

Optimized Mode Coefficients of Multimode Horns with Rectangular-Waveguide Aperture for Elliptical Beam

Hiroyuki DEGUCHI* and Mikio TSUJI*

(Received September 30, 2023)

This paper proposes directivity synthesis that simultaneously controls two orthogonal polarization components for multimode horns with a rectangular-waveguide aperture. In addition to reduction of both cross-polarization components and sidelobe levels, we realize orthogonally co-polarized components with the same beamwidth, and increases of gain within a coverage. As an example of an elliptical beam for both linear and circular polarizations, we present optimal mode coefficients to achieve a 10-dB beamwidth of $33^\circ \times 90^\circ$ with low cross-polarization characteristics. Also, we show optimal mode coefficients for realizing relative power level of -3 dB or higher over wide coverage region, and then discuss an increase of the gain in a case of elliptical coverage.

Key words : horn antennas, quadratic programming, low cross-polarization, rectangular waveguide, optimization.

キーワード : ホーンアンテナ, 2次計画法, 低交差偏波, 方形導波管, 最適化.

だ円ビームのための方形開口多モードホーンの最適モード係数

出口 博之, 辻 幹男

1. はじめに

ホーンアンテナは、反射鏡アンテナの1次放射器としてよく用いられ^{1, 2, 3)}、衛星通信⁴⁾では交差偏波成分の低いホーンアンテナが開発されてきた⁵⁾。特に衛星搭載用アンテナでは小型化が求められ^{6, 7)}、高次モードの制御によって交差偏波成分の低減と小型化が実現でき^{8, 9)}、広帯域化については最近でも検討が行われている¹⁰⁾。近年、ホーンの内壁をメタ表面で構成する検討が行われているが¹¹⁾、ホーンの内壁が金属の場合には、基本モードと高次モードによって指向性合成が容易に行え、アレーアンテナ¹²⁾や反射鏡アンテナ¹³⁾と同様に2次計画法を用いた方法が有効である¹⁴⁾。一方、コルゲート導波管では交差偏波成分の十分低いハイブリッド

モードを用いることができ、衛星放送¹⁵⁾では、だ円コルゲートホーンによってだ円ビームをだ円反射鏡に照射する形式の円偏波アンテナが開発されている^{16, 17)}。だ円ホーンについては、だ円のカバレッジに照射する基礎的検討も行われているが¹⁸⁾、高次モードの励振制御が円形ホーンや方形ホーンに比べると煩雑になる。先に筆者らは、カバレッジが円形の場合には、円形導波管の高次モードを曲線フレア¹⁹⁾や同軸グループ²⁰⁾によって励振制御できることを報告しており、方形ホーンも同様にして高次モードを制御すれば高性能化が可能であり、これについてもフレア角を変化させた構造による検討が行われ²¹⁾、筆者らもステップ構造²²⁾、グループの装荷^{23, 24)}による検討を行ってきた。このような放射特性は、覆域の広いレーダや電波センサーにおいても同様

* Department of Electronics, Doshisha University, Kyoto
Telephone: +81-774-65-6371, E-mail: {hdeguch, mtsuji}@mail.doshisha.ac.jp

に求められ、誘電体ドームレンズを装荷して小型化した 24 GHz 帯ホーンを先に提案している^{25, 26)}。そのほかに 24 GHz 帯では、レベル計測用アンテナ²⁷⁾、自動車の周辺監視レーダ用アンテナ²⁸⁾、照明システムの人感センサー用アンテナ²⁹⁾の開発が行われ、用途に応じた指向性合成が望まれる。

そこで、本論文では、方形導波管モードを用いた方形開口多モードホーンを取り上げ、交差偏波成分の低減や低サイドローブ化に加えて、直交2偏波を同時に制御して両偏波の主ビームを一致させ、カバレッジ内の高利得化などを図っていく。まず、文献¹⁸⁾のだ円開口ホーンによるだ円ビームを例として取り上げ、ここで提案する方法によって $33^\circ \times 90^\circ$ の 10-dB ビーム幅を実現する最適モード係数を求め、直線偏波および円偏波ともに低交差偏波特性が得られることを示していく。次に、正面から $\pm 40^\circ$ までのカバレッジを -3 dB 以上の相対電力レベルで照射するための最適モード係数を示すとともに、だ円カバレッジに対する高利得化について検討を加えていく。

2. 提案する方法

2.1. 多モード方形導波管開口による遠方放射特性

TE_{mn} あるいは TM_{mn} モードを励振した多モード方形導波管開口 ($a \times b$) のホーンについて、Fig. 1 に示す球座標系 (r, θ, ϕ) の点 P における (原点は開口の中心) 遠方放射電界 \mathbf{E}_p は開口面法³⁰⁾より求めることができ、ホーン開口における反射を無視すると次のようになる。

$$\mathbf{E}_p \simeq j \frac{\sqrt{S}}{\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \sqrt{Z_w} \sum_{m,n} c_{mn} \mathbf{f}_{mn} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_{mn} = & \frac{1 + y_{mn} \cos \theta}{2} (N_{xmn} \cos \phi + N_{ymn} \sin \phi) \mathbf{a}_\theta \\ & + \frac{y_{mn} + \cos \theta}{2} (-N_{xmn} \sin \phi + N_{ymn} \cos \phi) \mathbf{a}_\phi \end{aligned} \quad (2)$$

ここで、

$$\begin{aligned} N_{xmn} \mathbf{a}_x + N_{ymn} \mathbf{a}_y \\ = \sqrt{z_{mn}} \iint_A \mathbf{e}_{mn}(\boldsymbol{\rho}) e^{j(k_x x + k_y y)} dS \end{aligned} \quad (3)$$

また、

$$k_x = k \sin \theta \cos \phi, \quad k_y = k \sin \theta \sin \phi \quad (4)$$

$$z_{mn} = \frac{Z_{mn}}{Z_w} = \frac{1}{y_{mn}}, \quad S = ab \quad (5)$$

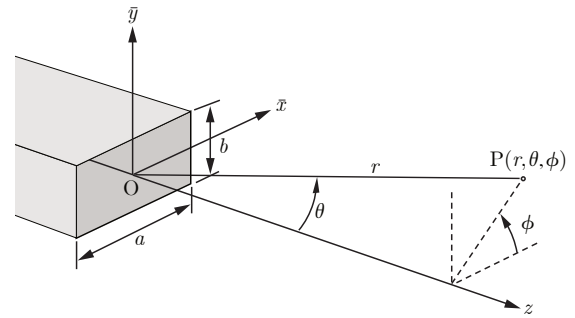


Fig. 1. Definition of coordinate systems for rectangular-waveguide aperture.

ただし、 $\mathbf{a}_x, \mathbf{a}_y$ は \bar{x}, \bar{y} 方向の単位ベクトル、 $\mathbf{a}_\theta, \mathbf{a}_\phi$ は θ, ϕ に沿う単位ベクトル、 \mathbf{e}_{mn} は電界のモード関数、 A は方形導波管開口の面積分範囲、 Z_w は自由空間の波動インピーダンス、 Z_{mn} は TE_{mn} あるいは TM_{mn} モードのインピーダンス、 z_{mn}, y_{mn} はモードの規格化インピーダンス、規格化アドミタンスを示す。このとき、開口面での電界分布 \mathbf{E}_t は、

$$\mathbf{E}_t = \sum_{m,n} c_{[mn]} \sqrt{Z_{[mn]}} \mathbf{e}_{[mn]} + \sum_{m,n} c_{(mn)} \sqrt{Z_{(mn)}} \mathbf{e}_{(mn)} \quad (6)$$

ただし、 $\mathbf{e}_{[mn]}, \mathbf{e}_{(mn)}$ は方形導波管の TE_{mn}, TM_{mn} モードの電界のモード関数³¹⁾を各々示す。また、 $c_{[mn]}, c_{(mn)}$ は TE_{mn}, TM_{mn} モード各々のモード係数を示し、これはモードの電力で規格化したもので、開口面における全電力 P は、

$$P = \sum_{m,n} |c_{[mn]}|^2 + \sum_{m,n} |c_{(mn)}|^2 \quad (7)$$

無限遠方の観測点における直交成分については、開口径が十分大きい場合、 x 方向成分からなる開口面分布による放射電界は単位ベクトル \mathbf{a}_ξ

$$\mathbf{a}_\xi = \cos \phi \mathbf{a}_\theta - \sin \phi \mathbf{a}_\phi \quad (8)$$

に沿う成分で表され、 y 方向成分からなる開口面分布による放射電界は単位ベクトル \mathbf{a}_η

$$\mathbf{a}_\eta = \sin \phi \mathbf{a}_\theta + \cos \phi \mathbf{a}_\phi \quad (9)$$

に沿う成分で表される。そこで、主偏波成分を x 方向とする開口面分布による放射電界の主偏波成分は \mathbf{a}_ξ 、交差偏波成分は \mathbf{a}_η 、逆に、主偏波成分を y 方向とする開口面分布による放射電界の主偏波成分は \mathbf{a}_η 、交差偏波成分は \mathbf{a}_ξ とする。そして、直交する偏波成分を主偏波

(添字 co, 単位ベクトル \mathbf{a}_{co}), 交差偏波 (添字 cr, 単位ベクトル \mathbf{a}_{cr}) で表すと,

$$\mathbf{f}_{[mn]} \equiv f_{\text{co},[i]} \mathbf{a}_{\text{co}} + f_{\text{cr},[i]} \mathbf{a}_{\text{cr}} \quad (10)$$

$$\mathbf{f}_{(mn)} \equiv f_{\text{co},(i)} \mathbf{a}_{\text{co}} + f_{\text{cr},(i)} \mathbf{a}_{\text{cr}} \quad (11)$$

これより,

$$F_{\text{co}} = \sum_i (c_{[i]} f_{\text{co},[i]} + c_{(i)} f_{\text{co},(i)}) = \sum_j c_j f_{\text{co},j} \quad (12)$$

ただし, 簡略化のため, $c_{[i]}$, $c_{(i)}$ は TE_{mn} , TM_{mn} モードの各々 i 番目のモードの係数を示し, さらに c_j は全てのモードを対象として j 番目のモードの係数を示すことにする. これより, 直線偏波アンテナの利得 $G(\theta, \phi)$ は,

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{S}{\lambda^2} \frac{|F_{\text{co}}|^2}{P} \quad (13)$$

また, F_{co} は主偏波成分であり, 同様に交差偏波成分 F_{cr} は,

$$F_{\text{cr}} = \sum_i (c_{[i]} f_{\text{cr},[i]} + c_{(i)} f_{\text{cr},(i)}) = \sum_j c_j f_{\text{cr},j} \quad (14)$$

2.2. 2次計画法による最適化

直交する直線偏波の正面方向 ($\theta = 0$) の利得 G_ξ (ξ は \mathbf{a}_ξ 方向成分が主偏波の場合), G_η (η は \mathbf{a}_η 方向成分が主偏波の場合) を評価関数として最大化する場合, 等式制約条件を

$$F_{\text{co}}^\xi \Big|_{\theta=0} = F_{\text{co}}^\eta \Big|_{\theta=0} = 1 \quad (15)$$

とすると,

$$G_\xi \Big|_{\theta=0} = \frac{4\pi}{P_\xi}, \quad P_\xi = \sum_{j=1}^{N_\xi} c_j^2 \quad (16)$$

$$G_\eta \Big|_{\theta=0} = \frac{4\pi}{P_\eta}, \quad P_\eta = \sum_{j=N_\xi+1}^{N_\xi+N_\eta} c_j^2 \quad (17)$$

したがって, 未知係数 c_j に関する 2 次式となる $P = P_t^\xi + P_t^\eta$ を最小化とする問題となる[†].

次に, 直交する偏波のビーム形状を一致させるための不等式制約条件は, $\phi = \phi_i$ ($i = 1, 2, \dots$) のカット面において両偏波の主ビーム形状のずれの振幅を $B(> 0)$ 以下となるよう次のように定義する.

$$\begin{aligned} -B &\leq F_{\text{co}}^\xi \Big|_{\phi_i} - F_{\text{co}}^\eta \Big|_{\phi_i} \\ &= \sum_{j=1}^{N_\xi} c_j f_{\text{co},j}(\theta, \phi_i) - \sum_{j=N_\xi+1}^{N_\xi+N_\eta} c_j f_{\text{co},j}(\theta, \phi_i) \\ &\leq B \quad (0 \leq \theta \leq \theta_i^{(b)}) \end{aligned} \quad (18)$$

[†] 2 次形式として最大化する場合, $-P$ を評価関数とする.

ただし, $\theta_i^{(b)}$ は ϕ_i での主ビームの角度範囲を示す. また, 放射パターン of 交差偏波レベルのピーク値の振幅を $X(> 0)$ 以下とする不等式制約条件は,

$$-X \leq F_{\text{cr}}^\xi \Big|_{\phi_i} = \sum_{j=1}^{N_\xi} c_j f_{\text{cr},j}(\theta, \phi_i) \leq X \quad (19)$$

$$-X \leq F_{\text{cr}}^\eta \Big|_{\phi_i} = \sum_{j=N_\xi+1}^{N_\xi+N_\eta} c_j f_{\text{cr},j}(\theta, \phi_i) \leq X \quad (20)$$

ここでは, 交差偏波領域の範囲は全角度範囲としている. さらに, サイドローブレベルのピーク値の振幅を $R(> 0)$ 以下とする場合, $\theta_i^{(0)} \leq \theta \leq \theta_i^{(r)}$ において不等式制約条件を次のように定義する.

$$-R \leq F_{\text{co}}^\xi \Big|_{\phi_i} = \sum_{j=1}^{N_\xi} c_j f_{\text{co},j}(\theta, \phi_i) \leq R \quad (21)$$

$$-R \leq F_{\text{co}}^\eta \Big|_{\phi_i} = \sum_{j=N_\xi+1}^{N_\xi+N_\eta} c_j f_{\text{co},j}(\theta, \phi_i) \leq R \quad (22)$$

ただし, ϕ_i における角度 $\theta_i^{(0)}$, $\theta_i^{(r)} (> \theta_i^{(0)})$ はサイドローブ領域の θ の下限値, 上限値を示す.

また, カバレッジ内の制約条件として, 角度範囲 $0 \leq \theta \leq \theta_i^{(w)} (< \theta_i^{(0)})$ において主ビームの振幅を W 以上とする場合,

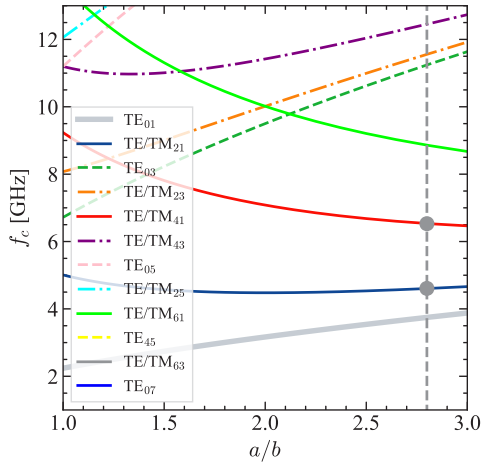
$$W \leq F_{\text{co}}^\xi \Big|_{\phi_i} = \sum_{j=1}^{N_\xi} c_j f_{\text{co},j}(\theta, \phi_i) \quad (23)$$

$$W \leq F_{\text{co}}^\eta \Big|_{\phi_i} = \sum_{j=N_\xi+1}^{N_\xi+N_\eta} c_j f_{\text{co},j}(\theta, \phi_i) \quad (24)$$

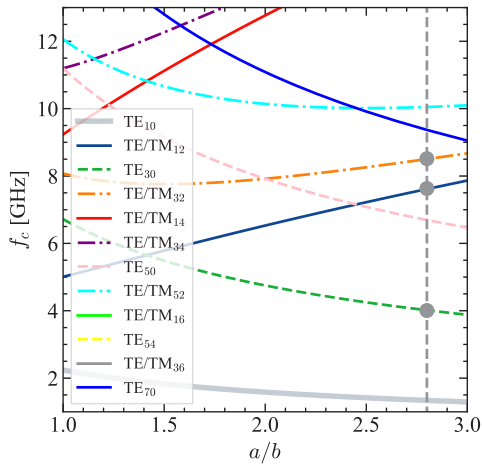
3. だ円ビームホーンアンテナ

3.1. 最適モード係数

方形導波管開口 ($a \times b$) の基本モードと高次の伝搬モードを適切に合成して, だ円ビームを得ることを考える. いま, 開口面積 $S (= ab)$ を一定とし, a/b を変化させたときの各モードの遮断周波数 f_c を求めると Fig. 2 に示すようになり, 10 GHz において伝搬となる TE_{01} , TE_{21} , TM_{21} , TE_{41} , TM_{41} モードにより \mathbf{a}_ξ 方向を主偏波, また TE_{10} , TE_{30} , TE_{12} , TM_{12} , TE_{32} , TM_{32} モードにより \mathbf{a}_η 方向を主偏波とするだ円ビームの形成を行うことにする. Figure 2 の丸印は, 後述するビーム形状が得られる寸法を示し, この寸法によって決まる開口面積 $S = 112 \times 40$ [mm²] を一定として a/b を変化させたときの寸法 a , b は Fig. 3 に示すようになる. 10 GHz



(a)



(b)

Fig. 2. Cutoff frequency f_c as a function of a/b with area $S = ab = 112 \times 40$ [mm²]. (a) TE₀₁ mode and higher order modes and (b) TE₁₀ mode and higher order modes.

において、このような大きさの方形開口に対する最適化の制約条件を、直交する偏波のだ円ビーム形状の差異を -40 dB 以下、交差偏波成分を -60 dB 以下とし、サイドローレベル P_s の制約条件を変えて最適化を行い、最小値 $\min(P_s)$ を求めると、Fig. 4 の実線に示すようになる。 $a/b \approx 2.2$ では $P_s < -50$ dB と非常にサイドローレベルを低くできる。同図の一点鎖線に示す $P_s = -28$ dB のとき、10-dB ビーム幅は Fig. 5、開口能率は Fig. 6 に示すようになり、 $a/b = 2.8$ ($a = 112$, $b = 40$ [mm]) のとき、10-dB ビーム幅は $33^\circ \times 90^\circ$ である[‡]。また、Fig. 7 は、 $P_s = -28$ dB のときの最適化したモード係数を示したもので、実線で示したモードの

[‡] $\phi = 45^\circ$ では、 $\theta = 22^\circ$ の角度方向で -10 dB となる。

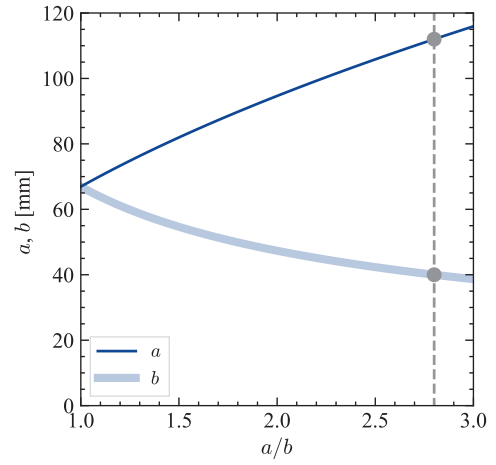


Fig. 3. Rectangular aperture diameters a and b as a function of a/b with area $S = ab = 112 \times 40$ [mm²].

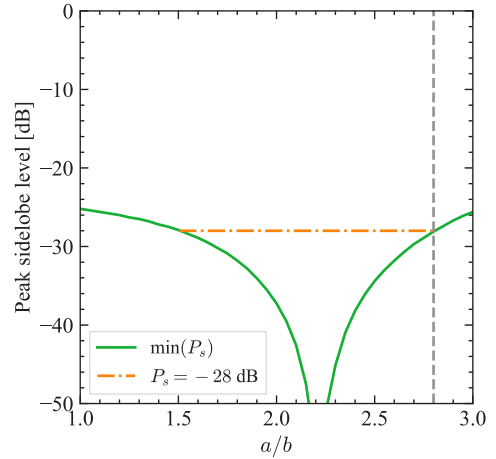


Fig. 4. Peak sidelobe level P_s as a function of a/b with area $S = ab = 112 \times 40$ [mm²] for optimization using TE₀₁, TE₂₁, TM₂₁, TE₄₁, TM₄₁ modes, and TE₁₀, TE₃₀, TE₁₂, TM₁₂, TE₃₂, TM₃₂ modes at 10 GHz.

合成より \mathbf{a}_ξ 方向偏波、点線で示したモードの合成より \mathbf{a}_η 方向偏波を形成し、後述するように両者が一致するだ円ビームが得られる。

3.2. 最適開口面分布および放射特性

直線偏波 最適化により得られた方形開口 (112×40 mm²) の 10 GHz における開口面分布および電気力線[§]を Fig. 8 に示す (モード係数は同図参照)。電気力線からわかるように主偏波方向は、同図 (a) では x 方向、同図 (b) では y 方向である。Figure 9 は 10 GHz における

[§] 電気力線は電界の振幅に比例した太さの線で描き (電界の強いところは太く、弱いところは細く)、振幅が十分小さい場合には電気力線を描かないようにした。

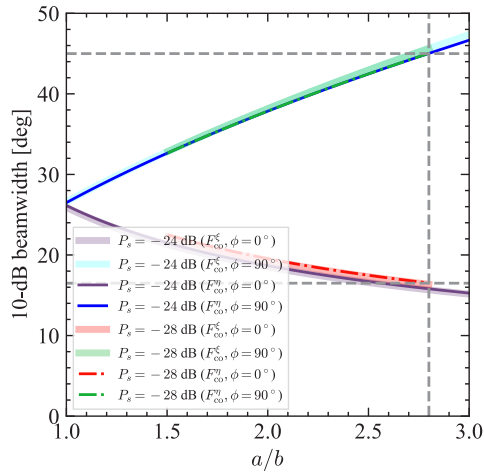


Fig. 5. 10-dB beamwidth as a function of a/b for $P_s = -24, -28$ dB at 10 GHz.

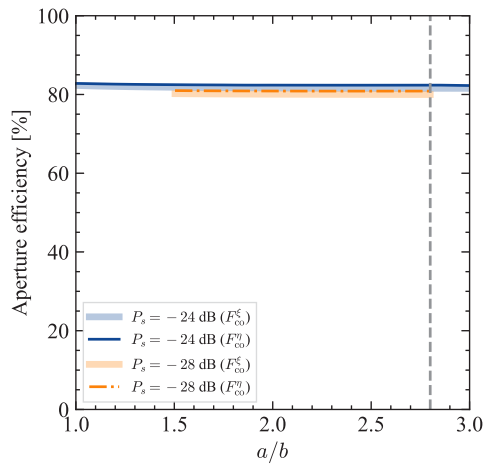


Fig. 6. Aperture efficiency as a function of a/b for $P_s = -24, -28$ dB at 10 GHz.

直線偏波の放射パターンの等高線図を示したもので、正面方向の値で規格化しており、両偏波のだ円ビーム形状がよく一致していることが確認できる。また、Fig. 10に示す放射パターンより、 $\phi = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ のいずれのカット面においても両偏波の主ビーム形状はよく一致し、同図中の点線で示すようにサイドローブレベルが -28 dB以下であることを確認できる。また、 -10 dBの角度方向は一点鎖線で示したようになり、10-dB ビーム幅の半値が所定の $33/2^\circ \times 90/2^\circ$ であることも確認できる。

比較のため、基本モードの電界のモード関数および電気力線を Fig. 11 に示し、同図 (a) の TE_{01} モードでは x 方向の振幅は一樣で、電界の向きは x 方向、また同図 (b) の TE_{10} モードでは y 方向の振幅は一樣で、電界の向きは y 方向となる。このような基本モードによる放射

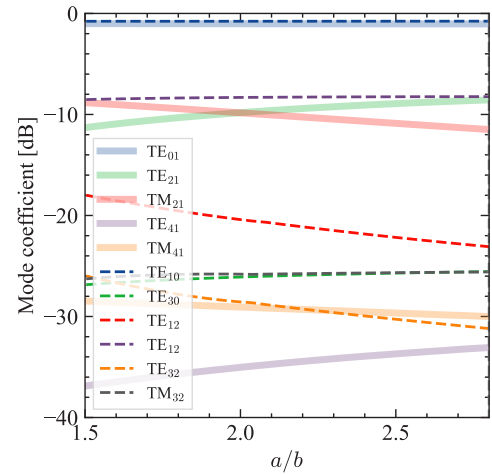


Fig. 7. Optimized coefficients of $TE_{01}, TE_{21}, TM_{21}, TE_{41}, TM_{41}$ modes and $TE_{10}, TE_{30}, TE_{12}, TM_{12}, TE_{32}, TM_{32}$ modes as a function of a/b for $P_s = -24, -28$ dB at 10 GHz.

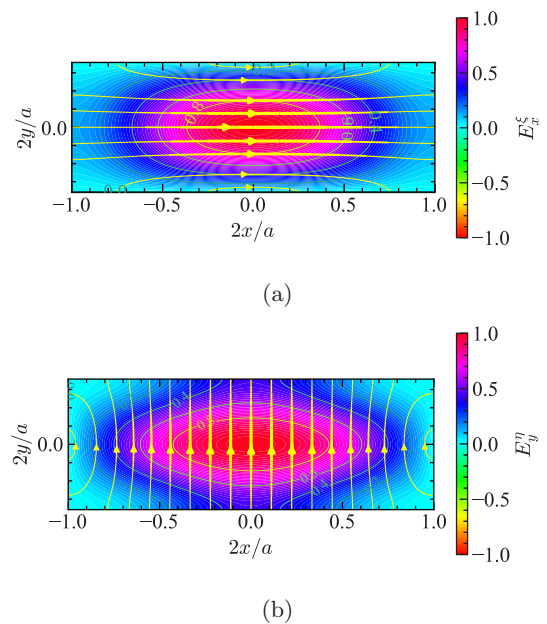


Fig. 8. Electric field distribution and electric force lines on rectangular aperture of 112×40 mm² at 10 GHz. (a) Optimized coefficients of $TE_{01}, TE_{21}, TM_{21}, TE_{41},$ and TM_{41} modes are 0.888, $-0.373, 0.266, -0.022$ and 0.032, respectively, and (a) optimized coefficients of $TE_{10}, TE_{30}, TE_{12}, TM_{12}, TE_{32}, TM_{32}$ modes are 0.916, $-0.053, -0.070, 0.387, -0.028$ and 0.053, respectively.

パターンは Fig. 12 に示すようになり、両偏波のビーム形状は大きく異なることがわかる。モード関数の振幅が一樣分布となるカット面でサイドローブレベルが高くなることも確認できる。そこで、両偏波のビーム形状を一

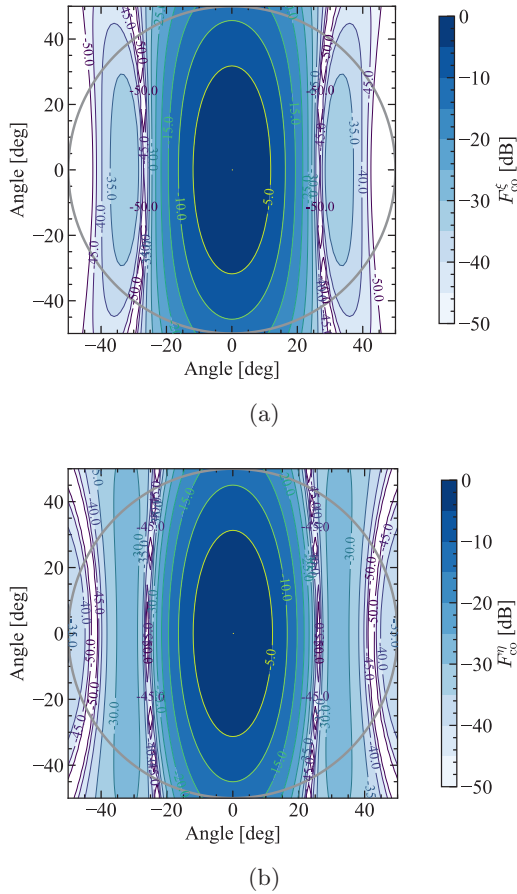


Fig. 9. Contour maps of co-polar components of linearly polarized radiation patterns from rectangular aperture of 112×40 [mm²] with optimized mode coefficients. (a) Co-polar components F_{co}^{ξ} for polarizations along \mathbf{a}_{ξ} , and (b) F_{co}^{η} for polarizations along \mathbf{a}_{η} .

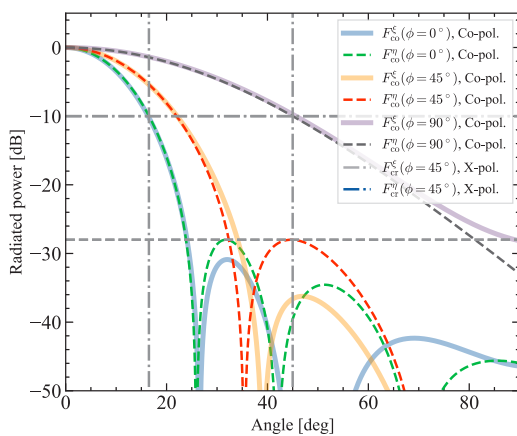


Fig. 10. Orthogonally polarized radiation patterns on $\phi = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ from rectangular aperture of 112×40 [mm²] with optimized mode coefficients at 10 GHz.

致させるため, Fig. 13 に示す次数の等しい TE/TM_mn モードを交差偏波成分を発生させないような比率のもと

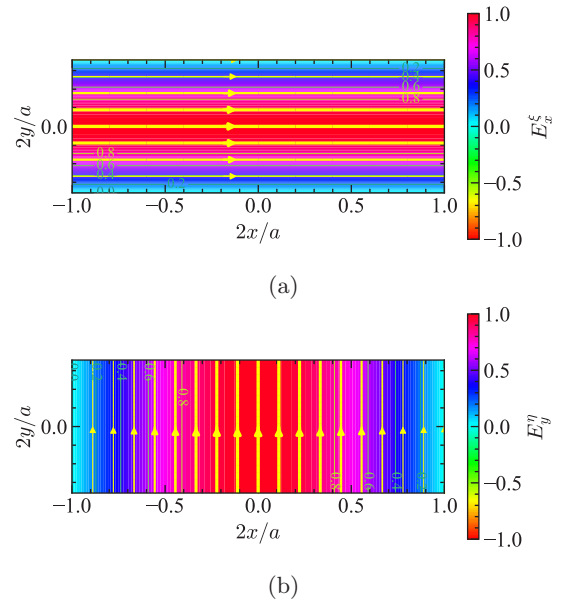


Fig. 11. Electric field distribution and electric force lines on rectangular aperture of 112×40 mm² with dominant mode at 10 GHz. (a) TE₀₁ mode and (b) TE₁₀ mode.

で基本モードと合成している. \mathbf{a}_{ξ} 方向偏波に対しては, 同図 (a) の TE₂₁ と TM₂₁ モードおよび同図 (c) の TE₄₁ と TM₄₁ モード, \mathbf{a}_{η} 方向偏波に対しては, 同図 (b) の TE₁₂ と TM₁₂ モードおよび同図 (d) の TE₃₂ と TM₃₂ モードを各々用いればよい.

円偏波 Figure 9 に示す直線偏波の直交する 2 成分を励振し, 両者の関係を同振幅, 位相差 90° として合成すると円偏波が得られる. このようにして求めた円偏波

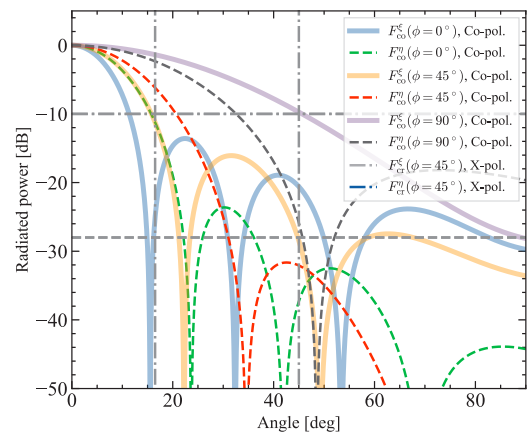


Fig. 12. Radiation patterns on $\phi = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ from rectangular aperture of 112×40 [mm²] with TE₀₁ or TE₁₀ modes at 10 GHz.

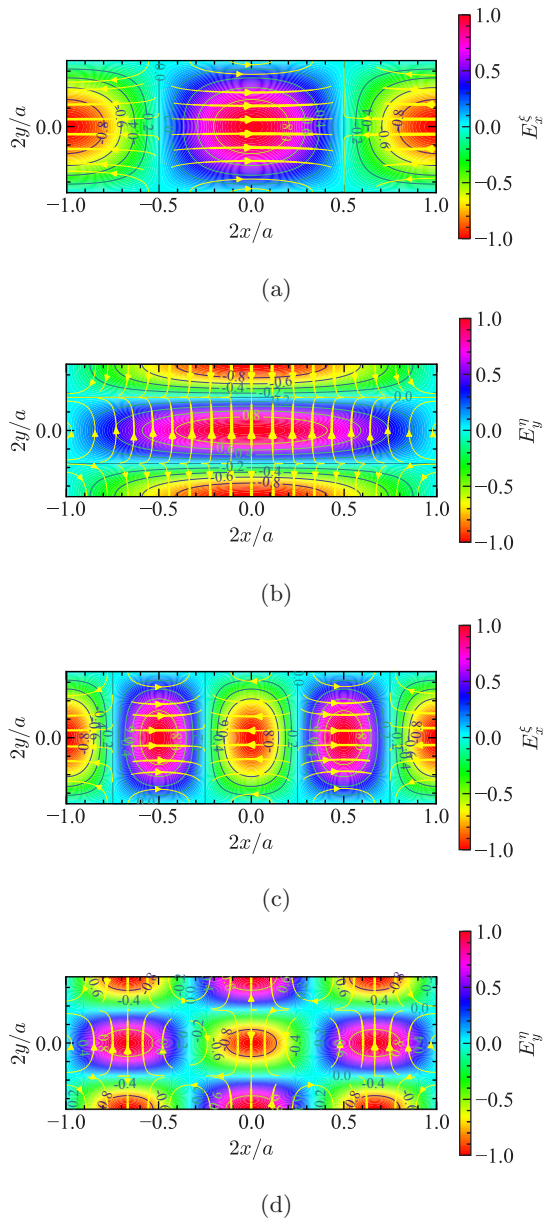


Fig. 13. Electric field distribution and electric force lines on rectangular aperture of $112 \times 40 \text{ mm}^2$ with dominant mode at 10 GHz. (a) TE_{21} and TM_{21} mode, (b) TE_{12} and TM_{12} mode, (c) TE_{41} and TM_{41} mode and (d) TE_{32} and TM_{32} mode.

の主偏波成分と交差偏波成分の等高線図を Fig. 14(a), (b), カット面の放射パターンを Fig. 15 に示しており, 開口能率は 80.4%, 円偏波の交差偏波成分のピーク値は -37.2 dB である. 10-dB ビーム幅は円偏波の主偏波成分においても所定の $33^\circ \times 90^\circ$ が得られ, 多モードを適切な比率で合成することによって, 円偏波で交差偏波成分の十分低いだ円ビームを実現することができる.

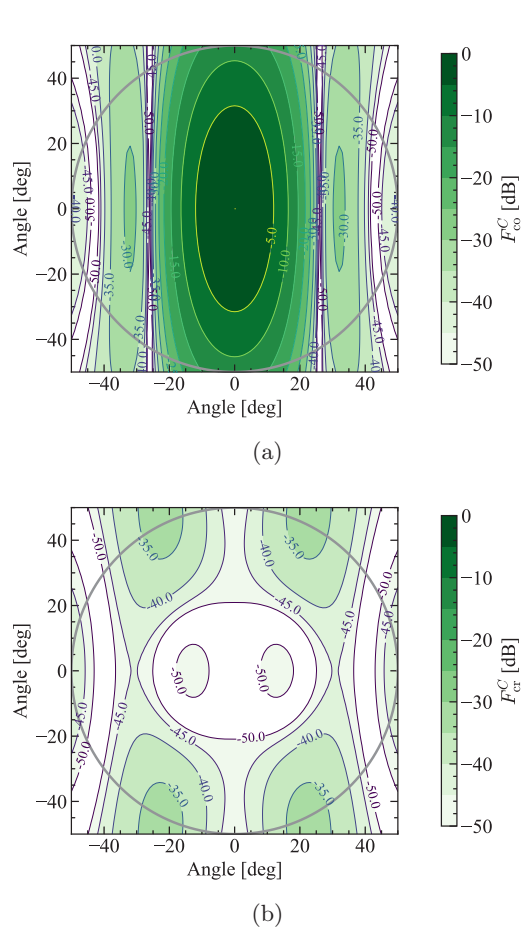


Fig. 14. Contour maps of circularly polarized radiation patterns from rectangular aperture of $112 \times 40 \text{ mm}^2$ with optimized mode coefficients. (a) co-polar component and (b) cross-polar component.

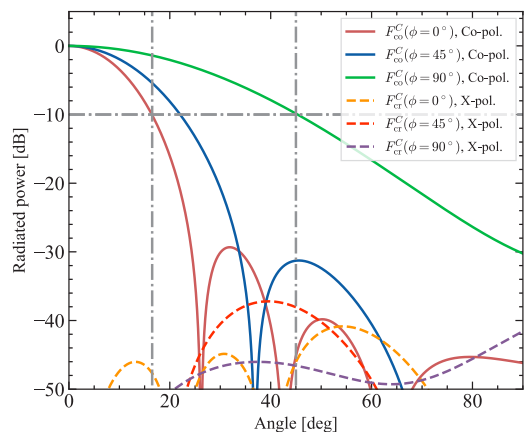


Fig. 15. Co-polar and cross-polar components of circularly polarized radiation patterns on $\phi = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ from rectangular aperture of $112 \times 40 \text{ mm}^2$ with optimized mode coefficients at 10 GHz.

4. 広域照射レーダ用ホーンアンテナ

4.1. 直交偏波共用化

所定のカバレッジを一様に照射する 24 GHz 帯ホーンアンテナとして、ここでは、正面から $\theta = 40^\circ$ までの角度範囲を、ピーク値に対して -3 dB 以上の相対電力でカバーすることを考える。Figure 16(a) は、 TE_{01} , TE_{21} , TM_{21} , TE_{03} モード、あるいは同図 (b) は TE_{10} , TE_{12} , TM_{12} , TE_{30} モードの励振係数を最適化して得られた開口面分布および電気力線を示したもので、このようなモードを用いたときの開口径の最小値は $a = b = 20$ [mm] である。ただし、交差偏波成分のピーク値、および直交偏波の主ビームの一致度の制約条件はともに -30 dB 以下としている。この開口面分布による放射パターンは Fig. 17 に示すとおりで、 $\theta = 40^\circ$ において、 $\phi = 0^\circ, 90^\circ$ では -0.9 dB、 $\phi = 45^\circ$ では -3.0 dB である。さらに直交する直線偏波を合成して求めた円偏波の放射パターンを Fig. 18 に示す。利得は 7.4 dBi、主偏波成分の最大値に対して交差偏波成分のピーク値は -33 dB である。

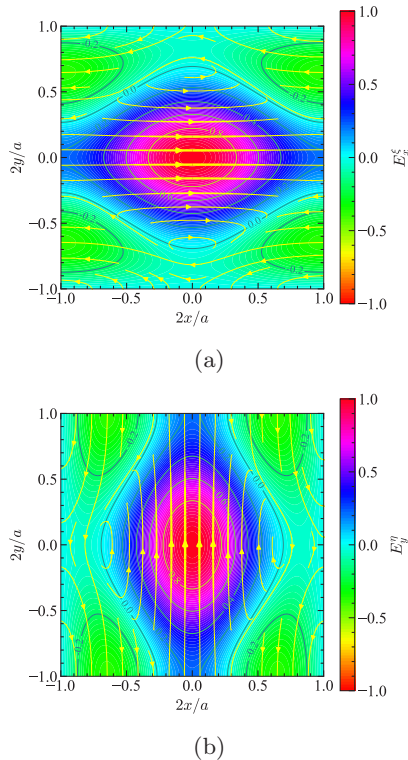


Fig. 16. Electric field distribution and electric force lines on square aperture of 20×20 mm² at 24 GHz. (a) Optimized coefficients of TE_{01} , TE_{21} , TM_{21} , TE_{03} modes are 0.614, -0.280 , 0.612 and -0.413 , respectively, and (b) optimized coefficients of TE_{10} , TE_{12} , TM_{12} , TE_{30} modes are the same as (b), respectively.

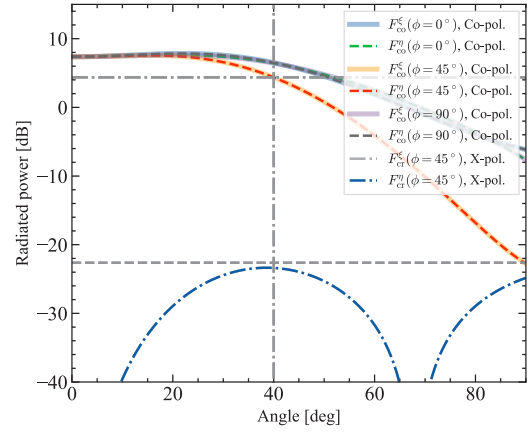


Fig. 17. Orthogonally polarized radiation patterns on $\phi = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ from square aperture of 20×20 [mm²] with optimized mode coefficients at 24 GHz.

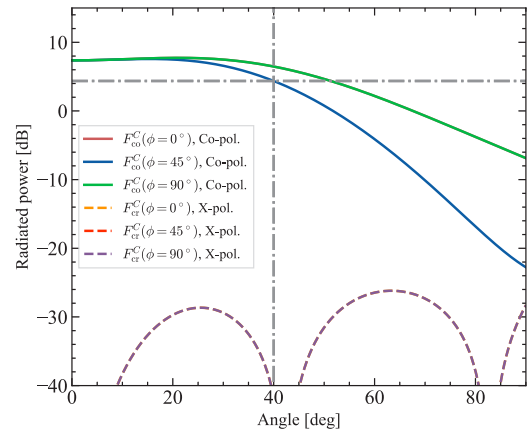


Fig. 18. Co-polar and cross-polar components of circularly polarized radiation patterns on $\phi = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ from square aperture of 20×20 [mm²] with optimized mode coefficients at 24 GHz.

4.2. 高利得化

カバレッジがだ円の場合、例えば、 $\phi = 0^\circ$ では前節と同様に正面から $\theta = 40^\circ$ までの角度範囲をピーク値に対して -3 dB 以上とするが、 $\phi = 45^\circ, 90^\circ$ ではカバレッジを狭くしてよい場合、利得の向上が図れる。Figure 19 は、 20×30 mm² の長方形開口に対して最適化した開口面分布および電気力線を示したもので（モード係数は同図参照）、これによる直線偏波の放射パターンを Fig. 20 に示している。また、円偏波の放射パターンは Fig. 21 に示すようになり、交差偏波成分のピーク値は -30 dB である。円偏波の利得は前節の 7.4 dBi から同図に示すように 11.6 dBi に向上している。

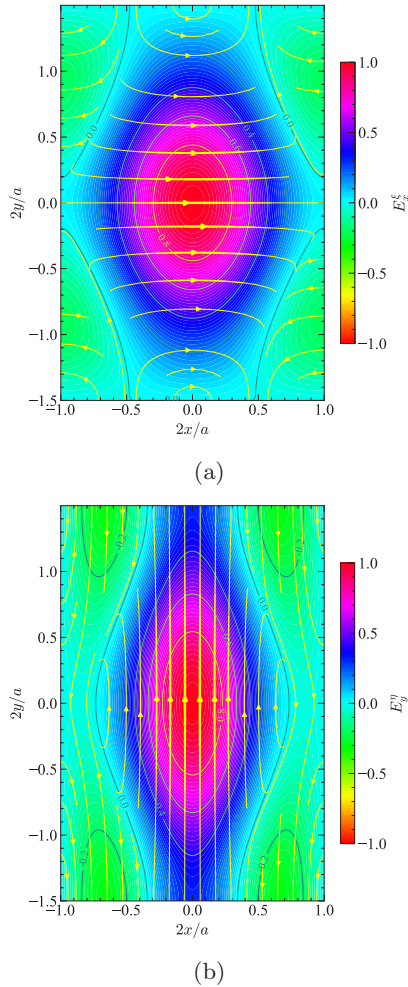


Fig. 19. Electric field distribution and electric force lines on rectangular aperture of 20×30 mm² at 24 GHz. (a) Optimized coefficients of TE₀₁, TE₂₁, TM₂₁, TE₀₃ modes are 0.677, -0.258, 0.654 and -0.220, respectively, and (b) optimized coefficients of TE₁₀, TE₁₂, TM₁₂, TE₃₀ modes are 0.753, -0.308, 0.437 and -0.383, respectively.

5. まとめ

方形導波管開口多モードホーンにおいて、 $33^\circ \times 90^\circ$ の 10-dB ビーム幅を有する円偏波だ円ビームが得られる最適モード係数を示し、低交差偏波特性が得られることを示した。また、カバレッジ内の利得の向上を図るため、正面から 40° までの円形領域を -3 dB 以上の相対電力レベルで照射するための最適モード係数を示すとともに、だ円のカバレッジの場合について高利得化の方法を検討した。このようなホーンをレーダあるいは電波センサーに用いれば、直交偏波の共用ができるとともに利得の高いアンテナが得られ、非常に有用である。

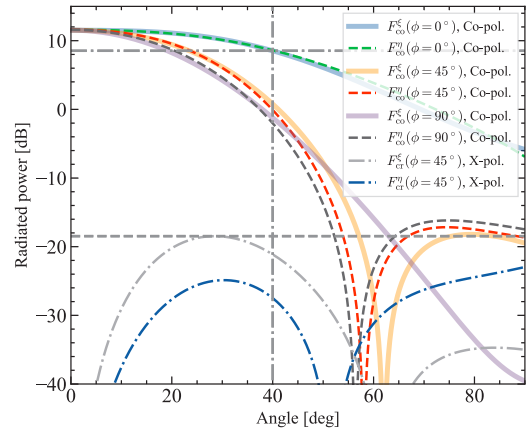


Fig. 20. Orthogonally polarized radiation patterns on $\phi = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ from rectangular aperture of 20×30 [mm²] with optimized mode coefficients at 24 GHz.

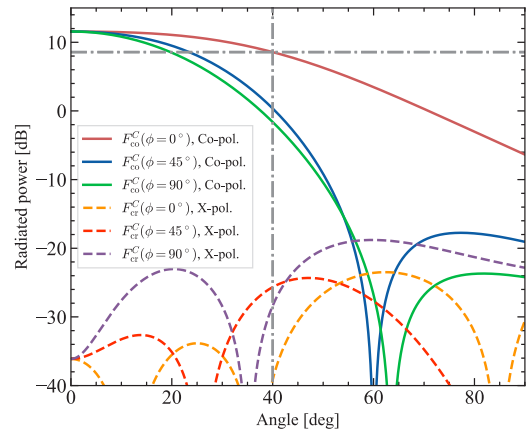


Fig. 21. Co-polar and cross-polar components of circularly polarized radiation patterns on $\phi = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ from rectangular aperture of 20×30 [mm²] with optimized mode coefficients at 24 GHz.

参考文献

- 1) A. W. Rudge, K. Milne, A. D. Olver and P. Knight (ed.), *Handbook of Antenna Design*, Volume 1, Chapter 4, Primary Feed Antennas, (Peter Peregrinus, London, 1982).
- 2) A. D. Olver, P. J. B. Clarricoats, A. A. Kishk and L. Shafai, *Microwave Horns and Feeds*, (IEEE Press, New York, 1994).
- 3) S. Rao, S. K. Sharma and L. Shafai, *Handbook of Reflector Antennas and Feed Systems*, Volume 2, Chapter 5, Profiled Horns and Feeds, (Artech House, Boston, 2013).
- 4) 堀 俊和, “衛星通信用アンテナ,” 電気学会誌, **118**[10], pp. 606–609 (1998).
- 5) T. Kitsuregawa, *Advanced Technology in Satellite*

- Communication Antennas*, (Artech House, London, 1990).
- 6) Y. Rahmat-Samii, V. Manohar and J. M. Kovitz, "For Satellites, Think Small, Dream Big: a Review of Recent Antenna Developments for CubeSats," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **59**[2], pp. 22–30 (2017).
 - 7) P. Venezia, J. Scupin and C. Lee-Yow, "Feed Network Design Using NewSpace Techniques: Meeting Mass, Size, Cost, and Schedule Requirements," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **61**[5], pp. 54–59 (2019).
 - 8) H. Deguchi, M. Tsuji and H. Shigesawa, "Compact Low-Cross-Polarization Horn Antennas with Serpentine-Shaped Taper," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, **52**[10], pp. 2510–2516 (2004).
 - 9) H. Deguchi, T. Goto, M. Tsuji, H. Shigesawa and S. Matsumoto, "Multimode Horn with Low Cross Polarization Optimized for Dual-Band Use," *IEICE Trans. Commun.*, **E87-B**[9], pp. 2777–2782 (2004).
 - 10) H. Ujihara, "Development of Wideband Feed for Kashima 34 m Antenna," *Radio Sci.*, **52**, pp. 479–489 (2017).
 - 11) E. Lier, D. H. Werner and T. S. Bird, "The Evolution from Metal Horns to Metahorns," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **61**[4], pp. 6–18 (2019).
 - 12) N. Goto, F. Watanabe and T. Sekiguchi, "The Optimum Directivity of Array Antennas with a Specified Sidelobe Level," *Trans. IECE, Japan*, **E60**[8], pp. 399–402 (1977).
 - 13) 後藤 尚久, 渡辺 文夫, "与えられたサイドローブレベルを持つカセグレンアンテナの最大開口能率," 信学論, **J61**[5], pp. 321–326 (1978).
 - 14) H. Deguchi, M. Tsuji and H. Watanabe, "Low-Sidelobe Multimode Horn Design for Circular Coverage Based on Quadratic Programming Approach," *IEICE Trans. Commun.*, **E-91-C**[1], pp. 3–8 (2008).
 - 15) 安藤 真, "衛星放送用アンテナ," 電気学会誌, **118**[10], pp. 602–605 (1998).
 - 16) 外山 昇, 三浦 秀一, 小淵 知己, 宮田 吉秀, "放送衛星3号 (BS-3) 放送用アンテナの電気設計," テレビジョン学会誌, **43**[1], pp. 67–74 (1989).
 - 17) 正源 和義, "だ円コルゲートホーンの溝の深さの設計と速度分散特性," 信学論, **J74-B**[5], pp. 309–316 (1991).
 - 18) 山田 哲也, 正源 和義, "2.6 GHz 帯楕円ステップホーンの基礎的検討," 1997 信学会総合大会, B-1-6154 (1997).
 - 19) 出口 博之, 岡田 泰輔, 辻 幹男, 繁沢 宏, "円形カバレッジ内で最適利得をもつ多モードホーン," 信学論, **J88-B**[2], pp. 451–459 (2005).
 - 20) T. Kobayashi, H. Deguchi, M. Tsuji and K. Omori, "Compact Multimode Horn with Coaxial Corrugation for Circular Coverage," *IEICE Trans. Commun.*, **E93-3**[1], pp. 32–38 (2010).
 - 21) C. C. Han and A. N. Wickert, "A New Multimode Rectangular Horn Antenna Generating a Circularly Polarized Elliptical Beam," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, **AP-22**, pp. 746–751 (1974).
 - 22) H. Urata, M. Ohira, H. Deguchi and M. Tsuji, "Multiple-Step Rectangular Horn with Two Orthogonal Spectral Tapers for Elliptical Beam," *IEICE Trans. Commun.*, **E-90-C**[2], pp. 217–223 (2007).
 - 23) S. Yamamoto, H. Deguchi and M. Tsuji, "Compact Groove-Loaded Rectangular Horn with Elliptical Beam for Orthogonal Polarization Use," *Proceedings of International Symposium on IEEE Antennas and Propagation*, pp. 3323–3326 (2011).
 - 24) N. Kubo, R. Omi, H. Deguchi and M. Tsuji, "Multistep Rectangular Horn Loading Grooves for Orthogonally Polarized Elliptical Beam," *Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation*, pp. 274–275 (2016).
 - 25) H. Deguchi, M. Tsuji, A. Kobayashi and A. Omori, "Lens-Corrected Coaxial-Groove Horn for Illuminating Ultra Wide Area," *Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation*, pp. 1267–1270 (2012).
 - 26) I. Oobayashi, H. Deguchi and M. Tsuji, "Dielectric Lens-Corrected Horn with a Coaxial Groove for Wide-Angle Radiation," *IEEE International Workshop on Electromagnetics Proceedings*, pp. 64–65 (2014).
 - 27) E. Hyun, Y. S. Jin and J. Lee, "Development of 24 GHz FMCW Level Measurement Radar System," *Proceedings of 2014 IEEE Radar Conference*, pp. 796–799 (2014).
 - 28) 青柳 靖, "24 GHz 帯周辺監視レーダの開発," 古河電工時報, **137**, pp. 3–7 (2018).
 - 29) S. Song, S. Kim, Y. S. Jin, C. H. Nam, S. H. Ye and J. Lee, "Development of 24 GHz Millimeter Wave Radar for Energy-Saving in an Intelligent Street Lighting System," *Proceedings of 2019 International Symposium on Networks, Computers and Communications*, pp. 1–2 (2019).
 - 30) S. Silver, *Microwave Antenna Theory and Design*, (McGraw-Hill, New York, 1949).
 - 31) R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, (Wiley-IEEE Press, New York, 2001).