

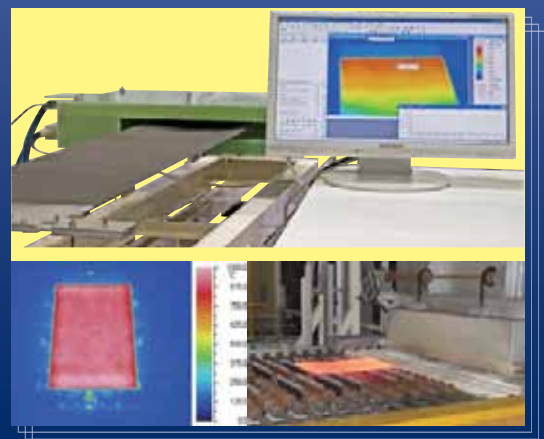
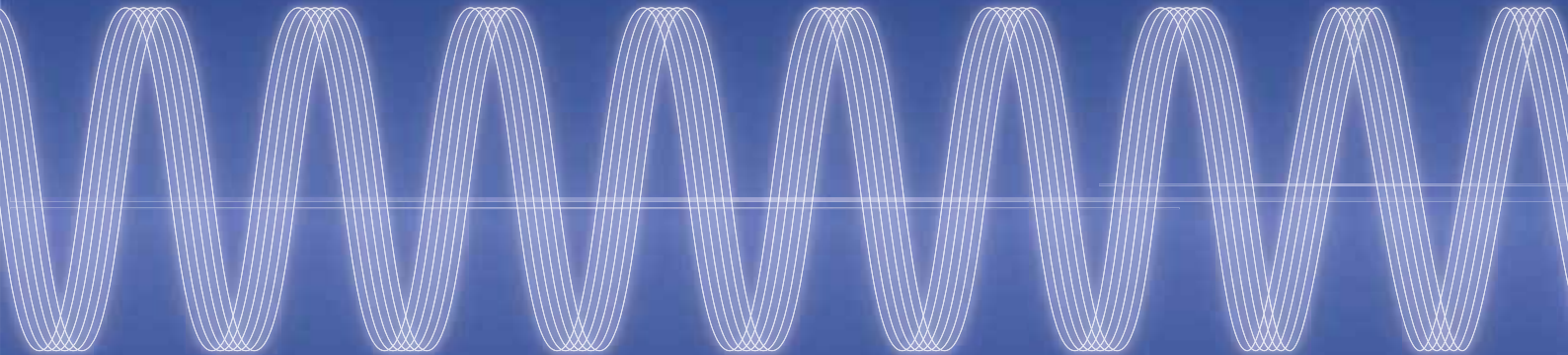
島田理化技報

No.22 (2012)

SPC Technical Report

特集

- 電波応用産業を支える島田理化のマイクロ波フィルタ技術
- 環境に貢献する高周波誘導加熱(IH)技術



目次

■巻頭言

マイクロ波技術とIH技術の進化	1
東角 哲雄	

■寄稿

最近のマイクロ波フィルタ技術 ―広帯域フィルタとその分波回路への応用―	2
電気通信大学 准教授 和田 光司	

■特集論文 電波応用産業を支える島田理化学のマイクロ波フィルタ技術

当社におけるマイクロ波フィルタ技術の変遷	11
山口 浩 田中 稔博 平間 智之 榎 敏夫	

800MHz移動体通信向けCIB型アンテナ共用器の開発	23
萩原 栄治 三神 幸治 松原 大地 平間 智之	

最近の当社マイクロ波フィルタ技術トピックス	31
百地 俊也 吉野 浩輔 萩原 栄治 榎 敏夫	

■製品紹介

X帯VSAT用バンドパスフィルタ	39
800MHz帯送受信増幅装置	40
X帯気象レーダ用スプリアス抑圧フィルタ	41
800MHz/1.5GHz/2GHzアンテナ共用器	42

■特集論文 環境に貢献する高周波誘導加熱(IH)技術

IHと炉のハイブリッド加熱技術	45
松原 佑輔 鈴木 聡史 田内 良男	

ハンディーCTを用いたIHろう付装置	53
守上 浩市 瀬古 忠寿 岡本 光暁	

■製品紹介

粉体塗装用IH脱脂・キュア加熱装置	60
高周波鋼線加熱装置	61
内コイル式ローター焼嵌装置	62

■特許紹介

ローパスフィルタ 特許第4913217号	64
誘導加熱装置 特許第4862205号	65

■特許登録紹介	67
---------------	----

■ 巻頭言

マイクロ波技術とIH技術の進化



代表取締役社長
東角 哲雄
Tetsuo TOHKAKU

今回の技報は、弊社設立以来60年以上培ってきたマイクロ波技術とIH（Induction Heating）技術の最近の技術動向と、その開発について紹介させていただきます。この半世紀の電気・通信・電子の分野はめまぐるしく発展し大きく変貌を遂げました。その進歩の中でマイクロ波技術とIH技術も大きく進化してきました。特に近年は、携帯電話とグローバル化、家電とデジタル化、高度な生産設備、中国・韓国を始めとする競争激化など、電機産業において大きな試練を迎えています。弊社はその市場での部品レベルの製品を提供していますが、高品質と高性能の要求や海外メーカーとの競争などで、日々の改善と製品の進化が求められています。このような中、お客様にご満足いただける魅力ある提案を行い、タイムリーに製品の提供をして参りました。

今後益々、島田理化工業にしか出来ない独自性のある製品と競争力ある商品の開発が重要になっています。特に、弊社の最も得意とするマイクロ波技術とIH技術も従来の延長線上には発展はなく、新たな技術と思考が不可欠であります。弊社はその中で、3つの技術を重視していきたいと思えます。それは「アナログ技術」、「ハイブリッド技術」、「シミュレーション技術」であります。

アナログ技術は弊社のコア技術であり、無線・衛星通信のフロントエンドでは今でも欠かせない技術となっています。今回の技報でも記載していますように、高性能なコンポーネントの一体化による小型化、無線周波数の輻輳による狭帯域化、空中線との送受信・複数周波数共用化などは、古典的な理論をベースに高性能小型化且つ低コスト化を実現してまいりました。特に携帯電話向け基地局用共用器では、急峻なフィルタ特性と低コスト化を実現しました。

次にハイブリッド技術です。高周波電源を用いて「炉からIHへ」を実現すべく開発を進めています。IHの特徴と炉の優れた特徴を生かして省スペース、省エネを提案し、より多様な用途へチャレンジしています。例えばIHろう付け装置は固定式という固定観念がありましたが、ハイブリッドという考え方から小型のハンディタイプを開発しました。高周波電源を基にしたIH技術と炉技術との競合技術との協業には、益々アイデアの実現に期待します。これからも、ハイブリッド思考は今までに無い製品を生み出すと期待しています。

最後にシミュレーション技術です。マイクロ波技術とIH技術を支えているのが、それぞれのシミュレーション技術です。マイクロ波は電磁解析とフィルタ特性、IH技術は電磁誘導と熱特性のシミュレーションであり、基礎理論ではマックスウェルの電磁界理論から導かれます。シミュレータ解析はお客様からのご要求である高性能化、複雑性、多用性などにタイムリーにお応えする事ができます。しかし、これらの技術では完全ではなく、実験と試作を繰り返して最終的に性能を追い込んでまいります。我々はシミュレーションでのノウハウを蓄積することにより製品を進化させていきます。

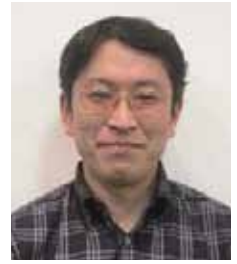
更に、人材の育成について、物理的な視点で現象を見通せる、システム的な視点でお客様の課題に対して解決提案できる人材の確保と育成が重要と考えています。デジタル技術全盛の中、アナログ技術を極め、他の技術を取り込むハイブリッド思考ができる人材と、それを検証し更には提案できるシミュレーション技術を使いこなせる人材の育成に努めて参ります。

お客様との最終製品と擦り合わせによる製品開発をタイムリーに行い、ご満足頂けるソリューションをご提案できる会社へと向かって参りたく、今後ともご愛顧賜りますよう宜しくお願い申し上げます。

■寄稿

最近のマイクロ波フィルター技術 —広帯域フィルターと その分波回路への応用—

電気通信大学
准教授
博士 (工学)
和田 光司
Koji WADA



1. まえがき

マイクロ波フィルターの歴史は古く⁽¹⁾、それらの使用用途も携帯電話、スマートフォンをはじめとする小型無線通信端末をはじめ多種多様である。また、フィルターの種類も数多く、たとえば導波管フィルター、平面フィルター、積層フィルター、弾性表面波 (SAW: Surface Acoustic Wave) フィルター / 圧電薄膜共振器 (FBAR: Film Bulk Acoustic Resonator) フィルターなどが挙げられる。

仕様として帯域通過フィルター (BPF) 特性が要求された場合、通過帯域内における挿入損失の軽減、通過帯域幅の確保および通過帯域近傍の阻止域における高減衰特性の実現に努める必要がある。フィルター特性の通過帯域幅には、大きく分けて狭い通過帯域特性、広い通過帯域特性の2種類の要求がある。狭い通過帯域特性の実現には SAW フィルターや FBAR フィルターを用い、広い通過帯域特性の実現には平面線路や積層構造を用いた広帯域フィルター⁽²⁾を用いる場合が多い。また、通過帯域近傍の阻止域における高減衰特性の実現には、共振器の多段化や複数個の減衰極の配置が有効とされている。

平成8年に野口らによる結合線路を用いた平面フィルターの広帯域化についての発表⁽³⁾を皮切りに、超広帯域 (UWB: Ultra Wide-Band) 無線通信システム機器への使用を想定した広帯域フィルターに関する研究が国内外で盛んに行われてきた。その中で筆者の研究グループも、「フィルターの広帯域化と有極化の両立」に着目し研究を行ってきた。本稿では、マイクロストリップ線路構造を用いた平面広帯域フィルターと低温同時焼成セラミック (LTCC: Low Temperature Co-fired Ceramic) 基板を用いた積層広帯域フィルターについて紹介する。さらに、広帯域フィルターを用いた応用回路として狭い通過帯域特性を実現する SAW フィル

ターを併用した分波回路の一例について紹介する。

2. 有極形広帯域フィルター

2.1 平面広帯域フィルター

有極特性を有する広帯域フィルターの実現のために筆者が最初に目をつけたのが、「タップ結合法を適用した有極形共振器」である。有極形共振器とは、共振器単体で共振周波数の実現とは別に、減衰極をある特定の周波数に単数、もしくは複数個実現しそれらの配置位置の制御が可能である共振器のことである。また、減衰極とは、入力された信号が出力されない周波数を示す。タップ結合法とは、共振器の長手方向のある位置に入出力部を配置したり、共振器同士を共振器の長手方向のある位置で結合させることで特定の周波数に減衰極を実現する手法で、筆者が独自に名付けたものである⁽⁴⁾。タップ結合法を用いた有極形共振器には、素子無装荷タップ結合共振器、素子装荷タップ結合共振器 (集中定数素子装荷型、分布定数素子装荷型、集中定数・分布定数素子装荷型) がある。

ここでは、両端開放および一端接地型の2種類の分布定数素子装荷タップ結合を適用した共振器を組み合わせた有極特性を有する広帯域フィルターを示す⁽⁵⁾。フィルター構成としては、両端開放共振器のみの構成、一端接地共振器のみの構成、両端開放共振器と一端接地共振器を併用した構成の3種類である。

図1に分布定数素子装荷タップ結合を適用した両端開放共振器を用いた広帯域フィルターの基板のレイアウトパターンを示す。図1に示した回路はマイクロストリップ線路構造で構成されている。誘電体基板にはFR4 (比誘電率 $\epsilon_r=4.8$, 導体厚さ $18 \mu\text{m}$, 基板厚さ 0.8mm) の使用を想定している。図2に図1に示した広帯域フィルターの電磁界シミュレータおよび回路シミュレータに

よる計算結果を、**図3**に測定結果をそれぞれ示す。計算には回路シミュレータ (Ansoft Designer Ver.2.2 (Ansys, Inc.))と電磁界シミュレータ (MW STUDIO 2006 (CST))を用いている。**図2**および**図3**に示した結果より広帯域通過特性および通過帯域近傍の両側に複数の減衰極が実現されていることが確認できる。また、それらの減衰極により急峻なスカート特性が実現されている。しかしながら、周波数0Hzにおける信号および通過帯域の低域側の阻止域の周波数成分が遮断できていないことも併せて確認できる。

分布定数素子装荷タップ結合を適用した共振器は、基本特性として通過帯域特性を実現するための共振周波数と減衰極を実現するための反共振周波数を出現するが、広帯域フィルターの特性を実現するために最初に減衰極の配置位置の調整により通過帯域近傍の帯域外減衰量の確保を行い、その後共振器間の伝送線路のパラメータを調整することで通過帯域内におけるマッチングの調整を行っている。

結果より、通過帯域幅は約7.5GHz (3.1GHz ~ 10.6GHz)であることが確認できるが、スタブおよびタップ線路の長さ、タップ線路の線路幅の調整により、減衰極の実現位置を制御できるためフィルターにおける入出力および共振器間結合を併せて調整することで通過帯域幅の制御が可能である。

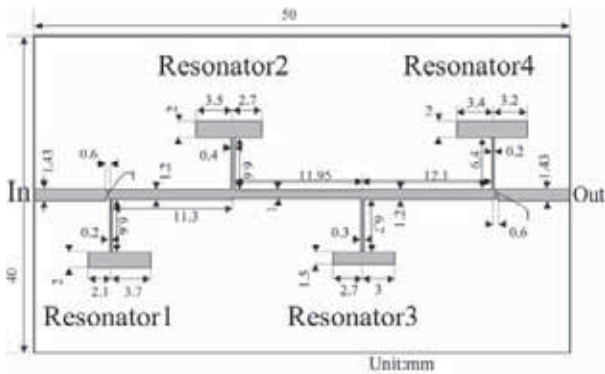


図1 平面広帯域フィルター (両端開放共振器型)のレイアウトパターン

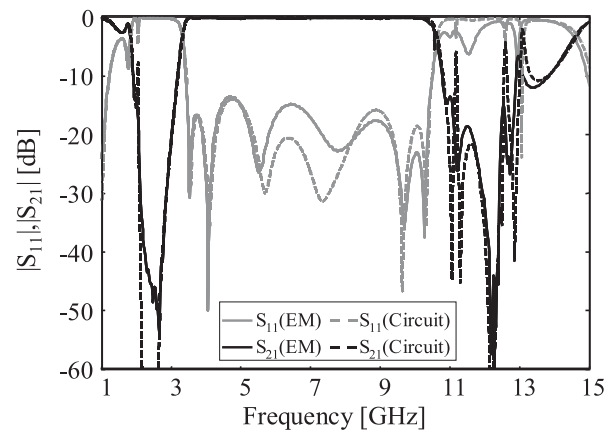


図2 図1で示した広帯域フィルターの計算結果

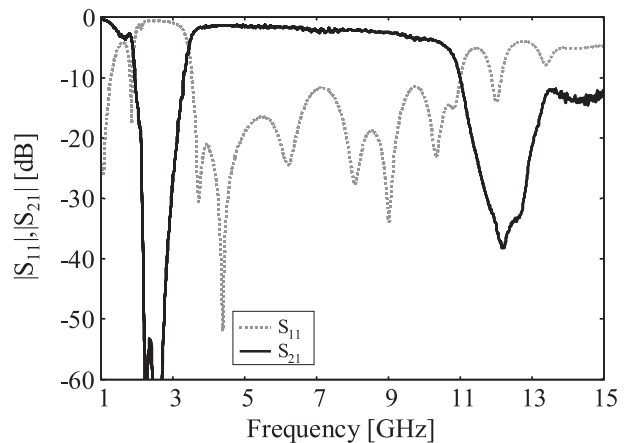


図3 図1で示した広帯域フィルターの測定結果

図4に分布定数素子装荷タップ結合を適用した一端接地共振器を用いた広帯域フィルターの基板のレイアウトパターンを示す。また、**図5**に**図4**に示したフィルターの電磁界シミュレータおよび回路シミュレータによる計算結果を、**図6**に測定結果をそれぞれ示す。**図6**に示した結果から広帯域通過特性を有していることが確認できる。また、分布定数素子装荷タップ結合を適用した一端接地共振器の働きにより通過帯域近傍の高域側にのみ複数の減衰極が実現され、周波数0Hzにおける信号は遮断されている。しかしながら、通過帯域近傍の低域側に減衰極が実現されていないため、低域側のスカート特性は両端開放共振器型より良好ではない。

次に擬似 LC 並列回路と共振器の構造を変化させた分布定数素子装荷タップ結合を適用した共振器と先端接地スタブを併用した共振器を用いた通過帯域約 3~4GHz の広帯域フィルターを紹介する⁽⁶⁾。

図 10 に擬似 LC 並列回路と分布定数素子装荷タップ結合を適用した共振器と先端接地スタブを併用した共振器を用いた広帯域フィルターの基板のレイアウトパターンを示す。回路は入力側に擬似 LC 並列回路と、1~3 段目 (Resonator1~3) に分布定数素子装荷タップ結合を適用した共振器と先端接地スタブを併用した共振器を接続した構成となっている。共振器および共振器間の分布定数線路の線路幅、長さの調整、小型化に伴う共振器の一部の折り曲げにより通過帯域内のマッチング、阻止帯域における減衰量の確保を行っている。

図 11 に図 10 に示した広帯域フィルターの電磁界シミュレータによる計算結果と測定結果を示す。図 11 に示した結果において、通過帯域近傍の低域側に実現されている減衰極は擬似 LC 並列回路の働きによるものであり、通過帯域近傍の高域側に実現されている減衰極は分布定数素子装荷タップ結合を適用した共振器に先端接地スタブを接続した回路の働きによって実現されるものである。図 11 に示した結果より通過帯域 3~4GHz で通過帯域低域側の阻止域において約 -20dB まで抑圧されていることが確認できる。また、通過帯域高域側の阻止域においても、約 6GHz まで 20dB 以上抑圧されていることから、提案構造により帯域外特性を改善することが可能となった。

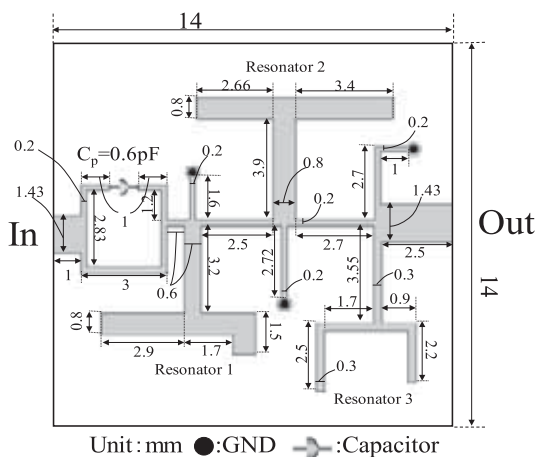


図 10 有極形小型平面フィルターのレイアウトパターン

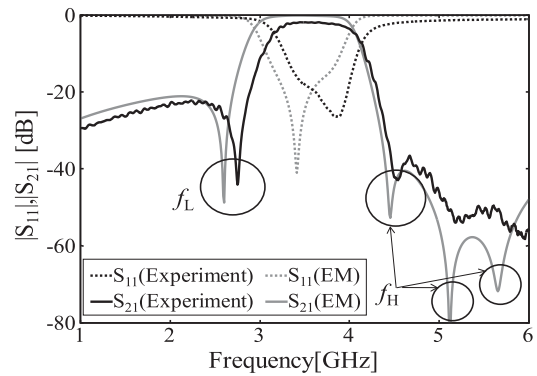


図 11 図 10 に示した広帯域フィルターの計算結果および測定結果

2.2 積層広帯域フィルター

積層広帯域フィルターの回路構成を図 12 に、構造を図 13 にそれぞれ示す⁽⁷⁾。ここでは LTCC 基板 (比誘電率 $\epsilon_r=7.1$, 導体厚さ 0.01mm, 誘電正接 $\tan \delta = 0.005$, 基板厚さ 0.32mm) を使いストリップ線路により回路を構成した。なお, LTCC 基板は上下の接地導体および接地導体間に挟まれた 5 層の内層レイヤー (Layer1~5) で構成され, 積層広帯域フィルターはその内層レイヤーに構成される。また, 図 12 に示したように, 線路長が中心周波数において約 $\lambda/4$ となる一端を開放した対称 2 結合線路およびコムライン型先端接地スタブにより構成される。また, 分布定数素子装荷タップ結合を適用した両端開放共振器を接続し, 阻止域における特性改善を図っている。

なお, 仕様は 3.168~4.752GHz の通過帯域を持ち, その帯域内で挿入損失 3dB 以下である。また, 阻止域は無線 LAN や携帯電話との混信を防ぐため 0.5~2.4GHz は 35dB 以上, 2.4~2.5GHz は 30dB 以上, 5.15~6GHz は 30dB 以上としている。これらの特性を実現するため, 分布定数素子装荷タップ結合を適用した両端開放共振器により通過帯域近傍に減衰極を実現し通過帯域を定め, コムライン型先端接地スタブにより帯域外の阻止量の制御を行った。また, 分布定数素子装荷タップ結合を適用した両端開放共振器では共振器の開放端にキャパシター ($C_1=2.25\text{pF}$ および $C_2=2.07\text{pF}$) を装荷して共振器長の短縮を図っている。なお, C_1 は Layer1 および Layer5 に配置された $0.73 \times 0.73\text{mm}^2$ の平行平板, C_2 は $0.68 \times 0.72\text{mm}^2$ の平行平板により構成される。さらに, 一端を開放した対称 2 結合線路は, 線路

をミアンダ状に折り曲げることで小型化を図っている。また、コムライン型先端接地スタブおよび分布定数素子装荷タップ結合を適用した両端開放共振器もスパイラル状に構成し、回路の小型化を図っている。さらに、コムライン型先端接地スタブは一方をブロードサイド結合させ、もう一方を2層目および4層目に配置した接地導体で電磁界結合を遮るように構成している。なお、検討には電磁界シミュレータ (HFSS Ver.12 (Ansys, Inc.)) を用いた。

積層広帯域フィルターの S_{11} 、 S_{21} および群遅延特性を図14に示す。図14に示した S_{11} および S_{21} 特性のように、通過帯域近傍に f_2 、 f_3 および f_4 を配置し、急峻なスカート特性を実現している。また、通過帯域の低域側に f_1 を配置し、通過帯域低域側の阻止域における減衰量を増加させている。なお、 f_1 および f_2 はコムライン型先端接地スタブ、 f_3 および f_4 は分布定数素子装荷タップ結合を適用した両端開放共振器によりそれぞれ実現している。なお、図14に示した群遅延特性のようにUWBの仕様帯域における群遅延は0.54～1.17nsである。

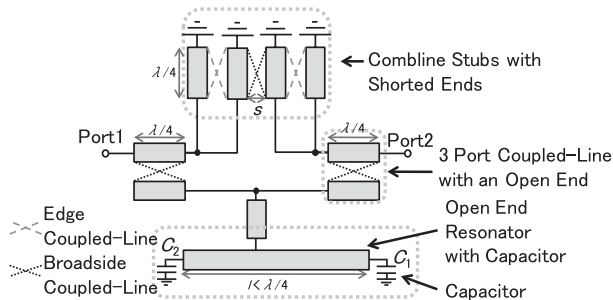


図12 積層広帯域フィルターの回路構成

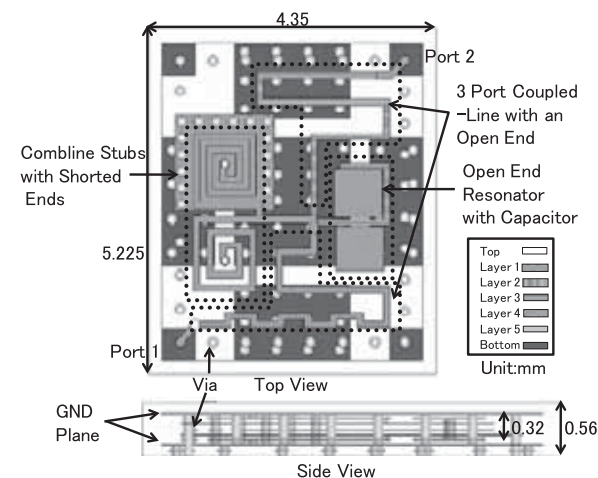


図13 図12に示した広帯域フィルターの構造

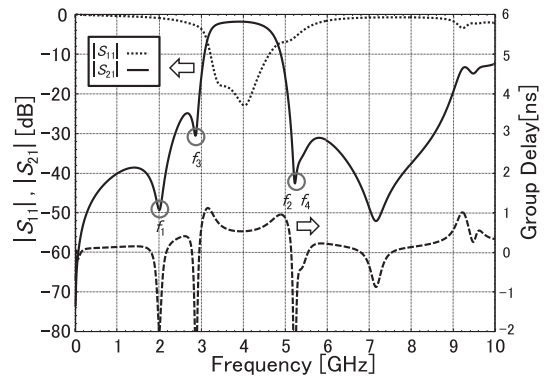


図14 図13に示した広帯域フィルターの計算結果

3. 広帯域フィルターを用いた分波回路

分波回路の基本構成には複数のフィルターと整合回路を用いて構成される場合が多い。また、分波回路を構成する際、フィルターには狭い通過帯域特性を有するフィルターを用いる場合が多い。しかしながら広帯域フィルターと狭帯域フィルターを用いた分波回路についての検討については、筆者の知る限りほとんど見受けられない。そこで、筆者の研究グループは、世界に先駆け広い通過帯域特性を有する積層広帯域フィルターと狭い通過帯域特性を有するSAWフィルターを用いたダイプレクサについて検討を行ってきた⁽⁷⁾。ここでは一例としてSAWフィルターに全地球測位システム (GPS: Global Positioning System) 用回路を適用している。

図15にUWB・GPS用ダイプレクサの回路構成を図16にLTCC基板構造をそれぞれ示す。図16に示した構造のようにLTCC基板内部に広帯域フィルターおよび整合回路用キャパシター ($C_2=0.38\text{pF}$)、基板上部にSAWフィルターおよび整合回路用のチップ部品 ($C_1=1.5\text{pF}$ および $L_1=3.3\text{nH}$) を実装する。なお、 C_2 はLayer1に配置された $0.4 \times 0.375\text{mm}^2$ の大きさの平行平板、 C_1 は大きさ $1.0 \times 0.5 \times 0.5\text{mm}^3$ 、 L_1 は大きさ $1.0 \times 0.6 \times 0.5\text{mm}^3$ のチップ部品である。また、SAWフィルターにはEPCOS AG社製B9444を用いている。図16に示したダイプレクサを製作し評価を行った。製作したダイプレクサを図17に示す。

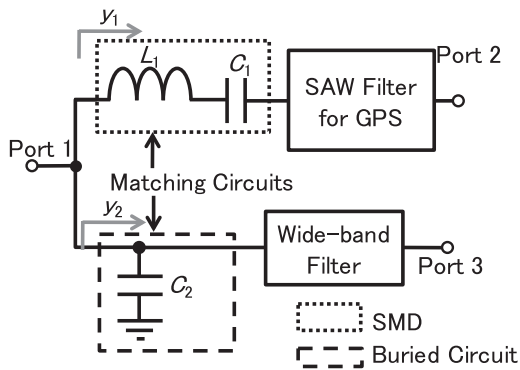


図 15 UWB・GPS ダイプレクサの構成

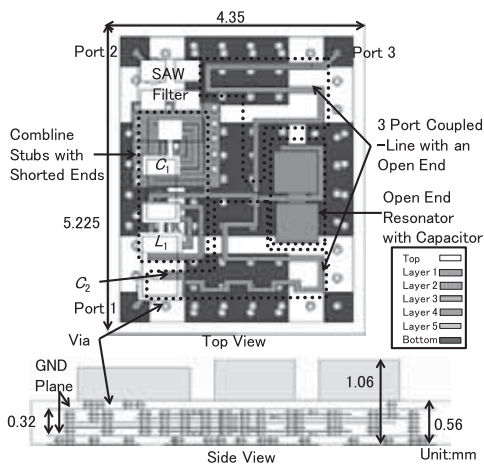


図 16 図 15 に示したダイプレクサの構造

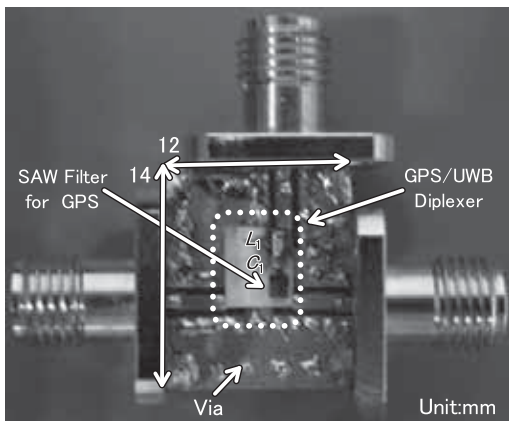


図 17 図 16 に示したダイプレクサの試作回路

図 17 に示した構造のようにダイプレクサを評価用基板上に実装し、SMA コネクタを介してベクトルネットワークアナライザに接続した。なお、評価基板は BT レジン基板（基板厚み 0.6mm、導体厚さ $18 \mu\text{m}$ 、比誘電率 $\epsilon_r=3.4$ 、誘電正接 $\tan \delta=0.031$ ）を用い、SMA コネクタと DUT を結ぶ励

振線には、励振線同士の電磁界結合によるアイソレーション特性の劣化を防ぐため、グランド付きコプレーナ線路を用いた。図 16 に示した構造の電磁界シミュレータによる計算結果と図 17 に示した評価基板に実装したダイプレクサの特性を併せて図 18 および図 19 にそれぞれ示す。

結果より UWB の仕様帯域での挿入損失は 16.24dB と 13dB ほど悪化しているが、GPS の仕様帯域での挿入損失は 2.29dB 以下とおおむね所望の特性を満たしていることが確認できる。また、広帯域フィルターの阻止特性は、5.15 ~ 6GHz における阻止特性は 12.57dB と 17dB 程悪化しているが、0.5 ~ 2.4GHz では 33.06dB、2.4 ~ 2.5GHz では 43.58dB とおおむね所望の特性を満たしていることが確認できる。そして、通過帯域は計算結果および測定結果において SAW フィルターではどちらも 1.555 ~ 1.600GHz、広帯域フィルターでは 3.05 ~ 4.93GHz および 3.23 ~ 5.13GHz となった。

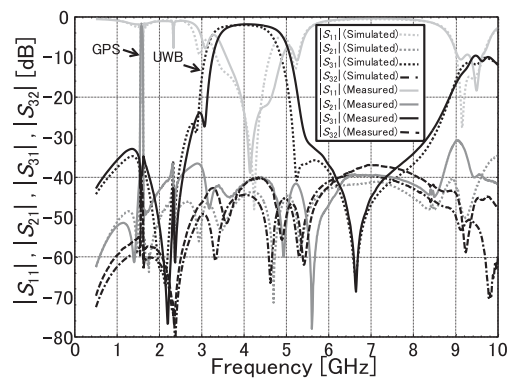


図 18 図 16 に示した構造の計算結果および図 17 に示した回路の測定結果

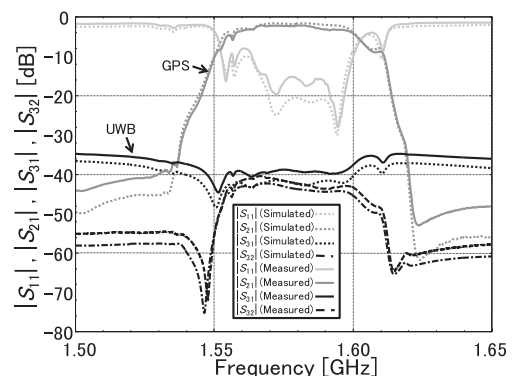


図 19 図 18 に示した特性の拡大図

4. むすび

有極特性を有する平面型および積層型広帯域フィルターと広帯域フィルターを用いた応用回路として狭い通過帯域特性を実現するSAWフィルターを併用した分波回路について筆者の研究グループの研究事例を紹介した。特性改善ならびにさらなる回路の小型化など課題は残っているが、ここで紹介した技術は、色々な高周波回路応用に展開できると筆者は考えており、今後さらに検討を精力的に進めてゆく次第である。

謝辞

この度、寄稿執筆の貴重な機会を頂き、島田理化学工業株式会社 代表取締役社長 東角哲雄殿、技師長 榎敏夫殿、島田理化技報事務局 大和田達郎殿をはじめ島田理化学工業株式会社関係者各位に感謝の意を表します。

参考文献

- (1) G. Matthaei, E.M.T. Jones, L. Young Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, Artech Microwave Library.
- (2) 井上, 野口, “両端接地形結合コプレーナ線路共振器帯域フィルタの検討,” 信学ソ大, C-86, p. 86 (1996) .
- (3) 李, “超広帯域 (UWB) バンドパスフィルタ概論,” 信学ソ大, CS2-1 (2009) .
- (4) 和田, 橋本, “タップ結合法を用いたマイクロ波共振器フィルタによる帯域外特性の改善,” 信学論 (C) Vol. J89-C, No.6, pp.372-384 (2006) .
- (5) 谷井, 西村, 笹部, 植野, 和田, 岩崎, “各種分布定数タップ結合型マイクロストリップ線路共振器を用いた有極形広帯域帯域フィルタに関する検討,” 信学論 (C), Vol. J91-C, No.6, pp.332-340 (2008) .
- (6) 谷井, 西村, 笹部, 植野, 和田, 岩崎, “分布定数タップ結合型共振器を用いた小型広帯域マイクロストリップ線路BPFに関する検討,” 信学論 (C) Vol. J90-C No.4 pp.251-256 (2008) .
- (7) 勝本, 大島, 村田, 海老原, 和田, “SAW フィルタと低温同時焼成セラミック基板で構成した広帯域フィルターを用いたダイプレクサ,” エレクトロニクス実装学会誌, Vol.14, No.6, pp.492-500 (2011) .

【特集論文】

電波応用産業を支える島田理化のマイクロ波フィルタ技術

当社におけるマイクロ波フィルタ技術の変遷

Technical Progress of Microwave Filter Products in SPC

山口 浩 田中 稔博 平間 智之 槇 敏夫
Hiroshi YAMAGUCHI Toshihiro TANAKA Tomoyuki HIRAMA Toshio MAKI

最新の携帯電話システムをはじめとして、衛星通信、固定マイクロ波通信網、気象・航空レーダなど社会基盤を支える無線システムは、数々のマイクロ波技術開発の蓄積の上に築かれている。当社はこれらの技術のうち、マイクロ波フィルタの開発と製造で長年に亘り、本邦の無線通信網の発展に貢献してきた。ここでは、当社のマイクロ波フィルタ技術を用いた製品の歴史を振り返りながら、これらに適用されてきた技術と無線システム側の要求の移り変わりについて述べる。

1. まえがき

アンテナと送受信機の上に設置され、無線信号を周波数ごとに分離・合成するために欠かせないマイクロ波分波器は、戦後の復興期を発端とする本邦のマイクロ波通信の黎明期から使われていた重要な機器である。当社はこの当時から約60年に亘って分波器の開発・製造に携わり、通信システムの発展に貢献してきた。当時の開発に携わった先人が取り組んだ課題とその解決に注がれた英知と努力は、次の世代が今後の開発方針を思索する上で重要なヒントに成りえるが、最近ではこれらを現場で伝える機会が失われつつある。そこで本技報の誌面においては、当社を代表する製品群の技術史と位置付け、まとめることにした。

第2章では本邦の幹線系マイクロ波中継回線で用いられたチャンネル分波器に適用された技術の変遷について、アナログ(FM)無線方式の開始からデジタル無線方式へ、そして光回線への移行までをたどりながら述べる。第3章では幹線系無線中継所のアンテナを、4GHz帯と5GHz帯および6GHz帯で共用するために開発された群分波器について述べる。第4章では1970年代から始まった移動体通信の基地局アンテナ共用器に関し、第1世代のアナログ方式から第2、第3世代のデジタル方式へ

の移行と関連させて述べる。第5章ではレーダシステムにおけるスプリアス抑圧に欠かせない高電力導波管フィルタについて、レーダのスプリアス規制とこれに適合させるべく製品化した狭帯域の導波管フィルタについて述べる。

2. マイクロ波中継回線用チャンネル分波器

2.1 アナログ方式時代を支えた分波器

当社は日本電信電話公社(現NTT:日本電信電話(株))のご指導の下で分波器の開発に携わり、1954年に完成したSF-B1方式と呼ばれる4GHz帯を用いた本邦初のマイクロ波通信システムに、最初の分波器IR-1形が採用された(図1)^{[1][2][3][4]}。この分波器の回路構成を図2に示す。これは、ハイブリッド方式と呼ばれる分波方法を用いた分波器で、2つのハイブリッド回路と2つの同一特性のバンドリジュークションフィルタ(BRF)で構成されていた。ハイブリッド回路とはマイクロ波電力を分配または合成する目的で用いられる4ポート回路である。図1で用いていたハイブリッド回路の内部構造を図3に示す。矢印はTE₁₀モードの電界の向きを表している。この回路はE面折り曲げ型マジックTeeの一種で、マジックYと呼ばれていた。ポート1に入力された信号は、ポート2と3へ同位相で等分配され、ポート4へは出力されない(青色矢印)。一方、ポート4に入力された信号は、整合ポストで反射されポート2と3へ逆位相で等分配される(赤色矢印)。ポート2と3の後ろに繋がる2つのBRFは互いに1/4波長だけ離して実装されているので、2つのBRFで選択された反射信号はポート1からの信号に対しては逆位相(赤色矢印)に、ポート4からの信号に対しては同位相(青色矢印)の関係となり、前者の場合は分波、後者の場合は合波として機能する。BRFの共振器は、導波管内のE面に片側開

放型金属棒を立てた構造を用いていた(図4)。

図2のようなハイブリッド方式分波器は、定インピーダンス特性を有するので複数の分波器の縦続接続が容易である利点があるが、1つの分波器にBRFが2つ必要なのでサイズが大きく重かった。しかし、この当時はまだ3ポートサーキュレータが実用化されていなかったため、ハイブリッド回路を小型化していく方向で改良が進められた。

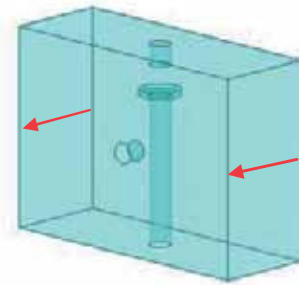


図4 図1で用いた共振器

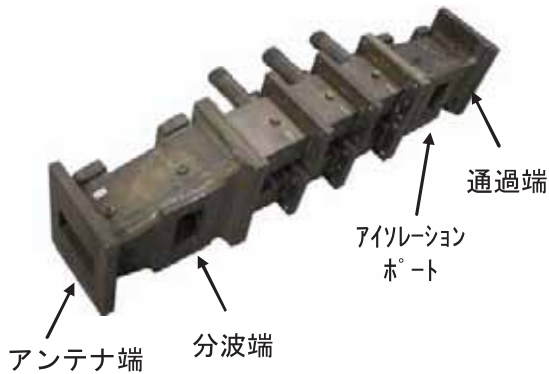


図1 IR-1 形分波器

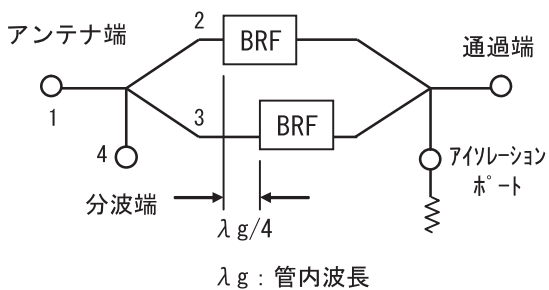


図2 ハイブリッド方式分波回路

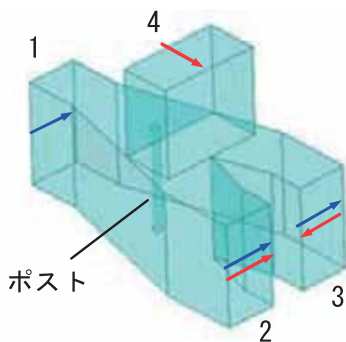


図3 マジック Y

図5は、円形TE₁₁モードハイブリッド回路を用いて小型化した分波器で、4GHz帯のIR-41形分波器と6GHz帯のIR-61形分波器で実用化した。

分波器の基本原理は図2のハイブリッド方式と同じだが、2つの経路の分配と合成には、円形導波管内で方向性を有する円形TE₁₁モードの直交ベクトル合成を利用している。従って1本の円形導波管で構成できるので大幅な小型化が達成できた。図6に円形TE₁₁モードハイブリッド回路の内部構造を示す。矢印は電界の向きを表しており、ポート2と3は物理的には同じポートであるが直交する偏波で完全に分離されている。ポート1から入力された信号は、ポート2と3へ出力され、青色矢印のように45°左右に等分配される。一方、ポート4から入力された信号は、ポート1側の仕切板で反射されポート2と3へ赤色矢印のように分配される。従って、ポート2と3に繋がる2つのバンドリジェクションフィルタ(BRF)の共振器は、図5のように45°左右に回転した位置に実装されている。さらに、2つのBRFは互いに1/4波長だけ離して実装されているので、2つのBRFで選択される反射信号はポート1からの信号に対しては赤色矢印、ポート4からの信号に対しては青色矢印の関係となり、前者の場合は分波、後者の場合は合波として機能する。

フィルタ特性はバンドリジェクション型とし、共振器は導波管側面から突き出した片側開放型同軸共振器を用いた(図7)。



図5 IR-41 形分波器

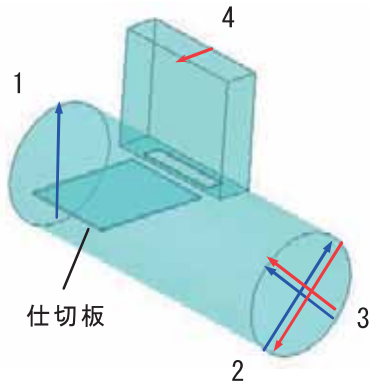


図6 円形 TE₁₁ モードハイブリッド

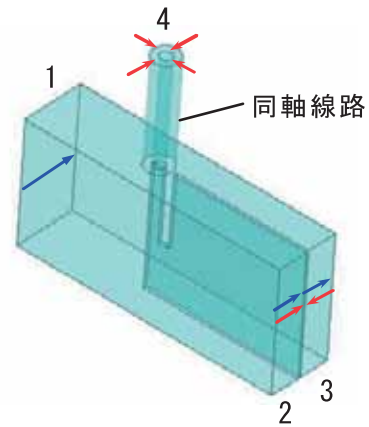


図9 マジックE

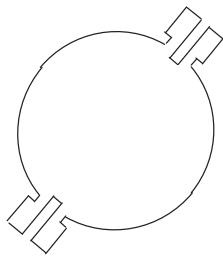


図7 図5で用いた共振器 (片偏波分)

次に開発した小型ハイブリッドは、マジックE^[5]と呼ばれ、図8は11GHz帯で実用化したIR-1105型分波器である。フィルタ特性はバンドリジエクション型を用いて共振器はこの周波数帯では空洞共振器を採用していた。図9にマジックEの内部構造を示す。矢印はTE₁₀モードの電界の向きを表している。これは、前に述べたマジックYと同じE面折り曲げ型マジックTeeの一種であるが、分配経路は導波管高さを半分に分割する構造とし、分波端は同軸線路で取り出す構造で小型化を達成している。動作原理は、図1について述べた説明と同じなので省略する。マジックEを用いた分波器は幹線系と中・短距離系の各周波数帯で導入され、導波管の大きさがあまり問題とならない11GHz帯と15GHz帯では長い間利用されていた。

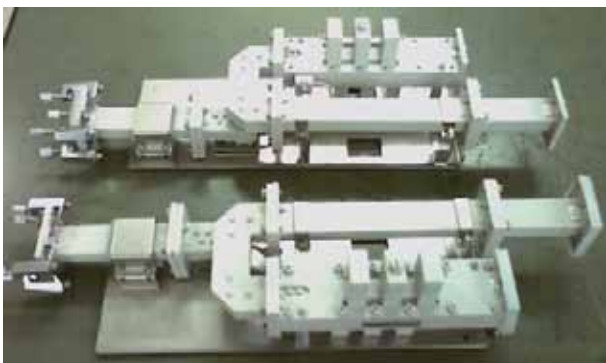


図8 IR-1105 形分波器 (デジタル方式用)

2.2 デジタル方式時代に発展した分波器

1970年台から始まった無線方式のデジタル化は2GHz帯と11/15GHz帯から開発され、幹線系4/5/6GHz帯のデジタル化は1980年台に着手された。図10はこの頃に開発した4GHz帯の分波装置である。これまでの導波管を用いた分波器は送受信装置架の上に配管されていたが、小型なSMAコネクタの普及とマイクロ波コンポーネントの同軸化で分波器の小型化が進み、装置架へ収納されるようになった。また、従来のハイブリッド方式でなくサーキュレータ方式の採用によって、図10のようなマルチチャネル分波装置へ発展した。サーキュレータ方式は図11に示すように、サーキュレータの方向性を利用して各フィルタで選択される周波数を取り出す方式である。図11は受信用であるが、送信用はサーキュレータの回転方向が逆向きになる。

デジタル無線方式の高度化(デジタル変調の多値化)が進むと、分波器の低損失化とそこで発生する相互変調歪の低減が課題となった。これらの課題を解決するためにサーキュレータの使用数を削減し、位相合成方式を採用した分波装置を開発した(図12)^{[6][7]}。これは図13のように複数のチャネルフィルタを伝送線路で直結する方式である。位相合成方式は、整合分岐線路の最適設計とチャネルフィルタの電気調整が複雑で困難であったが、これらの課題解決にコンピュータの進歩とネットワークアナライザの普及、フィルタ調整技術^[8]が多大な貢献をしたことは特記すべき事項である。

チャネルフィルタについては、コムライン型やインターデジタル型バンドパスフィルタが主流

となった。また、11GHz帯と15GHz帯では

TE_{01δ}モード誘電体共振器を採用して低損失化した(図12)^[9]。当時、フィルタに関する技術情報のほとんどは海外から入手していたが、特に1964年に出版された「Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures」は今でもマイクロ波フィルタのバイブルと呼ばれ、世代を超えて多くのエンジニアに読み継がれている^[10]。

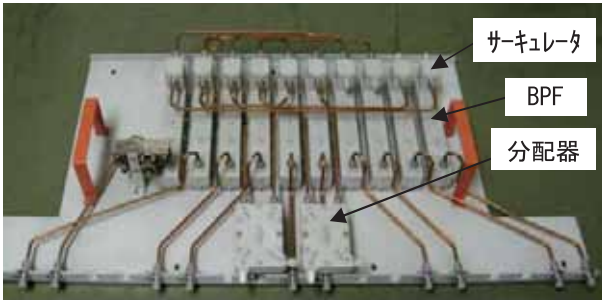


図10 IR-403形分波装置

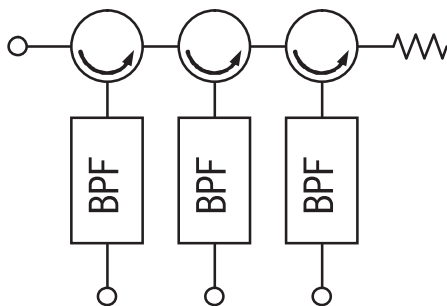


図11 サーキュレータ方式の分波回路

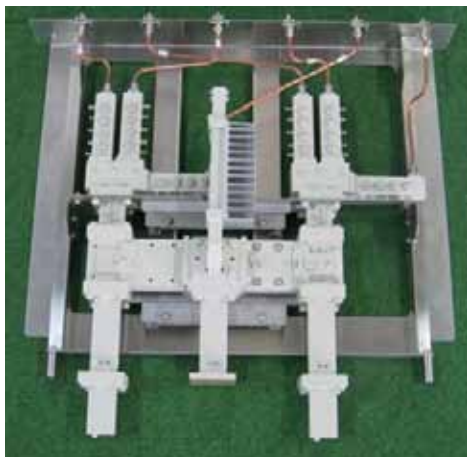


図12 IR-1121形分波装置

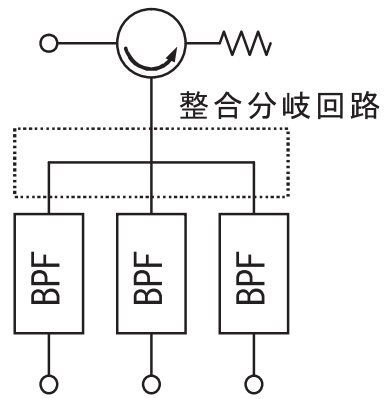


図13 位相合成方式の分波回路

2.3 ユニークな分波器

本節では前節までに説明した分波器の他に特徴的な分波器をいくつか紹介する。

無線中継網の拡大に伴い海上を通る無線ルートも設置されると、特に海を挟む無線中継においてフェージングによる通信障害が課題となり、対策として同相合成空間ダイバーシティが採用された。当初はRF帯で同相合成する方式が採用され、当社はチャンネル分波器と偏分波器、位相変調器、可変移相器を集積した分波器を開発した。図14は1976年頃に開発した位相合成器で、回路構成を図15に示す。主アンテナと副アンテナで受信された信号は無線チャンネルごとにそれぞれ分波された後、偏分波器と円偏波発生器を介してそれぞれ右旋と左旋円偏波にモード変換される。次に、2つの偏波信号は、互いの位相差を同期検波で検出するために位相変調される。そして、可変移相器で両者の位相が揃えられて同相合成され矩形導波管へモード変換される。可変移相器は円形導波管に装架した半波長の誘電体スラブをサーボモータで回転させて位相制御される。

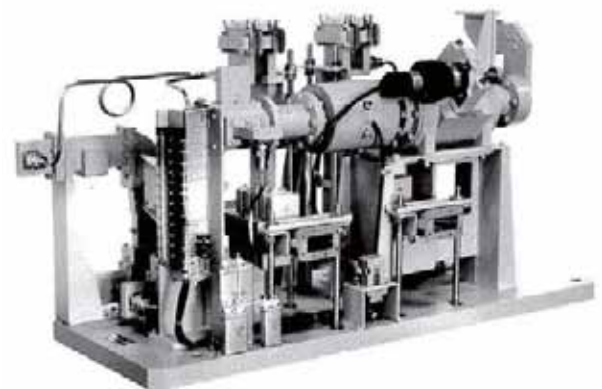


図14 II-52形位相合成器

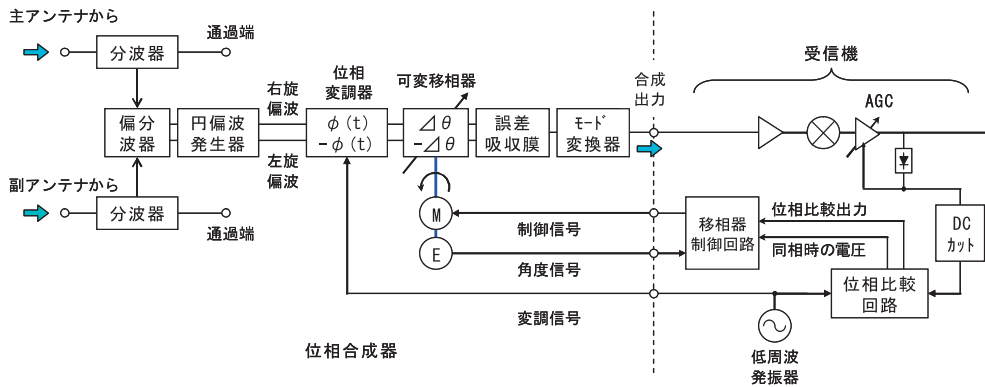


図 15 位相合成器の回路構成

1980年代には通信品質の向上を目的として、チャネルフィルタによる群遅延歪みを平坦化する反射型遅延等化器を実装した分波器も開発した(図16)^[11]。遅延等化器の回路を図17に示す。この回路の通過特性は、振幅が0dBで群遅延は共振周波数でピークを示すオールパスフィルタの特性を有しているので、バンドパスフィルタの群遅延歪み特性を打ち消すように作用する。

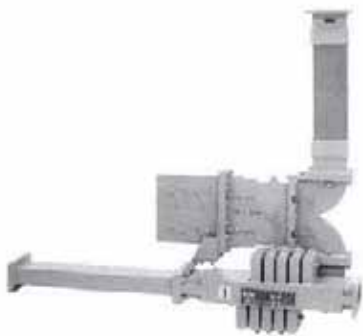


図 16 IR-55 形分波器

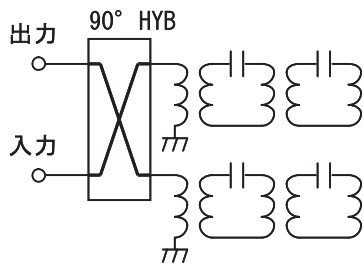


図 17 遅延等化器の回路

また、4/5/6GHz帯における周波数利用効率の向上が進められる一方で、幹線系の大容量化をめざして各分野で準ミリ波帯の開拓が行われていたが、当社はこの一環で20GHz帯において導波管リング共振器を用いた低損失なリング分波器を開発した(図

18, 図19)^[12]。これは1976年に開発された20GHz帯を用いる大容量無線システム、20L-P1方式に適用された。1990年代に入ると幹線系伝送網は次第に大容量の光回線へ移行していったため、マイクロ波分波器の需要は終息へ向かうと思われたが、90年代後半からは移動体通信や加入者系無線アクセスの市場が拡大したので、分波器の開発で培った技術をこれらの市場へ展開し、現在に至っている。



図 18 IR-2001 形リング分波器

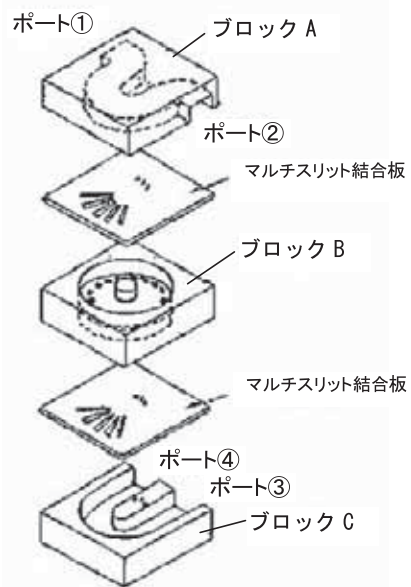


図 19 リング分波器の分解図

出典：日本電電公社 電気通信研究所 研究実用化報告^[12]

3. 超多重化を実現させた群分波器

1970年代の更なる通信需要の増大に対応するため、幹線系に5GHz帯が新たに割り当てられ、長距離無線中継回線が4/5/6GHz帯となった。これら全ての周波数帯を扱う無線中継所を経済的に構築する方法として、3周波数帯の無線チャンネルを偏波(V偏波, H偏波)も含めて多重化し、アンテナを共用する給電方式が研究された。この実現に必要な技術開発として、アンテナの広帯域化、分波方式および高次モード対策などがあり、当社は群分波器とモードフィルタおよび交差偏波補償器を担当した。

図20にアンテナ給電系全体の構成を示す。アンテナは4/5/6GHzをカバーするため従来のホーンリフレクタに代えてオフセットパラボラアンテナが導入され、その後も高速通信に対応するため鏡面修正などの技術開発が継続され、偏波共用方式で重要な交差偏波識別度などの改良が為された。

当社が担当した装置のうち、図20に示す群分波器は広帯域な方向性結合器を用いて4/5/6GHz帯の周波数分割多重および偏波多重された無線信号を各周波数帯および偏波ごとに6つのグループで分波・合成する給電装置である。

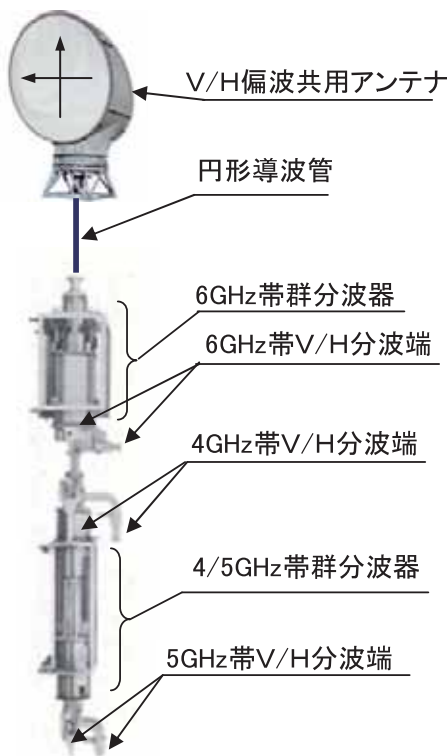


図20 給電系における群分波器の配置

図21に6GHz帯群分波器の片偏波分の回路を、図22に4/5GHz帯群分波器の片偏波分の回路を示す。構成が6GHz帯と4/5GHz帯に分かれているのは、各帯域間のガードバンド幅の違いによるもので、5GHz帯と6GHz帯の間が925MHzあるのに対し、4GHz帯と5GHz帯の間は200MHzしかない。そこで6GHz帯群分波器は独立した設計とし、4/5GHz帯群分波器は2つの広帯域な方向性結合器の間に急峻なハイパスフィルタ(テーパー・カットオフ導波管)を実装して周波数分離を実現している^{[13][14]}。

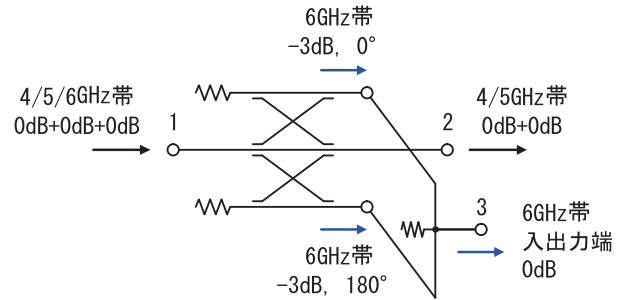


図21 6GHz帯群分波器の回路(片偏波分)

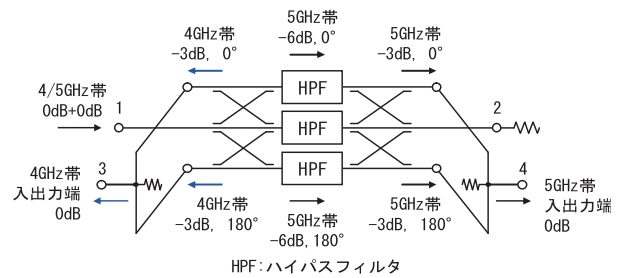


図22 4/5GHz帯群分波器の回路(片偏波分)

アンテナから入力された片偏波の受信信号を、3帯域のグループに分波する場合の動作原理について述べる。図21の6GHz帯群分波器の方向性結合器は多段型両側E面ブランチガイドカプラで、ポート1から入力した3周波数帯のうち6GHz帯の信号のみが両側の結合線路の前方へ-3dBずつ分配結合され、マジックTで電力合成され、ポート3に出力される。このときマジックTに入力する2つの信号の位相差は180°になるように設計している。一方、4/5GHz帯の信号は結合器の影響を受けずにポート2から出力されて図22のポート1へ入力される。図22の方向性結合器も全て図21と同じ多段型両側E面ブランチガイドカプラを採用している。ここでは上で述べたハイパスフィルタを実装しているため4GHz帯は全反射し後方結合となり、各偏波で-3dBずつ両側結合される。一方、5GHz帯は前方結

合になり、結合器で-3dBずつの両側結合となる。図22の結合器で分配結合された信号はそれぞれマジックTで電力合成され、5GHz帯はポート4へ、4GHz帯はポート3へそれぞれ出力される。

アンテナから群分波器までの給電線として低損失な円形導波管が採用されたが、4/5/6GHz帯という広帯域伝送に起因して、この円形導波管は基本モード TE_{11}° (\circ は円形導波管のモードを表す)の他に、高次モードの伝搬も可能であった。このため、主にアンテナで発生した高次モードが円形導波管を伝播して、群分波器で再度基本モードに変換されると基本モードと高次モードの伝播定数の差から遅延特性にリップルが生ずる。これがエコー歪で、高速多値変調においては通信品質の劣化に直結する。アンテナで発生した伝播可能な高次モードのうち、 TM_{01}° モードと TM_{11}° モードは給電系にモードフィルタを挿入することで解決した。また TE_{31}° モードは、群分波器の円形-方形変換テーパー部の形状最適化で解決した。

最も深刻であった TE_{21}° モードについては群分波器の高次モード抑圧方法を考案して解決した^{[14][15]}。この改善によって、当社の群分波器は全国の幹線系無線中継所に設置され、後年NTTが世界に先駆けて実用化した256QAM変調による4/5/6G-300M方式の実現に貢献した。この群分波器は1971年の納入開始から2001年まで生産され、その期間に前述のエコー歪対策の他に小型・軽量化の研究も実施された^[16]。

4. 移動体通信基地局アンテナ共用装置

4.1 第一世代・アナログ方式アンテナ共用装置

本邦の移動体通信は、1960年代半ばから車載の自動車電話として電電公社(現NTT)において研究が開始され、1979年に800MHz帯を用いた小ゾーンセルラー方式が実用化され、東京でサービスを開始した。この方式はNTT方式とも呼ばれ、FM変調した音声信号を同時に複数通話するために多元化したものである。通信方式は、周波数帯域を分割して“チャンネル”を割り当てるFDMA方式を使用し、通話中の発話・受話を同時に行う複信方式として、送受信周波数を別々の帯域を用いるFDD方式が採用された。FM変調した音声信号を通信に用いることから“アナログ方式”に区分され、携帯電話の黎明期に普及したので第一世代携帯電話と

呼ばれ、後に普及する“デジタル方式”と区別している。

アナログ方式携帯電話の基地局では送信帯域と受信帯域および各チャンネルに分割したそれぞれの帯域を一つのアンテナで共用するためのアンテナ共用装置が必要で、当社は1978年に800MHz帯のアンテナ共用装置を製品化した^[17]。その後、周波数利用効率を高めるためにチャンネル間隔を縮小するとともに、サービスエリアを拡大するために3セクタセルを導入したNTT大容量方式が開発され、1988年に東京23区内から置き換えが開始された。1992年に当社では最大64チャンネルを1アンテナで共用できる装置を製品化した^[18]。図23に800MHz帯64チャンネルアンテナ共用装置の系統図を、図24に装置外観を示す。

また、通信トラフィックの利用状況に応じてチャンネル周波数を運用中でも最適に再設定する方式が開発され、これに対応するため、送信チャンネル周波数に自動同調する機能を持たせたアンテナ共用装置なども製品化した^[19]。

その後、アナログ方式の自動車電話と携帯電話は1999年に停波し、サービスを終了した。

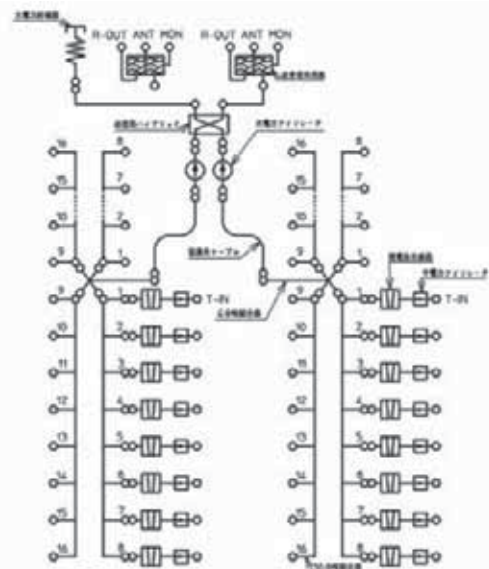


図23 800MHz帯64チャンネルアンテナ共用装置系統図



図24 800MHz帯64チャンネルアンテナ共用装置

4.2 第二世代・デジタル方式アンテナ共用装置

1993年にNTTドコモが800MHz帯PDC方式のサービスを開始した。この方式は複信方式がFDD, 多元化方式が時分割多元接続(TDMA)で, 変調方式が $\pi/4$ シフトQPSKデジタル変調のため本邦初のデジタル方式携帯電話の位置付けとなった。その後、1.5GHz帯の使用も認可され, 事業者もNTTドコモ以外に数社が参入して2012年3月までサービスを継続した。PDC方式は第一世代・アナログ方式の次に登場したので, 第二世代・デジタル方式と呼ばれ, 基地局装置としてはチャンネル共通増幅のために極めて線形性の優れた歪補償型送信増幅器が開発され, アンテナ共用装置は送信帯域と受信帯域を分離するDuplexer機能だけになった。

一方、アナログ方式が停波する1999年まではアナログ方式とデジタル方式が共存したため, アナログ方式の周波数帯域とデジタル方式の周波数帯域を共用するアンテナ共用装置が必要となった。アナログ周波数帯とデジタル周波数帯は近接していたので, 干渉防止のため極めて急峻なフィルタ特性が要求された。図25はアナログ方式とデジタル方式の共用を目的として開発された800MHz帯のアンテナ共用装置で, この分波特性を図26に示す。

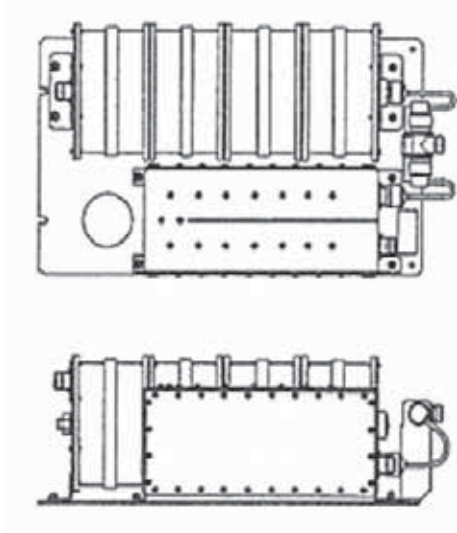


図 25 800MHz 帯アナログ・デジタルアンテナ共用器

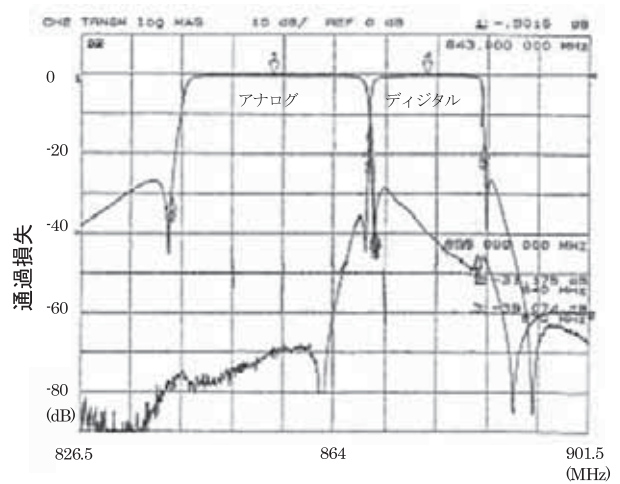


図 26 800MHz 帯アナログ・デジタルアンテナ共用器通過特性

4.3 第三世代・デジタル方式アンテナ共用装置

第二世代では互換性の無い移動通信システムが各国, 各地域別に展開されていたため, 第三世代では世界的にローミングが可能となるように統一規格の策定を目指し, 国際電気通信連合(ITU)は1999年に地上系と衛星の通信方式をIMT-2000規格として勧告した。

本邦の通信事業者は複信方式としてFDD, 多元化方式として符合分割多元接続(CDMA)を選択し, 2001年にNTTドコモが世界に先駆けてW-CDMA方式でサービスを開始し, 続いて2002年にKDDIがcdma2000方式でサービスを開始した。他の通信事業者もこれに続き, 2012年9月時点で本邦の第三世代携帯電話契約数は1億2700万件(LTE含む)に達した。

一方、本邦では順次サービスを終了した第二世代に割り当てられた周波数帯を巻き取り, 第三世代向けに再編され, 移行期においては第二世代の800MHz帯, 1.5GHz帯の2帯域と第三世代の800MHz帯, 1.5GHz帯, 1.7GHz帯, 2GHz帯の4帯域が共存することになり, 基地局では世代と周波数帯ごとにアンテナ共用装置の改定が必要となり, 当社ではそれらの要求に応え製品化した。図27にPDC/IMT方式を共用する800MHz/1.5GHz/2GHzアンテナ共用装置の外観を, 図28に800MHz帯のPDC/IMT共用装置を示す。周波数再編が進んでくると利用する周波数帯同士の近接は避けられず, アンテナ共用装置への要求性能の向上と併行して, 小型・低損失・高減衰・低価格化が定着し

た。当社においては無負荷Qの高い誘電体共振器やマルチモード共振器の開発，さらには金属共振器の小型・低コスト化に取り組んできた。図29にデュアルモード誘電体共振器を使用した800MHz帯3周波数帯アンテナ共用装置を，図30にトリプルモード誘電体共振器を使用した2GHz帯送受アンテナ共用装置^{[20][21]}を，図31に金属共振器を使用した1.7GHz/2GHzの4周波数帯アンテナ共用装置を示す。

近年，次世代の携帯電話通信規格としてLTE規格が導入され，本邦の各通信事業者はNTTドコモが2010年に，他の事業者も今年からLTE規格のサービスを開始した。これに伴い，700MHz帯と900MHz帯が携帯電話用に割り当てられ，現在では全6帯域が使用可能となっている。なお，LTE規格の携帯電話はITUが第四世代の呼称を認めているものの，業界では3.9世代(第四世代の一步手前)を呼称する場合が多い。



図 27 800MHz/1.5GHz/2GHz PDC/IMT アンテナ共用器



図 30 2GHz 帯トリプルモード誘電体共用器



図 28 800MHz 帯 PDC/IMT アンテナ共用器



図 31 1.7GHz/2GHz 帯共用器



図 29 800MHz 帯デュアルモード誘電体共用器

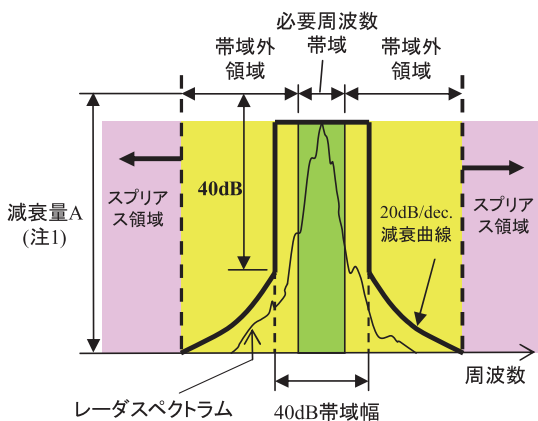
5. レーダ用スプリアス抑圧フィルタ

5.1 レーダのスプリアス規定

ITUでは電波の有効利用を図ることを目的に無線装置からの電波の不要発射(スプリアス)を低減する検討が進められ、2003年の世界無線会議(WRC-03)で無線通信規則を改正した。これを受けて本邦では国内法(電波法)を改正し、2005年12月に施行した。改正の要点はスプリアスを“帯域外領域”と“スプリアス領域”に区分して規制することで、スプリアス領域の発射レベルについて新たな規定を設け、帯域外領域については従来の電波法の規定をそのまま適用することになった。

無線設備は主に通信用途とレーダ用途があるが、レーダは“特殊な取扱をする無線設備”に区分され通信用無線設備とは異なる規定が為されている。ここでは一次レーダ(自ら発射した電波とその反射波を比較する方式のレーダ)のスプリアス規定について説明する。

図32は一次レーダのスプリアス領域を規定する技術基準を示しており、基本波平均電力から40dB減衰する帯域幅を“40dB帯域幅”と定義し、その点から20dB/decadeで減衰するカーブが減衰量Aに達した点から外側をスプリアス領域と規定している^[22]。この40dB帯域幅はレーダの方式により規定されているので、参考文献^[22]に示す『総務省告示第1232号“無線測位業務を行う無線局の送信設備の参照帯域及び帯域外領域とスプリアス領域の境界の周波数を定める件”』の規定に従い、レーダ方式ごとにスプリアス規格を定めなければならない。



(注1) 減衰量Aは $43 + 10\log[\text{PEP}]$ dB または、60dBのいずれか小さい値を採用する。ここでPEPとはピークエンベロープパワーを指す。

図32 一次レーダのスプリアス技術基準

5.2 レーダ用マイクロ波フィルタ

2005年の電波法改正前もレーダの帯域外スプリアス発射は規制されており、当社ではL帯～X帯のレーダ用スプリアス抑圧フィルタを製品化してきた。いずれも耐電力は数百kW～2MWが要求されていたので空洞共振器を用いた導波管フィルタを採用し、運用時は乾燥空気または絶縁性に優れたSF6ガス(六フッ化硫黄ガス)を加圧封入して耐電力性能を保証していた^{[23][24]}。

前節で述べたITU無線通信規則が改正された2003年以降、レーダ機器に関わる各社のスプリアス対策の研究は以前にも増して活発になり、マグネトロン改良や固体化電力増幅器の開発および波形整形などで成果を上げるものの、フィルタを省略するまでには至っていない。また、周波数資源拡大のためにレーダの狭帯域化が進められ、スプリアス抑圧フィルタには狭帯域化が求められた。このような背景から、当社ではスプリアス規定とレーダの狭帯域化に適合する新たなスプリアス抑圧フィルタの開発に取り組んできた。図33と図34は製品化したフィルタの一例である。フィルタの狭帯域化に当たっては耐電力の確保と通過損失の低減が課題になったが、当社では高い無負荷Qを有する円筒共振器の採用と複数のフィルタ特性の重ね合わせで解決した。さらにPaschenの法則を利用し、フィルタ内の空気を加圧して耐電力を向上させた。

図33はレーダサイトに実装された状態のC帯気象レーダ用フィルタで通過帯域幅は約1MHz、パルス尖頭電力は250kWである。フィルタの基本構成は、 TE_{011} モード(○は円形導波管モードを表す)円筒共振器を用いた3段の狭帯域バンドパスフィルタ3台の縦続接続とし、共振器内のピーク電界強度の低減および、高減衰・低損失化を図っている。

図34もC帯の気象レーダ用フィルタで、通過帯域幅は約8MHz、パルス尖頭電力は300kWである。フィルタ構成は TE_{011} モード円筒共振器を用いた3段の狭帯域バンドパスフィルタの前後に TE_{102} モード矩形共振器を用いた5段の広帯域バンドパスフィルタを接続してスプリアス領域の減衰量を確保している。

この様な狭帯域導波管フィルタは、通過帯域の温度変動が課題となるが、当社ではこれを解決する方法の一つとして導波管共振器の構造と材質を工夫した温度補償法を採用している^{[25][26]}。



図 33 レーダサイトに実装された
C 帯狭帯域フィルタ



図 34 C 帯レーダ用狭帯域フィルタ

6. むすび

当社が長い年月に亘って開発・製造してきたチャネル分波器，群分波器，アンテナ共用装置およびレーダ用狭帯域フィルタの歴史を振り返った。誌面の都合で十分に記述することができなかった部分は，詳しい情報元として下記の参考文献を挙げた。本邦のマイクロ波無線通信の黎明期から用いられてきたマイクロ波フィルタを含む立体回路技術のほとんどは今でも利用されているが，他の分野で進歩した技術との融合によって少しずつ改良されてきた。これらの技術は今後も必要とされ，機能・性能の向上が望まれている。当社はこれからもマイクロ波フィルタなどの立体回路をコア技術の一部として，他の技術との融合を図りながら無線システムの発展に貢献していきたい。

7. 参考文献

- [1] 阿部正志，“マイクロ波無線方式 50 年を迎えて”，島田理化技報，No.15（2004）
- [2] 電気通信研究所 25 年史編集委員会，“電気通信研究所 25 年の記録・上巻，日本電信電話公社 電気通信研究所（1974）
- [3] “私たちのマイクロ波通信 50 年（黎明偏），”桑原情報研究所，平成 16 年発行。
- [4] 槇敏夫，“当社における無線通信技術の変遷，”島田理化技報，No.18（2006）
- [5] 特許第 460837 号，“マイクロ波導波管装置，”（昭和 40 年）。
- [6] 鈴木真吾，浅利哲，山口浩，安田義孝，“高能率デジタルマイクロ波通信用分波装置，”島田理化技報，Vol.2 No.2（1992）
- [7] 田中稔博，平間智之，浅利哲，“4/5/6/11G-150M-LE 方式対応分波装置の開発”，島田理化技報，No.10（1998）
- [8] 田中稔博，“共振器結合型フィルタの簡単な調整法”，島田理化技報，No.11（1999）
- [9] 安田義孝，黒野正和，布谷鶴雄，“誘電体共振器フィルタの非対称周波数特性の検討”，昭和 62 年電子情報通信学会創立 70 周年記念総合全国大会，790。
- [10] G.L.Matthaei, L.Young and E.M.T.Jones, “Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures,” reprinted edition : Artech House, (1980) .
- [11] 村瀬武弘，石井秀雄，布谷鶴雄，安田義孝，“5GHz 帯マイクロ波 16QAM 方式用分波器の試作”，昭和 56 年電子通信学会総合全国大会
- [12] 進士昌明，高野忠，大友功，山田邦勝，“実験用 20GHz 帯デジタル無線方式”，日本電電公社 電気通信研究所 研究実用化報告 Vol.22 No.7 pp.1937-1958
- [13] 奈良武治，酒井太郎，菊地敬昭，石井秀男，“4, 5, 6GHz 帯共用給電分波系の総合特性”，信学技報，MW72-20（1972-05）
- [14] 槇敏夫，黒野正和，“群分波装置の高次モード変換特性の改善”，島田理化技報 Vol.1 No.1（1991）
- [15] 槇敏夫，布谷鶴雄，馬場覚志，斉藤利生，“群分波装置の高次モード変換係数の測定”，1991 年春季信学大会，B-440

- [16] 榎敏夫, 黒野正和, 友田郁雄, 川原裕之, “4.5,6GHz 帯小形群分波装置”, 1991 年春季信学大会, B-441.
- [17] 和田等, 布谷鶴雄, 黒野正和, 中平雅和, “自動車電話基地局用アンテナ共用装置の誘電体共振器を用いた小型化”, 昭和 56 年電子通信学会総合全国大会, 2146.
- [18] 中平雅和, 加藤木義夫, “800 MHz 帯アンテナ共用装置”, 島田理化技報 Vol.2 No.1 (1992)
- [19] 中平雅和, 相葉智昭, “自動同調アンテナ共用装置”, 島田理化技報 No.6 (1994)
- [20] 萩原栄治, “トリプルモード共振器を使った小形フィルタ”, 島田理化技報 No.15 (2004)
- [21] 萩原栄治, 渡邊明德, 加藤木義夫, 榎敏夫, “金属ブロックを用いたトリプルモードフィルタ”, 電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集 2003 年_エレクトロニクス (1), 107, 2003-09-10
- [22] 総務省告示第 1232 号 “無線測位業務を行う無線局の送信設備の参照帯域及び帯域外領域とスプリアス領域の境界の周波数を定める件” 2005 年 10 月 21 日
- [23] 小林東亜, “高電力導波管型バンドパスフィルタ”, 島田理化技報 Vol.2 No.1, 1992
- [24] 森重宏, 田中稔博, “X バンド高電力フィルタ”, 島田理化技報 No.14, 2002
- [25] 平間智之, 萩原栄治, 貝田典之, 浅利哲, 杉山裕通, “円形導波管狭帯域 帯域通過フィルタの温度補償技術”, 島田理化技報 No.19, 2007
- [26] 特許第 4643681 号, 発明の名称: 共振器, 導波管フィルタ

筆者紹介

東京製作所
技術部

山口 浩



東京製作所
技術部

田中 稔博



東京製作所
技術部

平間 智之



技師長

榎 敏夫



800MHz 移動体通信向け CIB 型アンテナ共用器の開発

Development of a 800MHz Antenna Sharing Combiner using CIB Technologies for the Mobile Communication Systems with Minimal Guard Band

萩原 栄治
Eiji HAGIHARA

三神 幸治
Koji MIKAMI

松原 大地
Daichi MATSUBARA

平間 智之
Tomoyuki HIRAMA

次世代携帯電話システム (LTE) の導入が始まり、基地局の開設が急ピッチで進められている。その一環として、既存基地局のアンテナを次世代システムの基地局と共用可能なアンテナ共用器が求められている。当社では、これに適合する 800MHz 帯 CIB (Constant Impedance Bandpass filter) 型アンテナ共用器を開発し量産化した。CIB 方式は特にシステム間のガードバンドが狭い場合でも高いアイソレーション性能を確保できる特長がある。

1. まえがき

近年、スマートフォンの普及に代表されるように伝送速度を高めた次世代携帯電話システム (LTE) の導入が始まり、サービスエリアの拡充が急がれている。次世代通信システムを導入するに当たっては、空き周波数の確保、および海外との整合性を図る観点から、2004 年に総務省によって周波数再編アクションプラン^[1]が策定され、次世代通信システムが円滑に導入されるように周波数再編が実施されている。

このような背景から、次世代携帯電話基地局の開設が急ピッチで進められているが、迅速・順調な設備移行の観点からは、極力既存アンテナを利用するのが有利である。この際、既存の無線装置と次世代の無線装置を共用させるアンテナ共用器が必要となる。必要とされる性能は基本的に既存無線装置と新規無線装置間の干渉防止であるが、周波数再編によって、システム間のガードバンドの割り当てが以前より狭くなるケースが増えている関係から、システム間アイソレーションの確保が課題となっている。

共用方式には主に「位相合成方式」と「サーキュレータ合成方式」および「CIB 方式」がある^[2]^[3]。なかでも CIB 方式は狭いガードバンドでも低

損失かつ高いアイソレーションを確保できるため、周波数有効利用の観点から有利である。当社では 800MHz 帯においてガードバンド 2.3MHz で区切られた 2 つの基地局のアンテナ共用に適合する CIB 型アンテナ共用器を開発した。

2. CIB 型アンテナ共用器

図 1 に開発した CIB 型アンテナ共用器の回路構成および信号の流れを示す。図 1 の HYB1 と HYB2 は全く同一特性の 90° ハイブリッド (以下 HYB) で、BPF1 と BPF2 も全く同一特性のバンドパスフィルタ (以下 BPF) である。

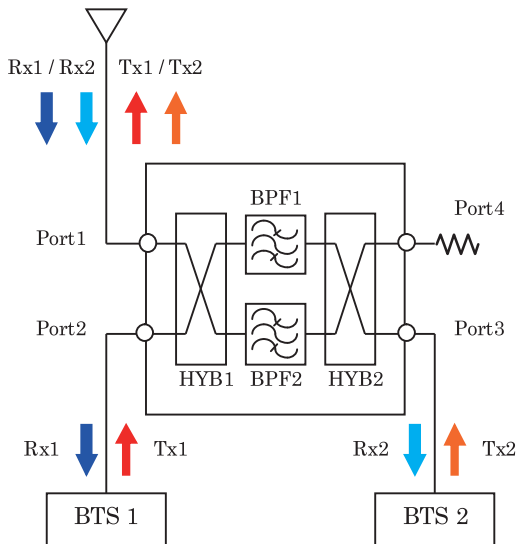
次に、CIB 方式を理解するために図 1 に示す BTS1 (基地局 1) と BTS2 (基地局 2) のアンテナ共用の仕組みを各送信信号 (Tx1 と Tx2) の流れで説明する。Port3 に入力した基地局 2 の信号 Tx2 は HYB2 を介して位相差 90° で等分配され BPF1 と BPF2 に入力される。ここで 2 つの同じ BPF の通過帯域は基地局 2 の帯域に合わせて調整されており、基地局 1 の帯域は BPF の減衰帯域にあるとする。各 BPF に入力された基地局 2 の信号 Tx2 は BPF の通過特性に応じて選択されて通過し、後段の HYB1 で合成されて Port1 へ出力される。ただし、Port2 側には逆位相で合成されるため出力されない。

一方、Port2 に入力された基地局 1 の信号 Tx1 は HYB1 を介して位相差 90° で等分配され BPF1 と BPF2 に入力される。各 BPF に入力された基地局 1 の信号は BPF の反射特性に応じて BPF で反射され再び HYB1 に戻って合成されるが、Port2 側では逆位相で、Port1 では同位相で合成されるので信号 Tx1 の電力は全て Port1 へ出力される。従って、2 つの送信信号 Tx1 と Tx2 は減衰無しで合成されてアンテナから放射される。このように、CIB

方式では原理的に入力した信号はその周波数に関係なく入力端子には戻ってこない。実際にはHYB回路の帯域幅で制限されるが、位相合成方式と異なり広帯域にインピーダンス整合した振る舞いとなる。以上がConstant Impedance（定インピーダンス）型と呼ばれる由来となっている。また、受信信号Rx1とRx2については、送信と逆の経路で減衰せずに基地局1と基地局2に分かれる。

更に、CIB方式は、BPFの反射減衰量特性の急峻さも利用できるので、特に狭いガードバンドで区切られた基地局がアンテナを共用する場合、他の方式に比べて高いアイソレーションを確保しやすい。従って、CIB型アンテナ共用器は周波数の有効利用の面で有用な装置であると言える。

次節以降では、当社が開発した800MHz帯CIB型アンテナ共用器（以下、「本CIB共用器」という）の詳細を構成部位ごとに述べる。



BTS : Base Transceiver Station

図1 CIB型共用器の構成と信号の流れ

3. 各コンポーネントの設計

3.1 飛び越し結合BPF

ガードバンドが非常に狭いシステム同士でアンテナを共用する場合、CIB方式では、BPFの反射減衰量特性と通過減衰量特性の急峻さが鍵となる。一般的にBPF通過帯域両端における反射減衰量特性は通過減衰量特性に比べて急峻である。一方、通過減衰量特性を急峻にするにはフィルタ段数を増やせばよいが、損失が増加するので、本CIB共

用器では段数を増やさずに、後で詳細を述べる飛び越し結合技術^[4]を用いて通過帯域の片側（共用するシステム側）に減衰極を持たせた。図2に設計したBPFの等価回路とこの閉路方程式の係数行列の一部で、共振器結合型フィルタの基本パラメータである結合係数や外部Qの情報を含む結合マトリクス、図3にその周波数特性を示す。フィルタの中心周波数は875.3MHz、帯域幅は12MHzである。構造はコムラインフィルタを想定している。結合マトリクス内の符号は結合の種類を表し、ここでは正の場合を誘導結合、負の場合を容量結合としている。

BPFの段数は3段であるが、低域側に減衰極を作るために1段目と3段目に飛び越し結合を追加した。この減衰極は共振器の結合経路による位相差を制御することで実現できる。ここでは、数式でなく物理的側面から理解するために図4の共振器結合系を表したモデルを用いる^[5]。この図は、主結合経路（共振器1→2→3）における共振器間が全て誘導結合で、飛び越し結合経路（共振器1→3）における共振器間が容量結合である。誘導結合の場合は、共振周波数の低域側と高域側両方で位相が -90° シフトし、容量結合はその逆で位相が $+90^\circ$ シフトする。また、それぞれの共振器では、低域側で位相が $+90^\circ$ シフトし、高域側で -90° シフトする。以上を踏まえて主結合経路と飛び越し結合経路の位相変化を比較してみると、共振器1→2→3の結合経路において低域側では $(-90^\circ) + (+90^\circ) + (-90^\circ) = -90^\circ$ 、共振周波数の高域側では $(-90^\circ) + (-90^\circ) + (-90^\circ) = -270^\circ = +90^\circ$ となる。一方、共振器1→3の結合経路では、低域と高域両方で位相変化は $+90^\circ$ となる。従って、共振器3までの両者の経路差は、低域側で逆位相となるので減衰極が発生し、高域側では同位相となるため減衰極は発生しない。ちなみに、共振器1と3間を誘導結合にすると高域側に減衰極が発生し、低域側では発生しない。このように複数の結合経路の位相差を結合方法によって制御することで、減衰極を有するBPFを実現することが出来る。

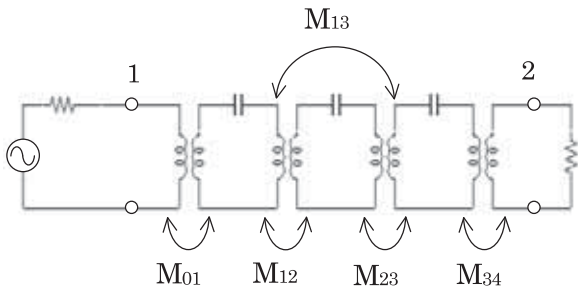


図2 BPF 等価回路と結合マトリクス

一般的に無負荷 Q が大きい共振器として誘電体共振器があげられる。しかし、誘電体共振器は質量が大きく高価であるという欠点がある。本 CIB 共用器では、システム側から要求される損失とこれを確保するために必要な無負荷 Q を鑑みて低コストな半同軸共振器 (図 5, 図 7) を採用した。半同軸共振器は金属と空洞で構成され、その無負荷 Q は「共振系全体で蓄積されるエネルギー」と「共振系で消費される損失」の比で表され、次式で現される。

$$Q_u = \omega_0 \frac{W}{P_c} \quad (1)$$

ここで、 W は蓄積エネルギー、 P_c は導体損、 ω_0 は角周波数であり、3次元構造の共振器では、空洞内の電界と磁界を E, H とすると、それぞれ次式で表される。

$$W = \frac{\mu}{2} \int_v |H|^2 dv = \frac{\epsilon}{2} \int_v |E|^2 dv \quad (2)$$

$$P_c = \frac{R_s}{2} \int_s |H_t|^2 dS \quad (3)$$

P_c は導体表面を流れる電流 (磁界の接線成分 H_t) を導体表面で面積分することにより得られる。ここで R_s は導体の表面抵抗であり、導体の実効導電率 σ [S/m] を用いて以下で表される。

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f_0 \mu_0}{\sigma}} \quad (4)$$

以上の定義から、金属表面で発生する損失を出来る限り小さくすることが重要である。本 CIB 共用器では、電磁界シミュレータを用いて無負荷 Q の最適化を行った。空洞体積を許容範囲まで大きくし、共振器表面に銀鍍金を想定した結果、計算値で $Q_u > 5000$ を確保した。

3.3 BPF の耐電力

アンテナ共用器には基地局から平均 50 ~ 100W 程度の送信信号電力が入力されるので、耐電力確保が重要な課題である。一般的には構造設計でエアギャップを十分に確保すればよい。しかし、市場の要求には常に小型化があるので、エアギャップの確保が困難になり、詳細な検討が必要となっ

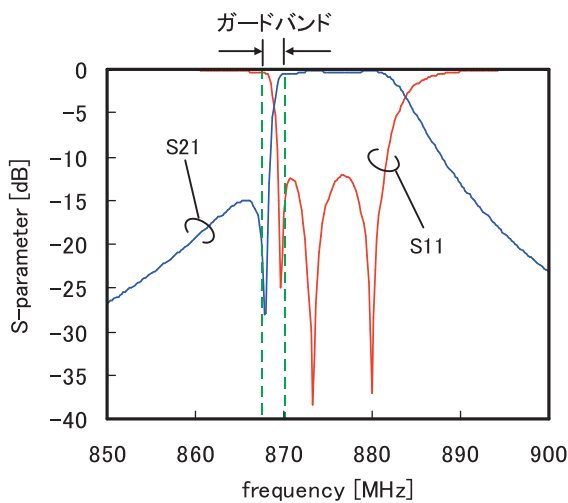


図3 図2の周波数特性 (計算値)

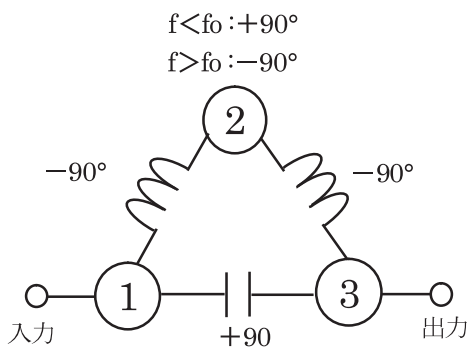


図4 共振器結合系と位相変化

3.2 共振器の無負荷 Q

BPF の選択性を急峻かつ低損失にするには構成する共振器の無負荷 Q を大きくする必要がある。

ている。図5に半同軸共振器単体を電磁界解析で求めた電界強度分布を示す。共振器の開放端と調整ねじの先端の電界が大きく、放電を起こすリスクが高いことが分かる。もう一つの注意点は、フィルタの特性によって図5の電界強度のピーク値が大きくなる点である。これはフィルタの等価回路から予測することができる^[6]。図2の等価回路に含まれる直列LC共振器に流れる電流*i*とキャパシタの電圧*v*より、共振器に蓄積されるエネルギー*W*は次の式で表される。

$$W = \frac{1}{2} Li^2 = \frac{1}{2} Cv^2 \quad (5)$$

この式を用いて、図2の等価回路に1Wの電力が入力されたときの各共振器に蓄積されるエネルギーを図6にプロットした。図3のフィルタ特性と比較すると通過帯域の端で蓄積エネルギーが大きく、特に減衰極がある低域側は帯域中心での蓄積エネルギーの8倍にも達することが分かる。半同軸共振器の蓄積エネルギーは式(2)で表され電界の二乗に比例するので、図6から半同軸共振器内のピーク電界を予測することができる。空気中のブレイクダウン電界強度は1気圧でおよそ3000V/mmであるが、設計はこれより十分低い値にしている。

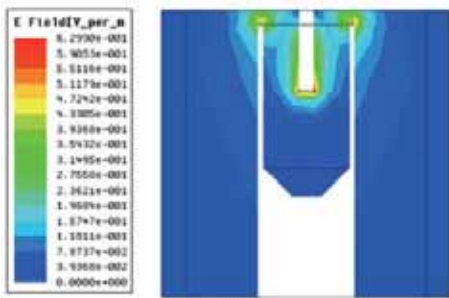


図5 半同軸共振器の電界強度分布

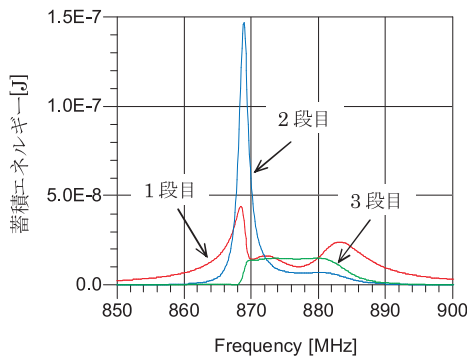
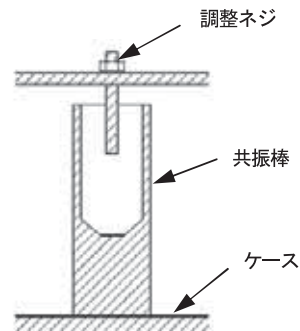


図6 図2の共振器蓄積エネルギー (入力1W)

3.4 共振器の温度補償

本CIB共用器のBPF特性は図3のようにシステムの通過帯域の端から急峻に減衰しているので、わずかな温度ドリフトで大きな損失が生じてしまう。一般的に金属で構成した半同軸共振器を用いるマイクロ波BPFの温度安定度は10ppm/°C程度であれば良好であるが、本CIB共用器のBPFには2ppm/°C以下の温度安定度を確保する必要があった。

金属部材で構成されるBPFの温度による周波数特性の変動要因は主に金属部材の熱伸縮である。そのため線膨張係数の比較的小さい鉄合金や銅合金が望ましい。一方で、質量や加工性、入手性を考慮するとアルミニウム合金が望ましいが、アルミニウム合金の線膨張係数は鉄合金や銅合金に比べて大きいという課題がある。図7のような半同軸共振器の場合、同軸共振器の軸方向の熱伸縮による位相変化および、調整ねじと共振器開放端のエアギャップで作られる容量変化が最も温度に敏感であるが、各部分を線膨張係数の異なる金属で構成すると、軸方向の熱伸縮の影響を容量の変化で打ち消すことができる。そこで本CIB共用器にもこの技術を適用し実験を行った。その結果を図7に示す。ケースはアルミニウム合金、共振器は鉄、調整ネジを真鍮にしたところ、共振器の温度安定度は+1.7ppm/°C以下を実現できた。



構成部材	材質	温度安定度 [ppm/°C]		
		0°C	+50°C	
ケース	共振棒	調整ネジ	0°C	+50°C
アルミ	鉄	真鍮	+1.4	+1.7
アルミ	アルミ	真鍮	-13.1	-7.2

図7 半同軸共振器の断面構造と材質による温度安定度の測定値

3.5 共振器間結合の設計

半同軸共振器の電磁結合は図8に示すように共振器先端の静電結合と共振器設置面付近の磁気結合に分けられる^[7]。半同軸共振器では、磁気結合 k_m が優勢である。結合度の調整には共振器開放端側の中間位置に挿入される金属ネジを使用する。このネジを挿入していくと共振器間の電界が遮蔽され、静電結合 k_e は減少する。その結果、全体の結合度は強い方向に変化する。

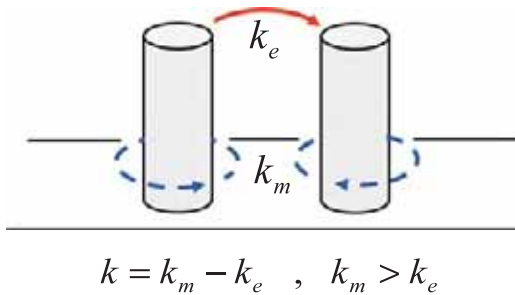


図8 半同軸共振器間の結合

以上は、共振器間の電磁界結合を物理的側面から理解するのに役立つが、実際の設計では、図9のように2つの共振器の結合によって生じる偶モード共振周波数 f_{even} と奇モード共振周波数 f_{odd} を電磁界解析で求め、よく知られている式(6)で結合度を求めている。

$$k = \frac{2(f_{\text{odd}} - f_{\text{even}})}{f_{\text{odd}} + f_{\text{even}}} \quad (6)$$

また、上で述べた磁気結合と静電結合は f_{even} と f_{odd} の大小関係で判別できる。なお、3.1節で述べた結合の種類判別も、磁気結合と静電結合をそれぞれ誘導結合と容量結合に置き換えて考えることができる。

$$\text{磁気結合または誘導結合: } f_{\text{even}} < f_{\text{odd}}$$

$$\text{静電結合または容量結合: } f_{\text{even}} > f_{\text{odd}}$$

ここで、式(6)は磁気結合のとき $k > 0$ 、静電結合のとき $k < 0$ となるが、図2の結合マトリクスとの符号関係もこれと同じである。

本CIB共用器では、図9のように共振器間の空洞壁に薄い導体板を挿入して、所望の結合度が得られるように最適化した。実際に製作したフィル

タの結合度は、反射位相法や群遅延法^[8]を用いてネットワークアナライザで測定できるので、複雑なフィルタ特性でも短期間で精度よく開発ができる。

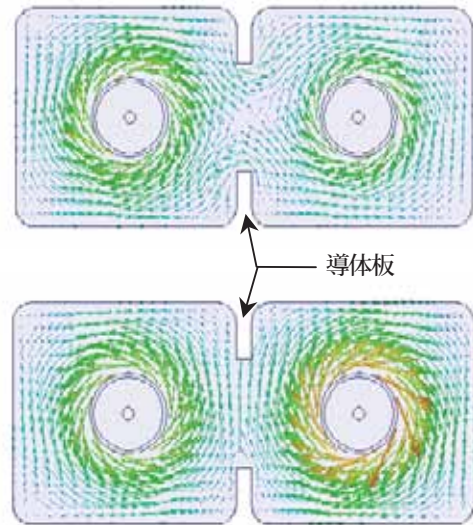


図9 2つの半同軸共振器の偶モード共振(上)と奇モード共振(下)の磁界ベクトル

3.6 飛び越し結合

本CIB共用器で用いる飛び越し結合は3.1節で述べたように静電結合を優勢にする必要があるが、実際の飛び越し結合は主に次のいずれかの方法で実現される。

①共振器間の磁気結合と静電結合を選択する方法

- ・共振器の向きを互いに変える。
 - ・共振器間に遮蔽板またはプローブを配置する。
- #### ②結合経路による位相差を制御する方法
- ・共振モード次数の増減による位相反転^[9]
 - ・デュアルモード共振間結合の偏波回転方向による位相反転^[10]
 - ・伝送線路の挿入による位相制御^[11]

当社ではいずれの方法でも実績があるが、本CIB共用器ではレイアウト上の制約から、フィルタ内に高インピーダンスの伝送線路(金属ワイヤ)を組み込み、その長さを制御して静電結合と等価な位相シフトが得られるようにした。

3.7 HYBの設計

図1のCIB型アンテナ共用器において、経路 $\text{Port1} \leftrightarrow 2$ と $\text{Port1} \leftrightarrow 3$ の低損失性、および $\text{Port2} \leftrightarrow \text{Port3}$ 間のアイソレーション特性を良好にするには、ハイブリッド回路(図1のHYB1とHYB2)が広帯域で低損失かつ高アイソレーション、

出力端子間位相差が 90° であることが必要である。

以上を鑑み、本 CIB 共用器では中空ストリップラインを用いたブロードサイド結合型 90° HYB を採用した。図 10 に電磁界解析計算モデル、解析結果を図 11 に示す。

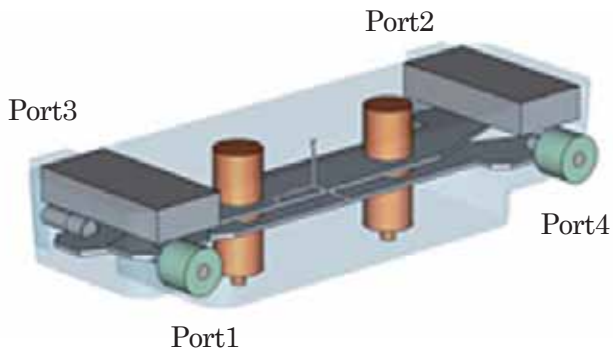


図 10 HYB の構造

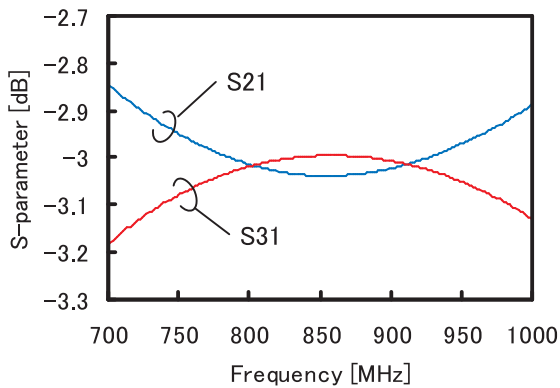


図 11 HYB の分配振幅特性 (解析)

3.8 アイソレーション特性の検討

図 1 の CIB 型アンテナ共用器において Port2 と Port3 間の実際のアイソレーション性能は、HYB の分配比や位相差の不均衡と 2 つの BPF 特性の不一致に影響されることが予想されるので、これらの影響を定量的に理解するために次の検討を行った。

HYB1 と HYB2 は同じ構造とし、電力分配比が 1:a、分配位相差が $90 + \Delta\theta$ [°] であるとする。また、BPF1 と BPF2 の透過係数をそれぞれ T_1 、 T_2 とする。Port3 から Port1 と Port2 へ通過する経路の振幅はそれぞれ、BPF1 と BPF2 を通過する透過係数の和と差で表される。

$$P3 \rightarrow P2 : \left| \frac{1}{1+a} T_1 - \frac{a}{1+a} T_2 e^{j2\Delta\theta} \right| \quad (7)$$

$$P3 \rightarrow P1 : \left| \frac{\sqrt{a}}{1+a} T_1 + \frac{\sqrt{a}}{1+a} T_2 \right| \quad (8)$$

ここで、2 つの BPF は同じ特性 ($T_1 = T_2$) であると仮定し、式 (7) を用いて a と $\Delta\theta$ によるアイソレーションを見積もると図 12 のようになる。アイソレーション性能の目標を 30dB とすると、HYB の性能は、分配差を 0.2dB 以下、位相誤差 $\Delta\theta$ を 1° 以下に抑える必要がある。

次に、HYB が理想的な特性 ($a=1$, $\Delta\theta = 0$) の場合は、式 (7), (8) より、

$$P3 \rightarrow P2 : \left| \frac{1}{2} T_1 - \frac{1}{2} T_2 \right| \quad (9)$$

$$P3 \rightarrow P1 : \left| \frac{1}{2} T_1 + \frac{1}{2} T_2 \right| \quad (10)$$

となる。ここで、式 (9) を用いて BPF1 と BPF2 の通過帯域が互いにずれた場合をプロットすると図 13 のようになる。従って、アイソレーション性能は、BPF1 と BPF2 の通過帯域を一致させることが重要となる。本 CIB 共用器では、アイソレーション性能を確保するために対称構造とし、製造公差を厳しく管理した。

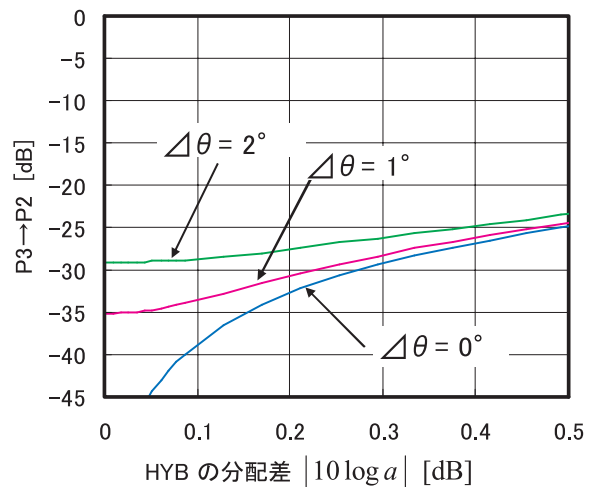


図 12 HYB の不均衡によるアイソレーションの変化

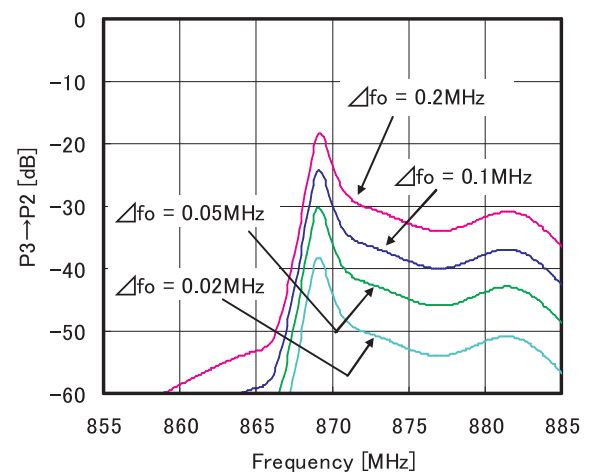


図 13 BPF1 と BPF2 の中心周波数の不一致によるアイソレーションの変化

4. 試作器の評価

以上の設計を基にして製作した 800MHz 帯 CIB 型アンテナ共用器の外観を図 14 に、内部構造を図 15 に示す。筐体内部の金属表面には、低損失を確保するために銀メッキを施した。また、アンテナ共用器全体の小型化と部品点数削減を考慮して 2 個ずつある BPF と HYB を収める筐体は一体構造とした。量産時には、筐体をダイカスト製造としさらに低コスト化している。

図 16 と図 17、図 18 にプロットデータ、表 1 に代表的な測定値を示す。ガードバンド幅は 2.3MHz、通過帯域の挿入損失は共用する基地局 1 と基地局 2 の帯域でそれぞれ 0.43dB と 0.74dB であった。これは図 2 の等価回路で、第 3.2 節で見積もった無負荷 Q 値 5000 を考慮して計算したフィルタ特性と一致する。図 17 のシステム間アイソレーションはガードバンドを含めた全帯域で 36.3dB 以上を達成した。図 18 の反射特性はいずれのポートもガードバンドを含めた全帯域で低反射を達成した。これらは、2 節で述べた CIB 方式の特徴である。また、温度試験での温度安定度は +2ppm/°C であり良好な結果が得られた。



図 14 800MHz 帯 CIB 型アンテナ共用器の外観



図 15 図 14 の内部構造

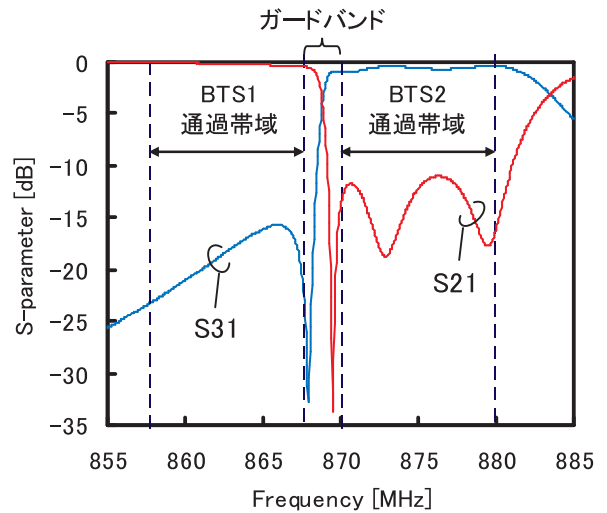


図 16 通過特性 (測定値)

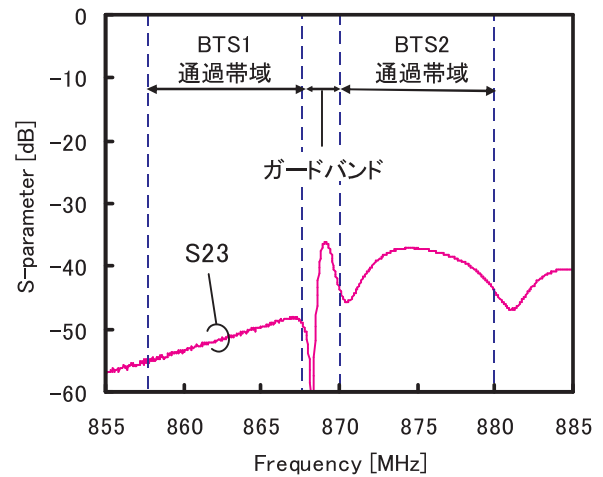


図 17 アイソレーション (測定値)

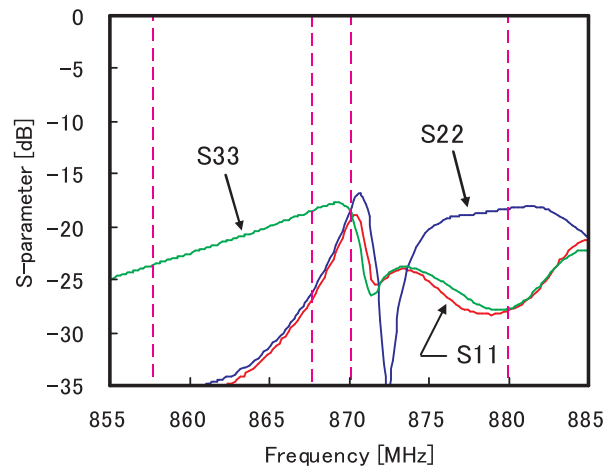


図 18 反射特性 (測定値)

表 1. 試作器の測定値

項目	測定値 (常温)
通過帯域幅	10MHz
ガードバンド	2.3MHz
挿入損失	0.74dB (P3 ⇄ P1)
	0.43dB (P2 ⇄ P1)
アイソレーション	36.3dB (P2 ⇄ P3)
VSWR	1.28

5. むすび

次世代携帯電話基地局と既存基地局とのアンテナ共用に適合し、アイソレーション特性の優れた800MHz帯CIB型アンテナ共用器を開発した。さらに、他の周波数帯の再編に対応したアンテナ共用器も随時市場に投入している。

今後も様々なタイプのアンテナ共用器を開発し、周波数再編と周波数有効利用に貢献していきたい。

6. 参考文献

[1] 総務省, 「周波数再編アクションプラン」, (<http://www.tele.soumu.go.jp/j/adm/freq/search/saihen/index.htm>) 2012年9月.

[2] 田中稔博, 平間智之, 浅利哲, “4/5/611G-150 M-LE方式対応分波装置の開発”, 島田理化技報, No.10, pp.20-26, 1998.

[3] 萩原栄治, 三神幸治, 平間智之, 山口浩, 浅利哲, “携帯電話基地局用高機能マイクロ波フィルタの提案”, マイクロウェーブ展ワークショップ, 2011.

[4] A. E. Atia, A. E. Williams and R. W. Newcomb, “Narrow band multiple-coupled cavity synthesis,” IEEE Trans. On Circuits Systems, vol.CAS-21, pp.649-655, Sep. 1974.

[5] J.Brian Thomas, “Cross-Coupling in Coaxial Cavity Filters - A Tutorial Overview,” IEEE Trans.Microwave Theory Tech.,vol.51,No4, April 2003.

[6] Chi Wang and Kawthar A. Zaki, “Analysis of Power Handling Capacity of Band Pass Filters,” IEEE MTT-S Digest, vol.3, pp.1611-1614, May 2001.

[7] 河口民雄, 小林禧夫, “Open-loop 共振器間

結合係数の磁気結合と静電結合の判別”, 信学総全大, C-2-79, pp.114, 2004.

[8] 田中稔博, “共振器結合型フィルタの簡単な調整法”, 島田理化技報, No.11, pp.20-27, 1999.

[9] 生駒俊治, 浅利哲, “負の飛び越し結合係数を有する矩形導波管フィルタ”, 島田理化技報, No.19, pp.11-14, 2007.

[10] 平間智之, 萩原栄治, “地上デジタル放送用単一チャンネル出力フィルタ”, 島田理化技報, No.17, pp.26-29, 2006.

[11] 三神幸治, 萩原栄治, 平間智之, 浅利哲, “円筒型導波管TE₀₁モード共振器有極化技術”, 島田理化技報, No.20, pp.26-29, 2008.

筆者紹介

東京製作所
技術部
萩原 栄治



東京製作所
技術部
三神 幸治



東京製作所
技術部
松原 大地



東京製作所
技術部
平間 智之



最近の当社マイクロ波フィルタ技術トピックス

The topics of recent microwave-filter technologies in SPC

百地 俊也
Toshiya MOMOJI

吉野 浩輔
Kosuke YOSHINO

萩原 栄治
Eiji HAGIHARA

槇 敏夫
Toshio MAKI

情報化社会の進展に伴い、通信の大容量化や電波資源の有効利用に不可欠な要素であるマイクロ波フィルタ技術は、以前に増して重要な存在となってきた。

本稿では、X帯衛星通信地球端末局用アンテナ給電系で、送信波に起因する受信性能の劣化防止に有効な小型の導波管フィルタと、レーダなどでスプリアス抑圧に使用されるモータ駆動方式の通過帯域可変フィルタの動作原理と製品の概要を記述する。さらに、電子制御方式の通過帯域可変導波管フィルタについても紹介する。

1. まえがき

日常生活が電波なしでは成り立たなくなって久しい。通信、レーダ（センサ）、エネルギーへの応用に止まらず、近年は医療への応用研究も盛んである。これら電波産業の中でもマイクロ波関連を事業の中心に据えている当社の製品は、一般家庭の中で使われることは殆どないが、マイクロ波を利用する産業やインフラにおいては目立たないが重要なところで使われている。その中の一つが“マイクロ波フィルタ”である。

ここでは最近、当社が関わったマイクロ波フィルタ技術の比較的特異な応用例として第2章ではX帯衛星通信地球端末局の小型化に貢献しているアンテナ給電系用の導波管フィルタを紹介する。第3章では通過帯域を遠隔制御で可変できる導波管フィルタとして、機械的に共振周波数を可変するモータ駆動方式について動作原理と実際の製品性能を紹介する。さらに、同様の機能でバラクタダイオードを装荷した外部結合回路で実現できる電子制御方式の共振周波数可変フィルタを紹介する。

2. X帯VSAT用導波管小型バンドパスフィルタ

人工衛星を利用して双方向通信を行う衛星通信システムは、近年そのサービス範囲が拡張され、地上と船舶、地上と旅客機など移動体通信の領域にまで及んでいる。また災害の多い本邦においては災害対策用として国・地方自治体のみならず、一部の民間企業においても活発に取組まれ、普及の途にある。一方、北米大陸を中心に世界規模で普及している小型アンテナを使った地球端末局はVSAT (Very Small Aperture Terminal) と呼ばれ、使用する周波数帯域 (C帯, X帯, Ku帯, Ka帯) ごとにシステムが構築されている。ここでは最近米国を中心に需要が急伸しているX帯VSATシステムの送受信系フィルタリングに関して考察し、アンテナ給電系の小型化提案と、導波管で構成した送信フィルタおよび受信フィルタを紹介する。

2.1 X帯VSATシステム用小型アンテナ給電系の提案

国際電気通信連合 (ITU) はX帯衛星通信周波数帯として上り回線 (地球→衛星) は7.9GHz～8.4GHz, 下り回線 (衛星→地球) は7.25GHz～7.75GHzと送受それぞれ500MHzの帯域を規定した。全帯域 (500MHz) を使用する場合、送信帯域と受信帯域の間隔は僅か150MHzである。このため、X帯では左旋および右旋の円偏波を使い送受間干渉を抑圧しているが、アンテナ給電系を小型・軽量にするための工夫が求められている。ここでは当社が提案するX帯VSAT用の小型アンテナ給電系について述べる。図1に主鏡1.2mのオフセットパラボラアンテナを使ったX帯VSAT装置の構成を示す。

一次放射器はバンドパスフィルタ (BPF) を内

蔵した低雑音増幅器 (LNB), 受信 BPF, 偏分波器 (OMT), 円偏波発生器 (Polarizer) およびフィードホーンを集積化して小型化を図っている。また, 送信 BPF も小型化することで一次放射器のアームに取付けが可能になるなど, アンテナ部の可搬性向上を図っている。

X 帯 VSAT のように送信帯域と受信帯域が近接している場合の弊害は大別して 2 つあり, 第一の弊害は『送信波の受信系漏れ込みに起因する感度抑圧と 3 次相互変調歪』であり, 第二の弊害は『送信波が有する受信帯域の熱雑音に起因する受信 NF (雑音指数)劣化』である。両弊害について図 2 を使って説明する。

2.1.1 送信波に起因する受信感度抑圧と 3 次相互変調歪

図 2 では送信波が受信系に漏れこむ (結合する) 際の各コンポーネントの接続部における送信スペクトル電力を $P_{TX\text{帯}i}$ ($i=0 \sim 5$) と表し, 送信 BPF, 偏分波器, 受信 BPF および LNB 内蔵 BPF の減衰性能をそれぞれ δ (dB), β (dB), γ (dB) および ϕ (dB) とし, LNA 初段の利得を G (dB) としたとき, LNB の利得抑圧と 3 次相互変調歪は $P_{TX\text{帯}4}$ と $P_{TX\text{帯}5}$ を検証すればよい。 $P_{TX\text{帯}4}$ は式 (1) に, $P_{TX\text{帯}5}$ は式 (2) により求められる。

$$P_{TX\text{帯}4} = P_{TX\text{帯}0} - \delta - \beta - \gamma + G \quad [\text{dBm}] \quad (1)$$

$$P_{TX\text{帯}5} = P_{TX\text{帯}4} - \phi \quad [\text{dBm}] \quad (2)$$

例えば, 送信ブロックアップコンバータ (BUC) の出力電力が 46dBm (40W) のとき, $P_{TX\text{帯}4}$ は -16.4dBm で LNA 初段の 1dB 利得抑圧点 (P1) 15dBm に対し, 十分低いので LNB 初段の利得が抑圧されることはない。また該送信波 f_{TX} と受信波 f_{RX} によって生成される 3 次相互変調歪波 (IM_3) の周波数は式 (3) で与えられるが, この IM_3 が受信帯域に落ち込んだ場合, C/N 劣化に繋がるので十分な抑圧が必要となる。

$$IM_3 = 2 \cdot f_{RX} - f_{TX} \quad [\text{Hz}] \quad \text{または}$$

$$IM_3 = 2 \cdot f_{TX} - f_{RX} \quad [\text{Hz}] \quad (3)$$

例えば前出の送信結合電力 $P_{TX\text{帯}4}$ が -16.4dBm, 受信波は最大受信電力として -30dBm を想定したとき, LNA 初段の 3 次相互変調インターセプト点

(IP3) が 25dBm だから, IM_3 は最大 -110dBm で受信帯域に落ち込んだとしても D/U 比は 80dBc で C/N 劣化は無視できる。

次に LNA 初段以降の振幅歪と相互変調歪の対策として配置した “LNB 内蔵 BPF” の効果を説明する。LNB 内蔵 BPF の送信波減衰量を 35dB に設定すれば, 送信結合電力 $P_{TX\text{帯}5}$ は -51.4dBm となり, 後段の非線形回路 (LNA やミキサおよび IF アンプ) の振幅歪と相互変調歪の対策は極めて容易となる。

受信帯域に落ち込む IM_3 は, 複数の送信波が LNB 受信端に結合することでも生成されるので IM_3 対策は各システムごとに検討されている。

2.1.2 送信波が有する受信帯域の熱雑音に起因する NF 劣化

図 2 の送信 BUC からの出力が有する受信帯域の雑音電力密度を $N_{RX\text{帯}0}$ と表し, 送信 BPF, 偏分波器および受信 BPF の受信帯域における減衰性能を α (B), β (dB), ε (dB) としたとき, LNB の受信 RF 端での雑音電力密度 $N_{RX\text{帯}3}$ は式 (4) で求めることができる。また $N_{RX\text{帯}3}$ を雑音温度 ΔT に変換するのは式 (5) に従い, 送信波が有する受信帯域の雑音温度による雑音指数の劣化分 ΔNF は式 (6) により求めることができる。

$$N_{RX\text{帯}3} = N_{RX\text{帯}0} - \alpha - \beta - \varepsilon \quad [\text{dBm/Hz}] \quad (4)$$

$$\Delta T = N_{RX\text{帯}3} / K_b \quad [\text{K}] \quad (5)$$

ここで K_b はボルツマン定数で,

$$K_b = -198 \quad [\text{dBm/Hz/K}] \quad \text{と表記できる。}$$

$$\Delta NF = 10 \log(1 + \Delta T / 290) \quad [\text{dB}] \quad (6)$$

例えば $N_{RX\text{帯}0}$ が劣悪な性能として -90dBm/Hz を想定したとしても, LNB の受信 RF 端では -220dBm/Hz となり, $\Delta NF = 0.0001\text{dB}$ で NF の劣化は無視できる。

次節では導波管で構成した送信 BPF と受信 BPF について説明する。なお, LNB 内蔵 BPF は楕円関数特性を有した通常のコムラインフィルタである。

タはこの技術を適用して小型化している。これらの等価回路を図5と図6に、測定した周波数特性を図7と図8に示す。送信BPFは3箇所の飛び越し結合によって低域側の受信帯域に3つの減衰極を有し、受信BPFは2箇所の飛び越し結合によって高域側の送信帯域に2つの減衰極を有している。なお、飛び越し結合を用いない通常のフィルタで同等の減衰量を得るためには送信BPFでは18段、受信BPFでは9段も必要となる。

共振器間の結合の種類には誘導性と容量性があるが、結合の種類によって位相シフトが180°異なるので、飛び越し結合ではこれを利用して通過帯域の左右どちらに減衰極を生じさせるかを制御している。導波管フィルタの場合は、アイリスと呼ばれる結合窓を用いて共振器間の結合度を制御す

るが、容量性アイリスは誘導性アイリスに比べ窓の幅が狭いので耐電力が不利になる。当社ではこの問題を解決する手段として、空洞共振器の共振次数を1つ増やすと位相が180°シフトすることを利用し、容量性アイリスを用いずにこれと同等な位相シフトを実現させる方法を考案した^{[1][2]}。この技術を基に、図3と図4ではTE₁₀₁モード共振とTE₁₀₂モード共振を組み合わせることによって、耐電力が大きく選択度の高い導波管フィルタを実現した。また、材質はアルミニウム合金を用いて軽量化しているので1次放射器を支えるアームに取り付けが可能である。

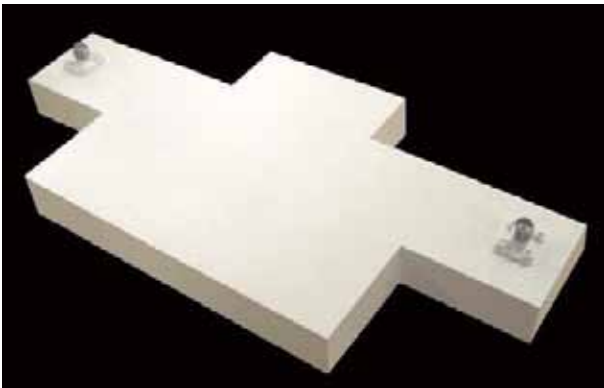


図3 送信BPFの外観

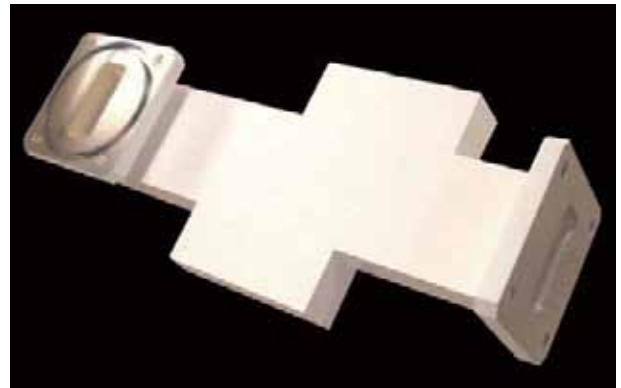


図4 受信BPFの外観

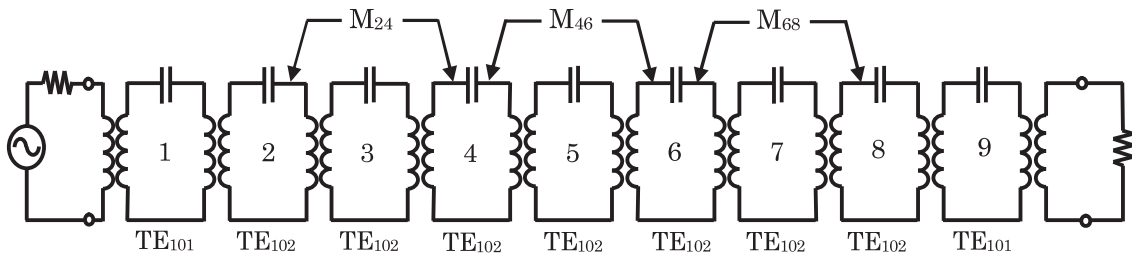


図5 送信BPFの等価回路

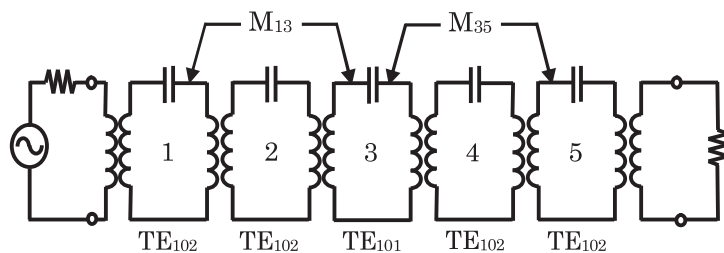


図6 受信BPFの等価回路

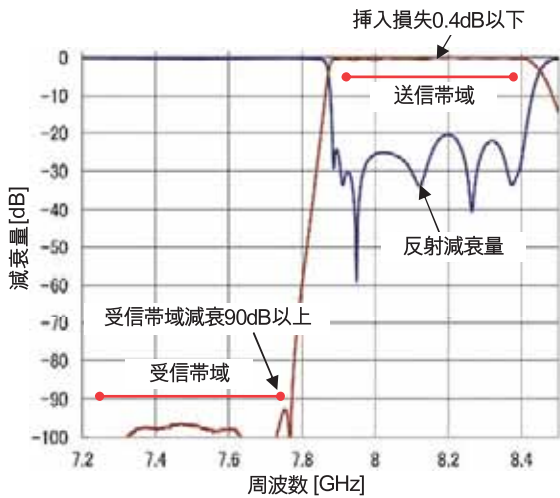


図7 送信 BPF の特性

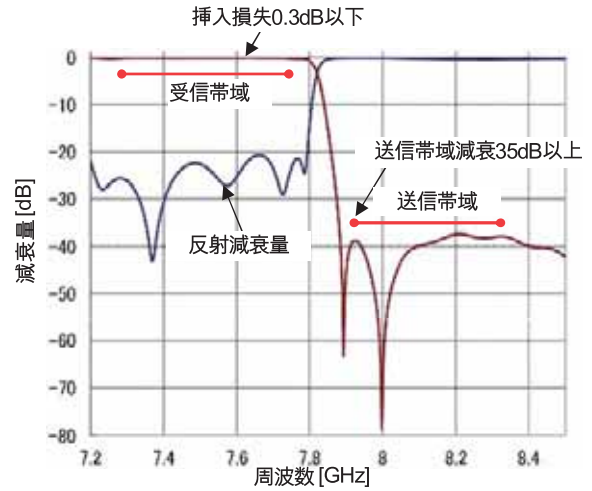


図8 受信 BPF の特性

2.3 X 帯 VSAT 受信用アンテナ給電系の小型化例

図9は小型化した受信用アンテナ給電系2種類の写真で、フィードホーンは取り外している。VSAT装置は用途によって可搬性が求められるが、そのような要求に応えるために直線型の機種と、折曲型の機種とした。BPF以外の給電部品も材質はアルミニウム合金とし、軽量化を図っている。

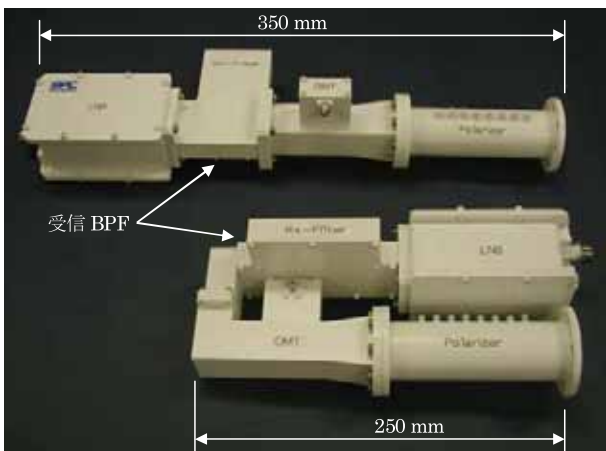


図9 受信用アンテナ給電系の例

3. 通過帯域可変バンドパスフィルタ

通過帯域可変型のバンドパスフィルタは便利で、アナログ方式携帯電話の加入者が急増した1990年代の初め、無線基地局の省力化と周波数利用効率向上の目的で、当社では800MHz帯自動同調チャンネル分波器を搭載したアンテナ共用装置を製品化した^{[3][4]}。この装置はトラフィックの使用状況(混

み具合)に応じてセルラーのチャンネル配置を遠隔制御するもので、動作原理は誘電体共振器で構成したチャンネル分波器に注入される送信キャリアの入射波と反射波を比較してマイコン制御のモータで共振器を同調させるものであった。その後、アナログ方式の自動車電話と携帯電話は1999年に停波し、デジタル方式に置き換わり、当社のチャンネル分波器を搭載したアンテナ共用装置の役目を終えた。

一方、通過帯域を遠隔操作で可変できるバンドパスフィルタの要求は移動体通信に限らず他の用途においても古くから根強く、その方式は通過帯域の異なる複数のバンドパスフィルタをスイッチで切り換える“スイッチ方式”，単一のバンドパスフィルタの通過帯域を連続的に可変する“連続可変方式”などがあり、適用するシステムごとに最適な方式が選択される。ここではX帯用に開発した連続可変方式の導波管バンドパスフィルタを紹介する。

3.1 モータ駆動 通過帯域可変導波管バンドパスフィルタ

高電力のマイクロ波をフィルタリングする場合、導波管フィルタを用いることが多い。ここでは矩形導波管バンドパスフィルタを構成するTE₁₀共振器の共振周波数を可変することで、バンドパスフィルタとして所定の性能を維持しつつ通過帯域を可変する方法を説明する。

図10は矩形導波管TE₁₀モード共振器の共振周波数可変方法を説明する構造図で、直結型バンド

パスフィルタを構成する単一共振器を主導波管とすれば、この単一共振器のE面管壁に副導波管を直交配置し、その副導波管に可変短絡板を配設する構造である^[5]。この可変短絡板をステップングモータ等で動かし、所定の位置に設定することで、所望の共振周波数が得られるよう副導波管の短絡線路長を決定している。

この動作原理を図11により等価回路で説明する。単体共振器は誘導性金属ポストで構成しているので2つのインダクタンスで表した。(図11左) この両インダクタンス間に特性インピーダンスZ、電気角 θ の短絡線路を分岐接続したとき、電気角 θ が $\pi/2$ 以下の場合に短絡線路は誘導性リアクタンスに相当し、この短絡線路長が可変できることから可変インダクタンスに置き換えられる。(図11中) さらに2つのインダクタンスで表した単体共振器は並列共振器として表現できるので、これに前記の可変インダクタンスを組合せると、共振周波数可変キャビティの等価回路を導くことができる。(図11右)

この共振周波数可変キャビティを3段縦続に接続してX帯バンドパスフィルタを構成し、その通過特性と反射特性を実測した結果を図12に示す。バンドパスフィルタの基本性能を維持しつつ150MHz以上の通過帯域可変範囲を有している。実測に供した製品の外観を図13に示す。なお、耐電力性能は尖頭値10kW、平均電力10Wである。

本件は、総務省・電波利用料等に関する研究案件として実施した『マグネトロンのスプリアス低減技術及びブレイダの測定技術(平成17年~19年)』で開発した技術を応用している。

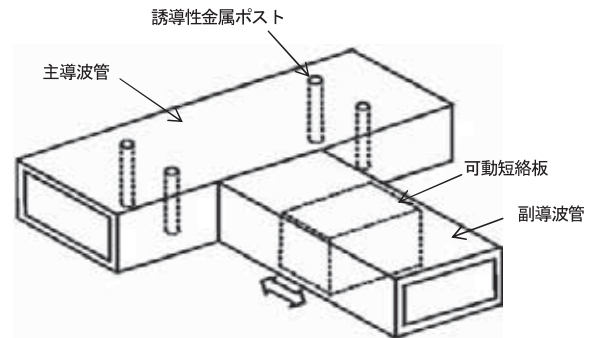


図10 共振周波数可変キャビティの構造

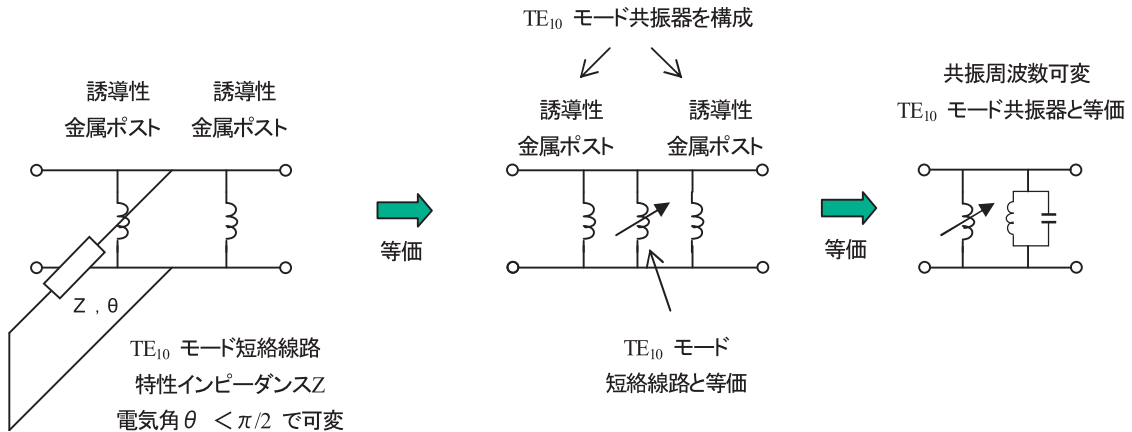


図11 共振周波数可変キャビティの等価回路

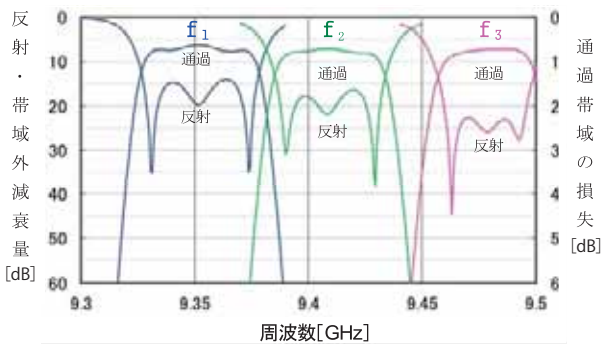


図12 モータ駆動 通過帯域可変導波管バンドパスフィルタの特性

サイズ: W 270mm × D 200mm × H 100mm



図13 モータ駆動 通過帯域可変導波管バンドパスフィルタの外観

3.2 電子制御 通過帯域可変導波管バンドパスフィルタ [6]

前節で紹介したモータを使って機械的に共振周波数を変える方式に対し、ここで紹介する電子制御方式とはバラクタダイオードによって電子的に共振周波数を可変する方式である。本フィルタでは、導波管単一共振器内に TE₁₀ モード磁界結合部を配設し、この結合部を介してバラクタダイオードを装荷した容量可変回路を接続する共振周波数可変キャビティから構成されている。

図 14 は矩形導波管 TE₁₀ モード共振器の共振周波数可変方法を説明する構造図で、直結型バンドパスフィルタを構成する単一共振器は前節で説明したものと同一である。この単一共振器内に TE₁₀ モードの管軸方向磁界成分と結合するストリップ導体（図中の TE₁₀ 磁界結合部）を設けることで、

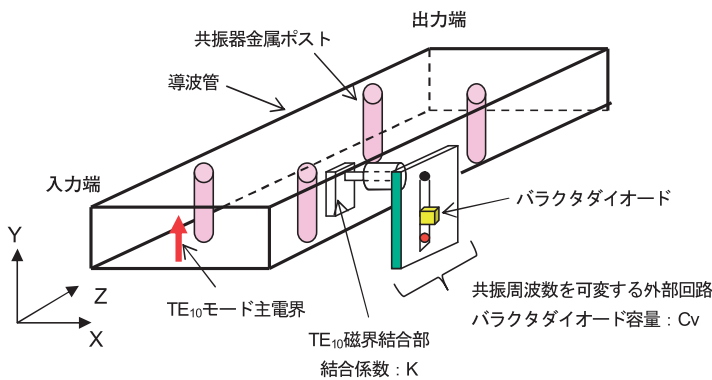


図 14 共振周波数可変キャビティの構成

単一共振器内のマイクロ波の一部を外部回路に導くことができる。この外部回路はバラクタダイオードを装荷してそのバイアス電圧（直流電圧）を可変することで容量を変化させる機能を有する。図 15 は前記 TE₁₀ 磁界結合部の断面図で、共振周波数可変キャビティを構成する導波管単一共振器と外部回路との接続関係を分かりやすく示している。

図 16 は共振周波数可変キャビティを等価回路で表したもので、単一共振器に対し結合係数 K を介して容量可変素子を接続して表現できる。

図 17 は上記説明の共振周波数可変キャビティを 3 段縦続に接続して X 帯バンドパスフィルタを構成し、その通過特性と反射特性を計算したものである。概ね 150MHz 以上の通過帯域可変が期待できる。

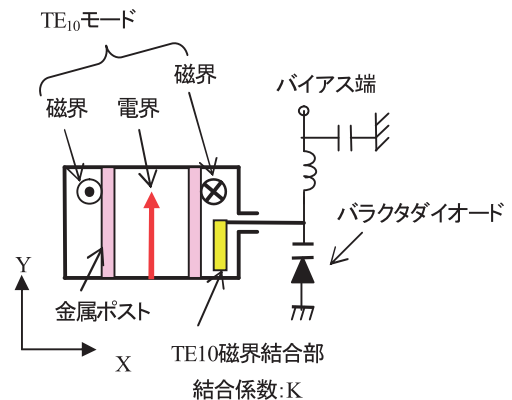


図 15 共振周波数可変キャビティ動作説明図

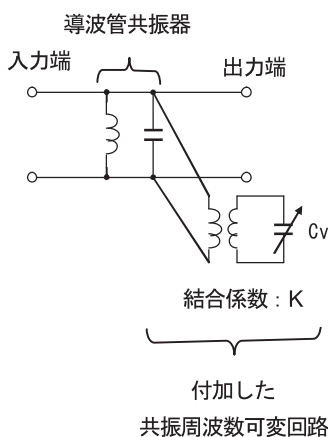


図 16 共振周波数可変キャビティの等価回路

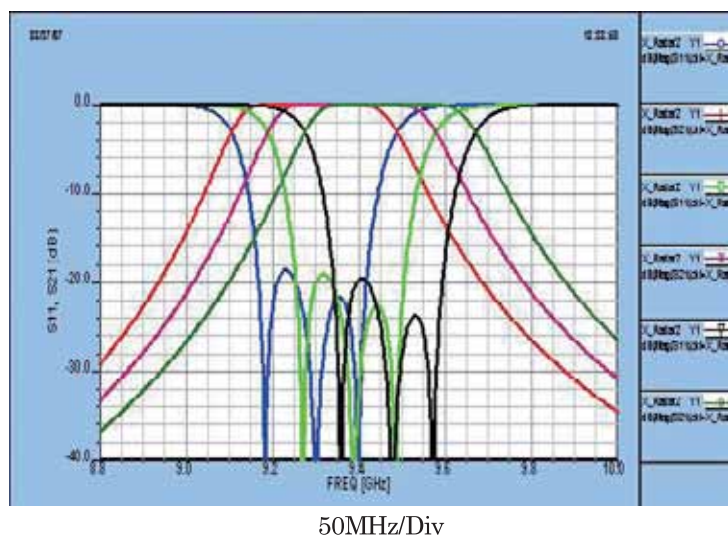


図 17 X 帯周波数可変キャビティ 3 段構成フィルタの周波数可変特性（計算値）

- Cv=0.3pF の反射
- Cv=0.3pF の通過
- Cv=0.2pF の反射
- Cv=0.2pF の通過
- Cv=0.1pF の反射
- Cv=0.1pF の通過

結合係数 K=0.1

4. むすび

本稿では最近開発した X 帯 VSAT 用送信・受信バンドパスフィルタを紹介し、このフィルタを使うことで近接した送信波に起因する受信性能の劣化が回避できることを説明した。さらにこのフィルタを組み込むことで VSAT アンテナ給電系が小型化できることも説明した。

通過帯域可変型の導波管バンドパスフィルタを実現する方式としてモータ駆動方式の動作原理と X 帯の製品で実現した性能を紹介した。また、同様の機能をバラクタダイオードを装荷した外部回路と結合させることで実現できる電子制御方式の発明を紹介した。

今後もマイクロ波フィルタ技術を基に、多様な市場要求に応え得る製品を開発していきたい。

5. 参考文献

- [1] 生駒俊治, 萩原栄治, 平間智之, 浅利哲, 楨敏夫, “アイリス結合導波管有極フィルタ”, 信学総大, C-2-106, 2008.
- [2] 生駒俊治, 浅利 哲, “負の飛び越し結合を有する矩形導波管有極フィルタ”, 島田理化技報, No.19, pp.11-14 (2007)
- [3] 中平正和, 相葉知昭, “自動同調アンテナ共用装置”, 島田理化技報, No.6, pp.26-31 (1994)
- [4] 楨敏夫, “当社における無線通信技術の変遷 (60 周年記念特集)”, 島田理化技報, No.18, pp.11-19 (2006)
- [5] 小林東亜, “高電力導波管バンドパスフィルタ”, 島田理化技報, Vol.2, No.1, pp.39-45 (1992)
- [6] 特許第 4468430 号, 発明の名称: 共振器フィルタ

筆者紹介

東京製作所

技術部

百地 俊也



東京製作所

技術部

吉野 浩輔



東京製作所

技術部

萩原 栄治



技師長

楨 敏夫



X 帯 VSAT 用バンドパスフィルタ

■概要

本製品は人工衛星を利用して双方向通信を行う VSAT システムのうち、近年米国を中心に需要が急伸している X 帯 VSAT 地球局のアンテナ給電系で用いられる送信用と受信用のバンドパスフィルタです。送信波と受信波が近接しているシステムにおいて、送信波が受信機に漏れこむことによる弊害を取り除くために使用されます。送信用は主に受信帯域に漏れこむ熱雑音を抑圧して受信 NF の劣化を防止し、受信用は送信波との混合による受信感度抑圧の防止と 3 次相互変調歪の抑圧を目的としています。本製品はこれらの目的に対して独自の技術により性能を達成しています。また、アンテナのアームに取り付け出来るように小型・軽量化にも配慮しています。

■主要性能

送信バンドパスフィルタ

項目	性能値
通過帯域	7.9 ~ 8.4GHz
挿入損失	0.4dB 以下
減衰量	80dB 以上 (at 7.25 ~ 7.75GHz)
V S W R	1.2 以下
耐電力	100W 以上 (CW, 導波管)
温度範囲	-40 ~ +60°C
外形寸法	W 225 × D 105 × H 20mm
質量	300g 以下

受信バンドパスフィルタ

項目	性能値
通過帯域	7.25 ~ 7.75GHz
挿入損失	0.3dB 以下
減衰量	35dB 以上 (at 7.9 ~ 8.4GHz)
V S W R	1.2 以下
通過帯域内リップル	0.1dB 以下
温度範囲	-40 ~ +60°C
外形寸法	W 150 × D 75 × H 20mm
質量	200g 以下

■特長

- ①損失の少ない導波管フィルタに飛び越し結合技術を導入し、急峻な減衰特性と小型化の両方を達成。
- ②フィルタ内に複数の飛び越し結合を組み込み、3つの減衰極を有するフィルタ特性を実現。
- ③インターフェースは同軸コネクタ (N, SMA) または、導波管フランジ (FPBR, CPR) を選択可能。
- ④アルミニウム合金の採用により軽量化。



送信バンドパスフィルタの外観



受信バンドパスフィルタの外観

問い合わせ先
販売事業部
 TEL 042-481-8573

800MHz 帯送受信増幅装置（給電線損失補償用）

■概要

本製品は 800MHz 帯携帯電話基地局～アンテナ間の給電線損失を補償する送受信増幅装置です。

本製品を使用することにより、給電線損失によるエリア縮小を防ぐことができます。

本製品は送受共用器及び送信／受信増幅器により構成されており、送受共用系と受信専用系の 2 系統を有しています。

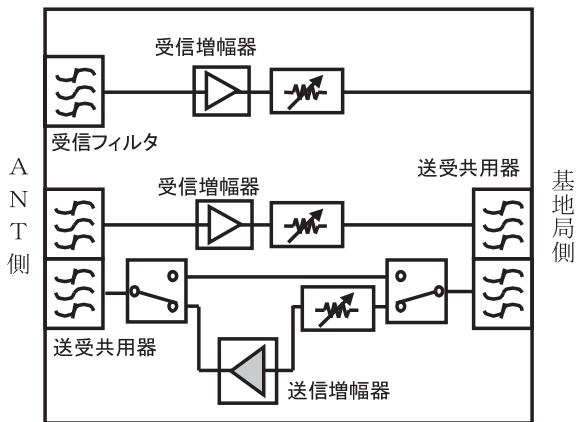
送信増幅器故障時には、自動的に予備系に切り替る冗長構成となっています。

■特長

- ①送信・受信個別に利得を設定することが可能です。
- ②日光の直射や風雨を考慮した屋外設置可能な構造となっています。
- ③送受共用器は、位相合成方式を用いることにより、低損失、小型化を実現しています。
構成部材の最適化により温度変動の少ない特性を実現しています。
- ④送信信号増幅器には高性能な歪補償回路を搭載しているため、異種信号（変調波）が混合された信号であっても歪性能の確保が可能です。
- ⑤無線性能は 3 G P P , T E L E C の規格に準拠しています。

■主要性能

項目	内容		備考
	送信（下り）	受信（上り）	
送信最大出力電力	20W	-	
利得（送信・受信）	2～12dB	10～20dB	1dB STEP 可変
隣接チャネル漏洩電力	3GPP 準拠	-	
雑音指数	-	3dB 以下	
消費電力	350W 以下 (DC-48V)		
使用環境条件	-10～+50℃, 65%～95% RH		
形状	H275 × W450 × D263mm		
質量	20kg 以下		
構造	防まつ筐体・自然空冷		



ブロック図



製品外観

問い合わせ先
販売事業部
TEL 042-481-8573

X帯 気象レーダ用スプリアス抑圧フィルタ

■概要

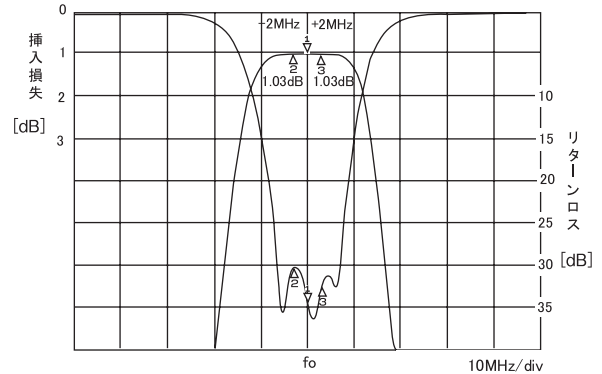
本製品はX帯の気象レーダのスプリアス抑圧を目的に設計された狭帯域の高電力フィルタです。ITUの規制に対応し、第三高調波まで減衰させています。

■特長

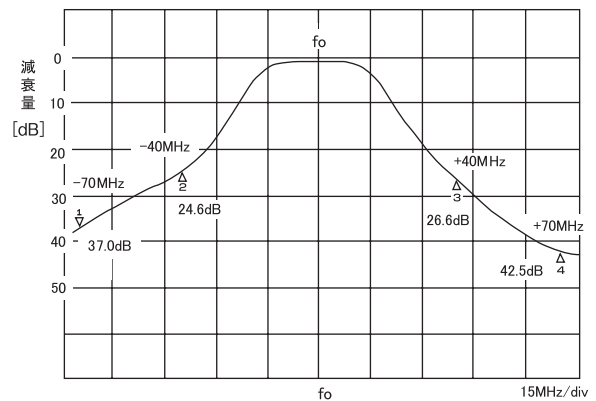
- ①円筒共振器を採用することで、狭帯域化と共に耐電力の向上と低損失化を実現しています。
- ②円筒共振器で生じる不要モード共振対策として、矩形共振器を用いた広帯域フィルタを接続し、スプリアスのない減衰特性を確保しています。
- ③ハーモニックフィルタを実装することで、第二高調波、第三高調波も十分に抑圧しています。

■主要性能

項目	性能
通過帯域	9.7 ~ 9.8GHz 内の任意の 4MHz 幅
挿入損失	1.4dB 以下 ($f_0 \pm 2\text{MHz}$ 内)
減衰量	20dB 以上 ($f_0 \pm 40\text{MHz}$ において) 30dB 以上 ($f_0 \pm 70\text{MHz}$ において) 30dB 以上 ($f_0 + 70\text{MHz} \sim 3 \times f_0$)
V S W R	1.3 以下 ($f_0 \pm 2\text{MHz}$ 内)
許容電力	ピーク 150kW (加圧 200kPa) (パルス条件などは要相談)
使用環境	屋内 周囲温度 $25 \pm 10^\circ\text{C}$ 設置高度 1000m 以下

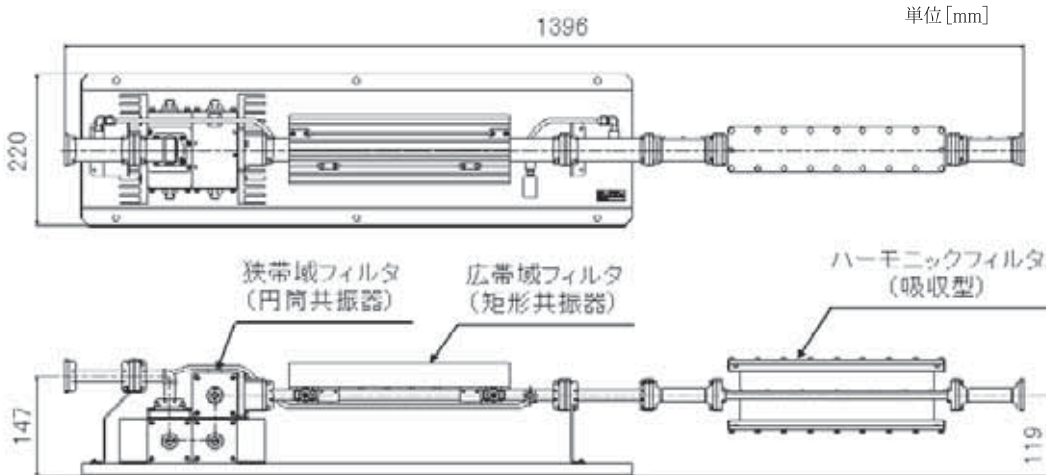


挿入損失とリターンロス



減衰特性

スプリアス抑圧フィルタの代表特性



外形図

問い合わせ先
販売事業部
TEL 042-481-8573

800MHz/1.5GHz/2GHz アンテナ共用器

■概要

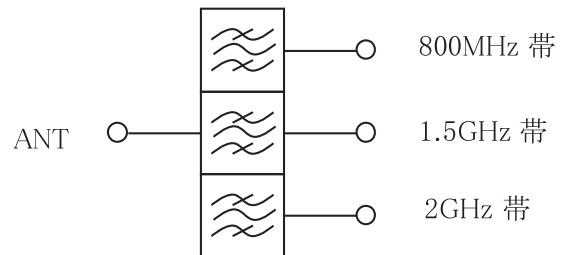
本製品は携帯電話基地局でアンテナを共用するために使用します。各周波数帯の組み合わせ、例えば800MHz/1.5GHz/2GHzの3帯域共用器や800MHz/1.5GHzの2帯域共用器等、に対応しています。

■特長

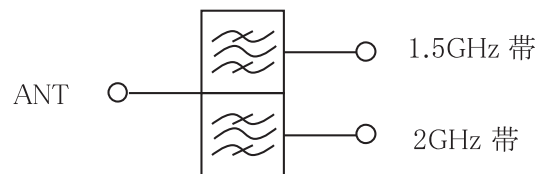
- ①各周波数帯の送受共用された信号を低損失で合成・分配します。
- ②同軸重畳されたDC電流を通過させることが可能です。
- ③金属共振器を採用し、防水ケースと一体構造とすることにより低価格で提供することができます。

■主要性能

項目	性能	
通過帯域	800MHz帯送受信帯域 1.5GHz帯送受信帯域 2GHz帯送受信帯域	
挿入損失	800MHz帯	0.2dB以下
	1.5GHz帯	0.2dB以下
	2GHz帯	0.3dB以下
減衰量	各帯域間	60dB以上
V S W R	1.2以下	
通過電力	100W	
3次IM	140dBc以上	
使用環境	屋外	

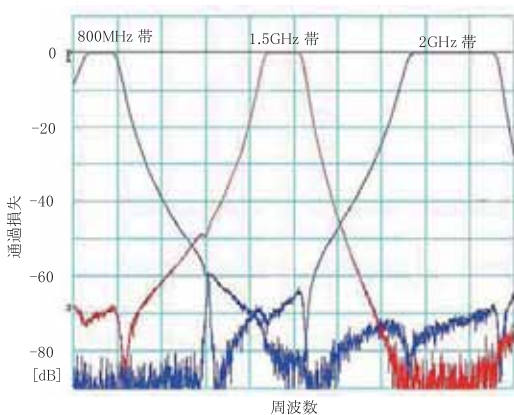


800MHz/1.5GHz/2GHz 共用器



1.5GHz/2GHz 共用器

製品外観とブロック図



周波数特性 800MHz/1.5GHz/2GHz 共用器

【特集論文】

環境に貢献する高周波誘導加熱（IH）技術

IH と炉のハイブリッド加熱技術

Hybrid Heating Technologies using IH and Furnace(Electric or Gas)

松原 佑輔 鈴木 聡史 田内 良男
Yusuke MATSUBARA Satoshi SUZUKI Yoshio TANAI

当社は炉(電気炉又はガス炉)の置き換えとして誘導加熱(IH: Induction Heating)機器を製造・販売してきたが、近年、IHと炉を併用したハイブリッド加熱方式の採用が急増している。本稿ではIHの特長を説明し、ハイブリッド加熱方式の実例を紹介する。

1. まえがき

金属薄板(以下薄板という)の加熱には温度の均一性が求められる。IHによる加熱では、磁性、非磁性、板厚、表面処理等の材質の違いが加熱特性に影響を与える。

それぞれの材質に適した加熱コイルの形状にすることで温度の均一性を得ることができるが、炉による加熱で得られる温度の均一性と比較すると不十分な点もあり、技術的課題を抱えている。

そこでIHによる急速な昇温の後に、炉による均一な温度保持をさせることで、従来の炉のみの工程と比較して「急速加熱」、「省スペース」、「省エネルギー」を実現し、しかも高い温度の均一性が得られる。ここではIHと炉を使ったハイブリッド加熱について説明する。

2. IHの特長

2.1 自己発熱

(1) 渦電流

IHは加熱対象物の自己発熱により加熱される。IHによる加熱は、コイルが作り出す磁束の変化に対し直角の方向に励起される渦電流(図1)によるものと、コイルの磁界変化により加熱対象物のヒステリシス損によって起こるものの2種類がある。しかし、ヒステリシス損による熱の発生は渦電流によるものの数%に過ぎないため、加熱は渦電流によるジュール損と考えてさしつかえない^[1]。このため、銅などの電気伝導性の高いものは加熱しづら

いが、抵抗体として使用されるカーボンなどは加熱しやすい。

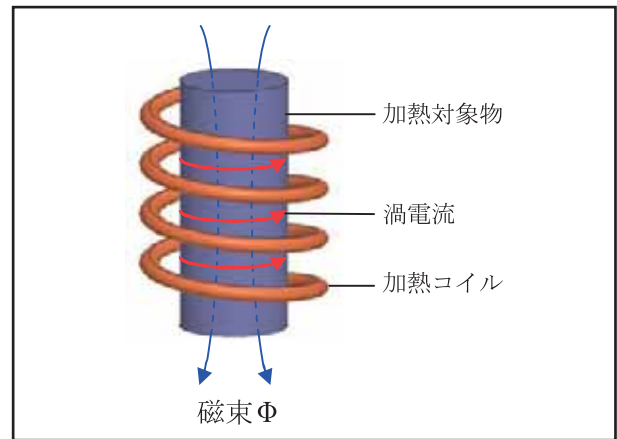


図1 加熱コイルと渦電流

IHの工業用途の一つに塗装乾燥がある。図2に炉による薄板の塗装乾燥の様子を示した。塗装乾燥の際には塗膜内部に気泡が発生する。外面からの加熱となる炉方式では塗膜の表面から乾燥していくため、塗膜の内部に気泡が閉じ込められる。乾燥後、気泡で薄くなった塗膜が剥がれて気泡の痕が残ってしまうという問題がある。これに対し、図3に示すIH方式では、母材である金属が自己発熱するため、気泡が塗膜内部から押し出されるようにして乾燥する。このため乾燥後、塗膜表面に気泡の痕がでにくいという特長が確認されている^[2]。

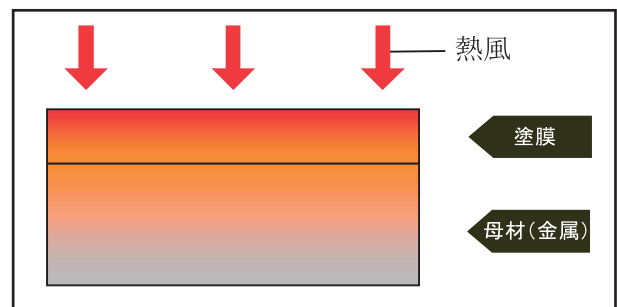


図2 炉方式乾燥

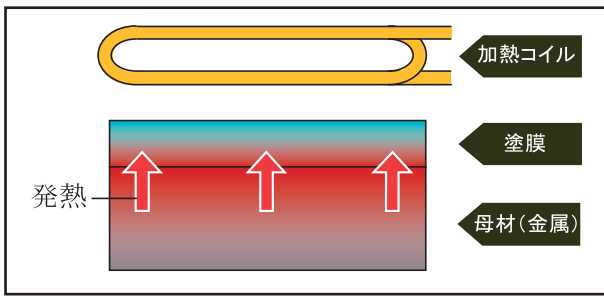


図3 IH方式乾燥

(2) 電流浸透深さ

IHで利用する渦電流は高周波電流であるため金属の表面に集中する。これを表皮効果といい、深さに対し指数関数的に減衰し、1/e倍(≒0.368)となる深さを浸透深さと呼ぶ。浸透深さ δ は式(1)によって表される。ここでeは自然対数の底で $e \approx 2.718$ である。

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

ここで ρ : 被加熱材の電気抵抗率 [$\Omega \cdot \text{m}$]

μ_r : 被加熱材の比透磁率

f : 周波数 [Hz]

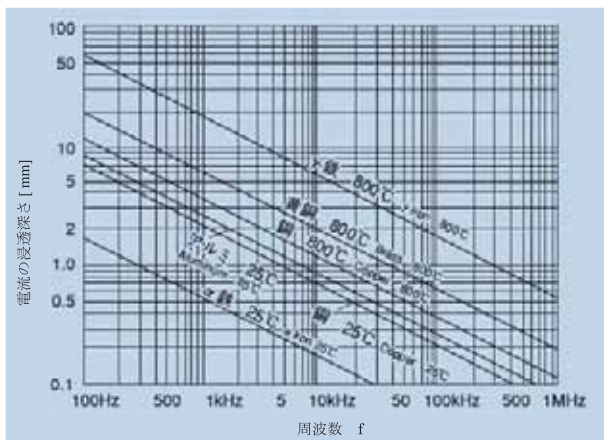


図4 金属の周波数と電流浸透深さ

図4より、周波数が高ければ渦電流は被加熱物の表面近くに集中していることが分かる。表面焼入れの場合は、周波数を高くし表面に発熱部を集中させてから瞬時に冷却させている。薄板の場合、厚みが電流浸透深さより十分に厚いとは限らない。場合によっては加熱対象物の表と裏の渦電流が金属内で逆相合成されて加熱効率が低下する場合がある。このため、薄板に対しては当社のトランスバース型コイルを用い、加熱対象物の表と裏の渦電流の向きを一致させることで効率良く均一加熱

させることができる。

2.2 局所加熱

IHでは任意の部分の局所加熱を行うことができる。局所加熱には加熱コイルの形状選択と周波数選択が重要である。

IHによって加熱されるのは、一般的に加熱コイルが加熱対象物に鏡像として映りこむ部位となる。この鏡像は周波数が高ければはっきりと、周波数が低ければぼやけたようになる。加熱対象物の形状に対し、適切な周波数を選択すれば良好な温度分布が得られる。IHの等価回路を図5に表す。

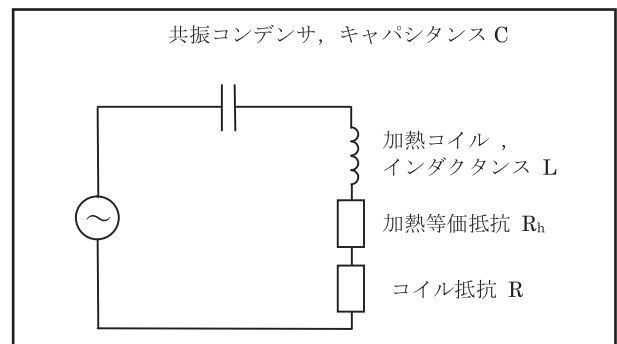


図5 IH等価回路

周波数は共振コンデンサの容量で調整可能である。図5の等価回路はLC直列共振回路となっているため、共振周波数 f は式(2)によって表される。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad [\text{Hz}] \quad (2)$$

ここで L : 加熱コイルのインダクタンス (H)

C : 共振コンデンサのキャパシタンス (F)

加熱効率 η は式(3)によって表される。

$$\eta = \frac{R_h}{R_h + R} \times 100 \quad [\%] \quad (3)$$

ここで R_h : 被加熱物の加熱等価抵抗 (Ω)

R : コイル抵抗 (Ω)

薄板では加熱効率がピークとなる周波数が存在する。この周波数特性は加熱対象物の電流浸透深さと板厚に依存している。

2.3 急峻な加熱

当社の IH 用電源の標準機は、高周波電流の立ち上がり時間が 0.05 秒以下であるため、高速応答、高速加熱を実現できる。炉と比較して予熱の時間が不要なため、加熱処理工程を大幅に短縮することができる。

IH と炉の加熱工程のイメージを図 6 と図 7 に表す。

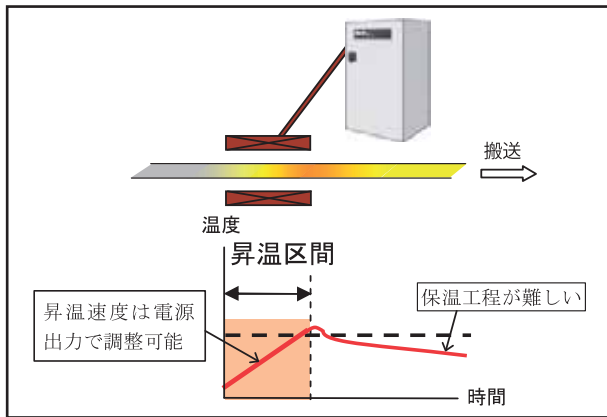


図 6 IH 加熱工程

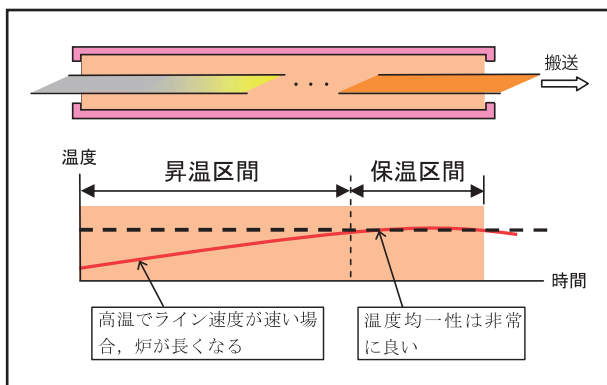


図 7 炉加熱工程

図 6 の IH 加熱では、前述の通り昇温は短時間で行うことができる。しかし、高温のまま均一に保持することは難しい。塗装乾燥や一部のアニール処理（焼鈍）では、高温での保持工程が必要なため、これまで技術的課題となっていた。

一方、図 7 の炉加熱では昇温を雰囲気温度からの間接加熱のみで行うため緩やかに加熱され、昇温までに長い炉又は長い時間が必要となる。しかし、一定の温度に達してしまえば高い均一性で温度保持を行うことができるという長所がある。

以上のように、IH 方式と炉方式にも一長一短がある。そこで互いの短所を補い、“急速加熱・高温保持・均一性”という特長を有するシステムが IH と炉のハイブリッド加熱方式である。

3. ハイブリッド加熱方式

ハイブリッド加熱方式では IH 装置の後段に炉を配置する。そのイメージを図 8 に表す。昇温は IH による自己発熱で短時間に行い、均熱・保持は炉で行う。このため炉は大幅に縮小され、IH 装置を含めた全体の大きさも従来の炉のみの場合と比べて格段の省スペース化が可能である。

省エネルギーの観点から表 1 にガス炉と IH のコスト比較例を示す。炉はその規模によるが、稼働の数時間前から予熱を開始することや炉温維持のため生産に関わらず 24 時間稼働させる必要があり、大きなエネルギーを消費する。IH は加熱時のみ通電すれば良いため、炉と比較して格段の省エネルギーとなる。

表 1 IH と炉のコスト比較例（IH 装置 250kW 使用時の比較）

		ガス炉	IH システム（効率 65% 時）	メリット
運転エネルギー		785 kW	242 kW	約 69% 削減
年間エネルギー使用量		160,607 kg	603,750 kWh	
運転費用		LPG 料金 ^(注1)	電気料金	約 38% 削減
(電気基本料金)		—	(注2) 3,919 千円	
(電気使用量)	夏季	—	144,900 kWh 1,705 千円	
	その他の季節	—	458,850 kWh 4,960 千円	
(電気料金合計)		—	603,750 kWh 10,585 千円	
運転費用 ^(注3)		17,185 千円 / 年間	10,585 千円 / 年間	約 70% 削減
昇温エリアスペース		20m 以上	5m 以下	約 30% 削減
環境性 (CO ₂ 排出量)		424 t	290 t	

(注 1) LPG 料金は 107 円 / kg とした。(注 2) 電気基本料金は kW × 1,591 円 / kW・月 × 0.85 × 12 ヶ月
(注 3) 電気の運転費用には基本料金が加算されている。

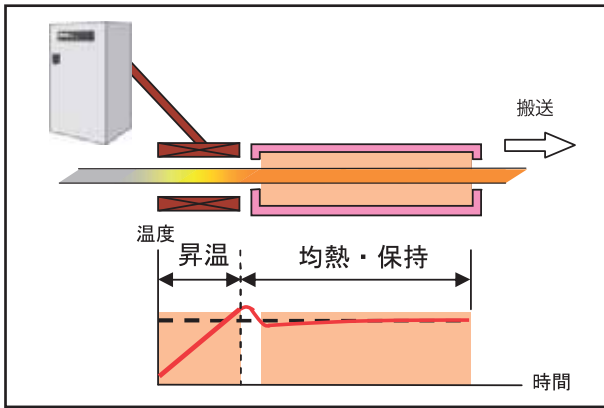


図8 ハイブリッド加熱

ハイブリッド加熱方式では、図8のように、炉に入ってくる加熱対象物の温度は炉内の雰囲気温度とほぼ同じになる。このため炉は外部に漏れる分だけエネルギーを供給すればよいので省エネルギー化が可能となる。

ハイブリッド加熱方式における投入エネルギーの比率はIHと炉で約8：2と推定する。

4. ハイブリッド加熱方式における加熱コイル

ハイブリッド加熱方式は主に薄板加熱などの用途で用いられる。薄板加熱では1種類のコイルで異なる材質や板厚に対応できないため、以下に示すコイルから適したものを選択する。

- ・トンネル型コイル
- ・トランスバース型コイル
- ・MV型コイル(当社特許取得済み)

4.1 トンネル型コイル

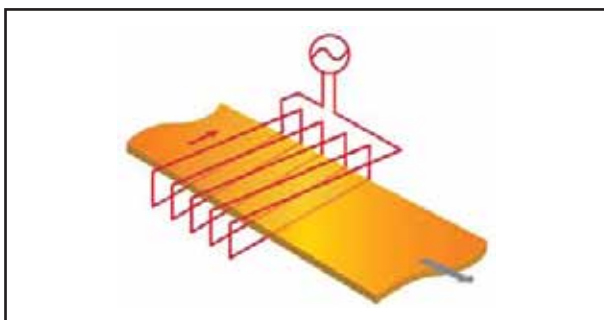


図9 トンネル型コイル

図9にトンネル型コイルのイメージを示す。トンネル型はコイルの中心を加熱対象物が磁束方向に移動する。トンネル型コイルの特長を下記に表す。

- ・主に鉄(Fe)系、磁性ステンレス(SUS)材の薄板

- ・に対し加熱効率が良い
- ・形状が簡素で比較的安価
- ・幅方向の温度分布が良い

4.2 トランスバース型コイル

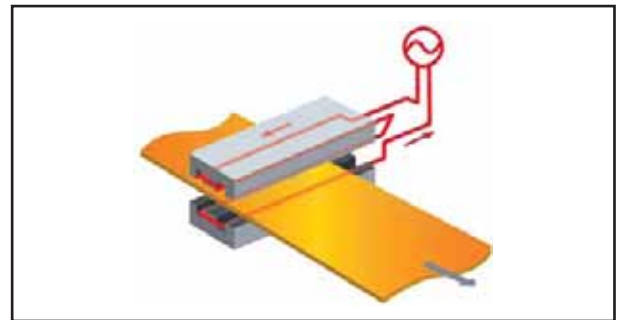


図10 トランスバース型コイル

図10にトランスバース型コイルのイメージを示す。トランスバース型コイルは加熱対象物の上下にコイルがあり、磁束が垂直に加熱対象物を貫く。特長を下記に表す。

- ・トンネル型コイルでは加熱ができない非磁性材の薄板に対し加熱効率が良い
- ・非磁性材としては、非磁性SUS、アルミニウム(Al)、銅(Cu)、カーボン(C)に対応

4.3 MV型コイル

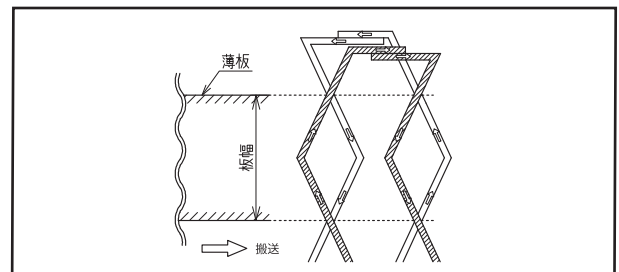


図11 MV型コイル

図11にMV型コイルのイメージを示す。MV型コイルはM字型のフィーダとV字型のフィーダを組み合わせてひし形のループを作り、薄板に対して垂直磁束を発生させるもので、トランスバース型コイルの一種である。特長を以下に表す。

- ・非磁性SUS、Al、Cu、Cなどの薄板に対し加熱効率が良好
- ・従来式トランスバース型コイル(図10)に比べ幅方向の温度分布が良い^[3]
- ・1つのコイルで幅の異なる複数の加熱対象物に対応できる

図12に製品化したMV型コイルの外観図を示す。被加熱材は主に非磁性材の薄板である。

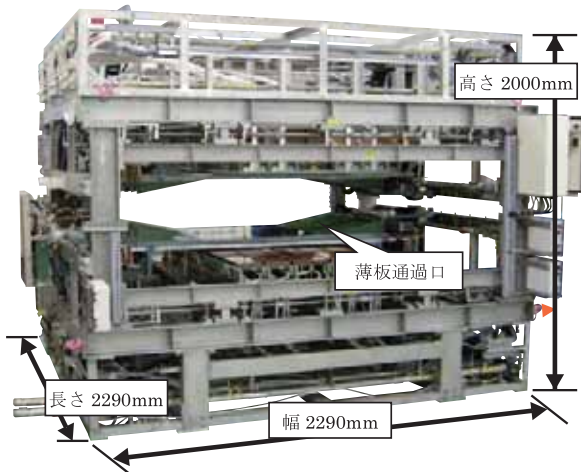


図12 MV型コイル外観図

5. ハイブリッド加熱方式の一例

5.1 装置概要

前章までにIHと炉の長所と短所及び両者の長所を合わせたハイブリッド加熱方式の特長を説明した。本章はこれを踏まえて実際の製造ラインでテストした一例を紹介する。

図13は、自動車部品用途の薄板の加熱処理を目的としたハイブリッド加熱炉である。薄板は加熱、急冷における組織の制御から引張り強度を備えた『ハイテン鋼』である。当社では、これらを車体骨格部品にするまでの加熱処理『ホットプレス工法』に対しハイブリッド加熱方式を適用し、急速加熱による生産性の向上について試験評価した。

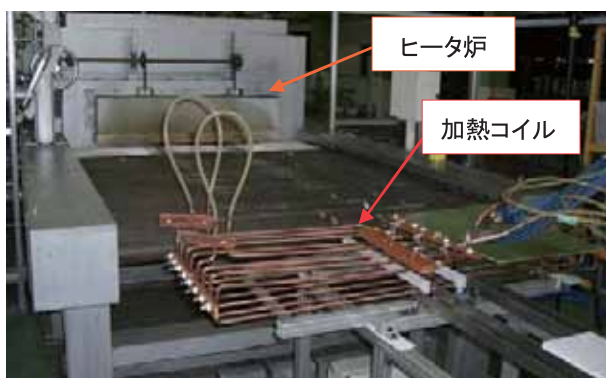


図13 ハイブリッド加熱方式の一例

薄板には急速加熱の際に発生するスケール(鉄くず等のゴミ)対策として予めアルミメッキが施されている。急速加熱によるアルミメッキへの影響を考慮し、IHではアルミメッキ溶融温度以下の550℃、ヒータ炉では目標温度である930℃まで昇

温する構成で加熱処理を実施した。

磁性体はある温度以上になると磁性が失われるが、これをキュリー温度と言い、この温度以上に加熱すると非磁性体になる。鉄の場合は約750℃である。

図4より鉄の常温の浸透深さは10kHzにて0.2mm以下であるが、キュリー温度以上の800℃の時には5mm以上となる。IHでは電流浸透深さは加熱効率に関係し、電流浸透深さの浅い磁性体は加熱されやすいため加熱効率が良い。

本試験におけるIH方式の目標加熱温度は550℃でありキュリー温度以下である。加熱効率の良いキュリー温度以下をIH方式で、キュリー温度付近から加熱保持温度までをヒータ炉が分担する方法が加熱効率の面で利点となる。

表2にヒータ炉工程前のIHテスト条件、表3に加熱コイル主要性能を示す。

表2 ヒータ炉工程前 IH昇温条件

アルミメッキ 薄板形状	板厚 1.2 ~ 1.8mm
	板幅 340mm
	長さ 500mm
搬送速度	1.9 ~ 2.5m/min (IH加熱時間 10 ~ 14秒)
加熱温度	475 ~ 550℃
高周波電源	100kW 電源 (型名: SBT-EH100)
出力電力	30 ~ 70kW
周波数	約 10kHz
温度測定 機器	赤外線サーモグラフィー 「サーモトレーサ TH9100PWV」
温度測定 環境	温度測定面に黒体塗装済み 気温 約 18℃

表3 加熱コイル主要性能

基本構成	トンネル型コイル
設置位置	ヒータ炉 約 2m 前
加熱温度	室温 ~ 550℃
電力	100kW 未滿
冷却	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
寸法	W1300 × H100 × D430 (カバー, 取付用架台などを除く) φ 10 銅パイプ, 8 ターン
質量	約 20kg

5.2 ハイブリッド加熱の実例

従来のヒータ炉単体の構成では、常温から昇温するまでに炉長を十数メートル長く用意し、準備として生産前からヒータ炉を稼働させる必要があった。

今回のテスト結果から、IH方式により昇温工程を約1m以内で構成できることが確認できた。IHと炉のハイブリッド構成により生産性の向上、さらにはランニングコスト低減が実現できる。

IH方式のみでは、薄板の先端部を流れる電流が少ないため、中央付近と比べ200℃ほど低温になるが(図14)、薄板の中央付近の温度分布については550℃±10℃と良好な温度分布となる。(図15)

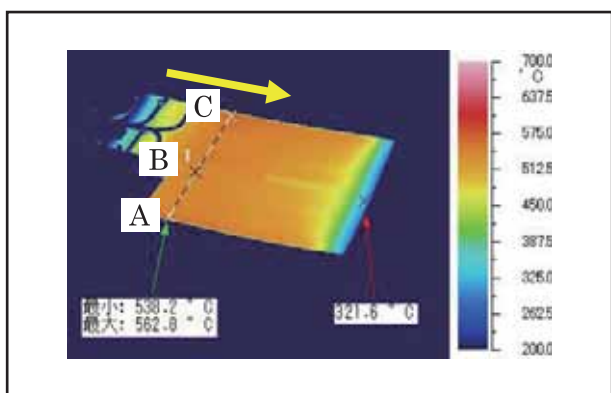


図14 IHによる薄板加熱の温度分布

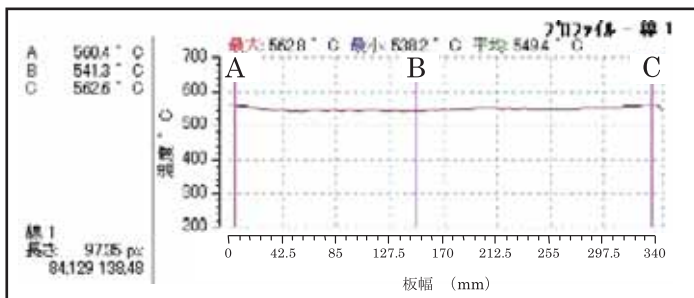


図15 IH通過直後の温度分布(断面)

この温度分布の薄板を次工程のヒータ炉に挿入し、排出される場面が図16である。ヒータ炉ではIH式とは逆に端部から加熱される傾向にあり、IH方式の端部低温に対する補正効果ははたらし、ハイブリッド加熱として約930℃の均一加熱が実現できた。

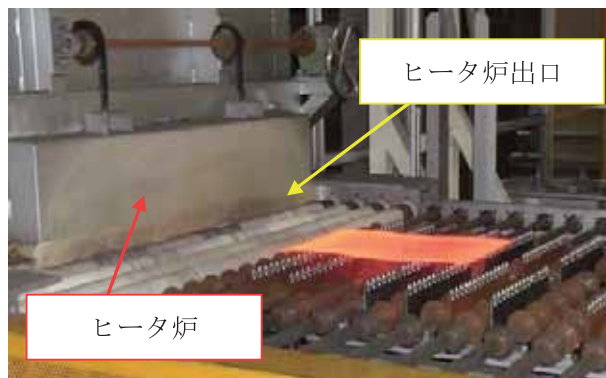


図16 ヒータ炉通過直後の加熱の様子

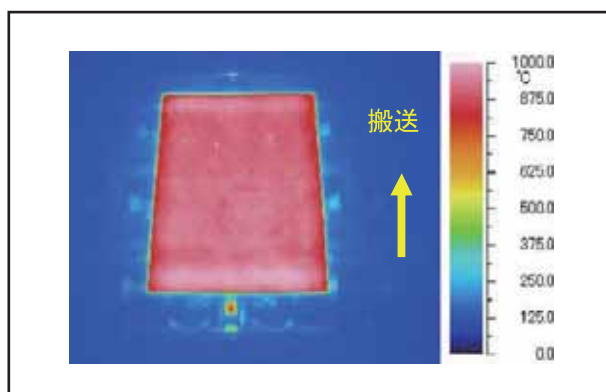


図17 ヒータ炉通過直後の温度分布

6. むすび

地球全体で環境問題に取り組んでいる現在、産業界では従来通りの炉のみに依存する加熱方式は大きく見直されている。塗膜の内部から乾燥するIHの特長や、炉と組み合わせた時の相乗効果などを生かしたハイブリッド加熱製品の開発を継続し、省エネシステムに向けてさらなる用途開発にチャレンジしていきたい。

7. 参考文献

- [1] 中村 仁 “高周波加熱”, (株)恒星社厚生閣
- [2] 日本エレクトロヒートセンター編 “エレクトロヒートハンドブック” 6章 誘導加熱
- [3] 特開 2010-245029 発明の名称 誘導加熱装置

筆者紹介

東京製作所
産業 IH 製造部
松原 佑輔

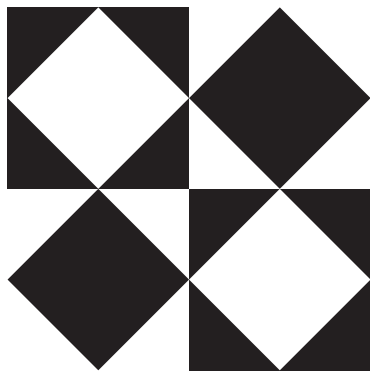


西日本営業所
鈴木 聡史



東京製作所
産業 IH 製造部
田内 良男





ハンディー CT を用いた IH ろう付装置

IH-Brazing Equipment with Handy CT

守上 浩市
Koichi MORIGAMI

瀬古 忠寿
Tadahisa SEKO

岡本 光暁
Mitsuaki OKAMOTO

当社“ハンディー式IH^{*}ろう付装置”は、高周波電源とハンディーCT^(用語)と呼ばれる変流器および加熱コイルにより構成される。本稿ではCTを小型化したことで操作性が大幅に改善されたこと、および可搬性能に重要なフレキシブルフィーダの耐久性検証結果について述べる。

※IH：高周波誘導加熱

1. まえがき

IHを“ろう付加工”に応用する歴史は長い。“IHろう付”はガスバーナーによるろう付と比較して、加熱方法に決定的な違いがある。IHを使用した場合は被加熱物に発生する渦電流による自己発熱が加熱源であり、ガスバーナーによる加熱は外部からの熱伝達が加熱源である。このため、IHは“局所加熱”が可能となり、加熱効率がよく、加工時間が短いという特長があり、省力化・省エネ化に有効との評価を受けている。

このようなIHの利点を加工工程に活かすべく、当社では“ハンディー式IHろう付装置”の製品化を行った。ここでハンディー式と命名した理由は、ろう付作業者が持ち運びできる程度の可搬性能を有していることにある。

第2章では、当社IHろう付装置構成とハンディーCT構造、動作原理および特長を説明する。第3章では、当社の従来製品からさらに小型化を図った超小型ハンディーCTと、高周波電源部からハンディーCTに接続されるフレキシブルフィーダの可動に対する耐久性検証試験結果を説明する。第4章では、当社の超小型ハンディー式ろう付装置と使用例を説明する。

(用語説明)ハンディーCT

高周波誘導加熱装置は、高周波電源と変流器および加熱コイルで構成されるが、IHろう付装置

など変流器を小型化して可搬性を持たせた方が便利な場合に採用する小型変流器(CT：Current Transformer)を指す通称である。

2. IH ろう付装置

2.1 装置概要

IHろう付装置は、高周波電源とCTおよび加熱コイルから構成され、小型で操作性に優れ、かつクリーンで安全なろう付装置である。現在、ガス加熱によるろう付に替わる方式として多方面で使用されている。

図1に当社IHろう付装置構成を示す。高周波電源は、加熱対象の材質や形状に合わせて適切な周波数で出力電力を供給する。その際、様々な負荷に対応した共振回路を搭載できるように設計している。

CTは高周波電源と負荷のインピーダンス整合を取りつつ、加熱コイルに必要な電流を供給する役目があり、周波数と出力電力からCTの諸元を設定する。また、用途により汎用CTとハンディーCTが使い分けられる。

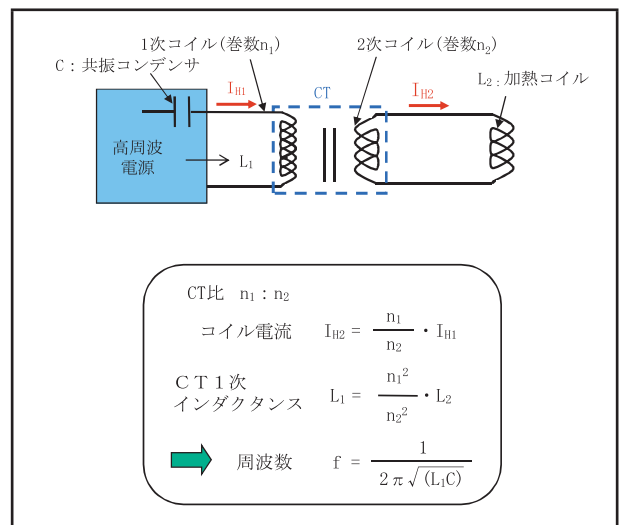


図1 IH ろう付装置構成

2.2 CT概要

一般的にIHを使用してろう付を行う場合、局所的かつ短時間の加熱が要求されるため、加熱コイルには大電流を流さなければならない。加熱対象が銅材で加熱時間が1分程度の場合、加熱コイル電流値は2000A以上が要求される。そのため高周波電源の出力電流を十数倍程度に大きくするCTが必要となる。

2.3 ハンディー CT構造

ハンディー CTは、1次コイルと2次コイル、トロイダルコア(以下コアと記す)から構成され、高周波電源から出力される高周波電流 I_{H1} を巻数比の電流 I_{H2} に変換する。また、高周波電源出力側からみた1次インダクタンス L_1 は、CTの出力側に接続された加熱コイルのインダクタンス L_2 を巻数比の2乗倍した値となるため、 L_2 の小さな加熱コイルの場合にCTが使用される。1次コイルには高耐圧で自在に引回せるよう屈曲性のよい線材を使用し、2次コイルは1次コイルとコアを内包する筒型構造となっている。コアには飽和磁束密度が大きく鉄損の小さいものが要求される。

2.4 汎用CTとハンディー CTの比較

表1に同等の定格出力の汎用CTとハンディー CTの比較を示す。ハンディー CTは汎用CTと比較して格段に小型・軽量化が可能となった。

汎用CTは固定して使用するため、重量に制約がなく大容量までの拡張が可能である。また1次、2次コイル巻数比の選択も自由度がある。一方、ハンディー CTは操作性を損なわない重量と1次コイルの耐圧から電流容量は制限される。

通常は汎用CTが使用されるが、IHろう付など、人がCTを手持ち作業する場合や、ロボットや自動機による移動式加熱の場合にはハンディー CTが便利である。

3. ハンディー CTの性能

3.1 超小型ハンディー CTの利点

表2に当社が製品化したハンディー CTのラインナップを示す。大別して従来型ハンディー CTと超小型ハンディー CTがある。

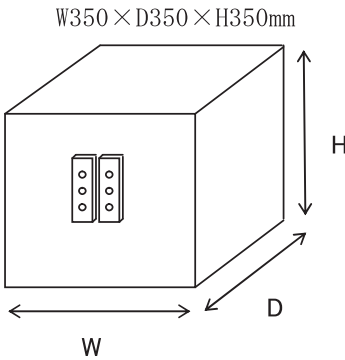
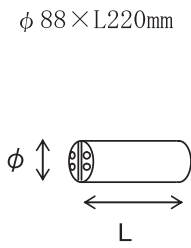
従来型は低周波帯(15~30kHz)から高周波帯(30~150kHz)で使用でき、出力は中容量までとしている。超小型器は低周波帯(15~30kHz)での使用に制限されるが、従来型と比べ出力は大容量までをカバーできる。

3.2 ハンディー CTの小型軽量化と大電流性能

超小型器の最大の特長は、コアに鉄系アモルファスを使用している点であり、従来型と比較して大電流性能を改善し、体積比約70%の小型軽量化を実現した。

従来型ではコアにフェライトを使用している。

表1 汎用CTとハンディー CTの比較

	汎用 CT	ハンディー CT
型名	CT-40L	CT-30CA
定格	300kVA	350kVA
外形寸法	 <p>W350×D350×H350mm</p>	 <p>φ 88×L220mm</p>
容量拡張性	制限なし	制限あり
巻数比	選択制限なし	選択制限あり※1
冷却水量	15L/min	8L/min
質量	約 50kg	約 6.5kg

※1 ハンディー CTの場合、2次側巻数は1ターン固定

表 2 当社ハンディー CT ラインナップ

	型名	定格 (kVA)	周波数 (kHz)	巻数比	外径寸法 (mm)	使用時間
従来型	CT-10C	100	70 ~ 150	10 : 1	φ 52 × L295	断続
	CT-40C	200	30 ~ 50	10 : 1	φ 88 × L305	断続
超小型	CT-10CA	150	15 ~ 30	18 : 1	φ 58 × L170	連続
	CT-30CA	350	15 ~ 30	12 : 1	φ 88 × L220	連続
	CT-30CA II	250	15 ~ 30	15 : 1	φ 88 × L200	連続

注) 周波数により定格 (kVA) が低下することがあります。

フェライトは鉄損が小さく高周波帯でも使用可能であるが、飽和磁束密度 B_m が比較的小さいため、“ハンディー (手で持つ)” CT としての大電流化に限界があった。

一方、鉄系アモルファスはフェライトと比較して 2 ~ 3 倍の B_m を持つため、同等の出力ではコア体積を 1/2 以下にすることができ、CT の小型化が可能となった。ただし、鉄損はフェライトの約 2 倍あり、高周波帯では CT 損失が増加するという欠点がある (表 3)。

これらコアの特性を踏まえ、従来型器では高周波帯かつ中容量を、超小型器は 30kHz までの低周波帯かつ大出力をカバーする構成とした。

3.3 連続使用性能

一般的に CT は式 (1) に基づき設計される。^[1]

表 3 各材質の磁束密度と鉄損

材質	磁束密度 B_8 (T)	鉄損 $W_{1/20000}$ (W/kg)
高珪素鋼 (0.1t)	1.29	31
アモルファス (Fe_Si_B)	1.56	6
フェライト (Mn_Zn)	0.45	3

注 1) B_8 は磁化力 800A / m における磁束密度を示す。
 注 2) $W_{1/20000}$ は 1T / 20000Hz における鉄損を示す。

$$E_{CT} = 4.44 \times f \times Ae \times Bm \times N \times 10^{-8} \text{ (V)} \quad (1)$$

f : 周波数 (Hz)
 Ae : コアの実効断面積 (cm^2)
 Bm : コアの飽和磁束密度 (G)
 N : トランス1次側ターン数
 条件 : $E_{ct} > V_c$
 V_c : 共振コンデンサ 電圧 (V)

CT の 1 次側電圧 V_c が式 (1) の飽和電圧 E_{CT} を上回ると磁気飽和が発生するため、 $E_{CT} > V_c$ を満たすように各パラメータを選定する。超小型器ではコア鉄損をカバーするため、 E_{CT} の余裕度を大きく確保できるようコア体積を縮小することで、飽和せずに連続使用が可能となった。

3.4 屈曲特性

ハンディー CT の 1 次コイルに使用する線材には、ハンディー CT 本体の可動使用に耐えうる高い耐屈曲性が要求される。そのため線材には屈曲性の良い撚線を選定した。さらに社内で屈曲特性試験を実施し、100 万回以上の耐屈曲性を確認した。

当社ハンディー CT (従来型、超小型) の 1 次コイルは、上記線材で構成されたフレキシブルフィーダを使用している。図 2 に 100 万回屈曲特性試験時風景を示す。

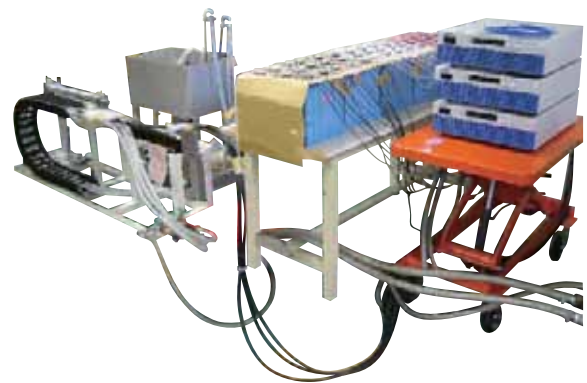


図 2 100 万回屈曲特性試験時風景

3.5 大容量型ハンディー CT (CT-30CA)の概要

図3に大容量型モデルCT-30CAの外観写真を示す。



図3 CT-30CA 外観

超小型器の大容量タイプであるCT-30CAは従来型(CT-40C：出力電流1130Arms/断続)からさらに大電流化され、定格2400Armsで連続使用可能である。加えて体積比70%の小型軽量化を実現している。

また、CT-30CAは操作性が向上されており、その特長を挙げると、

- ・手元スイッチのみで加熱ON/OFFができる。オプションでフット式加熱ON/OFFスイッチや出力コントロールも可能である。
- ・高周波フィード部(1次コイル)には従来型同様に屈曲性の良いフレキシブルフィードを採用した。(屈曲特性試験100万回クリア)さらに操作部にハンドルを装着することでハンディーCT全体の引き回しを容易としている。
- ・加熱コイルはネジ4本で取り外し可能で、冷却水はCT本体から供給されるため水の繋ぎは不要である。

その他、ハンディーCTを吊り治具に固定したり、スライド機構やロボットなどの自動機への組込みも可能である。

用途としては銅材のろう付や、大電流を必要とする銅、アルミ等の加熱に最適である。図4に銅パイプ加熱の様子を示す。

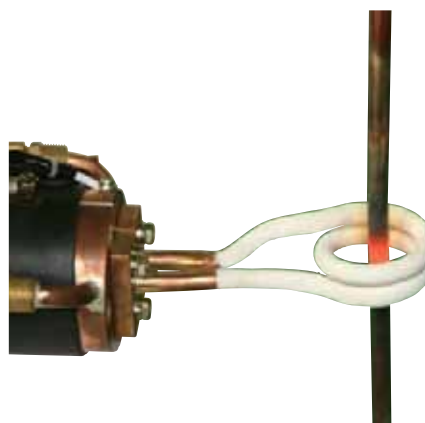


図4 銅パイプ加熱の様子

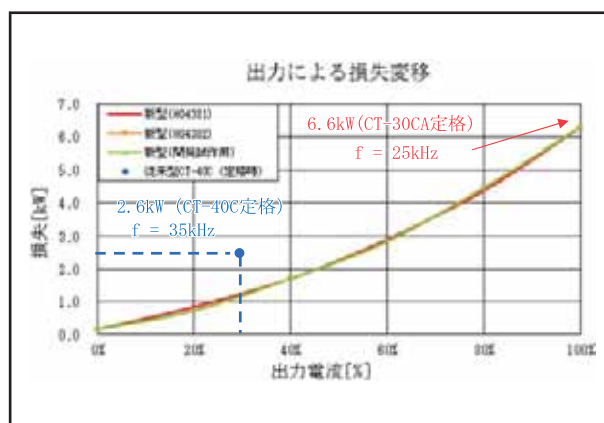


図5 CT-30CA 損失評価試験結果

図5にCT-30CAの開発試作機用を含めた3台の試験結果を示す。従来型CT-40Cの定格出力電流は1130Aで、CT-30CAは2400Aであり、損失(2.6kW)と比較した場合、約46%の損失低減が確認できた。

3.6 小容量型ハンディー CT (CT-10CA)の概要

図6に小容量型モデルCT-10CAの外観写真を示す。超小型器の小容量タイプであるCT-10CAは、出力電流1000Armsで連続使用可能である。

特長は、巻数比が18:1のため、当社5kW、10kW電源に直接接続することで定格1000Armsを出力できる。その結果、従来型で必要とした出力トランスを使用することなく、安価で小型のろう付装置が提供可能となった。また本体は約1.5kgで片手で容易に扱える重量となっている。その他、加熱ON/OFFスイッチや加熱コイルの接続部はCT-30CAと互換性を持たせている。

用途はSUS・磁性材や熱容量の小さい銅材のろう付などであり、作業スペースの狭い場所では特に有効である。



図 6 CT-10CA 外観



図 7 タッチパネルメイン画面

4. ハンディー式 IH ろう付装置の使用例

以下に納入実績のある2種類のハンディー式IH ろう付装置と、開発中の超小型ハンディー式IH ろう付装置を紹介する。

4.1 双頭同時型ハンディー式IH ろう付装置

本装置は2台の30kW電源を内蔵し、2台のハンディーCTを同時に使用することができる。高周波フィーダ長は6m（長さは変更可能）で最大12m離れて同時作業が可能である。

高周波電源は、当社の小型電源Dシリーズ^[2](D-30) 2台で構成され、従来型の30kW電源×2台と比較して小型軽量化されている。非常用スイッチや警報ブザー、離れた位置から運転/停止を一目で確認できるシグナルタワーを搭載し、安全面にも配慮されている。

また、加熱処理のトレーサビリティ（作業履歴）を管理する目的で、各種モニタ機能、上位データベースとの通信機能を有している。作業情報（作業コード）はバーコードで読み込まれ、作業の工程開始/終了、出力調整、アラーム及び各種モニタをすべてタッチパネル上で確認できる。図7、8にタッチパネル上のメイン画面と設備モニタ画面を示す。



図 8 タッチパネル設備モニタ画面

ハンディーCTには、作業者が手で持ち運びできるように超小型CT-30CAを採用した。手元スイッチのみで加熱ON/OFFが操作でき、加熱コイルの接続も容易で扱いやすいものとなっている。高周波フィーダ(1次コイル)外筒は地面を這わす場合、踏みつけ、磨耗を想定し、硬く屈曲性のあるダクトホースを使用している。ハンディーCT接続部は従来からのパイプ継手とし、電気と水の接続を共通化することで交換時の脱着箇所を少なくしている。表4に装置仕様を、図9に装置外観を示す。

表 4 双頭同時型ろう付装置仕様

型式	高周波電源	D-30 × 2
	ハンディーCT	CT-30CA
	定格出力	30kW × 2
	周波数	25 ± 5kHz
	電源入力	3 φ AC200V ± 10% 50/60Hz 73kVA
	冷却方式	水冷
	外径寸法	W1000 × D600 × H1500mm
	質量	約 330kg

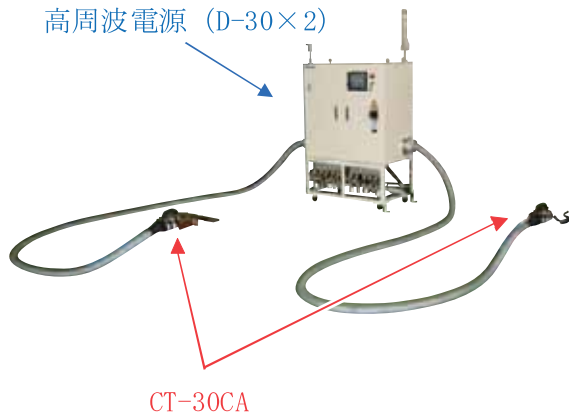


図9 双頭同時型ろう付装置外観

4.2 双頭切替型ハンディー式IHろう付装置

本装置は切替器により1台の電源で2台のハンディーCTを交互に使用することができ、出力は個別設定可能である。フィーダ長は10m（長さは変更可能）で最大20m離れて作業ができる。機能を最低限とし小型化させたもので、“双頭同時型”の廉価版といえる。

高周波電源は、当社ECO型標準電源SBT-EHシリーズ^[3]の30kW型(SBT-EH30)であるが、出力トランスを使用せずハンディーCTのみでインピーダンス整合を取っているのが大きな特長である。出力トランス不使用による冷却系統や、配線の削減で、標準電源より軽量化されている。機能は非常スイッチと標準操作パネルのシンプルな構成となっている。

出力トランスを使用しないため、CT-30CAの巻数比を変更し改良を施したCT-30CA IIを採用した。加熱ON/OFFはフットスイッチで行い、加熱コイルの接続部はCT-30CAと互換性を持たせている。高周波フィーダ(1次コイル)外筒にはダクトホースよりさらに屈曲性のよい編組チューブを使用しており、天井に立ち上げての引き回しも可能である。ハンディーCT接続部はネジ接続とし、従来の複雑な接続と比べ誰でも取り外しができるよう簡易なタイプに改良されている。表5に装置仕様を、図10に装置外観を示す。

表5 双頭切替型ろう付装置仕様

型式	高周波電源	SBT-EH30-B
	ハンディーCT	CT-30CA II
定格出力	30kW	
周波数	25 ± 5kHz	
電源入力	3 φ AC200V ± 10% 50/60Hz 36kVA	
冷却方式	水冷	
外径寸法	W750 × D650 × H1450mm	
質量	約 200kg	



図10 双頭切替型ろう付装置外観

4.3 超小型ハンディー式IHろう付装置

本装置は1台の電源と1台のハンディーCTで構成される。高周波電源をろう付専用電源として開発することで、従来型電源(SBT-EH30)と体積比30%の超小型化を達成した。以下にその特長をまとめる。

- ・操作機能をタッチパネルに集約
(加熱ON/OFFは手元又はフットスイッチ)
- ・出力トランス不使用
- ・CT-30CA II採用
- ・部品配置一面化によるメンテナンス性向上

表6に装置仕様を、図11に装置外観を、図12に従来型電源との外観比較を示す。

ろう付専用電源として高周波電源とハンディーCTが標準一体品となる超小型ハンディー式IHろう付装置を開発した。今後はガス方式からIH方式への転換を目指し販売推進していく。

表 6 超小型ろう付装置仕様

型式	高周波電源	D-B30
	ハンディー CT	CT-30CA II
定格出力	30kW	
周波数	25 ± 5kHz	
電源入力	3 φ AC200V ± 10% 50/60Hz 36kVA	
冷却方式	水冷	
外径寸法	W500 × D400 × H1100mm	
質量	約 75kg	



図 11 超小型ろう付用電源外観

従来型電源 (SBT-EH30)



図 12 従来型電源との比較

5. むすび

IH 製品には「省エネルギー」、「高効率」、「省スペース」という時代の要求にあった大きな優位性があるものの、世界において魅力的な製品となるには低価格、シンプルかつ操作性のよいデザインもまた必要条件である。これら機能の実現だけではなく、現場での操作性改善、耐久性向上、管理機器との連携による運営性改善など、顧客要求を満足させていくことで、今後も市場競争力のある製品開発を目指していく。

6. 参考文献

- [1] 田中末雄, “電源回路の設計マニュアル”, 丸善株式会社
- [2] 守上浩市, 阿部裕介, 田内良男, “省電力型 IH インバータ”, 島田理化技報, No21 (2011)
- [3] 寺川誠一, 木村隆一, “新型高周波発振器 SBT-E200”, 島田理化技報, No11 (1999)

筆者紹介

東京製作所
産業 IH 製造部
守上 浩市



東京製作所
産業 IH 製造部
瀬古 忠寿



東京製作所
産業 IH 製造部
岡本 光暁



粉体塗装用IH脱脂・キュア加熱装置

■概要

本装置は誘導加熱を利用し、粉体塗装における脱脂、キュアの加熱を行います。
 高周波電源、冷却水配管ユニット、フィーダ、加熱コイルの4アイテムで構成されています。
 一般の加熱炉等と比較して、短時間で加熱することができ、抜群の省スペース、省力化が図れます。
 以下にモーター部品の脱脂、又はキュアの処理例を示します。

■特長

- ①抜群の省スペース
- ②誘導加熱でクリーン
- ③高精度の温度制御が可能
- ④高効率加熱
- ⑤高周波電源には当社ECO型インバータを使用

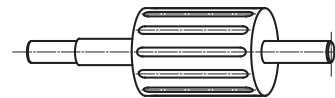
■装置仕様例

【脱脂、又はキュア用装置仕様例】

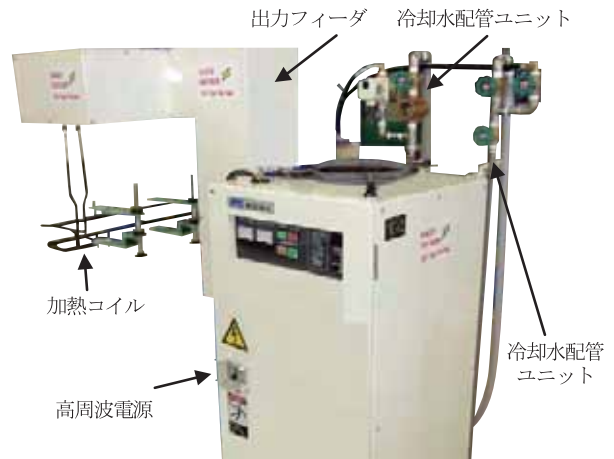
対象加熱物	品名	モーターローター	
	材質	鉄	
	寸法, 質量	MAX φ 53 × 75L, 0.8kg	
装置性能	タクト	約 6sec/1ヶ	
	加熱温度	150 ~ 290℃	
	加熱時間	81sec (連続送り)	
所要電気入力	3 φ 200V (50/60 Hz) ± 10%	約 36kVA	
所要水量	冷却水	温度	室温 ~ 35℃
		水量	約 60 ~ 70 L/min
		水圧	0.25 MPa ~ 0.3 MPa
	水質	背圧	0.03 MPa 以下
		硬度	170 度以下
		比抵抗	4 k Ω cm 以上
	配管口径	入口	Rc 1
出口		Rc 1	
装置質量		約 350kg	

【高周波電源仕様例】

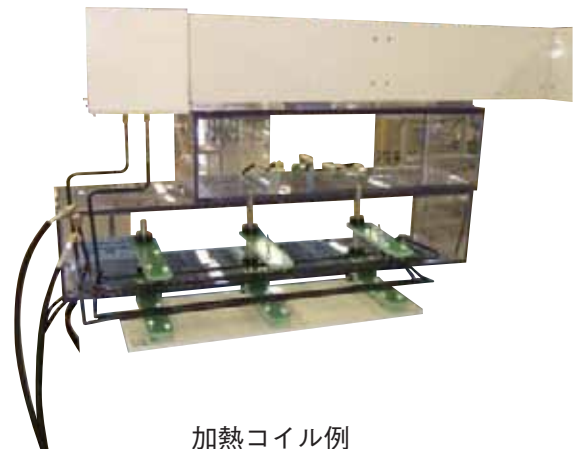
型式	型式：SFT-E30N, または SBT-EH30
定格出力	30 kW
所要電気入力	3 φ 200V (50/60Hz) ± 10%
	約 36kVA
発振周波数	20 ~ 200 kHz



ワークサンプル



IH脱脂・キュア装置外観



加熱コイル例

問い合わせ先
 販売事業部
 TEL 042-481-8573

高周波鋼線加熱装置

■概要

高周波誘導加熱（IH：Induction Heating）を使った小型かつ、クリーンで安全な線材加熱装置です。従来の電気炉やガス炉に替わる方式として多方面で使われています。

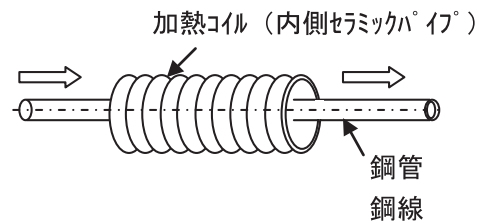
線材の搬送速度に応じて出力を自動コントロールし、温度を一定に保持させることも可能です。特に、線材の材質が鉄や磁性SUSの場合には、70%以上の高効率加熱となります。

■特長

- ①電気炉やガス炉からの置換え可能
- ②IHにより省スペース、クリーン、安全
- ③高周波電源には小型インバータ式を採用
- ④線径や速度に対応した制御が可能
- ⑤磁性線材や比較的太い線材は、20kHzから30kHzのSBT-EHシリーズで対応が可能
- ⑥非磁性線材は100kHz以上のSFTシリーズで対応が可能

■用途

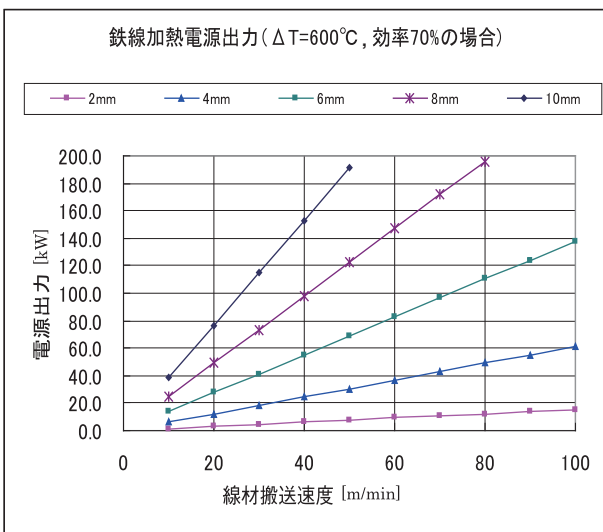
銅線、磁性SUS線、非磁性SUS線、アルミ線、銅線、他各種金属線の連続熱処理



加熱コイルイメージ

■装置仕様

対象加熱物	鋼線	外径	φ1～10mm
装置性能	加熱コイル	形状	線材に合わせて決定
	電源	出力	30～200kW
		周波数	20～200kHz
		型名	SBT-EH, SFT-E, SFT
装置本体	工程仕様に合わせてご提案		



鋼線加熱電源出力



問い合わせ先
販売事業部
TEL 042-481-8573

内コイル式ローター^{やきばめ}焼嵌装置

■概要

本装置は誘導加熱を利用した、コンプレッサーなどのモーターに使用する、ローター焼嵌用の加熱装置です。特に、DCローターはローター内部にフェライトが有る為に、外加熱では内部への熱伝導が悪く、中心までの加熱が難しく、中心のシャフト穴側から加熱する必要があります。

当社では専用の内コイルを開発・製品化（特許取得済み）し、この問題を解消しています。

また、外加熱、内加熱を併用して、内外から同時に加熱を行うことにより、ローター内部の熱応力を抑えることができます。

■特長

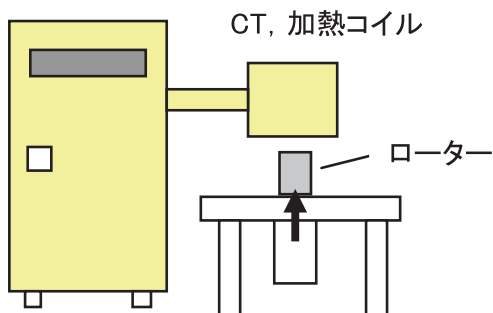
- ①加熱効率の向上
- ②短時間での焼嵌が可能（タクトアップ）
- ③フェライトの破損防止
- ④専用内コイルは当社特許取得済み
- ⑤高周波電源には当社ECO型インバータを使用

■用途

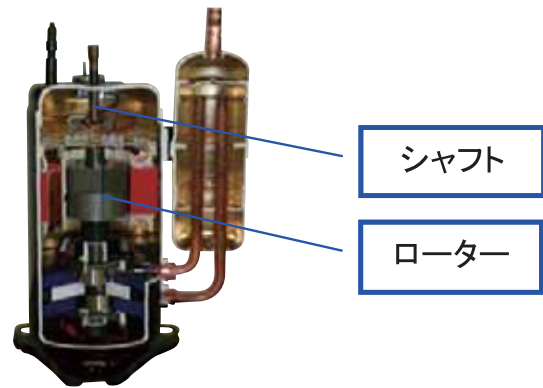
- ・エアコン用コンプレッサー
- ・EV / HV用モーター
- ・一般用小型モーター
- ・その他、一般的な小径内加熱用途

■加工工程

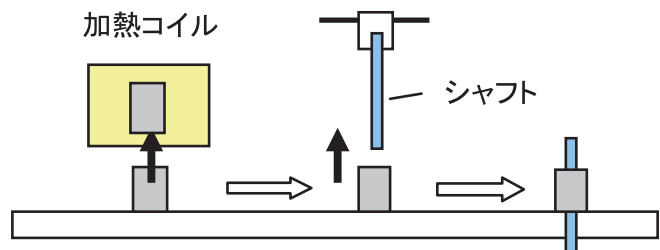
高周波電源



40kW ローター焼嵌装置 (HSF-SFTE40N)



コンプレッサー内部



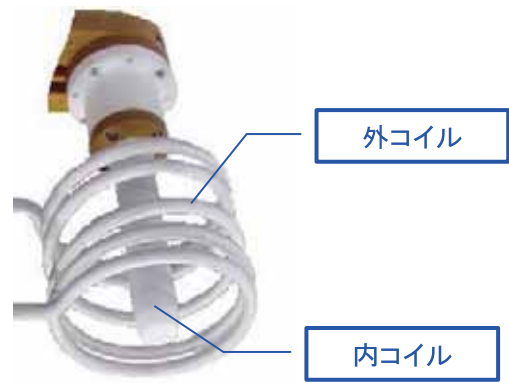
焼嵌工程

■コイル部の説明

内コイルと外コイルでローターの中心側と外周側の両方から急速加熱することが可能です。

特に、内コイルは当社独自の特許技術により、高出力、高効率の中心加熱を実現し、焼嵌工程の生産性向上に大きく寄与しています。

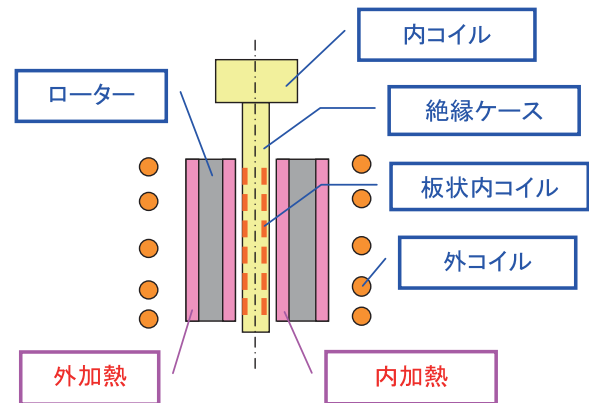
内コイルの特長は PTFE の絶縁ケース内に板状コイルを配置し、ケース内でコイルを水冷している構造で、狭いローター中心穴の内側から高効率で必要な加熱ができるようになりました。



内外コイル

■内コイル当社取得特許

取得国	特許番号
日本	特許第 3621685 号
中国	No.ZL03804815.9
韓国	No.10-0726412
香港	No.HK1078235



内外コイルによる併用加熱

■装置仕様

対象加熱物	ローター	内径	φ 15 ~ 35 mm
装置性能	加熱コイル	形状	ローターに合わせて決定
	高周波電源	出力	20 ~ 100 kW
		周波数	100 ~ 150 kHz
		型名	SFT-E, SFT
装置本体	工程仕様に合わせてご提案		

問い合わせ先
販売事業部
TEL 042-481-8573

特許紹介

ローパスフィルタ 特許第 4913217 号

出願 2010 年 1 月 発明者 生駒 俊治

■概要

従来の一般的な同軸型マイクロ波ローパスフィルタで得られる減衰特性とほぼ同じで、軸方向の長さを大幅に短縮した小型の同軸型マイクロ波ローパスフィルタを提供する。

■従来技術の課題

従来品の構造とその等価回路を図 1 と図 2 に示す。ローパスフィルタの遮断周波数は直列インダクタンス L と並列キャパシタンス C の大ききで決まり、減衰特性の急峻さは直列 L と並列 C の素子数（段数）によって決まる。急峻な減衰特性を実現させる場合には段数を増やす必要がある。そのため、ローパスフィルタの構造が非常に長くなり、装置への組み込みが困難であった。

■発明の手段と効果

図 3 のように中心導体にチョーク構造を設けると、この部分は共振回路を構成するので、減衰帯域に減衰極をもたせることができる。等価回路は図 4 のように表わされ、図 5 の実線に示すように急峻な減衰特性が得られる。この方式により、必要な減衰特性を確保しつつ段数の削減が可能となることからローパスフィルタの小型化に有効である。

■実施例

本発明による実施例（図 3 と図 5 の実線）は、従来品（図 1）の減衰量（図 5 の点線）を確保しつつローパスフィルタの段数を 23 段から 15 段に削減し、長さを約 40% 短縮している。

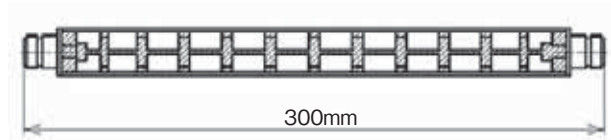


図 1 従来技術のローパスフィルタ（23 段）

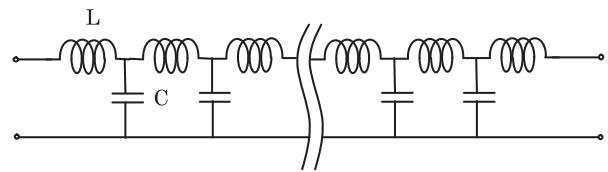


図 2 図 1 の等価回路

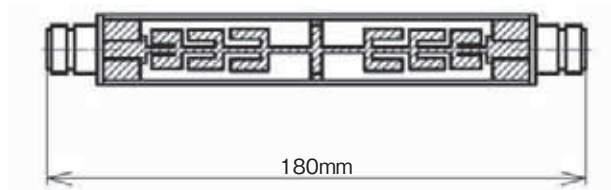


図 3 本特許のローパスフィルタ（15 段）

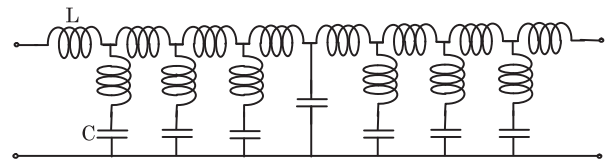


図 4 図 3 の等価回路

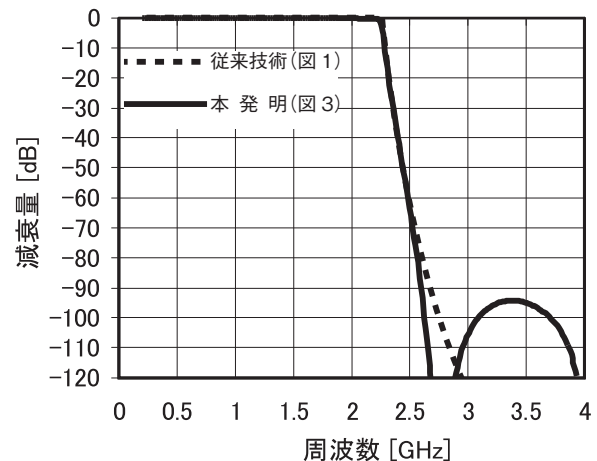


図 5 従来技術と本発明の減衰特性

特許紹介

誘導加熱装置 特許第4862205号

出願 2010 年 3 月 社内発明者 石間 勉, 寺川 誠一, 鈴木 聡史 (中外炉工業株式会社殿と共同出願)

■概要

連続移動している非磁性金属薄板に対して、板幅が変わっても均一加熱できる誘導加熱装置を提供する。

■発明の利用分野

産業用誘導加熱装置に関する技術であり、特に、非磁性金属薄板の焼鈍、乾燥などの均一加熱分野で使われる。

■従来技術の課題

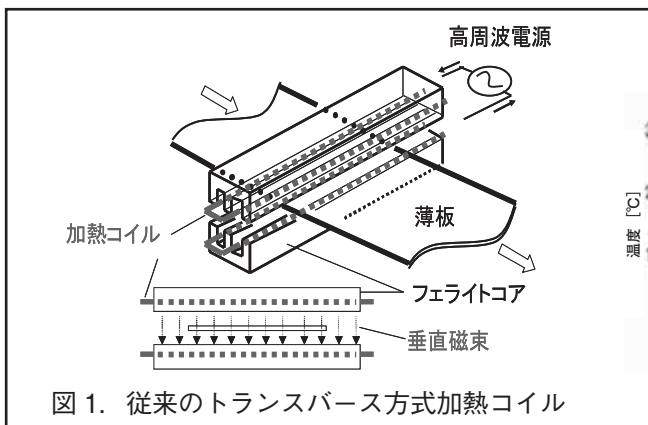
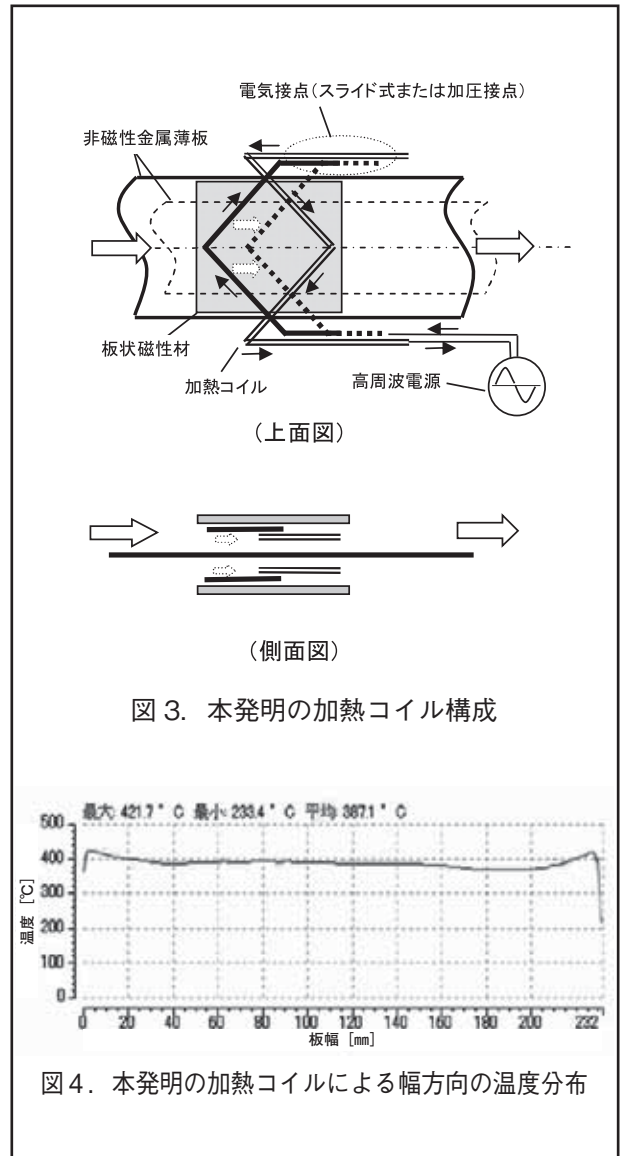
従来の金属薄板の連続誘導加熱では、図1に示すようなE型磁性材を使ったトランスバース式コイルが使用されるが、通常、板幅は固定であり、幅寸法が変わった場合には、温度分布が図2のように悪化するため対応できなかった。

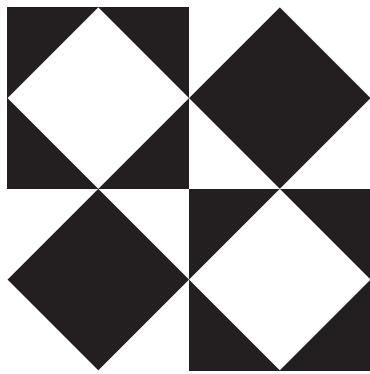
■発明の効果

板幅が変わっても加熱コイルの一部をスライドさせることにより、均一加熱を可能にした。

■発明の手段

図3に示すように、M型コイル部とV型コイル部を組み合わせて、スライドさせることにより板幅が変わっても均一加熱できるようにした。両方のコイルのワーク幅方向の交点を、板のエッジにくるようにスライドさせ、板幅の対角線となる菱形コイルを形成させている。エッジ部外側は、コイルが交差しているため発生磁界が反対向きになって磁界強度を弱めている。これにより従来方式ではエッジ部で発生しやすい過加熱を防止し均一加熱を実現している。(図4)





特許登録紹介

(2011年4月～2012年3月登録分)

登録番号	発明の名称	発明の概要		備考
4722992	リピータ装置	発明の利用分野	無線通信伝送路における中継装置など。 (KDDI 殿とのリピータ装置共同開発により発案)	KDDI 株式会社殿との共同出願
		従来技術の課題	アンテナへの回り込み干渉抑圧機能において、遅延量を変化させ干渉信号を検出後に抑圧処理を行っている。遅延量変化には一定の時間を要するため、干渉信号の強度が強い場合には発振を引き起こす不安定要素があった。	
		発明の手段と効果	干渉信号の検出処理と併行で干渉波の異常を検出し、レベル抑圧を同時に行うことで、干渉信号が強い場合でも発振することなく安定した電波の中継が可能となった。	
4754704	自動サンプルホールド装置及びパルス変調高周波信号発生装置	発明の利用分野	高周波パルス信号発生装置	
		従来技術の課題	パルス波のサンプルホールド装置において、パルス幅が変動することにより、立上り中あるいは立下り後の振幅を検出してしまう恐れがあった。この結果、検出したパルスを利用するパルス変調高周波信号発生装置の出力が不安定となる問題があった。	
		発明の手段と効果	トリガパルス幅の変化に追従できる自動サンプルホールド回路により、パルス波の正しい振幅を検出でき、安定した高周波パルス信号を出力できる。	
4763635	電流検出器を実装した回路基板	発明の利用分野	パワーエレクトロニクス機器など。	三菱電機株式会社殿との共同出願
		従来技術の課題	電流検出器は空間配置されていたために機器の大型化につながり、振動などの機械的固定にもコストがかかっていた。	
		発明の手段と効果	リング状の電流検出器をプリント基板上に配置して一次電流回路をシンプルに構成したため、小型、強固な検出器構造が可能となった。	
4782851	ろう付け方法およびろう付け装置	発明の利用分野	誘導加熱ろう付け装置	
		従来技術の課題	通常のろう付けでは、大気中で加熱するために母材が酸化し、後工程として酸洗いなど行っていた。	
		発明の手段と効果	ろう付け部と加熱コイルを局所的に囲う可動ボックスを設け、ろう付け時に不活性ガスを流すことで母材の酸化を防止した。	

登録番号	発明の名称	発明の概要		備考
4786725	加熱コイル保護カバー	発明の利用分野	誘導加熱装置	
		従来技術の課題	加熱コイル周辺に加熱時に発生するガスが充満し、作業環境の悪化や工場内の排気設備の増大を招いていた。	
		発明の手段と効果	加熱コイルに保護カバーを設け、安全確保とともに、加熱ワークから生じるガスを保護カバー内で吸気して排気する構造とした。	
4805712	水媒体使用の電力終端器	発明の利用分野	マイクロ波帯の高電力分野。特に導波管大電力終端器。	
		従来技術の課題	矩形導波管内に誘電体製のウォータージャケットを実装し、その内部に水媒体を循環させる方式が一般的だが、低い周波数では整合を取れるだけの大きさのウォータージャケットの製造が困難であった。そのため、矩形導波管をセラミック板などで仕切り終端側に水媒体を充填する構造を採用していたが周波数特性が悪かった。	
		発明の手段と効果	導波管を空気（又は真空）部分の矩形と水媒体充填部分の円形にする。水媒体充填部分を円形導波管にして誘電体で仕切ることによって整合が取れる。更に仕切り板を小型のウォータージャケット型にすることで広帯域化が可能となる。仕切り板の材質をPTFEにすることも可能となり、ウォータージャケットを破損しにくいものに変えられる。	
4808797	高周波誘導加熱装置	発明の利用分野	誘導加熱装置	
		従来技術の課題	金属線材に高周波電流を流す誘導通電加熱が行われているが、線材軸方向に効率よく誘導電流を流す方法が無く、従来のソレノイドコイルが使われていた。	
		発明の手段と効果	線材をパイプ状の高周波ブスパー内を通過するようにして、線材軸方向に効率的に誘導電流を発生させるようにした。	
4818193	電子装置の組立方法	発明の利用分野	部品の放熱を要する電子回路（電源回路等）の製品	
		従来技術の課題	放熱が必要な部品は、ヒートシンクへの固定と電気接続用端子のプリント配線基板への半田付けが必要となる。1つのヒートシンクに対し複数の放熱部品を固定する場合は、各部品の放熱面をヒートシンクに均一に接触させるために、部品をあらかじめ平坦な面上に仮止めし、基板と放熱面との高さ調整後半田付けを行っていた。	
		発明の手段と効果	基板とヒートシンクとの間に必要な高さのスペーサを介在させることで、最初に部品をヒートシンクに固定させ、仮止めなしで基板への半田付けが可能となった。これにより事前の高さ調整工程を削減することができ、実装時の基板への応力軽減により実装信頼性が向上した。	

登録番号	発明の名称	発明の概要		備考
4855227	チョークコイルユニット, およびこれを用いたパワー機器	発明の利用分野	パワーエレクトロニクス機器など。	三菱電機株式会社殿との共同出願
		従来技術の課題	大型のチョークは自重による振動に弱く固定構造も大掛かりとなり, また, 平角電線を使っているため放熱も良くないものであった。	
		発明の手段と効果	チョークを分割配置し, 振動防止効果を兼ねて接着材で固定し, 線径の細い線材をパラに使用して放熱効果を上げ, 低コスト, 小型化を図った。	
4860719	誘導加熱装置, 発振器	発明の利用分野	誘導加熱装置や超音波洗浄装置など。	
		従来技術の課題	一つのIH電源で周波数の異なる複数の加熱コイルを駆動するには切換器を設けていたが, 大電流回路での切換は大型かつコストアップになり, 切換頻度が高い場合には信頼性も低下させていた。	
		発明の手段と効果	切換器を使用しないで共振回路の異なる加熱コイルを選択して駆動することができ, コスト低減と小型, 高信頼性化を図った。	
4885190	高周波誘導加熱装置	発明の利用分野	誘導加熱装置	
		従来技術の課題	誘導加熱による発熱体の温度制御は非常に精度を要し, 特に温度バラツキを無くすことは非常に困難であった。	
		発明の手段と効果	磁性金属薄板を発熱体に使い, キュリー点での浸透深さが突然深くなることを利用して, キュリー点で発熱体自体が自己温度制御できるようにした。	

登録番号	発明の名称	発明の概要		備考
4906814	シンボルタイミング再生装置	発明の利用分野	デジタル通信用受信機	三菱電機株式会社殿との共同出願
		従来技術の課題	2乗回路・狭帯域フィルタ法によるシンボルタイミング再生において、2次遅延歪み成分が含まれる場合、再生シンボルタイミングとアイパターン最適識別点が一致しない状態が発生し、BER特性が劣化していた。	
		発明の手段と効果	従来の2乗回路・狭帯域フィルタ法に加えて、アイパターンの開口部前後の分散値からシンボルタイミングを求める方法を組み合わせることにより、回路規模の増加を抑えながらBER特性を改善した。	
4917588	セラミック成形体のマイクロ波乾燥装置に用いるセラミック成形体乾燥用治具	発明の利用分野	自動車排気ガス除去や産業用装置の濾過に使われるハニカム成形体の乾燥装置など。	
		従来技術の課題	ハニカム成形体はセラミック(原料)と水を練った粘土状のものを成形して乾燥させているが、乾燥工程で均一乾燥が非常に難しく、変形、ソリ、シワが発生しやすかった。	
		発明の手段と効果	角柱セラミック成形体が乾燥過程で収縮しても外形保持ができる治具を考案して乾燥に伴う変形を防止した。	
4926767	システム、制御ボード取り替え方法	発明の利用分野	複数の周辺機器を制御するシステム	株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ殿との共同出願
		従来技術の課題	システムのバージョンアップ等で制御ボードの取り替えを実施した場合、周辺機器の設定情報を手動で再入力していたため正常な運用までに時間を要していた。	
		発明の手段と効果	周辺機器の設定情報をシステム装置内のROMおよびRAMに記憶させ、これを自動設定することで、システム運用停止時間を少なくすることができた。	

登録番号	発明の名称	発明の概要		備考
4942571	誘導加熱装置	発明の 利用分野	誘導加熱装置	三菱電機株 式会社殿と の共同出願
		従来技術 の課題	金属薄板加熱用にトランスバース式コイルが使 われているが、コイルに使用している磁性材を 冷却する際、冷却用金属自体の発熱が問題と なっていた。	
		発明の 手段と効果	トランスバース式コイルに使用しているコア間 に冷却金属を挟む構造において、磁束が集中す るコア先端部の冷却金属はコア形状より所定の 寸法だけわずかに小さくすることで誘導加熱を 低減できるようにした。	
4862205	誘導加熱装置		別掲	中外炉工業 株式会社殿 との共同出 願
4913217	ローパスフィル タ		別掲	



営業分野及び主要製品

【電子機器】

同軸・導波管コンポーネント

- ・通信用／レーダ用／エネルギー応用マイクロ波コンポーネント

通信機器

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

電子機器

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

【産業機器】

高周波誘導加熱方式（IH方式）による各種加熱装置及び付帯設備

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

島田理化技報編集委員会

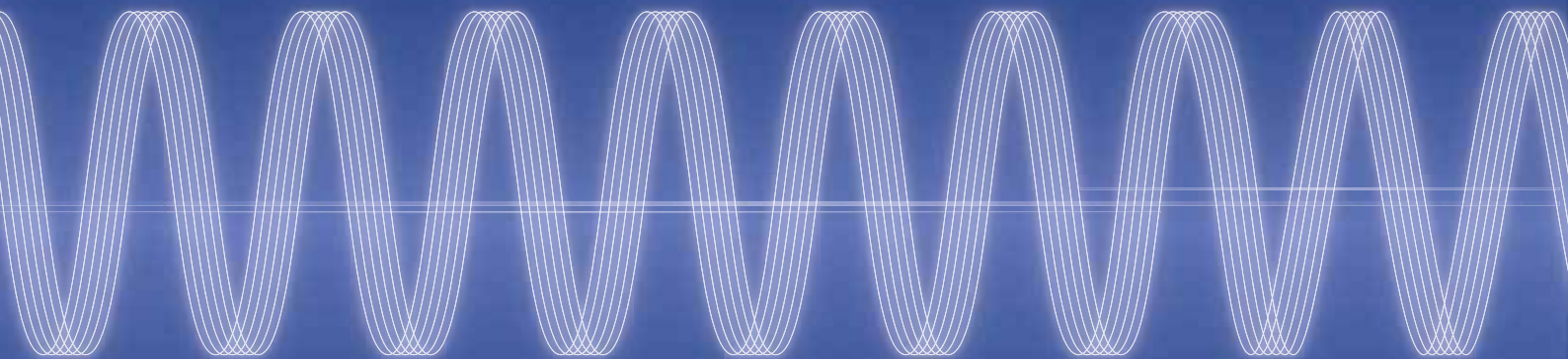
委員長 槇 敏夫
副委員長 石間 勉
委員 卜部平治朗
江馬 浩一
大竹 正仁
山口 浩
田内 良男
田中 稔博
事務局 堀米 義嗣
野田幹一郎
大和田達郎

島田理化技報 No.22(無断転載を禁ず)
2012年12月19日 発行

発行所 東京都調布市柴崎2丁目1番地3
島田理化工業株式会社
TEL 042-481-8510(代表)
FAX 042-481-8596(代表)
ホームページ <http://www.spc.co.jp/>

編集兼発行人 島田理化技報編集委員会

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



島田理化工業株式会社