

2-5-5 位相中心を用いた EMC アンテナの利得決定

張間勝茂

EMC 測定で用いられる代表的な計測用アンテナである標準ホーンアンテナ及びダブルリッジガイドホーンアンテナについて、フリスの伝達公式に基づく利得測定で生じる測定距離による利得変化を数値シミュレーションにより評価する。数値計算は、高次基底関数を適用したモーメント法を用いた。さらに、シミュレーション及び実験結果より、短縮した距離で正確な利得の決定に位相中心を用いた手法の有効性を示す。

1 まえがき

電波利用システムやサービスの拡大・進展に伴い、良好な電波環境の維持は重要な課題である。このような電波環境、すなわち、電磁界強度の正確な測定のためには、アンテナの利得が高精度に校正されている必要がある。NICT では、周波数帯に応じて、ダイポールアンテナ、標準ホーンアンテナ、EMC 測定用広帯域アンテナ等のアンテナ係数及び利得の較正サービスを提供している。また、これらアンテナ測定に関し、測定不確かさの低減を含む高精度測定技術の研究開発を行っている。

アンテナの遠方界利得の測定法として、フリスの伝達公式に基づく3アンテナ法がよく用いられる [1]。しかしながら、アンテナ間隔が遠方界条件を満足しても、多くの広帯域アンテナで測定距離によって得られた利得が異なることがある。例えば、ホーンアンテナの場合、アンテナ間隔が良く知られた遠方界基準 $2D^2/\lambda$ (D : 開口面の最大寸法、 λ : 波長) を満足していても、得られた利得は、“真”の利得より 1 dB 程度減少する。このため、近傍界領域までを含めた測定距離に基づく利得減少のための補正係数が検討されてきた [2]-[5]。特に、Chu と Semplak [3] は、利得測定におけるホーンアンテナの利得減少をアンテナの寸法と開口面間の距離の関数として表した。正確な測定には、すなわち、利得減少を 0.05 dB 以内にするためには、 $32D^2/\lambda$ 程度の距離が必要となる。Newell [6] らは、従来法で要求される距離に比べて、1/5 から 1/10 の短い距離で正確な測定を可能にする外挿法を提案した。以来、外挿法を用いた3アンテナ法が多くの試験所で採用されている。一方、測定距離の短縮化の別の手法として、位相中心を考慮した測定法が検討されている [7]-[14]。距離設定の基準として、通常、アンテナの参照点(例えば、開口面)を用いる。しかしながら、参

照点は、使用上の利便性から定められており、等価的な点波源として取扱える位相中心位置とは異なる。利得減少は、参照点と位相中心の距離的な差異に起因することが示されている [14]。位相中心の測定は、正確な位相パターンの測定が必要となり容易ではない [15]。一方、ホーンアンテナについては、その位相中心の理論式が Muehldorf [16] により求められている。また、複雑な構造のアンテナについても商用の電磁界ソルバーによる数値解析が利用できる [17]。これらの位相中心の計算値の妥当性は、数値シミュレーション及び実験的に検証されている [14]。また、通常、アンテナ設計は CAD により行われるので、アンテナ構造は正確に電磁界ソルバーに反映される。この場合、利得、指向性及び反射特性等のアンテナ諸特性と同様に容易に位相中心は計算できる。

本報告では、代表的な EMC の計測アンテナについて、モーメント法を用いた利得測定の数値シミュレーションにより利得測定に基づく利得の距離依存性を示す。シミュレーション結果及び測定例から位相中心を用いた利得決定手法の有効性を紹介する。

2 利得測定法

遠方界での利得の測定にフリスの伝達公式がよく用いられている [1]。図 1 に示すように自由空間で送・受信アンテナを距離 r だけ離して対向する。このとき、送・受信アンテナの動作利得の積 $G_{w(t)} \cdot G_{w(r)}$ は、フリスの伝達公式により次式で表せる。

$$G_{w(t)} \cdot G_{w(r)} = \frac{P_{(r)}}{P_{(t)}} \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \quad (1)$$

ここで、 $P_{(t)}$ は、送信電力、 $P_{(r)}$ は、受信電力である。

動作利得は式 (1) より 3 つのアンテナ (アンテナ #1 ~ #3) の組合せでアンテナ挿入損 $A_{(tr)} (= P_{(r)}/P_{(t)})$ の測定から求めることができる。例えば、アンテナ #1

の利得は、式 (1) の連立方程式を解いて次式により求まる。

$$G_{w(1)} = \frac{4\pi r}{\lambda} \sqrt{\frac{A_{(12)} \cdot A_{(13)}}{A_{(23)}}} \quad (2)$$

ここで、添え字はアンテナ #1、#2 及び #3 の組合せである。用いる 2 つのアンテナが全く同じ特性をもつと仮定できれば、動作利得は式 (1) から

$$G_w = \frac{4\pi r}{\lambda} \sqrt{A} \quad (3)$$

となる。これらの方法は、それぞれ 3 アンテナ法及び 2 アンテナ法と呼ばれている [15]。動作利得は、アンテナ入力ポートのインピーダンス不整合による反射損失が考慮されている。入力ポートでの反射係数を Γ_{in} とすれば、利得 G は次式となる。

$$G = \frac{G_w}{1 - |\Gamma_{in}|^2} \quad (4)$$

アンテナ測定では、送・受信アンテナは、遠方界基準を満足するように配置する。最小の遠方界基準 $r \geq 2 D^2 / \lambda_{min}$ (ここで、 λ_{min} は最小波長) が開口面アンテナで広く用いられている [18]。送・受信アンテナの開口面の大きさが無視できないとき、遠方界基準 $r \geq 2 (D_t + D_r)^2 / \lambda_{min}$ (ここで、 D_t 及び D_r は、それぞれ送・受信アンテナの開口面の最大長) が一般に適用される [19][20]。

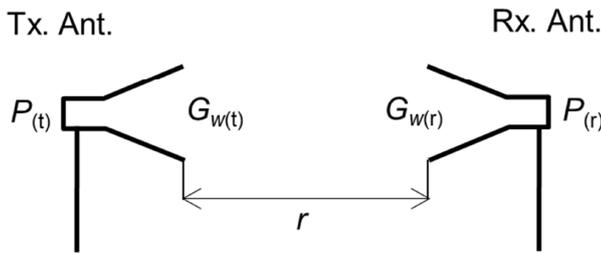


図1 フリスの伝達公式

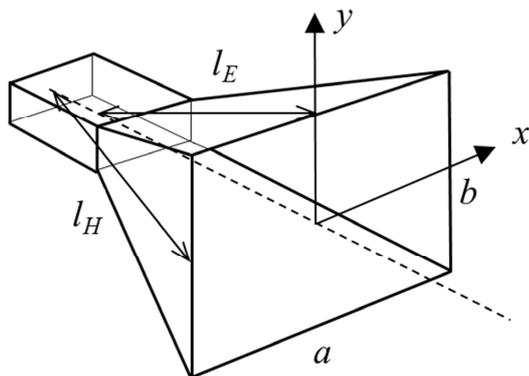


図2 角錐ホーンアンテナ

3 利得測定シミュレーション

アンテナの測定距離による利得変化を測定の数値シミュレーションにより評価する。数値計算上では、全く同一なアンテナが仮定できるので、2 アンテナ法を適用する。すなわち、式 (3) 及び (4) から、距離 r で得られる利得 $G^{(r)}$ は、アンテナポート間の挿入損及びアンテナポートのインピーダンス不整合による反射損に相当する S パラメータ (S_{21} 及び S_{11}) を用いて次式で表せる。

$$G^{(r)} = \frac{4\pi r}{\lambda} \frac{|S_{21}|}{1 - |S_{11}|^2} \quad (5)$$

このとき、アンテナ間の距離 (r) は、アンテナに設定された参照点 (例えば、開口面) 間距離である。

3.1 及び 3.2 で、標準ゲインホーンアンテナ及びダブルリッジガイドホーン (DRGH) の利得測定のアンテナ間隔による影響を高次基底関数を適用したモーメント法に基づくフルウェーブ電磁界ソルバー、WIPL-D [21]、を用いた数値シミュレーションにより評価する [14][26]。

3.1 標準ゲインホーンアンテナ

標準ゲインホーンアンテナは、基準アンテナとしてよく用いられる。代表的な角錐標準ホーンアンテナの構造を図 2 に示す。ホーンアンテナの利得測定の数値シミュレーションを四次多項式による基底関数を用いたモーメント法により行った [26]。計算に用いた C バンド (5.85 ~ 8.2 GHz) ホーンの計算モデルを図 3 に示す。同じ寸法のアンテナを開口面間距離 r だけ離して対向して配置した。アンテナモデルは、厚さのない完全導体と仮定し、方形導波管の基本モード (TE_{10}) で励振した。シミュレーションモデルは、最大長が一最

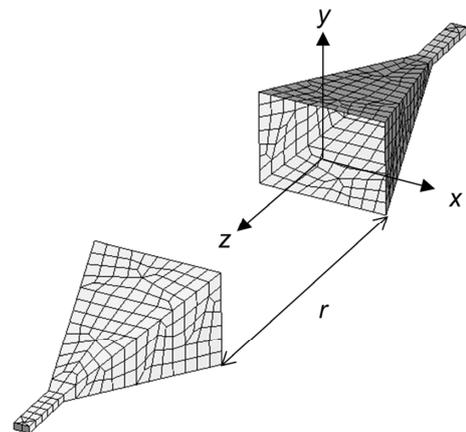


図3 Cバンド角錐ホーンの利得測定のモーメント法によるシミュレーションモデル ($a = 288$ mm, $b = 213$ mm, $l_E = 481.9$ mm, $l_H = 515.4$ mm) [26]

小波長 (λ_{\min}) となる四辺形パッチで構成した。全体の未知数は、アンテナの対称構造を利用して、7,901 である。利得は、アンテナ間隔を変えながらアンテナポートでの S パラメータを用いて式 (5) から求めた。図 4 にモーメント法による数値シミュレーションによる D^2 / λ_{\min} (2.27 m) から $32 D^2 / \lambda_{\min}$ (72.55 m) の各開口面間距離で決定した利得結果を示す。2 アンテナ法、すなわち、フリスの伝達公式に基づく利得測定では、得られた利得が測定距離に依存することが分かる。遠方界利得を正確に決定するためには十分な距離 (例えば、 $32 D^2 / \lambda_{\min}$) が必要である。この利得 $G^{(r)}$ の遠方界利得 G^{FAR} に対する利得変化 dG を次式で定義する。

$$dG = \frac{G^{(r)}}{G^{FAR}} \quad (6)$$

Chu と Semplak [3] は、アンテナの寸法と開口面間距離の関数となる利得減少の補正值、すなわち、 dG の逆数、を算出した。モーメント法によるシミュレーションにより得られたアンテナ間距離による遠方界利得に対する利得減少を図 5 に示す。同図に Chu による利得減少の補正值との比較を示す。アンテナ間隔が短い距離、たとえば、 D^2 / λ_{\min} の間隔、でアンテナ間の反射波の影響によるリップル状の変動が生じている。Chu の補正值は、シミュレーション結果とよく一致するが、このような反射波の影響が無視されていることが分かる。また、これらの結果は、よく知られた遠方界基準 $2 D^2 / \lambda_{\min}$ を満足しても利得は 0.8 dB 程度減少し、利得の減少を 0.05 dB にするためには $32 D^2 / \lambda_{\min}$ 以上の距離が必要となることを示している。

3.2 ダブルリッジガイドホーンアンテナ

DRGH は、広帯域アンテナとして EMC 測定で広く

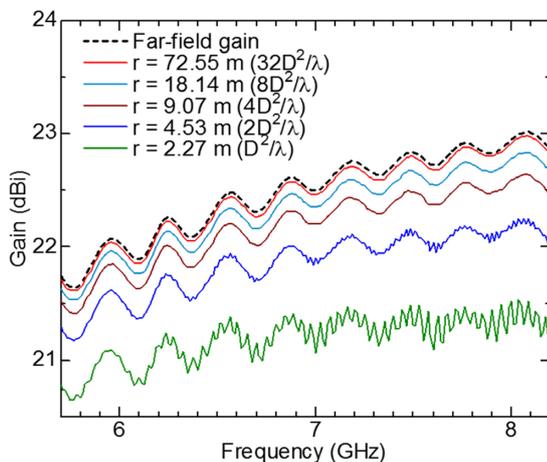


図 4 モーメント法シミュレーションによる C バンド角錐ホーンの利得の距離依存性 [26]

用いられている。前節と同様にモーメント法を用いて DRGH の利得の距離特性を評価した [14]。DRGH の計算モデルを図 6 (a) に示す。アンテナモデルは、完全導体と仮定し、同軸モード給電により励振した。設計上の周波数帯域は、1 ~ 12 GHz である。利得測定のシミュレーションモデルを図 6 (b) に示す。すなわち、同じ寸法のアンテナを開口面間距離 r だけ離して対向して配置した。図 6 に示すようにシミュレーションモデルは、最大長が一最小波長 (λ_{\min}) となる四辺形パッチで構成した。用いた基底関数は四次多項式であり、この時の全体の未知数は、アンテナの対称構造を利用して、17,595 である。利得は、アンテナ間隔を変えながらアンテナポートでの S パラメータを計算し式 (5) より決定した。

図 7 にモーメント法による利得測定のシミュレーション結果を示す。フリスの伝達公式により決定した利得はアンテナ間隔に応じて変化し、間隔を大きくしていくと遠方界利得に近づいていく。遠方界利得を得るためには、十分な距離、例えば、15 m が必要となる。また、8 ~ 11 GHz の範囲で利得の最大方向がアンテナ正面であるボアサイト方向と異なる場合があるが、このような指向性の特性は、同様な構造のリッジガイドホーンでよく見られる [22][23]。

3.3 位相中心

アンテナの位相中心は、遠方界での放射波の等位相面の曲率の中心として定義される。位相中心の測定は、遠方界での正確な位相測定とアンテナ走査用のための設備が必要となり、通常、簡単ではない [15]。一方、電磁界の数値解析手法を用いれば、位相中心は、等位相パターンを得られるように遠方界計算の原点を調整することにより推定できる。例えば、有限積分法

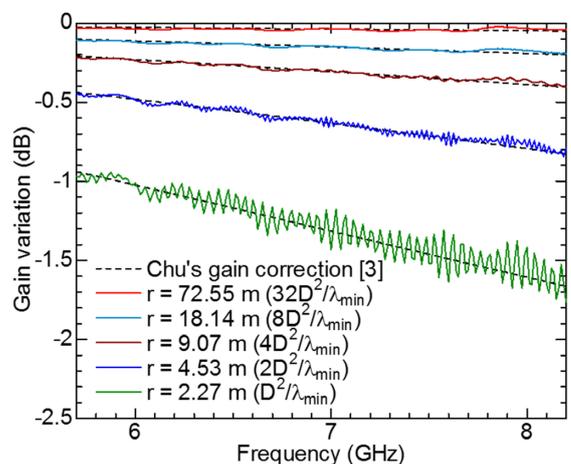
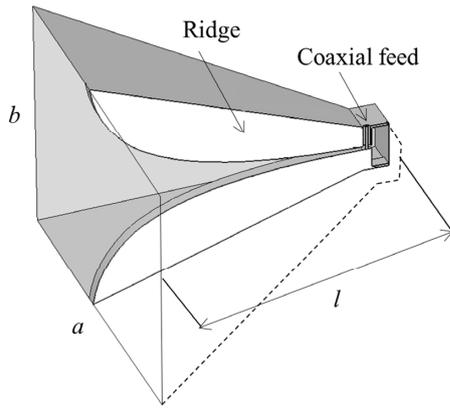
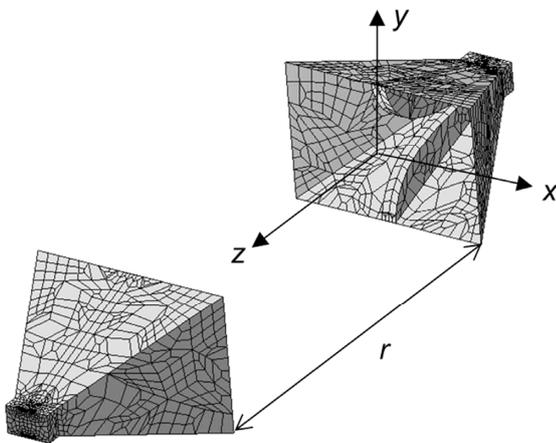


図 5 C バンド角錐ホーンのアンテナ間距離による利得減少 [14]



(a)



(b)

図6 (a) DRGHの計算モデル ($a = 200$ mm, $b = 140$, $l = 188.4$ mm) 及び (b) 利得測定のためのモーメント法シミュレーションモデル [14]

(FIM) に基づく電磁界ソルバー、CST MW-studio [17]、は、そのような位相中心の決定を可能にするポストプロセスを持つ。図2に示したCバンドホーンの位相中心位置をFIMソルバーにより計算した。ホーンアンテナのFIMモデルを図8に示す。解析領域をセルサイズが最大 $\lambda_{\min}/20$ の $15,763,986$ ($= 183 \times 147 \times 586$) の不均一セルでモデル化し、8層のPML [24] を吸収境界として用いた。アンテナの材質は、完全導体と仮定し、矩形導波管の基本モード TE_{10} で励振した。

図9は、位相中心とその前後の位置での位相パターンの計算例 (6 GHz) を示す。アンテナの走査範囲をビーム幅の半分程度、すなわち、 ± 2 度 ($= \theta$) の範囲で位相の変化は、ほぼ無いことが分かる。したがって、位相中心を $5.8 \sim 8.2$ GHz の各周波数について、 ± 2 度の走査範囲で計算した。H 及び E 面の位相中心の位置 d_H 及び d_E をボアサイト軸上での開口面からの距離として求めた。これら位相中心のFIMによる計算結果を図10に示す。位相中心は、開口面上に

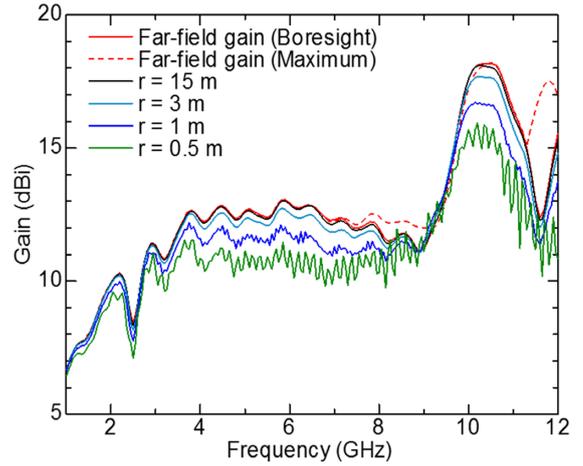


図7 モーメント法シミュレーションによるDRGHの利得の距離依存性 [14]

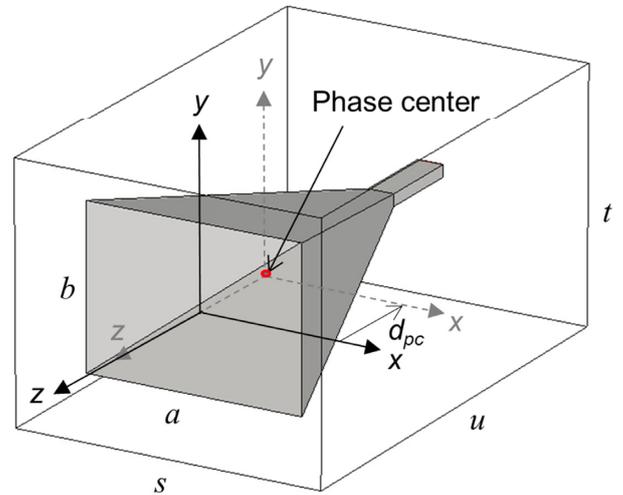


図8 Cバンド角錐ホーンアンテナのFIMモデル ($s = 408$ mm, $t = 333$ mm, $u = 628$ mm)

はなく、周波数の増加に応じて導波管のポートに向かって移動することが分かる。Muehldorf [16] の理論値を同図に示して比較する。FIMの計算結果は、ほぼ理論値と一致している。わずかの差異は、開口面及びアンテナ内部の反射の影響と思われる。H 及び E 面の位相中心の平均 $d_{pc} (= (d_H + d_E)/2)$ は、振幅中心と一致するため [25]、遠方界でアンテナを見たとき等価的な点波源として扱うことができる。以降、本節では、平均位相中心を“位相中心”として用いる。

利得測定でのアンテナ間距離で生じる利得変化と位置基準との関係について検討する。市販のCからWバンドまでのホーンについて、開口面間の距離 (r) と位相中心間距離 ($r + 2 d_{pc}$) の比 (Δ) をChu [3] の利得減少の計算値と図11で比較する。ここで、各ホーンの位相中心は、FIMによる計算値である。この結果は、測定距離が $4 D^2 / \lambda_{\min}$ 程度離れていれば、距離比 Δ は、利得減少に非常に近いことを示している。

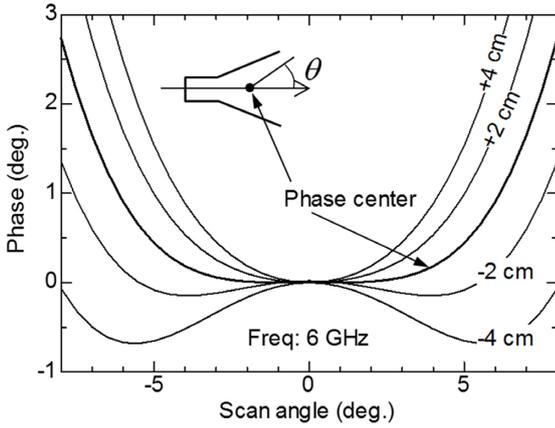


図9 FIMにより求めたCバンド角錐ホーンアンテナのH面位相パターン [14]

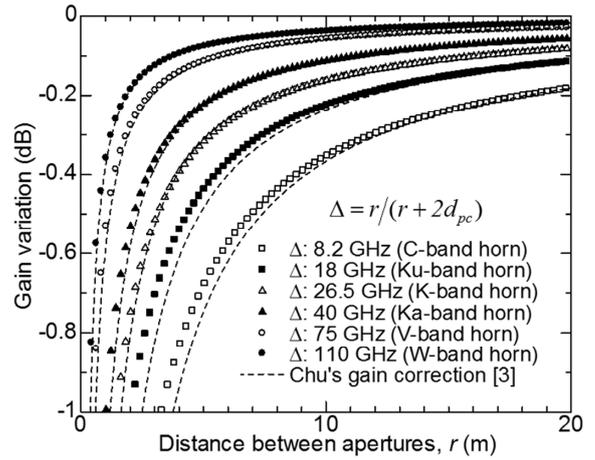


図11 角錐ホーンの利得減少と開口面間と位相中心間の距離比の関係 [14]

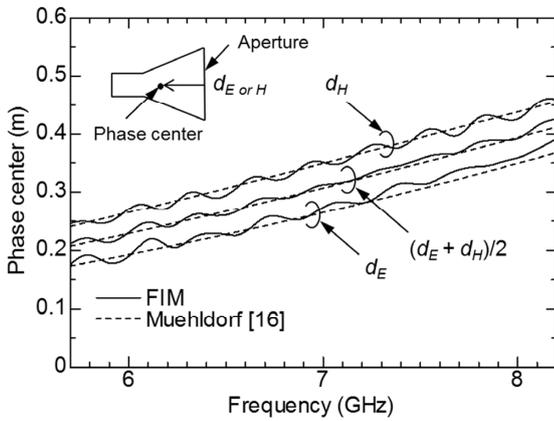


図10 FIMにより求めたCバンド角錐ホーンアンテナの位相中心 [14]

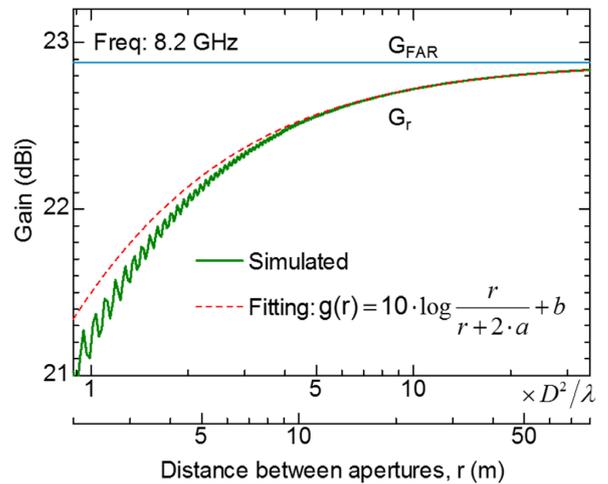


図12 モーメント法シミュレーションによるCバンド角錐ホーンの利得の距離特性 [26]

すなわち、式(6)から

$$dG = \frac{G_{(r)}}{G_{FAR}} \cong \frac{r}{r + 2 \cdot d_{pc}} \quad (7)$$

となる。

Cバンドホーンの測定距離による利得変化を図12に示す。利得は、2アンテナ法のモーメント法による測定シミュレーションにより決定した。このような遠方界利得に対する利得変化が式(7)のように開口面間と位相中心間の距離比に等しいと仮定すると、位相中心は、利得の距離依存性から推定することができる。すなわち、遠方界を満足する距離範囲で次式を用いた最小二乗法によるカーブフィッティングから位相中心 d_{pc} が求まる [26][27]。

$$G(r), \text{dB} = 10 \cdot \log \frac{r}{r + 2 \cdot a} + b \quad (8)$$

この関数を用いたフィッティングカーブを図12に示す。遠方界を満足する30~80 mの範囲について0.4 mステップごとの126個のデータを用いてLevenberg-Marquardtアルゴリズムによりフィッティングを行った。得られたフィッティングカーブの

a 及び b は、位相中心と遠方界利得に相当する。例えば、図に示した8.2 GHzの結果から、それぞれ、0.426 m (a) 及び 22.88 dBi (b) が求まる。このようにして、各周波数について利得の距離特性からフィッティングにより推定した位相中心を図13に示す。この結果は、Muehldorf [14] の理論式及びFIMによる計算値とよく一致している。すなわち、利得変化に関する式(7)の仮定が成り立つ。

次に図6(a)で示したDRGHについて同様な評価を行った[14]。利得測定で生じるアンテナ間隔による利得の変化を図14に示す。利得は、0~15 mまで0.2 mステップで距離を変えて、図6(b)に示すモーメント法による2アンテナ法のシミュレーションにより決定した。各周波数について利得変化から式(8)を用いたフィッティングから位相中心を推定した結果を図15に示す。位相中心は、遠方界を満足する3~15 mの範囲でフィッティングを行い決定した。これ

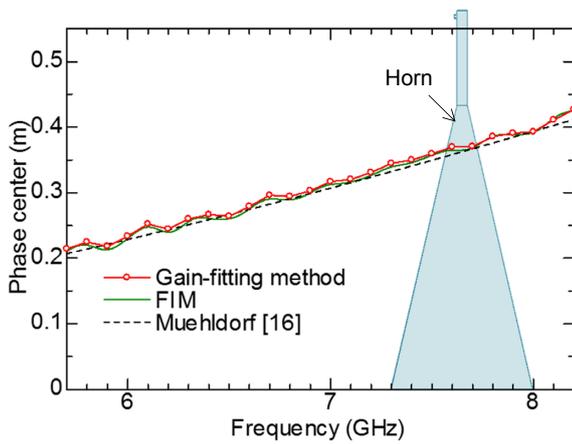


図 13 Cバンド角錐ホーンの位相中心 [14]

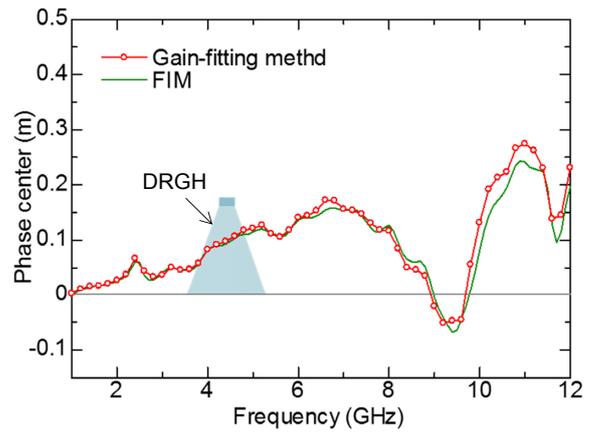


図 15 DRGHの位相中心 [14]

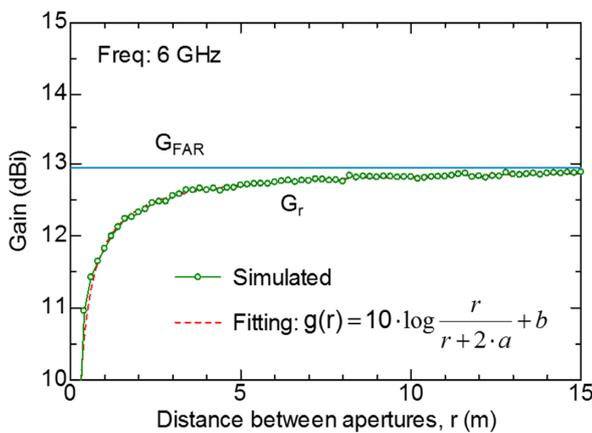


図 14 モーメント法シミュレーションによるDRGHの利得の距離特性 [14]

らの結果は、位相パターンから推定したFIMの計算結果とよく一致している。DRGHの位相中心は、標準ホーンに比べて複雑に変化し、9 GHz以上の周波数帯でアンテナの外側に位置することがある。これは、同周波数帯でのアンテナ主ローブがアンテナ正面方向を向かないような指向性の複雑さに起因すると思われる [22][23]。

3.4 位相中心の適用

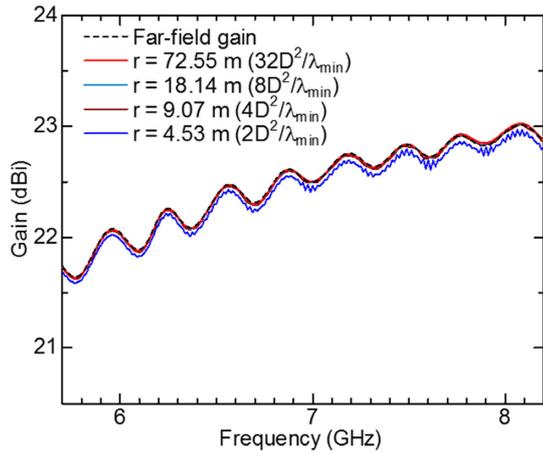
利得測定で生じるアンテナ間距離による利得の変動は、便宜上与えられた参照点(例えば、開口面)と位相中心の差異に起因する。すなわち、アンテナ位置基準点として位相中心の適用が適切である。アンテナ間距離として位相中心間距離を用いた標準ホーン及びDRGHの利得のシミュレーション結果を図16に示す。利得は、アンテナ間距離によらず遠方界利得によく一致することが分かる。これらの結果は、利得測定において、位相中心を考慮することにより、図4及び7で示したようなアンテナ間隔による利得変化は生じない。すなわち、測定距離の短縮が可能であることを示

している。例えば、ホーンアンテナの場合、従来法で正確な測定に要求される距離($32 D^2 / \lambda$)を1/8程度($4 D^2 / \lambda$)まで短縮できる。外挿法 [6] を用いた場合でも同程度に距離短縮が可能であり、距離基準を考慮する必要がない。しかしながら、比較的近距离で電界測定を行う場合、測定距離の設定基準に位相中心は有用である。

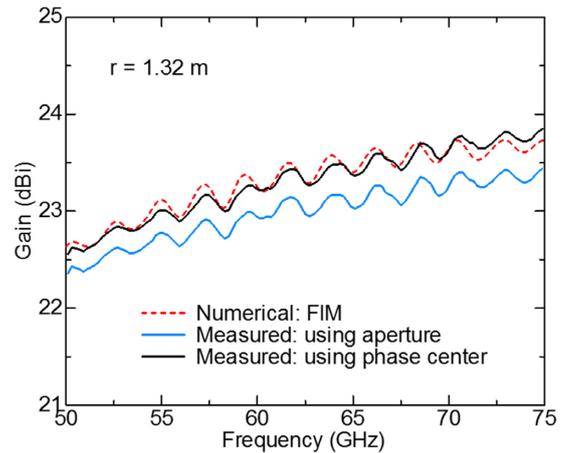
4 実験的評価

位相中心手法の有効性について、二種類の異なる商用アンテナを用いて実験的に検証した。すなわち、電波暗室内にVバンド(50~75 GHz)角錐ホーンアンテナを開口面間距離1.32 m ($4 D^2 / \lambda_{\min}$)で対向して配置し、ネットワークアナライザと接続した。3つのアンテナ組合せでアンテナ挿入損(S_{21} パラメータ)及びインピーダンス不整合損(S_{11} パラメータ)を測定し、式(2)及び(4)を用いて3アンテナ法により利得を決定した。また、1~18 GHzの帯域をもつDRGHについて、開口面間距離3 mで同様にして利得を測定した [28]。また、これらアンテナの位相中心は、FIMソルバーを用いて位相パターンから計算した。

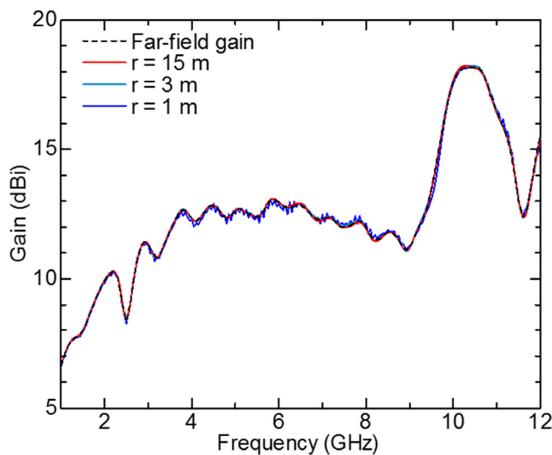
図17は、3アンテナ法により求めた角錐ホーン及びDRGHの利得の測定結果である。同図に、FIMにより求めた利得の理論値を示す。アンテナ間距離($4 D^2 / \lambda_{\min}$)として開口面間距離を用いたホーンアンテナの利得は、同図(a)に示すように理論値より0.4 dB程度低い。しかしながら、同じアンテナ間隔で位相中心間距離を適用した結果は、理論値とよく一致している。また、DRGHの場合についても、アンテナの位置基準として位相中心を用いた結果は、近距离となる測定距離3 mにおいても理論値とよく一致している。開口面を基準にした場合、位相中心との距離的な差異に基づく利得変化が無視できない。これらの



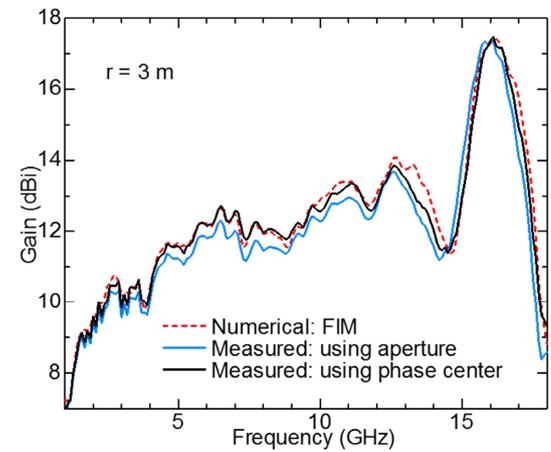
(a)



(a)



(b)



(b)

図 16 位相中心を用いて決定した (a) 角錐ホーン及び (b) DRGH の利得 [14]

図 17 3 アンテナ法による (a) 角錐ホーン及び (b) DRGH の利得測定結果 [14][28]

結果から、従来法に比べて短縮した測定距離で正確に利得を決定するため位相中心適用の有効性を確認した。

を確認した。今後、比較的近距离での EMC 測定に位相中心の適用について検討を行う予定である。

5 まとめ

代表的な計測用アンテナである標準ゲインホーン及びダブルリッジガイドアンテナについて、利得測定の間隔に起因する利得変動をモーメント法による測定のシミュレーションにより評価した。数値シミュレーション結果から、(1) 従来法では、遠方界基準を満足しても利得変動が生じる。(2) この利得変化は、参照点間と位相中心間の距離比に相当する。(3) 位相中心間の距離を用いて決定した利得は、測定距離によらず遠方界利得とよく一致する。すなわち、位相中心を用いることにより従来法で正確な測定に要求される測定距離を短縮 (例えば、ホーンアンテナの場合、従来の $1/8$ 程度) できることを示した。さらに、実験により、商用アンテナを用いて位相中心手法の有効性

【参考文献】

- 1 H.T. Friis, "A note on a simple transmission formula," Proc. IRE, vol.34, pp.254-256, May 1946.
- 2 T. Soejima, "Fresnel gain of aperture aeriels," Proc. IEE, vol.110, iss.6, pp.1021-1027, June 1963.
- 3 T.S. Chu and R.A. Semplak, "Gain of electromagnetic horns," Bell Sys. Tech. J., vol.44, no.3, pp.527-537, March 1965.
- 4 J.R. Pace, "Asymptotic formulas for coupling between two antennas in the Fresnel region," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-17, no.3, pp.285-291, May 1969.
- 5 I. Kim, S. Xu, and Y. Rahmat-Samii, "Generalised correction to the Friis formula: quick determination of the coupling in the Fresnel region," IET Microw. Antennas Propag., vol.7, iss.13, pp.1092-1101, July 2013.
- 6 A.C. Newell, R.C. Baird, and P.F. Wacker, "Accurate measurement of antenna gain and polarization at reduced distances by an extrapolation technique," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-21, no.4, pp.418-431, July 1973.
- 7 Z. Chen, M. Foegelle, and T. Harrington, "Analysis of log periodic dipole array antennas for site validation and radiated emissions testing," Proc. 1999 IEEE EMC Symposium, Seattle, USA, pp.618-623, Aug. 1999.

2 較正技術の研究開発

- 8 H. Hollmann, "Accurate gain measurement of horn antennas in the shortened far field," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol.IM-38, no.2, pp.617-618, April 1989.
- 9 T.W. Hertel, "Phase center measurements based on the three-antenna method," Proc. 2003 IEEE AP-S Symposium, Columbus, USA, pp.816-819 June 2003.
- 10 K. Harima, "Determination of gain of double-ridged guide horn antenna by considering phase center," IEICE Electron. Express, vol.7, no.2, pp.86-91, Jan. 2010.
- 11 K. Harima, "Effect of measurement distance on gain calibration of pyramidal horn antenna," IEICE Trans. Commun., vol.E93-B, no.7, pp.1847-1850, July 2010.
- 12 M. Hirose, M. Ameya, and S. Kurokawa, "Relation between phase center and amplitude center of antenna by Kern transmission formula," Proc. 2012 International Symposium on Antenna and Propagation, pp.1015-1018, Nagoya, Japan, Nov. 2012.
- 13 S. Kurokawa, M. Ameya, and M. Hirose, "Far field gain estimation method for Japanese broadband antenna standard using time-frequency analysis," Proc. Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS) 2013, Stockholm, Sweden, pp.824-828, Aug. 2013.
- 14 K. Harima, "Numerical Simulation of Far-Field Gain Determination at Reduced Distances Using Phase Center," IEICE Trans. Commun., vol.E97-B, no.10, pp.2001-2010, Oct. 2014.
- 15 IEEE standard test procedures for antennas, IEEE Std 149-1979.
- 16 E.I. Muehldorf, "The phase center of horn antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-18, no.6, pp.753-760, Nov. 1970.
- 17 MW-Studio, CST, Darmstadt, Germany.
- 18 S. Silver, Microwave antenna theory and design, M.I.T. Radiation laboratory ser, New York, McGraw-Hill, 1949, sec 6.9.
- 19 D.R. Rhodes, "On minimum range for radiation patterns," Proc. IRE, vol.42, pp.1048-1410, Sept. 1954.
- 20 T. Uno and S. Adachi, "Range distance requirements for large antenna measurements," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-37, no.6, pp.707-720, June 1989.
- 21 WIPL-D, WIPL-D d.o.o., Belgrade, Serbia.
- 22 C. Bruns, P. Leuchtmann, and R. Vahldieck, "Analysis and simulation of a 1-18 GHz broadband double-ridged horn antenna," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.45, pp.55-60, Feb. 2003.
- 23 K. Harima, "Calibration of broadband double-ridged guide horn antenna by considering phase center," Proc. the 39th European Microwave Conference, Roma, Italy, pp.1610-1613, Oct. 2009.
- 24 J.P. Berekger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves," Journal of Computational Physics, vol.114, pp.185-200, 1994.
- 25 A.R. Panicali and M.M. Nakamura, "On the amplitude center of radiating apertures," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-33, no.3, pp.330-335, March 1985.
- 26 K. Harima, "Antenna phase center estimation by gain-fitting method," IEICE Communications Express, vol.2, no.6, pp.274-279, June 2013.
- 27 K. Harima, "Accurate gain determination of LPDA by considering the phase center," IEICE Electron. Express, vol.7, no.23, pp.1760-1765, Dec. 2010.
- 28 K. Harima, "Calibration of double-ridged guide horn antenna using phase center," Proc. 2009 IEEE EMC Symposium, pp.287-291, Austin, USA, Aug. 2009.



張間勝茂 (はりま かつしげ)

電磁波研究所
電磁環境研究室
主任研究員
環境電磁工学