

高速テラヘルツ波検出技術による 1 ～3 THz 帯リアルタイム小型 分光センシングシステムの研究開発

Research and development of a real-time compact spectroscopic sensing system in the 1-3 THz band using fast response terahertz wave detection technology

研究代表者

中西篤司 浜松ホトニクス株式会社
Atsushi Nakanishi Hamamatsu Photonics K.K.

研究分担者

高橋和宏[†] 林昌平[†] 秋山高一郎[†] 幾島祐子[†] 藤田 和上[†]
平川一彦^{††*}

Kazuhiro Takahashi[†] Shohei Hayashi[†] Koichiro Akiyama[†]
Yuko Ikushima[†] Kazuue Fujita[†] Kazuhiko Hirakawa^{††}

[†]浜松ホトニクス株式会社
[†]Hamamatsu Photonics K.K.
^{††}東京大学
^{††}The University of Tokyo

研究期間 令和4年度～令和6年度

概要

未開拓周波数領域である 1～3 THz の利用促進のため、室温動作かつ小型なテラヘルツ(THz)波光源である非線形量子カスケードレーザ(THz NL-QCL)と、高速 THz 検出器である MEMS ボロメータの性能向上により、小型分光センシングシステムを実現するための研究開発を実施した。THz NL-QCL は外部共振器型とすることで 1.2～4.5 THz の範囲を変化させることができ、分光計測用の光源として飛躍的に性能が向上した。一方、検出器として MEMS ボロメータは感度 10 倍向上を達成することができた。

Abstract

To promote the use of the unexplored frequency range of 1- 3 THz, we have conducted research and development to realize a compact spectroscopic sensing system by improving the performance of nonlinear quantum cascade laser (THz NL-QCL), a compact terahertz wave light source that operates at room temperature, and a MEMS bolometer, a fast response terahertz detector. The THz NL-QCL is tunable from 1.2 to 4.5 THz by using an external resonator, and its performance has been dramatically improved as a light source for spectroscopic measurements. On the other hand, a MEMS bolometer as a detector has achieved a 10-fold improvement in sensitivity.

1. まえがき

テラヘルツ(THz)波帯、特に 1～3 THz の帯域は、その周波数の高さから、大容量高速無線通信だけでなく、水蒸気に対する高感度な検出、材料固有の吸収スペクトルを利用した物質特定など、他の周波数帯にはない特長を有しており、超高速無線通信、センシングなどへの活用が期待されている。今後、この未開拓周波数領域を積極的に利用した技術の社会実装が期待されるが、そのためには光源と検出器の技術進展が欠かせない。

そのような背景もあり、THz 光源として THz 非線形量子カスケードレーザ(THz NL-QCL)が開発された[1]。THz NL-QCL は室温動作が可能であり図 1 に示すように非常にコンパクトサイズであること、図 2 に示すように 1 ～3 THz の周波数領域を含む超広帯域の THz 波を簡単に放射することができるという特長を有する[2]。分光センシングなどにおける実用性という点では、単一周波数の周波数をチューニングできることも重要である。そこで、放射周波数を可変できる外部共振器型 THz NL-QCL の開発を進めてきた。

一方、検出器については、現状存在する 1～3 THz 帯域の非冷却 THz 検出器（ゴーレイセル検出器、パイロ検出器など）はいずれも熱型検出器であるため、応答速度が数

～10 Hz と非常に遅いという大きな問題がある。そこで、次世代高速 THz 検出器として期待されている MEMS ボロメータ[3]に注目し、その性能向上にも取り組んだ。

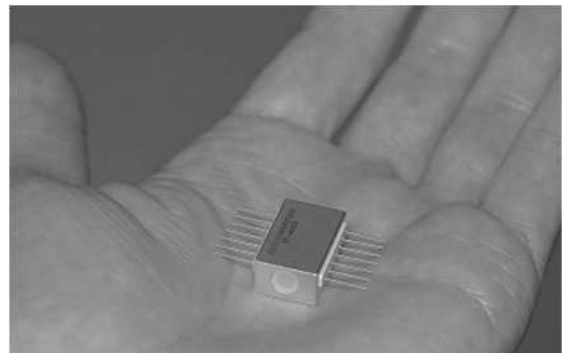


図 1 THz NL-QCL の外観写真(参考文献[2]より)

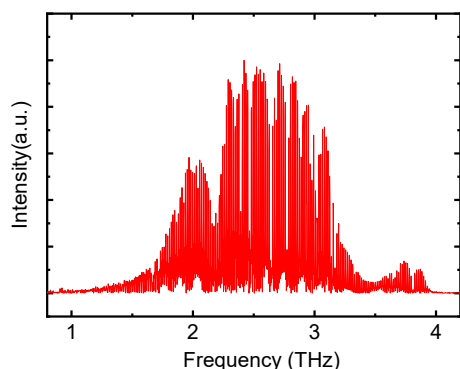


図 2 THz NL-QCL の放射スペクトル(参考文献[2]より)

2. 研究内容及び成果

THz NL-QCL は 2 波長発振中赤外 QCL(量子カスケードレーザ)内部での差周波発生により、THz 波が得られる。このとき、シングルモードとマルチモードの間の差周波発生を利用すると図 2 のような超広帯域 THz 波となる。この超広帯域 THz 波と周波数バンドパスフィルタにより分光計測が可能となり、これまでに分光イメージングなどを実証してきた。周波数較正が不要というメリットがある一方で、その周波数分解能はバンドパスフィルタ(BPF)によって決まるため、その透過帯域が 0.4 THz 程度であることを考慮すると、周波数分解能は高いとは言えない。また、必要な周波数の数だけ BPF が必要となる問題もある。したがって分光センシングシステムを目指すにあたり、BPF の周波数帯域よりも狭い線幅の単一周波数で、さらにその周波数の可変性に取り組む必要があった。

そこで、2 つの中赤外光をいずれもシングルモードとした差周波発生により、一方の中赤外光の周波数を調整可能な外部共振型 THz NL-QCL を開発した(図 3)[4]。これにより、図 4 に示すように 1.2~4.5 THz の広帯域な範囲でチューニングできることを確認している。その線幅は 0.1 THz 以下であることを確認した。そしてこの周波数可変光源の利用可能性を検討するため、医薬材料の製造工程における検査用途を想定した分光イメージングを実施した[2]。

高血圧、狭心症の治療薬として用いられるニフェジピンは、結晶状態において THz 波帯に吸収ピークを有する。図 5(a)にニフェジピンの THz 波時間領域分光法によって取得した吸収係数を示す。図 5(a)に示すように 2.2 THz に高い吸収ピークを有している一方 1.7 THz においては、吸収が少ないことがわかる。そこで濃度の異なるニフェジピン試料を用意し、外部共振器型の THz NL-QCL の放射周波数を 1.7 THz、2.2 THz としたときの、イメージングをそれぞれ実施した(スペクトルは図 5(b))。試料はポリエチレン粉末と混合し、ニフェジピン濃度を 10 wt%、20 wt%、30 wt%として 3 種類タブレットを作製した(図 5(c))。

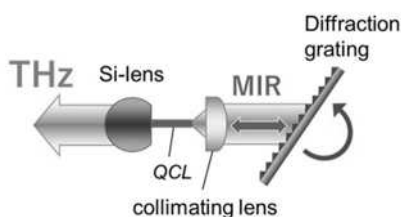


図 3 外部共振器型 THz NL-QCL[4]より)

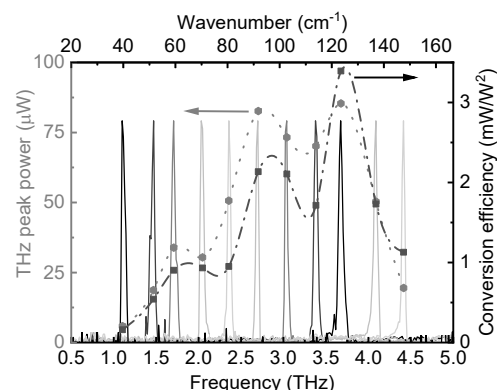


図 4 外部共振器型 THz NL-QCL による放射スペクトルと周波数可変範囲

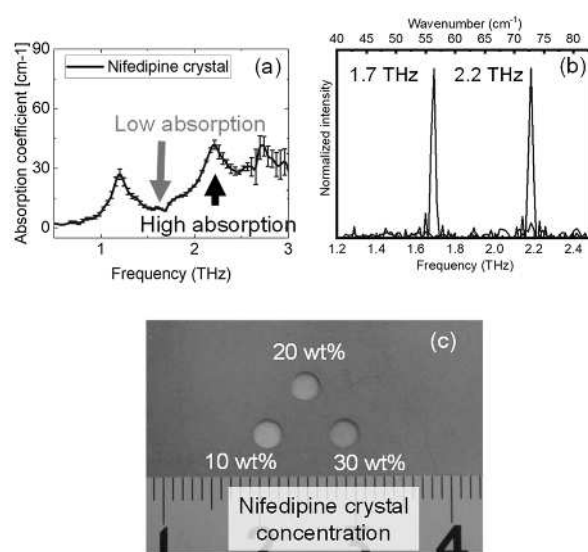


図 5 (a)ニフェジピン結晶の吸収スペクトル、(b)1.7 THz と 2.2 THz のスペクトル、(c)濃度の異なるニフェジピン

ニフェジピン試料のイメージング結果について THz NL-QCL の周波数が 1.7 THz のとき、2.2 THz のときの取得像をそれぞれ図 6(a)および図 6(b)に示す。1.7 THz で取得した画像よりも、2.2 THz で取得した画像の方が、高濃度(30 wt%)による透過率の低下が明確に表れていること確認した。このように外部共振器型 THz NL-QCL の周波数を吸収ピーク周波数に合わせて計測することで、より対象物の情報を高い感度で取得しやすくなることが示された。今回の試料は成分の分布が一樣であるが、部分的に成分が変化した対象物などにおいても、このような分光イメージングは有効であると考えられる。

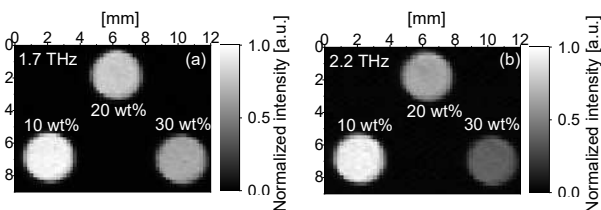


図 6 濃度の異なるニフェジピン結晶試料の THz 像 (a)THz NL-QCL から放射される THz 波の周波数が 1.7 THz のとき、(b)2.2 THz のとき

一方、本研究開発においては検出器の性能向上にも取り

組んだ。MEMS ボロメータの製造技術の歩留まり改善と、梁の長さを 50 μm から 125 μm に伸長したことにより、検出感度の 10 倍向上に成功した。当初の目標である、光源の 1~3 THz の周波数可変性および検出器の感度向上の達成により、THz 分光センシングシステムの実現可能性が高まった。

3. 今後の研究成果の展開

THz NL-QCL および MEMS ボロメータの開発を進め、小型分光センシングシステムの実現可能性を示すことができた。一方、MEMS ボロメータについてはさらなる性能向上可能性を見込んでおり、分光センシングシステムの実用化を進めるため、MEMS ボロメータ今後さらなる感度の向上と真空パッケージ化に取り組む。将来的には、THz NL-QCL と MEMS ボロメータを組み込んだ実用性の高い小型分光センシングシステムの実現を目指す。

4. むすび

未開拓周波数領域である 1~3 THz の利用促進のため、室温動作かつ小型な THz 波光源である THz NL-QCL と、高速 THz 検出器である MEMS ボロメータについて、それぞれ性能向上に関する研究開発を実施した。THz NL-QCL は外部共振器型とすることで 1.2~4.5 THz の範囲を変化させることができ、この周波数可変性を利用した医薬材料の分光イメージングに成功した。一方、高速検出器として MEMS ボロメータは感度 10 倍向上を達成することができた。これらの取り組みにより、THz 小型分光センシングシステムの実用化に一步近づいたと言える。

【参考文献】

- [1] K. Fujita, S. Jung, Y. Jiang, J.H. Kim, A. Nakanishi, A. Ito, M. Hitaka, T. Edamura and M.A. Belkin : Nanophotonics 7, 1795 (2018).
- [2] A. Nakanishi, K. Akiyama, S. Hayashi, H. Satozono, K. Fujita: Analytical Methods 13, 5549 (2021).
- [3] Chao Li, Ya Zhang, and Kazuhiko Hirakawa: Sensors 23, 5938 (2023).
- [4] K. Fujita, S. Hayashi, A. Ito, T. Dougakiuchi, M. Hitaka, A. Nakanishi: Photonics Research 10, 703 (2022).

【査読付き誌上発表論文】

- [1] 中西篤司、林昌平、里園浩、藤田和上、“超広帯域テラヘルツ非線形量子カスケードレーザにおける放射テラヘルツ波の周波数と放射角度の関係、およびその応用計測における 影響の評価”、電子情報通信学会和文論文誌 C Vol. J106-C, pp. 73-78(2022 年 9 月 26 日)

【その他の誌上発表】

- [1] 中西篤司、藤田和上、“非線形量子カスケードレーザによるテラヘルツ分光イメージング”、レーザー研究 Vol.50 No.4 pp. 178-182 (2022 年 4 月)

【査読付き口頭発表論文】

- [1] Shohei Hayashi, Atsushi Nakanishi, Tatsuo Dougakiuchi, Akio Ito, Masahiro Hitaka, Kazuue Fujita, “An external cavity nonlinear quantum cascade laser with high mid-infrared to terahertz conversion efficiency in the frequency of 1.2-4.5 THz tuning range”, Proc. SPIE PC12895, Quantum Sensing and Nano Electronics and Photonics XX, PC128950F (9 March 2024)

- [2] Atsushi Nakanishi, Shohei Hayashi, and Kazuue Fujita, “Terahertz imaging of pharmaceutical materials with a widely tunable nonlinear quantum cascade laser”, 2024 49th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz) (4 September 2024)

- [3] Kazuhiro Takahashi, Atsushi Nakanishi, Naomi Nagai, Hiroshi Satozono, Ya Zhang, Kazuhiko Hirakawa, “Terahertz wave detection by doubly clamped MEMS beam resonators using piezoresistive effect in p-type modulation-doped AlGaAs/GaAs heterostructures”, Proc. SPIE 13365, Terahertz, RF, Millimeter, and Submillimeter-Wave Technology and Applications XVIII, 133650E (19 March 2025)

【口頭発表】

- [1] 中西篤司、林昌平、里園浩、藤田和上、“超広帯域テラヘルツ非線形量子カスケードレーザの周波数 と放射角度の関係、および応用計測における影響評価”、電子情報通信学会ソサイエティ大会(2022 年 11 月 8 日)
- [2] 中西篤司、“非線形量子カスケードレーザによるテラヘルツイメージング応用”、レーザー学会学術講演会第 44 回年次大会 (2024 年 1 月 17 日)
- [3] 高橋 和宏、中西 篤司、長井奈緒美、里園 浩、張 亜、平川 一彦、“p 型 GaAs/AlGaAs ヘテロ構造を用いた MEMS 共振器による テラヘルツ波検出”、電子情報通信学会電子デバイス研究会「ミリ波・テラヘルツ波デバイス・システム」(2024 年 12 月 20 日)

【申請特許リスト】

- [1] 秋山高一郎、中西篤司、藤田和上、道垣内龍男、分光分析装置、日本、2022 年 6 月 17 日
- [2] 秋山高一郎、中西篤司、藤田和上、道垣内龍男、分光分析装置、WIPO、2023 年 5 月 25 日
- [3] 秋山高一郎、中西篤司、藤田和上、道垣内龍男、分光分析装置、米国 (PCT 各国移行)、2024 年 11 月 5 日 (移行日)、18/863040

【受賞リスト】

- [1] 中西篤司、レーザー学会 第 47 回奨励賞、“非線形量子カスケードレーザによるテラヘルツ分光イメージング”、令和 5 年 5 月 31 日
- [2] 中西篤司、里園浩、藤田和上、日本赤外線学会 第 10 回論文賞、“テラヘルツ非線形量子カスケードレーザによるイメージング”、令和 5 年 5 月 27 日
- [3] 浜松ホトニクス株式会社、電波の日 総務省東海総合通信局長表彰、令和 6 年 6 月 4 日

【謝辞】

本研究開発の一部は総務省 SCOPE(受付番号 JP225006001)の委託を受けたものです

単結晶圧電薄板・溝電極・音響多層膜の組合せによる SAW・BAW デバイスの超高周波化の研究開発

Development of Ultrahigh Frequency SAW and BAW Devices Combining Monocrystalline
Piezoelectric Layer, Buried Electrode, and Acoustic Multilayer

研究代表者

田中秀治 東北大学

Shuji Tanaka Tohoku University

研究分担者

門田道雄 東北大学

Michio Kadota Tohoku University

研究期間 令和4年度～令和6年度

概要

弾性波フィルタの超高周波化を目指して、まず、SAW (Surface Acoustic Wave) を励振する IDT を基板内に埋め込むことによって、基本波の 2～3 倍の高次モード SAW を優先的に励振させる超高周波 SAW 共振子を開発した。また、圧電薄板の下に音響多層膜を配置した BAW (Bulk Acoustic Wave) 共振子、すなわち SM-BAW (Solidly-Mounted BAW) 共振子において、音響多層膜の各層を薄くすることで高次モードを優先的に励振させる構造を研究した。これらの新たな構造を有する SAW デバイスと BAW デバイスを提案し、その理論検討、設計、試作、評価を一貫して行うことによって、超高周波弾性波デバイスの基盤技術を実証した。

Abstract

To achieve ultra-high frequency acoustic wave filters, we first developed ultra-high frequency surface acoustic wave (SAW) resonators that preferentially excite harmonic SAWs at 2 to 3 times the fundamental frequency by embedding the interdigital transducer (IDT) that excites SAWs within the substrate. Additionally, we studied a solidly-mounted bulk acoustic wave (SM-BAW) resonator, where an acoustic multilayer is placed beneath a piezoelectric thin film. The individual layers of the acoustic multilayer are made thinner to preferentially excite higher-order modes. By proposing these new SAW and BAW device structures and conducting a comprehensive study, including theoretical analysis, design, prototyping, and evaluation, we demonstrated the fundamental technology for ultra-high frequency acoustic wave devices.

1. まえがき

スマートフォン等の普及によって 3.3 GHz 以下の周波数帯で周波数が過密化し、その対策として第 5 世代通信 (5G) では、3.3～5 GHz と 24.25～40 GHz が採用された。また、“Beyond 5G”では、40 GHz 以上と THz 帯の利用も検討されてきた。しかし、ミリ波帯以上の高周波数帯は、障害物に弱い、室内、構内といった近距離通信に限定される。一方、5～24 GHz の周波数は、遠距離・中距離通信に適しており、将来に渡って重要な周波数帯である。新たな利用が期待される 5～7 GHz 帯は自動運転、UWB、WiFi などに、また、7～24GHz 帯は 3GPP で FR3 として周波数割り当てされた。しかし、現在、その周波数帯において小型で良好な温度特性と急峻な特性を持つ弾性波フィルタが存在せず、その開発が熱望されている。

弾性波フィルタのうち弾性表面波 (SAW) フィルタでは、スマートフォンの送受信時の耐電力性の制限から、SAW を励振するすだれ状電極 (IDT) の波長 λ の限界は約 1.2 μm であり、結果的に SAW の上限周波数は約 3.2 GHz である。もう一方のバルク波 (BAW) フィルタの周波数は、「基板の音速÷基板の厚み」の 2 倍で決定される。そのため、基板の両側に空洞を必要とする自己保持型 FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator)、および片側に音響多層膜を有する SM-BAW (Solidly-Mounted BAW) 共振子ともに、高周波化には超薄膜が要求されるが、強度や信頼性等の関係からその薄さに限界があり、実用上の上限は 5

GHz 程度であると考えられている。

我々は新たに SAW を励振する IDT を基板内に埋め込むことによって、基本波の 2.5～3 倍の高次モード SAW を励振することを見出した。一方、SM-BAW 共振子では音響多層膜の厚みを従来の約 1/5 にすることによって、3 倍の高次モードが大きく励振されることを見出した。本研究では、これらの独自構造を用いて超高周波弾性波デバイスを実現した。

2. 研究内容及び成果

2. 1 SAW デバイスの高周波化

SAW 共振子は、図 1 に示すように圧電基板上の IDT と反射器からなる。我々が考案した SAW デバイスの高周波化の原理についてシミュレーション結果とともに記す。波長 (λ) 1.2 μm 、厚み 0.08 λ の Al の IDT を 26°YX LiNbO₃ (LN) に形成した従来型 SAW 共振子のシミュレーション特性を図 2 (a)に示す。26°YX LN の漏洩成分による小さなスプリアスは見られるが、3.5 GHz 帯の基本波しか励振されていない。なお、26°YX LiNbO₃ の漏洩弾性波の音速は標準的に使用されている 42°YX LiNbO₃ より大きい。そのため、前述の 3.2 GHz ($\lambda=1.2 \mu\text{m}$ 時) より高い共振周波数となる。

一方、図 2 (b)に LN 内深さ 0.08 λ の溝に Al の IDT を埋め込んだ構造のシミュレーション特性を示す。基本波の他に 2.6 倍の 3 次モードが励振されている。図 2 (c)に、

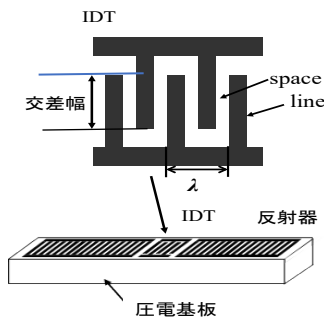


図1. SAW共振子の構造

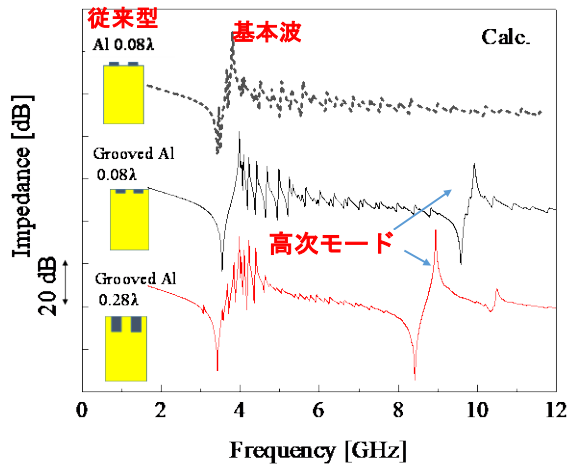


図2. 異なる形状のIDTを有するSAW共振子のシミュレーション結果、(a) LN基板表面にAl IDTが形成された標準的構造、(b) 深さ0.08λの溝電極、(c) 深さ0.28λの溝電極が形成された新構造

さらに0.28λの深さの溝にIDTを埋め込んだ構造のシミュレーション特性を示す。高インピーダンス比と良好な特性をもつ1次高次モードが得られている。このように、我々は、基板に形成された溝にIDTを深く埋め込むことによって、高次モードが大きく励振されることを見出した。

SAWデバイスを励振するには適度な大きさの交差幅、電極本数（IDT対数×2+1）が必要であるが、高周波では標準構造のインピーダンスは50Ωに対して極端に低くなる。そのため、図3に示す6種の構造のSAW共振子を作製した。試作した溝電極SAW共振子の周波数特性を図4に示す。構造(a)、(b)では高次モード共振8GHzでの帯域中心のインピーダンスが50Ωより低く、また、容量が大きいため寄生インダクタンスとの共振が発生しており、真の特性が得られない。一方、構造(c)、(e)、(f)では50Ω近傍、あるいはそれ以上のインピーダンスが得られている。

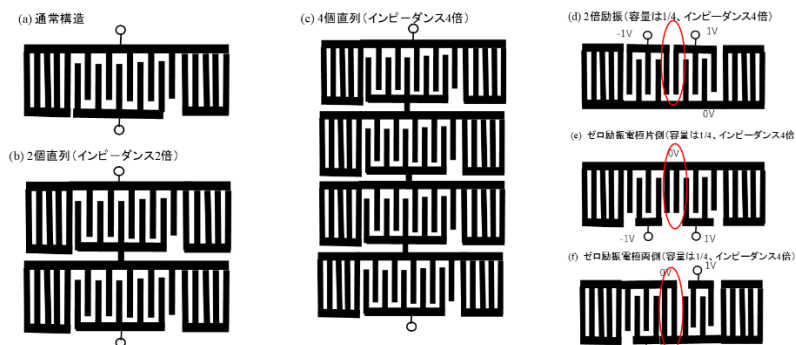


図3. SAW共振子のインピーダンスを調整する6種の構造

図示していないが、構造(d)も構造(e)、(f)と同じ程度のインピーダンスを示した。今後、この構造を中心に試作した。

さらに、従来と異なる不純物を添加して製法で結晶成長されたLN基板にIDT波長1.3、1.2μm、深さそれぞれ0.26λ、0.2λの溝電極を埋め込んだSAW共振子の高次モード共振特性を図5に黒実線と赤破線で示す。それぞれ、反共振周波数8.1GHz、9.1GHz帯域7.8%、7.6%インピーダンス比38dB、35dBが得られ、波長1.3μmでは、従来基板での帯域6.8%、インピーダンス比31dBより大きく改善された。波長1.2μmで9.1GHzの励振は初めてである。そのインピーダンス比はほぼ目標値を示している。

図6にLNにエッチング加工した電極用溝（Al成膜前）を示す。(a)はフェーズIでの加工例、(b)はフェーズII 2年目で改良した加工例である。(a)では側面は67°であるのに対し70~75°に改善されている。側壁が5°改善されると、インピーダンス比は7dB改善される。図6の黒字線の溝深さが0.26λと前回の0.3λより溝が浅いにもかかわらず、インピーダンス比が改善されたのは側面改善のおかげである。

図3で示した構造(d)、(e)、(f)と波長1.2μm以上のIDTを用いてπ型とT型のラダーフィルタを作製した。その周波数特性を、それぞれ図7(a)と(b)に示す。適切な減衰量を得るため直列腕と並列腕の共振子の容量比を2対1で設計した。そのため、両フィルタとも直列腕共振子として2分割共振子を2個直列に接続してある。図中、それらの共振子と用いたフィルタの電極構造を示している。π型の方が広帯域、急峻かつ低損失である。その中心周波数は7.9~8.1GHz、最小挿入損失は3.4~3.7dB、3dB BWは6~12%である。インピーダンスマッチングによってさらなる低挿入損失化も可能だと思われる。SAW共振子を用いた8GHzのフィルタ特性の実証は世界初の成果である。

図8に基本波と高次モードの振動のベクトル図と変位図を示す。基本波と高次モードともに漏洩成分を持つ。また、変位は縦波成分を持たずshear horizontal (SH)成分とshear vertical (SV)成分しか持たない。シミュレーションによると、このようなSAWは(0°, 172.3°, 0°) LiNbO₃と(0°, 4.5°, 0°) LiTaO₃でのみIDTで励振される。しかし、これらの基板の結合係数は小さいため、今までSHとSV成分だけを持つSAWデバイスの報告はない。本溝電極構造によって励振されるSAWはSHとSV成分だけを持つ特異なものである。

IDTが基板上に形成されたSAWではMR (Metalization Ratio) が0.80~0.95のとき、基本波の3倍、5倍の周波数の3次、5次高調波が励振されるが、MRが0.5の時は励振されない。一方、この弾性波は基本波の2.3倍の周波数であり、MR=0.5でも励振される。そのため、今回の弾性波は高調波でなく、高次モードに相当すると考える。

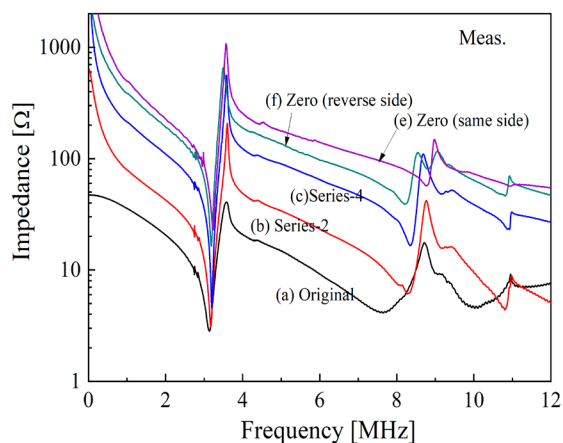


図 4. 図 3 で示した各種構造を用いた SAW 共振子の実測周波数特性

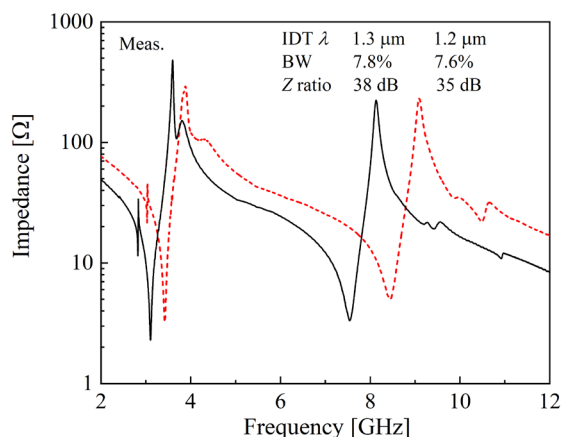


図 5. 従来の LN と異なる育成法による LN 基板に λ 1.3 μm と 1.2 μm の Al 電極が埋込まれた SAW 共振子の実測周波数特性 (赤実線)

2. 2 BAW デバイスの高周波化

1 μm 厚の 36°Y LN 薄板、および交互に 6 層の SiO_2 と W からなるブラッグ反射器を有する SM-BAW 共振子のシミュレーション特性を図 9 に示す。ここでは、平均音響膜厚が 0.25 λ と 0.05 λ の構造が比較されている。従来条件である音響膜厚 0.25 λ のとき、基本モードが大きく励振されるが、3 次モードの励振は小さい。一方、音響膜厚 0.05 λ のときは、基本モードより 3 次モードが大きく励振され

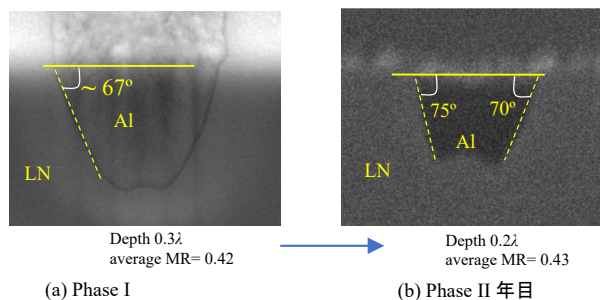


図 6. LN に埋め込まれた溝電極の SEM 写真、(a) フェーズ I での加工例、(b) フェーズ II の 2024 年度での加工技術改良後の加工例

る。

図 10 に 1 μm 厚の 36°Y LN 薄板と平均音響膜厚 0.06 λ のブラッグ反射器からなる SM-BAW 共振子の実測特性を示す。なお、ブラッグ反射器は SiO_2 と Ta が交互に 8 層が積層された構造であり、厚さ 100 nm の Al 電極を設けている。基本モードの 3 倍の周波数 9.5 GHz の高次モードが基本波より大きく励振され、そのインピーダンス比は 31 dB に達している。実用化レベルの薄板厚 0.4 μm では 24 GHz が励振されることになる。

さらに、厚さ 1 μm の 36°Y LN の 2 枚の + 面同士を貼り合わせた分極反転 SM-BAW 共振子のシミュレーションも行った。図 11 に 3 種類の構造について高次モードの応答を示す。(a) は目的のデバイス構造で平均音響膜厚さ 0.04 λ のもの、(b) は極性の異なる 36°Y LN 2 枚のうち一方の X 軸が 180°異なる方向の構造 (216°YX LN/ 36°Y180°X LN) で平均音響膜 0.03 λ のもの、(c) は厚さ 1 μm の 36°YX LN を用いた従来構造で平均音響膜厚さ 0.06 λ のものである。3 種の構造ごとに最適な音響膜の厚みが異なるが、帯域内の横モードスプリアス以外のスプリアスのない最も良好な特性を示す膜厚を選んだ。なお、平均音響膜厚さは、(a) と (b) は波長 4 μm に対する相対値であり、(c) は波長 2 μm に対する相対値である。(a) に示す 216°YX LN/ 36°YX LN 基板からなる SM-BAW 共振子は、他の 2 つに比べてインピーダンス比が 6~9 dB 以上大きいだけでなく、共振・反共振近傍でスプリアスのない優れた特性を示している。この技術については特許登録済である。

逆極性の 2 枚の LN を貼り合わせた圧電層とブラッグ反射器からなる分極反転 SM-BAW 共振子も試作した。LN 板 2 枚の平均厚みは 1 μm と 0.9 μm であった。LN に研

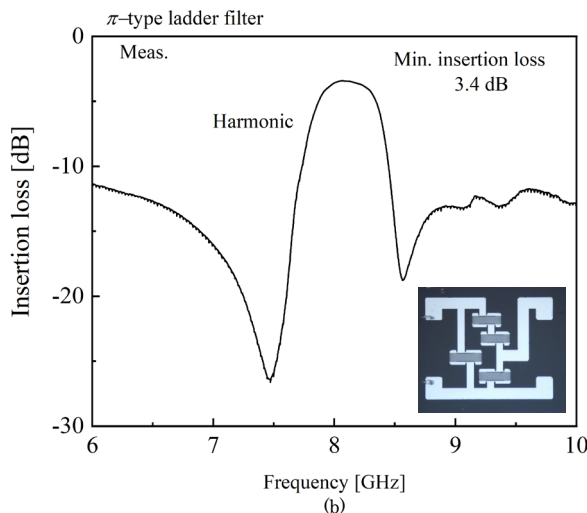
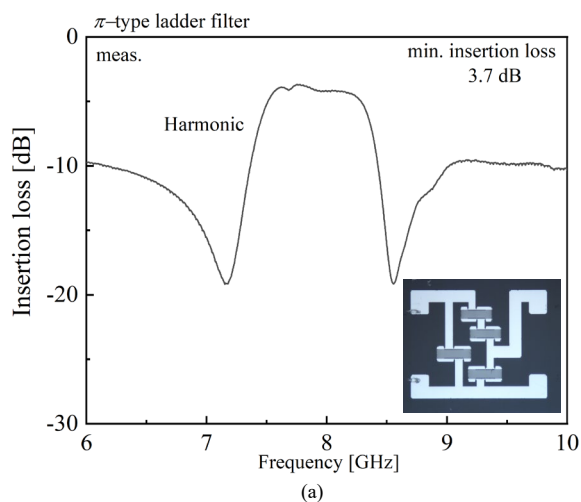


図 7. 溝電極構造高次モード SAW を用いた (a) π 型と (b) T 型ラダーフィルタの実測周波数特性

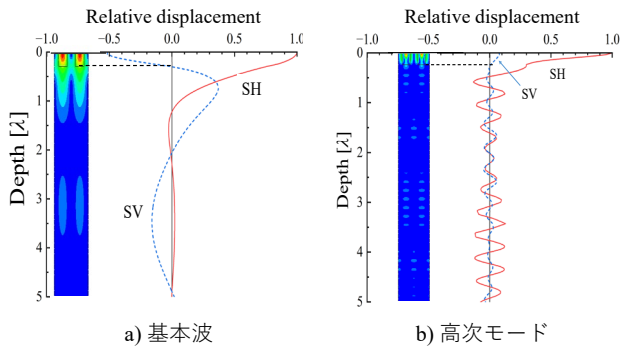


図 8. 基本波と高次モードの振動のコンター図と変位分布

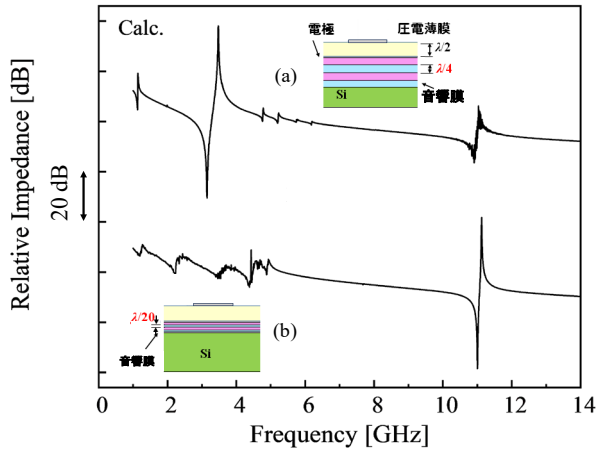


図 9. (a) 音響膜厚 0.25λ と (b) 同 0.05λ の SM-BAW 共振子のシミュレーション特性

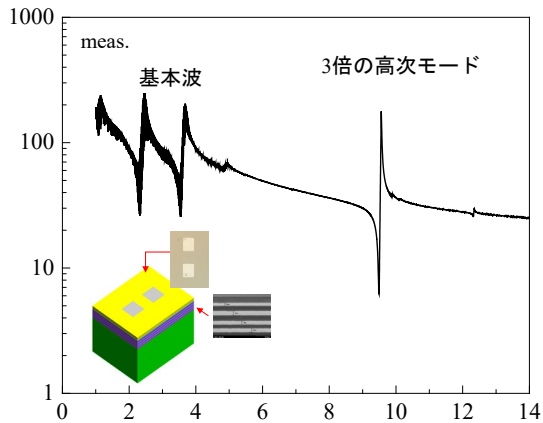


図 10. $1\mu\text{m}$ 厚の 36°Y LN 薄板と平均音響膜厚 0.06λ のブラッグ反射器からなる SM-BAW 共振子の実測特性

磨による厚みばらつきのある基板を用いたが、2 層の LN が同じ厚みである箇所は確認できなかった。その実測特性を図 12 に示す。各 LN の厚みに対応した 9.5 GHz と 12 GHz の共振ピークが測定された。インピーダンス比はそれぞれ 32 dB と 30 dB である。基板厚さをドライエッチングなどで調整することによってより高いインピーダンス比を実現できると考えられる。以上に述べたように、BAW の高次モードを用いても 10GHz を超える共振が実証された。同じ Al 成膜装置と同じ方位の LN を用いているが、そのインピーダンス比はじ方位の LN を用いているが、そのインピーダンス比は基本モードデバイスのインピーダンス比より大きい。

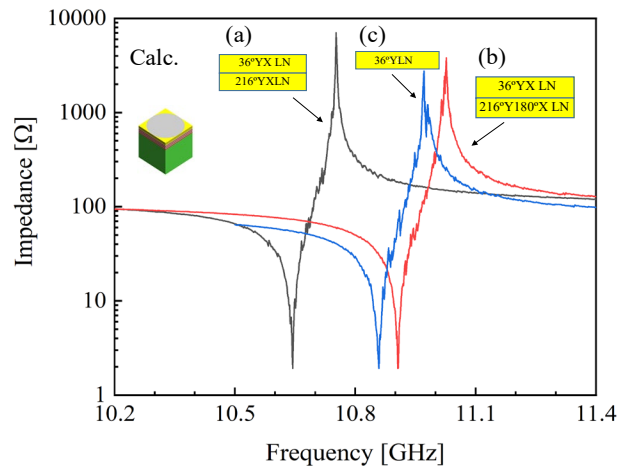


図 11. 3 種の構造の SM-SAW 共振子の周波数特性

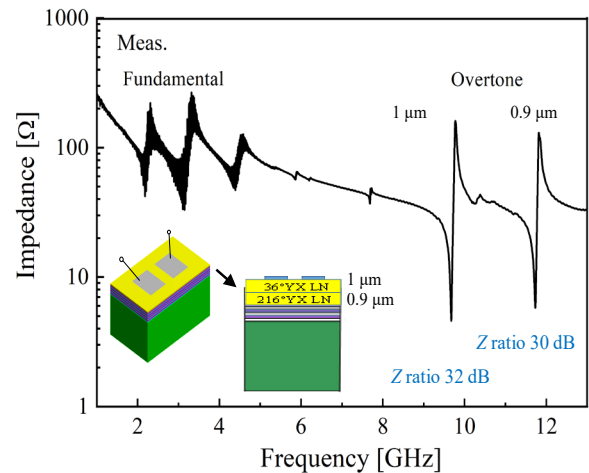


図 12. $216^\circ\text{Y LN} / 36^\circ\text{Y LN} /$ ブラッグ反射器構造 SM-BAW 共振子の実測周波数特性

3. 今後の研究成果の展開

現在、スマートフォンに代表される移動体無線通信システムは、世界的なサプライチェーンによって成り立っている。世間によく知られているのは、ベースバンド・アプリケーションプロセッサが米 Qualcomm、韓国 Samsung、台湾 MediaTek、中国 HiSilicon、中国 Spreadtrum Communications など設計され、台湾 TSMC、Samsung など製造されていることである。我が国の強みとしては、半導体材料や半導体装置の他、アンテナ周りの部材や実装部材が有名であるが、無線通信システムの中核要素である高周波フロントエンドモジュール (RFFEM) でも世界的な強みを有する。RFFEM を構成する要素のうち特に技術的に難しいとされているのが、周波数選択のための弾性波フィルタであり、我が国にはその開発・製造拠点がある (村田製作所、太陽誘電、スカイワックス フィルターソリューションズ ジャパン、京セラ、日清紡マイクロデバイス)。

本研究で開発した弾性波デバイスは、数 GHz から十数 GHz の周波数領域を対象とする。冒頭で述べたように、この周波数領域は“Beyond 5G”と“FR3”での利用が想定されている。このような構想の段階で、周波数資源の有効利用のための急峻なバンドパスフィルタの実現技術を我が国で開発することは、今後、利用方法や規格が国際的に議論される場面で我が国が主導権を発揮するのにも有用であると思われる。

溝電極 SAW デバイスと新規音響多層膜を用いた SM-BAW デバイスは、我々のオリジナル技術であり、特に前

者は新しい SAW モードの発見であり、学術的にも大きな意義を持つ。本提案を行うに先立ってバックグラウンド知財として特許申請を行い、登録されつつある。今後、本研究成果を民間企業に移転し、共同研究を行う構想である。実際、2018 年度終了の SCOPE プロジェクト (#175002002) で開発した LT/水晶構造の HAL (Hetero Acoustic Layer) SAW デバイスについては、民間企業と共同研究を行い、実用化開発が進んでいる。このような共同研究実績に基づき、本研究成果も民間企業が出席する学術講演会や弾性波素子技術コンソーシアムの研究会で発表し、本技術に興味を持つ共同研究企業を見つける予定である。

4. むすび

不純物ドーブした 26°YX LiNbO₃ (LN) に波長 1.3、1.2 μm、深さ 0.2~0.26 波長の Al 電極を埋め込むことにより帯域 7.8~7.6%、インピーダンス比 38~35 dB をもつ 8.1~9.1 GHz の SAW 共振子を実現した。耐電力の限界である 1.2 μm の波長の溝電極を用いることに 10 GHz 近い SAW デバイスが実現できた。波長 1.2 μm 以上の共振子を 3 個 π 型に組み合わせ最小挿入損 3.4~3.7 dB、帯域 7~12% の 8 GHz のラダーフィルタを実現した。この構造で励振される SAW は SH と SV だけを持つ新モードであることを確認した。

薄い高低音響インピーダンス膜を積層したブラグ反射器と薄い LN 層を有する SM-BAW 共振子については、これを試作し、基本モードより 9.5 GHz の 3 倍の 3 次モードが強勢に励振されることを確認した。そのインピーダンス比は 31 dB に達した。その他、分極方向が逆の 2 枚の LN 薄板を積層し、これを SM-BAW 共振子とした分極反転共振子も試作し、12 GHz の高次モードの強勢な励振を確認した。そのインピーダンス比は 30 dB 以上に達した。

【査読付き誌上発表論文】

- [1] M. Kadota, Y. Ishii, S. Tanaka, “3.4 GHz Strip-Type TS mode Solidly-Mounted BAW Resonator Using X LT,” Jpn. J. Appl. Phys., 61, SG1041, (2022).
- [2] M. Kadota, F. Yamashita, S. Tanaka, “4 and 7 GHz Solidly Mounted Thickness Extension Mode Bulk Acoustic Wave Resonators using 36°Y LiNbO₃,” Jpn. J. Appl. Phys., 62, SJ1004 (2023).
- [3] M. Kadota, F. Yamashita, S. Tanaka, “9.5-12 GHz Solidly Mounted Bulk Acoustic Wave Resonators Utilizing Overtone of Thickness Extension Mode”, Jpn. J. Appl. Phys., 63, 03SP59 (2024).

【査読付き口頭発表論文】

- [1] M. Kadota, T. Kojima, S. Tanaka, “8 GHz Third Harmonic SAW Resonator with Grooved Electrodes in LiNbO₃,” Proc. Int. Conf. on Microwave Acoustics & Mechanics, IC-MAM, 2022, T3-2.
- [2] M. Kadota, S. Tanaka, “Acoustic Devices (PAW, SAW and BAW) using Wafer Bonding Technology”, Proc. IEEE Int. Ultrason. Symp., C3L-06, Sept. 2023.
- [3] M. Kadota, F. Yamashita, S. Tanaka, “8 GHz Harmonic Surface Acoustic Wave Ladder Filters with Grooved Al Electrode in LiNbO₃ Substrate”, Proc. IEEE Int. Ultrason. Symp., C4L-06-3, 2024.

【口頭発表】

- [1] 門田, 小島, 田中, “3 次高調波を用いた溝電極/LN 構造 8 GHz 弾性表面波,” 弾性波素子技術コンソーシアム第 7 回研究会資料, pp. 15-18, 2022.

- [2] 門田, 山下, 田中, “LiNbO₃ 薄板の厚み縦振動のオーバートーンを利用した 9.5-12 GHz 音響多層膜構造バルク波共振子,” 圧電材料デバイスシンポジウム 2024, A2, 2024.
- [3] S. Tanaka, Y. Guo, M. Kadota, “Evolution of SAW and BAW Devices Using Thin LT and LN,” IEEE International Conference on Microwave Acoustics & Mechanics (IC-MAM) 2024.

【申請特許リスト】

- [1] 門田, 田中, “弾性表面波デバイス,” PCT/JP2021/023478 (出願日 2022.6.16) .
- [2] 門田, 田中, “弾性表面波デバイス,” 特願 2023-530404, PCT/JP2022/024130 (出願日 2022.6.16) .
- [3] 門田, 田中, “弾性波素子,” PCT/JP2023/24037 (出願日 2023.6.28) .

【登録特許リスト】

- [1] 門田, 田中, “弾性波デバイス,” PCT/JP2017/41165, アメリカ登録番号 US11258427 (登録日 2023.5.19) , 韓国登録番号 KR102554129 (登録日 2023.7.12), イギリス登録番号 GB2612701 (登録日 2023.8.2) , シンガポール登録番号 SG1120190475 (登録日 2023.10.19), 日本登録番号 7378723 (登録日 2023.11), 中華人民共和国登録番号 CN110114974 (登録日 2024.1.29), アメリカ登録番号 US12052012B2 (登録日 2024.11.30) .
- [2] 門田, 田中, “弾性波デバイス,” 特願 2021-537314 (出願日 2020.8.4, 優先日 2019.8.8) , PCT/JP2020/029759 (出願日 2020.8.4) , 日本登録番号 JP7527604 号 (登録日 2024.7.26) .
- [3] 門田, 田中, “高次モード弾性表面波デバイス,” PCT/JP2020/14906, (出願日 2020.3.31) , イギリス登録番号 GB2114590.9 (登録日 2023.5.3) , 日本登録番号 JP7517701 (登録日 2024.7.8) , アメリカ登録番号 US12052012B2 (登録日 2024.7.30) , 台湾登録番号 TW1853914B (登録日 2024.9.1) .

マイクロ光コムによる 300 GHz 超周波数帯の素子高機能化の研究開発

Research and Development of High-Performance Devices in the Over-300 GHz Frequency Band Using Microcombs

研究代表者

田邊孝純 慶應義塾大学
Takasumi TANABE Keio University

研究分担者

川西悟基[†] 藤井瞬^{††}
Satoki KAWANISHI[†] Shun FUJII^{††}
[†]慶應義塾大学大学院 ^{††}慶應義塾大学理工学部
[†]Graduate School of Keio University ^{††}Keio University

研究期間 令和4年度～令和6年度

概要

本研究では、光コムを用いた 300 GHz 帯電波の高度化に向け、SiN マイクロリング共振器の縦モード周期を正確に制御し、室外環境でも安定的にマイクロ光コムを発生させる技術を構築した。本素子の実用性を検証すべく 10 Gbit/s 変調光コムを高速フォトダイオードで電気信号化し、300 GHz 帯を用いた空中伝送と受信に成功するとともに、符号誤り率評価により安定的な無線伝送を実証した。さらに、安定化ソリトンコムと 298.8 GHz シンセサイザ間のビート位相雑音を評価し、光コムによる高周波 RF フィルタ動作の有効性を実証して、今後のさらなる高周波帯通信・システム応用に向けた基礎技術を確立した。

Abstract

In this study, we advanced 300 GHz-band radio-wave generation using optical frequency combs by precisely controlling the free spectral range of a SiN microring resonator, achieving stable microcomb generation. A 10 Gbit/s modulated optical comb was converted into an electrical signal via a high-speed photodiode, transmitted, and received over a 300 GHz band, demonstrating reliable wireless transmission. We also evaluated the beat-phase noise between a stabilized soliton comb and a 298.8 GHz synthesizer, confirming optical-comb-based high-frequency RF filter operation.

1. まえがき

近年の情報通信技術（ICT）の進展は目覚ましく、携帯電話や Wi-Fi が日常生活に深く浸透したことで、電波を利用したコミュニケーションが豊かに実現されている。今後も電波を活用した通信の需要は拡大すると予想されるが、総務省の「我が国の電波の使用状況」によれば、周波数 100 GHz 以下は既にさまざまなサービスで埋め尽くされており、さらなる高周波領域の開拓が必要とされている。しかし既存の電子回路技術を用いて 100 GHz 以上で電波を発生・変復調するためには、多くの技術的課題を克服する必要がある、現状では容易に利用可能な技術は確立されていない。

一方、近年は光ファイバ通信技術の普及が進み、無線技術と光ファイバ通信技術を組み合わせることで、多数の携帯電話や Wi-Fi 端末からの無線信号を長距離・大容量伝送が可能な光ファイバで世界中へ届けるシステムが実用化されている。光ファイバ伝送で用いられる光信号のキャリア周波数は約 200 THz と、現在携帯電話などで利用されている 1 GHz 程度と比べはるかに高く、フォトニクス技術は高周波電波を生成・制御する上で大きな可能性を秘めている。また、アンテナ近傍で光から電波に変換するシステム構成を採用すれば、光分野で培われた高機能制御素子を活用できるため、結果としてテラヘルツ（THz）電波の制御性を大幅に向上させることが期待される（図 1-1）。高周波化の一般的なアプローチとして、kHz～MHz 帯の RF 周波数を通倍回路を用いて数 100 GHz へ変換する

手法があるが、この際にノイズが増幅され、純度の高い信号の確保が困難になる。さらに、高周波領域では回路サイズの微細化や可変素子の実装が難しく、電磁波の伝搬損失も大きいという課題がある。

しかし、光技術を活用すれば、光周波数から直接サブ THz 帯（数 100 GHz）の信号を生成でき、通倍に伴うノイズ増幅の問題を緩和できる。また、光領域で多様な制御を行ったうえでアンテナ直近で電波に変換することにより、THz 帯で所望の周波数や機能を柔軟に得られる。こうした特長を生かすべく（図 1-2）、本研究開発では光コム技術を応用した RF フォトニクス基本素子の開発を目的としている。具体的には、300 GHz を超える低ノイズ電波源の実現、光技術を用いた RF フォトリックフィルタの開発、光ファイバによる無線（Radio-over-Fiber: RoF）の長距離 RF 信号伝送技術の高度化等に取り組み、従来の電気回路技術では困難とされる 300 GHz 以上の電波発生・制御技術を深化させ、より高い周波数帯へ移行するための基盤技術を確立することを目指す。

2. 研究内容及び成果

2. 1. 300 GHz 帯電波発生のための基盤技術

まず、300 GHz 帯電波を高精度に生成・周波数調整するために、SiN 製マイクロリング光共振器を設計・試作した。図 1 に示すように、共振器の共振波長を正確に制御できることを確認し、これにより 300 GHz 帯電波生成に必要な粗動・微動制御が可能となることを示した。

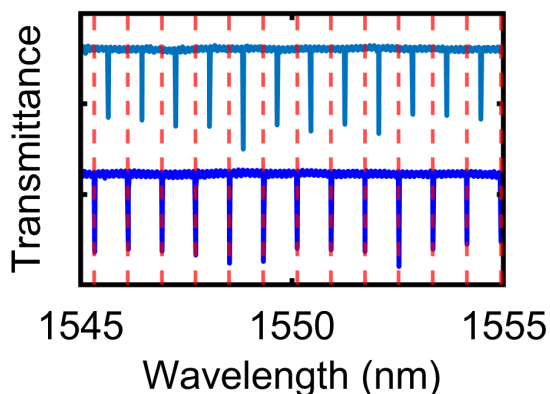


図1 SiNマイクロリング光共振器の共振波長を微小に制御した実験結果

次に、300 GHz 電波の生成に用いるマイクロ光コム（マイクロリング光共振器を利用した光周波数コム）を安定・簡便に発生させるため、試作した SiN マイクロリング共振器を光ファイバと接続してパッケージ化を行った。折り返し型と透過型の 2 種類を試作し（図 2）、折り返し型では光ファイバとのアライメントが容易で、デバイスの挿入損失を約-6 dB に抑えられた。

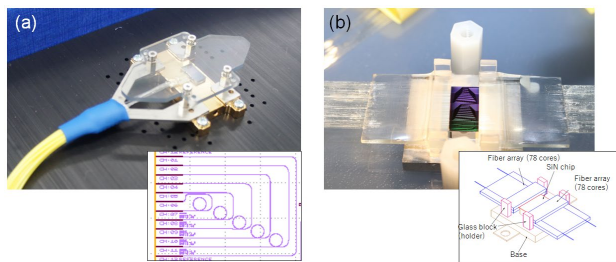


図2 SiNマイクロリング共振器のファイバ接続パッケージ(a) 折り返し型 (b) 透過型

試作した SiN マイクロリング共振器と励起システム（励起光源・安定化電気制御回路）を組み合わせ、2023 年 12 月 15 日に東京国際フォーラムで開催された「KEIO Techno-Mall」において本素子を実際に動体展示し、250 GHz 間隔のマイクロコムを実験室外で生成することに成功した（図 3）。これは国内で初めてマイクロコムを展示会のような実験室外環境で動態実演した事例であり、文献上でも世界初と考えられる。本成果は、300 GHz 帯電波の高精度生成に必要なマイクロコムを実験室外でも安定動作させられることを示した重要なステップとなった。

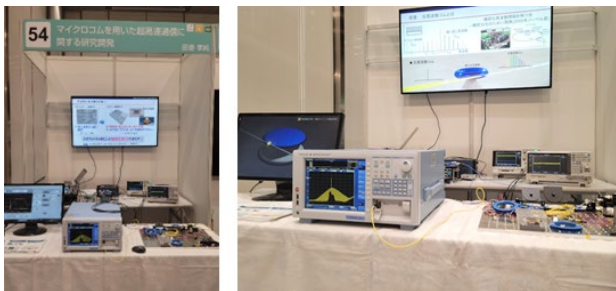


図3 展示会（KEIO Techno-Mall）でのマイクロコム動態展示の様子

2. 2. 光コム発生技術を用いた 300 GHz 帯電波発生と低エラー伝送実験

2. 2. 1. 低雑音 300 GHz 生成用マイクロコム

300 GHz 電波生成のため、まず波長 1550 nm 帯の半導体レーザ(LD)を励起光として用い、パワーキック法（音響光学変調器：AOM による励起光パワーの時間変化制御）により SiN マイクロリング共振器を励起してマイクロコムを発生させた。図 4 に、その結果得られたマイクロコムのスペクトルを示す。C 帯から L 帯にわたって広帯域にコム線が生成されている。

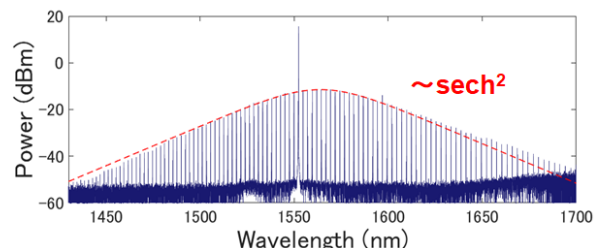


図4 発生したマイクロコムの光スペクトル

ここから、隣接する周波数間隔が 300 GHz の 2 本のコム線（1554.7 nm と 1557.2 nm）を抽出し、単一キャリア走行フォトダイオード(UTC-PD)に入射することで 300 GHz 帯電波を発生させた。まず、図 5(a)に示す測定セットアップで 300 GHz 帯電波の位相ノイズを評価した。受信系では 12.45 GHz のローカル発振器を 24 通倍して 300 GHz 帯を生成し、これを比較用の信号としてダウンミキシングを行っている。しかし、電氣的ローカル発振器の 24 通倍によりノイズも増幅され、測定系の限界（赤線）が存在する（図 5(b)）。本実験結果は、光技術で生成した 300 GHz 帯信号がその測定限界付近にあることを示しており、マイクロコムによる 300 GHz 帯信号が極めて低ノイズであることが間接的に示唆された。

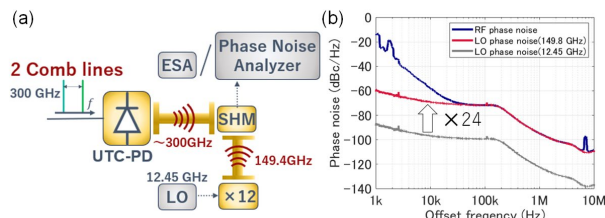


図5 (a) 300 GHz 信号の位相ノイズ測定セットアップ。(b) マイクロコムによる 300 GHz 帯信号の位相ノイズ特性（青線）。ローカル発振器の位相ノイズ（灰線）と 24 通倍時の想定位相ノイズレベル（赤線）も併記。

2. 2. 2. 300 GHz 導波管伝送実験

続いて、低ノイズの 300 GHz 信号を用いて低エラー伝送実験を導波管を用いて行った。図 6 はそのブロック図である。一方のコム線に LiNbO₃変調器(LN-Mod.)を用いて 10 Gbit/s の強度変調(IMDD)を施し、もう一方は無変調のまま合波した後、UTC-PD で 300 GHz 帯電波を生成する。こうして光領域で変調した信号を電波として取り出し、導波管(WG: 全長 7.5 cm)を通過させた後、ショットキーバリアダイオード(ZBD)で検波・復調した。

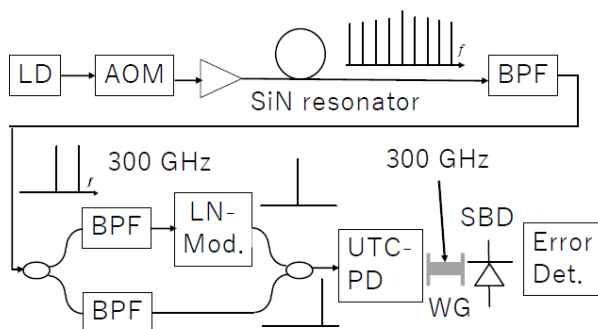


図 6 マイクロコムを用いた 300 GHz 発生と伝送実験のブロック図

図 7 に示すのは使用した UTC-PD と 300 GHz 帯導波管および ZBD の写真である。復調後に得られた 10 Gbit/s 信号のアイパタンを図 8 に示すが、十分に開口したアイが観測できた。また、UTC-PD 出力 300 GHz 電波の RF パワーと符号誤り率 (BER) の関係を図 9 に示す。3 インチ (約 7.5 cm) の導波管を通した場合、約 4 dB のパワーペナルティが生じたが、これは導波管自体や接続部分での損失が原因と考えられる。いずれにしても、本結果によりマイクロコムによる生成した 300 GHz 信号を用いることで、 $BER < 10^{-9}$ という極めて低いエラー率で THz 伝送できることが実証された。

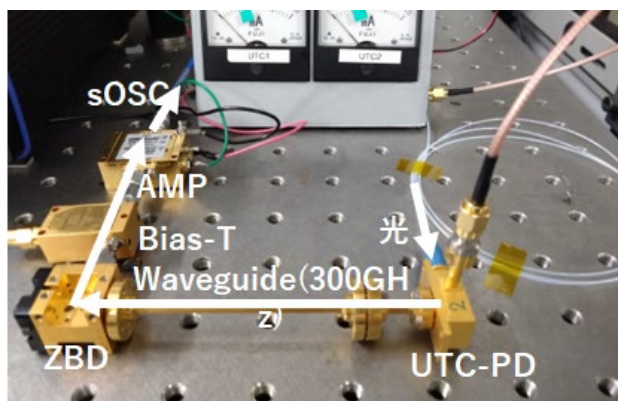


図 7 UTC-PD と 300 GHz 帯導波管・ショットキーバリアダイオード (ZBD) の写真

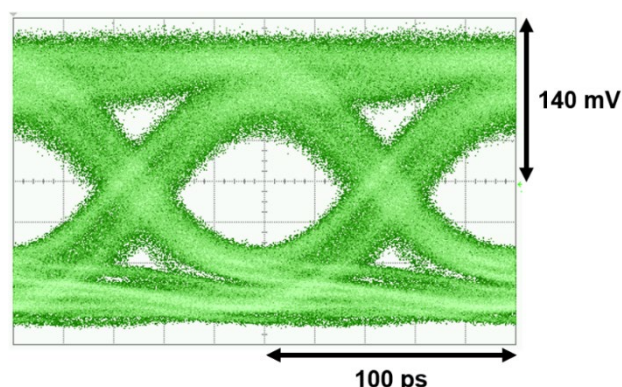


図 8 復調した 10 Gbit/s 信号のアイパタン

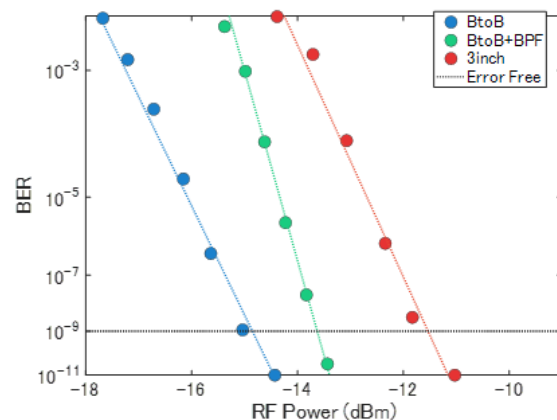


図 9 300 GHz 帯 10 Gbit/s 伝送の符号誤り率 (BER) 特性

2. 2. 3. 300 GHz 無線伝送実験

次に、図 10 に示す実験系でアンテナを用いた無線伝送実験を行った。

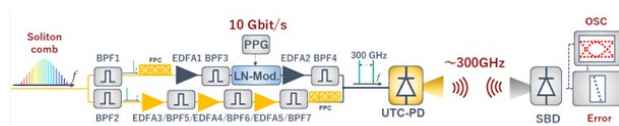


図 10 光コムを用いた 300 GHz 帯電磁波による 10 Gbit/s 伝送実験系

アンテナを用いた伝送実験のセットアップで、ソリトンコムを発生させた後に 2 本のコム線を切り出し、短波長側のみを変調する。続いてフォトミキシングにより 300 GHz 信号を生成し、UTC-PD から送信アンテナ経由で空間伝送後、ショットキーバリアダイオード (SBD) で検波した。本研究ではオンオフキーイング (OOK) を用いている。ソリトンコムは、共振器温度とポンプ光波長を制御することで安定化させている。

図 11 (a)(b)には、アンテナ間距離をそれぞれ 3 mm と 22 mm とした際に得られたアイパタンを示す。

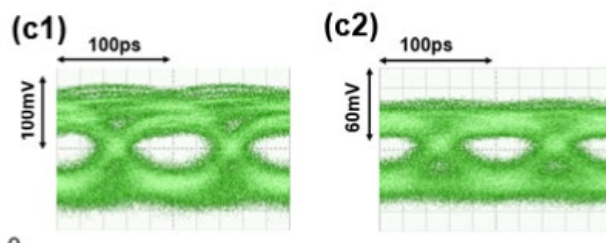


図 11 (a): アンテナ間距離 3 mm 時のアイパタン (b): アンテナ間距離 22 mm 時のアイパタン

BER 特性を back-to-back (約 1 cm の導波管伝送) と比較した結果が図 12 である。

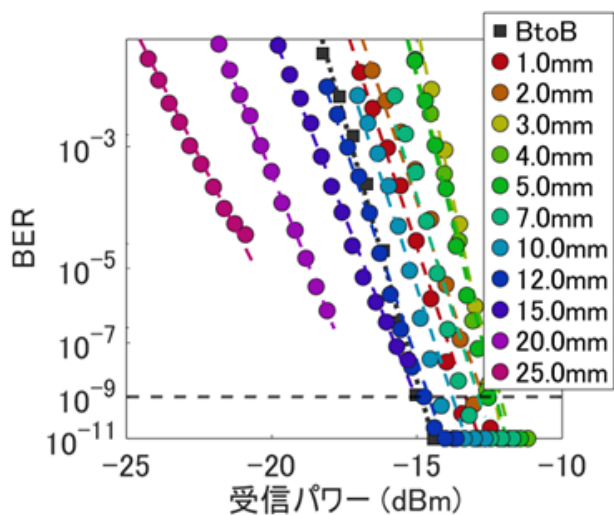


図 12 空間伝送距離を変えた時の BER 特性

以上の伝送実験により、300 GHz 間隔のマイクロ光コムを用いた 10 Gbit/s 伝送の有効性を検証した。

2. 2. 4. ソリトンコムを利用した 300 GHz 帯無線 QPSK 伝送

周波数間隔 300 GHz のソリトンコムをフォトミキシングして 300 GHz 帯のテラヘルツ波を生成し、5 Gbps および 10 Gbps の QPSK 伝送実験を行った。

図 13 に実験系を示す。SiN マイクロリング共振器から生成された周波数間隔 300 GHz のソリトンコム (図 2-2-2) から、近接する 1557.03 nm および 1559.46 nm のコム線をそれぞれ OBPF1・OBPF4 で取り出した。短波長側のコム線を IQ 変調器で変調したのち、無変調の長波長側とパワーを合わせて合波し、UTC-PD に入力して 300 GHz 帯 RF 信号を生成した。生成した RF 信号は約 1 cm の導波管で伝送し、サブハーモニックミキサ (SHM) で 10 GHz 帯 IF 信号にダウンコンバートした。SHM の LO 信号には LO1 (12.06 GHz) を 24 通倍して用い、またハイブリッドカップラで LO2 (9.99 GHz) を 90° 位相の異なる 2 つの信号に分割し、I および Q 信号としてミキシングに用いた。最後に、得られた I/Q 信号をオシロスコープ (OSC) により A/D 変換し、デジタル信号処理を行ってコンスタレーション図や EVM、BER を評価した (図 15, 図 16)。

10 Gbps では 5 Gbps と比較して、同等の BER を得るために必要な UTC-PD 出力パワーが約 6.5 dB 大きいことがわかった。また、10 Gbps の IMDD 方式に比べて QPSK 方式は BER の傾きが緩やかであることが確認された。

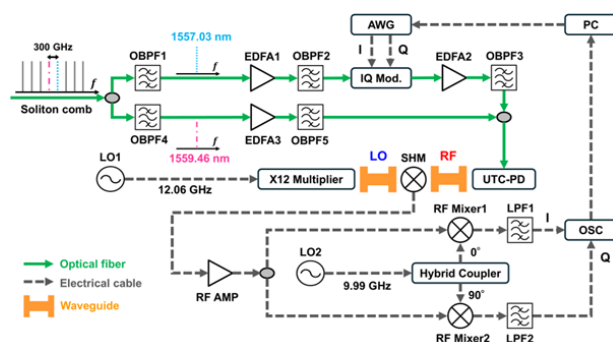


図 13 300 GHz 間隔ソリトンコムを用いた 300 GHz 帯

QPSK 伝送実験系

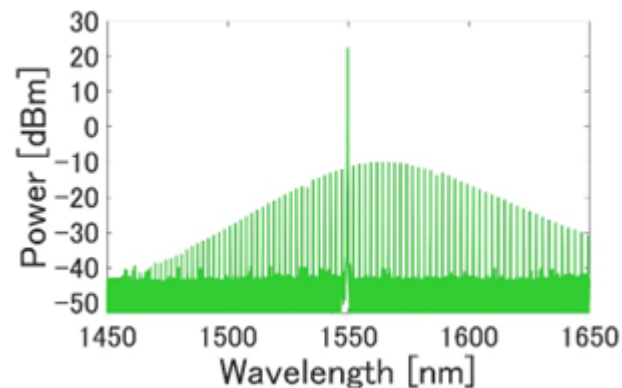


図 14 ソリトンコムのスペクトル

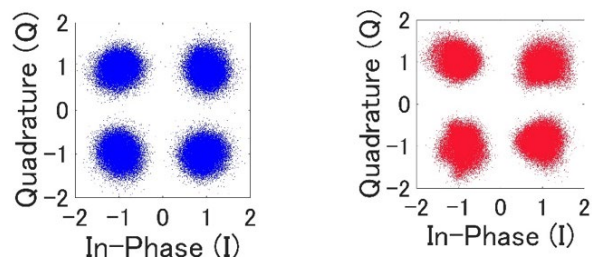


図 15 (a): 5 Gbps 時 (UTC-PD 出力パワー -16.19 dBm) のコンスタレーション. (b): 10 Gbps 時 (UTC-PD 出力パワー -7.80 dBm) のコンスタレーション

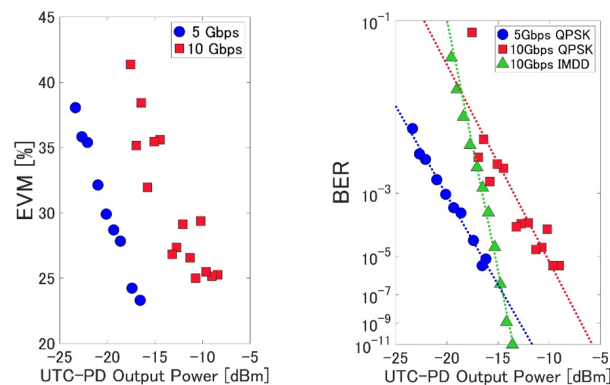


図 16 (a): UTC-PD 出力パワーと EVM の関係 (b): UTC-PD 出力パワーと BER の関係

本実験により、300 GHz 間隔ソリトンコムを用いた 300 GHz 帯 QPSK 伝送の有効性が示された。

2. 3. 理論解析による光コムを利用した高周波 RF フィルタ動作の原理実証

光領域で信号処理を行うフォトニック RF フィルタは、従来の電気式フィルタに比べて挿入損失を大幅に低減できる利点がある。図 13 のセットアップでは、10 Gbit/s 信号をそのまま伝送できるだけでなく、各波長成分に付与する遅延量を調整することで、通過帯域を精密に制御できる RF フィルタ機能を組み込む

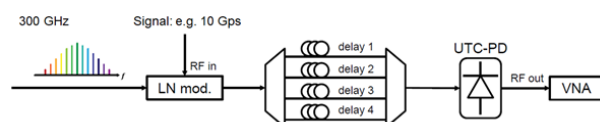


図 13 フォトニック RF フィルタの実験セットアップ

ここで、遅延量を T とし、delay 1~delay N を $0, T, 2T, 3T, \dots, NT$ と設定するときの系の伝達関数 $H_c(\omega)$ は下式で記述される。

$$H_c(\omega) = \sum_{n=0}^{N-2} \sqrt{p(n)p(n+1)} e^{-j\omega n\Delta T} + \sum_{n=1}^{N-1} \sqrt{p(n)p(n-1)} e^{-j\omega n\Delta T}$$

ただし、 $p(n)$ は n 番目のマイクロコムスペクトルの振幅である。図 14(a) に理論的に設計したフィルタの伝達特性を示すが、300 GHz を中心とした所望のスペクトル形状が得られていることがわかる。この成果は特許出願済みである（特願 2024-057764）。

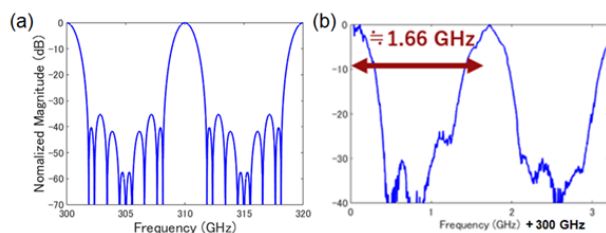


図 14 フォトニック RF フィルタの結果。(a) 理論的に求めた伝達関数。(b) 実験で得られた RF フィルタ特性。

ここまでで、理論的にフォトニック RF フィルタ動作の実現が示されたので、実証実験に移行した。図 15 にフォトニックフィルタの基本構成を示す。マイクロ共振器から発生した等波長間隔の光コムは、入力信号で変調後に波長シェイパで各波長成分の強度を最適に整形し、シングルモードファイバ (SMF) の二次分散やファイバ長、コム間の波長間隔によって各スペクトル成分に異なる遅延を与える。UTC-PD で受光すると、コム線が隣接するスペクトル間（この場合 300 GHz）でビートを生じ、高周波信号を生成すると同時に所望のフィルタリングが行われる。

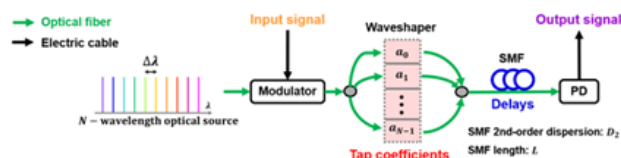


図 15 フォトニックフィルタの基本構成

本実験では、まずソリトン光コムに対して光強度変調器で 10 Gbit/s の OOK 変調を施し、続いて波長シェイパにより各コム線の強度バランスを整えて所望のスペクトル形状に成形した（図 16(a), (b)）。

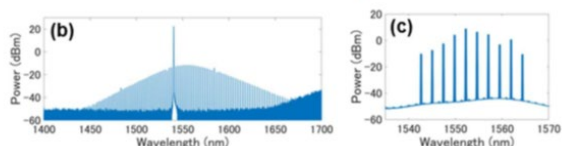


図 16: (a) 変調前ソリトンコム, (b) UTC-PD 入射時の整形後スペクトル

成形後のコム光をシングルモードファイバへ導入し、ファイバ固有の二次分散を利用して波長成分ごとに異なる遅延 T を付与したうえで UTC-PD に入力し、300 GHz 帯の電磁波へ直接変換した。この電磁波をショットキーバリ

アダイオードで受信し、オシロスコープで時間波形を、電気スペクトラムアナライザで周波数スペクトルをそれぞれ観測した。付与分散量を -340 ps/nm に設定した場合と -33.9 ps/nm に設定した場合の周波数応答を図 16 に示すとおり、通過帯域と阻止帯域を 300 GHz 周辺で自由に設計できることが確認された。

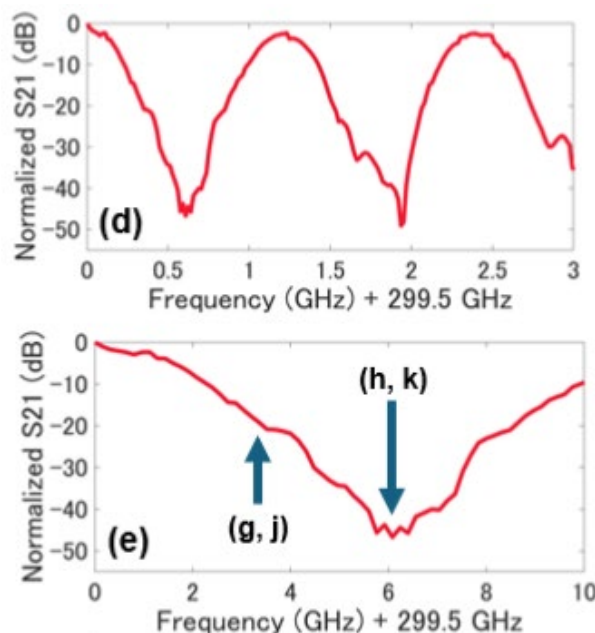


図 16 (a) -340 ps/nm, (b) -33.9 ps/nm の分散付与時の周波数応答

さらに、外部より雑音信号を注入した際、通常通り受信した信号のアイパターン（図 17 (b)）と電気スペクトル（図 18(b)）は著しく劣化したが、フォトニックフィルタを通過させることで不要成分が抑圧され、広い開口を持つアイパターン（図 17(c)）とクリーンなスペクトル（図 18(c)）が回復した。これらの結果より、本手法が 300 GHz 帯高速信号に対して有効な帯域整形と雑音除去を同時に実現できることが実証された。

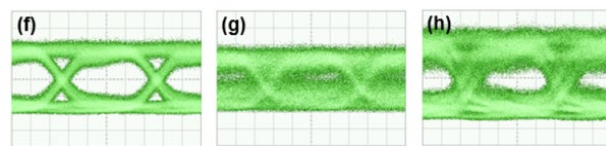


図 17 アイパターン: (a) 雑音なし, (b) 雑音付加, (c) フィルタ後

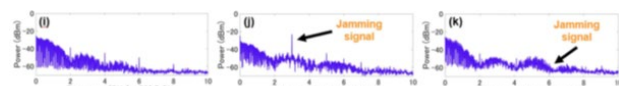


図 18 電気スペクトル: (a) 雑音なし, (b) 雑音付加, (c)

本研究では光コム技術を活用して 300GHz 以上の周波数帯での高機能・高品質な信号生成・伝送・フィルタリングを実証し、今後の高周波帯通信ならびにシステム応用への基盤技術を確立できる。

3. 今後の研究成果の展開

研究で得た知見を産業界へ迅速に橋渡しするため、マイクロ光コムコンソーシアムを 2024 年に発足させた（図 19）。

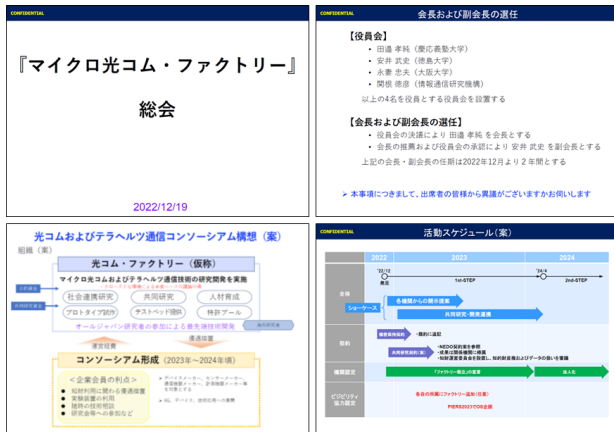


図 19：COM^2 活動

第 1 回総会で研究代表者が初代会長に就任し、徳島大学に事務局を設置した。コアメンバー（役員）は安井武史（徳島大学）、永妻忠夫（大阪大学）、関根徳彦（NICT）の 3 名で組織を立ち上げた。SCOPE プロジェクトで得られた成果を含め、社会実装へ円滑に展開することを活動の柱とする。既に法人会員は 4 社参画しており、今後も増加の方向にある。

4. むすび

本研究では、SiN マイクロリング共振器を用いた光コム生成技術を基盤に、300 GHz 帯テラヘルツ電波の低雑音発生、10 Gbit/s 級無線伝送、およびフォトニック RF フィルタによる帯域整形までを一貫して実証した。特に、実験室外でも安定動作するマイクロコムパッケージの開発と、BER<10⁻⁹を達成する導波管・空間伝送の実績は、高周波帯ワイヤレスシステムの実装に向けた重要なステップである。さらに、光領域で遅延と振幅を制御するフォトニック RF フィルタを 300 GHz 帯で機能させ、雑音除去と動的帯域制御を同時に実現できることを示した。

これらの成果を社会実装へ加速する枠組みとして、産学官連携コンソーシアム COM^2 を発足させ、オープンテストベッド運営、デバイス共通仕様策定、国際標準化提案などを開始した。今後は、同コンソーシアムを核に量産プロセスの確立と応用シナリオの具体化を進め、6G・Beyond-6G 通信をはじめ、医療・セキュリティ・センシング分野への波及を目指す。

今後は、300 GHz 無線デバイスの更なる安定化と高出力化、リアルタイム再構成型フォトニック RF フィルタの高度化、多波長並列伝送による 100 Gbit/s 超級 THz 無線の実証などの研究開発の継続が期待できる。あわせて、高耐光パッケージ技術やサブ THz フェーズドアレイとの統合を進めることで、「Microcomb-Inside」ソリューションとしての市場投入が視野に入ってくる。本研究が拓いたマイクロコム×テラヘルツ波プラットフォームは、高速無線通信のみならず、新たな計測・イメージング技術の創出にも寄与し、関連産業と学術分野の発展に大きく貢献すると期待される。

【査読付き誌上発表論文】

- [1] Koya Tanikawa, Mantaro Imamura, Ayaka Yomoda, Soma Kogure, Ryo Sugano, Satoki Kawanishi, Shun Fujii, and Takasumi Tanabe, "Soliton comb-based photonic microwave filter operating in the 300 GHz

band," Photonics Research (2025). (in press) (DOI: 10.1364/PRJ.550894).

- [2] S. Fujii, K. Wada, R. Sugano, H. Kumazaki, S. Kogure, Y. K. Kato, and T. Tanabe, "Versatile tuning of Kerr soliton microcombs in crystalline microresonators," Communications Physics 6, 1 (2023).

【その他の誌上発表】

- [1] 田邊孝純, 「集積コムの最前線ーマイクロコム・デバイスコムー」によせてーマイクロコムロードマップー」レーザー研究, Vol. 52, No. 11, pp. 568-571 (2024).

【査読付き口頭発表論文】

- [1] Mantaro Imamura, Koya Tanikawa, Ayaka Yomoda, Ryo Sugano, Satoki Kawanishi, Shun Fujii, and Takasumi Tanabe, "Implementation of a Photonic Filter Using a Soliton Comb for 300 GHz Band Communication," CLEO2025, 4237401, Long Beach, May 4-9 (2025).

- [2] Mantaro Imamura, Ayaka Yomoda, Koya Tanikawa, Soma Kogure, Ryo Sugano, Satoki Kawanishi, Shun Fujii, and Takasumi Tanabe, "Transmission in the 300 GHz Band using a Soliton Comb," The 16th Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO-PR 2024), Mo2I-3, Incheon, Aug. 4-9 (2024).

- [3] Koya Tanikawa, Shun Fujii, Soma Kogure, Shuya Tanaka, Shun Tasaka, Koshiro Wada, Hajime Kumazaki, Satoki Kawanishi, and Takasumi Tanabe, "Field demonstration of multi-wavelength optical transmission with microresonator frequency combs," 2023 Conference on Lasers and Electro-Optics/Europe - European Quantum Electronics Virtual Conferences (CLEO/Europe-EQEC 2023), CI-8.3, Munich, Jun. 26-30 (2023).

【口頭発表】

- [1] 今村万太郎, 四方田彩花, 橋本洋輔, 木村祥太, 菅野凌, 藤井瞬, 田邊孝純, 「ソリトンコムを利用した 300 GHz 帯 QPSK 伝送」2025 年電子情報通信学会総合大会, C-14-20, 東京都市大学世田谷キャンパス, 2025 年 3 月 24 日～28 日.
- [2] 植村仁美, 四方田彩花, 今村万太郎, 菅野凌, 藤井瞬, 田邊孝純「ソリトンコムを用いた 300GHz 信号のアンテナ伝送」第 72 回応用物理学会春季学術講演会, 16p-K504-15, 東京理科大学野田キャンパス (ハイブリッド), 2025 年 3 月 14 日～17 日.)
- [3] 今村万太郎, 四方田彩花, 谷川幸彌, 木暮蒼真, 菅野凌, 川西悟基, 藤井瞬, 田邊 孝純, 「ソリトンコムを用いた 300GHz 信号の伝送」第 71 回応用物理学会春季学術講演会, 23a-P03-11, 東京都立大学世田谷キャンパス (ハイブリッド), 2024 年 3 月 22 日～25 日.

【申請特許リスト】

- [1] 田邊孝純, 川西悟基, 藤井瞬, 谷川幸彌, 木暮蒼真, 「電磁波発生装置、及び無線送信装置」, 日本, 特願 2023-002959, 2023 年 1 月 23 日出願
- [2] 田邊孝純, 谷川幸彌, 藤井瞬, 川西悟基, 「発信機及び発信方法」慶應義塾大学 特願 2024-57764 2024 年 3 月 29 日出願

【受賞リスト】

- [1] 藤井 瞬, レーザー学会学術講演会優秀論文発表賞, 「高 Q 値微小光共振器による高繰り返しソリトンマイクロコムの発生と精密制御」, 2022 年 5 月.

スピントロニクスセンサによる低周波電磁波を活用したスマートインフラ検査技術の開発

Development of smart infrastructure inspection technology using low-frequency electromagnetic waves with spintronics sensors

研究代表者

大兼 幹彦 東北大学大学院工学研究科
Mikihiko Oogane Graduate School of Engineering, Tohoku University

研究分担者

松原 真一[†] 熊谷 静似^{††}
Shinichi Matsubara[†] Seiji Kumagai^{††}
[†]コニカミノルタ株式会社 ^{††}スピセンシングファクトリー株式会社
[†]Konica Minolta, Inc. ^{††}Spin Sensing Factory Corp.

研究期間 令和5年度～令和6年度

概要

東北大学にて開発された、室温で小型・低消費電力で動作するスピントロニクスセンサをインフラの非破壊検査システムに応用することを目指して研究開発を行った。スピントロニクスセンサのみが実現可能な新しい検査法である低周波電磁波を活用した打磁試験法を開発し、従来検査技術では到達不可能であった高精度検査を実現することを目的とした。具体的には、マルチチャネル3軸センサの設計・製作、打磁試験システムの構築、低ノイズセンサ回路の設計・試作、環境ノイズキャンセル技術の原理実証、非破壊検査データの収集とAI開発、インフラマネジメントシステムの試作を実施した。

Abstract

We conducted R&D with the aim of applying spintronics sensors, which are small and operate with low power consumption at room temperature, to non-destructive testing systems for infrastructure. We aimed to develop magnetic hammering testing (MHT) method that utilizes low-frequency electromagnetic waves to achieve high-precision testing that was not achievable with conventional testing techniques. Specifically, we carried out design and production of a multi-channel 3-axis sensor, construction of MHT system, design and prototyping of a low-noise sensor circuit, demonstration of the principle of environmental noise cancellation technology, collection of non-destructive testing data and development of AI, and prototyping of an infrastructure management system.

1. まえがき

高度経済成長期に集中的に整備された社会インフラは、今後急速に老朽化が進行することが予想されている。一方で、国内では少子高齢化が進んでおり、限られた予算と人員でインフラを合理的に維持管理する必要がある。特に、プレストレスト・コンクリート (PC) 橋の建設数は約6万橋を超えるが、PC グラウト充填不足やPC 鋼材の腐食・破断、海外では落橋に至る事例も確認されている。このような背景から、PC 鋼材を簡便に低コストで、かつ、精度よく検査するための手法の確立が求められている。しかし、PC 構造物において重要な PC 鋼材は、コンクリート内部に埋設されているために、目視による点検は非常に困難である。

現在、PC 鋼材の破断や腐食を検査する手法として最も有力なものは漏洩磁束法である。鋼材を磁石で磁化させた場合、欠陥箇所からは磁束が漏れる。この漏れ磁束を磁気センサで検出することで、破断や腐食の有無を見極めることができる。この漏洩磁束法を利用した非破壊検査装置は既に実用化もなされている (例えば、四国総研製 M.EYE チェッカー)。しかし、従来装置では、PC 鋼棒の破断の場合、コンクリートのかぶり厚さが 15 cm 程度までが検出限界であった。実際の PC 構造物では、より深部にも鋼材が埋設されており、最大でかぶり厚さが 50 cm もの PC 構造物も存在する。

電子の有する電荷とスピンの 2 つの性質を積極的に利用して、画期的な電子デバイスを創出しようとする、スピ

ントロニクス技術は、従来の非破壊検査の課題を解決する。次世代のスピントロニクスデバイスの一つが、超高感度磁気センサである。センサ応用のためには、外部磁場に対する素子の出力変化 (磁気抵抗効果) を大きくする必要がある。その代表的な現象が、本研究で利用する量子トンネル磁気抵抗 (TMR) 効果である。1994 年に研究代表者のグループにおいて、室温で約 20% の TMR 比が観測されて以降、飛躍的に TMR 比が向上し、現在では 600% にも至っている。このような磁気抵抗効果の劇的な向上を背景として、スピントロニクス素子を社会インフラの検査、バッテリーの高精度電流モニタ、がんやウイルスの検出、ヒトの脳や心臓の生体磁場計測等に幅広く応用するための研究開発が進められている。

従来、超高感度磁気センサの代表は超伝導量子干渉素子 (SQUID) であった。しかし、超伝導デバイスは、現在のところ低温に冷却する必要があり、コストや装置の大きさの問題があり、広く普及はしていない。一方、本研究で用いる TMR 効果を利用したスピントロニクスセンサは室温で動作する。加えて、ナノメートルオーダーまで微細化しても TMR 比が劣化しないことから小型化が可能であり、抵抗値が比較的大きい素子であるために消費電力も 100 μ W 以下と小さい。さらに、Si などの大面積基板上に、半導体プロセスを利用して素子を形成することが可能であることから、将来的に低コストで製造可能である。このような特長を有するスピントロニクスセンサは、まさに ICT/ IoT 社会におけるキーデバイスである。

東北大学とスピントロニクスファクトリー（以下、SSF）社は、SCOPE プロジェクト（フェーズ I）において（平成 31 年度終了課題、ICT 基礎・育成型研究開発「スピントロニクス素子による非破壊検査イメージング技術の研究開発」）、スピントロニクスセンサをインフラ非破壊検査用に最適化し、目標値である 50 cm のかぶり厚さでの鋼材の破断検出に成功した（M. A. Ihsan and M. Oogane *et al.*, *Sensors*, 19, 4718 (2019)）。従来の 15 cm のかぶり厚さの限界を大きく上回り、スピントロニクスセンサの有用性を実証した成果である。また、もう一つの参画企業であるコニカミノルタは、「SenrigaN」という非破壊検査装置を製品化し、JR や NEXCO 等からの PC 鋼材の委託検査を数多く実施している。本検査装置の磁気センサには、従来の感度の低いホールセンサを用いているため、測定対象はコンクリート厚が薄いものに限定されているが、データ通信によって測定データを瞬時に確認可能であり、状態診断も可能な利便性の高いシステムに特徴がある。

前回の SCOPE プロジェクトで残された課題は、実環境下において動作可能な非破壊検査システムを実現するためには、環境ノイズや検査対象以外の構造物からのノイズとの信号分離である。また、漏洩磁束法は、鉄筋の傷等から生じる漏洩磁場の大きさから傷の有無を判断するが、磁場の大きさはセンサと対象物の距離によって変化し、対象物以外から生じる磁場も合成されて測定されてしまう。また、現在の漏洩磁束法では、従来の信号処理・分析技術では診断精度が十分でなく、判断が難しいケースでは、最終的に熟練の専門職人の感覚に頼ってしまっている。以上より、実用レベルでの非破壊検査を実現するための課題は、以下の 3 つにまとめられる。

- (1) 外部ノイズと検査対象物からの磁場信号の信号分離
- (2) 漏洩磁束法のみを用いた検査からの転換
- (3) 検査員の判断に依存しない客観的なデータ診断

これら 3 つの課題を解決するための要素技術の確立と、それらを組み合わせて実現可能な試作システムの製作を、本 SCOPE プロジェクトでの目的とした。

2. 研究内容及び成果

2.1 マルチチャネル TMR センサの作製

SSF 社が保有する、スピントロニクスセンサ用の超高真空多層膜作製装置を用いて、センサ素子の肝となる多層膜を形成した。漏洩磁束試験と低周波電磁波を活用した非波形検査法（打磁試験と呼ぶ）の両方に対応可能なセンサを作製するため、直流磁場と高周波磁場をとともに高感度検出可能な多層膜を設計する必要がある。図 1(a) に最適化後のスピントロニクスセンサ多層膜の構造を示す。強磁性自由層として CoFeSiB/Ru/CoFeB 積層膜、トンネル絶縁層として MgO 薄膜、強磁性固定層として CoFeB/Ru/CoFe/IrMn 積層膜を採用した。自由層中の CoFeSiB 膜厚の調整により、センサ感度とダイナミックレンジを非破壊センサ用に最適化した。また、MgO 膜厚の薄膜化によって、漏洩磁束法にとって重要な低周波領域の $1/f$ ノイズを低減し、かつ、高周波領域のホワイトノイズも減少させることができた。図 1(b) に、最適化された素子における、検出磁場分解能の周波数依存性を示す。1 Hz において $1 \text{ pT/Hz}^{0.5}$ 程度の分解能、また 1 kHz では $0.1 \text{ pT/Hz}^{0.5}$ 以下の分解能が得られた。この結果は、従来のホールセンサに比べて圧倒的に高性能であることに加えて、漏洩磁束法および打磁試験法に必要なセンサ性能を満たしていることを示している。

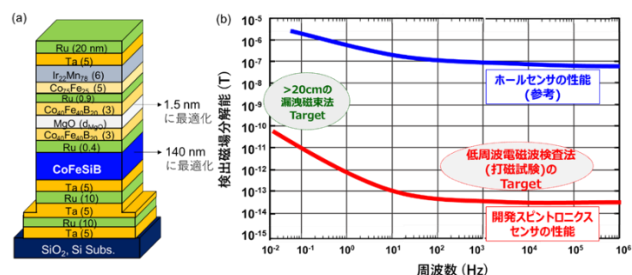


図 1 (a) 開発したスピントロニクスセンサの構造と (b) 検出磁場分解能の周波数依存性

最終的な非破壊検査システムには、48 チャネルのマルチセンサを実装するため、同性能の素子を歩留まり良く作製する必要がある。そのために、東北大学内のファブ施設である、西沢センターにて素子化のための微細加工プロセスの確立を進めた。また、加工後の素子について、磁場中での熱処理を行うことでセンサ動作が可能になるが、これまでは外注で熱処理を行っていたが、試作の効率が悪い問題があったため、SSF 社が保有する磁場中熱処理装置を令和 5 年度に整備して効率化を図った。図 2 に素子形成後の 3inch φ ウェハとその性能評価結果を示す。この結果から、ウェハ内のほぼすべての素子が $\sigma < \pm 2$ の性能に収まっていることが分かった。

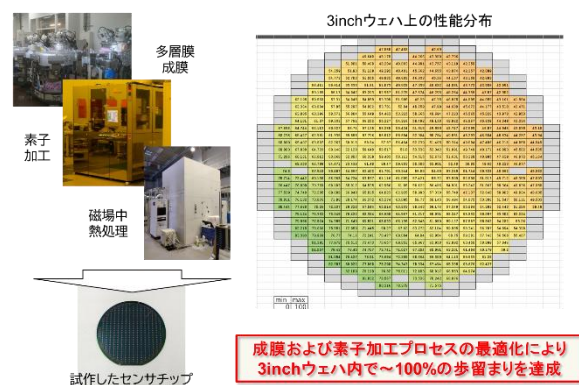


図 2 開発したスピントロニクスセンサとその性能分布

前述の最適化された微細加工手法により素子化した素子を、アンプ回路およびフィルタ回路と接続し、漏洩磁束法および打磁検査法に適用可能な 3 軸センサモジュールを設計、および、制作した。図 3 に 3 軸センサモジュールにより測定した破断鋼棒の漏洩磁束測定結果を示す。左から x, y, z 軸方向の磁場を測定した磁場マッピングデータに対応している。測定した結果は、予想される破断箇所からの漏洩磁束と一致しており、3 軸センサモジュールが期待通り動作することを確認した。制作した 3 軸センサモジュールを用いた打磁試験の結果については後述する。

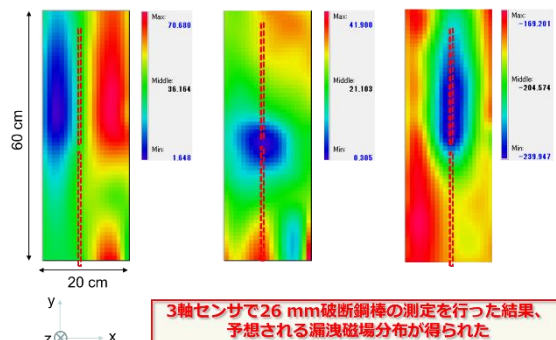


図 3 製作した 3 軸センサを用いた漏洩磁束検査の結果

2.2 打磁試験法の開発

我々は、漏洩磁束法の欠点を補完し、低周波電磁波を利用した打磁検査法を独自に考案した。例えば、自動車や列車等が橋梁を通過する際、構造物中の鋼材の固有振動が大きくなる。また、配管では内部の流体の圧力によって常に固有振動が生じている。打磁検査法は、その鋼材が変位した際に生じる僅かな空間磁場（主に地磁気）の揺動を検出することを原理としている。鋼材の固有振動周波数で磁場の揺らぎが生じるため、それを高感度磁気センサで検出できれば、鋼材の状態を周波数の変動から検知できる。打磁検査法では、音と異なり、コンクリート等の磁性を含まない物体の振動から生じる信号はゼロであり、検出対象である鋼材からの信号のみを検出できるメリットがある。また、漏洩磁束法と異なり、磁場強度ではなく周波数の変化から構造物の異常を検知するため、センサと対象物の距離に影響されない特長もある。本研究では、打磁試験法の基本原理を実証し、漏洩磁束法と同時計測可能なシステムの実現を目的として研究を進めた。

本実験で用いた装置の概略を図 4 に示す。打磁試験法の基本原理の確認のため、試料は単純な鉄板とした。測定の手順は以下の通りである。

1. 非磁性テーブル上に支持台を設置して鉄板を載せる。
2. 板上面の中心部に打撃装置（圧電素子またはハンマ）を用いて固有振動を与える。圧電素子を使う場合、ピエゾドライバで電圧を与え、その周波数を波形生成器でコントロールする。
3. 板下に 2 cm 離して設置したセンサを用いて、打磁信号を取得する。
4. センサで取得したアナログ信号を A/D コンバータでデジタル変換し、PC に保存する。

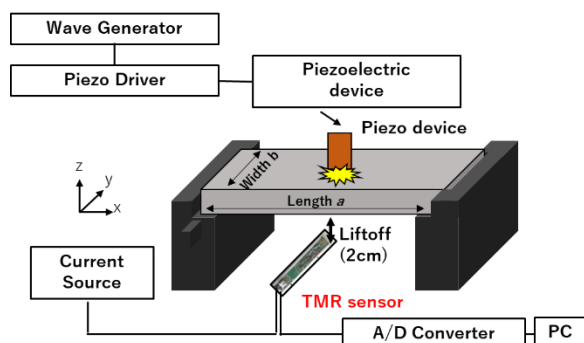


図 4 構築した打磁試験法原理確認の測定セットアップ

本実験では一般的な鉄鋼板として SS400 を用いた。また、本実験では原理検証が目的のため、錆や傷のない健全な鉄鋼板を使用した。図 5 (a) に典型的な打磁検査信号の例を示す。図中の①の時間領域が打撃無しの状態であり、環境ノイズのみを測定している。②の領域が打撃中であり、打撃無しの状態に比べて明瞭な信号が観測された。②の領域に関してフーリエ変換を行い、周波数スペクトルを得た。

図 5 (b), (c) に長さ 200 mm、幅 100 mm に固定し、板厚を 6 mm, 12 mm とした鉄鋼板試料のフーリエ変換後の周波数スペクトルを示す。150 Hz 付近にピークが観測された理由は、環境に存在する 50 Hz の商用電源ノイズの高調波が、フィルタで除去しきれなかったためである。また、この実験では、圧電素子を用いて 617 Hz の微小振動を試料に与えているため、617 Hz および、その高調波の鋭いピークが、試料によらず観測されている。一方、打

撃周波数以外の周波数でブロードなピークが観測され、このブロードなピークが板厚方向の固有振動に対応する信号と考えられる。板厚が 6 mm, 12 mm の試料についてブロードなピークの周波数を比較すると、およそ 2 倍の周波数となっていることが分かる。また、観測されたピーク強度は数 10 ピコテスラ～数 100 ピコテスラでばらついていた。これは、鉄鋼板の着磁状態がそれぞれの試料で異なるためと考えられる。これらの結果から、センサ素子は、鉄板の固有振動に起因して数 100 Hz～数 kHz 帯域に生じる微弱な打磁信号を検出できることが示された。

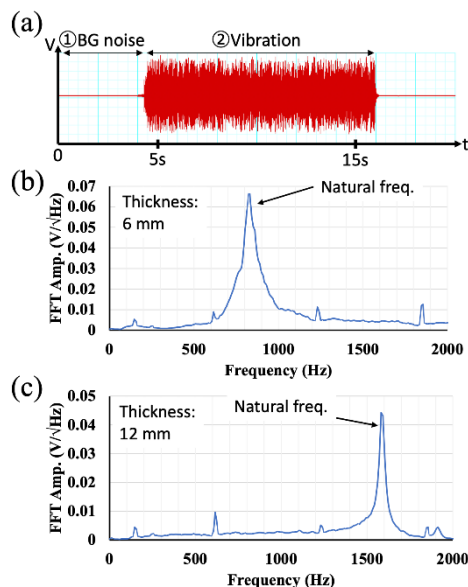


図 5 鉄板を用いた打磁試験の基本原理の実証実験結果

前述の方法で板厚を系統的に変化させ、固有振動周波数との関係を調査した結果を図 6 に示す。理論式を用いた計算結果を青の実線、実験結果を線形フィットした結果を赤の点線で示している。図 6 から明らかな通り、固有振動周波数が厚さに対して線形に大きくなる傾向が見られた。板厚が 12 mm 以下の範囲では実験値と理論値は実験誤差の範囲内であったが、それ以上の厚さではやや乖離があった。これは板厚が薄い場合は単純な板の振動理論で説明できるが、厚い場合は幅方向の振動がほとんど無くなってしまい、梁のように振る舞うためと考えられる。

板厚方向の固有振動周波数 f は板厚 h に対して、 $df/f = dh/h$ が成立する。この式には境界条件に関するパラメータは入っておらず、試料の固定方法に依らず線形になることを表している。従って、鋼板試料の厚さに関しては、試料の固定方法に依らずに固有振動数から厚さを評価可能であることを示している。打磁検査法による健全な鉄鋼板の肉厚推定精度を見積もるために、打磁検査スペクトルをローレンツ関数によりフィッティングし、その半値幅 (FWHM) を計測した。半値幅は音の減衰時間に反比例する物理量であり、健全試料においては約 30 Hz 程度であった。肉厚の推定限界は、図 6 から見積もられる直線の傾き (df/dh) を FWHM で割り算した値となる。単位板厚あたりの周波数変化量は約 120 Hz/mm であり、FWHM が約 30 Hz であることから、推定限界は 0.3 mm 以下と見積もられる。インフラ構造物に使用される鋼材や配管の非破壊検査では、1 mm 程度の精度で減肉を検出することが求められているが、本研究によって、十分な肉厚推定精度が得られることが分かった。

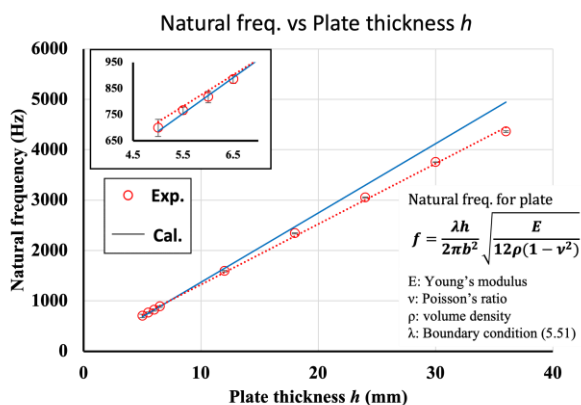


図 6 打磁試験法で測定した固有振動周波数と板厚の関係

2.3 非破壊検査用低ノイズ回路の開発

スピントロニクスセンサを非破壊検査システムに組み込むためには、素子出力を低ノイズで増幅し、フィルタリングする回路と接続する必要がある。漏洩磁束法では直流磁場を検出する必要があるが、打磁試験法では固有振動数を検出するために数 100 Hz～数 10 kHz の交流磁場を検出する必要がある。それらを切り替えて測定するための回路を新たに設計し、制作する必要がある。本研究では、これまでにコニカミノルタが生体磁場測定用に開発した、低周波用回路をベースとして新規で回路を設計、製作を行った。測定周波数帯での低ノイズ化を実現するために、個々の回路部品を選別した。また、目標とする 48 チャンネルの回路システムを実現するために、図 7 に示す、4ch/枚の回路基板をベース回路として作製し、それを 12 枚複製して連結することにより 48 チャンネル化を達成した。2.1 節で説明したセンサ素子と、この低ノイズ回路とを組み合わせた最終システムの評価結果は、2.5 節にて述べる。

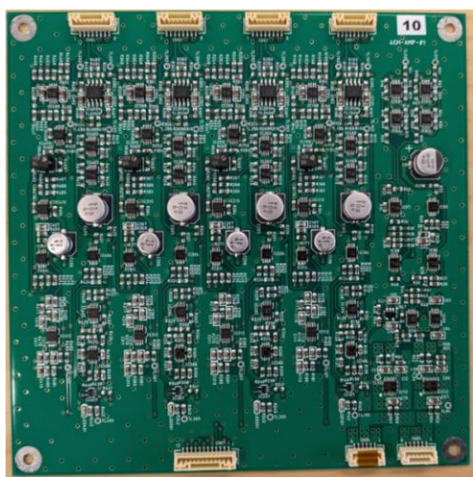


図 7 設計・製作した 4 チャンネル低ノイズアンプ回路

2.4 環境ノイズキャンセル技術の開発

漏洩磁束法による漏洩磁場は、直流でナノテスラ以下のレベル、打磁試験法による揺動磁場は交流で数 10 ピコテスラレベルと、いずれも微弱である。一方で、環境に存在する地磁気はマイクロテスラレベルであり、地磁気以外の都市ノイズも数 10 ナノテスラレベルで存在しており、測定対象磁場よりも遥かに大きい。また、非破壊検査の現場では、さらに多くのノイズ源が存在し、それらの巨大なノイズの中から微弱な目的信号を抽出する必要がある。本研究では、ハード的な手法とソフト的な手法の組み合わせによって、環境ノイズ除去を試みた。大きな直流磁場を打ち

消すコイルユニットを高速でフィードバック制御することで、ハード的なノイズ除去を行った。加えて、ソフト的には、マルチチャンネルセンサの出力を解析し、ノイズ成分を除去する処理を試みた。

図 8(a)にハード的にノイズをキャンセルするために設計した回路構成を示す。赤枠で示したノイズ計測用センサからの出力を測定し、青枠で示した回路で信号検出用センサに取り付けたコイルに、外部ノイズがちょうどキャンセルするように電流を印加する機構になっている。その動作検証の結果を図 8(b)に示す。外部ノイズとして地磁気相当の $\pm 10 \mu\text{T}$ の磁場を掃引しながら印加した。ノイズキャンセル機構がない場合は、外部ノイズによってセンサ感度が減少してしまい、また磁場掃引の向きによってヒステリシスが生じてしまっている。一方、ノイズキャンセル機構を使用した場合、外部ノイズの大きさや掃引方向によらず、センサ感度が一定になっていることが分かる。このことから、地球上のどの場所の地磁気環境下においても、制作したノイズキャンセル機構によって原理的にノイズが除去可能で、一定のセンサ感度で検査可能であることが示された。

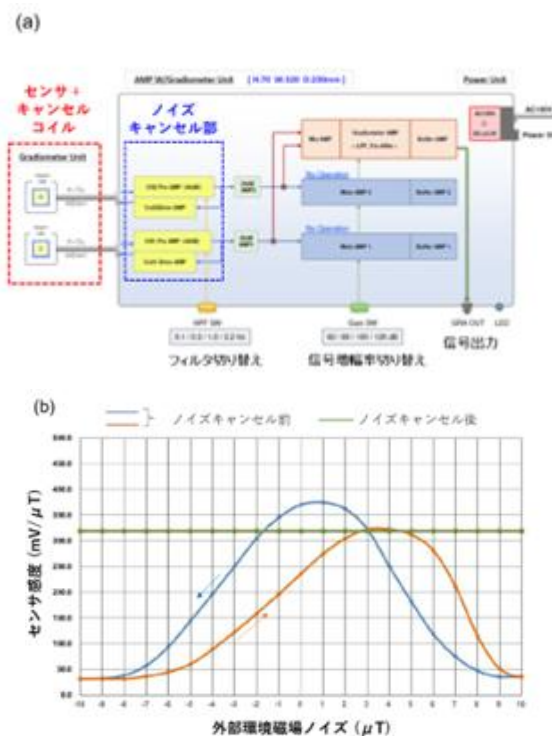


図 8 (a)地磁気キャンセル用に製作した回路の模式図と (b)それを用いて行った地磁気キャンセル実験結果

ソフトウェアによるノイズキャンセルに関しては、信号処理方法として、Adaptive Noise Cancel Method (ANC 法)、Dual signal subspace projection (DSSP 法)、独立成分分析法 (ICA 法) を検討した。日常環境に大きなノイズとして存在する、時計・エアコン・電車・揺動する磁性体・実験装置類 (実験室を想定)・OA 機器類 (会議室を想定) などのノイズ信号を実測し、実測したノイズ信号を擬似信号波形と混合した信号を作成して、マルチチャンネルのセンサに入力し、その出力に対して上述のノイズキャンセルシミュレーションを行った。図 9 に示す通り、それぞれの手法でノイズキャンセルの効果が異なることが分かった。図 9 (a) は信号処理後の波形の再現性を評価した結果であるが、ICA>DSSP>ANC の順に波形再現性が高い。また、ノイズの種類による影響も ICA は小さかった。一

方、図 9 (b)は信号処理後の振幅強度の再現性を評価した結果であるが、ANC>DSSP>ICA の順に振幅強度の再現性が高いことが分かる。図 9 (c) に結果を表としてまとめた。漏洩磁束法、打磁試験法ともに、実際のインフラ検査では対象物とセンサとの距離が不明であることがほとんどであることから、振幅強度の再現性よりも、波形の再現性が優先される。従って、現時点においては ICA 法が最適な信号処理手法と考えられる。以上より、ハード・ソフト両手法でのノイズ低減効果が確認された。

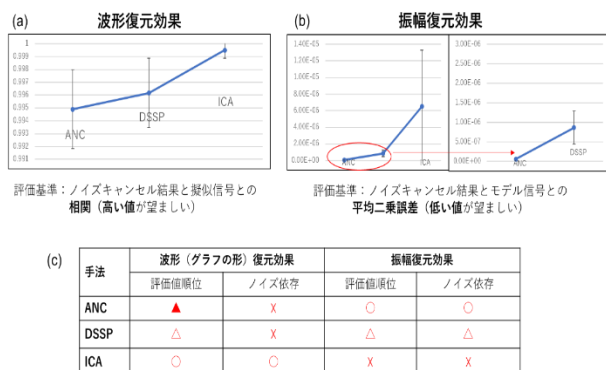


図 9 ソフトウェアノイズ処理による (a)波形復元効果、(b)振幅復元効果、および、(c)まとめ

2.5 インフラ検査システムおよび診断技術開発

前述した技術を統合し、作業性が良く、検査精度の高いシステムを目標として、最終的なインフラ検査システムの構築を行った。また、システムで得られたデータを診断するための技術開発も合わせて行った。

本研究で開発したシステムは、16 チャンネル×3 軸センサで構成され、デジタル変換後にデータ収録ユニットを通じて PC にデータ転送される。AD 変換器およびデータ収録ユニットについては、市販品を利用した。2.3 で開発した回路については、漏洩磁束モードと打磁試験モードに切り替えが可能であり、そのデータはリアルタイムで測定者が PC 上で生データを確認可能である。また、解析用 PC に転送されたデータについては、環境ノイズとの信号分離後、自動で劣化診断がなされる。診断手法とその結果に関しては、後述する通りである。

まず、実際のインフラ構造物の試験に対応可能な、漏洩磁束法と打磁試験法を測定可能なユニットを構築した。図 10 に構築した走査型非破壊検査ユニットの外観写真を示す。3 軸センサが 2 m の範囲を 50 cm/sec 以下の速度で移動可能なリニアアクチュエータが取り付けられている。このことで高速で漏洩磁束および打磁試験プロファイルを取得することが可能である。

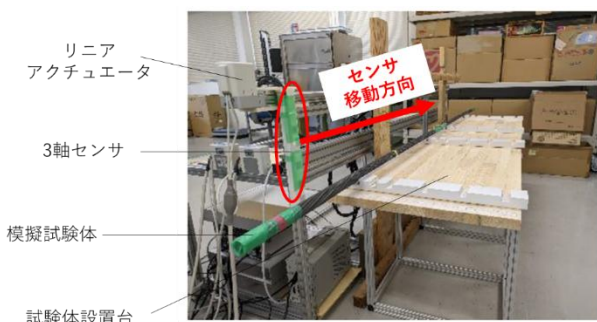


図 10 構築したスピントロニクス非破壊検査ユニット

また、アンプ回路については図 7 で製作した 4 チャンネル基板を 12 枚連結して、図 11 の写真に示すような 48 チャンネル増幅回路を完成させた。



図 11 製作した 48 チャンネルアンプ回路ユニット

48 チャンネルセンサ、走査可能な検査ユニットおよびアンプ回路を接続して最終的なシステムを構築した（成果発表展示ブースにて完成品を展示）。この開発したシステムで、漏洩磁束試験および打磁試験の実証実験を行った。本実験に関しては、長さ 1 m の 6B 配管に対して 5 mmφ の貫通孔を開けた試料を用いて実験した。また配管長 1 m に対して、センサはリニアアクチュエータにより、12 cm/sec で移動させて計測した（約 8 秒間の計測時間）。図 12 に漏洩磁束検査の結果を示す。上段が信号処理をしていない生データであり、下段がソフトウェアによって、5-30 Hz のバンドパスフィルタリングした結果である。信号処理の有無に関わらず、貫通孔の位置で明瞭な漏洩磁束が観測された。漏洩磁束ピーク間の時間は約 0.04 秒であり、移動速度から見積もられる貫通孔の径は 0.49 cm であり加工寸法（5mmφ）とほぼ一致し、非常に高い精度で欠陥サイズを推定可能であることが示された。

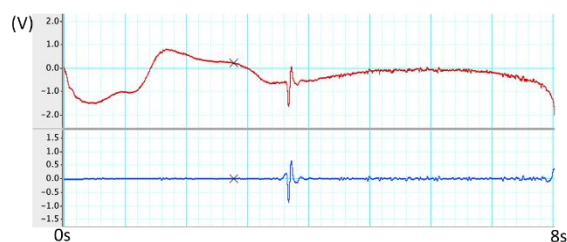


図 12 5 mm φ 貫通孔を有する 6B 配管に対する漏洩磁束検査結果

このように、漏洩磁束検査法により局所的な欠陥を検出可能であることが分かったので、打磁検査の測定も試みた。図 13 にその結果を示す。配管を周期的に打撃し、センサを配管内部で移動させながら配管の固有振動に伴う交流磁場を測定した。上段が生データであり、中央が最上段のデータをソフトウェアによりフィルタリングした結果、下段が打磁信号取得結果である。図 11 の結果と異なり、欠陥からの漏洩磁束に加えて打撃による磁束の僅かな変化が周期的に観測されていることが分かる。打磁信号をフーリエ変換した結果、配管周方向の 2 次の固有振動周波数と考えられる約 500 Hz のピークが観測できた。このピークは同時に測定した加速度計でも観測された。これらの結果は、漏洩磁束検査と打磁検査信号を独立に取得できることを示しており、当初の目標を達成した。

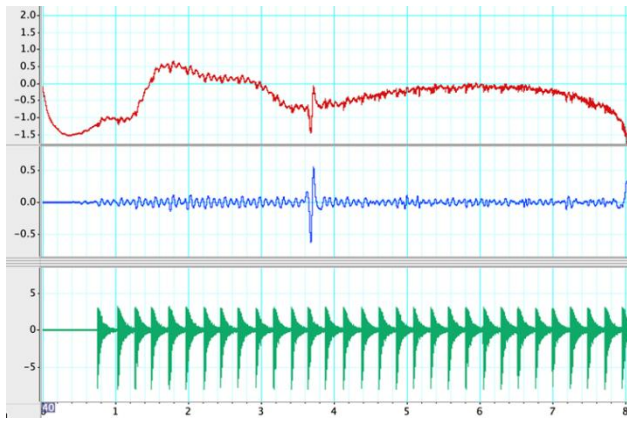


図 13 開発したシステムによる漏洩磁束検査と打磁検査の同時測定の結果

漏洩磁束法で得られたデータについては、AI を利用した診断システムの開発に取り組んだ。漏洩磁束法の実験データおよびシミュレーションデータを取得し、機械学習により画像認識のアルゴリズムで自動診断が可能かを原理実証行うこととした。機械学習のためには、膨大なデータを扱うことになるので図 14(a)に示す専用の PC を導入および整備した。また、実験データに関しては、破断鋼棒の漏洩磁場分布を、破断の大きさと試験体とセンサとの距離（リフトオフ）をパラメータとして、様々な条件で取得した。また、実験と並行して、実験によるノイズを含まない、電磁界シミュレーションによる漏洩磁場分布データの取得を行った。図 14 (b)にその典型的な例を示す。図 14(b)の上図は破断の無い 100 mmφ 鋼棒の磁場分布シミュレーション結果であり、下図は 10 mm の破断がある場合の結果である。実験と同程度の磁場強度がシミュレーションでも再現されており、学習データとして適切であることを確認している。この大量の磁場シミュレーションデータを画像として学習し、欠陥の有無をニューラルネットの手法で検知するための AI 開発を行った。

また、打磁試験で得られたデータについては、打音試験用に開発されたムーブレット解析を利用して自動診断可能にする取り組みを行った。具体的には、構築したシステムからの信号をデジタル変換し、それを高速 FFT することで打磁周波数スペクトルを得る。その周波数スペクトルを高精度に解析することによって、わずかな打磁試験スペクトルの違いから減肉の有無を検出可能な診断ができる。以上の通り、漏洩磁束法および打磁試験から得られたデータを、測定者の主観に依存せずに自動診断可能なシステムが実現された。

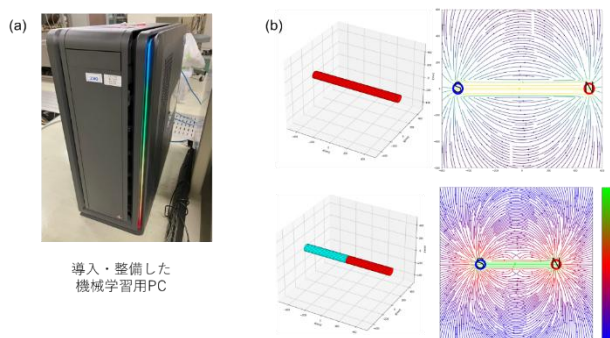


図 14 (a)導入した機械学習用 PC、および、(b)破断鋼棒の電磁界シミュレーション結果

3. 今後の研究成果の展開

本研究終了後、約 2 年間の製品化開発を経て、2027 年頃に委託検査ビジネスを開始する計画である。その方法として、以下の 2 通りを計画している。1 つは、コニカミノルタ社が「SenrigaN」の次世代機を本研究成果をベースとして開発し、委託検査をビジネスとして行う。もう 1 つは、スタートアップ企業を立ち上げ、より早期に社会実装を実現する方法である。いずれにしても次世代の非破壊検査システムでは、現行の SenrigaN と同じチャンネル数までセンサを増やし、512 チャンネル×3 軸とする計画である。このことによって、広い範囲を効率的に検査可能になる。また、研究期間終了後も非破壊検査データの収集を継続して実施することで、開発した AI 診断精度も飛躍的に高めることができる。現状モデルで、既に NEXCO、首都高速道路公団、JR 等から検査委託を受けている状況にあり、2026 年には受注がさらに拡大し、300 件/年程度の委託件数が見込まれる。現状の標準的な検査料が 1 件あたり約 100 万円であることから、約 3 億年/年の売り上げが期待できる。

また、コニカミノルタ社またはスタートアップ会社での委託検査事業の推進と並行して、数多のスピン트로ニクスセンサをインフラ構造物に設置し、常時状態をモニタリング可能なシステムの実現を目指す。そのために、スピンセンシングファクトリー社が、大口径ウェハ上に多数のセンサを歩留まり良く作製する技術を確認し、センサを低価格化する。加えて、センサの低消費電力化とエナジーハーベスティング技術との融合により、供給電源無しでのセンサの動作を目指す。また、Beyond 5G 通信に対応した、センサとのインターフェースも開発する計画である。さらに、時系列の膨大なデータをクラウドで AI 処理することは現実的でなく、センサエッジで AI 処理をし、分析結果のみの少量データを低消費電力で通信可能にする必要がある。これらの Beyond 5G 対応技術とエッジ AI 技術とを、次国家プロジェクトを設立して（5 年間程度のプロジェクトを予定）開発する。以上の取り組みにより、約 10 年後にはスピン트로ニクスセンサが国内外の多くのインフラに設置され、インフラを低コストかつ安全に維持管理可能な社会が実現できる。市場調査結果によると、2030 年頃の検査装置の市場規模は国内のみで約 1,500 億円/年と予想され、センサ部のみでも、その 2 割の 300 億円/年が見込まれる。

4. むすび

非常に高感度なスピン트로ニクスセンサを利用した、新規非破壊検査手法である打磁試験法の開発を行った。打磁試験法により、多くの鉄を含むインフラ構造物の固有振動を精度よく計測できることを明らかにした。このことにより、構造物の僅かな形状の変化を高感度に検出できると考えられる。一方で、打磁試験法は配管厚さの平均値を精度よく測定可能な反面、局所的な傷や減肉を検出するには不利な手法である。この欠点を補うために、センサを移動させながら漏洩磁束法と組み合わせるシステムを開発した。開発システムを用いることで、漏洩磁束検査法と打磁検査法は、同一システムで実施可能であり、対象物の局所的な劣化状態と平均的な減肉度（形状変化）の両者を同時に評価可能であることが示された。さらに、この優れた検査を環境ノイズに溢れた中で実現するためのノイズキャンセル技術、得られたデータを自動解析して診断するための技術の開発も行い、将来のスマートインフラマネジメントシステム実現のベースとなる重要な成果が得られた。

【査読付き誌上発表論文】

- [1] J. Ito, Y. Igarashi, R. Odagiri, S. Suzuki, H. Wagatsuma, K. Sugiyama, M. Oogane, “Evaluation of Pipe Thickness by Magnetic Hammer Test with a Tunnel Magnetoresistive Sensor”, *Sensors*, 24, 1620 (2024)
- [2] 伊藤 淳, 五十嵐 祐大, 大兼 幹彦, “トンネル磁気抵抗センサを用いた打磁試験法の開発”, *電気学会論文誌 A*, 144 巻 8 号 325 (2024)
- [3] M. Oogane, T. Nakano, K. Fujiwara, “Progress on Development of Highly Sensitive Tunnel Magnetoresistive Sensor”, *IEEEJ Transactions on Fundamentals and Materials*, vol. 144, 306 (2024)

【その他の誌上発表】

- [1] 大兼幹彦, “量子スピンセンサ開発の最前線”, *光技術コンタクト* 2 月号 (2025 年 2 月日)

【査読付き口頭発表論文】

- [1] 五十嵐 祐大, 伊藤 淳, 小田切 亮太, 大兼 幹彦, “TMR センサを利用した配管非破壊検査”, *2023 年マグネティックス研究会 (仙台)* (2023 年 11 月 13 日)

【口頭発表】

- [1] Mikihiro Oogane, “Development of highly sensitive tunnel magneto-resistive sensor”, 5th Polish – Japanese Workshop on Spintronics (Warsaw, Poland) (2023 年 11 月 14 日) (invited)
- [2] Mikihiro Oogane, “Development of highly sensitive spintronic sensor”, Symposia of the 30th Anniversary of the Advanced Science Research Center (Tokai, Japan) (2023 年 12 月 7 日) (invited)
- [3] 大兼幹彦, “量子スピントロニクスセンサの開発とユースケース開拓”, 第 9 回岩崎コンファレンス ー量子情報と磁気技術の織り成す未来ー (東京) (2024 年 5 月 18 日) (招待講演)

【申請特許リスト】

- [1] 伊藤 淳, アルマダウイ ミフタ, 大兼 幹彦, “検査装置、検査方法及び検査プログラム”, 日本, 2023 年 4 月 28 日

【受賞リスト】

- [1] コニカミノルタ社、第 35 回日本道路会議優秀賞、“磁気計測によるダウエルバー破断の非破壊検査”, 2023 年 11 月 2 日
- [2] 熊谷静似、藤原耕輔、安藤康夫、大兼幹彦、SCOPE 成果展開推進賞、“スピントロニクス素子による非破壊検査イメージング技術の研究開発”, 2024 年 1 月 23 日
- [3] 中野貴文、トーキン科学技術賞最優秀賞、“高感度型およびワイドレンジ型トンネル磁気抵抗センサの開発”, 2025 年 3 月 3 日

【報道発表リスト】

- [1] “超伝導に迫るセンサ感度を有する量子スピンセンサの社会実装が加速”, 東北大学プレスリリース, 2024 年 1 月 10 日
- [2] “非破壊検査ソリューション「SenrigaN」が日本道路会議の「優秀賞」を受賞”, コニカミノルタ HP, 2023 年 12 月 1 日

パッシブ型インプラント機器による体内深部・局所への神経刺激技術の研究開発

Research and development of deep and specific nerve stimulation
using passive-type implantable devices

研究代表者

安在 大祐 名古屋工業大学

Daisuke Anzai Nagoya Institute of Technology

研究分担者

朔 啓太[†]

Keita Saku[†]

[†]国立国立循環器病研究センター

[†]National Cerebral and Cardiovascular Center

研究期間 令和4年度～令和6年度

概要

従来の電磁波による神経刺激法では、利用周波数が 100kHz 以下に限定されており、周波数制限から体内深部の局所的な神経刺激が困難である問題があった。そこで、本研究は人体埋め込み型機器の電磁特性を利用した神経刺激法を提案し、高周波数帯電磁波による体内深部局所神経刺激技術の確立を目的とする。これまでの電磁波による神経刺激で利用の検討がされてこなかった高い周波数帯電波へ移行を行い、神経刺激の体内深部局在化の点で神経刺激治療へ有用性を示す。

Abstract

Conventional electromagnetic wave-based neural stimulation methods have been limited to frequencies of 100 kHz or lower, making it difficult to achieve localized neural stimulation in deep tissues due to frequency limitations. Therefore, this study proposes a new neural stimulation method that utilizes the electromagnetic characteristics of implantable devices, with the aim of establishing a technology for localized neural stimulation in deep tissues using high-frequency electromagnetic waves. By shifting to the high-frequency band, which has not yet been explored in electromagnetic neural stimulation, this approach demonstrates the potential for deep-tissue localization of neural stimulation, thereby demonstrating its utility in neural stimulation.

1. まえがき

従来の神経刺激治療では主にインプラント(埋め込み型)医療機器による直接的な神経刺激、つまり、神経部位へ電流を直接印加することにより実現されていた。このような神経刺激による治療を実現するためには、電源回路を伴う体内埋め込み型医療機器から電流を対象部位に印加する必要があるが、電源回路を有する医療機器の体内への埋め込みにおいて、(1) 数年間に渡る長期治療を想定した場合は電源回路のバッテリー寿命化の問題、(2) バッテリーや電源回路の埋め込みに対する厳しい医療機器認証の制限、があるため、バッテリー・電源回路を伴う埋め込み型医療機器のバッテリーレス化は重要な課題である。そのような背景を受け、外部から電磁波を人体に照射することによる非侵襲な神経刺激法が注目を集めている。特に、脳刺激においては限局した大脳皮質への刺激法である経頭蓋磁気刺激(TMS)と呼ばれる技術が盛んに研究されている。しかしながら、TMSをはじめとする外部電磁界による刺激法は体表(TMSの場合は脳表)への刺激が主に検討されており、外部電磁波からの磁気刺激によって体内深部への局所神経刺激が実現されておらず、その理由として、神経刺激を誘起する周波数帯は基本的に 100kHz 以下となっており、波長が人体と比較して非常に長く体内深部の任意の箇所への局所化が困難であるためである。そこで、本研究は埋め込み型の機器の材料特性を利用することによる神経刺激法に着目し、無線電力伝送方式による高効率なエネルギー伝送方式を応用することで、高い周波数帯電磁波による特定の部位への電流印加(エネルギー伝送)を実現す

る。神経刺激を誘起する周波数変換を高効率に実現する超小型パッシブ型インプラント機器を開発し、より安全かつ効果的な神経刺激による治療を実現できることが強く期待される。

2. 研究内容及び成果

近年、ニューロモデレーションを使った治療が大きな注目を浴びている。その一種である迷走神経刺激(VNS: Vagus Nerve Stimulation)はうつ病や脳卒中、心不全など多種多様な症状への効果が見込まれている。現在、VNSの方法は神経刺激装置を埋め込む方法や外部から超音波や磁界を用いて刺激する方法がある。しかし、前者はバッテリーを伴うため定期的にバッテリーを交換する手術が必要であることや日本では薬事承認のハードルが高いという問題点がある。後者は、空間分解能が低く局所的な刺激は困難である。そこでバッテリーの伴わない埋め込み型インプラント装置を使うことでこれらの問題を解決することが可能である。本研究では体内に埋め込んだ機器に対して外部から電力を伝送してVNSを達成する方法について検討する。電力伝送には磁界共振方式を採用する。受信機に用いるコイルは生体内部に配置するため、コイル特性は空気中のそれとは異なり、既存の設計方法では安定した電力伝送が困難になる。そのため、生体の影響を考慮したパッシブ型インプラント機器の設計を行い、VNSの効果を実験にて確認する。

一般にコイルにはインダクタンス L [H]、巻線の抵抗 R [Ω]、巻線の線間容量 C [F] が存在する。そのため、生

体組織の電気定数によりコイルの特性が変化することが考えられる。図 1 にコイルを空气中、生体等価液体ファントム（比誘電率：49、導電率：0.3 S/m @13.56 MHz）中及び生体内部に配置した時のインピーダンスの周波数特性を示す。コイル長は 10.4 mm、コイルの半径は 7.80 mm、巻数 10 である。生体等価液体ファントム中及び生体内部では空气中より尖鋭度が小さくなっている。これは生体組織の導電率によりコイルの等価回路に対して並列に抵抗成分が付与されたためである。また、共振周波数が低くなっていることも確認できる。これは生体組織の比誘電率により並列にコンデンサ成分が付与されたためである。そのため、生体内部でのコイルの等価回路は図 2 のように表すことができる。本検討により周波数領域は従来の 100kHz 以上の適用可能性を示しており、MHz 帯や GHz 帯への拡張性も視野に入れた刺激システムの実現可能性が示されている。

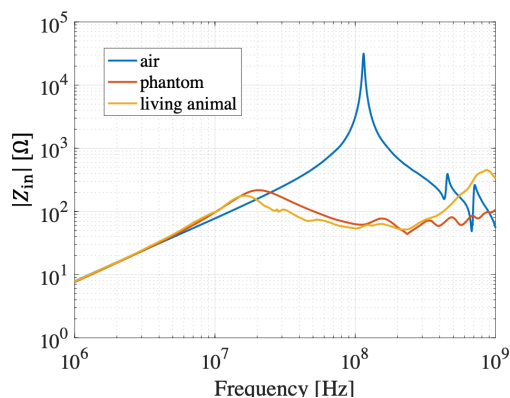


図 1. パッシブ型インプラントシステムの周波数特性

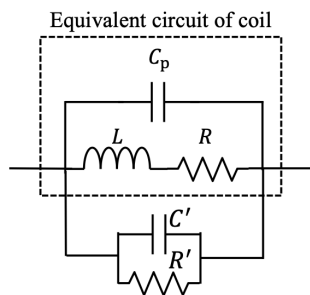
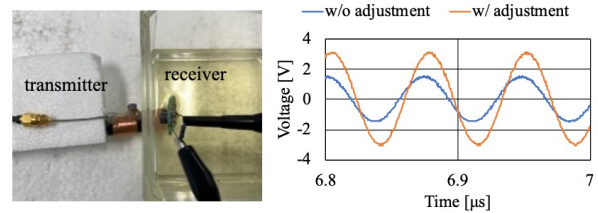


図 2. 等価回路モデル

上記の検討のように、巻線抵抗や線間に生じる寄生容量が存在している。そのため、生体にコイルを配置することでこれら寄生成分が変化することが予測される。そのため、生体の電気定数を模擬したファントム溶液を用いて受信機に用いるコイルの生体内部における電気定数の変化を検討した。ファントム溶液内部でのコイルの電気定数を考慮し、送信機と受信機の共振周波数が一致するように設計する。送信機は空气中に配置し、受信機を空气中及びファントム溶液内に配置した時の受信機にかかる電圧を測定して比較評価を行った（図 3 (a)）。図 2 (b) は測定結果である。生体による特性の変化を考慮せずに設計した場合には 1.5V であったが、影響を考慮して設計した場合には 3V まで電圧が改善された。このことから生体の影響を考慮することで生体内部におけるコイル特性の変化が原因による伝送特性の悪化を低減できることが示された。



(a) 実験環境

(b) 測定結果

図 3. 生体等価ファントムを用いた評価

設計した神経刺激装置を用いて in-vivo 実験を実施した。図 4 はシステムのブロック図である。全身麻酔下の犬で頸部を切開し、迷走神経を露出した上で、コイルにつながった電極を設置した。設置後、皮膚を閉じ、体表から電力伝送を行った（図 5 左図）。送信機には VNS 達成に必要なパラメータを設定した信号を用いた。測定評価には心拍数の変化を用いる。VNS が達成されている場合には心拍数が減少し、達成されていない場合には変化が起きない。図 5 右図は測定結果である。送信機を ON にすると心拍数は 128 bpm から 85 bpm まで減少した。ON から 20 秒後、送信機を OFF にすると心拍数は次第に増加し、刺激前の値に収束した。以上のことから生体組織の影響を考慮した設計により生体内部のインプラントへの電力伝送及び神経刺激を達成出来ることが確認された。

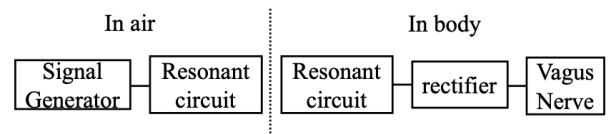


図 4. In-vivo 実験のブロック図

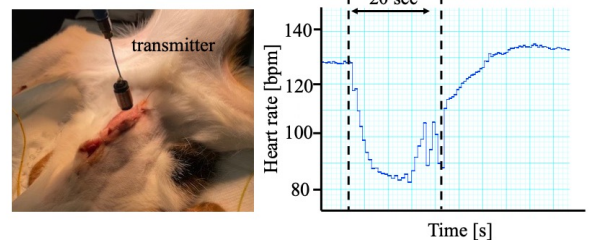


図 5. In-vivo 実験結果

3. 今後の研究成果の展開

本研究開発によりパッシブ型のインプラントデバイスに基づく体内深部局所化された迷走神経刺激技術の有効性が In-vivo 実験を通して有効性が確認された。今後の成果展開の方針として、本研究開発技術の臨床研究に取り組み、医療機器認証を通じた実用化が考えられる。医療機器メーカーと協業し、臨床研究を含めた製品化までを見据えた取り組みを実施する予定である。

4. むすび

本研究開発は低周波数帯が主であった神経刺激治療において、パッシブ型インプラントデバイスを用いた体内深部・局所化を実現し、さらには 100kHz 以上の高い周波数の利用可能性を示した。生体内刺激機構のための回路モデルを検討するとともに、生体実験を通じた有効性検証により本開発技術の有効性を示した。

【査読付き誌上発表論文】

- [1] D. Anzai, D. Anzai, H. Kobayashi, J. Hyry, T. Kobayashi, J. Kirchner, G. Fischer, “Peak-Forming-Enhanced Electromagnetic Imaging Method for Implantable Device Localization,” IEEE Access, vol. 12, pp. 175598-175606, Dec. 2024.
- [2] Kawada T, Yamamoto H, Yokoi A, Nishiura A, Kakuuchi M, Yokota S, Matsushita H, Alexander J, Saku K, “Acute effects of empagliflozin on open-loop baroreflex function and urine glucose excretion in Goto-Kakizaki diabetic rats” J Physiol Sci. 2023, 73(1): 7.
- [3] D. Dmitrieva, D. Anzai, J. Kirchner, G. Fischer, J. Wang, “Cost-Efficient Real-Time Adaptive Location Tracking with Interacting Multiple Transition Model for Implantable Medical Device,” IEEE Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Biology, vol. 7, no. 2, pp. 102-109, June 2023.

【査読付き口頭発表論文】

- [1] D. Anzai, T. Ito, H. Tanaka, M. Hamalainen, M. Hernandez, T. Paso, L. Mucchi, “Implant and In-Body Communications: the ETSI SmartBAN Vision,” 18th EAI International Conference on Body Area Networks (EAI BodyNets 2023), Feb. 2024.
- [2] D. Anzai, R. Inuzuka, M. Kim, M. Hernandez, R. Kohnno, “Fundamental MAC Performance Evaluation Under Multiple IEEE802.15.6ma BAN Co-Existence,” 17th IEEE International Symposium on Medical Information and Communication Technology (ISMICT2023), May 2023.
- [3] T. Asai, D. Anzai, J. Wang, “Experimental evaluation of body water content estimation based on complex relative permittivity measurement,” the annual symposium of BioEM society (Bioelectromagnetics Society (BEMS) and European BioElectromagnetics Association (EBEA)) (BioEM 2022), June 2022.

【口頭発表】

- [1] D. Anzai, “Technical Advancement in Dependable BAN in IEEE 802.15.6ma,” IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (IEEE PIMRC2023), Sept. 2023.
- [2] 内藤李久, 松永真凜, 朔啓太, 安在大祐, “パッシブ型ニューロモデュレーション機器の基礎特性評価,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-4-7, 2023 年 9 月.
- [3] 松永真凜, 内藤李久, 朔啓太, 安在大祐, “ニューロモデュレーションのためのパッシブ型インプラント機器の開発,” 信学技報, vol. 123, no. 50, MICT2023-2, pp. 4-9, 2023 年 5 月.

【申請特許リスト】

- [1] 安在大祐, 朔啓太, 受信器及び電力伝送システム、日本、2023 年 2 月 24 日

【国際標準提案リスト】

- [1] ETSI TC SmartBAN, TS 103 888, In-Body UWB Communications Specification (Early Draft) , 2022 年 7 月 1 日

【参加国際標準会議リスト】

- [1] ETSI TC SmartBAN, Florence, Italy, Jan. 2025.
- [2] IEEE 802.15 Plenary meeting, Kobe, Japan Jan. 2025.

ボーダレスな通信基盤の開発による機器リソース融通と在宅医療包括ケアシステムの実現 Comprehensive Care System of Medical Equipment Resource Allocation and Home-Healthcare with Development of a Borderless Communication Infrastructure

研究代表者

大塚 孝信 名古屋工業大学

Takanobu Otsuka Nagoya Institute of Technology

研究分担者

大山 慎太郎[†] 島 孔介^{††}

Shintaro Oyama[†] Kosuke Shima^{††}

[†]名古屋大学 ^{††}名古屋工業大学

[†]Nagoya University ^{††}Nagoya Institute of Technology

研究期間 令和5年度～令和6年度

概要

モバイル通信モジュールを搭載した電源タップ型デバイスの開発、所在に応じて LPWA 通信の通信先／通信方法をボーダレスに切り替える機能の開発を行った。実証に向けてリソース融通を前提とした機器稼働状態データベースの構築を行い、シミュレーションによりリソース融通の有効性を示した。スマートメータ回線網活用について、ICE 端末－水道・ガスメータ間の通信規格調査を行い、LPWA 通信と ICE 端末間をバイパスするゲートウェイを開発し、ICE 端末との通信が可能であることを実証した。

Abstract

We developed a power strip device with a mobile communication module that can switch LPWA communication destinations/methods borderlessly based on location. For demonstration, we constructed a database of medical equipment operating states based on the assumption of medical equipment resource allocation. The simulation results showed the effectiveness of resource allocation. We also investigated communication standards between ICE terminals and water/gas meters. We developed a gateway to bypass LPWA communications and ICE terminals and demonstrated that it is possible to communicate with ICE terminals.

1. まえがき

医療機器の管理コスト増大や管理人材不足、資金不足から都市部と過疎地域・山間部での医療格差が課題となっており、医療機器リソースの融通による地域規模でのリソース管理や医療機器の貸出による在宅療養の推進が求められている。本研究は病院ごとに LPWA 通信を用いた医療機器の位置稼働管理を行うとともに、送信先が固定である LPWA 通信の技術的課題を克服することで医療機関間のリソース融通を可能とし、LPWA 通信とモバイル通信、さらには今後一般的な低容量通信インフラとなることが期待されるスマートメータ通信へのボーダレスな切り替えを実現することで医療機器貸出を実現し、地域規模での医療機器リソース有効利用を可能とする通信基盤を開発することが本研究の目的である。

本研究では、医療機関間の医療機器融通、および療養の在宅化による入院日数低減のための医療機器貸出を可能とするため、機器利用状況を集約管理するシステムを構築する。

医療機関間の機器融通における実証研究環境としては、名古屋大学医学部附属病院（大規模三次病院）及び新城市民病院（地域型二次・回復期病院）を中心として、医療機器リース会社との調整を進める。大規模病院及び医療機器リース先の医療機関において LPWA 通信を用いた医療機器管理ネットワークシステムを実装し、医療機器の位置情報および稼働情報の収集を行う。医療機器が実際に稼働した時間に基づいて医療機器リースの費用を算出できるよう、医療機器が別の医療機関において使用さ

れた場合でも、稼働情報を同様に収集、管理が可能であるかの検証を行っていく。

また、療養の在宅化のための医療機器貸出では、LPWA 通信の通信可能範囲外である利用者家屋においても医療機器の稼働情報を収集できるよう、既に開発している医療機器用電源タップ一体型デバイスに対してモバイル回線を利用したデータ送信を行う機能を開発する。また、対象の医療機器が他の医療機関へ融通された場合や在宅療養のために貸出された場合を GPS の位置情報により自動的に検出し、LPWA 通信の送信先や、モバイルデータ通信への切り替えを自動的に行うボーダレスな通信機能を構築する。

2. 研究内容及び成果

モバイル通信機能を併せ持つ電源タップ一体型デバイスの開発

医療機器の管理コスト増大や先行研究（SCOPE、JP215006007）において開発した電源タップ一体型デバイスに対して、LTE 通信及び GPS 機能を付与するため、GPS 機能を有する LTE モジュールを選定した。モバイル通信機能を併せ持つ電源タップ一体型デバイスのプロトタイプ(図 1)を開発し、GPS によるデバイス所在座標の検出及び LTE 通信でのデータ通信の検証を実施した。GPS は一般的に測位結果の補正のために加速度センサが用いられるが、GPS のみでも誤差 10m 程度であり、病院間の融通や病院－患者宅の貸出の検出には十分な精度であることを確認した。一方で、GPS のリミテ

ションとして屋内では測位に失敗し、推定座標が得られない場合や、推定座標が最悪の場合で数百 m 規模の誤差で算出される場合があることも確認した。上記の場合には推定座標の取得失敗や非現実的な距離の移動（外れ値）によって屋内に移動したと検出が可能と考えられる。

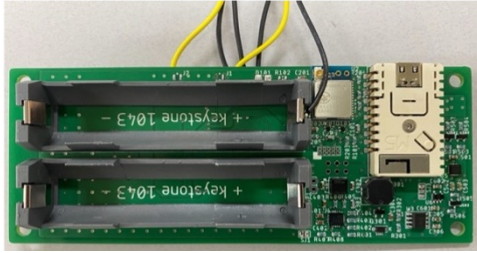


図 1 LTE モジュールを搭載したプロトタイプ基板

本デバイスは先行研究で開発した 1 ポート電源タップ型デバイスを基として、GPS 機能を有する LTE モジュールを搭載し、LTE 通信のための SIM カードスロットを搭載している。GPS を用いた測位機能、LTE 通信への切り替え機能のため、デバイスの制御を行う MCU (Micro Controller Unit) に必要となる GPIO (センサや通信モジュールとの通信を行う接続ポート) が増加し、先行研究で用いた MCU では GPIO 数不足となった。そのため本研究では MCU として M5 Stamp C3U に変更し、合わせて通信端末側の基板全体の再設計を行った。一方で、先行研究で開発した 1 ポート電源タップ型デバイスと同一の基板サイズとして設計しており、1 ポート電源タップ型デバイスのケース及び電力供給・測定側の基板はそのまま利用可能とした (図 2)。本デバイスの製造について、基板の設計及び実装は研究室内で実施したが、50 台分の組立作業は株式会社ケアコムとの協力のもと実施した。

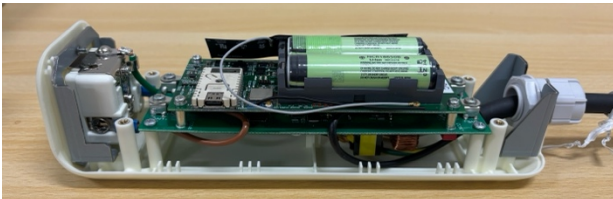


図 2 LTE 対応 1 ポート電源タップ型デバイス

電源ポートを 2 つ以上必要とする医療機器（人工呼吸器など）への対応として、4 ポート電源タップ型デバイスの設計及び製造を実施した。本デバイスについては先行研究で開発した 4 ポート電源タップ型デバイスを基として、GPS 機能を有する LTE モジュール及び SIM カードスロットを搭載している。電流値に関する情報を 4 ポート分通信する必要があるため、GPIO がさらに増加することから、MCU は M5 Stamp S3 に変更し、合わせて通信端末側の基板全体の再設計を行った。一方で、先行研究で開発した 4 ポート電源タップ型デバイスと同一の基板サイズとして設計しており、4 ポート電源タップ型デバイスのケース及び電力供給・測定側の基板はそのまま利用可能とした (図 3)。本デバイスの製造について、基板の設計及び実装は研究室内で実施したが、30 台分の組立作業は株式会社ケアコムとの協力のもと実施した。

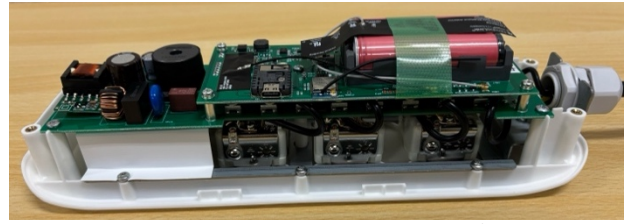


図 3 LTE 対応 4 ポート電源タップ型デバイス

LPWA 通信およびモバイル通信のボードレスな切り替え機能の開発

図 2 及び図 3 のデバイスを用いて、LPWA 通信の送信先 GW (Gateway) 切り替え及び LTE 通信への切り替え機能を開発した。図 4 はシステムの概要を示す。デバイスには LoRa モジュールと LTE-M モジュールを搭載し、送信先を切り替えてデータ送信をする。最初に前回送信した GW 宛に送信する。これにより、デバイスが移動していない場合には、従来通り直接 GW に送信することができ、切り替えのオーバーヘッドをなくすることができる。前回の GW に送信できない場合は、周囲の GW を探索する。探索にはブロードキャストアドレス宛の Hello パケットを用いて、サーバまでの疎通を確認する。GW を発見できた場合は、発見した GW の宛先 ID を設定し送信する。GW が発見できないか送信失敗した場合、LTE-M 通信でのデータ送信を試す。

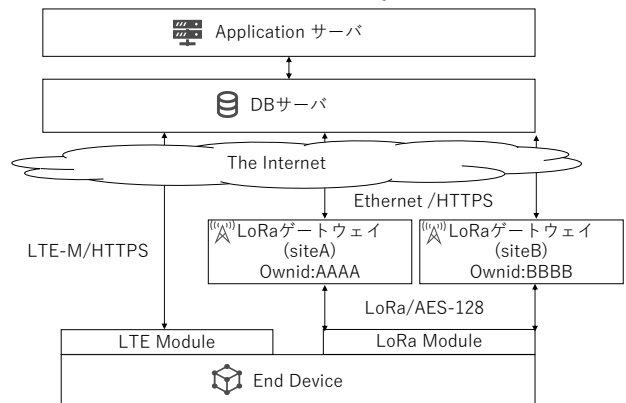


図 4 送信先の切り替え機能の概要図

そして、デバイスを複数箇所に移動する実験を行った。実験場所は 4 カ所用意した。実験場所の概要を図 5 に示す。site A が名古屋工業大学（名工大）16 号館 421 室、site B は名工大 16 号館 321 室、site C は名古屋大学医学部附属病院 IT センター、site D は名工大 20 号館 301 室である。site A、site B、および site C にはそれぞれ GW-A、GW-B、および GW-C の GW を設置する。ここで、site A と site B は互いに近接しているため双方の GW にデータが届く。これは実際の運用で複数の GW の受信範囲が重なる部分が生じることを再現している。site C は GW が整備された site A、B とは異なる施設を想定しており、site C と site A、B は距離が遠いため互いに疎通できない。さらに、site D は GW が存在しない環境を想定して、GW を設置していない。

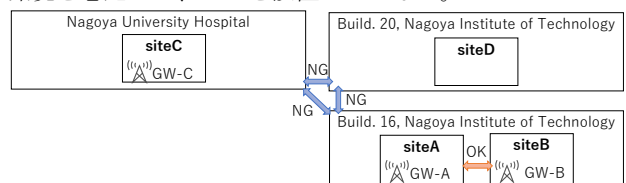


図 5 実験場所の概要

GWにはES920GWX3を用いた。このGWには2つの識別番号を設定できる。送信先の切り替えありの実験では、GWの識別番号はGW-Aが0003と0004、GW-Bが0005と0006、GW-Cが0007と0008と設定した。デバイスの宛先IDは提案手法により自動設定する。送信先の切り替えなしの実験では、すべてのGWを0001と0002に設定し、デバイスの宛先IDは0001とした。本実験では10台ずつまとめたデバイスを4箇所1セットずつおく。このグループを毎日10:00から11:00の間に場所を移動して通信の品質を確かめた。

この切り替え機能の導入により、データの到達率は72.70%から99.48%と大幅に改善した。とくに、GWが存在しないsite Dで、LTE-Mによる送信が可能となったことが到達率の改善に寄与している。さらに、site D以外の場所でも到達率の向上が確認された。データの重複率は、37.19%が1.70%へと低下し、実際にサーバで受信した重複パケット数は53,644個から3,374個と大幅に減少した。とくにsite Aとsite Bでの重複率の低下が顕著である。一方、平均重複数には大きな変化が見られなかった。送信時間については、平均13秒から17秒へと増加した。これは、site Aとsite Bでは送信時間は約5秒短縮された一方で、LTE-Mの送信時間が増加したためである。

実験結果から、切り替え機能の導入によって、移動するデバイスの通信の到達率が上がることが確認された。従来のLoRa通信では、GWの圏外では通信ができなかったが、Multi-RATの導入によってGWの圏外でもLTE-Mに切り替えてデータ通信を継続することができている。また、GW圏内の場合、LTE-Mによるデータ送信の割合1%未満であり、多くの場合LoRa通信を選択できている。LTE-M送信は、LoRa通信が失敗した場合に切り替わるが、ログからはLoRa通信がキャリアセンスを認識して失敗することが多いことが確認された。このような状況では、一部の通信をLTE-Mに分散させることでsite A、Bの到達率が上昇していると考えられる。

リソース融通を前提とした機器稼働状態データベースの構築

医療機器融通を適切に行うため、医療機関ごと、医療機器カテゴリごとに稼働率を定義し、医療機器の適正保有台数を算出した。ここで稼働率は病室における稼働台数÷医療機器保有台数×100として算出し、日本赤十字医学会の報告から適正稼働率を85%と設定した[1]。したがって適正保有台数は医療機器台数×0.85となる。適正稼働率に満たない場合は機器を余剰に保有しているとして余剰台数=現保有台数-適正保有台数とし、一方で適正稼働率を超過する場合に機器が不十分として不足台数=適正保有台数-現保有台数と定義した。この上で、複数の医療機関の保有台数が適正保有台数に近くなるよう、資源配分問題に定式化した。本研究の資源配分問題は、複数の病院と限られた台数の医療機器があるとき、各病院に融通する台数を決定する問題である。本問題の目的は適正稼働率と各病院における稼働率の差の分散を最小化することである。

資源配分問題は、次のように定式化した。ある病院における融通可能台数がN台であった場合に、当該医療機器の稼働率が $(OR_1, OR_2, \dots, OR_M)$ の医療機関(1, 2, ..., M)へ、それぞれ (x_1, x_2, \dots, x_M) 台を融通する。ここで、 (x_1, x_2, \dots, x_M) は総和がN以下の非負整数列である。 (x_1, x_2, \dots, x_M) の初期値は全て0とし、病院ご

との現在の稼働率と適正稼働率(85%)の差の分散 $var(0.85 - OR_1, 0.85 - OR_2, \dots, 0.85 - OR_M)$ が最小となる (x_1, x_2, \dots, x_M) を決定する。

上記資源配分問題の求解には貪欲法を用いた。すなわち、機器保有台数を1台加算した際に、病院ごとの稼働率と適正稼働率の差 $(0.85 - OR_1, 0.85 - OR_2, \dots, 0.85 - OR_M)$ の減少量が最大となるのが病院*i*であった場合、病院*i*への融通機器台数 x_i に1を加算する。上記の処理を (x_1, x_2, \dots, x_M) の総和がNと等しくなる、または $var(0.85 - OR_1, 0.85 - OR_2, \dots, 0.85 - OR_M) = 0$ となるまで繰り返す。これにより、医療機器融通問題の定式化および求解アルゴリズムの構築、擬似データを用いたシミュレーションが完了した。

これまでの研究において、医療機器管理システムは既に開発されているが、単一医療機関内の医療機器保有台数及び保管場所を評価するシステムであった。医療機器リソース融通が行われる場合には、医療機器融通先の医療機関も包括した保有台数及び保管場所の評価を行うこと、および医療機器を所有する医療機関及び所在の両方を管理することが必要となる。そのため、医療機器リソース融通を前提とし、機器ごとの所有医療機関及び所在を含めて格納可能な機器稼働状態データベースを構築した。

先行研究ではデバイスの種類ごとに、デバイスに接続された医療機器をどの医療機関が所有するかを表すデータ「team」を割り当てていた。teamはWebページのユーザーがどの医療機関に所属しているかも表しており、ユーザーは所属する医療機関が所有している医療機器の情報のみをWebページ上で確認可能である。しかし、この方法では他の医療機関から借りた医療機器の情報をWeb上に表示することが不可能である。そこで、新たに開発したシステムでは表示する医療機器をteamではなく位置情報のログによって決定する。すべての医療機器について最新の位置情報を取得することによって、Webページを利用した時点で特定の医療機関内にある医療機器を推定する。推定された医療機器をWeb上に表示することによって、医療機関が所有している医療機器と他の医療機関から借りた医療機器の情報をWeb上に表示することが可能となる。これにより、医療機器融通を行ったうえでの医療機関内における医療機器の稼働率を求めることが可能となる。なお、セキュリティの観点から、Webページの利用者が所属する医療機関内に無い医療機器についての情報は表示されない。

[1]今田寛人、山本麻菜、小松千里、奥田真吾、松島安幸、隅田昌之；中央貸出における医療機器稼働率の有効活用の検討、日赤医学、Vol.71、No.1、pp.202-202(2019)。

医療機関間でのリソース融通の実証

実際の医療機関において医療機器の融通を行うにあたり、臨床工学技士の方々へのヒアリングを行った。その結果、医療事故が発生した場合における責任の所在などの問題を抱えるため、実際に病院間の医療機器融通を行うことは難しいことがわかった。そのため、適正稼働率を用いた医療機器融通の優位性を検証するために、仮想空間上で医療機器融通のシミュレーションを行った。

シミュレーションでは、「40か所の病院について、すべての病院はある医療機器Aを必要としている。しかし、病院ごとに必要とされる医療機器Aの数に対し、実際に

各病院に配置された医療機器の数は不適当である。そこで、すべての病院で医療機器モニタリングシステムを用いることによって、それぞれの病院における医療機器Aの稼働率を求める。その値から適切な医療機器Aの台数を求め、医療機器Aが余剰な場合はチュータに医療機器Aを預ける。チュータはそれらを医療機器Aの不足する病院に渡す。これにより、すべての病院内にある医療機器Aを適切な台数とする。」という状況を想定したうえで医療機器融通の検証を行う。病院は病床と医療機器を持ち、病床はランダムに医療機器の需要を発生させる。需要の発生した病床に医療機器を配置することで、病院内における医療機器の使用を再現する。使用されている医療機器は「稼働中」の状態となる。病院の所持する医療機器のうち、稼働中であるものの割合を稼働率とする。ここで、一定の期間における各病院の稼働率の最大値から、医療機器の需要に対する台数を評価する。これにより、医療機器の不足する病院と余剰な病院を特定し、医療機器融通を行うことでそれぞれの病院が持つ医療機器の台数を適正化する。これを繰り返し、稼働率を用いた医療機器融通が有効であることをシミュレーションで確認した。シミュレーションは「医療機器融通の際に稼働率を用いるか」「他の病院から借りた医療機器の稼働状態を取得可能か」医療機器融通をどのように行うかの条件を変えた複数の手法で行った。シミュレーションの結果、他の病院から借りた医療機器を含めて求められた稼働率を用いた手法による医療機器融通が稼働率を最も良いものとした（図6）。

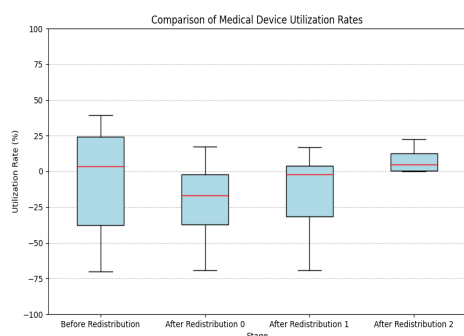


図6 病院ごとの最大稼働率と適正稼働率の差

スマートメータ回線網へのバイパス機能の開発

中部電力株式会社とのNDA締結及び議論を行い、テストベッドの開発を開始した。スマートメータ回線網へのバイパス手法として、水道やガスメータの自動検針や保守管理に用いられるICE端末を用いることとした。ICE端末はIoTルートと呼称されるsub-GHz帯を用いて水道メータやガスメータの検針情報読み取りや制御を行う装置であり、従来のT・NCUと同様の形でメータに接続して利用が可能である。HEMSとスマートメータ間の通信に用いられるBルート、ICE端末とスマートメータ間の通信に用いられるIoTルートの規格は秘匿されており、利用が非常に困難である。そこで本研究では、電源タップ型デバイスとICE端末の間をバイパスするGWの開発を行うこととした。本GWはPrivate LoRa通信を集約するGWであり、水道メータとして振る舞うことを想定して開発を行った。すなわち、電源タップ型デバイス-GW間はPrivate LoRa通信を用い、GW-ICE端末間は旧来の水道・ガスメータにも利用される手法を用いて通信を行う。

本研究開発項目の成果報告に対してはNDA契約のため

細部の記載を避けるが、ICE端末から水道メータに対して発出される起動要求を、信号形式に適したセンサを用いることで、マイコンにより読み取れることを確認した。また、ICE端末から発呼される信号を解読し、応答となる信号を生成、ICE端末への通信に適した形式に変換し、ICE端末へ返送する機能を開発した。これにより、ICE端末とGW間の通信機能開発が完了し、ICE端末からGWがメータとして認識されることも確認した。

上記で開発したバイパスGWについて、量産性を考慮した基板化を行い、ICE端末との安定接続試験を行なった。1週間の耐久試験の結果、欠損率1%未満での通信を確認している。今後は耐久期間を1ヶ月、半年と長期的な耐久試験を行い、安定性を実証する必要がある。また中部電力株式会社の協力のもと、APIを用いたデータ自動取得とWebアプリケーションの開発を進めている。本研究で開発した電源タップ型デバイス付近のPrivate LoRa親局を自動的に選択しデータを送信する機能を持つため、在宅療養のために医療機器が貸し出された場合に電源タップ型デバイスは自動的にバイパスGWを選択しデータを送信する。バイパスGWはICE端末からスマートメータ回線網を通じてスマートメータ回線網上のサーバへデータを送信する。本研究で開発しているWebアプリケーションはAPIによりスマートメータ回線網上のサーバから自動的にデータを回収しWebアプリケーション上の表示に反映する。本機能は今後その有用性を検証すると同時に、名古屋大学医学部附属病院と協議し取得すべき情報および頻度の策定、取得した情報をどのように表示するかを策定する予定である。

3. 今後の研究成果の展開

本システムの有用性や効果を検証するために、導入する病院数の拡大や、医療機器に取り付けるデバイス数の増加を目指している。異なる規模や環境の医療機関においても対応可能とすることで、多様な場面で活用できることをしめしたい。さらに、多様な医療機器での動作検証を通じて、機器ごとの挙動の違いや課題を把握し、システムの精度向上や機能改善に役立てる。

令和7年度までの活動で残した課題として、医療機器のリソース融通の有用性を示すための実証実験が未実施であることが挙げられる。この背景には、臨床工学技士(CE)をはじめとする医療従事者へのヒアリングを通じて、医療機関間での医療機器の貸し借りは実務上困難であるという現状が明らかになった点がある。具体的には、国公立の病院や大学病院の医療機器は国・自治体の資産であり、こうした資産管理上の課題や、医療機器に関する医療事故発生時の責任の所在といった問題が障壁となっており、機器の自由な移動や融通が難しいことが分かった。

一方で、同一法人内のグループ病院間や1病院内の病棟間であれば、機器を共同で管理・運用するケースが存在することが確認されており、こうした枠組みの中では、機器リソースの融通が現実的な選択肢となり得る。このため、グループ病院間や病棟間での医療機器のリソース融通に関する実証実験を実施し、その有効性を検証することを計画している。

本実証実験では、複数の病院・病棟において医療機器を効率的に運用するために、各病院・病棟で必要とされる機器台数を予測し、限られた機器を最適に分配する手法の有効性を検証する。この予測には、我々のシステムにより収集可能な、医療機器の稼働率や使用時間、配置場所などの

データを活用する。具体的には、各病棟における機器の稼働状況を一定期間にわたって観測・記録し、そのデータをもとに病棟ごとの機器需要を推定する。得られた予測結果に基づいて、機器の使用効率が最大化されるよう、各病棟への分配を最適化する。

そのため、この実験における主要な評価指標として、①稼働率データに基づく機器需要予測の精度と②本システム導入前後における待機機器台数の変化を設定する予定である。これらの評価を通じて、本システムが医療機器リソースの効率的な融通に貢献できるかどうかを実証することを目的とする。

なお、実証実験は名古屋大学医学部附属病院内の2つの病棟（MICU 及び EMICU）にて実施することを計画しており、実際の運用環境に即した検証を行うことができるよう現在調整中である。

4. むすび

本研究では、地域医療における医療機器の有効活用を目指し、病院間の機器融通や在宅医療を支える通信インフラの構築に取り組んだ。背景として、医療現場では機器の所在や稼働状況の把握に時間を要する課題が存在し、特に地域医療においては、限られた医療資源を効率的に活用する仕組みが求められている。

そこで本研究では、LPWA（LoRa）通信とモバイル通信（LTE）を併用可能な電源タップ型デバイスを開発した。このデバイスは、機器の所在に応じて通信方式や送信先ゲートウェイをボーダレスに切り替える機能を備えており、病院内・病院間・在宅といった異なる利用環境においても柔軟な通信を可能とする。実際に、従来のデバイスではLoRa 単独通信により通信到達率が 72.70%にとどまっていたが、モバイル通信との切り替え機能を導入することで99.48%にまで向上させ、安定したデータ収集が可能となった。

また、リソース融通を前提とした機器稼働状態データベースの構築を行い、機器ごとの所有医療機関及び所在を含めて格納可能な機器稼働状態データベースを構築した。シミュレーション上での実験により、本システムによるリソース融通の有効性を示した。

スマートメータ回線網活用について、ICE 端末－水道・ガスメータ間の通信規格調査を行い、LPWA 通信とICE 端末間をバイパスするゲートウェイを開発し、ICE 端末との通信が可能であることを実証した。

今後は、グループ病院間や病棟間での医療機器のリソース融通に関する実証実験を実施し、その有効性を検証することを計画している。また、開発したデバイスと通信基盤を在宅医療の現場に展開し、医療機器の運用状況を患者宅からも把握できる仕組みを構築することで、医療従事者の負担軽減や患者の QOL 向上を目指す。また、スマートメータ通信との統合を進めることで、都市インフラと医療の連携を実現する新たなモデルケースとして発展させていく予定である。

【査読付き誌上発表論文】

- [1](投稿中)伊藤暢浩、神谷寧々、村上晴輝、中野諒介、島孔介、大山慎太郎、大塚孝信、"Seamless Communication Framework With LoRa and LTE Cat M1 for Internet-of-Things Devices", IEEE Internet of Things Journal.

【査読付き口頭発表論文】

- [1] 神谷寧々、伊藤暢浩、大塚孝信、"Proposal and Implementation of Medical Devices Allocation

Algorithm to Optimize the Number of Medical Devices Owned", The 12th International Conference on Computer and Communications Management (2024 年 7 月 20 日)

【口頭発表】

- [1]伊藤暢浩、神谷寧々、村上晴輝、中野諒介、島孔介、大山慎太郎、大塚孝信、"IoT デバイスのためのシームレスな通信基盤の開発と実装"、16th Biomedical Interface Workshop (2025 年 3 月 1 日)
[2]村上晴輝、伊藤暢浩、大山慎太郎、大塚孝信、"中央管理における医療機器の運用状況推定手法の提案と実装"、16th Biomedical Interface Workshop (2025 年 3 月 1 日)
[3]中野諒介、伊藤暢浩、神谷寧々、村上晴輝、島孔介、大塚孝信、"病院間を想定した医療機器融通に対応する web サーバシステムの実装"、情報処理学会第 87 回全国大会 (2025 年 3 月 14 日)

【申請特許リスト】

- [1]大塚孝信、管理システムおよび管理方法、日本、2022 年 11 月 15 日
[2]大塚孝信、サーバ、サーバ用のプログラム、および通信システム、日本、2022 年 11 月 30 日
[3]大塚孝信、通信システム、通信方法、日本、2025 年 1 月 21 日

【受賞リスト】

- [1]大山慎太郎、大塚孝信、「電波の日」東海総合通信局長表彰、2024 年 6 月 4 日

並列光信号処理による高感度ミリ波電界リアルタイム撮像装置の開発

Highly sensitive millimeter-wave electric field imaging system based on parallel signal processing

研究代表者

笹川 清隆 奈良先端科学技術大学院大学
Nara Institute of Science and Technology

研究期間 令和4年度～令和6年度

概要

本研究では、偏光イメージセンサを用いた電界イメージングの感度および周波数範囲の拡張手法を開発した。2重偏光子構造により高強度照射が可能となり、さらに偏光子の3層化や画素寸法の拡大により感度が大幅に改善された。画素配置に起因する空間分解能の低下や感度の不均一性も画像処理で補正された。光変調には25 GHz信号の4通倍を用いることで100 GHz帯まで対応し、ミリ波近傍電界の動画像撮像も実証した。今後は性能向上と装置の小型化・簡便化による実用化が期待される。

Abstract

In this study, a method was developed to extend the sensitivity and frequency range of electric field imaging using polarized image sensors. The dual-polarizer structure enabled high-intensity irradiation, while sensitivity was significantly enhanced by utilizing three layers of polarizers and increasing the pixel dimensions. Image processing also corrected the spatial resolution reduction and sensitivity non-uniformity caused by the pixel arrangement. By employing quadrupled 25-GHz signals for optical modulation, the system can now manage signals up to the 100-GHz band, demonstrating video imaging of electric fields near millimeter waves. Future practical applications are anticipated through performance improvements and by reducing the size and complexity of the equipment.

1. まえがき

本研究では、フォトン技術に応用したリアルタイム電界イメージング技術を発展させ、ミリ波からTHz帯の超高周波において、回路近傍電界を高感度検出するための基礎技術開発を行う。高感度化を実現するために独自の偏光計測イメージセンサ技術を用いるとともに、申請者らが以前に開発した光学的な共振を高周波検出に応用する手法を発展させる。これにより、リアルタイム電界イメージングを100 GHz帯まで拡張するとともに従来法よりも100倍以上の高感度化を目指す。(図1)

5G以降の移動体通信においては、ミリ波やサブミリ波・THz波といった超高周波帯を用いることも想定されている。この周波数帯においては、伝送線路による減衰が大きく従来のプローブを用いた電界計測を行うことが困難となる。また、指向性が高いことからビームフォーミング技術を用いて通信機器間に効率的に電波を照射することが必須となる。そのため、刻一刻と変化する機器の状態をリアルタイム計測することが求められる。

これらの課題に対して、本研究では、高周波フォトン技術に応用し並列度の高い計測を行うことでイメージングする。これまでの高周波フォトン技術は、広帯域ではあるものの感度が低い、あるいは、高感度化手法を取ると対応周波数が低く制限されるという課題があった。これに対し、光計測に用いる偏光イメージセンサの高度化、および、光変調の高度化、共振効果の利用等によって感度向上を図った。これらによって従来の電界イメージング手法に対して大幅な高速化、高感度化を実現される。本研究ではミリ波からTHz帯で動作する高周波デバイスの動的な変化をイメージング可能とすることで、効率的な評価手法へと展開させることを目的とした。

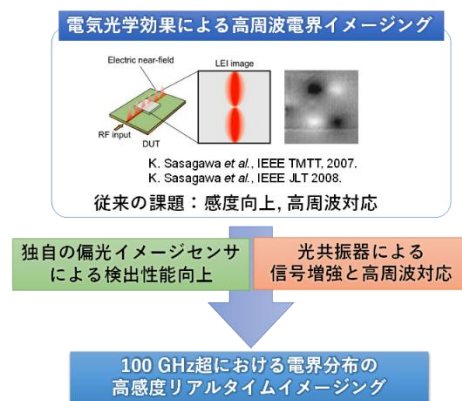


図1 本研究の概要

2. 研究内容及び成果

■ 2重偏光子を用いた電界イメージングシステム

本研究における高周波電界イメージングは、申請者らが提案した二重偏光子構成を持つ微弱偏光イメージングシステムを基盤としている。この構成では、第一の偏光子である一様偏光子、および、第二の偏光子であるイメージセンサ画素上偏光子の二重偏光子構成を取る。(R. Okada *et al.*, Electron. Lett. **57**, 472, 2021. 笹川 清隆ら, 特願 2020-203070) 独自に設計する偏光イメージセンサでは、画素上偏光子の方向は画素ごとに異なる方向に設計できる。本手法では観察対象(本研究では電界センサである電気光学結晶)に、第一の偏光子(一様偏光子)に対して不透過な直線偏光を照射する。偏光は電界プローブである電気光学結晶に電界を印加することでわずかに回転する。偏光回転で生成された入射偏光に対する直交偏光成分は、第一偏光子である一様偏光子を透過する。一方、入射偏光と同じ偏光方向の成分は、偏光子を「ほとんど」透過することができない。ここで、「ほとんど」と書いたのは現実的な偏光子

では、わずかに透過するためである。電界イメージングシステムでは偏光ビームスプリッタを用いることを想定しているが、その消光比は数百程度が通常である。本手法はこの透過成分を有効に利用することに特徴がある。結果として、第一偏光子は、(1) 光強度を低減し、(2) 偏光回転角度を増大させる働きをもつ。イメージセンサ画素を光検出器として用いる場合、これらの効果は、(1) 画素飽和を回避し、(2) 信号変化率が大きくなり検出しやすくなるが可能となる。

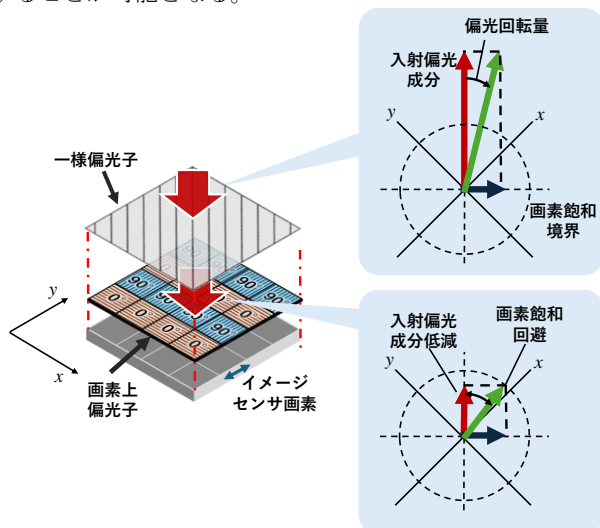


図2 偏光イメージセンサを用いた2重偏光子構造

本提案を実証するために、画素上偏光子を互いに直交する2種類(0度、90度)とした偏光イメージセンサを試作し、消光比が約800の一様偏光子を画素上偏光子に対して45度となるように配置した。入射偏光角に対する2種の偏光子搭載画素の出力特性を図3に示す。図中0度は一様偏光子の透過率が最低となる偏光角である。画素上偏光子を透過することによって、互いに逆方向に極小点がシフトしている。更にこれらの差分を取ることによって、偏光回転量に比例する値が得られる。すなわち、偏光の回転によって信号が相補的に変化する構成であり、両者を比較することによって、単一のイメージセンサで差動検出を行い、同相雑音を低減することができる。

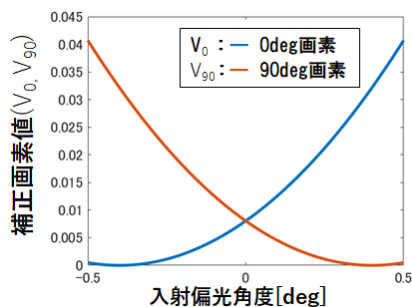


図3 2重偏光子構造における偏光イメージセンサ画素出力特性

本手法を用いた装置構成を図4に示す。光強度変調器と光増幅器を用いることで、高周波の局所発振信号を生成するとともに、十分に高い光強度に増幅される。光源波長は780nmである。この波長帯では、イメージセンサ画素のSiフォトダイオードが感度を有するとともに、高速な光変調器や半導体光増幅器が入手可能である。また、光通信に広く用いられている1550nm帯を第二高調波発生によって半分の波長とした光源も利用することができる。この

変調光は、偏光を適切に調整することによって、変更ビームスプリッタでほぼ完全に反射され、波長板を透過して電気光学結晶へと照射される。

電気光学結晶には基本的にZnTeを用いた。結晶底面に光源波長である780nm帯の広い反射コート、上面には低反射コートそれぞれを施している。波長板のペアは、1/8波長板と1/4波長板であり、光が往復して2回透過した結果、それぞれ1/4波長板、1/2波長板として作用することで任意の偏光状態とできるように構成されている。これにより、「」反射光は偏光ビームスプリッタの透過率が最低となるように調整されることで図2に示したような条件となる。

電気光学結晶は、電界が印加されることによって屈折率が変化する。例えば、(100)-ZnTeの板状結晶では、電界が印加されていない状態では、等方的な屈折率を有するが、面に対して垂直方向の電界が印加されることで、面内方向に複屈折性が生ずる。これを780nmの光を照射し、偏光変化として読み取る。

電気光学結晶を透過した光は、周波数 f_{LO} で強度変調、周波数 f_{RF} で偏光変調された状態となっている。偏光の変調度は一様偏光子を透過することによって増強され、画素上偏光子によって、強度変調に変換され、 f_{LO} と干渉、ミキシングされる。その結果として、中間周波数成分 $f_{IF}=|f_{RF}-f_{LO}|$ が現れる。イメージセンサのフレームレートは観察対象である f_{RF} よりも非常に低いが、この中間周波数を偏光イメージセンサのフレームレートよりも低く設定することによってイメージセンサで高周波電界分布像を取得することが可能となる。実際には、信号処理の容易さからフレームレートの1/4にすることが基本となる。

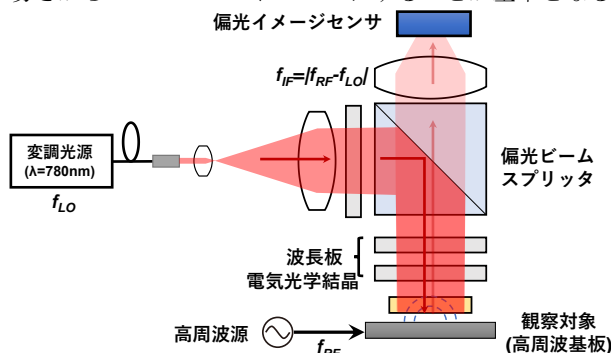


図4 電界イメージング装置基本構成

図5にマイクロストリップライン線路に100MHzの信号を入力した際の撮像例を示す。電気光学結晶は、3mm×3mm×0.5mmの(100)-ZnTeである。画像に対して垂直方向の電界が明瞭に観察されており、線路を中心として両側に電界がひろがっており、位相が反転していることなどが画像から確認できる。

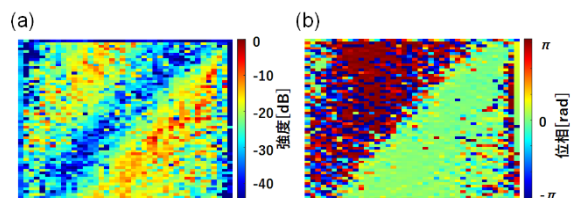


図5 基本構成による電界撮像例

■微弱偏光変化検出用偏光イメージセンサ

提案する電界イメージングでは、電気光学結晶に電界を印加した際の屈折率変化を光を用いて偏光の変化として読み取る。そのため、偏光イメージセンサの基本性能向上

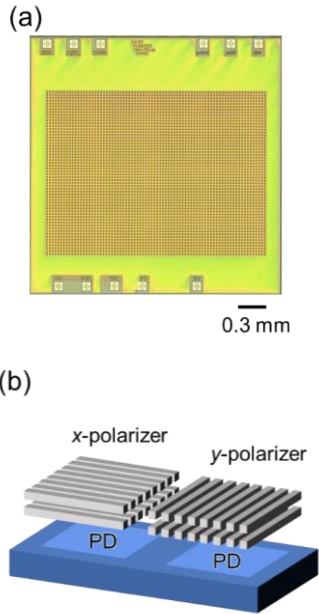


図 6 (a) 偏光イメージセンサ外観。(b) 2 層グレーティング偏光子構造。

は提案手法の実現を行う上で不可欠な技術である。

偏光イメージセンサの画素上偏光子は、イメージセンサ製造に用いる CMOS 配線層をグレーティング状にし、ワイヤグリッド偏光子とすることで製造プロセスを簡略化することができる。我々は以前に微細なプロセスである 65nm CMOS プロセスの配線層を用いることによって 100 程度の消光比作製できることを報告しているが、このようなプロセスでは画素の受光特性が低いという課題があった。本研究では、良好な受光特性が得られる 0.35- μm プロセスを用いて、多層偏光子構造による画素上偏光子の性能向上、製造誤差低減のためのレイアウト最適化を行った。

本研究では、最適化を行うために複数のチップ製造を行ったが図 6 (a) に試作したチップの一つの外観を示す。初期のテスト用チップでグレーティングの周期が異なる画素を複数用意し、実測で最適な構造を検討した。想定する光源波長である 780 nm では、 $\text{line/space}=0.7\mu\text{m}/0.7\mu\text{m}$ が最適な周期となることが確認された。しかし、1 層の構造では、消光比は 1.5 程度であった。これに対し、図 6(b) に示すような多層化によって消光比の改善を図った。使用した CMOS プロセスの 2 層目と 3 層目を積層した構成では、当初目標値の 3 以上を達成した (図 7 (a))。この値は、従来比 2 倍以上の改善であり、提案する高感度偏光変調検出において画素上消光比が無限大の場合の約 50% 以上の性能が得られると見積もられる。

偏光検出限界を見積もるために、推定検出角度の安定性を測定した結果を図 4 に示す。画像は毎秒 30 フレームで取得し、 70×55 画素を 150 フレームの移動平均を行った。この測定結果において、偏光検出値の標準偏差は 9×10^{-5} 度であり、目標以上の計測感度を達成できることを確認した。

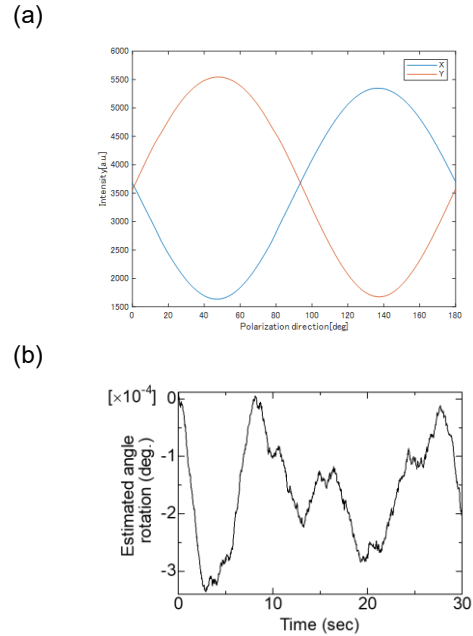


図 7 (a) 2 層グレーティング偏光子を搭載した画素の偏光依存性。(b) 偏光出力安定性。

さらに、3 層を積層した構造の画素上偏光子では、消光比は 5.7 まで改善することが確認された。消光比と偏光検出感度の関係を図 8 に示す。実線は理論曲線であり、黒点は画素上偏光子の値をプロットした結果である。この結果より、3 層の偏光子では、1 層に対して 3 倍以上の感度が得られることがわかる。また、理論曲線との比較から消光比が無限大の場合と比較して 70% 程度の感度に到達することが確認できる。透過率が最も低くなる領域の周辺を用いる場合には高い消光比が要求されるが、本研究の場合のように、偏光変化に対して最も変化が大きくなる領域を用いる場合には提案するような多層偏光子でも高い性能が得られる。

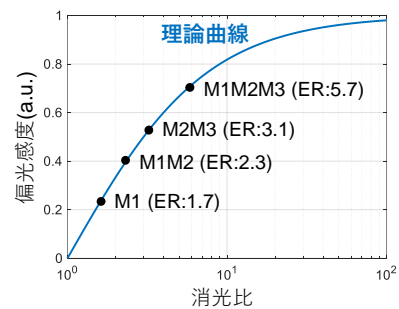


図 8 消光比と偏光感度の関係。

本研究では、780 nm 帯の光を用いて電気光学結晶の屈折率変化を読み取る構成としている。この波長帯は可視光と比較して Si の光透過率が高く、画素間のクロストークを避けるため当初の試作画素では、画素寸法 30 μm 角、受領域であるフォトダイオードを 15 μm としていたが、偏光子の最適化の後に画素構造の改善を行った。

現在の一般的なイメージセンサは、画素上マイクロレンズを用いてフォトダイオード部に就航を行っているが、本研究では画素寸法を 45 μm と大きくし、その条件でフォトダイオード間隔を最適化した。その結果として、画素内

の受光領域の割合である開口率は、従来の 25%から 54%と 2 倍以上に改善した。図 9 は画素出力の信号およびノイズの比較を行った結果である。45 μm 画素で開口率が大きくなっても信号強度の増加は大きくはない。これは、フォトダイオード寸法の増加によって画素容量も大きくなっているためである。雑音のいずれの画素も光強度の増加とともに雑音が増加する傾向がみられており、画素飽和付近でフォトンショットノイズ限界に近付いていることが確認できる。しかしながら、45 μm 画素のほうがノイズ成分の値は低い。この低下も、画素容量が大きくなっていることが大きな要因となっている。結果として、画素飽和点付近の信号対雑音比を比較から、45 μm 画素は 30 μm 画素に対して約 5 dB の改善を達成した。また、この画素を用いて 100×110 画素の偏光イメージセンサを作製した。

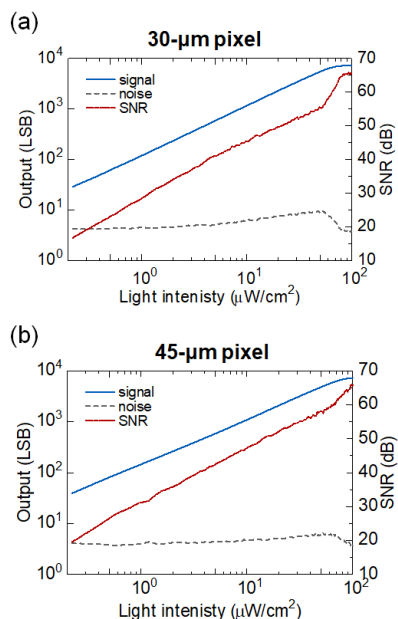


図 9 偏光画素特性の光強度依存性。(a) 30 μm 画素。
(b) 45 μm 画素

■電気光学結晶への共振構造の導入

本研究では、高感度電界増幅のために光共振を行うことを目指している。変調によって生成されるサイドバンドの波長が、光源波長とは異なる次数の共振モード波長に一致する様に設計を行う。このように FSR(Free Spectral Range)を最適に設定することにより、変調後の信号のロスを減らすことができる。光共振器のフィネスは 10 以上を目標とした。

図 7 に示す光共振器構造を作製した。電気結晶としては、高い電気光学係数と光透過特性を有し、導波路型的光変調器に用いられている X-cut の LiNbO_3 を用いた。結晶の底面に波長 780nm 帯に対する高反射コートを上面に低反射コートを施し、その上に約 90%の反射率をもつ Al ミラーを配置した。結晶とミラーの間はガラスとなっており、厚さは約 1.6mm である。結晶底面の高反射コートと Al との間で形成される共振器の特性を測定するため、発振波長 785 nm、線幅 3MHz の単一波長レーザー(Distributed Bragg Reflector laser)を光源とし、温度を制御することによって波長の走査を行いつつ反射光強度の測定を行った。

共振器の形成により、波長に対して周期的に反射率が低下する。フィネスを求めるには、Q 値を求める必要があるため、透過率の逆数を取ってプロットした結果を図 10 に示す。共振ピークの幅と周期の比からフィネスが求められる。ローレンツ関数でピークをフィッティングして求めた結

果からフィネスは 10 以上と見積もられ、目標値を達成した。また、FSR については、レーザーの波長校正が不十分で精度が低いが、今回の構成では約 57 GHz と推定され、次数が 2 つ異なるモードを用いると 104 GHz の周波数と共振する。

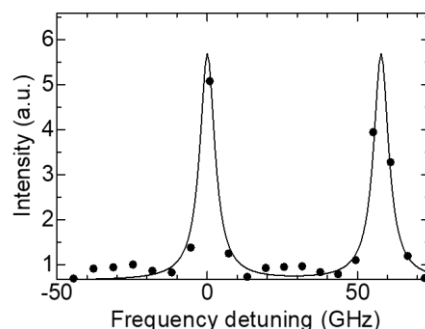


図 10 共振スペクトル測定結果

■露光時間制御による中間周波数向上手法の開発

イメージセンサは、多点の情報を並列に一括して取得することが可能であることから様々な分布を一括して取得する事が可能である。最も広い応用は、写真や動画の取得であるが、個々の画素からの光情報を信号処理することによって、単純な光強度分布ではなく様々な情報を取得することができる。その一つの例が、画素の信号の時間的な変化から光信号処理によって位相検波をする手法である。

このような手法を実現するためには画素内で信号処理を行うような手法もあり、比較的高い周波数に対応可能であるが、画素構造が複雑になるため、導入が難しい場合もある。また、例えば、我々が目的とする高周波電界イメージングにおいては、そのような手法を用いても応答周波数が不十分となる場合もある。

比較的低速なイメージセンサを用いる場合には、光ヘテロダイン法によって中間周波数帯に周波数変換することが解決法の一つとなる。この周波数をイメージセンサのフレームレートより低くすることで、高周波帯の強度及び位相情報を得ることができる。これに対応するために電界イメージングにおいてヘテロダイン法を導入し、中間周波数を 90 Hz に設定して電界分布計測をデモンストレーションした。しかし、このような低周波帯では、商用電源のハムノイズや機械振動のノイズなどが重畳しやすい。一方、フレームレートの向上は、システムの制限により上限が低い。これに対して露光時間を制御し、等価時間サンプリング手法を導入することによって、フレームレートを上げることなく観察する信号の中間周波数を向上させる手法を開発した。

しかし、単純なサンプリング手法では、観察対象となる中間周波数の向上はできるものの従来と同様、フレームレートの 1/4 の周波数成分を検出してしまう。図 11 ではそ

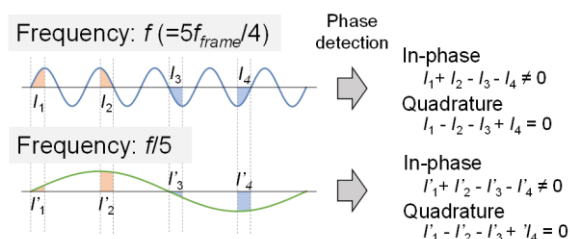


図 11 イメージセンサを用いた単純な等価時間サンプリングにおける位相検出の模式図。フレームレート f_{frame} より高い周波数 f が検出可能となるものの $f/5$ の成分も検出してしまう。

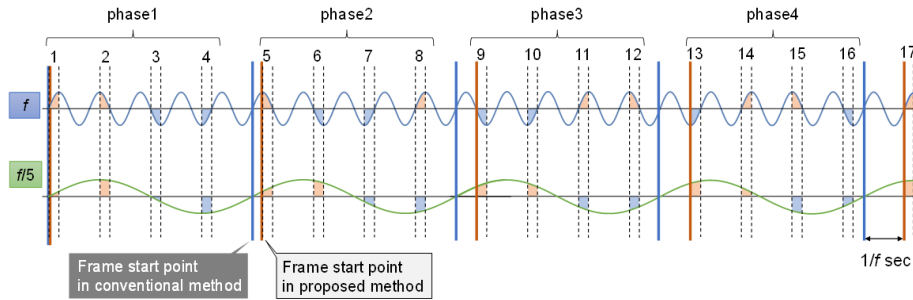


図12 提案する等価時間サンプリングにおける位相検出の模式図。露光タイミングにおける周波数 f と $f/5$ の位相が徐々にずれるため、 f の成分のみ選択的に抽出可能となる。

の例を示している。この例では露光時間を1フレームの $1/5$ としている。観察対象となる周波数成分 f の信号に対して露光タイミングが $1/4$ 周期ずつずれるようにすることで、等価時間サンプリングによる高い周波数成分の取得が可能なる。この例では、フレームレート f_{frame} に対し、観察対象信号はその $5/4$ 倍である。しかし、この単純な検出法では、 $f/5$ の周波数成分も検出される。すなわち、ノイズ低減効果が得られず、中間周波数向上の利点が損なわれる。これに対し、本研究では、4フレームに1度フレーム遅延を追加し、これに対応した位相検波を行う手法を提案した。図12に提案手法での周波数 f および $f/5$ の信号に対するサンプリングタイミングを示す。各サンプリングタイミングにおける正負の符号を比較するとこの場合では図11と異なり、両者で一致しないものとなっている。そのため、周波数 f の成分を選択的に検出することが可能になる。

従来法と提案手法を用いた電界イメージングの比較結果を図13に示す。観察対象はストリップライン線路であり、3 GHzの信号を入力した。電界を光信号に変換するための電気光学結晶は(100)-ZnTeであり、撮像面に対して垂直な電界成分に感度がある。フレームレートは240 Hzに設定しており、通常サンプリングでは60 Hzが検出される。これに対して等価時間サンプリングを行うと300 Hzを検出可能となる。しかし、60 Hzも検出されることがわかる。提案法では、60 Hzの成分は検出されていない。これに伴い、この周波数帯の雑音成分が低減され、信号対雑音比が改善されることが実証された。すなわち、光ヘテロダインを用いた検出系においてSNRの改善に寄与することが可能であることを示した。この提案手法は、デジタル・ドメインで加減算のような単純な計算によって前処理ができる。そのため、リアルタイムイメージングへも適用

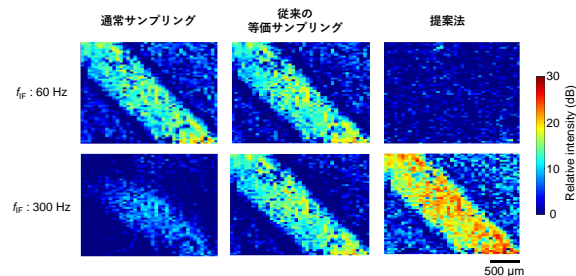


図13 試作したチップを用いた提案手法の実証。フレームレートは240 Hz。等価時間サンプリングによってフレームレートより高い300 Hzの信号が検出されている。また、提案手法により60 Hzの成分は検出されず、信号対雑音比が改善されている。

することができると期待される。

さらに本手法を拡張し、フレームレート360 fps、露光時間を1フレームの $1/12$ とすることによって、中間周波数を1080 Hzとし、目標の1 kHz以上を達成した。電界撮像結果を図14に示す。光増幅器を用いた高出力の局所発振信号生成法と組み合わせることによって、安定的な信号検出ができるものと期待される。

■画像処理による空間分解能と感度均一性の改善

偏光イメージセンサ上には互いに直交する偏光画素が隣り合って配置されており、前節までの結果は、2画素を一組として出力の差分をとることによって信号処理を行ってきた。この時、2画素の位置はほぼ同一であると仮定した信号処理を行っているため、前画素数の半分の分解能となっていた。また、提案手法のようにイメージセンサを

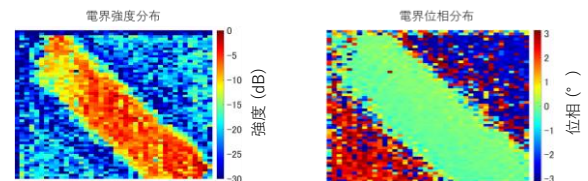


図14 中間周波数1080 Hzでの電界撮像例。

光の干渉等の影響で面内の輝度分布が不均一になりやすい。その場合、結果として、電界検出感度も不均一になる。これらの課題を解決するため、画素間およびフレーム間の輝度補正、および、画素補完を行い再構成する手法を開発した。

手順は以下のとおりである。

- 偏光イメージセンサによる連続画像取得
- 0度画素と90度画素の画像に分離
- 画素補完を行う。
- 直前までのフレーム平均像を用いて輝度補正

図15にそれぞれの工程での画像の例を示す。

提案手法を適用した結果の電界撮像結果の比較を図16に示す。観察対象はマイクロストリップライン線路であり、画像生成に利用したフレーム数は65,536枚である。図中上段が電界強度像、下段が位相像を示している。図16(b)では画素補完によって、空間分解能の改善がみられることがわかる。図16(c)では、さらに輝度補正を行った結果を示す。この処理によって、特に画像右下の低感度領域が補正され、線路上の電界強度がほぼ一定となっている。また、線路の両側の電界分布についても、補正によって対称性が高くなり感度分布が改善されていることが示唆されている。

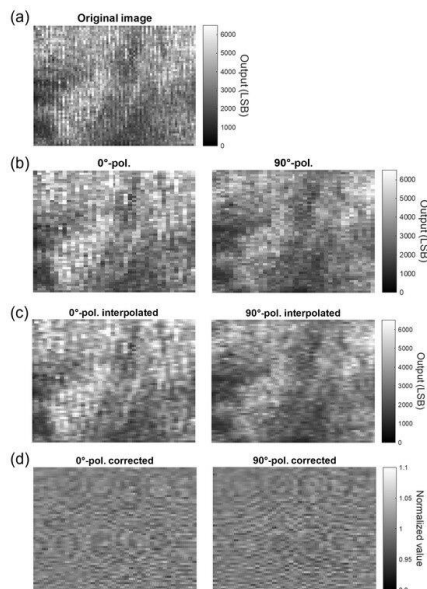


図15 各画像処理ステップの処理結果の例。(K. Sasagawa *et al.*, Sensors, 2025 より)

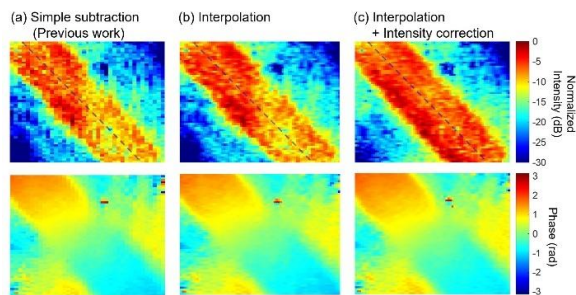


図16 マイクロストリップライン上の電界強度と位相画像の例。(a) 前作で使った単純処理の結果。(b) 列補間処理を施した結果。(c) 列補間と強度補正処理を施した結果。画像数は 65,536 枚。(K. Sasagawa *et al.*, Sensors, 2025 より)

図 1 7 に積算回数と取得像の関係を示す。信号強度が高い線路部分は、積算枚数 4,096 枚程度からほぼ改善が見られなくなる。一方で、線路外の信号が低い部分から、積算枚数の増加によってさらに雑音低減効果が得られていることがわかる。

図 1 7 における線路中央の信号強度と雑音強度を図 1 8 に示す。ここで雑音強度としては、高速フーリエ変換によって、中間周波数からわずかに異なる周波数の強度を用いている。この結果から、信号強度は積算フレーム数に比

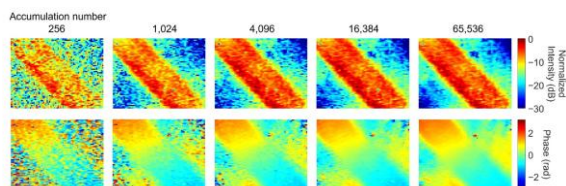


図17 積算枚数による電界像の比較。(K. Sasagawa *et al.*, Sensors, 2025 より)

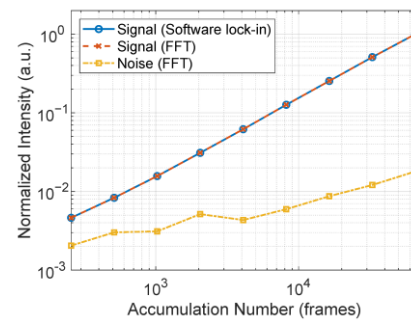


図18 マイクロストリップ線路上の 5×5 ピクセルから計算された信号強度とノイズ成分の積算枚数依存性。信号強度は、ソフトウェアのロックイン検出と FFT によって抽出されたものである。ノイズは、中間周波数からわずかに離れた領域の 20 点の平均値として計算した。すべての値は 65,536 フレームでの値を基準に正規化されている。(K. Sasagawa *et al.*, Sensors, 2025 より)

例していることがわかる。また、雑音については、積算枚数が 4,096 以上において、積算枚数の平方根に比例している。本実験では、中間周波数 90 Hz、フレームレート 360 fps であるが、これらを向上させることによって、同一の画像取得時間でより高い信号対雑音比を実現できることが示唆される。その際に、より高い光強度の変調光源が必要となるが、より出力の高い光増幅器を用いることで対応可能と考えられる。

■観察対象周波数変動への追従

前節までの装置構成では、観察対象の波源と LO 信号の波源を同期して生成していた。しかし、実環境では観察対象のデバイスの周波数を LO 信号と同期することが難しい場合も多い。その場合、観察対象の周波数が変動している状態となる。これに対し、LO 信号をこれに追従して変動させることによって、中間周波数を一定に保ち、可視化する手法の開発を行った。(図 1 9)

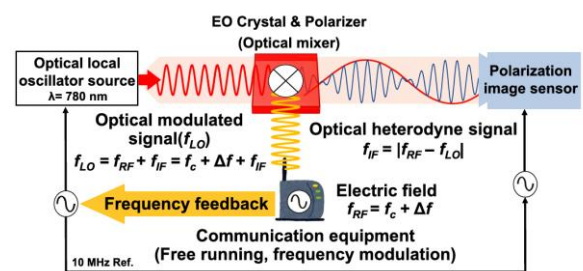


図 1 9 周波数追跡システムによる電気光学イメージングの概念図。

LO 生成部の構成を図 2 0 に示す。観察対象としては、平面アンテナを用い、そこから放射された電波を受信する。観察対象の周波数は $f_c = 2.45$ GHz であるが、LO 信号波源とは同期されていない状態である。周波数の変動分を Δf とすると、観察対象の電界周波数は $2.45 \text{ GHz} + \Delta f$ と表される。これを増幅した後、 $2.45 \text{ GHz} - 433 \text{ MHz} - 90 \text{ Hz}$ の信号とミキシングし、 $433 \text{ MHz} + 90 \text{ Hz} + \Delta f$ をバンドパスフィルタによって抽出する。この成分は、さらに、 $2.45 \text{ GHz} - 433 \text{ MHz}$ の信号とミキシングすることで、 $2.45 \text{ GHz} + 90 \text{ Hz} + \Delta f$ が得られる。この信号を f_{LO} として

光強度変調を行うことで、電界イメージング系では中間周波数が 90 Hz となり、これまでに利用してきた装置で電界分布を取得できることになる。

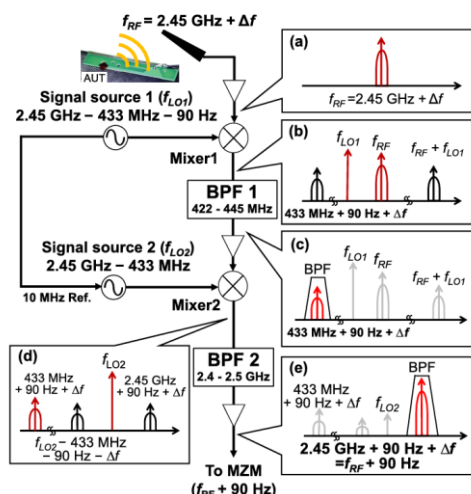


図 20 周波数追従 LO システムと各点における信号。
(R. Okada *et al.*, ELEX, 2025 より)

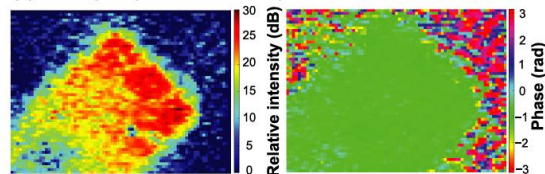
撮像例を図 21 に示す。図 21 (a)は周波数が変動しない状態で取得した像である。一方、図 21 (b)は波源の周波数を 100 kHz で走査することで変動させた場合の結果である。従来システムでは、この条件では電界取得できなかったが、提案手法では、周波数が変動しない場合とほぼ同様の電界分布像が得られている。

■100 GHz 帯電界観察への対応

光ヘテロダイン法での観察を行うためには観察対象となる電界と同期した局所発振光信号を生成することが必要となる。例えば、観察対象と電界の周波数が f_{RF} (例えば 100 GHz) である場合に、局所発振周波数 f_{LO} (例えば 100 GHz + 1 kHz) は f_{RF} との周波数差が f_{IF} となるであり、周波数差 1 kHz が高い精度で固定されていることが必要となる。この局所発振光の生成には、モードロックレーザーを用いる手法が初期に開発されたが、大きい強度ノイズや発振条件の不安定性があった。申請者らのグループは、光通信用の導波路型光変調器を用いることによって安定性の高いシステム構築が可能であることを示し(K. Sasagawa *et al.*, Electron. Lett. **42**, 1357 (2006), K. Sasagawa *et al.*, IEEE/OSA JLT **26**, 2782 (2008))、その後、他のグループでも同様の手法が取られるようになった(D. J. Lee *et al.*, Meas. Sci. Technol. **19**, 115301 (2008))。

With frequency tracking optical local oscillator source

(a) CW Signal (2.45 GHz, 0 dBm)



(b) FM Signal (2.45 GHz, 0 dBm)

FM deviation: 1 MHz, sweep frequency: 100 kHz

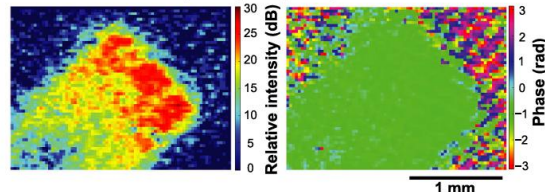


図 21 周波数追従型光 LO 光源を用いた電界イメージングの結果 (a) AUT に入力された CW 信号、(b) AUT に入力された FM 信号。これらの結果は電界強度をノイズレベルとして正規化した。(R. Okada *et al.*, ELEX, 2025 より)

導波路型光変調器は、他の手法と比較しても高い変調速度を実現できるものの高々 40-65 GHz 程度の変調周波数が上限となる。100 GHz 以上の変調信号を生成するために、通倍変調技術を用いる。すなわち、光変調器に光位相が反転する半波長電圧 (V_{π}) 以上の電圧を印加して変調することで高次変調成分を生成し、これを用いる。

試作した変調光生成系の構成を図 22 に示す。レーザー光源には、DBR (Distributed Bragg Reflector)を用いた単一波長の半導体レーザーを用いた。Si 製のイメージセンサを用いるために、波長は Si フォトダイオードで検出可能な 785 nm としている。強度変調器と位相変調器を直列に接続した。高調波成分を生成するためには、高い変調が必要となるため、位相変調器については、低 V_{π} のものを用いている。また、この波長帯では導波路のフォトリフレクティブ効果を避けるため変調器への入射光強度を数 mW 程度に制限する必要がある。この波長帯では、半導体光増幅器が利用可能であるため、これによって、変調光を増幅した。光スペクトルの計測により、位相変調器を組み合わせることで、0 次成分を高次側帯波成分と同程度以下に低減し、信号検出に必要な成分を十分強くできることを確認した。

図 23 に電界イメージングの実験系を示す。開発した LO

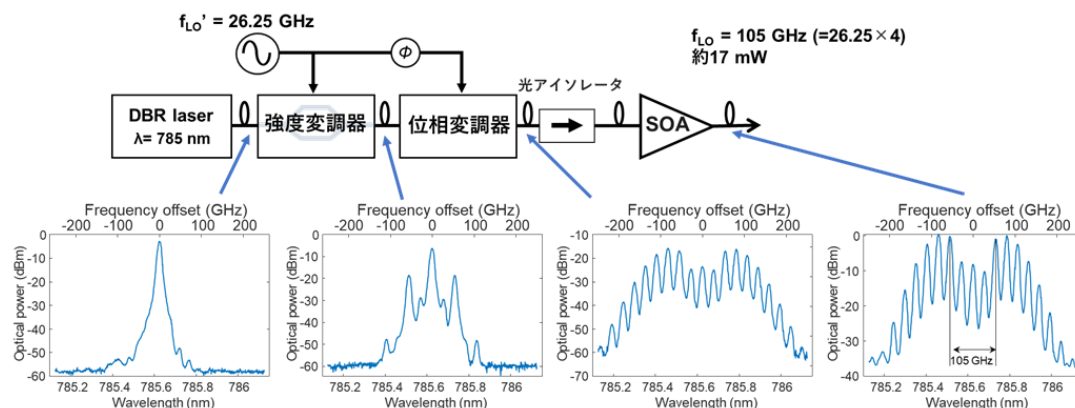


図 22 局所発振変調光生成系の構成図、および、各部での光スペクトル。

信号生成系を用い、電界イメージングシステムに導入した。観察対象は、 $17.5\text{ G} + 15\text{ Hz}$ の信号を 6 通倍器によって 6 倍とした信号を出力している導波管端面とした。電気光学結晶には(110)-ZnTe を用いており、面内に水平方向の電界成分を検出する構成となっている。

観察対象には図 2 4 に示す WR-10 導波管を用い、端面の開口における電界分布の可視化を行った。面内方向の電界を観察するため(110)-ZnTe 結晶を用いた。図 2 5 に撮像結果を示す。積算枚数は 10000 フレームである。この結果から 105 GHz の電界分布も強度及び位相を明瞭に可視化することができていることがわかる。

この測定結果は、 $30\text{ }\mu\text{m}$ 画素を用いたものであるが、 $45\text{ }\mu\text{m}$ 画素ではより高い信号対雑音比が得られることも確認できている。

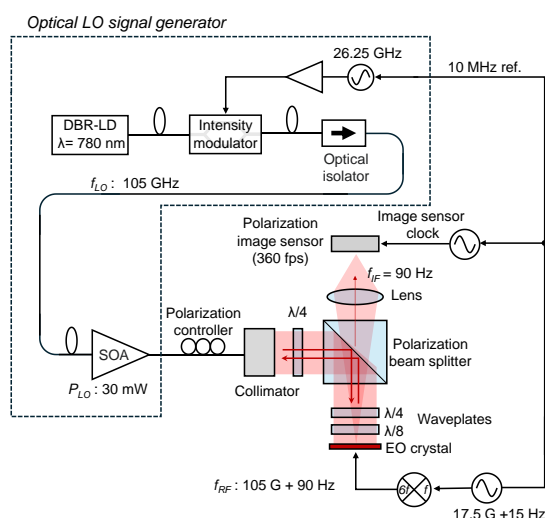


図 2 3 105 GHz 電界イメージング実験系。



図 2 4 105 GHz 電界イメージング観察対象。
(WR-10 導波管)

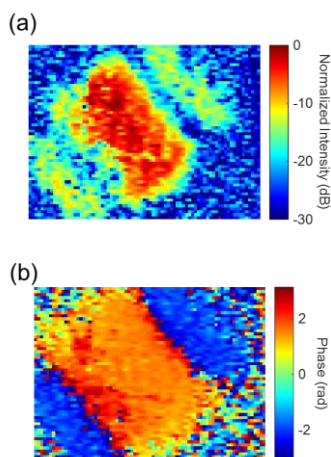


図 2 5 105 GHz 電界撮像撮像結果。(a)強度分布。(b)位相分布。

■動画取得

本研究の提案手法は、偏光イメージセンサを用いて分布を一括撮像することに特徴があり、短時間で画像取得が可能である。これは、動画像のリアルタイムイメージングにつながる。

図 2 6 は 30 GHz のパッチアンテナ上の電界についてフェーザー表示を行い共振電界の振動を可視化したものである。この撮像では、観察対象の電界信号を観察する周波数から 0.1 Hz だけシフトさせることによって、10 秒間で位相が 1 回転するようにしている。また、1 画像あたりのフレーム数は 360 枚としている。動画像は、以下の論文の補助資料として公開されている。

<https://www.mdpi.com/article/10.3390/s25051596/s1>

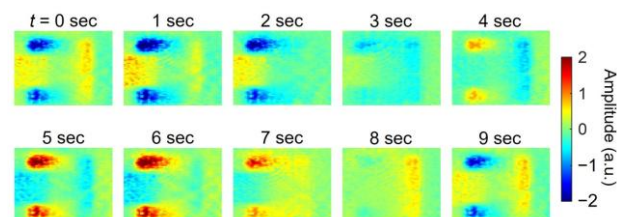


図 2 6 パッチアンテナ上の電界分布変化の撮像例。

本実験ではフレームレート 90 fps の撮像システムを用いて観察を行ったが、現在では 1000 fps で撮像可能なシステムとなっており、同一の撮像時間における 3 倍程度の信号対雑音比の改善、あるいは約 10 倍高速な動画像の取得が可能となる。

3. 今後の研究成果の展開

本研究で得られた成果により、観察対象の高周波デバイスからの電界の周波数に同期して、マイクロ波からミリ波までの電界を可視化する要素技術を確立した。

現状、 100×110 画素であるが、技術的にはより画素数を増やして、高い解像度の画像取得を行うことも可能であると考えられる。

製品化を行うためには、装置構成が複雑であり、個々の要素を小型化することが求められる。現在のシステムでは、光学系やイメージセンサについては比較的小型であり、大型となる要因は主に光源部分が占める。これを解決するために、観察対象に同期して動作する LO 信号生成のための高周波源、レーザー光源、変調器、光増幅器等を統合した上で、小型化したモジュールを作製する必要がある。この点については、近年の光電融合技術の進展により、特に光デバイスについては、従来よりも個々のデバイスが小型化しているため、技術的には可能であると考えられる。

観察対象の高周波電界への LO 信号の同期については、本研究では、対象デバイスからの信号を分岐したものを LO 信号生成回路に入力していたが、都度ケーブルを接続することは多数のデバイスを評価するうえでは課題となると考えられる。LO 信号生成についても EO プローブ等を使って信号を検出し、ケーブル等での接続を不要と実現することが必要となると考えられる。この点については、新たな構成を提案することで、知的財産権の取得を検討する。

現在の装置全体としては、可搬性が低い。しかし、これを用いた計測サービス等は比較的短期間で達成できるものと期待される。まずは、共同研究や技術指導等で技術を蓄積し、実用化を目指す。

4. むすび

本研究では、偏光イメージセンサを用いた電界イメージングの感度及び周波数範囲を拡張するための手法開発を行った。

2重偏光子構造を用いることによって、画素飽和上限のあるイメージセンサでもより高い照射光強度の光源を照射することが可能となる。本研究で用いた偏光ビームスプリッタは消光比 800 の一様偏光子としてはたらき、信号対雑音比の改善効果は、その平方根で与えられる約 28 倍と見積もられる。また、偏光画素の設計による改善としては、偏光子の 3 層化によって約 2.7 倍、画素寸法の増加によって約 3.1 倍の改善が得られた。この改善を得るためには、照射光強度が十分に高くでき、イメージセンサ画素飽和付近のフォトンショットノイズ限界領域で動作している必要があるが、本研究で用いた 780nm 帯では半導体光増幅器が利用可能であり十分な強度に増幅できる。

偏光イメージセンサによって一括計測する際の課題として 0 度と 90 度の 2 種の偏光画素を交互に配置するために、全体画素数に対して空間分解能が半分となる点があったが、画像処理によって改善する手法を提案、実証した。また、照射光の不均一性によって感度も不均一になる問題についても、補正を行うことで改善することを示した。

観察対象の周波数については、100 GHz までに対応可能であることを実証した。本システムは、光ヘテロダイン法を用いるため、照射光を観察対象の電界に対してわずかに異なる周波数で変調する必要があるが、100 GHz 帯で直接変調することは技術的に難しい。本研究では、25GHz 帯の信号源と増幅器を用いて 4 通倍の光変調を行うことでこれに対応した。

また、提案システムを用いて、ミリ波近傍電界の動画像を撮像できることも実証した。

以上のように電界イメージングにおいて感度改善、周波数拡張、画質改善、動画対応等を行った。さらなる性能改善の余地が見いだされており、性能改善を推進するとともに、装置の小型化、簡便化を行うことで、実用化が期待される。

【査読付き誌上発表論文】

- [1] K. Sasagawa, R. Okada, M. Haruta, H. Takehara, H. Tashiro, and J. Ohta, "Reflective high-sensitivity polarization change imaging using a dual polarizer structure," *Opt. Continuum*, Vol. 2, No. 4, pp. 758-768, Mar. 23, 2023.
- [2] R. Okada, M. Mizuno, H. Takehara, M. Haruta, H. Tashiro, J. Ohta, K. Sasagawa, "Microwave electro-optical imaging system using a frequency tracking optical local oscillator source with a polarization CMOS image sensor," *IEICE Electron. Express*, vol. 22, no. 5, 20240742, Mar. 10, 2025.
- [3] K. Sasagawa, R. Okada, M. Mizuno, H. Takehara, M. Haruta, H. Tashiro, J. Ohta, "Enhancing image reconstruction method in high-frequency electric field visualization systems using a polarized light image sensor," *Sensors*, vol. 25, no. 5, 1596, Mar. 5, 2025

(他 1 件)

【査読付き口頭発表論文】

- [1] K. Sasagawa, Y. Akamatsu, R. Okada, M. Mizuno, H. Takehara, M. Haruta, H. Tashiro, J. Ohta, "Frame interval control technique for high frequency electric field imaging by equivalent time sampling," *Asia-*

Pacific Microwave Conference 2023 (APMC 2023), Taipei International Convention Center (TICC), Taiwan, (2023 年 12 月 7 日)

- [2] K. Sasagawa, R. Okada, M. Mizuno, H. Takehara, M. Haruta, H. Tashiro, J. Ohta, "105-GHz electric field visualization by electro-optic imaging system using polarization image sensor," *2024 54th European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 628-631 (2024 年 9 月 25 日).
- [3] R. Okada, M. Mizuno, H. Takehara, M. Haruta, H. Tashiro, J. Ohta, K. Sasagawa, "2.45 GHz frequency-tracking electro-optic imaging using polarization CMOS image sensor," *2024 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, pp. 979-981 (2024 年 11 月 20 日)

【口頭発表】

- [1] (招待講演) 笹川 清隆、岡田 竜馬、水野 麻弥、春田 牧人、竹原 浩成、田代 洋行、太田 淳, "偏光イメージセンサとその特殊撮像応用", レーザー学会 (名古屋) (2023 年 1 月 18 日)
- [2] (招待講演) K. Sasagawa, R. Okada, H. Takehara, M. Haruta, H. Tashiro, J. Ohta, "RF electric-field imaging using an electro-optical measurement system with a polarization image sensor," *Information Photonics 2023 (IP2023)*, Pause Landis Resort Wulai, New Taipei, Taiwan, (2023 年 9 月 9 日)
- [3] K. Sasagawa, R. Okada, K. Hyodo, H. Takehara, M. Haruta, H. Tashiro, J. Ohta, "Optimization of polarization image sensor for electric field imaging system based on electro-optic effect," *Electronic Imaging 2025 (San Francisco, CA, USA)* (2025 年 2 月 5 日)

【申請特許リスト】

- [1] 笹川清隆、岡田竜馬、信号処理機能搭載イメージセンサ回路、日本、特願 2025-036909、2025 年 3 月 7 日

【報道発表リスト】

- [1] "高周波電界「見える化」通信機器の性能評価", 日刊工業新聞、2025 年 1 月 14 日

機械学習を用いた干渉環境適応 79GHz 帯 FMCW レーダの研究開発

Research and Development of 79GHz FMCW Radar with Interference-Adaptation Using Machine Learning

研究代表者

王 瀟岩 茨城大学
Xiaoyan Wang Ibaraki University

研究分担者

梅比良 正弘[†]
Masahiro Umehira[†]
[†]南山大学
[†]Nanzan University

研究期間 令和4年度～令和6年度

概要

本研究開発の目標では、79GHz帯チャープシーケンスFMCWレーダにおいて、レーダ間広帯域及び狭帯域干渉を抑えて、8台以上のレーダが高密度利用できる干渉環境適応FMCWレーダを実現することである。79GHz帯高分解能レーダの高密度の利用普及のためには、干渉を抑圧し、複数のレーダで周波数を共用するための技術開発が必須と考えられる。しかし、多数の干渉源から干渉を受ける実環境において、レーダ間干渉を積極的に除去する手法については、これまで十分に検討されていない。

本研究では、時間領域広帯域干渉抑圧手法及び周波数領域狭帯域干渉抑圧手法を考案し、計算機シミュレーションを行うことにより、提案法の干渉抑圧効果を定量的に評価し、提案法が有効であることを明らかにした。また、最大8台までのレーダ装置を用いて広帯域干渉及び狭帯域干渉を発生させる実験を行い、学習・評価用データを収集した。最後、RNNを用いた時間領域広帯域干渉抑圧技術を実装した79GHz帯FMCWレーダのプロトタイプを試作し、広帯域干渉を抑圧できることを実証した。

Abstract

In this study, we propose a time-domain wideband interference suppression method using Recurrent Neural Networks (RNN), as well as a frequency-domain narrowband interference suppression method using Convolutional Neural Networks (CNN). Through computer simulations, we quantitatively evaluated the interference suppression performance of the proposed methods and demonstrated their effectiveness. Furthermore, we conducted experiments involving up to eight radar units to generate both wideband and narrowband interference, collecting data for training and evaluation. Finally, we developed a prototype 79 GHz FMCW radar implementing the RNN-based time-domain wideband interference suppression technique and successfully demonstrated its capability to suppress wideband interference.

1. まえがき

次世代モビリティ技術として、自動運転技術や先進運転支援システムADAS (Advanced Driver-Assistance Systems)の研究開発が世界的に進められている。自動運転やADASでは、人間の視覚に代わり車両の周囲環境を認識するセンシング機能が必要となる。センシング技術には、ミリ波レーダ、LIDAR (Light Detection and Ranging)、カメラなどがあり、それぞれ性能や経済性に長所と短所がある。そのため、実際の車両センシングには複数のセンサが併用される。

ミリ波レーダは広帯域が利用可能で、比較的高い距離分解能を得ることができ、気象や逆光などの影響を受けにくい特徴を有する。中でもミリ波FMCW (Frequency-Modulated Continuous-Wave) レーダは小型で、目標との距離や相対速度を同時に計測可能であり、かつ経済性にも優れていることから、車載レーダとして期待されている。自動運転やADASに用いる車載レーダは、200m程度先の車両の検出・識別、数十mからの近接する歩行者や自転車、二輪車などの分離・識別ができる、高感度で距離分解能の高いレーダが求められる。歩行者を高精度に分離・

識別するには0.2m程度の距離分解能が必要であり、距離分解能と反比例するレーダの占有周波数帯域幅に換算すると3GHz程度の帯域が必要になる。しかし、既存の24GHz狭帯域レーダ(帯域幅200MHz以下)や76GHz/60GHz帯レーダ(帯域幅500MHz)では帯域が不足するため、十分な距離分解能を達成できない。

そこで、4GHz帯域が利用可能で、送信電力の制約がない79GHz帯高分解能レーダシステムが導入された。自動運転車両1台当たり、このような高分解能レーダは4～5台程度使用される。また、79GHz帯レーダは自動車だけでなく、交差点や周辺エリアにおける歩行者や自転車の監視、警備における建物や立ち入り禁止区域への不法侵入者の監視など、多様な利用シーンが期待されている。将来、79GHz帯高分解能レーダが広く普及することで多数のレーダが高密度に利用されると予想される。しかしその一方で、高分解能レーダでは1つのレーダで広い帯域を使用するため、レーダの普及に伴うレーダ間の「干渉」が将来の重要な問題となりうる。レーダ間干渉は広帯域干渉と狭帯域干渉に分けられる。広帯域干渉では、図1に示すように、希望レーダ信号のチャープ率が干渉レーダ信号のチャープ率と異なる場合に発生する。干渉レーダ信号の

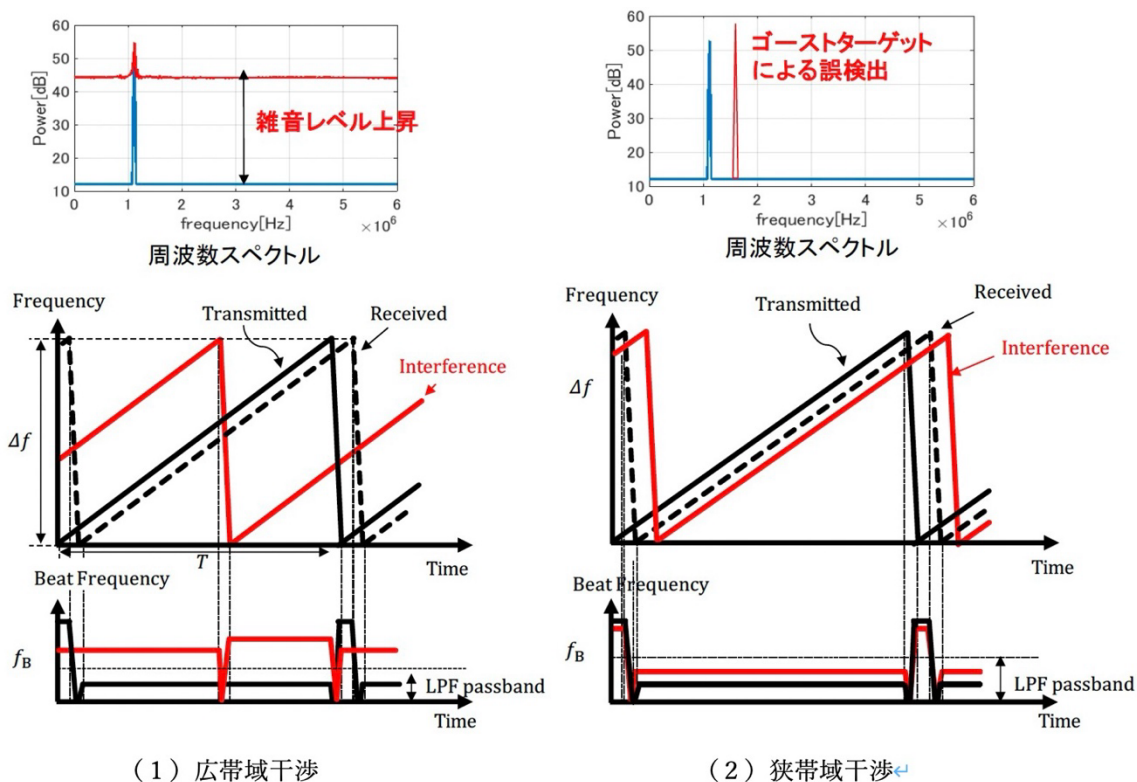


図 1 FMCW レーダにおけるレーダ間干渉

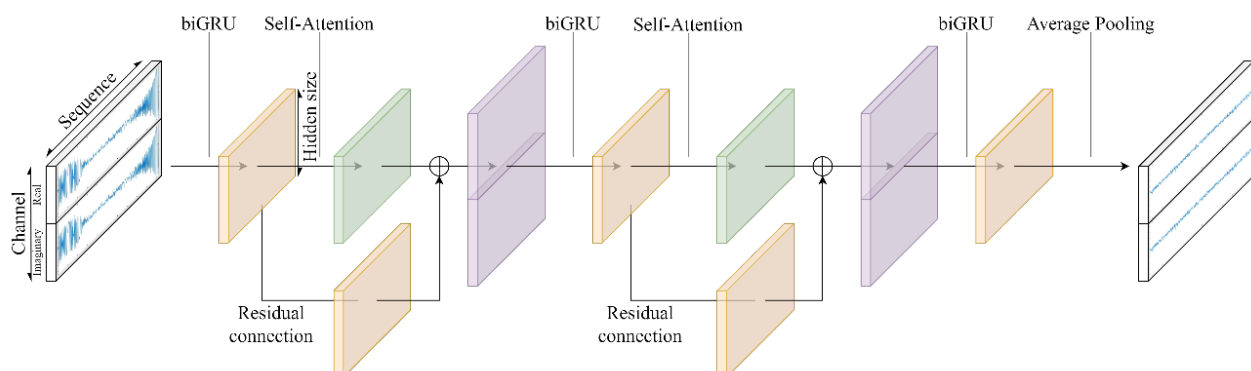


図 2 提案した Attention BiGRU モデルの構造

受信電力は希望レーダの対象物から反射して受信される電力より大きくなるため、干渉レーダ信号と希望レーダ信号の周波数差（ビート周波数）がLPF (Low Pass Filter) の通過帯域幅より小さくなると、時間領域ではインパルス状の干渉信号として観測される。この信号の周波数スペクトルでは、周波数全体にわたり雑音レベルが上昇し、ターゲットの不検出率が増加する。狭帯域干渉では、希望レーダ信号のチャープ率が干渉レーダ信号のチャープ率と同一の場合に発生する。干渉レーダ信号のタイミングと希望レーダの対象物から反射して受信されるタイミングとの差が小さい場合、ビート周波数が共により小さくなると、時間領域では干渉信号のビート周波数が掃引周期において常時受信される。この信号の周波数スペクトルを観測すると、ターゲットと共に、実際には存在しないゴーストターゲットが誤検出される。このように、同一の周波数帯域で複数のチャープシーケンスFMCWレーダが動作すると、広帯域及び狭帯域干渉により、ターゲットの不検出と誤検出が発生してしまい、特に自動運転のようなクリティカルな用途では、大きな問題となる可能性がある。

本研究開発では、高密度実用上の技術課題を解決し、7

9 GHz 帯周波数のさらなる有効利用を図るため、多数のチャープシーケンスミリ波FMCWレーダが同一周波数帯域を同時に利用可能とする、機械学習を用いた干渉環境適応FMCWレーダを新たに提案する。具体的には、Attention BiGRU および ConvMixer を用いた時間領域広帯域干渉抑圧手法と、DnCNN および Attention BiLSTM を用いた周波数領域狭帯域干渉抑圧手法を考案する。実際の道路交通において、道路 1 km あたり 25 台程度の車両が走行している状態は「交通量が多い道路」と見なされる。この状況を考えた場合、ミリ波レーダの検知距離 250 m の範囲内にある対向車線の車両は 6 台である。よって、各車両が装備するレーダと交差点の監視レーダ、合わせて 7 つ以上の干渉信号を同時に受ける可能性が高い。そこで、本研究では、同一周波数を同時に 8 台以上利用可能な 79 GHz チャープシーケンスFMCWレーダを実現し、79 GHz 周波数帯利用効率を大幅に向上することを目的とする。また、機械学習を用いたチャープシーケンスFMCWレーダのプロトタイプを民間会社と共同で開発し、実証実験を通じて実用化を目指す。

2. 研究内容及び成果

本研究の内容および成果は以下の3つの項目にまとめる。

(1) 時間領域レーダ間広帯域干渉抑圧技術の開発

○成果

- Dual-Channel Attention BiGRU モデルを用いた時間領域広帯域干渉抑圧法を提案し、計算機シミュレーションを行い、8 台のレーダが共存する場合における抑圧効果を定量的に評価し、既存手法と比べ、SNR、振幅絶対誤差および F1 スコアの優位性を確認した。

本研究で提案した Dual-Channel Attention biGRU モデルの構成図を図 2 に示す。入出力には時間領域ビート信号の実数部と虚数部を用いる。モデルにビート信号が入力されると biGRU 層と Self-Attention Block に交互に入力され、最後の biGRU の出力に対し、Average Pooling を行い、出力とする。

提案手法では、 N サンプルを含む 1 チャープに対するタイムサンプリングされた干渉を含むビート信号を入力 x 、同じターゲット条件でかつ、干渉を含まないビート信号をラベルのベアにより学習を行う。出力 y とラベル y により計算される損失 L を最適化アルゴリズム Adam により最小化させるパラメータを決定する。この時、損失 L の適切に設定することにより性能の向上が期待できる。提案法では時間サンプルの平均二乗誤差 (MSE) を用いた損失関数と、周波数ピークの振幅および位相の MSE を加えた複合損失関数を用いて学習を行い、抑圧性能を比較した。

シミュレーションにおいて合成したビート信号を学習用データおよび評価用データとして用いる。学習用データは干渉レーダ数を 1~4 台に設定し 25 チャープを含む 300 シナリオを用い、評価用データには干渉レーダ数を 1~7 台に設定し 75 チャープを含む 100 シナリオを用いた。

図 3 と 4 に干渉あり・なし、既存および提案手法による干渉抑圧後の SNR の PDF およびピークの振幅絶対誤差を示す。干渉のない場合、SNR 分布は、全体的に高い SNR に集中しており、干渉がある場合、分布の低い SNR 領域にシフトし、干渉の影響が大きいことが確認できる。アルゴリズムベースの既存手法 (WD, CFAR) は干渉抑圧効果が確認できるが、学習ベースの手法よりも低い SNR に集中して分布している。提案手法は既存の学習ベース手法 (Single Attention biGRU, CV-FCN) と比較するとより高い SNR に集中しており、また分布の広がりも小さい。さらに、複合損失関数により学習を行うことでより高い SNR を達成できていることがわかった。振幅絶対誤差を見ると WD と Single Attention biGRU は干渉抑圧前よりも悪化する。これは、被干渉成分の再構築能力が比較的低いことが原因と考えられる。一方、時間周波数領域上で干渉抑圧を行う CFAR と CV-FCN は干渉抑圧後の Inverse STFT により、参照信号成分が再構築されやすいため、より低い値に分布している。特に、CV-FCN は約 99% が 10 dB 以下の値に収まっている。提案手法は CV-FCN と概ね同じ分布をとっていて、複合損失関数により学習を行うと大幅な改善がみられ、約 90% が 5 dB 以下の絶対振幅誤差となっている。

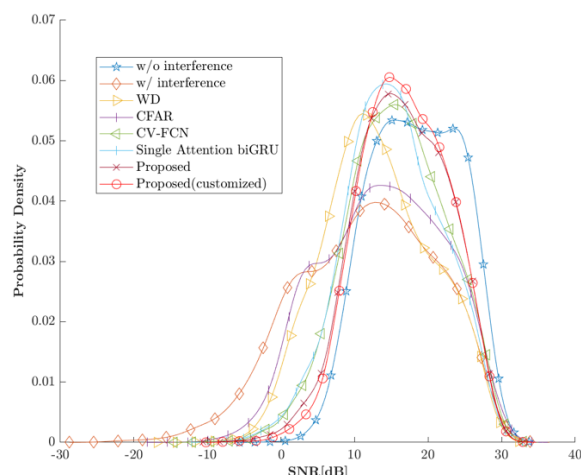


図 3 各手法の SNR の PDF

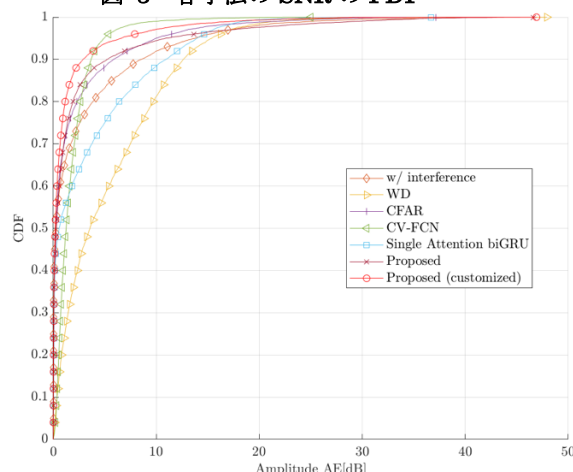


図 4 振幅絶対誤差の CDF

表 1 に Precision, Recall, F1 スコアの結果を示す。WD は Precision と Recall がともに低く、誤検出の割合は 4 割近くが高くターゲット検出ができていない。これにより F1 スコアが低い値となっている。CFAR は Precision は高く、Recall は低いいため、誤検出は少ないが、検出率は低い。そのため、WD と比較すると F1 スコアは高い値となっている。CV-FCN は Precision が最も高い値をとっており、誤検出が少ないことがわかる。また Recall も比較的高く、F1 スコアは複合損失関数を用いた場合の提案手法と同等の値となっている。Single Attention biGRU は学習ベースの手法の中で Precision、Recall とともに最も低くなっている。提案手法の Precision は CV-FCN や CA-CFAR より低い値をとるが、Recall は高い値をとっており、F1 スコアも高い値を達成している。さらに複合損失関数の採用により、Precision が改善され、F1 スコアは最も高い値となっている。

表 1 各手法の Precision, Recall, F1 スコア

	Precision	Recall	F1 score
w/ interference	0.970	0.513	0.671
w/o interference	0.960	0.834	0.893
WD	0.649	0.543	0.591
CFAR	0.944	0.588	0.725
CV-FCN	0.963	0.707	0.815
Single Attention biGRU	0.828	0.684	0.749
Proposed	0.864	0.754	0.805
Proposed(customized)	0.858	0.777	0.816

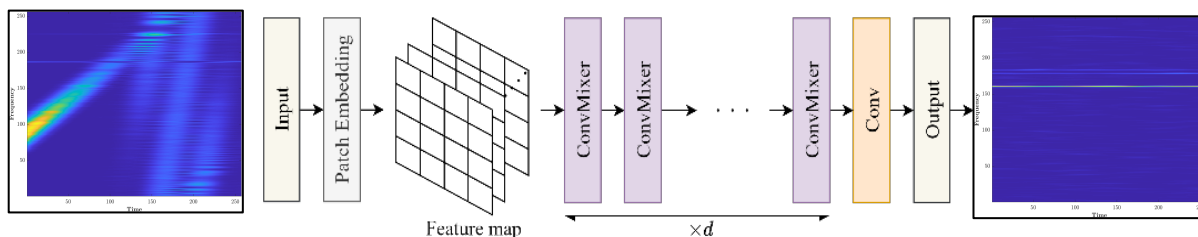


図 5 提案した ConvMixer モデルの構造

- ConvMixer モデルを用いた時間周波数領域広帯域干渉抑圧法を提案し、計算機シミュレーションを行い、8 台のレーダが共存する場合における抑圧効果を定量的に評価し、既存手法と比べ、SNR、相関係数、検出率、計算時間など優位性を確認した。

本研究で提案した ConvMixer モデルの構成図を図 5 に示し、時間周波数領域で干渉なしのビート信号を再構成することは目的とする。提案した構造には、パッチ埋め込み層の後に複数の ConvMixer 層と CNN 層を備えている。モデルは、時間周波数スペクトルの実数部と虚数部の両方を入力として受け取る。その後、同じ形式の時間周波数スペクトルを出力し、FFT やターゲット検出アルゴリズムなどのさらなる信号処理に使用される。

シミュレーションにおいて合成したビート信号を学習用データおよび評価用データとして用いる。学習データセットは、400 のシナリオから生成された 6,400 のサンプルで構成されており、各シナリオには 64 のチャプが含まれる。提案手法は平均二乗誤差 (MSE) 損失関数と ADAM アルゴリズムを用いて学習を行う。学習率は 0.001 に設定し、GPU 上で 100 エポックにわたり学習を実施した。

図 6 と 7 に干渉あり・なし、既存および提案手法による干渉抑圧後の SNR および相関係数の CDF を示す。提案した ConvMixer 手法の SNR は既存手法を上回り、干渉のない場合の結果に最も近い分布を示す。相関係数および位相差に関しても、提案手法は既存手法を上回り、干渉を受けた信号の再構成能力の高さを示している。ANC 手法は出力として正の周波数のみを考慮するため、4 つの既存手法の中で最も低い相関係数を示す。

最後に、表 2 に検出率、処理時間、およびパラメータ数をまとめる。ターゲット検出には OS-CFAR アルゴリズムを使用し、トレーニングセルを 20、ガードセルを 4、ランクを 4、誤警報確率を 0.001 に設定している。ANC 手法の検出率は最も低く、WD 手法はこれを 0.635 まで向上させる。注意機構付き biGRU 手法はさらに検出率を 0.666 まで向上させるが、処理時間が長く、学習可能なパラメータ数も多いという課題がある。一方、提案手法は最も高い検出率 0.789 を達成しながらも、処理時間が短く、パラメータ数も少ないことがわかった。これにより、提案した ConvMixer 手法が、高い干渉抑制性能を達成しつつ、計算コストを低減できることが示された。

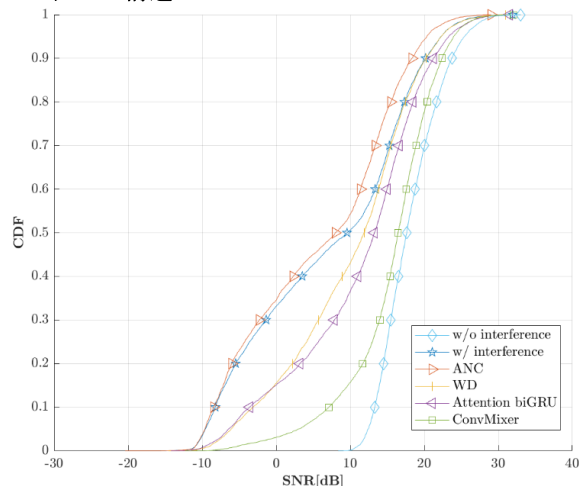


図 6 各手法の SNR の CDF

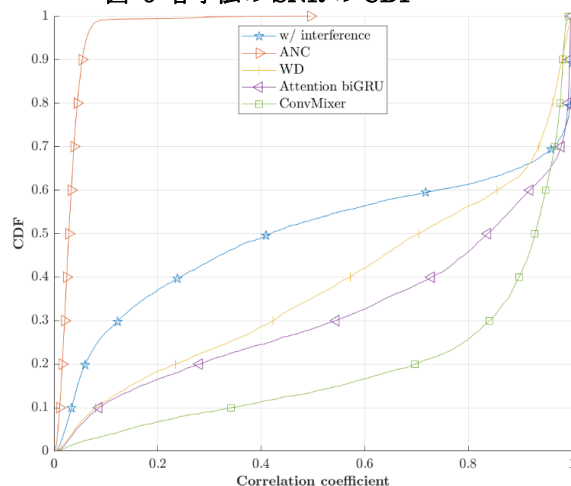


図 7 各手法の相関係数の CDF

表 2 各手法の検出率、計算時間およびパラメータ数

	Detection rate	Processing time [msec]	No. of Trainable parameters
w/ interference	0.515	-	-
w/o interference	0.831	-	-
ANC	0.494	1.89	-
WD	0.635	3.45	-
Attention biGRU	0.666	18.26	67205
ConvMixer	0.789	2.43	22850

(2) 周波数領域レーダ間狭帯域干渉抑圧技術の開発

- DnCNN モデルを用いた周波数領域狭帯域干渉抑圧法を提案し、計算機シミュレーションを行い、狭帯域の発生率が 2 % 前後の実環境における、誤検出率が 0.2 % 以下のことを確認できた。

提案した DnCNN モデルの学習を行うにあたり、干渉信号を含む M チャープの 2D-FFT 処理で得られた距離-速度を表す $N \times M$ の複数行列の入力と、同じシナリオでの干渉信号を含まない M チャープの距離-速度を表す $N \times M$ の複数行列のラベルをペアで用意した。出力複素行列とラベル複素行列の実数部と虚数部の MSE の和は損失関数と定義され、クリーン信号と干渉抑圧後信号のズレを表す。干渉抑圧前と抑圧後の RD マップ結果の一例を図 8 に示す。レーダ間狭帯域干渉の発生時に、真のターゲットとゴーストターゲット（左下）が持つ異なる特徴を学習することで、ゴーストターゲットの識別・抑圧が可能であることを確認できた。

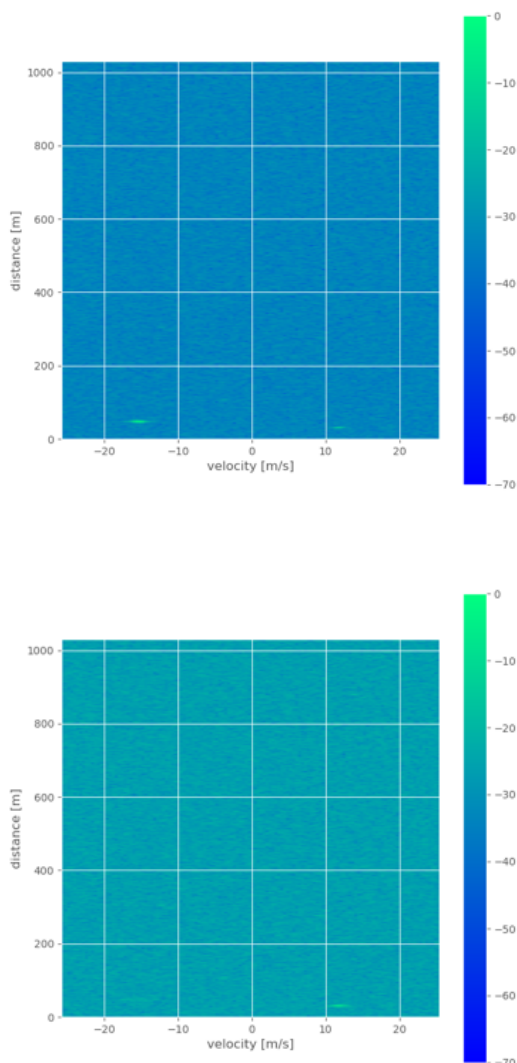


図 8 干渉抑圧前と抑圧後の RD マップ

CFAR 法によりピークを検出し、誤検出率を評価した。具体的には、周波数領域で周波数 i に対して左右それぞれ 24 点の平均値から雑音電力 $N(i)$ を計算する。この周波数 i に対し、 Th [dB] だけ大きな電力をしきい値とし、周波数 i における電力が $N(i) + Th$ より大きな点をピークと判定し、本来のターゲットがない距離にピークが検出された場合を誤検出とした。図 9 に示すように、 Th が 10dB 以上になると、提案手法は誤検出率を 10% 以下に抑圧することができた。今回の評価データは 100% で狭帯域干渉を発生させ

るものとなり、実環境に狭帯域の発生率は 2% 前後になるため、0.2% の誤検出率を達成できたと考えられる。

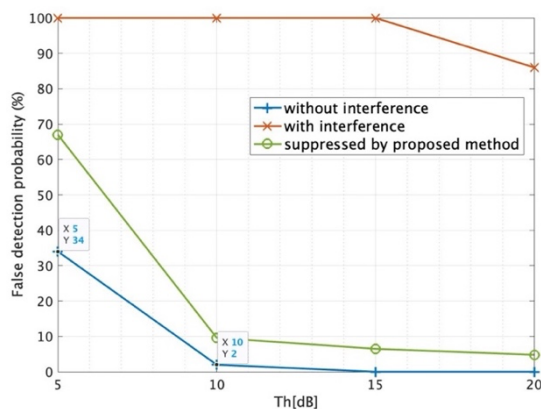


図 9 誤検出率

- Attention BiLSTM モデルを用いた周波数領域狭帯域干渉抑圧法を提案し、計算機シミュレーションを行い、F1 スコアと処理時間を確認した。

DnCNN 手法の入力には RD マップとなるため、複数のチャープをまたいで処理必要がある。そのため、チャープごとの干渉抑圧ができず、処理の遅延が長くなる問題点が存在する。RD マップが 128 チャープで構成される場合、1 秒以上の推論時間がかかることがわかった。リアルタイムでの干渉抑圧を実現するため、シングルチャープで処理でき、attention biLSTM を用いた狭帯域干渉抑圧法を考案した。biLSTM, Attention biLSTM はそれぞれ 3 層とし、隠れ層サイズ数を 200、バッチサイズを 256 とした。また、最適化アルゴリズムは Adam であり。損失関数は平均二乗誤差である。入力（干渉ありの周波数スペクトル） $X = [x_1, x_2, \dots, x_n]$ に対する出力（干渉抑圧後の周波数スペクトル） $Y = [y_1, y_2, \dots, y_n]$ とラベル（干渉なしの周波数スペクトル） $\hat{Y} = [\hat{y}_1, \hat{y}_2, \dots, \hat{y}_n]$ とすると平均二乗誤差を損失関数にし、Adam アルゴリズムにより最小化するように学習し、モデルの学習を行った。干渉あり・なし、抑圧後の RD マップを図 10 に示す。レーダ間狭帯域干渉の発生時に、真のターゲットとゴーストターゲットが持つ異なる特徴を学習することで、ゴーストターゲットの識別・抑圧が可能であることを確認できた。

また表 3 に Precision, Recall, F1 スコアの結果を示す。biLSTM および Attention biLSTM の F1 スコアが干渉ありの場合と比べて向上していることから、干渉抑圧後に真のターゲットの検出率が向上することが検証された。biLSTM に比べ Attention biLSTM では Precision の数値が向上して、Attention モデルは精度が高くなると示された。最後、抑圧の処理時間は大幅に低減し、attention biLSTM モデルでも 16ms 程度に確認できた。

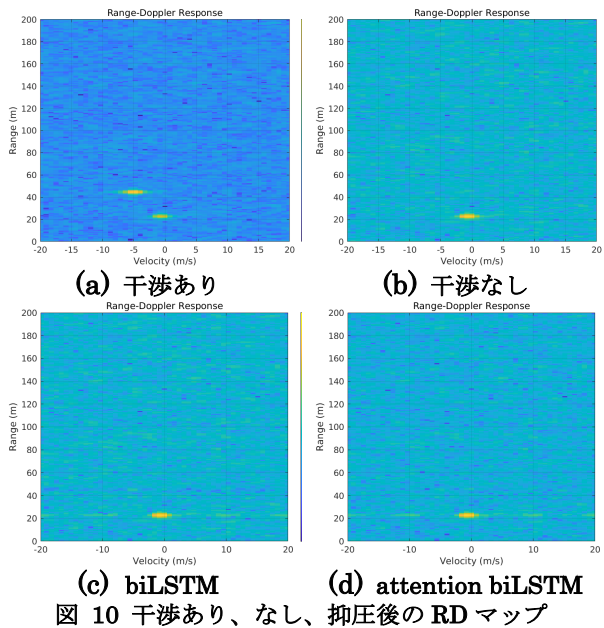


図 10 干渉あり、なし、抑圧後の RD マップ

表 3 F1 スコア

	干渉なし	干渉あり	biLSTM	Attention biLSTM
F1スコア	0.92	0.63	0.73	0.78
Precision	1	0.48	0.62	0.69
Recall	0.86	0.88	0.91	0.91

- (3) 干渉環境適応 FMCW レーダの実証実験と開発
- 最大 8 台までの 79 GHz チャープシーケンス FMCW レーダを利用し、多数のシナリオにおける高密度レーダ間広帯域干渉及び狭帯域干渉を発生させる実験を行い、レーダ間干渉データを収集した。

8 台の 79 GHz チャープシーケンス FMCW レーダを利用し、機械学習のために必要なレーダ間干渉のデータを取得するため、干渉なし、ならびに干渉レーダ数が 1～7 の場合における広帯域干渉および狭帯域干渉のレーダ間干渉実験を南山大学にて実施した。実験に用いた FMCW レーダのパラメータを表 4 に示す。掃引周波数幅は 1、2、3 GHz、掃引周期は 30、60 μ s とした。FMCW レーダはチャープシーケンスレーダで、チャープ数を 17 に設定した。狭帯域干渉実験においては、8 チャープに 1 回、希望レーダが送信を停止する場合の実験も実施し、広帯域干渉と狭帯域干渉の発生状況をモニタリングしながら実験を実施した。サンプリング周波数は掃引周期が 30 μ s の時 55.3 MHz、60 μ s の時 26.6 MHz で、レーダの最大検知距離を決める LPF の帯域は、それぞれ 53.3 MHz/2、26.6 MHz/2 となっている。

図 11 と 12 にレーダ間干渉実験におけるレーダの配置と実験の様子を示す。実験用レーダは PC へのデータ転送に時間を要することから、1 秒間に 2 回しか送信できないため、遅延量を可変可能な 8 チャンネルのパルス発生器をトリガ信号としてレーダの送信開始タイミングを制御し、干渉レーダの送信タイミングを干渉がチャープ毎に毎回発生するように設定して、レーダ間干渉データを取得した。干渉レーダ数は 0、1、4、7 とした。広帯域干渉は、干渉レーダのチャープ率が希望レーダのチャープ率と異なる場合に発生するが、広帯域干渉の発生状況のモニタ

リングを容易にするため、干渉レーダのチャープ周期は希望レーダと同一とし、掃引周波数幅を変更することにより、チャープ率を変更した。

表 4 実験レーダのパラメータ

パラメータ	値
掃引周波数幅	1, 2 [GHz]
掃引周期	30, 60 [μ s]
掃引開始周波数	77.5 [GHz]
サンプリング点数	1024
サンプリング周波数	26.6, 53.3 [MHz]
キャリアセンス周期	8
キャリアセンス回数	3
チャープ数	17
干渉レーダの数	1, 4, 7

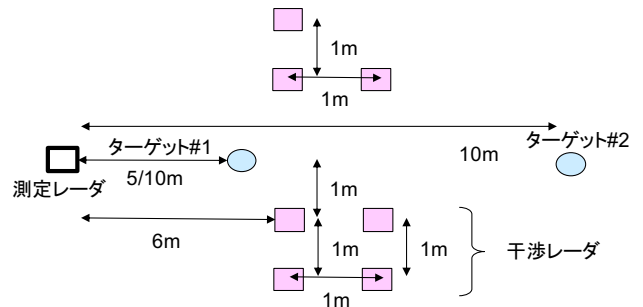


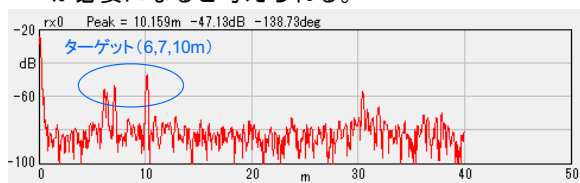
図 11 レーダ間干渉実験におけるレーダの配置



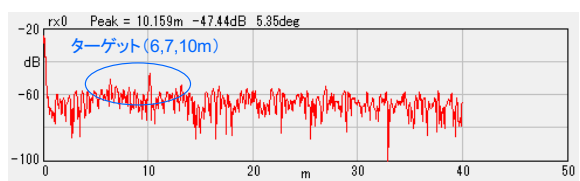
図 12 レーダ間干渉実験の様子

レーダ間干渉実験による広帯域干渉と狭帯域干渉の観測例を図 13 と 14 に示す。ターゲットは 10m に設置されており、6、7m のターゲットは干渉レーダ自身である。6、7m のターゲットは、10m のターゲットより散乱断面積が小さいため、受信レベルは約 10dB 低い。広帯域干渉により雑音レベルが約 20dB 増加し、6、7m のターゲットが干渉雑音以下になっている。一方、狭帯域干渉は干渉レーダ数が 1 の場合のレンジスペクトルからわかるように、狭帯域干渉によるスペクトル周辺の雑音レベルが上昇している。これは、隣接タイミングのチャープシーケンスのレンジスペクトルを逆相で加算すると、狭帯域干渉と雑音と共にキャンセルされることから、干渉レーダ信号に起因しており、さらに干渉レーダ数が 7 の場合の実験データからわかるように狭帯域干渉スペクトル毎に発生していることから、チャープが線形でないために発生する FM 雑音ではないかと推測される。これより、狭帯域干渉については、干渉抑圧を行うだけでなく、ターゲット検出については白色雑音を仮定することができないため、この FM 雑音を考慮した CFAR (Constant False Alarm Rate)

法を用いたターゲット検出を行う必要があると考えられる。干渉センシングの結果を用いた干渉レプリカに基づく干渉抑圧法、機械学習を用いた狭帯域干渉抑圧法の双方において、この雑音の影響を考慮する必要があることがわかった。この対策には、FM 雑音と狭帯域干渉とを分離し、狭帯域干渉抑圧の基準となる雑音レベルをレンジ周波数毎に推定することが必要になると考えられる。

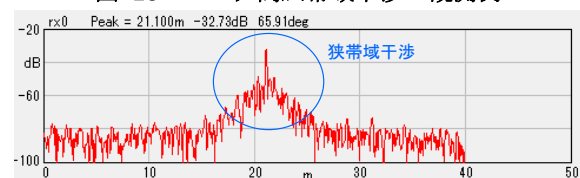


干渉なし

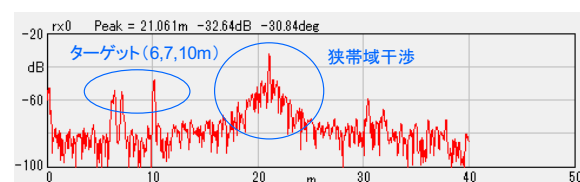


広帯域干渉 (干渉レーダ数: 7)

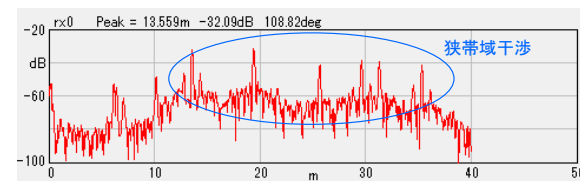
図 13 レーダ間広帯域干渉の観測例



狭帯域干渉の干渉センシング (干渉レーダ数: 1)



狭帯域干渉 (干渉レーダ数: 1)

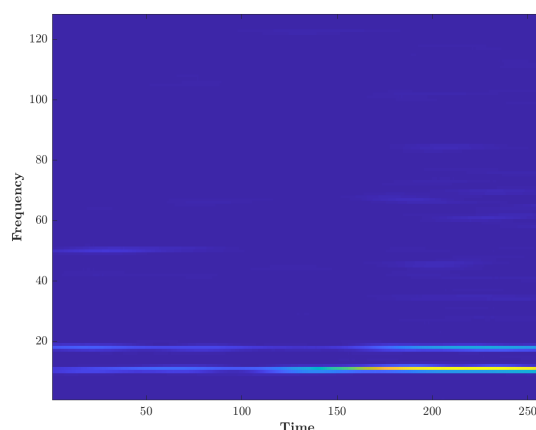


狭帯域干渉 (干渉レーダ数: 7)

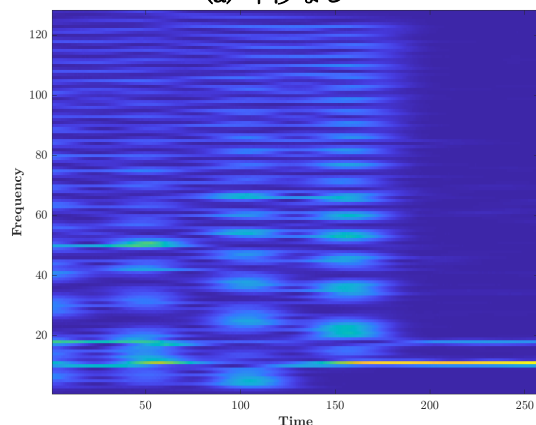
図 14 レーダ間狭帯域干渉の観測例

- 収集した実データを用いて、提案した広帯域干渉を評価し、干渉抑圧できることを実証した。

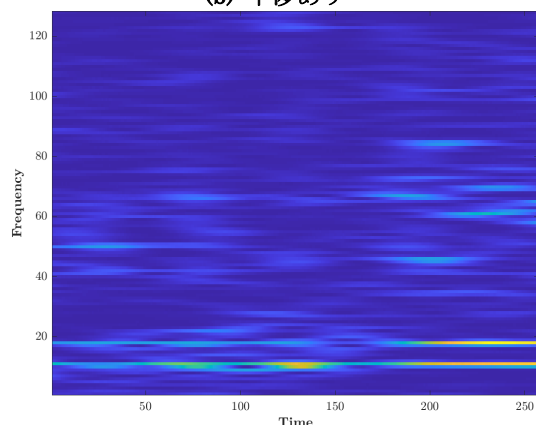
CS レーダでは、チャープ信号の生成を行う PPL 回路の位相雑音によって、ビート信号に DC 変動と呼ばれる低周波の振幅変動が発生する。そのため、実験データを扱う際には、前処理として DC 変動除去を行う必要がある。具体的な手順として、まず DC 変動を含むビート信号 $r(n)$ に対し、窓幅 32 のスライド窓 W を用いて、サンプルごとの移動平均 $D(i)$ を求める。その後、ビート信号 $r(n)$ から移動平均 $D(i)$ を減算することで DC 変動を除去する。また、学習モデルに入力する前、データの正規化を行う必要がある。正規化では、データ内の各サンプルにおける最大値を取得し、それを用いて全てのサンプルを除算している。



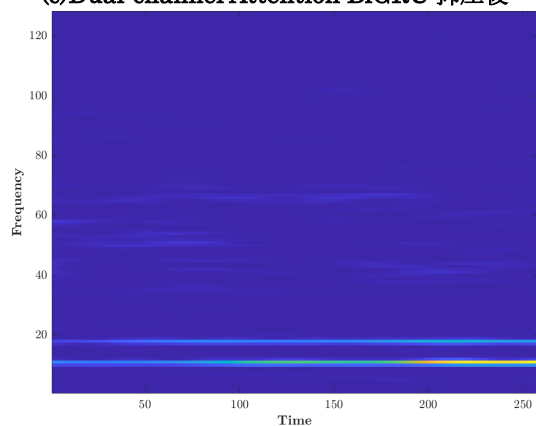
(a) 干渉なし



(b) 干渉あり



(c) Dual-channel Attention BiGRU 抑圧後



(d) ConMixer 抑圧後

図 15 実データを用いた時間-周波数スペクトル評価

(d) ConvMixer 抑圧後

図 16 実データを用いたレンジプロファイル評価

- まずバニラ RNN を用いた時間領域広帯域干渉抑圧技術を実装した 7.9 GHz 帯 FMCW レーダのプロトタイプを試作した。実装された広帯域干渉抑圧処理では、1 送信チャープ信号に対して AD 変換された全ての系統の受信信号に対して、それぞれ、広帯域干渉抑圧処理を行う。広帯域干渉抑圧機能の動作フローは図 17 に示し、全て時間領域で行う。まず、ビート信号データの事前処理として、DC 変動除去、メディアンフィルタによる最大値設定、正規化、入力最大長調整を行う。その後、処理済みの 1 チャープのビート信号 $input = [input_1, input_2, \dots, input_n, \dots, input_N]$ と学習済みの 3 層バニラ RNN モデル（重み行列及びバイアスペクトル）の行列計算を行い、干渉抑圧後の 1 チャープのビート信号 $sup = [sup_1, sup_2, \dots, sup_n, \dots, sup_N]$ を得る。ただし、 n は番号、 N は 1 チャープのサンプル総数。抑圧前の n 番目の時間サンプル $input_n$ から、干渉抑圧後の n 番目の時間サンプル sup_n を得られる。最後、非正規化された干渉抑圧後のビート信号を用いて、2D-FFT 処理によりターゲットの検出を行う。試作したバニラ RNN を用いた時間領域広帯域干渉抑圧技術を実装した 7.9 GHz 帯 FMCW レーダのプロトタイプは、図 18 に示すように、広帯域干渉を抑圧できることを確認した。

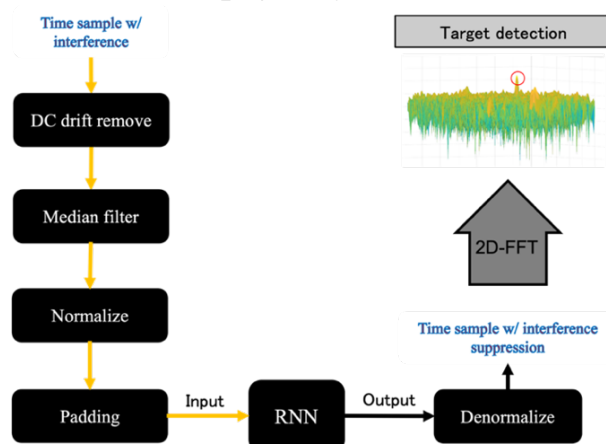


図 17 実装した広帯域干渉抑圧機能のフローチャート

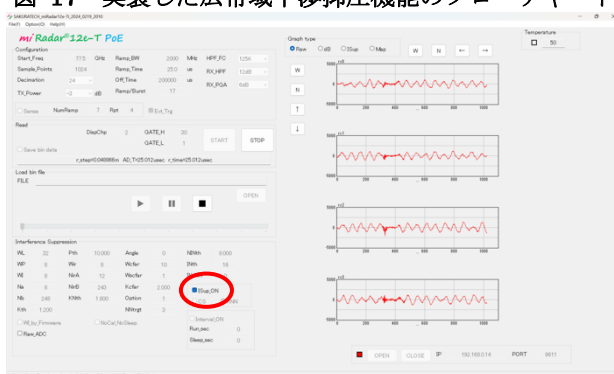


図 18 試作したプロトタイプ画面

さらに、任意の RNN モデル (バニラ RNN、GRU、LSTM とそれぞれの双方向モデルおよび attention 付きモデル) を自由に切り替えるように、外部アプリケーション

ン(Python)がオンラインでデータ共有して干渉抑圧を行う方法を実装した79GHz帯FMCWレーダのプロトタイプを試作した。処理手順は以下の図19になり、データとメッセージのやりとりは共有メモリーを使用する。外部アプリケーションは、本ソフトウェアが子プロセスとして起動し、本ソフトウェアからのメッセージ(sm.bMsgSvToCl)を定期的にチェックし、(sm.bMsgSvToCl)が(SHMEM_MSG.MSG_NEW_DATA)の場合は、(sm.dsDataSvToCl[][][])に新規データがあるため、干渉抑圧処理を実施し、結果を(sm.dsDataClToSv[][][])へコピーする流れとなる。外部アプリケーションによる干渉抑圧手法の実装により、異なるRNNモデル(バニラRNN, GRU, LSTM)と双方向モデルの拡張およびattention blockの追加は簡易に切り替えるように実現した。

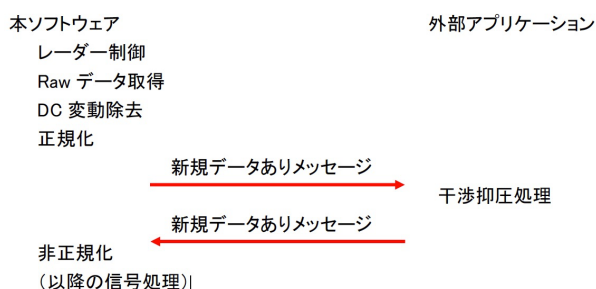


図 19 外部アプリケーションによる手法の処理手順

3. 今後の研究成果の展開

本研究で開発した機械学習を用いた干渉環境適応 79GHz 帯 FMCW レーダは、自動運転車両や先進運転支援システム(ADAS)における高精度センシング技術としての社会実装が期待される。特に、提案した時間領域広帯域干渉抑圧手法と、周波数領域狭帯域干渉抑圧手法は、高密度環境下でも精度の高いターゲット検出率を実現する。これにより、都市部の自動運転や交差点における歩行者・自転車の高精度検知、さらには危険回避システムへの応用が可能となる。さらに、自動配送ロボットや無人搬送車(AGV)、産業用ドローン(UAV)の自律移動システムにも応用可能であり、新規サービスや新産業の創出が期待される。

本研究で開発した干渉抑圧技術は、他分野への波及効果も大きいと考えられる。無線通信とセンシングの融合、ドローン監視システムにおける異種レーダ間の干渉抑圧にも応用できる。また、転移学習やフェデレーションラーニングを活用することで、異なる環境・シナリオへの適応も可能となり、さらなる技術革新が促進される。

今後は、これらの成果をもとに自動運転社会の安全性向上、交通事故の削減、交通渋滞の緩和、CO2 排出量の削減など、社会課題の解決に貢献していく。また、地方都市へのスマートインフラ導入による地域社会の活性化、地域経済の振興も期待される。さらに、日本の自動運転技術を国際市場へ展開することで、国際競争力の強化にも寄与する。特に、国際標準化への提案活動を通じて、グローバル市場でのリーダーシップ確立を目指す。

4. むすび

本研究では、自動運転における、今後ますます重要となるレーダ間干渉問題に着目し、機械学習技術を活用した広帯域および狭帯域干渉抑圧手法を提案した。提案手法により、従来の手法と比較してより高い検出性能を達成し、実データにおいても有効な干渉抑制が可能であることを示

唆した。今後は、より現実的な環境下での検証や、汎化性能のさらなる向上を目指した改良を進めていく予定である。

【査読付き誌上発表論文】

- [1] Yudai Suzuki, Xiaoyan Wang, and Masahiro Umehira, "Comparison of Learning Models for Wideband Interference Mitigation in Automotive Radar Systems", IEICE Communications Express, Vol.X13-B, No.12, pp.-, Dec. 2024.
- [2] Xiaoyan Wang, Ryoto Koizumi, Masahiro Umehira, Ran Sun, and Shigeki Takeda, "Wideband Interference Suppression for Automotive mmWave CS Radar: From Algorithm-based to Learning-based Approaches", IEICE Transactions on Communications, Vol.E107-B, No.12, pp.-, Dec. 2024.
- [3] Ryoto Koizumi, Xiaoyan Wang, Masahiro Umehira, Ran Sun and Shigeki Takeda, "Experimental Evaluations on Learning-based Inter-radar Wideband Interference Mitigation Method", IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, Vol.E107-A, No.8, pp.-, Aug. 2024.

【査読付き口頭発表論文】

- [1] Yudai Suzuki, Xiaoyan Wang, and Masahiro Umehira, "Inter-Radar Interference Mitigation by Multi-Channel RNN with Multi-head Self-Attention", Proc. of International Conference on Intelligent Computing, Communication, Networking and Services (ICCNS 2024), 24-27 Sept. 2024.
- [2] Masahiro Umehira, Yoshihiro Takeuchi, Xiaoyan Wang, "Adaptive Interference Mitigation for Time-varying Narrowband Interference in Automotive CS Radars", Proc. of the International Radar Conference (RADAR 2024), 21-25 October 2024.
- [3] Ryoto Koizumi, Xiaoyan Wang and Masahiro Umehira, "Multi-radar interference experiment and performance evaluations on algorithm-based and learning-based schemes", Proc. of the International Symposium on Information and Communication Technology (SOICT 2023), 7-8, Dec. 2023.

【口頭発表】

- [1] 王瀟岩・梅比良正弘「AIを用いた自動車ミリ波レーダ間干渉抑圧手法」、電子情報通信学会スマート無線研究会(SR)、2025年1月、高松(招待講演)
- [2] 王瀟岩・梅比良正弘「自動車ミリ波レーダのための広帯域干渉軽減」電子情報通信学会短距離無線通信研究会(SRW)、2024年6月、東京(招待講演)
- [3] Xiaoyan Wang, "Wideband Interference Mitigation for Automotive mmWave Radar: From Algorithm-based to Learning-based Methods", International Conference on Emerging Technologies for Communications (ICETC 2023), 29 Nov. - 1 Dec. 2023, Sapporo, Japan. (招待講演)

【申請特許リスト】

- [1] 梅比良正弘、竹内嘉彦、王瀟岩、特願 2025-031764、チャープシーケンスレーダ装置、2025.2.28

【受賞リスト】

- [1] 鈴木雄大、電子情報通信学会 短距離無線通信研究会
優秀学生賞、2025 年 3 月 7 日
- [2] 鈴木雄大、茨城大学研究科学生表彰、2025 年 1 月 28
日
- [3] 小泉凌斗、公益社団法人 自動車技術会 大学院研究
奨励賞、2024 年 3 月 4 日

走行型ロボット群の自動運転のための通信データ量削減と信頼性向上機能の実現

Communication Data Reduction and Reliability Improvement for Group Driving of Autonomous Mobile Robots

研究代表者

村瀬勉 名古屋大学
Tutomu Murase Nagoya University

研究分担者

計宇生[†] 策力木格^{††} 平井健士^{†††}

Yusheng Ji[†] Celimuge Wu^{††} Takeshi Hirai^{†††}

[†]国立情報学研究所 ^{††}電気通信大学 ^{†††}大阪大学

[†]National Institute of Informatics ^{††}University of Communications and Electronics ^{†††}Osaka University

研究期間 令和5年度～令和6年度

概要

本研究開発の目的は、高機能自律走行型ロボット (AMR) がロボット同士の緊密な協働や人間 (歩行者や車など) との連携を行いながら、安全で安心な自動走行 (自動運転) を行える社会を実現するために、質の高い情報を自由に通信するための高度な知的通信技術を用いた高効率な無線通信システムを研究開発することである。この目的に対して、走行型ロボット群の自動運転のための通信データ量削減と信頼性向上機能を実現した。

Abstract

The objective of this research is to develop a highly efficient wireless communication system that uses advanced intelligent communication technology to freely communicate high-quality information in order to realize a society in which a highly functional autonomous mobile robot (AMR) can safely and securely drive automatically (automatic driving) while working in close cooperation with other robots and with humans (pedestrians, cars, etc.). The goal is to research and develop a highly efficient wireless communication system that uses advanced intelligent communication technology to freely communicate high-quality information. For this purpose, we have realized a communication data volume reduction and reliability communication function.

1. まえがき

本研究開発の目的は、高機能自律走行型ロボット (AMR) がロボット同士の緊密な協働や人間 (歩行者や車など) との連携を行いながら、安全で安心な自動走行 (自動運転) を行える社会を実現するために、質の高い情報を自由に通信するための高度な知的通信技術を用いた高効率な無線通信システムを研究開発することである。

高齢化社会は、高齢者の移動問題と少子化による労働人口の減少問題に直面している。高齢者の運転免許返上が推進されるなどの状況から高齢者の「足」の確保は喫緊の課題である。一方、「足」を提供する側の若者の人口は減少傾向にあり、高齢者の「足」を供給することは今後ますます難しくなる。「足」の確保のみならず、必要な労働人口を付加価値の高い産業に確保するためにも、AI・ロボット・自動化技術などを用いて、人の移動や物流といった「足」を自動化する必要がある。大きく期待されている製品が、走行型ロボット (Autonomous Mobile Robot: AMR) である。AMR については、各種の機器が想定されているが、ここでは、図1の右上の電動の車イスのような (荷物のみを載せるものも含めて) 自律走行4輪車を想定している。機能的には、公道の歩道や会社敷地内などを比較的低速で移動する小型ロボットである。この自動運転 AMR を用いることで、公共交通機関の端点から自宅までやスーパーマーケットから自宅までといったラストワンマイルに (時間はかかるが) タクシー的な機能を実現できる。既に羽田空港などでの搭乗口などへの人の送迎や年賀状などの郵便配達

などで実験段階の AMR も存在し、今後の用途拡大が期待される。このような AMR の高機能化・普及が、高齢化社会における高齢者の「足」問題と労働人口の減少問題を解決すると期待される。

この自動運転 AMR の発展のためには、いくつか解決すべき問題がある。その中でも、AMR と歩行者との共存や AMR 同士の協働にかかる問題解決は、大きな普及促進要因となる。普及のためには、低価格化と高機能化が欠かせない。しかしながら、LiDAR のような高価なスキャンデバイスの低価格化だけには限界があり、また、高機能化を実現しようとして高価なプロセッサ (CPU) を搭載することは、低価格化と逆行してしまう。これに対して、近年のコネクテッドカー技術を AMR にも用いることで、複数のセンサで並列に取得した多くの情報や高精度画像あるいは高精度な位置情報や人流情報など高品質な情報を複数の AMR 間および歩行者やエッジコンピュータと共有できる。すなわち、AMR においてもコネクテッド AMR の実現で、AMR と歩行者との共存や AMR 同士の協働が可能となる、ダイナミックマップの活用をはじめ、大幅な高機能化が望める。しかし、このような高品質情報の共有 (通信) のための無線通信資源は限られている。市街地のような多数の AMR と歩行者が稠密に存在し動き合うような状況においても、滞りなく情報を通信しあえるような無線資源の活用方法 (電波資源の有効活用) のためのシステム構築は、喫緊に解決すべき課題である。

そこで、本研究開発においては、高機能自律走行型ロボ

ットが、ロボット同士および人間(歩行者など)との連携を行いながら、自律的にあるいは自動運轉的に安全で安心な走行を実現するための高度な知的通信技術および無線通信プラットフォームを開発する。限られた通信資源を有効活用するためには、課題(1)通信量削減、課題(2)通信性能向上、という2つのアプローチの両方が必要であり、それぞれのアプローチにおける複数の技術開発が必要になる(表1)。

まず、課題(1)通信量削減を実現するために、(ア)情報集約を行い、(イ)集約した情報から通信すべき情報を選択し、(ウ)必要に応じてそのような情報を近似して圧縮する技術を開発する。同時に、課題(2)通信性能向上のために、(ア)コンテキストに応じて適する通信メディアと端末の選択を行い、(イ)信頼性向上のためにそのような端末を重畳し、(ウ)端末を組織化することでそのような端末の中で最適な端末に情報を集めて通信を行い、(エ)そのような端末を移動させることで、最適な位置で通信し、通信効率を高める技術を開発する。

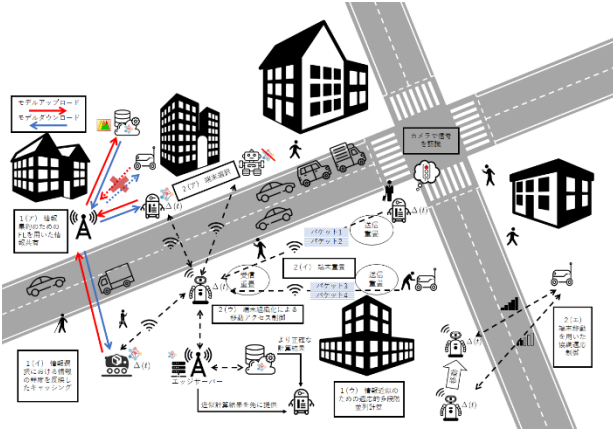


図1 自律走行ロボット(AMR)システムと提案技術

表1 研究課題（カッコ内は主担当の研究機関）

(名古屋大学：名大、国立情報学研究所：NII、電気通信大学：電通大、大阪大学：阪大)

課題1: 通信量削減のための情報集約・情報選択・情報近似技術の開発	(ア)情報集約のためのFLを用いた情報共有技術の開発(電通大) (イ)情報選択における情報の鮮度を反映したキャッシング技術の開発(NII) (ウ)情報近似のための適応的多段階並列計算技術の開発(名大)
課題2: 通信性能向上のための端末選択・端末重畳・端末組織化・端末移動を用いた協調適応制御技術の開発	(ア)端末選択のためのコンテキスト予測・利用技術の開発(電通大) (イ)端末重畳を用いた走行制御のための超高信頼R2R通信の開発(阪大) (ウ)端末組織化による移動アクセス制御の開発(NII) (エ)端末移動のモビリティを活用したネットワーク適応制御の開発(名大)
課題3: 実装と検証(PoC)	通信量削減・通信性能向上技術を用いたAMR通信システムの実装と検証(名大)(阪大)(電通大)(NII)

2. 研究内容及び成果

課題毎の具体的な内容および成果は以下の通りである。

課題1(ア)においては、情報集約のためのFLを用いた情報共有技術の開発に挑戦する。フェデレーテッド・ラーニング(Federated Learning: FL)を用いることで、機械学習のため情報収集に必要な通信量を大きく減らすことができるため、大規模な学習が期待できる。

FLを用いて、センサデータのローカル処理を行い、生データではなく、エージェント間で学習知見の共有を行う

方式を利用することで、エージェント間で交換するデータ量を最低限までに抑えた。FLを用いてエージェント間連携を促進し、多数のエージェントのセンサデータからの知見を活用し、各エージェントの行動を最適化した。情報集約プロセスにおいて、情報量を維持したまま通信量を大幅に削減する方式に焦点を当てた。具体的には、分散学習手法であるFLを用いて、送信データ量の削減を実現しながら、クライアント(AMR)間の情報共有を達成するための基盤技術の研究開発を行った。図2のように、小型ロボット3台、ノートパソコン1台を利用して、提案技術のプロトタイプを開発した。

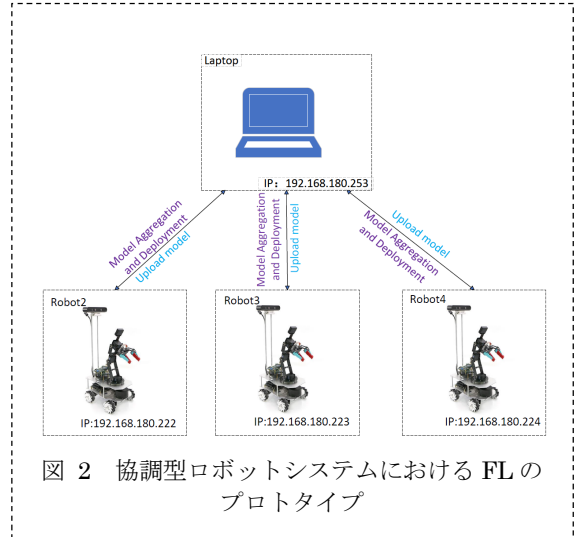


図2 協調型ロボットシステムにおけるFLのプロトタイプ

図3はFLと従来手法の性能評価である。ここではCIFAR-10を用いた画像認識のアプリケーションにて評価を行った。ここで、従来手法は、すべてのデータをクラウド（ここではノートパソコンで模擬）に集めて、集中型機械学習を行うものである。図3の結果からわかるように、集中型機械学習の精度が高い一方、通信量も多いことが分る。多くのシナリオにおいて、ネットワーク帯域制限により、すべての生データをクラウドに上げることが不可能である。提案手法は、学習初期段階において、集中型手法の通信量が約160MBであるのに対し、FLでは約5MBに抑えられており、約96.9%の通信量削減を実現している。これは、提案FL手法の優位性を十分示している。従来のRLモデルに比べて不確実な環境下でも安定したナビゲーションが可能であることを図3に示している。

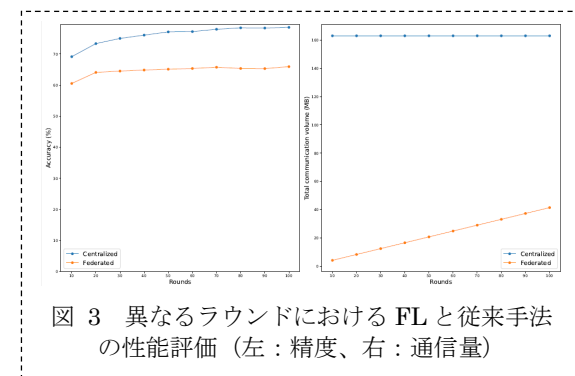
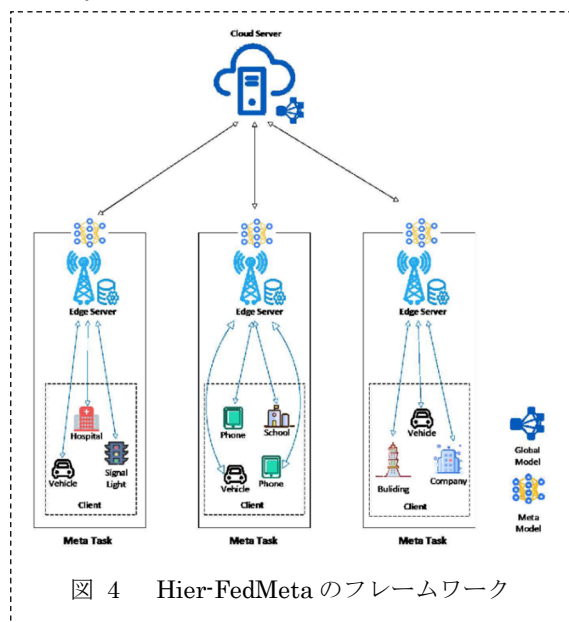
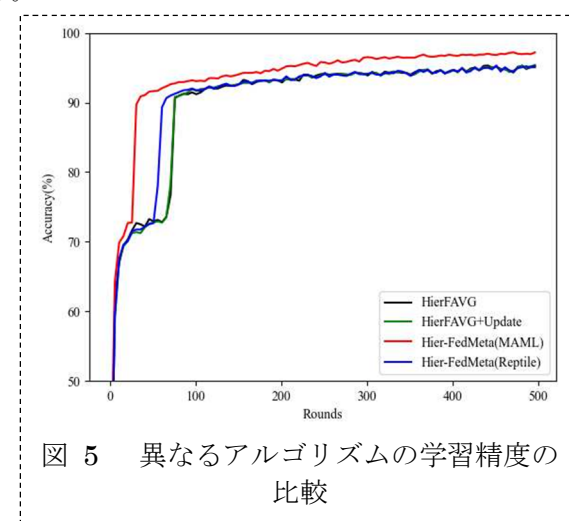


図3 異なるラウンドにおけるFLと従来手法の性能評価（左：精度、右：通信量）

また、車両ネットワーク（Internet of Vehicle: IoV）環境における個別化学習を実現するため、階層型 FL とメタ学習を組み合わせた新しいフレームワーク「Hier-FedMeta」を提案した。図 4 のように、提案フレームワークは、IoV におけるデータの多様性と複雑な階層構造に対応し、迅速な適応と高い汎化能力を持つモデルを構築することを目的としたものである。Hier-FedMeta は、モデル独立型メタ学習（Model-Agnostic Meta-Learning: MAML）を用いて、迅速に新しいタスクに適応できる初期パラメータを学習することで、IoV システムにおける個別化と効率を高める。



実験結果により、提案した Hier-FedMeta フレームワークが、従来の FL アルゴリズムと比較して、より迅速な収束と優れた汎化性能を達成することが確認できた。図 5 に示すように、Hier-FedMeta フレームワークを使用したアルゴリズムは、500 回のトレーニング後に従来の HierFAVG アルゴリズムと比較して、約 13% の精度向上が見られ、収束に必要な訓練回数も約 20% 減少したことが明らかとなった。これにより、メタ学習によってモデルの汎化能力が向上し、学習がより速く進むことを示している。



課題 1(イ)では、多くのユーザ端末が同じネットワーク資源を共有する場合、情報の鮮度を考慮した送信データの

選択方法を検討し、転送データ量の削減と通信の効率を向上させることが目的である。周期的に発生するデータなどにおいては、周期遅れのデータの送信価値は一般的に低い。従って、本課題で検討されている情報選択技術では、情報の鮮度を考慮して選択的にオリジナルあるいはキャッシュされたデータを送信することで、限られた無線通信帯域に対して送信データ量が多く発生する場合において、送信データ量を削減し、無線ネットワークの輻輳を解消するのに有効である。

本研究ではまず、AMR 間における情報更新のモデル化を行った。自律型システムでは、データを消費するノードが関連する情報を採取するノードによる情報の更新を管理し、収集された情報の処理を行う。採集された時刻が刻印されたデータの更新には遅延が発生する。転送されるデータの AoI の値は、更新がない限り大きくなっていく。データの更新によって AoI の値は情報が採集された時刻からの経過時間分まで減少する。また、AMR の処理が複数の箇所からのデータが必要である場合、サービスの鮮度は個々のデータの AoI によって影響されるため、それらを総合的に考慮している。

さらに最適化技術を利用して、AMR による情報サンプリングと更新の問題を数式化し、AoI の値を最小化するアルゴリズムの設計を行った。また、最適化する事象の発生と利用者のサービスの要求に対する事前知識があるか否かのそれぞれの場合に対応して、オフラインとオンラインのアルゴリズムの検討を行った。オフラインアルゴリズムでは、AMR の挙動やアプリケーションの要求に関する知識が事前に有している前提で伝送制御とスケジューリングを行うため、情報選択と更新をユーザ要求の発生に応じて最適に行うことが可能である。しかし、現実的にはそのような正確な知識を持つことは困難である。そのため、将来に関する知識を持っていないにも関わらず、潜在的に発生する状況に正確に反応できるオンラインのアルゴリズムの設計を行った。近似性能の高いヒューリスティックアルゴリズムや学習手法に基づくアルゴリズムについて考案し、シミュレーションによってその有効性を示した。

また、ロボットに使用する処理ノード間の実証実験を実施し、AoI を利用した情報更新手法では、ヒューリスティックアルゴリズムと学習手法による AoI の削減効果の比較を行い、学習の手法を利用することによって、過去の経験を反映したより適切な判断が可能であり、情報の鮮度が高められることを確認した。図 6 に検討したアルゴリズムを実装した通信処理ノードを使った実験において、比較対象のゼロ待機、有限差分による送信間隔調節の方式、および X-Armed Bandit(XAB)オンライン学習手法による送信間隔調整アルゴリズムの実験結果を示す。オンライン学習による提案手法では、情報鮮度の向上(AoI 値の減少)とデータ転送量の削減(ゼロ待機に比べてデータ量が半分に削減)の効果が明らかになった。

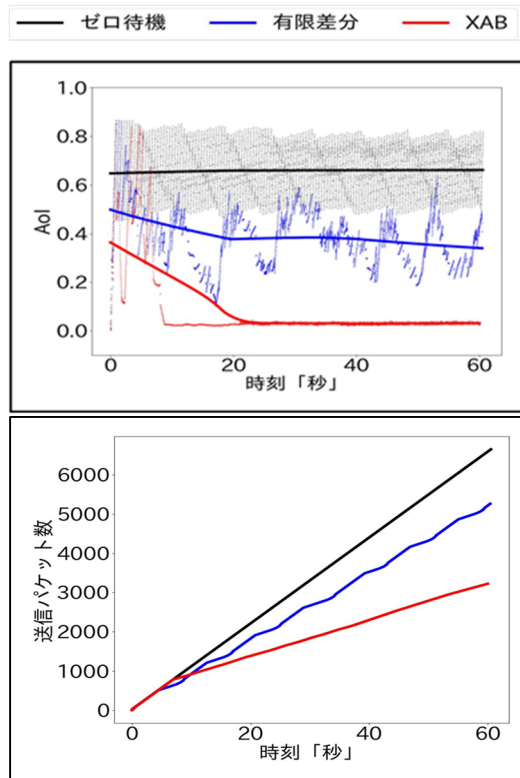


図 6 情報鮮度を利用した送信制御

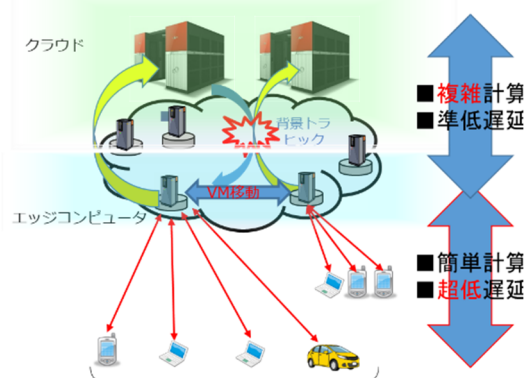


図 7 適応的多段階並列計算 概念図

課題 1 (ウ)では、図 7 に示す情報近似のための適応的多段階並列計算技術の開発に挑戦した。課題は、(1)アルゴリズムの開発および(2)計算資源とネットワークの両方のリソースを考慮した情報送出量(計算先)の決定方法の開発である。本研究では、前記基礎検討で用いた非常に小さいエリアモデルを現実的な(3 倍程度の)エリアモデルに拡大(性能向上要因)し、なおかつ多様な情報処理を前提(性能低下要因)とする現実モデルに拡張した。

まず、多様な情報処理を前提(性能低下要因)とする現実モデルに拡張する検討においては、各情報処理を行う VM(仮想マシン)が、一定の条件を満たすという制約(性能低下要因)の下で、性能評価を行い、性能を向上する制御方法を提案した。図 8 に示すように、提案方法を用いること

で、何も手を打たない従来の場合の 2 倍程度の性能向上を示すことができた。

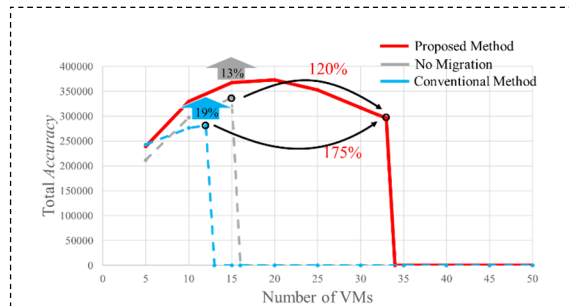


図 8 制約条件モデル

エリアモデルの拡大においては、具体的には、従来の 4 サーバ程度であった小規模なエリアモデルを 100 サーバまでの大規模なエリアモデルに拡大している。このようにサーバ数が多いモデルにて、最適な計算資源割り当てを行うソリューションにおいて問題となるのは、計算量の組み合わせ爆発である。この問題を回避するためのクラスタリング手法を用いたヒューリスティックアルゴリズムの提案(図 9)およびその性能評価(図 10)を行った。また、計算資源の全体最適化として、全体の総計算資源を最大化する従来のモデルを拡張し、個々の AMR が最適源の資源を確保するという前提条件の下での最適解を発見する CPU 推測ベース VM 移動制御法を確立した。

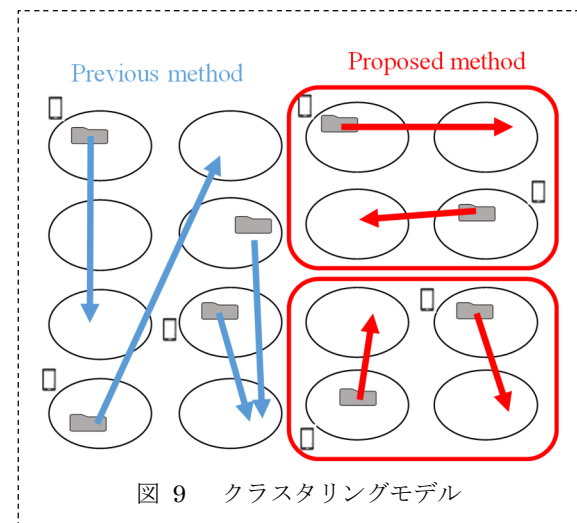


図 9 クラスタリングモデル

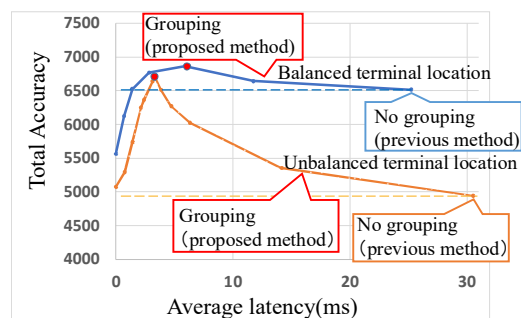


図 10 正確度評価

この前提条件において、従来比 2 倍程度の性能向上が確認できた。

課題 2(ア)では、端末選択のためのコンテキスト予測・利用技術の開発に挑戦した。ファジィ論理に基づいた手法で課題 1(ア)で提案している FL における効率的なクライアント選択を実現し、さらにコンテキスト・アウェアな手法で各端末における通信効率を改善する。

階層型フェデレーテッドラーニング (Hierarchical Federated Learning: HFL) の効率を向上させるため、ファジィ論理に基づくエッジサーバ選択手法を提案した。従来のエッジサーバ選択手法は、ネットワーク状況やサーバ性能の不確実性を適切に扱えず、効率的なリソース割り当てが困難であった。これに対し、図 11 のように、提案手法では利用可能なスループット (Available Throughput: AT)、デバイス負荷 (Device Load: DL)、計算能力 (Computing Capability: CC) の 3 つの指標を用いてファジィ論理に基づくスコアリングを行い、最適なエッジサーバを選択する。また、これまでに開発したクライアント選択手法と統合し、HFL 全体の性能向上を図った。

提案手法の有効性を、CIFAR-10 データセットを用いた実験により検証した。その結果、提案手法が既存手法と比較して学習精度の向上と処理時間の短縮を実現することを確認した。

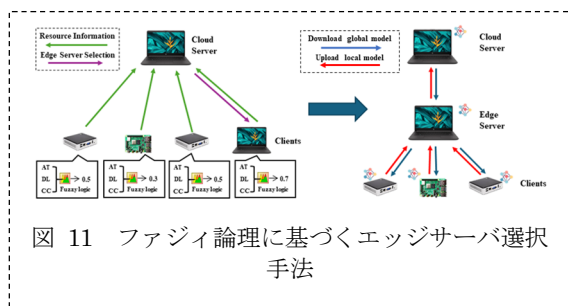


図 11 ファジィ論理に基づくエッジサーバ選択手法

図 12 は、非 IID データセットを用いた FL の性能評価結果を示しており、左図は FL の完了時間、右図は学習精度の推移を表している。提案手法は、ランダムなエッジサーバ選択およびクライアント選択を行う手法 (RR)、エッジサーバ選択がランダムでクライアント選択にファジィ論理を用いる手法 (RF)、およびエッジサーバ選択にファジィ論理を用い、クライアント選択がランダムな手法 (FR) と比較して、学習完了時間が大幅に短縮している。具体的には、提案手法は RF 方式 (約 600 秒) と比べて約 67% 短縮され、約 200 秒で完了しており、スループット (単位時間あたりに完了する FL ラウンド数) において約 3 倍の向上を達成している。これは、提案手法がエッジサーバとクライアントの選択を同時に最適化することで、計算リソースの有効活用と通信コストの削減を同時に実現した結果である。また、学習精度の面でも、提案手法は他のベースライン手法に比べて収束が速く、短時間で高い精度に到達している。特に、RF 手法と同程度の精度を維持していることから、ファジィ論理に基づくクライアント選択が、

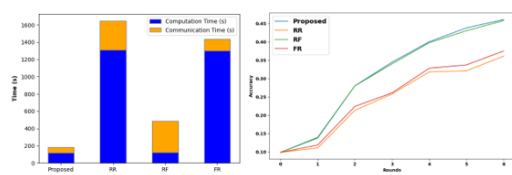


図 12 非 IID データ環境で異なるラウンドにおける FL と従来手法の性能評価 (左: FL 完了時間、右: 精度)

学習性能の向上において重要な役割を果たしていることが示された。

課題 2(イ)では、まず、提案する NOMA 機能の基本となる受信重畳と送信重畳を同時利用した場合の packets 受信率の解析式を構築した。中継重畳は、送信重畳の特殊ケースとしてモデル化できる。そのため、本研究により、全ての重畳機能を利用したユーザが混在しても packets 受信率を解析できるようになった。解析式の構築として、難しくなるポイントは、送信重畳機能を利用したユーザが送信した 2 つの packets のチャネルゲインに相関が生じることである。相関が生じることで、packets 受信率の条件式が複雑になる。そこで本研究の工夫として、packets 受信率の解析対象となるユーザに対しては、その正確性を担保する観点からチャネルゲインの相関ありとしつつ、干渉となるだけのユーザには、解析の複雑性を解消するために、相関なしとして近似するアプローチを提案した。

次に、この解析式を用いて、中継重畳において重要なパラメータである中継重畳電力比に着目し、中継重畳電力比に対する packets 受信率を評価した。以下の図 13 は、中継重畳電力比を 1/5 から 1/100 まで変化させたときの packets 受信率を示している。横軸が中継重畳電力比で、縦軸が packets 受信率を示している。中継重畳電力比の決定の基準として、あるユーザが中継重畳した際に、他のユーザから中継重畳されない時でも、十分な packets 受信率を達成できることを目指す。協調再送なしの場合の PRR と比較して、99% 以上の packets 受信率を示すためには、中継重畳電力比が 1/95 以下である必要があり、95% 以上の packets 受信率を示すためには、中継重畳電力比を 1/20 以下にすべきであるということが明らかになった。

次に、この解析式を用いて、受信重畳と中継重畳の統合

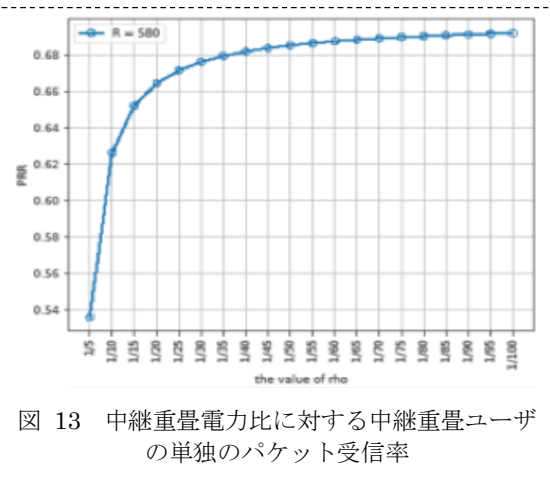


図 13 中継重畳電力比に対する中継重畳ユーザの単独の packets 受信率

利用による効果を検証した。14 は、中継重畳電力比を 1/20 を用いた場合の空間的な packets 受信率を示している。図右は、中継重畳機能がなく受信重畳機能のみの場合の結果を示している。図左は、受信重畳機能に加えて中継重畳機能を実装した場合の結果を示している。図では、全てのユーザの送信電力が一定の中で、その一部を中継 packets 信号に割り当てる。この評価では、packets 受信率を計測する対象ユーザが原点に存在し、対象ユーザの干渉ユーザが (200, 0) に存在し、あるスロットにおいて同時送信する。また、それ以降のあるスロットにおいて、対象ユーザの packets を中継重畳するユーザが (50, 0) に存在し、その干渉ユーザが (-500, 0) に存在し、同時送信すると考える。

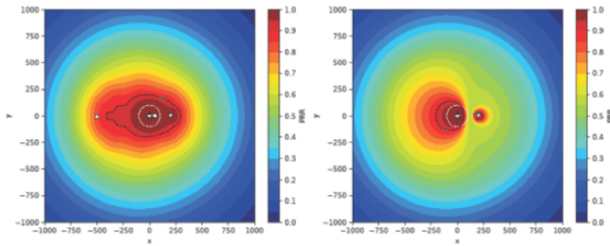


図 14 受信重畳 + 中継重畳の両立によるパケット受信率の空間的特性の解析結果

図 14 右の受信重畳機能のみの場合において、(119, 0)では、パケット受信率が低く、0.5761 となった。一方、図 14 左の中継重畳機能 + 受信重畳機能の場合では、同一の地点において、パケット受信率が 0.9869 まで達成になっており、中継重畳機能と受信重畳機能の統合利用により、パケットロス率の低下度合いは約 1/33 まで抑えられることが明らかになり、目標として掲げていた 1/10 を達成できた。

課題 2(ウ)では、高機能自律走行型ロボット(AMR)がロボット同士の緊密な協働や人間(歩行者や車など)との連携を行いながら、安全で安心な自動走行(自動運転)を行える社会を実現するために、質の高い情報を自由に通信するための高度な知的通信技術を用いた高効率な無線通信システムを研究開発することである。

研究では自律分散接続制御を行う方法を検討し、オンライン学習を利用した端末側の知的分散接続制御を通して AMR 間通信の性能と電波使用効率を向上させる。そのために、マルチエージェント強化学習、ならびにマルチプレイヤー多腕バンデットによるオンライン学習を利用した知的分散接続制御方式を提案した。

その結果、端末間の自律協調によって通信負荷の増加に伴うパケット衝突を回避し、端末数が多い場合、それらをグループ化することによって、通信スループットの低下を抑えることが可能であることを理論解析とシミュレーションで示した。

さらに、多数の端末による分散学習のタスクを実行する場合、空中計算による学習モデルの集約を行う空中計算連合学習によって、複数の端末の同時通信を実現でき、通信効率の大幅な向上が可能である。図 15 に空中計算連合学習システムの構成を示す。研究では、通信チャネルの状態と学習データ量、および端末のエネルギーを同時に考慮した端末の選択方法の最適化アルゴリズムを検討し、通信効率を大幅に向上させながら、学習性能も確保する手法を提案した。

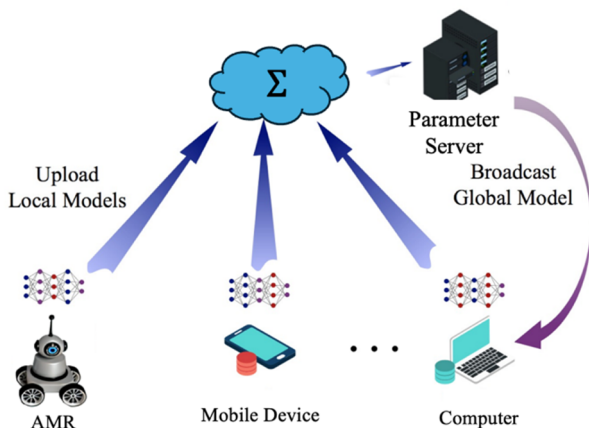


図 15 空中計算連合学習システムの構成

課題 2(エ)では、端末移動のモビリティを活用したネットワーク適応制御の開発に挑戦した。無線端末においては、通信品質が距離に大きく関係するため、AMR 同士および AMR と歩行者の位置関係を理想的なものに近づけるような位置に自然に移行させることで、低コストに通信性能を向上させる技術を開発した。無線アクセスポイント(AP)と AMR との距離が、の関係について

AMR や歩行者の自由な移動(ももとの目的に沿った移動)に対して、多少の移動経路変更を依頼し、それに従った場合と従わない場合との差を観測することで、端末移動モビリティの貢献度を評価した(図 16)。

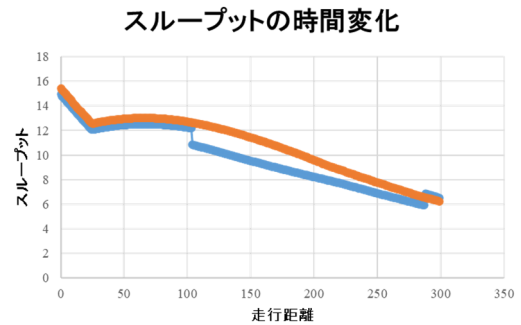


図 16 移動経路を変更する場合(橙)としない場合(青)のスループットの時間変化

さらに、移動経路の多少の度合い(寄り道可能度合い)が変化するときの、性能を評価した(図 17)寄り道度を大きくすることで、大きくスループットを増加させることが十分可能であることを示した。たとえば、寄り道度合いが 1(つまり寄り道しない)場合に比べて、寄り道を 1.5 倍する(つまり 50%余計に移動)ことで、スループットが 2 倍以上にできることを示している。

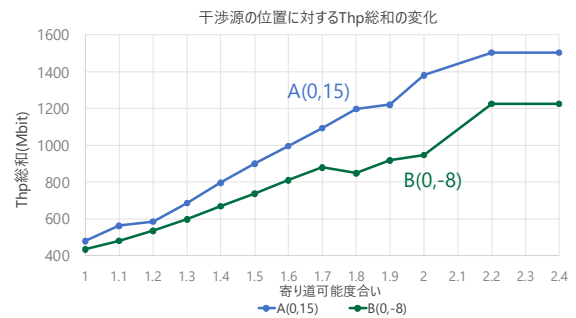


図 17 寄り道度合いとスループットの関係

課題 3 では、理論的に開発した技術が、早期に実用化・社会展開されること、すなわち社会実装に主眼に置き、Proof of Concept のため、課題 1 と課題 2 で開発した技術の実証を兼ねた試作システムの構築を行い、実証実験を行った

課題 2(ア)の PoC : FL の実機実証を目的として、ロボットをクライアントとして使用し、実環境における FL の有効性を検証した。特に、FL におけるクライアント選択の重要性に着目し、ファジィ論理を用いたクライアント選択手法を利用した。この手法では、各デバイスのデータ量、

計算能力、および利用可能なネットワーク帯域を考慮し、FLのパフォーマンス向上を図った。本研究では実際のロボットを用いた実証実験を行い、より現実的なFL環境下での評価を実施した。

提案手法の有効性を検証するため、図18のようにロボットおよびノートパソコンを用いたFL環境を構築し、IIDデータおよびNon-IIDデータの両方のシナリオで実験を行った。図19および図20に示すように、IIDデータ環境下においては、提案手法はランダム選択法と比較して学習精度を約15%の向上を達成し、処理時間を約25%短縮した。また、図21に示すNon-IIDデータ環境においても、提案手法は他の手法と比較して常に高い精度を維持しており、実機環境下における汎用性と安定性の高さが確認された。



図18 実ロボットを利用して提案手法を検証している様子

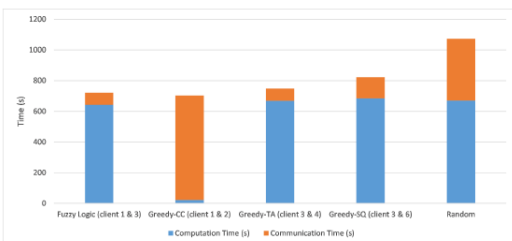


図19 IIDデータ環境でのFL処理時間の比較

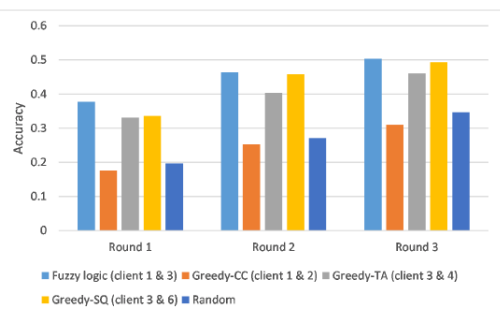


図20 IIDデータ環境での学習精度の比較

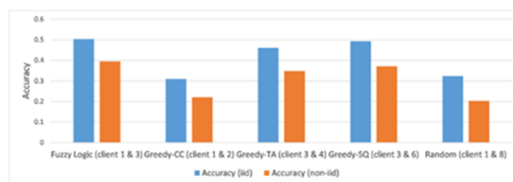


図21 Non-IIDデータ環境での学習精度の比較

課題2(エ)のPoC：端末移動のモビリティを活用したネットワーク適応制御の効果を評価するため、ロボットおよび制御端末を開発し、提案アルゴリズムの検証を行った。図8に示すように、提案アルゴリズムを他の直感的方法と比較し、提案手法が39%程度良くなるという机上計算のパラメータを用いて、実際のAMRの走行実験を行った。実験の結果、提案方法が最も良い性能を示すことが、机上と同様に得られた。また、机上検討では、安全側の評価(性能を低く見積もっている)を行っていたため、実機実験では、提案方法がより優れているという数値結果を得た。

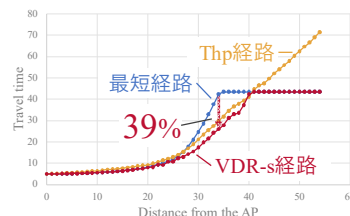


図8 実ロボットを利用して提案手法を検証している様子

3. 今後の研究成果の展開

本研究成果においては、いくつかの課題は、実用的な問題も考慮して、課題3での実証評価などを通して、効果のあることを確認しつつ手法を開発した。そのため、製品化を目指すことが、可能である。今後は、そのためのステップとして、以下のように進めることを予定している。

技術的な観点としては、今回の研究成果の原理やフィージビリティに基づき、これらをより具体的に実現するような実用研究へと拡張していく。実用研究を得意としている研究者や技術者らとコンタクトを取り、実用化に向けての仮題を解決する。そのために、まずは、学会発表などにより、研究成果の技術者への広報をはかる。また、技術的な議論から発展した事業化ということも視野に入れて、学会以外でも、積極的に成果情報を発信していく。

産業界に向けては、本技術に関して、広報した中からいくつかの商談案件が進行中であり、それに注力していく。CEATEC2024において、本技術成果をブース展示し、多くの来場者の興味を曳いた。名刺交換だけでも80名を超え、多くの技術者に興味を持ってもらった。その中の1社とは、現在協議中である。

以上のような取組を通じて、本研究成果の実用化・事業化を図っていきたい。

4. むすび

本研究開発の目的は、高機能自律走行型ロボット (AMR) がロボット同士の緊密な協働や人間 (歩行者や車など) との連携を行いながら、安全で安心な自動走行 (自動運転) を行える社会を実現するために、質の高い情報を自由に通信するための高度な知的通信技術を用いた高効率な無線通信システムを研究開発することである。この目的に対して、走行型ロボット群の自動運転のための通信データ量削減と信頼性向上機能を実現した。設定した技術目標を以下のように達成した。

研究課題 1(ア)においては、生データの送信を不要とし、学習に必要なデータのみを送信する情報集約技術を確立し、従来比 90%以上の送信データ量を削減。(イ)においては、情報の鮮度を考慮したキャッシングで、転送データ量を 1/2 以下に削減し、2 倍の通信効率を達成。(ウ)においては、エッジとクラウドの計算リソースの処理能力に応じたデータ量だけを送受信する情報近似により、情報量を従来比 50%以上削減。研究課題 2(ア)においては、学習端末の選択と各端末における通信を同時に効率化することで、従来のランダムな端末選択方式に比べて、スループットを 2 倍増加。(イ)においては、それぞれの端末での送信・受信・中継によるハイブリッド重量を用いた端末重量技術により、パケット廃棄率を従来比 1/10 程度に低減。(ウ)においては、近くのノードへのアクセスを確保することで 2 倍程度のゲイン、及び移動によるハンドオフの回数を 1/10 に削減。(エ)においては、移動経路の変更制御により、スループットを従来比 2 倍以上の増加。研究課題 3 においては、課題 1 と課題 2 から抽出した技術をプログラマブル走行可ロボットに実装し、センサや疑似データなど情報送出源を実装。ロボットを実際に動作(走行)させ、本研究開発技術のデモを行った。

以上の成果は、学術論文、国際会議、研究会を通して研究成果を展開した。世界トップレベル論文誌、国際会議にて研究成果を発表し、予定を超過する成果を挙げた。年間計 15 件以上の論文発表、39 件以上の査読付き口頭発表論文を通して、研究成果の可視性を高めた。その多くは、IEEE など著名なものであり、技術成果は、学術界に高く認められている。年間 1 件以上 (全 2 件) の特許の申請を達成した。また 2024 年には、試作結果および研究成果に基づき、CEATEC2024 展示会にて、発表を行い、成果を学会のみならず、産業界および一般市民にも広報するように努めた。

本研究課題の目標を達成したことで、無線通信を有効に用いてリッチ情報を通信することで低コストかつ高機能化した AMR を実現することができ、ラストワンマイルの「足」の早期実現が可能となる。なお、前記 AMR およびそれを実現する技術は、工場内や病院内といった特定の閉じた空間でも、もちろん有効である。さらに、高齢化社会を見据えた人々の移動問題の解決のみならず、物流などの労働力不足を補い、発展する産業への労働力の供給に貢献できる。これからの高齢化社会の我が国の、産業の発展の第一歩として、大きく貢献する研究開発である。

参考文献

【査読付き誌上発表論文】

- [1] Xiaodong Li, Yangfei Lin, Zhaoyang Du, Min Lin, and Celimuge Wu, "Intelligent multi-robot collaborative transport system," Urban Lifeline, vol.2, no.16, pp.1-20, Nov. 2024.

- [2] T. Hirai, Y. Ueda and N. Wakamiya, "Stochastic-Geometry-Based Throughput Analysis of User-Specific Power-Level-Constrained GF-NOMA," IEEE Internet of Things Journal, vol. 11, no. 18, pp. 29926–29940, Sep. 2024.

- [3] Tien Thanh Le, Yusheng Ji, John C.S. Lui, "MFTTS: A Mean-Field Transfer Thompson Sampling approach for distributed power allocation in unsourced multiple access", IEEE Transactions on Mobile Computing, Vol. 23, No. 12, pp. 11312-11325, Dec. 2024.

【査読付き口頭発表論文】

- [1] Z. Du, C. Wu, Y. Lin, L. Zhong, S. Djahel and P. H. J. Chong, "Fuzzy Logic-based Enhanced Edge Server Selection for Hierarchical Federated Learning," GLOBECOM 2024 - 2024 IEEE Global Communications Conference, Cape Town, South Africa, 2024, pp. 4364-4369, doi: 10.1109/GLOBECOM52923.2024.10900992.

- [2] Tutomu Murase, Yukinobu Fukushima, Celimuge Wu, Yusheng Ji, "Multi-Stage Information Processing Systems with VM Migration for Maximum Accuracy," IEEE ICCE2024, Las Vegas, Jan. 2024.

- [3] Hang Zhou, Yi-Han Chiang, Caijuan Chen, Xiaoyan Wang, Yusheng Ji, "Detecting Model Poisoning Attacks via Dummy Symbol Insertion for Secure Over-The-Air Federated Learning", in Proceedings of IEEE Consumer Communications & Networking Conference (CCNC), Las Vegas, USA, Jan. 2025.

【口頭発表】

- [1] Risa Takeuchi and Tutomu Murase, "AMR mobility control for shortest TIME route," SeMI Vietnam Workshop, Oct 2024.

- [2] Tutomu Murase, "Semantic communications and User cooperative mobility," SeMI Vietnam Workshop, Oct 2024.

- [3] Takeshi Hirai, Kouki Doi, and Wakamiya Naoki, "[Invited] Optimal Deployment of Aerial Base Station for Heterogeneous Traffic Demands," SeMI Vietnam Workshop, Oct 2024.

【申請特許リスト】

- [1] 特願 2024-028076、林 楊菲, 策力木格、モデル学習方法、モデル学習プログラム、モデル学習システム、認識装置、及び認識プログラム、日本、2024/02/28

- [2] 出願手続中、林 楊菲, 策力木格、ロボットのタスク適応型セマンティック通信手法、日本、2025

【受賞リスト】

- [1] 平井健士, 電子情報通信学会 SeMI 研究会若手研究奨励賞, 2024 年 7 月.

- [2] 平井健士, 電子情報通信学会 SeMI 研究会優秀発表賞, 2024 年 7 月.

- [3] 花澤悠磨, 電子情報通信学会 IN 研究会若手研究奨励賞, "自律走行ロボットアドホックネットワークにおける中継ノードの位置と制限時間を考慮した中継ノード選択手法," 2025 年 3 月.

【報道発表リスト】

- [1] 村瀬 勉, 計 宇生, 策力木格, 平井健士, 「セマンティック通信の実現に向けて -- AMR の社会普及のための通信技術の開発」 CEATEC2024 出展, 2024 年 10 月.

5G 高度化システムにおける高品質受信を実現する位相雑音補償・等化技術の研究開発

Research and Development of Phase Noise Compensation and Equalization Techniques Achieving High Quality Reception for 5G Evolution

研究代表者

佐和橋 衛 東京都市大学
Mamoru Sawahashi Tokyo City University

研究分担者

三木 信彦 香川大学
Nobuhiko Miki Kagawa University

研究期間 令和4年度～令和6年度

概要

本研究開発課題では、ミリ波帯及びサブテラヘルツ(THz)帯周波数を用いる 5G 高度化方式の OFDM 及び DFT-spread OFDM waveform における超多値変調方式を用いたときのビット誤り率(BER)が 10^{-6} - 10^{-8} 以下の高品質受信を実現する位相雑音補償及び等化技術を開発した。また、周波数利用効率の向上のため、目標の誤り率を満たす所要受信 SNR を低減する高効率変調、チャネル符号化方式、及び復調、復号法を開発した。さらに、初期アクセスにおける制御チャネルの検出確率への位相雑音の影響を明らかにし、キャリア周波数オフセット補償を含む高精度検出法を開発した。

Abstract

In the millimeter-wave (mmW) and sub-terahertz (THz) bands, the major impairments are phase noise (PN) that is induced in local oscillators of a base station and user equipment (UE), and signal distortion due to multipath fading channels for achieving high quality reception such as bit error rate of lower than 10^{-6} - 10^{-8} . Therefore, we developed PN compensation method associated with frequency domain equalization for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) and discrete Fourier transform (DFT)-spread OFDM waveforms aiming at the application of 5G evolution. We also developed efficient modulation and demodulation techniques, channel coding and decoding techniques, and accurate detection techniques for initial access control channels in mmW and sub-THz bands.

1. まえがき

ミリ波帯及び 100GHz - 300GHz の周波数を含むサブテラヘルツ(THz)帯周波数における誤り率の主な劣化要因は、基地局及びユーザ端末(UE: User Equipment)のローカル発振器で生じる位相雑音及びマルチパス干渉に起因する周波数選択性の波形歪みである。本研究開発課題では、ミリ波帯及びサブ THz 帯周波数における 3GPP (3rd Generation Partnership Project)の 5G NR (New Radio)規格で採用されている OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)、及びシングルキャリア(SC)の DFT (Discrete Fourier Transform)-spread OFDM (DFT-S-OFDM) waveform に対して、ビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) が 10^{-6} - 10^{-8} 以下の高品質受信を実現する位相雑音推定・補償、及び等化技術を開発した。OFDM 及び DFT-S-OFDM における位相雑音推定用パイロット信号の最適多重法を示した。また、OFDM 及び DFT-S-OFDM における位相雑音補償後に周波数領域等化(FDE: Frequency Domain Equalization)を行う構成を提案し、効果を示した。5G 高度化方式が適用されるミリ波帯及びサブ THz 帯周波数における高い周波数における高ドップラ周波数及び位相雑音に対する耐性を有し、広エリアカバレッジを実現するために必要な低ピーク電力対平均電力比(PAPR: Peak-to-Average Power Ratio)を実現する高効率変調、チャネル符号化方式、及び高効率復調、復号法を開発した。最後に、ミリ波帯及びサブ THz 帯周波数における初期アクセスに必要な制御チャネルの検出確率への位相雑音の影響を明らかにし、キャリア周波数オフセット補償法を含む高効率検出法を開発した。

2. 研究内容及び成果

2.1.OFDM 及び DFT-S-OFDM waveform における高精度位相雑音推定・補償技術の研究開発

2.1.1. OFDM における高精度位相雑音推定・補償技術の確立

OFDM の位相雑音補償法が多数報告されているものの、殆どの文献は精々 10^{-5} 程度までの BER を対象としている。既報の位相雑音補償法の中で、低密度パリティチェック(LDPC: Low-Density Parity-Check)復号と結合してファクタグラフ(FG)を用いる繰り返し位相雑音補償法が、他の位相雑音補償法に比較して優れた位相雑音補償性能を実現できている[1]。しかしながら、FG を用いて位相雑音を推定する繰り返しループに LDPC 復号を含むため演算量が多い点が課題である。本研究開発課題では、位相雑音推定、補償ループに LDPC 復号を含まない低演算量の位相雑音補償法を確立する。

(1) PSA-EKF PNC の提案: OFDM における位相雑音推定・補償法として位相ロックループ(PLL: Phase Locked Loop)、拡張カルマンフィルタ(EKF: Extended Kalman filter)等を用いる繰り返し処理の位相雑音補償法が有効であることが報告されている。しかし、これらの位相雑音補償法は、位相雑音の分布をガウス雑音近似するため位相誤差及び分散を計算するための参照信号の生成精度が位相雑音補償精度に大きな影響を与える。そこで、図 1 に示すパイロット信号を用いる(PSA: Pilot Symbol Assisted)位相雑音補償(PNC: Phase Noise Compensation)及び EKF を用いる繰り返し処理の PNC で構成される 2 ステップの PSA-EKF PNC 構成を提案した。提案法の第 1 ステップの PSA PNC では周波数分割多重(FDM: Frequency Division Multiplexing)パイロット信号を用い

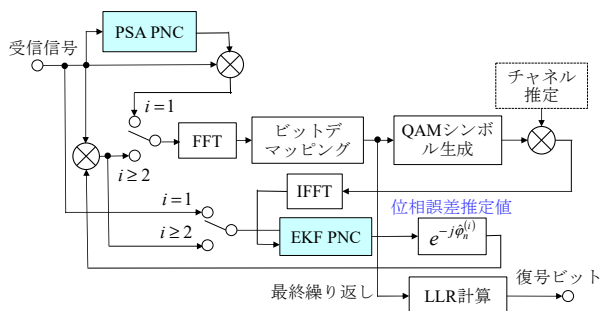


図1 PSA-EKF PNC 構成

て位相雑音を推定・補償する。パイロット信号のみを用いるため情報シンボルを用いた場合の復号の誤りを受けずに高精度に位相雑音を推定できる。第2ステップでは、PSA PNCで位相雑音を補償後の信号からデマッピングしたビットからシンボル推定値を生成し、EKFの初回ループの位相雑音誤差及び分散を計算するための参照信号として用いる。EKFで位相雑音補償後の信号のデマッピングビットから生成したシンボル推定値を2回目以降の参照信号に用いる。初回ループで高精度に位相誤差及び分散が生成できるため、EKFを用いる繰り返し処理により残留位相雑音を非常に低いレベルに抑圧できる。図2に、256QAMを用いた場合の位相雑音を考慮した場合のPSA-EKF PNCの受信SNRに対するBER特性を示す。位相雑音モデルには20dB/decadeで減衰する周波数特性を有するモデルを用いた[2],[3]。0-Hz オフセット周波数における位相雑音電力密度(PSD)を $K_W = -25\text{dBc/Hz}$ とした。チャンネル符号化には符号化率が $R = 8/9$ のLDPC符号を用いた。図2よりPSA-EKF PNCを用いた場合のBERが 10^{-8} を満たすための所要受信SNRの位相雑音無しからの劣化を0.5dBに抑圧できており、高精度に位相雑音補償が実現できている。また、PSA PNCのみを用いる場合に比較して、所要受信SNRを約1dB低減できている。

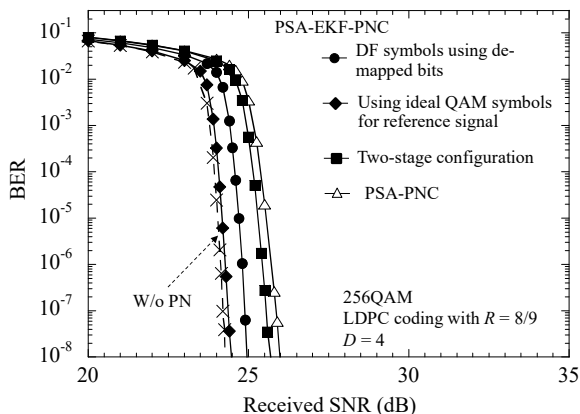


図2 PSA-EKF PNCのBER特性

る。PSA PNCで位相雑音補償後の判定シンボルをEKF PNCの初回ループの位相誤差及び分散の計算の参照信号に用いる方法の有効性がわかる。PSA PNCで位相雑音補償後の判定シンボルの生成法として、LDPC復号前のデマッピングビットを用いて判定帰還シンボルを生成する方法とLDPC復号後の対数尤度比(LLR)から情報シンボルを生成する方法がある。図3にPSA PNCで位相雑音補償後の判定シンボルを用いてEKF PNCの参照信号を生成する方法の受信SNRに対するBERを示す。図3に示すように、LDPC復号前のデマッピングビットを用いて判定帰還シンボルを生成する方法は、2回目の繰り返しループでLDPC復号後の硬判定ビットを用いて判定帰還シンボルを生成する方法に比較してBERが 10^{-8} を満たすための

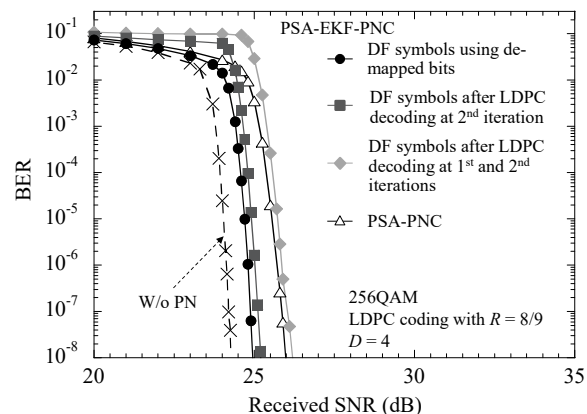


図3 PSA-EKF PNCにおけるEKF PNCの参照信号の生成法の影響

所要受信SNRを約0.5dB低減できている。LDPC符号化ブロックの誤りパターン及び残留位相誤差より、LDPC復号前のシンボル推定値をEKF PNCの初回ループの参照信号に用いる方法の妥当性を示した。提案のLDPC復号前のデマッピングビットに基づく判定シンボルを用いるPSA-EKF PNCは位相雑音補償後にLDPC復号を1回のみ行うため演算量の低減に有効である。

(2)位相雑音モデルに適した非線形カルマンフィルタの検討: 位相雑音は $e^{j\theta}$ で表されるため非線形関数になる。非線形カルマンフィルタとしてEKF、Unscented KF (UKF)、Ensemble KF (EnKF)が提案されている[4]。線形近似を行うEKFに比較して、標準偏差に対応する複数のシグマポイントを選択し、集合平均的に確率分布を近似するUKFの高精度性が報告されている。非線形関数である位相雑音に対して、EKF及びUKFを用いた場合のBERを評価した。図4にPSA-EKF PNCとPSA-UKF PNCのBERの比較評価を示す。図4より、PSA PNCで位相雑音補償後の信号のデマッピングビットから生成したシンボル推定値を初回ループの位相誤差及び分散を計算するための参照信号に用いた場合、EKF PNCとUKF PNCはほぼ同等のBERを実現できている。一方、EKFの演算量はUKFに比較して低いため、PSA PNCとEKF PNCの組み合わせが実用の観点から有効であることを示した。

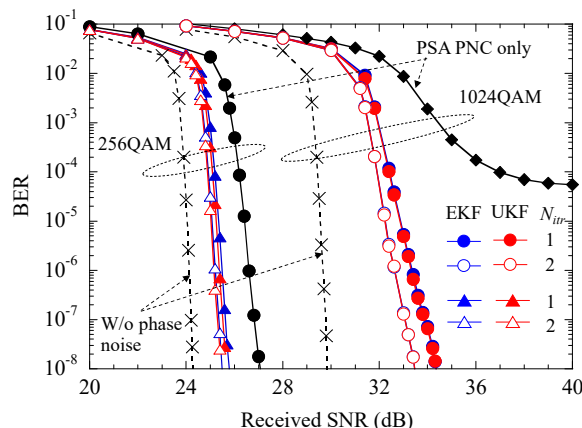


図4 PSA-EKF PNCとPSA-UKF PNCのBER比較

(3)各種位相雑音モデルにおける誤り率評価: 基地局及びUEのローカル発振器で生じる位相雑音は、LSIチップを生成するプロセス及び個々のデバイスに依存する。一方、基地局及びUEの実際のローカル発振器を含むPLL周波数シンセサイザの性能に基づいた位相雑音モデルが提案されている。従って、ミリ波帯周波数における既報の代表

的な3種類の位相雑音モデルにおけるPSA-EKF PNCのBERを評価した：(1)Single-pole single-zero (SPSZ) LPFモデル[2],[3]、(2)3GPP Technical Report (TR)で規定されているミリ波帯周波数の位相雑音モデル[5]、(3)フリッカー雑音の影響が大きい広帯域位相雑音モデル[6]。3GPPのTRでは、位相雑音の周波数領域の伝達関数が記載されているため、シミュレーション評価では、離散時間の z 変換が必要である。3GPP位相雑音モデルの異なる減衰特性を

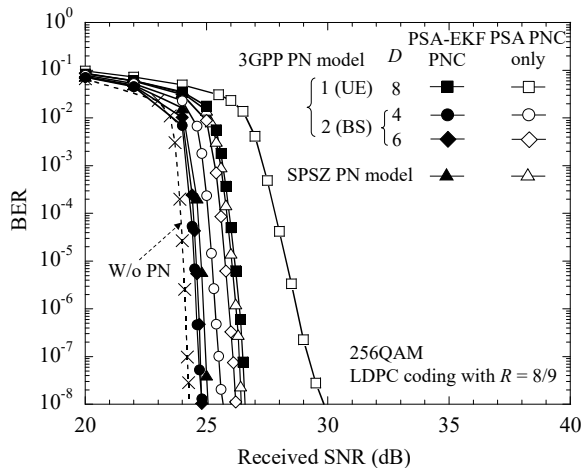


図5 3GPP位相雑音モデルにおけるPSA-EKF PNCのBER

有する4種類の位相雑音の z 変換で表される離散時間の電力スペクトル密度(PSD)の伝達関数を導出した。図5に、導出した3GPPの位相雑音モデルの伝達関数を用いた場合のPSA-EKF PNCのBER特性を示す。図5より、UE用の3GPP PN Model 1において位相雑音推定用の周波数分割多重(FDM)パイロット信号を適用したPSA-EKF PNCを用いたとき、BERが 10^{-8} を満たすための所要受信SNRの位相雑音無しの場合からの劣化を約2.3dBに抑えられている。同様に、BS用の3GPP PN Model 2ではBERが 10^{-8} を満たすための所要受信SNRの位相雑音無しの場合からの劣化を約0.6dBに抑圧できている。また、フリッカー雑音の影響が大きな広帯域位相雑音モデルにおいて、0-Hz周波数オフセットの位相雑音のPSDが-34 dBc/Hz以下の場合にBERが 10^{-8} の高品質受信を実現できることを示した。ローカル発振器で生じる位相雑音は、周波数領域のPSDの減衰特性に比較して、総合の位相雑音電力がBERに影響を与えることを示した。

2.1.2. DFT-S-OFDMにおける高精度位相雑音推定・補償技術の確立

71GHzまでのミリ波帯周波数では、OFDM waveformを用いるNR無線規格を用いることが決定されている。一方、サブTHz帯周波数を含む71GHz超の周波数では、伝搬損失がさらに増大するため、実用的なカバレージ距離を実現するために、PAPRが低いDFT-S-OFDMの適用が有効である。FDMパイロット多重はTDMに比較して高

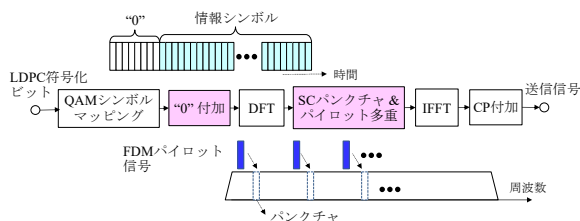


図6 DFT-S-OFDMにおける位相雑音推定用FDMパイロット信号生成法

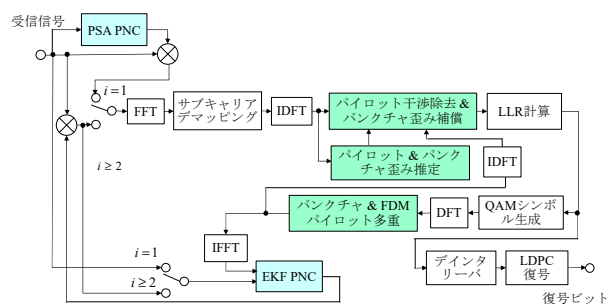


図7 DFT-S-OFDMにおける位相雑音推定用FDMパイロットを用いたときのPSA-EKF PNC構成

速に変動する位相雑音を高精度に推定できるものの、SCのDFT-S-OFDMにFDMパイロット信号を多重するとPAPRの増大を招く。図6にDFT-S-OFDMにおけるFDMパイロット多重法を示す。 N_D シングルキャリアシンボルで構成されるブロックの先頭にパイロットサブキャリア数 N_P 以上のシンボル区間 N_Z にゼロを多重する[7]。 $N_Z + N_D$ シンボルをDFTで周波数領域信号に変換し、周波数領域で一定のサブキャリア間隔で N_P 個のサブキャリア信号をパンクチャ(除去)し、パイロット信号を多重する。位相雑音推定用FDMパイロット信号多重を用いた場合、DFT-S-OFDMでは、受信機でIDFT後の時間領域の情報シンボルには、パイロット信号の干渉、及びパイロット信号を多重したサブキャリア位置のシングルキャリア信号をパンクチャした波形歪みが受信される。そこで、DFT-S-OFDMにおいて、図7に示すPSA-EKF PNCを適用したときの受信機構成を提案した。提案構成では、(a)FDMパイロット信号を用いて時間領域のPSA PNCを用いて位相雑音を推定・補償する。(b)初回繰り返しループでは、IDFT出力の M シンボル長の“0”多重区間に現れるパイ

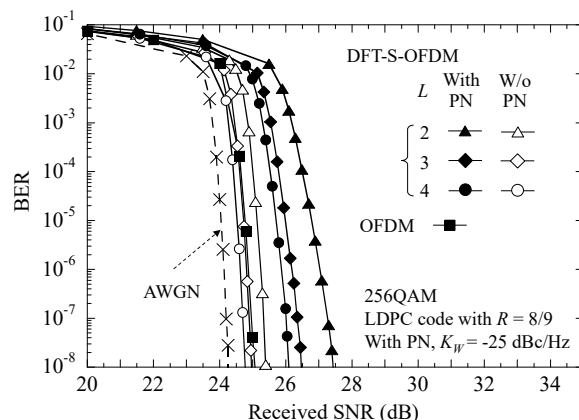


図8 DFT-S-OFDMにおける位相雑音推定用FDMパイロットを用いたときのBER

ロット干渉及びパンクチャで生じる歪みを信号“0”を多重する窓の繰り返し数 L 個の窓で平均化して時間領域のパイロット干渉及びパンクチャ歪みの繰り返し波形を推定し、 $M \times (Q \cdot L + 1)$ 情報シンボル区間から差し引く。2回目以降では、前回の繰り返しループでデマッピング後のビットからFDMパイロット信号を多重したDFT-S-OFDM信号を生成し、IDFT出力の M シンボル区間の干渉及び波形歪みを抽出して、 $M \times (Q \cdot L + 1)$ 情報シンボル区間から差し引く。(c)情報シンボルをデマッピング後の復号ビットからシンボル推定値を生成し、EKFの初回ループの位相雑音誤差及び分散を生成する。図8にFDMパイロット

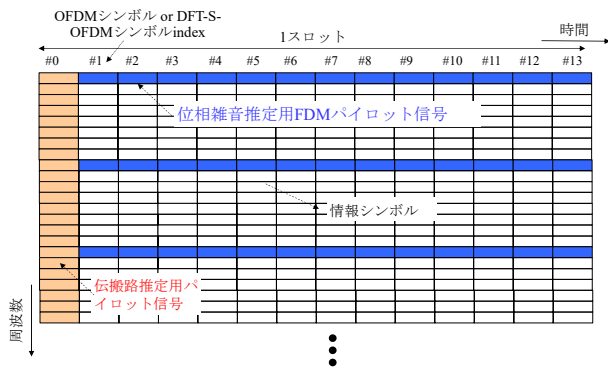


図9 OFDMにおけるパイロット多重法

多重を用いる DFT-S-OFDM の位相雑音を考慮した場合の受信 SNR に対する BER 特性を示す。図より L が 2 の場合、パイロット干渉及びパンクチャに起因する歪みが高精度に推定できており、BER が 10^{-7} を満たす所要受信 SNR を約 1.5dB 低減できている。また、 L が 4 の場合の DFT-S-OFDM において、提案の PSA-EKF PNC を用いた場合の BER が 10^{-8} を満たすための所要受信 SNR の OFDM からの劣化を約 1.0dB に抑圧できている。また、提案の FDM パイロット干渉及び SC 信号の波形歪みの繰り返し補償を含む PSA-EKF PNC は、256QAM を用いたとき受信 SNR が 26.0dB で BER が 10^{-8} の高品質受信を実現できている。

2.2. OFDM 及び DFT-S-OFDM における最適なパイロット信号多重法の確立

2.2.1. OFDM における位相雑音推定用パイロット信号の最適な多重法の検討

図9に OFDM における提案の位相雑音推定用パイロット信号、及び伝搬路推定用パイロット信号多重法を示す。サンプル単位で時変の位相雑音を高精度に推定するため、離散的なサブキャリア位置に時間領域で連続的に多重する狭帯域な FDM を用いる。一方、短いスロット区間における伝搬路変動はほぼ一定と見做すことができるため、伝搬路推定用パイロット信号は、スロットの先頭の OFDM シンボル位置に時間分割多重(TDM)する。計算機シミュレーション結果より、OFDM における 256QAM 変調を用いた場合の位相雑音推定用 FDM パイロット信号を 8 サブキャリア間隔で多重した場合に BER の改善がほぼ飽和することを示した。

2.2.2. DFT-S-OFDM における位相雑音推定用パイロット信号の最適な多重法の検討

図10に、DFT-S-OFDM における 256QAM を用いた場合の FDM 及び TDM パイロット多重の PAPR の相補累積

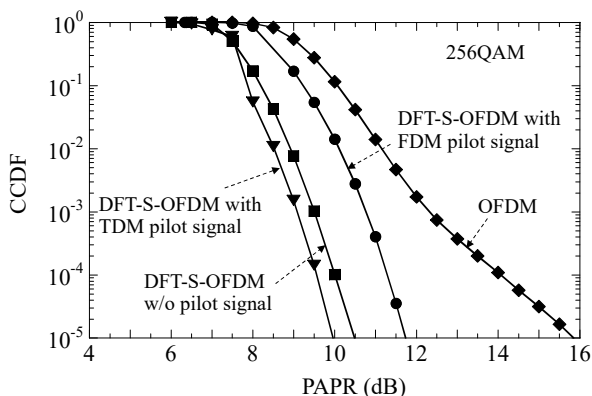


図10 DFT-S-OFDM におけるパイロットを多重したときの PAPR の CCDF

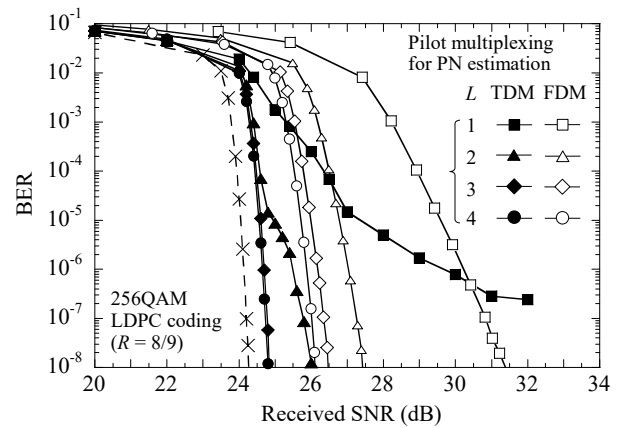


図11 DFT-S-OFDM における位相雑音推定用 TDM 及び FDM パイロット多重の BER

分布関数(CCDF)を示す。図10より FDM パイロット多重は CCDF が 10^{-4} における PAPR を OFDM に比較して約 2.7dB 低減できているものの、TDM パイロット多重を用いる場合に比較して約 1.4dB 増大している。図11に DFT-S-OFDM における 256QAM を用いた場合の位相雑音推定用 FDM 及び TDM パイロット多重を用いたときの受信 SNR に対する BER 特性を示す。図11より、DFT-S-OFDM において、256QAM 及び情報シンボルブロックの前に信号”0”を多重する窓の繰り返し数 L が 4 のとき、時間分割多重(TDM)パイロット信号多重を用いた場合の BER が 10^{-8} を満たすための所要受信 SNR は、FDM パイロット信号多重を用いた場合に比較して約 1.2dB 低減できることを示した。従って、DFT-S-OFDM において同一の周波数帯域を仮定した場合、PAPR 及び BER が 10^{-8} を満たすための所要受信 SNR の観点からは、位相雑音推定用 TDM パイロット信号多重が適していることを示した。

2.3. OFDM 及び DFT-S-OFDM waveform における高信頼位相雑音補償・等化技術の研究開発

遅延波に起因するマルチパスフェージングでは OFDM 及び DFT-S-OFDM のサブキャリアの位相及び振幅はランダムに変動する。一方、送信機及び受信機のローカル発振器で生じる位相雑音により各サブキャリアの位相変動が生じる。位相雑音を受けた状態で等化処理を行った場合には、等化器はシンボル間干渉(ISI)を充分低いレベルに抑圧できず、残留 ISI が増大してしまう。送信機及び受信機の位相雑音、無線伝搬路のマルチパスフェージングの波形歪みを受けた受信信号の位相雑音補償と等化処理の順序

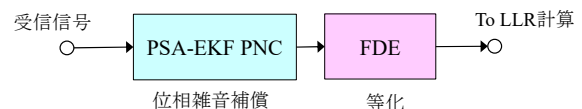


図12 提案の PSA-EKF PNC と FDE を含む受信機構成

が誤り率に影響を与える。本研究開発では、図12に示す周波数選択性フェージングに起因する位相 (及び振幅) 変動と分離して高速に変動する位相雑音を推定、補償し、位相雑音推定、補償後に周波数領域等化(FDE: Frequency Domain Equalization)を行う受信機構成を提案した。

2.3.1. マルチパスフェージングチャネルにおける OFDM の高信頼位相雑音補償・等化技術の検討

図13に OFDM における提案の PSA-EKF PNC 及び 1 タップ等化を用いた場合の受信 SNR に対する BER 特性を示す。無線バックホールの伝搬モデルである直接波に地面からの反射波が干渉する Rummier フェージングモデル

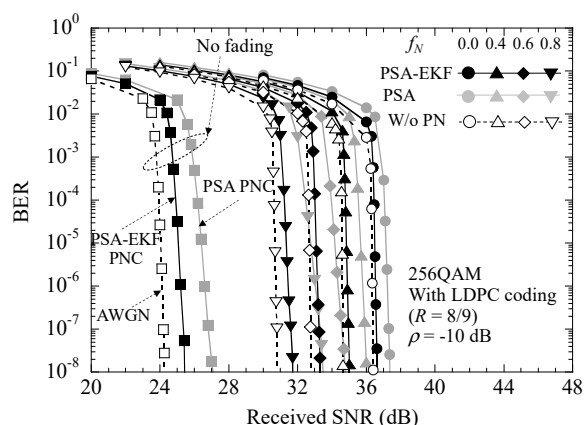


図 13 OFDM の Rummler フェージングチャネルにおける PSA-EKF 及び FDE の BER

を用いた。遅延波干渉で生じるノッチ深さ ρ を 10dB、シンボルレートで正規化したノッチ周波数 f_N をパラメータにした。図より、送信帯域の中心（ノッチ周波数が 0.0）に深さが 10dB のノッチが存在する Rummler フェージングにおいて、 $R = 8/9$ と高い符号化率の場合においても 10^{-8} の BER の高品質受信が実現できている。また、PSA-EKF PNC を用いた場合の BER が 10^{-8} を満たすための所要受信 SNR の位相雑音無しからの劣化は 1dB 程度に抑えられている。図 14 に、3GPP の見通し内(LOS)環境の 3GPP Tapped Delay Line (TDL)-D チャンネルモデル[8]における PSA-EKF PNC 及び 1 タップ等化を用いた場合の受信 SNR に対する BER 特性を示す。TDL-D モデルの NLOS 成分の遅延波のパス数は $N_{NLOS} = 13$ である。しかし、指向性ビーム送信/受信を用いた場合遅延波の数は 13 より少ないと考えられるため、 $N_{NLOS} = 2, 5$ 及び 9 の場合の特性を示す。図 14 より、 N_{NLOS} が小さくなるに従って残留等化誤差が減少するため BER が改善している。特に N_{NLOS} が小さくなるに従って PSA-EKF PNC を用いた場合の平均 BER が 10^{-8} を満たすための所要平均受信 SNR の位相雑音無しからの劣化が低く抑えられている。

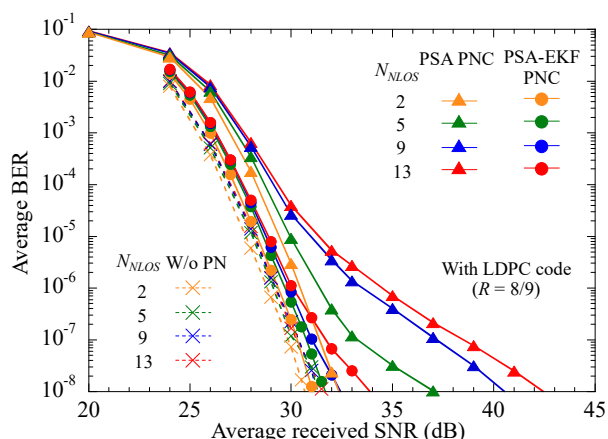


図 14 OFDM の 3GPP TDL-D チャンネルモデルにおける PSA-EKF 及び FDE の BER

2.3.2. マルチパスフェージングチャネルにおける周波数領域等化(FDE)を用いた DFT-S-OFDM の高信頼位相雑音補償・等化技術の検討

図 15 に DFT-S-OFDM の 3GPP TDL-E チャンネルモデルにおける平均受信 SNR に対する平均 BER 特性を示す。位相雑音推定用パイロット多重は TDM を用い、 $L = 4$ の場合の特性を示す。図 15 より、 N_{NLOS} が増大するに従って

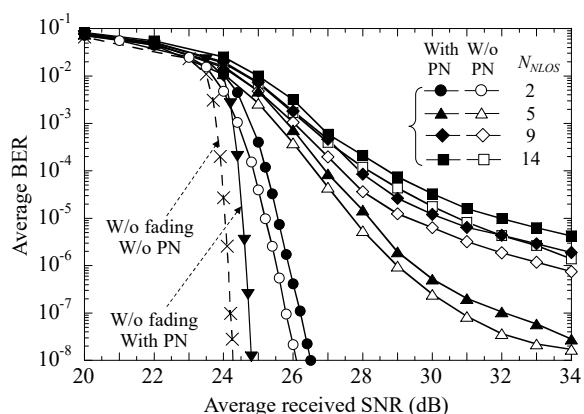


図 15 DFT-S-OFDM の 3GPP TDL-E チャンネルモデルにおける PSA-EKF 及び FDE の BER

て、等化後の残留マルチパス干渉に起因して BER が劣化している。 N_{NLOS} が 14 の場合、CP 長を超える遅延波があるものの電力が非常に低いためシンボル間干渉の影響が小さい。 N_{NLOS} が大きい場合の残留マルチパス干渉に起因する BER を改善するためには、低符号化率の LDPC 符号を用いる必要がある。しかしながら、図 15 より、 $N_{NLOS} = 9$ 及び 14 の場合においても、PSA-EKF PNC を用いた場合の目標の BER を満たすための位相雑音無しの場合からの劣化は、約 2.0dB に抑えられている。また、DFT-S-OFDM において位相雑音推定用 TDM パイロット多重を用いたときの最適パイロット多重法の検討を行った。DFT-S-OFDM シンボル内の全パイロットシンボル数が一定の条件でパイロットシンボルの挿入損失が約 10% 及び 20% の場合、パイロットブロック内のパイロットシンボル数が、それぞれ 3 及び 2 の場合に 10^{-7} 以下の BER を実現するための所要受信 SNR を最も低減できることを示した。これは、パイロットブロック間隔を短くすることにより位相雑音の変動に対して位相雑音推定が高精度に追従できるためである。DFT-S-OFDM においてパイロットブロック内のパイロットシンボル数が 3、パイロットブロック間隔が 26 シンボルのとき（パイロットシンボルの挿入損失は 10.3%）、PSA-EKF PNC を用いた場合の BER が 10^{-8} を満たすための所要受信 SNR の位相雑音無しの場合からの劣化を約 2.2dB に抑圧できることを示した。

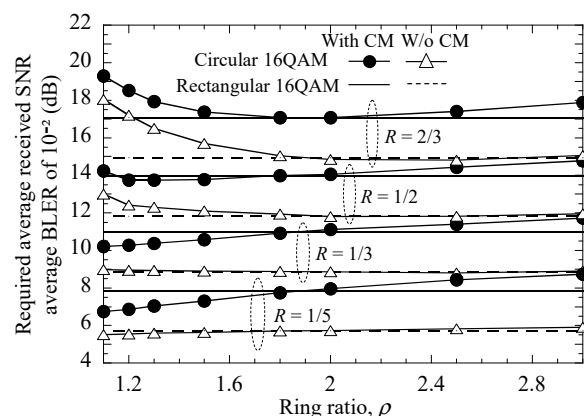


図 16 DFT-S-OFDM における Circular 16QAM の平均 BLER が 10^{-2} を満たすための所要平均受信 SNR

2.4. OFDM 及び DFT-S-OFDM における高効率変調・チャンネル符号化、及び位相雑音補償・等化技術の研究開発

2.4.1. 高効率 Circular QAM 信号空間配置の検討

DFT-S-OFDM を用いるアクセスリンクへの適用を目指して各リングに同数の信号点を有する Circular

16/32/64QAM 信号空間配置の様々なターボ符号化率に対して、PAPR の現実的な規範である Cubic metric (CM) を考慮したブロック誤り率(BLER : Block Error Rate)を評価した。図 16 に(8, 8) Circular 16QAM リング振幅比 ρ に対する平均 BLER が 10^{-2} を満たすための CM を考慮した所要平均受信 SNR を示す。図 16 より、ターボ符号の符号化率 R が 1/5 及び 1/3 のとき、(8, 8) Circular 16QAM の平均 BLER が 10^{-2} を満たすための CM を考慮した所要平均受信 SNR は Rectangular 16QAM に比較してそれぞれ約 1.1dB、0.7dB 低減できている。同様に、(8, 8, 8, 8) Circular 32QAM 及び(16, 16, 16, 16) Circular 64QAM の、それぞれ Cross 32QAM 及び Rectangular 64QAM に対する目標 BLER を満たすための所要平均受信 SNR の低減効果を示した。

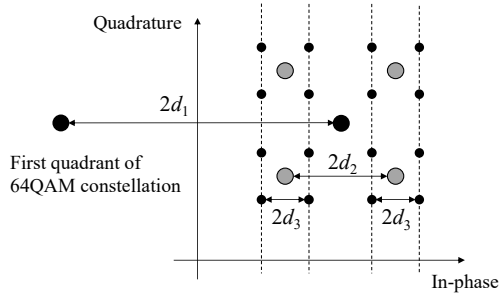


図 17 64QAM を用いた HM の信号空間配置

2.4.2. 下りリンク報知チャネルへの階層化変調の適用効果の検討

OFDM 下りリンクにおけるセルサイト近傍に位置する UE のリソースの高効率利用を実現するため、制御情報を含む報知チャネルへの階層化変調(HM: Hierarchical Modulation)の適用効果を評価した。セルサイト近傍の UE は受信 SNR が高いため、基本情報に加えて、2 次情報を受信することができる。報知チャネルにおいて受信品質が良好な UE が基本情報に加えて 2 次(3 次)情報を同時に受信できる HM の適用を提案した。HM では異なる情報ビット系列を信号空間配置の信号点に階層的にビットマッピングする。図 17 に 64QAM を用いた HM の信号空間配置を示す。信号点間のユークリッド距離が等しい QAM 信号空間配置では、上位ビットにマッピングされる基本情報の信号点間のユークリッド距離は、均一信号空間配置の信号点間のユークリッド距離に比較して短くなってしまふ。従って、HM では、セル内の全 UE が基本情報

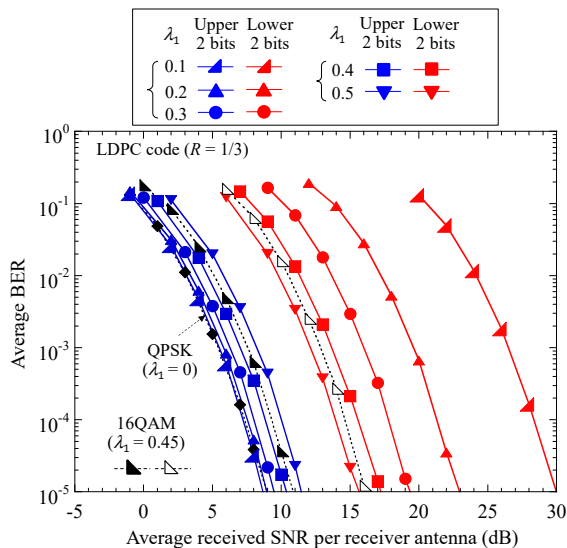


図 18 16QAM を用いた HM の平均 BER

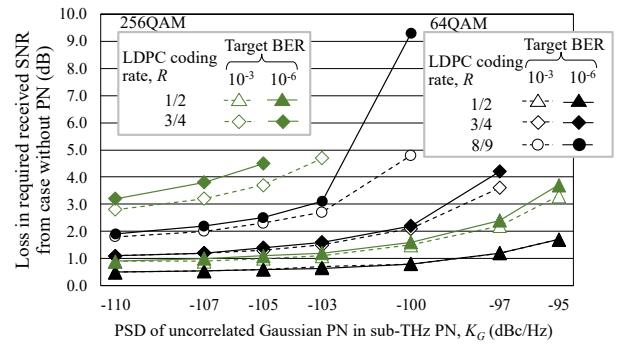


図 19 サブ THz 帯周波数の位相雑音を考慮したときの 64QAM 及び 256QAM の BER が 10^{-3} 及び 10^{-6} を満たすための所要受信 SNR

を所要の BER で受信でき、セルサイト近傍の受信 SNR の高い UE が 2 次(3 次)情報を受信できるように不均一信号空間配置を用いる。図 18 に、不均一 16QAM 信号空間配置を用いる HM を適用した場合の平均 BLER を示す。 $\lambda_1 = d_1/d_2$ であり d_1 及び d_2 はそれぞれ QPSK、16QAM の信号点間距離の 1/2 である。図 18 より、16QAM を用いる HM を適用した場合、 $\lambda_1 = 0.2$ のとき基本情報の平均 BER が 10^{-3} を満たすための所要平均受信 SNR の QPSK からの劣化を約 0.5dB に抑え、2 次情報の所要平均受信 SNR の 16QAM 均一信号空間配置からの劣化を約 6.8dB にできている。また、所要平均受信 SNR を基に、HM を用いた場合の基本情報、2 次情報、3 次情報を提供できるセルサイトからのカバレレッジエリアを明らかにした。

2.4.3. サブ THz 帯周波数における変調方式の検討
サブ THz 帯周波数では基地局及び UE のローカル発振器で生じる位相雑音の影響がミリ波帯周波数に比較して大きいことが報告されている。また、サブ THz 帯周波数では数 GHz 幅の超広帯域な周波数帯域になるため、位相雑音は Wiener ランダム過程に従う Wiener 位相雑音に加えて高域周波数成分を有する無相関な Gauss 位相雑音から構成されることが報告されている[9]。サブ THz 帯周波数の位相雑音モデルにおける LDPC 符号を用いたときの各種変調方式の BER を計算機シミュレーションにより評価した。提案手法では相関を有する Wiener 位相雑音は PSA-EKF PNC を用いて補償し、無相関な Gauss 位相雑音は LDPC 符号の符号化利得により、目標の誤り率を満たすための所要受信 SNR を低減する。図 19 に、AWGN チャネルにおける 64QAM 及び 256QAM を用いたときの BER が 10^{-3} 及び 10^{-6} を満たすための所要受信 SNR の位相雑音無しの場合からの増大を示す。Wiener 位相雑音の 0-Hz 周波数オフセットの PSD は $K_W = -25\text{dBc/Hz}$ とし、高周

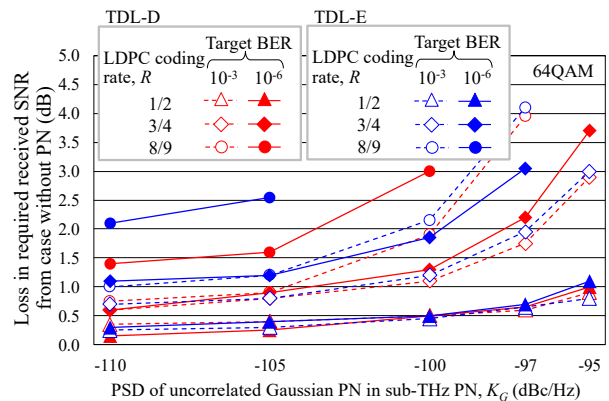


図 20 TDL-D 及び E チャネルにおけるサブ THz 帯周波数の位相雑音を考慮したときの 64QAM 及び 256QAM の BER が 10^{-3} 及び 10^{-6} を満たすための所要受信 SNR

波数成分を有する Gauss 位相雑音の PSD K_G をパラメータにした。図 19 より、256QAM では $R=1/2$ 以下の場合には BER が 10^{-3} 及び 10^{-6} の品質が実現できているものの、 R が高い場合は実現できていない。同一の周波数利用効率、高い LDPC 符号化率を用いる 64QAM でカバーできるため、256QAM の適用性は低いと言える。64QAM の場合、 $K_G = -105$ dBc/Hz の場合、 $R = 8/9$ 程度に高い LDPC 符号を用いた場合においても、位相雑音無しの場合からの所要受信 SNR が約 2.3dB 及び 2.5dB 増大することを許容すれば、BER が 10^{-3} 及び 10^{-6} の受信品質を実現できている。図 20 に、LOS 環境の TDL-D 及び E チャネルモデルにおける 64QAM の K_G に対する平均 BER が 10^{-3} 及び 10^{-6} を満たすための所要平均受信 SNR の位相雑音無しの場合からの増大を示す。図 20 より、Gauss 位相雑音の PSD の高い領域では 10^{-6} の BER が実現できていない。TDL-D 及び E チャネルモデルにおいて、 $K_G = -100$ dBc/Hz の場合、 $R=3/4$ のときの平均 BER が 10^{-6} を満たすための所要平均受信 SNR は位相雑音無しの場合に比較してそれぞれ約 1.3dB 及び 1.8dB の増大に抑えられている。 $R=8/9$ の場合には、 $K_G = -105$ dBc/Hz 程度までは平均 BER が 10^{-6} の高品質受信が実現できている。サブ THz 帯周波数の位相雑音を考慮した 3GPP の LOS 及び見通し外(NLOS)環境の TDL チャネルモデルにおいて、PSA-EKF PNC を用いた場合、64QAM までの変調方式が、BER が 10^{-6} 以下の高品質受信を実現できることを示した。

2.4.4. 高効率チャネル符号化、復号方式の検討

Polar 符号は、同質の通信路を良好・劣悪な通信路に分極（通信路分極）させ、良好な通信路のみを用いることにより、符号長が長い場合にシャノン限界に漸近する特性を実現できる。この Polar 符号は、3GPP NR 無線規格で符号長の短い制御チャネルに採用されている。Polar 符号は、一般的に復号に用いられる逐次除去復号器(SCD: Successive Cancellation Decoder)の符号長の増加に伴う復号処理遅延の増大が技術課題である。そこで、本研究開発では Polar 符号の処理遅延低減を目的として、逐次除去

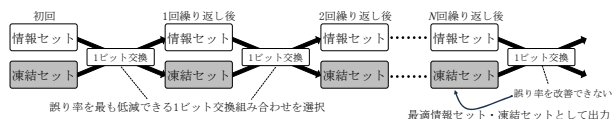


図 21 提案の情報セット及び凍結セットの繰り返し最適化アルゴリズム

復号とは異なる低処理遅延の復号アルゴリズム、及び高効率符号化について検討を行った。

(1) 低処理遅延の復号アルゴリズム：復号アルゴリズムとして(a) LDPC 符号で主に用いられている復号法である Belief Propagation (BP)復号器、(b) ニューラルネットワーク(NN: Neural Network)復号器の 2 種類について検討した。両復号器ともに処理遅延の低減には有効であるが、情報セット（通信路分極における良好な通信路の集合）、凍結セット（劣悪な通信路の集合）が逐次除去復号器と異なり、新たに最適化することで特性が改善するが、理論的に導出できない。そこで、図 21 に示す繰り返し最適化アルゴリズムを提案し、特性改善効果を示した。

(a) BP 復号器：BP 復号器は、繰り返し復号における繰り返し数に比例して処理遅延が増大するため、符号長が長い場合、SC 復号に比較して大幅に遅延を低減できる。しかし、特性に大きく影響する情報セットを理論的に最適化できないため図 21 に示す繰り返し最適化を用いる。図 21 において、誤り率を改善できる 1 ビットを正確に選択するためには、全ての組み合わせに対して BP 復号処理を行

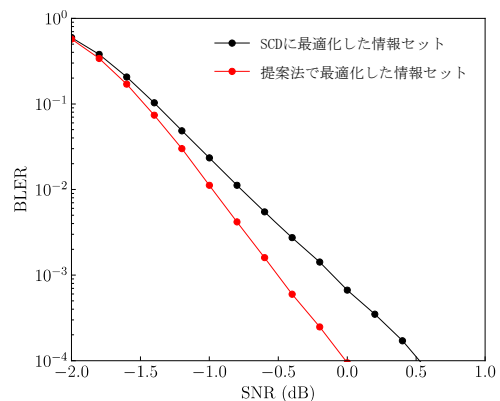


図 22 提案の繰り返し最適化アルゴリズムを用いたときの BP 復号と逐次除去復号の BER 比較

い、誤り率を測定する必要がある。しかしながら、符号長が長い場合には計算量が膨大となり、最適化時間が大きくなるため、Union Bound を用いる方法を提案した。図 22 に提案最適化アルゴリズムにより最適化した情報セットを用いた場合の受信 SNR に対する BLER 特性を示す。図 22 より、BLER が 10^{-4} を実現する所要受信 SNR を SCD に対して最適化した情報セットを用いる場合に比較して約 0.5dB 改善できている。(b) NN 復号器：NN 復号器は受信信号を入力とする K 次元の二値分類問題とみなし、NN を用いて復号処理を行う。このため、 K の増大に対し、指数関数的に学習が困難となる課題を解決するため、複数の NND を接続する接続 NND が提案されている。しかしながら、この場合の情報セットの最適化については検討されていない。計算機シミュレーションにより、 $K=32$ 、 $N=64$ の場合、図 21 に示す提案アルゴリズムを用いて情報セットを最適化した接続 NND は SCD に比較してほぼ同等の誤り率特性を実現しつつ、大幅に処理遅延を低減できることを示した。

(2) 高効率符号化：Polar 符号は Polarization unit と呼ばれる排他的論理和を規則的に配置した構成をもつ。特性の改善、処理量・処理遅延の低減を目的として、Relaxed Polar 符号の適用の検討を行った。Relaxed Polar 符号は十分特性が改善した場合、Polarization unit を削除することによって分極を停止し、特性劣化なく処理量・処理遅延を低減可能である。Polarization unit 部の分極停止の有無を示す情報（分極停止信号）を送受で共有する必要がある。そこで、“信頼性情報”を用いず“分極停止信号”のみを用いて、可変符号長・符号化率を実現する方法を提案した。提案法は、従来の Polar 符号と同等の特性を実現しつつ、処理量・処理遅延は 20%から 70%程度低減できることを示した。また、高効率符号化の設計には密度発展法(DE: Density Evolution)が有効である。従来、Polar 符号では計算が容易な近似手法である Gaussian Approximation が用いられているが、正確な Polar 符号の設計には密度発展法が有効であるため、詳細な効率的な実装法を示した。

2.5. ミリ波帯及びサブ THz 帯周波数における位相雑音、キャリア周波数オフセットの制御チャネルへの影響

2.5.1. 下りリンクにおける高精度物理セル ID (PCID: Physical Cell Identity)検出法の確立

(1)OFDM における下りリンクの高精度 PCID 検出法

3GPP NR 無線規格の下りリンクの初期アクセスには階層化同期信号が用いられる。同期信号には同期信号の受信タイミングを検出する第 1 同期信号(PSS: Primary Synchronization Signal)とセルの PCID グループを示す第 2 同期信号(SSS: Secondary Synchronization Signal)

が規定されている。同期信号は、UE が最初に受信、検出する物理チャネルであるため、UE のローカル発振器の周波数が基地局の高精度な周波数に追従する前の自走の周波数で同期信号を検出する必要がある。UE のローカル発振器の自走モードの周波数安定度は、基地局の周波数の安定度に比較して 2 桁精度が劣化しているため、UE のローカル発振器の周波数誤差に起因してキャリア周波数オフセット(CFO: Carrier Frequency Offset)が生じる。

そこで、図 23 に示す主な 2 つの CFO 補償を行う PCID 検出法の PCID 検出確率を比較評価した。測定範囲で $-\pi$ $+\pi$ の位相回転を与える CFO が測定可能である。しかし、CFO が大きい場合は、周波数範囲を超えてしまう。従って、CFO は、測定区間で 2π 以下の位相回転を与える Fractional 周波数オフセット(FFO)と 2π の整数倍の位相回転を与える Integer 周波数オフセット(IFO)に分けられる。第 1 の PCID 検出法は、PSS の受信タイミング及び系列検出後に PSS の部分相関の内積に基づく FFO 推定、補償を行った後に、IFO と SSS 系列のジョイント推定を行う PCID 検出法である。第 2 の方法は、Cyclic prefix (CP)を用いる FFO 推定、補償を行った後に PSS と IFO のジョイント推定を行う PCID 検出法である。計算機シミュレーション結果より、NR 無線規格の同期信号を用いた場合の 60GHz のキャリア周波数で UE のローカル発振器の周波数安定度が 5ppm のとき、PSS 検出前に FFO 補償を行う PCID 検出法は、PSS 検出後に FFO 補償を行う PCID 検出法に比較して、平均受信 SNR が -5dB における PCID 検出確率を約 16% 増大できることを示した。また、FFO 補償後に PSS 検出を行う PCID 検出法は平均受信 SNR が 0dB で 90% 以上の PCID 検出確率を実現できることを示した。さらに、ミリ波帯周波数における NR 規格

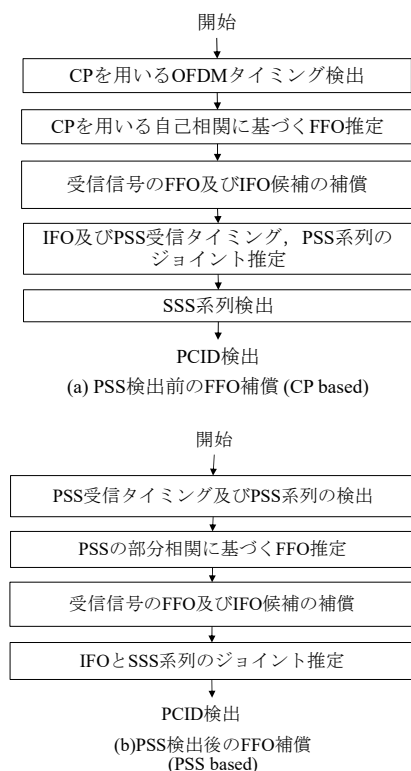


図 23 CFO 補償を用いる PCID 検出法

の同期信号を用いたときの受信 SNR が低い状態(セル端の環境に相当)における PCID 検出確率を向上するために、PSS のリソースエレメント(RE)当たりの送信電力(EPRE: Energy Per RE)を増大した場合の PCID 検出確率の改善効果を計算機シミュレーションにより評価した。

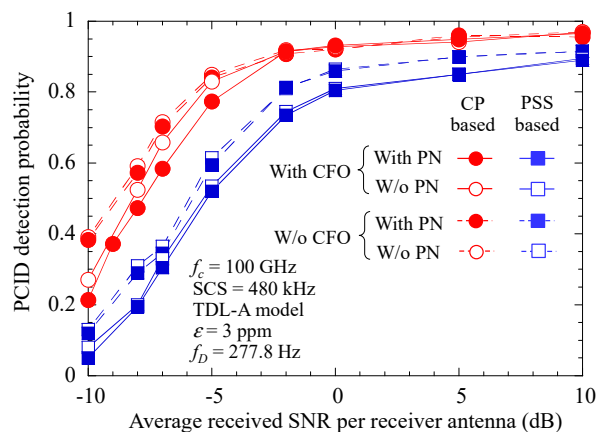


図 24 サブ THz 帯周波数における NR の同期信号を用いたときの PCID 検出確率

シミュレーション結果より、PSS の RE 当たりの送信電力を 3dB 増大した場合、平均受信 SNR が -10dB における PCID 検出確率を約 24% 増大できることを示した。

(2)サブ THz 帯周波数における下りリンクの高精度物理セル ID 検出法

サブ THz 帯周波数では、CFO がミリ波帯周波数に比較してさらに増大する。また、前述のようにサブ THz 帯周波数ではシステム帯域が広帯域化するため、高域の Gauss 位相雑音を含むため、位相雑音電力がミリ波帯周波数の場合に比較して増大する。図 24 にサブ THz 帯周波数における主な 2 つの CFO 補償を行う PCID 検出法の PCID 検出確率を評価した。図 24 より、CP を用いる FFO 推定、補償後に PSS 検出を行う PCID 検出法は、PSS 検出を FFO 補償前に行う PCID 検出法に比較して、サブ THz 帯周波数の位相雑音の影響は大きいものの、高い PCID 検出確率を実現できている。

(3) DFT-S-OFDM における同期信号構成及び CFO の再推定を行う PCID 検出法

サブ THz 帯周波数は、ミリ波帯周波数に比較して伝搬損失がさらに増大するため、広エリアカバレッジを実現するためには、低い受信 SNR 環境における PCID 検出確率を向上することが必要である。PSS 及び SSS を用いる階層化同期信号構成では、PSS 検出確率が PCID 検出確率に大きな影響を与えるため、PSS 検出確率を向上するために 2 種類の PSS 多重法を提案した。第 1 の多重法は、SSB 内の 1 つの PSS を多重し、RE 当たりの送信電力を増大する方法である。第 2 の多重法は、2 DFT-S-OFDM シンボルに 2PSS を多重する構成である。また、ミリ波帯周波数における PCID 検出確率の主な劣化要因である CFO の推定精度を向上するために、図 25 に示す CFO の再推定を行う PCID 検出法を提案した。計算機シミュレーション結果より、FFO 及び IFO の再推定を用いる PCID 検出法を用いた場合、1PSS を多重し、EPRE を増大する方法は、2 DFT-S-OFDM シンボルに 2PSS を多重する構成に比較して、PCID 検出確率を増大できることを示した。平

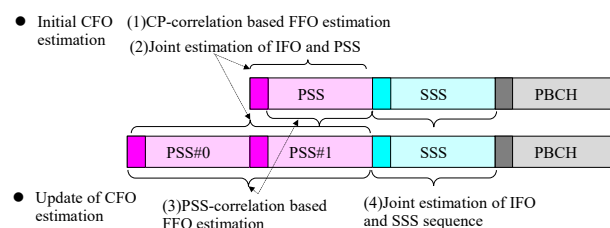


図 25 2 階層の同期信号を用いたときの CFO の再推定を用いる PCID 検出法

均受信 SNR が-17dB のとき、EPRE を 3dB 増大した 1 PSS を多重した場合、FFO 及び IFO の再推定を行う PCID 検出法は、従来の SSB に PSS を 1 ブロック多重した場合の 1 回ループの FFO 及び IFO 推定を行う方法に比較して PCID 検出確率を約 20% 増大できること示した。

2.5.2. 下りリンクにおける物理報知チャネル (PBCH) の誤り率の改善法の検討

(1) PBCH の高品質受信: NR 無線規格で採用されている同期信号及び PBCH を含む同期信号ブロック (SSB) 構成は、基地局が指向性ビーム送信を用いる場合に UE が間欠受信で高精度に下りリンクの初期アクセスを確立できるため、サブ THz 帯周波数を用いる 5G 高度化システムにおいても有効である。本研究開発では、CP を用いる FFO 推定及び PSS とのジョイント IFO 推定に基づいて、PBCH の CFO 補償、PBCH の復調用参照信号 (DMRS) に加えて、SSS を用いて周波数領域の各サブキャリア位置のチャンネル応答を推定して PBCH ペイロードの同期検波を行う方法を提案した。提案の CFO 補償、及びチャンネル推定を用いることにより、平均 BLER が 10^{-3} を満たすための所要平均受信 SNR の理想推定の場合からの劣化を約 1.8dB に抑圧できることを示した。

(2) 5G NR の SSB を用いる下りリンク初期アクセス特性の評価: ミリ波帯周波数において NR 無線規格の SSB を用いたときの PCID 検出、PBCH の復調用参照信号 (DMRS) 系列検出、及び PBCH ペイロードの復調、復号を含む CFO 及び位相雑音を考慮した NR 下りリンクの初期アクセス特性を評価した。計算機シミュレーション結果より、PSS の誤検出が PCID 検出確率、PBCH DMRS 系列検出確率、及び PBCH ペイロードの誤り率に与える影響が大きいことを示した。また、CFO 補償後の残留 CFO が PBCH ペイロードの誤り率に影響を与えるものの、位相雑音が PCID 検出に与える影響は小さいことを示した。さらに、3GPP TDL-C (TDL-E) チャンネルモデルにおいて、平均受信 SNR が約 -3dB (-5dB) で PBCH ペイロードの復号情報に基づく 90% の高い無線フレームタイミングの検出確率を実現できることを示した。

2.5.3. 上りリンクにおける物理ランダムアクセスチャネル (PRACH) 検出確率の改善法の検討

(1) 5G NR 無線規格の物理ランダムアクセスチャネル (PRACH) の同時アクセス UE の評価: OFDM を用いる NR 無線規格の上りリンクでは送信タイミング制御が採用されている。従って、複数 UE が送信したデータチャネル、制御チャネルは BS で CP 区間内に受信されるため複数 UE 間の直交性が維持される。PRACH は、唯一、BS で非同期受信されるため UE が同一の PRACH 系列を選択した場合には、PRACH の衝突が生じる。従って、複数 UE 間で PRACH の干渉が生じるものの、同時アクセス可能な UE の詳細な検討は報告されていない。そこで、計算機シミュレーションにより、ミリ波帯の周波数における NR 無線規格の PRACH のセル半径に対する誤検出確率 (MDP: Miss Detection Probability) が 10^{-1} 及び 10^{-2} を満たすことができる同時アクセス UE 数を明らかにした。

(2) 下りリンクの SSB で推定した CFO を補償する PRACH 送信法の検出確率: UE が下りリンクの SSB を用いて推定した FFO 及び IFO 推定に基づく CFO 補償を行う上りリンクの PRACH 送信法を提案した。図 26 に提案の UE 送信で CFO を補償する PRACH 送信法の平均受信 SNR に対する PRACH 誤検出確率を示す。図 26 より、UE のローカル発振器の周波数安定度が 10ppm までの範囲において、提案の UE 送信における CFO 補償法を用いる PRACH 送信は、CFO 無しの場合とほぼ同等の PRACH MDP を実現できている。

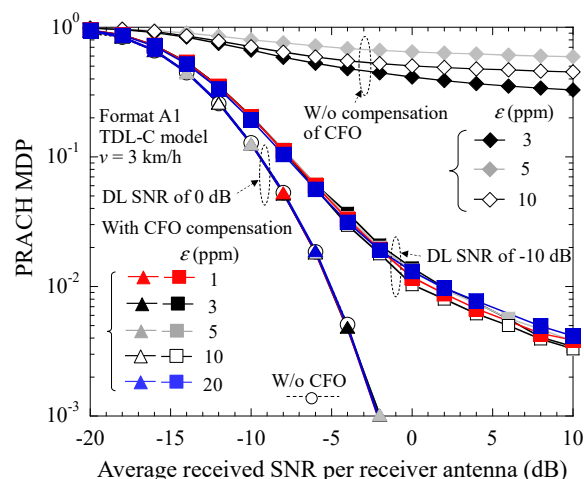


図 26 提案の UE 送信で CFO 補償を行う上りリンクの PRACH 誤検出確率

(3) ローカル発振器の位相雑音の PRACH 検出確率への影響: ミリ波周波数における Wiener 位相雑音を考慮したときの PRACH 誤検出確率を評価した。計算機シミュレーション結果より、オフセット周波数 0Hz における位相雑音電力密度 K_W が -10 dBc/Hz 程度まで大きい場合においても、位相雑音が PRACH 誤検出確率に顕著な劣化を与えないことを示した。図 27 にサブ THz 帯周波数におけるローカル発振器で生じる位相雑音を考慮したときの PRACH MDP を示す。Wiener 位相雑音のオフセット周波数が 0Hz における PSD を $K_W = -25$ dBc/Hz とし、高域の Gauss 位相雑音の PSD, K_G をパラメータにした。図 27 より、高域の周波数成分を有する Gauss 位相雑音の PSD が $K_G = -100$ dBc/Hz までのサブ THz 帯周波数の位相雑音を考慮した場合の PRACH MDP は、位相雑音無しの場合からの劣化が殆どないことを示した。

(4) 高速移動のユーザ端末に対する PRACH 検出確率の評価: ミリ波帯の周波数における UE が高速移動環境では、ドップラ周波数が非常に高くなり、特に高速移動環境の UE に対する PRACH 検出確率が課題となる。サブ 6GHz 帯周波数においてキャリア周波数が 4GHz の場合、及びミリ波帯周波数においてキャリア周波数が 28GHz の場合の高速移動環境の UE の PRACH MDP を評価した。計算機シミュレーション結果より、NR の PRACH は同一のプリアンブル系列が複数回繰り返される構成のため、UE の移動速度が高くなるに従って、時間ダイバーシチ効果により複数のプリアンブル系列の相関値の合成の電力が増大することを示した。従って、UE の移動速度が時速

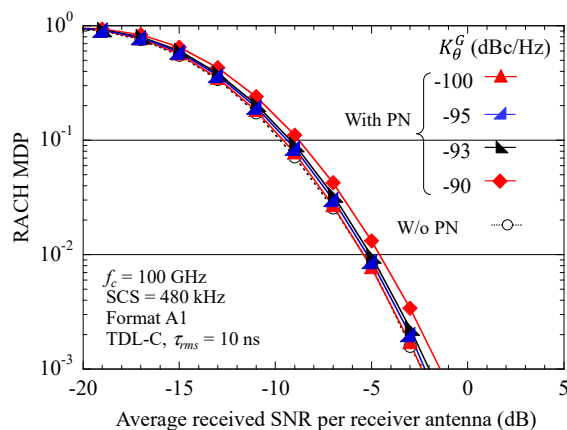


図 27 サブ THz 帯周波数における位相雑音を考慮したときの PRACH 誤検出確率

300km/h における PRACH MDP が 10^{-2} を満たすための所要平均受信 SNR は歩行速度に比較して、約 1dB 低減できることを示した。シミュレーション結果より、UE が高速移動、あるいはキャリア周波数が高周波数化してドップラ周波数が高くなった場合に 10^{-2} の PRACH MDP を所要受信 SNR の増大なく実現できることを示した。

2.5.4. サブ THz 帯周波数における初期アクセスに必要な制御チャネルの高効率多重法

サブ THz 帯周波数における下りリンクの SSB、上りリンクの PRACH 等の初期アクセスに必要な制御情報の多重法を提案した。サブ THz 帯周波数では、広帯域な周波数帯域が確保でき増大する位相雑音の影響を低減するためデータチャネルのサブキャリア間隔(SCS)は増大する。データチャネル及び物理レイヤの制御チャネルを多重する広帯域な SCS を用いる周波数帯域と異なる狭帯域な SCS を有する専用の周波数帯域に初期アクセスに必要な制御情報を多重する方法を提案した。下りリンクでは狭帯域な SCS を用いて DFT-S-OFDM シンボル長を長くすることにより長い CP 長を設計できる。従って、CP を用いる自己相関に基づく FFO 推定及び IFO と PSS のジョイント推定を用いる PCID 検出法の効果を向上することができる。一方、上りリンクでは、PRACH プリアンブル系列長を長くできるため、非同期に受信される PRACH を用いて各 UE の往復伝搬遅延時間を測定する演算量を低減することができる。

文献 [1] G. Colavolpe, *et al.*, IEEE JSAC, vol. 23, no. 9, pp. 1748-1757, Sept. 2005. [2] C.-S. Choi, *et al.*, IEEE document 802.15-06-0477-01-003c, Nov. 2006. [3] N. Kamiya and E. Sasaki, IEEE Trans. on Commun., vol. 61, no. 10, pp. 4369-4380, Oct. 2013. [4] E. A. Wan and R. Van Der Merwe, Proc. IEEE 2000 ASSPCC, 2000. [5] 3GPP TR 38.803, Sept. 2017. [6] R. B. Staszewski, *et al.*, IEEE Trans. on Circuits and Systems I, vol. 52, no. 4, pp. 723-733, April 2005. [7] A. Sahin, *et al.*, Proc. IEEE Globecom 2017. [8] 3GPP TR 38.901, Oct. 2019. [9] P. Neshastegaran and M. Jian, Proc. ICSPCS2020, Dec. 2020.

3. 今後の研究成果の展開

機械学習(ML: Machine learning)を適用することによるパイロット信号、制御情報のオーバーヘッドの低減の検討を行う。3GPP では、Beyond 5G 方式の無線インタフェースの標準化が開始されるため、ミリ波帯及びサブ THz 帯周波数の位相雑音を考慮した場合の物理チャネルの性能評価を 3GPP に参加している国内企業へ技術移管する。

4. むすび

本研究開発では、ミリ波帯及びサブ THz 帯周波数における OFDM 及び DFT-S-OFDM waveform に対して、ビット誤り率が 10^{-6} - 10^{-8} 以下の高品質受信を実現できる位相雑音推定・補償、及び等化技術を提案した。そして、マルチパスフェージングチャネルにおける PSA-EKF PNC の位相雑音補償後の信号に FDE を用いる受信機構成を提案し、特性を評価した。また、5G NR 無線規格の物理チャネルにおける高効率変復調、高効率チャネル符号化・復号法を提案し、効果を検証した。さらに、5G NR 無線規格の初期アクセスの制御チャネルにおける位相雑音の影響を検証、及び CFO の補償法を提案し、効果を検証した。

【査読付き誌上発表論文】

- [1]D. Mitamura、M. Sawahashi、Y. Kishiyama、
“Performance of Broadcast Channel Using Hierarchical Modulation in OFDM Downlink”、IEICE Trans. on Communications, vol. E106-B, no. 9, pp. 844-854 (2023 年 9 月)
- [2]Takamichi Chiba、Mamoru Sawahashi、Yoshihisa Kishiyama、Satoshi Suyama、“Performance of NR

Physical Random Access Channel in the Presence of Carrier Frequency Offset in Millimeter-Wave Bands”、IEICE Trans. on Communications, vol. E108-B, no. 2, pp. 164-177 (2025 年 2 月)

- [3]Shun Yoneda、Mamoru Sawahashi、Satoshi Nagata、Satoshi Suyama、“PRACH Transmission Employing Carrier Frequency Offset Pre-compensation Based on Measurement at UE for NR Uplink”、IEICE Trans. on Communications, vol. E108-B, no. 3, pp. 330-338 (2025 年 3 月)

【査読付き口頭発表論文】

- [1]Ryota Kuribayashi、Mamoru Sawahashi、Norifumi Kamiya、“Phase Noise Compensation Using FDM Based Pilot Symbol Assisted EKF for OFDM Based Radio Backhaul Links”、Proceedings of 2022 IEEE 33rd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), pp.1-6 (2022 年 9 月 14 日)
- [2]Ryota Kuribayashi、Mamoru Sawahashi、“Phase Noise Estimation and Compensation Using FDM Pilot for High-Order QAM Transmission in DFT-Spread OFDM Backhaul Links”、Proceedings of 2023 IEEE 98th Vehicular Technology Conference (VTC2023-Fall), pp.1-6 (2023 年 10 月 11 日)
- [3]Tomoya Okamura、Satoshi Suyama、Satoshi Nagata、Nobuhiko Miki、“Information Set Optimization of Polar Codes Under BP Decoder Based on Union Bound”、2025 IEEE Consumer Communications and Networking Conference (CCNC2025), pp. 915-916 (2025 年 1 月 12 日)

【口頭発表】

- [1]栗林 遼太、佐和橋 衛、“3GPP TDL チャネルモデルにおける PSA-EKF 位相雑音補償及び等化器から構成される OFDM 受信機の誤り率特性”、電子情報通信学会 信学技報 RCS2022-236, pp. 160-165 (2023 年 1 月 25 日)
- [2]栗林 遼太、豊田 直人、佐和橋 衛、神谷 典史、“OFDM 無線バックホールリンクにおける 3GPP 位相雑音モデルを用いた場合の PSA-EKF 位相雑音補償法の誤り率特性”、電子情報通信学会 信学技報 RCS2023-140, pp.57-62 (2023 年 10 月 20 日)。
- [3]守 良樹、栗林 遼太、佐和橋 衛、“OFDM を用いる Pilot Symbol Assisted-EKF 位相雑音補償法における判定帰還シンボル生成法の検討”、電子情報通信学会 信学技報 RCS2023-229, pp.127-132 (2024 年 1 月 18 日)。

【受賞リスト】

- [1]栗林遼太(研究補助者の学生)、無線通信システム(RCS)研究会 初めての研究会 2022 年度優秀発表賞、“OFDM 無線バックホールにおける FDM パイロット信号を適用した Extended Kalman Filter を用いる位相雑音補償法”、2022 年 6 月 17 日
- [2]Ryota Kuribayashi、Mamoru Sawahashi、Norifumi Kamiya、IEEE VTS APWCS2022 Best Paper Award、“Performance of PSA Kalman Filters for Phase Noise Compensation in High-Order QAM OFDM System”、2022 年 8 月 26 日
- [3]中村悠人(研究補助者の学生)、無線通信システム(RCS)研究会 初めての研究会 2024 年度優秀発表賞、“Polar 符号、及び畳込み Polar 符号を Neural Network Decoder で復号する場合に適した情報セットの検討”、2024 年 6 月 21 日

ドローンへのマイクロ波送電に向けた空芯ビーム形成に関する研究開発

Research and Development of Air-Core Beam Forming for Microwave Power Transfer to Drone

研究代表者

松室 堯之 株式会社国際電気通信基礎技術研究所

Takayuki Matsumuro Advanced Telecommunications Research Institute International

研究分担者

清水 聡[†] 芹澤 和伸^{1†} 阿野 進[†] 後藤 遼[†]

Satoru Shimizu[†] Kazunobu Serizawa^{1†} Susumu Ano[†] Ryo Goto[†]

[†]株式会社国際電気通信基礎技術研究所

[†]Advanced Telecommunications Research Institute International

研究期間 令和4年度～令和6年度

概要

本研究では、飛行中のドローンへの給電においてミッション機器への干渉を回避するため、空芯ビームを用いたマイクロ波送電システムを開発した。ラジアルラインスロットアンテナによりラゲール・ガウシアンモードを励振し、中心に電力ヌルを持つ空芯ビームを形成することで、ドローン中心部への影響を避けつつ周囲のLEDを点灯させることに成功した。さらに、受電電力の勾配を利用した相対ビーム位置の推定手法を提案・検証し、得られた位置情報に基づいてドローンが高効率で受電可能な位置に留まるための制御アルゴリズムを実装した。これらの成果により、飛行中のドローンへの干渉を抑えたワイヤレス電力伝送に向けた要素技術を確立することができた。

Abstract

In this study, we developed a microwave power transfer system using an air-core beam to avoid interference with mission equipment during wireless power delivery to a flying drone. By exciting a Laguerre-Gaussian mode with a radial line slot antenna, an air-core beam with a central null was generated, enabling successful illumination of LEDs positioned around the drone without affecting its central components. Furthermore, we proposed and validated a method for estimating the relative beam position based on the gradient of the received power. Using the acquired positional information, we implemented a control algorithm that enables the drone to remain in a location where efficient power reception is maintained. These results establish fundamental technologies for interference-minimized wireless power transfer to drones in flight.

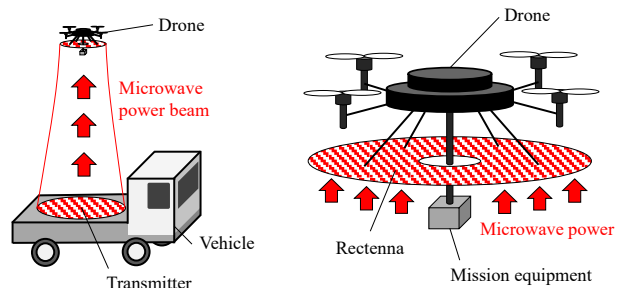
1. まえがき

次世代のスマートデバイスとして、ドローンの産業応用に向けた検討が様々な分野で進められている。スポーツ観戦や物流・農業をはじめ、災害時には状況の迅速な把握や通信エリアの復旧に活用されることが期待される。また、今後大規模なサイバーフィジカルシステムを構築していく際に、ドローンを用いることで広範囲のフィジカル空間情報を効率的に収集することも考えられる。一般に、産業用ドローンは風などの影響によって安定した飛行を実現するために必要な消費電力が比較的大きいが、ペイロードの制約により搭載できるバッテリーの重量・容量が限られる。このため、飛行時間は長くても30分から1時間程度に制限されるという課題がある。一方、有線給電ドローンの場合は、飛行時間に制約は無いもののケーブル長により飛行範囲が制限される。このような背景を考慮し、本研究はマイクロ波を用いた飛行中ドローンへのワイヤレス電力伝送システムを提案する。

ワイヤレス電力伝送 (WPT: Wireless Power Transfer) とは、これまでスマートフォン等の情報通信に広く用いられてきた無線信号により電気エネルギー (電力) を伝送する技術である。具体的には、受信アンテナで受け取った信

号をスイッチング素子により整流することで、デバイスに必要な電力を供給する。電磁誘導や共振方式と呼ばれる非放射型のWPTシステムに比較して、放射型 (空間伝送型) WPTシステムは高い指向性を持つ送信アンテナを用いることにより、長距離を効率良く伝送することができるという特徴がある。

図1に本研究で提案するドローンへのWPTシステムの概要を示す。本システムでは、地上を走行する電源車両に取り付けられた送信アンテナから、上空を飛行中のドロー



(a) 提案システム (b) ミッション機器との干渉
図1 飛行中ドローンへのWPTシステム

¹ 現在の所属は、大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻

The author's present affiliation is Division of Electrical, Electronic and Infocommunications Engineering, Graduate School of Engineering, Osaka University

ンに向けて電力信号を放射する。飛行中のドローン直下には「レクテナ」と呼ばれるダイオード等のスイッチング素子を装荷した整流アンテナを取り付ける。このとき、ドローンの消費電力以上の電気エネルギーを無線で送ることができれば、連続的に飛行することが可能となる。さらに、電源車両と連携することにより広範囲のミッションを達成できる。

一方で、図 1(b)に示したように飛行中のミッションを達成するための機器（カメラや無線中継器など）もドローンの直下に取り付けられることが多く、レクテナパネルと物理的・電動的に干渉してしまうという問題がある。そこで、本研究ではドローンへの WPT システムに適したビームとして、伝搬軸の中心がヌルとなる「空芯ビーム」を新たに開発した。

また、送信アンテナの開口面をアレーアンテナで構成した際の素子数は数万個になるため、それぞれに可変位相器を取り付けると非常に高コストになることが予想される。そのため、本研究開発では、動き回るターゲットに向けて電子的にビームを走査・追従させるのではなく、ドローン自身が飛行制御によって最適な充電スポットに移動することを想定する。分割した受信アンテナ（レクテナ）における受信信号の電力レベル差から相対ビーム位置を検出する方法を開発した。

2. 研究内容及び成果

2-1. 空芯ビームの開発

2-1-1. 設計理論

通常の開口面アンテナからの放射波や基本的なガウシアンビームにおいては、放射軸（メインローブの中心）の信号強度が最も強くなる。これに対し、ビームの伝搬軸方向に回転する位相変化を持たせることにより、伝搬軸の中心がヌルとなるビームが形成されることが知られている。これらのビームはラグエルガウシアン (LG) モード、あるいは軌道角運動量 (OAM) モードと呼ばれ、無線通信の分野では異なる直交モードによる通信容量の拡大に向けた研究開発が進められている。

図 2 に、本研究で得られた LG モードによる空芯ビーム形成のシミュレーション結果を示す。このとき、設計周波数は 24 GHz、送電アンテナの直径は 4.2 m、受電アンテナの直径は 1.0 m、ドローンの高さは 40 m とした。図 2(a)

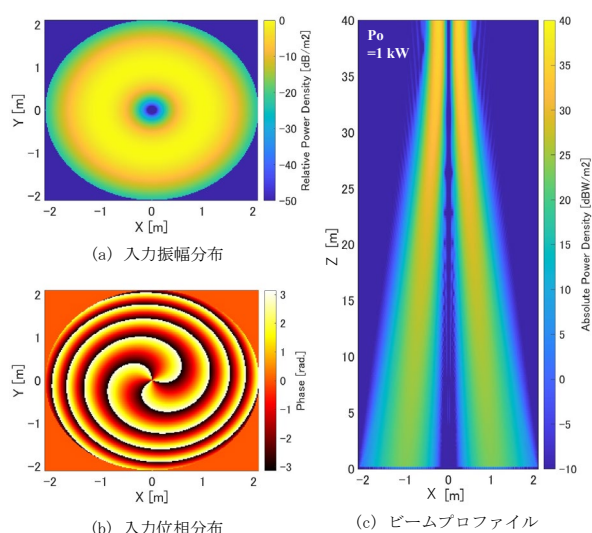


図 2 LG モードによる空芯ビームの形成

および図 2(b)に示したのは送電アンテナの振幅分布および位相分布である。アンテナの中心に対し回転するような位相にすることで、ビームの伝搬軸上で信号を打ち消し合わせることができる。また、図 2(c)に示したのは 1 kW の電力をドローンに送信した場合のビームプロファイルである。受電アンテナのある上空 40 m において、信号を集中できていることが分かる。

2-1-2. 空芯ビームを形成する送電アンテナの開発

A) ラジアルラインスロットアンテナ

本研究では、空芯ビームを形成する具体的なアンテナとして、ラジアルスロットラインアンテナ (RLSA) を開発した。RLSA は、平面状のアンテナの一種で、スロットアンテナのペアをらせん上や同心円上に並べて、所望の開口面振幅分布が得られるように設計されたアンテナである。各スロットアンテナペアは、ラジアル導波路内を伝搬する進行波によって給電される。中心に設置された励振部を適切に設計することにより、OAM モードを放射することもできる。また、単純な導波管構造のため低損失かつ大開口面積のアンテナを実現できる。

B) 励振部の設計

空芯ビームは回転方向の位相変化量（モード次数 m ）によって、特徴づけられる。本研究では、励振位相が 90 度ずつ異なる 4 つの同軸プローブを用いて $m = 3$ の回転モードを励起した。電磁界シミュレーター HFSS における設計モデルおよびパラメータを図 3 に示す。ラジアル導波路の中心から等しい距離 (r_p) 離れた場所に、4 つの同軸プローブを配置した。同軸の中心線の長さ (h_p) を調整することにより、インピーダンスを整合した。また、円筒キャビティの半径 (r_c) と高さ (h_c) を調整することにより、所望の励振モードが 24 GHz で共振するように設計した。さらに、中心部のノッチ半径 (r_n) と高さ (h_n) を調整することにより、不要共振モードの影響を低減した。ただし、ラジアル導波管の厚み (h_g) は 5 mm とした。同軸プローブの中心導体の半径は 0.66 mm であり、外導体の半径は 2.16 mm とした。

図 4 に、フィーダー設計のシミュレーション結果を示す。設計の結果、 $r_p = 8$ mm, $h_p = 3.4$ mm, $r_c = 15.2$ mm, $h_c = 4$ mm, $r_n = 4$ mm, $h_n = 3$ mm となった。図 2(a) には、 r_n が 2 mm から 4 mm まで変化した場合のアクティブ S_{11} の周波

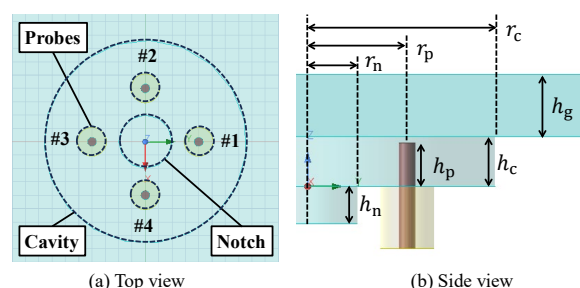


図 3 RLSA 励振部の設計モデルおよびパラメータ

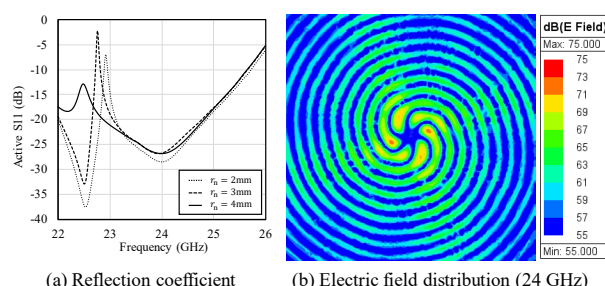


図 4 RLSA 励振部に関するシミュレーション結果

数特性を示した。 η_{r} が増加するにつれて、23 GHz付近にあったピークが低周波側に移動していることが分かる。24 GHzにおける反射係数は-20 dBを下回っている。図2(b)に24 GHzにおける電界強度分布を示す。回転方向に6個の腹が表れており、 $m=3$ の回転モードが励振されていることが分かる。

C) スロットアンテナペアの設計

次に、開口面上の振幅・位相分布を決定するスロットアンテナペアの設計について述べる。スロットアンテナペアの設計は次の通りに実施した。まず、ラゲールガウシアンビームの解析解から、所望の開口面分布（径方向の1次元分布）を取得した。次に、その開口面分布を実現するスロットアンテナペアの1次元アレーを設計した。この設計には、モーメント法によるプログラムを用いた。このとき、回転方向には周期的境界条件を設定した。放射振幅はスロットの長さによって、放射位相はスロットの位置（素子間隔）によって、それぞれ調整した。最後に、1次元アレーによって設計した素子値を用いて、各パラメータを線形に補完しながら素子を螺旋状に等間隔に配置した。

図3に、1次元のスロットアンテナペアの設計結果を示す。図3(a)および図3(b)に波線で示したのは、ラゲールガウシアンビームの解析解から得られる理想の振幅および位相分布である。まずは、設計を簡単にするため、直径300 mmの送信アンテナを用いて400 mm離れた場所に250 mmのビームウェストを形成することを想定した。一方で、各グラフにマーカーで示したのは、モーメント法を用いて設計したスロットアンテナペアからの放射電力および位相の計算値である。所望の開口面分布を実現するスロットアンテナペアを設計することができた。各スロット番号は、素子間隔が1波長前後となることを想定して中心から順番に割り当てた。スロットペア1および2は振幅が非常に小さいため、今回のRLSA設計にはスロットペア3以降を用いた。

図4(a)に示したのは、前述の1次元アレーの設計パラメータをもとにスロットアンテナペアを螺旋状に配置したRLSAの設計モデルである。アンテナ全体の直径は300 mmであり、スロットアンテナペアの数は868個であった。また、図4(b)には設計したアンテナから25 Wの電力放射した際のビームプロファイルに関するシミュレー

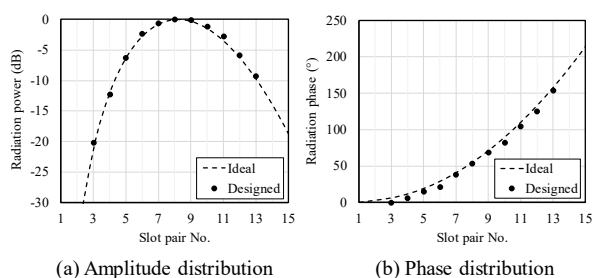


図5 スロットアンテナペアの設計

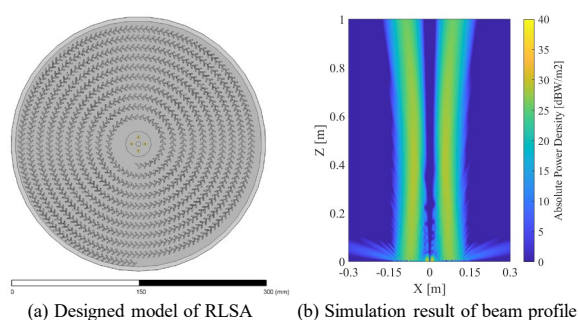


図6 空芯ビームを形成するRLSAの設計結果

ション結果を示した。ただし、このシミュレーションはフルウェーブ解析ではなく、各素子からの放射電界を重ね合わせることによって計算した。スロットアンテナペアから放射振幅は理想的な場合を想定した。ビーム中心の強度がゼロになっており、空芯ビームとなっていることが確認できる。

2-1-3. 大電力給電回路の開発

前節までで述べたRLSAにより空芯ビームを用いた電力伝送実験をおこなうため、24 GHz帯における25 W級の4ポート給電回路を開発した。

図7に示したのは、開発した給電回路の写真である。入力ポートからの信号はプリアンプ（ZVA-18403G+, Mini Circuits）を通して、4分配された後、4つのフェーズシフタ（BX00-0577-00, Orient Microwave Corporation）によって、適切な位相に調整される。その後、4台の電力増幅器（AP-24243040-S1, Trigiant Group Ltd.）によって大電力の信号を出力する。ここで、電力増幅器の出力に異なる長さのセミリジッドケーブルを接続することにより、出力電力のばらつきを揃えた。

図8に示したのは、入力電力に対する出力電力の変化である。ベクトルネットワークアナライザを各入出力端子に接続することによって測定した。線形領域では45 dBのシステムゲインが得られていることが分かる。また、入力電力が0 dBmのとき、各ポートの出力電力は38 dBm（約6.3 W）となる。4つの出力ポートからの信号をすべて合わせると25 Wの出力電力が得られる。

図9は、入力電力に対する出力位相を示した。測定時には、4つのフェーズシフタを用いて入力電力0 dBにおける出力位相が互いに90度ずつとなるように調整した。入力電力が変化すると、電力増幅器の位相特性が表れることが分かる。しかし、相対的な位相変化は軽微（±5度以下）であるため、RLSA励振時における回転モードへの結合には問題ない。

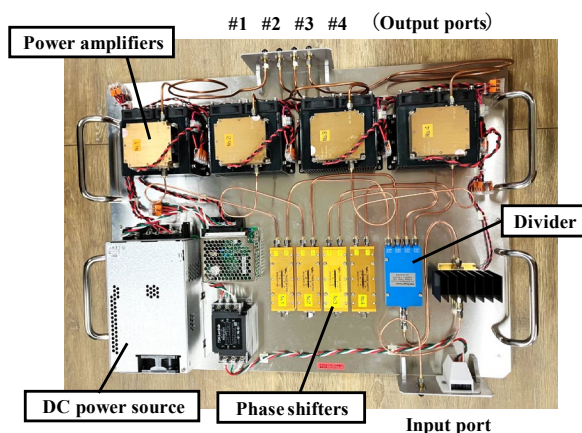


図7 開発した24 GHz帯25 W級4ポート給電回路

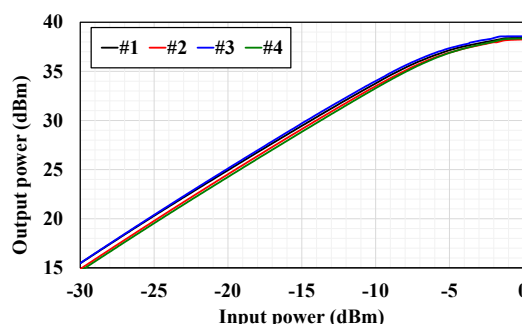


図8 入力電力に対する出力電力の変化

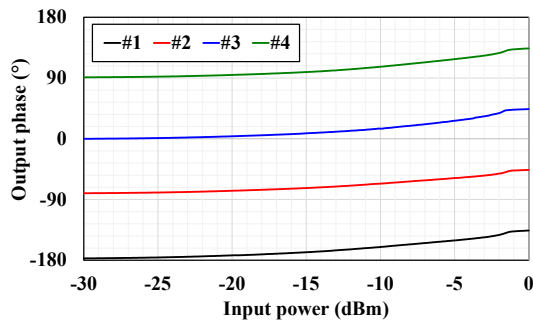


図9 入力電力に対する出力位相の変化

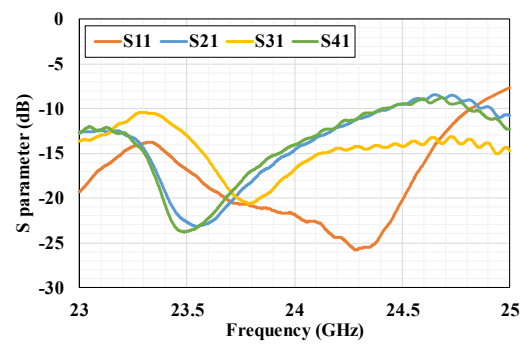


図10 試作したRLSEAのSパラメータ

2-1-4. 空芯ビーム断面の測定

開発した RLSEA による空芯ビームの形成について、測定評価をおこなった。まず、試作した RLSEA の4つの入力ポートのSパラメータを図10に示す。図10はポート1に着目したグラフのみであるが、他のポートにおける特性も対称性からほとんど同様の特性であった。24 GHzにおける反射損失 (S_{11}) は -20 dB を下回っており、良好な結果が得られた。

次に、RLSEA と給電回路を組み合わせた際の空芯ビーム断面を評価した。測定系の写真を図11に示す。測定には、マイクロウェーブファクトリー社製の XY ポジショナを使用し、プローブアンテナの位置を掃引することにより、VNA の通過特性 (S_{21}) の変化を測定した。VNA にはアンリツ社製の MS46524B を、プローブアンテナには A-INF0 社製の 42EWGK-A1 を使用した。開口面から 1.5 m の距離に XY ポジショナを設置し、1 m 四方のビーム断面分布を測定した。また、今回の RLSEA は右旋偏波で設計したため、垂直偏波と水平偏波を独立に測定した結果を用いて右旋偏波分布を求めた。

図12は、24GHzにおける右偏波のビーム断面の振幅分布である。図12(a)はシミュレーション値、図12(b)は実測値である。両図とも面内最大値に対する相対振幅値である。ここで、シミュレーション結果は、図6(b)のように、一対のスロットアンテナからの放射振幅が理想的であると仮定している。図13にビーム断面における位相分布を示す。図13(a)はシミュレーション値、図13(b)は実測値である。どちらもビーム軸中心に対して回転方向に3周期の位相変化があり、 $m=3$ の OAM モードであることを示している。一方、シミュレーションでは位相の特異点が中心付近に集まっているのに対し、実測では不要モードの混在により、中心から 100 mm 程度まで離れていることが分かる。

2-2. 出力電圧を用いた相対ビーム位置の検出

2-2-1. 検出手法

受信側で最大の電力を取り出すようなビームフォーミング手法として、レトロディレクティブ方式やクロズドループ方式が知られている。一方、本研究ではドローンが飛行位置を自由に制御できることを利用し、開口面の振幅位相を固定して直上に送信されたビームに対しドローン自身が相対ビーム位置を検出することで、最適な充電スポットに移動するようなシステムを想定する。ドローン側の自由度は一部（一時的に）損なわれるものの、位相器の大幅な削減が期待される。

開発した相対ビーム位置の検出手法の概要を図14に示す。たとえば、図14のように受信アンテナとビームの中心が異なっていた場合、4分割された各領域における受信電力の積分値は、第1象限において最も大きくなることが予想される。また、相対位置が離れるほど、受信電力の差

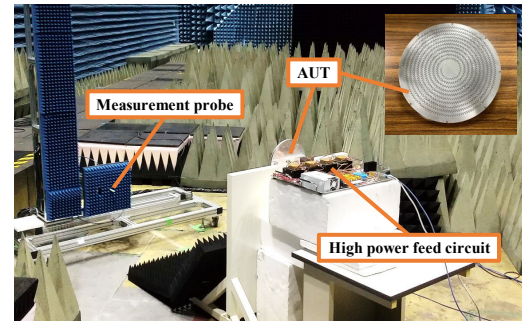


図11 XY ポジショナを用いたビーム断面の測定

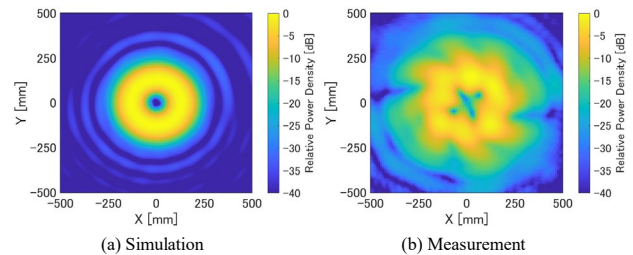


図12 距離 1.5 m における振幅分布

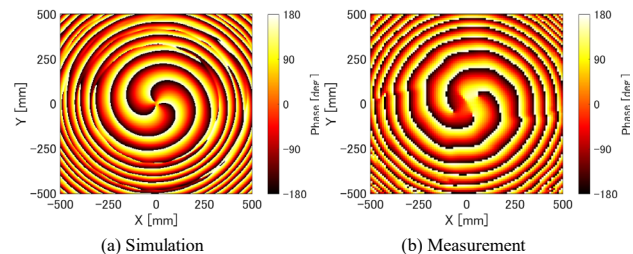


図13 距離 1.5 m における位相分布

も大きくなる。このことから、受信アンテナを x 方向および y 方向にそれぞれ 2 分割した受信電力の差（を送受信電力で規格化したもの）を検出量として定義した。

$$D_x(x_0) = \frac{\Delta_x}{\Sigma} = \frac{(P_1 + P_4) - (P_2 + P_3)}{P_1 + P_2 + P_3 + P_4} \quad (1)$$

$$D_y(y_0) = \frac{\Delta_y}{\Sigma} = \frac{(P_1 + P_2) - (P_3 + P_4)}{P_1 + P_2 + P_3 + P_4} \quad (2)$$

図15に示したのは、前節のシミュレーションで得られた空芯ビームの断面分布を用いて、相対ビーム位置に対する検出量の変化を求めたグラフである。ただし、受信アンテナの直径は 1.0 m とし、中心に直径 10 cm の穴が開いているものとした。この結果より、空芯ビームの相対位置に対して各検出量は一意に定まり、おおよそ各方向に対して独立して検出可能であることが分かる。

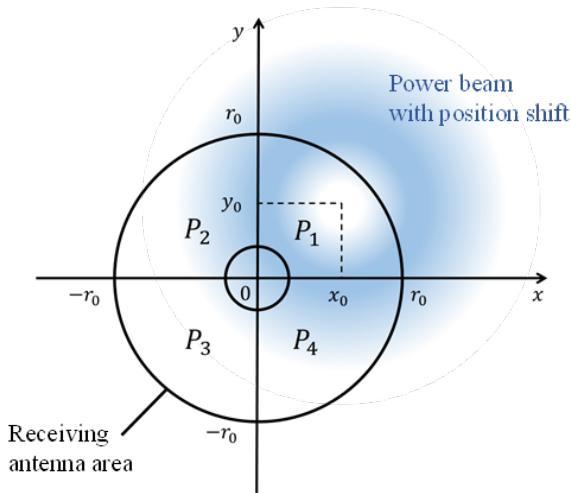


図 14 受信電力による相対ビーム位置の検出

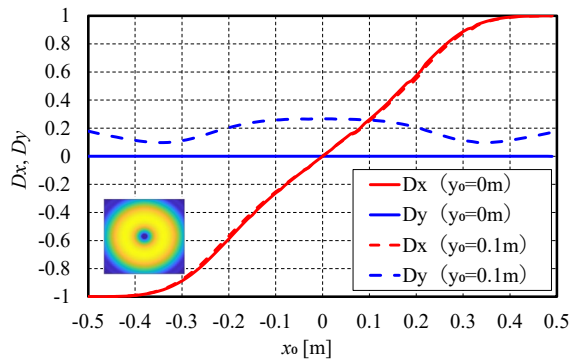


図 15 相対ビーム位置に対する検出量の変化

2-2-2. 実験による検証

相対ビーム位置検出手法の有効性を検証するため、図 16 に示す実験を行った。信号発生器から 24 GHz の連続信号を送電アンテナに入力し、距離 1.5 m 離れた場所にある受電アンテナに向けて空芯ビームを放射する。そして、送電アンテナの正面を原点として受電アンテナの位置 (X_0) を左右に変化させた際に、受電アンテナの各素子に取り付けられた RF-DC 変換回路の出力電力を DC ロガー（日置電機株式会社製、LR8450-01）によってそれぞれ測定し、相対ビーム位置の検出値を求めた。

開発した装置の写真を図 17 に示す。図 17 (a) に示したように、受電アンテナは 16 個のホーンアンテナをアレー化することで大開口面を実現した。アンテナ素子には、両偏波ホーンアンテナ (RF MISO 製、RM-BDPA1840-15) を用いた。受電アレーアンテナの素子間隔は 60 mm であり、実験ではこの素子間隔を 1 ステップとして受電アンテナの位置を変化させた。そして、各ホーンアンテナには新たに開発した RF-DC 変換回路 (図 17 (b)) をそれぞれ取り付けた。1 つのホーンアンテナに垂直偏波と水平偏波のコネクタがあるため、合計 32 個の RF-DC 変換回路を用いた。各 RF-DC 変換回路は、+4 dBm の RF 信号が入力された際に 0.2 V の DC 電圧が出力されるように、可変抵抗器の値を調整し、DC ロガーの測定端子にそれぞれ接続した。また、検出値 D は、以下のように定義した。

$$D(X_0) = \frac{\overline{V}_A - \overline{V}_B}{\overline{V}_A + \overline{V}_B}, \quad (3)$$

ここで、 \overline{V}_A および \overline{V}_B はそれぞれ受信アンテナの右半分と左半分における RF-DC 変換回路の平均電圧である。

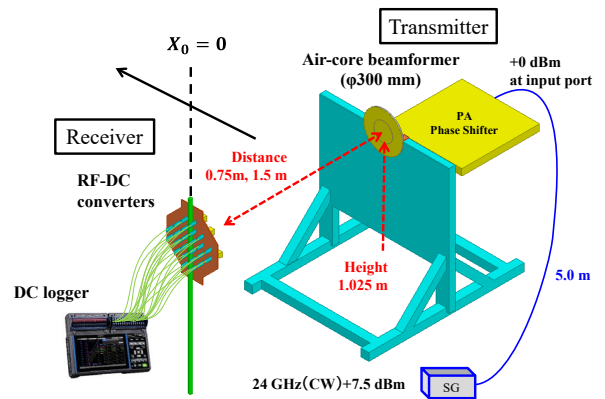
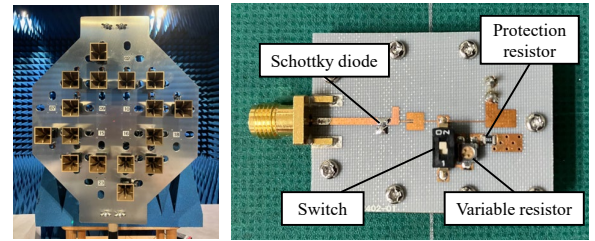


図 16 相対ビーム位置の検出実験



(a) Receiving array antenna

(b) RF-DC converter

図 17 開発した相対ビーム位置検出装置

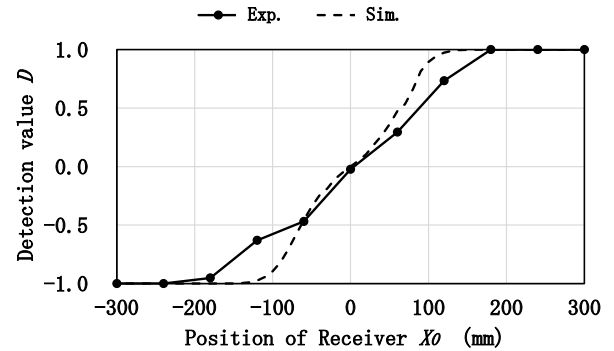


図 18 受電位置による検出値の変化 (距離 0.75 m)

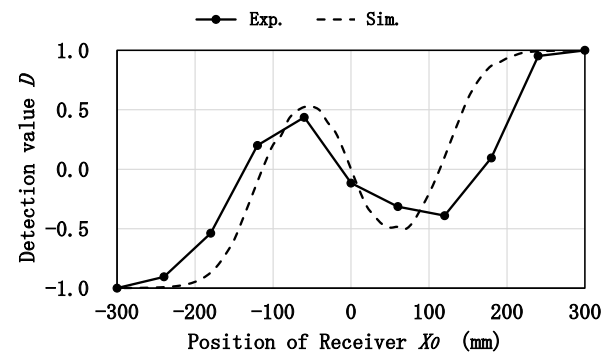


図 19 受電位置による検出値の変化 (距離 1.5 m)

図 18 と図 19 は、受信アンテナの位置に対する検出値 D の変化を示している。実測値を実線、シミュレーション値を点線で示す。距離 0.75 m における D の変化は単調増加し、受信アンテナ位置に対応する値が得られた。この値を用いて、受信機の位置をフィードバック制御することができる。一方、距離 1.5 m における D の変化は、位置に対して単調増加しないため、 D の値から相対ビーム位置を一意に決定できない。これは、受信アンテナに対する空芯領域の直径が大きいことが原因である。

2-2-3. ドローン搭載用レクテナ

前節の装置では、相対ビーム位置検出の基礎的な特性を測定するためにホーンアンテナを用いた。一方、受電装置の重量をペイロード以内に収めるためには、多層基板を用いたドローン搭載用レクテナを開発する必要がある。そこで本研究では、市販の単層基板2枚をプリプレグで貼り合わせた多層基板により、表面にアンテナ、裏面に整流回路を持つような軽量レクテナを新たに開発した。

レクテナの層構成と使用基材を図20に示す。アンテナ及び整流回路用基板には、どちらも同じテフロン基板(NPC-H220A、誘電率2.16、誘電正接0.0004、日本ビラー工業)を用いた。しかし、このような基板構成とする場合、給電ピンにおいてL2層とL3層の間を伝搬する不要モードが発生してしまう。

不要モードを抑圧するためには給電ピンの周囲に貫通ビアを打つ必要があるが、一般的なオフセット給電によるパッチアンテナでは、パッチアンテナ銅箔パターンと貫通ビアが物理的に干渉することが問題となる。また、本研究では右旋円偏波アンテナを開発する必要がある。そこで今

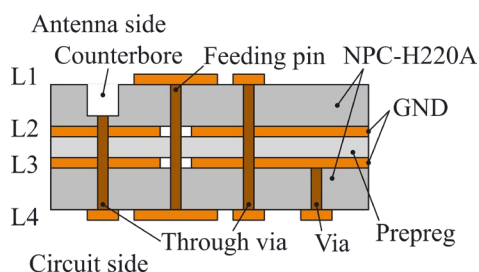


図20 軽量レクテナの層構成

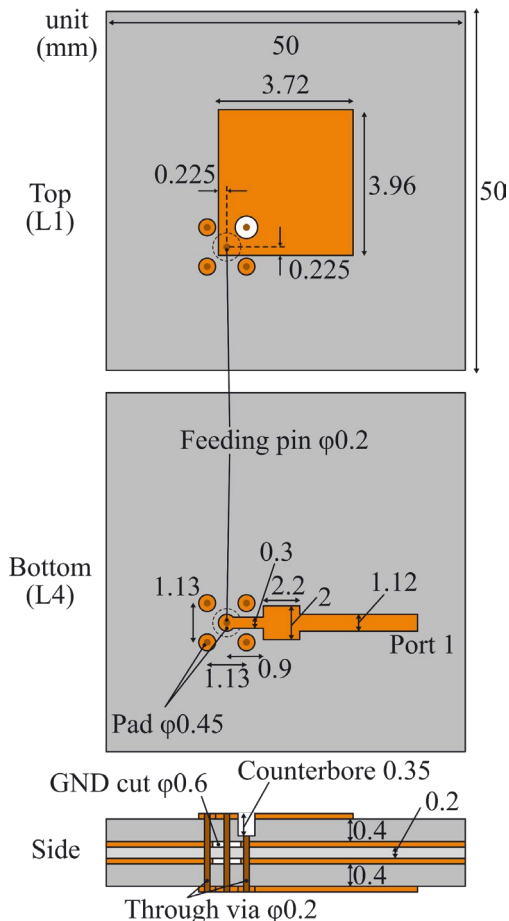


図21 角給電型右旋円偏波パッチアンテナ

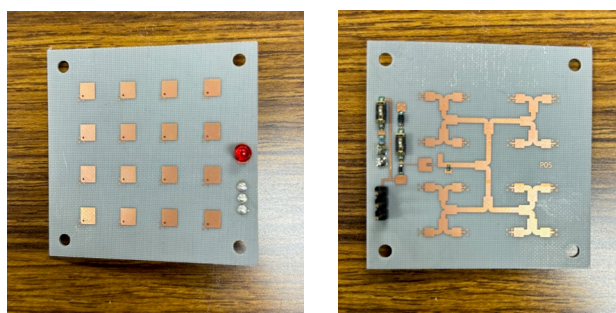
回は、方形パッチアンテナの角に給電点を置く円偏波アンテナを採用した。設計した角給電型円偏波パッチアンテナの外形を図21に示す。このアンテナでは、給電点を方形パッチアンテナの角に設置するため、貫通ビアとアンテナ銅箔パターンの干渉を1つのみに留めることができる。アンテナ設計では、給電ビアの位置は最小ランド径を満たすように決定した。アンテナ銅箔パターンの長辺と短辺からそれぞれ最小ランド径だけ離れた位置に給電ビアを設置した。給電ビアの位置は変更しない状態で、アンテナの長辺と短辺の寸法を調整することで、正面軸比をパラメータとして円偏波アンテナを設計した。また、角給電型円偏波パッチアンテナの入力インピーダンスを 50Ω に整合するために、 $\lambda/4$ 変成器を接続した。アンテナ寸法を決定した後、給電線路長と変成器の線路幅と線路長を調整した。

次に、角給電型右旋円偏波パッチアンテナを用いて16素子アレーアンテナを設計した。アレー間隔は 0.8λ とした。ここで、 λ は自由空間における波長であり、周波数24GHzにおいては $\lambda = 12.5\text{mm}$ である。16分岐の電力分配器は2分配器を基本構成として設計した。2分配器では、特性インピーダンス 50Ω のマイクロストリップ線路2つを並列接続して1本の線路にまとめる。この回路の入力インピーダンスが 50Ω となるように、 $\lambda/4$ 変成器を用いてインピーダンス整合を行った。

試作した軽量レクテナの写真を図22に示す。16素子のアレーアンテナで受電した電力は、1本の線路にまとめられた後、RF-DC変換回路によって直流に変換され、負荷のLEDに供給される構成とした。

2-2-4. 空芯ビームによる電力伝送実験

前節で開発した5cm角のサブアレーレクテナを配列することにより、ドローンの下部にレクテナパネルを構築し、送電アンテナから空芯ビームにより電力を伝送する実験を実施した。図23に示すように、送電アンテナには第2-1-4節で述べたラジアルラインスロットアンテナを用いた。送電アンテナと受電アンテナの距離は1.0mとした。



(a) 表面 (b) 裏面
図22 試作した軽量レクテナ

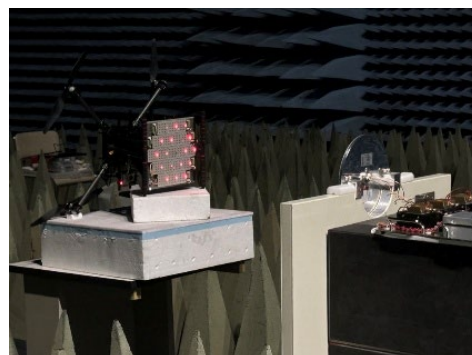


図23 空芯ビームによる電力伝送実験

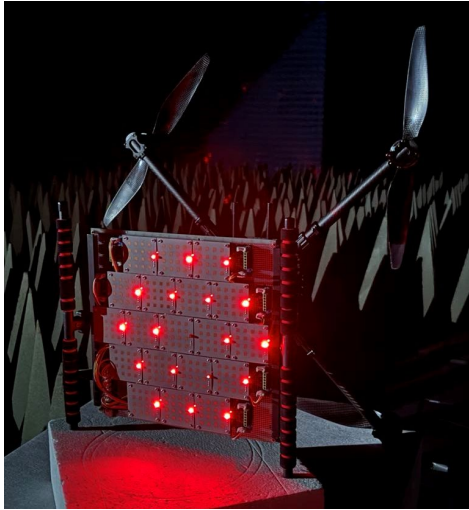


図 24 空芯ビームによる LED 点灯の様子

このとき、空芯ビームによって送電されたエネルギーによって、図 24 に示すように中心以外の LED が点灯した。このことは、中心付近への干渉を回避しつつ、ドローンに電力を送ることが可能であることを示している。また、LED に印可された電圧から、18 枚のレクテナ基板が負荷に供給した総電力を求めると、およそ 400 mW であった。

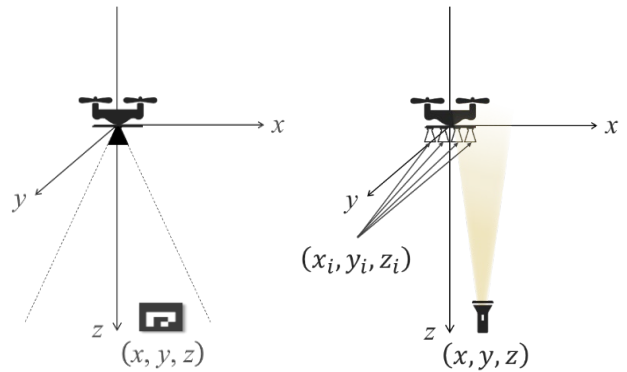
2-3. ドローン飛行制御手法の開発

給電スポットの上空にドローンをホバリング制御する方法として 3 つ (GPS, カメラ, 電磁波) が考えられる。まず、RTK-GPS (Real-Time Kinematic GPS) は GNSS 値を利用することでセンチメートル単位の位置情報を提供可能にする。しかし、この方法は安定したネットワーク接続を必要とし、特に複雑で高度なシステムにより冗長性を確保しなければ、不安定なネットワークにより、予期せぬ遅延が発生し、正確なホバリングが不可能となる。そのため、任意の場所から給電スポット付近に近づく際に有効と考えられるが、ホバリングの安定性には課題が残る。次に、送電アンテナに AR マーカーを装荷し、ドローンに搭載したカメラを用いて上空から撮影し、画像処理によって相対位置を検出する方法が考えられる。この手法は GPS と比較してさらに高い精度が期待される一方、ドローンに搭載可能な性能のマイクロコンピュータを使用した画像処理は計算リソースの制約により、遅延時間が比較的大きいことが予想される。最後に、ワイヤレス電力伝送に用いるマイクロ波ビームを検知し、その位置を推定する方法が考えられる。この手法は、あらかじめビームの放射特性を知っておく必要があるものの、計算リソースが小さく、信号対雑音比が高いため、高精度かつリアルタイムな制御が可能である。ビームが照射される狭い範囲においては特に有効な方法であると言える。

本研究では、GPS に依存しない制御方法に焦点を当て、AR マーカーを利用した制御方法 (図 20(a)) とマイクロ波ビームを模擬した光を利用した制御方法 (図 20(b)) による制御精度を比較するホバリング制御実験を実施した。本実験では、両者ともドローンに搭載した Raspberry Pi 5 を用いて位置推定および制御を行うことで、地上の無線通信による制御遅延を排除した。

2-3-1. AR マーカー位置推定システム

カメラ認識により情報を取得可能なマーカーには様々な種類が存在し、用途に応じて適切な選択が必要である。本研究では、カメラ画角内における単一マーカーの位置を



(a) AR マーカーによる推定 (b) 光源による推定

図 25 ドローンの飛行制御手法

高精度かつ低遅延で特定することを目的としている。そのため、低解像度にして計算リソースの負担を抑えたとしても、高い検出性能を実現可能なマーカーとして、 6×6 ビットのバイナリパターンを持つ AR マーカーを採用した。この AR マーカーは、白と黒の正方形で構成されるグリッド構造を持ち、低解像度の画像においてもコントラストのある領域として認識されやすい特徴を有する。また、 6×6 ビットのパターンは、誤認識を防ぐために十分な情報量を持ちつつ、低解像度での認識を可能にする適切なセルサイズを確保できる。これにより、計算負荷を抑えながらも、安定したマーカー検出を実現できる。

検出および位置推定には、ArUco ライブラリを利用した。このライブラリは、マーカーのリアルタイム認識において高い信頼性を誇るオープンソースソフトウェアである。特に、カメラ校正パラメータ (内部パラメータおよび歪み係数) とマーカーサイズを事前に設定することで、カメラ画像上のピクセル座標から実空間の三次元座標への変換を高精度に行うことができる。

本研究では、Raspberry Pi Camera Module 3 を採用した。選定理由は、軽量かつコンパクトな設計でドローン搭載に適していること、必要以上の高解像度は計算リソースを大きくするため不要であること、さらに Raspberry Pi 5 との高い互換性によりシステム連携が容易であることである。ドローンとカメラおよび AR マーカーの位置関係を図 20(a) に示す。ドローンを原点とし、AR マーカー (x, y, z) を z 軸負の方向に向けて設置する。また、カメラはドローン下部に z 軸正の方向に取り付けることで、AR マーカーを視認できるようにしている。

2-3-2. 光源位置推定システム

A) 光源の設定

本研究では飛行中ドローンに対する高精度な制御を目的としているため、光強度に大きな差が生じる指向半値角 2.5° という狭い放射角の光源 (スタンレー株式会社 LLM0854A/LIGHTING EQU50:5000K) を使用した。ドローンと光源の位置関係を図 20(b) に示す。ドローンを原点とし、光源位置 (x, y, z) 、受信点位置 (x_i, y_i, z_i) 、光源の照射方向 $\mathbf{L} = (0, 0, -1)$ とする。また、光源からある受信点に向かう光の伝播ベクトルを \mathbf{D} とする。

B) 光強度分布のモデル化

受信点を用いて環境光が計測上無視できる空間で光強度を計測し、関数フィッティングを用いて光の強度分布 $I[\text{mA}]$ を数学的なモデルとして表現する。指向性 G_r はフィッティング係数 σ を持つ角度 θ のガウス関数を用いて図 21 に示すようにフィッティングを行った。その結果、 $\sigma =$

0.0156となった。距離減衰 I_d [mA]はフィッティング係数 a, b を持つ距離 d [m]の逆二乗の関数を用いて図22に示すようにフィッティングを行った。その結果、 $a = 3.484, b = 0$ となった。 b は環境光の影響を受ける定数項である。

$$\hat{I} = G_r \cdot I_d = \left(\frac{a}{d^2} + b \right) \cdot \exp\left(-\frac{\theta^2}{2\sigma^2}\right). \quad (4)$$

$$d = \sqrt{(x_n - x)^2 + (y_n - y)^2 + (z_n - z)^2}. \quad (5)$$

$$\cos \theta = \frac{D \cdot L}{|D||L|}. \quad (6)$$

C) 誤差関数の構築

受信された光強度 I_i [mA]と理論上の光強度 $\hat{I}(x, y, z)$ の誤差を考慮した誤差関数 $f(x, y, z)$ を式(7)のように定義する。この式は、各受信点 i から得られた I_i と \hat{I} の差の二乗和を表している。誤差関数が最小となる位置が、最も適切な光源位置であると推定される。

$$f(x, y, z) = \sum_{i=1}^N (I_i - \hat{I})^2. \quad (7)$$

D) 誤差関数の最適化

最急降下法を用いて、誤差関数を最小化するパラメータ（光源位置）を反復的に調整し、最適解を見つける。具体的には、現在の位置から誤差関数 $\nabla f(x_k, y_k, z_k)$ の勾配ベクトル $\nabla f(x_k, y_k, z_k)$ に従ってステップサイズ $\alpha_x, \alpha_y, \alpha_z$ 移動させることで誤差関数の値を減少させる。この式を(8)に示す。

$$\begin{bmatrix} x_{k+1} \\ y_{k+1} \\ z_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_k \\ y_k \\ z_k \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \alpha_x \\ \alpha_y \\ \alpha_z \end{bmatrix} \nabla f(x_k, y_k, z_k). \quad (8)$$

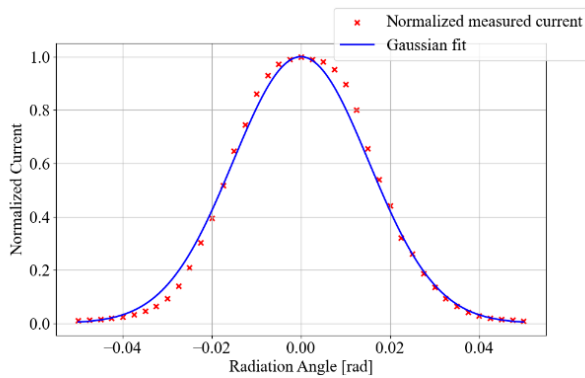


図26 光強度測定とフィッティング（指向性）

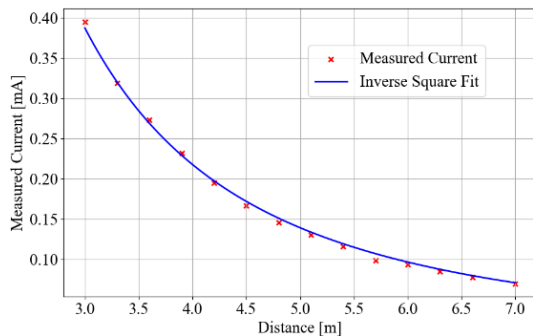


図27 光強度測定とフィッティング（距離減衰）

E) 受光基板

今回開発する受光基板は、受信点は格子状に9個配置し、各受信点の間隔は7 cmとした。これは、モーター間距離が50 cmのドローンに搭載可能なサイズであり、推定精度、推定速度が高くなることを考慮したものである。光強度検出素子としてはフォトダイオードおよびフォトトランジスタが代表的であるが、本研究では応答速度の観点からフォトダイオード（Hamamatsu Photonics K.K. :S6775）を選択した。前述の誤差関数を用いる際、一般には受信側の指向性を考慮する必要がある。しかし、本研究では、光がフォトダイオードに対して傾斜する場合であっても、その指向性の影響が実験条件下で無視できる範囲に留まることを確認した。そのため、本実験では受信側の指向性を考慮しないものとした。開発した受光基板を図28に示す。5 Vの逆バイアス電圧を印加し、フォトダイオードが生成する光電流を電圧 V_{out} に変換するために最大抵抗値20 k Ω の可変抵抗を用いて10 k Ω 程度で使用する。これにより、キャリブレーションが可能となる。変換された電圧信号は、アナログ-ディジタル（AD）コンバータを経由してRaspberry Pi 5に入力される。Raspberry Pi 5上で実行されるアルゴリズムにより、光源位置の推定を行うことでドローンのスタンドアロン、低遅延制御が可能となる。

2-3-3. 飛行制御実験

A) 実験条件

今回の飛行制御実験には、図28に示すHolybro PX4 Development Kit - X500 v2を使用した。このドローンにはフライトコントローラーとしてPixhawk 6X、制御ソフトウェアとしてArduPilotを採用している。制御信号はRaspberry Pi 5からPixhawk 6Xに対してUARTを使用して送信する構成とした。本研究では、それぞれの制御方法の性能を評価するため、GPSを用いた位置制御を行わず、高度維持モードを使用した。このモードはドローンの高度を一定に維持する一方で、ホバリングモードとは異なり、ドリフト（水平移動）を補正しない。そのため、制御を行わない場合このドローンはモーター等のばらつきにより任意の方向に約1.5 m/sの速度でドリフトする。実験の課題は、このドリフトに対して、各制御アルゴリズムがどの程度有効に機能するかを評価することである。

AR マーカー位置推定システムと光源位置推定システムについて、高度4 mにおいてAR マーカーおよび光源上空にホバリングさせる飛行制御実験を行った。まず、AR マーカー位置推定システムにおいて最適化したPIDゲインを光源位置推定システムに適用した場合、光の検知範囲がカメラの視野角と比較して小さいため、ドリフトに対して制御量が不足し光の検知範囲を外れる結果となった。一方で、光源位置推定システムにおいて最適化したPIDゲイン

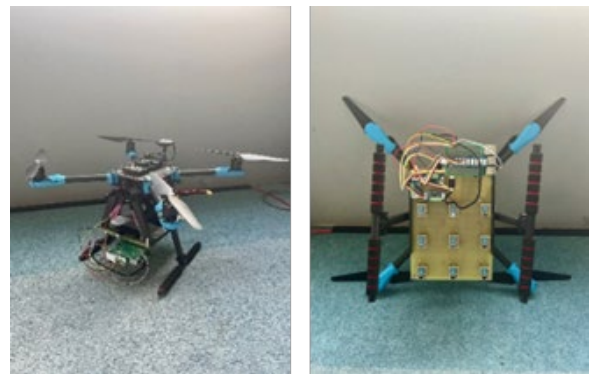


図28 受光基板を搭載したドローン（X500）

を AR マーカー位置推定システムに適用した場合、カメラの視野角が光の検知範囲と比較して大きいため、速度が過大になり AR マーカーが検知できなくなる結果となった。以上から、それぞれ最適な PID ゲインを設定した。

B) 実験結果

ドローンが高速で動く場合、カメラで取得する映像にブレが発生し、AR マーカーの認識が困難となる。この問題に対し、シャッタースピードを高速化することで映像のブレを抑制可能だが、光の取り込み量が減少し画面が暗くなる。画面が暗くなりすぎると、AR マーカーを取得できなくなるため、今回はブレ抑制と光量のバランスを考慮してシャッタースピードを $1\ \mu\text{s}$ に設定した。また、AR マーカーの一辺のサイズは安定した認識が可能な $30\ \text{cm}$ とした。

図 29, 30 に、各システムで推定された位置情報を基にドローンの軌跡をプロットした結果を示す。これらの結果から、光源位置推定システムはより高精度に光源上空付近をホバリング可能であることが確認された。この結果は、情報遅延および制御周期遅延がより小さいことで応答性が優れていることが要因と考えられる。一方、AR マーカー位置推定システムの軌跡は滑らかではない。これは、カメラの傾き補正に使用したフライトコントローラーのセンサーが実際の傾きとわずかに誤差があるデータを取得した場合に、 $4\ \text{m}$ 先の AR マーカーの位置推定結果には大きな誤差として現れるためである。この誤差は PID 制御の D 成分に大きく現れるため、今回設定した D ゲインより大きくすると、傾き補正による誤差に敏感に反応し、ドローンが急激に傾くため、安定した飛行が困難になることが確認された。

また、AR マーカー位置推定システムはより広い範囲で位置推定および制御が可能であることが確認された。AR マーカー位置推定システムによる制御可能範囲は、カメラの画角に依存し、本実験では短辺が $2.8\ \text{m}$ の長方形領域となった。光源位置推定システムによる制御可能範囲は、各受光点で位置推定可能な十分な受光強度の差が得られることによって決定される。本実験では半径 $0.2\ \text{m}$ の円形領域となった。この結果によって、AR マーカー位置推定システムが広範囲な制御に適している一方で、光源位置推定システムは限定された領域内での高精度制御に適していることが示された。

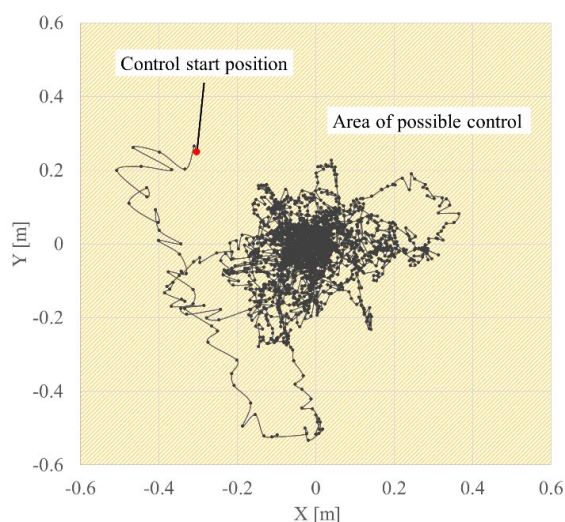


図 29 AR マーカー位置推定システム制御による軌跡

3. 今後の研究成果の展開

本研究では、まず、ラジアルラインスロットアンテナの方式を用いて空芯ビームを形成する高指向性アンテナを開発した。本方式の場合、現状のマシニング加工により実現できる最大の開口面サイズは、およそ直径 $1\ \text{m}$ である。このとき、動作周波数を $24\ \text{GHz}$ とすると、送電可能なドローンの高度は理論上 $10\ \text{m}$ 未満となり、より高く飛行するドローンに対して給電するためには、リフレクトアレーアンテナなどの方式を用いて、さらに大きな開口面を実現する必要がある。

また、本研究において開発したレクテナパネルで得られた直流出力は約 $400\ \text{mW}$ であった。今後、この受電電力をさらに大きくするためには、高密度のマイクロ波を直流に変換できるレクテナを開発する必要がある。レクテナの RF-DC 変換効率をさらに向上させ、窒化アルミニウムなどの放熱性の高い基板を用いれば、ドローン自身がホバリングし続けるために必要な電力を地上からワイヤレスで供給できる可能性がある。

飛行中のドローンに送電する際に、伝送効率を大きく左右するのがホバリング精度である。本研究では、2 種類の位置推定システムを用いたドローン飛行制御の比較により、情報遅延および制御周期遅延が小さくすることで位置制御精度に優れたドローンが実現できることを明らかにした。今後は、モーターの PWM 制御部分も含めた高速化により、さらにホバリング精度の高いドローンの実現が期待される。

4. むすび

本稿では、飛行中のドローンにワイヤレスで電力を供給する新たな技術について紹介した。一方、本稿の執筆時点で開催が始まった 2025 年の大阪・関西万博では、ドローンよりもはるかに多くの電力を必要とする次世代の移動手段「空飛ぶクルマ」のデモ飛行が注目を集めている。こうした次世代モビリティの普及を支える基盤技術の一つとして、マイクロ波を用いたワイヤレス電力伝送技術が共に発展し、将来的には宇宙太陽発電所をはじめとする、地球規模のクリーンエネルギー供給網の構築を通じて、持続可能な社会の実現に貢献することが期待される。

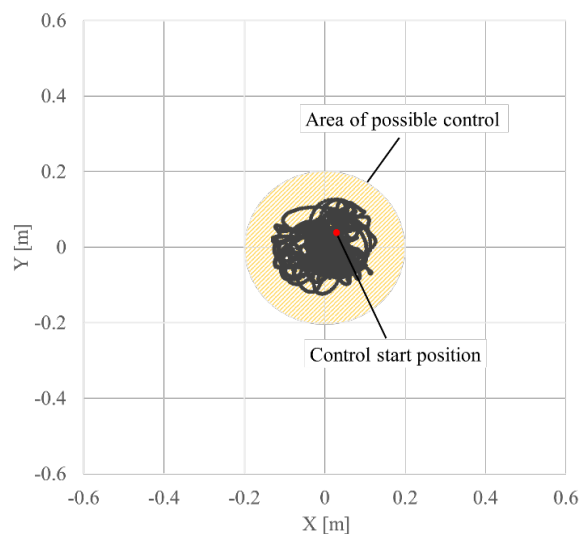


図 30 光源位置推定システム制御による軌跡

謝辞

本研究開発は総務省 SCOPE（受付番号 JP225007002）の委託を受けたものです。

参考文献

- [1] S. Dunbar et al., "Wireless far-field charging of a micro-UAV," 2015 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), Boulder, CO, USA, pp. 1-4, 2015.
- [2] 菅沼悟, グエンドックフン, 嶋村耕平, 森浩一, 横田茂, "28GHz レクテナを用いた飛行中ドローン定点給電," 信学技報, vol. 118, no. 17, WPT2018-2, pp. 5-7, 2018 年 4 月.
- [3] 青木拓海, 袁巧微, "ドローン搭載用軽量レクテナの開発," 信学技報, vol. 118, no. 484, WPT2018-90, pp. 133-135, 2019 年 3 月.
- [4] R. Moro et al., "28 GHz Microwave Power Beaming to a Free-Flight Drone", 2021 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), pp. 1-4, 2021.
- [5] 本間幸洋, "マイクロ波を用いた屋外ワイヤレス電力伝送技術," 通信ソサイエティマガジン, 15 巻, 1 号, p. 46-53, June 2021.
- [6] N. Takabayashi, K. Kawai, M. Mase, N. Shinohara and T. Mitani, "Large-Scale Sequentially-Fed Array Antenna Radiating Flat-Top Beam for Microwave Power Transmission to Drones," in IEEE Journal of Microwaves, vol. 2, no. 2, pp. 297-306, April 2022.
- [7] 嶋村耕平, 松倉真帆, 菅沼悟, 溝尻征, 『基本から学ぶマイクロ波ワイヤレス給電～回路設計から移動体・ドローンへの応用まで～』, 科学情報出版, Nov. 2024.
- [8] L. Allen et al., "Orbital angular momentum of light and the transformation of Laguerre-Gaussian laser modes", Phys. Rev. A Gen. Phys., vol. 45, no. 11, pp. 8185-8190, Jun. 1992.
- [9] M. Ando et al., "A radial line slot antenna for 12 GHz satellite TV reception", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. AP-33, no. 12, pp. 1347-1353, Dec. 1985.
- [10] T. Tomura et al., "Eight-Port Feed Radial Line Slot Antenna for Wireless Power Transmission," in IEEE Open Journal of Antennas and Propagation, vol. 2, pp. 170-180, 2021.
- [11] W. C. Brown, "Experiments Involving a Microwave Beam to Power and Position a Helicopter," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-5, no. 5, pp. 692-702, Sept. 1969.
- [12] 伊東健治, 野口啓介, 坂井尚貴, "無線電力伝送用大電力レクテナ," 信学技報, vol. 123, no. 5, MW2023-2, pp. 2-9, 2023 年 4 月.

【査読付き誌上発表論文】

- [1] R. Goto, T. Matsumuro, K. Serizawa, S. Ano, and S. Shimizu, "Development of a light source position estimation system for accurate drone flight," IEICE Communications Express, vol. 13, no. 12, pp. 483-486, Dec 2024, doi: 10.23919/comex.2024COL0025.
- [2] 後藤遼, 松室堯之, 芹澤和伸, 阿野進, 清水聡, "飛行中ワイヤレス電力伝送に向けたドローン飛行制御システムの開発," 次世代移動体技術誌, Vol. 6, No. 6, pp. 46-55, Mar. 2025, doi: 10.34590/tjam.6.6_46.

【その他の誌上発表】

- [1] 松室堯之, "飛行中ドローンのワイヤレス給電に向けた研究開発," 近畿情報通信協議会会報誌, vol. 20, Mar. 2023.

【査読付き口頭発表論文】

- [1] T. Matsumuro, K. Serizawa, and S. Shimizu, "Development of focused conical beam with null center for wireless power transfer to flying drone," 2022 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Yokohama, Japan, pp. 252-254, 2022. doi: 10.23919/APMC55665.2022.9999988.
- [2] T. Matsumuro, K. Serizawa, S. Ano, R. Goto, S. Shimizu, and T. Tomura, "Development of air-core beamforming antenna with 24 GHz band 25 W class power feed circuit," Proc. 2024 IEEE Wireless Power Technology Conference and Expo (WPTCE2024), THC3.6, May 2024. doi: 10.1109/WPTCE59894.2024.10557317.

【口頭発表】

- [1] T. Matsumuro, "Basics of Low Leakage Beam Design for Wireless Powering of Drone in Flight," Tutorial Session, 3rd Thailand-Japan Microwave (TJMW) Student Workshop, Nov. 14, 2022.
- [2] T. Matsumuro, K. Serizawa, S. Ano, R. Goto, and S. Shimizu, "Effect of Air-Core Region on Relative Beam Position Detection by Receiving Power," Asian Wireless Power Transfer Workshop (AWPT) 2024, Taichung, Taiwan, Dec. 07, 2024.
- [3] 松室堯之, 河合勝己, 芹澤和伸, 阿野進, 後藤遼, 清水聡, "ドローン搭載レクテナ用 24GHz 帯パッチアレーアンテナの開発," 無線電力伝送研究会, WPT2024-29, pp. 27-30, Dec. 12, 2024.

【申請特許】

- [1] 松室堯之, 清水聡, 芹澤和伸, "無線給電装置、及び飛翔体," 日本, 特願 2022-132943, 2022/08/24.
- [2] 松室堯之, 清水聡, 芹澤和伸, "移動体," 日本, 特願 2023-024841, 2023/2/21.

【受賞】

- [1] 後藤遼, "光源位置推定システムを用いたドローン飛行制御実験," MIKA2024 最優秀ポスター賞（若手部門）, 2024/10/30.

【報道発表】

- [1] "飛行中のドローンに無線で電力を供給する新技術を開発～干渉を防ぐ「空芯ビーム」の形成に成功～", ATR プレスリリース, 2025/03/27.

3次元空間データの無線伝送に向けた高能率圧縮技術の研究開発

High efficiency compression technologies for 3D space data via wireless transmission

研究代表者

内藤 整 株式会社 KDDI 総合研究所
Sei Naito KDDI Research, Inc.

研究分担者

河村 圭[†] 加藤 晴久[†] 明堂 絵美[†] 徐 建鋒[†] 木谷 佳隆[†] 西村 仁志[†] 岸本 広輝[†]
野中 敬介[†] 松崎 康平[†] 海野 恭平[†] 花岡 洋平[†] 今野 智明[†] 富林 豊[†] 渡邊 良亮[†]
中塚 智尋[†] 柳原 宏昌[†] 藤井 ディエゴ[†] ジン シュウトン[†] 田井中 漢志[†]
猪飼 知宏[‡] 中條 健[‡] 徳毛 靖昭[‡] 洪 秀俊[‡] 杉本 翔[‡] 高田 圭一郎[‡] 青野 友子[‡]
Kei Kawamura[†] Haruhisa Kato[†] Emi Myodo[†] Jianfeng Xu[†] Yoshitaka Kidani[†]
Hitoshi Nishimura[†] Koki Kishimoto[†] Keisuke Nonaka[†] Kohei Matsuzaki[†] Kyohei Unno[†]
Yohei Hanaoka[†] Tomoaki Konno[†] Yutaka Tomibayashi[†] Ryosuke Watanabe[†] Chihiro Nakatsuka[†]
Hiromasa Yanagihara[†] Diego Fujii[†] Xudong Jin[†] Keishi Tainaka[†]
Tomohiro Ikai[‡] Takeshi Chujoh[‡] Yasuaki Tokumo[‡] Sujun Hong[‡] Kakeru Sugimoto[‡]
Keiichiro Takada[‡] Tomoko Aono[‡]
[†]株式会社 KDDI 総合研究所 [‡]シャープ株式会社
[†]KDDI Research, Inc. [‡]Sharp Corporation

研究期間 令和4年度～令和6年度

概要

電波利用効率を高める目的から、最新の国際標準技術 PCC の高能率化の一環で、点群・メッシュ符号化を対象に、米国研究機関との連携を通じて方式提案を重ねて、国際標準規格への採用を目指した。研究開発は、座標ベース点群符号化と映像ベースメッシュ符号化の方式研究・標準化提案、システム実証のサブテーマで構成している。令和7年4月に標準規格化を完了させ、完了前に標準規格に準拠したコーデックシステムの試作を経て、ショーイベントを対象とした伝送実験により有効性を検証し、産業界への普及を図る。

Abstract

To enhance the efficient utilization of radio waves, the objective is to establish international standards for point cloud compression and dynamic mesh coding through collaborating with U.S. research institutions. This initiative includes developing geometry-based point cloud compression and video-based dynamic mesh coding, along with prototype systems. Before the completing standardization by April 2025, pre-standard compliant prototype systems were developed, and transmission experiments conducted to verify their effectiveness and promote industrial adoption.

1. まえがき

3次元空間を表現する点群及び高密度メッシュの潜在的な応用先は、人物表現や空間再現のエンターテインメントに留まらず、建築・構造物や地理情報の観測・解析にも広がることを期待されている。しかしながら、モバイルも含めた3次元空間データ利用の普及を後押しするためには、5Gといえども更なる圧縮性能の向上が不可欠である。このため、次世代点群符号化技術である PCC (Point Cloud Compression) とその発展技術である動的メッシュ符号化技術である V-DMC (Video-based Dynamic Mesh Coding) の研究開発及び国際標準化を推進し、我が国を起点とした国際標準技術の確立を通じ、国際競争力の更なる増強を行ってきた。本稿は、その概要を報告する。

2. 研究内容及び成果

2.1 目標と達成状況

本研究開発の目標は、3次元空間データの2種類の表現方式を対象とした、次世代の高能率圧縮技術の確立である。座標ベースである G-PCC (Geometry-based Point Cloud Compression) と、投影映像ベースである V-PCC (Video-based Point Cloud Compression) / V-DMC (Video-based

Dynamic Mesh Coding) を対象に、米国研究機関との連携を通じて方式提案を重ねて、国際標準規格の成立を導く。また、実用化展開を加速するため、3次元空間データ取得及びコーデックシステムの試作開発を行い、伝送実験や社会実装に取り組む。

上記の目標の実現に向けて、図1に示すように大空間向け(課題ア)と高密度向け(課題イ)、さらに標準方式に基づくシステム実証(課題ウ)に課題を分割し、研究開発を推進した。以下に達成状況を述べる。

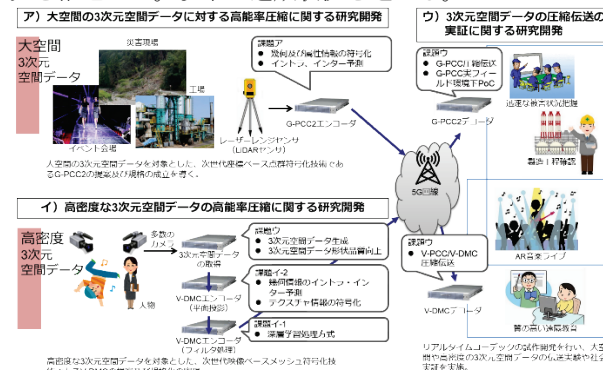


図1 研究開発の全体イメージ

課題ア) G-PCC2 エディタ役を継続して担務し規格化に貢献し、幾何情報イントラ・インター予測などの国際標準化提案を完了した。また、3年間の成果として、個々の新規技術の積み重ねで、既存方式に対して 20%の性能改善を達成した。さらに特許 43 件、寄書 35 件、査読付き発表 3 件などを達成した。課題イー 1) V-DMC メッシュ情報の深層学習技術に関し、特許 71 件、寄書 88 件、査読付き論文 2 件などを達成した。また、3年間の成果として、既存方式に対して V-PCC に対して 4%、V-DMC に対して 5%の性能改善を達成した。課題イー 2) V-DMC の規格化に貢献し幾何情報イントラ・インター符号化とテクスチャ情報符号化などの国際標準化提案を完了した。また、3年間の成果として、個々の新規技術の積み重ねで、既存方式に対して 18%の性能改善を達成した。さらに特許 137 件、寄書 146 件、査読付き発表 13 件、受賞 2 件を達成した。課題ウ) 各 OS (Windows/Android/iOS)向けに G-PCC、V-PCC、V-DMC 対応リアルタイムデコーダを試作開発し、5G 網を経由してそれぞれ対応する点群・動的メッシュコンテンツの圧縮伝送を実証した。社会実装に向けて、G-PCC を活用した建設 DX 実現のための概念実証や、V-DMC を活用した新しいエンタメ体験の概念実証を実施した。関連する報道発表 5 件を実施し、記者体験会を開催して研究成果を対外的に発信した。関連する査読付き論文 3 件などを達成した。

電波有効利用の観点の成果として、有限かつ貴重な電波を介した人物点群のリアルタイム伝送によるサイバー空間(メタバース)上でのエンターテインメントサービスやコミュニケーションの実現が将来予想される。V-PCC/V-DMC 伝送実験で立証した 1 名の人物点群のリアルタイムかつ高能率な圧縮伝送技術は電波有効利用に寄与する。具体的に、人物点群の所要伝送帯域を 40 分の 1 に圧縮できるため、上述のサービス実現のために必要な電波の伝送帯域(伝送容量)を 40 分の 1 に削減できる。別の観点では、たとえば 1.5Gbps の伝送容量をもつ電波に対して、非圧縮時は 1 名のみの人物点群の伝送に制約される小規模なサービスやコミュニケーションを、本技術を利用することで 40 名の人物点群の伝送から構成されるサービスやコミュニケーションに大規模化できる。本研究開発では、プロレス興行を対象に、2 名のプロレスラーが繰り出す多様な技を間近で鑑賞する体験を実現した。

2. 2 課題ア) 大空間の 3 次元空間データに対する高能率圧縮に関する研究開発

課題アでは、座標ベース点群圧縮方式の新たな標準技術である G-PCC2 を対象に米国研究機関との連携を通じて方式提案を重ね、本研究開発により 20%の圧縮性能改善(伝送帯域削減)を実現し、国際標準規格への採用を目指した。なお、関連する標準化活動成果は 2. 4 で述べる。

この内訳として、属性情報符号化について色差間引きにより主観画質を劣化させることなく、G-PCC2 参照ソフトウェアと比較して 8%の性能改善を確認した。また、幾何情報メッシュイントラ符号化について、ノードサイズの可変方式により 4% [4]、幾何情報メッシュインター符号化について、レート歪特性を最適化する制御の導入により 8%の性能改善を確認した。性能評価は G-PCC2 標準化における共通実験条件を利用しており、多様なシーケンスにおける G-PCC2 参照ソフトウェアに対する平均的な性能改善を定量的に算出している。改善量は同一画質の実現に必要な帯域の削減割合を表している。

一連の研究開発・標準化活動が学会から認知・評価され、

学术界への知見提供を目的として、G-PCC の解説論文(招待論文)を執筆した[10]。

2. 3 課題イ) 高密度な 3 次元空間データの高能率圧縮に関する研究開発

課題イでは高密度な点群データやメッシュデータを対象とした映像ベースメッシュ符号化技術を確立した。提案募集が開始された V-DMC を対象に、方式提案・採用を重ね、アンカーよりも格段に圧縮性能の高い新しい国際標準規格の成立を導くことを目指した。課題イは、二つの方式に分けて取り組んだ。課題イー 1 では、投影された映像に深層学習を用いたフィルタ処理を行い、圧縮性能を高めた。課題イー 2 では、3 次元空間データを 2 次元映像に投影する方式の改善により、圧縮性能を高めた。

課題イー 1 は、V-PCC/V-DMC のバックエンドに映像符号化が使われていることと、近年ニューラルネットワークによるフィルタ処理が性能改善に寄与することに着目した。そこで、MPEG にて標準化の完了した NNC (Neural Network Coding) 方式を用いて、デプス画像やテクスチャ画像向けに再学習したネットワークを導出し、その有効性を学会発表として報告した[1][7]。さらに、受託期間中のニューラルネットワーク全般に関する研究開発の進展を取り込み、追加の学習サーバを用いて End-to-End の学習を実現した。その結果、当初目標である 4%を超えて、5%の性能改善を実証した。

イー 2 幾何情報イントラ・インター符号化方式と、テクスチャ符号化を検討し、3年間でそれぞれ 5%、5%、8%の性能改善を実現した。これらの積み重ねで、V-DMC 参照ソフトウェアと比較して 18%の性能改善を達成した。

以下に、参考文献に対応する成果例を述べる。

幾何情報であるメッシュに対する動きベクトル符号化を検討した。メッシュ符号化の特性に起因して重複した頂点が復号される課題が存在し、その結果動きベクトルが冗長となる課題が存在した。これを解消する符号化方式を提案した[2]。

動的メッシュ圧縮における変位量の量子化タイミングを検討した。量子化誤差の発生回数を抑制するため、先にインター予測を行った後に、フレーム間の残差を量子化する手法を提案した。本投稿は、FIT 選奨セッション 104 件のうち最上位 2 件である、情報処理学会 船井ベストペーパー賞を受賞した[16]。

動的メッシュ圧縮における LoD ベース変位量並び替えを検討した。V-DMC の変位量符号化の画像パッキングにおいて、精細度を表す LoD0 (1 番目に粗い精細度)と LoD1 (2 番目に粗い精細度)の変位量並び替えを行う手法を提案した[8]。本投稿は、当該研究会で 1 年間に発表された 123 件のうち上位約 2% (今回は 2 件)に授与される賞である、映像情報メディア学会 優秀研究発表賞を受賞した。

動的メッシュのインターフレーム符号化のための埋め込みグラフ表現を検討した。フレームごとに独立して生成されたメッシュデータを、時間方向の一貫性を考慮してメッシュを再生成する方式を提案した[5]。

一連の研究開発・標準化活動が学会から認知・評価され、学术界へ知見提供を目的として、V-DMC の解説論文(招待論文)を執筆した[11]。

2. 4 課題ア、イに関する標準化会合

標準化会合での提案に向けて、標準必須特許 SEP (Standard-Essential Patent) の獲得に努めた。本技術領域においては、会合ごとに内容が洗練化されていく規格草

案の開発に対して、その約 1～2 回会前に特許技術を考案し、出願した[13][14][15]。

代表的な提案を述べる。課題 A に対応する G-PCC2 改善提案として、LiDAR データの特性を考慮した方位角の精度を制御するしきい値の新規に設定する方式を提案した[22]。課題イー 1 に関して、ポストファイルによる性能改善や処理負荷に関する有効性と、MPEG NNC 方式を V-PCC に適用するための追加情報の必要性和が合意され、規格草案に採用された[24]。課題イー 2 に関して、動的メッシュのインターフレーム符号化のために、時間方向の一貫性を考慮したメッシュデータの再生成方式と、その実装を提案し、参照ソフトウェアに採用された[23]。

本研究開発では、四半期ごとに開催される標準化会合 MPEG-3DGH へ参加してきた。本会合は年 3 回のリモート参加も可能な対面開催と、年 1 回のオンライン開催から構成される。以下に、参考文献に対応する会合を述べる。

第 11 回会合 アンタルヤ (2023 年 4 月 24 日～28 日) [25] 寄書を計 30 件入力した (課題 A 5 件、イー 1 9 件、イー 2 16 件)。課題 A に関連して、G-PCC2 において仕様書エディタ、コア実験 (新規テストデータ検討) のコーディネータ、探索実験 (幾何情報メッシュ符号化) のコーディネータの役割をそれぞれ確保した。課題イーに関連して、V-DMC において 2 種類の探索実験コーディネータの役割を確保した。

さらに、米国連携先の Qualcomm 社 (以下、Q 社) および InterDigital 社 (以下、I 社) の研究者と対面で議論を実施した。受託者が G-PCC2 および V-DMC それぞれの参照ソフトウェア実装案を作成し、Q 社および I 社がそれぞれの実装案のチェック、および参照ソフトウェアへの統合作業を担当するなどの、役割分担について認識合わせを実施した。また、Q 社および受託社が共通の関心をもつ LiDAR センサで取得した動的点群の新規データセットにおいては、標準化会合内の検討グループを立ち上げ、連携して提案活動を実施した。さらに、新規テストデータ検討において、類似提案を取りまとめて採否の方向性を決めるコア実験コーディネータを担務した。

第 12 回会合 ジュネーブ (2023 年 7 月 17 日～21 日) [26] 寄書を計 26 件入力した (課題 A 3 件、イー 1 9 件、イー 2 14 件)。課題 A に関連する G-PCC2 において仕様書エディタ、探索実験コーディネータの役割をそれぞれ継続することとなった。課題イーに関連する V-DMC において前回会合と同一の探索実験コーディネータの役割を継続することとなった。なお、MPEG 会合は、会合ごとに役職の見直しが行なわれるため、役職の継続は貢献が認められたことを意味する。米国連携先の Q 社と対面で議論し、Q 社提案の新規テストデータについて検証実験を完了させ、実験に必要なパラメータ設定が参照ソフトウェアに反映されたことを確認した。これをもって、前回会合で担務した新規テストデータ検討のコア実験を完了した。さらに、2023 年 10 月に I 社を訪問して点群符号化とメッシュ符号化に関するデモを行い、対面で意見交換することとした。

第 13 回会合 ハノーファー (2023 年 10 月 16 日～20 日) [27] 寄書を計 39 件入力した (課題 A 6 件、イー 1 13 件、イー 2 20 件)。以降は詳細の記載を省略するが、G-PCC2 における同一役職を、受託期間を通して継続した。同様に、課題イーに関連する V-DMC において、様々な探索実験のコーディネータ役職を、受託機関を通じて完了・新規・継続した。同様に、米国連携先との対面議論を継続し、深い人脈形成・維持を実施した。

2. 5 課題ウ) 3 次元空間データの圧縮伝送の実証に関する研究開発

課題ウでは、各規格に準拠したリアルタイムコーデックシステムの試作を経て、図 2 に示す伝送実験や社会実装により、有効性を検証し、産業界への実用化展開を図る。

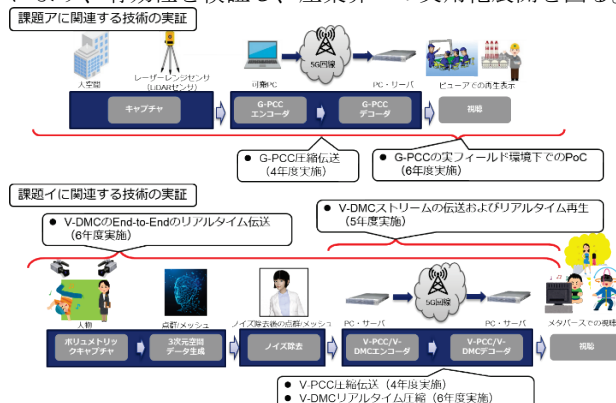


図 2 課題ウの開発イメージ

G-PCC に準拠したリアルタイムエンコーダを開発し、リアルタイム伝送を 2023 年 1 月に実証した。具体的には、KDDI 総合研究所 (埼玉県ふじみ野市) の屋外にてレーザレンジセンサ (LiDAR) を用いてリアルタイムに取得した 30 万点/秒の点群と、事前にドローンを利用して生成したダムの点群のそれぞれを、可搬型 PC を用いて 30 万点/秒でリアルタイムにエンコードした。さらに、エンコードしたデータを 5G 網経由で KDDI research atelier (東京都港区) ヘリアルタイム伝送し、PC によるデコード・表示を実証した。

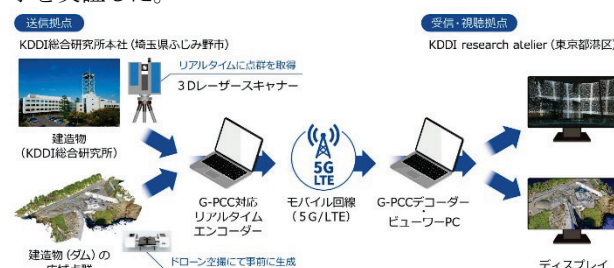


図 3 G-PCC による 3D 点群の伝送実験の概要図

さらに、V-PCC に準拠したリアルタイムエンコーダを開発し、リアルタイム伝送を実証した。具体的には、多数のカメラで撮影した映像から生成した 1 名の人物点群 (2000 万点/秒) を対象に、KDDI 総合研究所 (埼玉県ふじみ野市) にて、PC でリアルタイムエンコードし、5G 網を経由して、KDDI research atelier (東京都港区) ヘリアルタイム伝送し、スマートフォンによるデコード・表示を実証した。

上記の V-PCC/G-PCC 規格に準拠した点群リアルタイム伝送システムは、後述する報道発表を経て、国内学会で高く評価されて受賞につながった[17]。さらに本成果を招待論文として学会誌へ投稿し、学術界の知識提供に貢献した[12]。

その後、V-DMC 規格としてのアーキテクチャが合意されるのを待って、その時点で最新の V-DMC 規格に準拠したリアルタイムデコーダとエンコーダを開発し、リアルタイム伝送を実証した。

デコーダの実証実験の詳細を述べる。動的メッシュコンテンツを V-DMC 方式でオフラインエンコードして、V-DMC エンコード済みコンテンツ (ファイル) を生成する。

このファイルを送信側 PC から 5G 網を介して、デコード・再生用スマホでリアルタイム再生を実現した。本実験により、スマートフォン上で安定してリアルタイムに再生できることを確認した。また、従来の技術 (DRACO) と比較しても 2 倍の圧縮性能となったことから、電波利用効率が 2 倍に高まったと言える。

ここで、デコーダ開発において実際の体験価値が比較可能になったことを受けて、メッシュ符号化 (V-DMC) と点群符号化 (V-PCC) の特徴を調査した。いずれの符号化方式においても、被写体である人物全身を視聴する場合には同様の品質を実現できる。一方で、拡大表示において差異が生じた。具体的には、点群符号化で圧縮したコンテンツは拡大すると被写体が透けて背景画像が見えてしまうが、メッシュ符号化で圧縮したコンテンツは拡大しても透けることなく滑らかな表現が可能である。点群であっても十分に高度な点群描画機能を利用すれば、メッシュ同様に透けて見えることを回避可能であるが、複雑な処理が必要になり、スマホでの実現は難しいと考えられる。したがって、実サービスにおいては描画が容易な動的メッシュ方式が好まれることを確認した。

さらに伝送に関する追加検証として、従来の技術と比較実験を実施した。まず、事前検証として、ネットワーク帯域の上限を見極めるため 70Mbps、75Mbps、80Mbps のコンテンツを用意し、端末ローカルにコンテンツを置いて再生したときと 5G 網を使ってコンテンツを伝送し再生した時とでフレームドロップ数を比較した。その結果を表 1 にまとめる。この結果より、ネットワーク帯域の限界は 75Mbps あたりと推定された。

表 1 伝送方式によるフレームドロップ数の比較

コンテンツ	フレームドロップ数	
	ローカル	5G 網
70Mbps	3	5
75Mbps	6	156
80Mbps	20	276

次に、本番検証としてネットワーク帯域の限界を鑑みて、同時伝送本数を決定した。具体的には、V-DMC 方式コンテンツは 1 本あたり 20Mbps であり 2 本同時伝送が可能である。一方、DRACO 方式コンテンツは 1 本あたり 40Mbps であり、2 本同時伝送が厳しい見込みである。これらの仮定を実証するため、実際に伝送実験を実施した。その結果、V-DMC 方式コンテンツ 20Mbps の 2 本同時伝送は、2 本ともに 5 分間 (9,000 フレーム) 経過時点でフレームドロップ無しとなった。一方、DRACO 方式コンテンツ 40Mbps の 2 本同時伝送では、約 1 分半 (30fps において約 2600 フレーム) 経過時点で、1 本は問題なくフレームドロップ無しで伝送できたが、もう一本はフレームドロップが約 1,200 フレームとなり、正常な再生には至らなかった。以上のことより、従来技術では 2 本同時伝送が困難であり、電波が有効に利用されていないと推定される。

さらに、リアルタイムエンコーダの開発内容を述べる。エンコーダは圧縮処理を並列化し、圧縮処理自体を簡素化することで、映像品質を維持したまま、従来のエンコーダと比較して圧縮処理速度を 1,440 倍向上させた。従来のエンコーダのリアルタイム化には、例えば圧縮対象が 10 万ポリゴンの 3D メッシュ映像の場合、圧縮処理速度を 1,000 倍以上向上させる必要がある。1,000 倍を超える高速化は、ポリゴン数の多い、より緻密な 3D メッシュ映像

もリアルタイムに圧縮できることを意味する。ここで、圧縮処理の並列化として、V-DMC では、3D メッシュ映像データを、幾何情報を構成する基本メッシュ情報、差分情報、テクスチャ情報を構成する色情報 (二次元画像) の 3 つの情報に分割し、それぞれ異なる技術で圧縮する。本エンコーダでは、分割処理と圧縮処理について、それぞれの特性に応じて CPU と GPU を使い分けることで、処理量を平準化した。さらに、圧縮処理自体の簡素化の概要を述べる。通常、圧縮処理自体を簡素化して処理速度を向上させると圧縮効率が低下し、同一のデータ量における映像品質が劣化する。今回は 20 種類の処理簡素化技術を導入することで、映像品質を維持したまま、従来のエンコーダに対して圧縮処理速度を 6 倍向上させた。処理簡素化技術のひとつとして、3D メッシュ映像のデータを構成する色情報 (二次元画像) において、圧縮処理前の二次元画像を生成する際に、二次元画像内を構成するテクスチャと、非テクスチャ領域の境界に生じる色の变化を小さくすることで、効率的に二次元画像を圧縮する仕組みを導入した。これにより、CPU と GPU の性能を最大限に活用することができ、従来のエンコーダに対して圧縮処理速度を 240 倍向上させた[9]。

2. 6 報道発表

課題ウの進捗に応じて研究成果を対外的に発信するため、以下の報道発表を発出し、記者体験会を実施した。

- 「点群圧縮技術の最新の国際標準方式に対応したリアルタイムエンコーダを開発」、2022 年 10 月 24 日
- 「点群圧縮技術の最新の国際標準方式に対応したリアルタイムエンコーダによる伝送実験に成功」、2023 年 1 月 24 日[19]
- 「高品質 3D 映像をスマホ視聴、リアルタイム再生技術を開発」、2023 年 10 月 23 日
- 「Starlink 活用によるトンネル建設現場からの 3D 点群データのリアルタイム伝送に成功」、2024 年 9 月 2 日[20]
- 「世界初、国際標準規格「V-DMC」に対応した 3D メッシュ映像のリアルタイム圧縮技術を開発」、2025 年 2 月 6 日[21]
- 「プロレスをレフェリー距離で楽しめる大迫力の自由視点映像「バーチャルプロレス スペシャルマッチ『清宮海斗 vs 拳王』powered by Ponta パス」開発」、2025 年 2 月 6 日

G-PCC のリアルタイム伝送に関わるデモンストレーションを 2024 年 8 月 6 日に実施した。清水建設が建設中の北海道新幹線、渡島トンネル上二股工区 (以下 渡島トンネル) において、Starlink による au の通信エリア構築ソリューション「Satellite Mobile Link」を活用し、トンネル建設現場からの 3D 点群データのリアルタイム伝送を実証した。四足歩行ロボットやドローンに搭載した LiDAR 3D スキャナーで撮影した 3D 点群データを、清水建設のイノベーション創出拠点「温故創新の森 NOVARE (東京都江東区)」へ伝送した。四足歩行ロボットやドローンなどに搭載可能な小型コンピュータ上でも動作する、3D 点群データのリアルタイムエンコーダでデータを圧縮することで、伝送に必要な帯域を約 1/20 にできることを実証した。これにより、従来は遠隔での撮影からデータ確認まで数時間かかっていたものが、10 秒以内まで大幅に短縮された。

V-PCC のリアルタイム伝送に関わるデモンストレーションを 2023 年 1 月 24 日に実施した。開発した V-PCC リ

アルタイムエンコーダ（以下、エンコーダ）を用いて、インターネットを介したライブ伝送のデモンストレーション（以下、V-PCC ライブ伝送デモ）を実施した。具体的には送信拠点（江東区）でエンコーダに入力する 3D 点群をリアルタイムで複数カメラ映像から生成し、生成された 3D 点群をエンコーダでエンコード（符号化）して、エンコードされた 3D 点群のビットストリームを受信拠点にネットワーク伝送した。受信拠点（新宿区）で送信拠点から伝送された 3D 点群のビットストリームをリアルタイムデコーダにてデコード（復号）・3D 点群を再構成して、ホログラフィックステージに投影した。本 V-PCC ライブ伝送デモにて、3D 点群の V-PCC による安定的な伝送、すなわちエンコーダやデコーダの速度不足やネットワーク伝送時のパケットロスなどに起因した映像のカクツキや映像崩れが一切ない伝送を、受信拠点のホログラフィックステージに投影した 3D 点群の主観画質の検証を通じて確認した。

V-DMC のリアルタイム伝送に関わるデモンストレーションを 2025 年 2 月 5 日実施した。V-DMC の当時の最新仕様に対応した、リアルタイム圧縮技術を開発した。また、本技術を搭載したリアルタイムソフトウェアエンコーダを用いて、ボリュメトリックスタジオで撮影した 3D メッシュ映像を圧縮し、受信拠点に伝送・再生する実験を実施した。処理負荷軽減のため、圧縮処理の並列化と、圧縮処理自体の簡素化を取り入れた結果、映像品質を維持した状態で、従来のソフトウェアエンコーダと比較して、圧縮処理速度が 1,440 倍に向上した。2023 年 10 月に発表した V-DMC に対応したリアルタイム再生技術と組み合わせることで、スポーツや音楽ライブなどの 3D コンテンツを、人物などの動きを忠実に再現した高品質な状態で、リアルタイムに配信することが可能となった。

2. 7 米国連携

米国研究機関との連携のうち、すでに述べた標準化会合以外での実績を述べる。

共同研究先の南カリフォルニア大学 A. Ortega 教授との合同チームで、国際会議 ICIP2023 で開催されたコンペティションである「Point Cloud Visual Quality Assessment Grand Challenge」に参加し、優勝した。具体的には、優れた点群品質評価手法を競う Grand Challenge において、連携先の得意分野であるグラフ信号処理理論を活用し、点群から構築したグラフ構造の類似度をベースに品質評価を行う手法を提案した。参加チームの最も多いフルリファレンス部門にて、図 4 に示すように 1 位を獲得した（約 20 チーム参加）。

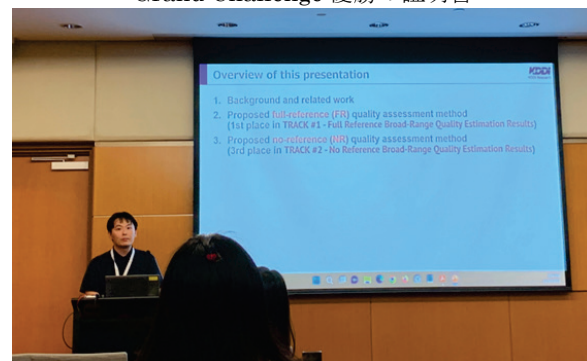
優勝に至った点群品質評価手法 について、国際会議 ICIP2023 にてオーラル発表を実施した[6]。発表に興味を持った海外の聴講者と活発に議論ができ、その後の手法改善の着想を得た。査読付き誌上発表論文に資する分析を実施し、論文としてまとめて投稿した[3]。

A. Ortega 教授とは上記に限らず、2023 年 7 月 6 日 KDDI research atelier（虎ノ門）にて対面打ち合わせを開催し、3 次元空間データ圧縮技術の性能改善や実証の進め方などを議論した。南カリフォルニア大学の研究紹介として、A. Ortega 教授の研究室の信号処理領域の最新研究成果の共有を受け、受託メンバーと議論した。また、共同研究の成果の一部としてグラフ信号処理を用いた点群品質評価技術の集大成を国際会議 ICIP2024 に投稿し、ICIP Best Paper を受賞した[18]。これは、ICIP に採録された全 569 件の論文のうち、最高評価となる 1 件に送られる

賞である。本受託の成果として、受託者ウェブサイトでもトピックスとして成果を PR した。



Grand Challenge 優勝の証明書



発表の様子

図 4 Grand Challenge での優勝と発表

V-PCC/V-DMC 標準化の主要提案者である I 社について、国際学術会議 IEEE ICCV（開催地：フランス）での調査出張に合わせて、2023 年 10 月にメディア符号化部門のレンヌ（フランス）事業所を訪問した。受託者と I 社の V-PCC/V-DMC コーデック開発状況を情報交換し、さらなる連携方法を議論した。上記以外にも、海外展示会での調査に合わせて、I 社出展ブースにて研究者と対面議論や、双方の実装進捗を共有した。一例として、より高臨場にするため点群/物体への影の重畳、リフティングしているコンテンツとハプティクス再現であるスマホの振動を同期させるマルチモーダル表現、メタバース的な見せ方として背景の入れ替えなど、I 社独自の工夫を確認した。

3. 今後の研究成果の展開

本研究開発が創出する国際標準規格は、米国はもとより、欧州、アジアも含めた世界各国を代表する技術者が参加・活動することで形成されたものである。このため、標準規格化を起点として、グローバルでの実用化展開が期待される。その中で、課題ウは、標準規格に準拠した伝送実験や社会実装を世界に先駆けて推進したものであり、5G 高度利用の有効性を報道発表などで訴求した。これにより、我が国が起点となり、グローバルでの事業展開を後押しすることができ、我が国が保有する知的財産の国際的な利活用がより一層、拡大するものと期待される。

ICIP Best Paper となった提案手法は 3D 点群の品質を測定する上で優れた手法であることから、点群品質評価手法におけるスタンダードとして活用されることが期待される。

G-PCC のリアルタイム伝送実証で検証した技術を活用することで、施工進捗や壁面のずれ・亀裂などの異常を、遠隔からリアルタイムで確認できるため、建設現場の定期巡回や施工管理にかかる時間を大幅に短縮することが可

能になる。人手がかかる作業の DX を目指し、実用化に向けた取り組みを進める。

V-DMC のデコーダ実証で検証した技術を活用することで、自由視点で臨場感あふれる興行映像が楽しめる、Apple Vision Pro 向け 3D 映像コンテンツが開発可能になる。さらなる実用化に向けて、プロレスを対象として、STYLY 社が提供する Apple Vision Pro 対応プラットフォームおよび、研究成果である 3D メッシュ映像の圧縮技術を活用し、選手が戦う姿を 360 度好きな角度からレフェリーと同じ距離で楽しむことができる大迫力の映像体験を提供した。今後もこのような方向性で、多様なコンテンツでの実証を継続する。

4. むすび

本稿では、「3 次元空間データの無線伝送に向けた高効率圧縮技術の研究開発」の目標と達成状況を報告した。大空間向け（課題ア）と高密度向け（課題イ）、さらに標準方式に基づくシステム実証（課題ウ）に課題を分割し、研究開発を推進した。さらに、標準化提案の様子や報道発表の内容、米国研究機関との連携についてまとめた。今後も、研究成果の製品化・実用化までの取り組みを進める。

【査読付き誌上发表論文】

- [1] Keiichiro TAKADA, Yasuaki TOKUMO, Tomohiro IKAI, Takeshi CHUJOH, “Neural Network-Based Post-Processing Filter on V-PCC Attribute”, IEICE TRANSACTIONS on Information and Systems, Vol.E106-D, No.10, pp1673-1676 (2023 年 7 月 13 日)
- [2] Jianfeng Xu, Haruhisa Kato, Kei Kawamura, “Enhancement of Motion Field Coding by Integrating Duplicated Vertices in Dynamic Mesh Compression”, ITE Transactions on Media Technology and Applications (MTA) Vol.12 No.4 pp248-255 (2024 年 7 月 25 日)
- [3] Ryosuke Watanabe, Shashank N. Sridhara, Haoran Hong, Eduardo Pavez, Keisuke Nonaka, Tatsuya Kobayashi, Antonio Ortega, “Full reference point cloud quality assessment using support vector regression”, Elsevier Signal Processing: Image Communication Vol.131 (2024 年 11 月 28 日)

【査読付き口頭発表論文】

- [4] Kyohei Unno, Kohei Matsuzaki, Satoshi Komorita, Kei Kawamura, “Rate-Distortion Optimized Variable-Node-Size Trisoup for Point Cloud Coding”, 2023 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP) (2023 年 6 月 8 日)
- [5] Xudong Jin, Jianfeng Xu, Kei Kawamura, “Embedded Graph Representation for Inter-Frame Coding of Dynamic Meshes”, 2024 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP) (2024 年 4 月 14 日)
- [6] Ryosuke Watanabe, Keisuke Nonaka, Eduardo Pavez, Tatsuya Kobayashi, Antonio Ortega, “Full-Reference Point Cloud Quality Assessment Using Spectral Graph Wavelets”, 2024 IEEE International Conference on Image Processing (ICIP) (2024 年 9 月 27 日)

【口頭発表】

- [7] 高田圭一郎、徳毛靖昭、猪飼知宏、中條健、“ニューラルネットワークを用いたポイントクラウド符号化のアトリビュートデータの改善”、2022 年度画像符号化シンポジウム (PCSJ2022) (2022 年 11 月 28 日)
- [8] 明堂絵美、西村仁志、河村圭、“動的メッシュ圧縮における LoD ベース変位量並び替えに関する検討”、一般社団法人映像情報メディア学会メディア工学研究会 (2023 年 9 月 7 日)
- [9] 岸本広輝、木谷佳隆、河村圭、“V-DMC における高効率な非テキスト領域補間法に関する一検討”、2024 年度画像符号化シンポジウム (PCSJ2024) (2024 年 11 月 26 日)

【誌上发表リスト】

- [10] 海野恭平、“映像符号化技術の進展〔第 4 回〕3 次元グラフィックス符号化”、映像情報メディア学会誌 vol.77 No.5 p.624-628 (2023 年 9 月 1 日)
- [11] 徐建鋒、西村仁志、岸本広輝、“動的メッシュ符号化の標準化”、映像情報メディア学会誌 vol.78 No.2 p.167-170 (2024 年 3 月 1 日)
- [12] 海野恭平、木谷佳隆、辻智弘、“リアルタイム点群圧縮伝送システムの開発”、映像情報メディア学会誌 Vol.79 No.2 p. 221-227 (2025 年 3 月 1 日)

【申請特許リスト】

- [13] 中塚智尋、海野恭平、小森田賢史、河村圭、点群復号装置、点群復号方法及びプログラム（特願 2022-165090）、日本国、2022 年 10 月 13 日
- [14] 徳毛靖昭、高田圭一郎、猪飼知宏、中條健、青野友子、3D DATA DECODING APPARATUS AND 3D DATA CODING APPARATUS (18/093,593)、米国、2023 年 1 月 5 日
- [15] 猪飼知宏、サチンデシュパンデ、青野友子、高田圭一郎、中條健、3D VIDEO DECODING APPARATUS AND 3D VIDEO CODING APPARATUS (18/428741)、米国、2024 年 1 月 31 日

【受賞リスト】

- [16] 西村仁志、加藤晴久、河村圭、情報処理学会 FIT 船井ベストペーパー賞、“動的メッシュ圧縮における変位量の量子化タイミングに関する検討”、2023 年 11 月 14 日
- [17] 木谷佳隆、海野恭平、辻智弘、映像情報メディア学会第 51 回技術振興賞進歩開発賞（研究開発部門）、“リアルタイム点群圧縮伝送システムの開発”、2024 年 5 月 31 日
- [18] Ryosuke Watanabe, Keisuke Nonaka, Eduardo Pavez, Tatsuya Kobayashi, Antonio Ortega, Best Paper Award 2024 IEEE International Conference on Image Processing (ICIP 2024)、“Full-Reference Point Cloud Quality Assessment Using Spectral Graph Wavelets”、2024 年 10 月 27 日

【報道発表リスト】

- [19] “点群圧縮技術の最新の国際標準方式に対応したリアルタイムコーデックによる伝送実験に成功 ～デジタルツインでの活用に向け、多様な 3D コンテンツを高い表現力で手軽に伝送～”、株式会社 KDDI 総合研究所プレスリリース (<https://www.kddi-research.jp/newsrelease/2023/012401.html>)、2023 年 1 月 24 日
- [20] “Starlink 活用によるトンネル建設現場からの 3D 点群データのリアルタイム伝送に成功 ～「Satellite Mobile Link」と「点群データ圧縮技術」で定期巡回や施工管理の効率化を推進～”、株式会社 KDDI 総合

研究所プレスリリース (https://newsroom.kddi.com/news/detail/kddi_nr-232_3493.html)、2024 年 9 月 2 日

- [21] “世界初、国際標準規格「V-DMC」に対応した 3D メッシュ映像のリアルタイム圧縮技術を開発 ～高品質な 3D 映像を 1,440 倍の速度で処理可能、新しい映像視聴体験が可能に～”、株式会社 KDDI 総合研究所プレスリリース (https://newsroom.kddi.com/news/detail/kddi_nr-421_3695.html)、2025 年 2 月 6 日

【国際標準提案リスト】

- [22] ISO/IEC JTC 1/SC 29/WG 7 11th Meeting, Antalya, Turkey, m62988, [G-PCC][EE13.51-related][New] Improved radius residual coding by the threshold of the number of azimuthal angle steps、2023 年 4 月 17 日、2023 年 4 月 24 日、2023 年 4 月 28 日
- [23] ISO/IEC JTC 1/SC 29/WG 7 14th Meeting, by teleconference, m66337, [V-DMC] [EE4.19] Report for the EE4.19 test2 on further optimalization of complexity of method inter-frame base mesh generation for mesh sequences with time varying connectivity and geometry、2024 年 1 月 15 日、2024 年 1 月 15 日、2024 年 1 月 26 日
- [24] ISO/IEC JTC 1/SC 29/WG 7 15th Meeting, Rennes, France, m67370, [V-PCC] [EE2.8] Neural network-based multi-component refinement in V-PCC、2024 年 4 月 12 日、2024 年 4 月 17 日、2024 年 4 月 17 日

【参加国際標準会議リスト】

- [25] ISO/IEC JTC 1/SC 29/WG 7 MPEG Coding of 3D Graphics and Haptics 11th Meeting, Antalya, Turkey、2023 年 4 月 24 日～4 月 28 日
- [26] ISO/IEC JTC 1/SC 29/WG 7 MPEG Coding of 3D Graphics and Haptics 12th Meeting, Geneva, Switzerland、2023 年 7 月 17 日～7 月 21 日
- [27] ISO/IEC JTC 1/SC 29/WG 7 MPEG Coding of 3D Graphics and Haptics 13th Meeting, Hannover, Germany、2023 年 10 月 16 日～10 月 20 日

いる。SRF 無線プラットフォームは、複数の無線システムが混在する環境下で安定した無線通信を実現するため、これまで管理者が同一のネットワークを想定して開発されてきた。これを、キャリアが管理する Public network と製造現場が管理する Non-Public network にまたがって制御を可能にすることで、両者が混在し、製造ラインとして統合的にマネジメントしなければならない工場の敷地内で、安定通信のための無線システムの協調制御を行えるようにする。また、日本経済の活性化のためには、日本で開発されたワイヤレスソリューションが、他の経済地域にも簡単に導入できることが望ましいため、日本で標準提案されている異種無線協調制御技術である SRF 無線プラットフォームの欧州をはじめとした海外展開を目指し、FFPA のみならず International Electrotechnical Commission (IEC)、The 3rd Generation Partnership Project (3GPP)での標準化活動を行うだけでなく、ドイツと協力し、無線システムの安定性を評価できるテスト環境を構築した。

2. 研究内容及び成果

2.1. 異種無線協調制御技術の国際展開

2.1.1. SRF無線プラットフォームの 5G/L5G 対応のための拡張設計および標準化

2.1.1.1. SRF無線プラットフォームの 5G/L5G 対応検証の実現と標準化 (NICT)

国立研究開発法人情報通信研究機構（以下「NICT」という）は、2015 年から、製造現場の無線化を推進する Flexible Factory Project (FFPJ)の活動を実施しており、本活動を通して得られた知見を活かし、異種無線通信の協調制御により無線通信を安定化させる SRF 無線プラットフォームの研究開発を推進してきた。SRF 無線プラットフォームでは、利用可能な無線通信の使用状況を計測・推定する機能 (Wireless environment monitoring function) と、異種無線通信間や複数通信端末間で協調連携してトラヒックの配置や流量の最適制御を行う機能 (Wireless communication control function)と、ネットワーク管理者に対して前記 2 機能への設定の受付および効果の可視化を行う機能 (Application/data flow visualization function)を組み合わせることで、無線通信の安定化と周波数利用効率 (全通信をあわせたスループット)の向上が可能である。

SRF 無線プラットフォームは、SRF 非対応機器が多く混在する環境では、制御の効果が出にくく周波数利用効率を向上しにくいという課題がある。そこで、本研究開発では、日本と欧州をはじめとした海外のメーカの無線機器が混在する製造現場において、SRF 非対応の既存機器に対して SRF 無線プラットフォームによる協調制御の一部を適用可能にし、周波数利用効率向上を目指す。

具体的には、2.4GHz 帯に複数の無線を用いた製造システムが混在している環境を想定し、SRF の Wireless communication control function の一部を無線機器の制御コマンドに変換するコンバータを開発した。SRF 無線プラットフォームと SRF 非対応の機器が連動する協調制御メッセージコンバータのアーキテクチャを図 2.1-1 以下に示す。海外ベンダとして、北米の CISCO、欧州の SIEMENS、日本のサイレックステクノロジー社製のアクセスポイントに対応した。

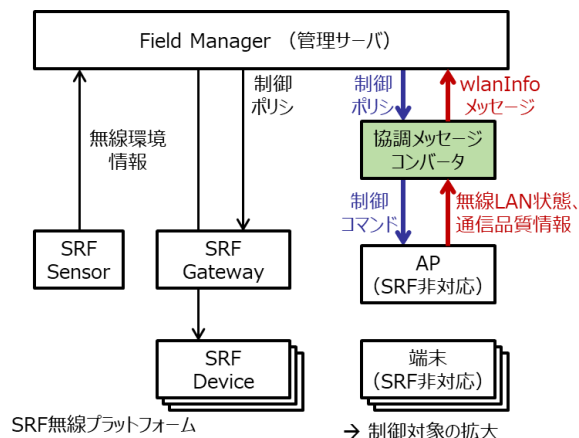


図 2.1-1 協調制御メッセージコンバータのアーキテクチャ

次に、本研究開発により開発したシステムを用いて、SRF 対応機 2 機が同一チャネルで稼働しているところに、新たに SRF 非対応機 1 機が稼働し始め、3 機が同一チャネルに混在するケースで、コンバータを用いて新たに稼働した SRF 非対応機を、別のチャネルに振り替える場合と SRF 非対応機が制御できず振りかえを行わなかった場合で比較を行った。最初に稼働している SRF 対応機はそれぞれ常時 20Mbps で通信を行っており、実験システムは通常のオフィス環境にあるため、実験に使用する 2 つのチャネルには一般的な業務トラフィックが流れている。振替を行わなかった場合、後から稼働した SRF 無線プラットフォーム非対応機のスループットが 27.6Mbps であるのに対し、振り替えを行った場合 40.0Mbps となり、 $40.0 / 27.6 = 1.45$ [倍]の効率向上となった。今回は実験システムの都合上、使用チャネルを 2 つで評価を行ったが、3 チャネルでロードバランスを行った場合、 $40.0 \times 2 / 27.6 = 2.90$ [倍]の効率向上が見込め、目標としていた 1.5 倍を達成した。

また、工業用ネットワークに関する国際標準化活動は、IEC/SC65C/WG17 において、無線共存に関する標準化がされているが、異種無線通信の協調制御技術の実装事例はまだなく、具体的な実装事例 SRF 無線プラットフォームのみである。このため、IEC 62657-4 に SRF 無線プラットフォームをその実装例として記載することを提案し、2025 年 2 月に無事 International Standard (IS:国際規格)として発行された。

図 2.1-2 に、SRF 関連の記述を追加した、IEC 62657-4 の構成を示す。3.5 章に SRF 関連の用語の定義の追加、8 章と Annex.D に SRF 適用の具体的な技術を行った。

IEC 62657-4の構成	
<p>FOREWORD</p> <p>INTRODUCTION</p> <p>1. Scope</p> <p>2. Normative references</p> <p>3. Terms, definitions, abbreviated terms and conventions</p> <p>3.1 General</p> <p>3.2 Terms and definitions specific for this document</p> <p>3.3 Additional terms and definitions for the templates</p> <p>3.4 Terms and definitions given in IEC 62657-2</p> <p>3.5 SRF specific definitions</p> <p>3.7 Abbreviated terms</p> <p>3.8 Conventions used for service descriptions</p> <p>4. Area of consideration</p> <p>4.1 Coexistence conceptual model</p> <p>4.2 Investigation of coexistence state</p> <p>4.3 Implementing radio resources and their utilization</p> <p>4.4 Coexistence management equipment</p> <p>5. Wireless coexistence management system architecture</p> <p>5.1 General</p> <p>5.2 System elements</p> <p>5.3 Protocol reference architecture</p> <p>5.4 System of wireless communication applications</p> <p>5.5 Interfaces</p>	<p>6. Parameter for coexistence assessment</p> <p>7. Parameter for coexistence control</p> <p>7.1 General</p> <p>7.2 Application parameter</p> <p>7.3 Radio parameter</p> <p>8. Management and control services</p> <p>8.1 General</p> <p>8.2 Application communication requirements management services</p> <p>8.3 Wireless communication system and device subscription services</p> <p>8.4 Wireless communication system and device configuration and control services</p> <p>8.5 Medium resource management services</p> <p>8.6 Database access services</p> <p>Annex A (informative) Example of a CCP controlled WCA and incumbent services/applications within the 5.8 GHz band</p> <p>Annex B (informative) Use of IEC CDD</p> <p>Annex C (informative) Mapping of the services to templates</p> <p>Annex D (informative) Wireless Coexistence Management with "SRF Wireless Platform"</p>

図 2.1-2 SRF 関連の記述を追加した IEC 62657-4 の構成

また図 2.1-3 に示すように、IEC において規格化後、供給者による自己適合宣言、調達者による受入検査、認証機関による認証のいずれかによって適合性を示す必要がある。SRF については、すでに FFPA にて認証を行う仕組みがある為、自ら適合性を証明する自己適合宣言を行うことで、SRF 対応製品が IEC 準拠と宣言できるように働きかける予定である。

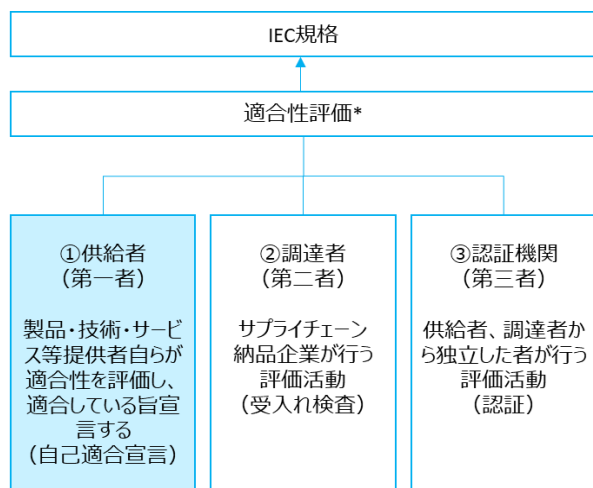


図 2.1-3 IEC の適合性評価の主体

本研究開発では、IEC の標準化に適合しているかどうかの適合性評価ツールとして、適合性試験環境（コンフォーマンステスタ）を開発し、動作検証を行った。この適合性試験ツールを用いた検証環境は、NICT のモバイルテストベットの L5G 環境を用いて構築し、図 2.1-4 にその様子を示す。

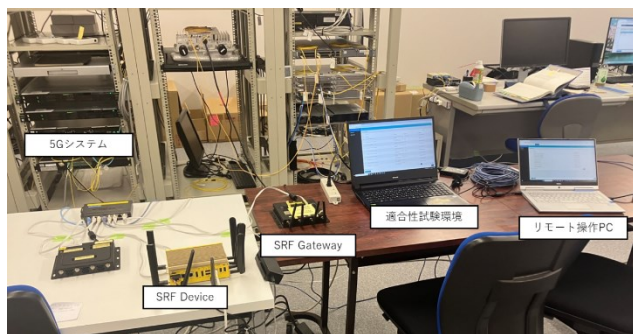


図 2.1-4 SRF の適合性評価の環境の様子

本検証環境において、実際に NEC が開発した SRF device を用いて検証を行い、IEC のほうで記載された FFPA 規定の試験項目がパスしたことを確認した。

2.1.1.2. SRF 無線プラットフォームの 5G/L5G 対応技術の標準化 (NEC)

Public network と Non-Public network の安定的な併用に必要な技術開発、および、開発した技術の国内外への普及を目指して関連する標準化団体への提案を実施した。具体的には、異種無線協調を目指す FFPA の技術仕様と移動体通信に関する国際的な標準化団体である 3GPP に対して提案を行った。

FFPA は複数の無線システムが混在する環境下で安定的な通信を実現する異種無線協調制御技術の標準化、普及促進を行う団体であり、FFPA で標準化されているのが、

SRF 無線プラットフォームである。SRF 無線プラットフォームでは、無線通信品質を監視しローカルな無線通信制御を行う SRF Device と SRF Gateway、無線通信品質の監視のみを行う SRF sensor、監視した無線通信品質やアプリの要求品質に応じて全体を制御する Field Manager により無線システム全体の協調制御を実施する。

本研究開発では、SRF 無線プラットフォームを拡張することで、Public network と Non-Public network の安定的な併用を目指した。Public/Non-Public network 双方の無線通信品質をリアルタイムに監視し、無線通信品質に応じてネットワークの切り替えることで、通信不連続性を克服するシームレス切り替え方式を開発した。

また、各方式の屋内外などのカバーエリアの違いや QoS の違いによる使い分けを既存の SRF 無線プラットフォームの管理・制御メカニズムに追加した。複数の通信回線 Radio Access Technology (RAT) を切り替える方法として、優先的に接続したい RAT (優先 RAT) の無線品質 (通信品質) と優先 RAT でない RAT (非優先 RAT) の無線品質 (通信品質) を考慮し、使用する RAT を切り替えることで実現した (図 2.1-5)。

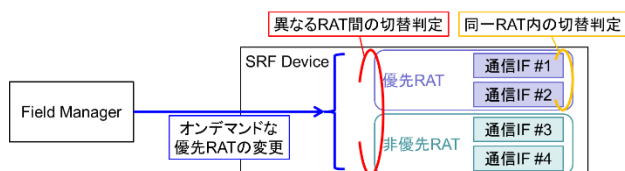


図 2.1-5 異なる RAT 間の切替判定方法

開発した技術を実現する上で必要となる仕組みや技術を利用するユースケースに対する標準化提案を実施した。図 2.1-6 に標準化提案した内容を示す。

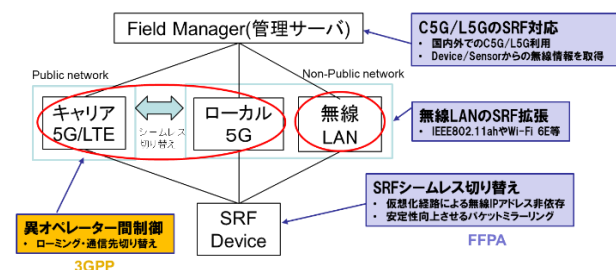


図 2.1-6 FFPA・3GPP に対する技術提案した内容

FFPA では、開発した技術を実現する上で必要となる仕組みを技術仕様書に対し提案した (図 2.1-6 FFPA 部分)。具体的には、Public/Non-Public network 双方の無線通信品質の把握を実現できるよう Public network であるキャリア 5G (C5G) や LTE、Non-Public network である L5G の無線通信品質や経路種別の情報を SRF Device から Field Manager に通知する仕組みを検討・提案し、Field Manager が無線品質状況などに応じて制御することを可能にした。なお、FFPA では判断アルゴリズム自体は自由に実装とする方針となっており、本稿で述べた制御以外の制御を実現することも可能である。加えて、SRF Sensor からも 5G 無線通信品質情報の取得を可能とし、定点的な無線環境の把握ができるようにした。

同時に、通信先ネットワークを切り替えた場合でもユーザ通信が途切れないシームレス通信を提案した。仮想化経路技術を用いたパケットカプセル化により、無線インターフェースに割り当てられる IP アドレスや方式に依存せず、

切り替え後も継続的に通信可能な仕組みとした。

さらに、屋内の中でも L5G のカバーエリアを容易に補完可能な無線 LAN について、新規格の IEEE802.11ah や Wi-Fi 6E に対応する拡張を行うなど、国内外で C5G/L5G および無線 LAN の各方式を使用可能なように技術提案を行った。これにより、技術仕様書 v2.1.0 の 2023/9/21 発行やマイナー更新版に寄与した。

3GPP に対しては、Release19 から Release20 に対して SA1 での上流 Working Group から提案活動を実施した(図 2.1-6 3GPP 部分)。実運用で想定される C5G と L5G のオペレータが異なることを前提とし、同一加入者が同一端末のまま C5G と L5G 間のシームレス通信が可能となるようにユースケースや Work Item 等を提案した。屋内屋外を移動する AGV 等の遠隔無線通信制御の必要性を議論して積極的に仲間作りも行い、共同署名した文書提案を行った。Public/Non-Public network を併用した仕様の提案には時間を要する状況であるが、ユースケース・Work Item 提案を通して、その端緒を開くことは出来た。

開発・標準化した技術を用い、実際の製造現場で L5G と LTE を切り替える実験を行い、切替前後の通信遮断時間が 100msec 以内になることを検証した。なお、実証環境の詳細については、3.1.2 節にて後述する。

検証では、Public network として LTE を、Non-Public network として L5G を用い、L5G の受信信号強度 Reference Signal Received Power (RSRP) の悪化時に、SRF 無線プラットフォームが LTE にシームレスに切り替えられるかを確認した。また、L5G の RSRP が改善時に LTE からシームレスに切り替えられるか検証した。

図 2.1-7 は検証に用いたドイツ工場の図である。工場内の塗り潰した経路を移動した。移動時間は往復で 10 分弱となっている。壁の裏近辺で L5G の RSRP が急速に悪化するカバーエリアとなっていた。

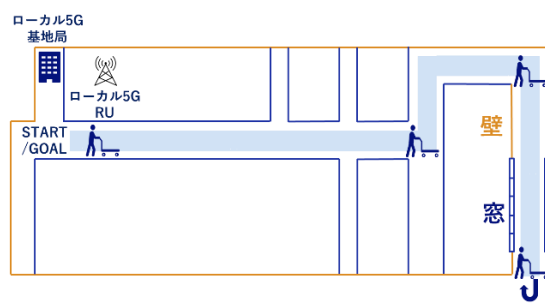


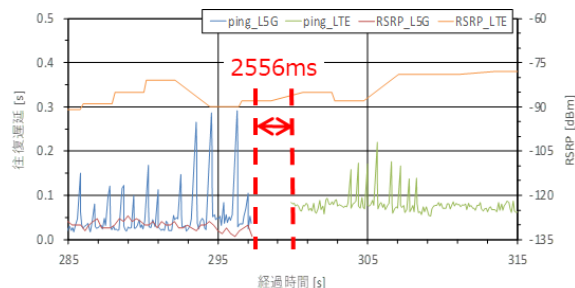
図 2.1-7 ドイツの工場の検証環境

検証においては SRF 無線プラットフォームを適用していない場合と、適用した場合の比較を実施した。なお、SRF 無線プラットフォームを適用していない場合は、LTE と L5G の両経路の無線通信品質をリアルタイムに監視して通信状況が悪くなりそうな場合に前もって切り替えを行うのではなく、いずれかの経路が切断された場合に通信経路の切り替えを実施している。

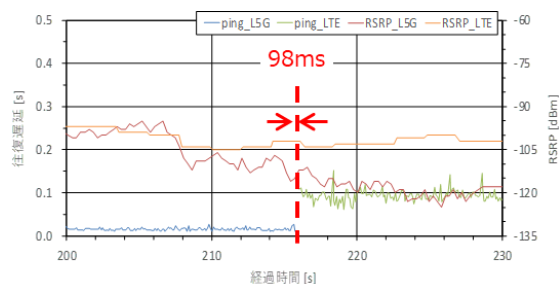
SRF 無線プラットフォームを適用していない場合の結果を図 2.1-8 (a)、適用した場合の結果を図 2.1-8 (b)に示す。通信経路切り替え時の通信遮断時間が、SRF 無線プラットフォームを適用していない場合では数秒であったのに対し、SRF 無線プラットフォームを適用した場合では 100msec 以内に抑えており、シームレスに切り替えられることを実証した。

以上の様に、Public/Non-Public を 100ms 以内でシームレスに切り替える方式の開発と、それを実現・普及促

進する標準化提案の実施が達成できた。



(a) SRF 無線プラットフォーム未適用の実験結果



(b) SRF 無線プラットフォーム適用の実験結果

図 2.1-8 SRF 無線プラットフォームを用いた実験結果

2.1.2. SRF 無線プラットフォームのグローバル機器対応機能設計・開発 (NEC)

SRF 無線プラットフォームに対して、海外ベンダ機器でも動作を可能とするために、海外ベンダの実装に適合するように機能設計及び開発を行った。その際に、ベンダ毎に取得可能な情報が異なることがプラットフォームとしては問題となる。

そこで、まず、グローバルで動作可能な無線モジュールを選定し、それらのモジュールで可能な限り共通的に利用可能な無線品質情報を選定した。次に、これら共通的に利用可能な無線品質情報を用いた Public/Non-Public network のシームレスな切り替え機能設計・アルゴリズム設計を行い、広い範囲の機器に対して動作可能とした。

ここで行った設計を基に北米 Intel 社製 CPU の小型 PC 上に Telit 社製 5G モジュールと京セラ社製 5G ルータを用いた SRF Device を構築し、国内外の実証環境で SRF 無線プラットフォームでの動作が可能であることを確認した。

また、海外ベンダ装置 (欧州 NXP 社製) と無線モジュール (北米 Qualcomm 社製) を組み合わせた SRF Device を構築し、FFPA で規定された SRF 無線プラットフォームの Mandatory 機能 (Capability Information Exchange, Adaptive Flow Control 等) について、FFPA のコンFORMANCE ステータスを用いて接続を確認した。結果を図 2.1-9 に示す。さらには、日本 (JP)、北米 (US)、ドイツ (DE) のそれぞれのカントリーコードで正しく動作することを表 2.1-1 に示す通り確認した。その際に、メッセージ内における 5G/LTE の扱いについて改善点を発見し、FFPA の標準化へフィードバックを行い、CONFORMANCE ステータスの改善に繋げた。具体的には、5G/LTE の品質情報が技術仕様のバージョンアップに伴い追加された経緯から、既存の無線品質情報との使い分けに不明確な部分があった。そこで、既存の無線品質情報には 5G/LTE に関する概要を記載し、詳細を専用の 5G/LTE の品質情報メッセージ

とする明確化を実施するように FFPA の標準化ヘフィードバックを行い、コンフォーマンステスターの改善に繋がった。

以上の様に、海外 2 社ベンダの機器を用いた SRF Device の接続性確保を達成できた。

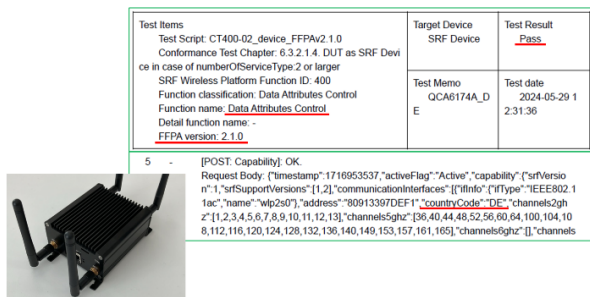


図 2.1-9 SRFv2 対応コンフォーマンステスターの結果

表 2.1-1 カントリーコード変更の評価内容と結果

SRF機能名	コンフォーマンステスターの スクリプト名	カントリーコード		
		JP	US	DE
Capability Information Exchange	CT100_device_FFPAv2.1.0.js	Pass	Pass	Pass
Adaptive Flow Control	CT360_device_FFPAv2.1.0.js	Pass	Pass	Pass
Data Attributes Control	CT400-02_device_FFPAv2.1.0.js	Pass	Pass	Pass

2.2. 無線検証システムの構築

2.2.1. ユースケースの洗い出しと通信ネットワークのモデル化 (NICT)

製造現場では、製造システムを海外展開する際に国によって周波数や通信機が異なるため、そのまま展開したり、製造システムの動作を保証したりすることが困難であるという課題がある。そこで、本研究開発では、海外の環境であっても日本と同様に評価することのできる共通評価環境をバーチャル環境上での利用を目指した。実際には、日本とドイツが共通で対象とする産業用アプリケーションのユースケースを定義し、グローバル共通評価環境に必要なネットワークのモデル化を行う。

令和 4 年度においては、共通のユースケースとして製造現場で動く移動体の通信定義し、リアルな工場における測定データから、ダイナミックに無線が変動する空間の評価環境を構築した。令和 5 年度において、複数の環境に対応するため、令和 4 年度に構築したダイナミック無線空間の評価モデルについて工場の要素をマルチレイヤ解析のモデルによる一般化を実施した (図 2.2-1)。図 2.2-2 は一般化したモデルを利用して構築した立体倉庫の評価環境の例を示しており、図 2.2-3 はバーチャル空間上でシミュレーションした結果を示している。

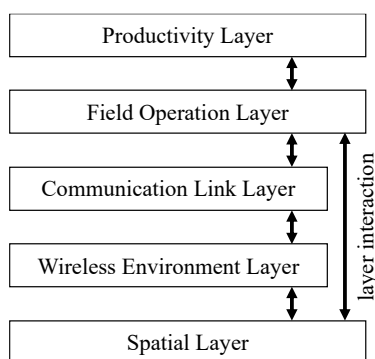


図 2.2-1 マルチレイヤによる無線通信の解析モデル
立体倉庫内で無線により制御されている移動体の荷物

搬送の動きや、内壁による減衰も加味した環境での無線品質評価が可能であるため、無線通信の変動による生産性への影響を評価することができる。

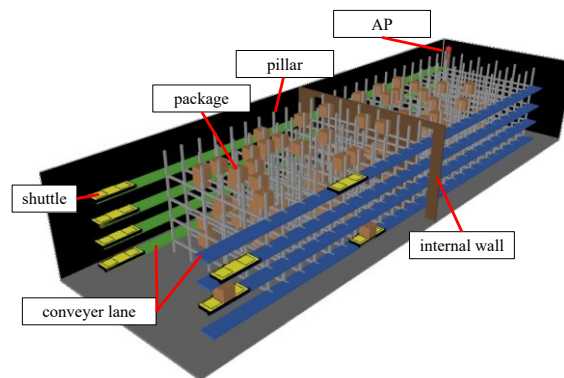


図 2.2-2 複数の移動体が同時に稼働する立体倉庫エリアの再現

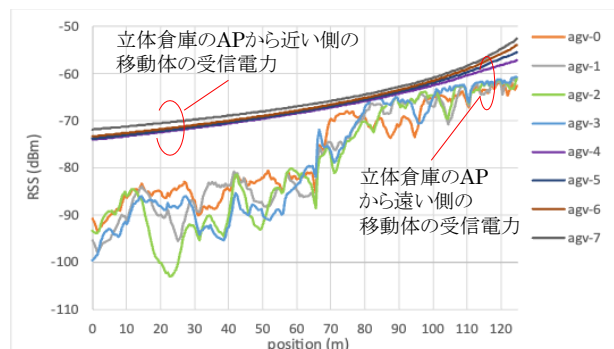


図 2.2-3 複数の移動体が同時に稼働する立体倉庫エリアの再現

さらに令和 6 年度においては、①周辺の構造物を含む搬送通路エリア、②複数の移動体が同時に稼働する立体倉庫エリア、③長い距離を移動体が走行する搬送エリア、④複数の大型の搬送機器が混在するエリアの 4 つの異なる無線特性を示すエリアに対する評価環境を構築した。さらに、海外で異なる周波数、異なる無線規格での利用を想定し、リアルな測定データ 1 つに対して、周波数特性や現場に配置されている物体の材質などを変更できるように環境を拡張した。具体的には、本環境を用いることにより、Sub-GHz 帯、Wi-Fi が利用する 2.4GHz 帯、5GHz 帯および 6GHz 帯、L5G が利用する 4.7GHz 帯、および 28GHz 帯などの複数の周波数評価を実施できる。

2.2.2. グローバル展開のためのネットワーク検証プラットフォーム (NEC)

開発した SRF 無線プラットフォームのグローバル展開を目指して海外法規に対応した基地局および無線デバイスに対しての接続を検証できる実証環境の構築を行った。海外の無線デバイスを広く利用しようとした場合、必要な無線情報が取れない無線デバイスも存在するため、それらの SRF 無線プラットフォームへの組み込みが課題となる。二つの無線デバイスを組み合わせて一つの SRF Device として動作させる方式を開発した。

実証環境は、日本国内の工場 (滋賀県、宮城県) とドイツ (Demag、IFAK) で各国の法規 (FCC、CE) に対応した無線デバイスを用いて構築した。法規を意識し、L5G の基地

局は現地のものを使用し、海外製の無線デバイスも利用し実証環境を構築した。図 2.2-4 は SRF 無線プラットフォームの実証環境概要図である。

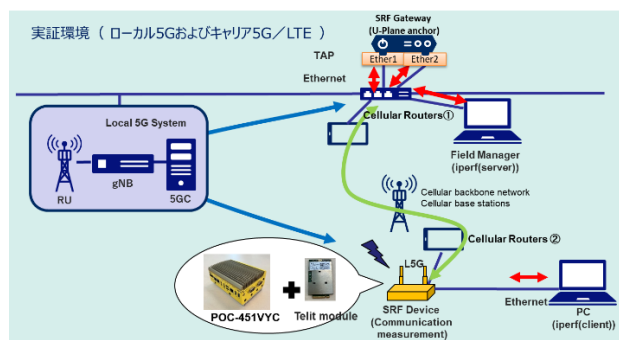


図 2.2-4 SRF 無線プラットフォーム実証環境概要

図 2.2-5 は日本国内の工場に構築した実証環境である。構築した実証環境を用いた検証も実施した。製造現場で稼働している移動体（自動搬送車）に SRF Device を搭載し、約 163m 離れた工場 A、B の間を往復移動した。L5G の基地局が設置してある工場 A からスタートして工場 B に向かった。工場 A から離れるにつれて L5G の通信品質が悪化し、工場 B 内では L5G の通信は遮断され、C5G は通信可能である。工場 A から工場 B に移動する際に SRF 無線プラットフォームを用いたシームレスな切り替えができることを確認した（図 2.2-6）。

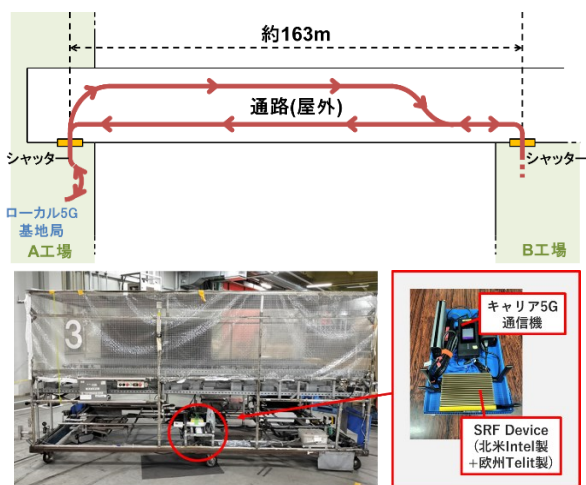


図 2.2-5 日本国内の工場の実証環境

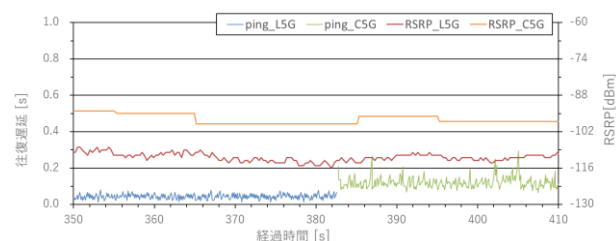


図 2.2-6 SRF 無線プラットフォーム適用の実験結果

図 2.2-7 はドイツの工場に構築した実証環境である。この際利用した海外の無線デバイス（Public LTE 通信機）では、LTE の RSRP を取得できなかったため、日本から持ち込んだ RSRP を取得可能な LTE デバイス（Public LTE センサ）を組み合わせることで SRF Device とすることで実証環境を構築することができた。実証環境を用いた検証につい

ては 2.1.1.2 節に述べたとおりであるが、SRF 無線プラットフォームを用いたシームレスな切り替えができることを確認できた。

以上の様に、海外法規に対応した基地局および無線デバイスに対しての接続を検証できる実証環境の構築と検証が実現できた。

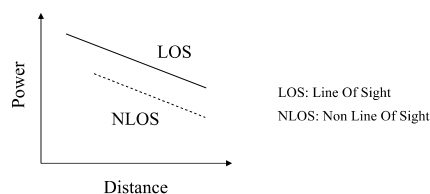


図 2.2-7 ドイツの工場の実証環境

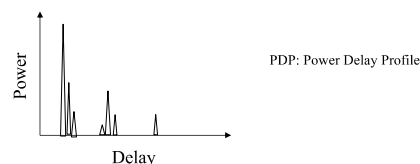
2.2.3. 無線センサを用いたチャネルモデルの構築（東北大）

L5G システムは、キャリア網の 5G システムの長所を有効利用し、特定の帯域を用いて、工場等の特定空間内で通信に利用されて来ている。一方、それらの通信では、より通信品質を上げるため、それぞれのローカルエリアで、所謂チャネルモデルの測定、形成による無線パラメータの最適化が有用である。これらのチャネルモデルデータは、通信品質向上のために重要であるが、従来の測定法では、送信機の送信信号として特殊な信号を用いなければならず、運用中の L5G のようなシステムでは、システムをそのまま用いての計測は難しい。そこで我々は、送信機の近傍に参照信号を受信するためのアンテナを配置する測定系を用いて、L5G システムを変更する事無く、上記チャネルモデルデータの測定に成功した。ここではそれらの結果を報告する。

回線設計時に有効な、与えられた環境における距離と受信電力の関係に関するデータ、チャネルモデルを Type1 と称する事とする。また、Multi Input Multi Output (MIMO) 通信による通信品質、通信容量の向上のための、信号受信の遅延時間と受信電力の関係 Power Delay Profile (PDP) に関するデータ、モデルを Type2 と称する事とする。図 2.2-8 は 2 つの Type のチャネルモデルを模式的に示している。



(a) Type 1: Channel model data (distance-received power) for line design.



(b) Type 2: Channel model data (power delay profile) for MIMO channel design.

図 2.2-8 無線通信環境におけるチャネルモデル

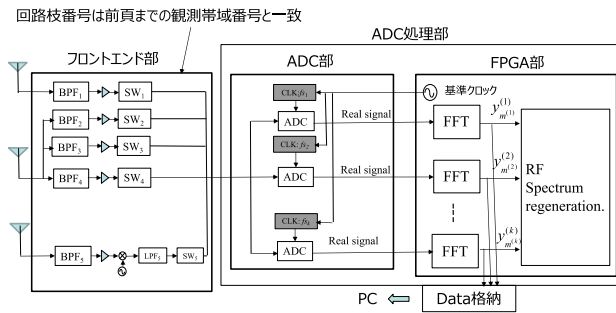


図 2.2-9 無線センサのアーキテクチャ

ドイツの L5G 基地局の通信環境に図 2.2-9 に示す構成の無線センサーを持ち込み、Type1 及び Type2 のチャネルモデルデータの取得を行った。

まず Type1 については測定をドイツの Institute für Automation und Kommunikation e. V. (IFAK) と Demag Cranes & Components GmbH (DEMAG) で実施しており、ここでは例として IFAK で取得した、Type1 の測定について報告する。まず Type1 チャネルモデルの測定方法を図 2.2-10 に示す。

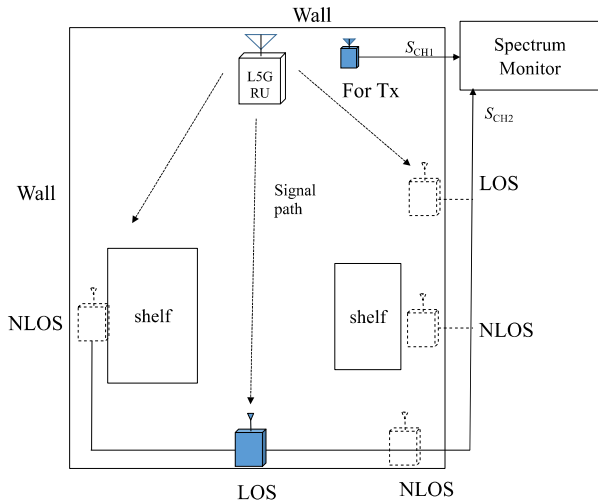
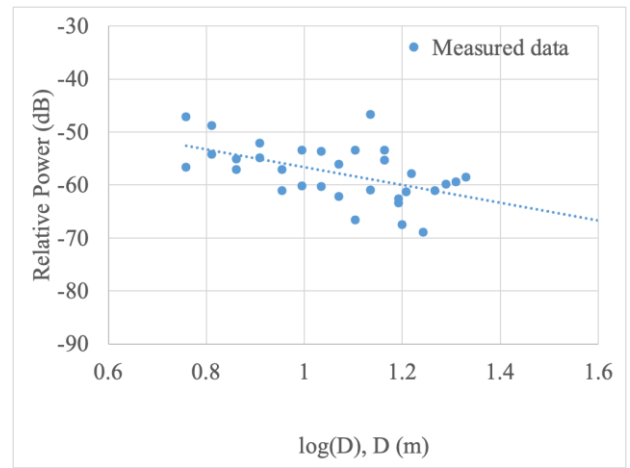


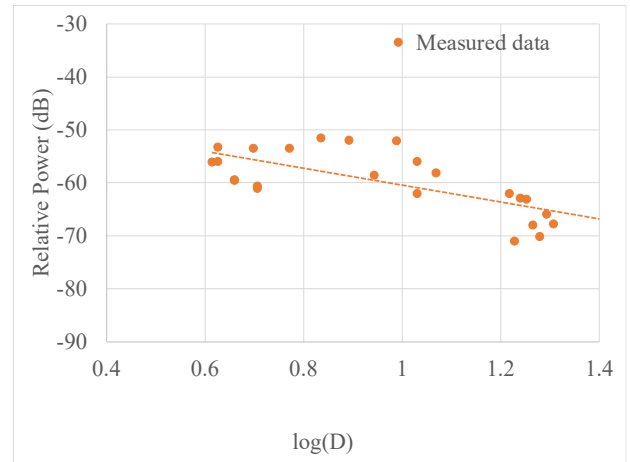
図 2.2-10 運用中のシステムにおける Type1 チャネルモデルデータの測定方法

我々は、システム運用中でもチャネルモデル測定が可能のように、L5G の Radio Unit (RU) 近傍に、参照信号取得様用の受信アンテナを置き、それぞれの端末の位置に信号取得用受信アンテナを配置して測定を行った。受信電力は参照信号電力により正規化される事により、より正確な受信電力を得る事ができる。

Type1 のチャネルモデルの測定結果を図 2.2-11 に示す。図 2.2-11 (a) が LOS (Line Of Sight)、図 2.2-11 (b) が NLOS (Non Line Of Sight) 環境における距離別の受信電力の測定結果である。特に LOS 環境の距離と受信電力の関係は、Friis の関係 ($1/\text{距離}^2$) とほぼ一致し、本測定結果の妥当性は高いと考える。



(a) LOS condition



(b) NLOS condition

図 2.2-11 ドイツ IFAK における Sub6 帯 L5G システムの Type1 チャネルモデルデータの測定例

本研究の成果については、ドイツの研究者との共著論文として公開されており、さらに、ドイツ側で開発しているシミュレータに本モデルを組み込む事に合意している。

さらに、Type2 の測定データについてもドイツの Sub6 帯の環境で測定するとともに、東芝インフラシステムズ (株) が所有する 28GHz 帯の L5G 通信環境にて測定を実施した。それぞれ図 2.2-12 が Sub6 帯の測定結果、図 2.2-13 が 28GHz 帯の測定結果を示している。いずれの測定においても、直達波の他にマルチパス波が測定できていることがわかる。

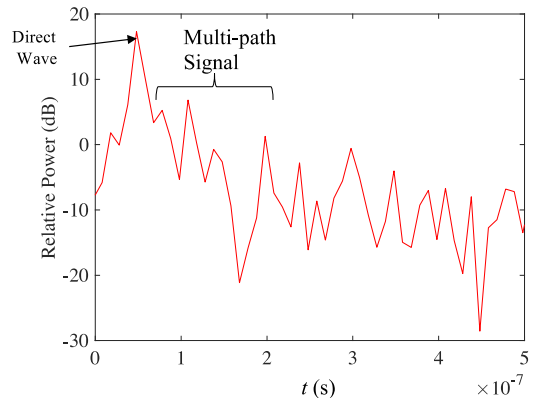


図 2.2-12 IFFT 法によるドイツ IFAK における Sub6 帯

L5G システムの Type2 チャンネルモデルデータ (PDP) の測定例

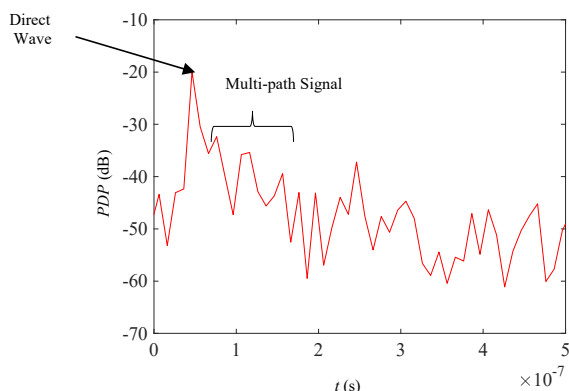


図 2.2-13 東芝インフラシステムズ (株)における IFFT 法による国内 28GHz L5G 通信環境における Type2 チャンネルモデルデータの測定例

さらに、Type2 の測定データをもとに、より時間解像度の高い特性を得るため、図 2.2-14 のように Multiple Signal Classification (MUSIC)法を適用する事を提案した。

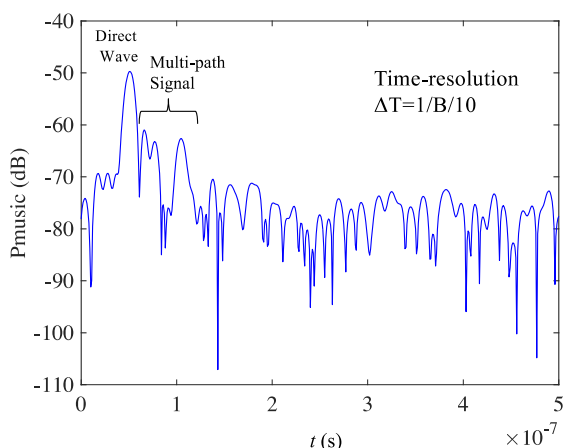


図 2.2-14 MUSIC 法によるドイツ IFAK における Sub6 帯 L5G システムの Type2 チャンネルモデルデータ (PDP) の測定例

この提案手法により、時間解像度の高い結果が得られている。

3. 日独連携

2023 年度には各国における移動制限が行われてから 4 年ぶりとなる日独政府 (総務省および連邦経済エネルギー省)を交えた進捗会議を実施し、製造現場における 5G 利活用の研究内容について相互理解を深めた (図 3-1)。



図 3-1 日独政府を交えた研究進捗会議における工場の無線課題の体験の様子

また、2023 年 11 月、2024 年 4 月、2024 年 10 月、2025 年 3 月と以後 4 回の対面会議を実施した。対面会議の実施にあわせてドイツおよび日本の双方の L5G 基地局を用いた通信性能実験を日独共同で実施した。図 3-2 はドイツの工場に設置してある L5G 基地局と日本から持ち込んだ L5G 端末を用いた通信実験の様子を示している。実験においては 2.1.2 節に示したように SRF 無線プラットフォームを用いた L5G とキャリア網の通信切り替えの安定化実験を行い SRF 無線プラットフォームがドイツの工場環境においても有効であることを確認した。さらに、2.2.3 節に示すように日本からセンシング機器を持ち込み、ドイツの L5G 基地局のチャンネルモデル作成のためのデータ取得実験を行った。実験の結果、ドイツの工場環境においても日本と同様にチャンネルモデルの作成ができるため、日独共通のバーチャル環境上でリアルな無線環境の評価が可能であることを確認した。



図 3-2 ドイツの工場における日本の L5G 機器を持ち込んだ実験の様子

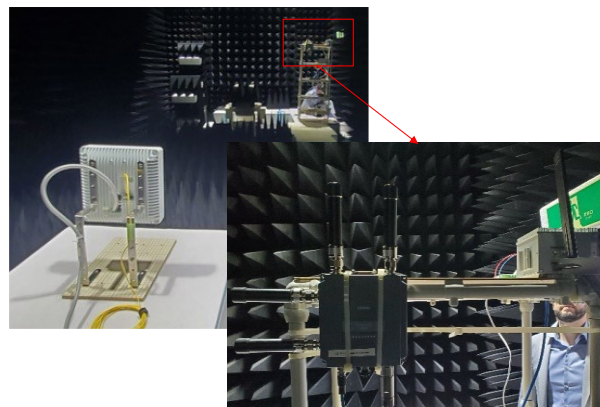


図 3-3 ドイツの工場で利用されている L5G 機器を持ち込んだ実験の様子

図 3-3 はドイツから持ち込んだ L5G 端末を用いた実験の様子である。ドイツの L5G 端末の電波は免許制度上の理由から電波暗室内で実験を行った。実験に際しては、L5G サーバから電波暗室まで、光ケーブルにて通信環境を構築し、スイッチと RU のみを電波暗室内に移動させて試験を実施した。一部の共同実験の成果については、ドイツの研究者との共同で論文を執筆し、共著の論文として公開されており、日独の連携により双方の研究を進めることができた。

4. 国際標準化

本研究開発では基本技術として FFPA において標準化された SRF 無線プラットフォームを使用している。これまで無線 LAN がメインであった SRF 無線プラットフォームを 5G/L5G も含めたネットワークに対応可能であるように拡張した。さらに、SRF 無線の商用利用に向け、IEC、3GPP での標準化活動も行った。2025 年 2 月には、IEC SC65C/WG17 会議での提案の結果、SRF 無線プラットフォームの記述を含む国際文書 (IEC 62657-4) が発行された。

5. 今後の研究成果の展開

SRF 無線プラットフォームに関しては、FFPA にはたらしきかけ、自己適合宣言の実施と継続的な実証実験を重ね、社会実装の加速を狙う。無線センサーについては、実用化にむけて引き続き検討を進める。本研究開発における大きな成果の一つとして、日独の研究グループが非常に密に連携することができ、素晴らしいパートナーシップを築くことができた。今後は IEC における 5G/L5G の産業利用のための標準化においても連携を継続し、日独双方の産業活性化につなげたいと考えている。

6. むすび

本研究開発では、5G/L5G を含む複数の無線通信技術が混在するネットワークにおいて、無線を活用した製造システムの安定運用を実現するため、Public network と Non-Public network をうまく併用する技術の研究開発と、その技術が利用する無線規格や制度が異なる他国での利用に対する評価を可能とする検証プラットフォームの開発を行った。SRF 無線プラットフォーム ver1.0 を拡張し、複数のネットワークをリンクの状態を見ながら最適なタイミングで切るかえることで、SRF 無線プラットフォームを適用しない切り替え時に約 2.5 秒程度通信が途絶していたところ、本研究開発で開発した SRF 無線プラットフォーム Ver.2.0 を適用した場合に目標である 100msec 以下の通信途絶時間に抑えることができ、安定的な無線通信を実現することが可能であることが示された。また、本研究開発にて開発した無線センサーを使って測定した値から生成したチャネルモデルを組み込んでシミュレーションを行ったところ、3GPP で利用されているチャネルモデルより実測に近い結果が得られることが分かった。また、特定の周波数で測定したデータを用いて伝搬モデルを生成し、様々な周波数の特性を加味して拡張することで、複数の伝搬モデルを生成できることが実証実験との比較で示された。さらに、SRF 無線の商用利用に向け、IEC、3GPP での標準化活動も行った。2025 年 2 月には、IEC SC65C/WG17 会議での提案の結果、SRF 無線プラットフォームの記述を含む国際文書 (IEC 62657-4) が発行された。

謝辞

本研究開発を遂行するにあたり、Flexible Society Project 参加のメンバーと協力工場の皆様の研究活動へのご理解とご協力に感謝致します。また、測定環境をご提供頂き、また、詳細な技術討論を頂いた、G. Cainelli 氏、B. Gambal 氏、L. Underberg 氏、S. Müller 氏、N. Kranefeld 氏、G. Persico 氏をはじめとする、EmKoI4.0 の、皆様に感謝致します。また、大屋氏、土橋氏、高梨氏をはじめとする、日本の東芝インフラシステムズ社の皆様に感謝致します。また、L5G のシステムに関する詳細な議論を頂いた、太田氏、長谷川教授をはじめとする東北大電気通信研究所“やわらかい情報システムセンター”の皆様に感謝致します。日独の研究グループの素晴らしいパートナーシップを軸に、IEC における 5G/L5G の産業利用のための標準化においても連携を継続し、日独双方の産業活性化につなげたいと考えている。

【査読付き誌上発表論文】

- [1] 大堀、板谷、大須賀、松村、“Evaluation of Productivity and Wireless Channel Load for 3D Storage System in Smart Factory,” IEEE Access, pp.156549-156560、Vol.12、2024 年 10 月 24 日
- [2] 芝、古市、秋元、本良、亀田、G. Cainelli、S. Müller、B. Gambal、N. Kranefeld、大堀、大須賀、G. Persico、L. Underberg、板谷、末松、“ダイレクト RF アンダーサンプリング方式を用いたスペクトラムの再生とチャネルモデル測定への適用展開、”電子情報通信学会論文誌 C、Vol. J108-C No. 1、2025 年 1 月 1 日
- [3] 大堀、山口、板谷、松村、“A Machine-Learning-Based Access Point Selection Strategy for Automated Guided Vehicles in Smart Factories,” Sensors, pp.8588、Vol.23、No.20、2023 年 10 月 20 日

【その他の誌上発表】

- [1] 大堀、“Flexible Society Project: Supporting Social Activities with Stable Wireless Communications、” NICT REPORT、pp.56、2025 年 1 月 31 日

【査読付き口頭発表論文】

- [1] T. Shiba、T. Furuichi、G. Cainelli、S. Müller、B. Gamba、Nils Kranefeld、F. Ohori、T. Osuga、G. Persico、Lisa Underberg、S. Itaya、and N. Suematsu、“Proposal of Channel Model Measurement Method under Local 5G System Operation、” APWCS2024、Singapore、2024 年 8 月 22 日
- [2] T. Nakajima、T. Osuga、F. Ohori、S. Itaya、K. Gota、G. Fujimoto、R. Kato and T. Matsumura、“Seamless Switching Between Public and Non-Public 5G Network Using Smart Resource Flow Wireless Platform、” IEEE ICCT-Pacific2025、pp.92、Shimane、2025 年 3 月 29 日
- [3] T. Shiba、T. Furuichi、N. Suematsu、“Power Delay Profile Measurement Applied MUSIC for Local 5G System、” Proc. Of 2023 WSCE、pp.49-55、Thessaloniki、Greece、2023 年 8 月 25 日

【口頭発表】

- [1] 古市、芝、末松、“広帯域リアルタイム周波数スペクトラムモニタを用いた稠密環境における測定、”信学技報、MW2022-175、2023 年 3 月 3 日
- [2] 芝、古市、G. Cainelli、B. Gambal、S. Müller、N. Kranefeld、G. Persico、L. Underberg、末松、“日本とドイツ環境におけるローカル 5G システム用チャネル

モデル測定法の検証、” 信学技報、SR2023-69、2024 年 1 月 25 日

- [3] 雨海、大堀、板谷、松村、“ローカル 5G における上り通信遅延特性評価ー遅延の特徴と実装依存性ー、” SR 研究会、2024 年 1 月 26 日

【申請特許リスト】

- [1] 芝、末松、古市、測定装置及び測定方法、日本、2024 年 10 月 11 日
- [2] 加藤、通信装置および通信方法、日本・US、2025 年 3 月 28 日
- [3] 中島、大堀、板谷、無線通信方法及び無線通信システム、日本、2025 年 3 月 31 日

【報道発表リスト】

- [1] “NICT、NEC、東北大学、トヨタ自動車東日本、東北の実工場における SRF 無線プラットフォーム Ver. 2 の実証実験を開始”、PR Times、2024 年 6 月 17 日
- [2] “NICT、NEC、東北大学、トヨタ自動車東日本、東北の工場において SRF 無線プラットフォーム Ver. 2 の実証実験に成功”、PR Times、2024 年 11 月 7 日

【国際標準提案リスト】

- [1] IEC/TC65/SC65C/WG17 本会議、“Response to Comments 65C 1286 CDV IEC 62657-4-Ed2.0”、2024 年 5 月 21 日
- [2] FFPASRFT-WG、CMPT-24-030-00、“CMPT-24-030-00 Correction to Draft Errata of Conformance Test Specifications for SRF Wireless Platform Version 1.1.0”、2024 年 12 月 19 日
- [3] 3GPP SA1、S1-242241、“Enhancement of Upper Layer Traffic Steering and Switching over two 3GPP Access Networks”、2024 年 8 月 19 日

【参加国際標準会議リスト】

- [1] IEC/TC65/SC65C/WG17、リモート開催、2024 年 5 月 21 日
- [2] FFPASRFT-WG、リモート開催、2024 年 9 月 19 日
- [3] 3GPP SA1、リモート開催、2024 年 11 月 18 日