

論文

航空機搭載用低姿勢八木・宇田アンテナ

田口裕二郎^{†*} 陳 強^{††} 澤谷 邦男^{††}

Aeronautical Low-profile Yagi-Uda Antennas

Yujiro TAGUCHI^{†*}, Qiang CHEN^{††}, and Kunio SAWAYA^{††}

あらまし 本論文は、航空機搭載2次監視レーダアンテナへの応用を目的に、給電素子に逆Fアンテナ、無給電素子に逆Lアンテナを用いて低姿勢化した八木・宇田アンテナを開発した結果について述べている。まず、モーメント法を用いて線状導体によって構成された低姿勢八木・宇田アンテナの設計を行い、つぎにFD-TD法によりプリント基板上の低姿勢八木・宇田アンテナの設計を行っている。線状導体の場合は、アンテナ寸法が高さ $0.08\lambda_0$ 、全長 $0.51\lambda_0$ のとき、前方と後方の指向性利得比は $Gd/Gr=18.1$ dB、正面方向の指向性利得は $Gd=8.3$ dBi、 $VSWR\leq 2$ の帯域は9.6%が得られることを示している。また、比誘電率が1.7の誘電体基板を用いて構成したプリントタイプは、線状導体タイプと類似の性能をもつことを示している。以上の解析の妥当性を検証するために実測を行い、計算値とほぼ一致することを確認している。

キーワード 八木・宇田アンテナ、逆Fアンテナ、逆Lアンテナ、FD-TD法

1. ま え が き

近年、航空交通の高速化と交通量の増加に伴い、相手航空機の識別、高度、方位角情報等を得るために、例えば、航空機衝突防止装置等の2次監視レーダ[1]を搭載する航空機が増えている。このようなシステムに使用されるアンテナは、航空機の機首等の機体外部表面に設置されるため、小形、低姿勢（通常1インチ以下）であることが要求される。また、電気的にはシステム上から単一指向性、垂直偏波、および1.03 GHz（送信）と1.09 GHz（受信）の周波数での動作が要求される。

このような用途のアンテナとして、従来、先端部を折り曲げたT形アンテナ素子を用いた3素子の2項係数分布エンドファイアアレーアンテナ[2]が提案されている。しかしながら、2重同調回路と所定の励振分布を実現する回路が必要であるため、給電系が複雑である。また、円板装荷折返しモノポールアンテナ[3],[4]等も報告されているが、線状部分と板状部分

を併せもった複雑な構造のために、製造上の問題がある。

そこで本論文では、小形、低姿勢で給電回路も単純なアンテナとして、給電素子に逆Fアンテナ、無給電素子に逆Lアンテナを配置した3素子八木・宇田アンテナを提案し、その特性を解析した結果について述べる。まず、線状構造のアンテナの特性をモーメント法[5]により解析した結果について述べる。つぎに、このアンテナを誘電体基板上に構成したプリント八木・宇田アンテナについて、FD-TD法により解析する。従来、八木・宇田アンテナはダイポールアンテナやモノポールアンテナで構成され[6]、これらを誘電体基板上にプリント化した報告[7],[8]やマイクロストリップアンテナを用いて構成したもの[9]等についての研究が報告されている。また、無給電素子をこれと同一形状の給電素子の左右に平行に狭間隔で配置した無給電素子付き線状逆Fアンテナ[10],[11]や、ダイポールアンテナをプリントした誘電体基板を地板上に垂直に設置したアレーアンテナ[12]の研究も報告されているが、本論文で提案する構造の八木・宇田アンテナは、筆者らの研究[13]以外に報告された例は見あたらない。

[†] 東洋通信機株式会社無線システム事業部, 神奈川県
TOYOCOM, Toyo Communication Equipment Co., Ltd.
Kanagawa-ken, 253-01, Japan

^{††} 東北大学工学部通信工学科, 仙台市
Dept. of Electrical Communications, Faculty of Engineering,
Tohoku University, Sendai-shi, 980-77, Japan

* 現在, トヨコムエンジニアリング(株)に出向中

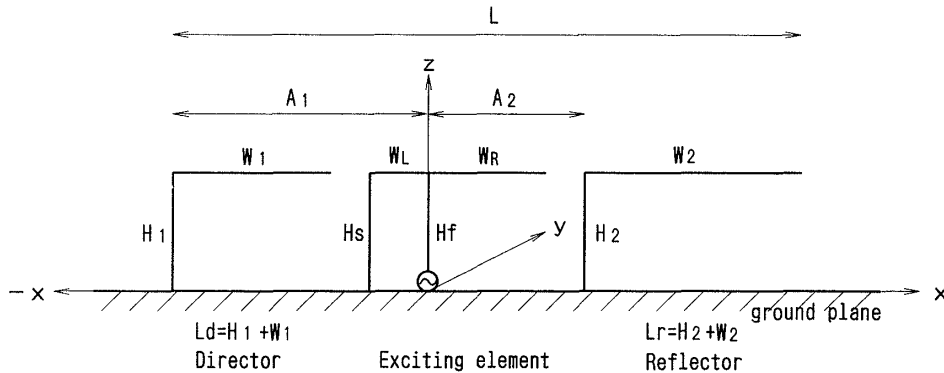


図1 線状逆F逆L八木・宇田アンテナ

Fig.1 Wire Yagi-Uda antennas composed of a inverted-F and two inverted-L antennas.

2. 線状逆F逆L八木・宇田アンテナ

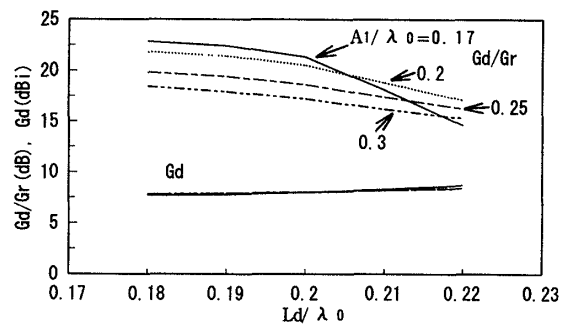
2.1 解析モデル

本論文で提案する線状構造の逆F逆L八木・宇田アンテナの形状を図1に示す。給電素子として逆Fアンテナを用い、その前後に無給電素子として逆Lアンテナを A_1 および A_2 の間隔で平面地板上に配置する。逆Fアンテナは高さ $H_f = H_s$ の給電ピンと短絡ピン、および長さ W_L と W_R の頂部水平部で構成され、給電は給電ピン H_f の下部より行う。また、二つの逆Lアンテナの高さおよび水平部の長さをそれぞれ H_1, W_1 および H_2, W_2 とする。線状導体の全長が $L_d = H_1 + W_1$ の素子を導波器、 $L_r = H_2 + W_2$ の素子を反射器として動作させる。

2.2 解析結果

Richmond のモーメント法 [5] を用いて図1に示すアンテナの解析を行った。但し、平面地板の効果はイメージで置き換えた。従って、図1のモデルのインピーダンスは計算値の $1/2$ となり、指向性利得は 3 dB 加算する必要がある [14]。以下、各寸法は送信周波数 1.03 GHz と受信周波数 1.09 GHz の中心である 1.06 GHz における波長 $\lambda_0 = 283$ mm で正規化して表すことにする。アンテナの高さを 1 インチ (25.4 mm) 以下で設計するために、 $H_f = H_s = H_1 = H_2 = 0.08\lambda_0 = 22.6$ mm とした。また、 $H_f + W_L + W_R = 0.25\lambda_0$ となるように、 $W_L = 5$ mm, $W_R = 42.5$ mm と固定した。なお、各素子の太さは半径 $ra = 2.1$ mm とした。

アンテナをパイロット座席前方に搭載することを想定しているため、パイロットに対する不要放射を評価するために、 $-x$ 軸方向 (導波器方向) の指向性利得 G_d と $+x$ 軸方向 (反射器方向) の指向性利得 G_r との比 G_d/G_r を計算した。その結果を図2に示す。但

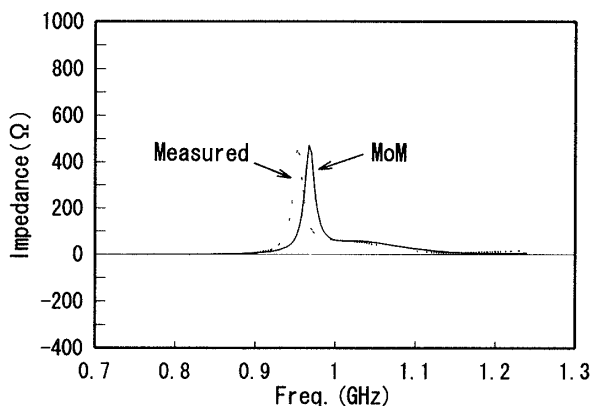


$A_1/\lambda_0 = 0.17$ ———, 0.2 , 0.25 ----, 0.3 -.-.-

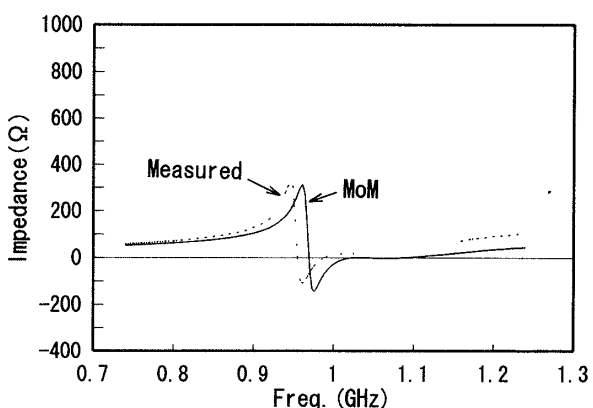
図2 L_d および A_1 に対する $G_d/G_r, G_d$ Fig.2 L_d, A_1 vs. $G_d/G_r, G_d$.

し、実用上パイロットに対して不要放射が問題となるのは、アンテナから電波が放射されるときであるから、周波数は実用上重要な送信周波数 1.03 GHz とし、反射器長は $L_r = 0.26\lambda_0$ 、給電素子と反射器の間隔は $A_2 = 0.16\lambda_0$ である。横軸は導波器長 L_d 、パラメータは導波器と給電素子の間隔 A_1 である。 G_d は A_1 にほとんど依存せず 7.7~8.7 dBi である。 G_d/G_r は L_d と A_1 によって変化し、約 15 dB 以上の値を得ることができる。なお、図示していないが、 $L_r = 0.25\lambda_0, A_2 = 0.16\lambda_0$ とすれば、 G_d は $A_1 = 0.17\lambda_0 \sim 0.3\lambda_0$ および $L_d = 0.18\lambda_0 \sim 0.22\lambda_0$ の範囲においてほとんど変化せず、モノポールアンテナを用いた八木・宇田アンテナの最適値 [6] と同じ 10 dBi 前後の値となるが、 G_d/G_r は 5~8 dB であまり大きい値は得られない。

以上の計算結果より、アンテナ寸法としては $L_r = 0.26\lambda_0, A_2 = 0.16\lambda_0$ とし、 A_1 は小形化の観点から $0.17\lambda_0$ 、 L_d は G_d が 8 dBi 以上で G_d/G_r も比較的大きい値となる $0.21\lambda_0$ を選択した。このときアンテナ寸法は高さ $0.08\lambda_0$ 、全長 $L = 0.51\lambda_0$ であり、高さ $0.08\lambda_0$ は $\lambda/4$ モノポールアンテナの 32% の高さに相



(a) Resistance component



(b) Reactance component

図3 線状逆F逆L八木・宇田アンテナのインピーダンス特性

Fig.3 Input impedance of wire Yagi-Uda antenna composed of one inverted-F and two inverted-L antennas.

当する。このときの計算値は $Gd=8.3$ dBi, $Gd/Gr=18.1$ dBである。

このようにして決めた寸法のアンテナのインピーダンス周波数特性を図3に示す。実線は計算値で破線は実測値である。(a)は抵抗分,(b)はリアクタンス分を示している。なお、実験では1.2 m×1.2 mの平面地板を使用した。計算値と実測値の共振周波数のずれは約1.5%であり、両者はほぼ一致している。また、実際に使用する帯域(1.03~1.09 GHz)では抵抗分、リアクタンス分ともに、周波数に対して大きな変化はない。50 Ω線路に対するVSWRの計算値によるとVSWR≤2の帯域は約9.6%であり、1.03 GHzで1.15, 1.09 GHzで1.70である。

このとき、給電素子に使用した逆Fアンテナ単体のインピーダンス特性を、図3の八木・宇田アンテナの計算値とともに図4に示す。同図より、逆Fアン

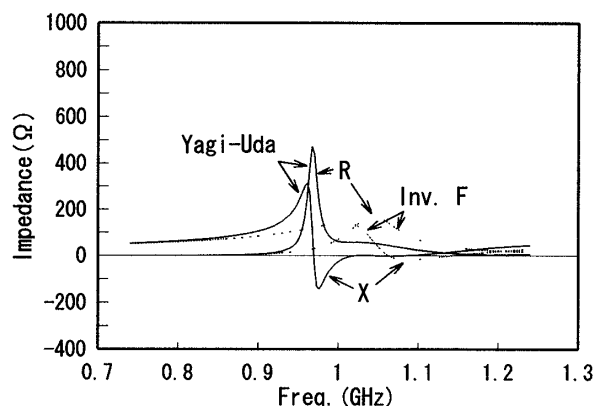
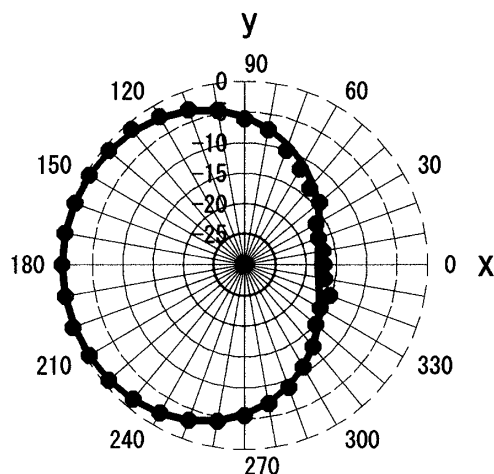


図4 逆Fアンテナ(給電素子)と八木・宇田アンテナのインピーダンス特性の比較

Fig.4 Comparison of input impedance of used inverted-F antenna only and this Yagi-Uda antennas.



— calculated, - - - measured
図5 xy 面の放射パターン(1.03 GHz)

Fig.5 Radiation pattern in xy plane (1.03 GHz).

テナ単体のインピーダンスはほぼ1.06 GHzで共振し、共振抵抗は約141 Ωである。この特性を141 Ω線路に対するVSWRで評価すると、2以下の帯域幅は約6.2%である。従って、この八木・宇田アンテナは、給電素子単体の帯域幅に比べて約1.5倍広い。また、逆Fアンテナ単体の場合には反共振(並列共振、インピーダンスの絶対値が極大)の周波数で用いられるが、八木・宇田アンテナでは共振(直列共振、インピーダンスの絶対値が極小)の周波数を用いることになる。

このアンテナの放射パターンを図5に示す。同図は周波数1.03 GHzにおける xy 面のパターンである。実測では約4.1波長×4.1波長の有限地板を用いているため、有限地板上の垂直偏波アンテナの指向性利得

に関する検討結果 [15], [16] から予想されるとおり、水平方向の指向性利得の実測値は無限地板の場合の計算値よりも約 6 dB 低下した値が得られており、相対的な指向性は計算値とほぼ一致している。また、最大放射方向は約 28° 上方にチルトしており、指向性利得 8.5 dBi が得られた。この値は、円形地板上モノポールアンテナの指向性利得に関する数値計算の結果 [16] から予想されるように、無限地板の場合の計算値 8.3 dBi にほぼ一致している。

3. プリント逆 F 逆 L 八木・宇田アンテナ

3.1 解析モデル

つぎに、線状アンテナよりも製造が簡単であるプリント基板上の逆 F 逆 L 八木・宇田アンテナを FD-TD 法を用いて解析した。解析するアンテナ形状は、2. で検討した図 3 および図 5 の特性をもつ線状タイプの形状をプリント基板に置き換えたものである。比誘電率が $\epsilon_r=1.7$ の誘電体基板を使用するので、線状タイプよりも形状を短縮する必要がある。

なお、線状タイプの形状をプリント基板に置き換える際には、①線状タイプにおいて、素子の太さを 0 とした形状を考え、②前記①の寸法において、必要な短縮率を掛けた寸法を求め、③前記②の寸法を導体幅の中心とした幅 W の板状導体をプリント基板上に形成するようにする。このとき、導体幅の設定は、アンテナ形状が単純なダイポールアンテナであれば、 $W=4ra$ と設定することにより板状導体と線状導体を用いたものが同一特性となることが知られている [17]。

しかし、本論文では、線状タイプの八木・宇田アン

テナで逆 F アンテナの給電ピンと短絡ピンの間隔を $W_L=5\text{ mm}$ 、導体半径を $ra=2.1\text{ mm}$ に設定している。そこで、 W を $4ra$ よりも小さくする必要がある。そこで、プリントタイプの八木・宇田アンテナでは、基板誘電率 $\epsilon_r=1$ として形状を短縮しない 100% モデルの導体幅を、逆 F アンテナの給電導体と短絡導体とがオーバーラップしないように線状タイプの導体直径とほぼ同じ $W=4\text{ mm}$ に設定する。更に、 $\epsilon_r=1.7$ の誘電体基板を使用する 93%、85% および 77% の短縮モデルの導体幅については、それぞれ $4\text{ mm}\times 0.93$, $4\text{ mm}\times 0.85$, $4\text{ mm}\times 0.77$ に設定した。

図 6 に解析したアンテナ形状と計算領域を示す。各セル寸法を表 1 に示す。この図に示される寸法は線状タイプを 93% に短縮したモデルである。厚さ 3 mm の誘電体基板の片側の面に逆 F と逆 L 形状の幅 3.72 mm の導体パターンが形成されており、反対側の面には導体はない。基板のエッジから吸収境界面までの距離は約 $\lambda_0/2$ をとり、空間離散間隔は、境界条件を正確に入れるために可変セルとした。接地導体面以外の 5 面に対する吸収境界条件は、プログラム化が簡単な 2 次 Stabilized Liao を用いた。その精度は 2 次 Higdon と同程度である [18]。安定化係数 d は通常良いとされる $d=0.0075$ を用いた。なお、吸収境界面からの反射をより少なくするために $d=0$ の非安定化 Liao の条件でも計算したが、パルス応答波形は文献 [18] で述べられているようにやや不安定であった。

3.2 給電部の取扱い

給電部はデルタギャップ給電として、実際の給電構造をより正確に表すために、図 7 に示すようにコネク

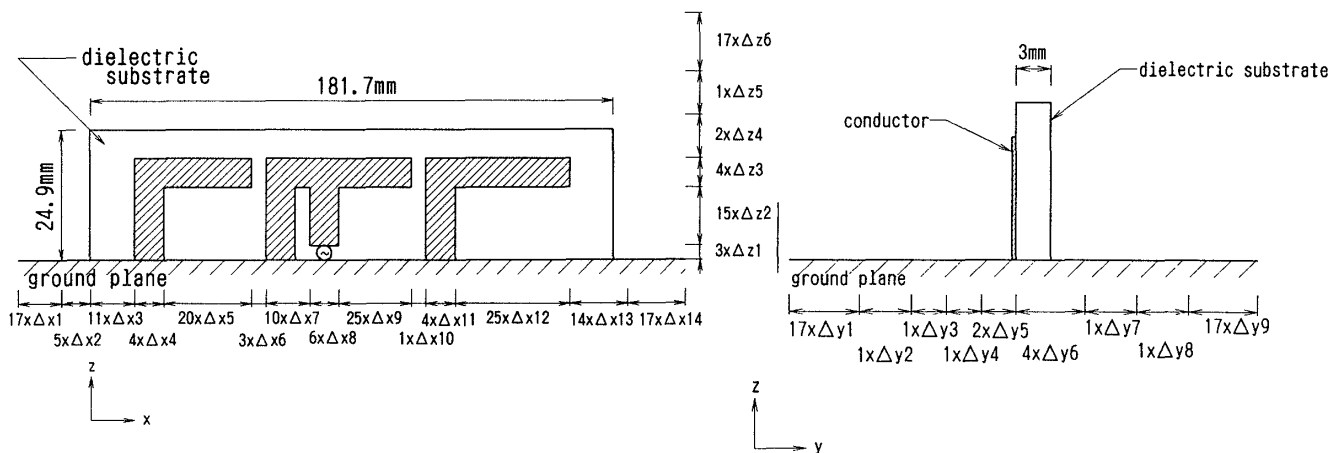


図 6 プリント逆 F 逆 L 八木・宇田アンテナ形状と FD-TD による計算領域

Fig. 6 Printed Yagi-Uda antennas composed of an inverted-F and two inverted-L antennas, and model of analysis by the FD-TD method.

表 1 プリント逆F逆L八木・宇田アンテナ解析モデル寸法；単位 (mm)

Table 1 Dimension of analyzed model for printed Yagi-Uda antennas composed of a inverted-F and two inverted-L antennas; unit (mm).

	$\Delta x1$	$\Delta x2$	$\Delta x3$	$\Delta x4$	$\Delta x5$	$\Delta x6$	$\Delta x7$	$\Delta x8$	$\Delta x9$	$\Delta x10$	$\Delta x11$	$\Delta x12$	$\Delta x13$	$\Delta x14$	---
77%model	8.0	3.0	2.0	0.77	1.37	0.91	0.39	0.51	1.25	0.60	0.77	1.53	2.55	8.0	
85%model	8.0	3.0	2.0	0.85	1.51	1.01	0.43	0.57	1.38	0.66	0.85	1.69	2.55	8.0	
93%model	8.0	3.0	2.0	0.93	1.65	1.11	0.47	0.62	1.51	0.72	0.93	1.85	2.55	8.0	
	$\Delta y1$	$\Delta y2$	$\Delta y3$	$\Delta y4$	$\Delta y5$	$\Delta y6$	$\Delta y7$	$\Delta y8$	$\Delta y9$	$\Delta z1$	$\Delta z2$	$\Delta z3$	$\Delta z4$	$\Delta z5$	$\Delta z6$
77%model	8.0	4.0	2.0	1.0	0.65	1.0	2.0	4.0	8.0	0.64	0.93	0.77	2.0	4.0	8.0
85%model	8.0	4.0	2.0	1.0	0.65	1.0	2.0	4.0	8.0	0.64	1.04	0.85	2.0	4.0	8.0
93%model	8.0	4.0	2.0	1.0	0.65	1.0	2.0	4.0	8.0	0.64	1.15	0.93	2.0	4.0	8.0
	Conductor width(mm)		Size of dielectric substrate (mm)												
77%model	3.08		20.9 x 158.2 x 3.0												
85%model	3.40		22.9 x 169.9 x 3.0												
93%model	3.72		24.9 x 181.7 x 3.0												

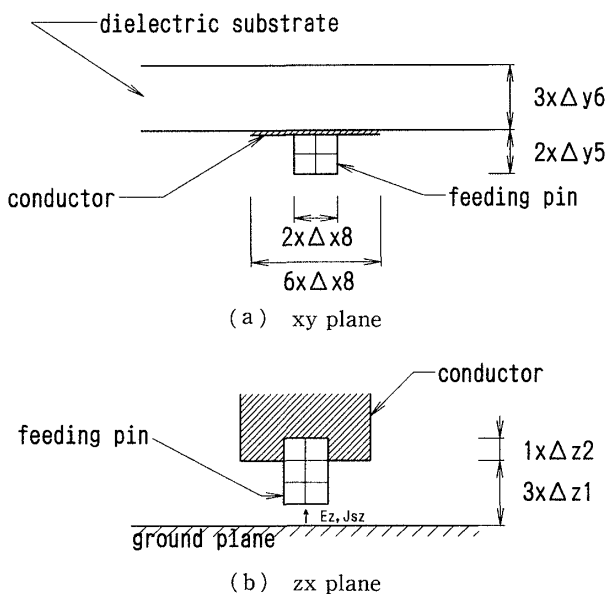
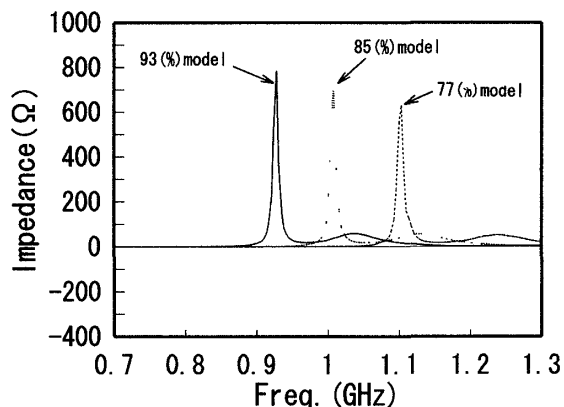
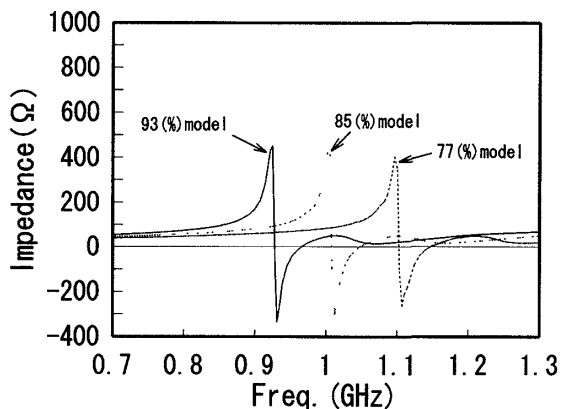


図 7 給電部の計算モデル
Fig. 7 Modeling of feeding pin.

タピン部も $2 \times 2 \times 3$ のセルでモデル化した。また、逆Fアンテナは給電ピンと短絡ピンがいわゆる dead short 状態にあるために、それらで一つの閉回路を構成して直流成分の発生によりパルス応答波形が 0 に収束せず、この波形のフーリエ変換が困難になることが知られている [19]。文献 [19] ではこの対策として給電部に抵抗を負荷する方法が提案されており、本論文でも給電部に抵抗を負荷する方法を採用した。また、インピーダンスを求める方法として、給電部に電圧を与え、それによって計算されるギャップ周囲の磁界の回転をとって、給電電流を求める方法 [19] と、給電部に電流源を与え、それによって計算される電界から給電電圧を求める方法 [20] がある。ここでは、計算がより簡便な後者の方法を用い、負荷抵抗のモデリングや給電ギャップにおける節点配置などを文献 [20]



(a) Resistance component



(b) Reactance component

図 8 短縮モデルのインピーダンス特性
Fig. 8 Input impedance of reduced models.

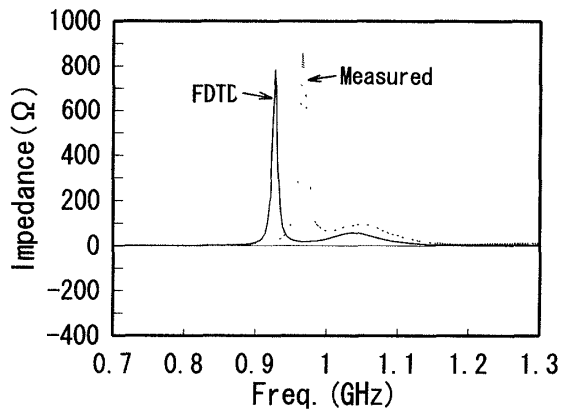
と同じ取扱いをした。なお、入力電流密度 J_{sz} としては以下に示すガウスパルスを用いた。

$$J_{sz} = \exp[-(t-t_0)^2/T^2] \quad (1)$$

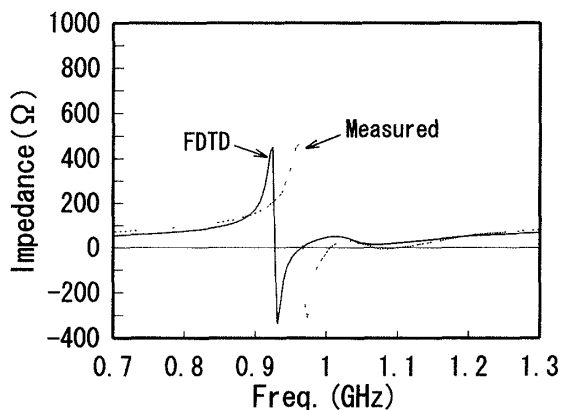
ここで、 Δt は時間離散間隔を表しており、 $T=35\Delta t$ 、 $t_0=102\Delta t$ とした。

3.3 解析結果

図 8 にインピーダンス特性の計算例を示す。同図は



(a) Resistance component



(b) Reactance component

図 9 93%短縮モデルのインピーダンス特性
Fig. 9 Input impedance of 93% reducing model.

線状タイプを93%、85%および77%に短縮したモデルについての計算例である。各モデル寸法を表1に示す。解析を行った時間は93%モデルが $35,629\Delta t$ 、 $\Delta t = 1.086$ ps, 85%モデルが $37,310\Delta t$ 、 $\Delta t = 1.037$ ps, 77%モデルが $39,442\Delta t$ 、 $\Delta t = 0.981$ psとした。

各モデルは給電素子の素子長が異なっており、いちばん短い素子長をもつ77%モデルが共振周波数がいちばん高く、いちばん長い素子長をもつ93%モデルが共振周波数がいちばん低い。本研究の目的である周波数1.03~1.09 GHzの用途に対するアンテナ寸法は、この周波数帯で抵抗分とリアクタンス分の変化が少なく、抵抗分が50 Ωに近い93%モデルが適していることがわかった。

図8に示したインピーダンス特性の計算精度を検証するために、図9に本研究の目的の用途に適した93%モデルの計算値と実測値の比較を示す。計算値と実測値の共振周波数の差は約3.9%でありほぼ一致している。

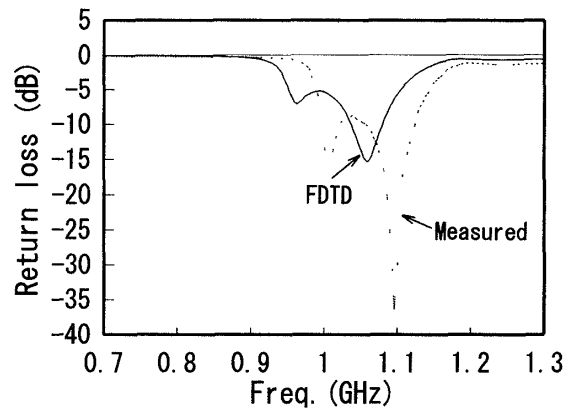
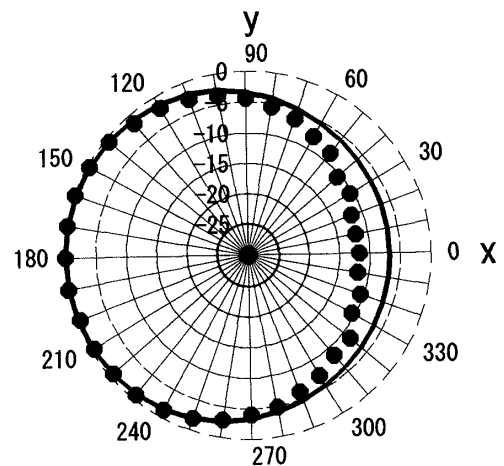


図 10 93%短縮モデルのリターンロス特性
Fig. 10 Return loss of 93% reducing model.



— calculated, ··· measured
図 11 93%短縮モデルの xy 面放射パターン(1.03 GHz)
Fig. 11 Radiation pattern of 93% reducing model in xy plane (1.03 GHz).

93%モデルの50 Ω線路に対するリターンロス特性を図10に示す。VSWR ≤ 2 の帯域の実測値は約9.5%であり、目的とする用途に対して1.03 GHzで2.03, 1.09 GHzで1.14の十分な値を得た。

93%モデルの放射パターン特性の一例を図11に示す。解析は等価定理を用い[21]、入力正弦波信号を与えている。遠方界を計算するための仮想閉曲面の位置は、アンテナから離れたほうが計算精度が良いので[22]、吸収境界面より8~9セル離れた場所とした。図11は1.03 GHzの xy 面の放射パターンである。計算値と実測値は x 方向で若干の差が生じるが、全体としてはほぼ一致している。 G_d/G_r は計算で7.2 dB, 実測で約12 dBであり線状タイプより劣化する。また、図示していないが xy 面より上方に約28°チルトした最大放射方向での G_d の実測値は8.6 dBiであ

表 2 93%短縮モデルの実測特性表

Table 2 Summary of measured performance for 93% reducing model.

Freq. (GHz)	1.03	1.09
Gd (dBi)	8.6	7.3
Gd/Gr (dB)	12.0	9.0
VSWR	2.0	1.1
Bandwidth of VSWR ≤ 2	9.5 (%)	

り、線状タイプとほぼ同じ値であった。

基板誘電率 $\epsilon_r=1$ として 100%モデルについて計算した結果、放射パターンは 93%モデル ($\epsilon_r=1.7$) とおむね同じ特性であった。従って、プリント基板タイプの Gd/Gr が線状タイプの実測値 $Gd/Gr=17$ dB に比べて約 5 dB 劣化しているのは、アンテナ導体形状 (線状導体と板状導体) の違いに起因しているものと思われる。

以上のようにして得られたプリント逆 F 逆 L 八木・宇田アンテナの特性を表 2 に示す。Gd は最大放射方向の値である。この八木・宇田アンテナを 2 次監視レーダアンテナとして用いる場合、VSWR 特性は十分な性能を有している。Gd/Gr は受信周波数 1.09 GHz で 9.0 dB とやや小さくなるが、実用上重要な送信周波数 1.03 GHz で 12.0 dB であり、特に問題はない。なお図 2 より、更に大きな Gd/Gr は、導波器素子を短くして、Gd とのトレードオフを図ることにより実現可能と思われる。アンテナの給電系は、単一指向性を得るための励振分布回路やインピーダンス整合のための同調回路が不要であり、単純である。また、アンテナ構造は、高さ 1 インチ以下のプリント基板上に導体パターンを形成した単純なものであり、低姿勢で薄形のため航空機外部表面への設置で問題となる空気抵抗も小さくなる。以上の理由から、この八木・宇田アンテナを航空機搭載用 2 次監視レーダアンテナとして用いることができる。なお、アンテナ構造の単純さではやや劣るが、このプリント基板タイプの代わりに線状タイプの八木・宇田アンテナを実用に供することも十分可能である。

4. む す び

航空機に搭載する 2 次監視レーダ用アンテナとして小形、低姿勢化を図るため、給電素子に逆 F アンテナ、無給電素子に逆 L アンテナを用いた 3 素子八木・宇田アンテナについて検討した。まず、線状導体を用いて構成したタイプについてモーメント法により解析し、実測値と一致することを確認した。アンテナ

寸法が高さ $0.08\lambda_0$ 、全長 $0.51\lambda_0$ のとき、実用上重要な送信周波数で前方と後方の指向性利得比は $Gd/Gr=18.1$ dB、正面方向の指向性利得は $Gd=8.3$ dBi を得た。また、インピーダンス特性は使用帯域 (1.03~1.09 GHz) で周波数に対してほぼ一定な値となり、 $VSWR \leq 2$ の帯域は約 9.6% と逆 F アンテナ単体よりも広帯域になることを示した。

つぎに、プリント基板を用いて構成したタイプについて FD-TD 法により解析した。また、実測を行い、解析法の妥当性を確認した。線状タイプを 93%短縮したアンテナの特性は、実測値で $VSWR \leq 2$ の帯域は約 9.5%、 $Gd/Gr=12$ dB、 $Gd=8.6$ dBi を得た。なお、 Gd/Gr については線状タイプと差が生じているが、この改善については今後の検討課題である。

最終的にビーム走査や測角を行うためには本アンテナのアレー化等が必要であるが、本アンテナの使用により十分実用化ができるものと考えられる。

謝辞 FD-TD 法について御助言頂いた東洋通信機(株)中央研究所大西輝夫氏に感謝する。

文 献

- [1] 吉田 孝監修, レーダ技術, pp. 247-251, 電子情報通信学会, 1987.
- [2] ピータ・ハナン, “強制励振アレーアンテナ,” 公開特許公報, 特開平 3-213005, Sept. 1991.
- [3] 関根秀一, 宇野 亨, 沢谷邦男, 安達三郎, “円板装荷折返しモノポールアンテナの理論解析,” 信学論(B), vol. J71-B, no. 11, pp. 1244-1247, Nov. 1988.
- [4] 関根秀一, 石曾根孝之, 安達三郎, “整合板付き円板装荷折返しモノポールアンテナ,” 信学論(B), vol. J71-B, no. 11, pp. 1248-1251, Nov. 1988.
- [5] J. H. Richmond and N. H. Geary, “Mutual impedance between coplanar-skew sinusoidal Dipole,” IEEE Trans. AP, vol. 18, no. 3, pp. 414-416, May 1970.
- [6] 電子通信学会編, アンテナ工学ハンドブック, pp. 116-119, オーム社, 1980.
- [7] 長 敬三, 兎澤 一, 堀 俊和, “双指向性を有するプリント八木アレーアンテナ,” 信学 '94 春大, no. B-103, March 1994.
- [8] 兎澤 一, 長 敬三, 堀 俊和, “チルトビームを有する双指向性プリント八木アンテナ,” 平 7 信学総全大, no. B-67, March 1995.
- [9] J. Huang and A. C. Densmore, “Microstrip yagi array antenna for mobile satellite vehicle application,” IEEE Trans. AP, vol. 39, no. 7, pp. 1024-1030, July 1991.
- [10] 中野久松, 吳 裕源, 三牧宏彬, 山内潤治, “無給電素子付き逆 F アンテナ,” 信学 '94 秋大, no. B-35, Sept. 1994.
- [11] 中野久松, 吳 裕源, 三牧宏彬, 山内潤治, “無給電素子付き逆 F アンテナ(II),” 平 7 信学総全大, no. B-167, March 1995.
- [12] J. R. Bayard, M. E. Cooley, and D. H. Schaubert, “Anal-

ysis of infinite arrays of printed dipoles on dielectric sheets perpendicular to a ground plane," IEEE Trans. AP, vol. 39, no. 12, pp. 1722-1732, Dec. 1991.

- [13] 田口裕二郎, 陳 強, 澤谷邦男, "航空機搭載用低姿勢八木・宇田アンテナ," 信学技報, AP96-43, Aug. 1996.
- [14] 文献[6]のp. 50.
- [15] 沢谷邦男, 虫明康人, "有限地板上 Discone Antenna の水平方向利得," 信学アンテナ・伝搬研資, AP77-92, Jan. 1978.
- [16] 澤谷邦男, 陳 強, "有限地板上モノポールアンテナの利得について," 信学技報, AP97-54, June 1997.
- [17] 内田英成, 虫明康人, 超短波空中線, pp. 99-100, 生産技術センター, 1977.
- [18] 宇野 亨, "FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析中級コース," アンテナ・伝搬における設計・解析手法ワークショップ (第6回)テキスト, pp. 28-46, March 1996.
- [19] 文献[18]のpp. 132-134.
- [20] 柏 達也, 田中修一, 深井一郎, "FD-TD 法を用いた八木・宇田アンテナの時間領域解析," 信学論 (B-II), vol. J76-B-II, no. 11, pp. 872-879, Nov.1993.
- [21] 柏 達也, 小池章一, 吉田則信, 深井一郎, "Bergeron 法によるパッチアンテナの3次元解析," 信学論(B), vol. J71-B, no. 4, pp. 576-584, April 1988.
- [22] 文献[18]のp. 97.

(平成8年11月21日受付, 9年4月14日再受付)



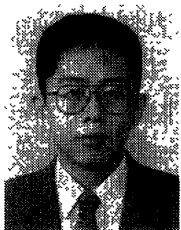
澤谷 邦男 (正員)

昭46 東北大・工・通信卒。昭51 同大大学院博士課程了。プラズマ中のアンテナ, 移動通信用アンテナ, 電磁波の散乱・回折, アレーアンテナ, プラズマ加熱用アンテナ, 超伝導アンテナの研究に従事。現在, 東北大・工教授。工博。昭56 本会学術奨励賞, 昭63 同論文賞受賞。



田口裕二郎 (正員)

昭51 日大・工・電気卒。昭53 同大大学院修士課程了。昭56 同博士課程単位取得退学。同年東洋通信機(株)入社。以来, 高周波回路, 航空機搭載用航空衛星通信アンテナ, IFF アンテナの研究開発に従事。現在, 同社無線システム事業部技術副課長。平9 よりトヨコムエンジニアリング(株)に出向中。



陳 強 (正員)

昭63 西安電子科技大卒。平6 東北大大学院博士課程了。MRI 用アンテナ, 移動通信用アンテナ, 電磁界の数値解析の研究に従事。現在, 東北大・工助手。工博。平5 本会学術奨励賞受賞。