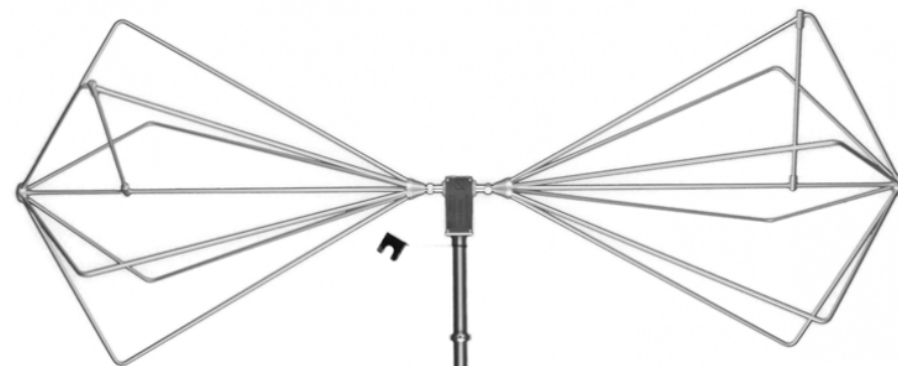
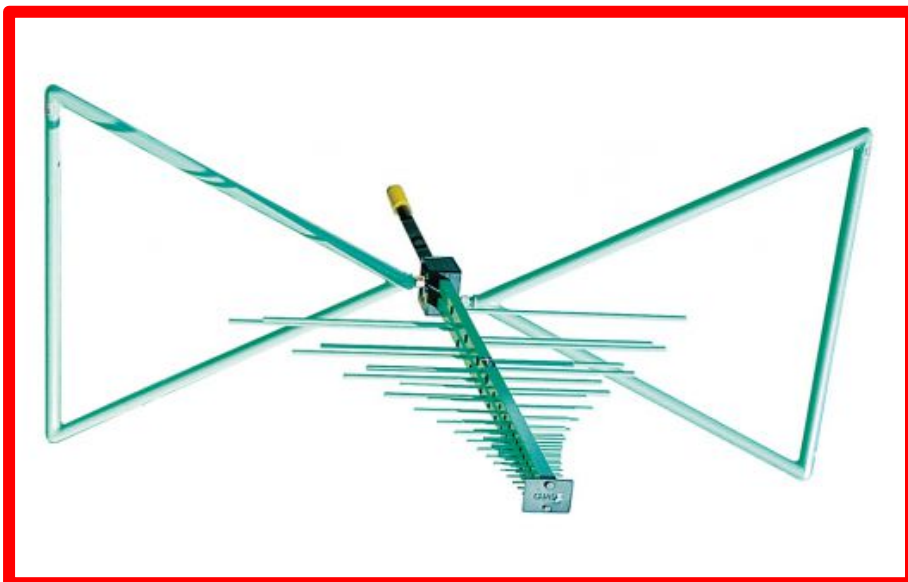


振幅中心・位相中心を考慮した Friisの伝送公式とEMI測定用アン テナの遠方界アンテナ係数測定

産総研が行うアンテナと電界センサjcss校正

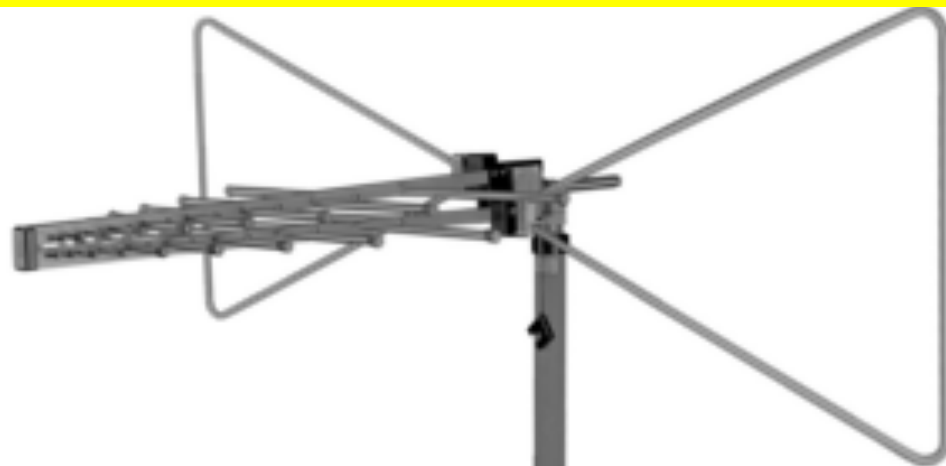
- 30 MHz～1 GHz 固定長ダイポールアンテナ
- 30 MHz～1 GHz 広帯域アンテナ
- 9 kHz～30 MHz 直径10cmループアンテナ
- 20 MHz～2 GHz 電界センサ

放射EMI測定用アンテナ(各社Webより抜粋)

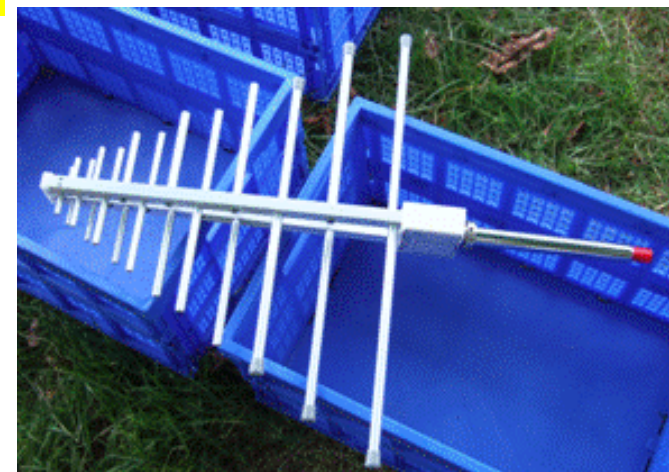


Biconical アンテナ
(schwarzbeck 社製 VHA 9103B)

LPDA + Bow-tie 複合アンテナ(TESEQ社製CBL6112)



LPDA + Bow-tie 複合アンテナ
(Schwarzbeck社製VULB9160、VULB9161)



LPDA
(Schwarzbeck社製UHALP 9108 A)

広帯域アンテナ標準測定の概要

NMIJ/AIST法:

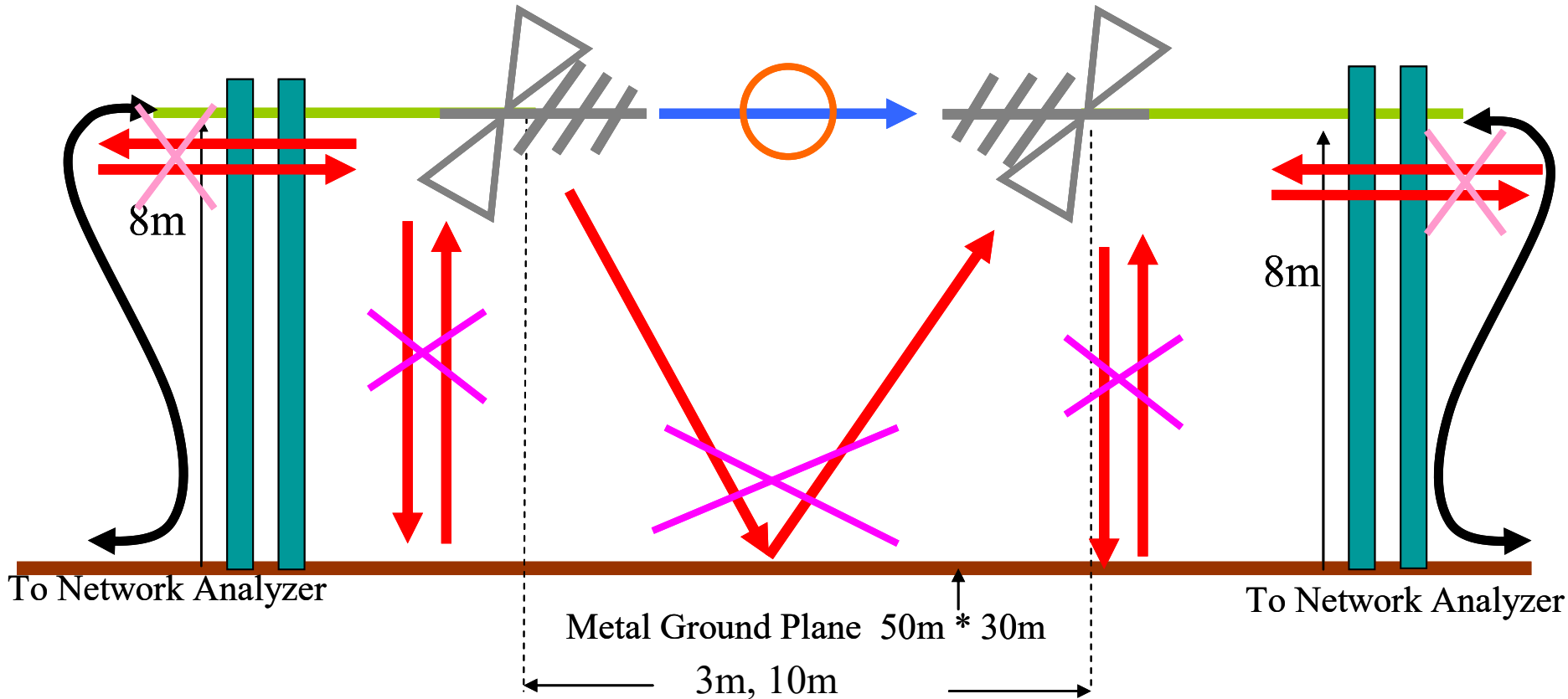
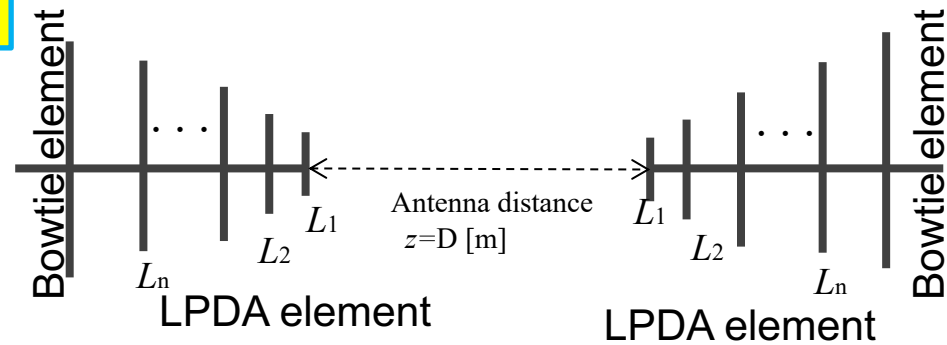
タイムドメイン処理とパルス圧縮処理を用いた手法

- 自由空間アンテナ係数を供給

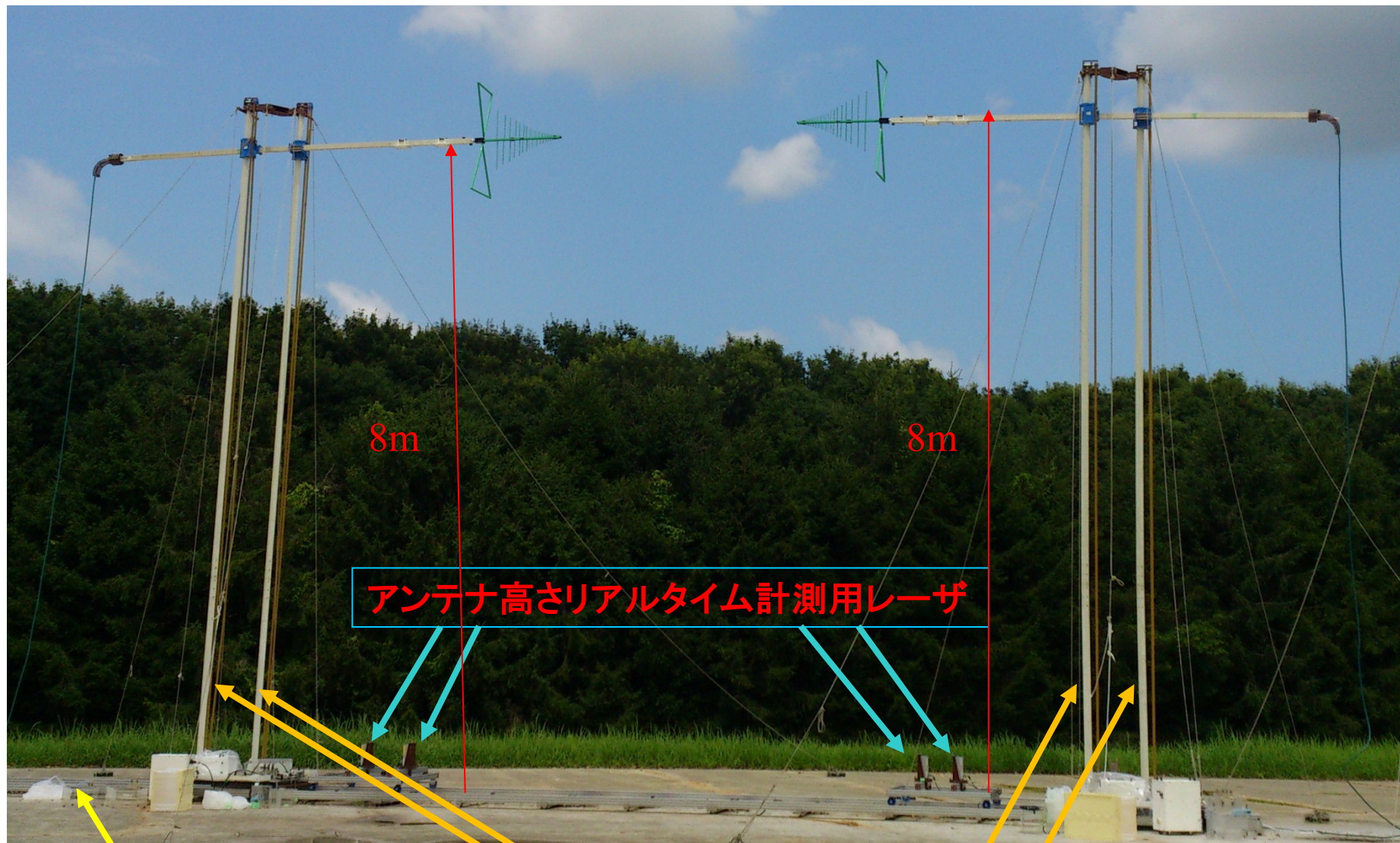
Biconical ant.: 30MHz~300MHz ($\Delta f=5\text{MHz}$)

LPDA: 300MHz~1000MHz ($\Delta f=10\text{MHz}$)

Bilog: 30MHz~300MHz ($\Delta f=5\text{MHz}$)、LPDA: 300MHz~1000MHz ($\Delta f=10\text{MHz}$)



バイログアンテナのオープンサイトでの測定風景 アンテナ先端間距離 = 3m



アンテナマスト移動用レール
1 m ~ 20 m 移動可能

アンテナ傾き制御可能なアンテナマスト
2本のポールのモータが独立に駆動

一般的なアンテナ利得、アンテナ係数算出式

Friis transmission formula

(遠方界利得を得るためには十分遠方界とみなすことが可能な距離での測定が必要)

近傍界利得がそれぞれ $G_{NF1}(\omega) = 10 \log_{10}(g_{NF1}(\omega))$ 、 $G_{NF2}(\omega) = 10 \log_{10}(g_{NF2}(\omega))$ の2本のアンテナを用いた場合の $|S_{21}(\omega)| = 20 \log_{10}(|s_{21}(\omega)|)$ 測定結果は、アンテナ間距離 = z 、各アンテナのミスマッチロス $M_1 = 1 - |\Gamma_1|^2$ 、 $M_2 = 1 - |\Gamma_2|^2$ のとして、次式で表すことができる。

$$|s_{21}(\omega, z)|^2 = M_1 M_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi z} \right)^2 g_{NF1}(\omega, z) \cdot g_{NF2}(\omega, z)$$

アンテナ係数がそれぞれ $AF_1(\omega) = 20 \log_{10}(af_1(\omega))$ 、 $AF_2(\omega) = 20 \log_{10}(af_2(\omega))$ の2本のアンテナを用いた場合の S_{21} 測定結果は、アンテナ間距離 = z として、次式で表すことができる。

$$|s_{21}(\omega, z)| = \frac{\eta_0 \cdot k_0}{Z_0} \frac{1}{af_1(\omega)} \frac{1}{af_2(\omega)} \frac{1}{z}$$

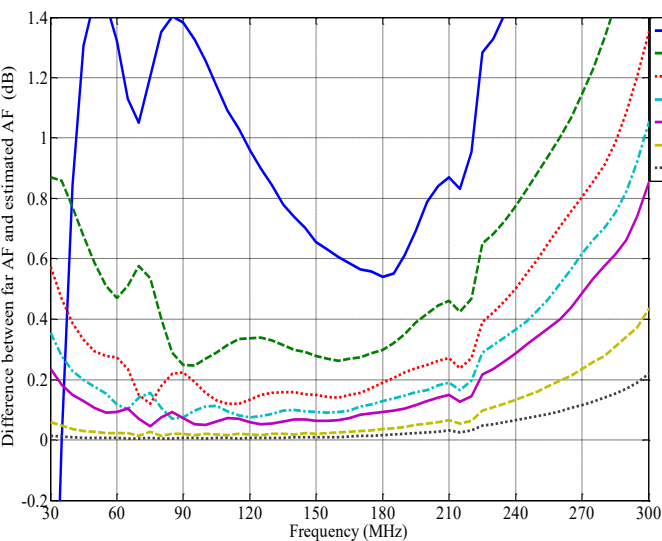
$$|S_{21}(\omega)| = -AF_1(\omega) - AF_2(\omega) - 20 \log_{10} z + 20 \log_{10} \left\{ (\eta_0 \cdot k_0) / Z_0 \right\}$$

$$AF_1(\omega) + AF_2(\omega) = -|S_{21}(\omega)| - 20 \log_{10} z + 20 \log_{10} \left\{ (\eta_0 \cdot k_0) / Z_0 \right\}$$

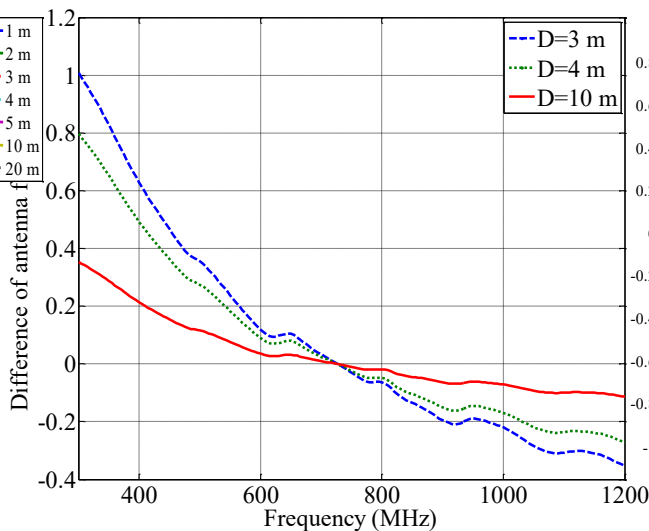
アンテナ係数が AF_1 、 AF_2 、 AF_3 の3本のアンテナを用いて上式に適用することにより各アンテナのアンテナ係数を算出することが可能である。

距離 $r \geq 2D^2/\lambda$
これでよいか吟味が必要

**アンテナ間距離を固定値として算出したアンテナ係数と遠方界アンテナ係数の差
(モーメント法)**

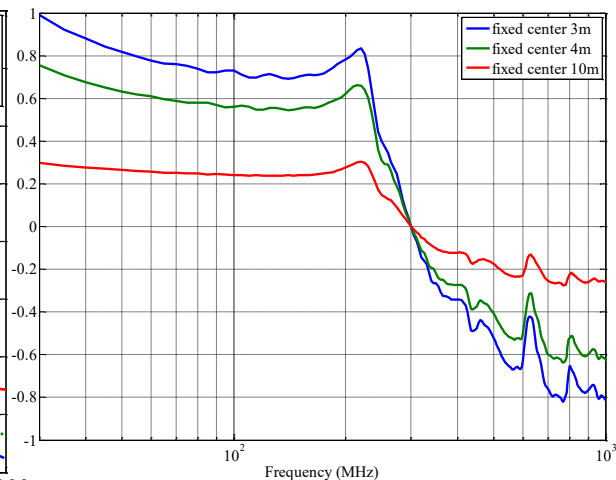


Biconical antenna



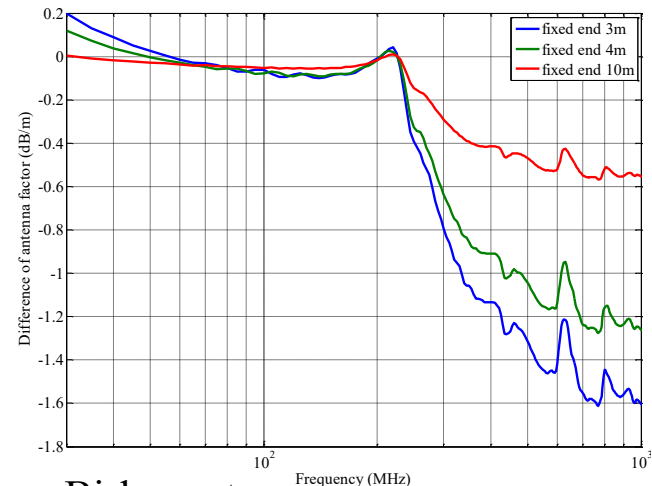
LPDA

(center to center distance)



Bi-log antenna

(center to center distance)



Bi-log antenna

(Bow-tie to Bow-tie distance)

遠方界アンテナ係数と固定距離アンテナ係数との差

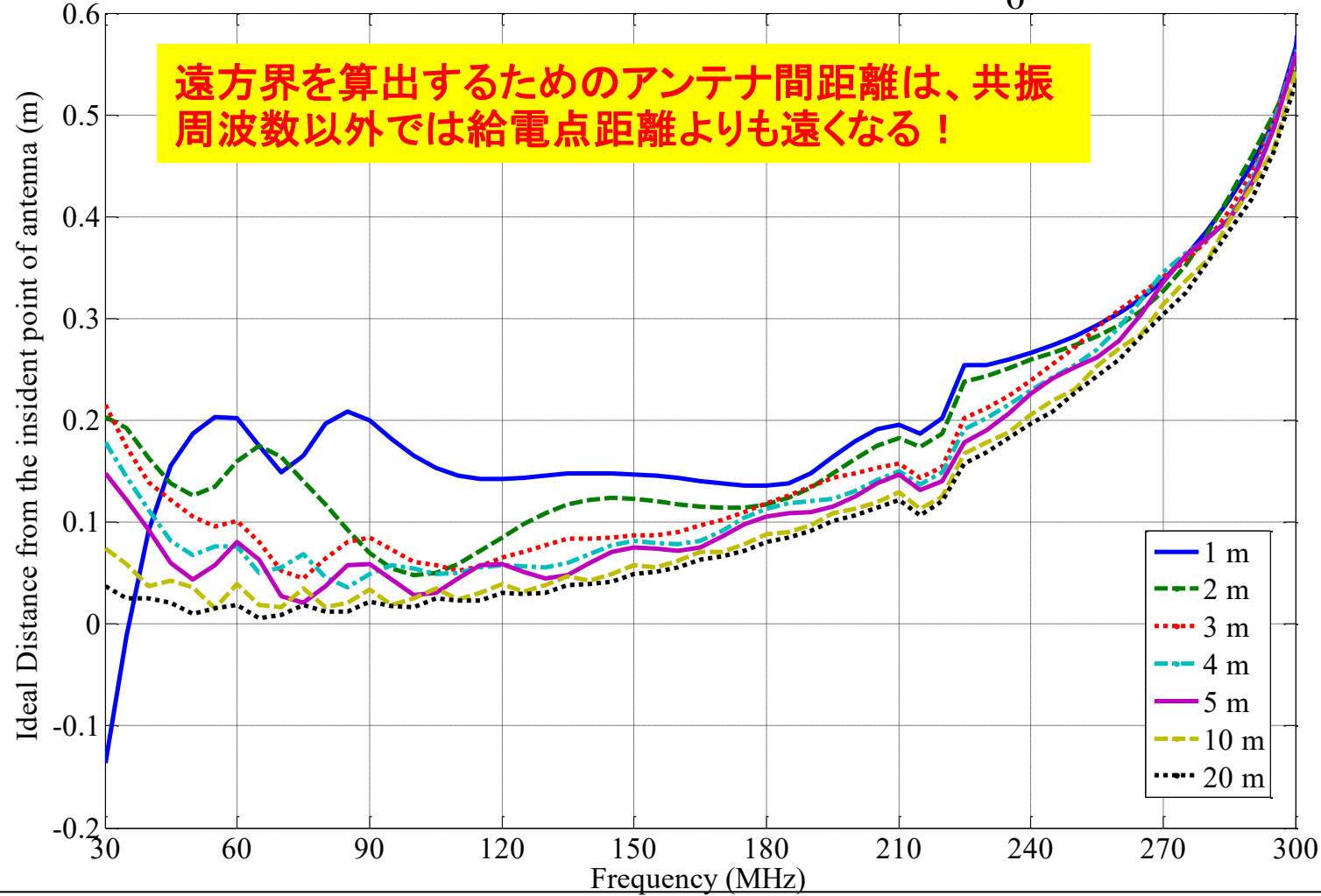
- Biconical antenna:
D= 3 m < 1.4 dB, D= 10 m < 0.4 dB
- LPDA
D= 3 m < 1.0 dB, D= 10 m < 0.4 dB
- Bi-log antenna
D= 3 m < 1.0 dB, D= 10 m < 0.3 dB

周波数毎の給電点間物理的距離からの差

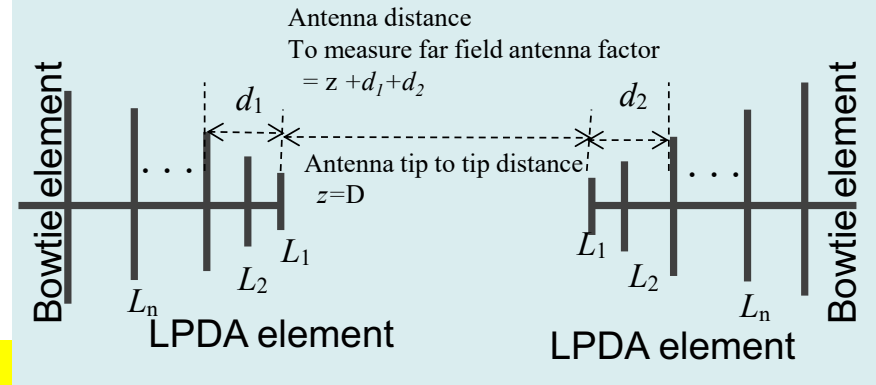
遠方界利得とFriis伝送公式から算出した理想的なアンテナ距離

$$z = \frac{\lambda}{4\pi} |S_{21}(z)|^{-1} \cdot (1 - |\Gamma(z)|^2) \cdot G_{\text{far}}$$

$$z = \frac{\eta_0 \cdot k_0}{Z_0} |S_{21}(z)|^{-1} \cdot af_{\text{far}}^{-2}$$



アンテナの振幅中心位置を考慮したFriisの伝送公式は、アンテナ先端間距離 $z=D$ [m]、送受信アンテナのアンテナ先端から振幅中心までのそれぞれの長さを d_1, d_2 として、遠方界アンテナ利得 $g_{INF1}(\omega), g_{INF2}(\omega)$ を用いると、近傍界アンテナ利得 $g_{NF1}(\omega, z), g_{NF2}(\omega, z)$ を用いて、次式でと示すことができる。 [1]



$$g_{NF1}(\omega, z)g_{NF2}(\omega, z)$$

$$= g_{INF1}(\omega) \cdot g_{INF2}(\omega) \left\{ \frac{z}{z + d_1(\omega) + d_2(\omega)} \left[1 + \frac{\frac{1}{2}a_1^2 - 2a_2}{\{k(z + d_1(\omega) + d_2(\omega))\}^2} + O\{(kz)^{-3}\} \right] \right\}^2$$

ただし、

$G_{NF1}(\omega, z) = 10 \log_{10} g_{NF1}(\omega, z), G_{NF2}(\omega, z) = 10 \log_{10} g_{NF2}(\omega, z)$: 近傍界アンテナ利得

$G_{INF1}(\omega, z) = 10 \log_{10} g_{INF1}(\omega, z), G_{INF2}(\omega, z) = 10 \log_{10} g_{INF2}(\omega, z)$: 遠方界アンテナ利得

, λ : wave length, $M_i = (1 - |\Gamma_i(\omega, z)|^2)$, ($i=1, 2$) : アンテナミスマッチロス

アンテナ間距離がある程度遠方の場合、以下の式を適用可能。 [2] [3]

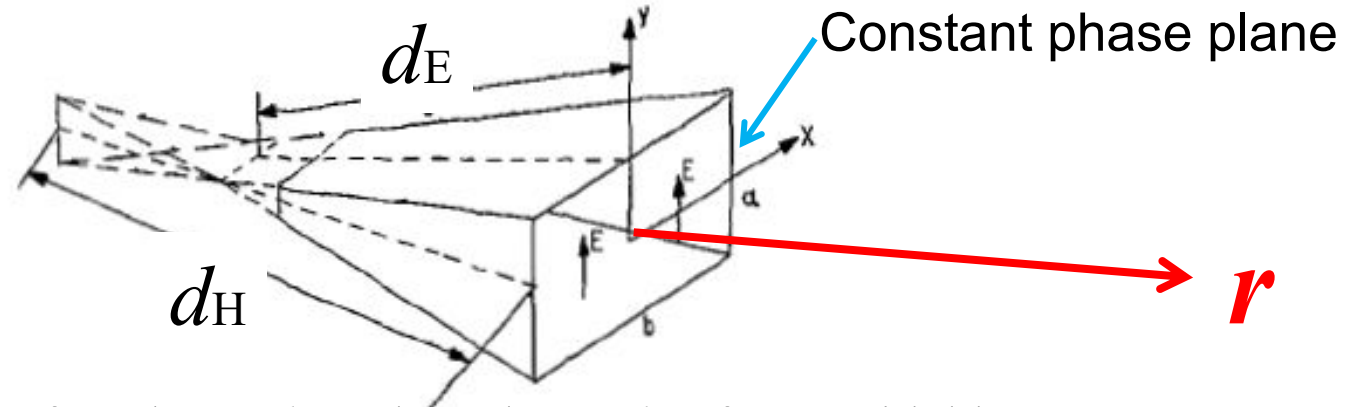
$$g_{NF1}(\omega, z)g_{NF2}(\omega, z) = g_{INF1}(\omega, z) \cdot g_{INF2}(\omega, z) \left\{ \frac{z}{z + d_1(\omega) + d_2(\omega)} \right\}^2$$

[1] 廣瀬 雅信, 飴谷 充隆, 黒川 悟, “位相中心を用いた近傍界利得と遠方界利得の関係の理論的検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, AMT2012-02, June, 2012.

[2] T. W. Hertel, “Phase Center Measurements Based on the Three-Antenna,” Proc. 2003 IEEE AP-S Symp., vol.3, pp.816-819, Columbus, USA, June 2003.

[3] K. Harima, “Accurate gain determination of LPDA by considering the phase center,” IEICE Electronics Express, vol.7, no.23, 1760-1765, Oct. 2010.

Phase center and Amplitude center



Phase center of E-plane= d_E and H-plane= d_H of pyramidal horn antenna

Amplitude center = d defined a following equation

$$\left| \frac{\mathbf{E}(r + d)}{a_0} \right| = \frac{E_{far}}{(r + d)} \left(1 + O\left(\frac{1}{(r + d)^2}\right) \right)$$

Amplitude center= d estimate the mean value of $d_E + d_H$

$$d = \frac{d_H + d_E}{2}$$

J. D. Dyson, "Determination of the Phase Center and Phase Patterns of Antennas," in Radio Antennas for Aircraft and Aerospace Vehicles, W. T. Blackband (ed.), AGARD Conference Proceedings, No. 15, Slough, England Technivision Services, 1967.

Y. Y. Hu, "A Method of Determining Phase Centers and Its Applications to Electromagnetic Horns," Journal of the Franklin Institute, Vol. 271, pp. 31–39, January 1961.

振幅(位相)中心を用いた場合の遠方界アンテナ係数算出式

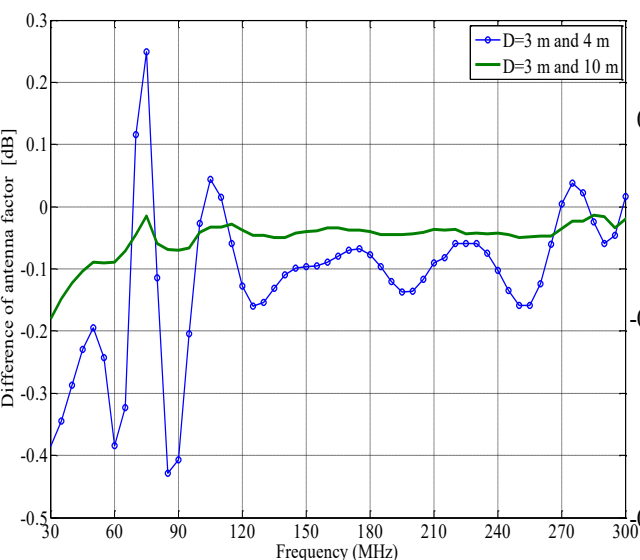
アンテナの振幅中心位置を考慮したアンテナ係数算出式は、送受信アンテナのアンテナ先端から振幅中心までのそれぞれの長さ d_1 , d_2 を、遠方界アンテナ係数 $af_{t_ar}(\omega)$, $af_{r_far}(\omega)$ を用いて、(6)式と示すことができる。

$$|s_{21}(\omega, z)| = \frac{\eta_0}{Z_0 \cdot \lambda} \frac{1}{af_{t_far}(\omega)} \frac{1}{af_{r_far}(\omega)} \frac{1}{z + d_t(\omega) + d_r(\omega)}$$

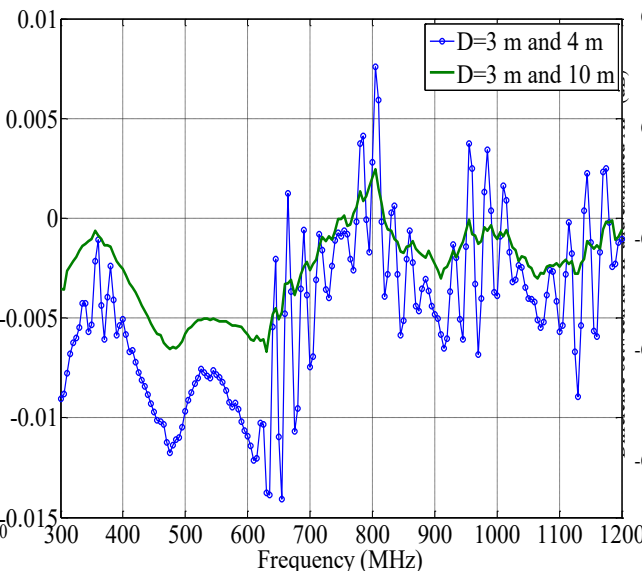
アンテナ間距離を変えて $z=z_1$, $z=z_2$ として、各距離で $S_{21}(z_1)$, $S_{21}(z_2)$ を測定し、上式から d_1+d_2 を削除し、次式を得る。

$$af_{t_far}(\omega) \cdot af_{r_far}(\omega) = \frac{\eta_0}{Z_0 \cdot \lambda} \left(\frac{1}{|s_{21}(\omega, z_1)|} - \frac{1}{|s_{21}(\omega, z_2)|} \right) \frac{1}{z_1 - z_2}$$

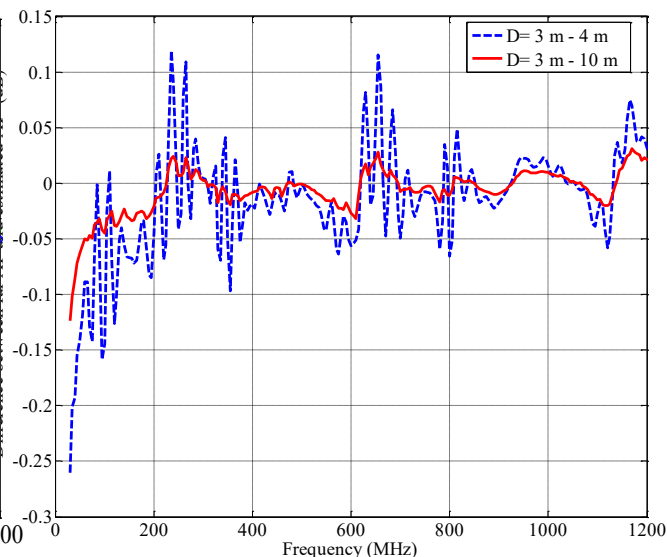
遠方界アンテナ係数と位相中心を考慮したFriisの伝送公式を用いて算出したアンテナ係数との差 (モーメント法)



Biconical antenna



LPDA



Bi-log antenna

- Biconical antenna:
 D= 3 m と 4m の場合 < 0.45 dB, D= 3m と 10 m の場合 < 0.2 dB
- LPDA
 D= 3 m と 4m の場合 < 0.015 dB, D= 3m と 10 m の場合 < 0.006 dB
- Bi-log antenna
 D= 3 m と 4m の場合 < 0.27 dB, D= 3m と 10 m の場合 < 0.13 dB