

## 4. 2重偏波レクテナとその偏波角特性

藤野 義之\*<sup>1</sup> 藤田 正晴\*<sup>2</sup> 賀谷 信幸\*<sup>3</sup>

(1998年6月15日受理)

### 4. A DUAL POLARIZED RECTENNA AND ITS POLARIZATION ANGLE CHARACTERISTICS

By

Yoshiyuki FUJINO, Masaharu FUJITA, and Nobuyuki KAYA

In a microwave power transmission system, transmission power may be doubled easily by using a dual polarization system in which two orthogonal linear polarizations are independently used for power transmission. The polarization axes of the transmitting antenna and the rectenna can be aligned correctly between two fixed points; however, when a rectenna is mounted on a moving vehicle, the angle between the transmission polarization axis and the receiving polarization axis (polarization angle) may vary due to the variation in the attitude of the vehicle. Also, the transmission amplitudes of the vertical and horizontal polarization components may not be the same. In this paper, the polarization angle dependence of the RF-DC conversion efficiency of a dual polarization rectenna is studied experimentally and by computer simulation. The computer simulation study is also carried out for dual polarization transmission with an unbalanced amplitude situation. The transmission characteristics of the dual polarization system are compared with those of a circular polarization system to show the validity of using the dual polarization system.

[キーワード] マイクロ波電力伝送, レクテナ, 偏波角, 直線偏波送電, 2重偏波送電

Microwave power transmission, Rectenna, Polarization angle, Linear polarization transmission, Dual polarization transmission

#### 1. ま え が き

成層圏無線中継システムでは無線中継等のため、長期間にわたって高高度に飛行体を滞空させることを想定しており、飛行体は一定の軌道を描いて

ある領域内に留まることが期待されている。このため、マイクロ波電力伝送技術を用いて飛行体に継続的に電力を供給する際に使用される送電アンテナと受電アンテナの間の位置関係は時々刻々変化するものと考えられる。従って、太陽発電衛星で想定されているような直線偏波<sup>(2)</sup>を使用することは難しいと考えられる。

飛行体の姿勢変動に伴う送受の偏波方向の変動により発生する偏波損を防止するためには、2重偏波マイクロ波送電システムの採用が候補として

\*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

本論文の内容は、文献(1)で発表したものである。

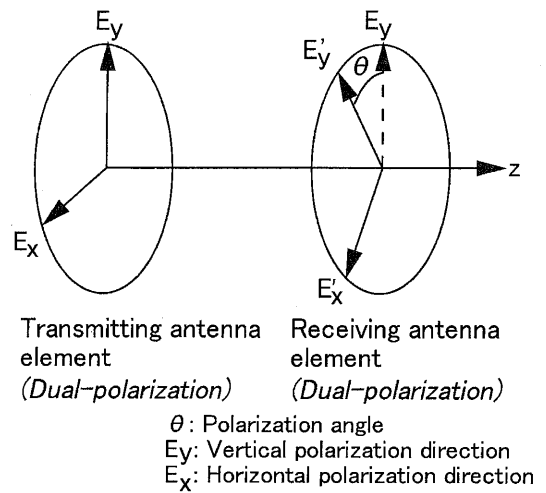
挙げられる。これは、地上からインコヒーレントかつ等振幅の垂直および水平偏波からなる直交2重偏波を飛行体に向けて送電し、機体側に取り付けた2重偏波レクテナ<sup>(3),(4),(5)</sup>で受電した電力を、飛行体の推進用として供給するものである。このとき、送受電の偏波方向のなす角（以降、偏波角という）が0度、±90度または±180度ときは、直交するそれぞれの偏波で動作する独立なマイクロ波送電システムが2組あるものと考えられるが、偏波角が前述の角度以外の場合の全体システムの振舞いについては明らかではない。2重偏波で送電された電力を2重偏波レクテナで受電する場合、送電側の各偏波出力電力は同じとすることが通常である。しかしながら、出力電力を全く同一とすることは必ずしも容易ではなく、一般にはこれらは異なっていると考えるべきである。その極端な場合として、送電偏波の片側の振幅が零、すなわち直線偏波送電があると考えられる。これは、2重偏波を送電している二台の送信機のうち、一台が動作しなくなった場合を想定しているが、このときでも偏波角によらず定格の半分の伝送電力を負荷側に供給できるものと期待される。

このように、2重偏波レクテナの出力電力の偏波角特性は送電側の偏波や、受電用2重偏波レクテナの構成などにより変化すると思われるが、検討は行われておらず、未だ明らかではない。

本論文ではまず、直線偏波送電波、および等振幅並びに不等振幅2重偏波送電波のそれぞれを2重偏波レクテナで受電する場合の偏波角特性を明らかにし、RF-DC変換効率について実験および計算によって検討した結果を述べる。さらに、円偏波による送電と比較を行い、2重偏波送電の有効性を明らかにする。

2. 送受電の偏波方向と2重偏波レクテナ

第1図に、送受電の偏波方向の幾何学的関係を示す。左側の楕円は送電アンテナを示し、互いに相関のない垂直偏波 ( $E_x$ ) および水平偏波 ( $E_y$ ) からなる直交2重偏波を放射するものとする。送電波の進行方向を  $z$  方向とし、その軸上に右側の楕円で示す受電用の2重偏波レクテナがあるものとする。2重偏波レクテナのアンテナ部は、垂直偏波 ( $E'_x$ ) および水平偏波 ( $E'_y$ ) を独立に受電す



第1図 2重偏波送電の概念図

ることができる。もし、レクテナが  $z$  軸に対して傾いたり、直交する面内で平行に移動する場合には、そのアンテナ部への入射角の変化として記述することができる。ここでは、受電用の2重偏波レクテナが  $z$  軸を中心として回転する場合を考える。このとき、アンテナ部の偏波方向は第1図に示すように  $\theta$  だけ回転することとなる。この角を、前に述べたように偏波角とよぶ。なお、レクテナの回転に伴って受電偏波の方向も回転し、もともと垂直であったものも90度の回転によって水平となる。しかし、ここでは表記の都合上、偏波角が0度ときの偏波方向にもとづいてレクテナの整流回路を区別する。

ここで、2重偏波送電について式を使って説明する。送電側の偏波軸を  $x, y$  軸とし、偏波の  $x$  方向および  $y$  方向の送電電界  $E_x, E_y$  を次のように定義する。(第1図)

$$E_x = A_1 \sin(\omega_1 t + \phi_1) \hat{x} \dots\dots\dots(1)$$

$$E_y = A_2 \sin(\omega_2 t + \phi_2) \hat{y} \dots\dots\dots(2)$$

ただし  $\omega_1, \omega_2$  は電界の角周波数、 $\phi_1, \phi_2$  は位相であり、 $A_1, A_2$  は送電電界の最大振幅である。

(1)式、および(2)式より偏波角が  $\theta$  だけ回転した受電側での偏波軸を  $x', y'$  とすると、電界  $E'_x, E'_y$  はそれぞれ次式で表される。

$$E'_x = A_1 \cos \theta \sin(\omega_1 t + \phi_1) + A_2 \sin \theta \sin(\omega_2 t + \phi_2) \dots\dots\dots(3)$$

$$E'_y = -A_1 \sin \theta \sin(\omega_1 t + \phi_1)$$

+  $A_2 \cos \theta \sin(\omega_2 t + \phi_2)$  .....(4)  
 となる。ここで簡単化のため  $\omega_1 = \omega_2$  と仮定すると、

$$E_x' = A_1 \cos \theta (\cos \phi_1 \sin \omega t + \sin \phi_1 \cos \omega t) + A_2 \sin \theta (\cos \phi_2 \sin \omega t + \sin \phi_2 \cos \omega t) = (A_1 \cos \theta \cos \phi_1 + A_2 \sin \theta \cos \phi_2) \sin \omega t + (A_1 \cos \theta \sin \phi_1 + A_2 \sin \theta \sin \phi_2) \cos \omega t = \sqrt{(A_1 \cos \theta \cos \phi_1 + A_2 \sin \theta \cos \phi_2)^2 + (A_1 \cos \theta \sin \phi_1 + A_2 \sin \theta \sin \phi_2)^2} \sin(\omega t + \phi') \text{ .....(5)}$$

$$E_y' = -A_1 \sin \theta (\cos \phi_1 \sin \omega t + \sin \phi_1 \cos \omega t) + A_2 \cos \theta (\cos \phi_2 \sin \omega t + \sin \phi_2 \cos \omega t) = (-A_1 \sin \theta \cos \phi_1 + A_2 \cos \theta \cos \phi_2) \sin \omega t + (-A_1 \sin \theta \sin \phi_1 + A_2 \cos \theta \sin \phi_2) \cos \omega t = \sqrt{(-A_1 \sin \theta \cos \phi_1 + A_2 \cos \theta \cos \phi_2)^2 + (-A_1 \sin \theta \sin \phi_1 + A_2 \cos \theta \sin \phi_2)^2} \sin(\omega t + \phi'') \text{ .....(6)}$$

となる。ここで、 $\phi'$ 、 $\phi''$  は、次式で示される。

$$\phi' = \tan^{-1} \frac{A_1 \cos \theta \sin \phi_1 + A_2 \sin \theta \sin \phi_2}{A_1 \cos \theta \cos \phi_1 + A_2 \sin \theta \cos \phi_2} \text{ (7)}$$

$$\phi'' = \tan^{-1} \frac{-A_1 \sin \theta \sin \phi_1 + A_2 \cos \theta \sin \phi_2}{-A_1 \sin \theta \cos \phi_1 + A_2 \cos \theta \cos \phi_2} \text{ .....(8)}$$

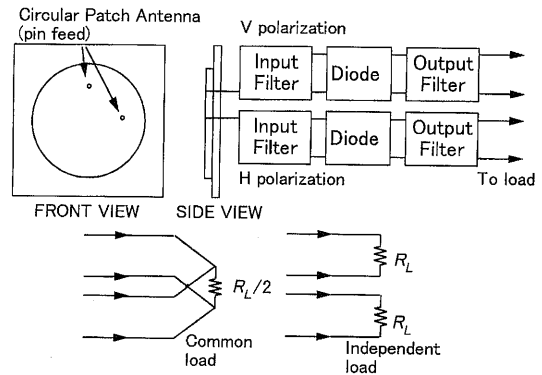
次に  $\phi_2 - \phi_1$  は、 $\phi_1$  を基準にして  $\phi_2$  をみたときの相対位相とみなすことができる。ここで、 $\phi_1 = 0$  とおくと、 $\phi_2$  は 2 重偏波レクテナの水平および垂直偏波のアンテナで受電した電波の間の位相差となり、(5)式は次のように簡単化される。

$$E_x' = \sqrt{(A_1 \cos \theta + A_2 \sin \theta \cos \phi_2)^2 + (A_2 \sin \theta \sin \phi_2)^2} \sin(\omega t + \phi') = \sqrt{A_1^2 \cos^2 \theta + 2A_1 A_2 \sin \theta \cos \theta \cos \phi_2 + A_2^2 \sin^2 \theta} \sin(\omega t + \phi') \text{ (9)}$$

ここで、2 重偏波送電波は互いにインコヒーレントであるから、水平及び垂直偏波の間の位相差  $\phi_2$  の平均は零になる。従って、受電位置における  $x'$  方向の平均電界は、

$$E_x' = \sqrt{A_1^2 \cos^2 \theta + A_2^2 \sin^2 \theta} \sin(\omega t + \phi') \text{ .....(10)}$$

となる。 $y'$  方向の偏波についても同様にして求めることができる。式(10)は、 $E_x$  の  $x'$  軸への正写影と、 $E_y$  の  $x'$  軸への正写影の和を示しているから、偏波角  $\theta$  をもつ受電アンテナ側における平均電界は、2 重偏波送電波のそれぞれの方向の成分の和と考えることができる。このためインコヒーレントな 2 重偏波を送電すれば、送受の偏波角が傾いた場合でも平均受電電力は各々の送電偏波の受電偏波方向成分の和として表されるので、大き



第 2 図 2 重偏波レクテナの構成図

く変動することはないと期待される。

しかしながら、瞬時電力に関する議論を行うときには、(9)式において  $\phi_2$  について平均はできない。この場合の電界の最大値は平均値の 2 倍となる。実際には、使用される 2 つの送信機の送電信号の間の相関の度合いに依存しており、信号源の性質を含めた検討が必要である。今回の実験においては進行波管増幅器 (TWTA) およびマグネトロン発振器を使用し、理論解析においては若干周波数が離れた 2 個の正弦波を仮定した。

第 2 図に、実験で使用した 2 重偏波レクテナの概略図を示す。実験の都合上、2 種類の 2 重偏波レクテナを用いており、これらを、モデル 1 およびモデル 2 と呼んで区別している。モデル 1、モデル 2 のいずれもが円形マイクロストリップパッチアンテナと整流回路で構成されており、パッチアンテナに対して垂直、水平偏波の給電をピン結合により 2 カ所で独立して行っている。整流回路は、両偏波の給電部のそれぞれに対して独立に設けられている。すなわち、アンテナ素子の直交する偏波の給電部のそれぞれに整流回路が合計 2 つ取り付けられ、レクテナ 1 素子を構成している。モデル 1 は整流用ダイオードとして Si ショットキーバリアダイオード (1SS281(1)) を使用しており、水平偏波および垂直偏波用整流回路は同じ構成の全波整流回路である。また、測定の都合上、4 素子のレクテナを各偏波ごとに並列に接続して使用している。一方、モデル 2<sup>(3)</sup> は整流用ダイオードとして GaAs ショットキーバリアダイオード (MA46135-32) を採用している。レクテナ構成の都合上、モデル 2 の水平偏波および垂直偏波

用整流回路の構成が少し異なっているので、レクテナの電気的特性も水平偏波と垂直偏波整流回路とで若干異なっているものと考えられる。モデル1およびモデル2のレクテナ素子のRF-DC変換効率の最大値はそれぞれ、56%、81%<sup>(3)</sup>であった。ここで、RF-DC変換効率は、受電レクテナに入射する入射波の電力束密度とレクテナの開口面積の積で表されるRF入力電力に対する負荷抵抗の消費電力の比で定義され、以下本稿では、特に断りが無い限り、この値を単に効率とよぶ。

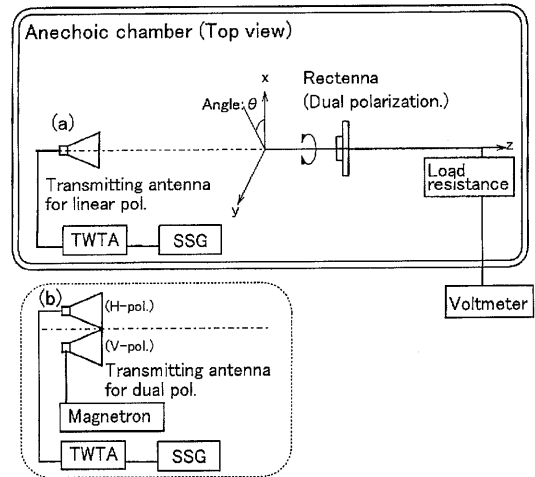
また、第2図に示すようにレクテナの垂直偏波および水平偏波出力のそれぞれを独立の負荷抵抗で終端した場合を独立負荷 (independent load)、各偏波出力を一個の負荷抵抗に並列に接続した場合を共通負荷 (common load) と呼んで区別している。

### 3. 直線偏波送電の実験

#### 3.1 偏波角特性の実験

本節では直線偏波送電のときの2重偏波レクテナの偏波角特性について検討を行い、レクテナ受電効率の変化について議論を行う。送電側が直線偏波、受電側が2重偏波の場合の偏波角特性を、第3図(a)に示す測定系を使用して測定した。周波数2.45 GHzの電波は信号発生器 (SSG) で生成され、進行波管増幅器 (TWTA) で500 Wまで増幅された後、直線偏波標準ホーンアンテナより放射される。レクテナは送電アンテナから約2 m離れた回転台に取り付けられており、z軸のまわりに任意の角度に回転することができる。実験時のレクテナ面における電力束密度は概ね300 [W/m<sup>2</sup>]前後としたが、この値は2重偏波レクテナを用いたマイクロ波送電のデモンストレーション実験<sup>(3)</sup>の定格電力束密度である片偏波あたり400 [W/m<sup>2</sup>]を参考に、少し余裕をみて決定した。このときのレクテナへのRF入力電力は2.4 W程度である。

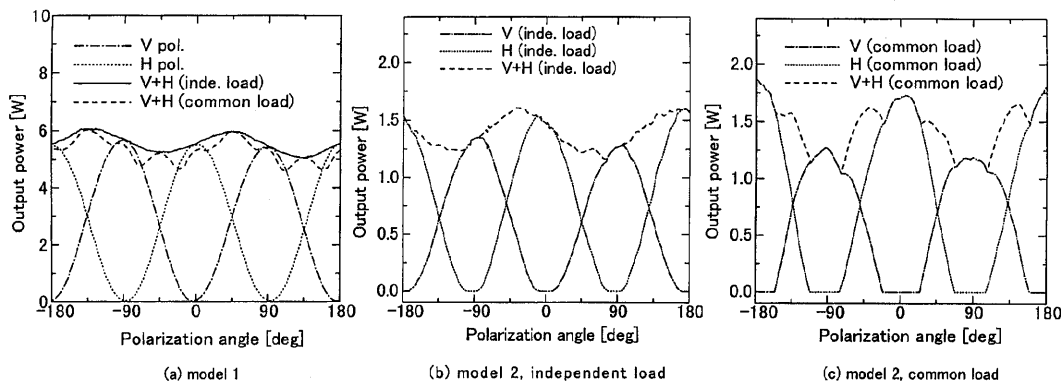
マイクロ波送電系の出力を一定に保ち、独立負荷を接続した2重偏波レクテナをz軸のまわりに回転したときの、垂直および水平偏波用の整流回路の出力電力の実験値を、偏波角に対して一点鎖線および点線でモデル1およびモデル2のそれぞれに対し第4図(a), (b)に示す。両出力とも、



第3図 偏波角特性の測定系  
(a)直線偏波送電, (b)2重偏波送電

偏波角の回転に伴って正弦波状の変動を示している。また、両偏波出力のこれらの算術和を第4図(a), (b)に破線で示す。独立負荷時の出力電力の算術和は第2節の検討から、理想的には偏波角によらずほぼ一定値となるものと予想されるが、今回の場合180度周期の変動がみられた。この原因として以下の2点が考えられる。

1. レクテナの垂直偏波受電系と水平偏波受電系の効率の違い。
2. レクテナのアンテナ部の垂直、水平偏波用給電点における偏波軸が直交しないため。
  1. については、偏波角が $\pm 180^\circ$ 、 $\pm 90^\circ$ および $0^\circ$ の時の垂直・水平偏波整流回路の出力電力の最大値が一致していないことから分かる。
  2. については、本2重偏波レクテナの2つの偏波方向のなす角が、直角ではなく約85度の角度で交わっているためと推定される。これは、垂直偏波出力電力を偏波角に関して5度ずらして水平偏波出力電力と重ね合わせたとき、両偏波受電系の効率の違いの影響を除いて、両電力の算術和がほぼ一定となること、および両偏波出力の偏波角特性が直交することから確認された。両偏波の偏波方向のなす角が直角から傾くのは、第2図に示すように、円形マイクロストリップアンテナの非対称な2点でピン給電を行っているために、片方の給電点からみたパッチアンテナが完全に左右対称ではなく、もう一方の給電ピンの存在のために電流分布が変化して、偏波の直交性が劣化したためと



第4図 2重偏波レクテナの偏波角特性の実験値（直線偏波送電の場合）  
 (a)モデル1, (b)モデル2, 独立負荷, (c)モデル2, 共通負荷

解釈される。

次に、レクテナ素子の垂直・水平の両偏波整流回路の出力を、独立負荷の半分値の共通負荷に並列に接続した（共通負荷）。このときの出力電力の偏波角特性を、モデル1、モデル2のそれぞれについて第4図(a)、および第4図(c)に破線で示す。共通負荷としたとき、偏波角特性に独立負荷の場合とは異なる特徴が表れていることが分かる。すなわち、受電アンテナの偏波軸が送電アンテナの偏波軸と一致する場合（偏波角が $-180^\circ$ 、 $-90^\circ$ 、 $0^\circ$ 、 $90^\circ$ 、 $180^\circ$ の場合）、および2重偏波レクテナの2つの整流回路のそれぞれに入力されるRF信号レベルが同じとなる偏波角が $-135^\circ$ 、 $-45^\circ$ 、 $45^\circ$ 、 $135^\circ$ の場合には、出力電力は極大値をとる。これに対して偏波角が上記の二つの場合のおおむね中間の値（概略 $\pm 157.5^\circ$ 、 $\pm 112.5^\circ$ 、 $\pm 67.5^\circ$ 、 $\pm 22.5^\circ$ と推定される）をとるときに出力電力が低下していることが分かる。また、モデル2の一部の偏波角において独立負荷時より共通負荷時の出力電力が大きくなっているが、これは2重偏波レクテナの実装の都合上、2つの整流回路の回路パターンが少し異なり、従ってそれぞれの最適負荷抵抗値が異なるにも拘わらず、独立負荷時の負荷抵抗値を、共通負荷時の最適負荷抵抗の倍の値としているためであると考えられる。

また、共通負荷の場合の垂直、水平偏波用の各整流回路からの出力電力の偏波角特性を、モデル2について独立に測定した結果を第4図(c)に一点鎖線および点線で示す。この特性は、第4図

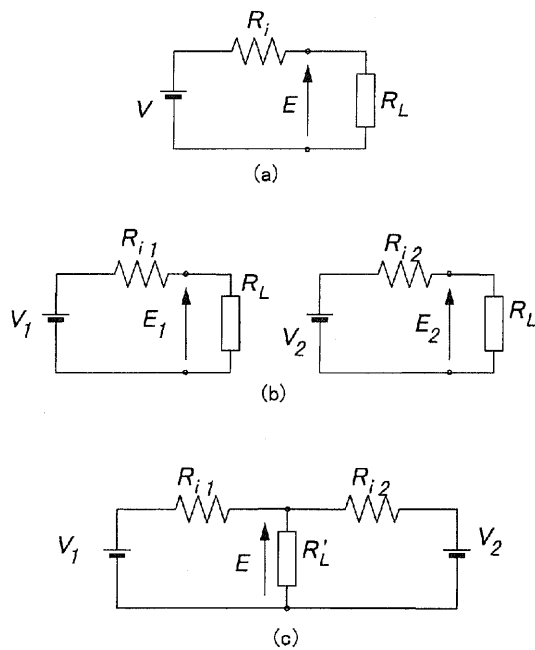
(b)に示す独立負荷時の各整流回路出力の偏波角特性と比較して顕著な違いがみられる。すなわち、独立負荷の場合には垂直、水平偏波用の整流回路の入力電力に差があっても、入力電力の低い方の整流回路もある程度電力を発生するが、共通負荷時は入力電力がある値に達するまでは入力小さい方の整流回路には全く出力電力を発生しない偏波角の領域がある。この原因について、次節において検討を加える。

### 3.2 直線偏波送電の場合の効率低下の原因

前節で述べた偏波角 $\pm 22.5^\circ \times (2n - 1)$ 、 $n = 1, \dots, 4$ 付近における出力電力の低下を評価するために、GutmannとBorregoの論文<sup>(6)</sup>で述べられている、動作点の異なるレクテナを並列接続したときに生ずる出力電力低下について検討を行う。まず、レクテナの直流的な等価回路を、第5図(a)のように仮想的な開放端電圧Vをもつ電圧源と内部抵抗 $R_i$ を用いてモデル化する。内部抵抗 $R_i$ は負荷抵抗と同程度の大きな値であり、このモデルはレクテナについてかなり良い近似を与えることをGutmannとBorregoは述べている。このとき負荷抵抗 $R_L$ に伝送される電力は、レクテナ端子電圧をEとすると、

$$P = \frac{R_L}{(R_i + R_L)^2} V^2 = \frac{E^2}{R_L} \dots\dots\dots(11)$$

であらわされる。独立負荷時は2回路あるので、それぞれの回路の電圧および内部抵抗値を第5図(b)に示すように番号1、2を付けて区別すると、伝送電力の総和 $P_S$ は、



第5図 レクテナの等価回路モデル

$$P_S = P_1 + P_2 = \frac{E_1^2}{R_L} + \frac{E_2^2}{R_L}$$

$$= R_L \left\{ \frac{V_1^2}{(R_{i1} + R_L)^2} + \frac{V_2^2}{(R_{i2} + R_L)^2} \right\} \dots\dots\dots(12)$$

となる。一方、2つのレクテナが共通負荷で動作しているときの伝送電力  $P_P$  は、電圧値と抵抗値を第5図(c)で表されるように定義すると、

$$P_P = \frac{E^2}{R'_L} \left( \frac{R_{i2}V_1 + R_{i1}V_2}{R_{i1}R_{i2} + R'_L R_{i1} + R'_L R_{i2}} \right)^2 \dots\dots\dots(13)$$

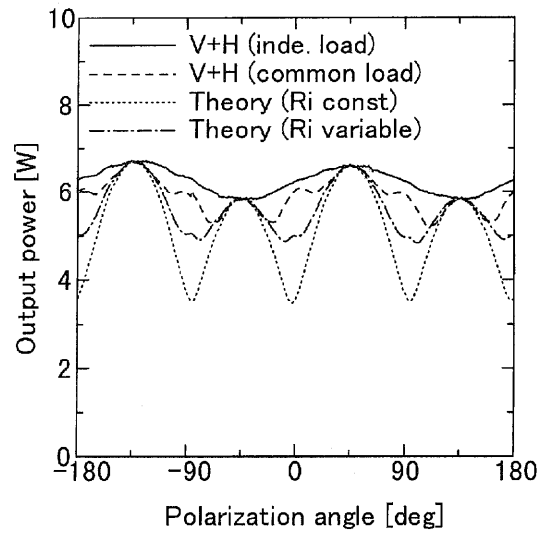
となる。ここで、独立負荷時の抵抗  $R_L$  と2回路並列時の共通負荷の抵抗  $R'_L$  は通常、

$$R'_L = \frac{R_L}{2} \dots\dots\dots(14)$$

となるように選択する<sup>(7)</sup>ので、式(12)、(13)、(14)から、共通負荷時の出力電力低下の割合  $P_P/P_S$  を独立負荷時のレクテナ端子電圧  $E_1$ 、 $E_2$  を用いて表すと、

$$\frac{P_P}{P_S} = \frac{2}{E_1^2 + E_2^2} \left\{ \frac{R_{i2}(R_{i1} + R_L)E_1 + R_{i1}(R_{i2} + R_L)E_2}{2R_{i1}R_{i2} + R_L R_{i1} + R_L R_{i2}} \right\}^2 \dots\dots\dots(15)$$

となる。通常の動作時におけるレクテナの内部抵抗  $R_i$  は、最大の効率を与える負荷抵抗値  $R_L$  に等しい値と考えることができるから、独立負荷時

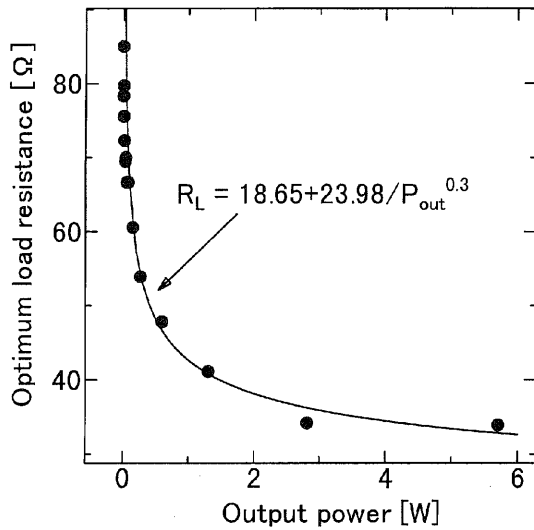


第6図 2重偏波レクテナの偏波角特性の計算値と実験値の比較 (モデル1)

の端子電圧に関する実験データおよび最適負荷抵抗値  $R_L$  を用いて共通負荷時の電力を計算することができる。

このようにして求めたモデル計算値をモデル1に関して第6図に点線で示す。同図中には第4図(a)に示した独立負荷時の2つの出力の算術和、および共通負荷時の出力実験値をそれぞれ実線および破線で再掲する。2つの整流回路の入力電力があまり大きく違ってない偏波角  $\pm 45^\circ$  および  $\pm 135^\circ$  付近の領域では共通負荷時の出力電力のモデル計算値と実験値は良い一致を示すが、これらかなり異なる偏波角  $\pm 180^\circ$ 、 $\pm 90^\circ$  および  $0^\circ$  付近では差が大きい。これは、レクテナの内部抵抗  $R_i$  が入力電力に依存して変化していることを考慮に入れず、一定としているためであると考えられる。従って、実際に内部抵抗の入力電力依存性を調べる必要があるが、その測定は必ずしも容易ではない。(14)式から明らかのように、計算に必要なデータは独立負荷時のレクテナ端子電圧とそのときの内部抵抗である。入力電力を変えたときに最大効率を与える負荷抵抗の値とそのときの出力電力の関係を、モデル1の独立負荷の場合について実験的に求めた結果を第7図に示す。図中の最適負荷抵抗値  $R_{opt}$  と出力電力  $P_{out}$  の関係を与える実験式を次式に示す。

$$R_{opt} = 18.65 + 23.98 \cdot P_{out}^{-0.3} \dots\dots\dots(16)$$



第7図 最適負荷抵抗の出力電力依存性 (モデル1)

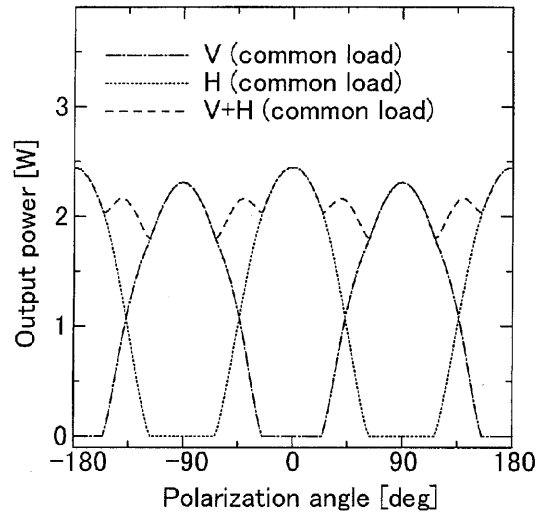
(16)式は、モデル1の4素子のレクテナの各偏波出力を並列に接続したときの実験式である。

モデル2に関しては各偏波によって整流回路の構成が若干異なっているため、それぞれについて最適負荷抵抗  $R_{opt}$  と出力電力  $P_{out}$  の関係の実験式を求めた。これを、水平偏波用の回路 (TypeA) について(17)式に、垂直偏波用の回路 (TypeB) については(18)式に示す。

$$R_{opt} = 214 + 33.3 \cdot P_{out}^{-1} \quad \dots\dots\dots(17)$$

$$R_{opt} = 184 + 15.8 \cdot P_{out}^{-1} \quad \dots\dots\dots(18)$$

レクテナの端子電圧は最適負荷抵抗値  $R_{opt}$ ，出力電力  $P_{out}$  の値から計算することができ、また、内部抵抗値は最適負荷抵抗値に等しいとすると、(15)式によって独立負荷時の出力電力から共通負荷時の出力電力を見積もることができる。このようにして計算した結果を、モデル1に対して第6図に一点鎖線で示す。実験結果との完全な一致は得られていないが、内部抵抗一定のモデルの計算結果 (点線) に比べて大幅な改善があり、また、偏波角が  $\pm 180^\circ$ ， $\pm 90^\circ$  および  $0^\circ$  付近における振る舞いに定性的な一致が見られることが分かる。しかしながら、計算値と実験値にはいまだに違いがある。これは、等価的な内部抵抗  $R_i$  の値がそれぞれの整流回路の独立負荷時の内部抵抗の値のみでは記述できず、共通負荷にしたことによって他の整流回路の出力電力の影響を受けて変化するためであると考えられる。したがって、現在のと

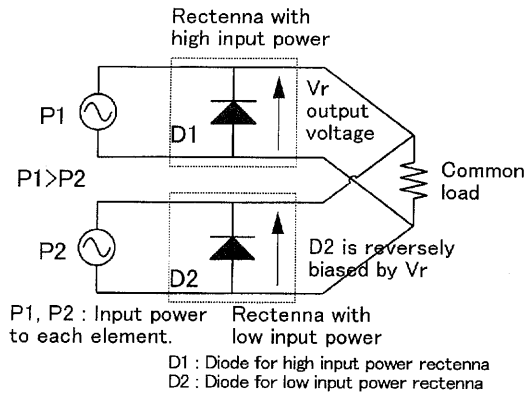


第8図 2重偏波レクテナの偏波角特性のシミュレーション値 (モデル2)

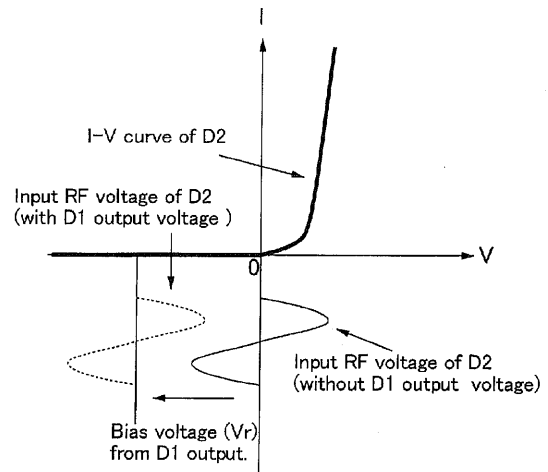
ころ、すべての偏波角にわたってよい近似を与える等価回路モデルを得ることは困難ではないかと考えられる。

そこで、ハーモニックバランス法を用いた非線形回路シミュレータ<sup>(6)</sup>で、レクテナの動作の計算機シミュレーションを行った。使用したダイオードパラメータはメーカー提供のものであり、得られた解を以降でシミュレーション値と称することとする。モデル1では整流回路およびダイオードパラメータに未知の部分があるため、シミュレーションを行うことができなかった。共通負荷の場合の、垂直、水平偏波用の各整流回路からの出力電力の偏波角特性のシミュレーション結果を、モデル2について第8図に示す。一般にはメーカー提供のダイオードパラメータと実験で用いたダイオードのパラメータ間に相違があり、最適負荷抵抗の値も異なるので、シミュレーションで得られた偏波角特性を実験値と直接に比較することはできないが、第4図(b)および第8図ともに偏波角に対するレクテナ出力電力の特徴的な変化が表れていることが分かる。

第9図に、このときのレクテナの回路図を示す。2重偏波レクテナを構成する各整流回路のダイオードをD1およびD2とし、それぞれの入力電力をP1およびP2としたとき、 $P1 > P2$ であれば、低入力電力側のダイオード (D2) に高入力電力側のレクテナ出力電圧が逆方向バイアスとして印加



第9図 レクテナのダイオードに逆バイアスがかかる現象の説明図 (P1 は P2 より入力電力が大きいものとする)



第10図 低電力側のダイオードの直流電圧電流特性と外部バイアス電圧との関係図

されることとなる。その結果、第10図中の太線で示す低入力電力側のダイオード (D2) の電流電圧特性の電圧軸にD1の出力電圧が重畳され、見かけ上D2のダイオードの立ち上がり電圧が増加したこととなる。従って、第4図(b)および第5図のように一方の整流回路が出力を発生しない領域が生ずる。この現象は両偏波の整流回路への入力にある程度のレベル差があるときに顕著に現れるが、偏波角 $\pm 180^\circ$ 、 $\pm 90^\circ$ および $0^\circ$ 付近でP2がP1に比べて十分に小さいときには、D2のダイオードの内部抵抗が高くなるほか、仮に出力が得られなくとも、もともとの入力電力が十分に小さいので結果としての出力電力低下はわずかである。偏波角が回転するに従って両整流回路への入力電力の差は小さくなるが、小入力電力側のダイオードD2への入力レベルが見かけ上の立ち上がり電圧 (第10図で、逆バイアス電圧がかかっている場合の立ち上がり電圧) を越えない限り、小入力電力側の整流回路からの出力は得られないので、2重偏波レクテナの総合出力は低下する。この出力電力の低下は偏波角 $\pm 22.5^\circ \times (2n - 1)$ 、 $n = 1, 4$ 付近において最大となる。さらに偏波角を回転させると小入力電力側のダイオードD2への入力が見かけ上の立ち上がり電圧を越え、2つの整流回路が共に動作するようになるので、レクテナの出力は増加を始め、 $\pm 45^\circ$ および $\pm 135^\circ$ においてピークに達した後、ダイオードD1とD2の役割が逆転して再度出力電力が減少に転ずる。共通負荷時の2重偏波レクテナの偏波角特性

は、定性的には以上のようなメカニズムによって生じているものと解釈される。

### 3.3 効率低下量に関する検討

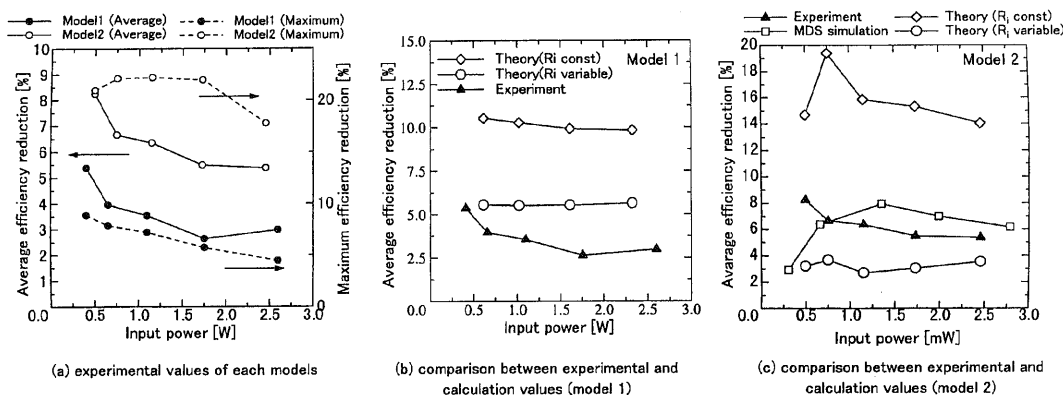
次に、2重偏波レクテナを用いた実用的なマイクロ波送電システムを構築する際に重要である直線偏波送電の場合の偏波角の回転に伴う効率低下の入力電力依存性を、実験結果に基づいて検討した結果について述べる。直線偏波送電の場合の偏波角回転に伴う効率変動には、前述の整流回路特性の相違および偏波間の直交性の劣化による180度周期の変動と、負荷抵抗を共通負荷としたことによる22.5度周期の2種類がある。実験で用いたレクテナの場合、前者は0.3 Wp-pであり、これは約15%の効率低下に相当する。ここで、後者の効率低下 $\Delta \eta$ を次式で定義する。

$$\Delta \eta = \frac{P_{out}^I(\theta) - P_{out}^C(\theta)}{P_{in}} \dots\dots\dots(19)$$

ここで、 $P_{in}$ はレクテナへのマイクロ波入力電力であり、レクテナ面における入射電力束密度とレクテナの開口面積から求めた。 $P_{out}^I$ は独立負荷時、 $P_{out}^C$ は共通負荷時のレクテナ出力電力である。成層圏無線中継システムでは、飛行体は上空である軌道を描いて滞空するので、偏波角は常時変化するものと考えられる。 $\Delta \eta$ は偏波角に応じて変化するので、実際の運用時の状況を考慮して1回転時の角度に対する平均値および最大値を用いて評価を行った。

実験的に求めた効率低下量の平均値および最大





第 11 図 効率劣化量の入力電力依存性

(a)各モデルの実験値の平均値および最大値 (b)実験値と計算値の比較 (モデル 1)  
 (c)実験値と計算値の比較 (モデル 2)

値を、モデル 1 およびモデル 2 のそれぞれの場合について、第 11 図(a)に実線および破線で示す。このとき、モデル 1 では 4 素子のレクテナを並列に接続しているので、モデル 2 との比較のために横軸を 1 素子あたりの入力電力に変換した。

効率低下量は入力電力が大きくなるにつれて減少しており、レクテナ入力 1.8 W のとき効率低下量の平均値はモデル 1、モデル 2 のそれぞれで 2.6% および 5.7% であった。また、効率低下の最大値はモデル 1、モデル 2 のそれぞれで 5.5%、および 21.6% であった。モデル 2 では垂直、水平の各偏波に対する整流回路の構成が異なっており、最適負荷抵抗もそれぞれの素子で違っていたため、低下量が大きくなったと考えられる。

モデル 1 の効率低下量の平均値に関して、実験値と内部抵抗一定および可変モデルに基づく計算値を第 11 図(b)に示す。モデル 1 についてはその整流回路のパラメータに不明の部分があるため、先に述べたようにシミュレーションは行っていない。入力電力 1.8 W の時で比較すると、実験値が 2.6% であるのに対し、内部抵抗一定モデルの計算値は 9.8%、内部抵抗可変モデルでは 5.6% となっている。内部抵抗可変モデルは内部抵抗一定モデルと比較して実験値にかなり近い値を示しているが、依然として 3% 程度の差がある。また、内部抵抗一定モデルおよび内部抵抗可変モデルの効率劣化量は入力電力にほとんど依存せず概ね一定の値となる。これに対して実験値は入力電力の増大に伴って減少する傾向が現れているが、これ

第 1 表 直線偏波送電時の 2 重偏波レクテナの効率低下量

Model	Model 1		Model 2	
	Maximum	Average	Maximum	Average
Experiment	5.7	2.6	21.6	5.5
Simulation	---	---	18.2	7.3

Input power : 1.8 [W]

は入射電力が大きくなると第 6 図における偏波角 0°, ±90°, ±180° 付近での効率がより一層改善されるためであると考えられる。

次に、モデル 2 について、効率低下量の平均値の入力電力依存性の実験値を、レクテナの内部抵抗一定モデルおよび可変モデルを用いた計算結果、および非線形回路シミュレータを用いたシミュレーション結果と比較した。結果を第 11 図(c)に示す。入力電力 1.8 W の時で比較すると、平均効率劣化量の実験値は 5.5% であるのに対し、シミュレーション値は 7.3% であり、その誤差は 1.8% である。また、内部抵抗可変のモデルでは 3.1% であり、2.4% の誤差である。さらに、内部抵抗一定のモデルでは 14.5% と、効率低下量が大きな値となる。直線偏波での効率低下量の実験値とシミュレーション値を、第 1 表にまとめて示す。

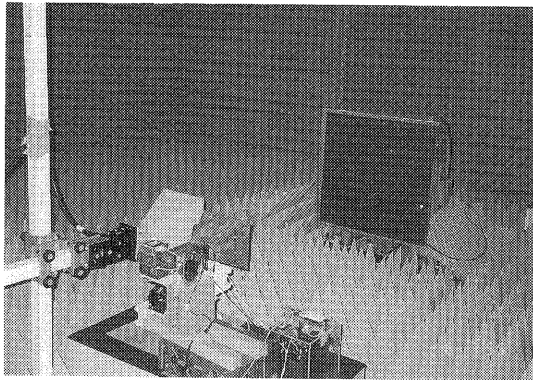
実験値とシミュレーション値は概ね一致しており、この方法による効率低下量の推定が有効であることを確認した。また、内部抵抗可変のモデルは効率低下量の平均値に 3% 程度の誤差を生じ、内部抵抗一定のモデルは 10% 以上の大きな誤差

が生ずることが分かった。これは、レクテナを共通負荷としたことにより、第5図で示す等価的な内部抵抗の値が、もう一方の整流回路の出力電力にも応じて変化するためではないかと考えられ、その意味で等価回路モデルの限界を示すものである。

#### 4. 2重偏波送電の場合

##### 4.1 偏波角特性の実験

本節では等振幅の2重偏波を送電したときの2重偏波レクテナの偏波角特性に関して検討を行う。測定系は、第3図に示す電波暗室内に設置した直線偏波送電系(a)を、同図の点線内で示す2重偏

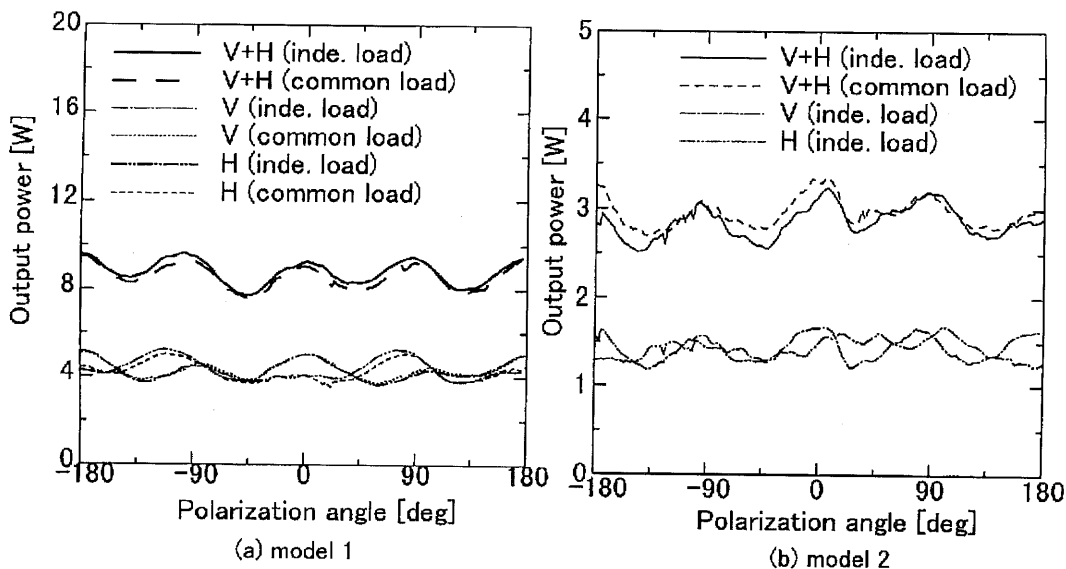


第12図 2重偏波送電時の2重偏波レクテナの偏波角特性の測定系の外観

波送電系(b)に置き換えたものである。これは、信号発生器(SG)、定格出力500Wの進行波管増幅器(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。負荷抵抗は直線偏波の実験と同じ値を使用し、実験時のレクテナ面における電力束密度は、前述のデモンストレーション実験<sup>(3),(9)</sup>の定格電力束密度の概ね60%である500 [W/m<sup>2</sup>] (両偏波成分の和)とした。この電力束密度は1整流回路の入力電力に換算すると約1.8Wとなる。

マグネトロン発振器の定格出力は840W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している。その中心周波数は概ね2.451GHzであり、周波数帯域幅は約300kHzであった。

第12図に、このときの実験の様態を示す。写真左側の送電アンテナから2重偏波を放射し、写真右側の2重偏波レクテナで受電している。レクテナは、ポジションによって、偏波角方向に任意の角度に回転することができる。



第13図 2重偏波レクテナの偏波角特性の実験値 (2重偏波送電の場合)  
(a)モデル1 (b)モデル2

2重偏波送電の場合、各偏波成分の信号は本質的にインコヒーレントであり、これらの周波数を完全に同一とすることは不可能である。従って、実際には周波数安定度があまり良くないマグネトロンなどの発振器を使用して実験を行ったほか、シミュレーションにあたってはある程度周波数を離れた2つの正弦波を使用した。実験の際、2信号の周波数はレクテナのアンテナ部および整流回路部がもつ周波数帯域幅内にある必要がある。今回の実験の場合、レクテナのアンテナ部の反射減衰量が $-20$  dB以下となる帯域幅は $2.43$  GHzから $2.47$  GHzまでであり、整流回路部の効率の周波数特性も $2.44$  GHzから $2.46$  GHzの範囲で変動は認められなかったため、この範囲内に2信号の周波数を設定した。

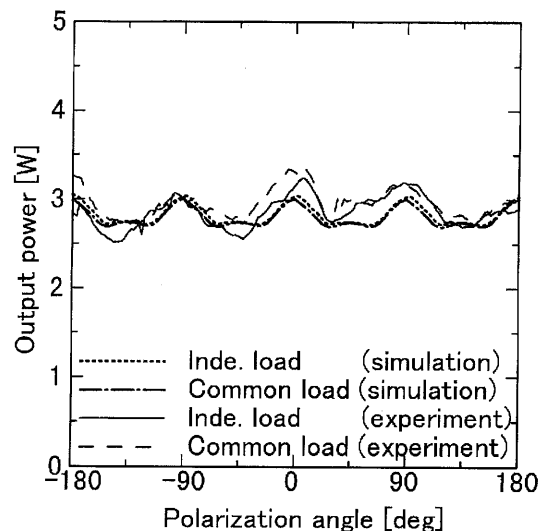
第13図(a)および第13図(b)は、レクテナの垂直および水平偏波整流回路の各出力を独立負荷および共通負荷に接続したときの、等振幅2重偏波送電下における出力電力の偏波角特性の実験値をモデル1およびモデル2についてそれぞれ示したものである。ここで、独立負荷時の垂直・水平偏波整流回路の各出力をそれぞれ一点鎖線、二点鎖線で、また、その算術和を実線で示す。また、共通負荷の場合の出力電力を破線で示す。

共通負荷の場合の出力電力は、独立負荷の場合の垂直および水平偏波の整流回路の出力電力の和とほぼ一致しており、等振幅2重偏波送電の場合には直線偏波送電のときに観測されたような負荷を共通化したことによる偏波角 $\pm 22.5^\circ \times (2n-1)$ ,  $n=1, \dots, 4$ 付近での効率低下が存在しないことを示している。直線偏波送電時、2重偏波レクテナの水平および垂直偏波の整流回路の入力電力は、偏波角に応じて零から最大値まで正弦波状に互いに逆位相で変化する。負荷を共通化したときには一方の整流回路のダイオードが他方のダイオードの出力電力によって逆方向にバイアスされるので、概ね上記の偏波角の周辺で効率が低下する。一方、振幅が等しい2重偏波送電の場合、2つの整流回路への入力電力は概ね一定であり、出力電力に極端な差が生じることがないため、負荷の共通化による効率低下はないものと考えられる。モデル2を用いた実験時には送電用マグネトロンの安定度が良くなかったため、データにばら

つきが生じたが、共通負荷、独立負荷のいずれの場合においても、垂直および水平偏波整流回路の出力の和は偏波角が $\pm 180^\circ$ ,  $\pm 90^\circ$  および $0^\circ$ において最大値となり、偏波角が $\pm 45^\circ$  および $\pm 135^\circ$  付近で最小値となる傾向がある。直線偏波送電の場合にみられたような偏波角 $\pm 22.5^\circ \times (2n-1)$ ,  $n=1, \dots, 4$  付近の効率低下は観測されず、むしろ偏波角 $\pm 45^\circ$  および $\pm 135^\circ$  付近に新たな効率低下が生じていることが分かる。

偏波角が $\pm 180^\circ$ ,  $\pm 90^\circ$  および $0^\circ$  の場合は、送電された直交する二つの偏波の電力が2重偏波レクテナのそれぞれの整流回路に独立に入射する場合であるが、送受間の偏波角が傾いているときには、第2節で述べたように2重偏波レクテナの直交するそれぞれの偏波に対応する整流回路に、送電されてきた2重偏波の双方の成分が同時に入力されることとなる。すなわち、1つの整流回路に2信号が入力され、両者の電力は偏波角によって変化する。偏波角 $\pm 45^\circ$  および $\pm 135^\circ$  付近は2つの入力電力の大きさが等しくなる角度であり、この効率低下は、2信号の入力に伴いレクテナの動作特性が変化したためではないかと考えられる。

このことについてさらに検討を進めるため、非線形回路シミュレータ<sup>(8)</sup>を用いて評価を行った。シミュレーションでは、2重偏波レクテナのアンテナ部の直交偏波給電端子のそれぞれに出力される垂直偏波、および水平偏波の成分が偏波角に応



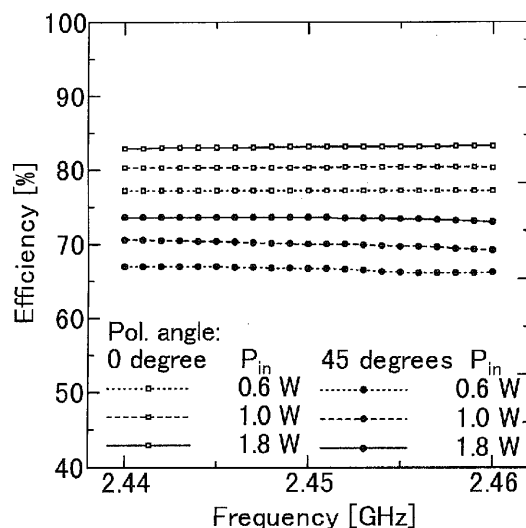
第14図 2重偏波レクテナの偏波角特性の計算値と実験値の比較(モデル2)

じて変化し、これに伴って、整流回路の入力電力が変化するというモデルを考えている。このとき、送電側の偏波は完全に直交していることが仮定されている。シミュレーションではモデル2の整流回路を使用した。仮定したダイオードのパラメータはメーカー提供のものであり、整流回路内のダイオードで生じる5次までの相互変調を考慮した。また、送電周波数は、2.45 GHz および 2.44 GHz とした。第14図に、モデル2のレクテナの偏波角特性のシミュレーション値を、共通負荷と独立負荷の双方について実験値と共に示す。シミュレーション値においても実験値と同様に偏波角が $\pm 180^\circ$ 、 $\pm 90^\circ$  および  $0^\circ$  のときに出力電力が最大となり、偏波角 $\pm 45^\circ$  および  $\pm 135^\circ$  付近では出力電力が最小値付近でほぼ一定となる領域がある。シミュレーション値の出力電力が最小値となる偏波角度は $45^\circ$  から若干ずれているが、シミュレーション値と実験値の偏波角特性の形状は概ね一致しており、また、シミュレーション値における共通負荷時の出力電力は、独立負荷の出力電力の和とほぼ一致していることが分かる。

#### 4.2 2重偏波送電の場合の効率低下の原因

2重偏波送電の場合に2重偏波レクテナの出力電力が偏波角によって変化する原因を明らかにするため、モデル2のレクテナの整流回路の効率の周波数特性を、入力電力を0.6 W, 1 W, 1.8 W と変えてシミュレーションによって求め、比較した。このとき、2入力のうちの一方の信号の周波数を2.45 GHz に固定し、もう一方の信号の周波数を2.44 GHz から2.46 GHz まで1 MHz ずつ変化させた。偏波角が $0^\circ$  のときは周波数が2.44 GHz から2.46 GHz まで変化する1信号のみが入力された場合であり、偏波角が $45^\circ$  のときは上記の半分の電力を有する2信号が入力された場合に対応している。後者の場合、2信号の電力は完全に一致させた。第15図に、偏波角 $0^\circ$ 、および偏波角 $45^\circ$  の場合の整流回路の効率の周波数特性を示す。偏波角が $45^\circ$  の場合、偏波角 $0^\circ$  の場合に比べて概ね10%の効率の低下が認められたが、効率は周波数には依存せず、最大1.7%以内の変動でほぼ一定となった。

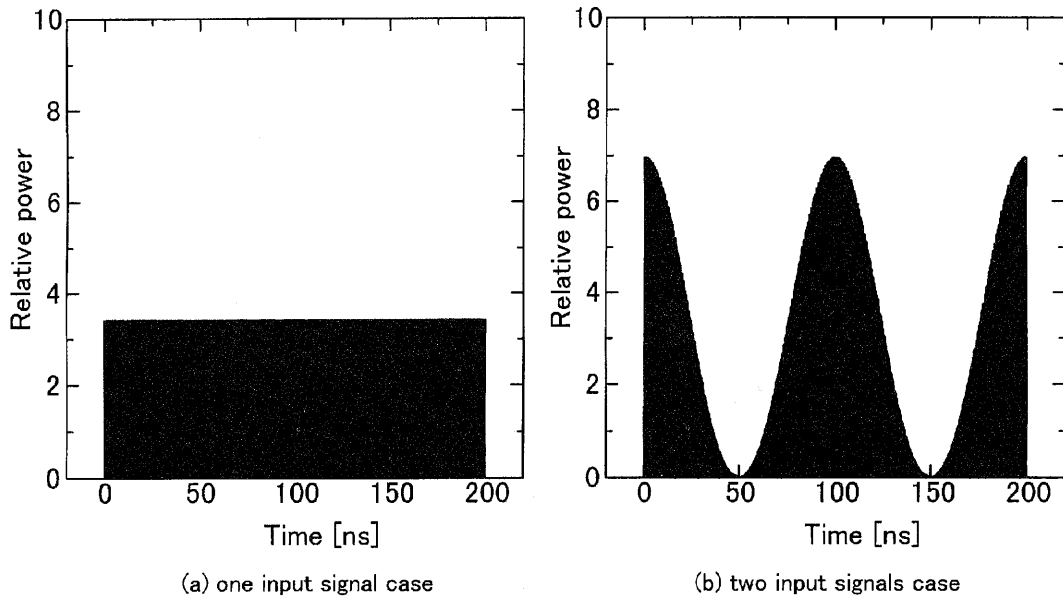
計算機シミュレーション時の、瞬時電圧と瞬時電流から求めた整流回路への瞬時入力電力の時間



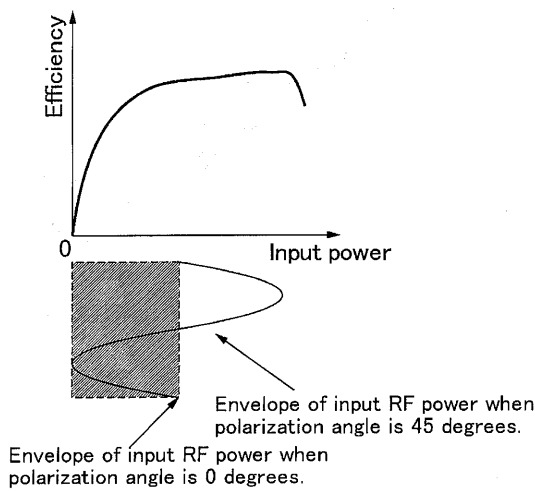
第15図 2重偏波レクテナの効率の周波数特性のシミュレーション値 (モデル2)

変化の一例を、偏波角 $0^\circ$  および偏波角 $45^\circ$  のそれぞれの場合について第16図に示す。ともに基本波周波数(2.45 GHz)に応じた周期の振動をしており、第16図ではその包絡線がわかる。偏波角が $0^\circ$  の場合の波形は等包絡線の正弦波であるのに対して、偏波角が $45^\circ$  のときには包絡線に周波数差に応じたビートが生じており、その最大値は偏波角 $0^\circ$  のときの2倍であり、最小値は零である。一方、レクテナの効率は入力電力によって変化し、一定ではない。第17図の模式図に示すように入力電力が低いときには効率は低いが、入力電力が増すにつれて効率は高くなり、ほぼ一定の値となる。さらに入力電力を増加するとダイオードにかかる逆方向電圧が降伏電圧を越えるため、効率が急激に悪化する。偏波角が $45^\circ$  の場合の平均的な入力電力は偏波角が $0^\circ$  の場合と等しいが、瞬時入力電力は周波数差に応じた周期で変化し、ビート周波数の1周期にわたって平均した効率は偏波角 $0^\circ$  の場合よりの効率よりも低くなる。以上がダイオードの動作をもとに考察した、偏波角が $45^\circ$  の場合のレクテナの効率低下の原因である。

このことについてより詳しく検討するために、より一般的な場合として、2重偏波送電において両偏波の送電電力に違いがある場合の、2重偏波レクテナの出力電力の偏波角特性を計算により評価した。計算にあたっては、振幅が異なる2.45



第16図 整流回路入力電力の時間波形((a)と(b)の縦軸の値は同じ値で正規化されており, 直接比較することができる. (a)偏波角0度, (b)偏波角45度)



第17図 整流回路の入力電力対効率特性の模式図

GHz および 2.44 GHz の信号を入力したときの入力電力の包絡線の値を求め, 入力電力対効率特性の実験値<sup>(3)</sup>から最小二乗法によって得られた実験式に代入して出力電力を求めた. モデル1に関しては入力電力対効率特性の実験式は次式で示される.

$$\eta = \frac{-2.625}{P_{in} + 0.046} + 55.3 \dots\dots\dots(20)$$

ここで,  $\eta$  は効率 [%] であり,  $P_{in}$  は入力電力 [W] である.

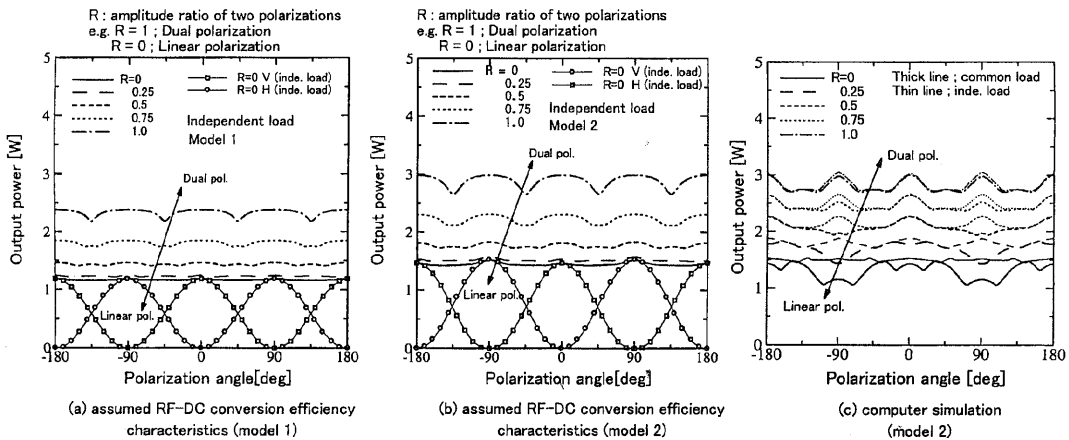
また, 実装の都合上, モデル2では水平偏波整流回路と垂直偏波整流回路の構成が異なっており, 従って, 入力電力対効率特性の実験式は, それぞれ(21)および(22)式となった.

$$\eta = \frac{-4.962}{P_{in} + 0.060} + 82.4 \dots\dots\dots(21)$$

$$\eta = \frac{-10.62}{P_{in} + 0.129} + 82.3 \dots\dots\dots(22)$$

なお, レクテナの最大動作入力電力束密度はモデル1で 700 [W/m<sup>2</sup>], モデル2の水平偏波用で 900 [W/m<sup>2</sup>], 垂直偏波用で 1200 [W/m<sup>2</sup>] であり, 今回の入射電力束密度である片偏波あたり 250 [W/m<sup>2</sup>], および, ビートによる瞬時入力電力束密度の上昇を考慮に入れた最大 500 [W/m<sup>2</sup>] の範囲内ではダイオードの降伏現象による効率低下は生じない.

このように, ビート周波数で変化する出力電力を時間平均して様々な偏波角, および振幅比の組み合わせに対する平均出力電力を求め, 偏波角特性を計算した. 結果を第18図(a)および(b)に示す. パラメータ R は垂直偏波振幅成分に対する水平偏波振幅成分の比であり, R=0 が直線偏波送電を, R=1 が出力電力の等しい2重偏波送電の場合をそれぞれ示している. 第18図(a)および(b)に丸印および四角印で示したのは垂直およ



第18図 不等振幅2重偏波送電の場合の2重偏波レクテナの偏波角特性

- (a) 入力電力対効率特性の近似に基づく計算値 (モデル1)
- (b) 入力電力対効率特性の近似に基づく計算値 (モデル2)
- (c) シミュレーションによる計算値 (モデル2)

び水平偏波整流回路の独立負荷時の偏波角特性であり、この両者の算術和がR=0の実線である。このときの偏波角特性には各整流回路の効率の違いに起因する180度周期の変動があるものの、ほぼ一定と考えられる。Rが大きくなると、出力電力は全体的に上昇してゆき、同時に偏波角±45°および±135°付近で出力電力の低下が観察されるようになる。この理由は先に述べた。しかしながら、R=1の時の偏波角特性は第13図に示すシミュレーション値および実験値とは異なっている。その理由は正確には不明であるが、レクテナに2信号を入力したために、相互変調などの影響によって、レクテナの入力電力対効率特性が1信号時の場合と比較して変化したためではないかと思われる。

モデル2の偏波角特性を、共通負荷、独立負荷のそれぞれについて非線形回路シミュレーションによって求めた。この結果を第18図(c)に示す。なお、モデル1に関しては整流回路パラメータに不明の部分があるため、シミュレーションは行っていない。R=0(直線偏波送電時)で共通負荷の場合には、3.1節、3.2節で述べた±22.5°×(2n-1), n=1, ..., 4付近の効率低下が観測されている。Rが大きくなるに従って、先ほどと同様に、出力電力は全体的に上昇していき、共通負荷の場合の±22.5°×(2n-1), n=1, ..., 4付近の出力電力の低下が観察されなくなる。これは、当初の垂直偏波入力に対して、水平偏波入

力が新たに加わることによって、低入力電力時にダイオードが動作しなくなる偏波角領域が無くなるためである。また、共通負荷と独立負荷の間の差はRが1に近くなるに従って小さくなっていき、R=1のときに両者はほぼ一致する。第18図(a)および(b)のいずれにおいても、R=1のときには4.1節および4.2節の最初に述べたように偏波角±45°および±135°付近での出力電力低下が観察される。また、共通負荷の場合、特にRが小さい領域において、0°および±180°付近と、±90°付近で出力電力の値が異なるのは、垂直偏波整流回路と水平偏波整流回路の効率の差によるものと考えられる。

#### 4.3 効率低下量に関する検討

次に、効率低下量について検討を行った。効率低下量の最大値および角度平均値は実験値からの導出の容易さを考慮して、それぞれ次の(23)式および(24)式で定義した。

$$\Delta\eta_{\max} = \frac{P_{out}^{\max} - P_{out}^{\min}}{P_{in}} \dots\dots\dots(23)$$

$$\Delta\eta_{AV} = \frac{P_{out}^{\max} - P_{out}^{AV}}{P_{in}} \dots\dots\dots(24)$$

ここで、 $\Delta\eta_{\max}$  および  $\Delta\eta_{AV}$  は、それぞれ効率低下量の最大値および偏波角平均値であり、 $P_{in}$  はレクテナ面における電力束密度とレクテナの開口面積から求めた入力電力である。また、 $P_{out}^{\max}$  および  $P_{out}^{\min}$  は、偏波角を変化させたときの最大および最小出力電力であり、 $P_{out}^{AV}$  は出力電力の偏波

角度 360 度にわたる平均値である。  $P_{out}^{max}$ ,  $P_{out}^{min}$  の値は実験における誤差を打ち消すため、次の二通りの方法で求めた。

[手法 1 (method 1)]  $P_{out}^{max}$ ,  $P_{out}^{min}$  のいずれもが  $90^\circ$  の周期性を持つため、 $90^\circ$  毎に 4 点の最大値および最小値を求め、その平均値を  $P_{out}^{max}$  および  $P_{out}^{min}$  とする。

[手法 2 (method 2)] 出力電力の偏波角特性  $P_{out}$  は  $90^\circ$  の周期性を持つため、(25)式で示される関数系で  $A_m$  を未知数とする最小二乗近似を行う。

$$P_{out} = \sum_{m=1}^N A_m \cos(4mx) + A_0 \dots\dots\dots(25)$$

ここで、 $x$  は偏波角 [rad] であり、 $m$ ,  $N$  は自然数である。式(25)の最大値を  $P_{out}^{max}$  とし、最小値を  $P_{out}^{min}$  とする。また、 $N$  は  $m$  を増加したときに、 $P_{out}^{max}$  および  $P_{out}^{min}$  が一定値に収束するまで計算する。ここでは  $N=5$  となった。

2重偏波レクテナの、偏波角による効率低下量の最大値と偏波角に対する平均値を第2表にまとめて示す。表中で Experiment (method 1) および Experiment (method 2) と示されているのは、それぞれ [手法 1], [手法 2] による解を表している。実験で得られた効率低下の最大値は独立負荷の方がやや大きくなった。また、上記2種類のデータ処理の結果および独立負荷、共通負荷の場合で分類される4種の実験値の平均は10.7%であり、偏波角に対する平均値の場合、平均値は5.6%となった。効率低下量に対するシミュレーション値は実験値とほぼ一致していることから、直線偏波送電時と同様に、シミュレーションによって効率低下量の推定が可能であることが分かる。

第2表 2重偏波送電時の2重偏波レクテナの効率低下量

Rectifier	Model 1				Model 2			
	Maximum		Average		Maximum		Average	
Efficiency Reduction[%]	C	I	C	I	C	I	C	I
Load connection	C	I	C	I	C	I	C	I
Experiment (method 1)	9.0	9.0	4.0	4.3	10.7	12.7	5.4	6.1
Experiment (method 2)	8.2	8.6	3.9	4.5	8.6	10.6	5.2	5.5
Simulation	---	---	---	---	7.8	8.4	4.9	5.4
efficiency assumption model	---	4.5	---	0.8	---	8.6	---	2.5

Load connection C: Common load.  
I: Independent load.  
Input power: 1.8 [W]

さらに、4.2節で述べた、整流回路の効率の入力電力依存性に基づくモデル計算で求めた効率低下量の最大値および偏波角に対する平均値を第2表に併せて示す。共通負荷の場合のモデル計算には3.1節で述べたように内部抵抗の仮定法に問題があり、すべての偏波角にわたって良い近似を与えることが困難であるため、ここでは独立負荷についてのみ示している。モデル計算値の最大値は実験値、シミュレーション値とほぼ一致したが、偏波角平均値は実験値、シミュレーション値のいずれの値よりもやや小さくなった。

### 5. 円偏波送電との比較

送受の偏波角に依存しない送電方式として、円偏波による送電方式が考えられる。本節では直交2重偏波方式と円偏波方式の電力伝送効率を比較し、検討を加えることとする。ここで、円偏波送電のときは、送電側も受電側も円偏波アンテナを使用することを仮定する。

円偏波受電の場合は、1素子の円偏波アンテナに対して一つの整流回路が組み合わされてレクテナが構成される。このため、入射電力束密度を一定とすると、2重偏波送電の場合の2倍の電力が整流回路に入力されることとなるので、この電力に対して効率よく動作する整流回路が必要となるが、今回は送電方式の比較が目的であるので、入力電力が変化しても整流回路の特性は変わらないとして考える。

円偏波送電の場合は、送受電アンテナの軸比による偏波損が伝送効率を低下させる要因となる。円偏波送電の際の偏波損  $\eta_{pol}$  は次式のように定義される<sup>(10)</sup>。

$$\eta_{pol} = |\hat{\rho}_w \cdot \hat{\rho}_r| \dots\dots\dots(26)$$

ここで、 $\hat{\rho}_w$  は入射波電界の単位ベクトルであり、 $\hat{\rho}_r$  は受電アンテナの電界の単位ベクトルである。ここで、(26)式を送受アンテナの軸比を用いて書き直すと、

$$\eta_{pol} = \frac{(1+R_w^2)(1+R_r^2)+4R_wR_r+(1-R_w^2)(1-R_r^2)\cos 2\Delta}{2(1+R_w^2)(1+R_r^2)} \dots\dots\dots(27)$$

となる。ここで、 $R_w$  は送電アンテナの軸比、 $R_r$  は受電アンテナの軸比であり、 $\Delta$  は送受電アンテナ間の偏波角である。送電された電波はレク

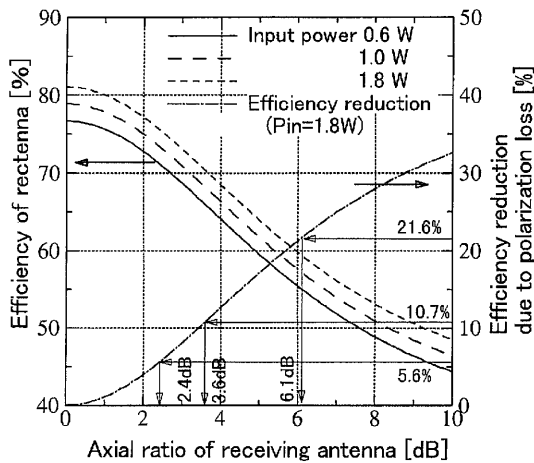
テナによって受電されるが、レクテナのアンテナ部が完全な円偏波特性を持っていないときは整流回路への入力電力が偏波損の分だけ低下し、レクテナの効率の低下につながると考えられる。

そこで、送電アンテナは完全な円偏波特性を有すると仮定したとき、レクテナのアンテナ部の軸比が劣化することによって効率がどのように変化するかについて検討を行った。モデルは、円偏波アンテナにモデル2の整流回路が接続されたものを仮定しており、整流回路部への入力電力が受電アンテナの偏波損によって変化することで、RF-DC変換効率のシミュレーション値から、出力電

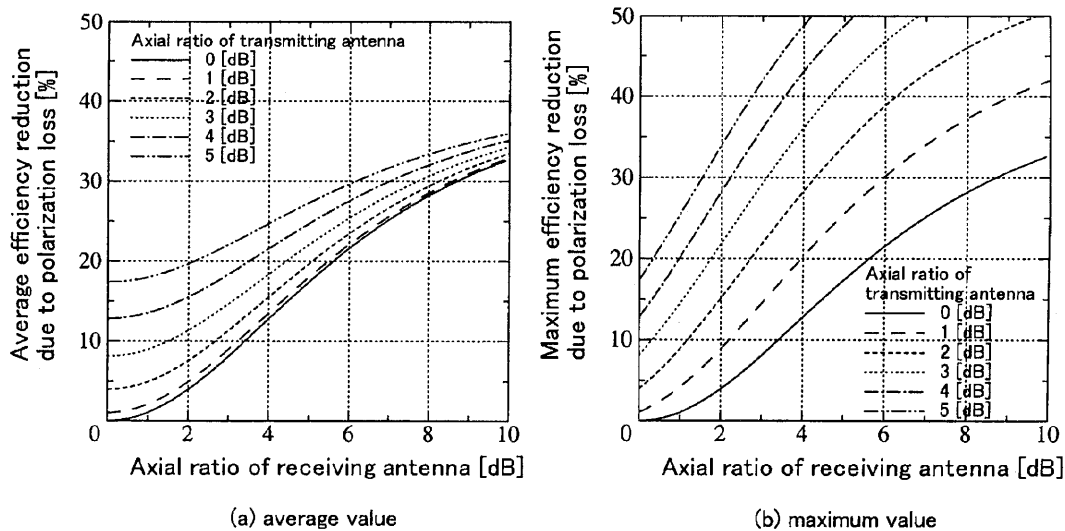
力を求めた。第19図にレクテナへの入力電力をパラメータとしたときの、モデル2のレクテナの効率の軸比依存性を示す。入力電力1.8Wのときに効率が最大となるが、他の入力電力でもグラフの形状はよく似ており、軸比の劣化に伴って効率の低下することが観測される。このときは送電側を完全円偏波と仮定しているため、偏波角の回転に伴う効率変動はないが、偏波損の分だけ効率が全体的に低下する。入力電力が1.8Wであり、偏波損がないとき(軸比1)を基準とした効率低下量を第19図に併せて示す。入力電力が異なる場合でも、グラフの形状はほぼ一致する。

3.3節の議論より、直線偏波送電時の入力電力1.8W時の効率低下量の平均値は5.5%であったが、これらと同じ効率劣化量となる円偏波レクテナの軸比は2.4dBである。また、効率劣化量の最大値は21.6%であることから、効率劣化量がこれと同じになるレクテナの軸比は6.1dBとなる。従って円偏波レクテナの軸比が2.4dBより良ければ、円偏波送電の方が有利であり、軸比が6.1dBより悪ければ、どの偏波角においても直線偏波送電、2重偏波受電の方が有利である。

また、4.3節の議論より、入力電力1.8W時の2重偏波送電時のレクテナの効率低下量の平均値および最大値はそれぞれ5.6%および10.7%であり、同じ効率低下量を持つ円偏波レクテナの軸比



第19図 円偏波レクテナの効率の軸比依存性



第20図 円偏波レクテナの効率低下量の軸比依存性  
(a)偏波角に対する平均値, (b)最大値



はそれぞれ2.4 dB および3.6 dB に相当する。従って完全な円偏波特性を持つ送電アンテナを使用したとき、円偏波レクテナの軸比が2.4 dB より良ければ、円偏波送電の方が有利であり、軸比が3.6 dB より悪ければ、どの偏波角においても2重偏波送電、2重偏波受電の方が有利である。

次に、送電側の偏波が完全円偏波でない場合について検討を行う。このとき、効率の低下量は偏波角に対して180度周期で変動することが、図式から明らかである。したがって、偏波角1周期にわたる効率低下量の平均値と、最大値を用いて評価を行った。第20図(a)および(b)に、それぞれ平均効率低下量および最大効率低下量の受電アンテナ軸比依存性を送電アンテナの軸比をパラメータとして示す。

送電側の軸比が1 dB のとき、平均効率低下量は送電側の軸比が0 dB の時と比較して最大で1.1%だけ違っているが、両者の間に大きな差は見られない。平均効率低下量は送電および受電の軸比が大きくなるにつれて大きくなっているが、35%に収束する傾向にある。この値は、極端な場合として送電に直線偏波を使用した場合に対応する。

以上の議論は、特に円偏波送電に関して理想化された状態を扱っており、数値そのものは大きな意味を持たないが、両者の比較に対し一つの目安を与えるものである。

## 6. ま と め

本論文では、2重偏波レクテナの偏波角の回転による出力電力の変動を、実験的に検討した。まず、特殊な場合として直線偏波送電を考えたとき、2重偏波レクテナの直交する偏波の受電系の2つの整流回路を共通負荷に接続したときの出力低下は偏波角 $\pm 22.5^\circ \times (2n-1)$ ,  $n=1, 2, 3, 4$ 付近で最大であることを示し、その原因について非線形回路シミュレーションと実験により検討を加えた。その結果、低入力電力側の整流回路のダイオードが高入力電力側の整流回路の出力電圧によって逆バイアスされるので、出力電力が零となるためであることが判明した。また、このときの効率低下量の平均値は、非線形回路シミュレーションによって推定が可能であることを確認した。

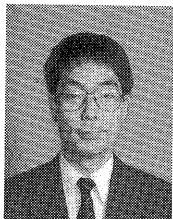
一方、送電も2重偏波とした場合には、その偏波角特性は独立負荷、共通負荷に拘わらずほぼ同じであり、偏波角が $\pm 45^\circ$  および $\pm 135^\circ$  付近で出力の低下することが分かった。この原因は偏波が直交する2波の周波数の違いによって生ずるビート現象に起因することをモデル計算および非線形回路シミュレーションによって明らかにし、実験結果の妥当性を示した。

また、2重偏波による送電方式と円偏波による送電方式を比較し、円偏波方式に関して理想化された条件下であるが、円偏波レクテナのアンテナ部の軸比が3.6 dB 以上のときは2重偏波送電が有利となることを示した。本論文で検討した2重偏波マイクロ波送電システムは、送電アンテナの片偏波チャンネルに故障が生じて、直線偏波で運用することによって、おおむね半分の電力を確保することが期待できるので、円偏波方式と比較して故障に強いということが出来る。その上、2重偏波用のアンテナは本質的には直線偏波アンテナであるから、製作は比較的容易であるのに対し、大規模にアレイ化された軸比の良好な円偏波アンテナを製作することはかなりの困難を伴う。従ってこれらの点からも2重偏波レクテナの方が有利であると考えられる。以上、マイクロ波送電における送電方式の選択についての一指針を示し、2重偏波利用の有効性を示した。

## 参 考 文 献

- (1) 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.J-80-B-II, No.11, pp.963-975, Nov. 1997.
- (2) 宇宙科学研究所太陽発電衛星ワーキンググループ SPS2000 タスクチーム編, “SPS2000 概念計画書”, 宇宙科学研究所, 1993.
- (3) 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, 1996.
- (4) A. Alden and T. Ohno, “Single forplane high power rectenna”, Electron. Lett.,

- Vol.28, No.11, pp.1072-1073, May. 1992.
- (5) J. O. McSpadden and K. Chang, "A dual polarized circular patch rectifying antenna at 2.45 GHz for microwave power conversion and detection", Proc. IEEE Microwave Theory and Tech. Symp., Vol.TH4D-5, pp.1749-1752, 1994.
- (6) R. J. Gutmann and J. M. Borrego, "Power combining in an array of microwave power rectifiers", IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol.MTT-27, No.12, pp.958-968, Dec. 1979.
- (7) 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.
- (8) V. Rizzoli, C. Cecchetti, A. Lipparini and F. Mastri, "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.
- (9) 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.
- (10) C. A. Balanis "Antenna theory - Analysis and design-", chap.2, p.51, Harper and Row publishers, 1982.



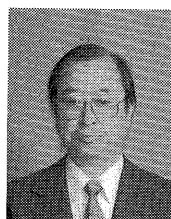
藤野 義之  
Yoshiyuki FUJINO  
企画部企画課 (ATR 環境適応通信  
研究所出向中)

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



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



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

.....