

## EMC 測定評価技術の研究開発——妨害波計測技術——

杉浦 行<sup>†a)</sup> 藤井 勝巳<sup>†</sup>Research and Development of EMC Measurement Technology  
——Radio Disturbance Measurement——Akira SUGIURA<sup>†a)</sup> and Katsumi FUJII<sup>†</sup>

あらまし 本論文では、各種機器・システムの EMC を確保するために必要な妨害波の計測技術、例えば測定器、測定場、アンテナ校正、電磁環境調査について、1977 年以後の我が国、特に電波研究所（現、情報通信研究機構）における研究開発の概略を述べる。また、その成果は CISPR 規格や我が国の規則等に反映されていることを示す。更に、最近の妨害波測定法の検討課題や今後の研究課題についても述べる。

キーワード 妨害波測定, EMC, EMI 測定, 電磁環境

## 1. ま え が き

各種の機器・システムが電磁的に仲良く、共に生きることを研究する学問分野が環境電磁工学（EMC: Electromagnetic compatibility）であるが、この分野が我が国で広く知られるようになったのは、1977 年に本学会に環境電磁工学研究会（EMCJ）ができてからである。当時、機器・システムのデジタル化が進み、産業機械などにマイクロプロセッサが搭載されるようになって、静電気などの雑音電圧・電流や電波による誤動作が話題になり始め、EMC の重要さが認識され始めた頃である。更に 1980 年代になるとコンピュータゲーム機による TV 放送の受信障害もマスクミの話題になり始めた。

人間を含めて各種の機器・システムが電磁的に仲良く共に生きるには、障害の原因となる電圧・電流・電磁波（以後、妨害波と云う）を発生しないことと、他の機器・システムから妨害波が混入しても影響を受けないことである。前者の EMC 対策をエミッション（emission）対策、後者の対策をイミュニティ（immunity）対策と呼ぶ。これらの対策に不可欠なのが、機器・システム

の電源線や信号線を伝搬する高周波の電圧・電流や、空間に放射される妨害電磁波の計測である。更に、これらの集合体である電磁環境の計測も重要である。

有線通信が始まってから落雷による受信障害が注目され始めたが、雷放電などの自然雑音による受信障害が広く認識されるようになったのは、ラジオ放送が始まった 1920 年代からである。それ以後、モータなどの電気製品の普及に伴って、これらが発生する人工雑音による無線通信・放送の受信障害が問題になり始めた [1], [2]。このため、工業製品や電気設備による無線障害の低減を国際的に検討する目的で、1934 年に各国の電波監理当局や放送事業者、電力事業者、機器製造業者などから構成される国際組織が結成された。これが国際無線障害特別委員会（International Special Committee on Radio Interference: CISPR）である。このような背景から、妨害波の計測技術の研究開発は雷放電などの自然雑音の特性研究から始まったが、その後、電気・電子機器の妨害波による受信障害が問題になるのに伴って、これらの機器・システムの妨害波低減のための計測技術の研究開発が行われるようになった。

本論文では、妨害波の計測技術について、特に 1977 年以後の研究開発について、筆者等が関わった郵政省電波研究所（現、情報通信研究機構）の研究成果を主体にして述べる。なお、それ以前の我が国の研究開発については、文献 [1], [2] を参照のこと。

<sup>†</sup> 国立研究開発法人情報通信研究機構, 小金井市  
National Institute of Information and Communications  
Technology, 4-2-1 Nukui-kitamachi, Koganei-shi, 184-8795  
Japan

a) E-mail: Sugiura-akira@nifty.ne.jp  
DOI: 10.14923/transcomj.2016SHI0006

## 2. 妨害波測定器の研究

9 kHz～数 10 GHz の妨害波の計測技術としては、妨害波の特性及びそれによる障害を研究するための計測技術と、機器・システムの妨害波規制に関わる計測技術に大別される。このため、それに使用する測定器は目的に応じて異なる。また、時間領域の測定か周波数領域の測定かによっても測定器は異なる。例えば、波形観測にはオシロスコープのような広帯域測定器が用いられ、周波数スペクトルの測定には図 1 のような狭帯域測定器が用いられる。なお、図の検波器 (Detector) の特性は、充・放電時定数  $T_c$ ,  $T_d$  と、中間周波数  $f_{IF}$  及び中間周波増幅器 (IF amplifier) の帯域幅  $B$  の大小関係によって大きく変化する [3], [4].

### 2.1 統計量測定器

#### (1) 背景

妨害波の特性やこれによる障害の研究では、妨害波振幅の実効値の他に、その確率分布が最も重要なパラメータである。確率量としては、あるレベルを超える妨害波振幅の時間率すなわち振幅確率分布 (APD: Amplitude probability distribution) や、あるレベルを妨害波振幅を超える回数すなわち交叉率分布 (CRD: Crossing rate distribution) が一般に用いられている。

これらの統計量の測定器として、図 1 の測定器で  $(1/f_{IF}) \ll T_c, T_d \ll (1/B)$  を満足する包絡線検波器の出力を電圧比較器に inputs し、出力パルスを積分する方式の APD 測定器が 1950 年代に開発された。更に包絡線検波器を用いず、IF 増幅器出力を比較器に直接 inputs して、出力パルスを計数する方式の APD/CRD 測定器も開発された [5]。これらの測定器は真空管を用いており、自然雑音測定を目的として帯域幅は 1 kHz 程度で、比較器のスライスレベルは 5 段階程度であった。

#### (2) 人工雑音測定用 APD/CRD 測定器の試作

これに対して筆者等は、人工雑音測定用に帯域幅 80 kHz でアナログ及びデジタル IC を駆使し、スライスレベル 11 段階の図 2 の APD/CRD 測定器を

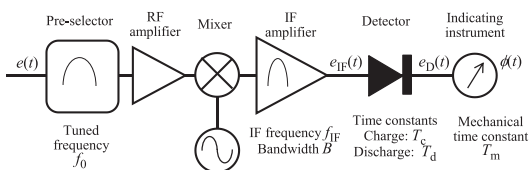


図 1 妨害波測定用受信機  
Fig. 1 Radio disturbance measuring receiver.

1977 年に自作した [6]。なお、この測定器は電源に自動車用電池を用い、BCD 計数出力を磁気テープに記録して可搬性に富むため、自動車や新幹線の雑音、更に飛行機による都市上空雑音などの野外測定が可能であった。自動車雑音の APD 測定例を図 3 に示す。

#### (3) 雑音の APD とデジタル無線の BER

その後、この試作機を元にしてスライスレベル 25 段階の APD/CRD/PSD/PDD 測定器が開発され、マイクロ波帯の都市雑音の測定が行われた [7]。ここで、PSD はパルス間隔分布 (Pulse spacing distribution)、PDD はパルス幅分布 (Pulse duration distribution) である。更に、電子レンジ雑音の測定も行われ、雑音振幅の APD とパーソナルハンディホン (PHS) のビット誤り率 (BER) が良い相関にあることを示した [8]。また、ある一定の条件の下で、パルス雑音による W-CDMA 通信の BER が APD から定量的に予測できることを示した [9]。

#### (4) APD 測定器の CISPR 規格化

APD 測定器は妨害波の障害特性のみならず電子レンジなどの機器の妨害波測定でも有効性が認められており、その仕様は測定器に関する国際規格 CISPR 16-1-1

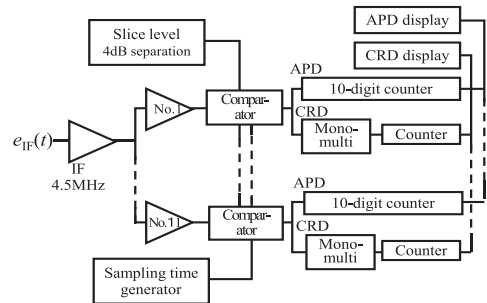


図 2 APD/CRD 測定器  
Fig. 2 APD/CRD measuring equipment.

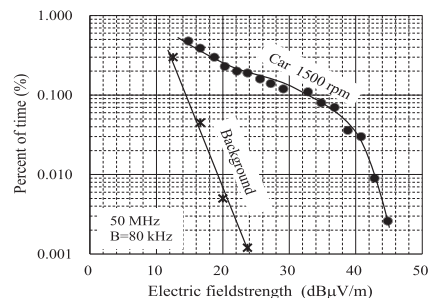


図 3 自動車雑音の APD  
Fig. 3 Example of the APD of car noise.

及び電子レンジ妨害波の測定法に関する CISPR 11 に我が国の提案に基づいて掲載された [10], [11].

## 2.2 妨害波規制に関わる測定器

### (1) 背景

1934年にCISPRが発足し、機器・システムの妨害波による放送受信障害の低減が審議され始めると、各国で機器の妨害波許容値及び測定法が検討された。妨害波測定器の基本構造は放送受信機と同じで図1であるが、検波器の時定数が問題になった。このため、ラジオ聴取時に各種の妨害波を混入させて障害の程度を聴覚で評価した結果、尖頭値検波より幾分低いレベルの準尖頭値が障害との相関が良いことが判った [2], [12]. その結果、時定数が  $(1/B) < T_c \ll T_d$  の準尖頭値検波器 (Quasi-peak detector) の採用が決まったが、具体的な時定数は国によって異なっていた [2]. 例えば、中波・短波放送帯 (Band B) の妨害波測定器の検波器の時定数は、CISPRでは  $T_c = 1 \text{ ms}$ ,  $T_d = 160 \text{ ms}$  であるのに対して、我が国の電波技術審議会 (JRTC) 規格では1970年代まで  $T_c = 1 \text{ ms}$ ,  $T_d = 600 \text{ ms}$  を採用していた。しかし、我が国の家電機器や自動車の輸出が盛んになると、妨害波の許容値及び測定法に関する我が国独自規格から国際的なCISPR規格への変更が産業界から強く求められるようになった。このため、JRTC規格とCISPR規格の妨害波測定器の応答の違いを筆者等が研究することになった [13].

### (2) 準尖頭値型妨害波測定器のパルス応答

図1の妨害波測定器に妨害波が加わったときのIF増幅器の出力は一般に次式で表される。

$$e_{IF}(t) = A(t) \cos(2\pi f_{IF}t + \phi) \quad (1)$$

ここで、 $A(t)$  は包絡線振幅である。例えばIF増幅器が帯域幅  $B$  の2段臨界結合同調フィルタの周波数特性を有している場合、スペクトル強度  $\nu_T$  のインパルスが測定器に入ると包絡線は次式となる。

$$A(t) = 8.89\nu_T B \exp(-\omega_0 t) |\sin(\omega_0 t) - \omega_0 t \cos(\omega_0 t)| \quad (2)$$

$$\omega_0 \equiv \pi B / \sqrt{2}$$

式(1)の出力が充電抵抗  $R_c$ 、充電キャパシタ  $C$ 、放電抵抗  $R_d$  の直線検波器に加わったときの検波器出力  $e_D(t)$  は次の微分方程式を解くことによって得られる [14].

$$C \frac{de_D(t)}{dt} + \frac{e_D(t)}{R_d} = \frac{e_{IF}(t) - e_D(t)}{R_c}, \quad (A(t) \geq e_D(t)) \quad (3)$$

$$= 0, \quad (A(t) < e_D(t))$$

この方程式を中間周波数の1周期間で積分すると、

$$C \frac{de_D(t)}{dt} + \frac{e_D(t)}{R_d} = I_D(t) \quad (4)$$

$$I_D(t)$$

$$\equiv \frac{1}{\pi R_c} \left[ \sqrt{A(t)^2 - e_D(t)^2} - e_D(t) \cos^{-1} \frac{e_D(t)}{A(t)} \right], \quad (A(t) \geq e_D(t))$$

$$= 0 \quad (A(t) < e_D(t)) \quad (5)$$

が得られる。ここで、 $I_D(t)$  は平均電流である。更に、この検波器出力が機械的時定数  $T_m$  の2階の臨界制動指示計に加わる場合、指示値は以下の方程式によって与えられる。

$$T_m^2 \frac{d^2 \phi_{QP}(t)}{dt^2} + 2T_m \frac{d\phi_{QP}(t)}{dt} + \phi_{QP}(t) = e_D(t) \quad (6)$$

各種の妨害波に対する妨害波測定器の指示値は式(1)~(6)を計算機で解くことによって得られる。なお式(4), (5)から、正弦波に対する準尖頭値型妨害波測定器の指示値  $\phi_D$  は次式で与えられる。

$$\frac{\phi_D}{R_d} = \frac{1}{\pi R_c} \left[ \sqrt{1 - \phi_D^2} - \phi_D \cos^{-1} \phi_D \right] \quad (7)$$

上記の式(4)と(6)を解いてCISPR規格妨害波測定器とJRTC規格妨害波測定器のパルス応答の差違を計算した結果は電波技術審議会に報告され、答申書の参考資料として掲載された。

### (3) 包絡線-準尖頭値型妨害波測定器

1980年代になるとデジタル表示型スペクトラムアナライザが普及し始めた。通常、スペクトラムアナライザには包絡線検波器が内蔵されているため、これに準尖頭値検波器を外付けした準尖頭値測定機能をもつスペクトラムアナライザも市販され始めた。このため筆者等は包絡線-準尖頭値検波方式の測定器の応答を研究した [15]. この場合、式(3)の検波器入力信号として  $e_{IF}(t)$  の代わりに包絡線振幅  $A(t)$  を用い、式(3)及び(6)を数値計算することになる。その結果、検波効率が従来の準尖頭値検波方式に比べて2 dBほど

良くなり指示値が高くなるため、検波器の効率を少し下げることが必要であることが分かった。現在市販されている大半の妨害波測定器は、この包絡線-準尖頭値検波方式を採用しているものと思われる。

(4) 平均値型妨害波測定器

1970年代後半からマイクロプロセッサの普及が進みパソコンやTVゲーム機が市販されると、クロック信号やその高調波による受信障害が問題になり始めた。これらの妨害波は従来のモータ雑音のような広帯域妨害波と異なって正弦波状の狭帯域妨害波であるため、新たな妨害波測定法と許容値の必要性が認識された。これに対応して CISPR が導入したのが平均値型妨害波測定器である。

平均値型測定器は包絡線検波出力の平均値を示すものであるから、単位時間当たり  $N$  個のインパルス入力に対する出力は次式で与えられる。ただし、IF増幅器のパルス応答の包絡線  $A(t)$  は振動波形でないものとする。

$$\phi_{AV} = N \int A(t)dt = 2\nu\tau N \quad (N < B) \quad (8)$$

また、繰り返し周波数  $N$  が大きい場合は、

$$\phi_{AV} = 2\nu\tau Ng(f_n - f_0) \quad (N > B) \quad (9)$$

となる [16]。ここで、 $g(f)$  は IF 増幅器の周波数選択特性、 $f_n$  は繰り返しパルス入力の高調波周波数、また、 $f_0$  は測定器の同調周波数である。

CISPR は筆者等が導出した式 (8)、(9) に基づいて平均値型妨害波測定器の繰り返しパルス応答の仕様を定めた [10]。なお、これらの式から計算される平均値型測定器の繰り返しパルス応答と、式 (4) 及び (6) で計算される準尖頭値型測定器の繰り返しパルス応答の

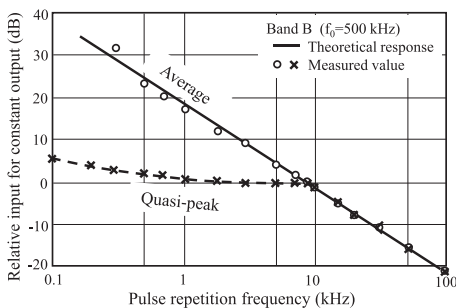


図 4 準尖頭値型及び平均値型妨害波測定器の繰り返しパルス応答

Fig. 4 Recurrent pulse responses of the QP and average measuring receivers.

比較を図 4 に示す。ただし、縦軸は一定指示値を与える入力パルスのパルス強度  $\nu\tau$  (相対値) で表した。この図も CISPR 規格に掲載されている。

以上、各種機器の妨害波規制に関わる測定器について、準尖頭値型、包絡線-準尖頭値型、及び平均値型妨害波測定器のパルス応答に関する筆者等の研究成果を述べたが、その他、尖頭値型測定器のパルス応答の研究も行い、その成果は CISPR 規格に反映されている [10]。

3. 妨害波測定場の適性評価に関する研究

3.1 放射妨害波の測定

各種機器の妨害波は、電源線を含む機器の寸法が  $1/4$  波長程度になる周波数 30 MHz 以下では、主に電源線や信号線などの接続線を伝搬し、これ以上の周波数帯では直接的に空間に放射されて他の機器・システムに影響を及ぼす。前者は伝導妨害波、後者は放射妨害波と呼ばれている。このうち伝導妨害波は、供試装置 (Equipment under test: EUT) を接続線の特徴を模擬する擬似回路網に接続して、端子電圧を妨害波測定器で測定する。あるいは、接続線に電流プローブを装着して電流を測る。これに対して放射妨害波の測定は、図 5 のように広い屋外の測定場 (オープンサイト) に EUT を置いて、3 m、10 m または 30 m 離れた場所でアンテナを昇降しながら最大受信電圧  $V_{max}$  を妨害波測定器で測る。この測定値より次式を使って妨害波電界強度の最大値  $E_{max}$  を求める。

$$E_{max}[\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}] = V_{max}[\text{dB}\mu\text{V}] + F[\text{dB}/\text{m}] \quad (10)$$

ここで、 $F$  はアンテナ係数 (Antenna factor) と呼ばれるアンテナ固有の特性で、事前にアンテナを校正して求めておく。なお、測定場の大地面には十分な広さの金属板 (電気導体板) を設置する。

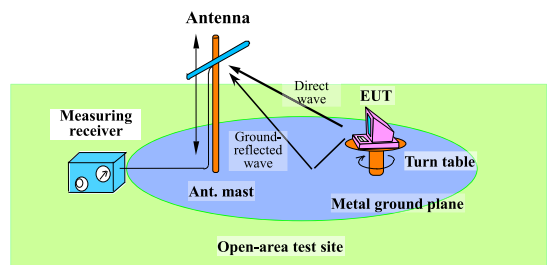


図 5 放射妨害波の測定

Fig. 5 Measurement of radiated disturbances.



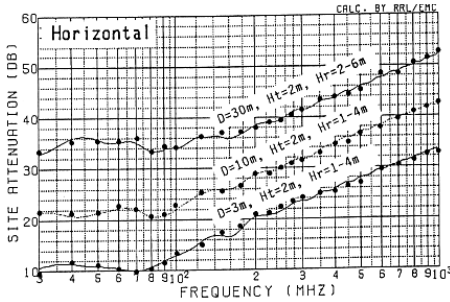


図 6 サイトアッテネーションの測定例 (D: アンテナ間距離, Ht, Hr: 送受アンテナ高)

Fig. 6 Example of measured site attenuation (D: Antenna separation distance, Ht, Hr: Heights of transmit and receive antennas).

### 3.2 サイトアッテネーション

1970年代になると、放射妨害波の測定結果が測定場によって大きく異なることが問題になった。このため30~1000 MHz帯の測定場の適性評価法として、供試装置の代わりに送信アンテナを置いて電波を放射し、これを周波数ごとに測定用アンテナを昇降しながら受信して最大受信電圧を測定し、理論的に導出された基準値と比較する方法が導入された。この信号発生器の出力電圧値  $V_0$  と受信電圧最大値  $V_{max}$  の比はサイトアッテネーション (Site attenuation: SA) と名付けられている。

$$SA[dB] = V_0[dB\mu V] - V_{max}[dB\mu V] \quad (11)$$

サイトアッテネーションの測定値と理論値の例を図6に示す[17]。なお、当時の妨害波測定に使用されたアンテナは半波長共振ダイポールアンテナである。

サイトアッテネーションの理論値については、1970年代中頃までは、Friisの伝達公式を用いた理論値が基準値として使用されていたが、これを改良するために起電力法を用いて送受アンテナ間の結合を考慮した理論値が提案された[18]。更に、モーメント法を用いたより厳密な理論値も提案された[19]。なお、図6には黒点の実測値のほか、モーメント法による理論値も示した[17]。

### 3.3 正規化サイトアッテネーション

1980年代になると従来のダイポールアンテナの他に、30~250 MHz帯ではバイコンカルアンテナが、また約250 MHz以上では対数周期ダイポールアレーアンテナが妨害波測定に使用されるようになってきた。このため、このような広帯域アンテナを使用したサイトアッテネーションの理論値の研究も行われたが、ア

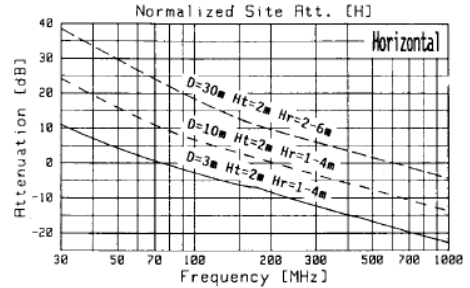


図 7 正規化サイトアッテネーションの理論値  
Fig. 7 Theoretical values of the normalized site attenuation.

ンテナの形状や構造が多様であるため、厳密な理論値の導出が困難になった。

このような背景から1982年に送受アンテナの影響を取り除いた次式で定義される正規化サイトアッテネーション (Normalized site attenuation: NSA) が提案された[20]。

$$NSA[dBm^2] = SA[dB] - F_t[dB/m] - F_r[dB/m] \quad (12)$$

ここで  $F_t$ ,  $F_r$  は送受アンテナのアンテナ係数である。理論値は次式で与えられる。

$$NSA = 20 \log \left( \frac{279.1}{f_{MHz} E_{max}} \right) \quad (13)$$

ただし、 $f_{MHz}$  は周波数 (MHz)。最大電界強度  $E_{max}$  は受信アンテナを規定の範囲内で昇降して受信される電界強度の最大値である。送受アンテナとして微小ダイポールアンテナを仮定すれば、水平偏波の場合、大地反射波の影響を考慮して

$$E_{max} = \sqrt{49.2} \left| \frac{e^{-jkR}}{R} - \frac{e^{-jkr}}{r} \right|_{max} \quad (14)$$

となる。上記の理論値を図示したものが図7である。

更に、周波数が30~300 MHzでアンテナ間距離が3 mの場合は送受アンテナの相互結合が強いいため、その補正係数も提案された。なお式(12)は、遠方界で適用されるFriisの伝達公式の伝送損失の項から送受アンテナの利得を除いた式に相当する。このNSAは米国規格協会(ANSI)規格に採用され、CISPRにも導入されたが、測定値と理論値の差違が大きく問題になった。

このため筆者等は、NSAの理論式を厳密に導出し、式(13)が成立する条件を検討した[21]。サイトアッテネーション測定の等価回路を図8に示すが、ここでは

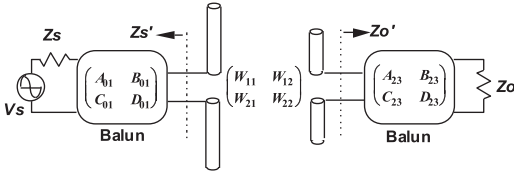


図8 サイトアッテネーション測定の等価回路  
Fig.8 Equivalent circuit for site attenuation measurement.

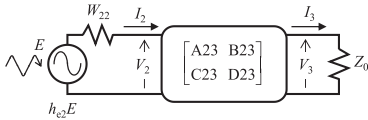


図9 受信アンテナの等価回路  
Fig.9 Equivalent circuit for a receiving antenna.

送受アンテナに装着されているバラン等の回路を伝送行列 (ABCD) で表した。また、大地反射波の影響を含めたアンテナ間結合はインピーダンス行列 (W) で表した。この図より得られる SA の理論値は以下の式で表される。

$$SA = |A_{01} + Z_s C_{01}| \cdot \left| \frac{(W_{11} + Z_s')(W_{22} + Z_o') - W_{21}^2}{(Z_s + Z_o)W_{21}} \right|_{\min} \cdot |Z_o C_{23} + D_{23}| \quad (15)$$

ここで、 $Z_s'$ 、 $Z_o'$  はアンテナ端子から電源あるいは負荷側を見たインピーダンスである。一方、電界強度  $E$  を受信しているアンテナの等価回路を図9に示す。ここで、 $h_{e2}$  は受信アンテナの実効長である。この図よりアンテナ係数  $F_r$  は次式で与えられる。

$$F_r(H_r) = |Z_o C_{23} + D_{23}| \left| \frac{W_{22} + Z_o'}{h_{e2} Z_o} \right| \quad (16)$$

ただし  $H_r$  は受信アンテナの地上高である。送信アンテナのアンテナ係数  $F_t$  も式 (16) と同様な式で表される。

アンテナ係数や実効長は平面波入射の場合に定義されるパラメータであるが、これがサイトアッテネーション測定のような近距離の測定にも適用できると仮定すると、相互インピーダンス  $W_{21}$  は次式で与えられる。

$$|W_{21}| = 0.0896 h_{e1} h_{e2} f_{MHz} E(D, H_t, H_r) \quad (17)$$

ただし電界強度は、送受アンテナの指向性を  $S_1(\theta)$ 、 $S_2(\theta)$ 、アンテナ間距離を  $D$ 、送信アンテナの地上高

を  $H_t$ 、で表せば次式で表される。

$$E(D, H_t, H_r) = \sqrt{49.2} \times \left| S_1(\theta_d) S_2(\theta_d) \frac{e^{-jkR}}{R} + \alpha S_1(\theta_r) S_2(\theta_r) \frac{e^{-jkr}}{r} \right| \quad (18)$$

ここで  $\theta_d$ 、 $\theta_r$  は直接波及び大地反射波の入射方向、 $R$ 、 $r$  は直接波及び大地反射波の伝搬路長である。また大地面の反射係数を  $\alpha$  とした。相互インピーダンス  $|W_{21}|$  がアンテナ単体のインピーダンス  $|W_{11} + Z_s'|$ 、 $|W_{22} + Z_o'|$  に比べて無視できるほど小さいと仮定して、式 (15) に式 (16)、(17) を代入すれば、以下の近似式が得られる。

$$SA = \frac{1}{0.0896 f_{MHz}} \left| \frac{Z_s Z_o}{Z_s + Z_o} \right| \left| \frac{F_t(H_t) F_r(H_r)}{E(D, H_t, H_r)} \right|_{\min} \quad (19)$$

更に、送受アンテナのアンテナ係数が一定であると仮定し、 $Z_s = Z_o = 50 \Omega$  と置けば、式 (13) が得られる。すなわち、正規化サイトアッテネーションの理論式 (13) は以下の条件の下に成り立つことが分かった [21]。

- (1)  $|W_{21}| \ll |W_{11} + Z_s'|$ 、 $|W_{22} + Z_o'|$  であること、
- (2) 実効長が適用できること、
- (3) アンテナ係数が地上高によらず一定であること、
- (4) アンテナの指向性は微小ダイポールと同じであること。

### 3.4 正規化サイトアッテネーションの補正係数

半波長共振ダイポールアンテナやバイコンカルアンテナの場合、300 MHz 以下の周波数帯で上記の条件を全て満足することは困難である。このため、文献 [20] で提案されている補正係数を全面的に見直す必要があることが分かった。更に、式 (15) から NSA の補正係数はアンテナ・エレメントの給電点から信号源あるいは負荷を見たときのインピーダンス  $Z_s'$ 、 $Z_o'$  に依存することも分かった。このため、筆者等は当時普及していたサイト評価用ダイポールアンテナの負荷インピーダンス  $50 \Omega$  あるいは  $71 \Omega$  を考慮してモーメント法を用いて補正係数を導出した [22]。この補正係数は微弱電波無線局や高周波利用設備などの測定場の仕様を定める我が国の告示にも採用されて、現在も使用されている [23]。筆者等の上記の研究成果を受けて、ANSI は米国連邦通信委員会 (FCC) の標準アンテナを対象として補正係数の全面的見直しを行った。この ANSI 規

格の補正係数は CISPR 規格にも採用されている [24]. なお, 文献 [22] は米国電気電子学会 (IEEE) が出版する EMC 論文選集に収録された [25].

#### 4. アンテナ校正に関する研究

妨害波測定に使用するアンテナのアンテナ係数は一般に地上高によって変化する. このため CISPR では, アンテナ係数の自由空間値を妨害波測定に使用することを 2000 年頃に定めた. これに関連して筆者等はオープンサイトで自由空間アンテナ係数を決定する方法について研究した. 例えば, アンテナ入力インピーダンスの地上高変化から自由空間値を求める方法や [26], アンテナ係数の地上高変化の平均値を使用する方法 [27], 更にアンテナ係数の地上高変化から非線形最小自乗法を使って自由空間値を決定する方法 [28] などについて検討した.

利得などのアンテナ特性の測定法に関する書籍は様々有るが, 妨害波測定に使用するアンテナの特性, 特にアンテナ係数の校正に関する文献は余り見当たらない [29]. このため CISPR では, 周波数範囲 9 kHz~18 GHz で使用する測定用アンテナの校正法に関する規格を作ることになった. プロジェクト・リーダーには筆者の一人が選ばれ, これまでの筆者等の研究成果に基づいて英国の研究者と二人で 166 頁に及ぶ大部の規格草案をつくった. この草案は各国の承認を得て 2014 年に CISPR 16-1-6 として発行された [30].

#### 5. 電磁環境測定に関する研究

電波研究所に電磁環境研究室が創設されたのは 1983 年であるが, 最初に手がけた仕事が大電力送信所周辺の電磁環境調査であった. その理由は, 当時, 欧米で強い電磁界による人体への影響が問題になっていたためである. 先ず VHF 帯以上の調査のために直交 3 軸ダイポールアンテナを, また低周波帯用に直交 3 軸ループアンテナを開発した. 次に, これらのアンテナを用いて TV 送信塔, 中波放送所, 短波放送所, 更にレーダ局周辺の環境調査を行った [31]~[34]. また, 高周波ウエルダーの近傍電磁界の調査も行った [35]. これらの調査結果は 1990 年に制定された我が国の電波防護指針の審議の際に有益な資料として大いに役立った.

#### 6. 最近の話題と将来の課題

##### (1) 30 MHz 以下の放射妨害波測定法

最近, 無線電力伝送装置などの 30 MHz 以下の高周

波利用設備が多くなってきたため, CISPR では現在この周波数帯の妨害波測定法及び許容値を審議している. 問題点は, この周波数帯の電磁波は減衰が大きいため必然的に近距離における測定になり, 大きな装置全体の妨害波を一度に測定できないことである. なお, 30 MHz 以下の測定場の適性評価法については, 筆者の一人が CISPR でリーダーに選ばれている.

##### (2) 30~300 MHz 帯の伝導妨害波の測定法

伝導妨害波の測定法は, 30 MHz 以下の周波数帯を対象にして CISPR 規格で定められている. しかし実際には, これ以上の周波数帯の妨害波が電源線や信号線を伝搬し, 線路から放射されて他の機器・設備に障害を与えている. このため, 30~300 MHz 帯の伝導妨害波の測定法を確立すべきである. そのためには, この周波数帯における線路の特性を実測し, これに基づいて擬似回路網等を開発する必要がある.

##### (3) 妨害波のデータバンクの構築

本論文では妨害波の APD などの確率量測定器について述べた. しかし最近の通信方式では高度の誤り訂正機能が用いられているため, 確率量だけでは通信品質の劣化を評価できない. 一方, 解析帯域幅 100 MHz 以上のリアルタイム・スペクトラムアナライザなどの広帯域測定器が市販されているので, これを使用して妨害波の波形を記録・蓄積し, 各種システムの障害解析に利用することが可能になったと思われる. 例えば, 0~100MHz の妨害波については, 波形  $e(t)$  をそのままデジタルデータとして取り込み, 蓄積する. また GHz 帯の妨害波については, 帯域幅 100MHz の妨害波は狭帯域とみなせ,

$$\begin{aligned} e(t) &= A(t) \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \\ &= I(t) \cos \omega_0 t - Q(t) \sin \omega_0 t \end{aligned} \quad (20)$$

で表されるので,  $I(t)$ ,  $Q(t)$  をデジタルデータとして蓄積する. 障害評価には高周波信号を乗積して元の妨害波に復元する. このようなデータがあれば妨害波特性の研究や障害の研究に役立つため, 様々な機器・設備の妨害波の波形に関するデータバンクの構築が望まれる.

#### 7. む す び

本論文では, 各種機器・システムの EMC を確保するために必要な妨害波の計測技術, 特に測定器, 測定場, アンテナ校正, 電磁環境調査について, 1977 年以後の我が国における研究開発の概略を筆者等の研究

成果を主体にして述べた。また、これらの研究成果が CISPR 規格や我が国の規則等に反映されていることを示した。今後、新たな機器・システムの出現や高性能・高機能化が急激に進むと思われるので、これに対応した EMC 計測技術の研究開発が一層望まれる。

## 文 献

- [1] 関 英男, 雑音, 岩波書店, 東京, 1954.
- [2] 養妻二三雄, 通信と雑音, 共立出版, 東京, 1956.
- [3] 清水康敬, 杉浦 行, 電磁妨害波の基本と対策, 電子情報通信学会, 1995.
- [4] A. Sugiura, "Study of the characteristics of radiated EMI measuring facilities," *J. Commun. Res. Lab.*, vol.43, no.2, pp.181-289, July 1996.
- [5] 石田 亨, "大気雑音強度の統計的研究," 電波研季報, vol.8, no.38, pp.381-455, Sept. 1962.
- [6] 杉浦 行, 小口哲雄, 宮島貞光, 安藤利周, "人工電波雑音の振幅分布の測定," 信学技報, EMCJ78-2, 1978.
- [7] Y. Yamanaka and A. Sugiura, "Automotive radio noise in low frequency microwave band (1-3 GHz) measured in a van running in an urban area," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E80-B, no.5, pp.663-669, May 1997.
- [8] 山中幸雄, 篠塚 隆, "電子レンジ妨害波による PHS の BER 劣化の測定と推定," 信学論 (B-II), vol.J79-B-II, no.11, pp.827-834, Nov. 1996.
- [9] K. Gotoh, Y. Matsumoto, Y. Yamanaka, and T. Shinozuka, "APD measurement for evaluating disturbances related to the performance of digital communication systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E88-B, no.8, pp.3235-3241, Aug. 2005.
- [10] CISPR 16-1-1 ed. 3.1, "Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Measuring apparatus," June 2014.
- [11] CISPR 11 ed. 6.0, "Industrial, scientific and medical equipment - Radio-frequency disturbance characteristics - Limits and methods of measurement," June 2015.
- [12] C.M. Burrill, "An evaluation of radio-noise-meter performance in terms of listening experiments," *Proc. IRE*, vol.30, pp.473-478, Oct. 1942.
- [13] A. Sugiura and S. Miyajima, "Theoretical considerations on the pulse responses of the radio noise meters - Comparison between revised and former specifications of Japan," *J. Radio Res. Lab.*, vol.24, no.115, pp.165-174, Nov. 1977.
- [14] D.B. Geselowitz, "Response of ideal radio noise meter to continuous sine wave, recurrent pulses and random noise," *IRE Trans. Radio Freq. Interference*, vol.RFI-3, no.1, pp.2-11, May 1961.
- [15] 杉浦 行, 小口哲雄, 長友宏二郎, "包絡線—準尖頭値検波方式妨害波測定器の応答," 信学論 (B), vol.J68-B, no.2, pp.274-281, Feb. 1985.
- [16] A. Sugiura, T. Oguchi, and H. Nagatomo, "Recurrent pulse response of radio interference measuring apparatus employing an average detector," *Proc. 1984 Int'l Symp. on EMC (Tokyo)*, pp.411-416, 1984.
- [17] A. Sugiura, Y. Shimizu, and Y. Yamanaka, "Site attenuation for various ground conditions," *IEICE Trans.*, vol.E73, no.9, pp.1517-1524, Sept. 1990.
- [18] T. Kawana and S. Miyajima, "Theoretical investigations of site attenuation by means of mutual impedance between antennas," *Proc. 3rd Symp. Tech. Exhibit. EMC (Rotterdam)*, 17D5, pp.83-88, 1979.
- [19] K. Fukuzawa, M. Tada, T. Yoshikawa, K. Ouchi, and R. Sato, "A New Method of Calculating 3-Meter Site Attenuation," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.EMC-24, no.4, Nov. 1982.
- [20] A.A. Smith Jr., R.F. German, and J.B. Pate, "Calculation of site attenuation from antenna factors," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.EMC-24, no.3, pp.301-316, 1982.
- [21] A. Sugiura, "Formulation of normalized site attenuation in terms of antenna impedances," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.EMC-32, no.4, pp.257-263, Nov. 1990.
- [22] A. Sugiura, T. Shinozuka, and A. Nishikata, "Correction factors for the normalized site attenuation," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.EMC-34, no.4, pp.461-470, Nov. 1992.
- [23] 平成 18 年総務省告示第 172 号, 2006.
- [24] CISPR 16-1-4 ed. 3.1, "Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-4: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Antennas and test sites for radiated disturbance measurements," July 2012.
- [25] V.P. Kodali and M. Kanda, ed., *EMC/EMI Selected Readings*, IEEE, Piscataway, 1996.
- [26] K. Fujii, S. Kaketa, Y. Matsumoto, and A. Sugiura, "Determination of the EMI antenna factor with antenna impedance measurements," *Proc. 2002 Int'l Conf. on EMC (ICEMC2002, Bangkok)*, pp.334-337, 2002.
- [27] K. Fujii and A. Sugiura, "Average of the height-dependent antenna factor," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E88-B, no.8, pp.3108-3114, Aug. 2005.
- [28] K. Fujii, S. Harada, A. Sugiura, Y. Matsumoto, and Y. Yamanaka, "An estimation method for the free-space antenna factor of VHF EMI antennas," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.47, no.3, pp.627-634, Aug. 2005.
- [29] D.G. Camell, E.B. Larsen, and J.E. Cruz, "NBS calibration procedures for horizontal dipole antennas (25 to 1000 MHz)," *NBS Technical Note 1309*, April 1987.
- [30] CISPR 16-1-6 ed. 1.0, "Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-6: Radio disturbance and immunity mea-



suring apparatus - EMC antenna calibration,” Dec. 2014.

- [31] 徳重寛吾, 杉浦 行, 小口哲雄, 川名達一, “電波塔近傍地域における TV・FM 放送波の電力束密度の推定及び測定,” 電波研季報, vol.30, no.155, pp.171-183, Dec. 1984.
- [32] 徳重寛吾, 山中幸雄, 早川正士, “中波放送局周辺地域における電磁界強度予測法,” 信学論 (B-II), vol.J80-B-II, no.6, pp.524-532, June 1997.
- [33] 徳重寛吾, 上村佳嗣, 山中幸雄, 清水良真, “短波国際放送送信所周辺における電磁環境の測定と推定,” 通総研季報, vol.34, no.173, pp.211-220, Dec. 1988.
- [34] 徳重寛吾, 山中幸雄, “航空路監視レーダ局周辺の電磁環境の測定と推定,” 信学論 (B-II), vol.J75-B-II, no.2, pp.145-149, Feb. 1992.
- [35] 上村佳嗣, “高周波ウエルダー近傍の電磁界分布の測定,” 信学論 (B-II), vol.J73-B-II, no.6, pp.309-312, June 1990.

(平成 28 年 12 月 15 日受付, 29 年 2 月 2 日再受付,  
6 月 7 日早期公開)



杉浦 行 (正員：フェロー)

1966 福井大・工・応用物理卒. 1968 阪大大学院修士・応用物理了. 同年郵政省電波研究所 (現, 情報通信研究機構 NICT) に入所. 1999 東北大学電気通信研究所教授. 現在, 東北大名誉教授. 京大電気工学専攻・研究員. NICT・協力研究員, 博士 (工学). EMC 計測技術の研究に従事. 本学会業績賞 (2010). IEEE 会員. CISPR A/WG expert.



藤井 勝巳 (正員)

1996 電通大・電気通信・電子卒. 2001 同大大学院博士後期課程了. 同年東北大電気通信研究所助手. 2006 独立行政法人情報通信研究機構 (現, 国立研究開発法人情報通信研究機構) 研究員. 2012 同研究マネージャー. 現在に至る. EMI 測定用アンテナや高周波電力計等, 無線用測定器等の校正に関する研究・業務に従事. 博士 (工学). IEEE 会員.