

ミリ波帯アンテナ標準に関する調査研究

飴谷充隆*

(平成21年6月16日受理)

Survey on millimeter wave antenna standards

Michitaka AMEYA

1. はじめに

ミリ波とは、30 GHz～300 GHzの周波数帯に属する電磁波の総称である。ラジオ波やマイクロ波などの低い周波数帯の電磁波は、テレビ放送、衛星放送、GPS、電子レンジ、携帯電話、RF-IDなど、様々な分野で実用化が進んでいるが、ミリ波からテラヘルツ波(0.3 THz～3 THz)の電磁波は未開拓周波数と呼ばれ、他の周波数帯の電磁波に比べて開発が遅れていた。しかしながら、近年の低周波帯電磁波における割り当て周波数の枯渇や、CMOS等のシリコンデバイスの高速化によるミリ波電磁波の発生・検出の実用化にともない、ミリ波帯電磁波が再び注目を集めている^{1), 2)}。

電磁波は、周波数によってその特性が大きく異なる。ミリ波帯電磁波の特徴は次の3点にまとめることができる³⁾。

1. マイクロ波に比べて波長が短い(1 mm～10 mm)ため部品・製品を小さく製作できる。
2. 共鳴吸収周波数があるため、水(水蒸気)や酸素(60 GHz付近)による吸収量がマイクロ波よりは大きく、赤外光や可視光に比べると小さい。
3. 広い帯域を利用できるため、大きな情報量の伝送に適する。

このミリ波電波特有の性質を生かして、様々な分野での応用が期待されており、電波を送受するためのアンテナの校正は、電磁波計測の基盤を形成する上で必要不可欠な要素である。

一方、電子機器を開発する際に、常に検討しなくてはならない問題にEMC(ElectroMagnetic Compatibility, 電磁環境両立性)問題がある。インターネットやパーソナルコンピュータ、携帯電話などの普及に伴って、電子的

に制御された機器が氾濫している。しかし、それらの機器からは、意図するかしないかに関わらず一定量の電磁波が放射されており、電子機器から放射された電磁波が空中を伝搬して、他の電子機器に印加された場合、電子機器が誤作動する原因となり得る。実際に、図書館の防犯ゲートシステムが心臓ペースメーカーに誤作動を与える現象などが報告されており、携帯電話やRF-IDが心臓ペースメーカーに与える影響について詳細な検討が行われている⁴⁾。このように電磁波を発する電子機器が無数に存在する状況下において、電子機器同士が適切に動作することをEMCと呼び、機器メーカーが日々対応を行っている。

欧州では、1996年にEMC指令に基づくCEマーキングの表記が義務付けられている。日本から欧州に輸出する電子機器は必ずこの認定を受けなくてはならず、多くの日本企業がCEマークの取得に奔走している。認定試験のための具体的な測定手順などは国際標準化委員会であるIEC(International Electrotechnical Commission, 国際電気標準会議)のCISPR委員会がその規格を発行している。米国、欧州、アジア、オーストラリアなどの多くの地域でCISPR規格が参照され、タイトルのみを変更し国内規格として置き換えられている。EMC規制で測定法が標準化されている周波数は現在のところ18GHz程度までであるが、今後の電子機器の利用周波数の高周波化や、無線機器における高調波計測の義務化によって、将来的にはミリ波を含むすべての周波数(数十Hz～3 THzまで)において、何らかの規制が求められるようになるのは避けられない状況である。

これらの背景を踏まえ、本報告では、第2章においてミリ波帯電磁波の応用技術の中でも、最も実用化が進んでいる3つのアプリケーションの例を挙げ、それぞれの技術の中でアンテナ校正が求められる理由を述べる。第3章では、アンテナ校正において、校正を行う量の定義

* 計測標準研究部門 電磁波計測科 電磁界標準研究室

について説明する。第4章では、アンテナ校正法とその原理について解説する。第5章では、海外の標準研の整備状況を概観し、そのうち米国NISTおよび韓国KRISSの整備状況を述べる。最後に第6章で、本報告の結論を述べる。

2. ミリ波帯電磁波の応用技術とアンテナ校正のニーズ

2.1 車載用衝突防止レーダ

ミリ波帯電磁波の応用技術の一つに車載用衝突防止レーダが挙げられる⁵⁾。図1に示すように、車両に装着されたアンテナからミリ波を送出し、対象車両から反射してきたミリ波を受信し、伝搬時間差やドップラー効果による周波数差などを検知することで、車両までの距離や相対速度を計測する。ミリ波特有の透過性をいかすことで悪天候時においても車両や障害物を検知し、車の速度を調節して衝突を回避し、衝突寸前にシートベルトなどの安全装備を作動させる。国内ではすでに車載レーダ用として76 GHz～77 GHz帯の周波数が総務省により割り当てられており、海外では76 GHz帯の他、47 GHz、60 GHz、94 GHz帯などを利用する国も存在する。2007年における世界出荷台数は30万～40万台程度であるが、2010年には100万台規模、さらなるコストダウンが成功した場合は1000万台規模の市場に成長するとの予測がなされている⁶⁾。衝突防止レーダは交通事故の減少に威力を発揮し、安全・安心な社会の実現することが期待されているが、誤作動などは許されないため装置の信頼性が大変重要となる。

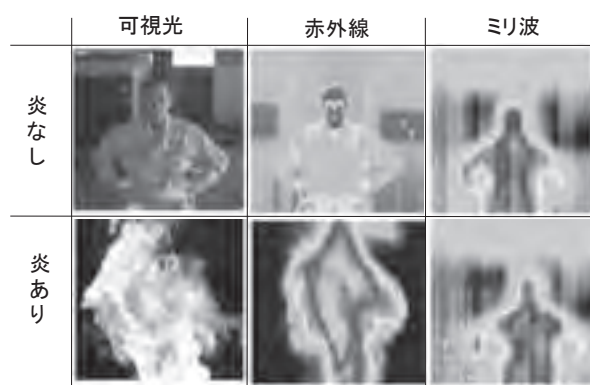
レーダの基本原理を平面波散乱行列⁷⁾によって表現すると式(1)のように表される。なお、平面波散乱行列の詳細については4節で詳しく説明するため、ここでは詳細を省く。

$$b_0 = a_0 \left[S_{00} - \left(\frac{2\pi k}{d} \right)^2 \sum_{m=1}^2 \sum_{n=1}^2 S_{01}(m) S'_{22}(m, n) S_{10}(n) e^{2ikd} \right] \quad (1)$$

ここで、 b_0 は受信波の振幅、 a_0 は送信波の振幅、 d はアンテナと散乱体との距離、 k は波数、 S_{00} はアンテナ入力



図1. 車載用衝突防止レーダの例



※東北大学電気通信研究所Webページより転載

図2. ミリ波パッシブイメージングの例

端における反射係数、 $S_{01}(m)$ はアンテナの正面方向における受信特性、 $S_{10}(n)$ はアンテナの正面方向における送信特性、 $S'_{22}(m, n)$ は散乱体の正面方向における散乱特性を表しており、 m, n は送信波および受信波の水平偏波・垂直偏波に対応したインデックスである。 $S'_{22}(m, n)$ はレーダ断面積に相当する値であり、散乱体の形状や媒質特性によって変化する。 $S'_{22}(m, n)$ の周波数特性がわかれば、そのフーリエ変換により散乱特性の時間情報が算出でき、散乱体との距離を推定することが可能となる。受信波の振幅 b_0 は送信波の振幅 a_0 、アンテナの受信特性 $S_{01}(m)$ および送信特性 $S_{10}(n)$ 、散乱体の散乱特性 $S'_{22}(m, n)$ の積の形で得られるため、散乱特性 $S'_{22}(m, n)$ を高精度に測定するためにアンテナの特性 $S_{01}(m)$ 、 $S_{10}(n)$ を事前知っておく必要がある。校正されたアンテナ特性 $S_{01}(m)$ 、 $S_{10}(n)$ を用いることにより、散乱特性 $S'_{22}(m, n)$ を上位標準にトレーサブルな形で高精度に測定することが可能となるため、車載用衝突防止レーダの信頼性向上に大きく貢献する。

2.2 パッシブイメージング

ミリ波は、その透過性の良さから、セキュリティ用のイメージング機器としての応用が期待されている。イメージング技術は大別してパッシブイメージングとアクティブイメージングに分けられるが、物体から放射される熱雑音を観測するパッシブイメージングに特に注目が集まっている^{8), 9)}。ミリ波は炎や霧、雲、雨、衣服を通過するので、この性質をイメージング技術と組み合わせることにより、火炎・煙で覆われた環境での人間のイメージングや、噴煙・雲で覆われた火山の観測、雨・霧等悪天候下での交通監視用イメージング、衣服を通して武器・爆発物を検知するためのセキュリティ応用などが検討されている。図2は東北大学電気通信研究所webペー

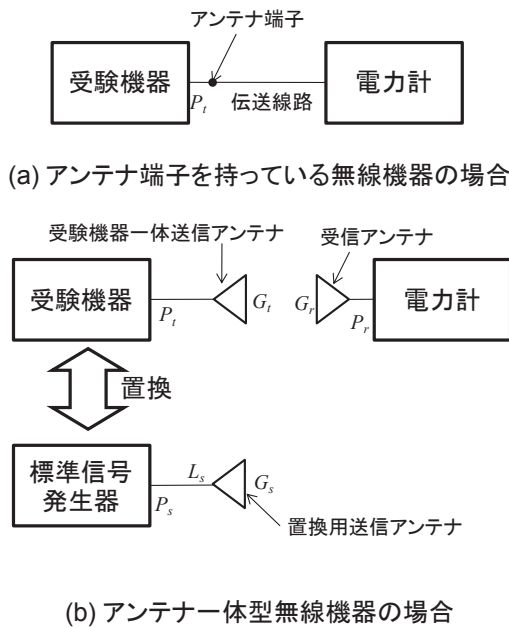


図3. ミリ波無線通信機器の技術適合試験の概要

ジ¹⁰⁾からの抜粋であるが、可視光や赤外では火の向こうの人物が認識できないのに対して、ミリ波では炎を通して人物を確認することができる。これは炎の発光原理がプラズマであり、ミリ波帯の電磁波を放射せずかつ透過することによる。一方、ミリ波は22 GHzの水蒸気吸収、60 GHzの酸素吸収による大気減衰が大きい¹¹⁾、パッシブイメージングでは減衰が比較的少ない周波数帯（35 GHz帯や94 GHz帯）が利用される。また特殊なイメージング用途としては、高密度なプラズマの計測や、段ボール箱内の食品の温度計測などの応用も検討されている。アンテナには主にレンズにアンテナを接続したレンズアンテナが用いられるが、高利得なレンズアンテナを設計するためにはアンテナとレンズのマッチングが重要となるため、レンズアンテナの設計・評価に必要な不可欠なアンテナパターンの精密計測が望まれている。

2.3 高速無線通信と無線局認定試験

近年、特に注目を集めているのがミリ波を使った無線通信である^{12), 13)}。高速な有線ブロードバンドネットワークの普及およびハイビジョン放送などの大容量コンテンツの増大を背景に、高速な無線通信技術が求められている。しかし、これまで利用していたマイクロ波帯（500 MHz～30 GHz）の周波数は多くの利用者で過密状態にあり、新しい利用者に周波数を開放する余地はない。また近年のCMOSデバイス技術の高速化によって、ミリ波帯無線デバイスを安価に製作できるようになったことから、ミ

リ波帯での無線通信技術の実用化が現実的になりつつある。特にハイビジョン放送を非圧縮伝送するためには1.5 Gbps以上の伝送速度が必要となるため、ミリ波帯以上の周波数でないと高速な無線通信を実現できない。

我が国の総務省では、平成17年より「電波資源拡大のための研究開発」と題して、ミリ波帯の周波数を開拓するための研究開発プロジェクトに年間30億円程度の研究費を割り当てている¹⁴⁾。ミリ波無線通信の実現によって大容量コンテンツを数秒でダウンロードできるなど、利便性が高まる一方で無線機器の増加による機器間の干渉問題が大きくなる可能性もはらんでおり、1.2節で説明したEMC問題を十分考慮する必要がある。現在国内では59 GHz～66 GHz帯が特定小電力無線として利用可能であるが、その認可を取得するためには総務省が規定する認定試験をパスしなくてはならない。

特定小電力無線機の認定試験は技術適合試験と呼ばれる。ミリ波無線機器に関する試験はTELEC-T307「ミリ波画像伝送用およびミリ波データ伝送用特定小電力無線局に使用するための無線設備の特性試験方法」がそれに該当する¹⁵⁾。試験の概要は図3の通りである。技術適合試験では、空中線電力（無線機器のアンテナ端子から出力される電力）が規制値として規定されている。取り外しのできるアンテナ端子を持っている無線機器に関しては、図3(a)のように試験の際にアンテナを取り外し、受験装置のアンテナ端子と電力計を直接接続し、端子から出力される電力(P_t)が試験周波数において10 mW以下であるかを試験する。アンテナ端子を持たないようなアンテナ一体型機器の場合、図3(b)のように試験機関が用意した標準信号発生器、置換用送信アンテナ、受信アンテナを接続した電力計を用いて試験を行い、式(2)によって受験機器のアンテナ端子における出力電力を算出する。まず受験機器から放射される電磁波を受信アンテナで受信したときの電力計の指示値(P_r)を記録する(式(2a))。次に、標準信号発生器の出力が受験装置を用いた場合の指示値(P_r)と同じ値になるように信号発生器の出力(P_s)を設定すると式(2b)のように、電力計の指示値(P_r)は置換用送信アンテナの利得(G_s)、受験機器のアンテナ利得申請値(G_t)および伝送線路による減衰量(L_s)の積で表される。式(2a)および式(2b)の連立方程式より、試験機器のアンテナ端子からの出力電力(P_t)を推定し、その推定値が10 mW以下であるかどうかを試験する。

$$P_r = P_t G_t G_r \tag{2a}$$

$$P_r = P_s L_s G_s G_r \tag{2b}$$

$$\therefore P_t = \frac{P_s L_s G_s}{G_t} \quad (2c)$$

多くの小型機器ではアンテナを一体として製造するため取り外し構造とはなっておらず、アンテナ一体型無線機器の試験方法では、アンテナ利得 G_t を申請しなくてはならないため、機器メーカーはあらかじめアンテナ利得を高い精度で計測する必要がある。また、公平な試験を実現するという観点から試験時に用いるアンテナ利得 G_s 、減衰量 L_s 、標準信号発生器出力 P_s および P_r を測定するための電力計は定期的に校正されていることが望ましい。

以上は、無線機器の使用周波数帯における試験の手順であるが、無線通信に関する標準化や勧告を行う国際機関であるITU-R (International Telecommunication Union Radio Communication Sector; 国際電気通信連合無線部門) では、2003年の無線通信規則改訂において、不必要な電波をできる限り低減させる観点からスプリアス領域発射（通信周波数帯域外における不要な電磁放射）の測定周波数帯に関する改正が行われ、13 GHz～150 GHzの周波数帯を利用するシステムは第2高調波まで、150 GHz～300 GHzの周波数帯を利用するシステムは300 GHzまでの周波数帯の不要発射強度を計測することが定められた¹⁶⁾。我が国においても電波法において、ITU-R勧告に準じる改訂がなされ、kHz帯から数100 GHz帯にわたる広帯域なスプリアス放射測定が必要となった。無線機器試験において正確なスプリアス領域発射強度測定を行うためには、300 GHzまでの全周波数におけるアンテナ校正が求められている。

3. アンテナ標準における校正パラメータ

アンテナは、伝送線路中の電磁エネルギーを空間中の電磁エネルギーに変換するデバイス、もしくは空間中の電磁エネルギーを伝送線路中の電磁エネルギーに変換するデバイスとして定義される。用途・周波数によって様々な形状のアンテナが存在するが、現在、当研究室で標準供給を行っているアンテナはループアンテナ、ダイ

ポールアンテナ、ログペリオディックアンテナ、バイコニカルアンテナ、ホーンアンテナの5種類である。それぞれのアンテナは対応する周波数が異なっており、ループアンテナは20 Hz～30 MHz、ダイポールアンテナは30 MHz～2 GHz、ログペリオディックアンテナは300 MHz～1 GHz、バイコニカルアンテナは30 MHz～300 MHz、ホーンアンテナは1 GHz～40 GHzの周波数範囲での標準供給を実施している。周波数によって電波の特性が異なるため、使用する校正装置も異なっている。

アンテナの特性を表すパラメータとして、反射係数、アンテナ係数、利得、偏波分離度、軸比が挙げられる。以下ではそれぞれのパラメータとそれらの関係について説明する。なお、パラメータはすべて周波数依存性を持っており、周波数の関数となる。以降本文では、電界および電圧は交番電界および交番電圧を示すこととする。

3.1 反射係数

アンテナの反射係数は、伝送線路とアンテナの接続面における入射電圧と反射電圧の比で表され、式(3)で表される。

$$\Gamma = \frac{b_0}{a_0} \quad (3)$$

ただし、 Γ は反射係数、 a_0 は入射電圧、 b_0 は反射電圧であり、それぞれ複素数である。伝送線路の特性インピーダンスを Z_c 、アンテナの入力インピーダンスを Z_{IN} とすると、反射係数は式(4)の形式で書くことができ、 $Z_c = Z_{IN}$ のとき、反射係数は0となる。

$$\Gamma = \frac{Z_{IN} - Z_c}{Z_{IN} + Z_c} \quad (4)$$

反射係数の絶対値は0から1の値をとり、反射係数が小さいほどアンテナへの入力電力が大きくなる。伝送線路の反射係数測定と同様な測定法が適用できるが、計測室の壁面に電波吸収体を設置したり、アンテナ近傍の空間を十分広くとるなど、周囲からの反射波を取り除く工夫が必要となる。

3.2 アンテナ係数

アンテナ係数は、アンテナに入射する電界強度 E の平面電磁波と、アンテナ端子の出力電圧 V_0 の比として、式(5)のように定義される¹⁷⁾。

$$AF = \frac{E}{V_0} \quad (5)$$

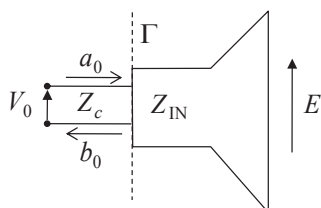


図4. 反射係数とアンテナ係数

アンテナ係数はEMC (ElectroMagnetic Compatibility) 試験の分野において、電子機器から放射される電界強度を計測するために広く用いられている。アンテナ係数が既知の受信アンテナを用いて空間電界を受信したとき、アンテナ端子から出力される電圧にアンテナ係数を掛けることによって、空間中の電界強度が算出できる。

3.3 アンテナ利得

アンテナ利得は、アンテナへの入力電力 P_m が等方的に放射された時(無指向性)の放射強度($P_m/4\pi$)を基準として、実際の放射パターンで放射される特定方向における放射強度の比として、式(6)のように定義される¹⁸⁾。

$$G(\theta, \phi) = \frac{U_{rad}(\theta, \phi)}{P_m/4\pi} = \frac{r^2}{2\eta_0} \frac{\left[|E_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2 \right]}{(1-|\Gamma|^2)|a_0|^2} \quad (6)$$

$$= \frac{4\pi Z_c \left[|E_\theta^0(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi^0(\theta, \phi)|^2 \right]}{\eta_0(1-|\Gamma|^2)|a_0|^2}$$

ただし、 E_θ および E_ϕ は遠方における電界の θ 方向成分および ϕ 方向成分、 r はアンテナからの距離、 η_0 は自由空間中の波動インピーダンスを表している。また、 E_θ^0 および E_ϕ^0 は遠方電界の距離依存項を取り除いた成分であり以下の式で表される。

$$E_\theta(r, \theta, \phi) = E_\theta^0(r, \theta, \phi) \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (7)$$

$$E_\phi(r, \theta, \phi) = E_\phi^0(r, \theta, \phi) \frac{e^{-jkr}}{r}$$

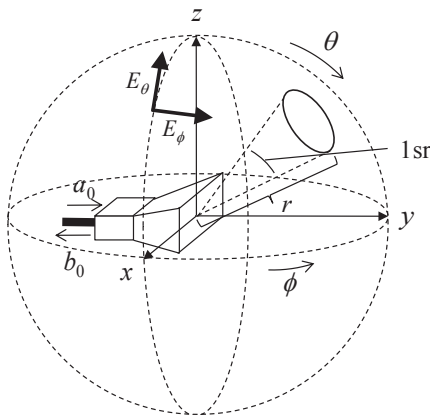


図5. アンテナ利得の定義

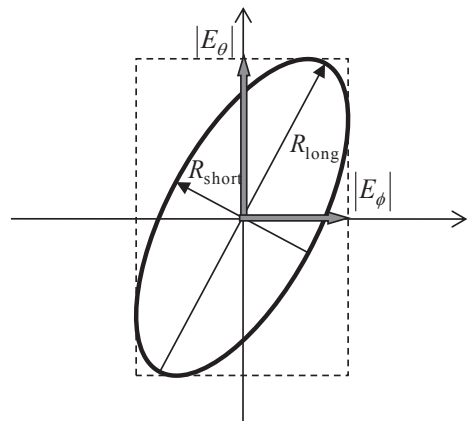


図6. 偏波分離度と軸比

また、式(5)のアンテナ係数との関係は次式のように表され、アンテナ利得が一定の場合、アンテナ係数は波長に反比例する。

$$AF = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{4\pi\mu_0}{Z_c G}} \quad (8)$$

3.4 偏波分離度と軸比

特定方向(θ, ϕ)に放射される電界を考えた場合、 E_θ および E_ϕ の位相は必ずしも一致しないため、 E_θ と E_ϕ の合成電界を時間の関数として表すと、図6のような楕円軌道を描く。このとき偏波分離度は、式(9)のように定義される。

$$\rho(\theta, \phi) = \frac{E_\theta(r, \theta, \phi)}{E_\phi(r, \theta, \phi)} = \frac{E_\theta^0(\theta, \phi)}{E_\phi^0(\theta, \phi)} \quad (9)$$

また、 $\text{Arg}(\rho) = n\pi$ ($n=0,1,2,3,\dots$) のとき直線偏波、 $\text{Arg}(\rho) = \pm\frac{\pi}{2} + 2n\pi$ ($n=0,1,2,3,\dots$) のとき円偏波となる。

また楕円偏波の長軸と短軸の比を軸比と呼び、以下の式で表す。

$$AR = \frac{R_{\text{long}}}{R_{\text{short}}} \quad (10)$$

軸比は1から ∞ までの値をとり、直線偏波のとき $AR = \infty$ 、円偏波の時 $AR = 1$ となる。

4. アンテナ校正法の原理と分類

4.1 平面波散乱行列によるアンテナ特性の表現

3節におけるアンテナ特性は定義から導かれる定式化であるが、ある点における電界が直接測れることや放射

に寄与しない静電界や誘導界などの近傍界が存在しないなどの理想的な状況で定義された式であり、実際の計測を考慮していない。実際に送信アンテナまたは受信アンテナの特性を計測する場合、電界を直接測定することは難しいため、送信アンテナ入力端子および受信アンテナ出力端子における入射電圧および反射電圧を計測し、その値からアンテナ特性を算出する。また、遠方界条件を満たすためにはアンテナ間の距離を十分に取る必要があり、実際の測定環境においては、必ず静電界や誘導界などの近傍電磁界の影響を考慮しなくてはならない。したがって、校正システムを立ち上げ、不確かさ評価を行うにあたっては、より一般的な定式化が必要となる。1963年にNBS（現NIST）のKernsによって提案された平面波散乱行列を用いた手法は、より一般的な形式で2つのアンテナ間の特性を記述しており、より厳密なアンテナ特性の解析が可能となる⁷⁾。

平面波散乱行列では、空間に存在する電磁界を、あらゆる方向に伝送する平面波に分解して表現し、アンテナを空間に対して無限個の平面波入出力端子を持つ接合回路として考える。平面波散乱行列法では、1つのアンテナ特性は図7のように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。それによって、一般的な多端子回路網に対する散乱行列と同様に、アンテナの特性を給電端子面 P_0 における入出力波 a_0, b_0 と平面 P_1, P_2 を伝搬する平面波スペクトル a_p, b_p の関係を表す散乱行列 S_{pq} を用いて式(11)のように記述する。

$$\begin{aligned}
 b_0 &= S_{00}a_0 \\
 &+ \iint \sum_{m=1}^2 S_{01}(m, \mathbf{K}) a_1(m, \mathbf{K}) d\mathbf{K} \\
 &+ \iint \sum_{m=1}^2 S_{02}(m, \mathbf{K}) a_2(m, \mathbf{K}) d\mathbf{K} \\
 b_1(m, \mathbf{K}) &= S_{10}(m, \mathbf{K}) a_0 \\
 &+ \iint \sum_{m=1}^2 S_{11}(m, \mathbf{K}; n, \mathbf{L}) a_1(m, \mathbf{K}) d\mathbf{K} \\
 &+ \iint \sum_{m=1}^2 S_{12}(m, \mathbf{K}; n, \mathbf{L}) a_2(m, \mathbf{K}) d\mathbf{K} \\
 b_2(m, \mathbf{K}) &= S_{20}(m, \mathbf{K}) a_0 \\
 &+ \iint \sum_{m=1}^2 S_{21}(m, \mathbf{K}; n, \mathbf{L}) a_1(m, \mathbf{K}) d\mathbf{K} \\
 &+ \iint \sum_{m=1}^2 S_{22}(m, \mathbf{K}; n, \mathbf{L}) a_2(m, \mathbf{K}) d\mathbf{K}
 \end{aligned} \tag{11}$$

ここで、 $p, q(p, q=1 \text{ or } 2)$ はアンテナの右側($p, q=1$)および左側($p, q=2$)を表すインデックスであり、 $m, n(m, n=1 \text{ or } 2)$ は偏波に対応するインデックスである。また S_{00} はアンテナ給電端子における反射係数、 $S_{0q}(m, \mathbf{K})$ はアンテナの受信特性、 $S_{q0}(m, \mathbf{K})$ はアンテナの送信特性、 $S_{pq}(m, \mathbf{K}; n, \mathbf{L})$ はアンテナの散乱特性を表す平面波散乱行列である。平面波散乱行列を用いると2節で表した反射係数 Γ 、アンテナ利得 G 、偏波分離度 ρ はそれぞれ以下の式で表される。ただし、平面波散乱行列で表現した利得と偏波分離度はインデックス q によって右半球の値と左半球の値が別々に定義される。

$$\Gamma = S_{00} \tag{12}$$

$$G_q(\mathbf{K}) = \frac{4\pi Z_c \left[k^2 |S_{q0}(1, \mathbf{K})|^2 + k_z^2 |S_{q0}(2, \mathbf{K})|^2 \right]}{\eta \left(1 - |S_{00}|^2 \right)} \tag{13}$$

$$\rho_{q0}(\mathbf{K}) = \frac{k_z S_{q0}(2, \mathbf{K})}{(-)^{q-1} k S_{q0}(1, \mathbf{K})} \tag{14}$$

ここで、 k は平面波の波数の大きさを、 k_z は波数の z 方向成分を表しており、次式が成り立つ。

$$k = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2}, \tag{15}$$

$$K = |\mathbf{K}| = \sqrt{k_x^2 + k_y^2}$$

$$k_x = k \cos \phi \sin \theta, k_y = k \sin \phi \sin \theta \tag{16}$$

$$k_z = k \cos \theta$$

また、波数は $k = 2\pi / \lambda = 2\pi f / c_0$ であるから、周波数 f によって一意に定まる。 $(c_0$ は真空中の光速)

実際の計測では、平面波スペクトルを直接計測することはできないため、受信用のアンテナを利用し、送信ア

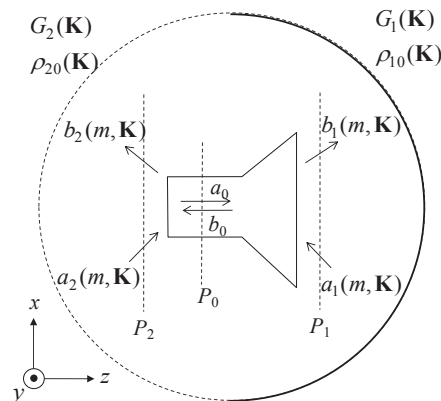


図7. アンテナ単体の平面波散乱行列表現

ンテナと受信アンテナの入出力端子における入出力波を計測することでアンテナ散乱行列を決定する。ここで、図8に示すような2つのアンテナ系を考える。ただし、右側のアンテナの入出力振幅、平面波スペクトル、散乱行列にはダッシュ記号をつけて左側アンテナの変数と区別する。左側のアンテナを送信アンテナ、右側のアンテナを受信アンテナと考え、受信アンテナの入出力端子面 P'_0 に反射係数 Γ_L の負荷を接続したと仮定すると、送信アンテナの入力振幅 a_0 と受信アンテナの出力振幅 b'_0 の関係は次式で表される。

$$\begin{aligned} \frac{b'_0}{a_0} &= \frac{1}{1-\Gamma_L S'_{00}} \iint \sum_{m=1}^2 S'_{02}(m, \mathbf{K}) S_{10}(m, \mathbf{K}) e^{i\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}} d\mathbf{K} \\ &= \frac{1}{1-\Gamma_L S'_{00}} \iint D(\mathbf{K}) e^{i\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}} d\mathbf{K} \end{aligned} \quad (17)$$

したがって、測定値は受信アンテナの受信散乱行列と送信アンテナの送信散乱行列の積の形で表現される。式(17)を伝送積分 (Transmission Integral) と呼び、この受信散乱行列と送信散乱行列の積 $D(\mathbf{K})$ を結合積 (Coupling Product) と呼ぶ。次節以降は、結合積の測定手法として、遠方界法・外挿法・近傍界走査法の3手法を説明し、結合積から送信散乱行列と受信散乱行列を分離する手法として、置換法・2アンテナ法・3アンテナ法の3手法を紹介する。

4.2 遠方界法

遠方界法は、アンテナ間の距離 d をできるだけ大きくしてアンテナ間の伝送特性 b'_0/a_0 を計測する手法である。遠方界条件が満たされる場合、停留位相法¹⁹⁾ より式(17)は次式のように近似できる。

$$\frac{b'_0}{a_0} \approx \frac{-2\pi i k D(0)}{1-\Gamma_L S'_{00}} \frac{e^{ikd}}{d} \quad (18)$$

遠方界と見なせる距離 d の目安として以下の式が知られている。

$$d \geq \frac{2A^2}{\lambda} \quad (19)$$

ただし、 A はアンテナの最大寸法であり、 λ は測定周波数における波長である。しかし、アンテナ利得を高精度に測定する場合、式(19)の距離では不十分であり、標準ゲインホーンアンテナの場合、無限遠における利得との差異を 0.05 dB 以下とするには $32A^2/\lambda$ 以上の距離が必要となる²⁰⁾。しかしながら、ミリ波帯では安定な高出力信号を得ることが難しく、距離を離すと信号レベルが減少

するため計測が困難になる。したがって、ミリ波帯のアンテナ校正において遠方界法を用いることはあまり現実的ではない。

4.3 外挿法

外挿法は距離 d を変化させながらアンテナ間伝送特性を計測し、遠方界における特性を外挿によって算出する手法である。一般的に2つのアンテナ間の伝送特性をアンテナ間距離 d の関数として表した場合、アンテナ間の伝送特性 b'_0/a_0 は、 $1/d$ の冪級数で次式のように表現できることが知られている²¹⁾。

$$\begin{aligned} \frac{b'_0(d)}{a_0} &= \frac{1}{1-\Gamma_L S'_{00}} \sum_{M=0}^{\infty} \left\{ \frac{\exp[i(2M+1)kd]}{d^{2M+1}} \sum_{N=0}^{\infty} \frac{A_{MN}}{d^N} \right\} \\ &= \frac{1}{1-\Gamma_L S'_{00}} \left\{ \frac{e^{ikd}}{d} \left(A_{00} + \frac{A_{01}}{d} + \frac{A_{02}}{d^2} \dots \right) \right. \\ &\quad \left. + \frac{e^{3ikd}}{d^3} \left(A_{10} + \frac{A_{11}}{d} + \frac{A_{12}}{d^2} \dots \right) \right. \\ &\quad \left. + \frac{e^{5ikd}}{d^5} \left(A_{20} + \frac{A_{21}}{d} + \frac{A_{22}}{d^2} \dots \right) + \dots \right\} \end{aligned} \quad (20)$$

式(21)において、 M による級数和はアンテナ間の多重反射を表し、 N による級数和はアンテナ間の近接効果を表している。 $1/d$ の項と遠方界法の近似式(18)との係数比較を行うと、

$$D(0) = \frac{-A_{00}}{2\pi i k} \quad (21)$$

となる。したがって、近傍界において距離 d を変化させながら伝送特性 b'_0/a_0 を測定し、 $1/d$ の冪級数としてフィッティングを行い、0次の項 A_{00} を外挿によって求めることで、正面方向の結合積 $D(0)$ を算出できる。外挿法は最も高精度にアンテナ利得を算出できる手法として知ら

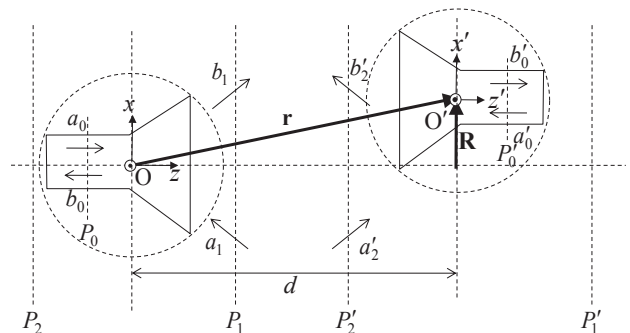


図8. 2つのアンテナ系の平面波散乱行列表現

れているが、求められる値が正面方向に限られる。

4.4 近傍界走査法

近傍界走査法は被測定アンテナから距離 d 離れた平面に沿って受信アンテナを2次元に走査させ、そのときのアンテナ間の伝送特性を、フーリエ変換することによりアンテナ特性を算出する手法である。式(17)において \mathbf{k} および \mathbf{r} を x,y 方向成分 \mathbf{K},\mathbf{R} および z 方向成分 k,y に分解して表示すると次式のように表現できる。

$$\frac{b'_0(\mathbf{R})}{a_0} = \frac{e^{iky}}{1-\Gamma_L S'_{00}} \iint D(\mathbf{K}) e^{i\mathbf{K}\cdot\mathbf{R}} d\mathbf{K} \quad (22)$$

式(22)右辺の積分は $D(\mathbf{K})e^{iky}$ の2次元フーリエ変換になっている。したがって、 $b'_0(\mathbf{R})$ の2次元逆フーリエ変換により次式が成立し、結合積 $D(\mathbf{K})$ が算出される。

$$D(\mathbf{K}) = \frac{(1-\Gamma_L S'_{00})e^{iky}}{4\pi^2 a_0} \iint b'_0(\mathbf{R}) e^{-i\mathbf{K}\cdot\mathbf{R}} d\mathbf{R} \quad (23)$$

以上は平面走査による近傍界走査法の説明であるが、アンテナによって放射される電磁界を円筒波展開あるいは球面波展開することで、円筒面走査および球面走査によってもアンテナ特性を算出することが可能である²²⁾。

4.5 置換法

置換法は、アンテナ特性が既知のアンテナを送信あるいは受信アンテナに用いて、受信あるいは送信アンテナのアンテナ特性を、測定で得られた結合積から分離する手法である。正面方向のみを考える場合、校正された特性が既知であるアンテナの受信特性の x 方向成分および y 方向成分を A_{02x} および A_{02y} 、被測定アンテナの送信特性の x 方向成分および y 方向成分を S_{10x} および S_{10y} とすると、両アンテナを使って測定される結合積は次のようになる。

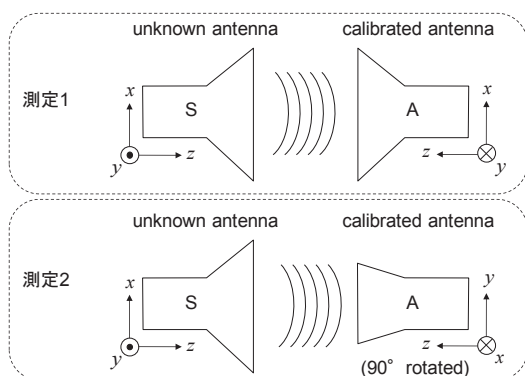


図9. 置換法によるアンテナ利得の校正

$$A_{02x} S_{10x} + A_{02y} S_{10y} = D' \quad (24)$$

また、受信アンテナを z 軸に対して90度回転させて測定される結合積は次式で表される。

$$-A_{02y} S_{10x} + A_{02x} S_{10y} = D'' \quad (25)$$

式(24)および式(25)の連立方程式を解くことにより、被測定アンテナの送信特性 S_{10x}, S_{10y} が求まる。

4.6 2アンテナ法

$$-S_{10x}^2 + S_{10y}^2 = \frac{D' \eta_0}{Z_c} \quad (26)$$

$$-2S_{10x} S_{10y} = \frac{D'' \eta_0}{Z_c} \quad (27)$$

式(24)および式(25)において、送受のアンテナを同一のアンテナとすることで、式(26)および式(27)が成り立つ。ただし、アンテナの送受信特性が相反であり、以下の関係式が成り立つことを仮定している。

$$\frac{S_{0qx}}{Z_c} = -\frac{S_{q0x}}{\eta_0}, \frac{S_{0qy}}{Z_c} = \frac{S_{q0y}}{\eta_0} \quad (28)$$

本手法は、校正されたアンテナが不要であるが、同一のアンテナを2つ用意することは厳密には不可能であるため、正確なアンテナ校正には適していない。

4.7 3アンテナ法

3アンテナ法は特性が未知である3つのアンテナを用いて、それぞれのアンテナ特性を測定する手法である。図11に示すように、未知のアンテナをT,R,Sとした場合、それぞれのアンテナを用いて、式(29)～式(34)で表される結合積を測定し、6本の連立方程式を解くことによ

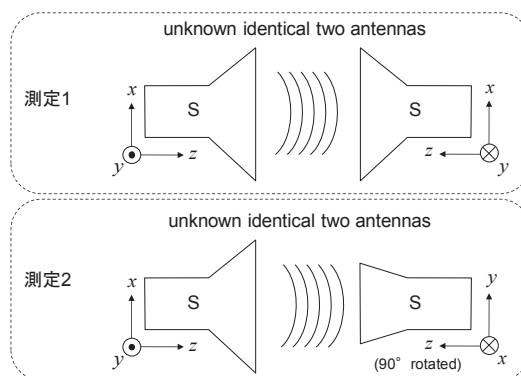


図10. 2アンテナ法によるアンテナ利得の校正

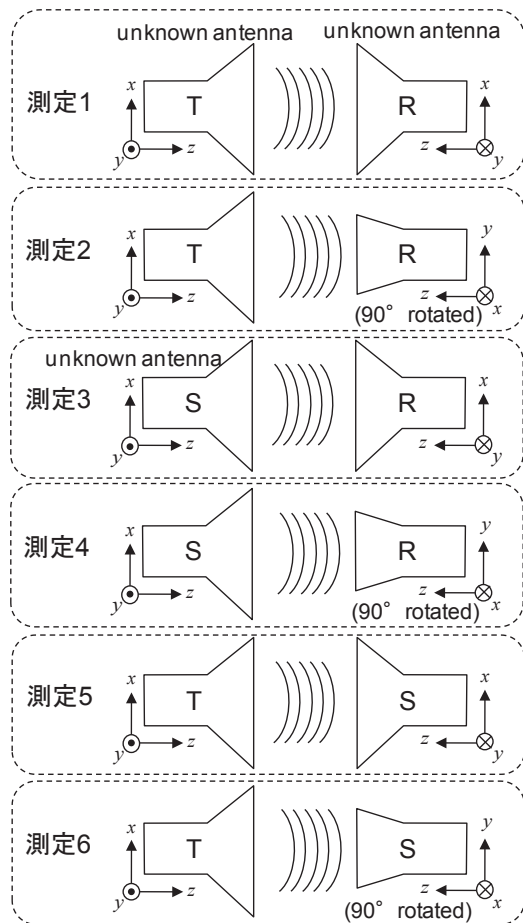


図11. 3アンテナ法によるアンテナ利得の校正

て、各アンテナの特性($T_{10x}, T_{10y}, S_{10x}, S_{10y}, R_{10x}, R_{10y}$)を算出する。ただし、アンテナSは相反性を満たしていると仮定し、式(28)を適用している。

$$R_{02x}T_{10x} + R_{02y}T_{10y} = D'_{RT} \quad (29)$$

$$-R_{02y}T_{10x} + R_{02x}T_{10y} = D''_{RT} \quad (30)$$

$$R_{02x}S_{10x} + R_{02y}S_{10y} = D'_{RS} \quad (31)$$

$$-R_{02y}S_{10x} + R_{02x}S_{10y} = D''_{RS} \quad (32)$$

$$S_{10x}T_{10x} + S_{10y}T_{10y} = \frac{D'_{ST}\eta_0}{Z_C} \quad (33)$$

$$-S_{10y}T_{10x} + S_{10x}T_{10y} = \frac{D''_{ST}\eta_0}{Z_C} \quad (34)$$

3アンテナ法は3つのアンテナに対して6回測定を行う必要があり、置換法や2アンテナ法に比べて、測定時

間がかかるが、校正されたアンテナが不要であり、絶対校正ができる点で優れた測定手法である。

5. 海外の国家標準研究機関における整備状況

表1に2008年12月現在におけるミリ波帯(30 GHz以上)のアンテナ校正の能力を、Calibration and Measurement Capability (CMC) リストから抜粋する。米国 (NIST)、イギリス (NPL)、ロシア (VNIIFTRI)、韓国 (KRISS) はすでに110 GHzまでのアンテナ校正を開始している。校正手法は3アンテナ法と外挿法の組み合わせが主流である。また、2009年にはWバンド(75 GHz ~ 110 GHz帯)のホーンアンテナ校正の国際比較が実施されており、日本国内でのミリ波帯標準ホーンアンテナの標準整備が急務となっている。

2008年6月に米国NISTのミリ波アンテナ校正の担当者であるKatie MacReynolds氏を訪問し、ミリ波のアンテナ校正設備の見学を実施した。図12にNISTにおけるミリ波アンテナ利得校正システムを示す。200 cm × 100 cmの光学定盤の上に長さ150 cmの直動レールが配置されており、レール側に設置された送信側アンテナを移動させ、外挿法測定を行う。本装置を用いて50 GHz ~ 110 GHzの標準ホーンアンテナの利得校正サービスを実施しており、拡張不確かさ ($k=2$) は±0.11 dBである。図13は近傍界平面走査法によるアンテナ校正装置であり、本装置によって2 GHz ~ 110 GHzのアンテナパター

表1. ミリ波帯アンテナ標準の諸外国の整備状況 (2008年12月現在)

国	機関名	校正量	アンテナ種別	手法	周波数 (GHz)	不確かさ (dB)
米国	NIST	Antenna Gain	Directive antennas	3アンテナ外挿法	2-75 (110GHzまで対応可)	0.07-0.1
		Antenna Pattern	Directive antennas	遠方界法	2-75	0.13
		Antenna Polarization	Directive antennas	近傍界法	2-75	0.07
英国	NPL	Antenna Gain	Horn Antenna	3アンテナ外挿法	2-75 (110GHzまで対応可)	0.04-0.08
ロシア	VNIIFTRI	Antenna Gain	Horn Antenna	3アンテナ外挿法	16.7-118	0.15-0.25
		Antenna Gain	Reflector Antenna	コンパクトレンジ法	16.7-118	0.3
フランス	LNE	Antenna Gain	Horn Antenna	標準サイト法 (電波暗室内)	1-40	0.24-0.65
オランダ	NMi-VSL	Antenna Gain	種別不明 (Antennas)	3アンテナ法	1-40	0.1
韓国	KRISS	Antenna Gain	Horn Antenna	3アンテナ外挿法	2-75 (110GHzまで対応可)	0.5-1.0
日本	NMLJ	Antenna Gain	Horn Antenna	置換法	1-40	0.23-0.41

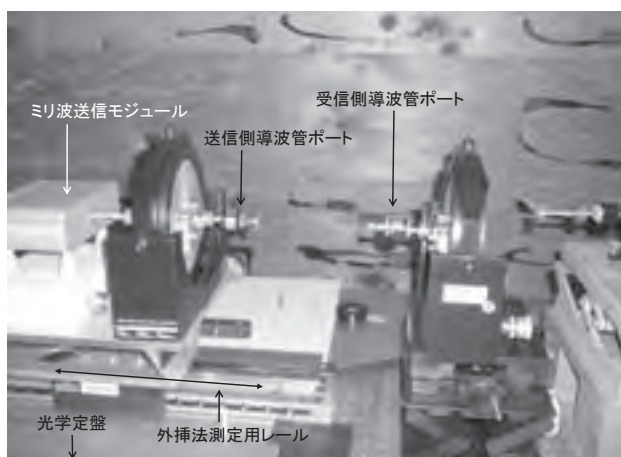


図12. 米国NISTにおけるミリ波アンテナ利得校正装置



図13. 米国NISTにおける平面走査型アンテナパターン校正装置

ン校正が可能となる。上記パターン校正装置を使った65 GHzのカセグレンアンテナの正面方向利得校正値の拡張不確かさ ($k=2$) は ± 0.2 dBであることが、同時期に開催されたCPEM2008における韓国KRISSとの二国間比較の中で発表されている²³⁾。これまでに校正サービスを実施した例は、車載レーダ開発企業と韓国KRISSの数件のみとのことであったが、今後の校正ニーズは増加するだろうとの意見をいただいた。

2008年8月に韓国KRISSのホーンアンテナ校正担当者であるJin-Seob Kang氏を訪問し、ミリ波のアンテナ校正設備の見学を実施した。図14および図15に校正設備を示す。KRISSでは、2 GHz～110 GHzの周波数帯のアンテナ校正を、専用の電波暗室(10 m×7 m×高さ6 m)で実施しており、利得校正のための外挿法測定だけでなく、パターン校正のための平面走査近傍界測定、円筒面走査近傍界測定、球面走査近傍界測定のすべてを、1つのシステムで実施できる点に特徴がある。部屋の温度設

定は 23 ± 1 °Cに設定されている。Vバンド(50 GHz～75 GHz)の標準ホーンアンテナ利得校正時の拡張不確かさ($k=2$)は ± 0.14 dBであり、平面走査近傍界測定による65 GHzカセグレンアンテナの正面方向利得校正の拡張不確かさ($k=2$)は ± 0.23 dBである。校正ニーズとしては、車載レーダ用アンテナの他、軍事レーダ用のアンテナの需要があり、今後はミリ波無線通信分野での校正ニーズが増加するだろうとの意見をいただいた。

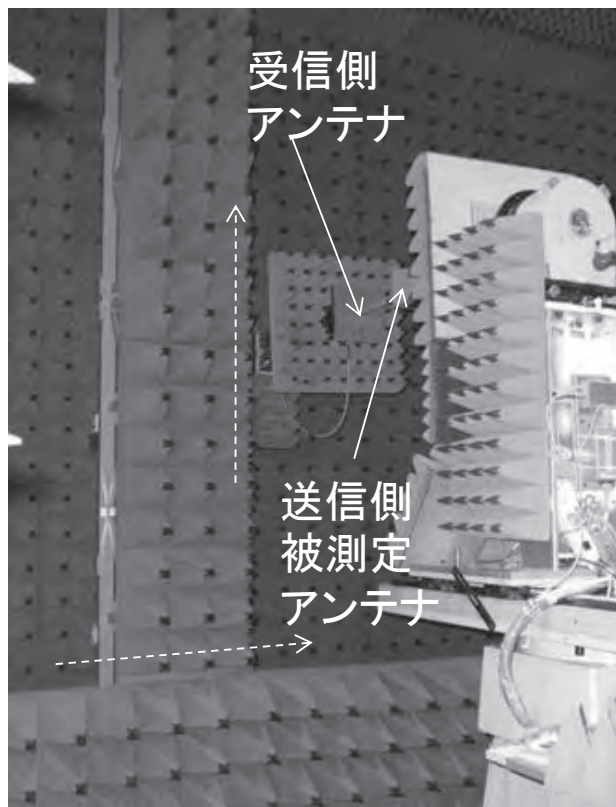
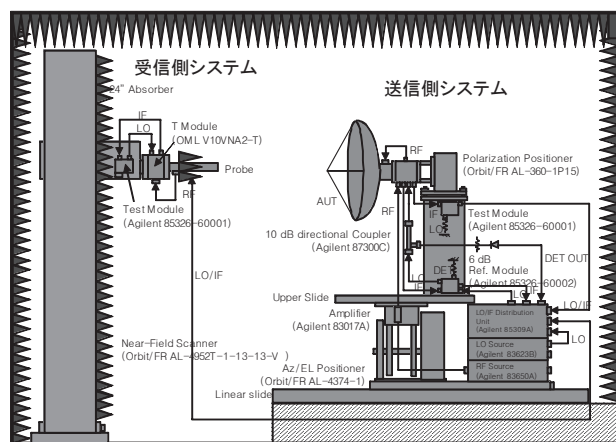


図14. 韓国KRISSにおけるミリ波アンテナ校正装置



KRISS Jin-Seob Kang氏よりご提供

図15. 韓国KRISSにおけるミリ波アンテナ校正装置の構成

6. まとめ

本稿では、ミリ波帯アンテナ標準に関する調査研究と題して、ミリ波帯の応用技術、アンテナ校正量の定義、アンテナ校正手法の原理ならびに海外の標準研におけるミリ波帯アンテナ校正の整備状況を紹介した。ミリ波帯の電磁波を用いた応用技術は今後10年間で飛躍的に発展することが期待されている。車載衝突防止レーダの品質確保、ミリ波パッシブイメージング技術の確立、ならびにミリ波帯における電波法試験の適切な実施を推進するため、SIトレーサブルなアンテナ校正システムを整備することは我が国における喫緊の課題である。世界に比肩するミリ波帯電磁波計測の基盤をいち早く確立することで、国内におけるミリ波帯電磁波応用分野の産業競争力の維持・発展に貢献することが求められている。

謝辞

本調査研究を実施するにあたり、ご指導いただいた電磁波計測科 小見山耕司科長、電磁界標準研究室 島田洋蔵室長、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) 安藤真, 平野拓一, 小山佳也, 平地康剛, 平出賢吉: 日本発のミリ波実用化に向けて, 電子情報通信学会2008年ソサイエティ大会講演論文集, CK-2-7, (電子情報通信学会, 川崎市, 2008年9月) SS12-13.
- 2) 西川健二郎, 平出賢吉: ミリ波産業がエンジェルスパイラルに乗るための諸条件, 電子情報通信学会2008年ソサイエティ大会講演論文集, CK-2-7, (電子情報通信学会, 川崎市, 2008年9月) SS14-15.
- 3) 手代木 扶, 米山 務 編著: 新ミリ波技術(オーム社, 1999) 5.
- 4) 総務省: 電波の医用機器への影響に関する調査結果, (2005).
- 5) 小川勝, 佐藤和夫: 車載ミリ波レーダの動向, 電子情報通信学会2008年ソサイエティ大会講演論文集, CK-2-7, (電子情報通信学会, 川崎市, 2008年9月) SS9.
- 6) ミリ波ソリューション2007 -CMOSのインパクトとアプリケーションの新展開-, 矢野経済研究所, (2007).
- 7) D.M. Kerns: Plane-wave scattering-matrix theory of antennas and antenna-antenna interactions(NBS Monograph 162, 1981)49-115.
- 8) L.Yujiri, M.Shoucri, and P.Moffa: Passive Millimeter-Wave Imaging, IEEE Microwave Magazine 4:33 (2003)39-50.
- 9) K.Uehara, K.Miyashita, K.Natsume, K.Hatakeyama, and K.Mizuno: Lens-coupled imaging arrays for the millimeter and submillimeter-wave regions, IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol.40, no.5 (1992) 806-811.
- 10) 水野皓司: ミリ波帯イメージング技術(ミリ波カメラ)の開発,
<http://www.riec.tohoku.ac.jp/activity/pr/topics2006/mizuno060921/mizuno060921.pdf>.
- 11) ITU-R: Recommendation ITU-R P.676-7 Attenuation by atmospheric gases(2007)1-23.
- 12) 加藤修三: IEEE802.15.3c: ミリ波 WPAN 標準化の最新動向, MWE2008 (2008) WS19-01.
- 13) 北沢祥一, 三浦周, 馬場隆行, 大月弘幸, 上羽正純: ミリ波帯を用いた超高速ギガビット無線LANの研究開発, MWE2008 (2008) WS19-02.
- 14) 総務省: 電場資源拡大のための研究開発の実施,
<http://www.tele.soumu.go.jp/j/fees/purpose/kenkyu.htm>.
- 15) テレコムエンジニアリングセンター: TELEC-T307 ミリ波画像伝送用及びミリ波データ伝送用特定小電力無線局に使用するための無線設備の特性試験方法, 第3.0版, (2007).
- 16) ITU-R: Recommendation ITU-R SM.329-10 Unwanted emissions in the spurious domain (2003) 1-40.
- 17) 岩崎俊: 電磁波計測-ネットワークアナライザとアンテナ-(コロナ社, 2007) 143-146.
- 18) C.A.Balanis: Antenna theory analysis and design 3rd edition (Wiley-interscience, 2005).
- 19) R.E.Collin and F.J.Zucker: Antenna Theory: Part 1, Chapter 3 (McGraw-Hill Book Co., 1969).
- 20) R.R.Bowman: Field strength above 1GHz: measurement procedures for standard antennas, Proc.IEEE, vol.55, no.6 (1967) 981-990.
- 21) P.F.Wacker: Theory and numerical techniques for accurate extrapolation of near-zone antenna and scattering measurements(NBS Report (unpublished), 1972).
- 22) D.Slater: Near-Field Antenna Measurements (Artech House, 1991).
- 23) J.Kang, N.Kang, M.Francis, and K.MacReynolds: Bilateral comparison of V-band antenna gain between KRIS and NIST, CPEM 2008 Digest (2008) 646-647.