アンテナ測定に関する基礎

Fundamental Technologies for Antenna Measurement

石井　望[†]　　飴谷　充隆[‡]
Nozomu ISHII[†]　and　Michitaka AMEYA[‡]

†新潟大学　‡産業技術総合研究所

概要

アンテナ性能を測定することは性能を担保することや適法性の観点から必須の技術である。ここではアンテナ測定の基礎と、近傍界遠方界変換の基礎について述べる。

電波を使用した無線システムでは、アンテナの観点からは、給電線路からアンテナに効率よく電力が供給されているのか、アンテナから空間へ設計通りに放射されているのかが定量的な評価基準となる。アンテナ測定基礎編では、測定に関わるアンテナ諸元を復習した後、測定における人的要素、同軸ケーブル、測定機器の設定などのアンテナ測定技術の基本となる事項を紹介する。続けて、電気長補正、不平衡電流対策を含めて、ネットワークアナライザを用いたアンテナのインピーダンス測定を解説する。また、パターン・利得測定について、測定上の留意点を含めて解説する。さらに、S パラメータ法、光リンクシステムを利用した測定、放射電力測定についても簡単に紹介する。

アンテナの放射パターンは、無線システムの通信エリア設計にきわめて重要な要素である。アンテナの放射パターン測定法のうちの、２次元上の直交する近傍電界から遠方界の放射パターンを算出する方法が近傍界遠方界変換法（Near-field to Far-field Transformation）である。本講座の後半では、近傍界遠方界変換法の基礎理論と、被測定アンテナとプローブアンテナ、VNA を用いた二次元 S パラメータ測定からアンテナの放射パターンを求めるための定式化と、具体的な測定手順について、平面走査の場合と円筒面走査の場合を比較しながら、解説を行う。

Abstract

Antenna measurement is mandatory to certify of antenna performance or warranty of legality. Basic antenna measurement technology and near-field to far-field transformation are explained in this tutorial.

From the antenna's point of view, quantitative evaluation criteria are whether power is efficiently supplied from the line to the antenna and whether the power is radiated from the antenna to the space as designed. In the basic antenna measurement section, the fundamentals of antenna measurement, including human factors, will be introduced. Then, impedance measurement of antennas using a network analyzer, including electrical length compensation, will be explained. Pattern and gain measurements will be discussed, including points to keep in mind during measurements.

The radiation pattern of an antenna is an extremely important factor in the design of the communication area of a wireless system. The near-field to far-field transformation method is a method of measuring the radiation pattern of an antenna that calculates the far-field radiation pattern from orthogonal nearby electric fields in two dimensions. In the second half of the course, the basic theory of the near-field to far-field transformation method, the formulation and measurement procedures for determining the radiation pattern of an antenna from two-dimensional S-parameter measurements using the antenna under test, a probe antenna, and a VNA will be explained, comparing the planar scanning case and the cylindrical scanning case.

放射指向性測定のためのアンテナ近傍界計測の基礎
Fundamentals of Antenna Near-Field Measurement for Radiation Pattern Measurement

飴谷 充隆
Michitaka AMEYA

(国研) 産業技術総合研究所　物理計測標準研究部門
電磁界標準研究グループ

m.ameya@aist.go.jp

目次

目次

目次

- **4.球面走査近傍界遠方界変換(つづき)**

- **5.近傍界計測全般の話とまとめ**

- 参考文献

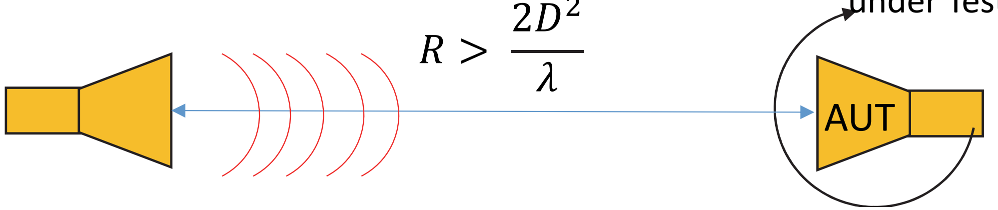
1.近傍界測定の重要性

1.1 アンテナ放射パターンの測定法の分類

①遠方界法（Direct Far-field Method）

AUT: Antenna under Test

$$R > \frac{2D^2}{\lambda}$$



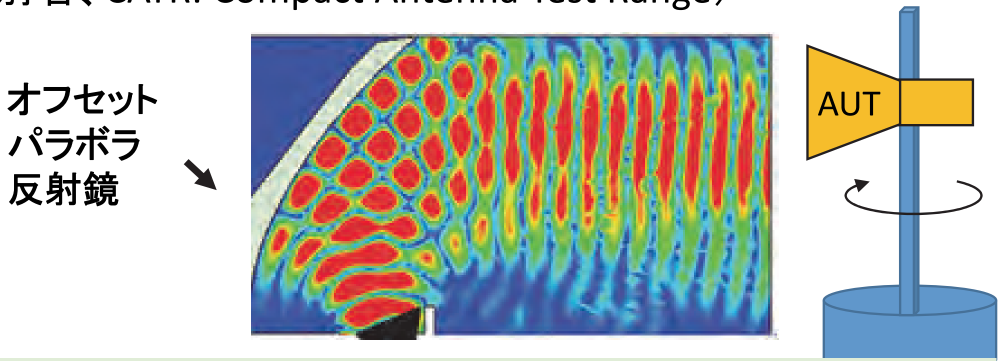
R:アンテナ間距離　D:アンテナの最大寸法　λ:波長

平面波とみなせる十分なアンテナ間距離が必要

大きな部屋が必要になり、SN比が確保しづらい

②平面波生成法（Indirect Far-field Method）

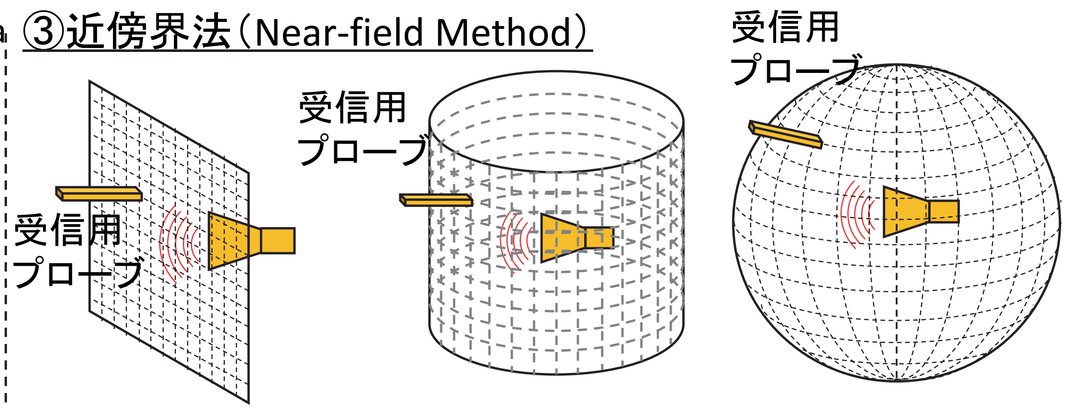
（別名、CATR: Compact Antenna Test Range）



オフセットパラボラ鏡で疑似的に平面波を発生。

低い周波数に対応しようとすると、反射鏡が巨大になり、
高い周波数では、反射鏡の表面精度が問題になる。

③近傍界法（Near-field Method）



(a) 平面走査　(b) 円筒面走査　(c) 球面走査

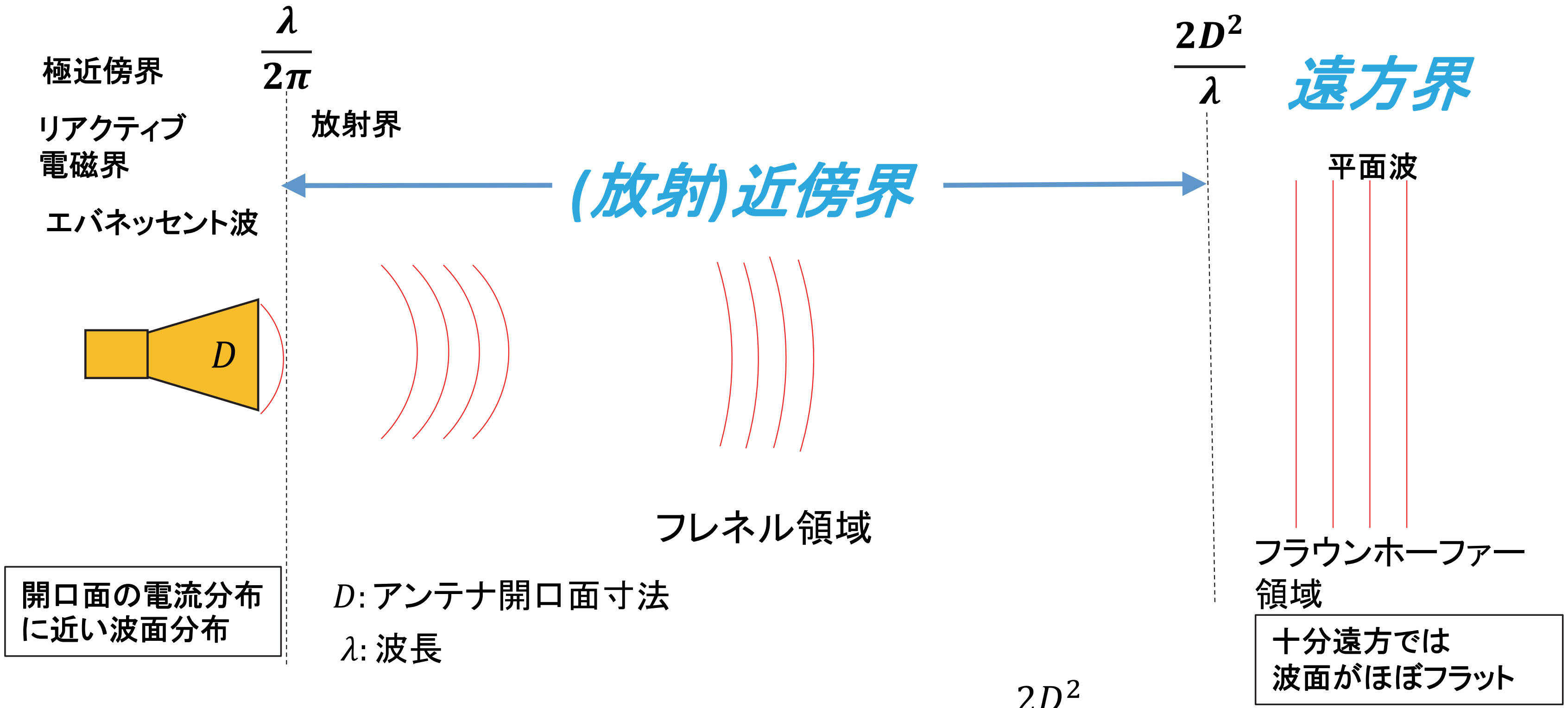
プローブを走査し、数学的にアンテナの平面波応答を計算する。多くの場合プローブ補正が必要。

平面走査、円筒面走査、球面走査が代表的

近傍界法は、信号強度が高い、近い距離で測定ができるため、SN比が確保しやすく、位置精度の高い受信プローブ走査機構を準備できれば、測定精度が高い。
（ただし、物理的な平面波の生成はできないので、実機の受信性能評価には適用できない。）

3次元放射パターンの高精度計測には、
近傍界測定が有効である

1.2 近傍界・遠方界の定義



30 GHzで、開口面寸法 D = 50λ≒50 cmの場合 $\frac{2D^2}{\lambda} = 5000\lambda = 50\ \mathrm{m}$

ミリ波帯の場合、アレーアンテナや開口面アンテナなどを用いることが多くなるので、
D(=波長に対する大きさ)が大きくなり、近傍界測定が有利となる**場合が多い。**

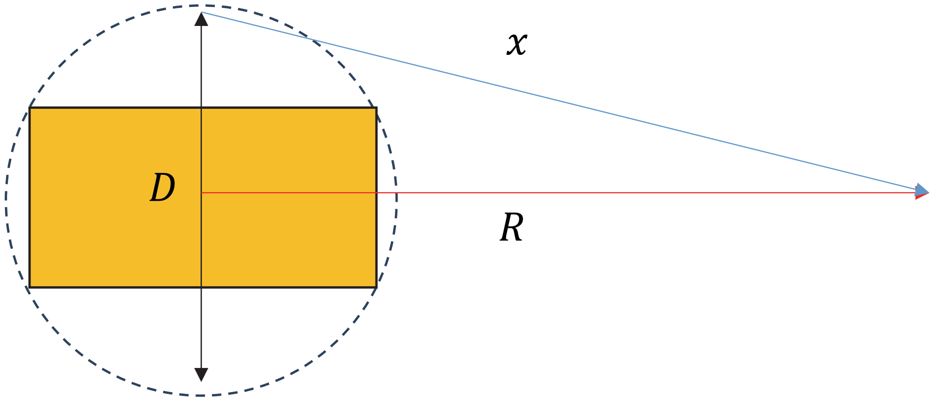
アンテナ利得や放射パターンなどは、遠方界で定義されているので、
近傍界測定から正しい値を導出するためには、なんらかの補正処理が必要

- アンテナ利得
- 放射パターン

⇒

- 外挿法
- 近傍界遠方界変換

1.2′ 遠方界距離の最大位相差としての解釈



遠方界条件: $R > \dfrac{2D^2}{\lambda}$

アンテナ間距離Rが$2D^2/\lambda$以上

アンテナの中心と端で、
位相差が$\pi/8$以下(22.5°以下)
であることと、等価。

最大距離差

$$x - R = \sqrt{\left(\frac{D}{2}\right)^2 + R^2} - R \cong R + \frac{1}{2R}\left(\frac{D}{2}\right)^2 - R = \frac{1}{2R}\left(\frac{D}{2}\right)^2$$

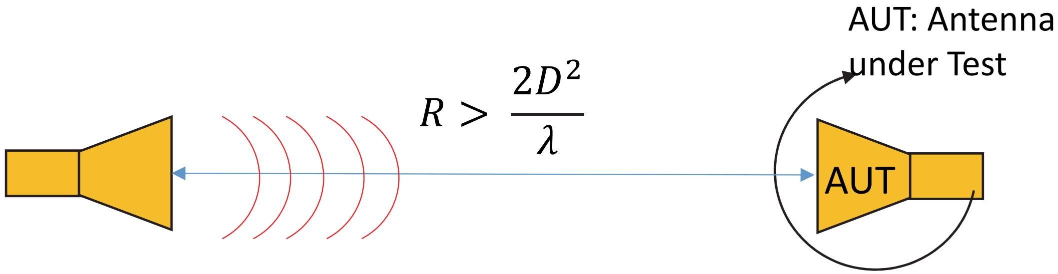
$1 \gg x$ならば　$\sqrt{1+x} = 1 + \dfrac{x}{2} + O(x^2)$

最大位相差

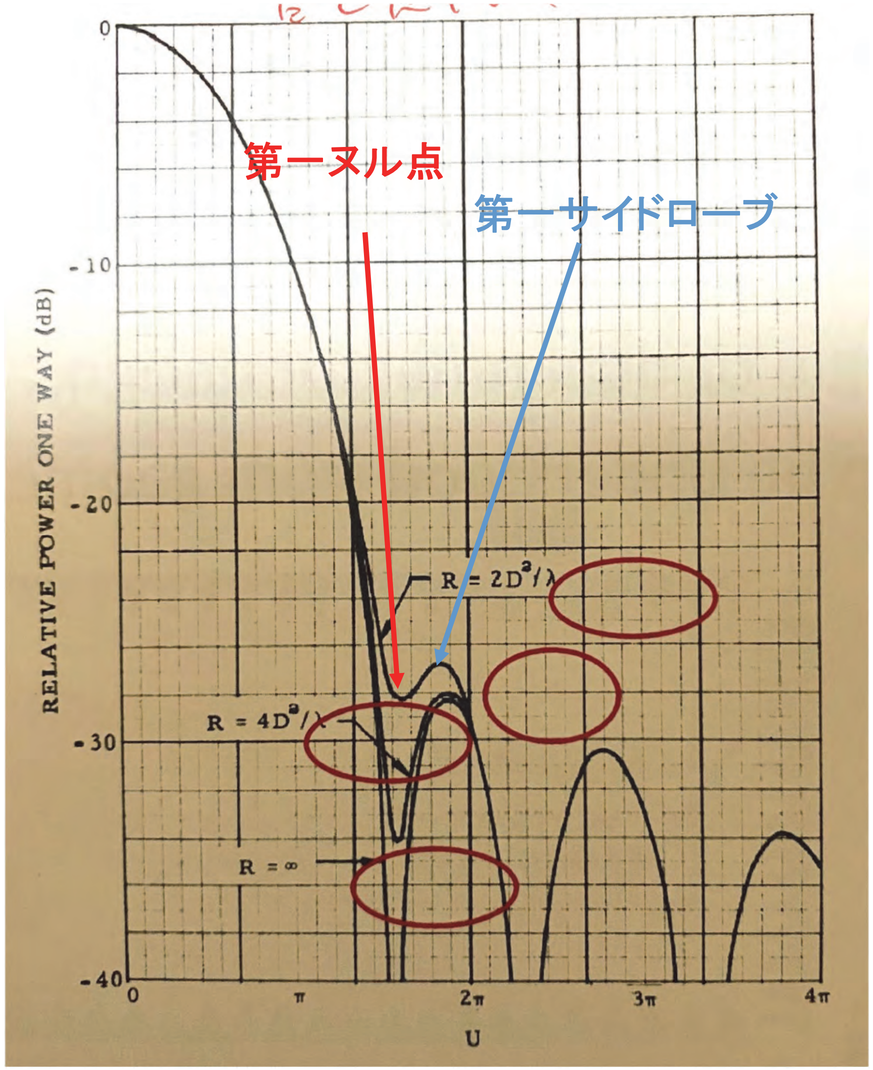
$$kl = k\frac{1}{2R}\left(\frac{D}{2}\right)^2 = \frac{\pi}{R\lambda}\left(\frac{D}{2}\right)^2 < \frac{\pi}{8} \Rightarrow R > \frac{2D^2}{\lambda}$$

kは波数　$k = \dfrac{2\pi}{\lambda}$

1.3 遠方界における放射パターン測定



$$R > \frac{2D^2}{\lambda}$$



遠方界距離を少しでも超えていればOKか？

No。距離を離すと徐々に
遠方界に近づく

左の例では、 $R = \frac{2D^2}{\lambda}$、$R = \frac{4D^2}{\lambda}$, $R = \infty$

のときの、アンテナ放射パターンを示しており、

第一ヌル点や、第一サイドローブのレベルが、
ずれている。（サイドローブは2 dB程度）

1.3' 遠方界放射パターン測定の長所と短所

長所

・理解が容易
・コストも安くできる可能性あり（室内で距離が短ければ）
・リアルタイムな測定が可能
・位相を測定する必要がない

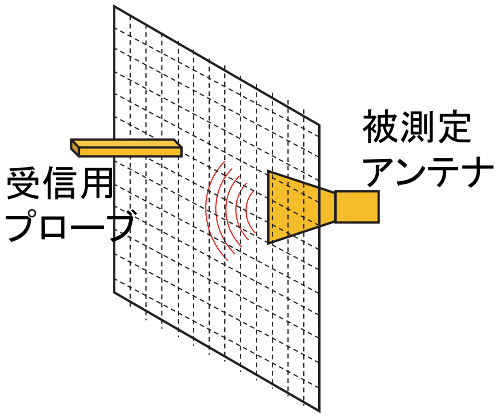
短所

・大きいアンテナの場合は、距離が必要
・コストが高くなる危険性も（野外測定、アンテナ高さ、距離が大きくなる場合）
・野外測定ではセキュリティや安全面、法律の問題もあり
・反射のコントロールが難しい
・ダイナミックレンジの確保が難しい
・真の遠方界を測定できない
・被測定アンテナ側を動かす必要がある。

近傍界測定の優位性

1.4 代表的な近傍界測定法

平面走査

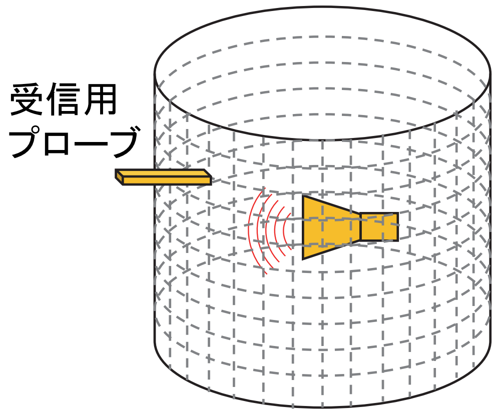


・変換アルゴリズムは2D-FFTなので容易

・縦方向にも横方向にも打切り誤差が発生。指向性の高いアンテナしか測定できない。

*2D-FFT: 2-Dimensional Fast Fourier Transformation

円筒面走査

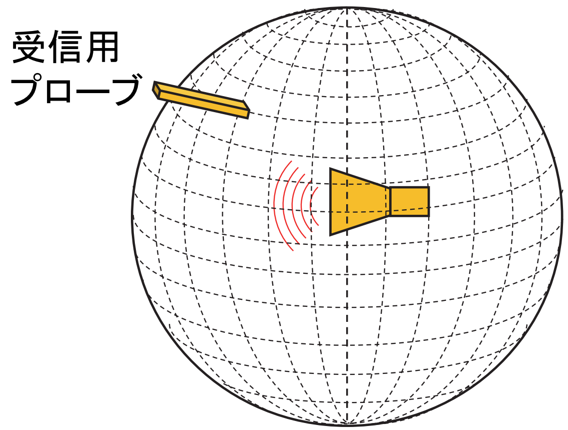


・変換アルゴリズムは平面走査よりは複雑だが、球面よりは簡単

・方位角方向には打切り誤差は発生しない。高さ方向には打切り誤差があるので、長尺のアンテナ(垂直方向にはビームが狭く、水平方向にはビームが広いアンテナ)に適している。

・走査機構の実現は比較的容易

球面走査

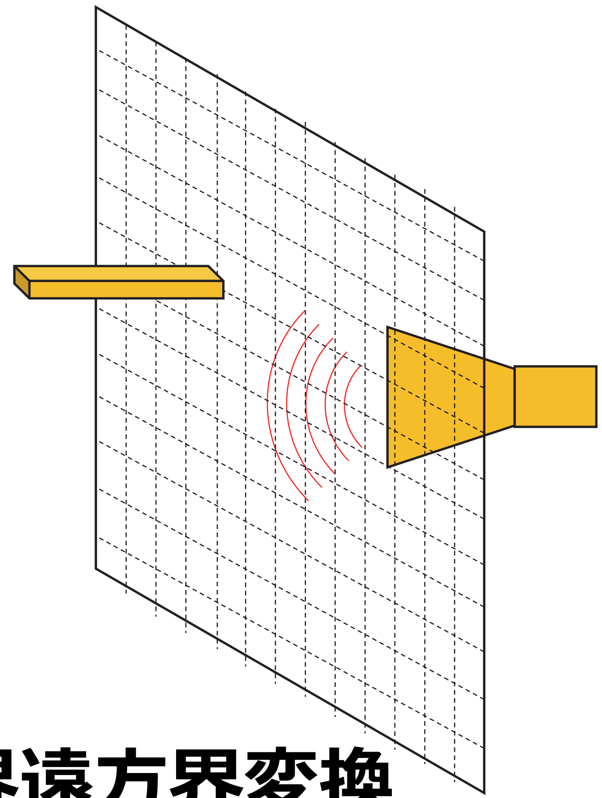


・変換アルゴリズムは若干複雑

・θとφの2軸を回転させる機構が必要であり、機構も複雑になる傾向。

・球面を取り囲むので、打切り誤差が発生しづらい。低利得なアンテナから高利得なアンテナまで対応可能。

・<u>距離が離れれば、プローブ補正を不要とすることもできる。</u>



2. 近傍界遠方界変換の基礎と平面近傍界遠方界変換

2.1 近傍界遠方界変換の基本的な考え方

・直交座標、円柱座標、球座標は、ヘルムホルツ方程式を解くときに、変数分離が可能な座標系であるため、平面走査、円筒走査、球面走査が利用しやすい。

ヘルムホルツ方程式： $(\nabla^2 + k^2)\boldsymbol{A} = 0$
∇^2はラプラシアン、kは定数

（例えば、波動方程式を時間と空間で変数分離したときの空間に関する微分方程式として現れる）

直交座標： $A(x,y,z) = X(x)Y(y)Z(z)$

$X(x) \sim a\exp(-\mathrm{j}k_x x) + b\exp(+\mathrm{j}k_x x)$
$Y(y) \sim c\exp(-\mathrm{j}k_y y) + d\exp(+\mathrm{j}k_y y)$
$Z(z) \sim e\exp(-\mathrm{j}k_z z) + f\exp(+\mathrm{j}k_z z)$

平面波

円筒座標： $A(\rho,\phi,z) = P(\rho)\Phi(\phi)Z(z)$

$P(\rho) \sim AJ_n(k_\rho \rho) + BN_n(k_\rho \rho)$
or
$P(\rho) \sim CH_n^{(2)}(k_\rho \rho) + DH_n^{(2)}(k_\rho \rho)$
$\Phi(\phi) \sim \gamma\cos(m\phi) + \delta\sin(m\phi)$

J_nはベッセル関数、N_nはノイマン関数
$H_n^{(1)}$は第一種ハンケル関数、$H_n^{(2)}$は第二種ハンケル関数
$H_n^{(1)}(x) = J_n(x) + \mathrm{j}N_n(x), H_n^{(2)}(x) = J_n(x) - \mathrm{j}N_n(x)$

球座標： $A(r,\theta,\phi) = R(r)\Theta(\theta)\Phi(\phi)$

$R(r) \sim \alpha j_n(k_r r) + \beta n_n(k_r r)$
$\Theta(\theta) \sim P_n^m(\cos\theta)$
$\Phi(\phi) \sim \gamma\cos(m\phi) + \delta\sin(m\phi)$

j_n, n_nは球ベッセル関数と球ノイマン関数
P_n^mはルジャンドル陪関数
$\Theta(\theta)\Phi(\phi) \sim Y_n^m(\theta,\phi)$を球面調和関数という

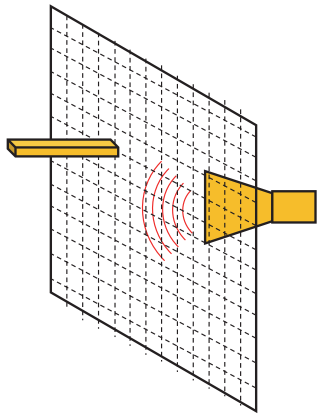
・平面波展開 or 円筒波展 or 球面波展開を行い、その展開係数を求めてから、遠方界を求める。展開係数を求めれば、任意の位置の（放射）近傍界や遠方界を自由に求めることができる。

・受信プローブの影響を考えるために、アンテナ間結合を考える必要があり、伝送方程式（transmission formula）の構築が必要。それによりプローブ補正が可能になり、精度の高い計測が実現できる。

・どの定式化でも、アンテナ間の散乱はないと仮定しているため、アンテナ間での多重反射は発生しないように、アンテナとプローブ間の距離を離したり、プローブの散乱断面積を小さくする等の工夫が必要。

2.2 平面近傍界遠方界変換の定式化

平面に正接する電界成分（図のE_x, E_y）の振幅・位相を測定する。



測定の条件

$$\Delta x = \Delta y < \frac{\lambda}{2}$$ （ナイキストの標本化定理）

$$k_x = k_0 cos\phi sin\theta$$

$$k_y = k_0 sin\phi sin\theta$$

電界強度と平面波展開係数の関係

$$\boldsymbol{E}_{\mathrm{T}}(x, y, z=0) = \frac{1}{4\pi^2}\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \boldsymbol{F}_{\mathrm{T}}\,(k_x, k_y)\, e^{-j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y$$

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{T}}(k_x, k_y) = \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \boldsymbol{E}_{\mathrm{T}}(x, y, z=0)\, e^{j(k_x x + k_y y)} dxdy$$

遠方界 $\boldsymbol{E}(r, \theta, \phi) \approx j\frac{e^{-jkr}}{\lambda r}\cos\theta\, \boldsymbol{F}(k_x, k_y)$ ➡ 近傍界遠方界変換

λ ：波長

波数： $k_0 = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2} = \frac{2\pi}{\lambda}$

$$\boldsymbol{E} = E_x\widehat{\boldsymbol{e_x}} + E_y\widehat{\boldsymbol{e_y}} + E_z\widehat{\boldsymbol{e_z}}$$

$$\boldsymbol{E}_{\mathrm{T}} = E_x\widehat{\boldsymbol{e_x}} + E_y\widehat{\boldsymbol{e_y}}$$

$$\boldsymbol{F} = F_x\widehat{\boldsymbol{e_x}} + F_y\widehat{\boldsymbol{e_y}} + F_z\widehat{\boldsymbol{e_z}}$$

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{T}} = F_x\widehat{\boldsymbol{e_x}} + F_y\widehat{\boldsymbol{e_y}}$$

$$F_z = -\frac{\boldsymbol{k}_T \cdot \boldsymbol{F}_T}{k_z}$$

FzはFx, Fyがわかれば求められる

空間の電界ベクトル$\boldsymbol{E}_{\mathrm{T}}$が測定できれば、上記の定式化まででよいが、
実際にはむずかしく、測定結果は受信アンテナ特性と送信アンテナ特性が結合したもの
すなわち、アンテナ結合積（Antenna Coupling Product)となって得られる。

➡ 高精度な測定を実現するためには、
平面波近傍界測定における伝送方程式
＝（送信電圧、送信アンテナ、受信アンテナ、受信電圧の関係式）
の検討が必要となる。平面波散乱行列による記述が便利

2.2a バックプロジェクション法による観測面の変更

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{T}}(k_x,k_y)=\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty}\boldsymbol{E}_{\mathrm{T}}(x,y,z=0)\,e^{j(k_x x+k_y y)}dxdy$$

波源がなければ
$\nabla\cdot\boldsymbol{E}=0$ ⇒ $\boldsymbol{k}\cdot\boldsymbol{F}=0$:plane-wave condition

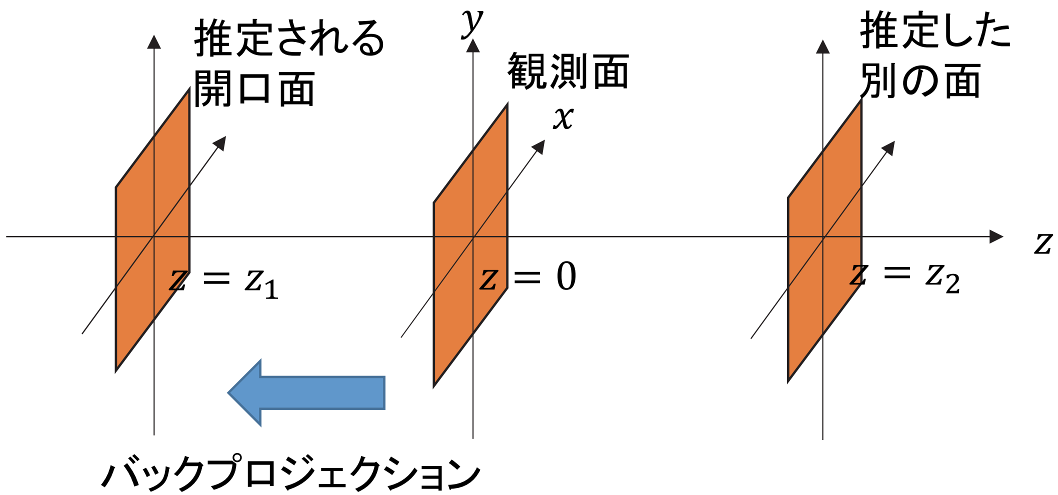
$$k_xF_x+k_yF_y+k_zF_z=0 \qquad \therefore F_z=-\frac{k_xF_x+k_yF_y}{k_z}=-\frac{\boldsymbol{k}_T\cdot\boldsymbol{F}_T}{k_z}$$

$$\boldsymbol{F}(k_x,k_y)=F_x\boldsymbol{e_x}+F_y\boldsymbol{e_y}-\frac{k_xF_x+k_yF_y}{k_z}\boldsymbol{e_z}$$

$$\boldsymbol{E}(x,y,z)=\frac{1}{4\pi^2}\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty}\boldsymbol{F}\,e^{-j(k_x x+k_y y+k_z z)}dk_xdk_y=\frac{e^{-jk_z z}}{4\pi^2}\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty}\boldsymbol{F}\,e^{-j(k_x x+k_y y)}dk_xdk_y$$

平面波スペクトルがわかれば、任意の位置での電界成分E_x,E_y,E_zが計算可能

F_x,F_yからE_x,E_y,E_zがすべて求まる！
（２成分の測定で良い根拠）



（応用例）

・開口面分布推定、アレーアンテナ診断

・開口面フィルタリング

・レンズアンテナの焦点スポットサイズの推定

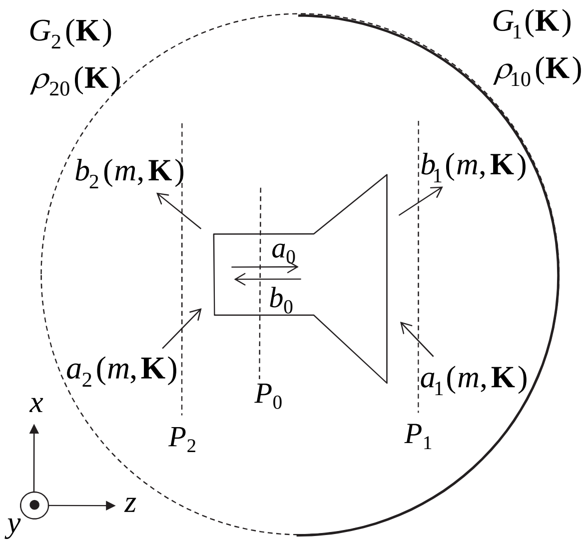
・携帯端末近傍での電力密度推定(4.3節で紹介）

※エバネセント波は再生できない点に注意

2.3 平面波散乱行列によるアンテナからの放射の記述

PWSM (Plane-wave Scattering-matrix)、平面波散乱行列によるアンテナの表現

Ref.[2] D.M. Kerns: Plane-wave scattering-matrix theory of antennas and antenna-antenna interactions (NBS Monograph 162, 1981)



アンテナからの放射電界およびアンテナへの入射電界を 様々な方向の平面波の重ね合わせとポート電圧(=Sパラメータ)で表現する

$$b_0 = S_{00}a_0 + \iint \sum_{m=1}^{2} S_{02}(m,\mathbf{K})a_2(m,\mathbf{K})d\mathbf{K} + \iint \sum_{m=1}^{2} S_{01}(m,\mathbf{K})a_1(m,\mathbf{K})d\mathbf{K}$$

アンテナの入力反射係数　アンテナの左側受信特性　アンテナの右側受信特性

$$b_1(m,\mathbf{K}) = S_{10}(m,\mathbf{K})a_0 + \iint \sum_{m=1}^{2} S_{11}(m,\mathbf{K};n,\mathbf{L})a_1(m,\mathbf{K})d\mathbf{K} + \iint \sum_{m=1}^{2} S_{12}(m,\mathbf{K};n,\mathbf{L})a_2(m,\mathbf{K})d\mathbf{K}$$

アンテナの右側送信特性　右側から右側へのアンテナの散乱特性　左側から右側へのアンテナの散乱特性

a_0: アンテナへの入力電圧
b_0:アンテナの受信電圧

$b_1(m, \boldsymbol{K})$: 右の$\boldsymbol{K}$方向へ出射する平面波
$a_1(m, \boldsymbol{K})$: 右の$\boldsymbol{K}$方向から入射する平面波

$b_2(m, \boldsymbol{K})$: 左の$\boldsymbol{K}$方向へ出射する平面波
$a_2(m, \boldsymbol{K})$: 左の$\boldsymbol{K}$方向から入射する平面波
m,n : モード番号(1 or 2 、TM or TEに対応)

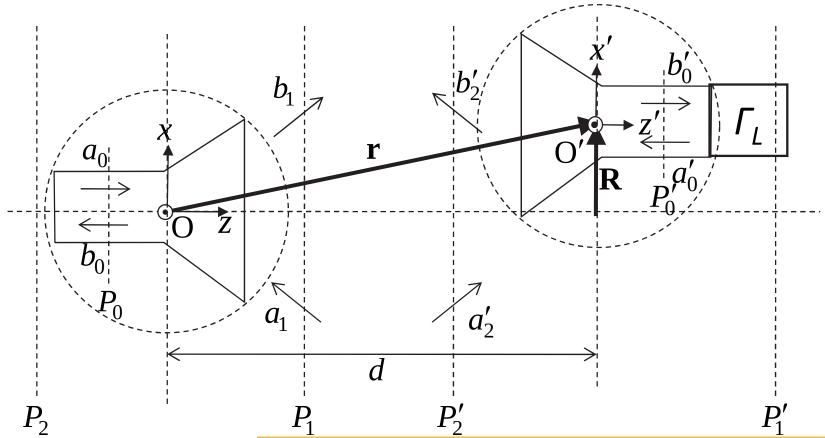
$\boldsymbol{K} = k_x\boldsymbol{e_x} + k_y\boldsymbol{e_y}$

アンテナ利得: $$G_q(\mathbf{K}) = \frac{4\pi Z_c\left[k^2\left|S_{q0}(1,\mathbf{K})\right|^2 + k_z^2\left|S_{q0}(2,\mathbf{K})\right|^2\right]}{\eta\left(1-\left|S_{00}\right|^2\right)}$$

q: 1 or 2 (右側 or 左側)

2.4 平面波散乱行列による2つのアンテナ間のインタラクション

<u>アンテナ間インタラクションの平面波散乱行列による表現</u>



右側のアンテナの変数を’(ダッシュ)記号で表現すると,
左側のアンテナの入力電圧a_0に対する→側のアンテナの受信電圧b'_0は

$$\frac{b_0'}{a_0} = \frac{1}{1-\Gamma_L S_{00}'} \iint \sum_{m=1}^{2} S_{02}'(m,\mathbf{K}) S_{10}(m,\mathbf{K}) e^{i\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}} d\mathbf{K}$$

$$= \frac{1}{1-\Gamma_L S_{00}'} \iint D(\mathbf{K}) e^{i\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}} d\mathbf{K}$$

$\boldsymbol{D}(\boldsymbol{K})$: coupling product between antennas（アンテナ結合積）

アンテナ計測あるいは電磁界計測において、測定可能なのはアンテナ結合積である。

すなわち、測定結果には常に、送信アンテナ特性と受信アンテナ特性の両方の影響が含まれている。

高精度な電磁界計測を実現するためには送信アンテナ特性と受信アンテナ特性をどうやって分解するかがポイントとなる。

$$F' = \frac{1}{1-\Gamma_L S_{00}'}$$

近傍界では送受の影響が畳み込まれているので、分解が容易ではないが、
平面波展開を行えば、送受を分離しやすい。

$$b_0'(x,y,z=0) = a_0 F' e^{-jk_z z} \iint e^{-j(k_x x + k_y y)} \left[S_{02}'(1,k_x,k_y)\cdot S_{10}(1,k_x,k_y) + S_{02}'(2,k_x,k_y)\cdot S_{10}(2,k_x,k_y)\right] dk_x dk_y$$

$$D(k_x,k_y) = \left[\underbrace{S_{02}'(1,k_x,k_y)}_{\text{プローブの受信特性(TM-mode)}}\cdot \underbrace{S_{10}(1,k_x,k_y)}_{\text{被測定アンテナの送信特性(TM-mode)}} + \underbrace{S_{02}'(2,k_x,k_y)}_{\text{プローブの受信特性(TE-mode)}}\cdot \underbrace{S_{10}(2,k_x,k_y)}_{\text{被測定アンテナの送信特性(TE-mode)}}\right] = \frac{e^{jk_z z}}{4\pi^2 F' a_0} \iint b_0'(x,y,z=0) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy$$

2種類のプローブで測定すれば、
被測定アンテナの送信特性が算出

2.5 平面走査近傍界測定装置の構成例

以下のURLを入力して、
画像をご確認ください

垂直型平面走査システム

以下のURLを入力して、
画像をご確認ください

水平型平面走査システム

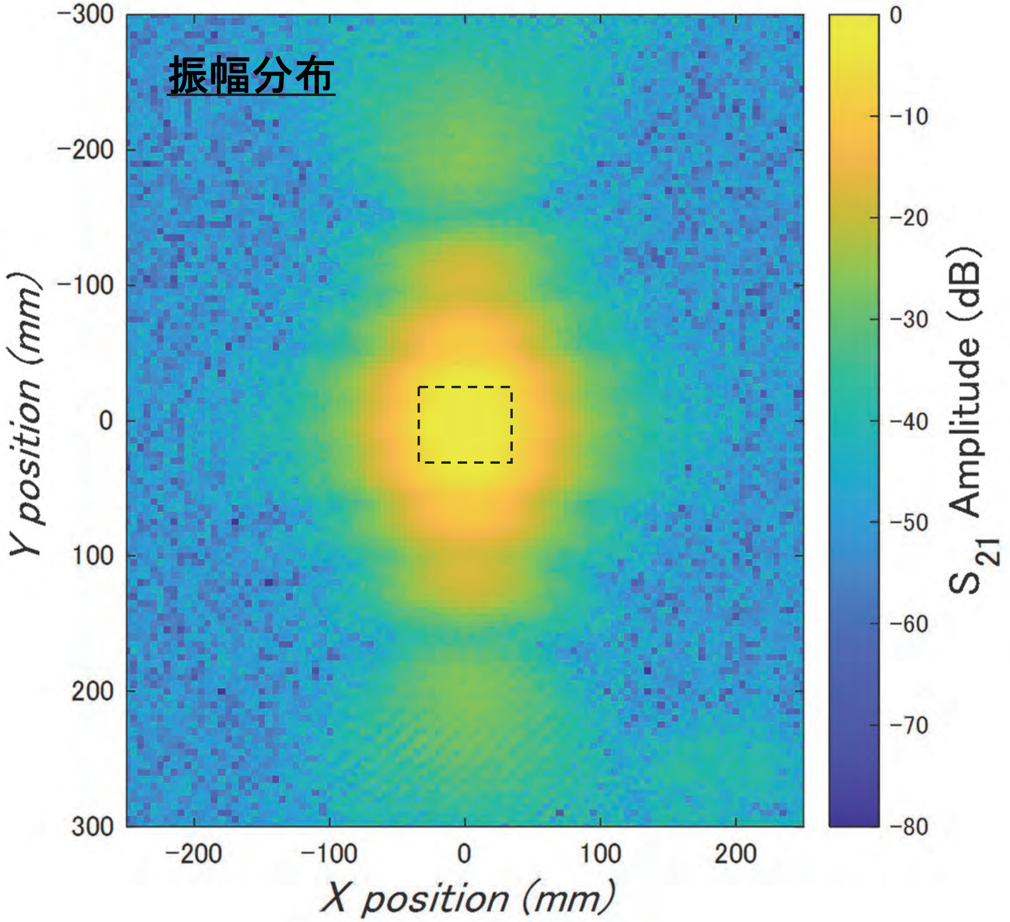
NSI-Miのwebpageより
URL: https://www.nsi-mi.com/products/system-solutions/near-field-systems/vertical-planar-scanner-systems/medium-vertical-planar-scanner-systems

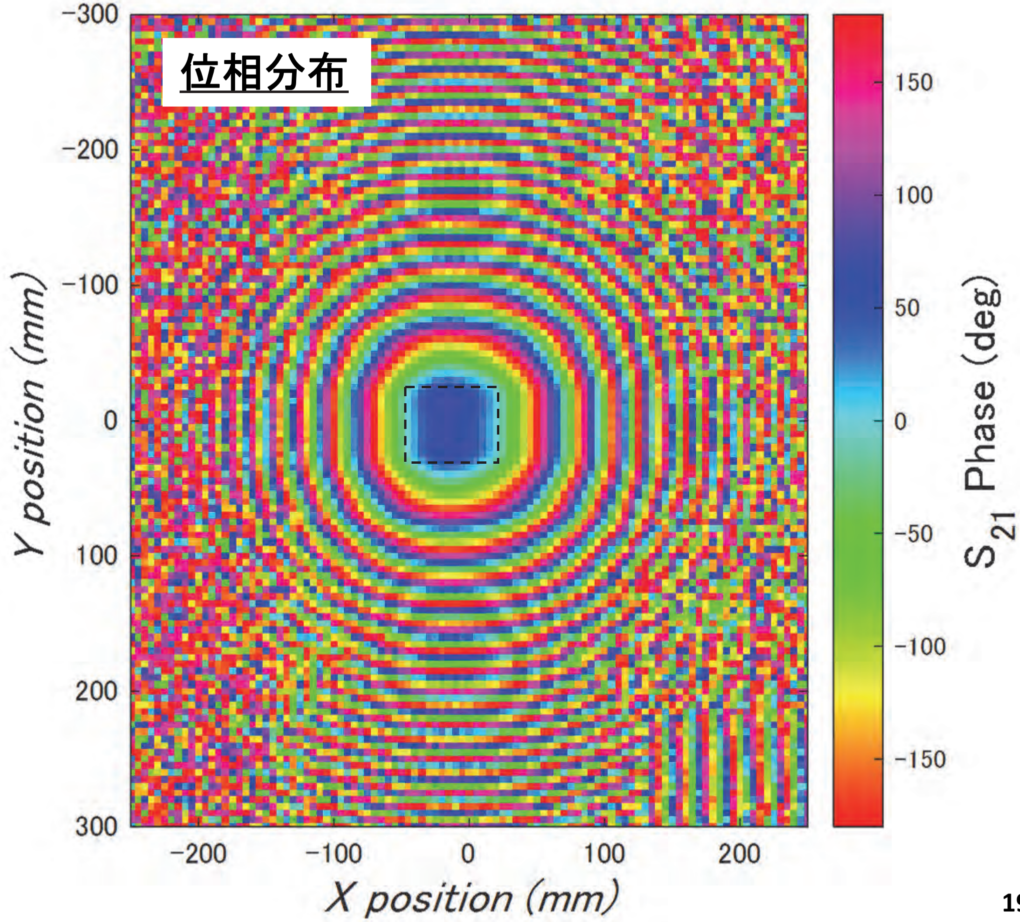
NSI-Miのwebpageより
URL: https://www.nsi-mi.com/products/system-solutions/near-field-systems/horizontal-planar-scanner-systems/small-horizontal-planar-scanner-systems

2.6 平面近傍界測定装置による測定の一例

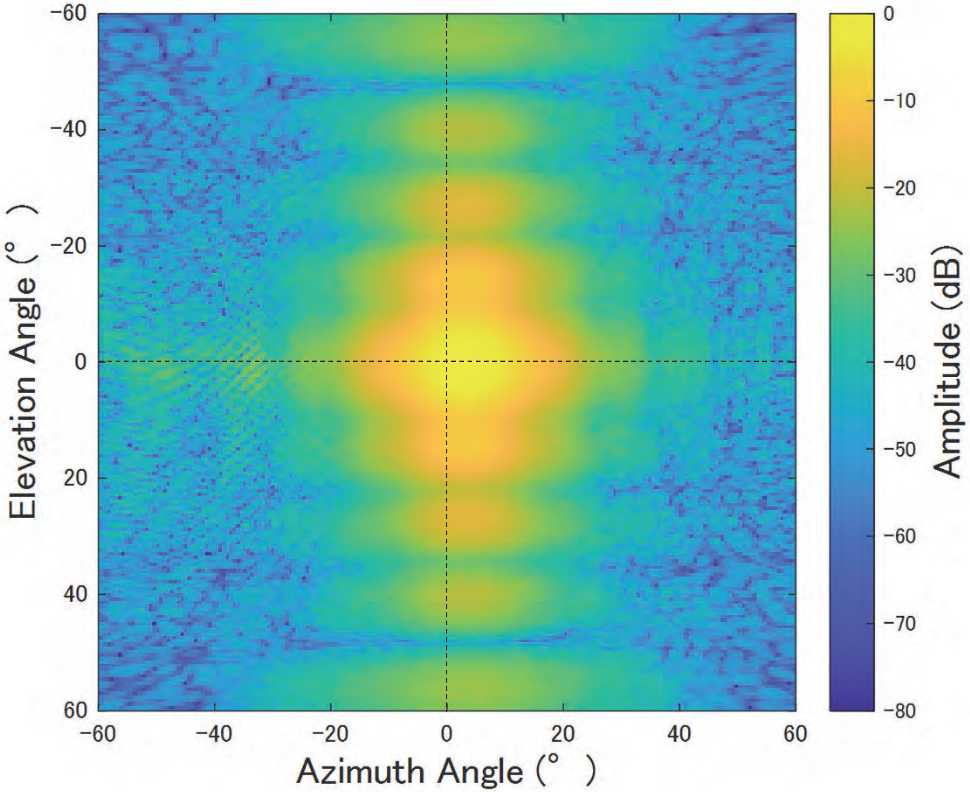
26.5 GHz～40 GHz帯で動作するWR28の標準ホーンアンテナの平面近傍界分布を測定

測定条件	周波数28 GHz、$\Delta x = \Delta y = 5$ mm、走査範囲-250 mm $\leq x \leq 250$ mm, -300 mm $\leq y \leq 300$ mm、 測定ポイント数101×121＝12,221ポイント, IFBW = 10 Hz、測定時間約45分、開口面からの距離130 mm(≈13λ)

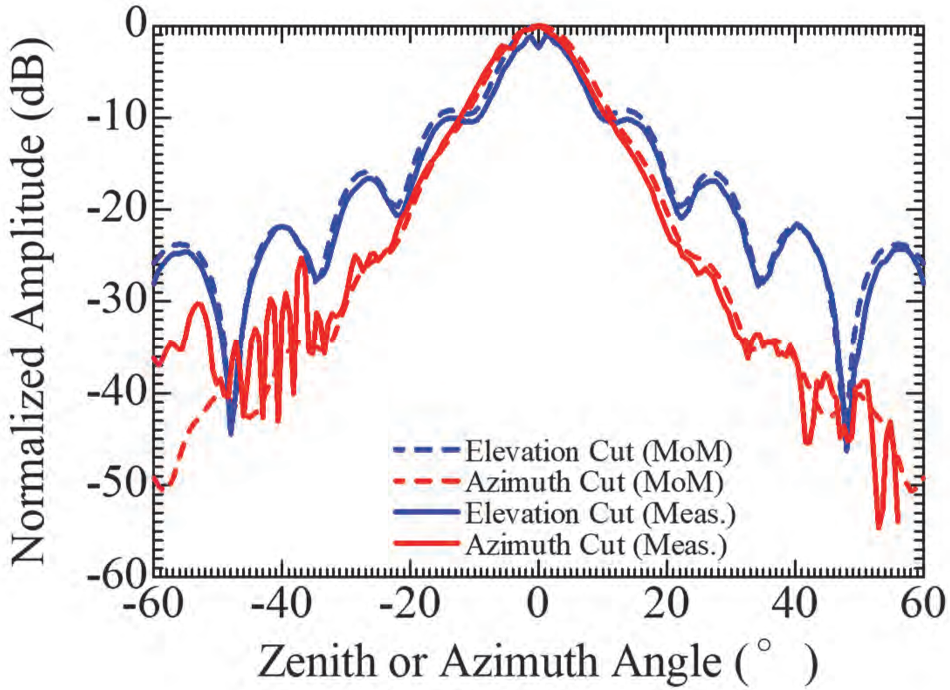




2.7 平面近傍界測定による近傍界遠方界変換の例



(a) 三次元遠方界パターン

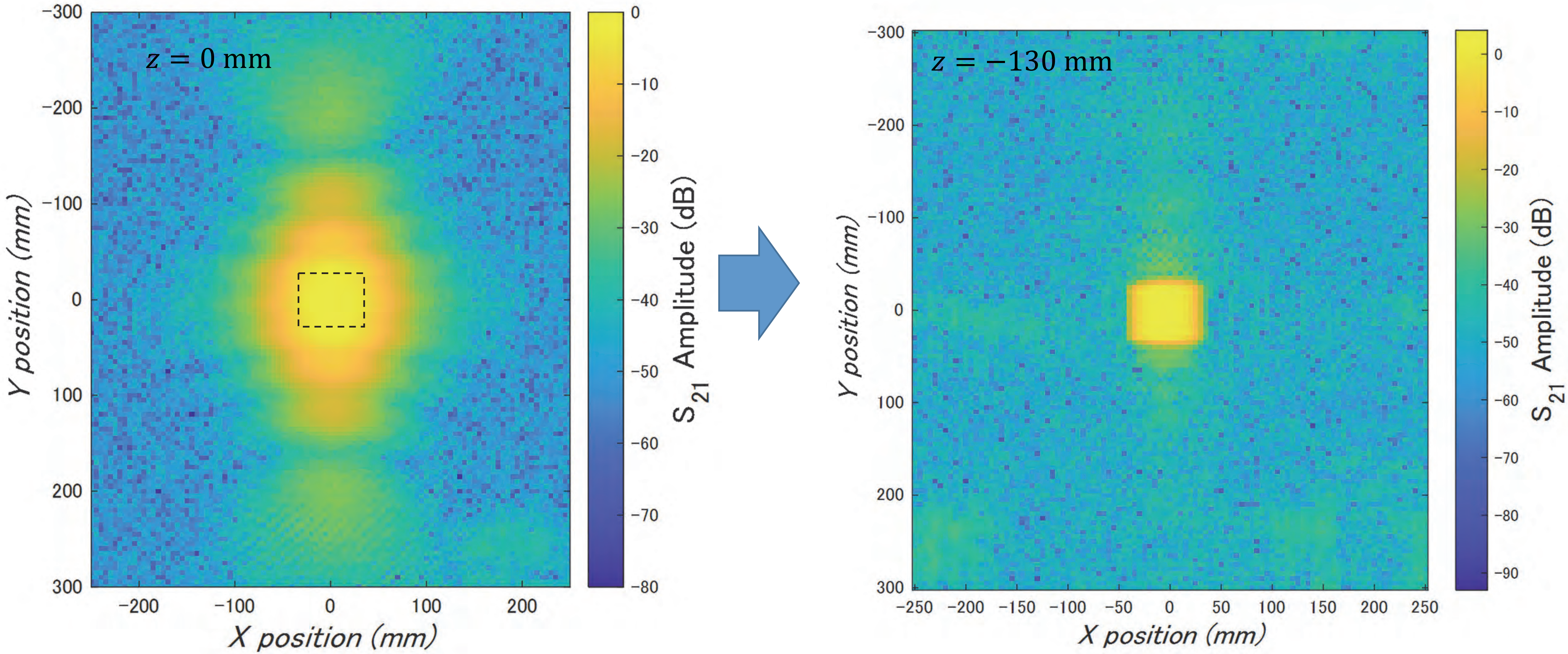


(b) カット面遠方界パターン

方位角方向は+4°程度ずれていた。→アラインメントの問題

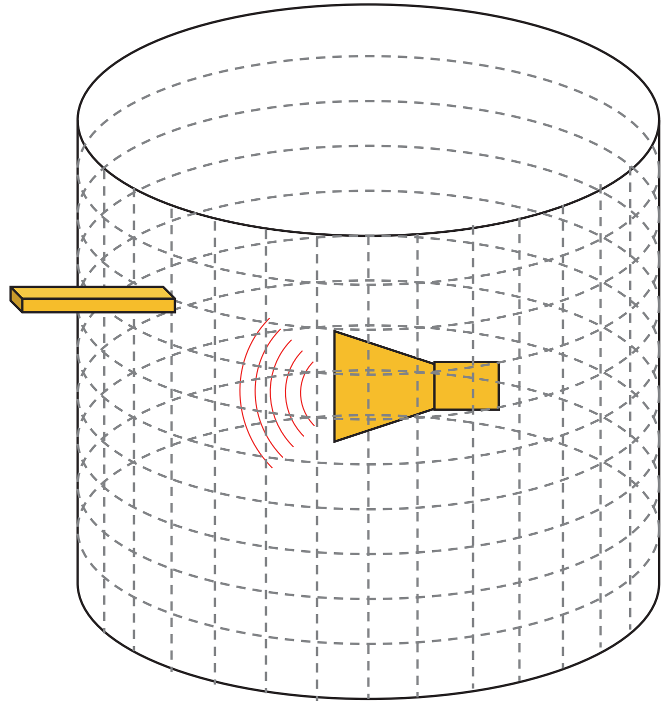
2.7aバックプロジェクションの例

観測面を開口面の位置に変更



ホーンアンテナの開口面とほぼ同形状の分布が得られる

3. 円筒面走査
近傍界遠方界変換
(Cylindrical Near-field to Far-field Transformation)



3.1 円筒面走査近傍界遠方界変換の定式化

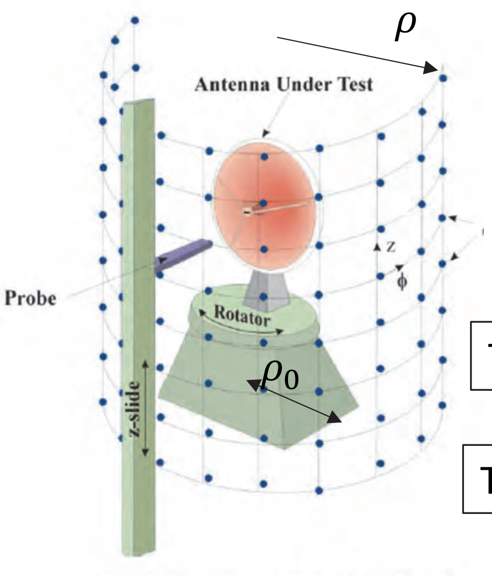


Figure 2—Illustration of CNF scanning configuration

$H_m^{(2)}(k_\rho \rho)$: 第二種ハンケル関数

E_zとE_ϕを$\Delta z, \Delta\phi$の間隔で測定

測定の条件 $\Delta z < \frac{\lambda}{2}$ $\Delta\phi < \frac{\lambda}{2r_{MRC}}$

r_{MRC}: アンテナを取り囲む最小円筒半径

電界強度と円筒波展開係数の関係

$$\boldsymbol{E}(\rho,\phi,z) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \Big[\underbrace{B_m^1(k_z)}_{\text{円筒波展開係数}} \boldsymbol{M}_{mk_z}^{(2)}(\rho,\phi,z) + \underbrace{B_m^2(k_z)}_{\text{円筒波展開係数}} \boldsymbol{N}_{mk_z}^{(2)}(\rho,\phi,z) \Big] dk_z$$

TEモード $$\boldsymbol{M}_{mk_z}^{(2)}(\rho,\phi,z) = \left[\frac{jm}{\rho} H_m^{(2)}(k_\rho \rho)\hat{\boldsymbol{e}}_\rho - k_\rho H_m^{(2)\prime}(k_\rho\rho)\hat{\boldsymbol{e}}_\phi \right] e^{jm\phi} e^{-jk_z z}$$

TMモード $$\boldsymbol{N}_{mk_z}^{(2)}(\rho,\phi,z) = \left[-\frac{jk_z}{k} k_\rho H_m^{(2)\prime}(k_\rho\rho)\hat{\boldsymbol{e}}_\rho + \frac{mk_z}{k\rho} H_m^{(2)}(k_\rho\rho)\hat{\boldsymbol{e}}_\phi + \frac{k_\rho^2}{k} H_m^{(2)}(k_\rho\rho)\hat{\boldsymbol{e}}_z \right] e^{jm\phi} e^{-jk_z z}$$

円筒波展開係数の導出

$$B_m^1(k_z) = \frac{-1}{4\pi^2 k_\rho^3 H_m^{(2)\prime}(k_\rho \rho)} \int_{-\infty}^{+\infty}\int_0^{2\pi} \left(\frac{mk_z}{\rho_0} E_z(\rho_0,\phi,z) + k_\rho^2 E_\phi(\rho_0,\phi,z) \right) e^{-jm\phi} e^{jk_z z} d\phi dz$$

$$B_m^2(k_z) = \frac{k}{4\pi^2 k_\rho^2 H_m^{(2)}(k_\rho \rho)} \int_{-\infty}^{+\infty}\int_0^{2\pi} E_z(\rho_0,\phi,z) e^{-jm\phi} e^{jk_z z} d\phi dz$$

遠方界 $$\underset{r\to\infty}{E_\phi(r,\phi,\theta)} = -2k\sin\theta \frac{e^{-jkr}}{r} \sum j^m B_m^1(k\cos\theta) e^{jm\phi} \qquad \underset{r\to\infty}{E_\theta(r,\phi,\theta)} = -2k\sin\theta \frac{e^{-jkr}}{r} \sum j^m j B_m^2(k\cos\theta) e^{jm\phi}$$

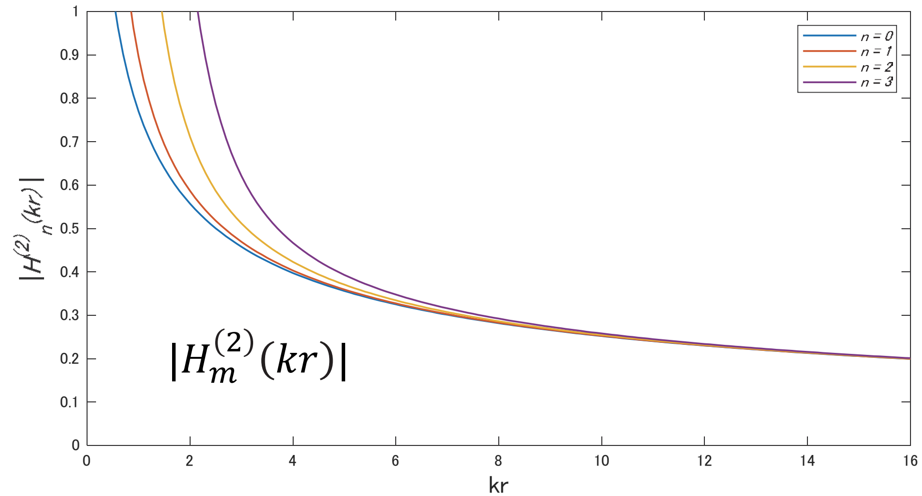
⇨ 高精度に測定する場合は、平面走査と同様に電圧と展開係数の関係を記述した伝送方程式で考える

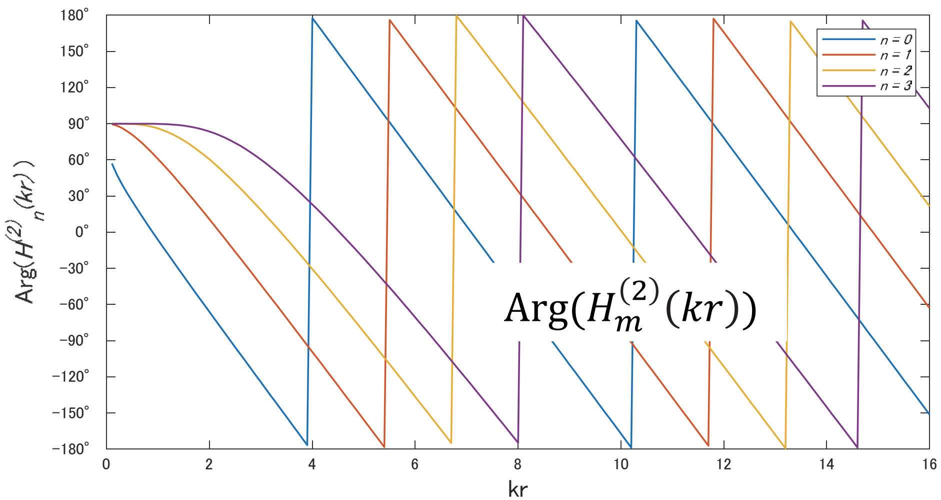
3.2 第一種および第二種ハンケル関数

ベッセル関数$J_m(s)$を実部にもち、
ノイマン関数$Y_m(s)$を虚部にもつ形で表現

第一種ハンケル関数　$H_m^{(1)}(s) = J_m(s) + jY_m(s)$

第二種ハンケル関数　$H_m^{(2)}(s) = J_m(s) - jY_m(s)$





漸近形は

$$H_m^{(1)}(s) \approx (j)^m \sqrt{\frac{2}{\pi s}} e^{-\frac{\pi}{4}} e^{js}$$

e^{js}に比例

$$H_m^{(2)}(s) \approx (j)^m \sqrt{\frac{2}{\pi s}} e^{\frac{\pi}{4}} e^{-js}$$

e^{-js}に比例

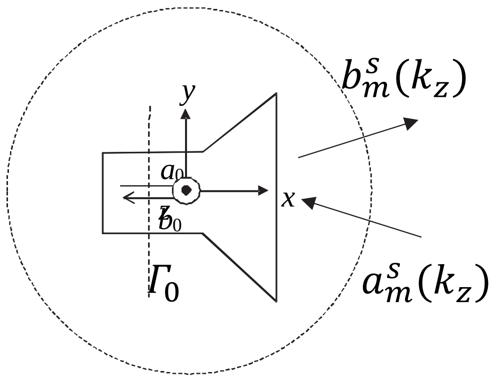
$s = kr$とすれば、

e^{jkr} ：incoming wave (到来波 or 後退波)

e^{-jkr} ：outgoing wave (送信波 or 進行波)

※上記は、省略されている時間依存項が$e^{j\omega t}$で定義されている場合であり、時間依存項が$e^{-i\omega t}$あるいは$e^{-j\omega t}$で定義される場合は、第一種ハンケル関数が進行波を表し、第二種ハンケル関数が後退波を表すので、注意が必要

3.3 円筒波散乱行列による表現



・第二種ハンケル関数は出射波(outgoing wave)しか表していないので、反射波を表現するためには、第一種ハンケル関数も使用する。

アンテナを取り囲む最少円筒よりも外の領域の電磁界は、

$$\boldsymbol{E}(\rho,\phi,z)=\sum_{m=-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty}\left[b_m^1(k_z)\boldsymbol{M}_{mk_z}^{(2)}(\rho,\phi,z)+b_m^2(k_z)\boldsymbol{N}_{mk_z}^{(2)}(\rho,\phi,z)\right]dk_z$$
$$+\sum_{m=-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty}\left[a_m^1(k_z)\boldsymbol{M}_{mk_z}^{(1)}(\rho,\phi,z)+a_m^2(k_z)\boldsymbol{N}_{mk_z}^{(1)}(\rho,\phi,z)\right]dk_z$$

ポート電圧a0, b0と円筒波展開係数b1m, b2m, a1m, a2mの関係を、円筒波散乱行列を用いて表現すると、

$$b_0=\Gamma_0 a_0+\sum_{m=-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\left[R_m^1(k_z)a_m^1(k_z)+R_m^2(k_z)a_m^2(k_z)\right]\mathrm{d}k_z$$

$$b_m^1(k_z)=T_m^1(k_z)a_0+\sum_{m=-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\left[S_{m,\nu}^{1,1}(k_z,k_z')a_\nu^1(k'_z)+S_{m,\nu}^{1,2}(k_z,k_z')a_\nu^2(k'_z)\right]\mathrm{d}k'_z$$

$$b_m^2(k_z)=T_m^2(k_z)a_0+\sum_{m=-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\left[S_{m,\nu}^{2,1}(k_z,k_z')a_\nu^1(k'_z)+S_{m,\nu}^{2,2}(k_z,k_z')a_\nu^2(k'_z)\right]\mathrm{d}k'_z$$

$s=1$ or 2：偏波モードに対応（1: 水平, 2: 垂直）

$R_m^s(k_z)$: アンテナの受信特性（mとkzの変数）

$T_m^s(k_z)$: アンテナの送信特性（mとkzの変数）

$S_{m,\nu}^{s,s'}(k_z)$: アンテナの散乱特性（m,v, kz, k'z の変数）

多重反射が存在しなければ、

$$a_m^s=0$$

⇒

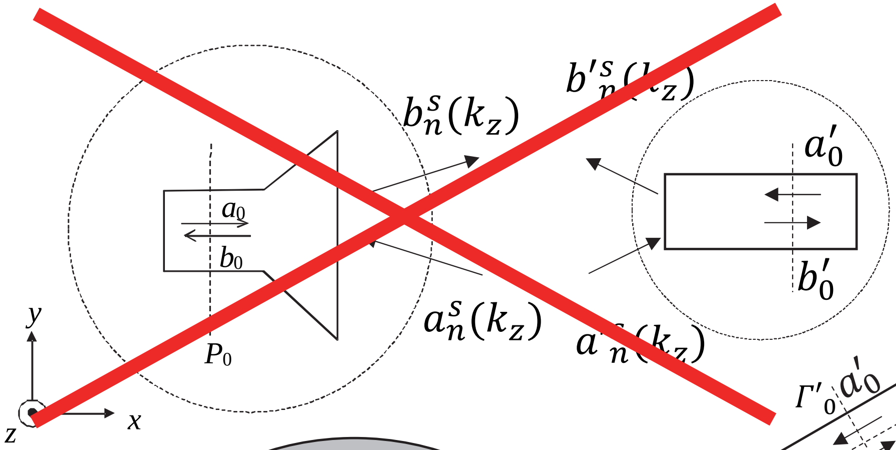
$$b_m^1(k_z)=T_m^1(k_z)a_0$$
$$b_m^2(k_z)=T_m^2(k_z)a_0$$

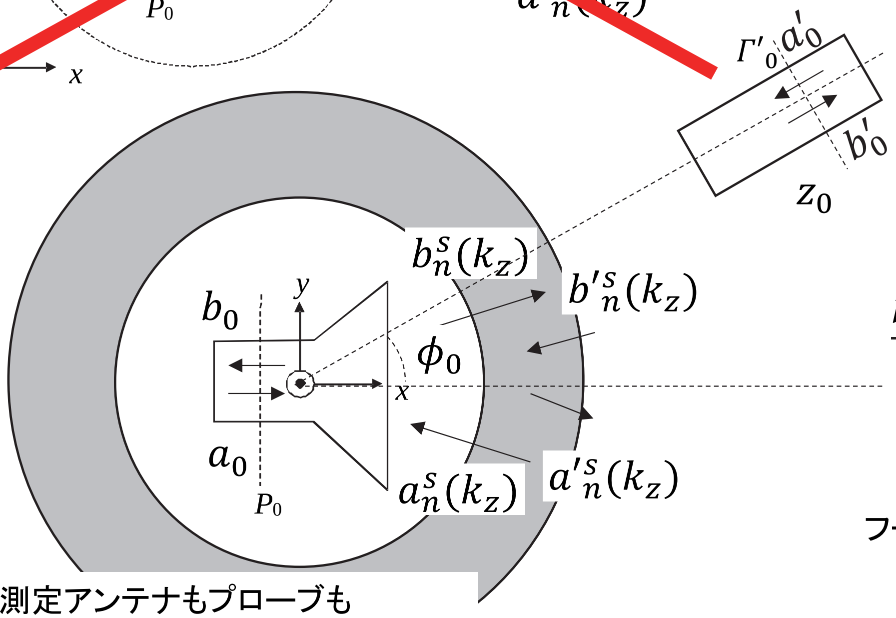
⇒

実際にはプローブアンテナが存在するので、

次にプローブアンテナがある場合を考える。

3.4 円筒波散乱行列で表現した伝送方程式





被測定アンテナもプローブも
同じ同心円筒の座標系で考える。

$$a_n^s(k_z) = b'^s_n(k_z) e^{-\mathrm{j}m\phi_0}\, e^{\mathrm{j}k_z z_0}$$
$$b_n^s(k_z) = a'^s_n(k_z) e^{-\mathrm{j}m\phi_0}\, e^{\mathrm{j}k_z z_0}$$

受信プローブの散乱行列表現

$$b'_0 = \Gamma'_0 a'_0 + \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [R'^1_m(k_z) a'^1_m(k_z) + R'^2_m(k_z) a'^2_m(k_z)]\, \mathrm{d}k_z$$

受信電圧

送信アンテナの円筒波展開係数で置き換えると、

$$b'_0 = \Gamma'_0 a'_0 + \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [R'^1_m(k_z) b^1_m(k_z) + R'^2_m(k_z) b^2_m(k_z)] e^{\mathrm{j}m\phi_0}\, e_z^{-\mathrm{j}k_z z_0} \mathrm{d}k_z$$

多重反射がなければ、　$b^1_m(k_z) = T^1_m(k_z) a_0$　$b^2_m(k_z) = T^2_m(k_z) a_0$　より、

$$b'_0 = \Gamma'_0 a'_0 + a_0 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [R'^1_m(k_z) T^1_m(k_z) + R'^2_m(k_z) T^2_m(k_z)] e^{\mathrm{j}m\phi_0}\, e_z^{-\mathrm{j}k_z z_0} \mathrm{d}k_z$$

受信プローブが完全終端されていれば、　$a'_0 = 0$　より、

$$\frac{b'_0}{a_0} = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [R'^1_m(k_z) T^1_m(k_z) + R'^2_m(k_z) T^2_m(k_z)] e^{\mathrm{j}m\phi_0}\, e_z^{-\mathrm{j}k_z z_0} \mathrm{d}k_z$$

円筒波散乱行列による伝送方程式

フーリエ級数とフーリエ変換の逆変換により、

$$R'^1_m(k_z) T^1_m(k_z) + R'^2_m(k_z) T^2_m(k_z) = \frac{1}{4\pi^2 a_0} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{2\pi} b'_0(\phi_0, z_0)\, e^{-\mathrm{j}m\phi_0} e_z^{\mathrm{j}k_z z_0} \mathrm{d}\phi_0 \mathrm{d}z_0$$

送信アンテナ特性と
受信プローブアンテナ特性の結合積

3.5 アンテナ結合積の分離(=プローブ補正)

$$R'^{1}_{m}(k_z)T^{1}_{m}(k_z) + R'^{2}_{m}(k_z)T^{2}_{m}(k_z) = \frac{1}{4\pi^2 a_0}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{0}^{2\pi} b'_0(\phi_0, z_0)\, e^{-\mathrm{j}m\phi_0} e_z^{\mathrm{j}k_z z_0}\mathrm{d}\phi_0\mathrm{d}z_0$$

もう1つ素性のわかっている別のプローブで測定(実際には90度回転させたプローブを使用することが多い)

そのときのプローブ受信電圧をb''_0で表せば、

$$R''^{1}_{m}(k_z)T^{1}_{m}(k_z) + R''^{2}_{m}(k_z)T^{2}_{m}(k_z) = \frac{1}{4\pi^2 a_0}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{0}^{2\pi} b''_0(\phi_0, z_0)\, e^{-\mathrm{j}m\phi_0} e_z^{\mathrm{j}k_z z_0}\mathrm{d}\phi_0\mathrm{d}z_0$$

$$\begin{bmatrix} I'_m(k_z) \\ I''_m(k_z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R'^{\,1}_m(k_z) & R'^{\,2}_m(k_z) \\ R''^{\,1}_m(k_z) & R''^{\,2}_m(k_z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T^1_m(k_z) \\ T^2_m(k_z) \end{bmatrix}$$

$$I'_m(k_z) = \frac{1}{4\pi^2 a_0}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{0}^{2\pi} b'_0(\phi_0, z_0)\, e^{-\mathrm{j}m\phi_0} e_z^{\mathrm{j}k_z z_0}\mathrm{d}\phi_0\mathrm{d}z_0 \qquad I''_m(k_z) = \frac{1}{4\pi^2 a_0}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{0}^{2\pi} b''_0(\phi_0, z_0)\, e^{-\mathrm{j}m\phi_0} e_z^{\mathrm{j}k_z z_0}\mathrm{d}\phi_0\mathrm{d}z_0$$

$$\begin{bmatrix} T^1_m(k_z) \\ T^2_m(k_z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R'^{\,1}_m(k_z) & R'^{\,2}_m(k_z) \\ R''^{\,1}_m(k_z) & R''^{\,2}_m(k_z) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} I'_m(k_z) \\ I''_m(k_z) \end{bmatrix}$$

行列式がゼロでなければ、書き下すことができ、

$$T^1_m(k_z) = \frac{R''^{\,2}_m(k_z)I'_m(k_z) - R'^{\,2}_m(k_z)I''_m(k_z)}{R'^{\,1}_m(k_z)R''^{\,2}_m(k_z) - R'^{\,2}_m(k_z)R''^{\,1}_m(k_z)}$$

$$T^2_m(k_z) = \frac{R'^{\,1}_m(k_z)I''_m(k_z) - R''^{\,1}_m(k_z)I'_m(k_z)}{R'^{\,1}_m(k_z)R''^{\,2}_m(k_z) - R'^{\,2}_m(k_z)R''^{\,1}_m(k_z)}$$

$$T^1_m(k_z) = \frac{\dfrac{I'_m(k_z)}{R'^{\,1}_m(k_z)} - \dfrac{R'^{\,2}_m(k_z)I''_m(k_z)}{R'^{\,1}_m(k_z)R''^{\,2}_m(k_z)}}{1 - \dfrac{R'^{\,2}_m(k_z)R''^{\,1}_m(k_z)}{R'^{\,1}_m(k_z)R''^{\,2}_m(k_z)}} \qquad T^2_m(k_z) = \frac{\dfrac{I''_m(k_z)}{R''^{\,2}_m(k_z)} - \dfrac{R''^{\,1}_m(k_z)I'_m(k_z)}{R'^{\,1}_m(k_z)R''^{\,2}_m(k_z)}}{1 - \dfrac{R'^{\,2}_m(k_z)R''^{\,1}_m(k_z)}{R'^{\,1}_m(k_z)R''^{\,2}_m(k_z)}}$$

交差偏波比 $\rho'_m(k_z) = \dfrac{R'^{\,1}_m(k_z)}{R'^{\,2}_m(k_z)}$ $\rho''_m(k_z) = \dfrac{R''^{\,1}_m(k_z)}{R''^{\,2}_m(k_z)}$ とおくと、

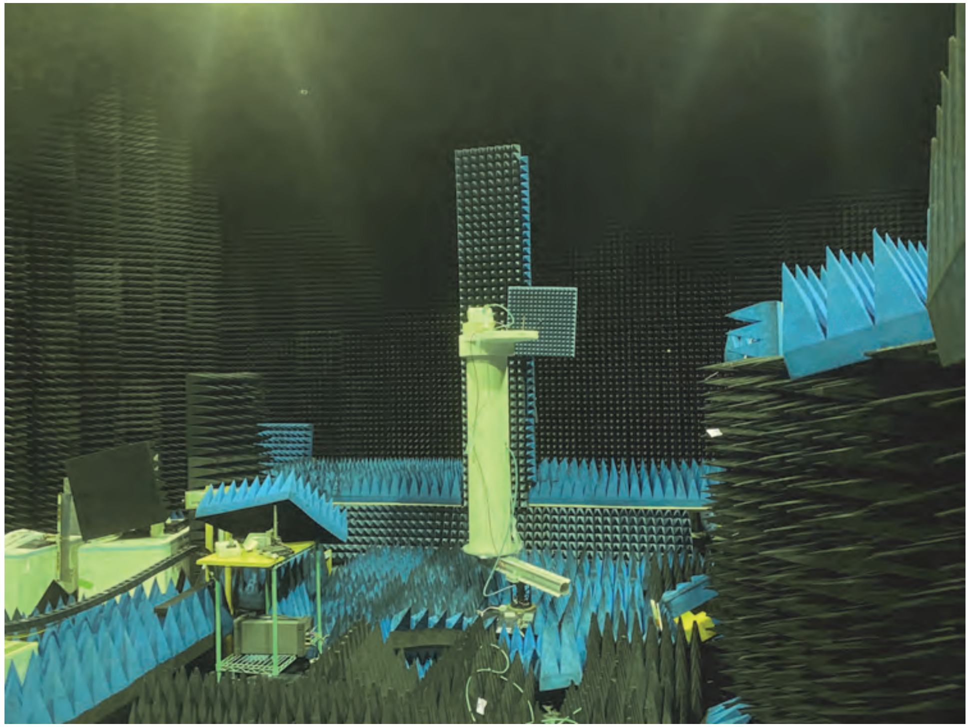
$$T^1_m(k_z) \approx \underbrace{\frac{I'_m(k_z)}{R'^{\,1}_m(k_z)}}_{\text{プローブ補正項}} - \underbrace{\frac{I''_m(k_z)}{R''^{\,2}_m(k_z)}\frac{1}{\rho'_m(k_z)}}_{\text{偏波補正項}} \qquad T^2_m(k_z) \approx \underbrace{\frac{I''_m(k_z)}{R''^{\,2}_m(k_z)}}_{\text{プローブ補正項}} - \underbrace{\frac{I'_m(k_z)}{R'^{\,1}_m(k_z)}\rho''_m(k_z)}_{\text{偏波補正項}}$$

プローブ補正項　　偏波補正項

3.6 円筒面近傍界測定装置の構成例

以下のURLを入力して、
画像をご確認ください

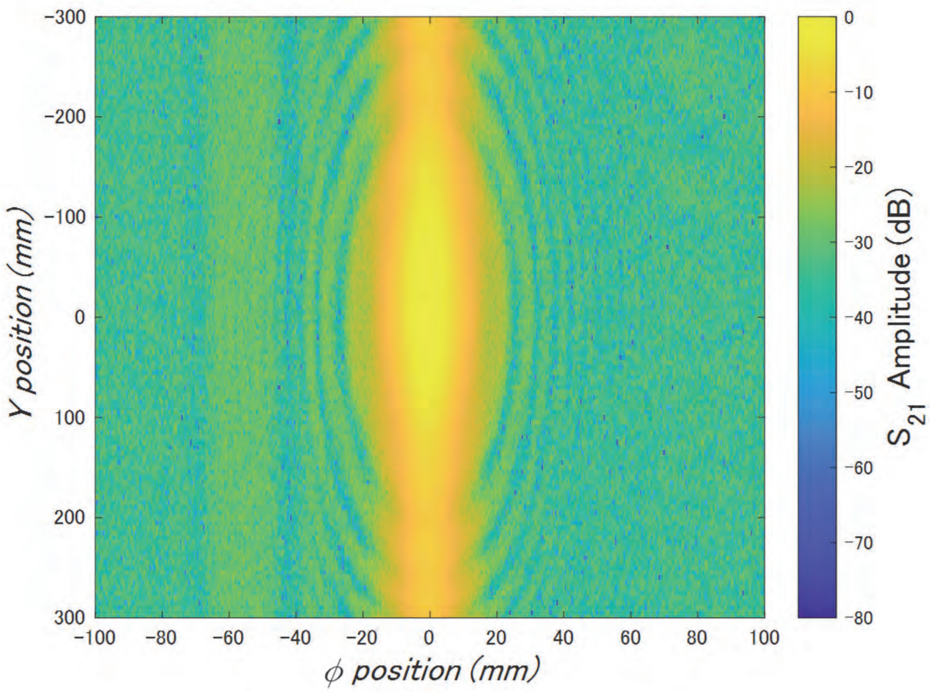
NSI-Miのwebpageより
URL: https://www.nsi-mi.com/products/system-solutions/near-field-systems/cylindrical-near-field-scanner-systems



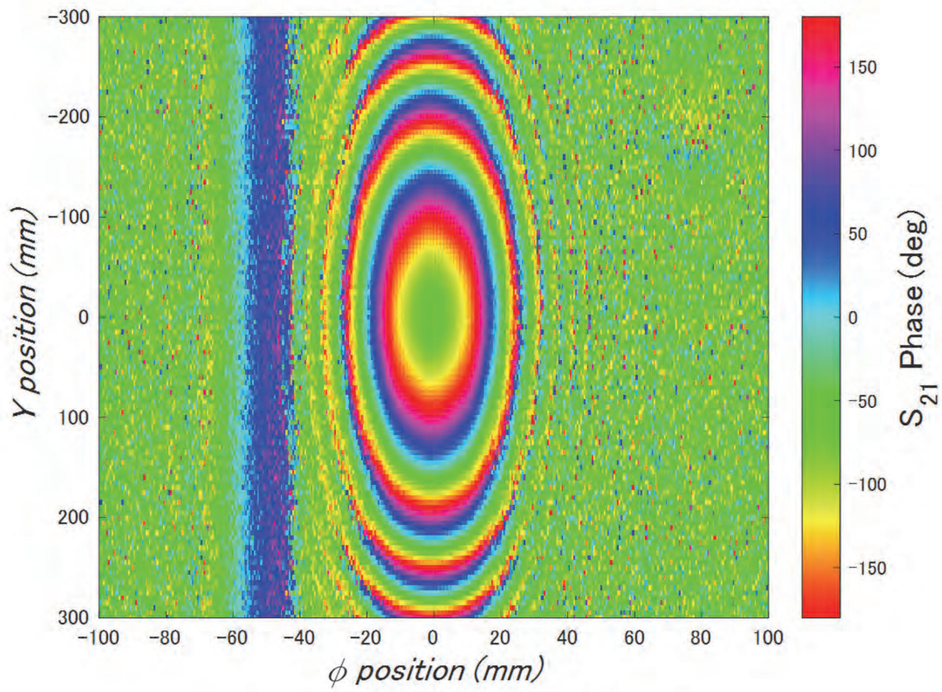
以下のURLを入力して、
画像をご確認ください

NSI-Miのwebpageより
URL: https://www.nsi-mi.com/products/system-solutions/near-field-systems/cylindrical-near-field-scanner-systems/large-cylindrical-near-field-scanner-systems

4.2.3.7 円筒面近傍界測定装置による測定の一例



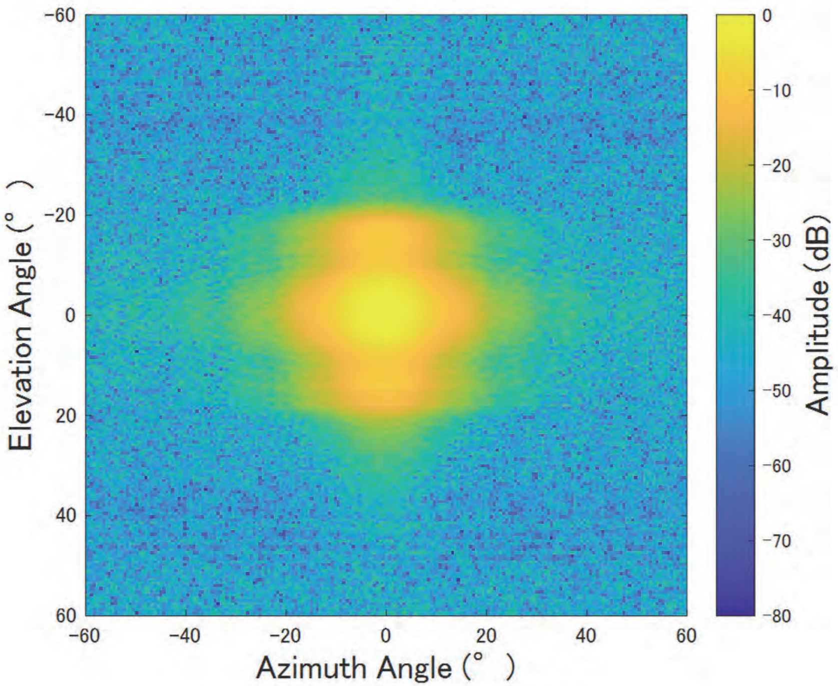
(a) 振幅分布



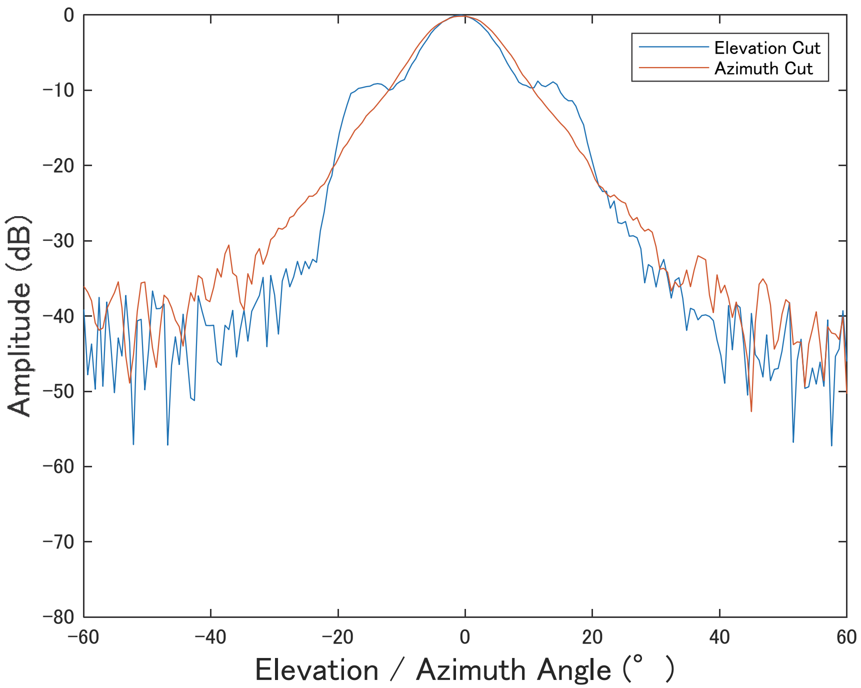
(b) 位相分布

振幅分布ではわかりづらいが、アジマス-48°方向に測定器への漏れ込みが確認できる。

4.2.3.7 円筒面近傍界測定装置による測定の一例



(a) 三次元遠方界パターン

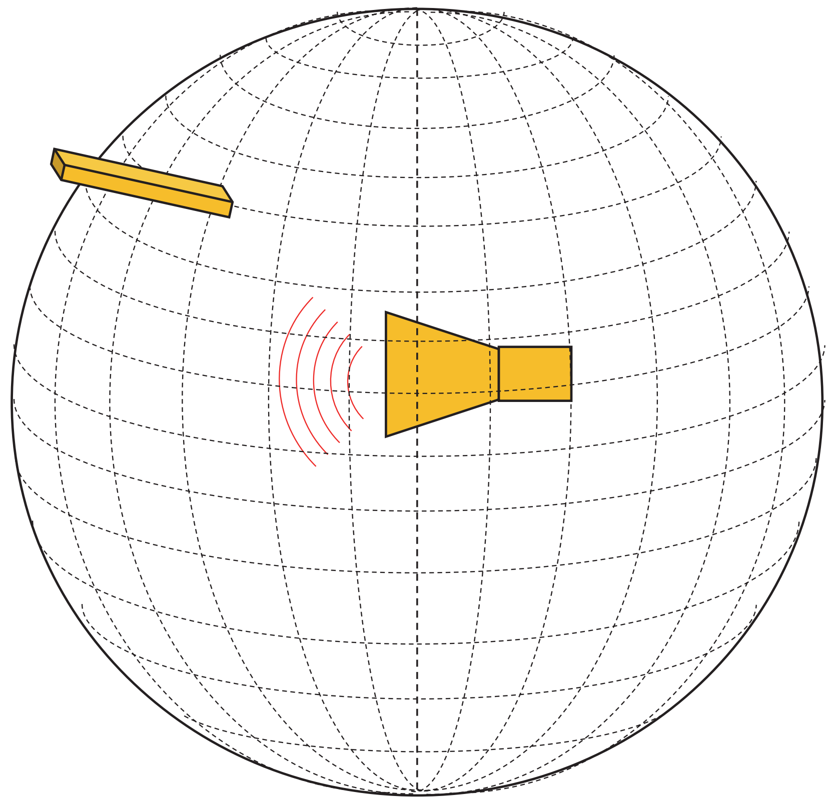


(b) カット面遠方界パターン

エレベーションは測定エリア不足→アンテナ間距離が1.4 mあったため。

4. 球面走査
近傍界遠方界変換

(Spherical Near-field to Far-field Transformation)



4.1 球面走査近傍界遠方界変換の定式化

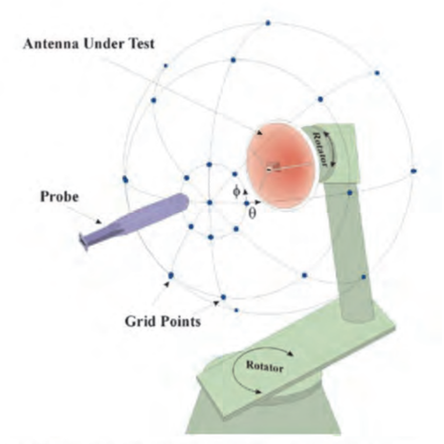


Figure 3—Illustration of the roll-over-azimuth SNF scanning configuration

E_θとE_ϕを$\Delta\theta, \Delta\phi$の間隔で測定

<u>電界強度と球面波展開係数の関係（進行波しか存在しない場合）</u>

$$\boldsymbol{E}(r,\phi,\theta) = \frac{k}{\sqrt{\eta}}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=-n}^{+n}\left[Q^1_{mn}\boldsymbol{M}^{(4)}_{mn}(r,\phi,\theta) + Q^2_{mn}\boldsymbol{N}^{(4)}_{mn}(r,\phi,\theta)\right]$$

球面波展開係数

$$\boldsymbol{M}^{(4)}_{mn}(r,\phi,\theta) = \underbrace{\frac{1}{\sqrt{2\pi n(n+1)}}\left(-\frac{m}{|m|}\right)^m}_{\text{正規化項}} \underbrace{h_n^{(2)}(kr)}_{\text{径方向の変位}}\underbrace{e^{jm\phi}}_{\text{方位角方向の変位}}\left[\underbrace{\frac{jm}{\sin\theta}\bar{P}_n^{|m|}(cos\theta)\hat{\boldsymbol{e}}_\theta}_{\text{天頂角方向の変位}} - \underbrace{\frac{\partial \bar{P}_n^{|m|}(cos\theta)}{\partial\theta}\hat{\boldsymbol{e}}_\phi}_{\text{天頂角方向の変位}}\right]$$

$$\boldsymbol{N}^{(4)}_{mn}(r,\phi,\theta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi n(n+1)}}\left(-\frac{m}{|m|}\right)^m \frac{n(n+1)}{kr} h_n^{(2)}(kr)\,\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)\,e^{jm\phi}\,\hat{\boldsymbol{e}}_r$$
$$+\frac{1}{\sqrt{2\pi n(n+1)}}\left(-\frac{m}{|m|}\right)^m \frac{1}{kr}\frac{\partial\left(krh_n^{(2)}(kr)\right)}{\partial(kr)}e^{jm\phi}\left[\frac{\partial \bar{P}_n^{|m|}(cos\theta)}{\partial\theta}\hat{\boldsymbol{e}}_\theta + \frac{jm}{\sin\theta}\bar{P}_n^{|m|}(cos\theta)\hat{\boldsymbol{e}}_\phi\right]$$

球面波動関数

$\boldsymbol{M}$はTEモード（$\boldsymbol{r}$方向成分を持たない）

$\boldsymbol{N}$はTMモード

$h_n^{(2)}(kr)$：第二種球ハンケル関数　　$\bar{P}_n^{|m|}(cos\theta)$：正規化されたルジャンドル陪関数

$\boldsymbol{F}^{(4)}_{1mn} = \boldsymbol{M}^{(4)}_{mn}$　$\boldsymbol{F}^{(4)}_{2mn} = \boldsymbol{N}^{(4)}_{mn}$ とおけば、

$$\boldsymbol{E}(r,\phi,\theta) = \frac{k}{\sqrt{\eta}}\sum_{s=1}^{2}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=-n}^{+n} Q^s_{mn}\boldsymbol{F}^{(4)}_{smn}(r,\phi,\theta) = \frac{k}{\sqrt{\eta}}\sum_{smn} Q^s_{mn}\boldsymbol{F}^{(4)}_{smn}$$

s: モードインデックス
m: 位数　　n: 次数

4.2 正規化したルジャンドル陪関数

球面波展開係数の2乗が電力を表すように正規化されたルジャンドル陪関数

$$\bar{P}_n^m(x) = \underbrace{\sqrt{\frac{2n+1}{2}\frac{(n-m)!}{(n+m)!}}}_{\text{正規化項}} P_n^m(x)$$

$n \geq 0, n \geq m \geq 0$　　$P_n^m(x)$: 位数m、次数nのルジャンドル陪関数

$$\int_{-1}^{+1} \bar{P}_n^m(x)\, \bar{P}_{n'}^m(x) \mathrm{d}x = \delta_{nn'} \qquad \delta_{nn'} = \begin{cases} 1 & n = n' \\ 0 & n \neq n' \end{cases}$$

$x = cos\theta$として、天頂角θ方向の変化を表現する

ルジャンドル陪関数$P_n^m(x)$は以下で定義される

<u>ロドリゲスの公式</u>

$$P_n^m(x) = \frac{(1-x^2)^{m/2}}{2^n n!} \frac{\mathrm{d}^{n+m}}{\mathrm{d}x^{n+m}} (x^2-1)^n$$

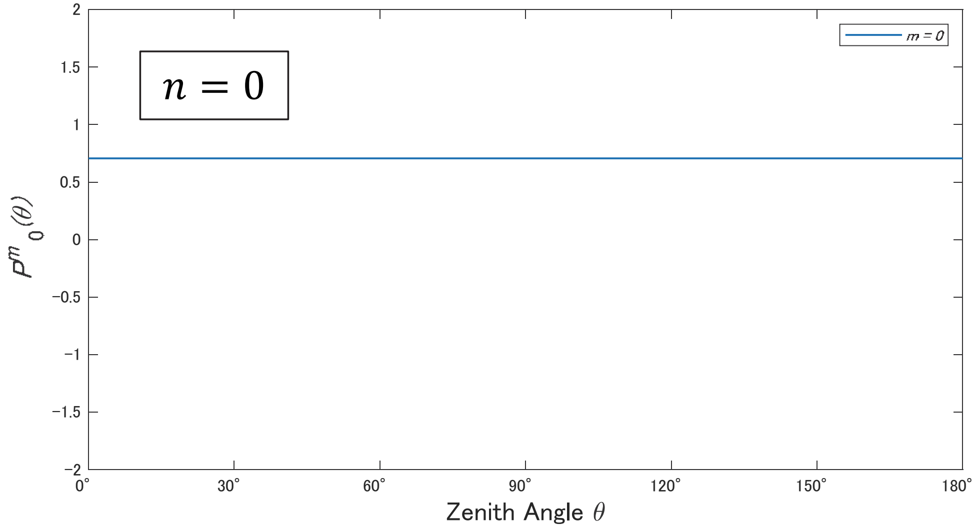
or

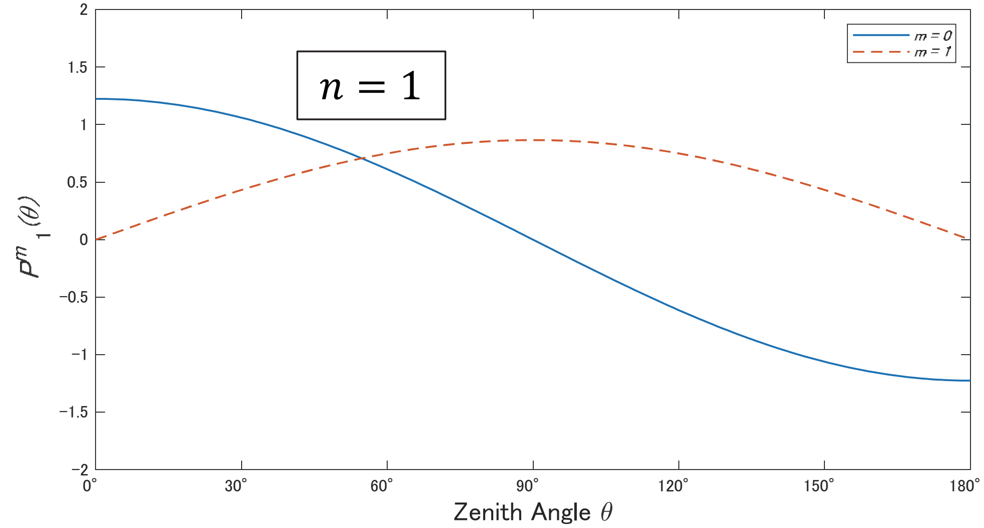
<u>漸化式による表現</u>

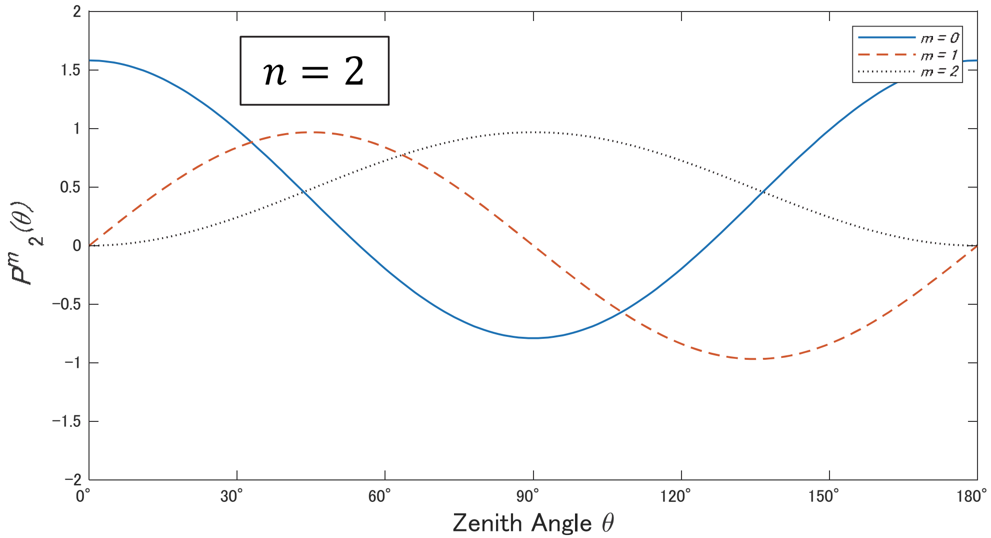
$$P_n^m(x) = \frac{2n-1}{n-m} x P_{n-1}^m(x) - \frac{n+m-1}{n-m} P_{n-2}^m(x)$$

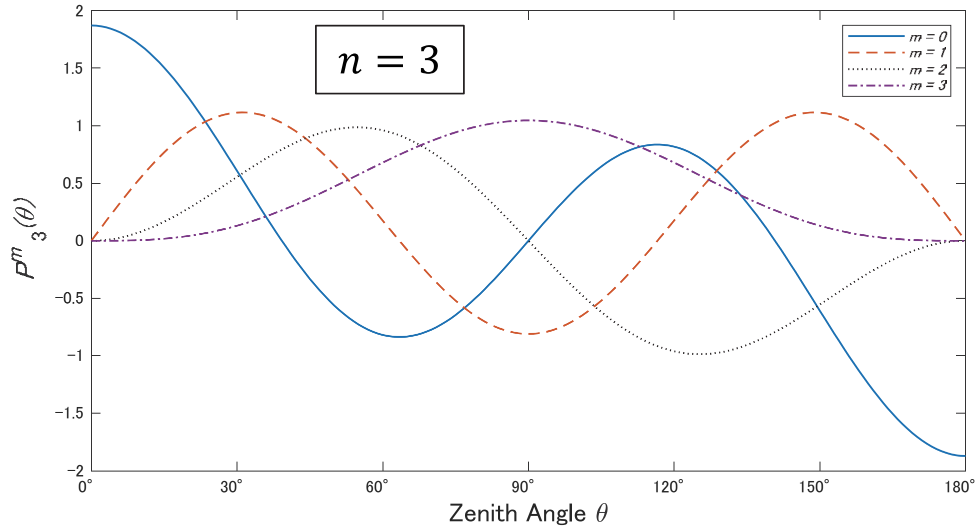
$$P_0^0(x) = 1 \quad P_1^0(x) = x \quad P_1^1(x) = \sqrt{1-x^2}$$

4.2 正規化したルジャンドル陪関数(つづき)









4.3 球ベッセル関数および球ハンケル関数

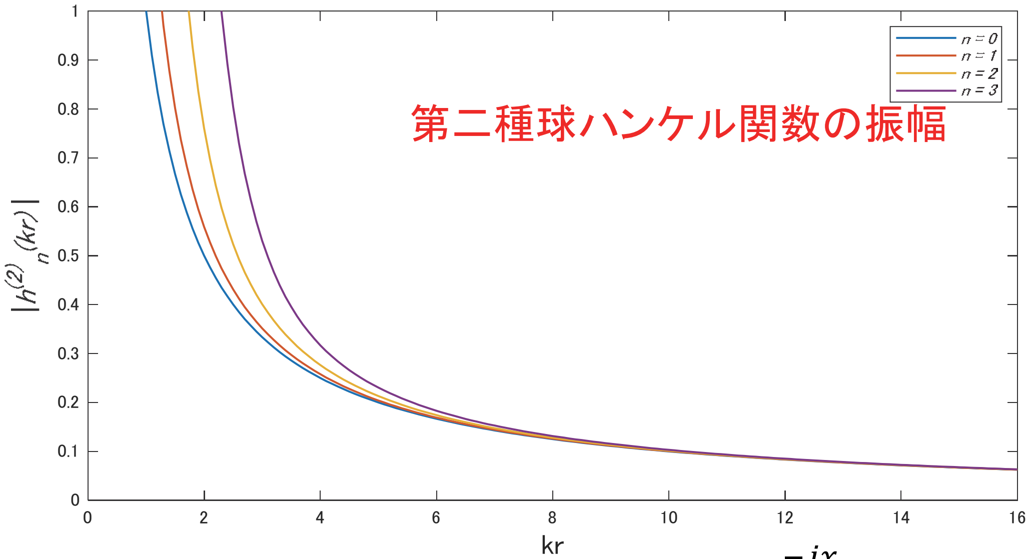
球面波の同径方向成分の変化を表す

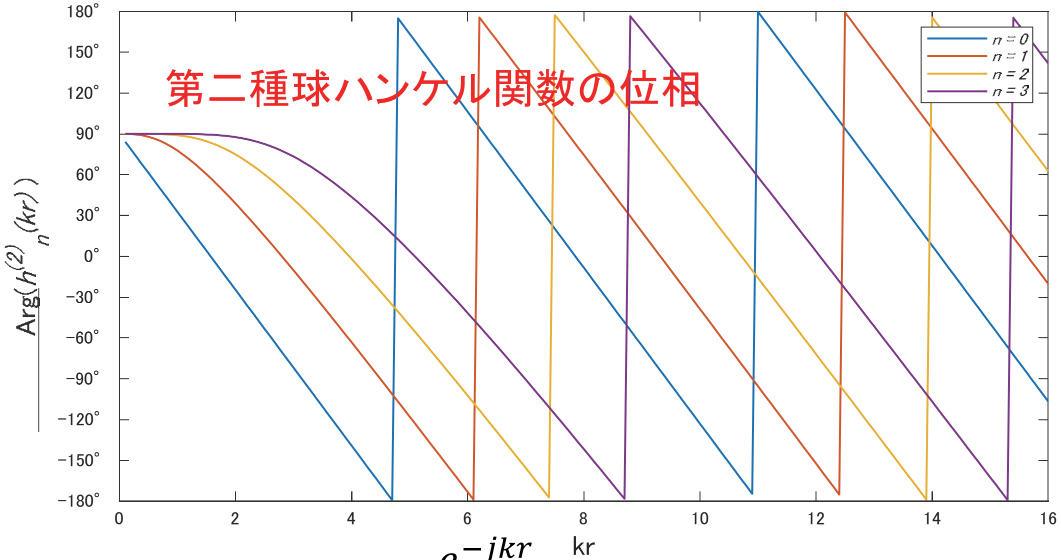
球ベッセル関数 $j_n(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2x}} J^{(1)}_{n+\frac{1}{2}}(x)$

第一種球ハンケル関数 $h_n^{(1)}(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2x}} H^{(1)}_{n+\frac{1}{2}}(x)$

球ノイマン関数 $n_n(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2x}} Y^{(2)}_{n+\frac{1}{2}}(x)$

第二種球ハンケル関数 $h_n^{(2)}(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2x}} H^{(2)}_{n+\frac{1}{2}}(x)$





x→∞の漸近系は $h_n^{(2)}(x) \approx j^{n+1}\frac{e^{-jx}}{x}$

$x = kr$とすれば、$h_n^{(2)}(kr) \propto \frac{e^{-jkr}}{kr}$ 遠方界計算に利用

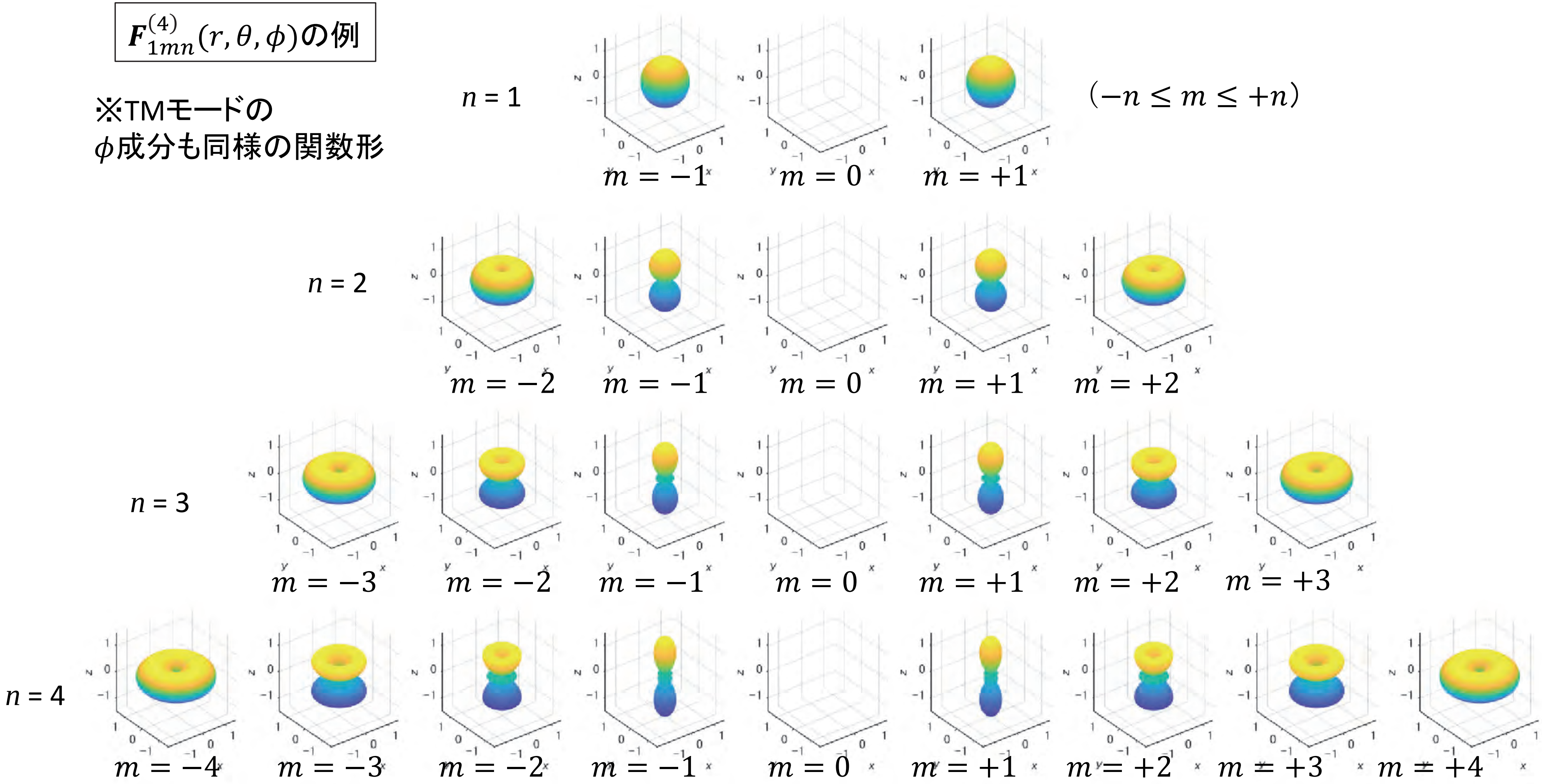
※上記は、省略されている時間依存項が$e^{j\omega t}$で定義されている場合であり、時間依存項が$e^{-i\omega t}$あるいは$e^{-j\omega t}$で定義される場合は、第一種球ハンケル関数が進行波を表し、第二種球ハンケル関数が後退波を表すので、注意が必要

4.4 球面波関数の例(TEモード(s = 1), θ成分)

$\boldsymbol{F}_{1mn}^{(4)}(r,\theta,\phi)$の例

※TMモードの
ϕ成分も同様の関数形

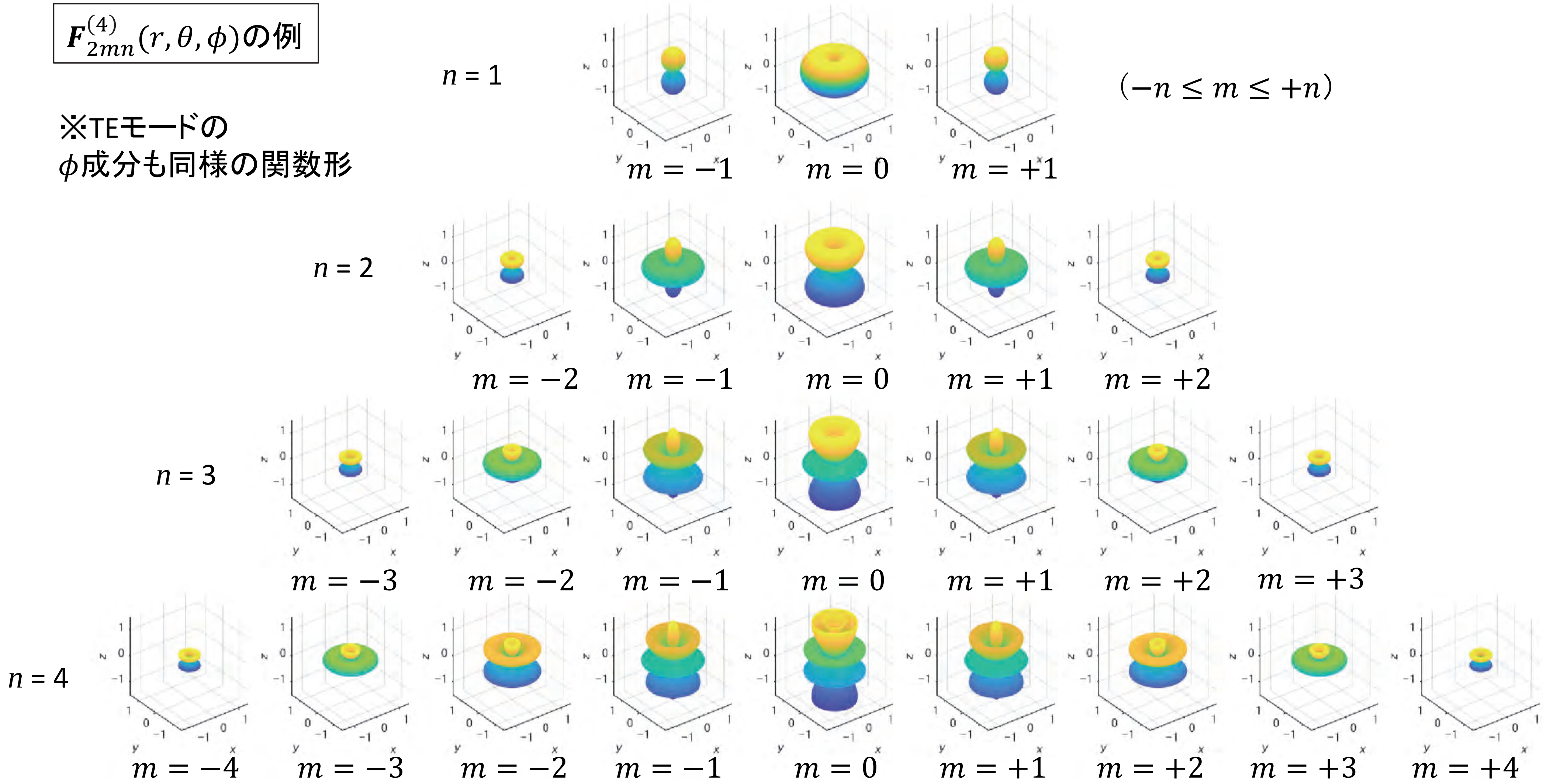
$(-n \leq m \leq +n)$



4.4 球面波関数の例(TMモード(s = 2), θ成分)

$\boldsymbol{F}_{2mn}^{(4)}(r, \theta, \phi)$の例

※TEモードの
ϕ成分も同様の関数形



4.5 球面波展開係数と遠方界の関係

$$\boldsymbol{M}_{mn}^{(4)}(r,\phi,\theta)=\frac{1}{\sqrt{2\pi n(n+1)}}\left(-\frac{m}{|m|}\right)^m h_n^{(2)}(kr)e^{jm\phi}\left[\frac{\mathrm{j}m}{\sin\theta}\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)\hat{\boldsymbol{e}}_\theta-\frac{\partial\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)}{\partial\theta}\hat{\boldsymbol{e}}_\phi\right]$$

$$\boldsymbol{N}_{mn}^{(4)}(r,\phi,\theta)=\frac{1}{\sqrt{2\pi n(n+1)}}\left(-\frac{m}{|m|}\right)^m\frac{n(n+1)}{kr}h_n^{(2)}(kr)\,\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)\,e^{jm\phi}\,\hat{\boldsymbol{e}}_r$$
$$+\frac{1}{\sqrt{2\pi n(n+1)}}\left(-\frac{m}{|m|}\right)^m\frac{1}{kr}\frac{\partial(krh_n^{(2)}(kr))}{\partial(kr)}e^{jm\phi}\left[\frac{\partial\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)}{\partial\theta}\hat{\boldsymbol{e}}_\theta+\frac{\mathrm{j}m}{\sin\theta}\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)\hat{\boldsymbol{e}}_\phi\right]$$

十分に遠方（$kr\to\infty$）では、

$$\boldsymbol{M}_{mn}^{(4)}(r,\phi,\theta)=\frac{1}{\sqrt{2\pi n(n+1)}}\left(-\frac{m}{|m|}\right)^m j^{n+1}\frac{e^{-jkr}}{kr}e^{jm\phi}\left[\frac{\mathrm{j}m}{\sin\theta}\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)\hat{\boldsymbol{e}}_\theta-\frac{\partial\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)}{\partial\theta}\hat{\boldsymbol{e}}_\phi\right]$$

$$\boldsymbol{N}_{mn}^{(4)}(r,\phi,\theta)=\frac{1}{\sqrt{2\pi n(n+1)}}\left(-\frac{m}{|m|}\right)^m\frac{n(n+1)}{kr}j^{n+1}\frac{e^{-jkr}}{kr}\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)\,e^{jm\phi}\,\hat{\boldsymbol{e}}_r$$
$$+\frac{1}{\sqrt{2\pi n(n+1)}}\left(-\frac{m}{|m|}\right)^m j^n\frac{e^{-jkr}}{kr}e^{jm\phi}\left[\frac{\partial\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)}{\partial\theta}\hat{\boldsymbol{e}}_\theta+\frac{\mathrm{j}m}{\sin\theta}\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)\hat{\boldsymbol{e}}_\phi\right]$$

遠方界電界の各成分は、 $$\boldsymbol{E}(r,\phi,\theta)=\frac{k}{\sqrt{\eta}}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=-n}^{+n}\left[Q_{mn}^1\boldsymbol{M}_{mn}^{(4)}(r,\phi,\theta)+Q_{mn}^2\boldsymbol{N}_{mn}^{(4)}(r,\phi,\theta)\right]$$

$$E_\theta(r,\phi,\theta)=\frac{1}{\sqrt{2\pi n(n+1)}}\left(-\frac{m}{|m|}\right)^m\frac{k}{\sqrt{\eta}}\frac{e^{-jkr}}{kr}j^ne^{jm\phi}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{-n}^{+n}\left[\frac{-Q_{\mathrm{mn}}^1m}{\sin\theta}\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)+Q_{mn}^2\frac{\partial\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)}{\partial\theta}\right]$$

$$E_\phi(r,\phi,\theta)=\frac{1}{\sqrt{2\pi n(n+1)}}\left(-\frac{m}{|m|}\right)^m\frac{k}{\sqrt{\eta}}\frac{e^{-jkr}}{kr}j^{n+1}e^{jm\phi}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{-n}^{+n}\left[-Q_{mn}^1\frac{\partial\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)}{\partial\theta}+\frac{Q_{\mathrm{mn}}^2m}{\sin\theta}\bar{P}_n^{|m|}(\cos\theta)\right]$$

球面波展開係数
Q_{mn}^1, Q_{mn}^2がわかれば、
近傍界も遠方界も
どちらも計算可能
※リアクティブ近傍界まで
完全にわかる
という意味ではない

4.6 電界から球面波展開係数を直接求める場合

半径r_0の位置における球に接する電界2成分$E_\theta(r_0,\phi,\theta)$および$E_\phi(r_0,\phi,\theta)$から$Q_{mn}^1$および$Q_{mn}^2$が計算可能

球面波展開係数の導出

$$Q_{mn}^1 = \Omega \int_{\phi=0}^{2\pi}\int_{\theta=0}^{\pi}\left[E_\theta(r_0,\phi,\theta)\bar{P}_n^{|m|}(cos\theta)e^{jm\phi} + E_\phi(r_0,\phi,\theta)\frac{-\partial\bar{P}_n^{|m|}(cos\theta)}{\partial\theta}e^{jm\phi}\right]sin\theta d\theta d\phi$$

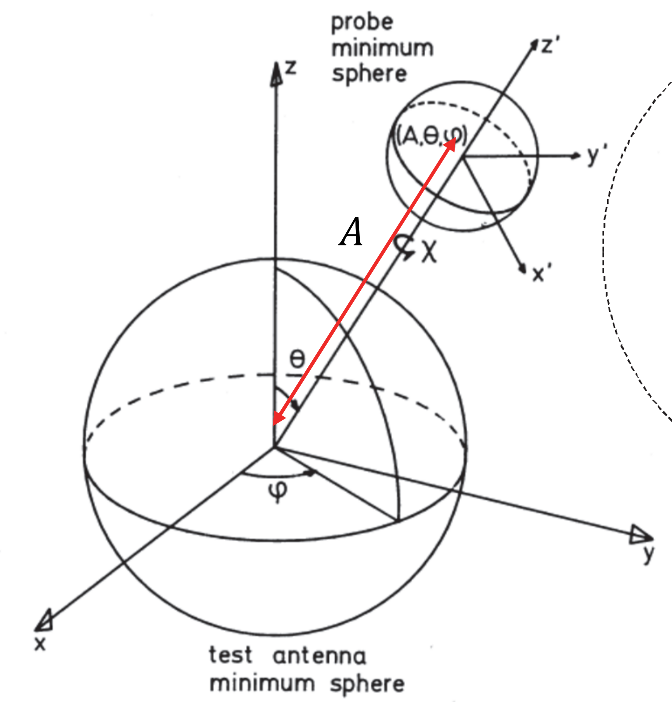
$$Q_{mn}^2 = \Phi \int_{\phi=0}^{2\pi}\int_{\theta=0}^{\pi}\left[E_\theta(r_0,\phi,\theta)\frac{\partial\bar{P}_n^{|m|}(cos\theta)}{\partial\theta}e^{jm\phi} + jmE_\phi(r_0,\phi,\theta)\bar{P}_n^{|m|}(cos\theta)e^{jm\phi}\right]sin\theta d\theta d\phi$$

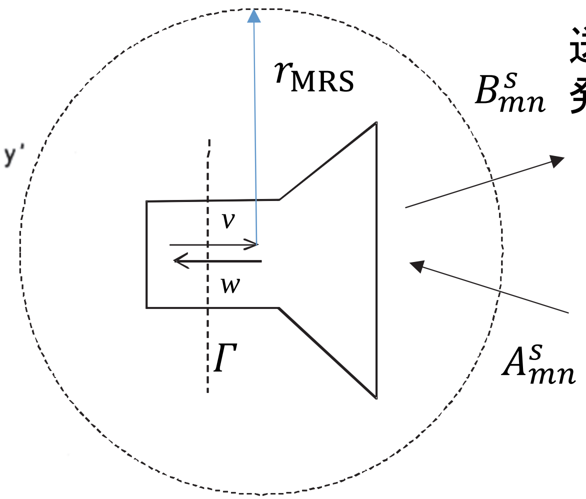
$$\Omega = \frac{k(-1)^m}{\sqrt{\eta}h_n^{(2)}(kr_0)}\frac{1}{\sqrt{2\pi n(n+1)}}\left(-\frac{m}{|m|}\right)^m \qquad \Phi = \frac{k(-1)^m}{\sqrt{\eta}\left[h_{n-1}^{(2)}(kr_0) - \frac{n}{kr_0}h_n^{(2)}(kr_0)\right])}\frac{1}{\sqrt{2\pi n(n+1)}}\left(-\frac{m}{|m|}\right)^m$$

⇒ 実際の測定では、電界を直接求めることは不可能である。

⇒ 球面波の伝送方程式を考える。

4.7 球面波展開係数を用いた伝送方程式





送信アンテナが発生する電界

$$\boldsymbol{E}(r,\theta,\phi)=\frac{k}{\sqrt{\eta}}\sum_{smn}B^s_{mn}\,\boldsymbol{F}^{(4)}_{smn}(r,\theta,\phi)$$

$$B^s_{mn}=vT^s_{mn}$$

$$w=v\Gamma+\sum_{smn}A^s_{mn}R^s_{mn}$$

v:アンテナ入力ポートへの入射電圧

w:アンテナ入力ポートからの出力電圧

T^s_{mn} :アンテナの送信特性

R^s_{mn} :アンテナの受信特性

A^s_{mn} :アンテナへの到来する球面波の展開係数

プローブアンテナ側の出力電圧をw'と考え、マッチングが取れていると考えると

$$w'=\sum_{\sigma\mu\nu}A^\sigma_{\mu\nu}R^\sigma_{\mu\nu}$$

$A^\sigma_{\mu\nu}$とB^s_{mn}の関係を求めて、$A^\sigma_{\mu\nu}$に代入すると

※アンテナ座標からプローブ座標への変換
（プローブ座標からみて、B^s_{mn}がどうみえるか？）

$$w'=\sum_{\sigma\mu\nu}\boxed{\frac{1}{2}\sum_{smn}B^s_{mn}\,e^{jm\phi}d^n_{\mu m}(\theta)e^{j\mu\chi}C^{sn(4)}_{\sigma\mu\nu}(kA)}R^\sigma_{\mu\nu}$$

$\boxed{}$ で囲まれた部分が$A^\sigma_{\mu\nu}$に対応

$$w'=\sum_{\mu}\sum_{smn}vT^s_{mn}\,e^{jm\phi}d^n_{\mu m}(\theta)e^{j\mu\chi}P^s_{\mu n}(kA)$$

プローブ応答定数

$$P^s_{\mu n}(kA)=\frac{1}{2}\sum_{\sigma\nu}C^{sn(4)}_{\sigma\mu\nu}(kA)R^\sigma_{\mu\nu}$$

Test antenna minimum sphere
被測定アンテナを取り囲む最小球

Probe minimum sphere
プローブアンテナを取り囲む最小球

4.8 球面近傍界遠方界変換の手順フローチャート

1. 球面 $(R = A, 0 \le \theta \le \pi, 0 \le \phi < 2\pi, \chi = 0 \text{ or } \frac{\pi}{2})$ に沿って、受信プローブを動かし、アンテナ間の透過Sパラメータ=(w'/vに相当)を測定する

$$w'(A,\chi,\theta,\phi) = v \sum_{smn\mu} T^s_{mn}\, e^{jm\phi} d^n_{\mu m}(\theta) e^{j\mu\chi} P^s_{\mu n}(kA)$$

2. IFFTにより、$\chi \to \mu$ 、$\phi \to m$、$\theta \to n$の変換を実施

*IFFT: Inverse Fast Fourier Transformation

$$\begin{cases} w_\mu(A,\theta,\phi) = \dfrac{1}{2\pi}\displaystyle\int_{\chi=0}^{2\pi} w(A,\chi,\theta,\phi) e^{-i\mu\chi} \mathrm{d}\chi \\ w_{\mu m}(A,\theta) = \dfrac{1}{2\pi}\displaystyle\int_{\phi=0}^{2\pi} w_\mu(A,\theta,\phi) e^{-im\phi} \mathrm{d}\phi \\ w^n_{\mu m}(A) = \dfrac{2n+1}{2}\displaystyle\int_{\phi=0}^{\pi} w_\mu(A,\theta) d^n_{\mu m}(\theta) \sin\theta \, \mathrm{d}\theta \end{cases}$$

3. 送信アンテナ係数T^s_{mn}と受信プローブ応答係数$P^s_{\mu n}$の積が残るので、連立方程式を解くことにより、送信アンテナ係数を算出。（プローブ補正）

$$w^n_{\mu m}(A) = vT_{1mn}P_{1\mu n}(kA) + vT_{2mn}P_{2\mu n}(kA)$$

$$\text{where } m = -N, \dots, 0, \dots, N \text{ and } n = |m|, \dots, N, (n \ne 0)$$

$\mu = \pm 1$の受信プローブを使用すれば、

$$w^n_{1m}(A) = vT_{1mn}P_{11n}(kA) + vT_{2mn}P_{21n}(kA)$$

$$w^n_{-1m}(A) = vT_{1mn}P_{1,-1,n}(kA) + vT_{2mn}P_{2,-1,n}(kA)$$

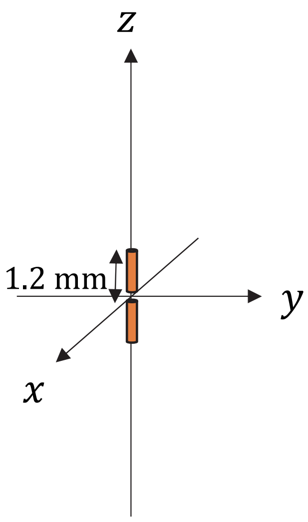
vT_{1mn}およびvT_{2mn}が求まる。

4. 算出された送信アンテナ係数を遠方界の受信プローブ応答係数とかけ合わせ、2の逆変換を行うことで、遠方界での受信信号を推定する。(一度送信アンテナの球面波展開係数がわかれば、距離Aを任意に変更可能であるため)
※Aの異なる近傍界→近傍界や遠方界→近傍界も可能

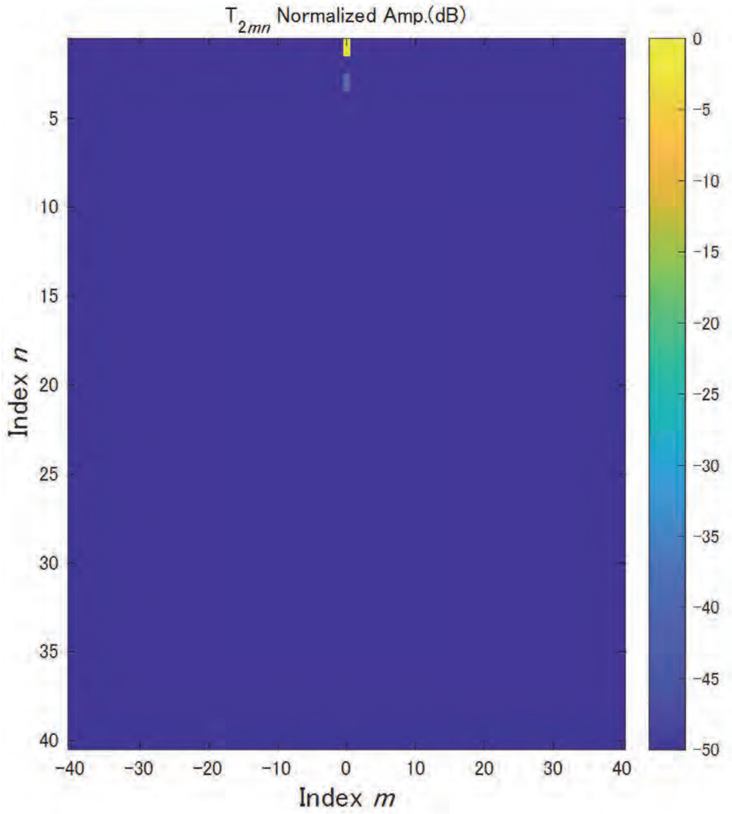
$$w''(A'',\chi,\theta,\phi) = v'' \sum_{smn\mu} T_{smn}\, e^{im\phi} d^n_{\mu m}(\theta) e^{i\mu\chi} P''_{s\mu n}(kA'')$$

4.9 代表的なアンテナの球面波展開係数の例

<u>原点でz軸に沿って配置した微小ダイポール</u>



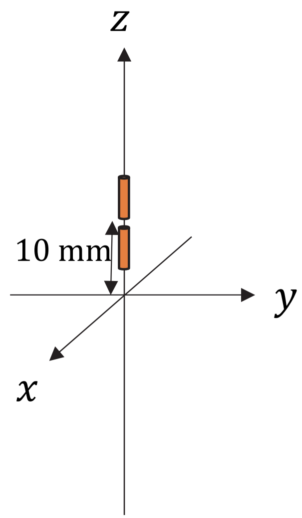
エレメント長
1.2 mm
f = 28 GHz

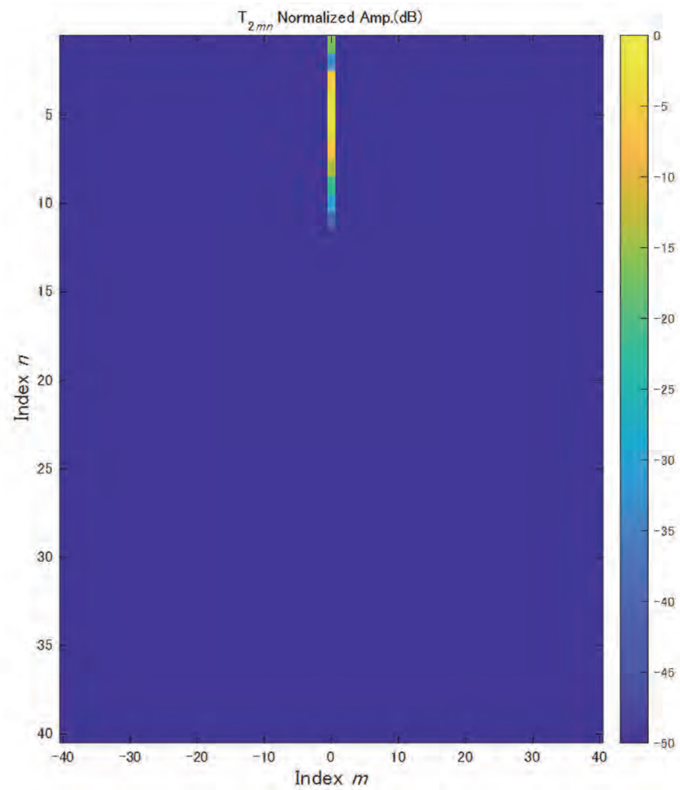


mは　m＝0の成分のみ→z軸回転対称性

nは　n＝3程度→ミニマム級半径は小さい

<u>原点より+10 mmの位置にz軸に沿って配置した微小ダイポール</u>



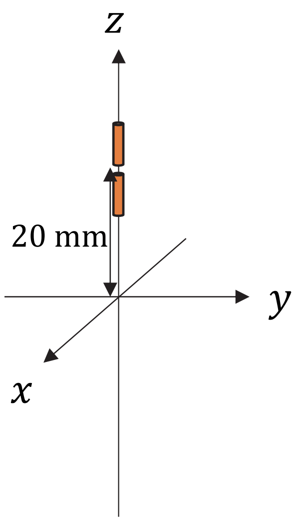


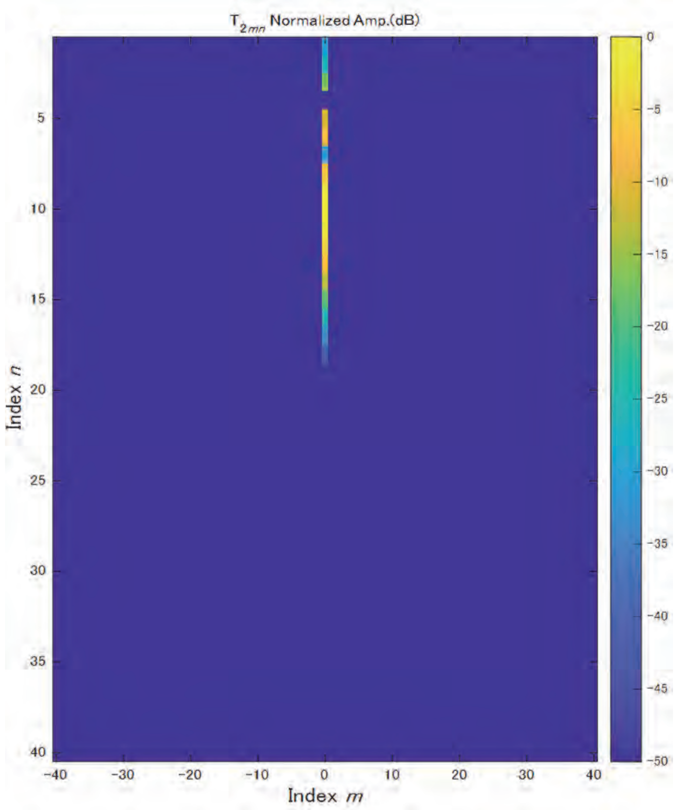
mは　m＝0の成分のみ→z軸回転対称性

nは　n＝12程度→ミニマム級半径が増加

4.9 代表的なアンテナの球面波展開係数の例

原点より+20 mmの位置にz軸に沿って配置した微小ダイポール

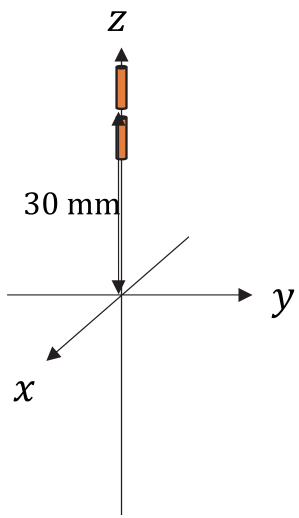


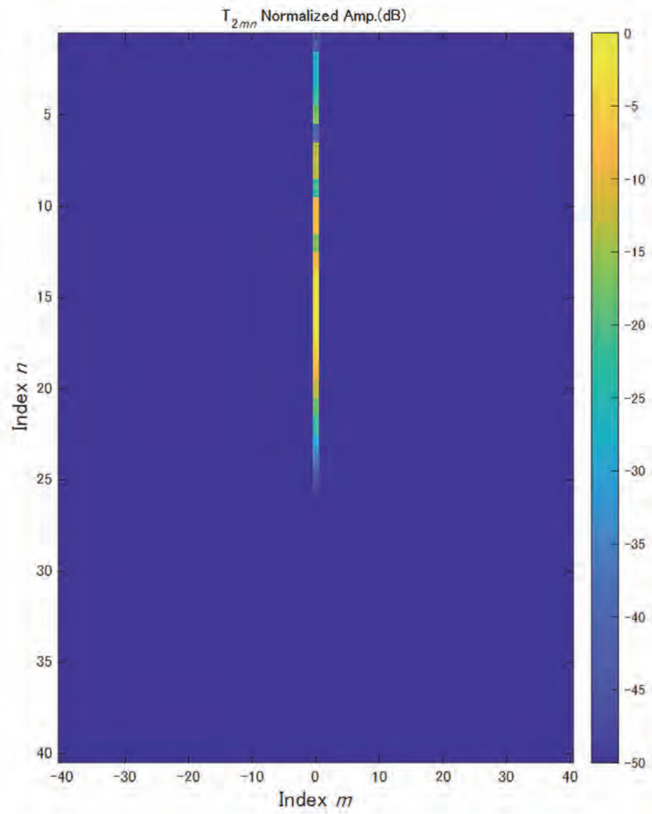


mは　m＝0の成分のみ→z軸回転対称性

nは　n＝18程度→ミニマム級半径がさらに増加

原点より+30 mmの位置にz軸に沿って配置した微小ダイポール



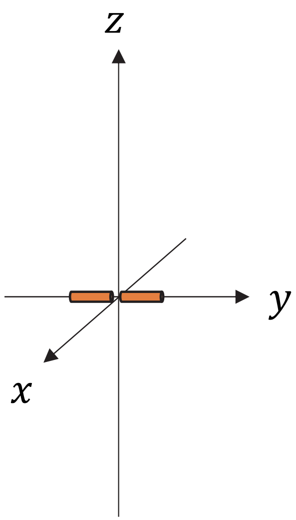


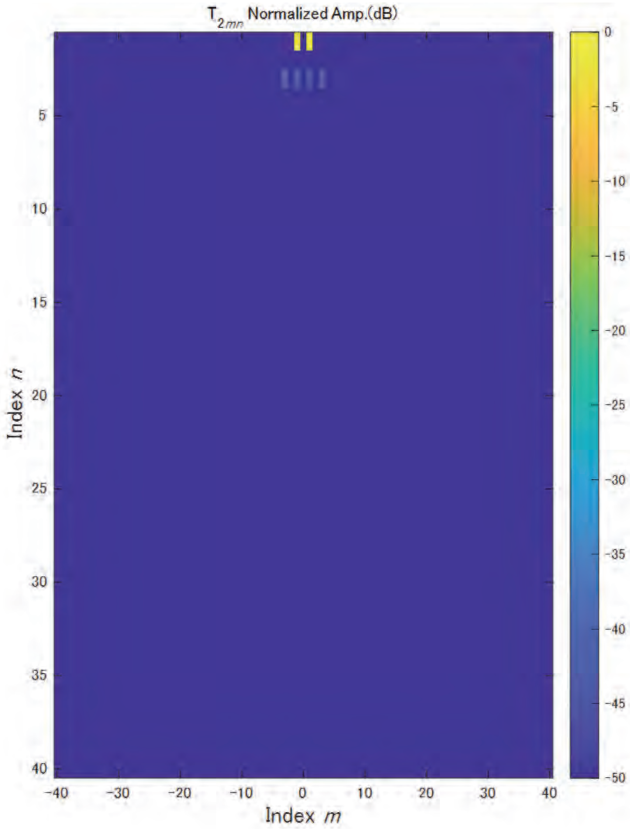
mは　m＝0の成分のみ→z軸回転対称性

nは　n＝26 程度→ミニマム級半径がさらに増加

4.9 代表的なアンテナの球面波展開係数の例

原点でy軸に沿って配置した微小ダイポール

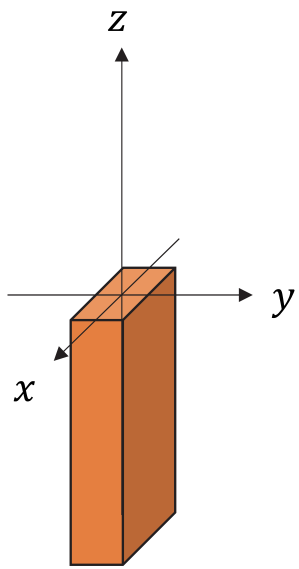


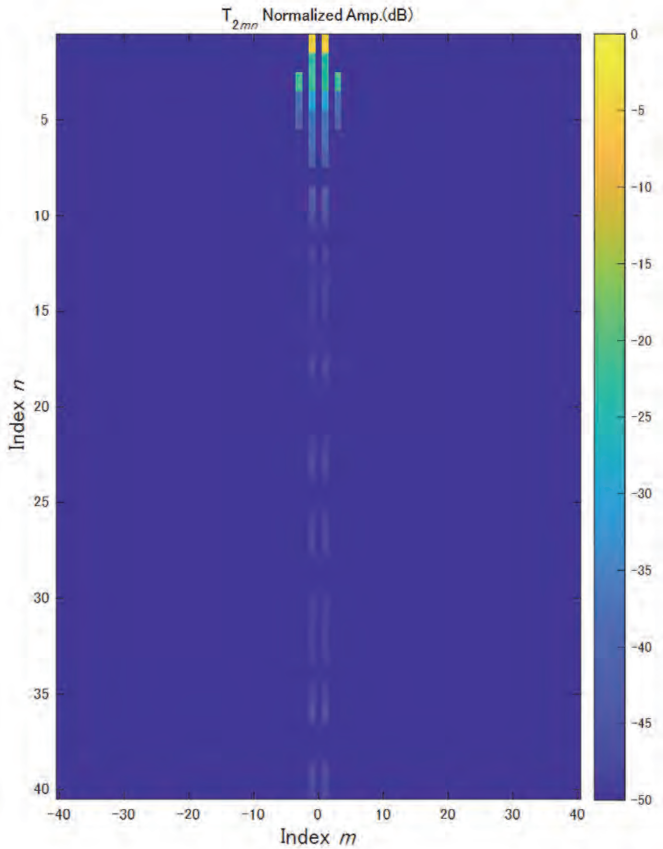


mは　m=±1と±3成分のみ

nは　n＝3程度→ミニマム級半径は小さい

z軸方向を向いたy方向主偏波であるOEWG

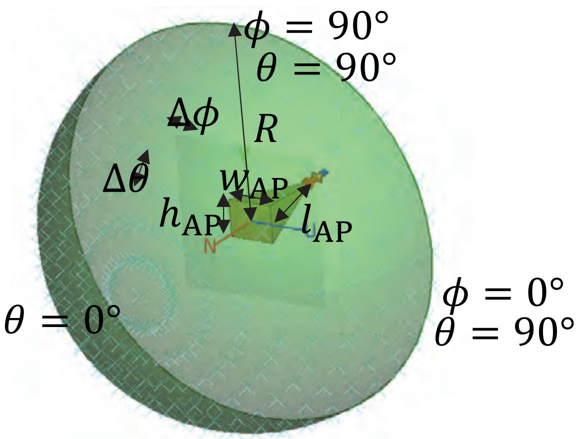




mは　m＝±1がメイン、一部m＝ ±3の成分が観測

nは　n＝18程度→ミニマム級半径がさらに増加

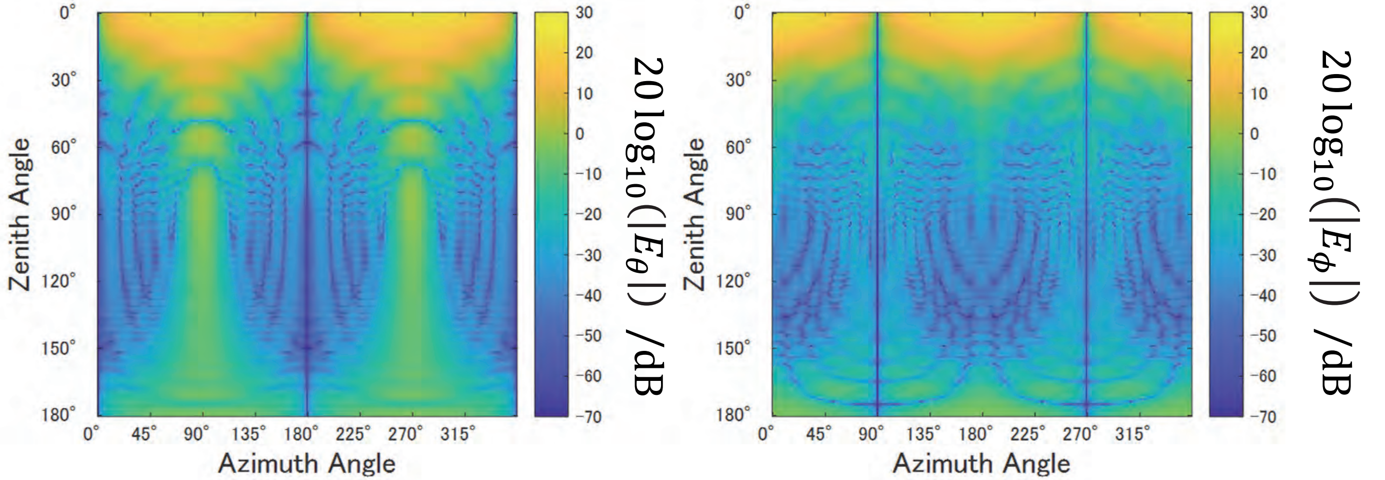
4.10 電磁界シミュレーターによる球面近傍界遠方界変換の例



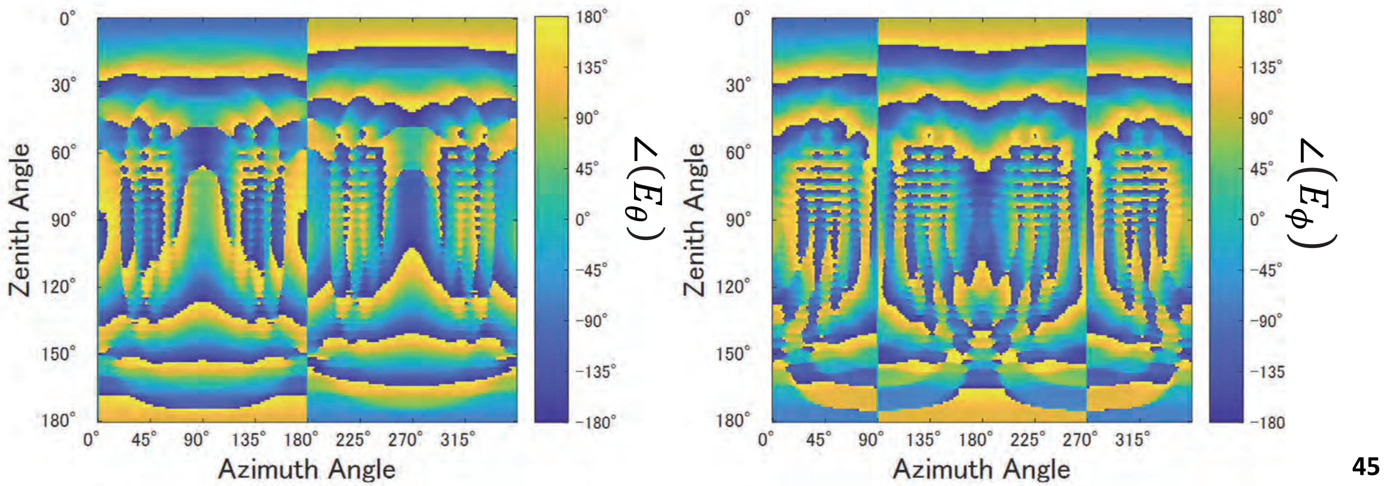
シミュレーション条件（MoM法）

パラメータ名	記号	設定値
周波数	f	28 GHz
ϕ方向サンプリング間隔	$\Delta\phi$	1°
θ方向サンプリング間隔	$\Delta\theta$	1°
ϕ方向サンプリング範囲	ϕ	$0° \leq \phi \leq 360°$
θ方向サンプリング範囲	θ	$0° \leq \theta \leq 180°$
球の半径	R	300 mm
開口面寸法（縦）	h_{AP}	57 mm
開口面寸法（横）	w_{AP}	69 mm
フレア長	l_{AP}	145 mm

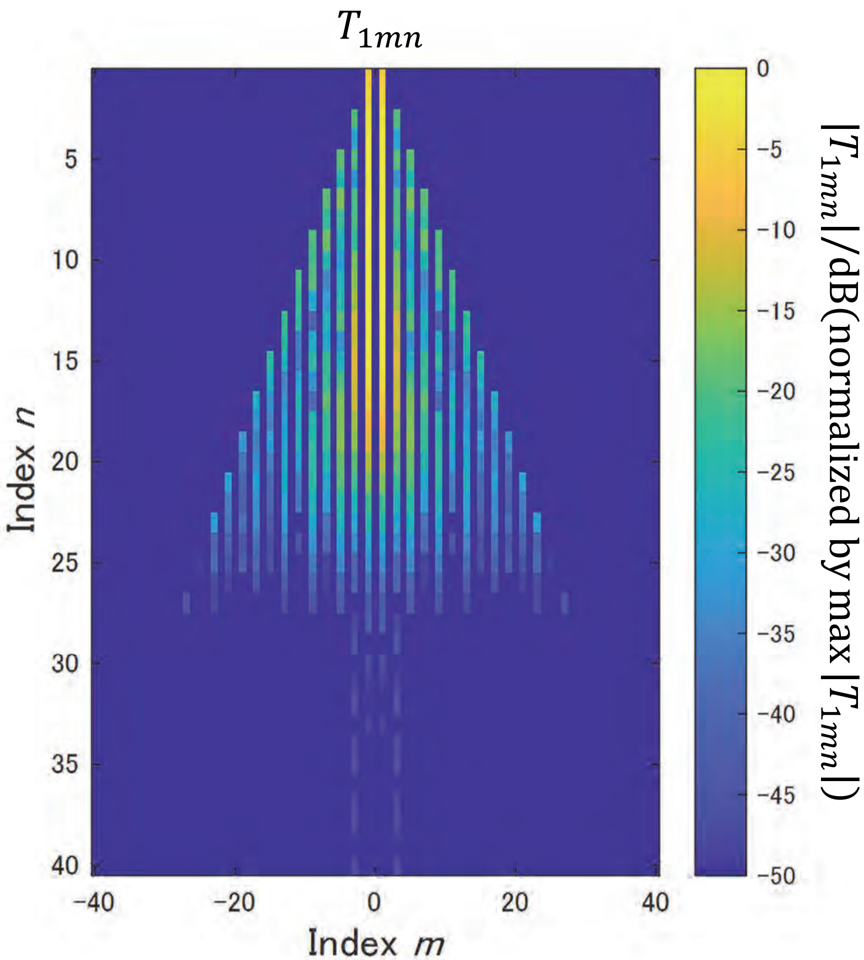
(a) 電界振幅の計算結果

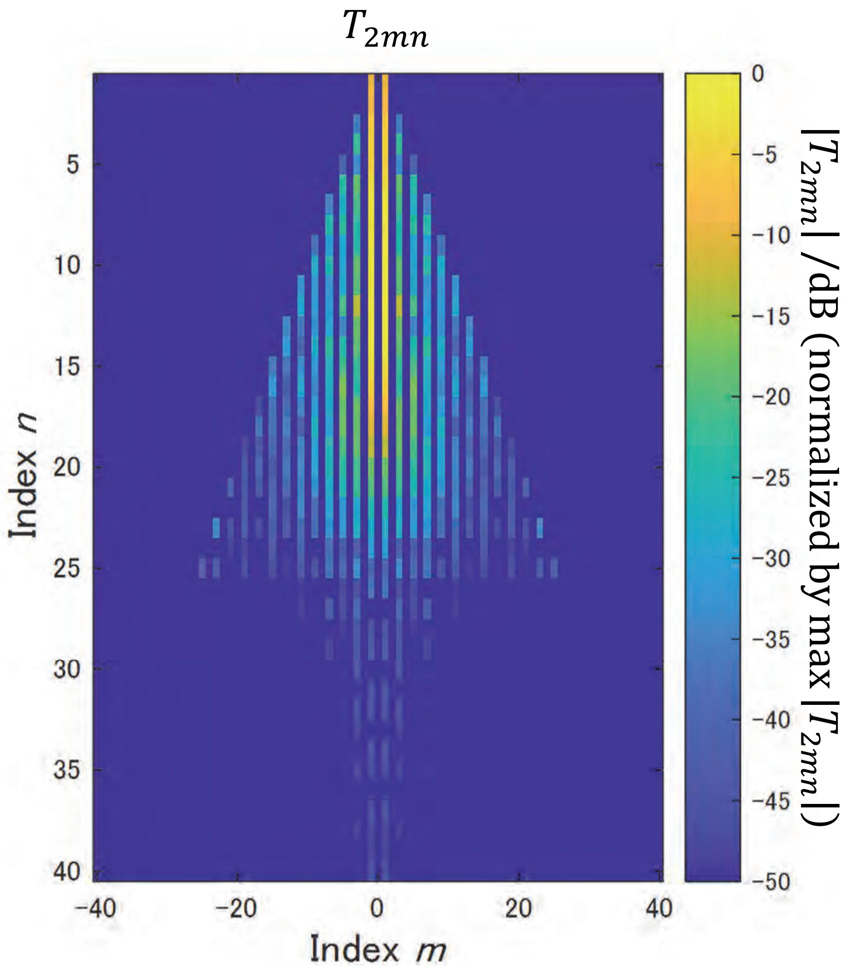


(b) 電界位相の計算結果



4.10 電磁界シミュレーターによる球面近傍界遠方界変換の例

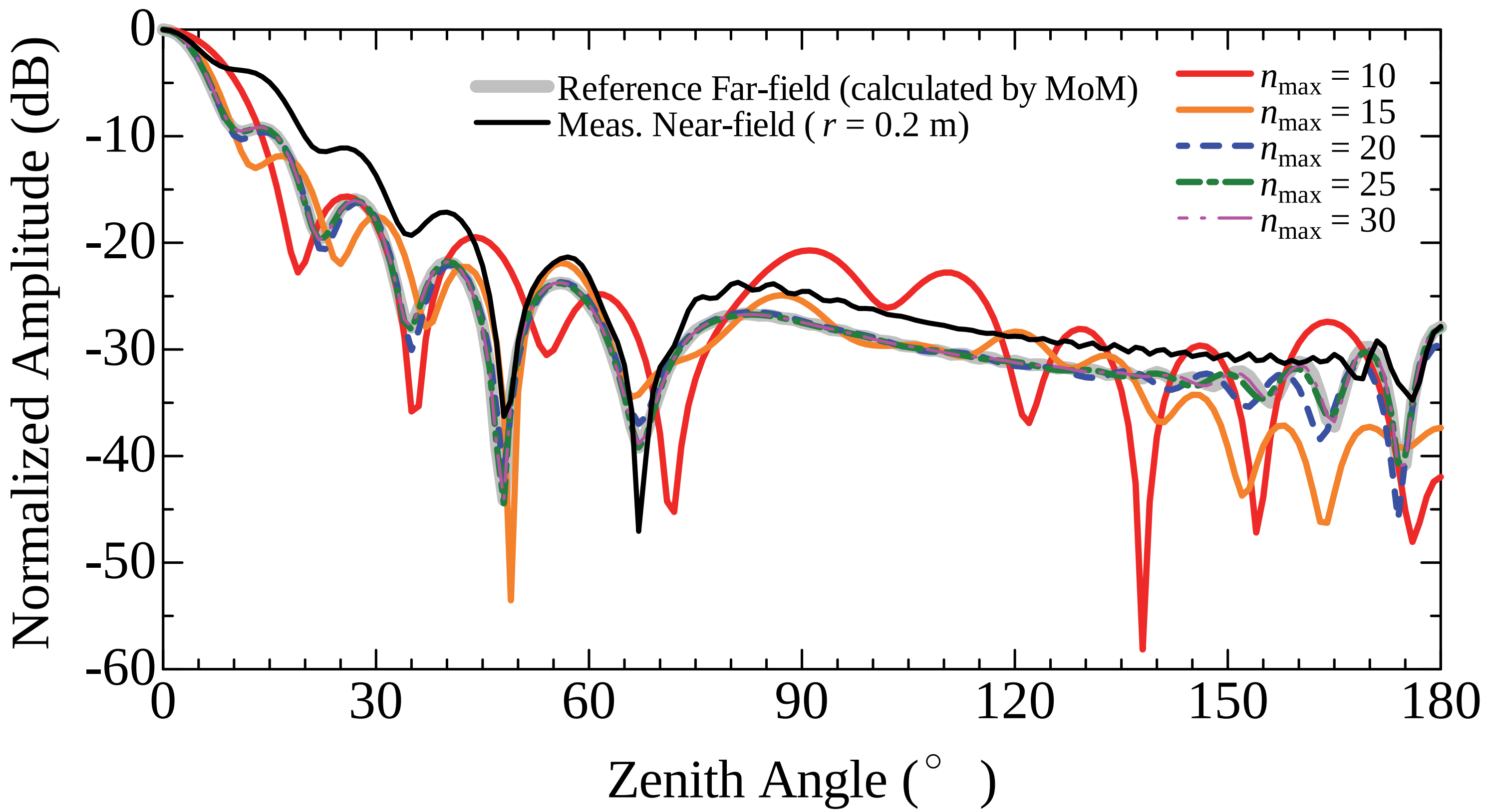




nは30くらいまで評価すればよさそう

4.10 電磁界シミュレーターによる球面近傍界遠方界変換の例

E_θ成分, $\phi = 90°$



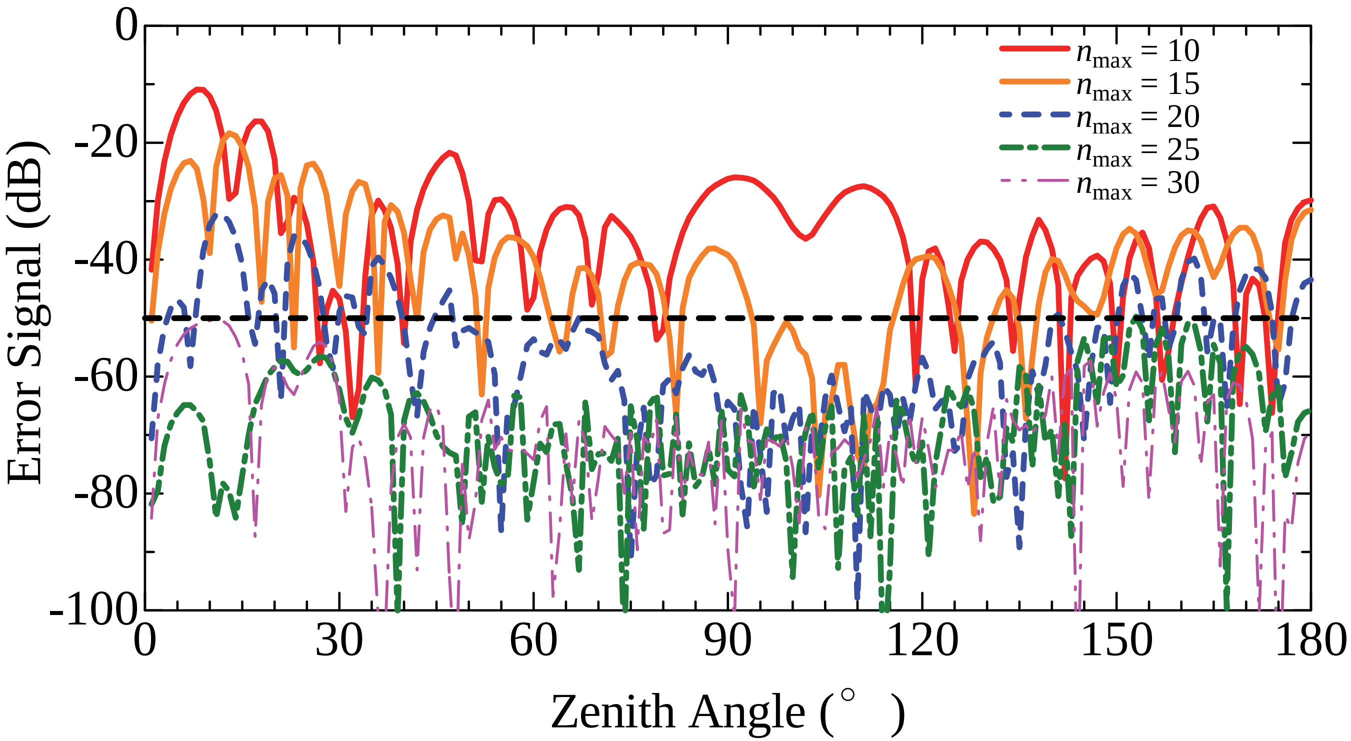
近傍界の測定結果に比べて、ビームが狭まっていることが確認できる。

次数を上げると、リファレンス値（グレー色）に近づくことが確認できる

4.10 電磁界シミュレーターによる球面近傍界遠方界変換の例

<u>E_θ成分, $\phi = 90°$,差分</u>

$$\text{Error Signal} = 20\log\left|\frac{E_{\theta NFFFT}(\theta,\phi)}{\max(E_{\theta NFFFT}(\theta,\phi))} - \frac{E_{\theta MoM}(\theta,\phi)}{\max(E_{\theta MoM}(\theta,\phi))}\right|$$

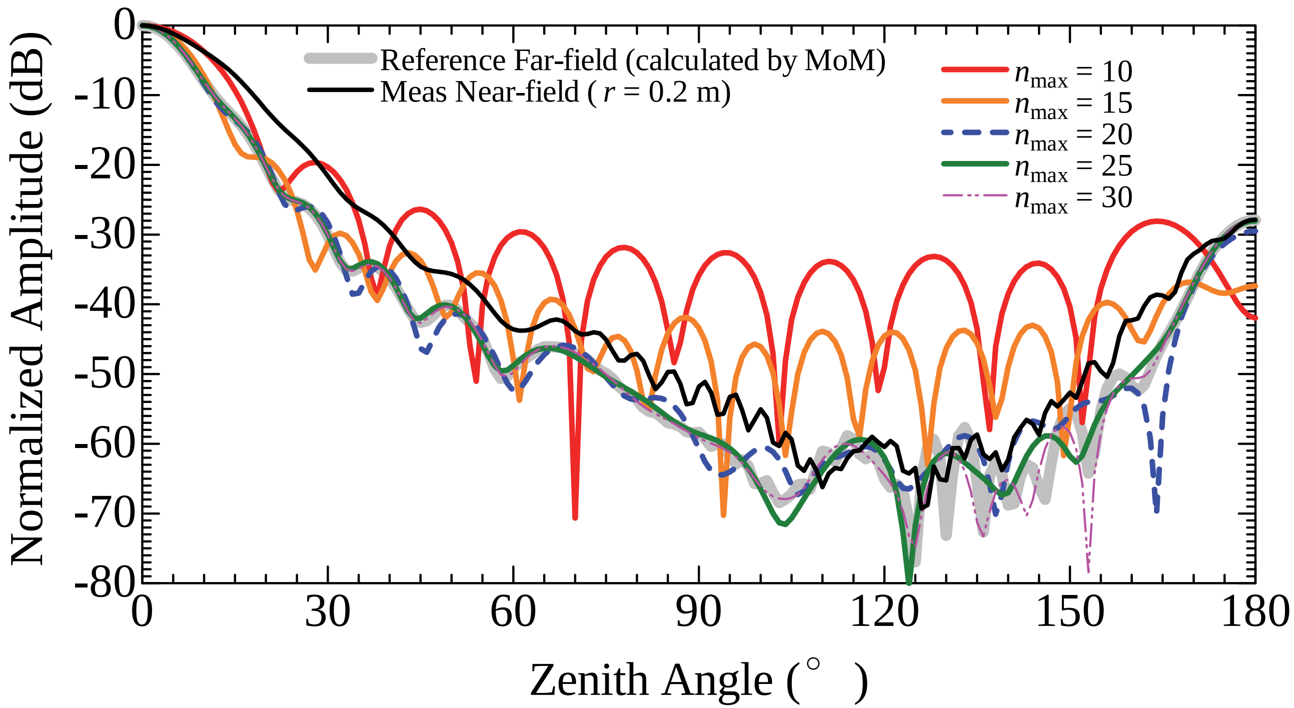


dBの差では、レベルの弱いところの
差が大きくなってしまうので、
規格化した真値で差分をとり、
そのdBをエラーシグナルとして評価する

Error Signalが-50 dB以下を良好な結果と考えれば、$n_{\max}$ = 25以上が妥当であると考えられる。

4.10 電磁界シミュレーターによる球面近傍界遠方界変換の例

<u>E_ϕ成分, $\phi = 0°$</u>

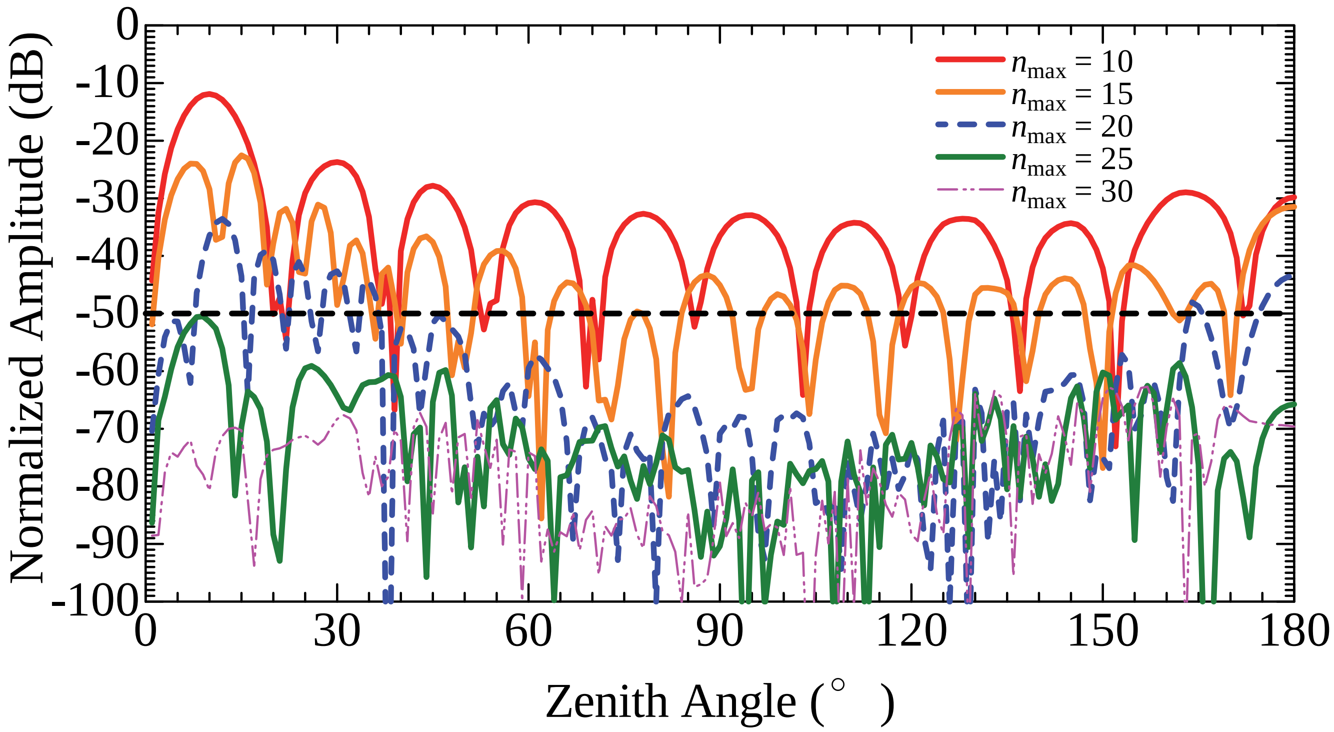


次数を上げると、リファレンス値(グレー色)に近づくことが確認できる

4.10 電磁界シミュレーターによる球面近傍界遠方界変換の例

E_ϕ成分, $\phi = 0°$,差分

$$\text{Error Signal} = 20\log\left|\frac{E_{\theta NFFFT}(\theta,\phi)}{\max(E_{\theta NFFFT}(\theta,\phi))} - \frac{E_{\theta MoM}(\theta,\phi)}{\max(E_{\theta MoM}(\theta,\phi))}\right|$$



E面（E_θ）同様、Error Signalが-50 dB以下を良好な結果と考えれば、$n_{\max}$ = 25以上が妥当であると考えられる。

4.11 モード数とサンプリング間隔

次数nはどこまで計算すればよいか？

$$\boldsymbol{E}(r,\phi,\theta)=\frac{k}{\sqrt{\eta}}\sum_{s=1}^{2}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=-n}^{+n}Q_{mn}^{s}\boldsymbol{F}_{smn}^{(4)}(r,\phi,\theta)$$

$n_{\mathrm{cutoff}}=[ka]$

$[x]$はxを超えない整数

aはアンテナを取り囲むミニマム球の<u>半径</u>

kは波数。$k=\frac{2\pi}{\lambda}$, λは波長

$n_{\mathrm{cutoff}}<n$では、リアクティブ界が支配的

$n_{\mathrm{cutoff}}>n$では、放射界が支配的

n_{cutoff}を超えたモードにも、放射界成分はあるのでセーフティーマージン$\mathrm{n}_{\mathrm{margin}}$を設定する。

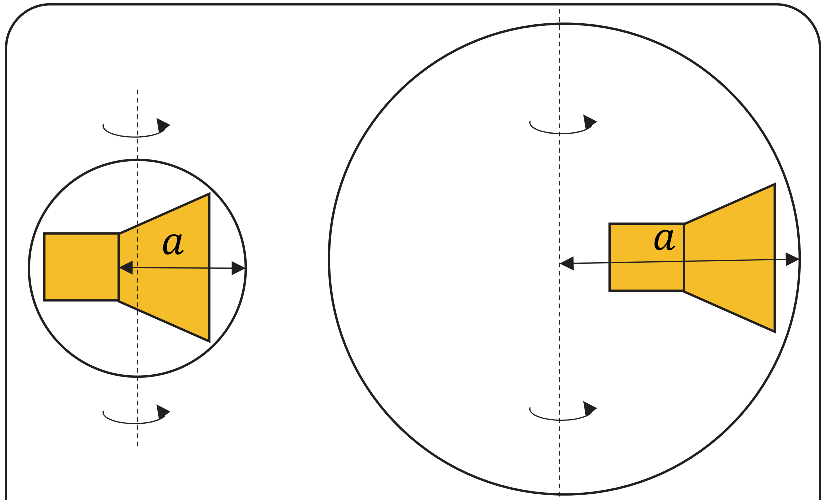
$n_{\mathrm{max}}=[ka]+\mathrm{n}_{\mathrm{margin}}$

$\mathrm{n}_{\mathrm{margin}}$は通常10

角度サンプリングはいくつに設定？

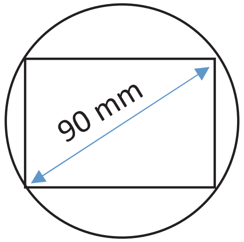
$$\Delta\theta=\Delta\phi<\frac{\pi}{n_{\mathrm{max}}}=\frac{\pi}{[ka]+\mathrm{n}_{\mathrm{margin}}}$$

※ ϕ方向の変化が少なく、mの範囲が限られるならば、$\Delta\phi$のみ大きくすることは可能



※ただし、測定中心からの半径なので、EUTを測定球の中心に置けない場合には、aが増加することに注意

e.g. 公称値24 dBi, 28 GHzの標準ホーンアンテナの場合、
開口面寸法が57 mm × 69 mmなので、対角線がおよそ90 mm



直径90 mmの球がミニマム球と考えられ、

$a=0.045\ [\mathrm{m}]$　28 GHzのとき、$k=586.8366\ [1/\mathrm{m}]$

$n_{\mathrm{max}}=[ka]+\mathrm{n}_{\mathrm{margin}}=[26.4076]+10=36$

4.12 球面走査近傍界測定装置の構成例

以下のURLを入力して、
画像をご確認ください

https://www.nsi-mi.com/products/system-solutions/near-field-systems/spherical-near-field-scanner-systems/roll-over-azimuth-scanner-system

Roll over azimuth タイプ

以下のURLを入力して、
画像をご確認ください

https://www.mvg-world.com/ja/%E8%A3%BD%E5%93%81/antenace-ding/marutipurobusisutemu/sg-64

マルチセンタータイプ

以下のURLを入力して、
画像をご確認ください

https://www.nsi-mi.com/products/system-solutions/near-field-systems/spherical-near-field-scanner-systems/spherical-nf-vertical-arch-measurement-system

AUT stationaryタイプ

以下のURLを入力して、
画像をご確認ください

https://www.nsi-mi.com/products/system-solutions/near-field-systems/combination-near-field-systems/8-axis-robotic-antenna-measurement-system

６軸ロボットタイプ

（それぞれの特徴）

- Roll over azimuth タイプ
  →半径の変更が容易だが、AUTの２軸回転が必要
- マルチセンタータイプ
  →測定が高速
- AUT stationaryタイプ
  →AUTを動かさなくてよい
- ６軸ロボットタイプ
  →半径の変更が容易。かつ、球面走査だけでなく、平面走査、円筒面走査も可能。

６軸ロボットとターンテーブルを用いれば、安価に球面走査系を実現できるとともに、
平面走査、円筒面走査にも対応が可能。

5. 近傍界計測全体の話とまとめ

5.1 近傍界プローブの種類

(a) 切り離し導波管プローブ
（Open-ended Waveguide Probe, OEWG)

・ゲインは4 dBi ～ 6 dBi 程度
・解析式により遠方界が高い精度で得られる
・使用帯域は導波管帯域(比帯域38%)に限定
・低い周波数では巨大になる
（長手方向が0.6波長～1波長）
・単一偏波で、交差偏波識別度は50dB程度
・直交偏波を測定するためにプローブを90°回転させて使う
・ビームが広いため吸収体は必須であり、プローブパターンは吸収体と一緒に校正するべき。
・厳密にはμ=±1のプローブではないので、近傍界走査に使えないが。測定の距離をMRSの２倍にすれば、実際は使える。

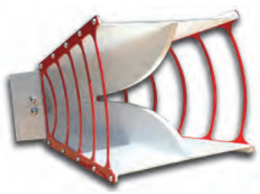
https://www.nsi-mi.com/products/antenna-products/waveguide-probes

(b) 両偏波円形導波管プローブ
（Dual-polarized circular waveguide probe)

・ゲインは10 dBi程度
・精度の高い解析式はないのでCEMによる計算が必要
・回転対称なパターンが得られるため
球面走査のμ=±1プローブとして使用可能
・90°回転しても同じ形状なので、OMT(Othogonal mode transducer)が使用でき、
2偏波共用プローブとして利用可能であり、測定速度が向上する。
・チャンネルバランス補正が必要
・コストはOEWGプローブより高い。
・帯域はOEWGプローブと同程度。

https://www.nsi-mi.com/products/antenna-products/dual-polarized-probes

(c)広帯域プローブ（Broadband probe)



ダブルリッジ型

ログペリ型

・広帯域（例えば1 GHz～18 GHz等）
・ゲインはリッジドガイドホーンの場合、3 dBi～16 dBi、ログペリの場合7 dBi～10 dBi程度
・調整機構が多いため、運搬時などの故障の可能性がOEWGや円形導波管プローブよりは高い
・解析式はなく、CEMによる計算もかなり面倒なので、精度が必要な場合にはプローブ校正が必須

(d)光電界センサ

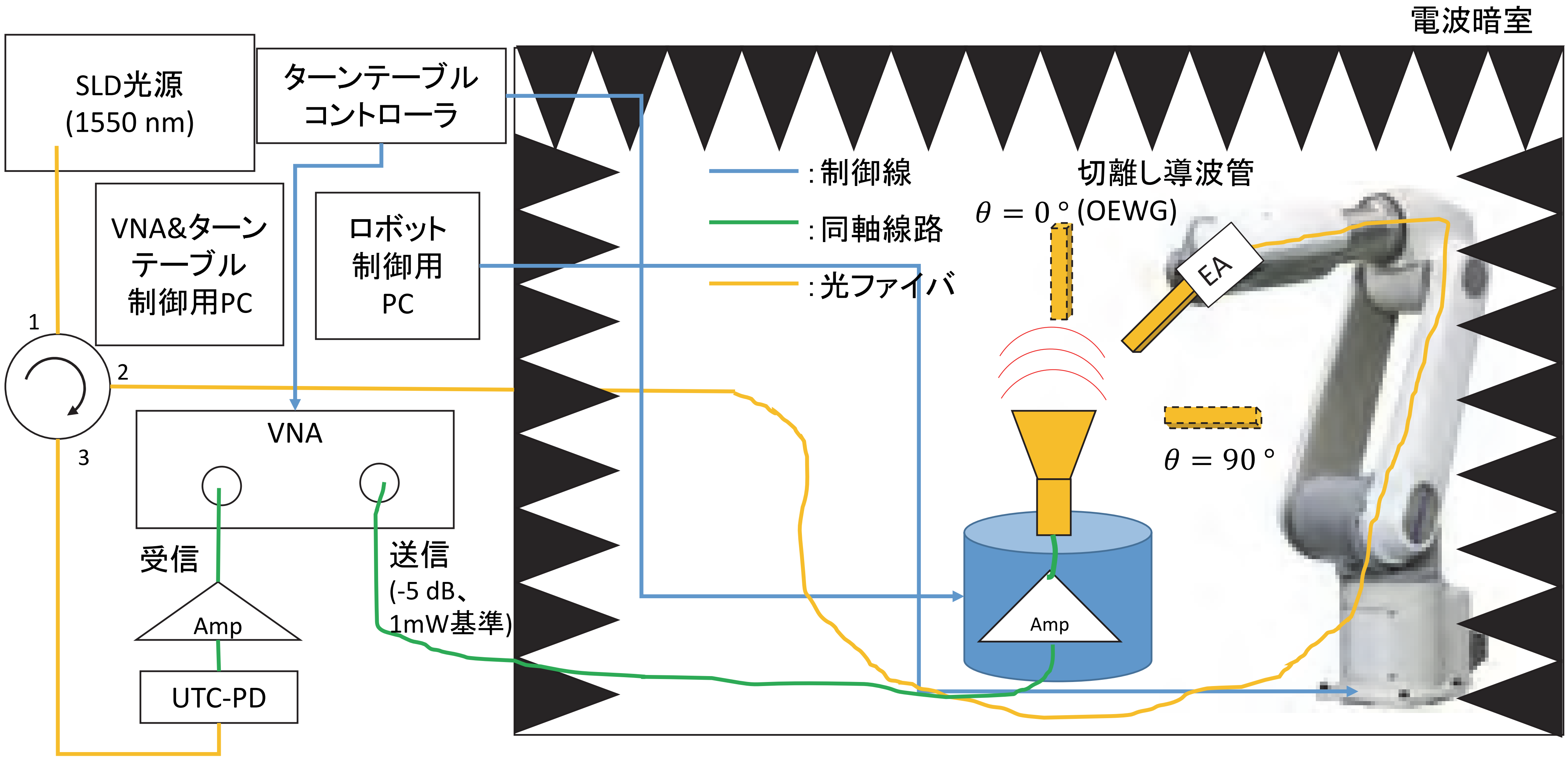
超小型：6X6X24mm

・広帯域
・ゲインは良くても微小ダイポール相当
・構成によっては、出力が変わるので要確認
・パターンが無指向性ならば、プローブ補正不要
・感度は電気系プローブに比べると悪いので、追加でアンプが必要になるが、ケーブルを長くしてもロスがないというメリットあり

5.2平面・円筒面・球面走査近傍界測定の特徴比較

	平面	円筒面	球面
アルゴリズムの実装の容易さ	○ 二次元FFTと同じ	△ 平面と球面の中間	△ 特殊関数の計算が一部面倒
メカニカル装置の実現性	△ ・XYスキャナが必要 ・スキャナ可動範囲を大きくすると部屋が大きくなる	○ ・高さ方向は大きくなりがち ・ターンテーブルと一軸のスキャナでよいので実現は容易	△ 二軸の回転機構が必要
測定できる対象の多さ	△△ 指向性アンテナ 単方向性アンテナ	△ 長尺アンテナ 一次元のみ利得が高いアンテナ	○ 高利得でも低利得でも対応可能
測定精度	・打切り誤差の影響あり	・長手方向には打切り誤差発生	・打切り誤差はすくない （全球面を測定することはなかなか難しい）
プローブ補正	・波数領域では単なる掛け算なので比較的容易に分離可能 ・プローブパターンの影響が線形的に表れる	・方位角方向は二次要素なので、プローブ補正による誤差は小さく、仰角方向は平面走査と同じで、プローブパターンのアジマスパターンに比例した誤差が発生する。	・使用するプローブは$\mu=\pm1$の1次プローブが望ましい ・実用上は、距離を離せば1次プローブじゃなくても良い ・プローブ補正による誤差は二次の影響（他の影響より小さい） ・プローブ補正はすべての次数の係数に影響がでる

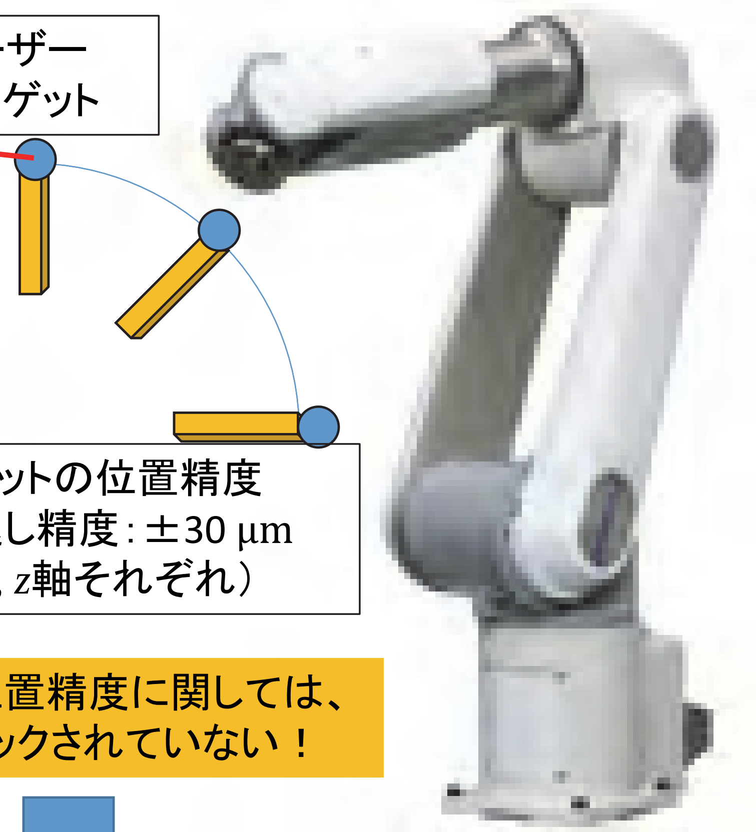
5.3 6軸アームロボットによる近傍界遠方界測定装置の実装



5.3.1 ロボットの位置精度評価

Laser Trackerを
レンタルし、ロボットの位置
精度を測定

レーザーターゲット



レーザートラッカーの 位置精度 最大：20 μm Typical：10 μm

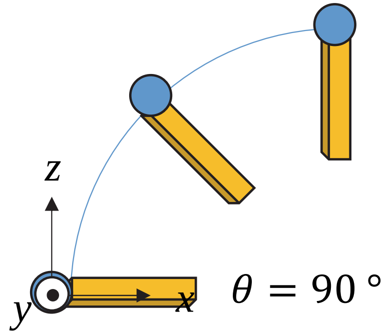
ロボットの位置精度 繰り返し精度：±30 μm (x, y, z軸それぞれ)

絶対位置精度に関しては、
スペックされていない！

絶対位置指定機能を利用する場合、自前での計測が必要不可欠

5.3.2 ロボットの位置精度評価(つづき)

θ = 0 度～90 度まで1度ずつ変化させて、91か所にて、プローブ根本付近に接続した、レーザーターゲットの3次元位置(x,y,z)を5回ずつ測定

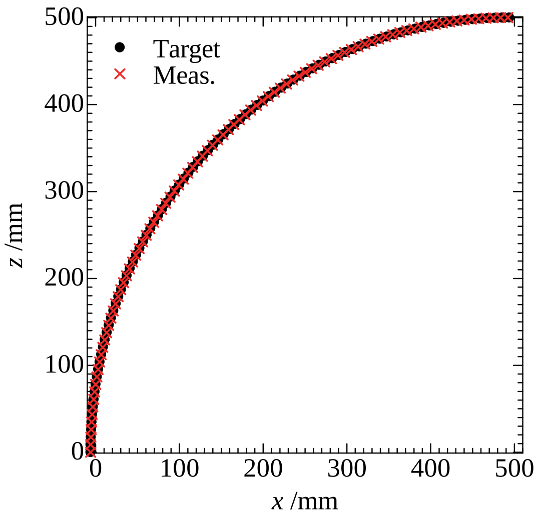


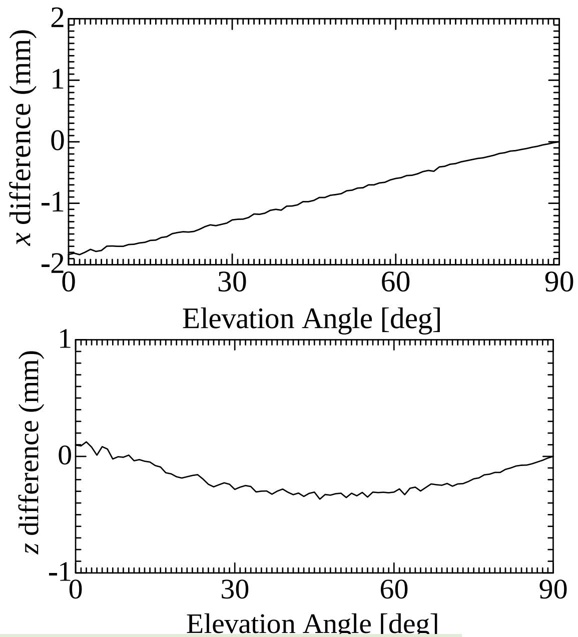
(a) 繰り返し精度

	x /mm	y /mm	z /mm
91か所における5回の最大標準偏差	**0.015**	**0.016**	**0.017**

カタログスペックは±0.03 mm以内なので、スペックは満足していることが確認できた。

(b) 絶対位置精度

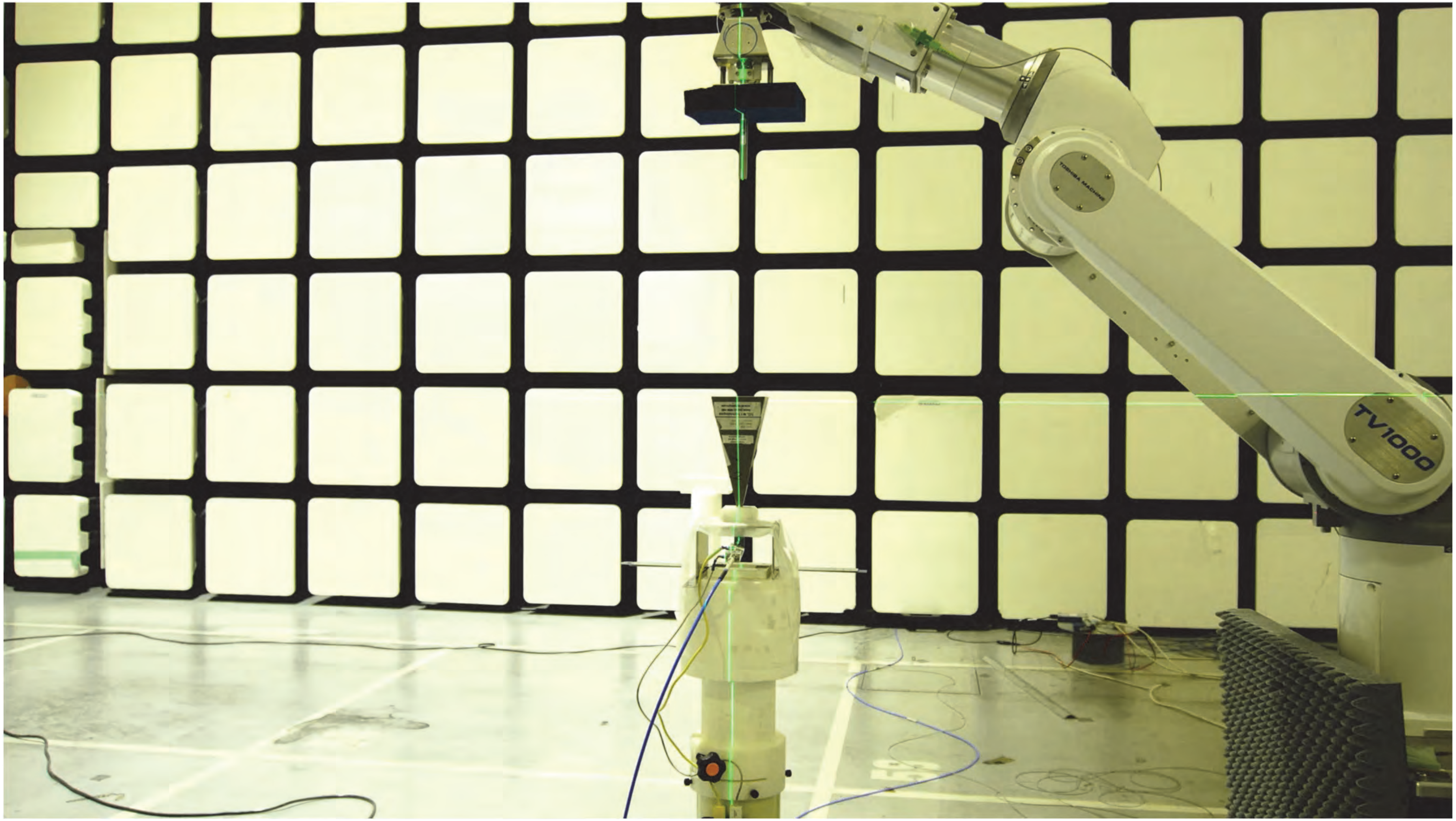




Xで– 2 mm程度、zで–0.5 mm程度のズレを確認

精度向上のためには事前の位置キャリブレーションが必要

5.3.4 アームロボットによる球面近傍界測定の様子



5.3.5 アームロボットによる平面近傍界測定の様子

未公開資料のため、
当日の講演でのみ表示

5.4 まとめ

・放射近傍界における直交する電界２成分を測定し、平面波展開 or 円筒波展 or 球面波展開を行い、その展開係数を求めてから、遠方界を求める。展開係数を求めれば、任意の位置の（放射）近傍界や遠方界をSN比が高い状況で、自由に求めることができる。

・受信プローブの影響を考えるために、アンテナ間結合を考える必要があり、伝送方程式（transmission formula）の構築が必要。それによりプローブ補正が可能になり、精度の高い計測が実現できる。

・どの定式化でも、アンテナ間の散乱はないと仮定しているため、アンテナ間での多重反射は発生しないように、アンテナとプローブ間の距離を離したり、プローブの散乱断面積を小さくする等の工夫が必要。

・６軸アームロボットとターンテーブルの利用により、球面、円筒面、平面の３種類の近傍界測定法を同じシステムで実現可能である。

参考文献

[1] IEEE Std 1720-2012, "IEEE Recommended Practice for Near-Field Antenna Measurements", 2012.

[2] D.M. Kerns: Plane-wave scattering-matrix theory of antennas and antenna-antenna interactions (NBS Monograph 162, 1981)

[3] S. Gregson, J. McCormick and C. Parini: Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements (IET, 2007)

[4] J.E. Hansen: Spherical Near-field Antenna Measurements (IET, 1988)

[5] A.D. Yaghjian: Near-Field Antenna Measurements on a Cylindrical Surface: A Source Scattering-Matrix Formulation. (NBS Technical Note 696, 1977)

[6] C. Parini, S. Gregson, J. McCormick, D.J. Rensburg and T. Eibert: Theory and Practice of Modern Antenna Range Measurements 2nd Expanded Edition, Vol.1 and Vol.2 (IET, 2020)

著者紹介

（プロフィール）

氏名：飴谷 充隆

所属：産業技術総合研究所 物理計測標準研究部門
電磁界標準研究グループ

役職：主任研究員

E-メール： m.ameya@aist.go.jp

(略歴)

2008年3月 北海道大学情報科学研究科にて博士（工学）を取得
2008年4月 産業技術総合研究所入所、
入所より現在までミリ波・テラヘルツ波帯のアンテナ利得校正および近傍界遠方界変換アンテナ放射指向性測定法の研究開発に取り組む。
現在、同 物理計測標準研究部門電磁界標準グループ主任研究員。
IEEE会員、AMTA会員、電子情報通信学会会員、SICE会員、

AP研第二種研究会AMT研究会幹事