

## 低姿勢逆 F・逆 L 型八木・宇田アンテナの広帯域化

田口裕二郎<sup>†</sup>      陳      強<sup>††</sup>      澤谷   邦男<sup>††</sup>

Broadband and Low-profile Yagi-Uda Antenna Composed of Inverted-F and Inverted-L Shaped Elements

Yujiro TAGUCHI<sup>†</sup>, Qiang CHEN<sup>††</sup>, and Kunio SAWAYA<sup>††</sup>

あらまし 航空機搭載 2 次監視レーダへの応用を目的として、給電素子に逆 F アンテナを用い、その前後に無給電素子として逆 L アンテナを配置した八木・宇田アンテナの広帯域化について述べている。モーメント法を用いた解析から、導波器を給電素子に近接配置した構造により特性を広帯域化できることを明らかにしている。アンテナ寸法として導波器と給電素子の間隔を約  $0.05\lambda_0$  に近接配置し、導波器の高さを約  $0.1\lambda_0$ 、全長を約  $0.4\lambda_0$  としたとき、 $VSWR \leq 2$  の帯域幅として 18.8% 及びこの帯域において前方と後方の利得比  $G_d/G_r$  が約 10 dB 以上の単一指向性を得ることができ、実用上重要な送信周波数において  $G_d/G_r$  は 32.9 dB、前方の指向性利得  $G_d$  は 8.0 dBi の性能を有することを示している。また、実験を行い、解析値と測定値が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、航空機搭載、2 次監視レーダ、逆 F アンテナ、逆 L アンテナ

### 1. ま え が き

航空機に搭載する 2 次監視レーダ [1] は、航空機衝突防止装置 (ACAS : Airborne Collision Avoidance System) などに用いられる [2]。我が国において、ACAS は平成 13 年から航空運送事業用の航空機に対して装備が義務づけられる [3]。このような 2 次監視レーダにおいて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に、小形、低姿勢であるとともに、垂直偏波で単一指向性、及び 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。

航空機搭載用アンテナは、例えば、温度変化が  $-85 \sim +71^\circ\text{C}$  のように、一般に厳しい環境条件下での動作を要求されるので [4]、周波数特性の変動に伴う性能の劣化を防ぐために、アンテナの動作可能な帯域はシステムの仕様値よりも十分に広く設計されている [5]。

このような要求を満たすアンテナとして、筆者らは給電素子として逆 F アンテナを用い、その前後に

無給電素子として逆 L アンテナを配置した逆 F 逆 L 八木・宇田アンテナ (IFYAL : Inverted-F Yagi-Uda Antenna with parasitic inverted-Elements) を提案した [6]。このアンテナは、主に前方と後方の利得比  $G_d/G_r$  を大きくするという観点からその形状を決定し、 $VSWR \leq 2$  の帯域幅は 9.6% とシステムに要求される送受信帯域幅 5.7% を十分にカバーする特性を有する。しかしながら、受信周波数 1.09 GHz 側で周波数特性変動に対するマージンが十分ではなかった。

本論文では、この IFYAL の広帯域化を目的として導波器を給電素子に近接配置した構造の IFYAL を提案するとともに、その特性を明らかにする。なお、無給電素子を給電素子に近接配置してインピーダンス特性を広帯域化する研究は、無指向性パターンを得るために、ダイポールアンテナ [7] や変形伝送線路アンテナ [8] における多周波共用化、あるいは、ノッチ付き板状アンテナ [5] や逆 F アンテナに関する広帯域化 [9] ~ [12] 等について報告されているが、本論文のような単一指向性を得る目的での報告はあまり見あたらない。

### 2. 解析モデル

本論文で解析する IFYAL 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

<sup>†</sup> トヨコムエンジニアリング株式会社技術支援部, 神奈川県

Toyocom Engineering Co., Ltd., 2-1-1 Samukawa-machi, Kanagawa-ken, 253-0192 Japan

<sup>††</sup> 東北大学大学院工学研究科, 仙台市

Graduate School of Engineering, Tohoku University, Aoba-ku, Sendai-shi, 980-8579 Japan

素子として逆 L アンテナを  $A_1$  及び  $A_2$  の間隔で平面地板上に配置する．逆 F アンテナは高さが  $H_f = H_s$  の給電ピンと短絡ピン，及び長さ  $W_L$  と  $W_R$  の頂部水平部で構成され，給電は給電ピンの下部より行う．また，二つの無給電素子の高さ及び水平部の長さをそれぞれ  $H_1, W_1$ ，及び  $H_2, W_2$  とし，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それぞれ動作させる．なお，文献 [6] では導波器の高さ  $H_1$  と給電逆 F 素子の高さ  $H_s(H_f)$  を等しくしていたが，本論文では導波器と給電素子を更に接近させるために， $H_1 > H_s$  と設定した．

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  $f_0 = 1.06$  GHz における波長  $\lambda_0 = 283$  mm で正規化して表す．各素子の半径は  $ra = 2.1$  mm とし，解析は Richmond のモーメント法 [13] を用いて行った．また，平面地板はイメージで置き換えた．

### 3. IFYAL の特性

#### 3.1 従来の IFYAL

以前に提案した IFYAL [6] の各寸法を表 1 に type1 として示す．type1 は， $A_1$  を  $0.17\lambda_0$  としたために，導波器水平部と給電素子とがオーバーラップしないので，

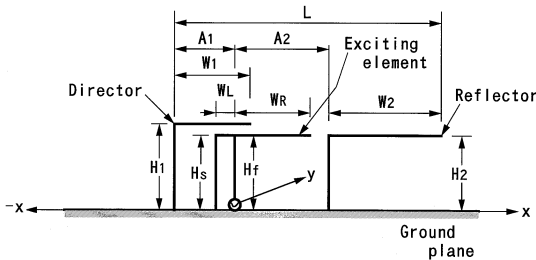


図 1 逆 F 逆 L 八木・宇田アンテナ解析モデル  
Fig. 1 Model for analysis of Yagi-Uda antenna composed of inverted-F and inverted-L elements.

各素子の高さを  $H_1 = H_s = H_f = H_2$  とすることができた．このアンテナの  $50 \Omega$  に対するリターンロス特性を給電素子に使用した逆 F アンテナ単体の特性とともに図 2 に示す．ただし，このときの逆 F アンテナ単体のインピーダンス特性はほぼ 1.06 GHz で共振し，そのときの抵抗は約  $141 \Omega$  であったので [6]，図 2 において，逆 F アンテナ単体の場合は  $141 \Omega$  に対するリターンロスを示している．また，リターンロスに対応する VSWR 値も併記している．IFYAL の  $VSWR \leq 2$  の帯域幅は約 9.6% となり，1.03 GHz で 1.15，1.09 GHz で 1.70 と要求帯域幅をカバーできるものの，1.09 GHz 側において低域側への周波数特性変動に対するマージンが十分ではない．

#### 3.2 導波器を近接配置した IFYAL

IFYAL の広帯域化を図るために，導波器を給電素子に近接配置してこれら素子間の結合を強くすることによる VSWR の広帯域化を試みた．

まず，図 1 に示したように導波器の高さ  $H_1$  を高くして導波器と給電逆 F 素子との間隔  $A_1$  を type1 より狭くしたときの  $VSWR \leq 2$  の帯域幅を求めた．その結果を図 3 に示す．ただし，導波器水平部は

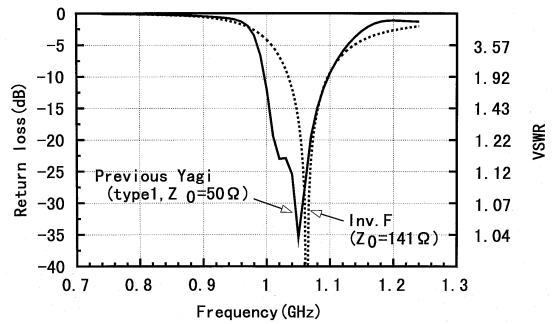


図 2 逆 F 型アンテナ単体及び逆 F 逆 L 八木・宇田アンテナ (type1) のリターンロス特性  
Fig. 2 Return loss of inverted-F antenna and Yagi-Uda antenna (type1) composed of inverted-F and inverted-L elements.

表 1 解析モデルの寸法；単位 ( $\lambda_0$ )  
Table 1 Dimension of analysis model for IFYAL; unit ( $\lambda_0$ ).

type No.	Exciting element			Director			Reflector			Array space		Array length L	
	Hf	Hs	W <sub>L</sub>	W <sub>R</sub>	H <sub>1</sub>	W <sub>1</sub>	L <sub>d</sub>	H <sub>2</sub>	W <sub>2</sub>	L <sub>r</sub>	A <sub>1</sub>		A <sub>2</sub>
1	0.080	0.080	0.018	0.150	0.080	0.133	0.213	0.080	0.183	0.263	0.170	0.160	0.513
2	0.080	0.080	0.018	0.150	0.102	0.104	0.206	0.080	0.183	0.263	0.055	0.160	0.398
3	0.080	0.080	0.018	0.150	0.098	0.104	0.202	0.080	0.183	0.263	0.055	0.160	0.398

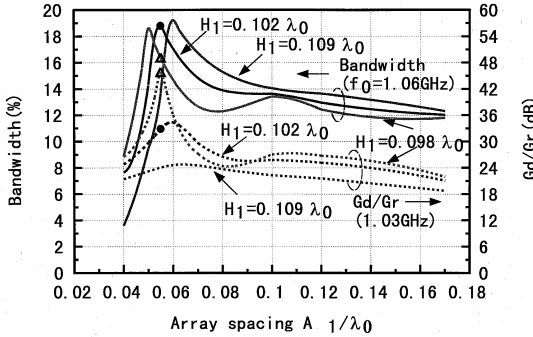


図3 給電素子と導波器の距離  $A_1$  に対する  $VSWR \leq 2$  の帯域幅及び 1.03 GHz における  $Gd/Gr$ ;  $W_1 = 0.104\lambda_0$ , : type2, : type3

Fig.3 Bandwidth of  $VSWR \leq 2$  and  $Gd/Gr$  at 1.03 GHz as a function of distance between exciter and director  $A_1$ ;  $W_1 = 0.104\lambda_0$ , : type2, : type3.

$W_1 = 0.104\lambda_0$  である。また、同図には実用上重要な送信周波数 1.03 GHz における前方 ( $-x$  軸方向) と後方 ( $+x$  軸方向) の利得比  $Gd/Gr$  も併せて示す。この  $Gd/Gr$  は、パイロット座席前方にアンテナを搭載した場合に問題となるパイロットへの放射を示すものである。

配列間隔  $A_1$  を狭くして導波器を給電逆 F 素子に接近させていくと、各導波器高さ  $H_1$  に対して帯域幅が最適となる配列間隔  $A_1$  が存在する。このとき、 $H_1 = 0.098\lambda_0$  を除いて、各  $H_1$  に対して  $Gd/Gr$  が最適値となる  $A_1$  と  $VSWR$  帯域幅が最適値となる  $A_1$  とはほぼ一致している。

そこで、図3より  $Gd/Gr \geq 30$  dB を得る条件で最大の帯域幅を得る形状を求めると、図3に印で示す  $H_1 = 0.102\lambda_0$ ,  $A_1 = 0.055\lambda_0$  となる。このアンテナを type2 と呼ぶことにする。このとき、 $VSWR \leq 2$  の帯域幅は 18.8%,  $Gd/Gr = 32.9$  dB を得ることができる。また、 $Gd/Gr$  が 40 dB 以上となる形状を求めると、図3に印で示す  $H_1 = 0.098\lambda_0$ ,  $A_1 = 0.055\lambda_0$  となる。このアンテナを type3 と呼ぶことにする。この場合は  $VSWR \leq 2$  の帯域幅 16.4%,  $Gd/Gr = 45.9$  dB を得る。これら type2, type3 のアンテナは、配列間隔  $A_1$  を  $0.055\lambda_0$  と狭くしているため、図1に示したように導波器水平部の一部が給電逆 F 素子上部にオーバーラップする構造となる。表1に type2, type3 のアンテナのパラメータを type1 の場合とともに示す。

図4にこれら type2, type3 のリターンロスの周波

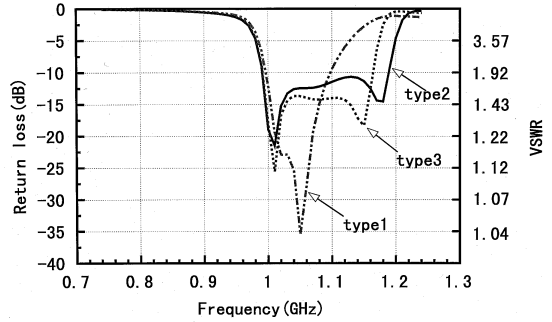


図4 逆 F 逆 L 八木・宇田アンテナのリターンロス特性  
Fig.4 Return loss of Yagi-Uda antennas composed of inverted-F and inverted-L elements.

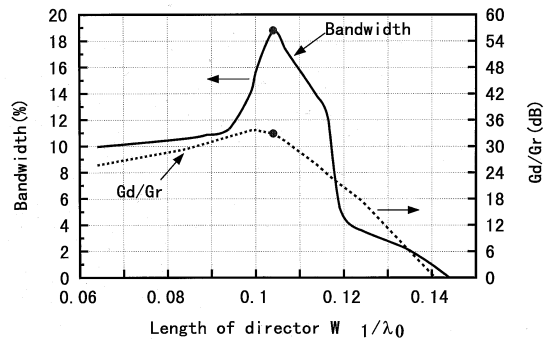


図5 type2において導波器水平部  $W_1$  に対する  $VSWR \leq 2$  の帯域幅と 1.03 GHz における  $Gd/Gr$ ; : type2  
Fig.5 Bandwidth of  $VSWR \leq 2$  and  $Gd/Gr$  at 1.03 GHz as a function of director  $W_1$  in type2 of Yagi-Uda antenna; : type2.

数特性を type1 の特性とともに示す。type1 の帯域幅は、type2, あるいは、type3 において高域周波数側に広帯域化されている。なお、このような広帯域特性が得られる理由について十分には解明していないが、導波器の近接配置に伴う素子間の結合の効果と考えられる。

図5に、type2 において  $W_1$  を変化させたときの帯域幅及び  $Gd/Gr$  を示す。 $W_1$  を  $0.104\lambda_0$  から変化させると帯域幅が急激に減少するとともに  $Gd/Gr$  も減少しており、 $W_1 = 0.104\lambda_0$  が最適となっていることがわかる。

ここで、この解析精度を検証するために type2 のリターンロス特性について計算値と測定値とを比較した結果を図6に示す。ただし、試作アンテナは製作の容易さから各素子の太さを  $ra = 1.5$  mm としたので計算値も同じ  $ra$  の値を用い、また、測定では 1 m ×

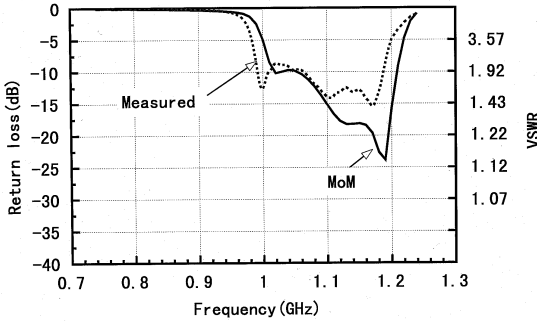


図6 逆F逆L八木・宇田アンテナ (type2) のリターンロス特性の計算値と測定値の比較;  $ra = 1.5 \text{ mm}$   
 Fig. 6 Comparison of calculated with measured values of return loss of Yagi-Uda antenna (type2);  $ra = 1.5 \text{ mm}$ .

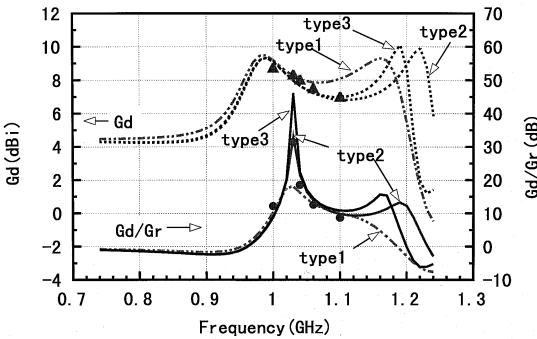


図7 逆F逆L八木・宇田アンテナの  $G_d$ ,  $G_d/G_r$  の周波数特性; 曲線は計算値 ( : 1 m 地板を使用した type2 の地板上にチルトしたピークレベルでの  $G_d$  測定値, : 1 m 地板を使用した type2 の地板面における  $G_d/G_r$  測定値)  
 Fig. 7 Frequency characteristics for  $G_d$ ,  $G_d/G_r$  of Yagi-Uda antennas (lines denote calculated values, : measured  $G_d$  of type2 in peak level tilted on 1 m ground plane, : measured  $G_d/G_r$  of type2 in 1 m ground plane)

1 m ( $3.5\lambda_0 \times 3.5\lambda_0$ ) の平面地板を使用した。図6より、計算値と測定値とはおおむね一致していることが確認できる。この試作アンテナの帯域幅は、VSWR がほぼ2以下で18.6%の性能を有する。

図7にtype1, type2, type3の指向性利得  $G_d$ 、及び前方と後方の利得比  $G_d/G_r$  の周波数特性をtype2の測定値とともに示す。ただし、測定値において、指向性利得  $G_d$  は平面地板を用いて得られた最大放射方向の値を示し、 $G_d/G_r$  は地板面における値を示している。

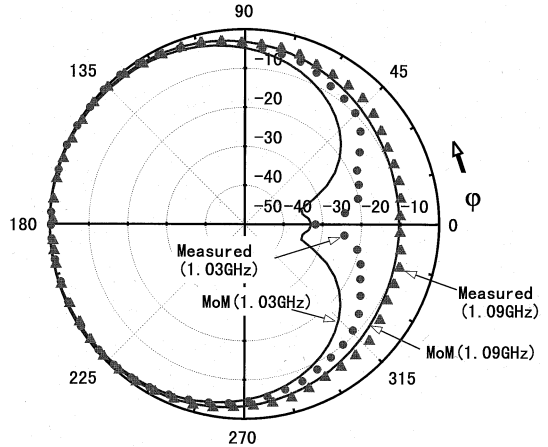


図8 逆F逆L八木・宇田アンテナ (type2) の  $xy$  面放射パターン  
 Fig. 8 Radiation patterns in  $xy$  plane for type2 of Yagi-Uda antenna composed of inverted-F and inverted-L elements.

$G_d/G_r$  がほぼ10 dB以上の帯域幅は、type2ではtype1の約2倍に高域周波数側へ広帯域化されている。各IFYALの  $G_d/G_r$  が10 dB以上の帯域と  $VSWR \leq 2$  の帯域とはほぼ同一の周波数帯であるから、 $VSWR \leq 2$  のほぼ帯域内でIFYALは単一指向性を有する八木・宇田アンテナとして動作していることがわかる。また、 $G_d/G_r$  は各形状とも実用上重要な送信周波数1.03 GHzで最大値となり、導波器を近接配置したtype2, type3では従来のtype1に比べて改善されている。印で示されるtype2の測定値は、計算値とほぼ一致している。なお、 $G_d/G_r$  の最大値が得られる1.03 GHzにおいては、計算値32.9 dBに対して測定値31.4 dBが得られた。

指向性利得  $G_d$  は送信周波数1.03 GHzでは各形状ともほぼ等しいが、受信周波数1.09 GHzではtype2, type3はtype1より約1 dB低下する。しかしながら、指向性利得7 dBi以上の帯域幅は、type2では約45 MHz, type3では約13 MHzそれぞれtype1より高域周波数側に広帯域化される。印で示される  $G_d$  の測定値は、計算値と一致している。

図8に送信周波数1.03 GHz及び受信周波数1.09 GHzにおけるtype2の  $xy$  面における放射パターンを測定値とともに示す。各放射パターンは単一指向性を示しており、また、1.09 GHzでは計算値と測定値はほぼ一致している。1.03 GHzでは、指向性は必ずしも十分に一致していないが、実験値、理論値と

表 2 IFYAL の特性  
Table 2 Summary of IFYAL performance.

Kind of IFYAL	type1		type2		type3	
	1.03	1.09	1.03	1.09	1.03	1.09
Freq.(GHz)	1.03	1.09	1.03	1.09	1.03	1.09
Gd(dBi)	8.3	8.0	8.0	6.9	8.0	7.0
Gd/Gr(dB)	18.1	10.6	32.9	10.3	45.9	11.2
Bandwidth of VSWR $\leq$ 2	9.6(%)		18.8(%)		16.4(%)	
Bandwidth of Gd/Gr > about 10 dB	9.7(%)		19.2(%)		16.9(%)	

もに十分な  $Gd/Gr$  を示しており、実用上有用なアンテナ特性が得られた。

以上述べた type2 及び type3 の特性を表 2 に示す。

### 3.3 反射器との距離の影響

以上述べたように、導波器近接配置により所期の目的を達成することができたが、ここで反射器が特性に及ぼす影響について言及する。type1 において、反射器垂直部  $H_2$  の導体中心と給電逆 F 素子の頂部水平部  $W_R$  の端部との距離は  $0.01\lambda_0$  であり、反射器は逆 F 素子に近接しているが、更に反射器を近接配置するためには導体の太さを考慮して給電逆 F 素子と接触しないように高さ  $H_2$  を低くする必要がある。

そこで、type2 の形状において反射器の高さ  $H_2$  を  $0.061\lambda_0 \sim 0.098\lambda_0$  の範囲をパラメータとして、配列間隔  $A_2$  を  $0.16\lambda_0 \sim 0.28\lambda_0$  まで変化させて特性を計算した。ただし、 $H_2 < 0.08\lambda_0$  に対しては反射器が給電逆 F 素子の下側でオーバーラップする  $A_2 = 0.13\lambda_0 \sim 0.28\lambda_0$  とした。その結果、図示していないが  $VSWR \leq 2$  の帯域幅及び  $Gd/Gr$  は type2 の特性から急激に劣化した。更に、反射器水平部  $W_2$  を可変して特性を計算したが、 $VSWR \leq 2$  の帯域幅が type2 とほぼ同じになる形状はあるものの、そのときの  $Gd/Gr$  は、例えば、送信周波数 1.03 GHz で 10.3 dB となるなど  $W_2$  を変えても type2 より性能は劣化する。したがって、本論文の用途では、反射器は type2, type3 の形状パラメータが最適と思われる。

## 4. む す び

航空機搭載 2 次監視レーダ用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逆 F 逆 L 八木 · 宇田アンテナの VSWR 特性を広帯域化するために、導波器を給電逆 F 素子に近接配置した形状についてモーメント法により解析し

た。その結果、導波器を導波器長  $Ld = 0.206\lambda_0$ 、高さ  $H_1 = 0.102\lambda_0$ 、配列間隔  $A_1 = 0.055\lambda_0$  (type2) としたときに、 $VSWR \leq 2$  の帯域幅 18.8%、実用上重要な送信周波数 1.03 GHz で前方と後方の利得比  $Gd/Gr = 32.9$  dB となり、従来より  $VSWR \leq 2$  の帯域幅は約 2 倍に改善された。このとき、 $Gd/Gr$  がほぼ 10 dB 以上の帯域幅も従来の約 2 倍に広帯域化され、 $VSWR \leq 2$  のほぼ帯域内で  $Gd/Gr$  が約 10 dB 以上の単一指向特性を得ることができた。また、試作アンテナを用いて実験を行い、計算により得られた特性がほぼ実現できることを確認した。

以上のような広帯域特性を用いることにより、航空機搭載用として厳しい使用環境条件によって発生する周波数特性変動に対しても動作可能なアンテナを実現することができる。なお、この広帯域化された逆 F 逆 L 八木 · 宇田アンテナのプリント化については、今後の研究課題としたい。

## 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] 航空宇宙電子システム編集委員会編, 航空宇宙電子システム, pp.200-201, 日本航空技術協会, 1995.
- [3] 平成 9 年度「航空機衝突防止装置運用調査報告書」, p.4-1, 航空振興財団, March 1998.
- [4] K. Fujimoto and J.R. James, ed., Mobile antenna systems handbook, pp.486-488, Artech house, 1994.
- [5] 磯野啓史, 長谷部望, 滝沢 弘, “飛翔体搭載用 2 周波共用アンテナ” 平 9 信学ソ大, no.B-1-100, Sept. 1997.
- [6] 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” 信学論 (B-II), vol.J80-B-II, no.10, pp.840-847, Oct. 1997.
- [7] 恵比根佳雄, 鹿子嶋憲一, “近接無給電素子を有する多周波共用ダイポールアンテナ” 信学論 (B), vol.J71-B, no.11, pp.1252-1258, Nov. 1988.
- [8] 公文保則, 築地武彦, “近接無給電素子による多周波共用の自動車電話用変形伝送線路アンテナの特性” 信学論 (B-II), vol.J80-B-II, no.3, pp.296-300, March 1997.
- [9] 中野久松, 呉 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.
- [10] 中野久松, 呉 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.
- [11] 中野久松, 鈴木亮太, 山内潤治, “無給電素子付き逆 F アンテナ (III)” 1997 信学ソ大, no.B-1-101, Sept. 1997.
- [12] 中野久松, 鈴木亮太, 山内潤治, “無給電素子付き逆 F アンテナ (IV)” 1998 信学総全大, no.B-1-91, March 1998.
- [13] 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.

(平成 11 年 3 月 18 日受付, 7 月 16 日再受付)



田口裕二朗（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．平 9 よりトヨコムエンジニアリング（株）

に出向．現在，同社技術支援部技術副課長．



陳 強（正員）

昭 63 西安電子科技大卒．平 6 東北大学院博士課程了．現在，同大学院工学研究科電気・通信工学専攻助手．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．工博．平 5 本会学術奨励賞受賞．



澤谷 邦男（正員）

昭 46 東北大・工・通信卒．昭 51 同大学院博士課程了．現在，同大学院工学研究科電気・通信工学専攻教授．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．工博．昭 56 本会学術奨励賞，昭 63 同論文賞受賞．