



# アンテナに関する技術小話

2024年12月12日

 総合電子株式会社

お願い：

本資料の著作権は総合電子株式会社にあります。個人としての活用以外での使用には、著作権上、総合電子株式会社の方に相談されるようお願い申し上げます。



## エネルギーの放射と受信

情報を含む電磁エネルギーを空間に放射、あるいは空間から受信するデバイスとして作用

## インピーダンスの整合

電波を送受信する装置の入出力インピーダンスと空間インピーダンスの整合デバイスとして作用

## 空間のフィルタ

周波数領域のフィルタと同様、空間における(高周波信号の)フィルタリングデバイスとして作用

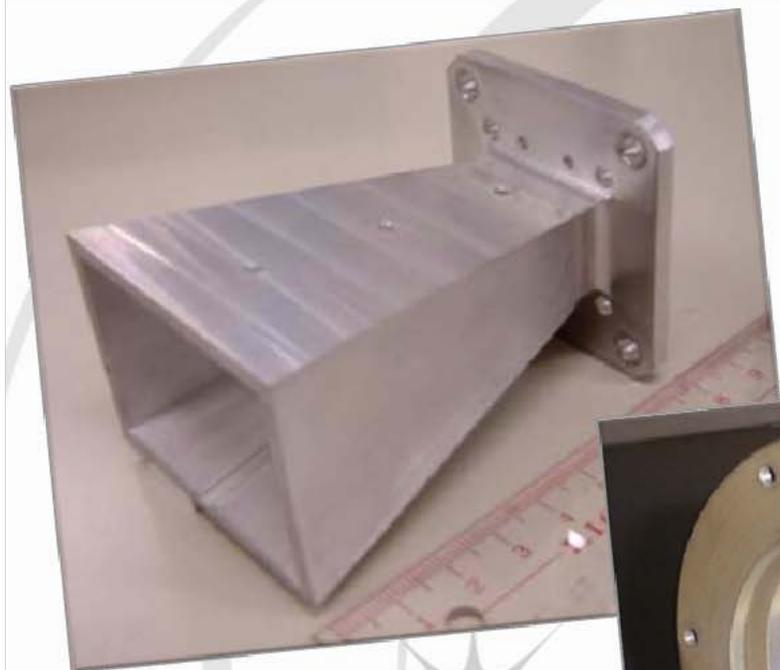
- ・アンテナデバイスには凡そ左記の3つの機能があります
- ・例えば、通信分野では放射電波に情報を載せて受信側に伝えること、レーダ分野ではターゲットの方向を識別することを目的としてアンテナを設計します
- ・著者の個人的見解では、最もアンテナらしさを表している特性としては、空間の一部を強調できるビーム特性、つまりフィルタリングにあると思っています
- ・また、放射(アンテナ)と散乱(伝搬)は基本が同じであるので、アンテナを理解すると電波伝播がより理解できるようになります

☞ アンテナは動作周波数、実装部位などの目的に応じて多種多様の方式があります、本小話では角錐ホーンなどの使用頻度の多い小型のマイクロ波帯開口面アンテナを中心に話を進めます[2,3]

・左の写真はXバンドのリッジ付き角錐ホーンアンテナです、リッジは周波数帯域を広げる目的で付加します

・真ん中はX-Kuバンドのコルゲーション付き円錐ホーンアンテナです、ホーン内部のコルゲーションはハイブリッド伝搬モードを作るために設けます 特長としては、サイドローブが低い、交差偏波成分が少ない、対称なビームが得られるなどです

・右は3Dプリンタで加工した樹脂製のX-Kuバンドのコルゲーション付き円錐ホーンアンテナの半身で、金属塗装前の写真です 3Dプリンタで製作することにより、大幅なコストと時間低減が可能となりました

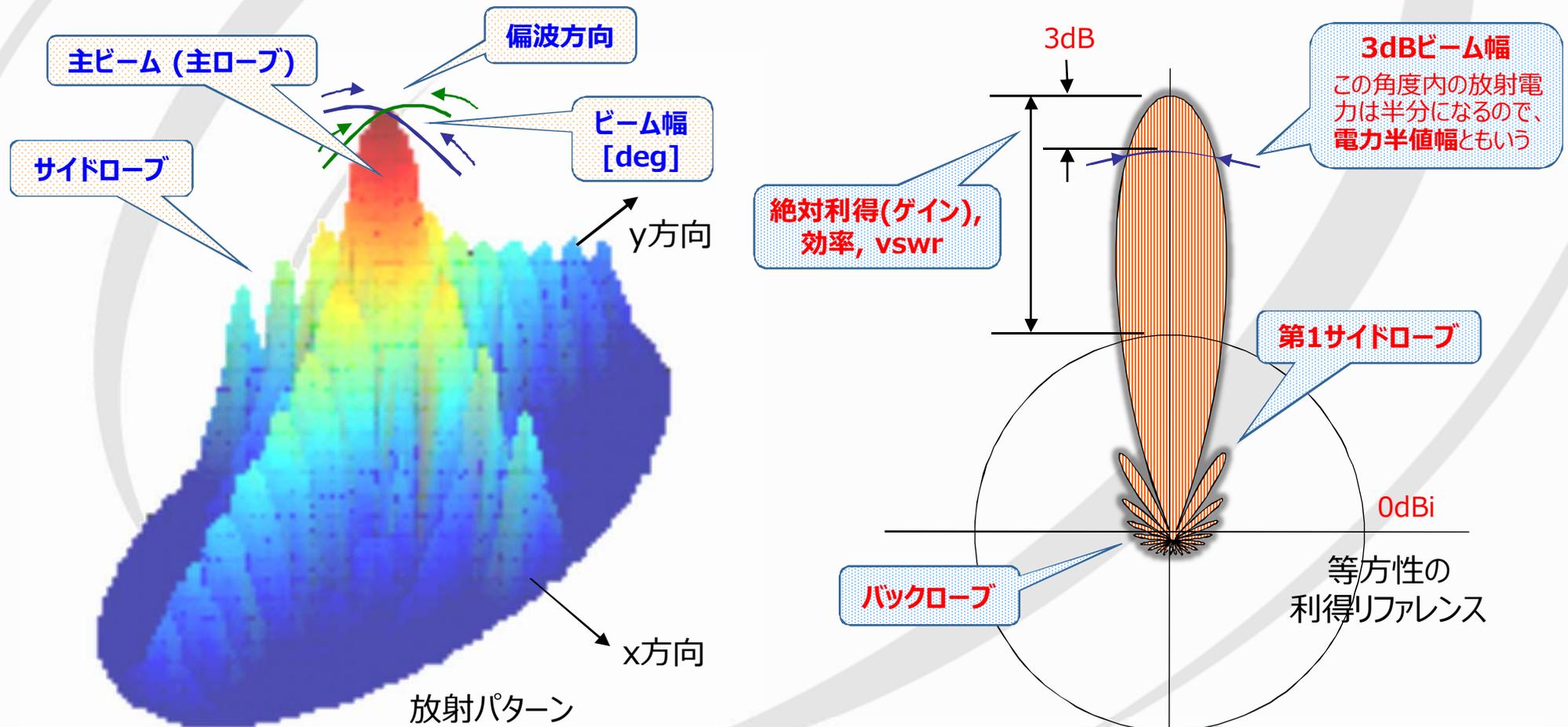




# アンテナを特徴付ける重要な指標

☞ アンテナを大きく特徴付ける指標として、後述するアンテナ利得と電力半値幅(度)があります。その他、図に示すような項目があり、何れもアンテナの性能として把握しておくべき表現となります。

- ・偏波方向：アンテナから放射される電波の電界方向が空間に対してどのような向きになっているかを示しており、アンテナ計測時に整合すべき項目となります。
- ・サイドローブ：主ビームに付帯するビームのことで、主ビームとのレベル差で表現します。一般に主ビームに隣接するサイドローブのレベルが一番大きいので、これを第1サイドローブと呼んでいます。
- ・また、アンテナの入出力端の反射も重要なので、定在波比(vswr)あるいはリターンロス(RL)も性能指標の1つになります。
- ・広義の意味で以上をアンテナ放射特性、単にアンテナ放射パターンなどと呼んでいます：下図左と右は各々3次元と2次元パターン



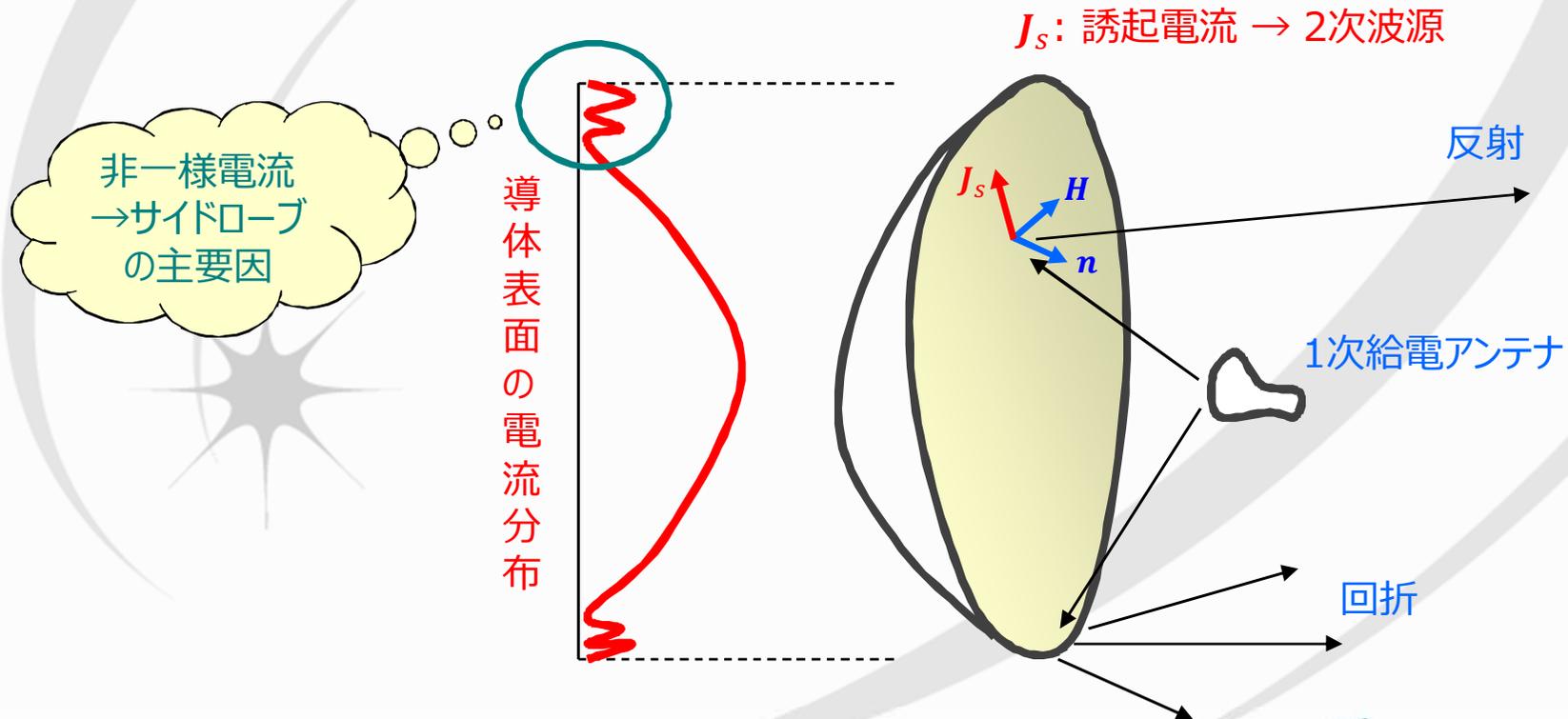
# 金属導体上での電磁界の振舞い

☞ 金属導体に電波が照射したとき、導体内部には電磁界は存在できないので、導体表面に

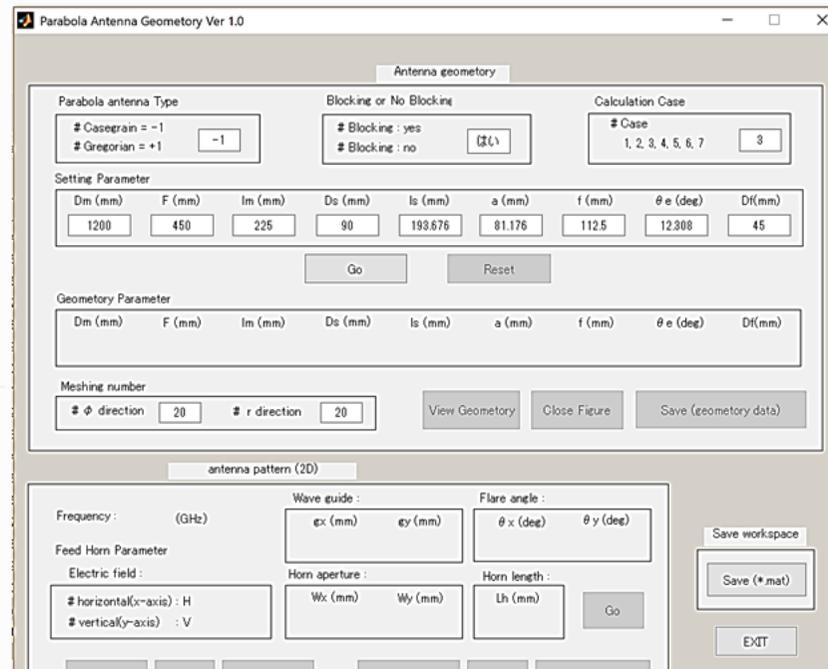
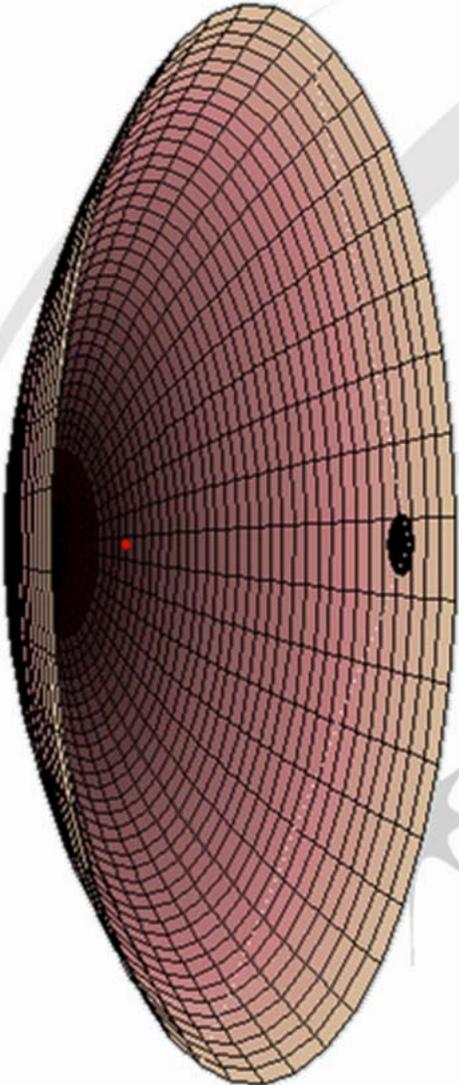
$$\mathbf{n} \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_s$$

だけの電流  $\mathbf{J}_s$  が流れます :  $\mathbf{n}$  は導体面上での法線ベクトル、 $\mathbf{H}$  は照射している波動の磁界ベクトル

- この表面電流が2次波源として振舞うことで、放射あるいは散乱が生じると説明できます (ホイヘンスの原理)
- $\mathbf{n} \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_s$  は入射波だけの結果であり、実際は反射波の寄与も考慮しなければならず、このとき(孤立した)金属表面に流れている電流は  $\mathbf{J}_s = 2\mathbf{n} \times \mathbf{H}$  で評価できます
- 端部(エッジ)などの不連続部位では誘起電流に乱れが生じ、この大小がサイドローブ特性等に影響します
- 上記誘起電流を金属表面全体に亘って積分することで、放射界あるいは散乱界を評価できます : 次ページは反射鏡アンテナの計算ケースです

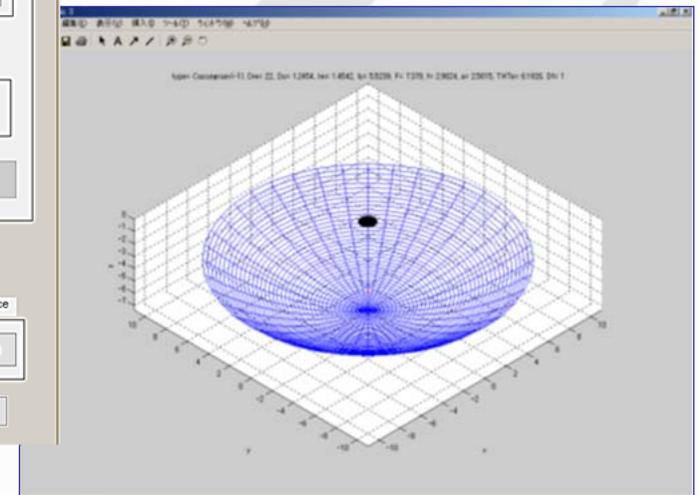


- ・反射鏡アンテナには、放物鏡と給電アンテナからなるパラボラ型アンテナの他に、小型化を目的とした主副の2枚の反射鏡からなるカセグレン型、グレゴリアン型の反射鏡アンテナが代表的です
- ・さらに下図の中央給電型の他に、サイドローブ特性等の改善を目的に反射鏡の半分近くをカットしたオフセット給電も良く採用されています
- ・1次アンテナとして動作する給電アンテナの磁界成分が反射鏡に到達すると、表面に電流が誘起されます これを基に放射界を求めます
- ・様々な評価手法が考案されていますが、数学的に解析する代表的な解法としては、物理光学法 (Physical Optics: PO) が挙げられます[6]
- ・PO法を基にMATLAB等でコード化しておけば、比較的短時間の計算で放射パターンが求められます : 次ページに計算結果例を掲載しておきます

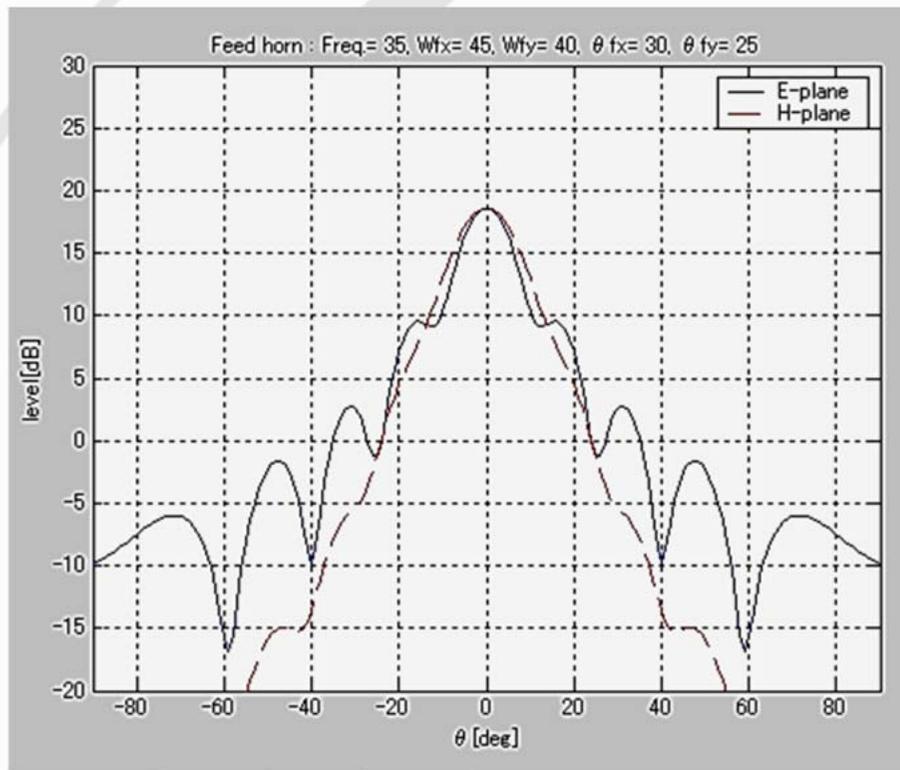


← MATLABによるGUI

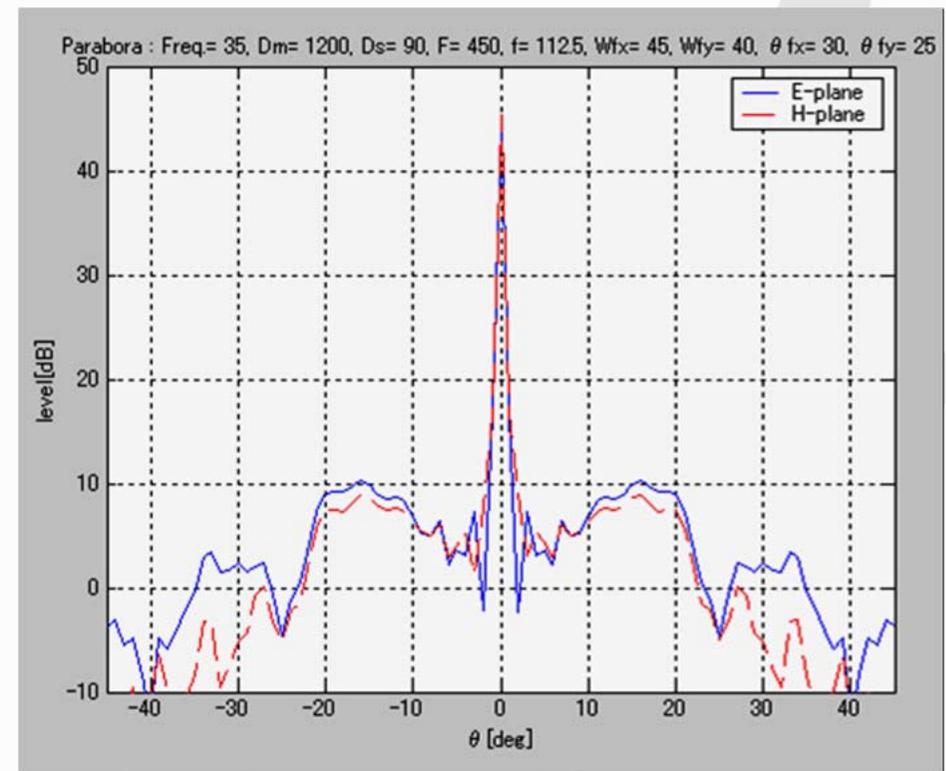
↓ GUIでの形状確認



- PO法によるカセグレン反射鏡アンテナの放射パターン計算例です
- 周波数は 35GHz であり、左が1次給電ホーンの放射パターン、右が主反射鏡からの最終放射パターンです
- 反射鏡エッジでの給電ホーンからの照射レベルが凡そ-10dBとなるように2枚の反射鏡の幾何構成を最適化します
- 比較的短時間で放射パターンの計算が可能です



Radiation Pattern of Feeding Horn



Radiation Pattern of Reflector

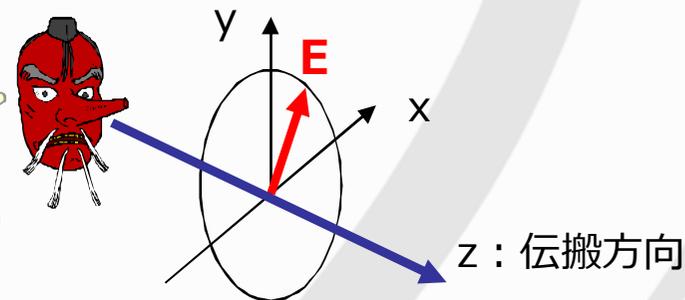
☞ 偏波面：電磁波の電界ベクトルが作る面を指し、**<電界ベクトルの時間的变化>** が直線状の場合を直線偏波、円となる場合を円偏波といいます

- 電界の一般式を  $\mathbf{E} = E_x \mathbf{i}_x + E_y \mathbf{i}_y$  で与えます、 $\mathbf{i}_{x,y}$  は単位方向ベクトルです
- 各成分を  $E_x = E_1 \cos(\omega t - kz)$ ,  $E_y = E_2 \cos(\omega t - kz - \phi)$  とおきます、 $k = 2\pi/\lambda$  は波数、 $\phi$  は位相差、 $E_1$  と  $E_2$  は振幅です
- 次に、波動の進行方向  $z = 0$  を基準として角周波数と時間の因子  $\omega t$  を消去します、電界が  $x$  軸となす角を  $\alpha$  とすると次の楕円の方程式が得られ、表のような条件で各偏波が表現できます：

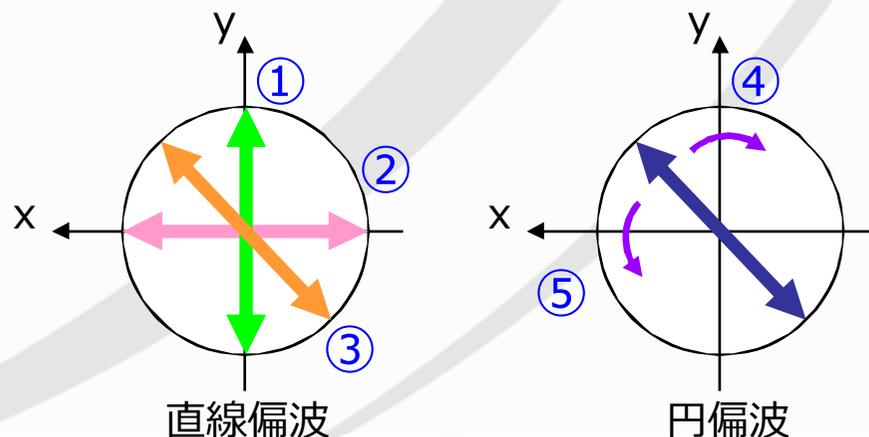
$$\left(\frac{E_x}{E_1}\right)^2 - 2\left(\frac{E_x}{E_1}\right)\left(\frac{E_y}{E_2}\right)\cos\phi + \left(\frac{E_y}{E_2}\right)^2 = \sin^2\phi,$$

$$\tan(2\alpha) = 2E_1E_2\cos\phi / (E_1^2 + E_2^2) \quad \textcircled{2}$$

<後ろから>  
見て、右に回るのが  
右円偏波じゃ!



①	直線偏波(y方向)	$E_1 = 0$	-
②	直線偏波(x方向)	$E_2 = 0$	-
③	直線偏波(45度方向)	$E_1 = E_2$	$\phi = 0$
④	右円偏波	$E_1 = E_2$	$\phi = +\pi/2$
⑤	左円偏波	$E_1 = E_2$	$\phi = -\pi/2$
⑥	楕円偏波	上記以外	



☞ 指向性利得  $D$  はアンテナが立体角当たり如何にエネルギーを集中させているかの重要な目安となります：

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{P_r / (4\pi)}$$

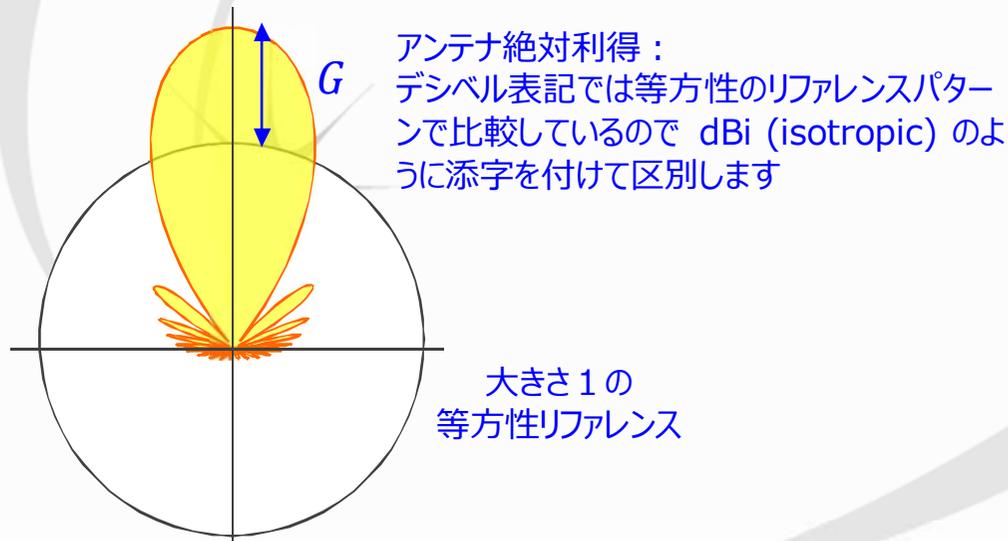
$U(\theta, \phi)$  は球座標  $(\theta, \phi)$  方向における放射強度を示し、全空間で等方な無指向性パターンを基準としているため係数  $4\pi$  が生じます

☞ この内  $U(\theta, \phi)$  の最大方向での  $D(\theta, \phi)$  を指向性利得、これに損失を考慮した量を絶対利得  $G$  と呼んでおり、アンテナ利得と言えば多くがこの絶対利得を指します：

$$G = \eta D(\theta, \phi)_{\max} = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \eta$$

- $\eta$  はアンテナ効率、開口面アンテナでは  $A$  は物理的な開口面積であり、 $A_e$  を実効開口面積と呼んでいます
- $P_r$  は全空間に放射する電力であり、 $U(\theta, \phi) = r^2 / 2 \cdot \Re(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*)$  を距離  $r$  の球面で積分して得られます：

$$P_r = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \Re(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot \mathbf{i}_r r^2 \sin\theta d\theta d\phi, \mathbf{i}_r \text{ は径方向の単位ベクトル}$$



$G$ [dBi]	アンテナのおおよその様子
~40~	非常に利得の高いアンテナ、ビームは非常に鋭く、物理的な開口面積が大きい、反射鏡方式が多く採用される
~30~	高利得のアンテナ、ビームはペンシル状であり、開口面積は百数十 $\lambda^2$ の規模
~20~	中規模利得でビームはややペンシル状のアンテナ、ホーンアンテナなどが当該
~10~	小型のホーン、数素子のアレイアンテナなど
~0~	単素子パッチアンテナ、ビームはブロード

👉 前ページにもあるように、アンテナ利得が高いと指向性も高くなり、結果としてビームはペンシル状に細くなります。ここでは、この利得とビーム幅の関係をみることにします。

- ・簡単のため、矩形開口長  $a$  の電界分布が一様を考えると、放射パターンはサンプリング関数で与えられます。
- ・サンプリング関数  $\sin x/x$  は  $\pi a/\lambda \cdot \sin \theta = n\pi, n = \pm 1, \pm 2, \dots$  で零点をもつので、 $n = \pm 1$  の間にあるローブ(メインビームに対応)の幅を求めると、 $2\sin^{-1}(\lambda/a) \approx 2\lambda/a$  と近似できます。
- ・電力半値幅はこのローブのピーク値から  $-3$  dB、つまり  $\sqrt{0.5} = 0.707$  から  $\pi a/\lambda \cdot \sin \theta = 1.39$  となるので、3 dB ビーム幅(電力半値幅)は次式で評価できます：

$$\theta_{3dB} = 2\sin^{-1}(0.443 \lambda/a) \approx 50\lambda/a$$

- ・第1サイドローブは  $\pi a/\lambda \cdot \sin \theta = \pm 1.43\pi$  の角度で発生し、メインローブに対してその大きさは

$$20 \log_{10} 0.217 = -13.3 \text{ [dB]}$$

となり、開口分布に変化がない一様であるときのサイドローブレベル(SLL)は凡そ  $-13$  [dB] となります。

- ・分布が非一様の場合、例えば開口端の電磁界レベルが中央より低い場合、 $-13$  [dB]より低くなって改善されます。
- ・しかし、同時にビーム幅が少し太くなります。つまり、開口分布の形に依存して、上記  $50$  の代わりに  $60\sim 70$  となります。
- ・一方、利得は  $a \times b$  の矩形開口の場合

$$G = 4\pi A\eta/\lambda^2 = 4\pi ab\eta/\lambda^2$$

であるので、先のビーム幅  $\theta_{3dB}$  と比較すると、利得とビーム幅は反比例の関係にあることが分かります。

- ・アンテナ利得の測定は前ページの定義に従って全電力による評価も可能ですが、通常は利得が公表されている基準アンテナとの置換比較で算出します。基準アンテナは理論と実際が高い精度で一致する角錐ホーンアンテナが多用されます。このようなアンテナを標準利得ホーンと呼んでいます。

**アンテナ利得とビーム幅の関係は・・・反比例**

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \eta$$

- 自由空間内の周波数と波長 :  $\lambda [\text{cm}] = 30/f [\text{GHz}]$
- 誘電体  $\epsilon_r$  内の管内波長 :  $\lambda_g = \lambda / \sqrt{\epsilon_r}$
- 経験的な凡その 効率  $\eta$  と 比帯域  $B$  :
  - 反射鏡  $\eta = 60\sim 80\%$ 、 $B = 30\sim 50\%$
  - ホーン  $\eta = 60\sim 80\%$ 、 $B = 30\sim 70\%$
  - プリント板パッチ  $\eta = 50\sim 70\%$ 、 $B = \text{数}\%$
  - スロット  $\eta = \text{約}70\%$ 、 $B = \text{数}\%$
- 長さ  $D$  に対する遠方距離 :  $R > 2D^2/\lambda$
- 広帯域の目安 : 電圧定在波比  $\text{vswr} < 2$  ( $\text{RL} < -10\text{dB}$ )
- 比帯域の定義 :  $(f_U - f_L)/f_C \times 100\%$  ( $\text{UWB} > 20\%$ )
- 1オクターブ :  $f_U = 2f_L$  (比帯域 : 67%)
- 利得×ビーム幅 (直交している電力半値幅 [deg]  $\theta_1$  と  $\theta_2$ ) :  $\theta_1 \theta_2 G = 30000 \sim 32000$

# ケーススタディ：矩形パッチアンテナ (1/2)

## ☞ 平面型プリント板アンテナの特徴

- (1) 平面状構造であるため、薄く小型化できる
- (2) 平面以外の緩やかな曲面にも実装可能
- (3) 基板は堅牢なベース上に置くので、機械的にも安定
- (4) エッチング等で製作するので、一度開発が完了すると、安価で大量に生産できる
- (5) 電氣的にも構造的にも、送受信系との整合が良好
- (6) アンテナエレメント：パッチは目的に応じて様々な形状が可能
- (7) 反面、高利得アンテナ、低い周波数には一般に向かない
- (8) ホーンなどの進行波アンテナと異なり、共振型であるので、一般に比帯域が狭い

☞ 不連続部における小さな開口スロットの電界  $E$  に等価な磁流  $M$  を開口全域で積分すると、放射パターンが求められます：文献[5]参照

☞ 矩形パッチの利得とビーム幅の概略計算例：

$$G = 4\pi A_e / \lambda^2 = 4\pi (0.4\lambda \cdot 0.4\lambda) \eta / \lambda^2 = 0.8 [\text{dB}_i] @ \eta = 60\%$$

$$G\theta_1\theta_2 = 1.2\theta_1\theta_2 = 32000 \text{ より } \theta_1 = \theta_2 = 163 [\text{deg}]$$

☞ 矩形パッチの概略設計例を示します

(a) まずはマイクロストリップ線路の実効誘電率と特性インピーダンスを求める実験式を文献[7]より引用掲載します

• for wide strip  $w/h > 2$

$$\varepsilon_e = 1 + (\varepsilon_r - 1)q$$

$$q = 1 - \frac{1}{d} \ln \frac{d+c}{d-c} + \frac{0.732}{d\varepsilon_r} \left[ \ln \frac{d+c}{d-c} - \cosh^{-1}(0.358d + 0.595) \right] + \frac{\varepsilon_r - 1}{d\varepsilon_r} \left[ 0.386 - \frac{1}{2(d-1)} \right]$$

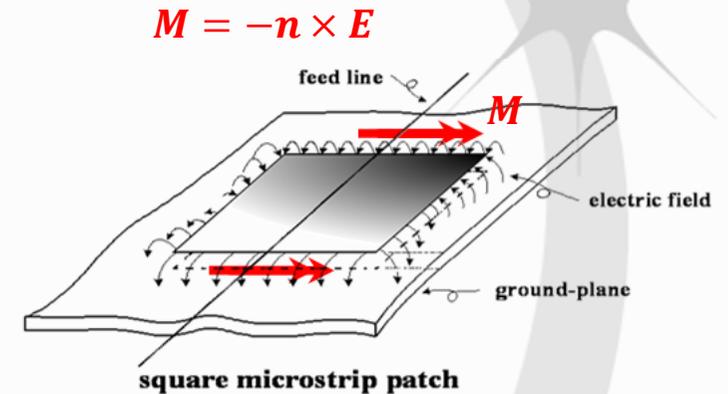
$$d = 1 + \sqrt{1 + c^2}, \quad \frac{\pi}{2} \cdot \frac{w}{h} = c - \sinh^{-1}c$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left[ \frac{w}{h} + 0.883 + \frac{\varepsilon_r + 1}{\pi\varepsilon_r} \left\{ \ln \left( \frac{w}{2h} + 0.940 \right) + 1.451 \right\} + 0.165 \cdot \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r^2} \right]^{-1}$$

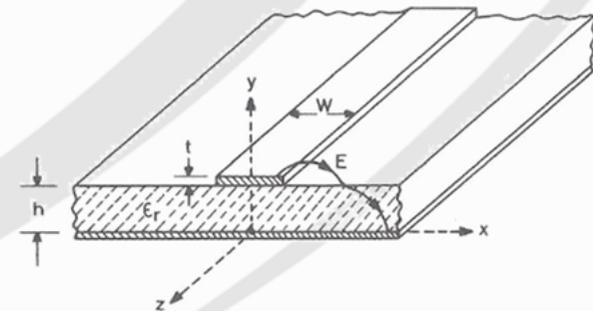
• for narrow strip  $w/h < 2$

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\varepsilon_r} \ln \frac{4}{\pi}}{\ln \frac{8h}{w}}$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}}} \left[ \ln \left( \frac{8h}{w} \right) + \frac{1}{8} \left( \frac{w}{2h} \right)^2 - \frac{1}{2} \cdot \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left\{ \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\varepsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right\} \right]$$



給電線路に垂直な2つの小開口(スロット)の電界分布がダイポールアンテナのように動作し、ブロードサイド方向に放射ビームを生成します



# ケーススタディ：矩形パッチアンテナ (2/2)

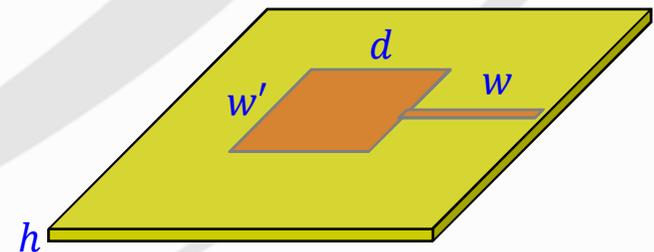
(b) 次に不連続  $\mu$ ストリップ線路となる矩形パッチアンテナの概略設計です 動作周波数は  $f_0 = 24.0$  GHz (空間波長は  $\lambda_0 = 12.5$  mm) とします

- ▶ step-1 基板情報の確認 比誘電率  $\epsilon_r = 2.8 @ 24$  GHz,  $\tan\delta ?$ , 基板厚  $h = 0.1$  mm
- ▶ step-2  $w = 0.5$  mmと仮定、 $w/h = 5.0 \Rightarrow$  wide strip
- ▶ step-3 線路幅の選定：線路インピーダンス  $Z_0 = 50\Omega$  とすると、

$$X + 0.432 \left\{ \ln \left( \frac{X}{2} + 0.940 \right) + 1.451 \right\} = 3.58, \quad X = w/h$$

を解いて、おおよそ  $X = w/h = 2.9$  となり、 $w = 0.3$  mm 程度となります

- ▶ step-4 実効比誘電率は前ページより  $\epsilon_e = 2.3$  と概算
- ▶ step-5 パッチ実効伸長は  $\Delta d = 0.45h = 0.045$  mm
- ▶ step-6 共振周波数からパッチ実効長を逆算  $d_e = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_e} = 4.12$  mm
- ▶ step-7 パッチの実効長  $d_e = d + \Delta d \Rightarrow d = 4.12 - 0.045 = 4.16$  mm
- ▶ step-8 もう一つのパッチ辺の大きさは  $w' = d$  程度とします
- ▶ step-9 さらに $\mu$ ストリップ線路とパッチ吻合部のインピーダンス改善機構、例えばスロットなどを付加し、周波数特性を確保します
- ▶ step-10 以上の初期設計で、ある程度の性能は期待できますが、さらに精度を求めるにはこの概略設計を基に電磁界シミュレータによる高精度設計に進みます (シミュレータだけで最初から設計するより効率的です!)：必要に応じて、この際、アンテナ基板に接続部位、あるいはコネクタ部の検討も追加します



## ☞ アンテナは機械的構造物です

- マイクロ波回路から伝送された高周波信号を空間に放射し所望の特性にするには、機械的な構造物で実現します
- 低い周波数帯では線状で、周波数が高くなるにつれ構造は立体的あるいは平面的になる傾向があります
- このような周波数に依存する構造は全て、アンテナの特性を電氣的に最適化するためです
- システム仕様を考慮しながら、電波の空間特性を実現するためのアンテナ構造はどうあるべきか、あるいはアンテナ方式の実現性からシステム性能はどうフィードバックされるか、を繰り返し検討します

## ☞ アンテナの特性は空間放射に関するものです

- 機械的に構成されるアンテナは周波数帯等に依存し、その結果は空間特性に関するものになります
- 空間特性とは、システム要求を満足するアンテナの入出力特性です
- アンテナは物理的な構造物であるので、電気特性には限界があることを常に留意しておく必要があります
- そして、半導体のように極端に小さくしたり巨大な構造物にするのも限界があります

## ☞ 本小話では、以下の文献を参考にしています

- [1] 小林弘一, “空間波動の工学理論,” 全522頁, ISBN 978-4-9905821-0-4, 2011年12月.
- [2] Hirokazu Kobayashi, “Horn Antenna” in “Analyzing the Physics of Radio Telescopes and Radio Astronomy” edited by Kim Ho Yeap, Kazuhiro Hirasawa, IGI Global, Jan. 2020.
- [3] 小林弘一, 3Dプリンタによるマイクロ波帯ホーンアンテナの試作, RFワールド No.33, pp.38-47, 2016年1月.
- [4] Hirokazu Kobayashi, Simple Calculation Method for Conformal Beam-Scanning Array Pattern, 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2019), pp.2197-2201, Apr. 2019.
- [5] Hirokazu Kobayashi, A Simple Expression for Curved Rectangular Patch Antenna Pattern, International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2018), A8 1007, Oct. 2018.
- [6] Hirokazu Kobayashi, “Physical Optics” in “Analyzing the Physics of Radio Telescopes and Radio Astronomy” edited by Kim Ho Yeap, Kazuhiro Hirasawa, IGI Global, Jan. 2020.
- [7] K. C. Gupta, etc., “Microstrip lines and Slotlines,” 1979, Artech House.

\*[2],[4-6] はインターネットウェブ [ResearchGate](#) からダウンロードできます

本小話の執筆者 小林弘一