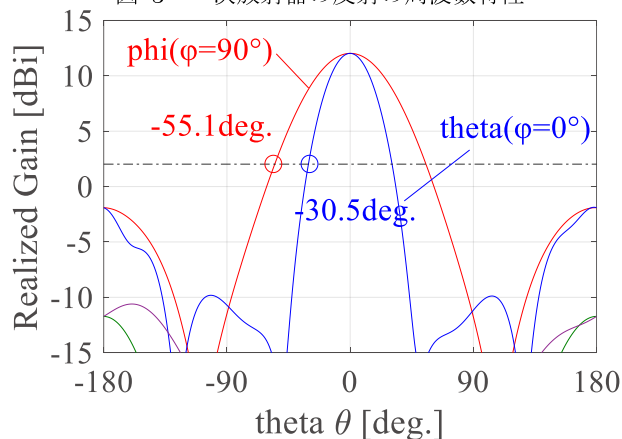


図4 一次放射器の放射パターン (5.8GHz)

反射素子の解析モデルを示す。解析空間上面にはFloquet portを設定しておりmodel1はx偏波、model2はy偏波が設定されている。アレーアンテナに用いることを想定しているため素子間の相互結合を考慮する必要がある。そこで解析空間の両側面に周期境界条件を設定している。解析空間は反射素子から $\lambda_0/2$ の空間をとっている。素子間隔は27mm(約0.52 λ_0)になっている。層構成は、上から金属パッチ（厚み18 μ m）、発泡スチロール（厚み5mm、誘電率1.13、誘電正接0）、グラウンドとなってい

る。図に示す通りパッチ形状は三段階で変化し、はじめは正方形パッチ形状、二段階目は正方形パッチ形状に十字型のスロットを開けた形状、三段階目は二段階目が **I** の字スロット形状になるように二段階目の形状にスロットを追加した形状となっている。一段階目の正方形パッチではパッチ寸法を変化させることで反射位相が変化し、二段階目、三段階目での正方形パッチ寸法は **22mm** 固定でスロット長を変化させることで電流の経路が変化し反射位相が変化する。

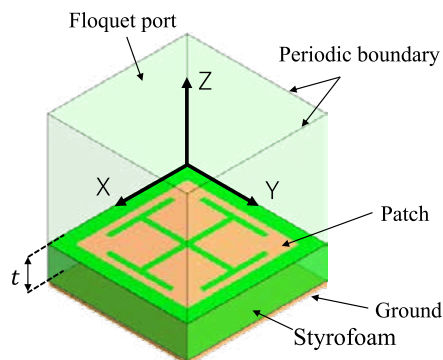
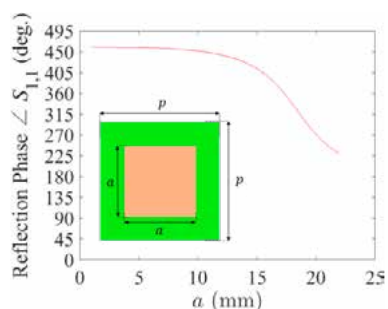
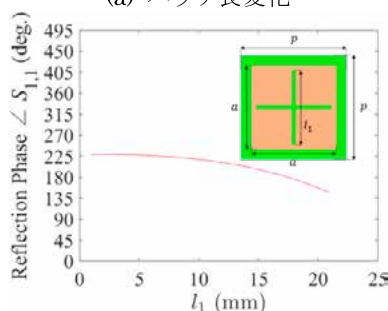


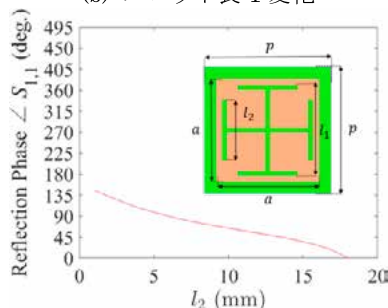
図 5 反射素子単体解析モデル



(a) パッチ長変化



(b) スロット長 1 変化



(c) スロット長 2 変化

図 6 一次放射器の放射パターン (5.8GHz)

後述する製造法で試作したリフレクタレーアンテナをコンパクトレンジで評価した。比較のために同程度の大きさで、従来設計法で設計したアンテナも試作評価した。**5.8GHz** における放射パターンを図 7 に示す。放射パタ

ーンにおける **E** 面、**H** 面のビーム幅はそれぞれ **2.14deg.**, **1.22deg.** であり、正面方向利得は **40.1dBi** であった。動作利得における **E** 面、**H** 面のビーム幅はそれぞれ **2.19deg.**, **1.26deg.** であり、正面方向利得は **38.3dBi** であった。ビーム幅の値が近く、放射パターンの形状も似ていることから試作による誤差は少なく正しい評価ができたといえる。

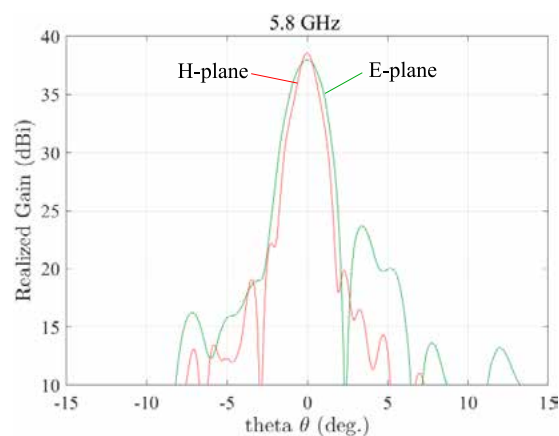


図 7 5.8GHz における放射パターン

9 m²サイズ膜展開アンテナ

図 1 に提案アンテナの全体構造を示す。リフレクタレーアンテナはリフレクタレーと **2×1** パッチアレーの一次放射器から構成されている。中心周波数は **5.8GHz**、一次放射器は **5.4GHz** から **6.2GHz** で反射が **-15dB** 以下となることを目標にする。リフレクタレーは **52×238** 個の素子で構成され、**1404mm×6426mm** である。また、一次放射器とリフレクタレーの距離は **1500mm** である。

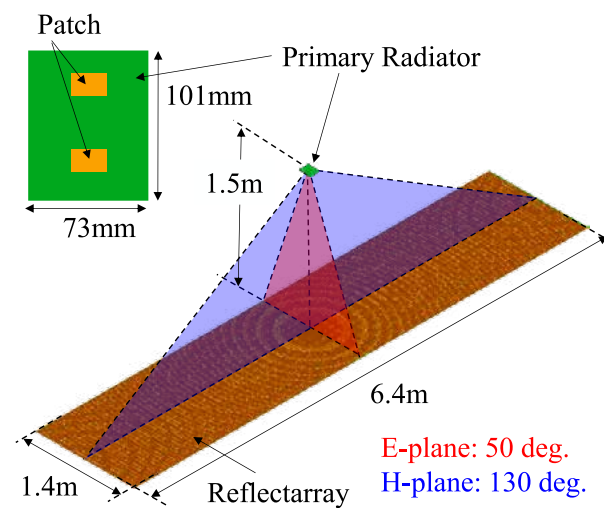


図 8 9m²アンテナの全体構造

図 9 に試作したアンテナの測定の様子を示す。測定には京大大学生存圏研究所マイクロ波エネルギー伝送実験装置(METLAB)共同利用・共同研究を利用した。アンテナの外形は図の **X** 軸方向 **1404mm**、**Y** 軸方向 **6426mm** である。リフレクタレーパッチ層はポリエステル繊維に銅パターンをプリントして試作し、グラウンドには導電性織物を用いた。一次放射器はアルミフレームの治具を製作し、アレー面の中心から **1.5m** の高さに維持した。アルミフレームの側面には電波吸収体を貼り付け、金属によって放射パターンに与える影響をなるべく小さくした。

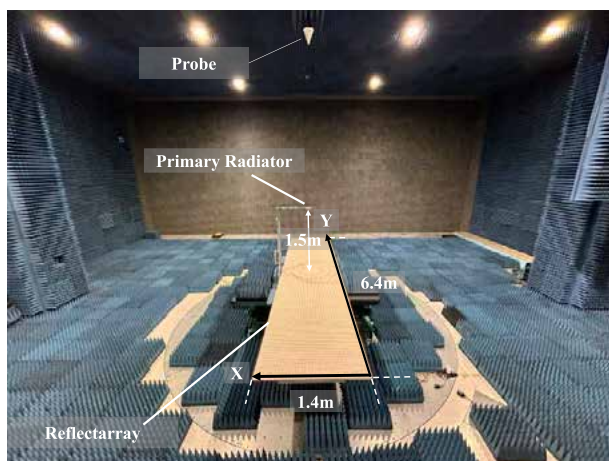
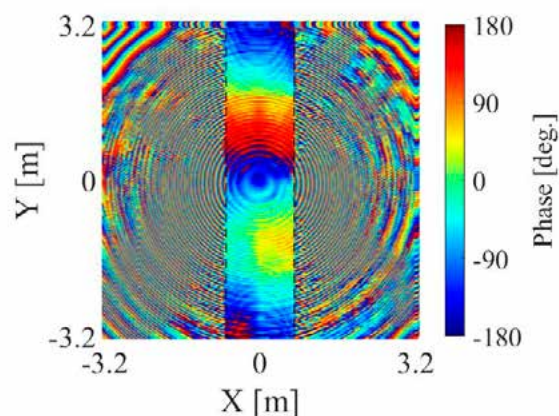


図 9 9m²アンテナの測定



(b) 位相分布

図 10 開口分布

図 10 に測定結果の振幅、及び位相の開口分布を示す。振幅について、アンテナ中心で最大値が出ており、エッジレベルは -20dB 以下である。 $X>0, Y=0$ でパターンが一部乱れているのは一次放射器の固定治具のアルミフレームによる影響が考えられる。位相について、アレー範囲内で Y の値によって位相が変化している。これは、図 5 でも示したように、アレー端には支えがなく、重量でたわみができることによるものと考えられる。また、 $Y<0$ 側で、 $X=0$ の前後で位相が変化している部分がある。今回リフレクトアレーを製作する際、9区画のパネルに分割し、後から治具でつなげたが、つなぎ目の部分で位相が不連続になっていることによるものと考えられる。

図 11 に指向性利得の周波数特性を示す。指向性利得は 5.8GHz で 41.5dBi であった。図 12 に放射パターンの測定値、解析値を示す。解析値は、一次放射器および反射素子単体の有限要素法解析結果からアレーファクターにより計算した。H面において、 -3dB ビーム幅は測定 0.8deg 、MATLAB 解析 0.55deg であった。また、測定値のサイドローブが角度 0deg で対称になっていないことが読み取れる。E面において、 -3dB ビーム幅は測定 2.2deg 、解析 2.1deg であった。

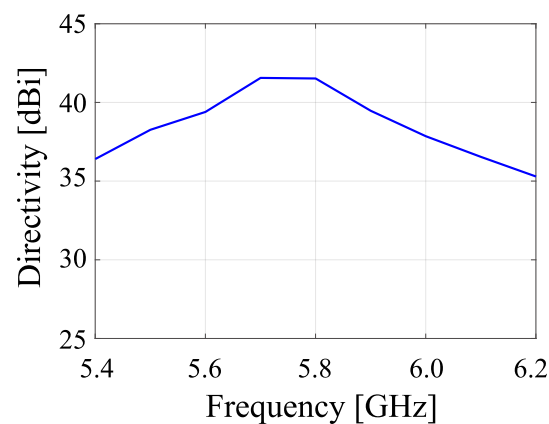
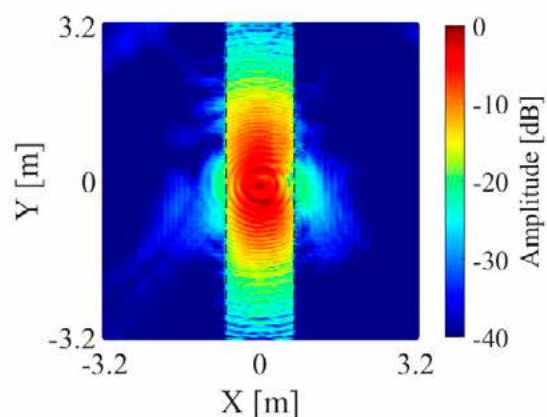
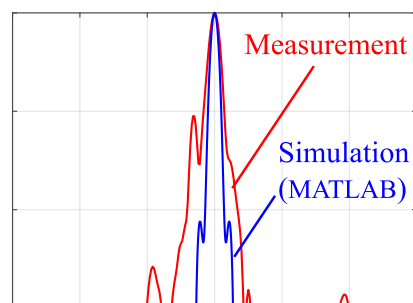


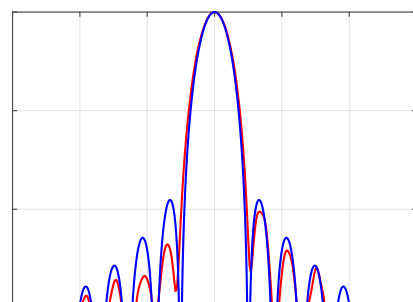
図 11 指向性利得の周波数特性



(a) 振幅分布



(a)H 面



(b)E 面

図 12 放射パターン

2.2 膜展開アンテナの構造設計評価

本節では、膜展開アンテナの構造設計と評価について述べる。まず、本研究で達成を目指す構造要求について説明し、続いて各年度で得られた成果および知見を示す。

主な構造要求は以下の通りである。

1. 展開後、5 mm 間隔を保持した二層構成であること。
2. 展開時の膜のアンテナ部は、3240 mm × 1404 mm の長方形であること。
3. 4.5 m² アンテナの収納時の体積は 42.5 U (1 U = 1000 cm³) 以内であること。

構造設計においては、構造が対称であることから 9 m² の半分である 4.5 m² サイズの膜展開アンテナを試作し、評価を実施した。

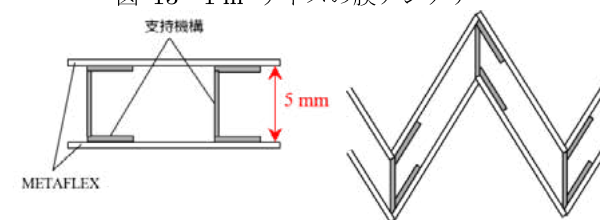
1 m² サイズ膜展開アンテナ

令和 5 年度には、小容積に畳み込み、厚さ 5 mm の平面アンテナを形成できる構造の基本的な設計概念の検討・評価を目的とし、図 13 に示す 1 m × 1 m の膜展開アンテナを試作した。膜材料には、セーレン株式会社が製造する二軸織ポリエステル繊維「METAFLEX®」を用いた。まず、膜面外周には、面内に均一な張力を付与するため、カテナリー曲線を導入した。また、リフレクタレーアンテナは、電波の波長によって決定される厚さの誘電体層を必要とし今回 5 mm 層を要する。初期設計案として、「飛び出す絵本」のようなポップアップ式の支持構造を採用した。2 枚の膜層を 5 mm の間隔で隔てることで、誘電体層となる空隙を確保した。図 14 にポップアップ式支持構造を示す。



(a) 展開時 (b) 収納時

図 13 1 m² サイズの膜アンテナ



(a) 展開時の支持構造 (b) 収納時の支持構造

図 14 ポップアップ式支持構造

4.5 m² サイズ膜展開アンテナの概念設計

令和 6 年度では 4.5 m² サイズの膜展開アンテナを実際の寸法で試作することに取り組んだ。提案する構造の概要を図 15 に示す。また、図 16 に示すように、2 本の開断面複合材ブームを用いて、ジグザグに折り畳まれた 2 層の長方形織物膜を展開する構成とした。図 14 に示すポップアップ式の支持構造を、膜の短辺に平行となるよう 135 mm 間隔で二層間に配置し、5 mm の層間距離を維持する。これらの支持構造は膜の折り目に沿って配置されており、図 14(b)に示すように、収納時には膜とともに折りた

たむことが可能である。展開時に支持構造を直立させるためには、伸展式のブームにより膜面に張力を付与する必要がある。

伸展ブームとして、断面が直径 60 mm、厚さ 0.4 mm、開口角 45°の開断面円筒形状のものを選定した。ブーム材料は CFRP (炭素繊維強化プラスチック)、ヤング率は約 14 GPa である。ブーム長を 3.5 m とした。この結果、理論上の座屈荷重は 293 N と算出される。不確定性を考慮し安全率 2 を適用すると、許容座屈荷重は 146 N である。

また、膜の外周に沿ってカテナリー領域を「せん断吸収境界」³として導入することで、膜をしわのない状態に維持することを目指した。せん断吸収境界は、カテナリーケーブルと膜の間の剛性不一致により生じるせん断力を吸収する役割を有する。織物材はヤング率に比べて、せん断弾性係数が比較的小さいため、せん断吸収境界に適していると想定した。

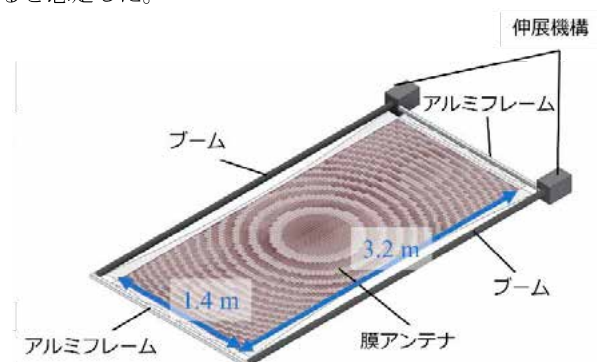


図 15 4.5 m² 膜展開アンテナ初期設計概要



図 16 4.5 m² 膜展開アンテナ展開方法

4.5 m² サイズ一層膜プロトタイプ

令和 6 年度に提案した初期設計に基づき、まず図 17 に示す実物大の単層膜プロトタイプを製作した。以下にその構造およびしわが発生した箇所についての考察を述べる。

本プロトタイプは、3240 mm × 1404 mm のアンテナ部を含む単層膜で構成されており、短辺に取り付けられたアルミフレームを固定することにより、張力を付与する。アンテナ部は 8 つの織物を縫合することで構成した。外周に沿ってカテナリー領域を導入し、長辺側に 1 つ、短辺側に 4 つのカテナリーを配置した。カテナリーケーブルとしては、平紐を縫い付けている。試作の結果、展張時も構造は破断なく概ね平面を形成したが、織物にしわが入った。

しわは図 18 に示す 2 か所で観察された。カテナリー領域のしわを図 18(a)に示す。ただし、これらのしわは、縫合部を超えて内側のアンテナ部まで伝播しておらず、織物材によるせん断吸収境界が、適切に機能している結果であると考えられる。

一方、分割境界に生じたしわを図 18(b)に示す。アンテナ部を構成する 8 枚の織物の縫合境界において発生したものである。このしわは、織物材と縫合部との弾性係数の違いに起因して生じる、せん断力によるものと考えられる。したがって、分割境界におけるしわの低減が課題となる。

³ Leifer, et al., 44th AIAA SDM Conference, AIAA-2003-1984, 2003.

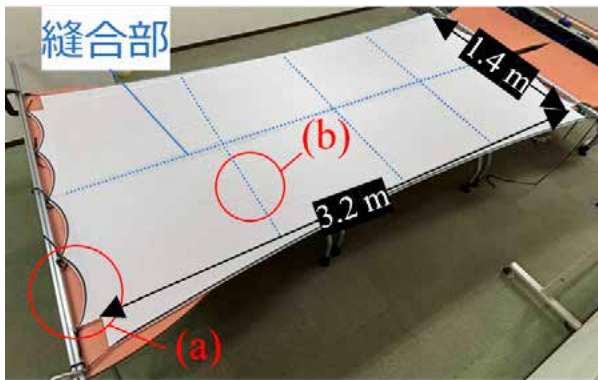
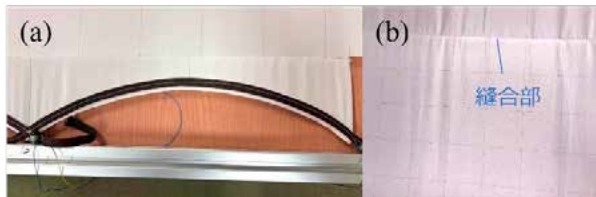


図 17 4.5 m²一層膜プロトタイプ



(a) カテナリー領域のしわ (b) 分割境界のしわ
図 18 しわの発生箇所

4.5 m²サイズ膜展開アンテナ二層化に向けた課題抽出

令和 6 年度に提案した初期構造に関して、主に 2 つの課題が見出せた。第一の課題は、支持構造の製作時に生じる製造誤差である。初期構造では、図 14 に示すようにポップアップ式の支持構造が上下両方の膜層へ貼付して固定する。膜に張力を付与し、二層の相対的な位置を合わせることで支持構造が直立する設計となっており、図 19(a) が理想状態を示す。しかし実際には、図 19(b) のに示すように、支持構造の固定位置にばらつきが生じ、設計値に対して層間距離が減少するという製造誤差が発生する。この誤差の要因の一つは、織物膜材料の伸びやすさにある。また、5 mm の誘電体層に影響を与えない精度で、4.5 m² に及ぶ広大な膜領域に支持構造を固定することは、技術的に極めて困難だと判断できる。

第二の課題は、膜表面の平坦度精度と、ブームの体積・質量の増加との間にある構造的なトレードオフである。膜アンテナにおいて高い平面精度を確保するためには、膜に大きな張力を付与する必要がある。一方で、張力の増加に伴い、その荷重に耐えるためにブームの剛性向上および断面寸法の拡大が必要となり、結果としてアンテナ全体の体積および質量の増加を招く。

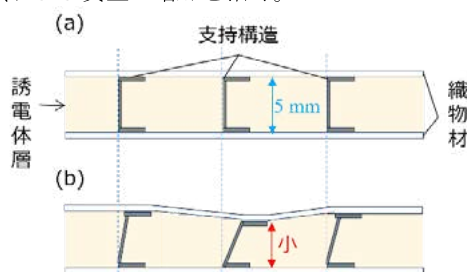


図 19 ポップアップ式型支持構造
(a)理想状態 (b)実際の状態

4.5 m²サイズ膜展開アンテナの改良設計概要

令和 7 年度では、前述の 2 つの課題を解決するため、改良構造を提案した。膜展開アンテナの改良設計の概要を図 20 に示す。本構造は、ブームの伸展により展開し、Z 折りにより収納される。これらの展開・収納機構は初期構造と同一である。収納時の体積を近似計算した結果、31.8 U (1 U = 1000 cm³)、9m² の場合は 63.6U となった。

先行研究として、米国 NASA/JPL の Fang らは、複数のクロスバーを圧縮部材として使用し、膜に張力を与えるリフレクトアレーアンテナを提案している⁴。さらに、カタナリーを分割し、その数を増やすことで、ブームに作用する荷重を低減できることが示されている⁵。そこで本研究では、Fang らの知見を応用し改良構造において初期構造に比べてカタナリーの分割数を増加させるとともに、新たにクロスバーを導入した。さらに、Fang らとは異なり、クロスバーを単なる圧縮部材としてだけではなく、上下の膜層間の支持構造としても利用する。クロスバーには、断面 5 mm、長さ 1.7 m の CFRP 製角柱を想定した。

各クロスバーは膜に直接固定されるのではなく、図 21 に示すように、糸および定荷重ばねを介して膜の端部に接続する。この接続方法により支持位置の製造誤差が、膜面に直接及ぼす影響を緩和すると期待できる。さらに、カタナリーの分割数を増加させることで、ブームに作用する荷重の分散および低減が可能である。提案構造では、長辺側を 5 分割、短辺側を 2 分割という設計を選定した。

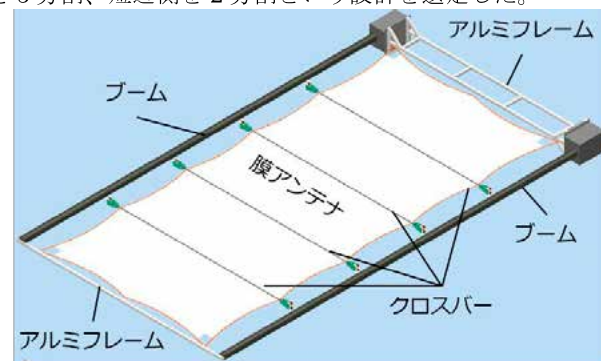


図 20 4.5 m²膜展開アンテナ改良設計概要

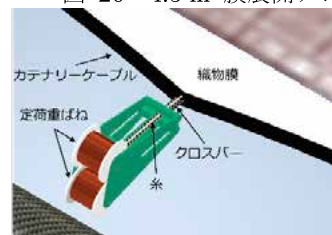


図 21 張力印加機構



図 22 張力印加機構
プロトタイプ

4.5 m²サイズ二層膜プロトタイプ

改良設計に基づき製作した、4.5 m² サイズの二層膜プロトタイプを図 23 に示す。本プロトタイプは、3240 mm × 1404 mm のアンテナ部を含み、アンテナ層およびグラウンド層からなる二層構造で構成される。膜は、アルミフレームとブームからなる外枠によって支持される。短辺と平行に 4 本のクロスバーを等間隔で配置した。アンテナ部は 2 枚の織物を縫縫合することで構成した。これは、従来の 8 分割構成と比較して縫合部の数を削減することで、分割境界におけるしわの低減を図る目的である。また、図 22 にクロスバー両端に取り付けた張力印加機構のプロトタイプ

⁴ Fang, et al., 43rd AIAA SDM Conference, AIAA-2002-1706, 2002.

⁵ Fang, et al., 9th AIAA Applied Aerodynamics Conference, AIAA-2001-1342, 2001.

イプを示す。各機構は 2 つの定荷重ばねで構成されている。これによりカタナリーケーブルに張力を付与することで、二層の織物膜を一定張力で保持する構成である。また織物の縫合部分を最小の 1 か所だけにし、さらにしわが入りにくい縫合法へ改良した。

展開試験の様子を図 24 に示す。プロトタイプは構造的な破綻を生じることなく、正常に展開された。展開後においても、クロスバーおよびブームに座屈は確認されなかった。以上より、提案した改良設計の実現可能性が確認された。

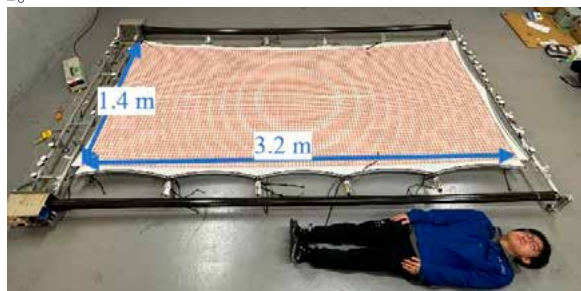


図 23 4.5 m² 二層膜プロトタイプ

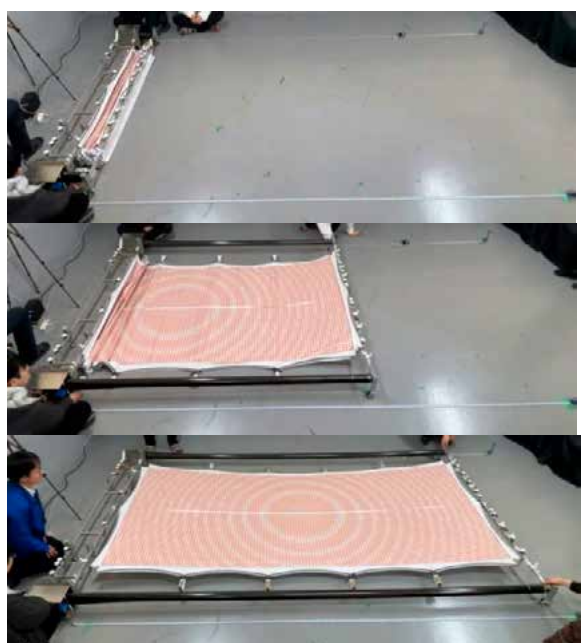


図 24 展開試験

さらに、形状計測を行った。図 25 に示すように地面に対して膜を垂直に立てた状態で、重りを用いて吊るすことで重力補償を行った。計測には、SHININING 3D 社 EINSTAR VEGA を用いた。アンテナ部全体および中央部の RMS を算出した。ここで中央部とは、図 25 に示す左右端のクロスバー間の領域を指す。計測結果を図 26 に示す。算出した Root-mean-square (RMS) 値は、アンテナ部全体では 0.651 mm、特に中央部では 0.549 mm と、1mm 以下の精度であった。

加えて、縫合箇所の減少、および縫合法の改良により、アンテナ部分の織物のしわはほぼ観察されなかった。

材料の評価

上記構造の試作と並行して、織物と平紐から構成されるアンテナ部に使用している材料の剛性と強度を評価した。これにより、破断が起きる可能性の箇所を事前に特定することができる。引張試験機（島津製作所製 AGX-20kNVD）

による試験を実施した。図 27 左に試料の例と、強度評価結果を示す。同図右に変位と荷重の関係の一例を示す。

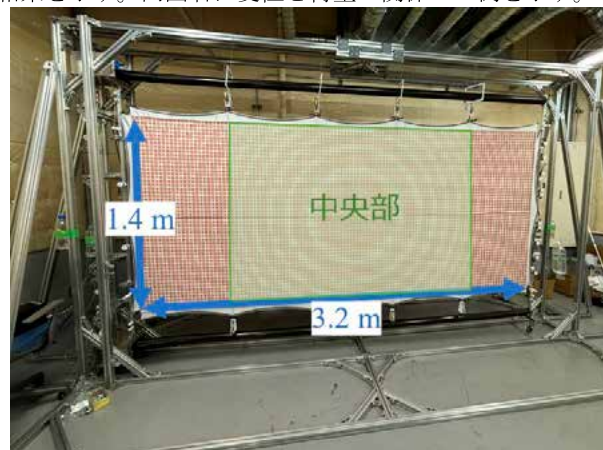


図 25 重力補償した 4.5 m² 二層膜プロトタイプ

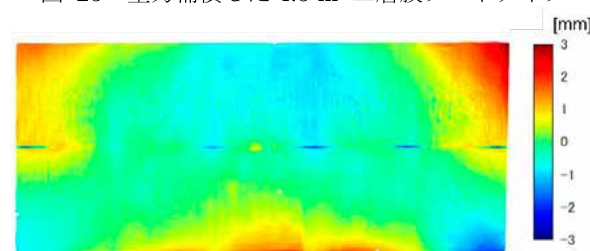


図 26 アンテナ部の形状計測結果

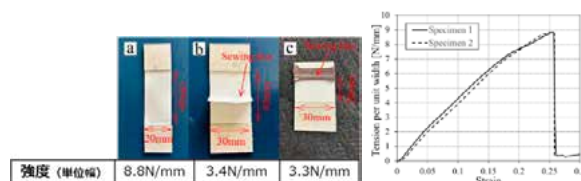


図 27 織物材と縫合部の強度評価

(右のグラフは試料 a の結果の一例)

これらの結果から、織物の縫合により、縫合に沿った方向には弾性率が上がることで、一方で縫合に直交する方向には強度が 1/3 程度まで低下すること、したがって縫合の強度に対して安全余裕を有する張力を選択すれば良いことがわかった。試作時の張力は最大 0.01N/mm であり、300 以上の安全率を有していることが確認できた。

次に地球低軌道で特に材料を劣化させる原子状酸素 (AO) を照射した材料の、照射前後の強度変化と、走査電子顕微鏡による断面観察を行った (AO 照射量は $3.28 \times 10^{20} \text{ atoms/cm}^2$)。まず、強度の変化については、被覆がない場合は織物材の強度が約 38% 低下した。一方で、耐 AO 性能を有するシルセスキオキサン誘導体 (SQ コート) を塗布した試料、および全面を銅で被覆した試料の両方について、有意な強度低下がないことが確認できた。

図 28 に断面の Si 分布画像を示す。SQ コートは Si を含むため緑色に撮像している。AO 照射前後ともに、SQ コーティングが織物材の繊維間および表面を被覆していた。これにより、AO 照射による材料劣化を避けることができることがわかった。

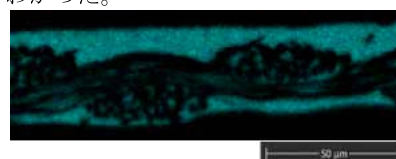


図 28 耐 AO 性能を有する SQ コーティング剤で被覆した METAFLEX 材の断面の Si 分布画像

2.3 織物アンテナの製造

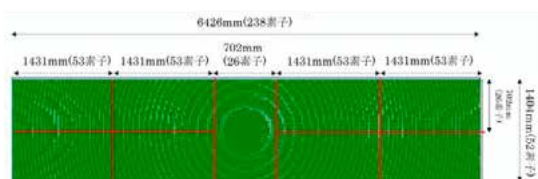
本節では先述の織物膜アンテナの製造について述べる。織物膜上に放射素子を形成し、 9 m^2 の織物アンテナ膜の作成を実現した。織物膜上への放射素子形成および織物膜アンテナ試作および特性評価は下記 3 つの手順からなり詳述する。

手順 1：アンテナ素子パターン印刷

共同研究機関の東京科学大学設計のアンテナ素子パターンの図面（図 29）をもとに印刷用パターンデータを作成。アンテナ素子パターンはアンテナサイズ 9 m^2 （サイズ： $1.404\text{m} \times 6.426\text{m}$ ）を 9 分割にて作成した。続いてそのデータを用いてポリエステル糸を使用した織物（平織り）上へめっき触媒をテキスタイル用ロール to ロール連続搬送インクジェット印刷装置にて印刷を実施した（図 30(a)）。織物ロール上にアンテナ素子パターンの印刷を完了した。

手順 2：アンテナ素子パターン導電化

アンテナ素子パターンが印刷された織物にテキスタイル用ロール to ロール連続搬送無電解めっき装置を用い、無電解銅めっきを実施した（図 30(b)）。織物ロール上へのアンテナ素子パターンへの銅めっきを完了した。その後、織物ロール上から 9 分割された各シートを接合し、 9 m^2 の織物膜アンテナが完成した（図 31）。

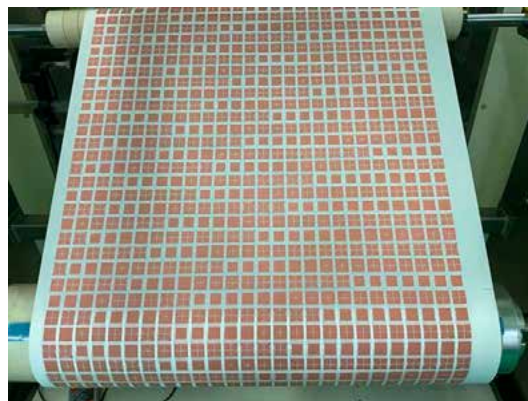


※赤線は 9 分割のライン

図 29 アンテナ素子パターン図面



(a) めっき触媒が印刷された
アンテナ素子パターン



(b) 銅めっきされたアンテナ素子パターン

図 30 アンテナ製造工程



図 31 9 m^2 織物膜アンテナ 完成品

手順 3：折り曲げ耐久性の確認

織物膜アンテナの小片サンプルで卓上型耐久試験機を用いアンテナ膜の折り畳みを想定した折り曲げ耐久性評価を行なった。手順 2 で作成した織物膜アンテナから小片サンプル（タテ $100\text{mm} \times$ ヨコ 100mm ）を切り出し、表面抵抗率の初期値を抵抗率計：ロレスタ EPMCT-T360（三菱ケミカルアナリティック社製）を用いて測定し、卓上型ラムシェル型耐久試験機 DR11MR4-CS（ユアサシステム機器社製）を用いて曲率半径 0.5mm 、折り曲げ角度 180° において試験を実施した（図 32）。折り曲げ試験 100 回後の表面抵抗率を測定し、初期値との比較を行った結果、目標の初期値の 5 倍以下（ $200\text{m}\Omega/\square$ 以下）を達成していることを確認した（図 33）。

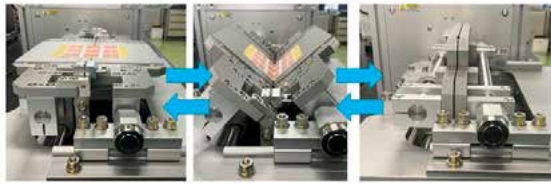


図 32 折り曲げ試験の様子

折り曲げ方向 (断面図)		初期 (mΩ/□)	屈曲後 (mΩ/□)	抵抗上昇率 (倍)	Ave. (倍)
外曲げ 	N1	24.2	38.3	1.58	1.53
	N2	23.2	33.0	1.42	
	N3	23.7	37.4	1.58	
内曲げ 	N1	24.7	56.4	2.28	2.27
	N2	25.1	57.5	2.29	
	N3	28.4	63.5	2.24	

図 33 折り曲げ試験結果

原子状酸素耐久性の評価

今回、織物膜アンテナの実用化に向けた宇宙環境耐性試験として、織物膜アンテナへの原子状酸素の照射試験を行った。アンテナと同構成の材料を作成し、その表面に耐 AO コート剤のコーティングを行い、AO に対する耐性効果の評価として質量保持率を確認した。使用した耐 AO コーティング剤はシルセスキオキサン誘導体「OX-SQ (以下 SQ コート)」(東亜合成株式会社製)を使用した。試験材料はアンテナ基材部と同じポリエステル織物とアンテナ素子部と同構成のポリエステル織物+Cu 膜を準備し、各々の表面に SQ コート剤のコーティングを行い試験試料の作成を行った(図 34)。今回のコーティングでは表層に膜厚 10~15μm の SQ コート層を形成した(図 35)。試験設備は神戸大学工学研究科宇宙環境研究グループ田川研究室の原子状酸素照射設備を使用した(図 36)。照射条件は下記(図 37)の条件で行った。試験の結果、SQ コートをすることで表面に金属皮膜を形成しているポリエステル織物+Cu 膜については質量保持率が 99%から 100%に向上した。表面に高分子材料が表面に露出しているポリエステル織物については顕著に効果が現れ、質量保持率が 78%から 98%まで向上したことを確認した。(図 38)。

試験材料	SQコート	試料外観 (サイズ: 70mm×15mm)
ポリエステル織物 (アンテナ基材部)	無し	
	有り	
ポリエステル織物+Cu膜 (アンテナ素子部同構成)	無し	
	有り	

図 34 試験水準

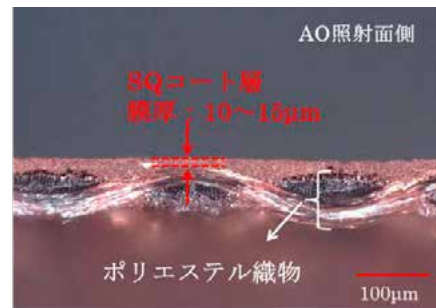


図 35 織物膜アンテナの SQ コート後の断面

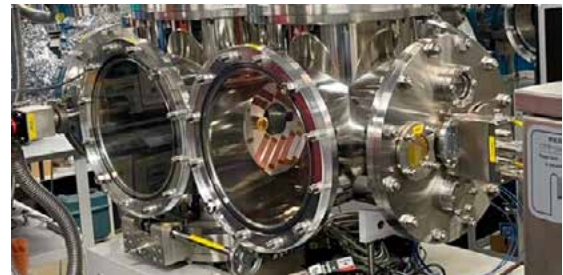


図 36 原子状酸素照射試験設備

条件
照射量 : $3.28 \times 10^{20} \text{atoms/cm}^2$
衝突速度: 平均5.9km/s

図 37 照射条件

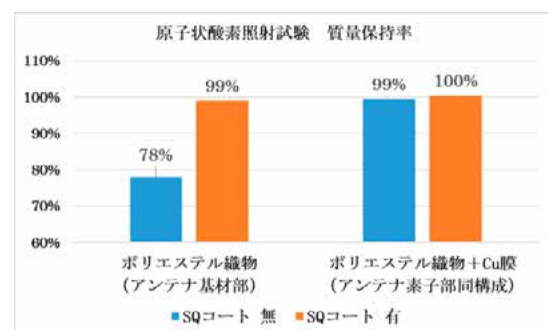


図 38 原子状酸素照射試験結果 質量保持率

アンテナ製造のまとめ

今年度実証した大きな面積 (9 m²) で柔軟性があり折り曲げに強い特長をもつ織物上へのアンテナパターンを形成する技術は、少ない収納体積で大きく展開可能なアンテナ膜を実現する他者にはないオリジナルな基盤技術である。9m²を実証できたことで衛星用アンテナとしての実用可能性が示された。また今回、宇宙環境耐性を考慮した織物膜アンテナへの耐原子状酸素コーティングの検討としてシルセスキオキサン誘導体のコーティングと原子状酸素照射試験を実施し、織物膜アンテナの宇宙環境耐久性についても可能性が示された。今後、小型衛星メーカーへのアピールが可能になることが期待される。

3. 今後の研究成果の展開

本研究開発では小型衛星搭載用のリフレクトアレーアンテナを研究開発し、織物膜を採用することで低収納容量かつ高利得なアンテナ特性を実現した。本研究による製品化および実用化に向けて、今後は3つの課題に取り組んでいく。1つ目は宇宙環境耐性の向上であり、織物膜そのものの材料の見直しやコーティング技術を活用し、原子状酸素や紫外線への耐性を向上させる。2つ目は宇宙での実証であり、実際に本アンテナを小型衛星に搭載し低軌道上でアンテナ利得や本アンテナを用いた場合の通信や観測性能を評価する。3つ目は非平面補償およびビーム走査機能の追加であり、反射位相可変素子を搭載したリフレクトアレーアンテナを設計し、さらなるアンテナ利得の向上、アンテナ機能の高性能化を目指す。これらの課題を開発し、小型衛星コンステレーションのさらなる革新を実現する。

4. むすび

本研究開発では小さな収納体積で大きな開口面積の小型衛星搭載用アンテナの実現を目的として、5.8GHz帯9m²織物膜展開リフレクトアレーアンテナの研究開発を実施した。高利得アンテナ特性と低収納・大型展開を両立するために織物膜へ銅パターンを直接形成し、リフレクトアレーアンテナ形式を採用した。アンテナ電気、構造、織物膜製造の3つの独自技術を組合せ本目的を実現した。

アンテナ電気系では、まず4.5m²アンテナの設計を実施し、無給電装荷素子による広帯域一次放射器とクロスロットつき矩形パッチによる反射素子を設計した。次に9m²アンテナを設計し、後述の織物膜により試作評価し高利得な特性を確認した。

アンテナ機械系では、まず1m²展開膜アンテナを試作し、展開時に二層が5mm離れる飛び出す絵本方式のポップアップ機構を設計した。次に4.5m²アンテナを設計し、二層間にクロスバーを配置する構成とし、低収納体積を実現できることを確認した。

アンテナ製造ではアンテナ素子パターンをロール to ロールのめっき触媒印刷と無電解めっきを組合せる方式で製造し、低抵抗特性を実現した。また、折り曲げ試験や原子状酸素の耐久性も評価した。

以上の技術を組合せ、9m²アンテナが41.8dBiの高いアンテナ利得と63.6U(1U=1000cm³)に収納できる低収納体積を確認し、優れた電気特性と機械特性の両立を実現した。実用化に向けて、宇宙環境耐性、宇宙実証、非平面補償・ビーム走査化の課題に取り組み、小型衛星コンステレーションのさらなる革新を実現する。

【査読付き誌上発表論文】

- [1] K. Suzuki, H. Kurokawa, G. Nakayama, M. Yasuhara, A. Ochi, S. S. Yeon, H. Sakamoto, and T. Tomura, "A 5.8-GHz-band origami deployable reflectarray antenna for CubeSats," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 74, no. 4, pp. 3142-3153, (2026年1月27日早期公開)
- [2] M. Machida, T. Tomura, H. Sakamoto, and T. Fukao, "Stretchable-substrate-impregnated fabric: deployable reflectarray antennas for CubeSats," IEEE Access, vol. 12, pp. 58562-58572, (2024年4月23日)

【査読付き口頭発表論文】

- [1] H. Sakamoto, T. Tomura, T. Komaba, S. Kawashima, T. Takeuchi, S. Inagaki, and T. Takahashi,

"Fabrication and evaluation of two-layer woven textile deployable reflect-array antenna structure," AIAA Sci. Technol. Forum Expo. (SciTech), AIAA 2026-1832, (2026年1月8日)

- [2] A. Ochi, H. Sakamoto, T. Tomura, R. Sakurai, G. Nakayama, D. Mitchao, A. Shirane, and K. Okada, "OrigamiSat-2: 3U CubeSat demonstrator for two-layer pop-up origami deployable membrane reflectarray antenna," AIAA/USU Conf. Small Satellites, SSC25-P1-73, (2025年8月12日)
- [3] T. Tomura, K. Suzuki, H. Sakamoto, S. Inagaki, T. Takeuchi, and T. Takahashi, "Design of c-band 4.5-m² flexible reflectarray antennas by textile with copper pattern plating," IEEE Int. Symp. Antennas Propag. (AP-S), TU-UB.2P.3, (2025年7月15日)

【口頭発表】

- [1] 菊地洗成、武田裕貴、坂本啓、戸村崇、稲垣俊輔、竹内智也、高橋俊之、"衛星搭載用 5.8GHz 帯 1.4m × 6.4m 織物展開型リフレクトアレーアンテナの測定、" 信学技報、WPT2025-76、pp.102-105、(2026年3月3日)
- [2] 川島苑果、駒場啄舞、坂本啓、戸村崇、稲垣俊輔、竹内智也、高橋俊之、"製造誤差を考慮した二層織物展開リフレクトアレーアンテナ構造の設計改良と評価、" 宇宙科学技術連合講演会、4N13、(2025年11月28日)
- [3] 越智淳伎、戸村崇、黒川晴希、坂本啓、"ビーム走査・非平面補償可能な軽量膜リフレクトアレーアンテナの設計・評価、" 宇宙科学技術連合講演会、2J02、(2025年11月26日)

【申請特許リスト】

- [1] セーレン(株) 稲垣俊輔、竹内智也、高橋俊之、展開型アンテナ用導電回路パネル、日本、令和5年12月18日
- [2] 東京科学大 戸村崇、坂本啓、セーレン(株) 稲垣俊輔、竹内智也、高橋俊之、電磁波反射シート及び展開型アンテナ用リフレクトアレイ、日本、令和6年11月11日
- [3] 東京科学大 戸村崇、坂本啓、セーレン(株) 稲垣俊輔、竹内智也、高橋俊之、リフレクトアレー用電磁波反射シート、日本、令和7年11月15日

【受賞リスト】

- [1] 越智淳伎、Student Poster Award "Honorary Mention"、"OrigamiSat-2: 3U CubeSat Demonstrator for Two-Layer Pop-Up Origami Deployable Membrane Reflectarray Antenna"、2025年8月13日

【報道発表リスト】

- [1] "宇宙で大きく広がる「折り紙アンテナ」を地上実証"、東京科学大学プレスリリース、2026年3月26日

小型・低消費電力・低雑音 THz トランシーバを実現する 光電子融合ヘテロジニアス集積技術の研究開発

Research and Development of Optoelectronic Heterogeneous Integration Technology for Realizing Compact, Low-Power, and Low-Noise THz Transceivers

研究代表者

北 智洋 早稲田大学理工学術院

Tomohiro Kita Faculty of Science and Engineering, Waseda University

研究分担者

佐藤 昭 東北大学電気通信研究所

Akira Satou Research Institute of Electrical Communication, Tohoku University

研究期間 令和 5 年度～令和 7 年度

概要

本研究では、シリコンフォトニクスと化合物半導体を融合した光電子融合ヘテロジニアス集積技術により、小型・低消費電力・低雑音なテラヘルツ (THz) トランシーバの実現を目指した。二波長可変レーザと光変調器を用いたフォトミキシングにより THz 変調波の生成を実証するとともに、UTC-PD および GG-HEMT を用いた高効率エミッタ・高感度レシーバの開発を行った。さらに、安定動作を目的としたインライン光モニタの開発に成功し、本技術の有効性を示した。

Abstract

In this study, we aimed to realize compact, low-power, and low-noise terahertz (THz) transceivers based on optoelectronic heterogeneous integration technology that combines silicon photonics and compound semiconductors. THz modulated wave generation was demonstrated using photomixing of a two-wavelength tunable laser and an optical modulator. In addition, high-efficiency emitters and high-sensitivity receivers based on UTC-PDs and GG-HEMTs were developed. Furthermore, an inline optical monitor for stable operation was successfully developed, demonstrating the effectiveness of the proposed technology.

1. まえがき

近年、情報通信量の爆発的な増大に伴い、Beyond 5G/6G に向けた超大容量無線通信技術の実現が強く求められている。特に、100 GHz を超えるテラヘルツ (THz) 帯は広大な未利用周波数帯域を有しており、次世代無線通信の基盤技術として注目されている。一方で、THz 帯における信号の生成および検出は、従来の電子デバイス単独では高周波動作や雑音特性の観点から限界があり、小型・低消費電力・低雑音なトランシーバの実現には新たなアプローチが必要とされている。このような背景のもと、本研究ではシリコンフォトニクスと化合物半導体デバイスを融合した光電子融合ヘテロジニアス集積技術により、THz 帯トランシーバの高性能化と小型化を同時に実現することを目的としている。光領域において生成された高安定な二波長光を用いて THz 波を生成し、さらに Uni-Traveling-Carrier Photodiode(UTC-PD)等の高周波デバイスと直接結合することで、従来の電氣的発振・増幅系を置き換える新しい THz システムの構築を目指す。

本研究で提案する THz トランシーバの概念図を図 1 に示す。図に示すように、シリコンフォトニクスにより実現された二波長可変レーザおよび光変調器と、UTC-PD および GG-HEMT から構成される高周波光電融合デバイスとをヘテロジニアスに集積することで、送信機および受信機を一体化した THz トランシーバを構成する。このような光電融合アーキテクチャにより、高周波信号の伝送損失を大幅に低減するとともに、消費電力および装置サイズの削減が可能となる。具体的には、送信側では二波長可変レーザから出力された光を用いてフォトミキシングにより THz 波を生成し、光変調器によって情報信号を付加する。一方、受信側では UTC-PD 集積 GG-HEMT を用いたヘテ

ロダイン検出により、THz 信号を中間周波数信号へと変換する。このような光電融合デバイスの集積化によって二波長光のフォトミキシングによる THz 変調波生成が可能であり、低雑音かつ高安定な THz 信号の生成を本プロジェクトによって実証している。さらに、THz トランシーバの安定動作を実現するためには、光回路内の光強度を高精度に制御することが重要である。これに対し、本研究ではシリコンフォトニクス技術を用いた小型・低損失なインライン光モニタの開発を行った。図 2 に示すように、多モード干渉 (MMI) を利用した構造により、極めて小型かつ低損失で光強度を検出可能なデバイスを実現している。この光モニタは、将来的なフィードバック制御による THz ト

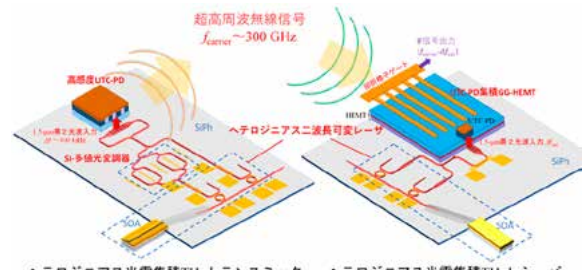
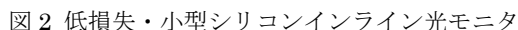


図 1 ヘテロジニアス集積技術を用いた THz 波トランシーバの概念図

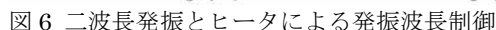
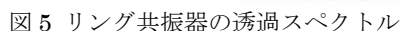
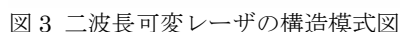


2. 研究内容及び成果

2. 1ヘテロジニアス二波長可変レーザ

依存して周期的に変化し、共振器内の光強度分布を最適化することができる。この MZI の導入により、以下の 2 つの重要な効果が得られる。第一に、共振器内の光強度を適切に制御することで、安定な単一モード発振を維持できる点である。第二に、Si チップ側への出力光強度を増大させることで、後段の光回路への効率的な光供給が可能となる点である。ただし、透過率を過度に高くするとフィードバック光が減少し、波長選択性が低下するため、最適なバランス設計が必要となる。

本レーザの波長可変特性を図 6 に示す。リング共振器上に設置したマイクロヒータに印加する電力を変化させることで、一方の発振波長を 1537.98 nm から 1546.86 nm まで掃引可能であり、約 8.88 nm の波長可変範囲が得られている。このとき、二波長間の最大差周波数は約 1 THz に達しており、THz 帯までカバー可能な広帯域性を有している。一方で、熱光学効果に起因するクロストークも観



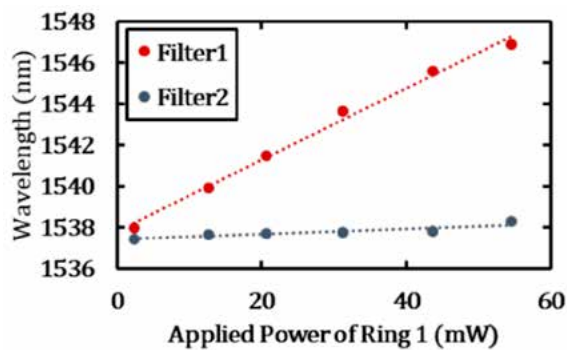


図7 ヒータ電力と発振波長の関係

測されている。図7に示すように、一方のリング共振器への加熱が他方の共振波長にも影響を与え、約10%程度の波長シフトが生じる。このクロストークは、リング間距離の最適化や熱絶縁構造の導入により低減可能であり、複数ヒータの協調制御により独立な波長制御が実現できる。さらに、DBRとリング共振器のスペクトル整合も重要な設計要素である。DBRの反射帯域はリング共振器のFSRと同程度に設計されており、これにより単一モード発振を維持しつつ広帯域な波長可変性が実現されている。また、QW-SOAを用いることで広い利得帯域と高い出力特性が得られる。量子井戸構造は高いキャリア密度を実現可能であり、高出力動作に適している。一方で、光強度の増加に伴う二光子吸収や屈折率変化により、発振の不安定化や多モード化が生じる可能性がある。したがって、MZIによるフィードバック制御と組み合わせることで、出力と安定性の両立が図られている。

以上のように、本研究で開発した二波長可変レーザは、QW-SOAによる高出力性、リング共振器による高選択性波長制御、MZIによる出力制御機構を統合した構造を有しており、広帯域かつ低雑音な二波長光源を実現している。このような特性は、後述するTHz波生成および変調技術の基盤として極めて重要である。

2. シリコンフォトニクス光変調器の設計と特性

本研究開発項目では、二波長可変レーザから出力される光信号に対して高周波信号を付加するため、シリコンフォトニクス技術に基づく光変調器を開発した。本研究では、低消費電力動作を特徴とするリング共振器型変調器と、高効率かつ広帯域動作が可能なMach-Zehnder干渉計(MZI)型変調器の2種類のデバイスを、それぞれ独立に設計・試作した。シリコンフォトニクスにおける光変調は、キャリア注入またはキャリア蓄積に伴うプラズマ分散効果を利用して導波路の屈折率を変化させることで実現される。本研究でも、pn接合を形成したシリコン導波路に電圧を印加することでキャリア密度を制御し、光の位相および強度を変調する方式を採用している。この方式はCMOSプロセスとの親和性が高く、将来的な大規模集積化に適している。

まず、リング共振器型変調器について述べる。リング共振器は特定波長において鋭い共振特性を示し、その透過スペクトルは共振波長近傍で急峻な変化を有する。図8に示すように、本デバイスではシリコン導波路上に形成されたリング共振器にpn接合を導入し、電圧印加による屈折率変化を共振波長のシフトとして利用している。入力光の波長を共振曲線の傾斜部分に設定することで、微小な屈折率変化が大きな透過強度変化として現れ、高効率な強度変調が実現される。リング共振器型変調器の最大の利点は、低

電圧駆動による低消費電力動作にある。共振器の鋭いスペクトル特性により、わずかな電圧変化でも十分な変調深さを得ることができる。一方で、共振構造に起因するフォトン寿命の影響により、変調帯域は制限される。このため、リング共振器型変調器は低消費電力用途や比較的低速な変調に適している。本デバイスにおいて0.1 V_{pp}程度の小さな印加電圧によって光変調が可能であることを確認している。

次に、MZI型変調器について述べる。MZIは入力光を2つのアームに分岐し、それぞれの光路で生じる位相差を干渉によって強度変調へ変換する構造である。図9に示すように、それぞれのアーム内にpn接合を設け、逆バイアス電圧の印加によって空乏層幅を変化させることで位相変調を行い、その結果として出力光強度が変化する。この方式は共振構造を持たないため、波長依存性が小さく、広帯域かつ高速な変調が可能である。MZI型変調器は、リング共振器型と比較して高い線形性と広帯域特性を有する。特に、適切なバイアス条件(クアドラチャ点)に設定することで、入力電圧と出力光強度の関係をほぼ線形に保つことが可能であり、多値変調信号や高速通信への応用に適している。一方で、 π 位相シフトを得るためには比較的大きな電圧または長い導波路長が必要であり、消費電力やデバイスサイズの観点では不利となる。図10に単一波長光に対して光変調を行った際のアイパターンを示す。明瞭なアイ開口が確認でき高速変調が可能であることを示している。

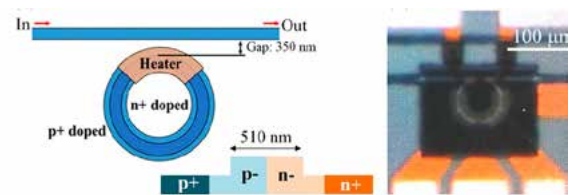


図8 シリコンリング共振器光変調器の構造

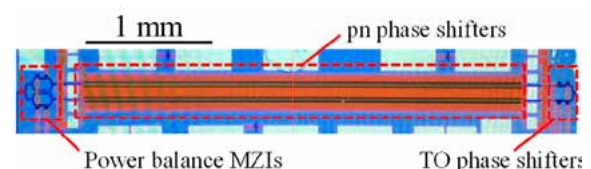


図9 シリコン MZI 光変調の構造

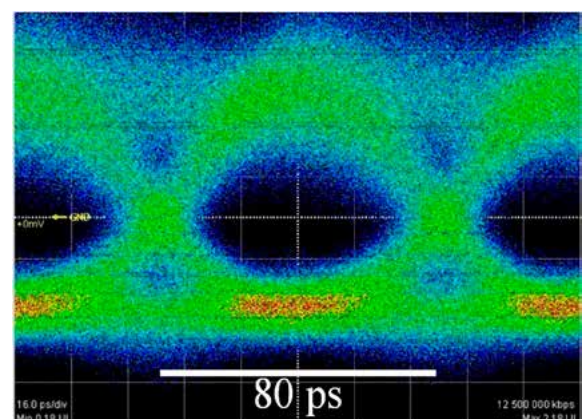


図10 シリコン MZI 光変調器の12.5 Gbit/s アイパターン

本研究では、これら 2 種類の変調器を用途に応じて使い分けることを想定している。すなわち、リング共振器型変調器は低消費電力動作を重視する用途に適しており、MZI 型変調器は高周波信号の高品質な変調が求められる用途に適している。このような役割分担により、システム全体としての性能最適化が可能となる。さらに、これらの変調器はシリコンフォトニクス基板上に形成されているため、二波長可変レーザとのモノリシックまたはハイブリッド集積が容易である。これにより、光源から変調器までの光結合損失を最小化し、小型かつ高効率な光送信系を構成することができる。

以上のように、本研究で開発したリング共振器型および MZI 型シリコンフォトニクス光変調器は、それぞれ異なる特性を有し、低消費電力動作と高効率・広帯域動作という相補的な性能を提供する。これらのデバイスは、後述する THz 変調波生成において重要な役割を果たす。

2. 3 高効率 THz エミッタおよび高感度検出デバイス

本研究開発項目では、THz トランシーバの受信器および送信器に対応する高周波デバイスとして、UTC-PD 集積 Grating-Gate High Electron Mobility Transistor (GG-HEMT) および UTC-PD を用いたエミッタの開発を行った。

まず、受信機側のデバイスとして、UTC-PD 集積 GG-HEMT を用いたヘテロダイン検出の原理検証を行った。図 1 1 に示すように、試作したデバイスはダイポールアンテナ構造を有しており、THz 波の入射による局所電界増強を利用した検出が可能である。また、同図に示す測定系において、300 GHz 帯の THz 信号と 1.5 μm 帯二波長光を同時に入力することでヘテロダイン検出を行った。その結果、差周波に対応する中間周波数信号が観測され、図 1 2 に示すように UTC-PD 集積 GG-HEMT によるヘテロダイン検出動作が確認された。

さらに、性能向上に向けた検討として、UTC-PD の構造設計および GG-HEMT の電極構造の最適化を行った。解

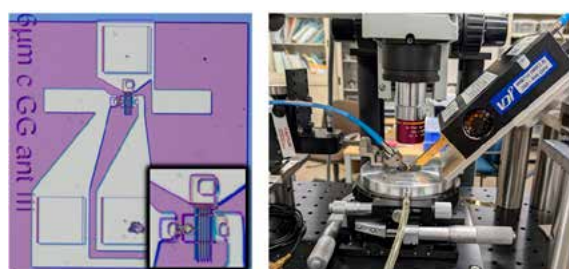


図 1 1 作製した UTC-PD 集積 GG-HEMT と測定系

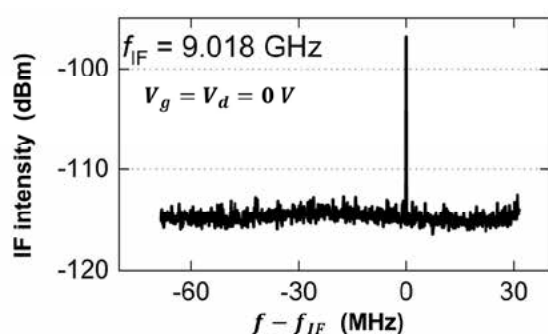


図 1 2 UTC-PD 集積 GG-HEMT による中間周波数信号の検出

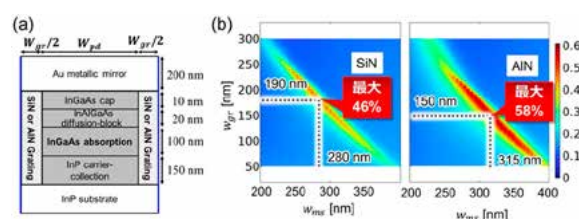


図 1 3 (a)絶縁体一次元構造を装荷した UTC-PD の模式図 (b)光吸収効率のシミュレーション結果

析の結果、従来構造では光吸収層厚やキャリア走行層厚に起因してカットオフ周波数が制限されることが明らかとなり、300 GHz 帯動作に向けた構造最適化の指針を得た。また、GG-HEMT のアクティブ領域における電位分布の解析から、従来構造では面積拡大に伴う感度向上が制限されることが示され、新たに格子カソード電極構造を導入することで改善が可能であることが示された。

次に、送信機側のデバイスとして、UTC-PD を用いた THz エミッタの高効率化を検討した。図 1 3 に示すように、絶縁体一次元格子を導入した UTC-PD 構造により、光吸収率の向上および高周波特性の改善が期待される。電磁界シミュレーションの結果、格子材料を SiN から AlN に変更することで光吸収率が 46%から 58%に向上することが確認された。さらに、格子構造の導入によりデバイス面積の縮小と RC 時定数の低減が可能となり、カットオフ周波数の向上が見込まれることが示された。また、SiN や AlN といった高熱伝導材料を導入することで、デバイスの熱特性が改善されることも確認されており、従来課題であった高出力動作時の熱破壊の抑制が期待される。

以上のように、本研究では UTC-PD 集積 GG-HEMT による THz ヘテロダイン検出の原理実証と、UTC-PD の光電変換効率向上に向けた構造検討を行い、THz トランシーバの実現に向けた重要な要素技術を確立した。

2. 4 インライン光モニタの開発と光回路内モニタリングの実証

本研究開発項目では、シリコンフォトニクス集積回路における光強度の高精度制御を目的として、低損失かつ小型なインライン光モニタの開発を行った。従来の Ge フォト

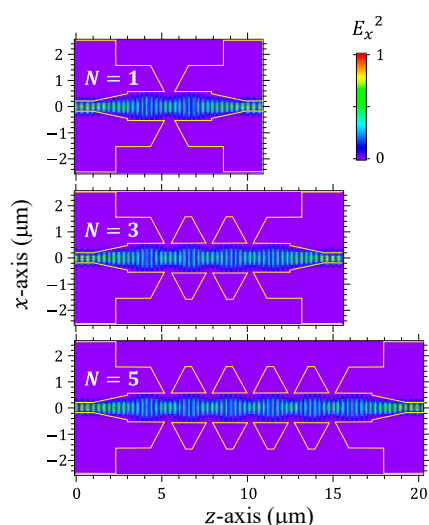


図 1 4 電極数 N を変化させたインライン光モニタの電界分布

ダイオードや二光子吸収型検出器では、光の分岐や長い検出器長が必要であり、回路規模の拡大に伴う損失増大や消費電力増加が課題となっていた。これに対して本研究では、マルチモード干渉 (MMI) 導波路における自己集束現象を利用した新規な光検出構造を提案した。MMI 導波路内では、

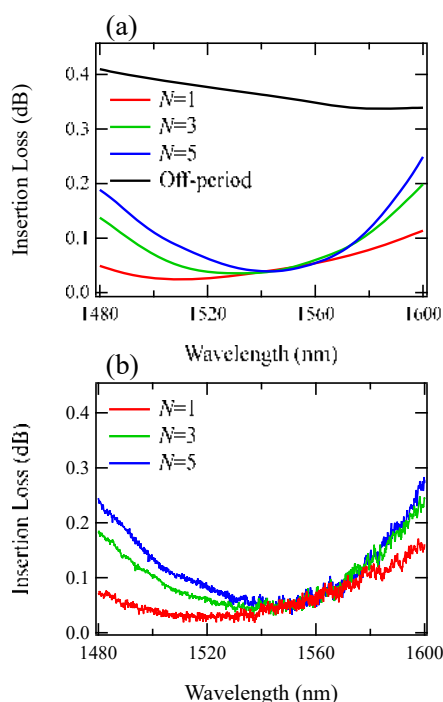


図 1 5 (a)挿入損失のシミュレーション (b)試作した光モニタの挿入損失の測定結果

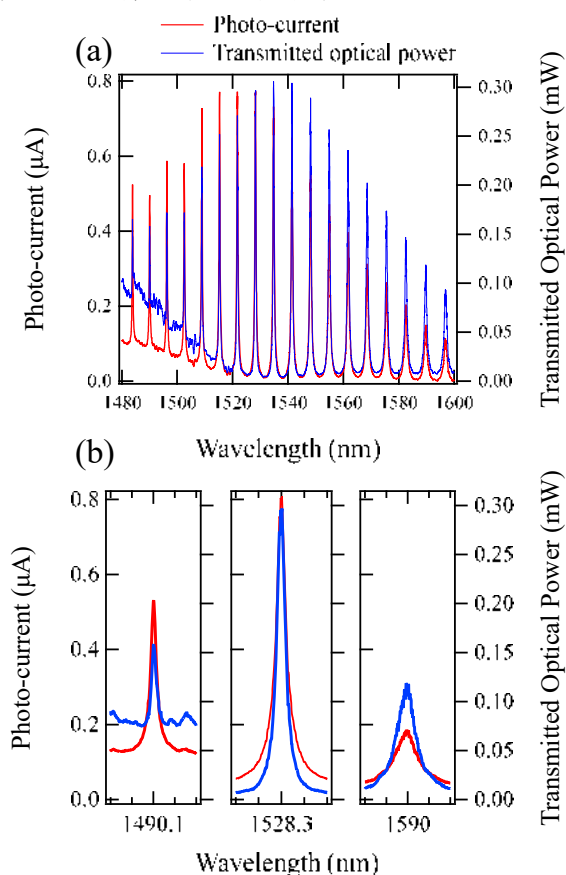


図 1 6 (a)光モニタを装荷したリング共振器の透過光スペクトルと光電流スペクトル (b)共振波長の拡大図

複数モードの干渉により光電界が周期的に導波路中心へと集中する。この性質を利用し、電界が局在する位置に重ドープ電極を配置することで、光と電極との重なりを最小化しつつ、光吸収を利用した検出を実現する。図 1 4 に示すように、この構造により低損失と高感度の両立が可能となった。

設計においては、モード解析および FDTD シミュレーションにより電界分布を詳細に評価し、電極配置位置および周期構造を最適化した。図 1 5 に電極数 N を 1, 3, 5 として作製した MMI 構造の損失のシミュレーション結果及び測定結果を示す。電極数 $N=1$ の最小構造においては、デバイス長 $4.7 \mu m$ という極めて小型な構造でありながら、挿入損失 0.1 dB 以下、100 nm 以上の広帯域動作を実現した。本デバイスは、フォトコンダクティブ動作に基づくキャリア増幅効果により、約 340 倍のゲインを有し、75 mV/mW の高い検出感度を達成した。さらに、本光モニタをシリコンリング共振器へ集積し、光回路内モニタリングの実証を行った。図 1 6 に示すように、透過スペクトルと光電流スペクトルが良好に一致しており、共振状態を直接電氣的に読み出せることが確認された。この結果は、光回路内における非破壊かつリアルタイムな光強度モニタリングが可能であることを示している。

以上より、本研究で開発したインライン光モニタは、大規模シリコンフォトニクス回路における光パワー制御、波長安定化、およびフィードバック制御に有効な要素技術である。

2. 5 二波長可変レーザとシリコンフォトニクス変調器を用いた THz 変調波の発生

本研究開発項目では、ヘテロジニアス集積された二波長可変レーザとシリコンフォトニクス変調器、ならびに UTC-PD を組み合わせることで、THz 帯における高速変調波の発生を実証した。

THz 波の生成には、二波長光の周波数差を利用した光ヘテロダイン法を用いる。この手法では、二波長光を UTC-PD に入力することで、光強度ビートに対応した周波数成分が電気信号として抽出され、差周波に対応する THz 波が生成される。さらに、光領域での強度変調を組み合わせることで、THz 帯における変調信号の生成が可能となる。図 1 7 に示すように、二波長可変レーザから発生した差周波数約 300 GHz の二波長光に対して、光領域で強度変調を施し UTC-PD によって THz 波へと変換する構成を採用している。本研究で用いた二波長可変レーザは、Si フォトニクス外部共振器と量子井戸 SOA を組み合わせた構造を有し、外部外部共振器レーザ特有の狭線幅と広帯域な周波数可変性を両立している。この高いコヒーレンス特性により、THz 波においても低雑音かつ高安定な信号生成が可能となる。実験では、約 278-302 GHz の周波数差を持つ二波長光を生成し、シリコン MZI 変調器および LN 変調器を用いて 12.5 Gbit/s の OOK 変調を行った。その結果、UTC-PD により生成された THz 変調波において、図 18 に示されるように明瞭なアイパターンが観測され、BER は LN 変調器を用いた場合は 1.12×10^{-10} 、シリコン変調器を用いた場合は 3.68×10^{-4} を達成した。特に、シリコン変調器を用いた場合においても HD-FEC 限界以下の BER が得られたことは、シリコンフォトニクス技術を用いた THz 送信器の有効性を示す重要な結果である。一方で、性能劣化の主因が光ファイバ増幅器による ASE 雑音であることが明らかとなっており、光源・変調器の一体集積によりさらなる高性能化が期待される。

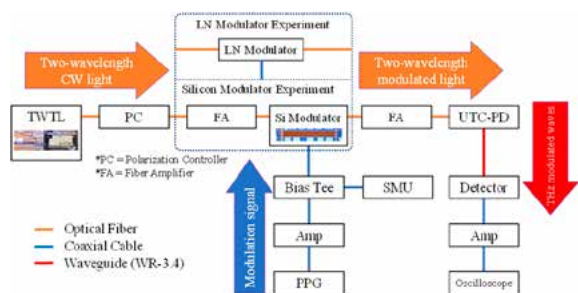


図 1 7 ヘテロジニアスデバイスを用いた THz 変調波の生成システム

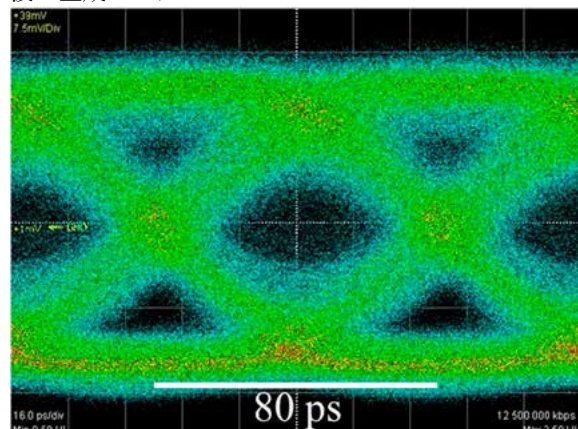


図 1 8 シリコン MZI 光変調器を用いて生成した 12.5 Gbps の THz 変調波

さらに LN 変調器を用いて疑似的な PAM4 信号を発生したアイパターンを評価した結果を図 1 9 に示す。本測定では、3 段階の強度変調を組み合わせることで疑似的な PAM4 信号を再現している。PAM4 変調においても明瞭なアイ開口が確認でき、本手法の多値変調への適用可能性が示された。

以上の結果から、本研究で提案する光電子融合システムにより、THz 帯における高品質な高速変調信号の生成が可能であることが実証された。

3. 今後の研究成果の展開

本研究により、二波長可変レーザ、シリコンフォトニクス光変調器、UTC-PD および GG-HEMT、高効率インライン光モニタといった各要素技術の開発および基本動作の実証が達成された。これらの成果は、光電子融合ヘテロジニアス集積による THz トランシーバ実現に向けた基盤技術として位置づけられる。今後は、これらの要素技術を一体化したトランシーバシステムの実現に向けた研究を進める。特に、二波長可変レーザとシリコンフォトニクス光変調器の集積化により、光源から変調器までの光結合損失を低減し、小型かつ高効率な光送信部の構築が可能となる。また、UTC-PD および GG-HEMT との集積により、光信号から THz 信号への変換および検出を一体化したコンパクトな THz トランシーバの実現が期待される。さらに、インライン光モニタを活用したフィードバック制御技術の導入により、光源および光回路の動作点を安定に維持することが可能となる。これにより、長時間安定動作や温度変動に対するロバスト性の向上が期待されるとともに、THz 信号の低雑音化および高信頼化に寄与する。

通信応用の観点からは、PAM4 などの多値変調方式の導入や、さらなる高速化に向けた検討が重要である。シリコンフォトニクス変調器の高速化および低消費電力化を進

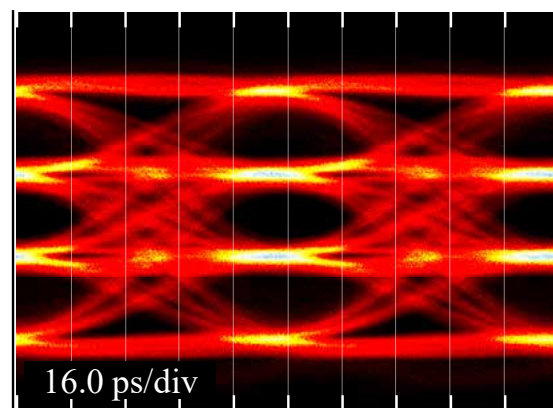


図 1 9 LN 光変調器を用いて生成した 25 Gbit/s の PAM4 THz 変調波

めることで、THz 帯における大容量通信の実現が可能となる。また、ヘテロダイン検出技術と組み合わせることで、将来的にはコヒーレント THz 通信への展開も期待される。加えて、本研究で確立した光電子融合技術は、通信分野にとどまらず、THz センシングやイメージングなどの応用分野への展開も可能である。特に、広帯域かつ周波数可変な THz 波を利用することで、高分解能な分光計測や非破壊検査への応用が期待される。

以上のように、本研究で得られた成果は、THz トランシーバの実用化に向けた重要なステップであり、今後の集積化および高機能化により、次世代無線通信およびセンシング技術への応用が期待される。

4. むすび

本研究では、シリコンフォトニクスと化合物半導体を融合した光電子融合ヘテロジニアス集積技術により、小型・低消費電力・低雑音なテラヘルツ (THz) トランシーバの実現に向けた基盤技術の確立を目指した。二波長可変レーザ、シリコンフォトニクス光変調器、UTC-PD および GG-HEMT、高効率インライン光モニタといった要素技術の開発と動作実証を行い、THz 変調波の生成および評価を通じて本技術の有効性を示した。

本研究で得られた成果は、光源・変調・検出・モニタリングを含む光電子融合システムとして THz トランシーバを構成するための重要なステップであり、今後の集積化および高機能化により、次世代無線通信およびセンシング分野への展開が期待される。

【査読付き誌上発表論文】

- [1] Kiyoharu Tsujishita, Soma Kawano, and Tomohiro Kita, "Generation of modulated terahertz waves using a two-wavelength tunable heterogeneous laser diode and a silicon modulator based on silicon photonics", Japanese Journal of Applied Physics accepted (2026 年 4 月)
- [2] Tomohiro Kita and Kiyoharu Tsujishita, "Compact and Ultra-Low-Loss Inline Optical Power Monitor Based on Multimode Interference for Silicon Photonic Integrated Circuits", Journal of Lightwave Technology Early access (2026 年 3 月 4 日)
- [3] Yuga Tomimura, Akira Satou, and Tomohiro Kita, "Generation of Millimeter Waves and Sub-Terahertz

Waves Using a Two-Wavelength Tunable Laser for a Terahertz Wave Transceiver”, Photonics Vol.11 No.9 pp1-15 (2024 年 8 月 23 日)

【査読付き口頭発表論文】

- [1]Kiyoharu Tsujishita, Soma Kawano, and Tomohiro Kita, “Generation of modulated THz waves using a two-wavelength tunable silicon photonics heterogeneous laser diode”, Microoptics Conference (MOC 2025) (2025 年 10 月 15 日)
- [2]Tomohiro Kita, Raimu Sato, Takeru Tsunoda, Ayaka Nomura, Leo Mori and Kissho Iwanaga, “Silicon Photonics Hybrid Tunable Laser Diode with Wavelength Tuning Range Exceeding 150 nm”, International Semiconductor Laser Conference (ISLC 2024) (2024 年 9 月 30 日)
- [3]Yuga Tomimura, Dohyeong Lee, Akira Satou, Taiichi Otsuji and Tomohiro Kita, “THz transmitter using silicon photonics based two-wavelength tunable laser diode and ring modulator”, Microoptics Conference (MOC 2024) (2024 年 10 月 1 日)

【口頭発表】

- [1] Akira Satou and Taiichi Otsuji, “【招待講演】 Recent Advances on Grating-Gate InGaAs-Channel HEMT THz Plasmonic Detectors,” 電子情報通信学会 2026 年総合大会 (2026 年 3 月 10 日)
- [2]Tomohiro Kita, “【招待講演】 THz Modulated Wave Generation Using a Heterogeneous Two-Wavelength Tunable Laser Diode”, Terahertz-Related Devices and Technologies (Tera Tech2025) (2025 年 6 月 5 日)
- [3] Akira Satou and Taiichi Otsuji, “【招待講演】 UTC-PD-Integrated HEMT Photonic Double-Mixer for Beyond-5G Fiber-Wireless-Convergence Network Systems,” 2nd International Workshop on Global Research Initiative for Wireless Technology (2nd IGROW) (2025 年 4 月 24 日)

【申請特許リスト】

- [1]北 智洋、光検出器、日本、2024 年 8 月 29 日

【登録特許リスト】

- [1] 北 智洋、レーザビームスキャナ、日本、2022 年 7 月 20 日、2024 年 7 月 30 日、特許第 7530099 号
- [2]北 智洋、メンデス マヌエル、光スイッチ、日本、2020 年 9 月 23、2024 年 5 月 20、特許第 7491565 号

【受賞リスト】

- [1]Kiyoharu Tsujishita、MOC2025 Student Paper Award, “Generation of Modulated THz Waves Using a Two-Wavelength Tunable Silicon Photonics Heterogeneous Laser Diode”, 2025 年 10 月 15 日
- [2] 佐藤昭、令和5年度一般財団法人石田實記念財団研究奨励賞特別賞（石田實賞）、“半導体二次元プラズモンを活用した光無線融合型新原理超ブロードバンド信号処理デバイスの研究実用化”、2023年10月27日

【報道発表リスト】

- [1] “光電流を従来の 340 倍に増幅する超小型光回路モジュールを開発”、日本経済新聞 web 版, Optronics Online, 共同通信PRワイヤー等、2026 年 3 月 19 日

高度無線環境情報共有型無線センサネットワークの研究開発

Research and Development for Enhanced Wireless Sensor Networks with Sharing Information of Wireless Environment

研究代表者

田久 修 信州大学
Osamu Takyu Shinshu University

研究分担者

安達 宏一
Koichi Adachi
慶應義塾大学
Keio University

太田 真衣
Mai Ohta
工学院大学
Kogakuin University

藤井 威生
Takeo Fujii
電気通信大学
The University of Electro-Communications

研究期間 令和5年度～令和7年度

概要

本研究では、IoT や CPS の無線インフラとして期待される低電力広域通信 (LPWAN) を対象に、高いデータ到着率を実現する新たなネットワークを確立した。具体的には、他端末のアクセス検知性能を認識する高度化センシング、認識結果を無線環境情報とし、パケットレベルインデックス変調 (PLIM) によりオーバーヘッドなしで端末間共有することでパケット到着率を向上するリソース最適化、そして、分数拡散率による変調方式を確立した。これらの機能により LPWAN のデータ到着率の向上を実現し、LPWAN と周波数を共用する WiFi Halow との共存環境で安定したデータ到着率を実現した。

Abstract

We construct novel wireless communications for low power wide area networks (LPWAN), which is most powerful wireless infrastructure for supporting IoT and CPS. These composed of the following three function. First one is the enhanced sensing scheme for recognizing the access detection possibility of each node, second one is the optimal resource allocation based on the wireless environment information, which are gathered by the packet level index modulation with no overhead. Third one is a baseband modulation scheme based on fractional spreading factor. We show the high data arrival rate achieved even under the frequency spectrum sharing between the LPWAN and the WiFi Halow.

1. まえがき

低電力広域通信 (LPWAN) は、アンライセンズバンドの自律無線システムであり、敷設制約が少なく様々な用途への利用が期待される。しかし、アクセス制御で用いるキャリアセンスは広域に配備したセンサ端末 (端末) のアクセスを検知できず、パケット衝突で情報が欠落する。IoT (Internet of Things) や CPS (Cyber-Physical Systems) によりセンサ数が増えた場合、LPWAN による情報集約は破綻する懸念がある。本研究課題では、チャンネルの混雑度やセンシング性能などの無線環境情報をセンサ間で共有し、各センサが無線環境を把握して適切な周波数資源を利用する、「高度無線環境情報共有型無線センサネットワーク」を確立する。図1に全体コンセプトを示す。本センサネットワークは、電波のセンシングとプロトコル解析を統合することで無線環境を高度に把握する高度化センシング技術 (機能1)、端末が把握した無線環境をオーバーヘッド無しに共有できるパケットレベルインデックス変調 (PLIM) による情報共有法とそれに基づくリソース割り当て機能 (機能2)、さらに、LPWAN で用いられる拡散変調方式に小数分解能拡散率を新たに導入することで、同時アクセス数を拡大する Fractional SF 機能 (機能3) を確立した。これら三機能が統合することで、膨大な数のセンサを利用した場合にも安定したデータ到着率を達成し、限られた周波数資源においても効果的な環境認識を可能にする新たなセンサネットワークを導出した。

2. 研究内容及び成果

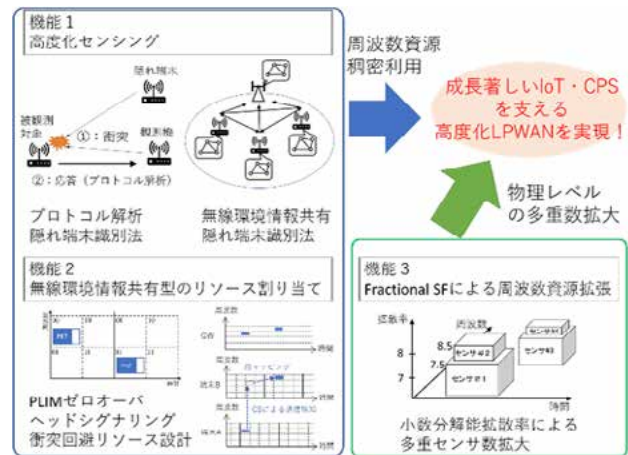
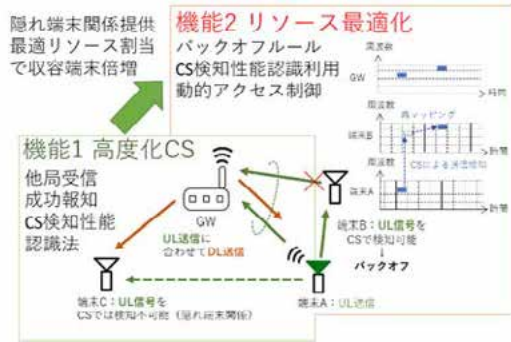
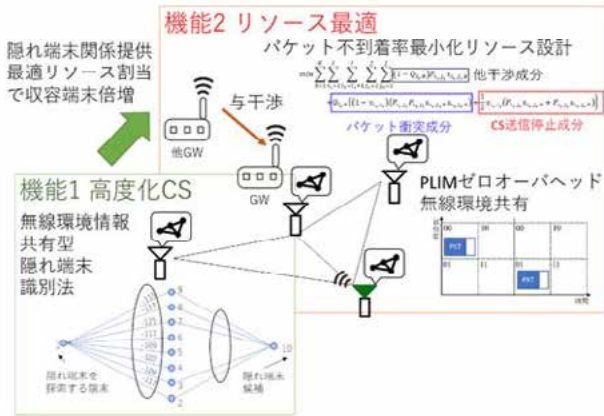


図1 本研究課題のコンセプト

確立したセンサネットワークでは、機能1と2が密接に機能する二つの無線アクセス方法を確立した。一つ目は、無線環境に応じたアクセス制御プロトコルから暗黙的に無線環境を把握する間接型、二つ目は無線環境情報をパケットレベルインデックス変調 (PLIM) で通知する直接型である。図2に各無線アクセス法の概要を示す。そこで、間接型と直接型に分け、各構成機能について詳細を説明する。また、機能3の Fractional SF はベースバンド信号処理による同時アクセス時に発生する干渉を軽減する機能である。これら機能1～3を統合利用することで、掛け算的に収容端末数の増加が見込まれる。さらに、機能3では、



(a) 間接型のコンセプト (インプリシット型)



(b) 直接型のコンセプト (PLIM)

図2 新たに確立した無線アクセス法

ソフトウェア無線機に実装し、実機検証において Fractional SF の有効性を明らかにした。また、本センサネットワークの適用事例として、920MHz 帯 LPWAN と WiFi Halow と周波数共用の実証検証を進め、その有効性を報告する。

2.1. 高度化センシングとリソース割り当て法が連携する無線アクセス法 (間接型 (インプリシット型))

本研究開発項目では、端末からの明示的な通知無しで、端末間の相互関係を集約局 (GW) が把握するゼロオーバーヘッドな無線環境情報共有を実現した。この手法では、PLIM をベースとした LoRaWAN システムにおいて、端末がキャリアセンス (CS) により他端末の packets 送信を検知してバックオフしたこと及び、どの端末の packets 送信を CS によって検知したかを、端末からの明示的な通知なしに GW にて推定することで、等価的に各端末の無線環境情報集約を行う。GW は各端末が送信時に、既知のマッピングルールに基づき再マッピングを判断することで、端末間の無線環境情報を推定する。推定した無線環境情報を Spectrum Clustering で解析することで、端末の相互関係に基づくクラスタリングが可能となる。

2.1.1. チャンネルアクティビティ検出に基づいた PLIM

チャンネルアクティビティ検出に基づいた PLIM の動作概要を述べる。図3にその概要を示す。端末の packets 生起間隔 T_f [sec] をフレーム長と定義し、1 フレームを S 個のサブフレームに等分割する。さらに、 T_{subf} sec のサブフレームを Q 個の時間スロットに等分割する。端末は事前に GW と共有されているマッピングルールを元に、packets を送信する周波数チャネルおよび時間スロットを決定する。端末は packets を $s = 0$ からマッピングし、CS により他端末の UL packets 送信を検知した場合バックオフし、次のサブフレームへリマッピングを行う。 $s = S -$

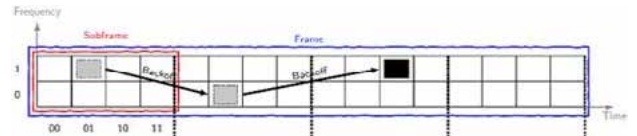


図3. チャンネルアクティビティ検出に基づく PLIM

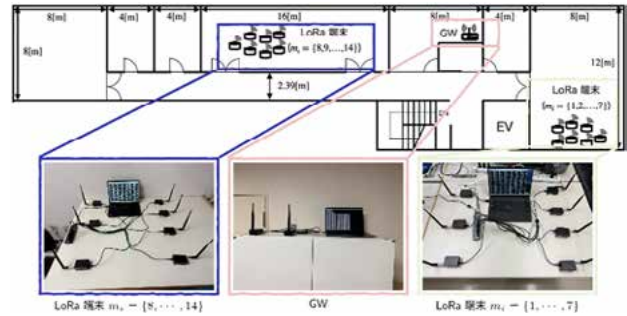


図4. 端末設置環境 (電気通信大学東 10 号館 4 階)

1)においても CS により他端末の UL packets 送信を検知した場合、packets を破棄する。

2.1.2. 提案手法

提案手法では PLIM をベースとしたシステムを想定し、GW において UL packets の周波数チャネルと受信タイミングにインデックスが付加されていることを利用して、GW で無線環境情報を推定する。また、推定した無線環境情報をもとにクラスタリングを実行し、各クラスターへと直交リソースを割り当てる。

(無線環境情報集約) 提案手法の動作概要を概説する。CS を用いて互いの UL 送信を検知可能な関係にある端末 A と端末 B 及び GW を考える。端末 B が端末 A の UL 送信を検知して、UL packets を次のサブフレームにバックオフする。マッピングルールとデマッピングによって得られた PLIM ビット系列から、GW は端末 B が本来使用する予定であった送信インデックスを推定する。送信インデックス推定により端末 B が CS により他端末の UL 送信を検知した時刻を GW が推定することが可能となる。また、推定した時刻において GW は端末 A と通信していることから、GW においてオーバーヘッドなしに端末 B が端末 A の UL 送信を CS により検知可能であると推定することができる。

(無線環境情報の活用) 推定した無線環境情報の活用の一つとして端末のクラスタリングを考える。クラスタリング手法としてスペクトラルクラスタリングを用いる。スペクトラルクラスタリングによって得られた各クラスターに対して、異なる直交するリソースを割り当てることを考える。

2.1.3. 実機実験

提案手法の有効性を確かめるための実機検証を行なった。DC 制約を考慮し送信間隔は 8 sec とした。端末は 14 台を 7 台ずつの 2 グループに分けて、図4に示すように、隠れ端末問題を意図的に発生させるために、異なる部屋に LoRa 端末を設置した。さらに、各端末に 30dB の減衰器を導入した。無線環境情報推定のため、実機実験を 70 時間行った。今回の実験ではグループの端末が異なる部屋に存在し、CS にて互いの packets 送信を検知できないため、クラスタリング結果として、2 つのクラスターに分類される必要がある。結果として、推定の総回数 (39,698 回) 中、推定成功 36,016 回、推定失敗 3,388 回、誤推定 244 回となった。なお、ここにおける推定失敗とは、GW における推定を行った際に該当する端末なしとなった回数であり、

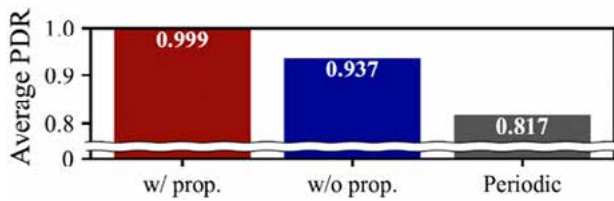


図 5. 平均 PDR 特性

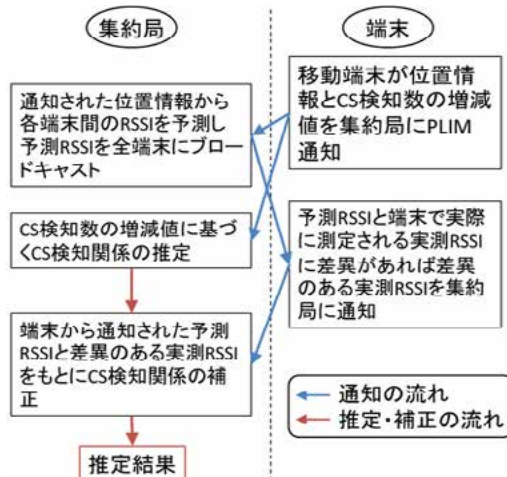


図 6 変動時の隠れ端末関係通知法

誤推定とは推定を行った際に端末間の無線環境情報を推定できたが、その組み合わせが間違っていたことを表している。この推定をもとにスペクトラルクラスタリングを実行した結果、互いに CS 可能な端末のみが含まれる 2 つのクラスタが得られた。図 5 に平均パケット配信率 (PDR) 特性を示す。クラスタ毎に直交する周波数チャネルを割り当てた (w/ prop.) は直交チャネルを割り当てない場合 (w/o prop.) と端末が周期的にパケットを送信する場合 (Periodic) と比較して大幅に PDR 特性を改善できていることがわかる。結果より、実際の環境に即した期待通りのクラスタリング結果が得られていることがわかる。また、現実の環境では少なからず推定失敗や誤推定などが発生してしまうものの、提案手法が実環境に適用可能な堅牢性を持つことが確認できた。

2.2. 高度化センシングとリソース割り当て法が連携する無線アクセス法 (直接型)

端末が受信電解強度 (RSSI) を計測することで、端末相互のキャリアセンス検知可能を識別する隠れ端末特定法を確立した。そして、端末が識別した隠れ端末特定結果等を通知する方法に PLIM を用いることを想定し、PLIM の高度化を進めた。そして、無線環境の集約結果を利用し、各端末のアクセスタイミングを指定する時間リソース割り当て法を確立し、収容可能な端末数の拡大を実現した。以降は、各機能を詳細に説明する。

2.2.1. RSSI 計測情報の共有による隠れ端末特定法

LPWAN ではパケット衝突を回避するため、他端末の電波を検出する CS により他端末のパケットアクセスを認知する。しかし、CS に要する時間を短く抑えるため、エネルギー検出が用いられるが、電力が一定低下になるとパケットアクセスが見逃される。パケットアクセスを見逃す隠れ端末状態を回避するため、他端末がパケット復調により観測できる RSSI に注目した。パケット復調による RSSI はキャリアセンスに比べて検出感度が高く、キャリアセンスで不

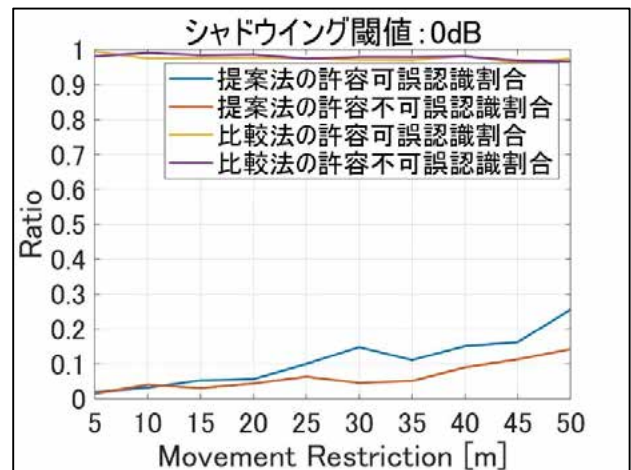


図 7 キャリアセンス検知性能識別率

検知となった端末の受信電力を評価できる。そこで、各端末が RSSI を計測し、計測結果を一つの情報集約局に集計することで隠れ端末関係を把握する方法を確立した。さらに、端末の移動による隠れ端末関係の変化に対して、RSSI の変動が生じた結果に絞り込み、各端末が通知するアルゴリズムを確立した (図 6)。提案アルゴリズムの有効性を検証するため、シミュレーション評価を実施した。図 7 にその結果を示す。結果の許容可誤認識割合は、キャリアセンス可能だが不可能と御認識した場合であり、誤認識が生じたとしても、周波数共用をする他システムへの与干渉は回避できる点で許容される。一方、許容不可誤認識割合は、キャリアセンス不可能だが可能と判断する割合であり、他システムへの与干渉発生の原因となるため、許容されない。比較法として本稿提案法を用いない場合と比較すると、比較法は高い確率で誤りが生じるのに対して、移動距離が 25m 以内であれば提案法は 10% 以内に誤りを抑えらえる。これより、提案法が端末の移動に伴う無線環境が生じた場合にも、移動に伴う RSSI の変化が生じた端末に限定して RSSI 通知することで、無線環境の変化を適切に更新し、隠れ端末の高い識別精度を維持できる。

2.2.2 差動化 PLIM (PLIM) による追加情報伝送

パケットの送信時間や送信チャネルを伝送情報に応じて切り替える PLIM は、パケット内のデータに追加で情報を伝送できる。920MHz 帯 LPWA では送信時間制約により送信待機時間を設けられている。そこで、この待機時間を情報に応じて切り替える PLIM が確立することで、PLIM による追加のデータ伝送が可能になる。この PLIM を利用することで、端末間の RSSI 計測結果の通知とセンシング結果の通知を両立できるため、オーバーヘッドが生じない無線環境情報の共有が可能になる。

PLIM では、時間スロットと周波数チャネルインデックスを用いて情報伝送を行うため、端末と GW 間でフレーム時刻同期が必要となる。1 度時刻同期を行ったとしても、時間経過とともに端末の時刻がクロックドリフトによってずれ、クロックドリフトの影響は経過時間とともに累積することが知られている。IoT システムなど、ネットワークを構成する端末数が多い場合、現実的に運用するためには端末 1 台の価格をなるべく抑制する必要がある。このため、無線機に用いられる発振器は技術基準適合認定を受けた比較的精度の高い発振器が用いられるものの、送信タイミングの時間制御は無線通信に用いられる発振器とは異なる精度の低い発振器が用いられることが一般的である。

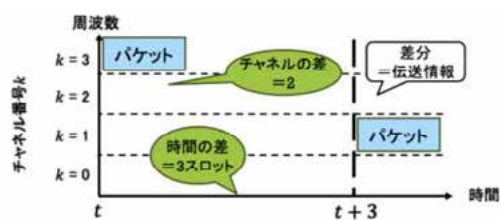


図8 提案：差動 PLIM の動作概要

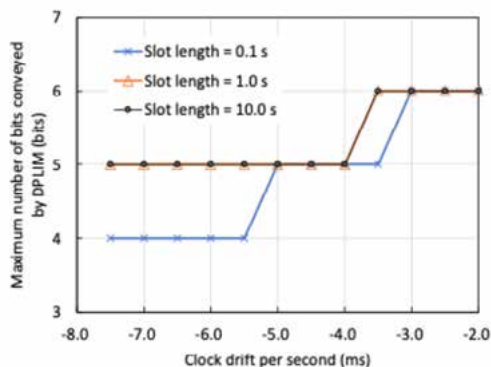


図9 クロックドリフト対伝送可能ビット数

(提案手法) 我々が提案する差動化 PLIM では、従来のチャンネルと時間スロットのインデックスにダイレクトにシンボルを割り当てる手法ではなく、連続するパケット番号のチャンネルインデックスの差分および時間スロットインデックスの差分に対してシンボルの割り当てを行う。これにより、クロックドリフトが累積する経過時間を、時刻同期の実施後から経過した時刻ではなく、連続するパケット間に限定することができるため、従来の PLIM よりもクロックドリフトの影響を軽減することが可能となる。イメージ図を図8に示す。

(シミュレーション評価) 提案法を用い、スロット長の違いによる、伝送可能なビット数を評価した。図9に示すように、スロット長を0.1秒と短くした場合でもマージンを大きくとって場合とほぼ同等な性能を維持できることが示された。

2.2.3. PLIM における温度特性を利用したクロックドリフト推定法

本研究課題では、精度の低い発振器が PLIM に及ぼす影響について実機を用いて明らかにしてきた。精度の低い発振器は温度補償がない発振器である場合が多く、温度補償がない発振器は温度によって精度が変動することも知られている。IoT システムなどでは、端末が屋外に設置されることも想定され、設置環境は過酷であると予想される。したがって、気温の変化に準ずる温度変化や、端末自身の制御に伴う CPU などの温度上昇が原因となり、発振器のクロックドリフト特性が変動することが予想される。

クロックドリフト特性の影響を緩和させるために、時間スロット長にマージンを設けると保守的に設計されるため、長ければ長いほど累積クロックドリフトの影響は緩和される一方で、パケットの送信間隔 (PLIM ではフレーム長) が長くなるため、送信間隔におけるシステムの要求条件に合わない可能性がある。また、1 フレーム内に設定できる時間スロット数が少なくなった場合、PLIM で送信できるビット数が減少し、スループットが低下する原因となる。したがって、マージンは小さく、時刻同期回数は少なく、PLIM シンボル誤りを抑制する手法の確立が必要である。

(実機製作) ここでは、端末の伝送する温度情報をもちに

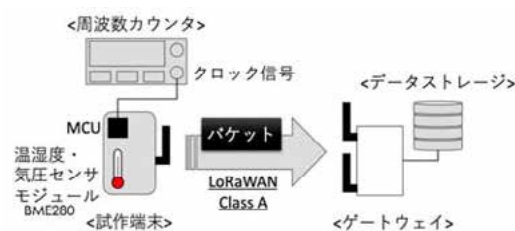


図10 実験系模式図

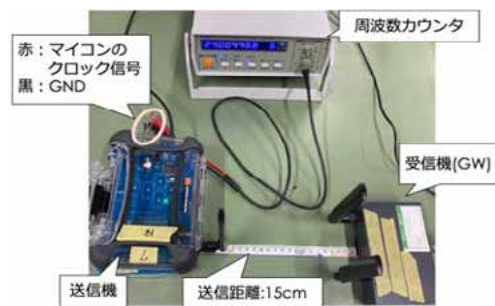


図11 クロックドリフト導出実験系

表1 実験パラメータ

パケット送信間隔	3.4 s	中心周波数	923.4 MHz
拡散率 (SF)	8	帯域幅 (BW)	125 kHz
LoRaWAN	Class A	1パケット内のシンボル数	45.25 symbols

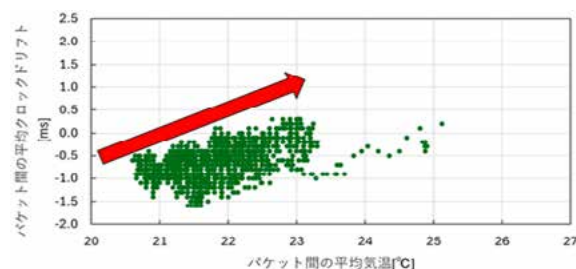


図12 温度とクロックドリフトの相関関係

GW がクロックドリフトを推定し、クロックドリフトの温度特性を用い、時刻ずれを補正する手法を提案した。提案法において、実機無線機を用い、図10に示す実験系を用いた実機無線機による実験を実施するため、図11に示した LoRaWAN 無線機 (送信機) を作製した。

(実機実験) 実機により、温度とクロックドリフトの相関を求めた。表1にパラメータを示す。図12に示すように、温度とクロックドリフトの相関関係を示すことができた。

2.2.4. 端末間キャリアセンス検知関係による無線環境情報を活用したリソース割り当て法

2.2.1により確立した計測 RSSI から他端末のキャリアセンス検知可否を判断し、各端末から情報集約局 (GW) に集約し、隠れ端末関係を把握できる。そこで、キャリアセンス検知可否の情報を無線環境情報として利用した、リソース割り当て法を確立した (図13)。端末間のキャリアセンス検知可否を事前に把握することで、パケットの衝突確率を数式でモデル化できる。次に、アクセス時間を分割したスロットを形成し、端末がパケットを送信できる時間帯を指定する仕組みを取り入れた。これにより、同一スロット時には、できる限りキャリアセンス検知ができる端末が同じスロットに割り当てることでパケット衝突を避けられる。一方、膨大な数の端末がアクセスする場合には、

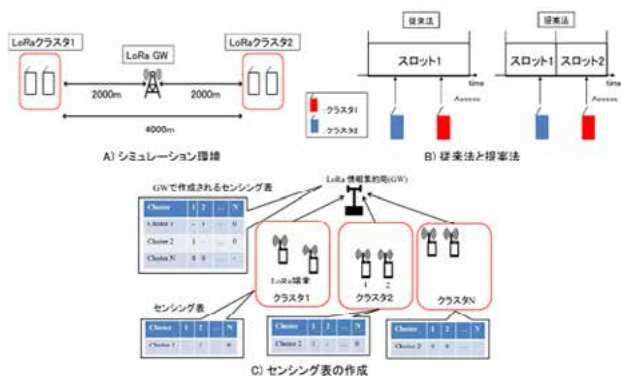


図 13 無線環境情報（センシング表）を利用下リソース割り当て法の概要

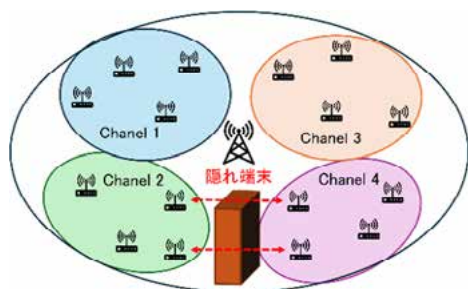


図 14 評価環境（端末のグループ（クラスタ化）と隠れ端末関係の模式図）

スロット数が有限であり、隠れ端末関係を完全に回避したスロット割り当てが困難になる。そこで、導出したパケット衝突確率から、各スロットに端末を割り当てた場合のパケット衝突確率を導出し、それを最小化するスロット（リソース）割り当て法を確立した。具体的には、パケットロス確率の近似式を用いて、焼きなまし法によりチャンネル割り当てを最適化する。

パケットロス確率の近似式は以下のようになる。

$$P_{k,j}(x_j) = \frac{(1 - \alpha_j(x_j))P_N^2 + 2P_N}{2(1 + P_N - \alpha_j(x_j)P_N)} * (1 - p)^{\alpha_{k,j}(x_j)(N_j(x_j)-1)} + 1 - (1 - p)^{\alpha_{k,j}(x_j)(N_j(x_j)-1)}$$

提案法の有効性をシミュレーションで評価した。端末数 40 台から 400 台に対して、8 つのチャンネルに割り当てを行う。図 14 に端末の空間的な配置と端末グループクラスタの関係を示す。隠れ端末の割合は 1.5% とした。この環境において、割り当てを最適化した提案法とランダム割り当てした方法でシミュレーションを行った。ランダム割り当てでは 1000 回試行し、平均値を random_avg、最悪値を random_worst として評価している。pure aloha はチャンネルにすべて隠れ端末が収容された理論上の最悪値となる。一方 csma はチャンネルに隠れ端末がない理論値を表している。シミュレーション結果より、パケットロス確率 10% での収容可能な端末数を比較すると提案法はランダム割り当ての最悪値よりも 200 台の増加、平均値よりも 100 台の増加が見られる。

（ネットワークシミュレーション検証）LPWAN のアクセスプロトコルを再現したネットワークシミュレータ「Senargie」により提案法の有効性を検証した。提案法の最大の能力を発揮すると想定される、端末を二つにクラスタ化した。つまり、クラスタ内では、端末相互にはキャリアセンスでアクセスを検知可能であるが、クラスタ間は距離があり、アクセス検知は困難な状況である。図 16 の結

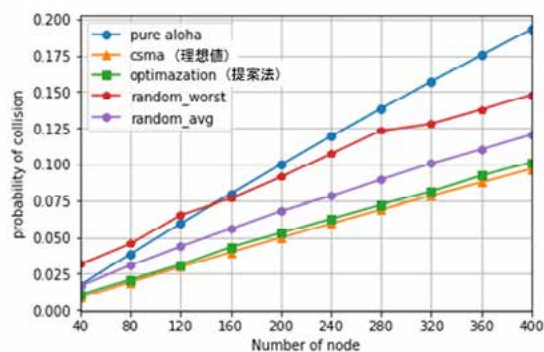


図 15 ノード数に対するパケット衝突率

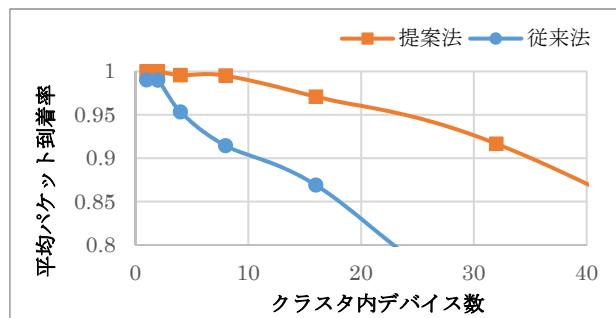


図 16 無線環境情報（センシング表）を利用下リソース割り当て法の概要

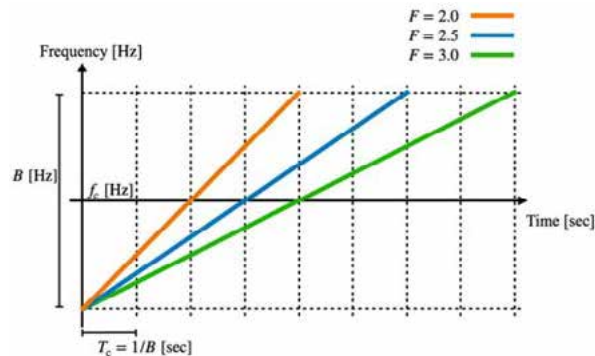


図 17 FSF-LoRa 概念図

果より、既存の LPWAN では、1 クラスタ当たり 10 端末（全体で 20 端末）を超えるとデータ到着率が 90% を低下するのに対して、提案法は、約 35 端末（全体で 70 端末）まで増大しても、90% のデータ到着率を達成し、収容端末数を 3.5 倍程度拡大でき、提案法の有効性を確認した。

2.3. 機能 3：フラクショナル SF の送信法

本研究開発項目では、LoRaWAN（Long Range Wide Area Network）で用いられる LoRa 変調の資源割当自由度を高めることを目的として、分数拡散率を導入した FSF（Fractional Spreading Factor）-LoRa を提案した。従来の LoRa では、物理層の主要パラメータである拡散率（SF：Spreading Factor）が整数値に限られているため、耐雑音性とデータレートのトレードオフに対して粗い制御しかできないという課題があった。そこで、拡散率を拡張し分数値も取れるようにしたものが、FSF-LoRa である。図 17 の概念図に示すように、FSF を変化させるとチャープ信号の時間長および周波数変化の傾きを細かい粒度で変化させることが可能となる。さらに、FSF の選択肢が増えることはシステム内で利用可能な準直交的な通信パラメータの候補数の増加を意味し、FSF-LoRa は従来の LoRa が持つ段階的なパラメータ設計を

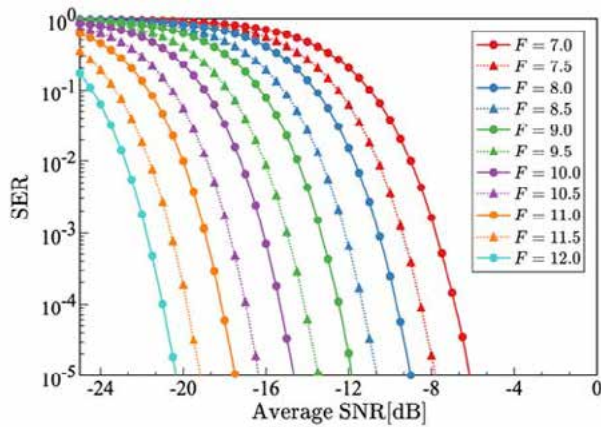


図 18 FSF-LoRa の平均 SNR 対 SER 特性

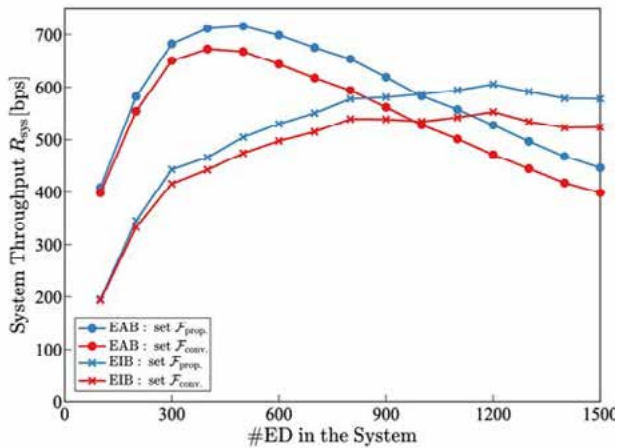


図 19 システムスループット

細粒度化すると同時に、多数端末を収容するための多重化手段を拡張する方式として位置付けられる。FSF-LoRa の特性を定量的に確認するために、平均信号電力対雑音電力比 (SNR : Signal-to-Noise Ratio) に対するシンボル誤り率 (SER : Symbol Error Rate) 特性を評価した (図 18)。図 18 より、FSF の値を 7.0 から 12.0 まで変化させた場合、各曲線はおおよそ等間隔となり、所望の誤り率を達成するために必要な平均 SNR が FSF の値に比例して小さくなるが見て取れる。特に、整数値の拡散率だけでなくその中間値の FSF を導入することで、従来であれば隣接する 2 つの整数値のいずれかを選ばざるを得なかった条件に対して、中間に相当する受信特性を与えられる。これは、LoRa 信号における耐雑音性と伝送効率のトレードオフを、より細かく制御できることを示している。そのため提案法は整数値拡散率のみの従来方式に比べて、通信環境に応じた適応的な資源割当を行うことが可能となる。

さらに、FSF-LoRa がシステム全体に与える効果を確認するため、端末数に対するシステムスループット特性を評価した。図 19 に示すように、提案する FSF-LoRa を用いた場合には、従来の整数値の拡散率集合を用いた場合と比較して、拡散率の割り当て手法である EAB (Equal Area Based) および EIB (Equal Interval Based) のいずれの拡散率割当方法においても高いスループットが得られている。

6.2. フラクショナル SF の送信法 (帯域可変型)

LoRaWAN は、物理層の変調方式として LoRa 変調を採用している。LoRa 信号は異なる拡散率 (SF: Spreading Factor) 間では準直交する性質を持つため、異なる SF の

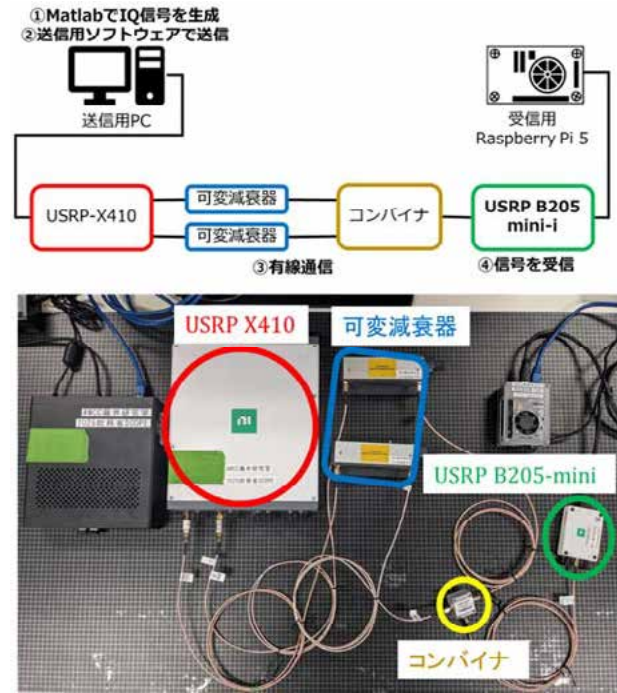


図 20. 実験系

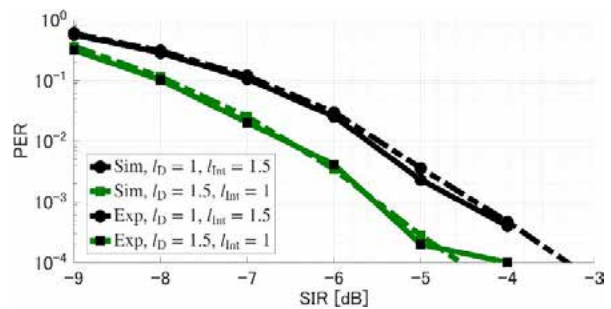


図 11. 信号対干渉電力比に対するパケット誤り率

複数信号は同時受信が可能である。一方、同一 SF の信号が重畳した場合、全信号の同時受信は干渉キャンセラの利用などに限定される。この課題への対策として、帯域幅可変 LoRa が提案されている。本方式を使用することで、同一 SF の複数信号の同時受信が可能となる。しかし、帯域幅可変 LoRa を用いた場合においても、遠近問題が課題となり得る。LoRaWAN は長距離通信が可能な無線通信技術であるため、各送信ノードとゲートウェイ間の距離に大きな差が生じる可能性がある。その結果、近傍ノードからの信号が干渉となり、受信電力が弱い遠方ノードからの信号の復調に失敗する恐れがある。そこで本研究では、帯域幅可変 LoRa の干渉特性を調査する。さらに、計算機シミュレーションによる評価に加え、ソフトウェア無線機を用いた実機実装による検証を行う。

帯域幅可変 LoRa は、変調時の帯域幅を従来の $1/l$ 倍に圧縮して信号を生成する手法である。ここで、 l はシンボル長比率を表し、非整数の値を取り得る。帯域幅を圧縮することにより、シンボル長は従来の l 倍となる。一方、受信時に復調する際は、従来の l 倍のサンプリング長でサンプリングを行うことで、従来 LoRa と同等の信号を得ることができ、従来の LoRa 信号の受信用アルゴリズムを活用して復調処理を行うことが可能である。

図 20 に本実験における実験系を表す。USRP X410 を用いて、2 つのポートからそれぞれ所望信号と干渉信号を送信する。送信信号は可変減衰器を通過した後、コンバイ

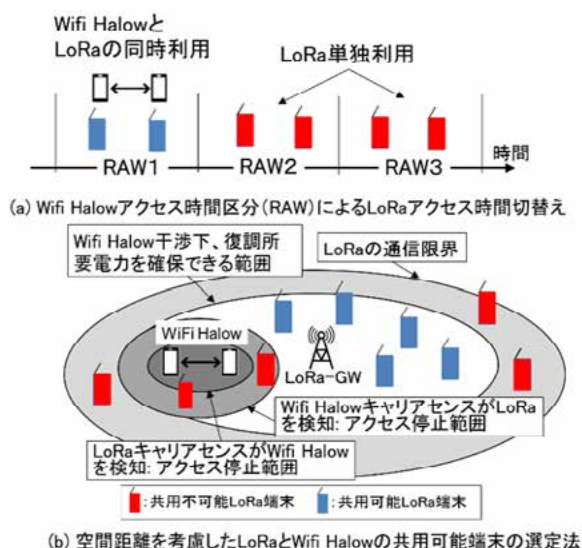


図 22 提案アクセス時間切替と LoRa 端末選択

ナを用いて重畳される。重畳された信号は、受信機である USRP B205 mini-i で受信され、復調処理が行われる。図 21 は実験結果を表す。実験の結果、実機実装を用いた場合においても、シミュレーションと同等の復調性能を達成できることが示された。具体的には、目標の packet 誤り率 (PER: Packet Error Rate) を 10^{-2} とした際、所望信号および干渉信号のシンボル長比率がそれぞれ $l_D = 1$ 、 $l_{int} = 1.5$ の場合は $SIR \geq -5$ dB の環境下において、また $l_D = 1.5$ 、 $l_{int} = 1$ の場合は $SIR \geq -6$ dB の環境下において目標 PER が達成可能であることが確認された。これにより、異なるシンボル長比率の帯域幅可変 LoRa を用いることで、干渉電力が所望電力を上回る環境においても復調可能であることが示され、帯域幅可変 LoRa の耐干渉性が明らかとなった。

2.4. 応用検証

2.4.1 WiFiHalow と高度センサネットワーク周波数共用

ここまで確立した高度センサネットワークシステムにおいて同一規格の端末間で高いデータ到着率を確立できることを示した。高度センサネットワークシステムでは、無線環境認識機能を利用することで、他のシステムとの周波数を共用する際にも、適切なアクセス制御に変更し、高いデータ到着率を維持できる。

そこで、920MHz 帯を利用する LPWAN 規格である LoRa と Wi-Fi Halow の周波数共用を対象に、高度センサネットワークシステムを前提としたアクセス制御を提案し、実機検証をもとに有効性の検証を進めた。

まず、LPWAN (LoRa) と異システムの IEEE802.11ah (WiFi Halow) が同一周波数を共用する環境で、WiFi Halow と同一周波数共用が可能となる LoRa 端末の選択法とアクセス時間を切り替える方法を確立した。WiFi Halow では、Restricted Access Window (RAW) という送信時間区分でアクセス時間を指定する (図 22(a))。そこで、LoRa と WiFi Halow のキャリアセンス性能や干渉耐性能力の観点で、LoRa 端末と WiFi Halow の同時アクセスに必要な隔離距離を導出し、隔離を確保した LoRa 端末が、WiFi Halow の送信する RAW 時間に同時アクセスをする (図 22(b))。これにより、LoRa 端末がアクセス可能な時間タイミングが拡大し、単位時間当たりのアクセス量を軽減する負荷分散が可能になる。一方、隔離を確保できない LoRa 端末は、

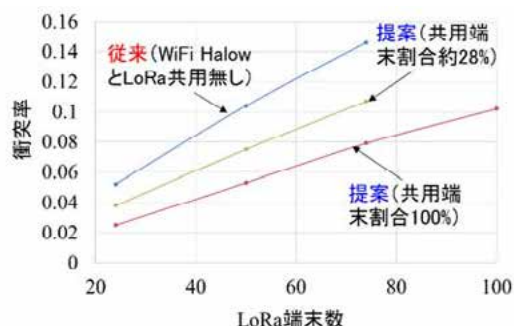


図 23 衝突率対収容 LoRa 端末数の結果

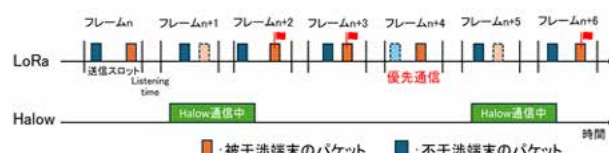


図 24 提案 WiFi Halow の検知法と優先制御のフロー

WiFi Halow のアクセスが無い RAW 時間にアクセスすることで、WiFi Halow のパケット衝突を回避する。図 23 にパケット衝突率の結果を示す。比較のため、WiFi Halow のアクセスがない RAW 時間に限定して LoRa 端末がアクセスした場合を従来法とした。図より、衝突率が 0.1 (情報集約率 90% に相当) において、提案法は負荷分散により LoRa 端末数を最大で 2 倍拡大した。

これらの周波数共用の問題点として、LoRa は約 10km のカバレッジを持つ一方 Halow は 1km 程度のカバレッジであるため、Halow からの干渉を受ける LoRa と干渉を受けない LoRa でアクセス機会に差が生まれる点が挙げられる。この問題に対し、私たちの提案法では、Halow 通信停止中に干渉を受けた LoRa が通信を行う優先制御を用いてアクセス機会を保障することで LoRa 間のアクセス機会の差を低下する。

本提案法では、Halow との共用のために LoRa の通信方式を一部変更している。LoRa は 15 秒間を 1 フレームとし、1 フレーム間で 1 回パケットを送信する。ただしフレームの最後の 2 秒間 (Listening Time) はパケット送信を行わず、Halow が通信中であるかをセンシングする。この LoRa を用いた優先制御の流れについて図 24 を用いて説明する。Halow が通信を開始すると Halow からの干渉を受ける LoRa はセンシングにより送信を停止する。その後の Listening Time において Halow 通信中であると判断し、次のフレームで集約局に Halow に通信を邪魔されていたことを伝えるフラグを立てる。集約局ではフラグを受信してから 2 フレーム間フラグを立てている LoRa を集約する期間が設けられており、2 フレーム後優先通信に入りフラグを立てている端末のみ通信を許可し、フラグを立てていない Halow に邪魔されていない端末は送信を停止する。これによりアクセス機会の差を低減する。

本研究では Halow と LoRa が周波数共用する際に確立した LoRa の優先制御アルゴリズムを実機実装した。図 25 がセンサ端末、図 26 が情報集約局、そして図 27 が情報集約局のフロントパネルである。フロントパネルでは、端末が通知した優先フラグをリアルタイムで確認でき、優先制御が機能する様子を確認できる。

この提案法の有効性を評価するため実機検証を行った。実機検証の様子を図 28 に示す。Halow の近くに被干渉端末として 1 台 LoRa (端末 0) を設置し、離れた場所に LoRa 集約局と不干渉端末として 3 台 LoRa (端末 1~3) を設置し



図 25 開発したセンサ端末



図 28 実験環境 (Halow と LoRa)

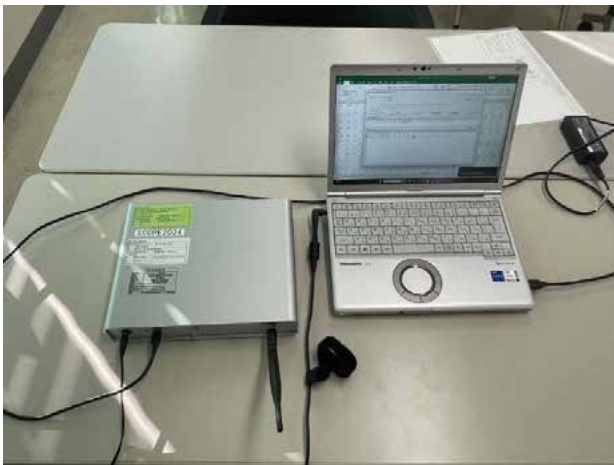


図 26 開発した情報集約 (GW) 装置

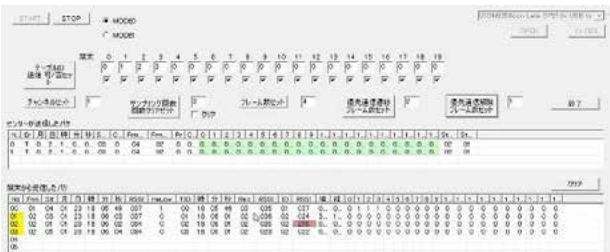


図 27 開発した情報集約 (GW) 装置のコントロールパネル

た。Halow は減衰器を用いて干渉エリアを狭めることで室内での検証を可能としている。この環境において、優先制御を行う提案法と優先制御を行わない比較法とでそれぞれ 10 分間 (40 フレーム) 共用通信を行い、LoRa のパケット到達率を評価した。

結果を表 2 に示す。提案法では優先通信に 7 回入り、被干渉端末である端末 0 のパケット到達率の増加させた。一方優先通信では不干渉端末が送信を止めるため端末 1~3 のパケット到達率が低下している。現時点では、各手法でのパケット到達率の最悪値は提案法の方が悪くなってしまっており過剰に被干渉端末を優先していることが考えられ、優先制御に移行する条件を一部修正することで、端末間のアクセス公平性の適切に向上できる。

表 2 実験結果

	端末 0	端末 1	端末 2	端末 3
比較法	28/40	32/40	35/40	34/40
提案法	31/40	31/40	30/40	27/40

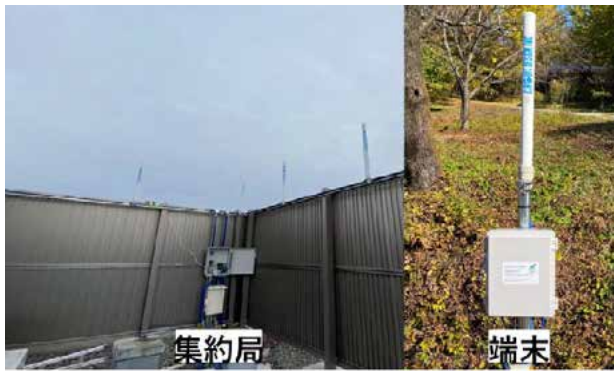
2.4.1. 実際のセンサ情報収集における高度化センシング無線センサネットワークの適用検証

信州大学では塩尻市と共同で、河川及び湖における水位及び温度状態をモニタリングするため、LPWAN における無線センサシステムを設置し、2022 年より実施し、約 2 年間継続的にモニタリングを実施した。図 29 の (a) に集約局とセンサ端末、(b) に河川沿いにおけるセンサ配置の様子を示す。長期間にわたり、センサデータを蓄積した結果は、より実用的な情報として想定され、その情報の収集精度を本研究開発で確立した高度化ワイヤレスセンサネットワークにおいて検証することは、実証に向けた検証やその課題を明らかにするうえで有効である。そこで、高度化ワイヤレスセンサネットワークの一つの機能である PLIM において実際の観測データを利用した情報集約について検証を実施した。

PLIM は、送信時刻と周波数チャネルの組み合わせをインデックスとして情報を伝送する技術である。LPWA の通信時間制限下においても追加情報を送信できるため、スループット拡大が期待できる。複数センサによる多元接続環境では、異なるセンサが同一インデックスを選択するとパケット衝突が発生し、データ欠落を引き起こす。従来研究では、各センサの観測値の確率分布 $P_{i,j}$ に基づき、2 パケット衝突確率を最小化する最適なインデックスマッピングが提案されている。しかし、実装において実際の確率分布 $P_{i,j}$ を事前に得ることは困難であり、確率分布 $P_{i,j}$ の推定手法が課題となっている。本研究では、気温データの周期的な季節変動に着目し、前年同月のデータを用いて確率分布 $P_{i,j}$ を推定するマッピング最適化手法を提案する。長野県塩尻市に設置された気温センサの実測データ (2023 年・2024 年) を用いたシミュレーションにより、提案手法の有効性を検証する。

(前年同月データを用いた月次マッピング手法) 本研究では、気温データの周期的な季節変動を利用し、翌年の各月の通信に対して前年の同月の気温分布データを用いて送信インデックスの最適化を行う手法を提案する。例えば、2024 年 1 月の通信には 2023 年 1 月の気温分布で最適化したマッピングを使用する。

1. 前年同月の気温データに量子化 (-10 °C~40 °C を 40 段階) を行い、各センサ i における量子化レベル j の



(a) 集約局及びセンサ端末の概観



(b) 河川（鋳物師川）沿いの集約局とセンサ端末配置

図 29 塩尻市内に配備した LPWAN システム

出現頻度から確率分布 $P_{i,j}$ を算出

2. 2 パケット衝突確率を目的関数とした数理最適化に基づき、焼きなまし法を用いて最適マッピング $x_{i,j,k}$ を設計

3. 設計したマッピングを翌年同月に適用し月次更新

図 30 に提案手法のフロー図を示す。

各月の通信成功率を図 31 に示す。既存法としてランダムなマッピングテーブルを用いた場合（ランダムマッピング）に比較して、提案法（前年同月データで最適化した結果）が優れたパケット到着率を達成している。特に、7 月、8 月ではランダムマッピングと比較して 4.5%以上の改善を示した。提案法は、理想的に情報集約対象月の統計データを既知とした場合（当該月の実データで最適化した結果）と多くの月で同等の結果が得られており、適切なマッピング設計が可能であることが分かる。

3. 今後の研究成果の展開

高度ワイヤレスセンサネットワークにおける高度化センシング機能やリソース割り当てについては、既存の LPWAN のモジュールを利用した実装まで完了しているため、早期の実用化が期待される。しかし、実用化に向けた課題として、環境認識のため端末側の稼働時間が拡大し、電力消費の拡大に伴う短寿命化がある。電力消費を削減するためには、端末の駆動の一時停止であるスリープ機能が必要となる。スリープ機能との連携を意識するため、環境を認識とスリープを取り入れた時間スケジュールを確立する必要がある。スリープの導入の結果、環境変化に対する時間的な追従性の低下、加えて、面的に広がる端末の空間粒度が粗くなることが懸念される。そのため、環境変化の速さに応じたスケジュール設計が必要であり、切り替わりが生じる動的な環境変化に対しては、スケジュールも動的設計となるため、その具体化が必須の課題としてあり、

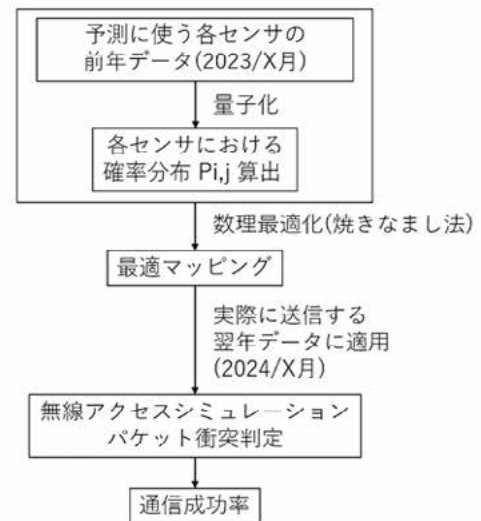


図 30 提案 PLIM のマッピング設計法

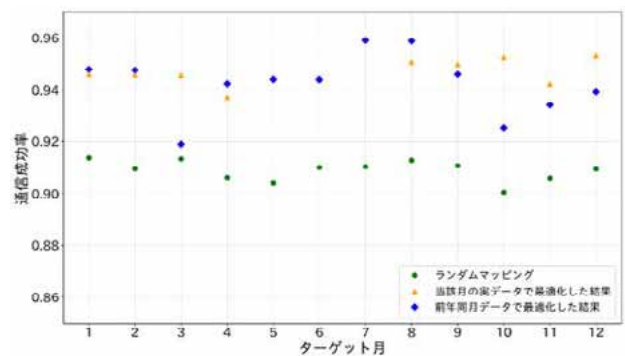


図 31 各月におけるパケット到着率

現在も検討を進めている。

一方、LPWA の LoRa 変調における分数拡散率（フラクショナル SF）については、信号フォーマットの変更が必要になるため、モジュールの開発が必要になる。よって、半導体メーカーとの共同開発に加えて、海外展開を意識した、世界的な通信規格の標準化を進める必要がある。その実現には、通信フォーマットの形成方法、同期補足用のパイロット信号構成など、精密な規格設計が必要となる。その設計には、想定される利用シーンを包括できるように、評価検証を続ける必要があり、継続的に実施している。

高度ワイヤレスセンサネットワークでは、無線環境状況を高度に把握することで、自律的な無線アクセスを適切に切り替えることにより、パケット衝突の抑制することでパケット到着率の改善を実現した。既存技術であるキャリアセンスによるパケット発信の有無のみを認識した無線アクセス制御は、センサネットワーク以外にも WiFi などでも用いられている。そこで、本研究課題で確立した多角的な無線環境認識結果を活用し、WiFi を例にアクセス制御に取り入れる検証も進めている。このように他の無線通信規格への応用についても積極的にその可能性を追求するように検証を継続的に進めている。

4. むすび

本研究課題では、チャンネルの混雑度やセンシング性能などの無線環境情報をセンサ間で共有し、各センサが無線環境を把握して適切な周波数資源を利用する、「高度無線環境情報共有型無線センサネットワーク」を確立した。無線環境として、端末相互のキャリアセンシング検知性能を把握するため、アクセス制御の結果から検知性能を把握する

インプリシットな環境認識法を確立した。また、受信電解強度 (RSSI) を利用したキャリアセンシング検知性能を端末が把握し、それをパケットレベルインデックス変調 (PLIM) によるオーバーヘッドが生じない通知方法で情報集約局に通知し、無線環境を認識する方法を確立した。無線環境認識結果を利用し、時間或いは周波数のリソースを適切に割り当てることで、キャリアセンシング検知不全に伴うパケット衝突を生じる隠れ端末を回避しながら、データ到着率を向上するリソース最適設計を進め、端末の収容台数を大幅に拡大することを実現した。また、LPWAN で用いられる、チャープ変調方式における拡散率を柔軟に切り替えることができるフラクショナル SF 法を確立し、同時アクセス可能な端末数の拡大をソフトウェア無線機による実機実験により実証した。また、920MHz 帯 LPWA と周波数を共用する WiFi Halow との共用を想定した、他システムとの周波数共用の検証を進め、WiFi Halow への与干渉及び、信号検知性能を物理的な距離でモデル形成し、共用可能な LPWA 無線端末を特定する方法を確立した。さらに、Wifi Halow の信号を検知するプロトコルを実装し、Halow のアクセスに応じた送信機会を切り替える方法を確立し、他システムとの周波数共用が促進できる可能性を明らかにした。

これらの結果に基づき、将来的な実装の展開、他の技術への移転についても引き続き検証を進めており、本課題の早期実用化及び更なる無線通信システムの高度化と周波数利用効率を向上するアクセス制御方法の確立を引き続き進めていく。

【査読付き誌上発表論文】

- [1] Osamu Takyu, Keita Takeda, Ryuji Miyamoto, Koichi Adachi, Mai Ohta, Takeo Fujii, “An Environment-Aware Adaptive Data-Gathering Method for Packet-Level Index Modulation in LPWA” sensors vol.24, no.8, 18 pages (2024 年 4 月 14 日)
- [2] Aoto Kaburaki, Koichi Adachi, and Osamu Takyu, “Tackling Hidden Node Problem Utilizing Traffic Periodicity and Downlink Carrier Sense in LPWAN,” IEEE Internet of Things Journal, vol. 12, no. 6, pp. 6536-6547 (2025 年 3 月 15 日)
- [3] Mai Ohta, Hiroki Matsuura, Hitoshi Yamasaki, Takeo Fujii, “Implementation of differential packet-level index modulation using LoRaWAN for IoT systems,” in *IEICE Transactions on Communications*, Aug. 2025.

【査読付き口頭発表論文】

- [1] Ryoya Saito and Koichi Adachi, “FSF-LoRa: Fractional-Spreading-Factor-LoRa for Flexible Resource Allocation,” in *Proc. IEEE VTC2024-Fall*, Washington DC, USA, 7-10, Oct. 2024, pp.1-5.
- [2] Hitoshi Yamasaki, Hiroki Matsuura, Mai Ohta, Makoto Taromaru, “Frame Design for Differential Packet-Level Index Modulation implemented by LoRaWAN,” *ICUFN 2023*, pp. 168-172.
- [3] K. Aoki, O. Takyu, K. Adachi, M. Ohta and T. Fujii, “Resource Allocation Based on Relation Information of Hidden Node for Minimizing Packet Error in LPWA,” 2025 IEEE 102nd Vehicular Technology Conference (VTC2025-Fall), Chengdu, China, 2025, pp. 1-7,

【口頭発表】

- [1] Mai Ohta, “【招待講演】 Packet-Index Level Modulation and Its Implementation,” *IEICE, ICETC*

2024 (福岡県北九州市) (2024 年 11 月 26 日)

- [2] 青木慶太、田久修、安達宏一、太田真衣、藤井威生、” Wi-Fi Halow と LoRa の周波数共用に向けたアクセス制御の実機検証,” 電子情報通信学会技術研究報告書、SR2025-94, pp. 35-37 (2026 年 3 月)

- [3] 脇田仁、藤井威生、”複数信号重畳時に干渉影響を低減可能な帯域幅可変 LoRa の実装および評価” 電子情報通信学会技術研究報告書、SR (2026 年 5 月発表予定)

【申請特許リスト】

- [1] 田久修、水野将大、無線通信ネットワーク内隠れ端末特定方法、日本、特願 2023-212695、2023 年 12 月 18 日
- [2] 齊藤稜弥、安達宏一、藤井威生、復調器、復調方法及び復調プログラム、日本、特願 2024-053888、2024 年 3 月 28 日
- [3] 更屋貴大、安達宏一、通信システム、通信方式及び通信プログラム、日本、特願 2024-142675

【受賞リスト】

- [1] Osamu Takyu, Outstanding Contribution Award, IEICE ICETC 2023、2023 年 11 月 30 日
- [2] Toshi Ito, Encouragement Award IEEE VTS Japan Chapter, 2024 年 10 月
- [3] Keita Aoki, Encouragement Award IEEE VTS Japan Chapter, 2025 年 10 月

ミリ波帯通信カバレッジ拡大に向けた無線電力伝送型中継器の研究開発

Study on Relay Transceivers Using Wireless Power Transfer for Extending Millimeter-Wave Communication Coverage

研究代表者

白根 篤史 東京科学大学
Atsushi Shirane Institute of Science Tokyo

研究期間 令和5年度～令和7年度

概要

本研究では、ミリ波帯無線電力伝送型中継器を研究開発することで、あらゆる場所に設置可能なミリ波帯中継器の実現を目指した。独自に開発したシリコン CMOS で製造したトランシーバ IC とアンテナ素子をそれぞれ接続し、256 素子フェーズドアレイ無線機を作成した。本無線機は、最終目標として設定した $\pm 45^\circ$ のビームフォーミング性能や、128mW の無線電力伝送による直流生成電力を大幅に上回る性能を達成した。また、実際に 28GHz 帯のミリ波 5G の信号を用いて通信性能の測定評価を行い、256QAM までの高精度な無線通信に成功した。

Abstract

In this study, we aimed to realize millimeter-wave relay transceivers that can be installed in any location by researching and developing a wireless power transfer type relay system. We fabricated a 256-element phased-array transceiver by integrating antenna elements with a custom-developed transceiver IC manufactured using Si CMOS technology. The developed transceiver achieved performance levels that significantly exceeded our final targets, including a beamforming range of $\pm 45^\circ$ and a DC power generation of 128 mW via wireless power transfer. Furthermore, we evaluated the communication performance using actual 28 GHz band 5G NR signals and successfully demonstrated high-precision wireless communication up to 256QAM.

1. まえがき

本研究の目的は、あらゆる場所に配置可能なミリ波帯中継器を実現することで、ミリ波帯通信エリアを拡大し、我々の生活にミリ波帯高速通信を浸透させることである。昨今、サービスが開始された 5G 移動体通信では、従来のサブ 6GHz 帯に加え、ミリ波 28GHz 帯を用いた高速通信が提供されている。ミリ波帯を用いることで、10Gbps を超える高速通信が可能となる。しかし、現状では、ミリ波帯 5G 対応の携帯端末を持っていたとしても、ミリ波帯の高速通信の恩恵にあずかることができるエリアは非常に限られている。

ミリ波帯通信のエリア拡大の課題となっているのが、基地局や中継器の設置場所の確保や、設置コストである。ミリ波帯通信では、電波の直進性が強く、遮蔽物等により通信エリアが狭まってしまう。そのため、サブ 6GHz 帯と比較して、より密度の高い、きめ細やかな基地局、中継器の設置が必要である。しかし、比較的小型のフェムトセル基地局や中継器の設置でも、光ファイバネットワークの接続や電源の引き回しが必要であり、設置場所が限られ、設置コストも増大してしまう。

これまででも、光ファイバや電源を必要とせず設置が容易な中継技術として、メタマテリアルを用いた反射板が研究されている。反射方向を変えることで基地局から見通せない範囲にも電波を届けることができるが、パッシブ型の中継であるため信号を増幅することができない。また、屋外から屋内といった壁やガラスなどの遮蔽物を通過させて、電波を中継する用途には用いることができない。

本研究では、ミリ波帯無線電力伝送型中継器を研究開発することで、光ファイバや電源を必要とせずあらゆる場所に設置可能な、信号増幅機能を持つ中継器を実現する(図 1)。本中継器は、従来のアクティブ型の中継器が備えるビームフォーミング機能および信号増幅機能を持ちながら電源不要で動作可能である。無線電力伝送 (WPT) と中継

器を融合させることで、中継器を動作させるための電力生成だけでなく、電力を消費することなくミリ波帯通信信号を中間周波数 (IF) に変換し、ビームフォーミングや信号増幅に必要な消費電力を大幅に低減できる。さらに比較的低い中間周波数帯で低損失に信号を送送できるため、ガラスや壁といった遮蔽物をケーブルで通過・迂回させるような中継器の使い方も可能となる。

2. 研究内容及び成果

(1) 最終目標

本研究の最終目標は、ミリ波帯無線電力伝送型中継器を実現することである。具体的な目標として、下記を設定した。

- 通信周波数は、現在ミリ波帯 5G で利用されている 26.5GHz から 29.5GHz に対応
- 1 キャリアあたりの帯域幅は 400MHz
- 中継器を構成する 256 素子フェーズドアレイを作成し、OTA (Over The Air) 測定評価を行い、 $\pm 45^\circ$ のビームフォーミング機能を実現
- 無線電力伝送について、256 素子全体で 128mW の直流電力を生成

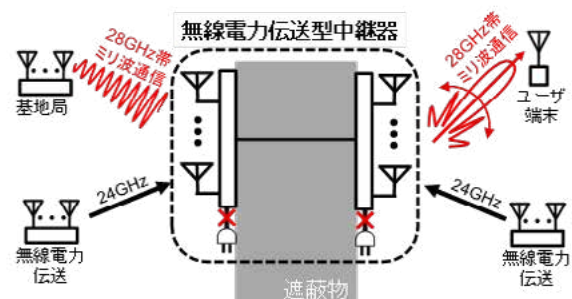


図 1 本研究の無線電力伝送型中継器の概要

- 2つの256素子フェーズドアレイ無線機をケーブル接続し、中継器を構成
- そのうえで無線電力伝送の生成電力を用いて、双方向アンプおよび制御用マイコンの動作を実現
- 中継器のOTA測定評価を行い、ミリ波帯5G信号を用いてダウンリンクおよびアップリンクの回線設計を模擬した条件で-31dB以下のEVMを達成

(2) 無線電力伝送型中継器の構成

中継器全体は、主要な回路ブロックである整流器型ミキサ、移相器、双方向アンプで構成される。整流器型ミキサは、2つの機能を持ち、無線通信においては28GHzの周波数を4GHzの中間周波数へとRF-IF変換し、無線電力伝送においては24GHzの信号から直流電力を取り出すRF-DC変換を行う。移相器は、中継器のビームフォーミング機能の実現に必須のブロックであり、 360° の位相変化レンジを、3bitの分解能、すなわち 45° の位相分解能で変化させることで、サイドロープのレベルをメインロープに対して10dB以下まで下げることを目指した。また、移相器は電力を消費しないパッシブ型を採用した。双方向アンプは、中間周波数に変換された通信信号の増幅を、ダウンリンクおよびアップリンクのどちらの方向に対しても行う。また、全体の消費電力目標より、1つの双方向アンプの消費電力は32mW以下を目指して開発を行った。

(3) 研究成果1 市販デバイスを用いた256素子無線電力伝送型中継器

図2にGaAsダイオードをはじめとする市販のディス

クリット部品を用いて、大規模・大電力化を目指した256素子WPT型中継器の構成を示す。本中継器では、市販のデバイスを用いることで、比較的容易に構成が可能であり、また大電力の出力を可能としている。一つのアンテナに対して一つのGaAsダイオードを接続し、整流および周波数変換動作を行う。また整流器の後段に1bitの移相器を設けることで、ビームフォーミングも可能としている。本中継器では、アンテナピッチが5.3mmとなっており、5.3mm角に、多くの部品を持つ高分解能の移相器を実現するのは困難である。しかし、本中継器は256素子と素子数が多いため、各素子の1bitの粗い位相制御による誤差が全体として平均化され、結果としてある程度のビームフォーミングを実現可能である。

図3に、1系統分の詳細な回路図を示し、WPTおよびミリ波5G信号の流れを示す。ダイオードと伝送線路で整流器が構成されており、半端整流で直流電力を生成しながら、ダイオードミキサとしても動作し、受信時には、28GHzの5G信号と24GHzのWPT信号を乗算することで、4GHz帯まで周波数変換を行う。送信時は、4GHz帯のIF信号とWPT信号がダイオードのアノードおよびカソードそれぞれに入力されて、同様に乗算され、28GHz帯まで周波数アップコンバージョンが行われる。伝送線路のTL1およびTL2は、それぞれ24GHzおよび4GHz帯において1/4波長となるように設計し、各周波数においてRFC(Radio Frequency Choke coil)としてふるまう。180度の1bit移相器は、バランとDPDT(Double Pole Double Throw)スイッチで構成し、差動信号の正負を入れ替えることで位相を反転させている。

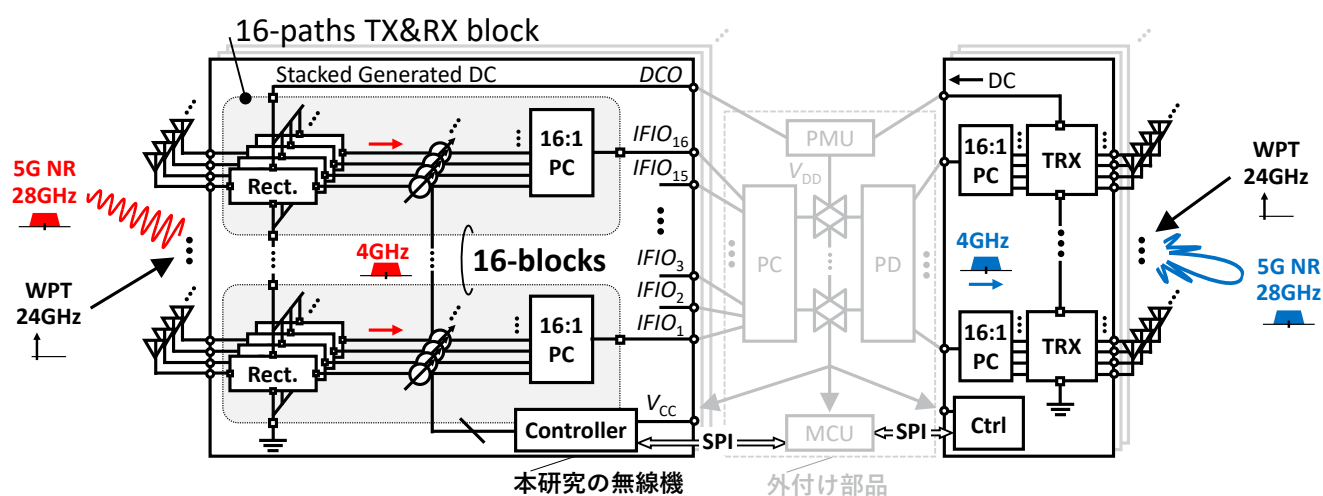


図2 256素子無線電力伝送型中継器のプロトタイプ

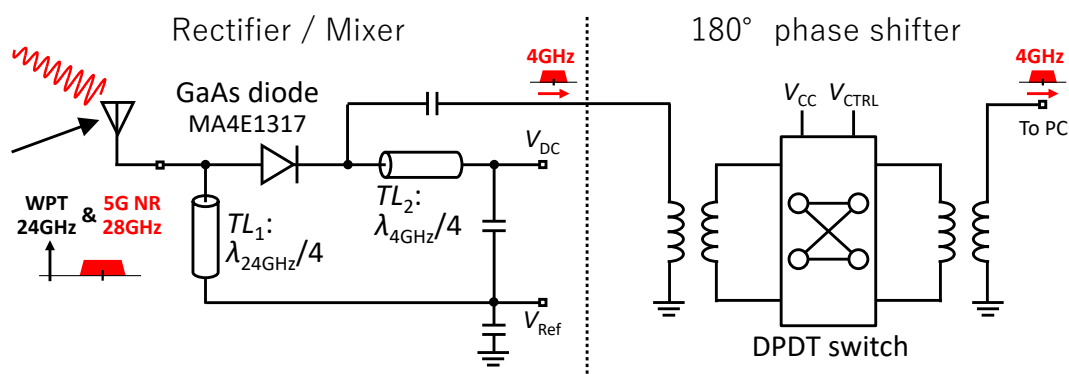


図3 1素子分の詳細回路図および動作の説明

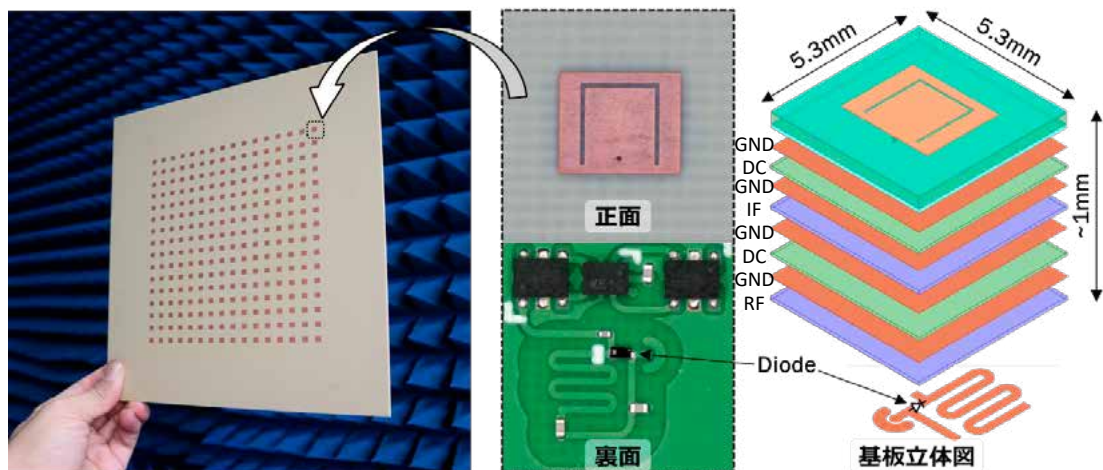


図 4 試作した 256 素子無線電力伝送型中継器

図 4 に示すような 256 素子のアレイアンテナを持つ WPT 型中継器を作成した。基板は Megtron6 材を用いて、GaAs ダイオード等、市販のディスクリート部品を実装している。アンテナは、スロットを入れることで広帯域化を実現している。本中継器を OTA 環境で測定評価を行い、WPT の特性では、1 素子あたり 54% の電力変換効率を達成し、入力電力 3dBm のとき 128 素子の整流器の合計電力は 56mW であった (図 5)。さらに大きな WPT 電力を 256 素子全体に入力できれば、1W 以上の出力電力が生成可能である。これは、高出力かつ高機能な中継器として動作させたときにも十分な生成電力である。また 5G NR の信号を用いて、EVM (Error Vector Magnitude) の測定を行い、送受共に 64QAM まで通信が可能であることを確認した。

(4) 研究成果 2 カスタム開発した CMOS チップを用いた 256 素子無線電力伝送型中継器

前述した研究成果 1 では、市販品のデバイスを用いたため、比較的容易に無線機を構成することができたが、ディスクリート部品を用いているため、集積度を上げることができず、性能・機能の面で、最終目標を満たすことができない部分があった。そこで、Si CMOS プロセスを用いてカスタム IC を作成し、最終目標の中継器を実現した。

執筆時点で、本研究成果は未発表[査読付き口頭発表論文 1]であり Prepublication ポリシーの関係で詳細な結果を示すことができないが、最終目標を達成していることを確認した。中継器を構成する 256 素子フェーズドアレイを作成し、OTA 測定評価を行い、 $\pm 45^\circ$ を大きく上回るビームフォーミング性能を達成した。また、無線電力伝送について、256 素子全体で 128mW を大きく上回る直流電力を生成することに成功した。2 つの 256 素子フェーズドアレイ無線機をケーブル接続し、中継器を構成し、そのうえで無線電力伝送の生成電力を用いて、双方向アンプおよび制御用マイコンの動作を実現した。中継器の OTA 測定評価を行い、ミリ波帯 5G 信号を用いてダウンリンクおよびアップリンクの回線設計を模擬した条件で目標の -31dB 以下の EVM を達成した。

3. 今後の研究成果の展開

本研究開発の成果である無線電力伝送型中継器は、今後、実際にフィールド実証実験を行い実用化に向けて開発を行っていく。本中継器の社会実装の 1 つの形として、ミリ波帯を用いた固定無線アクセス (FWA) サービスを各キャ

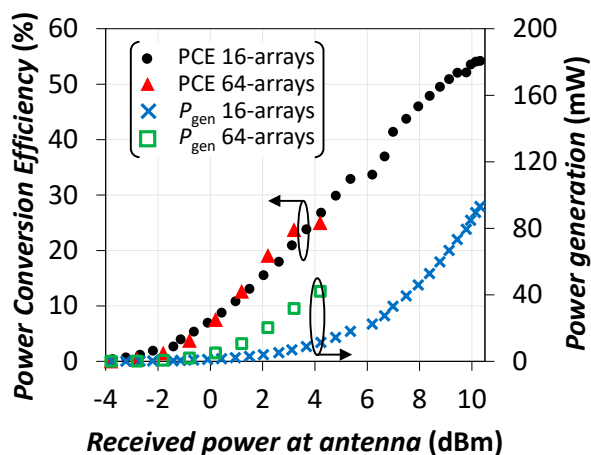


図 5 無線電力伝送の測定評価結果

リアやベンダーと連携して提供していくことを想定している。FWA サービスを契約している商業施設、あるいは住宅においては、ミリ波帯の高速通信にアクセス可能となる。商業施設においては、すでに無線 LAN が利用可能であるが、多くの場合快適な通信速度を提供できているとは言い難い。また、日本においては光ファイバを住宅に引いてくることは、現状困難ではないが、住宅の密度が低い地域や、過疎化が進む地域では、無線でネットワークをつなぐほうが低コストとなる。さらに、無線電力伝送によって、中継器だけではなく身の回りの比較的消費電力の低い電化製品への電力供給を可能にすることで、我々の生活をより豊かにする無線通信および無線電力サービスの提供を実現する。

また、これまでに数多くの無線電力伝送型中継器の研究開発を行っており、技術的な展開という点でも、多くの可能性を有している (図 6)。本研究では、24GHz 帯の無線電力伝送と 28GHz 帯の 5G ミリ波通信を想定していたが、無線電力伝送を 5.7GHz にすることで、より長距離かつ大電力を送ることが可能となる。また、通信周波数を D-band を用いることで、より高速な無線通信を実現することが可能である。

4. むすび

無線電力伝送型のミリ波帯中継器の研究開発を行い、実際に 256 素子のフェーズドアレイで構成される中継器の試作評価を行った。本研究で開発した技術を利用すること

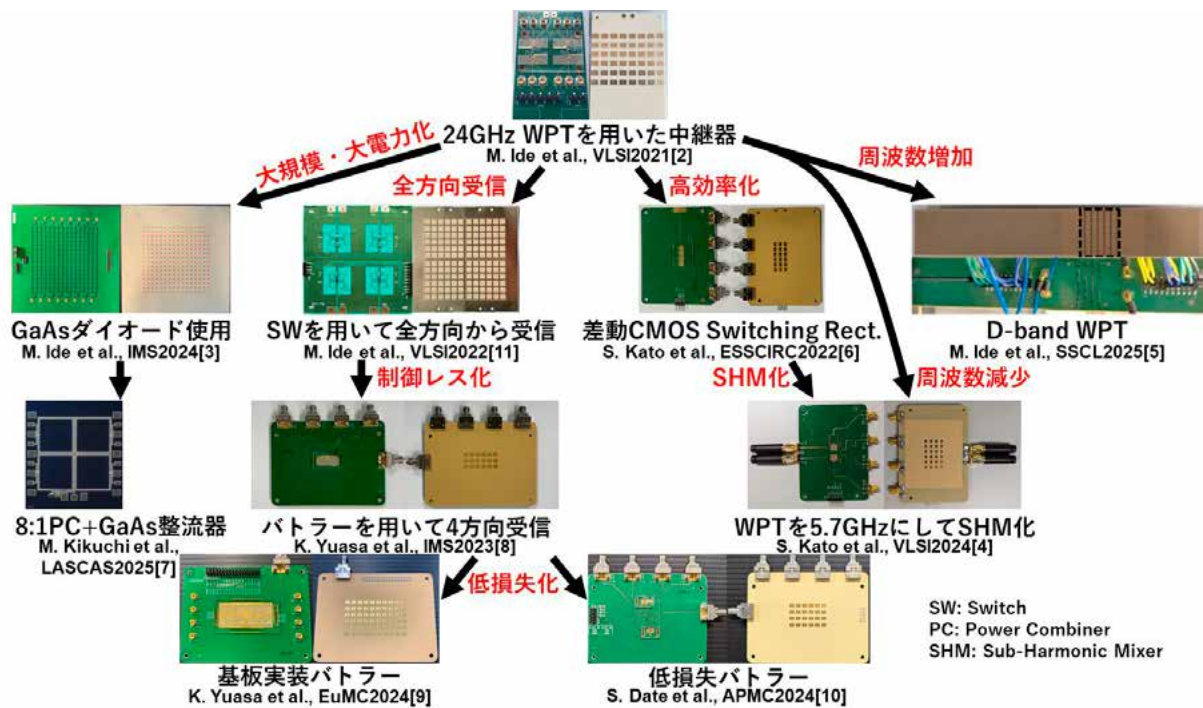


図 6 無線電力伝送型中継器の研究成果と技術的展開

で、光ファイバや電源を必要とせずあらゆる場所に設置可能なミリ波中継器が実現可能である。本研究成果を実社会に展開していくことで、ミリ波通信のカバレッジ拡大、逼迫する周波数資源の有効利用に貢献することが期待される。

【査読付き誌上発表論文】

- [1] Sena Kato, Keito Yuasa, Michihiro Ide, Kenichi Okada, and Atsushi Shirane, "Millimeter-Wave Wirelessly-Powered Phased-Array Relay Transceiver Utilizing CMOS Switching Rectifier-Type Mixer," IEICE Transactions on Electronics, Vol. E108-C, No. 10, pp. 545-554, Oct. 2025.
- [2] Michihiro Ide, Keito Yuasa, Sena Kato, Shu Date, Takashi Tomura, Kenichi Okada, and Atsushi Shirane, "A 122GHz Wirelessly Powered Active Reflector for D-band Communications," IEEE Solid-State Circuits Letters (SSC-L), Vol. 8, pp. 97-100, 2025.
- [3] Michihiro Ide, Keito Yuasa, Sena Kato, Takashi Tomura, Kenichi Okada, and Atsushi Shirane, "A 256-Element Phased-Array Relay Transceiver for 5G Network Using 24-GHz Wireless Power Transfer With Discrete ICs," IEEE Microwave and Wireless Technology Letters (MWTL), Vol. 34, No. 6, pp. 793-796, June 2024.

【その他の誌上発表】

- [1] 白根 篤史, 「無線電力伝送と通信の融合によるミリ波帯中継器」, 解説論文, 通信ソサイエティマガジン, No. 74, 秋号, 2025.

【査読付き口頭発表論文】

- [1] Shu Date, Atsuya Hirayama, Sena Kato, Keito Yuasa, Michihiro Ide, Masayuki Kikuchi, Takashi Tomura, Jill Mayeda, Atsushi Shirane, "A 256-Element 28GHz 5G NR Wirelessly-Powered Active Relay Transceiver with TDD Synchronization Free Bidirectional Amplifiers," IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), Boston, MT,

June 2026. (Accepted)

- [2] Masayuki Kikuchi, Michihiro Ide, Jill Mayeda, Sena Kato, Keito Yuasa, Atsushi Shirane, "A GaAs HEMT Rectifier-Type Mixer for Battery-Less Wirelessly Powered Relay Transceivers," IEEE BiCMOS and Compound Semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS), Scottsdale, AZ, Oct. 2025.
- [3] Keito Yuasa, Shu Date, Sena Kato, Michihiro Ide, Takashi Tomura, Kenichi Okada, and Atsushi Shirane, "A Triple-Band Transceiver for Formation Flying Satellite Communication with Dual Circular Polarized Wireless Power and LO Transfer," IEEE Symposium on VLSI Circuits (VLSI Circuits), Kyoto, Japan, June 2025.

【口頭発表】

- [1] 湯浅 景斗, 井出 倫晃, 加藤 星風, 岡田 健一, 白根 篤史, 「ビーム制御不要 28GHz 中継機および 24GHz 無線電力伝送」, 電子情報通信学会 総合大会, Mar. 2024.
- [2] 菊地 真之, 加藤 星風, 井出 倫晃, 湯浅 景斗, 伊達 脩, 岡田 健一, 白根 篤史, 「ミリ波帯無線電力伝送受信器に用いる低損失 32 対 1 電力合成器」, 電子情報通信学会 総合大会, Mar. 2024.
- [3] 井出 倫晃, 湯浅 景斗, 加藤 星風, 伊達 脩, 岡田 健一, 白根 篤史, 「122GHz 帯無線電力伝送向けクロスカップルド整流器」, 電子情報通信学会 総合大会, Mar. 2024.

【受賞リスト】

- [1] 電子情報通信学会 論文賞 (2025 年 6 月 5 日)
- [2] ドコモ・モバイル・サイエンス賞, 先端技術部門 優秀賞 (2024 年 10 月)

【報道発表リスト】

- [1] 「複数の超々小型衛星の編隊飛行による「非結線型フェーズドアレイ無線機」の開発に成功」 2026 年 2 月 18 日, <https://www.isct.ac.jp/ja/news/vauvffzb67g8>
- [2] 「市販半導体を用いてデータ電力同時伝送可能なミリ

波帯フェーズドアレイ無線機の開発に成功」、2024 年
6 月 18 日
<https://www.titech.ac.jp/news/2024/069449>

[3] 「5.7 GHz 帯無線給電で動作するミリ波帯 5G 中継器
を 実 現 」 、 2024 年 6 月 17 日
<https://www.titech.ac.jp/news/2024/069458>

既存無線システムやヒトへの照射を回避する周波数再利用型マイクロ波電力伝送方式の研究開発 Research and Development of Frequency-Reuse Microwave Power Transfer Avoiding Existing Wireless Systems and Human Exposure

研究代表者

本間 尚樹 岩手大学
Naoki Honma, Iwate University

研究分担者

村田 健太郎 岩手大学
Kentaro Murata, Iwate University

研究期間 令和5年度～令和7年度

概要

本研究は、マイクロ波無線電力伝送（MWPT）における人体ばく露および既存無線システムへの干渉を同時に回避しつつ高効率給電を実現する、ビームフォーミング方式を提案し、5.7 GHz・32素子アレーを用いて実験的に検証した。提案法は、MWPT システム自身を用いた人体・無線局・受電器チャネルの推定、IR (Information Receiver) に対するマルチテアリング、受電電力対人体ばく露電力比の最大化に基づく最適重み計算を特徴とする。ファントムおよび通信システムを含む実環境評価により、提案法は従来法に比べて 20-40 dB 以上の干渉抑圧を達成しつつ給電効率を維持し、通信 BER (Bit-Error-Rate) も最小となることを確認した。これにより、MWPT の安全性と高効率化を両立する有効な手法であることを示した。

Abstract

This study proposes a beamforming method for Microwave Wireless Power Transfer (MWPT) that achieves high-efficiency power transmission while simultaneously mitigating human exposure and interference with existing wireless systems. The proposed method was experimentally validated using a 32-element array operating at 5.7 GHz. Its key features include channel estimation for human bodies, wireless stations, and power receivers using the MWPT system itself, null steering toward information receivers (IRs), and an optimization of antenna weights based on maximizing the ratio of received power to human exposure power. Real-world evaluations involving a phantom and a communication system confirmed that the proposed method achieves interference suppression of over 20-40 dB compared to conventional methods while maintaining power transfer efficiency and minimizing the communication Bit Error Rate (BER). These results demonstrate that the proposed approach is an effective solution for ensuring both the safety and high efficiency of MWPT systems.

1. まえがき

マイクロ波無線電力伝送（Microwave Wireless Power Transfer: MWPT）は、アレーアンテナによるビームフォーミング技術を用いて、離れた位置に存在するデバイスへ非接触で電力を供給できる手法として注目されている。特に、IoT 機器の普及に伴う電池交換や配線の負担を軽減する基盤技術として、近年、研究開発および社会実装に向けた取り組みが加速している [1-4]。我が国においても、920 MHz 帯、2.4 GHz 帯および 5.7 GHz 帯を対象とした制度整備が進められ、実利用に向けた環境が整いつつある [5, 6]。

一方で、MWPT は通信システムと比較して送信電力が大きく、既存無線システムへの与干渉や人体への電波照射といった課題が顕在化している。特に GHz 帯を用いる空間伝送型 MWPT では、人体防護指針に定められた電波防護基準を満足しつつ、高効率な給電を実現することが社会実装の前提条件となる [7-13]。このため、MWPT における電磁界制御と安全性確保の両立は、国際的にも重要な研究課題として位置付けられている。

これらの課題に対し、複数の送電局を用いる分散型 MWPT や、送電電力・動作制御に基づく安全確保手法が提案されてきた [14-22]。しかし、これらの手法は比較的低電力用途に限定される場合が多く、高効率な給電が可能なビームフォーミング型 MWPT における安全性確保は依

然として課題が残されている [23-28]。特に、人体や他の無線局の位置情報に基づく幾何情報依存型ビームフォーミング手法では、多重伝搬環境やアレー誤差の影響により、実環境での性能劣化が指摘されている [32-37]。

このような背景のもと、著者らは、MWPT システム自体を用いて人体のバイタル動作に起因するマイクロドップラ成分を検出し、送電アレーと人体との間の等価チャネルを推定する無線ヒトセンシング技術に着目した [38-45]。さらに、給電対象である受電器チャネルと人体チャネルの両方を統合的に扱い、人体への照射電力を抑圧しつつ受電電力を最大化する「人共存型エネルギービームフォーミング (Human-Aware Energy Beamforming)」を提案している [38]。本方式は、チャネル情報に基づく解析的な最適解を有し、多重伝搬やアレー誤差を内包した実環境においても高い実効性を有する点に特徴がある。

本研究開発 (SCOPE) では、上記の理論的検討に基づき、5.7 GHz 帯 MWPT システムの構築および実伝送実験を通じて、人体および既存無線局への電力照射を抑圧しながら高効率な給電を実現する手法の有効性を検証した。本成果報告書では、提案方式の原理、試作システム構成、ならびに実環境下における評価結果を通じて、本研究の成果と今後の展望について報告する。

2. 研究内容及び成果

図 1 に提案するマイクロ波無線電力伝送装置の概念図を示す。無線電力伝送装置は、センサ (SEN: SENsor) と送電機 (ET: Energy Transmitter) により人体及び既存無線システム (IR: Information Receiver)、受電器 (ER: Energy Receiver) それぞれを自動で検出し、ビームフォーミング (BF: BeamForming) により人体と IR を回避しつつ ER へ送電を行う。

まず、IR への干渉回避を保証しつつ、人体への電波ばく露の回避と ER への高効率給電を両立するビームフォーミング法について説明する。次に本研究開発において製作した無線電力伝送装置について説明する。最後に無線電力伝送装置を用いた実伝送実験の結果について報告する。

2. 1 提案ビームフォーミング法

提案 BF 法は送受共用の ET と送信専用の SEN の 2 つが協調動作するシステムを想定する。

本手法は

- (i) 人体、IR、ER チャンネルの取得
- (ii) 最適ビームフォーミングウェイトの算出

の 2 つのステップからなる。第一に、人体、IR、ER それぞれのチャンネルの取得方法について説明する。

- (i) 人体、IR、ER チャンネルの取得

・人体チャンネルの取得

図 2(a)に人体チャンネル推定の概念図を示す。人体チャンネル推定は、SEN を送信局とし、 N_{ET} 素子からなる ET を受信局としてパイスタティック SIMO (Single-Input Multiple-Output) レーダを構築し、パイロット信号に対する人体の反射信号に基づき行う。まず、無人環境下での ET の受信信号 $y_{DC} \in \mathbb{C}^{N_{ET} \times 1}$ は、SEN からの微弱な既知パイロット信号を $s_h \in \mathbb{C}$ 、SEN-ET 間の直接波を含む環境の静的なチャンネルを $h_{DC} \in \mathbb{C}^{N_{ET} \times 1}$ とすると、

$$y_{DC} = h_{DC}s_h$$

と表される。次に有人環境下での受信信号 y_h は人体チャンネルを $f \in \mathbb{C}^{N_{ET} \times 1}$ とすると、

$$y_h = (f + h_{DC})s_h$$

と表され、人体チャンネル f は、

$$f = \frac{y_h - y_{DC}}{s_h}$$

と求められる。

・ IR チャンネルの取得

図 2(b)に IR チャンネル取得の概念図を示す。IR を送信局、 N_{ET} 素子からなる ET を受信局として、送信局からのプリアンブル信号に基づき IR のチャンネルを取得する。

ET の受信信号 $y_p \in \mathbb{C}^{N_{ET} \times 1}$ は IR からの既知プリアンブル信号を $s_p \in \mathbb{C}$ 、IR-ET 間のチャンネルを $h \in \mathbb{C}^{N_{ET} \times 1}$ とすると、

$$y_p = hs_p$$

と表され、IR チャンネル h は、

$$h = \frac{y_p}{s_p}$$

と求められる。

・ ER チャンネルの推定

図 2(c)に ER チャンネル取得の概念図を示す。SEN を送信局として、 N_{ET} 素子からなる ET を受信局としてパイスタティック SIMO レーダを構築し、ER の入射電力に対する非線形な反射応答を利用して、ER チャンネル推定を行う。

SEN から強度の異なる 2 値のパイロット信号を送信す

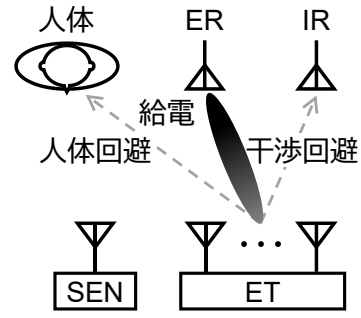
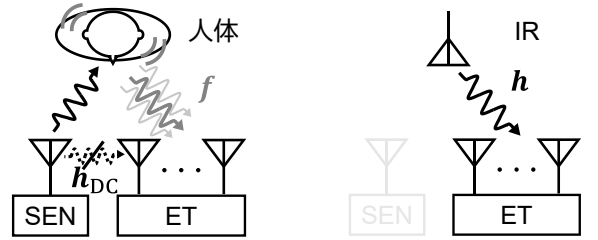
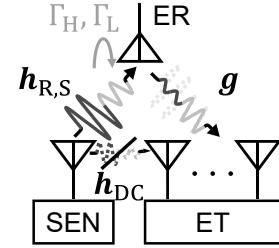


図 1 マイクロ波無線電力伝送装置



(a) 人体チャンネルの取得

(b) IR チャンネルの取得



(c) ER チャンネルの取得

図 2 各種チャンネルの取得

るとき、ER に備わるダイオードが入射電力に対して非線形な反射応答をするため、擬似的に 2 値で変調された後方散乱波が生じる。ここで、強弱信号 $s_H, s_L \in \mathbb{C}$ に対する ER の反射係数を $\Gamma_H, \Gamma_L \in \mathbb{C}$ とする。このとき、ET の受信信号 $y_H, y_L \in \mathbb{C}^{N_{ET} \times 1}$ は、

$$y_H = (g\Gamma_H h_{R,S} + h_{DC})s_H$$

$$y_L = (g\Gamma_L h_{R,S} + h_{DC})s_L$$

と表せる。なお、 $g \in \mathbb{C}^{N_{ET} \times 1}$ 及び $h_{R,S} \in \mathbb{C}$ はそれぞれ、ER-ET 及び SEN-ER 間のチャンネルである。ここで、各受信信号の第 1 項は ER からの後方散乱波成分、第 2 項は SEN-ET 間の自己干渉成分を表す。ER-ET チャンネル g の推定には後方散乱波成分のみを抽出する必要がある。このとき、送信電力に対して自己干渉成分は線形に変化するのに対して後方散乱波成分は非線形に変化する。そのため、受信信号を送信信号比でスケールリングし、減算することで、

$$\hat{g} = y_H - y_L \frac{s_H}{s_L}$$

$$\propto cg$$

が得られ、後方散乱波成分を抽出することができる。ここで、 $c \in \mathbb{C}$ は複素係数である。抽出された信号 $\hat{g} \in \mathbb{C}^{N_{ET} \times 1}$ は ER-ET チャンネル g と等価となるため、これに基づき BF を行うことで、高効率給電が期待できる。

(ii) 最適ビームフォーミングウェイトの算出

第二に、IR への干渉回避を保証しつつ、人体への電波ばく露の回避と ER への高効率給電を両立する最適ビームフォーミングウェイトの算出について説明する。

・IR に対するヌルステアリング

図 3 に IR に対するヌルステアリングの概念図を示す。推定した IR チャネルの全空間から雑音空間を抽出することで、IR に対してヌルステアリングを行う。

IR チャネル h の相関行列 $R = h^H h$ を固有値分解することで、

$$R = V \Lambda V^H$$

を得る。ただし、 V^H は行列の複素共役転置を表す。ここで $\Lambda \in \mathbb{R}^{N_{ET} \times N_{ET}}$ と $V \in \mathbb{C}^{N_{ET} \times N_{ET}}$ は、それぞれ固有値を対角要素に持つ対角行列、固有ベクトルから成るユニタリ行列を示す。IR が単一であるため、 V のうち、最大固有値に対応する固有ベクトルは、IR の信号空間に対応する。一方、これより下位の固有値に対応する固有ベクトル $\tilde{V} \in \mathbb{C}^{N_{ET} \times (N_{ET}-1)}$ は、雑音空間に対応する。ET に適用する BF ウェイト w は、 $\tilde{w} \in \mathbb{C}^{N_{ET}-1}$ の重み付けに基づく、雑音空間に対応する固有ベクトル $\tilde{V}$ の一次結合 $w = \tilde{V} \tilde{w}$ として定義することで、IR に対しヌルステアリングをしつつ、任意の BF を可能とする。

・受電電力対人体ばく露電力比の最大化

図 4 に示すように、IR へヌルステアリングをしつつ、人体への電波ばく露の回避と ER への高効率給電を両立するために、受電電力対人体ばく露電力を最大化する $\tilde{w}$ を求める。ここで、受電電力を P_R 、人体ばく露電力を P_H とすると、

$$P_R = \text{Tr}(w w^H g^H g) = \tilde{w}^H \tilde{V}^H g^H g \tilde{V} \tilde{w}$$

$$P_H \propto \text{Tr}(w w^H f^H f) = \tilde{w}^H \tilde{V}^H f^H f \tilde{V} \tilde{w}$$

と表されるため、電力比 η は

$$\eta = \frac{P_R}{P_H} \propto \frac{\tilde{w}^H \tilde{V}^H g^H g \tilde{V} \tilde{w}}{\tilde{w}^H \tilde{V}^H f^H f \tilde{V} \tilde{w}}$$

となる。受電電力 P_R の向上と人体ばく露電力 P_H の低減を両立する最適 BF ウェイト $\tilde{w}^*$ は、 $\tilde{w}$ を決定変数とした一般化レイリー商である電力比 η の最大化問題を解くことで導出可能となる。

推定した人体チャネルの相関行列 $f^H f$ を固有値分解し、

$$\tilde{w}^H \tilde{V}^H f^H f \tilde{V} \tilde{w} = \tilde{w}^H \tilde{V}^H V_H \Lambda_H V_H^H \tilde{V} \tilde{w} = x^H x$$

と変形する。ここで、 $V_H \in \mathbb{C}^{(N_{ET}-1) \times (N_{ET}-1)}$ 、 $\Lambda_H \in \mathbb{R}^{(N_{ET}-1) \times (N_{ET}-1)}$ はそれぞれ固有ベクトルから成るユニタリ行列、固有値を対角要素に持つ対角行列を示す。ここで新たに

$$x = \Lambda_H^{-\frac{1}{2}} V_H^H \tilde{V} \tilde{w}$$

と定義する。 $f^H f$ はエルミート行列であり、正定値であるため

$$\tilde{V} \tilde{w} = V_H \Lambda_H^{-\frac{1}{2}} x$$

となるので、電力比 η は

$$\eta \propto \frac{\tilde{w}^H \tilde{V}^H g^H g \tilde{V} \tilde{w}}{\tilde{w}^H \tilde{V}^H f^H f \tilde{V} \tilde{w}} = \frac{x^H \Lambda_H^{-\frac{1}{2}} V_H^H g^H g V_H \Lambda_H^{-\frac{1}{2}} x}{x^H x} = \frac{x^H R' x}{x^H x}$$

と式変形が可能である。 x はそのノルムで規格化されるため、 $|x|$ の大きさ自体は電力比 η に影響しない。したがって、電力比 η を最大化するためには、 x を行列 R' の最大固有値に対応する固有ベクトル $x_{\max}$ とすればいい。すなわち、

$$R' = V' \Lambda' V'^H$$

$$V' = [v'_1, \dots, v'_{N_{ET}-1}]$$

$$\Lambda' = \text{diag}[\lambda'_1, \dots, \lambda'_{N_{ET}-1}] \quad (\text{ただし、} \lambda'_1 \geq \dots \geq \lambda'_{N_{ET}-1})$$

とした場合に、 $x = v'_1$ とすればいい。しかし、この x はウェイトのノルムが担保されないため、

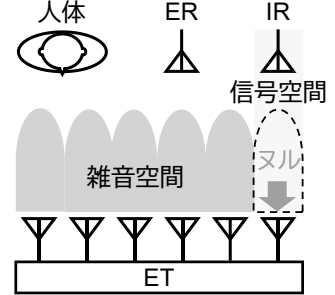


図 3 IR に対するヌルステアリング

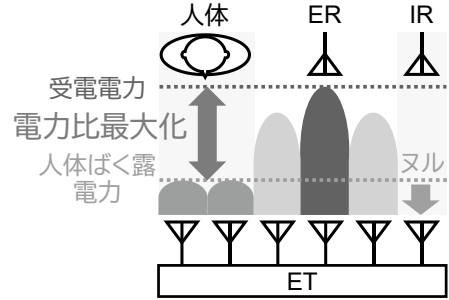


図 4 電力比最大化

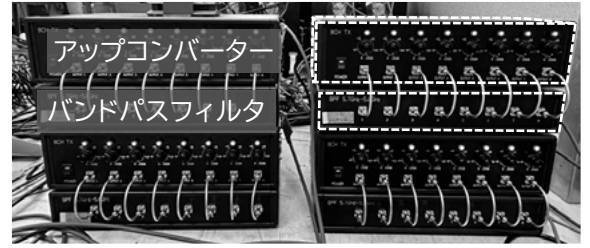


図 5 32ch アップコンバーター・バンドパスフィルタ

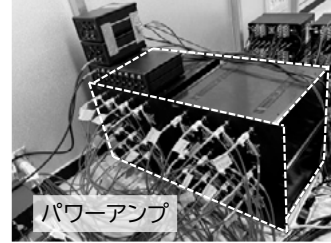


図 6 32ch パワーアンプアレー



図 7 32 素子半波長間隔リニアパッチアレー

$$\tilde{w}^* = \frac{V_H \Lambda_H^{-\frac{1}{2}} x_{\max}}{\left\| V_H \Lambda_H^{-\frac{1}{2}} x_{\max} \right\|_2}$$

のように規格化する。ここで $\|\cdot\|_2$ はベクトルのユークリッドノルムを表す。

上記のように算出された最適ウェイト $\tilde{w}^*$ を $w = \tilde{V} \tilde{w}$ に代入することで、干渉回避を保証しつつ人体ばく露回避と高効率給電を両立する最適 BF ウェイト w^* が求められる。

受電電力最大化と干渉抑圧を同時に達成するためには、振幅および位相を自由に制御可能なビームフォーミングが必要となる。しかしながら、本研究では、送信機の高効率化および実装容易性を考慮し、各アンテナ素子の振幅を等振幅に制約した位相制御型ビームフォーミングを採用

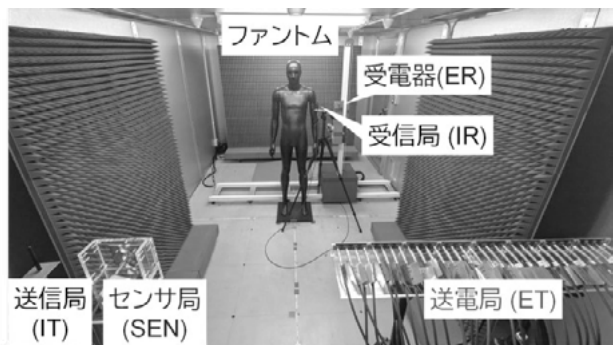


図 8 実験環境

表 1 実験条件

周波数	5.75 GHz
送電アンテナ (ET)	32素子半波長 リニアパッチアレー
センサ (SEN)	単素子パッチアンテナ
受電機 (ER)	クロスダイポールアンテナ
既存無線システム (IT/IR)	単素子ダイポールアンテナ
送受電間距離	2 m
測定領域 (x, y, z) m	$x = 2.0$ $-1.0 \leq y \leq 1.0$ $0.15 \leq z \leq 2.0$
総送信電力	32 W (45 dBm)

した。この等振幅制約により、問題は非凸最適化問題となるが、人体および IR の回避を目的とした最適化問題として定式化することができる。

2. 2 開発した無線電力伝送装置

本研究開発では、32 素子アレーによる無線電力伝送を実現するための送信装置を製作した。図 5～図 7 に、製作した装置の外観を示す。本装置は、

- ・ 600 MHz-6 GHz 32ch アップコンバータ
- ・ 5.75 GHz 32ch バンドパスフィルター
- ・ 5.75 GHz 32ch パワーアンプアレー

から構成されており、32 チャンネルの送信系を有する。

パワーアンプアレーは、各系統において最大増幅率 55.8 dB、最大 RF 出力電力 37 dBm を実現しており、32 系統動作時には最大 RF 出力 52 dBm に相当する送信電力が得られる。この出力は、総務省が示す 5.75 GHz 帯における空間伝送型ワイヤレス電力伝送システムの共用検討パラメータである空中線電力 45.0 dBm に到達可能な電力水準である。

また、本研究では、32 素子半波長間隔リニアパッチアレーアンテナを製作した。各アンテナ素子の空中線利得を 6 dBi と想定すると、アレー全体の利得は約 21 dBi となり、共用検討パラメータである空中線利得 25.0 dBi を満たしつつ、高出力パワーアンプと組み合わせることで、等価等方輻射電力 (EIRP: Equivalent Isotropically Radiated Power) 70 dBm に到達可能である。

図 8 は本装置の評価環境である。本装置は、高精度なビームフォーミング制御と高出力無線電力伝送を両立し、人体ばく露の回避および IR への干渉回避を実現するための実験プラットフォームとして、本研究における各種評価に用いた。ここで、表 1 は本装置の詳細な諸元である。

2. 3 無線電力伝送・無線通信実験

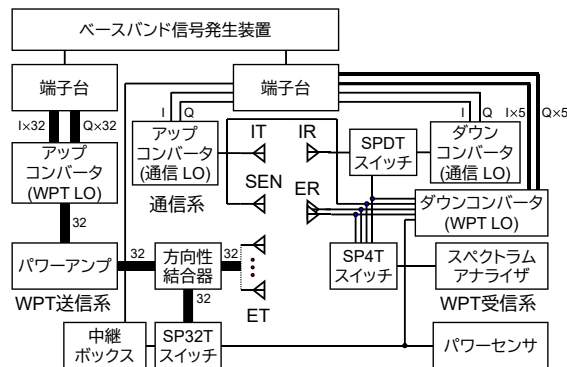


図 9 実験システム図

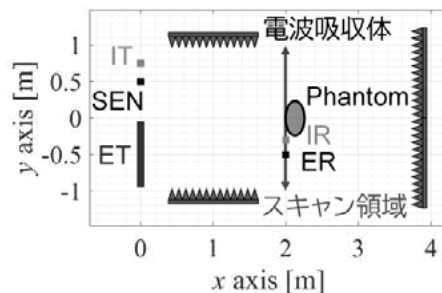


図 10 実験環境図



図 11 使用装置

本システムは、図 9 に示すように、ベースバンド信号発生装置を用いた WPT 送信系、WPT 受信系、および通信系から構成される。WPT 送信系は、ベースバンド信号をアップコンバータにより振幅および位相を制御した RF 信号へ変換し、パワーアンプで増幅したのち、32 素子半波長間隔リニアパッチアレーの ET から送信する。これにより、本システムではデジタルビームフォーミングが可能である。また、方向性結合器の結合ポートに接続されたパワーセンサおよびダウンコンバータを用いて送信信号の振幅および位相を観測し、ET アレーの素子間振幅・位相補正のための校正を行う。

WPT 受信系は、単素子パッチアンテナの SEN および垂直・水平偏波単素子クロスダイポールアンテナの ER で受信した WPT 信号を、ディバイダにより分岐し、SP4T スイッチで切り替える。受信信号は、スペクトラムアナライザにより受信電力を測定するとともに、ダウンコンバータによりベースバンド信号へ変換する。

通信系の送信側は、ベースバンド信号を OFDM 方式により変調し、各サブキャリアを 16QAM で変調した信号をアップコンバータにより RF 信号へ変換し、単素子ダイポールアンテナの IT (Information Transmitter) から送信する。

通信系の受信側では、IR で受信した信号を SPDT スイ

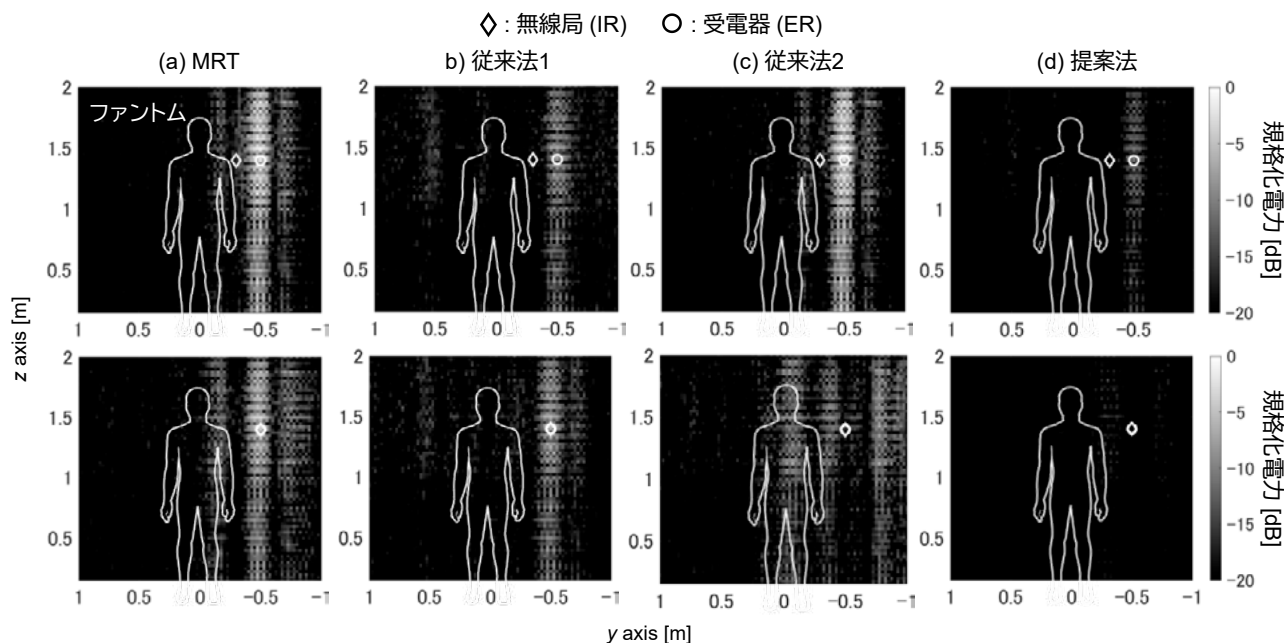


図 12 ER 電磁界マップ：上段は ER (2.0, -0.5, 1.4), IR (2.0, -0.3, 1.4) のとき、
下段は ER (2.0, -0.5, 1.4)、IR (2.0, -0.5, 1.4) のとき。

表 2 OFDM 物理層パラメータ

変調方式	OFDM
データサブキャリア変調	16QAM
FFTサイズ	256
使用サブキャリア数	201
ガードインターバル長	32 サンプル
プリアンプル	Short: BPSK (5シンボル) Long: QPSK (2シンボル)
信号帯域幅	1 MHz
サンプリングレート	2 MHz

ッチで切り替え、スペクトラムアナライザによる受信電力の測定、通信系および WPT 系それぞれの LO を用いたダウンコンバータによりベースバンド信号への変換を行う。

図 10 に実験環境を、図 11 に実験環境の外に置かれた実験装置の外観を示す。本環境では、人の代替として人体の形状や比誘電率、導電率を模倣したファントムを用いた。ET、ER、および IT、IR は同一空間内に配置し、ファントムを介した無線電力伝送および無線通信の評価を行った。また、本実験系では、ET に受信機能を具備しないため、2.1 で述べた ER チャネルの取得法を適用できない。そのため、ER の受信信号を観測可能とし、IR チャネルの取得法と同様に推定した。

表 1 の実験条件に示通り、本実験では、無線電力伝送と無線通信を同一および隣接周波数帯において同時に実施した。周波数は 5.75 GHz とした。チャネル推定および無線電力伝送・無線通信では、ET に 32 素子半波長間隔リニアパッチアレー、SEN に単素子パッチアンテナ、ER に垂直・水平偏波単素子クロスダイポールアンテナを用いた。各アンテナは三脚およびポジショナにより全て高さ 1.40 m に設定した。チャネル推定時には、ET の各アンテナ素子から 30 dBm の信号を送信した。一方、無線電力伝送時には、ET アレー全体の総送信電力を 32 W とした。実験では、提案法で定式化した等振幅制約付きの非凸最適化問題に対し、数値的にビームフォーミングウェイトを算出し

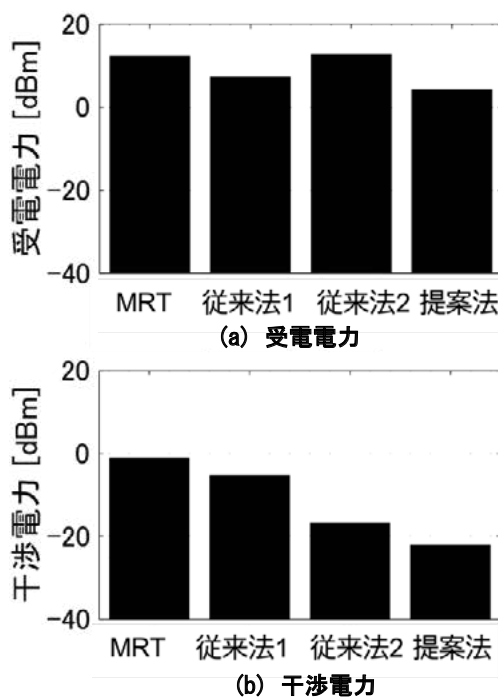


図 13 ER(2.0, -0.5, 1.4), IR (2.0, -0.3, 1.4) における
各手法による電力比較

た。本研究では、その一例として CVX を用いて解を求めた。

無線通信では、Wi-Fi の W56 帯に則り、周波数を 5500 MHz から 5740 MHz まで 20 MHz 間隔で変化させた場合と、無線電力伝送と同一の 5750 MHz とした場合について評価を行った。送受信間距離は 2 m、通信送信電力は 1 mW とした。通信方式には OFDM を使い、サブキャリアの変調方式として 16QAM を採用した。信号帯域幅は 1 MHz とし、送信および受信のベースバンド信号のサンプリングレートはいずれも 2 MHz とした。その他の OFDM 物理層パラメータは表に示す。

領域走査測定では、ET、SEN、IT は同様の配置とし、

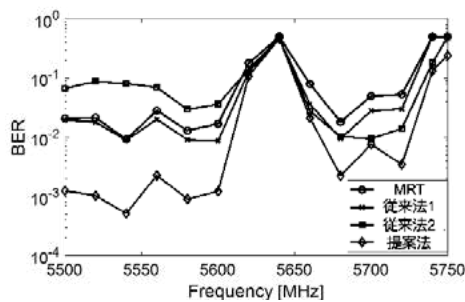


図 14 ER(2.0, -0.5, 1.4)、IR (2.0, -0.7, 1.4) における BER の比較

ER のみをポジショナを用いて、幅 2 m、高さ 2 m の領域を 0.025 m 間隔で走査しチャンネルおよび受電電力を測定した。

本実験では、以下の 2 つの項目について評価した。

- ・電磁界分布: BF を行ったときの領域内での ER の受電電力を評価する。

- ・無線電力伝送時の受電電力、干渉電力、BER 評価: BF を行ったときの ER の受電電力、IR の干渉電力、IT-IR 間通信における BER を測定する。

各評価では、(a) 人体と IR を考慮せずに受電電力を最大化する Maximum Ratio Transmission (MRT)、(b) 受電電力対人体ばく露電力を最大化する従来法 1、(c) 無線局のみを回避しつつ、受電電力を最大化する従来法 2、(d) 提案法の 4 通りのアルゴリズムを評価する。

図 12 に電磁界分布を示す。ここで、電磁界は MRT の最大値で規格化している。それぞれの図中の白枠線が人体ファントム領域を、菱形が ER、円形が IR を表している。

図 12 上段は、ER を $(x, y, z) = (2, -0.3, 1.4)$ 、IR を $(x, y, z) = (2, -0.5, 1.4)$ に配置し、さらにファントムを $(x, y) = (2, 0)$ に設置した場合の電磁界分布を示している。本条件において、各手法により形成されるビームパターンの特徴を以下に述べる。まず、MRT では、ER に対して高効率な給電が実現されている一方で、ファントム領域および IR 方向にサイドローブが照射されており、人体ばく露および既存無線局への干渉が生じる可能性が確認された。従来法 1 では、ファントムを回避しつつ ER への給電効率を維持できているが、わずかに IR 方向への干渉成分が残存していることが分かる。従来法 2 では、IR を回避しつつ ER に対して高効率な給電が可能であるものの、ファントム方向にサイドローブが照射されており、人体ばく露の観点で改善の余地がある。これに対し、提案法では、ファントムおよび IR の双方を効果的に回避しつつ、ER に対して主ローブを適切に形成できていることが確認できる。

次に、図 12 下段に、ER および IR を同一箇所である $(x, y, z) = (2, -0.5, 1.4)$ に配置し、さらにファントムを $(x, y) = (2, 0)$ に設置した場合の電磁界分布を示す。本条件における各手法のビーム形成特性を以下に述べる。MRT では、先の結果と同様に ER に対して高効率な給電が実現されているものの、IR 方向にメインローブが形成され、さらにファントム領域にサイドローブが照射されている。そのため、人体ばく露および既存無線局への干渉が生じる可能性が確認された。従来法 1 では、ファントムを回避しつつ ER への給電効率を維持できているが、IR 方向にメインローブが照射されており、干渉抑圧の観点で課題が残る。

従来法 2 では、ER への給電よりも IR の回避を優先しているため、IR 方向への干渉は抑圧されているものの、

ファントム領域にサイドローブが照射されており、人体ばく露の観点で改善の余地がある。これに対し、提案法では、ER への給電より、IR への干渉回避を優先し、さらに人体領域の回避も同時に達成していることが確認できる。

続いて、無線電力伝送時の受電電力と干渉電力を示す。

まず、ER を $(x, y, z) = (2, -0.3, 1.4)$ 、IR を $(x, y, z) = (2, -0.5, 1.4)$ 、ファントムを $(x, y) = (2, 0)$ を配置したとき、図 13 より MRT では、ER への高効率給電が可能であるが干渉が発生する。従来法 1 では、ER へ高効率に給電しているが、干渉を回避できていない。これらに対して従来法 2 と、提案法では、給電と干渉回避を両立できている。さらに、提案法は、従来法 2 に比べ、IR で低い電磁界となった。これは、IR への干渉回避を保証する原理の有効性を示している。

最後に、無線電力伝送時の BER を示す。ER を $(x, y, z) = (2, -0.3, 1.4)$ 、IR を $(x, y, z) = (2, -0.5, 1.4)$ 、ファントムを $(x, y) = (2, 0)$ を配置したとき、図 14 より提案法は、5500MHz から 5600MHz までの帯域でほか手法と比較して、最低でも 1/10 の BER を達成している。また、今回測定した全帯域において、常に最も低い BER を達成していることから、提案法の高い干渉回避性能が確認できた。

3. 今後の研究成果の展開

本研究で提案したビームフォーミング方式は、MWPT の社会実装における最大の障壁である人体への安全性と既存無線システムとの共用性を、高度な信号処理によって解決可能であることを示した。今後は、本成果を実環境での運用フェーズへと進めるため、以下の三点を軸に展開する。

- ・電波防護指針値および許容干渉電力の厳密な遵守 (法的適合性の確保) : 現状の最適化アルゴリズムをさらに発展させ、総務省が定める電波防護指針値 (SAR や電力束密度) および他システムへの許容干渉電力を「絶対的な制約条件」として組み込んだ制約付き最適化手法を確立する。これにより、理論的な比率最大化に留まらず、電波法に基づく技術基準適合証明等の取得を視野に入れた、実運用に耐える安全設計を実現する。

- ・動的環境下におけるリアルタイム・ロバスト性の向上 : 受電器や人体、既存無線局 (IR) の移動に伴うチャンネル変動に対し、高速かつ高精度に追従するリアルタイム制御技術を統合する。特に、移動体の位置予測やセンシング技術との連携により、不意の遮蔽や位置変化が生じた際にも瞬時にマルチステアリングを維持し、回避対象への電力照射を確実に遮断するロバスト性を担保する。

- ・実社会への導入に向けた実証と標準化への貢献 : 今後は、オフィスや工場、スマートシティ等の具体的なユースケースを想定したプロトタイプ開発を進める。また、本研究で得られた「干渉抑圧と給電効率の両立」に関する知見を、WPT に関する国内の技術基準検討会 (総務省 情報通信審議会等) や国際標準化 (ITU-R 等) の議論へのフィードバックも検討に入れ、MWPT の早期実用化と新たな電波利用産業の創出に貢献する。

4. むすび

本研究開発では、マイクロ波無線電力伝送の実用化に向けて、人体および他無線システムへの電力照射の回避と給電高効率化の両立という課題に取り組んだ。特に、一般環境に適用可能なビームフォーミング法について提案し、実伝送実験による有効性評価を行った。回避対象である人体・他無線局と、給電対象である受電器のチャンネルを受動

的に推定し、無線局に対しマルチステアリングをしつつ人体ばく露電力と受電電力の比を最大化することで、人体・無線局回避と高効率給電の両立する実ビームフォーミングを可能とした。

実験結果から、提案法は、実伝送において無線局が給電対象の近傍にある状況においても高効率給電および人体・無線局回避を両立しており、実際の通信でも干渉回避によるBERの改善が確認できた。

今後、人体・無線局・受電器の位置が変位しても、総務省が定める電波防護指針および許容干渉電力を遵守した高効率給電が可能となるよう、位置変位に対する高ロバスト化に取り組む。

参考文献

- [1] N. Shinohara, "Beam control technologies with a high-efficiency phased array for microwave power transmission in Japan," *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1448–1463, Jun. 2013.
- [2] N. Shinohara, "History and innovation of wireless power transfer via microwaves," *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 1, no. 1, pp. 218–228, Jan. 2021.
- [3] N. Shinohara, "Trends in wireless power transfer: WPT technology for energy harvesting, millimeter-wave/THz rectennas, MIMO-WPT, and advances in near-field WPT applications," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 22, no. 1, pp. 46–59, Jan. 2021.
- [4] V. Palazzi, F. Matri, A. Costanzo, and D. Masotti, "Radiative wireless power transfer: Where we are and where we want to go," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 24, no. 2, pp. 57–79, Feb. 2023.
- [5] 総務省 情報通信局, 「周波数再編アクションプラン」, 2022 年.
- [6] T. Saito, "Present and future action regarding conformity certification system based on radio law," Proc. MIC Mutual Recognition Agreement (MRA) International Workshop, 2023.
- [7] IEEE, "IEEE Standard for Safety Levels With Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz," IEEE Std C95.1-2005, 2006.
- [8] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), "Guidelines for limiting exposure to electromagnetic fields (100 kHz to 300 GHz)," *Health Physics*, vol. 118, no. 5, pp. 483–524, May 2020.
- [9] Federal Communications Commission (FCC), "Evaluating Compliance With FCC Guidelines for Human Exposure to Radiofrequency Electromagnetic Fields," OET Bulletin 65, 1997.
- [10] 総務省 情報通信局, 「電波防護指針」, 2018 年.
- [11] A. Christ, M. Douglas, J. Nadakuduti, and N. Kuster, "Assessing human exposure to electromagnetic fields from wireless power transmission systems," *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1482–1493, Jun. 2013.
- [12] R. A. Bercich, D. R. Duffy, and P. P. Irazoqui, "Far-field RF powering of implantable devices: Safety considerations," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 60, no. 8, pp. 2107–2112, Aug. 2013.
- [13] B. Clerckx, R. Zhang, R. Schober, D. W. K. Ng, D. I. Kim, and H. V. Poor, "Fundamentals of wireless information and power transfer: From RF energy harvester models to signal and system designs," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 37, no. 1, pp. 4–33, Jan. 2019.
- [14] K. W. Choi *et al.*, "Distributed wireless power transfer system for Internet of Things devices," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 5, no. 4, pp. 2657–2671, Aug. 2018.
- [15] S. Shen, J. Kim, C. Song, and B. Clerckx, "Wireless power transfer with distributed antennas: System design, prototype, and experiments," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 11, pp. 10868–10878, Nov. 2021.
- [16] Y. Tanaka *et al.*, "Simulation and implementation of distributed microwave wireless power transfer system," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 71, no. 1, pp. 102–111, Jan. 2023.
- [17] H. Dai *et al.*, "Safe charging for wireless power transfer," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 25, no. 6, pp. 3531–3544, Dec. 2017.
- [18] H. Dai *et al.*, "SCAPE: Safe charging with adjustable power," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 26, no. 1, pp. 520–533, Feb. 2018.
- [19] H. Dai *et al.*, "Radiation constrained scheduling of wireless charging tasks," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 26, no. 1, pp. 314–327, Feb. 2018.
- [20] H. Dai *et al.*, "Radiation constrained wireless charger placement," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 29, no. 1, pp. 48–64, Feb. 2021.
- [21] L. Li *et al.*, "Radiation constrained fair charging for wireless power transfer," *ACM Transactions on Sensor Networks*, vol. 15, no. 2, pp. 1–33, Feb. 2019.
- [22] H. Dai *et al.*, "ROSE: Robustly safe charging for wireless power transfer," *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 21, no. 6, pp. 2180–2197, Jun. 2022.
- [23] K. Murata *et al.*, "A 5.8-GHz 64-channel phased array microwave power transmission system based on space-time beamforming algorithm for multiple IoT sensors," Proc. *European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 170–173, Sep. 2018.
- [24] G. Pabbisetty *et al.*, "Estimation of required transmit power to realize zero-maintenance sensor systems with WPT," Proc. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2019.
- [25] G. Pabbisetty *et al.*, "Evaluation of space-time beamforming algorithm for MWPT in 5.7-GHz band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 12, pp. 5228–5234, Dec. 2019.
- [26] K. Arai *et al.*, "Tile-based 8×8 triangular grid array beamformer for 5.7-GHz MWPT," Proc. *IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2021.
- [27] J. H. Park *et al.*, "Design and implementation of 5.8-GHz RF wireless power transfer system," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 168520–168534, 2021.
- [28] N. Hasegawa and Y. Ohta, "Two-dimensional simple beam steering for large-scale antennas on MWPT," *IEEE Transactions on Microwave Theory and*

Techniques, vol. 70, no. 4, pp. 2432–2441, Apr. 2022.

[29] J. Zhang, G. Zheng, I. Krikidis, and R. Zhang, “Specific absorption rate-aware beamforming in MISO downlink simultaneous wireless information and power transfer systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 2, pp. 1312–1326, Feb. 2020.

[30] J. Zhang, G. Zheng, I. Krikidis, and R. Zhang, “Fast specific absorption rate-aware beamforming for downlink SWIPT via deep learning,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 12, pp. 16178–16182, Dec. 2020.

[31] C. Psomas, M. You, K. Liang, G. Zheng, and I. Krikidis, “Design and analysis of simultaneous wireless information and power transfer systems with safety constraints,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 110, no. 1, pp. 107–126, Jan. 2022.

[32] H. Y. Kim and S. Nam, “Optimization of MWPT with specific absorption rate constraint,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 11, pp. 7721–7726, Nov. 2020.

[33] O. L. A. López *et al.*, “Massive MIMO with radio stripes for indoor wireless energy transfer,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 21, no. 9, pp. 7088–7104, Sep. 2022.

[34] L. Ginting *et al.*, “Beam avoidance for human safety in radiative wireless power transfer,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 217510–217525, 2020.

[35] C. van Rensburg and B. Friedlander, “Performance of null-steering beamformers in correlated Rayleigh fading,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 11, pp. 3117–3125, Nov. 2004.

[36] J. Peña-Martin *et al.*, “Performance comparison of MRC and IC under transmit diversity,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 5, pp. 2484–2493, May 2009.

[37] X. Zhang *et al.*, “Robust sidelobe control via complex-coefficient weight vector decomposition,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 8, pp. 5411–5425, Aug. 2019.

[38] K. Murata, N. Kaneko, K. Muramatsu, H. Yamamoto, and N. Honma, “Human-aware energy beamforming for microwave wireless power transfer,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2025.

[39] A. D. Droitcour, O. Boric-Lubecke, V. M. Lubecke, J. Lin, and G. T. A. Kovacs, “Range correlation and I/Q performance benefits in single-chip silicon Doppler radars for noncontact cardiopulmonary monitoring,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 3, pp. 838–848, Mar. 2004.

[40] B.-K. Park, O. Boric-Lubecke, and V. M. Lubecke, “Arctangent demodulation with DC offset compensation in quadrature Doppler radar receiver systems,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 5, pp. 1073–1079, May 2007.

[41] A. D. Droitcour, O. Boric-Lubecke, and G. T. A. Kovacs, “Signal-to-noise ratio in Doppler radar systems for heart and respiratory rate measurements,”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 57, no. 10, pp. 2498–2507, Oct. 2009.

[42] A. Singh, R. Gao, J.-C. Chiao, and V. M. Lubecke, “Data-based quadrature imbalance compensation for a CW Doppler radar system,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 4, pp. 1718–1724, Apr. 2013.

[43] M. Zakrzewski, A. D. Droitcour, and O. Boric-Lubecke, “Quadrature imbalance compensation with ellipse-fitting methods for microwave radar physiological sensing,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 6, pp. 1400–1408, Jun. 2014.

[44] I. Mostafanezhad and O. Boric-Lubecke, “Benefits of coherent low-IF for vital signs monitoring using Doppler radar,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 10, pp. 2481–2487, Oct. 2014.

[45] E. Yavari and O. Boric-Lubecke, “Channel imbalance effects and compensation for Doppler radar physiological measurements,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 11, pp. 3834–3842, Nov. 2015.

【査読付き誌上発表論文】

[1] 村田健太郎, 村上靖宜, 久世竜司, “アンテナ・伝搬研究者の角度から見るメタサーフェスとその向かう先,” 電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン, vol. 70 秋号, pp. 172-189 (2024 年 9 月)

[2] Kentaro Murata, Naoki Kaneko, Kyoshiro Muramatsu, Haruki Yamamoto and Naoki Honma, “Human-Aware Energy Beamforming for Microwave Wireless Power Transfer,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 74, no. 1, pp. 1135 - 1153 (2026 年 1 月)

【その他の誌上発表】

該当なし

【査読付き口頭発表論文】

[1] Kentaro Murata, Haruki Yamamoto, Kyoshiro Muramatsu, Naoki Honma, “Safe Beamforming Based on Human Area Estimation for Microwave Wireless Power Transfer,” 18th European Conference on Antennas and Propagation, CS36b, pp.912-916 (2024 年 3 月 19 日)

[2] Naoki Honma, Kyoshiro Muramatsu, Haruki Yamamoto, Kentaro Murata, “High-Efficiency Microwave Wireless Power Transfer Realizing Simultaneous Avoidance of Existing System Interference and Human-Body Illumination,” The 2024 Asian Workshop on Antennas and Propagation, Invited session 5-1 (2024 年 6 月 27 日)

[3] Shunto Arai, Kentaro Murata, Naoki Honma, “Multi-Rectenna Separate Passive Channel Estimation Based on Independent Component Analysis for Microwave Wireless Power Transfer,” 2024 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and ITNC-USNC-URSI Radio Science Meeting, WE-UC.1P.7 (2024 年 7 月 17 日)

[4] Kentaro Murata, Haruki Yamamoto, Naoki Honma, “Experimental Demonstration of Safe Beamforming Integrated with Wireless Human Sensing for Microwave Wireless Power Transfer,” 19th European Conference on Antennas and Propagation (2025 年 3

月 31 日)

- [5]Mao Sekine, Shunto Arai, Kentaro Murata, Naoki Honma, "Interference-Free Human-Aware Beamforming for Microwave Wireless Power Transfer," 2025 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2025), pp. 527-528 (2025 年 10 月 29 日)

【口頭発表】

- [1]村田健太郎, 本間尚樹, "マイクロ波無線電力伝送に向けた人体回避ビームフォーミングの実験的評価," 電気関係学会東北支部連合大会, 1G15 (2023 年 9 月 5 日)
- [2]本間尚樹, 村田健太郎, 村松亨朗, "人体回避と高効率給電を両立するマイクロ波電力伝送方式," 電子情報通信学会ソサイエティ大会, BS-1-3 (2023 年 9 月 13 日)
- [3]山本晴喜, 村松亨朗, 村田健太郎, 本間尚樹, "人体回避 WPT ビームフォーミング法に向けた人体領域推定法," 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-1-119 (2023 年 9 月 13 日)
- [4]新井駿斗, 村田健太郎, 本間尚樹, "マイクロ波無線電力伝送における独立成分分析に基づく複数レクテナの受動伝搬路推定法," 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-1-113 (2023 年 9 月 13 日)
- [5]新井駿斗, 村田健太郎, 本間尚樹, "マイクロ波電力伝送における独立成分分析に基づく複数レクテナの分離的受動チャンネル推定法," 信学技報, AP2023-79, pp. 4-9 (2023 年 9 月 28 日)
- [6]瀬川智尋, 村田健太郎, 本間尚樹, "Reconfigurable Intelligent Surface を用いた電子ファントム ~MIMO のレーダ受信信号再構成アルゴリズムに関する検討~, " 信学技報, AP2023-181, pp. 110-115 (2024 年 1 月 19 日)
- [7]山本晴喜, 村松亨朗, 村田健太郎, 本間尚樹, "バイスタティック MIMO レーダを用いた人体向き推定法に関する基礎検討," 信学技報, AP2023-182, pp. 116-121 (2024 年 1 月 19 日)
- [8]本間尚樹, 村松亨朗, 村田健太郎, "他システムと干渉と人体照射を同時回避する高効率マイクロ波電力伝送," 電子情報通信学会総合大会, B-1C-05 (2024 年 3 月 6 日)
- [9]村田健太郎, 瀬川智尋, 新井駿斗, 小澤勇人, 佐藤あゆみ, 本間尚樹, 宮島信也, "Reconfigurable Intelligent Surface を用いた電子ファントム," 電子情報通信学会総合大会, BS-1-02 (2024 年 3 月 7 日)
- [10]佐藤あゆみ, 新井駿斗, 滝島正博, 瀬川智尋, 村田健太郎, 本間尚樹, 宮島信也, "Reconfigurable Intelligent Surface を用いた電子ファントムのハードウェア構成に対する MIMO レーダチャンネル再構成精度の評価," 電子情報通信学会総合大会, B-1C-43 (2024 年 3 月 8 日)
- [11]瀬川智尋, 村田健太郎, 本間尚樹, "Reconfigurable Intelligent Surface を用いた電子ファントム ~ 振幅・位相独立制御型可変負荷回路を用いた MIMO レーダチャンネル再構成に関する検討 ~," 信学技報, AP2023-211, pp. 57-62 (2024 年 3 月 15 日)
- [12]本間尚樹, 村松亨朗, 山本晴喜, 村田健太郎, "他システムと干渉と人体照射を同時回避する高効率マイクロ波電力伝送の実験的評価," 信学技報, AP2024-14, pp. 37-42 (2024 年 5 月 17 日)
- [13]村田健太郎, 滝島正博, 瀬川智尋, 本間尚樹, 伊東良太, "広帯域レーダ信号に対応した電子ファントムに関する基礎検討," 電気関係学会東北支部連合大会, 2A01-05-02 (2024 年 8 月 30 日)
- [14]山本晴喜, 村田健太郎, 本間尚樹, "人体領域推定に基づく WPT ビームフォーミング法による電力密度分布の実験的評価," 電気関係学会東北支部連合大会, 2A01-

05-03 (2024 年 8 月 30 日)

- [15]村田健太郎, 小澤勇人, 瀬川智尋, 佐藤あゆみ, 本間尚樹, 宮島信也, "再構成可能な電子ファントムの実現に向けた研究開発," 電子情報通信学会ソサイエティ大会, BS-2-02 (2024 年 9 月 11 日)
- [16]村田健太郎, 瀬川智尋, 小澤勇人, 佐藤あゆみ, 本間尚樹, 宮島信也, "[依頼講演] RIS に着想を得た再構成可能な電子ファントム," 信学技報, AP2024-175, pp. 45-50 (2025 年 1 月 23 日)
- [17]村田健太郎, 瀬川智尋, 小澤勇人, 本間尚樹, 宮島信也, "電子ファントムにおけるアレー素子不整合を考慮したチャンネル再構成法," 電子情報通信学会総合大会, B-1C-17 (2025 年 3 月 26 日)
- [18]新井駿斗, 村田健太郎, 本間尚樹, "マイクロ波無線電力伝送用フェーズドアレーに実装可能な複数レクテナの受動チャンネル推定法," 電子情報通信学会総合大会, B-1C-29 (2025 年 3 月 26 日)
- [19]関根真旺, 山本晴喜, 新井駿斗, 村田健太郎, 本間尚樹, "既存無線システムへの与干渉回避を保証する人体回避 WPT ビームフォーミング法の実験的評価," 電子情報通信学会総合大会, BS-1-02 (2025 年 3 月 27 日)
- [20]新井駿斗, 村田健太郎, 本間尚樹, "マイクロ波無線電力伝送における複数レクテナの受動チャンネル推定法の実験的評価," 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-1C-16 (2025 年 9 月 10 日)
- [21]村田健太郎, "[ポスター講演] 生体を電磁的に模倣するインテリジェントファントム ~ 低コスト・高再現性のヒトセンシングレーダ OTA 試験を実現する新たなベンチマークプラットフォーム ~," 信学技報, MIKA2025 (2025 年 9 月 29 日)
- [22]村田健太郎, 本間尚樹, "[依頼講演] マイクロ波無線電力伝送のジレンマ," 信学技報, WPT2025-31, pp. 18-23, (2025 年 12 月 12 日)
- [23]村田健太郎, 関根真旺, 新井駿斗, 本間尚樹, "[依頼講演] 電波防護指針に準拠した無線センシング・無線電力伝送統合型ビームフォーミング技術の実験的評価," 信学技報, AP2025-203, pp. 128-133 (2026 年 1 月 23 日)
- [24]新井駿斗, 村田健太郎, 本間尚樹, "マイクロ波無線電力伝送における受動エクспリシットチャンネル推定法," 電子情報通信学会総合大会, B-1C-26 (2026 年 3 月 12 日)
- [25]村田健太郎, 本間尚樹, "[チュートリアル講演] 生体模倣インテリジェント電磁ファントムの研究開発 ~ ヒトセンシングレーダの新たな標準化 OTA 試験基盤の実現に向けて ~," 信学技報, AP2025-229, pp. 30-35 (2026 年 3 月 18 日)

【誌上発表リスト】

該当なし

【申請特許リスト】

該当なし

【登録特許リスト】

該当なし

【受賞リスト】

- [1]村田健太郎, 電気学会東北支部 優秀論文発表賞 B 賞, "マイクロ波無線電力伝送に向けた人体回避ビームフォーミングの実験的評価" (2024 年 4 月 8 日)
- [2]山本晴喜, 村松亨朗, 村田健太郎, 本間尚樹, アンテナ・伝播研究専門委員会 学生奨励賞, "人体幅推定に基づく人体回避ビームフォーミング法/バイスタティック MIMO レーダを用いた人体幅推定に基づく人体向き推定の基礎検討" (2024 年 6 月 13 日)

- [3]瀬川智尋, 村田健太郎, 本間尚樹, アンテナ・伝播研究専門委員会 学生奨励賞, "Reconfigurable Intelligent Surface を用いた電子ファントム ~MIMO レーダの受信信号再構成アルゴリズムに関する検討~"/Reconfigurable Intelligent Surface を用いた電子ファントム ~振幅・位相独立制御型可変負荷回路を用いた MIMO レーダチャネル再構成に関する検討~" (2024 年 6 月 13 日)
- [4]村田健太郎, 第 20 回電子情報通信学会 通信ソサイエティ論文賞 (マガジン賞), "アンテナ・伝播研究者の角度から見るメタサーフェスとその向かう先" (2025 年 5 月 16 日)
- [5]村田健太郎, 革新的無線通信技術に関する横断型研究会 (MIKA2025) ポスター賞 (シニア部門), "[ポスター講演] 生体を電磁的に模倣するインテリジェントファントム ~ 低コスト・高再現性のヒトセンシングレーダ OTA 試験を実現する新たなベンチマークプラットフォーム ~" (2025 年 9 月 29 日)
- [6]村田健太郎, 革新的無線通信技術に関する横断型研究会 (MIKA2025) スポンサー賞 (キーサイト賞), "[ポスター講演] 生体を電磁的に模倣するインテリジェントファントム ~ 低コスト・高再現性のヒトセンシングレーダ OTA 試験を実現する新たなベンチマークプラットフォーム ~" (2025 年 9 月 29 日)
- [7] Mao Sekine, Shunto Arai, Kentaro Murata and Naoki Honma, Best Paper Award, 2025 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2025), "Interference-Free Human-Aware Beamforming for Microwave Wireless Power Transfer," (2025 年 10 月 30 日)

【報道発表リスト】

該当なし

【国際標準提案リスト】

該当なし

【参加国際標準会議リスト】

該当なし

量子アニーリングを用いた端末間干渉抑圧処理による超多数同時接続技術に関する研究開発 Development of Ultra-Massive Multiple Access Technology Using Quantum Annealing-Aided Multi-User Interference Suppression Method

研究代表者

世永 公輝 情報通信研究機構

Kouki Yonaga National Institute of Information and Communications Technology

研究分担者

滝沢 賢一[†]

Kenichi Takizawa[†]

[†]情報通信研究機構

[†]National Institute of Information and Communications Technology

研究期間 令和5年度～令和7年度

概要

本研究開発では、Beyond 5G/6G で求められる超多数同時接続の実現に向け、量子アニーリング技術を用いた無線通信基地局の信号処理に応用した「量子アニーリング支援型マルチユーザー検出法 (Quantum-Annealing-aided Multi-user Detection, QA-aided MUD)」を開発した。シミュレーション評価により、端末数が基地局アンテナ数を上回る過負荷 MIMO 環境において、従来の低演算量手法を凌駕する検出性能を達成することを確認した。さらに、5G NR 準拠の実証システムを構築し、量子コンピュータを用いた屋外空間伝搬実験において、世界で初めて同時接続 20 台での信号分離に成功した。

Abstract

This study developed a quantum-annealing-aided multi-user detection method (QA-aided MUD) that applies quantum annealing technology to base station signal processing, targeting the massive simultaneous connectivity required for Beyond 5G/6G. Simulation evaluations confirmed that the proposed method achieves superior detection performance over conventional low-complexity approaches in overloaded MIMO environments, where the number of user terminals exceeds the number of base station antennas. Furthermore, a 5G NR-compliant demonstration system was constructed, and the world's first outdoor over-the-air experiment successfully demonstrated simultaneous signal separation of 20 user terminals using a quantum computer.

1. まえがき

近年、ドローンをはじめとするロボットの遠隔制御や xR デバイスとの通信など、マシンタイプ通信の需要が急速に増加している。これらの通信は、小サイズの固定長データを周期的に送受信するという特徴を有し、ロボット端末や xR デバイスの普及に伴い、収容すべき端末数は年率 30% のペースで増加している。このような背景のもと、多数端末の同時接続を周波数資源の観点から効率的に実現する技術の重要性が高まっている。一方、マシンタイプ通信で利用される端末は複雑な構造物内やウェアラブル用途など多様な環境で利用されることから、見通し外における通信に適した sub-6 (6GHz 帯以下) の利用が有効と考えられる。しかし、sub-6 帯の周波数資源は既に多くの電波を利用したシステムに割り当てられており、新たな周波数の配分を行うことは困難である。そのため、既存の周波数資源を活用して、同時接続数を大幅に向上させることができる技術が求められている。実際に、総務省 Beyond 5G 推進戦略-6G へのロードマップにおいては、5G の約 10 倍となる同時接続数の実現が Beyond 5G における目標として掲げられた。

このような課題に対し、本研究では量子アニーリングと従来のデジタル信号処理を組み合わせた「量子アニーリング支援型」端末間干渉抑圧手法を提案する。本手法は、基地局における信号処理に量子効果を導入することで、従来技術の限界を超えた高効率なマルチユーザー検出を実現

し、同時接続数の増加と周波数利用効率の向上を目指すものである。

本稿では、提案手法のアルゴリズムおよび性能評価について述べるとともに、シミュレーションおよび実験環境における検証結果を示し、その有効性を明らかにする。

2. 研究内容および成果

2.1 研究内容

2.1.1 システムモデル

本研究で対象とするのは、直交周波数分割多重 (OFDM) を採用したマルチユーザ多入力多出力 (MIMO) システムである。基地局 (BS) には N_{BS} 本のアンテナが設置され、 N_{UE} 台のユーザ装置 (UE) がそれぞれ 1 本のアンテナを有する構成を想定する。このとき、システムにおける MIMO 構成は (N_{BS}, N_{UE}) と表される。全 UE は同一の物理リソース上で同時に送信を行うため、信号間干渉が発生し、これを分離・検出することが重要な課題となる。

送信側では、第 k 番目の UE の情報ビット系列 $b_k = [b_k(1), \dots, b_k(D)]$ を誤り訂正符号化し、符号語 $c_k = [c_k(1), \dots, c_k(N)]$ を得る。本研究では 5G NR と同様に、符号化と変調の間にインターリーブは用いない。次に、符号語を QPSK 変調により複素シンボル系列 $x_k = [x_k(1), \dots, x_k(L)]$ に変換する。ここで $L = N / \log_2(M)$ であり、 M は変調次数を表す。各シンボルは $1 \leq f \leq N_F$ のサブキャリアと $1 \leq s \leq N_s$ の OFDM シンボル

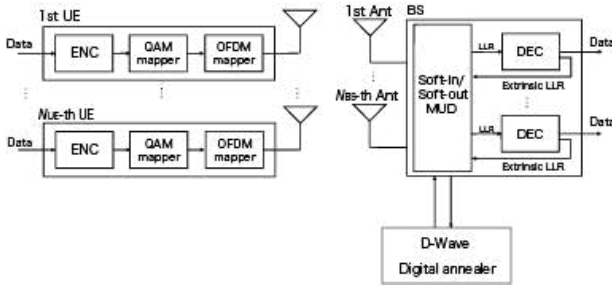


図 1 QA-aided MUD を採用した MIMO-OFDM 系のブロック図 (出典 : K.Yonaga and K.Takizawa, “Quantum-Annealing-Aided Multi-User Detection in Overloaded MIMO-OFDM Systems,” VTC2025-Spring, © 2025, IEEE))

からなるリソースエレメント (RE) に割り当てられ、送信シンボルは $X_k(s, t)$ と表される。

受信側では、BS の各アンテナで受信された信号は以下の式で表される。

$$R(s, t) = H(s, t)X(s, t) + W(s, t)$$

ここで、 $R(s, t) \in \mathbb{C}^{N_{BS}}$ は受信シンボルベクトル、 $H(s, t) \in \mathbb{C}^{N_{BS} \times N_{UE}}$ はチャネル行列、 $X(s, t) \in \mathbb{C}^{N_{UE}}$ は全 UE の送信シンボルベクトル、 $W(s, t) \in \mathbb{C}^{N_{BS}}$ は平均零・雑音電力 N_0 の加法的白色ガウス雑音 (AWGN) である。

2.1.2 反復マルチユーザ検出

本研究で提案する量子アニーリング支援型マルチユーザ検出 (Quantum-Annealing-aided Multi-user Detection, QA-aided MUD) は、反復マルチユーザ検出 (Iterative MUD) に基づいている。Iterative MUD は、軟入力/軟出力 MUD ブロック (Soft-in/Soft-out MUD) と復号器 (DEC) から構成され、両者の間で外部対数尤度比 (Extrinsic LLR) を反復的に交換することで検出性能を向上させる (図 1)。

第 k 番目の UE から送信された第 n 番目の符号ビット $c_k(n)$ に対する対数尤度比 (LLR) は、受信シンボルが与えられた事後確率の比として定義される。

$$L_{MUD}(c_k(n)) = \log \frac{\Pr[c_k(n) = 1 | R]}{\Pr[c_k(n) = 0 | R]}$$

ベイズの定理により、この LLR は外部 LLR (L_{MUD}^e) と事前 LLR (L_{MUD}^a) に分解される。

$$L_{MUD}(c_k(n)) = \log \frac{\Pr[R | c_k(n) = 1]}{\Pr[R | c_k(n) = 0]} + \log \frac{\Pr[c_k(n) = 1]}{\Pr[c_k(n) = 0]} \\ = L_{MUD}^e(c_k(n)) + L_{MUD}^a(c_k(n))$$

前者は受信信号から算出され、後者は復号器からのフィードバックから得られる。

$L_{MUD}(c_k(n))$ は、全 UE の送信信号の組合せを用いて以下のように書き換えることができる。

$$L_{MUD}(c_k(n)) = \log \frac{\sum_{X \in X_{k,n}^1} \Pr[R | X] \Pr[X]}{\sum_{X \in X_{k,n}^0} \Pr[R | X] \Pr[X]}$$

ここで、 $X = [x_1, \dots, x_K]$ は全 UE の送信信号の集合を表す。また、 $X_{k,n}^1$ は $c_k(n) = 1$ となる送信パターンの部分集合、 $X_{k,n}^0$ は $c_k(n) = 0$ となる部分集合である。すなわち、分子は対象ビットが 1 であるような全パターンにわたる重み付き確率の和、分母は 0 であるような全パターンにわたる和を計算している。ここで $\Pr[R | X] = \prod_{s,t} \Pr[R(s, t) | X(s, t)]$ とし、AWGN チャネルにおいて条件付き確率 $\Pr[R(s, t) | X(s, t)]$ は複素ガウス分布で記述される。

$$\Pr[R(s, t) | X(s, t)] = \frac{e^{-E(X(s, t)) / N_0}}{\sum e^{-E(X(s, t)) / N_0}}$$

ここでエネルギー関数 $E(X)$ は以下で定義される

$$E(X(s, t)) = \|R(s, t) - H(s, t)X(s, t)\|^2$$

しかし、厳密な分布の計算には全 UE の送信シンボルの組合せを列挙する必要があり、計算量は $O(M^{N_{UE}})$ と指数的に増大する。例えば、QPSK ($M = 4$)、 $N_{UE} = 10$ の場合、約 100 万通りの評価が必要となる。この計算量の爆発はリアルタイム処理における大きな課題となる。従来のアプローチでは、この計算量の課題を解決するため、線形最小平均二乗誤差 (Linear Mean Minimum Square Estimation, LMMSE) や期待値伝搬法 (Expectation Propagation, EP) などの低演算量手法が用いられてきた。しかし、端末数が基地局アンテナ数を上回る過負荷 (Overloaded) MIMO 環境では、端末間の干渉を抑圧することが困難となり、これらの低演算量手法の性能は著しく劣化する。

以上の課題に対し、QA-aided MUD は計算量の爆発を抑えつつ高精度な検出を実現する手法として位置付けられる。

2.1.3 量子アニーリングの概要

量子アニーリング (Quantum Annealing, QA) は、そのハミルトニアン (エネルギー関数) はターゲット項とドライバ項の 2 つの要素から構成される。ターゲット項は解くべき最適化問題を表し、ドライバ項は量子ゆらぎを導入することで解空間の探索を可能にする。QA のプロセスは、初期状態においてドライバ項が支配的な状態から開始され、量子重ね合わせを利用して広範な解を探索する。その後、アニーリングの進行に伴いドライバ項の影響は徐々に弱まり、ターゲット項が支配的となることで、系は最適解またはその近傍へと収束していく。この過程に要する時間はアニーリング時間 T_{anneal} と呼ばれる。 T_{anneal} が十分に長く、かつ系が外部環境からのノイズの影響を受けない理想的な条件下では、断熱定理により系は大域最適解へ収束することが保証される。

2.1.4 D-Wave 量子アニーラ

QA のプロセスを物理ハードウェア上で実現したのが D-Wave 量子アニーラ (以下、D-Wave と略す) である。D-Wave では、以下のイジングエネルギー関数の最小化を行うことができる。

$$E_{Ising}(z) = z^T J z + h^T z$$

ここで、 z は各要素が +1 または -1 をとるイジング変数ベクトル、 J は変数間の相互作用を表す結合係数行列、 h は各変数への外部磁場に相当するバイアスペクトルである。D-Wave は、エネルギー関数を最小化する最小エネルギー解 (最適解) を探索することが可能であり、QA プロセス部分の典型的な処理時間はマイクロ秒オーダーである。ただし、D-Wave は厳密な最適化ソルバーではなく、サンブラとして動作する点に留意が必要である。外部からのノイズがなく、十分長いアニーリング時間で実行した QA は最適解への収束が保障されるが、実際の量子デバイス上ではデコヒーレンスや熱雑音の影響を完全に排除することは困難である。結果として、D-Wave は最適解の近傍にある近似解を確率的に生成するサンブラとして動作する。

2.1.5 QA-aided MUD のコア技術

マルチユーザ検出問題をイジングモデルとして定式化する。QPSK 変調 ($M = 4$) の場合、第 k 番目の UE に対す

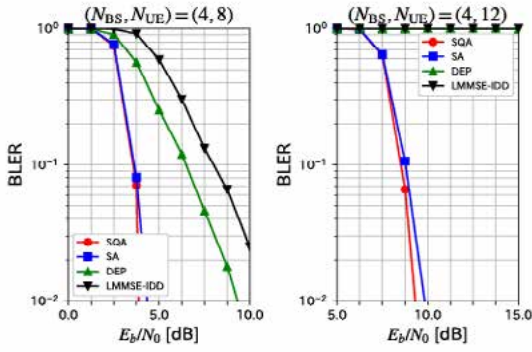


図 2 Overloaded MIMO における BLER
(出典：K.Yonaga and K.Takizawa, “Quantum-Annealing-Aided Multi-User Detection in Overloaded MIMO-OFDM Systems,” VTC2025-Spring, © 2025, IEEE))

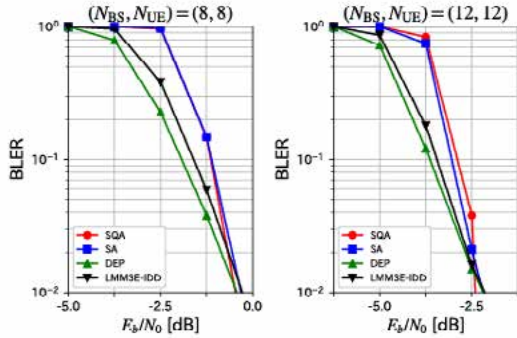


図 4 Fully-loaded MIMO における BLER
(出典：K.Yonaga and K.Takizawa, “Quantum-Annealing-Aided Multi-User Detection in Overloaded MIMO-OFDM Systems,” VTC2025-Spring, © 2025, IEEE))

る送信シンボル $X_k(s, t)$ は、2つのイジング変数 $z_{1,k}(s, t)$ と $z_{2,k}(s, t)$ を用いて以下のように表現できる。

$$X_k(s, t) = \frac{z_{1,k}(s, t) + j \cdot z_{2,k}(s, t)}{\sqrt{2}}$$

この表現を前節のエネルギー関数に代入することで、MIMO-OFDM システムに対応するイジングエネルギー関数が導出される。イジング変数の総数は $N_{\text{Ising}} = 2N_{\text{UE}}$ となり、各係数はチャネル行列と受信信号から算出される。

Iterative MUD の課題は、条件付き確率の計算に送信シンボルの全パターンが必要であることであった。QA-aided MUD では、全パターンの列挙ではなく、D-Wave から得られるサンプル集合 $Z_{QA}(s, t)$ を用いて条件付き確率分布を以下のように近似する。

$$\text{Pr}_{QA}^{\text{Approx}}[R(s, t)|Z(s, t)] = \frac{e^{-E(z(s, t))/N_0}}{\sum_{z \in Z_{QA}(s, t)} e^{-E(z)/N_0}}$$

この近似では、分母の総和が全パターンではなく D-Wave から得られたサンプル集合 $Z_{QA}(s, t)$ 上でのみ計算される。D-Wave はイジングエネルギー関数を入力として QA サンプルングを実行し、低エネルギー解を確率的に生成する。得られた解の集合は、真の分布において高い確率を持つ領域に集中する傾向があるため、少数のサンプルでも良好な近似精度が期待できる。

この方法の重要な利点は、計算量が UE 数の指数関数ではなく、アニーリングパラメータに依存する点にある。例えば、サンプリング数 N_{samp} を増やせばサンプルの多様性が向上し近似精度は改善されるが、計算時間も増大する。同様に、アニーリング時間 T_{anneal} を長くすれば各サン

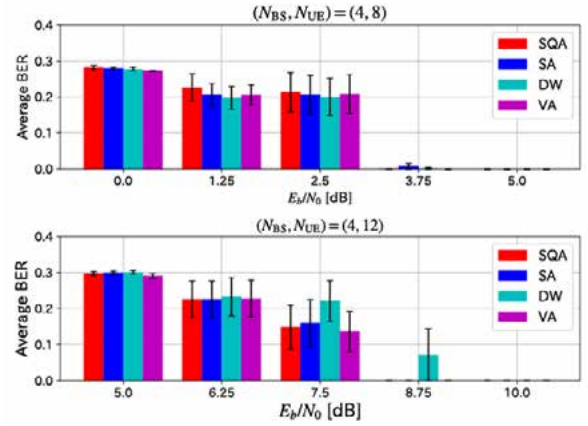


図 3 BER のアニーラー依存性
(出典：K.Yonaga and K.Takizawa, “Quantum-Annealing-Aided Multi-User Detection in Overloaded MIMO-OFDM Systems,” VTC2025-Spring, © 2025, IEEE))

ルの品質が向上するが、処理時間とのトレードオフが生じる。すなわち、これらのパラメータを適切に調整することで、検出精度と計算速度のバランスを柔軟に制御できる。

さらに、D-Wave のアニーリング時間はマイクロ秒オーダー（典型的には $T_{\text{anneal}} = 1\mu\text{s}$ ）であり、UE 数が増加してもアニーリング時間自体は大きく変化しない。D-Wave における計算時間は $O(N_{\text{samp}}(T_{\text{anneal}} + T_{\text{read}} + T_{\text{delay}}))$ と推定され、従来手法の $O(M^{N_{\text{UE}}})$ と比較して、UE 数に対するスケーラビリティにおいて本質的な優位性を持つ。

以上より、QA-aided MUD は量子アニーリングによるサンプリングを活用して条件付き確率分布を効率的に近似することで、従来の反復 MUD が抱える計算量の指数増大を回避しつつ、高精度なマルチユーザ検出を実現する手法である。

2.1.6 デジタルアニーリング技術

D-Wave の計算リソースには制約があるため、本研究では D-Wave に加え、デジタル計算機上で動作する複数のアニーリング手法を併用して動作実証を行う。シミュレーテッド量子アニーリング (SQA) は、量子アニーリング過程をデジタル計算機上で模擬する手法であり、経路積分モンテカルロ法に基づいて量子系を古典系へ写像し、モンテカルロアルゴリズムにより解を探索する。本研究では、写像精度を制御する Trotter 数 N_{Trotter} を 2~4 に設定した。SQA の計算量は $O(N_{\text{samp}} \cdot N_{\text{sweep}} \cdot N_{\text{Trotter}} \cdot N_{\text{Ising}}^2)$ である。シミュレーテッドアニーリング (SA) は、焼きなまし過程に着想を得た古典的最適化手法であり、温度を徐々に低下させながら確率的に解を更新することで、低エネルギー解を探索する。計算量は $O(N_{\text{samp}} \cdot N_{\text{sweep}} \cdot N_{\text{Ising}}^2)$ であり、SQA から Trotter 項を除いた形となる。ベクトルアニーラ (VA) は、NEC 社が開発した量子インスパイアード型デジタルアニーラであり、ベクトル型計算機「SX-Aurora TSUBASA」上で動作する。基本原理は SA に類似するが、独自のアルゴリズムにより大規模問題への適用が可能である。

2.2 研究成果

本節では、量子アニーリング支援型マルチユーザ検出法 (QA-aided MUD) および量子アニーリング支援型移動通信システムの研究成果を示す。

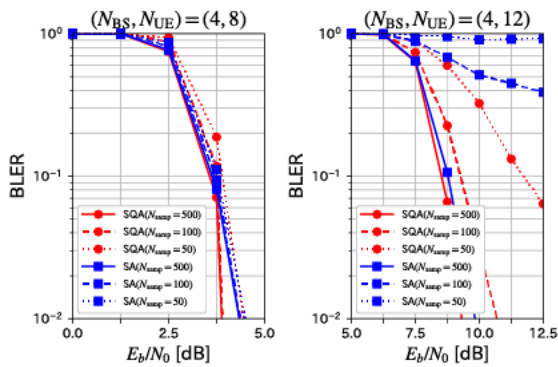


図 5 BLER のサンプル数依存性
(出典：K.Yonaga and K.Takizawa, “Quantum-Annealing-Aided Multi-User Detection in Overloaded MIMO-OFDM Systems,” VTC2025-Spring, © 2025, IEEE))

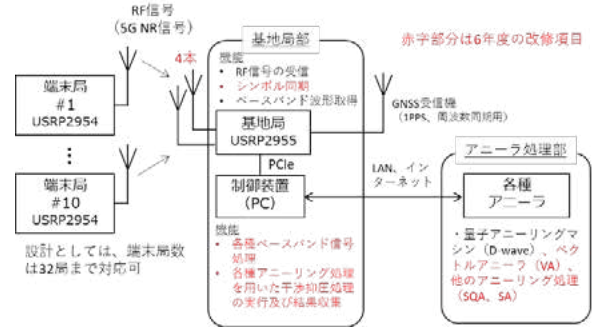


図 7 OTA 実験用システム構成の概要図

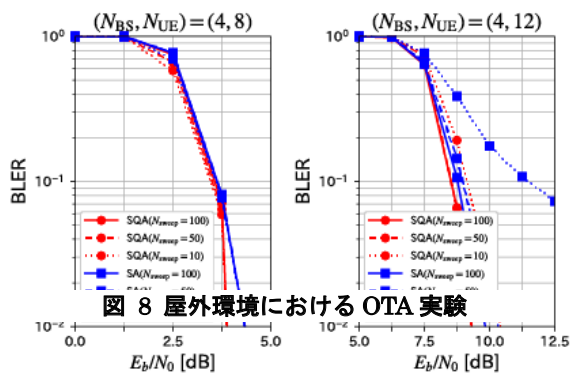


図 8 屋外環境における OTA 実験

図 6 BLER のスイープ数依存性
(出典：K.Yonaga and K.Takizawa, “Quantum-Annealing-Aided Multi-User Detection in Overloaded MIMO-OFDM Systems,” VTC2025-Spring, © 2025, IEEE))

2.2.1 MIMO-OFDM における QA-aided MUD の性能評価と低演算量手法との比較

5G NR を想定した通信方式 (CP-OFDM、MIMO、LDPC 符号等) に QA-aided MUD を拡張し、その性能を評価した。現在利用可能な D-Wave は発展途上であり、利用可能なマシンタイムに制限があるため、無線通信分野における一般的なブロックエラー率 (Block Error Rate: BLER) の評価が困難であった。そこで、検出法を改修し SQA および SA 等のデジタルアニーリング技術に適用可能とし、QA-aided MUD の BLER 解析に成功した。さらに、低演算量手法である LMMSE-IDD (LMMSE フィルタ搭載の Iterative Decoding and Detection) および Double EP (DEP) との比較を行い、提案手法の特長を明らかにした。

図 2 および図 3 に、QA-aided MUD (SQA・SA)、LMMSE-IDD、および Double EP (DEP) による BLER の比較を示す。ここで、基地局アンテナ数を N_{BS} 、端末数を N_{UE} 、 E_b/N_0 はビット当たりエネルギーと雑音電力密度の比を表す。図 2 は Overloaded MIMO ($N_{BS} < N_{UE}$) における BLER 比較であり、(N_{BS}, N_{UE})=(4,8) および (4,12) のいずれにおいても、提案手法が LMMSE-IDD および DEP を上回る性能を示した。一方、図 3 は Fully-loaded MIMO (N_{BS}, N_{UE})=(8,8)、(12,12) の結果であり、低 E_b/N_0 領域では従来手法が優位であるものの、 E_b/N_0 の増加に伴い、各手法



の性能が同等に収束することを確認した。

以上より、QA-aided MUD は特に Overloaded MIMO

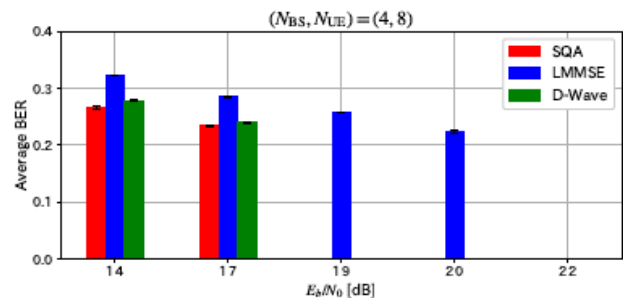


図 9 同時接続 8 台に対する BER 解析
(出典：K.Yonaga and K.Takizawa, “Over-the-air Demonstration of Quantum-Annealing-Aided Multi-user Detection in MIMO-OFDM Systems,” CCNC2026, © 2026, IEEE))

環境において、低演算量手法よりも優れた BLER 性能を示すことが明らかとなった。

2.2.2 各アニーリングマシンの BER 性能比較

D-Wave と NEC 社の VA も用いて、小規模ビット数におけるビットエラー率 (Bit Error Rate: BER) の比較を行った。シミュレーション設定は前述の BLER 解析と同一とし、Overloaded MIMO 環境で評価した。図 4 に、SQA・SA・VA (ベクトルアニーラ)・D-Wave により得られた BER の E_b/N_0 依存性を示す。(N_{BS}, N_{UE})=(4,8) では全てのアニーリングマシンで同等の BER 性能を示した。一方、(N_{BS}, N_{UE})=(4,12) では一部条件で D-Wave が検出に失敗するケースが見られたが、高 E_b/N_0 領域では全てのアニーラがエラーフリーに到達した。これらの結果は、デジタルアニーリング (SQA・SA・VA) を用いた QA-aided MUD が同等の性能を有すること、ならびにアニーリング技術の進化に伴って本成果の展開余地が広いことを示している。なお、D-Wave によるアニーリ

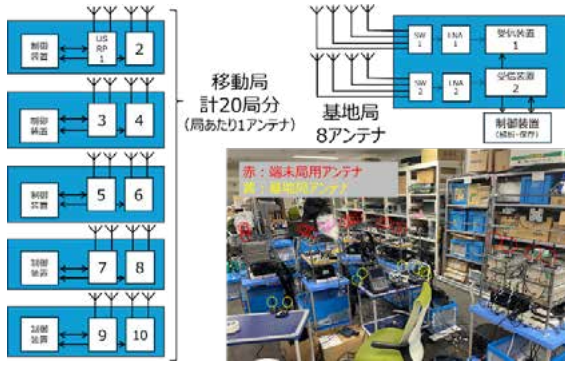


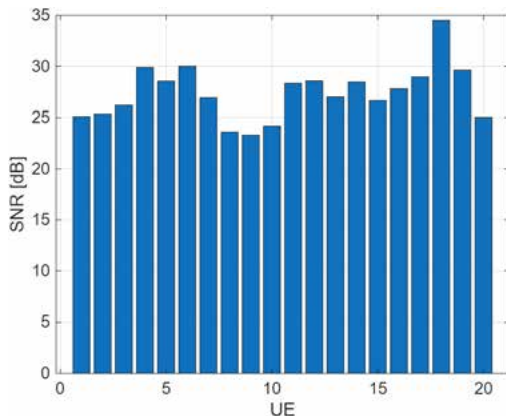
図 10 実験系の構成及び外観写真

ングは量子演算とデジタル計算機による前処理・後処理から構成されるため、BER 性能改善にはシステム全体のパラメータチューニングが重要になると考えられる。

2.2.3 アニーリングパラメータ依存性解析

アニーリング技術において、サンプリング数やアニーリング時間（スイープ数等）は計算精度と計算時間を制御する主要パラメータである。そのため、要求遅延と BLER 性能に対して適切なパラメータを選択することが重要である。本研究では、LMMSE-IDD・DEP・提案手法（SQA・SA・VA・D-Wave）に対して、マルチユーザー検出ブロックの計算複雑性を解析した。なお、D-Wave は量子計算機であるため、正味のアニーリング時間、結果読み込み時間、初期化時間等を含めた実行時間で評価した。SQA、SA、VA の計算量は端末数とアニーリングパラメータに依存するため、従来手法より低演算量とするにはパラメータ調整が必要である。一方で、D-Wave の実行時間は端末数に依存しないと見込まれ、接続台数が増加しても計算時間は一定であると予想できる。

図 5 および図 6 に、Overloaded MIMO 環境における QA-aided MUD のアニーリングパラメータ依存性を示す。ここで、サンプリング数 N_{samp} およびスイープ数 N_{sweep} はアニーリング時間に影響し、スイープ数の増加に伴いアニーリング時間も増加する。 $(N_{\text{BS}}, N_{\text{UE}})=(4,8)$ ではパラメータ依存性が小さい一方、 $(N_{\text{BS}}, N_{\text{UE}})=(4,12)$ では各パラメータを小さくすると BLER 性能が劣化することが確認された。これらの結果にもとづき、計算時間を抑制しつつ同時接続 10 台以上で所望の BLER を満たすために必要なアニーリングパラメータを決定した。



2.2.4 量子アニーリング支援型移動通信システムの開発と OTA 実証

MIMO-OFDM システムにおける QA-aided MUD の実環境での有効性を検証するため、量子アニーリング支援型移動通信システムを構築した。段階的に端末台数を増加させながら、(i) 同軸ケーブルを用いた有線接続環境での静特性評価、(ii) 実験試験局免許に基づく屋外環境での動作試験を実施した。図 7 にシステム構成の概要を示す。基地局ハードウェアは最大 4 本のアンテナまで対応可能な構成とし、PCIe 経由で制御用 PC へ接続した。基地局信号処理のうち、高速サンプリングレートでの動作が必要な処理（フレーム・シンボル同期等）は USRP 内 FPGA で実行し、シンボルレートで動作するベースバンド信号処理（等化を含む CP-OFDM 復調、誤り訂正符号の復号等）は制御用 PC で実行する構成とした。これにより、基地局信号処理手法の更新・改修を柔軟に行える。制御用 PC は、ベースバンド信号処理に加え、D-Wave 量子アニーリングマシンを含む各種アニーリング処理（SQA、SA、VA）へのマルチユーザー検出計算指示と結果収集を担う。

実験では、 $(N_{\text{BS}}, N_{\text{UE}})=(4,8)$ の構成とし、搬送波周波数 2.295 GHz、サブキャリア数 $N_F=64$ 、変調方式 QPSK、誤り訂正符号に 5G NR LDPC（符号化率 0.5）を使用した。UE 側では USRP により信号を生成し、基地局側では信号分析器で受信信号を取得した。量子アニーリングには D-Wave Advantage2 System 1.1 を、シミュレーテッド QA（SQA）には OpenJij を使用した。図 8 と図 9 に、屋外環境における実験環境と 8 台 OTA 実験で得られた BER 結果を示す。D-Wave および SQA による QA-aided MUD は E_b/N_0 が 19 dB 以上でエラーフリー性能を達成した。一方、従来の LMMSE 検出器では同等性能に約 22 dB を要し、QA-aided MUD が約 3 dB の優位性を示した。また、D-Wave と SQA の性能はほぼ同等であり、SQA が D-Wave の代替として有効に機能することを確認した。

さらに実験系を改修し、20 台までの接続実験が可能な構成へ拡張した（図 10）。基地局および端末局における処理は従来と同様とし、基地局アンテナ本数 N_{BS} は最大 8 本まで対応可能とした。周波数帯は 6G における評価条件に基づき 2.295 GHz とし、特定実験試験局として開局した。この実験系を用いて、見通し外環境を含む屋内通信実験を実施し、当初目標であった同時接続 10 台を超える 20 台における信号検出に成功した。実験結果例を図 11 に示す。図には各 UE からの受信信号の併平均 SNR および反復処理回数に対する BER を示しており、

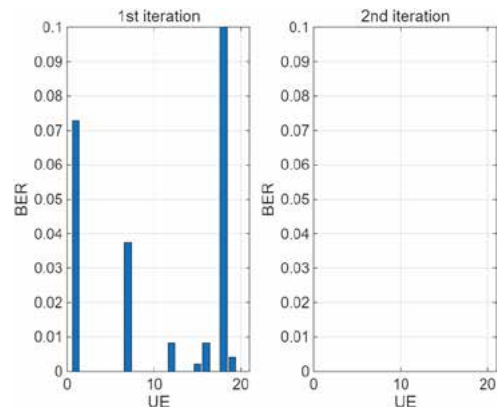


図 11 実験結果の一例（左：各 UE からの受信信号の平均 SNR、右：繰り返し処理回数に対する BER の変化）

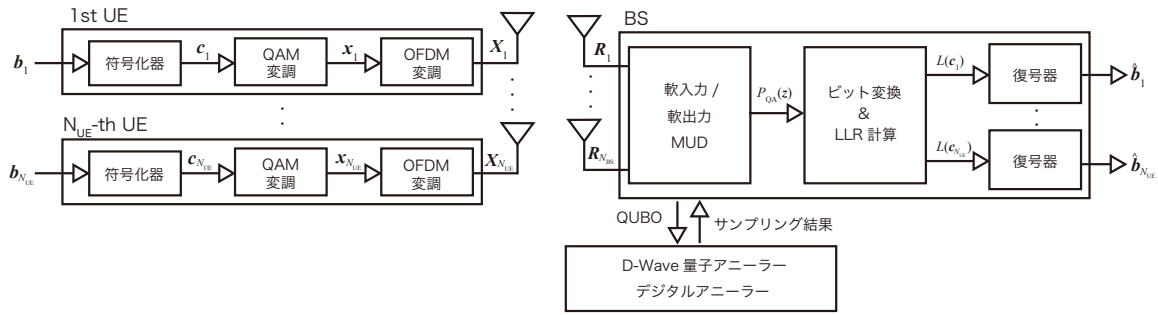


図 12 QAM 方式に対応可能な量子アニーリング支援型マルチユーザー検出

2 回の反復処理によって 20 台の UE から送信された信号を誤りなく分離できることを確認した。本成果により、周波数資源逼迫時における周波数共用の課題に対して、量子アニーリング技術の適用可能性が実証された。

2.2.5 提案手法の性能限界解析と高速化に向けた取り組み

提案する QA-aided MUD について、厳密な最尤検出器に対してどの程度性能的に漸近可能であるかを明らかにするため、性能限界の詳細解析を行った。本解析では、D-Wave における主要制御パラメータ（サンプリング数、アニーリング時間、チェーン強度）に加え、前処理および後処理を含めた処理全体を対象として包括的に評価した。具体的には、ランダム生成した通信モデルに対し、厳密計算で得られる事後分布と提案手法で得られる近似分布との乖離をカルバック・ライブラー情報量

(KLD) で定量化し、推定精度を評価した。併せて実用化を見据え、計算時間も評価した。その結果、サンプリング数の増加に伴い提案手法の分布が厳密分布へ漸近し、検出精度が向上することを確認した。一方で、アニーリング時間の影響は限定的であり、必ずしも長時間設定が必要ではないことが明らかとなった。さらに、チェーン強度を適切に設定することで、従来必要とされていた後処理を省略しても高精度推定が可能であることを示した。特に、後処理不要の構成により処理全体の計算時間を大幅に削減でき、従来手法と比較して最大約 100 倍の高速化を達成した。

2.2.6 実装に向けたパラメータ自動チューニング手法

実環境への適用を見据え、量子アニーリングにおける各種パラメータを効率的に最適化する手法として、ベイズ最適化に基づく自動チューニング手法を提案した。本手法では、ランダム生成した通信路に対する平均 KLD をコスト関数として定義し、サンプリング数やチェーン強度等のパラメータをベイズ最適化により自動決定する。数値実験により、従来のランダムサーチと比較して少ない試行回数で高精度なパラメータ群を発見可能であることを確認した。さらに、(i) SNR 条件ごとに事前学習した最適パラメータをルックアップテーブルとして保持する方式、(ii) 通信路変動に応じてオンラインでベイズ最適化を適用し動的にパラメータを決定する方式、の 2 ユースケースを検討し、実装に向けたパラメータ設計指針を提示した。

2.2.7 QA-aided MUD の QAM 方式への拡張

これまでの QA-aided MUD は、マシントイブ通信を想定し、主に QPSK 変調を対象として設計されてきた。本

研究では、より広範な応用への展開を目的として高次変調方式である QAM への拡張を行った。QAM で一般的な Gray 符号化は量子アニーリングで扱う 2 値変数表現と直接一致しないため、量子アニーリングで得た解を Gray 符号に対応するビット列へ変換する bit-conversion 処理を導入した (図 12)。数値実験では、過負荷 MIMO 環境においてデジタルアニーラを用いた BLER 評価を実施し、QPSK および 16QAM のいずれでも、提案手法が従来の低計算量検出法 (LMMSE や EP) に対して優れた BLER 性能を示すことを確認した。一方で、高次変調ではアニーリングパラメータ（サンプリング数やスイープ数）への依存性が増大し、所望性能の確保により多くの計算資源が必要となることも明らかとなった。

さらに、D-Wave 量子アニーラを用いた BER 評価を行った結果、 $(N_{BS}, N_{UE})=(4,4)$ および $(4,6)$ の構成ではデジタルアニーラと同等の検出性能を達成した。一方、 $(4,8)$ のような過負荷条件では、デジタルアニーラがエラーフリーに到達したのに対し、D-Wave では同等性能に至らなかった。以上より、提案手法は高次変調を含む実用的通信方式への適用可能性を示す一方で、高負荷環境では量子ハードウェアの精度向上やパラメータ最適化の検討が重要である。

2.2.8 システムレベル評価に向けたシミュレーション環境の構築

QA-aided MUD を基地局に実装した際のシステムレベル性能評価に向け、シミュレーション環境を構築した。評価では、リソース割り当てやセル間干渉等の影響を考慮し、スループット・遅延・周波数利用効率等の観点も含めて検討した。評価条件は、3GPP TR 38.914 (Study on 6G Scenarios and requirements) におけるユースケース「Urban coverage for massive connection」に準じて設定した。

シミュレータ構成を図 13 に示す。セル/セクタ構成をモデル化し、隣接セル干渉を含む評価が可能となるように

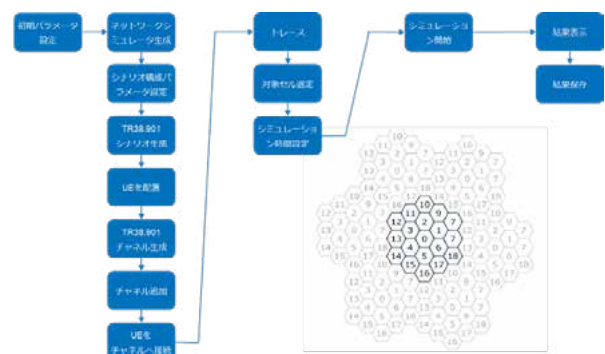


図 13 システムレベルシミュレータの構成

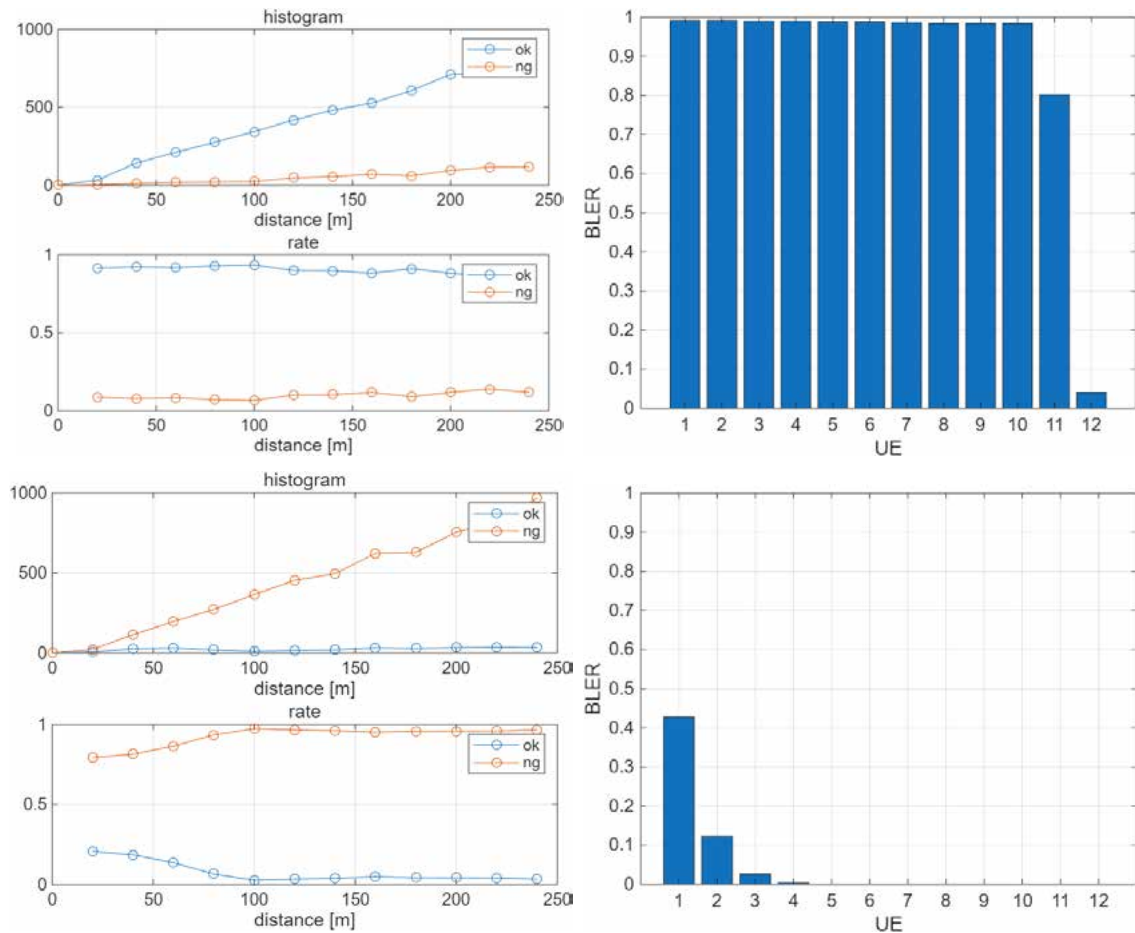


図 14 システムレベルシミュレーション結果の例
(上段：UE 送信電力制御あり、下段：UE 送信電力制御なし(常時最大))

した。波形は 5G NR をベースラインとして、電波伝搬モデルは 3GPP TR 38.901 (UMa 等) を使用した。各種システムパラメータ設定、トラフィックモデル (Non-full buffer 等) 設定、UE 配置、上りリソース割り当て (MCS およびリソースブロックごとの重畳数) 等を行い、基地局側で QA-aided MUD を適用して UE ごとの SINR および通信成否を記録する。また UE 位置情報も保存し、通信成功率の累積分布を評価可能とした。

シミュレーション結果の一例を図 14 に示す。隣接セル干渉がある条件において (N_{BS} , N_{UE})=(4,12) とし、送信電力制御の有無による結果を比較した (単位リソースブロック帯域幅：360 kHz)。基地局からの距離が増加するにつれて通信失敗端末が増加する傾向が確認された。送信電力制御によりセル間干渉の削減および電力差による信号分離性能向上が期待でき、概ね同時接続 10 台程度が可能であることを確認した。さらに、利用可能帯域幅を 100 MHz、上り 4 スロットで当該技術を利用可能と仮定し、0.1 秒間隔で送信するデバイスを想定すると、6G における目標端末密度 100 万台/km² を満たす、およそ 150 万台/km² のデバイス密度を達成可能と見積もられる。

3. 今後の展開

本研究開発で得られた成果は、工場内部におけるセンサーやロボットを対象としたローカルネットワークへの社会実装が期待される。特に、多数の端末が同時接続する環境においても高い周波数利用効率を維持できることから、スマートファクトリーの高度化や生産性向上に貢献する

ことが見込まれる。今後は、国立研究開発法人科学技術振興機構 (JST) が開催する新技術説明会での発表を通じて技術の普及を図るとともに、実装を担うパートナー企業の探索を進め、実証および製品化に向けた取り組みを推進する。また、本成果は移動通信分野における周波数利用効率の大幅な改善につながり、xR デバイスなど大規模接続を必要とする 6G サービスへの応用が期待される。さらに、量子アニーリングと通信信号処理の融合という新たな研究領域を開拓することで、関連分野への波及効果も見込まれる。

4. むすび

本稿では、Beyond 5G/6G における超多数同時接続の実現を目指し、量子アニーリングを無線基地局の信号処理に応用した QA-aided MUD の研究開発成果を報告した。シミュレーション評価により、端末数が基地局アンテナ数を上回る過負荷 MIMO 環境において、QA-aided MUD が LMMSE-IDD および EP といった従来の低演算量手法を凌駕する BLER 性能を示すことを確認した。また、D-Wave 量子アニーラ、SQA、SA、VA を含む複数のアニーリング技術を横断的に評価し、デジタルアニーリングが D-Wave の有効な代替手段となることを明らかにした。さらに、ベイズ最適化に基づくパラメータ自動チューニング手法の提案や 16QAM への拡張を通じ、実環境適用に向けた設計指針を確立した。

実証実験においては、5G NR 準拠のシステムを構築し、屋外 OTA 実験にて 8 台同時接続で D-Wave による QA-

aided MUD が従来の LMMSE 検出器に対して優位性を示した。さらに、実験系を拡張することで 20 台の同時接続信号の誤りなき分離に成功し、量子アニーリング技術の実用的有効性を実証した。

今後は、本成果のスマートファクトリーや 6G サービスへの社会実装に向けて、パートナー企業との連携のもと実証・製品化を推進するとともに、量子ハードウェアの進化と歩調を合わせた継続的な性能向上を図る予定である。

【査読付き口頭発表論文】

- [1] K. Yonaga and K. Takizawa, "Quantum-Annealing-aided Multi-user Detection in Overloaded MIMO-OFDM Systems," IEEE 101st Vehicular Technology Conference (VTC2025-Spring), Oslo, Norway, June 17-20, 2025.
- [2] K. Yonaga and K. Takizawa, "Over-the-air Demonstration of Quantum-Annealing-aided Multi-user Detection in MIMO-OFDM Systems," IEEE Consumer Communications & Networking Conference (CCNC2026), Las Vegas, USA, Jan. 9-12, 2026.

【その他の誌上発表】

- [1] 世永公輝、滝沢賢一、"世界初、量子コンピュータを利用した屋外多数同時接続実験に成功"、ITU ジャーナル 3 月号 (2025 年 3 月 3 日)
- [2] K. Yonaga and K. Takizawa, "World's First Successful Experiment Using a Quantum Computer for Future Massive Connectivity," New Breeze 春号 (2025 年 4 月 1 日)
- [3] 滝沢賢一、"災害に素早く気づき、途切れない通信でつながる～AI と通信で社会を守る～"、NICT News (2026 年 3 月 1 日)

【口頭発表】

- [1] 世永公輝、滝沢賢一、"量子アニーリングマシンを利用した超多数接続技術"、WTP2025、東京ビッグサイト (2025 年 5 月 29 日)
- [2] 世永公輝、滝沢賢一、"量子アニーリングマシンを利用した多数接続技術" (展示)、WTP2025、東京ビッグサイト (2025 年 5 月 28 日～30 日)
- [3] K. Yonaga and K. Takizawa, "Application of Quantum Annealing to Massive Radio Communications Toward 6G," AQC2025, The University of British Columbia, June 9-12, 2025.

【誌上発表リスト】

- [1] 著者名、"タイトル"、掲載誌名 Vol.00 No.00 pp000-000 (発表年月日)
- [2] 著者名、"タイトル"、掲載誌名 Vol.00 No.00 pp000-000 (発表年月日)
- [3] 著者名、"タイトル"、掲載誌名 Vol.00 No.00 pp000-000 (発表年月日)

【申請特許リスト】

- [1] 世永公輝、滝沢賢一、無線信号処理システム及び無線信号処理方法、日本、2025 年 3 月 14 日
- [2] 世永公輝、滝沢賢一、パラメータ設定装置、パラメータ設定方法及び通信装置ならびに通信システム、日本、2025 年 3 月 16 日

【報道発表リスト】

- [1] "6G 時代に求められる多数接続性能を実証 ～量子コンピュータを利用した同時通信に成功～"、2026 年 1 月 15 日
- [2] "Demonstration of Massive Connectivity for the 6G

Era - Successful Simultaneous Communications Using a Quantum Computer-", 2026 年 3 月 15 日

次世代無線通信に向けた高周波 GaN 系バイポーラトランジスタの研究開発

Research on High-Frequency GaN-Based Bipolar Transistors for Next-Generation Wireless Communications

研究代表者

三好 実人 国立大学法人名古屋工業大学 次世代半導体エレクトロニクス共創研究センター
Makoto Miyoshi Nagoya Institute of Technology
Innovative Common Research Center for Advanced Semiconductor Electronics

研究分担者

間瀬 晃 国立大学法人名古屋工業大学 次世代半導体エレクトロニクス共創研究センター
Akira Mase Nagoya Institute of Technology
Innovative Common Research Center for Advanced Semiconductor Electronics

研究期間 令和5年度～令和7年度

概要

GaN 系 HBT は高周波動作が期待される一方、p-GaN の高抵抗と高コンタクト抵抗が実用化の障壁となっている。本研究では GaInN/GaN Multiple Quantum Well (MQW) によりベース比抵抗を約 $0.9 \Omega \text{ cm}$ まで低減し、さらに $0.5 \text{ m}\Omega \text{ cm}^2$ の低コンタクト抵抗を実現した。これらを反映した HBT を試作し、 $\beta=21$ 、出力電流密度 0.8 kA/cm^2 の動作を確認した。

Abstract

GaN-based heterojunction bipolar transistors (HBTs) show promise for high-frequency operation, yet the high resistivity of p-GaN and large contact resistance remain major obstacles to practical use. This study reduces the base resistivity to approximately $0.9 \Omega \text{ cm}$ using a GaInN/GaN Multiple Quantum Well (MQW) structure and achieves a low contact resistance of $0.5 \text{ m}\Omega \text{ cm}^2$. An HBT incorporating these improvements was fabricated, demonstrating a current gain of $\beta=21$ and a maximum current density of 0.8 kA/cm^2 .

1. まえがき

本研究は、Beyond-5G 移動体通信やミリ波レーダなど次世代無線分野への応用が期待される高周波デバイス、GaN 系ヘテロ接合バイポーラトランジスタ (HBT) に関するものである。高周波トランジスタは移動体通信、衛星通信、自動車レーダなど幅広い用途で利用されており、通信量増加やレーダ搭載車の普及、IoT・無線電力伝送の拡大により、今後も需要が高まると見込まれる。次世代デバイスには、ミリ波帯でも高出力・高利得・低雑音を実現する性能が求められ、ワイドバンドギャップ材料である GaN 系 HBT はこれらの要件を満たす特性を有する。

我々は、高品質な格子整合 Al(Ga)InN/GaN ヘテロ構造技術を基盤とした GaN 系 HBT を提案してきた。本研究では、これまでの成果を踏まえ、実用レベルの HBT 実現を目指して開発を進めた。フェーズ I では課題であった p 型層および電極コンタクト抵抗の低減に取り組み、新たな p 型ドーピング法と再成長コンタクト技術確立した。フェーズ II では、これらの技術を用いて HBT の設計・試作と高周波特性評価を行い、ミリ波応用に向けた有用性を実証した。

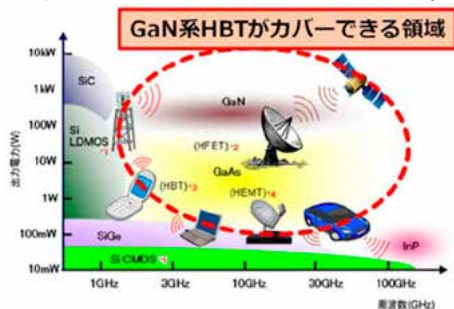


図 1. 高周波デバイスの応用市場と性能領域
(三菱電機ホームページ記載の図に加筆)

2. 研究内容及び成果

高周波デバイスとして有効な GaN 系 HBT であるが、以下の3課題が障害となっている。

【課題1】ベース層上にエミッタ層が積層形成のため脱水素処理が不完全となり、比抵抗が本来の p 型 GaN の数倍程度に悪化することである。

【課題2】ベース層の成長時に貫通ピットが形成され、pn 接合における電流リークを誘発することである。これはトランジスタのピンチオフ特性に多大な影響を与える。

【課題3】ベース層の p-GaN と金属電極の界面に高いショットキー障壁が残ри、接触抵抗が大きいことである。つまり、高抵抗ベース層と結晶欠陥、高接触抵抗が高周波動作・大電流動作のボトルネックとなっている。これらの課題に対し、我々は以下の取組を行った。

【取組1】GaInN/GaN 薄膜を積層し、多重量子井戸 (MQW) 構造からなるベース層を形成する。量子井戸に発生する2次元正孔による低抵抗化を図った。

【取組2】MQW 構造による欠陥の抑制し、結晶欠陥の少ないベース層を得る。

【取組3】ベース表面の p⁺-GaN 層と Pd/Ni/Ni 電極によるオーミック接続を実現する。

(1) GaInN/GaN MQW 構造による低抵抗化

GaInN/GaN MQW では、GaInN 量子井戸層に正孔が閉じ込められることで二次元ホールガス(2DHG)が形成される。本研究では、InN モル分率と 2 次元伝導の発生条件を明らかにするため、ホール移動度およびシートホール濃度の温度依存性を評価した。試料は c 面サファイア基板上に Metal Organic Chemical Vapor Deposition (MOCVD) 法で成長した Mg ドープ GaInN MQW (井戸 3 nm/バリア 3 nm × 20 組) で、InN モル分率は 1%、3%、5% とした。

比較として単層 p-GaN も作製した。成長後、775 °C・90 分間のアニールで Mg を活性化し、Pd/Ni/Au 電極を形成してホール測定を行った。

図2に示すように、InN 3% 以下の MQW は温度低下とともにホール濃度が増加し、三次元輸送が支配的であった。一方、InN 5% ではホール濃度が一定となる領域が現れ、2次元ホール伝導の発生を示した。以上より、GaN 系 npn-HBT の p 型ベース層として GaInN MQW を用いるには、InN モル分率 5%以上が必要であると判断した。

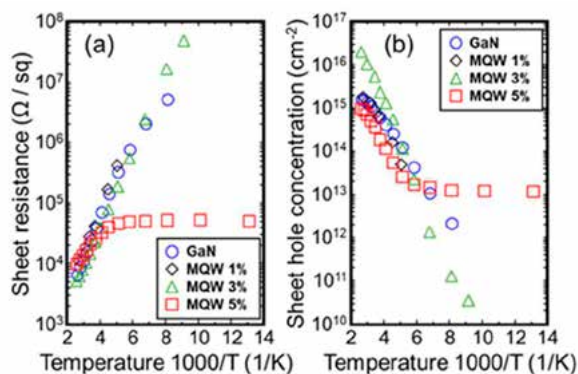


図2. InN モル分率の異なる Mg ドープ GaInN MQW 構造について、ホール効果測定により得られた (a) シート抵抗および (b) シートホール濃度の温度依存性。比較のため、Mg ドープ単層 GaN 膜の結果も併せて示す。

上記評価結果を反映させ、GaInN/GaN 3/3 nm MQW を作成し、Transfer Length Method (TLM)測定を行い膜平面方向の比抵抗を評価した。水準は MQW 20 組、12 組および GaInN 単層とした。図3に TLM 測定で得た I-V 特性を、表1に比抵抗の結果を示す。結果、MQW 20 組の構造で比抵抗値 $0.93 \Omega \cdot \text{cm}$ を得た。従来の GaInN 単層と比較して、大幅な低抵抗化が見込まれる。

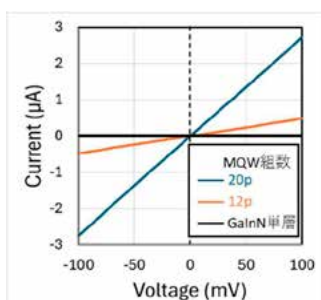


図3 MQW 構造の TLM 測定 I-V 特性

表1 比抵抗の結果比較

MQW 組数	膜厚 (nm)	比抵抗 ($\Omega \cdot \text{cm}$)
20p	133	0.93
12p	85	1.41
GaInN 単層	150	783

(2) MQW 構造によるベース領域の結晶品質の向上

MQW 構造は格子定数の異なる膜を積層するため、下方より伸張する結晶欠陥が曲げられる、または消滅する報告がされている。GaInN/GaN 系では In モル分率に起因する局所的な格子ミスマッチが周期的に導入され、各界面に歪み緩和領域が形成される。この領域が転位の散乱中心として働くこ

とで、単層 GaN または GaInN ベースに比べて転位の貫通が抑制され、上部に形成されるベース層の結晶品質が向上すると考えられる。

本研究では、図4に示すように、AFM 測定により MQW ベースでは RMS 粗さが 0.16 nm と小さく、単層 GaInN ベースの 0.55 nm に比べて表面平坦性が改善されることを確認した。これは成長表面の安定化および転位進展の抑制を反映した結果と解釈できる。また、我々の過去の研究で行った Time-Resolved Photoluminescence (TRPL) 測定では、井戸厚が 3 nm 付近の MQW 試料において発光減衰寿命が最も長く、非放射再結合中心が減少していることが示唆された。(M. Miyoshi et al., Solid-State Electronics 129, (2017).) これらの結果は、MQW が結晶欠陥密度の低減に寄与していることが構造的・光学的に裏付けられる。

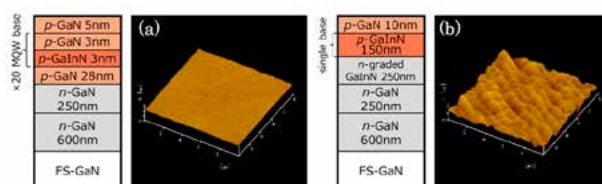


図4. AFM による表面状態の比較 (a) GaInN/GaN MQW base 3/3 nm 22 組 RMS 0.16 nm . (b) GaInN base 150nm RMS 0.55 nm

(3) p 型ベース層の電極コンタクト抵抗低減

当初より、コンタクト抵抗低減の手法として「選択再成長法」による p 型コンタクト形成と、「Mg 熱拡散」の適用を検討してきた。前者は高温プロセスを必要とするため pn 接合特性が劣化する課題があった。一方、後者では pn 接合特性は改善され、コンタクト抵抗も $3.3 \text{ m}\Omega \cdot \text{cm}^2$ まで大きく低減できたものの、目標値には到達しなかった。

そこで、熱負荷が小さく、かつプロセスがシンプルな手法として、p-GaN 最上層に高濃度 Mg ドープ薄膜 ($[\text{Mg}] = 2 \times 10^{21} \text{ cm}^{-3}$) を形成し、その上に Pd/Ni/Au を積層した電極を用い、20% 酸素含有の窒素雰囲気中でアニールすることで低コンタクト抵抗化を図った。図5 および表2 に、TLM により評価した結果を示す。比較のため、Ni/Au および Pd/Pt 電極についても同様に評価した。

その結果、Pd/Ni/Au (60/10/30 nm) 電極を用いることで、目標値 ($1 \text{ m}\Omega \cdot \text{cm}^2$) を十分に満たす $0.52 \text{ m}\Omega \cdot \text{cm}^2$ を達成した。最適化されたアニール条件は、 $520 \text{ }^\circ\text{C} / 5 \text{ 分間}$ 、 $\text{N}_2:\text{O}_2 = 4:1$ 雰囲気である。

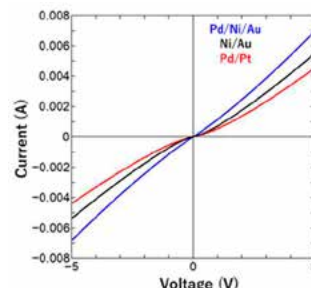


図5. 電極間距離 $5 \mu\text{m}$ の電極対で測定した I-V 曲線

表2. 電極材料と固有接触抵抗比較.

電極材料	膜厚 (nm)	固有接触抵抗 ($\text{m}\Omega \cdot \text{cm}^2$)
Pd/Ni/Au	60/10/30	0.52
Ni/Au	10/100	33.0
Pd/Pt	60/50	28.0

(4) 2インチ径フルサイズウェハプロセスの構築とHBTデバイスの試作

GaInN/GaN の積層による多重量子井戸(MQW)構造をベース層に導入することで生成される二次元ホールガス(2DHG)を利用し、ベース層の低抵抗化を図る手法を提案し、HBT の試作評価を行った。図6に本手法を適用した HBT の概略構造を示す。また、図7に試作した 2 インチ径フルサイズウェハの写真を示す。

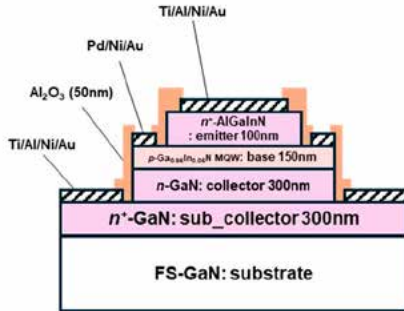


図6. GaInN/GaN MQW 構造を p 型ベース領域とする GaN npn-HBT の概略図

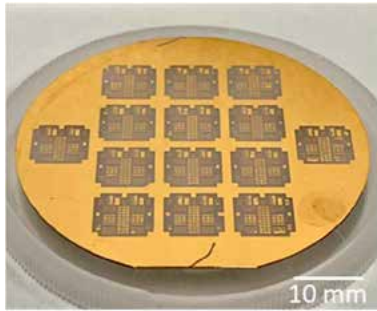


図7. 2インチ基板に試作した HBT の写真。

(5) デバイスシミュレーションを用いた構造設計と試作デバイスの動作解析

本項目では、HBT の特性向上に向けて行ったベース領域の横方向比抵抗低減の効果をシミュレーションで検討した。提案する p-GaInN/GaN 多重量子井戸(MQW)構造を用いた HBT をモデルとし、Silvaco® Atlas により構造設計と動作シミュレーションを行った。図8左に断面構造と動作時の正孔濃度分布を示す。GaInN/GaN MQW (3 nm/3 nm × 20 組)を導入した場合、ベース領域に 10^{19} cm^{-3} を超える高濃度正孔が生成され、図8右に示すように良好な変調動作が得られた。

さらに、小信号特性として、図9(a) 電流増幅率の周波数特性、(b) S11-S22 の Smith Chart、を示す。計算精度については、試作デバイスの測定結果と比較しながら継続的に検証を進める。

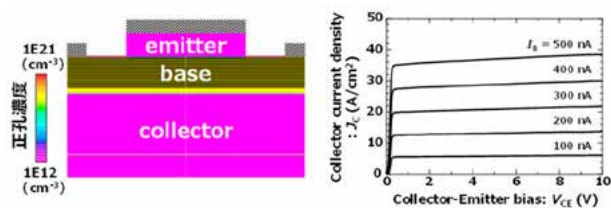


図8. 試作 HBT の断面模式図(左: 正孔濃度分布図を兼ねる)とデバイスシミュレーションによる I - V 静特性(右)

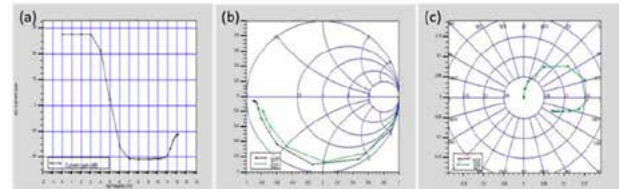


図9. (a) 電流増幅率の周波数特性、(b)スライスパラメータ S11-S22 の Smith Chart、(c) S12-S21 の polar chart のデバイスシミュレーション結果

(6) HBT の試作と評価結果

p-GaInN/GaN MQW をベース領域に用いた GaN 系 npn-HBT を作製した。図6に概略構造を示す。デバイスは Free-standing (FS)-GaN 基板の上に、 n^+ -GaN サブコレクタ、n-GaN コレクタ、p-GaN (28 nm) および $\text{Ga}_{0.95}\text{In}_{0.05}\text{N/GaN}$ (3 nm/3 nm × 20 組) の MQW ベース、さらに p^+ -GaN コンタクト層を順に成長して形成した。コレクタ電極部を Reactive Ion Etching (RIE)法でサブコレクタまでエッチング後、選択再成長により n^+ - $\text{Al}_{0.33}\text{Ga}_{0.62}\text{In}_{0.05}\text{N}$ (100 nm) エミッタを形成した。成長後、Mg 活性化のため $775^\circ\text{C} \cdot 90$ 分間のアニールを行った。n 型電極は Ti/Al/Ni/Au を蒸着し 775°C でアニール、p 型電極は Pd/Ni/Au を 520°C でアニールして形成した。表面パッシベーションには Atomic Layer Deposition (ALD)- Al_2O_3 (50 nm) を用い、開口部をウェットエッチングで形成した後、Ni/Au パッドを蒸着した。直流特性は B1500A によるオンウエハ測定で取得した。

図10(a) の J - V 特性では、ベース電流によるコレクタ電流の変調と、飽和領域に続く明確な活性領域を確認した。図10(b) の Gummel plot から電流増幅率 β は 21 に達した。加えて、図11に示す結果より、ベース層の抵抗低減により、高いベース電流・コレクタ電流密度でも変調動作が確認できた。最大電流密度は 0.8 kA/cm^2 ($I_B=3 \text{ mA}$ $V_{CE}=30 \text{ V}$) に到達した。

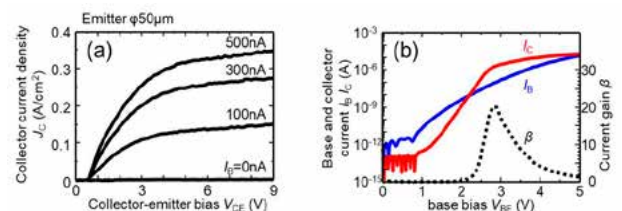


図10. 試作した HBT の(a) J - V 特性 (b) Gummel plot

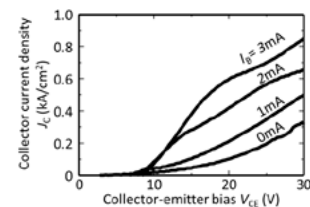


図11. ベース電流を増加させた場合の J - V 特性

(7) 高周波計測システムの再構築と試作デバイスの特性評価

R6 年度、再立ち上げを行ったミリ波ネットワークアナライザ (Agilent Technologies PNA-X N5247A) を用いて、試作 HBT 素子の高周波特性を評価した。高周波測定用 HBT の表面 SEM 像を図12に示す。エミッタをダブルで配置、その周囲をベースが囲む構成。S11 側をベース、S22 側をコレクタ、コモンをエミッタに配置。エミッタ面積は1素子辺り

2000 μm^2 である。図13には、10MHzから300MHzの範囲で測定した (a) S11-S22 の Smith Chart、(b) S12-S21 の Polar Chart を示す。S パラメータから算出したカットオフ周波数は約 10 MHz であった。しかし当初予測よりも低い値であるため、素子の寄生容量や測定時のキャリブレーション方法などの影響を含め、原因の調査を継続している。

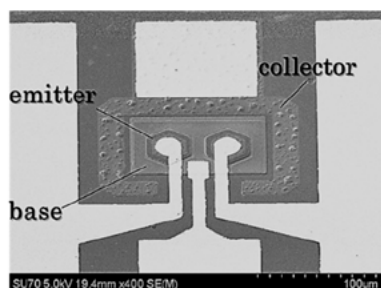


図12. 高周波測定用素子表面のSEM像

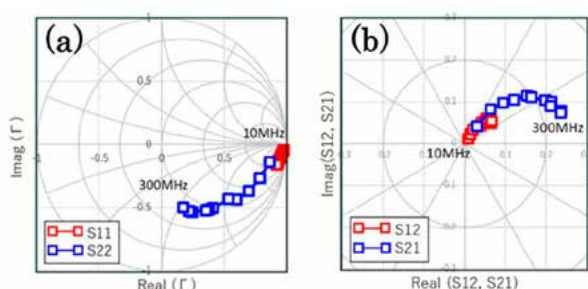


図13. (a) スパイスパラメータ S11-S22 の Smith Chart、(b) スパイスパラメータ S12-S21 の Polar Chart

3. 今後の研究成果の展開

MQW 構造および新規電極形成法を採用したことにより、基本的な DC 特性については目標を達成した。一方、高周波特性についてはカットオフ周波数が予測よりも低い値となったため、原因の解明と改善に向けた検討を継続する。

今後は、企業主体の外部資金申請を行い、開発ターゲットである GaN 系 HBT とそれを搭載した通信機器の商品開発・社会実装を推し進める。提携先の企業としては、MOCVD 装置メーカー、無線通信システムを手掛けるメーカーなどが有力候補である。ここでは、デバイスの実用性判断について、デバイスメーカーの事業部や開発部隊の協力を仰ぎながら、デバイス試作と特性評価、特に大学で評価が困難な高周波パワー効率測定などの実証評価を行う事で技術上の課題を抽出し、開発技術の完成度を高めていく。この取り組みの中では、キーとなる結晶成長装置を用いた量産化技術の確立を目指すと同時に、増幅器の商品化に向けて、車載レーダやミリ波帯増幅器といった応用機器へのテスト搭載を伴った実地試験を展開したいと考えている。また、知財活動としては、関連企業との共同出願の形で主に商品化に係る権利獲得を進めていく方針である。

4. むすび

次世代無線分野への応用が期待される高周波デバイスである GaN 系 HBT について、その主要課題である p-GaN 層の低抵抗化および金属電極との接触抵抗低減に取り組んだ。本研究では、新規に提案した GaInN/GaN 多重量子井戸 (MQW) 構造を備えるベース構造と、p-GaN 表面に形成した高濃度 p⁺-GaN 層に Pd/Ni/Au 電極を接続する構造を適用した。その結果、前者ではベース層の比抵抗 0.93 Ωcm 、後者では固有接触抵抗 0.52 $\text{m}\Omega\text{cm}^2$ を達成した。さらに、

これらの新規要素を反映して HBT を試作したところ、ベース電流による良好な電流変調およびピンチオフ特性を確認した。電流増幅率は $\beta = 21$ ($V_{BE} = V_{CE} = 2.8\text{ V}$)、最大電流密度は 0.8 kA/cm^2 を得た。

加えて、小信号特性 (S パラメータ) を取得し、カットオフ周波数は約 10 MHz であることを確認した。これは当初予測よりも低い値であり、原因については今後も調査を継続する。

【査読付き誌上発表論文】

- [1] A. Mase, M. Takimoto, R. Inoue, T. Kojima, T. Egawa, and M. Miyoshi, “Fabrication and characterization of AlGaInN/GaN n-p-n heterojunction bipolar transistors with a p⁺-GaIn contact layer”, Jpn. J. Appl. Phys. Vol.64 No.070901 pp1-3 (July 7 2025).
- [2] A. Mase, R. Inoue, T. Kojima, T. Egawa, and M. Miyoshi, “GaN-based n-p-n heterojunction bipolar transistors employing Mg-doped GaInN multiple-quantum well structure as p-type base region”, Jpn. J. Appl. Phys. Vol.64 No.100907 pp1-4 (October 27 2025).

【査読付き口頭発表論文】

- [1] R. Inoue, A. Mase, T. Kojima, T. Egawa, and M. Miyoshi, “Simulation study on GaN-based npn HBTs with MQW structured p-base region”, Proc.15th Topical Workshop on Heterostructure Microelectronics (TWHM 2024).
- [2] 井上 諒星, 小嶋 智輝, 間瀬 晃, 江川 孝志, 三好 実人, “GaInN/GaN MQW 構造からなる p 型ベース層を備えた GaN 系 HBT の作製と特性評価”, 電子情報通信学会技術研究報告 D2024-36, CPM2024-80, LQE2024-67 (2024-11).
- [2] R. Inoue, T. Kojima, A. Mase, T. Egawa, and M. Miyoshi, “Demonstration of GaN-based npn HBTs with a GaInN/GaN MQW structure as a p-type base region”, Extended Abstract of 17th International Symposium on Advanced Plasma Science and its Applications for Nitrides and Nanomaterials (ISPlasma 2025).
- [3] R. Inoue, A. Mase, T. Kojima, T. Egawa, and M. Miyoshi, “GaN-based n-p-n HBTs with Mg-doped GaInN MQWs as p-type base region,” International Conference on Solid State Devices and Materials (SSDM), PACIFICO Yokohama, Japan Sep. (2025).

【口頭発表】

- [1] [1] R. Inoue, A. Mase, T. Kojima, T. Egawa, and M. Miyoshi, “Simulation study on GaN-based npn HBTs with MQW structured p-base region”, 15th Topical Workshop on Heterostructure Microelectronics (TWHM 2024), Sendai, Japan Aug. (2024).
- [2] 井上 諒星, 小嶋 智輝, 間瀬 晃, 江川 孝志, 三好 実人, “GaN 系 npn 型 HBT のベース層適用に向けた p 型 MQW 構造の検討”, 第 85 回応用物理学会秋季学術講演会 (新潟市、2024 年 9 月 18 日).
- [3] 井上 諒星, 小嶋 智輝, 間瀬 晃, 江川 孝志, 三好 実人, “GaInN/GaN MQW 構造からなる p 型ベース層を備えた GaN 系 HBT の作製と特性評価”, 電子情報通信学会 CPM/ED/LQE 研究会 (名古屋市、2024 年 11 月 29 日).

- [4] R. Inoue, T. Kojima, A. Mase, T. Egawa, and M. Miyoshi, “Demonstration of GaN-based npn HBTs with a GaInN/GaN MQW structure as a p-type base region”, 17th International Symposium on Advanced Plasma Science and its Applications for Nitrides and Nanomaterials (ISPlasma), Nagoya, Japan Mar. (2025).
- [5] 井上 諒星, 小嶋 智輝, 間瀬 晃, 江川 孝志, 三好 実人, “GaInN/GaN MQW 構造からなる p 型ベース層を備えた GaN 系 HBT の作製と特性評価”, 2025 年電子情報通信学会総合大会 (東京都、2025 年 3 月 28 日) .
- [6] 井上 諒星, 石田 颯汰朗, 間瀬 晃, 江川 孝志, 三好 実人, “GaN 系 HBT にむけた p 型 GaInN/GaN MQW 構造の電気特性評価”, 第 86 回 応用物理学会 秋季学術講演会 (愛知県名古屋市、2025 年 9 月 8 日) .
- [7] 間瀬 晃, 井上 諒星, 江川 孝志, 三好 実人, “p 型ベース領域に GaInN/GaN MQW 構造を備えた GaN 系 HBT の研究”, 電気学会・専門委員会 (神奈川県厚木市、2025 年 11 月 28 日) .

【受賞リスト】

- [1] 井上 諒星、「発表奨励賞」電子情報通信学会 電子デバイス (ED) 研究専門委員会 (受賞日 2025 年 1 月)