

# SAE ARP 958D の概要 — エミッション測定用のアンテナの校正

株式会社 e・オータマ 佐藤智典

2024 年 6 月 12 日

## 目次

1	概要	1
2	アンテナの校正法	1
3	同一のアンテナ 2 本での 1 m ゲイン測定 (1 m 法)	2
3.1	補足	3
3.1.1	ゲインの算出の式の導出	3
3.1.2	アンテナ係数の算出の式の導出	3
3.1.3	グラウンド・プレーンの影響	4
3.1.4	測定サイト	5
4	ロッド・アンテナ	5
5	ループ・アンテナ	6
5.1	放射ループ	6
5.1.1	補足	6
5.2	ループ・センサ	7
5.2.1	補足	7
5.3	放射ループやループ・センサの検証	8
5.4	ループ・センサの校正 (アンテナ係数の測定)	8
6	ループ・アンテナの 1 m 距離での校正	9
7	3 アンテナ法	10
8	参考資料	10

## 1 概要

SAE ARP 958<sup>[1]</sup> はアンテナの校正に関する規格の 1 つで、アメリカ向けの軍需機器に対する規格である MIL-STD-461<sup>[5][13]</sup> (MIL-STD-461G までの全ての版) はアンテナの校正 (アンテナ係数の測定) 全般に関して、また車載機器のエミッション測定に関する規格である CISPR 25<sup>[4][12]</sup> は 30 MHz 以上のエミッション測定に使用するアンテナの校正に関してこの規格を参照している。

ARP 958 の本稿の執筆の時点での最新版は ARP 958E (ARP 958 Revision E (2021)) であるが、本稿では CISPR 25:2021 などから参照されている ARP 958D (ARP 958 Revision D (2003)) について、その概要を説明する。<sup>†1</sup>

なお、本稿は規格の内容全てをカバーするものではなく、また正確であるとも限らないので、正確な情報は規格そのもの<sup>[1]</sup> や関連する公式な文書を参照されたい。

## 2 アンテナの校正法

APR 958D には以下のアンテナ校正法が含まれる:

- 同一のアンテナ 2 本での 1 m ゲイン測定 (ARP 958D §4) — §3
- ロッド・アンテナ (ARP 958D §5) — §4
- ループ・アンテナ (ARP 958D §6) — §5
- ループ・アンテナの 1 m 距離での校正 (ARP 958D §7) — §6
- 3 アンテナ法 (ARP 958D Appendix C) — §7

<sup>†1</sup> MIL-STD-461 では参照する ARP 958 の版は特定されておらず、これは調達文書や契約書で取り決められることになるだろう。

これらのうち、同一のアンテナ 2 本での 1 m ゲイン測定 (1 m 法; §3) は CISPR 25<sup>[4][12]</sup> や MIL-STD-461<sup>[5][13]</sup> などの測定距離 1 m での 30 MHz 以上のエミッション測定用のアンテナの校正に用いられている。また、MIL-STD-461 では 104 mm ロッド・アンテナの校正についてもこの規格のロッド・アンテナの校正 (§4) の規定が参照されている。

ループ・アンテナについては近接での測定 (§5) と 1 m での測定 (§6) の 2 つの方法が示されている。この前者も MIL-STD-461 の近接での試験用のアンテナに関連しており、類似の近接での試験のための小型のループ・アンテナの確認や校正に利用できるであろう。

### 3 同一のアンテナ 2 本での 1 m ゲイン測定 (1 m 法)

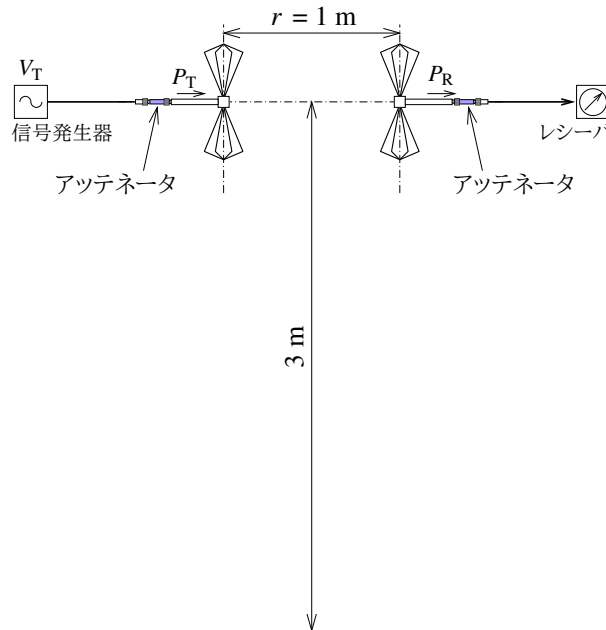


図 1: 同一のアンテナ 2 本での 1 m ゲイン測定 (1 m 法) のセットアップ

この方法では、校正対象のアンテナとそれと同一の型式の別のアンテナ<sup>†2</sup>を 図 1 のように高さ 3 m、アンテナ間距離  $r = 1$  m として向かい合わせて配置した時の伝播特性からそれらのアンテナのゲインやアンテナ係数を算出する。

<sup>†2</sup> この校正法ではそれらのアンテナの特性が同一であることが重要である。アンテナ間の特性の相違や不良などが疑われる場合、アンテナをもう 1 本用いて組み合わせを変えて測定を行った結果を比較すればその判断を行なうことができるだろう。

ARP 958D では、それぞれのアンテナを 6 dB 以上のアッテネータ<sup>†3</sup>を介して信号発生器とレシーバに接続し、それぞれの周波数で概ね次のような手順で測定を行なうように述べられている:

1. レシーバで適度な指示を得られるように信号発生器出力を調整する。
2. 指示が最大となるように配置を微調整し、信号発生器の設定 ( $V_T$ ) を記録する。
3. 信号発生器とレシーバのケーブルをアンテナから外し、追加のアダプタで信号発生器とレシーバのケーブル (アッテネータを含む) を接続する (図 2)。

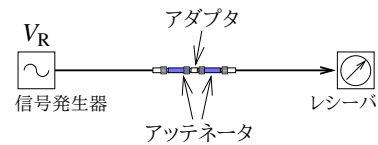


図 2: 同一のアンテナ 2 本での 1 m ゲイン測定 (1 m 法) — スルーでの測定

4. レシーバの指示が先と同一となるように信号発生器出力を調整し、信号発生器の設定 ( $V_R$ ) を記録する。
5. 記録された  $V_T$  と  $V_R$  からゲイン  $G$  を算出する:

$$G = \frac{4\pi r}{\lambda} \cdot \frac{V_R}{V_T}$$

6. ゲイン  $G$  からアンテナ係数  $AF$  を算出する:

$$AF = \frac{9.73}{\lambda\sqrt{G}}$$

デシベルでは、 $AF_{(dB)}$  (dB(1/m)) は、

$$AF_{(dB)} = 20 \log_{10} \frac{9.73}{\lambda} - 10 \log_{10} G$$

<sup>†3</sup> パイコニカル・アンテナやハイブリッド・アンテナは低い周波数で著しく整合が悪化するが、アッテネータを入れることで整合を改善できる。アンテナの整合が著しく悪い場合、6 dB のアッテネータを入れても VSWR は 2:1 程度までしか下がらないかも知れないが、10 dB の良質な (整合の良い) アッテネータを入れれば VSWR を 1.2:1 程度以下まで下げることができ、そのようにした方が良いかも知れない。また、ケーブルの影響の低減のため、アンテナからある程度離れた位置まではケーブルを放射素子に直交するように (アンテナの後方に水平に) 引き、またケーブルに適当な間隔でフェライト・コアを装着すると良いだろう。[2][11]

上の手順は煩雑だが、通常は、ケーブルを直結した状態での基準値 (スルー) を周波数掃引して取得した後、アンテナを介した伝播の測定を周波数掃引して行なうような、より簡便な方法を用いることもできそうに思われる。

双方のアンテナは、**図3**のように、バイコンカル・アンテナやダイポール・アンテナの場合はアンテナの中心軸、LPDA<sup>†4</sup> やホーン・アンテナなどの場合はアンテナの先端のあいだの距離を測定距離 (1 m) に合わせて、偏波を一致させて対向させる。

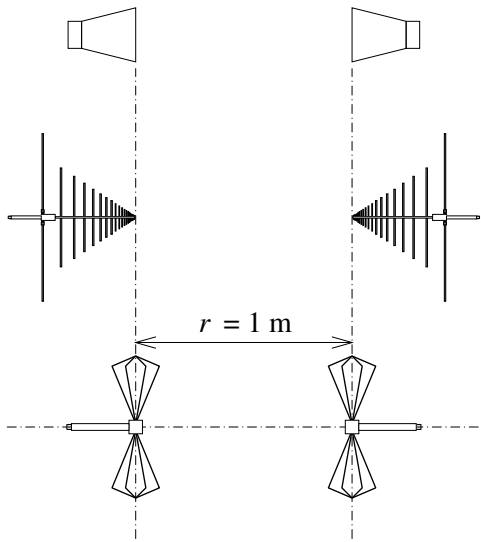


図 3: アンテナ間距離

通常、この方法で求められたゲインやアンテナ係数は CISPR 25<sup>[4][12]</sup> や MIL-STD-461<sup>[5][13]</sup> での放射エミッション測定のような距離 1 m での試験のためにのみ用いられる。

### 3.1 補足

#### 3.1.1 ゲインの算出の式の導出

送信アンテナに注入される電力を  $P_T$  (W)、受信アンテナから出力される電力を  $P_R$  (W)、双方のアンテナのゲインを  $G_T$  と  $G_R$ 、アンテナ間の距離を  $r$  (m) とすると、自由空間中での電磁波の伝播に関するフリスの伝達公式

$$P_R = \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_R G_T P_T$$

より、<sup>†5</sup>

$$G_R G_T = \frac{P_R}{P_T} \left( \frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2$$

双方のアンテナのゲインが等しい、すなわち  $G_R = G_T = G$  と仮定すると、

$$G^2 = \left( \frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \frac{P_R}{P_T}$$

従って、

$$G = \frac{4\pi r}{\lambda} \sqrt{\frac{P_R}{P_T}}$$

送信系と受信系のインピーダンスが等しい (いずれも  $50 \Omega$ ) と仮定すれば  $P_R/P_T = (V_R/V_T)^2$  で、

$$G = \frac{4\pi r}{\lambda} \cdot \frac{V_R}{V_T}$$

これからも明らかなようにこの校正法では単純な自由空間での伝播が仮定されているが、実際の測定はグラウンド・プレーン上で行なわれ、従ってグラウンド・プレーンによる反射が測定結果に有意な影響を及ぼす可能性がある (§3.1.3)。

また、この測定の結果から得られるのは送信アンテナと受信アンテナのゲインの積で、それらのゲインが等しいと仮定してその値の平方根を取れば双方のアンテナのゲインの値を得られるものとしているので、全ての周波数で双方のアンテナのゲインが高い精度で一致していることが非常に重要であり、それらに相違があれば結果として得られたゲインの値にその相違の程度に応じた誤りが生じることになる。

#### 3.1.2 アンテナ係数の算出の式の導出

平面波の電力密度  $P_d$  (W/m) は、電界強度を  $E$  (V/m)、インピーダンスを  $Z_0 = 120\pi$  ( $\Omega$ ) として、

$$P_d = \frac{E^2}{Z_0} = \frac{E^2}{120\pi}$$

ここでは詳細は述べないが、ゲイン  $G$  のアンテナの実効面積  $A_e$  ( $m^2$ ) は、

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G$$

であり、電界  $E$  を受けている実効面積  $A_e$  のアンテナから取り出すことのできる電力  $P_{out}$  (W) は、

$$\begin{aligned} P_{out} &= P_d \cdot A_e \\ &= \frac{E^2}{120\pi} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G \end{aligned}$$

<sup>†4</sup> LPDA: log-periodic dipole arrays (対数周期ダイポール・アレイ)

<sup>†5</sup> また、自由空間中で電力  $P_T$  を放射しているゲイン  $G_T$  の送信アンテナから 距離  $r$  における電力密度は  $P_D = (P_T/4\pi r^2)G_T$ 、ゲイン  $G_R$  の受信アンテナの実効面積は  $A_e = (\lambda^2/4\pi)G_R$  で、その受信アンテナから取り出せる電力は  $P_R = P_D A_e = (\lambda/4\pi r)^2 G_R G_T P_T$  である。

受信アンテナの出力電圧を  $V_L$  (V)、負荷インピーダンスを  $R_i = 50 \Omega$  とすると、 $P_{out} = V_L^2 / R_i$  となるので、

$$\begin{aligned} \frac{V_L^2}{Z} &= \frac{E^2}{120\pi} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G \\ &= \frac{E^2}{120} \cdot \left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)^2 \cdot G \end{aligned}$$

従って、アンテナ係数  $AF = E/V_L$  (/m) は、

$$\begin{aligned} AF &= \frac{E}{V_L} \\ &= \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\frac{120}{GR_i}} \\ &= \frac{9.73}{\lambda\sqrt{G}} \end{aligned}$$

### 3.1.3 グランド・プレーンの影響

この校正法で用いられる式は §3.1.1 で述べたように単純な自由空間伝播を仮定したものであるが、実際にはこの測定はグランド・プレーン上で行なわれ、従ってその測定結果にはグランド・プレーンの影響が現れる (図4)。

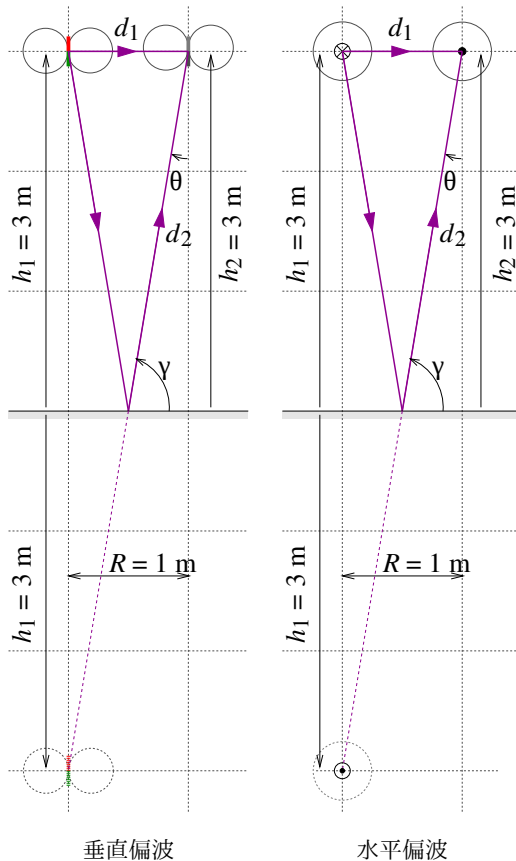


図4: 1 m 法 — グランド・プレーン上での電磁波の伝播

グランド・プレーン上の水平偏波のダイポール・アンテナが 1 pW を放射している時の受信アンテナの位置における電界強度  $E_{DH}$  (dBμV/m) は <sup>[2][11]</sup>、

$$\begin{aligned} E_{DH} &= \sqrt{49.2} \\ &\times \sqrt{\frac{d_2^2 + d_1^2 |\rho_h|^2}{d_1 d_2} + 2d_1 d_2 |\rho_h| \cos(\phi_h - \beta[d_2 - d_1])} \end{aligned}$$

但し、

- $d_1$  (m) は直接波の経路長で  $d_1 = \sqrt{R^2 + (h_1 - h_2)^2} = 1$  m
- $d_2$  (m) は反射波の経路長で  $d_2 = \sqrt{R^2 + (h_1 + h_2)^2} \simeq 6.1$  m
- $R$  (m) は送信アンテナと受信アンテナの水平距離 = 1 m
- $h_1$  (m) は送信アンテナの高さ = 3 m
- $h_2$  (m) は受信アンテナの高さで、 $h_2 = h_1 = 3$  m
- $\rho_h$  は大地面の反射係数で、導電率  $\sigma \rightarrow \infty$  で、 $\rho_h = \frac{\sin \gamma - \sqrt{K - j60\lambda\sigma - \cos^2 \gamma}}{\sin \gamma + \sqrt{K - j60\lambda\sigma - \cos^2 \gamma}} \simeq -1$
- $\phi_h$  は大地面の反射係数の位相角で  $\rho_h = |\rho_h| e^{j\phi_h}$
- $K$  は大地面の比誘電率
- $\beta$  は波数で、 $\beta = 2\pi/\lambda$

また、垂直偏波の場合は、同様に

$$\begin{aligned} E_{DV} &= \sqrt{49.2} \\ &\times \sqrt{\frac{R^2 \sqrt{d_2^6 + d_1^6 |\rho_v|^2} + 2d_1^3 d_2^3 |\rho_v| \cos(\phi_v - \beta[d_2 - d_1])}{d_1^3 d_2^3}} \end{aligned}$$

但し、

- $\rho_v$  は大地面の反射係数で、導電率  $\sigma \rightarrow \infty$  で、 $\rho_v = \frac{(K - j60\lambda\sigma) \sin \gamma - \sqrt{K - j60\lambda\sigma - \cos^2 \gamma}}{(K - j60\lambda\sigma) \sin \gamma + \sqrt{K - j60\lambda\sigma - \cos^2 \gamma}} \simeq 1$
- $\phi_v$  は大地面の反射係数の位相角で  $\rho_v = |\rho_v| e^{j\phi_v}$
- $d_1$ 、 $d_2$ 、 $\beta$ 、 $K$  は水平偏波の場合と同様

上の式で  $E_D$  を計算したものを図5に示すが、このケースではアンテナ間の距離 ( $R = 1$  m) がグランド・プレーンからの高さ ( $h_1 = h_2 = 3$  m) と比較してかなり小さく、従って直接波の経路長 ( $d_1 = 1$  m) と比較して反射波の経路長 ( $d_2 \simeq 6.1$  m) が著しく大きいことからその影響は小さくなり、ANSI C63.5<sup>[2][11]</sup> のような測定ジオメトリで見られるような深いヌルは生じないものの、それでもバイコンカル・アンテナのようにH面で指向性を持たないアンテナを水平偏波とした場合はグランド・プレーンからの反射の影響で  $E_D$  にかなりのリップルが現れることが予想される。

この測定法でのゲインの測定に際して得られる  $V_R$  の測定結果にもこのようなリップルが現れることが予想されるが、その測定結果からのゲインの算出はこのような現象を生じない自由空間伝播を仮定して行なわれる (§3.1.1) ので、この状況では、このリップルは測定されたゲインやアンテナ係数にも現れることになる。<sup>f6</sup>

<sup>f6</sup> 測定結果のこの変動は測定法に含まれている近似の限界に伴うものであり、従っておそらくは不確かさに含めるべきものと思われる。

一方、同一のアンテナを垂直偏波とした時は、反射波はアンテナの指向性のヌルに近い方向となる(図4)ため、グラウンド・プレーンからの反射の影響はかなり小さくなるということが予測される。

アンテナがホーン・アンテナのようにH面とE面の双方で強い指向性を持つものであれば、いずれの偏波で測定した場合もグラウンド・プレーンの影響は小さくなる。

この規格ではこの測定をいずれの偏波で行なうべきかは述べられていないが、少なくともバイコンカル・アンテナやそれに類したアンテナでは垂直偏波の方がこの影響が著しく小さくなるということが期待される(図5)ため、この測定は垂直偏波でのみ行なうようにした方が良さそうに思われる。

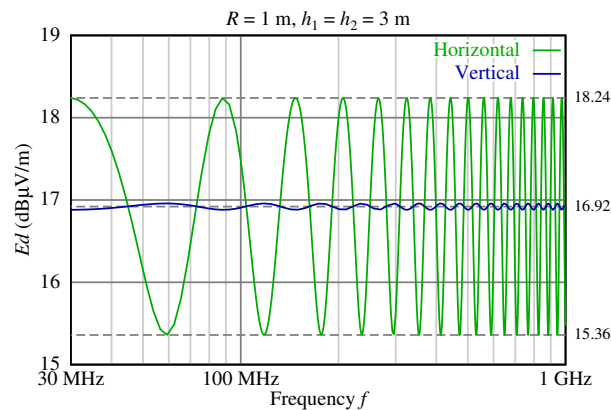


図 5: 1 m 法での  $E_D$

### 3.1.4 測定サイト

この測定は、床面にグラウンド・プレーンが敷設された、オープン・サイト<sup>†7</sup>、あるいは電波暗室(半無響室)で行なうことができる。

測定サイトに対するそれ以上の要求事項も特性の検証の規定もなく、また測定距離が近いためにサイトの影響は比較的小さくなるということが期待されるものの、測定に使用しようとするサイトの特性を検証し、そのサイトがこの測定での使用に適しているかどうかを判断する(また、測定への影響の程度を推定して不確かさの因子として考慮する)のが良いかも知れない。

## 4 ロッド・アンテナ

104 cm ロッド・アンテナ(モノポール・アンテナ)の校正は、図6のような構成で、それぞれの周波数で

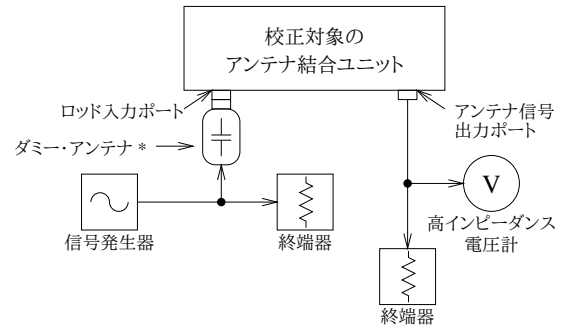
1. 出力で適度なレベルの信号を得られるように入力信号のレベルを調整し、

2. アンテナ係数  $AF$  (/m) を、

$$AF = 20 \log(\text{入力電圧}/\text{出力電圧}) + 6 \text{ dB}$$

から算出する

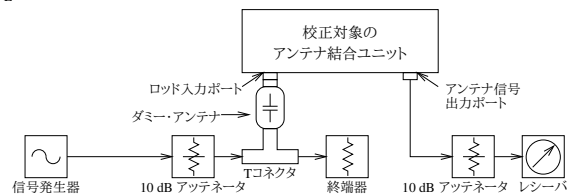
ことで行なうように述べられているが、これは ANSI C63.5<sup>[2][11]</sup> などと同様に行なう(図7)こともできそうである。



\* ダミー・アンテナは ARP 958D Figure 4 には示されていない

図 6: ロッド・アンテナの校正のセットアップの例(ARP 958D Figure 4 に基づく)

- (a)  $V_L$ (結合ユニットの出力)の測定



- (b)  $V_D$ (信号発生器の出力)の測定

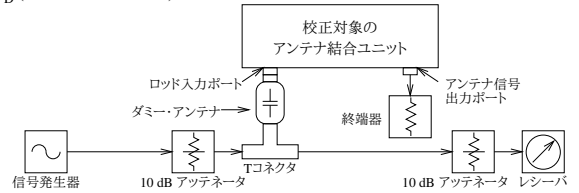


図 7: ANSI C63.5 — ロッド・アンテナの校正のセットアップの例

ダミー・アンテナの静電容量としては 10 pF が典型値として示されている<sup>†8</sup>が、これは ANSI C63.5-2017<sup>[2][11]</sup>、CISPR 16-1-6<sup>[3][9]</sup> などとは一致しない。<sup>[9][10]</sup>

<sup>†8</sup> MIL-STD-461G<sup>[5][13]</sup> でも、製造業者の指示に従うようにという付記はあるが、10 pF という値が示されている。なお、MIL-STD-461G では市販の校正治具の使用は禁じられている。

<sup>†9</sup> CISPR 25:2021<sup>[3][12]</sup> ではロッド・アンテナの校正は CISPR 16-1-6 で行なうように定められている。

<sup>†7</sup> 例えば ANSI C63.5<sup>[2][11]</sup> で使用される ACS のような。

## 5 ループ・アンテナ

この章で述べる手法は、主に近接での試験（例えば試験対象品の表面から 5 cm や 7 cm）で 사용되는小型の放射ループ、及びループ・センサに対する適用が想定されている。

近接以外での測定のための、あるいは大きなループ・アンテナの校正は、§6で述べるような手法で、あるいは類似の他の規格で行なうことができるだろう。

### 5.1 放射ループ

半径  $R$  (m)、巻数  $N$  のループに電流  $I$  (A) を流した時、ループの中心軸上、距離  $Z$  (m) における磁界の強さ  $H$  (A/m) は、

$$H = \frac{INR^2}{2(R^2 + Z^2)^{3/2}}$$

また真空中や空気中での磁束密度  $\beta$  (T) は、真空の透磁率を  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  (H/m) として、

$$\beta = \mu_0 \cdot H = \frac{\mu_0 INR^2}{2(R^2 + Z^2)^{3/2}}$$

から求められる。

例えば半径  $R = 6$  cm の巻数  $N = 20$  のループの中心軸上、距離  $Z = 5$  cm においては、

$$\begin{aligned} H &= \frac{20 \times 0.06^2 \times I}{2(0.06^2 + 0.05^2)^{3/2}} \\ &= 75.563 \times I \text{ (A/m)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 20 \times 0.06^2 \times I}{2(0.06^2 + 0.05^2)^{3/2}} \\ &= 94.955 \times 10^{-6} \times I \text{ (T)} \end{aligned}$$

となる。

#### 5.1.1 補足

**ループの中心軸上の磁界** 電流が流れているループの中心軸上の磁界の強さは簡単な式で求めることができ、またこの式は容易に導出できる。

電流  $I$  が流れている円周  $R$  のループの微小部分  $dL$  がループの中心から距離  $Z$  の中心軸上の点に発生する磁界の強さ  $dH$  は、ループの円周からその点までの距離を  $r$  として、ビオ・サバルの法則より、

$$dH = \frac{I \cdot dL}{4\pi r^2}$$

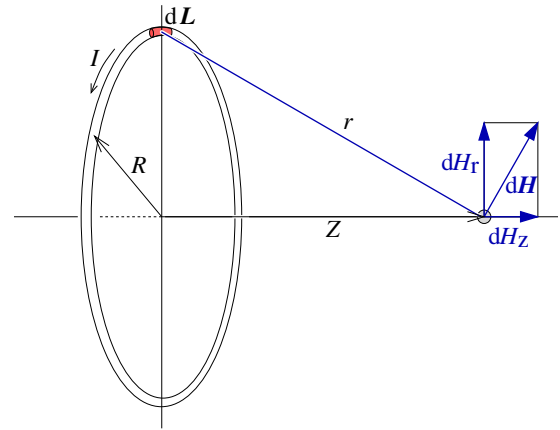


図 8: 放射ループからの中心軸上の磁界

$r$  は、ピタゴラスの定理から、

$$r = \sqrt{R^2 + Z^2}$$

$Z$ 、 $R$ 、 $r$  を三辺とする直角三角形と  $dH_r$ 、 $dH_z$ 、 $dH$  を三辺とする直角三角形とは相似であるので、 $dH$  の  $z$  軸方向の大きさ  $dH_z$  は、 $dH_z/dH = R/r$  で、

$$\begin{aligned} dH_z &= dH \cdot \frac{R}{r} \\ &= \frac{I \cdot dL}{4\pi r^2} \cdot \frac{R}{r} \\ &= \frac{I \cdot dL \cdot R}{4\pi r^3} \\ &= \frac{I \cdot dL \cdot R}{4\pi (R^2 + Z^2)^{3/2}} \end{aligned}$$

これをループに沿って積分すると、

$$\begin{aligned} H_z &= \int^{2\pi R} dH_z \cdot dL \\ &= \frac{I \cdot 2\pi R \cdot R}{4\pi (R^2 + Z^2)^{3/2}} \\ &= \frac{IR^2}{2(R^2 + Z^2)^{3/2}} \end{aligned}$$

一方、 $dH$  の半径方向の成分  $dH_r$  はループの反対側の微小部分からの磁界の半径方向の成分で相殺されるので、中心軸上のどの位置でも半径方向の磁界成分はゼロ、すなわち  $H_r = 0$  となる。

**ループの中心軸上以外の磁界** 放射ループが中心軸上以外の場所に発生する磁界についてはその式の一例を示すのみとする。<sup>[14]</sup>

図9で図示した磁界の強さ  $H_x$ 、及び  $H_r$  は、

$$\begin{aligned} H_x &= H_0 \frac{1}{\pi\sqrt{Q}} \left[ E(k) \frac{1 - \alpha^2 - \beta^2}{Q - 4\alpha} + K(k) \right] \\ H_r &= H_0 \frac{\gamma}{\pi\sqrt{Q}} \left[ E(k) \frac{1 + \alpha^2 + \beta^2}{Q - 4\alpha} - K(k) \right] \end{aligned}$$



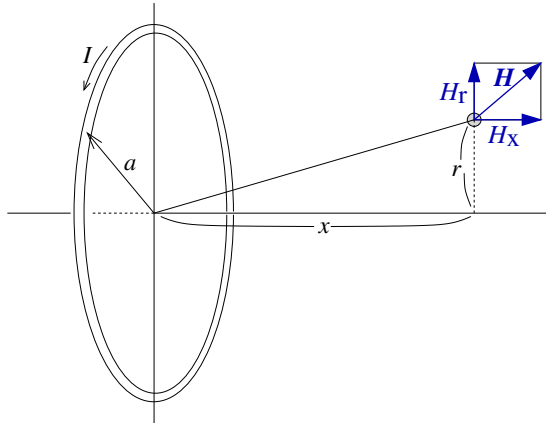


図 9: 放射ループからの中心軸上以外の磁界

但し、

- $\alpha = \frac{r}{a}, \beta = \frac{x}{a}, \gamma = \frac{x}{r}$
- $Q = [(1 + \alpha)^2 + \beta^2]$
- $k = \sqrt{\frac{4\alpha}{Q}}$
- $H_0$  はループの中心の磁界の強さで、 $H_0 = \frac{I}{2a}$
- $K(k)$  は第 1 種完全楕円積分で、  

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta}}$$
- $E(k)$  は第 2 種完全楕円積分で、  

$$E(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta} d\theta$$

## 5.2 ループ・センサ

周波数  $f$  (Hz)、磁束密度  $\beta$  (T) の均一な磁界が面積  $A$  ( $\text{m}^2$ )、巻数  $N$  のループの面に垂直に鎖交した時の起電力  $V_{\text{emf}}$  (V) は、

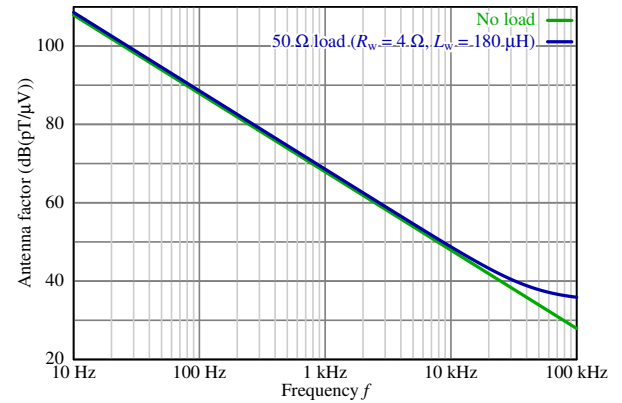
$$V_{\text{emf}} = 2\pi f N A \beta$$

で、ループ・センサの出力に高入力インピーダンスの電圧測定器を接続した時はこの電圧がそのまま観測される。

ループ・センサの出力に入力インピーダンス  $R_L$  ( $\Omega$ ) の負荷 (典型的には  $R_L = 50 \Omega$ ) を接続した時の出力電圧  $V_L$  (V) は、ループのレジスタンスとインダクタンスが既知で、また一定であれば、ループのレジスタンスを  $R_w$  ( $\Omega$ )、インダクタンスを  $L_w$  (H) として、

$$V_L = \frac{2\pi f N A \beta}{\sqrt{(1 + R_w/R_L)^2 + (2\pi f L_w/R_L)^2}}$$

で求められる。

図 10: ループ・センサのアンテナ係数の計算値 ( $d = 4$  cm,  $N = 51$ ,  $R_w = 4 \Omega$ ,  $L_w = 180 \mu\text{H}$ )

### 5.2.1 補足

$N$  回巻きのループを貫く磁束  $\phi(t)$  が変化した時にループに生じる誘導起電力  $v(t)$  は、ファラデーの電磁誘導の法則より、

$$v(t) = -N \frac{\Delta\phi(t)}{\Delta t}$$

で、磁束  $\phi(t)$  を実効値  $\Phi_0$ 、周波数  $f$  の正弦波、

$$\phi(t) = \sqrt{2} \Phi_0 \sin(2\pi f t)$$

とすると、

$$\begin{aligned} v(t) &= -N \frac{\sqrt{2} \Phi_0 \cdot d \sin(2\pi f t)}{dt} \\ &= -N \sqrt{2} \Phi_0 \cdot 2\pi f \cos(2\pi f t) \end{aligned}$$

となり、起電力の実効値  $V_{\text{emf}}$  は、

$$V_{\text{emf}} = 2\pi f N \Phi_0$$

で、磁束密度がループの面全体で均一で、その (あるいは、不均一であるならば、ループの面全体での平均値の) 実効値が  $\beta$ 、ループの面積が  $A$  とすれば、 $\Phi_0 = A\beta$  で、

$$V_{\text{emf}} = 2\pi f N A \beta$$

となる。

ループの出力を開放とした時はこの起電力  $V_{\text{emf}}$  がそのまま出力に現れるが、ループの出力を抵抗  $R_L$  で終端した時の出力電圧  $V_L$  は  $V_{\text{emf}}$  を  $R_L$  とループの内部インピーダンスとで分圧したものとなる。内部インピーダンスをレジスタンス  $R_w$  とインダクタンスを  $L_w$  を直列としたものとして表現すれば、そのインピーダンスは  $R_w + j2\pi f L_w$  となり、

$$\begin{aligned} V_L &= V_{\text{emf}} \left| \frac{R_L}{R_L + (R_w + j2\pi f L_w)} \right| \\ &= 2\pi f N A \beta \left| \frac{1}{1 + (R_w/R_L + j2\pi f L_w/R_L)} \right| \\ &= \frac{2\pi f N A \beta}{\sqrt{(1 + R_w/R_L)^2 + (2\pi f L_w/R_L)^2}} \end{aligned}$$

となる。

ループ・センサのアンテナ係数を上の式から求めることができるが、ループ・センサの出力を終端した時のアンテナ係数の算出のためには  $R_w$  や  $L_w$  を決定することも必要となり、§5.4で述べるような測定によって同定した方が簡単で確実かも知れない。

### 5.3 放射ループやループ・センサの検証

この規格では、所定の放射ループとループ・センサを組み合わせて放射ループにあらかじめ定められた一連の周波数と大きさの電流を流した時のループ・センサの出力電圧が、上のような計算や製造業者からの情報に基づいて求められた値  $\pm 2$  dB (MIL-STD-461G<sup>[5][13]</sup> RS101 では  $\pm 3$  dB) の範囲にあるかどうかでそれらの放射ループやループ・センサの良否の確認を行なうように述べられている。<sup>†10</sup>

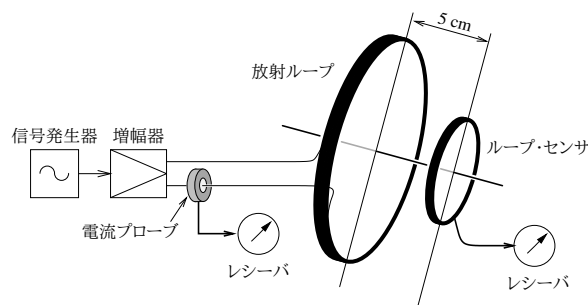


図 11: MIL-STD-461G RS101 — 12 cm 放射ループの確認のための構成の例<sup>[5][13]</sup>

### 5.4 ループ・センサの校正 (アンテナ係数の測定)

必要な、またそれが適切な場合、ループ・センサのアンテナ係数を放射ループとループ・センサを組み合わせての測定の結果から算出することもできる。

この方法によって得られる結果はどの放射ループを用いてどの距離で測定を行なうかに依存する<sup>[8]</sup>ため、条件を明確にすることが必要となるであろう。

ループ・センサの中央における磁界の強さ  $H$  (A/m) や磁束密度  $\beta$  (T) は放射ループのパラメータ (半径  $R$  m と巻数  $N$ ) と放射ループに流す電流  $I$  (A)、及び放射ループとループ・センサのあ

<sup>†10</sup> 例えば MIL-STD-461G<sup>[5][13]</sup> RS101 では直径 12 cm の放射ループの確認 (規格ではこれがキャリブレーションと呼ばれている) を放射ループの中心軸上 5 cm の距離に置いた専用の直径 4 cm のループ・センサを用いて行なうように述べられている。

いだの距離  $Z$  (m) から §5.1の式で求めることができる。<sup>†11†12</sup>

その磁界に曝されたループ・センサの出力  $V$  (V) を測定すれば、ループ・センサのアンテナ係数  $AF$  は磁界の強さ  $H$  (A/m) と出力電圧  $V$  (V) から

$$AF_H = 20 \log(H/V) \text{ (dB(S/m))}^{\dagger 13}$$

また磁束密度  $\beta$  (pT) と出力電圧  $V$  ( $\mu$ V) から

$$AF_\beta = 20 \log(\beta/V) \text{ (dB(pT/}\mu\text{V))}$$

のように求めることができる。

放射ループに流れる電流  $I$  (A) は適切な電流プローブやシャント抵抗を用いて、ループ・センサの出力電圧  $V$  (V) は通常は入力インピーダンス 50  $\Omega$  のレシーバなどを用いて測定できる。

通常、この方法で求められたアンテナ係数は MIL-STD-461G<sup>[5][13]</sup> RE101 のようなその距離における磁界測定のために用いられ<sup>†14†15</sup>、一般的な磁界エミッション測定のためには §6のような校正法が用いられるであろう。

§5.1の式で算出される磁束密度は放射ループの中心軸上のものであり、§5.2の式ではループ・センサの面全体をその強さの磁束が通過すると仮定してループに鎖交する磁束の総量を単純にその磁束密度にループ・センサの面積を乗じて算出している。これはループ・センサが小さくてその全体が均一な磁界に曝されるとみなせるような条件 (図 12) では妥

<sup>†11</sup> 磁界の強さのトレーサビリティは放射ループの半径  $R$ 、距離  $Z$ 、及び電流  $I$  の測定を通じて達成し、その検証は発生した磁界の強さの確認によって行なうことができるだろう。

<sup>†12</sup> この方法でループ・センサの校正を行なう場合は放射ループを標準として用いることになるが、他の目的 (例えば MIL-STD-461G RS101 の試験) で使用している放射ループそのものをこの目的で用いることは適切ではないとみなされるかも知れない。

<sup>†13</sup>  $(\text{A/m})/\text{V} = (\text{A/V})/\text{m} = \text{S/m}$

<sup>†14</sup> 例えば 4 cm のセンサ・ループ (図 12) は MIL-STD-461G<sup>[5][13]</sup> RS101 での試験系の確認 (キャリブレーション) のために 12 cm の放射ループから 5 cm の位置に置いて用いられる。13.3 cm のセンサ・ループ (図 13) は MIL-STD-461G RE101 の測定のために EUT の表面から 7 cm の位置に置いて用いられ、図 13で磁界の発生に用いている 12 cm の放射ループは通常は MIL-STD-461G<sup>[5][13]</sup> RS101 の試験で EUT の表面から 5 cm の位置に置いて用いられるものである。

<sup>†15</sup> 但し、MIL-STD-461G RE101 ではループ・センサの補正係数は製造業者のデータのデータを参照するように述べられており、製造業者はこの方法で測定したアンテナ係数を提供しているかも知れず、またユーザー側でこの方法で測定したアンテナ係数の製造業者からのものとの比較をループ・センサの検証のために行なうかも知れないものの、この規格上はユーザー側での校正によって得たアンテナ係数を補正に用いることはないかも知れない。



当な近似となり、測定で得られるアンテナ係数はその計算で求められた値にかなり近いものとなる筈である。

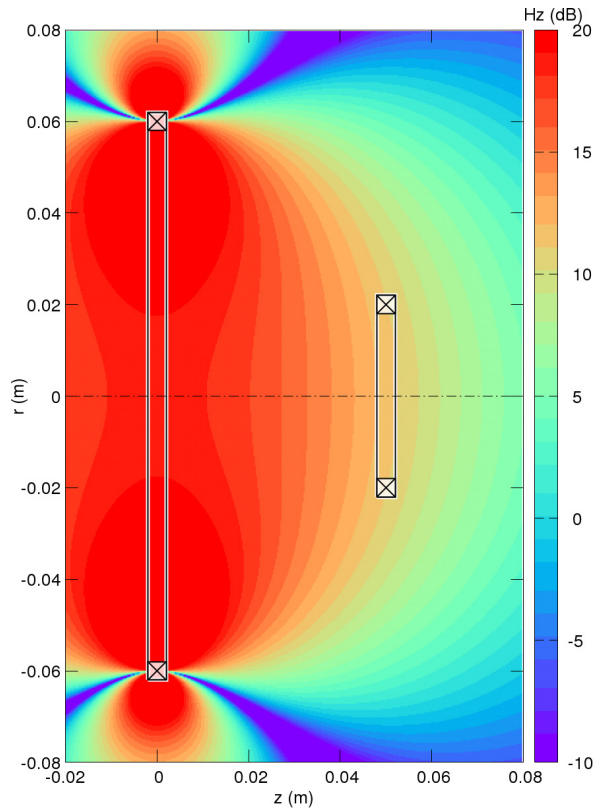


図 12: 放射ループからの磁界とループ・センサ — 放射ループ (左): 直径 12 cm、ループ・センサ (右): 直径 4 cm、間隔: 5 cm

だが、ループ・センサが大きくなり、ループ・センサの面の外側寄りの領域の磁束密度が顕著に低くなると、ループ・センサに鎖交する磁束の総量はこの方法で算出したものよりも有意に小さくなることが予期される (図 14)。

従って、この方法をループ・センサの面全体が均一な磁界に曝されるものとみなし難いような条件で用いることは好ましくなさそうである。

## 6 ループ・アンテナの 1 m 距離での校正

§5.2で述べた手法と異なり、この章で述べる手法は近接以外での測定のための、あるいは大きなループ・アンテナの校正 (アンテナ係数の測定) に適用可能なものとなる。

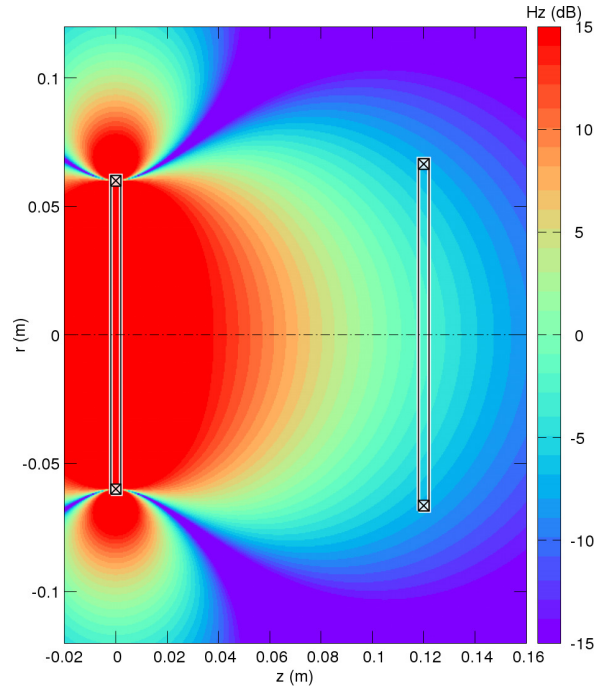


図 13: 放射ループからの磁界とループ・センサ — 放射ループ (左): 直径 12 cm、ループ・センサ (右): 直径 13.3 cm、間隔: 12 cm

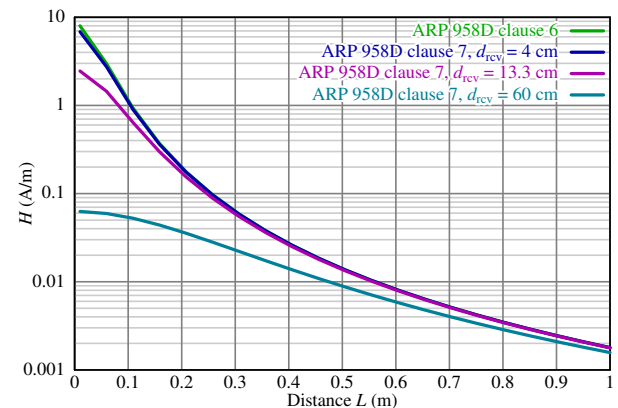


図 14: ARP958D clause 6 (§5) と clause 7 (§6) の式による磁界の強さの計算値 ( $d_{xmt} = 12$  cm,  $n_{xmt} = 1$ ,  $I = 1$  A)

電流  $I$  (A) が流れている直径  $d_{xmt}$  (m)、巻数  $n_{xmt}$  の送信ループから距離  $L$  (m) に中心軸を合わせて置かれた直径  $d_{rcv}$  (m) の受信ループの面内で

平均された磁界の強さ  $H$  (A/m) は、

$$H = \frac{1}{2\pi} \cdot \pi \cdot \frac{d_{xmt}^2}{4} \cdot I \cdot n_{xmt} \times \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 \left(L^2 + \left(\frac{d_{xmt}}{2}\right)^2 + \left(\frac{d_{rcv}}{2}\right)^2\right)} \times \frac{1}{\left[L^2 + \left(\frac{d_{xmt}}{2}\right)^2 + \left(\frac{d_{rcv}}{2}\right)^2\right]^{\frac{3}{2}}}$$

その時の受信ループの出力電圧を  $V$  (V) とすれば、受信ループのアンテナ係数  $AF$  (dB(S/m)) は

$$AF = 20 \log(H/V) \text{ (dB(S/m))}$$

から求められる。

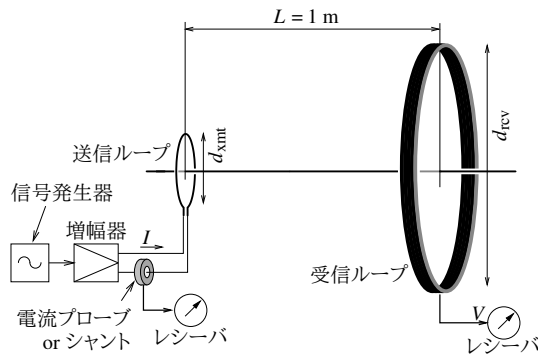


図 15: ループ・アンテナの 1 m 距離での校正のセットアップの例

送信アンテナとしては  $\pi d_{xmt} < \lambda/64$ <sup>†16</sup> のものの使用が推奨されており、10 MHz 以下では直径 14.5 cm の、10 MHz 以上では直径 5 cm の単巻のループ ( $n_{xmt} = 1$ ) の使用に言及されている。

## 7 3 アンテナ法

3 アンテナ法では、ANSI C63.5<sup>[2][11]</sup> の標準サイト法 (SSM) と同様に、校正対象のアンテナを含む 3 本のアンテナ (3 本全てが校正対象であっても良い)<sup>†17</sup> を用いて図 16 のようにアンテナの組み合わせを変えてそれぞれについてのサイト減衰量 ( $A_1 \sim$

$A_3$ ) を測定し、その結果から

$$AF_1 = 10 \log f_M - 24.46 + (E_D^{\max} + A_1 + A_2 - A_3)/2$$

$$AF_2 = 10 \log f_M - 24.46 + (E_D^{\max} + A_1 - A_2 + A_3)/2$$

$$AF_3 = 10 \log f_M - 24.46 + (E_D^{\max} - A_1 + A_2 + A_3)/2$$

のようにしてそれぞれのアンテナのアンテナ係数  $AF_1 \sim AF_3$  (dB) を算出する。

サイト減衰量の測定は、グラウンド・プレーンの敷設されたオープン・サイトで、測定距離  $R = 3$  m、送信アンテナの高さ  $h_1 = 1$  m で、受信アンテナは高さ 1~4 m で掃引して最大の受信レベル (最小の減衰量) を測定して行なう (図 17)。規格上は測定サイトに対するそれ以上の要求事項も特性の検証の規定もないが、そのサイトの伝播特性が結果に直接影響するため、大きなグラウンド・プレーンとクリア・エリアを持つ、ANSI C63.5-2017<sup>[2][11]</sup> の ACS の要求に適合するようなサイトの使用が望ましいかも知れない。

$E_D^{\max}$  は §3.1.3 で示した式で求められる  $E_D$  の  $1 \text{ m} \leq h_2 \leq 4 \text{ m}$  での最大値で、図 18 のようになる。

規格ではこの測定をいずれの偏波で行なうかは明記されていないが、ARP 958D Table C1 に示されている  $E_D^{\max}$  は水平偏波のものであり (図 18)、従って ANSI C63.5<sup>[2][11]</sup> の標準サイト法 (SSM) と同様に水平偏波で測定すれば良い。

## 8 参考資料

- [1] ARP 958 Revision D (2003), *Electromagnetic Interference Measurement Antennas; Standard Calibration Method*
- [2] ANSI C63.5-2017, *American National Standard for Electromagnetic Compatibility — Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference (EMI) Control — Calibration and Qualification of Antennas (9 kHz to 40 GHz)*

<sup>†16</sup> 30 MHz では  $\lambda = 10$  m であるので、 $\pi d_{xmt} < \lambda/64$  とするためには  $d_{xmt} \lesssim 5$  cm とすることが必要となる。

<sup>†17</sup> 同一のアンテナ 2 本での 1 m ゲイン測定 (§3) と異なり、これらのアンテナの特性が同一である必要はない。

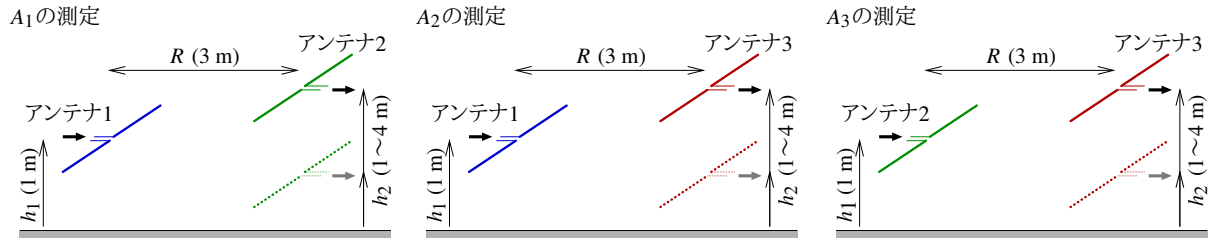


図 16: 3 アンテナ法 — サイト減衰量  $A_1 \sim A_3$  の測定

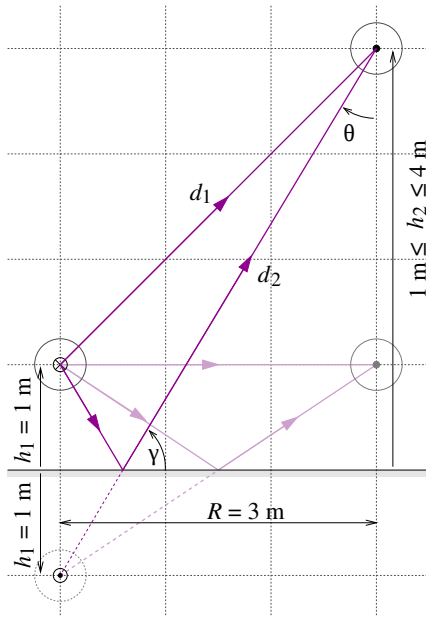


図 17: 3 アンテナ法 — グランド・プレーン上での電磁波の伝播 (水平偏波)

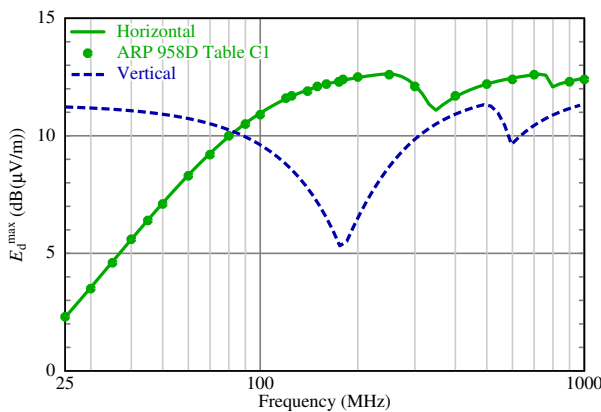


図 18:  $E_d^{\max}$  —  $R = 3 \text{ m}$ ,  $h_1 = 1 \text{ m}$ ,  $1 \text{ m} \leq h_2 \leq 4 \text{ m}$

[3] CISPR 16-1-6, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods — Part 1-6: Radio disturbance and immunity measuring apparatus — EMC antenna calibration*

[4] CISPR 25 ed. 4 (2016), *Vehicles, boats and internal combustion engines – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers*

[5] MIL-STD-461G, *Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment*, Department of Defense, 2015

[6] *Antenna Factor Calculations and Deviations*, A.H. Systems, Inc., 2020,  
<https://www.ahsystems.com/articles/Antenna-Factor-Calculations.pdf>

[7] *EMC Antenna Parameters and Their Relationships*, John D. Osburn, 1997,  
<http://cdn.everythingrf.com/live/EMC%20Antenna%20Parameters%20and%20thrit%20Relationships.pdf>

[8] *Loop-Antenna Calibration*, Soydan Çakir et al., *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2011, DOI: 10.1109/MAP.2011.6138488

[9] *Comparison of Calibration Methods for Monopole Antennas, with Some Analysis of the Capacitance Substitution Method (NPL Report DEM – EM 005)*, D A Knight, et al., 2004

[10] *Calibration and use of antennas, focusing on EMC applications (Measurement Good Practice Guide No. 73)*, M J Alexander et al., National Physical Laboratory, 2004

[11] ANSI C63.5 の概要 — エミッション測定用のアンテナの校正, 株式会社 e・オートマ, 2024,  
<https://www.emc-ohatama.jp/emc/reference.html>

[12] CISPR 25 の概要 — 車載機器のエミッションの評価, 株式会社 e・オートマ, 2016–2023,  
<https://www.emc-ohatama.jp/emc/reference.html>

[13] 軍需機器の EMC — MIL-STD-461G の概要, 株式会社 e・オートマ, 2021,  
<https://www.emc-ohatama.jp/emc/reference.html>

[14] *Technical article: Coil off axis magnetic field using elliptic integrals and Maxwell method with C++ code*, Javier Luis López, 2014, DOI: 10.13140/2.1.4571.3926

