

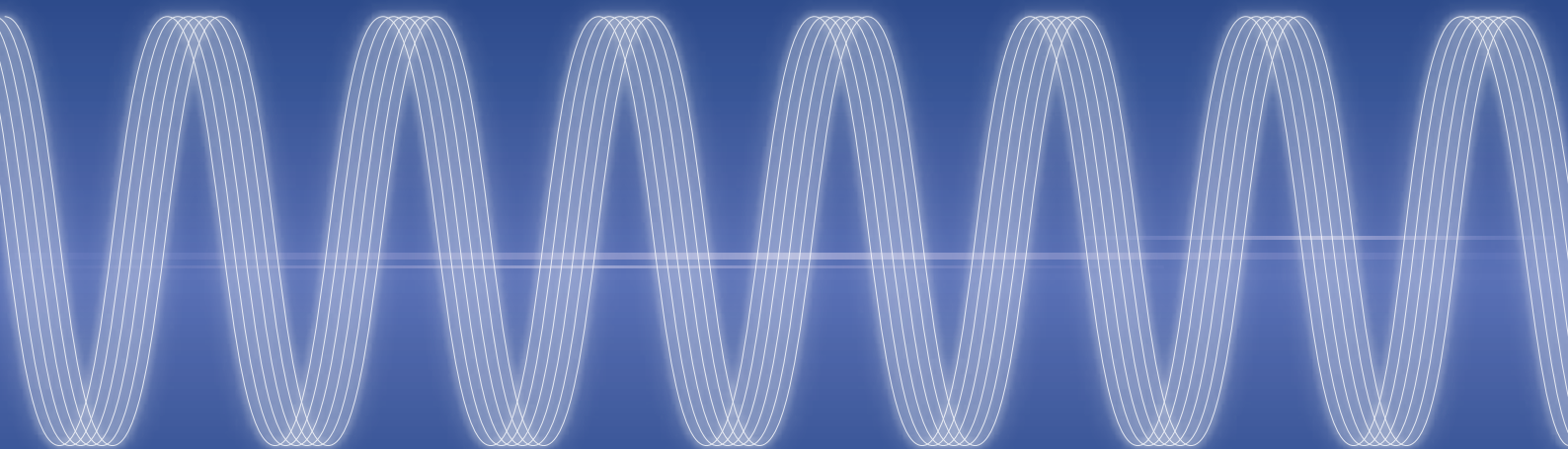
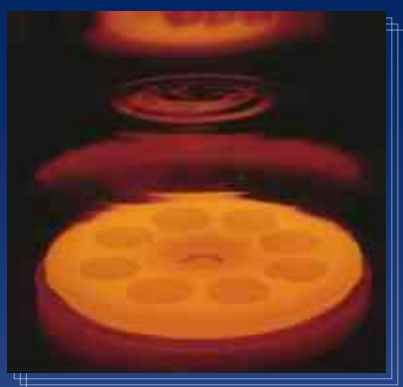
島田理化技報

No.21(2011)

SPC Technical Report

特集

- 省エネに貢献する誘導加熱(IH)技術
- ユニークなミリ波技術の活用を目指して



目 次

■巻頭言

競争力ある製品開発	1
東角 哲雄	

■寄稿

非接触給電とパワーエレクトロニクス技術	2
埼玉大学 教授 阿部 茂	

■特集論文 省エネに貢献する誘導加熱(IH)技術

省電力型IHインバータ	11
守上 浩市 阿部 裕介 田内 良男	

高効率非磁性薄板IH装置	17
鈴木 聡史 岡本 光暁	

非接触給電インバータ	23
松村 琢夫 田内 良男	

■製品紹介

12パルス方式高調波抑制型IH電源	31
対象エリア均一加熱IH電源	32
ハンディー式ろう付け装置	33

■特集論文 ユニークなミリ波技術の活用を目指して

拡大するミリ波技術の応用	37
四分一 浩二 江馬 浩一 榎 敏夫	

当社におけるミリ波技術の取組み	49
高橋 勲 鈴江 秀規 森 智之 山口 浩	

■製品紹介

24/25GHz高密度実装 送受信モジュール	60
60GHz帯 送受信モジュール	61

■特許紹介

電源装置 特許第4134059号	62
リピータ装置 特許第4568360号	63

■特許登録紹介	65
---------------	----

競争力ある製品開発

代表取締役社長
東角 哲雄
Tetsuo TOHKAKU



私が技術者の駆け出しの頃、上司から『開発者は機能性能だけでなく物づくりにも妥協しないこと』という言葉に心を留めて製品開発をするよう言われましたが、当時は機能性能を満足させるため開発に専念したことを思い出します。その後、製造現場、品質、コストなども考慮して開発することの大切さを認識しました。これらからも当社の製品がお客様にご満足いただけるためには、競争力ある製品開発を一層進める必要があります。

日本は高度成長期、バブル期とその崩壊、そして低成長時代へと変遷し、社会からの要求の変化に応えるべき技術の改善変革を成し遂げてきました。当社もその時代時代において競争力に磨きをかけ、全力で取り組んできました。しかし、最近では特に技術開発のスピード、急激なグローバル化と円高、社会からの要求の変化など、製品開発と競争力を根底から見直さねばなりません。

当社は電子通信インフラと生産システムのユニット、コンポーネントを開発生産していますが、これらの技術と製品は戦後日本の発展と共に歩んできました。製品の種類、用途の変化はありますが、『WAVE』の原理原則を元とした研究開発を行い、機能性能の向上・差別化とコスト低減に取り組んで参りました。今後はそれらの財産をベースに新たな機能的価値とお客様の意味的価値を創出して、競争力のある製品を開発する必要があります。これからの社会が求める環境という視点、品質と信頼性という視点、更にはグローバルでの競争という視点など、製品開発に取り組む新たな視点が必要不可欠となってきました。

まずその第一歩として、社会、現場から技術と製品開発を視る。そして最後まで徹底してやり遂げる、失敗を生かす風土作りなど、社員全員に浸透することだと考えています。真の競争力を獲得するための第一歩を、現場から踏み出すことです。

次に『開発者の挑戦』により新たな顧客価値を創造し、小さなブランドを育成し、多くの競争力ある製品開発をすることです。今回の技報では近未来の社会に貢献する技術、新たな価値を創造する技術として、誘導加熱（IH）技術とミリ波技術の二つの技術分野の特集を組み紹介いたします。高周波加熱技術は当社設立からの技術であり、初期の頃の誘電加熱によるミシンを製品化したことから始まりました。その後IHへと展開し、社会の変化と共に進歩して、多くの製品を世に送り出しました。この技報では電気自動車等への非接触給電への応用、非常に難しい薄板加熱技術の研究開発成果について紹介します。また塗装乾燥分野、低消費電力化と多様な且つスピーディな生産への応用に期待しています。次にミリ波デジタル通信機器を他社に先駆け、1990年代半ばに販売しました。その後通信機器の応用、ミリ波フロントエンド機器などを製品化して、現在もコンポーネントを主に開発を進めています。今後家庭内ネットワーク化などのユビキタス社会に欠かすことの出来ない電波帯域であり、製造技術とデバイス等の進歩により急速に応用が広がる分野です。これらの技術開発が真の競争力ある製品に成育し、社会に貢献することを確認しています。

当社は高周波電源技術、マイクロ波・ミリ波の無線技術など当社の技術が絶えずフロントランナーであり続けるとともに、社会とその現場に真正面から向き合い、課題解決型の製品開発を目指す企業でありたいと願っています。この技報には、当社の技術者をはじめ全社員の夢が描かれており、その実現に向けて全力で取り組んでいく所存です。

お客様各位には、当社製品に対するご意見・ご指導を賜り、より品質の高い、ご満足の頂ける製品を開発してまいりますので、今後ともご愛顧賜りますよう宜しくお願い申し上げます。

■寄稿

非接触給電と パワーエレクトロニクス技術

埼玉大学
教授
阿部 茂
Shigeru ABE



1. はじめに

非接触給電の研究を始めて7年になるが、最近のように電気自動車用非接触給電が世の中の関心を集めるようになるとは想像もしなかった。

1997年から2001年にかけて私は三菱電機で機械室レスエレベータの開発に従事した⁽¹⁾。エレベータの歴史の中でも数えるほどの大きな開発であり、大変ではあったがそれだけに製品を出荷できた時の感激はひとしおで、多くの開発者や関係者と共に喜びを味わうことができた。この開発中に将来のエレベータ技術の一つとして非接触給電があることを知った。2004年に埼玉大学に移り、じっくり考える時間ができたので、非接触給電を研究テーマの一つに選んだ。

エレベータの仕事に従事する前は、研究所で21年間研究開発を行っていた。それだけに研究を製品にする苦労は人一倍知っている。まず製品化できた時の市場規模、何年先に製品化できるのか、今まで製品化できなかった理由とそれを今解決できる理由、などについて納得のゆく論理が必要であり、信念を持ってやり遂げる勇気と自信がないと研究開発はうまく行かない。

大学の研究にはさらに戦略が必要である。大学には組織もお金もないからだ。大企業では製品化開発は工場の開発部門が担当し、2年から5年先の先行開発は研究所が担当する。しかし4、5年先の気になる技術すべてに、能力のある人材を貼りつけることはできない。このような技術をしっかりと洞察すれば大学にもチャンスがある。さらに企業が大学に求めるのは、しっかりした理論と世界的な技術動向の把握である。

2. 非接触給電の歩み

非接触給電は Auckland 大の Boys 教授の業績を抜きに語れない。1993年に Boys 等は移動型非接触給電の論文を発表した。Auckland 大の技術に着目し技術提携した日本の D 社と独の W 社はこの技術を製品化し、ビジネスで大きな成功を収めた。非接触給電は、接点が無いので摩耗粉や火花が発生しない。このため埃や水分の多い悪い環境や水中でも給電が可能であり、保守が容易になる特長がある。このためトロリー給電が不向きな、半導体・液晶工場のクリーンルーム内の搬送車や、自動車工場内の天井搬送装置に対して世界的に採用が進んだ。

これ以前にも非接触給電装置を開発した人達はいた。1985年に Lashkari は道路に埋設した給電線から3インチのギャップ長でバスに給電するシステムを発表している。電源には3相460V入力で単相400Hz出力の230kVAのインバータを使用しているが、周波数が低いため現在の非接触給電とはほど遠いものとなった。

Boys 等は共振形インバータを用いて120mの給電線に10kHzの交流を流し、複数の移動体のピックアップで非接触で受電した。結合係数が0.1弱と小さくても、二次側の誘起電圧が大きくなるように、周波数を10kHzに上げ、給電線（一次側）とピックアップ（二次側）に並列に共振コンデンサを入れている（以下PP方式と呼ぶ）。ピックアップの出力には整流後に昇圧チョッパがあり、直流出力電圧の制御の他に給電線からピックアップを電氣的に切り離す重要な役割を持っている。Boys 等が開発に成功した背景には、インバータ技術の急速な進歩と普及があると私は考えている。

Boys 等の論文⁽²⁾には、共振コンデンサの構成法、複数ピックアップのモデル化、インバータの方式などに、まだ研究や改善の余地があると思われた。

3. 非接触給電の理論

非接触給電は基本的にギャップ（空隙）のあるトランスで、図1の移動型と図2の固定型がある。

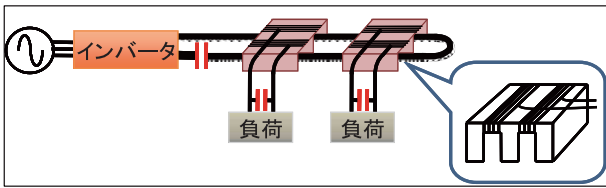


図1 移動型非接触給電

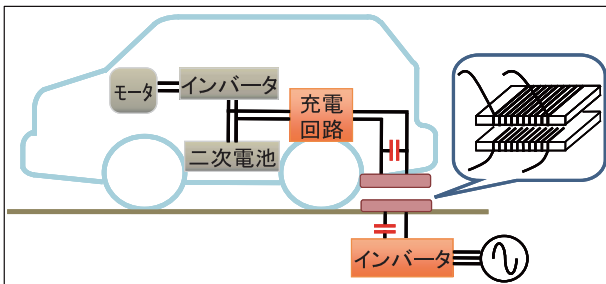


図2 固定型非接触給電

主回路はそれぞれ図3、図4で表され、一次と二次の巻数や受電部の個数が異なるだけで理論的には同じと考えてよい。電源周波数が高いためコアにはフェライトを用い、巻線にはリッツ線（絶縁被覆された細線を束ねた線）を用いる。主な損失はリッツ線で発生する銅損とフェライトで発生する鉄損であるため、これらを小さくすれば給電効率が上がる。

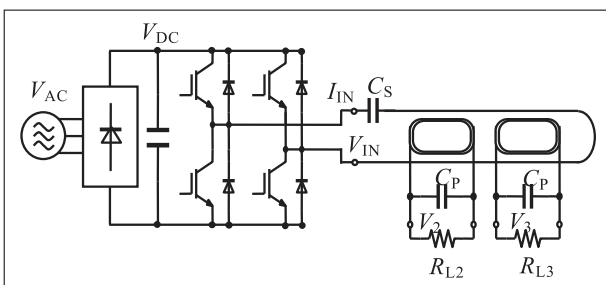


図3 移動型非接触給電の主回路

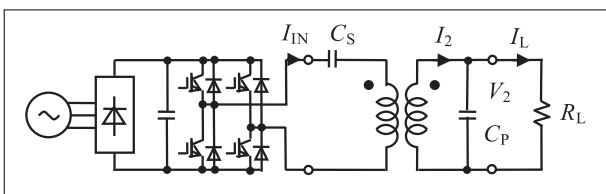


図4 固定型非接触給電の主回路

非接触給電ではPP方式以外にも図5のように様々なコンデンサ配置が提案されていた。これらの特性比較を行うと、一次側に直列コンデンサ C_S を、二次側に並列コンデンサ C_P を配置する方式（以下SP方式と呼ぶ）には、理想変圧器特性があることに気づいた⁽³⁾。またこの特性を利用すれば、インバータの出力力率が1となり、ソフトスイッチングが可能でインバータ効率を最大に、かつインバータ容量(kVA)を最小にできることが分かった。さらにコンデンサ C_S と C_P の値は給電電力に依らず一定でよいこと、インバータを定電圧あるいは定電流で駆動すれば、負荷も定電圧あるいは定電流になることが分かった。特に重要なことは、給電効率の最大値とその時の抵抗負荷の値（給電電力を表す）がトランス定数のみの簡単な式で表され、非接触給電トランスの設計が容易になることである。学会でこれらの成果を発表するといくつかの企業の方が関心を示して下さった。現在では、磁界解析を併用して、目標仕様の非接触給電トランスが数回の試作で製作できるようになっている。磁界解析を行えば、トランス等価回路のインダクタンスの値は高精度で求まる。しかし巻線抵抗や鉄損を示す抵抗の値は、トランスを試作して実測しないと精度がでないため、数回の試行錯誤が必要なのである。

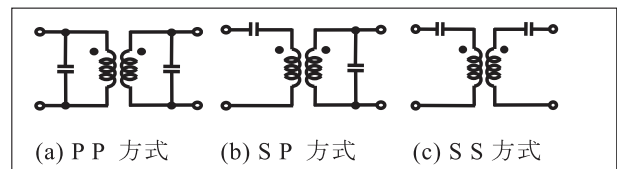


図5 コンデンサ配置 S: Series, P: Parallel

図3のSP方式の回路で、移動型非接触給電の複数受電部（ピックアップ）のモデル化を行ったところ、図6の等価回路で表されることが分かった。受電部は図1のように給電線に対し並列に置くのであるが電気的には図6のように直列になる。この結果ある受電部が軽負荷になると、これは抵抗負荷 R_{Li} の値が大きくなることに相当し、インバータの出力電圧 V_{IN} が一定の場合、他の受電部に電力を送れなくなる。Boys等は二次側の昇圧チョッパを短絡すれば、抵抗負荷 R_{Li} の両端を短絡することと等価になり、電気的に軽負荷の受電部を給電線から切り離せることを明らかにした。これは実用上重要な発明であった。図6の等価回路を用いれば、

この軽負荷問題が容易に理解できる他、移動型非接触給電の給電効率の最大値とその時の抵抗負荷の値も求めることができる。

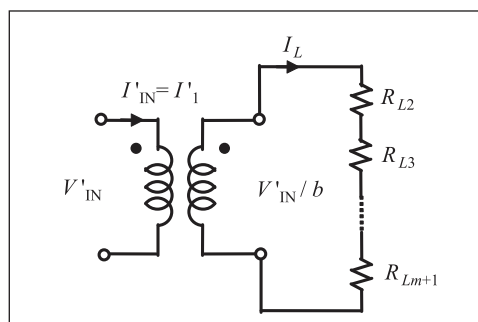


図6 移動型非接触給電の等価回路

4. 電気自動車用非接触給電

2007年から図2に示す電気自動車用（以下EV用と記す）非接触給電の研究開発を始めた。当時、Auckland大は移動型非接触給電の次の重要な応用分野として、EV用に注目していた。彼らの技術を用いた独のW社が円形コイルを用いる非接触給電装置を販売し、日本ではS社等がNEDOの支援を得てこれを改良した同じ方式の装置を開発していた。自動車ではギャップ長が100mm程度必要なため、直径が800mm以上と非常に大きく、バスには適用できても乗用車には大きすぎた。また給電時の位置ずれ許容量も小さく、欧州では図7のようにタイヤを路肩に擦らせて位置決めをしていた。

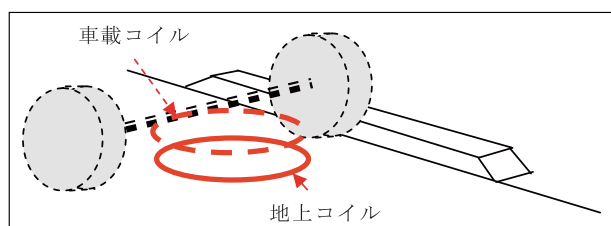


図7 欧州バスの左右位置決め

EV用非接触給電装置の開発課題をまとめたのが表1である。ギャップ長は、車の最低地上高が約150mmなので、図2のように地上トランスを地表に置く場合は、50mm～100mmでよいが、地中に埋設する場合は150mm以上必要となる。ギャップ長を小さくすればトランスを小型軽量、高効率、安価にでき、漏洩磁束も少なくなる。次に駐車を楽にするには位置ずれに強いことが必要である。タイヤ止めを用いれば前後方向の位置ずれは小さ

くできるが、左右方向は±150mmを許容する必要がある。さらに車載トランスは平面寸法が400mm×400mm以下でないと乗用車には取り付けにくい。給電効率はトランス部で90%～95%必要である。効率が悪いと発熱も問題となる。

表1 EV用非接触給電装置の開発課題

- | |
|--|
| (1) 大きなギャップ長 50mm～200mm |
| (2) 大きな位置ずれ許容量
(左右方向 ±150mm) |
| (3) 車載トランスは小型軽量
(平面寸法 400mm × 400mm 以下) |
| (4) 高いトランス効率 90%～95% |
| (5) 漏洩磁束の安全性 |
| (6) ギャップ中の金属異物対策 |
| (7) 安価 |

Auckland大の流れをくむ円形コイル方式ではEV用は困難と考え、小型化可能で位置ずれに強いトランス構造はないか検討した。円形コイル方式（図8(b)）は円形の薄いフェライト板の片側にパンケーキコイルを配置した送電トランス（地上トランス）と、同じ構造の受電トランス（車載トランス）を用いる。これを円形コア片側巻方式と呼ぶ。これに対して角形コアの周りにコイルを巻き回す方式（角形コア両側巻方式（図8(a)）と呼ぶ）を考えた⁽⁴⁾。リニア誘導電動機には片側巻と両側巻の二種類があること、変圧器に内鉄形と外鉄形があることなどがヒントとなった。図8から分かるように角形両側巻方式は磁界構造からコアの寸法を半分に縮小できるのであるが、背面に磁束が存在し、車両取付の問題と低い結合係数の問題があった。超電導磁気浮上では地上導体板（今はコイルを用いる）が鏡のように磁力線を反射することを思い出し、アルミ板を背面に置けばこれらの問題は解決すると考えた。アルミ板を流れる渦電流による効率低下が心配であったが、実験してみると給電効率の低下は1%強で問題ないことが分かった。IH調理器でアルミ鍋は加熱できずに困るのが、逆に利点となった。

角形コア両側巻方式には、小型化可能に加え、磁極の長手方向の位置ずれ許容量が大きくなる特長がある。図9は位置ずれ時の両方式の磁界分布を示したものである。図9(b)の円形片側巻では、地上の一次コイルに対して車載の二次コイルが真上の(a)の位置から(b)の位置にずれると、二次コイ

ルを鎖交する磁力線の方向が反転する。つまりこの中間の位置で二次コイルを鎖交する磁束がゼロとなり（結合係数 $k=0$ ）、全く電力を送れなくなる。このため円形片側巻では位置ずれ許容量の約4倍の直径が必要となる。これに対して図9(a)の角形両側巻では、 y 方向（磁極の長手方向、左右方向）に関しては位置ずれが大きくなっても鎖交磁束は減りこそすれゼロにはならない。角形両側巻では磁極の長さは位置ずれ許容量の約2倍あればよい。但し、 x 方向（前後方向）に対しては円形片側巻と同じ特性となる。

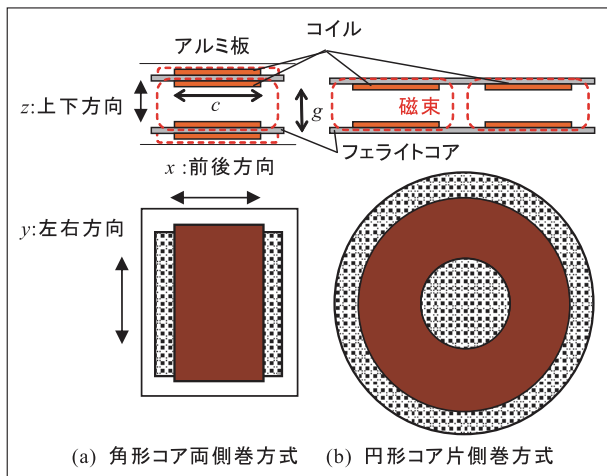


図8 角形コア両側巻方式と円形コア片側巻方式

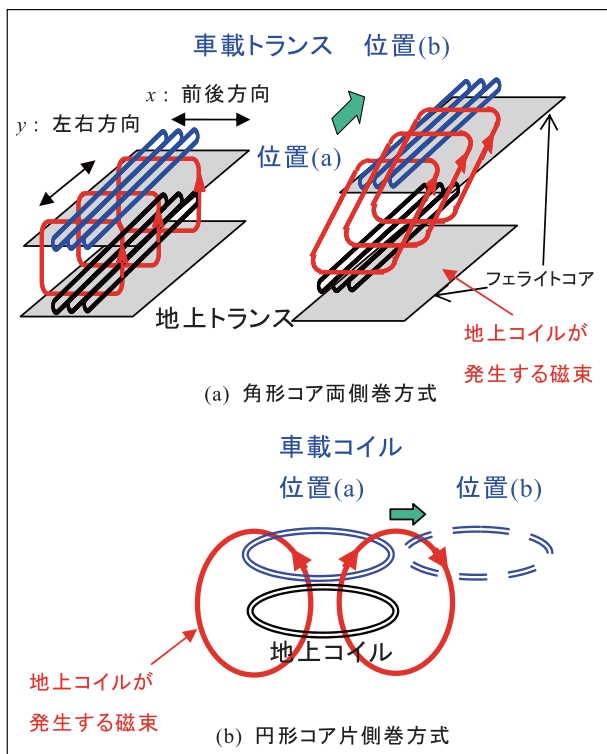


図9 車載コイルの位置による鎖交磁束の相違

自動車ではタイヤ止めを用いれば前後方向の位置ずれは十分小さくできるので、角形両側巻の磁極方向（ y 方向）を自動車の左右方向に合わせれば、左右の位置ずれに強い装置を実現できる。

EV用ではさらに高効率化と軽量化も重要である。IH調理器を分解すると棒状のフェライトが放射状に入れてある。そこで図10のように角形コアをすのこ形コアに変えてみた。さらにすのこ形より巻線を短くできるH型コアを考えた⁽⁵⁾。磁界分布は2つの磁極の大きさ・形状と磁極間の距離（図8(a)の c ）で決まり、巻線は同じ起磁力（＝電流×巻数）なら短くして抵抗を下げた方が、効率が上がり軽量化できるからである。

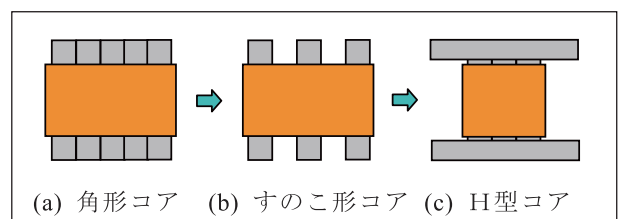


図10 コア形状の改善

図11にH型コア両側巻トランスの写真と構造を示す。このトランスは標準ギャップ長70mmで3kW給電が可能であり、トランスの効率は95%である。左右方向の位置ずれ許容量は ± 150 mm、前後方向は ± 60 mmである。標準ギャップ長を100mmに拡大しても効率が92%に下がる程度である。EV用として実用化可能な性能を有している。

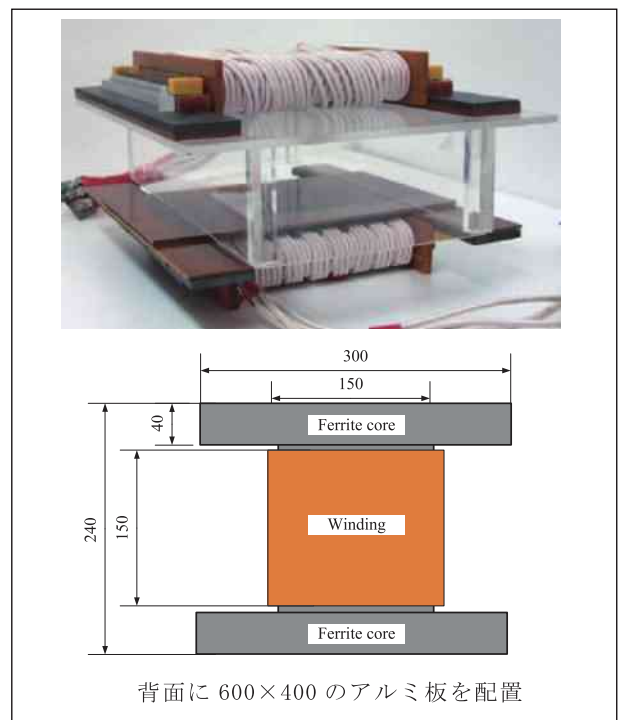


図11 H型コア両側巻トランス

2010 年秋、中国深圳で開催された EVS25 会議 & 展示会で角形コアの論文発表⁽⁶⁾を行ったが、Auckland 大も Flux Pipe と呼ぶ新トランス構造の論文発表を行った⁽⁷⁾。H 型コアと同じ両側巻構造である。図 12 に示すように背面のアルミ板だけでなく巻線を両側からアルミ板で挟む構造となっており、Flux Pipe と呼んでいる。Auckland 大はベンチャー企業 haloIPT 社を設立し、展示会に Flux Pipe の実物展示を行っていた。Boys 教授は今後は円形片側巻ではなく Flux Pipe を採用すると述べていた (図 13)。

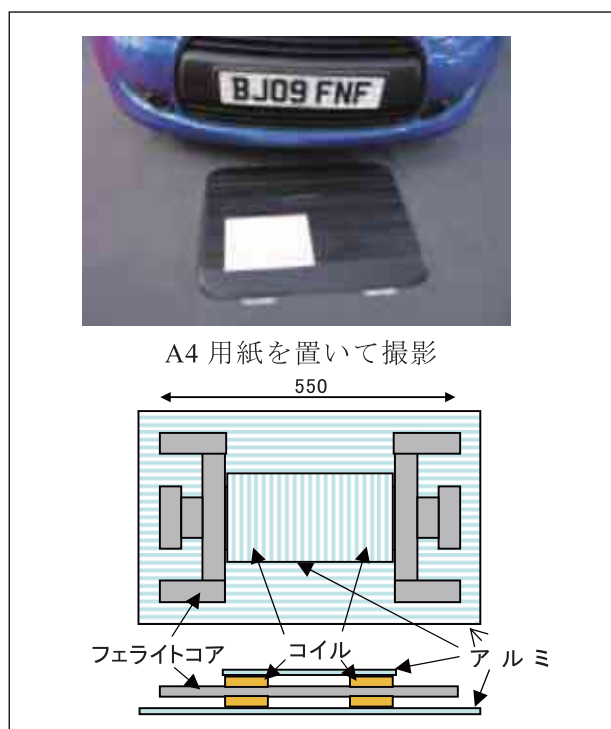


図 12 Flux Pipe トランス構造



図 13 EVS25 で Boys 教授と筆者

2007 年に米の MIT 大の A.Kurs 等が磁気共鳴方式を発表し⁽⁸⁾、非接触給電が家電や情報機器用として大きな注目を集めた。MIT 大もベンチャー企

業 WiTricity 社を設立した。彼らが発表した方式は 10MHz の交流で直径 60cm の空芯コイルに給電し、約 2m 隔てた同形のコイルに 60W の電力を効率 40% で送るものであった (図 14)。電磁誘導方式に比べ、周波数が 3 桁も高く、結合係数 k も 0.01 以下と非常に小さいため、当時は別の技術と考えていた。特に 10MHz の電源や整流器は、製作が難しく高価で効率が悪いと、EV 用には適さないと考えた。さらに追試験を行った人々からは、コイルが数 kV 以上になり放電が起きる問題も指摘されている。

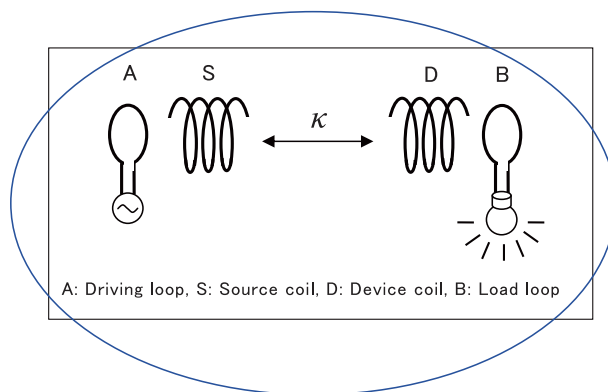


図 14 磁気共鳴方式

2010 年秋から日米の複数の企業が WiTricity と提携し、EV 用非接触給電装置の開発を行うと発表した。WiTricity 社のホームページでは EV 用試作品はギャップ長 200mm で 3.3kW の給電が可能とのことである。WiTricity 社は 250kHz の評価キットも販売しているが、EV 用はこれよりもさらに周波数が低いと言われている。写真を見ると haloIPT 社の装置と良く似ており、WiTricity 社の EV 用は電磁誘導方式に近いと私は考えている。

EV 用に関しては、電磁誘導方式と磁気共鳴方式は周波数領域がオーバーラップしているため、結合係数、コアの有無、共振コンデンサの構成法などから特性の違いを判断する必要がある。今後、両方式はお互いの利点を取り入れて進化してゆくであろう。

5. 非接触給電に不可欠なパワーエレクトロニクス技術

現在のプラグインハイブリッド自動車と電気自動車の充電装置は、ケーブルとコネクタを用いる接触給電方式であり、単相 AC100V 入力で 1.5kW 充電を行う普通充電、単相 AC200V 入力で 3kW 充電を行う倍速充電、三相 AC200V 入力で 20kW ~ 50kW 充電を行う急速充電がある⁽⁹⁾。プラグインハイブリッド自動車は蓄電池の寿命を考慮して、現在は普通充電と倍速充電に限定している。

これらの充電装置の主回路構成を、非接触給電装置の主回路構成と比較したのが図 15 である。この図で接触給電と非接触給電の総合効率を比べてみよう。どちらも車載の蓄電池に充電するためには、充電制御（電圧電流制御）機能と、商用電源と車両間の電氣的絶縁機能が必要となる。急速充電器（図 15 (a)）では地上側に高周波インバータと高周波絶縁トランスと整流器を置き、車と接続する電気ケーブルには直流を流す方式（チャデモ方式）である。普通充電器および倍速充電器（図 15 (b)）では車載の充電器に DC-DC コンバータを用い充電制御機能と絶縁機能を持たせ、電気ケーブルには商用周波数の交流を流す方式である。これに対し非接触充電器（図 15 (c)）も、可変出力電圧の高力率整流器とインバータと非接触トランスと整流器から成り、充電制御機能（可変出力電圧の高力率整流器）と絶縁機能（非接触給電トランス）がある。

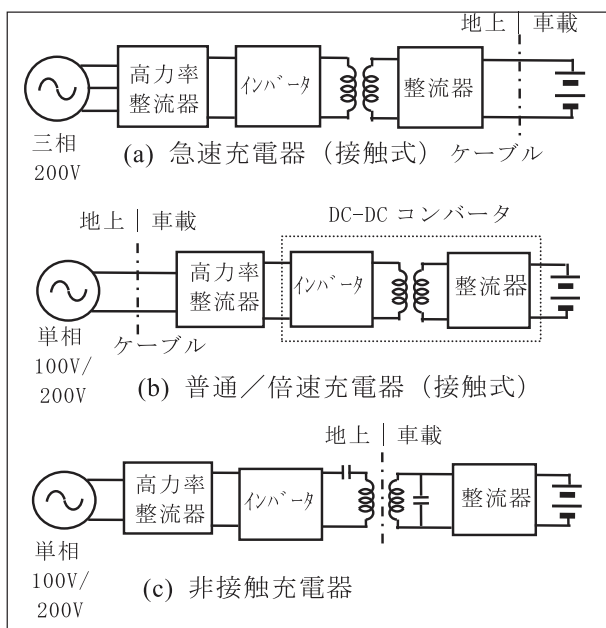


図 15 電気自動車用充電器の構成

接触給電と非接触給電の大きな相違は、絶縁機能を前者はギャップのない高周波絶縁トランスが、後者は大きなギャップ長のある非接触給電トランスが受け持つ点にある。従って総合効率の差はトランス効率の差であり、約 5% と考えられる。接触給電の急速充電器や普通充電器の総合効率（商用電源出力から蓄電池入力までの効率）は 85% ~ 90% であるので、非接触給電の総合効率は 80% ~ 85% と考えられ、両者にさほど大きな差はない。普通充電や倍速充電では非接触給電の方が車載機器が軽量になる可能性もある。

接触給電では図 15 (a) (b) のように普通 / 倍速充電と急速充電の間に互換性がなく、電気ケーブルと接続コネクタは 2 種類必要となる。これに対し非接触給電では両充電間で互換性を持たせることも可能である。我々は EV に急速充電用の受電トランスを設置すれば、地上側は急速充電用と普通 / 倍速充電用の送電トランスのいずれからでも給電可能な方式、また EV の受電トランスが普通 / 倍速充電用であっても、地上側は普通 / 倍速充電用だけでなく急速充電用の送電トランスからでも給電できる方式を開発している。このような共用化はトランス寸法や電源周波数を揃えることで実現できる。

非接触給電では、高力率整流器、インバータ、非接触給電装置、車載整流器の効率をできるだけ上げ、総合効率で接触充電とほぼ同等にしたい。このため高力率整流器にはブリッジレス PFC 回路、インバータにはソフトスイッチングはもとより、ハーフブリッジ回路を、車載整流器も倍電圧整流回路を用いて、総合効率を少しでも上げるように努めている。

以上のように非接触給電は 10kHz ~ 200kHz の高周波数電源技術、特にインバータ技術と共に進歩してきた。パワーデバイス日々進歩しており、SiC による大幅な性能向上も期待できる。非接触給電技術はパワーエレクトロニクス技術の進歩（高性能化、低価格化）と共に、応用分野をさらに拡大してゆくことを確信している。

6. おわりに

EV 用非接触給電の研究を始めて数年経った頃、見学に来られたある会社の開発担当役員の方から「なぜ 1990 年になってから非接触給電が出てきたのですか？それまでなぜなかったのですか？埼玉大学の独自技術は何ですか？」と聞かれたことがある。急なご質問だったので一瞬考え、「高い周波数のインバータが 1980 年代終わり頃から一般に使えるようになったからだと思います。また我々の独自技術は、一次直列二次並列コンデンサ方式の特長を理論的に明らかにして、最高効率のトランス設計を可能にしたことです。」と答えた。今はさらに独自技術として、「円形片側巻に比べ大幅な小型軽量化と左右方向の位置ずれに強い角形両側巻トランスを創案したこと。」も追加したい。

EV 用非接触給電の研究開発競争は、ニュージーランドから欧州、日本、米国と世界的に拡大しており、標準化競争も始まろうとしている。この分野で日本が世界に貢献できるよう、学生諸君や関係の皆様と共に全力で取り組んでいる。

本稿では私の経験や考えを中心に、非接触給電の歩みから開発競争の現況まで紹介したが、読者の方々が非接触給電に興味や関心を持って下さるきっかけになればと願っている。

最後に 4 章で紹介した我々の研究は、NEDO（新エネルギー・産業技術開発機構）「省エネルギー革新技術開発事業」の支援を受けて実施したものであり、関係各位に深く感謝致します。

参考文献

- (1) 阿部：“機械室レスエレベータ”，電気学会誌，Vol.127, No.2, pp.174-180, 2007.
- (2) A.W.Green and J.T.Boys：“10kHz inductively coupled power transfer-concept and control”，*IEE PEVD*, No.399, pp.694-699, 1994.
- (3) 阿部，金子裕良：“非接触給電技術”，電気学会誌，Vol.128, No.12, pp.796-799, 2008.
- (4) 岩田，江原，金子，阿部，保田，：“電気自動車用非接触給電装置のトランス巻線方式による特性比較”，電学半導体電力変換研究会資料，SPC-09-39, pp.109-114, 2009.
- (5) 千明，長塚，金子，阿部，保田，鈴木：“新コア構造による電気自動車用非接触給電装置トランスの小型軽量化”，電学半導体電力変換研究会資料，SPC-11-48, pp.139-144, 2011.
- (6) Y.Nagatsuka, S.Noguchi, Y.Kaneko, S.Abe, T.Yasuda, K.Ida, A.Suzuki, and R.Yamanouchi：“Contactless Power Transfer System for Electric Vehicle Battery Charger”，Proc. of EVS-25, Shenzhen China, 2010.
- (7) G.A.Covic, J.T.Boys, M.Budhia and C.-Y.Huang：“Electric Vehicles -Personal transportation for the future”，Proc. of EVS-25, Shenzhen China, 2010.
- (8) A.Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J.D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljačić：“Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,” *Science*, 317, pp. 83-86, 2007.
- (9) “自動車技術ハンドブック⑩設計（EV・ハイブリッド）編”，自動車技術会，pp.322-336, 2011.

【特集論文】

省エネに貢献する誘導加熱（IH）技術

省電力型 IH インバータ

守上 浩市
Koichi MORIGAMI

阿部 裕介
Yusuke ABE

田内 良男
Yoshio TANAI

近年は地球環境への配慮，電力供給の逼迫などから，電気機器には「高効率」，「省エネルギー」，「省スペース」などが求められている。電源装置の小型・高効率化は機器の効率化を図る上で非常に重要な要素であり，当社の誘導加熱用インバータ（以下インバータと記す）はその目的に沿って進歩してきた。特に変換効率においてはパワー半導体や回路技術の向上に伴い，格段に向上し，小型化に貢献している。

誘導加熱（IH^{*}）を用いた熱処理工程は自動車・機械・電気業界から食品に至るまで，様々な分野で利用されてきた。また，従来電気炉やガス炉が利用されてきた分野においても省スペース，省エネルギー等の観点から IH 方式へ転換，採用されている。

^{*} IH：Induction Heating

1. まえがき

当社のインバータは多様な用途に対応するために，幅広い周波数帯域，出力をカバーした製品シリーズとなっている。図 1 に当社インバータのラインナップを示す。

本稿では，当社で開発された ECO 型インバータ，E シリーズを中心に当社インバータの各シリーズを紹介する。

2. ECO 型インバータ（E シリーズ）

まず当社標準インバータである E シリーズについて特長と回路構成，動作原理を紹介する。後述する SBT-E，SFT-E，D シリーズ，EU タイプの基本構成は同じである。

2.1 E シリーズの特長

ECO 型開発以前のインバータでは，三相交流電源を整流するためにサイリスタスタック（SCR）を使用していた。

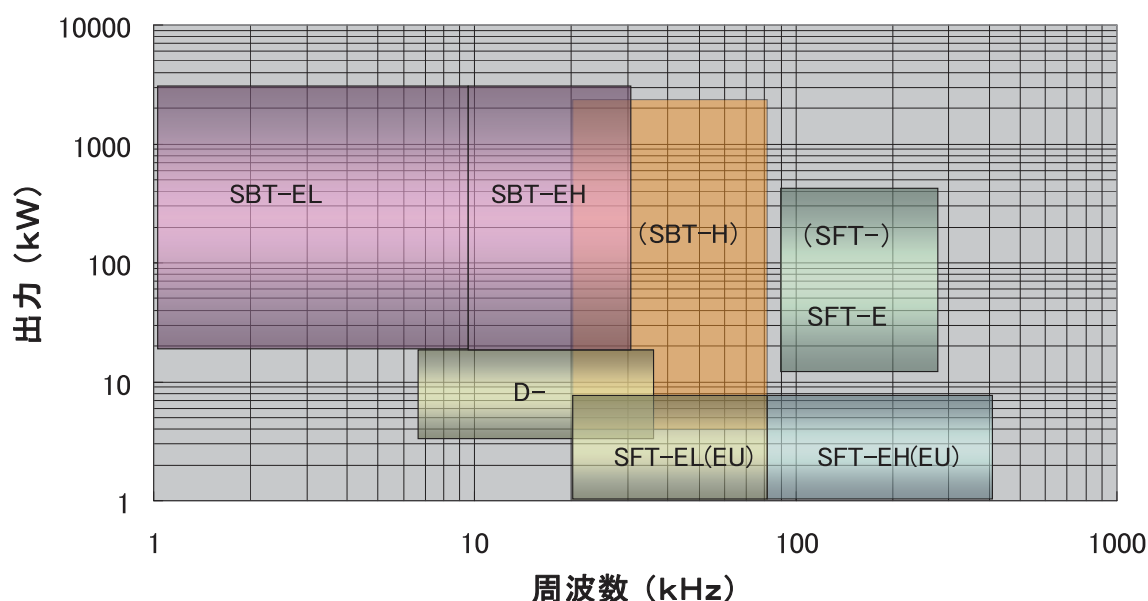


図 1 当社インバータのラインナップ

サイリスタスタックは商用電源のサイン波電圧を制御し、インバータの電力を可変する。ECO型インバータは、インバータ部の高周波電圧と電流位相を制御する位相制御方式（当社呼称 ECO 型制御方式）を採用し、整流部にダイオードスタックを使用している。位相制御方式は従来型の SCR 制御方式に比べ以下の利点がある。ここでサイリスタ（又はダイオード）スタックとはサイリスタモジュールをブリッジ構成したものを指す。

①高速立ち上がり（立ち上がり時間 20ms 以下）

サイリスタスタックを使用した出力制御方式は、商用周波数 50/60Hz でのフィードバック制御で、立ち上がり時間は約 200ms が限界であった。位相制御方式は、インバータ部のスイッチング電圧と電流の位相を変位させる高周波でのフィードバック制御で、出力立ち上がり時間は 20ms（従来比約 1/10）と格段に向上し、1s 以下の急速加熱にも対応可能である。

図 2 に ECO 型インバータ（SFT-E シリーズ）と当サイリスタスタック型インバータ（SFT シリーズ）の出力立ち上がり特性の測定データを示す。

②電解コンデンサ不使用のためメンテナンス性向上

サイリスタスタックによる整流では、過大なリップルを平滑するために、大容量の電解コンデンサが必要であった。高リップル除去用の大容量電解コンデンサは、充放電の繰り返し大電流により性能劣化が避けられない部品である。

ECO 型インバータは、ダイオードスタックに

よる整流のため電解コンデンサを使用する必要がない。そのため、定期的なメンテナンスが不要となり、部品寿命による交換作業が格段に少なくなった。その結果、製品レベルでの信頼性が大幅に向上した。

③電源効率 95%以上

サイリスタスタック型インバータは、三相交流電源の電圧と電流の位相ずれの発生により力率が低下し、特に定格出力に対して、出力を絞って使用する場合にその傾向が顕著であった。

ECO 型インバータは整流器にダイオードを使用しているため、定格出力に対して 50% に出力を絞って使用する場合でも力率 90% 以上を維持し、定格出力時では理論上限に近い力率 95% 以上となっている。

④電源高調波の低減

サイリスタスタック型インバータと比較して、ECO 型インバータは商用電源のサイン波を制御しないため、電源入力電流の高調波成分（ひずみ）を大幅に低減している。

また、高調波抑制対策ガイドラインに適合する 12 パルス方式のオプション構成が容易に対応可能である。

表 1 高調波電流発生率（単位：%）

	5 次	7 次	11 次	13 次	15 次
サイリスタスタック型	30.0	13.0	8.4	5.0	4.7
ECO 型	17.5	11.0	4.5	3.0	1.5
12 パルス (オプション)	2.0	1.5	4.5	3.0	0.2

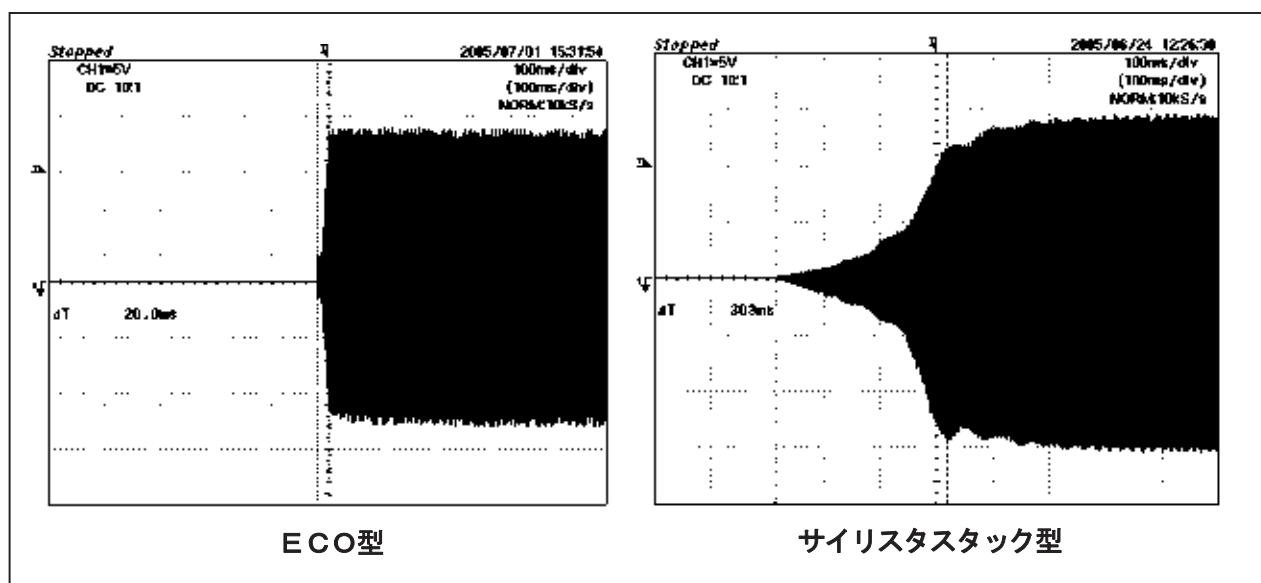


図 2 出力電流立ち上がり時間

2.2 回路構成と動作原理

図 3 に本インバータ系統図を示す。以下、動作原理について概要を説明する。

①主回路系

主回路系は、電源部、インバータ部、高周波回路部で構成される。

まず電源部において三相交流電源入力を、6 個のダイオードをブリッジ接続した三相全波整流器で直流電力に変換する。

次に、直流電力をインバータ部の高周波スイッチングにより高周波電力に変換し、共振部の出力トランス 1 次側に供給する。

そして、出力トランス 2 次側から出力負荷へ高周波電力を供給する。出力トランスはインバータ部と出力負荷との絶縁、およびインピーダンスマッチングの役目をしている。

②制御系

制御部では、主にスイッチング周波数の制御、出力制御信号との比較による定電流制御および、高周波電流検出器からの高周波電流位相（フィードバック信号）によるインバータ部の過負荷検知を行う。

出力負荷は、共振コンデンサ（C）と加熱コイル（L）から成る直列共振回路である。負荷変動による加熱コイルインダクタンス（L）と

高周波抵抗の変化に対して、高周波電流を一定に制御している。高周波電流と高周波電圧の位相を制御することで出力電流を制御する。

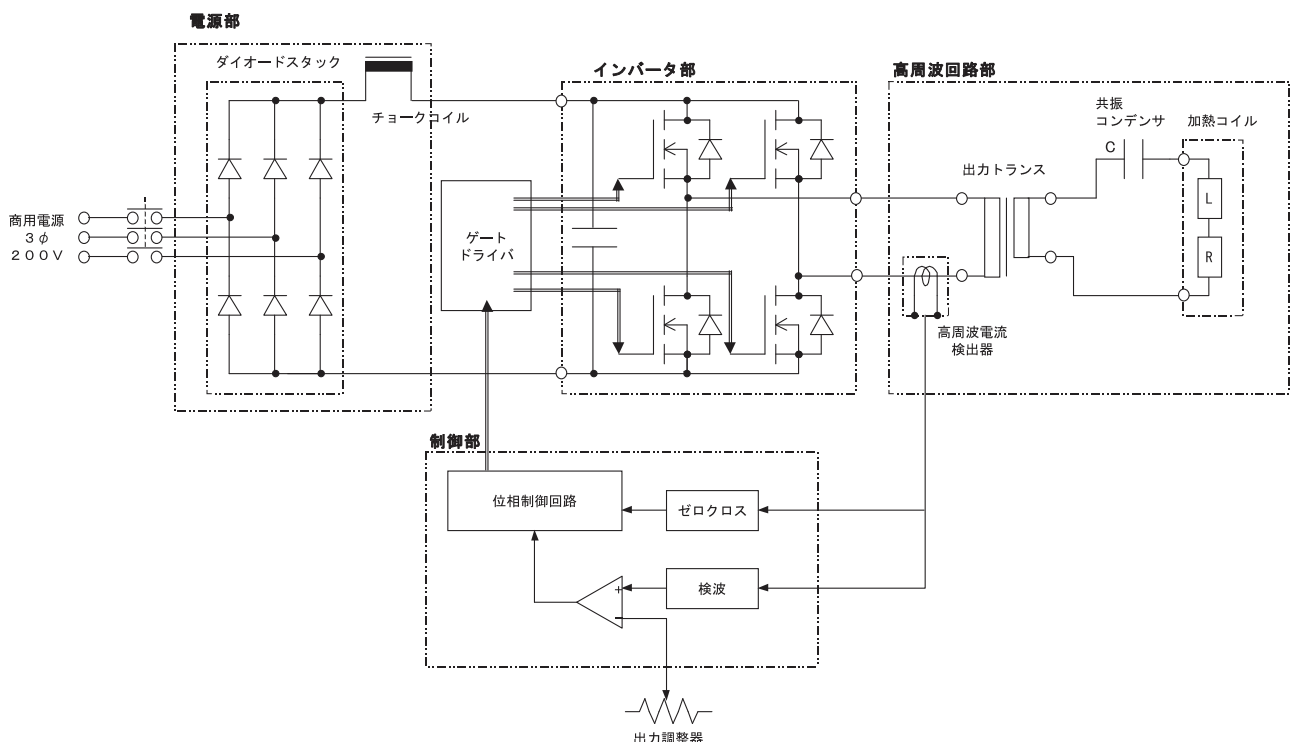


図 3 高周波インバータ系統図

3. 高出力、高速スイッチングインバータ

ここでは高出力化、高速スイッチング化を実現し、IHの幅広い用途に対応した SBT-E シリーズ、SFT-E シリーズを紹介する。

3.1 高出力インバータ (SBT-E シリーズ) ^{(1) (2)}

SBT-E シリーズは交流を直流に変換するコンバータ部にダイオード、直流を交流（高周波）に変換するインバータ部に半導体素子として絶縁ゲートバイポーラトランジスタ（IGBT：Insulated Gate Bipolar Transistor、以下 IGBT と記す）を使用している。

IGBT はサイリスタと比較して、ON 時の損失が少なく、高速スイッチング特性、低飽和電圧特性、絶縁構造といった特長を持っている。スイッチング速度については、電界効果形トランジスタ（FET：Field Effect Transistor、以下 FET と記す）と比較すると遅いが、取扱いが容易、低損失であり、近年では高速スイッチング・大容量のタイプも比較的低価格で市販されるようになった。

SBT-E シリーズは、サイリスタインバータの特長である大容量（～1000kW）、中周波数帯域（～10kHz）をクリアすると共に、周波数帯域を 30kHz まで拡張したものである。

SBT-E シリーズは 20kW ～ 100kW を標準品として販売しているが、出力に合わせてインバータ部 IGBT ユニット数を増設することで定格出力 900kW までの製品実績を持つ。



図 4 SBT-EL900（900kW 型）試験風景

3.2 高速スイッチングインバータ (SFT-E シリーズ) ⁽⁴⁾

SFT-E シリーズは交流を直流に変換するコンバータ部にダイオード、直流を交流（高周波）に変換するインバータ部に半導体素子として FET を使用している。当初、市販の FET モジュールを使用していたが、位相制御方式を用いた高周波帯での高出力化が困難であった。市販の FET モジュールは多種多様向けに仕様設計されているため、高周波かつ高速用途においては必ずしも最適な特性ではなく、周辺回路や取扱い方法を工夫して使用していたが、限界があった。

そこで、専用 FET モジュールの自社開発を行った。開発した FET モジュールは、ディスクリートの FET 素子を基板上に複数個並列接続し、高電力モジュールを構成したものである。

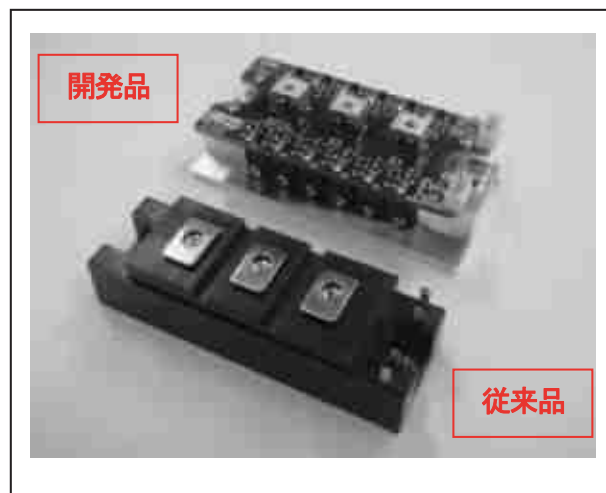


図 5 FET モジュール

大電流を高周波かつ高速でスイッチングするために、

- ・スイッチング動作時における損失（発熱）の低減
- ・スイッチング・サージ電圧の低減
- ・ターンオン / ターンオフ時ノイズによる誤動作の防止

の課題を解決した。特徴は、FET 素子の選定、配線パターン設計、付加回路設計等を使用目的において最適化出来ることにある。

表 2 FET モジュール主要性能

最大定格 (Tch=25℃)

記号	項目	定格値		単位
		開発品	従来品	
V_{DSS}	ドレイン・ソース間電圧	500	500	V
V_{GSS}	ゲート・ソース間電圧	± 20	± 20	V
I_D	ドレイン電流	60	50	A
I_S	ソース電流	60	50	A
P_D	ドレイン損失	210	310	W
T_{ch}	チャネル温度	-40 ~ 150	-40 ~ 150	℃
T_{stg}	保存温度	-40 ~ 125	-40 ~ 125	℃
V_{iso}	絶縁耐力	2500	2500	V
-	重量	250	250	g

電気的特性 (Tch=25℃)

記号	項目	規格値		単位
		開発品	従来品	
$V_{GS(th)}$	ゲート・ソース間しきい値電圧	3	3	V
$R_{DS(on)}$	ドレイン・ソース間オン抵抗	0.15	0.20	Ω
C_{iss}	小信号入力容量	6600	9000	pF
C_{oss}	小信号出力容量	780	2000	pF
C_{rss}	小信号帰還容量	120	700	pF
T_{on}	ターンオン時間	300	500	ns
T_{off}	ターンオフ時間	50	175	ns
V_{SD}	ダイオード順電圧	2.5	2.5	V
t_{rr}	ダイオード逆回復時間	90	120	ns

FET モジュールを自社開発し、最適化することにより、諸問題をクリアし、最大周波数 400kHz、定格出力 100kW を実現し高周波高速インバータにおける高出力化を達成している。



図 6 SFT-E100N 外観
(W850 × D1750 × H1000mm 共振部除く)

4. ユニット型インバータ^{(3) (5)}

装置の小型化、コストダウンが進む中で、IH インバータに対する要求も同様に厳しくなっている。現在当社では、今まで蓄積した技術、ノウハウを結集し、従来製品に比べ超小型高周波電源ユニットを製品開発し、シリーズ化している。ここでは中周波数帯をカバーする D シリーズを紹介する。

4.1 D シリーズ

位相制御方式を採用し、ユーザ対応のマッチング部からインバータ部を分離することで電源ユニットの標準化を実現し、ローコスト化が可能となった。また制御回路のハイブリット IC 化により、基板実装の部品点数削減とともに小型化、信頼性も向上している。小型化、小スペース化の他に、据付け時間の短縮、フィーダロス減少、ノイズ低減に寄与している。用途例として下記に示すようなものがあり、いずれも近年需要が増加している。

- ・貴金属溶解用るつぼ加熱電源
- ・マグネシウム射出成形機用ノズル加熱電源
- ・金型加熱用電源

図 7 にマグネシウム射出成形機用ノズル加熱電源の外観を示す。従来電源と比較して小型化したため、装置に隣接することが可能となった。



図 7 マグネシウム射出成形機用ノズル加熱電源
外観 (W250 × D700 × H1050mm)

5. むすび

以上、当社インバータの各シリーズについて概要および特長を説明した。今後は各シリーズのさらなる標準化を予定している。さらに将来的には、近年注目される SiC 半導体素子を使用した超高効率インバータの開発等、時代のニーズに答える製品開発を目指していく。

6. 参考文献

- (1) 寺川 誠一, 木村 隆一: “新型高周波発振器 SBT-E200”, 島田理化技報, No.11 (1999)
- (2) 田内 良男, 塚本 聡, 木村 隆一, 寺川 誠一: “ECO 型真空溶解用 600kW インバータ”, 島田理化技報, No.13 (2002)
- (3) 田内 良男: “超小型「高周波電源ユニット・D シリーズ」”, 島田理化技報, No.15 (2004)
- (4) 村松 護, 栢田 学, 富田 始: “焼入れ用高周波高速インバータ”, 島田理化技報, No.17 (2006)
- (5) 村松 護, 栢田 学, 松村 琢夫, 板谷 隆博, 石間 勉: “ユニット型 I H インバータ”, 島田理化技報, No.19 (2007)

筆者紹介

東京製作所
産業 IH 製造部
守上 浩市



東京製作所
産業 IH 製造部
阿部 裕介



東京製作所
産業 IH 製造部
田内 良男



高効率非磁性薄板 IH 装置

鈴木 聡史
Satoshi SUZUKI

岡本 光暁
Mitsuaki OKAMOTO

1. まえがき

誘導加熱 (IH) * を利用して金属を加熱する場合、被加熱物が磁性材と非磁性材とでは、技術的難易度の点で大きな差があるが、家庭でも良く使われている電磁調理器を例に挙げると、今ではステンレス鍋、アルミ鍋などの非磁性材の加熱ができる調理器具も一般的になってきた。

工業用においても焼鈍、乾燥加熱などの用途をはじめ省スペース化や CO₂ 削減の環境保全の一環として IH を利用した熱処理の需要が高まってきている。

当社でも、IH を利用して非磁性金属薄板 (厚みが 10 μ ~ 1mm 程度) を加熱する技術開発を進めている。本稿では、炉と比較した場合の IH の特長を説明し、一般的な加熱方法の概略、幅方向温度分布の改善を図るいくつかの加熱技術の進展について報告する。

*IH : Induction Heating

2. 薄板加熱での誘導加熱の特長

炉加熱を図 1 に、誘導加熱を図 2 に示す。

誘導加熱は、誘導電流による自己発熱のため、空気を媒体とする熱伝達と放射によって加熱する炉に比べ、昇温時間の短縮と設置面積の削減を図ることができる。炉の運転で必要な立上げ時間も不要になる。

表 1 薄板の加熱条件

薄板材質	SUS304
処理量	42kg/分
加熱の設定温度 (ΔT)	200℃
炉の加熱効率	約 24%
誘導加熱の加熱効率	約 60%

また、従来炉と比較して大幅な省エネが期待できる。表 1 の条件で加熱した場合の消費エネルギー

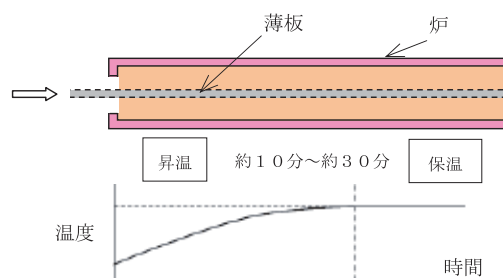


図 1 炉の加熱方法と昇温カーブ

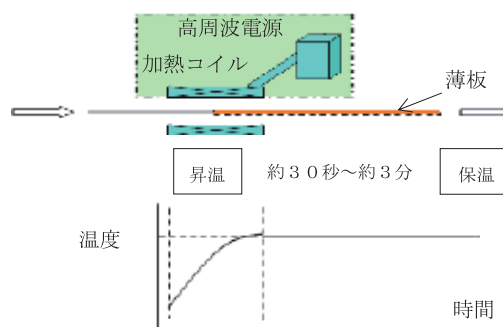


図 2 誘導加熱方法と昇温カーブ

とその費用の比較を以下に示す。

消費エネルギーは、

(1) 薄板加熱に必要な電力 P (W) は、

$$P = MC \Delta T / \text{sec}$$

$$M / \text{秒} = 42 \text{kg} / \text{分} = 0.7 \text{kg} / \text{秒}$$

$$C : \text{薄板の比熱} = 586 \text{J} / \text{kg} \cdot \text{K}$$

$$\Delta T = 200^\circ\text{C}$$

より、 $P = 82 \text{kW}$ となる。

(2) 炉のエネルギー源を LPG とすると、加熱効率 24% より 342kW となる。

$$\text{LPG 熱量換算 } 44.0 \text{MJ} / \text{kg}$$

$$1 \text{kWh} = 3.60 \text{MJ}$$

より、28.0kg/h の LPG が必要となる。

(3) 誘導加熱に必要な電力は、加熱効率 60% より 137kW となる。

エネルギー源の費用についてみると、LPG 料金が 107 円 / kg

電気料金が 11.77 円 /kWh

とすると、1 時間あたりの LPG 料金と電気料金は

LPG 料金 = 2,996 円

電気料金 = 1,612 円

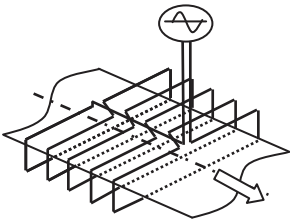
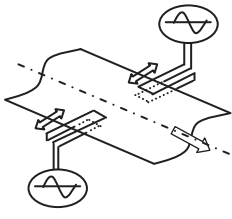
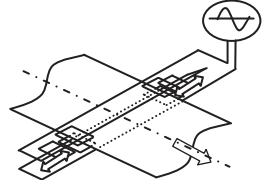
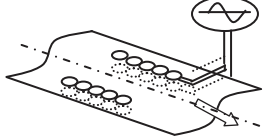
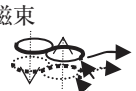
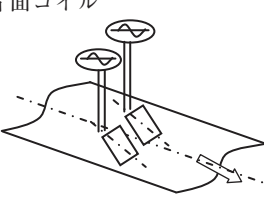
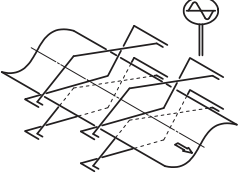
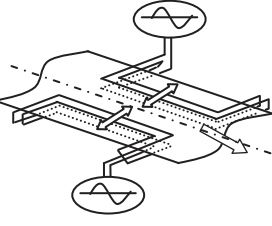
となる。

電気料金の場合、基本料金が別に発生する場合があるが、これを考慮しても加熱効率 60% の場合、誘導加熱のほうが費用面でも格段に優位になる。

3. 加熱コイルの種類および特長

表 2 に非磁性薄板加熱の分類を示す。薄板は主

表 2 薄板加熱の分類

非磁性薄板の加熱方法 (Al, SUS304, Cu, Mg, C 等)					
全体加熱	厚さ (目安)		部分加熱	厚さ (目安)	
	1mm 未満	1mm 以上		1mm 未満	1mm 以上
加熱温度	全温度範囲		加熱温度	全温度範囲	
工業加熱用途	・ラミネート ・塗装乾燥 ・焼鈍 ・銅フープ材焼鈍 ・カーボンシート	・ラミネート ・塗装乾燥 ・焼鈍 ・ターゲット材半田付け	工業加熱用途	・ラミネート ・塗装乾燥 ・焼鈍 ・銅フープ材焼鈍 ・カーボンシート	・ラミネート ・塗装乾燥 ・焼鈍 ・ターゲット材半田付け
トンネル型	ループ電流キャンセル方式 (特許取得済) 	◎	エッジ加熱	縦長ヘアピン型 フェライトコア使用 	◎
トランスバース型	リークエッジ磁束リユース方式 (特許取得済)  補正コイル  フェライトコア	◎	部分トランスバース型 選択加熱	8 の字方式  電流と磁束 	◎
				片面コイル 	◎
	MV コイル方式 (特許申請中)  コイル上下にフェライトコア使用	◎	ヘアピン型	縦長ヘアピン型 	◎

注) 図中の記号説明 ◎: 最適 ○: 可能

に焼鈍や塗装乾燥を目的に誘導加熱するが、その薄板の用途は多種多様にあり、住宅用建材、自動車用部品、家電部品、飲料缶材料、食品包装用容器、金属箔等がある。

薄板加熱で使用する加熱コイルは、厚板又は磁性材用のトンネル型と、主に非磁性用（磁性材も可）のトランスバース型と大きく分類される。以下に、それぞれの特長を説明する。

3.1 トンネル型加熱コイル

トンネルコイルは磁束が板面に平行して発生し、渦電流が板の断面の周囲を一巡して流れる。従って、本コイルは、厚板又は磁性材の加熱のように電流浸透深さに対して板厚が厚い材料に適し、板幅の変化に関係なく温度分布、効率共に良好に加熱できる。通常、幅広材ではエッジ温度が高くなりやすい欠点を持っているが、当社では、加熱コイルの巻き方を改善し均一加熱を実現している（当社呼称「ループ電流キャンセル方式」表2参照）。

またトンネルコイルを使用した加熱では、非磁性薄板およびキュリー点以上の昇温によって磁性を失った材料は、誘導電流の浸透深さが板厚より深く、表裏で対向して流れる誘導電流が相殺され加熱効率が著しく低下する。このように非磁性薄板加熱にはトンネルコイルは適当でない。

3.2 トランスバース型加熱コイル

トンネル型で対応できない非磁性材の薄板に対しては、板面に対して垂直磁界を発生させるトランスバース型加熱コイルを使用する。しかし従来は、板材の幅変化への対応が難しく、エッジ部分に誘導電流が集中するため、加熱コイルの幅より板幅が狭い場合には、図3のようにエッジ部分で過加熱となり問題となっていた。

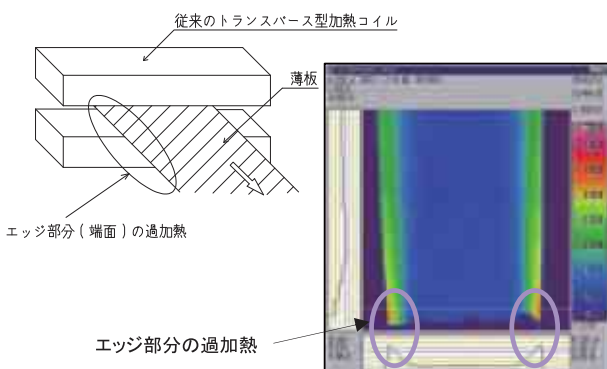


図3 従来方式の加熱分布

こうしたエッジの温度分布の問題に対して、当社は、次の2種の方式で対応している。

A：リーケージ磁束リユース方式

（エッジ部の磁束密度及び起電力を調整）

B：MV コイル方式

（コイル幅調整によるエッジ部磁束密度の調整）

4. リーケージ磁束リユース方式

4.1 リーケージ磁束リユース方式の原理と温度分布

リーケージ磁束リユース方式（以下LFR：Leakage Flux Reuse）の加熱コイルの外観を図4に示す。



図4 LFR 方式加熱コイル外観

LFR 方式により、加熱コイル（一次コイル）の一次磁束の一部である薄板の外側を通過する漏洩磁束を有効に利用して、補正コイル（二次コイル）に発生させた逆起電力による電流を、薄板両サイドに伝送し、一次磁束と逆方向の二次磁束を発生させ、薄板の両エッジ部の磁束密度を抑え、温度上昇を緩和、均一加熱を可能とした。⁽¹⁾

図5にLFR方式の加熱コイルの構造を、図6に

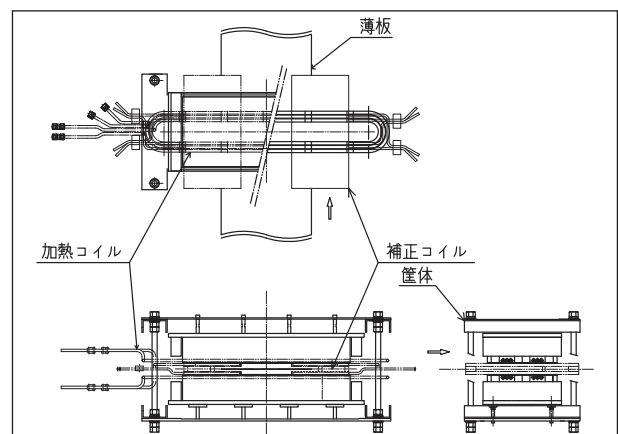


図5 LFR 方式加熱コイル構造

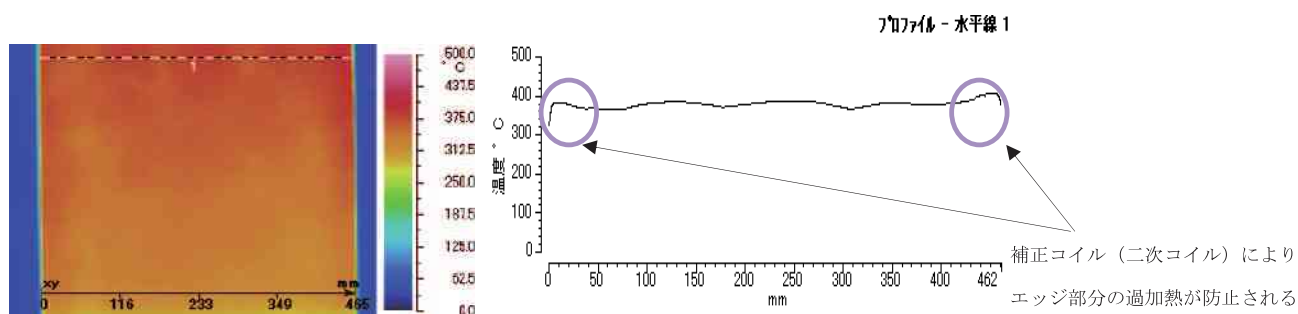


図 6-1 LFR 方式の加熱分布

図 6-2 LFR 方式の幅方向温度分布

LFR 方式で加熱した薄板の温度分布を示す。

4.2 LFR 方式コイルの上下コイルギャップ

図 7-1 に示すようにトランスバース型コイルはワークの上下に E 型コアを対向させて設置し、通過する磁束を利用している。

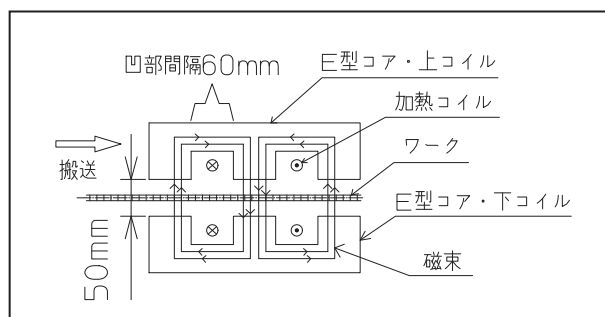
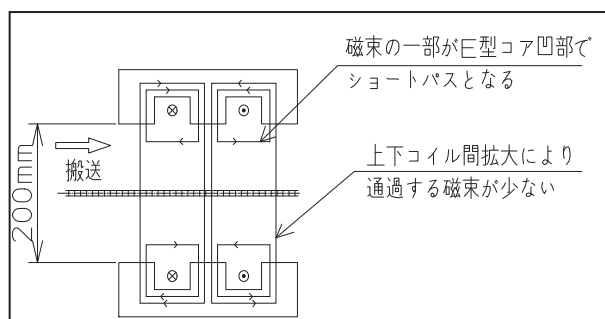


図 7-1 ギャップ 50mm 以下のときの磁束

E 型の凹部の間隔に比較して、上下コア間のギャップを広くしていくと、磁束のショートパスが凹部に発生する。当初の LFR 方式では凹部の間隔が約 60mm であり、上下加熱コイルのギャップが同程度の 60mm 以上になると、磁束のショートパスにより加熱効率が低下していく。

図 7-2 に上下コイルギャップを 200mm まで広げ、磁束のショートパスが起きた状況を示す。

図 7-2 ギャップ 200mm のときの磁束
(磁束のショートパス発生)

4.3 LFR 方式コイルの広口化

上下のコイルギャップを広げ、コイル内に断熱炉を設けることができるようにするため、コイルに内蔵する E 型コアの寸法を大きくし、上下コイルのギャップを広げても磁束のショートパスが発生しないようにした。

上下コイルのギャップを 200mm まで広げても使用できるコイルを製品化した。(新日鉄エンジニアリング (株) 殿との共同開発)

図 8 にこのコイルの外観を、図 9 に温度分布を、加熱テストの条件と結果を表 3 に示す。



図 8 広口 LFR 方式コイル外観

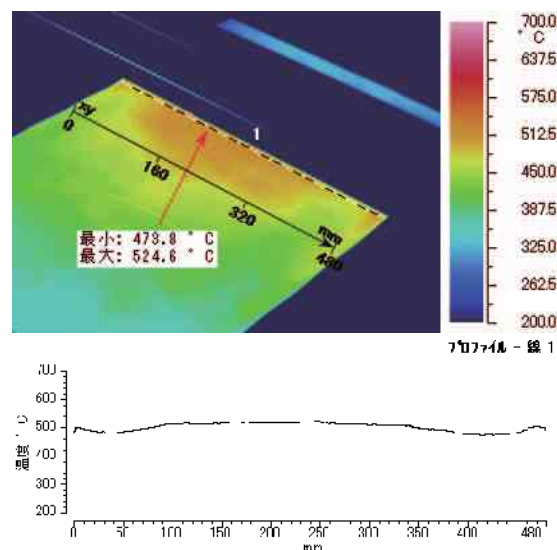


図 9 広口 LFR 方式コイルの幅方向温度分布

補正コイルの効果によりエッジ過加熱現象は無く、温度分布 $500^{\circ}\text{C} \pm 25^{\circ}\text{C}$ 以内となり、均一加熱が可能となった。

表 3 広口 LFR 方式コイルテスト条件と結果

項目	内容
薄板材質	SUS304
薄板寸法	厚み 0.2mm × 巾 480mm
薄板送り速度	3m / 分 (加熱時間 約 14 秒)
加熱目標温度	$500 \pm 25^{\circ}\text{C}$
高周波電源	SBT-EH30
電源への投入電力	約 21kW (負荷時)
発振周波数	約 20kHz
温度測定機器	赤外線サーモグラフィ装置
温度測定環境	温度測定面には黒体塗料塗布 外気温 約 25°C
上下 E 型コア間ギャップ	200mm

4.4 広口 LFR 方式コイル加熱効率と特長

磁束のショートパスを防止したことによって、加熱効率 = (ワークへの投入電力) / (高周波電源への投入電力) とすると、51%と算出される。

薄板寸法が巾 480mm と狭いため、後述の MV コイル方式 (薄板寸法が幅広い条件) と比較して加熱効率が若干低下している。

トランスバース型コイルは、構造上、ワーク進行方向の長さが短く、短時間に昇温できるという特長を持つ。したがって設置寸法に制約がある場合、有効な加熱方法になる。

5. MV コイル方式

5.1 MV コイル方式の原理と温度分布

MV コイル方式による加熱コイルの外形を図 10 に示す。V 字状及び M 字状に曲げた 2 本の銅パイプを上下に重ね合わせ、加熱コイルの役割を果たす四角形状の輪を形成する。

一方の銅パイプを固定、もう一方の銅パイプをスライドさせ、四角形状の加熱コイルの大きさを变化させることにより、様々な幅の薄板加熱に 1 組のコイルで対応できる。薄板ワークのエッジ部分で銅パイプが交差しているため、ワークの外側と内側で磁界の向きが逆になっており、前述の LFR 方式の補正コイルを使用せずに過加熱を防止できる特長がある。

この MV コイル方式は、磁束の通過する面積が広いため、上下のコイル間ギャップを比較的大き

くとることができる。このため、薄板を耐火物等の構造体 (マッフル) で囲うことができる。また、加熱コイルの上下にフェライトを設置することにより、磁束の漏れを防ぎ、加熱効率を上げることができる。(中外炉工業 (株) 殿との共同開発)

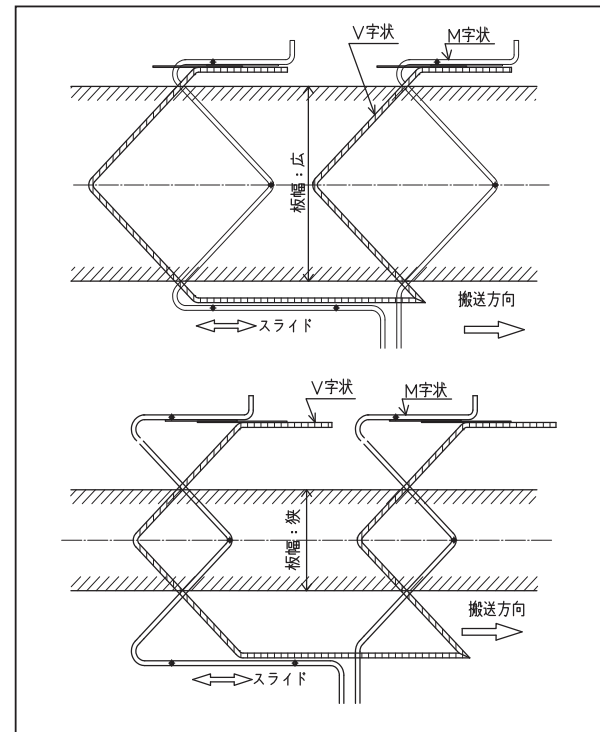


図 10 MV コイル方式

この方式による SUS304 の加熱テスト条件と結果を表 4 に、温度分布を図 11 に示す。

MV コイル方式でも LFR 方式と同様にエッジ過加熱現象は無く、温度分布は $333^{\circ}\text{C} \pm 20^{\circ}\text{C}$ 以内となり、均一加熱が可能となった。また、更なる調整をすることで $\pm 15^{\circ}\text{C}$ 以下も可能である。

表 4 MV コイル方式の条件と結果

項目	内容
薄板材質	SUS304
薄板寸法	厚み 0.3mm × 巾 600mm
薄板送り速度	2m / 分 (加熱時間約 22 秒)
加熱目標温度	330°C
高周波電源	SBT-EL30
電源への投入電力	約 13kW (負荷時)
発振周波数	約 8kHz
温度測定機器	赤外線サーモグラフィ装置
温度測定環境	温度測定面には黒体塗料塗布 外気温 約 25°C
上下コイル間ギャップ	200mm

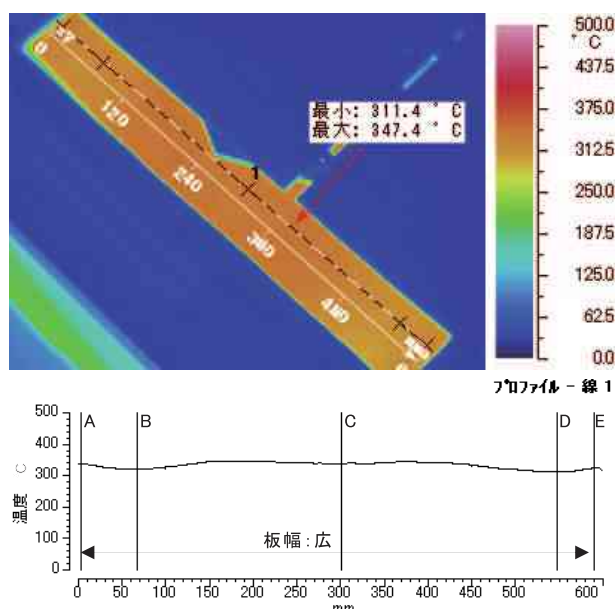


図 11 MV コイル方式の巾方向温度分布

5.2 MV コイル方式の加熱効率と特長

加熱効率を広口 LFR 方式と同様に、加熱効率 = (ワークへの投入電力) / (高周波電源への投入電力) とすると、67%となっている。

このコイルは、構造上、ワークの進行方向の長さが、広口 LFR 方式コイルに比べると長くなっている。したがって、設置寸法は大きくなるが、昇温速度が LFR 方式より緩やかという特長がある。

6. むすび

新日鉄エンジニアリング株式会社殿との共同開発による広口 LFR 方式コイルおよび、中外炉工業株式会社殿との共同開発による MV コイル方式の実験結果を通じて薄板加熱技術の進展の概要を説明した。

本開発に基づく製品の概要は、既に当社ホームページで紹介しており、2005 年以降、LFR 方式の加熱コイルの出荷を継続している。

今回の開発では、当初の LFR 方式では加熱が困難な用途に対応して効率的に加熱できる 2 種類の加熱コイル（広口 LFR 方式と MV コイル方式）を考案、試作し、開発を行ってきた。

省スペースや CO₂ 削減に向けた、従来炉に代わる方式、または誘導加熱を併用する方式として、今後も、加熱コイルの改善を図りながら、非磁性薄板の効率的な加熱方法と用途開発に注力していく。

7. 参考文献

- (1) 特開 2007-122924 号，発明の名称：誘導加熱装置
- (2) 島津 繁之，鈴木 聡史，富田 始：“薄板加熱技術”，島田理化技報，No.18 (2006)
- (3) 特開 2010-257894 号，発明の名称：金属板の誘導加熱装置
- (4) 特開 2010-245029 号，発明の名称：誘導加熱装置
- (5) 石間勉：“誘導加熱 (IH) の塗膜硬化技術への応用”，月刊塗装技術，pp127-131 (2009)
- (6) 石間勉：“誘導加熱 (IH) の塗膜硬化技術への応用”，月刊塗装技術，(2009)
- (7) 石間勉：“薄板加熱”，エレクトロヒート，(2010)
- (8) 長井 伸臣：“誘導加熱 (IH) の基礎技術と塗膜硬化技術”，月刊塗装技術，pp71-75，(2011)

筆者紹介

東京製作所
産業 IH 製造部
鈴木 聡史



東京製作所
産業 IH 製造部
岡本 光暁



非接触給電インバータ

松村 琢夫
Takuo MATSUMURA

田内 良男
Yoshio TANAI

直接的な配線を用いず電力を供給する非接触給電の着想は、交流システムを発明したニコラ・テスラの“世界システム”にまで遡ることが出来る。電動歯ブラシなど小規模の物は十年ほど前に既に実用化されているが、近年パワーデバイスの進歩により自動搬送機など高電力化への応用が研究され実用化されている。

当社では長年産業用誘導加熱（IH）インバータを商品化して来た経緯から、今回電気自動車（EV）用給電等に使用する静止体用非接触給電モジュールインバータを開発した。

はじめに、非接触給電について一般的な用途と特長を説明し、次に当社インバータの概要を紹介する。

1. まえがき

脱 CO₂ 化が評価される今日、オール電化などその要求に応える給電システムとして、幅広い分野で非接触給電技術の基礎開発がなされている。以前移動体向けのインバータを開発したが、今回は電気自動車の充電等に用いられる静止体用非接触給電モジュールインバータを開発した。本稿ではその違いについて解説する。

2. 非接触給電について

2.1 非接触給電の特長

たとえば電気自動車のバッテリーに給電する場合、非接触給電方式を採用することにより、人の手を介する必要が無く給電コネクタの挿し忘れ、漏電等の危険性や物理的な消耗部品も無くなり、信頼性を大幅に向上することができる。

しかし一方では直接配線式に比べ伝送効率の低下は否めない。表 1 に非接触給電と接触（配線）給電の比較を示す。

表 1 非接触と接触方式の比較

方式	人為ミス	伝送効率	消耗部品
①非接触	少ない	やや低い	なし
②接触（配線）	挿し忘れなど	高い	あり コネクタ等の接点、ブラシ

注）非接触式伝送効率の向上は現在の研究課題である。

2.2 非接触給電の用途

表 2 に非接触給電の用途分類を示す。

大きく分けて、移動体への給電と静止体への充電の 2 種類に分類される。移動体用給電とは搬送装置等の移動体に常時電力を供給するもので、静止体用充電とは、バッテリー充電などで実用化されている方法である。どちらの場合も非接触方式の特長は下記ようになる。

- ①接点が必要の為、気候環境に強い。（雨や雪など）
- ②接点を合わせる必要がない為、安全性が高い
- ③自動化が容易である。

表 2 非接触給電の用途分類

分類	仕様	主な用途
移動体	給電	クリーンルーム用など特殊な搬送装置
静止体	充電	電気自動車、電気歯ブラシなどへの充電

2.3 非接触給電の原理

図 1 に原理図を示す。

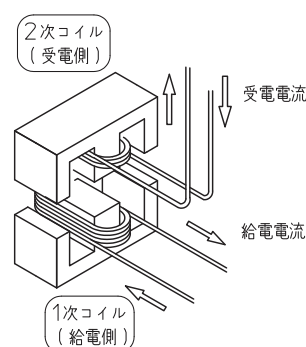


図 1 非接触給電の原理図

基本原理は電磁誘導であり、複巻きの絶縁トランスに相当する。1次コイルが給電側、2次コイルが受電側となる。1次コイルに流れる電流により発生した交流磁界を媒体とし、2次コイルに誘導電流が発生する。この状態で、1次2次間を離して非接触で電力を伝送する方法が非接触給電の原理である。一般的には、給電側が固定され、受電側が移動体となる。

3. 移動体用非接触給電インバータの概要⁽¹⁾

3.1 移動体用給電システムの概要

移動体用給電インバータのシステム構成を図2に示す。

給電インバータには1次コイルに相当する給電線が接続される。給電線は一般的に損失の少ないリッツ線を使用し、移動体が稼動する軌道沿いに敷設される。移動体には2次コイルに相当するピ

ックアップコイルが搭載され、給電線に沿って受電しながら稼動する。

また、ピックアップコイル部の拡大図を図3に示す。給電線には高周波電流が流れて、ピックアップコイルは給電線に誘導結合するよう非接触状態で配置される。高周波電流を使用する為、コア材には損失の少ないフェライトを選択することが多い。

給電インバータの出力は、下記の式により選定される。

$$(\text{給電インバータの出力}) \geq (\text{移動体の最大消費電力}) \times (\text{台数})$$

通常は1台の給電インバータに対し複数台の移動体が配置される。給電インバータの出力は移動体の消費電力の総和以上となる。負荷回路の条件は変化する場合が多く、給電インバータの出力は移動体の稼動状況に従って連続的に変動する。

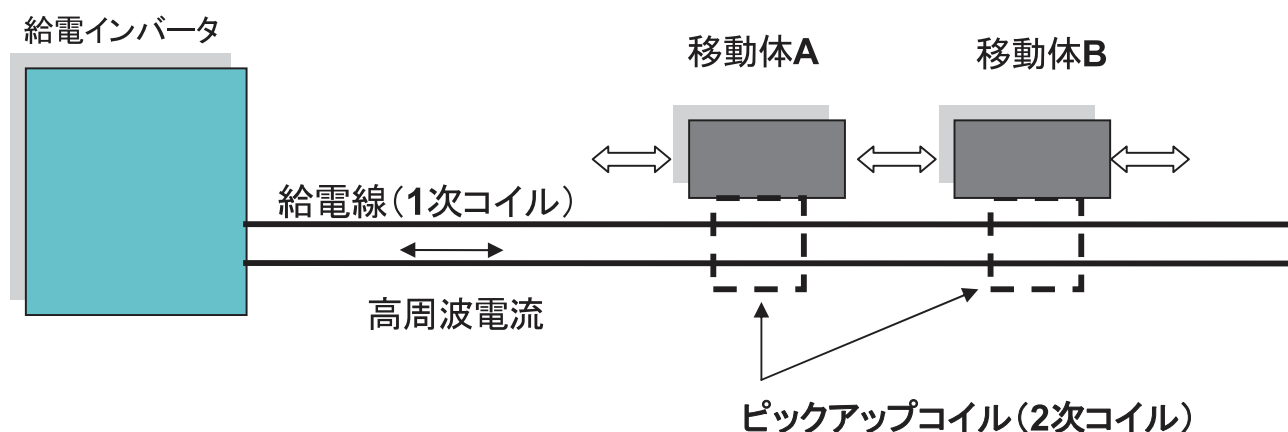


図2 移動体用給電システムの構成

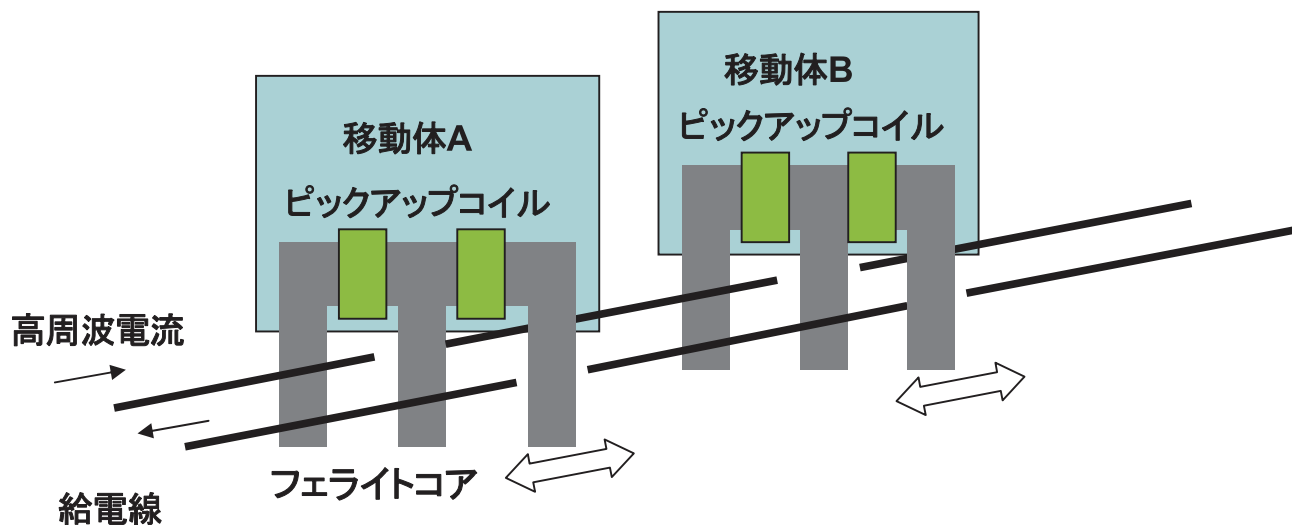


図3 ピックアップコイル部拡大図

3.2 移動体用給電インバータの負荷回路について

移動体用給電インバータの負荷回路を図4に示す。

負荷回路は、伝送効率を向上するため直列共振回路を採用している。従って、共振コンデンサCを追加し、給電線のインダクタンスLと共振回路を構成している。移動体に搭載されるピックアップコイル以降の回路も受電側に共振コンデンサを追加し、同様に共振回路を構成している。共振回路以降は、整流回路により直流化されて直流電源となる。これ以降は従来の接触式給電方式と同様に、用途に応じた駆動回路が接続される。

以上より、本システムは3つの周波数により回路構成されている。

- ①給電インバータ出力周波数 f_0
- ②給電インバータ負荷回路の共振周波数 f_1
- ③給電ピックアップ回路の共振周波数 f_2

給電インバータ出力周波数 f_0 は給電インバータから給電線に供給する高周波電流の周波数であり、当社給電インバータではデジタルカウンタを用いて10Hz単位で高精度に調整することができる。

給電インバータ負荷回路の共振周波数 f_1 は、給電インバータ出力端子から負荷側を見た時の等価回路により決定される。従って、給電線長さによって変化するインダクタンスや移動体の稼動状況により変動する各ピックアップコイルの相互インダクタンスも影響し変化する。

ピックアップ回路の共振周波数 f_2 は、受電側の共振回路により決定される。一般的に給電インバータの出力周波数 f_0 は、ピックアップ回路の共振周波数 f_2 近傍に調整される。

伝送効率向上の為に、前述した3つの周波数を同調させることが望ましいが、移動体の稼動状況により各ピックアップコイルに流れる電流が変化し、それに伴ってインダクタンスも変動する為、常時同調状態を維持するのは困難である。従って、稼動条件を全体的に考慮して高効率となるよう給電線に接続する共振コンデンサ容量を調整する必要がある。また、移動距離によって給電線の長さが増える為、同様に共振コンデンサ容量を調整する必要がある。給電線の両端に発生する高周波電圧は、距離が長くなると増加するインダクタンスに比例して増大する。これを抑制する為に一定間隔に共振コンデンサを配置し、位相を打ち消すことによって低下させる。通常、共振コンデンサは給電線近辺に配置されるが、移動体に対する給電線の連続性を考えて、一旦軌道から離れてコンデンサに接続され、再び給電ラインに復帰するように接続される。ただし、完全な連続状態はできないため、このポイントを移動体が通過する時、負荷変動の要因となる。

この負荷変動については、次の3.3.1項に補足説明する。

3.3 移動体用給電インバータの特長

移動体用給電インバータに求められる特長を下記に示す。

- ①負荷変動対応回路を内蔵している。
- ②出力周波数の安定度が高い。
- ③ユニット式で構成されており、幅広い出力要求に対応できる。

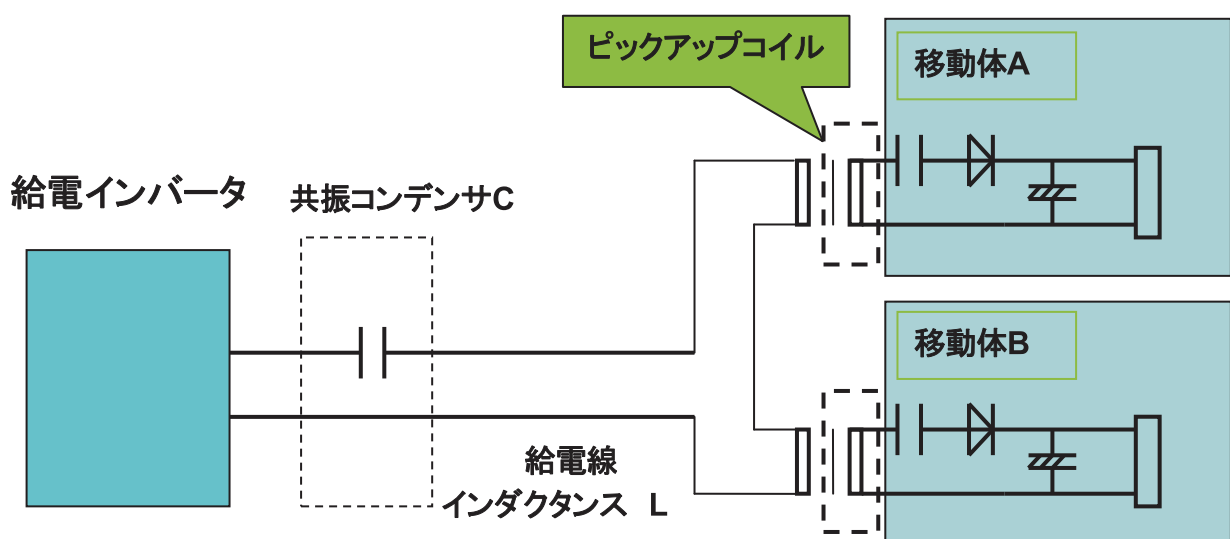


図4 移動体用給電インバータ負荷回路

次項にそれぞれの特長の詳細を説明する。

3.3.1 負荷変動対応回路

移動体用給電インバータ負荷の変動要素とその対策をまとめると下記となる。

- ①移動体の稼働状況に対応した受電回路の消費電力に起因する負荷変動

移動体側の受電回路で出力調整をする場合、一般的に給電インバータ側から給電線側をみたインピーダンスが変化するが、給電インバータ側の負荷インピーダンス許容特性を改善することで負荷変動に対応した。

- ②共振コンデンサ接続点を通過する際の負荷変動
コンデンサ接続点のわずかな隙間を、ピックアップコイルが通過する瞬間に急激なインピーダンス変動が発生するが、高速補正回路を設けることで負荷変動による誤動作を抑制した。

3.3.2 高精度高安定度周波数発生回路

給電インバータの周波数設定に、DDS (Direct Digital Synthesizer) を利用した周波数発生回路を

搭載し、高精度高安定の出力を実現している。

3.3.3 幅広い出力要求に対応できるユニット式構成

当社 IH 製品に搭載するインバータは一般に水冷式を採用しているが、非接触給電インバータは設置環境から強制空冷方式を採用している。

また発振素子として IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) と FET (Field Effect Transistor) の選定が可能で、IGBT は高電圧、高出力で周波数帯は 5kHz ~ 30kHz 程度、FET はオン抵抗が低く定常損失が軽減され、かつ高速スイッチングの利点を生かした 30kHz 以上のインバータが製作可能である。

IGBT 型では 1 台の放熱フィンにスイッチング素子である IGBT モジュールと冷却ファンを搭載し 20kW/ユニットとし、出力仕様に合わせユニットを並列接続して出力合成する。主としてラインナップする出力と周波数仕様について図 5 に示す。周波数範囲は 5kHz ~ 30kHz, 出力は 5kW ~ 200kW の仕様に対応可能で、更に高い周波数が必要な場合 FET モジュールの選定が可能である。

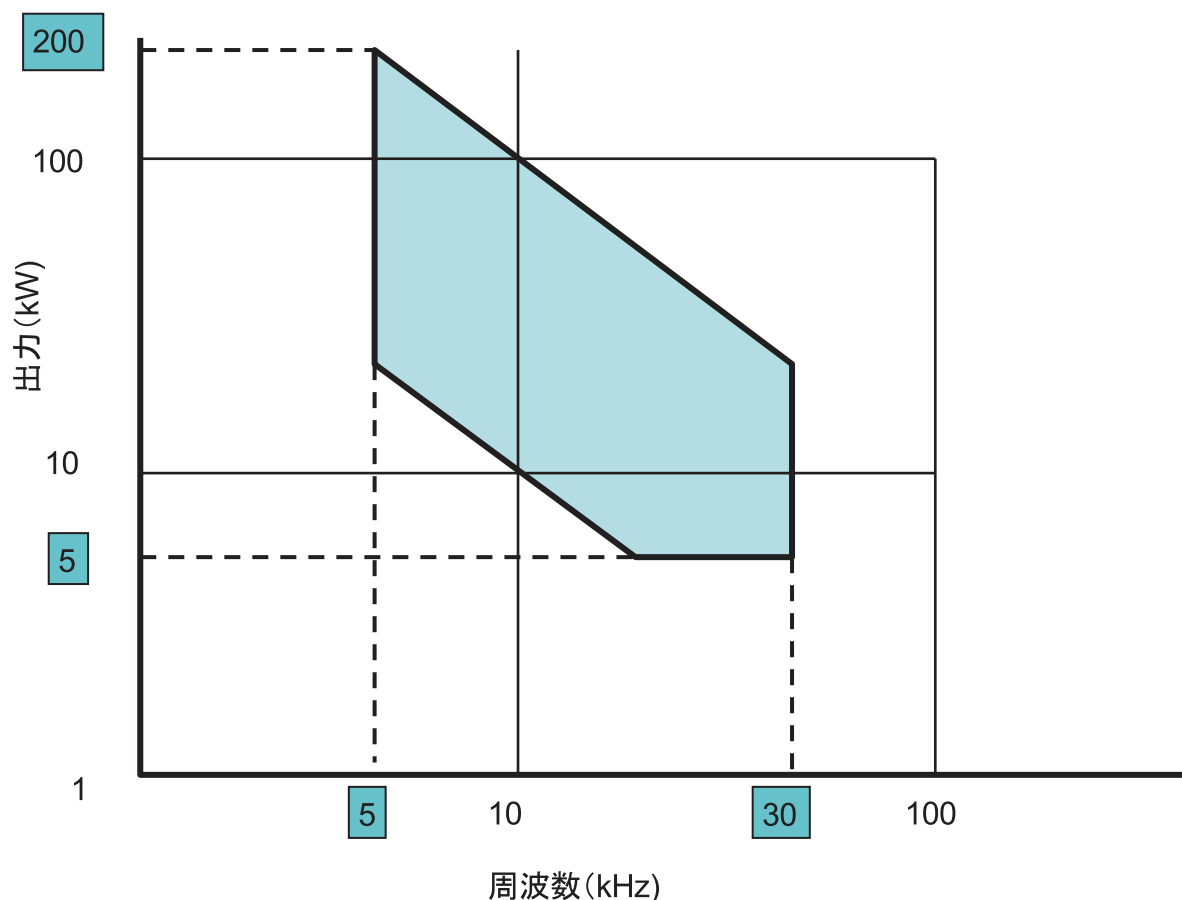


図 5 給電インバータの出力-周波数仕様

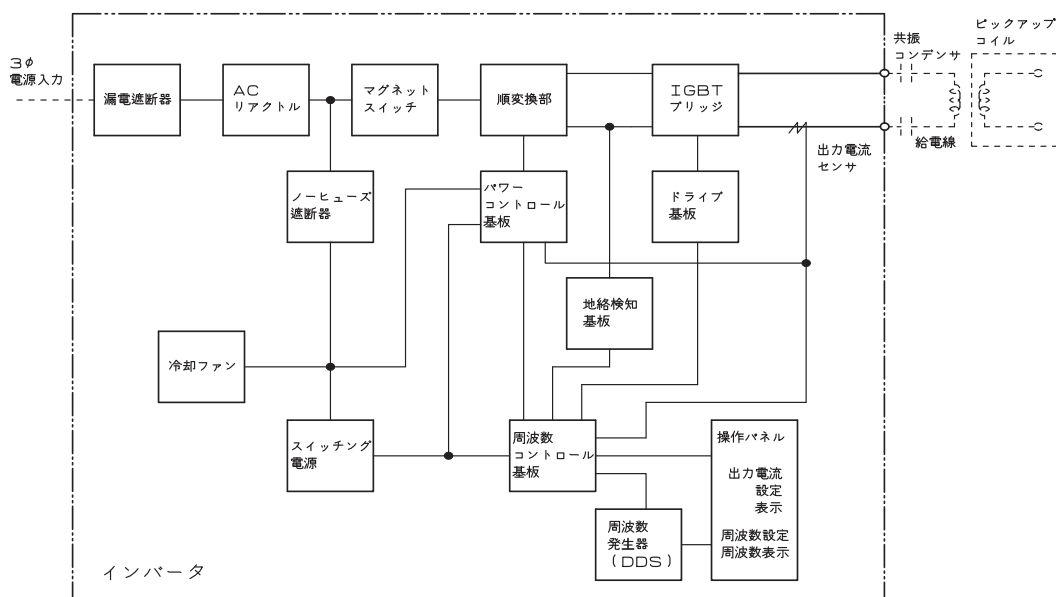


図6 給電インバータのブロック図

3.4 給電インバータの回路ブロックについて

給電インバータの回路ブロックを図6に示す。

外部より供給される一次電源を順変換部で直流電力に変換して、逆変換部の発振素子で高周波電力に変換している。

発振素子の制御は、DDSにより供給されたパルスに従って高速スイッチングを行っている。

発振素子の出力は、ピックアップカレントトランスから制御基板へのフィードバックループがあり、高周波電流値、発振周波数、出力電流電圧の位相差状況から発振素子保護回路、負荷異常検出等のインターロック機能を形成している。

またドライブ基板は発振素子単位で設計されているため、インバータ制御基板は素子を選ばないという特長がある。

前述したように、当社が使用している発振素子は、主にIGBTとFETで、それぞれの特長としてIGBTは大電流向きであり、一方のFETは高速スイッチングが特長である。

当社IH製品に搭載するインバータでもIGBTとFETの2種類をリリースし、それぞれSBTタイプ、SFTタイプと呼び分けている。産業IHの分野では、発振周波数の選定には高周波表皮効果から被加熱物の特性に応じて誘導電流の浸透深さを重視した選定を行っている。

一方、非接触給電の分野ではより高い結合効率を求めた研究が行われ、周波数帯も高い方向となりつつあるようだが、周波数を上げることでコイ

ル電圧が高くなるという回路上の制約があり、安全性を考慮する必要がある。今後、絶縁素材の選定等総合的な検証から適正値が求められる。

4. 静止体用非接触給電インバータの概要

4.1 静止体の負荷回路について

静止体用給電インバータの負荷回路を図7に示す。

負荷回路は、給電側、受電側それぞれのコイルと、給電側が直列接続の共振コンデンサ、受電側が並列接続の共振コンデンサで構成されている。共振コンデンサCとコイルのLで共振回路を形成する。構造的には給電線を稼動範囲に敷設する移動体用に対し、決められた位置に給電側のコイルを配置する点が大きく異なる。

また静止体用は、共振回路以降の整流回路により直流化された後バッテリーに接続される点がり、バッテリー負荷の特徴は充電の開始直後と終了間際のインピーダンスが大きく変動する点である。従って大きな突入電流に耐えうる高出力耐圧が必要になってくる。

さらに最終的なターゲットとして一般家庭への対応も考慮する必要がある、小型化への要求も無視できない。

この様大電流化と小型化の相反する課題をふまえた装置としてのデザインを考える必要が有った。

課題は以下の2点である。

- ①メンテナンス性を損なわないで可能な限り小型化にすること（利便性）
- ②拡張可能な構造とすること（大電力化への配慮）

これらの解決策は、19 インチラックへの収納が可能なユニット構成としたことである。これによって、出力ユニットを増設し、大電力化に対応が可能となった。さらにユニット化構想を拡張することで将来一般家庭用への対応も可能となった。

4.2 静止体用給電インバータの特長

静止体用給電インバータに求められる性能を下記に示す。

- ①負荷変動に対応できる。
- ②高周波大電流出力が可能である。
- ③高変換効率化
- ④小型化

当社ではEUシリーズと呼ぶユニット単位の高周波電源を開発した経緯があり⁽²⁾、今回はこの時デザインした構成機器をベースに設計した。EUシリーズは水冷式の高周波電源で、FET モジュール等の冷却に水冷の冷却板が必要である。非接触給電用途は強制空冷式を採用しており、このまま利用出来ないため、放熱フィンに変更して構成している。

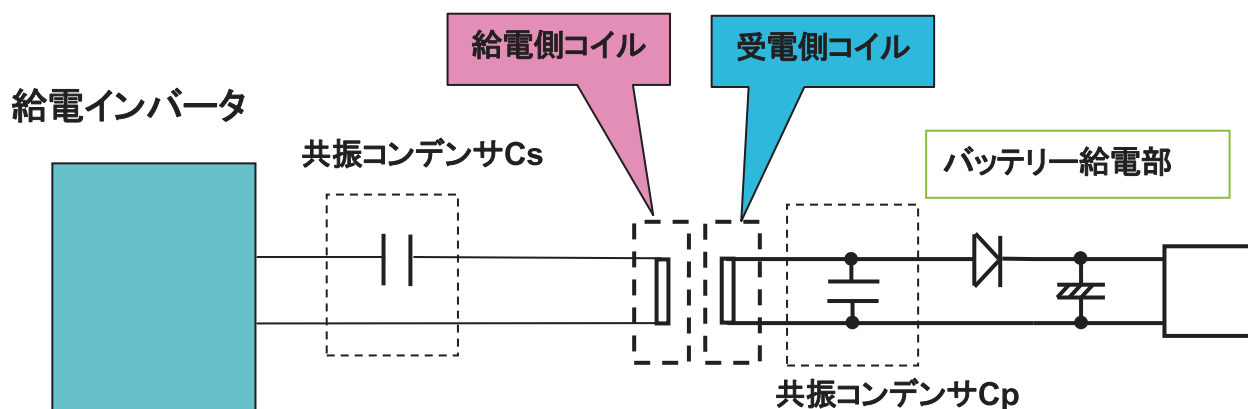


図7 静止体用給電インバータ負荷回路

4.3 静止体用給電インバータの回路構成

先に移動体用の開発が有り、静止体用の給電インバータは可能な限り部品共通化している。

移動体用の給電インバータでは発振素子として IGBT を採用しているが静止体用では変換効率が重要視されることから FET を採用した。

構成は図 6 の IGBT が FET に置き換わり、ドライブ部が FET 用に変更されている。

4.4 静止体用給電インバータの外観

ユニットは下記三部構成となる。

- ①電源ユニット (AC/DC コンバータ部)
- ②制御ユニット (発振制御部)
- ③発振ユニット (FET モジュール, ドライブ部)

発振ユニット内にドライブ機能を持たせる事で IGBT への対応も可能である。

発振ユニットにはアルミ製のヒートシンクを備え素子の冷却を行っている。ヒートシンクには冷却ファンがあり発熱を抑えている。19 インチラックは背面側をオールパンチングメタル構造とし、排気フローに配慮している。

また、サーモスタット内蔵でヒートシンクの温度が規定の温度を超えるとアラームとなり出力停止する。

給電インバータ部は定格直流電圧 300V, 定格直流電流 20A なので理論値は 6kW の能力がある。

図 8 に給電インバータ外観写真を示す。

本装置では、電源ユニットで出力調整を行うため最上段に位置しているが、上下位置に制約は無い。発振ユニットは 1 段式であるが、このユニットを増設することで更に出力を増やすことが出来る。

また電源ユニットを外置きとし、このラックに発振ユニットを 2 段にして公称出力 10kW のインバータも製作した。(インバータ部は最大 15kW)

この様に、基本的に必要に応じて構成をアレンジすることが可能な製品となっている。



図 8 静止体用非接触給電インバータ外観写真

5. むすび

冒頭にニコラ・テスラの“世界システム”を引用した。ニコラ・テスラは、交流送電システムの生みの親であり磁力線密度の単位“テスラ”はこの功績を讃えられたことによるものである。今から100年も前に彼の意図したビジョンは現在研究されている非接触給電の最終理想であり、伝送システムの究極形である事は驚嘆に値する。

移動体用の非接触給電では、一度経路を敷設すると簡単に経路を変更出来ない事や台車数が限られることなどまだ使用面の課題もあるが、今後、医療やクリーンルームなど特殊な環境下での需要が増していくものと想定する。また、静止体用の非接触給電についても伝送効率の更なる向上など引き続き解決していく課題がある。

6. 謝辞

非接触給電用インバータの開発でご指導頂いた埼玉大学 阿部茂教授に深謝いたします。

7. 参考文献

- (1) 田内 良男, 石間 勉: “非接触給電インバータ”, 島田理化技報 No.20 (2008)
- (2) 村松 護, 梶田 学, 松村 琢夫, 板谷 隆博, 石間 勉: “ユニット型IHインバータ”, 島田理化技報, No.19 (2007)

筆者紹介

東京製作所
産業IH製造部
松村 琢夫



東京製作所
産業IH製造部
田内 良男



12パルス方式高調波抑制型 IH 電源

■概 要

当社 ECO 型シリーズ電源は、ダイオード整流方式により、力率の改善と高調波ひずみの抑制をしています。さらに、高調波ひずみ低減への対応として、12パルス方式の IH 電源をオプション製品化しています。12パルス方式では、5次と7次の高調波電流は、相殺されます。

写真は、800kW 型の製品例です。

■特 長

- ①インバータ回路での位相制御方式により、整流回路にはダイオードを使用。
- ②高力率（95%以上）
- ③電源高調波抑制
従来のサイリスタ整流式に比較して大幅に高調波電流の流出を抑制。

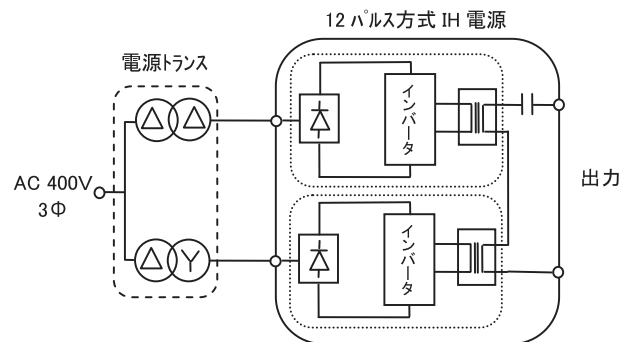
（各次高調波電流発生率）

高調波電流	5 次	7 次	11 次	13 次	17 次
サイリスタ式 従 来 型	30.0%	13.0%	8.4%	5.0%	4.7%
12 パルス方式	2.0%	1.5%	4.5%	3.0%	0.2%

注) n 次高調波発生率は、基本波電流 I_1 に対する割合 (I_n/I_1) で表す。



12 パルス方式高調波抑制型 IH 電源（800kW）



ブロック図

■仕 様（代表製品例）

型名	電源入力	定格出力	周波数（1 周波）	外形寸法 W × H × D (mm)	冷却水（L/min）	質量 (kg)
SBT-E L/H200-12P	AC400V 2 系統	200kW	3 ～ 30kHz	1200 × 1840 × 850	40	600
SBT-E L/H400-12P	AC400V 2 系統	400kW	3 ～ 30kHz	2500 × 2000 × 1100	100	800
SBT-E L/H800-12P	AC400V 2 系統	800kW	3 ～ 30kHz	3800 × 2350 × 1500	300	2700

注) 外形寸法は内部共振コンデンサ容量により変わります。

問い合わせ先
産業 IH 営業部
TEL 042-481-8527

対象エリア均一加熱 IH 電源

■概 要

誘導加熱 (IH: Induction Heating) は, 被加熱物 (金属ワーク) の自己発熱により, 高効率, 高精度, かつ, クリーンで安全な装置を提供できるため, 工業用に多方面で使われています。

今回, 対象エリアを均一加熱制御可能な IH 電源を開発, 製品化しました。

■特 長

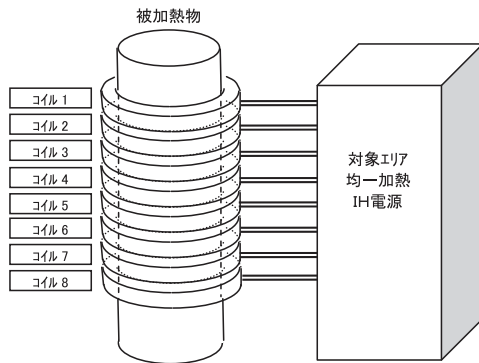
- ①複数電源による個別出力制御により, 対象エリアを均一に加熱
- ②干渉防止回路により, コイル間の相互干渉無し
- ③複数電源は 1 周波駆動のため, 周波数差による隣接コイル間のビート成分の発生も無し
- ④高効率インバータを採用



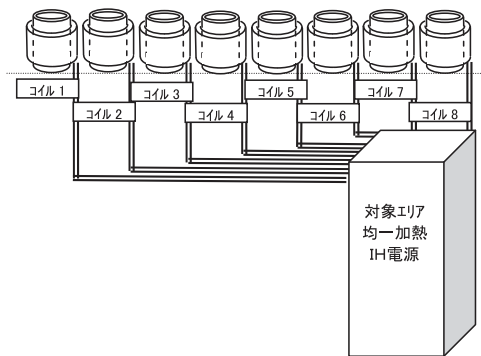
対象エリア均一加熱 IH 電源 (20kW × 複数台)

■用途例

- ①円柱, 円筒型ワークの超均一加熱制御



- ②近接した多数坩堝の個別加熱制御



■仕 様

加熱ヶ所	型名	定格出力	周波数 (1 周波)	外形寸法 W × H × D (mm)	冷却水 (L/min)	質量 (kg)
4 ヶ所	HFM-DH20 □□ × 4	20kW × 4	7 ~ 30kHz	1110 × 1900 × 1200	20	910
6 ヶ所	HFM-DH20 □□ × 6	20kW × 6	7 ~ 30kHz	1440 × 1900 × 1200	30	1040
8 ヶ所	HFM-DH20 □□ × 8	20kW × 8	7 ~ 30kHz	1770 × 1900 × 1200	40	1170
10 ヶ所	HFM-DH20 □□ × 10	20kW × 10	7 ~ 30kHz	2100 × 1900 × 1200	50	1300
12 ヶ所	HFM-DH20 □□ × 12	20kW × 12	7 ~ 30kHz	2430 × 1900 × 1200	60	1430

注) 外形寸法及び質量は, ご仕様により変更する場合があります。

問い合わせ先
産業 IH 営業部
TEL 042-481-8527

ハンディー式ろう付け装置

■概 要

誘導加熱（IH：Induction Heating）を使ったコンパクトかつ、クリーンで安全なハンディー式ろう付け装置です。ガス火のろう付けに替わる方式として多方面で使われています。

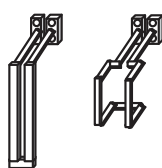
人が持ってろう付け作業をする場合は、吊り治具に吊るしたり、スライド機構に取り付けたりして使用します。ロボットに持たせた自動ろう付けも可能です（右下写真②）。

■特 長

- ①屈曲性抜群のフレキシブルフィーダー採用
（屈曲特性試験 100 万回クリア）
- ②小型インバータ式 IH 電源
- ③ハンディー CT には、ろう付けに合ったコイルを簡単に取り付け可能
- ④フット式出力コントロール可能



（加熱コイル例）



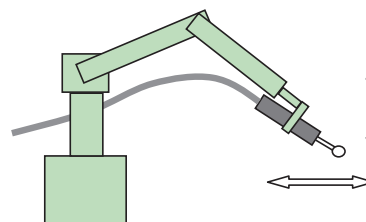
例：ハンディー式ろう付け装置（30kW）

■用途例

- ①ハンディー CT を人が持って直接ろう付け作業



- ②ロボットによる自動工程

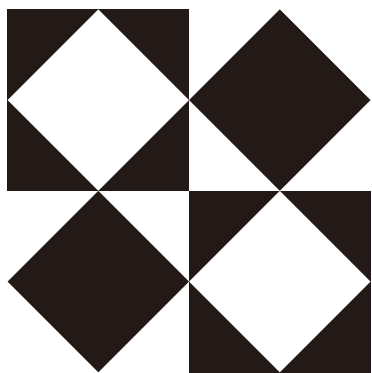


■仕 様

型名	定格	周波数（1 周波）	一次二次 巻数比	外形寸法（mm）	冷却水（L/min）	質量（冷却水含む） （kg）
CT-10C	100kVA	20 ～ 80kHz	10:1	φ 50 × L300	6	4
CT-10CA	150kVA	20 ～ 80kHz	15:1	φ 50 × L180	5	3
CT-20C	180kVA	20 ～ 50kHz	12:1	φ 70 × L300	8	6
CT-20CA	250kVA	15 ～ 30kHz	15:1	φ 70 × L180	6	4
CT-30/40C	200kVA	20 ～ 40kHz	10:1	φ 85 × L400	10	10
CT-30/40CA	350kVA	15 ～ 30kHz	12:1	φ 88 × L220	8	6

注）周波数によっては定格 kVA が低下する場合があります。

問い合わせ先
産業 IH 営業部
TEL 042-481-8527



【特集論文】

ユニークなミリ波技術の活用を目指して

拡大するミリ波技術の応用

四分一 浩二
Koji SIBUICHI

江馬 浩一
Koichi EMA

槇 敏夫
Toshio MAKI

近年ミリ波無線通信やミリ波センサの研究が活発になされ、その応用も多岐にわたり提案され、すでに実用化に入り普及段階の製品もある。本稿では無線通信への利用に関して60GHz帯を使用した近距離大容量通信の標準化動向や応用例を紹介する。また、センサへの利用に関してはミリ波車載レーダおよびミリ波イメージングについて、動作原理と開発動向などを紹介する。

1. まえがき

電波利用の中でもミリ波は大容量通信や高精度センサ等への応用が研究されて久しいが、近年に至りようやく本格的な実用化が見えてきたと実感する。その第一の理由はデバイス技術の発展で、従来からある化合物半導体を用いた電力増幅器や受信増幅器の性能改善⁽¹⁻¹⁾⁽¹⁻²⁾や、SiGeのような新デバイスが低価格で提供され、さらにはCMOS (Complementary Metal-Oxide Semiconductor) を用いてアンテナ・RF部を一体化するなどの技術開発が着実に成果をあげていることである⁽¹⁻³⁾⁽¹⁻⁴⁾。第二の理由は60GHz帯の超広帯域(9GHz)な周波数資源が認許されたことである。これによりアプリケーションの具体化を目指し、国際標準化の整備に拍車がかかっている。

一方、利用する側においては交通やセキュリティの分野においてより高度な“安全・安心”が求められ、ミリ波車載レーダやミリ波不審物検査装置などの技術開発に結びついている。

当社は、およそ半世紀前からミリ波帯立体回路の研究開発や製品化に関わっており、近年においてはミリ波帯の無線伝送装置やフロントエンドモジュールなどで事業化を行ってきた。⁽¹⁻⁵⁾ 今後もこの方針は変わらないが、ユニークなミリ波技術の活用を目指し最新の技術動向を整理してみた。本稿ではまず、ミリ波の無線通信やセンサへの応用

にあたってその伝播特性を説明する。無線通信への利用に関しては実用化に向けて研究が活発化している60GHz帯近距離無線ネットワーク(WPAN)の標準化動向の紹介や50GHz帯高速伝送装置の提案などを示す。センサーへの利用に関しては普及が進んでいるミリ波車載レーダとしてFM-CW方式と2周波CW方式の原理と実用化における工夫を紹介する。また、近年空港のセキュリティなどに実用化され始めたミリ波イメージングについてその動作原理と他の応用例などを紹介する。

2. 無線通信・放送への利用

2.1 ミリ波伝搬特性

電磁界理論に基づくミリ波帯の伝搬特性は、“自由空間伝搬損失”“地表面の影響(フレネルゾーン効果)”“大気減衰”“降雨減衰”“森林減衰”などを考慮すべきだが、ここではミリ波帯伝搬特性として特徴的な(1)大気減衰 および(2)降雨減衰について記した後、電波伝搬の共通項である(3)自由空間伝搬損失について説明する。

2.1.1 大気減衰

大気による減衰では主として酸素と水蒸気による吸収が顕著である。酸素による吸収では60±3GHz付近で顕著となり、ピークでは15dB/kmにも達する。一方、水蒸気による吸収は準ミリ波帯の22GHzをピークとし、水蒸気分圧に比例して増大する。

これら大気減衰についてはITU-R (国際電気通信連合 無線通信部門)がその定義や計算方法を推奨しており⁽²⁻¹⁾、通常はこの推奨に従って算定している。

図 2-1 は RECOMMENDATION, ITU-R P.676-6 に従って算出した気温20℃、気圧1013hPa、水蒸気分圧7.5g/m³ (相対湿度44%RH)における酸素

減衰(γ_o : Dry Air)と水蒸気減衰(γ_w : Water Vapour)およびこれらを合計した減衰量($\gamma_o + \gamma_w$)を示している。

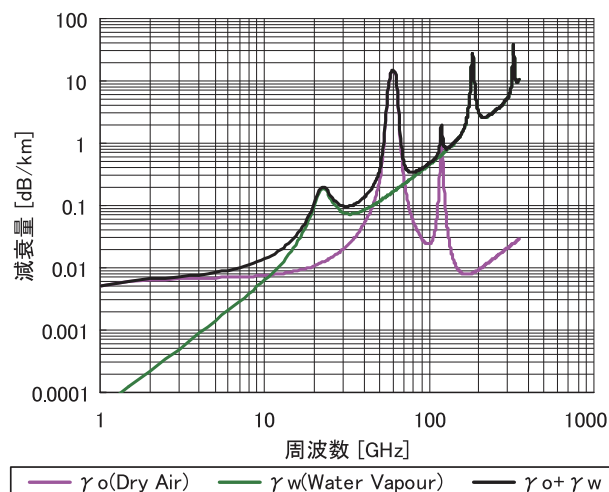


図2-1 大気減衰の計算例(気温: 20°C, 気圧 1013hPa, 水蒸気分圧 7.5g/m³)

2.1.2 降雨減衰

降雨による減衰についてもITU-Rがその算出方法を推奨している⁽²⁻²⁾。図2-2はRECOMMENDATION, ITU-R P.838-3に従って降雨強度に対する降雨減衰量をマイクロ波帯～ミリ波帯の周波数をパラメータとして計算したものである。また、降雨減衰は伝搬する電波の偏波にも依存しており、図2-2に示す水平偏波の方が垂直偏波よりも数dB、減衰量が多い。このことは雨滴の断面が地上に対し水平方向に潰れていることを示している。

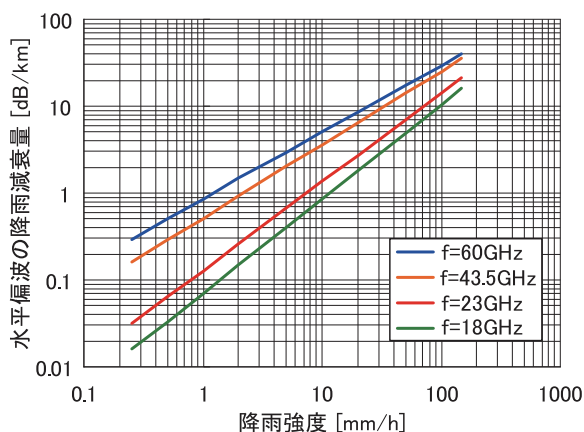


図2-2 水平偏波の降雨減衰量 計算値

2.1.3 自由空間伝搬損失

送受信機のアンテナ間に何も無い自由空間を伝

搬路とし、送受信アンテナを無指向性アンテナとした場合の放射電力 P_t と有効受信電力 P_r の比 P_r/P_t を自由空間での基本伝搬損失 L_b と定義すると、無指向性アンテナの送信電力密度と受信実効面積から L_b は式(2-1a)で示される。

$$L_b = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \quad (2-1a)$$

ここで、 d は送受信アンテナ間の距離で λ は自由空間の伝搬波長である。

式(2-1a)はデシベル単位で計算すると回線設計に便利で式(2-1b)のように記される。

$$L_b = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) \quad [\text{dB}] \quad (2-1b)$$

2GHzと18GHzおよび60GHzについて求めた自由空間基本伝搬損失を図2-3に示す。

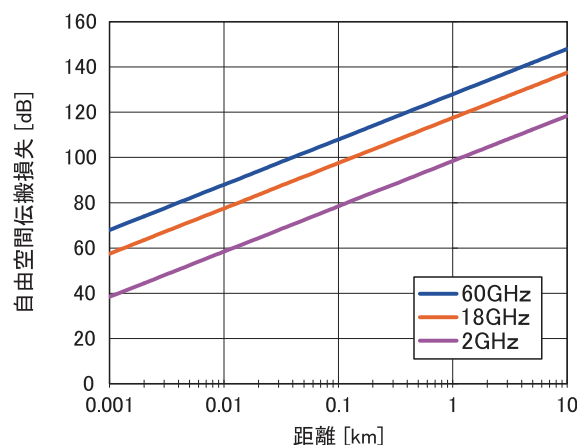


図2-3 自由空間伝搬損失特性

また、送受信アンテナの指向性利得が G_t 及び G_r の時の自由空間伝搬損失 P_r/P_t は式(2-2)で与えられる。なお式(2-2)はフリースの伝達公式と呼ばれている。

$$\frac{P_r}{P_t} = (G_t \cdot G_r / L_b) = G_t \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \quad (2-2)$$

2.2 近距離ギガビット通信への利用

2.2.1 標準化動向

(1) 60GHz帯WPANの動向

送受信間の距離が10 m程度までの近距離無線通信をミリ波帯で実現するネットワークをWireless Personal Area Network (WPAN)と呼んで本邦では従来59～66GHzであったが2011年8月に57～66GHzに改定、米国では57～64GHz、ヨーロッパでは57～66GHzの周波数帯が割り当てられ、実用に向けて国際標準IEEE802.15.3c-2009⁽²⁻³⁾が発行さ

れた。この国際標準はミリ波近距離無線ネットワークに関するメディアアクセス制御(MAC)と物理層(PHY)及びアンテナビームフォーミング等の規定で構成されており、物理層で規定している周波数割当を図2-4で示す。

60GHz帯WPANの利用例として映像信号のホームリンクがある。家庭内でのハイビジョン映像、BSやCSのデジタル映像、IPテレビの動画情報などの録画・転送およびホームセキュリティのデジタル映像伝送など、各機器間との映像信号のホームリンク例を図2-5に示す。この例では煩わしい配線などが不要で、あらゆる家庭内の電化製品がリビングなどにも美観を損なわずに導入、ネットワークでつながる。

(2) その他の60GHz帯標準化動向

無線LAN標準規格としてIEEE 802.11.adを策定中で、WiGig(コンピュータ業界を中心としたアライアンスによる標準規格)を取り込む形でドラフトの修正作業が進められている。

家電業界のAV機器向け高品位映像無線伝送規格“WirelessHD”はWirelessHDコンソーシアムとして標準化作業を進めている。WirelessHDは60GHz帯を利用してHD-TV^(用語)解像度の非圧縮映像を無線伝送できる規格で、高速な映像/音声無線伝送とともに入力/出力機器が規格に準拠していれば、他メーカーでも相互に接続できることが特徴である。1080p映像を最大10m伝送でき、著作権保護規格としてDTCPをサポートしている。

(用語説明) HD-TV

高精細度テレビジョン放送(High Definition Television)のことで、NHKが商標権を有する愛称“ハイビジョン”という呼び方が普及している。

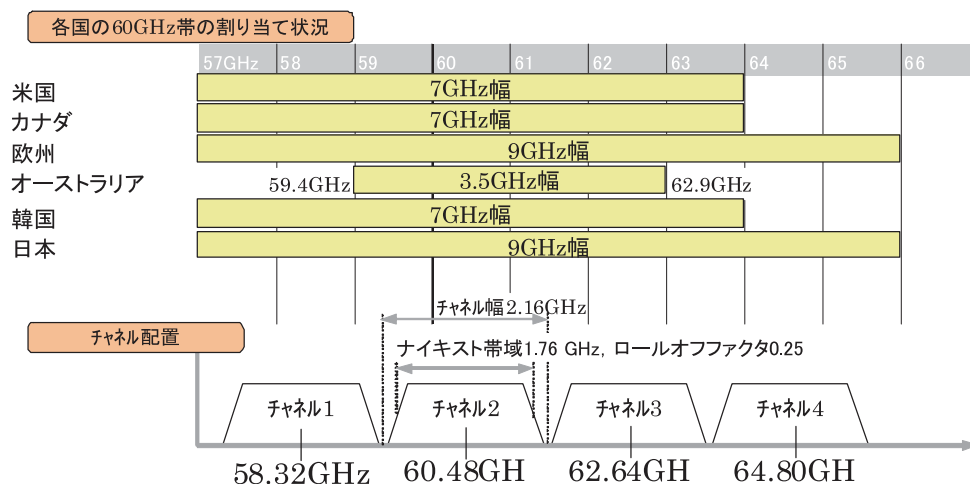


図2-4 主要国の60GHz帯周波数割当とチャンネル配置

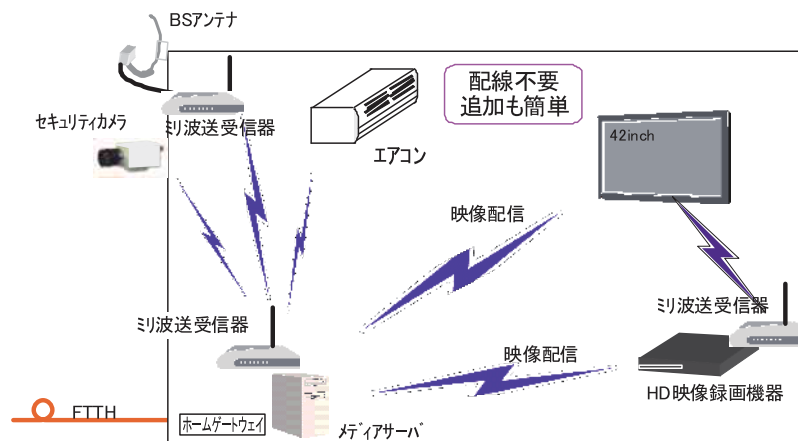


図2-5 60GHz帯WPANの利用例

2.2.2 ミリ波中距離伝送の利用例

(1) 非圧縮HD-TV映像の中継

HD-TVは高度で鮮明な映像を実現するが映像情報量は約1.5Gbpsを要する。電波法によれば、地上デジタル放送の占有帯域幅は、5.6MHz / 1波であり、効率的に伝送する技術的な工夫が求められた。地上デジタル放送では、高度な圧縮技術と、変調方式の多値化・多重化により効率的な電波の利用を実現している。一方、電波利用効率を改善するために高度な圧縮化を追求した結果、遅延時間はアナログ放送と比べると大幅に増加せざるを得なくなった。HD-TVの映像品質を維持しつつ、遅延時間を最小にするには非圧縮伝送が必須であり、1.5Gbps以上の伝送速度を実現できる無線方式が必要となった。60GHz帯は無線局免許が不要であり、かつ1.5Gbps以上の伝送速度が実現できるので、HD-TVの非圧縮伝送に適した唯一の周波数帯である。有望な利用例として“HD-TV非圧縮映像の中継”を図2-6に示す。



出展：総務省WEBサイト

図2-6 HD-TV非圧縮映像の中継

(2) 50GHz帯デジタル無線伝送装置の“高速化の”提案

当社は2004年に50GHz帯簡易無線規格に従ったデジタル無線伝送装置を製品化した⁽²⁴⁾。電波の有効利用が志向されている中、仮に現在の50GHz簡易無線変調規格を改定できるという前提で無線伝送の高速化を考えてみた。ここでの当社提案変調方式は64QAMで、現行の50GHz簡易無線では認可されていない。表2-1で当社従来機種と提案機種の回線設計性能を比較すると無線区間の伝送速度は150Mbpsが可能となり伝送情報量が格段に向上する。送信電力は10mWで、送信アンプは8dBバックオフでの動作を想定するとアンテナ共用器の損失を考慮して100mW飽和出力(ここでは P_{1dB})が実現できればよい。

表2-1 50GHz帯無線システムの回線設計例

項目	今回の提案	当社の従来製品	備考
周波数 [GHz]	送信：50.44 ~ 50.60 受信：50.94 ~ 51.10		チャンネル帯域幅40MHz
複信方式	周波数分割複信		
伝送距離 [km]	1.2	1.6	
変調方式	64QAM	QPSK	現行規格はQPSKまで
シンボルレート [Mbaud]	33.3	10.15	
無線伝送速度 [Mbps]	150	20.3	
ロールオフファクタ	0.2	0.5	
占有帯域幅 [MHz]	40.0	15.2	
誤り訂正方式	LDPC	ターボプロダクト符号	
符号化利得 [dB]	8	4.5	BER@ 10^{-4} における期待値
アンテナ口径	ϕ 40cm		
年間不稼働率 [%]	0.02	0.02	
降雨減衰量 [dB]	22.6	32.2	東京・大手町
空中線電力 [dBm]	10.0	6.0	
空間損失 [dB]	127.3	130.5	
アンテナ利得 [dBi]	42.0	42.0	ビーム半値幅
受信電力 [dBm]	-34.0	-40.5	
雑音指数 [dB]	9	13	
受信雑音電力 [dBm]	-89.0	-89.2	
理論C/N [dB]	24.5	11.5	BER@ 10^{-4} 、同期検波
固定劣化 [dB]	6.0	3.5	BER@ 10^{-4}
熱雑音配分 [%]	30.0	50.0	
所要C/N [dB]	52.2	45.7	降雨減衰を含む
システムマージン [dB]	2.7	3.0	

3. センサーへの応用

ミリ波の直進性と透過性という特徴をセンサーに応用する研究は歴史があり、近年に至り社会的な要求でもある交通事故の予防や被害軽減のために“車載用ミリ波レーダ”が実用化され普及の途上にあり、その性能のさらなる改善と機能拡充のために研究開発は活発である。同様に社会的な要求として重要施設のセキュリティ（例えば空港における不審物検査など）や災害時のレスキュー（例えば火災現場での人命救助など）に“ミリ波イメージング”の研究開発が盛んである。

ここでは実用化されている車載用ミリ波レーダ方式(FM-CWと2周波CW)の動作原理を説明し、工夫と改良の例なども紹介する。ミリ波イメージング技術は研究開発途上のものが多いが、一部は実用化されている。ここでは2つの方式(パッシブイメージングとアクティブイメージング)について動作原理と開発例を紹介する。

3.1 車載用ミリ波レーダ

自動車産業は本邦の基幹産業であり、その技術範囲は極めて広範にわたる。最近ではCO₂削減の切り札としてハイブリッド車(HV)や電気自動車(EV)の市場投入、さらには燃料電池車(FCV)や水素自動車の実用化が近いなどの動向から、次世代の自動車構造の核は“モーターと電池”などと評論されている。

一方、安全運転を支援する目的で1990年代の後半からミリ波レーダを用いたACC (Adaptive Cruise Control) の実用化が始まった。ACCとは先行車両との車間距離を前方監視ミリ波レーダを使って計測し、一定の車間距離を保持するようアクセルやブレーキを制御するシステムのことで、先行車両が無い場合はドライバーが設定したスピードを保持する車速制御などを行う。^(3.1) 2000年代に入り自動車メーカーや電装メーカーはミリ波を使った前方監視レーダによる衝突緩和システム^(用語)に加え、後方監視レーダ、側方監視レーダなどを開発し、さらなる安全システムの高度化を目指している。^{(3.2)(3.3)}

これらもまた自動車産業界における特筆すべき技術であり、社会インフラに大きな変革をもたらす国家レベルのプロジェクトITS (Intelligent Transport System)の重要な構成技術でもある。ま

た、ITS用のセンサとして開発されたミリ波レーダは“踏切監視”用途としても有望であり、鉄道事業者等を中心に実地試験が継続されている。

本邦においては自動車用ミリ波レーダの周波数割当は60～61GHzおよび76～77GHzで法制化されている。ここでは車載用ミリ波レーダとして実用化されている代表的なFM-CW (Frequency Modulated - Continuous Wave) 方式と2周波CW方式(FSK方式)の検知原理および小型化を目指したアンテナやRFデバイスおよび信号処理などの技術動向について触れてみたい。

(用語説明) 衝突緩和システム

衝突が回避できないと判断したとき、自動的にシートベルトを巻上げたり、ブレーキを動作させたりして乗員のダメージを軽減するシステムを言う。プリクラッシュセーフティシステム(PCS)などとも呼ばれる。

3.1.1 FM-CW方式の動作原理

FM-CWレーダは簡易な構成でターゲットまでの距離 L と相対速度 V_r が同時に計測できるのでコスト的にも有利で、車載用ミリ波レーダに採用されている。図3.1-1はFM-CWレーダの構成例で、電圧制御発振器(VCO)に三角波のFM変調をかけ送信波を生成しアンテナからターゲットに向けて発射する。また、この送信波の一部を結合器で分配し受信用ミキサのローカル波として使う。

一方、ターゲットに到達した送信波はターゲットの反射率に応じて反射波を発生させ、この反射波は受信波として受信ミキサに導かれ、前述の送信波と混合されビート信号が生成される。このビート信号を解析することでターゲットまでの距離 L とターゲットとの相対速度 V_r を算出することができる。

これを、時間領域の図で説明したのが図3.1-2である。ミリ波帯周波数 f_0 に対し周波数変調幅 Δf 、周期 T のFM変調をかけ送信信号とする。距離 L の位置にある相対速度 V_r で移動するターゲットに到達した送信波は反射して受信波となる。受信波はターゲットが相対速度 V_r で動いているため、時間遅れ $2L/C$ およびドップラー効果を受け周波数 f_0 は $2f_0 \cdot V_r / C$ だけシフトして受信信号となる。ここで C は光速である。この受信信号と送信信号をミキサで混合すると式(1)と式(2)に示すビート信号 f_{BH} と

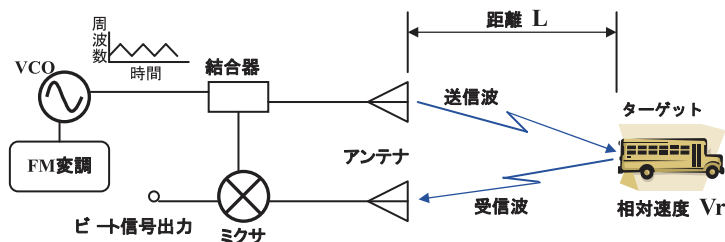


図3.1-1 FM-CWレーダの構成例

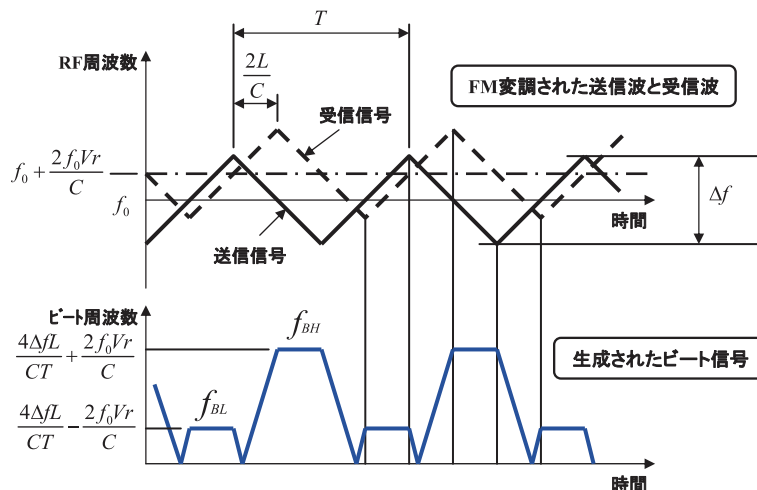


図3.1-2 FM-CWレーダの原理図

f_{BL} が生成される。

$$f_{BH} = \frac{4\Delta f L}{CT} + \frac{2f_0 V_r}{C} \quad (1)$$

$$f_{BL} = \frac{4\Delta f L}{CT} - \frac{2f_0 V_r}{C} \quad (2)$$

このビート信号 f_{BH} と f_{BL} を計測することによって、距離 L と相対速度 V_r を式(3)と式(4)により求めることができる。

$$L = \frac{CT(f_{BH} + f_{BL})}{8\Delta f} \quad (3)$$

$$V_r = \frac{C(f_{BH} - f_{BL})}{4f_0} \quad (4)$$

相対速度 V_r がゼロの場合は式(1)と(2)よりビート信号 f_{BH} と f_{BL} は等しくなるが、距離 L は求まる。また、式(3)から距離の分解能を上げるためには三角波の周期 T を短くするか、変調幅 Δf を大きくすればよい。式(4)から相対速度の分解能を上げるためには周波数 f_0 を高くすればよいことが分かる。以上がFM-CWレーダの動作原理である。

3.1.2 2周波CW方式の動作原理

ターゲットに対し連続波2波(f_1 と f_2)を交互に送信し、ターゲットからの反射波を受信し、送信波と混合してビート信号を生成、このビート信号を解析することでターゲットまでの距離と相対速度を計測するレーダ方式を2周波CW方式という。

この方式の送信波はデジタル変調方式の一つである周波数偏移変調と類似しているためFSK (Frequency Shift Keying)方式とも呼ばれる。この方式も車載レーダとして採用されているので動作原理を説明する。

図3.1-3は2周波CWレーダの構成例で、FSK変調波は周波数安定度の良いPLL周波数シンセサイザ(PLO)で生成され、送信アンテナからターゲットに向けて発射される。また、この送信波の一部を結合器で分配し受信用ミキサのローカル波として使う。一方、ターゲットに到達した送信波はターゲットの反射率に応じて反射波を発生させる。この反射波は受信波として受信ミキサに導かれ、前述の送信波と混合されビート信号が生成される。このビート信号を解析することでターゲットまでの距離 L とターゲットとの相対速度 V_r を算出することができる。

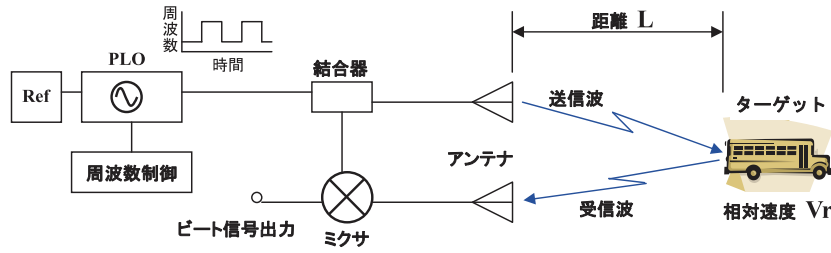


図3.1-3 2周波CWレーダの構成例

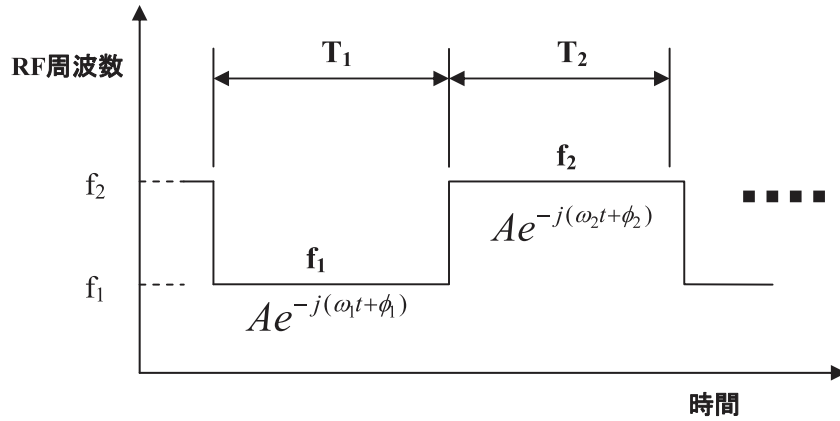


図3.1-4 2周波CWレーダの送信周波数と初期位相の定義

＊設計者の疑問：設計者がよく議論するテーマとして『2種類のCW送信波に対応する2種類のビート信号の位相差からターゲットまでの距離が求まるが、CW送信波の初期位相は影響しないのか？』がある。ここでは『影響しない』ことを説明する。

図3.1-4は2周波CWレーダの送信波とその初期位相を定義したもので、第一の周波数 f_1 は初期位相 ϕ_1 を有して時間 T_1 の区間で送信され、第二の周波数 f_2 は初期位相 ϕ_2 を有して時間 T_2 の区間で送信されることを示している。(通常は $T_1=T_2$ と設定する) 送信信号 $Tf_1(t)$ と $Tf_2(t)$ を式(5-a)と式(5-b)に、ターゲットからの反射信号 $Rf_1(t)$ と $Rf_2(t)$ を式(6-a)と式(6-b)に、送信波の一部を利用する受信ミキサのローカル信号 $Lof_1(t)$ と $Lof_2(t)$ を式(7-a)と式(7-b)に示す。

$$Tf_1(t) = A \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) \quad (5-a)$$

$$Tf_2(t) = A \cos[2\pi(f_1 + \Delta f)t + \phi_2] \quad (5-b)$$

ここで、 $\Delta f = f_2 - f_1$

$$Rf_1(t) = a \cos[2\pi f_1(t - \frac{2(L - Vrt)}{C}) + \phi_1] \quad (6-a)$$

$$Rf_2(t) = a \cos[2\pi f_2(t - \frac{2(L - Vrt)}{C}) + \phi_2] \quad (6-b)$$

ここで C は光速

$$Lof_1(t) = B \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) \quad (7-a)$$

$$Lof_2(t) = B \cos(2\pi f_2 t + \phi_2) \quad (7-b)$$

受信ミキサにて反射信号とローカル信号を混合すると生成される周波数変換成分 $Mf_1(t)$ と $Mf_2(t)$ を式(8-a)と式(8-b)に定義する。

$$Mf_1(t) = Rf_1(t) \cdot Lof_1(t) \quad (8-a)$$

$$Mf_2(t) = Rf_2(t) \cdot Lof_2(t) \quad (8-b)$$

式(8-a)と式(8-b)で定義された周波数変換成分は、ビート信号だけでなくローカル信号と反射信号の混合で生成される全ての成分を含んでいる。このうち送信波 f_1 で生成されるビート信号 $Bf_1(t)$ を式(9)に、送信波 f_2 で生成されるビート信号 $Bf_2(t)$ を式(10)に示す。

$$Bf_1(t) = K \cos[\frac{-4\pi f_1 L}{C} + (\frac{4\pi f_1 Vr}{C})t] \quad (9)$$

$$= K \cos(\theta_1 + \omega_{beat1}t)$$

ここで、

$$\theta_1 = \frac{-4\pi f_1 L}{C} \quad \omega_{beat1} = \frac{4\pi f_1 Vr}{C} = 2\pi f_{beat1}$$

$$Bf_2(t) = K \cos[\frac{-4\pi f_2 L}{C} + (\frac{4\pi f_2 Vr}{C})t] \quad (10)$$

$$= K \cos(\theta_2 + \omega_{beat2}t)$$

ここで,

$$\theta_2 = \frac{-4\pi f_2 L}{C} \quad \omega_{beat2} = \frac{4\pi f_2 V_r}{C} = 2\pi f_{beat2}$$

式(9)または式(10)により, ターゲットとの相対速度 V_r は式(11-a)または式(11-b)で求められる。

$$V_r = \frac{f_{beat1} \cdot C}{2f_1} \quad (11-a)$$

$$V_r = \frac{f_{beat2} \cdot C}{2f_2} \quad (11-b)$$

また, 式(9)におけるビート信号 ω_{beat1} の位相 θ_1 は, 送信信号に対する反射信号の位相差(遅れ)であり, 式(10)におけるビート信号 ω_{beat2} の位相 θ_2 も同様である。

この2つのビート信号の位相差($\theta_1 - \theta_2$)からターゲットまでの距離 L は式(12)により求まる。このように送信波 f_1 と f_2 の初期位相 ϕ_1 と ϕ_2 は距離 L の計測に影響を与えないことが分かる。

$$L = \frac{\Delta\theta \cdot C}{4\pi(f_2 - f_1)} \quad (12)$$

ここで, $\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2$

式(12)から距離アンビギュイティを回避するためには $\Delta\theta < 2\pi$ を満たす必要があり, 距離分解能を上げるにはFSK変調2周波の差を拡大すればよい。一方, ターゲットとの相対速度がゼロのときはビート信号の出力は直流成分だけになるので距離測定ができなくなる。また, 複数のターゲットの相対速度が同じ場合にはターゲットの分離ができない。後述するが, 2周波CWレーダはこのような原理的な欠点を補うための工夫がなされて車載用に供されている。

3.1.3 車載用レーダの実用化における改良と工夫

(1) 2周波CW方式の相対速度ゼロおよび相対速度同一の複数ターゲット検知対策

動作原理で説明したが, 2周波CW方式においてはレーダとターゲットの相対速度がゼロの場合, ビート信号は直流成分だけになるので距離の検出ができないという問題がある。この解決策としてFM-CW方式と2周波CW方式を組み合わせた方式が提案されている。⁽³⁻⁴⁾⁽³⁻⁵⁾⁽³⁻⁶⁾

また, 2周波CW方式を発展させ多周波を階段状

に変化させつつ, 各周波数を所定の周期と幅でパルス化し送信波とすることで, より精度よく相対速度ゼロと相対速度同一の複数ターゲットを検知する新方式“多周波ステップICWレーダによる多目標分離法”⁽³⁻⁷⁾も提案されている。

(2) アンテナ方式(測角方式, 小型化, 低コスト化)

水平方向に点在するターゲットを検知する測角方式はいくつか実用化されており, 例えば複数の受信アンテナを時分割で切替え, 受信信号をデジタル処理することでアンテナビームを形成するデジタルビームフォーミング方式⁽³⁻²⁾やモノパルス方式で方位角を計測する方法がある。⁽³⁻³⁾⁽³⁻⁸⁾ また, 小型化, 低コスト化の目的で数十年にわたり車載レーダアンテナを研究し, ついには給電線路と放射素子を直結させた高効率マイクロストリップアンテナを開発したという報告もある。⁽³⁻⁹⁾

(3) RFデバイス

76GHz車載レーダ用に送受信部を機能要素ごとにMMIC化しチップセット(マルチチップ)で構成する方式や, 送受信部をシングルチップMMICに統合したという報告がある。例えばゲート長0.15 μ m, 遷移周波数 f_t が90GHz, 最高発振周波数 f_{max} が170GHzのP-HEMTにより発振器を含まない送受信部を統合したMMIC⁽³⁻¹⁾や90nmのCMOSプロセスを用いてFM-CW信号発生器を含む送受信統合シングルチップICの報告などである。⁽³⁻¹⁰⁾

3.2 ミリ波イメージング

前節でミリ波が霧, 雨, 粉塵などを透過する性質を利用して自動車用レーダや踏切監視用レーダに利用されていることを説明した。ミリ波の透過性の利用はこれに止まらず, 例えば炎, 煙, ダンボール, 衣服などの透過性を利用したイメージングセンサーがある。最近は特にテロ対策や火災現場での人命救助などの用途において, イメージングセンサーの技術開発が盛んである。イメージングセンサーは大別して2種類の方式があり, 第一の方式は被検出物体が放射するミリ波を受信して検知する“パッシブ方式”で, 第二の方式は被検出物体に対しミリ波を放射(送信)し, その反射波を受信して検知する“アクティブ方式”である。⁽³⁻¹¹⁾⁽³⁻¹²⁾

3.2.1 パッシブイメージング

全ての物体はプランクの熱放射則に従い、物体の温度に応じた強度で電磁波を放射(黒体放射)している。この電磁波のうちミリ波帯の放射波のみを受信してその電力強度を測定することにより、物体間の温度差を検出することができる。物体から放射される電磁波の強度を電力スペクトル輝度 B_{bf} で表し、物体の絶対温度 T とすると、プランクの熱放射則により両者は式(13)の関係にある。

$$B_{bf} = \frac{2hf^3}{C^2} \frac{1}{\exp\left(\frac{hf}{kT}\right) - 1} \quad [\text{Wm}^{-2}\text{Hz}^{-1}\text{sr}^{-1}] \quad (13)$$

ここで、 h はプランク定数 $6.62606876 \times 10^{-34}$ (J·s), k はボルツマン定数 $1.3806503 \times 10^{-23}$ (J/K), C は光速 2.99792458×10^8 (m/s) である。

図3.2-1はプランクの熱放射則を、特定温度をパラメータとして計算したものである。

また、マイクロ波～ミリ波帯においては $hf/kT \ll 1$ が成立するので、プランクの熱放射則は式(14)のように近似することができる。

$$B_{bf} = \frac{2kT}{\lambda^2} \quad (14)$$

式(14)はレイリー・ジーンズ近似式と呼ばれ、

図3.2-1に示すマイクロ波～ミリ波帯域における各温度特性の線形関数領域に対応する。

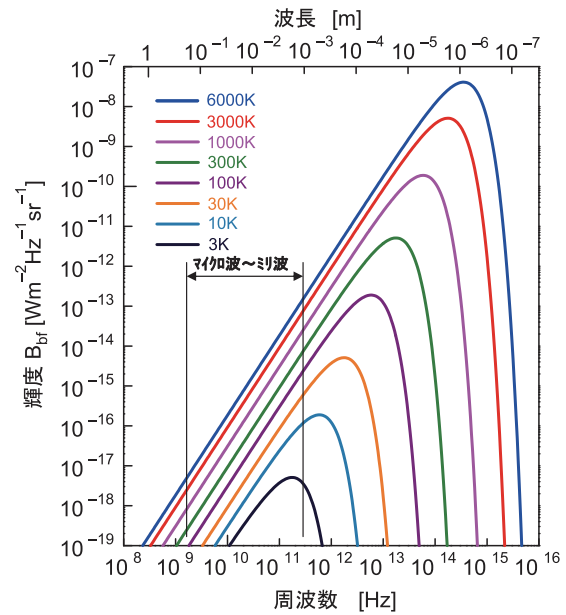


図3.2-1 プランクの熱放射則

パッシブイメージングにミリ波帯を用いる理由は波長が短いため空間分解能が高いことや、炎を透過することがあげられる。ミリ波が炎を透過する理由は、炎の主体であるプラズマの密度は通常 $10^8 \sim 10^{12} \text{ cm}^{-3}$ 程度で、この密度に対応するプラズマ周波数は $0.1 \sim 10 \text{ GHz}$ であり、マイクロ波は炎を透過できない。ところが、プラズマ周波数の干渉



出典：Quintiq 社広報(2001.3rd Quarter)

図3.2-2 パッシブイメージングを使った画像解析例

を受けないミリ波は透過できるのである。⁽³⁻¹²⁾

このように物体からの熱放射のうち、特定のミリ波帯のみ受信して電力スペクトル輝度が測定できれば、プランクの熱放射則から物体の温度を求めることができる。また、物体間の“温度差”から物体の種類(人体、金属、液体など)を判定したり、画像処理することで映像化することもできる。

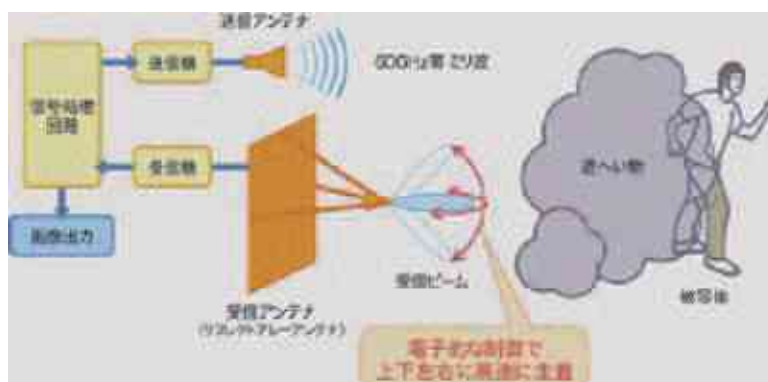
図3.2-2は人物が新聞紙に挟んで隠し持ったナイフやズボンのポケットに隠し持った拳銃が、ミリ波帯(94GHz)のパッシブイメージングセンサーにより生成した検出信号を2次元画像処理することで得られた画像である。

一方、パッシブイメージング技術はより簡便な応用として“非接触温度計測装置”などの例もある。この応用例はダンボール箱に入った冷蔵食品の温度を、箱を開封することなく計測し冷蔵食品の最適温度管理に供するというもので、画像処理などの複雑な装置を要することなく、ダンボール(遮蔽物)の有無と放射電磁波の受信強度を校正するだけという簡単な原理に基いている。⁽³⁻¹³⁾

3.2.2 アクティブイメージング

被検出物体に対し電磁波を照射(送信)し、その反射波または透過波を受信して二次元画像化する方式を指し、検出物体からの反射波を利用する方式はコヒーレント波(位相のそろった電磁波)を扱うレーダ技術と共通する干渉(スペックル)や物体の形状に起因する特異的な散乱強度のゆらぎ(グリント)など、画像乱れの要因を抱えている。⁽³⁻¹²⁾ アクティブイメージングが実用化されている例は、人工衛星や航空機などのプラットフォームに搭載して地表を遠隔観測するリモートセンシングなどがよく知られている。ここではトピカルな開発例として、本邦のNHK放送技術研究所が発表した60GHz帯電波テレビカメラを紹介する。⁽³⁻¹⁴⁾

アクティブイメージングの画像生成は応用によって工夫される。この電波テレビカメラの場合は、送信アンテナから60GHz帯ミリ波を被写体に向けて放射し、被写体からの反射波を受信アンテナの細いビームを上下左右の2次元平面を走査しながら受信して、受信波の強弱から2次元画像を



出典：日本放送協会 技術広報⁽³⁻¹⁵⁾

図3.2-3 電波テレビカメラの構成



出典：日本放送協会 技術広報⁽³⁻¹⁵⁾

図3.2-4 電波テレビカメラ装置とミリ波帯大型リフレクトアレーアンテナ

生成している。この場合、受信ビームをいかに早く走査するかで画像生成時間と動画対応性が決まると思われるが、ここでは“高速ビームリフレクタレーアンテナ”を開発している。PINダイオードを実装した数万個の反射素子を装着したリフレクタレーと一次放射器から構成された受信アンテナは開口径が57cm以上でビーム走査応答時間は200 μ s以下の装置仕様に対し、28 μ sを得たとの報告がある。

アクティブイメージングの応用例として60GHz帯ミリ波を使った電波テレビカメラを紹介したが、他の応用例も活発に研究されている。特にセキュリティ用途やレスキュー用途の傾向が強いのはパッシブイメージングと共通している。今後、ミリ波帯送受信デバイスの高性能・低価格化はもちろんのこと、アンテナ方式や画像処理技術の開発が多様化すると期待している。

4. むすび

本稿ではミリ波の伝播特性を示し、無線通信に利用する際の国際標準化動向と利用例として“60GHz帯HD-TV非圧縮映像の中継”および“50GHz帯高速伝送簡易無線装置”の提案を示した。また、センサへの利用に関してミリ波車載レーダの動作原理およびセキュリティに应用されているミリ波イメージングの動作原理と技術動向について示した。

5. 参考文献

- (1-1) 古川俊英“高出力ミリ波デバイスとその応用”，信学誌 Vol.93, No.2, pp.106-112, Feb. 2010
- (1-2) 渡邊一世，遠藤聡，山下良美，広瀬信光，三村高志，松井敏明“ナノスケールInGaAs/InAlAs系HEMTを用いた低雑音・高利得ミリ波帯MMIC”信学誌 Vol.93, No.2, pp.118-124, Feb. 2010
- (1-3) 株式会社日立製作所，シャープ株式会社，独立行政法人情報通信研究機構“（電波資源拡大のための研究開発）ミリ波帯無線装置の低コストの小型ワンチップモジュール化技術の研究開発”
<http://www.tele.soumu.go.jp/resource/j/fees/purpose/pdf/03-03.pdf>
- (1-4) Hiroshi HARADA, Ryuhei FUNADA, Keren LI, Shuzo KATO “60GHz Band CMOS Based Transceiver for Millimeter Wave WPAN and WLAN Systems”，信学技報，SRW2010-25, pp. 59-63 (2010-12)
- (1-5) 横敏夫“創立60周年記念特集：当社における無線通信技術の変遷”：島田理化技報，No.18, pp. 11-19 (2006)
- (2-1) RECOMMENDATION ITU-R P.676-6, “Attenuation by atmospheric gases”
- (2-2) RECOMMENDATION ITU-R P.838-3, “Specific attenuation model for rain for use in prediction methods”
- (2-3) IEEE 802.15.3c “Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specification for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs), Amendment 2 : Millimeter-wave-based Alternative Physical Layer Extension” IEEE Std.802.15.3c, 2009
- (2-4) 四分一浩二，鈴木哲也，田中稔博，森智之“50GHzデジタル無線伝送装置”，島田理化技報，No. 16, pp. 32-36 (2005)
- (3-1) 山野眞市，東田博文，生野雅義，松井貞憲，玉置智彦，矢木秀和，浅沼久輝“シングルチップMMIC応用自動車用76GHzミリ波レーダ”富士通テン技報 Vol.22 No.1 pp.12-19
- (3-2) 水野広，富岡範之，川久淳史，川崎智哉

“前方障害物検出用ミリ波レーダ” デンソー
テクニカルレビュー Vol.9 No.2 (2004)
pp.83-87

- (3-3) 本田加奈子, 米田公久, 山根克弥 “76GHz 後
方近距離ミリ波レーダの開発” 富士通テン
技報 Vol.25 No.2 pp.59-63

- (3-4) M. Marc-Michael, R Hermann
“Combination of LFCM and FSK
Modulation Principles for Automotive
Radar Systems” German Radar
Symposium, GSR2000, Berlin, Oct. 2000.

- (3-5) 特開 2003-167048, 発明の名称: 2周波 CW
方式のレーダ

- (3-6) 黒田浩司, 近藤博司, 笹田善幸, 永作俊幸
“ミリ波レーダの小型化と高性能化” 日立評
論 Vol.89 No.08 pp.64-67 (2007)

- (3-7) 稲葉敬之, “多周波ステップ ICW レーダによ
る多目標分離法” 信学技報, SANE2005-1,
pp.1-6, (2005-04)

- (3-8) 特開 2007-147532, 発明の名称: レーダ装置

- (3-9) 上里良英, 吉竹弘晃, 生野雅義, 藤本正彦,
山脇俊樹 “小型・高性能なミリ波帯アンテナ”
富士通テン技報 Vol.28, No.2, pp.19-25

- (3-10) 三友敏也, 星野洋昭 “CMOS 技術で実現した
ミリ波レーダ用ワンチップ送受信 IC” 東芝
レビュー, Vol.65, No.8, pp.44-47, (2010)

- (3-11) 水野皓司, “ミリ波帯イメージングアレー” 信
学誌 Vol.79, No.2, pp.176-181, Feb. 1996

- (3-12) 水野皓司, “ミリ波を用いたイメージング”
信学誌 Vol.91, No.12, pp.1047-1053, Dec.
2008

- (3-13) 特許第 3961516 号, 発明の名称: 非接触温
度計測装置

- (3-14) 嶋田浩和, “電波テレビカメラ” NHK 技研
R&D/No.122/2010.7 pp.11-17

- (3-15) NHK 技術広報 “電波テレビカメラ用ミリ波
帯大型リフレクタアレーアンテナを開発”
(平成 22 年 5 月 24 日),
[http://www.nhk.or.jp/pr/marukaji/
m-giju271.html](http://www.nhk.or.jp/pr/marukaji/m-giju271.html)

筆者紹介

東京製作所
技術部

四分一 浩二



東京製作所
技術部

江馬 浩一



技師長

槇 敏夫



当社におけるミリ波技術の取組み

高橋 勲
Isao TAKAHASHI

鈴江 秀規
Hidenori SUZUE

森 智之
Tomoyuki MORI

山口 浩
Hiroshi YAMAGUCHI

ミリ波帯利用の研究開発が活発である。今後ミリ波機器の普及に伴い、更なる性能向上やコストダウンが課題となって、設計技術と製造技術の工夫が要求されるであろう。ここでは当社におけるミリ波技術の取組みとしてフロントエンド集積化技術やアンテナ設計技術などの一部を紹介する。

1. まえがき

ミリ波帯の設計ツールや計測器が普及し、もはやミリ波帯無線装置とそれに組み込まれる機器は特殊な存在ではなくなった。設計現場においても製造現場においてもマイクロ波帯機器との特段の区別を要さず取り組まれている。

一方、当社は1960年代からミリ波帯の立体回路や電力計素子(パレットマウント)の研究開発に取り組んできたので“ミリ波”という周波数帯域には殊更に歴史を感じる。1970年代に入ると本邦ではミリ波大容量通信の研究が本格化し、当社においてはミリ波帯分波器やこれらを計測する立体回路測定器などを製品化した。1980年代においては精密級ミリ波電力計の研究開発⁽¹⁻¹⁾⁽¹⁻²⁾やミリ波帯平面回路モジュールの研究開発に力を注ぎ、1990年代において北米市場向けに38GHz帯デジタル無線伝送装置を量産した⁽¹⁻³⁾。2000年代に入り、無線局免許が不要な60GHz帯に着目し平面回路フロントエンドモジュールの製品化などを行って今日に至る。

近年、ミリ波利用に関する各種の研究が国家プロジェクトで推進され、国際標準化の活動も活発である。

これらのことを踏まえ、本稿ではユニークなミリ波技術の活用を目指して、当社におけるミリ波帯のフロントエンド集積化技術や低損失立体回路技術およびアンテナ設計技術などを紹介する。

2. ミリ波フロントエンド集積化技術

2.1 平面回路伝送線路

当社ではミリ波帯で使用する回路の多くは、マイクロ波帯と同様にマイクロストリップ線路(以下MS線路と表記)等の平面回路を用いている。このことはFET(電界効果トランジスタ)やMMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)など大部分の半導体デバイスがMS線路での実装を前提として製品化されていることに加え、当社が保有する従来からの実装技術をそのまま流用できるという利点がある。

一般的に使用されるMS線路は、一方を空気、他方を誘電体基板で構成する非対称構造を有している。このためMS線路の伝送基本モードは同軸線路のような対称性を有するTEMモード(進行方向に電界成分と磁界成分を持たないモード)になり得ない。このような伝送モードは準TEM(Quasi-TEM)モードと呼ばれ、周波数が高くなるにつれて高次モード(TMモードやTEモード)が発生しやすくなり、伝送線路の伝搬定数が一定ではなくなり周波数特性を有する。この現象は“周波数分散”と呼ばれ、MS線路での実効誘電率や特性インピーダンス等が周波数特性を持つ要因となっており、基板が厚いほど低い周波数領域から周波数分散による影響が現れる。図2-1および図2-2は基板厚 $h=0.38\text{mm}$, 0.25mm , 0.1mm のアルミナ基板($\epsilon_r=9.9$)について実効誘電率と特性インピーダンスを計算した例であり、周波数が高くなるにつれて特性変化が顕著になることが分かる。このため基板厚の選定目安は一般的に使用周波数の $1/10$ 波長以下としている⁽²⁻¹⁾。

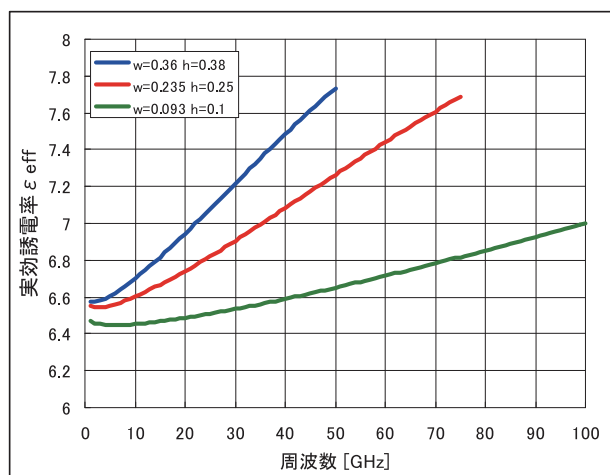


図2-1 アルミナ基板の実効誘電率計算例
(基板厚 $h=0.38\text{mm}$, 0.25mm , 0.1mm)

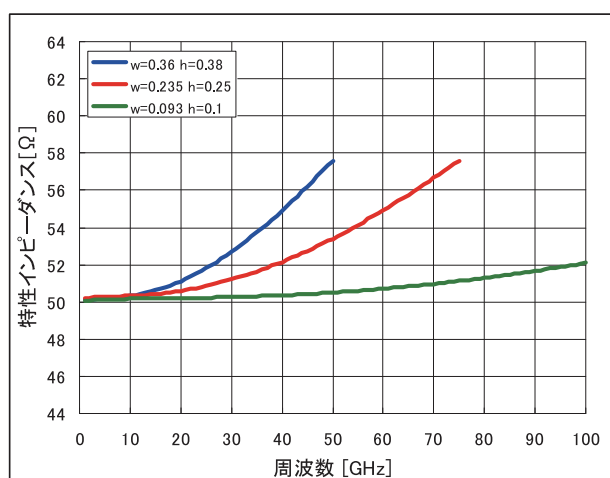


図2-2 アルミナ基板の特性インピーダンス計算例
(基板厚 $h=0.38\text{mm}$, 0.25mm , 0.1mm)

次にMS線を構成する誘電体基板であるが、誘電体による損失(誘電体損)を低減させるためには誘電正接($\tan \delta$)の小さい材料を選ぶ必要がある。また温度変動による材料の伸縮で回路の断線などの故障を避けるために、熱膨張係数の小さいものが理想である。当社では主にフッ素樹脂系、熱硬化性樹脂系、アルミナ等の材料を製品仕様や周波数、実装形態に応じて使い分けている。ミリ波帯で使用する半導体デバイスは“ベアチップ”が多いので、当社では信頼性確保を図るためパッケージングを必須としており、そこに使用する誘電体基板は回路パターン縮小化のため比誘電率が高いアルミナ基板とし、導体は薄膜で生成している。パッケージへの接合は半導体ベアチップ部品(MMICなど)の実装と共用できるAuSn半田を使用している。一方フッ素樹脂系や熱硬化性樹脂系を用いてMS線

路を構成する場合、導体による損失(導体損)を低減させるため、表面の粗い電解銅ではなく、滑らかであり且つ屈曲性に優れた圧延銅を使用している。表面粗さによる導体損の増加について言及すれば、導体損に関わる表面抵抗についてはよく知られた次式がある⁽²⁻¹⁾⁽²⁻²⁾。ここで Δ は二乗平均平方根粗さ(RMS)、 σ は導体の導電率、 δ は表皮深さ(skin depth)である。図2-3に $R_s(\Delta)/R_s(0)$ の計算結果の一例を示すが、例えば表面粗さが表皮深さと同程度($\Delta \approx \delta$)の場合、表面抵抗 $R_s(\Delta)$ は滑らかな場合の表面抵抗 $R_s(0)$ と比較して約1.6倍になる。

$$R_s(\Delta) = R_s(0) \left\{ 1 + \frac{2}{\pi} \tan^{-1} \left[1.4 \left(\frac{\Delta}{\delta} \right)^2 \right] \right\}$$

$$R_s(0) = \frac{1}{\sigma \delta}$$

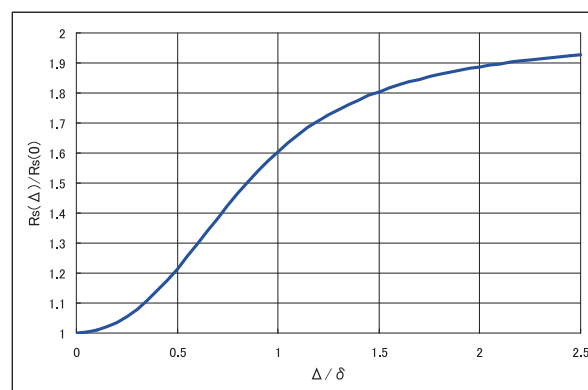


図2-3 表面抵抗比 $R_s(\Delta)/R_s(0)$ の計算結果一例

2.2 マルチチップモジュール

当社では市販のMMICベアチップを購入し、ミリ波に対応した金属製パッケージに“周波数通倍回路+アンプ回路”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)と呼んでいるが、図2-4は60GHz帯の製品に使用しているMCMの一例であり、周波数通倍器MMICの後段に不要波抑圧用フィルタ(アルミナ基板)、増幅器MMIC、その後段に検波回路(アルミナ基板)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にはワイヤボンディングされているが、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。当社がMCMを採用する理由は、市販の単体MMICには無い機能を持った独自のモジュールをシステム仕様に合わせて設計し、自社供給できるという利点にある。MCMの最終工程では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している。

表2-1 60GHz帯通倍器モジュールの主要性能

項目	性能
入力周波数	15GHz帯
出力周波数	60GHz帯
出力電力	+14dBm以上
消費電力	1W以下

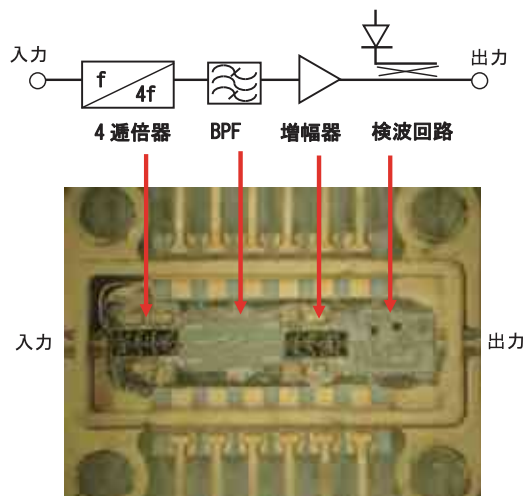


図2-4 60GHz帯通倍器モジュール

2.3 フロントエンドモジュール

フロントエンドモジュールは様々な機能のMCMで構成される。図2-5に60GHz帯受信フロントエンドモジュールの一例を示し、表2-2にその主要性能を示す。

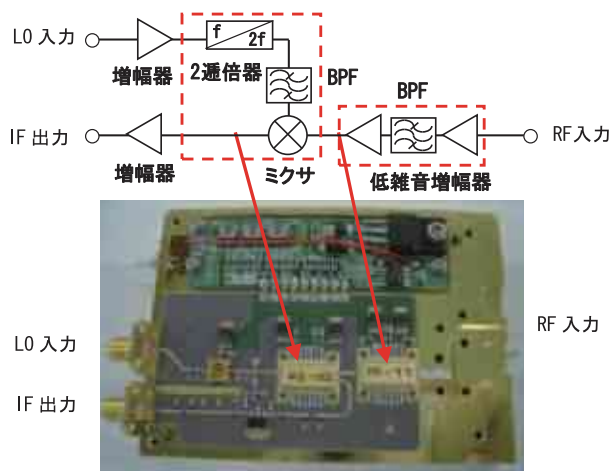


図2-5 60GHz帯受信フロントエンドモジュールの一例

表2-2 60GHz帯受信フロントエンドモジュールの主要性能

項目	性能
入力周波数	60GHz帯
出力周波数	2GHz帯
LO周波数	14GHz帯
雑音指数	8dB以下
利得	20dB typ.
LO入力電力	+3dBm
消費電力	3W以下

2.4 高出力モジュール

市販のアンプMMICは60GHz帯で最大50mW程度の1dB利得圧縮点出力(P_{1dB})しか得られていない。図2-6は50GHz帯アンプMMICを組込んだMCMの入出力特性実測例であるが、 P_{1dB} で約30mW (15dBm)が得られている。図2-7はそのMCMの外観である。

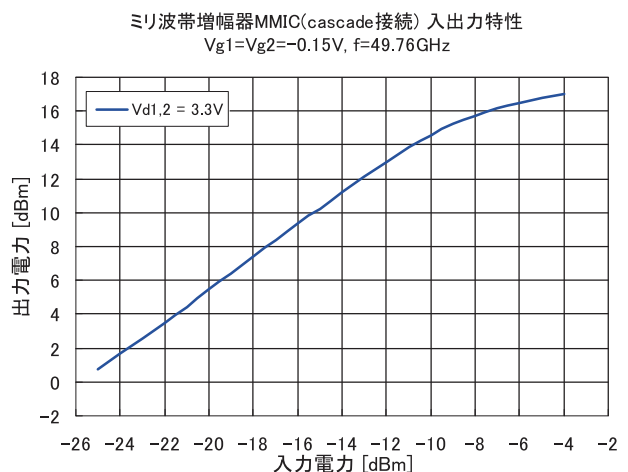


図2-6 ミリ波帯増幅器MCM測定結果(周波数49.76GHz)

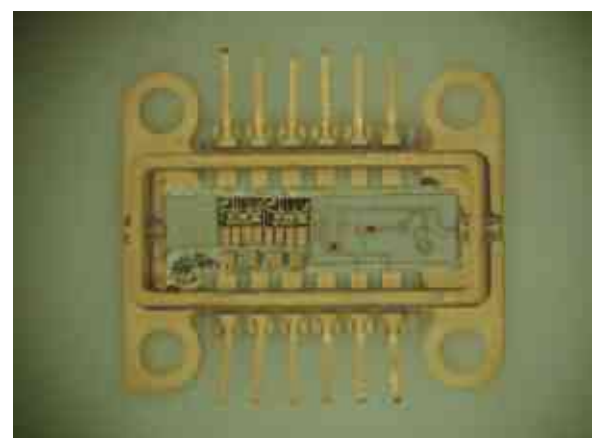


図2-7 50GHz帯増幅器モジュール(MMIC × 2, 検波回路で構成)

もし50GHz帯無線装置のシステム要求が送信アンプとして100mWの P_{1dB} が必要となった場合、単純計算では本MMICを4合成すればよい。しかしMS線路を使用して合成した場合、これに使う分配・合成器の伝送損失がそれぞれ1.5dBを超え、4合成では済まなくなる。一方、導波管の分配・合成器は伝送損失が非常に小さいため、合成型アンプを構成する場合に非常に便利である。図2-8は分配・合成器として4段チェーン型を使った場合、伝送損失はそれぞれ0.3dB程度でおさまるので P_{1dB} が100mWのアンプは実現できる。

なお、近年では“空間”を用いてコヒーレントに電力を合成して高出力を得るSpatial Power CombiningやQuasi-Optical Power Combining等と呼ばれる手法がある⁽²³⁾⁽²⁴⁾。当社の製品には採用実績が無いが非常に興味深い手法である。

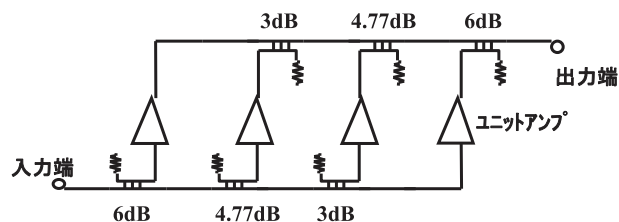


図2-8 導波管4段チェーン型分配・合成器を用いた電力増幅器

2.5 高集積化高周波ボード

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、このようなモジュールはパッケージ自体の価格や実装時の手間などからコスト低減の限界がある。またパッケージとチップ間の接続箇所が増えることにより高周波特性の劣化対策が必須となるうえ、小型化にも限界が生じる。そのような要求からLTCC（低温焼成セラミックス）技術を使った多層化、高集積化が盛んに研究されているが、当社でも金属パッケージを使用せずに気密性が保て、且つ半導体ベアチップをフッ素樹脂系多層基板と組み合わせたケースに実装できるような図2-9の方法を検討したことがある⁽²⁵⁾⁽²⁶⁾。ミリ波帯では今後も検討すべきテーマである。

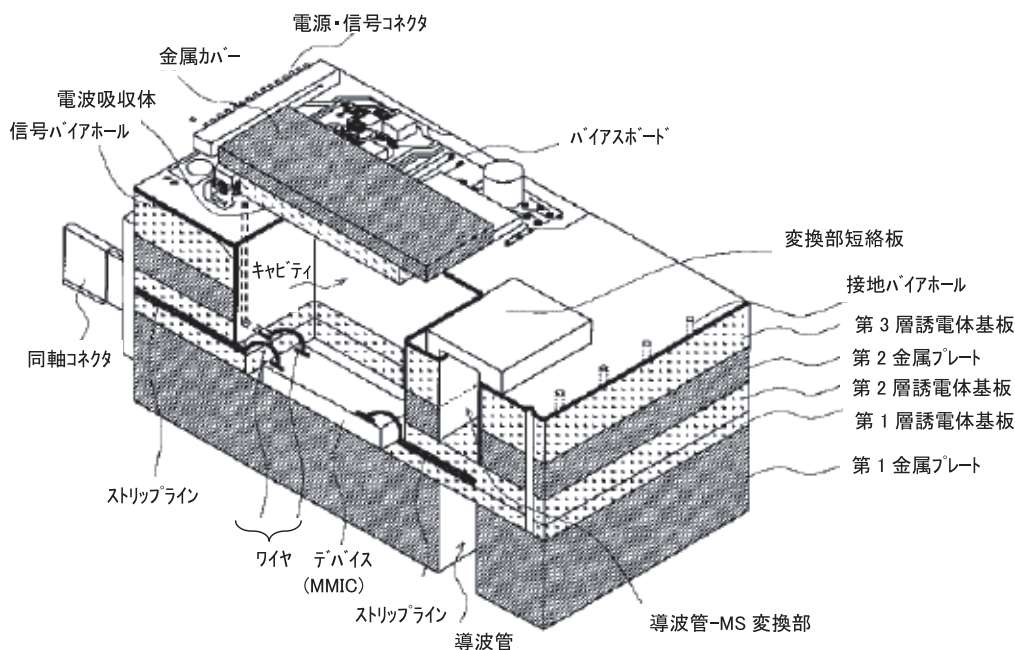


図2-9 半導体ベアチップが実装可能な高集積化高周波ボード⁽²⁵⁾

3. ミリ波低損失立体回路技術

3.1 導波管-マイクロストリップモード変換

前節で説明したようにミリ波帯のフロントエンドモジュールはMS線路を用いて集積化すると装置無線部の小型化や共通化が容易なため、MS線路は平面回路モジュールの代表的な伝送線路となっている。一方、ミリ波帯は波長が短いので立体回路のひとつである矩形導波管によるコンポーネントをモジュールの一部に用いても極端な大型化を招くことなく、“低損失”という利点が生かせるので当社では適宜採用している。導波管がマイクロ波やミリ波の伝送線路として使われてきた歴史は長く、導波管の国際標準化はすでに完了しているので、これを用いたモジュールの接続でインターフェースが問題になることは少ない。

ここでは伝送基本モードが全く異なるMS線路と矩形導波管の変換方法について説明する。前述したようにMS線路の伝送基本モードは準TEMモードであり、その特性インピーダンスは回路の電源

と終端インピーダンスに合わせ一般的に50オームが選ばれる。また、矩形導波管の伝送基本モードは TE_{10} モードであり、その特性インピーダンスは周波数分散の効果によりミリ波帯の標準導波管は概ね350～500オーム(電圧と電流で定義した特性インピーダンス)である。これら2種類の伝送線路の変換器はモード変換機能とインピーダンス変換機能の両方を有することが必須となる。図3-1の変換方式は矩形導波管の断面に対しMS線路基板が平行に配置されることから当社では“断面平行型MS-導波管変換器”と呼んでおり、図3-2の変換方式は矩形導波管の断面に対しMS線路基板が直交して配置されることから“断面直交型MS-導波管変換器”と呼んでいる。両者ともモジュールの構造や接続相手とのインターフェースに合わせ自在に選ばれている。なお、当社においてはこれらミリ波帯導波管-MS変換器のインピーダンス整合はVSWRで1.2以下、挿入損失(伝送損失)は0.2dB以下を標準的な性能としている。

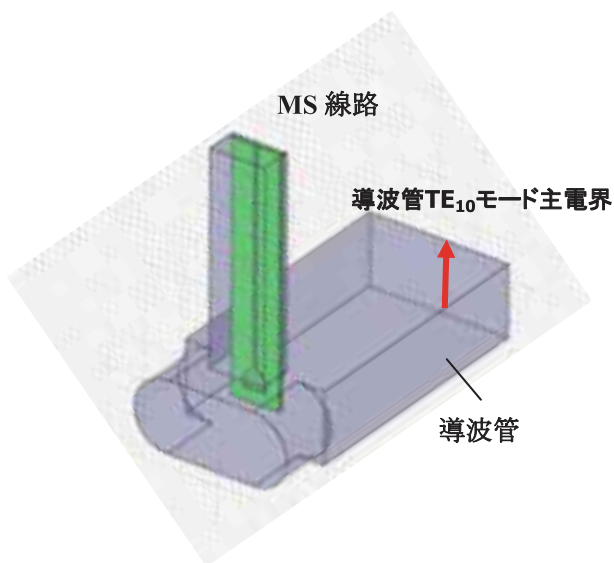


図3-1 断面平行型MS-導波管変換器

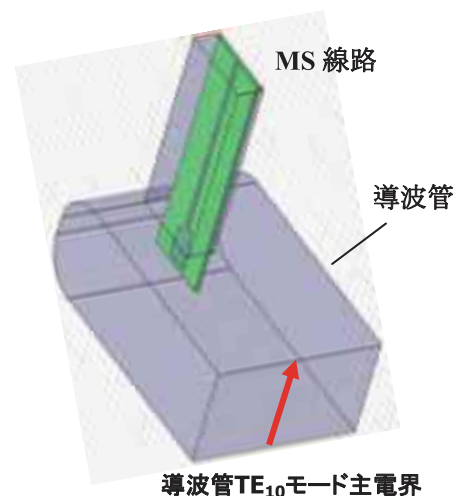


図3-2 断面直交型MS-導波管変換器



図3-3 60GHz帯無調整型導波管バンドパスフィルタ

3.2 導波管フィルタ

3.2.1 無調整バンドパスフィルタ

ミリ波帯によらず無線装置にとってフィルタは不可欠のコンポーネントである。前節で述べた集積化されたフロントエンドモジュールではMS線路フィルタを多用するが、MS線路フィルタは伝送損失が大きいため使用する際の条件として、送信系では送信電力の低下を招かないこと、受信系では

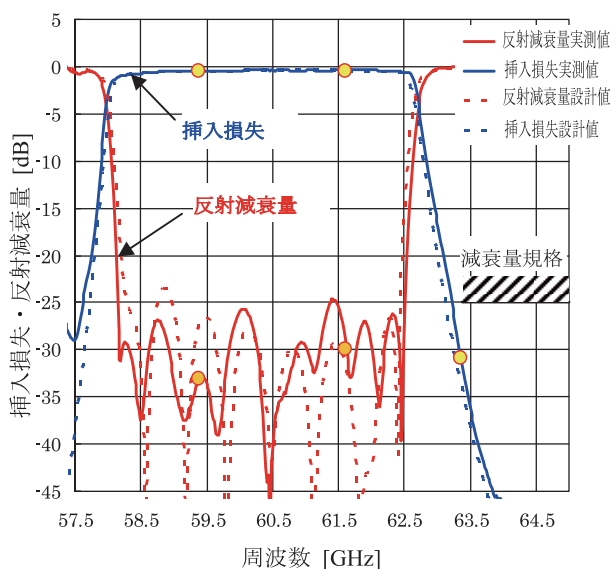


図3-4 60GHz帯無調整型導波管バンドパスフィルタの特性(設計値と実測値)



図3-5 40GHz帯アンテナ共用器

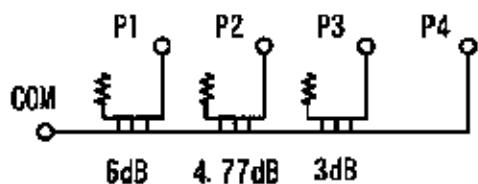


図3-7 導波管チェーン型4分配器の構成図

NFの劣化を招かないことがあり、フィルタの配置に制限を加えるなどの工夫をしている。また伝送基本モードが非対称であることに起因して、MS線路フィルタの中でも特にバンドパスフィルタ(帯域通過フィルタ)は放射波成分の結合が帯域外減衰量の劣化を招くという問題を有している。

ここでは伝送損失が非常に少ない導波管バンドパスフィルタを紹介する。図3-3は60GHz帯の導波管バンドパスフィルタで、無調整化を図っている。伝統的な導波管バンドパスフィルタは通過帯域幅と帯域外減衰量から共振器数を決定し、各共振器の共振周波数を外部からリアクタンス調整(金属スクリーなどの容量性リアクタンス可変方式が一般的)で合わせ込んでいる。ところが、この周波数調整は熟練を要するので“無調整型”が歓迎されている。設計は電磁界解析に依っているが、金属で構成された導波管は電磁界解析時の境界条件が明確なので、経験上の工夫を加えることで設計精度は非常に高くなる。また周波数調整用の金属スクリーなどが省略できるので、共振器の損失が低減されるという利点もある。図3-4は60GHz帯無調整型導波管バンドパスフィルタの設計値(破線)と実測値(実線)を示す。

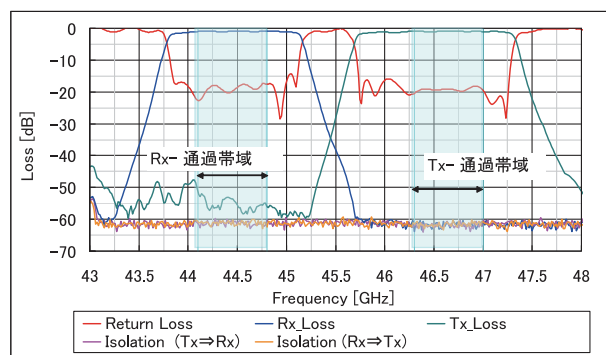


図3-6 40GHz帯アンテナ共用器の特性

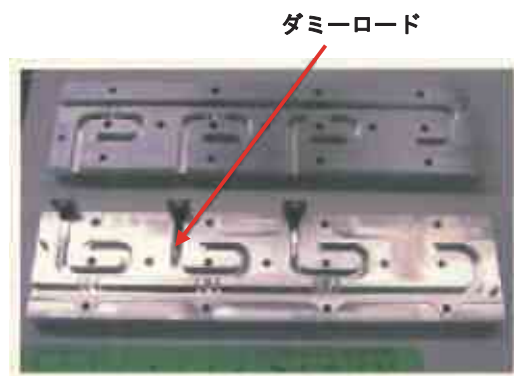


図3-8 導波管チェーン型4分配器の構造

3.2.2 アンテナ共用器

アンテナを送信系と受信系で共用する場合にアンテナ共用器(Duplexer)が必要となる。アンテナ共用器に要求される主な性能として、受信帯域に送信雑音電力が悪影響を与えないための“十分な送受信帯域間減衰量”および送信電力の低下やNF劣化を招かないための“低損失化”である。これらの要求を満たすため、当社では導波管で送信帯域通過フィルタと受信帯域通過フィルタを構成し、アンテナ端において最適な位相で合成して3端子のアンテナ共用器を構成している。図3-5は40GHz帯アンテナ共用器の外観で、図3-6にその特性を示す。

3.2.3 チェーン型分配・合成器

前節で合成型アンプの構成例を述べたが、ここではそれら合成型アンプなどに用いられる導波管チェーン型分配器(または合成器)を紹介する。図3-7は導波管チェーン型分配器の構成図でCOM端子から入力されたミリ波は6dBの結合度でP1端子に、4.77dBの結合度でP2端子に、3dBの結合度でP3端子に、残りの主線路伝送波はP4端子にそれぞれ導かれる。これが分配器側の動作で、合成器側は前節の図2-8に示すように同じ分配器を逆向きにP1～P4端子を接続すれば“分配器”と“合成器”が完成する。図3-8にミリ波帯導波管チェーン型4分配器の構造を示す。

3.2.4 60GHz帯サークキュレータ

ミリ波帯でもフェライトを使った非可逆素子があると便利である。前出アンテナ共用器を簡便に構成するためや、レーダの送受信波分離などに使われる。導波管で構成する利点は低損失にあるが、ミリ波帯で動作させるためには高い飽和磁化(4π Ms)のフェライトが必要となるので材料調達には工夫を要する。図3-9に示す60GHz帯Y分岐型導波管サークキュレータ



図3-9 60GHz帯Y分岐型導波管サークキュレータ

管サークキュレータは比帯域5%で挿入損失が0.4dB、アイソレーションが25dB得られている。

4. ミリ波アンテナ技術

4.1 反射鏡型アンテナ

リングフォーカス型カセグレンアンテナを採用し、高い開口能率と低サイドローブ特性を実現している。主反射鏡は回転放物面鏡、副反射鏡は主反射鏡の焦点と一次放射器の開口中心を焦点とする回転双曲面鏡、一次放射器は円錐ホーンアンテナで構成されている。一次放射器は主反射鏡の後ろに配置して給電するため、給電線路を短くすることでアンテナの奥行き寸法を小さくすることができるという特徴がある。利得が高く鋭いビームが得られるため、衛星通信用アンテナとしてよく用いられる。図4-1に40GHz帯リングフォーカスカセグレンアンテナの外観と構造を、図4-2に放射パターン計算値と実測値を示す。

4.2 導波管スロットアレーアンテナ

移動する不審物体などの検知装置等に用いるアンテナの場合、出来るだけ広い角度範囲を探索したいので水平面内に広いビームが必要となり、なおかつ対象物体以外の誤探知を避けるため垂直面内は狭いビームが要求される。導波管スロットアレーはこのような扁平ビームを生成するのに便利な上、導波管給電線路のため給電損失が非常に少ないという特徴がある。図4-4に60GHz帯導波管スロットアレーアンテナの外観と構造を示す。製作したアンテナは開口面の両側に金属フレアを付加することで水平面内の指向性利得向上とサイドローブ抑圧を図ることができる。

4.3 平面回路モノパルスアンテナの構成例

モノパルスアンテナは近接した複数の受信アンテナからの信号の位相差と振幅差により、機械的掃引をしないで目標物体の方位を検出するもので、測角や追尾レーダによく用いられる。アンテナの放射特性を設定し、和(Σ)信号と差(Δ)信号を解析することで、限定した範囲の高精度な検知と広範囲な検知を行うことができる。ここではマイクロストリップラインを給電線路とした平面回路モノパルスアンテナの例を示す。

マイクロストリップアンテナは放射系と給電系を平面的に構成できるので、組込用アンテナとし

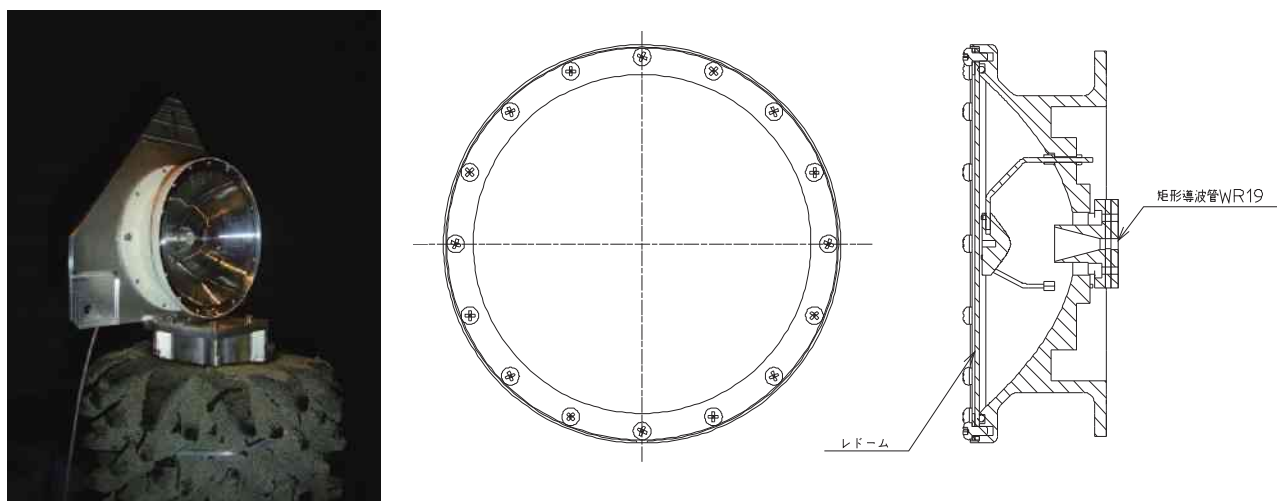


図4-1 40GHz帯リングフォーカスカセグレンアンテナの外観と構造

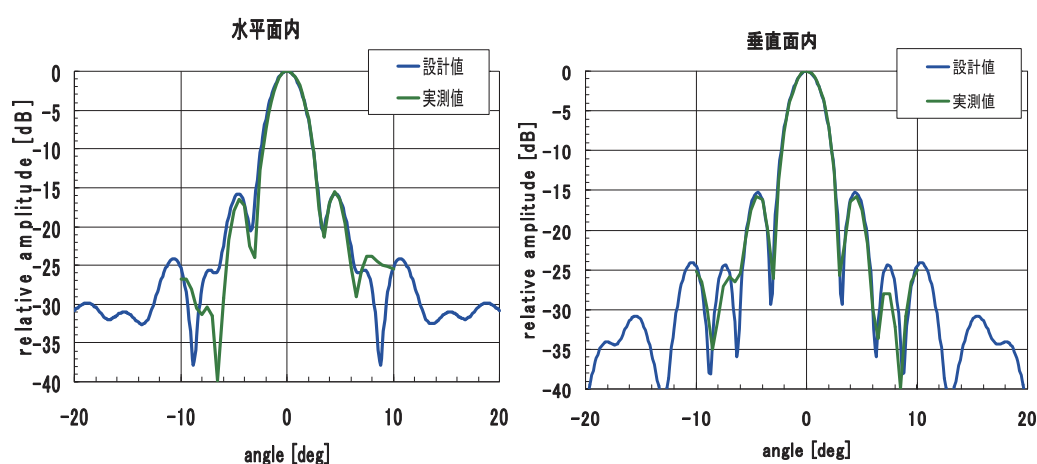


図4-2 40GHz帯リングフォーカスカセグレンアンテナの放射パターン

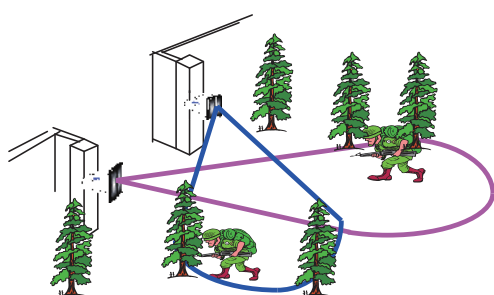


図4-3 導波管スロットアンテナの利用例
(移動する不審物体検知)

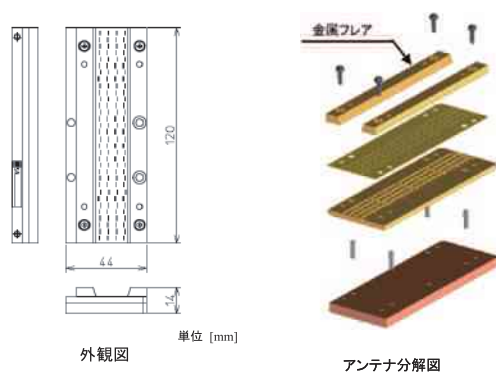


図4-4 60GHz帯導波管スロットアンテナの外観と構造

て便利に利用されている。モノパルスアンテナを構成する場合でも放射系(パッチ)と演算回路系(ハイブリッド結合回路)を平面的に構成することができる。図4-5に24GHz帯平面モノパルスアンテナの構造を示す。アンテナ素子を 2×2 の4素子で構成し、多層基板を用いて背面から給電している。給電回路にはブランチラインによる90度ハイブリッドカップラを4つ配列し、所望の位相差にて4個のアンテナ素子に給電することにより水平方向と垂直方向それぞれの Σ 信号(和信号)と Δ 信号(差信号)を得るための演算回路を構成している。図4-6に和信号と差信号のアンテナ放射パターンを示す。

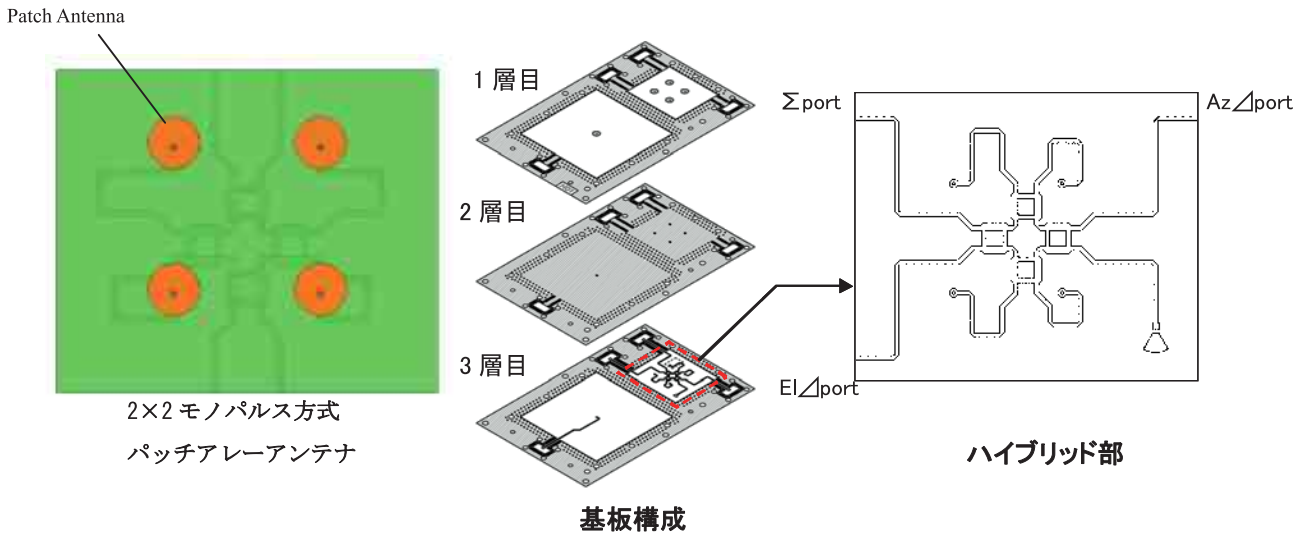


図4-5 24GHz帯平面回路モノパルスアンテナの構造

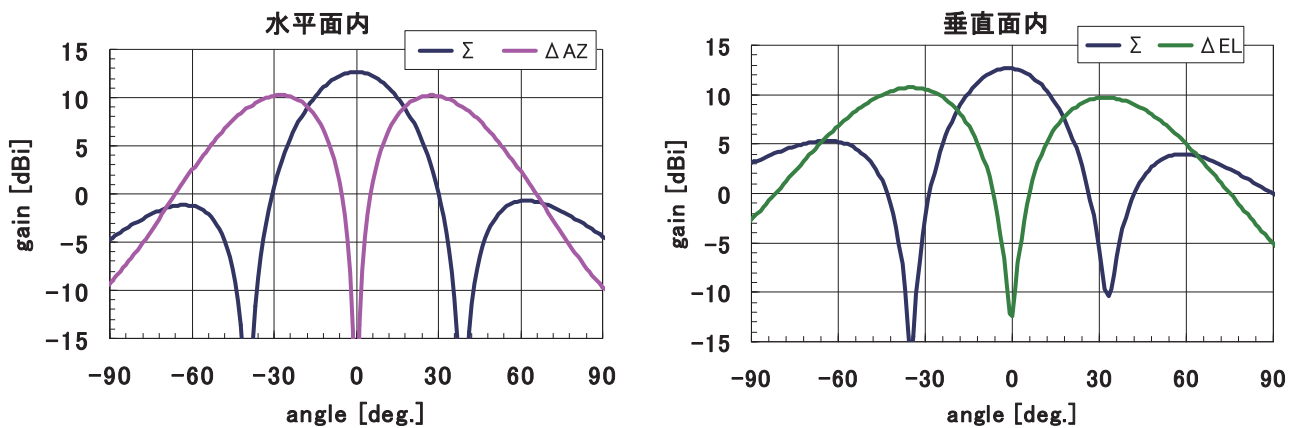


図4-6 24GHz帯平面回路モノパルスアンテナの放射パターン

4.4 導波管モノパルスアンテナ

高利得で狭ビームを有する開口面アンテナをモノパルスアンテナの素子に利用することで高精度な角度検知を可能にする。一次放射器をホーンアンテナ、演算回路を導波管で構成することにより給電損失を大幅に低減できる利点を有し、衛星通信地球局のアンテナなどに用いられている。図4-7に40GHz帯導波管モノパルスアンテナの構造と図4-8に同アンテナのブロックダイアグラムを示す。リングフォーカス型カセグレンアンテナで構成し、主反射鏡の中央に一次放射器であるホーンアンテナを4つ近接して配置している。一次放射器には円偏波発生器が接続され、この後段に導波管位相補正回路と $\Delta\Sigma$ 演算部が接続されている。 $\Delta\Sigma$ 演算部は導波管90度ハイブリッドカップラを4つ配列し所望の位相差となるように設置している。

4.5 導波管アンテナ給電系部品の設計

4.5.1 60GHz帯導波管偏分波器

偏波共用アンテナは、同一の周波数において垂直偏波と水平偏波の二つの偏波を同時に利用するため周波数の有効利用に貢献している。ここでは分岐導波管型偏分波器⁽⁴¹⁾を紹介する。偏分波器はアンテナ端を共有し、垂直偏波と水平偏波を分離する機能を有し、直交二偏波を共用するアンテナ給電系として使われる。また円偏波発生器と組み合わせることにより右旋偏波と左旋偏波を同時に利用することも出来る。図4-9にセプタム(隔壁)を必要としない構造の導波管偏分波器の外観と代表的な電気性能を示す。

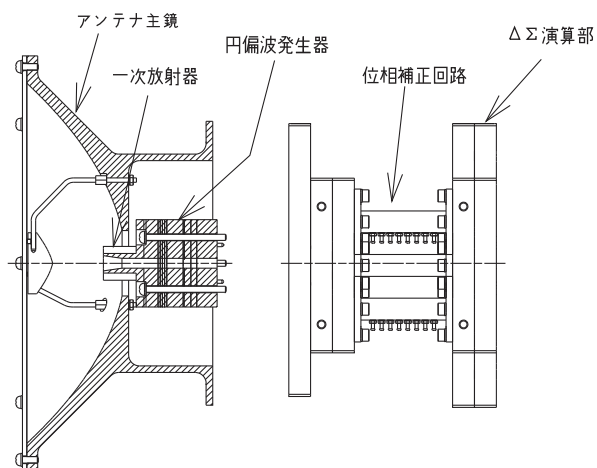


図4-7 40GHz帯導波管モノパルスアンテナの外観と構造

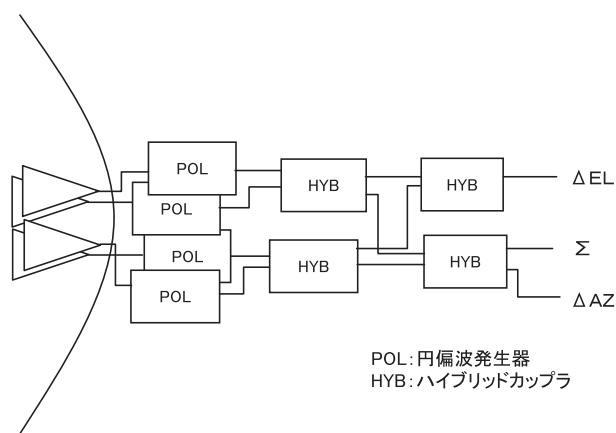
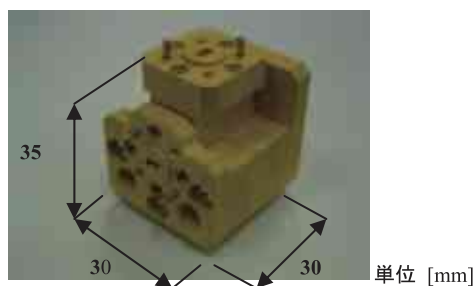


図4-8 40GHz帯導波管モノパルスアンテナのブロックダイアグラム



60GHz帯偏分波器

項目	性能
周波数	59 ~ 61GHz
挿入損失	0.3dB以下
VSWR	Vポート: 1.2以下 Hポート: 1.2以下
アイソレーション	40dB以上

図4-9 60GHz帯導波管偏分波器の外観と性能

4.5.2 円偏波発生器

円偏波は電界が回転しながら伝搬するためアンテナの開口面回転角度に関係なく受信可能であり、移動体通信や衛星通信等に利用される。また、進行波と反射波は旋波方向が逆になるためマルチパスなどによる干渉が回避できるなどの利点がある。図4-10は溝形円形導波管円偏波発生器⁽⁴²⁾の構造と代表的な電気性能を説明する図で、入射波に対して45度傾いた円形導波管壁面に溝を設けることで円偏波を発生させている。複数の金属スクリューを用いたものや誘電体板を用いたものに比較し、小型で精度の高い設計が可能で、加工精度による特性劣化が少ないという利点がある。

40GHz帯偏分波器

項目	性能
周波数	送信: 40GHz帯 受信: 40GHz帯
偏波	右旋偏波
軸比	2.0dB以下

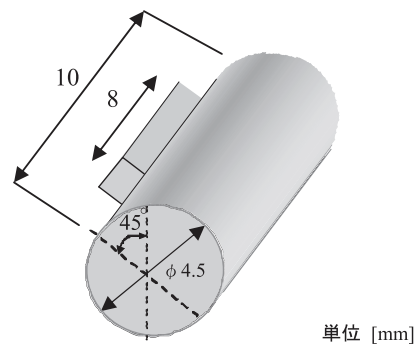


図4-10 40GHz帯円偏波発生器の外形と性能

5. むすび

本稿では当社のミリ波帯フロントエンドモジュール集積化技術，ミリ波低損失立体回路技術およびミリ波アンテナ設計技術の一部を述べた。今後，ミリ波の利用が普及することに伴い，更なる性能向上やコストダウンが求められるがこれらに応えていきたい。

6. 参考文献

- (1-1) 井上武海，横島一郎，山村恭平，佐々木正年：“短ミリ波電力の高精度測定システムの開発”，計測研究会，IM-84-13，(1984)
- (1-2) 佐々木正年，布谷鶴雄，井上武海，横島一郎：“自己校正機能を持ったミリ波高精度電力計”，信学会，MW85-97，(1985)
- (1-3) 榎敏夫，“創立60周年記念特集・当社における無線通信技術の変遷”，島田理化技報，No.18，pp. 11-19 (2006)
- (2-1) G. Kompa, Practical Microstrip Design and Applications, Artech House, 2005.
- (2-2) B. C. Wadell, Transmission Line Design Handbook, Artech House, 1991.
- (2-3) J. Harvey, E. R. Brown, D. B. Rutledge, and R. A. York, “Spatial Power Combining for High-Power Transmitters,” IEEE Microwave Magazine, Vol.1, No.4, pp.48-59, 2000.
- (2-4) P. F. Goldsmith, T. Ito, K. D. Stephan, and A. Mortazawi, “Quasi-Optical Techniques,” in K. Chang (ed.) , Handbook of RF/Microwave Components and Engineering, Chap.7, John Wiley & Sons, 2003.
- (2-5) 特許第3701624号，発明の名称：高周波モジュール用ボード.
- (2-6) 特許第3813946号，発明の名称：高周波モジュール用ボード.
- (4-1) 米田尚史，宮崎守泰，野口龍宏：“90GHz帯分岐導波管型偏分波器”，信学技報 EMCJ97-70, MW97-110, pp.133-138, Oct. 1997.
- (4-2) 米田尚史，宮崎守泰，小西善彦：“90GHz帯単一溝形円形導波管円偏波発生器”，信学技報 ED2003-165, MW2003-193, pp.21-26, Nov. 2003.

筆者紹介

東京製作所
技術部
高橋 勲



東京製作所
技術部
鈴江 秀規



東京製作所
技術部
森 智之



東京製作所
技術部
山口 浩



24/25GHz 高密度実装 送受信モジュール

■概 要

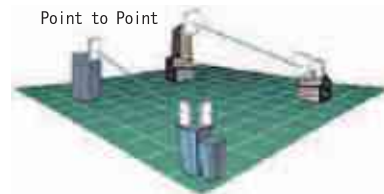
本製品は、屋内および屋外にて使用する24/25GHz帯 TDD（時分割複信）方式のデータ伝送用小電力無線機器に内蔵される送受信周波数コンバータです。チャンネル変更は外部制御信号により各 RF モジュールに内蔵された局部発振器の周波数を切換えることにより可能となります。但し、運用中の周波数変更はありません。2つの局部発振器の PLL ロックが外れた場合にはそれぞれ独立にアラーム信号を送出します。

■特 長

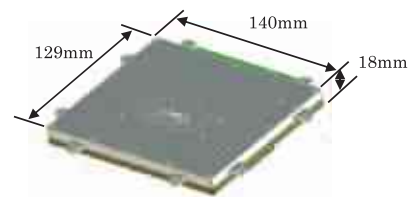
- ・ TDD 方式の送受信モジュールです。
- ・ RF 端の導波管 BPF により帯域制限機能を付加しています。
- ・ 局部発振器を内蔵し、PLL シンセサイザ方式により外部制御信号にて周波数設定が可能です。
- ・ 変調方式は通信状況に応じて QPSK、16QAM、64QAM に対応可能です。
- ・ 送信利得は外部制御信号による可変機能を有します。
- ・ 低消費電力化を図り、送信時には受信系 AMP の電源を OFF、受信時には送信系 AMP の電源を OFF とする機能を有します。

■主要性能

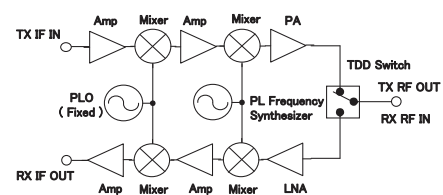
項目	規 格 値	
	24GHz RF モジュール	25GHz RF モジュール
RF 使用 周波数範囲	24.05GHz ~ 24.25GHz	24.75GHz ~ 25.25GHz
RF 周波数 可変範囲	24.08GHz ~ 24.22GHz	24.78GHz ~ 25.22GHz
	20MHz ステップ、 8 チャンネル	20MHz ステップ、 23 チャンネル
IF 周波数	130MHz	130MHz
定格送信電力	+3dBm ± 0.5dB	+4dBm ± 0.5dB
複信方式	TDD（時分割複信）	TDD（時分割複信）
送受切換え時間	ON/OFF 時間 : 1 μ sec 以下	ON/OFF 時間 : 1 μ sec 以下
消費電力	3.2W 以下	3.2W 以下
外形寸法	W 140 × D 129 × H 18.1mm	W 138 × D 129 × H 16.3mm
温度範囲	動作時: -20 ~ +65℃	動作時: -20℃ ~ +60℃
	保存時: -30 ~ +75℃	保存時: -30℃ ~ +70℃
インターフェース	RF:WR-34 (WRJ-260)	RF:WR-34 (WRJ-260)
	IF: HFL-R-SMT-C10 (ヒロセ)	IF: HFL-R-SMT-C10 (ヒロセ)
MTBF	10 年以上	10 年以上



Point to Point ネットワークシステムなどに利用される



外形寸法



送受信モジュールのブロックダイアグラム



送受信モジュールの内部回路（RF サイド）

ODU 取付け側



アンテナ取付け側



送受信モジュールの外観

問い合わせ先
販売事業部
TEL 042-481-8573

60GHz 帯 送受信モジュール

■概 要

送信モジュールは 15GHz 帯の IF 信号を 4 通倍して 60GHz 帯を出力します。受信モジュールは 60GHz 帯の RF 信号を周波数変換して 2GHz 帯の IF 信号を出力します。インターフェースは IF 側が同軸コネクタで RF 側は導波管です。

■特 長

- ・ 送信モジュールは周波数変換利得 7dB を有し 10mW を出力しつつ、2.5W 以下という低消費電力を実現。
- ・ 受信モジュールはダウンコンバータ機能を有し低位相雑音の局部発振器を内蔵しています。周波数変換利得は 20dB で雑音指数は 9dB 以下と低雑音です。また、40dB のダイナミックレンジを有しています。

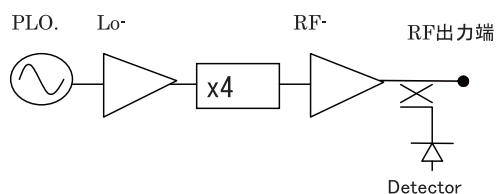
■主要性能

送信モジュール

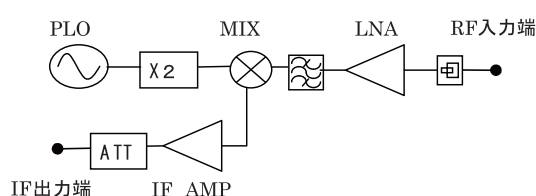
項目	規格値
入力周波数	15GHz 帯
出力周波数	60GHz 帯
周波数変換利得	7dB
送信電力	10dBm
送信出力レベル	9.5dBm ~ 11.76dBm
入出力端 VSWR	2.0 : 1
消費電力	2.5W 以下
外形寸法	W 70 × D 55 × H 31mm
質量	330g 以下
インターフェース	RF : 導波管 (WR-15) IF : 同軸コネクタ (SMAJ)

受信モジュール

項目	規格値
入力周波数	60GHz 帯
出力周波数	2GHz 帯
周波数変換利得	20dB
雑音指数	9dB 以下
受信ダイナミックレンジ	40dB
入力 VSWR	3.0 : 1
消費電力	6W 以下
外形寸法	W 90 × D 65 × H 51mm
質量	500g 以下
インターフェース	RF : 導波管 (WR-15) IF : 同軸コネクタ (SMAJ)



60GHz 送信モジュール ブロックダイアグラム



60GHz 受信モジュール ブロックダイアグラム



60GHz 送信モジュール



60GHz 受信モジュール

問い合わせ先
販売事業部
TEL 042-481-8573

電源装置 特許第 4134059 号

出願 2005 年 2 月 発明者 石間 勉

■概要

通常使用される 3 相商用電源入力 of 6 パルス方式の電源をそのまま使用して 12 パルス方式の電源と同等の高調波対策を可能にする電源装置を提供する。

■発明の利用分野

高調波対策が必要なパワーエレクトロニクス分野で使用される電源に関する技術であり、特に、誘導加熱用途などへ応用できる。

■従来技術の課題

従来の 12 パルス方式は電源入力電圧を半減 (200 V) に変換して入力整流回路で直列合成し、その直流電圧をそれぞれのインバータ回路に供給していた。さらに、インバータ回路の出力は、大型出力トランス入力で並列合成していた。したがって、直流直列合成、インバータ並列合成の構成のため、通常の 6 パルス方式の電源回路をそのまま使うことができず、特殊仕様で対応していた。その結果、インバータ回路接続が複雑になり、電源構成全体の標準化の障害となっていた。

また、電源入力電流や出力トランス入力電流が大きくなり、電力損失も大きくなっていた。

■発明の効果

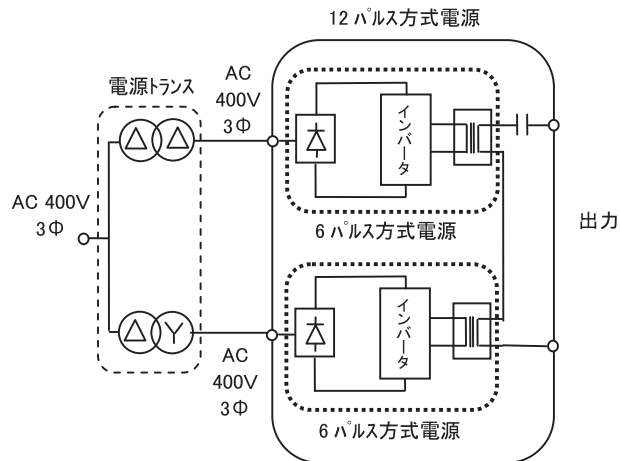
標準の 6 パルス方式の電源回路をそのまま使用して 12 パルス高調波抑制回路が構成できるため、部品の標準化が図れ、電源の調整や保守が格段に容易になった。

12 パルス方式の高調波発生率を下表に示す。

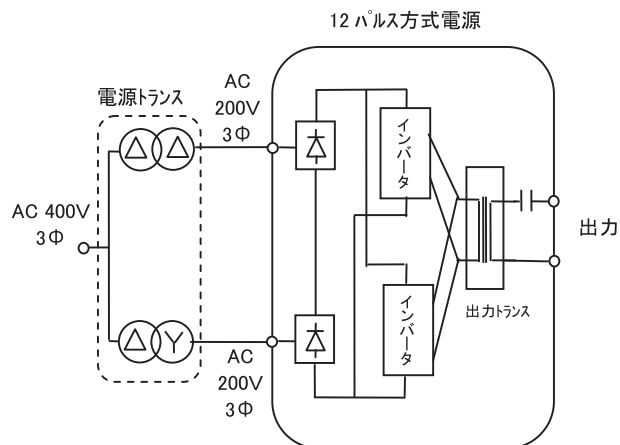
(各次高調波電流発生率)

高調波電流	5 次	7 次	11 次	13 次	17 次
6 パルス式	30.0%	13.0%	8.4%	5.0%	4.7%
12 パルス方式	2.0%	1.5%	4.5%	3.0%	0.2%

注) n 次高調波発生率は、基本波電流 I_1 に対する割合 (I_n/I_1)



本発明の 12 パルス方式の電源構成



従来の 12 パルス方式の電源構成

■発明の手段

定格出力の 1/2 の 6 パルス標準電源回路をそのまま 2 回路使い、それぞれの出力トランスの 2 次側で商用周波数成分で振幅変調された高周波出力を合成させる。インバータ回路の駆動信号は同期制御している。

出力回路は直列共振回路構成であり、出力負荷には、誘導加熱コイルや直列共振型構成の抵抗負荷や放電負荷、モーター負荷などを接続する。

リピータ装置 特許第 4568360 号

株式会社 KDDI 研究所殿と共同出願
出願 2008 年 12 月 社内発明者 鈴木 哲也, 瀬川 直明

本発明は、特殊測定器を用いることなく、所望信号に対する干渉信号の分布状態を表示装置から容易に把握できるリピータ装置である。

本装置では受信信号に CDMA (Code division Multiple Access) 信号における 1 チップ以上の遅延時間に相当する所定の遅延時間を付加した信号を送信信号として出力し、干渉信号が到来する遅延時間において、受信信号と送信信号との相関演算を行って干渉信号の残差成分を検出し、検出した残差成分に基づいて干渉信号に対して逆位相、同振幅、同遅延となる様に生成した抑圧信号により、送信信号が受信アンテナに回り込むことにより生ずる干渉信号を打ち消す技術により、干渉信号を抑圧し送信信号を生成している。

具体的には図 2 に示すような構成により可変減衰器の減衰量を制御し発振直前状態を維持しながら装置利得を上げ、遅延時間を順次可変させながら相関積分を行うことで受信信号への干渉信号の有無並びに干渉信号の遅延時間を検知し、所望信号に対してどの程度の信号強度比の干渉信号がどの遅延時間で分布しているかを表す遅延プロファイルを生成する。生成した遅延プロファイルを表示装置に表示させ所定のグラフデータにマッピングすることにより、前記干渉信号の抑圧の程度を表す情報を遅延プロファイルとして可視化させる。

図 3-1 に示す遅延プロファイルのグラフデータは、横軸は遅延時間で表され、縦軸は相関値（所望信号 (D 波) の信号強度を “1” としたときの干

渉信号 (U 波) の相対割合: 0 ~ 1) で表される。横軸の遅延時間は、サンプリング周波数の逆数で決まる単位時間を最小単位とする。本実施形態では、図 2 に示す可変減衰器の減衰量を相関値に加算し、装置の増幅度を演算結果に反映させることにより、D/U 比を絶対値 (対数 [dB] スケールで表されるデータ) として導出し、これを表示できるようにした。

ここで所望信号 (D 波) に対して干渉信号 (U 波) がどの程度までなら所望信号 (D 波) の劣化が無く扱えるかを予め測定しておき、測定結果を比較グラフ上に、閾値として描画しておく。抑圧処理後に遅延プロファイルを併せて描画し、この遅延プロファイルを比較グラフ上で閾値と比較し、閾値以下になったことを確認できるようにする。これにより、干渉信号の抑圧動作が正常に行なわれたこと、及びそのときの抑圧の程度を視覚的に確認することができる。

図 3-2 のグラフデータは、縦軸は、D/U 比を対数スケールだけで表したものである。このグラフからは、抑圧動作前の干渉波と抑圧後の干渉波レベルの D/U 比の確認と、抑圧後の干渉信号の抑圧量を視覚的に確認することができる。

このように、本実施形態においては、リピータ装置における遅延プロファイルが外部制御及び表示装置に表示されるので、特殊測定器を用いることなく、干渉信号の分布状態を容易に把握することができる。

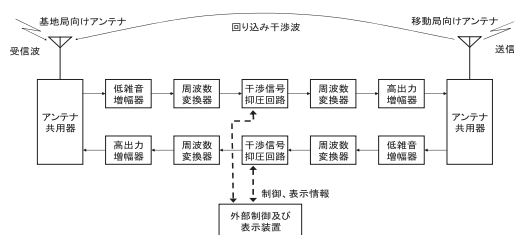


図 1

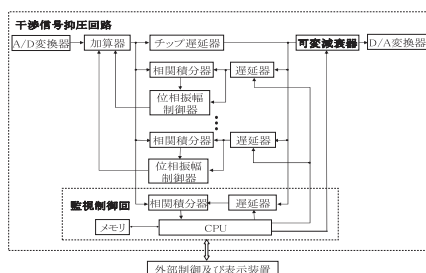


図 2

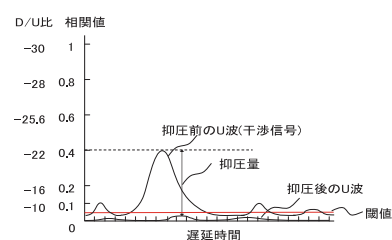


図 3-1

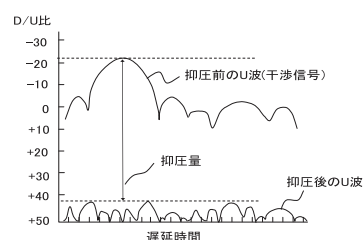
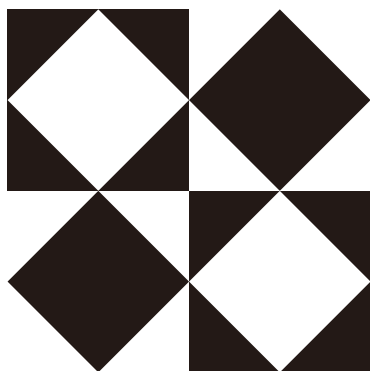


図 3-2



特許登録紹介

(2008年10月～2011年3月登録分)

登録番号	発明の名称	発明の概要		備考
4266486	誘導加熱用インバータ装置	発明の利用分野	産業用誘導加熱装置など。	
		従来技術の課題	従来から装置内部の電力回路の発熱防止に水冷式が使われているが、多数の冷却系統があるため、配管が複雑化して水漏れや、部品点数が多いためコストアップの要因となっていた。	
		発明の手段と効果	インバータ装置内部には一切、配管接続部が無い水冷構造（冷却用銅パイプによる一筆書き冷却系統）を考案し信頼性向上とコスト低減を図った。	
4279539	抵抗減衰器	発明の利用分野	高周波帯の歪補償アンプなど。	
		従来技術の課題	例えばフィードフォワード方式歪補償アンプにおいて、必須構成部品である”遅延線路”の損失が歪補償系の効率を低下させるなど、性能の制約が避けられなかった。	
		発明の手段と効果	帯域遮断フィルタの群遅延特性を利用し、該フィルタ機能と減衰機能を併せ持った抵抗減衰器を実現することで、低損失遅延回路を提供することができる。	
4248367	電力合成形高効率増幅器	発明の利用分野	マイクロ波、ミリ波帯の無線通信装置など。	三菱電機株式会社殿との共同出願
		従来技術の課題	ドハティ型電力合成アンプを構成するキャリアアンプとピークアンプが、電力合成回路を介した負荷に対し不整合が発生する。特に低電力増幅時のピークアンプの不整合が出力電力の損失を招いていた。	
		発明の手段と効果	ドハティ型電力合成アンプを構成するキャリアアンプとピークアンプの入出力端に、各アンプの動作時インピーダンスと負荷との整合回路を配置し、高電力動作時、低電力動作時とも電力損失の低減を図った。	
4343861	方向性結合器	発明の利用分野	マイクロ波を利用したレーダや加速器の導波管給電回路など。	
		従来技術の課題	電力監視用方向性結合器は高電力化の目的で導波管給電系に加圧ガスを封入しているが、このガス圧が変動すると方向性結合器の気密性が劣化する。	
		発明の手段と効果	副線路の気密性を確保するために結合線路に施す気密確保シール部品の構造を、減圧にも加圧にも強い構造にすることで方向性結合器全体の気密性改善を可能にした。	

登録番号	発明の名称	発明の概要		備考
4451348	乾燥装置	発明の 利用分野	自動車排気ガス除去や産業用装置の濾過に使われるハニカム成形体の乾燥装置など。	
		従来技術 の課題	ハニカム成形体はセラミックと水を練った粘土状のものを乾燥させて成形しているが、乾燥工程で均一乾燥が非常に難しく、変形、ソリ、シワが発生しやすかった。	
		発明の 手段と効果	加熱蒸気とドライエアーを混合しその割合を制御することで乾燥による変形を防止した。マイクロ波乾燥時にも有効である。	
4216832	セラミック成形体のマイクロ波乾燥装置	発明の 利用分野	自動車排気ガス除去や産業用装置の濾過に使われるハニカム成形体のマイクロ波乾燥装置など。	
		従来技術 の課題	ハニカム成形体はセラミックと水を練った粘土状のものを乾燥させて成形しているが、乾燥工程で均一乾燥が非常に難しく、変形、ソリ、シワが発生しやすかった。	
		発明の 手段と効果	角柱型のハニカム成形体の4面にマイクロ波吸収の少ないクッション板を配置して、表面のみからの乾燥を防止させるとともに成形効果も持たせたマイクロ波乾燥装置。	
4625378	検査用シミュレーション信号生成装置	発明の 利用分野	ドップラレーダー装置など。	
		従来技術 の課題	ドップラレーダー装置から送信された信号の上側または下側いずれか一方のサイドバンドのみを持った変調信号を検査用シミュレーション信号として送り返すことが出来なかった。	
		発明の 手段と効果	両サイドバンドを発生する反射型変調器を2個配置し、位相遅れの無い第1の反射型変調器の出力と受信信号及び変調信号を90°遅らせた第2の反射型変調器の出力を合成することにより、一方のサイドバンドのみを持った変調信号を生成し、検査用シミュレーション信号として送り返すことが出来る。	
4364169	FET モジュールおよび誘導加熱用インバータ	発明の 利用分野	産業用誘導加熱装置など。	
		従来技術 の課題	100kHz 以上の誘導加熱用インバータには FET モジュールが使用されるが、位相制御方式に使用できる低損失の高速スイッチング素子が無かった。	
		発明の 手段と効果	市販の小電力用高速 FET 素子を使った高速動作可能な並列回路を考案し、位相制御方式に対応できる低損失、高速 FET モジュールを製作した。	

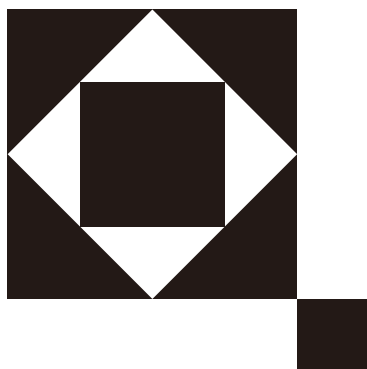
登録番号	発明の名称	発明の概要		備考
4279808	油脂結晶の安定化装置	発明の利用分野	マーガリンなどの油脂食品の熟成（油脂結晶安定化）装置など。	
		従来技術の課題	従来は、完成製品を 20 ～ 23℃ の調温倉庫で 3 日～ 2 週間放置させて熟成させていた。	
		発明の手段と効果	製造工程最終の箱詰め状態のまま、マイクロ波を使って低温食品をそのままライン上で油脂安定化温度まで加熱することで熟成させ、従来の倉庫での長期間熟成工程を無くした。	
4215579	パルス時間差符号化回路	発明の利用分野	2つのパルス信号間の時間差計測が必要なデジタル回路など。	
		従来技術の課題	従来は、パルス回路の他に、遅延パルス発生回路、およびミスカウント対策回路が必要で、回路構成が複雑になっていた。また、パルス周回時間を均等に時間分割していないことにより、時間差計測精度が良くなかった。	
		発明の手段と効果	直列接続された 2^n-1 個のノットゲートと 1 つのノアゲートとを有するパルス周回回路を構成し、最終段を除く 2^n-2 個のノットゲートとノアゲートをリング状に接続することにより、パルス周回時間を均等に時間分割しカウント精度を上げることができる。また、遅延パルス発生回路等が不用となり、ハードウェア作成上の複雑さを軽減できる。	
4383136	マイクロ波加熱装置	発明の利用分野	マイクロ波加熱装置	
		従来技術の課題	矩形導波管伝送基本モード TE10 を使った糸状誘電体の加熱装置を糸状金属材料（金属線）に適用できなかった。その理由は、該金属線挿入による TE10 モード加熱炉の不整合にあった。	
		発明の手段と効果	矩形導波管加熱炉の金属線（非加熱物）挿入部をチョーク構造とし、該挿入部と金属線を TE10 モード等価回路上、並列共振の条件を満たすことで導波管 TE10 モード変位電流が金属線に導かれ加熱に寄与する。	
4469196	マイクロ波加熱装置	発明の利用分野	マイクロ波加熱装置	
		従来技術の課題	簡単なストリップライン方式のためシート状の被加熱物（ワーク）は加熱できるが、板状で厚みのあるものや縦に置かれる箱体やカップ状のワークは加熱が不十分であった。	
		発明の手段と効果	炉体内のストリップライン構造に、新たに中心導体を設けて、均一な電界強度を生成させて、ワークを均一加熱可能とした。	

登録番号	発明の名称	発明の概要		備考
4249988	移動体通信の中継装置	発明の利用分野	携帯電話など移動体通信の通信エリア拡張システムなど。	株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ殿との共同出願
		従来技術の課題	子機のアンテナ群が同軸線路と同軸分配器だけで構成されているため、回線の伝送損失が大きく、上り回線の受信感度劣化や送信電力制御困難などの問題があった。	
		発明の手段と効果	子機は送受共用アンテナとし、共用器を介して上り回線にはLNAを配置することでNFの大幅な改善を図り、下り回線は利得可変アンプを配置することで給電線路損失を補償する効果を得る。	
4249989	移動体通信の中継装置	発明の利用分野	携帯電話など移動体通信の通信エリア拡張システムなど。	株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ殿との共同出願
		従来技術の課題	子機のアンテナ群が同軸線路と同軸分配器だけで構成されているため、回線の伝送損失が大きく、上り回線の受信感度劣化や送信電力制御困難などの問題があった。	
		発明の手段と効果	子機は送受アンテナを分離し、上り回線にはLNAを配置することでNFの大幅な改善を図り、下り回線は利得可変アンプを配置することで給電線路損失を補償する効果を得る。	
4373108	群遅延時間調整装置及び制御回路	発明の利用分野	フィードフォワード方式の歪み補償増幅器など。	
		従来技術の課題	従来、群遅延時間を制御するには同軸プランジャなどの機械的に伝播時間を変化させる遅延時間調整器が使用され、電氣的に群遅延時間を制御することができなかった。	
		発明の手段と効果	伝送路に対しシャントに接続される可変容量素子と可変誘導素子で構成される共振回路を、伝送路を乱さないように電氣的に制御することにより、共振周波数及び挿入損失を変え、インピーダンスのみを変え、共振回路の負荷Qを変化させ群遅延時間を制御することができる。	
4417666	群遅延時間調整器	発明の利用分野	フィードフォワード方式の歪み補償増幅器など。	
		従来技術の課題	群遅延特性が要求される用途において、電氣的に遅延時間を制御することができる群遅延時間調整器の回路構成が複雑になっていた。	
		発明の手段と効果	リアクタンス値が固定された1個の容量素子あるいは誘導素子と、リアクタンス値が可変な2個の誘導素子あるいは容量素子を π 型またはT型に配置し、可変素子を同じ電圧で制御することにより制御回路の簡素化、および回路構成の多様化を実現した電氣的に制御できる群遅延時間調整器を提供できる。	

登録番号	発明の名称	発明の概要		備考
4199049	歪み補償制御回路，歪み補償増幅装置，歪み補償制御方法	発明の利用分野	マイクロ波帯の移動体通信基地局用装置や固定通信用無線装置など。	
		従来技術の課題	パイロット信号を重畳する方式のフィードフォワード歪補償アンプの動作帯域は，信号帯域に加えパイロット信号帯域もカバーしなければならないので設計が難しく，製品コストも高かった。	
		発明の手段と効果	信号帯域外のパイロット信号を使用せず，歪波を監視する代わりに復調器の信号誤り率を最適化制御するフィードフォワード方式のため，狭帯域動作アンプが使える，パイロット信号の不要発射も回避できる。	
4299213	歪み発生回路および歪み補償装置	発明の利用分野	マイクロ波帯の移動体通信基地局用装置や固定通信用無線装置など。	三菱電機株式会社殿との共同出願
		従来技術の課題	プリディストーション型歪補償アンプの歪発生量が出力アンプで発生する歪量より少ないことに起因して，十分な歪補償ができないという問題があった。	
		発明の手段と効果	歪発生回路にハイブリッド回路を用いた分配／合成型を採用し，信号と歪成分を分離する構成とすることで，歪量の過不足は分配／合成数で調整できる。構造が単純でサイズの小型化も実現できる。	
4515894	発熱装置	発明の利用分野	産業用誘導加熱装置など。	
		従来技術の課題	円柱状や角柱状のワークを誘導加熱する場合に，高周波の表皮効果により外側のみ加熱される傾向があり，中心部分までの均一加熱が十分でなかった。	
		発明の手段と効果	ワーク形状に，周囲の一ヶ所から中心に伸びるスリット形状（スリット形状は内部で米型や星型）を設け，周囲の誘導電流を中心部に導くことにより，均一加熱を可能にした。	
4606237	電子機器間のケーブルの誤接続を検出する方法，ケーブル誤接続検出システム	発明の利用分野	ケーブルにより接続される電子機器など。	
		従来技術の課題	従来，ケーブルの誤接続防止には，キー溝，あるいは色分け等の方法があったが，電氣的に正しく接続されていることを確認するには，電子機器の主電源を入れるしかなく，その段階で誤接続があった場合，機器の破損を招く可能性があった。	
		発明の手段と効果	ケーブルで接続される電子機器のコネクタに接続確認用専用ピンを設け，接続確認用のLEDと電源，およびケーブルを複数チェックする場合のスイッチを接続することにより，主電源を入れずにケーブルの誤接続を検出可能とした。	

登録番号	発明の名称	発明の概要		備考
4421541	ワッフルアイアン型フィルタ	発明の利用分野	マイクロ波を利用した通信やレーダの導波管給電回路など。	
		従来技術の課題	ワッフルアイアン型フィルタは、その特徴的な構造から分割製造したブロックを組合せて導波管構造を作るが、各ブロックの接触面の接触状態が十分でないと不要共振を生ずるなどの問題があった。	
		発明の手段と効果	分割ブロックの接触部分にチョーク構造を追加することで、各ブロックの接触状態を改善した。更に、挿入損失低減のためにメッキを施した際に生ずる、接触面の平坦度劣化の影響も受けにくくなった。	
4460545	電磁波シールド筐体及び電子部品の製造方法	発明の利用分野	マイクロ波ミリ波帯の通信装置など。	
		従来技術の課題	電磁波シールド筐体を製造するには、筐体または蓋に切り込み加工を施し、間にシールドガスケットを挟み込む方法があるが、筐体全体を均一に複数ネジ止めしなければならず加工、組立作業が煩雑となり量産に不向きであった。	
		発明の手段と効果	筐体と蓋とを硬質金属と軟質金属との組合せとし、一方に筐体の開口端部に沿う形に突起体を一体成型して、筐体中央にネジ止め用の締結柱を延設し、1本のネジ止めの押圧力により突起体を潰したり、他方に侵入させることにより、簡易な加工、組立作業で電磁シールド筐体を製造できる。	
4294679	電力終端器	発明の利用分野	マイクロ波を利用した加速器の導波管給電回路など。	
		従来技術の課題	ウォーターロードは破損した時の水浸入で接続機器へのダメージが大きい。また炭化珪素の吸収体を実装したものは、吸収体の発熱が口径付近に集中し、高温部が存在する問題があった。	
		発明の手段と効果	炭化珪素の吸収体の実装位置を電界の弱いところに配置するなどすることで吸収体の局所的な発熱を抑えることが出来た。このことにより、内部に充填されたSF6ガスの熱による変質も防ぐことが出来る。	
4643681	共振器、導波管フィルタ	発明の利用分野	マイクロ波を利用した通信やレーダの導波管給電回路など。	
		従来技術の課題	電子制御による周波数可変フィルタの周波数調整素子は、バリウム・ストロンチウム・酸化チタンの合成材料を用いた電圧可変の容量性フィルムを共振器内部に実装し使用していた。	
		発明の手段と効果	信頼性が高く高速動作が可能なバラクタダイオードを電圧可変素子として用いるために、バラクタダイオードなどは共振器外部に配置し、容量結合のストリップ導体を共振器内部に配置した。	

登録番号	発明の名称	発明の概要		備考
4571202	高周波部品	発明の 利用分野	マイクロ波を利用した通信やレーダの導波管給電回路など。	
		従来技術 の課題	円筒共振器を用いた狭帯域フィルタの温度補償は、素材に線膨張係数が小さいインバーなどの金属材料を採用し対応していたが、素材が高額で加工の難易度が高いなどの問題があった。	
		発明の 手段と効果	円筒共振器の共振周波数は共振器の直径と軸長で決まる。円筒の外側に線膨張係数が小さな金属を帯状に配置し温度変動を抑えた。更に、線膨張係数の小さいポストを設けることで効果をアップさせた。	
4468430	共振器フィルタ	発明の 利用分野	マイクロ波を利用した通信やレーダの導波管給電回路など。	
		従来技術 の課題	円筒共振器を用いた狭帯域フィルタの温度補償は、素材に線膨張係数が小さいインバーなどの金属材料を採用し対応していたが、素材が高額で加工の難易度が高いなどの問題があった。	
		発明の 手段と効果	円筒共振器の共振周波数は共振器の直径と軸長で決まることから、軸長を決める可動端板の素材をプラスチックにすることで、直径と軸長による温度変動を相殺させ温度変動を抑えた。	
4568360	リピータ装置		別掲	株式会社 KDDI 研究 所殿との共 同出願
4463920	通信中継基地局 の冷却制御方式	発明の 利用分野	移動体通信の基地局装置など。	三菱電機株 式会社殿及 び株式会社 エヌ・ティ・ ティ・ドコ モ殿との共 同出願
		従来技術 の課題	従来は室内熱交換器の吸込温度を検出して、空気調和機の冷却能力を制御していたため、気流分布が悪い場合、真の冷却負荷に追従する制御ができず、使用環境温度条件を満足できない場合があった。	
		発明の 手段と効果	通信機器の消費電力と通信機器に送風される空気温度を検出して、空気調和機の冷却能力を制御することにより負荷追従性を良くした。その結果、省エネ、高効率な運転ができ、環境変化への対応、および冷却装置の COP (Coefficient of performance: エネルギー消費効率) の向上が可能となった。	



営業分野及び主要製品

【電子機器】

移動通信基地局用送受信増幅装置
移動通信用エリア拡張装置
移動体基地局周辺機器
移動通信基地局用収容箱
ミリ波／準ミリ波モジュール
超小型衛星通信地球局用機器
各種レーダ用マイクロ波コンポーネント
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】

高周波溶解装置
高周波焼入装置
高周波焼嵌装置
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
半導体熱処理用IHインバータ
各種高周波インバータ

島田理化技報編集委員会

委員長 槇 敏夫
副委員長 石間 勉
委員 山口 浩
川井 雄一
四分一浩二
竹森 雅史
事務局 市川 均
阿南 雄久
大和田達郎

島田理化技報 No.21（無断転載を禁ず）
2011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）
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

