

生産技術について

常務取締役
産機事業本部長
田村 耕一
Kouichi TAMURA



1. 生産技術とは

難しい定義はさておき、私の解釈は、①人が頭で創造したモノを物として実現する技術、②管理された条件下で実現する技術（再現性）③性能だけでなく、品質、コスト、工期を合わせ実現する技術で、利益創出の必須条件である。端的に言う、何を作るかが「製品技術」であるのに対し、どうつくるかが「生産技術」である。効率の良いモノ作りの方法を考え製作図面に描くとともに、必要な建物、装置、治工具を整え、タイムリーに部材を調達し、納期に沿う工期管理をする技術である。まず性能を実現する製品技術が顧客満足の第一歩であるが、これにプラスし、生産技術が機能することで自社満足にもつながる。

2. 生産現場に新しい仕組みを

変化をきらって経験と勘による生産技術に執着しては競争に勝てなくなっており、80年代の生産技術大国日本はもはや幻想となっている。あらためて技術を製品技術、生産技術と区分すること、更に製造も生産技術と生産現場に分け、役割を明確にし、お互いがもたれあうことなく、その責任を徹底して遂行することが喫緊の課題である。製品技術の役割は、高利益率品種の創出で非価格競争力の一つでも多く持つことである。一方、生産技術の役割はコスト、工期、品質で市場競争力を追求することであり、生産現場は条件の様々な揺らぎに耐えた上、作業結果の揺らぎをなくすことにチャレンジして欲しい。言い古されたことではあるが、

工業化社会……良くできる人も集団の一員として合わせることを求められた

情報化社会……個人の能力が真正面に問われる時代で技術者のレベルが勝負を決める

事業継続にあたっては、安く作る技術が不可欠ではあるが、コストダウンばかり訴えても社内の求心力は強まらない。個を重視する仕組みを造り、モノ作りに開発力を柔軟に融合して厳しい競争を突破する戦略も合わせて必要である。

3. 生産技術者への期待 <買う・作る・利益を出すに責任を持つ>

3.1 生産技術者に必要な役割

各事業分野に共通の技術（例えば資材）、各事業分野内及び間をつなぐシステム技術、生産の仕組みを考える技術（経営管理）をもつことが必要である。大事なことは、生産システムの機能設計である。これが本質的な意味での生産技術ではないか。かつては、常に楽な方に流れがちな生産現場（人が中心）に対するあめとむちを持ち、巧妙に締め付けていくのが生産技術担当者の役割であった。今、装置産業においては、如何に装置を休まらず仕事をさせるかを考えるのが生産技術者の第一仕事であるが、当社のような装置を作る現場では、人の能力をいかに最大限引き出すかが生産技術者の第一の仕事といえる。現場に対する牽制役であり、現場に限りなくある情報から価値ある情報を見つけだす案内人でもある。スタートを現場に置くのではなく、経営管理を追求する立場からのミッションとすると、スタッフ部門としての役割が明確になる。

3.2 生産技術者は、現場に学ぶだけでなく、マネジメントの素養が必要

従来から、データは現場にあり、現場に学べと言われてきたが、今は、この方法は、工場現場技能者に適用される時代となった。生産技術者は、もっと、客観的に、また、論理的に仕事を進める方法と力を身につけねばならない。事業を支える技術すなわち利益を生み出す技術を担う人材を如何に確保するか、如何に養成するかが事業推進の鍵である。

3.3 開発－量産の移管過程の効率化にメス

今、製造からみて技術部門へ頼みたいことは、開発段階での生産設計志向の強化である。ラインの不効率のかなりの部分が製造移行時のトラブルを原因としている。場合によっては製造ラインでの微修正を行うことはやむを得ないが、製造時の問題をもっと事前抽出した設計思想を重視としたい。

3.4 現場にあるのは、装置（治工具）、製品（仕掛）、人

現場には、この3つしかない。三者の中を取り持つのが生産技術といえるか。その意味からは、生産技術は物的な形を持たず、ハードではなくソフト（システム）ともいえる。

3.5 好奇心の不足

最近、変更管理においても一歩の突っ込み不足から、予期せぬ副作用が発生し、不良につながるケースが散見される。技術者が単に忙しいからという理由だけではすまない気がする。物事の判断において、データを素直に読み、なぜという疑問を持たなくなっている。とりあえず、気にしていることについてのみの観点からデータを見、簡単に意志決定をしてしまっている。モノ作りに関する責任意識が希薄になっているのではないか。（自分の腕で（感覚で）結果を確認しながら行う職人については相変わらず日本人の良い面が生きてるが）対策は、製品にもっと興味を持たせるよう教育するしかないと思う。物事を論理的に突き詰めていく方法に優れた人を育成していく必要があると感じている。

3.6 生産技術者の育成

現場から学ぶには、製造部門経験しかない。2年位を目処に異動し、現場管理者のもとでの業務遂行を通じ、動いているラインでの生産技術のあり方を修得する。一方、理論を学ぶことも重要である。現場を離れた後も引き続き現場に対し効果的な指示ができるためには各人のポリシーとしっかりした理論が必要で、現場の非合理的な部分を見つけ、的確な改善案を提示できればベストである。

4. 顧客の視点

私が、過去に顧客から頂いた指摘事項の内、生産技術に関する言葉をいくつか紹介する。

- ・中の人慣れきっていないか。出来ない理由が先に出ていないか
- ・人間が仕事として見るべき所を、作業としてしか見ていない
- ・掃除は証拠隠滅である。分析をし、発塵源をつぶさねばならない
- ・動いているだけで、働いていない。人間は、働かねばならない。もっとその場に応じた最良の方法を考えることが重要である
- ・日本人は器用なのでその場で直してしまい、根本対策につながっていない
- ・ユーザに対する保証を個のステップで行ってしまい、組織として最後の確認ができていないのではないか。検証せずにその場で対策してしまっていないか

5. 終わりに

本稿が技報に相応しい内容であったかどうかは、各位の判断に委ねるが、心にとどめておいてほしいことは、「すべてのコストは人件費」ということである。人の働きの効率を絶え間なく追及する技術、これが生産技術である。当社で改めて生産技術論が巻き起こることを願っている。

無線通信100周年，50周年への想い

東京大学名誉教授
元郵政省電気通信技術審議会会長

斎藤 成文
Shigehumi SAITO

2004年（平成16年）は無線通信史上、更には私個人にとっても特別の年である事を知ったのはこの年も半ばを過ぎた6月の事であった。

明治37年（1904年）2月に日露大戦が勃発した事は司馬遼太郎の著書「坂の上の雲」⁽¹⁾や新聞、雑誌の特集⁽²⁾で知っていたが、この5月26日、（社）発明協会創立100周年記念式典が天皇・皇后両陛下ご臨席のもとに、総裁常陸官殿下ならびに総理大臣、衆参両院議長、最高裁長官の3権の長の臨席を得て開催された。この際私は特別功労者の一人として選出される榮譽を得て、同協会（旧称工業所有権保護協会）が日露戦争と同じ年の5月5日に、わが国独自の技術開発と産業の振興ならびに発明思想の普及を目的として設立された事を知った。私は同協会の全国発明表彰選考委員として20数年、そして平成10年～14年の間は委員長を務め、又平成2年より現在まで協会参与を続けており、東大教授、宇宙開発委員を始め数多くの役職の最後の長期にわたるお役目であった。

日露戦争において忘れる事の出来ぬことは明治38年5月27日早朝、哨戒艦信濃丸が発した「敵艦見ゆ」との無線電信がこの日本海海戦を大勝利に導き、わが国未曾有の存亡危機を救った事実である。当時の海軍はマルコーニによる無線通信直後より、その重要性を認識し、鋭意艦船への無線電信機の整備に努力しており⁽³⁾⁽⁴⁾、軍用として世界最初の実績となった。わが国無線史上特記すべき出来事ということが出来る。

一方100周年式典と前後して旧知の元NTT桑原守二博士より贈られた「私たちのマイクロ波通信50年（黎明編）」⁽⁵⁾と島田理化技報（2004）⁽⁶⁾より、電電公社（現在のNTT）による国産初のマイクロ波通信システムSF-BI方式が東京・大阪間に開通したのが50年前の昭和29年（1954年）4月であることを知ることになる。謂わば今日に到るブロードバンド・IT時代の幕開けとなった。

通信は、今次大戦中の海軍技術研究所におけるマイクロ波レーダ（電探）の開発研究、戦後は東大第二工学部、生産技術研究所におけるNTT研究所からの委託研究以来の私の研究の本道であった。そしてMIT留学と東大科学衛星特別研究への参加を契機として宇宙通信用大型アンテナ、低雑音受信装置を始め各種の宇宙エレクトロニクス関連システムの開発こそ私の生涯の仕事となった。これらの成果については既に断片的には多くの文献^{(7)~(14)}を草してはいるもののマイクロ波通信発祥より50周年を期に、遠い過去となって一般には忘却の彼方に去ったその初期の思い出について以下述べさせていただく（確実性を示すため、多少冗長と思われる文献をも巻末に列挙した）。

昭和23年8月逓信省電気通信研究所（後のNTT通研）が発足し、その外部委託研究の3件中の1件に私共の「4000Mc帯誘電体特性測定に関する研究」⁽¹¹⁾が選ばれた。これがその後長く続くNTT研究所との委託研究の緒となった。

昭和25年、学内試作工場での手作り装置を携えて、後にNTT技師長、富士通研究所社長になられた小口文一博士と共に、当時島田市にあった旧海軍技術研究所の残留技術者による発足直後の島田理化工業（株）を訪ね、本格的なマイクロ波装置とする事をお願いした。当時の我々としては戦時中の開発技術の活用を願ったわけで、他に販路の少ない新技術分野だけに必ずしも快諾を得られるかは自信の無い状況にあったことは強く心に残っている。案に相違して「私共は今後のマイクロ波関連技術の発展を信じ、喜んでお引受け致したく」とのご返事に、わざわざ島田市までやって来た甲斐があったと小口さんと喜び合ったことを覚えている。そのとき製作を依頼し、通研と私共の研究室へと納入された二組の測定装置が、我が国初のマイクロ波測定装置⁽¹¹⁾となり、また、マイクロ波測定装置専門メーカーとしての島田理化の第一号製品となった。（因みに私共の装置

一式は昭和55年退官と同時に同社に寄贈させて頂いた。) 本測定装置の高Q測定法は共振器、導波管、同軸ケーブルの損失測定や、マイクロ波回路の金属表面加工、表面処理法の研究など、幅広い分野に活用される事になる。

次の通研からの委託研究が「定在波法によるインピーダンス測定の研究」で、私の大学時代のクラスメート河津祐元博士(故人、のち東大教授)が、当時我が国において第一級の機械加工技術を誇る通研試作工場において、導波管内面寸法58.00mm×29.05mmに対してその機械精度3~4 μ m、残留定在波比1.001以下という世界最高級の定在波測定装置を作製してくれた。本装置はガラス張りの箱に納められ、外部からの微細可動という、防塵にも配慮したものである。この標準定在波測定器を用いてマイクロ波導波管の継手寸法誤差範囲等の実測や、無酸素銅引抜き導波管の損失測定などを行ない、わが国導波管規格の制定資料として提出した。本研究は当時特別大学院学生として私共の研究室所属の黒川兼行博士(のち東大助教授、ベル研、富士通研、東大客員教授)が主として担当し、彼の博士論文となった。(なお、この標準定在波測定装置は私の東大退職の際に上野の科学博物館に寄贈させて頂いた。)

これら2つの委託研究を通じて島田理化(株)は通研の研究陣の指導を受け、マイクロ波伝送回路の要の分波回路の技術開発を進めた。そしてSF-B1方式の導入にあたり、国産第一号分波器IR-1型として製品化され、以後NTTマイクロ波通信システムの分波装置の専門メーカーとして国内外に認められていった事は衆知の通りである。

島田理化(株)は一時期、マイクロ波技術の先進国米国のPRD社との技術提携により、その技術をも採り入れて、独自の技術開発との組み合わせにより世界最高レベルのマイクロ波特殊メーカーとしての地位を揺るぎないものとした。

私のマイクロ波技術の研究にあって、その頭初より一貫して並々ならぬ援助を頂いたNTT関係者ならびに島田理化(株)の方々に、あらためて心からの感謝の意を表したい。

マイクロ波通信システム開通50周年に際して私の胸中に浮ぶのは、既に忘却の彼方に向かいつつある過去のマイクロ波研究の中で、最も困難な測定と言われていた含湿空気の誘電率測定についての思い出である。これには9000MHzにおいて最も温度係数の小さいスーパーインバー製の全く同型の空洞共

振器を2つ一体構造で作製し、一方を真空にし、他方の共振器に被試料気体を流入させる方式を考案したもの。その製作はすべて島田理化(株)にお願いしたが、2つの共振周波数の差は水晶発振器で較正された低周波発振器でマイクロ波を変調し、その副搬送波を利用し極めて巧妙に測定する方式を採用した。この測定は私自身の全くの学問的興味からスタートしたものではあったが、湿度をパラメーターとした含湿空気の誘電率は⁽¹²⁾ 数名の各国の測定値と共に参照され、IRE世界標準値として採用されている。これまでの私の行ったマイクロ波精密測定値としてののちのちまで残るものとして心に刻まれている。

NTTを始め、KDDI等の目覚ましい活躍と、それに沿う機器メーカーの開発競争が進められている折、遠く彼方の歴史を振り返る機会を与えて下さった島田理化工業(株)に改めて感謝すると共に、同社の今後のますますの発展をお祈りする次第である。

文献

- (1) 司馬遼太郎「坂の上の雲」朝日文芸文庫
- (2) 「日露開戦百周年企画」文芸春秋 平成16年6月号
- (3) 田丸直吉「日本海軍エレクトロニクス秘史」原書房 昭和54年11月
- (4) 津村孝雄「艦艇の無線兵器技術小史」関東電通印刷 平成9年4月
- (5) 桑原守二編「私たちのマイクロ波通信50年(黎明編)」桑原情報研 平成16年3月
- (6) 阿部正志「マイクロ無線方式50年を迎えて」島田理化技報No.15 (2004)
- (7) 斎藤成文「島田理化技報の創刊を祝して」島田理化技報創刊号 (1991)
- (8) 斎藤成文「回想——マイクロ波から光へ」電子通信学会誌62巻7号 昭和54年7月
- (9) 斎藤成文「マイクロ波、レーザそして宇宙開発」学術月報38巻3号 1985年3月
- (10) 斎藤成文「マイクロ波、レーザの研究と宇宙開発への道程」東大生産研究32巻5号 1980年5月
- (11) 星合正治・斎藤成文「4000Mcにおける誘電体特性測定に関する研究」電電公社通研基礎研究部成果報告70号 昭和26年12月

- (12) S.Saito “Measurement at 9000Mc of the Dielectric Constant of Air Containing Various Quantities of Water Vapor” Proc.IRE43,8,1009 1955.8
- (13) S.Saito “New Method of Measuring the Noise Parameters of an Electron Beam” Trans. IRE ED-5,264,1958
- (14) 斎藤成文「回想—我が国人工衛星開発の思い出」電子情報通信学会誌 83 巻 5 号 2000 年 5 月

■ 寄稿

MIMO その実力に迫る

電気通信大学 教授
工学博士

唐沢 好男

Yosio KARASAWA



高性能モバイル情報通信やユビキタスネットワーク時代の足音が近づき、それを支えるワイヤレス情報伝送技術の研究が元気である。その研究開発動向は本誌のNo. 13⁽¹⁾に、それを支える種々の要素技術についてはNo. 14⁽²⁾に取り上げられているので、本稿では、その要素技術の一つ、MIMOに焦点を当て、この技術を詳しく述べる。MIMOは送受信の双方にアレーアンテナを用いて情報伝送を行うシステムであり、最近の無線通信技術の国際会議での最もホットなテーマになっている。

MIMOはその学問的な体系において、アンテナ構成とその制御方法を実現するアレー信号処理の技術、効率的な情報伝送を実現する情報理論・符号化技術（時空間符号化技術）、チャネルの推定やモデリングを行う電波伝搬の技術に大別される。本稿では、ワイヤレス情報通信への応用に主眼を置いて、電波伝搬的視点からその実力に迫ってみたい。

1. MIMO とは

MIMOはMulti-Input Multi-Output（またはMultiple-Input Multiple-Output）の略語で、多入力・多出力システムの総称である。通信の分野では、送受信の双方にアレーアンテナを用いて情報伝送を行うシステムに用いられることが多く、この場合は、高度なスペースダイバーシチの技術と位置づけられる。広く解釈すれば、マルチユーザ環境での通信システム（多元接続方式）や干渉波除去・分離方式、直交偏波共用方式、周波数領域にデータを展開して並列伝送するOFDM（直交周波数分割多重）もMIMOといえるが、ここでは、送受信にアレーアンテナを用いるシステムを対象とする。

なお、送受信のアンテナ構成によって、以下のよう

- SISO (Single-Input Single-Output)：送受信とも単一アンテナ
- SIMO (Single-Input Multi-Output)：送信側が

単一アンテナ、受信側がアレー

- MISO (Multi-Input Single-Output)：送信側がアレー、受信側が単一アンテナ
- MIMO (Multi-Input Multi-Output)：送受信ともアレー

SISOを基本として、SIMOは受信側にスペースダイバーシチやアダプティブアレーを取り入れるシステム、MISOは送信ダイバーシチやダウンリンクビームフォーミングと呼ばれるシステムである。この定義だけでは、MIMOは送受信のアダプティブアレー、すなわち、SIMOとMISOを単純に組み合わせただけに見えるであろうが、本稿で詳しく述べるように、実際には機能の質的な拡張になっている。図1は、MIMOの伝送イメージと学問分野を示している。送り方（情報理論・符号理論）、受け方（アレーの適応信号処理）、途中の電波の伝わり方（電波伝搬）に、深い専門知識が求められる。本稿では、電波伝搬の視点から、MIMOを見ることにしたい。

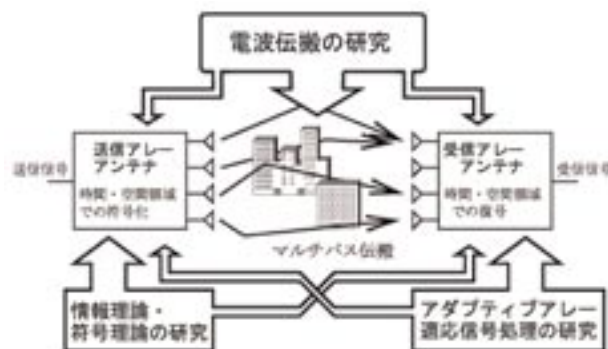


図1 MIMOの伝送イメージと関連する学問分野

2. MIMOへの期待：その背景

MIMOの技術紹介に入る前に、なぜそれを必要とするかの背景を述べたい。

$$C = \log_2 (1 + S/N) \quad (\text{bit/s/Hz}) \quad (1)$$

はシャノンが導いたチャネル容量の式である。Sは信号電力、Nは雑音電力であり、チャネル容量Cは、1秒、1Hzあたりに送ることができるビット数である。どんなに送り方の工夫をしても、これ以上送ることができないという上限値である。SN比が大きいときは、

$$C = \log_2 (S/N) \quad (S \gg N) \quad (2)$$

となる。これは、SN比の増加に対して、伝送ビット数は対数的にしか増えないことを意味している。10ビット送ることができるSISO伝送路があったとする。SN比がさらに2倍になると、1ビット増えて11ビットを送ることができるが、増加の比率で見れば1割アップにしか過ぎない。これではあまりにも効率が悪い、しかしこれがSISO伝送の宿命である。

もし、複数の伝送路を手に入れることができたらどうだろう。図2はこの配分を示している。送信の総電力一定の条件で考えてみたい。伝送路一本(SISOチャネル)で10ビット送ることができるとする。2本では18ビット、4本では32ビットになる。伝送路の数を増やすことによって、チャネル容量をどんどん増やすことができる。しかし、この算定ができるのは、式(2)の近似式が成立するSN比が大きいところでの話である。SN比が小さいときは、どんなに伝送路の数を増やしてもその効果が現れないことを、式(1)で確認してほしい。

では、複数の伝送路を手に入れるにはどうしたらよいであろうか。その答えが「MIMO」である。以下、この仕組みを述べたい。

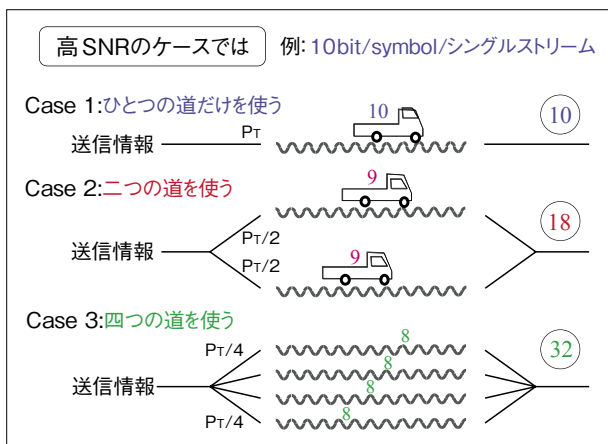


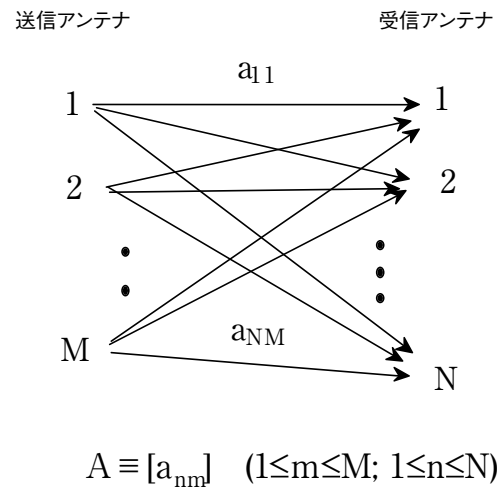
図2 複数の道を手に入れることができたなら

3. MIMOチャネルの表現

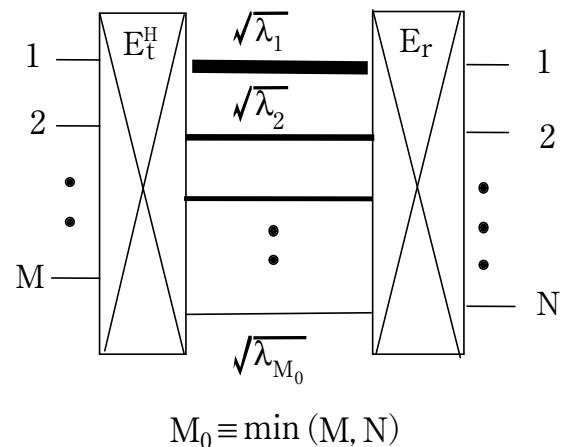
3.1 固有パス

複数の伝送路を手に入れられるのは、電波環境がマルチパス環境であることによってである。しかもこの伝送路は、物理的に存在する個々のパスではなく、仮想的なものである。この説明には、数学的手段が必要であるが、ここではポイントだけを述べる(詳細は文献(3), (4)を見てほしい)。

図3(a)は送受信間の素子アンテナ毎のチャネル応答を $N \times M$ の行列 A で表したものである。この行列は 相関行列と呼ばれる新たな行列 AA^H および $A^H A$ (上付添字Hは複素共役転置) の固有値, λ_i ($i = 1, 2, \dots, M_0$; $M_0 = \min(M, N)$;固有値の値は2



(a) チャネル応答行列



(b) SVDに基づく等価回路

図3 MIMOチャネルの等価回路表現

つの行列とも同じ)と各々に対応する固有ベクトル $\mathbf{e}_{ti}, \mathbf{e}_{ti}^H$ を用いて以下のように分解できる。これを特異値分解 (SVD) と言う。

$$\mathbf{A} = \mathbf{E}_t \mathbf{D} \mathbf{E}_r^H = \sum_{i=1}^{M_0} \sqrt{\lambda_i} \mathbf{e}_{ti} \mathbf{e}_{ti}^H \quad \dots\dots\dots (3)$$

ここで,

$$\mathbf{D} = \text{diag} \left[\sqrt{\lambda_1} \quad \sqrt{\lambda_2} \quad \dots \quad \sqrt{\lambda_{M_0}} \right] \quad (4a)$$

$$\mathbf{E}_t = \left[\mathbf{e}_{t1} \quad \mathbf{e}_{t2} \quad \dots \quad \mathbf{e}_{tM_0} \right] \quad \dots\dots\dots (4b)$$

$$\mathbf{E}_r = \left[\mathbf{e}_{r1} \quad \mathbf{e}_{r2} \quad \dots \quad \mathbf{e}_{rM_0} \right] \quad \dots\dots\dots (4c)$$

$$M_0 = \min (M, N) \quad \dots\dots\dots (4d)$$

である。図3(b)は同図(a)を式(3)のSVDに基づき等価回路で表したものである。チャネルの等価回路に整合するように、送信系のビームフォーミングネットワークを $\mathbf{E}_t$ に、受信系を $\mathbf{E}_r^H$ とすることにより、 M_0 個の信号が独立に $\sqrt{\lambda_i}$ の利得でお互いに干渉なく、伝送できる事がわかる。すなわちマルチパス環境下に有る MIMO は $\min (M, N)$ 本の独立な伝送路を手に入れているわけである。

この仮想的な伝送路をここでは固有パスと呼ぶ。各々の固有パスの振幅利得は $\sqrt{\lambda_i}$ であり、固有値 λ_i の大きさに応じてパスの太さが異なる。MIMO 伝送の性能 (チャネル容量, 平均誤り率など) は、伝送路 (チャネル) の情報として、この固有値を知ることができれば、後は全て計算によって求めることができる。この意味で、伝搬チャネルの特性把握とは、相関行列の固有値を把握することに帰着できる。

3.2 マルチパス環境における固有パスの性質

マルチパス環境の代表として、チャネル応答行列 $\mathbf{A}$ の各要素が複素正規分布 (振幅がレイリー分布) し、かつ、お互いの変動が無相関である場合を取り上げる。マルチパスの到来方向の角度的な広がりがある大きいレイリーフェージング環境で、屋内環境や市街地環境に良く見られる。

図4は、マルチパス環境における、送受信のアンテナ数が同じ ($N=M$) 場合の固有値の平均値である。

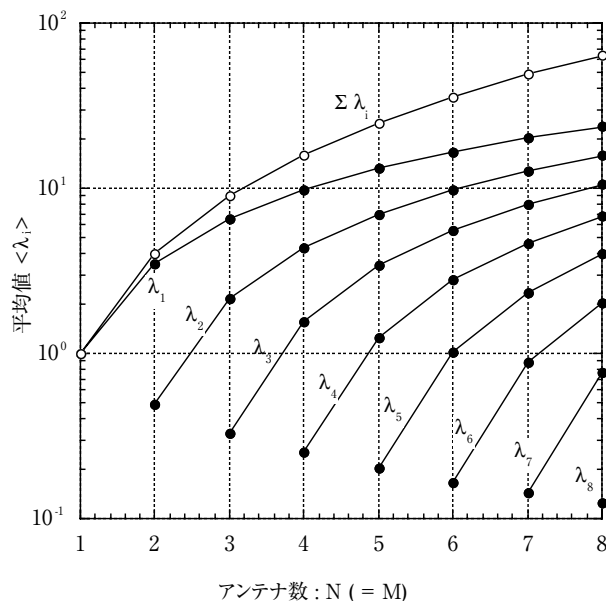


図4 レイリーフェージング環境における固有値の平均値 ($N=M$ の場合)

図中の $\circ$ は固有値の総和で、 N^2 の値を持つ。 $N=M$ としているので、固有値の数 M_0 はアンテナ数 N になる。図より、アンテナ数 N が少ない場合、例えば $N=2$ では第1固有値と第2固有値の差が大きい (二つのパスの太さの違いが大きい) が、 N が大きくなると、同程度のものがたくさん存在することがわかる。図2の例で示したような同じ太さのパスとは言えないが、後に示すように、これで複数パスを手に入れたことの十分な効果が得られることになる。

4. マルチストリーム伝送：情報をたくさん送りたい

シャノンによって導かれたチャネル容量の式 ((1) 式) は、上限を与える式であって、それを実現する具体的な方法を教えてくれているわけではない。ここでは、代表的な2つの伝送方式：空間分割多重方式⁽⁵⁾と固有モード伝送⁽⁶⁾を紹介する。同時に複数のストリーム情報を伝送するため、マルチストリーム伝送に分類される。MIMO の特長を活かした大容量伝送を目指したものである。

4.1 情報の送り方

MIMO の情報伝送は野球のキャッチボールに例えられる。普通のキャッチボールと違うのは、ピッチャーが千手観音のような複数の手でたくさんのボールを同時に投げ、キャッチャーもこれを複数の手で巧みに受ける点にある。

送信側にチャネルの情報が無い場合の送り方として、送信のアンテナ毎に等電力で別々の情報を乗せ

る方式がある。空間分割多重伝送方式と呼ばれる。米国のベル研究所で開発され、かつ、MIMOブームの牽引役を果たしているV-BLAST (Vertical-Bell Laboratories LAYered Space-Time architecture)⁽⁵⁾、⁽⁷⁾がこの方式である。自由空間伝送では、ある程度距離が離れると第一固有値のパスのみが卓越し、このような伝送では分離識別受信が不可能になる。一方、マルチパス環境では、3.1節で述べたように、 $M_0 (= \min \{M, N\})$ の独立パスが存在する。このため、 $M \leq N$ であれば、分離識別受信が可能になる。受信側では、パイロット信号等を用いたチャネル情報 (CSI: チャネル応答行列 A のこと) を事前に得ることができれば、その情報をもとに、干渉波除去やアダプティブアレーで一般的に用いられる規範や最適化アルゴリズムがそのまま適用できる。図5はこの方式と受信側で用いられる各種適応信号処理規範を示している。

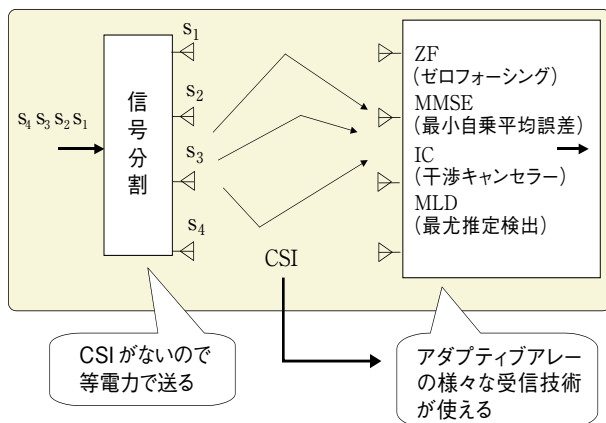


図5 空間分割多重伝送方式

送受信でチャネルの情報を共有することができれば、送信側でもその情報を活かすことができるので、より多くの情報伝送が可能である。MIMOチャネルの表現に特異値分解を用いる方法を3.1節で述べた。 M_0 個の系列を送送するための各々の送受信ウェイトを、各固有モードを実現する固有ベクトルとする。このような伝送方法は固有モード伝送と呼ばれる。図6は $M=3, N=4$ の場合の固有モード伝送の仕組みを表している。

限られた帯域幅、全送信電力 (各送信信号系列の電力の和) 一定の下で、最大のチャネル容量を実現する電力の配分方法は、Water fillingの方法 (注水定理) として、知られている⁽⁴⁾。最適な伝送を行うには、各モード毎にSNRに応じた符号化方式や変

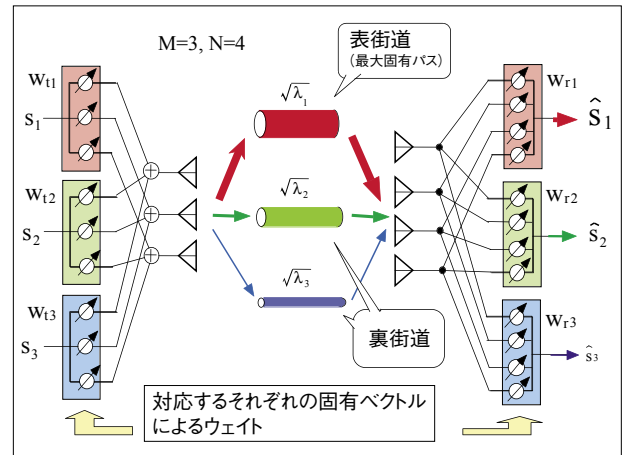


図6 固有モード伝送方式

調方式を採用入れることになるが、通常の無線伝送方式と共通することであるので、ここでは、これ以上立ち入らない。

4.2 チャネル容量

送信側ではチャネルの情報 (CSI) を持たない場合 (モード1; 例: 空間分割多重方式)、事前の測定等により送信側・受信側の双方でCSIを共有している場合 (モード2; 例: 固有モード伝送) の夫々に対して、固有値の確率分布を用いてチャネル容量を求める式が得られている。ここではレイリーフェージング環境 (図3で固有値の平均値を求めた環境) について、計算結果のみを示す。図7はこれを示したもので、SISO換算でのSN比 $\gamma_0 = 0.1$ ($= -10\text{dB}$), 1 ($= 0\text{dB}$), 10 ($= 10\text{dB}$) に対して、3種類のチャネル容量を比較している。図で、 C_{mode1} はモード1での伝送、 C_{mode2} はモード2での伝送、 $C_{\text{mode2,MRC}}$ はモード2で、かつ、最大固有パスのみを用いるシングルモード伝送 (最大比合成伝送) である。図7より、(i) 伝送路のSNRが低い場合は、最大固有パスのみを用いるシングルモード伝送、すなわち最大比合成伝送でほぼ限界に近い性能が得られること、(ii) SNRが高い場合には、その電力を他の固有パスにも振り当て利用した方が高いチャネル容量を得られること、が読み取れる。また、(iii) SNRが高くなるとモード1とモード2で差がなくなってくる、すなわち、送信側がチャネル情報を持つことの有無による差が見えなくなってくる、がわかる。なお、図7は縦軸を対数メモリで表しているが、これを線形にすると C_{mode2} はほぼ直線になる。このことから、送受同数のアンテナの場合のチャネル容量はアンテナ数に比例すると理解してよい。

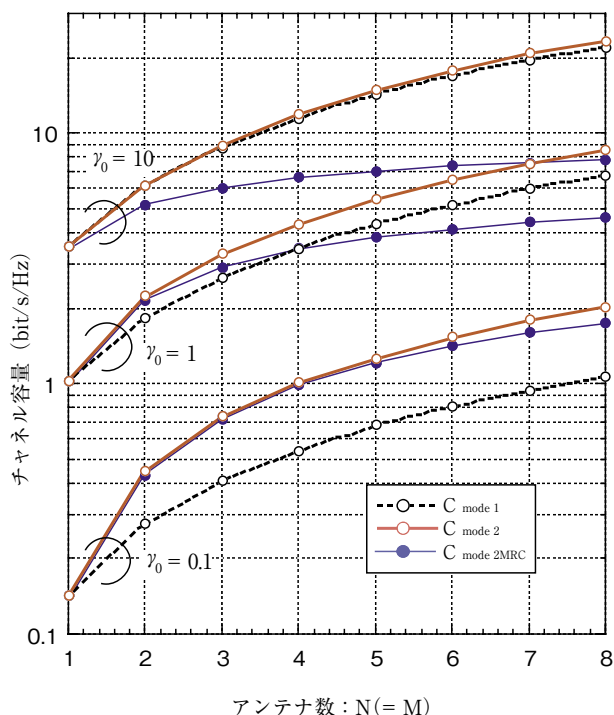


図7 SN比をパラメータとする三つの方式のチャネル容量比較

ここでは、チャネル容量で比較したが、ビット誤り率 (BER) も考慮した比較がより实际的である。これについては、文献(8)を見てほしい。

5. シングルストリーム伝送：情報を確実に送りたい

前節までは、MIMOがもつ一つの顔「情報をたくさん送る技術」を見てきた。ここでは、もう一つの顔「情報を確実に送る技術」に目を向けたい。

前述のモード2の伝送における最大固有パス単独利用伝送（最大比合成伝送）は、低SN比の信号に対して、最適に近い伝送を実現している。この方式は、シングルストリーム伝送なので、マルチストリーム伝送のような積極的な意味でのチャネル容量増加にはつながらないが、送受のアレーアンテナの積MNに相当するスペースダイバーシチ効果が得られるので、「情報を確実に送りたい＝通信の断を防ぎたい」場合に適している。送受信双方でチャネルの情報を共有していればそれを容易に実現できるが、送信側にチャネル情報を持たない場合には、情報の送り方に工夫が必要になる。ここでは、この技術を述べる。実は、これはMIMOの技術というよりは、送信ダイバーシチを実現する技術に分類される。

図8は、2素子のスペースダイバーシチ (SIMO) である。受信ウェイトを送受信アンテナ間のチャネル応答の複素共役とすることで、最大SN比受信が

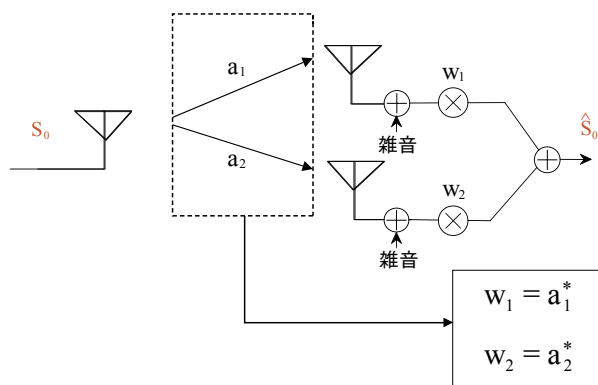


図8 スペースダイバーシチ最大比合成の原理

実現できる（最大比合成ダイバーシチ）。

では、送受信が逆の場合 (MISO), すなわち送信側がアレーで、かつ、チャネルの情報を持たないとき、送り方はどうすればよいのだろうか？二つのアンテナから同じ情報を出しても、どこかに電波が出てゆかない方向（アンテナパターンのヌル方向）ができてしまうであろう。万一その方向だけにパスがあったら通信ができなくなる。ダイバーシチどころか一本のアンテナ (SISO) より悪くなってしまうことになる。これに答えを与えたのが Alamouti である⁽⁹⁾。

Alamoutiが提案した時空間ブロック符号化 (STBC) と呼ばれる伝送方法を図9を用いて説明する。後のMIMO構成への拡張をも説明したいため、 $M=N=2$ の場合を示しているが、しばらくは受信アンテナ1のみを（すなわちMISO構成として）見てほしい。連続して送りたい二つの信号 s_1, s_2 をまとめて一つのブロックにする。これを、一方のアンテナから、順番に $s_1, -s_2^*$ (*は複素共役) で、他方のアンテナから s_2, s_1^* で送る。この受信信号 r_1, r_2 を、CSIを予備知識としてブロック復号処理を行う。このような処理を行うと、 y_1, y_2 には符号間干渉の無い信号 s_1, s_2 が得られる。送信信号の電力を受信ダイバーシチの時と同じに設定すると、各々のアンテ

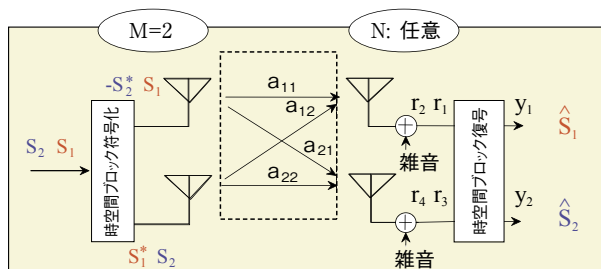


図9 時空間ブロック符号化伝送

ナからの平均送信電力は1/2ずつになるので、複号化された信号の平均SNRは受信ダイバーシチに比べて3dB低下するが、フェージング抑圧効果は同じである。このように、送信したい時系列データに対して時間領域と空間領域で信号を組み換えて伝送し、受信ダイバーシチと等価な効果を得ることが、時空間ブロック符号化（STBC）伝送の特徴になる。

受信処理がうまくいったのは、送信時の仕掛けが生きたからである。受信側で s_1 を最大SN比で取り出す演算が s_2 を打ち消す演算に、 s_2 を取り出す演算が s_1 を打ち消す演算になっているためである。M=2の場合には、送信信号を

$$\mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

と表すとき、

$$\mathbf{G}_2^H \mathbf{G}_2 = \begin{pmatrix} |s_1|^2 + |s_2|^2 & 0 \\ 0 & |s_1|^2 + |s_2|^2 \end{pmatrix} \mathbf{I}_2 \dots\dots\dots (6)$$

となる性質（これを直交性という）がある。ここで $\mathbf{I}_2$ は2×2の単位行列である。

2素子アンテナの場合は、入力信号をそのままの伝送速度（レート）で伝送できるので、フルレート（＝符号化率1）の伝送方式である。アレーによるフェージング変動の抑圧は、受信側2素子のSIMO構成ダイバーシチの性能を持つ。このことを、フルダイバーシチの機能があると呼ぶ。このように、フルレート・フルダイバーシチはSTBC伝送の理想であるが、これを実現する符号はM=2の場合以外に存在しないことが明らかにされている⁽¹⁰⁾。そのため、 $M \geq 3$ については、それに準じるものとして、レートを落としたり、擬似直交符号とするなど、情報理論（符号理論）を駆使した様々な符号が提案されている⁽¹¹⁾。

以上述べてきた方法はM=2、任意のNに対するMIMOに容易に拡張できる（N=2の場合は図9）。M=2以外の場合も、上に述べたと同様に、レートを落としたり、擬似直交符号とするなどで対処できる。繰り返しになるが、STBCに代表される時空間符号化伝送（STC）は送信ダイバーシチ（MISO）の技術であり、MIMO独自の技術ではない。しかしながら、MIMOへの応用分野を得て、その力を発揮する場が広がったと位置づけられる。この伝送には複数のストリームがあるように見えるが、情報

そのものは1系統であり、送信アンテナが最悪1本になっても情報の欠落は無いため、これはシングルストリーム伝送と理解したい。

6. 研究開発課題

6.1 広帯域情報伝送

これまでは、MIMO情報伝送の基本を述べるために、狭帯域の信号、すなわち、伝搬路の周波数特性が帯域内でフラットの場合を扱ってきた。情報伝送信号が広帯域である場合、すなわち、将来のMIMO情報伝送においてはそれが通常になるであろう環境においては、周波数選択性フェージング環境での取り扱いが求められる。この対処については大別して二つの伝送方式が考えられる。一つは、データを周波数領域に展開しての伝送、すなわち、OFDMに代表されるマルチキャリア伝送であり、もう一つは、タップ付き遅延線を構成要素とする時間領域の等化器の技術である。

OFDMは広帯域情報を狭帯域の多数のサブチャネルに展開するマルチキャリア伝送である。この狭帯域化とサイクリックプリフィックスと呼ばれるガードインターバルの働きによって、各サブチャネルは符号間干渉を持たない狭帯域伝送とみなすことができる。図10はMIMO-OFDM伝送の基本構成を示している。ビームフォーミングの部分はブラック

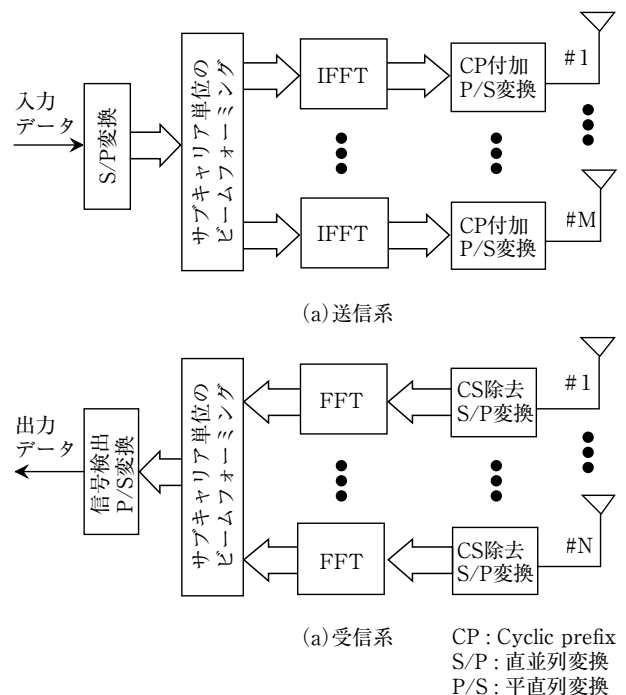


図10 MIMO-OFDM システムの基本構成

ボックスにしているが、ここは、これまでに述べてきた種々の方法、すなわち、時空間符号化伝送、固有モード伝送、最大比合成伝送など、を実現する回路構成がそのまま適用できる。時系列で与えられる情報信号が周波数領域に展開されて伝送され、伝送路の特性はその周波数領域の特性で決まるのであるが、符号化やアレーの重み付けは、周波数領域に変換される前の時系列データに対して行うことが味噌である。OFDMはそれ自身の伝送方式に留まらず、多元接続方式であるCDMAと組み合わせたMC-CDMA等への応用も幅広く、高度無線LANや新世代移動通信をMIMO-OFDMの応用研究も多岐に渡っている^{(12), (13)}。

時間領域での信号処理に基づく広帯域伝送の技術も重要な課題である。先行波のチャンネルとL個の遅延チャンネル（複数の同一遅延波を遅延チャンネル毎にまとめたものであって、素波の数ではない）よりなるマルチパスチャンネルにおいては、 $M \times N$ アレーによる送受信ウェイト制御型ビームフォーミング（狭帯域ビームフォーミング）によって、最大 $L=M+N-2$ の遅延チャンネルの遅延波をキャンセルできる⁽¹⁴⁾。遅延チャンネル数が少ない場合には、その自由度の余力を使って、着目するチャンネル（通常は先行波）の最大SNR受信を実現することができる。このように、M, Nの数が大きくなれば、ビームフォーミングのみで遅延波のキャンセルが可能であるが、その効果をより十分なものとしたり、遅延波も積極的に取り込んで、全体としての信号対干渉・雑音電力比（SINR）を高めたい場合には時間領域の信号処理が必要になる。構成や制御がかなり複雑になるため、現時点では原理的な面での研究に留まっている^{(15), (16)}。

6.2 マルチユーザシステム応用

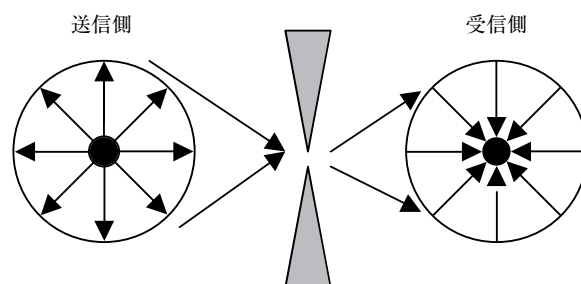
基地局と複数の移動局で構成される移動通信システムは、全体として多入力・多出力システムであるため、それ自身が広い意味でMIMOである。しかしここでは、狭義の意味で、送受信の双方がアレー構成であるマルチユーザシステムを対象としている。

マルチユーザの場合もシングルユーザの場合と同様に、パイロット信号によるトレーニング等により、全てのユーザと基地局（あるいはアクセスポイント）とのチャンネル情報（CSI）が既知であって、かつ、マルチユーザ干渉を打ち消すだけのアレー自由度が

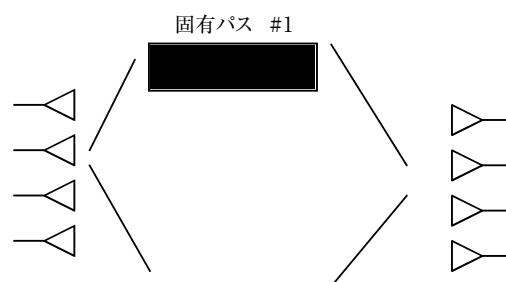
あれば、シングルユーザのケースと同様に、所望波信号を十分なSNRで識別受信をすることが可能である。マルチユーザシステムについては、今後、様々な構成提案がなされるものと予想される。前節で述べた、広帯域信号に対しても、マルチユーザシステム応用の研究が盛んになってくるであろう⁽¹⁷⁾⁻⁽¹⁹⁾。

6.3 電波伝搬に関連する問題

送信局の周囲、受信局の周囲が散乱体に囲まれている、かつ、パス方向の空間的広がり大きいマルチパスリッチな環境であっても図11に示すような例において第2固有値以下がゼロに近付き、第1固有値のみが卓越する環境になる⁽²⁰⁾。このことは、MIMOチャンネルのモデル化においては、送信局周囲の伝搬環境（パス方向の角度広がり）、受信局周囲の伝搬環境ばかりでなく、途中の伝搬構造が影響を与えることを意味している。この例はキーホール問題として知られているが、外からの電波が、小さな窓や狭空間を介して屋内に浸透する場合にも共通する。固有パスは、実空間のパスとは直接対応しない仮想的なものであるが、実空間でパスが一つに絞り込まれれば、仮想空間でも固有パスの数は一つになる。送受信点において、パスの角度的な広がりがあれば、スペースダイバーシチ効果は維持されるが、



(a) 小ホールで結ばれたマルチパスチャンネル



(b) 固有パスモデル

図11 キーホールモデル：固有パスが一つだけになるケース

MIMOの特徴であるマルチストリーム伝送ができない環境になっている。

伝搬途中にキーホールのような特殊な構造を持たないマルチパスリッチな環境，例えば，3.1節で述べたモデルは，クロネッカーモデルと呼ばれている。現実の環境は，クロネッカーモデルやキーホールモデルといった理想化されたモデルではなく，その中間状態に位置するものが多いと予想される。伝搬特性は，MIMOの情報伝送能力に大きな影響を及ぼすが，このような視点からの伝搬解析は未だほとんど行われておらず，伝搬モデルの研究の重要性が高まっている。

6.4 環境適応機能の拡張：MIMOソフトウェアアンテナ

4節，5節で述べてきたように，技術の系譜には二つの流れがある。一つは，高スループットを目指した技術，すなわち，複数のアンテナから複数のデータを同時刻に送信するマルチストリーム伝送，もう一つは，時空間ブロック符号化（STBC）伝送に代表される信頼性を高める技術（＝回線の断をなくす技術：シングルストリーム伝送技術）である。前者はSNRが高いときにその実力を発揮するものであり，後者は，低SNRの伝送時に品質の良いデータ伝送を実現する。この二つの機能（＝高スループットと高信頼）が同時に実現できるわけではなく，通信目的に応じて選択することになる。そこで，SNRの変化に応じて，これらの方式（アルゴリズム）が適応進化するような機能を具備できれば，環境適応性に優れたMIMO通信方式が実現できることに

なる。筆者らは，アダプティブアレーアンテナの将来技術として，ソフトウェアアンテナの概念を提示している⁽²¹⁾。図12は，ソフトウェアアンテナの概念をMIMOに取り入れたMIMOソフトウェアアンテナのイメージである。今後，このような環境適応性に優れたMIMOの研究が進んでゆくと予想される。

7. されどMIMO

MIMOの技術を紹介し，その実力や課題を述べた。MIMOは通信の理想：「たくさんの情報を送りたい」，「確実に情報を送りたい」に応えることができる。しかしそれは両立するものではなく，どちらかを選ばなければいけない。MIMOがもつ二つの顔である。この二つの顔を含む様々な顔が，環境に応じて変化するMIMOソフトウェアアンテナの概念も紹介した。

MIMOは，現在IEEEにおいて標準化が進められている高度無線LANへの適用を足がかりに，新世代移動体通信への発展が期待されている。MIMOはアンテナをたくさん使うのだから，よい性能が出るのはあたりまえ（＝良い性能が出なくては話にならない）とも言える。その能力を限界まで引き出すのがシステム設計者の腕の見せ所になる。過剰な期待は禁物，されどMIMOである。

参考文献

- (1) 中嶋信生，“新世代ワイヤレスシステムの研究開発動向”，SPC Tech. Rep., no. 13, pp. 3-10, 2002.
- (2) 鈴木博，“無線通信におけるOFDM技術—移動通信の話題を中心に—”，SPC Tech. Rep., no. 14, pp. 3-12, 2002.
- (3) 唐沢好男，“MIMO伝搬チャネルモデリング”，信学論B, vol. J86-B, no. 9, pp.1706-1720, 2003.
- (4) 中嶋信生（編），新世代ワイヤレス技術（第3章 MIMO），丸善，2004.
- (5) G.D. Golden, G.J. Foschini, R.A. Valenzuela, and P.W. Wolniansky, “Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture,” Electronics Letters, vol. 35, no.1, pp. 14-16, 1999.
- (6) H. Sampath, P. Stoica, and A. Paulraj, “Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE

MIMOソフトウェアアンテナ
(環境適応型MIMO)

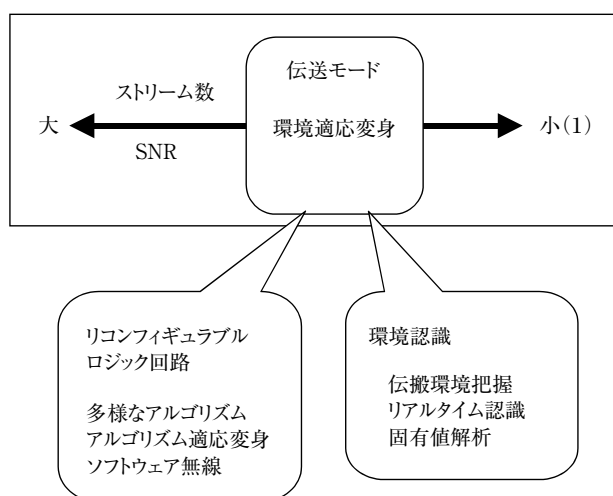


図12 MIMO ソフトウェアアンテナのイメージ

- criterion," IEEE Trans. Commun., vol. 49, no. 12, pp. 2198-2206, 2002.
- (7) G.J. Foschini, G.D. Golden, R.A. Valenzuela, and P.W. Wolniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays," IEEE J. Select. Areas. Commun., vol. 17, no. 11, pp. 1841-1852, 1999.
- (8) 大鐘武雄, 西村寿彦, 小川恭孝, "MIMOチャネルにおける空間分割多重方式とその基本特性," 信学論B, vol. J87-B, no. 9, pp.1162-1173, 2004.
- (9) S.M. Alamouti, "A simple transmit technique for wireless communications," IEEE Jour. Selec. Areas Commun., vol. 16, pp. 1451-1458, 1998.
- (10) V. Tarokh, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance critrion and code construction," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, 1998.
- (11) A. Hottinen, O. Tirkkonen, and R. Wichman, *Multi-antenna tranceiver techniques for 3G and beyond*, John Wiley & Sons td., 2003.
- (12) K.K. Wong, R.S.K. Cheng, K.B. Letaief and R.D. Murch, "Adaptive antennas at the mobile and base stations in an OFDM/TDMA systems," IEEE Trans. Commun., vol. 49, no. 1, pp. 195-206, 2001.
- (13) Y. Li, J.H. Winters and N.R. Sollenberger, "MIMO-OFDM for wireless communications: Signal detection with enhanced channel estimation," IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 9, pp. 1471-1477, 2002.
- (14) H.H. Pham, "The weights determination scheme for MIMO beamforming in frequency-selective fading channels," IEICE Trans. Commun., vol. 87-B, no. 8, pp. 2243-2249, 2004.
- (15) K.K. Wong, R.D. Murch and K.B. Letaief, "Optimizing time and space MIMO antenna system for frequency selective fading channels," IEEE Jour. Selec. Areas Commun., vol. 19, no. 7. pp. 1395-1407, 2001.
- (16) T. Taniguchi, H.H. Pham, X.N. Tran, and Y. Karasawa, "Maximum SNR design and performance analysis of MIMO communication systems with tapped delay line structure," The 15th IEEE Personal, Indoor and mobile Redio Communications (PIMRC) , Spain, Sept. 2004.
- (17) N. Stamoulis, N. Al-Dhahir and A.R. Calderbank, "Further results on interference cancellation and space-time block codes," Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, 2001.
- (18) A.F. Naguib, "Combined interference suppression and frequency domain equalization for space-time block coded trans-mission," Proc. IEEE ICC'03, Alaska, USA, pp. 3261-3266, May 2003.
- (19) X.N. Tran, T. Taniguchi, and Y. Karasawa, "Spatio-temporal equalization for space-time block coded transmission over frequency selective fading channel with co-channel interference," IEICE Trans. Fundamentals, March 2005. (to appear) .
- (20) D. Chizhik, G.J. Foschini, M.J. Gans, and R.A. Valenzuela, "Keyholes, correlations, and capacities of multielement transmit and recive antennas," IEEE Trans. Wireless Communs., vol. 1, no. 2, pp. 361-368, 2002.
- (21) 唐沢好男, "アダプティブアンテナからソフトウェアアンテナへ," 計測と制御, vol. 41, no. 7, pp. 519-523, 2002.

【技術開発】

電子部門

高速自動整合器の開発

百地 俊也
Toshiya MOMOJI

浅利 哲
Satoshi ASARI

小澤 俊雄
Toshio OZAWA

1. まえがき

マイクロ波（主にISMバンドである2450および5800MHz）の有望な利用方法のひとつとしてプラズマ発生装置がある。マイクロ波プラズマは、半導体製造技術に欠かせない気相成長法（CVD法）やドライエッチング技術などに利用される他、表面改質や有害ガスの分解などさまざまな分野に使用されている。

本自動整合器はこれらマイクロ波プラズマを、激しい状態変化にも影響されず安定的に発生させるために用いられる装置である。

プラズマとは、電離した正イオンと電子の数がほぼ同数で、全体としては電気的中性な状態を指し、内部では殆ど電位差を持たない良伝導体である。このため、導波管内やチャンバー内でプラズマが発生した場合には、金属のポスト（サセプタンス）が突然挿入された事と等価な急激なインピーダンスの変化が起こる。プラズマの発生・持続には高い電界が必要であり、発生前後のインピーダンス変化の影響を受けずにマイクロ波エネルギーをプラズマに変換するために高速な自動整合器が必要となる。

2. 構成及び機能

マイクロ波における自動整合器は導波管タイプが一般的であり、すでに当社を含めた数社で商品化を終えている。これら整合器のタイプには、導波管のE面に垂直に3本若しくは4本の整合用スタブを挿入していく3スタブ若しくは4スタブチューナタイプと、E面、H面に備えた副導波管に各々プランジヤー（整合用可動短絡板）を設けたEHチューナタイプの2種類がある。今回の自動整合器の開発には、整合理論は複雑であるが、信頼性・耐電力性の高いEHチューナを採用した。

図1にEHチューナのイメージを示す。Eプランジヤー、Hプランジヤーの位置を変えることにより、

両プランジヤーの反射位相を変え、負荷側のインピーダンスをマッチングするものである。

今回開発を行った自動整合器の最大の特徴はその

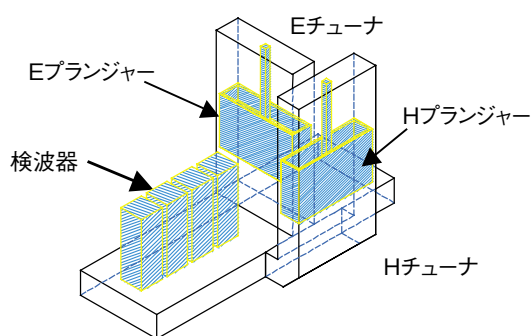


図1 EHチューナイメージ図

整合方式であり、EHチューナの動作原理を厳密に解析することにより、無駄な動作を無くし、高速な整合を可能とした。

図2に、信号源と負荷を含む自動整合器のブロッ

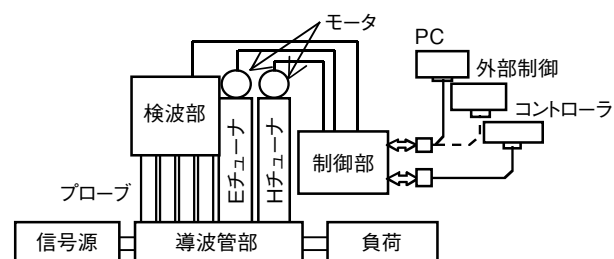


図2 ブロック構成図

ク図を示す。自動整合器は主に導波管部、検波部、制御部からなる。検波部により、信号源から見たEHチューナを含むインピーダンスを測定し、この結果より負荷のみのインピーダンスを算出し、制御部で制御されたモータによりEHチューナを駆動し、負荷との整合を取るよう動作する。制御は専用のコントローラ若しくはRS-232Cを介し外部PCによ

り制御が可能である。

前述のとおり、EHチューナは一般的なスタブタイプのチューナに比べて、耐電力性が良く、半導体プロセスで使用するマイクロ波電力6kWでも問題無く使用することができる。但し、EHチューナはスタブタイプに比べ大型になるため、Hアームに関してE曲がり導波管で接続する事により小型化を図っている⁽¹⁾。

表1に主な性能を示した。整合範囲はVSWR10まで可能であり、整合時間は実用範囲では1秒、最悪の条件でも2秒以内での整合を可能とした。

表1 主要性能

項	目	仕 様 値
周 波 数 範 囲		2450 ± 30MHz
整 合 範 囲		VSWR 10以下
整 合 値		VSWR 1.2以下
印 加 電 力		1.5～6kW
整 合 時 間		2sec 以下
導 波 管		27 × 96mm 東芝サイズ
フ ラ ン ジ		TBR-2A2
外形 寸法	チューナ部	W187 × H319 × D300mm
	コントローラ部	W150 × H50 × D100mm
電 源		AC 100V

3. 整合原理

3.1 従来の方法

従来用いられていた整合理論^{(1),(2)}は、EHチューナの等価回路としてリアクタンス素子3個をT型又は π 型に接続したものと仮定し、必要な反射特性を得るための計算を行い、この結果により負荷の整合を取ろうとしていた。

図3に π 型等価回路の例を示す。図において、 Z_L は負荷のインピーダンスである。 Z_e と Z_h は等価回路のリアクタンスを示し、EHチューナの分岐部からの距離の関数である。

整合手順は、検波器により入力インピーダンスを測定し、前述の等価回路より求めた近似式を用いて

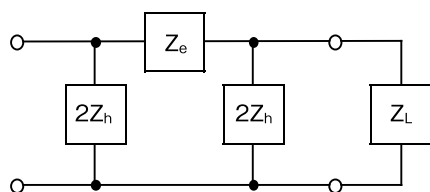


図3 EHチューナの π 型等価回路

負荷インピーダンスを算出する。その後E、Hチューナのいずれかを移動しスミスチャート上のインピーダンス点を $R=1$ 又は $G=1$ の円上に来るようにしておき、その後VSWR=1へ移動するよう別のチューナを移動させることで整合を行っていた。

しかし、実際のEHチューナは、このような単純なモデルでは表すことができない⁽³⁾。このため整合動作に入っても、測定と整合を繰り返すことになり、整合を完了するまでに時間が掛かっていた。

3.2 新整合方式（コンジュゲートマッチング方式）

ここで提案する新しい整合方式はEHチューナを等価回路で表現するのではなく、その信号の伝播特性をそのまま理論式へと展開し、EHチューナを含めたインピーダンスの測定結果から負荷インピーダンスをこの理論式に基づいて算出し、これに対する複素共役インピーダンスをEHチューナで生成し整合する方式を考案した（コンジュゲートマッチング）。

3.2.1 EHチューナにおける電力の伝播特性

信号源から入力された信号はEチューナ及びHチューナにそれぞれ等分配される。各チューナに入った信号はプランジャー端面まで進みそこで全反射して戻ってくる。ここで熱損失は無視でき、プランジャー端面と分岐点までの往復の伝送線路長分だけ位相が遅れることとなる。戻ってきた信号は、元の導波管の信号源側と負荷側に再びそれぞれ2分割される。それぞれの分割された信号は元の電力の1/4であり、電圧振幅は1/2となる。

また、図4の如く、Eチューナからの反射波とHチューナからの反射波が負荷側に合成される時の位相関係は、Eチューナからの反射波とHチューナからの反射波が信号源側に合成される時の位相関係と逆となる。

さらに、プランジャーの位置を変えると各チュー

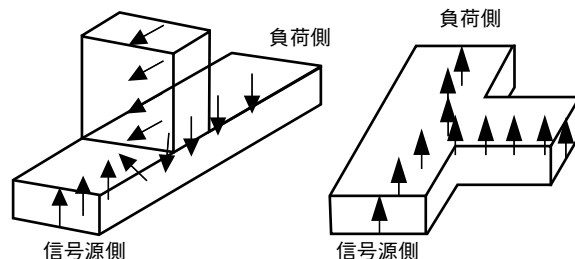


図4 分岐方向における位相（電界分布）

ナでの往復距離（位相）が変わり，合成される信号の位相も変わる。2つの信号の位相を自由に変わるので，任意の反射振幅と反射位相が設定できることになる。

以上の関係を式で書けば次のようになる。Eチューナから分岐される信号電圧 V_e ，Hチューナから分岐される信号電圧 V_h は，次のように表される。

$$V_e = \frac{1}{2} e^{j\theta_e} \dots\dots\dots (1)$$

$$V_h = \frac{1}{2} e^{j\theta_h} \dots\dots\dots (2)$$

ここで，位相は各チューナの信号位相であり，E，Hチューナの分岐点からプランジャまでの距離の関数である。これは必ずしも線形関数とは限らない。

EHチューナ自身の反射係数ベクトル Γ_t は信号源電圧を1としたときの信号源に戻る信号電圧，即ちEチューナ及びHチューナから信号源側に分岐される信号の和であるから次式になる。

$$\begin{aligned} \Gamma_t &= V_e + V_h \\ &= \frac{1}{2} e^{j\theta_e} + \frac{1}{2} e^{j\theta_h} \\ &= \frac{1}{2} (\cos\theta_e + \cos\theta_h) + j \frac{1}{2} (\sin\theta_e + \sin\theta_h) \end{aligned} \dots\dots\dots (3)$$

また，EHチューナの透過係数ベクトルPは信号電圧を1としたときの負荷側に進む信号電圧，即ちEチューナ及びHチューナから負荷側に分岐される信号の和であるから

$$\begin{aligned} P &= -V_e + V_h \\ &= -\frac{1}{2} e^{j\theta_e} + \frac{1}{2} e^{j\theta_h} \\ &= \frac{1}{2} (-\cos\theta_e + \cos\theta_h) + j \frac{1}{2} (-\sin\theta_e + \sin\theta_h) \end{aligned} \dots\dots\dots (4)$$

と表される。

これらの関係は，実際に測定したチューナの反射特性と一致しており，実用上非常に有効である。 θ_e ， θ_h とプランジャ位置関係は実際に測定してグラフ化又は近似多項式にして関係付けておく必要がある。

3.2.2 負荷インピーダンスの推定

図5に信号源，EHチューナ，負荷を接続した状態を示す。EHチューナのインピーダンスを Z_t ，負荷のインピーダンスを Z_L ，信号源から見た負荷を含めたEHチューナの反射係数ベクトルを Γ とする。

EHチューナは左右対称であり，信号源が無反射であるから負荷からEHチューナを見た反射係数ベクトルはEHチューナ自身の反射係数ベクトルと等しく Γ_t として示した。

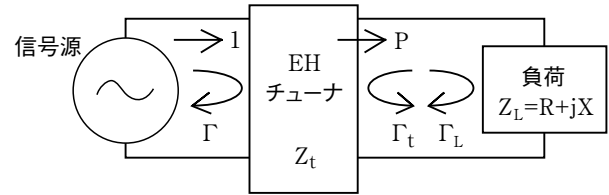


図5 各部の信号

負荷のインピーダンス Z_L は次のようにして求められる。信号源から見た反射係数ベクトル Γ は導波管部に挿入した4本のプローブにより各部の電圧定在波を測定する事により，算出が可能である。また，EHチューナの信号源を見た反射係数ベクトル Γ_t および，EHチューナの透過係数Pは，式(3)，式(4)によりEHチューナの任意の状態でも値を求めることができる。

これら既知の Γ ， Γ_t ，Pを使って負荷のみの反射係数ベクトル Γ_L は，各々の反射波の多重反射を考慮して算出し，次式のように求められる。

$$\Gamma_L = \frac{\Gamma - \Gamma_t}{P^2 + \Gamma \times \Gamma_t - \Gamma_t \times \Gamma_t} \dots\dots\dots (5)$$

さらに，負荷のインピーダンス Z_L は次式の様に求められる。

$$Z_L = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \dots\dots\dots (6)$$

3.2.3 負荷の整合方法

負荷のインピーダンスが分り，この負荷に整合すべきEHチューナのインピーダンスも分かったので，このインピーダンスから，EHチューナの両プランジャの位置を求めることが次の課題である。EHチューナと負荷との整合をとるためには，次式のようにEHチューナのインピーダンスを変化させることで実現できる。

$$Z_L = Z_L^* \quad \dots\dots\dots (7)$$

ここで Z_L^* は Z_L の共役複素数で、 $Z_L = R + jX$ のとき、 $Z_L = R - jX$ とすることである。

EHチューナを与えられたインピーダンスにするには次のようにすれば出来る。例えばEチューナを固定してHチューナの位置を変えながら、反射係数ベクトルを測定し、反射係数ベクトルOHをスミスチャート上にプロットすると、例えば図6のようになる。即ち、Eチューナからの反射ベクトルOEの先端Eを中心に、Hチューナからの反射ベクトルEHがあり、EHベクトルの傾き θ_h がHチューナ位置で決まるHチューナからの反射波位相である。(式(3)を参照)

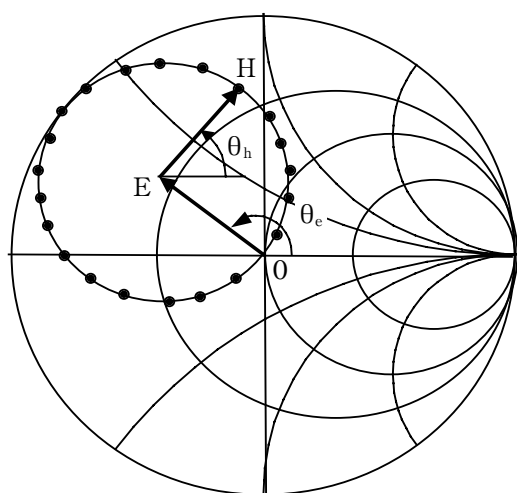


図6 EHチューナの反射ベクトル

EHチューナの設定インピーダンスを正確に把握するために、この θ_h とプランジャー位置関係を、細かく測定し記録することが重要である。

また、Hチューナを固定しEチューナを移動した場合は、図6におけるEとHの関係が反対になる。 $Z_L = R - jX$ を実現するためには

$$R = \frac{1}{2}(\cos\theta_e + \cos\theta_h) \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$X = -\frac{1}{2}(\sin\theta_e + \sin\theta_h) \quad \dots\dots\dots (9)$$

となり、これより θ_e 、 θ_h を解く。即ち、

$$\theta_e = -\arctan \frac{X}{R} - \arccos \sqrt{R^2 + X^2} \quad \dots\dots\dots (10)$$

$$\theta_h = \frac{\pi}{2} + \arctan \frac{X}{R} - \arccos \sqrt{R^2 + X^2} \quad \dots\dots\dots (11)$$

θ_e 、 θ_h は入れ替えても良い。

このことから任意の Z_L 即ち任意の R 、 X に対して上式により θ_e 、 θ_h を求め、先に測定した θ_e 、 θ_h と位置の関係からプランジャー位置が求められ、この位置に移動させることにより任意の Z_L を実現できることになる。

このような、原理に基づき整合を行うために、一回のインピーダンスの測定を行うことにより、最適なEHチューナにおけるプランジャーの位置を算出でき、無駄な動きの無い高速な整合が可能となる。

4. まとめ

負荷の変動に対し短時間で整合を取り、注入するマイクロ波を効率よくエネルギーに変換するための装置として高速自動整合器を開発した。今後更なる高速化の要求があった場合にも対応できるよう研究を継続していきたい。

5. 参考文献

- (1) 森 智之、矢野 匡亮：“VSWR自動整合器の開発”，島田理化技報，No.8，pp.41-49，1996.
- (2) 水島 弘二：“マイクロ波加熱装置用VSWR自動整合器”，島田理化技報，Vol.1 No.2，pp.14-19，1991.
- (3) 石井，東，青木，大井：“マイクロ波回路”，日刊工業新聞社 電子回路設計シリーズ，pp.139-140.

筆者紹介

電子事業本部
東京製作所
マイクロ波技術部
百地 俊也



電子事業本部
東京製作所
マイクロ波技術部
浅利 哲



電子事業本部
顧問
小澤 俊雄



通信用ミリ波フロントエンドモジュール

高橋 勲
Isao TAKAHASHI

小杉 正則
Masanori KOSUGI

若菱 忠高
Tadataka WAKABISHI

森 智之
Tomoyuki MORI

市川 就啓
Shigenori ICHIKAWA

1. まえがき

従来からミリ波帯は次世代の電波資源として注目されてきた。近年、ミリ波利用の研究成果が少しずつ結実し、身近な例では自動車の衝突防止レーダが一般車に搭載されるようになった。これはミリ波の特長である直進性が強いことや、装置が小型・軽量にできることを利用した例である。この他にもミリ波の特長である伝播損失が大きいことを長所としてとらえ、積極的に利用を計画しているのが無線LANやDSRC（専用狭域通信）で、これは伝播損失が大きいために隣接する通信領域の無線周波数が互いの干渉レベルに達しないことを利用したものである。逆に伝播損失が大きいことを短所としてとらえ、これを補おうとするのが光ファイバ無線で、光ファイバケーブルの低損失がミリ波の伝播損失を補い長距離伝送を可能にするだけでなく、曲がりくねった配線路が容易に実現できるため変形した通信領域の構成も可能になる。

一方、前記ミリ波利用計画を実現するための技術は着実に培われており、近年では特に半導体デバイスの開発において成果が上がっている。例えば、低コストのデバイス類（アンプ、ミクサー、発振器、逡倍器など）が容易に入手できるようになり、これらを組合わせてモジュール化することにより小型化と低コスト化が実現できるようになった。このように、ミリ波利用は研究段階から実用化（企業においては事業化）の段階に入った。^{(1), (2), (3)}

当社ではこれまで準ミリ波帯とミリ波帯のフロントエンドモジュールを製品化してきたが⁽⁴⁾これらの基盤技術を拡張し、より高い周波数領域に対し技術開発を推進した結果、いくつかの成果が得られている。本稿では60GHz帯および50GHz帯の通信用フロントエンドモジュールについて具体例を紹介する。

2. 60GHz帯通信用フロントエンドモジュール

2000年8月、郵政省（現 総務省）は60GHz帯無線システム導入のため制度改正を行い、免許を要する無線局と免許を要しない無線局とに大別し、それぞれに対し技術的条件などの関連規定を整備した。当社が注目しているのは免許を要しない特定小電力無線局であり、その技術的条件は周波数帯域59GHz～66GHz、空中線電力10mW以下、空中線利得47dBi以下である。

60GHz帯の電波伝播特性の特長は、大気（酸素）減衰が極端に大きく、電波は遠くまで到達しないことである。この特長を利用すると、小さな通信セルを多数構成したネットワーク上で周波数を繰り返し利用することができるので無線LANなどに適している。また、アドホック（Ad Hoc）通信のようにアクセスポイントを介さない無線装置同士の直接通信も簡便な方法として実用化が期待されている。

ここでは高速固定通信用に開発したフロントエンドモジュールを紹介する。

2.1 60GHz帯送信モジュール

ここで紹介する送信モジュールは、キャリア周波数2GHz帯の変調波を60GHz帯に周波数変換し、送信電力10mWを得るもので、図1にブロックダイアグラムを示す。FSK変調波を生成するMOD部と前記変調波を60GHz帯に周波数変換して送信するRF部から構成されている。この送信モジュールの主要性能を表1に示す。送信電力は動作温度範囲内で温度補償回路が作動しており、59GHz～60GHzの周波数範囲において温度と周波数の依存性は2dBp以内である。図2に送信電力の温度と周波数依存性を示す。

また、図3に指向性利得33dBiのカセグレンアンテナと組合わせた送信モジュールの外観を示す。

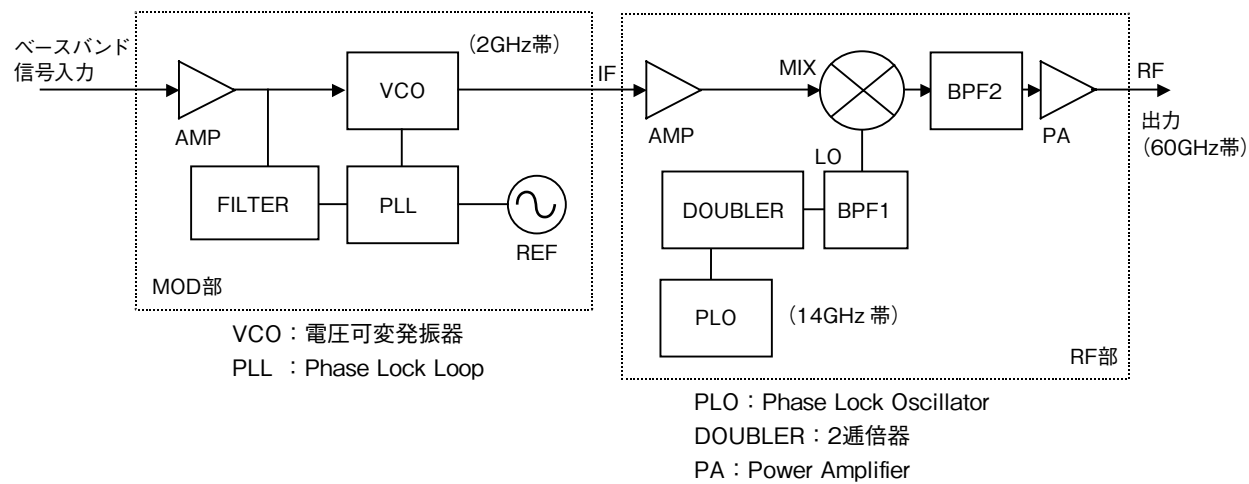


図 1 60GHz 送信モジュール ブロックダイアグラム

表 1 60GHz送信モジュール主要性能

	項 目	性 能
M O D 部	変調方式	2FSK 変調
	変調速度	150Mbps max.
	ベースバンド信号レベル	CMOS
	出力周波数(IF)	2GHz帯
	信号出力レベル (IF)	+ 3dBm ± 2dB
	位相雑音	- 85dBc/Hz Typical @10kHz
		- 100dBc/Hz Typical @100kHz
		- 127dBc/Hz Typical @1MHz
	周波数安定度	± 2.5ppm max. (± 1ppm Typical)
R F 部	局発周波数(LO)	14GHz帯
	IF 入力レベル	+ 3dBm ± 2dB
	RF出力周波数	60GHz帯
	RF出力レベル	+ 10dBm + 1.7dB/ - 3dB(10mW ± 50%)
	IF 端子	SMA コネクタ
	RF 端子	導波管(WR - 15, Flange:UG - 385/U)
	消費電力(+ 5V)	2W 以下
	動作温度範囲	- 20℃ ~ + 60℃
送信モジュール	質量	約 300g

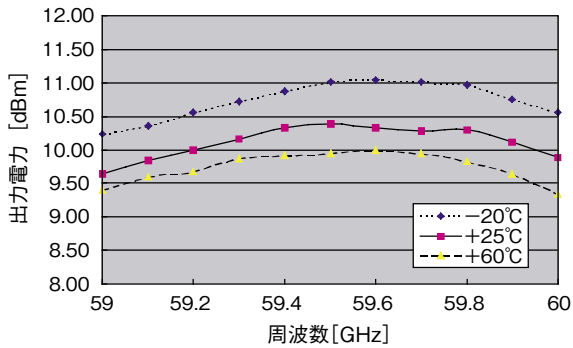


図 2 60GHz 帯送信モジュール出力電力特性



図 3 カセグレンアンテナと組合わせた
60GHz 帯送信モジュール外観

2.2 60GHz帯受信モジュール

ここで紹介する受信モジュールは、前項送信モジュールと対向して使われるもので 60GHz帯のFSK変調波を低雑音増幅した後、2GHz帯に周波数変換し復調部に出力するもので、図4にブロックダイアグラムを示す。60GHz帯低雑音増幅器とミクサー回

路を有したRF部およびPLL周波数シンセサイザを有したPLO部で構成されている。

この受信モジュールの主要性能を表2に示す。動作温度範囲内で雑音指数は8dB以下、変換利得は20dBである。また、図5に指向性利得25dBiのホーンアンテナと組合わせた受信モジュールの外観を示す。

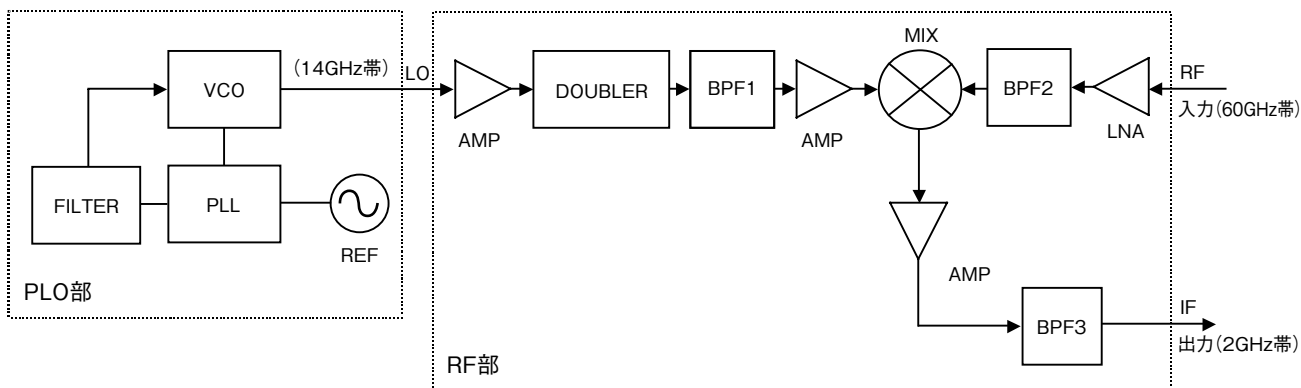


図4 60GHz 受信モジュール ブロックダイアグラム

表2 60GHz受信モジュール主要性能

	項 目	性 能
P L O 部	出力周波数	14GHz帯
	出力レベル	+3dBm ± 2dB
	出力端子	SMAコネクタ
	消費電力(+12V, +5V)	2W以下
	周波数安定度	± 2.5ppm max.(± 1ppm Typical)
R F 部	RF入力周波数	60GHz帯
	RF入力レベル	-70 ~ -40dBm
	局発周波数(LO)	14GHz帯
	LO入力レベル	+3dBm ± 2dB
	IF出力周波数	2GHz帯
	受信利得	20dB Typical
	雑音指数(NF)	8dB以下
	RF端子	導波管(WR-15, Flange:UG-385/U)
	IF端子	SMAコネクタ
受信モジュール	消費電力(+5V)	3W以下
	動作温度範囲	-20℃ ~ +60℃
	質量	約350g

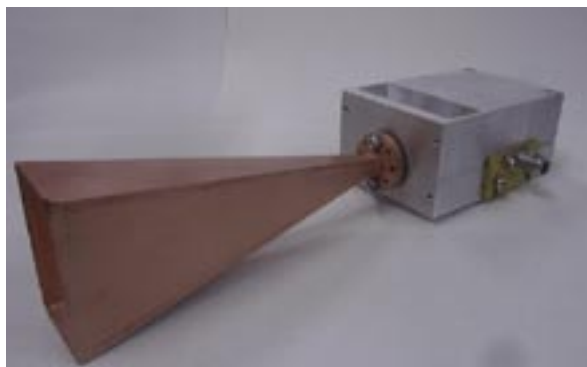


図5 ホーンアンテナと組合わせた 60GHz 帯受信モジュール外観

2.3 60GHz帯アンテナとOMT（偏分波器）

図3に送信モジュールと組合わせたカセグレンアンテナを示すが、この副鏡の反射形態からリングフォーカス型カセグレンアンテナと呼んでいる。主鏡の直径は112mmで指向性利得は33dBi、主ビーム電力半値幅(以降、ビーム半値幅と記す)は3°である。もし、円偏波で使う場合には円形導波管部に金属だけで構成された円偏波発生器⁽⁵⁾を挿入すればよい。この時、アンテナの楕円偏波率は0.8dB以下である。

図6に各種ピラミダルホーンを示す。用途により指向性利得とビーム幅を選択するが、その際自由度が高く製造方法も比較的容易なためよく使用されているアンテナである。図6に示す最もサイズが大きいアンテナは指向性利得が25dBiでビーム半値幅は9°であり、最もサイズが小さいアンテナは指向性利得が15dBiでビーム半値幅は30°である。

図7に導波管スロットアンテナを示す。指向性利得は28dBiでビーム半値幅は水平方向が11、垂直方向が3°である。

図8にOMT（偏分波器）を示す。OMTの機能は垂直偏波と水平偏波を分離することで、円形導波管TE11モードの垂直偏波は伝送軸を共有する方形導波管共軸端子にTE10モードを結合伝送し、円形導波管TE11モードの水平偏波は前記共軸端子と直角分岐する方形導波管端子にTE10モードを結合伝送するもので、周波数有効利用の目的で両偏波を使用するアンテナ給電系には不可欠な部品である。電気性能は周波数59GHz～61GHzにおいて 交差偏波識別度が45dB以上、VSWRが1.2以下、挿入損失が0.3dB以下である。⁽⁶⁾



図6 60GHz帯各種ピラミダルホーン

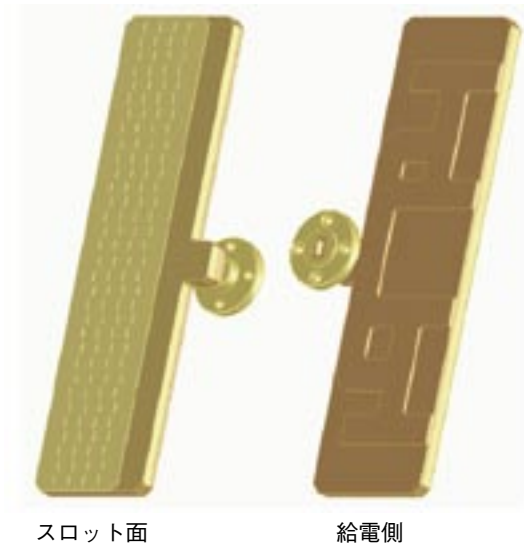


図7 60GHz帯導波管スロットアンテナ



図8 60GHz帯 OMT（偏分波器）

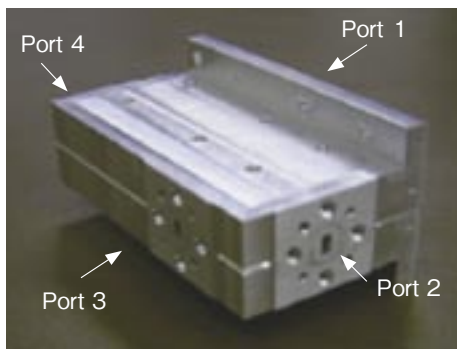
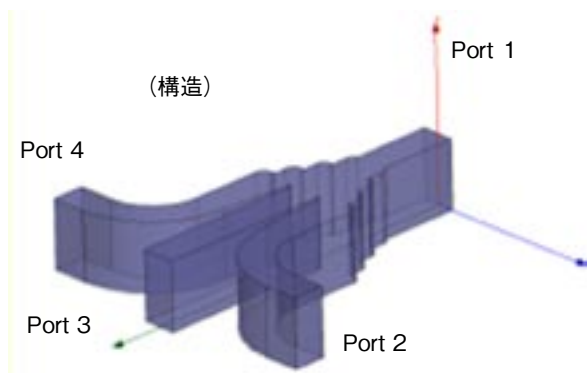
2.4 60GHz帯導波管部品

ミリ波回路を集積化する際、伝送線路としてマイクロストリップ線路を使うことは便利であるが、伝送基本モードである準TEMモードの誘電体損失が支配的になる周波数領域では損失が増大し使えない。このため、当社では複数の機能部品を組合わせてモジュール化する際、積極的に導波管部品を採用している。60GHzにおける単位長あたりの伝送損失を比較すると、マイクロストリップ線路は1.5dB/10mm（厚さ0.1mmのPTFE基板、導体厚18μm）に対し導波管TE10モードは0.03dB/10mm（導波管サイズWR15、材質はアルミニウム）であり、導波管は優れた低損失伝送線路であることが分かる。図9(a)にサーキュレータを、図9(b)に電力3分配器⁽⁷⁾を示す。サーキュレータは接合形で 59GHz

～61GHzにおいて挿入損失が0.6dB以下、VSWRは1.2以下、アイソレーションは20dB以上である。電力3分配器は同じ周波数帯において挿入損失を含む分配偏差は0.7dB以下（理論分配比4.8dB）、共通端VSWRは1.2以下である。



(a) 60GHz 帯導波管サーキュレータ



(b) 60GHz 帯電力3分配器及構造説明図

図9 60GHz 帯導波管部品

3. 50GHz帯通信用フロントエンドモジュール

ここでは本誌に掲載した『50GHzデジタル無線伝送装置』のフロントエンドモジュールを紹介する。⁽⁸⁾

3.1 フロントエンドモジュールの構成と外観

モジュールのブロックダイアグラムは本誌『50GHzデジタル無線伝送装置』の図6に示すので参照されたい。外観を図10に示す、主要性能を表3に示す。60GHz帯モジュールで説明したように、モジュール内の伝送損失を低減するために導波管部品を多用しているのが特長である。



図10 50GHz 帯フロントエンドモジュール

表3 50GHz 帯フロントエンドモジュールの主要性能

項 目	測定値
周波数	50.44～51.10GHz
送信出力	+6dBm (4mW)
送信IM3	25dBc 以下
送信IF入力レベル	-20 ± 2dBm @ 940MHz
受信IF出力レベル	-20 ± 3dBm @ 440MHz
受信感度	-80～-25dBm
受信雑音指数	9dB 以下
送受間アイソレーション	55dB 以上
消費電力	8W 以下
質量	約1.5kg

3.2 パッケージングデバイス

この帯域の半導体デバイスはほとんどがベアチップ形態で、そのまま回路に実装することができない。当社では市販のベアチップデバイス（FET, MMIC, ダイオードなど）を独自に開発したパッケージに実装した後、モジュールに組込んでいる。これにより、湿気や微細な塵など半導体デバイスの寿命に影響する要因が除去できるので高い信頼性が保証できる。図11に送信アンプのパッケージ実装状態を示す。

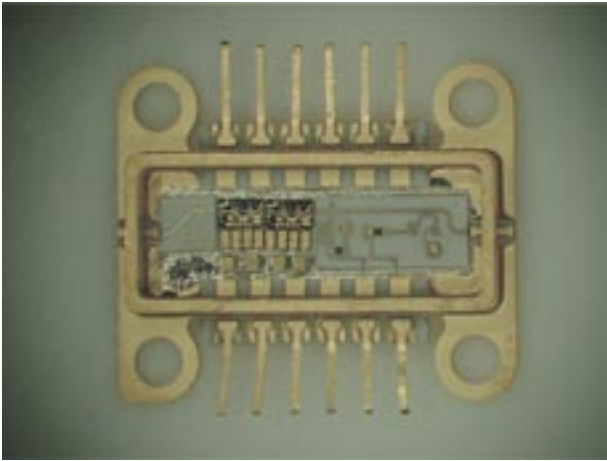


図 11 50GHz 帯パッケージング送信アンプ

4. まとめ

通信用ミリ波フロントエンドモジュールとして当社が製品化した60GHz帯と50GHz帯の例を紹介した。今後 ミリ波帯は通信用のみならず、センサー（たとえば自動車衝突防止レーダーなど）の普及も加速されていくものと思われる。当社は、今後も高信頼性と低コストのミリ波フロントエンドモジュールを提供することでミリ波の普及に貢献したい。

5. 参考文献

- (1) 藤瀬 雅行：“ミリ波ITS通信システム”，信学誌 Vol.87, No.9, pp.744-749, Sept. 2004.
- (2) 福井 良太郎, 清水 聡：“ITSのためのミリ波DSRC技術”，信学誌 Vol.87, No.9, pp.750-755, Sept. 2004.
- (3) 堀松 哲夫, 一津屋 正樹：“実用化を迎えたミリ波レーダシステム”，信学誌 Vol.87, No.9, pp.756-759, Sept. 2004.
- (4) 内山 文彦, 高橋 勲, 鈴江 秀規, 市川 就啓：“準ミリ波・ミリ波モジュール”，島田理化技報 No.13, pp.11-14.
- (5) 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.
- (6) 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.
- (7) 河井 正, 鍋野 恭宏, 岸原 充佳, 小久保 吉裕, 太田 勲：“多段ステップ，多分割，コーナーで構成されたE面電力分配器の一体化設計”，信

学技報 ED2000-146, MW2000-99, pp.1-6, Sept. 2000.

- (8) 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.

筆者紹介

電子事業本部
東京製作所
マイクロ波技術部
高橋 勲



電子事業本部
東京製作所
マイクロ波技術部
小杉 正則



電子事業本部
東京製作所
マイクロ波技術部
若菱 忠高



電子事業本部
東京製作所
マイクロ波技術部
森 智之



電子事業本部
東京製作所
マイクロ波技術部
市川 就啓



IMT2000 基地局用送信電力増幅器の高効率化

鈴江 秀規
Hidenori SUZUE

小川 二良
Tuguyoshi OGAWA

岩崎 隆司
Takashi IWASAKI

丸山 弘志
Hiroshi MARUYAMA

池田 幸夫
Yukio IKEDA

1. まえがき

IMT2000基地局用の送信電力増幅器に対しては、通信装置の小型・軽量化、設置性の向上、省エネルギーの観点から、キャリア間干渉を防止するための歪規格を満足する条件での高効率化が強く望まれている。

現行の基地局では、フィードフォワード形、或いは、プリディストーション形歪補償を適用した増幅器が一般的に用いられている。フィードフォワード形増幅器は、歪特性に優れるが、反面、主増幅器の他に補助増幅器を用いること、出力側回路損失が大きいこと、等の理由から、高効率化が技術課題となっている。一方、プリディストーション形は、効率特性に優れるが、反面、増幅器のメモリー効果を補償することが難しく、低歪化が技術課題となっている。これら以外の歪補償方式として、LINC (Linear amplification with Non-linear Components), EER (Envelop Elimination & Restoration) も研究されているが⁽¹⁾、基地局用としては実用化レベルに至っていない。

ここでは、ドハティ増幅器とRFプリディストーションリニアライザ

を用いたフィードフォワード増幅器を開発し⁽²⁾、歪規格を満足する条件で高効率な特性の送信電力増幅器を実現できたので、その構成及び試作結果について報告する。開発した送信電力増幅器は、3GPP規格準拠32コード多重のW-CDMA変調波を2波入力する条件で、2GHz帯において出力45W, ACLR (Adjacent Channel Leakage Power Ratio) -58.4dBc, 最大効率13.6%の性能である。

2. 構成

2.1 全体構成

図1に開発した送信電力増幅器の全体構成を示す。フィードフォワード形歪補償とRFプリディストーションリニアライザを併用する構成としている。全体効率に大きな影響を与える主増幅器の最終段に、2つのドハティ増幅器を並列動作させる電力合成形増幅器を使用している。ドハティ増幅器を高効率なバイアス条件で駆動すると、主増幅器は大きな歪を発生する。主増幅器が発生する歪を、フィードフォワード形歪補償が効くレベルまで改善するために、RFプリディストーションリニアライザを使用している。

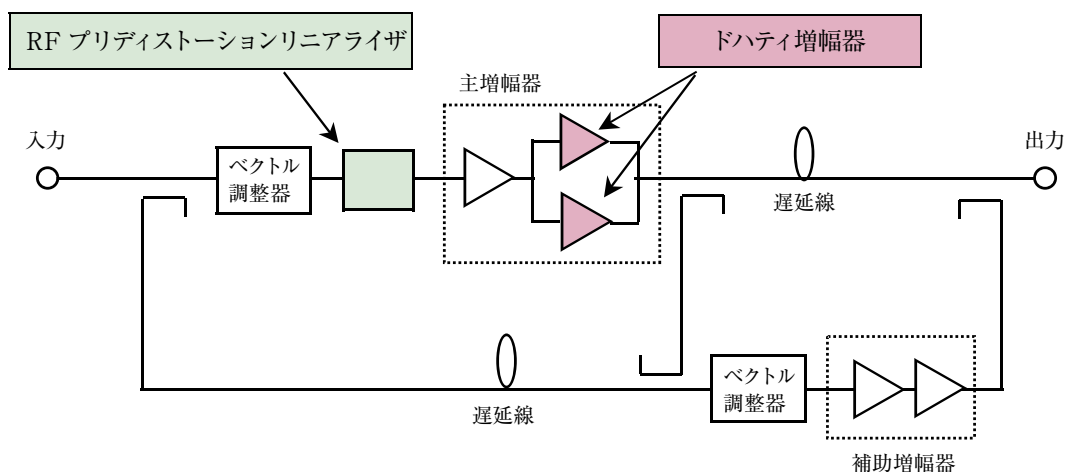


図1 送信電力増幅器の全体構成

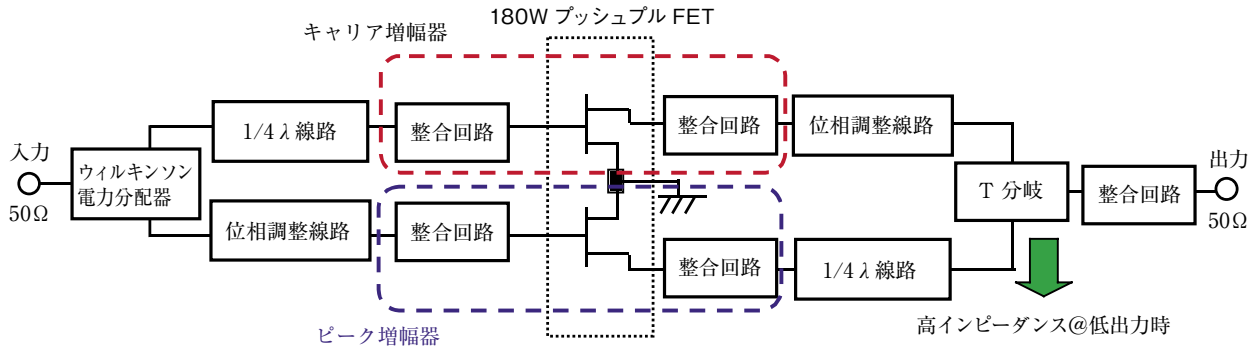


図2 ドハティ増幅器の構成

2.2 ドハティ増幅器

図2に開発したドハティ増幅器の構成を示す。出力T分岐からピーク増幅器側を見込むインピーダンスを高め、キャリア増幅器の出力電力のピーク増幅器への流入を防止するために、ピーク増幅器の出力側に1/4波長線路を設ける構成としている。複素負荷変調は、キャリア増幅器の出力側の整合回路と位相調整線路で実現する。位相調整線路の電気長 (θ) の設定により、複素負荷線の傾きを変化できる。入力回路には、FETから入力側を見込むインピーダンスの周波数特性を抑え、温度変化時にも安定的に所望性能を得るために、アイソレーション特性が良好なウィルキンソン電力分配器を使用している。

2.3 RFプリディストーションリニアライザ

図3に開発したRFプリディストーションリニアライザの構成を示す。歪み発生増幅器と歪み発生増幅器を有する一般的な回路構成としている。歪み発生増幅器を高めるためには、高次歪まで含めて、歪発生増幅器とドハティ増幅器が発生する歪を合わせる必要

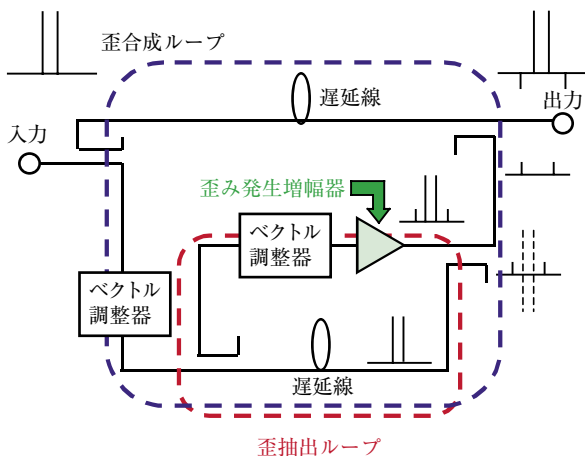


図3 RFプリディストーションリニアライザの構成

がある。歪発生増幅器には、ドハティ増幅器と同一プロセスで製作した小電力用LDMOS (Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor) FETを使用した。

3. 設計

3.1 全体設計

3GPP歪規格 ($ACLR \leq -50dBc$) より5dBのマージンを加えて $ACLR \leq -55dBc$ を達成するために、フィードフォワードに約20dB, RFプリディストーションリニアライザに約5dBの歪補償量を割当てた。

3.2 ドハティ増幅器

ドハティ増幅器には180W級プッシュプルLDMOSFETを使用した。プッシュプルの片側FETでキャリア増幅器、もう一つの片側FETでピーク増幅器を構成している。

図4に複素負荷変調に対する設計を示す。図4中には、ロードプル測定で求めた片側FETの出力を最大とする負荷インピーダンス ($Z_{pmax} = 2.6 - j4.5\Omega$)、効率を最大とする負荷インピーダンス ($Z_{emax} = 3.8 - j4.5\Omega$) もプロットしている。複素負荷変調の効果を最大とするために、複素負荷線は $1.9 - j4.5\Omega$ と $3.8 - j4.5\Omega$ を結ぶように設計した。

3.3 RFプリディストーションリニアライザ

歪み発生増幅器に1W級LDMOSFETを使用した。主増幅器最終段ドハティ増幅器の歪みを補償するために、歪み発生増幅器の出力電力に対する振幅特性 (AM-AM特性) と位相特性 (AM-PM特性) をRFプリディストーションリニアライザとしてドハティ増幅器とは逆特性となるような動作点を選択し、整合回路を設計した。

規格化インピーダンス = 50Ω

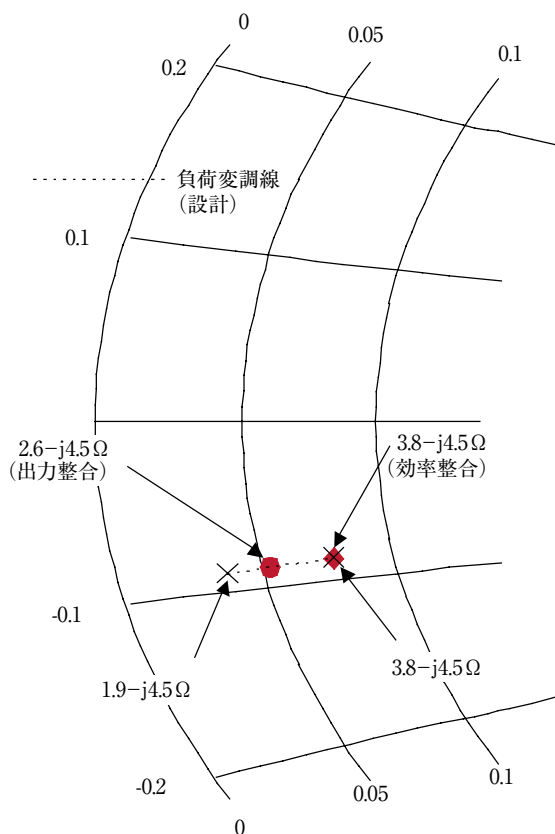


図4 ドハティ増幅器の負荷変調線設計

図5に移相器の値をパラメータとしたRFプリディストーションリニアライザのAM-AM特性, AM-PM特性を示す。振幅特性と位相特性は各々独立的

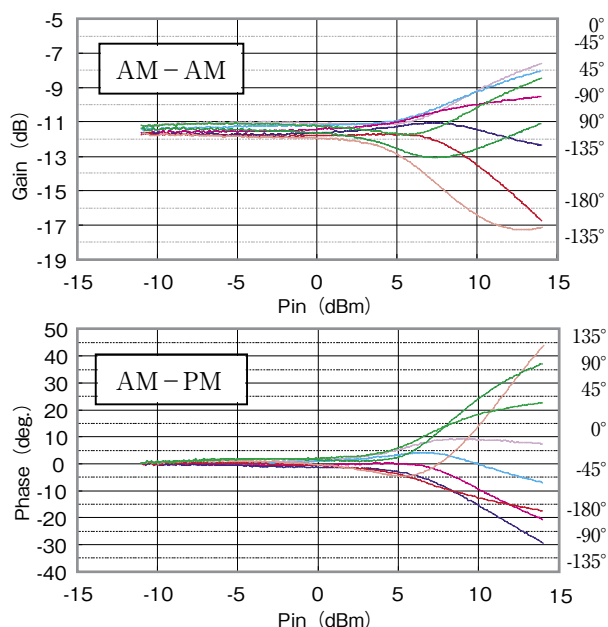


図5 RF プリディストーションリニアライザの特性

に正または負の傾きを得られることがわかる。ドハティ増幅器の歪を補償するために振幅特性, 位相特性いずれも正の傾きとなるパラメータ値を選択した。

4. 性能

図6に試作した送信電力増幅器の外観を示す。RF回路, 電源, コントロール回路, 放熱フィンを含めた外形寸法はW67×H278×D365mmである。図7に試作した送信電力増幅器の常温における効率, ACLR特性を示す。ACLRは, 3GPP規格準拠32コード多重のW-CDMA変調波信号を2波入力する条件で, 信号電力と10MHz離調チャンネルに漏洩する電力比を測定した値である。また, 図8に送信電力増幅器の温度特性を示す。図8より, 試作した送信電力増幅器は, 周波数帯域60MHz, 温度範囲-5~+55℃, 出力45Wにおいて, 効率13.6%以上, ACLR -58.4dBc以下の性能である。

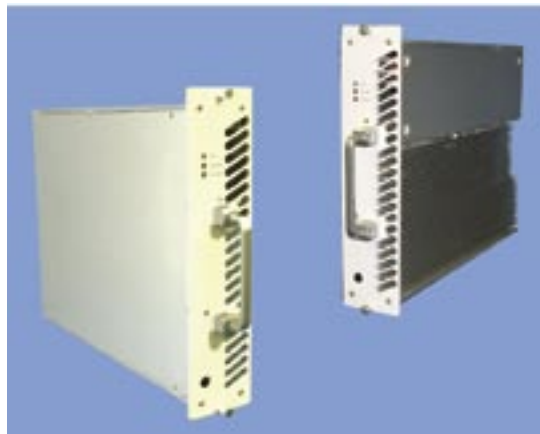


図6 送信電力増幅器の外観

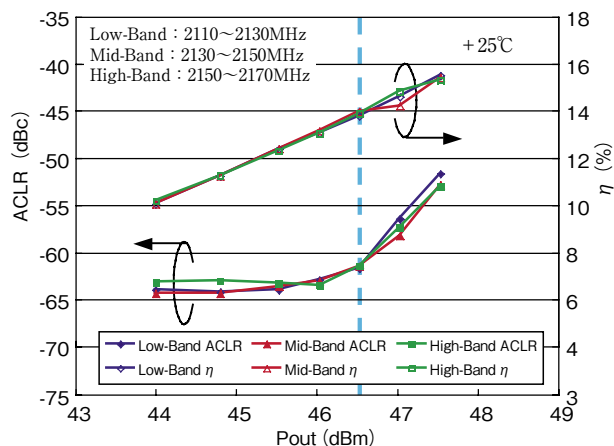


図7 送信電力増幅器の効率, ACLR 特性

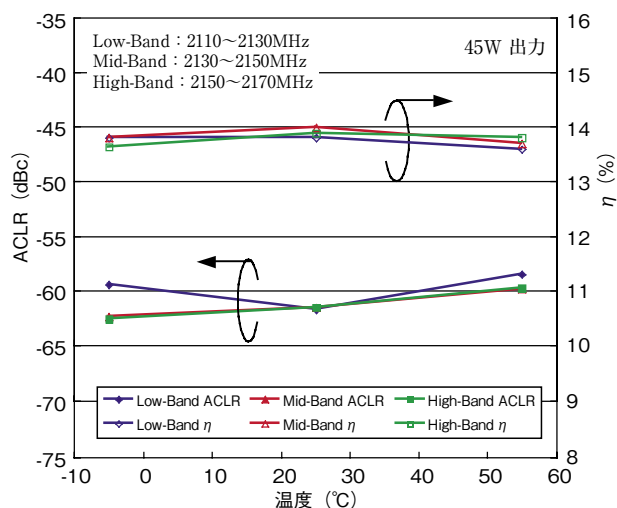


図8 送信電力増幅器の温度特性

なお、ドハティ増幅器の単体性能は、出力31.6W (45dBm)において、ドレイン効率37.6%, ACLR -30dBcであった。ドハティ増幅器の出力レベル31.6Wは、送信電力送信電力増幅器の出力レベル45Wに相当する。

5. むすび

IMT2000 基地局への適用を目的として、ドハティ増幅器とRFプリディストーションリニアライザを用いた高効率フィードフォワード増幅器を開発した。試作した送信電力増幅器の性能は、3GPP規格準拠32コード多重のW-CDMA変調波信号を2波入力する条件で、2GHz帯において、出力45W、効率13.6%以上、ACLR -58.4dBc以下である。今後、GaN-HEMT等の適用を検討し、さらなる効率改善を進める。

6. 参考文献

- (1) S.C.Cripps : "RF power amplifiers for Wireless communications", Boston, Artech House, 1998.

- (2) T.Ogawa, T.Iwasaki, H.Maruyama, K. Horiguchi, M.Nakayama, Y.Ikeda, and H. Kurebayashi : "High efficiency feed-forward amplifier using RF predistortion linearizer and the modified Doherty amplifier", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp.537-540, 2004.

筆者紹介

電子事業本部
東京製作所
通信機器技術部
鈴江 秀規



電子事業本部
東京製作所
通信機器技術部
小川 二良



電子事業本部
東京製作所
通信機器技術部
岩崎 隆司



電子事業本部
東京製作所
通信機器技術部
丸山 弘志



電子事業本部
東京製作所
通信機器技術部
池田 幸夫



50GHz デジタル無線伝送装置

四分一 浩二
Koji SHIBUICHI

鈴木 哲也
Tetsuya SUZUKI

田中 稔博
Toshihiro TANAKA

森 智之
Tomoyuki MORI

1. まえがき

デジタル変調方式を採用した50GHz帯の簡易無線装置を開発、製品化したので紹介する。

2. 装置概要

2.1 装置構成

本装置はRF部、モデム部、インタフェース部を一つの筐体に納め、それをアンテナと一体化した構造である。三脚に簡易設置した装置の外観を図1に示す。



寸法(本体)W240×H290×D110mm
(アンテナ)φ377mm
質量(本体+アンテナ)6.5kg以下

図1 装置外観

2.2 主要性能

本装置の主要性能を表1に示す。

表1 装置の主要性能

項目	性能
周波数帯	50.44～51.10 GHz
接続方式	Point to Point
複信方式	FDD, 全2重通信
定格送信電力	4mW
アンテナ利得	42dBi
変復調方式	DQPSK
無線伝送速度	20.3Mbps
情報通信速度	12.3Mbps
占有周波数帯域幅	13.5MHz以下
雑音指数	13dB以下
所要C/N	10.5dB (FEC ONにてBER 1.0×10^{-8})
インタフェース	IEEE802.3準拠(10BASE-T, 100BASE-TX)
電源電圧	DC+12V $\pm$ 10%
防水特性	JIS C0920 保護等級5(防噴流形)
消費電力	約18W (DC12V)
周囲温度	-10～+50℃

2.3 特長

本装置の特長は次の通りである。

(1) デジタル化

- ・DQPSKデジタル変調方式と誤り訂正により装置の小型化と機器の信頼性の向上を達成している。
- ・端末インタフェースには10BASE-T/100BASE-TXを採用し、汎用性を高めている。

(2) 耐干渉性, 耐妨害性

- ・直進性の強い電波により同一周波数帯の電波干渉, 電波妨害を受けにくい。

(3) 移動, 設置の容易性

- ・アンテナ, RF, モデム, インタフェースの一体構造により小型, 軽量である。
- ・LANケーブルを接続するだけで他の機器と簡単に接続できるように通信処理はMACアドレスを持たない物理層のリピータとした。
- ・三脚への簡易設置も可能とし, 設置場所の移動性に優れる構造とした。

(4) 低消費電力

- ・デジタル回路は低電圧で動作する回路で構成, 低

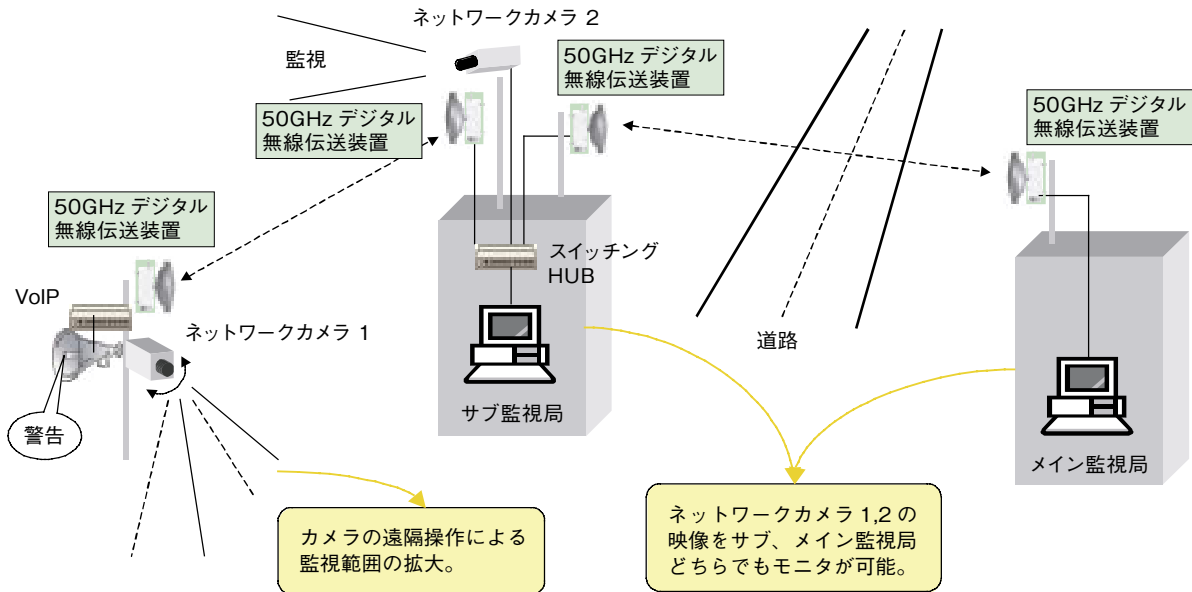


図2 遠隔映像監視システムの構成例

消費電力化し、バッテリー動作を容易にした。

2.4 適用例

近年、セキュリティに対する意識の高まりから映像による監視システムに対する需要が高まっている。一方、映像圧縮技術の進展は比較的低い伝送レートで高品位な映像のデジタル化を実現している。本装置を映像監視システムに適用し、ネットワークカメラにより映像の遠隔監視を行うシステム構成例を図2に示す。

3. モデム/インタフェース

モデム/インタフェース部のブロック図を図3に

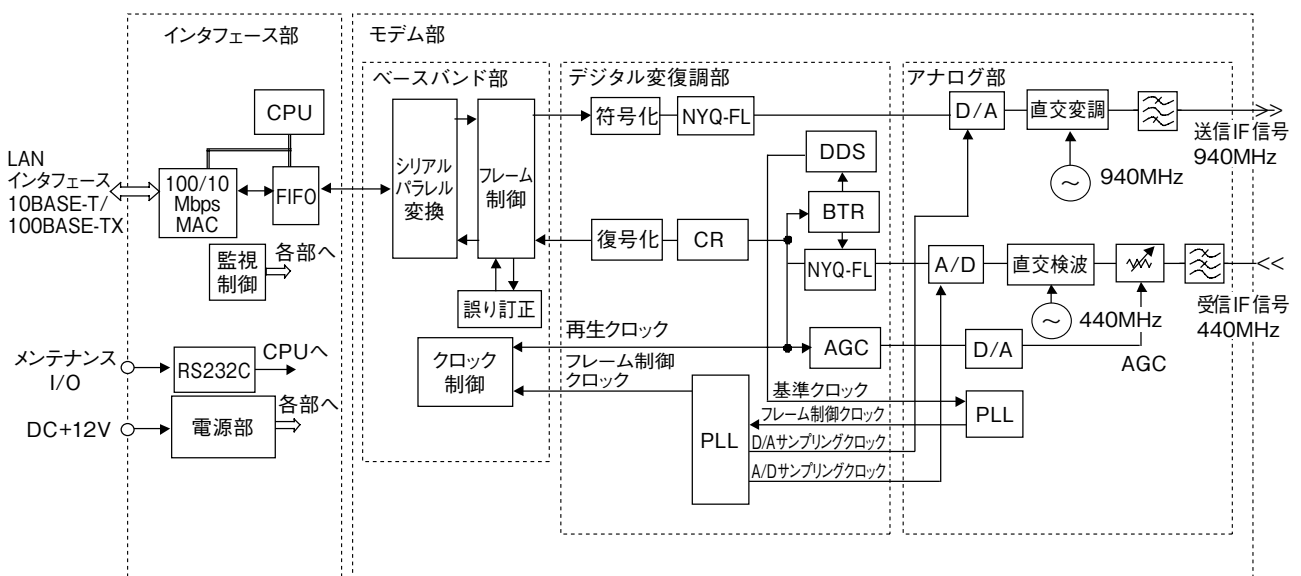


図3 モデム/インタフェース部ブロック図

示す。モデムはデジタル化することにより性能の安定化、信頼性の向上、調整箇所最小化を実現している。またデジタル信号処理によりDQPSK信号の変復調を行い、復調系には同期検波方式を採用している。各部の機能の概要、主な性能は以下の通りである。

3.1 アナログ部

送信系はD/Aコンバータより出力したベースバンド信号を直交変調器により940MHzの変調信号に変換している。受信系は受信IF信号を直交検波し、ベースバンドをA/Dコンバータでデジタル信号に変換している。

3.2 デジタル変復調部

(1) ナイキストフィルタ (NYQ-FL)

ロールオフ率50%のルートロールオフ特性をFIRフィルタ (Finite Impulse Response Filter) で実現している。

(2) キャリア再生 (CR)

デジタルコスタスループを用いて軟判定データの位相誤差を検出し位相補正量を求め、位相回転回路にて受信信号のキャリア位相を追従させている。

(3) クロック再生 (BTR, 他)

受信ルートナイキストフィルタ (NYQ-FL) とタイミング制御回路 (BTR) で構成される。ゼロクロス法によりサンプリング点の位相誤差を検出し、この誤差情報を元に受信ルートナイキストフィルタのシンボルクロックタイミングを制御しクロック再生及びフィルタリングを行う。

3.3 ベースバンド部

(1) フレーム制御

再生クロックに同期した無線フレーム、誤り訂正用フレームの生成と同期化を行う。

(2) 誤り訂正

専用ICを用いターボプロダクト符号による誤り訂正 (Forward Error Correction) を行う。

3.4 インタフェース部

インタフェース部ではIEEE802.3に準拠したインタフェースの終端と無線フレームの処理及び各部の制御を行う。

3.5 モデムの主要性能、特性

モデム部の主要性能を表2に示す。モデムの性能として図4に占有周波数帯域幅を、図5にターボプロダクト符号による誤り訂正前と誤り訂正後のCN-BER特性を示す。

表2 モデム部 主要性能

変調方式	DQPSK
占有帯域幅	13.5MHz
波形整形フィルタ	50%ルートロールオフ
シンボルクロック	10.15MHz
固定劣化	0.7dB
誤り訂正方式	ターボプロダクト符号
送信IF周波数	940MHz
受信IF周波数	440MHz

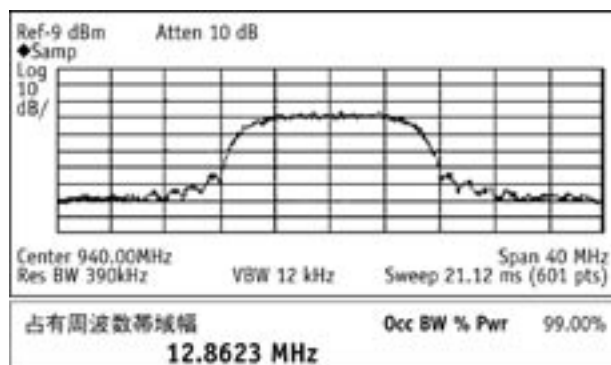


図4 占有周波数帯域幅

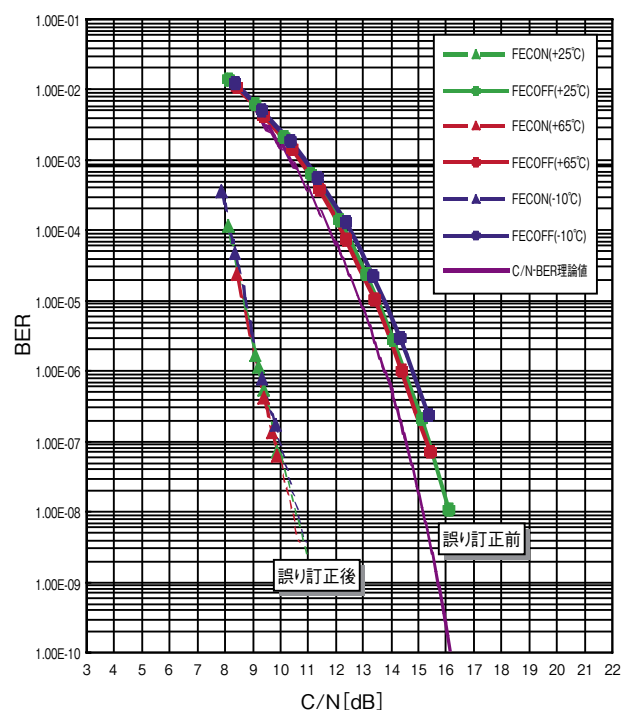


図5 C/N-BER 特性

4. RF/アンテナ

RF/アンテナ部のブロック図を図6に示す。RF部は大きくIF部とミリ波フロントエンド部に分かれています。RF部ではモデム部からの変調信号 (送信IF信号) をミリ波帯に変換してアンテナに供給する機能と、アンテナで受信したミリ波帯の信号をIF帯に変換してモデム部に供給する機能をもっている。

4.1 IF部

IF部は送信電力を制御する可変減衰器と受信電力の変動に対して受信IF信号の電力を一定に制御するオートゲインコントロール回路を設けている。

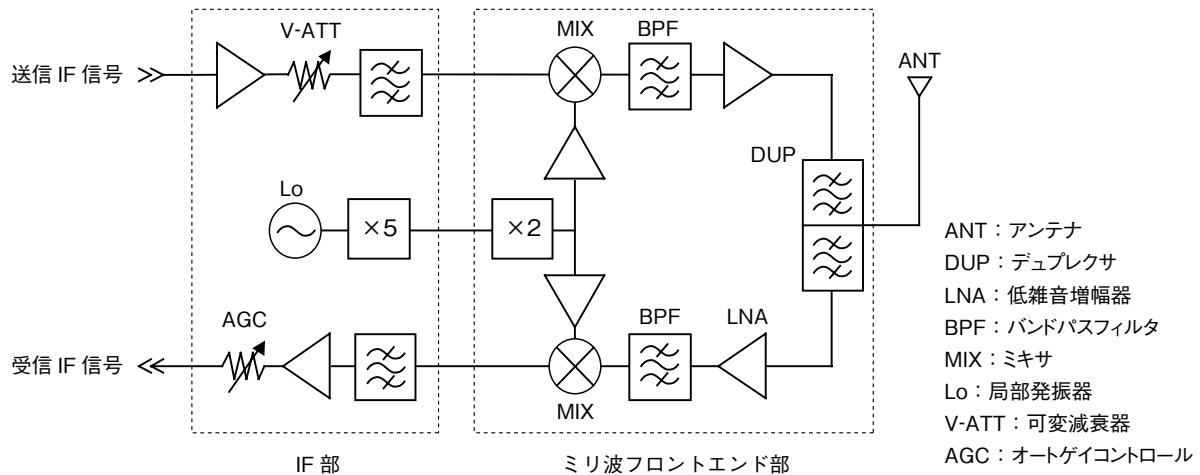


図6 RF/アンテナ部 ブロック図

また、ミキサを駆動させる局部発振器は誘電体共振器とPLL回路を用いて低位相雑音と高い周波数安定度を得ている。

4.2 ミリ波フロントエンド部

ミリ波フロントエンド部はミキサからアンテナまでの高周波回路部で構成される。ミリ波帯は波長が短いことから小型化しやすい利点がある。本装置ではアルミナ基板にベアチップの増幅器やチップキャパシタを搭載し、気密性に優れたメタル・パッケージに封止することによって小型化と信頼性を確保している⁽¹⁾。

(1) ミキサ

ミキサはアンチパラレルダイオードペアを用いた偶高調波ミキサを採用した⁽²⁾。このミキサの特長は局部発振波の2倍波との混合波が出力されることである。従って、局部発振周波数が通常ミキサの半分によく局部発振回路の構成が簡易にできる利点がある。

(2) バンドパスフィルタとデュプレクサ

ミリ波帯のバンドパスフィルタとデュプレクサには導波管型フィルタ⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾を採用し、低損失化を図っている。また電磁界シミュレータによる設計と精密加工によってフィルタ特性を整える調整機構の数を通常の半分に減らしコスト低減を図っている。

4.3 アンテナ部

アンテナは指向性に優れたグレゴリアン型⁽⁶⁾を採用しアンテナ利得42dBi、半値角1.0°を得ている。図7に放射パターンを示す。また、アンテナ1次放射器とデュプレクサの間に偏波切替器を設け、垂直偏波と水平偏波に対応できるようにしている。

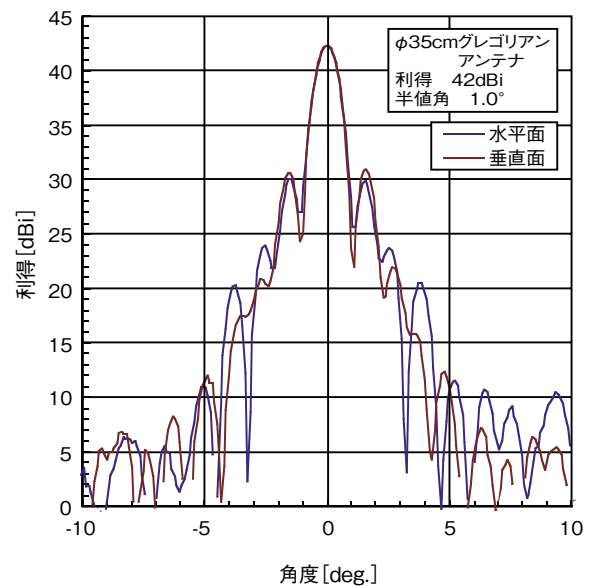


図7 アンテナ放射パターン (測定値)

5. むすび

本稿では50GHz帯の周波数を利用したデジタル変調方式の無線装置を紹介した。ミリ波帯は今後の利用促進が期待される周波数帯である。今回の開発結果を活かし、ミリ波帯の特長である高速大容量伝送と装置の小型化などを進め、顧客のニーズに対応した無線装置の開発を進める予定である。

6. 参考文献

- (1) 内山, 高橋, 鈴江, 市川: “準ミリ波・ミリ波モジュール”, 島田理化技報, No.13, 2002.
- (2) 伊藤, 飯田, 佐々木, 浦崎: “アンチパラレルダイオードペアを用いた40GHz帯モノリシック

偶高調波ミキサ”, 信学技報MW90-105, pp.35-39, 1990.

(3) S. B. Cohn: “Direct-Coupled-Resonator Filters”, Proc. IRE, vol.45, February, pp.187-196, 1957.

(4) 馬, 難波, 小林: “モード整合法によるアイリス結合導波管形帯域通過フィルタの設計”, 信学技報, MW99-26, pp.77-82, 1999.

(5) 森重: “無調整フィルタ”, 島田理化技報, No.9, 1997.

(6) 三輪進, 加来信之: “アンテナおよび電波伝搬”, 東京電機大学出版局, pp.68-69, 1999.

筆者紹介

電子事業本部
東京製作所
通信システム部
四分一 浩二



電子事業本部
東京製作所
通信システム部
鈴木 哲也



電子事業本部
東京製作所
マイクロ波技術部
田中 稔博



電子事業本部
東京製作所
マイクロ波技術部
森 智之



航空機搭載用ロータリジョイントの構造解析

細田 裕一
Yuichi HOSODA

1. まえがき

本ロータリジョイントは、航空機搭載用のアンテナシステムに使用されるKu帯ロータリジョイントである。本稿では、ロータリジョイントの開発に当たり、有限要素法シミュレーションソフトウェアを利用した構造の最適化の例を紹介する。図1にロータリジョイントの概観を示す。



図1 ロータリジョイント

2. 開発の課題

開発の課題として、航空機搭載品の場合、小型・軽量化が必須であり、しかも強度的に十分な信頼性を保つ必要がある。今回は有限要素法シミュレーションを利用し、本ロータリジョイントの質量、強度的な最適化を実施した。

3. 解析の手順

機構設計部門ではCAEソフトウェアとしてサイバネットシステム社の「ANSYS™」と「Design Space™」を3次元CADとしてCo Create社の「Solid Designer™」を使用している。「ANSYS」と「Design Space」は有限要素法を利用した構造解析プログラムである。手順としては「Solid Designer」にて3次元設計モデルを作成し、データを「ANSYS」又

は「Design Space」に移行してシミュレーションを実施。結果を設計モデルにフィードバックして再度シミュレーションを行う。これを繰り返して製品の最適化設計を図る⁽¹⁾⁽²⁾。

4. 設計検討

本製品の仕様の内、最もクリティカルな条件はステータ側の導波管フランジ面へのモーメント荷重に加え、振動条件の加速度17.5Gが加わる時である。図2に概略構造図を示す。まずは導波管部の厚さをアルミニウムろう付けでの歪を考慮した最小厚さ0.6mmの場合（初期モデル）で強度を検証した。

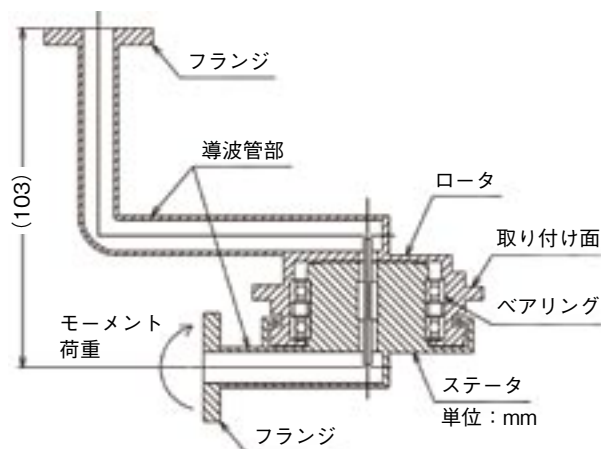


図2 概略構造図

分割要素数は、経済的に適正な要素数で実施した。図3は、モーメント荷重を導波管フランジ面に与えた時の応力分布結果であり、最大応力は図中①の箇所で27.92 [MPa]であった。境界条件はベアリングとの接触面を拘束、その他の条件は表1に示す。

表1 初期モデル、モーメント荷重解析の条件

材質	縦弾性係数 [MPa]	ポアソン比	要素数	節点数
Al合金	71000	0.33	2638	4871

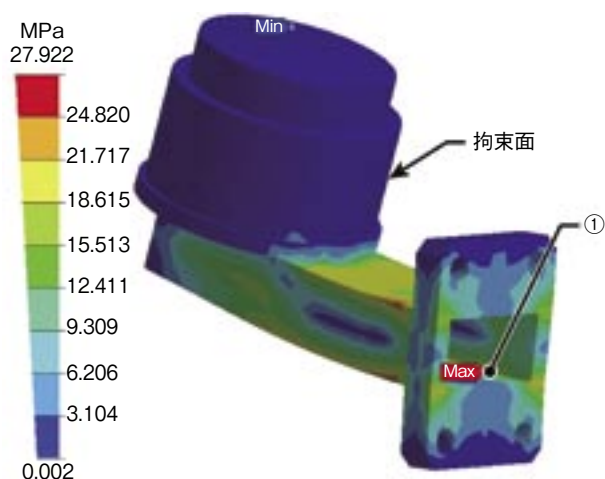


図3 初期モデル，モーメント荷重解析結果
(最大応力 27.92 [MPa] ①)

次に，加速度17.5Gが加わる時で最も応力が高くなる回転軸に対して平行な方向の加速度が与えられた時の応力と固有値を求めた。境界条件は取り付け面とフランジ面を拘束，モデルの詳細は表2に示す。結果は図4，表3の通りで最大応力は，図中のMAXと示す点で，0.06 [MPa] であった。固有値は4946Hzとなり問題のない値である。図4の応力分布の内，図3で最大応力の箇所である部分②の応力は0.02 [MPa] であった。双方の応力を合せる (①+②) と最大で27.94 [MPa] であり，表4に示すように安全率1.90であった。

表2 初期モデル，固有値・加速度負荷解析条件

材質	縦弾性係数 [MPa]	ポアソン比	要素数	節点数
Al 合金	71000	0.33	3757	7169

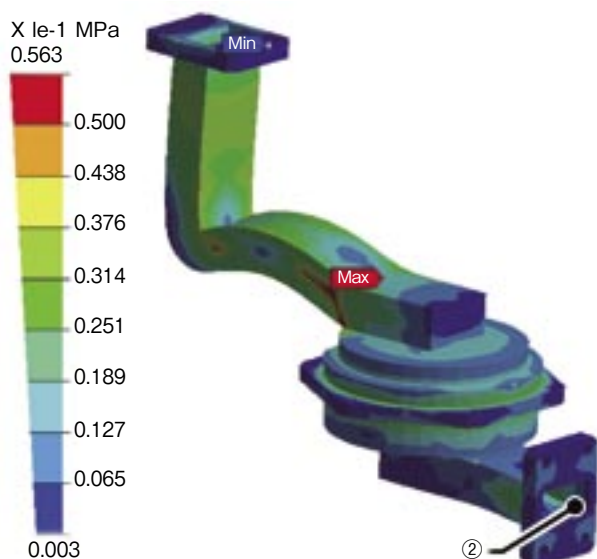


図4 初期モデル，固有値・加速度負荷解析結果

十分な強度にするため，設計モデルにフィードバックし，導波管の厚さを変化させ，再計算を繰り返す。安全率は，アルミニウム合金の疲れ強さを基準として，2.5以上を目標とした。

導波管の厚さを徐々に厚くして，初期モデルと同様に計算を行い，最終的に導波管厚さ1.2mmの時(最終モデル)，安全率2.5になった。導波管厚さ0.6mmと同様にモーメント荷重を与えた時の解析条件を表5，結果を図5に示す。最大応力は図中③の箇所である20.97 [MPa] であった。次に加速度17.5Gが与えられた時の応力と固有値はモデルの詳細を表6，結果は図6，表7，8に示す。最大応力は図中のMAXと示す点で，0.04 [MPa] であった。図6の応力分布の内，図5で最大応力の箇所である部分④の応力は0.02 [MPa] であった。双方の応力を合せる (③+④) と最大で20.99 [MPa] であり，表8に示すように安全率2.52であった。

表3 初期モデル，固有値・加速度負荷解析結果

最大応力 [MPa]	固有値 [Hz]	仕様周波数 [Hz]
0.056	4946	2000

表4 最終モデルの安全率

材質	応力① [MPa]	応力② [MPa]	最大応力 ①+② [MPa]	疲れ強さ [MPa]	安全率 = 疲れ強さ / (①+②)
Al 合金	27.922	0.020	27.942	53.0	1.90

* 応力②は，図4の分布から，図3の最大応力の位置を読み取った値。
* 疲れ強さは Al 合金材料特性値。

表5 最終モデル，モーメント荷重解析の条件

材質	縦弾性係数 [MPa]	ポアソン比	要素数	節点数
Al 合金	71000	0.33	2670	4932

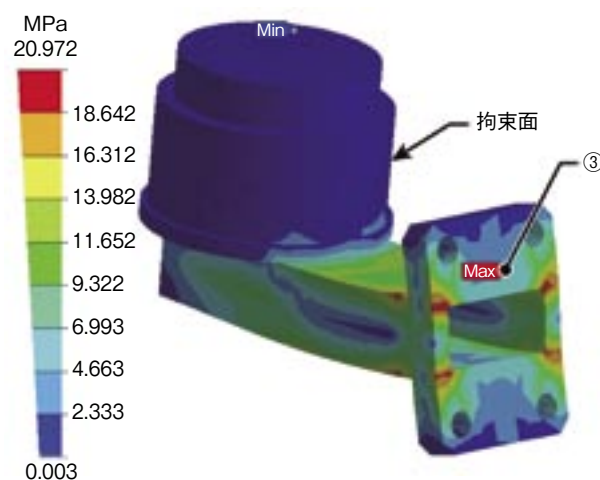


図5 最終モデル，モーメント荷重解析結果
(最大応力 20.97 [MPa] ③)

表6 最終モデル，固有値・加速度負荷解析条件

材質	縦弾性係数 [MPa]	ポアソン比	要素数	節点数
Al 合金	71000	0.33	3740	7144

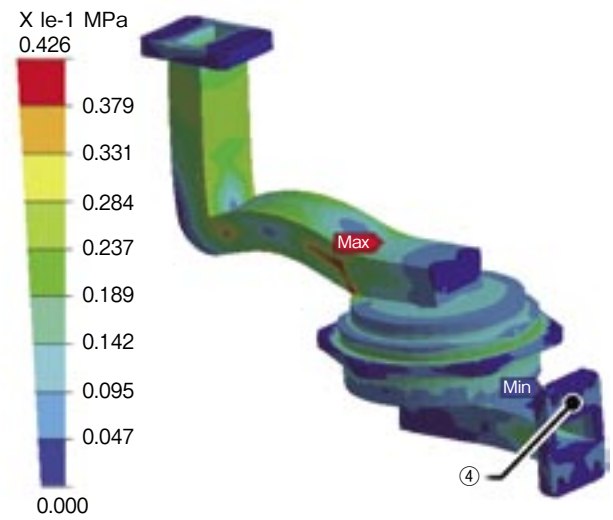


図6 最終モデル，固有値・加速度負荷解析結果

表7 初期モデル，固有値・加速度負荷解析結果

最大応力 [MPa]	固有値 [Hz]	仕様周波数 [Hz]
0.043	4922	2000

表8 最終モデルの安全率

材質	応力③ [MPa]	応力④ [MPa]	最大応力 ③+④ [MPa]	疲れ強 さ [MPa]	安全率 = 疲れ強さ ①+②
Al 合金	20.972	0.019	20.991	53.0	2.5

* 応力②は、図4の分布から、図3の最大応力の位置を読み取った値。
* 疲れ強さはAl合金材料特性値。

5. むすび

構造解析で困難な事は要素の分割荒さと計算精度の
関係の把握であり、それは計算結果の信憑性に繋
がる。分割粗さと計算精度の把握は実績評価と経験
に依存する部分が大きい。よって、シミュレーショ
ンでは境界条件を明確にする事と、要素分割方法の
決定が重要となる。CAEは3次元CADと共に発展
を遂げており、構造設計においては主に形状の最適
化（軽量化や小型化）を図るために利用している。
今回は「Design Space」での解析の一部を取り挙
げたが、実際は「ANSYS」でもシミュレーショ
ンを行っており、要素分割も数十パターンシミュレ
ーションを実施している。この様に多くのパターンの
計算をする事によって、信頼性のある解析結果が得
られ、質量と強度においてバランスの取れたロータ
リジョイントを開発する事が出来た⁽³⁾。

6. 参考文献

(1) CAD/CAE 研究会：“ANSYS 工学解析入門”，
理工学社，2001.
(2) サイバネットシステム株式会社：“CAE のある
ものづくり”，pp. 9-18, 2004. 1.
(3) 東町高雄：“有限要素法のノウハウ”，森北出版
株式会社，pp. 25-70, 1993.

筆者紹介

電子事業本部
東京製作所
技術部
細田 裕一



【技術開発】

産機部門

マイクロ波加熱のサンプルテスト

生駒 俊治
Toshiharu IKOMA

栗山 一政
Kazumasa KURIYAMA

1. まえがき

マイクロ波による物体の加熱現象は第二次世界大戦後、米国レイセオン社のパーシー・スペンサー博士により発見された。博士がレーダーの研究中にポケットの中のチョコレートが溶けた事によるものである。博士の発見がきっかけとなり、現在の電子レンジは1954年レーダーレンジの名前で初めて商品化された。

日本では、1960年大阪見本市に出展されたのを契機に新たな家電製品として普及した。

マイクロ波加熱の工業利用は、食品関係で最も早く実現され、近年、セラミック、廃棄物、ゴム、樹脂等多種に渡って利用されている。当社でも約30年に渡り、工業用マイクロ波加熱を行ってきたが、被加熱物のマイクロ波特性を見極める上で、サンプルテスト及び、電磁界シミュレーションを実施してマイクロ波加熱装置の設計をすることが重要となっ

ている。

本稿では、所望のマイクロ波加熱装置を実現する為に必要な事項を、装置実現までのフロー図に従い述べる。また、その中でも重要なマイクロ波の基礎計算とサンプルテストについて詳細を述べる。更に、具体的なシミュレーションの事例を示し、それらの有効性を述べる。

(1), (2)

2. サンプルテスト

図1は、マイクロ波加熱装置実現までのフロー図である。

まず、ユーザの仕様を検討し、シミュレーション（解析、基礎的な計算もここでは含む）とサンプルテストを効率的に組み合わせ目的の結果を得る。そして、得られた結果からユーザの仕様に従ったマイクロ波加熱装置の構想設計を行い、装置の提案を行っている。更に、このテスト結果は装置を実際に設計する段階においても重要な設計資料として利用さ

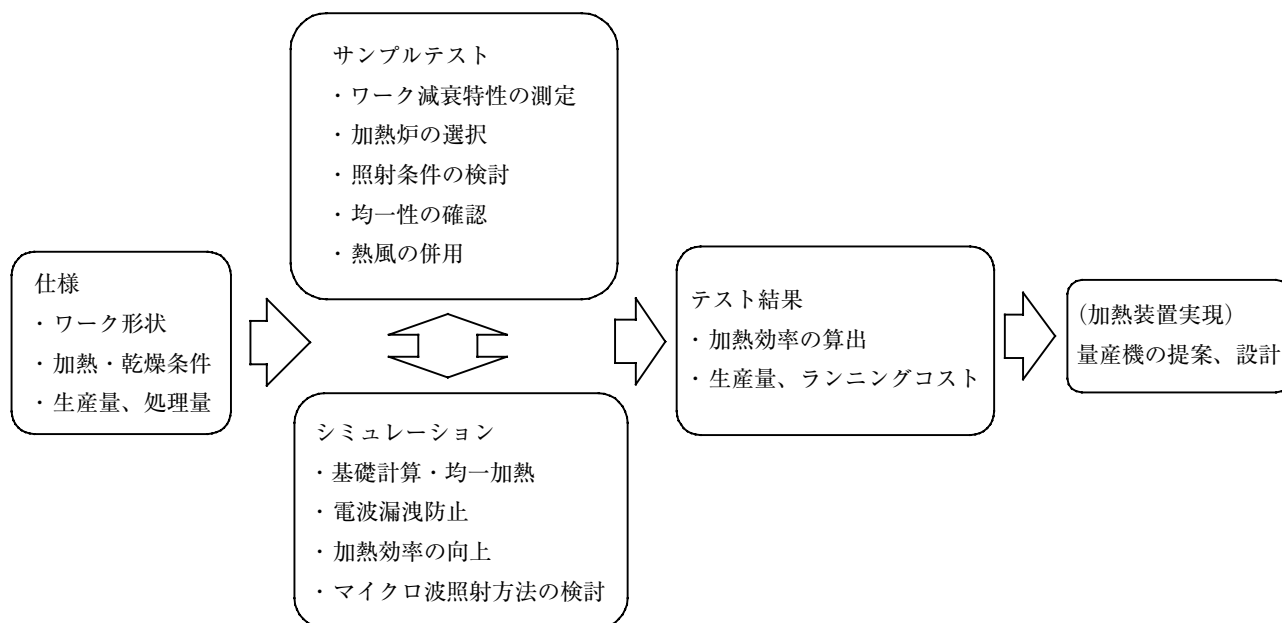


図1 マイクロ波加熱装置実現までのフロー図

れる。

2.1 マイクロ波基礎計算（マイクロ波電力）

マイクロ波加熱装置の設計にあたり、顧客仕様よりマイクロ波加熱の可否、及び、生産量・処理量より第1に、マイクロ波電力を求める必要がある。マイクロ波加熱における所要電力は、他の加熱方法と同様に熱量計算により求めることが出来る。加熱や乾燥を行うときに被加熱物が必要とする熱量はどのような加熱式でも一定であるからである。ところが、実際に必要となる理論熱量は熱量（被加熱物の必要熱量）よりも大きくなる。この理論熱量と必要熱量の比は加熱効率 η で表される。これは被加熱物の特性、加熱装置や反射電力などの損失といった要因により変化する。

電子レンジのようなマイクロ波オープン内に置いた誘電体(M)を初期温度(T_1)より、加熱温度(T_2)まで加熱させるために必要なエネルギー(P_1)は次式のカロリー計算式で算出できる。

$$P_1 = \frac{4.186 \times M \times C \times \Delta T}{t} \text{ [W]} \dots\dots\dots (1)$$

M : 誘電体の重量 [g]

C : 誘電体の比熱 [cal/g°C]

ΔT : 昇温温度 ($T_2 - T_1$) [°C]

t : 加熱時間 [sec]

マイクロ波発振器より発振されたエネルギー(P_0)は、マイクロ波オープン内に照射されて誘電損失係数($\epsilon_r \cdot \tan \delta$)を持つ被加熱物に吸収され、発熱が行われるが、その値(P_2 :誘電体に吸収される電力)は次式で表すことができる。

$$P_2 = K \times \epsilon_r \times \tan \delta \times f \times E^2 \text{ [W/cm}^3\text{]} \dots\dots\dots (2)$$

K : 常数 0.556×10^{-12}

ϵ_r : 誘電体の比誘電率

$\tan \delta$: 誘電体の誘電体力率

f : 周波数 [Hz]

E : 電界強度 [V/cm]

ここで発振されたマイクロ波エネルギー(P_0)は、マイクロ波加熱オープン内に照射されて誘電損失係数($\epsilon_r \cdot \tan \delta$)を持つ被加熱物(誘電体)に吸収され、発熱が行われる。しかし、実際には被加熱物の $\epsilon_r \cdot \tan \delta$ 値、装置の損失等から加熱効率 η が存在し、

$$P_0 = \frac{4.186 \times M \times C \times \Delta T}{t \times \eta} \text{ [W]} \dots\dots\dots (3)$$

となる。ここで効率の高い、有効的な加熱を行うた

めには、この効率を出来る限り1に近づけることが課題となる。その具体策は、

①マイクロ波が充分吸収される適正負荷量であること。(適正な $\epsilon_r \cdot \tan \delta$ であること)

②マイクロ波加熱炉(アプリケーション)の損失の少ない、材質・構造で設計されていること。

以上となる。

2.2 サンプルテスト

サンプルテストではまず、ローパワーの測定系を用いて、被加熱物のマイクロ波の減衰特性を測定する。

そして、測定した減衰特性より、加熱の可否の確認(加熱効率)、加熱炉の選択及び、シミュレーション時の材料定数の設定に使用する。

減衰特性測定後、比熱、比重、 ΔT より基礎計算に従い、マイクロ波出力、加熱時間の計算を行う。その後、サンプルテスト機により、実証テストを行っている。

計算により求めた加熱条件において、実ラインの1/Nの量でサンプルテストを行い、昇温温度、加熱時間、加熱ムラ等、要求仕様に満足するか検討する。場合によっては均一加熱=均一乾燥にはならないので、客先要求に満足できる加熱条件を検討するために、マイクロ波の照射方法を変えたり、熱風、加圧、減圧等を併用した処理を行いサンプルテストを行う。更に、シミュレーションにより均一性の確認を実施する。

図2~3に当社所有のサンプルテスト機について紹介する。

図2は、バッチ式のマイクロ波加熱装置である。



図2 バッチ式マイクロ波加熱装置



図3 コンベア式マイクロ波加熱装置

- ・出力 $5\text{kW} \times 2\text{台} = 10\text{kW}$
- ・オープン容積 $W1015 \times H670 \times D950\text{mm}$
- ・用途 加熱・乾燥
- ・付帯設備 熱風発生器 ($\sim 150^\circ\text{C}$)

図3は、コンベア式マイクロ波加熱装置である。

- ・出力 $5\text{kW} \times 6\text{台} = 30\text{kW}$
- ・オープン容積 $W2900 \times H1085 \times D700\text{mm}$
- ・用途 連続式加熱・乾燥
- ・付帯設備 熱風発生器 ($\sim 80^\circ\text{C}$)
- ・ワーク投入口 シャッター式

2.3 シミュレーション

当社は、マイクロ波加熱をより効率的に、より均一に加熱できるようにアプリケーション形状の検討や、コンポーネント類の検討にシミュレーション計

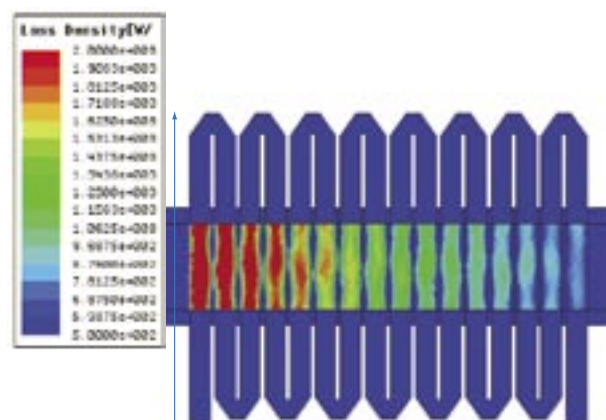
算を進んでとり入れ、装置の実現を図っている。

具体例として、図4にローパワー測定で測定した材料定数を基に、折り曲げ導波管加熱炉の内部発熱分布をシミュレーションした結果を示す。図4(a)に内部構造、図4(b)にはシミュレーションにより計算した電界分布図を示す。加熱炉(アプリケーション)内が均一に加熱できるような発熱分布となっていることがわかる。この加熱炉は導波管内部の電界の一番強いところに被加熱物を通すため、シート状の紙や、フィルム等の非常に軽い負荷を連続加熱、乾燥するのに適している。

図5は被加熱物投入口、排出口が開放型であるコンベア式マイクロ波連続加熱装置の電磁波の漏洩のシミュレーション計算結果である。図5(a)は開口部に電磁波の漏洩を防止するマイクロ波阻止フィル



(a) 内部構造



(b) 発熱分布

図4 折り曲げ導波管加熱炉 (シミュレーション)

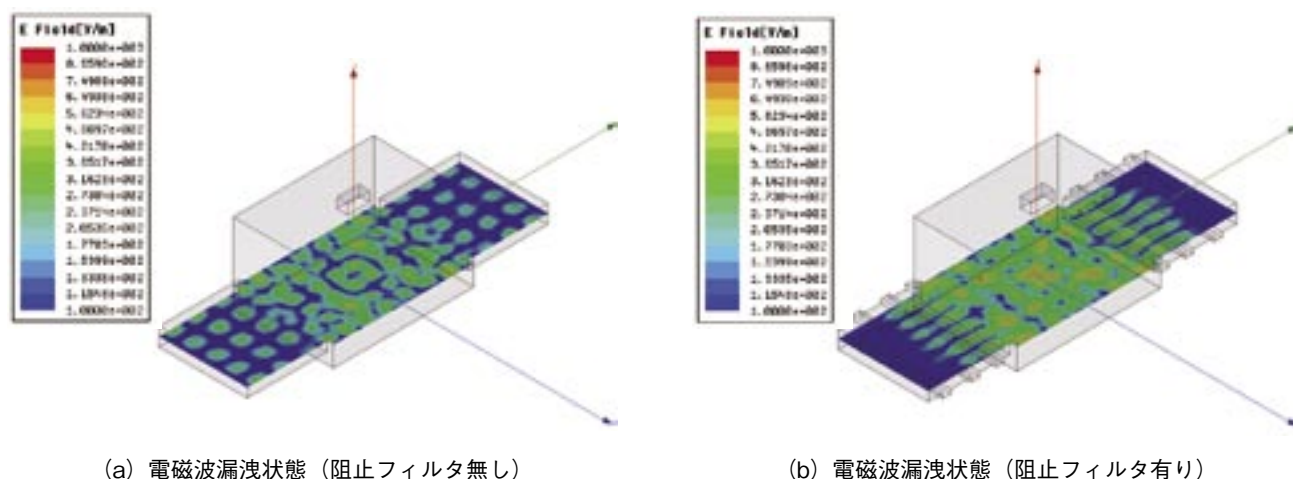


図5 コンベア式マイクロ波連続加熱装置（シミュレーション）

ターの無い加熱炉での電磁波漏洩状態を示している。図5(b)には開口部にシミュレーションにより最適設計されたマイクロ波阻止フィルタを被加熱物投入口、排出口に設置した加熱炉での電磁波漏洩状態を示している。シミュレーション結果より求めた最適なフィルタを開口部に取付けることにより、装置からの電磁波の漏洩を防止することが出来る。

本結果を、実際に180kWの大型コンベア装置の開口部に適応した。その結果、電波漏れは社内基準である電磁波強度 $5\text{mW}/\text{cm}^2$ 以下に対して充分低い値で満足した。

マイクロ波加熱における電磁界シミュレーションは、電磁波の漏洩を防止するマイクロ波阻止フィルタの最適設計、加熱効率を向上させる加熱炉の最適設計及び、負荷の軽い被加熱物を加熱する場合に必要な電界強度の強い加熱炉の最適設計等において、被加熱物のマイクロ波による発熱分布状態の確認が出来るため、装置設計を行う上では当然としても、サンプルテスト段階でも非常に有効である。

2.4 サンプルテスト結果

サンプルテスト機で得られた、加熱温度及び分布、乾燥の度合（含水率）、加熱時間、加熱効率等の結果は、まずシミュレーション結果と比較し妥当性の確認を行う。更に重要なことは、顧客が求める被加熱物の品質（変色、変形、溶融等の無いこと）を満足しているかの確認である。

これらを基に、生産量、安全性、設置スペース、及び、ランニングコストを考慮して、量産装置の構造設計を行い、見積仕様書として顧客への提案を行っている。

3. むすび

以上のように、マイクロ波加熱装置のサンプルテスト、シミュレーション、量産装置見積までの流れについて述べた。サンプルテスト及び、シミュレーションは、装置の最適設計において非常に有効な手段であり、更に改善を進めている。

当社では種々な顧客ニーズに応えるため、小型バッチ炉から大型コンベアのサンプルテスト機、及び、貸出機を用意しており、短期間でユーザーへの量産機提案を行うことが可能となった。

4. 参考文献

- (1) 越島哲夫：“マイクロ波加熱技術集成”，（株）NTS, pp.16-17, 1944.
- (2) Ernest C. Okress：“Microwave Power Engineering”, Academic Press Inc., vol 1, vol 2, 1968.

筆者紹介

マイクロ波加熱装置
事業推進センター
生駒 俊治



産機事業本部
島田製作所
高周波技術部
栗山 一政



大型 LCD 基板洗浄装置内の気流解析と実機応用例

米田 尚史
Takashi YONEDA

片岡 辰雄
Tatsuo KATAOKA

石神 敬志
Takashi ISHIGAMI

篠塚 保志
Yasushi SHINOZUKA

1. まえがき

数年前まで液晶基板と言えば、携帯電話やノートパソコンのパネル用途が主であった。最近では新・三種の神器のひとつに挙げられる薄型大画面TVに代表されるように高品位で大型な液晶基板が求められている。現在の大型TV向けLCD（液晶ディスプレイ）基板はG7（第7世代）サイズなどと呼ばれ1880×2150mmと、ほとんど畳のような大きさである。

当社では、上記のような大型基板の洗浄装置では装置内気流の制御が不可欠であるとの観点から数値解析・実験的検証の両面より現行形状の問題点顕在化とその改善を試みた。

本稿では、はじめにG7サイズ用のエアークナイフユニット内の気流を数値解析・実験的検証の両面により検討した結果を述べ、次にその実機応用事例を述べる。

2. 数値解析と検証

2.1 解析対象

液晶基板の洗浄工程は種々の薬液によって化学的に、あるいは物理的に基板を洗浄した後、純水によって薬液をすすぎ、最後に純水を吹き飛ばして乾燥させる。装置内気流が特に問題となるのは最後の水切り乾燥の段階である。当社ではエアークナイフと呼ばれるユニットで水切りを行っており、これはスリットから高速な気体を基板に吹き付けて基板の水切りを行うものである（図1：エアークナイフによる基板水切りの様子を示した模式図）。エアークナイフユニット内で、設計者が意図しない異常な気流が存在すると、例えばエアークナイフによって基板上から巻き上げられた水滴が乾燥後の基板に再付着してシミになってしまう等、歩留まりに大きく影響する。幾重もの洗浄工程を経た最後の仕上げが水切り工程であり、ユニット内気流には細心の注意を払わねばな

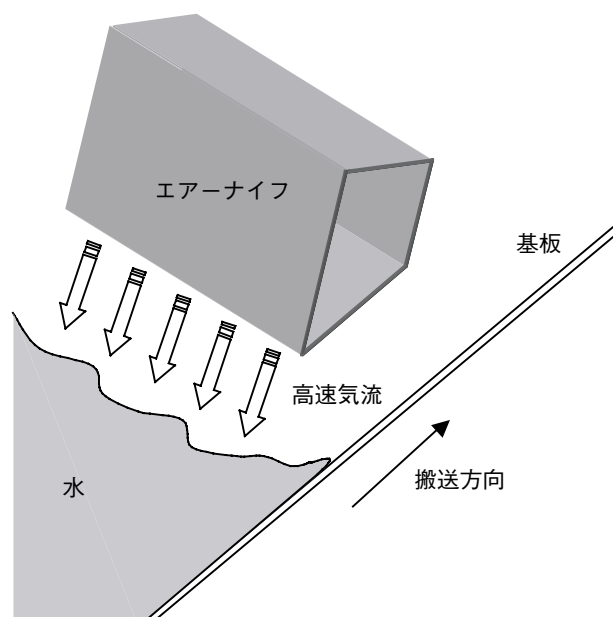


図1 エアークナイフ

らない。

今回、気流解析を行ったエアークナイフユニットは前記G7サイズ対応の基板洗浄装置を構成するもので、基板の表裏両面の水を切るエアークナイフをそれぞれ一本ずつ備えている。また、本装置のひとつの特長として水切り後の基板を浮上搬送している。通常、基板の搬送はゴム製リングを取り付けたローラーで行うが、乾燥後の基板を同様に保持すると裏面にゴムの跡がついてしまう。これを防ぐため、本装置ではエアークホッケーのように空気を噴出させた板の上に基板を浮かせて、基板の搬送を行っている。更に、前述のように液切りを終えた基板は極めて清浄に保つ必要があるため、エアークナイフを通過した基板にはクリーンユニットと呼ばれるエアークフィルターを介した清浄な空気を基板上方より吹き付ける。

このように、エアークナイフユニット内には液切りのための噴出エアークだけでなく、様々な空気が噴射されている。これらの気流がスムーズに装置外に排

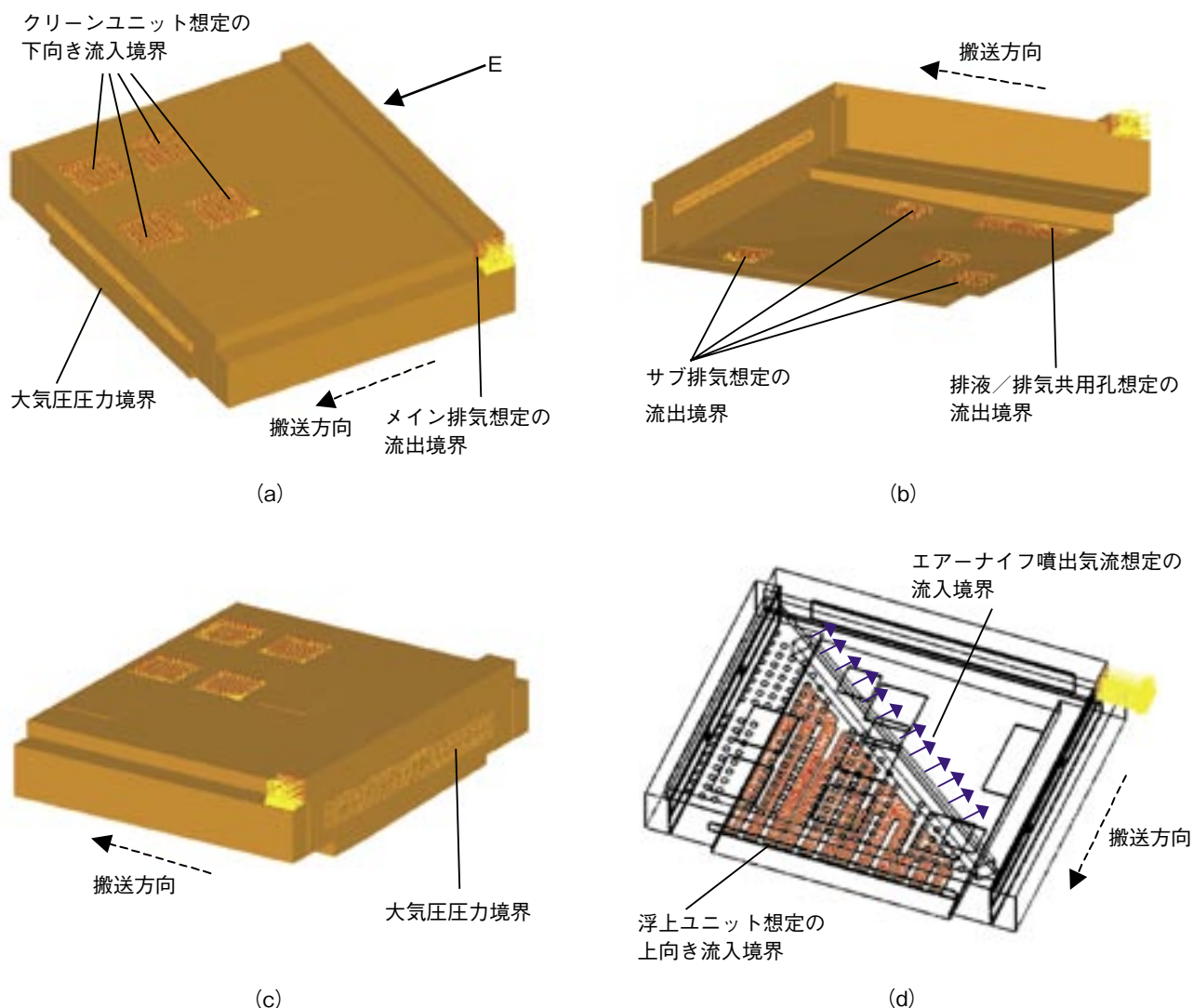


図2 境界条件

出されているかどうかを確認する。

2.2 解析条件

数値解析にはCDAJ社のSTAR-CDを使用した。エアナイフユニットの3次元CADデータを元に解析モデルを構築し、前記の空気噴出条件に加え排気条件を付与して気流計算を実行した。図2に境界条件の概要を示す。図2(a)に示すように、エアナイフを通過した基板に清浄な空気を供給するクリーンユニットを想定した流入境界を与える。実物で大気開放になっている個所には大気圧の圧力境界を付与している。排気は図2(a)に示す位置のメイン排気と図2(b)に示す位置のサブ排気とからなる。図2(c)は図2(a)をE方向から見た図である。図2(d)はモデルを透過してみた図で、赤色の個所に設けられた浮上ユニットから噴出する空気も流入境界で表

現している。要素数は約60万、節点数は約18万である。四面体セルを多数用いているため、節点数の割に要素数が多くなっている。

2.3 解析結果, 検証実験

図3に解析結果を示す。図3(a)はベクトル図であり、エアナイフの噴出気流の大部分が搬送方向上流の出口（実際には前段の洗浄ユニットに接続される）へと流れている様子が分かる。図3(b)は気流の様子を分かりやすくするために、仮想的に微小な粒子を気流に乗せた時の軌跡を描いたものである。これを見ると、図の右側にて一部の粒子がスムーズに排気口に向かっていないことが分かる。このような気流は基板への液滴再付着などを誘発するため、改善の必要がある。

そこで、図3(b)図にて排気が不十分な箇所を補

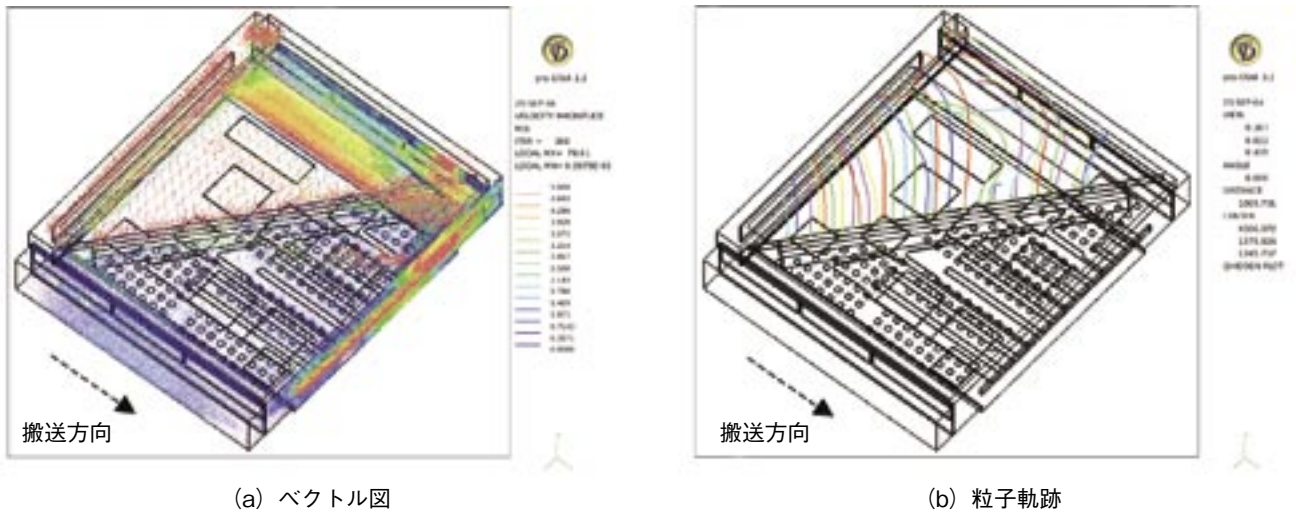


図3 解析結果

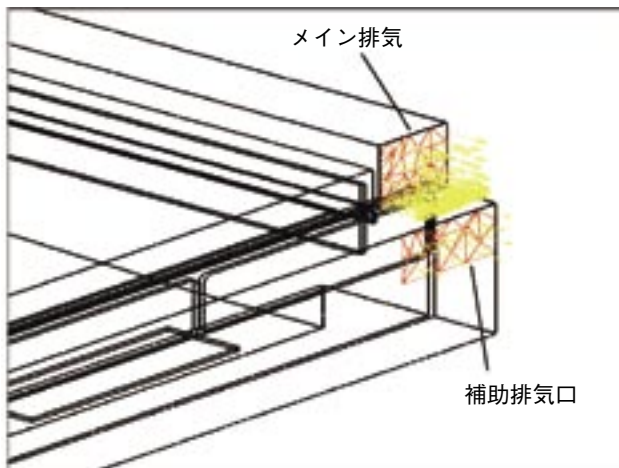


図4 補助排気口

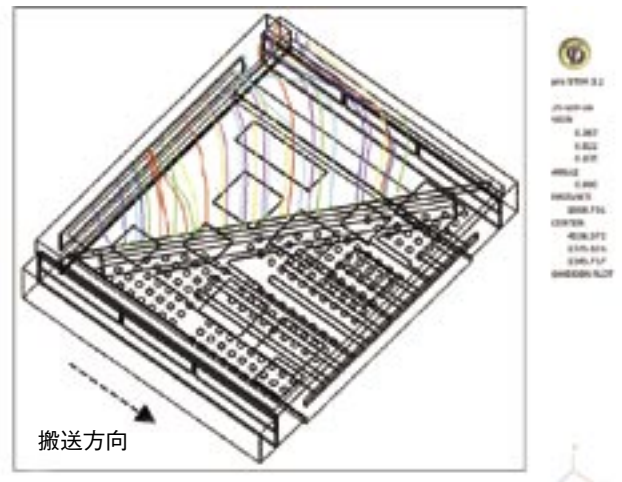


図5 改善された粒子軌跡

うべく、補助の排気口を計算モデルに付加した（図4：メイン排気の半分の流量を与え補助排気口とした）。この条件で再度計算を実行し、粒子軌跡を描いた結果が図5である。図3(b)と図5を比較すると、画像右上部分の粒子軌跡がスムーズにユニット外へ出るように改善されているのが分かる。

実験装置にて検証実験を行った。実験には霧を噴霧して気流を可視化するクリーンビュー（AIR TECH社製）を用いた。図6に可視化実験の様子を示す。実験の結果、解析の結果と実際の気流とは定性的に一致しており、解析の有意性を確認した。

3. G7 基板用洗浄装置

3.1 実機への適用

エアナイフユニット内に乱流が発生すると、異物や液滴などが基板に付着し、不具合の原因になる。



図6 気流可視化実験の様子

近年の基板大型化に伴う更なる気流の複雑化で、エアナイフユニットの設計に気流解析が不可欠とな



図7 G7 LCD 基板用洗浄装置

っている。

当社では、上述の解析結果、および実験装置の可視化結果を設計に反映させることにより、エアアーナイフユニットの気流最適化構造を実現した。

3.2 G7 基板用洗浄装置の特長

図7にG7 LCD基板用洗浄装置を示す。本装置の特長としては、①新型ハイレッシャーバブルジェット (BJ) ノズル、新型スーパー超音波 (US) ノズルなど高効率・高性能洗浄ツールを適用したことにより、省ユーティリティを実現したこと、②エアアーナイフユニットの気流解析結果を設計に反映させ、最適構造化による省ユーティリティを実現したこと、③装置両側 (扱面、背面)、および装置上部からのアクセスを可能にしたことによりメンテナンス性が向上したこと、などが挙げられる。

4. むすび

近年、FPD (フラットパネルディスプレイ) 用基板の大型化、高精細化、低価格化が進む中、基板洗浄装置にも高クリーン化、高スループット化、使用ユーティリティ低減が要求されている。これらのニーズに対応するため、当社は高性能ツールの開発と共に数値解析を利用した最適構造設計による装置性能向上を実施している。

本稿では、洗浄装置で特に気流制御が重要となるエアアーナイフユニットを例に挙げ、当社のCAEを利用した最適設計の取り組みを紹介した。現在は、CAE技術を高性能洗浄ツールの開発設計、およびマルチ洗浄ユニット構造の最適化設計に展開中である。

5. 謝辞

数値解析の実施にあたっては、三菱電機株式会社先端技術総合研究所殿にご指導頂きました。ここに深謝致します。

筆者紹介

マイクロ波加熱装置
事業推進センター
米田 尚史



産機事業本部
島田製作所
フラットパネル技術部
片岡 辰雄



産機事業本部
島田製作所
フラットパネル技術部
石神 敬志



産機事業本部
島田製作所
フラットパネル技術部
篠塚 保志



装置対応用超小型 5kW マイクロ波発振器

木村 隆一
Ryuichi KIMURA

1. まえがき

マイクロ波加熱と言えば、家庭用電子レンジ（低出力1kW以下）を利用した食品の加熱が一般的であるが、産業機器分野では、食品加熱はもちろん、プラスチック成形、ゴムの加硫、セラミックの乾燥などマイクロ波を利用した加熱用途は多岐に渡っている。また、最近では環境管理への関心が高まる中で、マイクロ波加熱を利用した自動車排ガス処理部品の製造工程や、廃プラ処理等を行うリサイクル分野からの注目度も高い。

マイクロ波加熱の特長としては、①外部加熱（ヒータ等）では実現できない高い加熱効率と応答性、②複雑な形状の被加熱物内部にいたる加熱の均一性などが挙げられ、クリーンで省エネルギーな技術に位置づけられる。

このような広範囲な用途に対応する為には、加熱装置とマイクロ波発振器の関係が重要になってく

る。従来型の発振器はマイクロ波加熱装置全体に占める体積の割合が大きく、高出力を必要とするケースでは発振器の台数が増える一方、装置の大型化が進み、設置スペースの増大、コストへの影響が大きくなっていた。

本5kW発振器は小型化を開発テーマに掲げ、システム装置全体の小型化、コストダウンに繋げることを目的としたものである。

2. 回路構成

2.1 主回路構成

本発振器構成は、電源ユニット（高電圧発生回路）と発振ユニット（マイクロ波発生回路）とに分離したセパレート方式である。

電源ユニットでは、8kW-IGBT^(注1)インバータ部により三相電源からの交流電力を高周波電力に変換

(注1) IGBT:Insulated Gate Bipolar Transistor

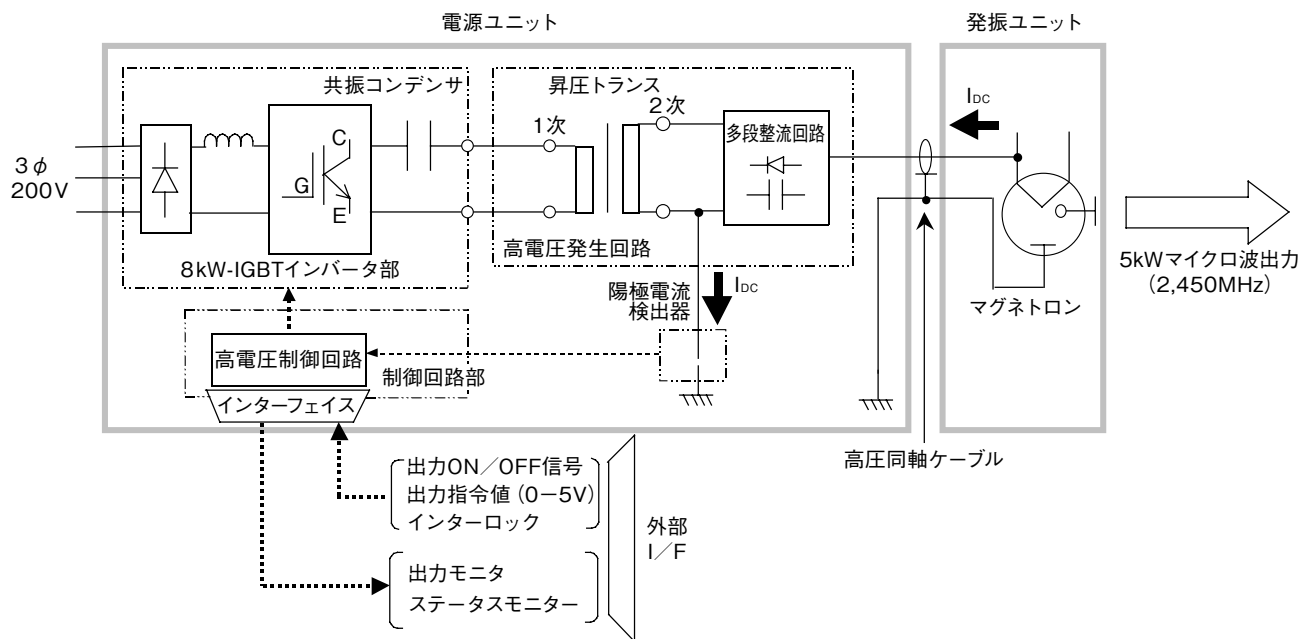


図1 マイクロ波発振器系統図

する。インバータの負荷回路は共振コンデンサと直流高電圧発生部の昇圧トランスが持つリーケージインダクタンスによる直列共振回路で形成され、インバータ出力電流にほぼ比例したトランス1次電圧を発生する。1次電圧は昇圧トランスにより2次高周波高電圧に変換され、さらに、多段整流回路により、充電を繰り返しながら直流昇圧され、出力側のアース-終端間には負の直流高電圧が発生する。

この高圧直流電力は、同軸ケーブルにより発振ユニットへ伝送され、マグネトロンにより5kW、2450MHzのマイクロ波を出力する。

マイクロ波出力までの系統図を図1に示す。

2.2 インバータ部、制御回路部

制御はマグネトロン陽極電流のレベルと出力指令値を比較して、インバータ部(図2)を出力電流制御する。また、インバータ部のコントロールはスイッチング素子(IGBT)のスイッチング電圧と電流との間の位相を制御(位相制御方式)することで行われている。



図2 8kW - IGBT インバータ部外観

2.3 高電圧回路

マイクロ波を発生させるデバイスであるマグネトロンは、陽極に直流高電圧を印加する必要がある。

従来型発振器では、商用電源昇圧トランスにより高電圧に変換後、整流することでこの直流高電圧を作り出していたが、トランスの寸法、質量(図3)が大きく発振器体積の大半を占めていた。本開発の発振器では、8kW高周波インバータを使用して、高周波化によるトランスの小型化(図3)を図った。

また、昇圧トランスのみで高電圧を得ようとする、絶縁処理等でトランスサイズが大きくなってしまふ為、多段整流回路と併用し、目的の直流高電圧を発生させた。

3. 特長・仕様

本5kWマイクロ波発振器は、前述の小型インバ

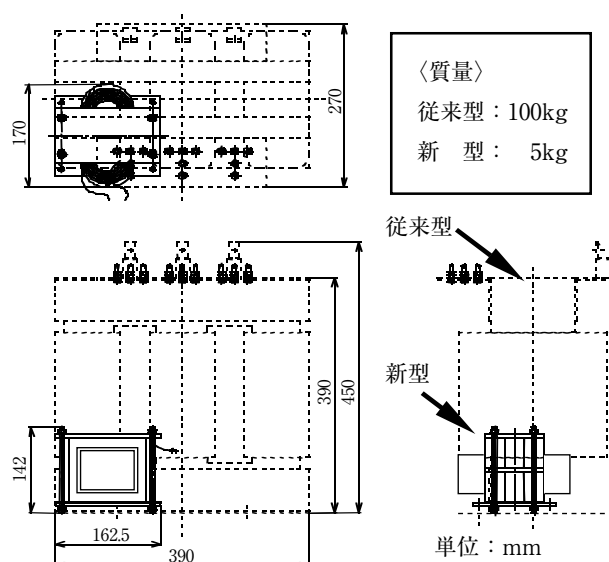


図3 昇圧トランス寸法比較

ータの採用により、下記の特長を有する。

- ・軽量化 → 当社比、約1/4
- ・高効率化 → 電源入力、8kVA
- ・セパレート方式の採用 → 装置組込が容易
- ・簡易密閉式(水冷式) → 粉塵の吸込みが少ない

表1 5kW マイクロ波発振器仕様 (SMD-50)

入力電力	8kVA
定格出力	5kW 可変範囲 約5～100%
発振周波数	2450 ± 50MHz
電源入力	AC3 φ 200V ± 10% 50/60Hz
出力安定度	電源電圧 ± 10% に対して ± 1%
冷却方式	水冷式 水圧: 0.25～0.3MPa
冷却水流量	電源ユニット 3L/MIN 発振ユニット 5L/MIN
使用周囲条件	温度 5～35℃ 湿度85%以下 腐食性ガスのない所
寸法/質量	電源ユニット W420×H380×D480mm/32kg 発振ユニット W250×H250×D350mm/16kg
操作インターフェイス	D - SUB (25pin) FDBD - 25S



(a) 発振ユニット

(b) 電源ユニット

図4 5kW マイクロ波発振器 (SMD-50)

4. むすび

従来型と比較して体積，質量共に1/4の小型化に成功した。これにより，4～6台の複数の電源ユニットを1台のラックに納めることが可能になり，このラックを更に並べることによりマイクロ波加熱装置において格段の省スペース化が実現できた。

今後，本発振器が高効率，省力化，省スペースを要求される工業加熱分野に広く採用されることを期待する。

5. 参考文献

- (1) 戸川治朗：“実用電源回路設計ハンドブック”，CQ出版，1988.
- (2) 田中末雄：“電源回路の設計マニュアル”，丸善（株），1971.
- (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) 寺川，木村：“新型高周波発振器 SBT-E200”，島田理化技報，No.11, 1999.

筆者紹介

産機事業本部
島田製作所
高周波技術部
木村 隆一



蒸着装置用超小型 IH インバータ

村松 護
Mamoru MURAMATSU

1. まえがき

現在、高周波誘導加熱用（以下“IH”という。）インバータの需要は数十kW～数百kWの中～高出力型が多く、当社の高周波加熱装置においても、数十kWのインバータを使用したものが大部分を占めている。

しかし最近になり、蒸着関連装置において1kW以下の低出力IHインバータの要望が出てきた。従来、電熱ヒータ方式が使用されている分野で、IH方式の特長である応答性・制御性・効率の良さが注目されているようである。参入のためには、コストダウンと、装置への組み込みを前提とした小型機器の開発が必要である。

今回、小型機器の設計技術（当社電子事業本部の技術）を取り入れることで、高性能且つ従来にない小型化を達成したので報告する。

2. 外観・仕様

図1に開発機の外観を、表1に開発機の仕様を示す。

表1 開発機の仕様

電 源	単相200V ± 10% 50Hz/60Hz
電 源 入 力	最大700VA
定 格 出 力	500W
出力可変範囲	5%～100%
出力負荷条件	直列共振負荷
出 力 制 御	位相制御方式(ECO型制御方式)
出力安定度	電源電圧変動±10%に対し±1%以下
発振周波数	200kHz～400kHz
冷 却 方 法	強制空冷方式
筐 体 寸 法	W85×H130×D370mm (突起物等を除く)
質 量	約2.5kg
使 用 環 境	温度5℃～40℃、湿度85%以下
出力信号端子	M5ネジ端子台
制御信号端子	Dサブ15芯コネクタ
保 護 機 能	温度異常、高周波過電流異常 発振周波数異常 等
外 部 制 御	出力ON/OFF制御、出力電力制御 電流モニタ、電圧モニタ、ステータス出力等



図1 IH インバータ外観

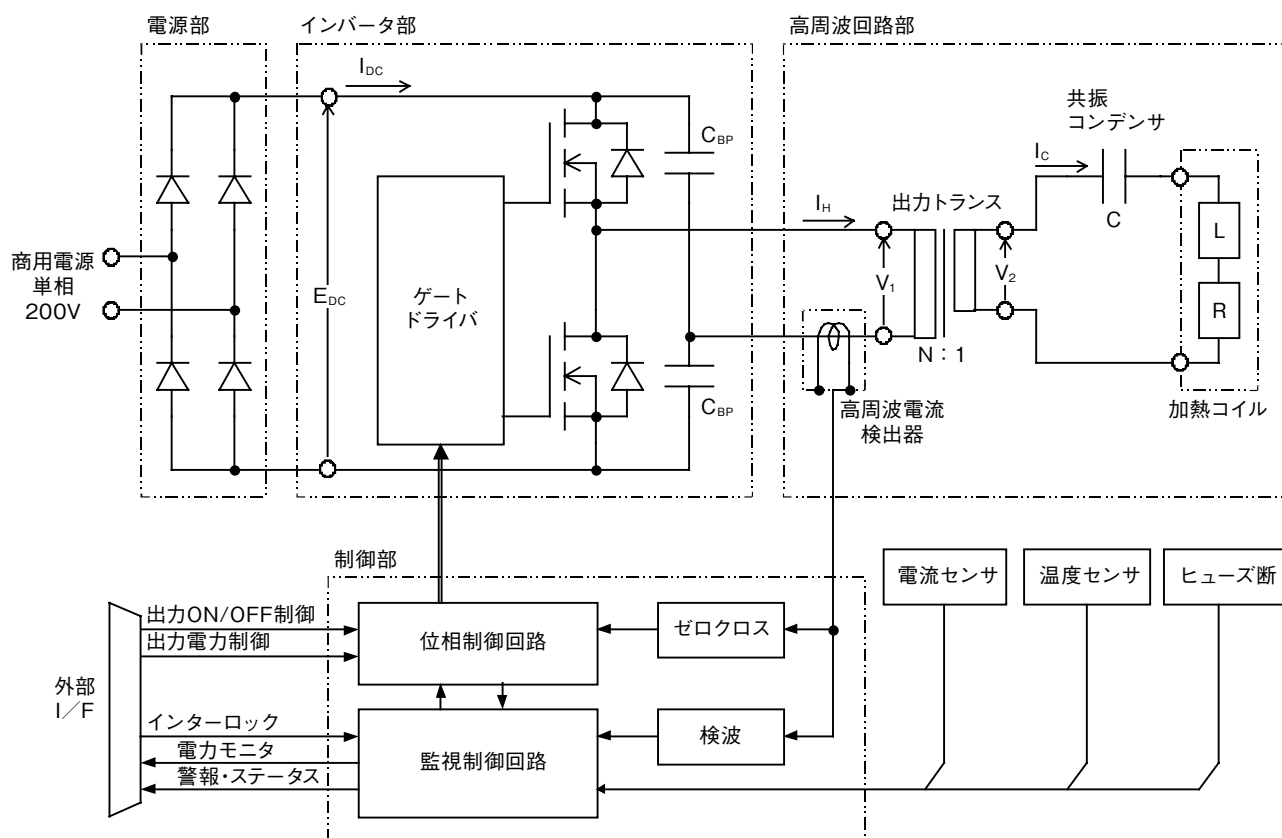


図2 IHインバータ系統図

3. 回路構成および動作原理

図2にIHインバータの系統図を示す。以下、その動作原理について概要を説明する。

3.1 主回路系（パワー系）

主回路系は、電源部、インバータ部および高周波回路部で構成する。

単相商用電源からの交流電力を、電源部のダイオードブリッジ型全波整流器で直流電力に変換する。次にこの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、高周波回路部の出力トランス1次側に供給する。出力トランスは、インバータ部と出力負荷との絶縁とインピーダンスマッチングの役目をし、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。

出力トランスの出力負荷は、共振コンデンサおよび加熱コイルによる直列共振回路である。

3.2 制御系

制御系は、高周波電流検出器、制御部およびセンサ類で構成する。

出力制御方式は、現在、当社インバータの主流である位相制御方式（当社名称ECO型制御方式）を採用した。本方式は、インバータ部のスイッチング周波数を、負荷の共振周波数よりも高い領域で可変することで、共振回路における高周波電流の位相を操作し、出力電力を可変する。

制御部では、スイッチング周波数の制御と、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）によるインバータの短絡保護、および出力電力制御信号との比較による定電流制御を行っている。

3.3 外部インターフェース

装置組み込みの際のフルリモート操作を考慮し、出力ON/OFF制御、出力電力制御、電力モニタ、ステータスマニタ等のインバータ制御に必要な信号は、全て1個のコネクタに集約し、外部制御機器との接続を容易にした。

また、制御部の接点回路にはフォトMOSデバイスを使用することで、シーケンサから汎用ロジックまで広範囲の制御機器に対応可能とした。

図2の記号説明 E_{DC} : インバータ入力直流電圧 I_{DC} : インバータ入力直流電流 C_{BP} : バイパスコンデンサのキャパシタンス

$$C_{BP} \gg C$$

 I_H : 高周波電流 (インバータ出力電流) 実効値 V_1 : インバータ出力矩形波電圧の基本波成分実効値

$$V_1 = \sqrt{2}E_{DC} / \pi \dots\dots\dots (1)$$

 N : 出力トランス1次側巻線比 V_2 : トランス出力矩形波電圧の基本波成分実効値

$$V_2 = V_1 / N \dots\dots\dots (2)$$

 I_C : 高周波電流 (コイル入力電流) 実効値

$$I_C = NI_H \dots\dots\dots (3)$$

 C : 共振コンデンサのキャパシタンス L : 加熱コイルの等価インダクタンス R : 出力等価抵抗**3.4 出力電力の制御方法**

動作原理で触れたが、本器は位相制御方式により出力電力を可変している。

位相制御方式では、出力負荷を共振コンデンサ(C)と加熱コイル(L)から成る直列共振回路とし、共振周波数=スイッチング周波数(フルマッチング)における出力電流(コイル入力電流)は、

$$I_C = N (I_{DC} \cdot \pi / \sqrt{2}) \approx 2.22NI_D \dots\dots\dots (4)$$

このときの出力電力をインバータの最大出力とすると、

$$P = I_C^2 R \dots\dots\dots (5)$$

ここで、インバータ部を負荷の共振周波数よりも高い周波数領域でスイッチングすることで、出力電流がトランス出力電圧の位相より θ 遅れ、出力電流が減少する。

$$I_C' = I_C \cos \theta \dots\dots\dots (6)$$

出力電力は、

$$\begin{aligned} P' &= I_C'^2 \cos^2 \theta \cdot R \\ &= P \cos^2 \theta \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

以上の出力電力と遅れ位相の関係を利用し、スイッチング周波数を制御することにより出力電力を可変している。

4. 小型化への取り組み

数十kW～数百kWのインバータでは、使用するパワー素子や電力伝達部品等が大型であるため、電源部や高周波回路部が装置構成の大部分を占めている。制御部やインバータ部の小型化は特に必要とさ

れていなかった。

今回の開発では、装置組み込み型にするために、高周波回路部の小型化と制御部やインバータ部の大幅な小型化が必要となった。

4.1 制御部

従来機の制御部は、全てリード部品で構成されていたが、今回は、極力、チップおよび表面実装パッケージの部品を使用した。

基板設計に関しては、多層基板と両面実装を採用した。

結果、図3に示すように、従来機の制御部と比較すると面積比で1/4以下に縮小出来た。



図3 制御部外観

4.2 インバータ部

誘導加熱では、被加熱体におけるうず電流の浸透深さが重要である。また、浸透深さは被加熱体の物性と高周波電力のスイッチング周波数に依存する。低出力IHインバータの用途は、小径ワークの加熱やピンポイント加熱が想定されるため、開発機はスイッチング周波数を200kHz～400kHzに設定した。

200kHz～400kHzのスイッチングは、IHインバータとしては高速型に位置付けられる。高速型インバータのスイッチング素子には、以前はサイリスタやバイポーラトランジスタ、SIT(静電誘導型トランジスタ)が使用されていたが、現在はスイッチングロスが少ないパワーMOSFETが主流である。当社の従来機は、組み込み性の良いFETモジュール

(数個のFETチップをブリッジ配線してパッケージされたもの)を購入し、使用していたが、高速性に限界があることと、モジュール自体が高価であることから、低価格インバータには適さない。

上記理由から、開発機ではディスクリートのパワーMOSFETでインバータ回路を構成することにした。出力電力は500W、構成は1アームあたりデバイス4並列のハーフブリッジ式とした。(1kW仕様は、フルブリッジ式で対応する)また、インバータ回路の内製化に併せてゲートドライバの見直しを行った。ゲートドライバはFETを高速且つ安全にスイッチ駆動するために、非常に重要な箇所である。制御部と同様に、使用部品の見直しによる小型化を行った。

製作したインバータ部を図4、図5に示す。従来機と比較し大幅な小型化を実現した。製造コストは従来の1/2以下となった。性能に関しては、ゲートドライバとインバータの一体化、低インダクタ配線とシンメトリック配線の採用等により、低ノイズのスイッチング特性が実現出来た。

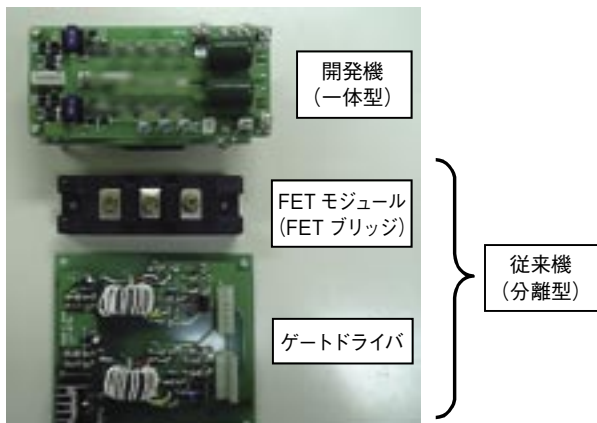


図4 インバータ部外観



図5 インバータ部（開発機一側面）

5. むすび

超小型IHインバータについて、その概要を説明した。

最近では一般家庭でもIH炊飯器、IHクッキングヒータ等が使われるようになり、“IH”という単語が身近なものになった。「IH=安全で高効率な加熱方法」というイメージが定着しつつある。

しかし、実際にはIHは万能ではなく、被加熱体との整合が悪い場合、十分な加熱効率が得られない。

当社が製作している産業用IH装置は、顧客仕様(被加熱体の材質・形状・加熱温度・加熱パターン等)に対して、最適なインバータ、加熱コイル、および制御機器等を組み合わせ、加熱システムとして提供している。今回の低出力インバータの開発は当社としては初の試みであったが、これにより当社の加熱システムの提供範囲が広がり、今までに無い低出力蒸着等の新分野への参入を図る。

また、インバータ部の開発においては、デバイスの選定方法からスイッチング動作時諸特性の解析、配線技術などで多くのノウハウを得た。大出力インバータに適用可能な技術もあり、今後の性能向上とコストダウンに貢献できると考える。

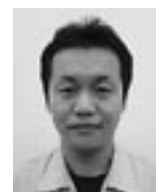
今回の超小型IHインバータの開発にあたり、筐体設計ならびに基板のパターン設計は、当社東京製作所の技術部の協力を得た。

6. 参考文献

- (1) 田内：“超小型「高周波電源ユニット・Dシリーズ」”，島田理化技報，No15，2004.
- (2) 山崎：“パワー MOSFET/IGBT 入門”，日刊工業新聞社，2002.

筆者紹介

産機事業本部
島田製作所
高周波技術部
村松 護



2450MHz 帯ソリッドステート発振器

■ 概 要

従来、プラズマ応用機器および精密加熱機器用の発振源にはマグネトロン発振器が使用されていますが、マグネトロンには寿命があり定期的なメンテナンスを必要としています。

今回この置き換えを目的に、2450MHz帯 300W出力のソリッドステート発振器^(注1)を開発致しました。

■用途

下記機器のマイクロ波発振源（電源）に最適です。

プラズマ応用機器：ドライ洗浄，表面改質，滅菌・殺菌，光源，繊維改質，他応用機器
精密加熱用機器：医療（止血，凝固，滅菌），化学反応，薬品加熱，他精密加熱機器

■特長

①周波数, 出力電力の安定性がマグネトロン発振器

■主要性能

周波数範囲	2450MHz ± 25MHz
周波数可変ステップ	0.1MHz or 1MHz (切り替え)
出力電力範囲	10W ~ 300W
出力電力可変ステップ	1W
使用温度範囲	0℃ ~ +40℃
外形寸法	W480 × H150 × D450mm
質量	17.2kg 以下
冷却方式	空冷 (ファン内臓)

に比べ格段に優れています。

② 2450MHzを中心に $\pm 25\text{MHz}$ の可変が可能です。

③最大出力電力300W，10Wから300Wの範囲で可変が可能です。

④CWとパルス出力の切り替えが可能です。

⑤サーキュレータを内臓し300W全反射に耐えます。

⑥正面パネルの表示器で周波数，出力電力，反射電力のモニターが可能です。

⑦内部温度、電源電圧他を監視し、アラーム表示と保護機能を搭載しています。

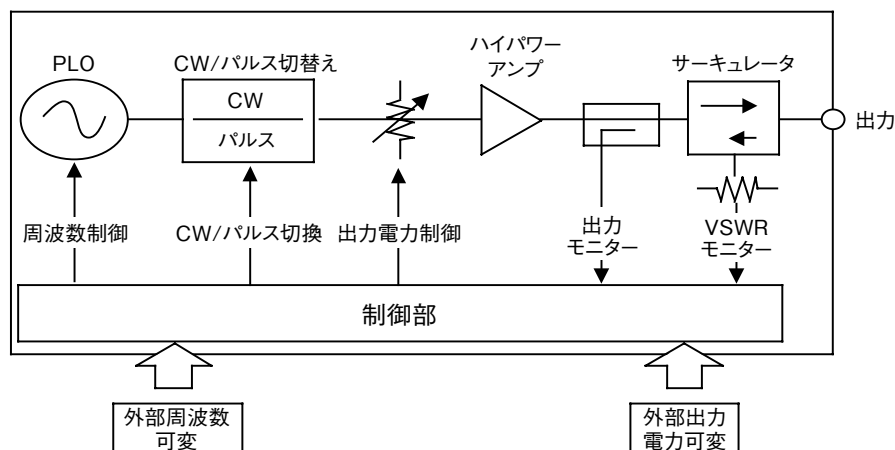
⑧高電圧を使用しない安全設計で、メンテナンスフリーです。

* 最大出力150Wタイプも製作可能です。

(注1) 発振器を電源と呼ぶ場合もあります。



製品外觀



ブロック図

問い合わせ先

電子機器事業部
TEL 0424-81-8520

光伝送方式 TTA(Tower Top Amplifier)

■概 要

光伝送方式 TTA は、第3世代 (W-CDMA 及び cdma2000) 携帯電話用基地局装置において、送信アンプ：LPA (Linear Power Amp) と受信アンプ：LNA (Low Noise Amp) をアンテナ直下に設置し、アンテナ給電系の損失を最少にする装置です。

本装置は屋内に設置される IDU (Indoor Unit) と、屋外に設置される ODU (Outdoor Unit) より構成し、IDU と ODU 間を光ファイバーケーブルで接続します。

■特 長

本装置は、以下の特長を備えています。

- ① ODU をアンテナ直下に設置することにより、アンテナ給電系損失を低減することが出来ます。
- ② 光ファイバーケーブルは、最長約 2km まで延長可能です。
- ③ E/O (電気/光) 変換器に、信頼性の高い DFB-LD (分布帰還型レーザ・ダイオード) を使用し

ています。

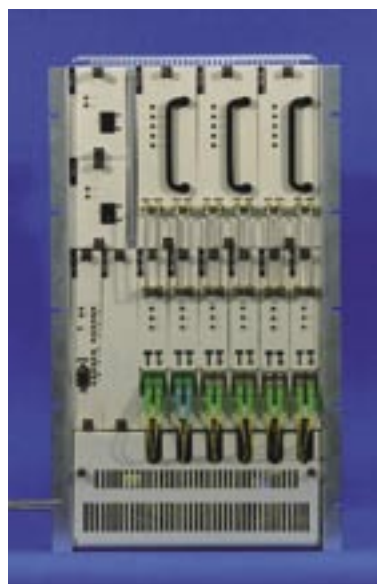
- ④ 光インターフェースは、反射特性に優れた APC (Angled Physical Contact; 斜め球面研磨) タイプのコネクタを使用しています。
- ⑤ LPA として、小型化に有利なプリディストーションタイプを使用しています。
- ⑥ ODU の送信 RF 信号スペクトラムを屋内に設置する IDU でモニターする機能により、メンテナンス性の向上を図っています。

■主要性能

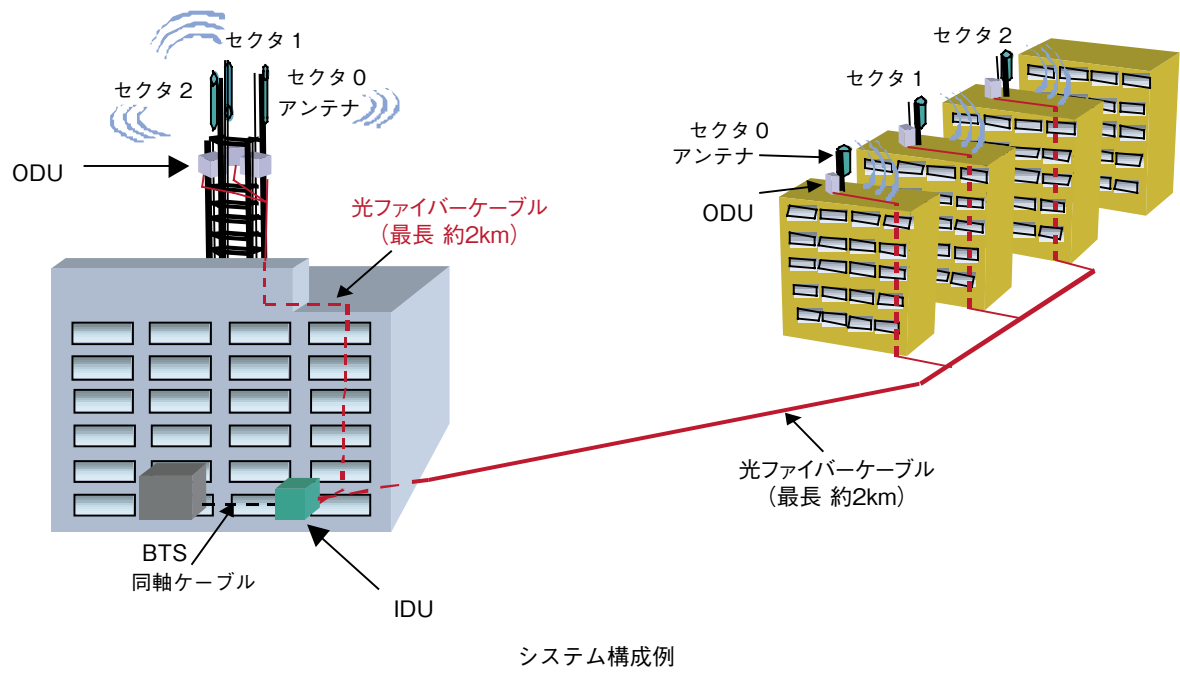
送 受 信 周 波 数	2GHz 帯
I D U ～ O D U 間 光ファイバーケーブル長	最長 2km
使 用 温 度 範 囲	IDU : 0 ～ + 50℃ ODU : - 30 ～ + 60℃
外 形 寸 法	IDU : W298 × H500 × D340mm ODU : W350 × H470 × D170mm
質 量	IDU : 25kg 以下 ODU : 20kg 以下



ODU 外観



IDU 外観



問い合わせ先
電子機器事業部
TEL 0424-81-8518

第7世代対応枚葉洗浄装置

■概 要

パソコン用モニター・液晶テレビ等の普及および大型化に伴い、液晶パネルの洗浄装置に対しても、大型基板対応で、より高品質で高洗浄性能を持つことが求められています。

当社は、第5世代、第6世代対応洗浄装置で培った技術を応用し、第7世代対応（基板幅Max.1950mm）対応の洗浄装置を製品化いたしました。

■特 長

- ①世界最大基板サイズに対応する洗浄装置です。
- ②高性能洗浄ツール採用により、高洗浄性能に加え省ユーティリティー・省フットプリントを実現しました。
- ③搬送方法の見直しにより、従来に比べ軽量・高メンテナンス性を実現しました。

- ④装置の構造見直しと、作業台の設置により、装置の前後どちらからでもメンテナンスが可能です。
- ⑤洗浄ユニットの組み合わせにより、あらゆる洗浄工程に対応いたします。
- ⑥CF基板、素ガラス基板の洗浄装置も対応いたします。

■主要性能

洗 浄 物	TFT-LCD 基板
送 り 方 式	水平枚葉方式
パスライン	FL 1500mm（可変）
洗浄タクト	30sec/枚
所 要 電 力	3φ 200V 480kVA
本 体 寸 法	約 L25900×H2400×D4320mm（補機は除く）
装 置 質 量	約 35000kg



Pi（配向膜）前洗浄装置外観

問い合わせ先
産機事業本部
TEL 0424-81-8525

マイクロバブルを用いた洗浄システム

■概要

環境に優しく、部品へのダメージの小さい洗浄システムの開発（フロン系・有機溶剤系洗浄剤フリー）を行っています。

②安全な界面制御剤の使用によるマイクロバブルの高密度生成

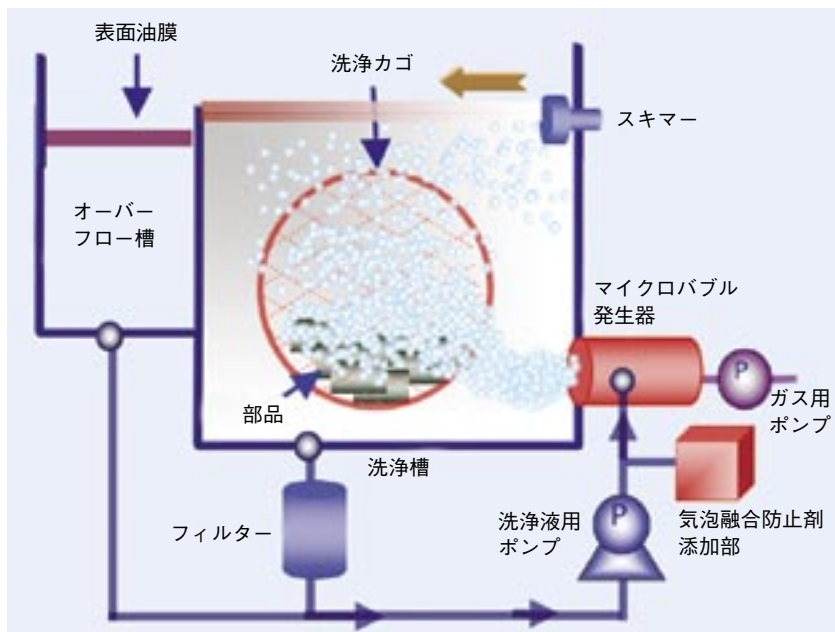
③実生産レベルの多数部品での目標洗浄レベルを達成

■特長

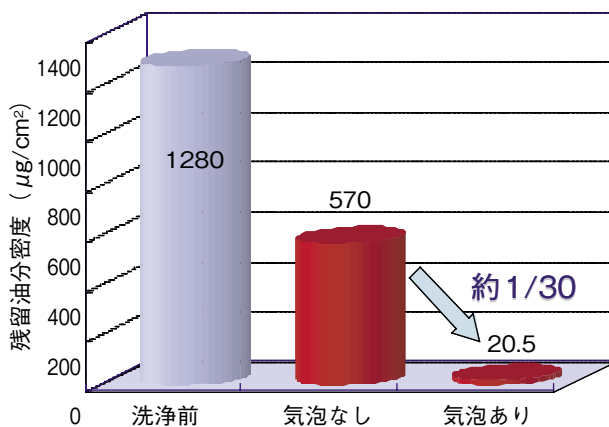
①直径100 μm 以下のマイクロバブルを用いた、廃液量の削減効果による環境に優しい洗浄

■用途

金属部品や電気部品の脱脂洗浄、また超音波など物理力によるダメージを嫌う洗浄に適用します。



マイクロバブルを用いた洗浄装置イメージ



マイクロバブル（気泡）の有無による洗浄比較

【洗浄前】



油膜による光沢

【洗浄後】



親水性表面上の水滴

部品洗浄例

問い合わせ先

半導体・精密洗浄技術部
開発グループ

TEL 0547-37-1574

鋼板加熱装置

■概 要

家電製品，建築物の外装等に樹脂フィルムをラミネートした鋼板が使用されています。ここで紹介する製品は，樹脂フィルムをラミネートする前に使用される，鋼板（磁性を持つもの）の加熱装置です。

ラミネートラインは，コイル状に巻かれた鋼板を繰り出す装置，巻き取る装置等から構成され，その途中工程で，加熱，ラミネートがおこなわれます。

ラミネートには鋼板の温度均一性が必要とされており，従って加熱装置に対して，巾方向の加熱温度の均一性，連続運転時の安定性が要求されています。

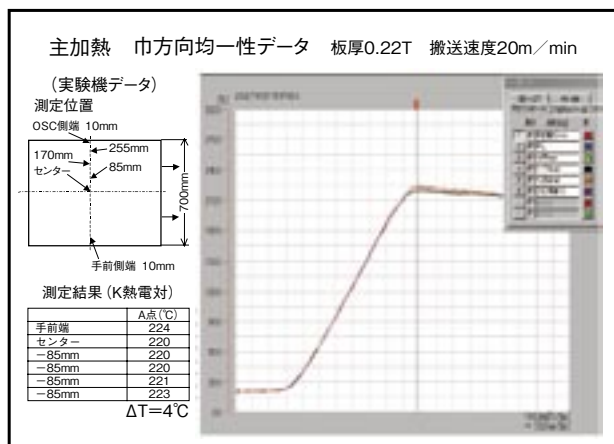
本製品は，主加熱部，制御部で構成されており，高精度の温度均一性実現の要求を満たしたものになっています。

■特 長

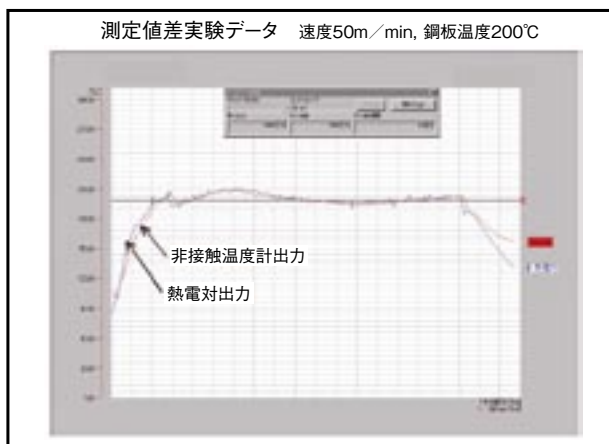
- ①巾方向の高精度温度均一性実現
- ②メッキむら，エッジ過冷却による，温度バラツキの自動補正機構採用
- ③鋼板の輻射率に依存しない非接触式温度測定機構採用

■主要性能

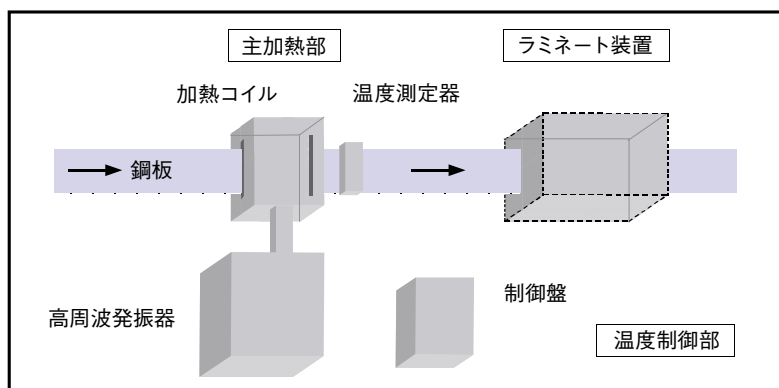
高周波発振器	600kW 30kHz
鋼 板 寸 法	巾 600mm～1200mm
	厚み 0.2mm～1.0mm (メッキなし。板厚バラツキ±2%以下)
鋼 板 速 度	50m / min
鋼 板 温 度	25℃→240℃±3℃



均一加熱データ (実験データ)



温度測定器性能 (実験データ)



構成例

問い合わせ先
産機事業部・高周波技術部
TEL 0547-37-1575

特許登録紹介

(2003年10月～2004年9月登録分)

登録番号	発明の名称	内 容	備 考
3481159	気体封入導波管の気密窓装置	高温あるいは低温にさらされることによるセラミック膜の破損を効果的に防ぐことができ、気密窓の耐久性、信頼性を著しく向上させることができる気体封入導波管の気密窓装置。従来は気体封入導波管を通常の導波管に接続する場合、電磁波のみを透過させる為、特別な部材を端末に装着することが必要であった。	
3481353	集積回路用基板およびその製造方法	回路の伝送線路の幅を狭くすることで回路の小型化を図ることを可能とし、集積回路用基板の表面を平坦化することで薄膜キャパシタを形成可能とした集積回路用基板およびその製造方法。従来は回路の小型化には誘電体基板の厚さに起因する限界があり、薄膜キャパシタの製作が極めて困難であった。	
3489317	面圧分布検出装置	製造コスト高を招くことなしに、面圧の分布状態を定量的に検出して測定することを可能とした面圧分布検出装置。従来、圧力測定シートは圧力変化や圧力値を測定できず、シートなどの面状の領域にかかる圧力分布を測定していた。また、圧力分布検出装置は構成ならびに製造工程が複雑化し、製造コスト高を招いていた。	
3490185	多層配線構造	基板の上方からの力に対する強度を向上することができるようになるとともに、配線スペースを縮小化して集積回路全体の構成を小型化することができる多層配線構造。従来は、基板の上方から加わる力に対し脆弱であり、また、基板上に占める配線と架橋部との配線スペースが大きくなり、集積回路全体の構成が大型化していた。	
3490736	温水引上げ乾燥方法	液の飛散防止及び液切れを良好に行うことができ、水滴が平面部に溜るようなことがない温水引上げ乾燥方法。従来は、温水が飛散して槽外に飛出したり、飛散滴が被乾燥物に付着してタレが生じていた。また、被乾燥物の投入姿勢により浮上りが生じていた。	
3492540	テーパ導波管及びその製造方法	インピーダンス整合状態を広い周波数範囲で安定的に維持でき、その製造方法により最適なテーパ形状導波管構造を容易かつ迅速に決定できるテーパ導波管及びその製造方法。従来、端部断面サイズが始端から終端に向かってテーパ状に変化するテーパ導波管が用いられていた。また、使用する電磁波の周波数によっては、インピーダンス整合状態が不十分となる場合があった。	
3494696	電磁音響変換器	洗浄器における超音波発生源、地層探査器や海底探査器の音源、あるいは、医療機器では胆石破壊の音源に適した変換効率のよい電磁音響変換器。従来は、放射される音波の位相が不規則となって音場が乱れ、また音響インピーダンスに不整合が生じるため電磁音響変換効率が低下していた。	岡山大学 加川幸雄殿、土屋隆生殿との共同出願

登録番号	発明の名称	内 容	備 考
3498837	洗浄装置用ノズル	従来のラバール・ノズル形状を改善して十分に加速された洗浄液を被洗浄物に噴出することが可能となるため、洗浄効果を向上することができる洗浄装置用ノズル。従来のラバール・ノズル形状の洗浄装置用ノズルにおいては、噴出口から被洗浄物に対して洗浄液を噴出する際に、洗浄液を十分に加速することができなかった。	
3519118	洗浄装置	被洗浄物に与える損傷を軽減でき、洗浄液に発生する気泡による洗浄むらの発生を防止でき、また、小型化ならびにコスト低減ができる洗浄装置。従来は、洗浄の際に被洗浄物に損傷を与えたり、洗浄液に発生する気泡などにより洗浄むらが生じる恐れがあった。また洗浄後の被洗浄物を乾燥するための乾燥装置が必要なため、コストがかかった	
3526204	紫外線洗浄装置	被洗浄物の表面にある腐食しやすい材料の腐食の発生を避けることができるとともに、被洗浄物の表面に付着した有機物の除去が十分にできる紫外線洗浄装置。従来は、配線パターンに腐食によるダメージを発生する恐れがあった。また、基板の表面に付着した有機物の除去効果が十分ではなかった。	
3530270	精密洗浄装置	ガラスやその他の表面に傷を付けることなく洗浄を行うことができ、また、十分な圧力と速度を与えることで、良好な洗浄を行うことができる精密洗浄装置。従来は被洗浄物に傷をつけ、また、汚れが被洗浄物に付着していた。更に、洗浄力が低く、付着力の強いパーティクルを除去することができなかった。	
3542415	ミスト回収装置	ミストを確実に外部へ放出するのを防止し、環境を汚染することがなく、また、吸引能力を低下することができるミスト回収装置。従来、ウェット処理槽の液体がミストとして上昇し、また、装置は回収しきれないミストを大気中に放出することで、環境を汚染していた。	
3560588	マイクロストリップライン・フィルタ及びパッケージ部品	周波数分散効果による帯域外減衰特性の劣化を防ぐことができ、また、薄い基板を使用すること起因する導体損失の増大をも防ぐことができ、適用用途に柔軟に対応できるマイクロストリップライン・フィルタ及びパッケージ部品。従来は導体損失が増大し、使用時の電子機器の性能を充たすことができなかった。	
3570896	電力増幅装置	遅延量が異なる2系統の信号を合成する際、調整用の遅延線路の遅延量を限りなく小さくでき、挿入損失が低減し、出力信号の直線性範囲が広がる電力増幅装置。従来、必要な電力レベルの出力信号を確保するには遅延線路の挿入損失だけ主増幅器を出力電力の大きいものにする必要があった。	
3571070	セラミック基板に形成されたスルーホールへの導体膜形成方法	全てのプロセスを薄膜プロセスで処理できるので、プロセスラインへの汚染の発生を防止できるセラミック基板に形成されたスルーホールへの導体膜形成方法。従来、化学的なエッチングを行ってスルーホールを形成することが極めて困難であった。	

登録番号	発明の名称	内 容	備 考
3572429	容器に対する蓋の高周波加熱シール装置	十分なシール強度が得られ、かつ蓋の外周縁部や開封用つまみ部に焦げが発生することがなく、高周波加熱シールの際に容器口縁部の凹凸を吸収することを容易とする容器に対する蓋の高周波加熱シール装置。従来、加熱温度のムラが顕著になり、均一加熱が必要な調理用に適さず、材料費や加工費の節減ができなかった。	昭和アルミニウム株式会社、四国化工機株式会社との共同出願
3573738	部品筐体及びその製造方法	実装される発熱部品において発生する熱を効率よく外部に放散させて冷却させることができる小型軽量の部品筐体及びその製造方法。従来はモジュールで発生した熱が充分に空気中に発散できず、放熱効果が充分ではないため、送信電力を一定値以上に上昇させることができなかった。その上、携帯電話基地局全体の装置構成が大型化せざるを得ず、運用コストを下げることができなかった。	
3581859	歪補償送信増幅器	再帰的帰還最小2乗法による補正係数にすることで計算量を大幅に低減することができるとともに、増幅器間の振幅ゲイン差および位相差を零にすることができる歪補償送信増幅器。従来は、帯域外スペクトルの発生、新たな帯域内信号の歪みの発生が見られた。また、差分を正確に検出するよう回路調整を精度良く行う必要があった。	弊社と財団法人 理工学振興会（東京工業大学）との共同出願
3583337	高周波回路ユニット	高周波回路相互の電磁界結合を確実に低減させつつ、機械的な加工精度のムラを吸収できるため、製造コストの低減化とユニットの小型化が可能な高周波回路ユニット。従来の高周波ユニットは回路の数が増加するにつれ、ユニットが大型化し、また、加工が難しく、高い加工精度が必要とされ、量産性及び小型化の点で不利であった。	
3591729	信号生成方法	フィードフォワード歪み補償増幅装置において、同期検波出力から副増幅器の利得、位相を制御する値を直接に導くことができ、位相関係が緊密に結びついた3つの信号を生成することができる信号生成方法。従来、同期検波出力信号、副増幅器の利得、位相との間の相関関係が無いため、どのように増減すればよいかを直接、確認することができなかった。	

※ 備考欄、共同出願は出願時の名称

営業分野及び主要製品

【電子部門】

- | | |
|--|---|
| ☐ 移動通信機器 | 携帯電話基地局用送受信増幅装置
携帯電話基地局用収容箱
移動通信用アンテナ共用装置 |
| ☐ 固定通信機器 | ミリ波デジタル無線装置
高速無線LANシステム
高速無線リンクシステム |
| ☐ 衛星通信機器 | VSAT用アウトドアユニット
VSAT用受信コンバータ
Ka帯衛星通信用送信機 |
| ☐ マイクロ波・ミリ波
デバイス | マイクロ波回線用
分波器・群分波器・導波管
各種マイクロ波/ミリ波
コンポーネント・MICモジュール |
| ☐ 電子応用機器 | 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
高電力マイクロ波機器 |

【産機部門】

- | | |
|------------------------------------|---|
| ☐ 半導体製造装置 | 半導体ウェーハウエット処理装置
半導体ウェーハ洗浄装置
微細配線めっき装置 |
| ☐ 液晶製造装置 | 液晶パネルウエット処理装置
液晶パネル洗浄装置
ガラス基板洗浄装置 |
| ☐ 精密洗浄装置 | HD・HDD洗浄装置
眼鏡・光学レンズ洗浄装置
電子部品洗浄装置 |
| ☐ 高周波機器 | 高周波電源
高周波焼入装置
高周波ろう付装置 |
| ☐ マイクロ波加熱装置 | 食品加熱装置
セラミック乾燥装置
プラスチック加熱装置 |

島田理化技報編集委員会

委員長 佐々木恭介
委員 水島 弘二
立木 武彦
高松 日出海
槇 敏夫
村上 勝
森谷 陽一
松本 光弘
前田 義行
安藤 英一
杉山 敏久
畠 一男
石間 勉
鈴木 建一郎
事務局 市川 均
馬谷原 洋二
清水 庸司

島田理化技報 No.16（無断転載を禁ず）

2005年3月15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 0424-81-8510（代表）
FAX 0424-81-8599（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 東京都港区三田5丁目3番7号
文祥堂印刷株式会社
TEL 03-3455-0250