

**SPC**

**Technical Report**

島田理化技報 NO.20 (2008)

## 目次

## ■巻頭言

開発への期待 .....	1
安井正彰	

## ■寄稿

電車内の携帯電話電波は蓄積して心臓ペースメーカーに強く影響するか? .....	2
—閉空間電磁界問題とオルバースのパラドックス—	
北海道大学 教授 工学博士 野島俊雄	

## ■技術開発

## 【電子事業本部】

1GHz帯大電力移相器型4ポートサーキュレーターの開発 .....	13
甲斐規郎 渡邊 翼 浅利 哲 杉山裕通	

回り込み干渉抑圧機能付き無線中継装置の開発 .....	19
鈴木哲也 林 亮太 高木聖二 森田恵美 中野雅之 井上 隆	

円筒形導波管 TE <sub>01S</sub> モード共振器有極化技術 .....	26
三神幸治 萩原栄治 平間智之 浅利 哲	

移動体通信基地局用送信電力増幅器の高効率化に向けた基本技術開発 .....	30
宮 慎也 小川二良 渡邊信行 大竹正仁	

## 【産機事業本部】

過熱水蒸気を用いたガラス基板端面洗浄技術 .....	37
野田清治 中井隆文 片岡辰雄 美濃秀志	

超音波振動子の接着技術開発 .....	43
片岡辰雄 舟越寿夫 辻 寛樹 美濃秀志 稲葉好次	

非接触給電用インバータ .....	47
田内良男 石間 勉	

## ■技術紹介

アルミ接合技術 .....	51
---------------	----

## ■製品紹介

## 【電子機器】

C-Band PLL LNBXバンド .....	53
--------------------------	----

真空窓Xバンド .....	54
---------------	----

ウォーターロード .....	55
----------------	----

## 【産業機器】

高周波自動無酸化ろう付装置 .....	57
---------------------	----

■特許登録紹介 .....	61
---------------	----

## ■ 巻頭言

### 開発への期待



代表取締役社長  
**安井 正彰**  
Masaaki YASUI

島田理化工業は企業理念として「島田理化グループは技術，創意，サービスで活力ある豊かな社会の実現に貢献します」を掲げ，また「技術，品質，誠意でお客様の満足と信頼を迫及します」をその具体的行動指針の一つにしております。この理念や考え方を基本に高周波誘導加熱技術，超音波洗浄技術，マイクロ波通信技術を軸として産業機器分野や通信／マイクロ波システム分野で部品からシステムまでさまざまな応用製品を開発し世の中に送りだしてまいりました。

しかしながら時代を経るにともない市場のニーズの多様化，高度化が加速度的に進んでおり更なる技術開発と製品の提供に対し一層のスピードアップが求められてきております。この傾向は今後更に進むものと考えられ，一つの組織，一つの会社の有する技術の範疇ではなかなか市場のニーズへの対応が難しくなっていると思います（大規模システムではほとんど不可能といいいでしょう）。私自身も25年以上にわたりマイクロ波システムの開発に携わってまいりましたが，例えば'70年代ではマイクロ波システムではアルゴリズム開発が先行しプロセッサの速度・機能が追従できず一時期停滞しましたが'80年代以降プロセッサの高速・高機能が進むにつれてまた方式やアルゴリズムの研究・開発が加速してきたように記憶しています。このように技術開発も切磋琢磨といいますか種々多方面に亘る技術のバランスの取れた発展があってはじめて市場のニーズに応えられる製品を産み出すことができるのだと思います。

この複雑化する市場のニーズに対応するために企業間連携（もちろん企業戦略という側面が強くM & Aという形で現れることもしばしばですが）や産学連携，更には産官学連携等，国としての技術基盤維持・発展（国家間の連携という視点からは極めて重要な課題だと思っています）という側面も含めていろいろな方法での研究・開発の加速，拡充が進みつつあると感じています。もちろんワークシェアに関わる課題，知的財産権の帰属に関する課題等々いろいろな課題はありますが今後この動向はますます進むものと考えますし，なによりも世の中のニーズに応じていくためには不可避なテーマであると感じています。

島田理化工業も継続した技術開発を通し非常に早いスピードで高度化の進むニーズに対しいろいろな形で対応，貢献をしてゆくことが使命と考えております。このような観点から本誌に記載されております研究・開発成果が社内のみならず社外の多くの技術者，経営者の方々の興味と感性を少しでも刺激する内容になっていることを期待する次第であります。

■ 寄稿

# 電車内の携帯電話電波は蓄積して心臓ペースメーカーに強く影響するか？

— 閉空間電磁界問題とオルバースのパラドックス —

北海道大学  
教授  
工学博士  
野島 俊雄  
Toshio NOJIMA



## 1. 背景

電車や地下鉄に乗ると「心臓ペースメーカー（以下PMと略称）に影響する恐れがあるため、携帯電話の電源をお切り下さい。」というアナウンスを耳にする。2003年11月からは、「車内の優先席付近では電源オフにすること。それ以外ではマナー・モードに設定し、通話は禁止」という統一のルールを17の関東鉄道事業者が設けて広報している。図1のポスターはその一例である（筆者が本物を真似て作成）。ところが欧米各国や中国などでは、電車やバス内でも一切気にせず大声で電話を使っている人が多く、日本のような注意を見ることも聞くこともない。ただイスラエルの健康省は、「列車、エレベータでの携帯電話使用を避けるべし」としているらしい（2008年のインターネット）。理由は電波による健康影響への懸念からであり、PM影響ではない。図1のような対応は現時点では日本独自である。ただし、航空機内につき電源オフの法規制が世界的に設けられているが、これは搭載機器への電磁干渉（Electro-Magnetic Interference：EMIと略称）リスク回避のためである。電車内のPM-EMIについてインターネットを検索すると多くの関連記事が出てくるが、「携帯電話電波による事故の発生を世界中で聞いたことがない。日本の対応は意味のないことではないか？」といった意見もある。

さて、2002年6月3日の朝日新聞夕刊に「携帯電話、電源オンで・・・通勤電車に電磁波充満？（囲いの中で重複・反射）」なる記事が出て、図2のような特殊な電波環境の不安がクローズアップされた。記事の情報源は、2002年2月、日本物理学会誌に掲載された英文のレターであり<sup>(1)</sup>、東北大学助手の本堂毅氏が著者である。同様に欧州のメディアにも掲載された（英国ファイナンシャルタイムズ2002年6月20日）。本堂の主張は、電車内のように電波が反射を繰り返す閉空間では、電波源からの距離の二乗に



図1 電車内での携帯電話利用の制限

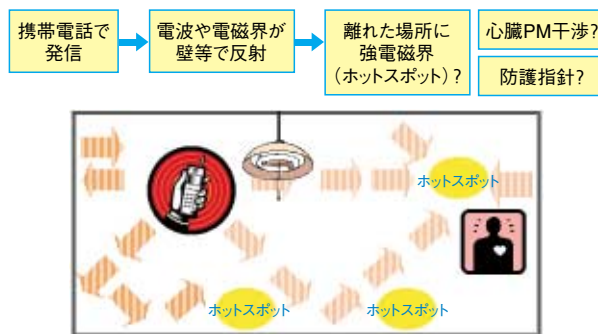


図2 電車内などでの強電磁界（ホットスポット）形成

反比例する電磁界強度分布ではなく、局所的に界の強いホットスポットが生ずる。多重に反射する電波は、人体等に吸収されない限り車内を駆け巡る。だから、PMの安全距離指針（PM植込み部位から22cm以上離せばEMIの心配なく携帯電話を利用できる）はもはや成立しない、また携帯電話数が増えれば、電波の生体影響に関わる「防護指針<sup>(2)</sup>、<sup>(3)</sup>」を超える状況が生ずるのは明らか。工学者はこれらに気づかぬドグマに陥っている<sup>(4)</sup>。

本堂が提起する電車内閉空間問題の最悪ケースは、

人体等による吸収を無視し、車体の金属壁によって反射が殆ど無限に繰り返すような「共振器（オーバサイズキャビティでの多重モード共振）モデル」と等価になる。さて、現実世界はどうであろうか？携帯電話が実現される以前、1980年代後半からアタッシュケース程度の大きさのショルダーホン（欧米ではトランスポータブルと呼ぶ）が商用利用されているから閉空間問題は既に20年以上現実に欧米や日本で存在していることになる。それらの出力は5Wである（WCDMA携帯の20倍）。しかし、それらの電波によるPM被害が起きたとのニュースを世界中で聞いたことはない。それに本堂の仮説が正しいとしたら、**図2**に示すように電車内照明器具からも電磁界が放射されているためこの周波数でホットスポットが生じて、様々な電子機器へのEMIが経験されるハズであるが、そのような報告はない。

ところで、「オルバース（Olbers）のパラドックス：1823年」をご存知だろうか？宇宙が無限に広くて星の数も無限であれば、夜空は昼間のように明るくなるハズ。しかし現実の宇宙は暗い。なぜだろうか？これが「星の数は有限で、しかも宇宙が膨張している」という理論を導いたのであるが、これとの類似性がイメージされる。

電車内は、携帯電話のほか無線LANが利用され（筑波エクスプレス）、今後はRFID、人体通信など様々な電波の混在する環境となるだろう。もし前述の懸念が起り得るとしたら大問題である。詳細な検討例が無かったのは事実だから、その実態を明らかにすることが重要であり、電波産業会電磁環境委員会は作業班を組織して実験調査を行った。筆者はこの活動の全てに関与し実際の特性について多くの知見を得た。本文は、それらのポイントを紹介するとともにこの問題の本質について筆者の考えを述べるものである。

## 2. 携帯電話電波によるPM-EMI

潜在的問題の懸念が生じた発端はデジタル携帯電話（我が国ではPDCとPHS）のFR（現場試験）で各種電子機器へのEMIが見つけれられたことにある。

例えば、カーラジオの雑音発生や医療電気機器影響などである。これはそれまでのNTT携帯電話電波が、定包絡線（振幅が一定）のアナログFMであったのに対してデジタルでは周期性（PDCでは基本周波数50Hz）の断続的包絡線を持つことが原因となる。アンテナ近くの強度の大きい近傍電磁界に電

子機器が曝されると、イミュニティ（干渉耐力）の弱い電子機器では能動素子で検波された低周波の包絡線成分が雑音や誤動作等を誘起する。

**図3**にPMの植え込み位置（胸部前面：鎖骨辺り）とEMIの特徴を示す。マイクロ波では、PM本体のコネクタ部がEMIに弱い。VHF帯電波では、数十cmの長さのリード線経由でEMIが発生する。**図4**は携帯電話電波によるPM-EMIを調査するための実験系照射部である。NTTドコモと日本ペースメーカー協議会が1995年に共同開発し、その後同様の評価系が世界的に利用されている<sup>(5)</sup>。**図5**は、1995年以降日本で使用されているPMに対して行った実験調査結果の代表例である。電波は、出力、変調周波数などを最悪条件としているから、実際の使用状態ではこの距離でEMIが発生する可能性は極めて小さい。横軸の距離は、**図3**のPMコネクタと携帯電話アンテナとの距離（人体の正面方向）となる。携帯電話使用者がPM装着者の背面に位置する場合、PM装着者本人の遮蔽効果があるためPM-EMIは殆ど生じない。

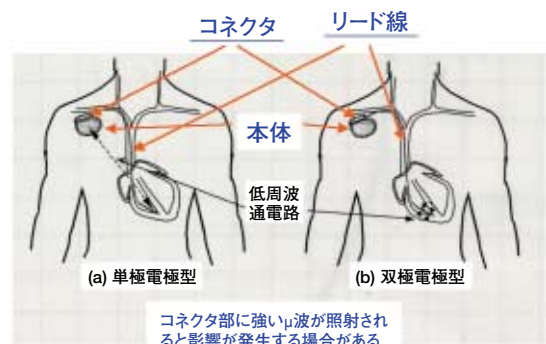


図3 植込み形心臓ペースメーカーの位置とEMIの発生箇所

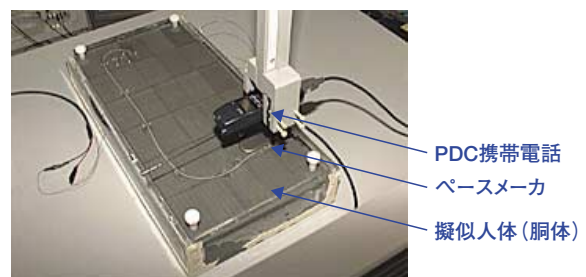


図4 携帯電話電波によるペースメーカー干渉試験模様

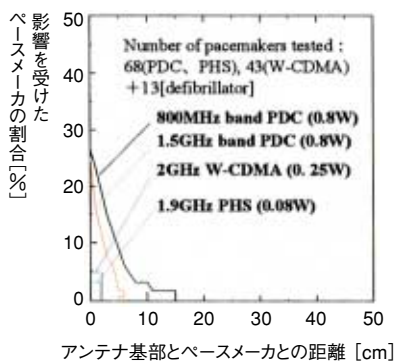


図5 心臓ペースメーカーの影響が生じた距離の実験結果例

日本で使用されるほぼ全ての機種の実験データからEMIを生ずる最大干渉距離は15cmと判定された(詳細は文献(5))。距離0cm, すなわちPM植込み部に接触するまでアンテナを近づけても70%強のPMは影響を受けない。このことから, 日本心臓ペースメーカー協議会は, 15cmに $\sqrt{2}$ 倍のマージンを掛けて22cmの安全距離指針を策定し, PM装着者, 医療施設等の関係者に周知して, EMI事故の発生を防止している。図6は注意パンフレットの一例である。EMI防止の観点だけであれば, 50cmといった長い距離を指針にすれば良い。なぜ22cmにしたのか? それはQOL (Quality Of Life) 向上のため, すなわち緊急時の通信手段等として他にはない利便性を持つ携帯電話をPM装着者が利用できるように配慮したためである。22cmはPM装着部位と逆側の耳で携帯電話を使用することで達成できる。なお, 今後PDCの利用数は急激に減少し第三代以降のシステムが主流となるが, その場合のPM-EMI最大干渉距離は数cmであり, 22cmの指針はさらに余裕を持ったものになる(携帯電話出力のピーク値が低下したことによる)。



電波産業会パンフレットから

図6 PM装着者の携帯電話使用指針

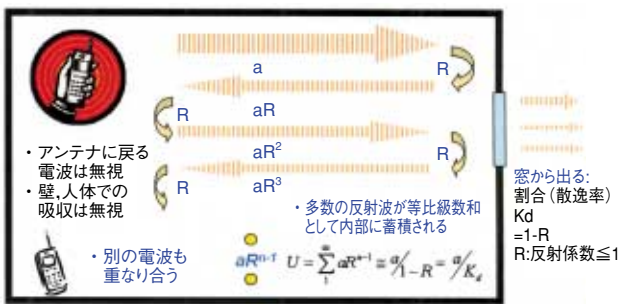
旧不要電波問題対策協議会(現電波環境協議会)が発表した「携帯電話電波によるPM-EMI防止のための指針(1995年参考文献(5))」には, 「PM装着者と近接した状態となる可能性がある場所(例:満員電車)では, その携帯電話端末等の無線機の電源を切るよう配慮することが望ましい」との注意文がある。これは他人の携帯電話が22cm以内に接近する可能性に配慮したものであり, 電車内での電波環境の特殊性は考慮されていない。

### 3. 閉空間問題とは?

図7は文献(1)で本堂が仮定した電磁界モデル(携帯電話1台)を示し, 主張のポイントは次のようになる。  
 ・電車やエレベータ内で発射された携帯電話電波の一部は, 反射を繰り返して内部に蓄積する,  
 ・エネルギー保存則から, 窓などから外に放射される割合(1回の反射につき)を離散率 $K_d$ とおけば, 反射係数 $R$ との関係は $K_d=1-R$ ,  
 ・無限に反射を繰り返す反射波は $R$ を公比とする数列で与えられ, 定常的な電磁界強度は等比級数和で近似できる,  
 ・図7に示した $aR^{n-1}$ が反射波の一般項である(本堂はこれをベクトルでなくスカラーで与えている),  
 ・蓄積エネルギーは,  $U=a/K_d$ となり, ここで $a$ は携帯出力×定数(電車では約0.04)である,  
 ・線形系だから複数の携帯電話 $N$ 台が電波を同時に発射すると $U$ は単純に $N$ 倍になる。文献(1)に示された照射電力密度を図8に示す。日本の典型的な通勤車輛の散逸率は0.1程度なので, PDC携帯電話(出力約0.3W)約60台が同時に通話すれば総出力は約20Wとなって, 図からICNIRPの一般公衆参照レベルと同程度の照射電力密度が電車内全体で励起される。携帯電話近傍ではなく車内全域が問題となる。ここで, ICNIRPはInternational Commission on Non-ionizing Radiation(国際非電離放射防護委員会)であり電磁界ばく露から健康悪影響を防ぐための国際的な指針<sup>(2)</sup>(参照すべき上限値)を勧告している(日本<sup>(3)</sup>も同様の数値)。さて, そのような状況であれば, 車内の電磁界強度は携帯電話からの距離と無関係となるから, PM-EMI障害が22cmの安全距離以上離れた場所でも起こり得るとの推論ができる。200人が同時通話し, 窓が閉じていて散逸率が0.02になったら, 電力密度は数十 $mW/cm^2$ 近くになってしまう(図8)。これは白内障を引き起こす閾値(150 $mW/cm^2$ )に近い強度である。このように閉空間内での携帯電話使用は従来予想されない大きな

リスクを内在する、というのが本堂の主張である。

それにしても工学者から見ると実に荒っぽい仮説である。そもそも最大数百mWの携帯電話電波が反射を繰り返して電車内部に蓄積され人体に影響するほどの電力になるというのがシッカリ来ない。それは正に共振状態ということだが、我々が利用するマイクロ波共振器で実効電力が蓄積されるのを経験したことがない（この考えがドグマ？）。電車などがQの低い共振器にはなるかもしれないが・・実際はどうだろうか？ きちんとした検討がなされていなかったのは事実であり、何らかの科学的な確認が必要である。



金属壁で囲まれた閉空間

図7 本堂の閉空間電磁界モデル

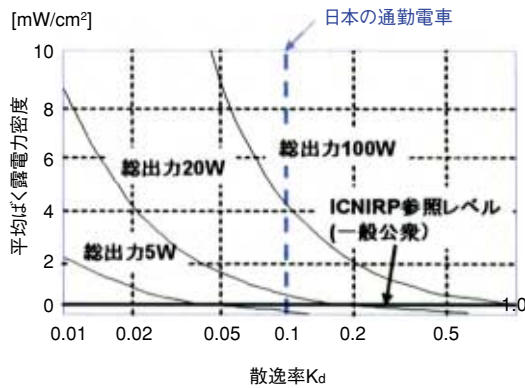


図8 本堂の近似計算結果（閉空間一般に対応）\*文献(1)

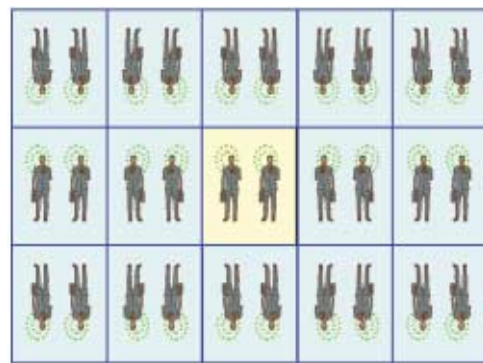
#### 4. オルバースのパラドックス

IEEE Microwave Magazine, 2007年8月号に面白い解説記事があるのを筆者は見つけた<sup>(6)</sup>。著者であるクリップスによれば、多数の携帯電話電波が地球上に存在する現状は、オルバースのパラドックスと類似し、合成電磁界が一見無限になると思われるが実際はそうならないというものである。

図7の各反射波はそれぞれ波源を持つから単純化

して図9のようなモデルを想定する。ほぼ直方体形状で窓のないエレベータ内に携帯電話を使用する人が二人居る。複数の共振モードが形成されると仮定する。これは、反射の繰り返しが同相合成されてベクトル和が存在する条件であり、オーバサイズキャビティ内に複数共振モードが縮退して存在する状況に等価である。実世界で成立するとは限らないが、多くの反射が同時に存在するような仮定の最大電磁界励起（Excitation）条件にはなる。図で中心の黄色空間が実体で、外側の青色空間は、全て見かけの波源（鏡像）である。さて図10は人体を無視したモデルであり、本堂の計算モデルに相当する。中心の黄色の空間には、それを取り囲む青色空間の携帯電話が一齐に電波を放射して強力な電磁界が形成されるように見える。さて、図9のモデルの場合には多くの鏡像人体も存在し、それらが折り重なって外側から中心に向かう電波の邪魔をするから、遠くの青色携帯からの電波は殆ど黄色空間に到達しない。回折効果は小さくて無視できるだろう。すなわち人体の吸収効果を本質的に無視してはいけない。

このような知識を得たうえで満員電車モデルを考える。さらに乱暴ではあるが、電車の壁を取り払い無限遠まで携帯電話使用者が存在するような図11の2次元モデルを考えよう。これは最大電磁界を与える仮想的な最悪モデルであり、クリップスの用いた「オルバースのパラドックスモデル」と同様になる。またこれは「無限鏡（周囲を全て鏡で囲んだ空間）」の命題とも共通する内容を含む。興味のある方はインターネットで検索されると良い。無限鏡空間での中心エネルギーが無限に強くなりそうだが、実際にはそうならないことの原因が色々書いてある。



中心の黄色空間が実空間、周囲の全ての青色空間は鏡像（反射波の仮想的波源）

図9 本堂のモデル（図7）の別の見方



図10 人体を無視したモデル

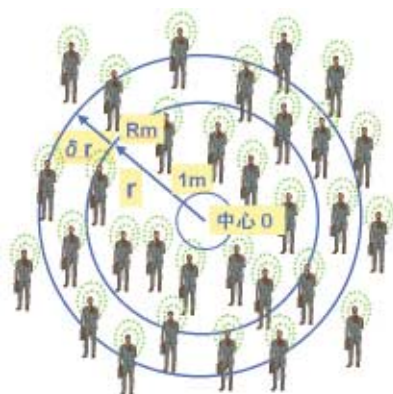


図11 満員電車内電磁界のオルバース近似モデル(2次元)

さて図11のモデルについてクリップスの解析を借用する。モデルの条件は、  
 ・多くの携帯電話（出力P[W]/台）が均一分布T[台/m<sup>2</sup>]で中心0を取り囲む、  
 ・中心から半径1m以内に携帯電話はない、  
 ・人体の吸収効果は無視する（図10と同様）、  
 ・簡単のため、各電波は全空間に一樣放射され、それらの位相関係を無視して、距離r[m]の携帯電話電波はr<sup>2</sup>に逆比例して中心0で単純に電力合成する、となる。

このとき、 $\delta r$ の帯状空間内の携帯電話数は $2\pi r \delta r T$ であるから、中心0で観測される電力束密度 $P_R$  [W/m<sup>2</sup>]は次式で求められる。

$$P_R = aPT \int_1^R \frac{1}{r} dr = aPT \ln(R) \dots (1)$$

ここで、 $a$ は比例係数である。これから当然ではあるが、 $R$ の広がりによって急激に $P_R$ は $\infty$ に向かって増大する。本当だろうか？ 正に「オルバースのパラドックス」と同様の疑問を投げかける。

我々工学者、特に電波伝搬の専門家であれば $\mu$ 波送受信間の伝搬経路に遮蔽物が存在すると吸収・散乱によって伝搬損失が急激に増大することを知っている。電波の直進経路に人体が存在すると波源が直

近であれば減衰量は極めて大きい。これは経験則である。満員電車を想定するから、人体の空間密度は高く、殆ど隙間のない人体壁により5dB/m $\Rightarrow e^{-1}/m$ 程度の減衰が生ずると仮定する。このとき、式(1)は次のように変形する。すなわち、

$$P_R = aPT \int_1^R \frac{e^{-r}}{r} dr \dots (2)$$

としてガンマ関数の一種が得られる。

そこで式(1)と(2)について、同一の比例係数を省略して計算した結果( $P_{Rn}$ )を図12に示す。その違いは明らかであり、人体による減衰を考慮した場合には、どんなに遠くまで携帯電話があってもある距離以上からの電力増大の寄与はゼロに等しい。つまり、遠くの鏡像波源は無いのも同様であり、これは図7のモデルでは何回目か以降の反射のレベルは殆どゼロということと等価である。我々が中心0に位置して外側を見ることを想像すれば、折り重なった携帯電話使用者の壁にさえぎられて後ろの方の携帯電話は視界には入ってこない。そのようなメカニズムが実世界であると理解できる。

結局、電車内などで多くの携帯電話が使用される場合（均一分布）に図8の予測は成立しないことが分かる。

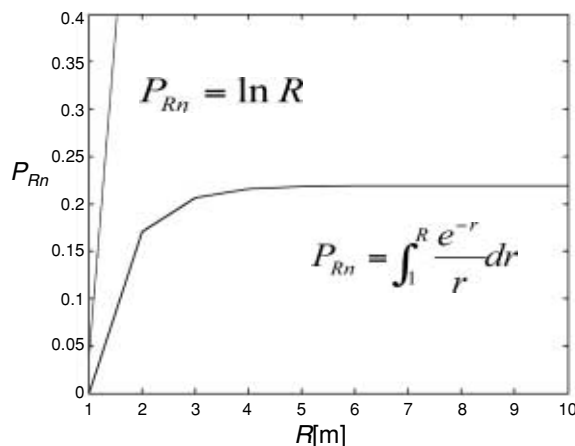


図12 中心0における電力密度推定例

ところで図9であるが、実世界を考えるといささか怪しいモデルである。電波の発射源は、中心の2台の携帯電話でありその総合出力が2Wと仮定しよう。携帯電話が電波を放射し始めてからある時間経過した電磁界分布が一定となる定常状態では、中心にいる二人が受ける最大電力は2Wを決して超えない。これはエネルギー保存則から明らかである。では図10ではどうか？ 2つの携帯電話は1秒間に2Jのエネルギーしか放射できないから、もし閉空間内に例え



ば10Jの電磁エネルギーが蓄積するなら、その定常状態までどんなに短くても5秒の時間が掛かる。さて現実世界ではどうであろうか？ 電車やエレベータ程度の空間なら、あっという間（高々マイクロSecオーダー？）に定常状態、すなわち2W出力に対して閉空間内の損失も2Wとなる電力平衡状態が成立するだろう。ところが閉空間内は無損失を仮定しているから2W出力には行き場が無くなる。とすると閉空間内部に連続して電力が蓄積され続けるのだろうか？ それは電波が永遠に空間内を駆け巡っている状態、すなわち、無限長線路（無限の空間）と等価だから、結局閉空間ではなくなる？

さて本当のところはこうだ。携帯電話が電波発射をスタートすると直ぐに定常状態になり、携帯電話のアンテナからは電波が発射できなくなる。アンテナ入力インピーダンスが純虚数となって、アンプ出力は全て反射されてしまう。これは閉空間が無損失だからであり、閉空間内に蓄積されるエネルギーは電波発射スタートから定常状態までの間に供給されるから、数マイクロSec.×2W[J]程度である。これは図10のような無限に続く鏡像携帯電話が存在しないことを意味する。パラドックスである。

以上の議論は禅問答のようであり、十分に納得できない読者もいるだろう。そこで事実を明確に理解できる以下のような実モデルによる検討が有効となる。

## 5. 実車輻による実験

前項までの議論は大雑把であり、実態を正確に把握するために実験測定が必須である。図13は、京浜急行電鉄株式会社の協力を得て電波産業会電磁環境委員会が2003年夏に実施した実験調査の一例である<sup>(7)</sup>。代表的な通勤電車内に送信用スリーブアンテナを床面から144cmの高さに垂直偏波で設置し、高さ120cm（PMの位置）の受信アンテナ（3軸無指向性）を車輻の縦方向にスキャンして電界強度の1次元分布を測定した。周波数は800MHz帯で送信出力は1Wである。図中赤線に送信アンテナが位置し、車内見取り図の緑線が受信スキャン経路を示す。青色部分は人体の配置位置（成人10名）であり、2名は携帯電話使用者として送信アンテナ近くに、8名は座席に配置した。測定結果において、黄色線と青色線はそれぞれ無人の場合と10名配置した場合の電界分布を示す。さらにピンク色の線は自由空間モデル（距離の二乗減衰）による計算例である。

黄色線、青色線ともに全測定区間においてピンク

色線より高い値となるが、平均的には自由空間での二乗特性より緩やかに距離減衰する。人体有無の違いは大きく（約10dB）、人体の吸収遮蔽効果は無視できないことが確認できる。

この実験結果は、PM-EMI障害を起し得るレベルが生ずることを示唆しない<sup>(7)</sup>。しかし、複数の携帯電話が同時に電波を発射する、あるいは多くの乗客が居る場合などの電磁界分布の詳細評価については測定が困難であるため、以下に述べる大規模数値解析の適用が有効となる。

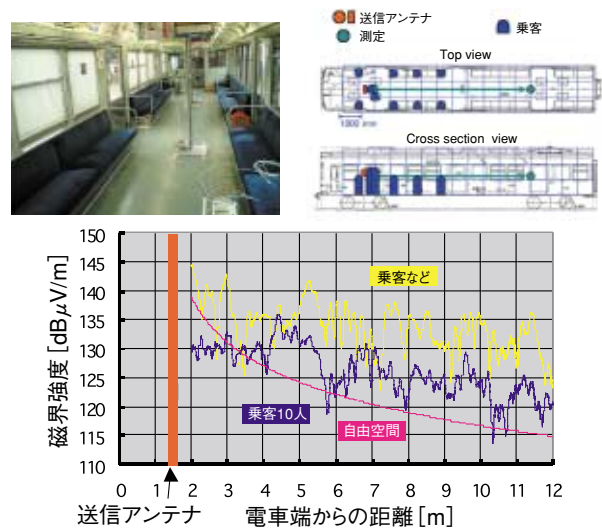


図13 通勤電車内での電界強度測定例（800MHz帯）

## 6. 大規模数値解析とPM-EMIリスク評価

近年の計算機性能の向上は、 $\mu$ 波帯での大規模で複雑な電磁界解析を可能にした。各種解析法のうち有限時間領域差分法（FDTD法）が、複雑な空間を扱えること及び結果の正確性から優れている。解析対象の空間（プロブレムスペース）を $1\text{cm}^3$ 単位の微小立方体セルに分割してマクスウェル方程式の1次差分近似計算を行う。電車1輻の内部空間をシミュレートするために膨大なメモリの計算処理が必要でありスーパーコンピュータを用いる。図14は車輻と擬似人体の数値モデル例を示す。電磁界の照射に対して人体が散乱・反射する成分を解析することを目的とするため、擬似人体は内臓などの体内組織までシミュレートする必要はなく全身で均一な複素誘電率で近似する。車輻の壁は完全導体とし座席は実材料の電気特性で近似する。

図15は800MHz帯の解析結果例（1次元分布）を同一放射条件の実測値と比較して示す。青色線と赤色線がそれぞれ計算値と測定値であり、両者の定在波位置は若干ずれるが、高レベル値と減衰傾斜は良

く一致するので、実測確認の困難な更に複雑なモデルの計算推定も妥当であると判断できる。モデル近似の不完全性から、定在波位置が若干ずれるのは仕方ない。この誤差はEMIリスクを予測することに関して大きな影響を与えない。

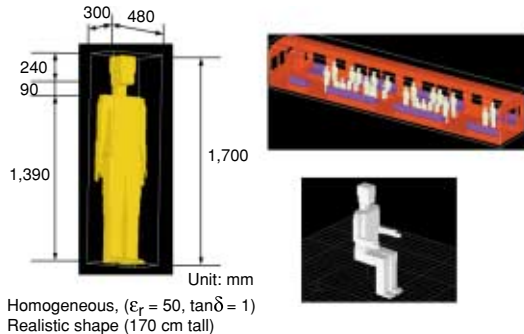


図14 FDTD解析用大規模数値計算モデルのポンチ図例

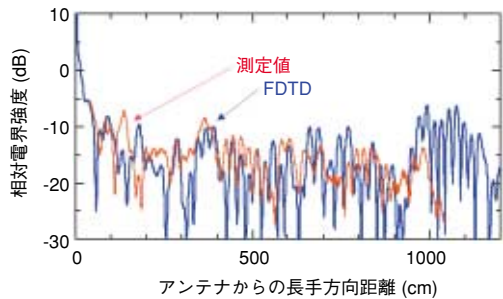


図15 FDTD計算結果と実測値の比較(800MHz,無人)

さて、図16は800MHz帯、人体なし、1アンテナで床から120cmの高さにおける水平面内電界強度分布の解析結果例である。赤、緑、青の色順で電界強度の違いを表す。赤色部分には送信アンテナが位置する(近傍界領域で強度が強い)。重要な観点はPM-EMIを起こすかもしれない強いホットスポット領域がどの程度広く電車内に存在するかであるが、このままでは強弱が入り乱れて判別がつかない。そこで、電界強度をヒストグラム表示することを考える。図に示すように空間分布のデータ(1cm<sup>3</sup>セル毎の数値)を同じ電界強度で寄せ集めてグラフ化することで、綺麗な単峰特性が得られる。次に、EMI障害発生閾値については次のように決定する。

図4のファントムを含む実験系で最大干渉距離(この距離以上アンテナから離れば傷害は起きない)を検出している。そこでこの距離での電界強度値をPM-EMI発生の閾値0dBとしてヒストグラムを表示する。但し、アンテナから半径22cm以内の領域のデータを除く(安全距離の遵守により、その領域にPMが入ることはないため)。このヒストグラムは電車内でペースメーカー装着者が位置を様々に変えたときにばく露する電界の全てを含み、0dBを超える数値

があれば、安全距離を越える空間にPM-EMIを起し得る強度の電界が形成されると判断される。

大規模計算は、測定が困難な満員時などの複雑な電波環境のリスク評価を可能にする。図17・18は、800MHz携帯電話使用者が1名及び5名の場合の解析結果例である。0dB点は自由空間アンテナから15cmでの数値をとっている。5名の場合に、分布が0dBに最も接近するような最悪条件となる(人数が増えてもヒストグラムは殆ど変わらないか安全側に低下する)。両図から、電車内ではPM-EMIを起す可能性(0dBを越す面積比)は共に確認できない。最悪条件と思われる図18では、一人の場合と比較して分布が高い方に5dB程度シフトしているが、0dBまで約5dBの余裕があり問題ない。なお磁界についても同様の結果が得られている。

以上の検討では、実際とは違って、同時通話の各携帯電話電波がcoherent, 最大出力, 同時発射と仮定している。さらにPM装着者の電磁界吸収を考慮していない。このため図17・18の分布は実際より高い値を持ったもので、極めて慎重なリスク評価を与える。従って、電車内で携帯電話が使用されるとき、ずっと離れた場所にいるペースメーカー装着者がその携帯電話電波によるEMIを受けることはないかと推定できる。なお2GHz帯についても同様の検討を行って問題のないことを推定している。

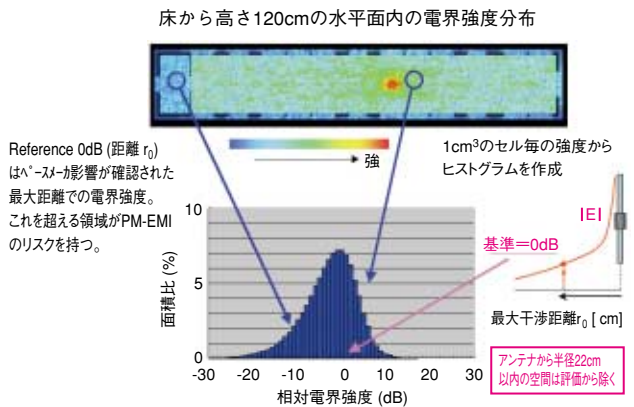


図16 複雑な電磁界分布のヒストグラム解析

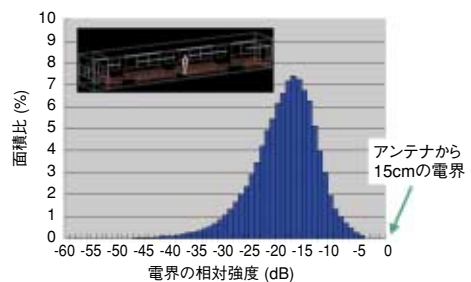


図17 電界強度の面分布ヒストグラム (f=800MHz)

電車内に携帯電話使用者が一人  
床から高さ120cmの水平面内評価(アンテナから半径22cm以内を除く)

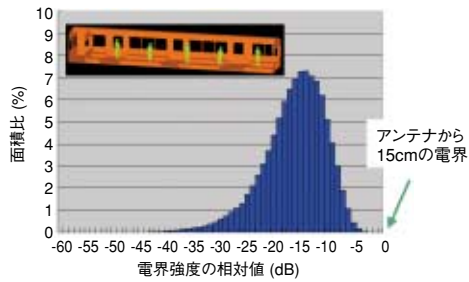


図18 電界強度の面分布ヒストグラム (f=800MHz)  
電車内に携帯電話使用者が5人  
床から高さ120cmの水平面内評価(アンテナから半径22cm以内を除く)

## 7. おわりに

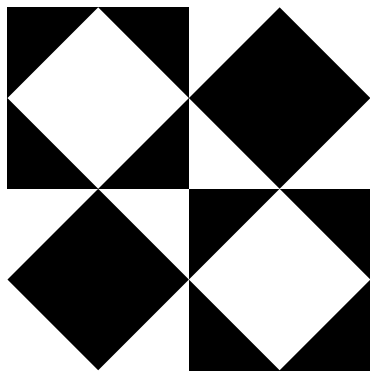
目に見えない電波の影響を評価して安心できる根拠を示すために、大変な手間と時間と費用が掛かることの一例を示した。一昔前であったら、このような詳細で正確な解析を行うことは不可能であったが、最新の電磁界数値シミュレーションの適用効果は絶大である。実験測定は、電波産業会の活動の一環で行ったもので、エレベータ内閉空間の調査研究結果を近いうちに公表する予定である。また、人体防護のための電波防護指針適合性については、ホットスポットの電磁界強度ではなく全身平均SAR（比吸収率）と局所SARで評価すべきである。「オルバースのパラドックス」で述べたように閉空間内の人体は携帯電話出力以上の電力を吸収することはなく、指針は満足される。この説明は割愛するので、興味のある方は文献（8）、（9）を参照されたい。

## 参考文献

- (1) T. Hondou: "Rising level of public exposure to mobile phones," Journal of the Physical Society of Japan, Vol.71, pp.432-435, Feb.2002.
- (2) <http://www.icnirp.org>
- (3) 旧郵政省（現総務省）電気通信技術審議会諮問第38号答申，電波防護指針，平成2年。
- (4) 本堂，坂田，小林：“マイクロ波環境と受動曝露：基礎物理の役割，”日本物理学会誌，第63巻第7号，pp.537-541，7，2008.
- (5) 不要電波問題対策協議会（現電波環境協議会）：  
「～医用電気機器への電波の影響を防止するための～携帯電話等の使用に関する調査報告書」，電波産業会，平成8年3月及び9年4月。
- (6) S.C.Cripps.: "Ethereal Power," IEEE micro-wave magazine, pp.32-38, August 2007.
- (7) T. Hikage, T. Nojima, S. Watanabe, and T.

Shinozuka : "Electric-Field Distribution Estimation in a Train Carriage Due to Cellular Radios in order to Assess the Implantable Cardiac Pacemaker EMI in Semi-Echoic Environments," IEICE Trans. Commun., Vol. E88-B, No. 8, pp. 3281-3286, Aug. 2005.

- (8) A. Kramer, J. Fröhlich and N. Kuster : "Towards Danger of Mobile Phones in Planes, Trains Cars and Elevators," Journal of the Physical Society of Japan, Vol.71, 3100, Dec. 2002.
- (9) A. Toropainen : "Brief Communication Human Exposure by Mobile Phones in Enclosed Areas," Bioelectromagnetics, Vol.24, No.1, 63-65, Jan. 2003.



**【技術開発】**

**電子事業本部**



# 1GHz帯大電力移相器型4ポートサーキュレーターの開発

甲斐 規郎  
Norio KAI

渡邊 翼  
Tubasa WATANABE

浅利 哲  
Satoshi ASARI

杉山 裕通  
Hiroyuki SUGIYAMA

研究用加速器に使われる1GHz帯大電力移相器型4ポートサーキュレーターを開発した。開発作業は構成部品ごとに性能を確認し、これらを組合せて総合特性を評価した結果、要求性能を満たし実用化への見通しを得た。

## 1. まえがき

高エネルギー加速器研究機構殿（KEK）では、研究プロジェクトである衝突型加速器B-factoryの増強として、Super B-factoryが計画されている<sup>(1)</sup>。この計画では、加速器へのビーム電流を増強するために、RF周波数を500MHzから1GHzにする方針である。当社ではこの方針に従い、1GHz帯で1MWの耐電力を有する移相器型4ポートサーキュレーターを開発した。

本稿では90°移相器を中心に動作原理と試作結果について報告し、これを組み込んだ移相器型4ポートサーキュレーターの評価結果を報告する。

## 2. 移相器型4ポートサーキュレーターの役割と配置

移相器型4ポートサーキュレーターは図1のように配置され、高い無負荷Qを有する加速空洞から反射される電力を終端器へ導き、消費させることでクライストロンの安定動作を保證する保護回路の役割を負っている<sup>(2)</sup>。

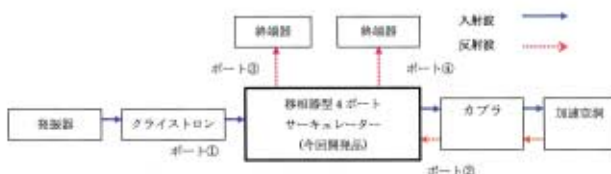


図1 移相器型4ポートサーキュレーターの使われ方

## 3. 移相器型4ポートサーキュレーター動作原理

移相器型4ポートサーキュレーターの構成を図2に、外観図を図3に示す<sup>(3)(4)(5)(6)</sup>。図2に示すようにマジック

T、90°移相器および90°ハイブリッドコプラから構成される。動作原理は、ポート①に入力された電力がマジックTにおいて同位相同振幅で二つの経路に分配され、90°移相器において各経路の電波相互間に位相差を90°（ $\pi/2$ ラジアン）を与え、90°ハイブリッドコプラにおいて各経路の電波を合成すると、ポート④へは逆位相同振幅合成となり出力されず、ポート②へは同位相同振幅で合成され入力電力に等しい電力が出力されるというものである。

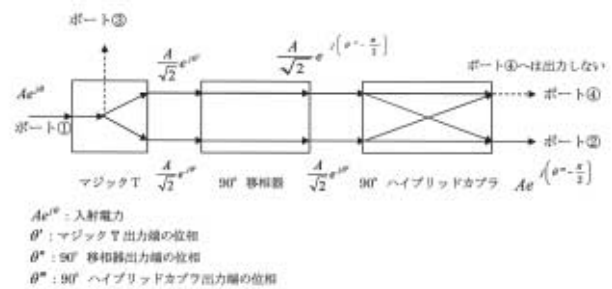
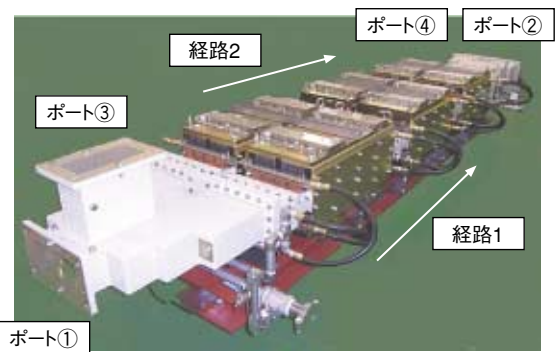
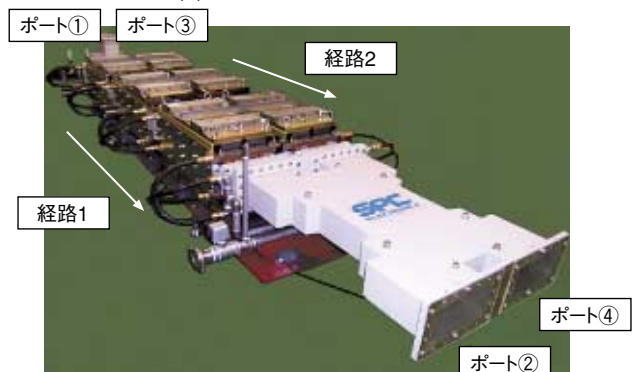


図2 移相器型4ポートサーキュレーターの構成



(a)マジックT側からの外観



(b)90°ハイブリッドコプラ側からの外観

図3 移相器型4ポートサーキュレーターの外観

### 4. マジックT、90°ハイブリッドカップラ

マジックT及び90°ハイブリッドカップラの製造には板組み溶接が用いられる。板組み溶接工程においては、導波管の内側に隙間を作らないことと導波管の寸法精度を確保することが重要である。特に隙間が生じた場合は、電波漏洩と挿入損失の増大および放電などの原因となるため、今回は隙間を生じない特殊な製造技術を用いて製作した。マジックTおよび90°ハイブリッドカップラの性能を表1、表2に示す。それぞれを試作した結果、設計値と同等の性能を得ることができた。

表1 マジックTの性能

項目	設計値	測定値
周波数	1017.8±5MHz	1017.8±5MHz
分配損失	3.0±0.2dB	2.96dB
		3.03dB
V S W R	1.05	1.06
	1.05	1.03
アイソレーション	30dB	40dB

表2 90°ハイブリッドカップラの性能

項目	設計値	測定値
周波数	1017.8±5MHz	1017.8±5MHz
分配損失	3.0±0.2dB	2.94dB
		3.05dB
V S W R	1.05	1.03
	1.05	1.03
アイソレーション	30dB	29.5dB
位相差	90±2°	89.4°

### 5. 90°移相器

90°移相器は導波管内のフェライトに直流磁界を印加し、ここにマイクロ波を通過させることで実現できる。設計に際し、歳差運動とテンソル透磁率およびフェリ磁性共鳴現象は重要な事項であり、要点を説明する<sup>(3)(4)(5)(6)</sup>。

#### 5.1 歳差運動

図4において、z方向の直流磁界Hiがフェライトに加えられると磁化Mはz方向を向く。さらにxy平面に高周波磁界hが加わっている場合の磁化Mの運動を考える。

hが働くため、z軸とMはθの角度をとり、式(1)のようにトルクTが働く。

$$T = M \times H \quad \dots (1)$$

ここで、Hは直流磁界Hiと高周波磁界hが合成された磁界である。

電子のスピンは磁気能率と共に角運動量を持ち、この間に比例関係があるため、磁化Mと角運動量Pとの間には式(2)の関係がある。γは磁気回転比である。

$$M = \gamma P \quad \dots (2)$$

角運動量を持っている磁化MにトルクTを与えた場合、斜めにしたこまが歳差運動するように磁化Mは角周波数ωiで歳差運動をする。このときの角周波数ωiを式(3)で表し、磁化Mをxy平面上の高周波磁化mとz軸成分Mzに分解すると、高周波磁化mはωiの周期で円運動をする。また、高周波磁化mと磁束密度bとの間には式(4)の関係がある。ここでμ0は真空の透磁率である。

$$\omega_i = |\gamma| H_i \quad \dots (3)$$

$$b = m + \mu_0 h \quad \dots (4)$$

角運動量の時間変化はトルクTに等しいため、式(5)が成り立つ。

$$\frac{dP}{dt} = M \times H \quad \dots (5)$$

また、式(5)に式(2)を代入することによって、ランドウ=リフシッツの式である式(6)が成り立つ。

$$\frac{dM}{dt} = \gamma(M \times H) + \frac{\gamma\alpha}{|M|} M \times (M \times H) \quad \dots (6)$$

ここで、

$$H = H_i + h_x + h_y$$

$$M = M_z + m_x + m_y$$

$$\alpha = \frac{1}{\omega t}$$

ωは高周波磁界の角周波数、tは緩和時間である。式(6)の第2項は、磁化Mをz軸に向かわせる働きのため、減衰を意味し、単位体積当りの磁化MとトルクTとの外積で表現される。

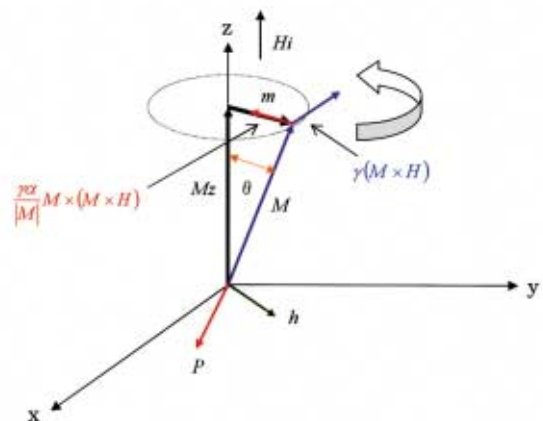


図4 歳差運動を説明する図



5.2 テンソル透磁率

前項のランドウ=リフシツの式を解き、高周波磁化 $m$ と高周波磁界 $h$ の関係は、テンソル磁化率 $(\chi)$ を使い式(7)のように表すことができる。

$$m = \mu_0(\chi) \cdot h \quad \dots\dots (7)$$

また、磁束密度 $b$ と高周波磁化 $m$ 及びテンソル比透磁率 $(\mu)$ との間には式(8)の関係があり、xyz成分で表示すると式(9)になる。

$$b = \mu_0 h + m = \mu_0(\mu) \cdot h \quad \dots\dots (8)$$

$$\begin{pmatrix} b_x \\ b_y \\ b_z \end{pmatrix} = \mu_0 \begin{pmatrix} \mu_x & -j\kappa & 0 \\ j\kappa & \mu_y & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_x \\ h_y \\ h_z \end{pmatrix} \quad \dots\dots (9)$$

ここで、 $\mu$ は、テンソル比透磁率の対角成分であり、xy平面上の比透磁率のため $\mu_x = \mu_y$ である。 $\kappa$ はテンソル比透磁率の非対角成分である。

5.3 フェリ磁性共鳴現象

フェライト機器の動作原理を考えると、右旋と左旋の円偏波に対する動作として考えると理解しやすい。右旋円偏波を正(+), 左旋円偏波を負(-)として示すと、円偏波磁界 $h^{\pm}$ , 円偏波磁束密度 $b^{\pm}$ , 円偏波比透磁率 $\mu_{\pm}$ として表わすことができる。右旋円偏波では $h_y^+$ が $h_x^+$ より90°遅れ、左旋円偏波では $h_y^-$ が $h_x^-$ より90°進むため式(10)を用いて表すことができる。円偏波の関係は式(10)を式(9)に代入した式(11)で表わすことができる。

$$\begin{cases} h_y^+ = -jh_x^+ \\ h_x^- = jh_y^- \end{cases} \quad \dots\dots (10)$$

$$\begin{cases} b^+ = \mu_0 \mu_+ h^+ & \mu_+ = \mu - \kappa \\ b^- = \mu_0 \mu_- h^- & \mu_- = \mu + \kappa \\ \mu_{\pm} = \mu'_{\pm} - j\mu''_{\pm} \end{cases} \quad \dots\dots (11)$$

円偏波比透磁率は $\mu_{\pm}$ は複素表現となり、実数部 $\mu'$ は磁界と同相成分の磁束密度に対する透磁率であり、通常透磁率と呼んでいるものである。虚数部 $\mu''$ は磁界に対して90°の位相差をもつ磁束密度に対する透磁率であり、これは交流回路理論からも明らかにように磁気損失を示す。

$\mu'_+$ は右旋円偏波磁界 $h^+$ と図4の磁化Mによって生じる比透磁率であり、 $\mu'_-$ は左旋円偏波磁界 $h^-$ と図4の磁化Mによって生じる比透磁率である。同様に $\mu''_+$ は右旋円偏波磁界 $h^+$ と図4の磁化Mによって生じるマイクロ波の損失であり、 $\mu''_-$ は左旋円偏波磁界 $h^-$ と図4の磁化Mによって生じるマイクロ波の損失である。

フェライトの内部磁界と比透磁率の関係を図5に示し、フェライトの内部磁界とマイクロ波の損失の関係を図6に示す。マイクロ波の角周波数と歳差運動の角周波数が一致するフェライトの内部磁界をフェリ磁性共鳴磁界と呼び、損失が最大となる。フェリ磁性共鳴磁界から低域側をBellow resonance, 高域側をAbove resonanceと呼ぶ。 $\mu'$ と $\mu''$ が、フェライトの内部磁界に対してほぼ一定となるのは、左旋円偏波の高周波磁界 $h^-$ と磁化Mの回転方向が異なるため、フェリ磁性共鳴が起きないからである。

図5、図6の破線で示すフェライト内部磁界がフェリ磁性共鳴磁界である。フェライト機器を設計する際、フェリ磁性共鳴磁界に対し、どちらの領域で動作させるかは重要なことである。

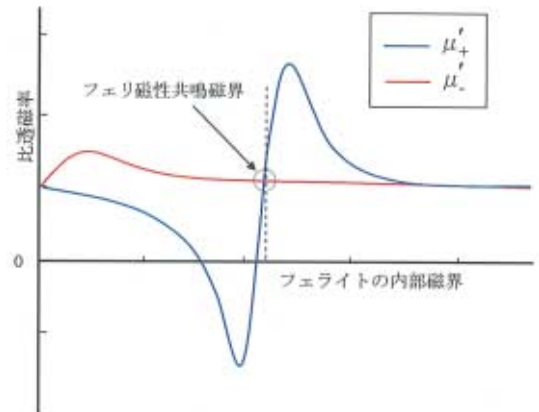


図5 フェライトの内部磁界と比透磁率の関係

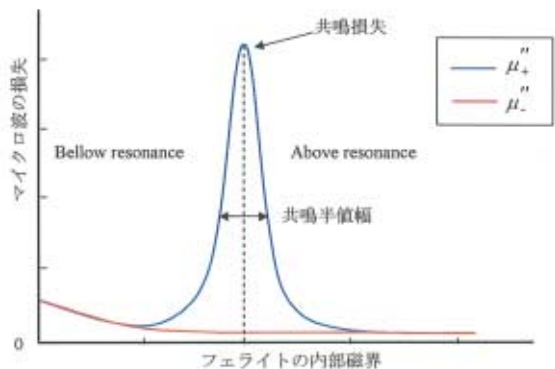


図6 フェライトの内部磁界と損失の関係

## 6. 90°移相器の設計・検討

90°移相器は導波管内部にフェライトを固定し、外部から永久磁石により磁化して動作させる。90°移相器の設計値を表3に示す。

表3 90°移相器の設計値

項目	設計値
周波数	1017.8±5MHz
挿入損失	0.20dB
V S W R	1.05
位相差	90±2°
耐電力	3MW

90°移相器の設計における主な課題は下記の通りである。

- ・ 導波管の短辺長さ
- ・ フェライトの非線形現象対策
- ・ フェライトの発熱対策
- ・ 90°移相器の分割化

### 6.1 導波管の短辺長さ

導波管の放電対策は導波管の短辺を長くすることによって解決できるが、磁石間の距離が離れるため、必要な磁束密度が確保できなくなる問題が生ずる。このため、導波管の短辺長さは可能な限り短くしなければならない。このように、所要磁束密度と耐電力対策において相反する要求があるので、トレードオフして決定しなければならない。

### 6.2 フェライトの非線形現象対策

フェライト機器において、図7に示すように入力電力が限界値を超えると挿入損失が増大し、入力電力に線形比例した出力が得られなくなる。これがフェライトの非線形現象である。この現象が発生するメカニズムは、大電力を印加したとき規則的な歳差運動に加えフェライト内にスピン波が励起することで格子振動が発生し、熱エネルギーの増大を招くことであり、マイクロ波特性としては挿入損失が増大することにつながる。

フェライトの非線形性能は、その材質に起因するので、今回は非線形性能として実績のあるフェライトを選択した。

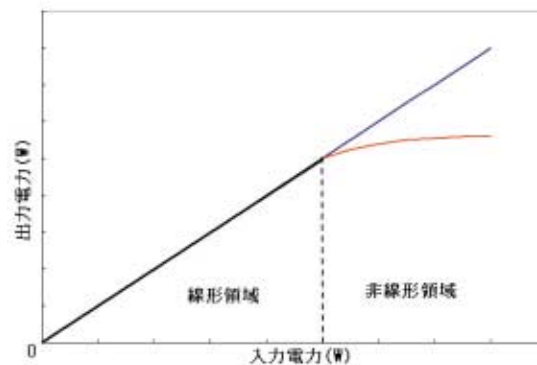


図7 歳差運動の乱れによる電力の非直線性

### 6.3 フェライトの熱対策

フェライトの発熱によって電気性能の劣化、フェライトの割れ、フェライトの接着剥離などの問題が生ずる。従って、発熱による温度上昇を抑えるための冷却機能が必要となる<sup>(4)(6)(7)</sup>。フェライト内の温度差は式(12)を用いて求めることができ、フェライト内で消費される電力は挿入損失から求めた。

フェライトの厚みを薄くし表面積を広くすることで温度上昇が抑えられるが、薄くしすぎると熱歪に起因するフェライトの割れ、フェライトの接着剥離などの原因となる。今回は入力電力と挿入損失から必要な表面積を求め、フェライトの寸法を決めた。フェライトと導波管を接合する接着剤は熱伝導の優れたものを採用した。

$$\Delta T = \left( \frac{d_f}{2\sigma_f} + \frac{d_s}{\sigma_s} \right) \frac{P}{S} \dots\dots (12)$$

$\sigma_f$ : フェライト熱伝導率 [W/cm°C]  $\sigma_s$ : 接着剤熱伝導率 [W/cm°C] P: 挿入電力 [W]  
 $d_f$ : フェライト厚み [cm]  $d_s$ : 接着剤厚み [cm] S: フェライト表面積 [cm<sup>2</sup>]

### 6.4 移相器の分割化

前項で説明したように、大電力動作の移相器はフェライトの放熱面積を広くしなければならないため、大型となり90°移相器を一体化製作することが困難である。今回は90°移相器を3分割し、30°移相器を3台縦続接続する構成とした。

## 7. 30°移相器の性能及び試作品の評価結果

表4に30°移相器の設計値と実測値を示す。図8に30°移相器の外観を示す。図9と図10に30°移相器の挿入損失特性と位相特性を示す。経路Aの挿入損失( $\mu''$ )は0.04dBで、経路Bの挿入損失( $\mu''_+$ )は0.1dBである。また、経路Aと経路Bの位相差は29.6°であった。この結果から30°移相器を3台縦続接続することで90°移相器の所要性能を満たすという設計方針の妥当性に十分な確証を得た。

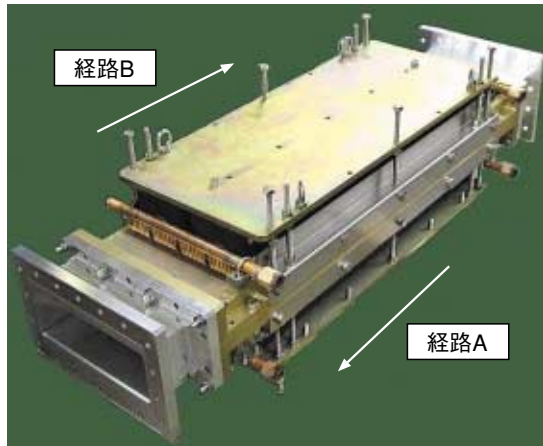


図8 30°移相器外観

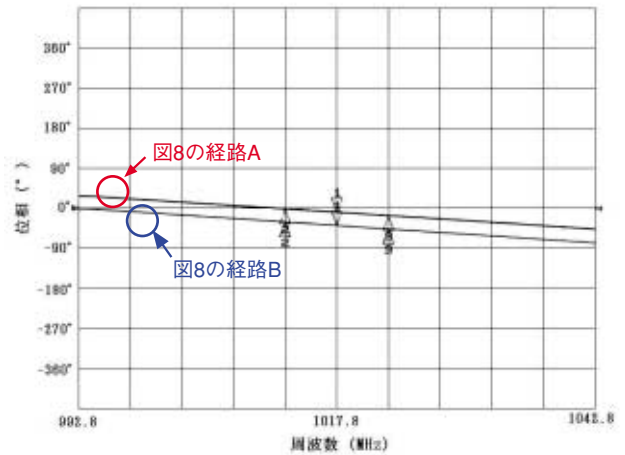


図10 30°移相器の位相特性

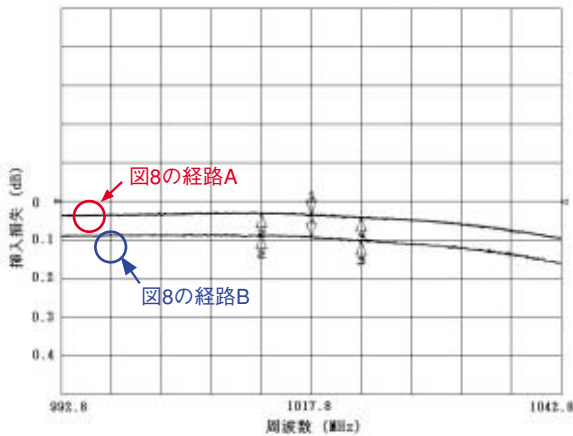


図9 30°移相器の挿入損失特性

表4 30°移相器の試作品評価結果

項目	設計値	測定値
周波数	1017.8±5MHz	1017.8±5MHz
挿入損失	0.07dB	0.04dB (図8の経路A)
		0.10dB (図8の経路B)
V S W R	1.05	1.04
位相差	30±0.6°	29.6°

## 8. 移相器型4ポートサーキュレーター総合性能

マジックTと90°ハイブリッドカプラ及び30°移相器の評価結果から、移相器型4ポートサーキュレーターを構成した場合の推定値を表5に示す。ここで推定値としたのは90°移相器の試作完了時点でマジックTと90°ハイブリッドカプラが手元に無かったためである。近日中に組合せて測定する予定である。

なお、耐電力試験は今後KEK殿において設備が整った段階で実施する予定である。

表5 移相器型4ポートサーキュレーター推定値

項目	要求性能	推定値	備考
周波数	1017.8±5MHz	1017.8±5MHz	
挿入損失	0.25dB	0.23dB	図3のポート①→ポート②
V S W R	1.15	1.08	図3のポート①
	1.15	1.08	図3のポート②
アイソレーション	26dB	30dB	図3のポート①→ポート③
	26dB	28dB	図3のポート②→ポート①
耐電力	1MW以上	今後KEK殿で試験する予定である。	

## 9. むすび

1GHz帯1MWで動作する移相器型4ポートサーキュレーターを試作し、良好なマイクロ波特性を得た。

今後、耐電力試験を経ることで、実用化の見通しが立った。

## 10. 参考文献

- (1) 赤井和憲：“高輝度ファクトリー加速器の現状と展望” 加速器学会誌Vol.3, No.3, pp.296-305 (2006)
- (2) 紙谷琢也, 杉村高志, 横山和枝, 大沢哲, 池田光男, 柿原和久, 高富俊和, 工藤昇, 肥後寿泰：“SuperKEKBのためのCバンド加速管開発の現状” 第3回日本加速器学会年会誌アブストラクト集, pp.268 (2006)
- (3) 磯部瑛二, 丹雅美, 米倉正道, 藤原吉信, 水島弘二：“Sバンド高耐電力サーキュレーター” 信学技報Vol.77 No 209, pp.77-103, (1978)
- (4) 岡田文明 著：マイクロ波工学 基礎と応用 学献社
- (5) 末武国弘, 林周一 共著：マイクロ波回路 オーム社
- (6) 橋本忠士 著：マイクロ波フェライトとその応用技術 総合電子
- (7) 一色尚次, 北山直方 共著：伝熱工学 森北出版

## 筆者紹介

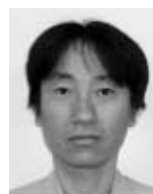
電子事業本部  
東京製作所  
立体回路技術部  
**甲斐 規郎**



電子事業本部  
東京製作所  
立体回路技術部  
**渡邊 翼**



電子事業本部  
東京製作所  
立体回路技術部  
**浅利 哲**



電子事業本部  
東京製作所  
立体回路技術部  
**杉山 裕通**



# 回り込み干渉抑圧機能付き無線中継装置の開発

鈴木 哲也  
Tetsuya SUZUKI

林 亮太  
Ryota HAYASHI

高木 聖二  
Seiji TAKAGI

森田 恵美\*  
Megumi MORITA

中野 雅之\*  
Masayuki NAKANO

井上 隆\*  
Takashi INOUE

\*株式会社 KDDI研究所  
無線アクセスグループ

CDMA2000 1xおよびCDMA2000 1x EV-DO信号を使用した800MHz帯、2GHz帯携帯電話基地局のレピータ装置を開発した。回り込み干渉抑圧機能を持ち、送受間結合の低いアンテナ（高アイソレーションアンテナ）と組み合わせることで高い中継利得を得ることが可能となる。本装置ではD/U比 $-20\text{dB}$ の回り込み干渉波の抑圧を可能としアンテナアイソレーションが $80\text{dB}$ 以上のアンテナを用いることで中継装置の利得を $100\text{dB}$ まで上げることが可能となる。

## 1. まえがき

携帯電話無線基地局の電波の届きにくい山間部やビルなどの障害物のあるエリアの電波状況を改善するために、レピータ装置（無線中継装置）が用いられている。こうしたレピータ装置は、受信した信号と送信信号とは同一周波数である。そのため、アンテナのアイソレーション以上にレピータ装置の増幅度を上げると送信信号が受信アンテナに回り込み（回り込み干渉波）発振を引き起こすという問題がある。

この問題に対して、本レピータ装置では、デジタル信号処理により回り込み干渉信号を抑圧する抑圧信号を生成して受信信号に加算することにより、回り込み干渉信号を抑圧した送信信号を生成し発振を防ぐとともに高い中継利得を実現している。



図1.1 導入イメージ

## 2. 特長と主要性能

回り込み干渉抑圧機能付き無線中継装置の特長と主要性能を以下に示す。但し、回り込み干渉抑圧機能については第3項にて説明する。

本レピータ装置は屋外での運用を想定しており、利得が $100\text{dB}$ あり、従来の中継装置と比較して高い。また、下り出力レベルも $8\text{W}$  ( $+39\text{dBm}$ )と高く、広いエリアをカバーする事ができる。運用方法としては、基地局向けアンテナと移動機向けアンテナのアイソレーションが $80\text{dB}$ 以上確保できるアンテナ<sup>(1)</sup>を組み合わせ、不足分の $20\text{dB}$ のアイソレーションを回り込み干渉抑圧機能によって補完する。

装置外観を図2.1に示す。図2.1 (a) は増幅部、(b) は信号処理部、(c) は増幅部と信号処理部の電源部である。



(a) 増幅部



(b) 信号処理部



(c) 電源部

図2.1 回り込み干渉抑圧機能付き無線中継装置

### 2.1 装置構成

装置構成を図2.2に示す。入力された信号はアンテナ共用器で上り信号と下り信号に分配される。各信号は低雑音増幅器により増幅し、周波数変換器に入力される。次に周波数変換器によって数十MHzまで周波数変換した信号はデジタル信号に変換され、信号処理部の回り込み干渉抑圧回路に入力される。その後、周波数変換器によって再び元の信号に変換された信号を増幅し、アンテナ共用器を通して出力される。

### 2.2 性能

主要性能を表2.2に示す。高利得な中継装置において、ノイズ出力は基地局の収容チャンネル数に影響を与えるため、低雑音であることが求められている。本レピータ装置では、低雑音増幅器と低損失なアンテナ共用器により、常温での雑音指数(NF)は3.5dB以下を実現している。

主信号近傍と使用帯域周辺のノイズフロアを下げるために、FIRフィルタによりノイズレベルを減衰させる事で、隣接チャンネル漏洩電力の電力値を規定のスペック以下に抑えている。

上り低雑音増幅器と高出力増幅器、下りの低雑音増幅器は一枚基板でモジュール化し、上り利得95dB、下り利得100dBを実現させるために高アイソレーションを確保する技術を採用した。

表2.2 主要性能

(a) 800MHz帯 無線中継装置

項目	性能	
利得	下り：100dB以上 上り：95dB以上	
出力レベル	下り：+39dBm 上り：+17dBm	
伝送帯域	下り：870-875MHz 上り：825-830MHz	
A C L R	下り：	-48dBc/30kHz以下 (750kHz $\leq$ $\Delta$ <1.98MHz)
		-63dBc/100kHz以下 ( $\Delta$ $\geq$ 1.98MHz)
	上り：	-45dBc/30kHz以下 (900kHz $\leq$ $\Delta$ <1.98MHz)
		-19dBm/100kHz以下 ( $\Delta$ $\geq$ 1.98MHz)

(b) 2GHz帯 無線中継装置

項目	性能	
利得	下り：85dB以上 上り：85dB以上	
出力レベル	下り：+40.4dBm 上り：+20dBm	
伝送帯域	下り：1925-1940MHz 上り：2115-2130MHz	
A C L R	下り：	-48dBc/30kHz以下 (885kHz $\leq$ $\Delta$ <1.25MHz)
		-16dBm/30kHz以下 (1.25MHz $\leq$ $\Delta$ <1.45MHz)
		-29.6dBm/30kHz以下 (1.45MHz $\leq$ $\Delta$ <2.25MHz)
	上り：	-45dBc/30kHz以下 (1.25MHz $\leq$ $\Delta$ <1.98MHz)
		-53dBc/30kHz以下 (1.98kHz $\leq$ $\Delta$ <2.25MHz)
		-17.8dBm/1MHz以下 (2.25kHz $\leq$ $\Delta$ <4.0MHz)

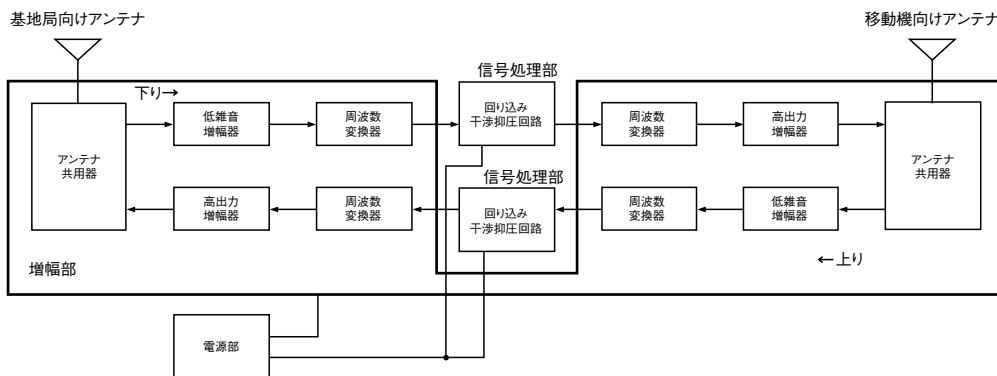


図2.2 装置構成

### 3. 回り込み干渉抑圧機能

回り込み干渉抑圧する方式は、CDMA信号における拡散符号の自己相関特性を利用した検出方法と、回り込み干渉波と同振幅・逆位相の抑圧信号を生成し加算する方法が研究されている<sup>(2)(3)</sup>。ここでは、採用した回り込み干渉抑圧方式の基本動作と干渉抑圧実験の結果について報告する。

#### 3.1 基本動作

本回り込み干渉抑圧方式の基本動作を実現する機能図を図3.1.1に示す。所望波 $D(t)$ と回り込み干渉波 $U(t)$ が合成された受信信号 $R(t)$ が受信される。干渉波検出回路(Radio Echo Searcher)では、受信信号 $R(t)$ と、 $R(t)$ に拡散符号の1チップ以上の遅延を与えた送信信号 $C(t)$ を用い干渉波検出を行う。まず、遅延器(Delay)の遅延量を変化させた時の相関器(Correlator)の演算結果より遅延プロファイルを作成する図3.1.2。遅延プロファイルは、遅延量に対する所望波との相関強度を表し、干渉波検出回路では強度が強い点を干渉波として検出し、その点の遅延量を抑圧信号生成回路(Suppressing Signal Generator)へ通知する。

抑圧信号生成回路では、干渉波検出回路より通知された遅延量に基づき送信信号に遅延を付加した遅延信号 $C'(t)$ と受信信号 $R'(t)$ の相関演算を行う。求めた相関演算結果に対して重み係数 $\mu$ を乗算し、累積加算した結果、所望波 $D(t)$ と回り込み干渉波 $U(t)$ との振幅および位相差を示す抑圧係数が求められる。さらに、遅延信号 $C'(t)$ を抑圧係数により、振幅・位相調整(Phase and Level Controller)を行い、回り込み干渉波 $U(t)$ と同振幅・逆位相の抑圧信号 $S(t)$ を生成する。この生成した抑圧信号 $S(t)$ を受信信号 $R(t)$ に加算することにより回り込み干渉波 $U(t)$ を抑圧する。

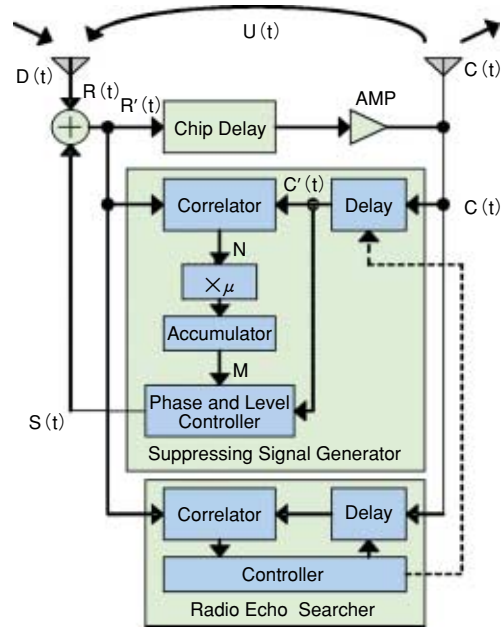


図3.1.1 回り込み干渉抑圧機能図

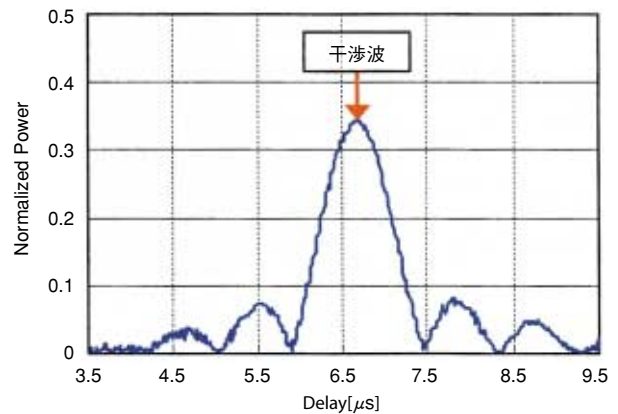


図3.1.2 回り込み干渉波成分の遅延プロファイル

#### 3.2 回路構成

デジタル信号処理部の構成を図3.2.1に示す。

信号処理部の主な構成部品はA/D変換器、D/A変換器、CPU、FPGAであり、干渉抑圧回路を実現している。CPUは制御を主な機能としており、干渉抑圧回路内の制御回路(Controller)、および可変減衰器を制御する利得制御回路(Gain Controller)を含む。FPGAは、加算器、チップ遅延器(Chip Delay)、抑圧波生成回路(Suppressing Signal Generator)を含んでいる。

##### 3.2.1 回路の特長

干渉抑圧回路を実現する際に、基本機能に加えて三つの機能を追加した。一つ目は、抑圧波生成回路を複数用意したことである。これにより、複数の回り込み干渉波に対して対応できるとともに、

抑圧誤差についても補償することが可能となった。二つ目は、利得制御回路と可変減衰器である。安定した干渉抑圧動作を実現するためには干渉抑圧と利得制御の連携が不可欠であり、段階的に利得を上げ抑圧波を累積加算していくことで、DU比 (Desirable/Undesirable) が0dB以下 (所望波より干渉波が大きい状態) となっても干渉抑圧が可能となる。

三つ目は、前段部にALC回路を設けたことである。回り込み干渉波が一時的に所定のD/U比を超えた場合に起こる信号電力異常を検知し、瞬時的に利得を制御することにより装置が発振状態とならないようにすることが可能となる。

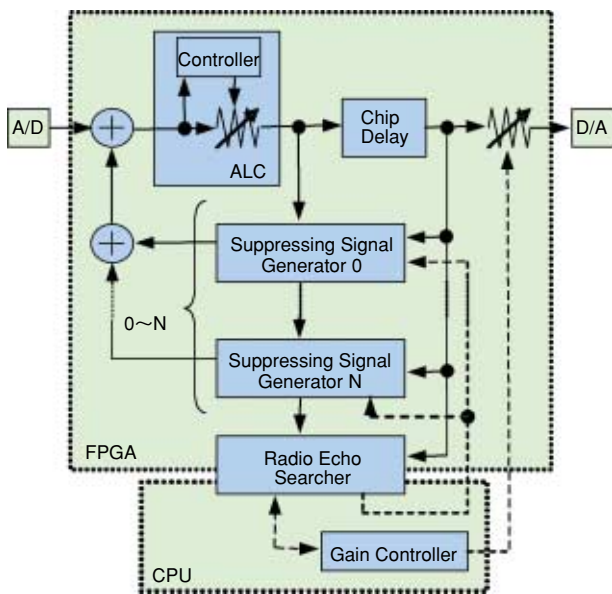


図3.2.1 信号処理部 構成図

### 3.3 実験結果

実験結果について報告する。図3.3.1に実験系を示す。回り込み干渉波を方向性結合器と減衰器 (ATT) により生成し、シグナルジェネレータからの所望波と方向性結合器により合成し本レピータ装置 (Repeater) へ入力した。信号の解析には、スペクトラムアナライザを使用した。

実験条件を表3.3に示す。回り込み干渉波の強度は、所望波に対して干渉波が20dB強い状態であるD/U比 -20dBとした。回り込み干渉抑圧の成否は、スペクトラムに異常がないことと、1キャリアにおいては3GPP2で規定されている波形品質  $\rho^{(4)(5)}$  が0.97以上であることを判定条件とした。

図3.3.2に1キャリア時の回り込み干渉抑圧後のスペクトラムを示す。この時の波形品質  $\rho$  は0.99以上

の値が得られ、D/U比 -20dBの回り込み干渉波を抑圧可能である。図3.3.3に2キャリア時、図3.3.4に3キャリア時のスペクトラムを示しており、1キャリア時と同様にD/U比 -20dBの回り込み干渉波を抑圧可能である。

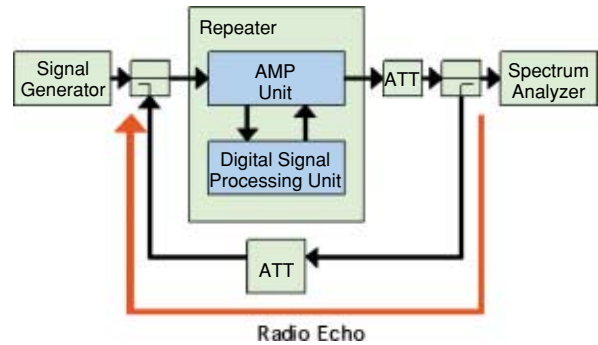


図3.3.1 実験系

表3.3 実験条件

項 目	条 件
信号条件	CDMA2000 1xおよび CDMA2000 1xEV-DO
キャリア数	1~3
伝送周波数帯域	800MHz帯
送信電力	+39dBm
D / U 比	-20dB

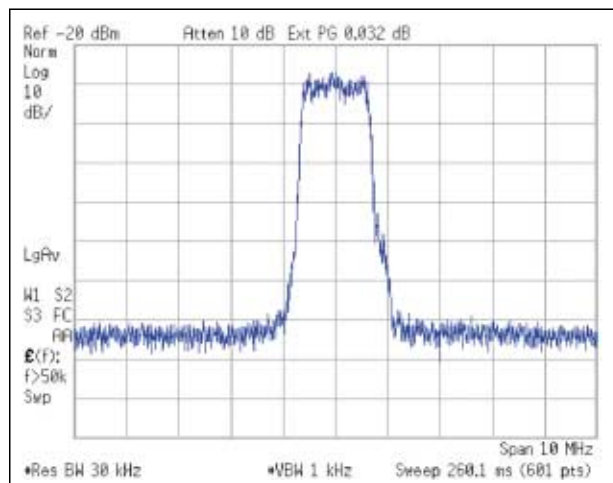


図3.3.2 回り込み干渉抑圧スペクトラム (1キャリア)



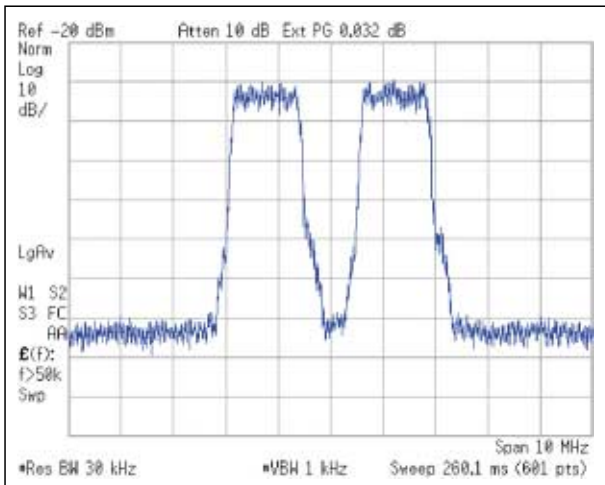


図3.3.3 回り込み干渉抑圧スペクトラム(2キャリア)

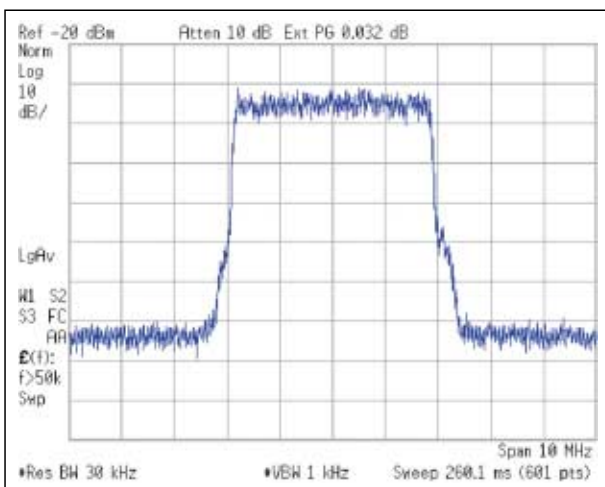


図3.3.4 回り込み干渉抑圧スペクトラム(3キャリア)

#### 4. 電波暗室実験

電波暗室にアンテナを設置し、実際に電波を放射し抑圧性能の検証を行った。図4.1に実験系を、実験条件を表4.1に示す。

図4.2のアンテナアイソレーション測定データよりアイソレーションは-64 dBであるため、装置ゲインを84 dBに設定しD/U比-20 dBで試験を実施した。

抑圧動作の検証の結果、D/U比-20 dBの回り込み干渉波を抑圧可能であり1キャリアでの波形品質  $\rho$  は0.99以上の値が得られた。抑圧前後の遅延プロファイルを図4.3に示す。抑圧前にあった干渉波成分が、抑圧処理により抑圧され相関が低くなった状態が確認できる。各キャリアでの抑圧前後のスペクトラム波形を図4.4、図4.5、図4.6に示す。抑圧前の波形は干渉抑圧なしの最大利得の状態で、

発振を起こす直前の状態である。抑圧後の波形は抑圧処理が完了し装置の利得を84 dBに上げた状態である。各キャリア状態ともD/U比-20 dBの回り込み干渉波を抑圧可能である。

以上のように、実際に電波をアンテナから放射し回り込み干渉波が発生する環境で、抑圧性能を確認することができた。

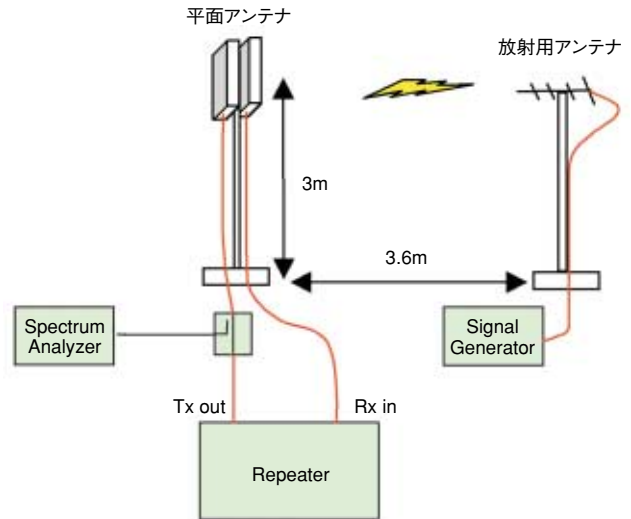


図4.1 実験系

表4.1 実験条件

項目	条件
信号条件	CDMA2000 1xおよび CDMA2000 1xEV-DO
伝送周波数帯域	800MHz帯
送信電力	+39dBm
D / U 比	-20dB

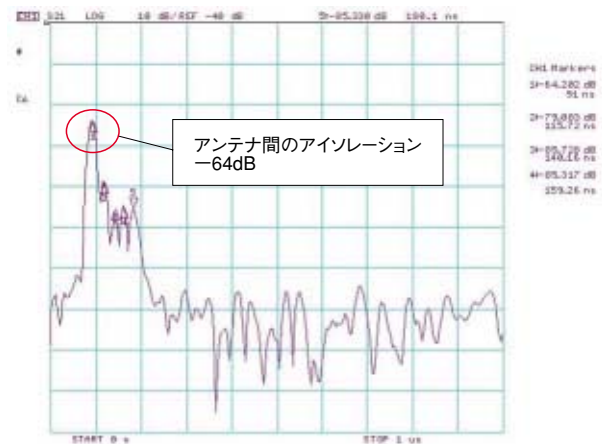


図4.2 アンテナアイソレーションデータ(タイムドメイン)

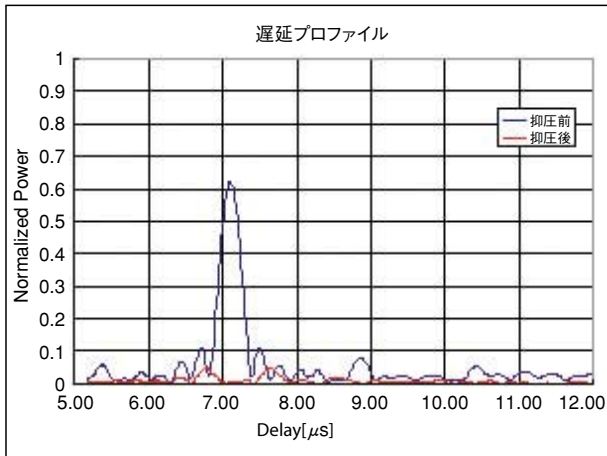


図4.3 抑圧前後の遅延プロファイル

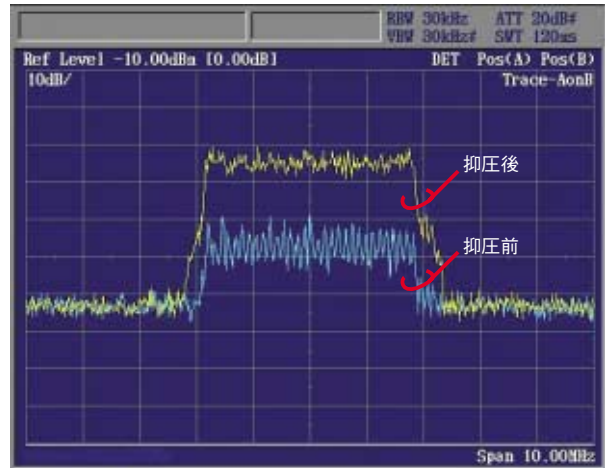


図4.6 抑圧前後のスペクトラム波形 (3キャリア)

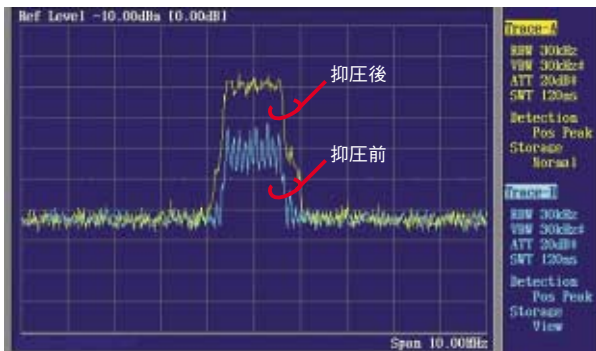


図4.4 抑圧前後のスペクトラム波形 (1キャリア)

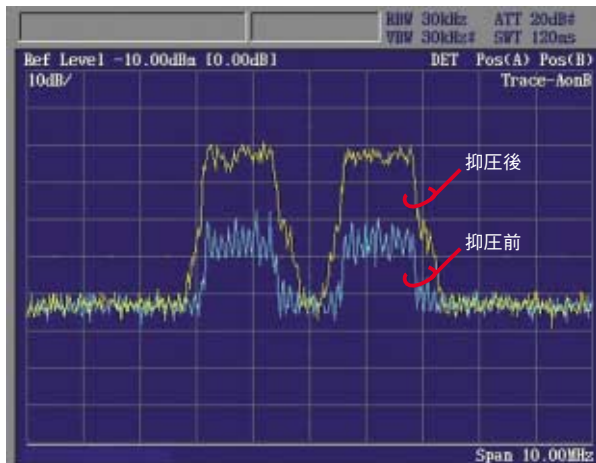


図4.5 抑圧前後のスペクトラム波形 (2キャリア)

## 5. むすび

800MHz帯携帯電話の無線基地局のリピータ装置を開発した。今後は装置のユーザビリティ改善を行い、抑圧機能については広帯域化、他の変調方式への対応に取り組みたい。

## 6. 参考文献

- (1) 中野雅之, 前山利幸, 井上隆, “800MHz帯セルラリピータ用アンテナのアイソレーション特性”, 2008信学総大, B-1-203
- (2) 前山利幸, 井上隆, “回り込み干渉抑圧機能を搭載したCDMAセルラ用リピータの開発”, 信学論 (B), vol.J87-B, no.9, p.1194, Sept. 2004.
- (3) 前山利幸, 井上隆, 上村和幸, 大和哲, “干渉抑圧機能を搭載したCDMA用リピータ装置の開発”, 信学技報, RCS2001-293, March 2002.
- (4) 3GPP2, “Recommended Minimum Performance Standards for cdma2000 Spread Spectrum Base Stations”, C.S0010-C, ver2.0, Feb. 2006.
- (5) 3GPP2, “Recommended Minimum Performance Standards for cdma2000 Spread Spectrum Mobile Stations”, C.S0010-B, ver1.0, Dec. 2002.

## 筆者紹介

電子事業本部  
東京製作所  
通信機器技術部  
**鈴木 哲也**



電子事業本部  
東京製作所  
通信機器技術部  
**林 亮太**



電子事業本部  
東京製作所  
通信機器技術部  
**高木 聖二**



株式会社  
KDDI研究所  
無線アクセス  
グループ  
**森田 恵美**



株式会社  
KDDI研究所  
無線アクセス  
グループ  
**中野 雅之**



株式会社  
KDDI研究所  
無線アクセス  
グループ  
**井上 隆**



# 円筒形導波管TE<sub>01s</sub>モード共振器有極化技術

三神 幸治  
Koji MIKAMI

萩原 栄治  
Eiji HAGIHARA

平間 智之  
Tomoyuki HIRAMA

浅利 哲  
Satoshi ASARI

導波管有極フィルター技術に関して、隣接共振器間結合と飛び越し共振器結合に正結合（誘導性結合）を有した矩形導波管TE<sub>101</sub>モード帯域通過フィルターの特定共振器の共振次数をTE<sub>102</sub>に変えることで、飛び越し結合は負結合（容量性結合）と同等のフィルター特性が得られることを理論的・実験的に証明した<sup>(1),(2)</sup>。

今回、円筒形TE<sub>011</sub>モード帯域通過フィルターにおいても同様の思想で飛び越し結合を実現することにより、通過帯域近傍において急峻な減衰特性が得られる確証を得たので報告する。

## 1. まえがき

円筒形導波管TE<sub>01s</sub>モード共振器を用いた帯域通過フィルターは、他の種類の共振器で構成したフィルターよりも無負荷Qが高いので、帯域中心の挿入損失を少なくすることができる<sup>(3)</sup>。またパルス波に対する耐電力が格段に高くなることから、高耐電力性能を必要とする空港監視レーダーや気象レーダーの不要波抑圧フィルターとして使用されている。当社では、S帯、C帯、X帯レーダー用の不要波抑圧フィルターを製作している<sup>(4)</sup>。

フィルターの性能を向上させる方法として、隣接しない共振器を結合（飛び越し結合）させることにより減衰極を設けて、通過帯域近傍の減衰特性を急峻にする「有極化」がある。ここでは、円筒形導波管TE<sub>01s</sub>モード帯域通過フィルターに適用するための検討結果と、目的の減衰極が生成されることを電磁界解析で確認した。

## 2. 等価回路計算

図1に円筒形導波管TE<sub>011</sub>モードの共振器の電磁界分布を示す。電界は周方向に分布しており、磁界は円筒壁面を軸方向に分布している。

その共振器を任意の大きさの結合孔で連通させて必要な結合度を与え、帯域通過フィルターを構成し

ている。なお、このときの結合系数符号は正結合（誘導性結合）である。図2に4段有極帯域通過フィルターの等価回路を示す。理論的にフィルターの通過帯域の低域側、高域側にそれぞれ減衰極を持つ有極構造は、フィルター段数の(N)段目と(N+3, N+5, N+7...)段目で飛び越し結合させ、かつ飛び越し結合させる共振器の結合係数は、負結合（容量性結合）でなければならない<sup>(5)</sup>。

図3に4段帯域通過フィルターの等価回路を用いた計算結果と正符号で飛び越し結合させた場合および負符号で飛び越し結合させた場合の等価回路計算結果を示す。図3に示すように、負結合のフィルター特性は通過帯域近傍の低域側と高域側の両方に減衰極が生じ急峻な減衰特性となっている。これは、通常の共振器間を伝播した電波と、飛び越し結合により伝播した電波とが、減衰極の周波数において逆位相となっているためである。

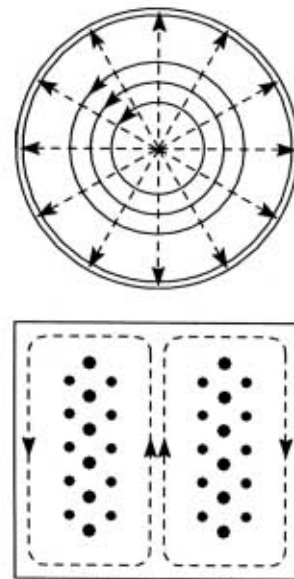


図1 TE<sub>011</sub>モード電磁界分布  
実線：電界  
破線：磁界

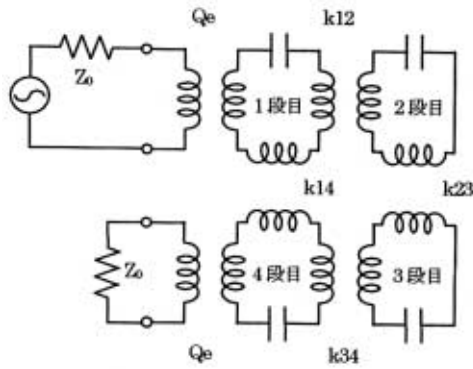


図2 4段有極フィルター等価回路

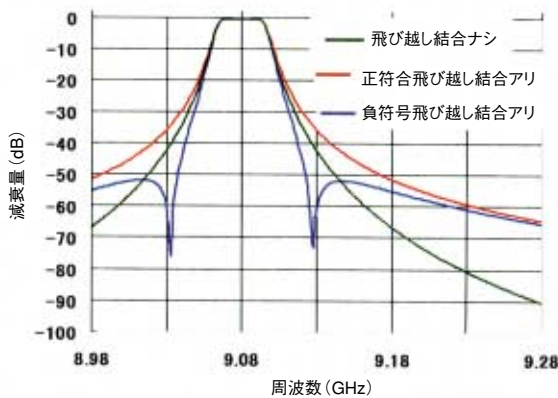


図3 4段帯域通過フィルタ等価回路を用いた計算結果

### 3. 結合構造の検討

共振器間の結合で負符号の結合を得るためには、フィルター内部の電界分布が優勢な箇所にアンテナを設けて電界結合で行うが、TE<sub>01s</sub>モード共振器は大電力のパルス波を入力することが多く、アンテナを用いることは耐電力性能の劣化につながるため採用できない。そこで、耐電力的に有利な結合孔を用いた正符号の飛び越し結合を用いて、負符号の飛び越し結合と同等の効果を得る構造を検討した。

#### 3.1 TE<sub>011</sub>-TE<sub>012</sub>共振器フィルタ

最初にTE<sub>011</sub>モードフィルターの中間段に、TE<sub>012</sub>共振器を使用した場合について検討した。

図4に構造図、図5にフィルターの内部磁界分布、そして図6に飛び越し結合用結合孔を設けた場合と設けない場合の電磁界解析結果を示す。図6に示すように1-4段間に正符号の飛び越し結合を行っても、TE<sub>011</sub>モードフィルターの2段目にTE<sub>012</sub>モード共振器を配置することにより、1-4段間に負符号の飛び越し結合を行った場合と等価な減衰特性が得られた。

これは2段目の共振器モードをTE<sub>011</sub>からTE<sub>012</sub>にしたことにより共振器の通過位相が反転し、逆位相となったことによる。

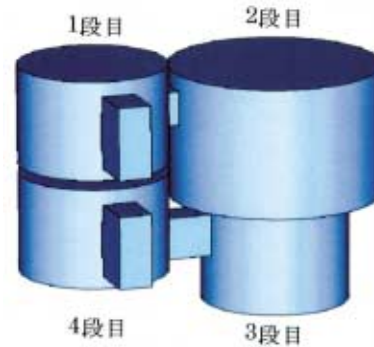


図4 TE<sub>011</sub>モードフィルターの2段目にTE<sub>012</sub>モード共振器を配置した構造図

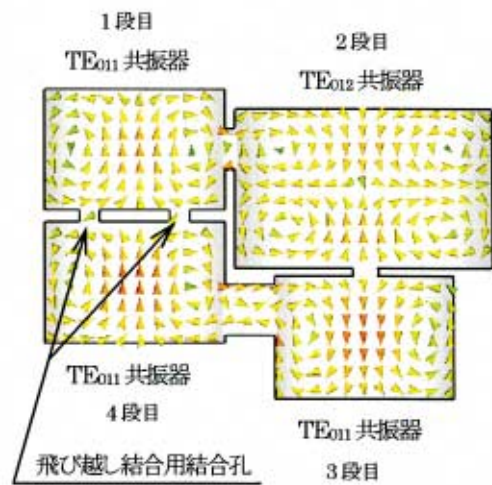


図5 TE<sub>011</sub>モードフィルターの2段目にTE<sub>012</sub>モード共振器を配置した内部磁界分布

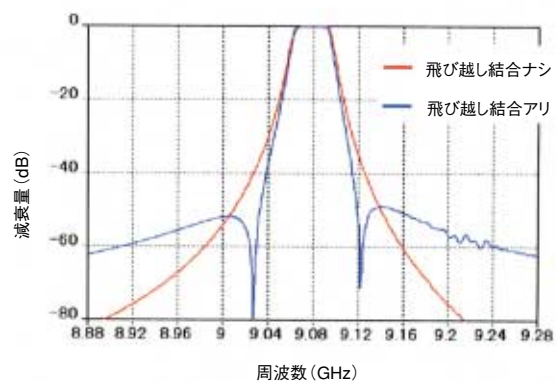


図6 TE<sub>011</sub>モードフィルターの2段目にTE<sub>012</sub>モード共振器を配置した電磁界解析結果

#### 3.2 飛び越し結合孔に180°移相線路を付加する

次に飛び越し結合部に180°の移相線路を使用した場合について検討を行った。

図7にTE<sub>011</sub>モード共振器フィルターの1段目と4段

目飛び越し結合孔に位相差 $180^\circ$ を与えた場合の構造図, 図8に内部磁界分布, そして図9に電磁界解析結果を示す。

正符号の飛び越し結合の場合においても $180^\circ$ の移相線路を付加することにより, 負符号の飛び越し結合と同等の結果を得られた。これは $180^\circ$ 移相線路を付加したことにより, 飛び越し結合部1-4段間の位相が反転し, 逆位相となったためによる。

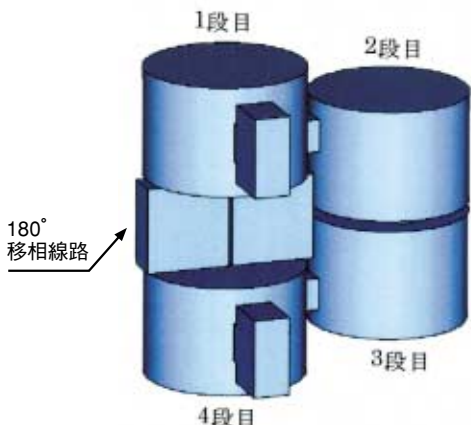


図7 飛び越し結合に $180^\circ$ 移相線路を付加した構造図

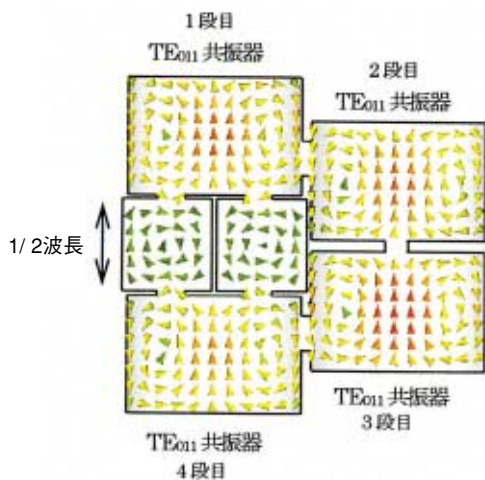


図8 飛び越し結合に $180^\circ$ 移相線路を付加した内部磁界分布

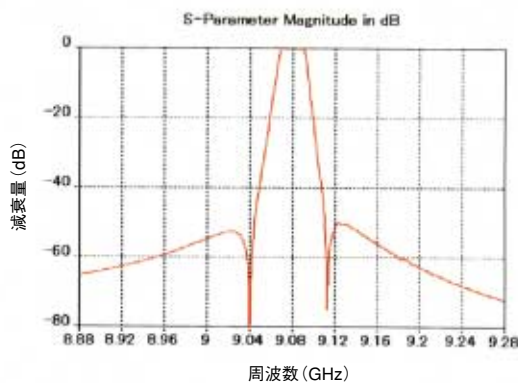


図9 飛び越し結合に $180^\circ$ 移相線路を付加した電磁界解析結果

#### 4. むすび

無負荷 $Q$ が高く, しかも耐電力の高い $TE_{01S}$ モード共振器を使用したフィルターにおいて, 減衰極を生じさせる構造を工夫することで, フィルタ通過特性の両側(低域側と高域側)に減衰極を生成できることを電磁界解析で確認した。有極化することにより小型化, 耐電力特性の向上, 温度補償性能の向上が期待できる。今後は, 製品への適用を図りたい。

#### 5. 参考文献

- (1) 生駒俊治, 萩原栄治, 平間智之, 横敏夫  
"アイリス結合有極導波管フィルター"  
電子情報通信学会総合大会2008年C-2-106
- (2) 生駒俊治, 浅利哲 "負の飛び越し結合を有する矩形導波管有極フィルター" 島田理化技報 No.19, pp.11-14
- (3) George L.Matthaei, Leo Young, E.M.T Jones,  
"MICROWAVE FILTERS, IMPEDANCE-MATCHING NETWORKS, AND COUPLING STRUCTURES" ,McGRAWHILL BOOK COMPANY, New York, pp.889-961, 1964
- (4) 平間智之, 萩原栄治, 貝田典之, 浅利哲, 杉山裕通 "円形導波管狭帯域帯域通過フィルターの温度補償技術" 島田理化技報No19, pp.25-32
- (5) J.Brian Thomas, "Cross-Coupling in Coaxial Cavity Filters-A Tutorial Overview" ,IEEE Trans.MicroWave Theory Tech., vol.51, No4, April 2003

## 筆者紹介

電子事業本部  
東京製作所  
立体回路技術部  
**三神 幸治**



電子事業本部  
東京製作所  
立体回路技術部  
**萩原 栄治**



電子事業本部  
東京製作所  
立体回路技術部  
**平間 智之**



電子事業本部  
東京製作所  
立体回路技術部  
**浅利 哲**



〈技術開発〉

# 移動体通信基地局用送信電力増幅器の 高効率化に向けた基本技術開発

宮崎 慎也  
Shinya MIYAZAKI

小川 二良  
Tsuguyoshi OGAWA

渡邊 信行  
Nobuyuki WATANABE

大竹 正仁  
Masahito OHTAKE

## 1. まえがき

一般に、移動体通信基地局送信電力増幅器における高周波増幅装置は、歪性能を満足するために、飽和出力から十分にバックオフを取った線形性の良好な出力レベルで使用されている。しかし、これは高周波増幅装置での消費電力を増加させ、ひいては装置の大型化の原因となっている。設置性の向上、省エネルギーの実現という観点から、移動体通信基地局送信電力増幅器の高周波増幅装置には、高効率化が強く望まれている。

ここでは、高周波増幅装置の効率を高める技術の一つとして、半導体増幅素子のドレイン電極に印加する電圧を制御することで高効率化を実現するドレインバイアス制御技術<sup>(1)</sup>について考察する。特に、ドレインバイアス制御の基礎技術開発に向け、その構成要素の一つであるエンベロープアンプ部に着目し、エンベロープアンプ方式検討と、回路検討および技術的課題の抽出を行ったのでこれを報告する。

## 2. ドレインバイアス制御

### 2.1 構成

本資料では、ドレインバイアス制御の実現のための回路構成として、デジタル部、周波数変換部、RFアンプ、そしてエンベロープアンプから成る回路構成を想定した。ブロック図を図1に示す。

図1において、デジタル部は入力されたデジタルベースバンド信号を基に、エンベロープ信号（ベースバンド信号のエンベロープ成分）と、数百MHzのIF信号を生成する。周波数変換部は局部発振器とミキサによって、デジタル部で生成されたIF信号をRF周波数帯に変換する。RFアンプは多段アンプで構成される。

エンベロープアンプはデジタル部で生成されたエンベロープ信号を増幅し、RFアンプに用いる増幅素子のドレイン電極へ供給するための増幅器を指す。

ドレインバイアス制御において高効率な高周波増幅器を実現するためには、エンベロープアンプが高効率であることが要求される。

なお本資料では、変調信号として帯域幅20MHzのOFDM信号、RFアンプ最終段の半導体素子として50V耐圧のGaNを想定している。

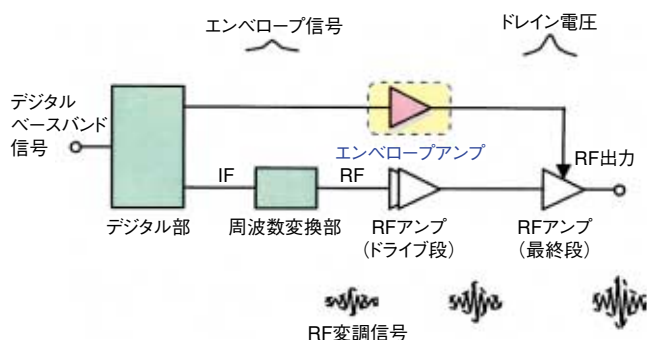


図1 バイアス制御簡易ブロック図

### 2.2 動作

エンベロープ信号はエンベロープアンプで増幅され、RFアンプ最終段の半導体増幅素子のドレイン電極へ供給される。RF変調信号はRFアンプのドライブ段で増幅後、RFアンプ最終段で所要の電力に増幅されるが、このときドレイン電極に供給されたエンベロープ信号によって飽和電力点が制御されることにより、RFアンプ最終段は常に飽和電力点付近での動作となり、高効率な信号増幅が期待できる<sup>(2)</sup>。

エンベロープアンプには主にアナログ式とデジタル式の二つの方式がある。これらの簡易ブロック図を図2に示す。

アナログ式エンベロープアンプは線形増幅器により構成される。入力されたエンベロープ信号を線形増幅器にて増幅し、RFアンプのドレイン電極に供給する。構成が簡単で、高い忠実度でエンベロープ信号の増幅が可能であるが、低効率なA級やAB級のアンプを十分なバックオフで動作させるため<sup>(3)</sup>、エンベロープアンプでの消費電力が大きくなり、装置全体の効率はさほど改善されない。



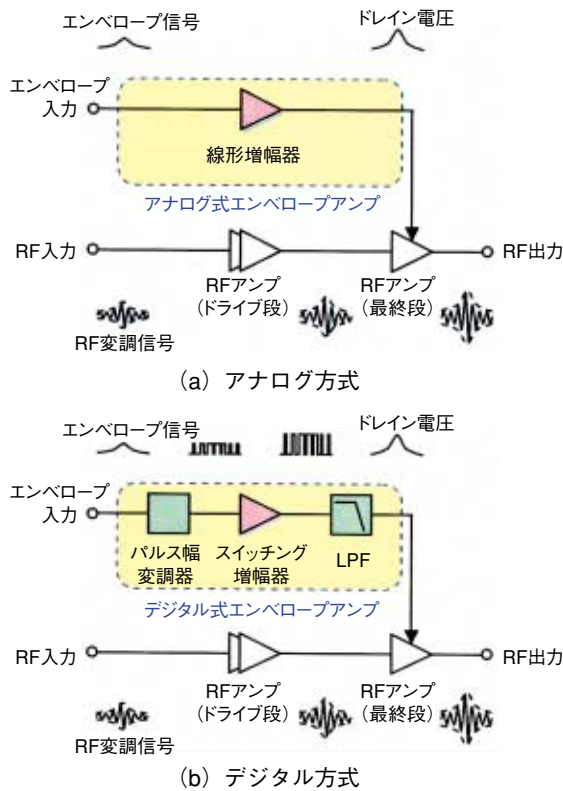


図2 エンベロープアンプ方式別簡易ブロック図

一方、デジタル式エンベロープアンプはパルス幅変調器、スイッチング増幅器、ローパスフィルタ (Low Pass Filter : LPF) により構成される。入力されたエンベロープ信号はパルス幅変調器でパルス幅変調 (Pulse Width Modulation : PWM) を受け、1bitのデジタル信号に変換される。1bitデジタル信号はスイッチング増幅された後、高周波成分を除去するためにLPFに通してエンベロープ波形を再生する。再生されたエンベロープ信号はRFアンプのドレイン電極に供給される。デジタル式はエンベロープ信号をスイッチング増幅するため、高効率である。しかし、高い忠実度を得るためにはPWM時のサンプリング周波数をベースバンド帯域幅の少なくとも5倍に選ぶ必要がある<sup>(4)</sup>。これは20MHz OFDM信号への適用を考えた場合、100MHz以上のサンプリング周波数が必要であることを意味している。また、100MHzでサンプリングされたデジタル信号をスイッチング増幅するためには、スイッチング増幅器の立ち上がり時間、立下り時間は10nsec以下であることが要求され、このような高速なスイッチング回路を汎用の素子で設計することは困難である。

### 3. ハイブリッド式エンベロープアンプ

エンベロープアンプの方式としてアナログ式、デ

ジタル式について触れたが、どちらも20MHz OFDM信号を想定した場合、実用的ではないことがわかった。そこで、文献(4)にて提案されているヒステリシス電流帰還制御を併用したハイブリッド式エンベロープアンプについて考察した。

ハイブリッド式エンベロープアンプは、リニアステージ、スイッチステージ、電流センサの三つのステージによって構成される。リニアステージは高速かつ線形性に優れた線形増幅器によって構成され、これに対し、スイッチステージは低速だが高効率なスイッチング増幅器と出力インダクタによって構成される。また、電流センサはヒステリシスコンパレータと電流感知抵抗によって構成される。ハイブリッド式エンベロープアンプの簡易ブロック図とステージ出力波形比較を図3に示す。

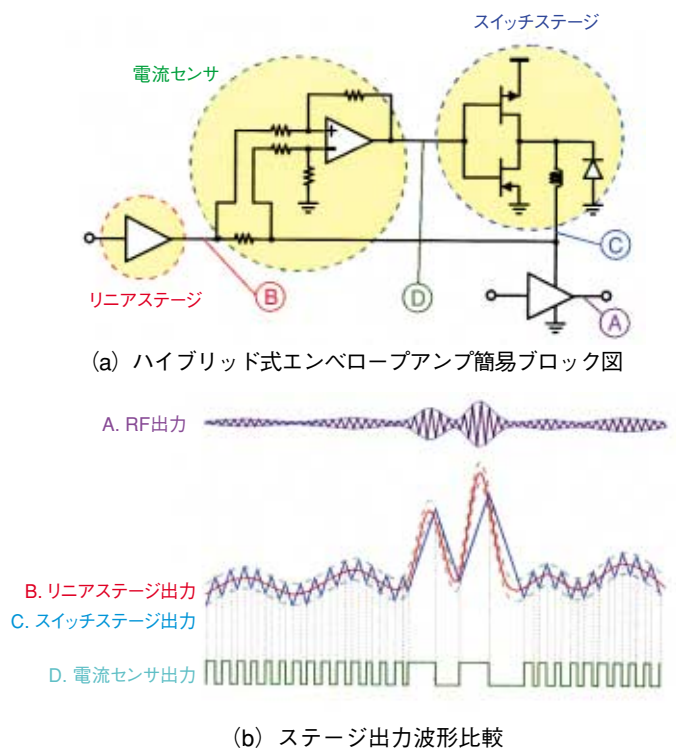


図3 ハイブリッド式エンベロープアンプ簡易ブロック図とステージ出力波形比較

ハイブリッド式エンベロープアンプでは、低速なエンベロープ入力時はスイッチステージから、高速なエンベロープ入力時はリニアステージからRFアンプへの電源供給が行われる。エンベロープ信号電力の85%以上は100kHz以下の低速な周波数成分で構成されているため<sup>(4)</sup>、RFアンプへの電源供給の大半は高効率なスイッチステージより行うことができる。このため、ハイブリッド式エンベロープアンプで

は、アナログ式に比べて高効率で、かつデジタル式に比べて高速なエンベロープ信号の増幅が期待できる。

実際に20MHz OFDM信号での適用を想定したときの各ステージに求められる性能を検討し、図4中に示した。スイッチステージに要求される“スイッチング周波数：16.84MHz以上”等は決して容易な値ではないが、デジタル式で構成した場合に要求される“スイッチング周波数：100MHz以上”に比べると実現性のある数値と言える。

以上のことから、実現性を考慮するとエンベロープアンプはハイブリッド方式が有効であると考えられる。

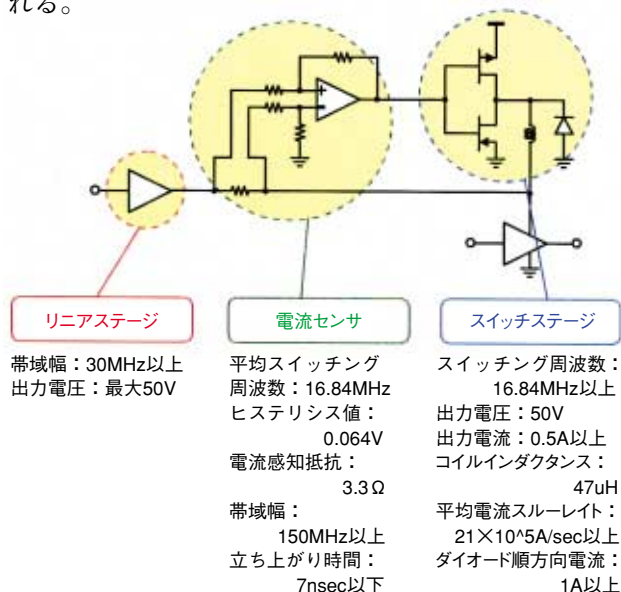


図4 ハイブリッド式エンベロープアンプステージ別要求性能

#### 4. エンベロープアンプ回路

以上のことを踏まえ、エンベロープアンプの回路案を作成した。エンベロープアンプ回路構成案を図5に示す。リニアステージは高速演算増幅器とトランジスタによる出力ドライブ回路を持つ回路構成、電流センサは高速コンパレータにフィードバック回路を設け所望のヒステリシスを得られる回路構成とした。スイッチステージは、最終段をNチャネルMOSFETのプッシュプル構成とし、入力部にはNチャネルMOSFETでの貫通電流の発生を防止するためのデッドタイム生成回路を設ける回路構成とした。

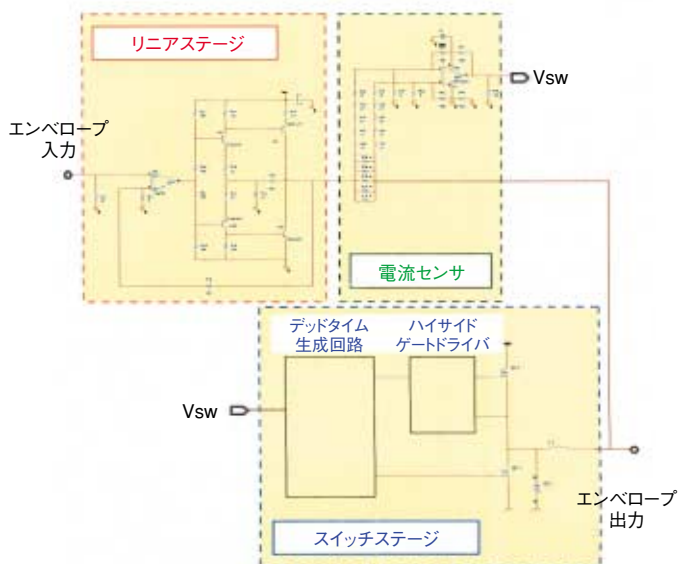


図5 ハイブリッド式エンベロープアンプ回路構成案

#### 5. 技術的課題

汎用の半導体素子を用いてエンベロープアンプの回路を具体的に検討することにより、以下に示す解決すべき技術的課題が抽出された。

- ・リニアステージの高電圧出力化

RFアンプ最終段の素子には、ドレイン電極に直流50Vを印加するGaN増幅素子を用いるRF回路を想定している。また、変調信号としては20MHz OFDM信号を想定しているが、このとき、ベースバンド信号のエンベロープ成分は30MHz程度にスペクトラム拡散されている<sup>(4)</sup>。よって、リニアステージには、最大50Vが出力可能で、かつ30MHz以上の利得帯域幅をもった演算増幅器が必要である。

- ・スイッチステージのハイサイドゲートドライバ回路の高速化

スイッチステージはディスクリート部品で構成されたハイサイドゲートドライバ回路によってハイサイドのNチャネルMOSFETのスイッチングを行うが、検討したハイサイドゲートドライバ回路でスイッチング周波数16.84MHzの高速動作を行おうとした場合、ゲートドライバ回路内での消費電力が非常に大きくなり、また、ゲートドライバ回路内に使用している部品が耐電力的にもたなくなってしまうという問題がある。

- ・電流センサ、スイッチステージ、電流センサのループ伝送時間の高速化

検討した電流センサ、スイッチステージ回路では、電流センサが反応（コンパレータが動作）してから、

スイッチステージの出力が電流センサにフィードバックされるまでの時間が長く、目標としているスイッチング周波数16.84MHz動作に追従できない。

高速かつ高効率なエンベロープアンプの実現のためには、これら課題の解決が必須である。

## 6. まとめ

20MHz OFDM信号のような広帯域なベースバンド信号へのドレインバイアス制御の適用を考えたとき、エンベロープアンプとしてハイブリッド方式が有効であることがわかった。ただし、エンベロープアンプの実現には、上述の解決すべき技術的課題が残されており、これら課題の解決を目指し、更なる回路検討を行っていくことが必要である。

## 7. 参考文献

- (1) 中山正敏, 高木直: “電力増幅器の低歪み・高効率化の手法”, 三菱電機情報技術総合研究所
- (2) Yuanxun Wang: “An Improved Kahn Transmitter Architecture Based on Delta-Sigma Modulation”, University of California, 2003 IEEE MTT-S Digest
- (3) 太郎丸真: “三角波比較PWMによるバースト幅包絡線変調を用いた高効率送信機アーキテクチャ”, 株式会社国際電気通信基礎技術研究, MWE 2007
- (4) Feipeng Wang et al.: “An Improved Power-Added Efficiency 19-dBm Hybrid Envelope Elimination and Restoration Power Amplifier for 802.11g WLAN Applications”, IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 54, NO. 12, DECEMBER 2006

## 筆者紹介

電子事業本部  
東京製作所  
通信機器技術部  
宮崎 慎也



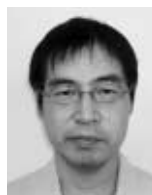
電子事業本部  
東京製作所  
電子機器技術部  
小川 二良

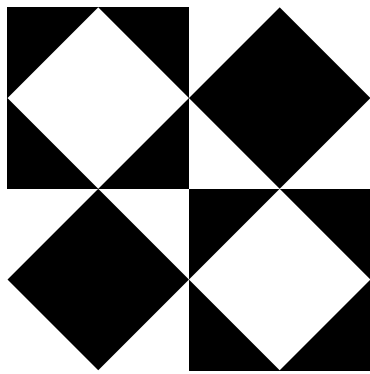


電子事業本部  
東京製作所  
通信機器技術部  
渡邊 信行



電子事業本部  
東京製作所  
通信機器技術部  
大竹 正仁





**【技術開発】**  
**産機事業本部**



# 過熱水蒸気を用いたガラス基板端面洗浄技術

野田 清治\*  
Seiji NODA

中井 隆文\*  
Takafumi NAKAI

片岡 辰雄  
Tatsuo KATAOKA

美濃 秀志  
Hideshi MINO

\*三菱電機（株）

過熱水蒸気を用いた洗浄ツール（スチームJET）のガラス端面異物に対する洗浄性能について詳細に調べた。スチームJET処理では、基板からノズル先端までの距離が短く、噴出圧力が高いほど除去率が高いという傾向が得られ、従来方式（水と高圧空気による二流体ノズル）よりも高い性能を示した。今後の課題として、端面清浄度と表面清浄度の関連性の定量化、スチームJETの更なる高性能化（洗浄力の向上、洗浄部の広角化・密度の制御）が挙げられる。

## 1. まえがき

大型テレビ市場向けa-Si TFT-LCDではパネルサイズの大型化が進み、モバイル機器向け低温poly-Si TFT-LCDでは素子の微細化とICドライバの一体化が主要課題となっている。LCDの製造工程において、洗浄処理は素ガラス（TFTアレイ形成前のガラス）基板の加工に始まり、TFTアレイ形成、カラーフィルタ製造、LCD組み立てなど、それぞれの工程ごとに行われ、パネル製造の歩留まりや製品の品質に直結する重要な工程である。a-Si TFT製造では従来のスピン式やバッチ式の洗浄装置から、大型基板への対応が容易な水平枚葉式の比率が高くなってきた。また、素ガラスの製造工程においても、基板の大型化に伴い水平枚葉式装置が広く採用されている。大型化に伴う技術課題として、洗浄性能の向上（付着異物の剥離）、リンス性能の向上（異物の再付着防止）、液切性能の向上（次工程への持出し抑制）、乾燥性能の向上（高速・均一乾燥）が挙げられる。この中で、ガラス切断後に端面に付着した異物は素ガラスの最終製品の表面清浄度に大きな影響を与える。このことに着目し、端面を洗浄するため、純水と物理力を利用した新たな洗浄ツールを開発した。本稿では過熱水蒸気を用いた洗浄ツールのガラス端面異物に対する洗浄性能について詳細に述べるとともに、従来の洗浄ツールである二流体洗浄、および

超音波洗浄との性能比較も行う。

## 2. 端面異物除去の重要性

素ガラスは規定サイズに切断された後、洗浄装置にて洗浄と乾燥が行われる。洗浄後のガラス端面および表面に付着していた異物のSEM観察結果を図1-1、1-2に示す。元素分析（EDX分析）の結果、端面の異物の構成元素はO, Si, Al, Ca, Mgであり、表面の異物の構成元素（O, Si, Al, C, Ca, Mg）と同等であった。いずれの異物も切断時に発生したガラスくずと推測される。

一方、ガラス基板の洗浄・乾燥後、一定時間放置すると表面の異物量が徐々に増加する傾向が見られた。また、ガラス切断工程の直後にガラス端面を研磨すると、洗浄・乾燥後の表面の異物量が減少することが確認されている。以上のことから端面の異物がガラス表面に拡散し、再付着した可能性が大きいと考えられる。

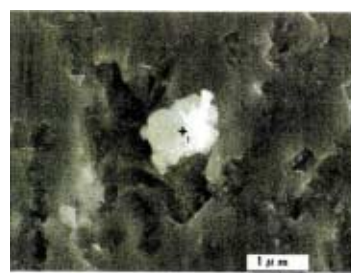


図1-1 ガラス端面に付着した異物のSEM写真



図1-2 ガラス表面に付着した異物のSEM写真

### 3. 実験方法および洗浄ツール

本稿では、純水と物理力を利用した二流体洗浄ツールの端面異物の除去性能を評価した。二流体洗浄ツールとしては、図2-1に示す過熱水蒸気によるスチームJETノズルのほかに、噴霧角の異なる二流体ノズルA, Bを用いた。

スチームJET処理は、小型スチームJETユニットを用いて行い、純水をヒーターで加熱し、140～240℃の過熱水蒸気を得た。水蒸気はφ0.8mmの孔から噴出される過程で一部が凝縮し、液滴と水蒸気の混合流となる。一方、二流体ノズルの場合には、窒素ガスと加圧し、温度調節した純水を各ノズルに導入し、φ2～4.3mmの直管よりジェット流を得た。

従来の素ガラス洗浄装置においては、表面異物の除去を目的として超音波処理が行われていた。そこで、比較のため超音波処理(図2-2)による端面異物の除去性能についても同様に評価した。

洗浄テストには切断後のガラス基板と切断および端面研磨後のガラス基板を用い、縦10～30mm、横200～300mmに切断したサンプルを使用した。二流体洗浄ツールの評価では、固定したガラス基板の端面に垂直にジェット流を噴射して、1秒間洗浄

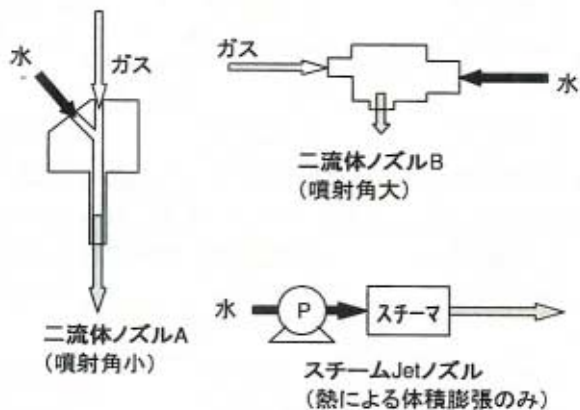


図2-1 検討した二流体洗浄ツール

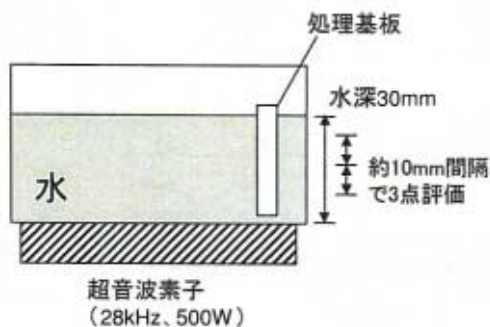


図2-2 超音波による洗浄装置

した。処理前後のガラス基板の面内10点において付着した異物量と異物の除去率を評価した。一方、超音波処理では基板を超音波素子に対して垂直に1～60秒間静置し、水深10cmごとに異物量を評価した。

ガラス端面は凹凸が大きいため通常の異物検査装置が使用できない。そこで、表1に示すように光学顕微鏡写真を画像変換（二値化）し、異物に対応する白色部の面積から異物量を定量化した。光学顕微鏡写真の上下端の焦点が不明瞭な部分は評価対象から除外した。

表1 ガラス基板端面の異物評価方法

	洗浄前	洗浄後
光顕写真		
画像変換後		

光学顕微鏡写真を画像変換（二値化）し、異物に対応する白色部の面積から異物量を定量化した

### 4. 実験結果および考察

#### 4.1 超音波処理

超音波（28kHz、500W）による端面の異物除去性能を図3に示す。処理時間60秒の場合には約80%の除去率が得られたが、処理時間の減少に伴い除

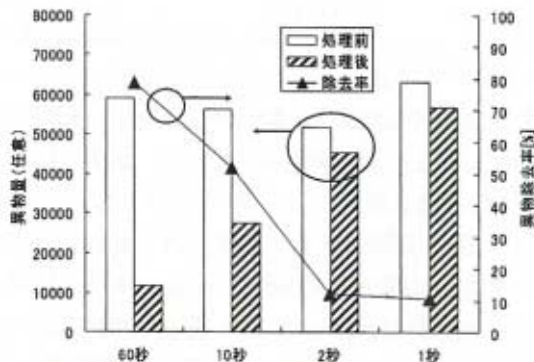


図3 超音波処理による基板端面の異物量変化

超音波 28kHz、500W（音圧 20～22Vrms）、水温 25℃、処理時間 1-60秒、処理基板 切断後（研磨なし）



去率が低下した。水平枚葉式装置で基板搬送しながら端面処理を行う場合、実質の処理時間は1秒以内となるため、除去率は10%以下に低下すると推測される。比較的小型の基板に対しては、バッチ式洗浄装置では処理時間は数分確保できるため、超音波処理による端面異物の除去は有効である。

#### 4.2 二流体ノズルによる処理

二流体ノズルAにおいて使用する純水の水温を変化させた場合の処理性能（1秒処理）を図4に示す。水温が23→60℃に上昇すると、除去率は10%程度増加した。ノズルに供給する窒素は常温のため、ノズルから噴出する流体の温度は使用水温ほど上昇しないが、温度が高いほど除去性能が高くなる傾向が見られた。次に基板からノズル先端までの距離dを変化させた場合（1秒処理）の結果を図5に示す。d=10～60mmの場合は除去率が70～80%と一定であり、d=6mmの場合には除去率がやや低下

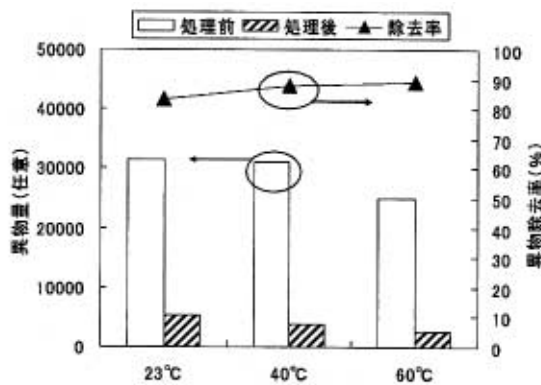


図4 二流体ノズルAの異物除去性能の水温依存性  
水0.5L/min, 窒素150L/min, 基板-ノズル間の距離35mm, 処理時間1秒, 処理基板 切断後（研磨なし）

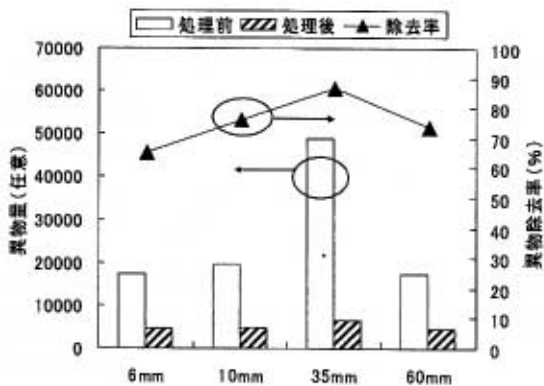


図5 二流体ノズルAの異物除去性能の基板-ノズル間距離依存性  
水0.5L/min, 窒素150L/min, 水温25℃, 処理時間1秒, 処理基板 切断後（研磨なし）

した。35mmの場合には初期の異物量が多かったため除去率が過大評価された可能性があり、全体的な傾向からd=10～60mmの場合、除去性能はほぼ一定と考えられる。

一方、二流体ノズルBにおいて、基板からノズル先端までの距離dを変化させた場合（1秒処理）の結果を図6に示す。d=10～35mmの場合は除去率が70%と一定であり、d=60mmの場合には除去率がやや低下した。

以上のことから、二流体ノズルA, Bによる処理では、使用する水の温度が高いほど除去率がやや高くなり、処理性能は基板とノズルまでの距離には大きく依存せず60～80%で一定であることがわかった。距離d=60mm以下の範囲ではノズルから噴出される流体の速度分布が小さく、基板が流体から受ける物理力（圧力）がほとんど変化しないことが原因の一つと推測される。

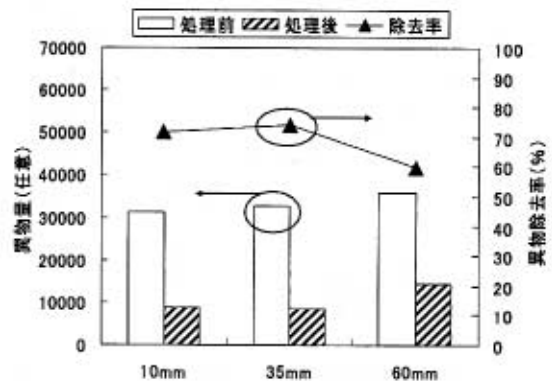


図6 二流体ノズルBの異物除去性能の基板-ノズル間距離依存性  
水0.6～0.7L/min, 窒素120L/min, 水温25℃, 処理時間1秒, 処理基板 切断後（研磨なし）

#### 4.3 スチームJETによる処理

スチームJETノズルにおいて、基板からノズル先端までの距離dを変化させた場合（1秒処理）の結果を図7に示す。距離dが短いほど除去率が上昇し、d=1～5mmでは最大90%が得られた。ノズルからの距離とノズルから噴出される流体の温度の関係を図8に示す。距離dが40→5mmに接近すると流体の温度は68→90℃に増加した。図4で示したように異物の除去率は流体の温度に依存する。スチームJETにおいて距離dが近いほど除去率が増加したのは、dが小さいほど流体の温度が高いことに起因すると考えられる。

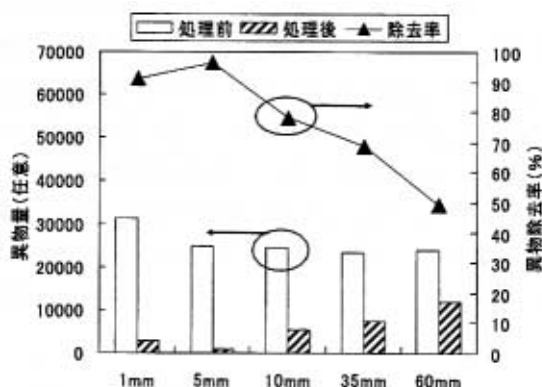


図7 スチームJETノズルの異物除去性能の基板-ノズル間距離依存性  
水0.013L/min, ヒーター温度180℃, 処理時間1秒,  
処理基板 切断後(研磨なし)

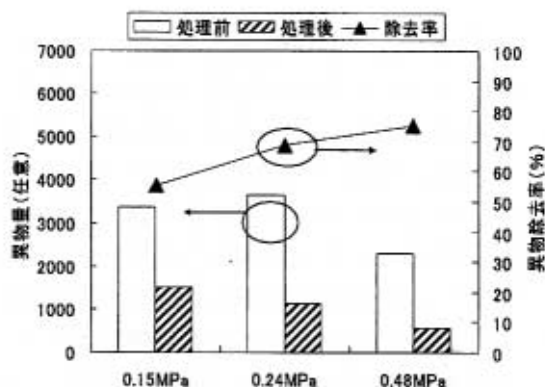


図9 スチームJETノズルの異物除去性能の噴出圧力依存性  
ヒーター温度170~240℃, 処理時間1秒, 基板-ノズル間の距離5mm,  
処理基板 切断・研磨後

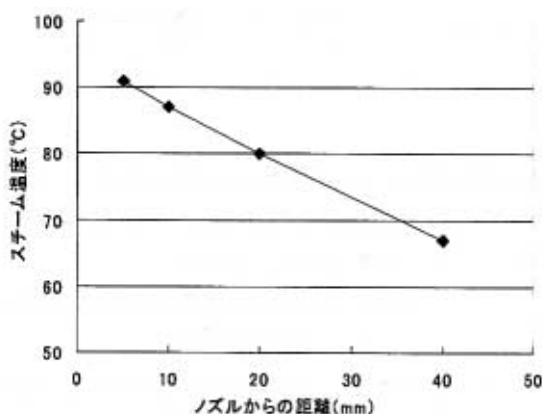


図8 スチームJETで生成した流体温度のノズルからの距離依存性  
水0.013L/min, ヒーター温度180℃, 処理時間1分間の平均値

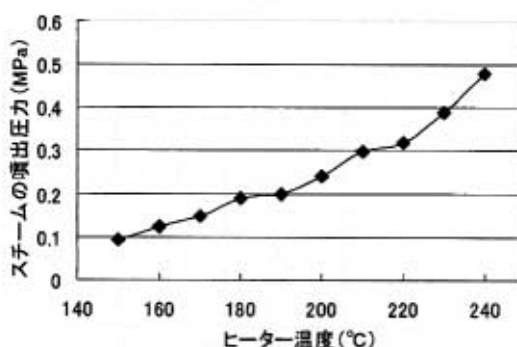


図10 スチームJETノズルにおけるヒーター温度とスチーム圧力の関係

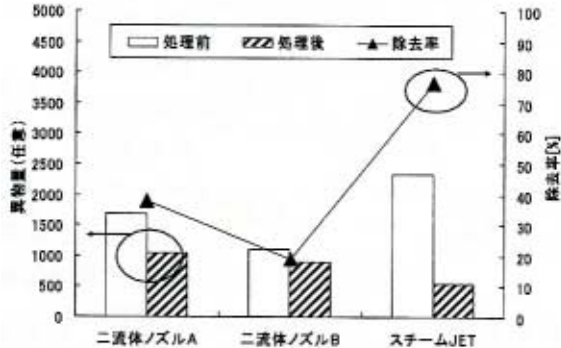
次にスチームJETノズルからの噴出圧力を変化させた場合の処理性能(1秒処理)を図9に示す。圧力に伴って除去率が50→75%に増加した。噴出圧力は図10に示すようにスチームを発生するヒーター温度を変化させることで調節したので、圧力に伴って噴出される水蒸気量が増加する。図9で見られた処理性能の増加は水蒸気量と噴出圧力の両者の影響を受けたと考えられる。

#### 4.4 端面研磨後の基板処理

冒頭で述べたように、ガラス切断工程の直後にガラス端面を研磨すると、洗浄・乾燥後の表面の異物量が減少することが確認されている。そこで、端面研磨後の基板を各洗浄ツールで1秒間処理し、性能を比較した。結果を図11に示す。まず、端面研磨により、処理前の異物量が端面研磨なしの場合の20000~60000(図3~7, 図9)から、1000~3000(図11)に減少した。各洗浄ツールの最適条件における除去率は、二流体ノズルAは38%, 二流体ノズルBは18%, スチームJETは76%であった。このようにスチームJETは最も高い性能を示し、端面研磨の後でも端面の清浄度を更に高めることができた。

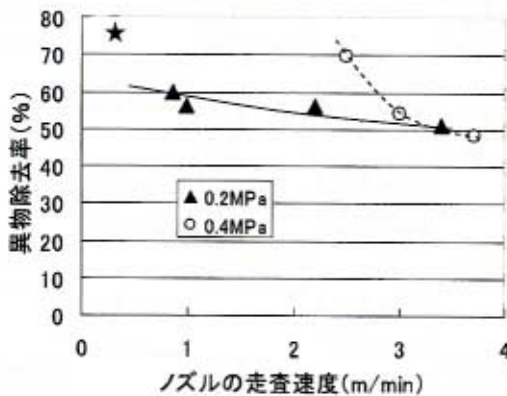
次に、水平枚葉式装置を想定して基板を固定しスチームJETノズルを一定速度で走査した場合の処理特性を調べた。切断・研磨後の基板に対する結果を図12に示す。走査速度0.85~3.7m/minに対する実質の処理時間は0.08~0.35秒に対応する。走査速度に伴って除去率はやや低下する傾向が見られたが、噴出圧力0.2MPa及び0.4MPaにおいて50%

以上の除去率が得られた。一方、**図12**（圧力0.3MPa, 処理時間1秒）に対応する処理性能を**図12**中に★印で示す。このように処理時間, および噴出圧力が高いほど除去率が高いという傾向から考えると, **図12**と**図11**の結果は矛盾しない。



**図11** 切断・研磨後の基板に対する洗浄性能比較

二流体ノズルA 窒素150L/min, 水0.5L/min, 噴射圧0.5MPa, 基板-ノズル 35mm  
 二流体ノズルB 窒素120L/min, 水0.5L/min, 噴射圧0.5MPa, 基板-ノズル 35mm  
 スチームJET ヒーター温度210℃, 0.014L/min, 噴射圧力0.3MPa, 基板-ノズル 5mm  
 処理時間1秒, 処理基板 切断・研磨後



**図12** スチームJETの走査処理の速度依存性

スチームJET ヒーター温度210℃, 0.014L/min, 噴射圧力0.2~0.4MPa, 基板-ノズル 5mm, 対応する処理時間 0.08~0.35秒, 処理基板 切断・研磨後  
 ※★印は図11のスチームJET処理 (0.3MPa, 1秒) に相当する処理性能

#### 4.5 スチームJETの洗浄メカニズムの考察

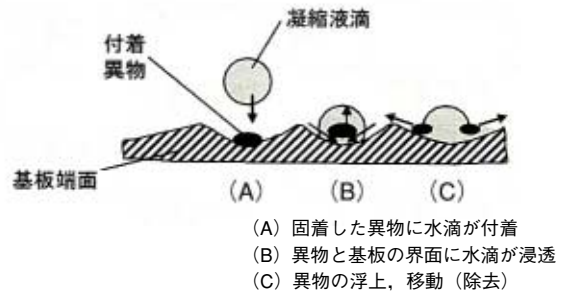
各洗浄ツールの性能を噴射圧力, 水の流量, 水の粘度, 除去率に関して**表3**にまとめる。一般的に二流体洗浄ツールでは, 水滴粒子の基板への衝突, 水粒子の変形, 異物への連続的な外力の発生という段階を経て異物が基板から除去される。この場合, 液滴が異物に作用するので, 水量および噴射圧力が高いほど高い性能が期待される。しかし, 今回最も高い性能が得られたスチームJETでは噴射圧力および水量は比較的小さい。スチームJETによ

る基板処理では**図13**に示すように, 水温の上昇に伴う水の粘性低下によって, 基板端面に固着した異物と基板の間により浸透しやすくなり, 除去性能が向上したと推測される。

**表3** 二流体ツールの性能比較

	流体噴射圧 (MPa)	水の流量 (L/min)	水の粘度 (mPa·s)	除去率 (%)#
スチームJet	0.3*	0.013	0.50**	76
二流体A	0.5	0.5	1.02	38
二流体B	0.5	0.5	1.02	18

\*スチーム温度210℃, ノズルφ0.8mmの場合の実測値  
 \*\*液滴温度を55℃と仮定  
 # 切断後(研磨なし)の基板に対して1秒間処理した場合の除去率



**図13** スチームJET処理において推測される除去機構

## 5. むすび

過熱水蒸気を用いた洗浄ツール (スチームJET) のガラス端面異物に対する洗浄性能を評価した結果, 以下のことがわかった。

- (1) スチームJET処理では, 基板からノズル先端までの距離dが短いほど除去率が上昇した。dが小さいほど流体の温度が高いことに起因すると思われる。
- (2) スチームJETは今回検討した二流体ノズル (**図2-1**) よりも高い性能を示し, 端面研磨の後でも端面の清浄度を更に高めることができた。
- (3) 水平枚葉式装置を想定して基板を固定しスチームJETノズルを一定速度で走査した場合にも端面の異物を除去できた。処理時間, および噴出圧力が高いほど除去率が高いという傾向が得られた。

また, 今回述べなかったが, スチームJETはガラス基板表面の異物に対しても高い除去率を示すことが, 実験結果から得られている。

今後の課題として, 端面清浄度と表面清浄度の関連性の定量化, スチームJETの更なる高性能化 (洗浄力の向上, 洗浄部の広角化・密度の制御), などが挙げられる。

## 筆者紹介

三菱電機  
株式会社  
先端技術  
総合研究所  
**野田 清治**



三菱電機  
株式会社  
先端技術  
総合研究所  
**中井 隆文**



産機事業本部  
島田製作所  
洗浄装置部  
**片岡 辰雄**



産機事業本部  
島田製作所  
洗浄装置部  
**美濃 秀志**



# 超音波振動子の接着技術開発

片岡 辰雄  
Tatsuo KATAOKA

舟越 寿夫  
Toshio FUNAKOSHI

辻 寛樹  
Hiroki TSUJI

美濃 秀志  
Hideshi MINO

稲葉好次\*  
Yoshitsugu INABA

\*三菱電機（株）

超音波振動子を洗浄槽に固定する接着剤には、耐振動性、耐熱性、耐薬品性などさまざまな耐久性が要求される。本稿は、信頼性試験の一つとして行った超音波振動子用接着剤の環境試験結果の報告である。

現在使用している超音波振動子用接着剤は性能上問題ないが、環境負荷低減、および作業効率向上が可能な新規接着剤への代替可否を検討するため、接着強さの比較評価を行った。静的温度試験、ヒートサイクル試験、耐水・耐薬液試験、および連続駆動試験前後の接着強さを測定、比較した結果、試験後も十分な接着強さを保持しており、超音波振動子用接着剤として優れていることが確認できた。

## 1. まえがき

接着剤の重要な役割については余り関心が払われていないが、日常生活品のみならず、最近は高信頼性が必要な自動車や航空機など、あらゆる産業で使用されている。当社でも超音波洗浄装置の超音波振動子と洗浄槽の接着に使用している。超音波振動子は、1秒間に数万回も振動するため、それを保持する接着剤は最も耐久性が必要とされる。

本稿では、超音波振動子の接着耐久性評価のために行った、さまざまな環境評価試験、および連続駆動試験の結果を報告する。

## 2. 接着について<sup>(1)(2)</sup>

接着とは、「接着剤を媒介とし、化学的もしくは物理的な力、またはその両者によって二つの面が結合した状態」と定義されている。接着剤と被着材が十分な接着強さ（接着力）で結合するためには、接着剤の選定、および被着材の表面処理が重要となる。接着剤は非常に多くの種類が存在するため、被着材の材質や荷重条件、使用温度などの使用条件から適合したものを選定する必要がある。また、被着材の表面に油や異物が付着していると接着が阻害されるため、信頼性の高い接着を行うためには洗浄、研磨、薬品処理などの表面処理が不可欠である。接着強さの評価は、一般に引っ張り試験などの破壊試験を行うが、この時、接着強さと共に接着部の破壊状態（図1）の評価が重要となる。接着部の破壊状態は、大きく凝集破壊と界面破壊に分けられる。接着剤層中で剥がれる凝集破壊であれば問題ないが、被着材と接着剤の境界で剥がれる界面破壊は接着強度不足が原因となるため、表面処理、または接着剤の再検討が必要となる。

## 3. 実験内容

### 3.1 評価試験

超音波洗浄はさまざまな環境（周囲温度、液温、

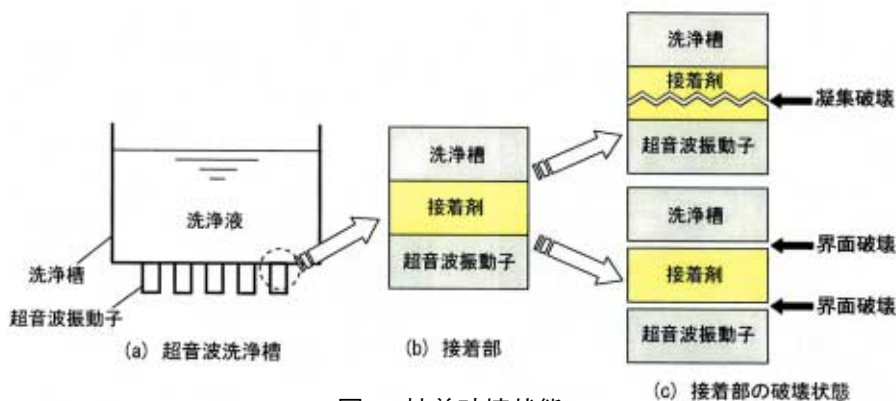


図1 接着破壊状態

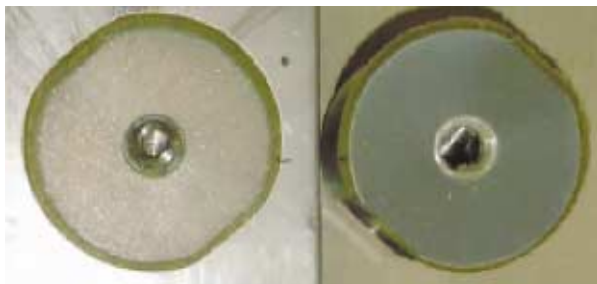


図2 引張り試験機

液種など)で行われているため、超音波振動子の接着強さの耐環境評価試験は重要となる。ここでは、静的温度試験、高温と低温を繰り返すヒートサイクル試験、薬液への浸漬試験、および連続駆動試験を実施し、初期状態と各試験後の接着強さを比較することで劣化評価を行った。接着剤は、超音波振動子の接着で実績のある接着剤Aと新規接着剤Bの2種類を使用した。接着強さは接着面に垂直な引張り荷重を加え破壊されるまでの最大応力とした。測定には引張り試験機 (AG-I-100kN, 島津製作所製, 図2) を用いた。引張り速度は1mm/minとした。

### 3.2 静的温度試験

接着剤の多くは、高分子材料を主成分としているため、高温になると接着強さが低下する傾向にある。超音波洗浄では高温の洗浄液を使用する場合があるため、接着強さの温度依存性を把握しておく必要がある。ここでは、常温から100℃までの各温度に保持した状態で引張り試験を行い、接着強さを測定した。図3に引張り試験後の接着面の写真を示す。(a)が輻射板側、(b)が振動子側で



(a) 輻射板側 (b) 振動子側

図3 引張り試験後の接着面の写真

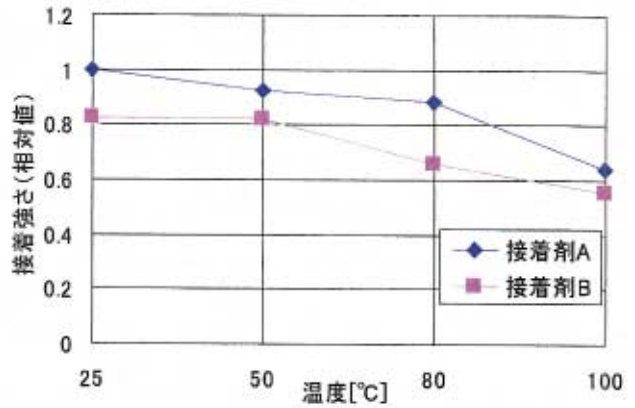


図4 静的温度試験結果

ある。輻射板側、振動子側の両方に接着剤が残る凝集破壊となっており、良好な接着状態であることがわかる。試験結果を図4に示す。常温時、接着剤Bの接着強さは接着剤Aの80%程度であった。また、接着剤A, B共に温度が上昇するにつれ、接着強さは低下し、100℃の時は常温時の60~70%になることがわかった。高温時の連続駆動試験結果については後述するが、接着強さが低下する高温時でも性能に問題がないことは接着剤A, B共に確認済みである。

### 3.3 ヒートサイクル試験

ヒートサイクル試験は、高温と低温を繰り返した後の劣化度を評価する試験である。接着接合部に膨張と収縮による繰返し応力が加わると、接着剤が劣化し、接着強さが低下する。図5にヒートサイクル試験に使用した冷熱衝撃試験機 (TSE-10, タバイエスペック製) を示す。ここでは、0℃と100℃を30分間隔で500回、1000回、1500回繰り返した場合の接着強さを測定した。測定結果を図6に示す。両接着剤共にヒートサイクルによる接着強さの劣化はなく、温度変化に対する耐久性が高いことがわかった。



図5 ヒートサイクル試験機

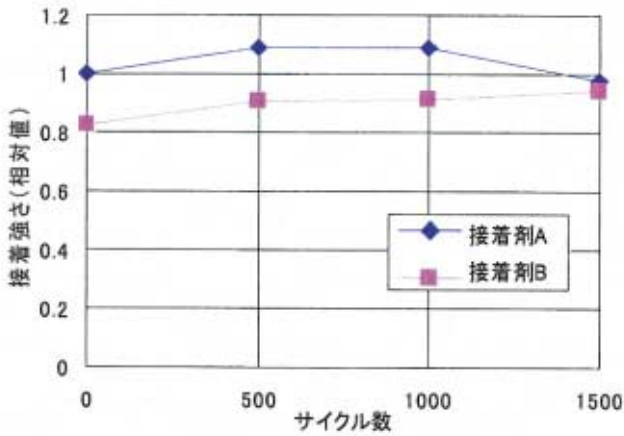


図6 ヒートサイクル試験結果

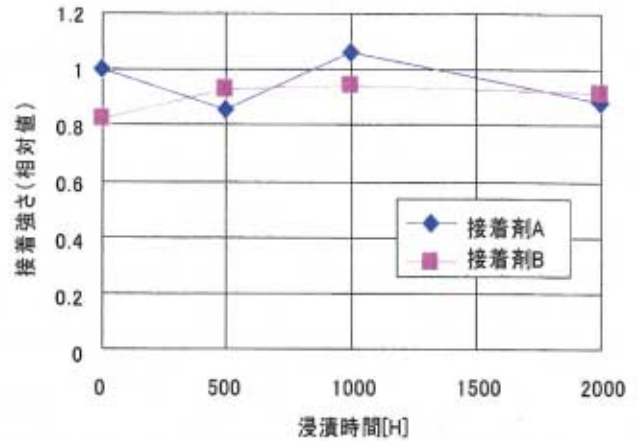


図8 耐水浸漬試験結果 (液温60°C)

### 3.4 耐水・耐薬液試験

超音波洗浄では、洗浄効果を上げるためにさまざまな洗浄液が使用されており、これらの多くは樹脂などに対して高い浸透性や溶解性を有している。接着剤の多くは樹脂系であるため、これらの洗浄液は、接着剤を劣化させ、接着強さを低下させる原因となる。通常、洗浄液が超音波振動子の接着部に回り込むことはないが、洗浄液の雰囲気さらされる可能性はあるため、接着剤の耐薬品性評価試験を行った。洗浄液としては、一般に使用されている炭化水素系溶剤 (ソルベント・ナフサ) と純水を用いた。

サンプルを各液に浸漬させた後図7、引張り試験にて接着強さを測定した。液温は60°Cとした。耐水浸漬試験結果を図8に、炭化水素系溶剤を用いた耐薬液浸漬試験結果を図9に示す。接着剤Aはサンプル数が少なかったため多少ばらついたが、両接着剤共に浸漬による接着強さの低下はなかった。両接着剤共に耐水・耐薬液性が高いことがわかった。

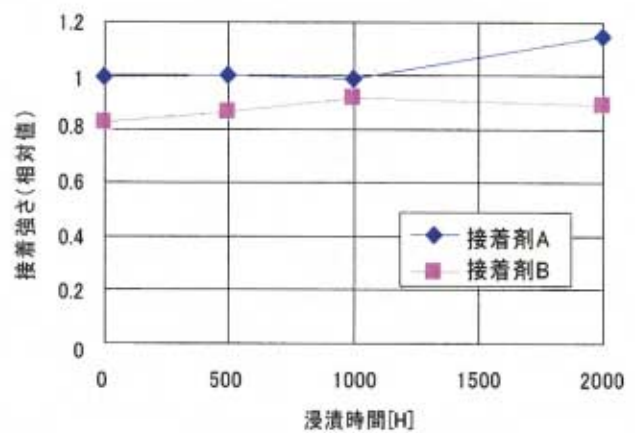


図9 耐薬液浸漬試験結果 (液温60°C)

### 3.5 連続駆動試験

ここまで接着剤の環境評価を行ってきたが、超音波振動子に使用する接着剤の耐久性評価には、実際に超音波駆動させての評価が不可欠である。接着剤に超音波振動による繰り返し応力が加わると接着剤の劣化を引き起こす。また、振動子で発生した超音波振動は接着剤を介して輻射板、洗浄液に伝わるため、接着剤、または超音波振動子が発熱し、これも接着強さの低下の原因となる。ここでは、一般の洗浄器に広く使われている28kHzの超音波振動子を用いた。また、3.2項の静的温度試験で高温時の接着強さの低下が確認されているため、使用液温上限の約80°Cに保持して高温時の連続駆動による接着強さの劣化評価を行った。図10に測定結果を示す。接着剤Aは駆動時間と共に接着強さが低下したが、接着剤Bは接着強さの低下はなかった。接着剤Aは実績のある接着剤であり、連続駆動時にも使用上問題のないことがわかっている。接着剤Bは、実績のある



図7 耐水・耐薬液試験状況

接着剤Aより、更に耐久性に優れていることがわかった。

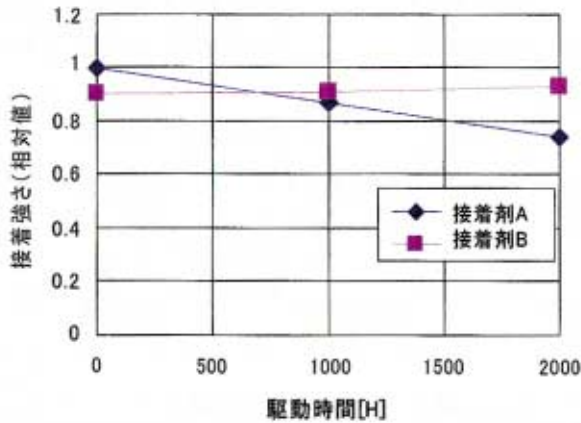


図10 連続駆動による接着強さの経時変化

#### 4. むすび

超音波洗浄装置の信頼性評価の一つとして行っている超音波振動子の接着強さ評価結果について報告した。今回評価を行った新規接着剤は、耐久性だけでなく、環境性、および作業性にも優れているため、生産ラインへの導入を進めている。

#### 5. 謝辞

本開発を行うにあたり、三菱電機株式会社 先端技術総合研究所 原賀康介氏にご指導いただきました。ここに感謝の意を表します。

#### 6. 参考文献

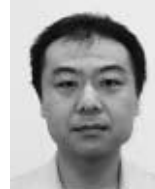
- (1) 日本規格協会編：接着，JISハンドブック，日本規格協会，2008.
- (2) 日本接着学会編：初心者のための接着技術読本，日刊工業新聞社，2004.

#### 筆者紹介

産機事業本部  
島田製作所  
洗浄装置部  
片岡 辰雄



産機事業本部  
島田製作所  
洗浄装置部  
舟越 寿夫



産機事業本部  
島田製作所  
洗浄装置部  
辻 寛樹



産機事業本部  
島田製作所  
洗浄装置部  
美濃 秀志



三菱電機株式会社  
先端技術  
総合研究所  
稲葉 好次





# 非接触給電用インバータ

田内 良男  
Yoshio TANAI

石間 勉  
Tsutomu ISHIMA

非接触給電の原理は古くから紹介されているが、最近になってパワーデバイスの進歩によりその応用製品が現実のものとなってきた。

当社では長年にわたり最先端の誘導加熱用インバータを商品化してきたが、今回新たな応用技術として非接触給電用インバータを開発製品化した。本報告ではその概要を説明する。

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

## 1. まえがき

ユビキタス社会といわれる昨今、人々が利用する電気製品への電力供給についても自由度が求められている。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応用開発がなされている。従って、一言に非接触給電と言ってもその用途は多種多様である。当社では、その特長が特に発揮されるクリーンルーム内での搬送技術に利用される非接触給電用インバータを開発製品化した。

## 2. 非接触給電について

### 2.1 非接触給電の特長

工場の搬送ラインに用いられる移動体への給電に非接触給電方式を利用することにより、火花、粉塵のない安全でクリーンな電力伝送が可能となる。また、物理的な消耗部品も無くなり、搬送システムの信頼性を大幅に向上することができる。

表1に、従来方式の接触給電と非接触給電の比較を示す。

表1 非接触と接触方式の比較

方式	安全性 (火花放電)	粉塵の 発生	消耗部品
非接触	○	なし	なし
接 触	×	あり	あり (接点=ブラシ)

### 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。

大きく分けて連続給電と間欠充電の2種類に分類され、連続給電は移動仕様となり、間欠充電は静止仕様となる。本報告の連続給電は、移動体に常時電力を供給するもので、ここでは特に移動範囲に敷設される給電線を必要とする方式を説明する。したがって、電波等を利用した遠隔機器への給電は除外する。間欠充電は、身近な例で電動歯ブラシや電気かみそりなどのバッテリー充電で実用化されている方法で、接点が不要のため、水に濡れる製品の接点部腐食防止ができ、また、接点を合わせる必要がないため、充電時の配置に自由度があるなどの特長がある。

表2 非接触給電の用途分類

分類	仕様	主な用途
連続給電	移動	移動体への給電
間欠充電	静止	家電製品等のバッテリー充電

### 2.3 非接触給電の原理

図1に原理図を示す。

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。

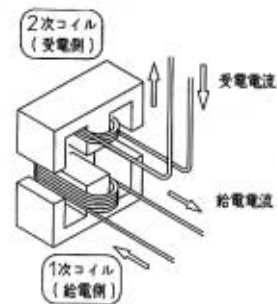


図1 非接触給電の原理図

### 3. 非接触給電用インバータの概要

#### 3.1 移動体給電システムの概要

今回開発したインバータは、移動体への給電を主目的としており、そのシステム構成を図2に示す。

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。給電線には損失の少ないリッツ線を使用し、移動体が稼働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働する。

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、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ため、コア材には損失の少ないフェライトを選択する場合が多い。

インバータの出力は、下記の式により選定される。

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

通常は1台のインバータに対し複数台の移動体が配置される。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 경우가多く、インバータの出力は移動体の稼働状況に従って連続的に変動する。

次項に、インバータに接続される負荷回路について説明する。

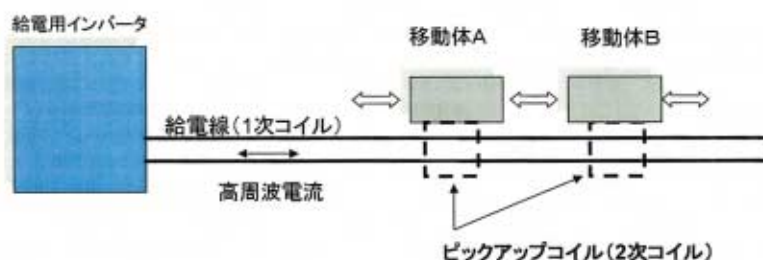


図2 移動体給電システムの構成

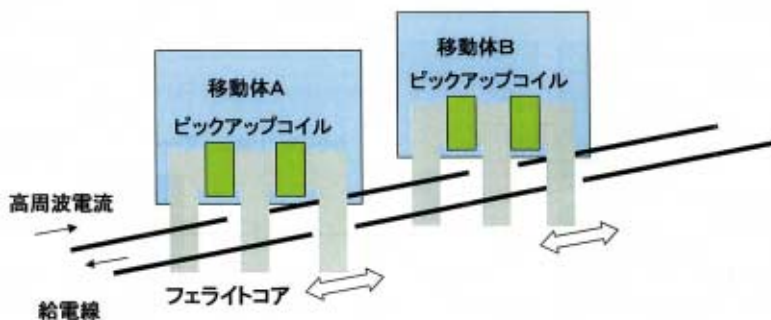


図3 ピックアップコイル部拡大図

#### 3.2 インバータの負荷回路について

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電力となる。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、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インバータ出力周波数  $f_0$

②インバータ負荷回路の共振周波数  $f_1$

③ピックアップ回路の共振周波数  $f_2$

インバータ出力周波数  $f_0$  は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。

インバータ負荷回路の共振周波数  $f_1$  は、インバータ出力端子からみた負荷側の等価回路により決定される。したがって、給電線の長さによって変化するインダクタンスや移動体の稼働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。

伝送効率向上のためには、前述した3つの周波数を同調させることが望ましいが、移動体の稼働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ため、常時同調状態を維持するのは困難である。従って、稼働条件を全体的に考慮し、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変化するため、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。これを抑制するため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 インバータの特長

今回開発したインバータの特長を下記に示す。

- 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。

次項にそれぞれの特長の詳細を説明する。

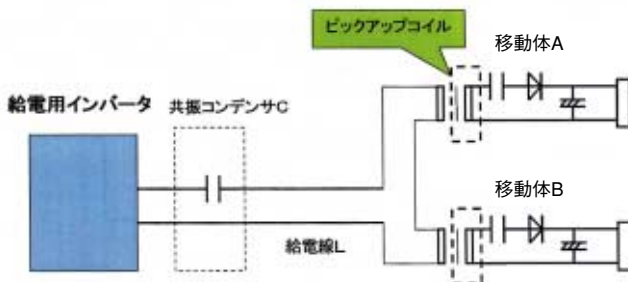


図4 インバータ負荷回路

#### 3.3.1 負荷変動対応回路

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、

一般的にインバータ側からみた給電線側のインピーダンスが変化しますが、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

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構成

今回のインバータは強制空冷方式を採用している。1台の放熱フィンにスイッチング素子であるIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) モジュールと冷却ファンを搭載し20kWユニットとしている。これ以上の出力仕様に対しては複数ユニットを並列接続して出力合成する。主としてラインア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5~30kHz、出力は5~200kWの仕様に対応している。高周波かつ高出力の仕様については、用途に応じて評価試験を実施する。

#### 3.3.4 インバータの回路ブロックについて

インバータの回路ブロックを図6に示す。

順変換部で直流電力に変換して、逆変換部のIGBTブリッジで高周波電力に変換している。出力側の断線検知や周波数異常検知、地絡検知などの高速保護回路を搭載している。

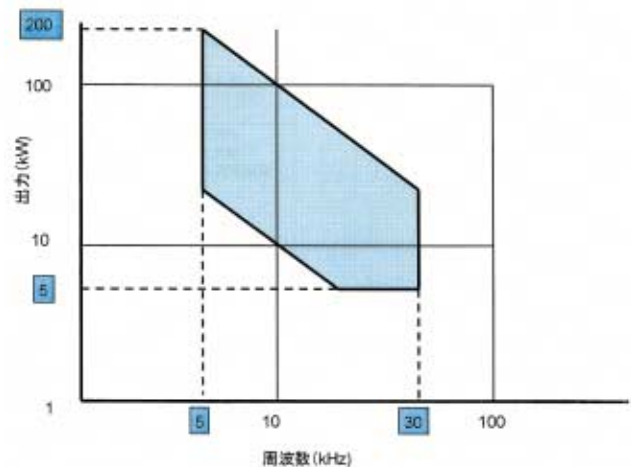


図5 非接触給電インバータの出力一周波数仕様

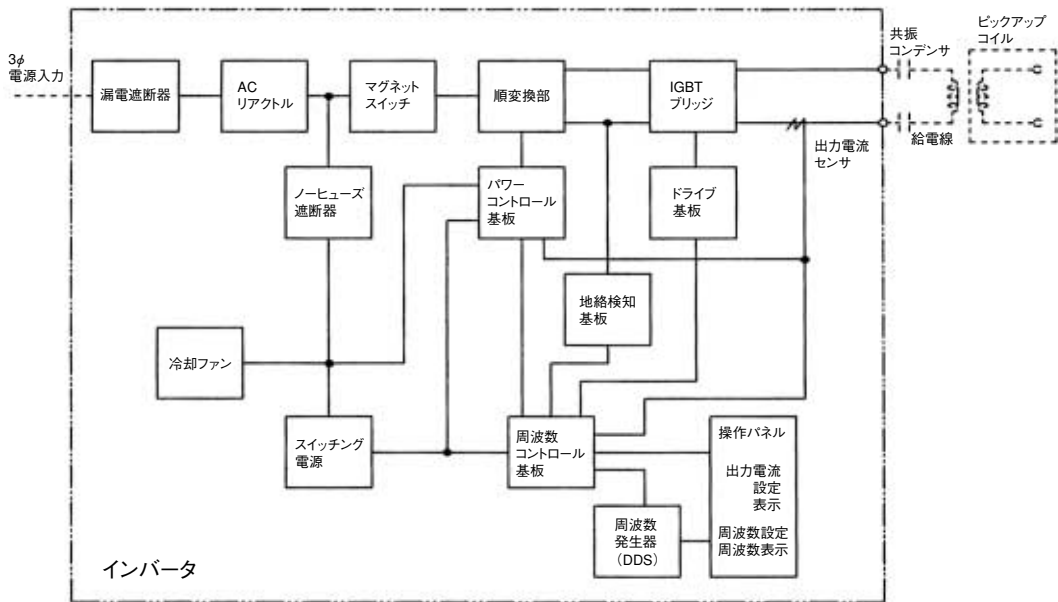


図6 非接触給電用インバータのブロック図

### 3.5 インバータの主要性能について

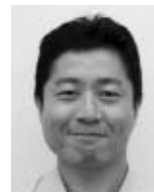
今回開発製品化したインバータの主要性能を表3にまとめる。

表3 非接触給電の用途分類

仕様	主な用途
出力	5~200kW
発振周波数	5~30kHz (内1波)
入力電圧	3φ200V又は3φ400V
冷却方式	強制空冷
保護回路	<ul style="list-style-type: none"> <li>・出力過電流検知</li> <li>・直流過電流検知</li> <li>・IGBTゲート異常検知</li> <li>・地絡検知</li> <li>・出力断線検知</li> <li>・冷却異常検知</li> <li>・周波数異常検知</li> <li>・位相異常検知</li> </ul>

### 筆者紹介

産機事業本部  
島田製作所  
高周波  
応用機器部  
田内 良男



産機事業本部  
島田製作所  
高周波  
応用機器部  
石間 勉



## 4. むすび

非接触給電用インバータについて、その構成と概要を説明した。

本製品は、今後さまざまな分野で利用されることが期待され、さらに装置の最適化を重ねていく所存である。特に、今後の課題としてインバータの性能アップはもちろんであるが、入出力回路のEMC対策と電源力率の改良も検討していく予定である。

# アルミ接合技術

当社では製品の構造材料として銅系、アルミニウム（アルミ）系の材料を主に使用している。本稿ではアルミ材の特性を生かしつつ、効率よく構造物とするための接合技術を紹介する。

## 1. アルミ接合の種類

当社のマイクロ波機器の生産に用いている接合技術は表1に示すとおりである。中でも小型軽量化が求められる製品や、航空機、衛星搭載品などの高信頼性を要求される製品が多いため、当社では以下に挙げるアルミろう付け（ディップブレージング、トーチろう付け）が接合の主力となっている。

表1 マイクロ波機器に利用する接合技術

主な接合法の分類	
機械的接合	ねじ、ボルト
接着接合	構造用接着、導電性接着
溶接	アーク溶接、抵抗溶接
溶接（ろう付け）	トーチろう付け
	高周波ろう付け
	真空ろう付け
	雰囲気ろう付け
	ディップブレージングろう付け

## 2. ディップブレージング

ディップブレージングとはアルミまたはアルミ合金母材の熔融温度範囲よりやや低い溶融点をもつアルミろう材を接合部に塗布しフラックス槽に浸漬させてアルミ部品を接合する方法であり、はんだ付けやろう付けと同様の拡散による接合である。

ディップブレージングを用いることの利点は次のとおりである。

- ①多くの接合箇所を同時に接合できる
- ②複雑な形状のものを接合できる
- ③応力分布が良好で疲労強度が高い
- ④薄肉の品物も接合できる
- ⑤生産費が低廉である
- ⑥フラックスを塗布する必要がない

⑦品物が均一に加熱されるため変形が少ない

⑧接合部に母材と同等の強度が得られる

ただし、アルミは表面酸化膜が極めて安定していること、ろう材と母材の融点が近いため以下を配慮しなければならない。

### (1) 材料の選定

表2に示すようにアルミ合金の種類によりろう付け性が異なるため材料の選定に注意を要する。

表2 アルミ合金のろう付け性

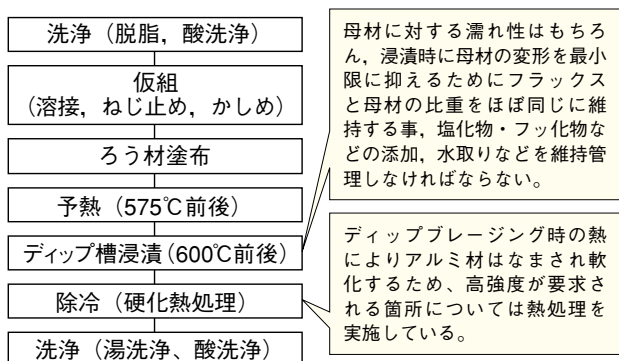
JIS呼称	ろう付け性	JIS呼称	ろう付け性
1100	A	6061	B
2014	D	6063	A
5052	C	7003	B

A：ろう付け性良好 C：予備試験の必要有り  
B：Aよりやや劣る D：推奨されない

当社においてディップブレージングを適用するアルミ合金材料は加工性、設計都合によりA1100、A6061およびA6063を主に用いている。

### (2) ディップブレージング工程

部品を仮固定（カシメ、溶接）した後、接合部にろう材を塗布し、ろう材の融点より20～30℃低い温度で予熱炉にて加熱した後に、溶融フラックスに浸漬してろう付けする（図1参照）。当社で採用しているアルミ合金はディップブレージング後、T4相当（引張強さ：205MPa以上）となる。高強度が要求される場合はT6相当（引張強さ：295MPa以上）とするため人工時効硬化処理を行っている。



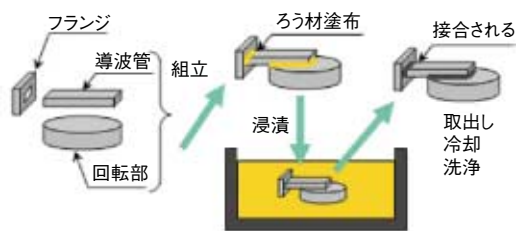


図1 ディップブレージング工程

### (3) ディップブレージング炉

当社ではアプトン式の炉を使用している。炉内のサイズは610mm（縦）×610mm（横）×1070mm（深さ）であるが、壁面付近の温度のばらつき、壁面への接触を考慮し有効処理スペースは510mm（縦）×510mm（横）×600mm（深さ）としている。

炉の外観を図2に、ディップブレージングによる接合例を図3に示す。



図2 ディップブレージング炉



熱容量差のある部品の接合も全体均一加熱であるため変形が少ない。

図3 ディップブレージングによる接合例

### 3. 自動トーチ（ガス）ろう付け

自動トーチろう付けとは接合箇所にもろう材を塗布し、混合炎（プロパン、空気）でろう材を溶融させて接合させる方法である。

一般的にアルミのトーチろう付けは難しいとされている、その理由を次に挙げる。

- ①比熱容量が大きい
- ②熱膨張係数が高い
- ③アルミ材は加熱をしても赤みを帯びないため母材の温度の変化が確認し難い
- ④ろう材溶融温度と母材溶融温度が近い

アルミのトーチろう付けは接合部周辺を均等に加

熱しないと、ろう材（液相温度：582℃）と母材（融点：640℃前後）の溶融点が近いために部分的に母材が溶けてしまう可能性がある。当社で使用している自動トーチろう付け機は各燃焼気体の流量・時間の調整を行い、混合炎を複数方向から当てることで均等に加熱することが可能である。

トーチろう付けは、ディップブレージング炉への供給容器サイズ以上の物や長尺の導波管などに使用している。これらのものをトーチろう付けに行うことで工期をディップブレージングに対し、1/2～1/3に短縮することが可能である。

ディップブレージングとトーチろう付けの比較を表2に示す。

表2 ろう付け工法の比較

項目	ディップブレージング	トーチろう付け
接合強度	○ ラップジョイント：60MPa	○ ラップジョイント：70MPa
ランニングコスト	△ 要フラックス、添加剤	○
作業性	× 条件出し：不要	△ 条件出し：必要



加熱部

図4 トーチろう付け機

### 4. むすび

以上、アルミの接合法について当社の作業内容を例に概説した。現在は、60系、10系のアルミ材を中心に行っているが、アルミ材の利用が増す中、他の合金系についても条件をつめ、各種材料の利点を生かした製品開発に役立てるとともに、接合技術の発展に寄与したい。

## C-Band PLL LNB

### ■概要

本製品は、VSAT (Very Small Aperture Terminal) 用衛星通信装置に組み込まれるLNB (Low Noise Block converter) です。

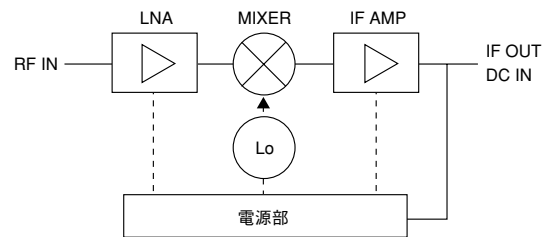
衛星通信の主な用途は、インターネットアクセス、IPネットワークなどです。

### ■特長

- ①低雑音
- ②高飽和出力電力
- ③低消費電力
- ④低コスト
- ⑤デジタル高速通信に最適



LNB 外観



LNB 構成図

### ■主要性能

名称		性能
RF入力周波数		3.4 ~ 4.2GHz
IF出力周波数		950 ~ 1750MHz
局 部 発 振 器	周波数	5.15GHz
	周波数安定度	±2.5ppm
	位相雑音	1kHz: -80dBc/Hz 10kHz: -85dBc/Hz 100kHz: -95dBc/Hz
R F 部	雑音温度 (25℃)	30K
	利得	55 ~ 70dB
	利得平坦度 (25℃)	1dBp-p/36MHz
	イメージ抑圧量	-45dBc
	1dB利得抑圧点	+10dBm
電 源 部	入力電圧	+12 ~ 24V
	消費電流	250mA max
機 構	外形 (L × W × H)	144 × 68 × 39mm
	質量	約 500g
環 境	温度範囲	-40 ~ +60℃
	湿度	100%

問い合わせ先  
電子機器事業部  
TEL 042-481-8520

## Xバンド 真空窓

### ■概要

本製品は、加速器・クライストロン等の加速空洞にマイクロ波を給電する際に使用する導波管コンポーネントです。

加速空洞側が超高真空であるのに対し、マイクロ波給電系側はSF<sub>6</sub>等の気体にて加圧されるため、加速空洞とマイクロ波給電系との間に気密を保持し、かつマイクロ波を低損失で透過させるための隔壁（窓）が必要となります。

本製品はピルボックス型構造とし、電磁界解析により最適な寸法を求めることにより、低損失・低VSWRを実現しております。

### ■特長

- ①窓の材質には、高純度で低損失のアルミナセラミックスを使用。
- ②真空窓本体とフランジを一体化させることにより、小型・軽量化を実現。

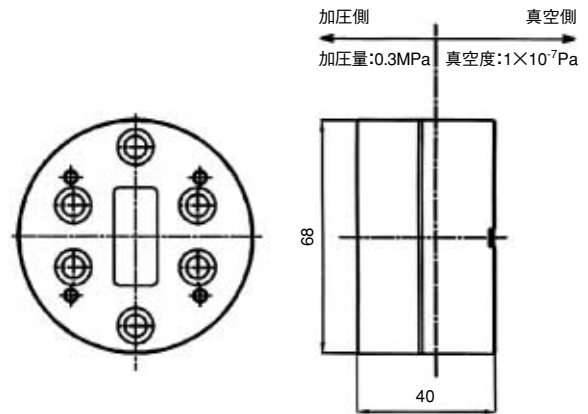
### ■主要性能

#### 電氣的性能

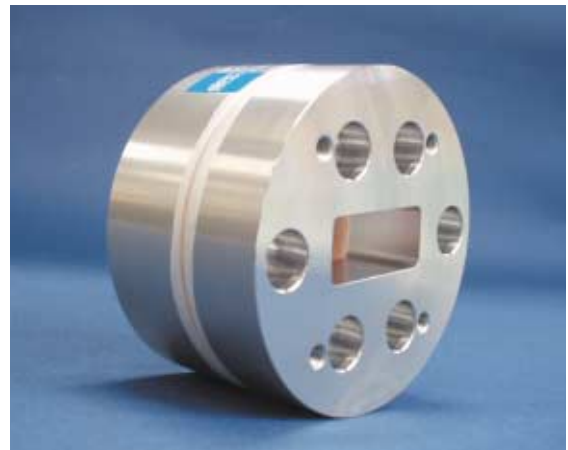
項目	性能
周波数範囲	Xバンド, 帯域幅±10MHz
V S W R	1.1以下
挿入損失	0.1dB以下
耐電力	1.6MW (ピーク電力)
	1.6kW (平均電力)

#### 機械的性能

項目	性能
真空度	$1 \times 10^{-7}$ Pa
漏れ量	$1 \times 10^{-8}$ Pa·m <sup>3</sup> /s
加圧量	0.3MPa
質量	1.5kg以下
導波管サイズ	WR112
フランジサイズ	加圧側：CPR112F相当
	真空側：真空用特殊フランジ



外形図



外観写真（加圧側）

問い合わせ先  
電子機器事業部  
TEL 042-481-8520



## Xバンド ウォーターロード

### ■概要

本製品は、加速器・クライストロン等の加速空洞にマイクロ波を給電する際に使用する、導波管コンポーネントです。

本製品は、サーキュレーターのアイソレーションポートに取り付けられ、加速空洞から発振器に戻る反射電力を吸収することにより、発振器がより安定で、長寿命に動作させることができます。

本製品は吸収体として水（流水）を使用しており、マイクロ波を水に効率よく吸収させ、吸収させた水をすばやく排出することで、高電力での動作にも対応しております。

### ■特長

- ①高電力対応のため、水負荷方式を採用
- ②導波管内部に挿入した円錐状のプラスチック製ジャケット内に水を通し、電力を吸収
- ③導波管内部は、SF<sub>6</sub>ガスを0.2MPaまで加圧可能
- ④ジャケットの材質として、耐放射線性が優れているポリイミド（吸水率の低い材質）を採用
- ⑤加圧孔付（サイズ：Rc1/4PT）

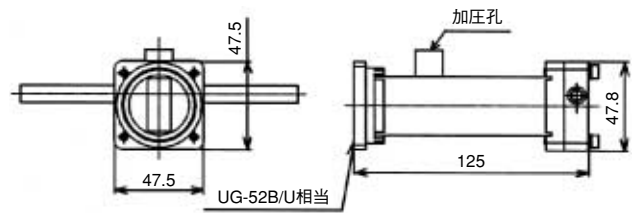
### ■主要性能

#### 電気的性能

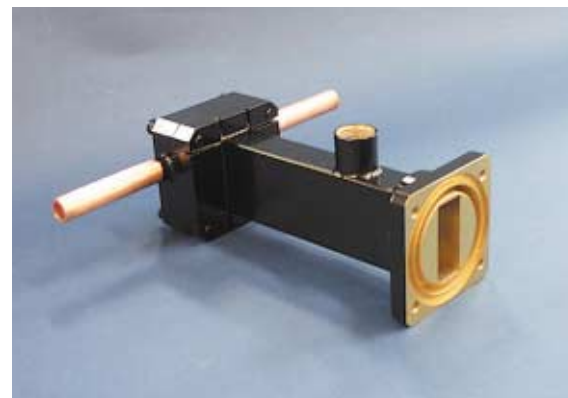
項目	性能
周波数範囲	Xバンド, 帯域幅±100MHz
V S W R	1.1以下(水温: 20~35℃)
耐電力	1.6MW(ピーク電力)
	1.6kW(平均電力)

#### 機械的性能

項目	性能
加圧量	0.2MPa
流量	4ℓ/min.
耐水圧	0.3MPa
導波管サイズ	WR112
フランジサイズ	UG-52B/U相当
加圧孔サイズ	Rc1/4PT
冷却水パイプ	3/8 銅製
質量	1.2kg以下



外形図



外観写真

問い合わせ先  
電子機器事業部  
TEL 042-481-8520

## 高周波自動無酸化ろう付装置

### ■概要

IH (Induction Heating) を利用した高周波自動無酸化ろう付装置です。各種ガス雰囲気中で加熱することにより酸化軽減，フラックスレス，無洗浄化に寄与します。

### ■用途

各種パイプろう付け  
・コンプレッサのパイプろう付けなど

### ■特長

- ①局部ガス充填方式
  - ・不活性ガス中で酸化抑制
- ②生産性向上、製品品質向上
  - ・加熱再現性が優れており、作業の標準化が可能
- ③省スペース、作業環境の改善
  - ・雰囲気炉のバッチ処理に比較して、設置面積縮小
- ④省エネ型の高周波電源を使用
- ⑤各種ワーク、不活性ガスに対応

### ■装置外観



ガス中加熱



ろう付終了外観



ろう付け状態

### ■従来方式との比較

充 填 ガ ス	ろう材	フラックス	湯洗
H <sub>2</sub> +不活性ガス	銀ろう	不要	不要
不 活 性 ガ ス (N <sub>2</sub> , Ar, CO <sub>2</sub> )	リン銅ろう	不要	不要
	銀ろう 黄銅ろう	必要	必要 (ガス無しの場合より汚れが軽減)

問い合わせ先  
産業機器事業部  
TEL 0547-37-0563

# 特許紹介

## アンテナモジュール 特許第4109553号

株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ殿と共同出願  
出願 2003年1月 社内発明者 楨 敏夫, 佐々木 正年

本発明は、設置部位の選択に自由度があり、高周波特性も優れた小型のアンテナモジュールを提供することを主たる課題とする。

上記課題を解決する本発明のアンテナモジュールは、例えば中継装置の親機のような通信機器が有する送受信端と同軸ケーブルを介して接続するための接続インターフェースが形成されているモジュール筐体と、アンテナユニットと、このアンテナユニットと前記接続インターフェースとの間の信号伝送経路に介在する高周波ユニットとを有するものである。

前記アンテナユニットおよび前記高周波ユニットは、前記モジュール筐体に収容されている。前記信号伝送経路は、送信用の高周波信号が前記通信機器から前記アンテナユニットに向かって伝送する下り回線系と、前記アンテナユニットで受信された高周波信号が前記通信機器に向かって伝送する上り回線系の2系統から成るものであり、前記高周波ユニットは、前記上り回線系の高周波特性を高めるための高周波増幅器を含んで構成される。

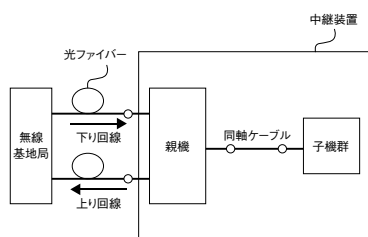
前記高周波増幅器の動作を可能にする電源は、前記通信機器から前記接続インターフェースおよび前記同軸ケーブルを通じて供給される直流電力である。

このようなアンテナモジュールでは、通信機器から同軸ケーブルを介して直流電力が伝達されるので、アンテナモジュール側で、電源を備えなくとも高周

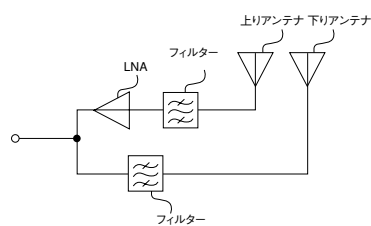
波ユニットを動作させることができる。そのため、アンテナモジュールの増設が極めて容易になり、設置条件（ビルの構造、間取り、トンネルの高さ、電波の覆域など）に応じてその設置部位を任意に選択することができるようになる。また、高周波ユニットにより下り回線系の高周波特性が高められるので、安定した通信が可能になる。ここにいう「高周波特性」には、高周波信号の雑音指数、信号受信時の受信感度、受信信号波形などがある。

マイクロストリップアンテナは、誘電体基板上に構成されるアンテナで、構造上、薄く、軽く、製作が容易で、半導体回路などとの集積化が容易であることは、良く知られている。本発明では、このようなマイクロストリップアンテナを使用してアンテナモジュールを構成したので、全体のサイズが極めて小型になり、設置部位の自由度を従来に比べて著しく増すことができる。例えば、このアンテナモジュールを任意の場所に設置可能な壁設置型アンテナとして使用することもできる。

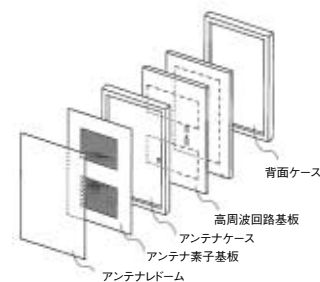
薄型箱状のアンテナモジュールにおいて、前記高周波ユニットを、下り回線系および上り回線系のおのこの前記信号伝送経路の通過周波数帯域を制限するマイクロストリップフィルタをさらに含んで構成することで、漏れ電波を低レベルに抑えることができる。



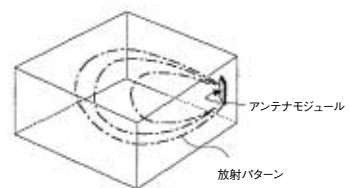
無線基地局と中継装置



子機のアンテナモジュール構成



アンテナモジュールの構成



壁設置アンテナの放射パターン

# 特許紹介

## 誘導加熱装置 特許第4117315号

出願 2005年10月 発明者 島津 繁之

本発明の目的は、加熱コイルの一次磁束が金属板の外側を通過する漏洩磁束を有効に利用して、二次コイルに発生させた逆起電力による電流を金属板下に伝送し、一次磁束と逆方向の二次磁束を発生させ、金属板の両端部の温度上昇を緩和し、均一な加熱を行う誘導加熱装置を提供する。

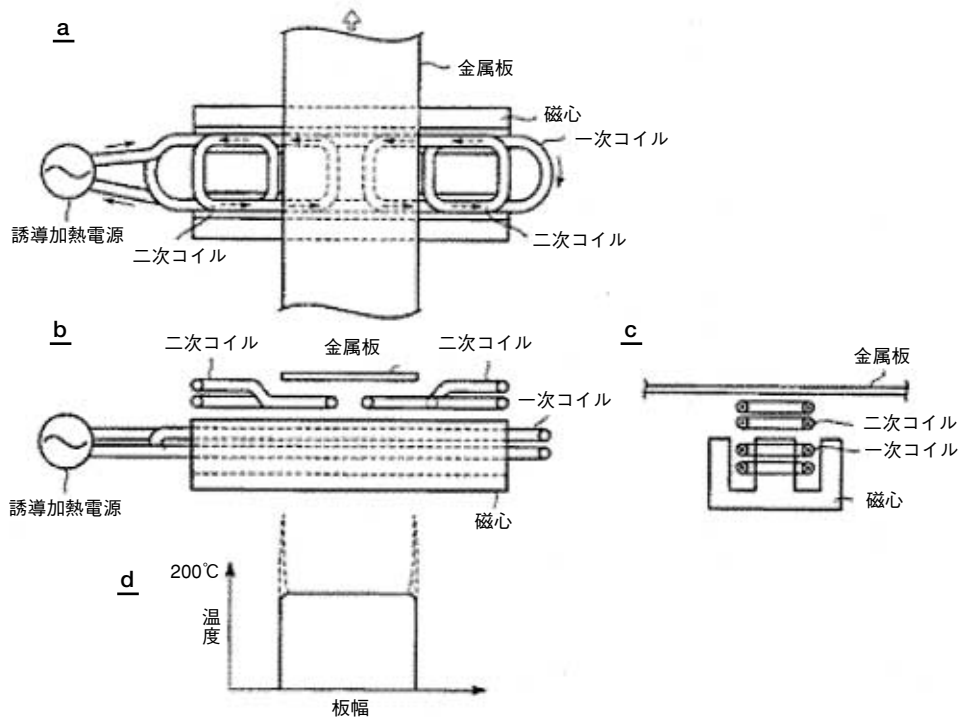
本発明の誘導加熱装置は、誘導加熱電源に接続され、磁心に装着された一次コイルと、前記一次コイルが発生する金属板の外側を通過する一次磁束の漏洩磁束により二次磁束を発生する二次コイルとを有し、前記金属板を加熱する誘導加熱装置であって、前記二次コイルが、複数個から成り、前記一次磁束の漏洩磁束により発生した誘導起電圧による電流を前記金属板下に伝送し、前記一次磁束と逆方向の前記二次磁束を発生し、前記金属板の両端部など形状

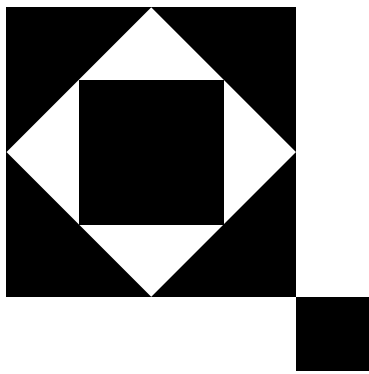
に応じて部分的に温度降下させることを特長とする。

本発明の誘導加熱装置によれば、一次コイルの漏洩磁束を有効に利用して、金属板の両端部の温度上昇と、両端部の内側部分の温度降下を緩和することが可能となり、形状の異なる金属板においても二次コイルを交換する必要があるため、装置の利用効率を高め、かつ均一な温度分布を保った熱処理を行うことができる。

本発明は、薄板熱処理分野において、従来、誘導加熱（IH）が適用不可能であった薄板のガス炉からIHへの置換えの新市場を開く技術として重要な技術である。

今後、鉄鋼、非鉄、塗装乾燥、電池など幅広い分野での応用が期待される。





## 特許登録紹介

(2007年10月～2008年9月登録分)

登録番号	発明の名称	内 容	備 考
4011467	高周波誘導加熱装置	<p>板状導電性材料に流れる軸電流を低減して、板状導電性材料の幅方向における温度分布の均一化を図ることができる。</p> <p>従来の高周波誘導加熱装置では、板状導電性材料を加熱した際に幅方向における温度分布を均一にすることが極めて困難であった。</p>	株式会社IHI エアロスペース殿との共同 出願
4031801	アンテナ装置	<p>アンテナへ電力を供給するためのマグネトロンの出力の種類を1種類または2種類に減らすことができ、またマグネトロンの総数も減らすことができる。</p> <p>従来、マグネロン間の出力差を小さくするには、マグネトロンの出力を多数用意する必要がある。また電力ロスを極力抑えようとすると、形状の異なる電力分配器を使用する必要がある。更に各電力分配器ごとにさまざまな固定移相器と可変移相器とを用いる必要がある。</p>	
4034321	マイクロ波加熱装置	<p>マイクロ波加熱装置にTM010モードまたはTM01<math>\delta</math>モードのマイクロ波誘電体共振器を用いることで従来技術の問題点を解決することができる。</p> <p>従来マイクロ波加熱装置では、被加熱体がコイルの線径と直径とに対し非常に小さい場合には、磁束の漏れが増大して加熱効率が低下した。また、コイルの線径と直径とを小さくするとコイルの抵抗が増大することになり、加熱効率が低下した。更に、被加熱体が渦電流が浸透する深さに対し、小型のものは渦電流が制限されるため、加熱効率が低下した。</p>	
4043830	PLLシンセサイザ発振器	<p>対象信号の周波数を高周波信号の周波数が変化した場合であっても一定範囲に維持することができるので、広帯域化かつ低雑音化が可能である。また、従来広帯域化対策のように複数のPLLシンセサイザ発振器を組み込む必要がないので、システムや回路構成が簡単になり、小型化にも適している。</p> <p>従来PLLシンセサイザ発振器では、広帯域で動作させようとすると、対象信号の周波数分周比が大きく変動するため、発振周波数ごとに位相雑音変動し、ある発振周波数においてはループ帯域付近の位相雑音が大幅に劣化していた。</p>	
4050841	ウェットエッチング処理装置	<p>均一なエッチング処理が可能だけでなく、周囲への健康上の悪影響を防ぎ、かつコンパクトな装置で大きな対象物を処理することができる。</p> <p>従来、上下揺動機構が処理作業中、処理対象物の上方で作動することになるため、塵がエッチング液に混入することでエッチング液の劣化の原因にもなっていた。また、処理槽の大型化に伴い、槽内においてエッチング処理が不均一であった。更に、エッチング液をヒーターによって加熱して使用する場合には、エッチング液の蒸気が開口部から処理槽の周囲に拡散するため、環境や作業員には健康上、悪影響であった。</p>	

登録番号	発明の名称	内 容	備 考
4057460	反射型導波管移相器	<p>方向性結合器側に存在する誘電体の長さを容易に可変させることができ、また移動量と移相量のリニアリティを確保した上、10GHz以上の周波数帯で分解能を上げることができ、更にサーキュレータ側にある誘電体の長さを容易に可変させることができる。</p> <p>従来、ステッピングモータなどを使って可動端板の位置を制御する場合、ネジの摩擦係数が増え、ステッピングモータのトルクを上げなければならなかった。また部品コストが上がり、かつ駆動電流が増えるなどの問題点があった。</p>	
4060328	電源装置、電源スイッチ装置、シーケンスボード	<p>PLC（プログラマブルロジックコントローラ）への依存度を低下させて電源の状態を操作者へ報知することができる。</p> <p>従来の電源装置はPLCに出力動作を依存するため、PLCに不具合がある場合に正確な動作ができなかった。特に「電源オン」ランプが消灯時に、リレースイッチがオン状態になると、操作者に電力が出力状態であることを報知せずに電力の出力が行われるので非常に危険であった。</p>	
4071162	空胴共振器、空胴共振器の結合方法および空胴共振器フィルタ	<p>群遅延時間調整器は電氣的に簡単な制御により群遅延時間を変えることができる。</p> <p>従来、さまざまな周波数の信号を一度に伝送する装置などでは、群遅延特性を考慮に入れた設計を行う必要があった。また、群遅延だけあるが、位相変化がない回路では波形の変化が見られなかった。</p>	
4083438	FET増幅器バイアス回路	<p>FET増幅器の温度変化にともなう増幅度の増減による相互変調歪みの悪化や発振、あるいはドレイン電流の増減による消費電流の増大などの問題をドレイン電流をきめ細かく制御することにより解消することができる。</p> <p>従来のFET増幅器バイアス回路では、温度素子の温度係数に依存しているため、自由に温度係数の設定を行うことができず、温度素子で決まるほぼ直線的な温度補償をかけることしかできなかった。</p>	
4101970	蒸気乾燥装置	<p>被乾燥物をまだらなく短時間で乾燥させることができるとともに、装置の寸法を縮小することができる。また凝縮して回収した蒸気溶剤を繰り返し使用することができ、更に装置の安全性向上と価格の低減を図ることができる。</p> <p>従来の蒸気乾燥装置では、乾燥時間が長く、また装置の寸法が大きく、更に装置の価格が高いという欠点があった。</p>	
4109553	アンテナモジュール	別掲	

登録番号	発明の名称	内 容	備 考
4113207	位相制御方法および位相制御発振装置、送信用アンテナ	<p>マイクロ波帯域の信号を直接的な移相対象とした場合に問題となっていた温度依存性を解消することができ、また位相制御が容易となり、更に正確なビームパターンを形成することができる。</p> <p>従来、重量と寸法がかさむため、制御速度や位相可変範囲などの点で電子回路タイプの移相器に劣り、また温度変化の影響を受けやすく、更に制御電圧と位相変化量との関係がリニアではないため、取り扱いが不便であった。</p>	株式会社IHIエアロスペース殿との共同出願
4117315	誘導加熱装置	別掲	
4134059	電源装置	<p>パルス式のインバータ装置を用いても、電源入力側から見ると、パルス式のインバータ装置を用いた電源装置と同等の高調波抑制効果が得られる。</p> <p>従来、パワーエレクトロニクスの分野では、いろいろの原因で交流電源において生じる高調波成分が負荷への電力歪を生じさせ、その負荷の動作に悪影響をおよぼすことが問題となっていた。</p>	
4159433	レーザーアニール装置	<p>光学系の熱的特性変化が防止でき、また照射開始直後から照射ビームの出力や強度プロファイルが常に安定した状態でアニール処理を行うことができ、更に半導体膜の掃引領域にわたって均一な熱処理ができる。</p> <p>従来、レーザー発振器内にシャッタを設けてレーザービームの開閉操作を繰り返すと、レーザー光照射開始時から熱的安定状態に達するまでの間に、照射レーザー出力や照射ビーム形状が変化するため、安定したアニール処理が困難であった。</p>	三菱電機株式会社殿との共同出願
4171642	基板表面処理装置	<p>処理槽内でオゾンまたは純水等の各処理工程に応じて基板とノズル板との距離を調整し、良好に処理することが可能である。</p> <p>従来、処理槽内でのオゾンガスによる薬液処理時にノズル板と基板との距離が離れた状態で固定されると、薬剤を多く使用するとともに、処理に時間がかかる不具合があった。また、この距離が薬液処理用に狭い状態で固定されると、基板の表面を全体的に洗浄することが困難になるとともに、ノズル板表面の汚染が水を介して基板に伝わる不具合もあった。</p>	
4177205	レーザー熱処理装置	<p>X集光レンズを通過した後の光路長がほぼ一定となるので、X集光レンズによるY方向の像面湾曲の発生が抑えられ、従来よりも長くした照射ビームを、Y方向に均一な強度分布にして得ることができる。</p> <p>従来は光軸からY方向に離れるに従ってX方向の集光スポット幅が広がるので、ピーク強度分布が低下していた。また、エキシマレーザーなどの紫外レーザー部を重ねた場合には、その重ね部分において、大きく特性が劣化して同様のTFT特性が得ることができなかつた。更に線状照射ビームで掃引した熱処理帯域では、中央部に対して縁部で結晶粒の成長不良を起し、熱処理帯域での幅方向に結晶粒度の差が生じることがあった。</p>	三菱電機株式会社殿との共同出願



登録番号	発明の名称	内 容	備 考
4177828	フラットパネル製造装置	<p>処理槽の傾斜角度を自由に変えることができるため、フラットパネルの形状に応じて傾斜角度を変えることで表面に流す処理液を所望の最適な流速に調整して処理することが可能である。</p> <p>従来のフラットパネル製造装置では、搬送手段からフラットパネルを縦置きに受け取って処理する処理槽内の傾斜角度を一定に固定しているため、例えば、洗浄処理などの液処理においてフラットパネルの傾斜した処理面に流す処理液の流速（流量）が一定になってしまい、フラットパネルの形状に応じて傾斜角度を変えて所望の流速で処理することが困難であるという不具合があった。</p>	
4183889	絶縁導波管	<p>電気絶縁箇所での耐電圧を増大させることができるので、絶縁フランジ部の厚さが薄くても十分な耐電圧を得ることができ、またマイクロ波の伝送損失を増大させずに電気絶縁箇所での耐電圧を増大させることができる。</p> <p>従来の絶縁導波管では、サージ電圧が高くなると、電気絶縁板の厚みを厚くしなければならないため、マイクロ波の伝送損失が大きくなり、また隣接するフランジ部の間からマイクロ波の漏れも大きくなり、更にサージ電圧が高くなると、沿面放電が起こり、絶縁導波管の耐電圧が低下する問題点があった。</p>	

## 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

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

各種レーダ用マイクロ波コンポーネント

放射線治療装置用マイクロ波コンポーネントおよび発振器

### 【産業機器】

高周波応用機器（高周波電源，高周波焼入装置，高周波焼嵌装置，高周波ろう付装置，高周波シール装置）

フラットパネル洗浄装置（液晶パネルウェット処理装置，ガラス基板洗浄装置）

HD・HDD洗浄装置，大型マスク洗浄装置，眼鏡・光学レンズ洗浄装置

電子部品洗浄装置，金属部品洗浄装置，半導体ウェーハ洗浄装置，半導体ウェーハウェット処理装置

#### 島田理化技報編集委員会

委員長 村上 圭司

副委員長 榎 敏夫

委員 伊藤美津夫

森谷 陽一

村上 勝

土屋 克夫

石間 勉

畠 一男

市川 均

事務局 丸山 正春

伊東 寿訓

竹内 文雄

島田理化技報 No.20（無断転載を禁ず）

2008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 042-481-8599（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 東京都中央区湊3-5-10  
株式会社 三菱電機ドキュメンテクス  
TEL 03-5566-0681

