

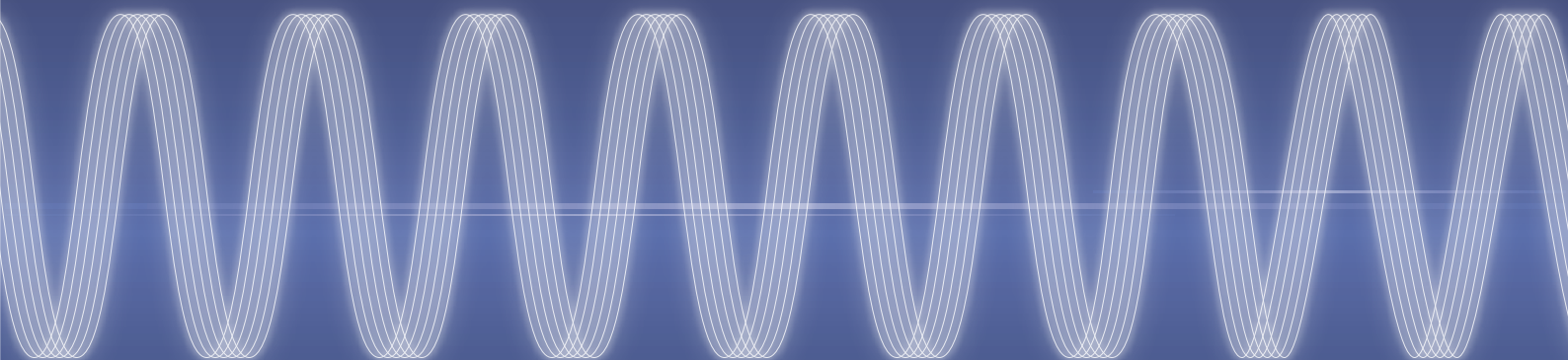
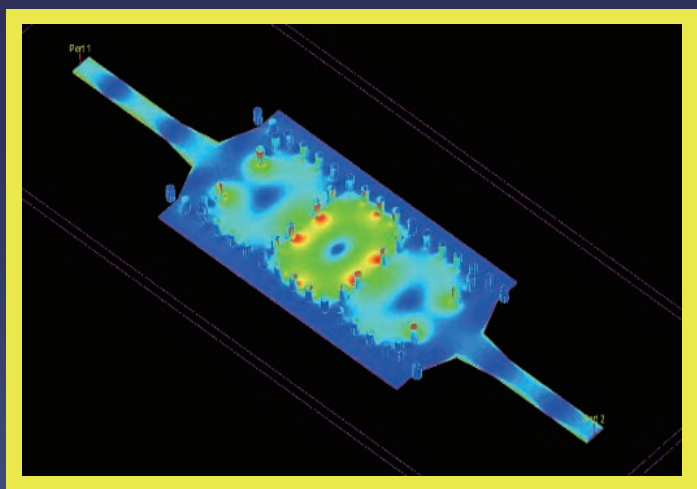
島田理化技報

No.29(2025)

SPC Technical Report

特集

- 安全・安心な社会に貢献するミリ波・マイクロ波技術の最前線
- ワイヤレス給電・誘導加熱で拓くカーボンニュートラル社会



目 次

■巻頭言

高周波技術で我が国の安全・安心に貢献する	1
田中 智明	

■特集論文 安全・安心な社会に貢献するミリ波・マイクロ波技術の最前線

ミリ波帯パッケージ実装技術と高集積化	2
鈴江 秀規／中保 淳司／佐藤 守／生駒 俊治／池田 篤史	
GaN HEMTを用いた新型RFドライバの設計と実用化	7
宮崎 慎也／中村 亮／太田 貴之	
金属3Dプリンタ造形によるX帯高電力終端器の評価	15
古谷 涼太郎／鈴木 君尚／根本 淳一	
Ka帯BGAサーキュレータの開発と挑戦	20
北上 景一／佐藤 圭／田添 晃	

■特集論文 ワイヤレス給電・誘導加熱で拓くカーボンニュートラル社会

ワイヤレス給電インバータの実用化開発	25
會見 春樹／浜田 深造／鈴木 哲也／田内 良男	
並列共振方式誘導加熱電源の特長と均等加熱技術	30
浜田 深造／會見 春樹／鈴木 哲也／片岡 辰雄	

■トピックス

タカシミュレータ、技術革新で防衛基盤整備協会賞を受賞	37
超軽量導波管の開発と衛星搭載への展開	38
高効率化を実現したミリ波通信機器向け自動測定装置	39
「SATELLITE 2025 EXHIBITION」への出展と衛星通信技術の展望	40
「人とくるまのテクノロジー展2025 YOKOHAMA」出展	41

■製品紹介

艦船搭載用導波管コンポーネント	
— 安定供給と特殊仕様対応を両立する高信頼導波管	42
Q-Band LNA	
— 次世代衛星通信を支える超低雑音増幅器	43
高電力サーキュレータ	
— 電磁界解析による最適設計で、ピーク3.5MWの耐電力を実現	44

■特許紹介

接合部の監視構造【特許第7420877号】	45
ワイヤレス給電評価試験器【特許第7453436号】	46
電気自動車用受電回路、電気自動車用受電回路の構築方法および電気自動車【特許第7583965号】	47

❖表紙の図紹介

表表紙上	45GHz帯SIWを使用したBPF電流密度分布図
表表紙下	ワイヤレス給電インバータ構成品 ※写真は当社所有車両を撮影したものです
裏表紙上	ミリ波帯送信モジュールのPower Amplifier 拡大写真
裏表紙下	X帯高電力終端器の3次元モデル

■ 巻頭言

高周波技術で我が国の安全・安心に貢献する

代表取締役社長
田中 智明
Tomoaki TANAKA



1. 島田理化工業について

島田理化工業が誕生したのは戦後まもなくの 1946 年です。前身は日本海軍の第二海軍技術廠島田実験所であり、日本の超一流の科学者を総動員してマイクロ波に関する研究が行われていました。戦後、当時最先端であった高周波技術を産業と社会に活かしたいという創業者たちの思いは、現在も受け継がれています。

島田理化工業は創業以来培ってきた高周波技術（マイクロ波・ミリ波技術、高周波パワーエレクトロニクス）を軸として、通信電子分野と産業機器分野で産業や社会の営みを支える新しい技術や製品を次々と生み出し続け、我が国の発展に貢献してまいりました。

2. 戦後最も厳しく複雑な安全保障環境に

今年は戦後 80 年の節目を迎えました。先の大戦では、我が国だけでなくアジアをはじめとする諸外国にも甚大な被害を与え、二度と繰り返してはならない歴史の反省と教訓を胸に刻みました。

しかしながら、近年、我が国を取り巻く周辺国による軍事力の増強や挑発行動の増加により、国際情勢は不安定さを増しており、戦後最も厳しく複雑な安全保障環境にあると言われています。また、ウクライナやガザ地区での惨状は、国際社会における安全保障の脆弱性を浮き彫りにしており、我が国も無関係ではありません。さらに、我が国が抑止力として依存してきた米国の姿勢にも変化が見られる現況において、歴史の反省と教訓を踏まえ、あのような惨禍を二度と繰り返さないためには、我が国が自らの防衛力を抜本的に強化し自立した抑止力を確立することが、単なる選択肢ではなく必然と言えます。我が国の幸せ、安全・安心を確保する上では、安全保障なくして他の議論は意味を成しません。

3. 高周波技術で我が国の安全・安心に貢献する

当社が得意とする高周波技術は元々、軍事目的での通信やレーダシステムのために開発され、特に先の大戦中にはレーダ技術の向上が求められ、マイクロ波がその一環として利用されるようになりました。その後、高周波技術は民間分野にも広がり、当社も通信、医療、工業加熱等の分野で貢献してまいりましたが、昨今の抜本的な防衛力強化が国家課題となる中では、今一度、創業当時の原点に立ち返り、我が国の幸せ、安全・安心のために、得意とする高周波技術を防衛力強化に活用し、国家安全保障への貢献度を増していくことが、創業以来変わらぬ当社の使命でもあると言えます。

本技報の中でも紹介している「防衛基盤整備協会賞」の受賞は、当社の防衛産業としての決意を評価いただくとともに、我が国の安全・安心への貢献を期待いただくものだと思っております。島田理化工業は、引き続き高周波技術で我が国の安全・安心に貢献してまいります。

戦後まもなく創業した島田理化工業は、来年で創業 80 周年を迎えます。この 80 周年を一つの節目としてさらなる成長を目指すとともに、高周波技術を軸にお客様のニーズにタイムリーに応え、品質の高い魅力ある製品の実現に向けて、これからも社員全員で取り組んでまいります。

今後とも変わらぬご愛顧を賜りますようよろしくお願い申し上げます。

ミリ波帯パッケージ実装技術と高集積化

Millimeter-Wave Band Package Integration Technology

鈴江 秀規
Hidenori SUZUE

中保 淳司
Junji NAKAHO

佐藤 守
Mamoru SATO

生駒 俊治
Toshiharu IKOMA

池田 篤史
Atsushi IKEDA

要 旨

近年、Beyond 5G/6G通信に代表されるようにミリ波帯やテラヘルツ帯の研究開発が活発である。通信業界や研究機関からはテラヘルツ波を利用した通信速度の向上が報告され^{[1][2][3]}、高速大容量通信の実現が期待される。またミリ波機器の普及に伴い集積化技術が発展しておりSoC (System On Chip) 技術を使用したデバイスが主流になりつつあり今後の動向が注目される^[4]。ここでは当社におけるミリ波帯フロントエンドモジュールに搭載するパッケージ実装技術などの一端を紹介するとともに、高集積化に向けて誘電基板集積導波路(SIW: Substrate Integrated Waveguide)を用いた回路応用の可能性について報告する。

1. パッケージ実装技術

1.1 マルチチップモジュール

当社では市販のMMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) ベアチップを用いて、ミリ波に対応した金属製パッケージに“周波数通倍回路+増幅器”や“ミキサ回路+周波数通倍回路”などの組合せで実装し、機能モジュールを構成している。このような形態のモジュールをマルチチップモジュール (MCM: Multi Chip Module) と呼んでいる。

図1にMCMの一例として、60GHz帯通倍器モジュールを示し、表1に主要性能を示す。周波数通倍器MMICの後段にアルミナ基板上でパターン構成されたレベル調整用の減衰器、さらに周波数通倍器MMIC、その後段にアルミナ基板上でパターン構成された不要波抑圧用フィルタと電力検波回路を配置し、同一パッケージ内に実装している。パッケージとチップおよび各チップ間はワイヤボンディングにより接続されているが、ミリ波帯ではワイヤボンディングのインダクタンス成分が性能に大きな影響を与えるため、アルミナ基板の接続部にはインダクタンス成分を相殺するパターンを挿入して性能劣化を防いでいる。

当社では、市販の単体MMICでは実現できない機能をシステム仕様に合わせて独自モジュールとして設計し、自社供給できるという利点と、MCMの最終工程において窒素雰囲気中でパッケージを気密封止することにより信頼性を確保できる利点があるため、MCMを採用している。

1.2 フロントエンドモジュール

当社においてフロントエンドモジュールのミリ波帯アクティブ回路はMCMを用いて構成されている。従来は送信モジュールと受信モジュールに分かれていることが多かった。当社がミリ波帯フロントエンドモジュールを製品化してから20年以上が経過し、近年ではより集積化と小型化が進み、送受信一体化したフロントエンドモジュールが主流となっている。

ミリ波帯フロントエンドモジュールの一例として図2に45GHz帯送受信フロントエンドモジュール内部実装図を示す。図3に概略ブロック図を、表2に主要性能を示す。送信部は3パーツのMCMにより構成されている。基板の信号伝送線路とMCMは、金リボンにより基板と接続されている。送信出力と受信入力アンテナ接続部となる導波管型デュプレクサにより送受信信号が分離され、周波数分割方式が図られている。

2. 高集積化への挑戦

前節まではパッケージを利用したMCMについて述べてきたが、SIWを使用したフロントエンドモジュールも近年見られるようになった^{[5][6]}。特にアンテナ部やバンドパスフィルタ (BPF: Band Pass Filter) 回路にSIWを使用することにより、モジュールの更なる小型化が期待できるため重要な技術要素の1つとなっている。

次にシミュレーションによるSIWを用いた回路の実施例を示す。

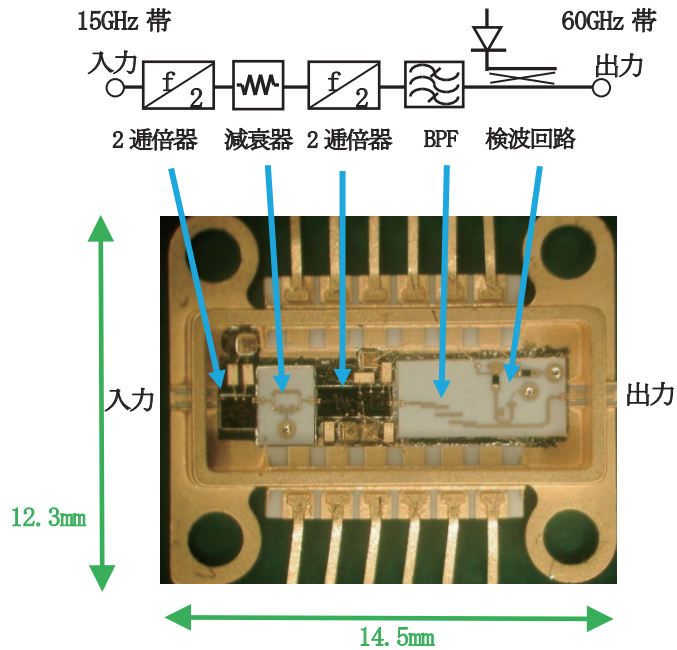


図1 60GHz帯 通倍器モジュール

表1 60GHz帯通倍器モジュール主要性能

項目	性能
入力周波数 [GHz]	14.80~15.03
出力周波数 [GHz]	59.20~60.12
出力電力 [dBm]	+14 以上
消費電力 [W]	1.0 以下

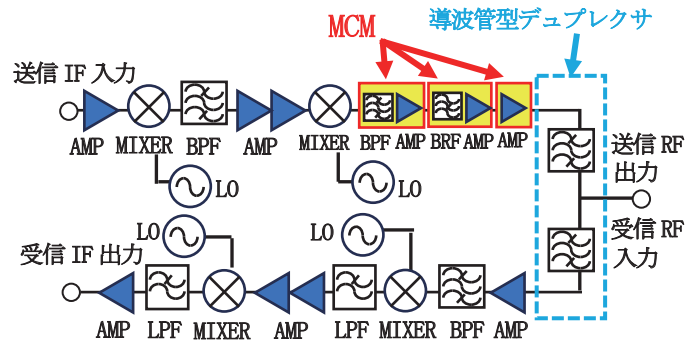


図3 45GHz帯送受信フロントエンドモジュール 概略ブロック図

表2 45GHz帯送受信フロントエンドモジュール 主要性能

項目	性能
複信方式	周波数分割方式
RF 周波数	45GHz 帯
IF 周波数 [MHz]	送信 : 300 受信 : 420
チャンネル帯域幅 [MHz]	120
送信 2dB 出力電力圧縮点 [dBm]	+23 以上
位相雑音 [deg rms]	1.1 以下
受信雑音指数 [dB]	8.7 以下
消費電力 [W]	45 以下

2.1 SIWの基本的な伝送特性

図4に45GHz帯におけるSIWの電流密度分布シミュレーション結果を、図5にSIWのSパラメータシミュレーション結果を示す。このシミュレーションでは、マイクロストリップ伝送線路-SIW-マイクロストリップ伝送線路の構成にて有限要素法により電流密度分布とSパラメータを算出している。

基板は厚み $T=0.254\text{mm}$ 、比誘電率 $\epsilon_r=3.66$ である。図4から上下面を導体で覆われた基板内部をTE₁₀モードに近い状態で伝搬していることがわかる。また、Sパラメータは導波管と同様の高域通過特性を示している。フロントエンドモジュールの使用帯域45GHz帯でリターンロス-20dB以下の性能が得られた。

2.2 SIWを使用した回路例

図6にSIWを使用した3段のBPFシミュレーションの電流密度分布シミュレーション結果を、図7にSパラメータを示す。表3にBPFの要求値とシミュレー

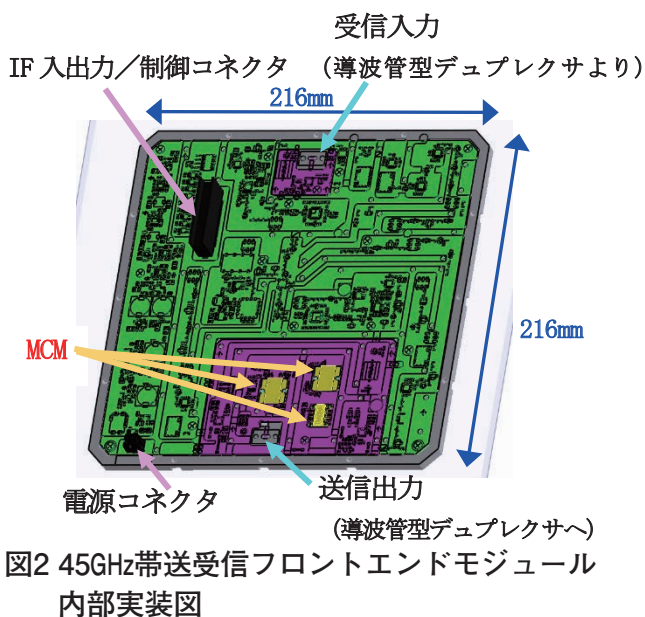


図2 45GHz帯送受信フロントエンドモジュール 内部実装図

シミュレーション結果を示す。通過帯域内損失は、3.5dB以下に抑えられた。図8に参考として5段の結合線路型BPFシミュレーションSパラメータを示す。

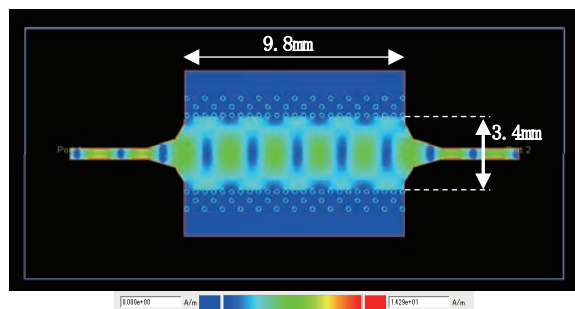


図4 45GHz帯SIW電流密度分布

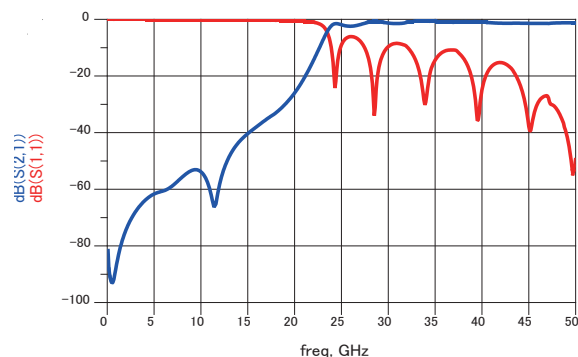


図5 45GHz帯SIW Sパラメータ

表3 SIWを使用したBPF要求性能とシミュレーション値

項目	要求性能	シミュレーション値
通過帯域 [GHz]	44.50～45.50	44.50～45.50
帯域内挿入損失 [dB]	4.5 以下	3.47
帯域外減衰量 [dB]		
①42.5～43.0GHz	25 以上	26.40
②47.0～47.5GHz	25 以上	26.89

5段の結合線路型BPFでは、要求性能を満足していない。この原因は45GHz帯の周波数に対して基板厚みが厚いために分散効果の影響が顕著となり、結合度の周波数依存性やモード純度の低下によりスカー特性が悪化しているものと推定される。

一方でSIWを使用した3段BPFは、結合線路型より段数が少なくても急峻な減衰特性が得られており、SIWが有効な回路構成手法であることがわかる。

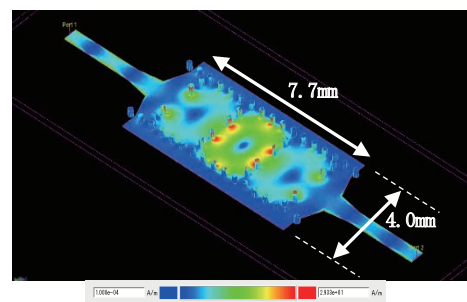


図6 45GHz帯SIWを使用したBPF電流密度分布

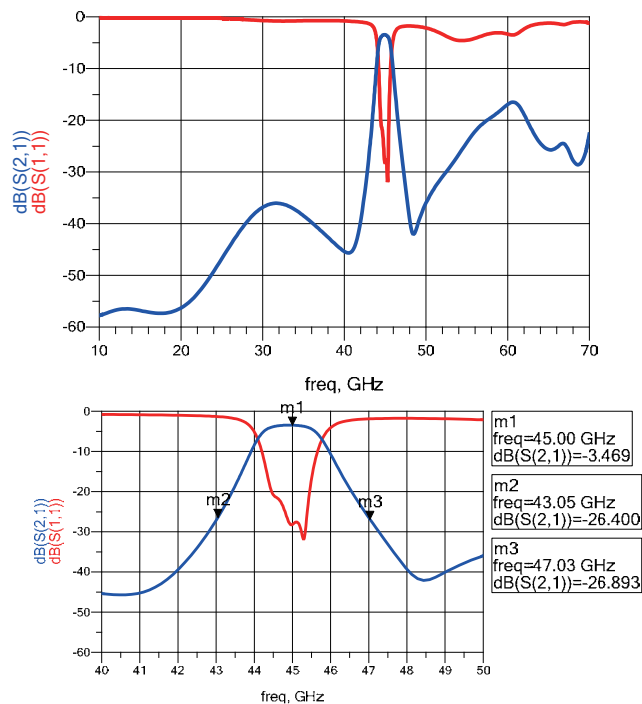


図7 45GHz帯SIWを使用したBPF Sパラメータ

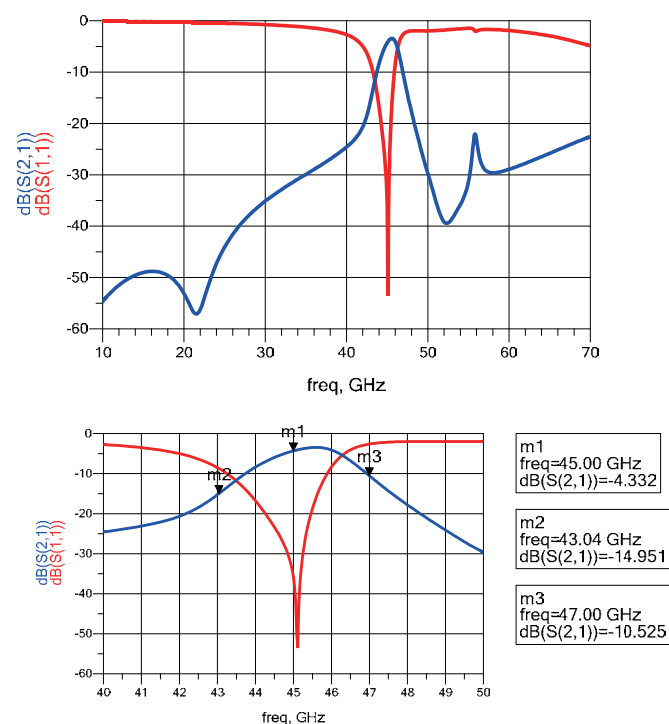


図8 結合線路型BPF Sパラメータ

SIW を使用した 3 段 BPF は寸法も実用範囲であり、モジュールに適用が可能と考える。SIW を使用した回路は BPF の他にも、電力分配器や導波管変換部への応用等が期待される。

2.3 SIWの小型化

SIW の発展形として、半モード誘電基板集積導波路 (HMSIW:Half mode SIW) を使用した回路の報告も増えている [7][8]。

図 9 に 45GHz 帯 HMSIW の電流密度シミュレーション結果を、図 10 に HMSIW と SIW の S パラメータを示す。このシミュレーションは、マイクロストリップ伝送線路-HMSIW-マイクロストリップ伝送線路の構成にて算出した結果である。図 9 より準 TE₁₀ モードで伝搬していることがわかる。また、S パラメータは、SIW と比較して通過帯域が約 2GHz ほど低域側にシフトしてるが、45GHz 帯では SIW と同等の性能が得られており、Half mode とすることによる影響は、ほぼないことがわかる。HMSIW は、SIW による回路寸法をおよそ半分に削減する小型化が期待されるため、今後検討を進める。

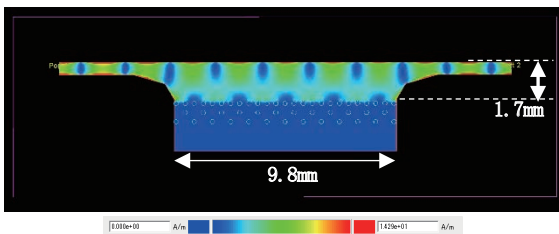


図9 45GHz帯HMSIW 電流密度分布

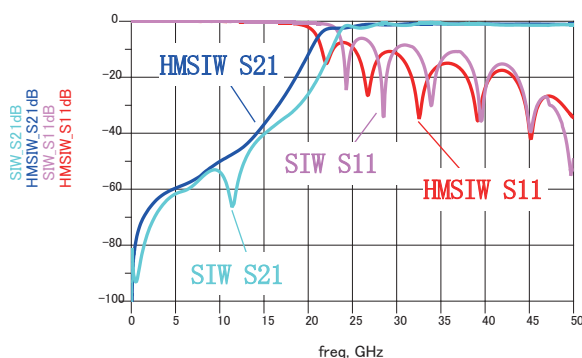


図10 45GHz帯HMSIWおよびSIW Sパラメータ

3. むすび

当社は、ミリ波帯の実装技術である MCM の採用により、送受信フロントエンドモジュールの小型化と集積化を実現してきた。

今後、更なる小型化を進めるために、SIW 回路や HMSIW 回路の採用は、ミリ波帯で検討すべき重要なテーマであることを示した。

当社では、MCM と SIW や HMSIW を採用した回路の複合設計、および実機を用いた実証試験を進めることで実用化に向けた検討を深めてゆく予定である。

参考文献

- [1] Teruo Jyo, Sam Kusano, Hiroaki Katsurai, Hiroshi Hamada, Munehiko Nagatani, Miwa Muto, "300-GHz-Band InP HBT Power Amplifier Module Enabling 280-Gb/s 0-dBm Signal Generation With Predistortion" IEEE Microwave Technology Letters (Volume:35, Issue : 6, June 2025)
- [2] 原 紳介, ムバラク モハド, 鐵本 智大, 関根 徳彦, 笠松 章史: "Beyond 5G を実現するテラヘルツ通信", 情報通信研究機構研究報告 Vol. 70 No. 1 (2024)
- [3] Liang Zhou, Masafumi Tsutsui, Yasuhiro Nakasha, Shiro Ozaki, Takashi Dateki, Yusuke Kumazaki, "Sub-THz SC-FDE MIMO Systems with Deep Neural Network Equalization for 100Gbps of 6G" 2024 IEEE 100th Vehicular Technology Conference (VTC2024-Fall)
- [4] Habeeb Ur Rahman Mohammed, "Advancements in mmWave Technology: Launch on Package for Automotive Radars" TEXIAS INSTRUMENTS Technical White Paper SWRA801 Jan. 2024
- [5] Shouwei Chen, Xiaoping Wu, Feng He, Qinghua Yang, "Design and Implementation of a Transmitter Front-end Module with Substrate Integrated Wave-guide filter for Ka-band Wireless Communication" 2024 6th International

Conference Electronic Engineering and
Informatics (EEI)

- [6] Shouw, ei Chen, Yubo Wu, Xingpeng Liu,
Dawen Xia,
“Design of RF front-end system-in-package
module
based on organic substrate provcess ”
Volume 7, article number 522, (2025)
Discover Applied Science, Springer Nature.
- [7] Zhiyuan Zhao, Cheng Peng, Shuzing Wang, Li
Zhang, Kai Li, Yiyong Zhu,
“Enhanced dual-and triple-band bandpass filters
using slot-line perturbed HMSIW resonators”
IECE Electronics Express Volume 21(2024)
Issue 23.
- [8] Reza Asgharivaskasi, Valiollah Mashayekhi,
Nima Azadi-
Tinat, Mohsen Koohestani, “Ultra-compact
quad-band half-mode SIW bandpass filter for
Sub-6GHz 5G applications”
Scientific Reports (2025)15:30077.

著者紹介

生産本部
電子システム技術部 電子技術課
鈴江 秀規

生産本部
電子システム技術部 電子技術課
中保 淳司

生産本部
電子システム技術部 電子技術課
佐藤 守

生産本部
電子システム技術部 立体回路技術課
生駒 俊治

生産本部
電子システム技術部 電子技術課
池田 篤史

GaN HEMTを用いた新型RFドライバの設計と実用化

Design and Practical Implementation of a new RF driver using GaN HEMT

宮崎 慎也
Shinya MIYAZAKI

中村 亮
Ryo NAKAMURA

太田 貴之
Takayuki OHTA

要 旨

当社では、放射線装置の一つであるライナック（LINAC：Linear Accelerator，線形加速器）の大電力 RF（Radio Frequency，高周波）源に使用されるクライストロンを駆動するための RF パルス信号発生器（名称：RF ドライバ，図 1 及び図 2 参照）の生産を行っている。過去，クライストロンの駆動は TWT（Traveling Wave Tube，進行波管）などで行われていたが，近年では信頼性や安定性の高さから，SSPA（Solid State Power Amplifier，固体電力増幅器）に置き換わっており，当社の RF ドライバもこの SSPA を採用している。

RF ドライバを構成するモジュールの一つであるプリアンプ（図 2 の青枠部分及び図 3 参照）において増幅素子として使用していた GaAs FET（Field Effect Transistor，電界効果トランジスタ）が製造中止となったため，代替品の選定が必要となった。しかし，市場には適合する GaAs FET が見つからなかったため，GaN HEMT（High Electron Mobility Transistor，高電子移動度トランジスタ）に置き換えることにした。

プリアンプでは，増幅素子のゲート電圧を高速でパルス制御することにより，連続波の RF 信号から，RF パルス信号を生成している。増幅素子を GaN HEMT に置き換えた際，従来と同等のパルス特性（Droop^{注1}：0.3dB 以下，tRISE^{注2}：100ns 以下等）を得るためには，ドレインバイアス回路及びゲートバイアス回路の最適化が課題であった。

今回，これら課題を解決し，GaN HEMT を採用した新型 RF ドライバを開発したため，ここに報告する。



図1 RFドライバ外観

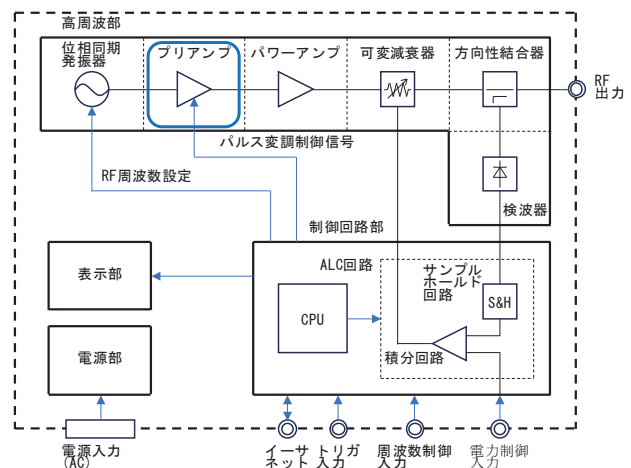


図2 RFドライバのブロック図

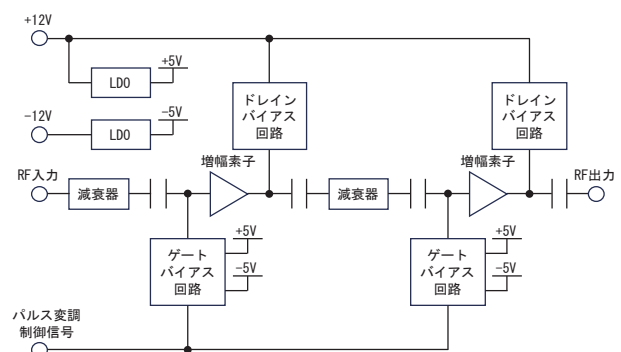


図3 プリアンプのブロック図

注 1) パルス内の電力低下量

注 2) RF パルス信号の包絡線の 10-90% 立上り時間

1. まえがき

当社では、ライナック用クライストロンの駆動用RFドライバの生産を行っている。ライナックで使用するクライストロンの動作周波数は、主に2,856MHz又は2,998MHzのS帯(2GHz～4GHz)である。この帯域では高出力、高効率といった特性をもつGaN HEMTへの期待が大きく、各デバイスメーカーが製品化に注力している(図4参照)。S帯の、特に数W～数十Wの電力帯の増幅素子では、GaAs FETの製造中止にともない、GaN HEMTが主流となる供給市場の動きが見られる。

当社で生産している2,856MHz出力タイプのRFドライバにおいても、プリアンプに使用していたGaAs FETが製造中止となり、デバイス変更の必要が生じた。

代替部品の調査を行ったが、前述のとおり、当該周波数帯では、GaAs FETの市場は縮小傾向にあり、代替可能なGaAs FETを見つけることができなかった。一方、将来性の観点から、高出力、高効率といった特性を持つGaN HEMTは魅力的なデバイスであり、早期にGaN HEMTの製品への実用化技術を確認する必要があると考え、GaN HEMTを採用した新型RFドライバの開発に着手することとした。

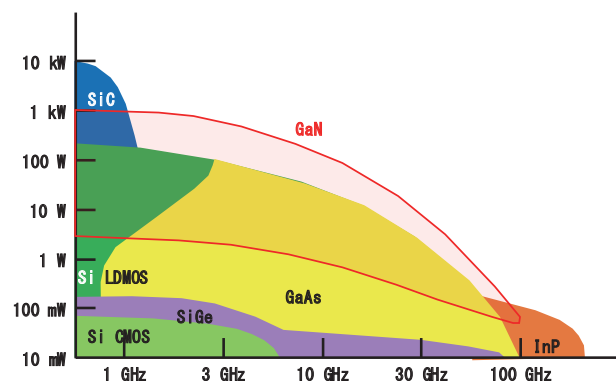


図4 周波数・出力別半導体材料マップ
(文献¹⁾を基に作成)

2. 採用したGaN HEMTの特性

プリアンプで増幅素子として使用していたFLU17XMT(住友電工デバイス・イノベーション株式会社、以下 SEDI 製)及びFLL120MK(同)の2種のGaAs FETが製造中止となった。利得及び飽和出力電力が、製造中止部品と同等又はそれ以上であるこ

とを条件に代替部品調査を行った結果、FLU17XMTの代替にはSGNL005Z2K-R(SEDI 製、GaN HEMT)を、FLL120MKの代替にはSGNL015Z2K-R(同)を、それぞれ採用することにした。

採用した GaN HEMT の主要性能を表 1 及び表 2 に示す。

表1 SGNL005Z2K-R主要性能

項目	Min.	Typ.	Max.
動作周波数[GHz]	DC	—	5.0
動作電圧[V]	—	—	50
ピンチオフ電圧[V]	-3.45	-2.95	-2.45
飽和出力電力[dBm]	37.3	38.3	—
ドレイン効率[%]	46.0	52.0	—
小信号利得[dB]	14.8	16.0	—

表2 SGNL015Z2K-R主要性能

項目	Min.	Typ.	Max.
動作周波数[GHz]	DC	—	3.8
動作電圧[V]	—	—	50
ピンチオフ電圧[V]	-3.45	—	-2.45
飽和出力電力[dBm]	41.7	42.4	—
ドレイン効率[%]	50.0	56.0	—
小信号利得[dB]	14.6	15.8	—

3. GaN HEMTの特性と設計上の課題

プリアンプは、制御回路部から入力されるパルス変調制御信号(High : 3.3V, Low : 0Vのパルス電圧信号)に応じて、連続波のRF信号をRFパルス信号に変換し、かつ、パワーアンプをドライブ可能な電力まで増幅するためのモジュールである。従来のプリアンプでは、パルス変調制御信号を基に、GaAs FETのゲート電圧をOFF電圧(ピンチオフ電圧以下)/ON電圧にパルス制御することで、位相同期発振器からプリアンプに入力された連続波のRF信号をRFパルス信号に変換、増幅していた。RFドライバに求められる良好なパルス特性(tRISE, Droop等、表3参照)を得るためには、

- ・ON時、ドレインに十分かつ安定した電荷を供給できること
- ・パルス変調制御信号に応じて、ゲート電圧を高速にOFF/ON制御できること

が必要である。ところが、一般的にGaN HEMTはGaAs FETと比較し、

- ・動作ドレイン電圧が高い(従来のGaAs FETが+10Vに対して、SGNL005Z2K-R及びSGNL015Z2K-Rでは最大+50V)

・安定動作のためゲートバイアス回路に実装することがメーカにより推奨されているバイパスコンデンサの容量が大きい(従来のGaAs FETが数十pFに対して、SGNL005Z2K-R及びSGNL015Z2K-Rでは1,000pF以上)といった特徴がある。これらの条件に対応するドレインバイアス回路及びゲートバイアス回路を新たに開発することが必要となった。

表3 RFドライバ(従来品)のパルス特性

項目	目標値	実績値
パルス幅[μ s]	2~13	2~13
繰返し周波数[Hz]	80~440	80~440
Droop[dB]	0.3 以下	0.16
tRISE[ns]	100 以下	26

3.1 高電圧対応ドレインバイアス回路

ドレインバイアス回路は、FET や HEMT のドレイン端子に適切なドレイン電圧・ドレイン電流を供給し、安定した増幅動作を実現させるための回路である。GaN HEMT 用のドレインバイアス回路は、以下に示す (1) ~ (3) の項目を検討し、それに基づいて開発を行った。

(1) ドレイン電圧の検討

RF ドライバの電源部では、AC 電源から +12V、-12V 及び +44V(パワーアンプ用) を生成している。従来品の GaAs FET はドレイン電圧 +10V で使用していたため、プリアンプでは電源部から供給される +12V を、LDO(Low Dropout Regulator) で +10V に変換し、GaAs FET のドレインに供給していた。これに対し、今回採用する GaN HEMT の SGNL005Z2K-R 及び SGNL015Z2K-R では、ドレイン電圧は最大 +50V で使用可能である。ドレイン電圧は、電圧が高いほど出力電力も高くなるというメリットがあるが、同時に、電圧が高くなると、耐電圧の関係で使用できるコンデンサのサイズが大きくなるというデメリットもある。高出力を得るために可能な限り高い電圧、かつ、入手性の良い 50V 耐圧のコンデンサを 70% のデレーティングで使用可能という観点から、今回は GaN HEMT を +35V で使用することにした。

(2) 昇圧回路の検討

+35V で使用するためには、昇圧型の DC/DC コンバータを用いて、+12V から +35V を生成する必要がある。ところが、+12V 電源を直接、昇圧型 DC/DC コンバータに入力する構成 (図 5 参照) の場合、+12V 立ち上り時の過渡状態において、昇圧型 DC/DC コンバータに使用するインダクタを介して、+12V 電源からドレインに実装されているチャージコンデンサに向けて突入電流が発生し、電源部の過電流保護回路が動作する問

題が生じる。

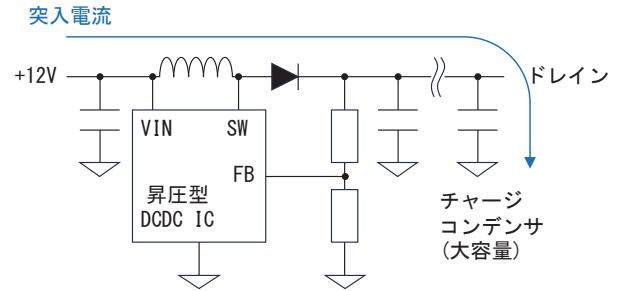


図5 昇圧型DC/DCコンバータ使用時の突入電流発生経路

そこで、昇圧型 DC/DC コンバータの前段に電流制限機能を有する LDO を配置し、一旦、+12V を +10V に変換してから昇圧型 DC/DC コンバータへ入力する構成 (図 6 参照) を採ることとした。

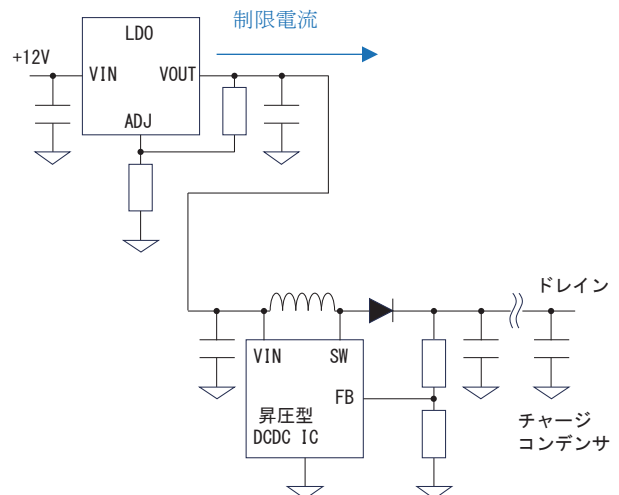


図6 新型RFドライバで採用したドレインバイアス回路

LDO の制限電流 (Ilimit) は、電源部の過電流保護は働かないが、ドレインのチャージコンデンサを十分に充電できる値でなければならない。評価ボードにて GaN HEMT の評価試験を実施したところ、RF パルス信号送出時、

SGNL005Z2K-R：約 32mA@ 動作点^{注1}

SGNL015Z2K-R：約 300mA@ 動作点^{注1}

のドレイン電流が流れることがわかった (図 7 及び 8)。このとき、

RF パルス信号 ON 時消費電荷 \leq

RFパルス信号OFF時充電電荷

である必要があるが、表 3 より、パルス幅は最大 13

μs , 繰返し周波数は最大 440Hz であるため,
コンデンサへの充電電流 (I_{charge}) は

$$(32\text{mA} + 300\text{mA}) \times 13\mu\text{s} \leq$$

$$I_{\text{charge}} \times (1/440\text{Hz} - 13\mu\text{s})$$

$$\therefore I_{\text{charge}} \geq 1.91\text{mA}$$

が要求されることがわかる。 I_{charge} は昇圧型 DC/DC コンバータの出力電流なので, LDO の制限電流 (I_{limit}) に換算する必要がある。昇圧型 DC/DC コンバータの変換効率が 75% のとき, I_{limit} は以下のように算出される。

$$I_{\text{limit}} \div I_{\text{charge}} \div 10\text{V} \times 35\text{V} \div 0.75$$

$$\therefore I_{\text{limit}} \geq 9\text{mA}$$

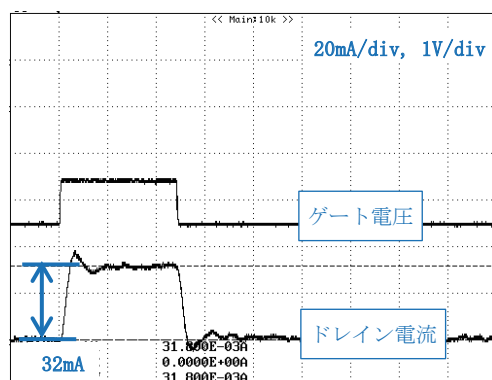


図7 メーカー推奨回路
(コンデンサ39 μF 実装時)での
動作点出力時の
SGNL005Z2K-Rドレイン電流波形

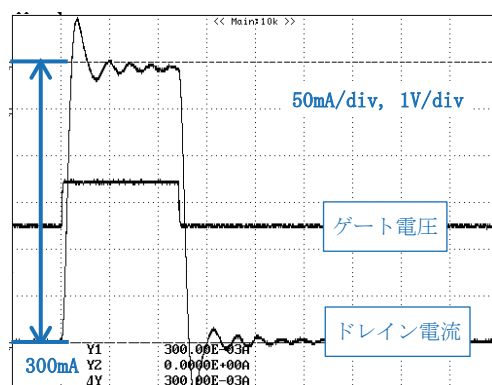


図8 メーカー推奨回路
(コンデンサ39 μF 実装時)での
動作点出力時の
SGNL015Z2K-Rドレイン電流波形

電源部の過電流保護機能は最小 8A にて動作するため, 新型 RF ドライバでは, $I_{\text{limit}} = 1.5 \sim 3.4\text{A}$ の LDO を採用することでこれに対応した。

RF ドライバの, パルス幅 2 ~ 13 μs , 繰返し周波数 80 ~ 440Hz という条件では問題とならなかったが, パルス幅がより広く, 繰返し周波数がより高い条件で使用する場合は, LDO 選定に注意が必要である。

(3) ドレインチャージコンデンサ選定

「GaN HEMT の飽和出力はドレイン電圧に対して線形に増加する」という研究結果がある²⁾。これより, 「GaN HEMT の出力電力は, ドレイン電圧に依存する」ことが推測される。よって, パルス ON 時, パルス内での出力電力変動 (Droop) を抑制するには, ドレイン電圧の変動量を抑える必要があり, このためにはドレインに十分大きな容量のチャージコンデンサを実装することが必要である。

データシート上, SGNL005Z2K-R, SGNL015Z2K-R 共に, チャージコンデンサ容量のメーカー推奨値は 39 μF である。この値が, RF ドライバの目標性能を実現するために適しているか, 検討を行った。検討は, ドレイン電流が大きい場合, パルス送出時にチャージコンデンサが失う電荷が多く, 大きなドレイン電圧変化が想定される SGNL015Z2K-R にて実施した。

図 8 より, SGNL015Z2K-R のパルス ON 時ドレイン電流は 300mA であった。よって,

$$\begin{aligned} \text{パルス ON 時にチャージコンデンサが失う電荷} \\ = 300\text{mA} \times 13\mu\text{s} = 3.9\mu\text{C} \cdots (A) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{パルス送出前のチャージコンデンサの電荷} \\ = 35\text{V} \times 39\mu\text{F} = 1365\mu\text{C} \cdots (B) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{パルス送出後のドレイン電圧} = \\ ((B)-(A)) \div \text{チャージコンデンサ容量} = \\ 34.9\text{V} \end{aligned}$$

と算出される^{注2)}。

「GaN HEMT の出力電力は, ドレイン電圧に依存する」→「GaN HEMT の出力電力は, ドレイン電圧に比例する」と考えると,

$$\text{パルス ON 直後の電力} \times (34.9\text{V} \div 35.0\text{V}) =$$

パルス ON 終了間際の電力となる。これより, チャージコンデンサ 39 μF 時に想定される Droop は

$$10 \times \text{LOG}(34.9/35.0) = -0.012\text{dB}$$

であり, これは従来品実績に対して十分小さな値であり, 電圧低下の影響はほぼないことがわかった。

チャージコンデンサの容量は 39 μF で問題ないことがわかったが, 新型 RF ドライバでは, 温度変動, 経年変化等も考慮しマージンを持った, 56 μF のコ

ンデンサを採用することとした。従来品では、FLU17XMT には $220\mu\text{F}$ 、FLL120MK には $1000\mu\text{F}$ のコンデンサを実装していたため、コンデンサの大幅な小型化となった。

注 1) プリアンプ出力が、パワーアンプをドライブ可能な電力となるときの、各素子における出力電力

注 2) 実際には、パルス送出中も DC/DC から電荷が供給されるので、ここまでは下らない

3.2 ゲートバイアス回路の高速化

図 9 に従来のゲートバイアス回路の概略図を示す。

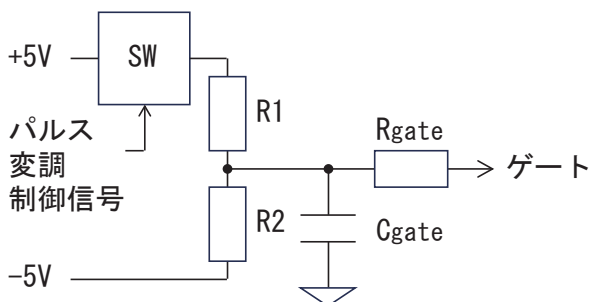


図9 従来のゲートバイアス回路概略図

従来のゲートバイアス回路は、パルス変調制御信号で SW (トランジスタスイッチ) を制御し、ON 時に +5V と -5V から R1 及び R2 の抵抗分割によって生成したゲート電圧を GaAs FET のゲートに印可する構成であった。

本回路では、ON 時のゲート電圧の立上りは、R1 及びゲートバイパスコンデンサ (Cgate) で構成される RC 回路により鈍りが生じる。GaAs FET を使用していた従来回路では、Cgate は 39pF 、R1 は 75Ω であり、立上り時の時定数は約 2.9ns であった。これに対し、今回採用した GaN HEMT (SGNL005Z2K-R 及び SGNL015Z2K-R) では、Cgate として $1,000\text{pF}$ のコンデンサを実装することがメーカーより推奨されており、従来のゲートバイアス回路では、時定数は約 75ns となり、RF ドライバにおける立上り時間の目標値である 100ns 以下を実現できない懸念があった。

そこで、新型 RF ドライバでは、図 10 に示すゲートバイアス回路を用いることで、この問題に対応した。

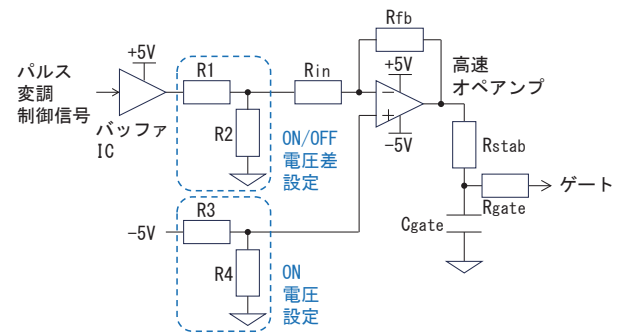


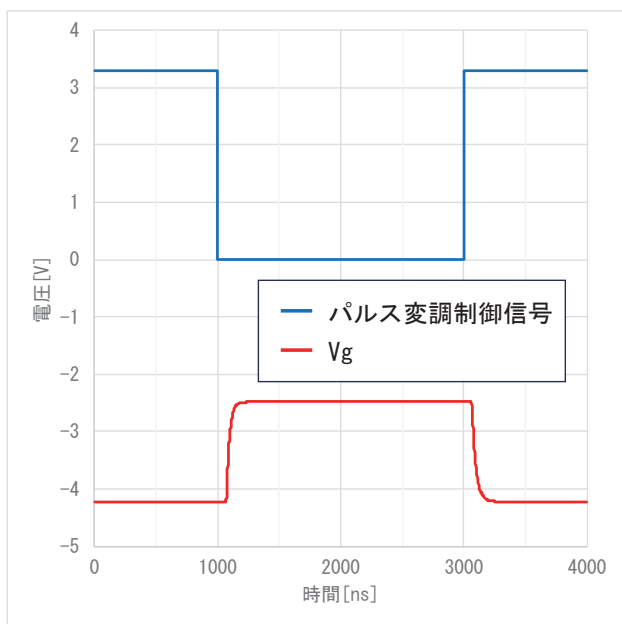
図10 新型RFドライバのゲートバイアス回路概略図

Cgate を高速に充電可能な出力電流、スルーレートを有するオペアンプを使用し、ゲート電圧を生成する構成とした。R1 及び R2 の値で ON/OFF 時の電圧差を設定、R3 及び R4 の値で ON 時の電圧値を設定することが可能である。新型 RF ドライバではオペアンプとして、Linear Technology 社の LMH6658MAX/NOPB を採用した。

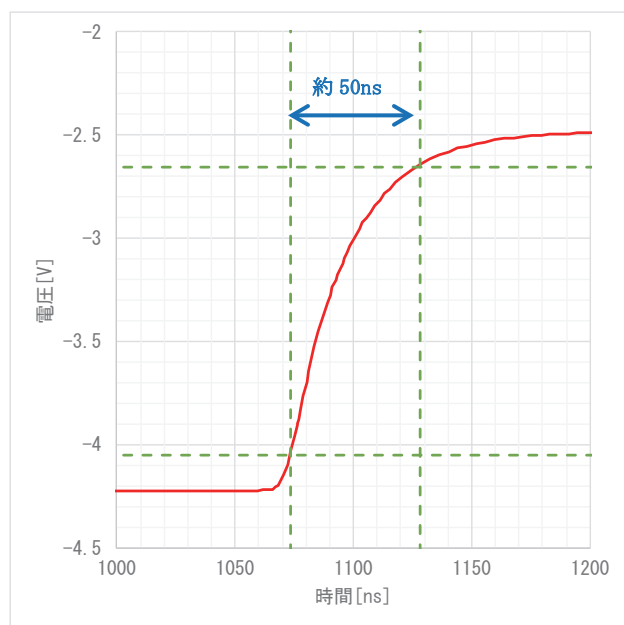
表4 LMH6658MAX/NOPB特性^{注1}

項目	Min.	Typ.	Max.
スルーレート $[\text{V}/\mu\text{s}]$	—	700	—
出力電圧 (RL=150Ω) [V]	+4.00 -3.90	+4.20 -4.05	—
出力電流 [mA]	±45	+100 -110	—

Analog Devices 社が提供する LTspice^[3] を用いて、本回路の動作シミュレーションを実施した。図 11 にシミュレーション結果を示す。図 11(a) 中の青線がパルス変調制御信号、赤線がゲート電圧の電圧波形を示している。パルス変調制御信号 (PW=2 μs, Low 時パルス ON) に応じて、ゲート電圧が生成されていることが確認できる。(b) よりゲート電圧の立上り (10-90%) は約 50ns となった。



(a)パルス変調制御信号に対するVgの変化



(b)Vg立上り時

図11 新型RFドライバのゲートバイアス回路動作シミュレーション結果

ゲート電圧立上り 50ns という値は、従来品のパルス特性の目標値 100ns 以下、実績値 26ns と比較すると、十分高速であるとは言い難い。本回路ではオペアンプと Cgate 間の Rstab に 24Ω 抵抗を選択しており、本抵抗値を小さくすることで更に高速化することは可能である。ただし、抵抗値を小さくしすぎるとオペアンプが発振するおそれがあったため、ボード線図^{注2)}(図12参照)を参考に本定数(24Ω)を選択し、実際のパルス特性もって本抵抗値選択の良否判定を行うこととした。

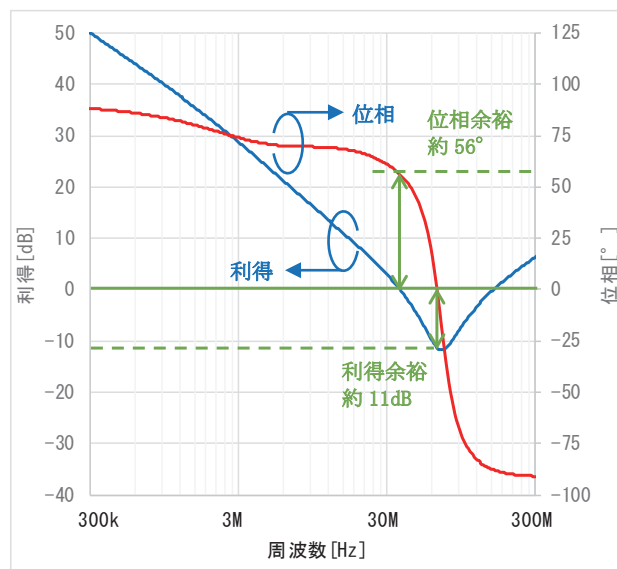


図12 ゲートバイアス回路に用いたオペアンプのボード線図(Rstab=24Ω)

注 1) $V+=+5V$, $V-=-5V$ 動作時

注 2) 入力端子に入力する信号と、フィードバック回路を介して入力端子に戻ってくる信号の利得及び位相の差を利得線図及び位相線図として描いている。安定動作のためには、利得余裕(反転増幅なので位相が 0° となるときの利得)=7 ~ 10dB 以上、位相余裕(利得が 0dB となるときの位相)= $45 \sim 60^\circ$ 以上が推奨される。

4. 新型RFドライバの性能

開発したプリアンプ外観を図 13 に示す。

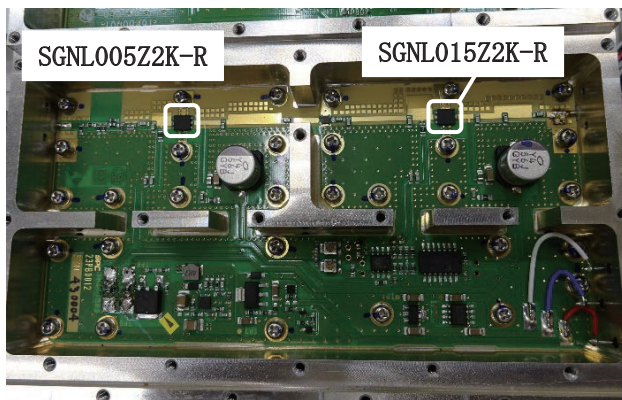
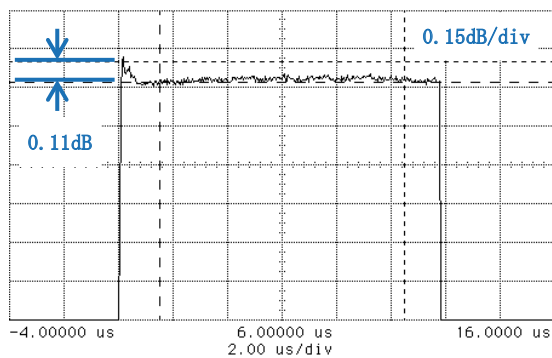
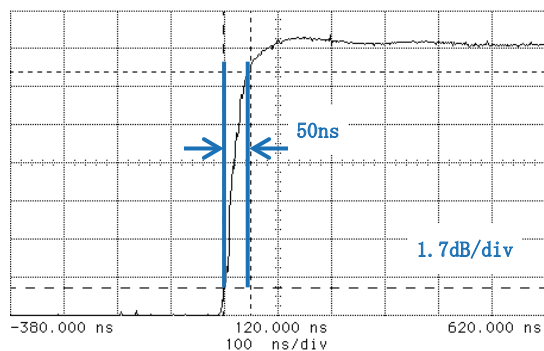


図13 プリアンプ外観

図 14 は開発したプリアンプ出力における RF パルス波形である。Droop は 0.11dB, 立上り時間は 50ns であった。



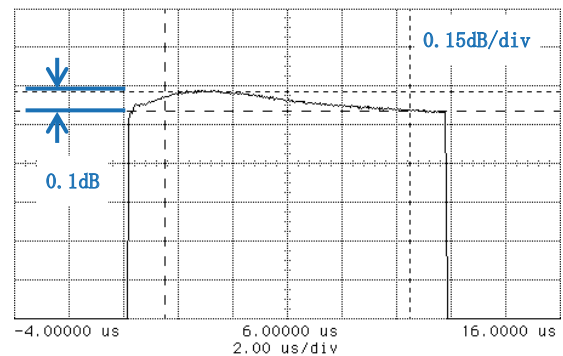
(a)プリアンプ出力におけるRFパルス波形



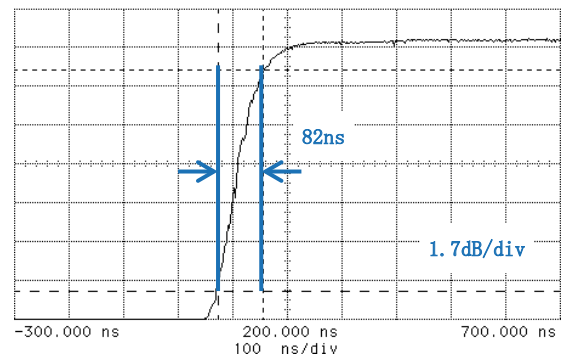
(b)プリアンプ出力RFパルス波形立上り

図14 開発したプリアンプ出力における
RFパルス波形

次に, RF ドライバ出力における RF パルス波形を図 15 に示す。Droop は目標値 0.3dB 以下に対して 0.1dB, 立上り時間は目標値 100ns 以下に対して 82ns であり, RF ドライバとして, 目標を満足する良好なパルス特性が得られた。



(a)RF ドライバ出力におけるRFパルス波形



(b)RF ドライバ出力RFパルス波形立上り

図15 開発した新型RFドライバ出力における
RFパルス波形

5. 今後の展開

今回, 新型 RF ドライバを開発し, 当社として初めて, GaN HEMT のゲートをパルス制御することによる RF パルス信号の生成を実現できた。開発を通し, ゲートバイパスコンデンサに 1,000pF 以上の容量を求められる GaN HEMT のゲートパルス制御の方式を確立できたことで, 今後, 異なる周波数・出力電力の製品に対しても GaN HEMT を採用することが可能となった。

新型 RF ドライバでは, プリアンプで使用していた増幅素子の GaN HEMT への置き換えを行ったが, パワーアンプは, 従来通り, 増幅素子にシリコンバイポーラトランジスタを使用している。近年, シリコンバイポーラデバイス需要の低迷により, 主要サプライヤーの生産縮小や撤退が進んで

いる。供給不足とともにコストが押し上げられており、当該トランジスタの価格も高騰している。近い将来、コスト競争力維持のためにも、本トランジスタの代替が必要になると考えており、その際には、今回確立した技術を用いた GaN HEMT へ置き換えが不可欠であると考ええる。

今回確立した GaN HEMT への設計技術を活用し、パワーアンプへの GaN HEMT 採用を進めることで、より高効率・高信頼性な RF ドライバの実現を目指す。

参考文献

- [1] 平野嘉仁, “高周波光デバイスの変位と今後の展開”, 三菱電機技報, Vol. 88, No. 9, pp.102-105, 2014
- [2] 高木一考 他, “X 帯 50W 級 GaN 電力 HEMT”, 東芝レビュー, 62 号, pp.42-45, 2007
- [3] LTspice 24.1.9, Analog Devices, Inc.
<https://www.analog.com/jp/resources/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>

著者紹介

生産本部
電子システム技術部 システム技術課
宮崎 慎也

生産本部
電子システム技術部 システム技術課
中村 亮

生産本部
電子システム技術部 システム技術課
太田 貴之

金属3Dプリンタ造形によるX帯高電力終端器の評価

Evaluation of X-band high-power RF termination by metal 3D additive manufacturing

古谷 涼太郎
Ryotaro FURUYA

鈴木 君尚
Kimihisa SUZUKI

根本 淳一
Junichi NEMOTO

要 旨

マイクロ波コンポーネントは、社会インフラや防衛分野を支える基盤技術として重要な役割を果たしている。例えば、スマートフォンの無線通信においては、マイクロ波を用いた無線周波数（RF）モジュールが信号の送受信を担っている。また、航空管制用のレーダでは、航空機の位置を検知するために、マイクロ波を発信・受信するレーダ用のアンテナや送受信モジュールが使用されている。さらに、気象レーダでは、降雨や雲の状態を観測するためにマイクロ波が利用されている。これらのシステムに使用されるマイクロ波コンポーネントは、高い性能と信頼性が求められている。特にパッシブコンポーネントでは、複雑な形状の設計が必要とされることが多く、これらの形状は電気的性能に大きく影響を与えるため、極めて高い寸法精度と信頼性が不可欠である。しかしながら、従来の製造方法では、こうした複雑な形状の実現に制約があり、電気的性能の最適化も難しい課題となっていた。

こうした課題を背景に、当社は金属 3D プリント技術に着目し、この技術を用いて、X 帯高電力終端器を製作した。これにより、部品点数の削減や組立工程の短縮、品質の安定化を図った。

一方、造形サイズや精度、表面粗さの課題も存在するが、終端器以外のコンポーネントへの展開も考慮し、マイクロ波伝送特性に与える影響を理論的・実験的に検討した。シミュレーションと実測により、表面粗さ Ra が数 μm の範囲内であれば、伝送損失の増加は最小限に抑えられることを示した。今後は高導電性材料の開発や表面粗さ低減技術の進展により、コスト・リードタイムの改善と高信頼性の実現が期待される。

1. はじめに

当社は創業以来、「高周波技術を通じて社会に貢献する」という理念のもと、多様な高周波デバイスの開発と市場展開を推進してきた。特に、パッシブコンポーネントは当社の主要事業の一つとして確固たる地位を築いており、その製造技術は長年の経験に基づく高度なノウハウに支えられている。しかしながら、従来の切削加工やディップブレージング（ろう接）といった製造工法では、

複雑な形状のコンポーネントの実現に制約があり、設計の自由度や生産効率に限界があった。そこで、当社は近年製造業界で急速に注目を集めている金属 3D プリント技術に着目し、その適用可能性の検証を継続的に進めている。今回、X 帯高電力終端器の本体をレーザ焼結方式の金属 3D プリントを用いて一体造形し、その性能と表面粗さの影響を評価した。これにより、部品点数の削減、組立工程の短縮、品質の安定化を実現し、今後の高周波部品の製造における新たな設計・製造指針を示す。金属 3D プリントで製作した X 帯高電力終端器本体部を図 1 に、X 帯高電力終端器主要性能を表 1 に示す。

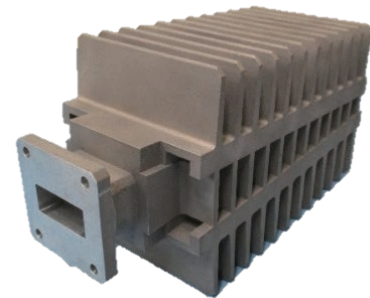


図1 X帯高電力終端器本体部

表1 X帯高電力終端器主要性能

項目		性能
導波管 口径サイズ[mm]		WR112 28.5×12.6
フランジ形状		UG-138/U
周波数範囲[GHz]		7.7～9.6
VSWR		1.15 以下
外形寸法[mm]		W80×H105×D193
許容電力	平均[W]	400（強制空冷にて）
	ピーク[kW]	400（強制空冷にて）
材質 [金属3Dプリンタ部]		AlSi10Mg
質量[kg]		1.5 以下
気密条件		0.25MPa 加圧で漏れなきこと

2. 金属3Dプリンタ技術の概要

金属3Dプリンタ技術は、デジタルデータを基にして層状に金属材料を積層して造形する製造方法である。従来の切削加工やディップブレージング、鋳造等では不可能な形状が製造できるため、革新的なデザインが可能である。また、複数部品を一体造形することで、組み立てコスト、リードタイムを改善することも可能である。さらに、金型が不要で試作品の製造が容易なため、鋳造に比べ設計の検証や改良が迅速に行える等のメリットがある。

2.1 主要造形方式の比較と選定理由

金属3Dプリンタに用いられる造形方法は、主に以下のようなものがある。

① 結合材噴射方式 (Binder Jetting)

粉末状の材料をテーブルに薄く敷き、バインダー（結合剤）で材料を結合し、それを何層も繰り返すことで造形物を製造する方法である^[1]。造形速度が速く、テーブルに造形物を接触させる必要がないため、3次元的に造形品を配置させることが可能であり、小型部品であれば一度に多くの造形ができる等のメリットがある。一方で、造形後は乾燥、焼結等の後工程が必要であり、焼結後は造形品全体が収縮するため、収縮を考慮した設計が必要である。

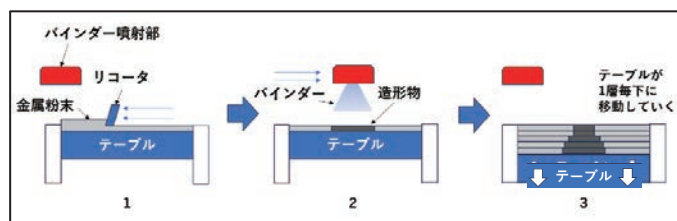


図2 結合材噴射方式の簡略図

② 指向性エネルギー堆積方式 (Direct Energy Deposition)

粉末状の材料を連続的に供給し、レーザーで焼結し、それを何層も繰り返すことで造形物を製造する方法である^[2]。供給する材料を途中から変更することで、異種素材を組み合わせた造形品の製造が可能である。既存部品にも積層可能で、部分的な補修や形状の付加もできる。また、機種にもよるが金属3Dプリンタ積層方法の中では大型部品の造形に優れている等のメリットがある。一方で、表面粗さや造形精度、密度などは粗いという欠点がある。

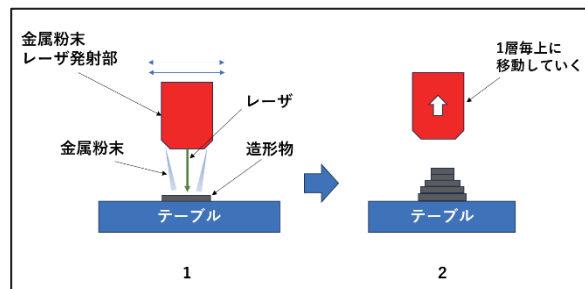


図3 指向性エネルギー堆積方式の簡略図

③ 粉末床溶融結合方式 (Powder Bed Fusion)

金属3Dプリンタの中では最も用いられる造形方式で、粉末状の材料をテーブルに薄く敷く点は結合材噴射方式と同じだが、材料の焼結熱源にはレーザーもしくは電子ビームを使用し、何層も繰り返すことで造形物を製造する方法である。熱源がレーザーのものはレーザー焼結方式 (Selective Laser Melting) といい、熱源が電子ビームのものは電子ビーム焼結方式 (Electron Beam Melting) という。レーザー焼結方式は高精度、高密度の造形が可能だが、造形速度は遅い。電子ビーム焼結方式は、造形速度は速いが、精度が悪くなる特性がある^[3]。また、どちらも形状によってはサポート材が必要となり、除去作業が必要である。

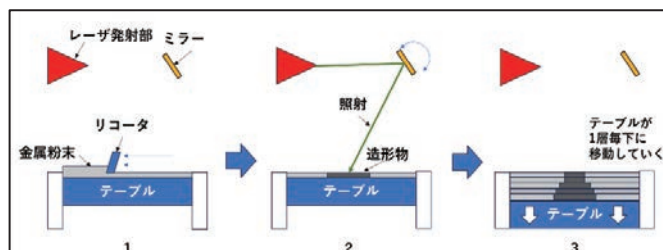


図4 粉末床溶融結合方式の簡略図

以上、これまで述べた各方式の特徴を表2にまとめた。

複雑な内部構造を持つマイクロ波コンポーネントでは、高い造形精度が不可欠であったため当社では造形方式にレーザー焼結方式を採用した。

表2 造形方式の比較表

方式	結合材噴射方式 (Binder Jetting)	指向性エネルギー 堆積方式 (Direct Energy Deposition)	粉末床溶融結合方式 (Powder Bed Fusion)	
			レーザー焼結方式 (Selective Laser Melting)	電子ビーム焼結方式 (Electron Beam Melting)
造形速度	○	◎	△	○
造形精度	○	△	◎	○
量産性	◎	○	○	○

◎:高い ○:標準 △:低い

2.2 材料選定と設計指針

高周波伝送においては、導体の電氣的性質と機械的・熱的特性が重要な設計要素となる。特に、今回開発したX帯高電力終端器（7.7～9.6GHz）では、導電率の高さと表面の平滑性が伝送損失に影響するため、材料選定においては以下の要件を満たす必要がある。

- ① 高導電率：電磁波の伝搬損失を最小化するため、純度の高い金属材料が望ましい。
- ② 機械的性質：造形時の層間結合強度や、後工程での研磨・仕上げに耐える剛性が必要。
- ③ 熱伝導性：高電力運用時の熱管理を考慮し、熱伝導率も重要。
- ④ 造形適性：粉末の流動性やレーザ照射性、層間の結合性を考慮した材料の適合性。

本開発では、材料にAlSi10Mgを選定した。AlSi10Mgは導電率・機械的性質・熱伝導性・造形性において良好で、内部構造の複雑な高周波部品やヒートシンク部品に適している。

3. X帯高電力終端器の試作

X帯高電力終端器の本体部は従来製法の場合、ヒートシンク4点とフランジ1点、ネジ12点の多数の部品で構成されている。本製品は電氣的性能、熱伝導性および気密性確保のため、部品同士に隙間が発生しないよう組み立て前の部品微調整作業が必要であった。また、ディップブレイジングや電波吸収体（電波を吸収し、熱へ変換する部品）の実装作業では、熟練した技術者による作業が必須であり、作業者が限定されてしまうという課題があった。また、作業者によって仕上げ時間にばらつきがでることもある。このような課題を解決するため、金属3Dプリンタを用いた製法に置き換える取り組みを始めた。

3.1 部品数の削減

X帯高電力終端器の本体部を構成する部品点数は17点（ヒートシンク4点、フランジ1点、ネジ12点）から1点に減少した。これにより、組み立て工程数が大幅に削減された。部品点数の比較を図5に、工程数の比較を図6に示す。

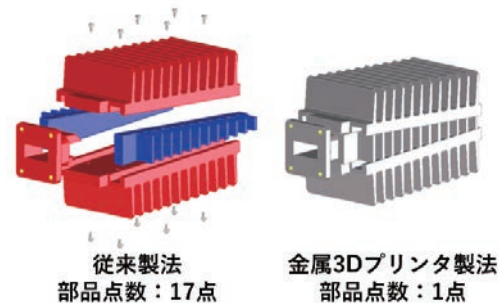


図5 本体部部品点数比較

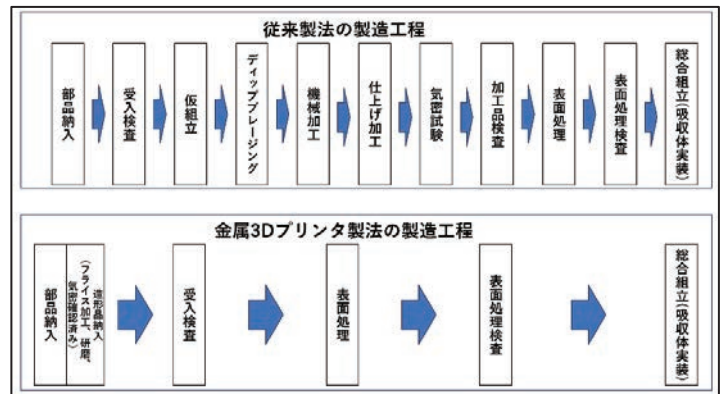


図6 作業工程数の比較

3.2 品質の安定性

従来製法で用いていたディップブレイジングは、接合個所にろう材を塗布し、加熱したフラックス中に浸漬させ、ろう材を溶かすことで部品を接合する方法である。この方法はアルミのろう付けや、複雑な形状でも接合ができることが特徴だが、作業者の技量に依存することや、コンポーネント内部へのろう材流れ込み量の制御が難しい等の課題も存在する。特に、X帯高電力終端器のように、電波吸収体を実装するコンポーネントは電波吸収体と実装面との接触が非常に重要である。接触が不十分な場合、挿入損失の増大や放電が発生する。従来製法 X帯高電力終端器の内部構造を図7に示す。金属3Dプリンタを用いることで、ディップブレイジングが不要となり、ろう材の流れ込みがなくなる。このことから、終端器内部と電波吸収体の接触面の確保が容易となり、安定した品質の確保が可能となった。

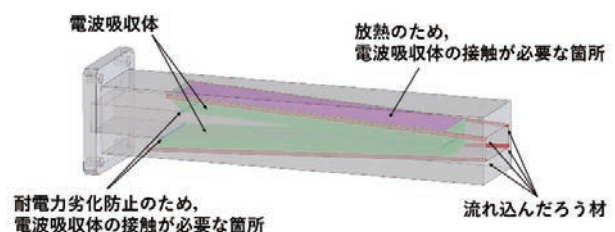


図7 従来製法X帯高電力終端器の内部構造

3.3 造形サイズと数量の制約

造形品の造形可能サイズは金属3Dプリンタのテーブルサイズに依存する。そのため、1回の造形で1つしか生産できないような大型の造形品はコスト悪化につながってしまう。コストを抑えるためには1回の造形で複数個の部品生産が必要であり、どちらを優先するかトレードオフが必要である。X帯高電力終端器では、造形可能数、必要数、コストを考慮し、1回の造形で3個製作した。

3.4 精度と再現性

高い寸法精度が求められるマイクロ波コンポーネントにおいて、金属3Dプリンタの精度が不足する場合がある。特に、微細な構造や寸法公差が厳しい部品の製造には注意が必要である。X帯高電力終端器では、造形過程の写真、造形品寸法実測値、気密試験結果等のデータを記録し精度と再現性の維持に努めている。

3.5 評価結果

低電力試験では、VSWRが1.035と良好な反射特性を示し、従来の製法と同等の電気性能を確認した。図8に測定結果を示す。

今後は高電力・長期耐久性の評価を進め、表面粗さの微細制御と導電性向上による性能向上を目指す。

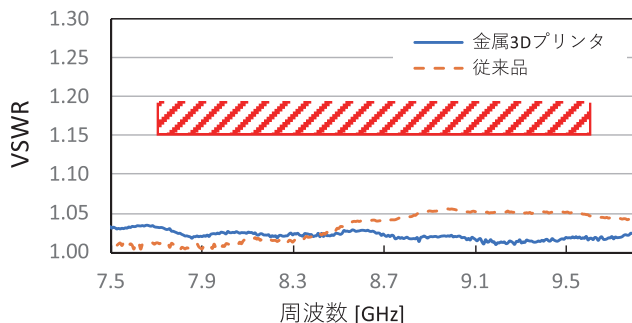


図8 低電力試験測定結果

4. 表面粗さとマイクロ波伝送特性

4.1 表面粗さ

マイクロ波は金属の導体表面の表皮層を伝搬し、コンポーネントの内部表面は表皮深さにより決定されるため、表面粗さが小さいことが求められる。一方、金属3Dプリンタはパウダー上の金属粉末をレーザーで溶融するため、表面はざらざらとした粗い状態になる。この粗さは、プリンタ工程の特性や粉末の粒径分布に起因し、従来の切削加工や研磨と比較して制御が難しい場合が多い。

伝搬する電波の波長によっては、この表面の粗さ(Ra)によって伝搬損失が生じ、マイクロ波コンポーネントの性能を劣化させる原因となる。Raは「平均粗さ(roughness average)」と呼ばれ、表面の不均一性の平均的な高さを示す指標であり、一般的に μm (マイクロメートル)単位で表される。金属の表皮層(表皮深さ: δ)は、電磁波が金属表面を伝搬する際の有効伝導層を定義し、その厚さは以下の式で表される。

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \sqrt{\frac{1}{\pi f\mu\sigma}}$$

ω =角周波数(rad/sec) = $(2\pi f)$

μ =導体の透磁率(H/m)

σ =導体の導電率(S/m)

f=周波数(Hz)

δ は、GHz帯では数 μm のオーダーとなるため、表面粗さRaがこの範囲に近づくとも電流の流れが乱れ、導電損失が増加する。Raが δ よりも大きい場合、表面の粗さにより電流の流れが乱れ、局所的な電流密度の偏りや渦電流の発生を引き起こす。その結果、導電損失が増加し、伝送効率の低下や反射損失の増大につながる。

一方、終端器において、マイクロ波は電波吸収体で熱に変換されるため、金属内部の表面粗さは電磁波の伝搬に直接的な影響を及ぼさないと考えられる。ただし、熱伝達効率を向上させるためには、吸収体と本体の接触面において良好な熱伝導が求められるため、接触面の滑らかさや平坦性が重要となる。また、インターフェースとなる接続フランジ面についても、接触不足や空隙の発生を防ぐために、表面の平滑性と密着性が求められる。これにより、電磁波の漏れや熱伝達の非効率を抑制し、全体の性能向上に寄与する。したがって、これらの接触面においては、適切な表面仕上げや精密加工が必要となる。

X帯高電力終端器ではフランジ面はRa1.6 μm 、終端器内部はRa3.1 μm の表面粗さが必要である。そのため、フランジ面はフライス加工、終端器内部は研磨処理を行い従来製法と同等の表面粗さを確保した。

4.2 実験結果と研磨処理効果

4.1節で述べたように、マイクロ波コンポーネントの内部表面は、表面粗さが小さいことが求められるため、コンポーネント内部の研磨が必須となっている。しかし、形状が複雑な場合、十分な研磨が行えない場合がある。このような不確実な要素がある際

は、試作品にて検証が必要な場合もある。X帯高電力終端器の内部構造は複雑であるため、内部研磨の可否を確認するため内部形状の要素試作を行い、研磨可能なことを確認した(図9)。



図9 内部形状の要素試作

5. 今後の展望

金属 3Dプリンタを活用したマイクロ波コンポーネントの製造技術は、今後多くの革新と応用拡大が期待される。特に、以下の点は今後の技術発展において重要な課題になると考えられる。

① 微細構造と表面仕上げの高度化

数百ナノレベルの表面粗さ制御や微細導波路の一体成形技術の進展により、伝送損失の低減と高精度な電磁界制御が可能となる。これにより、更に高い周波数や高性能なマイクロ波コンポーネントの実現が期待される。

② 複雑内部構造の一体化と気密性向上

複雑な内部空洞や導波路を一体成形できる金属 3Dプリンタの能力を活かし、熱管理や電磁界最適化、気密性の確保を実現。

③ 高導電性材料と表面コーティングの融合

純銅や銀系材料の造形技術と高性能コーティングの併用により、伝送損失のさらなる低減と長期耐久性を追求。

④ 標準化と産業応用の拡大

シミュレーションと実測を融合した設計手法の普及と規格化により、航空宇宙や次世代通信などの高周波応用分野での実用化と大量生産を促進。

今後、産業への普及が進み、金属 3Dプリンタへの理解が深まれば当該技術を用いた当社の製品が広く普及していくと考えている。

6. むすび

金属3Dプリンタによるマイクロ波コンポーネント製法は、複雑形状の一体化やリードタイム短縮、コスト改善等の利点を持ちながらも、その普及にはさらなる発展の余地がある。そのため、金属3Dプリンタ製法を用いたX帯高電力終端器試作例の評価試験を継続し、この技術の実用性と優位性を明確に示していくことが重要である。これにより、金属3Dプリンタ技術の産業応用拡大とともに、より安心・安全な社会の実現に貢献していきたい。

参考文献

- [1] 住友電気工業株式会社“焼結部品”, 3D プリンタ (Binder Jet), <https://sumitomoelectric.com/jp/products/sintering/3dp>, (参照 2025-11-15)
- [2] 株式会社フジ “豆知識”, DED とは?? 金属 3D プリンターの造形方法, DED (Directed Energy Deposition) 方式, <https://www.fuji-mold.co.jp/media/kanagata/a24> (参照 2025-11-15)
- [3] 株式会社 ODEC “コラム”, 【第 35 回】金属 3D プリンターの造形方式による違いとその特徴, <http://3d.kinzoku-kakou-odec.com/column/column-677/> (参照 2025-11-15)

著者紹介

生産本部
電子システム技術部 機械技術課
古谷 涼太郎

生産本部
電子システム技術部 機械技術課
鈴木 君尚

生産本部
生産管理部 品質保証課
根本 淳一

Ka帯BGAサーキュレータの開発と挑戦

Development and Challenges of Ka-band Ball Grid Array Circulator

北上 景一
Keiichi KITAGAMI

佐藤 圭
Kei SATOH

田添 晃
Akira TAZOE

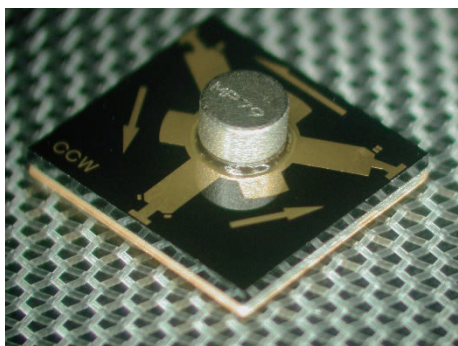
要 旨

近年、5G や衛星通信、宇宙通信の普及に伴い、高周波帯域での高性能な無線デバイスの需要が高まっている。特にKa帯（26.5～40 GHz）は、広帯域かつ高容量通信を実現し、IoT やスマートシティ、宇宙探査などの新たな応用分野の拡大に不可欠な周波数帯域となっている。

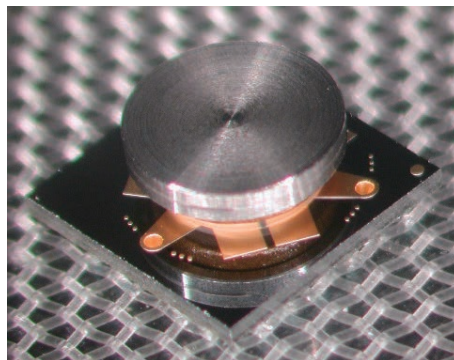
このような高周波帯域に対応するサーキュレータには、低損失・高アイソレーション・広帯域動作といった電気的性能に加え、量産性や実装の容易さも求められる。しかし、従来のマイクロストリップライン型やドロップイン型サーキュレータは、リボンボンディングやねじ固定などの追加工程を必要とし、組立コストや作業時間の増加を招くため、低コスト化の実現に課題があった。

こうした背景から、より低コストかつ高性能なサーキュレータの開発が求められている。当社はこれまで、X帯やKu帯においてBGA（Ball Grid Array）サーキュレータの量産実績¹⁾を有し、高信頼性の高周波デバイスを供給してきた。今回、これらの経験を踏まえ、さらに高い周波数帯域に対応したKa帯BGAサーキュレータの開発を進めている。開発したサーキュレータは、広帯域（20～30 GHz）で良好なRF性能を示し、5G や衛星通信をはじめとする次世代通信システムへの応用が期待されている。

本稿では試作したKa帯用BGAサーキュレータの概要、電気性能に加え、今後の技術展望について詳述する。



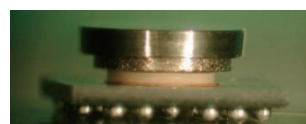
(表面)



(表面)



(側面)



(側面)

マイクロストリップ型MICサーキュレータ

BGA型MICサーキュレータ

MICサーキュレータ

1. はじめに

サーキュレータは、入力信号と出力信号を効果的に分離するデバイスであり、特に無線機の送受信機において送受共用アンテナの実現に寄与している。従来のマイクロストリップライン型やドロップイン型のサーキュレータおよびアイソレータは、はんだ付けや接着、またはねじ固定の後に金属リボンなどを用いて実装基板の線路と接続する必要があり、これらの接続工程が基板の組立作業を複雑化し、コスト増加の一因となっていた。

一方、本稿で紹介する開発品(図1)は、リフロー実装により被実装基板の線路と直接接続可能である。この構造により、他のチップ部品と同時に実装することができ、組立作業において大幅なコスト削減を実現できる。

当社では、リフロー実装が可能な X 帯および Ku 帯 BGA サーキュレータの量産化に成功しており、その経験を基に Ka 帯 BGA サーキュレータの開発を進めてきた。本稿では、Ka 帯 BGA サーキュレータの開発概要、評価器の設計と実測結果の比較、課題、ならびに今後の展望について詳述する。

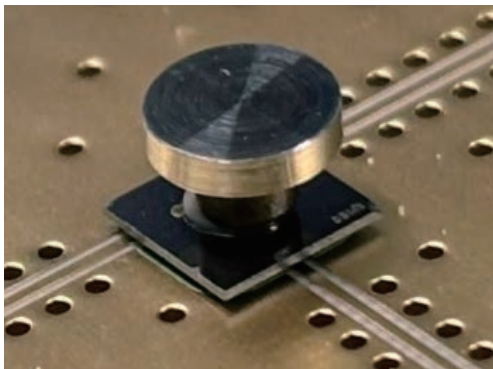


図1 Ka帯BGAサーキュレータの外観

2. サーキュレータ

2.1 サーキュレータの役割

サーキュレータは、通信やレーダ等のマイクロ波回路において信号の一方方向性を制御し、送信と受信の信号を効果的に分離するための非対称性のあるパッシブデバイスである。具体的には、入力端子からの信号を一方方向に出力端子へと導き、逆方向からの信号や反射波を他の端子へ迂回させることで、システムの高効率化と信頼性向上に寄与している。

(1) 動作原理

サーキュレータの基本的な動作原理は、磁気非対称性を利用したフェライト材料の磁気飽和特性に基づく。内部には、外部磁場を印加したフェライトを配置し、マイクロ波信号はこのフェライトを通過する際に、方向性に応じた非対称な伝播特性を示す。

具体的には、信号が一方(例：端子①から端子②)に伝播するときは、フェライトの磁気飽和状態により伝播速度やインピーダンスが調整され、効率的に伝達される。一方、逆方向(端子②から端子①)に信号が伝わる場合は、フェライトの非線形性により伝播が抑制され、信号の逆流や反射を最小化する。

この非対称性により、信号は一方方向に流れやすくなり、システム内の干渉や反射によるノイズを低減できる。さらに、広帯域動作や高アイソレーションを実現するために、内部の共振回路やマイクロストリップラインの設計最適化が行われる。

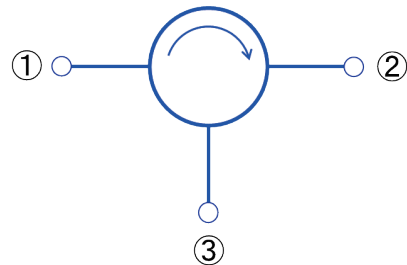


図2 3端子サーキュレータ回路例

(2) 設計ポイント

- ① フェライト材料の選定：高飽和磁束密度と低損失を持つフェライト材料を選定し、周波数帯域において最適な磁気飽和特性を確保する。
- ② 磁場の制御：磁石の配置や磁場の均一性を適切に設計し、磁場の安定性を実現する。
- ③ 内部構造の最適化：マイクロストリップラインの寸法精度やスルーホールの寄生低減。広帯域性と高アイソレーションを両立させる。
- ④ 耐環境性：アンダーフィルや接着剤の選定により耐環境性を確保し、外部環境に対する耐性を高める。
- ⑤ 小型化と高信頼性：BGA ランド設計やはんだボールの仕様、リフロー条件の最適化を通じて、小型化と高い信頼性を実現する。

2.2 BGAサーキュレータの優位性

本稿で紹介するサーキュレータは、一般的なマイクロストリップ型サーキュレータと異なり、リボンやワイヤーによる接続を必要としない構造を有している。このサーキュレータは、裏面に格子状に配置されたはんだボールを備えており、これが特徴的なBGA構造と呼ばれるものである。

フェライト基板の表面に配置されたマイクロストリップラインは、スルーホールを介して裏面のパターンに接続されており、その裏面パターンははんだボールに接続されている。この構造により、被実装基板にサーキュレータをリフロー実装するだけで、サーキュレータの各端子と被実装基板上の回路が直接接続される。

この方式は、金属リボンやワイヤーによる追加の接続工程を不要にし、組立作業の効率化とコスト削減に寄与する^[2]。

ただし、はんだボールと基板の間に充填される樹脂材料であるアンダーフィルの種類や、その使用有無、さらには被実装基板におけるBGAサーキュレータが接続される回路（ランドパターン等）によって、RF性能に影響を及ぼす可能性があるため、注意が必要である。

このBGA構造は、実装の簡便さと高密度実装を可能にし、小型化や信頼性の向上に大きく寄与する。一方、設計上の制約は多いものの、実使用環境においては、装置の小型化や組立工数の削減といった利点が非常に大きいといえる。

3. 当社におけるKa帯BGAサーキュレータの開発^[3]

3.1 開発概要

当社では、X帯およびKu帯BGAサーキュレータの量産化を実現している。その設計・製造技術を集約し、ラインナップ拡充、さらなる技術的挑戦としてより高周波数帯であるKa帯のBGAサーキュレータ開発に着手した。

Ka帯は、5Gや衛星通信など次世代通信システムにおいて重要な周波数帯であり、高周波数に伴う設計・製造の難易度が格段に上昇する。具体的には、材料の誘電特性の精密制御、微細構造の高精度加工、磁場制御の高度化など、多岐にわたる技術課題が存在する。本開発の目的は、これらの技術的課題を克服し、Ka帯においてもリフロー実装可能なBGAサーキュレータを実現することである。これにより、従来のX帯およびKu帯製品で培った設計ノウハウと生産技術を拡張し、幅広い周波数帯に対応可能な製品ライ

ンナップの強化を図る。

さらに、Ka帯開発を通じて得られる高精度設計技術や製造プロセスの確立は、将来的なさらなる高周波数帯域への展開や、通信機器の小型化・高性能化に貢献することを目指している。

3.2 BGA構造

Ka帯BGAサーキュレータは、X帯と同様に、防磁用金属、磁石、絶縁材、接合材、基板、およびはんだボールから構成される。図3に分解斜視図を示す。基板と絶縁材の間、絶縁材と磁石の間、磁石と防磁用金属の間は、それぞれ接合材によって固定されている。なお、設計上のノウハウ保護の観点から、図3に示す基板の裏面は実際の構造とは異なる表示としており、はんだボールの表示も省略している。

防磁用金属を取り付けることで防磁性能が向上し、外部への磁場漏れを低減できる。これにより、周辺部品への磁場の影響を抑制することが可能となる。さらに、防磁用金属の使用は、基板へ印加される磁場を強化する役割も果たしている。

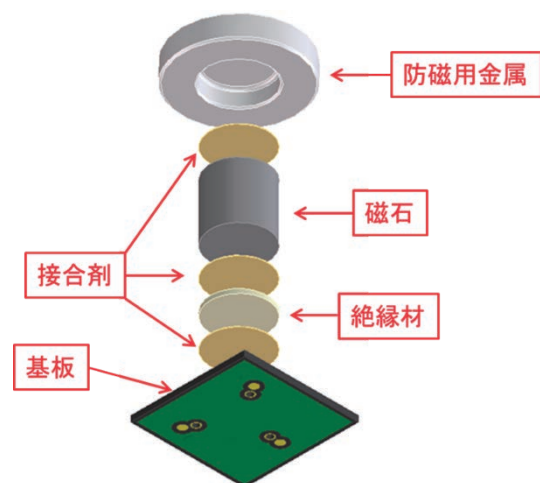


図3 分解斜視図

3.3 技術的工夫

Ka帯BGAサーキュレータの開発にあたっては、以下の点に特に注意を払った。

- ①高周波損失の低減：Ka帯では伝送線路や接合部の微小な寄生損失が性能に大きく影響するため、基板の誘電損失を抑える材料選定をした。また、スルーホールやマイクロストリップラインの形状最適化も行い、特にスルーホール径の最小化や配置の工夫により、不要な反射や損失を低減している。
- ②微細構造の高精度加工：Ka帯の波長はX帯に比べて短いため、基板上のマイクロストリップラインやスルーホールの寸法誤差が性能に与える影響が大きい。これに対応するため、加工工程の精度管理を強化し、寸法公差を厳格に制御している。
- ③磁場制御の高度化：高周波数帯では、磁気飽和や磁界分布の微細な変動が性能に直結するため、防磁用金属や磁石の設計をKa帯特性に最適化した。また、組立治具の制約を考慮しながら、防磁用金属の形状を見直すことで磁場の均一性と強度を向上させている。これにより、安定した非対称伝播特性を確保している。

3.4 電気性能評価

Ka帯BGAサーキュレータ（図1）の主要性能について、目標性能と試作機のRF特性の代表例を紹介する。本機は2号機であり、初号機の実測結果と解析結果の間に大きな乖離が見られた^[4]。この原因を検証するため、初号機の結果を基にバックシミュレーションを実施したところ、誘電率のずれが実測データの再現に寄与していることが明らかとなった。

この知見を反映し、設計を改修したものが今回の2号機である。目標性能は表1に、リターンロス特性は図4に、アイソレーション特性は図5に、通過損失特性は図6に示す。一般的なMICサーキュレータと比較して、本機は非常に広帯域で安定したサーキュレータ動作を示すことが確認された。なお、各実測データに見られる共振は測定治具に起因するものである。

図4～図6には、実測結果と解析結果を重ねて示しており、全体的に両者は良好に一致していることが確認できる。

表1 開発目標性能

項目	性能
周波数範囲[GHz]	26～30
リターンロス[dB]	15以上
アイソレーション[dB]	15以上
通過損失[dB]	1以下

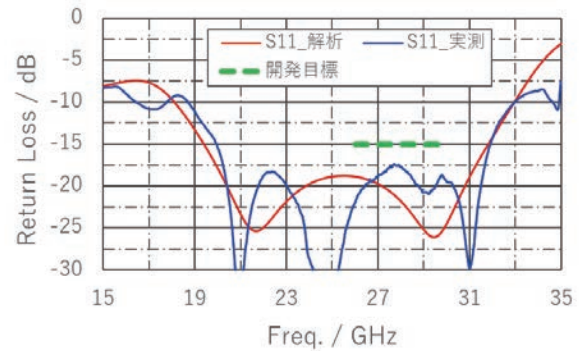


図4 リターンロス特性

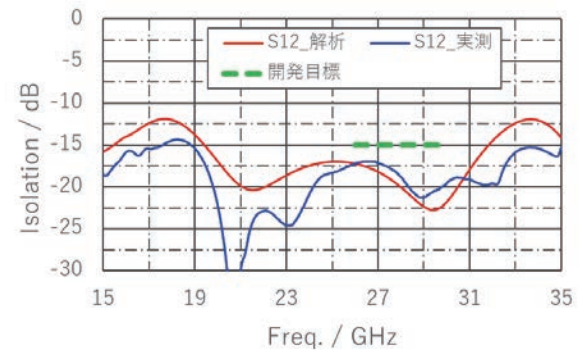


図5 アイソレーション特性

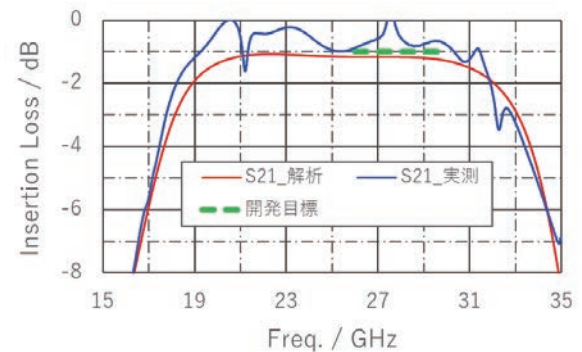


図6 通過損失特性

4. 技術的課題と今後の展望

BGA タイプのサーキュレータは製品ラインナップや生産数が増加しており、X 帯 BGA サーキュレータは本格的な量産段階に入っている。一方、Ka 帯 BGA サーキュレータはまだ試作開発段階で、量産体制は整っていない。

また、3.4 項で述べたとおり測定データに共振が発生しており、この共振は測定治具のコネクタ中心導体の接触構造に起因することが分かっているが、現時点では除去できていない。今後は、共振を排除し、本来の RF 特性を正確に取得するための対策を講じていく予定である。さらに、量産化に向けては、組立精度および接着品質が十分に確保できておらず、安定した量産工程の確立が生産技術面での課題として残っている。

これらの課題解決を進めるとともに、図面類の整備をおこない、顧客獲得に向けた活動を展開していく。

5. むすび

今後、社会のデジタル化を支える ICT インフラの高度化・強靱化が一層進展すると予測される。特に、宇宙通信技術の多面的な発展や、先端的な地上通信技術との連携強化により、5G 関連事業はさらに拡大していくと考えられる。

これらの動向に対応し、市場の変化に迅速に適応した製品開発を推進するとともに、公共インフラの高度化に寄与することを目指す。

また、防衛分野においても、サイバーセキュリティの強化や通信の堅牢性向上といった観点から、これらの技術の応用・展開が期待されている。今後は、民間と防衛の両面でのニーズに応えるべく、技術の高度化と信頼性の確保に努めていく。

参考文献

- [1] 北上 景一, 佐藤 圭, 田添 晃, “BGA サーキュレータの量産開発”, 島田理化技報, No.27 (2021)
- [2] 石橋 秀則, 北上 景一, 佐藤 圭, 島貫 昌喜, 鈴木 君尚, 浅利 哲, “表面実装型サーキュレータの試作評価”, 2016 年ソサイエティ大会講演論文 C-2-63
- [3] 北上 景一, 佐藤 圭, 鈴木 君尚, 田添 晃, 浅利 哲, “表面実装(BGA)型 Ka 帯サーキュレータの試作評価”, 2022 年ソサイエティ大会講演論文 C-2-19
- [4] 北上 景一, 佐藤 圭, 田添 晃, 浅利 哲, “ローカル 5G や衛星通信用モジュールに適用可能な Ka 帯 BGA サーキュレータの開発”, 島田理化技報, No.28 (2023)

著者紹介

生産本部
電子システム技術部 立体回路技術課
北上 景一

生産本部
生産管理部 技術管理課
佐藤 圭

生産本部
電子システム技術部 立体回路技術課
田添 晃

ワイヤレス給電インバータの実用化開発

Practical Development of Wireless Power Transfer Inverters

會見 春樹
Haruki AIMI

浜田 深造
Shinzo HAMADA

鈴木 哲也
Tetsuya SUZUKI

田内 良男
Yoshio TANAI

要 旨

地球環境保全には脱炭素社会の実現が不可欠である。特に自動車の排気ガスには二酸化炭素（CO₂）が大量に含まれるため、その削減は重要な施策である。このため自動車業界ではEV（Electric Vehicle、電気自動車）の開発を加速し、普及に努めている。しかしながら、現状はEVの普及にはプラグインの充電インフラの整備不足や、ガソリン給油に比べて充電時間が長いなど、使い勝手の課題も普及を妨げる要因となっている。この解決の手段の一つとしてSWPT（Static Wireless Power Transfer、停車中ワイヤレス給電）やDWPT（Dynamic Wireless Power Transfer、走行中ワイヤレス給電）の実用化開発が進められている。

当社はこれまで誘導加熱事業を通じて高効率なインバータを開発し、省エネ効果の高い製品を提供す

ることで脱炭素社会の実現に向けた企業活動を続けてきた。

その誘導加熱事業で培った高周波電磁誘導技術に応用して2021年度よりEV用ワイヤレス給電の開発に着手し、ワイヤレス給電用インバータを開発した。またEVにワイヤレス給電を実現する実験システムを構築し、「人とするまのテクノロジー展」への出展を通じて、広く社会に成果を発表し、普及に努めてきた。EV用ワイヤレス給電システムの普及により、EVの利便性を向上し、環境への負荷が少ない社会の実現に寄与する。^{[1][2]}

本稿では、ワイヤレス給電システムの実用化に向けたSAE（Society of Automotive Engineers、米国自動車技術者協会）規格^[3]への対応、コイルからの漏洩磁界低減技術などの開発状況、および技術的課題と今後の展望について報告する。



受電コイル

整流器・通信装置

ワイヤレス給電システム

1. まえがき

当社のワイヤレス給電システムは、磁界共振方式を採用し、ワイヤレス給電インバータ（図1）から地上側に設置する送電コイルに高周波電力を送電し、EVに搭載する受電コイルに、ケーブルを接続せずに磁界を使って電力を伝送、給電するものであり、SAE J2954 WPT3（ワイヤレス給電電力クラス3、11.1kVA）に対応したものである。

またワイヤレス給電には、停止車両に給電するSWPTと、車両が走行中に給電を行うDWPTがあり、当社のシステムは、現段階では停止する車両に給電するSWPTを実現するものである。^{[2][3]}

当社においてはSWPTの実用化に向けた開発を継続しており、本稿ではその開発状況について紹介する。



ワイヤレス
給電インバータ

No	項目	性能	備考
1	対応規格	SAE J2954 WPT3対応	
2	サイズ[mm]	W800×H1,750×D500	
3	周波数[kHz]	79～90	85kHz帯
4	出力電力[kW]	11.1×4	個別/同時給電
5	給電効率[%]	85以上	
6	入力電源[V]	3φ200	55kVA
7	ケーブル長[m]	最大30	高周波同軸ケーブル使用
8	検知機能	車両検知機能搭載	

図1 ワイヤレス給電インバータ基本性能

2. ワイヤレス給電システム

当社で製作したワイヤレス給電システムは、以下で構成される。（図2）

- (1) ワイヤレス給電インバータ
三相200Vを受電し、11.1kW 4系統の電力を供給するインバータ
- (2) 高周波同軸ケーブル
漏洩磁界を低減できる低損失、低インダクタンスな扁平同軸型高周波ケーブル
- (3) 送電コイル
地上または地中に設置する高周波磁界発生用のコイル
- (4) EV
プラグイン充電とワイヤレス給電の併用構成を採用した電気自動車
- (5) 受電コイル
車両下部に搭載する高周波磁界受電コイル
- (6) 整流器
受電コイルで給電した高周波電流を直流に変換する整流器
- (7) 通信装置
CHAdeMO（EV急速充電規格）プロトコルを活用し、給電の制御を行う装置

ここでワイヤレス給電に特化したシステム構成では、実用としては柔軟性を欠く可能性がある。よって社外ではプラグイン充電を、実証や社内ではワイヤレス給電を使い分けることができる設計とした。また保安基準に適合する構成となるように市販EVの充電プラグに工夫を施すことにより、EVを社用車として活用し、公道走行を実現した。（特許第7583965号 取得済）^{[4][5]}

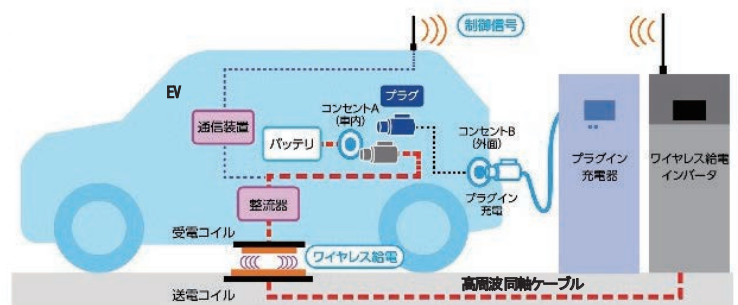


図2 ワイヤレス給電システム構成

3. 無線設備規則への適合と漏洩磁界低減に向けた取り組み

本ワイヤレス給電システムは、送電コイルと受電コイル間で、誘導磁界を利用した磁界共振方式で電力を伝送するが、電磁ノイズも発生し周囲の環境に悪影響を及ぼす可能性がある。そのため屋外においてワイヤレス給電システムを実証するには、無線設備規則に適合する必要がある。当社ではEMC試験サイトにて高周波同軸ケーブル10mを含むシステム一式を評価（図3および図4）し、以下の無線設備規則（1）および告示（2）に適合することで、実証実験を継続している。

- （1）無線設備規則 第六十五条 一項 三号
（無線設備の電波漏洩を規制し、電磁干渉を防止するための基準）
- （2）総務省告示 二百七号 四項
（漏洩磁界の強さに関する具体的な基準値）

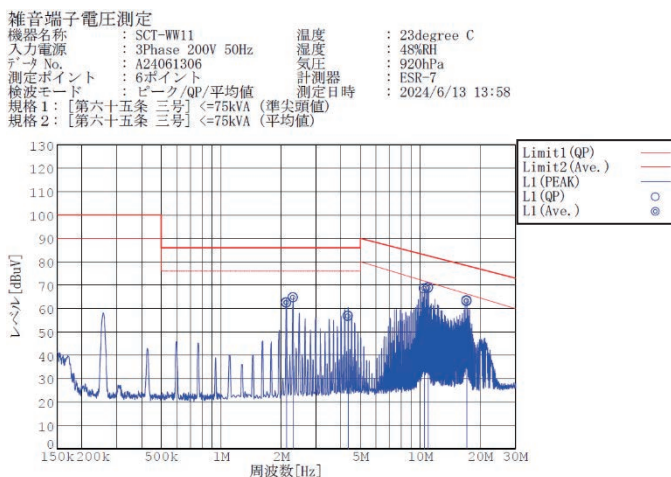


図3 電源端子における雑音端子電圧測定



図4 EMC試験サイトでの試験模様

将来的には、給電時間削減のため更なる大電力化が望まれるが、送電する85kHz帯の漏洩磁界が問題となる。当社では埼玉大学との共同研究によってその漏洩磁界を低減（キャンセル）するキャンセルコイルの実用化に向けた検討を進めている。

キャンセルコイルは、送電コイルの周囲に配置する1ターンの駆動用誘導コイルと前後左右4つの漏洩磁界低減コイルから構成される。駆動用誘導コイルは、送電コイルから誘導電流を生成し、その電流を漏洩磁界低減コイルに流すことで、キャンセル電流を生成する。またキャンセルコイルを適切な形状に設計することにより、送電コイル電流とキャンセルコイル電流間の位相を反転させ、給電性能はそのまま漏洩磁界のみ低減させる。

試作したキャンセルコイル（図5）では、コイル中心から前方3mおよび側方3mの地点において、6.76~9.25 dB μ A/mの漏洩磁界の低減効果を確認している。（図6）（特許申請中）^[6]

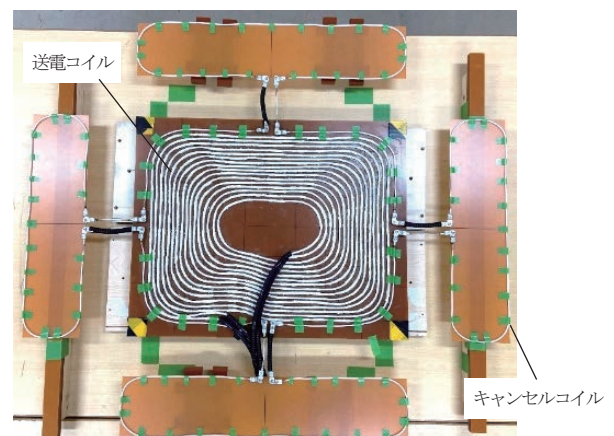


図5 試作したキャンセルコイル

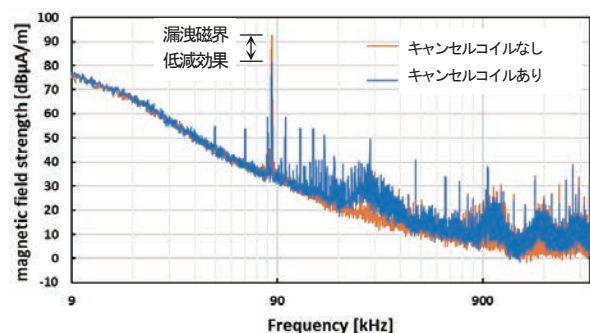


図6 漏洩磁界測定データ

4. 位置ずれによる給電電力補正

ワイヤレス給電は磁気結合により電力を伝送するため、送電コイルと受電コイルの位置関係がずれると、次の理由によりコイル間の結合係数が低下し、給電電力が減少する。

(1) 受電コイルへの鎖交磁束の減少

コイル中心がずれることで、送電側から発生する磁束の一部が受電側コイルを通過しなくなり、結合係数が低下する。

(2) 共振条件の変動

結合係数の低下に伴い、送電側と受電側の共振周波数がずれ、最大効率点から外れ、給電電力が減少する。

SAE規格 (SAE J2954) では、送電コイルと受電コイルの位置関係が車両進行方向に $\pm 75\text{mm}$ 、横方向に $\pm 100\text{mm}$ の範囲内で、安全かつ効率的に電力伝送が行えることを規定している。この許容範囲は、実車走行時の位置ずれや車両の振動・傾きに対応できるよう設計されており、実用化において重要な指標である。当社では、送電と受電のコイル間で水平または垂直の位置ずれが発生した場合でも、給電前に最適な給電特性となる周波数に変更して送電することで、給電損失を最小化し、最大電力の給電が可能であることを実車両を用いて確認した。これにより規格を大きく超える位置ずれ ($d=180\text{mm}$) まで給電を継続できることを実車両の実証実験により確認している。(図7および図8)

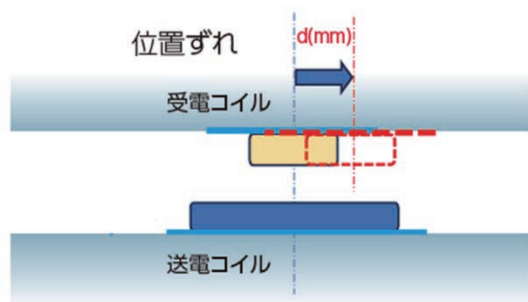


図7 コイル位置関係

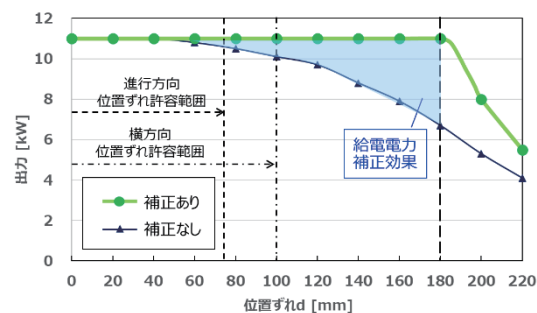


図8 位置ずれによる出力補正
(車両を使用した実測値)

5. 実用化に向けた課題

ワイヤレス給電システムには、以下の課題がある。本課題を着実に解決し、実用化に向けて開発を推進していく。

(1) 異物検知

ワイヤレス給電では、送電コイルと受電コイル間に金属異物が混入すると、電磁誘導により加熱される恐れがある。また、車両の下に潜り込める小動物や人体などの生体異物についても安全性の確保が必要となる。異物検知時は給電できない機能をシステムに搭載すべく、開発を継続する。

(2) 無線設備規則

現状、無線設備規則については、総務省告示二百七号 四項との併用により、限定した場所における実証に留まっている。磁気結合により高い電力を伝送するため、漏洩磁界が大きくなることから、無線設備規則に適合する上で困難な要因のひとつとなっている。今後、更なる大電力化が望まれる中で、当社は漏洩磁界の低減に向けて開発を進めている。今後も漏洩磁界低減技術の実用化に向けて、活動していく。

(3) ワイヤレス給電インバータ

当社のワイヤレス給電システムは、現時点では完全な屋外環境に対応したものになっていない。よって顧客の設置環境に対応した耐環境性能を強化し、システムの屋外実証を継続することで、実用化に向けた課題解決を進めていく。

6. むすび

本稿では、当社で開発しているSWPT方式のEV用ワイヤレス給電インバータの実用化に向けた開発状況について報告した。

今後も環境への負荷が少ない社会の実現に向けて、世界のEV市場は徐々に拡大していくと予想される。また近年進歩が著しいADAS（Advanced Driver-Assistance Systems, 先進運転支援システム）をはじめとした自動運転技術とも親和性が高く、ワイヤレス給電についても需要が高まることが予想される。

SWPTおよびDWPT双方のワイヤレス給電の実用化により、様々な場所でこまめな充電を行う「ちょこちょこ充電」が可能になり、EVに搭載するバッテリー容量の削減およびサイズダウンが可能になる。これにより、車両の軽量化やコストダウンに繋がり、EVの更なる普及と環境負荷の一層の軽減による好循環への転換が期待できる。

当社では、SWPT方式に加え、DWPT方式のワイヤレス給電についても、技術開発を進めていく。DWPTは、車両が通過するタイミングで適切に給電する必要があるため、大きな電力を瞬時に給電する必要があるなど、SWPTとは異なる課題があるが、着実に解決し実用化に向けて取り組んでいく。

また今後も実証実験を通じて、ワイヤレス給電の実用化に向けて尽力し、持続可能な社会の実現に貢献すべく、技術開発を推進していく。

7. 謝辞

SAE規格コイル評価および漏洩磁界低減の開発については、埼玉大学との共同研究にて実施しました。金子教授 ならびに 研究室の皆様には多大なるご支援とご協力を賜り、心より感謝申し上げます。

参考文献

- [1] 高田 太郎, 石間 勉 “ワイヤレス給電用高速インバータの開発”, 島田理化技報, No.27, 2021.
- [2] 浜田 深造, 田内 良男, 片岡 辰雄 “電気自動車（EV）用ワイヤレス給電実証実験装置”, 島田理化技報, No.28, 2023.
- [3] Society of Automotive Engineers International “Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology”, SAE 規格 J2954, 2024.
- [4] 特許第7453436号 “ワイヤレス給電評価試験器”
- [5] 特許第7583965号 “電気自動車用受電回路路, 電気自動車用受電回路の構築方法および電気自動車”
- [6] 雨宮 厚太, 金子 裕良, 石間 勉, 田内 良男, 會見 春樹 “EV用非接触給電におけるキャンセルコイルを用いた漏洩磁界低減に関する研究”, 電気学会産業応用部門大会, 2025.

著者紹介

生産本部
パワエレシステム技術部 パワエレ開発課
會見 春樹

生産本部
パワエレシステム技術部 パワエレ開発課
浜田 深造

生産本部
パワエレシステム技術部 パワエレ開発課
鈴木 哲也

事業本部
パワエレ営業部 事業推進グループ
田内 良男

並列共振方式誘導加熱インバータの特長と均等加熱技術

Characteristics of Parallel Resonant Induction Heating Inverters and Uniform Heating Technology

浜田 深造
Shinzo HAMADA

會見 春樹
Haruki AIMI

鈴木 哲也
Tetsuya SUZUKI

片岡 辰雄
Tatsuo KATAOKA

要 旨

近年、温室効果ガス（CO₂）削減とカーボンニュートラル社会の実現に向けた取り組みが加速している。特に金属の熱処理分野では、従来の加熱方式やエネルギー効率の改善により CO₂ 排出量の低減、および省エネルギー・省資源化が推進されており、クリーンな電気エネルギーを用いる誘導加熱（Induction Heating：IH）の重要性が高まっている。

誘導加熱は、被加熱物を非接触で自己発熱させるため、エネルギー効率が高い加熱方式である。当社は主に工場の熱処理工程で要求される誘導加熱技術のリーディングカンパニーとして重要な役割を担ってきた。^[1]

本稿では、当社の製品ラインナップの中から、インバータと加熱コイルの配置に柔軟性を持ち、従来の直列共振方式に比べて高いシステム効率を実現する並列共振方式インバータ（写真 SBT-PW シリーズ）の設計思想と技術的特長を解説する。特に、負荷変動に対して均一な温度分布を実現するための均等加熱技術についても掘り下げ、その制御アルゴリズムや実現手法を報告する。

更に、これらの技術が、熱処理工程における省エネルギー化と加熱品質の向上にどのように寄与しているかについても具体的な事例を交えて解説し、今後の熱処理技術の発展における当社の取り組みを報告する。



高効率化／省エネ化（電源力率約98%，インバータ効率約95%）

写真 SBT-PW600（12パルス仕様）外観図

1. まえがき

誘導加熱は、加熱対象物を非接触で自己発熱させる技術であり、高いエネルギー効率を実現する。

家庭用電磁調理器や IH 炊飯器などで広く普及しているだけでなく、工場の熱処理工程においても導入が進んでいる。特に、大規模な加熱電源を用いる工場では、電源効率の向上が省エネルギーに直結し、エネルギーコストの削減や環境負荷の低減に寄与する。これにより、持続可能な製造プロセスの実現において重要な役割を果たすことが期待されている。

本稿では、省エネに貢献する独自の制御技術を採用した IH 用高効率 PWM インバータを紹介する。

2. 加熱周波数と浸透深さの関係

2.1 並列共振方式と直列共振方式の特徴と用途

加熱用途に応じた周波数選定では、全体加熱（溶解や鍛造、焼鈍など）には低周波（10kHz 未満）を設定することが多い。これは電波法に該当しない周波数領域である。

一方、表面焼き入れなどでは、焼き入れ深さに応じて最適な周波数が決まり、100kHz 以上の高周波が必要

となる場合がある。また、鋼板や鋼線のキュリー点以上の加熱では、浸透深さの関係から高周波数が求められる。

IH インバータは共振コンデンサを用いて共振回路を構成し、加熱コイルに高周波大電流を流して加熱を行う。共振回路には、並列共振方式と直列共振方式の 2 種類があり、それぞれの特徴と用途に応じて使い分けすることが多い。

・並列共振方式

加熱コイルと共振コンデンサが並列に接続され、主に 10kHz 未満の低周波領域で使用。

・直列共振方式

加熱コイルと共振コンデンサが直列に接続され、主に、100kHz 以上の高周波領域で使用。

なお、中間帯の 10kHz から 100kHz についてはどちらの方式も使用されている。当社では、インバータ素子と制御方式に基づき、30kHz 以下を並列共振方式、それより高い周波数を直列共振方式として用途を区分している^{[2][3]}（図 1 参照）。

高周波誘導加熱用途例

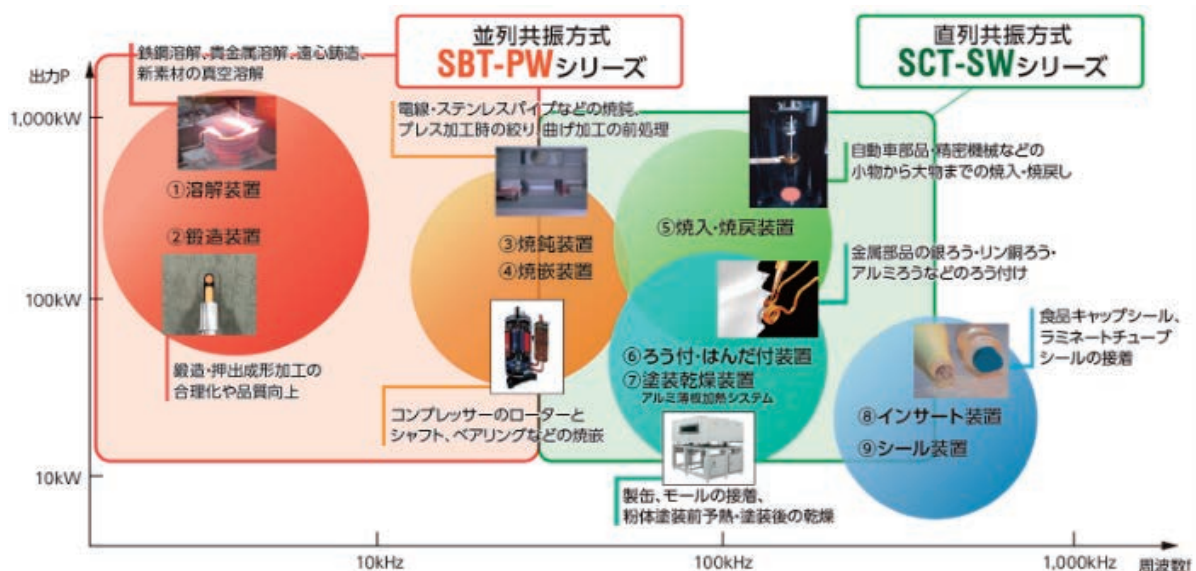


図1 PWM制御IHインバータの適用範囲
（※PWM:Pulse Width Modulationの略）

3. 並列共振方式インバータの特長

3.1 直列共振方式と比較した大電力化の容易性

並列共振方式の最大の特長は、大電流の流れる範囲（図2を参照）が加熱コイルと共振コンデンサ間に限定される点である。これにより大電力化の際には、以下のメリットがある。

- ① 電流伝送経路の簡素化
インバータから加熱コイルまでのフィーダに流れる電流は、直列共振方式の1/5～1/10に抑えられる。
- ② 冷却システムの簡素化
水冷式フィーダが不要となり、空冷の同軸ケーブルの採用が可能である。
- ③ 設置条件の柔軟性
コイルと電源間の距離や配置に制約が少なくなる。
- ④ 加熱コイル部の可動が可能
空冷同軸フィーダの使用により、加熱コイルを含めた共振部の可動が可能となり、工場ラインへの導入が容易である。
- ⑤ 高周波利用設備申請不要
10kHz未満の低周波数においては電波申請が不要である。

以上、これらの理由から、大電力システムにおいて並列共振方式のメリットは非常に大きいと言える。

3.2 当社の並列共振方式インバータの特長

並列共振方式の特長を活かした新型 PWM インバータを開発して、製品シリーズ化している。当社インバータは以下の特長がある。^[4]

- ① 独自の PWM 制御方式のインバータ
FPGA（Field Programmable Gate Array）を使用した独自のデジタル制御方式のインバータを採用。
- ② 電源力率約 95%
コンバータ部にサイリスタを使用せず、ダイオード化し、電源力率約 95% を達成。
- ③ 電源効率約 95%
インバータ素子に IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）を使用し、独自の PWM 制御により高効率化を実現。
- ④ インバータの製品シリーズ化
周波数 0.3kHz～30kHz、出力 20kW～3,200kW までインバータをシリーズ化。

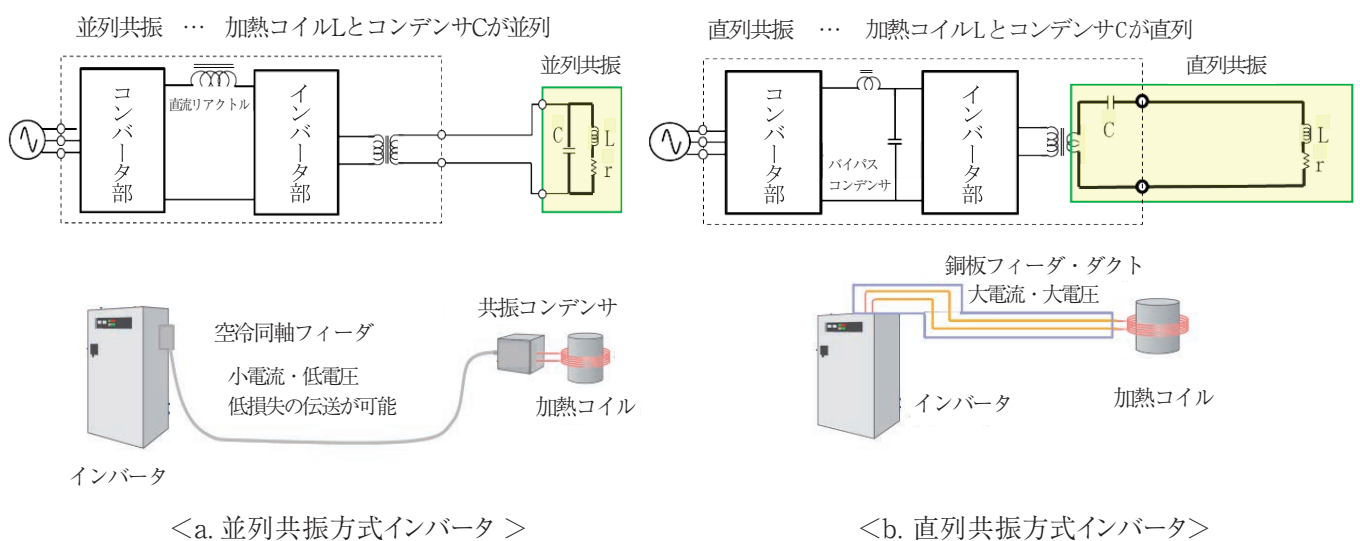


図2 並列共振方式インバータと直列共振方式インバータについて

3.3 電源力率の向上と高調波対策^{[5][6]}

誘導加熱では、被加熱物であるワークが鋼材などの磁性材料の場合、キュリー点を境に負荷抵抗が大きく変動する。このため、全加熱領域で定格出力にマッチングさせることが難しい。また、異なる寸法や形状の複数のワークを加熱する場合などは、すべてに最適なマッチング調整させることが困難なため、一般的には定格出力の40%から80%程度の範囲で使用することが多い。

図3に新型PWM方式と従来型サイリスタ方式のインバータの出力電力に対する電源力率特性の比較を示す。新型PWM方式インバータでは出力10%~90%の広い範囲で力率が改善しており、特に出力が80%以下では改善度合いが顕著である。

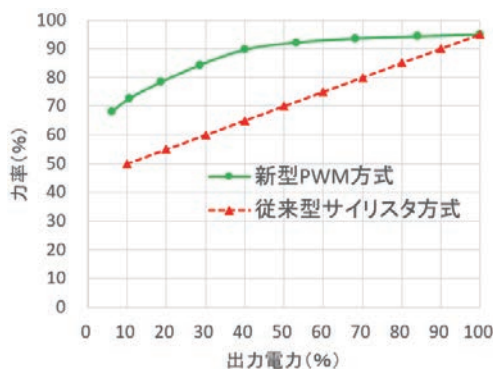


図3 電源力率の比較

当社の新型PWM方式を採用したインバータでは、標準のインバータ構成を変えずに受電側電源トランスに12パルストランスを準備することにより電源力率は約98%まで向上し、さらに表1に示すように12パルス化により、5次、7次で約1/10まで高調波が低減される。なお、500kW以上は標準で12パルス対応の構成となっている。

表1 電源高調波電流発生率一覧

（経済産業省「高調波抑制ガイドライン」表より）

	回路分類		5次	7次	11次
	6パルス	11	17.5%	11.0%	4.5%
	12パルス	12	2.0%	1.5%	4.5%
新型PWM					

3.4 従来型方式（サイリスタ型）インバータとの効率比較

新型PWM並列共振方式インバータの出力可変手段は、インバータ部でのPWM制御になる。したがって、従来のコンバータ回路のようなサイリスタを使ってAC電圧の導通角を制御して直流電圧を可変する必要はなくなり、コンバータ部はダイオードのみとなる。このため、電源力率の改善や電源高調波電流の低減を図ることが出来て、電流による損失低減でコンバータ部での効率は約5%の改善が図れる。

図4に従来の並列共振方式インバータと新型PWM並列共振方式インバータのブロック図を示す。

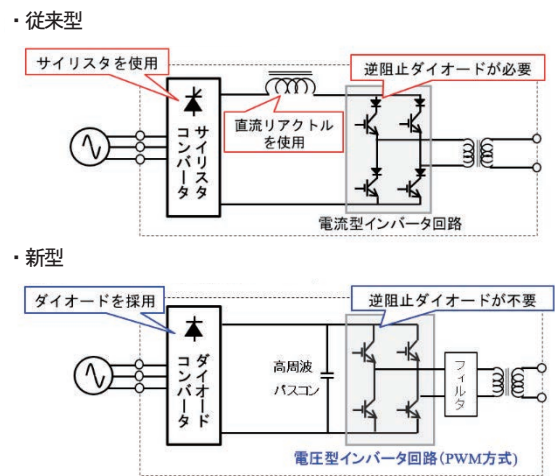


図4 従来型と新型PWM並列共振方式インバータのブロック図

インバータ部は従来の電流型インバータ回路ではなく、電圧型インバータ回路を採用しており、従来のような大きな直流リアクトルは不要であり、小型の高周波バイパスコンデンサ構成になっている。発振素子（IGBTを使用）に直列接続する逆阻止ダイオードも不要であり、インバータ部での効率は約5%の改善が図れる。

以上、新型PWM並列共振方式インバータでは、コンバータ部とインバータ部で合計して約10%の改善が図れる。

図5に新型PWM方式と従来型サイリスタ方式との電源効率（インバータ出力電力/AC入力電力の値）の比較を示す。通常使用される出力40%から80%では、約10%以上の効率改善となっていることが解る。

なお、図3の電源力率、図5の電源効率ともに、新型PWM方式の実測値であり、従来型サイリスタ方式は以下の値で機関誌「工業加熱」Vol.34 No.4から引用した。

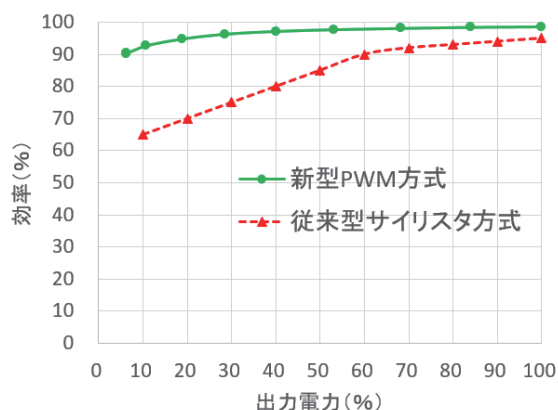


図5 電源効率の比較

3.5 PWM並列共振方式インバータの装置構成

PWM並列共振方式インバータの装置構成は、図6に示す。電源入力(12パルス)はダイオードコンバータ部で直流に整流化された後にインバータ部で高周波出力に変換されて出力される。出力電力は同軸ケーブルにて装置本体側にある整合部の共振コンデンサに伝送され、共振コンデンサに並列接続される加熱コイルに高周波電流を流す。

IHの場合の共振回路のQ値は通常2から30程度で

あるが、並列共振方式の場合、出力ケーブルの電流は、コイル電流に比べて $1/Q$ に小さくなる。このため出力ケーブルには同軸ケーブルを使用できるメリットがある。ケーブル長は、最大50mまで延長可能である。

4. 並列共振方式インバータの均等加熱技術

並列共振方式インバータにおいては、負荷(被加熱物)の変動により共振周波数が変動しやすい特性がある。特に、複数のワークを不連続に投入する場合、加熱コイルのインダクタンスに影響を与え、共振周波数が変化する。この共振周波数の変化により、加熱した際にワーク温度分布に不均一が生じることがある。

この課題に対して、本技術は負荷変動による共振周波数の変動特性を利用して、理論式に基づく制御アルゴリズムを適用することで、温度の均一化を実現している。これにより加熱の不均一を抑制し、高品質な熱処理が実現される。

4.1 均等加熱の制御方法(特許第7060737号⁷⁾)

並列共振方式インバータに接続される加熱コイルの中や加熱コイル上などに負荷が投入されるとき、その投入される負荷条件の違いによって、コイルインダクタンスが変化する。これを(式1)で示す。

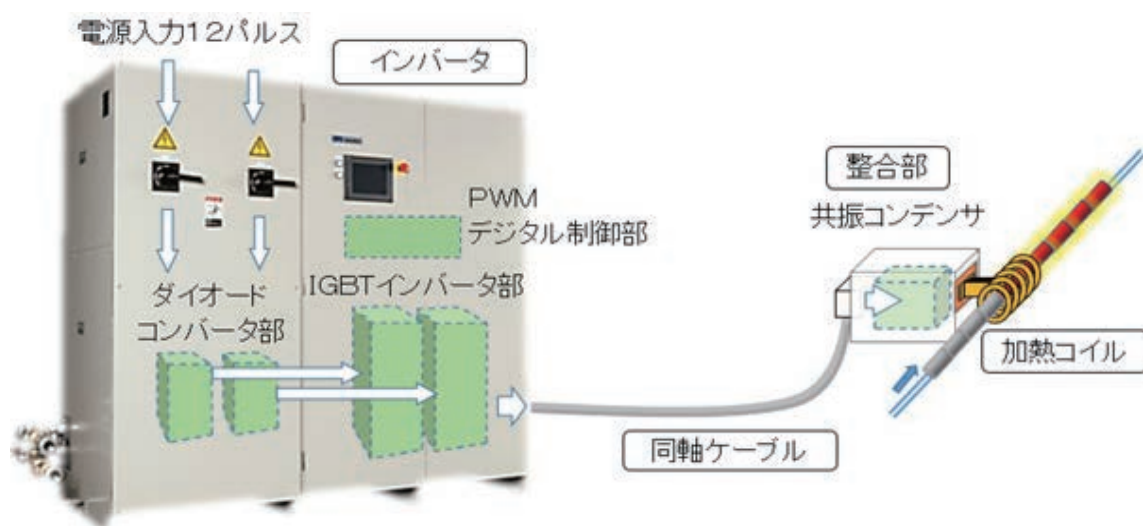


図6 PWM並列共振方式インバータの装置構成

$$f_2 = f_1 \times (L_1/L_2)^{1/2} \dots\dots\dots (式1)$$

f_1 : 負荷1投入時の共振周波数

f_2 : 負荷2投入時の共振周波数

L_1 : 負荷1投入時のインダクタンス

L_2 : 負荷2投入時のインダクタンス

並列共振回路においては、加熱コイルに印加される電圧を一定に制御するため、コイル電流は周波数とインダクタンスに反比例する(式2, 3)。これらは、一定電圧(V)のもと、負荷のインダクタンスと周波数によりコイル電流が決まることを示す。

$$I_1 = V / (\omega_1 \times L_1) \dots\dots\dots (式2)$$

$$I_2 = V / (\omega_2 \times L_2) \dots\dots\dots (式3)$$

I_1 : 負荷1投入時のコイル電流

I_2 : 負荷2投入時のコイル電流

ω_1 : 負荷1投入時の角周波数 ω

ω_2 : 負荷2投入時の角周波数 ω

したがって、式1, 式2および式3より、電流値と周波数との関係は、コイル電流と周波数とは比例して変化する(式4)。

$$I_2/I_1 = f_2/f_1 \dots\dots\dots (式4)$$

(式4) は負荷の高周波等価抵抗(R)が周波数の平方根に比例するという特性(式5)と組み合わせることで、出力電力比(式8)が導かれる。

$$R_2 = R_1 \times (f_2/f_1)^{1/2} \dots\dots\dots (式5)$$

R_1 : 負荷1投入時の高周波等価抵抗

R_2 : 負荷2投入時の高周波等価抵抗

負荷1と負荷2への出力電力は(式6, 7)で示す。

$$P_2 = I_2^2 \times R_2 \dots\dots\dots (式6)$$

$$P_1 = I_1^2 \times R_1 \dots\dots\dots (式7)$$

P_1 : 負荷1投入時の出力電圧

P_2 : 負荷2投入時の出力電圧

したがって、出力電力比は(式8)で表せる。

$$\begin{aligned} P_2/P_1 &= (I_2/I_1)^2 \times R_2/R_1 \\ &= (f_2/f_1)^2 \times (f_2/f_1)^{1/2} \\ &= (f_2/f_1)^{2.5} \dots\dots\dots (式8) \end{aligned}$$

これより、電圧は出力電力の平方根に比例するので出力電圧比(式9)が得られる。

$$V_2/V_1 = (f_2/f_1)^{1.25} \dots\dots\dots (式9)$$

ここで、式9の電圧 V_1 を基準出力制御値に適用し、負荷変動時の均等加熱制御値を V_2 とする。これをPWM制御に適用し、負荷変動に応じた出力調整を行う。(式10)

$$Vol_2 = Vol_1 \times (f_2/f_1)^{1.25} \dots\dots (式10)$$

Vol_1 : 負荷1を基準とした出力制御値(%)

Vol_2 : 負荷2(変動時)に対する出力制御値(%)

負荷変動による共振周波数の変化を検出し、その比に基づいて出力値をリアルタイムに調整する一連の流れを示した。本技術は、負荷変動に伴う共振周波数の変化を理論的に解析し、その特性を制御に活用することで、加熱不均一を解消し、熱処理の品質と効率を向上させるものである。これにより、加熱不均一が抑制され、高品質な熱処理が実現される。

4.2 適用例

図7は、実際の加熱時にコイルに投入されるワークを模した図である。コイル1, 2, 3, ..., nと連続する多連コイルを用いて複数のワークを加熱処理する場合、投入されるワークが連続して一定であれば問題ないが、ワークが不連続に投入された場合には加熱不均一が生じやすくなる。従来の固定出力方式では、負荷の変動によりワークの温度分布が不均一となり加熱不良が発生していた。

本技術では、負荷投入前に基準周波数(f_1)を測定し、負荷投入後に実測された共振周波数(f_2)をリアルタイムで検出する。次に、4.1節で示した式を用いて出力制御値(Vol_2)を基準出力制御値(Vol_1)から計算し、PWM制御により出力を調整する。この制御により、各ワークの温度を均一に保ち、熱処理の品質向上とエネルギー効率の改善を実現する。ただし、すべてのワークの加熱時間は同一とし、コイルからワークを取り出すタイミングも揃えることを条件とする。

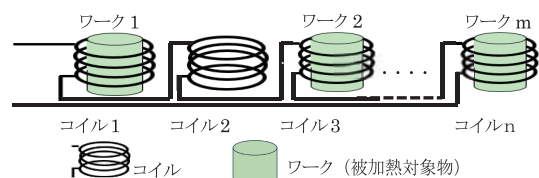


図7 並列電源を使用した多連コイルによる均等加熱

5. むすび

本稿では、PWM並列共振方式インバータの特長と当社独自の均等加熱技術について紹介した。これらの技術は、熱処理工程の省エネルギー化と品質向上に貢献している。

今後もインバータの小型化や、更なる高効率化を進め、多様なニーズに対応するとともに脱炭素化社会に貢献していく所存である。

参考文献

- [1] 末松 岳春 “カーボンニュートラル社会へ向けた IH 技術と製品展開”
島田理化技報 ,No.28,2023.
- [2] 田内 良男 “次世代半導体 SiC を用いた IH インバータの開発の取り組み”,
島田理化技報 ,No.26,2018.
- [3] 守上 浩一, 高田 太郎, 浜田 深造, 永月 巧 “PWM 制御大電力誘導加熱インバータの開発”,
島田理化技報 ,No.27,2021.
- [4] 石間 勉 “省エネに貢献する誘導加熱用新型 PWM インバータの開発・製品化”
機関誌エレクトロヒート No.236 号 ,2021.
- [5] 石間 勉 “省エネに貢献する IH 用新型 PWM インバータの製品ラインナップ”
機関誌エレクトロヒート No.245 号 ,2022.
- [6] 松原 祐輔, 石間 勉 “IH 用高効率 PWM インバータの製品ラインナップ”
島田理化技報 ,No.28,2023.
- [7] 特許第 7060737 号 “インバータ装置およびインバータ装置の制御方法ならびにビレットヒータ”

著者紹介

生産本部

パワーエレクトロニクス技術部 パワーエレクトロニクス開発課

浜田 深造

生産本部

パワーエレクトロニクス技術部 パワーエレクトロニクス開発課

會見 春樹

生産本部

パワーエレクトロニクス技術部 パワーエレクトロニクス開発課

鈴木 哲也

生産本部

パワーエレクトロニクス技術部 パワーエレクトロニクス開発課

片岡 辰雄

タカンシミュレータ，技術革新で防衛基盤整備協会賞を受賞

1. はじめに

当社は公益財団法人 防衛基盤整備協会主催の令和6年度「防衛基盤整備協会賞」を受賞した（図1）。この賞は防衛装備品等に関連し、民間で自主的に行われた研究開発や生産技術の向上に関する功績に対して、企業や技術者を防衛装備庁の後援のもと顕彰し、研究活動やサプライチェーンの維持・発展を奨励するものである。受賞題目は「デジタル信号処理技術を適用したタカン航法試験器材（タカンシミュレータ 12S400）の開発」である（図2）。

2. 受賞概要

タカンシミュレータ12S400は、航空機のTACAN航法*用機上装置の性能試験を地上で行うシミュレータで、方位・距離などの信号を擬似的に発生させることができ、航空機の運航安全を陰で支える重要な試験器材である。従来品はアナログ回路で構成されていたが、独自のデジタル化技術を導入して性能向上と安定供給を実現したことが高く評価された。

* TACAN航法：航空機が自機の位置を特定し、目的地に向かうための無線航法システム。TACANは「Tactical Air Navigation」の略（図3）。

3. 製品の特長・性能

本装置は、従来品に比べ部品点数約25%の削減、10%の省電力化を達成し以下のような特長と表1の主要性能を有する。

- ①振幅変調とパルス生成のデジタル処理による高精度出力の実現
- ②タッチパネルを採用、扱いやすい画面構成
- ③GP-IB標準装備し、自動試験への対応により、利便性、拡張性を向上
- ④従来品（12S300）との互換性があり、既存の操作性を維持

表1 タカンシミュレータ12S400 主要性能

項目	主要性能
出力周波数	962MHz～1,213MHz (1MHz ステップ)
出力電力	-10dBm～-110dBm (1dB ステップ)
方位信号	0.0°～359.9° (0.1° ステップ)
距離信号	0.0NM～399.9NM (0.1NM ステップ)
変調信号	正弦波 変調周波数 15Hz, 135Hz 変調度 0～30% (0.5% ステップ)
	パルス パルス幅 3.5μs
ピーク電力計	入力範囲 100W～5kW
消費電力	300VA 以下
質量	19kg 以下
外形寸法	W426×H250×D473 mm

4. むすび

本開発の完了により、令和6年度より製品販売を開始した。従来品（12S300）との互換性を維持しつつ、長期的な製造と保守整備を実現する。これにより、従来品の置き換えが可能であり、さらに海外製タカンシミュレータを保有するユーザに対しても代替可能な製品として、装備品の国産化に寄与できると考えている。



図1 防衛基盤整備協会賞贈呈式
(令和6年11月25日於ホテルグランドヒル市ヶ谷)



図2 タカンシミュレータ（12S400）製品外観

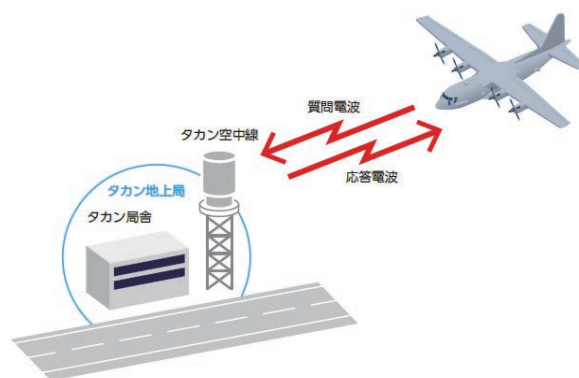


図3 タカン航法システムイメージ図

(太田 貴之)

超軽量導波管の開発と衛星搭載への展開

1. はじめに

近年、通信、地球観測、IoT接続などの分野で衛星コンステレーションを活用した事業が急速に拡大している。これに伴い、人工衛星の打ち上げ数は増加し、小型化・軽量化要求が一層強まっている。

当社が製造する導波管は、マイクロ波を低損失で伝送可能な特性を有し、多くの衛星に採用されている。しかし、近年では、導波管にも従来以上の小型化・軽量化要求が提示されており、構造設計、材料選定、製造プロセスの最適化が不可欠である。

2. 人工衛星搭載用導波管

当社は、従来よりX帯からKa帯の多種多様な人工衛星搭載用導波管を製造している。形状は用途に応じて、コーナーピースを用いたバンドや導波管を曲げたRバンド、導波管をねじったツイストなどがある。当社の人工衛星搭載用導波管の特長を次に示す。

- ①素管材質：アルミニウム合金を採用により軽量化を実現。
- ②素管肉厚：通常の1.25 mmから0.508 mmに薄肉化し、質量を削減。
- ③表面处理：無電解ニッケルめっきの後に銀めっきを施し、伝送損失の低減。

3. 軽量化への取り組み

3.1 ハカマ構造導波管の開発

複数の導波管を接続する構成では、軽量化のために接続部のフランジを減らすことが重要である。一例として、バンド5本で構成される導波管の場合、フランジ及び締結部品の質量は全体の44%を占める。新たに開発したフランジの代わりの接続部品「ハカマ」を図1に示し、ハカマ構造を適用した導波管を図2に示す。ハカマは、従来のフランジを置き換えることで、フランジなしで導波管同士を接続可能とする部品である。ハカマはディップろう付け後、銀めっきを施し、はんだ付けで導波管同士を接続する。試作したハカマ構造導波管は、従来のフランジ構造と比較して19%の軽量化を実現し、強度や挿入損失、VSWRが同等であることが確認できた。

3.2 レーザ溶接導波管の開発

レーザ溶接は、レーザ光を金属に照射して溶融し接合する技術であり、ロボット制御により安定した生産が可能である。また、レーザ溶接は薄板同士の接合に適しているが、治具を工夫することにより素管同士をハカマも使用することなく直接溶接出来ることが、試作を通して確認できた。一方、フランジと素管の溶接は、構造見直しが必要

であった。いくつかの形状を試作し、その中で溶接部の仕上がりが良好な構造を選定した。その構造は、図3のようにフランジに素管と同じ断面形状を設けたものである。ただし、強度や加工性を考慮した結果、従来よりもフランジ単体の質量は増加した。しかし、導波管5本を組み合わせた場合、導波管同士の接続にもレーザ溶接を用いることで導波管接続部分のフランジは無くすることが出来、従来構造と比較して20%の軽量化が達成できた。今後は溶接部の強度や挿入損失、VSWRへの影響を評価し、人工衛星搭載用導波管への適用に向けて検証を進めていく。

4. むすび

人工衛星搭載用導波管の軽量化において、ハカマ構造やレーザ溶接構造を適用することで、5本構成の導波管において従来のフランジ構造に対し、約20%の質量低減が可能であることを示した。この技術は航空機や艦船など多様な用途への展開も期待できる。

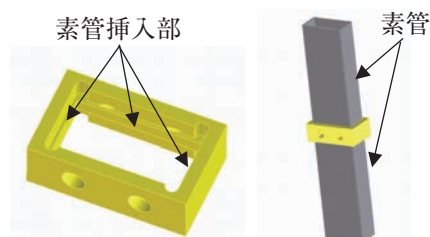


図1 ハカマ



図2 ハカマ構造導波管

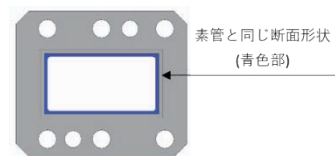


図3 レーザ溶接導波管 (田島隼人)

高効率化を実現したミリ波通信機器向け自動測定装置

1. はじめに

当社のミリ波機器は少量多品種生産を特長とし、性能で差別化した製品を提供してきた。ミリ波帯は帯域が広く高スループットが可能である一方、伝搬損失や障害物・降雨による減衰が大きく、設備コストも比較的高い。そのため実用化には課題があったが、半導体集積、フェーズドアレイ制御、高効率ネットワーク設計の進展により、第5世代移动通信やFWA（Fixed Wireless Access）での採用が増えていく。

本トピックスでは2024年より生産を開始した、ミリ波機器向けに構築した自動測定装置を紹介する。従来の測定方法と比べ、生産能力は9倍相当の月産100台を実現する。

2. 対象製品

自動測定装置に供する製品は、44GHz帯の無線通信機器である。デュプレクサを備え、送信機能と受信機能を一体化したモジュールである。同品の外観を図1に示す。



主要性能
・送受周波数 [GHz] : 約44～45
・外形寸法 [mm] : W216×H65×D216
・質量 [kg] : 2.6以下
・消費電力 [W] : 56.4以下

図1 対象製品（供試品）

3. 自動測定装置の概要

ミリ波帯送受信モジュールの生産には高周波特性と回路設計の困難に加え、高度な製造品質、信頼性の高い測定系が必要である。

(1) 目標

- ・月産100台以上の測定能力を実現する。
- ・測定結果の再現性を確保、信頼性を担保する。
- ・自動化を追求し、省人化を目指す。

(2) 測定項目

ミリ波帯送受信モジュールの主な測定項目は以下であり、1台の計測器で全て行う。測定温度は、低温、常温、高温の3温度である。

- ・出力レベル、利得
- ・出力電力1dB圧縮点
- ・3次相互変調歪
- ・振幅周波数特性
- ・スプリアス（帯域内、帯域外）
- ・雑音指数

(3) 自動測定装置の機能と構成

供試品は最大3台までセッティング可能とし、計測器との接続には専用切替器を設けることで任意の経路にRF信号を切り替え可能とした。

計測には Keysight Technologies 社製ネットワークアナライザ N5245Bを用いたシンプルなハードウェア構成とした。系統図を図2に示す。

各機器の制御は汎用パソコン1台で行い、ソフトウェアはVBA（Visual Basic for Applications）を用いて制御する方式である。測定結果は自動で収集し、合否（○、×）をパソコン画面に表示する。

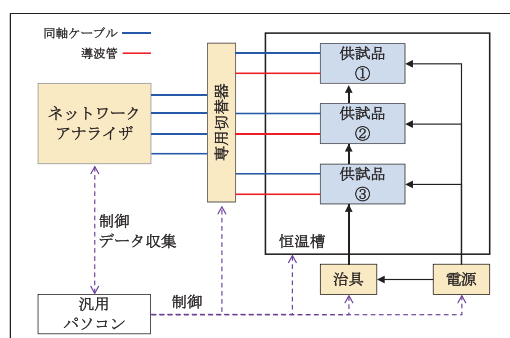


図2 自動測定装置の系統図

4. 自動測定装置の構築結果

今回構築した自動測定装置の外観を図3に示す。月に平均120台の測定を可能とし、月産100台以上の測定能力を実現した。全温度にて誤差は±0.2dB以内であり、測定結果の再現性を確保した。

作業者の操作は、供試品のセッティングとパソコンのみであり、温度変動を含む全ての測定と判定を自動化した。

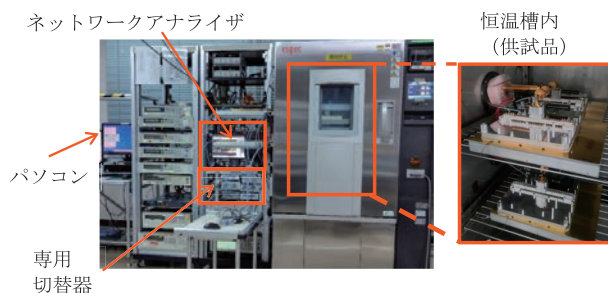


図3 構築した自動測定装置

5. むすび

今回開発した自動測定装置により、高精度測定と量産対応の両立を実現し、生産ラインの効率化に大きく貢献した。今後も新規規格対応や測定対象の拡大を視野に入れ、無線機器の製造品質向上に寄与していく。
(中保 淳司)

「SATELLITE 2025 EXHIBITION」への出展と衛星通信技術の展望

1. はじめに

SATELLITE EXHIBITIONは1981年より開始され、衛星通信および宇宙技術に特化した国際的な展示会である。

SATELLITE 2025 EXHIBITIONは、2025年3月10日から13日まで、図1のワシントンコンベンションセンタで開催され、当社も出展したので報告する。

2. 開催地について

開催地のワシントンD.C.はアメリカ合衆国の首都であり、初代大統領ジョージ・ワシントンにちなんで名付けられた。ホワイトハウス、合衆国議会議事堂、最高裁判所など連邦政府の中枢が集まる都市である。スミソニアン博物館や国立自然史博物館なども近く、歴史と文化に触れることができる。

3. 出展の概況

図2の当社ブースでは、衛星通信地上局のVSAT (Very Small Aperture Terminal：超小型地球局) システムの受信機に使用するC帯、X帯、Ka帯、Q帯の各種LNB (Low Noise Block down converter)、Q帯LNA (Low Noise Amplifier) およびKu帯、X帯の衛星搭載用導波管を展示した。

展示会では、部品メーカーから衛星オペレータ、衛星通信の利用者、他が集っており、情報収集や顧客との面談など効率的にかつ中身の濃い商談を持つことができた。

また、光ファイバ回線が張り巡らされた日本とは異なり、広い国土を有するアメリカでは衛星通信事情は活況で、通信や放送に加えて、軍事用途

と思われるカラーリングされた製品も多数展示されていた。さらに、軍関係者と思われる来場者も散見され、これにより幅広いニーズや用途があると実感できた。

4. 衛星通信技術の展望

低軌道衛星 (LEO：Low Earth Orbit) の展開が進む中、当社が注力するQ帯LNB/LNAは、LEOを多数連携・同調させる衛星コンステレーション化の地上局としての利活用が期待される。現在、衛星コンステレーション通信では、Ka帯の利用が広がる中で、Q帯の製品やサービスの普及にはまだ時間を要するという印象を受けている。Q帯の特長を活かした、さらなる高速で大容量通信化による低遅延なサービスが期待される。

展示会では自動化とリモートオペレーションに関連する取組みもみられた。自動化やリモートオペレーションが進むことで更に省人化が進む。これにより、運用コストの削減や、迅速な維持、サービス対応が可能となる。特に、遠隔地に設置された地上局においては、運用の効率化が求められ、地上局を構成する機器の運用情報の収集、リモート運用する機能など機器のIoT化も重要になるだろう。

5. むすび

米国展示会への出展を通じて、衛星通信技術の将来に向けた可能性を広げることができると考えている。衛星通信事業は当社の海外ビジネスの柱の一つであり、市場に求められる製品を提供できるよう、引き続き営業活動に尽力する所存である。

(高橋 利昌)



図1 ワシントンコンベンションセンタ



図2 当社ブースと出展品



「人とくるまのテクノロジー展 2025 YOKOHAMA」出展

1. はじめに

この度、公益社団法人自動車技術会が主催する「人とくるまのテクノロジー展 2025 YOKOHAMA」に、当社のEVワイヤレス給電実証実験装置（WAVE CHARGING STATION®）を出展したのでその概要を報告する。当社は2021年より本分野の事業化検討を開始し、2023年に名古屋、2024年に横浜の本展示会へ出展して、今回で3回目となった。図1に当社出展ブースの外観写真を示す。

2. 出展品の概要

図2に、出展品のシステム構成を示す。ワイヤレス給電インバータから送電コイルに高周波電流を通电し、誘導される磁界を介して受電コイルに電力を送る。その後、整流器によって直流化され、バッテリーへ電力を供給する。展示会では、インバータやコイル、整流器、通信装置、車両を現品展示した。

3. 出展品の特長

出展品の特長を以下に示す。

- ① 高効率大電力給電が可能
独自のデジタルPWM（Pulse Width Modulation）制御とSiC（Silicon Carbide）素子の採用
SAE（Society of Automotive Engineers）規格に基づき、伝送効率はコイルを中心に配置した場合85%、位置ずれが発生した場合でも80%以上であることを確認済
- ② 複数車両への個別給電や1車両への複数コイル同時給電に対応
SAE規格WPT3相当の出力11.1kWインバータを4台内蔵
- ③ 多様な設置レイアウトに対応
回路の最適化により、最大ケーブル長30mでの給電を実現
図3にユーザでの実証実験の想定例を示す。



図1 当社出展ブース（会場：パシフィコ横浜）

今年のトピックスは、市販EVの充電プラグを工夫し、プラグの差替えによりワイヤレス給電とプラグイン充電の両方が利用できる構成（図2）を実現した点にある（特許第7583965号）。この技術により、公道で走行中にバッテリー容量が低下した場合でも公共のプラグイン充電器を利用できるため、車両の使用範囲を広げることができる。また、ワイヤレス給電を選択すれば実証実験機として活用できる。

4. むすび

EVワイヤレス給電は世界的に実証実験が立ち上がり、国内でもEVワイヤレス給電協議会が設立されるなど、関連する企業の事業化意識は高い。当社でも技術開発を一層進め、強みとなるインバータの大電力・高効率化技術を活かし、社会貢献を目指して事業化に取り組む所存である。

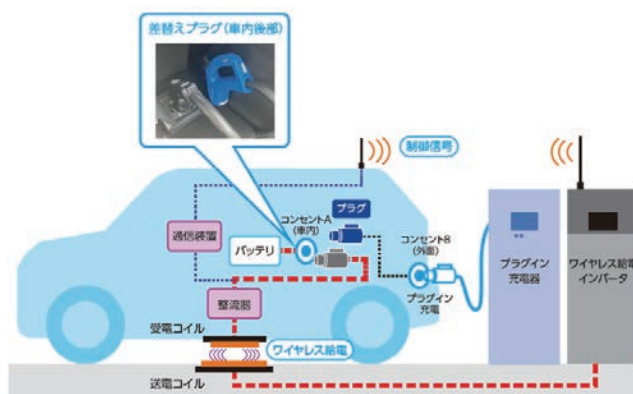


図2 EVワイヤレス給電実証実験装置システム構成

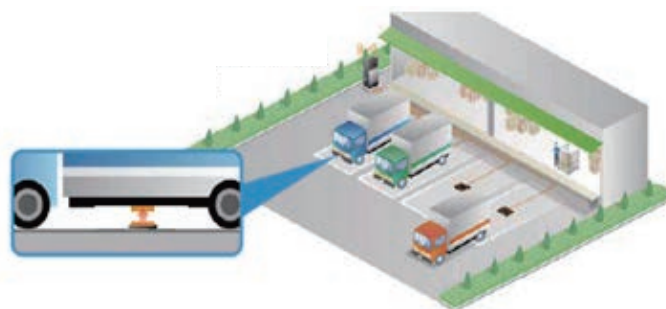


図3 ユーザでの実証実験の想定例
荷役作業中のEVトラックへの給電（トラックヤード）

（田内 良男）

艦船搭載用導波管コンポーネント 安定供給と特殊仕様対応を両立する高信頼導波管

■概要

艦船搭載用導波管の製品ラインナップと特長を紹介します。艦船搭載用導波管は海洋の厳しい環境条件に対応する堅牢な導波管です。製品はダブルリッジと矩形型の2種類をラインナップしています。特にダブルリッジ型は、導波管内面に対向したリッジ（突起）を備えた構造により、広い周波数帯域に対応します。

■製品ラインナップ

ダブルリッジと一般的な矩形型の2種類です。主要性能を主要性能表に示します。代表的なダブルリッジ導波管、矩形導波管の外観例を各外観図に示します。

■特長

- ① 海洋環境条件に適応
海洋環境に適した表面処理を施し、耐食性・耐候性を確保します。塗装仕様は用途に応じて選定可能です。
- ② 特殊仕様への対応
NDS規格(防衛省規格；National Defense Standards)よりも公差が厳しい導波管や、任意の曲げ角度の導波管を製作します。
- ③ 国内調達による安定供給
ダブルリッジ導波管の素管は当社独自の調達ルートで調達・生産し、安定した供給が可能です。

■ダブルリッジ導波管の外観例

ダブルリッジ導波管の主要性能表

項目	性能
周波数範囲	WRD750D24：7.5～18.0GHz WRD650D28：7.0～18.0GHz
材質	アルミニウム合金または銅合金 (WRD650D28 はアルミのみ)
形状	直線導波管，E ベンド，H ベンド，フレキシブル導波管，同軸導波管変換器，ねじり導波管，貫通金物付き直線導波管
フランジ種類	カバーフランジ，ガスケットフランジ



全長100～3,000mm

直線導波管外観図



標準寸法
43.2×43.2mm

90° Hベンド外観図



標準寸法
40.6×40.6mm

90° Eベンド外観図

■矩形導波管の外観例



貫通金物付き直線導波管外観図（9GHz帯）

矩形型導波管の主要性能表

項目	性能
周波数帯	5 GHz 帯，9 GHz 帯，12 GHz 帯，22 GHz 帯，32 GHz 帯
材質	銅合金
形状	直線導波管，E ベンド，H ベンド，フレキシブル導波管，ねじり導波管，貫通金物付き直線導波管
フランジ種類	カバーフランジ，ガスケットフランジ

(山川 沙弓)

Q-Band LNA

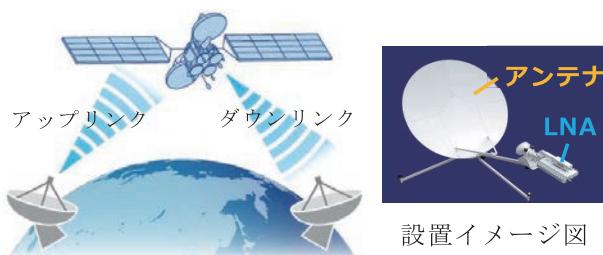
次世代衛星通信を支える超低雑音増幅器

■概要

本製品は衛星通信地上局用の受信コンポーネントであり、次世代衛星通信の高速大容量化に向けて活用が期待されるQ帯※1LNA※2です。衛星通信システムは、地上から送信された情報（アップリンク）を衛星が受信し、地球上の異なる場所にある受信局へ配信（ダウンリンク）することで、インターネット、防災情報伝達など、多様なサービスを実現します。LNAはアンテナ直下に設置され、衛星からの微弱な信号を低雑音で増幅することで、受信機の性能を向上させます。

※1 Q帯：33GHz - 50GHz

※2 LNA：Low Noise Amplifier（低雑音増幅器）



■特長

- ① 世界最高水準の低雑音特性
 - ・NF※3：2.5dB typ. with Isolator
 - ・微弱信号を受信する際のノイズを最小限に抑え、高品質な信号を確保

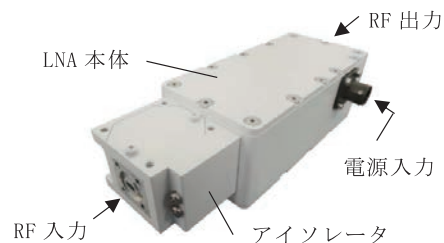
※3 NF：Noise Figure（雑音指数）

- ② 超広帯域特性
 - ・受信帯域：37.5GHz～42.5GHz（5GHz帯域）
 - ・幅広い周波数帯域に対応
 - ・多様な通信ニーズに対応
- ③ 低損失、低VSWR※4のアイソレータを搭載
 - ・損失：0.2dB typ. VSWR：1.2 typ.
 - ・信号の損失を抑え、安定した通信を実現

※4 VSWR：Voltage Standing Wave Ratio
（電圧定在波比）

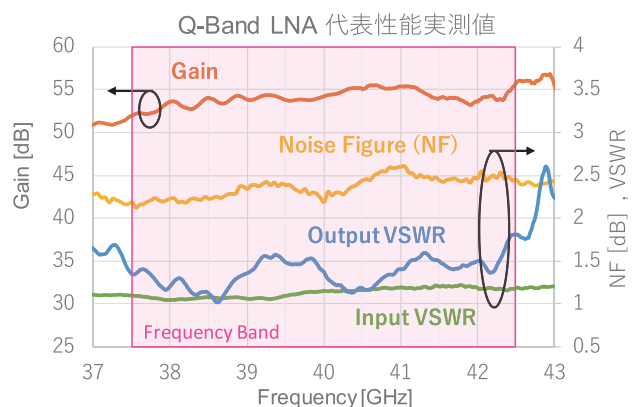
- ④ 妨害波除去フィルタ内蔵
 - ・減衰量：70dB typ. @47.2GHz～51.4GHz
 - ・受信帯域外からの妨害波を効果的に除去し、受信信号の品質を向上

■製品外観

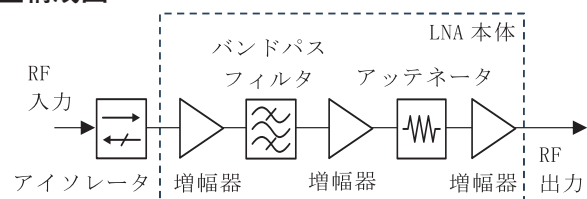


■主要性能

項目	性能
Frequency Band	37.5GHz to 42.5GHz
Input VSWR	1.3:1 max. with Isolator
Output VSWR	2.0:1 max.
Gain	50dB min.
Noise Figure @+25℃	2.5dB typ. with Isolator
Output PldB	+12dBm min.
Power Consumption	2.4W max. (+12VDC to +24VDC)
Size	153(L) x 55(W) x 45(H) mm
Weight	850g max.
Operating Temperature	-20℃ to +60℃



■構成図



（佐藤 守）

この成果は、国立研究開発法人新エネルギー・産業技術総合開発機構（NEDO）の助成事業により得られたものです。

高電力サーキュレータ

電磁界解析による最適設計で、ピーク3.5MWの耐電力を実現

■概要

本製品は導波管型の3ポートサーキュレータです。主に高電力導波管機器で使用されるRF電源の保護回路として使用されます。

■特長

①高耐電力性能

内部の電磁界分布を最適化する独自構造*を採用しピーク3.5MWまで対応。

※米国特許（US8193872B2）および欧州特許（EP2221911B1）を取得しています。

②低損失・安定動作

挿入損失0.05dB（Typ.）の低損失設計により内部発熱を抑制し、電力印加時の特性変動を最小化。

③広帯域対応

発振周波数近傍のスプリアスにも確実に対応し、幅広いRFシステムで安定した保護性能を発揮。

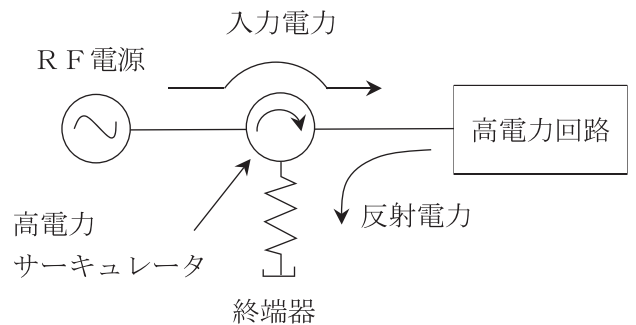
■主要性能

項目		性能
中心周波数		2,998MHz
耐電力	ピーク	3.5MW
	平均	4.0kW
	条件	負荷：完全反射，全位相 加圧：SF6ガス，28PSIG（Min）
VSWR		1.06 以下
アイソレーション		30dB 以上
挿入損失		0.10dB 以下（Typ. 0.05dB）
冷却方法		水冷
導波管サイズ		WRJ-3（WR284）
外形		W204 x D194 x H150 mm
質量		9.0kg 以下

■製品外観



■サーキュレータの使用例



（生駒 俊治）

接合部の監視構造 【特許第7420877号】

出願／2022年7月 発明者／北上 景一

■概要

接着剤で接合した際に、接合部が見えなくなってしまう構造であっても、必要十分な量の接着剤が塗布されていることを確認することができる。

■従来技術の課題

図1に示すような部品Aと部品Bを接着剤で固定する場合、部品Aと部品Bの接触面に接着剤が塗布されているかどうか確認することができない。例えば、サーキュレータやアイソレータ等において、磁気回路を安定させる際に用いる磁石（部品A）とヨーク（部品B）を接合して形成された構造物等がある。このとき、部品Bは磁性体であるため磁力によって両部品は相互に引き付けあうため、接着剤による固定なのか磁力による固定なのかは容易に判断できない。

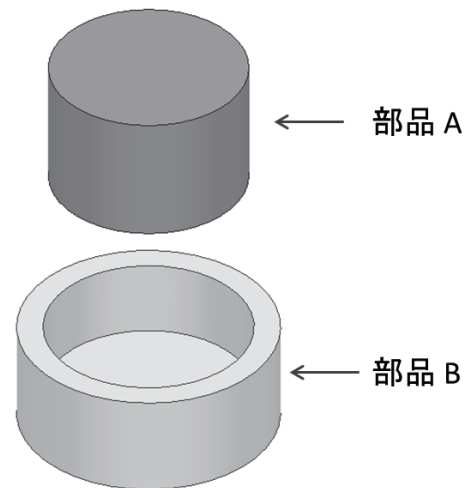


図1 従来の構造

■発明の手段と効果

図2に本発明品の構造を示す。図1の部品Bに本構造を採用することで、塗布される接着剤は側面に空いた4か所の貫通穴のいずれか1つ以上から確認することができるようになる。なお、接着剤の量が極端に少ない場合は図3（左）に示すように接着剤は確認できないが、適切な量が塗布されていれば図3（右）に示すように接着剤を確認することができる。これにより、従来は作業者の接着実施記録のみが頼りだったときと比べ、実際に接着剤を目視することができるようになるため品質的にも改善が見込まれる。

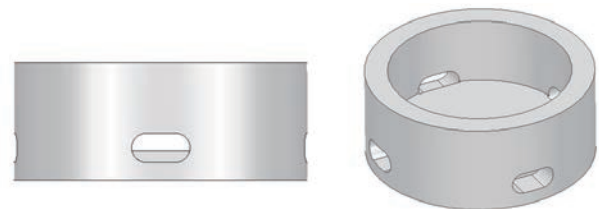


図2 本発明品の構造



接着剤が確認できない 接着剤が確認できる

図3 接着剤の確認方法

ワイヤレス給電評価試験器 【特許第7453436号】

出願／2023年1月 発明者／藤山 浩，石間 勉，田内 良男，永月 巧

■概要

電気自動車（EV）へのワイヤレス給電の評価試験の際に、既存のプラグイン給電専用車をそのまま利用して、簡単にワイヤレス給電の評価試験を行うことができる。

■従来技術の課題

図1に既存のプラグイン給電方式の系統を、図2に一般的なワイヤレス給電方式の系統を示す。従来は、ワイヤレス給電の評価試験を実施する際にそのまま既存のプラグイン給電方式のEVを使用することができないため、プラグイン給電専用EVを改造してワイヤレス給電の評価試験を行うことになるが、EV車の改造には膨大な費用と期間が掛かってしまうという課題があった。

■発明の手段と効果

図3に本発明のワイヤレス給電評価試験器の系統を示す。ワイヤレス給電の場合でも既存のプラグイン給電方式のEVを使って同じ給電ができるように、評価試験器100はプラグイン給電と同じ形状の給電プラグ112を備え、プラグイン給電時と同様の制御信号のやり取りにより直流電力の給電を行う。図4にワイヤレス給電評価試験器100を使った実施例を示す。外部のワイヤレス給電インバータ30から評価試験器100に対して、評価試験器内の送電コイル102に高周波ケーブルで接続され、同時に制御信号はワイヤレス通信でやり取りされる。

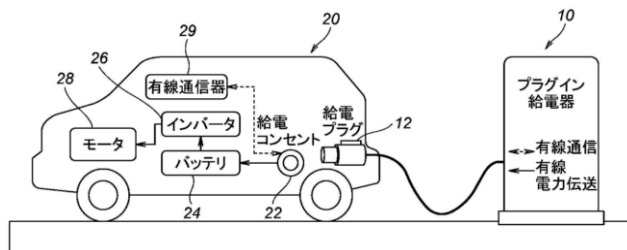


図1 既存のプラグイン給電方式の系統

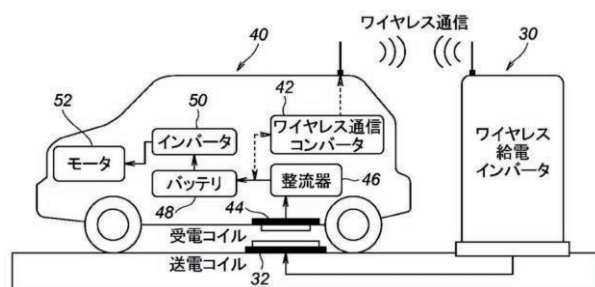


図2 ワイヤレス給電方式の系統

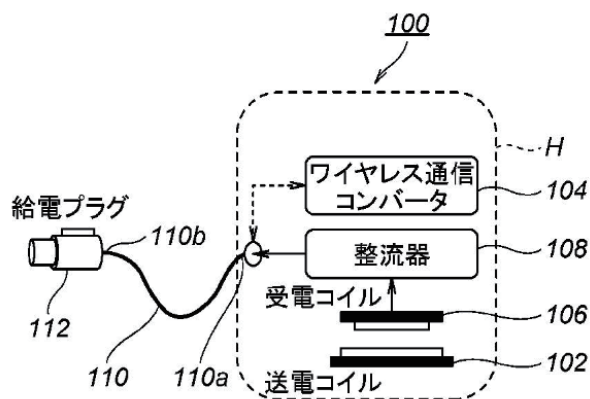


図3 本発明のワイヤレス給電評価試験器の系統

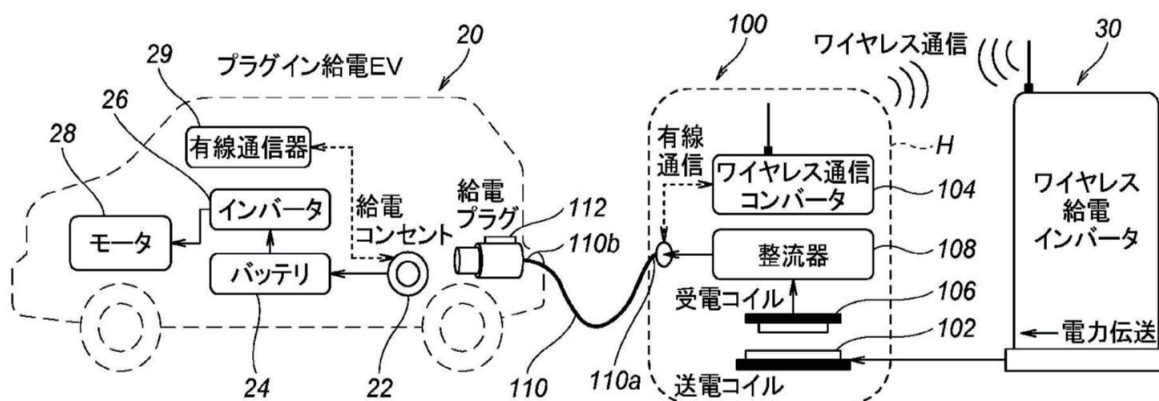


図4 プラグイン給電方式のEVへのワイヤレス給電評価試験器を使った実施例

電気自動車用受電回路、電気自動車用受電回路の構築方法 および電気自動車【特許第7583965号】

出願／2024年1月 発明者／田内 良男, 石間 勉, 片岡 辰雄

■概要

既存のプラグイン給電専用車に本発明の受電回路を搭載することにより、ワイヤレス給電が簡単にできるようにする。

■従来技術の課題

電気自動車（EV）への給電設備は、図1に示すプラグイン給電方式に対応したプラグイン給電器と、図2に示すワイヤレス給電方式に対応したワイヤレス給電インバータとに分かれているため、EVの給電時における給電設備の選択が非常に不便であった。

■発明の手段と効果

図3に本発明のEV用受電回路の系統を示す。既存の給電コンセント22aは配置のみ変更して回路はそのままとし、車内に新たにプラグイン給電プラグ110とワイヤレス給電プラグ112を設け、プラグイン給電プラグ112は整流器106とワイヤレス通信コンバータ102に接続され、整流器106は、受電コイル104に接続され、地上に設置された送電コイル32からワイヤレス給電される。

送電コイル32は地上に設置されたワイヤレス給電インバータ30から高周波ケーブルにて電力供給される。制御信号はEVとワイヤレス給電インバータ間で無線通信にてやり取りする。

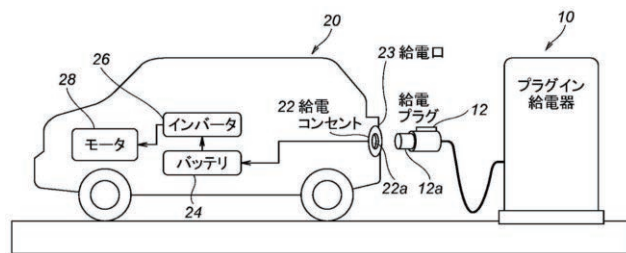


図1 既存のEVプラグイン給電方式の系統

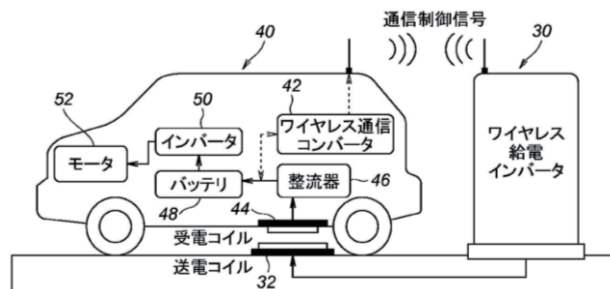


図2 EVワイヤレス給電方式の系統

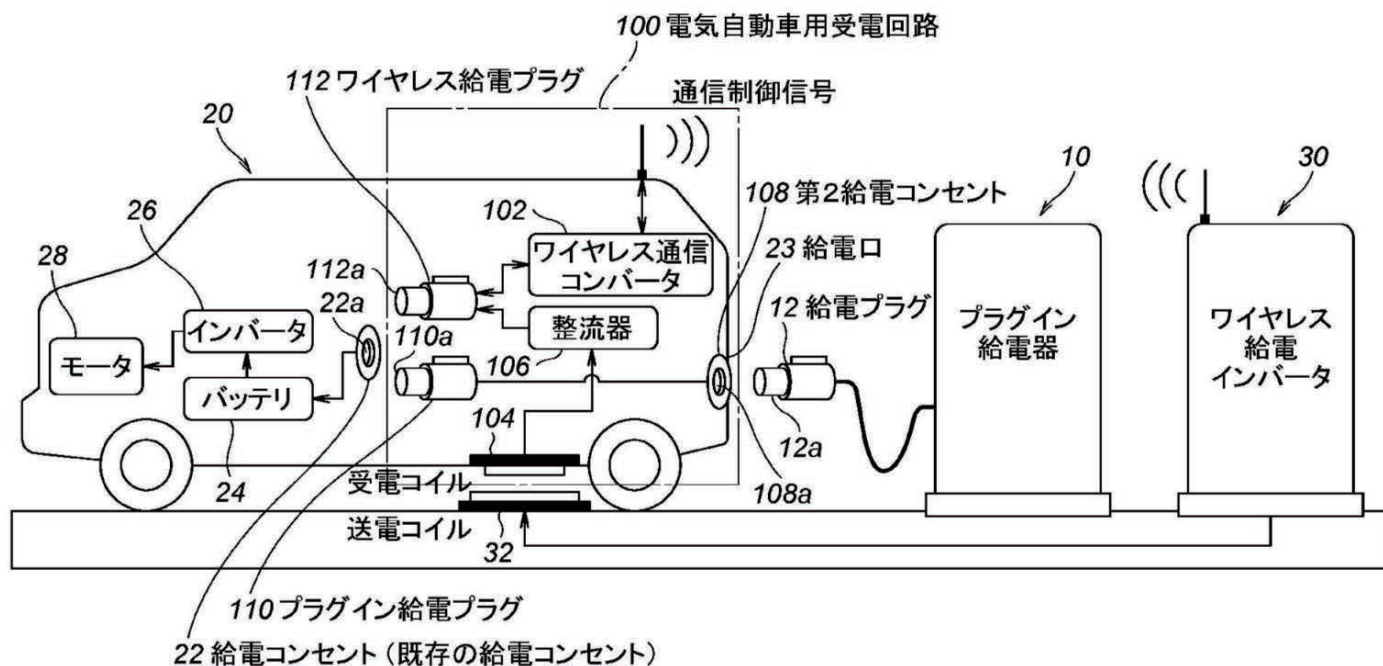


図3 本発明のEV用受電回路の系統



営業分野及び主要製品

【電子機器】

同軸・導波管コンポーネント

- ・通信/給電部品
- ・通信用コンポーネント
- ・レーダー給電系コンポーネント
- ・衛星搭載用コンポーネント

通信機器

- ・衛星通信コンポーネント
- ・準ミリ波/ミリ波送受信製品

電子機器

- ・マイクロ波発振器
- ・高周波電力増幅器
- ・シミュレータ
- ・マイクロ波/ミリ波アクティブコンポーネント

【パワエレ機器】

パワエレ機器

- ・溶解/蒸着製品
- ・熱処理製品
- ・予熱/加熱製品
- ・接合製品
- ・高周波電源
- ・薄板加熱製品
- ・塗装乾燥製品
- ・高温加熱製品
- ・ワイヤレス給電製品

島田理化技報編集委員会

委員長 四分一浩二

副委員長 野田幹一朗
萩原 栄治
西 健一郎

委員

浅利 哲 石間 勉
岩倉 章次 鈴江 秀規
黒澤 清 生駒 俊治
浜田 深造 大石 寛幸

事務局 江藤 千幸
鈴木 康祥
高野 正和

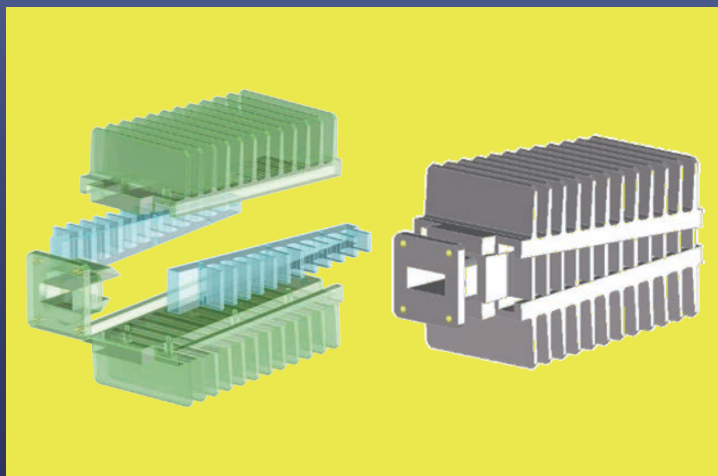
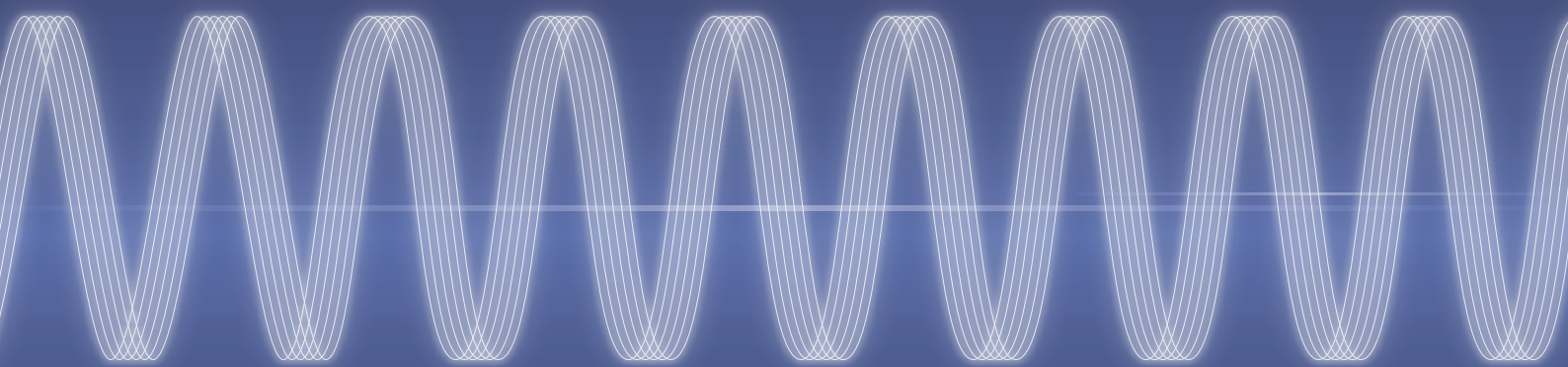
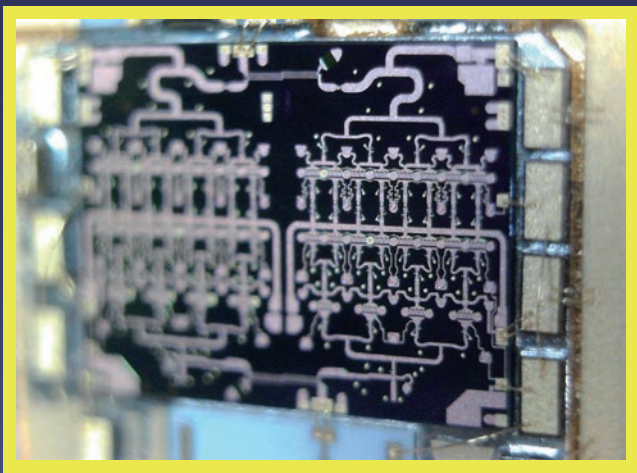
島田理化技報 No.29(無断転載を禁ず)

2025年12月8日 発行

発行所 東京都調布市柴崎2丁目1番地3
島田理化工業株式会社
TEL (042) 481-8510 (代表)
FAX (042) 481-8596 (代表)
URL <https://www.spc.co.jp/>

編集兼発行人 島田理化技報編集委員会

印刷所 東京都立川市上砂町5丁目1番地1
株式会社 弘久社
TEL (042) 536-3511
URL <https://www.kokyusha.com/>



島田理化工業株式会社