

ミリ波高能率偏波共用導波管アンテナによる周波数完全再利用技術の開発

鈴木 健仁 茨城大学工学部電気電子工学科助教

1 まえがき

図 1 に示すリッジ導波管スロットアンテナ[1]-[7]は導波管内部に設けたリッジの効果で広帯域化を実現できる。また、エッジスロット導波管アンテナ[8]と組み合わせ、偏波共用アンテナを構成することも可能である。著者らはスペクトル領域法解析(S2DS Method)[9][10]を用いて、多素子を有するリッジ導波管スロットアンテナの解析・設計を進めている。汎用の電磁界シミュレータ等では素子数が増えるにつれ、解析は可能でも、繰り返し補正の伴う精密設計が困難となるためである。

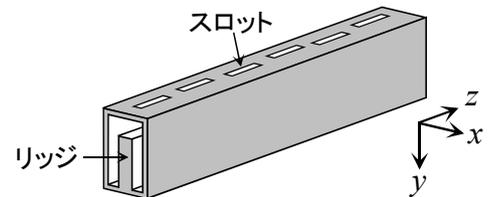


図 1 リッジ導波管スロットアンテナ

本研究では、本研究では、まずスペクトル領域法によりリッジ導波管内部のスロット間相互アドミタンスの導出を進めた。次にスペクトル領域のグリーン関数を用いてリッジ導波管の固有値解析を行い、各モードの遮断周波数を求めた。

さらに構築したプログラムを拡張し、平行平板を積層した高消光比かつ高透過特性なテラヘルツ波帯(サブミリ波帯)ワイヤグリッドの研究へも拡張した。平行平板導波管内で、TM モードは通過し、TE モードはカットオフ周波数以下で指数関数的に減衰する。さらに、平行平板を用いたテラヘルツ波帯(サブミリ波帯)の光学素子の研究も進めた。

2 スペクトル領域のグリーン関数によるリッジ導波管の固有値解析

図 1 は管軸(z 軸)に対して、一様構造である。図 2 に解析モデルを示す。等価定理で規範領域に分割する。 $\tilde{M}_{a1}(k_z)$ 、 $\tilde{M}_{a2}(k_z)$ はそれぞれリッジ導波管内部の開口面 1 と 2 での磁流を表す。スペクトル領域のグリーン関数を用いて積分方程式を立てる。式(1)のように行列式が 0 となる波数 k_z より、遮断周波数を導出できる。

$$\det \begin{bmatrix} I_{11}^I(k_z) + I_{11}^{II}(k_z) & I_{12}^I(k_z) \\ I_{21}^I(k_z) & I_{22}^I(k_z) + I_{22}^{III}(k_z) \end{bmatrix} = 0 \quad \dots (1)$$

アドミタンス I の上付き文字は用いるグリーン関数の領域を、下付き文字は開口面磁流の番号を表す。表 1 に 7 個目までのモードの遮断周波数の解析結果を示す。有限要素法の結果と比較して、よく一致していることを確認した。基本モードの遮断周波数は入力モードとスロットのアドミタンスの導出に用いられる。今後、入力する基本モードとスロットのアドミタンスを導出し、導波管内部のスロット間相互アドミタンスと組み合わせリッジ導波管スロットアンテナの特性計算を行う予定である。

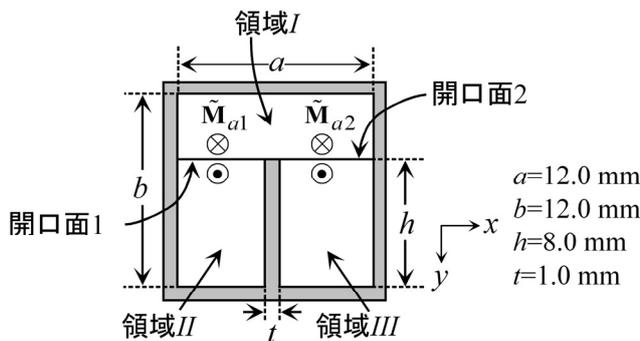


図 2 解析モデルと解析パラメータ

表 1 遮断周波数

モード	スペクトル領域法 グリーン関数 (GHz)	有限要素法 (GHz)
1	6.182	6.211
2	12.30	12.30
3	15.77	15.80
4	24.92	24.93
5	25.77	25.77
6	26.23	26.23
7	28.35	28.36

3 モードマッチング法によるテラヘルツ波帯ワイヤーグリッドの設計

現在、テラヘルツ波帯技術の急速な発展とともに高機能な光学素子の充実が求められている。偏光子として動作するワイヤーグリッドにおいても、金属厚みによる阻止特性への影響[11]、シリコン基板上へのミクロンオーダーのアルミ構造の作製[12]、ナノインプリントでの作製[13]、 10^{-6} の高消光比を有する設計[14]など積極的な研究が進められている。本研究では、現象の理解、及び最適設計に向け、パラメータの繰り返し補正に耐えられる高速かつ高精度なモードマッチング法[15][16]を用いてテラヘルツ

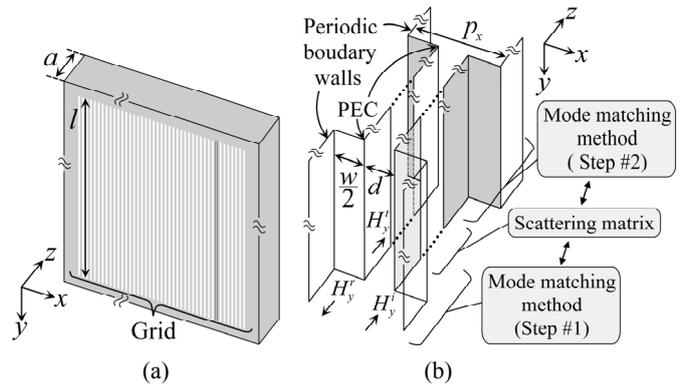


図3 テラヘルツ波帯ワイヤーグリッド

表2 解析パラメータ

d	50 μm	a	1.0 mm	l	18 mm
-----	------------------	-----	--------	-----	-------

ルツ波帯ワイヤーグリッドを解析した。

図3(a)にワイヤーグリッドを示す。構造は波長に対して十分大きく、 x 軸は周期構造、 y 軸方向は無限様構造である。図3(b)のように外部に周期境界壁を仮想し、一本分抜き出した2次元解析モデルとして表現できる。

金属壁と周期境界壁の1つ目のステップ構造をモードマッチング法で解析し、図3(b)のように距離 a で散乱行列を接続する。入射波は TM モードである。磁界 \mathbf{H} の入射波、反射波、透過波はそれぞれ

$$H_y^i = \exp(-jk_0z)$$

$$H_y^r = \sum_{m=0}^{\infty} A_m I_m \exp(+jk_mz)$$

$$H_y^t = \left(\sum_{n=1}^{\infty} B_n I_n + \sum_{l=0}^{\infty} C_l I_l \right) \exp(-jk_lz)$$

とおける。ここで、 I_m 、 I_n 、 I_l は基底関数を表し、

$$I_m = \cos(m\pi x/d), I_n = \sin(2n\pi x/p_x), I_l = \cos(2l\pi x/p_x)$$

と表せる。 A_m 、 B_n 、 C_l は励振係数を表す。電界 \mathbf{E} は磁界 \mathbf{H} より一意に決まる。開口面上で電界と磁界の境界条件を立てる。境界条件に、3種類の基底関数を積み重ねるためそれぞれ掛け、境界面上で積分し、行列式を導出する。この行列式を解くことで、励振係数が求まる。

1つ目のステップ構造の散乱行列は励振係数より導出できる。2つ目の散乱行列と距離 a で接続し、図3(b)の全体での TM モードを入射した際の透過、反射特性が求まる。TE モードの伝搬定数[17]を考慮し、消光比も求まる。

表2に解析パラメータを示す。図4に金属の厚み w を変化させた場合の透過特性と消光比を示す。 $w=20 \mu\text{m}$ とすることで、0.1~2.9 THz で消光比は 10^{-6} 以下を保ちつつ、透過量 87%以上を設計できる。 $w=50 \mu\text{m}$ とすると、消光比は 10^{-6} 以下を保つが、2.99 THz で透過量がほぼ 0 (Wood's anomaly, Scan blindness) となる。

今後、設計したワイヤーグリッドの作製に取り組み、実験による動作確認とモードマッチング法によるテラヘルツ波帯での設計の有効性を確認する。

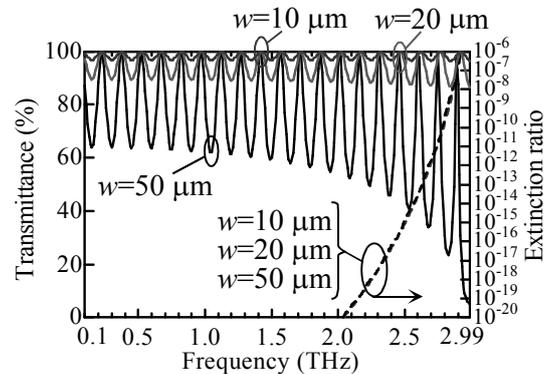


図4 TM モードの透過量と TE モードの消光比

4 金属スリット構造による屈折率 $0 < n < 1$ を有するテラヘルツ波帯三次元凹レンズの設計

テラヘルツ波帯の通常のレンズは、素子の材質によって屈折率が決定されてしまうが、電磁メタマテリアルにより任意にテラヘルツ波帯の屈折率を設計できれば[18]、産業応用の面での意義が大きい。

最近になり、テラヘルツ波帯で金属スリットによる2次元構造での集光が報告された[19]。取り扱い易さや設計の自由度もあるため、以前よりマイクロ波帯で積極的に研究されてきている[18][20]。

本研究では、将来的なテラヘルツ波放射・検出用光伝導アンテナへの実装を目指し、金属スリット構造による3次元凹型レンズの解析を行った。

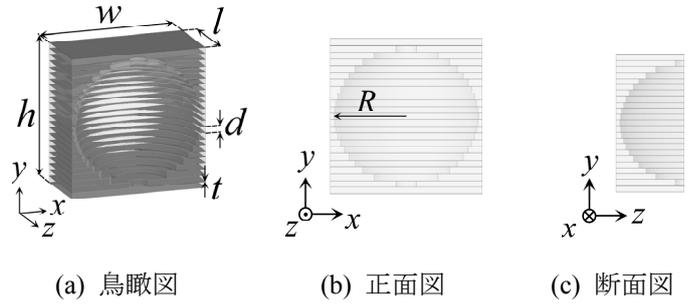
図5に金属スリット構造による3次元凹型レンズを示す。基礎検討のため、金属スリット構造を半球でくり抜いている。金属スリット構造に平行な電界成分を有するTEM波を入射すると、カットオフ以上の周波数ではTE₁モードが励起され、速波する[1]。この際、実効的な屈折率は $0 < n < 1$ とみなせ、凹レンズ形状にすることで集光する。

表3に解析モデルのパラメータを示す。TE₁モードの管内波長よりスリット間隔 $d=188 \mu\text{m}(0.34\lambda)$ の場合の実効屈折率は0.49、 $d=180 \mu\text{m}(0.33\lambda)$ では0.22とみなせる。

図6に $d=188 \mu\text{m}(0.34\lambda)$ の場合の全構造解析の電界分布を示す。現象の確認のため、レンズ全体の実寸サイズは解析可能なサイズとしている。解析は有限要素法電磁界シミュレータ ANSYS 社 HFSS を用いた。設計周波数は0.55 THzである。金属スリット構造の速波効果による集光が確認できる。図7の通り、全構造解析により求めた等価屈折率は、 $d=188 \mu\text{m}(0.34\lambda)$ で0.55、 $d=180 \mu\text{m}(0.33\lambda)$ で0.31となる。

レンズ通過後の入力に対する強度の極大値は、 $d=188 \mu\text{m}(0.34\lambda)$ の場合、レンズの平面部分から1.80 mm(3.3 λ)の点で4.3倍となる。 $d=180 \mu\text{m}(0.33\lambda)$ の場合、0.76 mm(1.33 λ)の点で入力に対して3.1倍となる。

今後、実験により集光効果を確認し、実効屈折率を評価する。



(a) 鳥瞰図 (b) 正面図 (c) 断面図

図5 金属スリット構造を有する三次元凹レンズ

表3 モデルのパラメータ

t	0.5 mm (0.0009 λ)	R	2.0 mm (3.7 λ)
l	2.1 mm (3.9 λ)	w	4.2 mm (7.7 λ)

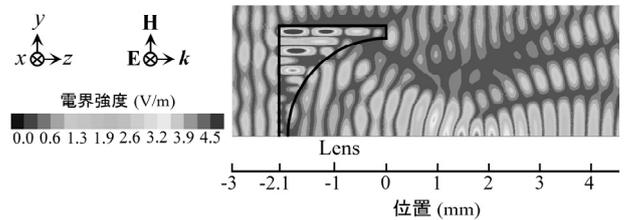


図6 全構造解析

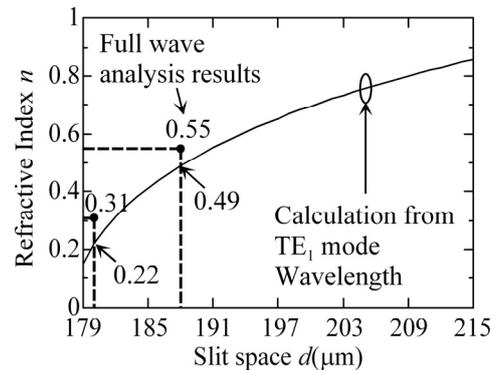


図7 スリット間隔と屈折率

5. 斜め配置金属スリットアレイによる位相制御を利用したテラヘルツ波帯パスレングスレンズ

金属スリット構造はテラヘルツ波帯でワイヤグリッド素子とともに、人工誘電体[21][22][23]などとして使用されている。通常はTM波では、スリットが電磁波の電界成分と垂直である場合には、実効屈折率が1と見なせる。電磁波の進行方向に角度 θ を持たせると実効屈折率 $n=1/\cos \theta$ と見なせ、位相を制御できる。これを応用したレンズとしてマイクロ波帯でのパスレングスレンズ[24][25]が応用例として挙げられる。

本研究ではテラヘルツ波帯光学素子への応用を検討したので報告する。ワイヤグリッド構造に角度を持たせ、レンズ形状を取ることでテラヘルツ波を集光できる簡易な構造となっている。また屈折率が周波数に関係しないので、広帯域化も期待できる。

図8にパスレングスレンズを示す。パスレングスレンズでは磁界に平行な金属板をレンズの軸に対して θ の傾きで配列する。金属板の間隔 s は入射波の半波長以下にする。

表 4 に設計周波数 0.5 THz でのパラメータを示す。半球レンズとなっている。パスレングスレンズの傾き $\theta=0^\circ, 30^\circ, 40^\circ$ での実効屈折率は $n=1/\cos \theta$ より、それぞれ 1.0、1.7、2.2 と見積もれる。

図 9 に全構造解析の電界分布を示す。集光の確認のため、レンズ全体の実寸は解析可能なサイズにしている。イメージの原理で 1/2 モデルを解析している。電界分布の強度の規格化は統一している。解析には有限要素法電磁界シミュレータ ANSYS 社 HFSS を用いた。

レンズ通過後の入力に対する強度の極大値はパスレングスレンズの傾き θ が 30° の場合、1.1 mm(0.18 λ)の点で 1.6 倍となる。 θ が 40° の場合、0.7 mm(0.11 λ)の点で入力に対して 2.0 倍となる。球面レンズのため収差が存在する。

今後、素子の作製を行い、実験により斜め配置金属スリットアレーによる位相制御を利用したパスレングスレンズの動作確認を進める。

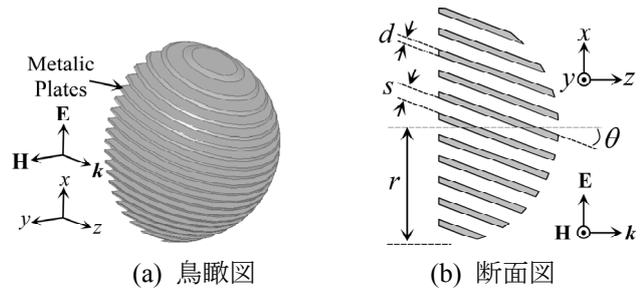


図 8 パスレングスレンズ

表 4 解析パラメータ

d	20 μm (0.033 λ)
s	50 μm (0.083 λ)
r	770 μm (1.3 λ)

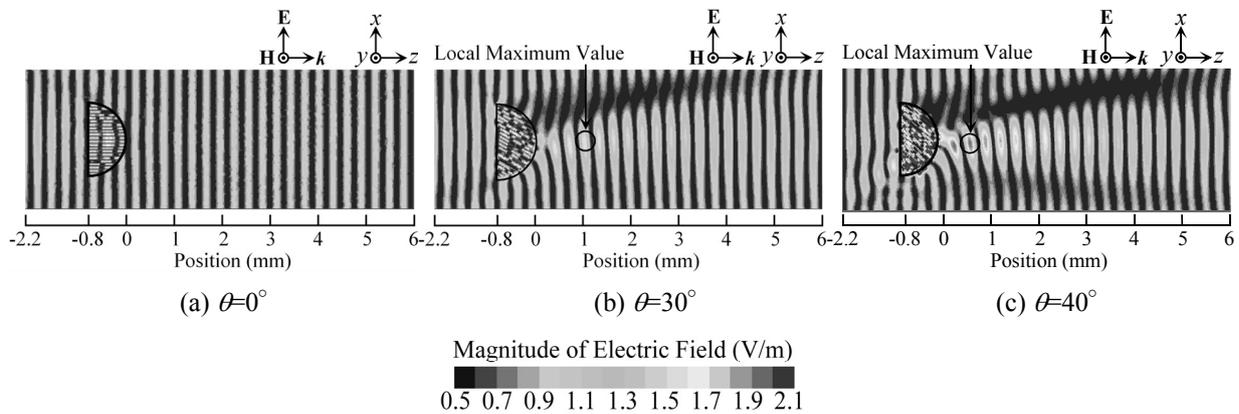


図 9 全構造解析

6 金属溝周期構造を有するテラヘルツ波帯人工誘電体レンズ

図 10 に金属溝周期構造によるレンズを示す。図 11 は単位素子モデルである。誘電体の作用を微視的に見ると、物質を構成している分子や原子が電磁波に対して電気双極子として働き、電磁波の位相が遅波する。レンズ形状にすることで電磁波を集光することができる。本提案のレンズでは金属溝周期構造により電磁波を遅延させている。

表 5 に解析モデルのパラメータを示す。現象の確認のため、レンズ全体の実寸は解析可能なサイズとしている。解析は有限要素法電磁界シミュレータ Ansoft 社 HFSS Ver.13.0.2 を用いた。イメージの原理で 1/4 モデルを解析している。解析結果を図 12 に示す。規格化は統一している。設計周波数は、0.5 THz である。集光効果が確認できた。

レンズ通過後の入力に対する強度の極大値は、 c_1 が 30 μm (0.050 λ)の場合、レンズの平面部分から 3.02mm(5.0 λ)の点で 2.5 倍となる。 c_1 が 20 μm (0.033 λ)では、4.59mm(7.7 λ)の点で入力に対して 1.8 倍となる。

今後、金属溝を装加した平行平板導波路の作製を行い、実験により遅延の確認と実効屈折率を求める予定である。

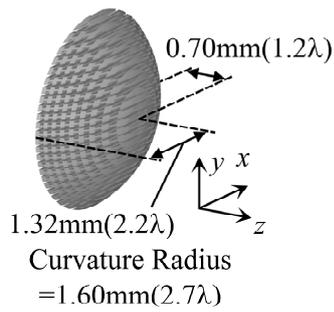


図10金属溝周期構造を有する
テラヘルツ波帯
人工誘電体レンズ

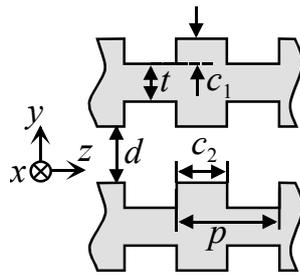


図 11 単体構造

表 5 解析パラメータ

d	30 μm (0.050 λ)	p	80 μm (0.13 λ)
c_2	40 μm (0.067 λ)	t	40 μm (0.067 λ)

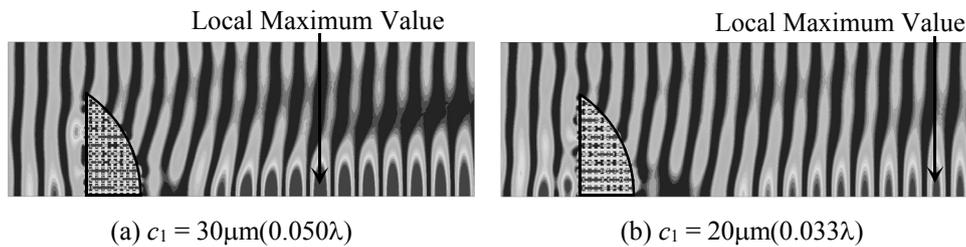


図 12 全構造解析

7 分割リング共振器を装加した金属スリット構造

負の領域の屈折率は、分割リング共振器と金属細線を用いた構造が報告されている[26, 27]。カットオフ状態の金属スリット構造を用い、分割リング共振器の装加による負の屈折率設計に取り組んだ。図 13 に分割リング共振器を装加した金属スリット構造の設計モデルを示す。実モデルは、 x 軸、 y 軸方向に周期的である。設計モデルでは、全面に周期境界壁を配置し、導波路 1 本分を抜き出す。負の誘電率はカットオフ状態の金属スリットで実現できる[28]。負の透磁率は分割リング共振器で実現できる[29]。表 6 に設計パラメータを示す。設計周波数は 0.57 THz である。図 14 に解析結果を示す。カットオフ状態のスリット幅であるが、TE モードが伝搬することを確認した。反射係数 S_{11} の振幅-13 dB(透過電力 5%)、透過係数 S_{21} の振幅は-0.2 dB(反射電力 95%)である。

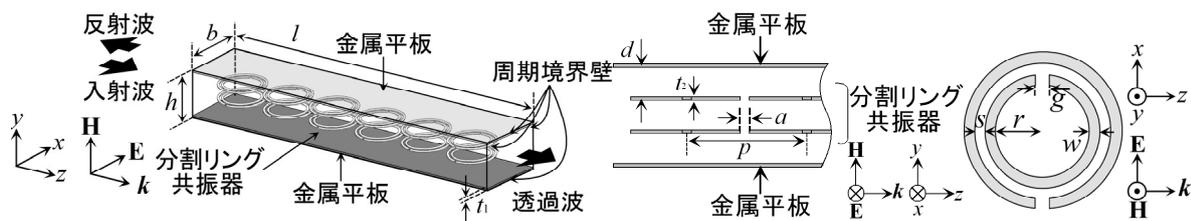


図 13 分割リング共振器を装加した金属スリット構造

表 6 解析パラメータ

r	25 μm	t_1	0.25 μm	d	50 μm
w	2 μm	h	151.5 μm	a	6 μm
s	5 μm	b	74 μm	p	74 μm
g	3 μm	l	464 μm	t_2	0.5 μm

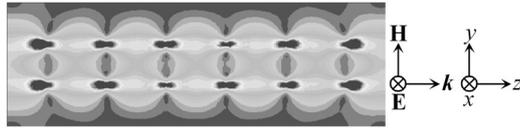


図 14 TE モードの伝搬解析

【参考文献】

[1] S. B. Cohn, Proc. IRE, vol. 35, pp. 783-788, Aug. 1947.
 [2] J. P. Montgomery, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-19, no. 6, pp. 547-555, Jun. 1971.
 [3] Y. Utsumi, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-33, no. 2, pp. 111-120, Feb., 1985.
 [4] A. S. Omar, et al., IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 39, no. 6, pp. 944-952, Jun. 1991.
 [5] W. Sun, et al., IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 41, no. 11, pp. 1965-1971, Nov. 1993.
 [6] K. Garb, et al., IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 42, no. 6, pp. 833-839, Jun. 1994.
 [7] S. Amari, et al., IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 44, no. 12, pp. 2256-2264, Dec. 1996.
 [8] J. C. Young, et al., IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 55, no. 3, pp. 812-819, Mar. 2007.
 [9] J. Hirokawa, et al., IEEE Trans. Antennas Propag., vol.42, no.9, pp.1243-1248, Sept. 1994.
 [10] T. Suzuki, et al., IEICE Trans. Commun., vol. E92-B, no. 1, pp. 150-158, Jan. 2009.
 [11] T. Fujii et al., The 70th Autumn Meeting, 2009; The Japan Society of Applied Physics and Related Societies, 8p-M-17, 2009.
 [12] I. Yamada, et al., Opt. Lett. vol. 34, no. 3, pp. 274-276. Jan. 2009.
 [13] K. Takano, et al., Opt. Lett. vol. 36, no. 14, pp.2665-2667, Jul. 2011.
 [14] Y. Kishi, et al., IRMMW-THz 2013, Th7-3, Mainz, Germany, Sep. 1-6, 2013.
 [15] H. J. Eom, *Electromagnetic Wave Theory for Boundary-Value Problems*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2004.
 [16] T. Suzuki, et al., IEICE Trans. Commun. vol. E92-B, no.1, pp. 150-158, Jan. 2009.
 [17] L. Josefsson, IEEE Trans. Antennas Propag. vol. 41, no.7, pp. 845-850, Jul. 1993.
 [18] W. E. Kock, Bell Syst. Tech. J. vol. 27, no. 1, pp. 58-82, Jan. 1948.
 [19] R. Menndis, et al., IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 58, no.7, pp.1993-1998, Jul. 2010.
 [20] 神谷 他, 電子情報通信学会 総合大会, C-2-51, 2012 年 3 月.
 [21] A. Pimenov, et al., Phys. Rev. B vol. 74, no.19, pp. 193102, Nov. 2006.
 [22] J. Shin, et al., IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron. vol. 12, no.6, pp. 1116-1122, Nov. 2006.
 [23] T. Konno, et al., Appl. Phys. A, vol. 109, no. 4, pp.1103-1108, Nov. 2012.
 [24] W. E. Kock, Proc. IRE, vol. 37, no.8, pp. 852-855, Aug. 1949.
 [25] アンテナ工学ハンドブック第2版, 電子情報通信学会編, 2008.
 [26] D. R. Smith, et al., Phys. Rev. Lett., vol. 84, pp. 4184-4187, vol. 84, no. 18, May 2000.
 [27] R. A. Shelby, et al., Science, vol. 292, no. 5514, pp. 77-79, Apr. 2001.
 [28] T. UEDA, et al., IEICE Trans. Electron., vol. E90-C, no. 9, pp. 1770-1775, Sep. 2007.
 [29] J. B. Pendry, et al., IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 47, no. 11, pp. 2075-2084, Nov. 1999.

〈発表資料〉

題名	掲載誌・学会名等	発表年月
Eigenvalue Analysis of a Ridged Waveguide Using a Spectral Domain Green's Functions	IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, 554.10	July 8-14, 2012.
スペクトル領域グリーン関数を用いたリッジ導波管の固有値解析	電子情報通信学会ソサエティ大会講演論文集, B-1-88	Sep. 2011.