

自然・超自然系材料から成る低姿勢アンテナの実現

阿部, 智希 / ABE, Tomoki

(開始ページ / Start Page)

1

(終了ページ / End Page)

78

(発行年 / Year)

2022-03-24

(学位授与番号 / Degree Number)

32675甲第539号

(学位授与年月日 / Date of Granted)

2022-03-24

(学位名 / Degree Name)

博士(工学)

(学位授与機関 / Degree Grantor)

法政大学 (Hosei University)

(URL)

<https://doi.org/10.15002/00025232>

法政大学審査学位論文

自然・超自然系材料から成る
低姿勢アンテナの実現

阿部 智希

2022 年 3 月

目次

第1章 序論	1
1.1 研究の背景	1
1.2 研究の目的	4
1.3 本論文の構成	4
第2章 超広帯域メアンダ4アーム BOR アンテナ	8
2.1 まえがき	8
2.2 4アーム BOR アンテナ	9
2.2.1 寄生素子の配置	9
2.2.2 屈曲4アーム BOR アンテナ	13
2.3 メアンダ4アーム BOR アンテナ	14
2.3.1 メアンダ構造の導入	14
2.3.2 実験結果	17
2.4 むすび	21
第3章 BOR 素子およびマッシュルーム形寄生素子から成る 高利得・広帯域ビーム走査アンテナ	25
3.1 まえがき	25
3.2 BOR 素子の特性	27
3.3 BOR 素子およびマッシュルーム形寄生素子を使用したアンテナシステム	29
3.3.1 BOR 一列マッシュルームアンテナシステム	29
3.3.2 開放する寄生素子の個数 N_{op} 特性	30
3.3.3 MushPE の動径距離 r_p についての特性	31
3.3.4 BOR 二列マッシュルームアンテナシステム	33
3.4 実験検討	37
3.5 むすび	40
第4章 二線アルキメデススパイラルアンテナを用いた円偏波ビーム走査	43
4.1 まえがき	43
4.2 アンテナ構造	43
4.3 円偏波ビーム走査	45
4.4 ビーム方向の推定	48
4.5 むすび	51

第 5 章 複合メタマテリアルループを用いた二帯域円偏波ビーム走査	52
5.1 まえがき	52
5.2 軸ビームメタループアンテナ(MetaLPA-axial)	52
5.3 コニカルビームメタループアンテナ(MetaLPA-conical)	58
5.4 MetaLPA-axial と MetaLPA-conical との複合	60
5.5 実験結果	61
5.6 むすび	66
第 6 章 結論	67
謝辞	69
研究業績	70
付録 A 寄生素子のパラメータの決定(第 2 章)	76
付録 B 他の円偏波ビーム走査アンテナとの比較(第 5 章)	77

第1章 序論

1.1 研究の背景

情報通信社会の高度化に伴い、高速、高性能、高信頼な無線通信を実現するために、アンテナの研究はより重要なものとなっている。アンテナ研究の課題の一つに、低姿勢化が挙げられる。アンテナの低姿勢化は、無線通信機器全体の小型化・軽量化および移動体の空気抵抗削減などに貢献し、アンテナの応用範囲を拡大する。しかしながら、一般に、アンテナの低姿勢化はアンテナ特性(特に、入力インピーダンス)の悪化を招く。このことを解決するために、これまでに幾つかの検討が行われてきている[1]-[13]。

図 1.1 に示すように、代表的な低姿勢アンテナである逆 L アンテナ[1]-[4]は、高さ約 0.5 波長のダイポールアンテナを変形したアンテナである。文献[3]では、接地板によるイメージ電流を利用することによって、0.15 波長以下への低姿勢化を実現している。逆 L アンテナに短絡ピンを追加した構造を有する逆 F アンテナ[4]-[6]もまた、代表的な低姿勢アンテナである。このアンテナは、逆 L アンテナにみられる低姿勢構造に加え、短絡ピンの位置を調整することによって、入力インピーダンスを容易に調整できるという利点を有する。

図 1.2 に示すパッチアンテナ[7]-[9]もまた低姿勢アンテナとして知られている。文献[7]のパッチアンテナは、0.05 波長以下の低姿勢構造を有し、軸方向に放射界を形成するように検討されている。図 1.3 に示すような、メアング構造体[10]、誘電体[11]、磁性体[12]、電波吸収体[13]の使用もまた低姿勢化技術として検討されている。これらの低姿勢化技術は、アーム上を流れる電流の伝搬位相定数が正であるものに対して行われている。このような正の伝搬位相定数を有するアンテナは自然系アンテナと定義される[14]。

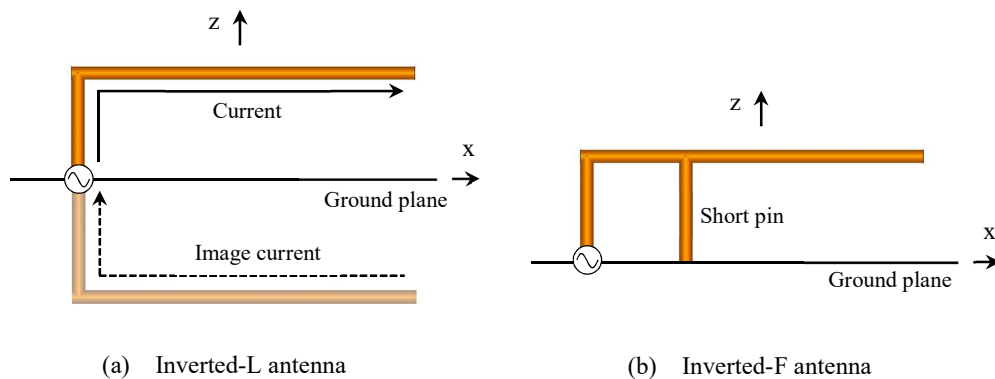


図 1.1 逆 L アンテナおよび逆 F アンテナ。

Fig. 1.1 Inverted-L antenna and inverted-F antenna.

低姿勢構造を有する自然系アンテナに加え、近年、超自然系材料(メタマテリアル)を使用した低姿勢アンテナが注目を集めている。メタマテリアルは、波長に対し小さい素子を周期的に配列することによって構成される。この構造により、メタマテリアルは自然界に存在する材料(自然系材料)では成し得ない特性を実現する。図 1.4 に示す EBG (Electromagnetic Band Gap) 反射板[15]は、低姿勢アンテナを実現するために用いられるメタマテリアルの一

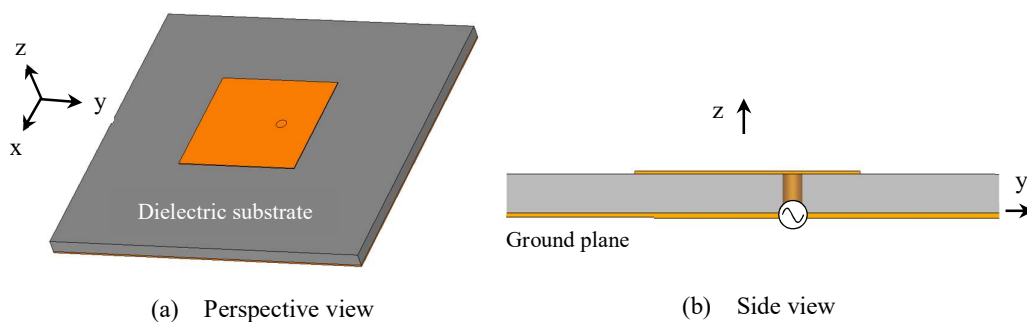


図 1.2 パッチアンテナの一例.

Fig. 1.2 Example of a patch antenna.

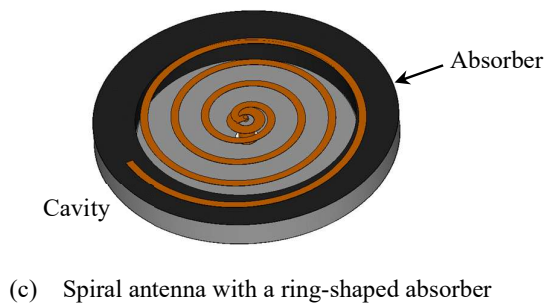
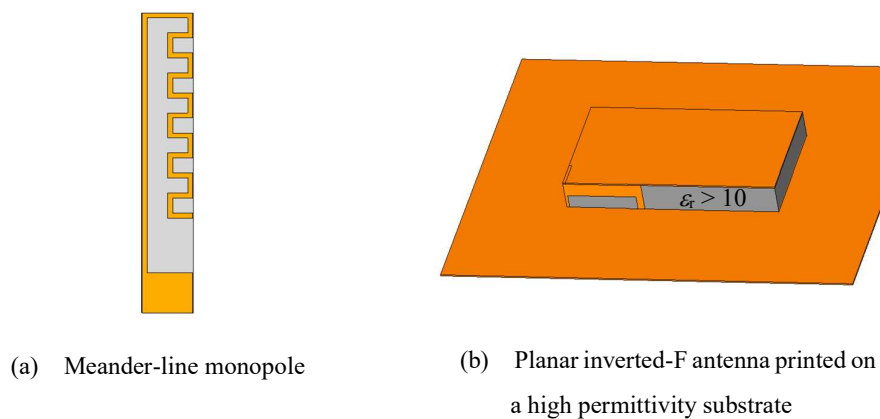


図 1.3 自然系低姿勢アンテナの例.

Fig. 1.3 Examples of natural low-profile antennas.

例である. EBG 反射板は特定の周波数にわたって入射電磁波を同位相で反射する特性を有する. この特性を利用した, EBG 反射板上に配置したスパイラルアンテナ[16]-[18]やループアンテナ[19][20], カールアンテナ[21][22]などが提案されている. これらのアンテナは, その特性を悪化させることなく, 0.1 波長以下の低姿勢構造を実現している.

メタマテリアルを使用した他の低姿勢化技術に図 1.5 に示す右左手系複合伝送線路 (CRLH-TL)がある. 約 0.01 波長の超低姿勢構造を有する CRLH-TL は, 遷移周波数より低い周波数帯域において負の伝搬位相定数を, 遷移周波数より高い周波数帯域において正の伝搬位相定数を実現する[23]-[25]. これまでに, CRLH-TL の放射概念を利用したラインアンテナ[26][27], ループアンテナ[28][29], スパイラルアンテナ[30]-[32]等が検討されている.

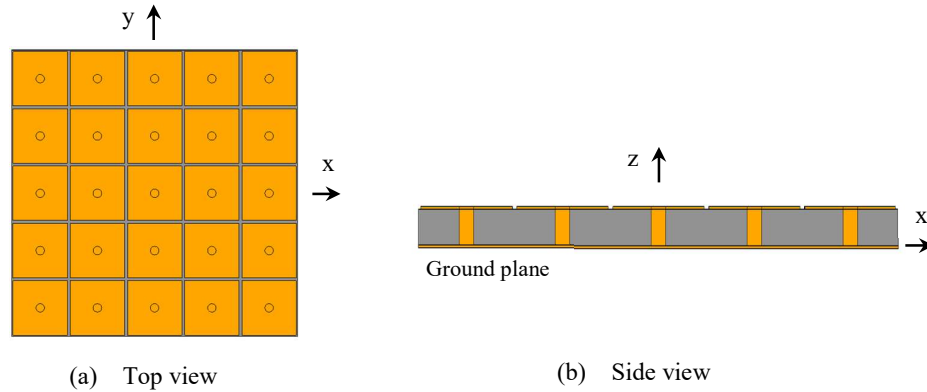


図 1.4 EBG 反射板の一例.

Fig. 1.4 Example of an EBG reflector.

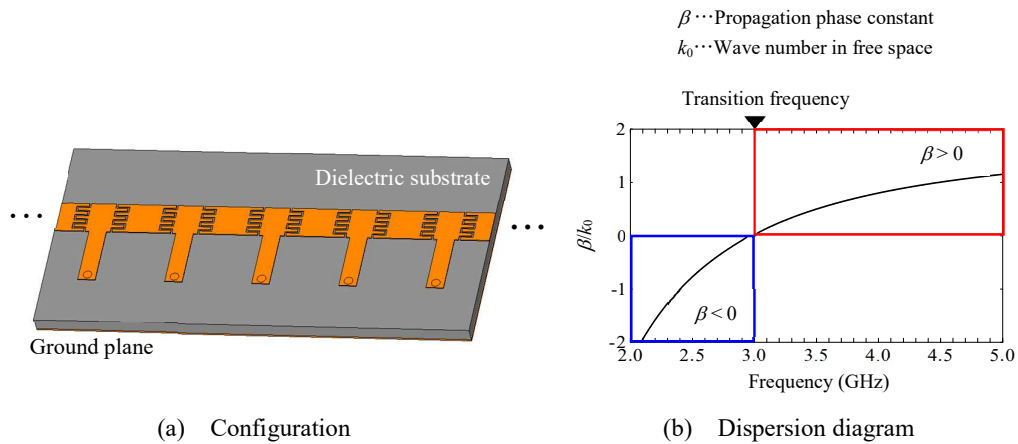


図 1.5 右左手系複合伝送線路.

Fig. 1.5 Composite right/left-handed transmission line.

1.2 研究の目的

前節において述べたように、現在、自然・超自然系材料から成る低姿勢アンテナの実現に注目が集まっている。低姿勢アンテナの高性能化(広帯域化, 複数帯域動作, 高利得化, 円偏波放射, ビーム走査等)は、次世代の無線通信システムを実現するための課題となっている。本研究では、このことに注目し、自然・超自然系材料から成る新しい低姿勢アンテナを実現していく。

本論文においては、自然系材料から成るアンテナに関し、低姿勢アンテナの広帯域化・高利得化および低姿勢アンテナによるビーム走査を検討する。超自然系材料から成るアンテナに関しては、平衡利得を有する反円偏波ビームの生成および方位面内における走査を検討する。以上により、自然・超自然系材料から成る低姿勢アンテナの高性能化を達成していく。

1.3 本論文の構成

本論文は6つの章から構成されている。

第2章では、回転対称体素子を利用した超広帯域アンテナを提案する。寄生素子にメアンダ構造を導入することにより、低姿勢・小形構造と超広帯域特性とを有するアンテナを実現する。

第3章では、第2章において示した回転対称体素子の広帯域特性を利用したアンテナを検討する。回転対称体素子の周囲にマッシュルーム形寄生素子を配置することにより、低姿勢・高利得・広帯域ビーム走査アンテナを実現する。

第4章では、低姿勢二線アルキメデススパイラルアンテナによる円偏波ビーム走査を実現する。アンテナ給電部の励振電圧変化に伴い、円偏波ビームが方位面内を移動することを明らかにしている。計算コストを削減するために、簡易な式による最大放射方向の推定を行っている。

第5章では、超自然系低姿勢複合ループアンテナによる二帯域円偏波ビーム走査を実現する。ここでは、二つのループアンテナを同一基板上に印刷し、同時に励振することによって、二つの周波数において円偏波チルトビームを形成している。給電位相変化に伴い、このチルトビームは方位面内を移動する。

最後に、第6章において本研究の結論を示す。

参考文献

- [1] T. L. Simpson, "The theory of top-loaded antennas: integral equations for the currents," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-19, no. 2, pp. 186-190, March 1971.
- [2] 新井宏之, "小形アンテナ: 小型化手法とその評価法," 電子情報通信学会論文誌 B, vol. J87-B, no. 9, pp. 1140-1148, 2004 年 9 月.
- [3] M. J. Ammann, J. A. Evans, and Z. Wu, "A novel hybrid inverted-L antenna with wide bandwidth," Twelfth International Conference on Antennas and Propagation (ICAP), pp. 720-722, Exeter, UK, March 2003.
- [4] R. King, C. W. Harrison Jr., and D. H. Denton Jr., "Transmission-line missile antennas," IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 8, no. 1, pp. 88-90, Jan. 1960.
- [5] R.-Y. Chao, K. Fujimoto, and K. Hirasawa, "Three-dimensional performance of an LMS adaptive array with inverted-F elements," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 40, no. 3, pp. 575-583, Aug. 1991.
- [6] P. Salonen, M. Keskilammi, and M. Kivikoski, "Single-feed dual-band planar inverted-F antenna with U-shaped slot," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 48, no. 8, pp. 1262-1264, Aug. 2000.
- [7] J. Q. Howell, "Microstrip antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 23, no. 1, pp. 90-93, Jan. 1975.
- [8] R. E. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 22, no. 1, pp. 74-78, Jan. 1974.
- [9] K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip antenna technology," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 29, no. 1, pp. 2-24, Jan. 1981.
- [10] C.-N. Hu, B. Tai, and A. Yang, "Meander-line folded monopole design for UMTS-HSDPA-based data-card applications," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 7, pp. 279-282, 2008.
- [11] Y.-T. Jean-Charles, V. Ungvichian, and J. A. Barbosa, "Effects of substrate permittivity on planar inverted-F antenna performances," Journal of Computers, vol. 4, no. 7, July 2009.
- [12] H. Moon, G.-Y. Lee, C.-C. Chen, and J. L. Volakis, "An extremely low-profile ferrite-loaded wideband VHF antenna design," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 11, pp. 322-325, 2012.
- [13] H. Nakano, R. Satake, and J. Yamauchi, "Extremely low-profile, single-arm, wideband spiral antenna radiating a circularly polarized wave," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 5, pp. 1511-1520, May 2010.
- [14] H. Nakano, *Low-Profile Natural and Metamaterial Antennas*, IEEE Press, Wiley, NJ, 2016.
- [15] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopoulos, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074, Nov. 1999.

- [16] J. M. Bell and M. F. Iskander, "A low-profile Archimedean spiral antenna using an EBG ground plane," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, pp. 223-226, 2004.
- [17] H. Nakano, K. Kukukawa, Y. Iitsuka, and J. Yamauchi, "Low-profile equiangular spiral antenna backed by an EBG reflector," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 5, pp. 1309-1318, May 2009.
- [18] M. Tanabe and H. Nakano, "Low-profile wideband spiral antenna with a circular HIS reflector composed of homogenous fan-shaped patch elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 10, pp. 7219-7222, Oct. 2020.
- [19] P. Deo, A. Mehta, D. Mirshekar-Syahkal, P. J. Massey and H. Nakano, "Thickness reduction and performance enhancement of steerable square loop antenna using hybrid high impedance surface," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 5, pp. 1477-1485, May 2010.
- [20] M. A. Amiri, C. A. Balanis, and C. R. Birtcher, "Analysis, design, and measurement of circularly symmetric high-impedance surfaces for loop antenna applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 2, pp. 618-629, Feb. 2016.
- [21] B. J. Falkner, H. Zhou, A. Mehta, T. Arampatzis, D. Mirshekar-Syahkal, and H. Nakano, "A circularly polarized low-cost flat panel antenna array with a high impedance surface meta-substrate for satellite on-the-move medical IoT applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 9, pp. 6076-6081, Sep. 2021.
- [22] H. Nakano, H. Oyanagi, J. Miyake, Y. Oishi, and J. Yamauchi, "Recent progress in antennas with an EBG reflector and antennas with periodically arrayed loops," *International Workshop on Antennas Technology (iWAT)*, Hong Kong, China, March 2011.
- [23] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials*, Wiley, NJ, 2006.
- [24] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, "Characteristics of the composite right/left-handed transmission lines," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 2, Feb. 2004.
- [25] S. Lim, C. Caloz, and T. Itoh, "Metamaterial-based electronically controlled transmission-line structure as a novel leaky-wave antenna with tunable radiation angle and beamwidth," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 12, pp. 161-173, Dec. 2004.
- [26] H. Nakano, K. Sakata, and J. Yamauchi, "Linearly and circularly polarized radiation from metaline antennas," *International Workshop on Antennas Technology (iWAT)*, Cocoa Beach, FL, USA, Feb. 2016.
- [27] J. Machac, M. Polivka, and K. Zemlyakov, "A dual band leaky wave antenna on a CRLH substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 7, pp. 3876-3879, July 2013.
- [28] H. Nakano, K. Sakata, and J. Yamauchi, "Radiation characteristics of a metaloop antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 861-863, 2013.

- [29] H. Nakano, T. Yoshida, and J. Yamauchi, "Triband metaloop antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1981-1984, 2017.
- [30] H. Nakano, J. Miyake, M. Oyama, and J. Yamauchi, "Metamaterial spiral antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 1555-1558, 2011.
- [31] H. Nakano, J. Miyake, T. Sakurada, and J. Yamauchi, "Dual-band counter circularly polarized radiation from a single-arm metamaterial-based spiral antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 6, pp. 2938-2947, June 2013.
- [32] H. Nakano, K. Anjo, and J. Yamauchi, "Simple equations for estimating decrease in broadside radiation from a metaspiral antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 1951-1954, 2016.

第2章 超広帯域メアランダーム BOR アンテナ

2.1 まえがき

無線通信技術の発展に伴い、広帯域にわたって動作するアンテナが要求されている。広帯域にわたって動作するアンテナは複数帯域を用いる通信システムなどへの適用が可能である。これまでにスパイラル構造、スロット構造などを用いた広帯域アンテナが提案されている[1]-[3]。

広帯域特性に加えて、移動体表面および部屋の天井などに設置するアンテナには低姿勢構造が要求される。回転対称体(Body of Revolution, BOR)アンテナ[4][5]は低姿勢構造と広帯域特性とを有するアンテナの一つである。

BOR アンテナの低姿勢構造・広帯域特性を利用したアンテナの一つに、BOR-SPR(BOR with a Shorted Parasitic Ring)アンテナがある[6]。BOR-SPR アンテナは BOR 素子とその周囲に配置された円形導体板および 4 本の垂直導体ピンから構成される。この構造は約 147%の広い周波数帯域幅にわたって、2 以下の電圧定在波比(VSWR)を実現している。

広い動作周波数帯域幅を有する他のアンテナに、文献[7]で報告されている十字形アンテナがある。このアンテナは、BOR-SPR アンテナの円形導体板を十字形に変形した構造を有する。この変形十字形アンテナは BOR-SPR アンテナに見られる低姿勢構造および広帯域特性を維持している。そのアンテナ上部面積は BOR-SPR アンテナの約 86%($0.055\lambda_0^2$: λ_0 は VSWR = 2 となる下限周波数における自由空間波長)へと減少している。

上述の BOR-SPR アンテナおよび変形十字形アンテナを含め、広帯域・低姿勢アンテナについては多くの研究が行われている[8]-[15]。これらのアンテナの動作周波数帯域幅はいずれも 170%以下である。より多くの周波数帯域を単一アンテナの動作周波数帯域内に含ませるためには、さらなる広帯域化が望まれる。しかしながら、アンテナ高と動作周波数帯域幅は一般にトレードオフの関係にある。これまで、低姿勢構造を維持したまま、170%以上の極めて広い動作周波数帯域幅を実現することは困難であった。

この背景から、本章では、提案アンテナを以下の 3 つの条件を満たすように実現していく。

- ①. VSWR は 170%以上の超広帯域特性を有すること。
- ②. アンテナ高は VSWR = 2 となる下限周波数において $0.1\lambda_0$ 以下の低姿勢を有すること。
- ③. アンテナ上部は VSWR = 2 となる下限周波数において $0.05\lambda_0^2$ 以下の小面積であること。

本章は 4 つの節から構成される。最終提案アンテナは準備としての第二節を経て、第三節において提示される。第二節では給電 BOR 素子の周囲に 4 つの寄生素子を配置した「4 アーム BOR アンテナ」について検討する。BOR 素子単体が有する高周波数領域における良好

な VSWR 特性を維持しながら, 寄生素子により $VSWR = 2$ となる下限周波数を 4.0 GHz ま
で低減する. その後, 寄生素子を屈曲することによりアンテナ上部面積の縮小化を図る. 第
三節では, 寄生素子にメアンダ構造を導入することにより, 下限周波数を 2.78 GHz まです
さらに低減する. この最終構造に関する検討結果の妥当性を確認するために, 試作アンテナ
を用いた実験結果を示す. 第四節では得られた結果を要約する. なお, 本章では特性解析
(シミュレーション)を全波解析ソフトウェアによって行う[16].

本アンテナは第五世代移動通信システム(日本: 3.4-4.6 GHz, 27.0-29.5 GHz, 米国: 3.45-4.2
GHz, 27.5-28.35 GHz, 47.2-48.2 GHz 等, 欧州 3.4-3.8 GHz, 24.25-27.5 GHz, 40.0-43.5 GHz 等)や
UWB 通信システム(3.1 GHz-10.6 GHz)等の広い周波数帯域幅が要求される通信システムに
おいて使用することが可能である. なお, 本アンテナは小型かつ低姿勢であるため, 壁面や
移動体表面などの限られた空間への配置に適している.

2.2 4 アーム BOR アンテナ

2.2.1 寄生素子の配置

設計条件①-③を全て満たす最終アンテナが第三節で達成されることになるが, 本項では,
その準備としての図 2.1 に示すアンテナを検討する. 高さ H を有し, 金属導体(真鍮: 導電率
約 15.7×10^6 S/m)から成る BOR 素子が接地板 GP の中心に配置されている. BOR 素子の周囲
には寄生素子が配置されている. BOR 素子は, 超広帯域アンテナである無限長双円錐アンテ
ナ[17]を有限長化し, その広帯域特性が一部残るように, 母線関数に工夫を施したものであ
る. BOR 素子の最下点 $Q(0, 0, z_Q)$ と最上点 $P(x_P, 0, z_P)$ を結ぶ母線関数を式(1)および(2)によ
って定義している.

$$x = x_P + \{1 - e^{[t(z_P - z)]}\}x_0 \quad (1)$$

ただし

$$t = \ln \left[\frac{1 + \frac{x_P}{x_0}}{z_P - z_Q} \right], \quad (2)$$

母線関数の各値に関する考察は先行研究[6][7]において行われている. 本章では母線関数の
各値にそれらの値を採用する.

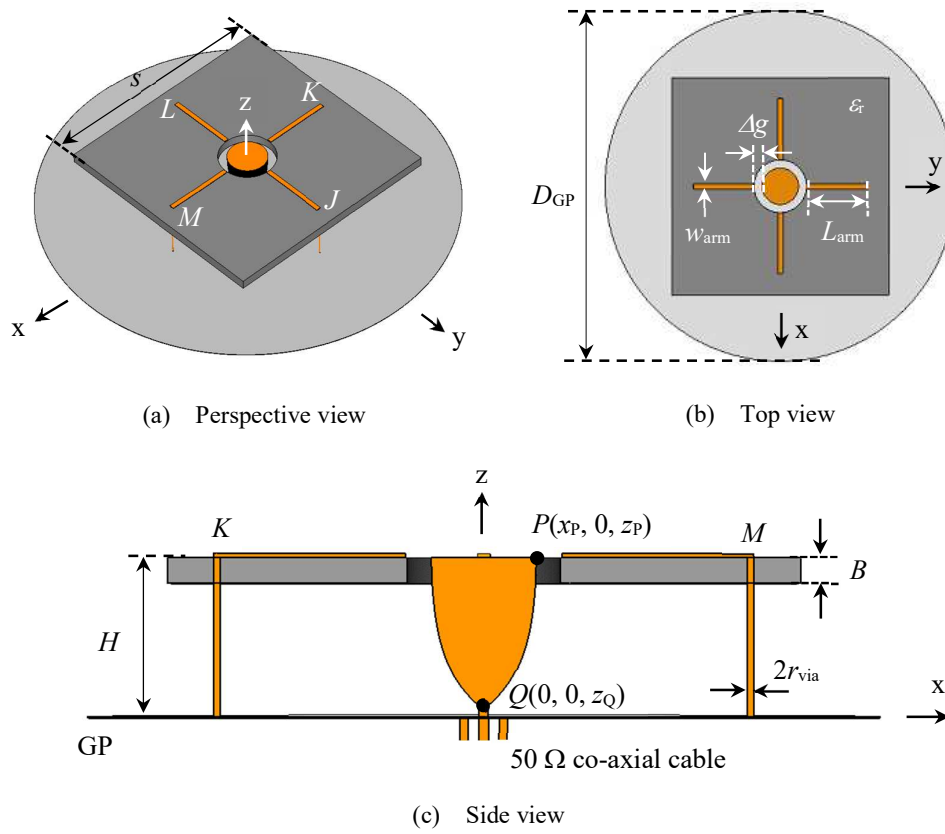


図 2.1 4 アーム BOR アンテナの構造.

Fig. 2.1 Configuration for a four-arm BOR antenna.

表 2.1 寄生素子および BOR 素子のパラメータ.

Table. 2.1 Parameters for the parasitic elements and BOR element.

Symbol	Value	Symbol	Value
w_{arm}	0.4 mm	Δg	1.5 mm
L_{arm}	13.15 mm	B	1.6 mm
ϵ_r	2.6	$2r_{\text{via}}$	0.2 mm
s	40 mm	H	10 mm
D_{GP}	136.7 mm	x_p	3.35 mm
z_p	10 mm	z_Q	0.42 mm
x_0	0.1	N_{arm}	4

寄生素子は比誘電率 ϵ_r 、厚さ B 、一辺 s の正方形誘電体基板上に印刷されている。寄生素子の長さおよび幅をそれぞれ L_{arm} および w_{arm} としている。各寄生素子の終端 J, K, L, M を、直径 $2r_{\text{via}}$ 、長さ H の垂直導体によって、直径 D_{GP} の接地板に接続している。寄生素子の本数(アーム数)を N_{arm} としている。各寄生素子の全長は $L_{\text{arm}} + H$ である。BOR 素子と寄生素子との間には幅 Δg の間隙を設けている。

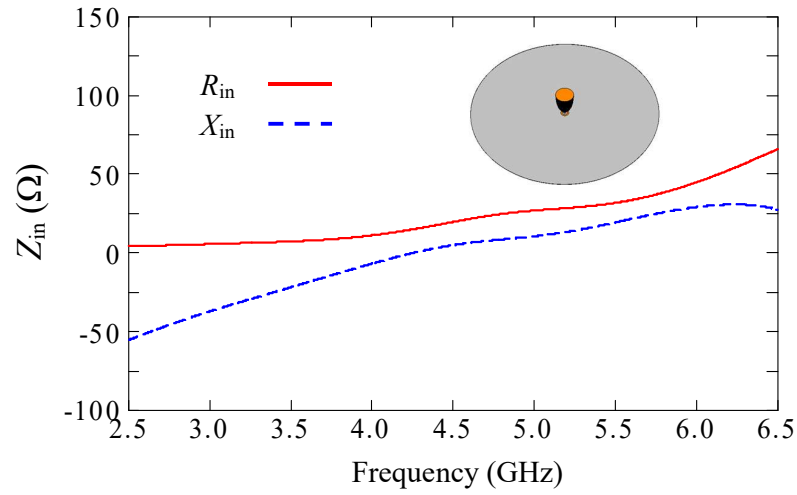
寄生素子のパラメータを以下の手順によって決定している。① L_{arm} を、アンテナ高 H が0.1 波長となる周波数(本章では3 GHz 付近)において、接地板イメージを含めた寄生素子全長 $2 \times (L_{\text{arm}} + H)$ が半波長となるように選ぶ。②寄生素子の本数 N_{arm} を、下限周波数が最も低くなるように選ぶ。③BOR 素子と寄生素子との間の距離 Δg を変化させ、その影響を考察し、 Δg の値を決定する。以上の手順を経て決定した使用パラメータを表2.1に示す。 $N_{\text{arm}} = 4$ および $\Delta g = 1.5 \text{ mm}$ とした詳細を付録Aにおいて示している。本節の準備アンテナを「4 アーム BOR アンテナ」とよぶ。

図2.2(a)に寄生素子が存在しない場合(BOR 素子単体の場合)の入力インピーダンス Z_{in} の周波数応答を示す。赤の実線がインピーダンスの実部 R_{in} を、青の破線が虚部 X_{in} を表している。6 GHz 以下の周波数領域において、 R_{in} が 50Ω より小さいことがわかる。それ故、この帯域において、BOR 素子は 50Ω 給電線路に整合していない。

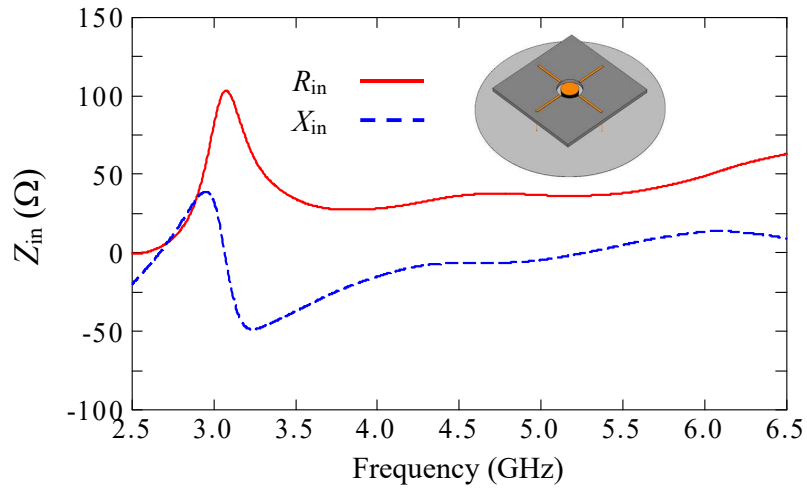
6 GHz 以下の帯域におけるインピーダンス整合を行うためには、BOR 素子のインピーダンス実部を増加させる必要がある。BOR 素子のインピーダンス実部はBOR 素子の高さの増加(したがって、体積の増加)に伴い増加する。しかしながら、設計条件②の観点からアンテナ高の増加は望ましくない。本章では、寄生素子を使用することでこの問題を解決する。その詳細を以下に述べる。

図2.2(b)に4 アーム BOR アンテナの入力インピーダンスの周波数応答を示す。図2.2(a)に示した BOR 素子単体の場合に比べ、インピーダンスの実部が増加していることがわかる。即ち、寄生素子の配置によって6 GHz 以下の帯域における入力インピーダンスが改善される。

4 アーム BOR アンテナのVSWRの周波数応答を図2.3に示す。比較のために、BOR 素子単体のVSWRを併記している。BOR 素子単体の場合に比べ、低周波数領域におけるVSWRが減少していることがわかる。動作下限周波数はBOR 素子単体の場合の4.9 GHz から4.0 GHz へと約1 GHz 低減されている。VSWRが2以下となる周波数帯域幅は約169 % (4.0-47.8 GHz, 1 : 11.95)であり、広帯域特性が得られている。しかしながら、本章におけるVSWR 帯域幅に関する設計条件①をこの段階では満たしていない。また、下限周波数4.0 GHzにおけるアンテナ高およびアンテナ上部面積はそれぞれ約 $0.13\lambda_{4.0}$ ($\lambda_{4.0}$ は4.0 GHzにおける自由空間波長)および約 $0.284\lambda_{4.0}^2$ であり、設計条件②および③を満たしていない。



(a) Without parasitic elements (BOR element only)



(b) With parasitic elements (four-arm BOR antenna)

図 2.2 入力インピーダンスの周波数応答.

Fig. 2.2 Frequency response of the input impedance.

2.2.2 屈曲 4 アーム BOR アンテナ

前項では, BOR 素子の周囲に寄生素子を配置することにより, $VSWR = 2$ となる下限周波数を低減した. 本項では, アンテナ上部面積に関する設計条件③を満たすように, アンテナの上部面積を縮小する. このために, 図 2.4 に示すように, 前項で検討した 4 アーム BOR ア

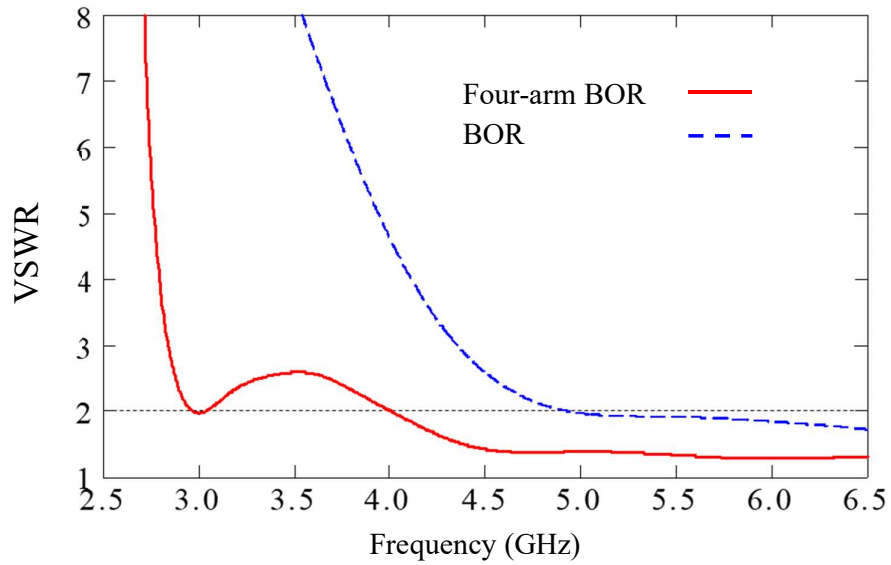


図 2.3 4 アーム BOR アンテナの VSWR の周波数応答.

Fig. 2.3 Frequency response of the VSWR for the four-arm BOR antenna.

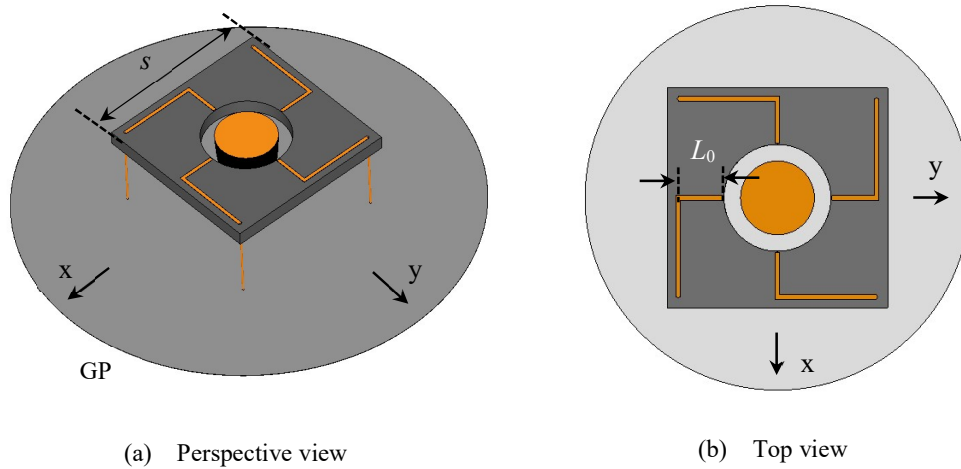


図 2.4 屈曲 4 アーム BOR アンテナの構造図.

Fig. 2.4 Configuration for a bent four-arm BOR antenna.

ンテナの寄生素子を長さ L_0 ($= 4.15$ mm)の位置で曲げる. このとき, アンテナ上部面積 s^2 が最小となる. この構造を「屈曲 4 アーム BOR アンテナ」とよぶ. 誘電体基板の一边 s は前節の 40 mm から 20 mm へと減少している.

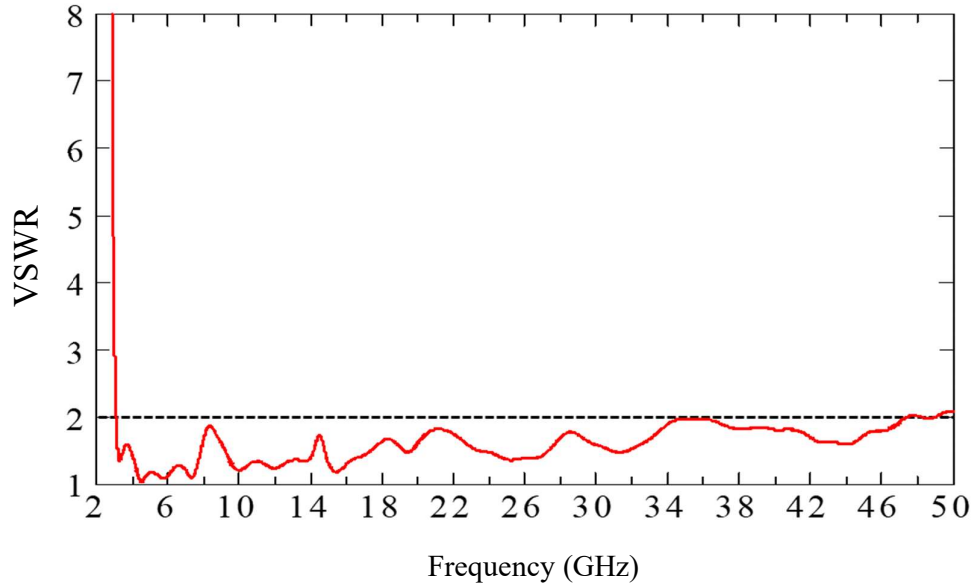


図 2.5 屈曲 4 アーム BOR アンテナの VSWR の周波数応答.

Fig. 2.5 Frequency response of the VSWR for the bent four-arm BOR antenna.

屈曲した導体間の相互影響により，アンテナの入力インピーダンスは変化する[18]. 図 2.5 に屈曲 4 アーム BOR アンテナの VSWR の周波数応答を示す. $VSWR=2$ となる下限周波数は 3.10 GHz であり，周波数帯域幅は約 176% (3.10 GHz-48.5 GHz, 1 : 15.65) となる. このことは帯域幅に関する設計条件①を満たしている. 下限動作周波数 3.10 GHz におけるアンテナ上部面積は約 $0.043\lambda_{3.1}^2$ ($\lambda_{3.1}$ は 3.1 GHz における自由空間波長) であり，アンテナ上部面積に関する設計条件③を満たしている. しかしながら，アンテナ高は約 $0.11\lambda_{3.1}$ であり，アンテナ高に関する設計条件②はまだ満たされていない. このことを次節で解決する.

2.3 メアンダ 4 アーム BOR アンテナ

2.3.1 メアンダ構造の導入

前節では，BOR アンテナの周囲に 4 つの寄生素子を配置することによって， $VSWR=2$ となる下限周波数を低減した. 本節では，さらなる下限周波数の低減を検討する. これにより，本章における設計条件をすべて達成していく.

図 2.6 に本節で検討するアンテナを示す. 誘電体基板の一边 s は 2.2 節で用いられている値と同じ 20 mm であり，図 2.4 において示した屈曲 4 アーム BOR アンテナの寄生素子にメアンダ構造を導入している. これにより，寄生素子の長さを延長している. このアンテナを「メアンダ 4 アーム BOR アンテナ」とよぶ. 導入されたメアンダ構造は， $2M_W + 2M_L (=2 \times 2.7$

$+2 \times 0.5 = 6.4 \text{ mm}$)の長さを有するメアンダセルから構成されている。メアンダセルの個数を N と表示する。寄生素子の終端を前節と同様に高さ H , 直径 $2r_{\text{via}}$ の垂直導体によって接地板に接続している。表 2.1 で示した値を構造パラメータとして再度用いている。

図 2.7(a)にメアンダ 4 アーム BOR アンテナのインピーダンスの実部を、図 2.7(b)に虚部を示す。ここでは、メアンダセルの個数 N をパラメータとしている。比較のために、前節で検討した「屈曲 4 アーム BOR アンテナ」のインピーダンスを併記している。「屈曲 4 アーム BOR アンテナ」は、 $N=0$ とした場合の「メアンダ 4 アーム BOR アンテナ」に相当する。図 2.7(a)より、メアンダセルの個数 N の増加に伴い、3.1 GHz 以下の低周波数領域におけるインピーダンスの実部が増加していることがわかる。したがって、メアンダ構造の導入が下限周波数の低減に寄与することが期待できる。

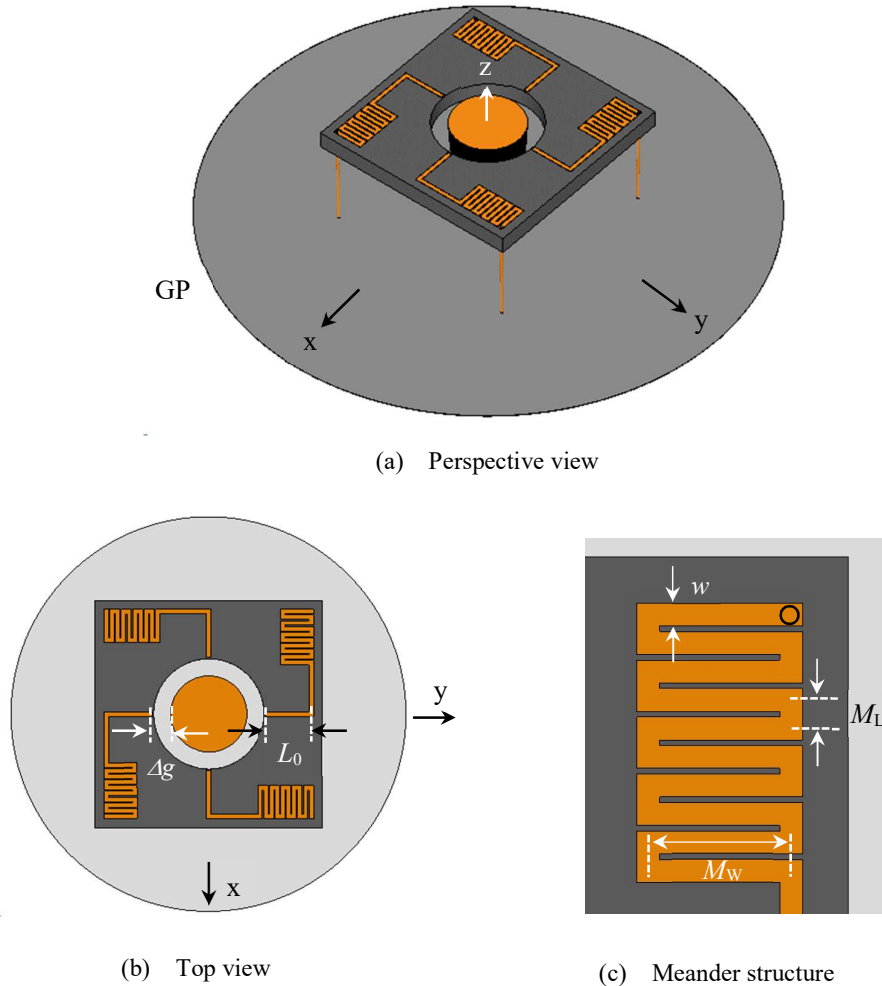
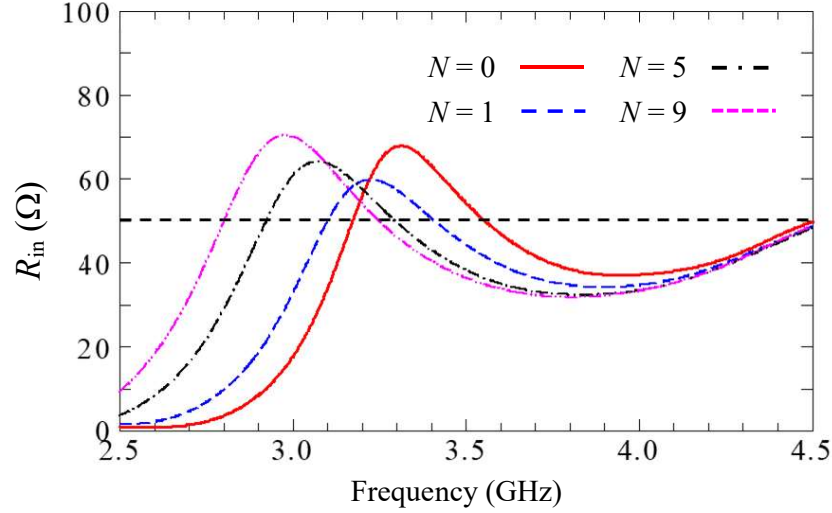


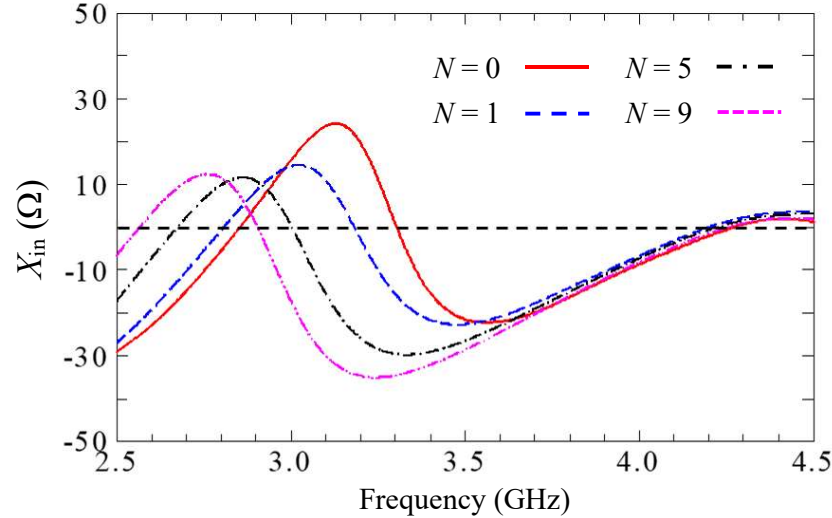
図 2.6 メアンダ 4 アーム BOR アンテナの構造図, ただし, $N=5$ としている.

Fig. 2.6 Configuration for a meander four-arm BOR antenna, where $N=5$.

図 2.8 にメアンダセルの個数 N をパラメータとしたときの VSWR の周波数応答を示す. 図 2.7 から期待されるとおり, N の増加(これにより寄生素子の線路長が増加)に伴い, VSWR = 2 となる下限周波数が低減されることがわかる. しかしながら, $N=9$ の場合, 3.5 GHz 周辺において VSWR が 2 以上となる. このことから, 以後の議論では広帯域にわたって VSWR が 2 以下であり, 下限周波数が最も低い $N=5$ を用いる.



(a) Real part of the input impedance



(b) Imaginary part of the input impedance

図 2.7 メアンダセルの個数 N を変化させたときのメアンダ 4 アーム BOR アンテナの入力インピーダンスの周波数応答.

Fig. 2.7 Frequency response of the input impedance for the meander four-arm BOR antenna, where the number of meander cells, N , is used as a parameter.

メアンダ 4 アーム BOR アンテナの下限周波数は、屈曲無し($N=0$)の場合の 3.10 GHz から 2.78 GHz へと減少している。この下限周波数 2.78 GHz は文献[6]の値に比べ少し高い値(約 0.63 GHz)となっているが、メアンダ 4 アーム BOR アンテナは文献[6]の場合とは異なり、高周波数領域においても良好な VSWR を維持している。その結果、文献[6]より広い約 179%(2.78 GHz-49.5 GHz, 1:17.8)の動作周波数帯域幅を達成し、VSWR に関する設計条件①を再度満たす。下限周波数 2.78 GHz におけるアンテナ高は約 $0.09\lambda_{2.78}$ ($\lambda_{2.78}$ は 2.78 GHz における自由空間波長)であり、未到達であったアンテナ高に関する設計条件②を満たす。このとき、アンテナ上部面積は約 $0.034\lambda_{2.78}^2$ であり、アンテナ上部面積に関する設計条件③を再度満たす。これにより、本章におけるすべての設計条件①-③が満たされたことになる。

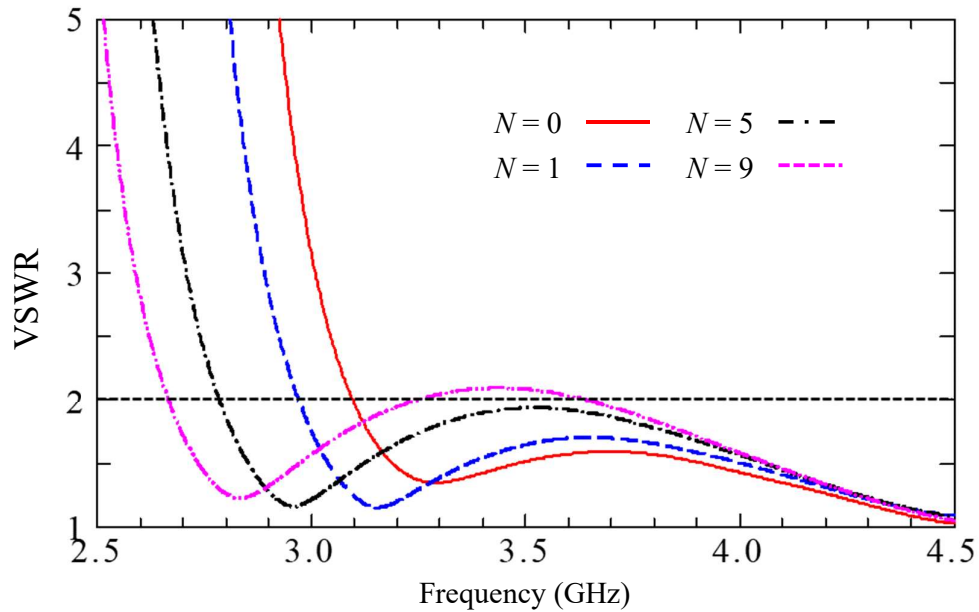


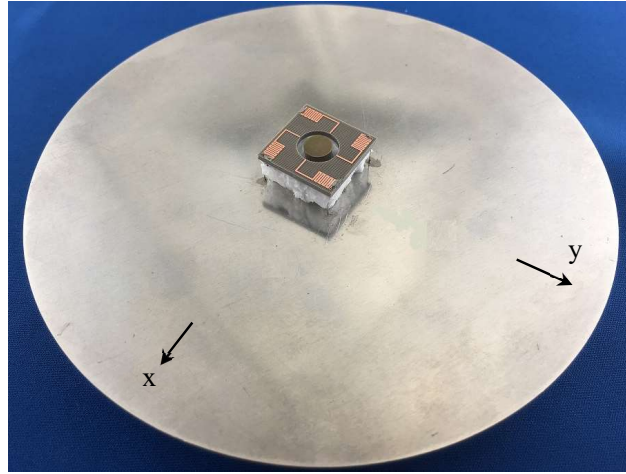
図 2.8 N を変化させたときのメアンダ 4 アーム BOR アンテナの VSWR の周波数応答。

Fig. 2.8 Frequency response of the VSWR for the meander four-arm BOR antenna, where N is used as a parameter.

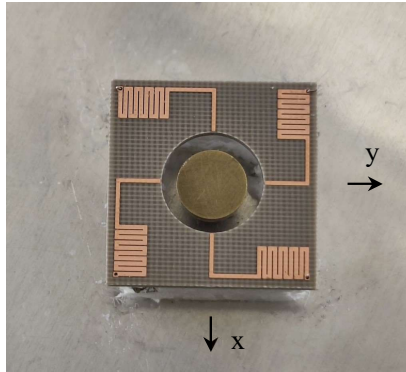
2.3.2 実験結果

前節において、本章におけるすべての設計条件が満たされた。本節では、シミュレーション結果を確認するために試作アンテナを用い実験を行う。図 2.9 に試作アンテナを示す。前節までの結果からメアンダセルの個数 $N=5$ としている。寄生素子を印刷した誘電体基板を発泡スチロール(比誘電率 $\epsilon_r \approx 1$)によって支持している。

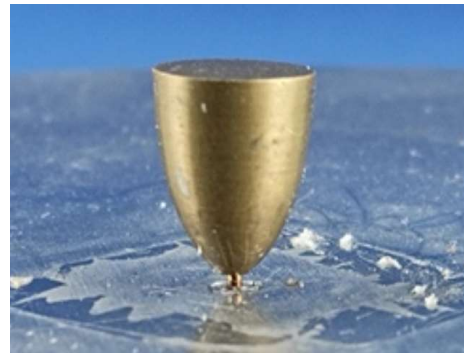
図 2.10 に VSWR の実験結果を示す。比較として、BOR アンテナ単体の VSWR を併記している。実験結果とシミュレーション結果は良く一致しており、VSWR の超広帯域特性を確認



(a) Perspective view



(b) Expansion view



(c) Side view of the fabricated BOR element

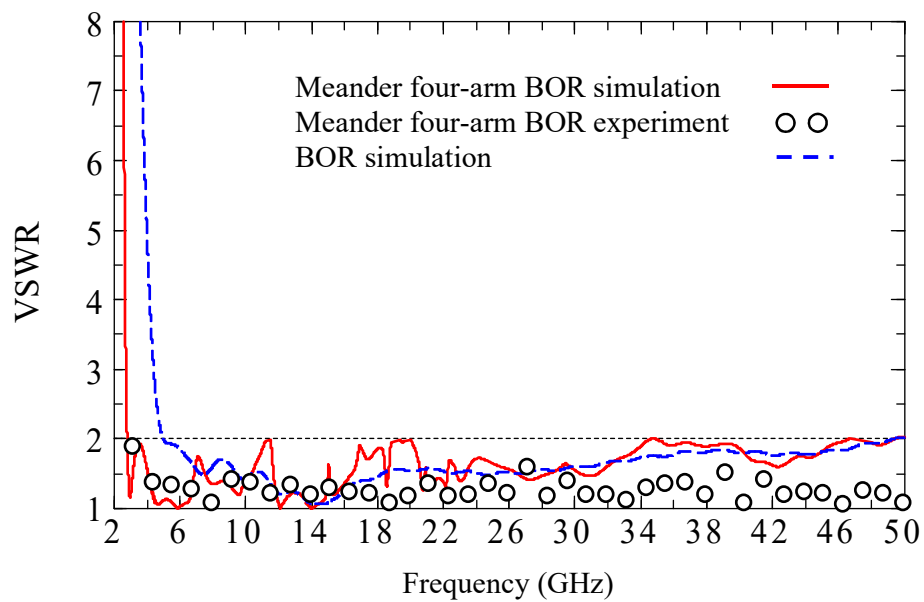
図 2.9 試作メアンダ 4 アーム BOR アンテナ.

Fig. 2.9 Fabricated meander four-arm BOR antenna.

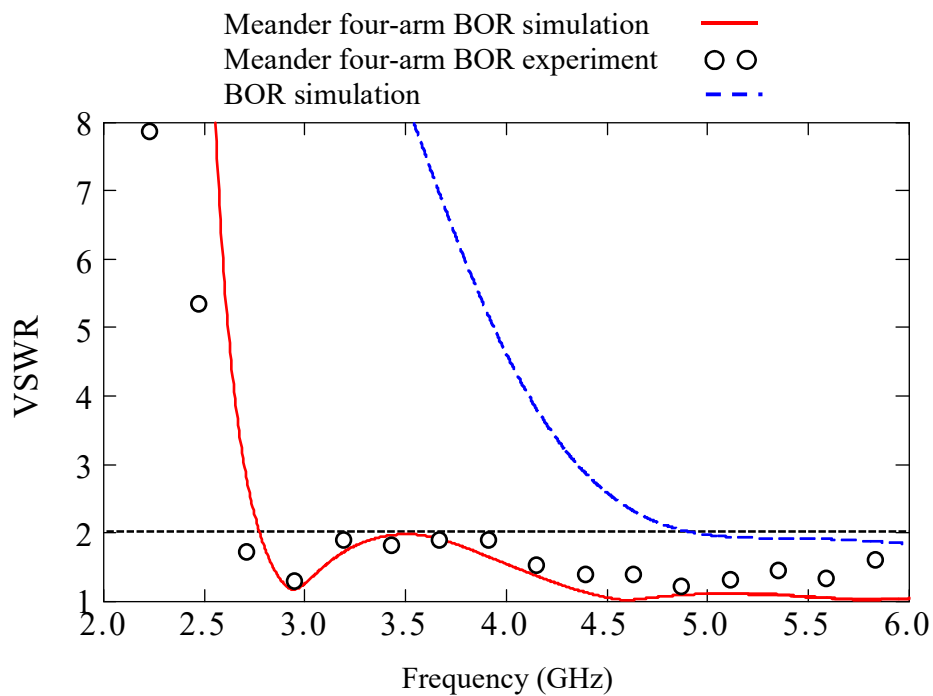
できる.

図 2.11 に代表周波数における仰角面(x - z 面)内および方位面(仰角面内最大放射方向 $\theta_{\max}$ 面)内放射パターンを示す. 実験結果はシミュレーション結果の傾向をよく捉えていることがわかる. すべての周波数において, メアンダ 4 アーム BOR アンテナはコンカルビームを放射している. 動作周波数帯域内における方位面内電界強度偏差の最大値は約 4.5 dB であり, 方位面内において無指向性に近い放射が得られている.

最大放射方向($\theta_{\max}$, $\phi_{\max}$)における利得の周波数応答を図 2.12 に示す. 影付きの領域は VSWR が 2 以下となる帯域を表している. この帯域内において 4.8 ± 3.1 dBi の利得が得られている. 実験結果とシミュレーション結果はよく一致している. なお, 周波数に対する利得の振動は仰角面内における放射界のリップルに起因する.



(a) 2-50 GHz



(b) 2-6 GHz

図 2.10 メアンダ 4 アーム BOR アンテナの VSWR の周波数応答.

Fig. 2.10 Frequency response of the VSWR for the meander four-arm BOR antenna.

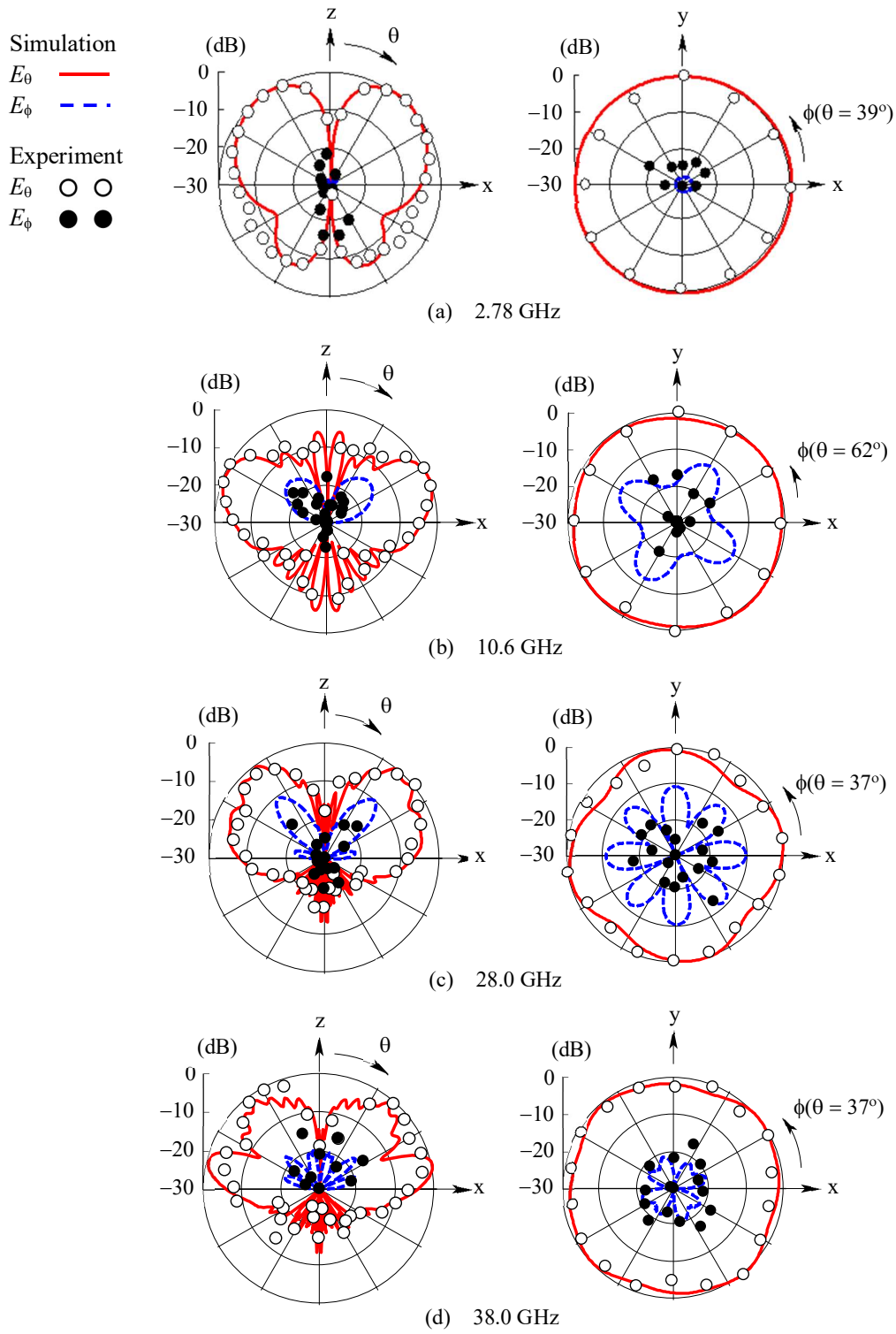


図 2.11 メアンダ 4 アーム BOR アンテナの放射パターン.

Fig. 2.11 Radiation pattern for the meander four-arm BOR antenna.

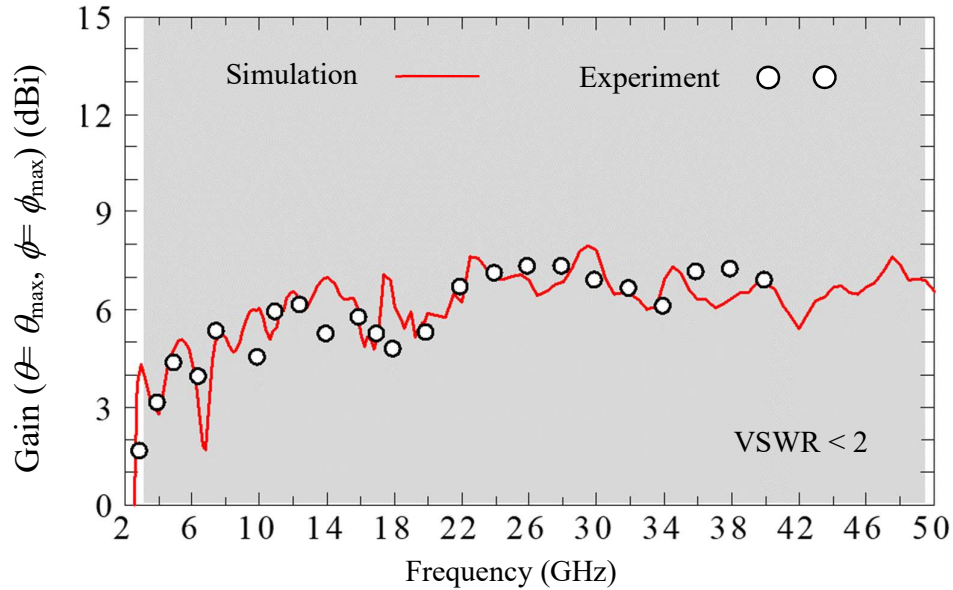


図 2.12 メアンダ 4 アーム BOR アンテナの利得の周波数応答.

Fig. 2.12 Frequency response of the gain for the meander four-arm BOR antenna.

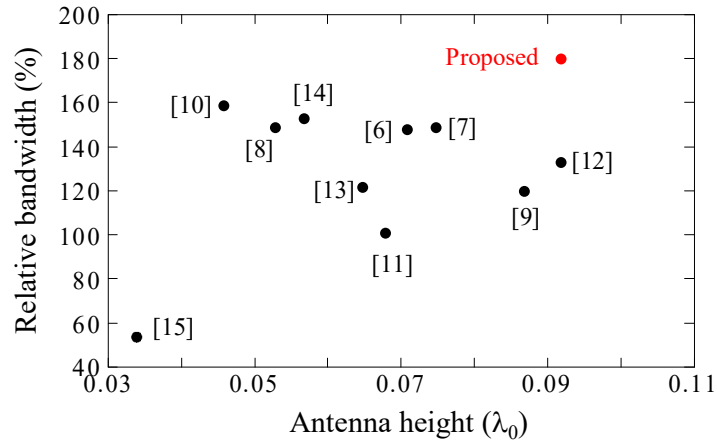
最後に、図 2.13 に提案アンテナと従来の低姿勢広帯域アンテナ[6]-[15]との比較を示す。なお、図 2.13 内の低姿勢広帯域アンテナはアンテナ軸のまわりに無指向性に近い放射(電界強度偏差の最大値が 5 dB 以下)を行う。動作周波数帯域幅に関しては、 $VSWR < 2$ 、即ち $S_{11} < -10$ dB 相当、をもとにして評価している。

図 2.13 より、提案アンテナは従来アンテナと比べて最も広い動作帯域幅を有することがわかる。提案アンテナは上部面積が最も小さい文献[12]より大きい上部面積を有しているが、動作帯域幅が広いという点において[12]に対して優位性をもつ。提案アンテナは文献[9]-[11]と同程度のアンテナ体積を有しているが、より広い動作帯域幅を実現しているという点で特徴がある。

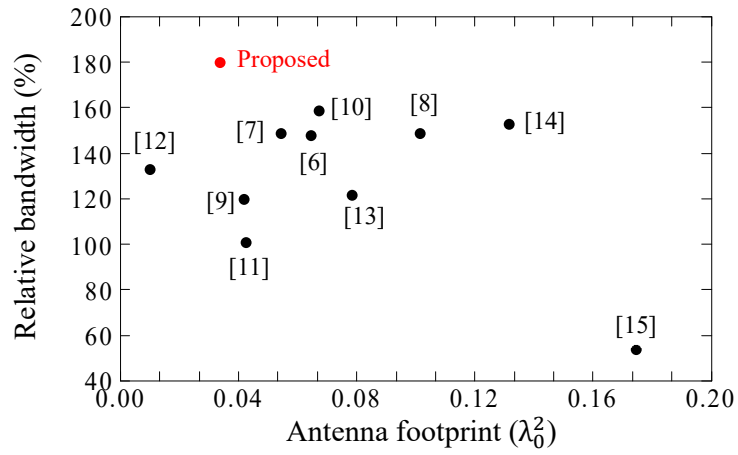
2.4 むすび

回転対称体(BOR)アンテナを利用した新しい超広帯域・低姿勢アンテナを提案した。アンテナは、次の 3 条件を達成している。①. 170%以上の超広帯域 $VSWR$ 特性。②. 下限周波数において $0.1\lambda_0$ 以下となる低姿勢アンテナ高。③. $0.05\lambda_0^2$ 以下の小形上部面積。

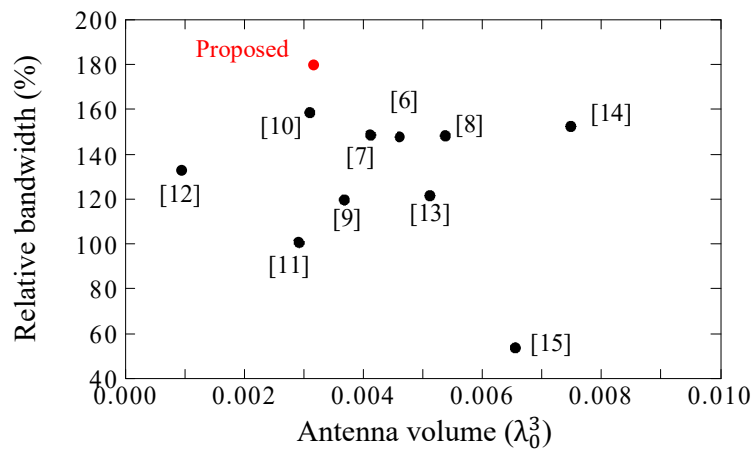
はじめに、給電 BOR 素子の周囲に 4 つの直線状寄生素子を配置した「4 アーム BOR アンテナ」を検討した。寄生素子の配置により、 $VSWR = 2$ となる下限周波数を BOR アンテナ単体の場合の 4.9 GHz から 4.0 GHz へと低減した。次に、4 アーム BOR アンテナの直線状寄生



(a) Antenna height vs relative bandwidth



(b) Antenna footprint vs relative band width



(c) Antenna volume vs relative bandwidth

図 2.13 低姿勢広帯域アンテナの比較.

Fig. 2.13 Comparison of low-profile wideband antennas.

素子を屈曲し、これにより、設計条件①を達成した。加えて、下限周波数におけるアンテナ上部面積を $0.05\lambda_0^2$ 以下へと縮小し、設計条件③を満たした。

その後、寄生素子を蛇行化したメアンダ 4 アーム BOR アンテナを提案した。下限動作周波数は 2.78 GHz へとさらに低減し、低アンテナ高に関する設計条件②を実現した。

最後に、アンテナを試作し、測定によりシミュレーション結果との合致を見出した。

参考文献

- [1] Y-W. Zhong, G-M. Yang, J-Y. Mo, and L-R. Zheng, “Compact circularly polarized archimedean spiral antenna for ultrawideband communication applications,” *IEEE Antennas and Propagation Letters*, vol. 16, pp. 129-132, 2017.
- [2] H. Nakano, K. Kikkawa, Y. Iitsuka, and J. Yamauchi, “Equiangular spiral antenna backed by a shallow cavity with absorbing strips,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 8, pp. 2742-2747, Aug. 2008.
- [3] H. Bukhari and K. Sarabandi, “Ultra-wideband printed slot antenna with graded index superstrate,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 10, pp. 5278-5282, Oct. 2013.
- [4] J. Zhao, D. Psychoudakis, C.-C. Chen, and J.L. Volakis, “Design optimization of a low-profile UWB body-of-revolution monopole antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 12, pp. 5578-5586, Dec. 2012.
- [5] A. Alipour and H. R. Hassani, “A novel omni-directional UWB monopole antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 12, pp. 3854-3857, Dec. 2008.
- [6] H. Nakano, H. Iwaoka, K. Morishita, and J. Yamauchi, “A wideband low-profile antenna composed of a conducting body of revolution and a shorted parasitic ring,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 4, pp. 1187-1192, April 2008.
- [7] H. Nakano, M. Takeuchi, and J. Yamauchi, “Low-profile wideband iCROSS antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 7, pp. 2824-2831, July 2016.
- [8] A. Elsherbini and K. Sarabandi, “Very low-profile top-loaded UWB coupled sectional loops antenna,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 800-803, 2011.
- [9] M. Koohestani, J.-F. Zurcher, A. A. Moreira, and A.K. Skrivervik, “A novel, low-profile, vertically-polarized UWB antenna for WBAN,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 4, pp. 1888-1894, April 2014.
- [10] K. Ghaemi and N. Behdad, “A low-profile, vertically polarized ultrawideband antenna with monopole-like radiation characteristics,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 8, pp. 3699-3705, Aug. 2015.

- [11] N. Nguyen-Trong, A. Piotrowski, T. Kaufmann, and C. Fumeaux, “Low-profile wideband monopolar UHF antennas for integration onto vehicles and helmets,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 6, pp. 2562-2568, June 2016.
- [12] A. A. Omar and Z. Shen, “A compact and wideband vertically polarized monopole antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 1, pp. 626-631, Jan. 2019.
- [13] W. Jeong, J. Tak, and J. Choi, “A low-profile IR-UWB antenna with ring patch for WBAN applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 1447-1450, 2015.
- [14] A. Liu and Y. Lu “A superwide bandwidth low-profile monocone antenna with dielectric loading,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 6, pp. 4173-4177, June 2019.
- [15] 松林一也, 道下尚文, 森下久, “低姿勢・広帯域な Y 字型構造を有する容量装荷型モノポールアンテナ,” *電子情報通信学会論文誌 B*, vol. J104-B, no. 1, pp. 23-31, Jan. 2021.
- [16] DASSULT SYSTEMS, “CST Studio Suite,” <http://www.cst.com>, Accessed on Sep. 2021.
- [17] J.D. Kraus, “*Antennas*,” 3rd edition, McGraw-Hill Inc., US., 2003.
- [18] 中野久松, 山内潤治, “線状アンテナの曲率効果についての一考察,” *電子情報通信学会論文誌 B*, vol. J60-B, no. 8, pp. 600-602, Aug. 1977.
- [19] 阿部智希, 蔡政霖, 山内潤治, 中野久松, “超広帯域メアンダ 4 アーム BOR アンテナ,” *電子情報通信学会論文誌 B*, vol. J104-B, no. 8, pp. 711-719, Aug. 2021.

This chapter is based on “Hyper-wideband meander four-arm BOR antenna” [19] by the same author, which appeared in “*IEICE Transactions on Communication B (Japanese)*”, Copyright(C) 2021 IEICE.

第3章 BOR 素子およびマッシュルーム形寄生素子から 成る広帯域・高利得ビーム走査アンテナ

3.1 まえがき

放射ビームの走査はレーダシステム、到来角推定などで用いられている[1]-[3]。放射ビームを走査する一つの方法として、フェーズドアレイ技術がある[4]。この場合、放射素子に装着した移相器により給電位相を変化させ、放射ビームを走査している。多数の移相器と信号処理装置を要するフェーズドアレイアンテナは高価であり、かつ複雑な設計を要する。

フェーズドアレイアンテナとは異なり、移相器を用いないビーム走査アンテナは安価であり、アンテナシステム全体の設計が容易であるという利点を有する。このため、これまでに多くの移相器を用いないビーム走査アンテナが提案されてきた[5]-[14]。図 3.1(a)においては、対称に配列された複数の素子のうち一つを給電し、他の素子が無給電状態にしている[5]。図 3.1(b)に示すビーム走査アンテナでは、中心素子を給電素子とし、周囲にある無給電素子(寄生素子)を接地板に対して開放または短絡のいずれかの状態としている[6]。図 3.1(c)および(d)に示すアンテナでは塩水および液体金属をそれぞれ用い、この量を制御することによりビーム走査を実現している[7][8]。上述のアンテナ[5]-[8]のビーム方向における利得はいずれも 10 dBi 以下と低い。

図 3.1(e)に示すビーム走査アンテナ[9]は[5]-[8]とは異なり、10 dBi 以上の高利得ビームの走査を可能としている。このアンテナは接地板の中心に配置された給電モノポール素子と周囲の寄生モノポール素子から構成されている。寄生モノポール素子に装荷されたバラクタダイオードに印加する電圧を制御し、バラクタダイオードの静電容量の値を変化させることにより、方位面内におけるビーム走査を達成している。最大放射方向における利得は約 12.5 dBi であるが、アンテナ高は約 0.25λ (λ は自由空間における波長)であり、比較的高いことがこのアンテナの使用用途を制限している。

車両、衛星などの移動体表面または部屋の天井に設置されるアンテナにおいては、低姿勢構造が要求される。この点から、文献[10]では図 3.1(f)に示す高利得・低姿勢ビーム走査アンテナが提案されている。このアンテナは開放円形導波路とその周囲に配置された無給電 T 字形モノポール素子から構成されている。スイッチング回路を用いて T 字形モノポール素子の接地板に対する状態を切り替えることにより、方位面内におけるビーム走査を達成している。アンテナ高は約 0.18λ と低い。最大利得は約 10 dBi と高利得である。しかしながら、動作周波数帯域幅は約 6%と狭いため、使用用途が制限されている。

以上の背景から、本章では低姿勢構造を有し、従来以上の広い帯域にわたって動作する

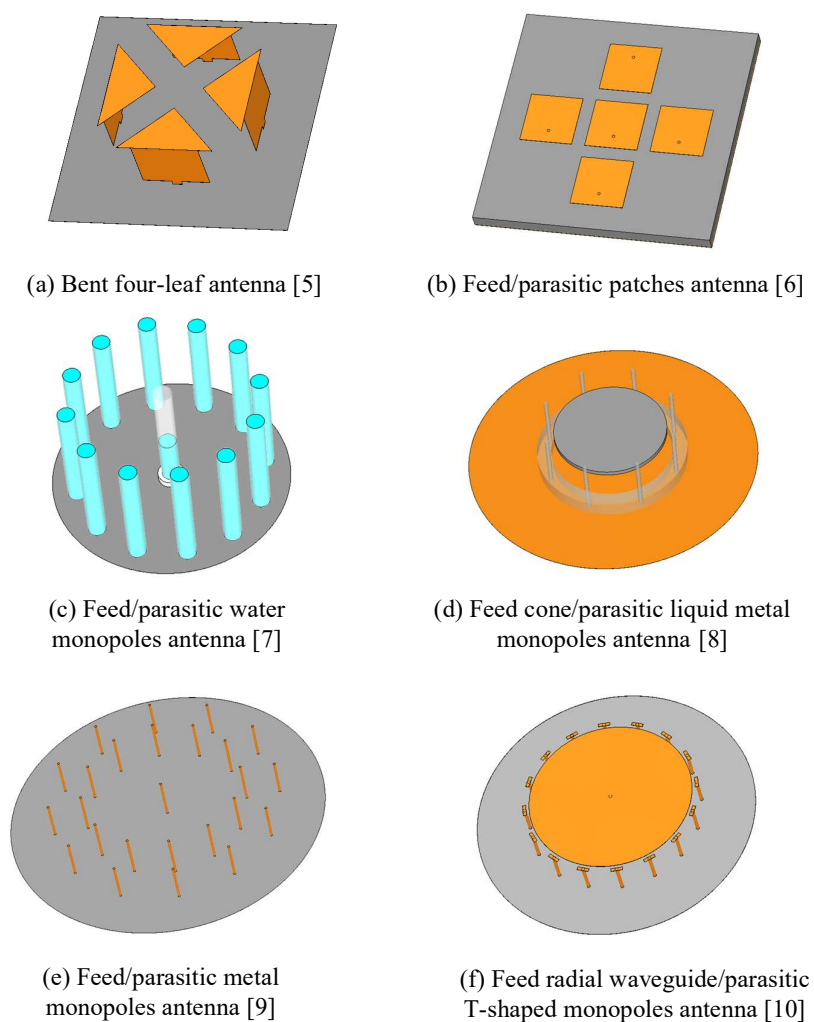


図 3.1 移相器を用いない従来のビーム走査アンテナの例.

Fig. 3.1 Examples of conventional beam-steering antennas without phase shifter.

高利得ビーム走査アンテナを提案する. 提案するアンテナは前章において示した給電回転対称体(BOR)素子[15]-[17]と無給電マッシュルーム形素子から成りたっている. 提案アンテナは以下の4つの項目を達成するように設計される.

1. 移相器を用いずに放射ビームを方位面内全体にわたって走査すること.
2. ビーム方向において 10 dBi 以上の利得を有すること.
3. 30%以上の帯域にわたって 10 dBi 以上の利得を有すること.
4. 10 dBi 以上の利得が得られる低動作周波数においてアンテナ高が 0.15λ 以下と低姿勢であること.

本章の目的は, 上記 1-4 を満たすことにより, 車載および飛翔体等の移動体通信への潜在的な要求に応えることである.

本章は5つの節から構成されている。第2節では本章において用いるBOR素子の特性について述べる。第3節では給電BOR素子及びその周囲に配列された無給電マッシュルーム形素子から構成されるアンテナを提案し、放射特性をシミュレーションする。第4節ではシミュレーション結果を検証するために、アンテナを試作し測定を行う。第5節で得られた結果を要約する。本章におけるシミュレーションには有限要素法電磁界解析ソフトウェア[18]を用いている。シミュレーションにおいては、放射素子、接地板および無給電マッシュルーム形素子を完全導体と近似している。

3.2 BOR 素子の特性

ビーム走査アンテナを実現するための準備として、本節において回転対称体(BOR)素子の特性を明示する。BOR素子の構造を図3.2に示す。高さ H を有する金属BOR素子を直径 D_{GP} の接地板(GP)上の中心に配置している。BOR素子の最上点 $P(x_p, 0, z_p)$ と最下点 $Q(0, 0, z_Q)$ を結ぶ母線関数を前章と同じ式(1)および(2)によって定義する[15]。

$$x = x_p + \{1 - e^{[t(z_p - z)]}\}x_0 \quad (1)$$

ただし

$$t = \ln \left(\frac{1 + \frac{x_p}{x_0}}{z_p - z_Q} \right), \quad (2)$$

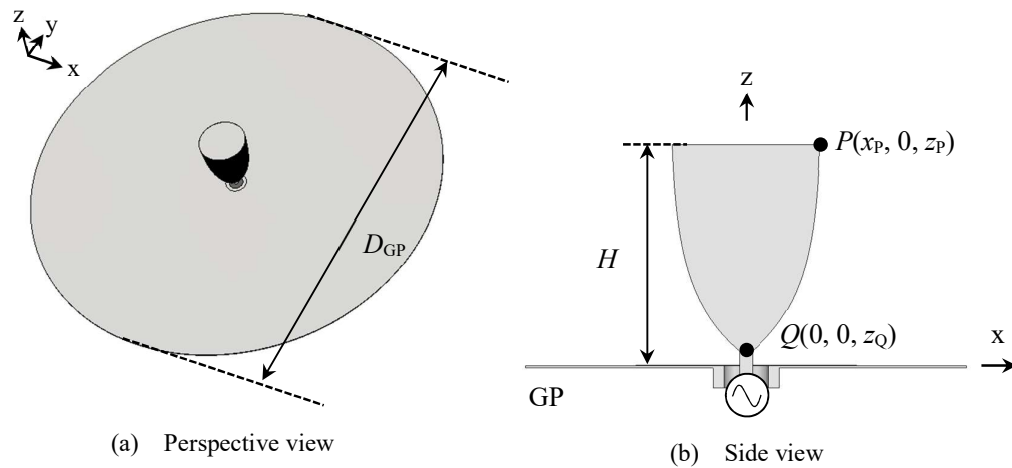


図 3.2 BOR 素子の構造.

Fig. 3.2 Configuration of a BOR element.

ここで, x_0 は定数である. BOR 素子の最下点 Q を給電同軸ケーブルの内部導体と接続している.

図 3.3 は BOR 素子の電圧定在波比(VSWR)の周波数応答を示している. $VSWR < 2$ の下限周波数 f_L は 5.3 GHz である. この下限周波数 f_L は主として高さ H の値によって決まり, H の増加に伴い, 低域に移動する. 使用パラメータを表 3.1 に示す. 4.0-12.0 GHz にわたるシミュレーション結果によれば, VSWR は 70%以上の広帯域特性を有する. 図 3.4 は下限周波数 5.3 GHz における放射パターンを示している. BOR 素子は, z 軸に対して対称であるため, 方位面内において無指向性放射特性を有する. 利得は約 4.0 dBi であり, 仰角面内における最大放射方向 $\theta_{\max}$ は 48° である.

表 3.1 BOR 素子の構造パラメータ.

Table 3.1 Parameters for a BOR element.

Symbol	Value	Symbol	Value
$H = z_P$	10 mm	D_{GP}	152 mm
x_P	3.35 mm	x_0	0.1
z_Q	0.42 mm		

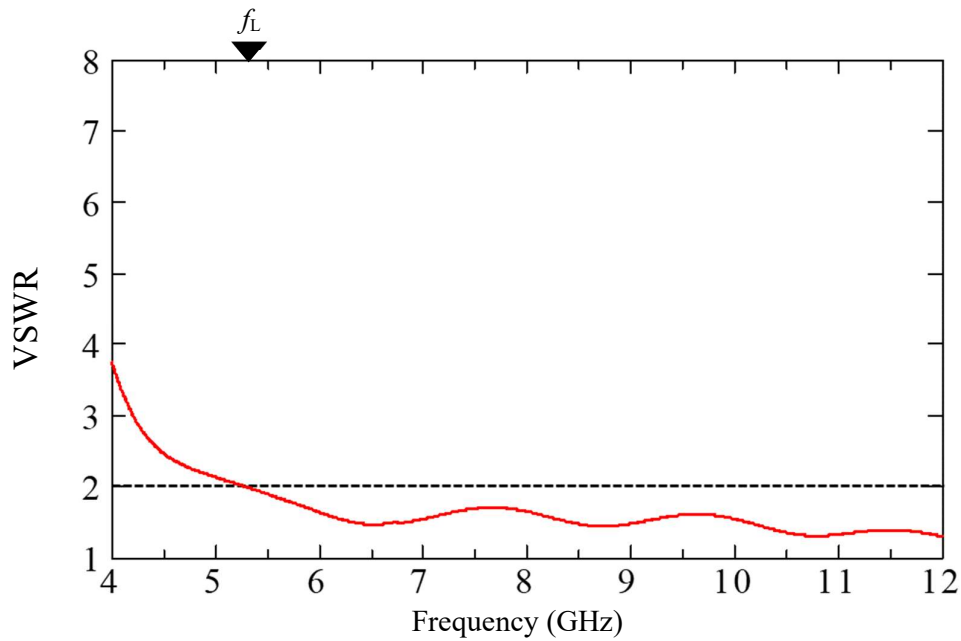


図 3.3 BOR 素子の VSWR の周波数応答.

Fig. 3.3 Frequency response of the VSWR of the BOR element.

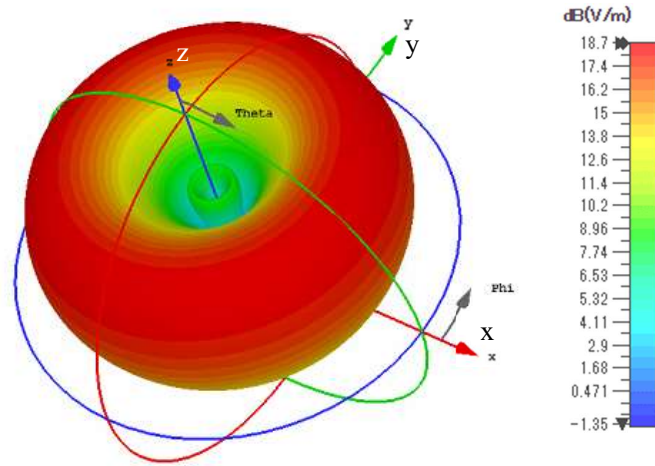


図 3.4 下限周波数 $f_L = 5.3$ GHz における BOR 素子の三次元放射パターン.

Fig. 3.4 3D radiation pattern for the BOR element at $f_L = 5.3$ GHz.

3.3 BOR 素子およびマッシュルーム形寄生素子を使用したアンテナ

システム

3.3.1 BOR 一列マッシュルームアンテナシステム

図 3.5 は本項で検討するビーム走査アンテナを示している. 方位面内全体にわたるビーム走査のために, 図 3.2 で示した BOR 素子の周囲にマッシュルーム形寄生素子(MushPE)を配置している. MushPE は原点を中心とする半径 r_p の円周上に配列されている. その個数を 16 とする. すべての MushPE は直径 $D_p (= 6.5 \text{ mm})$ の上部円形導体板と直径 $2r_{\text{via}} (= 0.6 \text{ mm})$ の垂直導体ピンによって構成されている. その高さ H は $10.0 \text{ mm} = 0.18\lambda_{5.3}$ ($\lambda_{5.3}$ は $f_L = 5.3 \text{ GHz}$ における自由空間波長)である.

MushPE の各パラメータを以下のように決定している. ①高さ H を BOR 素子と同じ値に揃える. ② $H + D_p/2$ が下限周波数 f_L 周辺において 0.25 波長となるように直径 D_p を決定する. ③垂直導体ピンの直径 $2r_{\text{via}}$ を下限周波数 f_L 周辺において $\text{VSWR} = 2$ 以下となるように最適化する. MushPE の垂直導体終端は接地板に対し, 開放または短絡のいずれかとなる. このアンテナシステムを BOR 一列マッシュルームアンテナシステム(BOR・1Rw-Mush)とよぶ.

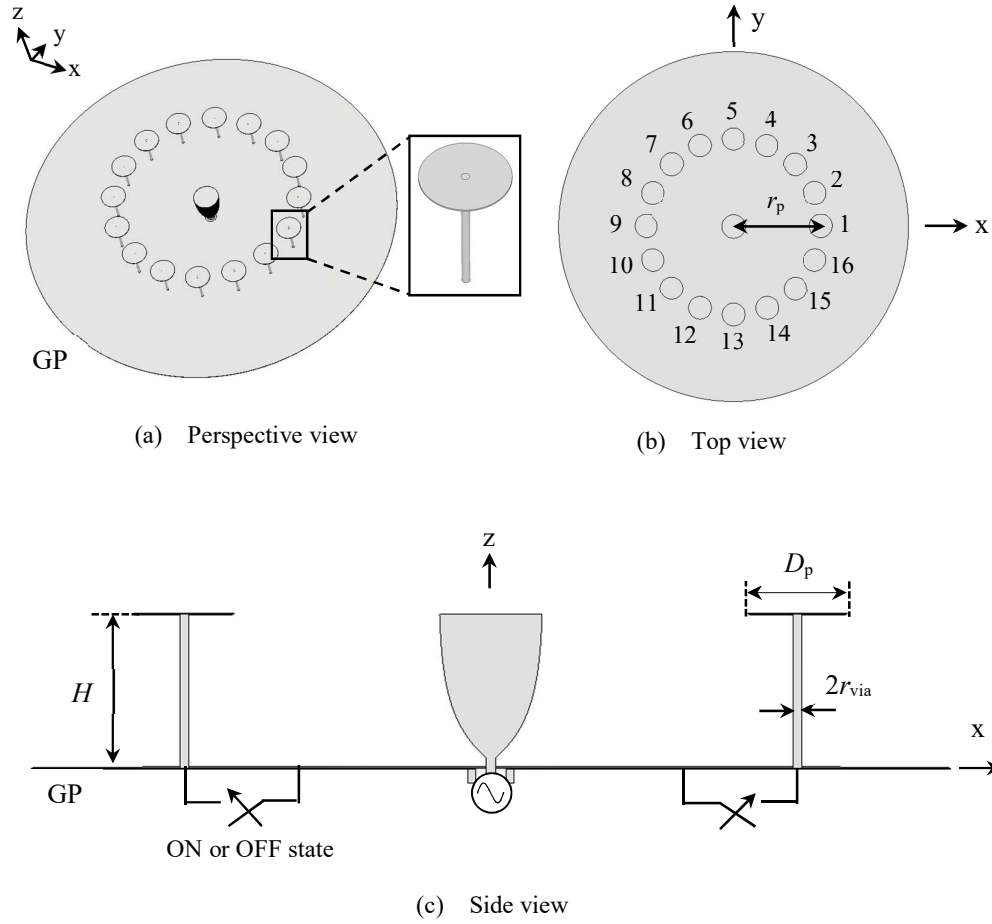


図 3.5 BOR 一列マッシュルームアンテナシステム.

Fig. 3.5 BOR • one-row mushroom antenna system (BOR • 1Rw-Mush)

3.3.2 開放する寄生素子の個数 N_{op} 特性

本項では接地板に対して開放する MushPE の個数 N_{op} が放射界に与える影響を考察する. 表 3.2 に N_{op} の値に対応する MushPE の末端状態を示す. S は短絡状態, O は開放状態を示している. $N_{op} = 0$ はすべての MushPE を接地板に対し短絡した状態である. $N_{op} = 7$ は図 3.5(b) に示す(1, 2, 3, 4, 14, 15, 16)の MushPE を開放し, その他残りの MushPE を短絡した状態である. $N_{op} = 16$ はすべての MushPE を接地板に対し開放した状態である.

図 3.6 は仰角面内における最大放射方向 θ_{max} 面内の放射パターンを示している. ここで, 図 3.6(a)内の $\phi(\theta = 31^\circ)$ は, 仰角面内における最大放射方向が 31° であり, この面内において方位角 ϕ を変化させたことを意味する. 原点から MushPE までの動径距離 r_p を $24 \text{ mm} = 0.42\lambda_{5.3}$ としている. 赤の実線は電界の θ 方向成分 E_θ を表している. 交差電界 E_ϕ 成分(青の破

表 3.2 MushPE 末端の状態

Table 3.2 State of end point for MushPE.

O ... Open S ... Short

MushPE N_{op}	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
0	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S
1	O	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S
3	O	O	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S	O
5	O	O	O	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S	S	O	O
7	O	O	O	O	S	S	S	S	S	S	S	S	S	O	O	O
9	O	O	O	O	O	S	S	S	S	S	S	S	O	O	O	O
11	O	O	O	O	O	O	S	S	S	S	S	O	O	O	O	O
13	O	O	O	O	O	O	O	S	S	S	O	O	O	O	O	O
15	O	O	O	O	O	O	O	O	S	O	O	O	O	O	O	O
16	O	O	O	O	O	O	O	O	O	O	O	O	O	O	O	O

線)は-20 dB 以下であるため、図 3.6 には現れていない。

図 3.6 からわかるように、 N_{op} を適切に選択することにより、BOR 素子の無指向性ビームは指向性ビームへと変化する。この場合、短絡状態の MushPE は反射器として動作している。他方、開放状態 MushPE による放射への影響は小さい。設計条件である 10 dBi 以上の利得が得られる周波数帯域内において、開放状態 MushPE による利得への影響は 0.3 dB 以下である。 $N_{op} = 3, 5, 7, 9$ のとき、放射界は方位面内において先鋭化され、後方放射は減少している。 $N_{op} = 7$ のとき、利得は最大値約 10.7 dBi となる。

3.3.3 MushPE の動径距離 r_p についての特性

本項では原点から MushPE までの動径距離 r_p の放射特性への影響を考察する。図 3.7 に r_p を変化した場合の利得の周波数応答を示す。前節の結果から、 $N_{op} = 7$ としている。いずれの場合も、最大利得は r_p が使用波長の 0.4 倍となる周波数の周辺で生じている。他方、いずれの場合も、最小利得は r_p が使用波長の約 0.55 倍となる周波数の周辺で生じている。 $r_p = 24$ mm および 30 mm のときの、代表的な仰角面内放射パターンを図 3.7 に挿入している。最大利得が得られる周波数においては、+x 方向への指向性ビームが得られている。他方、利得が最小となる周波数においては、放射パターンは双方向性となっている。 $r_p = 18$ mm および 24 mm のとき、BOR 素子の下限周波数 $f_L = 5.3$ GHz において 10 dBi 以上の利得が得られ、本章における条件 2 を満たす。しかしながら、10 dBi 以上の利得が得られる周波数比帯域幅は r_p

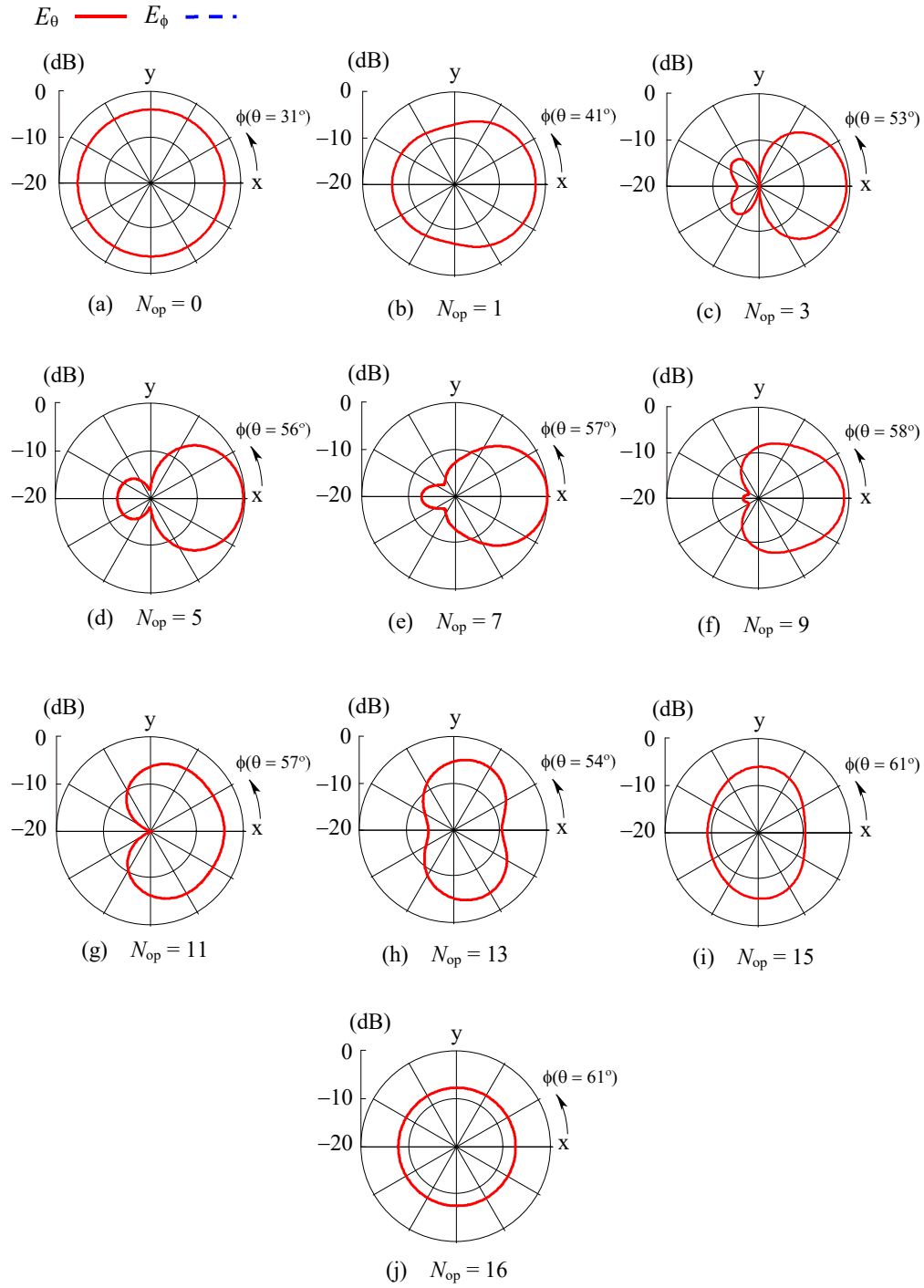


図 3.6 BOR 一列マッシュルームアンテナシステムの方位面内放射パターン，
ただし，周波数 $f_L = 5.3$ GHz，動径距離 $r_p = 24$ mm $= 0.42\lambda_{5.3}$.

Fig. 3.6 Radiation pattern for the BOR • 1Rw-Mush in the azimuth plane,

where $f_L = 5.3$ GHz and $r_p = 24$ mm $= 0.42\lambda_{5.3}$.

= 18 mm および 24 mm の場合において、それぞれ約 26%、約 28%であり、この段階においては本章における条件 3 を満たしていない。なお、仰角面内最大放射方向 $\theta_{\max}$ は動径距離 r_p の値、あるいは周波数によってわずかに変化し、10 dBi 以上の利得が得られる帯域内における $\theta_{\max}$ の最大値は 63° 、最小値は 52° である。

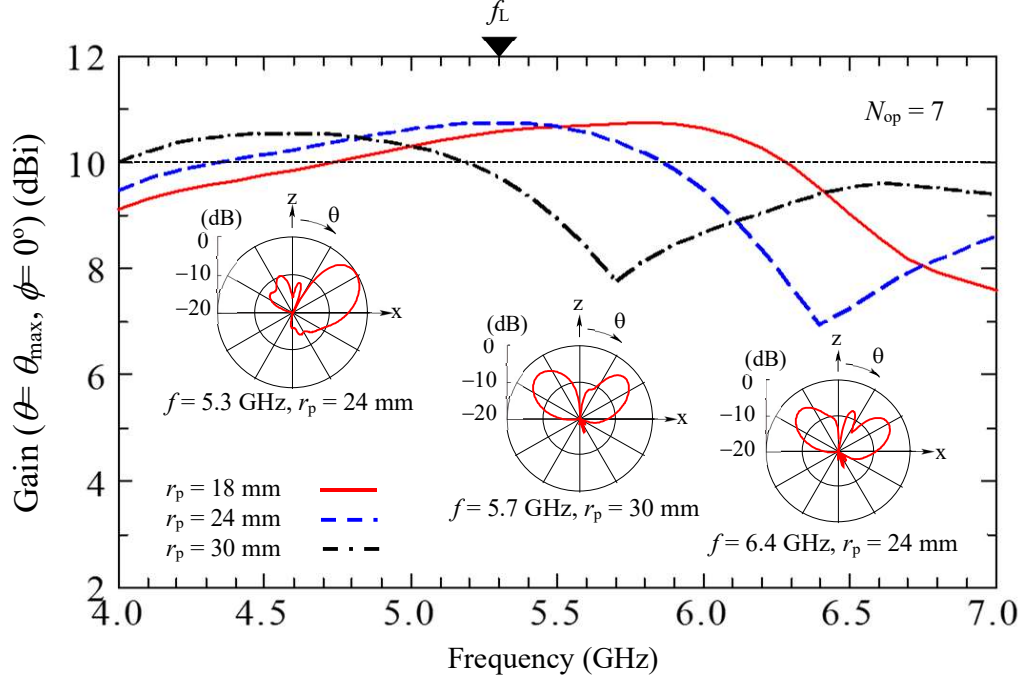


図 3.7 最大利得の動径距離 r_p 特性.

Fig. 3.7 Radial distance r_p characteristic of the maximum gain.

3.3.4 BOR 二列マッシュルームアンテナシステム

本項では条件 3 を満たすように検討する。このために、図 3.8 に示す二列のマッシュルームアンテナシステムを考察する。このアンテナを BOR 二列マッシュルームアンテナシステム(BOR・2Rw-Mush)とよぶ。原点から一列目(内側)までの動径距離を r_{p-in} (= 18.0 mm)とし、円周上に 8 個の MushPE を配列している。原点から二列目(外側)までの動径距離を r_{p-out} (= 30.0 mm)とし、円周上に 8 個の MushPE を配列している。なお、これらの動径距離は図 3.7 の結果をもとに選んでいる。MushPE の番号付けは BOR・1Rw-Mush と同じである。表 3.2 に MushPE 末端の短絡、開放状態を定義する。なお、内側の MushPE 16 個、外側の MushPE 16 個とした場合、設計条件である 10 dBi 以上の利得が得られるが、下限周波数 f_L 周辺において VSWR は 2 以上へと悪化する。本章では、VSWR が 2 以下となるように、MushPE の個数を最適化し、内外側それぞれ 8 個にしている。

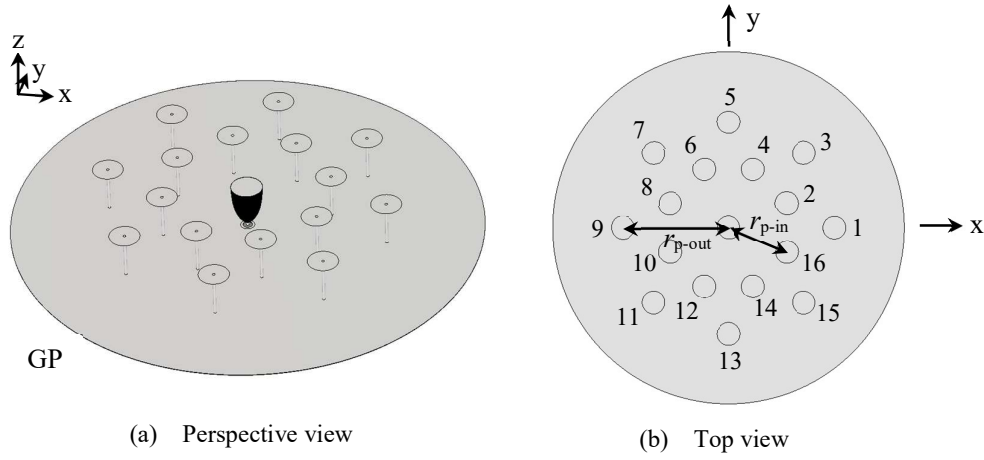


図 3.8 BOR 二列マッシュルームアンテナシステム.

Fig. 3.8 BOR • two-row mushroom antenna system (BOR • 2Rw-Mush)

図 3.9 に N_{op} を変化させた場合の BOR 素子の下限周波数 5.3 GHz における方位面内放射パターンを示す. BOR • 1Rw-Mush と同じように, $N_{op}=7$ のとき, 利得は最大値約 10.7 dBi をとり, 条件 2 を満たす.

$N_{op}=7$ のときの BOR • 2Rw-Mush の最大放射方向における利得の周波数応答を図 3.10 に示す. BOR • 1Rw-Mush に比べ, 利得が広帯域化されている. 10 dBi 以上の利得が得られる周波数比帯域幅は約 45%(4.02 – 6.36 GHz)であり, 条件 3 を満たしている. このことは, 内側の MushPE が高周波数領域で動作し, 外側の MushPE が低周波数領域で動作することに起因している. これを明示するために, 図 3.11 に BOR 素子周辺の磁界強度分布を示す. 図 3.11(a) は設計条件である 10 dBi 以上の利得が得られる低周波数 4.02 GHz, 図 3.11(b)は高周波数 6.36 GHz における磁界強度分布を示している. 4.02 GHz の場合, 6.36 GHz の場合に比べ, 短絡している外側の MushPE(5, 7, 9, 11, 13)上の磁界強度が大きい. 他方, 6.36 GHz の場合, 4.02 GHz の場合に比べ, 短絡している内側の MushPE(6, 8, 10, 12)上の磁界強度が大きい. 即ち, 内側の MushPE が高周波数領域で動作し, 外側の MushPE が低周波数領域で動作しているといえる. 10 dBi 以上の利得が得られる帯域内において, 仰角面内最大放射方向は $\theta_{max} = 58^\circ \pm 3^\circ$ である. 4.02 GHz におけるアンテナ高は約 0.13 波長であり, 条件 4 を満たしている.

次に, $N_{op}=7$ を一組としてこの一団の位置を方位方向に変化させる. このときの MushPE 末端の状態(State)を表 3.3 に示す. 図 3.9(e)に示されているように, State 1 のときビーム方向の方位面角は, $\phi=0^\circ(+x$ 軸)である. State 2 のとき, ビーム方向の方位面角は $\phi=45^\circ$ となり, State 3 のとき, $\phi=90^\circ$ となる. 同様に, State 4, 5, ..., 8 の状態にすることによりビーム方向の方位面角は 45° ずつずれる. BOR • 2Rw-Mush の構造は z 軸に対して対称である. したがって, State 2-8 において, ビーム方向の方位面角を除く利得, 放射パターン, VSWR 等のアンテナ

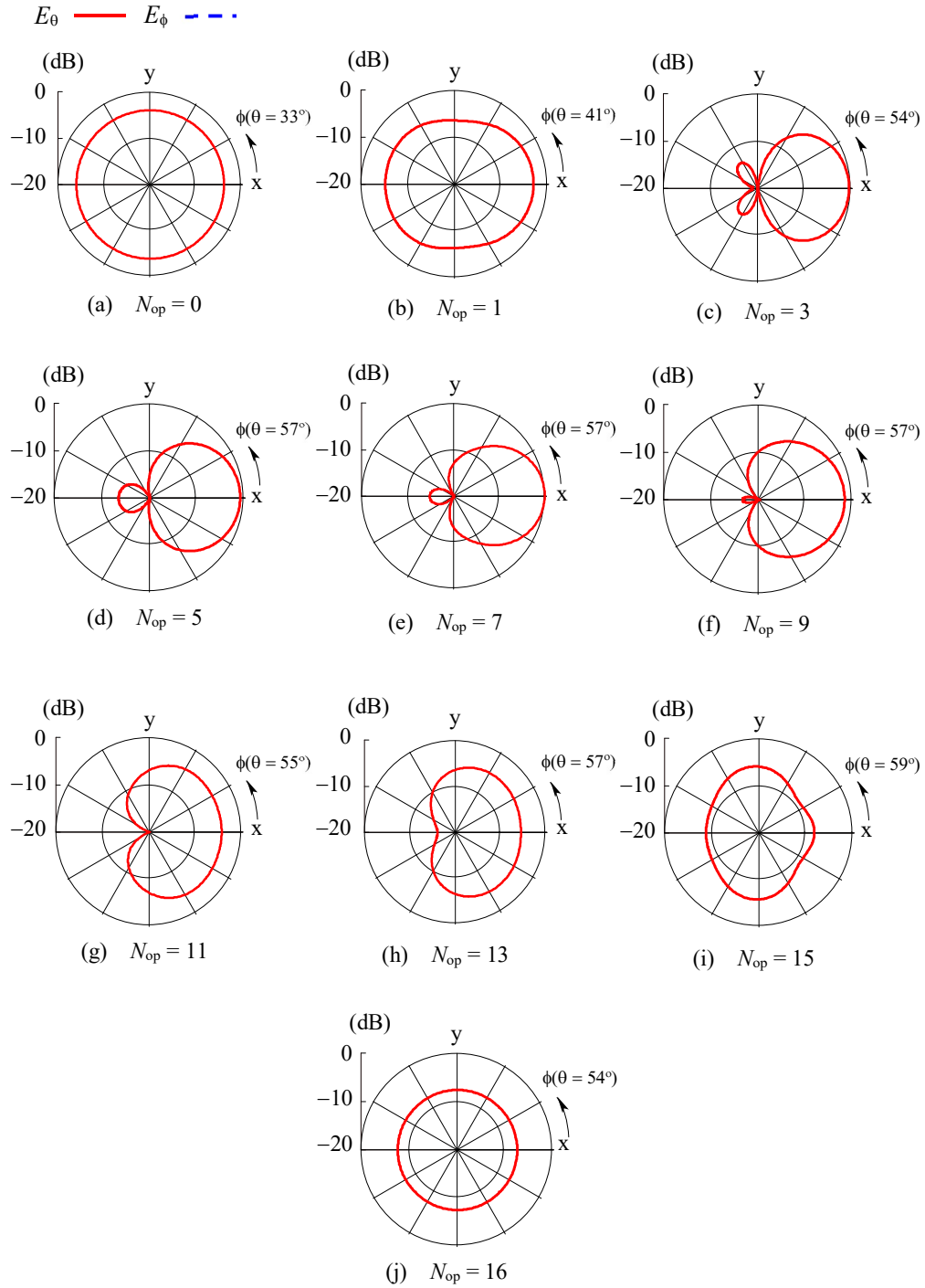


図 3.9 BOR 二列マッシュルームアンテナシステムの方位面内放射パターン,
ただし, 周波数 $f_L = 5.3$ GHz, 動径距離 $r_{\text{p-in}} = 18$ mm $= 0.32\lambda_{5.3}$, $r_{\text{p-out}} = 30$ mm $= 0.53\lambda_{5.3}$.

Fig. 3.9 Radiation pattern for the BOR · 2Rw-Mush in the azimuth plane,
where $f_L = 5.3$ GHz, $r_{\text{p-in}} = 18$ mm $= 0.32\lambda_{5.3}$, and $r_{\text{p-out}} = 30$ mm $= 0.53\lambda_{5.3}$.

特性は State 1 と同一のものとなる．つまり，BOR・2Rw-Mush は特性再生可能アンテナである．

周波数 $f_L = 5.3 \text{ GHz}$ における方位面内のビームの軌跡を図 3.12 に示す．隣接するビーム交点強度は約 -1.1 dB であり，方位面内において無指向性に近い放射界軌跡が得られている．これにより方位面内全体のビーム走査が達成され，条件 1 が満たされる．なお，仰角面内における最大放射方向は $\theta_{\max} = 57^\circ$ と一定である．

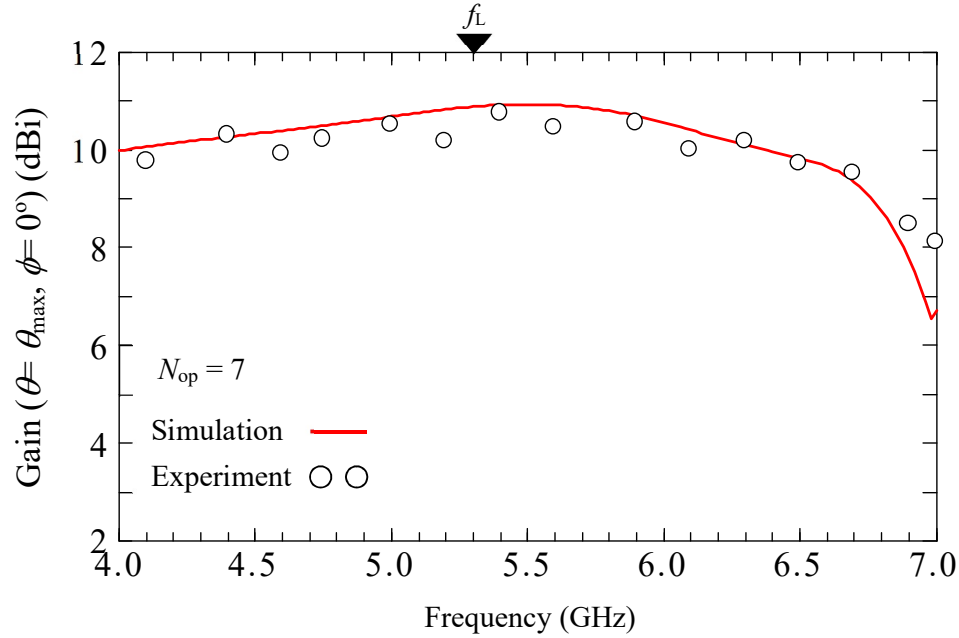


図 3.10 BOR 二列マッシュルームアンテナシステムのビーム方向における利得の周波数応答．

Fig. 3.10 Frequency response of the gain for the BOR・2Rw-Mush in the beam direction.

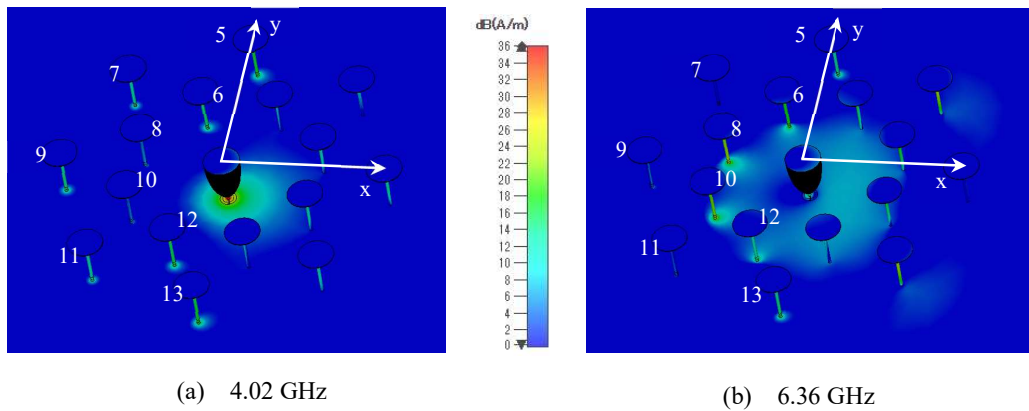


図 3.11 BOR 素子周辺の磁界強度分布，ただし， $N_{\text{op}} = 7$ ．

Fig. 3.11 Magnetic field distribution around the BOR element, where $N_{\text{op}} = 7$.

表 3.3 ビーム走査時の MushPE 末端の状態.

Table 3.3 State of MushPEs for beam-steering.

O ... Open S ... Short

MushPE State	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
State 1	O	O	O	O	S	S	S	S	S	S	S	S	S	O	O	O
State 2	O	O	O	O	O	O	S	S	S	S	S	S	S	S	S	O
State 3	S	O	O	O	O	O	O	O	S	S	S	S	S	S	S	S
State 4	S	S	S	O	O	O	O	O	O	O	S	S	S	S	S	S
State 5	S	S	S	S	S	O	O	O	O	O	O	O	S	S	S	S
State 6	S	S	S	S	S	S	S	O	O	O	O	O	O	O	S	S
State 7	S	S	S	S	S	S	S	S	S	O	O	O	O	O	O	O
State 8	O	O	S	S	S	S	S	S	S	S	S	O	O	O	O	O

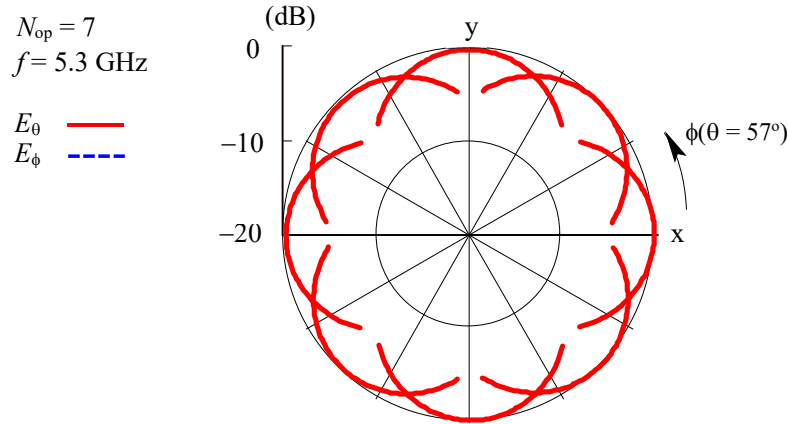


図 3.12 BOR 二列マッシュルームアンテナシステムの方位面内におけるビームの軌跡.

Fig. 3.12 Locus of the radiation beam from the BOR · 2Rw-Mush in the azimuth plane.

3.4 実験検討

前節において設計条件 1-4 がシミュレーション上満たされた. 本節ではアンテナを試作しシミュレーション結果の妥当性を確認する. 図 3.13 に試作した BOR · 2Rw-Mush を示す. 前節の結果から, $N_{\text{op}} = 7$ としている. 代表例として, 表 3.3 の State 1 を遂行する. 試作アンテナ

ナでは, MushPE 末端を接地板へ接続することにより短絡状態を実現している. 他方, MushPE 末端と接地板の間に 0.5 mm の空隙を設けることにより開放状態を実現している. 開放状態の MushPE を発泡スチロールによって支持している. なお, 電子的にビームを走査する場合, 文献[10]に示されているスイッチング回路を用いる. これにより, MushPE の開放,

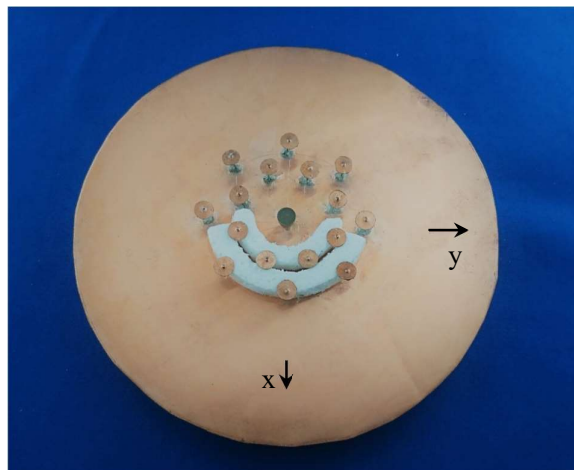


図 3.13 試作 BOR 二列マッシュルームアンテナシステム.

Fig. 3.13 Fabricated BOR • 2Rw-Mush antenna system.

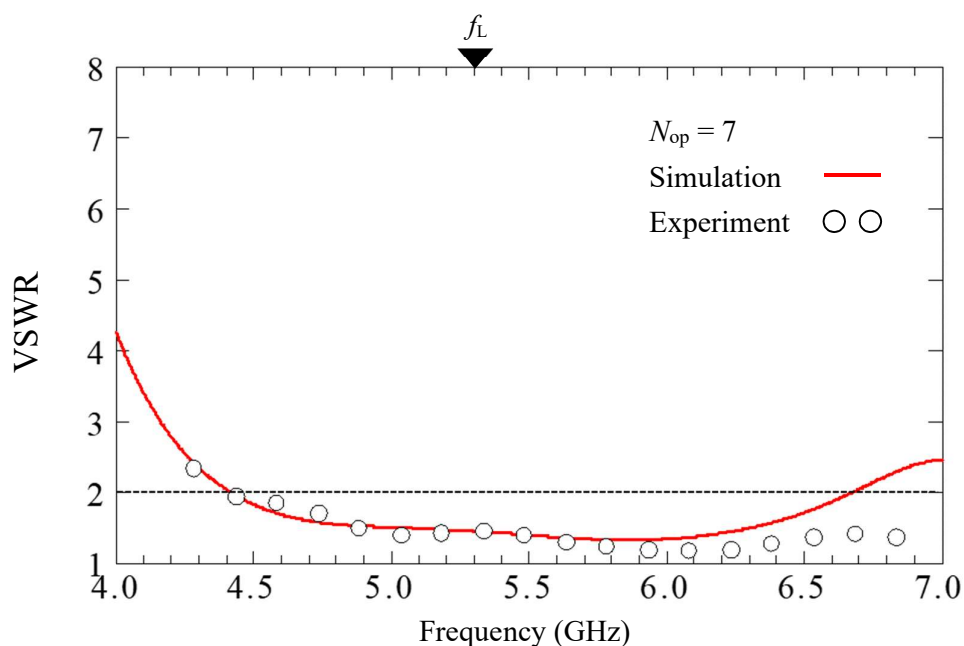


図 3.14 BOR 二列マッシュルームアンテナシステムの VSWR の周波数応答.

Fig. 3.14 Frequency response of the VSWR for BOR • 2Rw-Mush antenna system.

短絡の状態を切り換え、ビームの放射方向を電子的に変化させることが可能となる。

図 3.10 に利得の周波数応答の実験結果を追加している。実験結果とシミュレーション結果はよく一致しており、広帯域にわたって高い利得が得られている。

図 3.14 に VSWR の周波数応答を示す。約 41% (4.41-6.68 GHz)の帯域にわたって 2 以下の

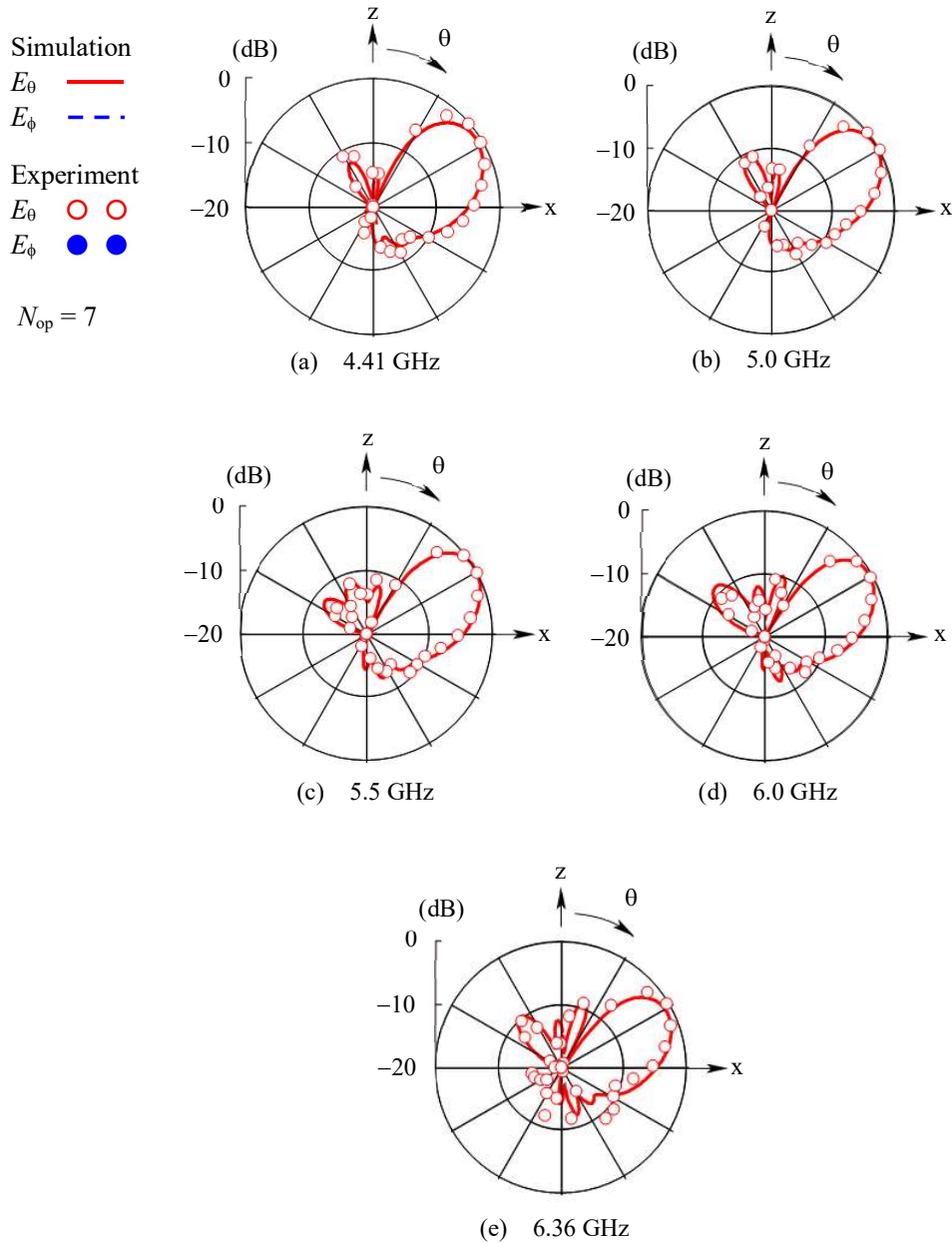


図 3.15 BOR 二列マッシュルームアンテナシステムの仰角面内における放射パターン。

Fig. 3.15 Radiation pattern for the BOR · 2Rw-Mush antenna system in the elevation plane.

VSWR が得られている. 実験結果はシミュレーション結果を確認している. $VSWR < 2$ および 10 dBi 以上の利得が同時に得られる帯域幅は実験において約 33% (4.62-6.44 GHz)であり, これはシミュレーション値約 36% (4.41-6.36 GHz)に極めて近い.

VSWR 帯域および利得帯域が重複する帯域内における仰角面内放射パターンを図 3.15 に示す. すべての周波数において, +x 方向にチルトビームが形成されている. -x 方向のサイドローブは小さく, -8 dB 以下である.

提案アンテナの優位性を明示するために, 表 3.4 に BOR・2Rw-Mush と他の移相器を用いないビーム走査アンテナとの比較を示す. BOR・2Rw-Mush はアンテナ高が 0.15λ より低いアンテナの中で最も高利得, 広帯域であることがわかる.

表 3.4 位相器を用いないビーム走査アンテナの比較.

Table 3.4 Comparison of beam-steering antennas without phase shifter.

	Antenna height	Maximum gain	Impedance bandwidth	Number of beams
[5]	0.18λ	6.2 dBi	> 40%	4
[7]	0.36λ	5.8 dBi	37%	12
[8]	0.23λ	6.7 dBi	45%	8
[9]	0.25λ	12.5 dBi	16%	12
[10]	0.18λ	10.0 dBi	6%	16
[11]	0.12λ	6.5 dBi	20%	12
[12]	0.03λ	8.6 dBi	< 10%	4
[13]	0.10λ	5.3 dBi	6%	4
[14]	0.05λ	9.1 dBi	6%	4
BOR・ 2Rw-Mush	0.13λ	11.0 dBi	41%	8

3.5 むすび

BOR 素子およびマッシュルーム形寄生素子から構成されるビーム走査アンテナを提案してきた. このアンテナは以下の 4 つの条件を満たすように設計されている.

1. 移相器を用いずに放射ビームを方位面内全体にわたって走査できること.
2. ビーム方向において 10 dBi 以上の利得を有すること.
3. 30%以上の帯域にわたって 10 dBi 以上の利得を有すること.

4. 10 dBi 以上の利得が得られる低動作周波数においてアンテナ高が 0.15λ 以下と低姿勢であること.

本章では, はじめに BOR 素子の特性をシミュレーションにより得ている. シミュレーション結果は, BOR 素子が広帯域にわたり低 VSWR 特性を有し, 方位面内において無指向性放射特性を持つことを示している. 次に, この結果に基づき, BOR 素子の周囲に 16 個のマッシュルーム形寄生素子を円形に配列し, BOR 一列マッシュルームアンテナシステムを構築した. 接地板に対し開放する寄生素子の個数 $N_{op} = 3, 5, 7, 9$ のとき, 方位面内において指向性ビームが得られる. このとき, 条件 1 および 2 を満たしている. しかしながら, 利得に関する条件 3 を満たしていないことを見出した.

そこで, 条件 3 を満たすように, マッシュルーム形寄生素子の配列を二列構造へと変化した. このアンテナを BOR 二列マッシュルームアンテナシステムとよぶ. 10 dBi 以上の利得が得られる周波数比帯域幅は広帯域化され, その結果, 条件 3 を満たす. アンテナ高は低動作周波数(4.02 GHz)において約 0.13 波長であり, 条件 4 を満たしている. 動作周波数領域内における後方放射は -8 dB 以下と小さい.

最後に, アンテナを試作し, 測定を行った. 測定結果はシミュレーション結果に一致し, シミュレーションの妥当性が確認された.

参考文献

- [1] J. Yu, W. Jiang, and S. Gong, “Low-RCS beam-steering antenna based on reconfigurable phase gradient metasurface,” IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 18, no. 10, pp. 2016-2020, Oct. 2019.
- [2] H. Zhou, A. Pal, A. Mehta, H. Nakano, A. Modigliana, T. Arampatzis, and P. Howland, “Reconfigurable phased array antenna consisting of high-gain high-tilt circularly polarized four-arm curl elements for near horizon scanning satellite applications,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 17, no. 12, pp. 2324-2328, Dec. 2018.
- [3] L. Kulas, “Simple 2-D direction-of-arrival estimation using an ESPAR antenna,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 16, pp. 2513-2516, 2017.
- [4] J. S. Herd and M. D. Conway, “The evolution to modern phased array architectures,” Proceedings of the IEEE, vol. 104, no. 3, pp. 519-529, March 2016.
- [5] H. Nakano, Y. Ogino, and J. Yamauchi, “Bent four-leaf antenna,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 10, pp. 223-226, 2011.
- [6] 村田雄基, 山内潤治, 中野久松, “ビーム走査アンテナ,” 電子情報通信学会総合大会, pp. B-1-155, 大阪, 2005年3月.
- [7] L. Xing, J. Zhu, Q. Xu, D. Yan, and Y. Zhao, “A circular beam-steering antenna with parasitic water reflectors,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 18, no. 10, pp. 2140-2144, Oct. 2019.

- [8] X. Bai, M. Su, Y. Liu, and Y. Wu, "Wideband pattern-reconfigurable cone antenna employing liquid-metal reflectors," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 5, pp. 916-919, May 2018.
- [9] H. Scott and V. F. Fusco, "360° electronically controlled beam scan array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 1, pp. 333-335, Jan. 2004.
- [10] H. Nakano, Y. Kameta, T. Kawano, A. Mehta, A. Pal, A. Skippins, and J. Yamauchi, "Antenna system composed of T-shaped elements coupled to an open radial waveguide," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 2, pp. 550-563, Feb. 2018.
- [11] H. Liu, S. Gao, and T. H. Loh, "Compact dual-band antenna with electronic beam-steering and beamforming capability," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 1349-1352, 2011.
- [12] W. Zhang, A. Pal, A. Mehta, D. Mirshekar-Syahkal, and H. Nakano, "Low profile pattern-switchable multibeam antenna consisting of four L-shaped microstrip lines," *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 12, no. 11, pp. 1846-1851, 2018.
- [13] C. Kittiyapunya and M. Krairiksh, "A four-beam pattern reconfigurable Yagi-Uda antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 12, pp. 6210-6214, Sept. 2013.
- [14] A. Pal, A. Mehta, D. Mirshekar-Syahkal, and H. Nakano, "Low-profile steerable loop antenna with capacitively coupled feeds," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 873-876, 2012.
- [15] H. Nakano, M. Takeuchi, K. Takeuchi, and J. Yamauchi, "Extremely low-profile BOR-SPR antenna with stop bands," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 6, pp. 2883-2890, June 2014.
- [16] H. Nakano, M. Takeuchi, and J. Yamauchi, "Low-profile wideband iCROSS antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 7, pp. 2824-2831, July 2016.
- [17] H. Nakano, K. Morishita, and J. Yamauchi, "Extremely wide-band, low-profile BOR-SPR antenna," *International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, pp. 20-23, Chiba, Japan, March 2008.
- [18] DASSAULT SYSTEMS, "CST STUDIO SUITE," <http://www.cst.com>, Accessed on Sep. 2021.
- [19] 阿部智希, 山内潤治, 中野久松, "BOR 素子及びマッシュルーム形寄生素子から成る広帯域・高利得ビーム走査アンテナ," *電子情報通信学会論文誌 B*, vol. J104-B, no. 2, pp. 102-110, Feb. 2021.

This chapter is based on "A wideband high-gain beam-steering antenna composed of a BOR element and parasitic mushroom-shaped elements" [19] by the same author, which appeared in "IEICE Transactions on Communication B (Japanese)", Copyright(C) 2021 IEICE.

第4章 二線アルキメデススパイラルアンテナを用いた 円偏波ビーム走査

4.1 まえがき

円偏波アンテナの開発が現在も続いている。文献[1]において示されているアンテナは、円偏波を放射し、その方向は軸方向に固定されている。近代無線通信システムにおいては、しばしば円偏波ビーム方向を変えられるアンテナ(ビーム走査アンテナ)が要求される。このために、円偏波ビーム方向を制御できるアンテナが提案されてきた[2][3]。これらにおいては、スイッチング回路を用いて励振素子を選択することによって、方位面内における円偏波ビーム走査を達成している。なお、これらのアンテナシステムは4つの給電点を有している。このことは設計の困難さを招いている。

本章では、2つの給電点を有する低姿勢二線アルキメデススパイラルアンテナ[4]を使用した円偏波ビーム走査を提案する。これにより、簡易な構造を用いて方位面内における円偏波ビーム走査を達成していく。さらに、二つの円偏波ビームの位相分布に注目し、ビーム走査時の最大放射方向を推定する簡易な数式を導出していく。

4.2 アンテナ構造

図4.1に本章において検討する二線アルキメデススパイラルアンテナの構造を示す。二つのスパイラルアームを厚さ B 、比誘電率 $\epsilon_{r\text{-sub}}$ の誘電体基板上に印刷している。スパイラルアームを印刷した誘電体基板を、直径 D_{CAV} 、高さ H_{CAV} を有する金属キャビティ上に配置している。座標原点からスパイラルアーム中心までの動径距離 r_{arm} をアルキメデス関数 $r_{\text{arm}} = a_{\text{spri}}\phi_{\text{vnd}}$ によって定義している。ここで、 a_{spri} および ϕ_{vnd} はアルキメデス定数および巻き角をそれぞれ表している。ただし、 $\phi_{\text{st}} \leq \phi_{\text{vnd}} \leq \phi_{\text{ed}}$ としている。スパイラルアームのアーム幅を w としている。スパイラルアームの給電点 F_1 および F_2 をそれぞれ電圧 V_1 および V_2 で励振している。スパイラルアーム後方に直径 $2r_{\text{disc}}$ の円形小形導体板を配置している。スパイラル面と円形小形導体板との間の距離を d_{disc} としている。スパイラルアーム終端からの反射電流を低減するために、キャビティの導体壁に沿って環状電波吸収体(TDK 社製、設計周波数 4.5 GHz における比誘電率 $\epsilon_{r\text{-abs}} = 1.92$, $\tan\delta = 1.15$)を配置している。吸収体の厚さを t_{abs} としている。使用パラメータを表4.1に示す。

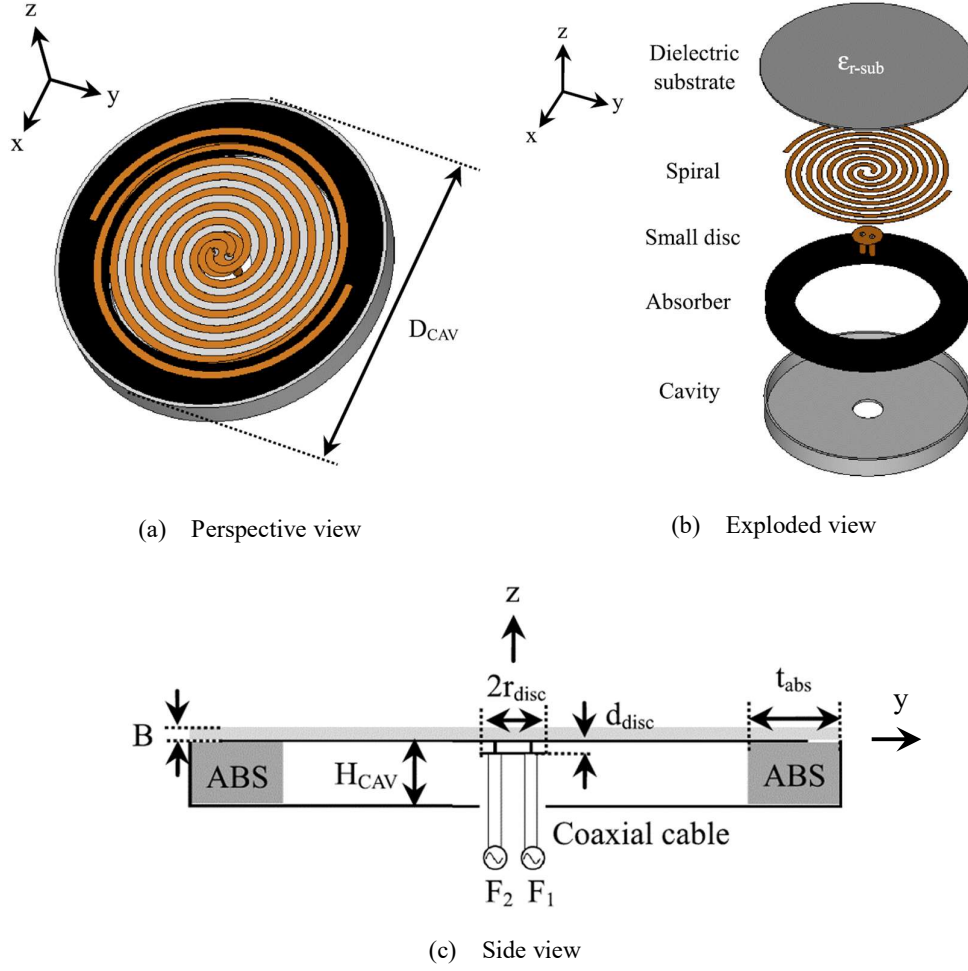


図 4.1 二線アルキメデススパイラルアンテナの構造.
Fig.1 Configuration of a two-arm Archimedean spiral antenna.

表 4.1 二線アルキメデススパイラルアンテナの構造パラメータ.
Table. 4.1 Parameters for the two-arm Archimedean spiral antenna.

Symbol	Value	Symbol	Value
B	0.8 mm	$\epsilon_{r\text{-sub}}$	2.6
D_{CAV}	82.0 mm	H_{CAV}	7.0 mm
a_{sprl}	1.273 mm/rad	ϕ_{st}	0.5π rad
ϕ_{ed}	8.5π rad	w	2.0 mm
$2r_{\text{disc}}$	12.0 mm	d_{disc}	1.0 mm
t_{abs}	11.0 mm		

4.3 円偏波ビーム走査

本節では、スパイラルアンテナを使用した円偏波ビーム走査を検討する。本節における解析結果は三次元電磁界解析ソフトウェア、CST[5]を使用して得られたものである。

はじめに、スパイラルアンテナからの基礎放射を明らかにする。図 4.2(a)は給電点 F_1 および F_2 を平衡モード ($V_1 = 1\angle 0^\circ$, $V_2 = 1\angle 180^\circ$) で励振した場合における、設計周波数 4.5 GHz の仰角面内放射パターンを示している。赤の実線が主偏波成分(右旋円偏波成分) E_R を、青の破線が交差成分(左旋円偏波成分) E_L を表している。右旋円偏波が天頂方向(+z 方向)に放射されていることがわかる。平衡モード励振を行った場合における右旋円偏波成分 E_R の振幅 $|E_{RH-bal}|$ および位相 $\angle E_{RH-bal}$ 分布を図 4.2(b) に示す。ここで、俯角 θ を 30 度に固定している。図 4.2(b)

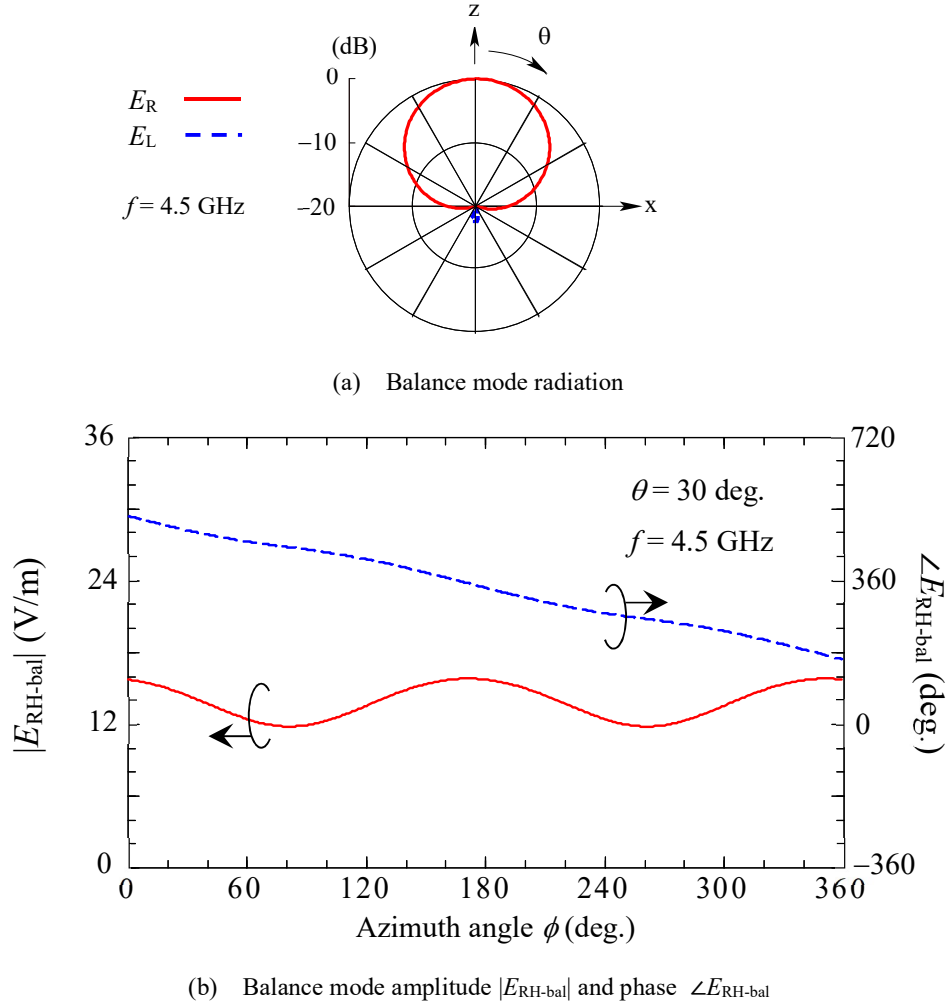


図 4.2 平衡モード励振時におけるスパイラルアンテナからの放射界。

Fig. 4.2 Radiation field from the spiral antenna in the balance mode excitation.

より、放射界の振幅 $|E_{RH-bal}|$ が概ね一定であること、および位相 $\angle E_{RH-bal}$ が直線状に 360 度変化していることがわかる。

図 4.3(a)に給電点 F_1 および F_2 を不平衡モード($V_1 = 1\angle 0^\circ$, $V_2 = 1\angle 0^\circ$)で励振した場合における仰角面内放射パターンを示す。主偏波成分 E_R の最大放射方向が天頂方向からずれていることがわかる。右旋円偏波成分 E_R の振幅 $|E_{RH-unbal}|$ および位相 $\angle E_{RH-unbal}$ 分布を図 4.3(b)に示す。位相 $\angle E_{RH-unbal}$ の傾きは $\angle E_{RH-bal}$ の傾きとは異なることがわかる。 $\angle E_{RH-unbal}$ は z 軸のまわりにおいて直線状に 720 度変化している。

次に、平衡モード放射を不平衡モード放射に重畳する。図 4.4(a)に二つの放射界を重ね合わせた結果を示す。 $\phi = 0^\circ$ 方向(+ x 軸方向)にチルトビームが形成されていることがわかる。このことは、図 4.4(b)に示すように、平衡モードと不平衡モード放射界の位相が $\phi = 0^\circ$ にお

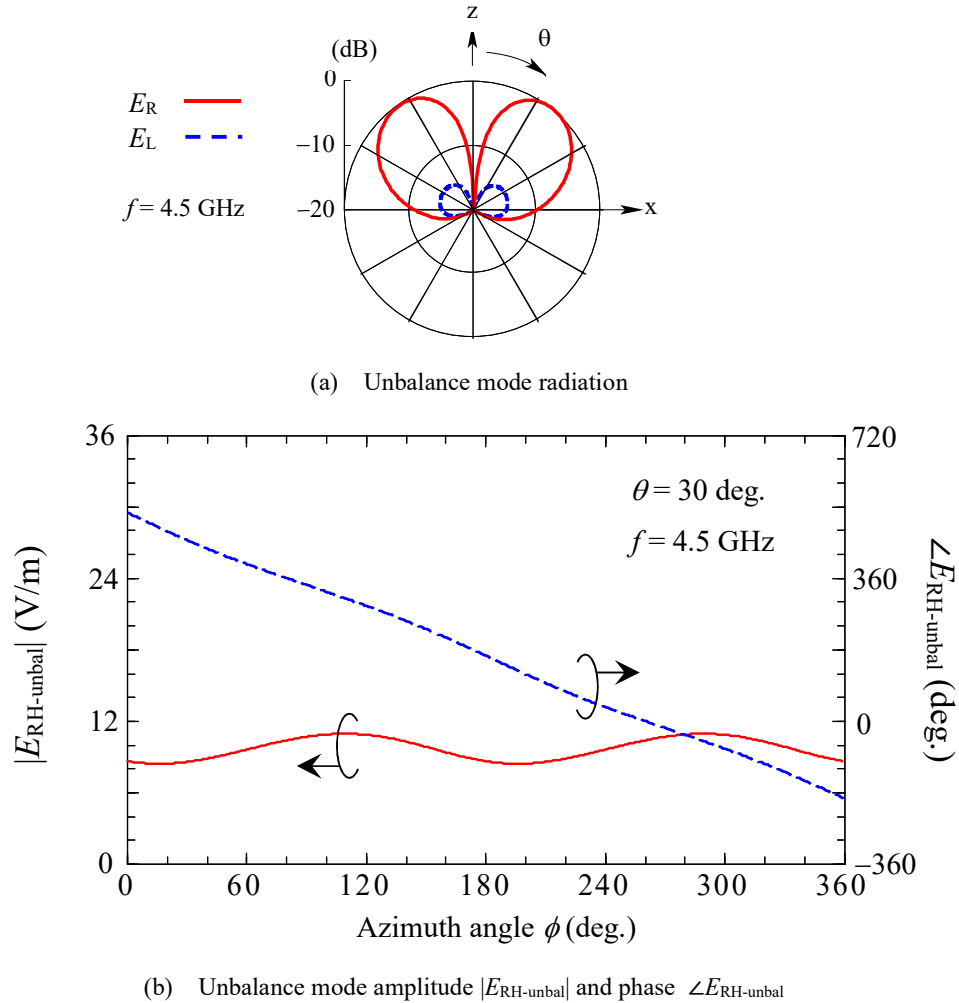


図 4.3 不平衡モード励振時におけるスパイラルアンテナからの放射界.

Fig. 4.3 Radiation field from the spiral antenna in the unbalance mode excitation.

いて同位相になることに起因する。

上述の結果に基づいて、円偏波ビーム走査について考察を行う。このために、給電点 F_1 および F_2 に印加する電圧を式(1)のように変化させる。

$$(V_1, V_2)^T = (1\angle 0^\circ, r\angle(180^\circ + \delta))^T \quad (1)$$

ここで、 T は行列の転置演算子を表している。 r を励振電圧振幅、 δ を偏差角とよぶ。

図 4.5 に r を変化させ、 δ を $\pm 90^\circ$ に固定した場合のチルトビームの最大放射方位角 $\phi_{\text{RH-max-CST}}$ を示す。実線が $\delta = +90^\circ$ の場合を、破線が $\delta = -90^\circ$ の場合を表している。このようにして、 r の変化に伴い、円偏波ビームが方位面内において走査されることが明らかになる。

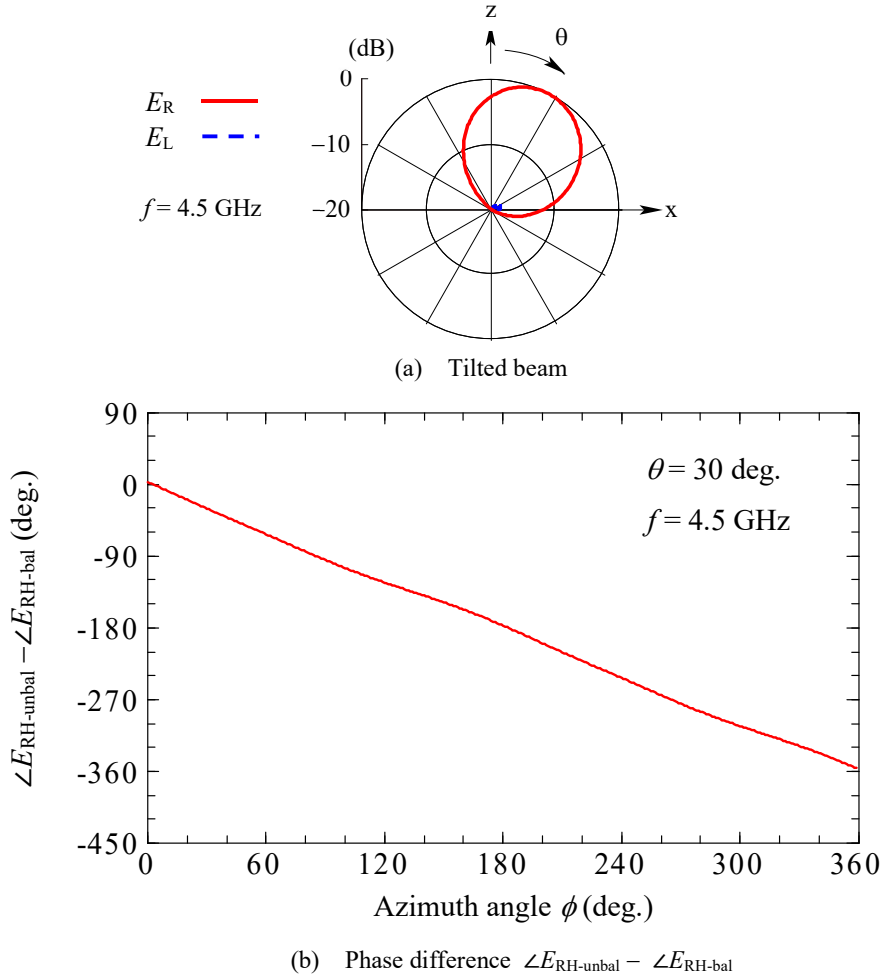


図 4.4 平衡モード放射と不平衡モード放射の合成界。

Fig. 4.4 Composite radiation of balance mode radiation and unbalance mode radiation.

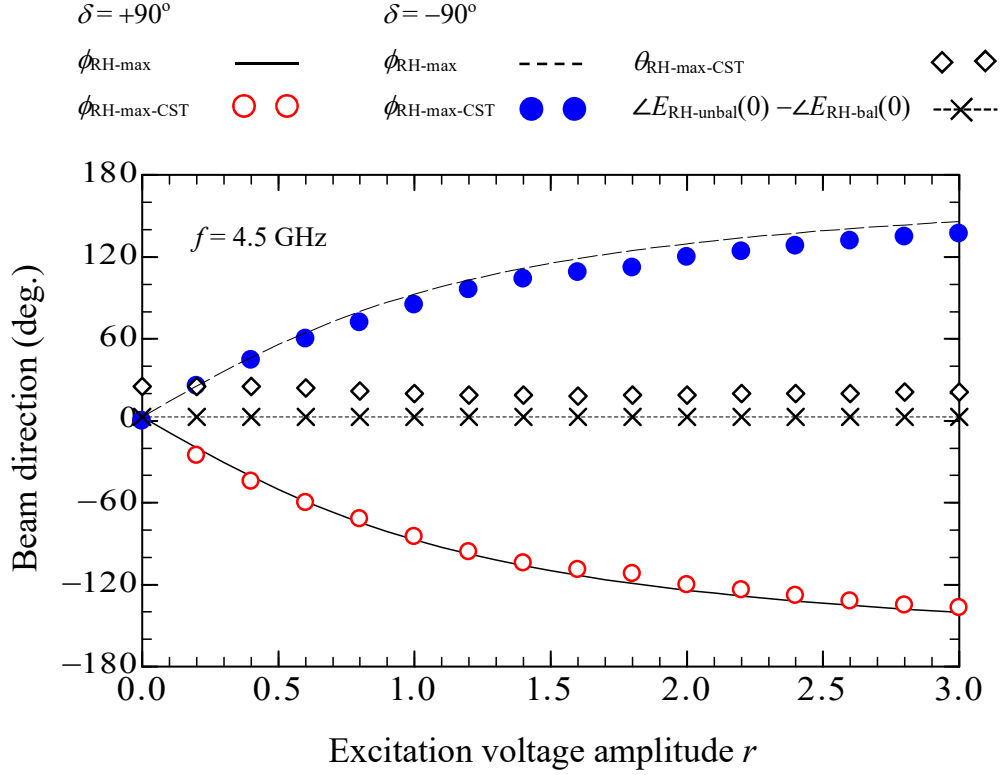


図 4.5 スパイラルアンテナからの円偏波ビームの最大放射方向.

Fig. 4.5 Beam direction of CP beam from the spiral antenna.

4.4 ビーム方向の推定

前節では、スパイラルアンテナを用いた円偏波ビーム走査を検討した。ここで、円偏波ビームの最大放射方向は三次元電磁界解析ソフトウェア(CST)を用いて決定されていた。CSTを用いた解析では、はじめに、各 r の値について三次元放射パターンを明らかにしている。次に、得られた三次元放射パターンから最大放射方向を探索している。この過程は複雑であり、時間を要する。本節では、ビームの最大放射方向を推定する簡易な方程式を導出する。このために、式(1)を平衡モード成分 V_{bal} と不平衡モード成分 V_{unbal} に分解する。

$$V_{\text{bal}} \equiv A_{\text{bal}} \angle \phi_{\text{bal}} \quad (2)$$

$$V_{\text{unbal}} \equiv A_{\text{unbal}} \angle \phi_{\text{unbal}} \quad (3)$$

ここで、 A_{bal} および ϕ_{bal} をそれぞれ平衡モード励振振幅および平衡モード励振位相とよぶ。同様に、 A_{unbal} および ϕ_{unbal} をそれぞれ不平衡モード励振振幅および不平衡モード励振位相とよぶ。本節では、 A_{bal} と A_{unbal} が等しくなるように、偏差角 δ を $\pm 90^\circ$ に選んでいる。このとき、

以下の関係が成り立つ.

$$A_{\text{bal}} = A_{\text{unbal}} = \frac{\sqrt{1+r^2}}{2} \quad (4)$$

$$\phi_{\text{bal}} = \tan^{-1}(\pm r) \quad \text{for } \delta = \pm 90^\circ \quad (5)$$

$$\phi_{\text{unbal}} = \tan^{-1}(\mp r) \quad \text{for } \delta = \pm 90^\circ \quad (6)$$

ϕ_{bal} に対する ϕ_{unbal} の差をモード位相差 $\Delta\phi$ と定義する. 式(5)および(6)から $\Delta\phi$ は式(7)のように表せる.

$$\Delta\phi \equiv \phi_{\text{unbal}} - \phi_{\text{bal}} = \tan^{-1}\left(\frac{\mp 2r}{1-r^2}\right) \quad \text{for } \delta = \pm 90^\circ \quad (7)$$

ただし, 図 4.2(b)における $\angle E_{\text{RH-bal}}$ および図 4.3(b)における $\angle E_{\text{RH-unbal}}$ は ($r=1$, $\Delta\phi=0$) の条件下において得られた値である.

上記の結果をもとに最大放射方位面角 $\phi_{\text{RH-max}}$ の推定を行う. 主偏波成分 E_{R} の最大放射強度は式(8)を満たすときに現れる.

$$\angle E_{\text{RH-unbal}}(\phi_{\text{RH-max}}) + \Delta\phi = \angle E_{\text{RH-bal}}(\phi_{\text{RH-max}}) \quad (8)$$

図 4.2(b)に示したように, 平衡モード放射における放射界の位相 $\angle E_{\text{RH-bal}}(\phi)$ は概ね直線状に 360° 変化する. したがって, $\angle E_{\text{RH-bal}}(\phi)$ は式(9)のように近似できる.

$$\angle E_{\text{RH-bal}}(\phi) = -\phi + \angle E_{\text{RH-bal}}(0) \quad (9)$$

ここで, $\angle E_{\text{RH-bal}}(0)$ は平衡モード放射の $\phi=0^\circ$ における位相を表している.

他方, 図 4.3(b)に示したように, 不平衡モード放射における放射界の位相 $\angle E_{\text{RH-unbal}}(\phi)$ は概ね直線状に 720° 変化する. したがって, $\angle E_{\text{RH-unbal}}(\phi)$ は式(10)のように近似できる.

$$\angle E_{\text{RH-unbal}}(\phi) = -2\phi + \angle E_{\text{RH-unbal}}(0) \quad (10)$$

ここで, $\angle E_{\text{RH-unbal}}(0)$ は不平衡モード放射の $\phi=0^\circ$ における位相を表している.

式(7), (9), (10)を式(8)に代入すると, $\phi_{\text{RH-max}}$ は式(11)により与えられる.

$$\phi_{\text{RH-max}} = \angle E_{\text{RH-unbal}}(0) - \angle E_{\text{RH-bal}}(0) + \tan^{-1}\left(\frac{\mp 2r}{1-r^2}\right) \quad \text{for } \delta = \pm 90^\circ \quad (11)$$

ここで、 $\angle E_{RH-bal}(0)$ および $\angle E_{RH-unbal}(0)$ の値はそれぞれ図 4.2(b)および図 4.3(b)における $\phi = 0^\circ$ における青の破線によって与えられる。

式(11)の妥当性を確認するために、式より得られる値 ϕ_{RH-max} とシミュレーションにより得られる値 $\phi_{RH-max-CST}$ の比較を行う。図 4.5 における実線は $\delta = +90^\circ$ とした場合の ϕ_{RH-max} を示しており、破線は $\delta = -90^\circ$ とした場合の ϕ_{RH-max} を示している。 $\delta = +90^\circ$ と $\delta = -90^\circ$ の両方の場合において、 ϕ_{RH-max} と $\phi_{RH-max-CST}$ は良く一致している。このようにして、式(11)の妥当性が確認された。なお、図 4.5 における実線と破線は $\angle E_{RH-unbal}(0) - \angle E_{RH-bal}(0)$ を表す点線に対して対称となっている。式(11)を用いた最大放射方向の推定は CST を使用した数値解析の繰り返しに比べ簡易であり、解析に要する負荷が少ないといえる。

図 4.6 に方位面内($\theta = 30^\circ$ 面内)放射パターンの CST を用いた数値解析結果および試作アンテナを用いた実験結果を示す。このとき、 $\delta = +90^\circ$ としている。 r の変化に伴い、円偏波が方位面内を移動していることがわかる。実験結果は数値解析結果と一致している。

以下にアンテナ特性に関する補助的な情報を記す。

(1) 仰角面内における最大放射方向 $\theta_{RH-max-CST}$ は、図 4.5 に示すように、円偏波ビームがアンテナ軸周りを移動する間、概ね一定である。このことは、 $\delta = \pm 90^\circ$ とした場合、 A_{bal} および

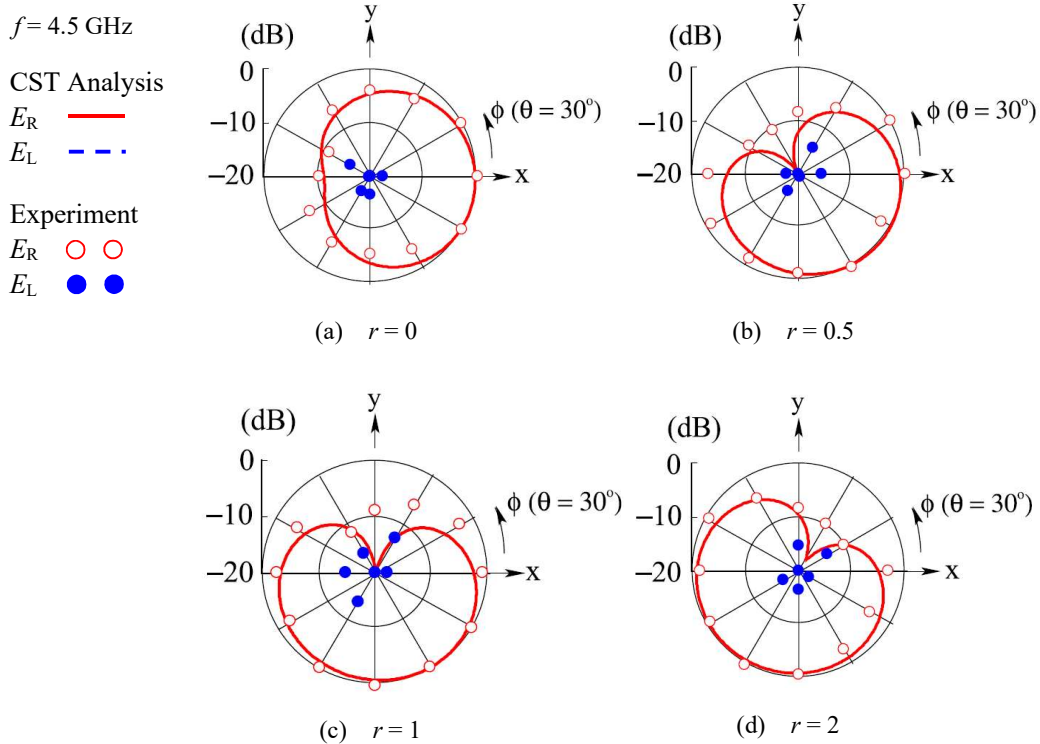


図 4.6 方位面内放射パターン、ただし、 $\delta = +90^\circ$ とし、 r を変化させている。

Fig. 4.6 Radiation pattern in the azimuth plane where r is changed and δ is fixed to be $+90^\circ$.

A_{unbal} が r の値に関わらず等しくなることに起因する.

(2) A_{bal} と A_{unbal} の一致は最大放射方向における利得と軸比が一定になることを示唆する. 利得および軸比は, 最大放射方向に関わらず, それぞれ約 7.0 dBi および約 0.8 dB である.

(3) 電圧定在波比(VSWR)は設計周波数周辺において 2 以下である.

4.5 むすび

低姿勢二線アルキメデススパイラルアンテナから放射される円偏波ビーム走査を検討してきた. はじめに, スパイラルアンテナの平衡モード放射および不平衡モード放射を解析している. 次に, これら二つのモードの位相分布を定式化している. その後, 定式化した位相分布を用いて, 走査ビームの最大放射方位面角 $\phi_{\text{RH-max}}$ を推定する簡易な式を導出している. 導出した式から得られた最大放射方位面角 $\phi_{\text{RH-max}}$ は, 数値解析によって決定した最大放射方位面角 $\phi_{\text{RH-max-CST}}$ とよく一致している. 導出した式は簡易であり, シミュレーションソフトウェアを使用した数値解析の繰り返しによる最大放射方向の推定に比べ, 少ない時間と計算負荷による推定を可能としている.

参考文献

- [1] H. Nakano, K. Nogami, S. Arai, H. Mimaki, and J. Yamauchi, “A spiral antenna backed by a conducting plane reflector,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 34, no. 6, pp. 791-796, June 1986.
- [2] H. Zhou, A. Pal, A. Mehta, D. Mirshekar-syahkal, and H. Nakano, “A four-arm circularly polarized high-gain high-tilt beam curl antenna for beam-steering applications,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 17, no. 6, pp. 1034-1038, June 2018.
- [3] H. Nakano, T. Abe, and J. Yamauchi, “Planar reconfigurable antennas using circularly polarized metalines,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 18, no. 5, pp. 1006-1010, May 2019.
- [4] J. Kaiser, “The Archimedean two-wire spiral antenna,” IRE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 8, no. 3, pp. 312-323, May 1960.
- [5] DASSAULT SYSTEMS, “CST STUDIO SUITE,” <http://www.cst.com>, Accessed on Sep. 2021.
- [6] T. Abe, J. Yamauchi, and H. Nakano, “Steering of the circularly polarized beam from a spiral antenna,” IEICE Communication Express, vol. 9, no. 6, pp. 194-199, June 2020.

This chapter is based on “Steering of the circularly polarized beam from a spiral antenna” [6] by the same author, which appeared in “IEICE Communication Express”, Copyright(C) 2021 IEICE.

第5章 複合メタマテリアルループを用いた二帯域円偏波 ビーム走査

5.1 まえがき

メタマテリアルの出現に伴い、右左手系複合伝送線路に基づいた新しいラインアンテナが提案されている[1]-[5]。メタラインアンテナとよばれるこれらのアンテナは、直線偏波を放射するサブ波長素子(C-type メタアトム[5])を周期的に配列することによって作られている。メタラインアンテナは直線偏波を放射する。

本章では、自然系カールアンテナ[6]に基づくメタカールアンテナ[7]をさらに拡張して、複合メタループアンテナ(MetaLPA-plus)を創造する。C-type メタアトムおよびその変形の *N*-type メタアトム[5]から成るこのアンテナは、 $\lambda_0/100$ 程度の極めて小さいアンテナ高を有し、二つの設計周波数において円偏波チルトビームを放射するように設計される。

5.2 軸ビームメタループアンテナ(MetaLPA-axial)

図 5.1 は C-type メタアトムおよび *N*-type メタアトムから構成される軸ビームメタループアンテナ(MetaLPA-axial)を示している。MetaLPA-axial は異なる半径を有する三つのメタループアンテナを接続することにより得られる。これにより、放射効率を増加させている。点 F_1 から給電を行い、点 T_1 において抵抗 $R_B (= 50 \Omega)$ を通して接地板(GP)に終端している。

本章で使用する C-type メタアトムの構造を図 5.2 に示す。ここで、 ϵ_r および B は誘電体基板の比誘電率と厚さをそれぞれ表している。 $p = 2p_c + 2g$ を周期とよぶ。サブ波長パッチの長さを p_c とし、幅を w とする。 g は隣接するサブ波長パッチ間の距離を表している。隣接するサブ波長パッチをチップキャパシタンス $2C_z$ によって接続している。C-type メタアトムを中心に接続している導体ピンの半径を r_{VIA} とする。導体ピンはチップインダクタンス L_Y を通して直径 D_{GP} の接地板に接続されている。C-type メタアトム上の電流は長手方向(M_F から M_T 方向)に流れ、このため、C-type メタアトムからの放射は直線偏波となる。

N-type メタアトムの構造を図 5.3 に示す。*N*-type メタアトムは、C-type メタアトムの垂直導体ピンを、スタブ(長さ l_{STB} , 幅 w_{STB})によって代替することによって得られる。スタブは、電流が流れる方向(M_F から M_T 方向)に対して右側に存在し、チップインダクタンスを用いず接地板に直接接続されている。スタブ上を流れる電流は、中心パッチに流れる電流の位相に対して、90 度遅れた位相を有する。このことにより、*N*-type メタアトムは左旋円偏波を生成する。使用パラメータを表 5.1 に示す。

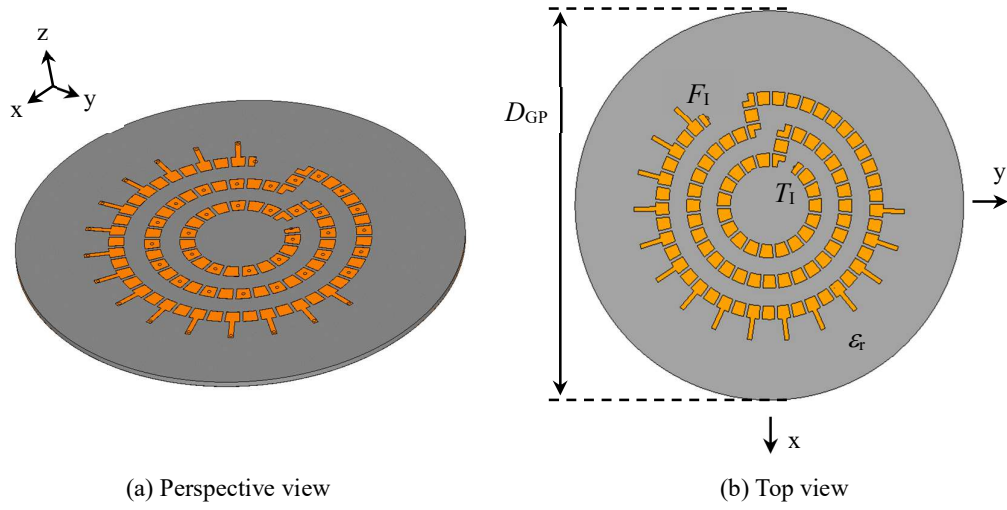


図 5.1 MetaLPA-axial の構造.

Fig. 5.1 Configuration of a MetaLPA-axial.

表 5.1 *C*-type メタアトムおよび *N*-type メタアトムの構造パラメータ.

Table 5.1 Parameters for a *C*-type metaatom and an *N*-type metaatom.

Symbol	Value	Symbol	Value
B	1.6 mm	ϵ_r	2.6
p	10.0 mm	w	4.4 mm
p_c	4.0 mm	$2r_{\text{via}}$	1.0 mm
g	1.0 mm	L_Y	2.0 nH
$2C_Z$	1.4 pF	a_p	2.0 mm
a_w	2.45 mm	i_p	1.4 mm
i_w	1.65 mm	D_{GP}	130 mm
l_{STB}	7.2 mm	w_{STB}	1.5 mm

メタアトムの分散特性を図 5.4 に示す. 本章では $\beta = 0$ となる遷移周波数 f_T が 3 GHz になるようにメタアトムを設計している. 伝搬位相定数 β は, f_T より低い周波数において負となり, f_T より高い周波数において正となる. *C*-type メタアトムの分散特性は, *N*-type メタアトムの分散特性に可能な限り等しくなるように, 設計されている.

図 5.4 からわかるように, MetaLPA-axial 上に流れる電流は, 低設計周波数 $f_{\text{LH}} (= 2.55 \text{ GHz})$ において負の伝搬位相定数を有する進行波となる. このため, MetaLPA-axial は左旋円偏波放

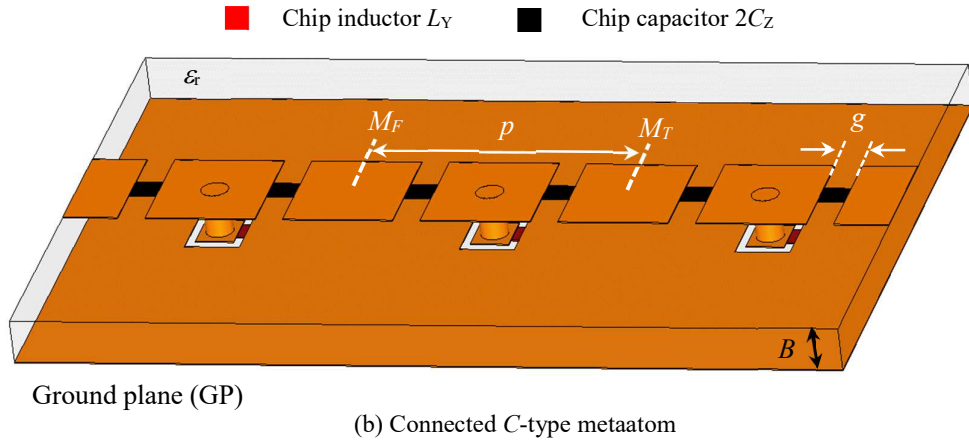
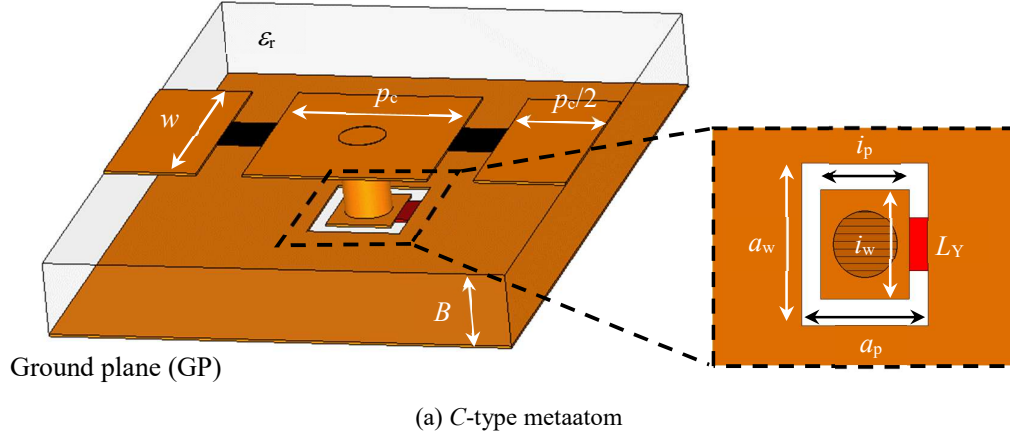


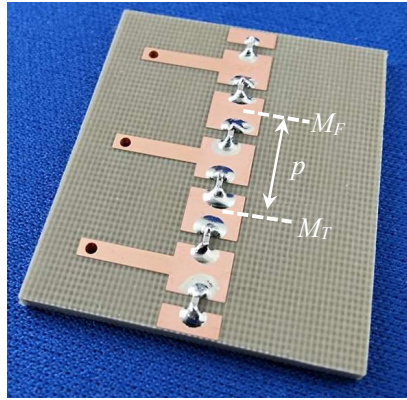
図 5.2 C-type メタアトム of 構造.

Fig. 5.2 Configuration of a C-type metaatom.

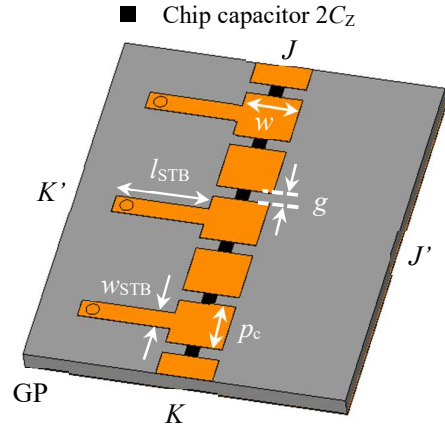
射電界 E_L を生成する。他方、高設計周波数 $f_{RH}(=3.45 \text{ GHz})$ における電流は、正の伝搬位相定数を有する進行波となる。このため、MetaLPA-axial は右旋円偏波放射電界 E_R を生成する。

図 5.5 にメタアトムの個数 N_{atom} を変化させた場合の f_{LH} および f_{RH} における利得を示す。 G_{LH} は電界の左旋円偏波(LHCP)成分の利得を、 G_{RH} は右旋円偏波(RHCP)成分の利得を表している。 $N_{\text{atom}} = 15$ ($\equiv N_{GLH=GRH}$) のとき、右旋円偏波利得と左旋円偏波利得が一致することがわかる。

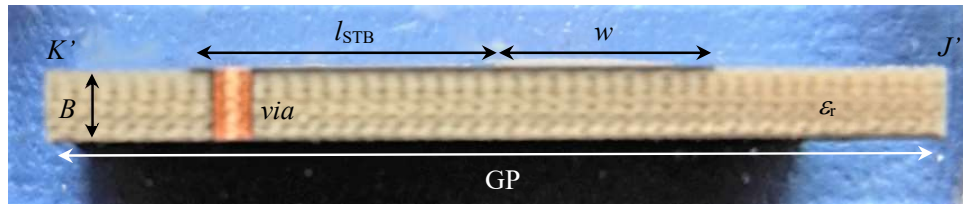
図 5.6 に $N_{\text{atom}} = N_{GLH=GRH}$ のときの z 軸方向における利得の周波数応答を示す。 f_{LH} において G_{LH} が最大となっている。他方、 G_{RH} は f_{RH} において最大となっている。図 5.5 に示したように、 G_{LH} および G_{RH} の最大値は等しく、約 7.1 dBi である。利得の 3 dB 降下帯域幅は、 f_{LH} 周辺において約 7.7%, f_{RH} 周辺において約 8.3% である。放射効率、 f_{LH} において約 75%, f_{RH} において約 29% である。



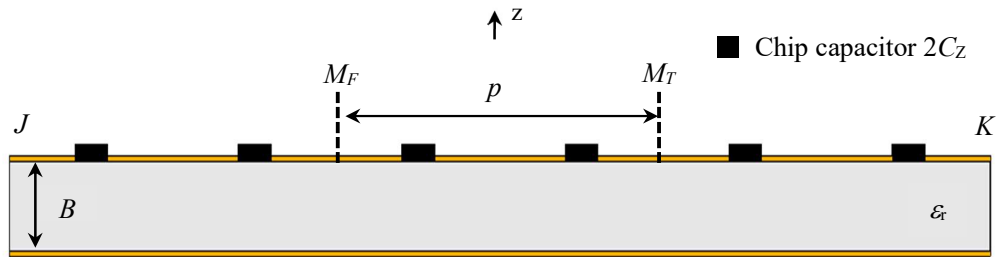
(a) Photo of perspective view



(b) Parameters



(c) Photo of cross section at line $J'K'$

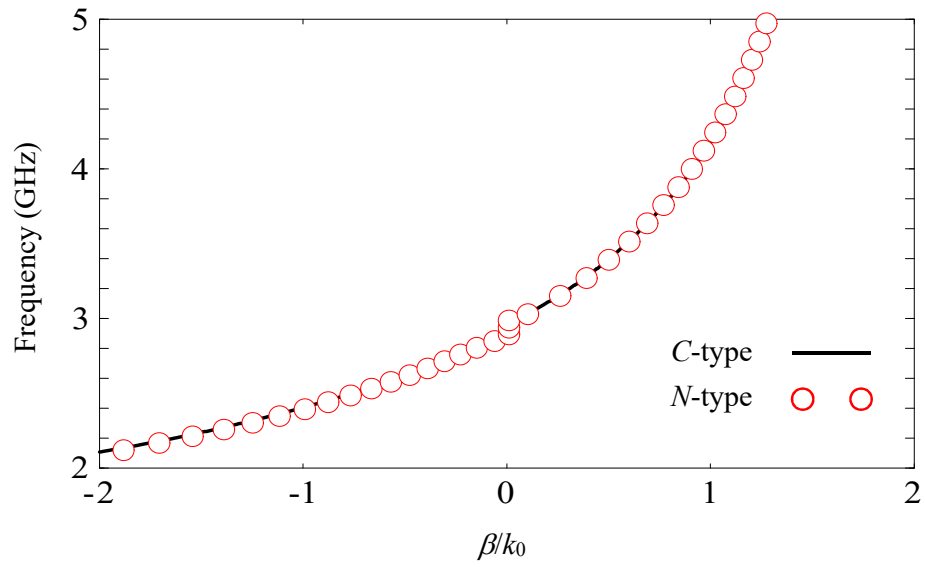


(d) Cross section at line JK

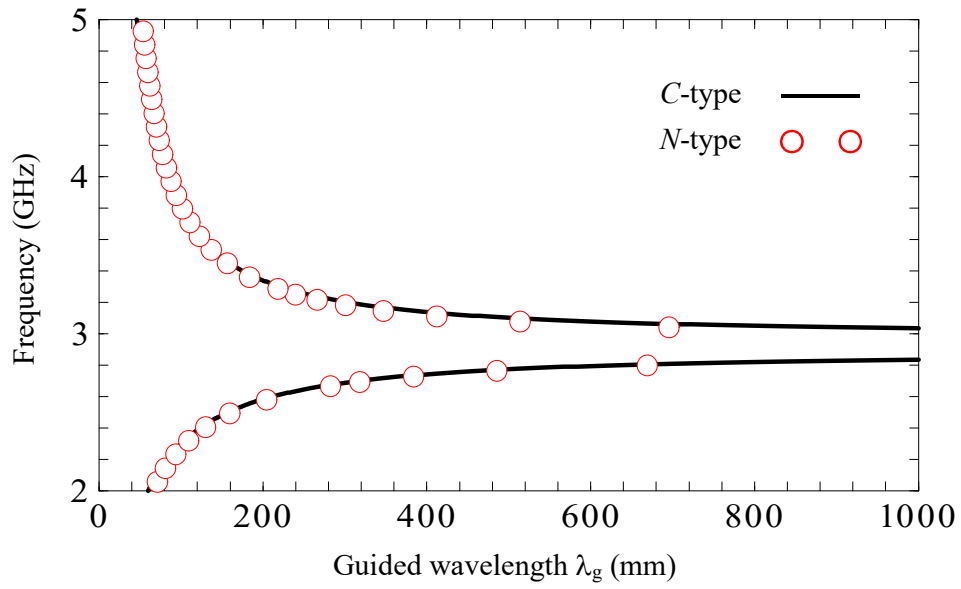
図 5.3 N -type メタアトム の構造.

Fig. 5.3 Configuration of an N -type metaatom.

f_{LH} および f_{RH} における放射パターンを図 5.7 に示す. ただし, f_{LH} および f_{RH} において約 7.1 dBi の平衡利得が得られたときの放射パターンである. f_{LH} および f_{RH} における主偏波成分はそれぞれ E_L および E_R である. f_{LH} における E_L の位相および f_{RH} における E_R の位相は, 両者とも方位面内において概ね直線状に 360° 変化する.



(a) β/k_0 vs frequency



(b) λ_g vs frequency

図 5.4 C-type メタアトムおよび N-type メタアトムの分散特性.

Fig. 5.4 Dispersion of the C-type metaatom and N-type metaatom.

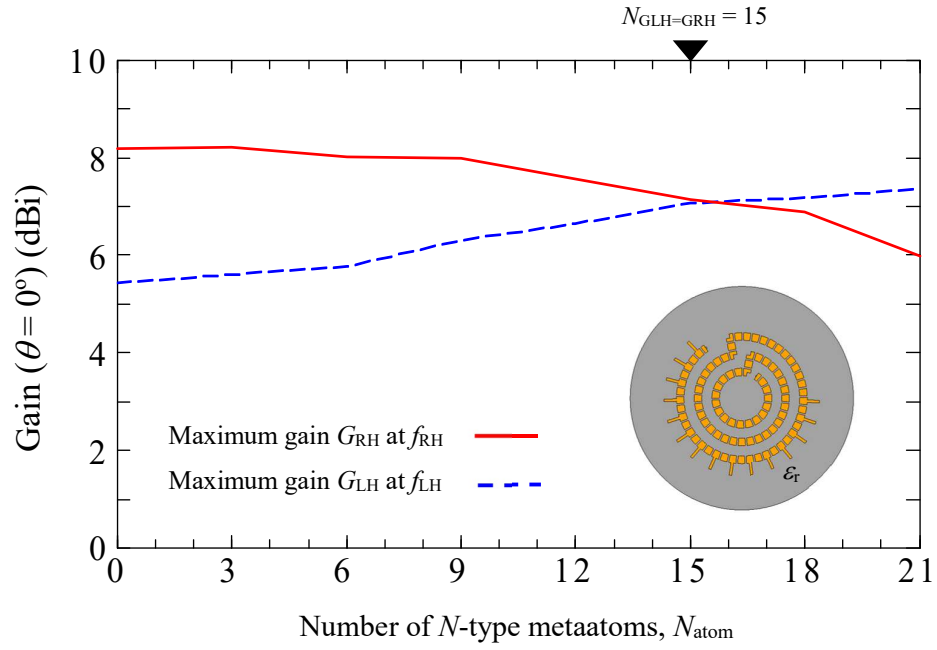


図 5.5 f_{LH} における G_{LH} および f_{RH} における G_{RH} の N -type メタアトムの数 N_{atom} 特性.
 Fig. 5.5 Gains G_{LH} at f_{LH} and G_{RH} at f_{RH} as a function of the number of N -type metaatoms.

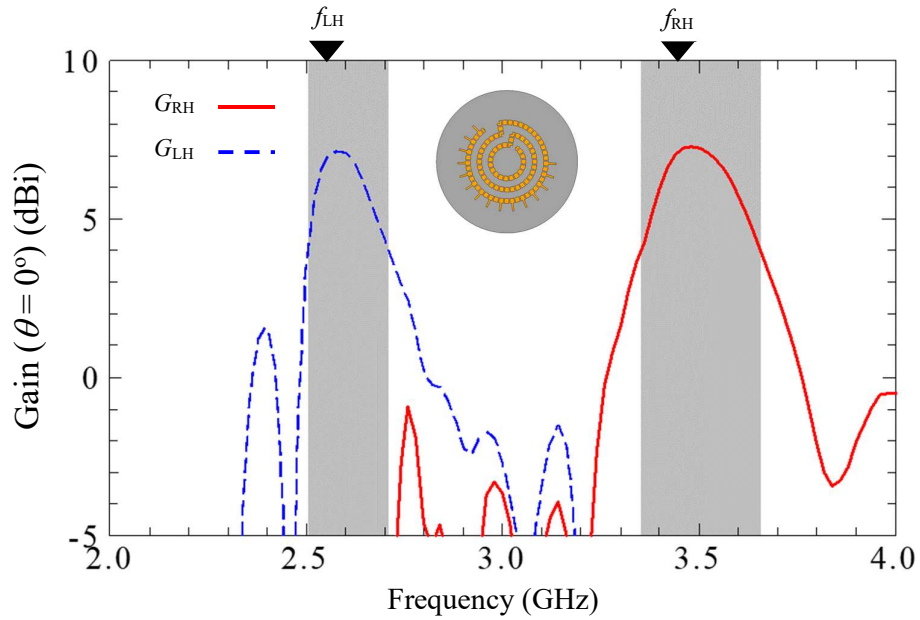


図 5.6 天頂方向における利得の周波数応答.
 Fig. 5.6 Frequency response of the gain in the broadside direction.

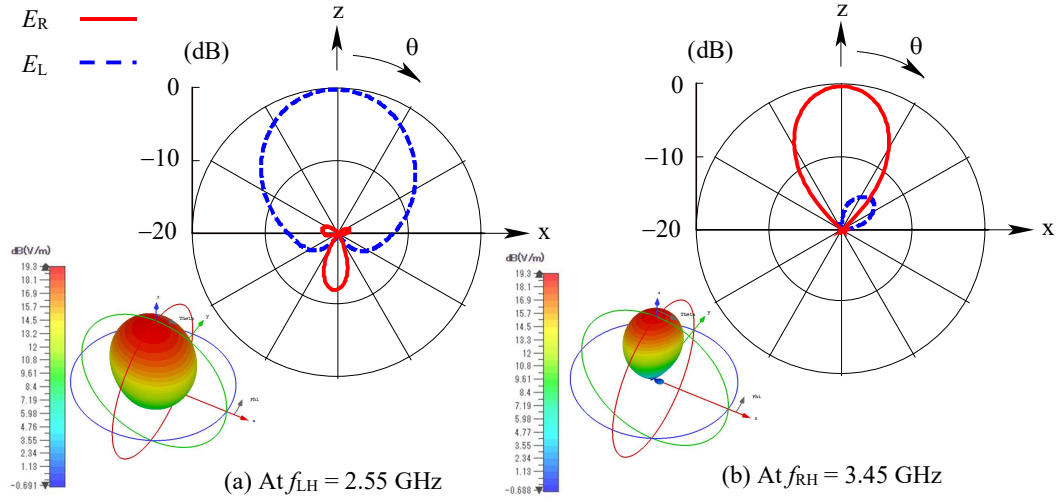


図 5.7 MetaLPA-axial の放射パターン.

Fig. 5.7 Radiation pattern for the MetaLPA-axial.

5.3 コニカルビームメタループアンテナ(MetaLPA-conical)

図 5.8 に C-type メタアトムから成るメタループアンテナを示す. F_O は給電点を, T_O は終端を表している. T_O においてアンテナアームを抵抗 $R_B (= 50 \Omega)$ を通して接地板に短絡している. ループの円周を $f_{LH} = 2.55 \text{ GHz}$ および $f_{RH} = 3.45 \text{ GHz}$ において約二導波長($2\lambda_g$)としている. 誘電体基板の直径は MetaLPA-axial の場合と同じ $130 \text{ mm} = 0.72\lambda_g$ である. 他のパラメ

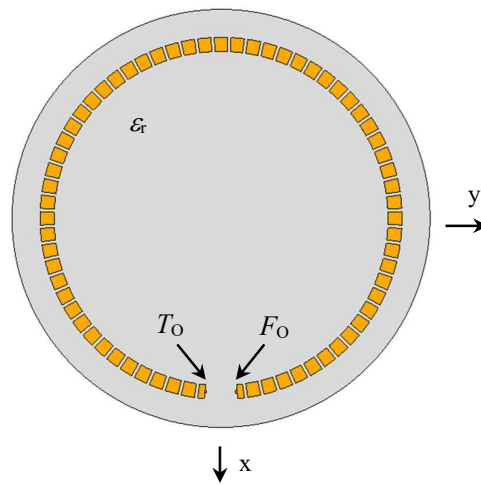


図 5.8 MetaLPA-conical の構造.

Fig. 5.8 Configuration of a MetaLPA-conical.

ータは表 5.1 に示しているものと同一である. このアンテナを MetaLPA-conical とよぶ.

MetaLPA-conical の代表的な放射パターンを図 5.9 に示す. 仰角面内においてコニカルビームが形成されていることがわかる. 遷移周波数 f_L 以下の周波数における主偏波成分は E_L であり, f_L 以上の周波数における主偏波成分は E_R である. f_{LH} における E_L の位相および f_{RH} における E_R の位相は, 両者とも方位面内において概ね直線状に 720° 変化する.

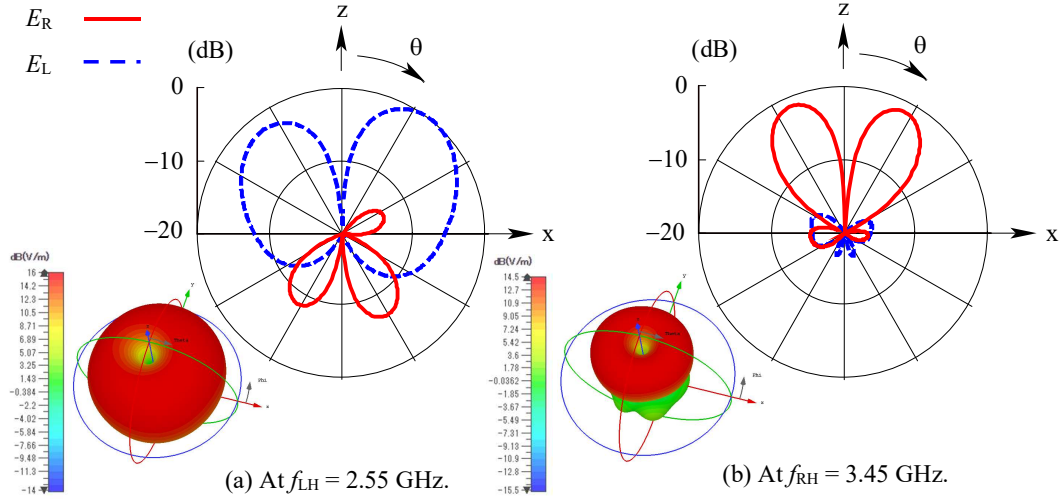


図 5.9 MetaLPA-conical の放射パターン.

Fig. 5.9 Radiation pattern for the MetaLPA-conical.

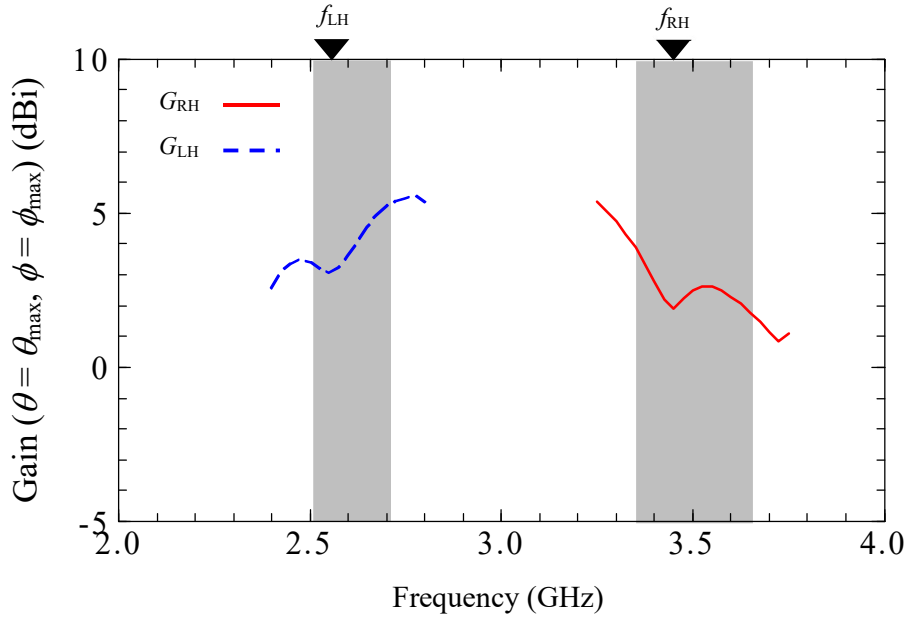


図 5.10 最大放射方向における利得の周波数特性.

Fig. 5.10 Frequency response of the gain in the maximum beam direction.

図 5.10 に MetaLPA-conical の f_{LH} および f_{RH} 周辺における最大利得の周波数応答を示す．比較のために，図 5.6 において灰色の領域で示されている，MetaLPA-axial の 3 dB 利得降下帯域を併記している． f_{LH} および f_{RH} における最大利得の差は小さいことがわかる． f_{LH} および f_{RH} における放射効率はいずれも約 75% および 32% である．

5.4 MetaLPA-axial と MetaLPA-conical との複合

円偏波チルトビームを形成するために，MetaLPA-axial と MetaLPA-conical とを複合したアンテナについて検討を行う．図 5.11 に示すこのアンテナを MetaLPA-plus とよぶ．MetaLPA-plus は二つの給電点 F_1 および F_0 を有する．これら二つの給電点をそれぞれ同じ振幅を有する電圧 V_1 および V_0 で励振する．

$$V_1 = A \angle \Phi_1 \quad (1)$$

$$V_0 = A \angle \Phi_0 \quad (2)$$

ここで， A および $\angle \Phi_i (i = \text{I, O})$ はそれぞれ励振電圧の振幅と位相を表している． $\angle \Phi_1$ に対する $\angle \Phi_0$ を $\Delta \Phi$ と定義する： $\Delta \Phi = \angle \Phi_0 - \angle \Phi_1$ ．

MetaLPA-plus からの放射界は，内側の MetaLPA-axial からの軸ビームと，外側の MetaLPA-conical からのコニカルビームとの合成界となる．二つの放射界の合成は，二つの設計周波

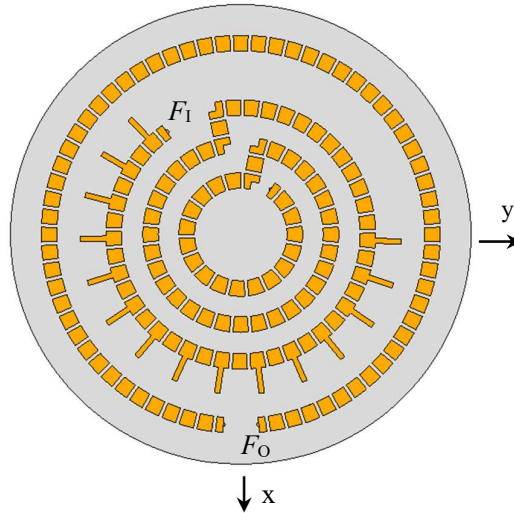


図 5.11 MetaLPA-plus の構造．

Fig. 5.11 Configuration of the MetaLPA-plus.

数 f_{LH} および f_{RH} において、 $(\theta, \phi) = (\theta_{\text{max}}, \phi_{\text{max}})$ 方向へチルトビームを形成する．このチルトビームの偏波は、伝搬位相定数 β が負となる周波数 f_{LH} において左旋円偏波であり、伝搬位相定数 β が正となる周波数 f_{RH} において右旋円偏波である．

図 5.12 に $\Delta\phi$ を変化させたときの代表的な放射パターンを示す．図 5.12(a)から、チルトビームが z 軸の周りを時計回りに回転していることがわかる．加えて、図 5.12(b)から、チルトビームが z 軸の周りを反時計回りに回転していることがわかる． $\Delta\phi$ を 0° とした場合の f_{LH} における最大放射方位面角 $\phi_{\text{LHCPmax-0}}$ は図 5.7(a)の軸ビームと図 5.9(a)のコニカルビームとが同位相となる角度に現れる： $\phi_{\text{LHCPmax-0}} \approx 120^\circ$ ．同様に、 $\Delta\phi$ を 0° とした場合の f_{RH} における最大放射方位面角 $\phi_{\text{RHCPmax-0}}$ は図 5.7(b)の軸ビームと図 5.9(b)のコニカルビームとが同位相となる角度に現れる： $\phi_{\text{RHCPmax-0}} \approx 300^\circ$ ．

最大放射方位面角 $\phi_{\text{LHCPmax-0}}$ における仰角面内最大放射方向 θ_{max} は、軸ビームの電界 $E_{\text{L}}(\theta, \phi = \phi_{\text{LHCPmax-0}})$ とコニカルビームの電界 $E_{\text{L}}(\theta, \phi = \phi_{\text{LHCPmax-0}})$ との和から導出される： $\theta_{\text{max}} = 20^\circ$ ．同様に、最大放射方位面角 $\phi_{\text{RHCPmax-0}}$ における仰角面内最大放射方向 θ_{max} は、軸ビームの電界 $E_{\text{R}}(\theta, \phi = \phi_{\text{RHCPmax-0}})$ とコニカルビームの電界 $E_{\text{R}}(\theta, \phi = \phi_{\text{RHCPmax-0}})$ との和から導出される： $\theta_{\text{max}} = 15^\circ$ ．これらの θ_{max} の値は $\Delta\phi$ が変化した場合においても概ね一定である． f_{LH} および f_{RH} の両方において、 $\Delta\phi = 0^\circ$ の場合における軸比の周波数帯域幅は約 8%である．図 5.13 に $\Delta\phi$ を変化させたときの MetaLPA-plus の最大利得を示す． f_{LH} における G_{LH} と f_{RH} における G_{RH} との間の差は小さいことがわかる．このことは、 $\Delta\phi$ の変化に対して、方位面内および仰角面内における放射パターンがおおよそ一定であるためである．

5.5 実験結果

前節で議論した二つの周波数における円偏波チルトビームの走査を確認するために、図 5.14 に示す試作アンテナを使用し実験を行う．ここで、表 5.1 に示したパラメータを用いている．

MetaLPA-plus の放射パターンの数値解析および測定結果を図 5.12 に示している． f_{LH} および f_{RH} に極めて近い周波数において観測した測定結果は、解析結果と良く一致しており、相對位相 $\Delta\phi$ の変化に伴うビーム走査を確認できる．図 5.13 に最大利得の解析結果および測定結果を示している．両者は概ね一致している．

図 5.15 に給電点 F_1 および F_0 において観測した VSWR の測定結果を示す．図 5.6 において定義した 3 dB 利得降下帯域内における VSWR は、 F_1 および F_0 の両方において 2 以下であり、良好な値となっている．給電点 F_1 と F_0 との間の相互結合(S21)は、二つの設計周波数周辺において、-25 dB 以下であり極めて小さい．内側の MetaLPA-axial の放射効率は、 f_{LH} において約 72%、 f_{RH} において約 28%である．他方、外側の MetaLPA-conical の放射効率は、 f_{LH} において約 63%、 f_{RH} において約 22%である．

$$f_{LH} = 2.55 \text{ GHz}$$

Simulated: 2.55 GHz

E_R ———

E_L - - -

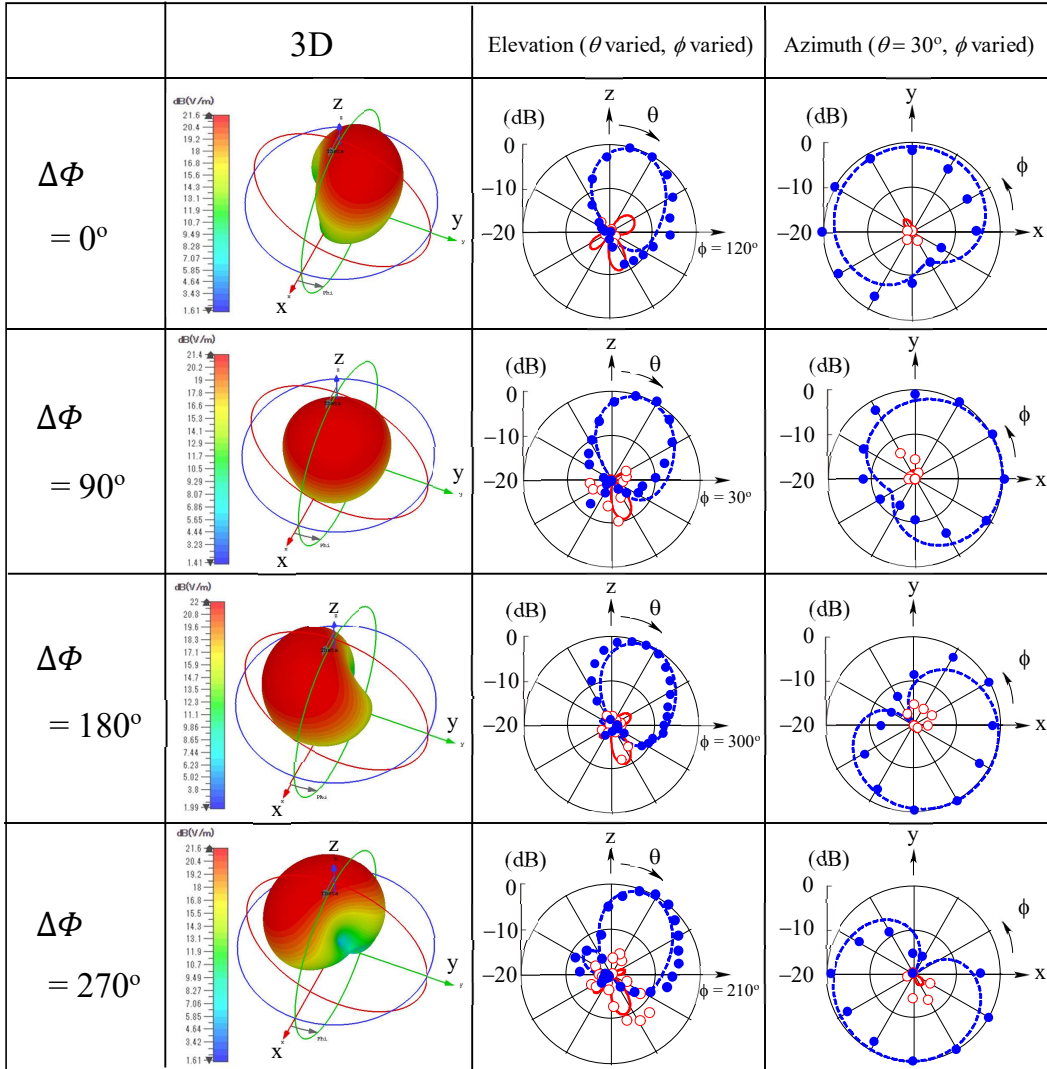
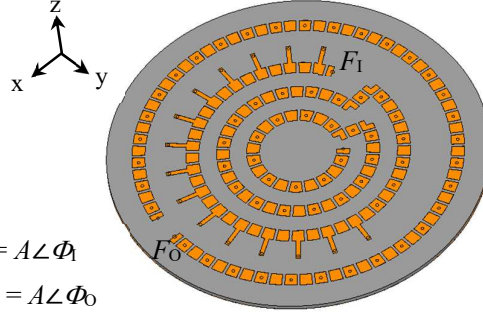
Measured: 2.6 GHz

E_R ○ ○

E_L ● ●

$$F_I: V_I = A \angle \Phi_I$$

$$F_O: V_O = A \angle \Phi_O$$



(a) At f_{LH}

$$f_{RH} = 3.45 \text{ GHz}$$

Simulated: 3.45 GHz

E_R ———

E_L - - -

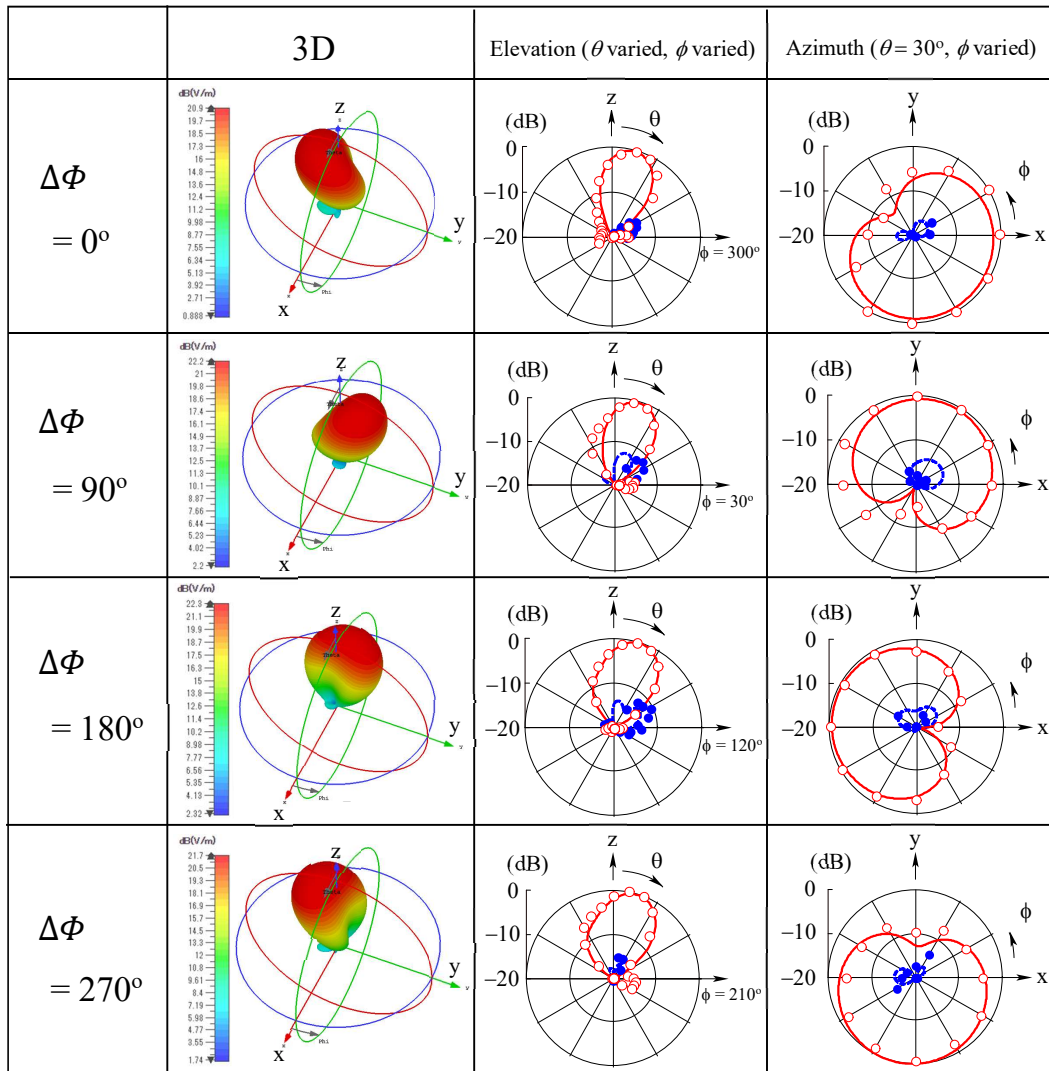
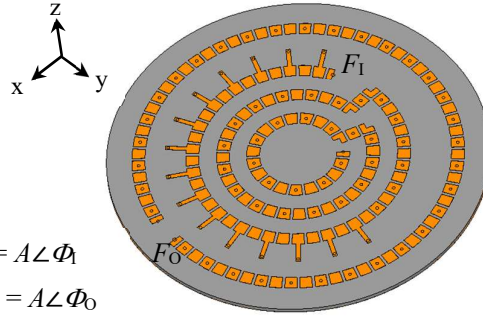
Measured: 3.5 GHz

E_R ○ ○

E_L ● ●

$$F_I: V_I = A \angle \Phi_I$$

$$F_O: V_O = A \angle \Phi_O$$



(b) At f_{RH}

図 5.12 MetaLPA-plus からのチルトビームの走査.

Fig. 5.12 Movement of the tilted beam from the MetaLPA-plus.

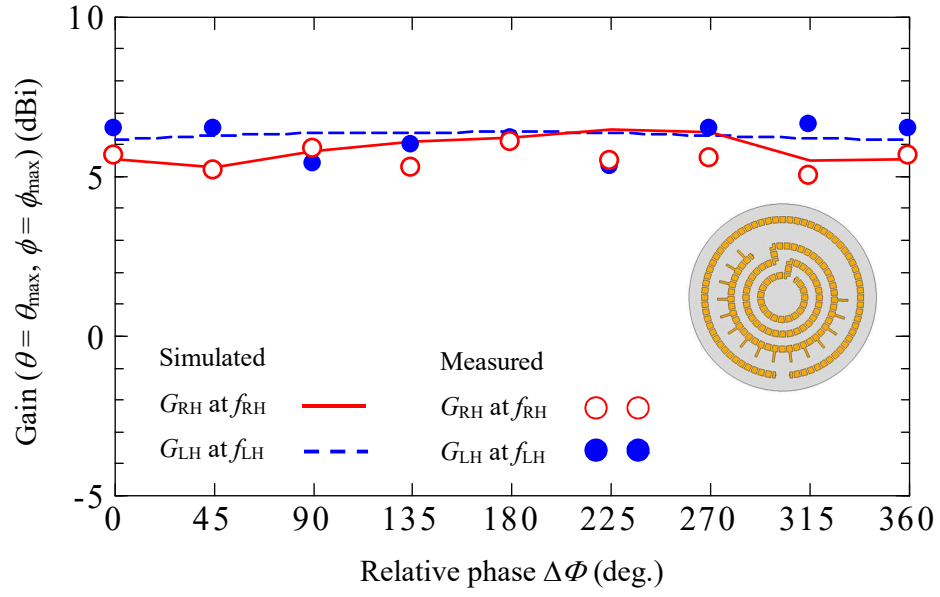


図 5.13 $\Delta\phi$ を変化させたときの f_{LH} における最大利得 G_{LH} および f_{RH} における G_{RH} .

Fig. 5.13 Maximum gain G_{LH} at f_{LH} and G_{RH} at f_{RH} as a function of relative phase $\Delta\Phi$.

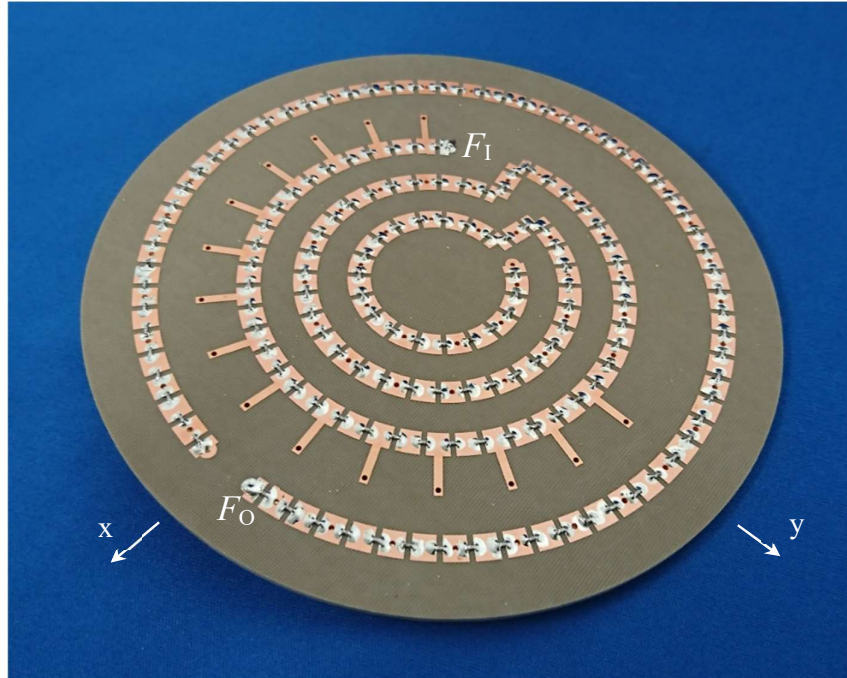
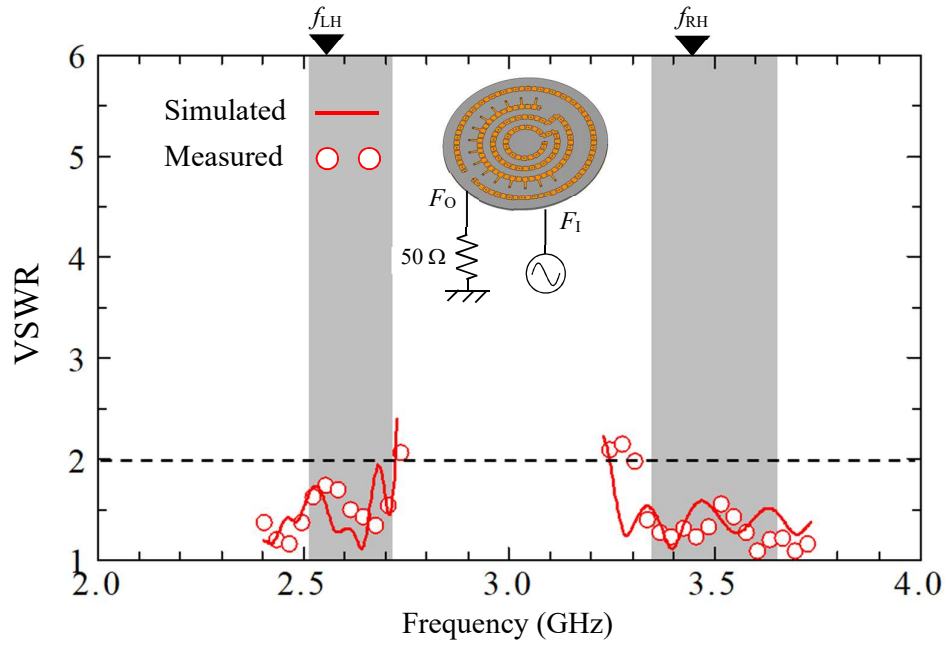
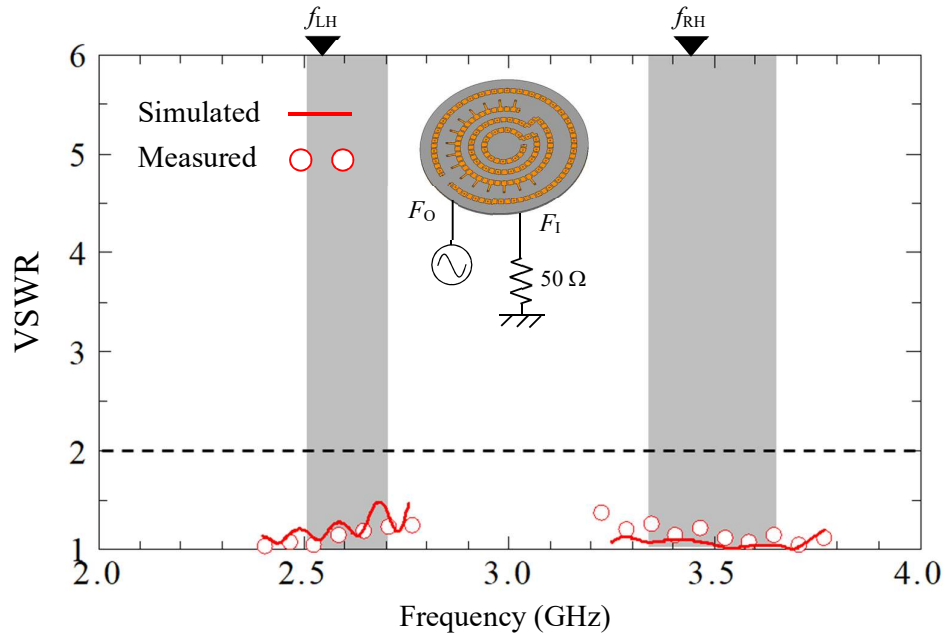


図 5.14 試作 MetaLPA-plus.

Fig. 5.14 Fabricated MetaLPA-plus.



(a) Excitation at F_1 for the inner MetaLPA-axial



(b) Excitation at F_0 for the outer MetaLPA-conical

図 5.15 MetaLPA-plus の VSWR の周波数応答.

Fig. 5.15 Frequency response of the VSWR for the MetaLPA-plus.

5.6 むすび

チルトビームを放射する低姿勢・反円偏波 MetaLPA-plus を設計し、その放射特性を明らかにしてきた。はじめに、C-type メタアトムおよび N-type メタアトムから成る MetaLPA-axial を検討している。二つの設計周波数において、MetaLPA-axial が反円偏波軸ビームを放射することを明らかにしている。このとき、低設計周波数における左旋円偏波の最大利得は約 7.1 dBi であり、3 dB 利得降下帯域幅は約 7.7% である。他方、高設計周波数における右旋円偏波の最大利得は約 7.1 dBi であり、3 dB 利得降下帯域幅は約 8.3% である。

次に、C-type メタアトムのみから成り、約二導波波長の円周を有する MetaLPA-conical を検討している。二つの設計周波数において、MetaLPA-conical が反円偏波コニカルビームを放射することを明らかにしている。最後に、MetaLPA-axial の外側に MetaLPA-conical を同心状に配列したアンテナを検討している。この複合アンテナを MetaLPA-plus とよぶ。内側の MetaLPA-axial と外側の MetaLPA-conical とを同振幅で励振したとき、MetaLPA-plus は二つの設計周波数において円偏波チルトビームを形成する。この円偏波チルトビームは、MetaLPA-plus の励振位相の変化に伴い、方位面内を移動する。

参考文献

- [1] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials*, Wiley, NJ, 2006.
- [2] J.-H. Park, Y.-H. Ryu, J.-G. Lee, and J.-H. Lee, “Epsilon negative zeroth-order resonator antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 12, pp. 3710-3712, Dec. 2007.
- [3] J. K. Ji, G. H. Kim, and W. M. Seong, “Bandwidth enhancement of metamaterial antennas based on composite right/left-handed transmission line,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 36-39, 2010.
- [4] A. Lakhtakia and C. Furse (editors), chapter 7 in *The World of Applied Electromagnetics*, Springer, Cham, Switzerland, 2018.
- [5] H. Nakano, K. Sakata, and J. Yamauchi, “Linearly and circularly polarized radiation from metaline antennas,” *International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Cocoa Beach, FL, USA, pp. 142-143, Feb. 2016.
- [6] H. Nakano, S. Okuzawa, K. Ohishi, H. Mimaki, and J. Yamauchi, “A curl antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 11, pp. 1570-1575, Nov. 1993.
- [7] H. Nakano, T. Abe, A. Mehta, and J. Yamauchi, “Compound metacurl antenna with C- and N-type metaatoms,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 51703-51712, March 2020.

第6章 結論

低姿勢アンテナの高性能化を目的とし、自然系材料および超自然系材料から成る新しいアンテナを実現してきた。

第2章では、回転対称体素子およびメアンダ状寄生素子から成る低姿勢・小形・超広帯域アンテナを対象としている。このアンテナは、従来アンテナより小さなアンテナ体積をもって、他のアンテナを超える約179%の超広帯域特性を有するように検討されている。はじめに、回転対称体素子の周囲に4つの直線状寄生素子を配置し、低周波数領域におけるインピーダンスを改善している。次に、直線状寄生素子を屈曲することにより、上部面積の縮小化を行っている。最後に、低周波数領域におけるインピーダンスのさらなる改善のために、屈曲した寄生素子にメアンダ構造を導入している。このとき、電圧定在波比が2以下となる下限周波数2.78 GHzにおけるアンテナ高は約0.09波長と低姿勢になっている。

第3章では、第2章において用いた回転対称体素子、およびマッシュルーム形寄生素子から成る低姿勢・高利得・広帯域ビーム走査アンテナを検討している。はじめに、回転対称体素子の周囲にマッシュルーム形寄生素子を円形に配列している。これにより、寄生素子の接地板に対する状態(開放または短絡)を制御し、方位面内におけるビーム走査を達成している。次に、利得の広帯域化を目的とし、寄生素子の配列を二列にしている。最後に、アンテナを試作し、検討結果の妥当性を実験により確認している。このアンテナは、方位面内において、10 dBi以上の高利得指向性ビームを、従来よりも広い帯域(45%)にわたって走査できる、という特徴を有する。

第4章では、低姿勢二線アルキメデススパイラルアンテナを使用した円偏波ビーム走査を達成している。はじめに、円偏波軸ビームおよびコニカルビームの放射電界強度および位相分布を明らかにしている。その後、軸ビームとコニカルビームとを重畳することによって、チルトビームを形成している。このチルトビームは、二つのアームに印加する給電電圧比の変化に伴い、方位面内を移動する。給電電圧比からチルトビームの最大放射方向を推定する簡易な方程式をも導出している。以上により、このアンテナは、従来4以上の給電点が必要であった円偏波ビーム走査を、2つの給電点によって可能ならしめている。

第5章では、低姿勢複合メタマテリアループから成る円偏波ビーム走査アンテナを開発している。このアンテナは、従来単一の周波数帯域においてのみ達成されていた円偏波ビーム走査を二つの周波数帯域において達成している。はじめに、C-type メタアトムおよびN-type メタアトムから成る MetaLPA-axial を検討し、二つの設計周波数において、MetaLPA-axial が反円偏波軸ビームを放射することを明らかにしている。次に、C-type メタアトムから成る円周約二導波波長 MetaLPA-conical を検討し、二つの設計周波数において、MetaLPA-conical が反円偏波コニカルビームを放射することを明らかにしている。最後に、MetaLPA-

axial の外側に MetaLPA-conical を同心状に配列した MetaLPA-plus を考察している．二つのメタループアンテナを同時に励振することによって，反円偏波チルトビームを形成している．このチルトビームは，給電位相の変化に伴い，方位面内を移動する．

以上のように，筆者は，本論文において，自然・超自然系材料から成るアンテナに注目し，低姿勢構造と高いアンテナ性能(広帯域化，複数帯域動作，高利得化，円偏波放射，ビーム走査等)とを有する新しいアンテナを実現したことを述べている．

謝辞

本研究の遂行ならびに本論文の執筆にあたり、終始懇切なご指導とご助言を賜りました法政大学理工学部の中野潤治教授、ならびに法政大学大学院理工学研究科の中野久松名誉教授に深く感謝申し上げます。さらに、本論文に関する実験を実施するにあたり、有益なご助言を賜りました法政大学理工学部の三牧宏彬講師に深く感謝致します。

また、高周波数帯域における遠方界測定にご協力いただきました、日本電業工作株式会社様、ならびに日本アンテナ株式会社様に感謝致します。

本論文の内容の一部に関して、数値解析およびアンテナの作製にご協力いただきました法政大学理工学研究科の蔡政霖氏に感謝申し上げます。

英国 Swansea University における研究生活にあたって、ご助言およびご支援賜りました、Prof. Amit Mehta, Dr. Arpan Pal, Dr. Hengyi Zhou ならびに Antennas and Smart Cities Laboratory の皆様へ感謝申し上げます。

本研究は、以上の方々の他、多数の方々のご指導、ご協力により遂行したものです。ここに謹んでお礼を申し上げます。

研究業績

学術誌論文

- [1] 阿部智希, 蔡政霖, 山内潤治, 中野久松, “超広帯域メアンダ 4 アーム BOR アンテナ,” 電子情報通信学会論文誌 B, vol. J104-B, no. 8, pp. 711-719, Aug. 2021. DOI: 10.14923/transcomj.2020JBP3069
- [2] 阿部智希, 山内潤治, 中野久松, “BOR 素子及びマッシュルーム形寄生素子から成る広帯域・高利得ビーム走査アンテナ,” 電子情報通信学会論文誌 B, vol. J104-B, no. 2, pp. 102-110, Feb. 2021. DOI: 10.14923/transcomj.2020JBP3041
- [3] **T. Abe**, J. Yamauchi, and H. Nakano, “Steering of the circularly polarized beam from a spiral antenna,” IEICE Communication Express, vol. 9, no. 6, pp. 194-199, June 2020. DOI: 10.1587/comex.2019SPL0014
- [4] H. Nakano, **T. Abe**, and J. Yamauchi, “Compound metaloop antenna for circularly polarized beam steering,” IEEE Access, vol. 9, pp. 79806-79815, May 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3084285
- [5] H. Nakano, **T. Abe**, and J. Yamauchi, “Phase progression of a radiation field from circular and square active regions,” IEEE Access, vol. 9, pp. 14710-14724, Jan. 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3051949
- [6] H. Nakano, **T. Abe**, and J. Yamauchi, “Theoretical investigation of radiation in the normal direction for a metaloop antenna,” IEEE Access, vol. 8, pp. 122826-122837, July 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3007505
- [7] H. Nakano, **T. Abe**, A. Mehta, and J. Yamauchi, “Compound metacurl antenna with C- and N-type metaatoms,” IEEE Access, vol. 8, pp. 51703-51712, March 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2980052
- [8] H. Nakano, **T. Abe**, T. Kawano, A. Mehta, and J. Yamauchi, “Azimuth angle estimation for a reduced radiation region formed by a metaspiral antenna,” IEEE Access, vol. 7, pp. 78289-78297, June 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2921452

- [9] H. Nakano, **T. Abe**, and J. Yamauchi, “Planar reconfigurable antennas using circularly polarized metalines,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 5, pp. 1006-1010, May 2019. DOI: 10.1109/LAWP.2019.2907533
- [10] H. Nakano, **T. Abe**, and J. Yamauchi, “Quasi-theoretical investigation of four circularly polarized metaloop antennas,” *European Physical Journal Applied Metamaterials*, vol. 6, no. 2, pp. 1-13, Jan. 2019. DOI: 10.1051/epjam/2018007
- [11] H. Nakano, I. Yoshino, **T. Abe**, and J. Yamauchi, “Balanced gain for a square metaloop antenna,” *European Physical Journal Applied Metamaterials*, vol. 6, no. 3, pp. 1-5, Jan. 2019. DOI: 10.1051/epjam/2018010

国際学会発表

- [1] **T. Abe**, J. Yamauchi, and H. Nakano, “A single metasurface plate excited by a patch antenna for large tilt angle formation,” 16th European Conference on Antennas and Propagation, Madrid, Spain, March 2022. (accepted)
- [2] **T. Abe**, J. Yamauchi, and H. Nakano, “Circularly polarized dual-band fan-beam metaline-based antenna,” 2020 International Symposium on Antennas and Propagation, Osaka, Japan, pp. 81-82, Jan. 25-28, 2021. DOI: 10.23919/ISAP47053.2021.9391499
- [3] **T. Abe**, J. Yamauchi, and H. Nakano, “Circularly polarized beam-steering antenna composed of metacurl and metaloop elements,” 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, Montreal, Canada, pp. 893-894, July 5-10, 2020. DOI: 10.1109/IEEECONF35879.2020.9330160
- [4] H. Nakano, **T. Abe**, and J. Yamauchi, “Phase of radiation from a square principal source region,” 2021 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, Marina Bay Sands, Singapore, Dec. 4-10, 2021.
- [5] H. Nakano, **T. Abe**, and J. Yamauchi, “Circularly polarized conical radiation from a metasprial antenna,” 2021 International Symposium on Antennas and Propagation, Taipei, Taiwan, Oct. 19-22, 2021. DOI: 10.23919/ISAP47258.2021.9614508

- [6] H. Nakano, **T. Abe**, and J. Yamauchi, "BOR-BORs antenna," International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications 2021, Hawaii, USA, pp. 67-69, Aug. 9-13, 2021. DOI: 10.1109/APWC52648.2021.9539705
- [7] H. Nakano, **T. Abe**, A. Mehta, and J. Yamauchi, "Four square metaloop-based antennas using C-, N-, and P-metaatoms," 15th European Conference on Antennas and Propagation, Düsseldorf, Germany, March 22-26, 2021. DOI: 10.23919/EuCAP51087.2021.9411033
- [8] H. Nakano, **T. Abe**, and J. Yamauchi, "N-type metacurl antenna," 2020 International Symposium on Antennas and Propagation, Osaka, Japan, pp. 21-22, Jan. 25-28, 2021. DOI: 10.23919/ISAP47053.2021.9391201
- [9] H. Nakano, **T. Abe**, and J. Yamauchi, "Metalline application to a linearly polarized wave beam-steering antenna," 2020 Asia-Pacific Microwave Conference, Hong Kong, China, pp. 372-373, Dec. 8-11, 2020. DOI: 10.1109/APMC47863.2020.9331634
- [10] H. Nakano, **T. Abe**, A. Mehta, and J. Yamauchi, "Beam-steerable antenna composed of metalines," 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, Montreal, Canada, pp. 755-756, July 5-10, 2020. DOI: 10.1109/IEEECONF35879.2020.9329880
- [11] H. Nakano, **T. Abe**, A. Mehta, and J. Yamauchi, "Circularly polarized concentric metaring antenna," 14th European Conference on Antennas and Propagation, Copenhagen, Denmark, pp. 1-4, March 15-20 2020. DOI: 10.23919/EuCAP48036.2020.9135214
- [12] H. Nakano, **T. Abe**, A. Mehta, and J. Yamauchi, "Concentric round metaloop antenna," International Workshop on Antenna Technology 2020, Bucharest, Romania, Feb. 25-28, 2020. DOI: 10.1109/iWAT48004.2020.1570594923
- [13] H. Nakano, **T. Abe**, and J. Yamauchi, "A metasprial antenna for azimuthal beam steering," 2019 International Symposium on Antennas and Propagation, Xi'an, China, Oct. 27-30, 2019.
- [14] H. Nakano, **T. Abe**, T. Kawano, A. Mehta, and J. Yamauchi, "Tilted beam from a spiral antenna," International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications 2019, Granada, Spain, pp. 1-3, Sept. 9-13, 2019. DOI: 10.1109/APWC.2019.8870528

- [15] H. Nakano, **T. Abe**, A. Mehta, and J. Yamauchi, "Double metaloop antenna," 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, Atlanta, USA, pp. 1591-1592, July 7-12, 2019. DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8888737
- [16] H. Nakano, **T. Abe**, J. Yamauchi, A. Pal, and A. Mehta, "Metalines with a patch antenna," 13th European Conference on Antennas and Propagation, Krakow, Poland, March 31-April 5, 2019.
- [17] H. Nakano, **T. Abe**, and J. Yamauchi, "Metaline application to loop antennas," International Workshop on Antenna Technology 2019, Miami, USA, pp.157-158, March 3-6, 2019. DOI: 10.1109/IWAT.2019.8730872
- [18] H. Nakano, T. Kawano, **T. Abe**, J. Yamauchi, and A. Mehta, "Composite excitation for a two-arm spiral antenna," 2019 URSI Asia Pacific Radio Science Conference, New Delhi, India, March 9-15, 2019. DOI: 10.23919/URSIAP-RASC.2019.8738130
- [19] H. Nakano, **T. Abe**, and J. Yamauchi, "Phase change for CP conical radiation from a metaloop antenna," 2018 International Symposium on Antennas and Propagation, Busan, Korea, Oct. 23-26, 2018.
- [20] H. Nakano, **T. Abe**, and J. Yamauchi, "Short circularly polarized metaline antenna," International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications 2018, Cartagena de Indias, Colombia, pp. 708-710, Sept. 10-14, 2018. DOI: 10.1109/APWC.2018.8503741
- [21] H. Nakano, **T. Abe**, and J. Yamauchi, "Radially arrayed CP metamaterial lines," 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, Boston, USA, pp. 655-656, July 8-13, 2018. DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8609169
- [22] H. Nakano, **T. Abe**, A. Mehta, and J. Yamauchi, "Application of a circularly polarized metaline to beam-steerable antennas," 12th European Conference on Antennas and Propagation, London, UK, pp. 1-4, April 9-13, 2018. DOI: 10.1049/cp.2018.0839
- [23] H. Nakano, **T. Abe**, and J. Yamauchi, "Conformal low-profile metaline," International Workshop on Antenna Technology 2018, Nanjing, China, April 4-7, 2018. DOI: 10.1109/IWAT.2018.8379120
- [24] H. Nakano, **T. Abe**, and J. Yamauchi, "Beam-steering antenna using metalines," 2017 International Symposium on Antennas and Propagation, Phuket, Thailand, Oct.30-Nov.2, 2017. DOI: 10.1109/ISANP.2017.8228725

- [25] H. Nakano, **T. Abe**, Y. Kameta, and J. Yamauchi, “Inverted F antennas with hexagonal patches,” 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, San Diego, CA, USA, pp. 1149-1150, July 9-14, 2017. DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072617

国内学会発表

- [1] **阿部智希**, 山内潤治, 中野久松, “小形屈曲メタラインアンテナ,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, 熊本大学, 熊本, B-1-66, 2021 年 9 月 14 日~17 日.
- [2] **阿部智希**, 山内潤治, 中野久松, “逆 F アンテナからの後方放射の抑制,” 電子情報通信学会総合大会, 東京工業大学, 東京, B-1-48, 2021 年 3 月 9 日~12 日.
- [3] **阿部智希**, 山内潤治, 中野久松, “BOR 素子を使用した特性再生可能アンテナ,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, 徳島大学, 徳島, B-1-26, 2020 年 9 月 15 日~18 日.
- [4] **阿部智希**, 山内潤治, 中野久松, “メタスパイラルアンテナを使用した円偏波ビーム走査,” 電子情報通信学会総合大会, 広島大学, 広島, B-1-37, 2020 年 3 月 17 日~20 日.
- [5] **阿部智希**, 山内潤治, 中野久松, “二線アルキメデススパイラルアンテナを使用した円偏波ビーム走査,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, 大阪大学, 大阪, B-1-58, 2019 年 9 月 10 日~13 日.
- [6] **阿部智希**, 山内潤治, 中野久松, “低姿勢円偏波マルチアリングアンテナ,” 電子情報通信学会総合大会, 早稲田大学, 東京, B-1-85, 2019 年 3 月 19 日~22 日.
- [7] **阿部智希**, 山内潤治, 中野久松, “円偏波メタライン 8 素子配列,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, 金沢大学, 金沢, B-1-39, 2018 年 9 月 11 日~14 日.
- [8] **阿部智希**, 山内潤治, 中野久松, “円偏波メタラインの放射状配列,” 電子情報通信学会総合大会, 東京電機大学, 東京, B-1-39, 2018 年 3 月 20 日~23 日.
- [9] **阿部智希**, 山内潤治, 中野久松, “6 ビームアンテナの 6 個配列,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, 東京都市大学, 東京, B-1-110, 2017 年 9 月 12 日~15 日.

- [10] 阿部智希, 山内潤治, 中野久松, “平面板状逆 F アンテナを使用したチルトビーム形成,” 電子情報通信学会総合大会, 名城大学, 名古屋, B-1-44, 2017 年 3 月 22 日~25 日.
- [11] 蔡政霖, 阿部智希, 山内潤治, 中野久松, “ストリップ BOR アンテナ,” 電子情報通信学会総合大会, 広島大学, 広島, B-1-31, 2020 年 3 月 17 日~20 日.
- [12] 蔡政霖, 阿部智希, 山内潤治, 中野久松, “凹型 BOR アンテナ,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, 大阪大学, 大阪, B-1-40, 2019 年 9 月 10 日~13 日.
- [13] 蔡政霖, 阿部智希, 山内潤治, 中野久松, “極超広帯域 BOR アンテナ,” 電子情報通信学会総合大会, 早稲田大学, 東京, B-1-92, 2019 年 3 月 19 日~22 日.
- [14] 蔡政霖, 阿部智希, 山内潤治, 中野久松, “広帯域 BOR アンテナと三角形モノポールの比較,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, 金沢大学, 金沢, B-1-61, 2018 年 9 月 11 日~14 日.

付録 A 寄生素子のパラメータの決定(第 2 章)

N_{arm} 本のアームを $2\pi/N_{\text{arm}}$ (rad.) ごとに配置した場合の VSWR = 2 となる下限周波数を図 A-1 に示す. $N_{\text{arm}} = 4$ のとき下限周波数が最も低い. この結果から, 第 2 章では $N_{\text{arm}} = 4$ としている. 図 A-2 にアンテナ上部面積 s^2 を一定 (1600 mm^2) にし, $\Delta g + L_{\text{arm}} = 14.65 \text{ mm}$ の場合における入力インピーダンスの周波数応答を示す. N_{arm} を 4 とし, $\Delta g = 1.5 \text{ mm}$ 付近のインピーダンスを観測する. 入力インピーダンスは Δg の影響を大きく受けない. このことより $\Delta g = 1.5 \text{ mm}$ に選んでいる.

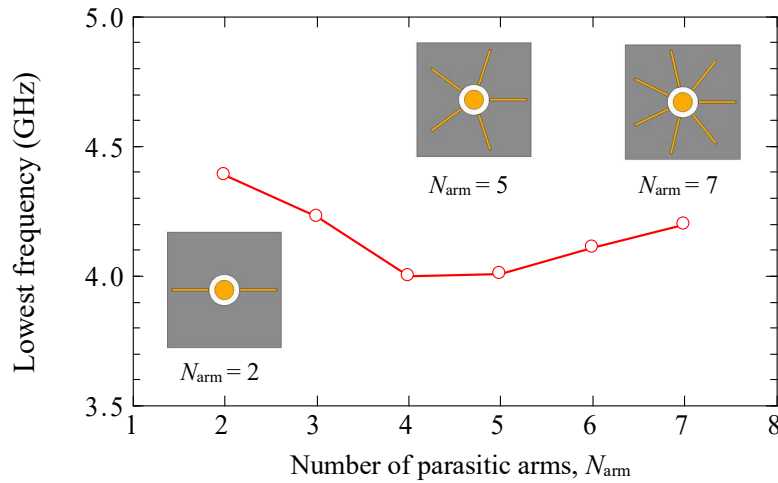


図 A-1. アーム数 N_{arm} を変化させた場合の下限周波数.

Fig. A-1. The lowest operating frequency, where the number of parasitic elements, N_{arm} , is changed.

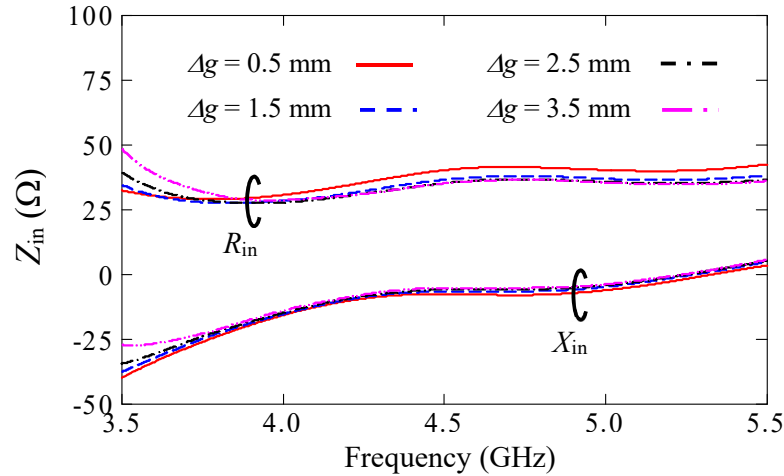


図 A-2. BOR 素子と寄生素子との間の距離 Δg を変化させた場合の入力インピーダンスの周波数応答

Fig. A-2. Frequency response of the input impedance, where the distance between the BOR element and parasitic elements, Δg , is used as a parameter.

付録 B 他の円偏波ビーム走査アンテナとの比較(第 5 章)

第 5 章で提案した MetaLPA-plus の新規性および有効性を明示するために, 表 B-1 に MetaLPA-plus と他の円偏波ビーム走査アンテナ[1]-[7]との比較を示す. MetaLPA-plus が約 1/100 波長の極めて小さいアンテナ高および反円波二帯域特性を実現していることがわかる.

表 B-1. MetaLPA-plus と他の円偏波ビーム走査アンテナとの比較.

Table B-1. Comparison of the MetaLPA-plus with other published CP beam-steering antennas.

	Height	Band	Polarization	Number of feed points	Impedance bandwidth	AR bandwidth	Continuous steering ability
MetaLPA-plus	$0.014\lambda_0$	Dual	LHCP and RHCP	2	>10%	$\approx 8\%$	Yes
[1]	$0.197\lambda_0$	Single	RHCP	4	16.6%	10.7%	No
[2]	$0.026\lambda_0$	Single	LHCP	4	>10%	19%	No
[3]	$0.068\lambda_0$	Single	RHCP	2	5.1%	1.4%	Yes
[4]	$0.017\lambda_0$	Single	RHCP	4	1.4%	Not clear	Yes
[5]	$0.013\lambda_0$	Single	LHCP	2	Not clear	Not clear	Yes
[6]	$0.008\lambda_0$	Single	LHCP or RHCP	4	$\approx 1\%$	$\approx 1\%$	Yes
[7]	$0.46\lambda_0$	Single	RHCP	1	67%	47%	No

参考文献

- [1] H. Zhou, A. Pal, A. Mehta, D. Mirshekar-Syahkal, and H. Nakano, "A four-arm circularly polarized high-gain high-tilt beam curl antenna for beam steering applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 6, pp. 1034-1038, June 2018.
- [2] H. Nakano, T. Abe, and J. Yamauchi, "Planar reconfigurable antennas using circularly polarized metalines," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 5, pp. 1006-1010, May 2019.
- [3] C. Deng, Y. Li, Z. Zhang, and Z. Feng, "A hemispherical 3-D null steering antenna for circular polarization," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 803-806, 2015.
- [4] N. R. Labadie, S. K. Sharma, and G. M. Rebeiz, "A circularly polarized multiple radiating mode microstrip antenna for satellite receive applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 7, pp. 3490-3500, July 2014.
- [5] H. Nakano, T. Abe, T. Kawano, A. Mehta, and J. Yamauchi, "Azimuth angle estimation for a reduced radiation region formed by a metaspical antenna," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 78289-78297, June 2019.
- [6] M. Barbuto, A. Alu, F. Bilotti, and A. Toscano, "Dual-circularly polarized topological patch antenna with pattern diversity," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 48769-48776, March 2021.
- [7] L. Ge, M. Li, Y. Li, H. Wong, and K.-M. Luk, "Linearly polarized and circularly polarized wideband dipole antennas with reconfigurable beam direction," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 4, pp. 1747-1755, April 2018.