HOKKAIDO UNIVERSITY

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	https://hdl.handle.net/2115/52226
Rights	copyright©2010 電子情報通信学会
Type	journal article
File Information	DTRB-J93-B9_1283-1287.pdf

Hokkaido University Collection of Scholarly and Academic Papers : HUSCAP

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†, *Student Member*,
Manabu YAMAMOTO†, and Toshio NOJIMA†, *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，5 GHz 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，5 GHz 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（5 GHz 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，5 GHz 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．

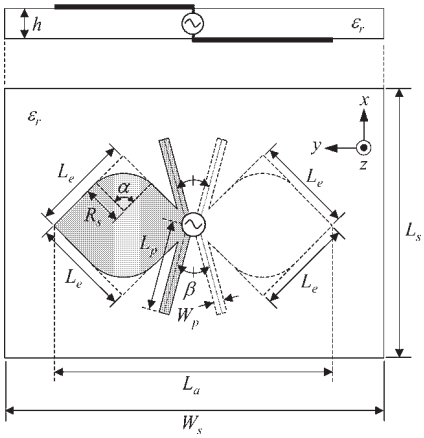
UWB 無線はワイヤレス USB や移動体通信端末など，様々な小形機器での応用が期待されるため，可能な限り小形な UWB アンテナを用いることが望ましい [7]．このような背景を踏まえて，筆者らは葉状ボウタイ素子を用いた平面形 UWB アンテナを提案するとともに [8]，本アンテナを高誘電率基板上に作成することにより，小形化が可能であることを示した [9]．

本論文では，5 GHz 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．

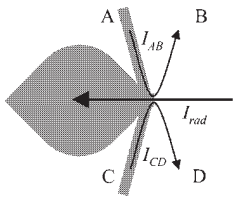
2. アンテナ構造

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．

$W_s = 30\,\mathrm{mm}$，$L_s = 20\,\mathrm{mm}$，$h = 0.63\,\mathrm{mm}$ で $\varepsilon_r = 10.2$ の誘電体基板の上面と底面に，全長 $L_a = 24.4\,\mathrm{mm}$ 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 $L_e = 8.6\,\mathrm{mm}$ の菱形放射素子のコーナーを曲率半径 $R_s = 5\,\mathrm{mm}$，開き角 $\alpha = 90°$ で丸め



(a) Antenna structure



(b) Principle of band-rejection

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]	h [mm]	ε_r
30	20	0.63	10.2

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 I_{AB} 及び I_{CD} 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 I_{rad} であるものとする．給電点に流れる電流 I_{in} 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，I_{in} はゼロとなる．ここで，給電点での電圧を V_{in} 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 Z_{in} 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_p 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，$f_n = 5\,\mathrm{GHz}$ 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 (1) から，5 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，5 mm を基準に，2 mm 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 $\beta = 60°$ 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 5 mm 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．

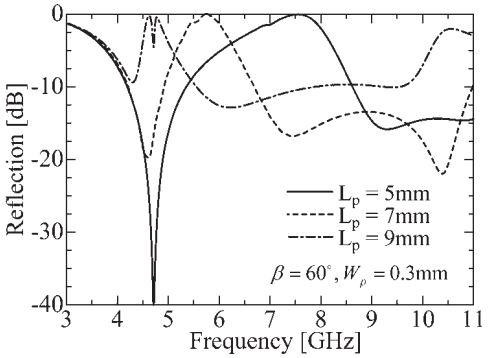


図 2　ストリップ導体長に対する反射係数の変化
Fig. 2　Relation between length of strip conductor and reflection coefficient.

次に，ストリップ導体長を $L_p = 7\,\mathrm{mm}$ に固定し，ストリップ導体の角度 β を 60°，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

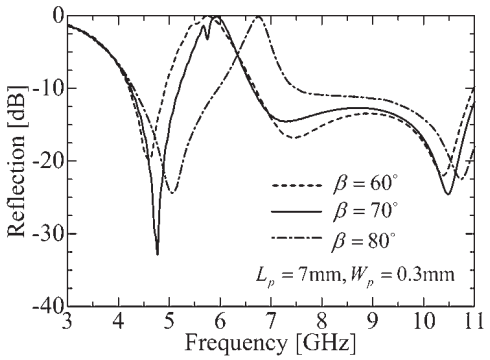


図 3　ストリップ導体の角度に対する反射係数の変化
Fig. 3　Relation between angle of strip conductor and reflection coefficient.

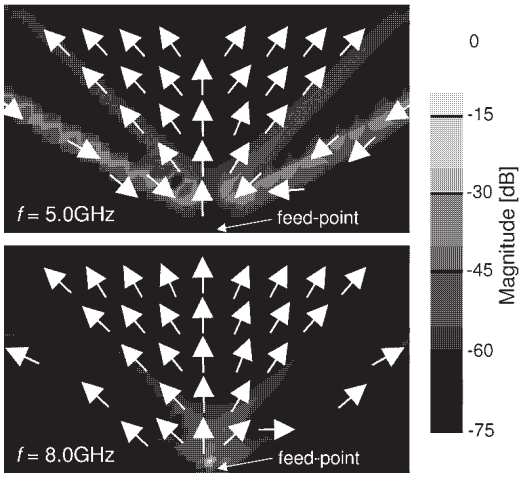


図 4　放射素子とストリップ上の電流分布
Fig. 4　Current distribution on radiating element and strip.

を FDTD 解析により求めた．$L_p = 9\,\mathrm{mm}$，$\beta = 60^\circ$ 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．

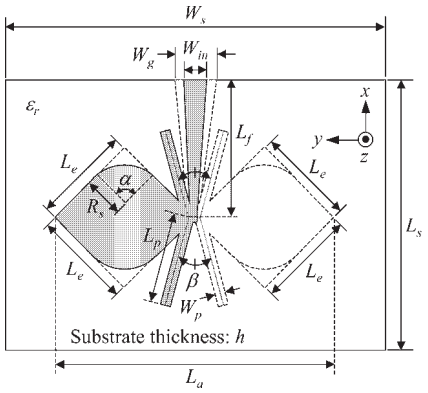


図 5　給電回路を接続した場合のアンテナ構造
Fig. 5　Antenna configuration with feed circuit.

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，$W_{in} = 0.5\,\mathrm{mm}$，$W_g = 5.0\,\mathrm{mm}$ 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，7 GHz 以上の周波数で反射が 2 dB 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）

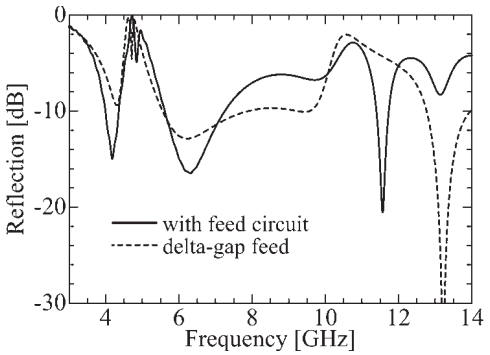


図 6　給電回路接続時とデルタギャップ給電時の反射係数の解析結果
Fig. 6　Numerical results of reflection coefficients for the case with and without feed circuit.

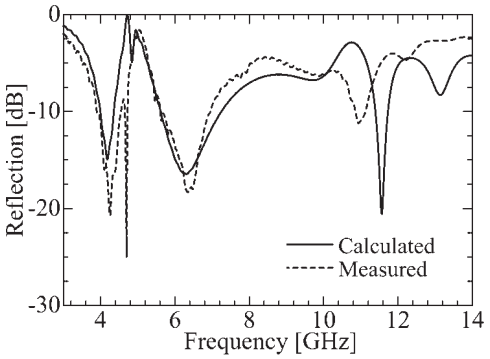


図 7　反射係数の解析・測定結果
Fig. 7　Calculated and measured reflection coefficients.

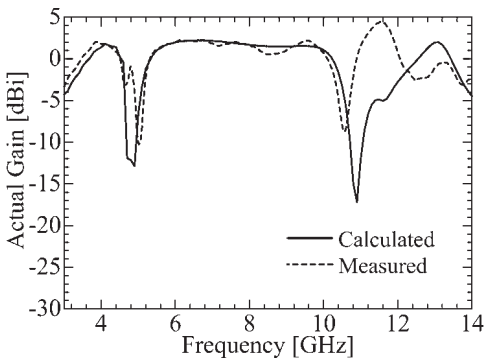


図 8　動作利得の解析・測定結果
Fig. 8　Calculated and measured actual gain.

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，5 GHz 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，帯域阻止が実現されていることを確認できる．

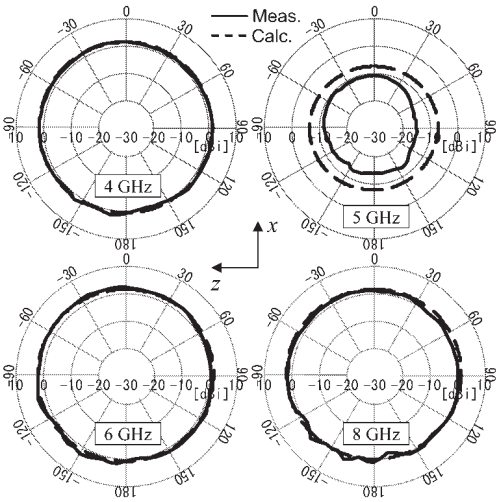


図 9　xz 面での放射パターン測定・解析結果
Fig. 9　Measured and calculated radiation patterns in xz-plane.

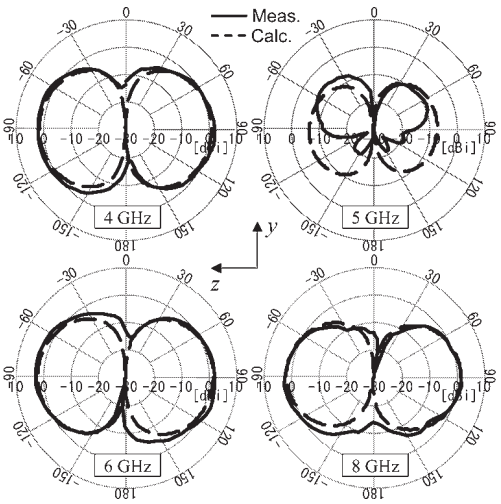


図 10　yz 面での放射パターン測定・解析結果
Fig. 10　Measured and calculated radiation patterns in yz-plane.

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 5 GHz では，すべての面において，放

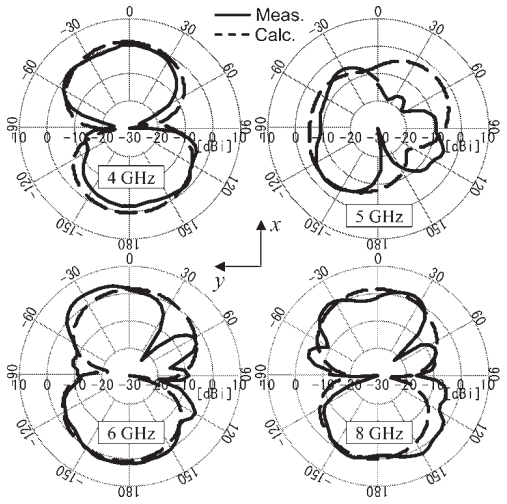


図 11　xy 面での放射パターン測定・解析結果
Fig. 11　Measured and calculated radiation patterns in xy-plane.

射が抑圧されていることが確認できる．阻止帯域外の 4 GHz，6 GHz 及び 8 GHz 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 2 dBi 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

[1] 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 band-notched 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）