

Title	阻止帯域を有するUWB葉状ボウタイアンテナ
Author(s)	松嶋, 俊和; 山本, 学; 野島, 俊雄
Citation	電子情報通信学会論文誌. B, 通信, J93-B(9), 1283-1287
Issue Date	2010-09-01
Doc URL	http://hdl.handle.net/2115/52226
Rights	copyright©2010 電子情報通信学会
Туре	article
File Information	DTRB-J93-B9_1283-1287.pdf



阻止帯域を有する UWB 葉状ボウタイアンテナ 松嶋 俊和[†](学生員) 山本 学[†](正員)

野島 俊雄[†](正員)

Ultra-Wideband Leaf-Shaped Bowtie Antenna with Band-Rejected Characteristics

Toshikazu MATSUSHIMA $^{\dagger},\ Student\ Member,$

Manabu YAMAMOTO $^{\dagger},$ and Toshio NOJIMA $^{\dagger},$ Members

† 北海道大学大学院情報科学研究科,札幌市

Graduate School of Information Science and Technology, Hokkaido University, Kita 14, Nishi 9, Kita-ku, Sapporo-shi, 060-0814 Japan

あらまし UWB 無線は無線LAN と相互干渉を起 こす可能性が高いと考えられることから,無線LAN の使用周波数帯に阻止帯域を有するUWB アンテナが 求められている.本論文では,5GHz帯に阻止帯域を 有する小形葉状ボウタイアンテナを提案し,その特性 をFDTD 解析及び実験により明らかにする.

キーワード 葉状ボウタイアンテナ, UWB, 阻止 帯域

1. まえがき

UWB 無線は,室内等の近距離で高速情報伝送を実 現するための手段として注目を集めている.その一方 で,近年,5GHz 帯無線LANの利用が拡大している. UWB 通信帯域として,FCC により3.1~10.6 GHz が認可されている[1].この帯域内には,UWB 通信と 同様に室内用無線システムである無線LANの利用周 波数帯(5GHz帯)が存在する.今後,UWB 無線シ ステムと室内用無線LANの普及が進むにつれて,両 無線システム間の相互干渉発生の可能性が高まるもの と考えられる.この問題の一対策法として,5GHz帯 に阻止帯域を有し,同周波数帯での放射が抑圧された UWB アンテナを用いることが挙げられる.

現在までに,多数の研究グループにより,特定の周 波数帯に阻止帯域を有する UWB アンテナの構成法 が報告されており,それらの代表例として,寄生スト リップや開放スタブなどからなる帯域阻止フィルタを アンテナの給電部付近に装荷したもの[2]~[5]や,ア ンテナの放射素子等にスリットを入れたもの[5],[6] な どがある.

UWB 無線はワイヤレス USB や移動体通信端末な ど,様々な小形機器での応用が期待されるため,可能 な限り小形な UWB アンテナを用いることが望まし い[7].このような背景を踏まえて,筆者らは葉状ボウ タイ素子を用いた平面形 UWB アンテナを提案すると ともに [8],本アンテナを高誘電率基板上に作成するこ とにより,小形化が可能であることを示した [9].

本論文では,5GHz 帯に阻止帯域を有する小形葉状 ボウタイアンテナを提案する.X 字型に配置されたス トリップ素子を,高誘電率基板上の葉状ボウタイ素子 の給電点に接続することにより帯域阻止が実現可能で あることを,FDTD 解析を用いて明らかにする.ま た,実験により解析結果の妥当性と,提案構造の有効 性を確認する.

2. アンテナ構造

阻止帯域を有する UWB アンテナとして,本論文で 検討する構造を図 1(a) に示す.また,次章以降の検 討において想定したアンテナの構造パラメータは表 1 に示すとおりである.

 $W_s = 30 \text{ mm}$, $L_s = 20 \text{ mm}$, h = 0.63 mm で $\varepsilon_r = 10.2$ の誘電体基板の上面と底面に, 全長 $L_a = 24.4 \text{ mm}$ の葉状ボウタイ素子が配置されている.葉状ボウタイ素子は, 一辺が $L_e = 8.6 \text{ mm}$ の菱形放射素子のコーナーを曲率半径 $R_s = 5 \text{ mm}$,開き角 $\alpha = 90^\circ$ で丸め



図 1 阻止帯域を有する葉状ボウタイアンテナ Fig. 1 Leaf-shaped bowtie antenna with band-rejected characteristics.

表 1 アンテナの構造パラメータ Table 1 Structural parameters of the antenna.

W_s [mm]	L_s [mm]	<i>h</i> [mm]	\mathcal{E}_{p}	
30	20	0.63	10.2	
				r
R_s [mm]	α [deg]	L_e [mm]	L_a [mm]	W_p [mm]
5.0	90	8.6	24.4	0.3

たものである [8], [9] . 二つの放射素子は, 誘電体基板 の中央でデルタギャップ電圧源により励振されている ものとする.

帯域阻止フィルタとして,X字型に配置された長さ L_p ,幅 W_p のストリップ導体が,葉状ボウタイ素子の 給電点に接続されている.葉状ボウタイ素子と垂直な 方向(x方向)に対して,二つのストリップ導体がなす 角度が β であるとする.以下,ストリップ導体の幅を $W_p = 0.3 \,\mathrm{mm}$ に固定した場合について検討を進める.

本アンテナにおける帯域阻止の原理を図 1(b) に示 す.2 組のストリップ導体 A-B 及び C-D を経由して 給電点に流れる電流がそれぞれ IAB 及び ICD である ものとする.また,葉状ボウタイ素子を経由して給電 点に流れる電流が Irad であるものとする. 給電点に 流れる電流 Iin は,これら三つの電流を加算した値に 等しくなる.このため, I_{rad} と I_{AB} + I_{CD} が互いに 逆相となる場合, Iin はゼロとなる.ここで, 給電点 での電圧を Vin とすると, 給電点を見込んだ入力イン ピーダンス Z_{in} は V_{in}/I_{in} に等しくなることから,上 記の場合の Zin は無限大となる.したがって,このよ うな周波数では不整合となり,放射が抑制される.こ のような動作を実現するためには,ストリップ導体長 L_n を所望の阻止周波数での 1/4 波長に等しくなるよ うに設定し, 2 組のストリップ導体 A-B 及び C-D を 共振器として動作させれば良いものと考えられる[4].

3. ストリップ導体長及び角度の影響

ストリップ導体の長さ及び角度の帯域阻止特性に対 する影響を調べることを目的として,図1に示したア ンテナの FDTD 解析を行った.

自由空間での光速を c,誘電体基板の比誘電率を ε_r とすると,阻止周波数 f_n における波長 λ は次式で求 められる [4].

$$\lambda = \frac{c}{f_n \sqrt{\varepsilon_r}} \tag{1}$$

以下, $f_n = 5 \text{ GHz}$ として検討を進める.本論文で使用する電体基板は $\varepsilon_r = 10.2$ である.このとき,上式



図 2 ストリップ導体長に対する反射係数の変化 Fig. 2 Relation between length of strip conductor and reflection coefficient.

(1) から, $5 \,\mathrm{GHz}$ において, $\lambda/4 \simeq 5 \,\mathrm{mm}$ となる. そ こで,ストリップ導体長 L_p について,5mm を基準 に,2mm ずつ増加させた場合の反射係数を求めた. その結果を図2に示す.ただし,解析において,スト リップ導体の角度は $\beta = 60^{\circ}$ に固定されている.ま た,ストリップ導体がない場合の入力インピーダンス は 80 Ω 程度であること [9] を踏まえて, この値を参照 インピーダンスとして,反射係数を評価した.L_pの 増加に伴い,阻止帯域が低周波側にシフトすることが 分かる.5 GHz 帯が阻止帯域となるのは $L_p = 9 \, \mathrm{mm}$ の場合であり,上式(1)のように,誘電体基板の波長 短縮効果を考慮した場合の1/4 波長である5mmより も長い寸法となっている.これは,誘電体基板の厚さ が有限であることから,実効誘電率が誘電体基板の誘 電率よりも低くなり,波長短縮効果が小さくなるため と考えられる.

次に,ストリップ導体長を $L_p = 7 \text{ mm}$ に固定し, ストリップ導体の角度 $\beta \ge 60^\circ$, 70° 及び 80° とした 場合の反射係数の解析結果を図 3 に示す. β が増加, すなわちストリップ導体が葉状ボウタイ素子に近づく につれて,阻止帯域は高周波数側に移動する. β の増 加に伴い,ストリップ導体 A-B 間並びに C-D 間の距 離が大きくなり,A-B 間及び C-D 間の分布キャパシ タンスの値は小さくなる.このため,これら2組のス トリップ導体の共振周波数は, β の増加につれて上昇 し,阻止帯域が高周波数側に移動するものと考えられ る.以上の結果より,ストリップ導体の長さ及び傾き を調整することにより,阻止帯域の中心周波数を任意 の値に設定できることが分かる.

葉状ボウタイ素子及びストリップ導体上の電流分布



図 3 ストリップ導体の角度に対する反射係数の変化 Fig. 3 Relation between angle of strip conductor and reflection coefficient.



図 4 放射素子とストリップ上の電流分布 Fig. 4 Current distribution on radiating element and strip.

を FDTD 解析により求めた. $L_p = 9 \text{ mm}$, $\beta = 60^{\circ}$ とした場合の,給電点付近における電流分布を図 4 に 示す.図中の矢印は電流の向きを表しており,上側と 下側はそれぞれ周波数が 5 GHz と 8 GHz での電流分 布である.電流の振幅については,各周波数ごとに最 大値で規格化した結果を表示している.阻止帯域内 の 5 GHz では,ストリップ導体上の電流と,葉状ボ ウタイ素子のエッジ近傍を流れる電流が互いに逆相に なっている.また,給電点付近での電流振幅はゼロに 近い状態であることが分かる.一方で,阻止帯域外の 8 GHz では,ストリップ導体と放射素子の電流が互い に逆相になっている場所が少ないことが分かる.以上 のことから,前章で述べた動作原理により,帯域阻止 が実現されていることが確認できる.



図 5 給電回路を接続した場合のアンテナ構造 Fig. 5 Antenna configuration with feed circuit.

表 2 給電回路とストリップの構造パラメータ

Table 2 Structural parameters of feed circuit and strip.

W_{in} [mm]	W_g [mm]	L_f [mm]	$L_p[mm]$	β [deg]
0.5	5.0	10	9.0	60

4. 測定結果と FDTD 解析結果との比較

図 5 に示すように,図 1 (a) のトラップ付き葉状ボ ウタイ素子に,平衡—不平衡変換とインピーダンス変 換の両機能を有するテーパー状マイクロストリップ線 路 [8], [9] を接続した場合につき FDTD 解析を行うと ともに,アンテナの試作測定を行った.解析及び試作測 定におけるストリップ導体と給電回路の構造パラメー タを表 2 に示す.テーパー状マイクロストリップ線路 の入力側の特性インピーダンスが 50 Ω となるように, $W_{in} = 0.5 \text{ mm}, W_g = 5.0 \text{ mm}$ とした.また,放射素 子と線路との接続点において,線路幅を 0.3 mm とし ている [9].更に,テーパ長 L_f は 10 mm としている.

給電回路を接続した場合の反射係数を FDTD 解析 により求めた.その結果を図 6 に実線で示す.比較の ため,同図には,デルタギャップ給電時の反射係数が 破線で示されている.テーパバランを介して給電した 場合,7GHz 以上の周波数で反射が2dB 前後増加す るものの,デルタギャップ給電時とほぼ同等の特性で あることが分かる.

誘電体基板として ARLON 社製の AD 1000 ($\varepsilon_r = 10.2$, $\tan \delta = 0.0023$)を用いて,被測定アンテナを 製作した.図7と図8にそれぞれ反射係数及び動作利 得の解析結果と測定結果との比較を示す.なお,図8 の動作利得はアンテナの正面方向(図5の+z方向)



図 6 給電回路接続時とデルタギャップ給電時の反射係数 の解析結果

Fig. 6 Numerical results of reflection coefficients for the case with and without feed circuit.



図7 反射係数の解析・測定結果





Fig. 8 Calculated and measured actual gain.

において観測されたものである.反射係数と動作利得 の両者ともに,解析と測定結果はおおむね一致してい ることが確認できる.また,5GHz帯において不整合 が生じるとともに,動作利得が減少しており,帯域阻



図 9 xz 面での放射バターン測定・解析結果 Fig. 9 Measured and calculated radiation patterns in xz-plane.



図 10 yz 面での放射パターン測定・解析結果 Fig. 10 Measured and calculated radiation patterns in yz-plane.

止が実現されていることを確認できる.

最後に,放射パターンの測定結果と解析結果との比較 を図 9 ~ 図 11 に示す.これらの図は 4 GHz, 5 GHz, 6 GHz 及び 8 GHz における測定及び解析結果であり, 図 9 は xz 面,図 10 は yz 面,図 11 は xy 面での放 射パターンである.xz 面は H 面,xy 面と yz 面は E 面に相当する.すべての結果は動作利得の値を用いて 表示されている.

阻止帯域内の5GHzでは,すべての面において,放



図 11 xy 面での放射パターン測定・解析結果 Fig. 11 Measured and calculated radiation patterns in xy-plane.

射が抑圧されていることが確認できる.阻止帯域外の 4GHz,6GHz及び8GHzでは,通常の葉状ボウタイ アンテナと同様にH面では無指向性,E面においては 8の字指向性となっていることが分かる.また,E面 (xy面とyz面)では,周波数が高くなるにつれて,測 定結果のパターン形状の乱れが生じているが,これは 測定ケーブルの影響によるものと考えられる.阻止帯 域外の動作利得は2dBi程度であり,半波長ダイポー ルアンテナと同程度の利得である.

葉状ボウタイ素子単体 [9] の場合について,周波数 を 5 GHz として, xz 面, yz 面及び xy 面内での平 均利得を FDTD 解析により求めたところ,それぞれ -0.7 dBi, -2.9 dBi 及び -1.3 dBi であった.一方, 図 9~図 11 に示した結果から, xz 面, yz 面及び xy 面内での平均利得を求めると,5 GHz においてそれぞ れ -7.0 dBi, -9.3 dBi 及び -4.2 dBi となる.これら の結果を比較すると, xz 面, yz 面及び xy 面内におい て,ストリップ導体を装荷することにより,平均利得の 観点から,それぞれ -6.3 dB, -6.4 dB 及び -4.2 dB の放射抑制効果が得られることを確認できる.

5. む す び

本論文では,帯域阻止特性を有する小形葉状ボウタ イアンテナを提案した.はじめに,X字型に配置され たストリップ素子を,高誘電率基板上の小形葉状ボ ウタイ素子の給電点に接続した構造について FDTD 解析を行った.その結果,ストリップ導体の長さと, 配置角を調整することにより,阻止帯域の中心周波数 を任意の値に設定できることが分かった.次に,上記 構造にテーパー状マイクロストリップ線路からなる給 電回路を接続した場合につき,FDTD 解析及び試作測 定を行い,解析結果の妥当性を確認するとともに,提 案構造の有効性を示した.

謝辞 本研究は日本学術振興会科学研究費補助金基 盤研究(C)19560365 により行われた.

文 献

- FCC, "Revision of Part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems," First Report and Order, FC 02-48, April 2002.
- [2] K.H. Kim and S.O. Park, "Analysis of the small band-rejected antenna with the parasitic strip for UWB," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.54, no.6, pp.1688–1692, June 2006.
- [3] K. Chung, S. Hong, and J. Choi, "Ultrawide-band printed monopole antenna with band-notched filter," IET Microw. Antennas. Propag., vol.1, no.2, pp.518– 512, April 2007.
- [4] 古賀洋平,浅沼健一,城本昌幸,奥本剛史,藤本勝大, 前田忠彦,"5 GHz 帯を抑圧するスルーホールを用いた小 形 UWB 基板アンテナ",信学論(B),vol.J91-B, no.9, pp.1017–1028, Sept. 2008
- [5] Y.C. Lin and K.J. Hung, "Compact ultrawideband rectangular aperture antenna and band-notched designs," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.54, no.11, pp.3075–3081, Nov. 2006.
- [6] W.S. Lee, D.Z. Kim, K.J. Kim, and J.W. Yu., "Wideband planar monopole antennas with dual bandnotched characteristics," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.54, no.6, pp.2800–2805, June 2006.
- [7] 倉本昌夫, "ワイヤレス PAN を用いた広帯域アンテナ",
 信学論(B), vol.J90-B, no.9, pp.797–809, Sept. 2007.
- [8] M. Ameya, M. Yamamoto, and T. Nojima, "An omnidirectional UWB printed dipole antenna with small waveform distortion," Proc. Progress In Electromagnetics Research Symposium 2006, 4P3, p.515, Aug. 2006.
- [9] 松嶋俊和,山本 学,野島俊雄,"高誘電率基板を用いた UWB 葉状ボウタイアンテナの小型化",信学技報, A·P2008-49, July 2008.

(平成 22 年 1 月 5 日受付, 4 月 23 日再受付)