

スペクトル領域モーメント法によるコプレーナ導波路給電2周波マイクロストリップアンテナの解析

垣内田 毅<sup>†</sup>      石井 望<sup>††</sup>      山本 学<sup>†</sup>      西村 寿彦<sup>†</sup>  
伊藤 精彦<sup>†</sup>

Analysis on Dual Frequency Operating Microstrip Antenna Fed by Coplanar Waveguide Using Method of Moments in Spectral Domain

Tsuyoshi KAICHIDA<sup>†</sup>, Nozomu ISHII<sup>††</sup>, Manabu YAMAMOTO<sup>†</sup>,  
Toshihiko NISHIMURA<sup>†</sup>, and Kiyohiko ITOH<sup>†</sup>

あらまし ミリ波帯においては、伝送線路による損失が大きいという問題が生じる。そこで、アンテナとミキサを一体化し、伝送損失を軽減することのできる準光学アンテナミキサがある。これは、高周波と局部発信周波の異なる二つの周波数を空間的に受信し、直後に中間周波数に変換するものである。これを実現することのできるアンテナとして、コプレーナ導波路給電による2周波動作可能なマイクロストリップアンテナがある。本論文においては、スペクトル領域モーメント法を用い、このアンテナの周波数1/20スケールモデルの入力特性をマイクロ波帯で解析し、異なる二つの周波数で独立に動作可能であることを示す。更に、本アンテナの放射指向性を絶対利得により評価する。

キーワード コプレーナ導波路, 2周波動作, マイクロストリップアンテナ, スペクトル領域法, 絶対利得

1. ま え が き

ミリ波帯はごく限られた分野において利用されているのが現状であり、一般的には未利用周波数帯である。近ごろのインターネット等に代表されるように、通信分野においては大容量のデータのやり取りが行われるようになってきた。これに伴い、多くの情報が伝達可能なミリ波帯の無線周波数資源の開発が再び進められている。

しかしながら、周波数の高いミリ波帯においては、導電損及び誘電損が増大し、ミリ波デバイスの実用化にあたり問題となる。現実的には、アンテナと伝送線路を一体化し、損失の主因となる高周波での伝送線路を取り除くことが望ましい。つまり、受信直後に高周波(RF)信号を中間周波数(IF)信号に変換し、高周波特有の伝送線路による損失を軽減させればよい。

この周波数変換を実現するデバイスとして、図1に示すアンテナとミキサを一体化させた準光学アンテナミキサが提案されている[1]。準光学アンテナミキサでは、RF及び局部発信周波(LO)がミキサに直接入力され、直後にIFに変換される。つまり、RF及びLOは空間的に供給されているために、伝送線路での損失は存在しない。したがって、このデバイスを利用する

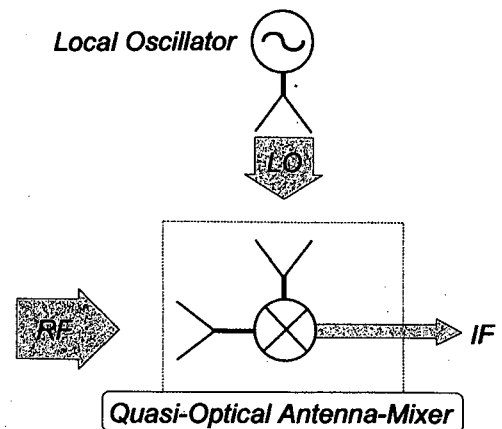


図1 準光学アンテナミキサの概念  
Fig. 1 Concept of quasi-optical antenna mixer.

<sup>†</sup>北海道大学 大学院工学研究科, 札幌市  
Graduate School of Engineering, Hokkaido University,  
Sapporo-shi, 060-8628 Japan

<sup>††</sup>新潟大学 工学部, 新潟市  
Faculty of Engineering, Niigata University, Niigata-shi, 950-  
2181 Japan

ことにより、ミリ波帯において伝送損失のない周波数変換が実現できる。

これを実現するアンテナ素子の一つとして、コプレーナ導波路給電 2 周波マイクロストリップアンテナが提案されている [2]. 更に、この両面受信可能な準光学アンテナ素子を配列することによって、ビーム走査系を構築できることが検証されている [3]. この配列型準光学アンテナミキサを設計する際、各素子両面での最大利得を知る必要がある。しかしながら、筆者らの利用している電磁界シミュレータでは絶対利得の算出ができず、照射 RF 及び LO 信号の入力レベル等の調整は実験的に行わざるをえなかった [2], [3]. したがって、各素子両面での絶対利得の理論値を求めることが課題として残っていた。本論文では、解析手法としてスペクトル領域モーメント法 [4], [5] を用いることにより、このアンテナの周波数 1/20 スケールモデルの入力特性及び放射指向性をマイクロ波帯で評価し、未解決の課題について検討を行うことにする。

## 2. 解析モデル

図 2 に本解析アンテナの構造図を示す。給電部には、コプレーナ導波路 (CPW) を採用している。この理由としては、(1) CPW 終端に設けたスロット (以降、オープンスロットと呼ぶ) によって上下のパッチを電磁結合的に同時励振できること、(2) オープンスロットの開口面積が小さいため、上下のパッチの間での干渉を抑制できること、すなわち、アイソレーションを十分に確保できること、(3) 中心導体と接地板が同一平面内にあるため、ミキサ実装が容易であること、などがあげられる [2]. CPW の上下には誘電体基板が配置されており、各基板上に共振周波数の異なるパッチが設けられている。したがって、上下のパッチの寸法を変更することで、さまざまな 2 周波動作を実現可能である。表 1 に本解析モデルのパラメータを示す。なお、オープンスロット幅  $os$  は  $0.3\text{ mm}$  とする。

本構造では、上下のパッチと CPW のオープンスロット端での整合をとるために、それぞれのパッチ中央とオープンスロット中央の間にオフセットを設けることが可能である。本解析では、図 3 に示すように、パッチ 1 及びパッチ 2 の中央をオープンスロット中心からそれぞれ  $+y$  方向に  $p_1 = 5.60\text{ mm}$  及び  $p_2 = 5.15\text{ mm}$  のオフセットを行っている [2].

実際に CPW を励振するためには、例えば CPW 端に SMA コネクタを設けるなどの工夫が必要である。

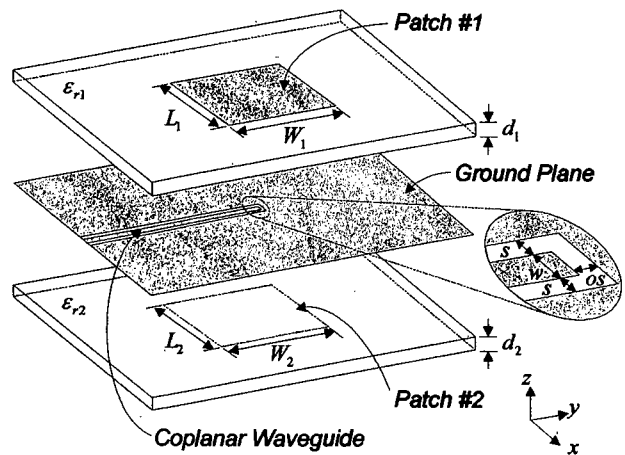


図 2 コプレーナ導波路給電 2 周波マイクロストリップアンテナの構造

Fig. 2 Geometry of dual frequency operating microstrip antenna fed by coplanar waveguide.

表 1 アンテナパラメータ  
Table 1 Antenna parameters.

patch 1	$L_1 = W_1 = 17.3\text{ mm}$
patch 2	$L_2 = W_2 = 15.6\text{ mm}$
coplanar waveguide	$w = 0.8\text{ mm}, s = 0.65\text{ mm}$
dielectric substrate	$d_1 = d_2 = 0.6\text{ mm}$ $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 10.2$ $\tan \delta = 0$ or $\tan \delta = 0.0023$

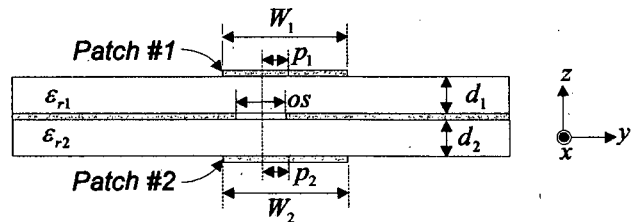


図 3 パッチとオープンスロットとのオフセット  
Fig. 3 Offset between patches and open slot.

しかしながら、本解析では、CPW を理想的なデルタ電流源により励振する。したがって、現実のアンテナと対応させるため、解析を行う際に給電線路である CPW の取扱いに工夫を要する。この扱いについては後述する。

また、実際に CPW 給電線路を設計する際、上下パッチ間の CPW 部分の線路幅とそれ以外の部分の線路幅を変え、特性インピーダンスを同じにする必要があるが、本論文においては、以下の理由により、二つの部分における線路幅を同じにしている。

(1) 本論文では、文献[2]の周波数1/20スケールモデルと同じ構造を解析することを目的としている。文献[2]では二つの部分における線路幅を変えていない。

(2) 各部分で線路幅を変えてしまうと、本論文で利用する給電線のモデル化(後述)を利用することができない。

### 3. 解析手法

#### 3.1 スペクトル領域モーメント法

スペクトル領域モーメント法では、座標  $x, y$  で記述される電磁界に関連する実空間領域の量を2次元フーリエ変換により波数  $k_x, k_y$  で記述されるスペクトル領域の量に変換して解析を行う。本解析アンテナのように誘電体基板が層状に配置されている場合、スペクトル領域において厳密にグリーン関数を導出することができる。したがって、この手法を用いると、空間放射波、表面波、導波路モードなどの効果を含めた full-wave 解析が可能である[4], [5]。以下に、本解析アンテナに関して、この手法を適用する手順について概略を述べる。

まず、本解析アンテナに関する境界条件を記す。ここでは、CPWを含む接地板の厚みを無視する。

(1) パッチ1, 2表面における電界の接線成分は0。

(2) スロット開口部(CPWの間隙部分とオープンスロット)において磁界の接線成分は連続。

なお、スロット開口部において、その上下の磁流に関して  $\vec{M}_+ = -\vec{M}_-$  の関係にあるから、電界の連続性は自動的に満足される。ここで、添字 +, - はそれぞれ接地板上下の領域に関する量を意味する。以上の境界条件に対してモーメント法を適用することによって、本アンテナ問題は次の行列方程式に帰着する[5]。

$$\begin{bmatrix} \tilde{Z}_+ & 0 & \tilde{B}_+ \\ 0 & \tilde{Z}_- & \tilde{B}_- \\ \tilde{C}_+ & \tilde{C}_- & \tilde{Y}_+ + \tilde{Y}_- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_+ \\ \tilde{I}_- \\ \tilde{V}_+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{V}_+^i \\ \tilde{V}_-^i \\ \tilde{I}^i \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで、 $\tilde{Z}_\pm$  は上下パッチの一般化インピーダンス行列、 $\tilde{Y}_\pm$  はスロット上下の一般化アドミタンス行列、 $\tilde{B}_\pm = -\tilde{C}_\pm^t$  (添字  $t$  は転置を表す) はパッチとスロットの結合を表す行列である。また、 $\tilde{I}_\pm$  及び  $\tilde{V}_+$  はパッチ及びスロット上の未知電流及び電圧振幅ベクトル、 $\tilde{V}_\pm^i$  及び  $\tilde{I}^i$  はパッチ及びスロットの励振電圧及び電流

ベクトルを表している。これより、適当な励振ベクトルを与えることで、アンテナ上の電流・磁流を記述するために必要な未知振幅ベクトルが導出できることになり、入力インピーダンス、放射指向性などのアンテナの諸特性の評価が可能となる。なお、グリーン関数及び放射指向性の求め方については文献[6]を参照されたい。

#### 3.2 給電線のモデル化

本節においては、アンテナの入力インピーダンスを解析するうえで必要になる給電線のモデル化についての説明を行う。以下の議論は、マイクロストリップ線路に関するモデル化の議論[11]をCPWに適用したものである。

図4の上図のモデルはオープンスロット付きCPWを示しており、下図のモデルは、両端短絡のCPWを示している。ここで、マイクロストリップ線路のほぼ双対がCPWであるとみなせ、マイクロストリップ線路の開放終端がCPWの短絡終端に対応することに注意されたい。上図モデルにおいて、デルタ電流源から見込んだアドミタンスを  $Y_{total}$  とし、デルタ電流源から左を見込んだアドミタンスを  $Y_{strib}$ 、右を見込んだアドミタンスを  $Y_{in}$  とすると、これらは次の関係にある。

$$Y_{total} = Y_{strib} + Y_{in} \quad (2)$$

ここで、 $Y_{in}$  のみを抽出するために両端短絡CPWを用意する。すなわち、上図モデルの左側のスタブの2倍の長さのスタブを考える。このとき、デルタ電流源で見込んだアドミタンスを  $Y_{short}$  とし、ここから左右

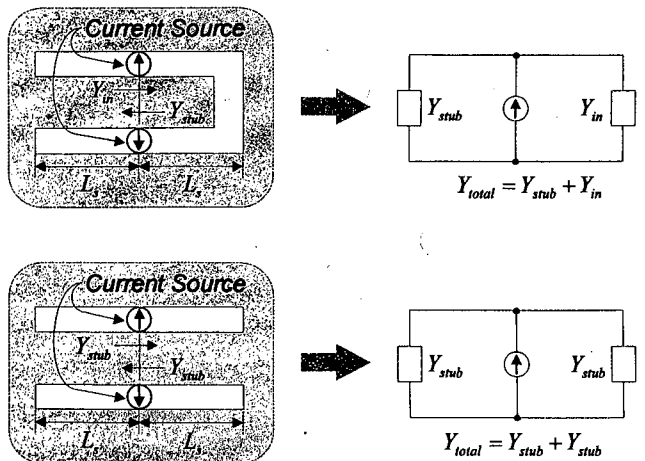


図4 コプレーナ導波路のモデル化  
Fig. 4 Modeling of coplanar waveguide.

を見込んだアドミタンスを  $Y_{stub}$  とすると、次の関係が得られる。

$$Y_{short} = Y_{stub} + Y_{stub} \quad (3)$$

スペクトル領域モーメント法により評価できるのは、 $Y_{total}$  と  $Y_{short}$  であるから、式 (2), (3) より、オープンスロットを見込んだ入力アドミタンスは、

$$Y_{in} = Y_{total} - \frac{1}{2} Y_{short} \quad (4)$$

と求められる。同様に、図 2 の 2 周波マイクロストリップアンテナの入力アドミタンスを求めることができる。

### 3.3 基底関数の選択・配置

パッチ 1 上の電流に関して、次の基底を採用する [7].

$$J_{p1}^+(x, y) = \hat{x} \sum_{n=1}^{N_x} I_{xn}^+ J_{xn}^+(x, y) + \hat{y} \sum_{n=1}^{N_y} I_{yn}^+ J_{yn}^+(x, y) \quad (5)$$

$$J_{xn}^+(x, y) = \frac{1}{W_1} \sin \frac{m\pi}{L_1} \left( x + \frac{L_1}{2} \right) \quad (6)$$

$$J_{yn}^+(x, y) = \frac{1}{L_1} \sin \frac{m\pi}{W_1} \left( y + \frac{W_1}{2} \right) \quad (7)$$

ここで、 $p$  はパッチ、 $N_x, N_y$  は基底の各成分の個数を表している。また、 $m$  はパッチ電流のモード番号であり、本解析においては  $m = 1$ 、つまり偶モードのみを採用する。これは、パッチが  $y$  軸に関して対称な構造であることに基づいている。なお、解析の際には、基底の個数を  $N_x = N_y = 1$  とする。パッチ 2 上の電流についても同様に基底を設定する（上において、添字を  $+ \rightarrow -$ 、 $1 \rightarrow 2$  と変更すればよい）。

終端がオープンスロットとなっている CPW への基底の置き方は文献 [8], [9] で報告されている。しかしながら、線路をモデル化する際に半無限長給電線モードを利用しているため、数値積分の収束性の悪さなど数値計算を行ううえで困難を伴う。本論文では、この困難を回避するため、前述の給電線のモデル化を行い、アンテナの入力特性を評価している。また、CPW とオープンスロットに連続的に磁流が流れるように基底を配置する必要があるが、その折れ曲りを表現する基底を用いることは数値的に不利である [10]。そこで、文献 [8], [9] に示されているように、曲りの部分に多数の区分的な基底を配置することで、磁流の不連続

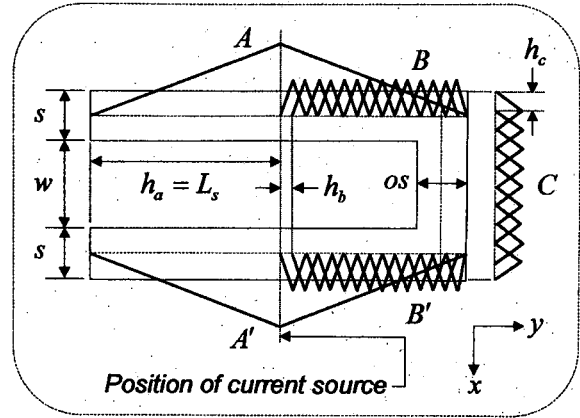


図 5 三角形関数によるコプレーナ導波路上の磁流の表現  
Fig. 5 Expression of magnetic current on coplanar waveguide using rooftop basis functions.

性の問題を解決している。以下、本論文で適用した基底の配置法について説明する。

スロット磁流は、基底関数として三角形関数を用いることにより、

$$M_s^+(x, y) = \hat{x} \sum_{n=1}^{N_{sx}} V_{xn}^+ M_{xn}(x, y) + \hat{y} \sum_{n=1}^{N_{sy}} V_{yn}^+ M_{yn}(x, y) \quad (8)$$

$$M_{xn}(x, y) = \frac{1}{os} \left( 1 - \frac{|x|}{h_x} \right) \quad (9)$$

$$M_{yn}(x, y) = \frac{1}{s} \left( 1 - \frac{|y|}{h_y} \right) \quad (10)$$

ここで、添字  $s$  はスロット、 $N_{sx}, N_{sy}$  は基底の個数、 $os$  はオープンスロット幅、 $s$  は CPW のスロット幅を表している。また、 $h_x, h_y$  は、三角形関数の区間の半分に相当する長さ（セグメント長）である。

図 5 に示されるように、CPW 上の磁流を A (A'), B (B'), C の 3 種類の三角形関数により表現する。ここで、デルタ電流源により A (A') の中央で CPW を励振するものと想定する。CPW の  $y$  軸に対する対称性を考慮して、A (A'), B (B') のセグメント長は等しいとする。ここで、CPW 終端及びオープンスロット端においては、曲りでの磁流の不連続を考慮して、セグメント長の短い三角形関数を多く配置している。これにより、曲りでの磁流を表現している [9]。

上述の基底の置き方は、文献 [9] とは異なり、オープンスロット上の基底群 C を 1 種類の三角形関数で定義

している。また、CPW上のセグメント長の短い基底群B(B')をA(A')の中心まで重ね合わせていることが特徴である。以下、CPWの全長は $\lambda_g/8$ とする。ただし、 $\lambda_g$ は2.7GHzにおける実効波長とする。各基底群の個数は、A(A')が1個、B(B'),Cがともに17個とし、これにより、セグメント長は、 $h_a = 2.4833$  mm,  $h_b = 0.1380$  mm,  $h_c = 0.1167$  mmとなる。

なお、境界条件式にモーメント法を適用する際の試験関数として、パッチについては式(6)~(7)、スロットについては式(9)~(10)と同一の関数を用いる[5],[6]。このとき、式(1)の $Z_{\pm}$ と $Y_{\pm}$ は対称行列であり、すべての要素を求める必要がなくなるため、計算時間を短縮できる[12]。

#### 4. 解析結果

まず、CPW給電2周波マイクロストリップアンテナの入力特性の解析を行う。ここでは、スペクトル領域モーメント法による解析結果を電磁界シミュレータの結果と比較することにより本解析の妥当性を明らかにする。更に、本アンテナの放射指向性を絶対利得で評価し考察を加える。なお、電磁界シミュレータとしてHP MOMENTUMを用いた。

##### 4.1 入力特性

本アンテナの入力インピーダンス軌跡について、図6に本解析による結果を、図7に電磁界シミュレータによる結果を示す。ここで、解析パラメータは表1のとおりであって、2枚の誘電体基板の誘電正接を $\tan \delta = 0.0023$ とする。インピーダンス参照面は、図5においてオープンスロットの左端としている。このように参照面を選んだ理由は次の2点による。

(1) 解析上CPWの長さは任意にとれ、その中心に配置されるデルタ電流源の位置もCPWの長さによって変わる。したがって、デルタ電流源の位置を参照面とするよりも、オープンスロット左端を参照面としてインピーダンスを評価するほうが取り扱いやすい。

(2) 文献[2]においても、オープンスロット左端を参照面として評価を行っている。

また、周波数範囲は2.6~3.2GHzとして解析した。これら二つのインピーダンス軌跡を比較すると、規格化インピーダンスが0.5付近となる周波数に1%程度のずれがある。しかしながら、軌跡の形状はほぼ一致していることから、本解析手法の妥当性を確認することができる。図6より、本アンテナは2.7GHz及び3.0GHz近傍で共振しており、パッチ1,2が独立して

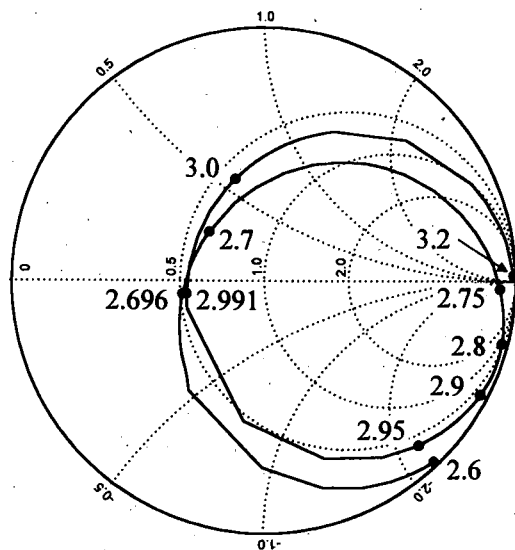


図6 スペクトル領域モーメント法による2周波マイクロストリップアンテナの入力特性

Fig. 6 Input impedance of dual frequency operating microstrip antenna by the method of moments in spectral domain.

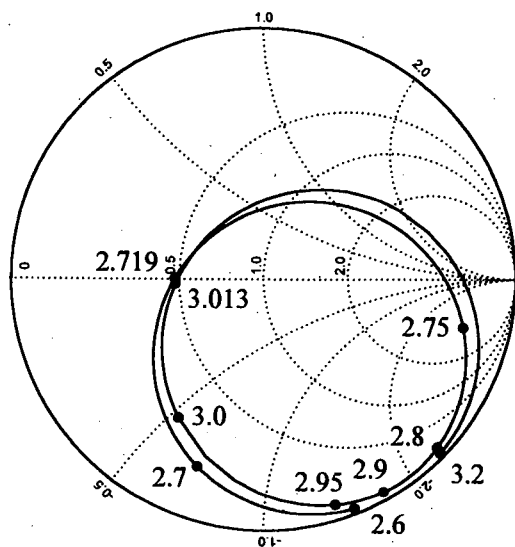


図7 電磁界シミュレータによる2周波アンテナの入力特性

Fig. 7 Input impedance of dual frequency operating microstrip antenna by an electromagnetic field simulator

2周波動作していることがわかる。

つぎに、誘電損の有無による入力インピーダンスの違いを明らかにするために、 $\tan \delta = 0, 0.0023$ の2通りについて本アンテナのリターンロス(RL)の周波数特性を計算した。その結果を図8に示す。 $\tan \delta$ を考慮することによって、2.699 GHz及び2.993 GHz

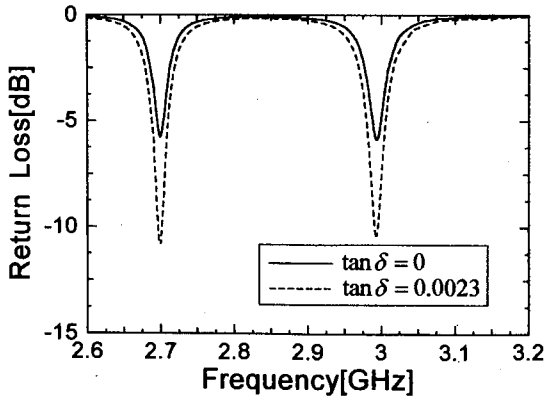


図8 誘電正接の有無によるリターンロスの周波数特性の違い (スペクトル領域モーメント法)  
 Fig.8 Return loss with/without  $\tan \delta$  of the substrate by the method of moments in spectral domain.

において RL が  $-10$  dB 以下に変化することがわかる。この理由として、誘電損に関連してインピーダンスの抵抗分が増加したことがあげられる。

また、図3のオフセット  $p_1$  及び  $p_2$  の差、すなわち、上下パッチの配置のずれがインピーダンス特性に及ぼす影響は次のとおりである。オフセット値が小さい、すなわち、オープンスロットがパッチの中心付近にあるときは、配置のずれが入力特性に与える影響は小さい。しかし、オフセット値が大きくなり、スロットがパッチのエッジに近づく場合には、配置のずれの影響は大きくなる。

#### 4.2 放射指向性

図9にパッチ1動作時の周波数  $2.699$  GHz における放射指向性、図10にパッチ2動作時の周波数  $2.993$  GHz における放射指向性の解析結果を絶対利得で示す。パッチ1動作時の周波数では、パッチ1の正面方向で  $2.83$  dBi、その背面方向で  $-20.6$  dBi であって、FB比として  $23.4$  dB が得られている。ここで、FB比はパッチ1正面 ( $+z$  方向) とパッチ2正面 ( $-z$  方向) の利得比である。一方、パッチ2動作時の周波数では、パッチ2の正面方向で  $3.05$  dBi、その背面方向で  $-22.9$  dBi であって、FB比として  $26.0$  dB が得られている。いずれの周波数においても動作パッチの正面でほぼ  $3$  dBi の利得が確保されており、FB比も  $20$  dB 以上である。これから、本アンテナは両面受信タイプの準光学アンテナ・ミキサ素子用のアンテナとして利用可能であることが理論的に明らかとなった。図11は図9、図10に対応する測定結果 (E面のみ) である。周波数は  $2.7$  GHz 及び  $3.0$  GHz とす

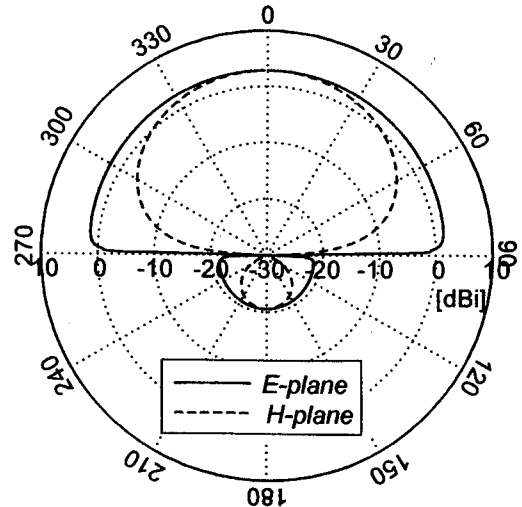


図9 2周波マイクロストリップアンテナの放射指向性の計算値 (周波数:  $2.699$  GHz)  
 Fig.9 Calculated radiation pattern in dBi for dual frequency operating microstrip antenna at the frequency of  $2.699$  GHz.

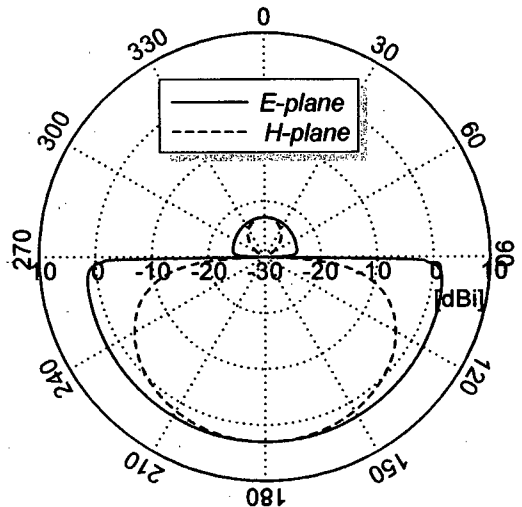


図10 2周波マイクロストリップアンテナの放射指向性の計算値 (周波数:  $2.993$  GHz)  
 Fig.10 Calculated radiation pattern in dBi for dual frequency operating microstrip antenna at the frequency of  $2.993$  GHz.

る。ただし、製作の都合上、CPWを含む接地板が厚さ  $17.5 \mu\text{m}$  の銅膜で構成されている点が解析モデルと異なっている。  $20 \times 20$  cm の接地板によるエッジ効果が観測されているものの、絶対利得の面では解析結果を裏付ける測定結果といえる。  $2.7$  GHz 及び  $3.0$  GHz における計算値による反射損は  $0.5$  dB である。なお、図11は文献[2]の図8と天地が逆になっていることに

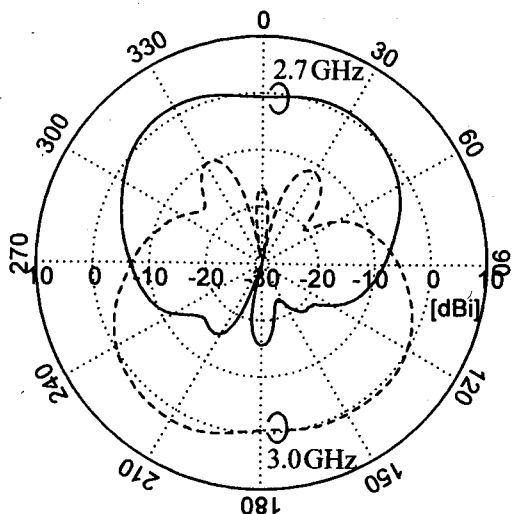


図 11 2周波マイクロストリップアンテナの放射指向性 (E面)の実験値 (周波数: 2.7GHz, 3.0GHz)

Fig. 11 Measured radiation pattern (E plane) in dBi for dual frequency operating microstrip antenna at the frequencies of 2.7GHz and 3.0GHz.

注意されたい。

## 5. むすび

準光学アンテナミキサ素子用コプレーナ導波路給電2周波動作マイクロストリップアンテナの周波数1/20スケールモデルをスペクトル領域モーメント法を用いて解析し、そのをマイクロ波帯における2周波動作、及び絶対利得での放射指向性理論的に明らかにした。特に、これまでの電磁界シミュレータを利用した解析で評価できなかった絶対利得の評価が可能となったことは、準光学アンテナミキサ素子を用いたシステムを設計する際に大いに役立つ。今後の課題としては、本解析手法の特徴を生かし、放射効率、表面波モードなどへの漏洩電力を評価することがあげられる。

謝辞 本研究は、文部省科学研究費補助金基盤研究(A)(2)07405019により行われている。

## 文 献

- [1] C.Y. Lee and T. Itoh, "Active Integrated Antenna and Quasi-Optical Technique: Fundamentals and Applications," 1995 Asia Pacific Microwave Conf., Tutorial Session 03, pp.89-189, Oct. 1995.
- [2] 西村寿彦, 土田克実, 石井 望, 伊藤精彦, "コプレーナ導波路給電による準光学アンテナ・ミキサ," 信学論 (B-II), vol.J80-B-II, no.12, pp.1076-1083, Dec. 1997.
- [3] 西村寿彦, 土田克実, 石井 望, 伊藤精彦, "多素子準光学アンテナ・ミキサの受信特性," 信学論 (B-II), vol.J80-B-II, no.12, pp.1084-1090, Dec. 1997.

- [4] P.L. Sullivan and D.H. Schaubert, "Analysis of an Aperture Coupled Microstrip Antenna," IEEE Trans. Antennas & Propagat., vol.AP-34, no.8, pp.977-984, Aug. 1986.
- [5] 齊藤和夫, 葛原 晃, 伊藤精彦, "スロットダイポール結合型プリントドアンテナに関する考察," 信学技報, A-P91-77, pp.21-28, Sept. 1991.
- [6] 羽石 操, 平沢一紘, 鈴木康夫, "多層平面アンテナの解析," 小形・平面アンテナ, 7章, 電子情報通信学会, 1996.
- [7] D.M. Pozar and S.M. Voda, "A Rigorous Analysis of a Microstripline Fed Patch Antenna," IEEE Trans. Antenna & Propagat., vol.AP-35, no.12, pp.1343-1350, Dec. 1987.
- [8] M.I. Aksun, S.L. Chuang, and Y.T. Lo, "Coplanar Waveguide-Fed Microstrip Antennas," Microwave & Optical Technology Lett., vol.4, no.8, pp.292-295, July 1991.
- [9] S.-M. Deng, M.-D. Wu, and P. Hsu, "Analysis of Coplanar Waveguide-Fed Microstrip Antennas," IEEE Trans. Antennas & Propagat., vol.43, no.7, pp.734-737, July 1995.
- [10] 浅居正充, 山登亮太, 小南昌信, 六島 克, "マイクロストリップ形方形ループアンテナの解析," 信学論 (B), vol.J71-B, no.11, pp.1376-1377, Nov. 1998.
- [11] P.B. Katehi and N.G. Alexopoulos, "Frequency-dependent Characteristics of Microstrip Discontinuities in Millimeter-Wave Integrated Circuits," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol.MTT-33, no.10, pp.1029-1035, Oct. 1985.
- [12] W.L. Stutzman and G.A. Thiele, "Antenna Theory and Design (2nd. Ed.)," Chap. 10, John Wiley & Sons, 1998.

(平成 10 年 6 月 8 日受付, 12 月 16 日再受付)



垣内田 毅 (学生会員)

平 8 北大・工・電子卒. 平 10 同大大学院修士課程了. 現在, 松下通信工業(株)勤務. 在学中, マイクロストリップアンテナの数値解析に従事.



石井 望 (正員)

平 1 北大・工・電子卒. 平 3 同大大学院修士課程了. 同年同大・工・電子・助手. 平 10 新潟大・工・福祉人間・助教授, 現在に至る. この間, 小形・薄型アンテナ, ミリ波帯アンテナの研究に従事. 平 6 年度本会学術奨励賞受賞. IEEE 会員.