

広帯域モノポール八木・宇田アンテナ

田口裕二郎[†] 陳 強^{††} 澤谷 邦男^{††}

Broadband Monopole Yagi-Uda Antenna

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

あらまし 航空機で使用される各種アビオニクスシステム用アンテナを共用化して搭載アンテナ数を減らす目的で、給電構造が簡単なモノポール八木・宇田アンテナの広帯域化を図った結果について述べている。導波器を給電素子に近接配置することによりインピーダンス特性を広帯域化するとともに、この帯域で単一指向性パターンを得るために、低域周波数帯での反射器の特性と高域周波数帯での導波器の特性とを重畳するように設計している。モーメント法を用いて解析した結果、3素子モノポール八木・宇田アンテナ (type1) の帯域幅は、 $VSWR \leq 2$ で評価すると 1:1.67, 前方と後方との利得比 $Gd/Gr \geq 9$ dB とすると 1:1.84 が得られることを示している。また、5素子モノポール八木・宇田アンテナ (type4) では、 $VSWR \leq 2$ の帯域幅としてほぼ1オクターブ、 $Gd/Gr \geq 9$ dB として type1 と同程度の帯域幅を有していることを示している。

キーワード 八木・宇田アンテナ, モノポールアンテナ, 広帯域特性, 近接配置アレー, 航空機搭載

1. ま え が き

近年、航空機は高速化と機数の増加により複雑な運航環境に置かれ、そのために通信、航法、2次監視レーダ等のアビオニクス装置用に多数のアンテナを機体外部表面に設置するようになった [1], [2]。しかし、設置スペースに制限のある航空機において、搭載するアンテナ数が増加すると、配置間隔の接近によるアンテナ間干渉のためにアンテナ性能が劣化し、また、機械的には重量と空気抵抗の増加の問題が発生する [3]。このような問題に対して、アンテナを広帯域化、あるいは、多周波共用化して航空機に搭載するアンテナ数を減らすことが有効となる。

ところで、八木・宇田アンテナは給電素子の前後に無給電素子を配置しただけの簡単な構造で単一指向性パターンを得ることができる。また、給電素子と無給電素子として、それぞれに逆 F アンテナ及び逆 L アンテナを用いることにより低姿勢構造でも動作帯域を広げることができるので、1 GHz 帯での動作が要求される航空機搭載 2 次監視レーダ (航空機衝突防止装置)

用アンテナとして検討されている [4]。そこで、八木・宇田アンテナの動作帯域を、例えば、1 オクターブ程度に広帯域化することができれば、単一指向性が要求される複数のアビオニクスシステム用アンテナの共用化が可能となり、航空機に搭載するアンテナ数を低減できる。

従来、ダイポールアンテナを用いた八木・宇田アンテナは、指向性利得の最適化について多くの研究が行われており [5] ~ [8]、また、送信アンテナとして用いる場合に重要となるインピーダンス整合を考慮した研究も報告されている [9], [10]。文献 [9] においては、直接探索法により与えられた帯域内での動作利得などの最適化を行い、6 素子の場合で $VSWR \leq 2$ の帯域幅として 10% 程度が得られている。また、文献 [10] ではハレンの積分方程式に基づいた解析が行われ、3 素子の折返しダイポールを用いた構成により $VSWR \leq 2$ の帯域幅として約 18% が得られることが示されている。最近、無線 LAN 用小型マルチセクタアンテナとしてモノポールアンテナを用いた八木・宇田アンテナが提案されているが [11]、設計条件としての動作帯域は 0.6% 程度である。

一方、高利得化、広帯域化を目的として、構成素子として円形ループアンテナ [12]、三角形双ループアンテナ [13]、あるいは、円形双ループアンテナ [14], [15]

[†]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

^{††}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

等のループ素子を用いた八木・宇田アンテナの研究も報告されている。しかし、これらのアンテナは構造的に設置スペースが増えるので、空気抵抗等の観点から航空機搭載用にはあまり適していない。

アンテナ特性を広帯域化する方法の一つとして、給電素子近傍に無給電素子を配置する方法があり、マイクロストリップアンテナの広帯域化 [16], [17] やダイポールアンテナの多周波共用化 [18] に応用されている。本論文では、上述した航空機に搭載するアンテナ数増加に伴う問題の改善を目的とし、無給電素子による広帯域化を図ったモノポール八木・宇田アンテナについて検討する。まず、給電素子に近接配置した導波器によるインピーダンス特性及び放射指向性への影響について述べ、次に反射器を加えた 3 素子八木・宇田アンテナの特性について解析した結果を述べる。更に、4 素子及び 5 素子で構成したモノポール八木・宇田アンテナについても検討する。解析は Richmond のモーメント法 [19] を用い、平面地板の効果はイメージで置き換えた。

なお、インピーダンス特性の帯域幅としては、航空機に搭載される多くの送受信共用アンテナにはほぼ共通的な性能として要求される $VSWR \leq 2$ を用いて評価し [20], [21]、用途によっては必要となる $VSWR \leq 1.5$ で定義する特性も 5. に併せて示す。

更に、前方と後方との利得比 G_d/G_r 特性の帯域幅としては、単一指向性の目安として 10 dB 程度以上を評価基準として、 $G_d/G_r \geq 10$ dB 及び $G_d/G_r \geq 9$ dB により評価する。

2. 解析モデル

本論文で解析するモノポール八木・宇田アンテナの形状を図 1 に示す。給電素子 # f の前後に 4 個の無給電素子 #1, #2, #3, #4 をそれぞれ配列間隔 A_1, A_2, A_3, A_4 で地板上に配置する。ここで、各素子の長さ

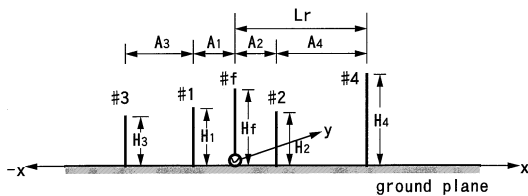


図 1 モノポール八木・宇田アンテナ解析モデル
Fig. 1 Model for analysis of Yagi-Uda antenna composed of monopole elements.

をそれぞれ H_f, H_1, H_2, H_3, H_4 とする。この構造において、無給電素子 #1, #3 を導波器、無給電素子 #2 をインピーダンス特性広帯域化のための高域周波数共振素子、また、無給電素子 #4 を反射器としてそれぞれ動作させる。

各寸法は波長 $\lambda_0 = 272$ mm ($f_0 = 1.1$ GHz) で正規化して表し、給電素子は $H_f = 0.25\lambda_0$ 、また、各素子の半径は $ra = 2.1$ mm とした。

3. 広帯域 3 素子モノポール八木・宇田アンテナの設計

3.1 導波器の設計

本論文において提案する広帯域モノポール八木・宇田アンテナを設計する前段階として、給電素子 # f とそれに近接配置した無給電素子 (導波器) #1 とから構成される 2 素子八木・宇田アンテナのインピーダンス特性及び前方 ($-x$ 軸方向) と後方 ($+x$ 軸方向) との利得比 G_d/G_r 特性について解析する。なお、無指向性を得る目的のために、ダイポールアンテナに無給電素子を近接配置した場合の特性は既に恵比根らにより報告されているが [18]、ここではモノポールアンテナに無給電素子 (導波器) を近接配置した場合の特性上の違いとともに、ある周波数範囲ではこの無給電素子が単一指向性を得るための導波器として動作することを示す。

まず、給電素子 # f と導波器 #1 との間隔を $A_1 = 0.05\lambda_0$ とした場合の 50Ω に対するリターンロス特性を図 2 に示す。同図に示すように導波器を近接配置すると、周波数が $0.95f_0$ 付近に給電素子長 H_f に依存する共振点が存在し、導波器長 H_1 がほぼ $0.14\lambda_0$ 以上では広帯域特性を示している。また、 H_1 が $0.14\lambda_0$ より短いと各 H_1 に対応して高域の周波数で整合のとれる 2 周波共用特性を示す。図 3 に導波器の長さ H_1 を変化させたとき、 $VSWR \leq 2$ となる帯域幅を示す。図 3 より、 $A_1 = 0.05\lambda_0$ のとき H_1 を $0.1475\lambda_0$ 程度に設定すると最大帯域幅が得られることがわかる。

一方、ダイポールアンテナを用いた場合の特性 [18] は、給電素子に近接配置した無給電素子が 1 個の場合はそれらの長さに対応した 2 周波共振特性を、また、それぞれ長さが異なる無給電素子 N 個を近接配置した場合は $N + 1$ 個の多周波共振特性を呈するが、図 2 に示すモノポールアンテナ ($H_1 \geq 0.14\lambda_0$) のような広帯域特性を得ることができない。これはダイポールの

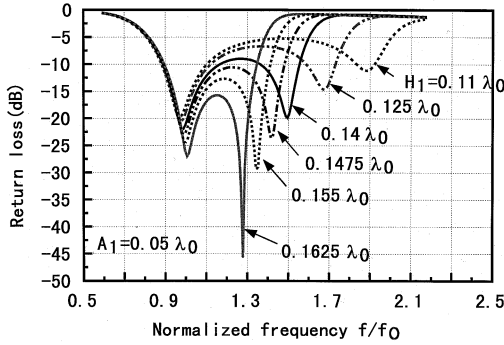


図2 導波器と給電素子とから構成される2素子モノポール八木・宇田アンテナのリターンロス特性
Fig. 2 Return loss of 2 element monopole Yagi-Uda antennas composed of director and exciter.

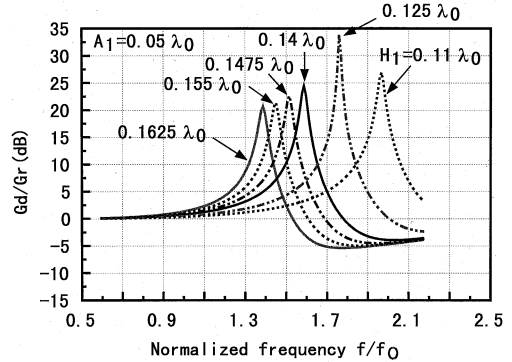


図4 導波器と給電素子とから構成される2素子モノポール八木・宇田アンテナの Gd/Gr 特性
Fig. 4 Gd/Gr of 2 element monopole Yagi-Uda antennas composed of director and exciter.

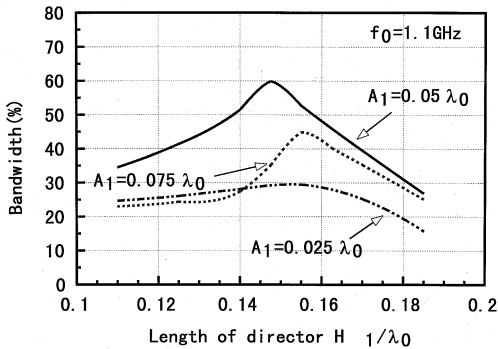


図3 導波器と給電素子とから構成される2素子モノポール八木・宇田アンテナの VSWR ≤ 2 の帯域幅
Fig. 3 Bandwidth of VSWR ≤ 2 of 2 element monopole Yagi-Uda antennas composed of director and exciter.

場合、インピーダンスの値が大きすぎるためであると考えられる。

次に、図4に $A_1 = 0.05\lambda_0$ の場合の H_1 に対する Gd/Gr 特性を示す。 f_0 付近では導波器を給電素子に近接配置しているために Gd/Gr はほぼ 0 dB であるが、 $1.36f_0$ 以上の周波数帯域では各 H_1 ごとに最適値が存在するとともに、 $Gd/Gr \geq 10$ dB の帯域幅としてそれぞれ f_0 に対して 18% 前後の値を有する。これは動作周波数の増加に伴い、近接配置した導波器が単一指向性を得るように機能する周波数帯域が存在することを示している。

以上より、導波器のパラメータを、インピーダンス整合を優先して $VSWR \leq 2$ の最大帯域幅が得られる $H_1 = 0.1475\lambda_0$, $A_1 = 0.05\lambda_0$ に設定する。このとき、

$Gd/Gr \geq 10$ dB の帯域幅は f_0 に対して約 15% の値となるが、これについては以下で述べる反射器により改善する。

3.2 反射器の設計

導波器を近接配置することによりインピーダンス特性を広帯域化できるものの、単一指向性を表す Gd/Gr 特性を広帯域化することができない。そこで、 Gd/Gr 特性の帯域幅を改善する目的で、給電素子 # f の後方 (+ x 軸方向) に無給電素子 #4 を間隔 L_r で配置し、これを反射器として動作させた2素子八木・宇田アンテナについて検討する。

まず、 Gd/Gr の周波数特性を反射器長 H_4 及び間隔 L_r をパラメータとして計算した。その結果、 L_r を $0.15\lambda_0$ から $0.25\lambda_0$ まで変化させても、ほぼ $1.27f_0$ 以下では Gd/Gr にほとんど差がないことがわかった。一例として、図5に $L_r = 0.2\lambda_0$ の場合の特性を示す。この図より f_0 以下の周波数で Gd/Gr が最大となることがわかる。導波器を近接配置した場合は図4に示すように f_0 以下で Gd/Gr はほぼ 0 dB となるので、これに反射素子を加えることにより広い周波数にわたって Gd/Gr を大きくすることができるものと考えられる。そこで、導波器を近接配置した場合の $VSWR \leq 2$ となる下限周波数が約 $0.89f_0$ となる点を考慮し、反射器の長さを $0.91f_0$ 付近に最大値を有する $H_4 = 0.275\lambda_0$ に設定した。なお、間隔 L_r は次に述べる3素子八木・宇田アンテナのリターンロス特性と Gd/Gr 特性を考慮して決定する。

3.3 3素子モノポール八木・宇田アンテナの特性

前節までに決定したとおり、導波器と反射器のパ

ラメータをそれぞれ $H_1 = 0.1475\lambda_0$, $A_1 = 0.05\lambda_0$, $H_4 = 0.275\lambda_0$ に設定した場合の 3 素子モノポール八木・宇田アンテナのリターンロス特性及び Gd/Gr 特性を, 間隔 L_r をパラメータとしてそれぞれ図 6, 図 7 に示す. これらの図には比較のため反射器のない 2 素子八木・宇田アンテナの特性も併せて示している. $L_r = 0.15\lambda_0$ とした場合には反射器なしの場合よりもリターンロス特性が劣化するが, $L_r = 0.25\lambda_0$ のように反射器が給電素子からある程度離れると反射器なしの特性とほぼ同じになる. 一方, 図 7 に示した Gd/Gr 特性は, 反射器なしの特性に比べて $1.36f_0$ 以下で大きく改善され, $L_r = 0.25\lambda_0$ とすると $1.18f_0$ 付近で 8.0dB 程度となる. また, $L_r = 0.2\lambda_0$ とすると $VSWR \leq 2$ の帯域幅が反射器なしの場合とほぼ同じ $1:1.67$ となり, Gd/Gr 特性も $1:1.82$ の帯域幅についてほぼ 10dB 以上が得られる. なお, $L_r = 0.2\lambda_0$ に設定した 3 素子八木・宇田アンテナを type1 と呼ぶことにする. その形状パラメータを表 1 に示す.

ここで, この解析精度を検証するために, $50\text{ cm} \times 50\text{ cm}$ の平面地板を用いて Gd/Gr とリターンロス特性を測定し, 計算値と比較した. その結果を図 7, 図 8

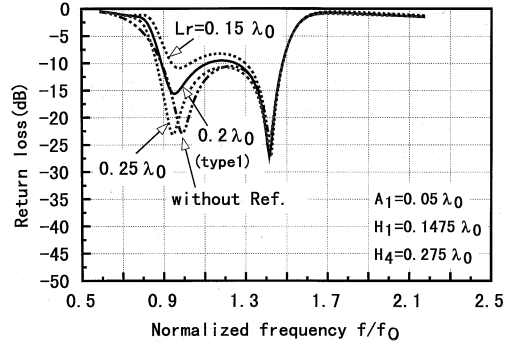


図 6 3 素子モノポール八木・宇田アンテナのリターンロス特性
Fig. 6 Return loss of 3 element monopole Yagi-Uda antennas.

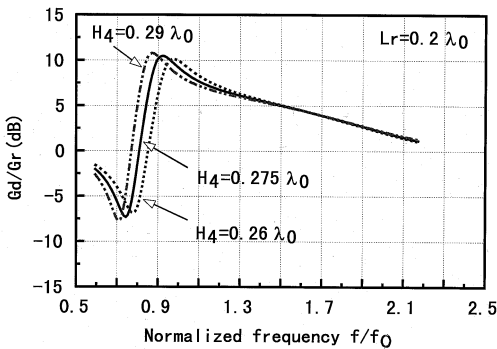


図 5 反射器と給電素子とから構成される 2 素子モノポール八木・宇田アンテナの Gd/Gr 特性
Fig. 5 Gd/Gr of 2 element monopole Yagi-Uda antennas composed of reflector and exciter.

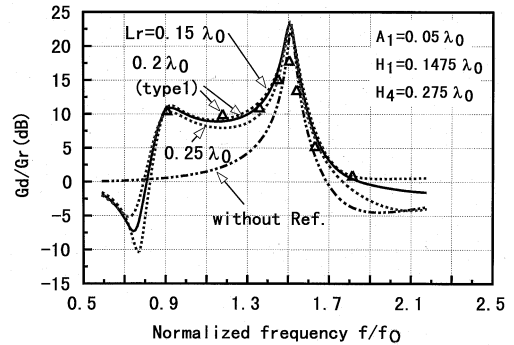


図 7 3 素子モノポール八木・宇田アンテナの Gd/Gr 特性 (曲線は計算値, Δ : 測定値 (type1))
Fig. 7 Gd/Gr of 3 element monopole Yagi-Uda antennas (lines denote calculated values, Δ : measured values (type1)).

表 1 各モノポール八木・宇田アンテナの形状パラメータ (単位 (λ_0))

Table 1 Dimension of Yagi-Uda antennas composed of several monopole elements (unit (λ_0)).

type No.	Array space					Element length				
	A_1	A_2	A_3	A_4	L_r	H_f	H_1	H_2	H_3	H_4
type1	0.05	—	—	—	0.2	0.25	0.1475	—	—	0.275
type2	0.05	0.05	—	0.15	0.2	0.25	0.1475	0.125	—	0.275
type3	0.05	0.05	—	0.15	0.2	0.25	0.14	0.125	—	0.275
type4	0.05	0.05	0.1	0.15	0.2	0.25	0.14	0.125	0.115	0.275

に示す．これらの結果より測定値と計算値がよく一致していることがわかる．

図9に各 L_r に対する指向性利得 G_d の周波数特性を type1 の測定値とともに示す．ここで，有限地板上モノポールアンテナの水平方向利得は，無限大地板の水平方向利得に比べて 6 dB 低下することが知られているので [22]， Δ 印で示した type1 の測定値は $-x$ 軸方向（水平方向）の測定値に 6 dB を加算して求めた．測定値は計算値と若干の差があるが，同じ傾向を示している．測定値と計算値との違いは地板寸法が $1.81f_0$ でも約 3.3 波長 \times 3.3 波長と小さいためで，地板寸法を更に大きくすることにより差は少なくなるものと考

えられる [22]．また，指向性利得 G_d は L_r に無関係に $0.86f_0$ と $1.63f_0$ 付近に極大値を有し， $L_r = 0.2\lambda_0$ (type1) の場合は $G_d \geq 8$ dBi の帯域幅として 1 : 2.28 の性能を有することがわかる．ただし， $1.63f_0$ 付近から G_d/Gr 特性は劣化する．

図10(a)に $VSWR \leq 2$ のほぼ下限及び上限の周波数である $0.91f_0$ 及び $1.50f_0$ における xy 面の放射パターンを測定値とともに示す．また，(b)には，この

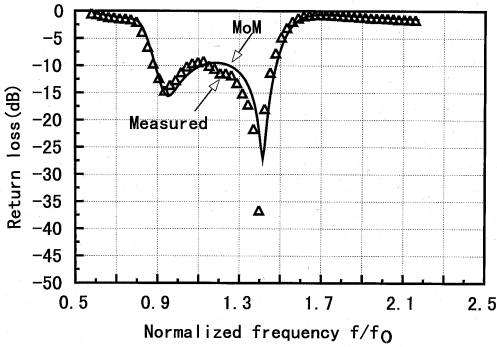


図8 3素子モノポール八木・宇田アンテナ (type1) のリターンロス特性の計算値と測定値の比較
Fig. 8 Comparison of calculated with measured values of return loss of 3 element monopole Yagi-Uda antenna (type1).

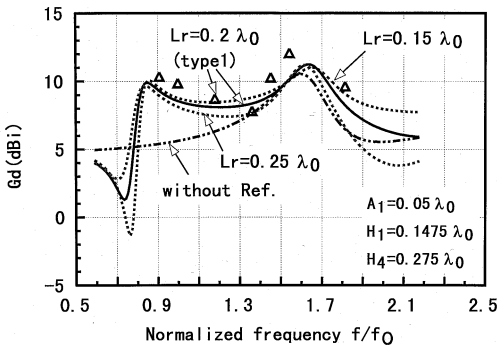
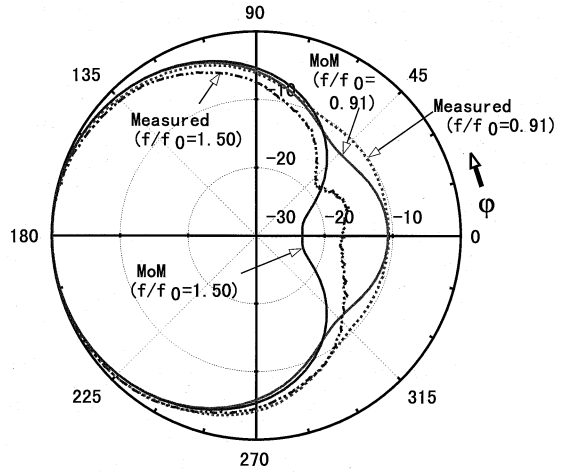
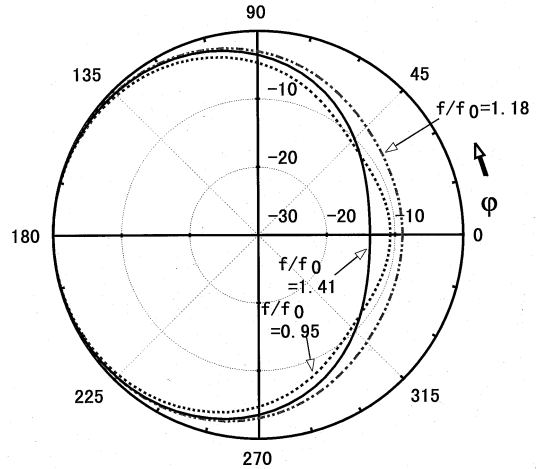


図9 3素子モノポール八木・宇田アンテナの G_d 特性 (曲線は計算値， Δ : 測定値 (type1))
Fig. 9 G_d of 3 element monopole Yagi-Uda antennas (lines denote calculated values, Δ : measured values (type1)).



(a) In frequencies of bandwidth edge



(b) MoM patterns in frequency of center for bandwidth ($f/f_0 = 1.18$) and of two optimum points in return loss ($f/f_0 = 0.95$ and 1.41)

図10 3素子モノポール八木・宇田アンテナ (type1) の xy 面放射パターン

Fig. 10 Radiation patterns in xy plane for type1 of 3 element monopole Yagi-Uda antenna.

帯域のほぼ中心周波数である $1.18f_0$ 及び帯域内の二つの整合最適点である $0.95f_0$ と $1.41f_0$ における放射パターン計算値を示す．各放射パターンは単一指向性を示している．また、測定値は計算値にほぼ一致している．

4. 4素子及び5素子モノポール八木・宇田アンテナ

4.1 4素子モノポール八木・宇田アンテナ

前章で得られた type1 のインピーダンス特性を更に広帯域化するために、素子数を増やして4素子構成とした八木・宇田アンテナについて検討する．既に述べたように長さの異なる無給電素子を給電素子に近接配置することにより2周波共振特性が得られるので[18]、type1の構造(導波器 #1, 給電素子 #f, 反射器 #4)にこのアンテナの帯域より高域の周波数で共振する素子として、給電素子と反射器との間に無給電素子 #2 を配置し、給電素子 #f と無給電素子 #2 との間隔 A_2 を文献[18]と同じ $A_2 = A_1 (= 0.05\lambda_0)$ に設定した4素子八木・宇田アンテナを考える．このとき、図8の type1 のリターンロス特性において、 $1.54f_0 \sim 1.81f_0$ 付近のインピーダンス整合を改善するために、図2を参照して無給電素子 #2 の長さ H_2 を $1.68f_0$ 付近に第2の共振点を有する $H_2 = 0.125\lambda_0$ に設定し、これを type2 と呼ぶことにする．図11に type2 及び type2 において $0.1475\lambda_0$ の導波器長を微調整して $H_1 = 0.14\lambda_0$ とした形状(これを type3 と

呼ぶことにする)のリターンロス特性を type3 の測定値とともに示す．type2, type3 の形状パラメータを type1 とともに表1に示す．

同一の導波器長 ($0.1475\lambda_0$) を有する type1 (図8) と type2 の比較から明らかなように、両者は $1.54f_0$ 以下のリターンロス特性にほとんど差がなく、type2 では無給電素子 #2 により $1.68f_0$ 付近に共振点が追加され、その結果、 $1.54f_0 \sim 1.81f_0$ のリターンロス特性が改善される．

一方、導波器長が異なる type3 は、 $1.63f_0$ 以下では図2に示された $H_1 = 0.14\lambda_0$ と同一傾向の特性を示し、これに type2 と同じ無給電素子 #2 による共振点が追加された結果、 $1.60f_0$ 付近で若干の特性劣化は認められるものの、 $VSWR \leq 2$ の帯域幅は $1:1.93$ と type1 よりも広帯域化される．また、図11に示したように type3 のリターンロス特性の計算値と測定値とはほぼ一致している．

図12、図13に type3 の Gd/Gr 特性及び Gd 特性をそれぞれ type1 の特性と併せて示す．図12より type3 の $Gd/Gr \geq 10$ dB の帯域幅は type1 よりも劣化する．また、図13に示すように Gd 特性は $1.63f_0$ 付近過ぎから急激に劣化し、 $Gd \geq 8.0$ dBi の帯域幅は type1 の約半分となる．

4.2 5素子モノポール八木・宇田アンテナ

type3 の導波器 #1 の前方に間隔 A_3 で第2の導波器 #3 を配置した5素子八木・宇田アンテナ(導波器 #3 及び #1, 給電素子 #f, 無給電素子 #2, 反射器 #4, 図1参照)について検討する．

まず、間隔 A_3 が $0.025\lambda_0 \sim 0.2\lambda_0$ の範囲において、

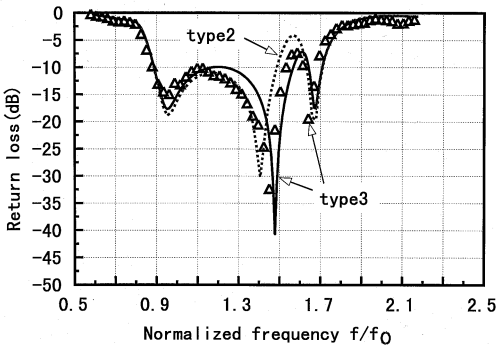


図11 4素子モノポール八木・宇田アンテナ (type2 及び type3) のリターンロス特性 (曲線は計算値, Δ : 測定値 (type3))

Fig. 11 Return loss of 4 element monopole Yagi-Uda antennas (type2 and type3) (lines denote calculated values, Δ : measured values (type3)).

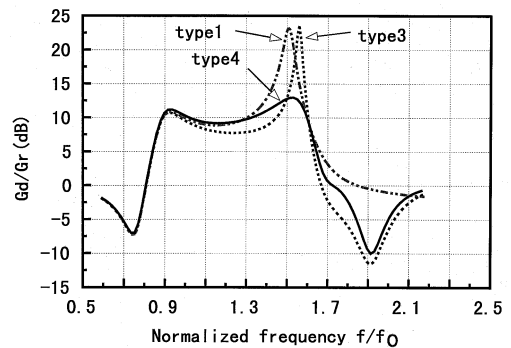


図12 4素子 (type3) 及び5素子 (type4) モノポール八木・宇田アンテナの Gd/Gr 特性

Fig. 12 Gd/Gr of 4 element (type3) and 5 element (type4) monopole Yagi-Uda antennas.

第2の導波器 #3 の長さ H_3 を可変してアンテナの特性を計算した。その結果、 $H_3 > H_1$ とすると特性の帯域幅は急激に劣化するが、 $H_3 < H_1$ の条件で A_3 を $0.1\lambda_0 \sim 0.15\lambda_0$ 程度に設定すると、 G_d/Gr 及び G_d 特性の帯域幅はおおむね type3 よりも改善されて type1 とほぼ同等となり、そのときのリターンロス特性は type3 より改善できることがわかった。

一例として、図14に $A_3 = 0.1\lambda_0$, $H_3 = 0.115\lambda_0$ に設定した5素子八木・宇田アンテナ (type4) のリターンロス特性を測定値とともに示す。また、図12, 図13には G_d/Gr 特性及び G_d 特性をそれぞれ type1, type3 の特性とともに示す。図14より、type4 は $VSWR \leq 2$ を完全に満足する帯域幅が 1:1.93 と

ほぼ1オクターブに近い性能を有し、また、測定値は計算値にほぼ一致している。

図12に示したように、 $G_d/Gr \geq 10$ dBの帯域幅は type3 より大きく改善され type1 とほぼ同じとなる。また、図13より $G_d \geq 8$ dBiの帯域幅は 1:2.1 と1オクターブ以上になり type3 より大幅に改善される。

5. 性能のまとめ

3素子 (type1) 及び5素子 (type4) により構成した各モノポール八木・宇田アンテナの帯域幅の比較を表2に示す。なお、2共振特性のように特性が複数の帯域に分かれる場合は、低域側帯域の最小周波数を基準にしてそれぞれの帯域幅を示した。3素子のモノポールにより構成した type1 の帯域幅は、 $VSWR \leq 2$ が 1:1.67, $VSWR \leq 1.5$ で評価すると 1:1.08 及び 1.46:1.58, $G_d/Gr \geq 10$ dB として 1:1.17 及び 1.44:1.82 ($G_d/Gr \geq 9$ dBの帯域幅は 1:1.84), $G_d \geq 8$ dBi が 1:2.28 と広帯域特性を有している。素子数を5素子に増やした type4 の帯域幅は、 $VSWR \leq 2$ が 1:1.93 とほぼ1オクターブになるとともに $VSWR \leq 1.5$ でも 1:1.14 及び 1.53:1.84 に広帯域化され、 $G_d/Gr \geq 10$ dB として 1:1.22 及び 1.44:1.82 ($G_d/Gr \geq 9$ dBの帯域幅は 1:1.84) と type1 程度に改善され、 $G_d \geq 8$ dBi も 1:2.1 と1オクターブ以上の性能を有している。

なお、表2には、6素子ダイポール八木・宇田アンテナについて、従来提案されている与えられた帯域幅

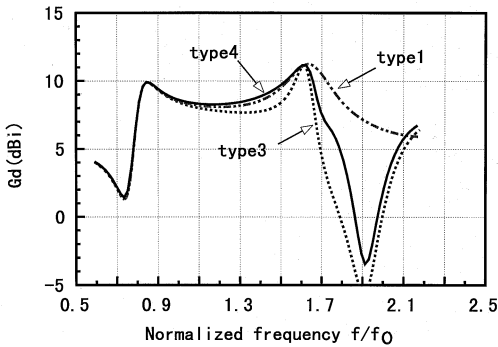


図13 4素子 (type3) 及び5素子 (type4) モノポール八木・宇田アンテナの G_d 特性

Fig. 13 G_d of 4 element (type3) and 5 element (type4) monopole Yagi-Uda antennas.

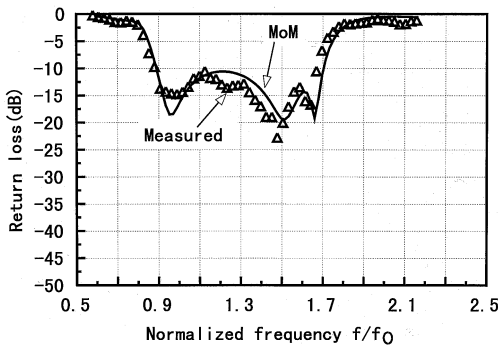


図14 5素子モノポール八木・宇田アンテナ (type4) のリターンロス特性

Fig. 14 Return loss of 5 element monopole Yagi-Uda antenna (type4).

表2 各モノポール八木・宇田アンテナの帯域特性
Table 2 Summary of bandwidth for Yagi-Uda antennas composed of several monopole elements.

type No.	type1 (3 elements)	type4 (5 elements)	optimized Yagi[9] (6 elements)
Bandwidth of			
$VSWR \leq 2$	1:1.67	1:1.93	1:1.14
$VSWR \leq 1.5$	1:1.08 and 1.46:1.58	1:1.14 and 1.53:1.84	1:1.05
$G_d/Gr \geq 10$ dB	1:1.17 and 1.44:1.82	1:1.22 and 1.44:1.82	1:1.41
$G_d/Gr \geq 9$ dB	1:1.84	1:1.84	1:1.43
$G_d \geq 8$ dBi	1:2.28	1:2.1	1:1.43 (defined by $G_d \geq 7.4$ dBi)

内で、動作利得が平坦で高くなるように非線形計画法を用いて最適化された特性 [9] も併せて示している。文献 [9] と本論文の目的は必ずしも一致していないが、本論文で提案する八木・宇田アンテナ、例えば、5 素子で構成する type4 の各特性は、この最適化された特性よりも広帯域であり、特に、 $VSWR \leq 2$ で定義した帯域幅が 1 : 1.93 となり、6 素子ダイポール構成に対して最適化された値よりも大幅に改善される。

したがって、このモノポール八木・宇田アンテナを航空機に搭載して使用すれば、例えば、1~2 GHz の L バンド帯でほぼインピーダンス整合が可能であるなど所定の性能により動作するので、複数のアビオニクス用アンテナとして共用することが可能となり、その結果、搭載するアンテナ数の増加に起因する問題を改善することができる。

6. む す び

航空機の複数のアビオニクスシステム用に使用するアンテナを共用化して、搭載するアンテナ数を低減するために、給電構造の簡単なモノポール八木・宇田アンテナの広帯域化について検討した。モーメント法を用いて検討した結果、3 素子モノポール八木・宇田アンテナ (type1) は、無給電素子を給電素子に近接配置することによりインピーダンス特性を広帯域化でき、高域周波数で単一指向性となることがわかった。これに反射器を組み合わせ動作させた結果、 $VSWR \leq 2$ が 1 : 1.67、前方と後方の利得比 $G_d/G_r \geq 9$ dB が 1 : 1.84 の性能を得た。また、5 素子モノポール八木・宇田アンテナ (type4) は、帯域幅特性として $VSWR \leq 2$ が 1 : 1.93、 $G_d/G_r \geq 9$ dB として 1 : 1.84 の性能を有していることを示した。

文 献

- [1] 電子通信学会, アンテナ工学ハンドブック, p.386, オーム社, 1980.
- [2] K. Fujimoto and J.R. James ed., Mobile antenna systems handbook, pp.486-487, Artech house, 1994.
- [3] 文献 [2] の p.507.
- [4] 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.
- [5] L.C. Shen, “Directivity and bandwidth of single-band and double-band Yagi arrays,” IEEE Trans. AP, vol.AP-20, pp.778-780, Nov. 1972.
- [6] C.A. Chen and D.K. Cheng, “Optimum element length for Yagi-Uda arrays,” IEEE Trans. AP, vol.AP-23, no.1, pp.8-15, Jan. 1975.
- [7] D. Kajfez, “Nonlinear optimization extends the bandwidth of Yagi antenna,” IEEE Trans. AP, vol.AP-23, no.2, pp.287-289, March 1975.
- [8] N.K. Takla and L.C. Shen, “Bandwidth of Yagi array with optimum directivity,” IEEE Trans. AP, vol.AP-25, no.6, pp.913-914, Nov. 1977.
- [9] 小南昌信, 六島 克, “非線形計画法による八木・宇田アンテナの一設計法” 信学論 (B), vol.J61-B, no.1, pp.9-16, Jan. 1978.
- [10] S. Uda and Y. Mushiake, Yagi-Uda antenna, Maruzen, 1954.
- [11] 丸山珠美, 上原一浩, 鹿子嶋憲一, “モノポール八木・宇田アレーアンテナを用いた無線 LAN 用小型マルチセクタアンテナの解析と設計” 信学論 (B-II), vol.J80-B-II, no.5, pp.424-433, May 1997.
- [12] 高田 昇, 関口利男, “アレーアンテナの構成素子とその特性について” 信学論 (B), vol.J59-B, no.5, pp.274-280, May 1976.
- [13] 藤 茂文, 築地武彦, “三角形双ループアンテナによる八木・宇田形アレーアンテナ” 信学論 (B), vol.J68-B, no.4, pp.499-506, April 1985.
- [14] 是角寿一, 奥野喜好, “八木・宇田形双ループアンテナの設計” 信学論 (B-II), vol.J73-B-II, no.2, pp.103-110, Feb. 1990.
- [15] Toshikazu Korekado, Kiyoshi Okuno, and Sadao Kurazono, “Design method of Yagi-Uda two stacked circular loop antennas,” IEEE Trans. AP, vol.39, no.8, pp.1112-1118, Aug. 1991.
- [16] 堀 俊和, 中島 信生, “広帯域同一面給電円偏波マイクロストリップアレーアンテナ” 信学論 (B), vol.J68-B, no.4, pp.515-522, April 1985.
- [17] J.R. James and P.S. Hall ed., Handbook of microstrip antennas, vol.1, pp.320-328, Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] R.C. Johnson and H. Jasik ed., Antenna engineering handbook(second ed.), pp.37-29-37-31, McGraw-Hill, 1984.
- [21] ARINC characteristic 735-2, Traffic alert and collision avoidance system (TCAS), Aeronautical Radio Inc., Jan. 1993.
- [22] 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, AP 97-54, June 1997.

(平成 11 年 3 月 23 日受付, 7 月 9 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。