

ミリ波帯アンテナ標準供給のための高精度測定法の現状と展望

山本 哲也*

(平成16年10月12日受理)

Recent progress and future prospects for highly accurate measurement methods in millimeter-wave antenna standards

Tetsuya YAMAMOTO

Abstract

According to the extensive use in the electromagnetic wave, it is the urgent business not only for microwave antenna gain standards but also for millimeter-wave ones to fully equip the precise measurement range. This article surveys the recent progress and future prospects for the highly accurate antenna measurement methods in millimeter-wave band.

At first, the relation between the use of electromagnetic fields and the standards in metrology is described. Secondly, the characterization and the use in millimeter wave band are presented. Finally, the extrapolation range technique known as an accurate measurement technique is expressed.

1. はじめに

近年の多様化された電波の利用形態に対応し、急務な整備が必要とされているミリ波帯アンテナ標準供給のための現状と動向、並びに将来展望に関して議論し、高精度で安定なミリ波帯電磁界測定手法を概説する。

本稿では、最近特に注目されてきているミリ波帯電磁波に関する標準整備に関して述べる。まずは、電波利用と計量標準との関連を解説し、次に、ミリ波帯電磁波の特徴と電波利用に関して記述し、その後、特に諸外国において高精度な測定手法として知られる外挿法に関して触れ、最後にまとめる。

2. 産業技術の中にもみる電波の役割と計量標準¹⁾

情報通信環境のユビキタス化、ブロードバンド化等への対応、無線による高齢者の生活支援等による快適で質の高い国民生活の実現、及び関連サービス・機器市場の拡大等による産業経済活動の活性化に資するための電波の役割が注目されているが、一方で防災通信等の安全で災害に強い社会・国土の形成に資する電波の役割も引き

続き重要と考えられている。更に、無線を利用したコミュニケーションの需要に対応していくために電波技術等の研究開発に資する実験無線局等の科学技術の振興のための電波の役割も一層重要になってきている。

その中でも特に、昨今の携帯電話等の普及には目を見張るものがある。携帯通信機器に関連した無線設備が生活圏の付近に整備されるに伴い、これらの無線設備から放射される電磁波が人体に好ましくない影響を及ぼすのではないかという懸念が提起されてきている。平成9年には携帯電話端末等の身体に近接して使用される無線機器に適用される電波防護指針が策定され、無線機器の製造等におけるガイドラインとして活用されてきた。更に、人体頭部近傍で使用する携帯端末等について、許容値が規定され、製造メーカー等に対して遵守が義務付けられている。

上述の携帯電話やその無線設備に限らず、昨今、多くの電子機器が、LSI等の電子部品を内蔵するようになったことから、それらから放射される本来目的としない電波（不要電波）が、他の無線通信に混信を与え、また、医用機器等の各種電気・電子機器が誤動作することが大きな社会問題となっている。国際電気標準会議（IEC）の特別専門委員会である国際無線障害特別委員会（CISPR）では、各種電子機器等に対する妨害波の許容値を規定し

* 計測標準研究部門 電磁波計測科

ている。今後、携帯電話、無線アクセス等の電波システムの利用が増大する中、人体に与える影響及び医療機器などの電子機器等への影響の継続的な研究が必要となってきている。

このように、近年の高度化・多様化する電波利用に鑑み、日本国内のみならず国際間においても電子機器類から放射される妨害波等の問題が非関税障壁とならないように、アンテナ感度や空間電磁界強度の国際的な共通化を図る必要性が生じてきている。高精度な測定・評価技術の開発は、この課題克服の手段であり、そのため、特に電気・電子関係の計量標準の重要性が認知されて来ている。

3. ミリ波帯電磁波の特徴と電波利用¹⁾⁻²⁾

最近のデバイスの低廉化や広帯域通信の可能性という観点から、昨今、ミリ波帯電磁界は、新しい通信手段として注目され始めている。30GHz～110GHz帯の周波数の電波を使用する無線システムを議論するに当たり、ミリ波帯電磁波の特徴を以下にまとめる。

(1) 広帯域伝送が可能

一般にミリ波帯においては、広い帯域幅での周波数割り当てが可能であること、高い変調周波数を使用することが可能であることから、高速・大容量な情報の伝送が可能である。

(2) 機器の小型化が可能

ミリ波帯は波長が短く、特に60GHz帯は5mm程度であることから、空中線や送受信装置等の機器の小型化、軽量化が可能である。

(3) 酸素による吸収減衰が大きい

ミリ波帯は、マイクロ波帯以下の周波数帯に比べ降雨や大気による減衰が大きい。図1に示す大気(酸素)による電波の総合的な吸収減衰のうち、60GHz付近では酸素の吸収により減衰が大きい。この図に示されるように、電波が遠くまで到達しない、という物理的特性をもつため、同一周波数の空間的再利用(繰り返し利用)が比較的近距离において可能である。

ミリ波帯の利用については、昭和36年に34GHzが気象庁の実験局に対して初めて割り当てられて以来、国や民間の機関において研究開発が進められてきた。その結果、現在では中央防災行政無線(36GHz帯)、加入者系無線アクセスシステム(38GHz帯)、簡易無線(50GHz帯)等が実用化されている。特に、ミリ波帯の中でも60GHz帯については、この周波数帯の研究開発の促進を目的として平成5年2月に59～60GHz帯が実験用周波数帯として設定

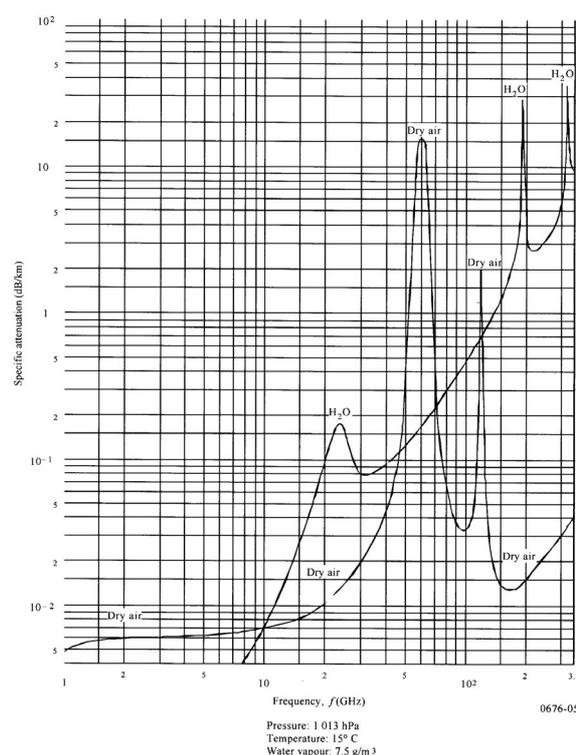


図1 ミリ波帯電磁波の大気(酸素)減衰特性

され、ここでの研究開発の成果をもとに、平成7年10月には主として自動車衝突防止の目的で使用されている小電力ミリ波レーダが制度化された。現在、このシステムは、76GHz帯の衝突防止レーダとして実用化されている。

表1に、今後予想されるミリ波帯電磁波利用分野を示す。総務省の情報通信審議会等の資料¹⁾⁻²⁾によると、ミリ波帯電磁波利用分野としては、固定・移動通信分野、宇宙通信分野、放送分野、高度道路交通システムITS (Intelligent Transportation System) 分野のそれぞれに関して、以下の項目が挙げられる。

固定・移動通信分野においては、光インフラ等有線系の高速アクセス手段を持たない各家庭・事業所等までの伝送路として、有線系を補完するサービスとして提供される無線LAN・無線アクセスシステムが挙げられる。このシステムには、専用線サービスを提供するP-Pサービスシステムと複数加入者を収容するP-MPサービスシステムがある。また、屋内における映像多重伝送及び無線LAN用のホームリンク回線用システム等も考えられる。

宇宙通信分野においては、Qバンド以上のミリ波の周波数帯に関しては、利用はまだ実験的であるが、回折性が少ない点を生かした妨害を受けにくい通信用途や、降雨減衰が問題とならない宇宙空間等での大容量通信での活用が期待できる。具体的には、気象観測・地球探査用

表1 今後予想されるミリ波帯電磁波の利用形態

電波利用分野		電波利用システム	周波数帯 (30GHz以上のみ)
固定・陸上移動通信業務	エントランス回線	広帯域無線アクセスシステム	38/60GHz帯
		自営用高速無線回線	
		移動通信用IP系無線エントランス回線	
		移動通信基地局大容量エントランス回線	
		準ミリ・ミリ波アクセスシステム	
	無線アクセス	成層圏プラットフォーム高速伝送システム	31/47/48GHz帯
		22/26/38GHz帯加入者系無線アクセスシステム	38GHz帯
		加入者系無線アクセスシステム	
		次世代無線LAN技術を用いたシステム(ホットスポット・ホームリンク)	60GHz
		次世代無線アクセスシステム(FWA)	38GHz帯
成層圏プラットフォーム無線アクセスシステム	31/47/48GHz帯		
無線LAN及び無線アクセス(次世代(4G)移動体通信WLANシステムを含む)	60GHz帯		
防災無線	防災行政無線	防災行政無線システム	40GHz帯
	公共安全	消防防災無線	40GHz帯
	防災行政無線	海上海浜防災システム	40GHz帯
	業務用無線	地域(非常時)通信網	80GHz帯
放送業務	素材伝送	42GHz帯FPU	42GHz帯
		42GHz帯素材伝送装置	42GHz帯
		60GHz帯素材伝送装置	60GHz帯
	BS放送	42GHz帯衛星放送	42GHz帯
		60GHz帯電波を利用した集合住宅用の衛星放送再送信システム	60GHz帯
道路交通	車載レーダ	車載レーダ	76GHz
	ITS	ITS通信/車々間通信システム	60/76GHz帯
		ITS通信/レーダ統合通信システム	60/76GHz帯
		移動車両無線アクセスシステム	60GHz
気象観測	地球探査	高性能マイクロ波放射計	36/50/52/89GHz帯
その他		アマチュア無線	47/76/78/136/250GHz帯

として高性能マイクロ波放射計による利用、また、通信インフラのみならず地球観測、警戒任務、消防、警察の指揮中継等の幅広い利用が考えられている成層圏プラットフォーム無線アクセスシステムにおける周波数として31/47/48GHzが考えられている。これは、地上系・衛星系に次ぐ第3の通信インフラになる可能性があり大いに期待されている。

放送分野においては、60GHz帯広帯域無線伝送装置の応用例として、近距離素材伝送システム、マルチオーディ

オリンク、4000本TV伝送システム、出演者送り返し用小型モニターシステム等がある。特に、ミリ波の広帯域性を利用して、超高精細度放送等の大容量信号の短距離伝送を行うためのシステムとして、ミリ波を用いた地上放送の再送信システムが考えられる。また、60GHz帯電磁波を利用した集合住宅用の衛星放送再送信のシステムも考えられている。これは、集合住宅の共同受信システムを無線化するものであり、BS-CSアンテナで受信した衛星放送の信号を60GHz帯に周波数変換し、電波で各家庭に配分するシ

テムである。ワイヤレスカメラに用いられるミリ波帯のシステムとしては、60GHz帯素材伝送装置が挙げられる。これは、60GHz帯の無線伝送装置を用いてハイビジョン信号の短距離伝送を実現し、スタジオ・ホール等屋内で使用するワイヤレスカメラやゴルフ中継等屋外イベントで使用するワイヤレスカメラとして活用する。

高度道路交通システム分野としては、DSRC (Dedicated Short Range Communication) 技術が挙げられる。これは、現在、5.8GHz帯として利用されているノンストップ料金自動支払システムETCとして良く知られているシステムであり、これをミリ波帯へ拡張し、数mから数100mの通信範囲において、駐車場、物流センター、ガソリンスタンド、コンビニエンスストア等で、情報の交換を行うシステムである。また、大容量のマルチメディア情報の伝送を行う無線システムとして、自動車のみならず新幹線、特急列車を中心に利用が増えるものと思われる移動車両無線アクセスシステムも考えられる。

上記の様々なシステムに加え、各種防災無線システムへのミリ波利用も考えられており、これまで実用性という面においてあまり注目されてこなかった周波数帯であるミリ波帯電磁波の今後の活発な利用が期待される。

4. ミリ波帯電磁波標準の評価手法

4.1 測定距離と測定環境

開口面アンテナ等の指向性を有する高利得アンテナの特性は、一般的に平面波近似が成立する遠方界において定義される。しかしながら、現実問題としては、そのような理想的な測定環境は実現できず、アンテナの特性は、有限の距離で評価しなくてはならない。この場合の測定距離 R は、アンテナの大きさ(最大寸法 D)と自由空間波長 λ の関数として与えられる。距離による振幅の誤差が無視できるとすると、遠方界領域として以下の関係式がよく知られている。

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (1)$$

まず、ボアサイト方向において定義される利得に関して検討を行う。図2に、Xバンドホーンアンテナにおける近接効果の補正の図を参考文献3)から抜粋して示す。同図において、横軸がアンテナ間距離に相当し、最も左側が $2D^2/\lambda$ の場合に対応する。また、縦軸は、その際の補正量を示す。この図に示されるように、標準利得ホーンアンテナの場合、遠方界領域として定義される領域である $2D^2/\lambda$ を使用して測定を行ったとしても、近接効果により1dB程度の利得低下が生じることが分かる。また、

同図より、測定距離を変化させることにより無限遠方に対する利得の差異を0.05dB以下に減らすためには、実際には $32D^2/\lambda$ の測定距離が必要であることが読み取れる³⁾⁴⁾。

ボアサイト方向のみならず、広角方向のサイドローブレベルに関しても、測定距離は影響を与える。これは、例えば、実測データから指向性利得を算出する場合に、特に問題となる。図3にテイラー指向性アンテナにおける測定距離の違い(3種類のアンテナ間距離 $R=2D^2/\lambda$, $4D^2/\lambda$, ∞)に対する放射パターンの違いを参考文献5)から抜粋して示す。式(1)の測定距離 R は、開口面アンテナの中心から観測点までの距離と開口面アンテナ端部から観測点までの距離の位相差 $\Delta\phi$ が $\pi/8$ となる距離として定義される。ただし、位相差 $\Delta\phi$ は、測定したアンテナ指向性のダイナミックレンジに影響する。すなわち、-30dBのサイドローブレベルで設計されたテイラー分布を持つアンテナに対して $\Delta\phi$ を $\pi/8$ とした際に、ピークから-23dB以下の領域では遠方放射界と一致しない。すなわち、 $R=\infty$ のものとは比べてダイナミックレンジは23dBしか確保できない。また、位相差 $\Delta\phi$ を $\pi/16$ と設定すれば、 R は上式の倍となるが、この $\Delta\phi$ に対して有効なダイナミックレンジは25dBとなる。特に、アンテナの物理的な大きさが大きく波長が短い場合、HackerとSchrankは、-30から-40dBを有する超低サイドローブアンテナのアンテナ指向性を正確に評価するには、開口中心と周辺部との観測点における位相差 $\Delta\phi$ を約 5° としなければならないということを示しており、その際には、更に長い測定距離が必要とされる⁶⁾。

外部からの電磁波の影響を受けない測定場として、電氣的にシールドされた部屋の中に電波吸収体を敷設した電波暗室が挙げられるが、そのような閉じた空間においては、長い距離を有する測定環境を実現するのは難しい。また、オープンサイトで測定を行う場合には、地面からの反射による誤差や他の散乱体からの反射波・散乱波の影響、また、外部からの妨害電波による影響が測定に含まれてしまい、正確な測定は困難である。上記の問題に加え、ミリ波帯電磁波においては、大気(酸素)による減衰が大きく、十分な距離の測定環境を実現した場合、天候等によっては測定結果に大きな差異が生じることになる。

通信、レーダ、ナビゲーション、リモートセンシング等、電磁界を利用したシステムにおいて、その正確な動作特性の評価は必要不可欠である。現在、ピラミダルホーンアンテナやコニカルホーンアンテナ等の標準ホーンアンテナや、パラボラアンテナ等の開口面アンテナを精度良く測定する手法として、米国NISTを初めとした外国標準研究機関においては、外挿法を使用している。

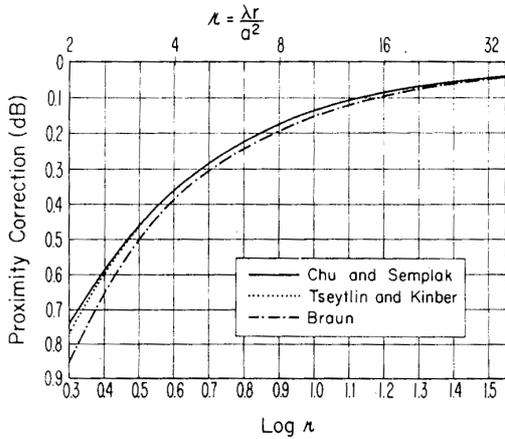


図2 Xバンドホーンアンテナにおける近接効果の補正

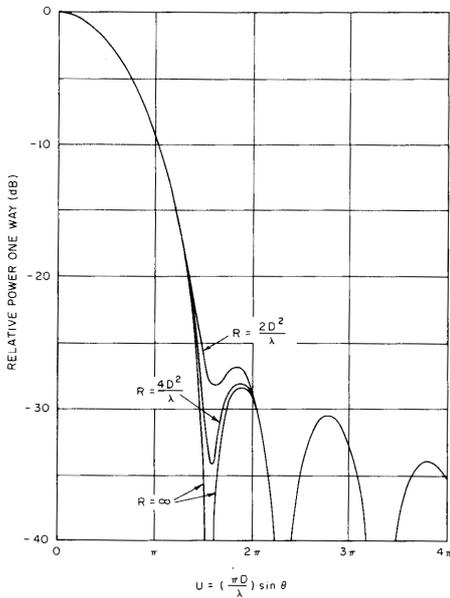


図3 テイラー指向性アンテナにおける測定距離の違いに対する放射パターン

この手法は、近傍界/遠方界変換理論の応用として、限られた短い測定距離で供試アンテナの利得および偏波特性を精度良く測定する手法である。具体的には、供試アンテナと対向アンテナの結合度を測定距離の漸近級数として表し、測定距離の変化に伴う結合度の変化より、漸近級数の各項の係数を求めることによって無限遠の場合の値を得ることができる。なお、測定環境としては、電波暗室が良く用いられる。最も高い精度が必要とされる場合のアンテナ測定に関しては、現在、最も有益な方法であるといわれている。このように、外挿法は、測定をコンパクトな空間に限定することにより、外的諸条件

の影響を極力排除し、精度と信頼性の高い測定を可能にする測定法である。

4.2 平面波散乱行列表現⁷⁾⁻¹⁷⁾

外挿法の使用に関しては、1963年にNBS（現NIST）のKernsによって提案された散乱行列表現を用いる。この手法は、アンテナを空間に対し無限個の平面波入出力端子を持つ接合回路と考え問題を解く手法である。まず、散乱行列法に関して簡単に述べる。

図4に示すような対向した2つのアンテナが結合している系を考える。平面波散乱行列法では、アンテナは1個の給電端子と方向の異なる無数の平面波に対応した無限個の端子をもつ回路網と考える。そうすると、一般の多端子回路網において各端子における入射波、反射波の関係を散乱行列を使って表すのと同様にアンテナの場合も給電端子面 S_0 における入出力波 a_0, b_0 と空間に入り出すベクトル平面波スペクトル $\bar{a}_m(\bar{K}), \bar{b}_m(\bar{K})$ の間の関係を散乱行列を用いて記述できる。 a は入射波、 b は反射波又は放射波を表す。上付きのバーはベクトルを表す。給電端子面 S_0 に関するパラメータには、 0 の添え字をつけて表すとアンテナの入出力波の関係は、

$$b_0 = S_{00}a_0 + \iint \sum_{m=1}^2 \bar{S}_{01}(m, \bar{K}) \cdot \bar{a}_m(\bar{K}) d\bar{K} \quad (2a)$$

$$\bar{b}_m(\bar{K}) = \bar{S}_{10}(m, \bar{K})a_0 + \iint \sum_{n=1}^2 \bar{S}_{11}(m, \bar{K}; n, \bar{L}) \cdot \bar{a}_n(\bar{L}) d\bar{L} \quad (2b)$$

となる。 m, n は、偏波を表すパラメータで、1がTM波 ($H_z=0$)、2がTE波 ($E_z=0$) に対応している。これが、アンテナの平面波散乱行列 (plane-wave scattering matrix) 表現である。この式の中で、 S_{00} は端子面 S_0 における反射係数であり、 $\bar{S}_{01}(m, \bar{K})$ は空間からの入射波に対する受信出力 b_0 の関係を表すのでアンテナの受信関数とみなすことができる。同様にして、 $\bar{S}_{10}(m, \bar{K})$ はアンテナの送信関数、 $\bar{S}_{11}(m, \bar{K}; n, \bar{L})$ は入射平面波が再び外部空間に出て行く平面波を表しているの、アンテナの散乱関数と考えることができる。

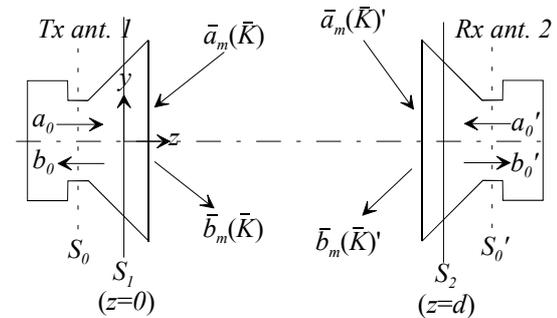


図4 結合した2つのアンテナ系と送受信関数の関係

4.3 3アンテナ外挿法

上記の考えを2個の結合したアンテナ系に適用する。一方のアンテナから放射された平面波は他方のアンテナへの入射波となることと、式(2)の関係を用いると2個のアンテナの結合を表す方程式が得られる。今、左側のアンテナが送信、右側のアンテナが受信の場合を考え、受信側のパラメータや入出力波に'を付けて表す。また、送信側のアンテナを1、受信側のアンテナを2とする。すると、受信側で受信される波は、

$$b_0' = \frac{a_0}{1-\Gamma_1\Gamma_2} \int_K \sum_m S_{01}^{2'}(m, K) S_{10}^1(m, K) \exp(i\gamma d) dK \quad (3)$$

と表される。ここで、 Γ_2 と Γ_1 は、それぞれアンテナ2、負荷に対する反射係数である。なお、上式においては、アンテナ間の多重反射の影響は含まれていないが、その議論は、次節の冪級数表現の説明の際に触れる。上式に3アンテナ法を適用するために、アンテナ間距離 d が極めて大きい場合の漸近形を、書き表すと、以下ようになる。

$$b_0' \approx \frac{2\pi i k a_0 \exp(ikd)}{(1-\Gamma_1\Gamma_2)d} [S_{10x}^1(0)S_{10x}^2(0) - S_{10y}^1(0)S_{10y}^2(0)] \quad (4)$$

送受信関数における散乱行列成分のX方向成分、Y方向成分をそれぞれ X, Y と表し、例えば、それぞれ $S_{10x}^1(0)=X_1, S_{10y}^2(0)=Y_2$ 等と表記すると、 $d \rightarrow \infty$ とした場合の送受信間の結合特性は、以下のように表される。

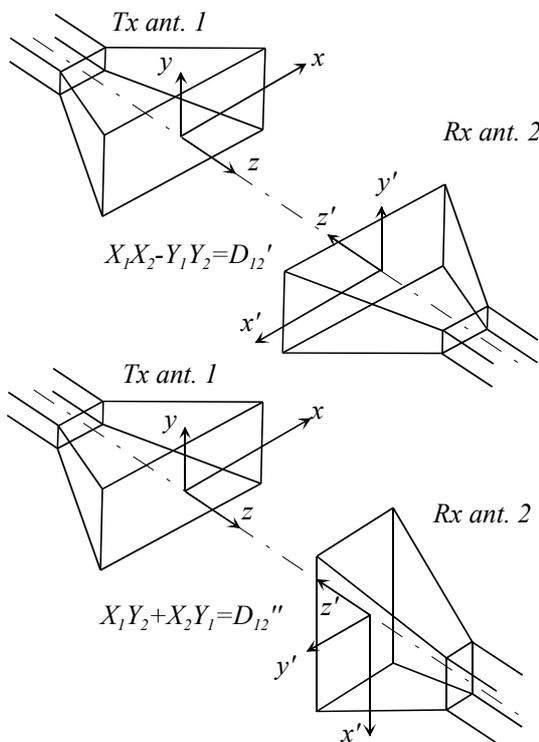


図5 結合した2つのアンテナの向きと結合方程式の関係

$$X_1X_2 - Y_1Y_2 = \lim_{d \rightarrow \infty} \left(\frac{b_0'd}{a_0} \frac{(1-\Gamma_1\Gamma_2)e^{-ikd}}{2\pi ik} \right) \equiv D_{12}' \quad (5a)$$

次に、受信側のアンテナの向きをボアサイト方向に関して90度回転させる。この場合の送受信アンテナ間の結合特性は、受信側のパラメータや入出力波に'を付けて表すと、以下ようになる。

$$X_1Y_2 + X_2Y_1 = \lim_{d \rightarrow \infty} \left(\frac{b_0''d}{a_0} \frac{(1-\Gamma_1\Gamma_2)e^{-ikd}}{2\pi ik} \right) \equiv D_{12}'' \quad (5b)$$

上式は、実際には、他の種類のアンテナペアの組み合わせに対しても行われる。図5に結合した2つのアンテナの向きと結合方程式の関係を示す。実際には、3種類のアンテナに対して未知量は6種類となり、6元連立方程式を解くことになる。この結合関係は、アンテナ m からアンテナ n への伝送量として、下記のように簡潔に記述することができる。

$$X_n X_m - Y_n Y_m = D_{nm}' \quad (6a)$$

$$X_n Y_m + X_m Y_n = D_{nm}'' \quad (6b)$$

ここで、 X と Y は未知数、 D_{nm} は、測定によって与えられる数である。いったん、 X, Y が導出されれば、利得、軸比等は、下式により容易に導出を行うことができる。

$$G = \frac{4\pi k^2 (|X|^2 + |Y|^2)}{1 - |S_{00}|^2} = \frac{4\pi k^2 (|L|^2 + |R|^2)}{1 - |S_{00}|^2} \quad (7)$$

$$AR = \frac{|R| + |L|}{|R| - |L|} \quad (8)$$

なお、 R と L は、散乱行列成分の右旋、左旋円偏波成分であり、

$$R = (X - iY) / \sqrt{2} \quad (9a)$$

$$L = (X + iY) / \sqrt{2} \quad (9b)$$

である。

4.4 アンテナ間結合の冪級数表現

D_{nm} を決定するのに必要とされるデータは、対向した2つのアンテナに対する送信アンテナの出力信号の受信アンテナの入力信号に対する比 $|b_0'(d)/a_0|$ と $|b_0''(d)/a_0|$ と、その受信アンテナを回転させた際の位相変化 $\arg(b_0''(d)/b_0'(d))$ である。これらのデータとアンテナ間距離 d 、周波数 f 、反射係数等により、 D_{nm} を決定することができる。

式(4)において、アンテナ間の多重反射の影響を考慮するために、同式を冪級数表現として書き表す。一般的に、いかなる2つのアンテナに対しても、その受信信号は、距離の関数として表した場合、冪級数として表現することができることが知られている。すなわち、

$$b_0'(d) = \frac{a_0}{1 - \Gamma_n \Gamma_l} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\exp[i(2p+1)kd]}{d^{2p+1}} \sum_{q=0}^{\infty} \frac{A_{pq}}{d^q} \quad (10)$$

上記の表現を詳細に書き出すと、以下ようになる。

$$b_0'(d) = \frac{a_0}{1 - \Gamma_n \Gamma_l} \left\{ \frac{e^{ikd}}{d} \left(A_{00} + \frac{A_{01}}{d} + \frac{A_{02}}{d^2} \dots \right) + \frac{e^{3ikd}}{d^3} \left(A_{10} + \frac{A_{11}}{d} + \frac{A_{12}}{d^2} \dots \right) + \frac{e^{5ikd}}{d^5} \left(A_{20} + \frac{A_{21}}{d} + \frac{A_{22}}{d^2} \dots \right) + \dots \right\} \quad (11)$$

上記の式において、初項は、近傍における直接的な伝送信号を表し、二番目の項は、アンテナ間の最初の反射を表し、3番目以降の項は、高次の多重反射を表す。式(10)から多重反射の影響と、 $1/d$ における高次の項の影響を取り除くことにより、式(5a)の D_{nm}' は、以下のように表される。

$$D_{nm}' = \lim_{d \rightarrow \infty} \left(\frac{b_0'(d)d}{a_0} \frac{(1 - \Gamma_l \Gamma_n) e^{-ikd}}{2\pi ik} \right) = \frac{A_{00}}{2\pi ik} \quad (12)$$

従って、無限遠方における特性を議論する場合には、最終的に式(12)において A_{00} のみを求めれば良いことになる。3アンテナ外挿法の場合、受信側のアンテナの向きが 0° と 90° の2通りに対してそれぞれ3種類ずつ計6種類の D_{nm} が測定される。これらの6元連立方程式を解くことで、 $X_1 \sim X_3$, $Y_1 \sim Y_3$ の全ての送受信関数を導出することが可能となり、最終的に、式(7), (8)から利得、軸比を算出することが可能となる。

4.5 測定装置と測定手順

ミリ波測定装置のブロックダイアグラムを図6に示す。2台のアンテナは、2m程度の高さの測定台（ポール）に設置する。なお、この2本の測定台は、軸合わせをされた真っ直ぐなレール上に設置され、アンテナ間距離を変化させながら、測定を行うことができるような構造になっている。本測定装置の写真を図7に示す。なお、同図においては、まだポール（支柱）上に測定台やミリ波モジュール等は設置されていない。まず、実際の測定を始める前に、不整合誤差に対する補正を行うために、調整型リフレクタメータ、もしくはネットワークアナライザを用いて、それぞれのアンテナと信号源と負荷のポートの入力反射係数を測定する。これは、高精度測定を行う場合に、特に必要とされる。

高利得アンテナのような特定の方向に鋭いビームを有するアンテナを評価する場合、ボアサイト方向のアライメント（軸合わせ）は、特に重要である。次のステップとして、その測定系のアライメント調整を正確に行う。

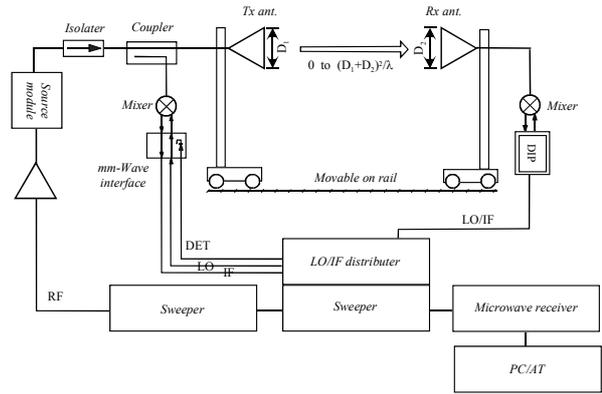


図6 ミリ波測定装置ブロックダイアグラム



図7 外挿法に使用するミリ波測定装置

測定系の座標軸としては、送受信間のアンテナの方向を z 軸方向とし、 y 軸は垂直方向、 x 軸は水平方向とする。まずは、測定軸である z 軸上にアンテナを設置し、送受信アンテナ間にセオドライト（測量機）を置き、送受信アンテナそれぞれに対して、開口面が正確にボアサイト方向を向いているかの調整を行う。また、 z 軸とレールの方向が正確に一致しているかを確認するために、送受信アンテナの測定台を動かしながら、測定系における z 軸がレールの軸と正確に平行になるように、機械的な微調整を行う。なお、偏波の測定を行うような場合にはアンテナを z 軸に関して回転して使用しなければならないので、そのような場合には、更に慎重にアライメントを行う必要がある。

次に、発信器からの直接的な信号を測定するために、2台の測定台を接近させ、信号源と負荷のポートを直接接続する。上記の測定終了後に、送信アンテナからの信号をアンテナ間距離の関数として測定する。なお、外挿法において想定される最大測定距離 d_{max} は、少なくとも a^2/λ とするべきである。また、最小距離 d_{min} は、 $d_{max}/d_{min} > 4$ となるように、十分に小さい値を選ぶ。一般的には、約

$0.2a^2/\lambda$ から $2a^2/\lambda$ の範囲で測定が行われている。なお、別の基準としては、距離を変化させながら測定を行い、その信号レベルが少なくとも10dB変化する範囲としても良い。測定データ上においては、実際には、アンテナ間の多重反射に起因する小さい変動が生じる。この多重反射の影響を、アベレージング等を利用して取り除き、遠方界における値を外挿する。

5. 電磁界・アンテナ標準整備状況

5.1 計量標準総合センター

産業技術総合研究所（産総研）計測標準研究部門電磁界標準研究室では、10kHzから110GHzまでの周波数を4分割し、それぞれの周波数領域において高品質で早急な標準の確立に向けて、測定環境の整備業務を行っている¹⁸⁾⁻¹⁹⁾。数年後には、ミリ波帯を含んだ110GHzまでの周波数領域におけるアンテナ係数・アンテナ利得における物理標準が日本国内において整備される予定である。ホーンアンテナ利得標準としては、これまで、旧電総研時代にXバンドホーンアンテナの利得測定装置等の研究として、挿入損失法を使用し、国際比較の対象周波数である8, 10, 12GHzの周波数を検討した経緯がある²⁰⁾。しかしながら、ミリ波帯電磁波に関しては、当時としては、ごく一部の専門的で特別な用途としてしか利用されていなかったため、今日のような電磁環境問題を本周波数帯において詳細に議論する必要性は生じてはいなかった。

近年のミリ波帯電磁波利用の必要性を鑑み、産総研においては、つくば本部・情報技術共同研究棟において、ミリ波帯電波暗室の施工を行い、平成16年3月に完成した。計測室、電波暗室の写真を図8.1、図8.2にそれぞれ示す。



図8.1 産総研ミリ波電波暗室脇の計測室
(つくば本部・情報技術共同研究棟)

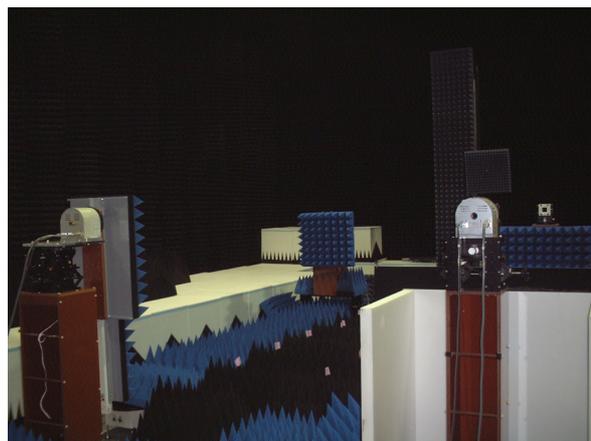


図8.2 産総研ミリ波電波暗室
(つくば本部・情報技術共同研究棟)

本測定場は、13m×9m×6mの大きさで、1.5mのクワイエットゾーンを有している。長期間の使用にも優れた安定性を示し、超広帯域で、斜入射特性にも優れた吸収特性を有する電波吸収材を用いている。現在、ミリ波帯電磁界標準整備に向けて、この電波暗室において使用する測定装置類を早急に整備しているところである。

5.2 諸外国の電磁界標準整備状況

諸外国の国家計量標準研究所におけるミリ波帯アンテナ利得の整備状況を、BIPMのホームページにおけるCMCリスト（2004年現在）、並びに、諸外国の標準研究機関のホームページから抜粋し、表2に示す。現状では、米国NISTは3アンテナ外挿法を使用して75GHzまで、英国NPLはホーンアンテナにおいて同様な方法を使用し45.5GHzまで、フランスBNM-LNEはホーンアンテナにおいて標準サイト法を使用し40GHzまで、オランダNMI-VSLは、3アンテナ法を使用し40GHzまで、ロシアVNIIFTRIは、ホーンアンテナにおいて3アンテナ外挿法を使用し118GHzまで、また、リフレクタアンテナに関してコンパクトレンジを使用し、同じく118GHzまで、韓国KRISSはホーンアンテナにおいて3アンテナ法を使用し、40GHzまで校正可能という状況であった。表2から、40GHz以上のアンテナ標準に関しては、米国、英国、ロシアが整備を完了している。

著者は、本年の7月の初めに英国NPLを訪問しマイクロ波帯における最新のアンテナ標準測定環境の視察を行い、マイクロ波ミリ波帯ホーンアンテナ校正を担当しているDavid Gentleとディスカッションを行う機会を得た。英国NPLの大型外挿法測定装置の写真を図9.1、図9.2に示す。今回の貴重な機会を生かし、諸外国においてまだ十分に

表2 ミリ波帯アンテナ標準の諸外国の整備状況

国名 研究機関名	Antenna	Method	Frequency	Uncertainty
米国 NIST	Antenna	Three antenna extrapolation technique	30-75GHz	0.15dB
英国 NPL	Horn antenna	Three antenna extrapolation technique	43.5-45.5GHz	0.05dB
フランス BNM-LNE	Horn antenna	Standard site method in AC	1-40GHz	0.24-0.65dB
オランダ NMI-VSL	Antennas	Three antenna method	1-40GHz	0.1dB
ロシア VNIIFTRI	Horn antenna	Three antenna method, extrapolation range	78.3-118GHz	0.15dB
	Reflector antenna	Compact range	16.7-118GHz	0.3dB
韓国 KRISS	Horn antenna	Three antenna method	0.5-40GHz	0.5-1dB

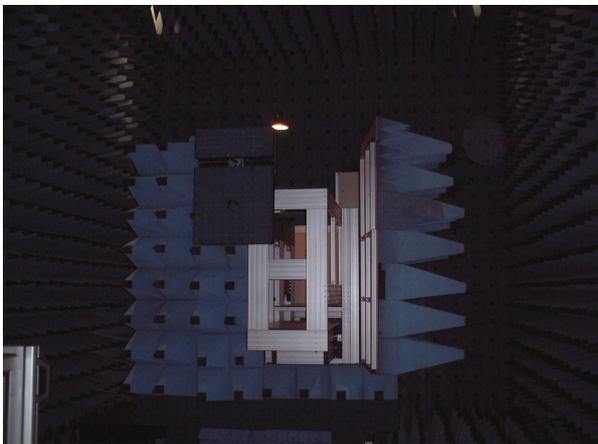


図9.1 NPLにおける大型外挿法測定装置における送信側装置台

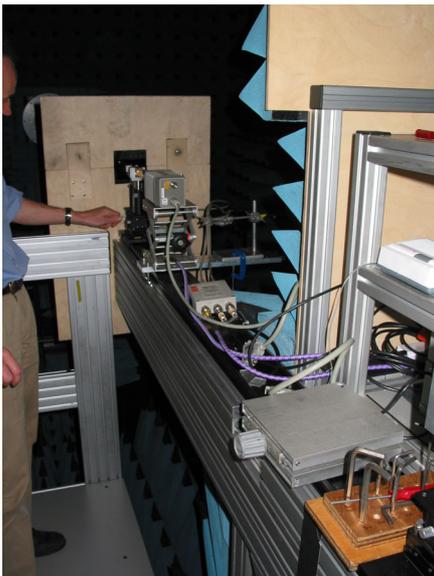


図9.2 NPLにおける大型外挿法測定装置における送信側装置台の内部

整備されているとはいえないミリ波標準を我が国において早急に整備することで、むしろ、世界に先導する物理標準を確立することが可能となる。

6. まとめ

ミリ波帯電磁波は、近年特に注目されてきている周波数帯である。本稿では、この電磁波に関する標準整備に関して、まず、その特徴と電磁波利用状況に関して記述した。更に、諸外国において高精度な測定手法として知られている外挿法に関して触れ、その簡単な理論、測定手順に関しても述べた。最後に計量標準総合センターと諸外国におけるミリ波帯電磁界標準に関してまとめた。

謝辞

本調査研究を実施するにあたり、ご指導頂いた電磁波計測科・科長小見山耕司氏、電磁界標準研究室・室長廣瀬雅信氏、並びに同研究室の皆様方に深く感謝致します。

参考文献

- 1) “電波政策ビジョン(草案),” 総務省情報通信審議会電波政策特別部会資料, 2003.
- 2) “60GHz帯の周波数の電波を使用する無線設備の技術的条件の答申,” 郵政省電気通信技術審議会諮問第107号, Jun. 1999.
- 3) Ronald.R.Bowman, “Field strength above 1GHz: measurement procedures for standard antennas,” *Proc. IEEE*, vol.55, no.6, pp.981-990, Jun. 1967.

- 4) T.S.Chu and R.A.Semplak, "Gain of electromagnetic horns," *Bell Sys. Tech. J.*, vol.55, no.6, pp.527-537, Mar. 1965.
- 5) "IEEE standard test procedures for antennas," IEEE Std. 149-1979, *IEEE Inc.* 1979.
- 6) P.S.Hacker and H.E.Schrank, "Range distance requirements for measuring low and ultralow sidelobe antenna patterns," *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol.AP-30, no.5, Sep. 1982.
- 7) Andrew G.Repjar, Allen C.Newell and Douglas T.Tamura, "Extrapolation range measurements for determining antenna gain and polarization," *NBS Technical Note*, 1311, Aug. 1987.
- 8) Allen C.Newell, Ramon C.Baird, and Paul F.Wacker, "Accurate measurement of antenna gain and polarization at reduced distances by an extrapolation technique," *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol.AP-21, no.4, Jul. 1973.
- 9) Andrew G. Repjar, Allen C. Newell and Douglas T. Tamura, "Extrapolation range measurements for determining antenna gain and polarization," *NBS Technical Note*, 1311, Aug. 1987.
- 10) David M. Kerns, "Plane-wave scattering-matrix theory of antennas and antenna-antenna interactions," *NBS Monograph*, Jun. 1981.
- 11) David M. Kerns, "Correction of near-field antenna measurements made with an arbitrary but known measuring antenna," *Elec. Lett.*, vol.6, no.11, May 1970.
- 12) David M. Kerns, "Determination of both polarization and power gain of antennas by a generalized 3-antenna measurement method," *Elec. Lett.*, vol.7, no.3, Feb. 1971.
- 13) 手代木扶他, "アンテナの近傍界測定システムの開発とその応用," *通信総合研究所季報*, pp.101-180, vol.34, no.172, Sep. 1988.
- 14) 手代木扶, "アンテナ測定法の基礎と実際," *電子情報通信学会アンテナ・伝播における設計・解析手法ワークショップ(第13回)資料*, Mar. 1999.
- 15) 手代木扶, "アンテナの近傍界測定," *電子情報通信学会誌*, vol.62, no.10, pp.1145-1153, Oct. 1979.
- 16) "アンテナ工学ハンドブック," *電子情報通信学会編*, 1980.
- 17) D.G.Gentle, A.Beardmore, J.Achkar, J.Park, K.MacReynolds, and J.P.N. de Vreede, "CCEM key comparison CCEM.RF-K3.F(GT-RF 92-1), measurement techniques and results of an intercomparison of horn antenna gain in IEC-R 320 at frequencies of 26.6, 33.0 and 40.0GHz," *NPL report*, CETM 46, Sep. 2003.
- 18) 石居正典, "アンテナ係数及び300MHz以下の標準アンテナに関する調査研究," *産総研計量標準報告*, pp. 175-180, vol.2, no.1, Apr. 2003.
- 19) 黒川悟, "EMI計測とアンテナ等電磁界標準に関する調査," *産総研計量標準報告*, pp.149-154, vol.3, no.1, Mar. 2004.
- 20) 長塚明雄, 小見山耕司, 横島一郎, "Xバンドアンテナ利得測定装置の精度評価," *電気学会計測研究会*, IM-87-41, pp.37-46, Oct. 1987.