

SPC

Technical Report

島田理化技報 NO.17(2006)

目 次

■巻頭言

日本人の特性と技術開発を考える.....	1
小坂益規	

■寄稿

新時代の研究開発にむけて.....	3
三菱電機株式会社 先端技術総合研究所 所長 久間和生	

■技術開発

【電子部門】

FWA 用 25GHz 帯 RF フロントエンドモジュール.....	9
黒沢 肇	

IMT2000 基地局送信電力増幅器の高性能化に向けた基本技術開発.....	16
小川二良 丸山弘志 茂野大作 早川達也 岩倉章次 池田幸夫	

同軸給電線によるアンテナ分散システム.....	21
伊藤政浩 池端道彦 倉内康敬	

地上デジタル放送用単一チャンネル出力フィルター.....	26
平間智之 萩原栄治	

加速器用 UHF 帯ウォーターロード.....	30
甲斐規郎	

【産機部門】

光学部品洗浄装置の搬送機構の改善.....	39
大和田 達郎 滝下和弘 立幅義人 園田治毅	

焼入れ用高周波高速インバータ.....	42
村松 讓 花田 学 富田 始	

誘導加熱監視ユニット.....	48
松村琢夫 小森勝利	

■製品紹介

【電子機器】

C帯トランスミッター（出力 10W タイプ）.....	55
-----------------------------	----

【産業機器】

光学部品洗浄装置.....	56
---------------	----

大型マスク基板用洗浄装置.....	57
-------------------	----

■特許登録紹介.....	59
--------------	----

■ 巻頭言

日本人の特性と技術開発を考える

専務取締役
電子事業本部長
小坂 益規
Masumi KOSAKA



日本人が、常識や価値観には多様性があることを多く経験したのは広く世界との接点を持ち始めた明治時代以後ではないかと思えます。日本の社会の発展は、村のような小さな組織の単位「輪」から始まり、それが中国で「委」や「倭」になり、やがて自称「和」、「大和」になったとする説もあります。聖徳太子が定めたとする「憲法十七条」は「和」の精神を基としています。日本に於ける「和」とは、「調和」とか、「合議」とかを重んじる考え方で、独断を嫌い、衆知を尊重する考え方です。別の側面からは、「曖昧さ」を許容する考え方とも言えます。一方で、世界には「曖昧さ」を極力排除しようとする二元的な考え方もあります。常に「白か黒」、「正か邪」のような対立関係で物事を考えます。考え方に元々優劣はありませんが、少なくとも科学はこの二元論的な考え方によって進歩してきました。日本ではアナログ計算機はできても、デジタル計算機は永久に発明されなかったように思います。日本人は「〇〇道」と言った言葉が象徴するように、途中過程を飛び越えて「真理」に到達しようとする考え方の方に強い親しみを感じて来たのかも知れません。それはそれで人知に対する深い洞察から生まれたものなのでしょうから。

我々の日常業務の中にもこの考え方は微妙に影響しています。昔から「アナログはそう簡単には分かりません。時間と経験が必要です。計算にはのらないのです。」と言う人がたくさんいます。ある程度の真理ではあると思いますが、一方で、それを乗り越えようと努力している人も大勢いる事も確かです。多くの通信理論は1960年代には既に完成していたので、私が入社した頃から比べても、骨格を成している技術の核はあまり変わりませんが、機能を実現する技術や、シミュレーション技術は随分進歩した様に思います。シミュレーションの世界はデータ・ベースとライブラリーの世界でもあります。世の中にシミュレーション・プログラムは売っていますが、ノウハウはすべてデータ・ベースやライブラリーの世界にあります。また、半導体の進歩により、デジタルの世界がアナログの世界を大幅に侵食しています。私などがむかし勉強した変復調回路技術は随分様変わりして、今や物理的な回路ではなく、数式処理の世界に変貌してしまいました。モデムなどは、今では物理的な外形がないので、通信理論が分からないと全く理解出来ないソフトウェアの世界になってしまいました。この理論的世界の構築を大きく支えているのが雑音の「曖昧さ」に理論体系を与えた「シャノンの統計理論」です。冗談の好きな人は、日本に於ける「曖昧さ」と「統計理論」の関係を考える事も面白いと思う事もあります。意見の集約に「中央極限値の定理」が成り立ったりするかも知れません。

日本は著名な哲学者や数学者を多く輩出していますが、かと言って「物事を抽象化する」技術に一般的に長けているかという点と少々疑問が残ります。何もここで日本人という区分けも不要な事かも知

れませんが、一般的な弱点の傾向分析と思って下さい。私は、日本人は実用的な成果を急ぐあまり、意外と「物事を抽象化する」初期段階の価値を見付け難いのではないかと思います。「抽象化」とは「本質の解明」や「本質の整理」の道でもあると思います。この事を強く意識したのは通信の階層化である「Open System」の考え方を聞いた時でした。最初は正直その意味や価値がよく分かりませんでした。今や、誰もが納得するように、この考え方なしには通信システム構築が出来なくなってしまいました。

技術というのは常に進歩します。自分達がやっている技術開発を、以上のような視点からもう一度整理してポジショニングしてみると新しい発見や、新しい進め方があるかも知れません。巻頭言としては少し観念的なお話になりましたが、少しでも日常の業務に役立てばと思います。

新時代の研究開発にむけて



三菱電機株式会社
先端技術総合研究所 所長
久間 和生
Kazuo KYUMA

1. グローバルな環境変化に対応した研究開発戦略のあり方

近年，社会を取り巻く環境はますます不確定になっている。環境を分析してみると，外部環境としては，規模の経済（大量消費）から質の経済への移行とともに，世界のボーダーレス化にともなう経済のグローバル化や，「Time to Market」の短縮，開発途上国の急速な技術力向上などの脅威も顕在化している。また内部環境としては，我が国の勤勉な労働力，強い生産技術・品質力，それらを支える高等教育の普及という強みが徐々に減退し，世界的なコスト競争の中での地位低下と向き合っていかなければならない状況である。このような不確定時代における企業の課題は，世界で通用する製品を継続的に開発し，事業を持続的に成長させることである。

そのためには，これまで重視されてきた技術開発力に加え，技術経営戦略の強化が重要である。すなわち，社会環境の変化に対応して各企業が経営戦略と事業戦略を策定し，それにそった形で研究開発戦略を立案するという，トップダウン的な戦略の存在が不可欠である。

2. 新時代の研究開発モデル

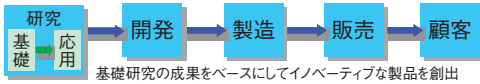
時代の変遷とともに，市場構造も変質し，これにともなって企業における研究開発モデルも次のように変化してきている。

従来は，マーケットギブン（市場ありき）型モデルであった。ここには明確なニーズが存在したため，技術開発のロードマップも同じく明確であった。このモデルの開発事例としては，DRAMや光ファイバー通信などが挙げられる。その後，顧客の嗜好や環境状況からニーズを抽出する，マーケットインモデルへと移行した。ここでは，市場に対してソリューションを早期に提供するために技術のインテグレーションが進み，ビジネスカテゴリの枠を越えた協業の考え方が広がった。このモデルにおける製品例としては，システムLSIやICカード応用ビジネスがある。また，これらの変遷を経て，現在ではニーズ自体が非常に不確定な状況を迎え，産業界が市場そのものを創出する，マーケットクリエイトモデルとなっていると考えられる。ここではメーカーと顧客とは密接に関係し，顧客との協業による事業創造がおこなわれる。例えばエネルギーソリューションやセキュリティシステムなどがこのモデルに相当する。

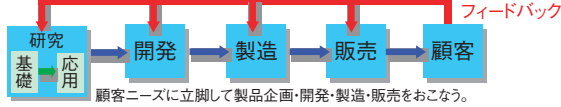
	マーケットギブンモデル	マーケットインモデル	マーケットクリエイトモデル
ニーズ	・ ニーズが自明	・ 顧客の分析からニーズ抽出	・ ニーズが不確定
技術	・ ロードマップが明確 ・ H/W、S/Wとも インテグレーションが小規模	・ インテグレーションが進む	・ インテグレーションが大規模化 ・ H/WとS/Wが融合
ビジネス	・ 護送船団方式 ・ シェア分割型	・ マーケットイン方式 (協業=事業) ・ ソリューションビジネス (顧客が提供)	・ 顧客との協業 (協業して形を作ってから実用化の判断) ・ ソリューションビジネス (自ら創造)
例	・ DRAM ・ パソコン ・ 光ファイバー通信	・ システムLSI ・ ICカード応用ビジネス	・ エネルギーソリューション ・ セキュリティシステム ・ IMS (Intelligent Manufacturing System) ・ ハイブリッドカー ・ クリーンエネルギー

図1 R&Dモデルの変遷

I ボトムアップ型プロセス (マーケットギブンモデルに対応)



II トップダウン型プロセス(1) (マーケットインモデルに対応)



III トップダウン型プロセス(2) (マーケットクリエイトモデルに対応)

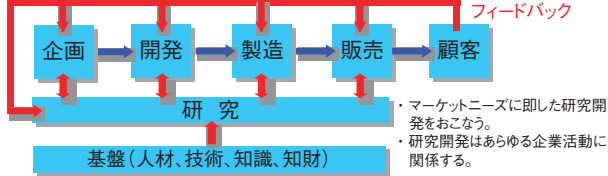


図2 顧客ニーズと R&D プロセスの関係

このような R&D (研究開発) モデルの変化に対応するために、新時代においては新しい R&D プロセスを提案、実践していく必要がある。特に、マーケットクリエイトモデルに対応した R&D プロセスとしては、市場から得られたユーザーニーズを研究段階や製品企画、製造、販売の各段階にフィードバックするだけでなく、人材や技術といった基盤リソースに支えられた研究活動が、これらの企業活動に直接的に関与することにより、常に最新の技術開発が反映される仕組みが必要となる。換言すると、新時代とは、新しい市場モデルが生み出される時代であり、ここで勝ち残るためには強力な経営戦略、およびそれに基づく新しい R&D プロセスの構築と実践が不可欠である。

3. 研究開発事例

本章では、マーケットイン型市場、およびマーケットクリエイト型市場に対するソリューションとして、筆者らの研究開発事例を紹介する。

3.1 環境技術分野における製品事例

21 世紀は「環境」の時代といわれる。社会のさらなる安全と安心を求め、PRTR 法 (Pollutant Release and Transfer Register) や VOC 排出規制など、化学物質に対する規制・管理は年毎に厳しくなっている。企業にとって環境に対する取り組みも日増しに重要性を増しており、地球環境と企業活動を共生・協調させ、持続可能な社会作りに貢献することが求められている。環境技術は一般に下流の技術と見られがちであるが、決してそうではない。すなわち、経済性と環境保全が両立するイノベ

ティブな新技術の開発が可能であり、前述の環境法規制強化と企業の環境に対する意識向上は、一つのビジネスチャンスと捉えることができる。島田理化学工業の主要事業分野の一つである半導体や液晶製造プロセスでは、多量の薬剤・化学物質が用いられており、環境との融和が極めて重要である。したがって、世界に先駆けて革新的要素技術を継続して開発することが必須であり、工業先進国としての我が国の使命であると考えられる。この視点に基づき、マーケットイン型市場における有効なソリューションとしてこれまで行ってきた研究開発事例を以下に紹介する。

(1) オゾン応用レジスト剥離技術

オゾンは酸素原子 3 個からなる酸素の同位体で、強い酸化力を持ちながら、一方で比較的容易に分解して酸素に戻るといった特性があり、環境に優しいこれからの酸化剤として期待されている。本技術開発は、このオゾンの酸化分解力を高価な薬剤が多量に使用されているレジスト剥離プロセスに適用し、経済性と環境性を両立させる技術を開発したものである。高濃度オゾン単独の処理ではレジスト剥離速度は遅いが、僅かな水蒸気を併用することでレジスト剥離速度を 10 倍に向上できることを見出した。これにより、実用レベルの剥離速度を得ながら、ランニングコストを 1/5 に、環境負荷を 1/10 に低減することができた。なお、この開発技術は LCD 製造用レジスト剥離装置として島田理化学工業より製品化され (図 3)、また本技術に関する技術論文は、米国電気化学学会より日本人としては 17 年ぶりに Norman Hackerman Young Author 賞を受賞し高い評価を得ている。

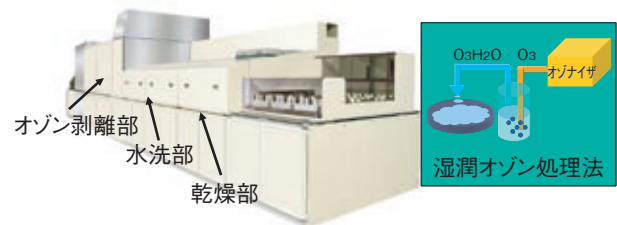


図3 高濃度オゾン応用レジスト剥離装置

(2) マイクロバブル洗浄装置

PRTR 法や有機溶媒の規制の強化に対応して、低

コストでかつ環境負荷の低い洗浄技術が求められている。このため、薬剤使用量が多い脱脂洗浄プロセスをターゲットに、100 μ m以下の微細気泡（マイクロバブル）の界面吸着を利用した新しい精密洗浄技術を開発している。独自の気泡融合防止剤と高密度気泡生成技術が特長である。また、これまでの超音波洗浄や溶剤による洗浄と異なり、ワーク表面から除去し気泡界面に付着した油分は気泡の浮力によって容易に洗浄液から分離除去できるので、油成分が液中に残存せず洗浄液の寿命が長くなるというメリットもある。これまでの検討において、従来のアルカリ脱脂プロセスと同等の洗浄度を洗剤レスで実現するとともに、ランニングコスト、環境負荷とともに1/20以下に低減できることを実証している。なお、この開発成果は島田理化工業からマイクロバブルを用いた洗浄装置としては業界で初めて製品化された（図4）



図4 マイクロバブル洗浄装置

3.2 エネルギーソリューション分野における開発事例

環境分野におけるもう一つの重要な課題は、地球温暖化防止対策に関わる課題である。2005年に京都議定書が発効し、2008年から2012年の第一期約束期間において、日本はCO₂排出量を1990年基準に対し6%削減する義務がある。しかし実際には、CO₂排出量は、増加の一途をたどっており、このままでは約束が果たせないため、官民をあげてその対策を強化中である。主たる対策としては、(1)省エネ推進：すなわちエネルギーを可能な限り使わず節約する。(2)新エネ拡大：CO₂を排出しないエ

ネルギー源に転換する、の2種類がある。官側の主たる施策は、法律強化（省エネ法の強化）と、補助金増大（新エネ関連）であり、民にとってもエネルギーコスト削減による競争力強化のメリットがありニーズは大きい。

このため、CO₂低減（＝コスト低減）を実現するエネルギーの発生・輸送・消費に関わる問題解決、すなわち、エネルギーソリューションは今後の大きなビジネス分野と考えられる。しかしながら、マクロ的なニーズは存在するものの、具体的なニーズやスペックはユーザ自身においても不明確でUnknownな場合が多く、マーケットクリエイトモデルの典型とも言える。エネルギーソリューションの対象分野は、ビル・工場・新エネ・公共・運輸など多岐にわたるが、以下では、ビルにおける研究開発事例を紹介する。

BEMS（ビルエネルギーマネジメントシステム）は、ビル内の空調・照明など各設備を監視・制御することにより、ビル設備全体としてのエネルギー運用状況の収集・把握、分析、運転の最適化を通して総合的なエネルギーマネジメント、すなわち省エネを実現するものである。通常、省エネは、計測、分析、制御、更新などのPDCA（Plan, Do, Check, Action）の手順に沿って実施されるので、BEMSの機能もこれに沿ってソフトウェアとして実装することになる。

しかしながら、たとえば、無駄を発見するための分析一つとっても、そもそも現状のエネルギー消費の詳細が良く把握されていないことが多く、また、大規模ビルになると計測点が1万点以上になるため、ユーザ自身が何をどうみてよいかかわからないのが実情である。このため、ユーザとともに試行錯誤を繰り返しつつシステム構築を実施する必要がある。

今回、構築したBEMSの分析機能は、上記の課題を解決するために、計測点をグラフ化し、このグラフも数百点以上にも及ぶため、設備モデルと過去の分析事例の知見を活用した多面的可視化技術を適用することにより、ユーザにとって真に有益な分析情報が得られるようになっている。また、分析の結果判明した無駄を改善する必要がある、通常ビルでは、空調で約40%のエネルギーを消費するため、大規模ビルでの実装例が多い集中型空調システムの熱源最適制御機能（図5）を実装している。これは、天候予測機能と組み合わせ、かつ、最適化技術を適

用することにより蓄熱のロスを最小化するものである。ここでは機能の一部のみを紹介したが、本システムは、既に複数のビルに導入され順調に稼働中である。

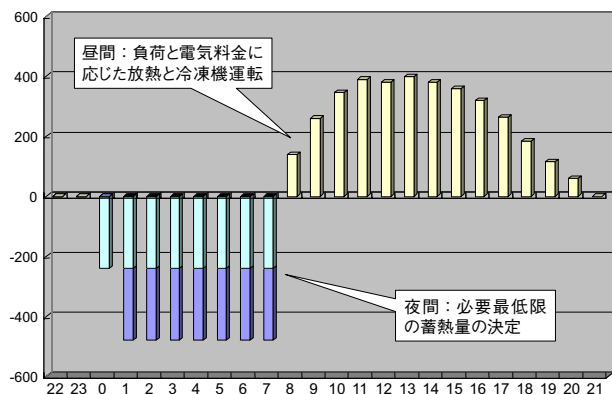


図5 BEMSの空調熱源システム最適制御機能

4. おわりに

これからの不確定な時代において企業が勝ち残っていくためには、研究開発活動がより一層重要であり、それらは正しい外部・内部環境分析と、綿密に設計された技術開発戦略に基づいたものでなければならない。本稿では具体的な研究開発プロセスを提示し、将来のあるべき姿を論じた。また、マーケットインモデルとして、環境技術分野における研究開発の事例であるオゾン応用レジスト剥離技術、マイクロバブル洗浄装置、また、マーケットクリエイトモデルに基づく開発事例として、エネルギーソリューション BEMS を紹介した。

【技術開発】
電子部門

FWA 用 25GHz 帯 RF フロントエンドモジュール

黒沢 肇
Hajime KUROSAWA

1. まえがき

ブロードバンド無線通信システム開発において、屋内、及び屋外で使用することができる 25GHz 帯 TDD（時分割複信）方式の FWA 用データ伝送小電力無線装置に組み込む 25GHz 帯 RF フロントエンドモジュール（以下 RF モジュールと称す）を開発したので報告する。

本 RF モジュールが組み込まれる無線装置は、150Mbps の無線伝送速度を実現する一方、無線従事者資格や無線局免許を取得する必要がなく、容易に利用できることを特長としている。

2. 小電力無線装置の機能概要

本 RF モジュールが使われる主要性能を表 1 に示す。

表 1 RF モジュールが使われる装置の主要性能

項目	仕様	備考
複信方式	TDD（時分割複信）	
変調方式	QPSK, 16QAM, 64QAM	
無線区間伝送速度	150Mbps（64QAM）	
占有帯域幅	30MHz	
伝送距離	2km	降雨減衰を考慮

3. RF モジュールの構成

RF モジュールの送受信周波数は 24.78 ~ 25.22GHz（20MHz ステップ、23 チャンネル）で、時分割複信方式（TDD）である。チャンネル変更は局部発振器部（OSC）の周波数切り替えによる。RF モジュールの構成を図 1 に、また RF モジュールの外観を図 2 に示す。

送信系は変調器から出力される変調信号を不要波成分抑圧のため BPF1（帯域通過フィルタ）を通過させた後、MIX1（ミキサ）により周波数変換し BPF2 にて不要波成分を抑圧し、外部制御信号の ATPC（自動送信電力制御）にて VVA（電圧可変減衰器）を制御し出力電力を調整する。その後 MIX2 にて 25GHz 帯に周波数変換し BPF3 にて特に MIX2 にて発生する不要波を抑圧し、AMP3 にて電力増幅した後高周波スイッチ（SW）を経て送信出力される。送信系において特に重要視している歪性能については、使用レベルに対して、各ブロックにて十分な余裕を確保している。

受信系は受信信号を高周波スイッチ（SW）経由 AMP4 にて低雑音増幅し、BPF4 にて不要波を抑圧

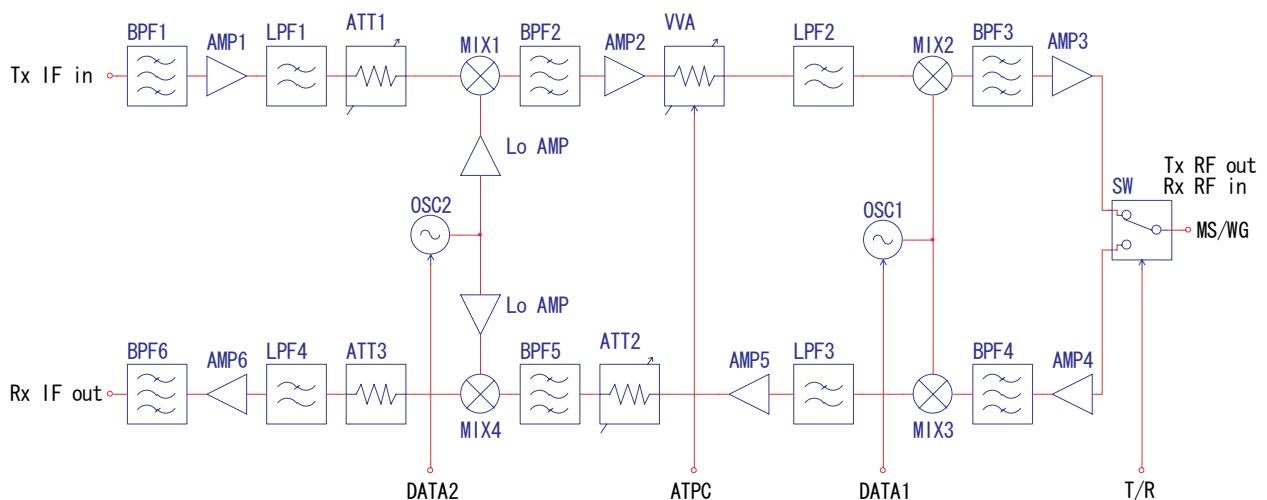


図 1 RF モジュール 構成

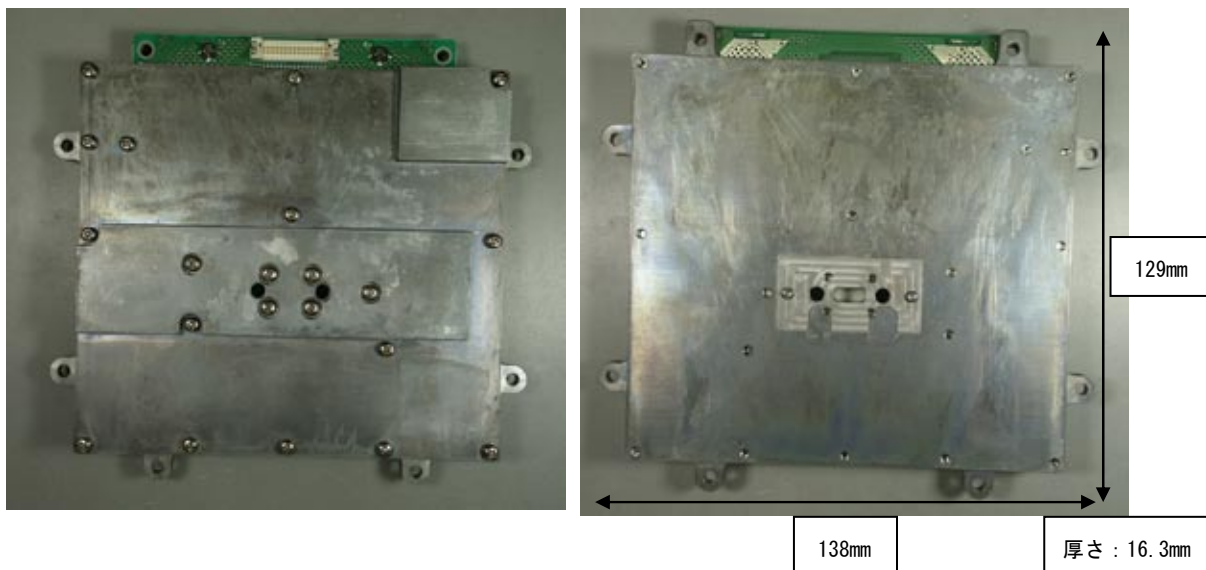


図2 RF モジュール外観

した後にMIX3にて周波数変換し、BPF5にてイメージ抑圧する。その後MIX4にてIF帯に周波数変換しBPF6にて占有帯域幅以外の信号を除去し複調部へ出力される。

4. RF モジュールの構造

RF モジュールは、小型軽量化を図るために、図3に示す異種多層基板を採用している。図4に示すように送受信ブロック、及び局部発振器部を1

枚の同一基板上に構成し、基板の上下を筐体で挟み込む構造を採用している。また、RF モジュールの消費電力は3.2W Max. と低消費電力化を実現しており、熱対策も簡易に実現できている。

TDD (時分割複信) 方式に伴って、RF モジュール送受切替時間:1 μ secを実現するために、制御系、及び高周波スイッチ (SW) には特に配慮している。

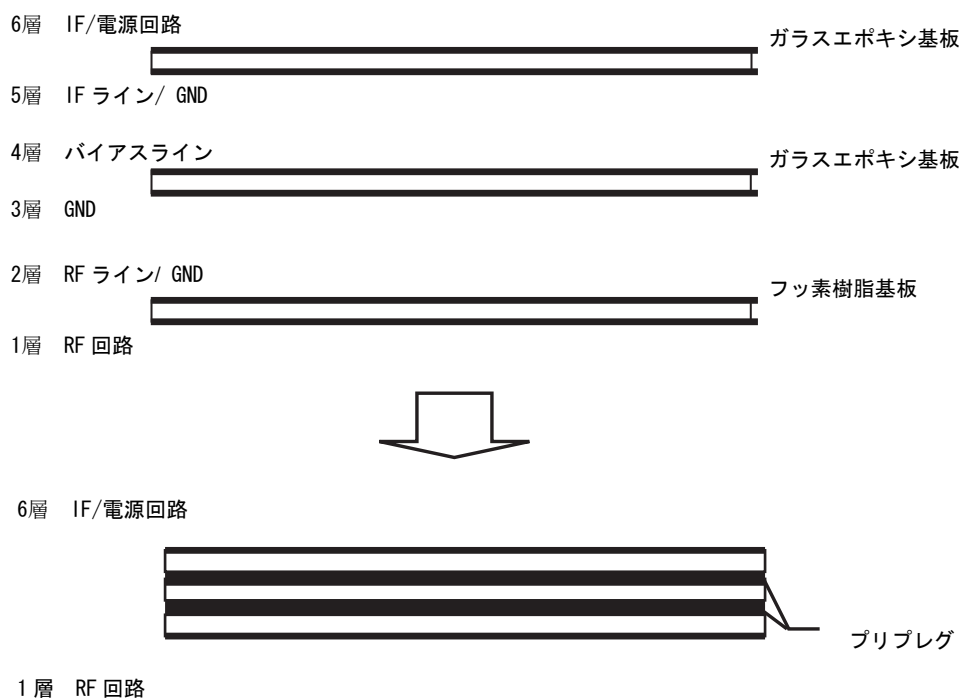


図3 RF モジュール異種多層基板 層構成

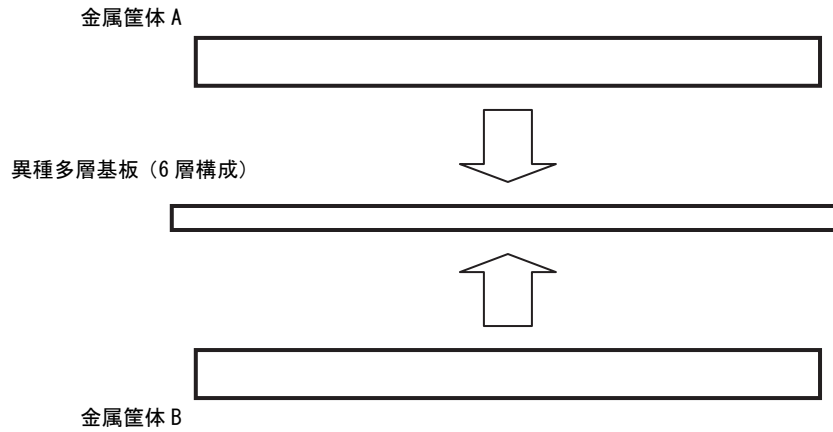


図4 RF モジュール構造

5. RF モジュール主要仕様と測定結果を表2に示す。

表2 RF モジュール主要仕様と測定結果

項目	主要仕様	測定値
RF 周波数可変範囲	24.78GHz ~ 25.22GHz(電波法無線設備規則:49条20の四) 20MHz ステップ, 23 チャンネル	
複信方式	TDD (時分割複信)	
送受切換時間	ON/OFF 時間: 1 μ sec 以下	0.9 μ sec 以下
定格送信電力	+4dBm \pm 0.5dB	4.1dB
送信歪	- 38dBc 以下 IF 入力条件 16QAM (シンボルレート: 25Mbaud) (QPSK, 64QAM を含む) ルートロールオフ: 0.3	- 43.1dBc 以下
送信スプリアス	- 30dBm 以下	- 42.9dBm 以下
送信変換利得	最大利得 27dB 以上	29.2dB 以上
受信雑音指数	7dB 以下	5.5dB 以下
受信変換利得	24dB \pm 2dB	24.9dB
受信スプリアス	1GHz 未満: - 60dBm 以下 1GHz 以上: - 53dBm 以下	1GHz 未満: - 76.7dBm 以下 1GHz 以上: - 68.0dBm 以下
VSWR	アンテナ端子 24.75GHz ~ 25.25GHz で 2 以下。 IF 端子 IF \pm 15MHz で 2 以下。	アンテナ端子 1.5 以下 IF 端子 1.6 以下
局部発振器 C/N	- 95dBc/Hz 以下 Offset 周波数: 100kHz - 115dBc/Hz 以下 Offset 周波数: 1MHz	- 97dBc/Hz 以下 Offset 周波数: 100kHz - 120dBc/Hz 以下 Offset 周波数: 1MHz
消費電力	3.2W 以下	3.2W 以下
外形	外形寸法: 129 \times 138 \times 16.3mm 図2 参照。	
温度範囲	動作: - 20 ~ +60 $^{\circ}$ C 保存: - 30 ~ +70 $^{\circ}$ C ※結露の無い環境とする。	

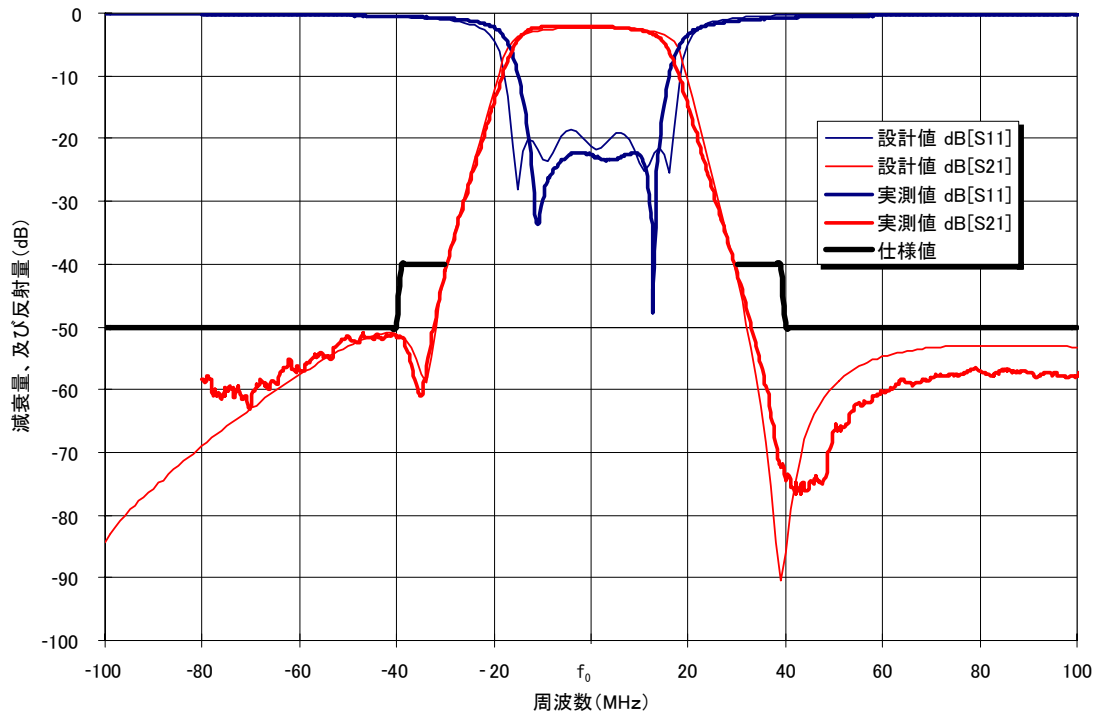


図5 IF-BPFの周波数特性(設計値と実測値)

6. 技術的課題と評価結果

6.1 IF-BPF

RFモジュールの送受信IF帯に使用しているBPF1及びBPF6は、外部から入力される変調信号の高調波成分を抑圧するために、下記の帯域外抑圧量を実現している。

実測値は占有帯域幅、及び帯域外抑圧量ともに規格を満足し、良好な特性が得られた。設計値とともに通過特性と反射特性を図5に示す。

帯域外抑圧量

$f_0 \pm 30\text{MHz}$: -40dB

$f_0 \pm 40\text{MHz}$: -50dB

6.2 送受切り換えSW

TDD方式に伴い、RFモジュールの送受切替時間は1 μsec 以下である。

高周波SWはPINダイオードで構成し、PINダイオードのON時の残留インダクタンス、及びOFF時の容量のキャンセルが可能であるという理由から、下記回路構成を採用した。構成図を図6に

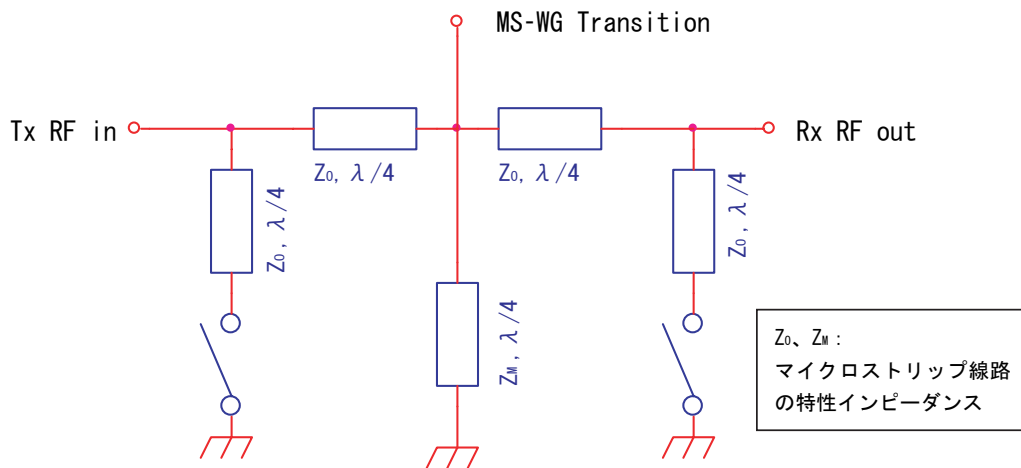


図6 RFモジュール高周波SW構成

示す。スイッチ動作は特性インピーダンス Z_0 の線路の $1/4$ 波長を利用して OPEN/SHORT 状態をつくり、Tx/Rx 切り換えを実現している。特性インピーダンス Z_M の線路は信号系に影響を与えず、ダイオード用 DC リターンと 2 倍波抑圧に寄与している。

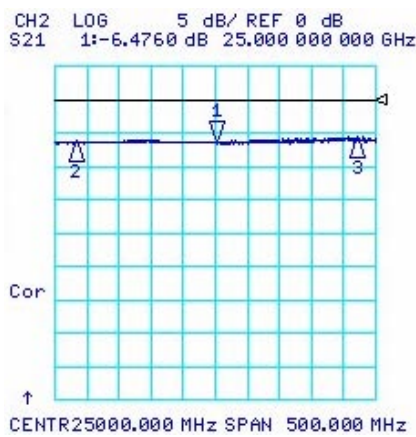
送受切り換え SW の ON/OFF 制御回路は、回路の簡略化、及び部品点数削減を図るために汎用高速

デジタル回路により構成している。

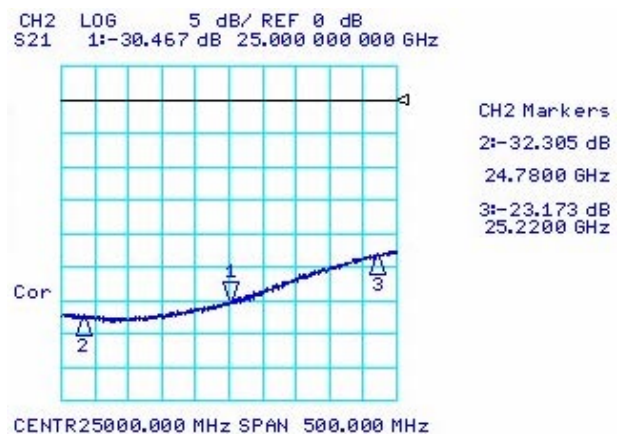
尚、ON/OFF 制御回路は、低消費電力化、及び送受信アイソレーションを確保するために、25GHz 帯送信アンプ、及び受信アンプを ON/OFF し、そのタイミングは RF SW の ON/OFF 動作と同期している。RF SW の挿入損失とアイソレーションの測定結果を、表 3、及び図 7(a)~(d) に示す。RF

表 3 RF SW の挿入損失とアイソレーションの測定結果

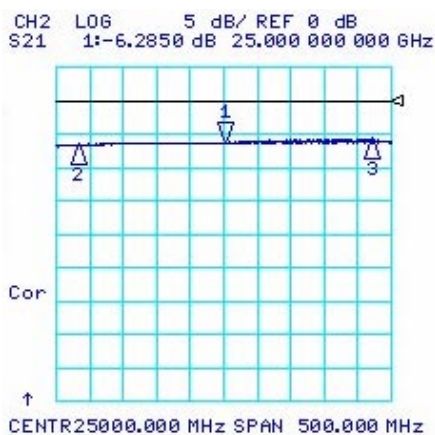
	状態	挿入損失		アイソレーション	
		24.78GHz	25.22GHz	24.78GHz	25.22GHz
Tx	ON	- 3.8dB	- 3.2dB	24.6dB	16.9dB
	OFF	- 28.4dB	- 20.1dB		
Rx	ON	- 3.2dB	- 2.5dB	19.2dB	24.2dB
	OFF	- 22.4dB	- 26.7dB		



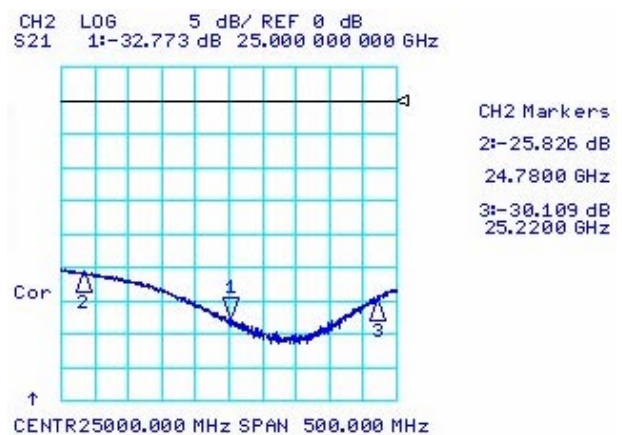
(a) Tx ON時の挿入損失
(ケーブルロス3.4dBを含む)



(b) Tx OFF時の挿入損失
(ケーブルロス3.4dBを含む)



(c) Rx ON時の挿入損失
(ケーブルロス3.4dBを含む)



(d) Rx OFF時の挿入損失
(ケーブルロス3.4dBを含む)

図 7 RF モジュール 高周波 SW 測定結果

SW は送信時、受信時ともに、ON 時には挿入損失を極力低減する方向で、OFF 時にはアイソレーションを確保する方向で、インピーダンス整合している。

6.3 RF モジュール 送受切替時間評価結果

RF モジュールの送受切替時間を評価した結果、

TDD 方式に伴う規格：1 μ sec 以下を満足する結果が得られた。送受切替時には PIN ダイオードの ON/OFF 時間、25GHz 帯送受信アンプ ON/OFF 時間、及び制御回路の ON/OFF 時間が含まれる。送受切替時間の測定結果を図 8(a)～(d) に示す。

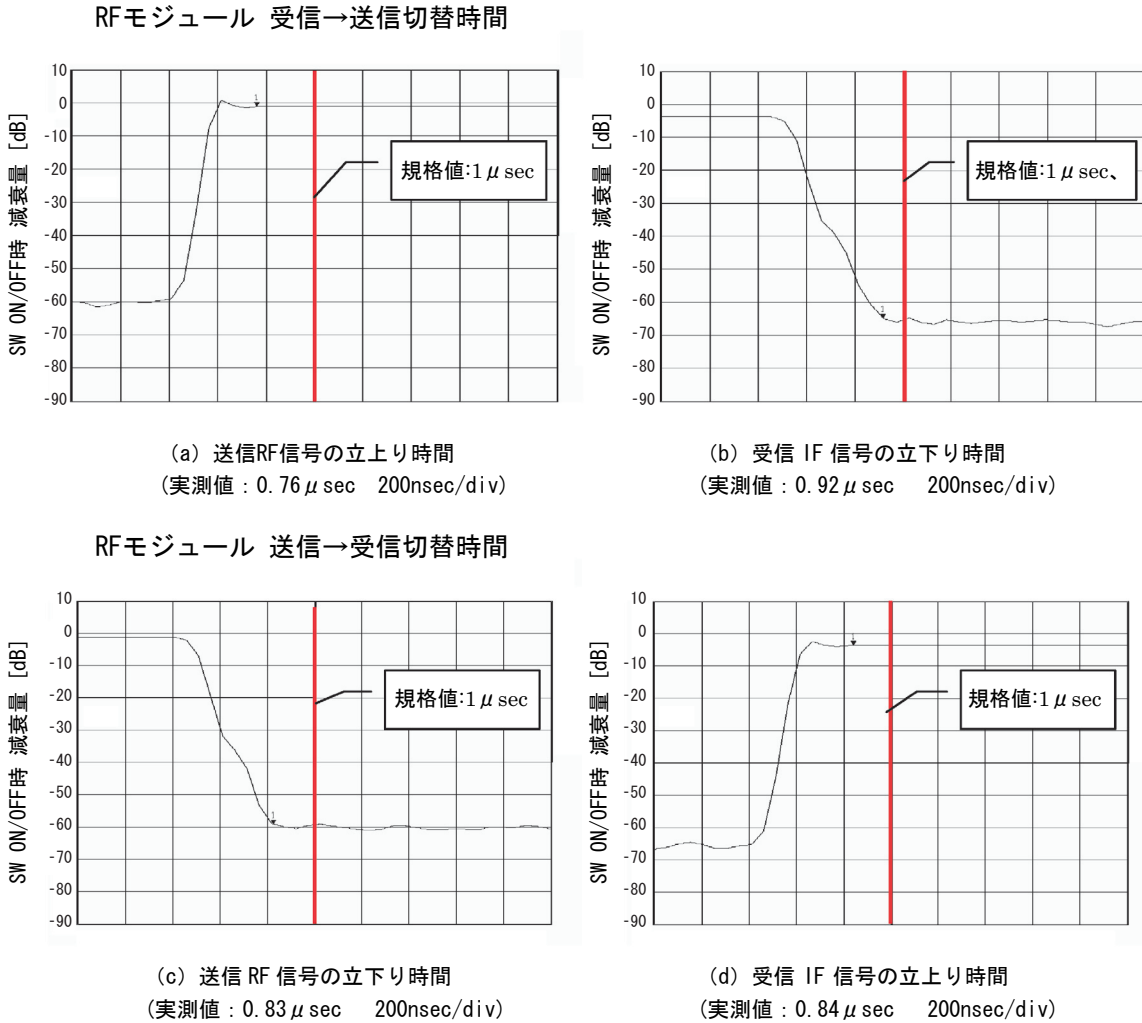


図 8 送受信切替時間の測定結果

7. 局部発振器部 C/N の評価結果

局部発振器部 C/N を評価した結果、仕様値に対して余裕のある良好な値が得られた。

25GHz 帯送信信号の位相雑音特性の評価結果を図 9 に示す。この時の C/N 値は Offset 周波数：100kHz にて -97dBc/Hz 以下、Offset 周波数：1MHz にて -120 dBc/Hz 以下を確保している。

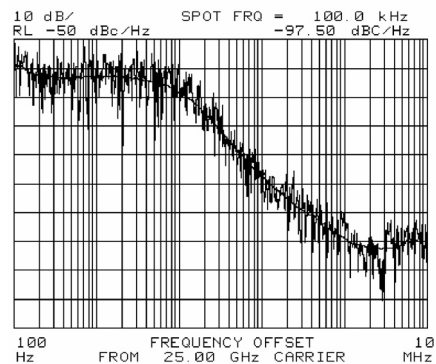


図 9 25GHz 帯送信信号の位相雑音特性評価結果

8. むすび

TDD 方式 FWA 用データ伝送小電力無線装置に組込まれる RF モジュールを開発して良好な特性を得ることができた。尚、本製品は信頼性試験をクリアし量産品として製造されている。基板を異種多層化したことにより、送信系、受信系、及び局部発振器を一体化し、小型軽量化を実現した本モジュールは、従来装置と比較しても大幅に小型化と低コスト化を実現でき、類似機種への応用が可能である。

9. 謝辞

以上の製品開発を通じて、株式会社日立国際電気殿の御協力を頂きました。

ここに感謝の意を表します。

筆者紹介

電子事業本部
東京製作所
電子技術部
黒沢 肇



IMT2000 基地局送信電力増幅器の高性能化に向けた基本技術開発

小川 二良 丸山 弘志 茂野 大作 早川 達也 岩倉 章次 池田 幸夫
 Tuguyoshi OGAWA Hiroshi MARUYAMA Daisaku SIGENO Tatsuya HAYAKAWA Syouji IWAKURA Yukio IKEDA

1. まえがき

IMT2000 基地局においては、マルチキャリア共通増幅方式が適用されるので、そこに使用する送信電力増幅器に対しては、隣接チャネル漏洩電力による通信品質の劣化を防止するために、厳しい歪規格が要求される。この厳しい歪規格を満足するために、フィードフォワード、或いは、プリディストーション歪補償が適用され、増幅器は飽和出力から十分なバックオフをとった線形性の良好な出力レベルで使用される。しかし、歪補償回路の装荷とバックオフを確保した動作は、回路規模と消費電力の増大に繋がる。これらの観点から、基地局の送信電力増幅器に対しては、設置性を向上させるための小型・軽量化、省エネルギーを実現するための高効率化が強く望まれている。

ここでは、IMT2000 基地局送信電力増幅器の小型・軽量化、高効率化を目的として開発した基本技術の中で、特に、高効率化に有効なドハティ増幅器、回路構成が簡易で小型化に適した直・並列ダイオード合成形 RF リニアライザ、歪補償能力に優れ高効率化に有効なデジタルプリディストータについて報告する。

2. ドハティ増幅器

ピークファクタの大きな変調波を用いる通信システムにおいて、送信電力増幅器の高効率化を実現する手段として、ドハティ増幅器⁽¹⁾が注目されている。最近、ドハティ増幅器の設計法、試作結果、性能改善に関して、数多くの報告が行われている。しかし、周波数・温度特性に関する検討は十分に行われていない。

ここでは、キャリア FET とピーク FET に続く経路に位相調整線路を設け、2つの位相調整線路の長さで複素負荷変調を最適化することにより、周波数・温度特性の良好なドハティ増幅器を実現できた

ので、その回路構成と設計法について報告する⁽²⁾。

2.1 回路構成

図1に開発したドハティ増幅器の回路構成を示す。

ピーク FET の出力側に設けた位相調整線路 No.1 の電気長 θ_1 は、出力 T 分岐からピーク FET 側を見込むインピーダンスを高めるように設定する。このように θ_1 を定めると、キャリア FET からピーク FET 側への出力電力の流入が防止され、キャリア FET の出力をドハティ増幅器の出力電力として有効に取り出すことができる。つまり、低出力時にピーク FET をオフ、キャリア FET をオンする理想的なドハティ動作に近づけることができる。

キャリア FET の出力側に設けた位相調整線路 No.2 の電気長 θ_2 は、複素負荷変調線の向きが所望値となるように設定する。キャリア FET から負荷側を見込む高出力時のインピーダンスを $Z_{opt,high}$ 、低出力時のインピーダンスを $Z_{opt,low}$ とすると、次の式 (1) が成立する。

$$Z_{opt,low} = Z_{opt,high} \times \frac{2 \cos \theta_2 + j \sin \theta_2}{\cos \theta_2 + j 2 \sin \theta_2} \quad (1)$$

図2に、式 (1) を用いて計算した θ_2 と複素負荷変調線の関係を示す。図2より、 θ_2 を適当な

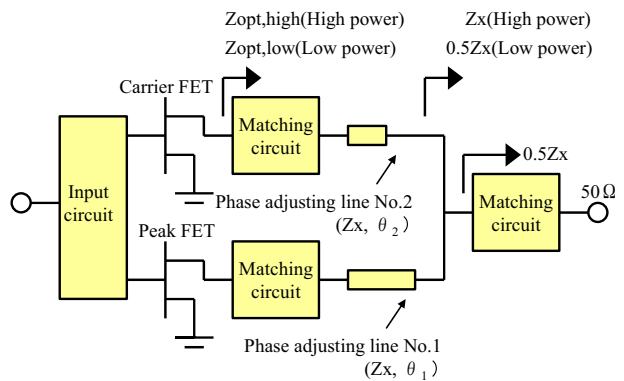


図1 ドハティ増幅器の回路構成

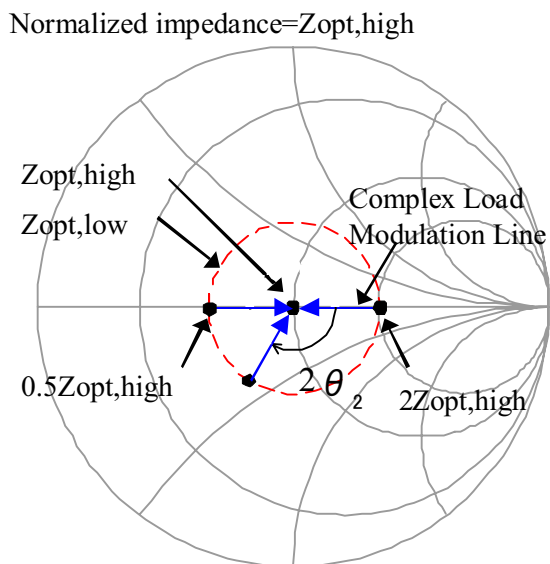


図2 θ_2 と複素負荷変調線の関係

値に選ぶと、複素負荷変調線の向きを任意に設定できる。例えば、 $\theta_2 = 0^\circ$ の場合には、 $2Z_{opt,high}$ と $Z_{opt,high}$ を結ぶ線、 $\theta_2 = 90^\circ$ の場合には、 $0.5Z_{opt,high}$ と $Z_{opt,high}$ を結ぶ線となる。

2.2 設計

飽和出力 180W を得るために、キャリア FET とピーク FET には、それぞれ、出力電力 90W クラスの LD MOSFET を使用した。ロードプル測定で求めた 90W クラス FET の出力を最大とする負荷インピーダンス (Z_{pmax}) は $2.6 - j4.5\text{ohm}$ 、効率を最大とする負荷インピーダンス (Z_{emax}) は $3.8 - j4.5\text{ohm}$ であった。飽和出力を大きくし、かつ、飽和出力からバックオフを確保した動作点での効率を高めるために、 $Z_{opt,high}$ を Z_{pmax} に、 $Z_{opt,low}$ を Z_{emax} に近づける設計を行った。 Z_{pmax} と Z_{emax} の虚数成分は等しいので、図 2 において $\theta_2 = 0^\circ$ とし、複素負荷変調線は、 3.8ohm ($=2Z_{opt,high}$) と 1.9ohm ($=Z_{opt,high}$) を結ぶように設定した。

2.3 実験結果

図 3 に試作したドハティ増幅器の利得 (Gain)、ドレイン効率 (η_d)、隣接チャネル漏洩電力 (ACLR) 特性を示す。出力電力 (P_{out}) が 45.0dBm におけるデータをプロットしている。図 3 から、試作したドハティ増幅器は、周波数帯域 2.11 ~ 2.17GHz、FET フランジ温度範囲 $40^\circ \sim 100^\circ\text{C}$ において、 $P_{out}=45\text{dBm}$ 、 $\text{Gain} \geq 11.2\text{dB}$ 、 $\eta_d \geq 36.5\%$ 、 $\text{ACLR} \leq -29\text{dBc}$ の性能である。

不連続な周波数・温度特性は観測されず、本報告

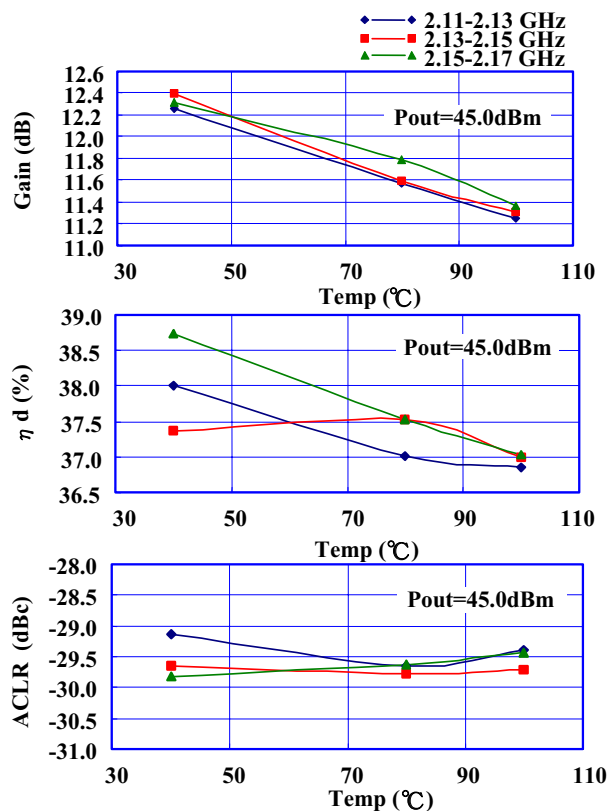


図3 ドハティ増幅器の Gain, η_d , ACLR 特性

3GPP test model-1, 2tone, 32-multiplexed signal, B/W=3.84MHz, PAR=8.4dB@0.01%

の回路構成、複素負荷変調に対する設計法を適用することにより、周波数・温度特性が良好なドハティ増幅器を実現できることが実験的に確認された。なお、試作したドハティ増幅器においては、入力回路部にアイソレーション特性の良好なウイルキンソン電力分配器を使用しており、これも良好な周波数特性に寄与していると考察している。

3. 直・並列ダイオード合成形 RF リニアライザ

並列ダイオード、ゲート接地 FET、ソースインダクタ装荷 FET が通常のソース接地 FET と逆の振幅、位相特性を持つことを利用して、素子レベルの小さな RF リニアライザが報告されている。一方、信号と歪を分離・合成する回路、可変減衰器、可変移相器、遅延線を備えた大規模な RF リニアライザも古くから研究されている⁽³⁾。前者は、小型ではあるが、信号と歪の振幅差、位相差の設定範囲が狭く、歪を補償できる増幅器が限定される。これに対し、後者は、大型ではあるが、信号と歪の振幅差、位相差の設定範囲が広く、様々な増幅器の歪を補償でき

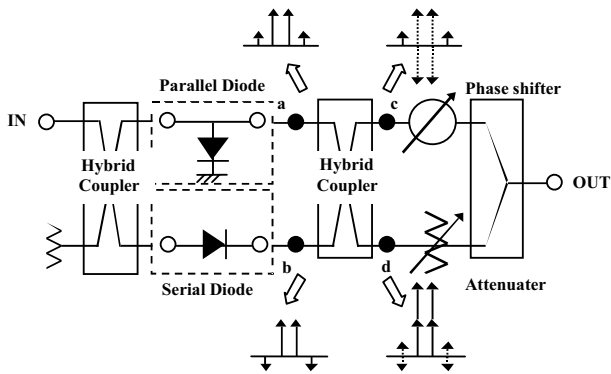


図4 直・並列ダイオード合成形 RF リニアライザの回路構成

る。ここでは、信号と歪の振幅差、位相差の設定範囲が広く、かつ、回路構成が簡単で小型な RF リニアライザについて報告する⁽⁴⁾。

3.1 回路構成

図4に開発した直・並列ダイオード合成形 RF リニアライザの回路構成を示す。ダイオードのアノード・カソード間容量のインピーダンスが抵抗成分と比較して十分小さいと仮定すると、並列ダイオードは信号と同位相の第3次相互変調歪 (IM3) を、直列ダイオードは信号と逆位相の IM3 を発生する。したがって、図4中の端子-d においては、直列および並列ダイオードを経由した信号は合成、IM3 はキャンセルされる。一方、端子-c においては、信号はキャンセル、IM3 は合成される。可変移相器、可変減衰器を備えて、端子-c に出力する IM3 と端子-d に出力する信号の振幅比、位相差を所望の値に設定できるようにすると、RF リニアライザを実現できる。

ここで提案する RF リニアライザは、並列ダイオードと直列ダイオードが逆位相の IM3 を発生することを利用して、回路の簡単化を図ると共に、遅延線を不要としたものである。

3.2 実験結果

図5に移相器の設定値 ϕ をパラメータとして、試作した RF リニアライザの振幅偏差 (Δ Gain)、位相偏差 (Δ Phase) の実験値を示す。

図5より、 ϕ を $0^\circ \sim 360^\circ$ まで変化すると、 Δ Gain / Δ Phase の符号を、 $+ / +$, $+ / -$, $- / +$, $- / -$ の4つのモードに設定できる。素子レベルの小型な RF リニアライザは1つのモードしか実現できないが、提案する RF リニアライザは4つのモードを実現でき、 Δ Gain / Δ phase に対する

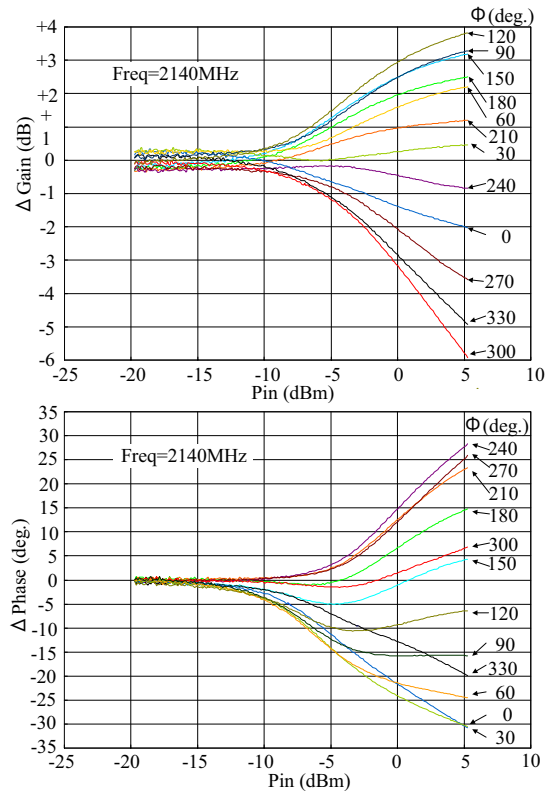


図5 リニアライザの振幅偏差、位相偏差

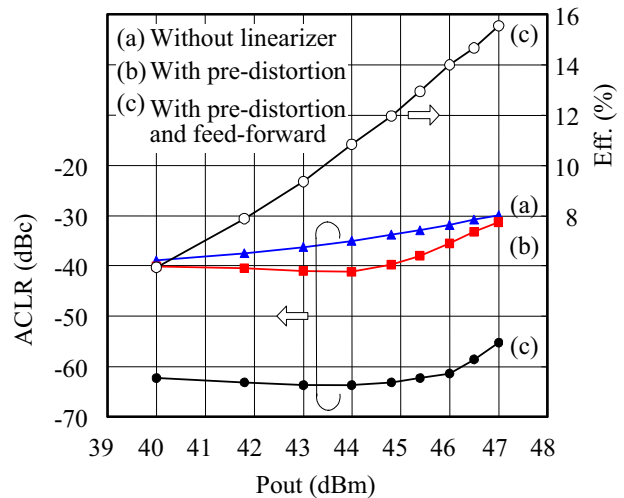


図6 フィードフォワード形送信増幅器の ACLR, 効率

3GPP test model-1, 2tone test,
32-multiplexed signal, Freq1=2.1325GHz,
Freq2=2.1425GHz, B/W=3.84MHz,
PAR=8.4dB (@0.01%), Temp.=+25deg.C

設定範囲が広い事が分かる。

最終段に第2章で紹介したドハティ増幅器を2合成した増幅器、小信号段に提案する RF リニアライザを用いたフィードフォワード形送信増幅器を試作

した。図6にフィードフォワード形送信増幅器の ACLR, 効率の実験値を示す。図6から, RFリニアライザとフィードフォワードの併用により, 出力電力47dBm (50W) において, $ACLR \leq -55$ dBc, 効率 $\geq 15\%$ の性能が得られた。

4. デジタルプリディスタータ

移動体通信基地局への適用を目的として, フィードフォワードあるいはデジタルプリディステーション形歪補償とドハティ増幅器の組合せによる高効率・低歪増幅器が研究されている^{(5),(6),(7)}。ここでは, W-CDMA 変調波をマルチキャリア入力して, デジタルプリディステーションによるドハティ増幅器の歪補償実験を行ったので, その結果について報告する⁽⁷⁾。

4.1 回路構成

デジタルプリディスタータ付多段増幅器のブレッドボードモデルを製作して, 歪補償実験を行った。図7にブロック図を示す。多段増幅器の総合利得は50dBであり, 最終段は第2章で紹介したドハティ増幅器を2合成する構成としている。デジタルプリディスタータはLook Up Table (LUT) 参照方式とし, 適応制御機能も付加している。DC/DCコンバータへの入力電流・電圧をモニターすることにより, ブレッドボードモデル全体としての効率を評価している。

4.2 実験結果

図8に, 3GPP規格準拠32コード多重のW-CDMA変調波信号をマルチキャリア入力して測定した, 多段増幅器のACLR, 効率(Eff.)特性の測定値を示す。図中, 実線は歪補償あり, 破線は歪補償なしの特性である。4キャリア入力試験においては, 1キャリア当りの帯域幅が3.84MHz, PAR (Peak average power ratio) が8.4dBの変

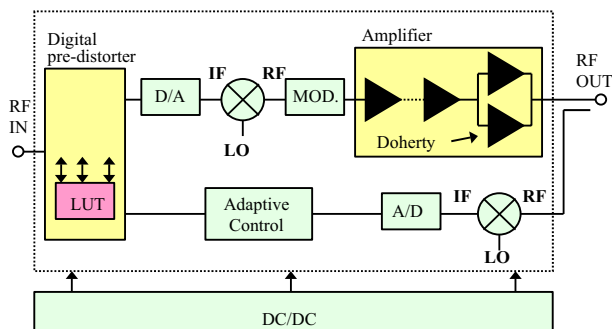


図7 ブレッドボードモデルのブロック図

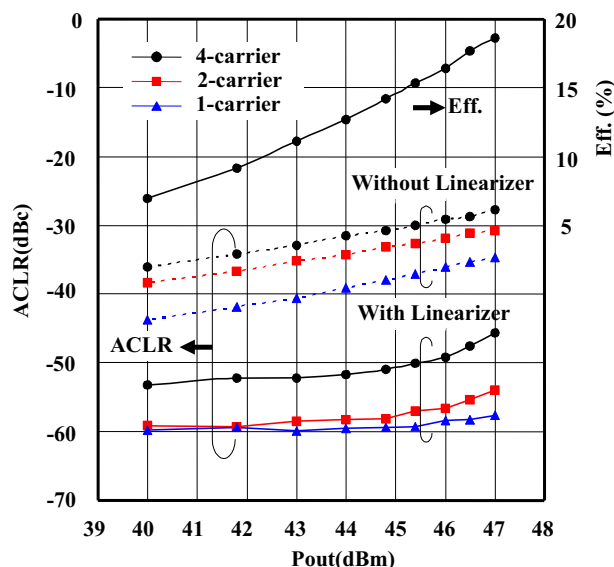


図8 多段増幅器(電源込)のACLR, 効率(測定値)

調波信号を, 2130MHz, 2135 MHz, 2140 MHz, 2145MHzに配置している。ACLRは, 2キャリア入力時は10MHz離調, 4キャリア入力時は5MHz離調での値である。歪補償ありの場合には, 出力 $P_{out}=47.0$ dBm (P1dBから8dBバックオフに相当)において, 1キャリア入力時に $ACLR=-57.6$ dBc, 2キャリア入力時に $ACLR=-54.0$ dBc, 4キャリア入力時に $ACLR=-45.6$ dBc, $Eff.=18.6\%$ の性能が得られている。デジタルプリディスタータによるACLRの改善量は, 入力キャリアの数, P_{out} に依存するが, $P_{out}=47$ dBmにおいては, 1キャリア, 2キャリア, 4キャリア入力時に17.9dB以上のACLR改善量が得られている。

図9に, 変調波信号を2キャリア入力して測定した, ダイナミックな利得偏差(Δ Gain), 位相偏差(Δ Phase)特性を示す。図9中にも, 歪補償ありと歪補償なしの場合の特性を示している。測定データの広がり, 増幅器のメモリー効果に起因するものである。図9から, 歪補償を行うことにより, Δ Gain, Δ phaseの直線性が改善されることが分かる。以上より, W-CDMA変調波をマルチキャリア入力し, デジタルプリディスタータによるドハティ増幅器の歪補償実験を行い, ACLRを17.9dB以上改善できることが実験的に確認された。

5. むすび

IMT2000基地局送信電力増幅器の小型・軽量化, 高効率化を目的として開発した基本技術の中で, 高効率化に有効なドハティ増幅器, 回路構成

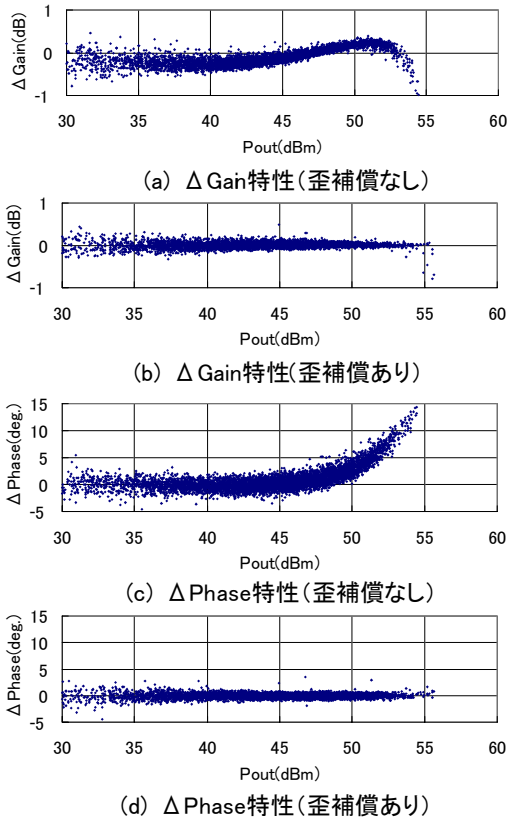


図9 多段増幅器の Δ Gain, Δ phase (測定値)

が簡易で小型化に適した直・並列ダイオード合成形RFリニアライザ, 歪補償能力に優れ高効率化に有効なデジタルプリディストータについて報告した。今後, これらの基本技術を精練化すると共に, GaN-HEMTの適用, LINC (Linear amplification with Non-linear Components), EER (Envelope Elimination & Restoration)の導入等, 新技術の開発に努める。

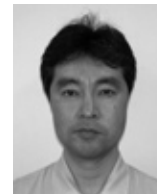
6. 参考文献

- (1) S.C.Cripps: "RF power amplifiers for Wireless communications", Boston, Artech House, (1998)
- (2) 岩崎, 他: "ドハティ増幅器の周波数・温度特性に対する実験的検討", 信学総大, C-2-29, P-64, (2004)
- (3) T.Nojima, etc.al: "Cuber predistortion linearizer for relay equipment in 800 MHz band land mobile telephone system", IEEE Trans. Vol.VT-34, No.4, pp169-177, (1985)
- (4) 丸山, 他: "直・並列ダイオード合成形RFプリディストーションリニアライザ", 信学総大, C-2-5, P-38, (2005)

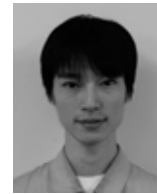
- (5) 鈴木, 他: "歪周波数特性補償型デジタルプリディストータによるドハティ増幅器の線形化検討", 信学ソ大, C-2-31, pp55, (2003)
- (6) T.Ogawa, etc.al: "High efficiency feed-forward amplifier using RF predistortion linearizer and the modified Doherty amplifier", IEEE MTT-S Digest, pp537-540, (2004)
- (7) 岩倉, 他: "デジタルプリディストータによるドハティ増幅器の歪補償実験", 信学総大, C-2-9, P-42, (2005)

筆者紹介

電子事業本部
東京製作所
電子技術部
小川 二良



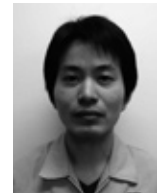
電子事業本部
東京製作所
電子技術部
丸山 弘志



電子事業本部
東京製作所
電子技術部
茂野 大作



電子事業本部
東京製作所
電子技術部
早川 達也



電子事業本部
東京製作所
電子技術部
岩倉 章次



電子事業本部
東京製作所
電子技術部
池田 幸夫



同軸給電線によるアンテナ分散システム

伊藤 政浩
Masahiro ITOH

池端 道彦
Michihiko IKEHATA

倉内 康敬
Yasutaka KURAUCHI

1. まえがき

携帯電話基地局の整備が進み、屋外では殆どの場所で携帯電話サービスが使える環境が整って来ている。しかし、地下や高層ビル上層階等の基地局からの電波が届きにくいエリアも存在し対策が進められている。対策の方式としては、図1に示す無線ブラスター方式⁽¹⁾、光回線を使った方式⁽²⁾、同軸給電線を使った方式等が存在する。ここでは同軸給電線を使った方式について報告する。

本装置は携帯電話基地局装置の送受信信号を同軸ケーブルで延長し、小型アンテナで特定のエリアをカバーする方法である。

島田理化技報 No.13 (2002 発行) にてインビル給電線装置の紹介を行ったが、今回報告するシステムではこれに増幅装置と監視電源装置を付加し、アンテナ数を増やすことによってエリア拡張を可能にした。以下に本システムの特徴と性能等について説明する。

2. システム構成例

システム構成例を図2に示す。

このシステムは800MHz帯と2GHz帯の共用器、無線信号に直流電圧を重畳するBIAS-T、増幅装置への電圧供給と監視をする監視電源装置、信号を分配する結合器、増幅装置、及びアンテナより構成さ

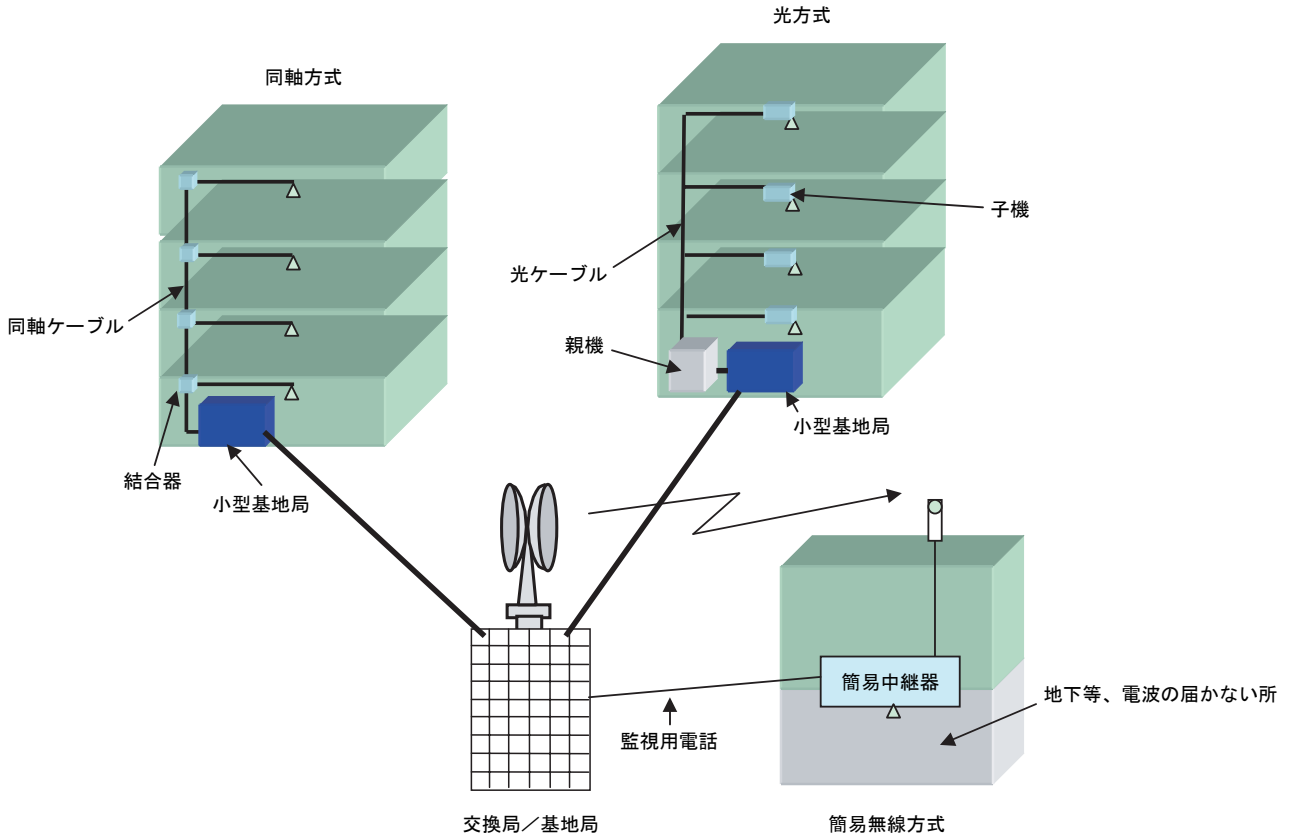


図1 エリア拡張方式例

れ、800MHz帯ならびに2GHz帯を共用できる。このため、各構成部品は800MHz帯の上り、下り周波数と2GHz帯の上り、下り周波数の4周波数帯に対応している。

下りリンク（基地局→アンテナ）を例に信号の流れに沿って説明する。800MHz帯と2GHz帯の小型基地局装置からの無線信号は共用器で1系統に集約され、BIAS-Tにて監視電源装置からの増幅装置用電圧と、監視信号が重畳され複合信号となる。複合信号は、同軸ケーブルにてビル内の各階まで伝送され、結合器によって垂直方向の信号と水平方向の信号に分岐される。水平方向と垂直方向に分岐された信号は目的のエリア近くで更に分岐され、それぞれのアンテナに接続される。ビルの上層階では同軸ケーブルの延長と複数の結合器の通過ロスで信号レベルが

下がるため必要に応じて増幅装置が挿入される。また、結合器には直流電圧と監視信号をバイパスするタイプとカットするタイプがある。

3. 構成品の性能

3.1 共用器

共用器は、4周波数帯ごとのバンドパスフィルタと各フィルタを合成、分離する分岐線路から構成されている。バンドパスフィルタにはチェビシェフ特性をもつコムライン形フィルタ、分岐線路には中空の同軸線路を採用している。本器はこれらを採用することにより、低損失化、800MHz / 2GHz帯域間の高アイソレーション、及び小形化を実現している。

図3に外観、図4に代表特性を示す。

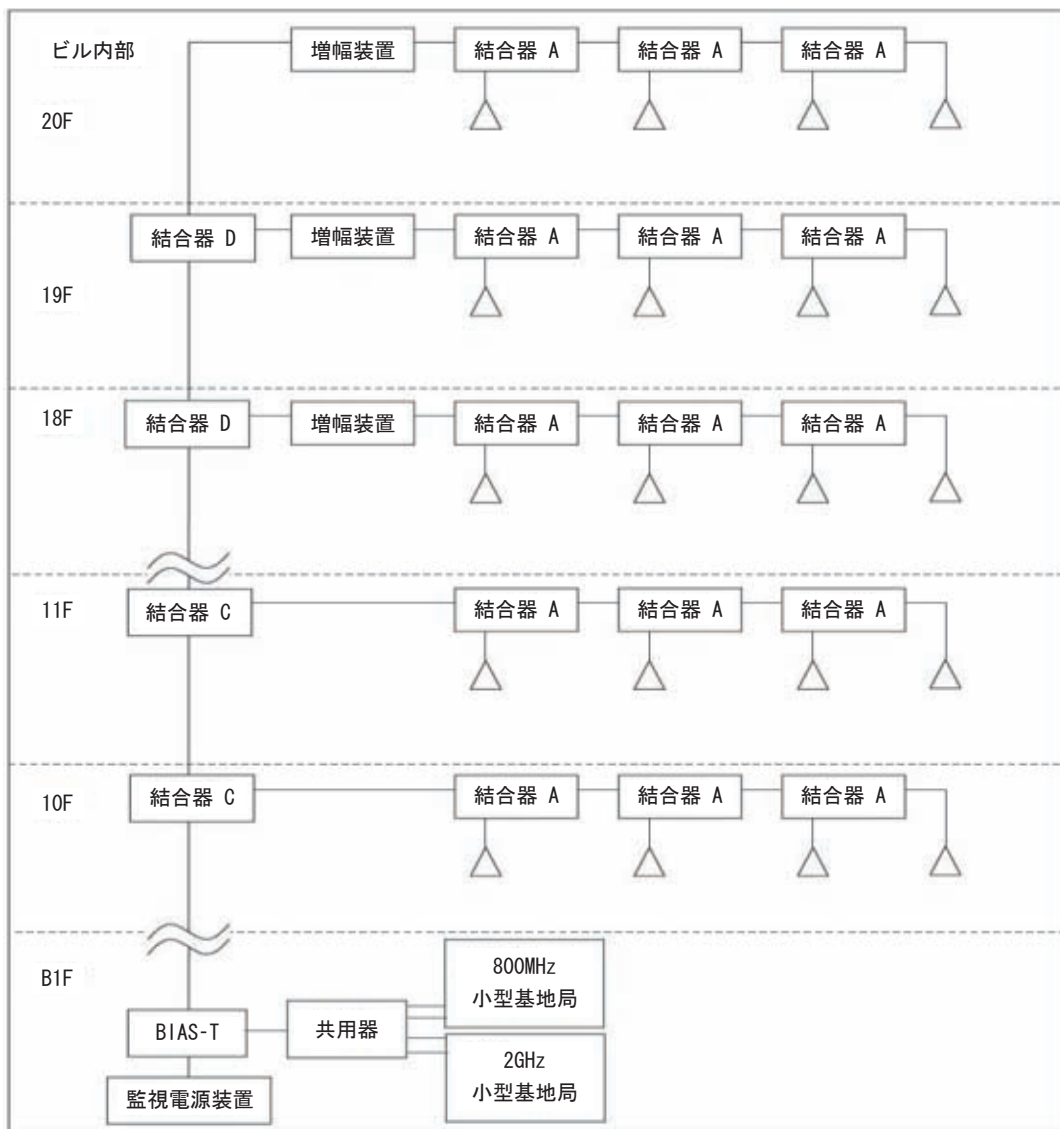


図2 システム構成例



図3 共用器外観



図5 監視電源装置外観

外形寸法 W272 × H147 × D403mm

質量：約 9kg

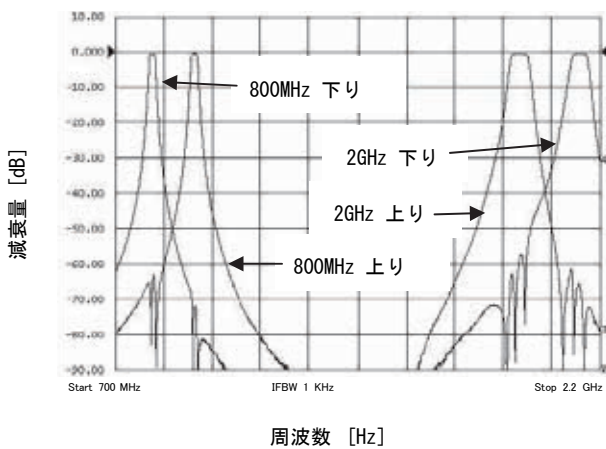


図4 共用器特性

3.2 監視電源装置

監視電源装置は増幅装置への電源供給及び増幅装置の監視制御ならびに上位機へのアラーム通知を行う。増幅装置との通信はCPUの動作クロックを利用した変調方式を採用する事により、通信回路の簡素化を図っている。増幅装置の制御は外部に保守端末（パーソナルコンピュータ）を接続し専用ソフトウェアによって制御を行う事が出来る。図5に外観、図6に保守端末の制御画面の一例を示す。

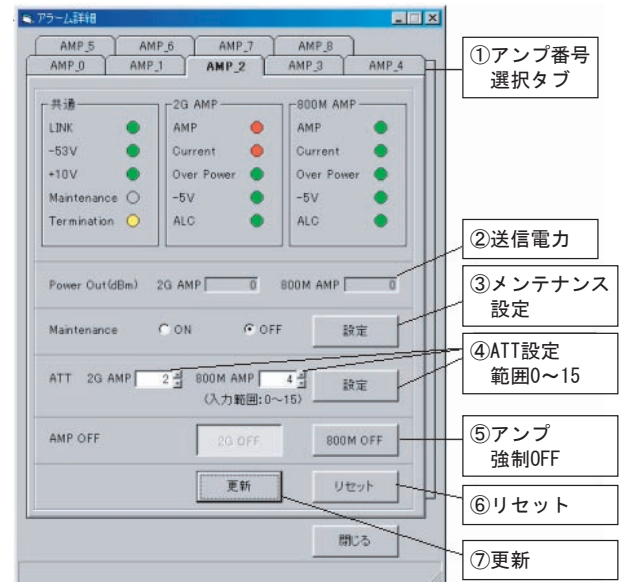


図6 制御画面例

3.3 結合器

結合器は、800MHz帯から2GHz帯まで広帯域にわたり一定の分配比を得るために、非対称2段型を採用している。また、無線信号とともに同軸給電線に重畳されている増幅装置への電源電圧と監視信号をバイパス、合成分岐するBIAS-Tを備えている。

本器は無線信号と電源と監視信号のさまざまな給電経路に適応できるよう、結合量の異なるA, B, C, Dの4種類を備えている。

図7に外観、図8に代表特性を示す。

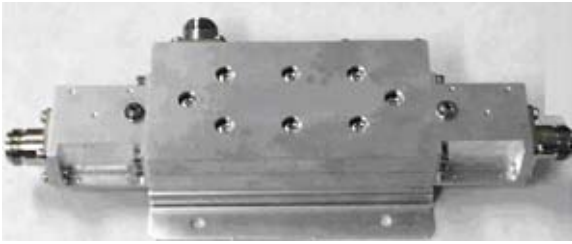


図7 結合器「C」外観

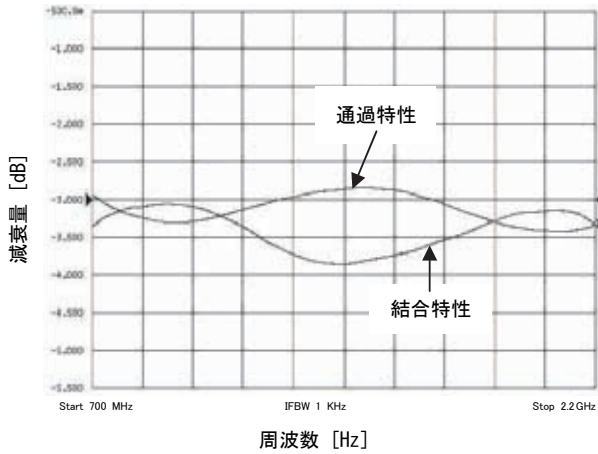


図8 結合器代表特性 (3dB 結合器)

3.4 増幅装置

4周波数帯の無線信号を干渉無く増幅する必要がある。そのため入出力に4周波数帯を分配合成する共用器と各周波数帯ごとの増幅器を搭載している。監視電源装置との通信はCPUクロックを利用した変調方式で、監視信号の終端機能を内蔵している。本装置の外観を図9に示す。



図9 増幅装置外観

3.5 アンテナ

800MHz から 2.2GHz にわたり低反射特性を得ており、放射パターンは水平面内での無指向性垂直偏波である。従来品（島田理化技報 No.13 参照）を一層小型化し、広帯域かつ良好な放射パターンを実現した。図10に外観を示す。



図10 アンテナ外観

4. むすび

同軸給電線によるアンテナ分散システムの構成、特徴および性能について報告した。

今後は、本システムの市場拡大を目指し、更に小型で安価な 2GHz 帯専用装置（増幅装置、結合器及びアンテナ）を開発する予定である。

5. 参考文献

- (1) 伊東, 藤本, 皆川, 木島: “信学技報”, pp.73-pp.78, RSC2005-52 (2005-7)
- (2) 引馬, 福家, 中南, 大矢根, 小林: “FOMA エリアの経済的拡大に向けた無線基地局装置の開発”, NTT DoCoMo テクニカルジャーナル, VOL12, NO1, (2004 - 4)

筆者紹介

電子事業本部
東京製作所
電子技術部
伊藤政浩



電子事業本部
東京製作所
電子技術部
池端道彦



電子事業本部
東京製作所
電子技術部
倉内康敬



地上デジタル放送用単一チャンネル出力フィルター

平間 智之
Tomoyuki HIRAMA

萩原 栄治
Eiji HAGIHARA

1. まえがき

2003年12月に地上デジタル放送のサービスが大都市圏で開始され、2011年の全国的なアナログ放送終了に向けてデジタル放送設備の導入が順次行われている。現在は基幹局となる親局設備の設置が各地で進んでおり、今後はサービスエリアを拡大するための中継局の敷設に移行していく予定である。

今回、放送波(UHF帯)の中継装置用として、誘電体EH11δデュアルモード共振器を用いた小

型で低損失な出力フィルターを開発したので報告する。図1に中継局装置ブロック図の一例を示す。今回開発したフィルターはSCPA (Single-Channel Power Amplifier) 出力段に接続され、隣接チャンネルの高減衰量確保を目的としている(なお、同時に入力フィルターの開発も実施している)。

2. 主要性能

本器の主要性能を表1に示す。本器は地上デジタル放送において共通仕様として制定されている「オ

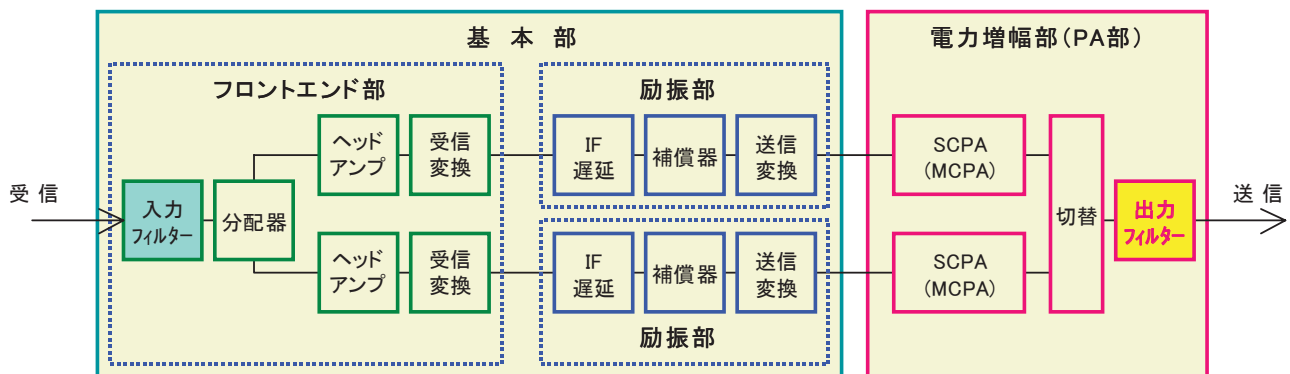


図1 中継局装置ブロック図例

表1 出力フィルターの主要性能

項目	性能	シミュレーション値	測定値
周波数範囲	UHF帯指定の26ch 551.143 (fc) ± 2.79MHz	同左	同左
挿入損失 (fc ± 2.79MHz)	1.0dB 以下	0.6dB	0.52dB
帯域内リップル (fc ± 2.79MHz)	0.5dB 以下	0.3dB	0.26dB
入出力VSWR (fc ± 2.79MHz)	1.3 以下	1.15	1.17
帯域外減衰量	fc ± 3.2MHz: 10dB 以上	22dB	15.8dB
	fc ± 4.36MHz: 20dB 以上	24dB	29.2dB
	fc ± 6 ~ 9MHz: 25dB 以上	28dB	26.4dB
高調波減衰量	2 × fc, 3 × fc, 4 × fc 40dB 以上	45dB 以上	80dB 以上
出力モニター結合度	40dB ± 1dB	40dB	40.3dB
環境条件	温度: -10℃ ~ +45℃ 湿度: 45% ~ 90%RH	同左	同左
外形寸法	W480 × H199 × D500mm	同左	同左

レンジブック⁽¹⁾」における「隣接除去用出力フィルターⅠ」に準拠している。

3. 設計

3.1 構成

図2に機器外観、図3に構造図、図4にブロック図を示す。本器は、①誘電体のEH11 δデュアルモード共振器を用いた6段のバンドパスフィルター、②高調波を減衰させるために使用するローパスフィルター、③出力をモニターするカップラーより構成さ

れている。

3.2 誘電体 EH11 δデュアルモードフィルター

図5に誘電体 EH11 δデュアルモード共振器のイメージ図を示す。実際の誘電体は支持台によってキャビティ内に固定されている。図中の矢印は電界の方向を示しており、本モードでは1個の共振器で2つの共振を得ることができるためフィルターの小型化が可能となる。

今回、電磁界解析を用いて誘電体とキャビティのサイズを最適設計し、不要共振を主要モードから遠

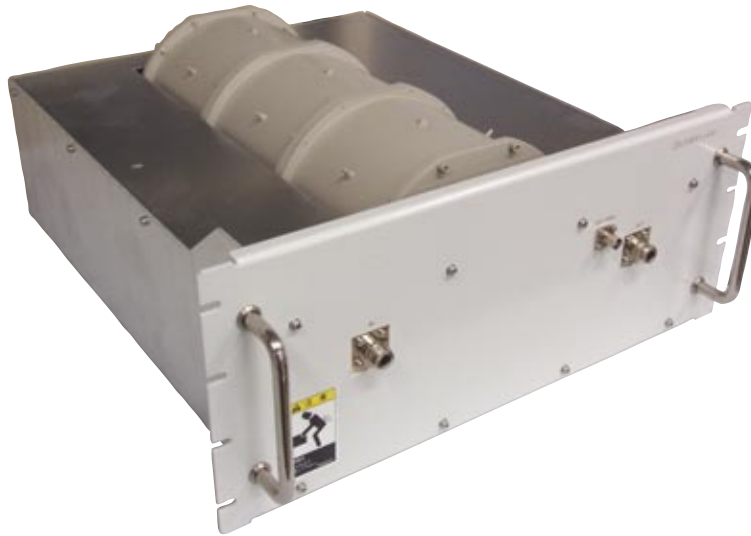
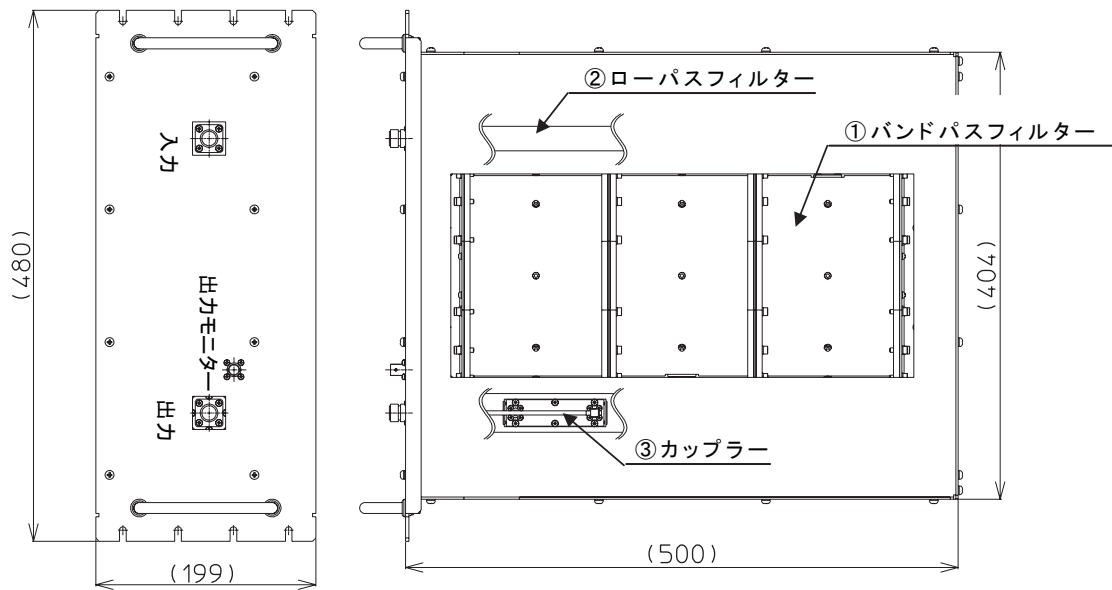


図2 出力フィルター外観



単位：mm

図3 構造図

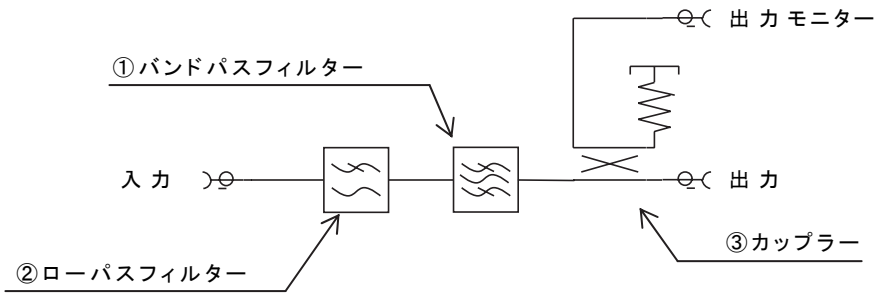


図4 ブロック図

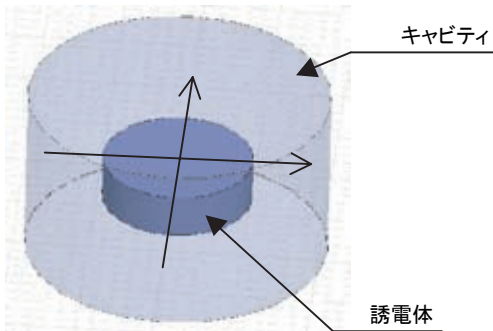


図5 EH11δデュアルモード共振器イメージ図

だけかつ高い無負荷 Q を得た。

フィルターはこの共振器を接続することで実現する。それぞれの共振器は仕切り板によって区切られ、この仕切り板に設けられたスリットによって互いに結合している。このように結合させることによって3個の共振器で6段のフィルターを構成し、中心周波数の低域側及び高域側にそれぞれ2ヶ所の減衰極を生じさせる構造としている。

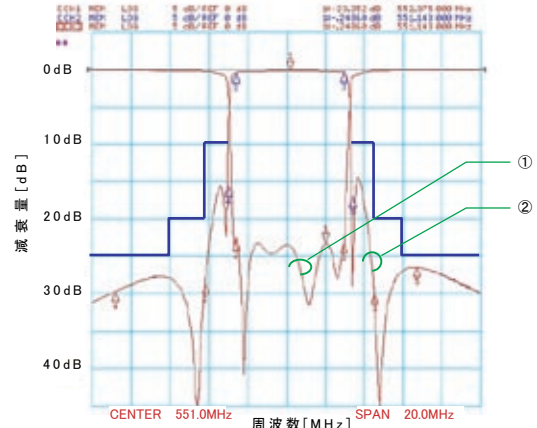
4. 評価結果

図6に本器の反射・通過特性(測定データとシミュレーションデータ)、図7に広帯域減衰特性(測定データ)を示す。図6から飛び越し結合により中心周波数の両側に減衰極が現れていることが分かる。これにより隣接チャンネルの高減衰量確保が達成されている。また、ローパスフィルターと組み合わせることにより、図7のように $2 \times f_c \sim 4 \times f_c$ で40dB以上の減衰が得られていることが確認できる。

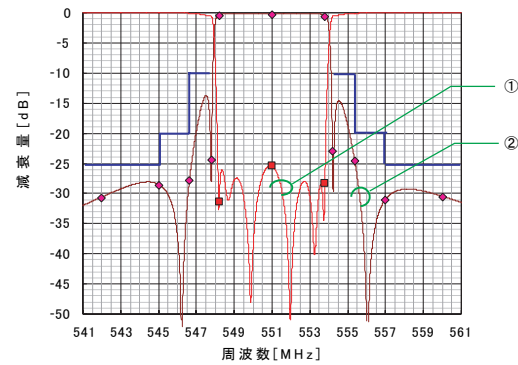
なお、表1に示す環境条件下において全ての性能を満足する結果を得た。

5. むすび

誘電体デュアルモードを使用することにより、小型で低損失(中心周波数で挿入損失0.25dB)かつ2



(a) 測定データ



(b) シミュレーションデータ

図6 反射・通過特性 (①反射特性 ②通過特性)

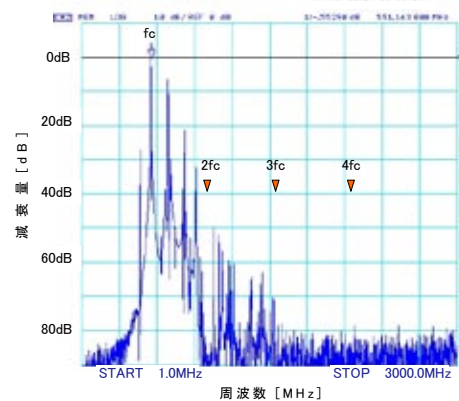


図7 広帯域減衰特性
測定データ (1 ~ 3000MHz)

重の減衰極による高減衰特性を備える単一チャンネル出力フィルターを開発した。今後、更なる小型化と高性能化を目指し、地上デジタル放送の普及と発展に貢献したい。

6. 参考文献

- (1) 全国デジタル送信設備検討会：“地上デジタル放送用送信設備共通仕様書”，2005年4月27日改訂

筆者紹介

電子事業本部
東京製作所
電子技術部
平間 智之



電子事業本部
東京製作所
電子技術部
萩原 栄治



加速器用 UHF 帯ウォーターロード

甲斐 規郎
Norio KAI

1. まえがき

本製品は高エネルギー加速器研究機構殿 (KEK) における B ファクトリー (KEKB 加速器) と呼ばれる電子・陽電子衝突型加速器に使われるものである。主な用途は図 1 に示す当社製 4 ポート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、サーキュレーターと共にクライストロンを保護することである。図 2 に外観を示す。本製品の構造と性能について報告する。

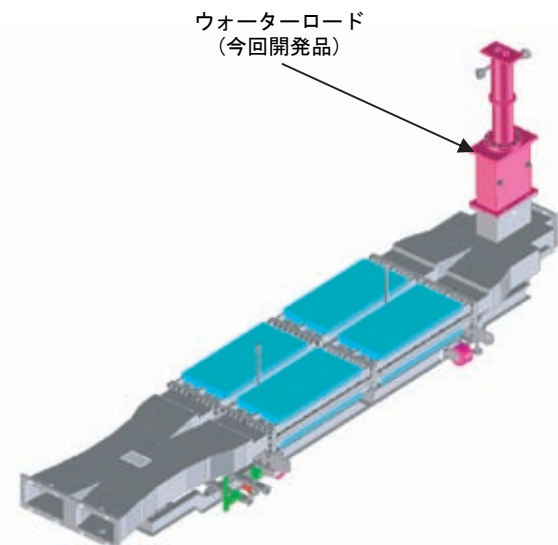


図 1 4ポートサーキュレーター+ウォーターロードイメージ図

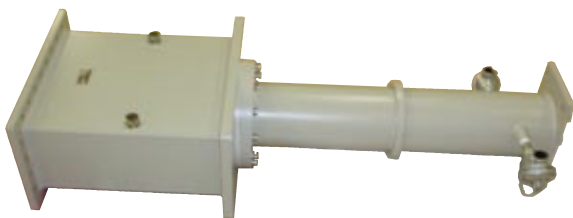


図 2 ウォーターロード外観 (今回開発品)

2. 概要

2.1 KEKB 加速器概要

KEKB 加速器は、高いエネルギーの電子 (80 億 eV) と陽電子 (35 億 eV) を二つのリングにそれぞれ蓄積し、その交差点 (IR) で衝突させて素粒子物理の実験を行なう「衝突型加速器」である。リング 1 周は約 3 km もあり、地下約 10m のトンネルの中に建設され、1998 年暮れから運転を行なっている。図 3 で赤いリングは陽電子のリング、青いリングは電子のリングを示し、図 4 にトンネル内部を示す。このリングの中を逆方向に回る粒子同志は「Belle」のところで衝突をし、素粒子反応を起こす。

KEKB 加速器では B 中間子と反 B 中間子の対を工場のように大量に作り出しているため、B ファクトリー (B の工場) と名付けられている。電子リングと陽電子リングの 2 つのリングには、大電流を加速・蓄積するために特殊な高周波加速空洞など多くの新技術が取り入れられている。

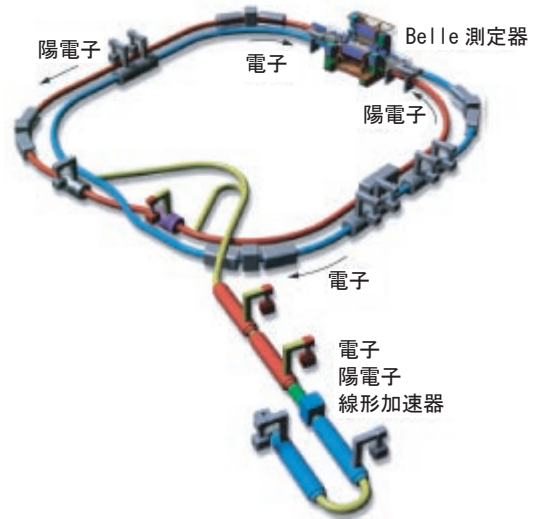


図 3 KEKB 加速器 (画像提供 KEK)



図 4 KEKB 加速器トンネル内部
(画像提供 KEK)

2.2 加速器給電系概要

KEK において地下のトンネルの中に 508.58MHz の高周波電力で働く加速空洞が設置されている。高周波電力は地上にあるクライストロンから導波管

(WR-1500) で伝えられる。図 5 に加速器給電系のブロック図を示す。クライストロンから加速空洞の途中にサーキュレーターを取り付けてある。サーキュレーターは空洞からの反射電力をウォーターロードに廻す働きをする。サーキュレーターはマジック T, 移相器, ショートスロットハイブリッドを組み合わせた 4 ポートサーキュレーターとしている。導波管は空洞の直前で入力結合器と呼ばれる円筒同軸構造に変換される。同軸構造の先端はループ状になっており、ループが作る磁場が空洞を励振する構造としてある。また、入力結合器は空洞の真空部と外部とを仕切る役目をしている。

2.3 ウォーターロード概要

水が誘電性の電波吸収体として働くことを利用し、ウォーターロードは吸収体を水とし、電力を熱に変換し、熱を水と共に外部へ放出する働きをする。

UHF 帯でのダミーロードは水の電波吸収率が低いため水を吸収体とした構造では形状が大きくなってしまふ。また、水温による複素誘電率の変化が激しいことで電気特性に影響を及ぼすため、水以外の吸収体を使用して吸収体を水冷する方式が通常用いられている。

しかし、100kW 以上の大電力では水冷方式を用いても吸収体の温度上昇を抑えることができないため、現在ではマイクロ波帯よりも低い周波数帯かつ電力が 100kW を超えるものは大きさを犠牲とし、水を吸収体としたウォーターロードが使われている。

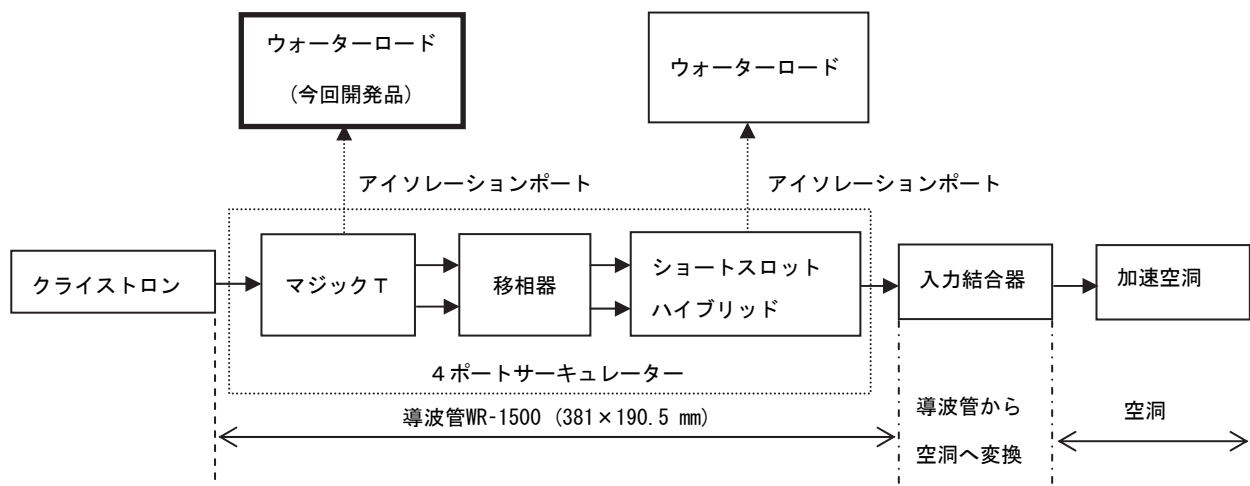


図 5 加速器給電系ブロック図
(当社製：4ポートサーキュレーター+マジックT側ウォーターロード)

冷却水の温度上昇は理論上、式 (1)、式 (2) を使って計算すると 1kW の発熱量に対して 1 ℓ /min の流量で約 15℃ である。従って、ウォーターロードは 1kW 当たり 1 ℓ /min 必要としているものが多く使われている。

$$\begin{cases} Q = cV\Delta T & (1) \\ Q = 0.24Wt & (2) \end{cases}$$

Q : 発熱量 (cal) c : 比熱 V : 体積 (cm³)
 ΔT : 温度 (℃) W : 電力 (w) t : 時間 (s)

3. 設計

KEK で現在使われているウォーターロードは全長が 2m 以上の同軸タイプのもものが多く使われている。また、同軸導波管変換器を必要とするため全長が長い。従って、開発目標に小型化を取り上げた。小型化に当たり、同軸導波管変換器を必要としないインターフェースを矩形導波管 (WR-1500) にすることを採用した。

表 1 に目標仕様を示す。ウォーターロードの構造として RF 窓タイプで検討した結果、急激な反射波が生じることによって、整合が困難であることや周波数帯域が狭帯域になるという問題が生じた。狭帯域では水温の変化によって水の複素誘電率が変化し、周波数帯域がシフトしてしまうため、水温によっては使用周波数において完全反射となる恐れがある。

従って、広帯域の周波数特性を得るため、マイクロ波帯において当社に実績のあるウォータージャケットタイプを採用した。ウォータージャケットの全長を長くすることによって、高周波電力の吸収量を増やすことができる。しかし、水圧 1MPa に耐える信頼性を得るために長さが制限されてしまい、

制限された長さでは高周波電力を吸収しきれないという問題が生じた。この問題の解決策としてウォータージャケットの後方部に円形導波管を取り付け、ウォータージャケットのみでは吸収できない高周波電力を吸収する構造を採用した。

4. 構造

4.1 ウォータージャケット

図 6 に示すウォーターロード中の円錐形状のものはウォータージャケットと呼ばれている。円錐形状は水の流れにとって最適な形状であるとともに電波暗室に使われている吸収体や通常のダミーロードに使われている吸収体の先端が鋭く尖っている形状であるように、徐々に体積を増やしていくことによって、急激な反射波の発生を避け、徐々に電波を吸収していく構造である。RF 窓タイプに比べて、空気の部分と吸収体部分である水との整合がしやすい。

4.2 円形導波管

内部を水で満たす。ウォータージャケット単体では減衰量を確保できないために用いる。

4.3 総合

矩形導波管と水で満たした円形導波管を円錐形状のウォータージャケットで電磁界結合する。TE₁₀ モードで入力した電波をウォータージャケット部分と円形導波管部分で吸収する。円形導波管内部の中央に仕切りを入れて上部から水を流し込みジャケットの先端に水が廻るような構造としている。仕切りは電界を乱さない位置であるため、電気特性の劣化は起こらない。

表 1 目標仕様

項目	仕様値	備考
中心周波数	508.58MHz	クライストロンの動作周波数
周波数帯域	20MHz 以上	常温時の帯域幅
VSWR	1.20 以下	
電力	400kW (CW) (max)	
流量	400 ℓ / min 以下	
水圧	1MPa (10 kgf/cm ²) (max)	
導波管サイズ	WR-1500 (381 × 190.5mm)	
フランジ	UDR - 6	
供給水温	24℃ ~ 30℃	

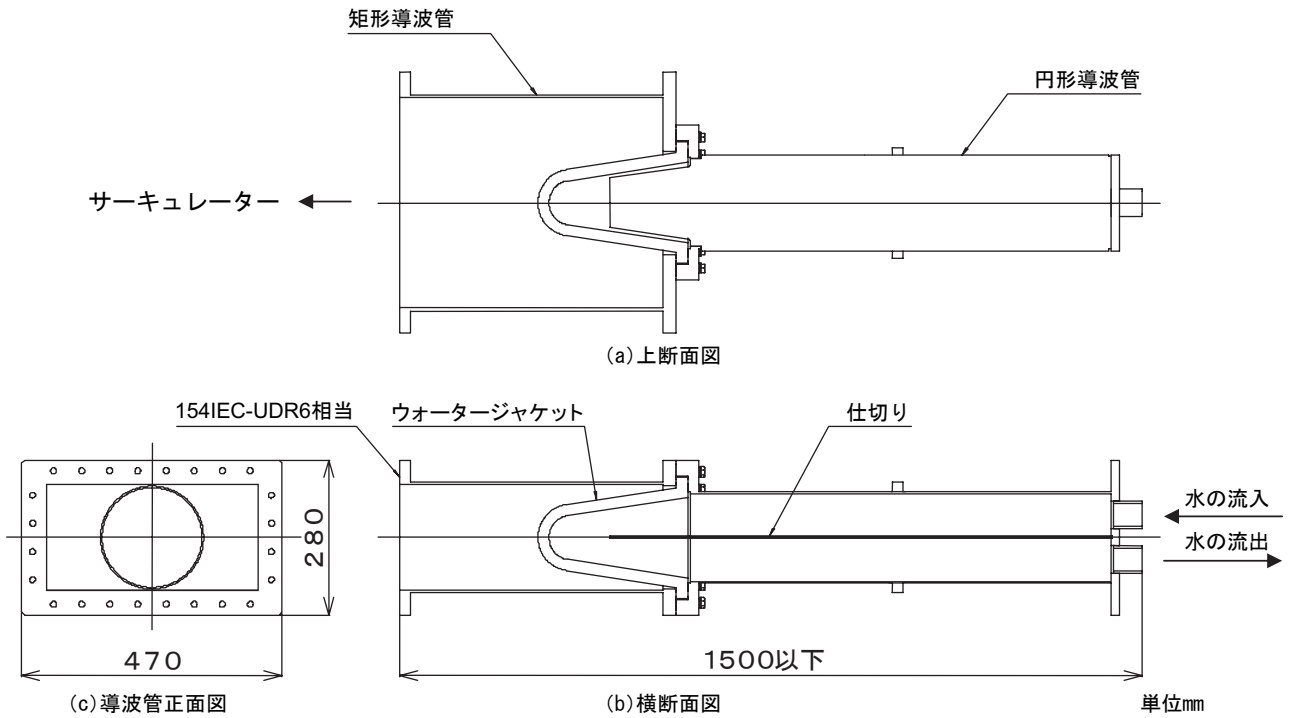


図 6 ウォーターロード内部概略図

5. 小電力試験結果

小電力試験は当社の水道水を使って測定を行った。図 7 にネットワークアナライザーで測定した結果を示す。常温時に整合を取り、水温のみを可変した結果を示す。水温によって電気特性が乱れる原

因は水の複素誘電率が変わることである。常温では整合素子の位置が適していたとしても低温や高温ではその位置が適さなくなるためこのように周波数特性が変動する。

図 8 はクライストロンの動作周波数における水温に対する VSWR の特性を示す。水温が変わり電

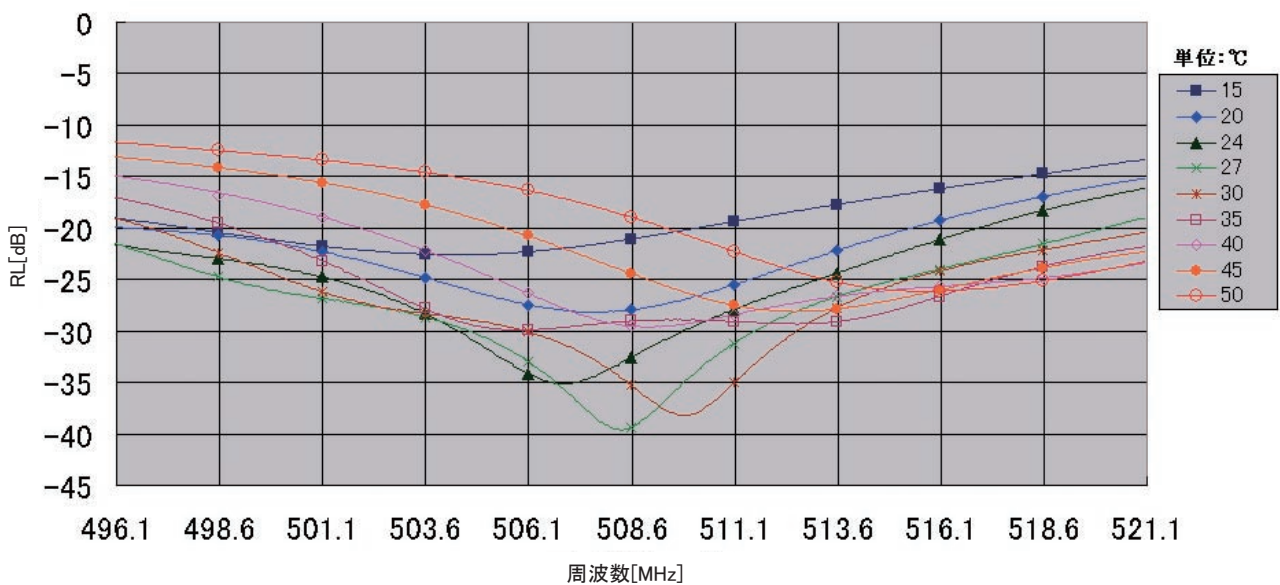


図 7 周波数特性

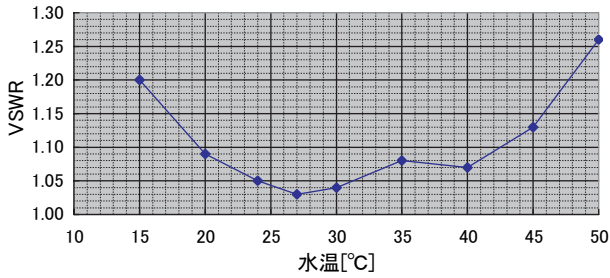


図8 VSWR (@508.58MHz) の温度特性

気特性は変化するが中心周波数では流入水温 24 ~ 30°C で温度が 15°C 上昇したとしても VSWR < 1.2 は満足できる結果となった。入力電力 400kW, 冷却水の流量 400 l /min で水温が 15°C 上昇しても電気特性を満足できると考えられる。

6. 高電力試験結果

高電力試験は KEK の施設を借用し図 9 の測定回路において行った。冷却水は水道水, 純水の 2 種類行い, 流量 400 l /min を一定とした。図 10 に電力と VSWR の結果を示す。水道水及び純水で VSWR < 1.2 を確認することができた。また, 導波管内部で放電が起こらないこと, 電波漏洩が 0.1mW/cm² 以下であること, 流出水温の温度上昇は計算値通りであることも確認できた。

小電力試験において高電力入力時の水の温度上昇を想定し, 水温を上昇させたときの電気特性の確認をすることによって, 高電力入力時の電気特性を把握することができるが, 高電力試験ではウォーターロード内部の仕切りの上下で水温の温度差があるため電気特性に若干の誤差が生じた。

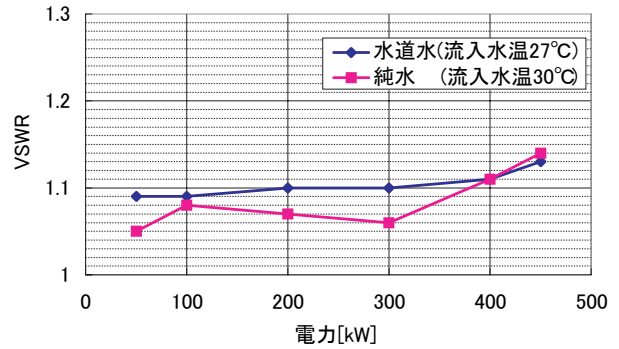


図10 VSWR と電力の関係 (流量 400l/min)

また, 水道水と純水の違いによる電気特性の違いは複素誘電率が若干異なるためである。

7. むすび

今回, UHF 帯のウォーターロードを製作し, 大電力に耐えることが確認できた。今後, MW 級の耐電力や他の周波数帯にも応用していきたい。

8. 謝辞

本開発の機会を与えて頂いた高エネルギー加速器研究機構の中西弘氏に深く感謝致します。また, 高電力試験にご協力して頂いた高エネルギー加速器研究機構の関係者に感謝致します。

9. 参考文献

- (1) 高田耕治 著：“高周波加速の基礎”, KEK テキスト (2002)
- (2) 末武国弘, 林周一 著：“マイクロ波回路”, オーム社 (1958)

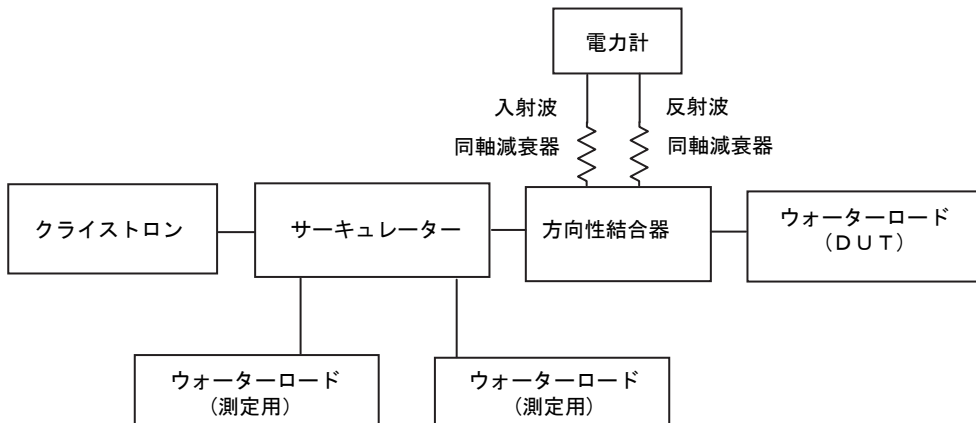


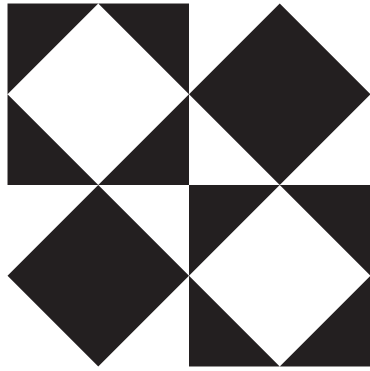
図9 電力試験測定系

- (3) 蓮沼博, 高木勝 著: “マイクロ波基礎回路の設計”, オーム社 (1964)
- (4) 橋本修 著: “電波吸収体のはなし”, 日刊工業新聞社 (2001)

筆者紹介

電子事業本部
東京製作所
電子技術部
甲斐 規郎





【技術開発】
産機部門

光学部品洗浄装置の搬送機構の改善

大和田 達郎
Tatsuo OHWADA

滝下 和弘
Kazuhiro TAKISHITA

立幅 義人
Yoshihito TATEHABA

園田 治毅
Haruki SONODA

1. まえがき

洗浄装置への要求は、より早く・きれいに洗浄を行う洗浄性能はもちろん、装置スペースおよびランニングコストの低減である。当社では、省スペース・低ランニングコストのために、搬送ベルトローラー自体が上下する、新しい搬送方式の光学部品洗浄装置を開発した。

2. 装置の概要

図1に光学部品洗浄装置の外観を示す。開発コンセプトは以下になる。

- (1) 装置体積の削減
- (2) ランニングコスト削減
- (3) 高スループット
- (4) ユニット化
- (5) 装置内清浄度向上

これらを達成するために、本装置では新しい搬送方式を開発した。



図1 装置外観

3. 装置の構造と特長

3.1 新搬送方式

当社が開発した搬送機構を図2に示す。基本構造

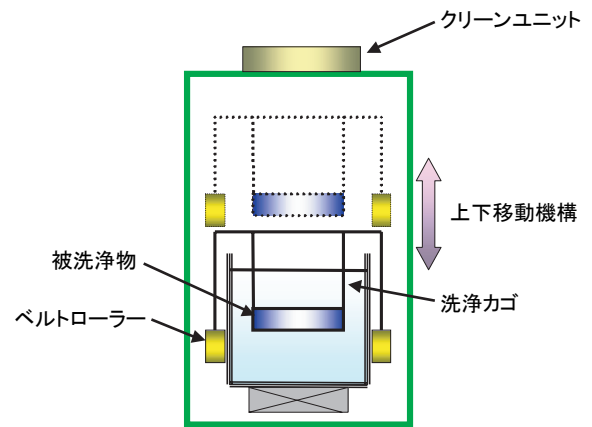


図2 新型の搬送機構

は、洗浄槽の両側にベルトローラーが設置されており、このベルトローラーが回転することにより、被洗浄物を横移動させることができる。また、このベルトローラー全体が上下に移動することで、洗浄槽への被洗浄物の投入・引上げが可能となる。

図3に従来の洗浄装置の搬送機構を示す。従来の装置では洗浄槽の扱い面に対して裏側に、被洗浄物を上下動させる搬送ロボットと、搬送ロボットを横

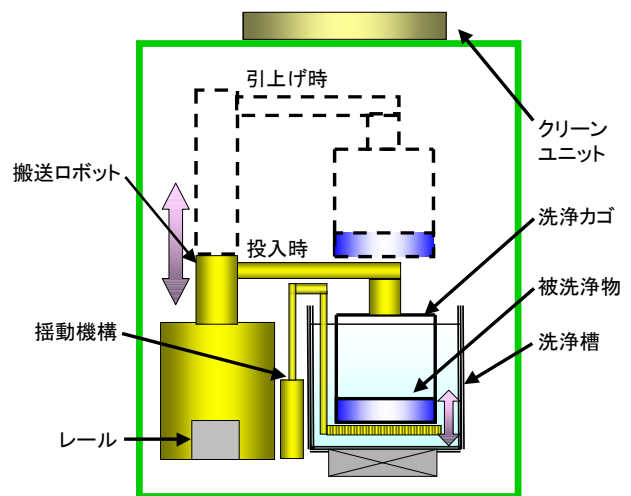


図3 従来の搬送機構

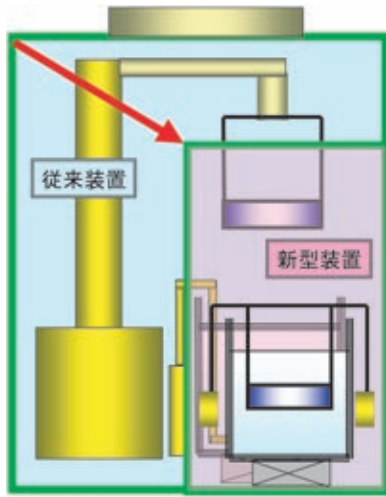


図4 新型と従来の搬送方式との体積比較
(新型装置と従来装置の全長はほぼ同じ)

移動させるレールが設置されている。また、洗浄時の揺動を行うために、搬送ロボットと洗浄槽の間にシリンダーによる揺動機構が設置される。このため、洗浄装置の体積のうち半分近くを搬送機構と揺動機構が占める状態であった。

従って、本洗浄装置では、従来の搬送機構のような装置背面の搬送ロボットが横移動するための空間と揺動機構の空間が不要なため、従来の洗浄装置体積に対して50%削減(当社比)することが可能となった(図4に比較図を示す)。

次に、具体的な搬送動作について図5に従って説明をする。

- ①ベルトローラーは洗浄槽の上部位置において、ベルトローラーが回転し、被洗浄物が洗浄槽に運ばれる。
- ②洗浄槽の上部でベルトローラーは停止し、ベルトローラー全体が下降する。
- ③洗浄槽の下部でベルトローラーは停止し、被洗

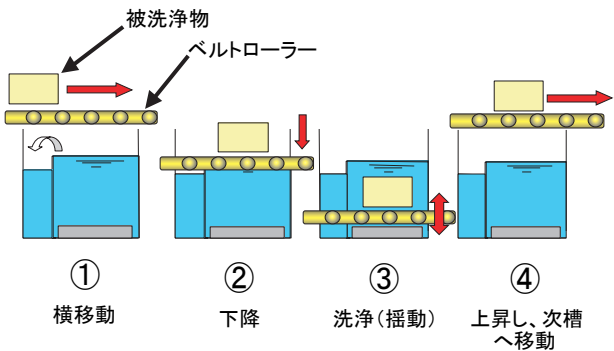


図5 搬送動作

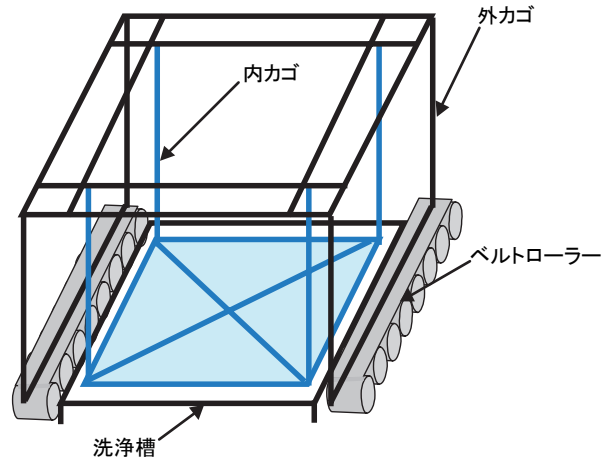


図6 洗浄カゴ

淨物が洗浄される。このとき、ベルトローラーを上下動させることで、被洗浄物の揺動も可能である。

- ④必要時間後、ベルトローラーが上昇、回転することで、被洗浄物が次槽に運ばれる。

なお、被洗浄物は洗浄カゴにより搬送される。洗浄カゴの構造を図6に示す。洗浄カゴは専用に設計されたもので、これは外カゴ、内カゴの二重構造となっている。外カゴは両端の脚部がベルトローラー上に載る。内カゴは外カゴの中心部に吊り下げられるように取り付けられ、洗浄液中にはこの内カゴ部分のみが投入される。

3.2 ユニット化

本洗浄装置は一つの洗浄槽が1ユニットとしてまとめられている。ユニット構成は、搬送部(ベルトローラー・上下動機構・出入口シャッター)、処理部(洗浄槽・ろ過器・液加熱器)、およびメインフレームからなる。処理工程により複数ユニットから構成され洗浄装置となる。

従来の洗浄装置は、洗浄プロセスにより洗浄槽数を決定し、その洗浄槽数に対して、搬送ユニットを取り付けて自動洗浄装置としていた。そのためプロセス変更等による洗浄槽の拡張は困難であった。本洗浄装置は、洗浄槽と搬送機構が各槽ごとにユニット構成されているため、プロセスの変更等によるユニットの追加・削減および変更が容易となった。

3.3 ランニングコスト削減

従来の洗浄装置は洗浄時の揺動動作を行うために、搬送ロボットとは別に揺動機構が必要であった。図7に示すように、揺動機構のアームが洗浄槽内に存在していたために、洗浄槽が大きくなっていた。

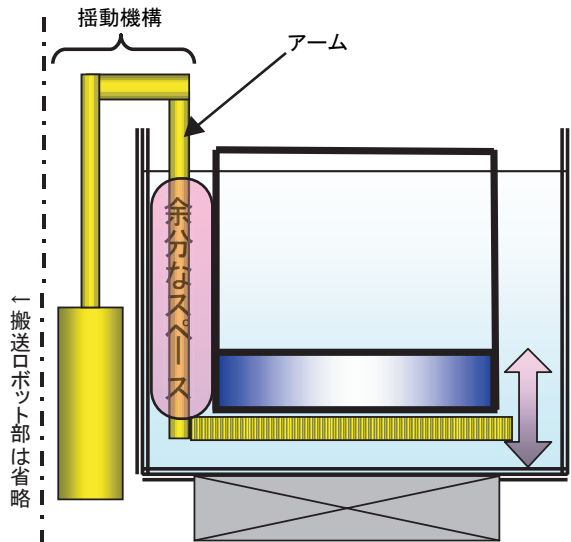


図7 従来の洗浄槽（図3の洗浄槽部を拡大）

本洗浄装置は、図2で示したように揺動機構のラームが不要なため、洗浄槽の小型化が実現できた。これにより、使用洗剤量、リンス水量、排水量など、20%の削減（当社比）を可能とした。また、洗浄液の削減は加熱電気量の削減にもつながる。

3.4 高スループット化

従来の洗浄装置の搬送機構では、洗浄槽から搬送ロボットによる、洗浄カゴのつかみ・外し等の動作時間があった。その結果、搬送時間が長くなり、タクトタイムが延びる原因となっていた。

本洗浄装置は、前述のような搬送ロボットを使用することで生じる遅延時間がないため、搬送時間の短縮が可能となった。従来装置と比べ約15%短縮（当社比）できた。

3.5 装置内清浄度向上

従来の洗浄装置は、洗浄槽上部の空間に搬送機構などの駆動系がある。これは搬送ロボット上部にたまったごみ・ちりが洗浄槽に落ちる、または、洗浄カゴのつかみ・外し動作時に搬送ロボットとの擦れで、金属くずが発生することなどが懸念されていた。本洗浄装置は、洗浄槽上部に駆動系が無いいため発塵の心配がない。また、3.1項で述べたように、本洗浄装置の体積は従来装置と比較して半減しているのので、同能力のクリーンユニットを使用した場合には、被洗浄物の搬送ラインに対して、クリーンエア風量が増加する。従って、装置内は高い清浄度が得られている。

4. むすび

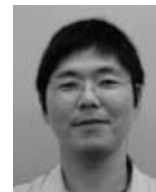
新しい搬送方式を用いた光学部品洗浄装置について報告した。光学部品の高品位化に伴い、光学部品洗浄装置も、高 cleanliness のクリーンルームへの設置が進んでいる。従って、より小型の装置で、ランニングコストも極力減らす必要がある。また同時に、高スループットで高品質に洗浄できる製品を、短い製作期間で提供しなければならない。本装置ではこれらのニーズに対応できるよう開発を行った。今後も客先ニーズを的確にとらえて開発を進める。

筆者紹介

産機事業本部
島田製作所
洗浄装置開発部
大和田 達郎



産機事業本部
島田製作所
洗浄装置開発部
滝下 和弘



産機事業本部
島田製作所
洗浄装置開発部
立幅 義人



産機事業本部
島田製作所
洗浄装置開発部
園田 治毅



焼入れ用高周波高速インバータ

村松 護
Mamoru MURAMATSU

梶田 学
Manabu KABATA

富田 始
Hajime TOMITA

1. まえがき

自動車や産業機械等の駆動部に使用される鉄鋼部品は、耐摩耗性を向上させるために、表面焼入れが施されている。表面焼入れには高周波焼入れ以外に浸炭焼入れ、火炎焼入れ等の方法があるが、安定した焼入れ特性が得られることに加え、生産性向上・省エネルギー・無公害化など、近年の工業で目標とされる諸条件を満足できることから、表面焼入れには高周波誘導加熱が盛んに利用されている。また、誘導加熱の市場においても焼入れ用途が多くを占めている。

本稿では、当社が開発した焼入れ用高周波高速インバータについて、開発内容および成果を報告する。

2. 高速インバータの高出力化

当社では高周波帯の高速インバータ「SFT-Eシリーズ」を10kW出力まで製品化しているが、使



図1 SFT-E100N 外観

用するFETモジュールの特性上、高速動作するために不可欠である位相制御方式を用いた高周波帯での高出力化が困難であった。

今回FETモジュールを自社開発し、諸問題をクリアすることにより高速化を実現した。図1に高周波高速100kWインバータ(SFT-E 100N)の外観を、表1に高周波高速インバータの主要性能、図2に当社インバータのシリーズを示す。

誘導加熱では、被加熱物における渦電流の浸透深さが重要である。電流浸透深さは周波数の2乗に反比例し、周波数が高いほど渦電流の浸透深さが浅くなり被加熱物のより表面近くを流れる性質がある。例えば、電流浸透深さを1/2にするには周波数を4倍にする必要がある。材質や形状等で異なるが、鉄のキュリー点(約750℃)以上では100kHz時の電流浸透深さは約2mm程度である。

表面焼入れの場合、電流浸透深さを浅くし、加熱時間を短くすることで被加熱物の表面に発熱部を集中させ、内部に熱が伝わる前に急冷する必要がある。このため、発振周波数が高いことが要求される。また、急熱急冷を繰り返す量産処理工程での生産性を更に向上させるためには、高周波電力の立ち上がり

表1 高周波高速インバータ主要性能

型式	SFT-EN シリーズ
電源入力	三相 200V ± 10% 50Hz/60Hz
定格出力	25k ~ 300kW
発振周波数	100kHz ~ 300kHz(内一波)
冷却方式	水冷(純水不要) 水温 5℃ ~ 35℃ 比抵抗 4k Ω cm 以上 硬度 CaCO ₃ 換算 170ppm 以下
使用周囲温度	5℃ ~ 35℃ 湿度 85% 以下
出力安定度	電源電圧 ± 10% に対し ± 1% 以下
保護機能	インバータ温度異常、発振周波数異常、冷却水量低下アラーム、加熱コイル地絡検出、DC/高周波過電流異常等

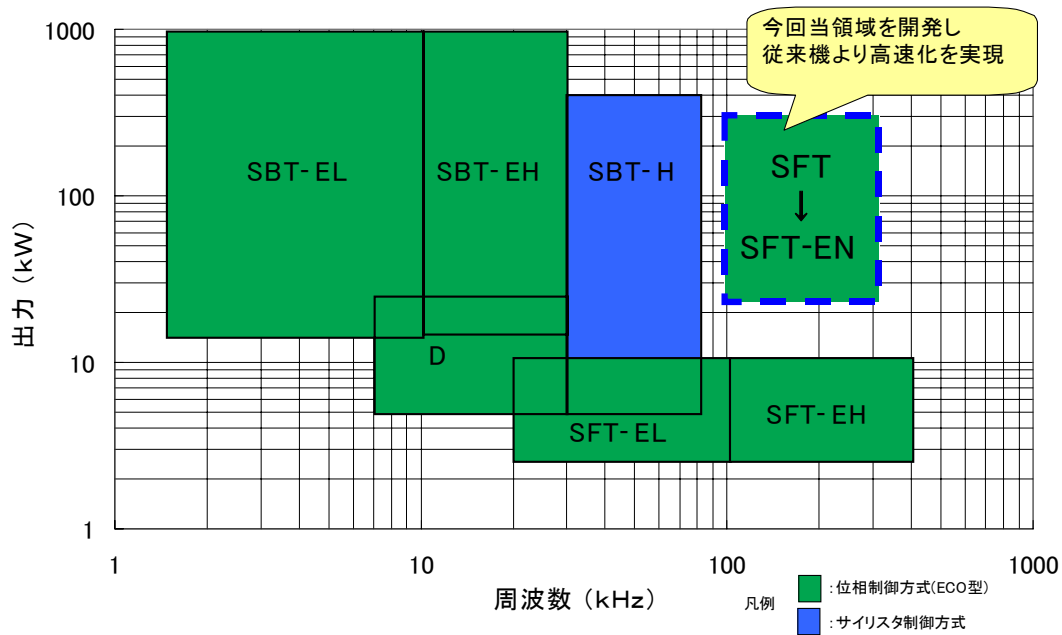


図2 当社インバータシリーズ

が高速かつ高出力であることが重要である。

本誘導加熱用インバータは、最大発振周波数300kHz、定格出力100kWで、20msの高速立ち上がりを可能としたため、移動焼入れや段付きのシャフトの局部的な加熱、短期間サイクルの加熱等の高速加熱用途に最適である。

3. 高速インバータの特長

従来型インバータでは、三相交流電源を整流するためにサイリスタスタックを使用していた。商用電源電圧の正弦波を強制オン／オフすることによりインバータの出力電力を可変するためである。SFT-ENシリーズ（高速インバータ）では、整流部にはダイオードスタックを使用し、インバータ部の高周波電圧と電流位相を制御する位相制御方式（当社呼称「ECO型制御方式」）を採用している。位相制御方式は従来型のサイリスタ制御方式に比べ以下の利点がある。

3.1 高速立ち上がり（立ち上がり時間20ms以下）

サイリスタ制御方式は、商用周波数（50／60Hz）でのフィードバック制御で、立ち上がり時間は200msが限界であった。位相制御方式は、インバータ部のスイッチング電圧と電流の位相を変位させる高周波でのフィードバック制御で、出力立ち上がり時間は20ms（従来比約1／10）と、大幅に高速化した。

3.2 電解コンデンサ不使用のためメンテナンス性向上

サイリスタによる整流は、過大なリップルを平滑するために、大容量の電解コンデンサが必要であった。高リップル除去用の大容量電解コンデンサは、充放電の繰り返し大電流により性能劣化が避けられない部品であった。高速インバータでは、ダイオードスタックによる整流のため電解コンデンサを使用していない。結果、定期的なメンテナンスおよび部品寿命による交換作業が格段に少なくなり、製品レベルでの信頼性が大幅に向上した。

3.3 電源力率95%以上

サイリスタ制御方式は、三相交流電源の電圧と電流の位相ずれの発生により力率が悪化する。特に定格出力に対して、低出力設定時はその傾向が顕著であった。高速インバータでは整流器にダイオードスタックを使用している。このため定格出力の50%でも力率90%以上を維持し、定格出力時では理論上限に近い力率95%以上となっている。

3.4 電源高調波の低減

従来型インバータと比較し、高速インバータは電源入力電流の高調波成分（ひずみ）を大幅に低減している。表2に従来型インバータと高速インバータの高調波電流の発生比率を示す。

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

表2 高調波電流発生比率 (基本波との比率)

	5次	7次	11次	13次	17次
従来型インバータ	30.0%	13.0%	8.4%	5.0%	4.7%
高速インバータ	17.5%	11.0%	4.5%	3.0%	1.5%

4. 回路構成および動作原理

図3に本インバータ系統図を示す。以下、動作原理について概要を説明する。

4.1 主回路系

主回路系は、電源部、インバータ部、高周波回路部で構成される。

三相交流電力を、電源部の6個のダイオードをブリッジ接続した三相全波整流器で直流電力に変換する。次に直流電力をインバータ部の高周波スイッチングにより高周波電力に変換し、共振部の出力トランス1次側に供給する。出力トランスはインバータ部と出力負荷との絶縁、およびインピーダンスマッチングの役目をし、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。

4.2 制御系

制御部では、主に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) によるインバータ部の短絡保護、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う。

出力負荷は、共振コンデンサ (C) と加熱コイル (L) からなる直列共振回路である。スイッチング周波数 = 共振周波数 (フルマッチング) 時には出力電流位相と出力電圧位相が同位相になり出力電力が最大となる。また、スイッチング周波数 > 共振周波数では、出力電流位相が出力電圧位相よりも遅れ、出力電力が減少する。位相制御方式は以上の原理により、インバータ部のスイッチング周波数を出力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。

5. 高速 FET モジュールの開発

高周波高速インバータに高出力型製品をラインアップするために、誘導加熱用の FET モジュールを自社開発した。図4に開発品の外観を、表3に主要性能を示す。比較対照品は、従来インバータで使用していた市販モジュールの代表的なものである。以下概要を説明する。

5.1 開発の目的

SFT-E シリーズインバータの特徴は前項でも述べたが、高周波高速スイッチングを行うことであ

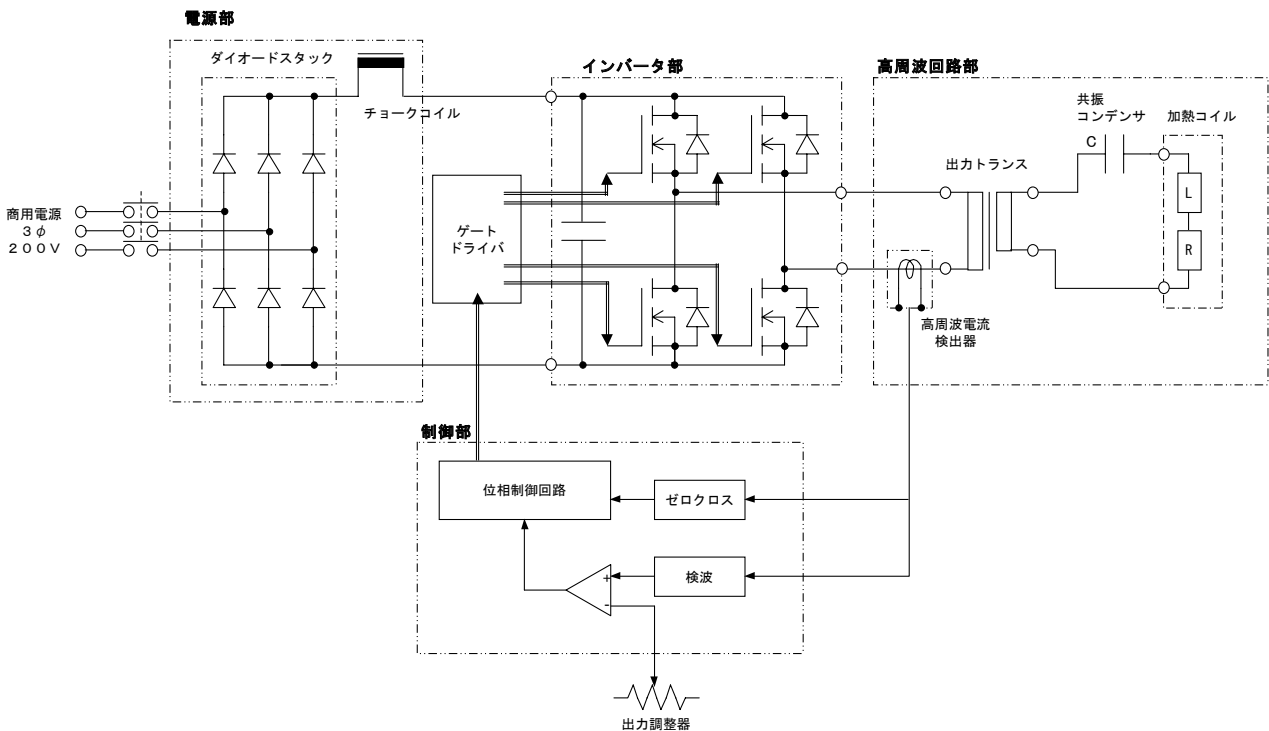


図3 高周波高速インバータ系統図

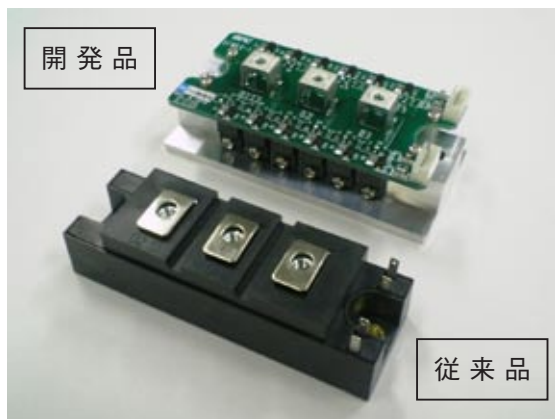


図4 FET モジュール外観

最大定格 (T_{ch}=25℃)

記号	項目	定格値		単位
		開発品	従来品	
V _{DSS}	ドレイン・ソース間電圧	500	500	V
V _{GSS}	ゲート・ソース間電圧	± 20	± 20	V
I _D	ドレイン電流	60	50	A
I _S	ソース電流	60	50	A
P _D	ドレイン損失	210	310	W
T _{ch}	チャリ温度	- 40 ~ 150	- 40 ~ 150	℃
T _{stg}	保存温度	- 40 ~ 125	- 40 ~ 125	℃
V _{iso}	絶縁耐力	2500	2500	V
-	質量	250	250	g

電気的特性 (T_{ch}=25℃)

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

表3 FET モジュール主要性能

る。SFT-E シリーズインバータは、従来からスイッチングデバイスに市販の FET モジュールを使用していたが、市販の FET モジュールは構造上、大電流の高速スイッチングが困難であり、高出力のインバータが実現できなかった。そこで今回、FET モジュールを自社開発することになった。

5.2 開発品の特徴

市販の FET モジュールは多種多様対応可能な仕様で設計されているため、高周波かつ高速用途においては必ずしも最適な特性ではない。従来は、周辺

回路や取扱い方法を工夫して使用していたが、限界があった。

開発した FET モジュールは、ディスクリートの FET 素子を基板上に複数個並列接続し、高電力モジュールを構成したものである。特徴は、FET 素子の選定、配線パターン設計、付加回路の設計等を使用目的において最適化できることにある。

5.3 開発における課題と解決方法

大電流を従来以上に高周波化しかつ高速でスイッチングするために、以下の課題が挙げられる。

- ①スイッチング動作時における損失（発熱）の低減
- ②スイッチング・サージ電圧の低減
- ③ターンオン／ターンオフ時誤動作の防止

①高速インバータは、位相制御方式による出力制御が必須であることは前述した。FET モジュールのスイッチング動作に着目すると、位相制御方式はインダクタンス負荷領域でのスイッチングを積極的に使用する方式である。インダクタンス負荷では、ターンオン損失は無視できるほど小さく、スイッチング損失≒ターンオフ損失となる。ターンオフ損失の低減策は、ターンオフ時間の短縮である。開発品は、高速 FET 素子の選定とゲート駆動回路の工夫により、従来品の 1 / 3 以下のターンオフ時間を達成した。

②ターンオフ時に発生するサージ電圧は、インバータ部 FET の $V_{SG} = -L (di/dt)$ となる。L は配線インダクタンスおよび負荷のリーケージインダクタンスの総和、di/dt はターンオフ時の電流変化率である。高速スイッチングを行う場合、すなわち di/dt が大きい場合にはサージ電圧が増大し、FET 素子が電圧破壊する恐れがあるため、FET 素子の定格電流に対しデレーティングの余裕値を大きくする必要があり、大電流の高速スイッチングが困難な原因であった。

開発品は、配線パターンを最適化することにより配線インダクタンス (L) を低減し、高速スイッチングにおけるサージ電圧を低減した。結果、FET 素子の定格電流に対してデレーティングの余裕値を小さく設定できる。

③ FET 素子を高速スイッチングする場合、ゲートチャージ／ゲートディスチャージを高速に行う必要がある。従来品はゲート配線のインダクタン

スが大きいため、ゲート信号にリングングを生じ、FET素子のターンオン/ターンオフ時誤動作を引き起こす恐れがあった。開発品は、配線パターンを最適化することにより配線インダクタンスを低減し、リングングによるターンオン/ターンオフ時誤動作を防止できる。

5.4 開発結果

開発したFETモジュール単体の評価では、高負荷における破壊試験等を行い、実運用では従来品と比較して約2倍の出力電力での使用が可能になった。新型インバータに搭載し、高周波高速インバータにおける高出力化が達成できた。

従来の低出力のSFT-Eシリーズインバータについても、高機能型のFETモジュールに順次置き替えていく。

6. 高速インバータの製作・評価結果

開発したFETモジュールの搭載初号機として100kWインバータを製作し、サンプル試験を行った。結果は以下の通りである。

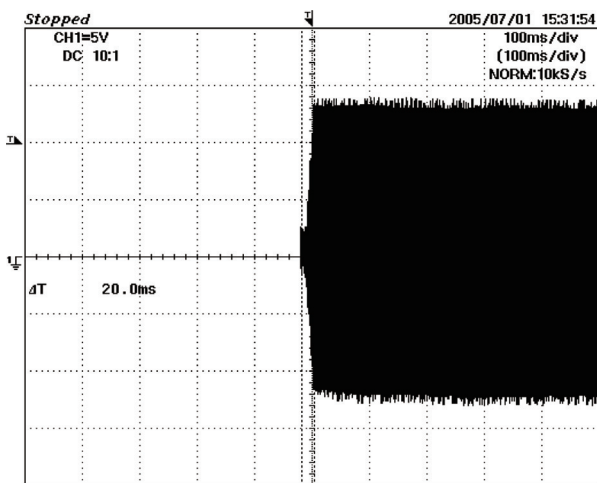
6.1 仕様

表4に100kWインバータの仕様を示す。比較対照品は当社SFTシリーズ(サイリスタ制御方式)のインバータである。

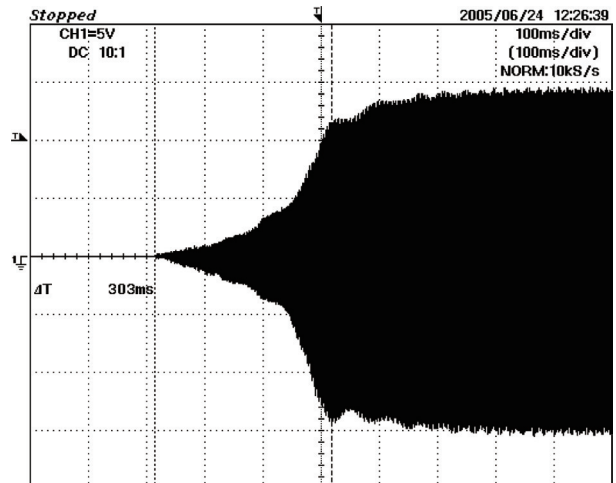
開発機では位相制御方式でかつ300kHzまでの高周波化を達成した。高周波出力の立ち上がり時間は1/10以下に短縮出来た。図5に開発機(SFT-ENシリーズ)と当社従来機(SFTシリーズ)の出力立ち上がり特性の測定データを示す。

表4 100kWインバータ主要性能

	開発機	当社従来機
型式	SFT-E100N	SFT-100
定格出力	100kW	100kW
出力可変範囲	10~100%	10~100%
発振周波数	100~300kHz	70~200kHz
電源入力	AC3φ 200V ± 10% 50/60Hz 120kVA	AC3φ 400V ± 10% 50/60Hz 130kVA
出力制御方式	位相制御方式(ECO型制御方式)	サイリスタ制御方式
出力立ち上がり時間	20msec	300msec
冷却方式	水冷	水冷
冷却水量	30L/min	40L/min
出力負荷回路	直列共振回路	直列共振回路
外径寸法	W850 × H1750 × D1000mm (共振部を除く)	W850 × H1630 × D925mm
質量	400kg	400kg



(a) 開発機



(b) 当社従来機

図5 立ち上がり時間の比較

6.2 サンプル試験

高周波高速インバータの主用途は鉄鋼の表面焼入れ（表面硬化処理）である。そこで、新型インバータで高周波焼入れ試験を実施し、従来型インバータとの焼入れパターンの比較を行った。本試験では高速立ち上がりの効果を検証するために、焼入れ方法は定置（一発）焼入れとし、発振周波数および出力電力は同一設定とした。

図6に試験結果を示す。新型インバータの加熱時間は従来型の1/3以下で、焼入れパターンは表面に近い部分の硬度を上げる（切れの良い）焼入れが実現できた。

焼入れ硬度比較

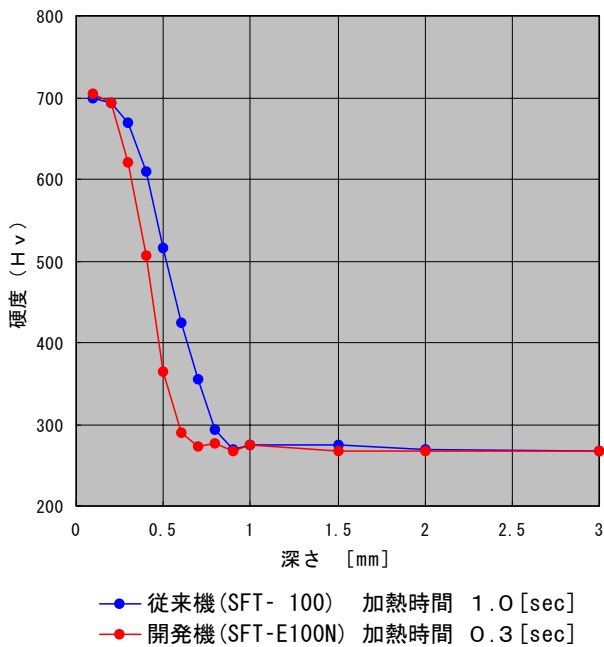


図6 焼入れパターンの比較

7. むすび

以上、高周波高速インバータについて概要および特徴を説明した。

本開発の成果は、新聞、サーモテック展（工業炉・熱技術・関連機器の展示会）、および弊社ホームページで発表した。発表以降、焼入れメーカ、および競合インバータメーカから注目されており、当社高周波誘導加熱事業の主力機種になることを期待する。

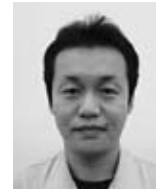
今後は、400V 受電対応型に向けたシリーズ拡張を予定している。

参考文献

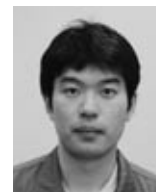
- (1) 高橋勘次郎他：“高周波の工業への応用”，東京電機大出版局，（1977）
- (2) 田内良男：“超小型「高周波電源ユニット・Dシリーズ」”，島田理化技報，No.15，（2004）

筆者紹介

産機事業本部
島田製作所
高周波技術部
村松 護



産機事業本部
島田製作所
高周波技術部
椀田 学



産機事業本部
島田製作所
高周波技術部
富田 始



誘導加熱監視ユニット

松村 琢夫
Takuo MATSUMURA

小森 勝利
Katsutoshi KOMORI

1. まえがき

高周波加熱の用途は大変裾が広く、生産工程の中で一時的な予備加熱を行うといった単純な加熱から、クランクシャフトの焼入れなど、製品品質に関わってくる重要な加熱に使われている。

高周波加熱装置の監視ユニットの主な機能は、誘導加熱において一回の加熱動作がその品質を左右する重要な加熱処理の結果を客観的に評価するための監視ツールであり、製品の品質保証には欠かせないものである。すなわち、1サイクルの加熱中に刻々と変化する出力変化を積分計算することにより、トータルの加熱電力量を加熱動作ごとにモニターする機能を有する。

これは、被加熱物に供給・印加する電力が加熱温度に比例し、そのまま処理品質に影響するためである。

当社の出力監視ユニットは80年代に製品開発され現在に至っているが、今回下記の改良を検討した。

- (1) 従来型監視ユニットより高速処理と高精度化
- (2) プログラム言語を汎用言語へ変更
- (3) 最新型 CPU 採用により旧型 CPU 及び周辺

チップ供給問題への対応

- (4) 固定値の新規パラメータ化による多品種多目的への対応強化

具体的には、下記の製品展開となる。

- (1) インバータの Human Machine Interface (HMI) を高機能化し、その機能の一部として監視装置機能を持たせる。
- (2) 独立した製品として市場に出す。

本稿では、本来制御用途に用いられる Programmable Logic Controller (PLC) が監視ユニットとして必要なハードウェアスペックを持っていることから、実験的にプログラムし従来型の出力監視ユニットと比較した結果を報告する。

2. 監視ユニットの機能

監視ユニットの装置への汎用性を高めるため、測定条件や方式、通信機能のためのパラメータをタッチパネルから設定することができるようにした。これにより多くの機種に対応可能となった。表1に本監視ユニットの機能を示す。

(タッチパネルの画面構成は付録A-2に示す。)

表1 本監視ユニットの機能

カテゴリー	内容	備考
計測方法	1. 外部トリガーによるスタート/ストップ 2. 出力立ち上がり検出 3. 内部クロックによる計測	計測方法の選択
平均化処理	1. 平均化サンプリング数 2. 100回平均機能の有効/無効	
アラーム規制	1. 上限アラーム有効/無効 2. 下限アラーム有効/無効 3. 加熱時間過多アラーム有効/無効 4. 停止時間過多アラーム有効/無効	
通信機能	1. 通信機能のON/OFF 2. WSAVRG ^{注1)} 計算値送信のON/OFF	PC等外部機器への通信機能

(注1) WSAVRG: WS (電力値 W × Sec) の平均 (Average) を意味します。

3. 監視ユニットの構成

3.1 装置外観

図1に評価機の外観を示す。モニター部と演算部が一体となっている評価試験機である。

図2は、実際に100kW 新型インバータ (SFT-E100N) へ組込んだパネル部である。

図3は、本インバータ内部の監視ユニット演算部である。

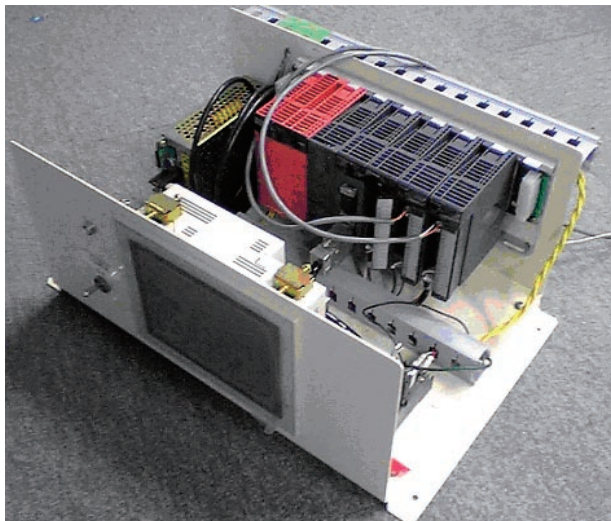


図1 監視ユニット 評価機外観

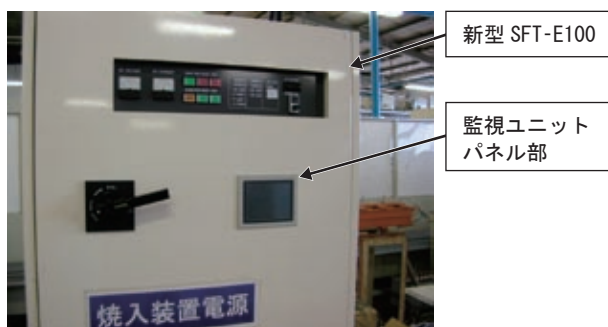


図2 監視ユニット (パネル部) 組込み例

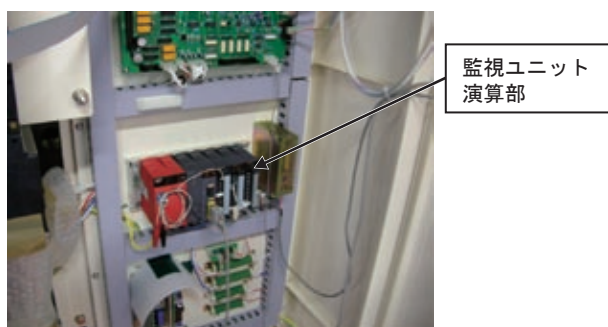


図3 監視ユニット (演算部) 組込み例

3.2 監視ユニットのハードウェア構成

表2にハードウェア構成を示す。主に、HMIと汎用PLC、80 μ S/chの変換速度を有するAD変換から構成される。

表2 監視ユニットのハードウェア構成

項目	内容	備考
P L C	Q02HCPU	中型クラス汎用機
AD変換	Q64AD	アナログデジタル変換 (変換速度: 80 μ S/ch)
H M I	F940GOT-LWD	小型タッチパネル RS232C接続

3.3 機能構成

表3に本監視ユニットの機能構成を示す。

インバータ出力電流値 (IHF) をモニターして、瞬時値としての2乗計算からWSを演算する。また、インバータ入力直流電圧 (EDC)、入力直流電流 (IDC) をモニターして、瞬時値としてのWSを演算することも可能である。これらの結果から平均、最大値等の演算処理を行ない、上限、下限、加熱時間、休止時間の各異常を監視する。

上限値と下限値の範囲を表示するグラフ機能や、結果報告する通信機能 (RS-232C) を有する。

更にモニター入力情報から種々の監視が可能である。

表3 監視ユニットの機能構成

項目	内容	備考
モニター機能	1. 直流電圧測定機能 2. 直流電流測定機能 3. 高周波電流測定機能 4. 発振時間計測 (mSEC) 5. 停止時間計測 (mSEC)	表示値はパラメータによる補正計算可能
演算機能	1. 電力計算 (WS) 2. 平均値算出機能 (AVG) 3. 最大値表示機能 (PEAK) 4. 100回平均値 (WSAVRG)	
監視機能	1. 上限異常 (%) 2. 下限異常 (%) 3. 加熱時間異常 (mSEC) 4. 休止時間異常 (mSEC)	アラーム機能
グラフ機能	1. 上限値と下限値の範囲内を表示	
通信機能	1. 電力計算値報告機能 2. 結果状況報告機能 3. 100回平均値報告機能	RS-232による。報告タイミングは設定可能

表4 監視ユニットの処理構成

プログラム	名称	主な処理内容
通常処理系	主機能部	タッチパネルイベントサービス 表示データ更新 アラーム処理
	AD制御部 通信処理部	発振中等の状態をフラグに反映する(インターフェース処理) パラメータ処理, 他
割り込み処理系	補助機能部	1mSECごとに呼び出して, 下記を実行する。 発振中であるなら計測値を取り込んでデータをスタックする。 発振後の発振終了なら測定値を演算し, データを生成する。

4. 監視ユニットプログラム

4.1 プログラム構成

表4に示すように, プログラムは通常2系統の処理系で構成されている。

図4(a)に示すように, 加熱時に投入されるエネルギー量は, 出力電力値を縦軸, 時間を横軸にとって面積で表すことができ, その近似値として, サンプル値を積分することで算出することができる。この時サンプリングインターバルが短いほどより正確に算出できることになる。(図4(b)と図4(c)の比較を参照)

PLC側の測定単位が80μSなので, PLC内部の平均化(パラメータで設定)を使用するとして割り込みを1mSとし, PLCの演算オーバーヘッド(注2)200μSを差し引いて800μS/2chとした。(ただし2ch使用時)。これによりPLC内部の平均化処理には, 400μS/80μSから5回平均が設定できることになる。

(注2) 演算オーバーヘッド: 演算を行うためのCPUの負荷を意味する。本稿では, 割り込み処理後の復帰やEND命令後の処理も含んでいる。

4.2 プログラムのインターバルタイマーについて

インターバルタイマー(定期割り込みタイマー値)は割り込み処理を起動するトリガーである。この間隔が狭ければより精密な計測ができることになるが, 反面加熱時間が長い場合積算レジスタの桁あふれが生じるなどソフトウェア上の弊害が考えられる。(具体的な監視ユニットプログラムフローチャートは付録A-1に示す。)

従来型監視ユニットでは10mSの割り込みを使用している。この割り込み間隔であると加熱時間は概ね最大10秒程度になる見込みである。また, 発振

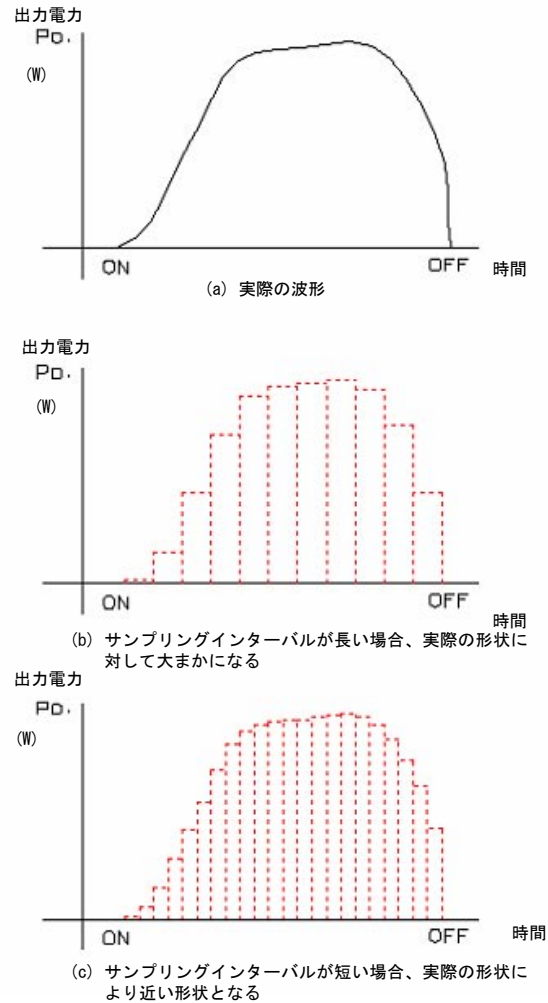


図4 出力電力量(エネルギー)とサンプリングインターバルの違いによる加熱エネルギーの近似値形状

器の出力が大きな場合, 積算量となる数値が大きくなることから, 加熱時間の上限が小さくなるなど旧監視装置のスペックに汎用性が無いことが分かる。

今回の開発機では1mSとした。これは単にPLC側の能力値からの計算であるが, 加熱時間が長い場合対応できないことが予想される。この件については今後の課題と考えている。

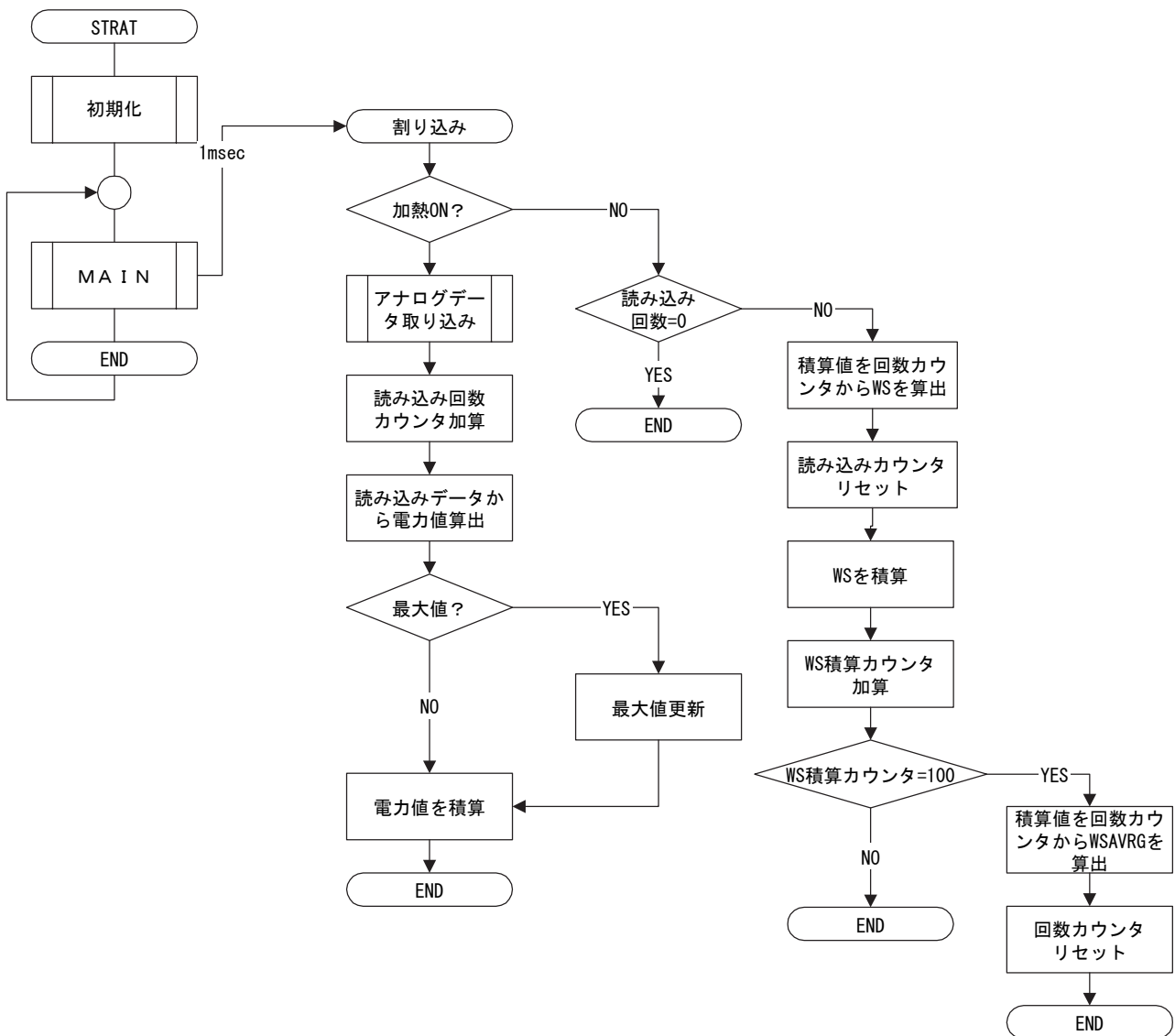
5. むすび

現在のAD変換器を使用している従来型の監視ユニットより高速にデータ変換できることが分かった。シーケンサ(PLC)はコスト面では高価な機材であるが、その汎用性に魅力がある。本プログラムを開発する際、従来型監視ユニットが持っている

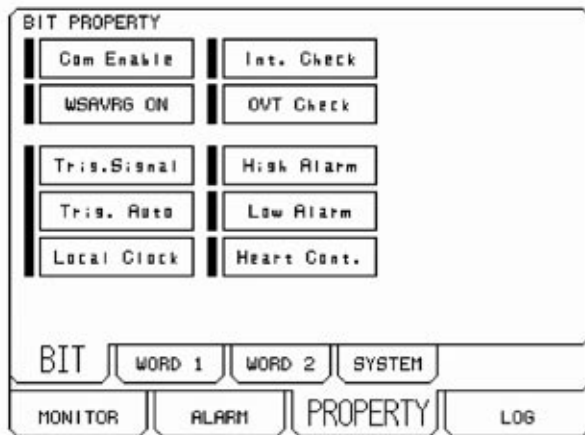
機能は全て搭載し、合わせて通信機能(プリンタやPCへ計測結果を出力する機能)も実装した。さらに、新規に開発したSFT-E100N型インバータへ組み込んだでの評価試験を実施した。高速動作型アイソレータを介した方法ではノイズが入り込み、表示値が正確に表示されない現象もあったが、引続き高速計測に対応したノイズ対策を検討していく。

付録

A-1. 監視ユニットプログラムのフローチャート



図中の“WS”とは電力値 $W \times \text{Sec}$ を、また、“WSAVRG”とはWSの100回平均値を示す。
計測に関係ない部分のロジックは省略している。

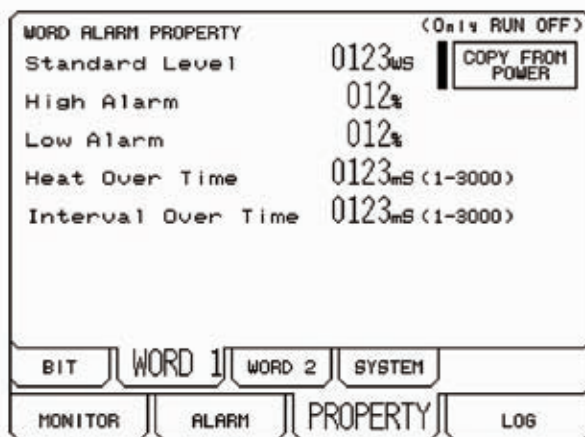


図A-2.4 プロパティ (BIT) 画面

A-2.5 プロパティ画面 (WORD1)

プロパティ画面 (WORD1 情報の設定) は、基準値やアラーム値など運用に関するプロパティを設定することができる。

- (1) Standard Level : 通常出力値の設定
- (2) High Alarm : 上限異常の値 (%) 設定
- (3) Low Alarm : 下限値の値 (%) 設定
- (4) Heat over Time : 加熱時間異常の時間 (ms) 設定
- (5) Interval Over Time: 休止時間異常の時間 (ms) 設定



図A-2.5 プロパティ (WORD1) 画面

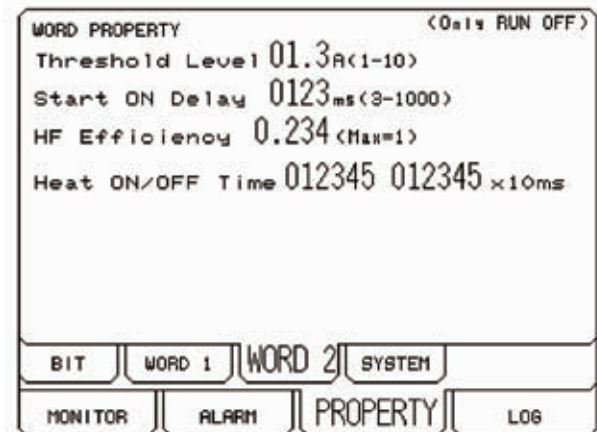
A-2.6 プロパティ画面 (WORD2)

プロパティ画面 (WORD2 情報の設定) は、測定のためのパラメータを設定することができる。

- (1) Threshold Level : 加熱の立ち上がりを自動検出する際の入力値 (閾値)

を設定

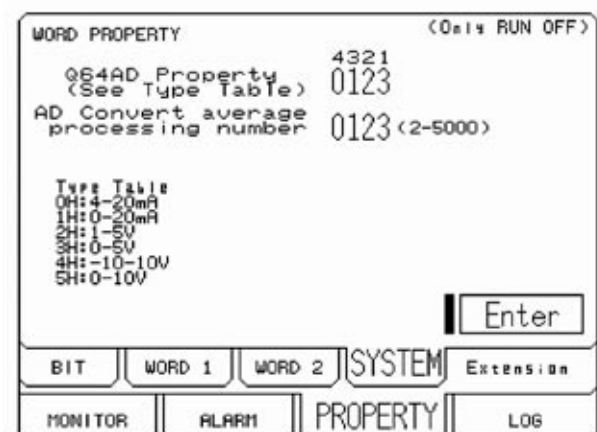
- (2) Start On Delay : 加熱 ON 信号の立ち上がりを遅延する場合の遅延時間設定
- (3) HF Efficiency : 発振器の出力に対する実際の加熱効率を設定
- (4) Heat ON/OFF Time : 監視装置から断続的に加熱を ON/OFF する場合のパラメータ



図A-2.6 プロパティ (WORD2) 画面

A-2.7 プロパティ画面 (SYSTEM)

プロパティ画面 (SYSTEM 情報の設定) は、PLC に実装されている AD 変換器のパラメータ設定で、チャンネルごとの入力の種類や平均化処理のサンプリング数を設定することができる。



図A-2.7 プロパティ (SYSTEM) 画面

A-2.8 通信ログ画面

通信ログ画面は,上位通信(PCへのレポート機能)の通信ログを表示する。

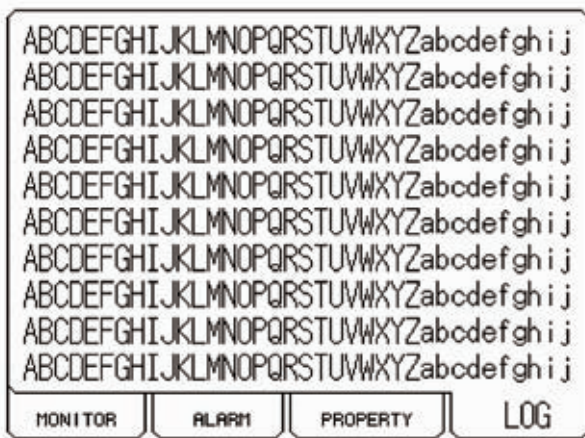


図 A - 2. 8 通信ログ画面

筆者紹介

産機事業本部
島田製作所
高周波技術部
松村 琢夫



産機事業本部
島田製作所
高周波技術部
小森 勝利



C帯トランスミッター（出力10Wタイプ）

■概要

本機は、超小型地球局に使用されるC帯10W出力のトランスミッターであり、国際衛星であるインテルサットを中継器とする衛星通信に用いられます。

■構成

外部から供給されるIF信号と基準信号を分離するMPX部、分離された基準信号に同期した局発信号を発生するPLO部、IF信号を増幅するIFアンプ部、IF信号を所定の周波数に変換するミキサー部、周波数変換された信号を所定の出力に増幅するためのハイパワーアンプ部、また外部から供給されるDC電圧を、各部が必要とする電圧に変換する高効率のスイッチングレギュレータから構成されています。

■特長

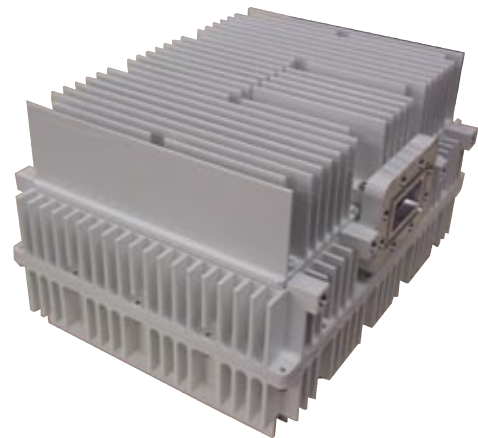
- ① PLO部は、直接発振方式を採用し回路の小型化、低位相雑音を実現しています。
- ② 温度補償機能を備え、利得の温度変化を補償しています。
- ③ 消費電力を抑えることで小型化・軽量化を実現しています。

■主要性能

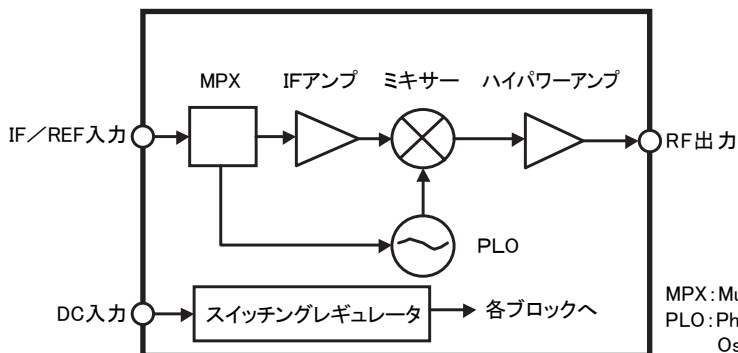
入力周波数	950MHz ~ 1525MHz	
入力レベル	標準 - 25dBm	
出力周波数	5850MHz ~ 6425MHz	
局発位相雑音	オフセット周波数	位相雑音
	1kHz	- 75dBc/Hz
	10kHz	- 83dBc/Hz
	100kHz	- 96dBc/Hz
1MHz	- 100dBc/Hz	
出力電力	10W	
インターフェイス	入力 (IF/REF)	N-コネクタ
	DC入力	MS-コネクタ
	出力	Waveguide, CPR-137G
電源電圧	+36V ~ +48V	
消費電力	72W	
性能保証温度範囲	- 40℃ ~ +55℃	
外形	W220 × H174 × D132mm	
質量	4.7kg	

他社製品との比較

メーカー	外形寸法	容積	質量	消費電力
弊社	W220 × H174 × D132mm	5.0 L	4.7kg	72W
A社	W310 × H183 × D93mm	5.3 L	5.4kg	120W
B社	W248 × H159 × D410mm	16.2 L	8.2kg	75W
C社	W275 × H246 × D135mm	9.1 L	9.0kg	130W



製品外観



ブロック図

MPX: Multiplexer
PLO: Phase Lock Oscillator

問い合わせ先
電子機器事業部
TEL 0424-81-8518

光学部品洗浄装置

■概要

デジタル家電には、さまざまな光学部品（レンズ、プリズム、ガラス基板など）が使用されており、それらにはコート膜が蒸着されています。

ここで紹介する洗浄装置は、光学部品のコート処理前の洗浄装置です。多種多様なガラス材料やコート用蒸着材料に対応するため、被洗浄物毎の洗浄条件をバスケット毎に選択できるようになっており、さらに処理情報をバスケット毎に記録できるようになっています。

■特長

① IPA ベーパー乾燥システムの採用

光学部品（ガラス基板・ガラスレンズ等）の成膜前洗浄として、精密洗浄を実現するために IPA ベーパー乾燥システムを搭載しています。

② 洗浄モードの任意選択

洗浄モードは検知板による自動判別を行い、全部で 16 種類の任意選択が可能です。

③ 高洗浄度対応振動子の採用

No.1 槽～ No.6 槽に搭載の超音波振動子は、高洗浄度対応と耐久性アップのためのチタンコート処理（特許）を施しています。

④ データ管理

各処理毎の洗浄槽の温度や流量のデータを収集できるようにパソコンを搭載し、データの記録ができるようになっています。

⑤ 省エネ対応

リンス水や IPA 置換液を無駄なく使用するために、カスケード槽や液移送回路を採用しています。

■主要性能

被 洗 浄 物	光学系ガラス基板・ガラスレンズ等 (最大 A4 サイズ)	
洗 浄 カ ゴ 寸 法	W260 × H190 × D 205mm	
処 理 方 法	自動搬送	
装 置 構 成 ・ 外 形 寸 法	装置本体	W6300 × H2100 × D2000mm
	操 作 盤	W1300 × H2400 × D600mm
超 音 波	600W 28kHz：チタンコート処理 (No.1 槽～ No.6 槽) (特許)	
所 要 電 力 入 力	3 φ 200V 約 60kVA	
所 要 水 量	純 水	約 600L/H
	市 水	約 300L/H
	冷 却 水	約 3120L/H 18℃以下
所 要 空 気 量	駆 動 用	約 250L/min
	パ ー ジ 用	約 300L/min
所 要 排 気 量	約 20m ³ /min 以上	



装置外観

問い合わせ先
産業機器事業部
TEL 0424-81-8525

大型マスク基板用洗浄装置

■概要

パソコンモニターやテレビ画面で普及が進んでいる液晶ディスプレイ（LCD）やプラズマディスプレイ（PDP）等の製造に不可欠とされる大型フォトマスク材料は、ポリッシュ・成膜、描画など精密な加工・処理が施されています。

ここで紹介する洗浄装置は、その大型マスク基板用洗浄装置であり、ガラス基板の大型化に伴い一辺2m超の材料まで洗浄処理が可能となっています。また、洗浄後のパーティクル除去性能は、繰り返しの洗浄性能評価により実証済です。

市場動向や環境に合わせて、今後更にグレードアップしたものも製品化を予定しています。

■特長

- ① IPA ベーパー乾燥と温純水引き上げ乾燥が選択可能
使用条件により、IPA ベーパー乾燥システムと

温純水引き上げ乾燥システムを選択できます。

- ②搬送の安定性
被洗浄物は大変高額なものであり、搬送ハンガーも含めて質量100kgになり、これを安定して搬送できる機構を採用しています。
- ③中周波超音波の採用
超音波は、基板へのダメージが少なく細かなパーティクルの除去に最適な中周波（75kHz～400kHz）領域を選択できます。
- ④装置のコンパクト化
大きなガラス基板を小さなフットプリント内で処理できるように洗浄槽の形状を工夫しており、IPAの総容量は消防法指定数量（合計400ℓ）以下に抑えた仕様となっています。
- ⑤搬送ハンガーの使い易さ
さまざまな基板サイズに合わせて容易に基板をセットでき、且つ表・裏面どちらからでも投入・取り出しができる構造になっています。

■主要性能

被 洗 浄 物	LCD用・PDP用マスク基板（最大2m超まで）	
搬 送 ハ ン ガ ー	本体一体タイプ・単独ハンガータイプ	
処 理 方 法	自動搬送	
装置構成・外形寸法 （温純水方式）	装置本体	W5000 × H6600 × D5500mm
	操作盤	W1200 × H2050 × D800mm
超 音 波 選 択 範 囲	28kHz・39kHz・75kHz・100kHz・200kHz・400kHz	
所 要 電 力 入 力	3φ 200V 約280kVA	
所 要 水 量（温純水方式）	純水 約4000L/H	
所 要 空 気 量	約200L/min	
所 要 排 気 量	アルカリ排気	約40 m ³ /min
	一般排気	約40 m ³ /min



装置外観

問い合わせ先
産業機器事業部
TEL 0424-81-8525

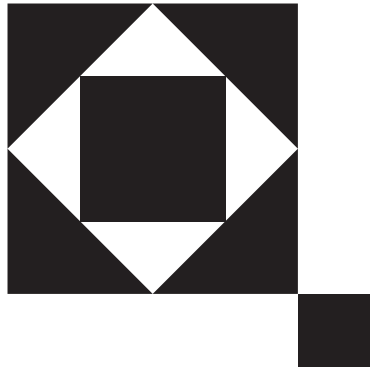
特許登録紹介

(2004年10月～2005年9月登録分)

登録番号	発明の名称	内 容	備 考
3607081	液循環回路用エアートラップ	<p>液循環回路内において濾過フィルターとは別体として構成されていて、液が濾過フィルターに導入される前に液中に混入された気泡を除去することを可能にする液循環回路用エアートラップ。</p> <p>従来は濾過フィルター内の気泡の堆積による濾過フィルターの目詰まりの発生、液循環回路内の流量の低下による濾過フィルターの寿命の低下、液排出口近傍での液の巻き込みによる気泡の再混入、及びフィルター・ハウジングが大型であることによる不要な液溜まりの形成が問題点であった。</p>	
3617695	電磁調理器用筐体	<p>加熱電力のばらつきを抑制し得る構造の電磁調理器及び保守性に優れた電磁調理器及び電磁調理器用部品。</p> <p>従来は加熱コイル面とトッププレートの背面との間隔が加熱有効領域の全域に渡って必ずしも均一にならず、その結果、調理鍋の載置部位によって加熱電力にばらつきが生じた。電磁調理器ユニットを交換したり、あるいはユニット筐体内の電源部の点検等を行う際に、その都度電磁調理器用筐体を分解する必要があり保守性が悪かった。</p>	
3618129	放電処理用電極及び放電処理装置	<p>無駄なパワー消費を抑えて表面改質の処理効率を高め、かつその寿命時間を長くする構成の放電処理用電極及びこの放電処理用電極を使用した放電処理装置。</p> <p>従来の放電処理装置は表面改質をするのに作用する放電はごく一部で、他の部分は表面改質に殆ど寄与しない。放電に投入されるパワーの大部分は無駄となり、処理効率が著しく悪いという問題があった。しかも放電は電極側部表面間のほぼ全域にわたって生じるので、放電処理用電極の劣化も早まるという問題があった。</p>	
3621587	洗浄装置および洗浄方法	<p>レーザー光の照射により等方的に発生する衝撃波が周囲に散逸することを防止するようにして、エネルギー効率よく被洗浄物を洗浄することができるようにする洗浄装置および洗浄方法。</p> <p>従来は液膜の気化により発生される衝撃波は等方的に放射されることになるので、そのほとんどは被洗浄物の洗浄処理面以外の周囲に散逸してしまい、レーザー光を洗浄に用いるには、レーザー光の照射によるエネルギー効率が非常に悪かった。また被洗浄物を気相雰囲気中では洗浄できなかった。</p>	
3621685	内径面誘導加熱コイル	<p>加熱効率を向上させ、被加熱物に形成された穴などの筒形状部位の内径側を効率良く加熱することができるようにした内径面誘導加熱コイル。</p> <p>従来の内径面誘導加熱コイルにおいては、電流が多く流れているパイプ状加熱コイルの部位と被加熱部位である内径面との間の距離が大きくなり、被加熱部位である内径面に対する加熱効率が良くなかった。またパイプ状加熱コイルの内部に冷却水を大量に流せなくなり、ひいてはパイプ状加熱コイルに大容量の電流を印加できなくなるという問題があった。</p>	

登録番号	発明の名称	内 容	備 考
3636484	電磁調理器	<p>薄板状トッププレートが割れにくい構造の電磁調理器。</p> <p>従来の電磁調理器は冷却空間を確保するため枠体の厚み面にトッププレートの周縁部が固定される構造なので、トッププレートの中央部付近の機械的強度が周縁部に比べて相対的に弱くなる。トッププレートの厚みを増せば全体的な機械的強度は高まるが、反面、加熱コイルと被加熱物との距離を大きくせざるを得ないので加熱効率が著しく低下する。そのため、このトッププレートは必要以上に厚くできず、割れ易くなる欠点があった。</p>	
3663338	高周波リレーの実装方法および高周波リレーの実装に用いるケース	<p>リード端子型の高周波リレーを実装する際に、高周波端子間の信号の漏れ込みを防止するようにして、高周波端子間のアイソレーション特性を向上することができるようにした高周波リレーの実装方法および高周波リレーの実装に用いるケース。</p> <p>従来のリード端子型の高周波リレーをプリント基板に実装する方法によると従来の信号の漏れ込みの防止の方法を用いているにもかかわらず、高周波端子間のアイソレーション特性を向上することができなかった。</p>	
3665155	電子部品基板の洗浄装置	<p>電子部品基板の表面にキズを付けることなく、その表面に付着した微細粒子を効率よく除去できる様にする電子部品基板の洗浄装置。</p> <p>従来は微細粒子の除去は回転ブラシの毛状体の物理的な摩擦接触によって行われていたため、電子部品基板表面にキズを付けたりダメージを与えやすく、加工工程の歩留りを低下させる大きな原因となっていた。また、物理的な摩擦接触であるため、磨耗により回転ブラシの毛状体自体からも微細粒子が発生してしまうといった根本的な欠点もあった。</p>	
3671389	基板処理方法および装置	<p>基板に供給された湿潤オゾン含有ガスのオゾン量と蒸気量との比率を制御することにより、処理速度の飛躍的な向上を図ることができる基板処理方法および装置。</p> <p>従来の湿潤オゾン含有ガスによる基板処理方法を実用化するには、さらなる除去速度の改善が必要不可欠な条件であり、現在のところ実用化の例がなかった。また、基板温度を上げて実用的な除去速度を得ることが考えられるが、湿潤オゾン含有ガスを供給する方法では、基板を加熱しても除去速度を高速化することができなかった。</p>	三菱電機株式会社殿との共同出願
3699090	多重モードフィルター	<p>スプリアス共振を除去する装置を必要としない、小型で安価な多重モードフィルター。</p> <p>従来はスプリアス共振のレベルが大きい場合には、別途それを除去するための装置を多重モードフィルターに追加する必要があり、フィルターの小型化を妨げていた。また、誘電体共振器は、金属の共振器に比べて高価なため、多重モード化により共振器の縮数を減らすことができたとしても、金属の共振器を用いたものに比べて高価であった。</p>	

登録番号	発明の名称	内 容	備 考
3701624	高周波モジュール用 ボード	<p>高周波モジュールの機能を正常に維持しつつ低コストで実装可能にする高周波モジュール用ボード。</p> <p>従来はパッケージ自体が高価であるため、パッケージ品が高価であった。またパッケージ品を高周波ボードに実装する作業が伴うため、コスト高であった。さらにパッケージ品の接続部の寄生リアクタンスによってパッケージ品の電気性能が劣化する場合があった。他に実行効率の低下、収納する金属ケースの大型化から製品としての上位装置への組み込みが制限されていた。</p>	
3706617	被洗浄物の洗浄方法	<p>治具などの影響を受けずに効率よく均一な超音波洗浄を短時間で実施でき、歩留まりも良く、精密部品製造、液晶部品製造、半導体部品製造など各種生産活動の効率向上に資することができ、高い実用的価値を有する被洗浄物の洗浄方法。</p> <p>従来は治具によって超音波の伝播が阻げられ、部分的に超音波が届かない箇所が生じ、均一かつ効率的で高品質な洗浄は困難であった。また、超音波振動素子に近い部分と遠い部分とでは超音波の強度が異なり、洗浄むらが生じやすかった。</p>	
3725249	誘導加熱装置	<p>複数の加熱コイルによる同時誘導加熱の際の相互干渉を排除して目的の加熱分布を得る用途に効果を発揮できる誘導加熱装置。</p> <p>従来は複数の加熱コイルを接近させて誘導加熱を行うと、隣り合う加熱コイルの間で発生する磁束が鎖交し合うため相互干渉が発生した。そのため、加熱コイルに接続される高周波電源の出力が乱され、被加熱物であるワークの加熱温度が変化していた。かつ、非常に大きなビート音が加熱コイルやワークから発生し、作業環境が悪かった。</p>	



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
 - 移動通信基地局用
 - マイクロ波コンポーネント
 - 移動通信用不感地対策装置

- 固定通信機器
 - ミリ波デジタル無線装置

- 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
 - 半導体ウェーハウェット処理装置
 - 半導体ウェーハ洗浄装置

- 液晶製造装置
 - 液晶パネルウェット処理装置
 - 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

島田理化技報編集委員会

委員長 佐々木 恭介
 委員 高松 日出海
 村上 勝
 田辺 淳二
 楨 敏夫
 森谷 陽一
 安藤 英一
 島 一男
 伊藤 美津夫
 石間 勉
 小野 博昭
 事務局 竹森 雅史
 馬谷原 洋二
 佐田 修

島田理化技報 No.17 (無断転載を禁ず)

2006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

