

5. 高効率レクテナの開発と無人飛行船 滞空実験への応用

藤野 義之*¹ 藤田 正晴*² 賀谷 信幸*³

恩田 昌彦*⁴ 富田 一正*⁵

(1998年6月15日受理)

5. DEVELOPMENT OF A HIGH EFFICIENCY RECTENNA AND ITS APPLICATION TO A STATIONARY FLIGHT EXPERIMENT OF AN UNMANNED AIRSHIP

By

Yoshiyuki FUJINO, Masaharu FUJITA, Nobuyuki KAYA,
Masahiko ONDA, and Kazumasa TOMITA

The Energy Transmission to a High altitude long endurance airship Experiment (ETHER) was carried out in 1995 as cooperative research among the Communications Research Laboratory, Kobe University, Mechanical Engineering Laboratory, and Advanced Engineering Service, Co. Ltd. The Communications Research Laboratory developed a rectenna for microwave power reception for use on board the airship which was driven with electricity transmitted by microwaves. The rectenna was designed to be thin and lightweight using microstrip antennas and rectifying circuits suitable for airship applications. It was of dual polarization design to double the transmitting power and to receive the microwave power with no polarization mismatching loss. It consisted of 1,200 elements and its weight was 22.8 kg. The RF-DC conversion efficiency of a 20-element subarray was 81% at the maximum. The rectenna provided DC power of 3 kW to the airship, and the airship was flown continuously for about 3 minutes using the electricity.

[キーワード] マイクロ波電力伝送, レクテナ, ETHER

Microwave power transmission, Rectenna, ETHER

1. ま え が き

マイクロ波電力伝送技術の成層圏無線中継システムへの応用の可能性の評価の第一歩として、先

- *1 企画部企画課 (ATR 環境適応通信研究所出向中)
- *2 地球環境計測部
- *3 神戸大学工学部情報知能工学科
- *4 工業技術院機械技術研究所
- *5 (株)エイ・イー・エス

本論文の内容の一部は文献(1), (2)で発表されたものである。

のMILAX実験で原理確認が行われたが、その規模は非常に小さいものであり、より大規模なレクテナを用いた大電力の伝送技術の確立が望まれていた。このため、通信総合研究所では他機関と共同で、マイクロ波によって伝送された数キロワットの電力を用いて、無人飛行船を駆動するという、さらに大規模化したデモンストレーション実験を計画した。これが、マイクロ波による無人飛行船の滞空実験 (Energy Transmission toward

Hight altitude airship Experiment, ETHER) であり、マイクロ波電力伝送技術の応用の可能性の評価に関する第二段階の実験と位置づけられる。通信総合研究所はこの実験において受電系を担当し、高電力2重偏波レクテナアレーを開発した。

本論文では ETHER 実験用として開発したレクテナの設計とその特性、および ETHER 飛行試験について述べる。レクテナの記述に先立って、ETHER 実験システムの概要を示し、レクテナに対する要求条件を明らかにする。次いで ETHER 用レクテナアレーの開発に関して詳述し、さらに、ETHER 実験の手順および結果に関して紹介する。

2. ETHER 実験の概要

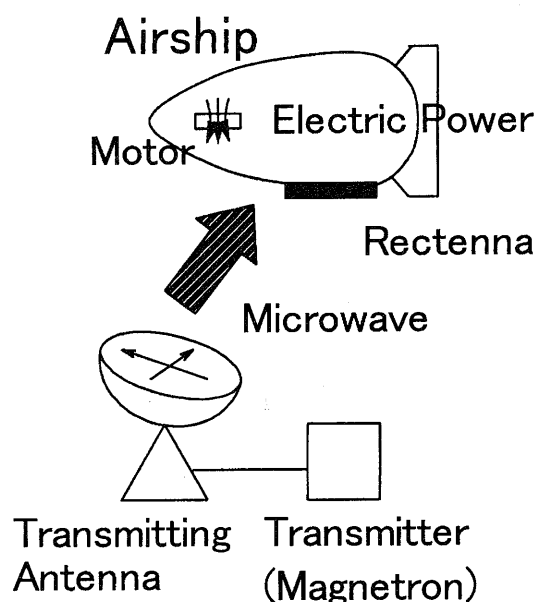
2.1 実験目的および概要

ETHER 実験は、マイクロ波電力伝送技術と空中プラットフォーム技術の2つの技術の確立を目的としている。現在まで、マイクロ波電力伝送技術が最も効果を発揮する移動体へのエネルギー供給においては百数十ワットの電力伝送が最大⁽³⁾であるが、当該技術の実用化を念頭に置いたとき、この程度の伝送電力では移動体が必要とする電力需要を満たすことはできない。従って、何らかの方法で高出力化や更なる高効率化を図り、当該技術が実用に耐えうることを示す必要がある。このため、ETHER 実験においては移動体へのキロワットクラスの送電を行い、実用化に向けた指針を示すことを第一の目的とした。第二の目的の空中プラットフォーム技術は、成層圏無線中継システムにも適用が可能な機体技術であり、ETHER 実験はこの空中プラットフォームの基礎技術の低空での実証試験として位置づけられる。

ETHER 実験は通信総研、神戸大学、機械技術研究所、(株)エイ・イー・エスの共同研究として推進されたもので、共同研究の具体的な分担は通信総合研究所がレクテナを含むマイクロ波受電系の開発、神戸大学がマイクロ波送電系と追尾系の開発、機械技術研究所が無人飛行船およびその推進系・制御系の設計、(株)エイ・イー・エスが無人飛行船の製造と運用であった。

実験にあたり、共同研究機関の間で協議を行い、実験の仕様を決定した。まず、飛行船の安定した駆動のために必要な5kWの電力をマイクロ波電

力伝送で賄うこととした。レクテナからの出力電力5kWを得るために必要なマイクロ波入力電力は7kWと見積もられた。これは、レクテナアレーのRF-DC変換効率として、予備実験の結果⁽⁴⁾より、70%を見込むことが可能であったためである。また、送電アンテナから放射される出力電力は使用する送電機の出力電力から、10kWとなった。このため、送電効率(送電アンテナから放射される電力と受電用レクテナ面に入射する電力の比)として、70%を確保する必要がある。送電アンテナおよびレクテナアレーの直径は飛行船の飛行高度を50mと想定すると、直径3m程度が必要との結論に達した。従って、レクテナの仕様は、直径3mの領域に入射する7kWのマイクロ波から、5kWの直流出力電力を取り出すこととなった。また、送電アンテナの仕様は、直径3mのレクテナの領域内に7kWの電力を照射することであった。送電機として出力電力10kWのマグネトロンを得ることができなかったため、5kW出力のマグネトロン2本を偏波を直交させて用いることとした。最終的な ETHER 実験のイメージ図を第1図に示す。実験は地上に置かれた送電機で電子レンジと同じ周波数である2.45GHz、10kWの電力を生成し、これをパラボラアンテナによって飛行船に向かって送電する。飛行船の下部には電波を電力に変換するレクテナが取り付



第1図 ETHERの実験イメージ図

けられており、得られた電力を飛行船の推進器の駆動に使用するというものであった。

このような、マイクロ波送電による飛行船の駆動実験は世界でも初の試みである。

2.2 送電側の構成

送電機と送電アンテナの写真を第2図に示す、送電機は5kW出力のマグネトロンを2個使用しており、これらに安定化した直流高圧電源からアノード電圧を供給することで、スペクトルの狭窄化を行っている。また、アノード電圧を変化させることで、2基の送電機の出力電力を独立に1kWから5kWまで可変することができる。これらの送電機2基を使って水平および垂直の直交2重偏波をアンテナ部において形成している。飛行体の回転に伴う送電電力の低下を防ぐためには、円偏波の使用も候補の1つではあるが、その場合10kWを単独で出力するマグネトロンが必要である。しかし、このようなマグネトロンは調査の範囲内では存在しなかったため、今回は直交2重偏波を使用することとした。アンテナ部には3mφのパラボラ反射鏡と一次放射器である切り放し導波管を使用しており、2重偏波の使用のため、給電系を改良している。また、一次放射器の前後の位置を調整することで、50m離れたレクテナ位置においてマイクロ波ビームの電力束密度が高くなるように工夫している。

レクテナの追尾のために、パラボラアンテナの



第2図 送電機と送電アンテナの写真

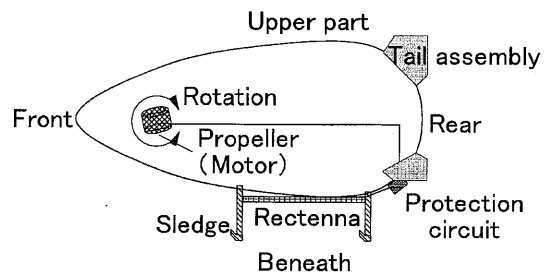
端にはそのビーム方向にテレビカメラが取り付けられている。また、駆動装置としては、油圧シリンダによるアクチュエータを4本使用し、XYマウントの直交する2軸の独立した制御を可能としている。従って、パラボラアンテナの制御担当者の作業はテレビカメラの画像を見ながら、油圧シリンダの制御弁のスイッチを動作させ、カメラの画像の中心にレクテナが常に映るようにすることである⁽⁵⁾。

さらに、パラボラアンテナの周囲には70cmの高さで厚さ約10cmの電波吸収体を設け、マイクロ波送電時に横方向に漏れる電磁波を減衰させている。

2.3 飛行船の構成

ETHER実験用の飛行船はHALROP-16 (High Altitude Long Range Observation Platform 16) と呼ばれ、全長が16mで、最大直径が6.6mであった⁽⁶⁾。本飛行船はマイクロ波送電実験のために特別に設計されており、その構造の模式図を第3図に示す。飛行船は2重の袋に包まれている。飛行船の表面は外袋という袋でおおわれており、この内部も外部も空気である。内部の気圧を大気圧より若干高くすることで全体の形状を保っている。外袋の内部に内袋というヘリウムを充填する袋があり、この袋に詰められたヘリウムにより、全体の浮力を得ている。また、飛行船の前方の二箇所には、電気モータを使った推進器が取り付けられている。この飛行船は全体として空気より重いので、常に推力を出していないと滞空ができない。このため、マイクロ波で供給した電力によって推力を確保し、空中で静止させることが今回の実験の目標であった。

推進器のダクトの方向はラジオコントロールの操作により360度変えることができる。通常は2



第3図 飛行船の構造の模式図

機の推進器を下方向に向けて風を吹き出すことで上向きの推進力を得るが、ダクトの方向を変化させることによって操縦が可能であり、定点滞留のために風などの変化に応じて操縦者が適宜制御を行う。

2.4 レクテナの構成

レクテナアレーはマイクロ波を直流電力に変換する機能を有しており、飛行船の下部に取り付けられている。今回、その直径は3mであり、アンテナ素子の素子間隔を最適値である0.7波長⁽⁷⁾と仮定すると、素子数は約1000となる。したがって、レクテナアレーに7kWのマイクロ波電力が入射したとき、1素子あたりでは約7Wの入力電力となり、そこから5Wの直流電力を出力することが具体的な目的であった(RF-DC変換効率70%)。実際には、レクテナの素子数は予備の素子も含めて、1200素子と決定した。また、レクテナの形状は、飛行船の胴体の曲率が飛行船の軸方向には小さく、径方向には大きいことを考慮して、軸方向に長く端に欠けのある長方形とした。大きさは、飛行船軸方向で3.4m、径方向で2.7mであった。レクテナの総重量として60kgが機体側より割り当てられたが、この重量制限を守るため、レクテナの軽量化も要求された。また、レクテナの偏波は送電アンテナに対応させて直交2重偏波とした。レクテナの開発の詳細に関して、次章以降で述べる。

3. ETHER用レクテナ素子の設計

3.1 アンテナ素子の設計

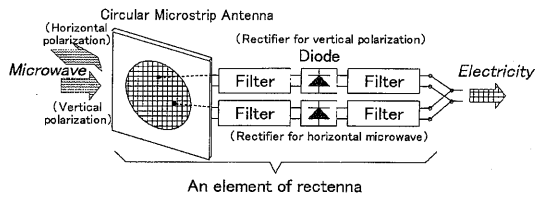
ETHER飛行船搭載用レクテナのアンテナ素子として、備えるべき条件は、以下のものであると考えられる。

1. アンテナ放射効率が高いこと。
2. 軽量であること。
3. 薄型形状であること。
4. 広角度まで一様な素子指向性であること。
5. アレー化が容易で可能であること。
6. 高調波再放射の抑制効果をもつこと。
7. 容易に2重偏波に対応できること。

ここに、1. は全体としてみたRF-DC変換効率の改善のためには欠かすことのできない条件であり、2. および3. は飛行体搭載のための条件

である。レクテナはアンテナ素子の直下で入力マイクロ波電力を直流に変換しているため、アレー化に際して素子間相互のマイクロ波の位相を合致させる必要はない。このため、レクテナアレーの指向性は、大規模アレーアンテナのそのように極めて鋭いわけではなく、主にアンテナ素子の指向性で決まるかなりブロードな特性となる。風などに起因して飛行体が一時的に動揺してもレクテナのRF-DC変換効率が大きく低下しないことが望まれるので、アンテナ素子の指向性は4番目の条件に示したように、広角度まで一様であることが必要である。またレクテナを用いて大きな電力を取り出すには複数のレクテナ素子を直列あるいは並列に接続する必要があるので、アンテナ素子や整流回路は5. の様にアレー化を容易に行うことのできる構造でなければならない。レクテナでは整流用ダイオードで発生する高調波はフィルタで取り除かれるが、その残留成分がアンテナ素子から再放射され、電磁環境を悪化させる可能性があるため、6番目の条件が考慮された。さらに、伝送電力を増加するとともに、飛行体の姿勢の回転に対処するために、7番目の条件を課した。

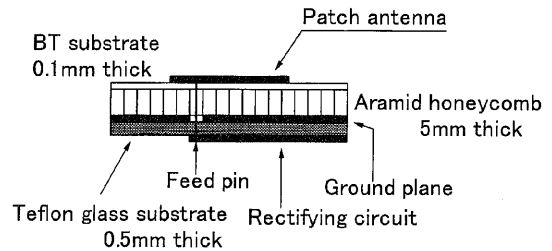
以上の要求を満たすアンテナとして、円形マイクロストリップパッチアンテナ(Circular Microstrip Patch Antenna, 以降CMSAと略称する。)を選定した。CMSAは、厚さ10mm以下とすることができるので、薄型で平面形状を持つレクテナを容易に実現できる。その放射効率はアンテナの厚さと誘電体損および導体損に依存するが、通常使用される比誘電率 $\epsilon_r=2.6$ 前後の基板で厚さが2mm以上であれば、2.45GHzにおいて90%以上の放射効率を確保することができる^{(8),(9)}。その指向性は概ね単一方向への半球状に近く、ピン給電やスロット結合給電などの背面給電方式を採用すれば、地板の裏面に整流回路を構成することができアレー化が容易に行える。さらに、高次高調波周波数におけるCMSAの放射効率は極めて低いという特徴がある。この特徴は、整流回路で発生する高調波の再放射を抑圧するうえで極めて重要である。また、CMSAでは、2点給電の技術を使用することにより、素子を追加することなしに2重偏波に対応することができる。これは、ダイポールで構成した2重偏波レク



第4図 本レクテナ素子の構成図

テナが各偏波用のアンテナ素子を必要とすることと比べて、アンテナ素子が共用できるという大きな特徴がある。以上のように、円形マイクロストリップアンテナは、飛行船搭載用のレクテナのアンテナ部に要求される特性を持つことを述べた。第4図に本レクテナ素子の構成図を示す。

レクテナ1素子あたりに許容される重量は、レクテナアレーの割当重量(60 kg)および素子数(1200)から、最大で50 gとなった。CMSAは誘電体と地板および放射素子によって構成されている。通常、地板や放射素子などの導体は極めて薄く作られているため、全体の重量に大きな影響を与えない。したがって、CMSAの軽量化のためには、誘電体の重量を低減させることが必要となる。このためには誘電体を薄くすることが第1の解決法であるが、誘電体の厚さを概ね2 mm以下とするとCMSAの放射効率が低下し、レクテナのRF-DC変換効率の低下を招く。誘電体の厚さを許容しうる最小値の2 mmとしても、その重量は1素子あたり30 g以上となり、この部分だけでも1200素子の総重量は36 kgを超える。現実には地板や整流回路基板などのその他の部分の重量が加わるので、許容された重量を大幅に越える可能性があり、誘電体の厚さを維持しつつ軽量化を行うための工夫が必要となった。この問題を解決するため、誘電体としてアラミドハニカムを使用した。この素材はMILAX実験で使用したペーパーハニカムより強靱で湿気に強く、CMSA用の誘電体として使用するのに十分な強度と誘電定数の安定性を有している。アラミドハニカムの厚さは5 mmとしたが、これは機械的な強度を得るためと、CMSAの帯域幅を確保するためである。第5図にマイクロストリップアンテナの断面図を示す。アンテナ部は0.1 mmのBTレジン基板上に作成され、後に述べる整流回路は0.5 mmのテフロンガラス基板を使用して、



第5図 レクテナ素子の断面図

第1表 レクテナ素子の重量配分

Item	Material	Weight
antenna element	copper	0.46 g
substrate	BT	1.24 g
honeycomb	Aramid	1.82 g
ground conductor	copper	1.17 g
Teflon glass substrate	Teflon	8.02 g
circuit pattern	copper	0.22 g
feed pin and solder		1.00 g
diodes and parts		0.40 g
paste		1.28 g
others		3.39g
1 element panel		19.0 g
20 element panel		380 g
rectenna array (60 panels)		22.8 kg

これらを5 mm厚のアラミドハニカムの両側に張り付けた。現在のレクテナ構造の重量配分を第1表に示す。CMSAの誘電体を構成するアラミドハニカム、およびBTレジン基板の重量の和は3.1 gであるが、これは、誘電体として2 mm厚さのテフロンガラス基板を使用した場合の10分の1の値である。

このような複合基板に対する誘電率は不明であったので、アンテナ直径が異なるCMSAを4個作成し、それらの共振周波数から比誘電率を推定した。CMSAの半径 a と比誘電率 ϵ_r の関係は、次式で与えられる⁽⁸⁾。

$$f = \frac{K_{n,m}c}{2\pi a\sqrt{\epsilon_r}} \dots\dots\dots(1)$$

ここで、 f は共振周波数、 c は光速である。 $K_{n,m}$ は n 次ベッセル関数の m 番目の零点であり、今回使用する TM_{110} モードでは、 $K_{1,1} = 1.8412$ である。

第2表に、試作した4種類のパッチアンテナの直径とその共振周波数、および計算で求められた誘電率を示す。これらの結果からこの複合材料の比誘電率を1.4と推定し、2.45 GHzを中心周波数とするパッチアンテナの半径を30.1 mmとし

第2表 パッチ半径 a に対する共振周波数

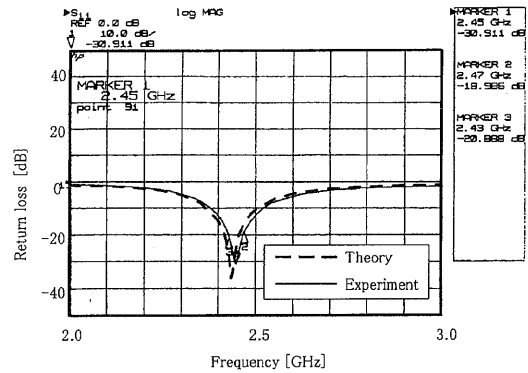
a [mm]	26.5	31.5	34.0	35.0
Resonant frequency [GHz]	2.74	2.34	2.18	2.15
Resonant wavelength [mm]	109.5	128.2	137.6	139.5
ϵ_r	1.47	1.42	1.40	1.36

た. 第6図(a)および(b)のそれぞれに, このようにして設計されたCMSAのSパラメータ S_{11} の絶対値, および S_{21} の絶対値の周波数特性の実験値を理論値と共に示す. ここに, Sパラメータのポート1, 2はCMSAの直交する偏波の給電点である. 理論値は部分領域展開関数を用いたモーメント法⁽¹⁰⁾を使用して算出した. 給電位置の最適値は中心から $0.5a$ だけ離れた位置であった. S_{11} の絶対値が -20 dB以下の帯域幅は理論値, 実験値共に 40 MHzであり, これは比帯域で 1.6% に相当する. この値はガラスクロスステフロン基板を用いた通常のCMSAと比較して広帯域であり, レクテナレーの量産時に想定される寸法誤差による共振周波数の変化に対して十分な余裕を持っている. 共振周波数の理論値と実験値の差は約 15 MHz, 0.6% で, これはCMSAの帯域幅よりも小さい. CMSAの S_{21} の絶対値は設計周波数において理論値で -20.0 dB, 実験値で -20.3 dBであり, 共に -20 dB以下であった. この値は十分に小さいので, 両偏波系は独立に取り扱うことができる.

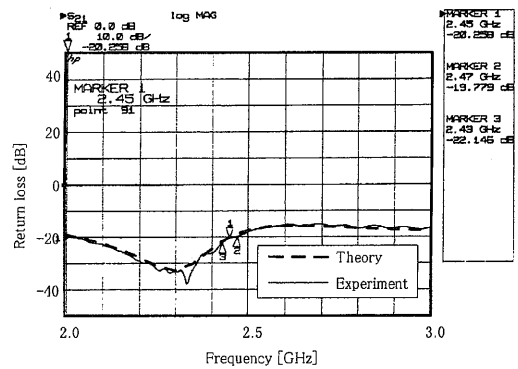
第7図に, CMSAの直交する各給電点に対するE面およびH面の放射指向性の実験値を示す. 給電点の異なるE面同士, およびH面同士の放射指向性はよく一致する. 3 dBビーム幅はE面で 62 度, H面で 69 度であり, 風によって飛行船の姿勢が動揺しても, マイクロ波受電電力はあまり大きく変化しないものと考えられる. 同時に, アンテナ利得を3アンテナ法によって測定し, 8.0 dBiの測定値を得た.

3.2 レクテナ整流回路の設計

レクテナの整流回路部は, 比誘電率 2.17 , 厚さ 0.5 mmのガラスクロスステフロン基板上に構成した. 基板を厚くすれば損失は減るが, 基板自身の重量が増す. 0.5 mmの基板厚さはこの両者のトレードオフの結果であり, 第1表に示す本レクテナの重量配分をみても, 全体の重量のうち 40% 以上占めていることがわかる. ETHER用のレ



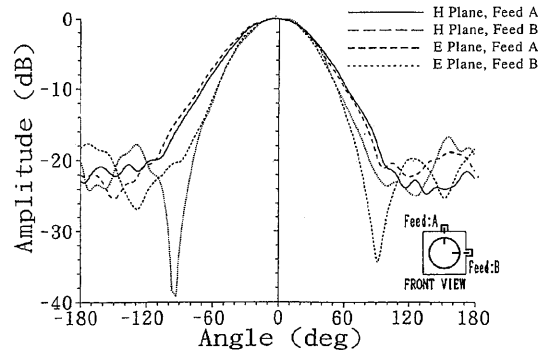
(a) Theoretical and experimental value of $|S_{11}|$ as a function of frequency



(b) Theoretical and experimental value of $|S_{21}|$ as a function of frequency

第6図 設計したCMSAの周波数特性

- (a) S_{11} の絶対値の周波数特性の理論値と実験値
- (b) S_{21} の絶対値の周波数特性の理論値と実験値



第7図 CMSAの直交する各給電点に対するE面およびH面の放射指向性

クテナは2重偏波で使用するため, 1アンテナ素子に2つの直交した偏波の給電点を設けてそれぞれに独立した整流回路を接続する必要があるが, 整流回路のためのスペースが狭いので, 両者の整流回路パターンを同一とすることができなかった. そこで, TypeA, TypeBと呼ぶ異なる2種類の

第3表 各次高調波における入力フィルターの S_{21} の絶対値

Circuit	method	f_0	$2f_0$	$3f_0$	$4f_0$	$5f_0$
Type A	Theory	-0.20 dB	-60.8 dB	-45.0 dB	-41.4 dB	-49.5 dB
	Experiment	-0.41 dB	-44.0 dB	-37.2 dB	-42.2 dB	-32.9 dB
Type B	Theory	-0.34 dB	-34.3 dB	-35.1 dB	-30.8 dB	-22.4 dB
	Experiment	-0.44 dB	-36.7 dB	-36.8 dB	-28.6 dB	-22.7 dB

回路パターンを作成し、それぞれについて独立に設計を行った。

レクテナ整流回路部の機能は、アンテナで受電されたマイクロ波を直流電力に変換することである。整流回路部は、入力フィルターと出力フィルタ、およびダイオード部から構成され、各部分がマイクロストリップラインを用いて接続される。ダイオード部に入力されたマイクロ波は直流電力に変換されるが、同時に高次の高調波を生成する。この高調波がアンテナから再放射することを防止するため、入力フィルタが使われる。また、高調波が直流バスを伝搬することを防止するため、出力フィルタが使用される。これらの高調波を入出力フィルタの間に閉じこめることで、再放射される高調波成分を極力少なくし、レクテナのRF-DC変換効率の向上に役立てている。このため、入力フィルタは、基本波の損失を小さくしたまま、各次高調波における減衰量をできるだけ大きく取ることが必要であり、出力フィルタは、直流以外の基本波および各次高調波を全て反射することが要求される。今回のマイクロストリップラインの特性インピーダンスは測定の容易さを考慮して、特に断らない限り 50Ω を使用しており、ラインの幅はこの値により一意に決定される。

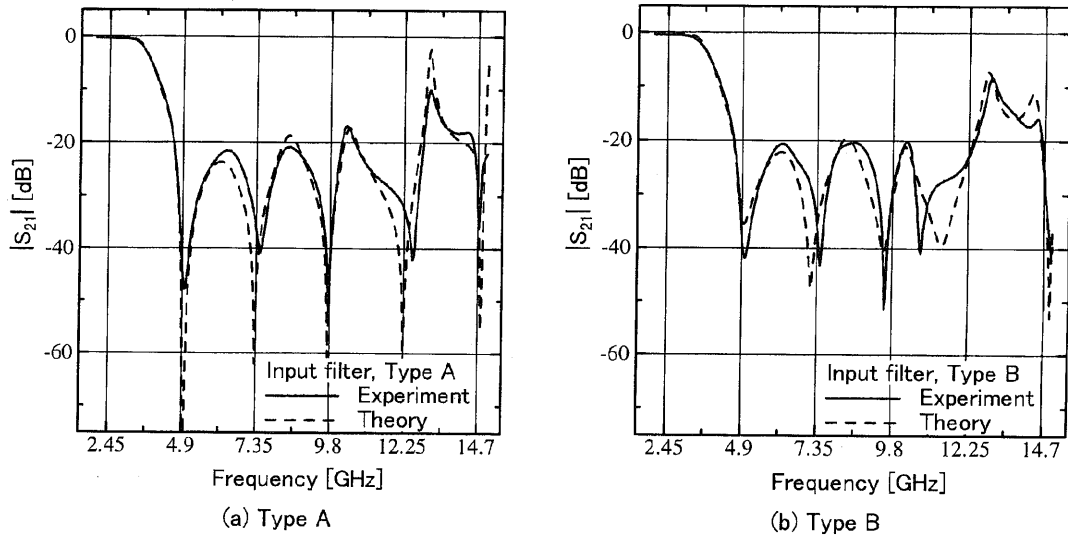
入力フィルタは、2次から5次高調波に対応したマイクロストリップラインを用いたスタブを用いている。マイクロストリップラインのオープンスタブの長さを各次高調波に対して $1/4$ 実効波長（基板を伝搬するマイクロ波の実効波長）とすると、その入力インピーダンスは零となり、この点で当該高調波は全て短絡される。このため、高調波成分はこのスタブより先には伝搬しないこととなる。3次から5次の高調波周波数に対しては、それぞれ1本のオープンスタブをフィルタとして挿入した。スタブの長さの理論値はHP社の平面回路シミュレータであるMDS (Microwave Design System) を使用して計算を行い、実験によ

て最適値を決定した。また、2次高調波周波数については、スタブ1本のみでは基本波での損失が大きかったので、スタブを2本用いて基本波での減衰を最小化すると共に、2次高調波周波数における減衰量の増加を図った。設計にあたっては、まずスタブの長さを最適値に決定した。その後、スタブの幅および2本のスタブの間隔とスタブ間を接続するマイクロストリップラインの幅を未知数として、MDSを使用した最適化を行い、実験によってこれらの値を決定した。第8図(a)および(b)に、このようにして設計された入力フィルタの S_{21} の絶対値の周波数特性の実験値と理論値を示す。また、第3表に、この入力フィルタの S_{21} の周波数特性を、各次高調波についてまとめる。

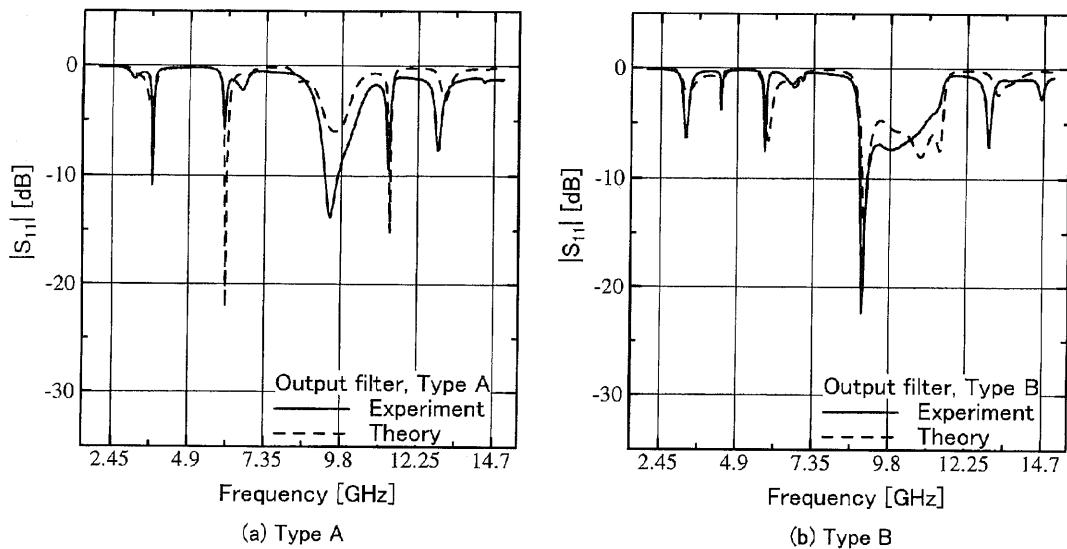
理論計算にはさらに正確な解が期待できるHP社のMomentumを使用した。これは、部分領域展開関数を使用したモーメント法⁽¹⁰⁾に基づくシミュレータである。第8図(a)、(b)ともに、理論値と実験値は概ね一致していると考えられる。

4次の高調波までの共振点およびその S_{21} の絶対値は良く一致しているが、5次高調波に関する共振点は理論値と実験値とで若干の違いが生じた。これは、ウェットエッチングによるフィルタの製作誤差や、モーメント法による理論計算の際、領域を分割するメッシュのサイズが5次高調波周波数においては大きすぎるために生じる誤差が原因ではないかと考えられる。基本波の通過損失は理論値では0.2ないし0.3dB程度であるが、実験値ではこの値より約0.1ないし0.2dB大きくなった。実験においてはマイクロストリップラインからSMAコネクタへの変換器を使用しており、この損失が原因であると考えられる。また、阻止域は、TypeAで2次から5次までの全ての高調波周波数において-30dB以上の減衰量であり、TypeBにおいても、5次高調波を除いて-30dB近い減衰量が得られている。

出力フィルタは、基本波周波数において $1/4$



第8図 入力フィルタの S_{21} の絶対値の周波数特性 (a)TypeA (b)TypeB



第9図 出力フィルタの S_{11} の絶対値の周波数特性 (a)TypeA (b)TypeB

実効波長となるスタブと2次高調波周波数において1/4実効波長となるスタブを組み合わせで作成した。出力フィルタへの入力には、高調波周波数成分より基本波周波数成分が多く含まれており、その反射量を大きくするために基本波のスタブを2本とし、その間を高インピーダンスの1/4実効波長の線路を結んでいる。この結合線路の特性インピーダンスは反射量を大きくするため、高くすることが望ましい。しかしながら、高インピーダンス線路はその線路幅が細くなり、基板の加工精度の関係で再現性が悪化する可能性がある。こ

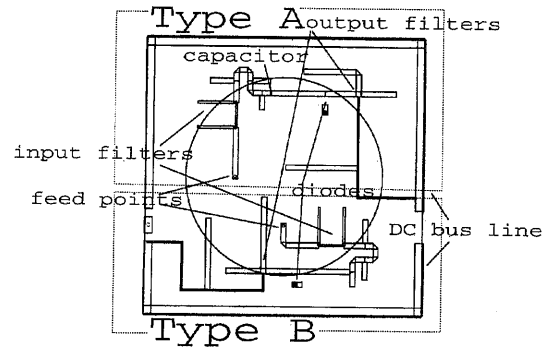
のため今回は再現性が確保できる線路幅として、0.43 mmを選定した。このときの結合線路インピーダンスの設計値は100Ωであった。また、出力フィルタはそのまま作成すると面積が極めて大きくなるため、適宜伝送線路を折り曲げて専有面積を小さくする工夫を行っている。出力フィルタのスタブ長も、高次高調波周波数で反射係数が大きくなるようにMDSを用いて設計し、後に実験で確認した。このようにして求めた出力フィルタの S_{11} の絶対値の周波数特性を第9図(a)および(b)に、また各次高調波周波数に関するまとめを

第4表 各次高調波における出力フィルターの S_{11} の絶対値

Circuit	method	f_0	$2f_0$	$3f_0$	$4f_0$	$5f_0$
Type A	Theory	-0.09 dB	-0.09 dB	-0.19 dB	-5.56 dB	-0.21 dB
	Experiment	-0.15 dB	-0.24 dB	-0.58 dB	-8.75 dB	-1.22 dB
Type B	Theory	-0.09 dB	-0.09 dB	-0.20 dB	-5.40 dB	-0.22 dB
	Experiment	-0.14 dB	-0.20 dB	-0.41 dB	-7.33 dB	-0.72 dB

第4表に示す。理論値はMDSを使用して算出した。出力フィルタは基本波および高調波の全てを反射し、直流のみ通過させることを目的とする。第4表に示したように、試作した出力フィルタでは、4次を除く全ての高調波周波数の実験値において、 -1.2 dB以上の反射係数を実現していることが分かる。理論値と実験値は概ね一致しているが、 10 GHz以上の周波数において、反射係数の理論値より実験値が小さくなる傾向が見られた。これは、シミュレーションではモデル化されていない、コネクタとマイクロストリップラインの変換損失が周波数が高くなるに従って増加し、影響が現れてきたものではないかと考えられる。また、4次高調波に関しては反射係数が小さく、出力フィルタの機能を果たしているとは言い難い。基本波周波数を f_0 とすると、出力フィルタの構成から、基本波に対する開放スタブの働きによって、 f_0 , $3f_0$, $5f_0$, ..., $(2N-1)f_0$, ... (N :自然数)の周波数ではフィルタの入力インピーダンスは零となり、また、2次高調波に対するスタブのために、 $2f_0$, $6f_0$, $10f_0$, $14f_0$, ..., $2(2N-1)f_0$, ... (N :自然数)の周波数においてもフィルタの入力インピーダンスが零となる。しかしながら、 $4f_0$, $8f_0$, $12f_0$, ..., $4Nf_0$, ... (N :自然数)の高調波周波数に関してはスタブを設けていないため、インピーダンスが零とならず、有限値に留まってしまう。これが、4次以降の偶数次高調波に関する問題点であるが、これらの高調波の寄与は僅かであり、また、対策としてこれらの周波数に対応するスタブを設けると、整流回路部の面積が大きくなるため、今回は割愛した。

ETHER 実験で使用したレクテナのダイオードはメイコム社製の型番 MA46135-32 で、その降伏電圧は 60 V、全キャパシタンスは 2.4 pF であった。ダイオードの一端はマイクロストリップラインに接続し、もう一端はスルーホールにより地導体上に接続した。マイクロストリップライン上に

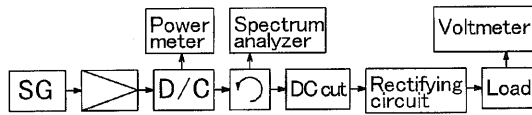


第10図 ETHER用のレクテナのTypeAとTypeBの回路パターン

におけるダイオードの接続位置は、以下の手順で求めている。まず、ハーモニックバランス法⁽¹¹⁾による非線形回路シミュレータを使って、RF-DC変換効率が最良の点の概算位置を算出した。ついで、実験によって S_{11} の絶対値が最小となり、また、RF-DC変換効率が最高となる点を求め、正確な調整を行った。

このようにして設計したETHER用のレクテナのTypeAとTypeBの回路パターンを第10図に示す。整流回路のパターンを適宜折り曲げることで、 0.7 波長 $\times 0.7$ 波長の面積の中に整流回路のパターンをすべて収めることが可能となった。アンテナ素子はピンにより給電しているので、2つの偏波の給電点はパッチアンテナの素子部によって直流的に短絡されている。このため、これらの給電点に接続される整流回路は並列接続となるが、各レクテナ素子の弾力的な運用を可能とするため、これらの整流回路を直流的に分離することとし、RF-DC変換効率がTypeBよりも良好なTypeAの回路の入力フィルタの出力側のキャパシタンスを挿入した。キャパシタンスの挿入位置は損失が最小となる様に実験的に決定した。

次に、試作した整流回路で生成される高調波を、第11図に示す回路を用いて測定した。SGで生成され、増幅された 2.45 GHzの電波は、サーキュ



第11図 高調波再放射特性の測定系

第5表 整流回路の高調波再放射特性

Input power	$2f_0$	$3f_0$	$4f_0$	$5f_0$
3.05 W	-55.8 dB	-47.7 dB	-56.1 dB	-69.3 dB
4.32 W	-52.9 dB	-47.2 dB	-55.7 dB	-68.1 dB

レータおよび DC Cut を経由して整流回路に入力される。整流回路で直流に変換された電力は負荷抵抗に入力され、その両端の電圧から出力電力が求められる。また、ダイオードで生成され、入力フィルタによっても取り除かれなかった高調波電力の残留分は整流回路の入力端から SG の方向に戻る。この電力をサーキュレータを経由してスペクトラムアナライザによって計測し、入力電力との比から高調波抑圧比を算出する。各次高調波周波数における整流回路入力端からスペクトラムアナライザに至る伝送線路の損失はあらかじめネットワークアナライザを使って計測しておき、後ほど補正する。入力電力を変えて測定した高調波抑圧比を第5表に示す。3次高調波を除いた全ての高調波の抑圧比は我々が目標としていた -50 dBc 以下であった。今回のレクテナに採用したアンテナ素子である CMSA は高調波周波数で大きな反射損を有しており、これを考慮に入れると、第3次高調波も一つの目安である -50 dBc 以下の再放射量となると考えられる。

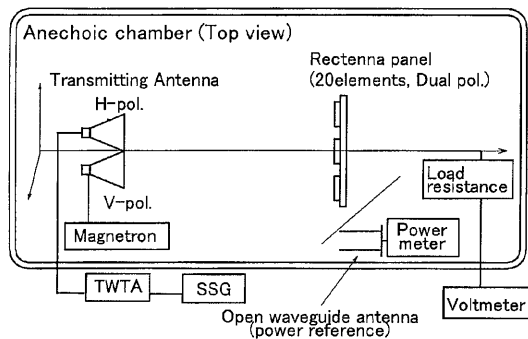
4. ETHER 用レクテナサブアレーパネルの構成と RF-DC 変換効率の測定

レクテナアレーの素子間隔が1波長を越えると、グレーティングロブが発生するため、開口面効率（アンテナへの入力電力に対する最大受電電力の比）が低下する。また、それ以下でも、1素子あたりの面積がアンテナの利得から定義される実効開口面積より大きい場合は、送電されてくるマイクロ波が全てアンテナ部に入射せず、アンテナ素子の間を後方に通過してしまう成分が発生すると考えられる。一方、素子間隔が小さすぎると、今度はアンテナ素子間の相互結合が大きくなり、

入力インピーダンスが変化してしまうという問題が生ずる。このため、今回のレクテナ素子間隔は、そのアンテナ素子の実効開口面積と、物理開口面積がほぼ等しくなる 8.5 cm, 0.7 波長とした。この値は、レクテナの素子間隔で最適値とされている (0.7 波長)⁽⁹⁾ と一致している。

1200 素子レクテナアレーは、その取り扱いを容易にし、また、飛行船のカーブした表面に容易に取り付けられるように、20 素子のサブアレーパネル 60 枚に分割して作成された。サブアレーパネルは縦横それぞれに5素子および4素子のレクテナが正方配列に配置されており、その大きさは 341.6 mm \times 427 mm である。サブアレーパネルはその構成上剥がれ易く、またハニカムの端面から水などを吸湿する可能性があるため、カプトンフィルムで作成されたテープで端面処理を行っている。また、パッチ表面は銅箔であり、錆の発生が懸念されるので、アンテナ導体用のスプレー（ハヤコート）を塗布した。このことで、レクテナの RF-DC 変換効率に影響を及ぼさないように、極めて薄く塗布し、さらに塗布前後のアンテナ特性についての測定を行って変化がないことを確かめた。また、整流回路部については、RF-DC 変換効率がかかなり低下したため、スプレーを塗布しないこととした。

このようにして作成した 60 枚のレクテナサブアレーパネルのそれぞれについて、電波暗室内にマイクロ波電力伝送系を構成してその諸特性の試験を行った。測定系の構成図を第12図に示す。信号発生器 (SG)、定格出力 500 W の通行波管増幅器 (TWTA)、水平偏波標準ホーンアンテナから成る第1の送電系と、マグネトロン発振器、垂直偏波標準ホーンアンテナから成る第2の送電系で構成され、電波暗室内に両送電系のアンテナを横方向に並べて設置した。実験にあたっては、各送電系の出力電力を変化させて、レクテナ面において垂直・水平両偏波の入力電力の等しい2重偏波が得られるように調整した。マグネトロン発振器の定格出力は 840 W であり、安定化した直流高圧電源からアノード電圧を供給することによって発振スペクトルの狭窄化を図っている。定格出力電力時のマグネトロンの中心周波数は 2.451 GHz であり、周波数帯域幅は約 300 kHz であっ



第12図 レクテナサブアレーパネルの効率測定系

た。またアノード電流を変化することにより、出力電力を 100 W から 840 W まで可変することができる。中心周波数は出力電力によっても変化するが、その変動は 5 MHz の範囲であった。

レクテナサブアレイパネルそのものの測定に先立ち、パネルが置かれる位置の中心とそこから上下左右に 15 cm 離れた 5 点に於ける電力束密度を、切り離し導波管を用いて測定した。この測定値から、レクテナサブアレーパネルの平均入射電力束密度を次式で求めた。

$$P_{fd} = \frac{1}{A_{OE} \cdot N} \sum_{n=1}^N P_{in,n} \dots\dots\dots(2)$$

P_{fd} : レクテナサブアレーパネルの平均入射電力束密度

$P_{in,n}$: n 番目の位置で切り放し導波管の出力電力

N : パネル内での測定点数 ($N=5$)

A_{OE} : 切り放し導波管の利得の測定値から定義した実効開口面積

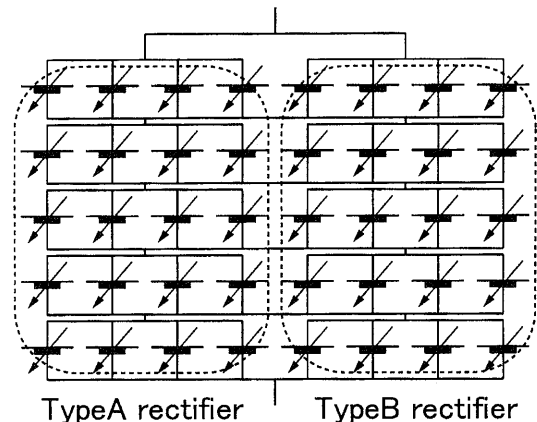
また、レクテナサブアレーパネルの RF-DC 変換効率 η は次式で定義した。

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{fd} \cdot A_{RP}} \times 100 [\%] \dots\dots\dots(3)$$

P_{DC} : レクテナサブアレーパネルからの直流出力電力

A_{RP} : レクテナサブアレーパネルの面積 (物理開口面積)

レクテナの RF-DC 変換効率の定義にはこのほかに、(3)式における A_{RP} で表される開口面積として、レクテナの素子アンテナの利得から定義される実効開口面積をサブアレーパネルに含まれる素子数倍したものを使用方法もある。この定義

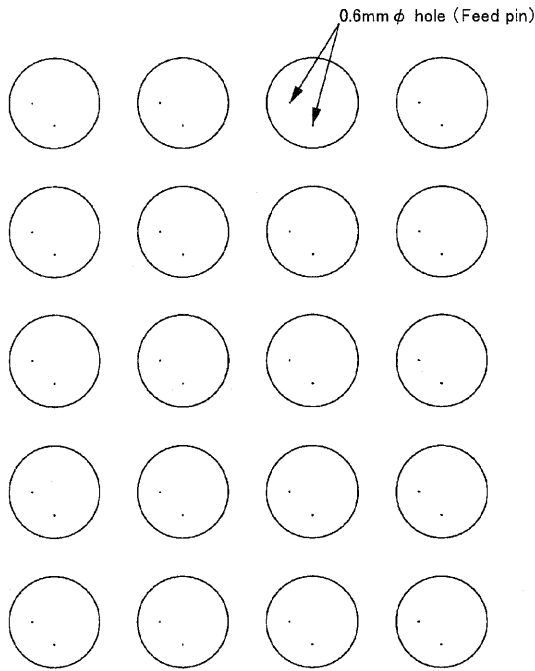


: indicates output voltage from each element of rectenna

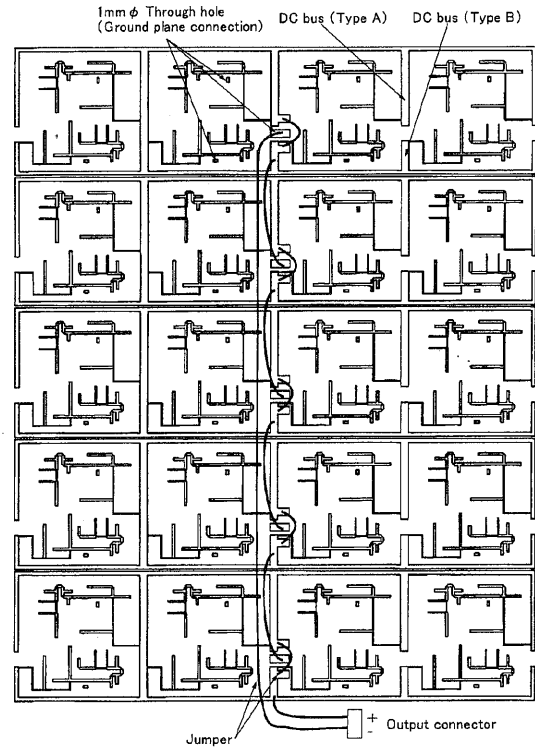
第13図 サブアレーパネル内の直流的な接続図

は 1 素子のレクテナの時には正しいが、アレー化したときは素子間隔にかかわらずに入力電力が一定となってしまふ。このため、素子間隔が広いときにアンテナ素子で受け取ることができず、アレー素子の間を通過してしまつた電力を入力電力として考慮していないので、計算上入力電力が減少し見掛けの RF-DC 変換効率は良くなるものの、実際には通過してしまつた電力のために送受電系の全効率 (送電電力とレクテナで得られた電力の比で定義される) の改善は役立たない。このため、式(3)における効率の定義の方がより正確に現象を記述しているものと考えられる。

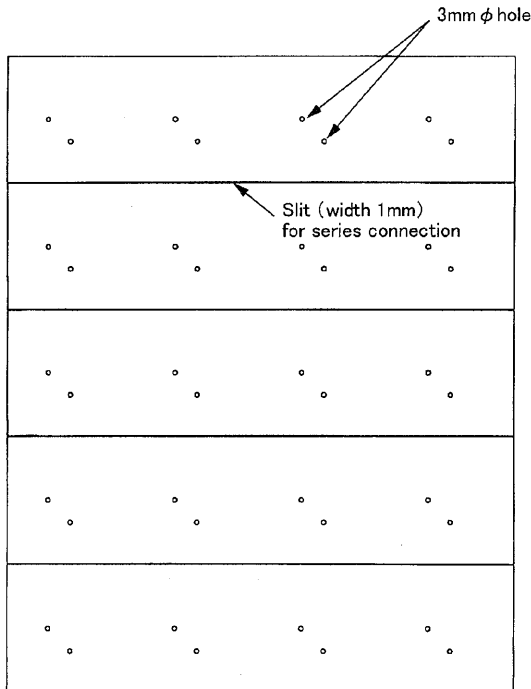
ETHER 実験において想定された電力束密度のもとでは、レクテナ 1 素子の出力電圧は約 30 V と推定された。一方、推進用モータの定格入力電圧は 90 から 150 V であった。そこで、これら両者を適合させるために、1つのサブアレーパネル内で、まず 4 素子のレクテナ (8 個の整流回路) を並列に接続し、さらにこれらを 5 個直列に接続してサブアレーパネル毎に 90 から 150 V の電圧を得ている。この接続図を第 13 図に示す。パネル内で地板を全ての CMSA に対して共通とすると、地板の電位が一定となり、整流回路を直列に接続することが不可能となる。そこで、横 4 素子を並列に接続した後、直列に 5 段接続される素子群については、アンテナがかからない部分の地板のパターンにスリットを入れて直流的に分割し、直列接続を可能としている。しかしながら、



第14図 サブアレーパネル配置図
(a)アンテナ部



(c)整流回路部

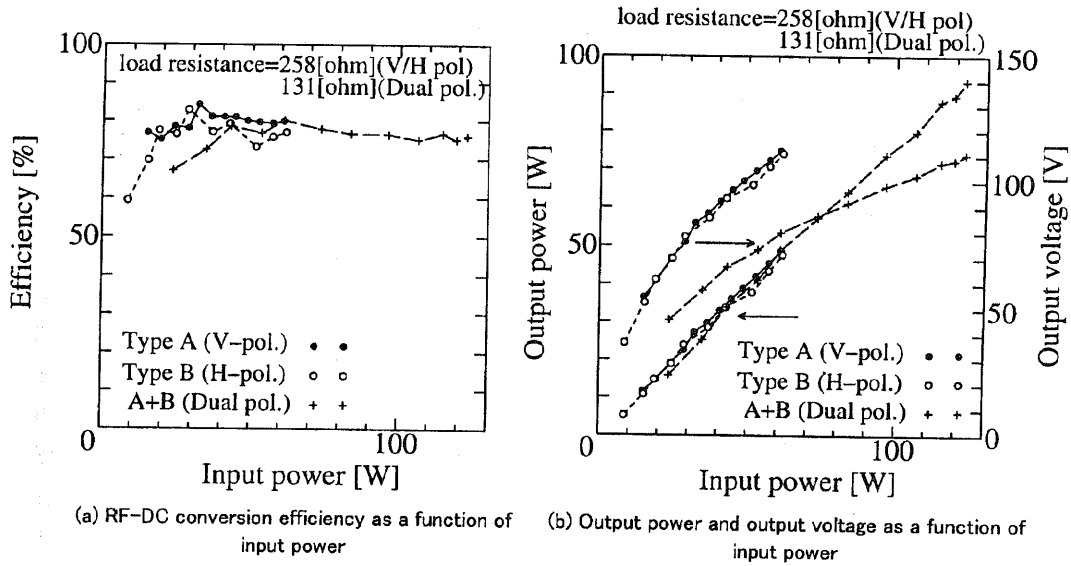


(b)地板部

レーパネルのパターン図を第14図(a), (b), (c)のそれぞれに示す。(a)はアンテナ部であり, (b)は整流回路とアンテナを分ける地板, (c)は, 整流回路部の20素子パターンであり, これには直流バスも含まれる。

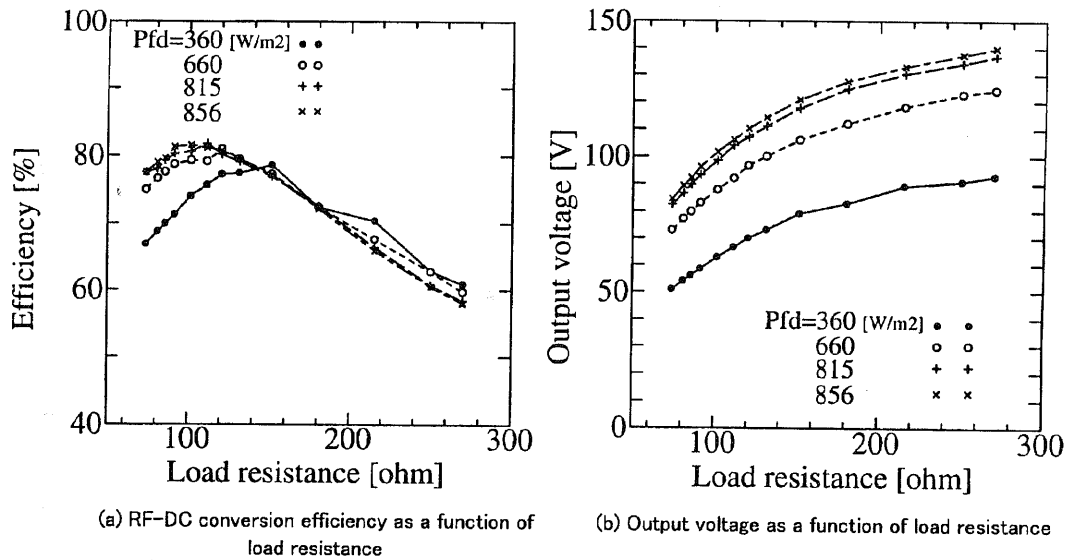
このようにして構成した60枚のサブアレーパネルについて, そのRF-DC変換効率を測定した。第15図(a)にRF-DC変換効率の入力電力依存性の一例を示し, また, 第15図(b)に出力電圧および出力電力の入力電力依存性について示す。データは, 垂直偏波をTypeAで受電したとき, 水平偏波をTypeBで受電したとき, および2重偏波送電を行いTypeAおよびTypeBの両者を同時に動作したときの三者について示している。TypeAおよびTypeBを別々に使用した二者の測定において, 負荷抵抗は 258Ω であり, 最後の2重偏波としたときは 131Ω とした。2重偏波時は垂直および水平偏波入力電力束密度の和を入力電力束密度として(3)式を適用して入力電力を求めており, 両偏波の入力電力束密度はできる限り等しくした。RF-DC変換効率は, 入力電力が低かった何点かを除いて75%から80%であり, 最

TypeAとTypeBの整流回路とで地板は分離できないので, 各偏波用の整流回路の出力を独立に取り出すことは不可能であった。レクテナサブア



(a) RF-DC conversion efficiency as a function of input power (b) Output power and output voltage as a function of input power

第15図 レクテナサブアレーパネルの測定結果の一例
 (a)RF-DC変換効率の入力電力依存性 (b)出力電圧および出力電力
 (2重偏波時の入力電力は各偏波の入力電力の和である)



(a) RF-DC conversion efficiency as a function of load resistance (b) Output voltage as a function of load resistance

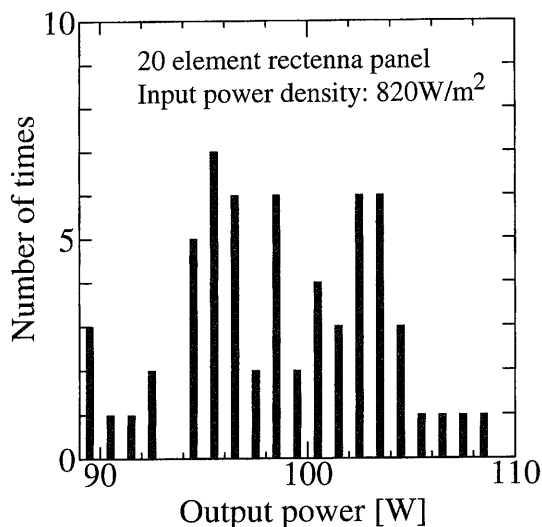
第16図 レクテナサブアレーパネルの測定結果の一例
 (a)RF-DC変換効率の負荷抵抗依存性 (b)出力電圧の負荷抵抗依存性

高効率では81%であった。

一般に TypeA の RF-DC 変換効率のほうが TypeB よりも 2, 3% 高かった。また、水平および垂直偏波を別個に送電したときの出力電力の和と、2重偏波送電を行ったときの出力電力を比較すると、はっきりとした差は表れていない。これは、送電アンテナの2つの偏波方向と2重偏波レクテナの2つの偏波方向がそれぞれ一致してい

たためであると考えられる。送電アンテナとレクテナの偏波方向がある角度をなすときは、多少 RF-DC 変換効率の低下が見られる⁽¹²⁾。また、第15図(b)では、入力電力に対する出力電力はほぼ比例しており、2重偏波送電時入力電力が120Wのときの出力電力は96Wであった。また、このときの出力電圧は110Vであった。

第16図(a)にレクテナサブアレーパネルの RF-



第17図 レクテナサブアレーパネルの出力電力のヒストグラム。(入力電力束密度 820 W/m²)

DC 変換効率の負荷抵抗依存性の一例を、2重偏波送電時について、異なる4種類の入射電力束密度に対して示す。入射電力束密度が大きくなると、最適負荷抵抗値がやや下がる傾向にある。負荷抵抗値が100Ωの時、最高効率81%を示すが、このときのRF-DC変換効率は入力電力が下がるにつれて急激に低下する。これに対し、負荷抵抗値を131Ωとすると、入力電力束密度の4つの異なる値に対して、78%でほぼ一定のRF-DC変換効率を示した。第16図(b)には出力電圧の負荷抵抗依存性を示す。電力束密度が660 W/m²の時、100 Vの電圧が131Ωの負荷抵抗値で得られており、856 W/m²のときには出力電圧は115 Vであった。この値は、モータが必要としている90-150 Vに見合う電圧である。

この試験は全てのレクテナサブアレーパネルについて実施された。2重偏波で一定の入力電力を加えたときの、全てのパネルの出力電力およびRF-DC変換効率を第6表にパネル番号順に示す。また、その分布を第17図のヒストグラムに示す。ここで、入力電力束密度はできる限り一定としたが、現実には807 W/m²から846 W/m²まで5%程度の変動があり、このときの平均値は829 W/m²、標準偏差は16.3 W/m²であった。60枚サブアレーパネルのうち、56枚の出力電力は90から110 Wの間の分布している。90 W以下の出力電力を示した4枚のパネルについては、再チェッ

第6表 各レクテナサブアレーパネルの入力電力密度と出力電力、および、サブアレーパネル重量。(レクテナパネル製作順)

Number of panel	Power flux density [W/m ²]	Output Power [W]	Efficiency [%]	Weight [g]
1	835.5	94.3	77.4	375
2	841.6	95.0	77.4	372
3	841.6	95.7	77.9	373
4	841.6	92.9	75.7	377
5	841.6	97.3	79.2	380
6	835.5	98.9	81.1	392
7	835.5	76.2	62.6	357
8	835.5	92.6	76.0	369
9	835.5	95.1	78.7	377
10	835.5	95.3	78.3	366
11	835.5	95.5	78.3	367
12	835.5	98.2	80.6	379
13	835.5	96.3	79.0	378
14	835.5	98.0	80.4	358
15	835.5	94.7	77.7	380
16	841.6	97.5	79.4	350
17	841.6	94.4	76.9	382
18	841.6	94.4	76.9	373
19	841.6	95.0	77.3	356
20	845.5	100.7	81.7	369
21	845.5	101.2	82.1	371
22	845.5	102.5	83.1	371
23	845.5	103.2	83.7	378
24	845.5	98.8	80.1	373
25	845.5	104.9	85.0	365
26	845.5	107.5	87.1	383
27	845.5	101.5	82.3	366
28	845.5	99.5	80.6	386
29	845.5	100.8	81.7	367
30	807.0	96.7	82.2	373
31	807.0	104.5	88.8	371
32	807.0	104.6	88.9	380
33	807.0	114.6	85.1	370
34	807.0	105.7	89.8	379
35	807.0	100.9	85.8	371
36	807.0	101.8	86.5	377
37	807.0	98.3	83.5	378
38	807.0	102.0	86.7	383
39	841.6	99.3	80.9	391
40	807.0	80.9	68.7	366
41	807.0	102.3	86.9	376
42	807.0	100.9	85.7	378
43	807.0	103.2	87.7	366
44	807.0	102.4	87.0	376
45	807.0	103.2	87.6	365
46	807.0	102.9	87.4	373
47	807.0	103.0	87.5	370
48	807.0	103.3	87.7	371
49	807.0	103.4	87.8	373
50	807.0	103.7	88.1	384
51	841.6	96.1	78.3	378
52	841.6	79.6	64.9	379
53	841.6	95.8	78.0	384
54	841.6	78.6	64.0	361
55	841.6	96.6	78.7	374
56	841.6	95.5	77.8	365
57	841.6	96.2	78.3	372
58	841.6	98.5	80.2	359
59	841.6	91.5	74.6	356
60	841.6	96.2	78.4	365
		5879.98		22354

クを行い、いずれもダイオードの焼損による性能低下であることを確認した。これらの故障は修理したが、時間の都合で出力電力のチェックを行っ

ていない。レクテナサブアレーパネルの効率の平均値は80.9%であり、その標準偏差は5.90%であった。また、出力電力の平均は98 W、標準偏差は6.6 Wであった。また、故障した4枚のパネルを除いたときの効率および出力電力の標準偏差はそれぞれ4.21%、4.3 Wであり、この値は極めて小さいことから、4枚の故障したパネルを除けば、レクテナパネルは再現性よく作成されていると考えることができる。これらの60個のパネルの出力電力の合計は5.88 kWであり、このときの入力電力は電力束密度から7.18 kWと計算される。この出力電力は、ETHER用として望まれる5 kW以上の電力である。また、第6表に各レクテナサブアレーパネルの重量を併せて示す。この重量は350 gから392 gの間に分布しており、その平均値は372.6 g、標準偏差は8.5 gであった。これらは、レクテナパネルの作成の再現性の良さを示している。全重量は22.3 kgとなり、割り当てられた重量よりかなり小さくなった。出力電力対重量比は3.8 g/Wであり、この値はMILAX用レクテナ(11 g/W)⁽¹³⁾の3分の1であった。

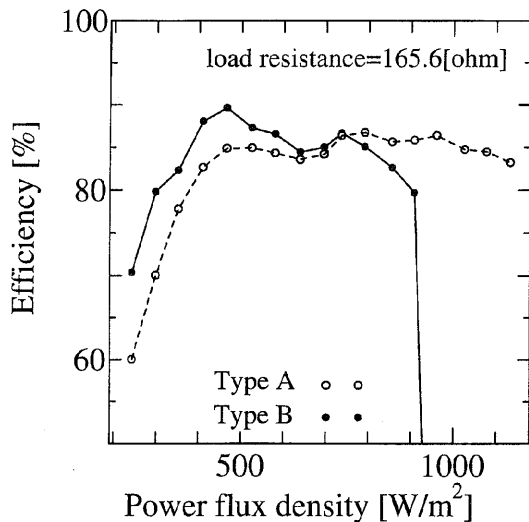
次に、レクテナの動作電力束密度の最大値を調べるため、過大な入力電力に対する試験を行った。レクテナに過大な入力信号がかかると、その大きな入力電圧はダイオード自身の降伏電圧を超え、急激に電流が流れ出す。さらに入力電圧が増加す

ると、ついにはダイオードは破壊してしまう。レクテナのRF-DC変換効率が最良の点は、自身の降伏電圧を超える点とかなり近い。マイクロ波送電実験に際してダイオードを破壊する事故が起こりがちである。このため、本整流回路において、どの程度の入力電力までダイオードが正常動作するかについての知見を得ることは、実際のマイクロ波送電試験を行う上で、きわめて重要である。

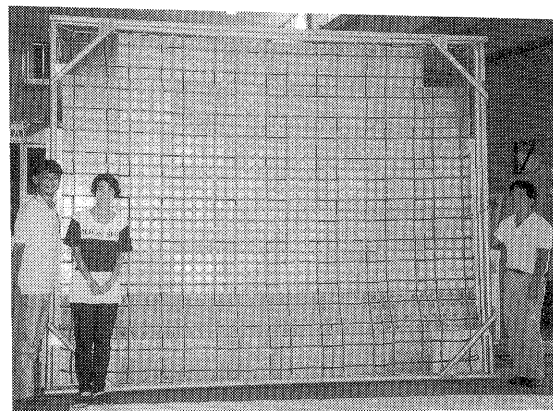
実験は直線偏波で行い、第12図の実験系でTWTAを用いた送電系のみを使用して試験を行った。実験には1素子のレクテナを使用し、その入力電力束密度は切り離し導波管によって中心1点のみを計測した。またTypeAとTypeBの整流回路のそれぞれについて独立に試験を行った。第18図にレクテナRF-DC変換効率の入力電力束密度依存性を示す。TypeAでは、1200 W/m²までの入力電力において、ダイオードの破壊はみられなかったのに対し、TypeBでは900 W/m²においてダイオードが焼損した。その焼損時の電力束密度は、1整流回路あたりの定格入力電力束密度である410 W/m²と比較して、TypeAで3倍以上、TypeBで2倍の余裕を有していることを示しており、レクテナの安全な運用のためには十分な値であると考えられる。

5. レクテナのアレー化

以上のように準備を終えたレクテナサブアレーパネル60枚を使用して、飛行船に装着するためのレクテナアレーを構成した。その大きさは3.4



第18図 レクテナ素子のRF-DC変換効率の入力電力束密度依存性



第19図 レクテナアレー全体の写真 (大きさ3.4 m×2.7 m)

m×2.7 m であり、第 19 図に全体の写真を示す。

レクテナサブアレーパネルは、レクテナアレーの中心からの距離によって、第 20 図に示す通り A 群 (A group) から E 群 (E group) までの 5 種類の群に分けられた。レクテナアレーの中心部に近く、送電ビームの放射指向性により、マイクロ波電力が最も強いと考えられる領域を A 群、アレーの辺縁部でマイクロ波入力電力が最も弱いと考えられる領域を E 群とし、この間を入射電力束密度の順に B, C, D 群の順番に並べた。ここで第 6 表の結果を効率順に並べ、RF-DC 変換効率の高いパネルから順番に A, B, C, D, E の各群に割り振った。このことで、効率の高いパネルはマイクロ波入射電力の高い中心部に配置され、効率の低いパネルはアレーの辺縁部に配置されることとなった。第 20 図の各パネルの位置に第 6 表の各パネル番号を示す。

個々のサブアレーの出力はモーター駆動に必要な電圧に既に達しているために、サブアレー間は全て並列に配線される。従って、全レクテナアレーの最適負荷抵抗値は 1 枚パネルの最適値の $1/60$ の 2.17Ω となる。他の DC バス構成法として、サブアレーパネル内では素子を全て並列に接続し、サブアレー同士で直列または並列に組み合わせて所定の出力電圧を得る方法もあるが、この方法では、サブアレー間の配線内に低電圧で大電流が流れるために、配線用の電線直径を太くする必要があり、重量の面で不利であるため、上記の配線方法を採用した。

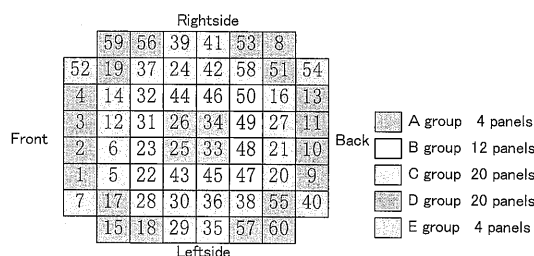
次に、完成した $3.4 \text{ m} \times 2.7 \text{ m}$ のレクテナアレーの RF-DC 変換効率の測定を行った。直径 3 m のパラボラアンテナから 2 重偏波で総合電力 10 kW のマイクロ波を送電し、50 m 離れた地点に置かれたレクテナで受電した結果、最高出力電力

は 2.8 kW で、全体の RF-DC 変換効率は 70.6% と推定された。

6. レクテナアレーの飛行船への搭載

飛行船の内袋の大きさは極めて大きく、形状は圧力によって変化するが、概ね球状であるため、この領域内にレクテナを取り付けることが可能であれば、飛行船の外面にレクテナを装着する必要はなく、また、レクテナの保護上も極めて好ましい。しかしながら、今回の内袋および外袋の材料には、想定されるヘリウム漏洩を最小にするため、アルミ箔が使われており、このため、飛行船の内部に電波が透過することはない。このため、レクテナは飛行船の外側の下部の表面に沿って取り付けられた。

レクテナアレーを取り付ける際には、まず、各レクテナサブアレーパネルの表面および裏面の 16 箇所に、長さ 8.5 cm、幅 1 cm のベルクロテープのアンカーを両面テープで接着した。このアンカーを整流回路部のマイクロストリップライン、CMSA の素子に接着すると、RF-DC 変換効率が劣化することが予想されたので、あらかじめ予備実験を行ってパッチアンテナの共振特性やレクテナの整流回路の効率への影響が無視できる大きさおよび位置を選択した。次に、ケブラー繊維でできた紐をレクテナアレー全体を覆うほど大きな網状に編み、その網のそれぞれの結び目にベルクロテープが取り付けられたものを二面準備し、網の間にレクテナアレーをはさんで支えた。第 19 図の写真では、この網の端をジュラルミンのパイプに取り付けて支えている。また、各網の結び目から紐をあらかじめ何十本か出しておく。この網で支えられたレクテナの端のロープを飛行船本体に設けられた座帯に縛り付け、レクテナを飛行船に釣り下げた。レクテナの四隅を飛行船に取り付けただけではレクテナアレーの形状はその自重の下に凸の形状となるため、網から出ている何十本もの紐を飛行船の座帯に固定し、その張力を調整してレクテナがなるべく平面になるように調整した。レクテナパネルの取り付け状態の写真を第 21 図に示す。その後、レクテナアレーを飛行船に取り付けた状態で、サブアレーパネルの傾きを測定した。すべてのパネルについて傾きの値を測定する



第 20 図 レクテナサブアレーパネルの配置

のは困難であったので、第22図に示すように、長形状をしているレクテナレーの最外周のレーパネルについてのみ測定を行った。座標系を第22図で示すように定義すると、測定を行った箇所は式(4)から式(7)で示される。

$$L(y) \equiv \begin{cases} y = 0 & \dots a \leq x \leq 7a \\ y = b & \dots 0 \leq x < a, 7a < x \leq 8a \end{cases} \dots\dots\dots(4)$$

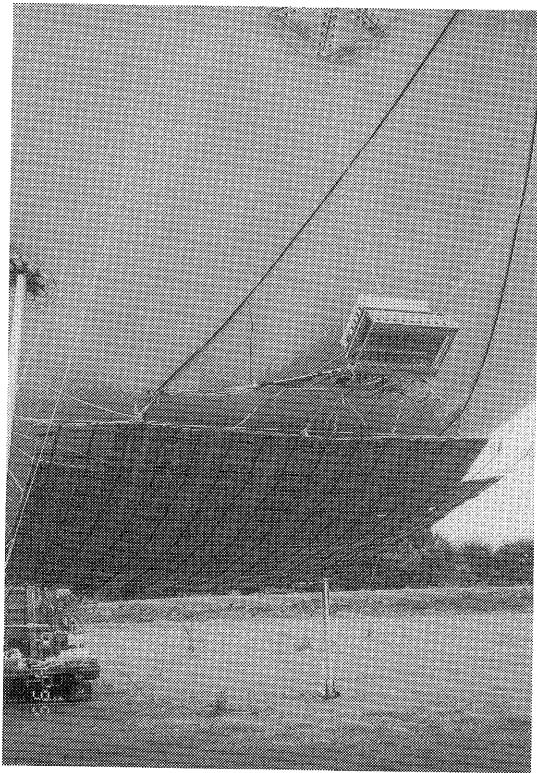
$$R(y) \equiv \begin{cases} y = 8b & \dots a \leq x \leq 7a \\ y = 7b & \dots 0 \leq x < a, 7a < x \leq 8a \end{cases} \dots\dots\dots(5)$$

$$F(x) \equiv \begin{cases} x = 0 & \dots b \leq y \leq 7b \\ x = a & \dots 0 \leq y < b, 7b < y \leq 8b \end{cases} \dots\dots\dots(6)$$

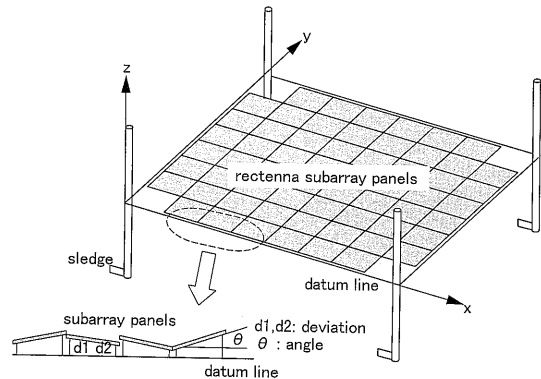
$$B(x) \equiv \begin{cases} x = 8a & \dots b \leq y \leq 7b \\ x = 7a & \dots 0 \leq y < b, 7b < y \leq 8b \end{cases} \dots\dots\dots(7)$$

式(4)から式(7)において、 $a=427$ mm, $b=341.6$ mm であり、それぞれ、サブアレーパネルの縦、横と一致する。

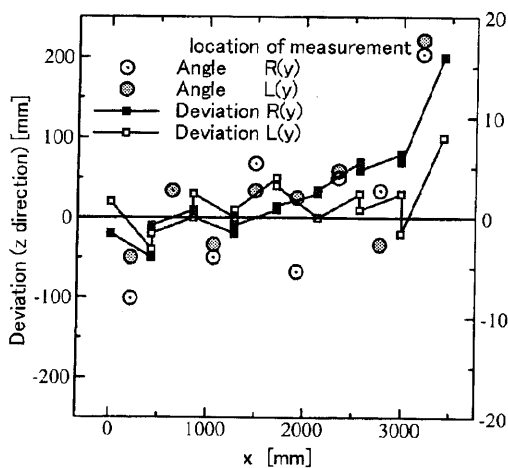
レクテナパネルの四隅に細い紐を使用して基準線を張り、サブアレーパネルの両端における基準



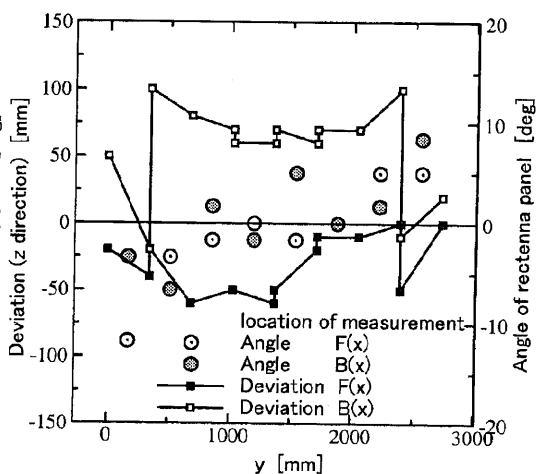
第21図 レクテナパネル取り付け状態の写真(中央:レクテナパネル, 右上:制御回路)



第22図 レクテナパネルの傾き測定説明図



(a) x direction



(b) y direction

第23図 各レクテナサブアレーパネルの相対変位量と傾き (a)前後方向 (b)左右方向

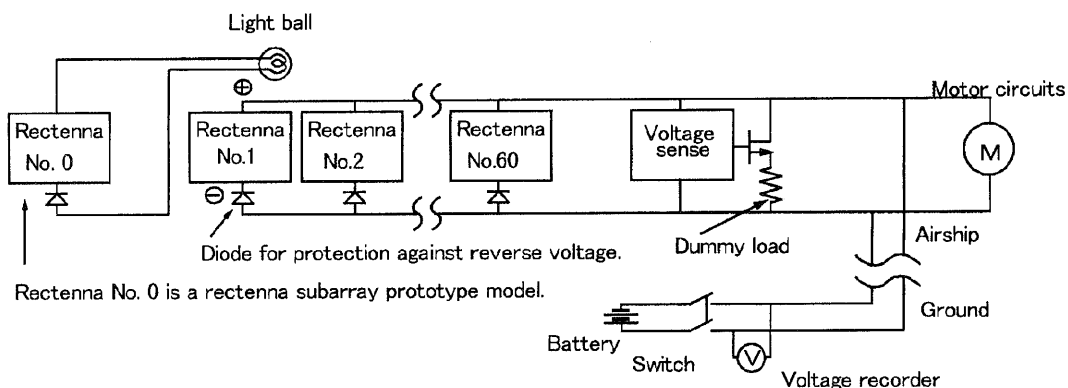
線の垂直方向 (z 方向) の変位量を測定し、基準線とサブアレーパネルのなす角を計算した。これをレクテナアレーの外周四辺に沿うサブアレーごとに繰り返し、レクテナアレー取付時のサブアレーパネルの変位量と傾きを測定した。第 23 図(a)に、レクテナパネルの前後方向 (x 方向) の位置に対する z 方向の変位量と角度を、測定位置 ($L(y)$ および $R(y)$) をパラメータとして示す。また、第 23 図(b)に、レクテナパネルの左右方向 (y 方向) の位置に対する z 方向の変位量と角度を、測定位置 ($F(x)$ および $B(x)$) をパラメータとして示す。パネルの取り付け角度は最後尾の 1 列を除いては ± 10 度以内であり、レクテナが概ね平面状につり下げられていることを示している。

7. 制御回路とモータとの結線

一般に、レクテナ出力電力は負荷によって変動する。今回は必要なモータのトルクに応じた送電電力の制御はしておらず、したがって、レクテナで発生する電力はモータの負荷が大きいときにはその全てが使用されるが、負荷が軽いときには電力が余ることとなる。このとき、レクテナの負荷の抵抗値は大きな値となっており、レクテナ端子電圧が上昇することが予想される。このためにモータにかかる電圧の制限値を越えるほか、端子電圧の上昇が整流用ダイオードの降伏電圧も越えることも予想され、モータのみならず、レクテナそのものの損傷をも引き起こす可能性がある。従って、レクテナとモータとの間に電圧が過大とならないような何らかの工夫が必要である。

そこで、本レクテナアレーにおいては、第 24 図に示すように、配線の途中に過電圧に対する保護回路を挿入している。この保護回路の動作は、マイクロ波送電によって極端に端子電圧が上昇したとき、その電圧上昇を検知し、FET をオン状態とするもの (ドレインソース間を低抵抗とする。) である。FET の先にはダミー負荷が接続されているため、電流はダミー負荷とモータに分流され、端子電圧の上昇を防ぐ仕組みである。通常のホーロー抵抗はダミー負荷には使えないので、今回はキロワットクラスの簡易的なダミー負荷として、電熱線を使用した。その負荷抵抗値は冷却時で 2Ω である。これより、電圧の極端な上昇は防がれることとなったが、この保護回路には FET が発振を起こすという欠点がある。これは、次のように説明される。レクテナの端子電圧が上昇すると、保護回路が働いてダミー負荷が接続され、主回路に並列に接続されたダミー負荷に電流が分流されるため、レクテナの端子電圧が降下する。すると、保護回路の動作が終了して、ダミー負荷が主回路から切り離され、このため端子電圧が上昇する。このように、ある時間間隔で保護回路の FET のオン・オフが繰り返されることとなり、この時間間隔が短いと FET が発振して、その寿命を縮めてしまう。しかしながら、このオン・オフの繰り返しは端子電圧のみを計測対象としている以上やむをえないと考え、今回は繰り返し周期を十分長くするように保護回路を調整して、問題の解決を図った。

今回使用したモータ 2 基は、セイコーエプソン株式会社製のソーラーカーレース用のものである。



第 24 図 レクテナサブアレーとモータの配線

モータとレクテナの間にはモータの制御回路があり、その定格入力電圧は90-150 V、消費電流は60 Aであるから、負荷抵抗値は1.6 Ωから2.5 Ωとなる。この値は、レクテナからみた最適負荷抵抗値である2.17 Ωとほぼ等しく、レクテナのモータ負荷を接続する際の条件を満たす⁽⁴⁾ので、抵抗負荷の場合と変わらない効率的な動作を期待することができる。

ETHERの飛行船駆動実験におけるレクテナを含む受電系全体の配線を第24図に示す。飛行船の電源は、マイクロ波送電によるレクテナアレーおよび保護回路の系統と、地上に置かれたバッテリーの系統の2種類に別れている。バッテリーの系統は、飛行船を上空まで上昇させるためと、マイクロ波送電の給電系の電力が何らかの都合で得られなかったときの予備として動作する。この電源系統の切り替え操作は、第24図に示すスイッチを切り替えることによりおこなわれ、操縦者が飛行船の飛行状況を観察しながら、操作を行うこととした。バッテリーの系統をレクテナの系統と並列に接続するスイッチ結線では、バッテリーからの電源供給中にレクテナのサブアレーパネルや、保護回路にもその供給電圧が掛かることとなるので、以下の工夫によりこれらを回避した。

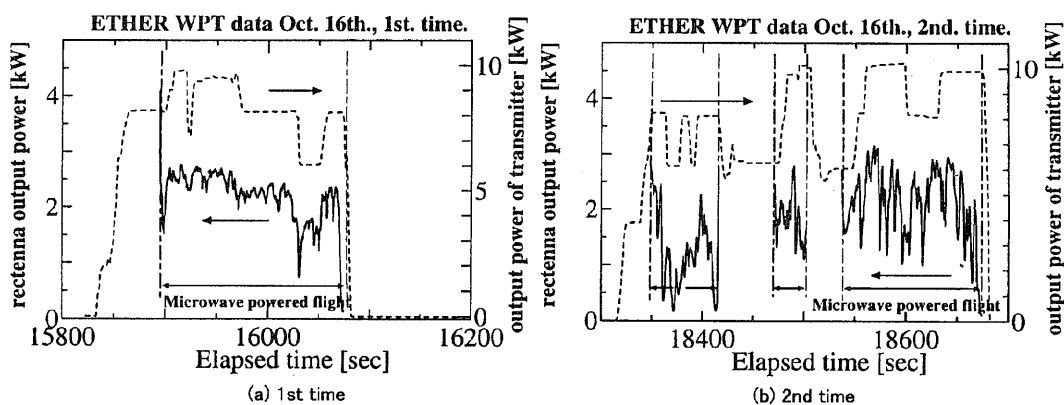
1. サブアレーパネルごとに逆電圧保護用のダイオードを設け、レクテナサブアレーパネルの電流が流れることを阻止した。
2. 保護回路の動作電圧の設定値を、地上のバッテリーの端子電圧よりも僅かに高くすることにより、地上から電源を供給中に保護回路が動作してバッテリーからの電流がダミー負荷に流れることを阻止した。

デモンストレーションを行う際の問題として、飛行船が滞空しているとき、地上の電源系によって駆動しているのか、マイクロ波送電によって駆動しているのか区別がつかないことがあげられていた。そこで、飛行船のレクテナアレーの隣に1枚の独立したレクテナサブアレーパネルを取り付け、負荷として接続した100 V、100 Wの定格の電球の発光によってマイクロ波送電を行っていることを確認する方法を採った。これが、第24図の回路における1枚のレクテナと電球である。また、レクテナの出力電圧は、地上にある電源供給

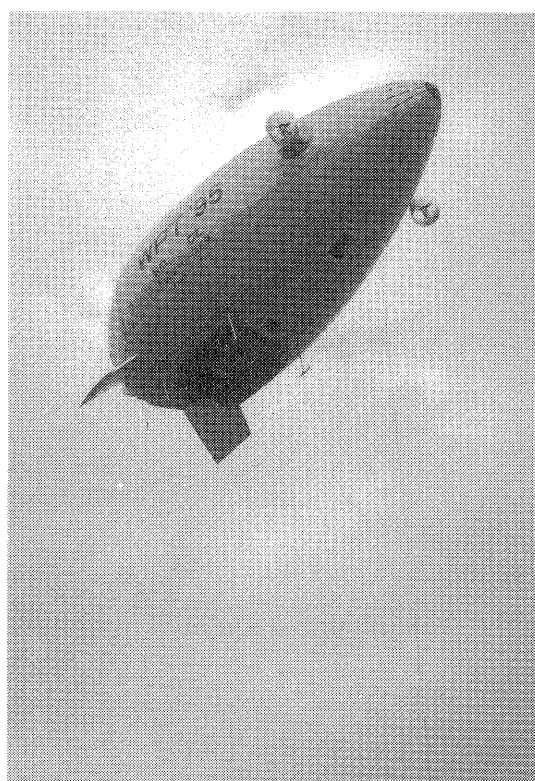
の切り替えスイッチのところに、デジタルデータレコーダを接続して記録した。この電圧値から伝送電力を算出するには、以下の方法を使った。モータの電流電圧特性は非線形であるが、ある電圧値の時の抵抗値が判明すれば、伝送電力の値は一意に決めることができる。したがって、モータに外部のバッテリーからある電圧を加えたときに流れる電流値から、モータの当該電圧における抵抗値を求め、電圧-抵抗特性の実験式をあらかじめ決めておく、モータのスロットルの位置によっても流れる電流は異なるから、今回はマイクロ波送電およびこの基準データの取得時は全てフルスロットルの状態とした。このようにして得られた電圧-抵抗特性を使って、マイクロ波送電実験の際にデータレコーダで記録された電圧値から、伝送電力を算出した。

8. ETHER 飛行実験

ETHERの飛行実験は1995年10月16日に通信総研関西支所において行われた。この日は午後に風が弱くなり、飛行実験には良い条件となった。飛行船が送電アンテナの上空35-45 mで静止したのち、飛行船の操縦者は地上送電系のスイッチを切り、レクテナから供給される電力での飛行を試みた。その結果、モータが勢いよく回転し、飛行船は定点に滞留しさらに上昇しようとした。この結果、連続した3分間の定点滞留飛行に成功した。このときの受電電力の時間変化を第25図(a)に示す。送電機の送電電力は、飛行船の高度や送電アンテナとレクテナの角度などをモニターしながらレクテナに過大入力加わらないように随時変化させた。この送電電力の時間変化も第25図(a)に併せて示す。また、マイクロ波送電中の飛行船の様子を第26図に示す。2回目の飛行実験では風が吹き始め、1回目よりは難しい条件ではあったが、連続的に2分30秒、断続的には4分15秒の定点滞留に成功した。このときの送電電力と受電電力の時間変化を第25図(b)に示す。第25図(a)、(b)ともに、受電電力は短期的には飛行船の動揺に伴ってかなり変動しているが、長期的には送電電力の時間変化に応じて変化していることがわかる。この短期的な変動の原因としては、風によるレクテナの位置の変動や、手動追尾



第25図 ETHER 実験中の受電電力の時間変化 (a) 1回目 (b) 2回目



第26図 マイクロ波送電により滞空中の飛行船

の誤差の他に、レクテナの偏波角による影響も若干含まれると考えられる。受電電力のピーク値は約3 kWであり、これは予定電力よりは少ないが、飛行船の滞空実験のためには十分であった。

10月17日に行ったETHER公開飛行試験時は晴れていたが、風が強かった。このときの実験の様子は第27図に示す。受電系に強風が原因と思われるトラブルが生じたため、公開飛行実験時にはマイクロ波送電による定点滞留は確認できなかった。しかしながら、20素子レクテナパネルに接



第27図 ETHER の実験模様

続された電球の点灯で、マイクロ波によって電力を伝送している事実を示すことができた。

9. ま と め

本論文においてはETHER用のレクテナアレーの開発とETHER実験の概要について述べた。

本レクテナは飛行船搭載用であり、全重量が60 kg以下で、入力電力束密度が所定のレベルのときに、70%以上のRF-DC変換効率が要求された。飛行船に搭載するためには、レクテナの形状は薄型であることが望まれた。そこで、レクテナのアンテナ部に円形マイクロストリップアンテナを使用し、その裏面にマイクロストリップラインを用いた整流回路を設ける構造によって薄型化を実現した。また、アンテナ部の誘電体としてアラミドハニカムを使用することでアンテナ部放射効率を高く維持しつつ、同時に全重量で22.8 kgの軽量化を達成した。マイクロ波整流用として、降伏電圧が60 Vで、1本で高出力・高効率の期待

できるダイオードを採用し、また整流回路の設計にハーモニックバランス法によるシミュレーションと実験を併用することにより、レクテナサブアレーパネルのRF-DC変換効率として最高81%の値をもつ高効率なレクテナを開発した。また、出力電力を増加するために、本レクテナでは2重偏波を使用しており、このため、1個のアンテナ素子に対して水平・垂直偏波用の2種類の整流回路を接続する構成とした。重量と出力電力の比は3.8g/Wであり、これは、MILAX用レクテナの3分の1の値である。

予備試験の結果によれば、入射電力束密度が820W/m²の時の、レクテナサブアレーパネル60枚の出力電力の合計は5.88kWであった。また、直径3mのパラボラアンテナによって送電された合計10kW(水平、垂直各5kW)の電力を、50m離れた位置で本レクテナアレイによって受電したときの出力電力量は2.8kWであり、RF-DC変換効率は70.6%であった。レクテナの入力電力が予定値の7kWよりも小さかったため、目標値であった5kWの出力電力を得るには至らなかった。

ここで、開発した受電用レクテナを使用してマイクロ波による無人飛行船の滞空実験(ETHER実験)を成功させ、実験時にピーク値で3kWの電力が伝送されていることを確認した。このことを通じて、大電力マイクロ波送電システムの実用化に向けた一步を踏み出すことができた。

マイクロ波送電の応用分野は非常に広く、飛行体のみならず、宇宙空間でのエネルギー供給などが考えられる。また、将来の実用化にあたっては、高電力マイクロ波の使用に伴う電磁環境問題についての検討が不可欠であり、これらの応用指向の研究と基礎研究をバランス良く進める必要がある。

また、マイクロ波帯の周波数の逼迫の中でこの目的のための周波数が確保できるかという問題もあり、将来的にはさらに高い周波数へ移行する可能性を探る必要がある。これらの問題を含む残された課題に対してさらに積極的に研究を進め、電波利用の一形態としてのマイクロ波送電の有効性を示してゆく所存である。

参 考 文 献

- (1) Y. Fujino, M. Fujita, N. Ogihara, N. Kaya, S. Kunimi, and M. Ishii, "A planar and dual polarization rectenna for HALROP microwave powered flight experiment", *Space Energy and Transportation*, Vol.1, No.4, pp.246-257, Dec. 1996.
- (2) Y. Fujino, M. Fujita, N. Kaya, M. Onda, S. Kunimi, M. Ishii, N. Ogihara, and N. Kusaka, "Wireless power receiving system for microwave propelled airship experiment.", *Space Technology*, Vol.17, No.2, pp.89-93, 1997.
- (3) J. J. Schlesak, A. Alden and T. Ohno "A microwave powered high altitude platform", *Proc., IEEE MTT-S International Symposium*, May. 1988.
- (4) T. Ito, Y. Fujino and M. Fujita, "Fundamental experiment of a rectenna array for microwave power reception", *IEICE Trans. on Communications*, Vol.E76-B, No.12, pp.1508-1513, 1993.
- (5) N. Kaya, S. Ida, Y. Fujino and M. Fujita, "Transmitting antenna system for ETHER airship demonstration", *Space Energy and Transportation*, Vol.1, No.4, pp.237-245, 1996.
- (6) M. Onda, K. Hayashi, M. Misawa, M. Fujita, Y. Fujino, N. Kaya, K. Tomita, M. Yamada and O. Imaizumi, "Preliminary tests on ground-to-airship microwave transmission for the future stationary high-altitude platform", *Space Energy and Transportation*, Vol.1, No.4, pp.258-266, 1996.
- (7) 大塚昌孝, 大室統彦, 柿崎健一, 斉藤誠司, 黒田道子, 堀内和夫, 副島光積, "有限レクテナアレーの素子間隔と受電効率", *信学論 (B-II)*, Vol.J73-B-II, No.3, pp.133-139, Mar. 1990.
- (8) I. J. Bahl and P. Bhartia, "Microstrip antennas", Artech house, 1980.

- (9) 伊藤精彦, “太陽発電衛星受電用地球局素子「レクテナ」に関する基礎的研究”, 昭和58年度文部省科学研究費補助金研究成果報告書, Mar. 1984.
- (10) J. R. Mosig and F. E. Gardiol, “General integral equation formulation for microstrip antennas and scatterers”, IEE Proc., Vol.132, Pt.H, No.7, pp.424-432, Dec. 1985.
- (11) V. Rizzoli, C. Cecchetti, A. Lipparini and F. Matri, “General-purpose harmonic balance analysis of nonlinear microwave circuits under multitone excitation”, IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol.MTT-36, No.12, pp.1650-1660, Dec. 1988.
- (12) 藤野義之, 藤田正晴, 賀谷信幸, 日下規男, “2重偏波レクテナの偏波角特性に関する実験”, 信学論 (B-II), Vol.J80-B-II, No.11, pp.963-975, 1997.
- (13) Y. Fujino, T. Ito, M. Fujita, N. Kaya, H. Matsumoto, K. Kawabata, and T. Onodera, “A ractenna for MILAX”, 1st Annual Wireless Power Transmission Conference, Texas, pp.273-277. Feb. 1993.
- (14) Y. Fujino, T. Ito, M. Fujita, N. Kaya, H. Matsumoto, K. Kawabata, H. Sawada, and T. Onodera, “A driving test of a small DC motor with a rectenna array.”, IEICE Trans. on Communications, Vol.E77-B, No.4, pp.526-528, Apr. 1994.



藤野 義之
Yoshiyuki FUJINO
企画部企画課 (ATR 環境適応通信
研究所出向中)

E-mail: fujino@acr.atr.co.jp

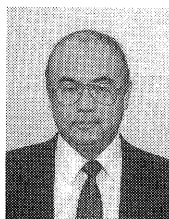


藤田 正晴
Masaharu FUJITA
地球環境計測部
マイクロ波リモートセンシング
E-mail: mfujita@crl.go.jp



賀谷 信幸
Nobuyuki KAYA
神戸大学工学部情報知能工学科教授
マイクロ波無線送電, 宇宙太陽発電
衛星

E-mail: kaya@kobe-u.ac.jp



恩田 昌彦
Masahiko ONDA
工業技術院機械技術研究所物理情報
部計測制御研究室
計測制御, LTA ビークル

富田 一正
Kazumasa TOMITA
株式会社エイ・イー・エス
取締役 企画推進室長
次世代型飛行船の研究
E-mail: kazu_tomita@aes.co.jp

.....