

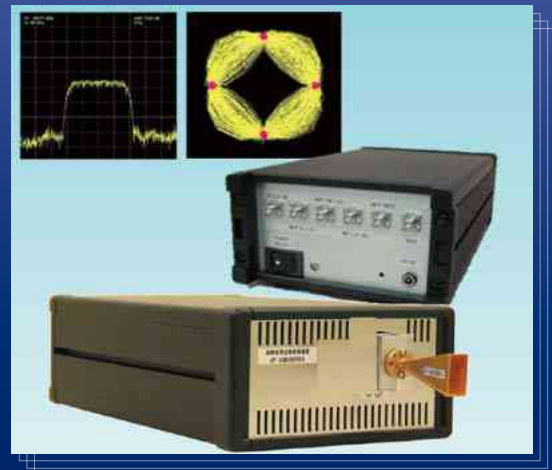
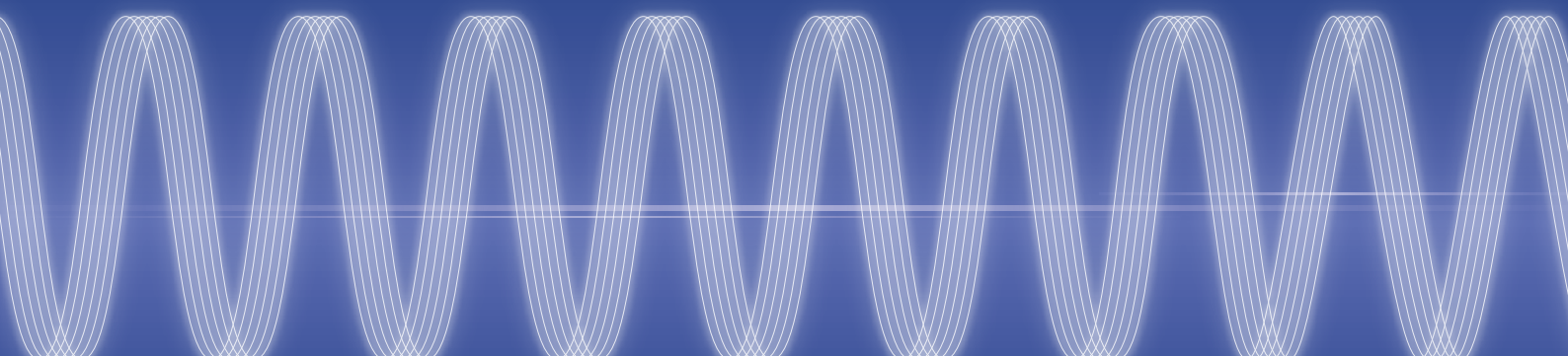
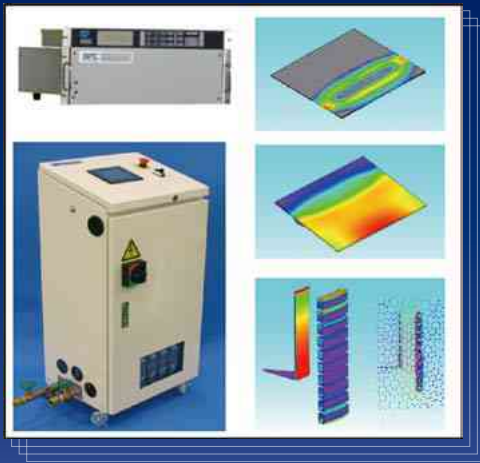
島田理化技報

No.23(2013)

SPC Technical Report

特集

- 誘導加熱の新素材への応用技術
- 60GHz帯無線通信の測定課題と評価技術



目次

■巻頭言

独創性のある高品質な製品開発	1
齋藤 淳	

■寄稿

SiCパワーデバイスとパワーエレクトロニクス機器への応用	2
三菱電機株式会社 先端技術総合研究所 小山 正人	

■特集論文 誘導加熱の新素材への応用技術

炭素繊維複合材料への取組み	11
加藤 篤	

カーボンファイバの誘導加熱技術	17
松原 佑輔 田内 良男	

誘導加熱3Dシミュレーション	23
高田 太郎 片岡 辰雄	

■製品紹介

誘導加熱(IH)関連の製品	29
新ESシリーズ誘導加熱用高周波電源	30
IHハンディー式ろう付け装置シリーズ	31
薄板均一加熱用MV型コイル	32
小型高機能IHシール用電源	33

■特集論文 60GHz帯無線通信の測定課題と評価技術

60GHz帯高速無線伝送技術の役割と弊社の取組み	37
河村 淳	

60GHz帯無線通信用周波数変換装置	43
日下 洋 太田 貴之 濱野 聡 鈴江 秀規 四分一 浩二	

■製品紹介

X帯,Ka帯小型LNB	53
-------------	----

■特許紹介

誘導加熱装置 特許第5053332号	55
無線通信システム及び無線信号合成方法 特許第5178151号	56

■特許登録紹介	57
---------	----

■ 巻頭言

独創性のある高品質な製品開発



代表取締役社長
齋藤 淳
Jun SAITO

島田理化工業株式会社は創業以来培ってきたマイクロ波・ミリ波技術、高周波誘導加熱技術(IH)を軸として、通信電子分野と産業機器分野でコンポーネントからシステムまでの様々な製品とサービスを提供してまいりました。製品開発にあたっては、技術、品質、誠意をモットーにお客様にご満足頂ける製品とアフターサービスを提供させて頂き、多くのお客様にご満足を頂いてきております。

しかしながら、ここ数年の情報通信技術の進化とマーケットの変化、産業機器分野での自動化・高速化と省電力化への要求は、これまで以上のスピードで進展しタイムリーな技術開発と設計・製造の効率化が必要となっています。

通信電子分野ではスマート社会を支える高速・シームレスな情報交換や情報共有基盤の整備が急速に進展し、社会サービスの更なる向上、効率的なエネルギー資源の活用、ビッグデータの収集・分析等が計画され、スマートフォンやタブレット端末の普及とともに住宅内を含めて無線LAN 端末でのモバイル使用が急激に普及し、ミリ波を用いたワイヤレスによる高速・大容量のデータ伝送技術が着目されています。

一方、産業機器分野では高周波誘導加熱技術は焼き入れ、溶解、ろう付け、薄板加熱等様々な用途に利用され、生産の自動化、高速化や省電力化への検討と、複雑な形状・新たな材質の被加熱物への対応、加熱温度の高精度・高均一化等が要求されてきております。

これらの大きな事業環境の変化や高度な技術要求に対応するには、これまでも増して、開発のスピードアップやコスト・品質に関する感度を上げることが必要となっており、弊社独自での開発や改善とともに、親会社である三菱電機の研究・開発部門や生産技術部門と連携が重要であると考えております。具体的には、マイクロ波半導体素子技術、回路解析技術の通信電子機器への応用や、パワー半導体技術、生産設計技術、熱・構造の解析技術の産業IH 機器への適用により、独創性のある高性能・高品質な製品を提供すべく取り組んでおります。

今回の技報では、高周波誘導加熱への適用が期待されているSiC パワーデバイスの今後の展望について寄稿を頂くとともに、高周波誘導加熱の新素材への応用やシミュレーション技術の進展の状況について弊社の取り組みを報告致します。また、通信電子技術としてはミリ波技術に関する取り組みを紹介致します。

これまでの技術へのこだわりと品質への取り組みに加え、生産効率化による短納期化・低価格化を進め、魅力的な製品作りに取り組んでまいりますので、今後ともご愛顧たまわりますよう宜しくお願い申し上げます。

■寄稿

SiC パワーデバイスと パワーエレクトロニクス 機器への応用

三菱電機株式会社開発本部
先端技術総合研究所
パワーエレクトロニクス技術部門
主管技師長
小山 正人
Masato KOYAMA



1. まえがき

クリーンな電力の変換を行うパワーエレクトロニクス機器は、省エネルギー化に貢献するので、民生・家電から産業・交通・電力に到る様々な分野で広く使用されている。これらのパワーエレクトロニクス機器には、交流電圧を直流電圧に変換するコンバータ（または整流回路）、直流電圧を振幅が異なる直流電圧に変換するDC/DCコンバータ、直流電圧を交流電圧に変換するインバータがある。インバータは各種の交流モータ駆動、風力発電、太陽光発電や無停電電源、誘導加熱などに適用されている。一方、DC/DCコンバータはスイッチング電源やバッテリーの充放電などに適用されている。また、コンバータは、商用交流電圧からインバータやDC/DCコンバータの入力直流電圧を得るために使用される。

これらのパワーエレクトロニクス機器は、主要部品のパワーデバイスの進歩とともに、高効率化・小型化・高性能化が進んできた。1957年に最初のパワーデバイスであるサイリスタが発明されて以来、高電圧化・大電流化・低損失化ニーズに呼応してトランジスタ、ゲートターンオフサイリスタ（GTOサイリスタ）、MOSFET（Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor）、IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）など様々なパワーデバイスが実用化されてきた。

これらのパワーデバイスは全てSi（シリコン）を材料としているが、デバイス構造の改良による低損失化や高電圧化が飽和しつつある。そこで、近年、新材料のSiC（シリコンカーバイド）を適用したパワーデバイスが注目を浴びており、実用化に向けた技術開発が国内外で活発に行われている。本稿では、SiCパワーデバイスの特長や開発動向について紹介するとともに、最近のパワーエレクトロニクス機器へのいくつかの応用例について紹介

する。

2. SiC パワーデバイス

2.1 特長

現在主流の半導体材料であるSiを使用した耐圧600V以上のパワーデバイスの内、トランジスタの代表例はIGBTであり、ダイオードではPiNダイオードである。両者とも電流を担うキャリアとして電子とホール（正孔）を使用するバイポーラ（両極性）デバイスである。バイポーラデバイスは内部に電子とホールの高密度蓄積状態を形成することによって、電流導通時（ON時）の抵抗を下げる。しかし、電流導通状態から電流遮断状態（OFF状態）への遷移期間中に、高密度で蓄積状態された電子とホールを排出する必要がある。排出される電子とホールの移動によって電流が流れ、デバイスには外部から電圧が印加されているため、この遷移期間中に電力損失（スイッチング損失）が生じる。遷移期間が終了して、デバイスがOFF状態になると電力損失は無視出来る程度となる。また、スイッチング損失はOFF状態のデバイスがON状態に遷移する期間中にも生じる。したがって、デバイスの電力損失を減らすためには、ON時の抵抗とスイッチング損失を減らす必要がある。

SiCの絶縁破壊電界強度はSiの約10倍であり、デバイス内部で高電圧を保持する耐圧層の厚さをSiの凡そ1/10に薄くでき、キャリア濃度をSiと比べ80倍程度に大きくすることが可能である。SiC耐圧層の抵抗をSiの～1/400程度に小さくすることができる。したがって、SiCをパワーデバイスに適用すると大幅な電力損失の低減が期待できる。さらに、キャリアとして電子またはホールのいずれかを利用するユニポーラ（単極性）デバイスのパワーデバイス応用範囲が広がる。ユニポーラデバイスはバイポーラデバイスと比べてスイッチング損失を低減しやすいため、高周波スイッチング

用途に適している。

そこで、SiC パワーデバイスとしてはユニポーラデバイスである MOSFET と SBD (Schottky Barrier Diode) の実用化開発が活発に行われている。SBD は既に製品化され実機への搭載も開始されている⁽¹⁾。Si-IGBT と Si-PiN ダイオードを組合わせた時のスイッチング損失と SiC-MOSFET と SiC-SBD を組合わせた時のスイッチング損失の比較結果を図 1 に示す。Si パワーデバイスと比較して、SiC パワーデバイスのスイッチング損失は 50% 以下であり、かつ温度依存性が小さい。このため、SiC パワーデバイスは高周波用途に向いている。

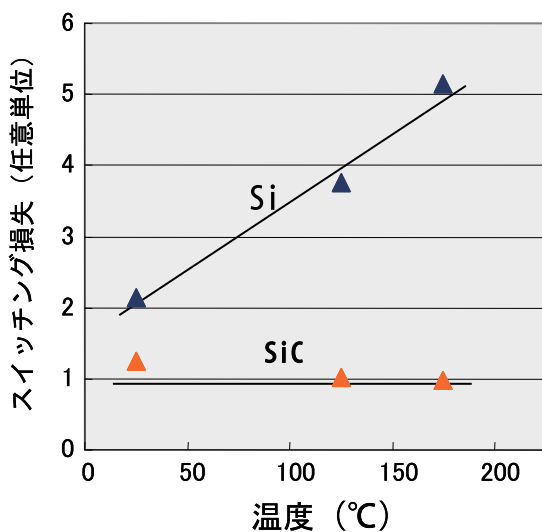


図 1 スイッチング損失の比較

2.2 技術動向

現在、耐圧 1700V までの SiC パワーデバイスが実用化されているが、更に高耐圧な SiC パワーデバイスの開発が進められている⁽²⁾。従来の Si-IGBT や Si-PiN ダイオードなどのバイポーラデバイスでは、高耐圧化のために耐圧層を厚くするとデバイス内の蓄積電荷が増え、結果的にスイッチング損失が増加する。高耐圧デバイスとしてユニポーラ SiC デバイスを用いた場合、スイッチング損失が大きく減少する。但し、高耐圧化で抵抗が増大するため出来るだけ抵抗の増大を改善する技術開発が重要である。

図 2 に、開発中の 3300V SBD の耐圧特性を示す。終端構造に擬似多階調構造⁽³⁾を適用することによって、デバイス温度が 150°C であっても必要と

する耐圧特性が得られている。図 3 は、開発中の 3300V MOSFET の断面構造である。MOSFET チップ内部の JFET 部のドーパント濃度を高くすることによって (JFET ドーピング)、導通時抵抗 (ON 抵抗) 値 $14\text{m}\Omega\text{cm}^2$ が得られており従来構造と比較し 46% 以上低減されている。ただ、3300V SiC-SBD や SiC-MOSFET には性能改善余地があるので、今後とも活発な技術開発が行われると思われる。

また、耐圧 6500V の Si-IGBT が実用化されているので、耐圧 6500V およびさらなる高耐圧の SiC パワーデバイスの開発も期待される。

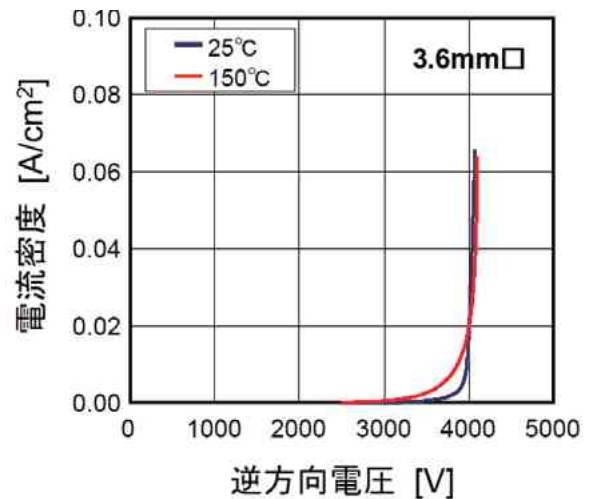


図 2 3300V SiC-SBD の耐圧特性

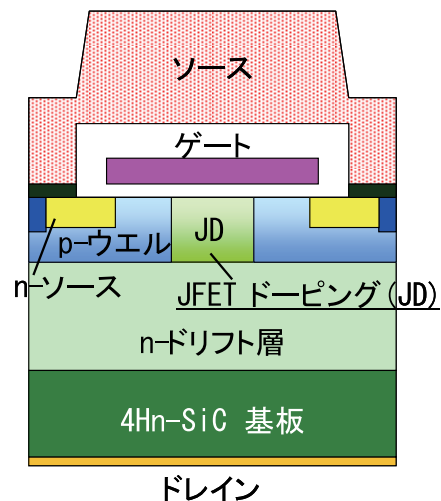


図 3 3300V 耐圧 MOSFET の断面構造

3. パワーエレクトロニクス機器への応用例

3.1 ルームエアコンへの適用

DIIPM (Dual Inline Package Intelligent Power Module) は、高機能、小型で信頼性の高い小容量パワーモジュールであり、ルームエアコンや冷蔵庫などの家電製品に広く採用されている。DIIPM 内の Si ダイオードを SiC-SBD に置き換えた図 4 の Hybrid-DIIPM を開発し、室外機に搭載された圧縮機制御用インバータに適用したルームエアコンが製品化されている⁽⁴⁾。図 5 に圧縮機制御システムの構成を示す。圧縮機に組み込まれた交流モータをインバータで可変速制御する。従来の DIIPM 適用時と比較して、インバータ回路の損失が約 15% 削減されている。ルームエアコンでは省エネ性（電気消費量削減）が強い市場ニーズであり、SiC パワーデバイスの適用による損失低減への期待は大きい。

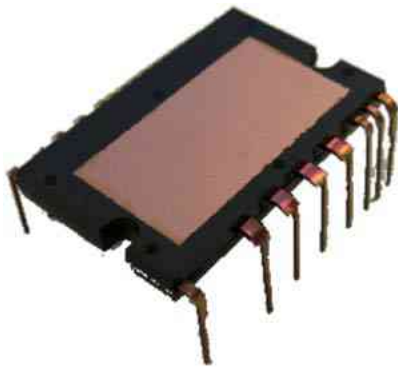


図 4 Hybrid DIIPM (600V/15A)

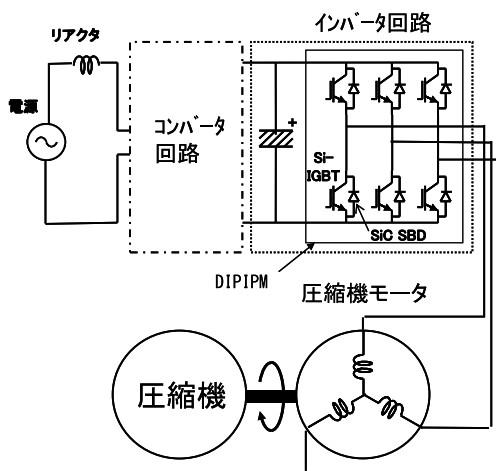


図 5 圧縮機制御システムの構成

3.2 FA用モータ制御インバータへの適用

FA (Factory Automation) システムにおいては、NC (Numerical Control) 装置によって、工作機械に搭載された主軸モータや複数のサーボモータを制御するインバータを小型化するために、図 6 のようなマルチドライブ装置が製品化されている。モータ毎にインバータは必要であるが、コンバータを共用できるので小型化できる⁽⁵⁾。

マルチドライブ装置中の主軸モータ制御用インバータの Si ダイオードを SiC ダイオードで置き換えることにより、インバータ損失が低減される。これにより、スイッチング周波数 UP が可能となり、主軸モータの最高回転速度を従来装置に対して 2 倍の 30000r/min まで増加させることができた。さらに、インバータの損失の低減により、インバータの出力電流を増やすことができる。これにより、主軸モータの最大トルクが従来装置比で 15% 増加した。これらの高速化、高トルク化によって加工時間の短縮などの性能向上を実現できる。FA システムへの応用においては、省エネだけでなく生産性の向上も重要な課題である。SiC パワーデバイスの低損失性を生かしたモータ制御システムの性能向上が期待できる。

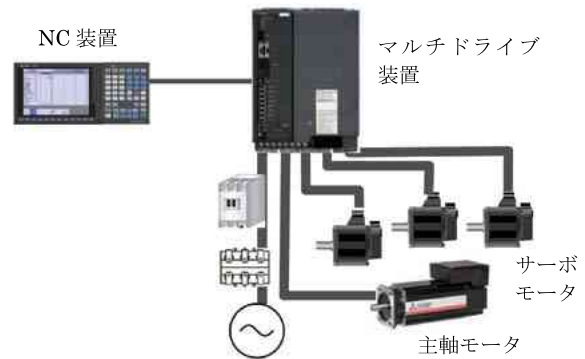


図 6 FA用マルチドライブシステム

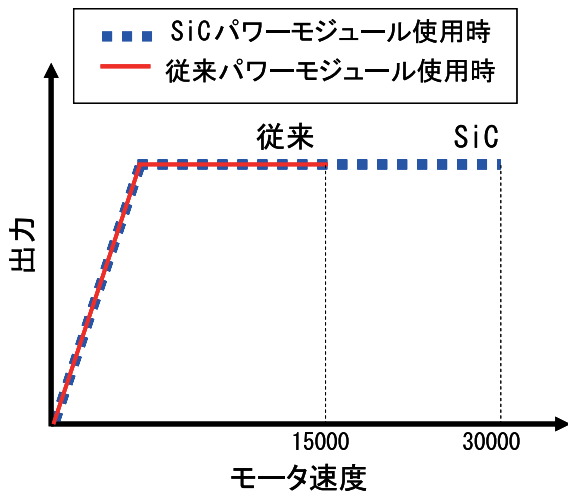


図7 SiC適用による高速回転の実現

3.3 エレベータ用インバータへの適用

超高層ビルやホテル、デパートなどで使用される定格速度 120m/min 以上の高速エレベータでは、人や荷物を乗せるかご室を上下に動かす巻上機の制御装置が機械室に設置されている。機械室のレイアウト自由度を向上するため、制御装置の小型化が求められている。そこで、SiC パワーデバイスを適用して制御装置を小型化したことが報告されている⁽⁶⁾。

巻上機に取り付けられた交流モータの回転速度を制御するインバータは、制御装置に内蔵されている。SiC-MOSFET と SiC-SBD を使用した大容量パワーモジュール (1200V/1200A) を開発し、インバータに適用することにより電力損失を約 65% 低減した。さらに、高周波スイッチング駆動により、交流電源とコンバータとの間に設けられた AC リアクトルを小型化した。これらにより、制御装置の体積および設置面積を約 40% 削減した。

大容量パワーモジュールの開発においては、スイッチング時のサージ電圧を低減するために、モジュール内部のインダクタンスを最小化する必要がある。そこで、図 8 のようにモジュール内部を 2 ブロックに分割しインダクタンスの低減を図った。しかし、2 つのブロック間の電磁干渉が不均一の場合は、電磁干渉の影響で 2 つのブロックを流れる電流にアンバランスが生じ、必要とする電流を流すことができない。そこで、電磁界解析を用いて、2 ブロック間の電磁干渉を均一となるように、チップ (MOSFET, SBD) 配置と主回路と制御の配

線構造を最適化した。このように大容量パワーモジュールでは、チップ配置や配線構造が重要な課題となる。

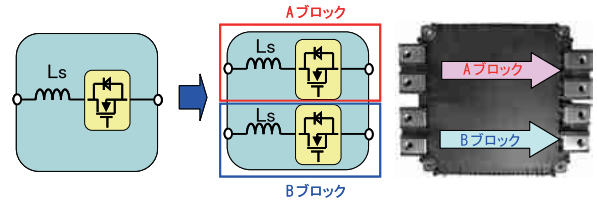
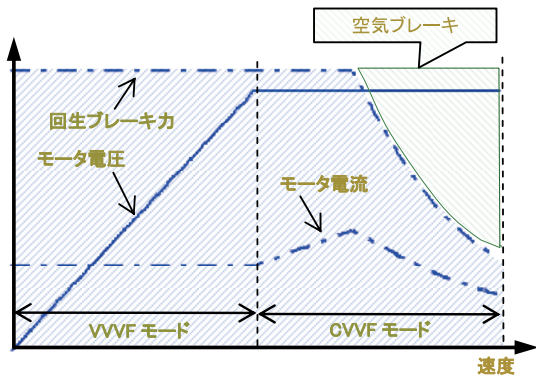


図8 大容量 SiC パワーモジュールの構造

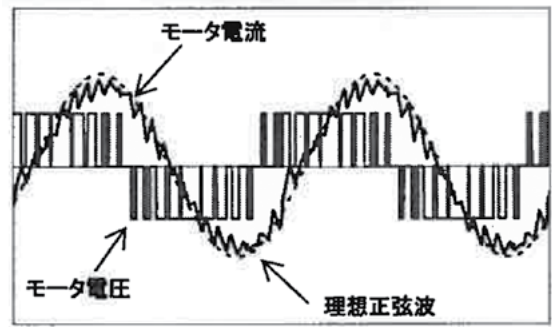
3.4 鉄道車両駆動用インバータへの適用⁽⁷⁾

鉄道車両駆動における発生ロスのうち、インバータによる電力損失は 1% 程度である。そのため、SiC パワーデバイスに置き換えるだけでは SiC パワー・モジュールの性能を十分に活用出来ない。

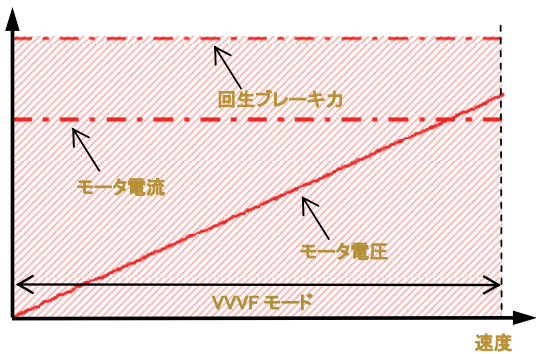
一方、車両を停止させるために車両の運動エネルギーを 0 にする必要があり、回生ブレーキと空気ブレーキが併用されている。回生ブレーキは、車両の運動エネルギーをインバータによって電力として架線に戻す (回生する) ので、エネルギーロスは生じない。これに対し、空気ブレーキは車両の運動エネルギーを熱として消費するのでロスとなる。SiC パワーデバイスを適用した従来のインバータの場合は、熱的な制約から高速度域での回生ブレーキに制限があり、図 9 (a) に示すように空気ブレーキの使用が必要である。この空気ブレーキによるロスは約 9% と大きい。そこで、SiC パワーデバイスを適用して、インバータの損失を低減して熱的制約を緩和するとともに、モータ電圧を最適設計することにより同図 (b) のように、全速度範囲で回生ブレーキの使用が可能となる。



(a) 従来型インバータの場合

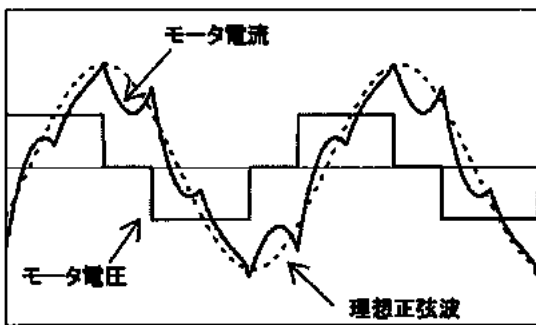


(b) SiC 適用インバータの場合
図 10 モータ電流波形の比較



(b) SiC 適用インバータの場合
図 9 回生ブレーキ性能の比較

さらに、SiC パワーデバイスの低損失特性を生かしてインバータのスイッチング周波数を上げることにより、モータ電流をより正弦波に近づけることができ、モータ損失を低減できるメリットがある。図 10 に、モータ電流波形の比較を示す。SiC パワーデバイスの適用により、モータ損失を 40% 低減することができた。



(a) 従来型インバータの場合

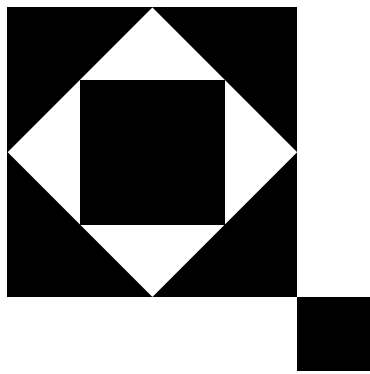
4. むすび

本稿では、SiC パワーデバイスの開発動向やインバータへの応用例について紹介した。60 年以上の歴史を持つ Si パワーデバイスと比べると、SiC パワーデバイスの歴史は浅く、本格的な普及に向けて、今後とも活発な技術開発が継続されると予想される。特にわが国のエネルギー問題解決の切り札として期待されているスマートグリッドシステムを実現するためには、3300V 以上の高耐圧パワーデバイスが必要であり、低損失な SiC パワーデバイスへの期待は大きい。

また、応用面から見ると、SiC パワーデバイスの長を最大限に活用するための方法の検討が重要である。SiC は Si より硬く加工しにくいいため、コスト面では課題が残されている。このため、SiC パワーデバイスの単なる置き換えでは、コストパフォーマンス的に SiC パワーデバイスのメリットを見出しにくい。そこで、スイッチング周波数の高周波化や高温環境での使用など、SiC パワーデバイスの適用が困難な使い方を考えていく必要がある。SiC パワーデバイスを使用したパワーエレクトロニクス機器の実用化は始まったばかりであるが、一例として、装置の使用温度が高く、かつ高周波スイッチングが要求される誘導加熱用インバータへの適用も期待される。

参考文献

- (1) 三菱電機ニュースリリース 2011 年 10 月 社会 No.1111
<http://www.hq.melco.co.jp/prd/Open/release/>
- (2) 三浦, “三菱電機における SiC 研究開発の成果～3.3kV チップ開発”, 第 46 回電力用 SiC 半導体研究会, (Oct. 2012)
- (3) 川上 他, 春季応物 25p-BL-16 (2011)
- (4) 三菱電機ニュースリリース 2010 年 8 月 リ本 No.1041
<http://www.hq.melco.co.jp/prd/Open/release/>
- (5) 三菱電機ニュースリリース 2012 年 10 月 FA 本 No.1220
<http://www.hq.melco.co.jp/prd/Open/release/>
- (6) 三菱電機ニュースリリース 2013 年 2 月 ビル本 No.1303
<http://www.hq.melco.co.jp/prd/Open/release/>
- (7) 根来, 中嶋, 草野, 田中, 出井, 山下, 大橋, 深澤, 山野井, “SiC パワーモジュール適用鉄道車両用高効率インバータシステム”, 電学産応部大, 1-O1-5 (2012)



【特集論文】

誘導加熱の新素材への応用技術

炭素繊維複合材料への取組み

Technical Approaches to Carbon Fiber Reinforced Plastic

加藤 篤
Atsushi KATO

1. まえがき

近年、地球環境の保全が緊急の課題として議論されている。なかでも、地球温暖化の原因とされる温室効果ガスの削減、新興国での工業発展に伴う公害問題などがクローズアップされている。わが国においては、CO₂削減のロードマップが示された矢先に、東日本大震災を契機としたエネルギー問題が発生し、環境政策の転換を余儀なくされ^[1]、国際競争力の低下への懸念とともに、新たな経済振興戦略が問われている。

一方、世界中で新しい工業用素材の研究開発が盛んであるが、特にわが国は、素材開発の研究が得意分野ともいわれている^[2]。中でも炭素繊維に代表される炭素系新素材は、1959年に通産省大阪工業試験所の進藤博士によって発明され^[3]、重量、強度、耐久性、耐腐食性などの優れた特徴から、金属に変わる軽量・高強度材料として発展してきた。1980年代には炭素繊維と一体化した炭素繊維複合材料（CFRP：Carbon Fiber Reinforced Plastic）が、航空機主翼構造部材として使用され、アルミ合金に勝る特性が実証された^[4]。航空宇宙産業界では、炭素繊維複合材料一体成型技術で世界をリードしてきたと言われている。現在では、運行コストの低減を特徴とするB787において、機体構造部材の50%がCFRP製部材に置き換わってきていて^[3]、一般産業界や自動車産業界での普及も試みられつつある。

2013年9月に改訂された「環境エネルギー技術革新計画」において、わが国の優れた技術によって、世界中の温室効果ガスの削減に貢献する旨の中長期戦略が示され、環境エネルギー技術をわが国の経済成長戦略の軸とする検討が始まっている^[2]。この中で、短中期目標として2030年までに、次世代自動車（燃料電池車）、高効率の航空機・船舶・

鉄道などとともに、革新的構造材料としてのCFRPの活用が中心的な位置づけに掲げられている。

CFRPは環境保全、省エネ性、国際競争力のいずれの観点からも、産業会を牽引する先進材料であるが、普及という観点からは現在でもその途上にあるといえる。CFRPが広く普及するには、製造工程の複雑さによるコスト高の克服と、製造過程自体でのエネルギー低減、修復／リサイクル技術など、新技術の開発による課題の解決が必要である。

2. 炭素繊維及びCFRPの特徴

2.1 炭素繊維とは

炭素繊維とは、アクリル繊維またはピッチ（石油、石炭、コールタールなどの副生成物）を原料に高温で炭化して作った繊維で、アクリル繊維を使った炭素繊維はPAN系（Polyacrylonitrile）、ピッチを使った炭素繊維はピッチ系（PITCH）とに区分される。炭素繊維を単独の材料として利用することは少なく、合成樹脂などの母材と組み合わせた複合材料として用いることが主である。炭素繊維を用いる複合材料には、CFRPや炭素繊維強化炭素複合材料などがある。CFRPは、強化材に炭素繊維を用いた繊維強化プラスチックで、充填材には主にエポキシ樹脂が用いられる。単にカーボン樹脂と呼ばれることも多い^[5]。

2.2 炭素繊維の特徴

炭素繊維は、軽くて丈夫な材料である。密度は鉄の1/4～1/5で軽い金属の代表であるアルミと比較しても2/3～1/2である。しかしそれだけ軽量でありながら、剛性は十分に有し、鉄の約10倍もある。軽さに関しては、あるコンセプトカーでは、金属製の部品をほとんど炭素繊維（実際はCFRP）

に置換え、車両重量を約半分以下に抑え約 1000kg 近くまでに軽減した。また別のメーカーでは炭素繊維製のコンセプトカーの車体骨格は 50kg を切り、従来の鉄製骨格と比較すると約 1/5 になった例もある [6]。

もう一つ重要な特徴は、電気伝導性を有することである。抵抗率は金属に比較すると大きく、電磁シールド効果も期待できる。

一方、この良いことづくめの炭素繊維でも短所はある。炭素繊維は 1960 年代にロケットのケースやタンクに使われ始め、ガラス繊維等の素材に変わるものと早々から期待されていたが、この炭素繊維は高価な材料であることから、普及が遅れていた。

製造方法は後ほど記述するが、炭素繊維のベース素材は有機ポリマのポリアクリロニトリルで、ここからカーボンを取り出すが、半分のアクリルは除去する。その後、取り出したカーボンを炭素化させるが、熱処理の違いにより特性の異なる炭素繊維を製造することができる。

表 1 炭素繊維の特徴	
〈炭素繊維の長所〉	
・ 軽い (比重: 約 1.8, 鉄は 7.8, アルミは 2.7, ガラス繊維は 2.8)	
・ 強い (比強度が鉄の約 10 倍, 比弾性率が鉄の約 7 倍)	
・ 耐熱性, 耐酸性, 耐伸縮性, 耐摩耗性に優れる	
・ 電気伝導性がある (IH が可能。電磁波のシールド性あり)	
〈炭素繊維の短所〉	
・ 製造コストが高い	
・ 加工が難しい	
・ リサイクルが難しい	

2.3 炭素繊維の製造方法

炭素繊維の 2 つの製造方法について簡単に報告する。

2.3.1 PAN 系炭素繊維

PAN 系炭素繊維の単繊維は太さ 5 ~ 7 μ m。この多数の単繊維で構成された繊維束をフィラメントと呼び、更に 1000 本から数万本のフィラメントの束をトウと呼ぶ。このトウが PAN 系炭素繊維の製品形態としてもっともよく扱われている。

トウはそのフィラメントの本数で区分され、24,000 本以下はレギュラートウ、40,000 本以上でラージトウと呼ばれる。レギュラートウは低密度、高比

強度、高比弾性率で航空機や人工衛星の材料や、ゴルフ用シャフト、釣り竿、テニスラケットといったスポーツレジャー用途で多く使われている。もう一方のラージトウはレギュラートウに比較して安価なため風車や自動車などの材料など産業用として主に利用されている。製造方法を図 1 に示す [7]。

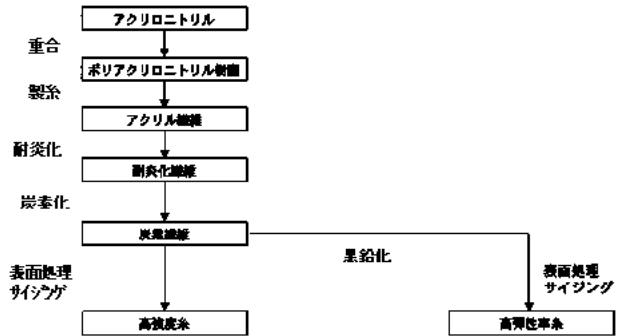


図 1 PAN 系炭素繊維の製造プロセス

2.3.2 ピッチ系炭素繊維

ピッチ系炭素繊維の単繊維の太さはやや太く 7 ~ 10 μ m である。ピッチ系炭素繊維は原料の違いによりさらにメソフェーズピッチ系と等方性ピッチ系に分類される。一般的にはメソフェーズピッチ系からは汎用の炭素繊維が、等方性ピッチ系からは高強度、高弾性率の炭素繊維が製造される。ピッチ系炭素繊維には、高弾性率、高い熱伝導性や導電性、電波遮蔽、熱膨張がほとんどないといった特徴があり、その特徴を活かし、シリコン溶解炉や燃料電池分野、薄型テレビ用大型板ガラスの搬送用ロボットアーム、自動車のカーボンブレーキなどに使用されている。

製造方法を図 2 に示す [7]。

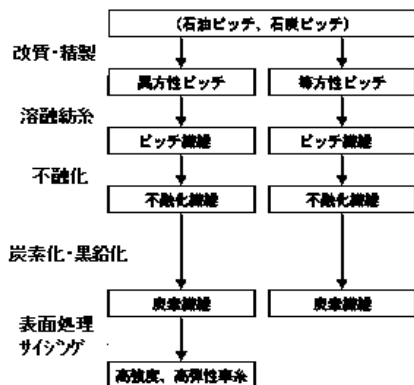


図 2 ピッチ系炭素繊維の製造プロセス

2.4 CFRP の製造工程

炭素繊維から CFRP 部材への成型方法にはオートクレープ法、RTM (Resin Transfer Molding) 法など数種類がある。ここでは、当社でもテストを行っているプレス成型法を紹介する。図 3 に示す工程では、炭素繊維を特定の方向に揃えたテープや織物シートに、硬化剤、着剤材などの添加物を混合したエポキシなどの熱硬化性樹脂を均等に含浸させて作った中間基材 (プリプレグ) を多数積層し、加圧容器 (オートクレープ) 内で高温加圧・硬化させている^[3]。この方法では、高品質で信頼性の高い CFRP が得られるため、航空機で多用されているが、成型に長時間を要する。



図 3 CFRP のプレス成型法

2.5 CFRP 製造での IH の役割

CFRP の成型工程では炉又はヒータを使用した加熱が現在は主流である。成型工程では含浸・加熱・冷却に 2 時間程度を必要としている。CFRP はできるだけ急速に所望の温度まで加熱し、直ちに冷却することで金型から取り出しやすくして、成型に必要なエネルギーや排出ガスの削減と、コスト削減を目指したいが、電気炉・ガス炉では秒単位の急速な温度制御は難しい。

一方、誘導加熱 (IH) による熱処理は、導電性を有する材料に対しては、磁性体・非磁性体を問わず有効な方法として普及している。IH は主とし

て金属の加熱に用いられてきたが、CFRP のような複合材では、炭素繊維のトウ (繊維を数千本束ねた繊維束) の並びや編み方の影響による誘導電流の分布により、金属のように効率的で均一な加熱は難しいとされ、これまで研究段階であった。

近年になって、省エネルギー、コスト低減の観点から CFRP 製造工程での高効率化が研究され、IH を利用する RTM 法において、CF 基材の金型を急速に加熱・冷却する技術^[9]、IH で直背 CF 基材を加熱する技術などが研究されている^[9]。

IH を用いることで、①金型の加熱、または②プリプレグの直接加熱により、熱容量の少ない部分だけを効率よく加熱できる。温度変更時間が秒単位に削減でき、工程に要する時間が 1/10 ~ 1/60 程度に、消費電力が 1/60 程度になると予測されている^[9]。また、IH による方法は、表 2 に示すような特徴を有し、成型工程に限らず、設置スペース、メンテナンス性などの観点からも、電気炉ガス炉に比較して優位性を備えている。

2.6 炭素繊維の使用例及び将来

前項では、炭素繊維及び CFRP の製造方法を示したが、ここでは使用例について説明する。

用途には種々あるが、ここでは大きく自動車・航空機・一般産業・レクリエーションの 4 つの分野に区分する。

a) 自動車・・・2005 年の本格拡大期から需要は増加の一途を辿っている。図 4 に示すように、ボンネットフード、プロペラシャフト、ステアリング、ホイールリアスポイラ、ディフューザー等に使用されているが、今後は様々な部品に使用が拡大されると見られている^[10]。従来は耐衝撃性や軽量性から F1 をはじめとしたレーシングカーやスーパーカーで使用されていたが、現

表 2 加熱方式比較表

方式	加熱特徴	イニシャルコスト	設備スペース	加熱時間	作業環境	NOx 問題	操作性	効率	多品種少量	形状複雑	ランニングコスト	メンテナンス	異物混入
ガス炉	雰囲気からの間接加熱	○	×	×	×	×	×	×	◎	◎	◎	×	×
電気 (ヒーター) 炉	雰囲気からの間接加熱	○	×	×	○	◎	△	△	◎	◎	○	×	×
ヒーター	ヒーターの発生熱による間接加熱	◎	◎	△	◎	◎	○	△	×	×	○	◎	◎
IH	金属自身の自己発熱	×	◎	◎	◎	◎	◎	○	×	×	○	◎	◎

◎：大変優れている ○：優れている △：ふつう ×：劣っている

当社では1946年の創業以来、この分野の製品開発に挑戦し、数kWハンディろう付け装置から、MWクラスの鉄鋼業向けインバータ電源、各種産業用熱処理機器、太陽電池用シリコン溶解装置など、幅広い産業向けのIH機器を開発製造してきた^[15]^[16]。

CFRPの加熱においては、短時間での均一加熱が課題となっていることから、当社での金属薄板における連続均一加熱技術^[17]や、塗装乾燥におけるオン・オフ制御技術^[18]などを駆使し、IHの利用について開発を進めてきた。

さらに、電気炉やガス炉とIHを組み合わせることで、IHの特徴である急速加熱特性を活用するハイブリット炉^[16]の適用の可能性なども検討を進めている。

新規技術への挑戦にあたり、当社の保有技術を踏まえながら、それぞれの時代の社会要請に適した信頼性の高い産業機器を提供していると確信している。

4. むすび

当社では、炭素繊維を編んで布状にした炭素繊維シートを対象に誘導加熱による熱処理工程の改善に取り組んでいる。続く特集では、その成果と背景となった解析技術について紹介する。研究の成果により、製造工程の短縮化、低コスト化が進み、炭素繊維複合材料が産業界に広く普及することを期待している。

今後も、他の新素材へのIH技術の応用も含めて、地球環境の保全、エネルギー削減に貢献できる製品の開発に努めたい。

参考文献

- [1] 経産省, 「過去の温室効果ガス削減目標及び地球温暖化対策・施策について」, p.22, 2013年5月29日
- [2] 内閣府, 環境エネルギー技術革新計画(改訂版), 総合科学技術会議, 2013年9月13日
- [3] 北野彰彦, 航空機の軽量化を支える炭素繊維複合材料, 化学と教育, 日本化学会, Vol. 59, (4), 2011年
- [4] 景山正美, 「XF-2の一体成型複合材主翼構造の開発」, 日本複合材料学会誌, Vol. 28 (2), pp. 80-84, (2002年2月)
- [5] Wikipedia
- [6] 影山裕史, 自動車におけるCFRP技術の現状と展望, 次世代自動車産学官フォーラム, 2012年3月
- [7] 炭素繊維協会 HP
- [8] 神谷毅, 誘導加熱による金型加熱・冷却システム, 型技術, pp. 26-29, Vol. 28 (2), 2013年2月
- [9] 新エネルギー産業技術総合開発機構, 高効率CFRP製造技術の研究開発, 成果報告書, 2011年2月
- [10] 炭素繊維協会モデル, 2010年
- [11] 守上浩市, 省電力IHインバータ, 島田理化工業技報, p.11, Vol. 21, 2011年
- [12] 田内良男, 非接触給電用インバータ, 島田理化工業技報, p.47, Vol. 20, 2008年
- [13] 松村琢夫, ユニット型IHインバータ, 島田理化工業技報, p.35, Vol. 19, 2007年
- [14] 村松護, 焼入用高周波高速インバータ, 島田理化工業技報, p.42, Vol. 17, 2006年
- [15] 安藤英一, 当社における産機事業の技術の変遷, 島田理化工業技報, p.20, Vol. 18, 2006年
- [16] 松原佑輔, IHと炉のハイブリット加熱技術, 島田理化工業技報, p.45, Vol. 22, 2012年
- [17] 特許第4862205号, 名称: 誘導加熱装置
- [18] 特開 2011-258327, 発明の名称: 誘導加熱装置

筆者紹介

販売事業部

加藤 篤



カーボンファイバの誘導加熱技術

Induction Heating Technologies for Carbon Fiber

松原 佑輔
Yusuke MATSUBARA

田内 良男
Yoshio TANAI

炭素繊維 (CF: Carbon fiber) が多方面で活用されつつある。これに伴い新たな加熱手段として急速に加熱ができる誘導加熱 (IH: Induction Heating) が着目され始めた。CF を IH で加熱する場合、均一加熱の難易度は高い。その理由は、CF は編み方によって誘導電流の流れ方が異なる点や熱伝導率が金属と比べて約 1/10 以下のため伝熱し難い点にある。

当社では、IH シミュレーションと従来の金属薄板加熱に使用した加熱コイルを駆使して CF の均一加熱に取り組んでいる。本稿では搬送方式で移動している CF の IH を行い、適用可能な範囲が確認できたのでその検証内容と課題を紹介する。

1. まえがき

CF は金属材料より軽い、強いを特長とし、その用途は軍用に始まり宇宙、航空から一般工業、身近なものではスポーツ器具に使われるなど幅広い。また従来、金属材料を使用していた部品を CF に置き換えることで軽量化による省エネ化を実現し、CO₂ を削減しようとする環境配慮もあり、その用途、使用量は今後も増加すると予想される。CF の仕様は JIS 規格により定められ^[1]、その主成分は炭素であり電気伝導性を有する。また炭素はカーボン抵抗の抵抗体として用いられるなど電気抵抗があるため IH により加熱されやすい。

しかし、CF を単体で使用する例はほとんどなく、CF を編んだ基材に樹脂を浸透し複合材料として用いられている。このため、IH による加熱目的は CF を加熱することで樹脂を軟化させ、成形、再硬化による強度向上させることにある。ホットプレス、オープンといった従来成形法と比較し、ワーク自身を高速加熱することが可能である。ただし、複合材料とする際に CF を織布や束ねた状態の場合

は電気伝導性を有するが、細かく切って樹脂と混ぜると誘導電流の電気回路が形成されず、IH ができなくなるため注意が必要である。

ここでは IH における CF の特性と加熱に適したコイル形状を説明する。

2. IH の特長

IH は、コイルが作り出す磁束に対し直角の方向に誘導電流が発生し、加熱対象物 (以下、ワーク) を直接加熱する。また、誘導電流は高周波電流であるためワークの表面に集中して流れる。これを表皮効果といい、深さに対し指数関数的に減衰し、1/e 倍 (≒ 0.368) となる深さを浸透深さと呼ぶ。浸透深さ δ は式 (1) によって表される。

$$\delta = 5.03 \times 10^4 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} \quad [\text{cm}] \dots \dots \dots (1)$$

ここで ρ : ワークの電気抵抗率 [$\Omega \cdot \text{m}$]

μ_r : ワークの比透磁率

f : 周波数 [Hz]

通常、浸透深さが浅ければ狭い範囲を電流が流れるため高周波抵抗が増加し、加熱効率が良くなる。図 1 に示すソレノイド型コイルにシート状のワークを入れて加熱する場合、ワークの表面と裏面とで逆向きとなる誘導電流が互いに影響を及ぼさず良好に加熱することが出来る。しかし、浸透深さが深ければ、シート状のワークでは表面の誘導電流が裏面にまで影響し、相殺され、加熱効率が低下する。

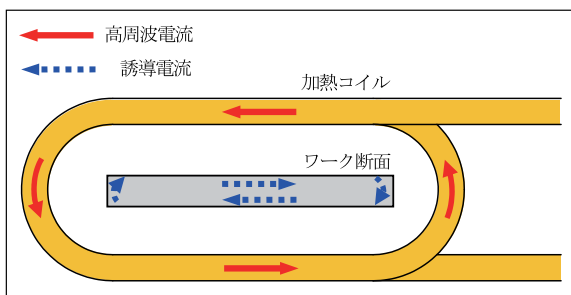


図1 高周波電流とワークの誘導電流

CFは有機繊維を加熱炭素化処理して得られるが、この時の有機繊維の種類や製造方式により特性が異なる。電気抵抗率も $\rho = 0.2 \sim 15 \times 10^{-5} \Omega \cdot m$ ^[2]となり、一概に炭素の電気抵抗率を適用することが出来ない。CFの浸透深さは $\mu_r = 1$ として図2より100kHzにおいて2.3～19.5mmとなる。表面と裏面との誘導電流が逆相となる場合、最低でも浸透深さの2倍の厚みが必要となるので、図1のようなソレノイド型コイルは現実的ではない。金属であれば100kHzにおける浸透深さは、銅:0.23mm、鉄(25℃):0.05mm、鉄(800℃):1.78mm^[3]であり、鉄板に対してもキュリー点770℃以下なら加熱が容易である。CFのIHは表面と裏面との誘導電流が逆相とならないコイル方式又は周波数が適している。

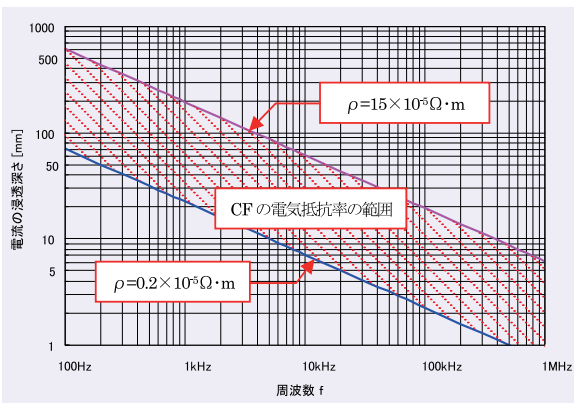


図2 周波数と電流浸透深さ

図3にトランスバース型コイルを示す。このコイルは、ワーク上下に流れる誘導電流の向きが同相となり、浸透深さに対し十分な厚みを有しないワークに対してIHを行うことができる。

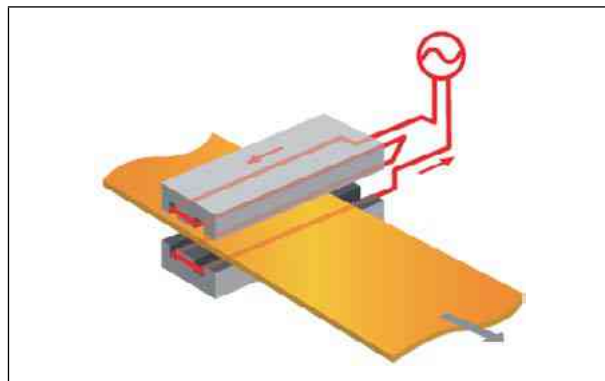


図3 トランスバース型コイル

本コイルは、上下いずれかのコイルのみでも加熱を行うことができ、加熱効率は低下するが装置を簡易化できるメリットがある。

図4にMV型コイルを示す。M字型フィーダとV字型フィーダを非接触で組み合わせてひし形のループを作る。ワーク上下に対し、誘導電流が同じ向きに流れるのでトランスバース型として用いることが出来る。M字型フィーダ、またはV字型フィーダをスライドさせてひし形の大きさを調整し、ワーク幅に合わせることができる。また、ひし形の大きさをワーク幅と同程度とすることで両端が過加熱されやすいトランスバースの欠点を抑え、幅方向の温度分布の均一性を向上させている^[4]。

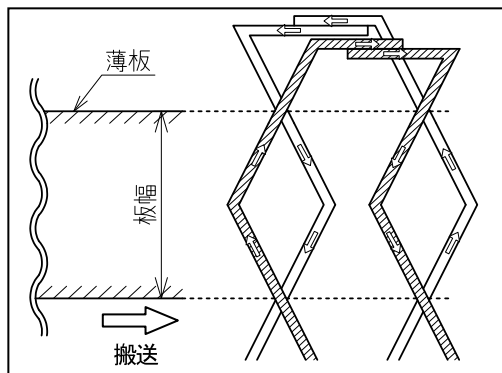


図4 MV型コイル

以上2つの加熱コイルについての概要を説明した。これらの実例を次章にて紹介する。

3. IH の実例

3.1 CF シートの IH

図 5 にワークの下のみみにループのあるトランスバース型コイルの実例を示す。

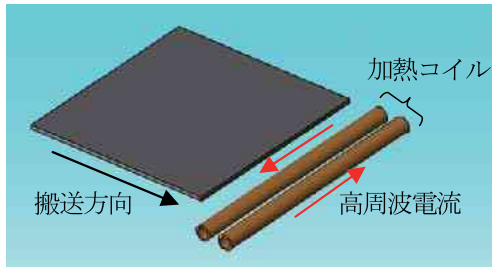


図 5 トランスバース型コイルのイメージ

加熱コイルは 1 ターン，CF シートは幅 100mm，厚さ 2mm であり，搬送させて加熱する。

周波数約 170kHz にて加熱したところ，ワークの四隅の昇温が低いことが分かった（図 6）。

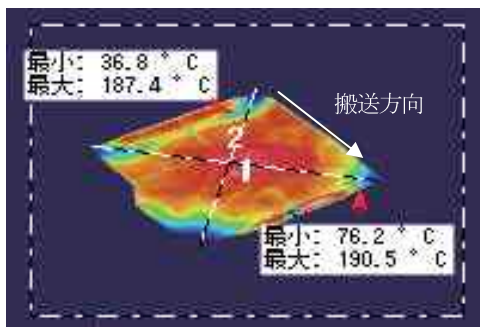


図 6 CF シート温度分布（実測結果）

シミュレーションにて温度分布を解析し，実測との差異を確認した。

シミュレーションの結果を図 7 に示す。図 6 の実測結果と比較し，シミュレーションでも同様に隅の加熱が弱くなっていることが分かる。

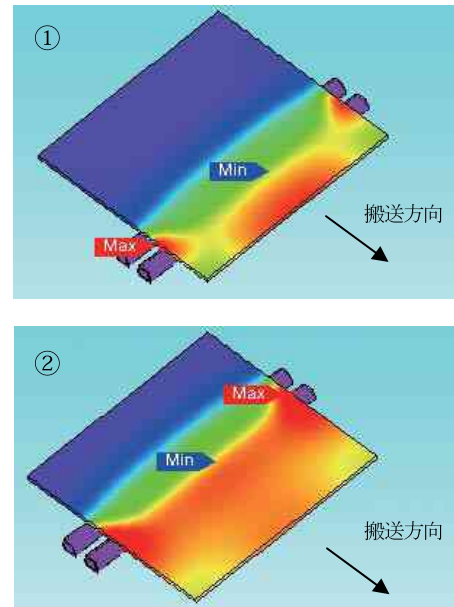


図 7 170kHz 時の温度分布解析

四隅が弱くなる原因は誘導電流の流れ方にある。一般的に誘導電流はコイルの形状をワークに投射したように流れ，周波数が低ければその像はぼやけ，周波数が高ければくっきりとした像となる。この解析モデルにおいて誘導電流の可視化を行った結果を図 8 に示す。

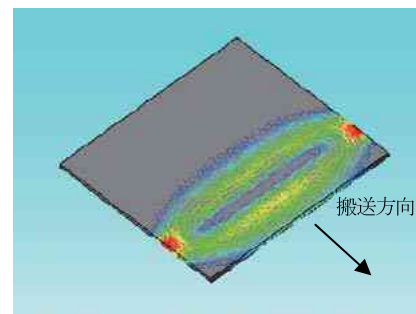


図 8 170kHz 時の誘導電流解析

図 8 では誘導電流が隅に流れておらずほとんど加熱されていないことが分かる。加熱コイルの形状から，周波数が十分に高ければ誘導電流は長方形となり四隅も加熱されるはずであり，四隅の温度分布改善には高い周波数が有効であることが推定できる。

また，ワークの端が強く加熱されているのは，加熱コイルがワークより外側に出ていることで，

誘導電流が端部に集中し、電流密度が上がるためである。周波数を高くすればより強く加熱されるため、これを抑える必要がある。加熱コイルをワークよりも小さく折返し、ループとすることで端部の過加熱を抑えることが出来るが、ループ化することで加熱コイルが長円形となり、誘導電流の経路がワークの隅に対し丸みを帯びてしまうため曲げ半径を小さくする必要がある。

以上を踏まえた改良型コイルの形状が図9となる。

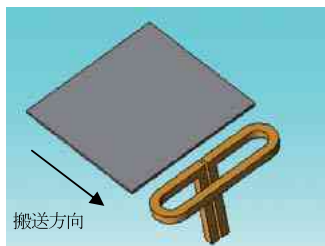


図9 ループ型コイルイメージ

図10は周波数を400kHzにした時の温度分布である。①では隅の温度分布に大きな改善は見られなかった。しかし、②において端の過加熱が無くなり幅方向に均一な温度分布を得られることが分かった。今回のテストに用いたワークは長さが100mmであるがもっと長いワークにおいては幅方向の温度均一性は大きな利点となる。

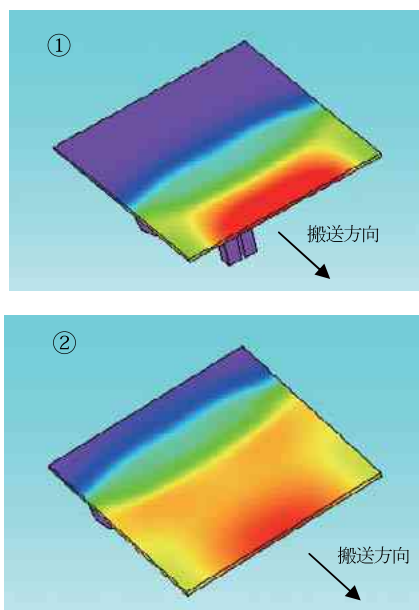


図10 400kHz時の温度分布解析

この時の可視化された誘導電流を図11に示す。

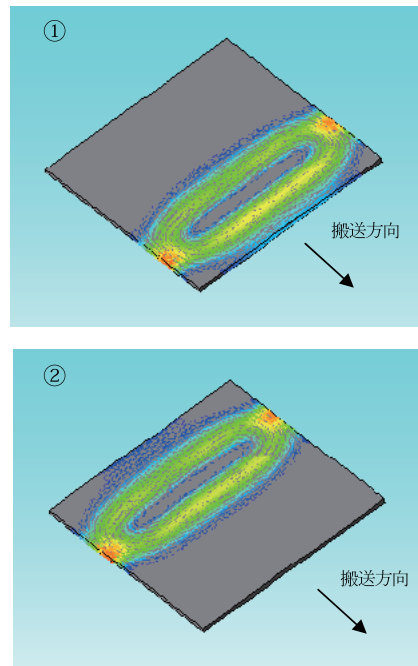


図11 400kHz時の誘導電流解析

170kHzと同様に隅に誘導電流が流れていないことが分かる。周波数を高くしたことより加熱コイルの曲げの改善効果が大きいことが分かる。

本加熱コイルでは課題が残ったが、非金属のCFシートでも対策を講じることで、温度分布の不均一さを回避できることがシミュレーション上で確認できた。

3.2 連続した長いCFシートのIH

連続した長いCFシートを加熱するために当社の保有技術であるMV型コイルを用いた。熱伝導率が低いCFを均一に加熱するため、中央部の温度分布を補正する対策を行った。目標温度は200℃である。MVコイルの外観を図12に示す。

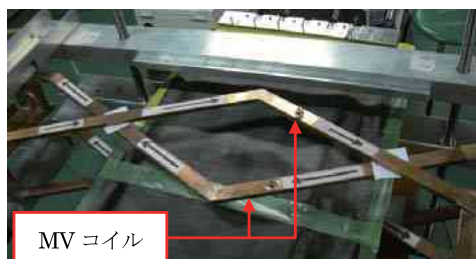


図12 MV型コイルを用いたIH

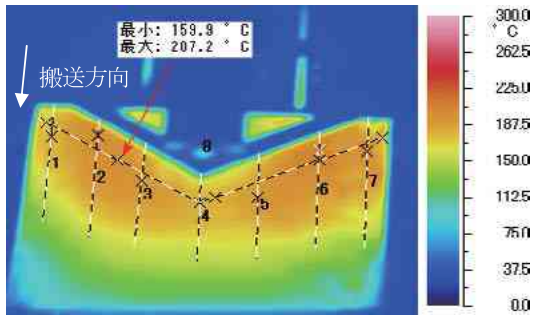


図 13 CF シートの温度分布 (実測結果)

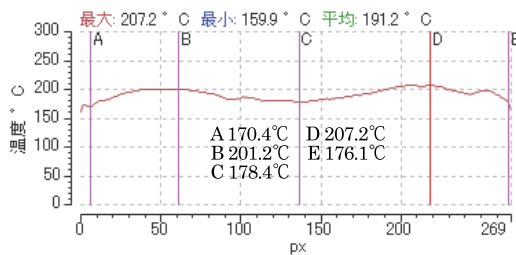


図 14 CF シートの温度分布 (断面)

図 13 及び図 14 に CF シートの温度分布を示す。± 20°C の温度ばらつきとなり、CF シートの IH としては良好な結果となった。連続した CF シートの均一加熱に対し、MV コイルの有効性を確認できた。

しかし、温度差 ± 数 % 以内の特に高い温度均一性が求められる場合には、IH 単独による加熱では難しい。IH の特長として急速加熱が挙げられるが、温度均一性は電気炉、ガス炉と比較すると十分とは言えない。これを解決するのが、IH と炉のハイブリッド加熱方式である。ある程度の温度まで IH により急速に加熱し、その後炉に入れることで高い温度均一性を得ることが出来る。通常の炉を用いるより炉長を短縮することが出来、生産効率を上げることが可能となる。

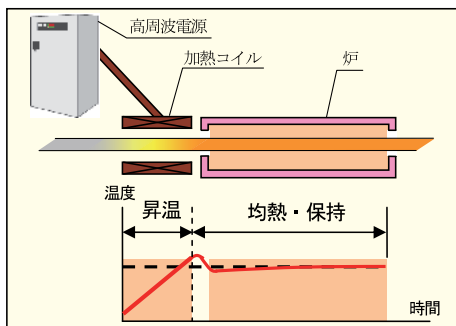


図 15 ハイブリッド加熱

4. むすび

本稿では搬送での CF の IH 事例を紹介した。

四隅の加熱が弱い CF シートの IH ではシミュレーションと実例とを比較することで問題点を分かりやすく把握することができ、対策を検討することが出来た。MV コイルを用いた連続した長い CF シートの IH では可動式である MV コイルの特長を生かし、良好に加熱を行うことができた。

環境問題が重大なテーマになった現在、省エネルギーを実現するための新素材がこれからも開発されることが想定される。新しい加熱技術が求められることになるが、そこには従来素材から蓄積した経験と新たな技術が重要になっていく。これからも顧客の要求を満足させることが出来るよう、さらなる製品開発にチャレンジしていきたい。

5. 参考文献

- [1] JIS L0204-2 繊維化学用語 (原料部門)
- [2] 前田豊 “炭素繊維の応用と市場”, (株)シーエムシー出版
- [3] 松原佑輔, 鈴木聡史, 田内良男 “IH と炉のハイブリッド加熱技術”, 島田理化技報, No.22, 2013
- [4] 特開 2010-245029 発明の名称 誘導加熱装置
- [5] 日本エレクトロヒートセンター編 “エレクトロヒートハンドブック” 6章 誘導加熱

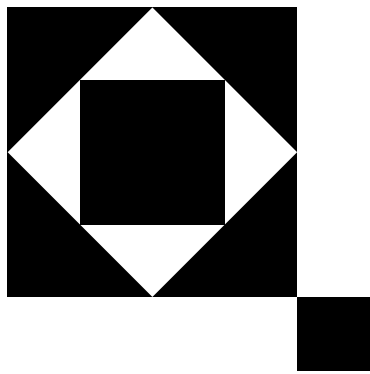
筆者紹介

東京製作所
産業 IH 製造部
松原 佑輔



東京製作所
産業 IH 製造部
田内 良男





誘導加熱 3D シミュレーション

3D Simulation of Induction Heating

高田 太郎
Taro TAKADA

片岡 辰雄
Tatsuo KATAOKA

1. まえがき

高周波誘導加熱は焼き入れ、溶解、ろう付けなど産業において様々な用途に利用されている。近年は生産の自動化、高速化や省電力化が要求され、誘導加熱では加熱対象の形状の複雑化、材料の多様化から、加熱技術において高度な処理が要求されている。誘導加熱では加熱対象の形状、材料に合わせ最適な加熱コイル、インバータを設計する必要がある。当社ではサンプルテストと呼ばれる仕様決めのための事前評価を行っているが、被加熱物形状が複雑で、温度仕様が厳しい場合には、加熱コイル形状や加熱条件など最適条件を見出すのに時間を要していた。そのため、加熱コイルの製作やインバータ設計の効率化に誘導加熱シミュレーションの適用を検討した。

解析には JMAG (株式会社 JSOL) を利用した。本解析ソフトウェアは有限要素法により磁界解析を行い、渦電流損、鉄損を熱源とした熱解析が可能である。

本稿では加熱コイルの設計に誘導加熱シミュレーション結果を適用した例として、カーボン坩堝 (るつぼ) における電流の周波数特性と漏れ磁束の検証、磁性フープ材の静止加熱における加熱コイル設計、および磁性薄板加熱の電源設計について報告する。

2. 解析モジュール基本式

2.1 磁界解析モジュール

本ソフトではベクトルポテンシャルを未知量とした有限要素法を用いている^[1]。そのため、ベクトルポテンシャル、渦電流、ジュール損失およびヒステリシス損を算出している。

解析は次式で示す Maxwell の方程式によって基

本式が導かれる^[2]。

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad \dots\dots\dots (4)$$

\mathbf{E} : 電界の強さ [V/m]

\mathbf{D} : 電束密度 [C/m²]

\mathbf{H} : 磁界の強さ [A/m]

\mathbf{B} : 磁束密度 [T]

\mathbf{J} : 電流密度 [A/m²]

ρ : 電荷密度 [C/m³]

また、物質の磁氣的性質より次式が成り立つ。

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad \dots\dots\dots (7)$$

ϵ : 誘電率 [F/m]

μ : 透磁率 [H/m]

σ : 導電率 [A/m]

式 (3) よりベクトルポテンシャル \mathbf{A} を用いて、

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad \dots\dots\dots (8)$$

と表せる。

強制電流を $\mathbf{J}_{ex} = -\sigma \nabla \phi$ とし、正弦波電流の場合には $\partial/\partial t$ を $j\omega$ で置き換えると、次式を得る。

$$\frac{1}{\mu} \nabla^2 \mathbf{A} - \left(\nabla \left(\frac{1}{\mu} \right) \right) \times (\nabla \times \mathbf{A}) - j\omega \sigma \mathbf{A} + \mathbf{J}_{ex} = 0 \quad \dots\dots\dots (9)$$

式 (9) は磁界解析の基本式である。

2.2 熱解析モジュール

本ソフトでは、与えられた初期温度、熱伝導率、熱伝達率等の物性の初期値を設定し計算を開始し、

i 番目の時間ステップでは i-1 番目の時間ステップでの温度を用いて各要素の物性値を修正し、前ステップと同様な計算を行い、ステップバイステップにて温度計算を進めている。

一般に物体内の単位面積を単位時間に通過する熱量 q は温度勾配 ∇T に比例し、次のように表すことができる。

$$q = -\lambda \nabla T \dots\dots\dots (10)$$

q : 熱流密度 [W/m²]

λ : 熱伝導率 [W/m・deg]

T : 温度 [°C]

また、物体内の微小体積中の単位体積、単位時間当たりの発熱量を Q とすると、その一部はその微小体積の温度上昇に寄与し、残部は微小体積の壁面から外部へと流出する。この微小体積の熱容量を C とすると、温度上昇に費やされる熱量は $C \cdot \partial T / \partial t$ (T : 温度, t : 時間), また、壁部から外部へ流出する熱量は、熱量密度の $\nabla \cdot q$ であらわされる。

$$C \frac{\partial T}{\partial t} + \nabla \cdot q = Q \dots\dots\dots (11)$$

C : 単位体積あたりの熱容量 [J/deg・m³]

Q : 単位体積・単位時間当たりの発熱量 [W/m³]

式 (9), (10) より次式が成り立つ。

$$C \frac{\partial T}{\partial t} - \nabla \cdot (\lambda \nabla T) - Q = 0 \dots\dots\dots (12)$$

式 (12) は非定常熱伝導解析の基本式である。

3. 応用解析例

3.1 カーボン坩堝加熱

図 1 に坩堝加熱の概略図を示す。誘導加熱 (IH: Induction Heating) を利用した坩堝加熱には、セラミックなど絶縁体の坩堝を用いる場合と、カーボンなど導体の坩堝を用いる場合がある。前者は、坩堝内の被加熱物を IH で自己発熱させる方法であり、後者は、IH で加熱した坩堝の熱で間接的に加熱する方法である。

本稿では、工業用として一般的に利用されているカーボン坩堝加熱について、周波数を変化させた時の加熱効率、発熱分布および内部への漏れ磁束の影響に対して比較した結果を報告する。

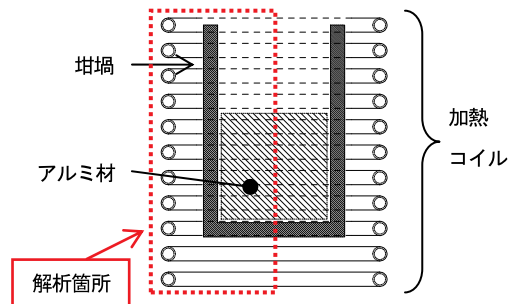


図 1 坩堝加熱の概略図

坩堝は内径φ 80mm, 高さ 150mm, 肉厚 10mm, 材質はグラファイトとした。また、坩堝内部のアルミ材の高さを 75mm とした。周波数は 10kHz, 30kHz, 100kHz とし、電流は全体の発熱量が 25kW になるよう調整した。ソレノイドコイルは内径φ 150mm, 長さ 180mm, 10 ターンとした。

図 2 に示す軸対象モデルで解析を行った。

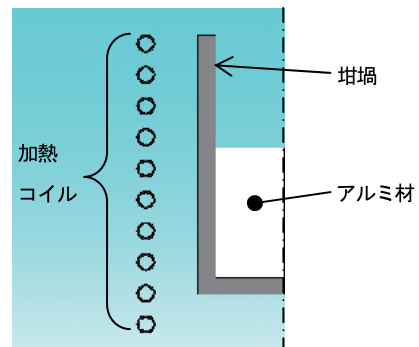


図 2 坩堝加熱モデル

表 1 に各部材の発熱量、および加熱効率を示す。

加熱効率は、発熱総量に対する坩堝およびアルミ材の発熱量の割合とする。表 1 より、高い周波数では加熱効率は良いが、アルミ材の発熱は小さい。低い周波数では加熱効率は悪いが、アルミ材の発熱は大きいことが分かる。一般的には、加熱効率の良い高い周波数が用いられるが、漏れ磁束による溶融金属の攪拌作用を利用する場合は低い周波数が利用されている。

表 1 発熱量, および加熱効率

周波数	10kHz	30kHz	100kHz
坩堝	19.5kW	22.3kW	23.1kW
加熱コイル	4.2kW	2.3kW	1.8kW
アルミ材	1.3kW	0.4kW	0.1kW
合計	25.0kW	25.0kW	25.0kW
加熱効率	83.2%	91.0%	92.8%

つぎに, 各周波数における発熱分布を図 3 に示す。坩堝の上半分(アルミ材のない部分)を見ると, 100kHz では, コイル側の表面しか発熱していないが, 30kHz と 10kHz では内部まで発熱しており, 周波数による浸透深さの違いが確認できる。一方, 坩堝の下半分(アルミ材のある部分)は, 周波数が低いほど発熱部は表面に集中しており, 矛盾しているように見える。これは, 浸透深さが深くなると, アルミ材まで達した磁束でアルミ材表面に渦電流が発生し, 坩堝の渦電流を打ち消すためと考えられる。

図 4 は各周波数における磁束密度分布である。

誘導加熱で利用される磁界は, 図 4 に示すように加熱コイル内側に磁界強度が強く分布し, 加熱コイルの外側は, 急激に磁界強度が低減していることが分かる。また, この傾向は周波数が高いほど顕著であることがわかる。

このように, シミュレーションを利用することで目に見えない現象の可視化が可能となるため, 設計に必要な物理現象を確認するためには有効である。

3.2 フープ材加熱

ソレノイドコイルで静止加熱を行う場合, コイル端部より中央部の昇温が早くなるため, 被加熱物を均一に加熱する場合は, 加熱テストを繰り返して加熱コイルのピッチ調整を行う必要がある。

本稿では, シミュレーションで加熱コイルのピッチを変えて温度解析を行い, 測定値と比較した結果を報告する。幅の狭い薄板(フープ材)加熱試験の概略図を図 5 に示す。

フープ材は, 幅 10mm, 厚さ 0.5mm の板(材質

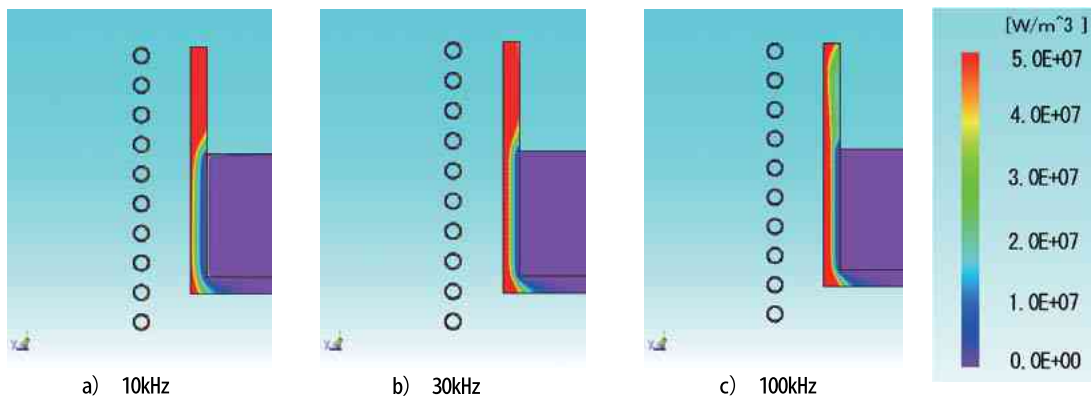


図 3 発熱分布解析結果

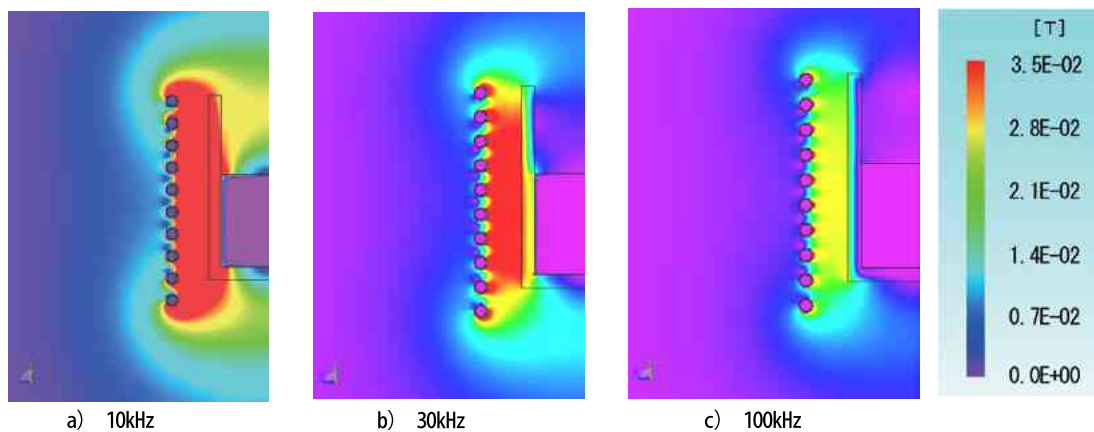


図 4 磁束密度分布解析結果

S45C) で、長さ 150mm の範囲を 1.5 秒でキュリー温度まで加熱する。ソレノイドコイルは、内径φ60mm、長さ 170mm、12 ターンとした。

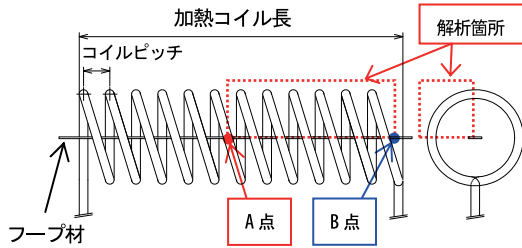


図5 フープ材加熱の概略図

図5の赤点線枠で示すモデル(全体の1/8モデル)で解析を行った。コイル均一巻きモデル、ピッチ変更後のモデルを図6に示す。

コイル電流を160A、周波数を350kHzとした場合のフープ材の温度分布解析結果を図7に示す。また、各モデルA点、B点の昇温グラフを図8に示す。コイルピッチ均等巻きの場合は、加熱コイル両端B点より中央A点の昇温速度が早いですが、ピッチ変更後は、ほぼ同等な昇温カーブとなった。

次に、本解析結果を元にコイルを製作し、加熱試験を行った結果を図9に示す。解析結果と測定結果は、ほぼ一致した。

このように、事前にシミュレーションを行うこ

とで、実際の加熱テスト時の試行錯誤が減り、テスト効率の向上が期待できる。

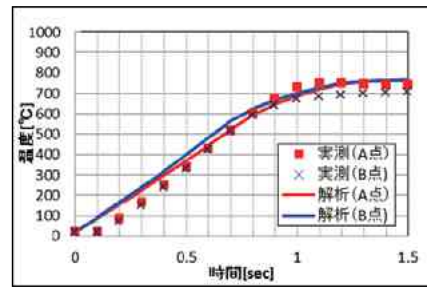


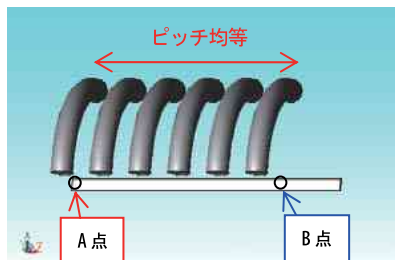
図9 コイルピッチ変更後解析結果および加熱試験との温度比較

3.3 薄板加熱

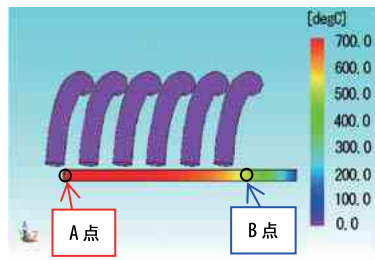
薄板加熱の概略図を図10に示す。連続搬送される薄板をIHでキュリー温度(約750℃)以下まで加熱する場合、図のようなソレノイドコイルが用いられる。

薄板を急速加熱する場合、ソレノイドコイルに高周波大電流を印加することになるが、この場合、磁気飽和に注意する必要がある。本稿では、磁気飽和になった場合の解析結果について報告する。

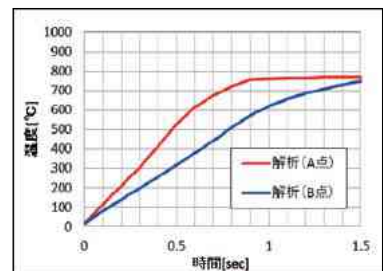
図11に解析モデルを示す。本稿では、ソレノイドコイルの巻数が十分多いと仮定して、赤枠部をモデル化した。薄板の材質はSPCCとし、幅400mm、厚さ0.3mmとした。図12に解析に用いたSPCCのB-Hカーブを示す。



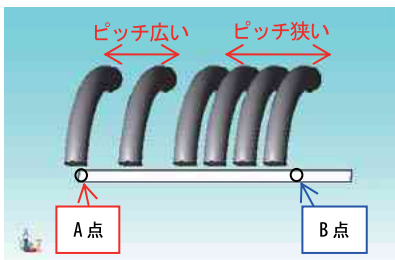
a) コイルピッチ均等巻き



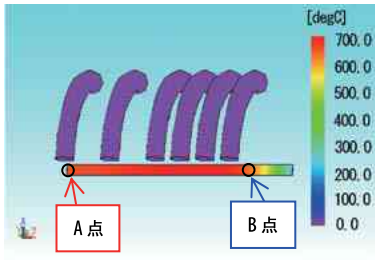
a) コイルピッチ均等巻き



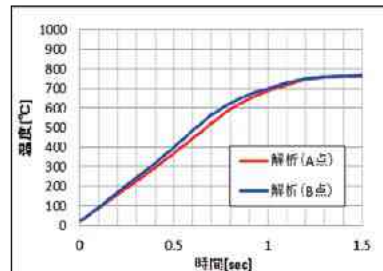
a) コイルピッチ均等巻き



b) コイルピッチ変更後



b) コイルピッチ変更後



b) コイルピッチ変更後

図6 解析モデル

図7 温度分布解析結果

図8 解析結果温度グラフ

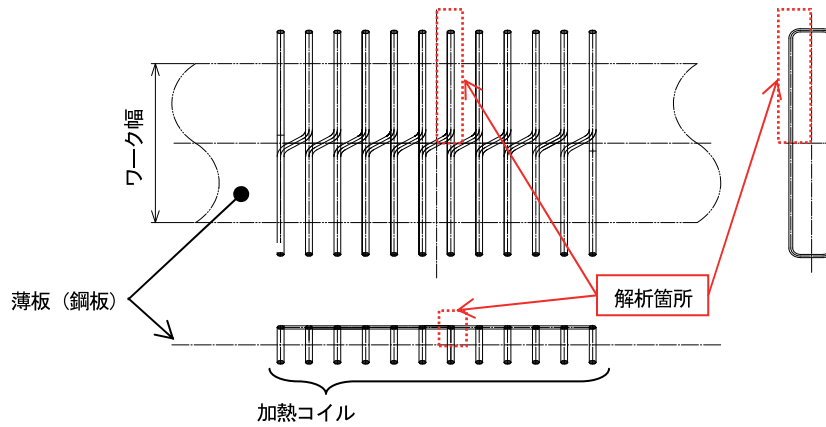


図 10 薄板加熱概略図

ずであるが、赤実線の結果となり、磁気飽和の影響を受けていることがわかる。

このように磁気飽和になると、いくら電力を投入しても加熱には寄与せず、損失になってしまうため、事前に解析などで検証を行う必要がある。

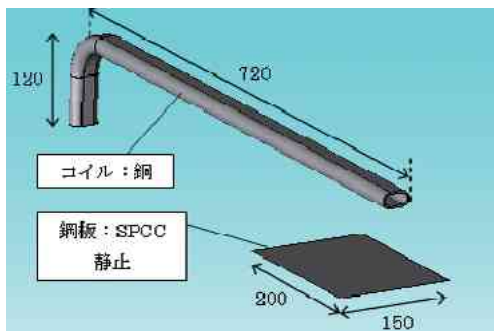


図 11 薄板加熱解析モデル

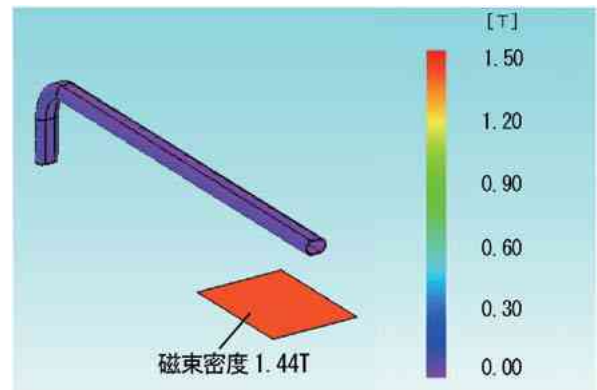


図 13 磁束密度分布解析結果

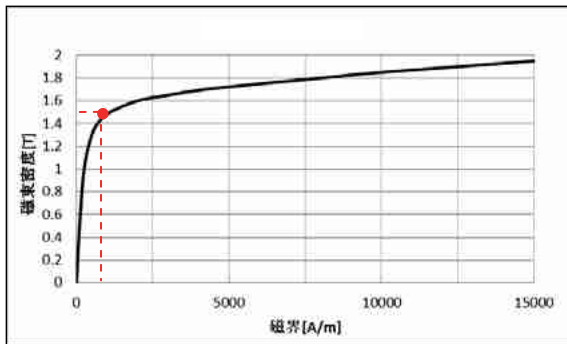


図 12 SPCC の B-H カーブ

コイル電流を 2000A、周波数を 50kHz とした場合の磁束密度分布の解析結果を図 13 に示す。このとき、薄板の磁束密度は 1.44T (図 12 の B-H カーブ上の赤点) であることから、磁気飽和に近い状態であることがわかる。また、図 14 にコイル電流とジュール損失の関係を示す。本来、鋼板のジュール損失は、電流値の 2 乗 (赤点線) で増加するは

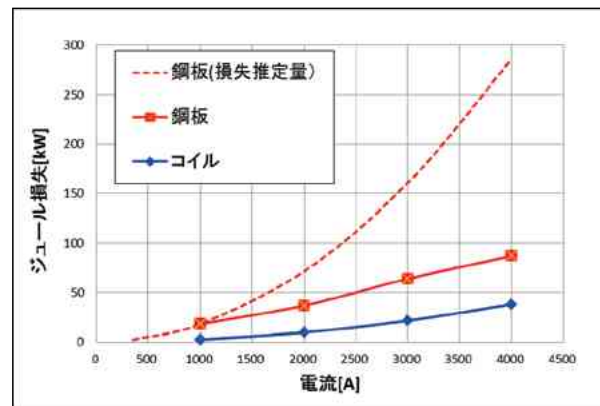


図 14 ジュール損失解析結果

4. むすび

本稿では誘導加熱シミュレーションの加熱コイル、および電源設計への適用例を報告した。

シミュレーションを用いることにより、測定が困難な現象の確認や、サンプルテストの効率化が図れる。また、解析により必要電力や加熱コイルのインピーダンスが算出できるため電源設計時の仕様検討も容易になる。3Dにて解析することで解析結果が分かりやすく、軸対象ではない様々な形状、材質の加熱検証にも利用できる。

今後もテストとシミュレーションを併用することで、作業および設計の効率化を図っていきたい。

5. 参考文献

- [1] “JMAG User’s Manual Solver”, (株)JSOL
- [2] 太田昭男, “新しい電磁気学”, 培風館
- [3] “伝熱工学資料 改訂第5版”, 日本機械学会

筆者紹介

東京製作所
産業IH製造部
高田 太郎



東京製作所
産業IH製造部
片岡 辰雄



誘導加熱 (IH) 関連の製品

近年は地球環境への配慮, 電力供給の逼迫などから, 工場で使用される加熱装置には, 「省エネ」, 「省スペース」が強く求められています。誘導加熱 (IH: Induction Heating) はこれに応えられる加熱方式として様々な分野からますます注目を浴びております。

特に, いつでも簡単に加熱オン/オフ操作できる IH のメリットは, 電力需要のピークカットに多大な効果を発揮することができます。

当社では, さらに, 「高効率」, 「高精度制御」, 「簡単操作」の特長をもつ下記の IH 商品を製品化しましたので, 紹介します。

1. 新製品としての IH 用電源

(1) 新 ES シリーズ誘導加熱用高周波電源①

特長 省エネ, 省スペース, 高精度 / 高速加熱

(2) 小型高性能 IH シール用電源②

特長 省エネ, 省スペース, 高精度 / 高速加熱

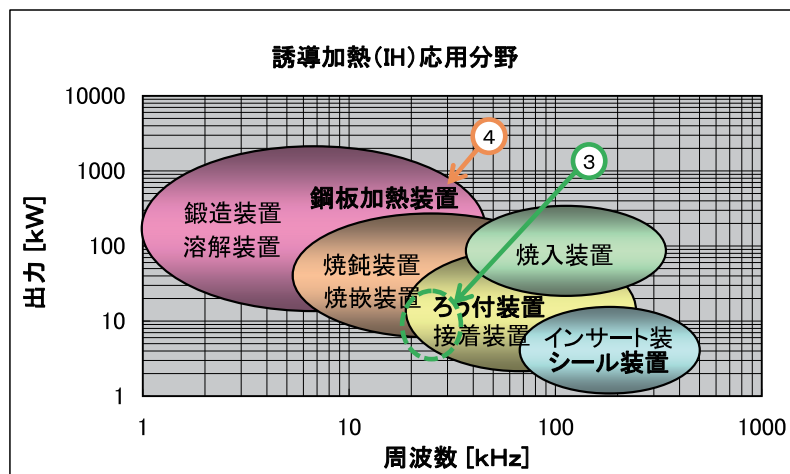
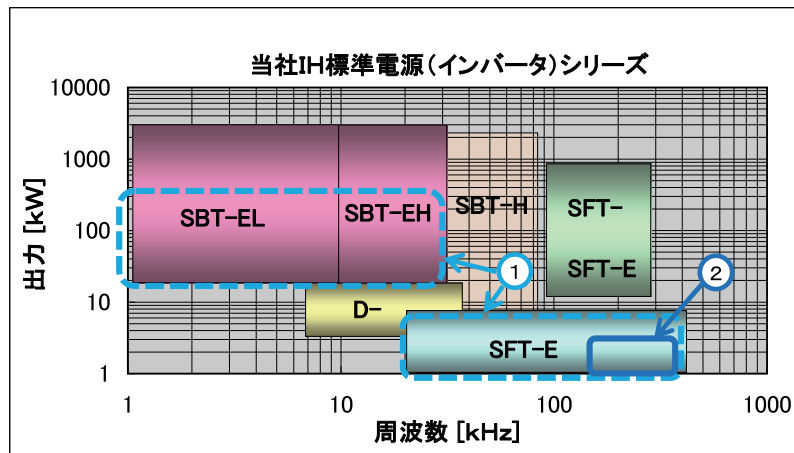
2. IH ハンディー式ろう付装置シリーズ③

特長 省エネ (ガスバーナーからの置換え)

3. 薄板均一加熱用 MV 型コイル④

特長 省エネ (ガス炉から置換え)

上記の①~④の製品の誘導加熱用電源と応用分野の出力と周波数エリアでの位置付けを下図に示します。



問い合わせ先
販売事業部
TEL 042-481-8573

新 ES シリーズ誘導加熱用高周波電源

■概要

従来の 5kW から 100kW までの小、中型機種のモデルチェンジを行い、従来機種 of SFT-E5/10N と SBT-EH/EL20 ~ 100 (E シリーズ) を ES シリーズとして統合しました。これにより、高周波電源の更なる小型化と部品標準化によるサービス向上が可能になります。

■特長

- ① 5/10kW の小型化 (容積比 84%)、軽量化
- ② 50/75/100kW の小型化 (容積比 84%)
(注) 20/30/40kW は従来機種と同一寸法
- ③ インバータ回路の個別故障診断回路標準装備
(注) 20 ~ 100kW が対象
- ④ 全機種とも省エネ対応の回路を採用したことで下記の特長を有します。
 - ・ 加熱立ち上がり 50ms 以下
 - ・ 電源力率 90% 以上
 - ・ 電源高調波低減 (高調波抑制対策ガイドラインによる高調波回路分類 No.11)
 - ・ オプションにて 12 パルス受電方式に対応可能
 - ・ 全機種、マッチングトランスと共振コンデンサ内蔵
 - ・ RoHS 対応



SFT-ES5/10 外観



SBT-ES20 ~ 100 外観

■主要仕様

型名	出力 (kW)	周波数 (kHz)	電源入力電圧	入力 (kVA)	外形寸法 W × H × D (mm)	質量 (kg)
SFT-ES5	5	20 ~ 400	3 φ 200/220V	7	480 × 1100 × 400	50
SFT-ES10	10			14		50
SBT-ES20	20	3 ~ 30	3 φ 200/220V	24	750 × 1450 × 650	250
SBT-ES30	30			36		250
SBT-ES40	40			48		270
SBT-ES50	50			60		270
SBT-ES50	50		3 φ 400/440V	60		280
SBT-ES75	75			90		280
SBT-ES100	100			120		300

問い合わせ先
販売事業部
TEL 042-481-8573

IH ハンディー式ろう付け装置シリーズ

■概要

IH（誘導加熱）技術を応用したガス火に替わるろう付（はんだ付）装置です。作業者が、加熱コイルを装着したハンディー CT を手に持って、容易にろう付け（はんだ付）作業を行うことができます。



SIH-HCTB-5/10 電源の外観とハンディー CT

■特長

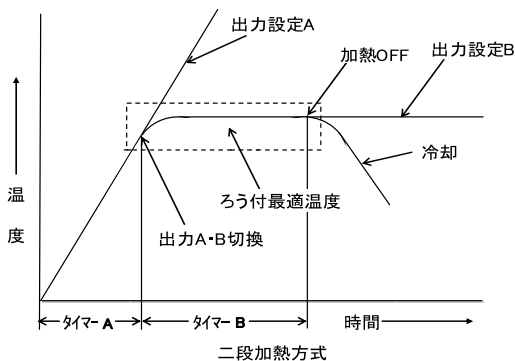
- ①コンパクトで安全
- ②クリーンな作業環境を実現
- ③熟練者でなくても作業可能
- ④フレキフィーダにより装置本体から 10m 以内の移動作業が可能
- ⑤フレキフィーダは 100 万回の屈曲試験をクリア
- ⑥タッチパネルにより加熱条件の設定が可能



SIH-HCTB-20/30 電源の外観とハンディー CT

■二段加熱機能設定例

加熱出力を任意の時間幅で、2段階にセットでき、ろう付けの品質を安定させることが可能です。



■用途例

機械部品	バイトチップ、削岩用工具、コレットチャック、高圧配管継手、コンクリートカッター、圧力部品
家電部品	コンプレッサー、石油ストーブタンク、クーラーバルブ
電子部品	計器、スイッチ、フィルターケース、ブレーカー温度感知器、ダイヤモンド
自動車部品	オイルフィルター、ガソリタンク、マフラー
自転車部品	フレーム、ハンドル
その他	電管用モーター

■主要仕様

装置型式	出力 (kW)	構成	電源入力	冷却水 (L/min)	外形寸法 W × H × D (mm)	質量 (kg)
SIH-HCTB-5	5	IH 電源	3 φ, 200V, 7kVA	5	430 × 250 × 500	25
		ハンディー CT	-	5	φ 58 × 170 ~ 300	2
SIH-HCTB-10	10	IH 電源	3 φ, 200V, 14kVA	5	430 × 250 × 500	25
		ハンディー CT	-	6	φ 58 × 170 ~ 300	2
SIH-HCTB-20	20	IH 電源	3 φ, 200V, 24kVA	10	500 × 1085 × 400	75
		ハンディー CT	-	8	φ 88 × 200 ~ 400	6.5
SIH-HCTB-30	30	IH 電源	3 φ, 200V, 36kVA	15	500 × 1085 × 400	75
		ハンディー CT	-	10	φ 88 × 200 ~ 400	6.5

問い合わせ先
販売事業部
TEL 042-481-8573

薄板均一加熱用 MV 型コイル

■概要

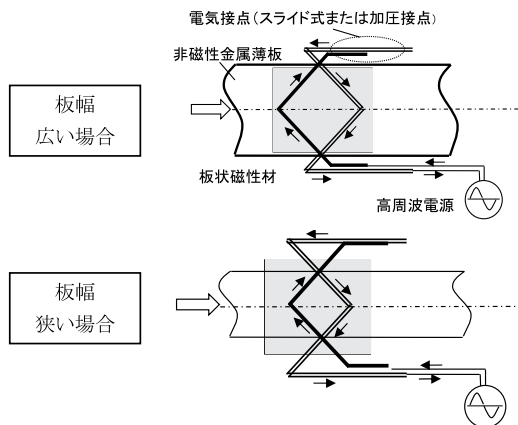
非磁性薄板について、従来は不可能であった均一加熱が実現し、連続搬送する薄板に対して、板幅が変わっても均一加熱できる誘導加熱装置です。

■特長

- ① エッジ過加熱のため従来不可能であった非磁性薄板の均一加熱が可能（磁性薄板も対応可能）
- ② M型コイル部とV型コイル部をスライド調節させることにより、板幅が変わっても均一加熱が可能
- ③ 炭素繊維（CF）シートの均一加熱が可能
- ④ マッフルを使って高温、還元ガス中での加熱が可能
- ⑤ 軽量、薄型のコンパクトな加熱装置を実現
- ⑥ 下記構造のひし形コイルが2式内蔵



40kW MV 型薄板加熱装置（加熱コイル部）



MV 型薄板加熱装置のコイル構造

■用途例

- ・非磁性薄板塗装乾燥
- ・非磁性薄板触媒乾燥
- ・非磁性薄板ラミネート予熱
- ・従来炉の入口側予熱による処理速度アップ
- ・炭素繊維（CF）シートの加熱処理

特許取得済み（第 4862205 号）
（中外炉工業株式会社との共同出願）

■主要仕様（加熱コイル部）

型名	コイル部 入力電力 (kW)	周波数 (kHz)	コイル部 冷却水 (L/min)	外形寸法 W × H × D (mm)	質量 (kg)
SIH-ESL-MV40	50	8	30	600 × 2100 × 2350	1300
SIH-ESH-MV40	50	25	30	600 × 2100 × 2350	1300
SIH-ESL-MV75	100	8	50	600 × 2100 × 2350	1500
SIH-ESH-MV75	100	25	50	600 × 2100 × 2350	1500

（備考）

- ・表以外の出力についても製作いたします。
- ・ワーク投入電力はワーク材質、形状（幅、厚み）などにより決まります。

問い合わせ先
販売事業部
TEL 042-481-8573

小型高性能 IH シール用電源

■概要

IH シール用電源は、加熱対象がアルミ箔の場合が多く、出力周波数は通常は100kHz以上になります。断続加熱でオン／オフを短時間で繰り返す場合には、出力立ち上りの高速化が重要なファクターとなり、毎回の出力監視機能も必要になります。

本製品は、この要求に応える高性能、小型ユニット電源です。



5/10 kW 用ユニット電源外観

■特長

①ユニット構造

19 インチラックへ搭載可能
電源筐体への組み込みも対応

②高速加熱

加熱立ち上り時間は、30ms 以下

③高速切替（切替式の場合）

電子式の切替であり、高速かつ高信頼性

④操作パネルユニット

マイコンを搭載し、プログラム操作、出力監視、警報履歴の管理が可能

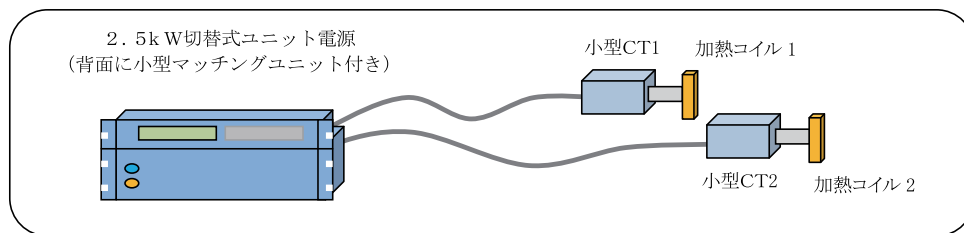
⑤外部インターフェースとして、RS-232C シリアルポートおよびイーサネットポートを装備し、PC との接続が可能

⑥ RoHS 対応



2.5 kW 切替式ユニット電源外観

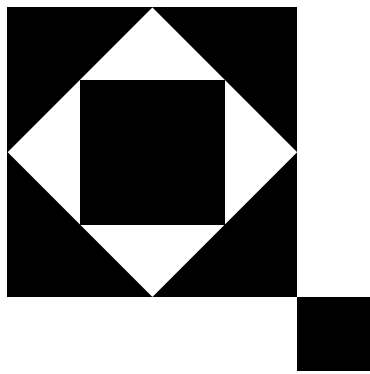
■構成例（HSE-FEU2R5W）



■主要仕様

型名	出力	出力数	周波数 (kHz)	電源入力	電源ユニット外形寸法 W × H × D (mm)	質量 (kg)	外観
HSE-FEU5	5kW	1	200 ~ 400	3 φ, 200V, 7kVA	480 × 350 × 550	35	図 1
HSE-FEU10	10kW	1	200 ~ 400	3 φ, 200V, 14kVA	480 × 350 × 550	35	図 1
HSE-FEU2R5W	2.5kW 切替式	2	200 ~ 400	3 φ, 200V, 7kVA	480 × 200 × 610	25	図 2

問い合わせ先
販売事業部
TEL 042-481-8573



【特集論文】

60GHz 帯無線通信の測定課題と評価技術

60GHz 帯高速無線伝送技術の役割と弊社の取組み

Role of 60GHz band high speed wireless transmission technology and our approach.

河村 淳

Jun KAWAMURA

1. まえがき

スマート社会を支える基盤である情報通信技術の進歩により、高速・シームレスな情報交換や情報共有が実現してきている。これらの進歩は、社会構造や産業へのイノベーション、社会における利便性の向上、より効率的なエネルギー資源の利用、ビッグデータの収集・分析への活用、強靱な災害対処能力の構築などを可能とし、ユーザへの新しいサービスの提供や産業振興への貢献が期待されている^{[1][2]}。

スマート社会の進展には、多様な場面で、より高速に広範な情報共有を実現できるネットワークが必要となる。通信技術の観点からは、①高速化、②モバイル化、③小型軽量・低消費電力化が趨勢となっている。これら3要素は相互に関連しつつ発展するが、高速化は、大容量で精細な画像による可視化情報の利用や、高速移動に対応する瞬時の情報交換を可能とするための社会要請でもある。

限られた周波数資源での広帯域な信号の扱いには限界があるので、ユーザがどこでも使えることを前提とする、新しい周波数領域への移行が必要になってきている。モバイル化と小型軽量・低消費電力化も並行して発展し、生活に密着した場所での利便性の向上、人を介さないデータ交換などによる省力化の実現、迅速なデータ収集・判断情報の提供のために重要な要素である。これらの3要素を実現するためには、多様な場面で有効な高速ワイヤレス通信基盤が求められてきた。

一方、半導体素子技術の高周波数領域への進歩に伴って、徐々に50-60GHz付近での通信利用が進みつつある。しかし、この領域の通信機器の製造に必須な測定機器、とりわけオシロスコープや任意波形発生器などの基本的な機器類が、60GHz帯の標準化された広帯域試験信号を、リアルタイム

で発生および観測できない状態にあり、60GHz製品の普及での課題になっていた。このことから、測定用標準器として高精度に変復調特性を直視できるコンポーネントの開発が求められていた。本稿では、60GHz帯の通信利用の背景と、評価技術に対する弊社の取組みについて紹介する。

2. 60GHz 帯ミリ波利用による高速無線通信

2.1 60GHz 帯ミリ波通信の特徴

概ね30-300GHz帯の電波はミリ波と呼ばれている。20GHz付近の準ミリ波帯を含めて、300GHz付近までのミリ波帯の使用状況は図1に示すとおりで、各種電気通信事業、放送用中継通信、衛星通信、簡易無線、各種レーダ・センサ、高速無線LAN、天文観測などの用途とされている。

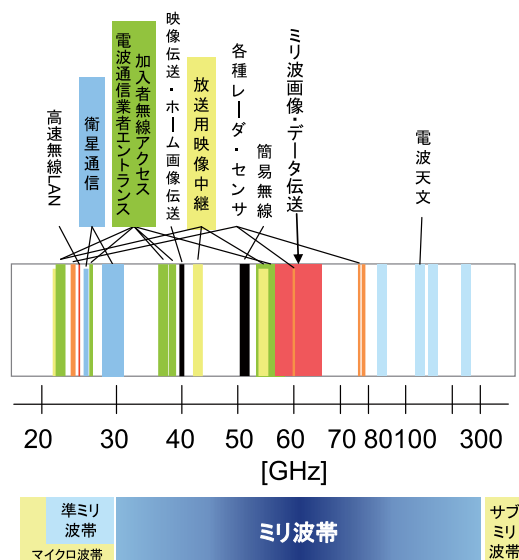


図1 ミリ波帯の利用状況

ミリ波の電波伝搬は、マイクロ波に比較して、大気吸収や降雨減衰などによる伝搬損失が大きい反面、直進性が良好なことなどが特徴である。中でも60GHz帯は、酸素分子との衝突による伝搬損失がピークとなる周波数であることから、空気中での中長距離通信利用には不利である。しかし、その損失が大きいが故に、ごく近傍の同種リンクに対しても干渉が生じにくいこと、マイクロ波と比べて波長が1桁程度小さいことから、アンテナを含むデバイスの寸法が、近年の市場要求である小型軽量化の観点から有利であるなど、メリットも多い。また、反射特性において、壁や障害物による影響を受けやすく、光の伝搬特性に近くなることから、室内など構造物中の伝搬経路を比較的意識的に設定できる特徴を有している。

わが国では60GHz帯ミリ波通信に対して、57-66GHzの広範囲な周波数が準備されている。10mW以下の出力では免許が不要で、5GHz帯での占有周波数帯域幅の実質的な最大値500MHzに比較して、数十倍の帯域が開放されているため、大容量で低遅延な伝送が可能である。これらの特徴を生かし、60GHz帯ミリ波通信は、ユーザが無許可で使用できる、複数局同時運用環境に有利な、短距離・大容量通信として、位置づけられており、スマート社会の進展の中で、より身近な存在として大いに期待されている^[2]。

2.2 WLAN/WPAN¹の分類

ワイヤレス伝送技術における代表的な各規格について、伝送性能の比較を図2に示す。

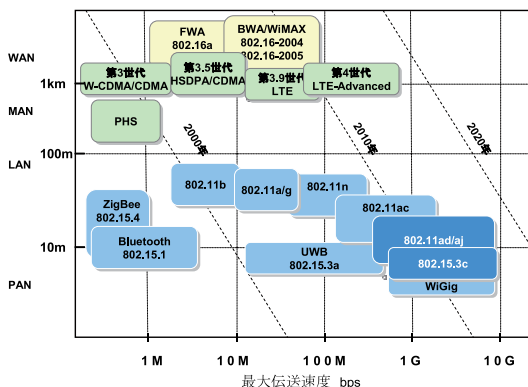


図2 各種無線伝送の規格による分類

各伝送方式は、伝送距離によって用途が住み分けられている。WLANは数100m以内範囲をエリアとし、WPANは10m以内の情報交換を主な用途として開発された。マイクロ波を使用するIEEE802.11シリーズのWLANによる伝送容量は、数100MHz～1Gbps程度を上限として普及しているが、ミリ波帯併用のIEEE802.11adや、ミリ波帯専用のIEEE802.15.3cなどのWPAN向けの規格では、数～10数Gbps程度までの高速化が可能になった^[4]。

ICT社会のネットワーク基盤構築に求められる機能・性能要素である高速(大容量)化、端末のワイヤレス化、小型・軽量・省エネルギー性、伝搬上の特性などが議論された結果、マイクロ波とミリ波によるWLAN/WPANの組み合わせが、モバイル使用に対して最も有効とされている^[5]。WPANにおけるミリ波帯の伝搬距離は同一室内を基本とするが、ミリ波の指向特性が光線に比較的近いため、壁や家具などの障害物からのマルチパスが多いものの、反射波の利用によってむしろ隅々にまで届く特徴も報告されている^[6]。ホームネットワークとして、住宅内のアクセスポイント(AP)まではFTTH²などの光で、AP以降において部屋間を2.5GHz帯のマイクロ波、同一室内を60GHz帯ミリ波とすることで、WLANを構成する手法が今後の展開傾向となってきた^[5]。

一方、HDTVの普及やHDコンテンツ利用は緩やかな拡大がみられ、大容量データの利用が常用化されている^[3]。しかし、スマートフォンやパソコンにおいて、Webを通じた大量データの有料ダウンロードはあまり普及していない。この理由は、データ交換に数分の時間を要するためと推測されている^[3]。しかし、ダウンロード時にミリ波伝送を用いることで、DVDの転送が10秒以内で可能になると試算されている^[7]。非圧縮HD画像を含むあらゆるデータソースを短時間に伝送できるミリ波帯利用により、購買意欲の増大につながることを期待される。

1 WLAN/WPAN: Wireless Local Area Network / Wireless personal Area Network
 2 Fiber To The Home 各住宅まで光ファイバ回線を設備する方式

2.3 オフロード回線³、公衆無線 LAN⁴としての WLAN/WPAN の活用

近年、スマートフォンの爆発的な普及に伴い、都会の混雑地域では、データ量の大きい情報交換や混雑地域でのアクセスで総合干渉などの問題がおきている。その解決手段として携帯電話事業者は、増大する移動通信トラフィックを公衆無線 LAN などの携帯電話回線以外に迂回するオフロード化に積極的に取り組んでおり、2012年には第3世代携帯電話を中心に2割程度であったオフロード回線の比率が、2015年には6割以上にまで達すると推計されている^[8]。

さらに、自治体や商店街は、公衆無線 LAN の提供による集客力の向上や観光客の誘致を図る取り組みも進められている。公衆無線 LAN サービス事業者のほか、携帯電話事業者、FTTH サービス事業者に加え、コンビニエンス・ストアなどの店舗が公衆無線 LAN を無償提供する例もみられる。

2.4 国際規格類の制定と新製品移行への期待

2012年に IEEE802.11ad と IEEE802.15.3c のタスクグループによって、802.15.3c の 60GHz 帯 WPAN 機能をモデル仕様として、既存マイクロ波帯 WLAN に機能付加され、802.11ad の標準化が終了した。新規格のもとでマイクロ波帯にミリ波帯が連携したことで、60GHz 帯ミリ波利用のアーキテクチャが明確になり、普及に向けて製品開発が始まった。さらに、2013年1月には Wi-Fi Alliance と WiGigAlliance⁵ の業界団体の統合も実現した。今後は図3に示すように、データ・トラフィックの増加に並行して、2.4/5/60GHz のトライバンドを用いる 802.11ad に対応する新製品の出荷が予想されていて、2017年には1/3が60GHz ミリ波を併用する製品になると推定されている^[9]。

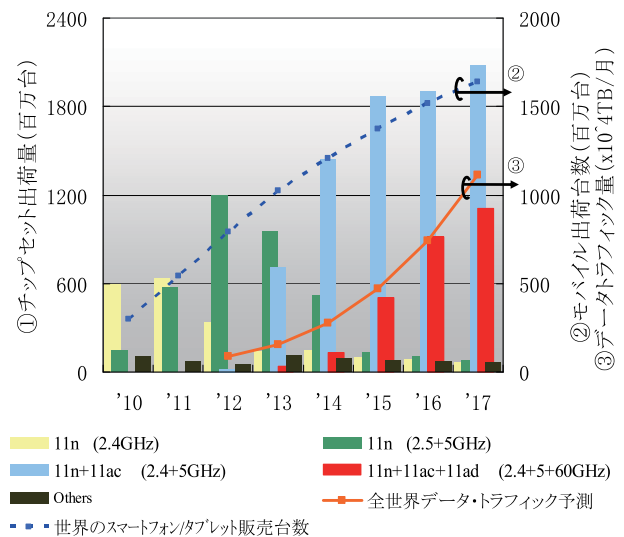


図3 モバイル端末、トラフィックの増加予想と 60GHz 帯 WLAN/WPAN 製品の出荷数予測⁶

3. WLAN/WPAN を中心とする 60GHz 帯通信の利用場面

図4に示すように、ホームネットワークとして 60GHz 帯 WPAN を介することで、住宅内の端末でも FTTH の限界まで大容量のデータ交換が実現でき、モバイルの特徴を生かせる環境が構築できる。公共の場での各種社会インフラも含めて、60GHz 帯無線伝送による各種利用場面は広範にわたっている。

3.1 スマートフォンに関連する個人向け利用事例

- ホームネットワークや P2P⁷ によるスマートフォン内の HD 映像や HD テレビ画像の直接相互伝送、画像のストリーミング配信、Web からの大容量データの短時間ダウンロード
- H264⁸ などの圧縮不要な大容量高精細画像データの瞬時転送
- 店舗の KIOSK 端末からの瞬時の HD ビデオ・ダウンロードなどでの利便性向上
- ウェアラブルコンピュータ端末とのスムーズな情報交換

3 WLAN に迂回することで切断を回避するための回線

4 Wi-Fi Spot などのアクセスポイント (AP) を不特定多数のユーザに用意するサービス

5 Wi-Fi Alliance と WiGigAlliance は共に無線 LAN 製品の業界団体。Wi-Fi Alliance は世界中で 500 社以上から構成される。

6 図3において、WLAN/WPAN 関係チップセットの出荷予測は文献^[9]の総務省への公開データを、スマートフォンとタブレットの全世界出荷台数予測 (2013.7 までの実績を含む) は、IDC 社の調査結果の公開情報を、全世界データトラフィック量の予測は CISCO 社の公開情報を使用して分析を加えて作成した。

7 Peer to Peer: 複数の端末間を対等に結び通信する構造のこと。利用者が直接音声やファイルなどを交換する。

8 H264: ITU-T 勧告による高圧縮率をもつ動画画像圧縮符号化標準

- e. 混雑時のスマートフォンによる大量データのダウンロード時間の短縮と、接続率の向上

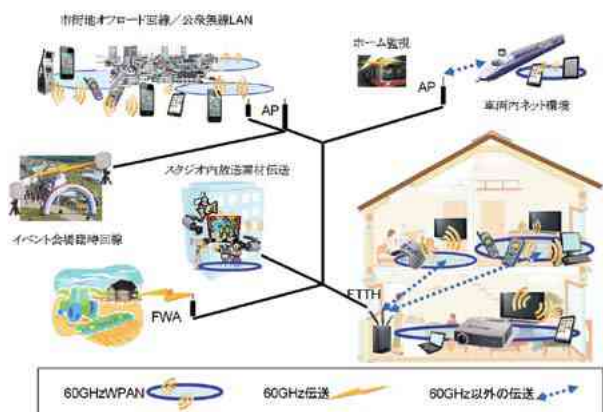


図4 ICTネットワーク社会における60GHzWPANなどの利用場面

3.2 公共施設などの企業向け利用事例

ミリ波通信は、企業活動や公共事業などの市場でも、バックアップ回線、ビル間イントラネット回線、対移動体間通信、臨時ネットワーク、映像伝送、衛星間通信などへ利用されている。60GHz帯を用いる超広帯域伝送の市場展開は、小型軽量による装置設置面積の狭小化、免許不要による有利性などから、特定分野に限らず裾野の広がりが見込める。

- a. 無線局の集中地域におけるWLAN/WPAN協調制御によるサービスエリア内通信品質の確保
- b. FWA⁹におけるLast One Mile¹⁰での伝送
- c. 超広帯域イントラネット回線
- d. 鉄道車両内でのワイヤレス・ブロードバンドサービスの適用
- e. 臨時広帯域伝送回線
- f. 放送事業用HDモバイルカメラ^[10]によるスタジオ内放送素材の伝送ワイヤレス化

4. ミリ波製品の製造評価技術と弊社の取組み

弊社は創業以来半世紀以上の間、基幹事業としてマイクロ波・ミリ波帯関連製品の研究開発や製品化に取り組んできた。特に、マイクロ波帯・ミ

リ波帯における、導波路・能動素子・受動素子に関する各種ノウハウを蓄積し、この分野の発展に貢献してきた。

近年においてはミリ波広帯域伝送装置^[12]、ミリ波帯フロントエンドモジュール^[13]、応用技術としてのミリ波レーダ装置^[14]、ミリ波帯フィルタ、アイソレータ等各種コンポーネント^[15]などの事業化を図ってきた。特に、開発、設計、製造、品質保証に亘る全工程を、同一製作所内で一貫して行うことで、先端技術を融合した高品質な製品を社会に供給するよう心がけている。

本号で特集する「60GHz帯無線通信周波数変換装置」は、スマート社会を構築する上で不可欠なミリ波帯ワイヤレス製品が普及するためのキーとなる装置である。標準化が既に終了している現在、60GHz帯の製品がユーザの支持を得て普及するには、各企業においてテンポよく関連製品が開発され、市場に受け入れられる必要がある。弊社では、60GHz帯関連産業の製造体制の構築を支援できる測定機器の中核となるコンバータ技術の開発を進めてきた。

60GHz帯ミリ波製品の本格的な普及には、単なるデバイス技術の向上だけでなく、60GHz帯特有の設計技術、評価技術の相乗発揮が必要であることから、弊社のこれまでのミリ波機器開発の経験を踏まえての開発に取り組んでいる。

5. むすび

携帯電話がスマートフォンに変わり始めた2008年ごろから、伝送容量が急激に増加し、情報を伝達する形態も大きく変わってきた。スマート社会を構築するなかで、小エリア・高密度ネットワークに向いている60GHz帯がWPAN用途として注目され、ネットワークを構成する機器が普及しようとしている。弊社は、その機器製造に必須となる60GHz帯を直視できる高精度標準測定装置の開発を支援してきた。速いテンポで60GHzワイヤレス伝送が普及し、社会・文化を変えるイノベーションに発展するものと確信している。

今後も、関連するコンポーネントや、更なる高周波数領域の開発も併せて、ミリ波帯通信の普及に貢献して行きたい。

9 Fixed Wireless Access ラストワンマイルに準ミリ波などの回線を設備する方式

10 Last One Mile ユーザ側のAPに一番近い無線の回線。ただし、38GHz帯以下が主流で、60GHz帯の利用は一部の実証実験^[11]にとどまっている。

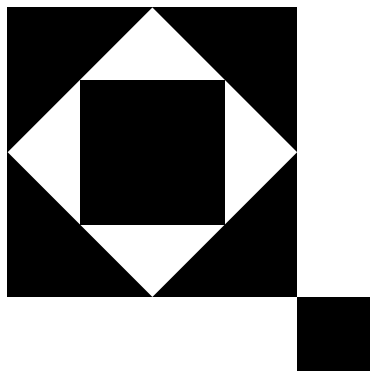
6. 参考文献

- [1] 新たな情報通信技術戦略（工程表），高度情報通信ネットワーク社会推進戦略本部，2012.8
- [2] ブロードバンドワイヤレスフォーラム未来構築ワイヤレス特別部会取りまとめ資料，ブロードバンドワイヤレスフォーラム，2012.3
- [3] 総務省「通信利用動向調査」，2013 年度
- [4] Minami et. al., “A 60-GHz 16QAM 11Gbps Direct-Conversion Transceiver in 65nm CMOS,” IEEE/ACM (ASP-DAC), Feb. 2012.
- [5] ワイヤレスブロードバンドの今後の展望，NTT 資料，2010.6
- [6] 沢田浩和，中瀬博之，加藤修三，佐藤勝善，原田博司，反射波を利用した 60GHz 帯ミリ波通信の検討，信学技報，RCS，108（108），pp.293-298，2008.8
- [7] 松澤昭，招待講演，“ミリ波通信の実用化に向けた RF・AD 混載集積回路技術”，東京工业大学-NTT 技術交流会，東京，2013.1
- [8] 無線 LAN ビジネス研究会報告書，2012.7
- [9] M. Conley, Introduction to WiFi Alliance Activity, MIC MRA International Workshop2013
- [10] 中川孝之，ミリ波モバイルカメラ，NHK 技研 R&D，p.26，Vol.128，2011.7
- [11] 松江英明，守倉正博，佐藤明雄，渡辺和二，高速ワイヤレスアクセス技術，IEICE 編，2004
- [12] 四分一浩二，鈴木哲也，田中稔博，森智之，50GHz 広帯域デジタル無線伝送装置，島田理化工業技報，p.32，vol.16，2005
- [13] 高橋勲，小杉正則，若菱忠高，森智之，市川就啓，通信用ミリ波フロントエンドモジュール，島田理化工業技報，p.22，vol.16，2005
- [14] 四分一浩二，江馬浩一，榎敏夫，拡大するミリ波技術の応用，島田理化工業技報，p.26，vol.21，2011
- [15] 高橋勲，鈴江秀規，森智之，山口浩，当社におけるミリ波技術の取組み，島田理化工業技報，p.49，vol.21，2011

筆者紹介

販売事業部
通信営業部
河村 淳





60GHz 帯無線通信用周波数変換装置

60GHz frequency converters for IEEE802.15.3c/11ad wireless communication system

日下 洋
Hiroshi KUSAKA

太田 貴之
Takayuki OHTA

濱野 聡
Satoshi HAMANO

鈴江 秀規
Hidenori SUZUE

四分一 浩二
Koji SHIBUICHI

60GHz 帯ミリ波通信標準規格準拠の物理層評価に用いる高精度な周波数変換装置が必要となっている。そこで 60GHz 帯無線通信用周波数変換装置（以下 60GHz コンバータ）を開発した。

本報告では 60GHz コンバータ試作機の実機検証による課題抽出、超広帯域高精度伝送品質実現に向けた EVM (Error Vector Magnitude) 特性向上への取り組みを紹介する。

1. まえがき

近年、スマートフォン等のモバイル機器を利用したインターネットから提供されるデジタルコンテンツの大容量化が進んでおり、1Gbps を超える様な超高速無線通信システムの普及が望まれている。このような背景の中、60GHz 帯を利用した近距離超高速無線通信システムへの期待が高まっており、2013 年 1 月にはミリ波通信標準規格である IEEE802.11ad の規格化作業が完了した。

従って、今後予想されるミリ波通信標準規格準拠の超高速無線通信システムの普及に伴い、これらのシステムの物理層評価に用いるデバイスシミュレータ（測定器）が必要となってくる。

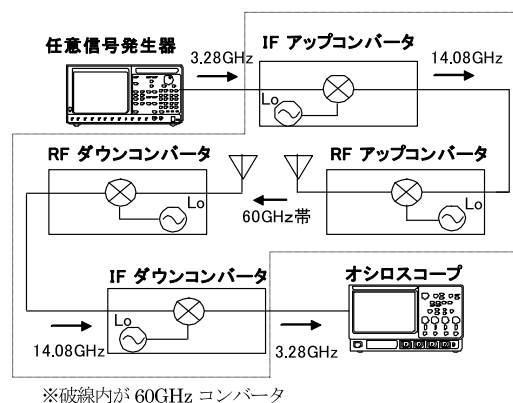
しかしながら、これらの規格で規定されているデジタル無線通信の信号は、ギガビット/秒クラスの伝送速度を実現するために変調信号の占有帯域幅は 2.16GHz と広く、しかも現在では運用周波数である 60GHz 帯の信号を直接扱うことが可能な測定器がない。従って専用の計測システムとして、IEEE802.15.3c/11ad が規定する物理層の機能確認ができる高精度な基準器としての周波数変換装置が必要である [1] [2] [3]。

そこで、周波数変換装置（アップコンバータ/ダウンコンバータ）の超広帯域高精度伝送品質実現に向け、主要性能 (EVM 特性) の向上に取り組み、

60GHz 帯ミリ波通信標準規格準拠の物理層評価に用いる 60GHz コンバータを開発したので報告する。

2. 60GHz コンバータのシステム構成

60GHz コンバータのシステム構成を図 1 に示す。この 60GHz コンバータは、ローカル信号源を内蔵した IF アップ/ダウンコンバータ、RF アップ/ダウンコンバータから構成されており、ダブルコンバージョン方式にて周波数変換する。これを受けて 60GHz コンバータはデバイス評価用として高精度な性能が求められる。また、扱う変調信号の占有帯域幅が非常に広帯域なため、帯域内にスプリアスが発生し易く、周波数配置を最適化する必要がある。従って各デバイスにて最適動作点を抑えやすいようコンバータを IF 部と RF 部のコンバータに分割する構成とした。また、被測定デバイスは RF アップコンバータ/ダウンコンバータ間に接続され、任意信号発生器から出力された信号を受信し、オシロスコープにて出力信号を解析する。なお、この信号は、IEEE802.15.3c/11ad で規定するシングルキャリアモード MCS クラス 1 の変調方式 $\pi/2$ -BPSK、伝送速度 1.76Gbps である。



※破線内が 60GHz コンバータ

図 1 60GHz コンバータのシステム構成

本報告では主に EVM で 60GHz コンバータの性能を評価していくが、目標値として、IF アップ/ダウンコンバータの EVM を 5% 以下とした。また、RF アップ/ダウンコンバータは 60GHz での EVM は前述の測定器問題で測定不可のため、アップダウン折り返し測定系で EVM を 15% 以下と設定した。これらの値は事前に実施した各コンバータに内蔵されている部品、MDL 単体試験の結果より、システム全体の要求値に実現可能な値を加味して設定した。

次に EVM の定義について確認しておく。図 2 のエラーベクトル図から EVM は位相誤差と振幅誤差のエラーベクトルと理想信号位置の比であり、式 (1) で表わされる。

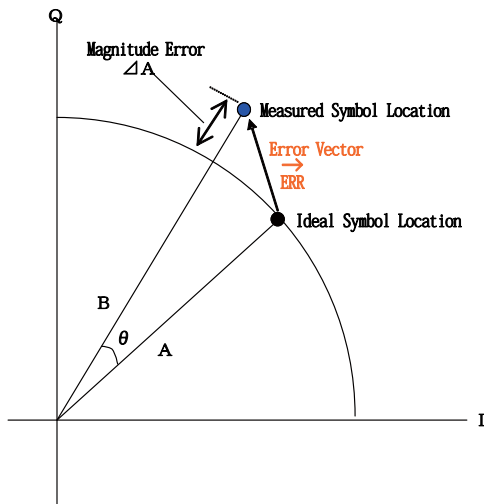


図 2 エラーベクトル図

$$\begin{aligned}
 \text{EVM}(\%) &= \frac{|\vec{\text{ERR}}|}{A} \times 100 \\
 &\doteq \frac{\sqrt{(\theta A)^2 + (\Delta A)^2}}{A} \times 100 \quad (1)
 \end{aligned}$$

A: 理想信号ベクトル θ: 位相誤差

また N 個のシンボルの窓での二乗平均平方根 (RMS) EVM は式 2 で表すことができ、IQ コンスタレーションにおける理想変調信号 (I 成分, Q 成分) と測定変調信号 (I 成分, Q 成分) の位置ずれを理想変調信号で正規化したものである。

$$\text{EVM} = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [(I_j - \bar{I}_j)^2 + (Q_j - \bar{Q}_j)^2]}}{|A|} \quad (2)$$

ここで

I_j : 受信した j 番目のシンボルの I 成分

Q_j : 受信した j 番目のシンボルの Q 成分

\bar{I}_j : 受信した j 番目のシンボルの理想的 I 成分

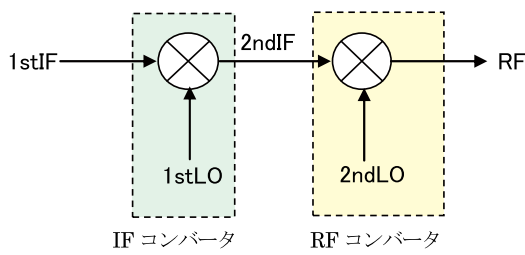
\bar{Q}_j : 受信した j 番目のシンボルの理想的 Q 成分

式 (1) と式 (2) より振幅にあたる帯域内偏差と位相誤差にあたる群遅延偏差、位相雑音およびスプリアス特性が EVM に影響を与える。従って広帯域信号に見合う RF 回路部品の選定と特性管理が重要であることがわかる。

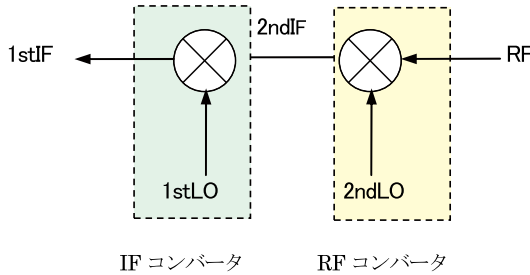
3. IF コンバータの試作及び評価結果

3.1 IF 周波数配置の最適化

図 3 にアップコンバータおよびダウンコンバータの周波数配置を示す。超広帯域高精度の周波数変換を行うには、広帯域信号に見合う各素子最適点を押さえ、最適な構成を検討する必要がある。そこで周波数変換のキープデバイスであるミキサの単体評価 (EVM 評価・送信スペクトラム評価) を実施し、特に IF 周波数に対する EVM の依存性の観点から周波数ダイアグラムを決定した^{[1][2][3]}。周波数の組合せは無数にあるため、ここでは一例として 1st ローカル周波数 10.08GHz, 2ndIF 周波数を 14.08GHz に固定し、1stIF 周波数を 4.0GHz と、3.3GHz とした二通りの場合での評価結果について述べる。



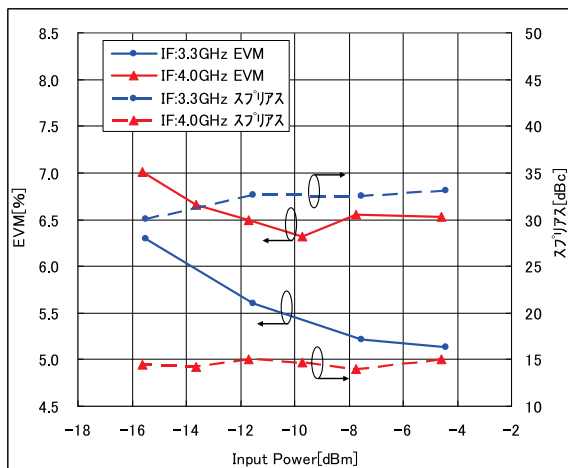
(a) アップコンバータ



(b) ダウンコンバータ

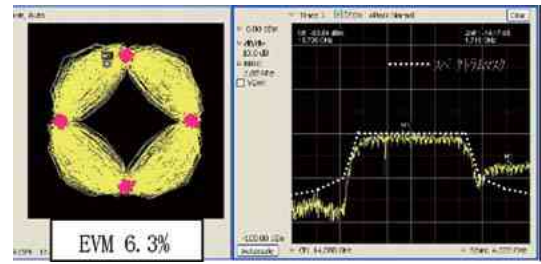
- 1stIF=3.28GHz±1.1GHz
- 1stLO=10.80GHz
- 2ndIF=14.08GHz±1.1GHz
- 2ndLO=44.24GHz (=11.06x4, CH1)
- 46.40GHz (=11.60x4, CH2)
- 48.56GHz (=12.14x4, CH3)
- 50.72GHz (=12.68x4, CH4)
- RF=58.32GHz±1.1GHz (CH1)
- 60.48GHz±1.1GHz (CH2)
- 62.64GHz±1.1GHz (CH3)
- 64.80GHz±1.1GHz (CH4)

図3 60GHz アップ/ダウンコンバータ周波数配置

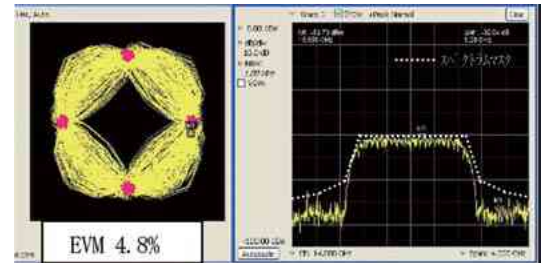


LO 入力電力=+10dBm

図4 IF 入力レベルに対する EVM とスプリアスの関係



(a) 1stIF=4.0GHz 時



(b) 1stIF=3.3GHz 時

図5 EVM に対するスプリアスの影響

まず EVM とスプリアスについて、2 種類の IF 周波数に対し、IF 入力レベル依存性を測定した。図 4 に EVM とスプリアスレベルの IF 電力依存性を示す。また、図 5 (a) (b) に 1stIF 周波数が 4GHz, 3.3GHz 時のコンスタレーションとスペクトラムをそれぞれ示す。

図 4 から 1stIF 周波数を 3.3GHz とすると EVM 特性が改善するが、この理由は 1stIF 周波数を下げることで 2LO-IF 成分が帯域外へと移動するためである。図 5 (b) の試験結果から、1stIF 周波数 3.3GHz, IF レベル -4dBm のときが、EVM4.8% と最適となり、2 章で挙げた EVM 目標値 5% 以下が得られた。

LO レベルに関しては、LO レベルを上げることでミキサの飽和出力と変換利得が増加し、振幅歪と位相歪が低減することで EVM が改善されることが予想できる。そこで LO レベルと EVM の関係を調査した結果、IF 周波数に関わらず LO レベルを上げる事で、EVM が最大で約 0.5% 改善された。また、この時の LO レベルの最適値は +10dBm であることがわかった。なお、LO レベルを高くする際は、使用するミキサの LO リーク特性に留意する必要がある。

以上の試験結果から 1stIF 周波数を下げる（最適化）ことによりスプリアス 2LO - IF が帯域外に除去でき、ミキサの最適動作点 (IF レベルと LO レベル) により EVM が改善されることが分かった。

従って 1stIF 周波数は 3.3GHz とした。

3.2 IF アップコンバータ

前述のとおり超広帯域高精度伝送品質のためには広帯域信号に見合う部品と、各部の最適動作点と最適な周波数ダイアグラムを選定することにより振幅偏差、遅延偏差およびスプリアスを低減でき EVM 特性を良好な状態にできることが分かった。これらを反映して試作し、評価試験を実施した。

IF アップコンバータの外観写真、ブロックダイアグラムを図 6 と図 7 に示す。また表 1 に主要性能を示す。アップコンバータを構成している各ブロック (AMP, BPF, V-ATT など) が所望の特性となるように電気調整を実施後にアップコンバータ総合として組み込み、総合調整として動作点における EVM 調整 (周波数偏差と広帯域信号によるスペクトラム, EVM のコンスタレーション) を実施し、総合性能としてシングルキャリア評価および広帯域信号評価を実施した。

評価結果の一部である ATT 量に対する EVM 特性、帯域内偏差特性結果を図 8 に示す。この時変化させた V-ATT は、二つある V-ATT を均等に変化させていった。図 9 にコンスタレーションとスペクトラムを示す。図 8 の測定結果から、ATT 量が 5 ~ 20dB 時は EVM4.5% 以下であり、帯域内偏差 1.5dB 以下と良好な性能を得た。このことは図 9 のスペクトラムの帯域内偏差特性とコンスタレーションの信号点位置の分布からも確認できる。また帯域内偏差が 2dB 以上となると EVM が 6% 以上に劣化するが、これは帯域内偏差の劣化に加え ATT 量が 30dB 以上になると C/N も 10dB 以上劣化 (ATT 量 16dB に比べ) することが原因と考えられる。ATT 量が少ない領域の EVM 劣化はミクサの飽和に起因する帯域内偏差が主因と考えられる。

今回の測定においては IF レベルの変化量 (ATT 量) に対する EVM 値で評価したが、位相雑音の影響は ATT 量に関わらず一定で、スプリアスの影響は所望波との D/U で決まるので、ATT 量の依存性はない。



図 6 IF アップコンバータ 外観

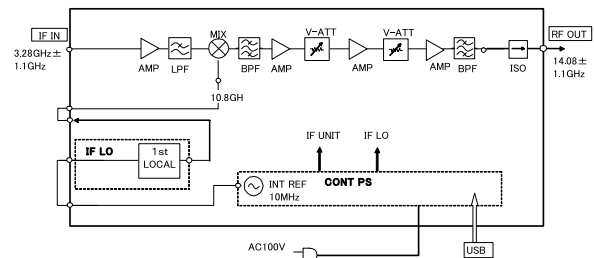


図 7 IF アップコンバータのブロックダイアグラム

表 1 IF アップコンバータの主要性能

入力周波数および帯域幅	3.28GHz ± 1.08GHz
出力周波数	14.08GHz ± 1.08GHz
P1dB	+5dBm 以上
スプリアスレベル	-30dBc 以下
EVM	5% 以下
電源	AC100V ± 10% 50/60Hz
消費電力	30VA 以下
外形寸法	W : 160 ± 2 (mm)
	D : 280 ± 2 (mm)
	H : 88 ± 2 (mm)

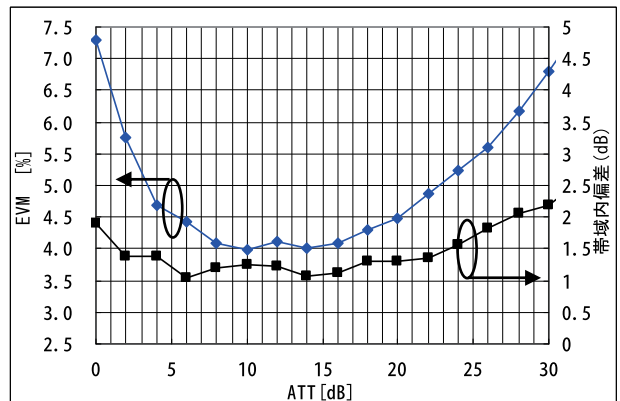
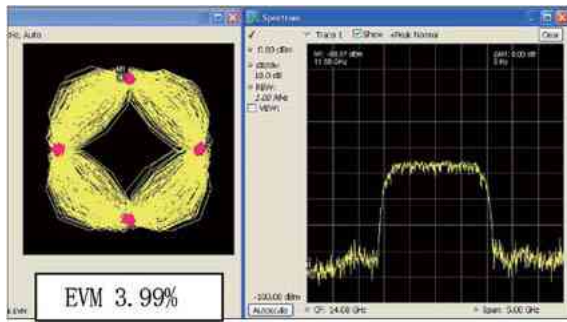


図 8 IF アップコンバータの EVM と帯域内偏差



ATT=10dB

図9 IFアップコンバータのEVM特性

以上の考察からアップコンバータのATT量変化におけるEVM特性が変化する要因を以下にまとめる。

- (a) 帯域内偏差劣化 (1.5 ~ 2.0dB 以上)
 - (a-1) バリャブルアッテネータのATT量変化に伴う帯域内偏差
 - (a-2) 各ブロックの反射に起因する多重反射の影響
- (b) C/Nの劣化 (ATT30dB付近以上)
- (c) 群遅延偏差の劣化

これより今後の課題としてバリャブルアッテネータの周波数特性の補正, 群遅延偏差の補正などが挙げられる。

3.3 IFダウンコンバータ

IFダウンコンバータの外観写真を図10に, ブロックダイアグラムを図11に示す。また表2に主要性能を示す。



図10 IFダウンコンバータ 外観

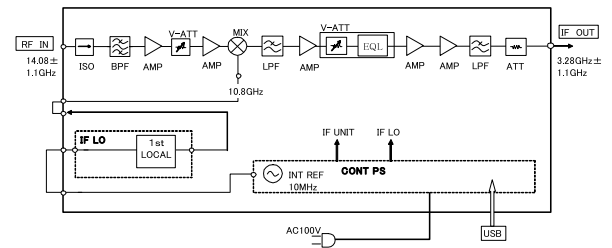


図11 IFダウンコンバータのブロックダイアグラム

表2 IFダウンコンバータの主要性能

入力周波数および帯域幅	3.28GHz ± 1.08GHz
出力周波数	14.08GHz ± 1.08GHz
P1dB	+5dBm 以上
スプリアスレベル	-30dBc 以下
EVM	5% 以下
電源	AC100V ± 10% 50/60Hz
消費電力	30VA 以下
外形寸法	W : 160 ± 2 (mm)
	D : 280 ± 2 (mm)
	H : 88 ± 2 (mm)

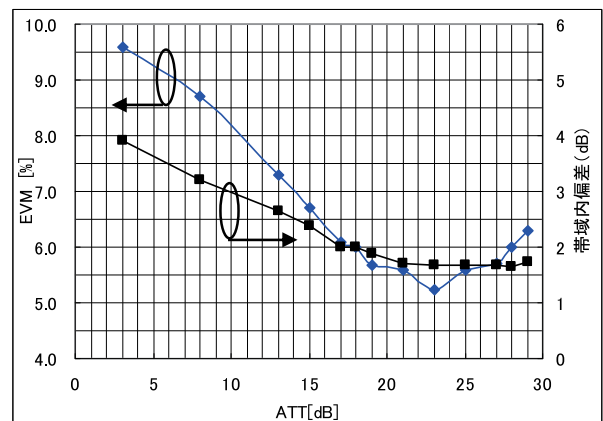
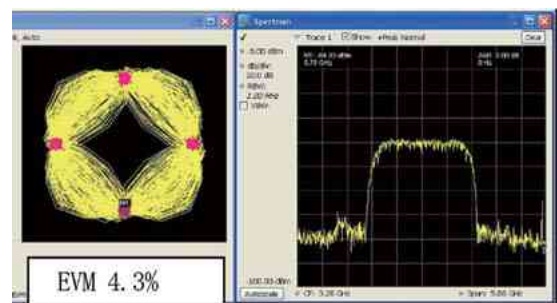


図12 IFダウンコンバータのEVMと帯域内偏差



ATT=23dB

図13 IFダウンコンバータのEVM特性

ダウンコンバータにおいては、出力電力固定時のEVMを測定した。(入力電力可変に対して出力電力一定となるATT量を設定した)

図12の出力電力固定時のEVMはATT量17dB以上でEVM5.5%以下となり、帯域内偏差2.0dB以下である。特にATT量23dB時はEVM4.3%が得られ、図13のコンスタレーションからも振幅、位相の誤差が少ないことが確認できる。

帯域内偏差が2dBを超えるとEVMが6%以上になるが、入力電力がさらに低下しATT量10dB以下ではバリエラブルアッテネータの減衰量周波数特性とC/N劣化の両方がEVM劣化の要因になると考えられる。ダウンコンバータの場合、入力レベルが変化した際にミキサでの所望波とスプリアスとのD/U比も変化する点がアップコンバータと異なる。

以上の考察からダウンコンバータのATT量変化に伴うEVM特性変化の要因をまとめる。

- (a) 帯域内偏差劣化 (2.0dB 以上)
 - (a-1) バリエラブルアッテネータ周波数特性のATT量変化量依存性
 - (a-2) 各ブロックの反射に起因する多重反射の効果
 - (a-3) スプリアスと所望波のD/U比変化
- (b) C/Nの劣化 (ATT15dB 以下)
- (c) 群遅延偏差の劣化

以上の要因に対し、アップコンバータと同様の課題が考えられる。

4. RFコンバータの試作と評価結果

4.1 RFアップ/ダウンコンバータの構成

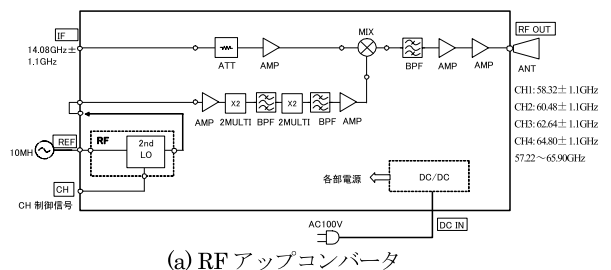
本章からはRFアップ/ダウンコンバータを紹介する。RFアップ/ダウンコンバータとは、前章で紹介したIFアップ/ダウンコンバータから入力された信号(14.08GHz)を、IEEE.802.15.3c/11adが規定する60GHz帯の周波数にアップ/ダウンコンバートする装置である。この周波数帯は4つのチャンネル(CH1~CH4)に分割されており、具体的な各チャンネルの周波数と帯域幅は図3に示す通りである。従って前章のIFコンバータと同様に、超広帯域高精度伝送品質のためには広帯域信号に見合う部品と、各部の最適動作点を抑え、帯域内振幅

偏差、位相偏差及びスプリアスを最適化する必要がある。

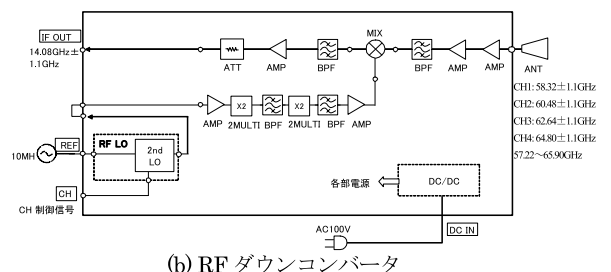
今回実機検証用に試作したRF部のアップ/ダウンコンバータの外観図を図14に、主要性能を表3、表4に示す。また、ブロックダイアグラムを図15に示す。RFコンバータの主な特徴としては導波管型ミキサを採用し、ミリ波部のパワーアンプ、ローノイズアンプはベアチップデバイスをパッケージングし表面実装化した。また局発用信号発生器を開発し内蔵することで、コンバータを動作させるために必要な外部信号源を不要とし、60GHzコンバータのシステム全体の構成を簡素化した。またIFコンバータから制御信号を受信することでチャンネルを切り替える構成とした。



図14 RFアップ/ダウンコンバータ外観 (図はアップコンバータ)



(a) RFアップコンバータ



(b) RFダウンコンバータ

図15 RFコンバータのブロックダイアグラム

表3 RF アップコンバータの主要性能

入力周波数および帯域幅	14.08GHz \pm 1.08GHz
出力周波数	CH1 : 58.32GHz \pm 1.08GHz
	CH2 : 60.48GHz \pm 1.08GHz
	CH3 : 62.64GHz \pm 1.08GHz
	CH4 : 64.80GHz \pm 1.08GHz
P1dB	+7dBm 以上
スプリアスレベル	-30dBc 以下
EVM	15% 以下
電源	AC100V \pm 10% 50/60Hz
消費電力	30VA 以下
アンテナ利得	15dBi 以上
外形寸法	W : 210 \pm 2 (mm)
	D : 280 \pm 2 (mm)
	H : 88 \pm 2 (mm)

表4 RF ダウンコンバータの主要性能

入力周波数および帯域幅	CH1 : 58.32GHz \pm 1.08GHz
	CH2 : 60.48GHz \pm 1.08GHz
	CH3 : 62.64GHz \pm 1.08GHz
	CH4 : 64.80GHz \pm 1.08GHz
出力周波数	14.08GHz \pm 1.08GHz
小信号利得	20dB 以上
スプリアスレベル	-30dBc 以下
EVM	15% 以下
電源	AC100V \pm 10% 50/60Hz
消費電力	30VA 以下
アンテナ利得	15dBi 以上
外形寸法	W : 210 \pm 2 (mm)
	D : 280 \pm 2 (mm)
	H : 88 \pm 2 (mm)

4.2 RF コンバータの EVM と位相振幅特性

ここから RF コンバータの EVM 性能を示すとともに位相振幅特性の相関性について報告する。

本報告ではアップダウン折返しでの EVM 測定を実施している。本来コンバータの EVM 性能はアップダウンそれぞれ単体にて評価すべきだが、現在では 15.3c/11ad 規格の広帯域変調信号を直接扱うことが可能な測定器がなく、60GHz 帯での EVM を直接測定することは出来ない。従ってアップダウンコンバータのセットで性能を評価している。測定系は図2と同様で、任意信号発生器から IEEE802.15.3c/11ad 規格の広帯域変調波を出力し、IF、RF アップコンバータを介して 60GHz 帯までアップコンバータされた後、RF、IF ダウンコンバータを介してオシロスコープへ入力される。ま

た、IF コンバータ、任意信号発生器、オシロスコープの特性はソフトウェアにて補正されており、測定結果は RF コンバータ（アップ+ダウン）のみの結果となっている。

上記の測定系で取得した各チャンネルにおけるコンスタレーションを図16に示す。全チャンネルにおいて、2章で挙げた EVM 目標値 15% 以下を達成した。しかし各チャンネル間で EVM の値に差異が出ていることがわかる。CH1 は位相、振幅両方の誤差が、CH4 は振幅誤差が他のチャンネルと比べて大きくなっており、EVM が劣化している原因と考えられる。そこでアップダウン折返し測定系における各チャンネルの帯域内振幅偏差と、群遅延偏差を測定し EVM との関連性を調査した。

図17に帯域内振幅特性を示す。図中のカッコ内は EVM である。帯域内中央と両端では振幅偏差の EVM に対する影響が異なることは知られているが、いずれのチャンネルもインピーダンス不整合によるリップルは 1dB 以下で、帯域内に極端に大きなリップルがないことから peak to peak で帯域内偏差を評価した。EVM が最も良好な CH3 の振幅偏差が小さく、特に CH1 は帯域内で大きく右下がりの特性となっており、他のチャンネルも含めてまだ改善の余地があると考えている。これら各チャンネルの帯域内振幅偏差と EVM の関係を図18にまとめた。振幅偏差と EVM はほぼ比例の関係となっていることがわかる。これらの結果は今後、帯域内振幅偏差から EVM をさらに改善していく際の目安になるといえる。

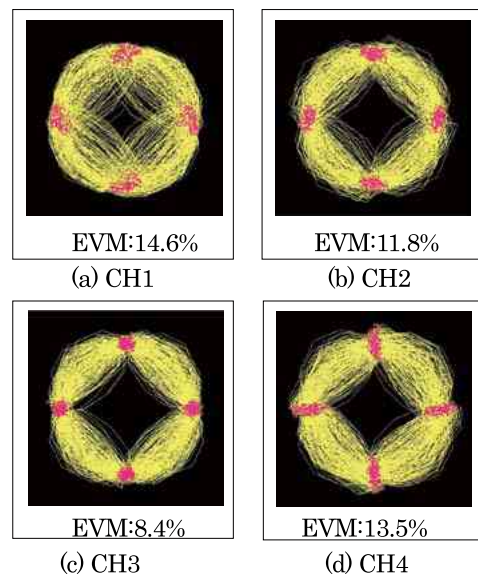


図16 アップダウン折返しにおけるコンスタレーション

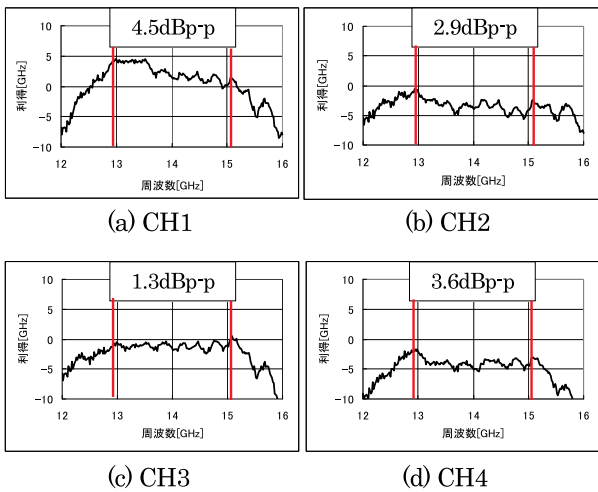


図 17 アップダウン折返し帯域内振幅特性

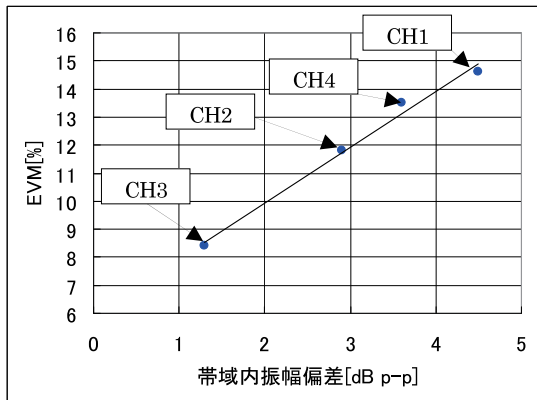


図 18 帯域内振幅偏差に対する EVM

次に図 19 に帯域内群遅延特性を示す。振幅偏差と同様に群遅延偏差を peak to peak で評価した。EVM が最も良好な CH3 は群遅延偏差が特に小さく、他のチャンネルはほぼ同じ値となっている。また、図 20 に帯域内群遅延偏差と EVM の関係を示す。振幅偏差で示したような線形の関係ではないことがわかる。

以上のことから今回試作した 60GHz コンバータの各チャンネルにおける EVM の差異は、主に帯域内振幅偏差による影響が現れており、帯域内群遅延偏差の影響は少ないことがわかった。ただしここでの考察は、前述にも挙げた帯域内の中央と両端での EVM に対する影響の違いを考慮していないため、図 18、図 20 の EVM との関係の結果と、図 16 の測定したコンスタレーションとは多少食い違いが出てくるものと考えている。

次に図 21 にアップダウン折返し測定におけるデジタル補正後の EVM を示す。デジタル補正とはソフトウェアにてアナログ的に除去しきれない帯域内位相振幅偏差を補正する目的がある。これは、系全体の位相振幅特性を抽出して系の出力に逆補正を行うことで、デジタル的に帯域内位相振幅偏差を打ち消した値を得るものである。

図 21 の結果から、各チャンネルの EVM は差異があり、EVM は 4.1% ~ 7.4% であった。なお実験により、60GHz コンバータの評価対象となるシステム、もしくはデバイスは EVM20% 程度でも通信可能であったため、上記の EVM の値はデバイスシミュレータとして十分運用可能な値と考えられる。

ただし、測定系に起因する補正しきれない EVM (残留 EVM) が約 3.2% あることを予め実測にて確認しており、理想的にはデジタル補正後の EVM はこの値と等しくなるが、実測された各チャンネルの EVM はいずれも残留 EVM を超えている。これは 60GHz 帯での評価ではなくアップダウン折返し測定のため、これに起因する測定誤差が含まれていると考えられる。60GHz 帯での EVM 評価は、前述の測定器の問題により不可能なため、原因の切り分け、特定が難しい。現在これらの原因を調査中である。今後デジタル的に補正しきれない要因を特定し、解決していく。

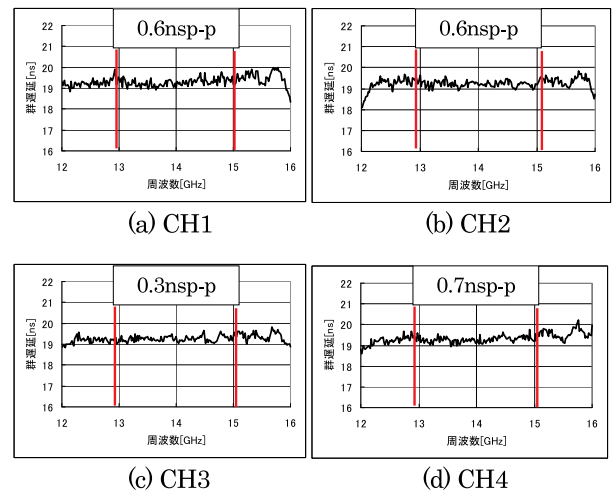


図 19 アップダウン折返し帯域内群遅延特性

5. まとめ

60GHz 帯ミリ波通信標準規格準拠の物理層評価に用いる高精度周波数変換装置として 60GHz コンバータを開発し、周波数変換における超広帯域高精度伝送品質の最適化、アップコンバータ/ダウンコンバータの超広帯域高精度伝送品質実現に向けた主要諸元性能 (EVM 特性) 向上への評価と課題抽出を実施した。

まず IF アップ/ダウンコンバータを試作し、評価試験を実施した。その結果 EVM 特性において目標値 5% 以下に対し、アップコンバータ (IF 部) にて EVM3.99%, ダウンコンバータ (IF 部) にて EVM4.3% が得られ目標値を達成することができた。また、EVM は帯域内偏差、群遅延偏差、位相雑音に影響することは分かっているが、今回の評価試験において EVM と帯域内偏差の相関性を確認することができた。

次に RF アップ/ダウンコンバータを試作し、全チャンネルでアップダウン折り返し測定系での EVM 目標値 15% 以下を達成することができた。また、EVM と帯域内位相振幅特性との相関性を確認し、各チャンネルにおける EVM の差異は、主に帯域内振幅偏差の影響が現れていることがわかった。さらにデジタル補正後の EVM は 4.1% ~ 7.4% となり、デバイスシミュレータとして十分運用可能な値が得られた。但し、今回の評価はアップダウン折り返し測定系での評価のため EVM の劣化原因の切り分けや特定はできておらず、デジタル補正後の EVM が残留 EVM を超えている問題も明らかとなった。従って、今後はこれらの問題の原因を明らかにし、解決していく。

また、今回開発したコンバータは性能重視のため、最適動作点を抑えやすいようコンバータを IF, RF コンバータに分割している。従って、ユーザー側の利便性を向上する目的で、IF, RF コンバータを一体化し、システム全体の小型簡素化をしていくことも課題として挙げられる。

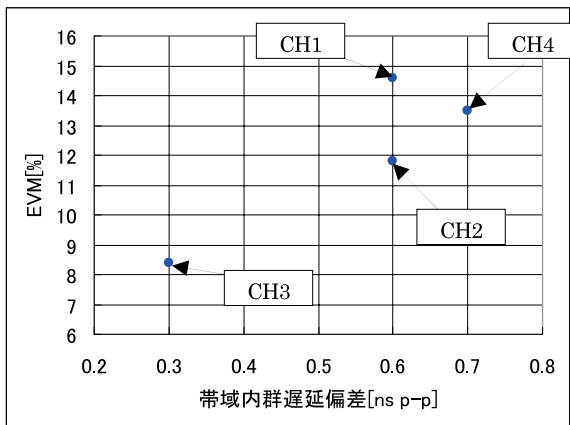


図 20 帯域内群遅延偏差に対する EVM

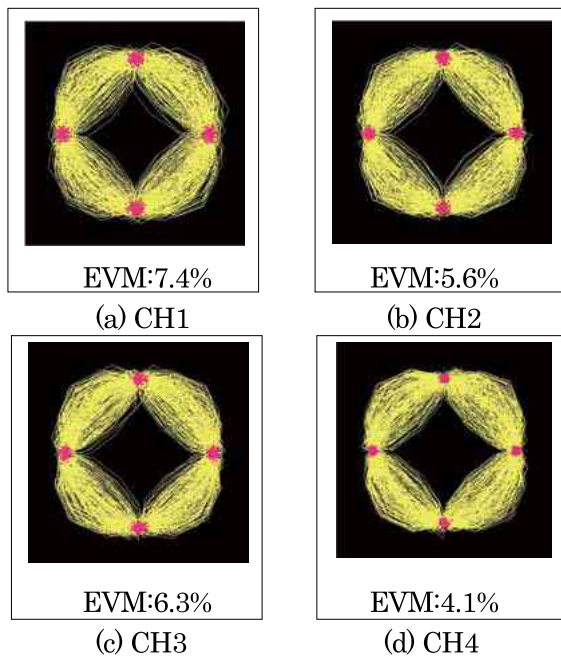


図 21 デジタル補正後のコンスタレーション

6. 参考文献

- [1] 柴垣信彦, “IEEE802.15.3c 対応を目指した 60GHz 帯ミリ波 RF 回路及びモジュール技術 - 60GHz 帯広帯域無線システム-”, 信学会技報, 2009
- [2] 柴垣信彦, “IEEE802.15.3c 対応ハードウェアの設計 - RF-CMOS 設計とモジュール評価技術-”, MWE2009
- [3] 加藤修三, 中瀬博之, 沢田浩和, 佐藤勝善, 原田博司, “ミリ波 (60GHz) システムの標準化 (IEEE802.15.3c) 動向と新しい応用”, 電子情報通信学会技術研究報告. RCS, 無線通信システム, 2008-08-20
- [4] 太田貴之, “60GHz 帯ミリ波通信標準コンフォーマンス試験に向けた周波数変換装置 (IF 部)”, 信学会技報, Dec.2011
- [5] 太田貴之, “60GHz 帯ミリ波通信規格用周波数変換装置 (IF 部)”, 信学総大, B-5-134, 2012
- [6] 濱野聡, “60GHz 帯周波数変換装置における IF 周波数配置の最適化”, 信学ソ大, B-5-101, Sep.2012
- [7] 太田貴之, “60GHz 帯通信用局発信号発生器”, 信学ソ大, B-5-102, Sep.2012
- [8] 日下洋, “60GHz 帯 IEEE802.15.3c 規格コンフォーマンス試験に向けた周波数変換装置”, 信学ソ大, B-5-100, Sep.2012

筆者紹介

東京製作所
技術部
日下 洋



東京製作所
技術部
太田 貴之



東京製作所
技術部
濱野 聡



東京製作所
技術部
鈴江 秀規



東京製作所
技術部
四分一 浩二

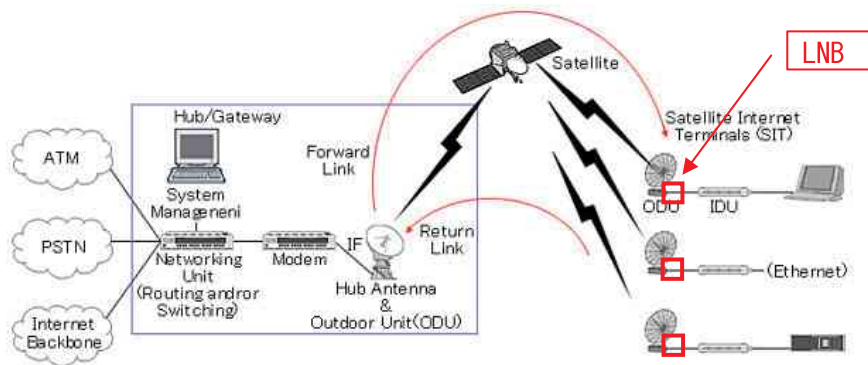


X 帯, Ka 帯小型 LNB

■概要

衛星通信システムは、衛星に向けて送信局から膨大な情報を送信（アップリンク）した後、地球にある受信局に向けて一斉配信（ダウンリンク）する通信システムです。LNBは下図に示すように、衛星通信の地上局用ターミナルのアンテナ部に組み込まれ、衛星からの微弱な電波を受信するために、アンテナ直後で最初に増幅し、信号処理が可能な周波数へ変換する機器です。

衛星通信ネットワーク基本概要



■当社 LNB の展開

現代社会においてグローバルな無線通信は必要不可欠となっており、システムの中で重要な部位である LNB には、高水準の低雑音性能が求められています。当社では、衛星通信に使用される主要周波数帯である C 帯, X 帯, Ku 帯, Ka 帯に適した LNB を含む衛星搭載機器および地上局向け衛星関連機器を開発し、衛星通信市場に提供しています。

なかでも当社 LNB は、より高いレベルで各種要求に適合し、先進的な性能の製品を実現することで、北米市場を中心に採用が進んでいます。VSAT で用いる雑音性能の優れた Ku, Ka 帯 LNB, 民生市場向けとしてローコストが特徴の C 帯 LNB, 位相雑音性能の優れた X 帯 LNB など、利用目的に応じたラインアップを揃えています。

今後、わが国においても、Ku, Ka 帯の政府系および企業内ネットワーク、海上、離島との通信、Ku 帯での災害時の非常用ネットワークなど広範囲な分野での活用が期待されています。

LNB 関連製品

C-Band LNB	Ku-Band LNB	X-Band LNB	Ka-Band LNB

■特 長

本製品は X 帯, Ka 帯 VSAT(超小型衛星地上局:Very Small Aperture Terminal)用の LNB です。LNB には, 装置内部の基準信号により動作する内部基準信号タイプと外部の基準信号により動作する外部基準信号タイプとの 2 種類がありますが, 今年度弊社において開発した外部基準信号タイプの 2 製品を紹介します。いずれの製品も, お客様のニーズに応えるため, 弊社既存品に対し, 大幅な小型・軽量化及び低消費電力化を実現するとともに, 低コスト化を実現しました。

(1) X 帯 PLL LNB (外部基準信号タイプ)

- ①アイソレータのドロップイン化, LNB との集積化により小型・軽量化を達成。
⇒既存品に対し容積 30% 減, 質量 10% 減を実現。
- ②高効率電源回路の採用とバイアス条件の最適化により大幅な消費電力削減を達成。
⇒既存品に対し消費電力 60% 減を実現。

(2) Ka 帯 PLL LNB (外部基準信号タイプ)

- ①回路の集積化, 小型部品の採用により小型・軽量化を達成。
⇒既存品に対し容積 60% 減, 質量 40% 減を実現。
- ②高効率電源回路の採用とバイアス条件の最適化により大幅な消費電力削減を達成。
⇒既存品に対し消費電力 60% 減を実現。

■主要性能

X 帯 PLL LNB (外部基準信号タイプ)

項目	性能
入力周波数	7.25 ~ 7.75GHz
ローカル周波数	6.3GHz
出力周波数	950 ~ 1450MHz
雑音指数	0.7dB typ. @+23°C
総合利得	62dB ± 4dB
位相雑音 (SSB)	-75dBc/Hz max. @1kHz offset
入力 VSWR	1.3 : 1 max
出力 VSWR	2.0 : 1 max
電源電圧	+9 ~ +28VDC
消費電力	3.5W max
形状	(L) 146mm × (W) 70mm × (H) 55mm
質量	800g (approx)
動作温度	-40 ~ +60°C
構造	防水構造 (IP54 準拠)

Ka 帯 PLL LNB (外部基準信号タイプ)

項目	性能
入力周波数	20.2 ~ 21.2GHz
ローカル周波数	19.2GHz
出力周波数	1000 ~ 2000MHz
雑音指数	1.4dB typ. @+23°C
総合利得	60dB ± 4dB
位相雑音 (SSB)	-72dBc/Hz max. @1kHz offset
入力 VSWR	1.4 : 1 max
出力 VSWR	1.8 : 1 max
電源電圧	+9 ~ +28VDC
消費電力	4.0W max
形状	(L) 125mm × (W) 44mm × (H) 44mm
質量	400g (approx)
動作温度	-40 ~ +60°C
構造	防水構造 (IP54 準拠)



X 帯 PLL LNB の外観



Ka 帯 PLL LNB の外観

問い合わせ先

販売事業部

TEL 042-481-8573

誘導加熱装置 特許第 5053332 号

出願 2009 年 6 月 発明者 田内 良男, 石間 勉

■概要

本発明は、それぞれの電源ユニットとそれらに接続される加熱コイルが隣接して設置され相互干渉が起こる場合に、各加熱コイルに安定して出力を供給できる制御方式を提供する誘導加熱装置に関するものである。

■従来技術の課題

各加熱コイル間の相互干渉を防止する方法として、各電源の駆動信号を同期させて、コイル電流を同一周波数にさせる方法が行われている。

従来は、マスター機となる電源ユニットとスレーブ機を含めた全部の電源ユニットの共振コンデンサを同一にできないため、すべてのユニットを共通化することができなかった。

また、負荷（加熱コイルと被加熱物）の変動に対して共振周波数が変動した場合に、電流の位相差が発生して、出力ダウンとなったり電源内部のインバータ回路の位相差からトランジスタ損失が大きくなったり、場合によってはトランジスタの破壊につながっていた。

■発明の手段と効果

本発明の構成例を図 1 に示す。それぞれの電源ユニットのインバータ回路から高周波交流電流の位相を検出し、共振周波数より高い周波数をスタート点として周波数スイープを開始し、最初に共振点または共振点近傍に到達するユニットを自動選択してこのユニットをマスター機として、その他のユニットは、このマスター機からスレーブ機として駆動するようにしたものである。したがってマスター機とスレーブ機は固定せずに、負荷の状態でもマスター機が選択される。

本発明により、誘導加熱装置に用いるすべての電源ユニットを共通化することが可能になり、かつスレーブ動作する電源ユニットのインバータ回路のトランジスタ損失を増大させることなく、トランジスタ破壊を排除し、さらに、スレーブ動作

するインバータ回路の出力バラツキを抑制することが可能になった。

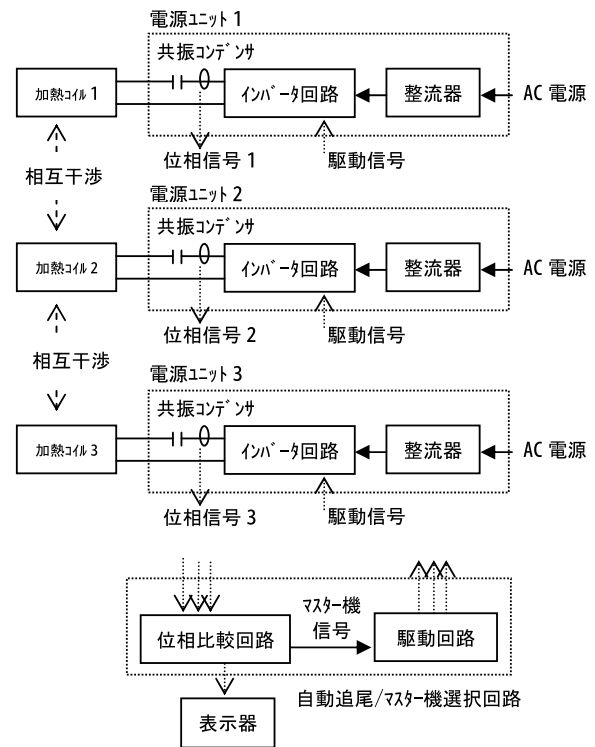


図 1 本発明の構成図

特許紹介

無線通信システム及び無線信号合成方法 特許第 5178151 号

出願 2007 年 11 月 発明者 岩倉 章次, 谷川 大祐, 福家 裕 (株式会社 NTT ドコモ殿と共同出願)

■概要

本発明は、所定間隔で設置された複数のアンテナで受信した高周波の無線信号に対してそれぞれデジタル処理を施し、合成した後に、もとの周波数の無線信号に変換する無線通信システム及び無線信号合成方法に関するものである。

■従来技術の課題

従来の複数アンテナで受信する無線通信システムは、主たる回路がアナログ回路で構成されており、複数系統の無線信号を増幅した後、それぞれアナログ伝送によって電力合成器に送り、電力合成器においても、無線信号の合成をアナログ手段により行っていた。

電力合成をアナログ手段により行くと、無線信号を合成する受信系統数に応じて電力合成器の回路規模が大きくなり、合成の際の電力損失が増加するという問題があった。また、複数のアンテナが距離を隔てた場所に配置された場合に、電力合成器までの距離に応じて電力損失が生じるという問題もあった。

■発明の手段と効果

本発明を適用した無線通信システム構成図を図 1 に示す。本発明の無線通信システムは、複数系統で受信された無線信号をデジタルデータに変換することにより、デジタル合成回路までの距離に応じた電力損失の問題を解消することができる。また、各受信系統での平均振幅を一定に制御したときの利得制御データを合成し、これをデジタルデータから変換された無線信号の振幅（利得）制御にも使うようにしたので、システム利得を安定化することができる。

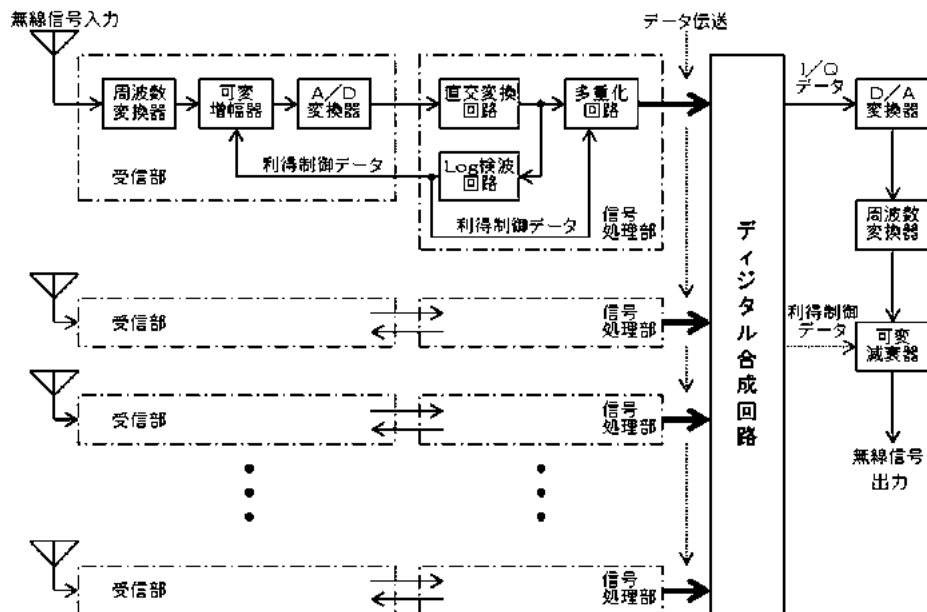


図 1 本発明を適用した無線通信システム構成図

特許登録紹介

(2012年4月～2013年3月登録分)

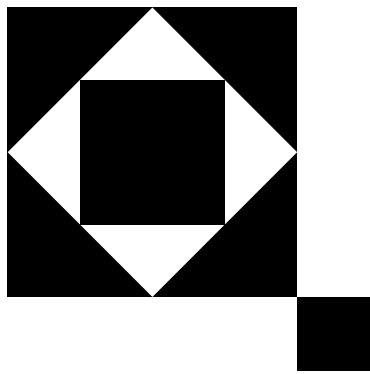
登録番号	発明の名称	発明の概要		備考
5068583	遮蔽板の取り付け構造	発明の利用分野	遮蔽板を用いた防犯レーダ機器	
		従来技術の課題	レーダ機器のアンテナ用遮蔽板を不適切な位置に設置してしまった場合、改めて遮蔽板の位置決め作業をし土台造りからやり直す必要があり、時間及びコストの無駄を発生させていた。	
		発明の手段と効果	遮蔽板を支える構造を専用金具などを利用し支える構造としたことで、土台の作り直しがなく遮蔽板の設置位置を容易に調整することができるようになった。この構造で時間及びコストの低減を図ることを可能とした。	
5090196	高周波誘導加熱装置	発明の利用分野	誘導加熱装置	
		従来技術の課題	それぞれ別々の電源から複数の誘導加熱コイルを隣接して配置した場合に、コイル間の相互干渉が起り安定した制御が出来ないため、従来技術では、それぞれの加熱コイルに直列に干渉防止用の逆結合トランスを設けて、コイルの干渉を打ち消す対策を行っていた。通常、加熱コイルに流れる電流は非常に大きいため逆結合トランスの電力損失が大きくなる。またこの対策は機器の大型化やコストアップの要因となっていた。	
		発明の手段と効果	誘導加熱用電源のインバータ回路と加熱コイル間には電流増幅用のマッチングトランスが設置されている。逆結合トランスをマッチングトランスの一次側に配置させることにより、高周波電流の損失を抑えることができ、加熱コイルに大きな高周波電流を給電するときにも装置の大型化を抑制することができ、しかも安定した高周波電源の動作および制御が可能となった。	

登録番号	発明の名称	発明の概要		備考
5161034	多層プリント基板における同軸コネクタの接続構造および接続方法	発明の利用分野	マイクロストリップ線路が形成された多層プリント基板と同軸コネクタの接続を要する高周波機器	
		従来技術の課題	同軸コネクタと接続されるマイクロストリップ線路における接続部が容量性をもって形成された多層プリント基板と同軸コネクタとの接続において、これまではインピーダンスの整合を取るためにマイクロストリップ線路の接続部の容量性を相殺するような誘導性をもった部品を実装することによりインピーダンスの整合をとっていた。これが部品点数の増加につながり製品の小型化の障害となっていた。 さらに誘導性部品のばらつき等により定数変更や実装位置の変更などの個別調整が必要となり、生産工程における作業工程が増えコストアップの要因となっていた。	
		発明の手段と効果	同軸コネクタが差し込まれる多層プリント基板の側面部に切り欠き部を設け、中心導体における切り欠き部上に位置する部分に所望の誘導性をもたせることで誘導性をもった部品を実装することなくインピーダンスの整合をとることを可能とした。	
5161058	サーキュレータ用フェライト接着治具	発明の利用分野	マイクロ波機器用サーキュレータの製造治具	
		従来技術の課題	サーキュレータにおいて導波管口径内部のフェライト接着をする際、スペースの制約や作業性が悪いことによる接着作業時間の増加および接着剤膜厚の不均一などの課題があった。 またフェライト接着において、天・地2面での位置決めおよび接着時の硬化保持機能が備わった接着治具は存在しなかった。	
		発明の手段と効果	毎回同じポイントでサーキュレータのフェライトの位置決めができるようにガイド付のロッド構造を採用し治具を作成した。このロッドは天・地2面を同時にフェライトセッティングすると共に、接着硬化時(2面同時)圧力保持(膜厚管理)ができるよう、クサビ型のシャフト構造としフェライトに一定力が加わるようになっており膜厚の安定した接着を可能とした。	
5053332	誘導加熱装置	別掲		
5043134	導波管接続方法	発明の利用分野	導波管接続方法	
		従来技術の課題	導波管引き回しにおいてベンド類を使用するが、製作に辺り大きさや長さの制約があることや複数のベンドを使用することによる電気性能の劣化があった。	
		発明の手段と効果	ベンドの変わりに共振器を用いることによって省スペース化及び電気性能の劣化を防ぐことを可能にした。	

登録番号	発明の名称	発明の概要		備考
5214038	プリント配線板及びその製造方法	発明の利用分野	表裏にそれぞれ導体パターンを構成するプリント配線板	
		従来技術の課題	耐久性を確保するために、表裏の導体パターンの端部を基板の端面の手前の位置で終端させる構造をとらざるを得なかった。 また、マイクロストリップラインを構成するプリント配線板は、ストリップ導体パターンの端子部と同軸コネクタとの接続部で生じる電力損失が大きくなり、伝送損失の増大を招いていた。	
		発明の手段と効果	基板の表裏両面の導体パターンを形成する金属よりもイオン化傾向が小さい金属からなる防食メッキ層により被覆することにより導体パターンを基板の端面と同じ位置に配置することが必要とされる場合に、耐久性を犠牲にすることなく、その仕様を満足したプリント配線板を得ることを可能とした。	
5178151	無線通信システム及び無線信号合成方法		別掲	株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ殿との共同出願
5075101	干渉信号抑圧方法及び装置、リピータ装置	発明の利用分野	無線通信伝送路におけるリピータ装置など	KDDI 株式会社殿との共同出願
		従来技術の課題	受信信号に複数の干渉信号が混入している場合、遅延時間を検出する際に誤差が生じた。例えば、真に抑圧したい干渉信号の近傍に、相関演算の結果に影響を与える他の干渉信号が存在する場合、真に抑圧したい干渉信号の遅延時間の検出結果に誤差が生じていた。そのため、干渉信号の抑圧精度が劣化し、場合によってはリピータ装置の発振が生じていた。	
		発明の手段と効果	抑圧係数が最大となるときの遅延時間を検出し、この検出した遅延時間で抑圧信号を受信信号に加算するので、干渉信号を抑圧する際の遅延時間の検出精度を高めることを可能とした。 また、そのための専用の電子回路を付加する必要がないので、回路規模を増やすことない。 なお、抑圧係数とは干渉信号を抑圧した状態で、抑圧信号の遅延時間を遅延時間候補の前後にわたって変化させ、これにより変化する相関演算の結果に重み付けをして累積加算した値とする。	

登録番号	発明の名称	発明の概要		備考
5154389	リピータ装置及び干渉信号抑圧方法	発明の利用分野	無線通信伝送路におけるリピータ装置など	KDDI 株式会社殿との共同出願
		従来技術の課題	干渉信号の遅延時間を検出するために、遅延リファレンス信号の遅延時間を1ステップずつ変化させ、変化させる毎に相関演算を行っていたため、全ての相関演算を終了するまでに多大な時間を要していた。この時間を短縮するために遅延時間の1ステップの間隔を長くすると検出精度が劣化していた。	
		発明の手段と効果	それぞれ遅延時間が異なる複数の遅延リファレンス信号と干渉信号が混入した受信信号との相関演算値の算出がすべての遅延リファレンス信号について並行して行われるので、干渉信号に適合する遅延リファレンス信号を特定するまでの時間が1ステップの遅延時間だけで完了する。これにより干渉信号に相当する遅延リファレンス信号の振幅、位相、遅延時間を表す遅延プロファイルの作成が速くなり、検出速度を上げるために遅延時間の1ステップの間隔を長くする必要もないことから、検出精度の劣化も抑制することを可能とした。	
5154390	リピータ装置及び干渉信号抑圧方法	発明の利用分野	無線通信伝送路におけるリピータ装置など	KDDI 株式会社殿との共同出願
		従来技術の課題	遅延プロファイルを作成する際に、リピータ装置が受信する信号に、所望信号自体の遅延プロファイルが加算されており、遅延プロファイルから干渉信号を検出する精度を高めることができなかった。	
		発明の手段と効果	送信信号の放射を停止した状態で作成した第1遅延プロファイルと、送信信号を放射した状態で作成した第2遅延プロファイルとの差分に基づいて最終遅延プロファイルを作成し、この最終遅延プロファイルに基づいて、受信信号と加算する抑圧信号を生成するので、干渉信号を精度良く検出し、より有効に干渉信号を抑圧することを可能とした。	

登録番号	発明の名称	発明の概要		備考
5075102	リピータ装置、 干渉信号抑圧装 置及び方法	発明の 利用分野	無線通信伝送路におけるリピータ装置など	KDDI 株式 会社殿との 共同出願
		従来技術の 課題	群遅延偏差が大きく発生し、信号成分の波形歪みが増加すると、受信信号と回り込み干渉信号となる増幅器の出力信号との間に時間的にズレが生じた。そのため単に検出した干渉信号近傍で2つ以上の抑圧信号を生成するだけでは、干渉信号を抑圧しきれない場合があった。この抑圧しきれない残差成分が大きくなるとリピータ装置で中継することが不可能であった。	
		発明の 手段と効果	受信信号と同じ信号成分を含むリファレンス信号に遅延器で複数種類の遅延時間を生じさせた遅延リファレンス信号と、デジタル変換された受信信号とを相関積分器に入力し、両者の相関が最も高くなる遅延リファレンス信号を干渉信号に相当する信号として、その出現時点を特定するため、干渉信号の通過経路に介在するアナログ回路により波形歪みの発生により群遅延偏差が生じ、干渉信号の検出時点に変動幅が生じる可能性があっても、干渉信号を確実に抑圧することを可能とした。	
米国特許 No.US 8,193,872 B2	導波管サーキュ レータ	発明の 利用分野	大電力の3分岐形導波管サーキュレータ	
		従来技術の 課題	導波管サーキュレータは使用電力の増大に伴い、フェライトが発熱の上、温度上昇し、またアーキング現象への対策としてフェライト間の間隔をアーキング現象が生じなくなる程度に十分に広げるとフェライト間の浮遊容量が小さくなり比帯域幅が狭くなる。その結果、温度上昇によるフェライトの飽和磁化の低下により反射減衰量やアイソレーションが劣化するというマイクロ波特性の劣化をきたしていた。	
		発明の 手段と効果	アーキング現象対策として、フェライト間の間隔を広げたことにより減少した浮遊容量を補償するように導波管の高さ寸法を拡張することにより、広帯域にインピーダンス整合が出来る。そのためフェライトが発熱して温度上昇しても、アーキング現象が生じることなく、かつマイクロ波特性の劣化が生じさせることがないという優れた性能のサーキュレータを得ることを可能とした。	



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

- ・通信用／レーダ用／エネルギー応用マイクロ波コンポーネント

通信機器

- ・移動体通信基地局用送受信増幅装置
- ・移動体通信用エリア拡張装置
- ・移動体通信基地局周辺機器
- ・移動体通信基地局用収容箱
- ・ミリ波／マイクロ波モジュール
- ・VSAT用機器

電子機器

- ・航法装置試験用シミュレータ
- ・レーダ機器試験用シミュレータ
- ・放射線治療装置用マイクロ波コンポーネント及び発振器

【産業機器】

高周波誘導加熱方式（IH方式）による各種加熱装置及び付帯設備

- ・高周波溶解装置
- ・高周波焼入装置
- ・高周波焼バメ装置
- ・高周波ろう付，半田付装置
- ・薄板加熱装置（磁性・非磁性材対応）
- ・塗装乾燥装置
- ・各種高周波インバータ

島田理化技報編集委員会

委員長 石間 勉
副委員長 黒川 孝
大竹 康紀
委員 卜部平治朗
大竹 正仁
江馬 浩一
高木 聖二
渡邊 信行
四分一浩二
田内 良男
事務局 田中 実
野田幹一郎
堀米 義嗣
大和田達郎

島田理化技報 No.23(無断転載を禁ず)

2013年12月19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)
ホームページ <http://www.spc.co.jp/>

編集兼発行人 島田理化技報編集委員会

印刷所 千葉県市川市塩浜3-12
株式会社 三菱電機ドキュメンテクス
TEL 047-395-6401

