

1GHz 超の電磁妨害波の特性及び 妨害波測定法に関する研究

山中 幸雄

平成24年3月

目次

第1章 序論

1.1	本研究の背景と目的	5
1.2	従来の研究	6
1.3	本研究の内容	6
1.4	本論文の構成	8
	参考文献	

第2章 電磁妨害波の統計的特性測定方法及び準マイクロ波帯自動車雑音の特性

2.1	まえがき	10
2.2	雑音の統計量	11
2.3	統計量測定装置	13
2.4	準マイクロ波帯の都市雑音（自動車雑音）の統計量の測定	16
2.5	むすび	25
	参考文献	

第3章 電子レンジ妨害波の特性とデジタル無線通信システムへの影響

3.1	まえがき	27
3.2	電磁妨害波（電子レンジ妨害波）の特性	28
3.3	デジタル無線通信システム(PHS)に及ぼす影響シミュレーション	42
3.4	振幅確率分布(APD)による PHS の BER 劣化の推定	47
3.5	むすび	56
	参考文献	

第4章 スペクトラムアナライザのパルス応答とインパルス帯域幅

4.1	まえがき	62
4.2	スペクトラムアナライザの基本特性	62
4.3	パルス応答とインパルス帯域幅の関係	64
4.4	広帯域信号測定における測定帯域幅の変換	66
4.5	むすび	68
	参考文献	

第5章 位相合成法を用いた3アンテナ法によるアンテナ較正	
5.1 まえがき	71
5.2 位相合成法の原理とその応用	71
5.3 位相合成法を用いた測定用アンテナの較正法	74
5.4 むすび	85
参考文献	
第6章 1GHz 超の妨害波測定サイトの特性評価法	
6.1 まえがき	86
6.2 SVSWR 法による測定サイトの評価法	86
6.3 測定サイト特性に起因する妨害波測定の不確かさについて	93
6.4 むすび	100
参考文献	
第7章 結論	101
謝辞	104
付録	
1. 核融合実験施設におけるバースト的高周波漏洩電界の測定及び心臓ペースメーカーへの電磁干渉評価	105
2. ESD ガンの IEC 較正用電流検出変換器に対する伝達インピーダンスの測定と検証	107
論文目録	109
著者略歴	112

第1章 序論

1.1 本研究の背景と目的

PC等の高速化に伴い様々な機器から放射される電磁雑音（電磁妨害波）の高周波化が進んでいる。一方で、1GHz以上のデジタル通信システムが次々と開発され、実用化が進んでいる。このような状況で、1GHz超の電磁干渉問題が懸念されている。このため、CISPR¹（国際無線障害特別委員会）等の国際標準化機関においては1990年代後半より1GHz超の妨害波規制について検討を行ってきた。このようなEMC²（電磁的両立性）に関する課題を解決するには、まず電磁妨害波の性質を明らかにし、これによる電磁干渉のメカニズムを理解したうえで、電磁妨害波の適切な許容値とその測定法を決める必要がある。しかしながらこれまでは、電磁妨害波については主に1GHz未満の周波数、被害システムとしてはアナログ通信が中心に考えられて検討が行われてきた。

このような背景から、本研究では、1GHz超の妨害波許容値および測定法の確立を目的として以下の手順で検討を行った。

まず、1GHz超の代表的な電磁妨害波として自動車雑音と電子レンジ雑音を対象として、その特性の検討を行った。特に電磁妨害波のパラメータとして、デジタル通信への影響と相関の高い、雑音（包絡線）振幅に関する統計量（APD³：振幅確率分布、等）の計測を試みた。次に、電磁干渉の実例として、デジタル通信システムとしてPHS⁴を例にとり、電磁妨害波による通信品質（BER⁵）の劣化と電磁妨害波のAPDの間に良い相関があることを示し、妨害波許容値の根拠を与えることを目的とした。さらに、実際の装置・機器から放射される電磁妨害波がその許容値に適合しているかどうかを判定するための測定法（一般に妨害波測定法と呼ばれている）の測定不確かさの要因とその算出法について検討を行い、CISPR等の国際規格確立に寄与することを目的とした。

¹ CISPR : Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (仏)
International Special Committee On Radio Interference (英)

² EMC : Electromagnetic Compatibility

³ APD : Amplitude Probability Distribution

⁴ PHS : Personal Handy Phone

⁵ BER : Bit Error Rate

1.2 従来の研究

これまで、外部雑音、特に人工雑音に関する研究は様々なものがある。Spaulding[1]らは、250 kHz から 250 MHz までの人工雑音を、様々な地域に分類してデータを蓄積し、その周波数帯の標準的な推定値を与えた。また、Suzuki[2]らは UHF 帯の TV 受信に与える影響を調べるため、700MHz 帯の都市内雑音特性を調査した。さらに Hattori [3] らは、800MHz 帯の自動車雑音の特性を調べるために首都高のトンネルの中において、その統計的な特性の測定を行っている。しかしながら、準マイクロ波帯 (1-3 GHz)における都市雑音のデータベースは非常に少なく、Shepherd [4]らによって測定された 50 MHz から 7 GHz のイグニッションノイズの特性 (但し、ピーク検波による測定) があるのみである。

1GHz 越の周波数帯においては、自動車雑音に加えて、電子レンジからの漏洩電波 (以下電子レンジ妨害波と呼ぶ) が主な妨害源の一つとなると考えられている。この理由は、電子レンジの場合、閉じた空間内での使用を目的としているが、通信システムに比べはるかに強い電波を発生していることがある。また、携帯電話やコードレス電話などは家庭内で使われ、電子レンジに近接する可能性も高いこともあげられる。電子レンジ妨害波の性質に関しては、これまで種々の報告がされている。山本[5]らは、中波放送や VHF/UHF 帯の地上テレビ放送等に対する妨害の可能性を考慮して 1GHz 以下の周波数を中心にその発生機構の検討をしている。杉浦[6]らは、第 5 高調波の特性を測定し、衛星放送に対して電子レンジの第 5 高調波が妨害を与える可能性を示唆している。Filippi[7]らは、2.3-2.45GHz 帯を音声衛星放送や陸上移動通信のアップリンクに用いる可能性を検討するために、この周波数帯での電子レンジ雑音をはじめとする電磁環境の測定を行っている。また、Blackard[8]らは、無線 LAN への影響を評価するため電子レンジの基本波帯である 2.44GHz において電磁環境の統計的測定を行っている。

しかしながら、これまで 1GHz 以上で基本波以外の電子レンジ妨害波の特性の把握は十分でなく、特にデジタル通信への妨害を推定するための測定はされていなかった。

1.3 本研究の内容

本研究では、まず、1GHz 超の代表的な電磁妨害波の特性に関する検討を行った。電磁妨害波は時間的に不規則に変化するため、その特徴を平均値や実効値などの単一なパラメータで記述することは困難である。このため、電磁妨害波

の雑音振幅に関する統計量 (APD/CRD/PSD/PDD) を計測するための装置を開発した。また、この装置を用いて、準マイクロ波帯の都市雑音 (自動車雑音) の統計的分布を、東京都心の路上において走行しながら測定した。そのために開発した測定システム及び測定結果について述べる。インパルス振幅は対数正規分布に、その発生はポアソン分布で記述できる場合があること等が分かった。

次に、1GHz 超の電磁妨害波がデジタル無線通信システムに及ぼす影響について検討を行った。1GHz 超の代表的妨害波源として電子レンジ妨害波がある。この電子レンジから発生する妨害波の特性を時間領域および周波数領域で測定し、電源方式によって雑音の特性が異なること、また高調波とそれ以外では発生機構が異なることを明らかにした。デジタル通信システムの品質は主にビット誤り率 (BER) で評価されることが多い。妨害波による通信システムの BER 特性の劣化は妨害波の時間波形が得られればシミュレーションによっても推定することが可能である。しかしながら、一般の妨害波規制においては電磁妨害波を適確に特徴づけるパラメータで規制する必要がある。このため、BER の劣化と相関の高い電磁妨害波の統計パラメータとして振幅確率分布 (APD) に着目し、両者に相関があること、ある仮定の下で APD から PHS(PDC) の BER 劣化の推定が可能であることを示した。

続いて、1GHz 超の妨害波測定法について検討を行った。妨害波測定においては、測定用受信機 (スペクトラムアナライザ)、測定用アンテナ、測定用サイトが必要であり、測定の再現性を確保するために、その基本的な特性は規格において定める必要がある。

このため、まず、スペクトラムアナライザのパルス特性 (周波数特性・応答波形・インパルス帯域幅と指示値の関係) を測定し、機種により IF フィルタの形状が異なるため、その指示値が異なること、および両者の関連について示し、IF フィルタの形状の規格化が必要であることを指摘した。また、測定用アンテナについては、自由空間においてその特性 (アンテナ係数) を較正する必要があるが、EMC 測定の基本サイトであるオープンサイトや EMC 用の 5 面暗室において簡便に較正が可能となる手法を提案した。

また、1GHz 超の測定サイトについては、(準) 自由空間としているが、その品質は SVSWR 値によって規定されている。測定のばらつきの主要因として測定サイトの特性 (欠陥) があるため、SVSWR 値と供試機器の妨害波電界強度の測定結果のばらつきとの関連性について検討を行い、両者の定量的な関係を明らかにした。

1.4 本論文の構成

本論文は、全7章から構成される。

第1章は序論であり、本研究の背景と目的を述べ、本論文の内容と構成を示した。

第2章は、統計的な電磁妨害波の測定に関するもので、電磁妨害波の雑音振幅に関する統計量 (APD/CRD/PSD/PDD) を計測するための装置を開発し、この装置を用いて、測定した準マイクロ波帯の都市雑音 (自動車雑音) の統計的分布を示した。

第3章は、1GHz 超の電磁妨害波 (電子レンジ妨害波) がデジタル無線通信システム (PHS) に及ぼす影響に関するもので、妨害波統計パラメータとして振幅確率分布 (APD) に着目し、両者に相関があること、ある仮定の下で APD から PHS の BER 劣化の推定が可能であることを示した。

第4章は、測定用受信機 (スペクトラムアナライザ) の性能に関するものであり、そのパルス特性 (周波数特性・応答波形・インパルス帯域幅と指示値の関係) を測定し、正確かつ再現性の良い測定のためには IF フィルタの形状等の規格化が必要であることを指摘した。

第5章は、測定用アンテナの自由空間アンテナ係数の正確な較正法に関するものであり、周囲反射波が存在する環境においても、位相合成法を適用した3アンテナ法により簡便にその較正が可能となる手法を提案した。

第6章は、1GHz 超の測定サイトの評価法に関するものであり、CISPR で検討されている SVSWR 法の有効性を理論的、実験的に確認するとともに、測定サイトの不完全性による、妨害波測定結果の不確かさの推定法について提案した。

第7章は、総括であり、本研究成果の結論と今後の課題について述べた。

参考文献

- [1]A. D. Spaulding and R. T. Disney, "Man-made radio noise Part 1: estimates for business, residential, and rural areas," OT report 74-38, June 1974.
- [2]Hayazo Suzuki, "Characteristics of city noise in UHF band," IEICE Trans., Vol. 46, No. 2, pp.186-194, February 1963. (in Japanese)
- [3]Takeshi Hattori and Katsumi Kobayasi, " Characteristics of city noise inside the tunnel of a metropolitan expressway in 800 MHz band," 1979 Natl. Conv. Rec. IECE of Japan, No.2085, 1979. (in Japanese)
- [4]R. A. Shepherd and J. C. Gaddie and A. Shohara, "Measurement parameters for automobile ignition noise," MVMA/SRI-75/10, June 1975.
- [5]山本海三, 黒沼弘, 肥沼徳寿, 田代紀夫: "電子レンジ用 マグネトロンの雑音について", 信学技報, MW80-33 (1980).
- [6]杉浦行, 岡村万寿夫, 内門修一: "電子レンジから放射される第5高調波の特性 - 衛星放送受信障害に関して - ", 信学技報, EMCJ80-78 (1980).
- [7]C. A. Filippi, R. L. Hinkle, Karl B. Nebbia, Bradley J. Ramsey, Frank H. Sanders : "Accommodation of Broadcast Satellite(Sound) and Mobile Satellite Services in the 2300-2450MHz Band", NTIA TM-92-154 (January 1992).
- [8]K. L. Blackard, T. S. Rappaport and C. W. Bostian : "Measurement and Models of Radio Frequency Impulsive Noise for Indoor Wireless Communications", IEEE J. Sel. Area in Commun., 11, 7, pp. 991-1001 (September 1993).

第2章 電磁妨害波の統計的性質の測定及び準マイクロ波帯自動車雑音の特性

2.1 まえがき

近年、移動通信サービスに対する需要は急激に増大しており、このために用いる周波数スペクトラムの不足に対処するため、より高い周波数帯の開発が進められている。総務省（旧郵政省）では、1990年代より陸上移動通信用の周波数として、準マイクロ波帯（1-3 GHz）を割り当ててきた。この周波数帯を陸上移動通信に用いる際の主な観点は都市内での複雑なマルチパスによるフェージングへの対応であるが、それに加えて、この周波数帯の外部雑音の特性も、通信システムをデザインする際に考慮すべき重要な要素である。

これまで、外部雑音、特に人工雑音に関する研究は様々なものがある。Spaulding[1]らは、250 kHz から 250 MHz までの人工雑音を、様々な地域に分類してデータを蓄積し、その周波数帯の標準的な推定値を与えた。また、Suzuki[2]らはUHF帯のTV受信に与える影響を調べるため、700MHz帯の都市内雑音特性を調査した。さらに Hattori [3]らは、800MHz帯の自動車雑音の特性を調べるために首都高のトンネルの中において、その統計的な特性の測定を行っている。しかしながら、準マイクロ波帯（1-3 GHz）において都市雑音のデータベースは非常に少なく、Shepherd [4]らによって測定された 50 MHz から 7 GHz のイグニッションノイズの特性（但し、ピーク検波による測定）があるのみである。

一般に知られているように、VHF帯における人工雑音の発生源は自動車のイグニッションノイズであり、殆どの陸上移動通信システムが自動車内でも使用され、その使用は走行中に行われることが多い。このため、本論文では、走行中の車内で、通信システムが受信する人工雑音（自動車雑音）に焦点をあて、この測定を行った結果について述べる。

また、これまでの雑音調査の殆どが、インパルス的な雑音を効率良く測定するために、尖頭値や準尖頭値を用いて測定してきた。これらの検波方式は、その雑音がある許容値以下であるか否かを判定するためには便利であるが、検波後の波形は元の波形と大きく異なるため、その雑音による通信システム、とりわけデジタル通信システムの品質劣化を推定するためには適切ではない。このため、本研究では、尖頭値や準尖頭値検波器ではなく、包絡線検波を用いた。さらに、雑音によるデジタル通信システムへの干渉を推定するために次項で

示す統計的なパラメータを測定の指標とした。

2.2 雑音の統計量

通信システムの設計において雑音のモデルとして使用される白色ガウス雑音においては、雑音電力、すなわち雑音の実効値が分かればその特性は記述される。このため、白色ガウス雑音の場合は、雑音の実効値を測れば良い事となる。一方、一般の人工雑音はインパルス的であるため、実効値のみでは、その特性は充分には記述できない。このため、本研究での主な測定対象として、雑音包絡線の統計的パラメータ（4種類）を用いた。以下にその定義をしめす。

2.2.1 振幅確率分布 (Amplitude Probability Distribution : APD)

APD; $D(E_k)$ はスライスレベル E_k の関数であり、測定時間中 T_0 に雑音包絡線が E_k を超える時間率を示しており、式 (1) により定義される。

$$D(E_k) = \frac{\sum_i^{n(E_k)} D_i(E_k) / T_0 \quad (k = 0, 1, \dots, N, i = 1, 2, \dots, n(E_k)) \quad (2.1)$$

ここで、 $D_i(E_k)$ ($=D_i$) は、スライスレベル E_k を超えるパルスの継続時間であり、 $n(E_k)$ は、 E_k を超えるパルス数である。 $N+1$ は全スライスレベルの数となる。これらの関係は図 2.1 を参照されたい。

APD は、雑音による通信システム劣化に関する多くの情報を与える。例えば、デジタルシステムのビット誤り率(BER)は、APD から推定することができる。また、APD より、雑音平均値や、実効値を計算することも可能である。

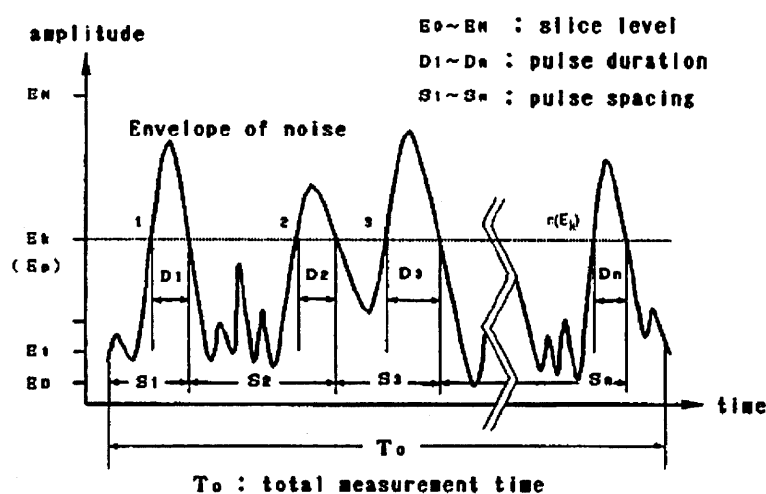


図 2.1 雑音包絡線と雑音統計量との関係

2.2.2 交叉率分布 (Crossing Rate Distribution : CRD)

CRD; $C(E_k)$ はスライスレベル E_k を単位時間中に超える回数を示しており, 測定時間中 T_0 内に越える回数 $n(E_k)$ を用いて, 下記のように表される.

$$C(E_k) = n(E_k) / T_0 \quad (k = 0, 1, \dots, N) \quad (2.2)$$

CRD はインパルスの場合は, その発生回数に相当する. また, ある仮定が成り立つ場合 (隣あうインパルスの応答が重ならないとすると) CRD を用いて, 任意の測定帯域幅に対する APD が推定可能である. この手順については 2.4.3 において簡単に述べる.

2.2.3 パルス間隔分布 (Pulse Spacing Distribution : PSD)

本論文において, スライスレベル E_p におけるパルス間隔 S_i ($i = 1, 2, \dots, n(E_p)$) は, 雑音包絡線がそのスライスレベル E_p を負の方向に交叉する時刻と次に負方向に交叉する時刻との時間 (間隔) と定義する. PSD は, パルス間隔の分布を示すものであり, 単位時間あたりに, パルス間隔がある参照時間 τ_j 及び τ_{j+1} の間の値であるパルスの個数を示す. PSD はスライスレベルに依存して変化する. PSD は, 時間領域における雑音源の特性や, その発生メカニズムを考える際の重要なパラメータである.

2.2.4 パルス継続分布 (Pulse Duration Distribution : PDD)

パルス継続時間 D_i ($i=1, 2, \dots, n(E_p)$) は, 雑音包絡線がある振幅レベル E_p を超えている時間幅である. PDD はパルス継続時間の分布を示すものであり, 単位時間あたりに, パルス継続時間が, 参照時間 τ_j から τ_{j+1} の値をもつパルスの個数を表す. PSD と同様にスライスレベルに依存して変化する. また, 受信機の帯域幅 B によって入力パルスの周波数も制限されるため, $1/B$ オーダー未満の狭いパルス継続時間を持つパルスは原理的に観測されない. このため, PDD は受信機の帯域幅により依存して変化する.

2.3 統計量計測装置

道路を走行中に外部雑音を収集するための測定装置を図 2.2 に示す。測定周波数は 1.5, 2.3 及び 2.7 GHz である。各々の周波数に対応するスリーブアンテナを測定者の屋根（地上高 3 m）に設置する。アンテナは垂直偏波、水平面内無指向性であり、その利得はダイポール比で 0 dB である。アンテナ出力は LNA（低雑音増幅器）で増幅された後、スペクトラムアナライザ HP8566B で受信される。スペクトラムアナライザは、測定ダイナミックレンジを拡げるために対数モードが使われ、そのビデオ出力が開発した雑音波形解析装置（以下、Noise Waveform Analyzer (NWA) と呼ぶ）に入力される。

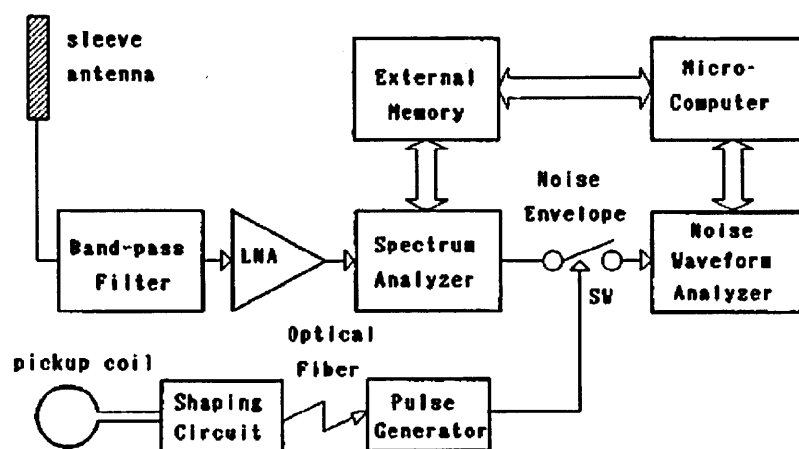


図 2.2 測定システムのブロックダイアグラム。

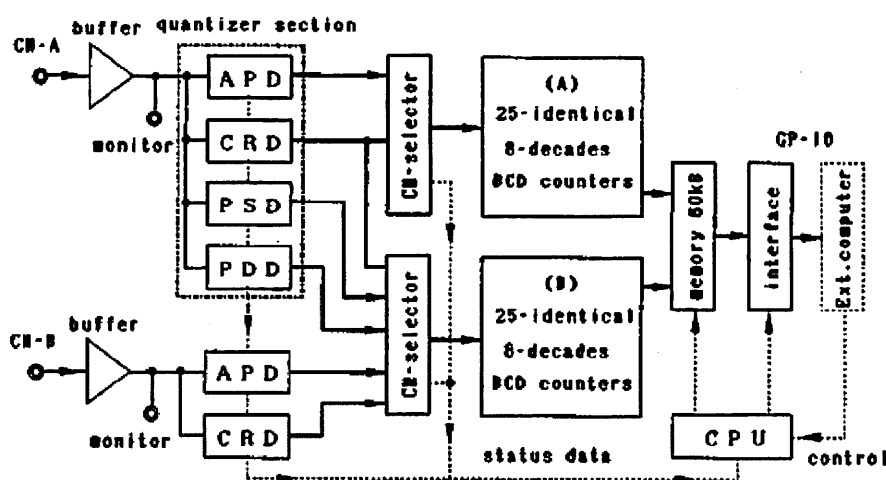


図 2.3 Noise Waveform Analyzer (NWA) のブロックダイアグラム。

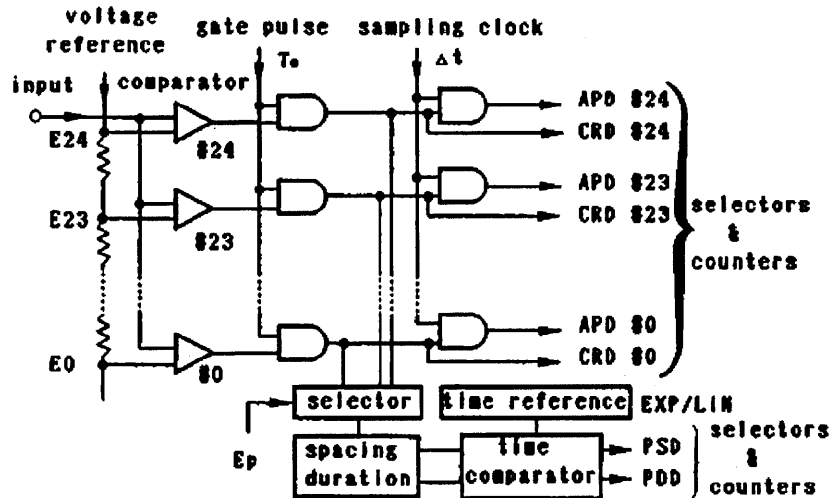


図 2.4 量子化セクションのブロックダイアグラム.

この NWA は Spaulding [5] らによって開発された APD measurement system (HAMS) のハードウェアの構成に従っているが、本装置では APD と同時に CRD, PSD, PDD などの分布が同時に測定できるという特徴がある。NWA のブロックダイアグラムを図 2.3 に示す。バッファアンプにおいて雑音包絡線は、次の量子化セクション (図 2.4 参照) に最適なレベルに増幅される。量子化セクションは基準電圧によって決定されたおのこののスライスレベルに対応した 25 個のコンパレータを持っている。このコンパレータにより入力雑音はデジタルデータに変換される。すなわち、入力された雑音包絡線がスライスレベルを超えた場合は出力 "1" を、超えない場合は "0" を生成する。コンパレータの出力はサンプリングクロックによって決定される間隔でサンプリングされ、そのパルスがカウンタに送られる。各々のスライスレベルに対応するカウンタはその出力 "1" であった時間に相当するパルスの個数を計測する。全測定時間はゲートが開いている間に クロックパルスのカウントすることにより得られる。これらの値から、APD は各々のカウンタ値と全測定時間に対応するカウンタ値の比から得られる。

コンパレータの出力が、サンプルされずにそのままカウンタに加えられれば、カウンタはそのコンパレータに設定されたスライスレベルを超えるパルスのカウントすることになり、この値から CRD を得ることができる。

25 個のコンパレータの一つの出力から PSD あるいは PDD を計測する。パルス間隔 S_i あるいはパルス継続時間 D_i に対応するパルスと、時間の基準との比較を行い、その幅を計測する。時間基準には、等間隔 (LIN) と指数間隔 (EXP) のモードがあり、測定対象パルスの幅が各時間基準の幅に含まれていれば対応

するカウンタをカウントアップすることにより、PSD あるいは PDD を得る。

NWA の仕様を表 2.1 に示す。NWA は、A 及び B の 2 つのカウンタ群を持っているため 2 種の統計量が同時に計測可能である。今回の測定においては APD/CRD, CRD/PSD 及び CRD/PDD の組み合わせを選択した。また、サンプリングクロックは 10MHz であり、本スペアナの RBW が最大 3MHz であるので、帯域幅 3MHz までの雑音特性が測定可能である。

アンテナから受信された外部雑音には、周囲の車からの雑音のみならず測定車自身から発生するインパルス性の雑音も受信する。この影響を削除するために、測定車からのインパルスが発生する時間のみ、受信機入力を遮断する回路を設け、そのトリガは車の高電圧ケーブルにサーチコイルを巻き、イグニッション信号から得て、そのゲート幅は、受信機の帯域幅に従い、最適になるように調整をした。これにより所謂、測定ができないデッドタイムが生じるが、BW=100 kHz のとき約 $30 \mu s$ であり、イグニッションパルスの間隔 (10 ms 以上) と比べて十分短く、周囲雑音の発生間隔と測定車のイグニッションパルスの間隔が同期がとれることはないため、測定データの統計には影響を与えない。測定前には、本除去回路の有無により結果が変わらないことを確認して測定を行った。

この開発した測定システムを用いて、都市内を走行中の自動車において検出される準マイクロ波帯の外部雑音 (都市雑音、主に自動車雑音) を様々な場所、東京都心の一般道や高速道路 (首都高速道路) において測定した。測定時間は平日の 10:00 から 15:00 とした。

表 2.1 Noise Waveform Analyzer (NWA) の仕様

noise input	channel number maximum voltage bandwidth	2 (CH-A, CH-B) $\pm 2.55 \text{ V}$ DC \sim 3 MHz (-3 dB)
measurement time range	T_0 resolution	10 ms \sim 99 s, EXT 1 ms
time base(clock)	Δt	0.1, 1 μs , EXT
slice level	amplitude E_k time E_p	LINEAR 25 level LINEAR ($\Delta T = N \times \Delta t$, $N=1\sim 99$) EXP ($T_j = 0.1 \times 2^j \mu s$, $j=1\sim 25$)
counter	channel number	2 (BCD 8 digits \times 25 level)
memory	volume	60 kbyte(240 data)

2.4 準マイクロ波帯の都市雑音（自動車雑音）の統計量の測定

2.4.1 雑音波形

図 2.5 に都市雑音の時間波形（包絡線）の例を示す。図からわかるように、雑音はインパルス的に発生しており、その振幅も時間的に変動していることが分かる。また、ピーク値は受信機の内部雑音レベルに比べて 25 dB 程度高いことが分かる。

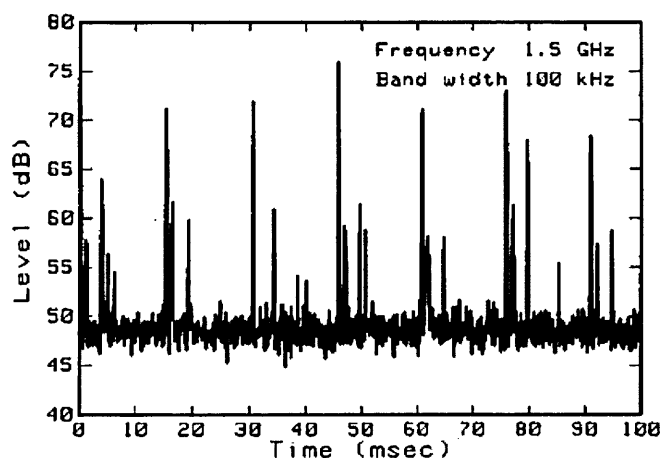


図 2.5 自動車雑音の包絡線時間波形の例

2.4.2 振幅確率分布 (APD)

APD の測定例を図 2.6 に示す。測定周波数は 2.3 GHz 帯であり、測定帯域幅は 100 kHz である。横軸はレーレー分布が傾き $-1/2$ の直線となるように目盛ったものである。破線で示されるシステム雑音の APD は、レーレー分布に従うことがわかる。1 回の測定は 10 秒であり、図の実線は 238 回の測定の平均値である。確率の低い部分はインパルス雑音の影響が大きいことがわかる。下記のように、この APD; $D(E)$ を微分することにより確率密度関数が得られ、さらにこれを用いることにより実効値 E_{rms} が算出できる。

$$p(E) = -\frac{d}{dE} D(E) \quad (2.3)$$

$$E_{rms}^2 = \int E^2 \cdot p(E) dE \quad (2.4)$$

これらの式を用いることにより，実効値 E_{rms} は $20 \text{ dB } \mu\text{V/m}$ となる．また，システム雑音の包絡線はレーレー分布に従い，その実効値は $36.8 \text{ } (\approx 1/e)$ 値に相当する．外部雑音の実効値はシステム雑音の値と殆ど同じであり，これからインパルス雑音は実効値では測定・評価することが困難であることがわかる．従って，自動車雑音などのインパルス性雑音の評価には，APD 全体や，特定の確率に相当する値，例えば 10^{-5} 値などを用いることが適当と言える．

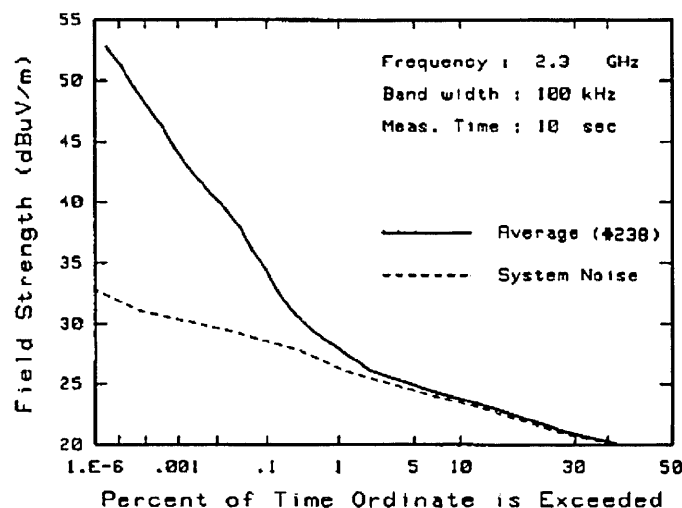


図 2.6 システム雑音と外部雑音の振幅確率分布 (APD) の測定例

2.4.3 交叉率分布 (CRD)

APD と同時に取得した CRD を図 2.7 に示す．下記に示すように，CRD データを微分することにより，パルス振幅分布 (PAD : pulse amplitude distribution) $q(E)$ と呼ばれる分布を得ることができる．

$$q(E) = -\frac{d}{dE} C(E). \quad (2.5)$$

PAD は，電界強度 E のピーク値を持つパルスの分布を示している．ところで，インパルスが受信機に入力された場合，そのピーク値は帯域幅に比例し，パルス幅は反比例する．従って，図 2.8 に示す PAD の表記においてピーク値は帯域幅で正規化し，1Hz あたりのパルス振幅で表記してある．“*” が測定値であり，破線は対数正規分布の理論値である．両者は $-20 \text{ dB } \mu\text{V/m/Hz}$ より高いレベルでは，良く一致しており，この結果からインパルス成分の振幅分布は対数正規分布に従うことがわかる．

なお、ある測定帯域幅において CRD (PAD) を測定しておけば、任意の測定帯域幅に対する APD は、下記のような手順で算出することが可能である。但し、入力パルスが全て独立で重ならない場合に限られる。

- (1) ある測定帯域幅 B_0 に対する PAD : $q(E)$ が得られた場合、別の帯域幅 B に対する PAD は、帯域幅に比例して振幅を変換すれば良く、 $q(E \cdot B_0 / B)$ と表すことができる。
- (2) 単一のインパルス入力に対する帯域幅 B の受信機に対する応答の確率密度関数 $s(E | E_m)$ を求める。ここで、 E_m はパルス応答波形の最大値である。ここで、入力パルスが全て独立で重ならないとすれば、全ての入力に対する確率密度関数 $p(E)$ は、下記の式で表すことができる。

$$p(E) = \int_0^\infty s(E | E_m) \cdot q(E_m \cdot B_0 / B) dE_m. \quad (2.6)$$

- (3) 上記の確率密度関数 $p(E)$ を積分することにより、帯域幅 B に対する APD を求めることができる。

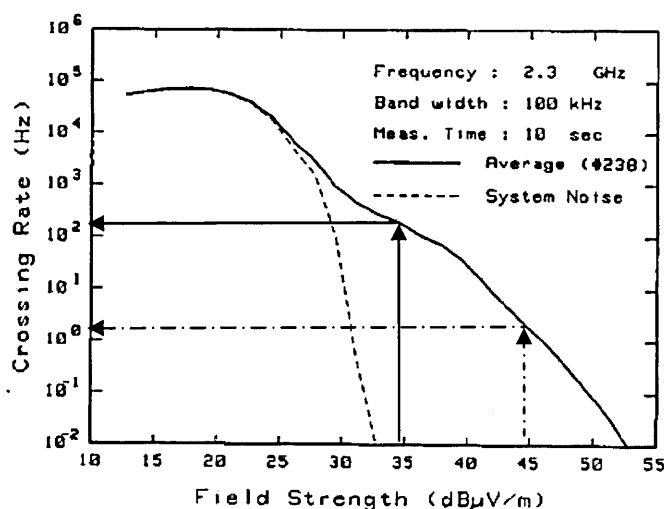


図 2.7 交叉率分布 (CRD) の測定結果.

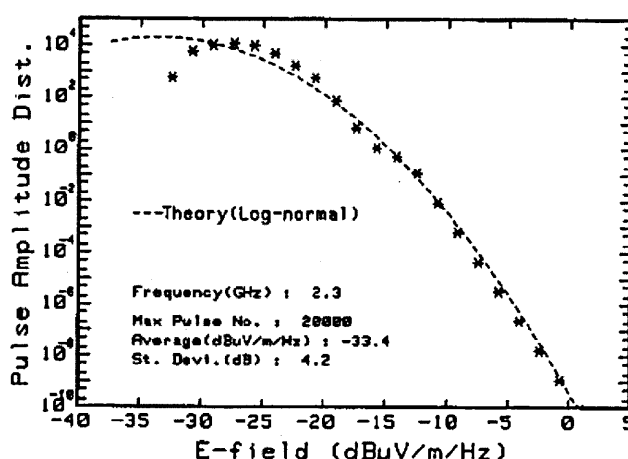


図 2.8 単位測定帯域幅に正規化されたパルス振幅分布
(測定値と対数正規分布理論曲線)

2.4.4 パルス間隔分布 (PSD)

時間基準として EXP モードとした場合の PSD 測定結果を図 2.9 に示す. ここで横軸は対数時間軸で表記されている. 既に述べたように PSD はスライスレベルに依存する. 本測定結果はパルス成分に相当するレベルではあるがシステム雑音のわずかに上に相当するレベルである. この結果より, パルス成分は2つのグループに分かれることが分かる. すなわちパルス間隔が長く 10 ~ 200 ms のグループと, 100 μ s 未満の短いグループである. 前者はエンジン点火用のイグニッションの主パルスに対応するものであり, 後者は主パルスに付随する過渡パルスと考えられる.

等間隔の時間基準を用いた場合の PSD 測定結果を図 2.10 に示す. 1 回の測定は 30 秒であり, これを 121 回繰り返した (全測定時間は約 1 時間). 図中の “*” 印は, 間隔分布が指数分布に従うとして計算した結果である. 測定結果はこの計算結果を良く一致していることから, パルス発生間隔は指数分布に従うことがわかる. 従って, パルスの発生はポアソン分布に従っている[6]ということが言える. 確率分布の一致を χ^2 適合検定[7]により確認した. 一致しない場合は χ^2 の値は大きくなる.

また, 30 秒ごとの測定時間において, χ^2 の値を導出し, 全パルス数 N_{imp} との関係性を求めた (図 2.11 参照). この図より, 短い測定時間の場合は, 全てのパルスの発生間隔が指数分布に従っているわけではなく, パルスが非常に少ない場合 ($N_{imp} < 50$) や多い場合 ($N_{imp} > 250$) は, 指数分布にはならないことが分かった. 従って, 雑音の統計分布をとる場合の測定時間は, その目的に応じて決定することが重要である.

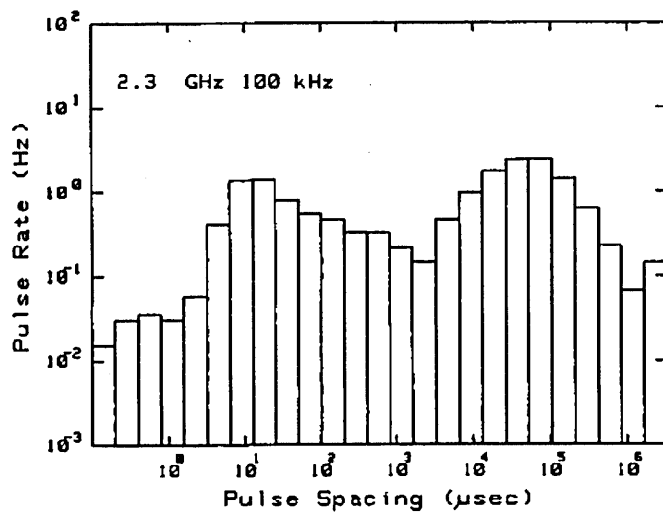


図 2.9 対数時間基準を用いた際の PSD 測定結果

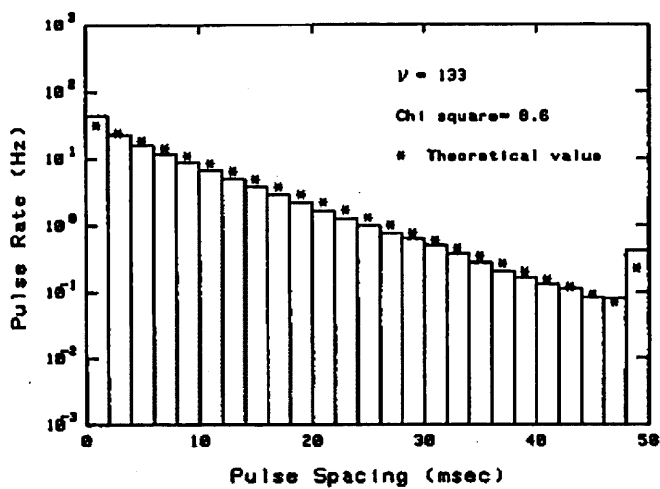


図 2.10 等間隔時間基準を用いた際の PSD 測定結果
(*印は、指数分布を仮定した場合の計算値)

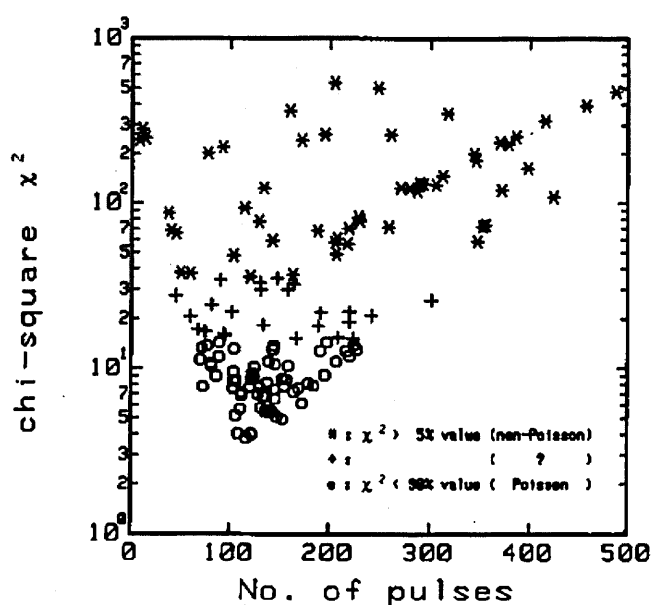


図 2.11 インパルス総数と指数分布との一致度 (χ^2 値) との相関
(1 データの観測時間は 30 秒)

2.4.5 パルス継続時間分布 (PDD)

PDD の典型的な測定結果を図 2.12 に示す. ここで振幅スライスレベルは図 2.9 の PSD 測定時と同じである. 一連の測定は測定帯域幅は 100kHz であったので, インパルスが入力された場合, 帯域制限により, 出力後のパルス幅は $10\mu\text{s}$ のオーダーとなる. 図 2.12 からパルス継続時間 (幅) は $1\mu\text{s}$ から $20\mu\text{s}$ であるから, 基本的に長いバースト的な雑音は観測されていない. このことから, 基本的に 1GHz 以上の周波数においても自動車雑音はインパルス性であることが確認できる.

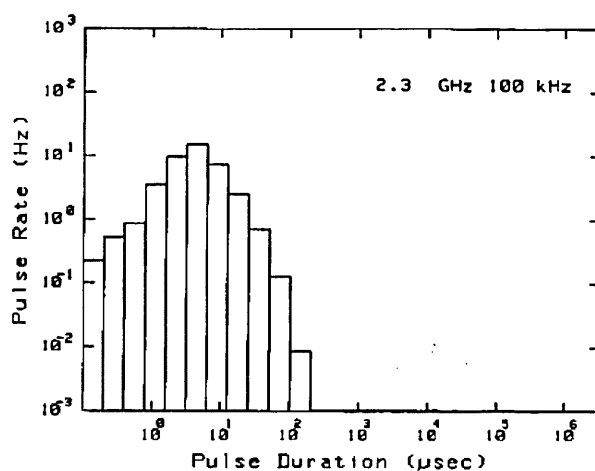


図 2.12 パルス継続時間分布 (PDD) の測定結果.

2.4.6 自動車走行時の APD 測定結果

自動車走行に伴う電界強度の 0.001% (10^{-5}) 値の時間変動を図 2.13 に示す。ここで、 0.001% (10^{-5}) 値とは、測定時間の内で雑音包絡線がそのレベルを超える確率が 0.001% (10^{-5}) となるレベルであり、ほぼ最大値に対応する値である。1 回の APD 測定時間は 10 秒である。測定周波数は 2.3 GHz で測定帯域幅はこれまでと同様 100 kHz である。測定は、東京都心の主要幹線、3-4 車線で交通量の非常に多いところ（1 分間に 40-70 台、平均走行速度 10 km/hour ）で行い、測定中は通常通り渋滞した状況である。大きな交差点では測レベルが高くなることが多いが、測定値は走行に伴い不規則に変動していることが分る。

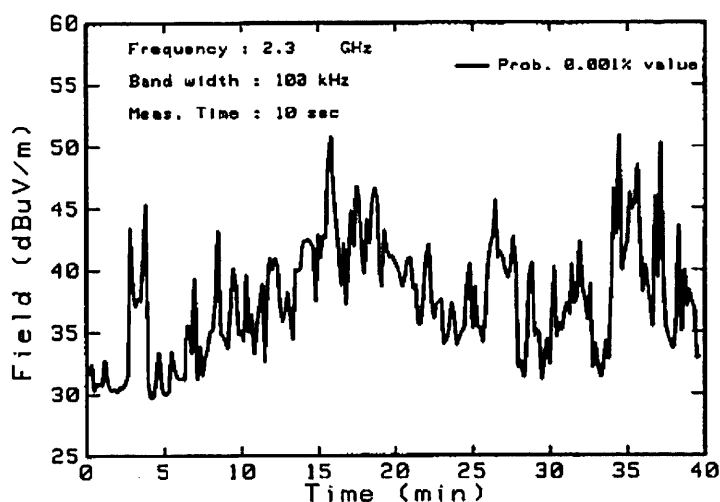


図 2.13 自動車走行に伴う電界強度の 0.001% (10^{-5}) 値の時間変動

確率 10^{-4} , 10^{-5} , 10^{-6} , 及び 10^{-7} に対応する電界強度レベルの累積確率分布を正規確率紙にプロットしたものを図 2.14 に示す。図において dB 単位で目盛った電界強度値の分布が 10^{-4} を除いてほぼ直線に近似できることから、 10^{-5} 以下の時間率、即ち 10 秒ごとの電界強度の最大値の変動は対数正規分布に従うということが言える。 10^{-5} 値の場合は、図から平均値 $37.4\text{ dB}\mu\text{V/m}$ 、標準偏差が 4.6 dB であることが分る。

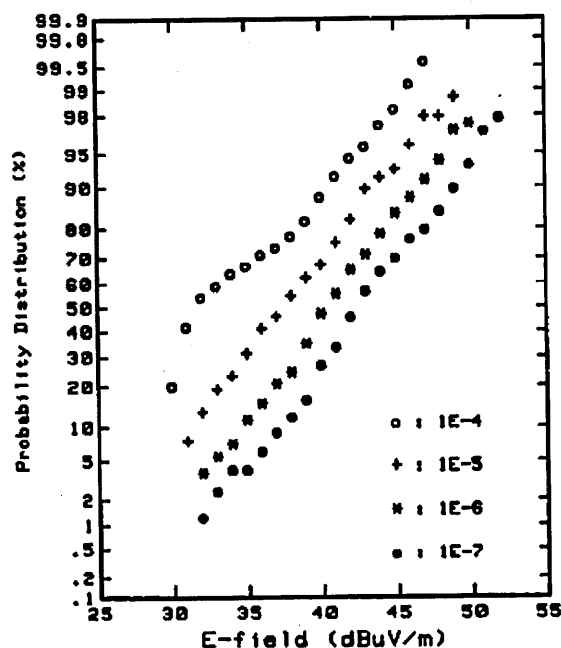


図 2.14 走行にともなう電界強度（時間率 10^{-4} , 10^{-5} , 10^{-6} , 及び 10^{-7} 値）の変動の累積分布（正規確率紙上にプロットしたもの）

2.4.7 周波数特性および道路の種類への依存性

図 2.15 は東京都心の一般道路における準マイクロ波帯(1-3 GHz)の3つの異なる周波数に対する APD の測定結果である。図からわかるように周波数が高くなると雑音レベルは下がる傾向にある。例えば、（ほぼ最大値に対応する）時間率 10^{-5} に対応する電界強度レベルは周波数 1.5, 2.3 及び 2.7 GHz に対してそれぞれ 48.7, 42.9 及び 39.4 dB μ V/m である。

外部雑音レベルと周波数及び測定場所に関する関係を表 2.2 に示す。代表値として時間率 10^{-4} 及び 10^{-5} 値の平均値及び標準偏差を示す。一般道における測定値は既に述べたように周波数が高くなると雑音レベルは下がっている。一方、高速道路における測定結果では明確な周波数依存性を示していなかった。

さらに、高速道路における値は一般道路における値より低い傾向にあることがわかる。これは両者の平均時速の違い、すなわち一般道では 10 - 20 km/h であるのにくらべ高速道路では 30 - 40 km/h となり、車間距離は逆に一般道に比べて広がるため、雑音発生源からの距離が遠くなることによると考えられる。

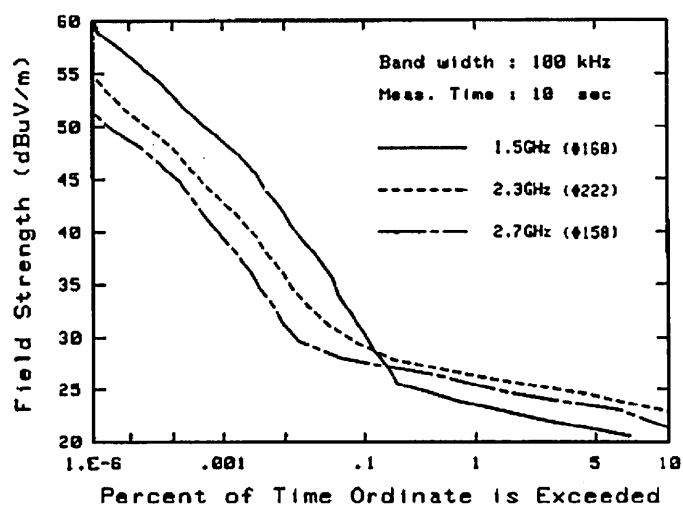


図 2.15 東京都心一般道路における準マイクロ波帯(1-3 GHz)のAPD測定結果

表 2.2 外部雑音レベルと周波数及び測定場所に関する関係

freq. band (GHz)	T ₀ ^[1] (s)	APD value	average value (dBμV/m)	standard deviation (dB)	average speed (km/h)	type ^[2]
1.5	1600	10 ⁻⁴ (10 ⁻⁵)	39.7(47.0)	3.7(3.0)	-	S
1.5	2290	10 ⁻⁴ (10 ⁻⁵)	30.6(36.3)	3.4(3.8)	26.7	E
2.3	2220	10 ⁻⁴ (10 ⁻⁵)	32.7(39.4)	3.6(3.7)	-	S
2.3	2380	10 ⁻⁴ (10 ⁻⁵)	33.5(37.4)	4.5(4.6)	10.5	S
2.3	2320	10 ⁻⁴ (10 ⁻⁵)	30.3(33.4)	3.3(4.5)	28.5	E
2.7	1580	10 ⁻⁴ (10 ⁻⁵)	30.4(36.6)	2.6(4.0)	-	S
2.7	2360	10 ⁻⁴ (10 ⁻⁵)	32.8(36.4)	1.5(3.5)	39.6	E

[1] T₀: total measurement time

[2] type: (S):general street (E):expressway

2.5 むすび

準マイクロ波帯(1 - 3 GHz)における陸上移動通信システムの開発が進められているが、路上における外部雑音の特性の把握は、通信システムの設計において基本的な情報の一つとして極めて重要である。このため、統計的な雑音特性が測定できるシステムを開発し、これを測定車に搭載して、外部雑音が高いと考えられる東京都心の道路において準マイクロ波帯の代表的な3周波数の測定を行った。

統計的な雑音パラメータとしては、デジタル通信システムへの影響把握に必要な振幅確率分布(APD)、交叉率分布(CRD)、パルス間隔分布(PSD)及びパルス継続時間分布(PDD)の測定を行った。

測定の結果、外部雑音はインパルス性が高く、その主要因は自動車のイグニッション雑音であることが分った。また、1時間程度の長い時間に対するインパルス変動、発生の特性を評価すると、インパルス雑音のピークの変動は対数正規分布に従い、発生はポアソン分布(間隔分布は指数分布)に従っていることが分った。

雑音電界強度のレベルは、周波数、測定場所、測定時間等々、様々な要因で変動する。但し、インパルスのピーク値は周波数が高くなると減少することが分った。また、高速道では一般道よりレベルが低くなることが分った。それ以外の統計的な特性、例えばパルス発生間隔、パルス幅分布については1-3 GHzにわたり、大きな依存性は検出されなかった。

参考文献

- [1]A. D. Spaulding and R. T. Disney, "Man-made radio noise Part 1: estimates for business, residential, and rural areas," OT report 74-38, June 1974.
- [2]Hayazo Suzuki, "Characteristics of city noise in UHF band," IEICE Trans., Vol. 46, No. 2, pp.186-194, February 1963. (in Japanese)
- [3]Takeshi Hattori and Katsumi Kobayasi, " Characteristics of city noise inside the tunnel of a metropolitan expressway in 800 MHz band," 1979 Natl. Conv. Rec. IECE of Japan, No.2085, 1979. (in Japanese)
- [4]R. A. Shepherd and J. C. Gaddie and A. Shohara, "Measurement parameters for automobile ignition noise," MVMA/SRI-75/10, June 1975.
- [5]A. D. Spaulding, "Man-made radio: The Problems and Recommended Steps Toward Solution," OT report 76-85, April 1976.
- [6]Kazuo Miyawaki, "Noise Analysis," Ch. 2, pp. 35-42, Asakura, 1961. (in Japanese)
- [7]J. S. Bendat and A. G. Piersol, "Random Data: Analysis and Measurement Procedures," Ch. 4, pp.119-122, John Wiley & Sons, 1971

第3章 電子レンジ電磁妨害波の特性とデジタル無線通信システムへの影響

3.1 まえがき

近年、1-3GHz の周波数帯をデジタル移動通信システムに利用する動きが活発になっている。例えば 1.5GHz 帯のデジタル方式自動車電話システムやデジタル方式 MCA 陸上移動通信システム、1.9GHz 帯の簡易型携帯電話システム（パーソナル・ハンディーホン・システム、以下 PHS という）[1]、さらには 2GHz 帯の WCDMA システム等々様々な通信システムが利用されている。

このような状況に伴い、1GHz 以上の周波数で使用される通信システムを種々の妨害源から保護することが重要な課題となってきた。妨害波の許容値と測定法について審議を行っている国際無線障害特別委員会（CISPR）でも、1GHz 以上の周波数の雑音規制について検討を行っている。この周波数帯においては、電子レンジからの漏洩電波（以下電子レンジ妨害波と呼ぶ）が主な妨害源の一つとなると考えられている。この理由は、電子レンジの場合、閉じた空間内での使用を目的とはしているが、通信システムに比べはるかに強い電波を発生していることがある。また、携帯電話やコードレス電話などは家庭内で使われ、電子レンジに近接する可能性も高いこともあげられる。

電子レンジ妨害波の性質に関しては、これまで種々の報告がされている。山本[2]らは、中波放送や VHF/UHF 帯の地上テレビ放送等に対する妨害の可能性を考慮して 1GHz 以下の周波数を中心にその発生機構の検討をしている。杉浦[3]らは、第 5 高調波の特性を測定し、衛星放送に対して電子レンジの第 5 高調波が妨害を与える可能性を示唆している。Filippi[4]らは、2.3-2.45GHz 帯を音声衛星放送や陸上移動通信のアップリンクに用いる可能性を検討するために、この周波数帯での電子レンジ雑音をはじめとする電磁環境の測定を行っている。また、Blackard[5]らは、無線 LAN への影響を評価するため電子レンジの基本波帯である 2.44GHz において電磁環境の統計的測定を行っている。

しかしながら、これまで 1GHz 以上で基本波以外の電子レンジ妨害波の特性の把握は十分でなく、特にデジタル通信への妨害を推定するための測定例はない。また、前記 CISPR においては許容値及び測定法が既に定められているが、デジタル通信への保護を考慮した新たな許容値、測定法の導入については、現在検討中である。許容値や測定法を決めるためには、まず、妨害波の特性を十分に把握する必要がある。そこで本論文では、まず電子レンジ妨害波の基本

的特性を明らかにするためスペクトル及びその瞬時変動，時間波形を詳細に測定し，帯域外の妨害波が発生するタイミング，変動特性等を明らかにした．次に妨害を受けるデジタル通信システムとして PHS を想定し，1.9GHz 帯において電子レンジ妨害波の統計分布（雑音包絡線の振幅確率分布，交叉率分布，パルス間隔分布及びパルス幅分布）を測定し，これらを用いて電子レンジ妨害波が PHS に及ぼす影響について若干の考察を加えた．

3.2 電磁妨害波（電子レンジ妨害波）の特性

3.2.1 電子レンジと測定システム

（1）電子レンジの分類と特徴

家庭用の電子レンジは，国内では普及率が 96.5%を超え（1 世帯あたり 1.027 台使用），約 5000 万台が使用されている（2004.3 末．内閣府消費動向調査）．電子レンジの基本波の周波数は，国際的に決められた ISM(Industrial, Scientific and Medical) 周波数帯の 1 つである $2.45 \pm 0.05\text{GHz}$ 内にあり，高周波出力は家庭用の場合 500-700W 程度である．マイクロ波を発振するマグネトロンへの高電圧駆動方式により 2 種類に分類でき，本論文ではトランス型及びスイッチング型と呼ぶことにする．

トランス型では商用交流電圧を 4kV 程度に昇圧してマグネトロンに印加する構造となっており，アノードがカソードに対して正電位になる半周期のうち，電圧があるレベル以上になる期間にのみ間欠的な発振がおこる．一方，スイッチング型では交流を両波整流回路により一旦脈流（電源周波数の 2 倍の周波数で変動）に変換し，次に高速（約 30kHz）でスイッチングし，これをトランスにより昇圧してマグネトロンに印加している（図 3.1）．このタイプは回路が複雑になるが，50/60Hz の商用周波数のどちらも使用できること，発振出力の細かなコントロールが可能であること等のメリットがあり，国内の電子レンジの大半を占めるようになっている．

（2）測定システムの概要

測定システムの概要を図 3.2 に示す．測定は電波無反射室の中で行い，電子レンジと受信アンテナの距離は現行 CISPR 規格に合わせ 3m とした．アンテナで受信された妨害波は増幅された後，各種の測定器に加えられる．

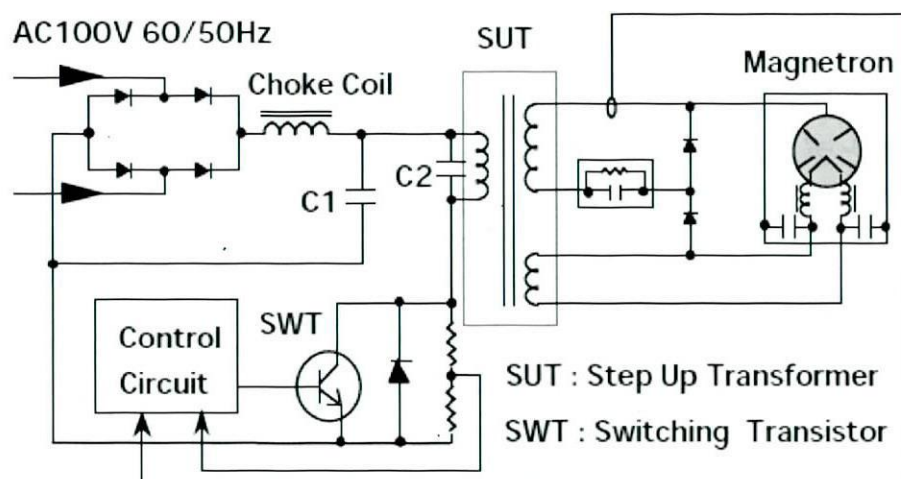


図 3.1 スイッチング型電子レンジの回路（一例）

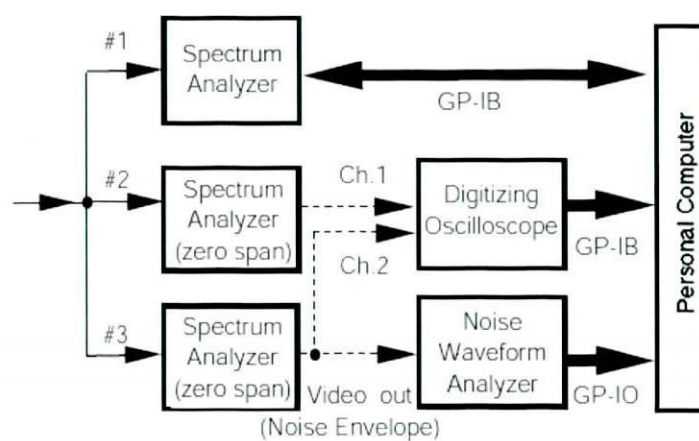
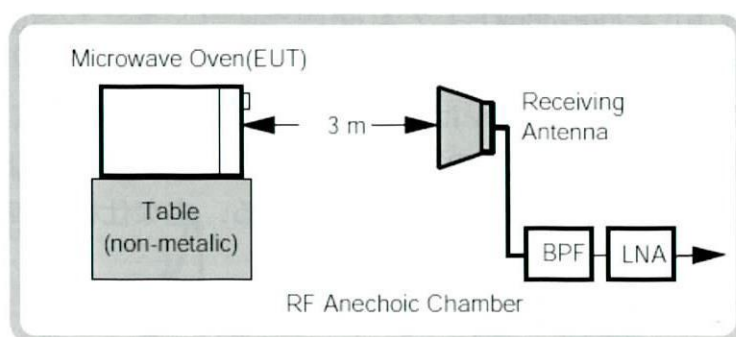


図 3.2 電子レンジ妨害波の測定システム

電子レンジ妨害波の帯域外放射の特性を定性的に明らかにするための測定系（結果は 3.3 項を参照）は以下のとおりである。まず、妨害波の周波数特性（スペクトル及びその変動）は図 3.2 の測定システムのうち#1 の系統を用い、スペクトラムアナライザにより測定した。2 周波での時間波形を測定する時には#2 と#3 の一部とデジタルオシロを使用した。

また電子レンジ妨害波が通信に与える影響を評価するための長時間の統計的測定（結果は 3.4 項を参照）は、同図#3 の系統と以前開発した雑音波形解析装置(Noise Waveform Analyzer, 2.2 及び 2.3 項参照)を用いて行った。

測定した妨害波のレベルは現行の CISPR 規格（第 5 高調波）に合わせて実効放射電力（Effective Radiated Power：ERP[W]）で表示することとした。ただし、遠方界と考えられる領域（1.9GHz の場合、1.5m 以遠）では $E=7(ERP)^{1/2}/d$ の関係式を使って電界強度にも換算できる。ここで $E[V/m]$ は電界強度、 $d[m]$ は電子レンジからの距離である。例えば $d=3m$ における電界強度は、デシベル表記を用いると次式のようになる。

$$E[dB\mu V/m] = ERP[dBpW] + 7.4[dB] \quad (3.1)$$

今回の測定に用いた電子レンジはインバータ型 3 台（以下 A, B, C とする）、トランス型 3 台（以下 D, E, F とする）の計 6 台である。その定格高周波出力は A(600W), B(700W), C(650W), D, E, F（いずれも 500W）である。主な仕様を表 3.1 に示す。

表 3.1 測定に用いた電子レンジの主な概要

機 種	A	B	C	D	E	F
タイプ	インバータ型			トランス型		
高周波出力 (W)	600	700	650	500	500	500
発振周波数 (MHz)	2450	2450	2450	2450	2450	2450
電源電圧 (V)	100	100	100	100	100	100
電源周波数 (Hz)	50/60 共用	50/60 共用	50/60 共用	50	50	60

なお、妨害波のレベルや周波数は、負荷の量や位置、マグネトロンの温度、ターンテーブルの回転等に依存して大きく変動するため、測定条件を固定して測定する必要がある。今回の測定では負荷として 250cc の水を 500cc のピーカーにいれ、これをターンテーブルの中央に置いた。電源電圧は定常動作時におい

てAC100V(50Hz)となるように調整した。スペクトルの瞬時変動の測定以外では、電子レンジのターンテーブルは通常通り回転している状態である。

3.2.2 電子レンジ妨害波の基本的性質

(1) 周波数特性

図 3.3(a)に電子レンジのスペクトル（基本波周辺）の一例を示す。測定帯域幅は1MHzで1分間のMax. Holdをかけた時の値である。ISM指定帯域外の周波数にも妨害波を放射していることがわかる。同図(b)に1.9GHz帯のスペクトルの測定例を示す。レベルは基本波のピークに比べれば60dB程度弱いだが、この周波数帯でも妨害波が発生していることがわかる。

(2) 周波数スペクトルの瞬時変動

電子レンジのマグネトロンは、交流により直接駆動されているため、発振周波数は各々の発振中にも変動することが予想される。そこで、周波数スペクトルの瞬時変動を以下のようにして測定した。この方法は電子レンジの発振が、電源に同期していることを利用したものである。

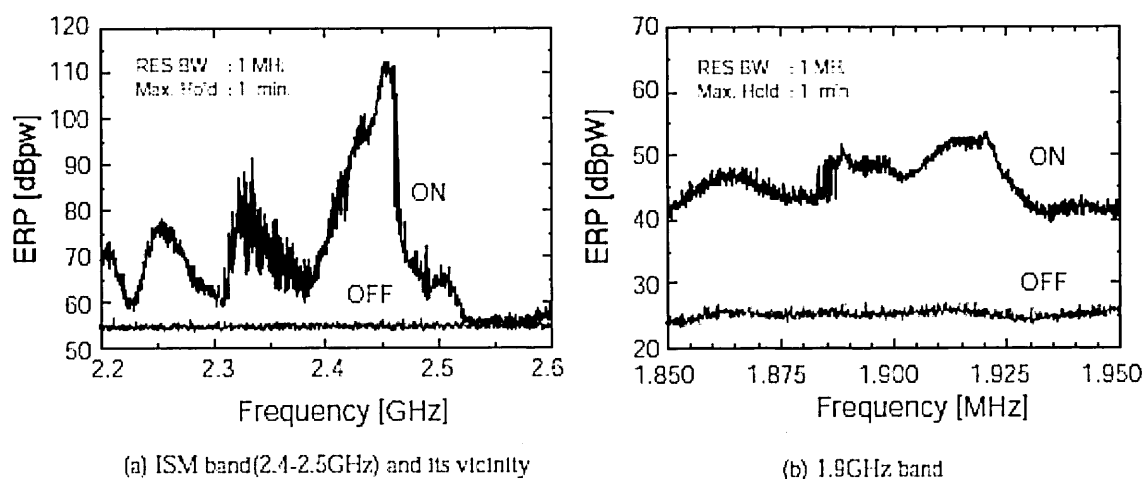


図 3.3 電子レンジのスペクトル (a)基本波周辺 (b)1.9 GHz 帯

スペクトラムアナライザはゼロスパン、電源同期モードにし、ある周波数でビデオ出力（時間波形）を計算機に取り込む。次に周波数を Δf ずつ変化してこの操作を必要な周波数まで繰り返す。最後に、全てのデータを合成すると、等価的なスペクトル瞬時変動が得られる。この測定では、測定中に妨害波の特性が変化しないことが必要であるため、変動の原因となるターンテーブルは取り

はずした。なお、測定に先立ち通常のスเปクトル測定モードで測定時間内（30秒～1分程度）での妨害波スเปクトルを連続測定し、その形が大きくは変動しないことを確認した。

インバータ型の場合の測定結果を図 3.4 に示す。(a)が基本波帯、(b)が 1.9GHz 帯、(c)が第 2 高調波帯の測定結果である。これらは別々に測定されたものであるが、電源同期をとっているため、両者の時間関係は電源周波数の安定性の範囲内で保たれている。色の黒い部分が特に強いところである。周波数の分解能 Δf は(a)2MHz, (b)1MHz, (c)3MHz であり、時間分解能はいずれも $20\mu s$ である。発振周波数が低い方から高い方へ変動しながら最後は準安定な発振状態に達していることがわかる。発振が止まるときはこの逆となっている。帯域外の 1.9GHz では、基本波の発振の成長／減衰過程および電源のスイッチングに対応して妨害波が発生している。すなわち、帯域外妨害波はマグネトロンの発振状態の急激な変動に伴う過渡的現象として発生していると考えられる。一方、第 2 高調波（同図(c)）では、基本波発振の強い時間帯に発生している。これは帯域外の妨害波と高調波では、発生機構が異なることを示唆している。

一方、トランス型の結果では、(a)の基本波帯では 20ms 内には 1 個の発振のみとなり、発振の成長／減衰過程で周波数スเปクトルが広がっていることがわかる。(b)の 1.9GHz 帯では、インバータ型と異なり、時間・周波数いずれも離散的に雑音が発生している。このため、PHS に対する妨害の発生確率はインバータ型より小さいことが予想される。

なお、これらの結果より、スเปクトルアナライザで電子レンジの妨害波を観測する際には、周波数や測定帯域幅さらには周波数の掃引速度により観測波形が異なることが理解できる。

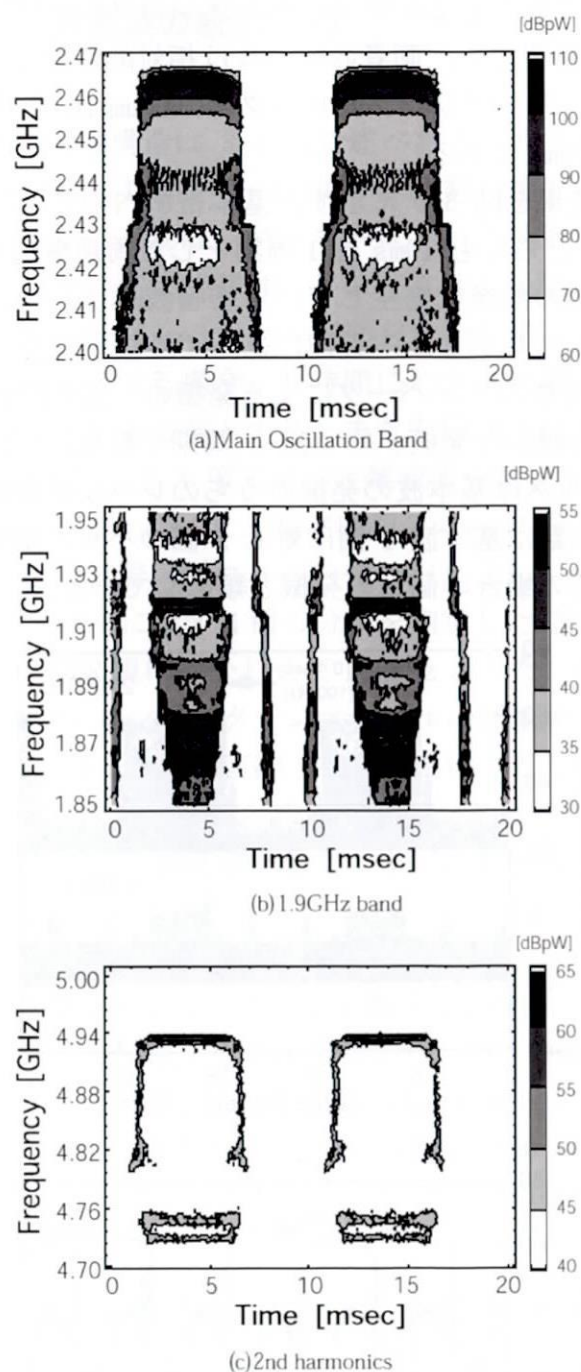


図 3.4 インバータ型(A)の周波数スペクトルの瞬時変動特性

(3) 時間波形

妨害波の時間波形を、より細かく調べるために、基本波成分と 1.9GHz 成分の時間波形の同時測定を行った。基本波成分は直接スペクトラムアナライザ（ゼロスパンモード）に入力した。一方 1.9GHz 成分は増幅した後に別のスペアナに

入力し、各々のビデオ出力を 2ch デジタルオシロスコープで同時に測定した。各 ch 間の遅延差は無視でき、両者のレベルは相対的に校正してある。測定帯域幅はどちらも 1MHz、サンプリングクロックは 5Msamples/s (時間分解能 $0.2\mu\text{s}$) で、測定時間は約 25ms である。

インバータ型の結果を図 3.5 に示す。基本帯域内の 2.47GHz と帯域外の妨害波である 1.9GHz のどちらも 10ms を 1 周期とした周期構造を持っている (同図 (a))。基本波の発振の前後に発生している妨害波群は、マグネトロン駆動電圧が発振開始/停止のスレシヨルド近辺にあつて発振が成長/減衰する過程で発生している。また、図中のインバータによる発振の一部を拡大すると (同図 (b))、スイッチングによる細かな発振が約 $32\mu\text{s}$ 周期で発生していることがわかる。また、1.9GHz のパルスは基本波の発振のうちのレベルが変動しているところに対応しており、その数は基本波 1 個に対し 2 個のパルスが発生している。この関係は、トランス型の場合の個々の発振と類似している。

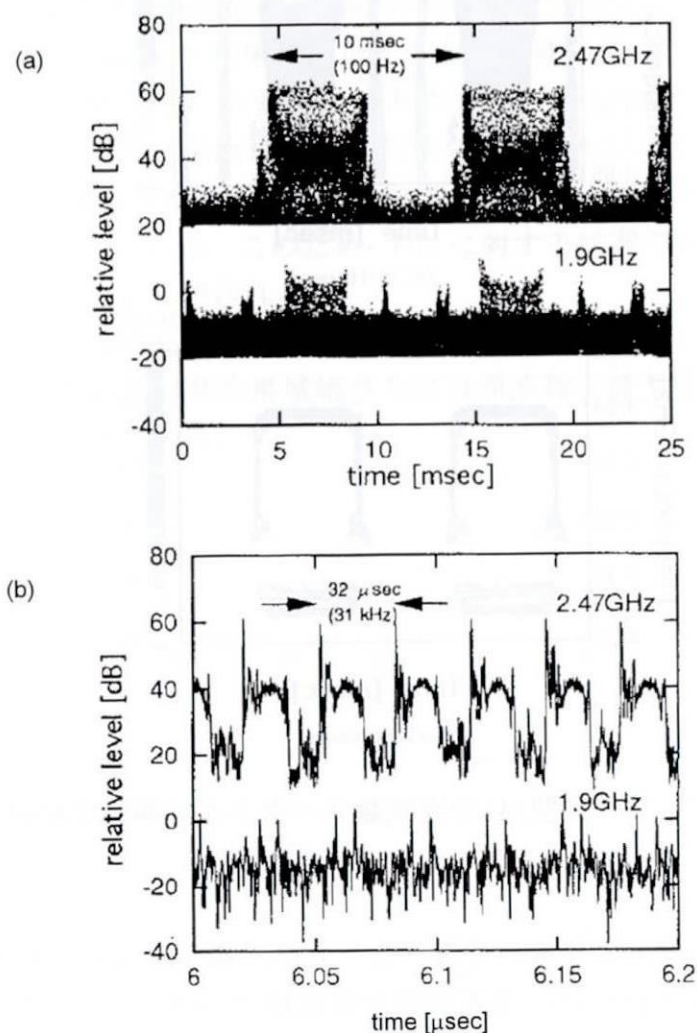


図 3.5 電子レンジ妨害波の時間波形 (インバータ型)

3.2.3 電子レンジ妨害波の統計分布

(1) 測定方法

電子レンジ妨害波の微細構造は 3.1 項で述べたとおりであるが、実際の妨害波はターンテーブルの回転に伴って、数秒から 10 数秒程度のゆっくりとした周期的なレベル変動をする。これは、マグネトロンから見た負荷の状態が変化するためである。統計分布の測定時間は、その定常性が保証される時間以上に設定する必要があるため、当然その変化の周期を含む時間でなければならない。しかし、広帯域雑音を測定する場合、長時間にわたり時間波形を記録することは、高速、大容量のメモリを必要とする。また記録できた場合でも解析に長い時間を要する。そこで 2.2, 2.3 項で述べた雑音波形解析装置 (NWA) を用いて、統計分布を直接測定することにした。測定は図 2 の #3 の系統を用いて行い、スペクトルアナライザを受信器 (ゼロスパンモード) とし、そのビデオ出力 (雑音包絡線) を NWA に加え以下に示す 4 種の分布を測定した。測定周波数は 1.9GHz、測定帯域幅は現行の CISPR 規格に合わせて 100kHz とした。統計分布を算出するための測定時間 T_0 は電子レンジのターンテーブルの回転周期を含むように 1 回当たり 12 秒間とし、これを 11 回連続して測定を繰り返した。電源投入時のインパルスノイズを検討対象から除くため最初のデータを除き、それ以外の 12 秒 \times 10 回における測定の平均を測定値とした。以下に測定結果を示す。

(2) 振幅確率分布 (APD: Amplitude Probability Distribution)

まず APD が 10 回の測定中でどのように変動するかを図 3.6 に示す。縦軸は、雑音包絡線が横軸のレベルを越える時間率である。各々の線は 12 秒ごとの測定結果を示したもので、太い実線はそれら全部 (120 秒間) の平均である。ある一定の時間率 (例えば 10^{-4}) を示すレベルはこの場合 $\pm 4\text{dB}$ 程度の幅があり、120 秒間の測定中でも変動があることがわかる。トランス型の場合の変動は少し小さく $\pm 2\text{dB}$ 程度であった。

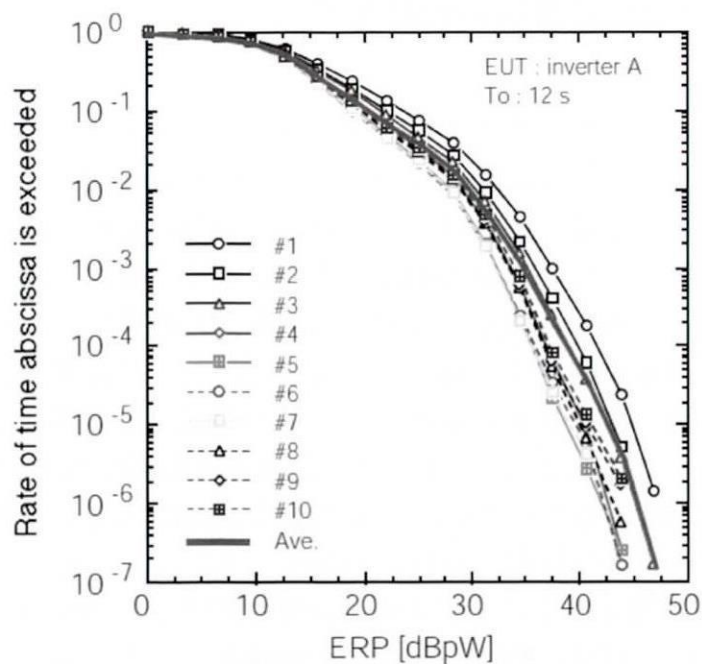


図 3.6 APD の時間変動特性 (10 回の測定, 12s/回)

図 3.7 に 6 台の電子レンジから発生している妨害波の APD の測定結果を示す。全般的にインバータ型の方がレベルが高くなっているが、トランス型より低いものもある。しかし、レベルが低くシステムノイズに近いところ（例えば 20dBpW 以下）ではインバータ型の方がすべて時間率が高くなっている。すなわち、インバータ型の方が連続性が高く、トランス型の方がインパルス性が高いといえる。

電子レンジと妨害を受ける通信システムとの距離、アンテナの特性等がわかればその通信システムで受信される雑音電圧の APD が図 3.7 の測定結果より計算できる。

但し、デジタル通信の誤り訂正や、微視的な誤り率の特性を把握するには、これだけでは不十分で、変調方式等により決定される保護比や、後述する PSD, PDD を明らかにする必要がある。

(3) 交叉率分布 (CRD: Crossing Rate Distribution)

CRD はパルスに重なりがない場合、そのレベルを越えて発生している単位時間当たりのパルス数に等しい。電子レンジ妨害波の場合は、時間波形の観測や後述する PSD, PDD の結果から、この仮定は不合理ではないと考えられる。

APD と同時に測定した CRD の結果を図 3.8 に示す。例えば 30dBpW を越えるパルス数は A のインバータ型だと 2000 個/s、一方、D のトランス型だと 0.2 個/s であり、大きな差があることがわかる。

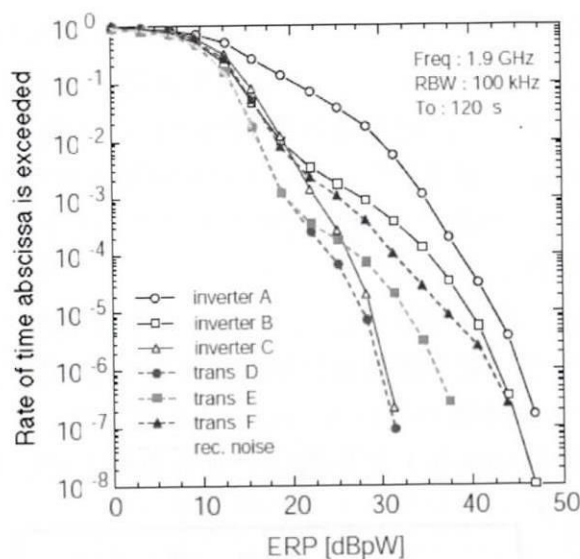


図 3.7 6 台の電子レンジから発生している妨害波の APD の測定結果

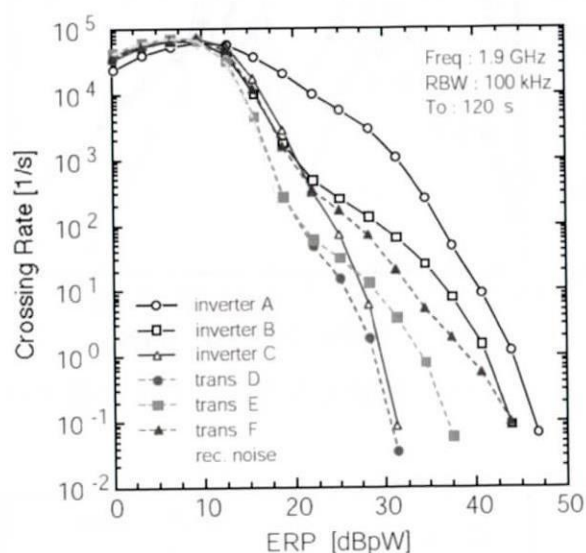


図 3.8 APD と同時に測定した CRD の結果

(4) 発生間隔分布 (PSD: Pulse Spacing Distribution)

PSD は雑音包絡線がある特定のスライスレベル E_p を負方向に横切る時間間隔、すなわちパルス間隔 D_i に関する分布である。このため、PSD はスライスレベル E_p に依存する。

インバータ電源方式 A の PSD の測定結果を図 3.9 に示す。この図はパルス間隔が、ある時間基準値 $t_j (=0.1 \times 2^j [\mu s], j=0 \cdots 24)$ から次の基準値 t_{j+1} の間に入っているパルスの個数（1 秒間当たり）を示している。図中の各スライスレベル E_p に対応する時間率、パルス個数は、それぞれ APD, CRD から読みとるこ

とができる。Ep の値が大きいほど強いレベルのパルスの分布を測定していることになる。逆に小さいレベルの Ep では、受信機雑音の性質も多少含んでいる可能性がある。PSD の結果から、妨害波は電源周波数の 2 倍の周波数 (100Hz, 周期 10ms) に関する 1-10ms の群と、インバータの発振周波数 (約 30kHz, 周期 30-35 μ s) に関する 10-100 μ s の群の 2 群に大別できることがわかる。これは、図 3.5 の時間波形の観測と符合している。

トランス型 E の場合 (図 3.10) は、インバータ型と異なり、スイッチングに関する 1 群がない。また、電源周波数に関する 1 群は間隔 20ms が最大とはなっておらず、ピークは少し時間の長い方へシフトしている。これは、この周波数では必ずしも毎回妨害波が発生していないことを意味している。

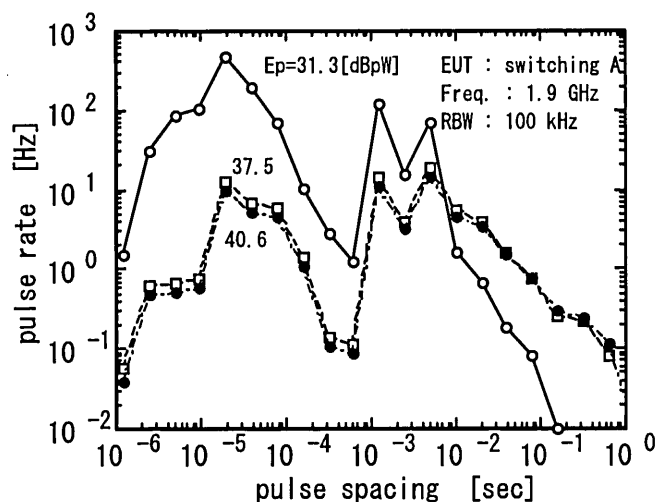


図 3.9 インバータ電源方式 A の PSD の測定結果

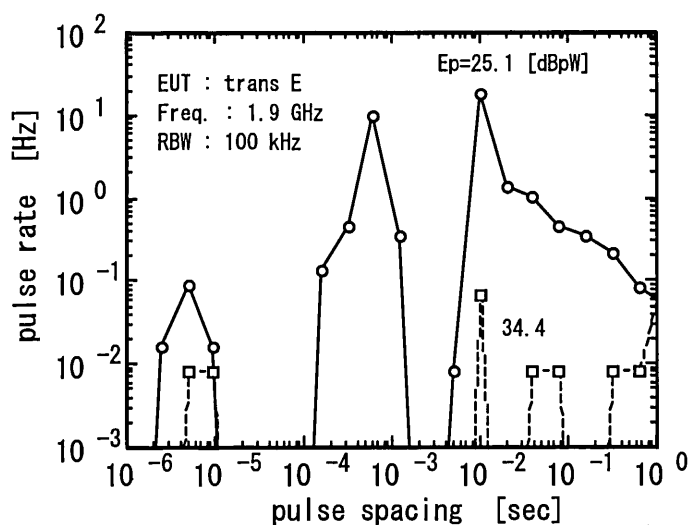


図 3.10 トランス型電源方式 E の PSD の測定結果

(5) 継続時間分布(PDD:Pulse Duration Distribution)

PDD は雑音包絡線がある特定のスライスレベル E_p を越えている時間，すなわちパルス幅 W_i に関する分布である．PSD と同様にスライスレベル E_p に依存する．また，測定帯域幅 RBW 及び受信系のフィルタ特性に依存する．本測定で受信機として用いたスペクトルアナライザは Gauss 型フィルタを採用している．

インバータ型 A の場合の PDD の測定結果を図 3.11 に示す．この図は，パルス幅が時間基準値 $t_j (=j[\mu s], j=0\cdots 24)$ と次の基準値 t_{j+1} との間に入っているパルスの個数（1 秒間当たり）を示している．(a) は RBW=100kHz (3dB 帯域幅)，(b) は RBW=300kHz（同）の場合の結果であり，(a) は $3\text{--}4\mu s$ に，(b) は $1\text{--}2\mu s$ に最大値があり，パルス幅の RBW 依存性が顕著である．これらは，より広い帯域を持つ妨害波がフィルタにより帯域制限を受けた結果と考えられる．レベルの低い部分のパルスほど，パルス幅が広がっているが，妨害をおこす可能性の高いレベルの高いパルスの幅はそれぞれ(a) $15\mu s$ ，(b) $7\mu s$ 程度である．この結果から，PHS（シンボル伝送速度 192k シンボル／秒，受信帯域幅約 240kHz）のシンボル間隔は約 $5\mu s$ となるため，個々の妨害パルスによる誤りは最大でも 1～2 シンボル程度となると予想される．

トランス型の場合は，インバータ型に比べパルス総数は減少するが PDD の分布の形は殆ど同じと考えて良い．また，基本波及び高調波以外の周波数でも PDD はほぼ同じ分布の形を示している．

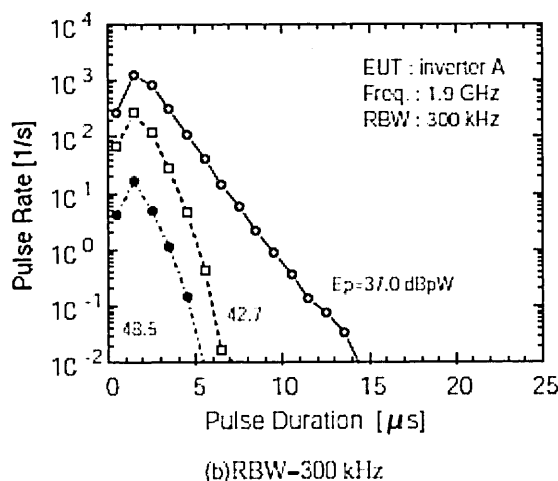
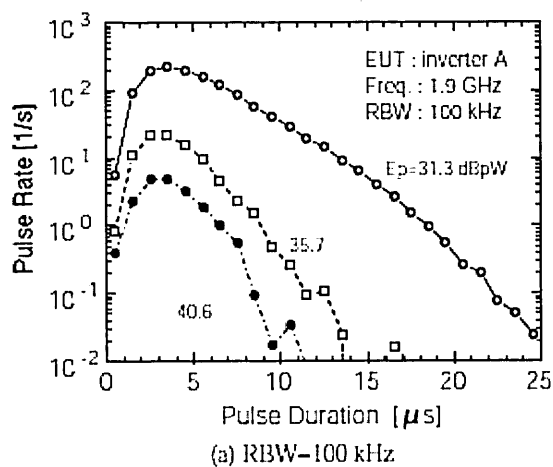


図 3.11 インバータ型 A の場合の PDD の測定結果

3.2.4 むすび

1GHz 以上の電子レンジ妨害波の性質を把握するために電子レンジ妨害波の周波数スペクトル及びその時間変動，時間波形等の基本特性の測定を行なった．また電子レンジ雑音が通信システムに与える影響を検討するために必要な4種の統計パラメータの測定を行なった．今回の測定結果から，1GHz 以上の電子レンジ妨害波について以下のことがわかった．

－ 妨害波発生タイミング：インバータ型では基本波発振は，10 ms を1周期とした周期構造を持っており，1.9 GHz の妨害波群は基本波発振の前後で発振が不安定な時期に発生する．またスイッチングによる約 32μ s 周期の基本波発振に対しては，基本波1個につき，2個の妨害波パルスが発生している．一方，トランス型の場合，基本周期は20ms であり，1.9 GHz の妨害波成分は基本発振の途中に2-3個観測されるほか，発振の前後にもときおり観測されるが，インバ

ータ型ほど規則的ではない。

- 周波数スペクトルの瞬時変動特性：電子レンジの基本波及び妨害波の周波数変動特性が明らかになり，電子レンジの妨害波の特性を統一的に理解できるようになった。
- 振幅確率分布：インバータ型の方が全般的に時間率が高い。また，発生パルス数が多いため低レベルの時間率が高く連続性が高い。一方，トランス型の方がよりインパルス性が高い。
- パルス間隔分布：インバータ型ではパルス間隔は電源周波数の2倍の周波数（100 Hz，周期 10 ms）に関する 1-10 ms のパルス群と，インバータの発振周波数（約 30kHz，周期 30-35 μ s）に関する 10-100 μ s のパルス群に大別できる。なお，トランス型については，インバータに関する 1 群がなく電源周波数に関する 1 群が少し時間の長い方へシフトする。
- パルス幅分布：レベルが強く，妨害をおこす可能性の高いパルスの幅は，高々 15 μ s（測定帯域幅 100 kHz の場合），7 μ s（同 300 kHz の場合）である。なお，妨害波自体の持つ帯域は今回の測定帯域より広帯域と考えられる。

本論文で示した統計分布は 1.9 GHz 帯の測定に基づくものである。他の周波数の帯域外妨害波については，レベルは異なるが分布の形（特に CRD, PSD）についてはほぼ同様であると考えて良い。

3.3 デジタル無線通信システム（PHS）に及ぼす影響シミュレーション

電子レンジから発生する 1.9GHz 帯妨害波の同相成分・直交成分を実測し、そのデータを用いて PHS の誤り率特性を図 3.12 の手順により計算機シミュレーションにより評価した。PHS の無線インタフェース[10]は RCR（電波システム開発センター）で標準化されている（表 3.2）。

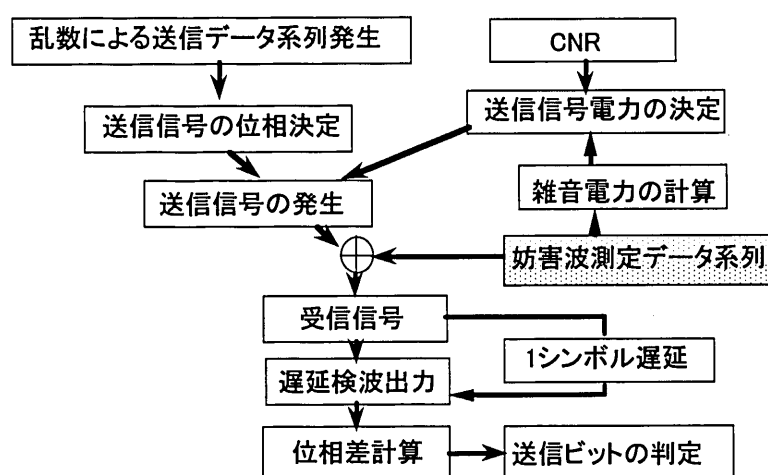


図 3.12 シミュレーションの手順

表 3.2 PHS の諸元

周波数	1.9 GHz
キャリア 周波数間隔	300 kHz
空中線電力	10 mW 以下（平均）
変調方式	$\pi/4$ シフト QPSK (roll off factor = 0.5)
アクセス方式	マルチキャリア TDMA-TDD
TDMA 多重化数	4
信号伝送速度	384 k bit/s
音声符号化方式	32 k bit/s ADPCM
フレーム長	5 msec (4 送信+ 4 受信スロット)
アンテナ利得	2.14 dBi 以下 (移動局および屋内基地局)

3.3.1 妨害波時系列データ

図 3.13 に示す測定系でシミュレーション用の時系列データを取得した。受信アンテナで受信した妨害波は、中心周波数 1.9 GHz のバンドパスフィルタを介して妨害波受信機に入る。その後、IF 帯に変換された妨害波はベクトルモジュレーションアナライザによりベースバンド信号に変換されて、搬送波に対する同相成分 (I-ch) と直交成分 (Q-ch) に分かれる。その IQ 成分を PHS の信号周波数帯域幅に相当する 300 kHz のローパスフィルタを通して 2 チャンネルデジタルオシロスコープでサンプリングし、妨害波時系列データを得た。サンプリングレートは、PHS のシンボルレートが 192k symbols/sec であることから、192k samples/sec とした。以下の測定データは、半波長ダイポールアンテナを使用した場合の受信レベルとして表示している。

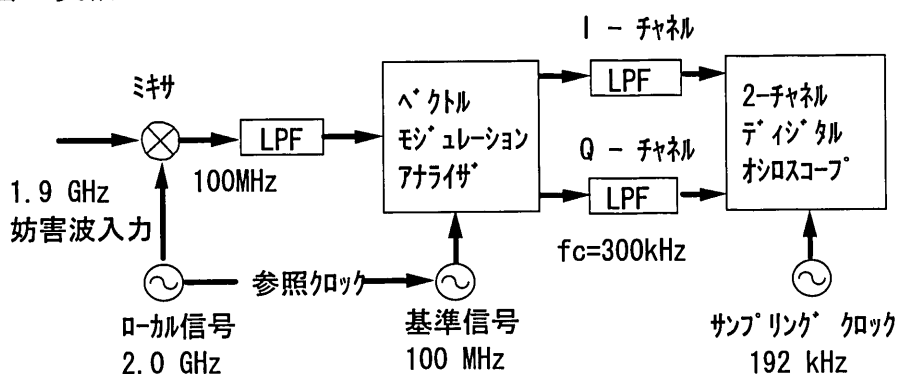


図 3.13 シミュレーション用の時系列データの測定系

電子レンジ妨害波は、ターンテーブルの回転に対応する周期で大きく周期変動する。本実験に用いた測定系では、ターンテーブル周期に対応する 10 秒程度の時系列データを 192 ksamples/sec のスピードで得るのはデジタルオシロの記録容量の都合で不可能であったので、ターンテーブルの 1 周の 1/8 に対応する場所で 666 msec の瞬時データを 8 個取得した。そして、それらの測定結果を平均することによりターンテーブルによる変動の影響を取り除いた。

3.3.2 $\pi/4$ シフト QDPSK 方式の誤り率特性

前述の電子レンジ妨害波の時系列データから電子レンジ妨害波存在下における $\pi/4$ シフト QPSK 遅延検波方式 (QDPSK 方式) の誤り率特性を計算機シミュレーションによって評価した。シミュレーションに際して、搬送波電力対雑音電力比 (CNR) における雑音電力は測定系のシステムノイズの電力と定義した。誤り率 (BER) 特性の計算機シミュレーション結果を図 3.14 に示す。電

子レンジ妨害波があった場合の特性は、システムノイズのみの場合の特性に比べて大きく劣化することがわかる。また、インバータ型電子レンジ(A)から発生する妨害波の方が、トランス型電子レンジ(E)から発生する妨害波よりも、誤り率特性に及ぼす影響が大きくなっている。

さらに、インバータ型の場合は比較的なだらかな誤り率特性となるのに対し、トランス型ではフラットな領域を有する特性となり、マグネトロンの駆動方式によって誤り率特性の特徴が大きく異なっている。特にトランス型の誤り率特性の特徴は、CNR=12dB 程度以下ではシステムノイズの場合とほぼ同程度の特性となり、電子レンジ妨害波の影響はほとんど無視できるのに対し、それ以上のCNRの場合は、かなり特性が劣化している。

以上の結果は、電子レンジ妨害波の許容値評価基準として、妨害波レベルの尖頭値ではなく誤り率を用いた場合は、評価基準の設定によって妨害波発生源に対する評価が異なってくることを意味している。すなわち BER として 10^{-5} を評価基準とした場合、インバータ型、トランス型共に高レベル妨害源として見なされるのに対し、BER として 10^{-3} を用いた場合は、トランス型は妨害波源とは見なされず、インバータ型のみが高レベル妨害波源として見なされる。

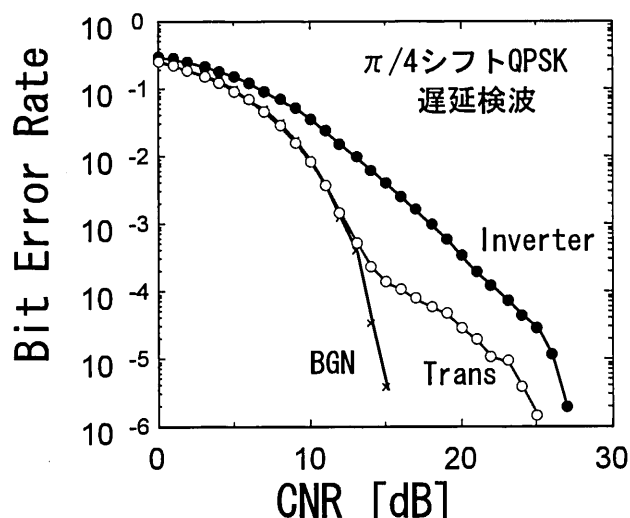


図 3.14 符号誤り率の特性 (シミュレーション)

現在、CISPR では、電子レンジ妨害波の測定パラメータとして妨害波実効放射電力の尖頭値を採用しようとしている。しかし、従来、我々がコメントしてきたように[6], [7], 妨害波がデジタル無線通信システムへ与える実質的な妨害の評価基準としては、妨害波レベルの尖頭値のみだけでは不十分であることが、本計算機シミュレーションによって実証された。

3.3.3 TDMA-TDD 式を考慮した場合の誤り率特性

変調方式として $\pi/4$ シフト QDPSK 式, また多重化アクセス方式として 4 チャンネル TDMA-TDD 方式を用いた場合 (これらは PHS で採用されている) の誤り率特性を計算機シミュレーションにより評価した.

PHS は図 3.15 に示すように, 送受にそれぞれ 4 チャンネルのタイムスロットを持ったフレーム構成をしている.

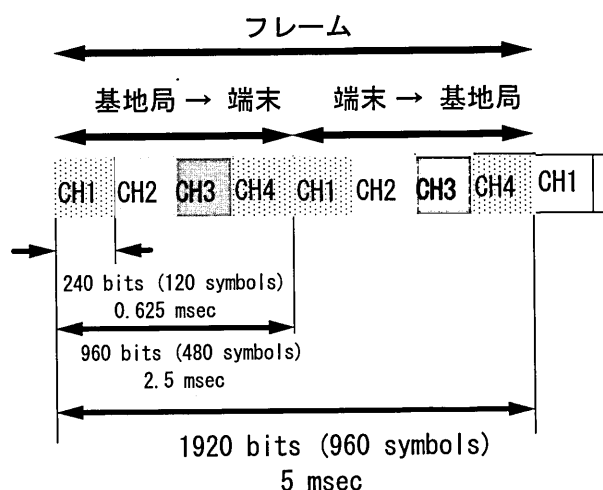


図 3.15 PHS のフレーム構成

電子レンジによる妨害は, PHS 端末が電子レンジに近付き過ぎたために妨害を受けるケースが多いであろうと予想されるため, 以下の誤り率評価では, 端末局受信タイムスロットのみを考慮して誤り率特性を評価する. また, 実際の PHS では, 各チャンネルに与えられた時間内には, 制御信号や誤り訂正符号などが含まれるが, 本研究では計算機シミュレーションの簡略化のために, 各チャンネルに含まれるシンボルは全て情報シンボルであると仮定している.

図 3.16 に示す電子レンジ妨害波の包絡線時間波形を基に, 妨害波を各チャンネル毎に分類して $\pi/4$ シフト QDPSK 方式の誤り率特性を計算機シミュレーションした結果を図 3.17, 3.18 に示す. トランス型の場合, CH4 の誤り率特性が極めて大きく劣化し, 他のチャンネルの誤り率特性はシステムノイズの場合と同程度である. また, インバータ型の場合, CH1 と CH2 の誤り率特性が極めて大きく劣化し, 他のチャンネルの誤り率特性はシステムノイズの場合の特性から若干劣化した程度になっている. このように特定のチャンネルの誤り率特性が劣化するのは, 電源周波数が 50Hz の関東地区の場合, 50Hz を基本とした妨害波の発生周期と PHS のフレーム時間が同期的な関係となるからである. この場合, 妨害波が発生しているチャンネルを使用しないようにするチャンネル割当則を用いることによ

て、誤り率特性を大きく改善できることを意味している。一方、関西地区のような電源周波数が 60Hz である地区では、各チャネルの誤り率特性は図 3.14 に示す特性に近づくと予想される。

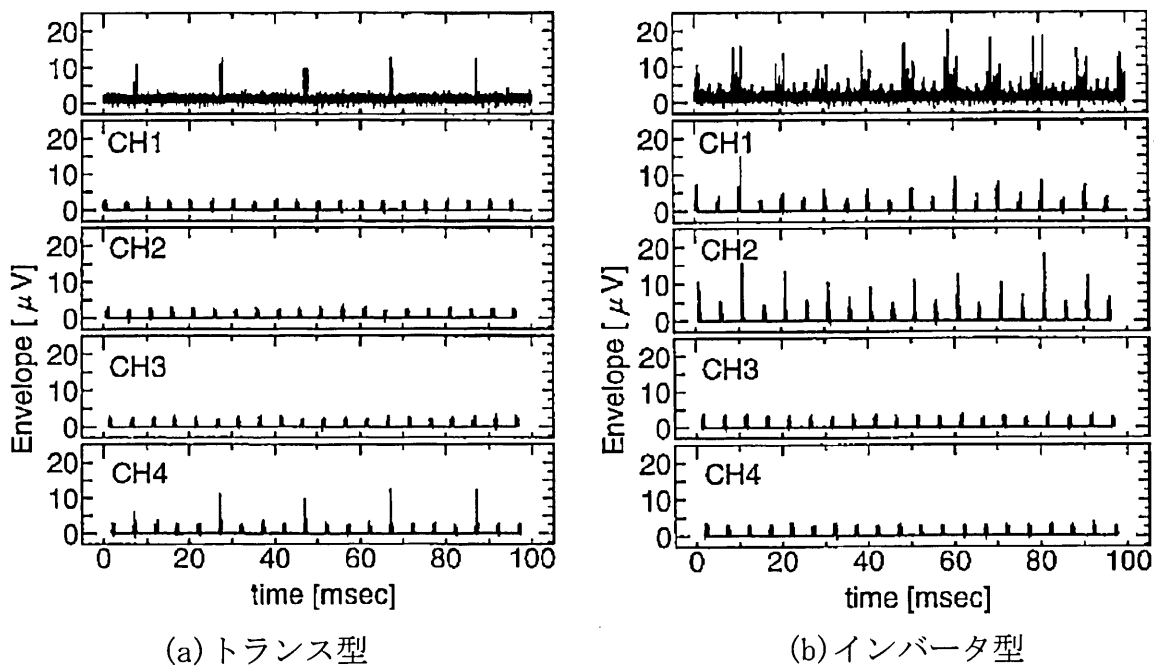


図 3.16 電子レンジ妨害波の包絡線時間波形

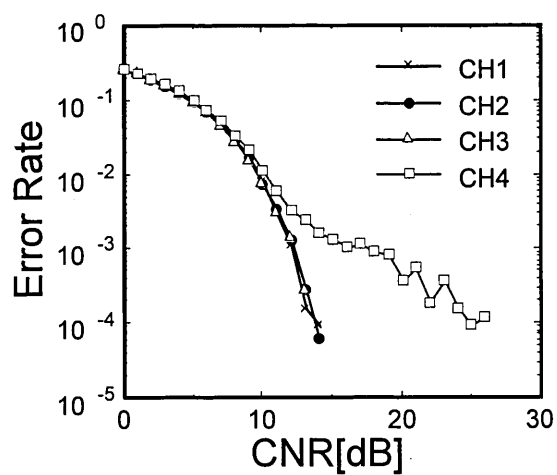


図 3.17 TDMA-TDD 方式の各チャネルの誤り率特性 (トランス型)

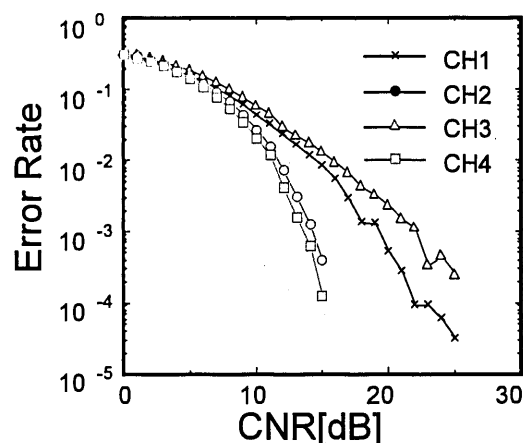


図 3.18 TDMA-TDD 方式の各チャネルの誤り率 特性 (インバータ型)

3.4 振幅確率分布 (APD) による PHS の BER 劣化の推定

3.4.1 まえがき

本項では、電子レンジ妨害波による PHS の BER 劣化を、様々な距離において測定し、PHS の受ける妨害をより詳細に評価する。また BER 劣化と APD の同時測定を行って、両者の定性的な相関を確認するとともに、APD の測定結果から BER を導出する手法を提案し、測定結果と比較して本手法の適用範囲や精度について検討する。

3.4.2 電子レンジ妨害波による BER の劣化

(1) BER 測定システム

測定システムの概要を図 3.19 に示す。測定は電波無反射室の中で行い、電子レンジと受信アンテナの距離を 3m, 1m, 0.5m とした。PHS の信号を空間に放射すると、直接波と測定器等からの反射波の合成により、電界強度が、空間的に不規則に変動するおそれがある。そこで、測定のばらつきを小さくするため、PHS の信号は空間を飛ばさずにケーブルを用い、電子レンジ妨害波を混合して PHS 受信機に接続した。周波数は PHS の制御チャネルである 1895.15MHz を用いた。PHS は多チャンネル TDMA/TDD 方式を採用しているが、BER 測定中は通常のバーストモードではなく、すべてのタイムスロットを使う連続モードで測定した。これは、電子レンジ妨害波と PHS 信号の同期関係により、チャネルごとの BER 特性の変動が予想される[7]ので、これを避け安定な測定結果を得るためである。

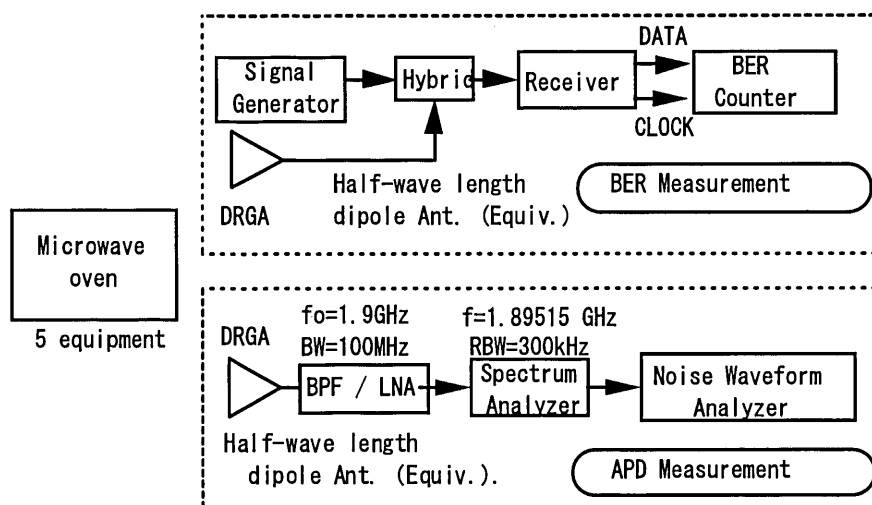


図 3.19 測定システムの概要

電子レンジ妨害波の混入法としては、小林[8]は電子レンジ妨害波の受信アンテナとしてダイポールアンテナを用い、妨害波のレベルが距離に反比例するとしてケーブル等の損失がキャンセルするように測定距離を短くして(1.26m)測定し、3mにおけるBERの劣化特性を得ている。しかし妨害波源が分布している時には電子レンジ近傍では妨害波のレベルが距離に反比例しなくなる[9]。本論文では、より電子レンジに近い位置でのBER特性を測定するため、距離換算を行わないで、目的とする距離で電子レンジ妨害波を受信し、PHS回線へ混入させることとした。ただし、アンテナとしてダブルリッジド・ガイドアンテナ(DRGA, EMC03115)を用いて、その相対利得(6.8dB)と、DRGAからPHS受信機端末までのケーブル等による減衰量がキャンセルするように設定した。このようにすると、実際の距離で半波長ダイポールアンテナを用いて電子レンジ妨害波を受信したことと等価になる。ただしDRGAの指向性(水平面3dBビーム幅:60度)がPHSで使用されるダイポールアンテナのそれとは異なるが、DRGAのビームは測定距離0.5mの場合でも電子レンジのサイズより広いので、大きな誤差にはならないと思われる。なお、偏波はPHSと同様に垂直偏波としている。また、BERの測定は 10^6 bitのカウンタを持つ誤り率測定器を用い、8回連続して測定を行いその平均値をとった。データ転送時間を入れると測定時間はデータ一点につき約23s(正味の測定時間は20.8s)となり、電子レンジのターンテーブルの周期(約12s)を十分含んでいる。ただし、トータルの測定bit数は 8×10^6 なので 10^{-6} 以下のBERの値は若干ばらつきが多い。

(2)BERの測定結果

電子レンジ妨害波による BER 特性の測定結果（距離 3m, 1m, 0.5m の場合）を図 3.20 に示す。図中のシンボルなしの実線が電子レンジを動作させないとき（静特性）であり，電子レンジを使用すると劣化する様子が分かる。距離 r が短くなるにつれ，BER 特性の劣化が大きくなる傾向がある。しかし，その中で機種 C, D の電子レンジは，PHS との距離をわずか 0.5m にしてもほとんど静特性と変わらない。3m での測定結果は文献[8]の結果とほぼ同じであった。ARIB（旧 RCR）規格[10]に規定されている 2 つの受信感度規格（×印）を結んだ直線を図中に示す。図からわかるように今回使用した受信機は規格より 6-7 dB 程度感度の良いものである。このことは，規格以下の信号レベルに対しても通信が可能であるため，通常であれば受信機雑音に埋もれてしまう妨害まで検知してしまうことを意味している。距離 $r = 3$ m では，今回の受信機では機種 A, B, E 等で BER 特性の劣化が検知出来たが，感度規格を越える機種はないため規格程度の性能を持つ受信機を用いた場合は BER 劣化は検知されない。しかし， $r = 1$ m 以下では機種 A, E がこの直線を越えているため，規格程度の性能を持つ受信機であっても BER の劣化が検知される。

PHS では BER が 10^{-2} 近傍となると音声通信の通話品質の下限（例えば主観評価値 MOS=1.5）になると言われている[11], [12]。したがって，BER= 10^{-2} において静特性から右側にあるものが音声通信に妨害を与えることになる。電子レンジから 3m, 1m の距離では，PHS はインバータ型の機種 A の場合のみ影響を受ける可能性がある。0.5m の距離では機種 A, B の場合に影響を受ける可能性がある。トランス型ではいずれの距離においても 10^{-2} 以上に BER が劣化しないので音声通信には影響は無いと見て良い。

モデム信号によるデータ伝送（4.8-9.6kbps）では BER が 10^{-3} 近傍となるとスループットの低下等が顕著となる[13]。このためデータ伝送の場合は，距離 3m の距離では機種 A の場合のみわずかに影響が生じると予想される。距離 0.5m では B, E によっても影響が生じる可能性がある。

ところで PHS には 2 種のキャリアセンスレベル（第 1 レベル：20dB μ \pm 6dB，第 2 レベル：34dB μ \pm 6dB）が設定されており[10]，前者は受信機が測定可能な範囲での最低レベル，後者はオフィスモデルに於ける標準的な利用状態で通信品質を確保できる干渉波レベルの最大値である。これに従うと信号入力レベルが弱い場合のキャリアセンス第 1 レベル程度では，1m 以内に近づくと妨害を受ける可能性があるが，第 2 レベル程度の信号強度になれば，たとえ 0.5m に近づいても，かつ，いずれの電子レンジによっても BER が 10^{-3} 以上になることはないので妨害を受けることはない。ただし今回の測定は電子レンジの正面において行ったものであり，機種によっては正面以外に指向性の最大値をもつことがあるので，これよりも高い妨害を示すこともあり得る。

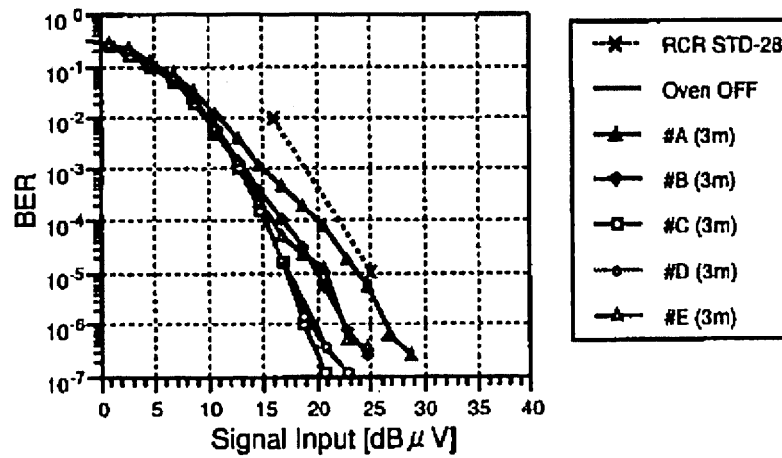
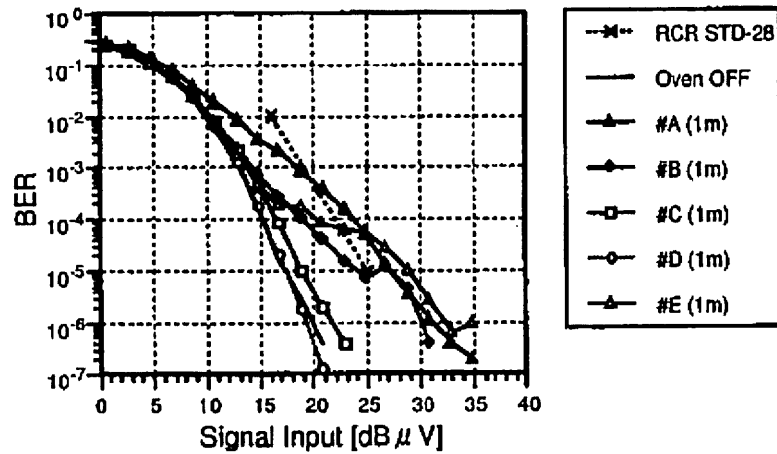
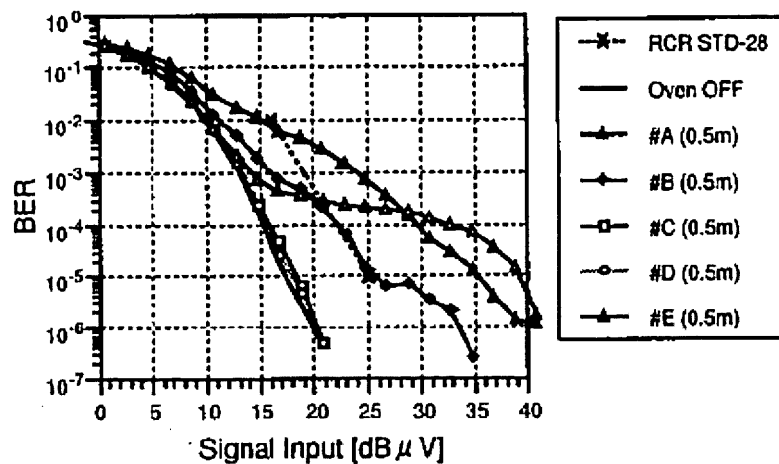
(a) $r = 3$ m(b) $r = 1$ m(c) $r = 0.5$ m

図 3.20 電子レンジ妨害波による BER 特性の測定結果 (距離 3m, 1m, 0.5m の場合)

3.4.3 BER と APD の相関

電子レンジ妨害波の APD 特性と PHS の BER 劣化特性は、同じ電子レンジを用いて別々の機関で既に測定されており、定性的ではあるが両者の間に相関があることが示されている[7]。ここでは、両者の間係をより明確にするために機種 A(インバータ型)と機種 E(トランス型)各々 1 台について距離 $R=1, 3\text{m}$ で BER と APD の同時測定を行った。PHS の信号入力電圧を変化させ、電子レンジを動作させた時の BER とその時の電子レンジ妨害波包絡線の APD を約 23s 間(8 回 \times 2.85 s/回)測定した。APD の測定周波数は BER の測定と同じく 1895.15MHz、測定帯域幅は PHS のチャンネル間隔に合わせて 300kHz とした。

この測定で得られた APD の結果(平均値)をそれぞれの機種、距離について図 3.22 に示す。測定アンテナとしては DGRA を用いているが、PHS のアンテナとしてよく使用されるダイポールアンテナを想定して、図 3.21 の横軸のレベルは、ダイポールアンテナを使用した場合の受信開放電圧に換算して表示した。縦軸の値は、妨害波の包絡線が横軸の電圧を越える確率である。また、同時に測定した BER の結果を図 3.22 に示す。横軸は受信器入力端の信号開放電圧(実効値)で示してある。1m における BER の 10^{-4} 以下の部分み A, E の関係が逆転しているが、それ以外では APD, BER のどちらも A の方が E よりも高く、1m の測定値が 3m の測定値より高い値を示しており、両者の間には定性的な相関があることがわかる。

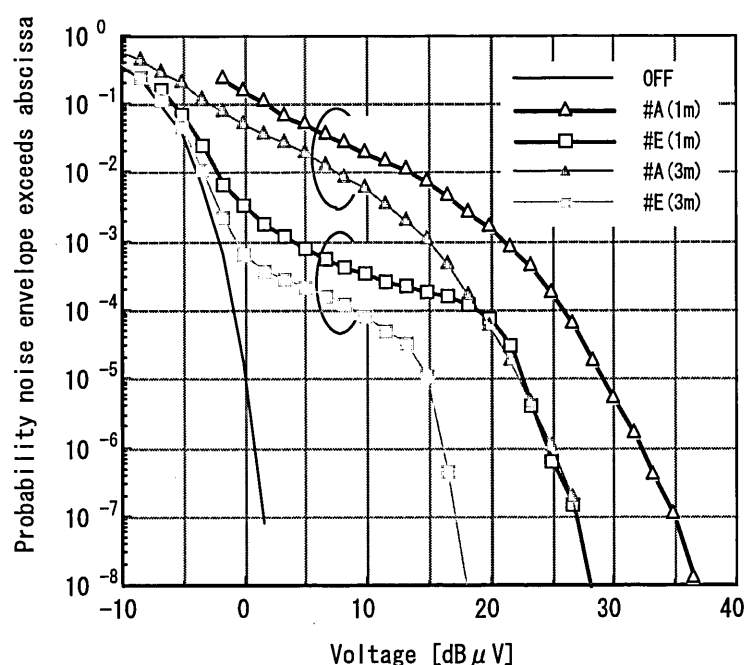


図 3.21 APD の測定結果 (平均値)

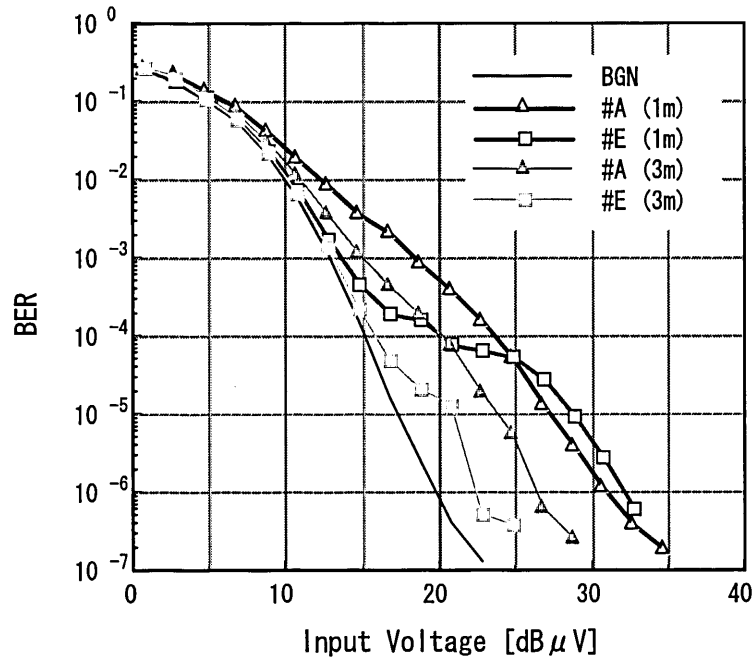


図 3.22 BER の測定結果

3.4.4 APD を用いた BER の推定

一般に、デジタル変復調方式の誤り率は、雑音の確率密度関数形が既知の場合は解析的に導出することができるが、ここでは測定した雑音包絡線の APD から確率密度関数を求め、これを利用して数値的に誤り率を導出を試みる。ただし、雑音の位相特性が一様分布に従うとしている。電子レンジ妨害波については位相特性が一様分布とみなせることがわかっている。

いま、ある信号に確率密度関数 pdf を持つ雑音が重畳されたときのシンボル誤り率 $P_e(\sqrt{2}V)$ を、

$$P_e(\sqrt{2}V) = \int_0^{\infty} pdf(E_k) \cdot p_s(\sqrt{2}V, E_k) dE_k \quad (3.2)$$

と表すこととする。ここで、 $p_s(\sqrt{2}V, E_k)$ は包絡線振幅値 $\sqrt{2}V$ (V : 電圧実効値) を持つ信号が、ある包絡線電圧 E_k を持つ雑音により誤りを起こす確率である。 $pdf(E_k)$ は雑音包絡線の確率密度関数であり、APD ($=D(E_k)$) から以下の式で求められる。

$$pdf(E_k) = -\frac{d}{dE_k} D(E_k) \quad (3.3)$$

$p_s(\sqrt{2}V, E_k)$ は信号の変復調方式に依存するが、PHS の場合は $\pi/4$ シフト QPSK 方式を用いているので以下この方式について考える．また電子レンジ妨害波は PHS の周波数帯 (1.9 GHz 帯) においては孤立的であり，そのパルス幅はレベルが高いものについては，通常 $1\mu\text{s}$ 以下であり，最長でも $5\mu\text{s}$ 程度であることがわかっており [15]，これは PHS 信号のシンボルレートの逆数 ($1/192\text{k}=5.2\mu\text{s}$) に比べて短いと同程度であるため，連続したシンボルに妨害を与えることは無視して良いものと考えられる．この場合， $p_s(\sqrt{2}V, E_k)$ は次のように表される（付録参照）．

(i) $E_k \leq V$ のとき

$$p_{s1}(\sqrt{2}V, E_k) = 0 \quad (3.4)$$

(ii) $V < E_k \leq \sqrt{2}V$ のとき

$$p_{s2}(\sqrt{2}V, E_k) = \frac{2}{\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{E_k^2}{V^2} - 1} \quad (3.5)$$

(iii) $\sqrt{2}V < E_k$ のとき

$$p_{s3}(\sqrt{2}V, E_k) = \frac{1}{\pi} \left(2 \tan^{-1} \sqrt{\frac{E_k^2}{V^2} - 1} - \tan^{-1} \frac{\sqrt{E_k^2 - V^2} - V}{\sqrt{E_k^2 - V^2} + V} \right) \quad (3.6)$$

ところで，あるシンボルに誤りがあった場合，次のシンボルが正しく伝送されたとしても基準位相が変化するので差動符号化を行っている場合は，次のシンボルも誤りを起こす可能性が高い．本論文で用いた PHS 受信機の復調方式は適応キャリア同期 (ACT) 方式 [16] を用いているので，雑音による 1 シンボル当たり偏移量 $\pi/4$ 以下の再生基準信号のずれは除去されている．すなわち誤りを起こさないシンボルにおいては基準信号のずれは無視できる．逆にシンボル誤りを起こした時には，次のシンボルに対する基準信号は必ずずれている．一方，妨害波パルスはシンボル間隔より短いので，次のシンボルには妨害波の影響がなく信号自体は正しく伝送されているが，基準信号がずれているため，誤りを起こした次のシンボルは必ず誤ると考えられる．この場合，シンボル誤り率は 2 倍になるとして良い．グレイ符号を用いたときのビット誤り率は，シンボル誤り率の $1/2$ と近似できる [17] から，結局式 (3.4)–(3.6) を用いて式 (1)，(2) により計算したシンボル誤り率がビット誤り率を表すと考えて良い．

以上のようにして図 3.22 の APD の測定結果から求めた BER の推定値を図 3.23 に示す。実線は測定値、破線は推定値である。レベルの低いところではシステム雑音や妨害波のランダム成分により連続誤りが発生するため、式(3.4)–(3.6)は成り立たなくなると考えられるので結果には示していない。A の場合のみ推定値が高く違いも大きい。他は推定値と測定値がほぼ一致しており、本手法が BER の概略（オーダー）の推定に有用であることがわかる。

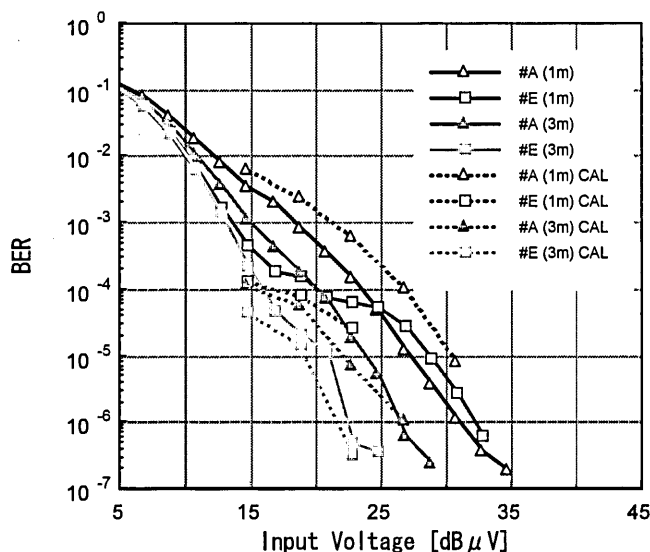


図 3.23 BER の推定値と測定値の比較

本手法の BER 推定の誤差の原因としては、測定に関して(i)BER 測定の場合、データ転送により測定のデッドタイムがあるため、APD 測定の期間とのずれがあること、(ii)BER 測定と APD 測定のためにアンテナを 2 本使用して測定を行ったが、その位置がずれているため、機種によっては指向性の影響で 2 つの測定における妨害波のレベルが異なる可能性があることがあげられる。さらに理論に関して、(iii) 供試機器 A の場合のように発生パルスが多い場合、シンボル間にまたがる妨害波に影響が無視できなくなり、式(3.4)–(3.6)が成り立たなくなることが考えられる。

妨害波によるデジタル通信への妨害の程度を把握するには、実際の通信システムを用いて BER を測定するのが最も正確である。しかし、本手法を用いれば、いちいち BER を測らなくても、そのシステムと同じ帯域幅で妨害波の雑音包絡線の APD を測定するだけで BER をおおよそ推定できることになり、APD 測定の有効性が増すものと期待される。

3.4.5 むすび

PHS は出力が小さく家庭内でも使用されることから電子レンジ妨害波の影響を受ける可能性が懸念されており、妨害の程度を把握する必要がある。デジタル無線通信システムの伝送品質は、一般にビット誤り率(BER)の測定をすることにより知ることができるため、まず電子レンジ妨害波による PHS 受信機の BER の劣化特性を測定した。その結果、従来から使用されているトランス型電源方式の電子レンジでは、0.5m の距離でも BER が 10^{-3} 以上には劣化しないことがわかった。一方、インバータ型電源方式の電子レンジでは機種により 3m 以内で BER が 10^{-2} 以上に劣化することがわかった。これにより、電子レンジから、3m 以上離れた場所での PHS 使用では、音声通信、データ伝送ともに妨害を受ける可能性は小さいと思われる。しかし電子レンジの極く近傍(1m 以内)で使用した場合で、かつ信号レベルが弱い場合に電子レンジの機種によっては影響を受ける可能性がある。

また、BER の測定と同時に行った電子レンジ妨害波の振幅確率分布(APD)の結果より、両者に定性的相関があることを確認した。また、この APD の測定結果を用いて BER を推定する手法を提案し、その適用範囲や精度について検討し、BER 特性の概略推定には利用可能であることを示した。

今後、妨害波の帯域幅換算法や、推定精度の改良法について検討する必要がある。また APD 以外の統計分布を用いる BER の推定法についても検討する必要がある。

3. 5 むすび

1GHz 以上の電子レンジ妨害波について以下のことがわかった。

- 妨害波発生タイミング：インバータ型では基本波発振は、10 ms を1周期とした周期構造を持っており、1.9 GHz の妨害波群は基本波発振の前後で発振が不安定な時期に発生する。またスイッチングによる約 $32 \mu\text{s}$ 周期の基本波発振に対しては、基本波1個につき、2個の妨害波パルスが発生している。一方、トランス型の場合、基本周期は20msであり、1.9 GHz の妨害波成分は基本発振の途中に2-3個観測されるほか、発振の前後にもときおり観測されるが、インバータ型ほど規則的ではない。
- 周波数スペクトルの瞬時変動特性：電子レンジの基本波及び妨害波の周波数変動特性が明らかになり、電子レンジの妨害波の特性を統一的に理解できるようになった。
- 振幅確率分布：インバータ型の方が全般的に時間率が高い。また、発生パルス数が多いため低レベルの時間率が高く連続性が高い。一方、トランス型の方がよりインパルス性が高い。
- パルス間隔分布：インバータ型ではパルス間隔は電源周波数の2倍の周波数（100 Hz, 周期10ms）に関する1-10 ms のパルス群と、インバータの発振周波数（約30kHz, 周期30-35 μs ）に関する10-100 μs のパルス群に大別できる。なお、トランス型については、インバータに関する1群がなく電源周波数に関する1群が少し時間の長い方へシフトする。
- パルス幅分布：レベルが強く、妨害をおこす可能性の高いパルスの幅は、高々15 μs （測定帯域幅100 kHz の場合）、7 μs （同300 kHz の場合）である。なお、妨害波自体の持つ帯域は今回の測定帯域より広帯域と考えられる。

また、電子レンジ妨害波の包絡線時間波形を基に、妨害波を各チャンネル毎に分類して $\pi/4$ シフトQDPSK方式の誤り率特性を計算機シミュレーションした。その結果、トランス型の場合、CH4の誤り率特性が極めて大きく劣化し、他のチャンネルの誤り率特性はシステムノイズの場合と同程度である。また、インバータ型の場合、CH1とCH2の誤り率特性が極めて大きく劣化し、他のチャンネルの誤り率特性はシステムノイズの場合の特性から若干劣化した程度になっている。このように特定のチャンネルの誤り率特性が劣化するのは、電源周波数が50Hzの関東地区の場合、50Hzを基本とした妨害波の発生周期とPHSのフレーム時間が同期的な関係となるからである。この場合、妨害波が発生しているチャンネルを使用しないようにするチャンネル割当則を用いることによって、誤り率特性を大きく改善できることを意味している。

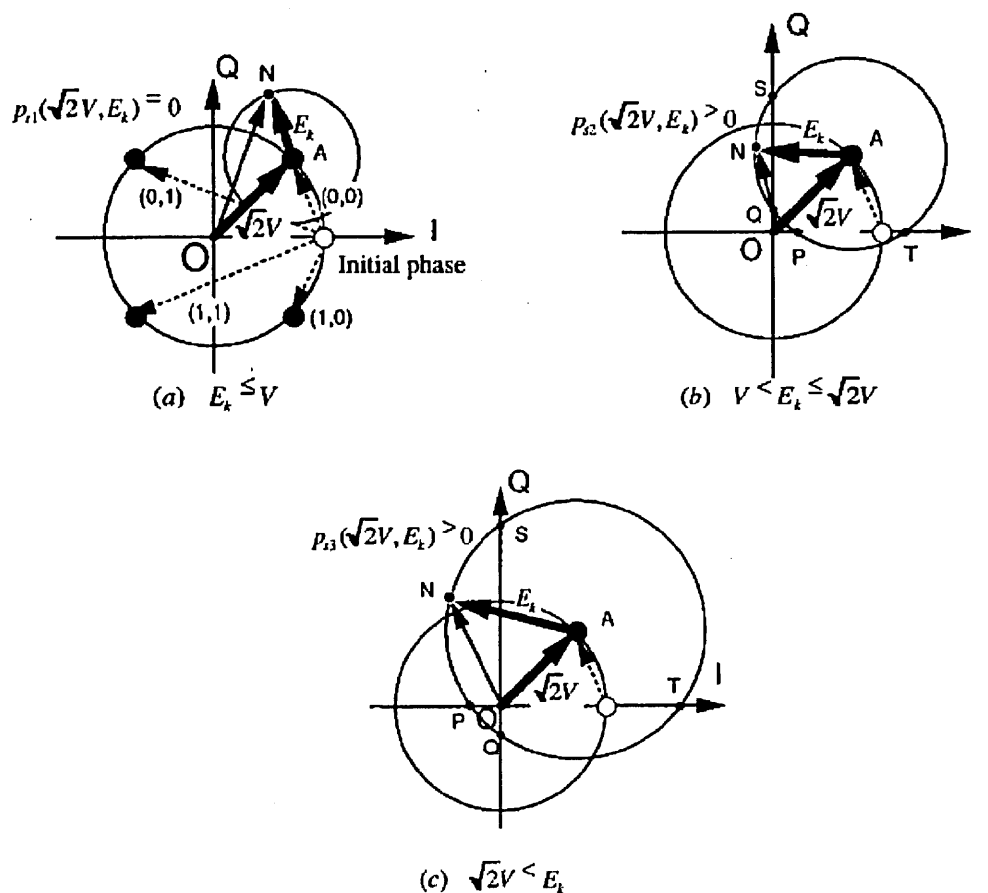
さらに、電子レンジ妨害波による PHS 受信機の BER の劣化特性を測定した。その結果、従来から使用されているトランス型電源方式の電子レンジでは、0.5m の距離でも BER が 10^{-3} 以上には劣化しないことがわかった。一方、インバータ型電源方式の電子レンジでは機種により 3m 以内で BER が 10^{-2} 以上に劣化することがわかった。これにより、電子レンジから、3m 以上離れた場所での PHS 使用では、音声通信、データ伝送ともに妨害を受ける可能性は小さいと思われる。しかし電子レンジの極く近傍(1m 以内)で使用した場合で、かつ信号レベルが弱い場合に電子レンジの機種によっては影響を受ける可能性がある。

また、BER の測定と同時に行った電子レンジ妨害波の振幅確率分布 (APD) の結果より、両者に定性的相関があることを確認した。また、この APD の測定結果を用いて BER を推定する手法を提案し、その適用範囲や精度について検討し、BER 特性の概略推定には利用可能であることを示した。

付録

式(3.4)–(3.6)の導出

$\pi/4$ シフト QPSK 変復調方式の信号空間配置図を付図 3.1 に示す. 図中の白丸を初期位相とし黒丸を 1 シンボル後に遷移可能な状態とする. 差動位相変調の場合は白丸と黒丸の間の位相差に情報を対応させている.



付図 3.1 $\pi/4$ シフト QPSK 変復調方式の信号空間配置図

いま, あるシンボル (ビット対"00") を伝送したとすると, その時の信号ベクトルは図の OA (長さ $\sqrt{2}V$) となる. これに雑音ベクトル AN (長さ E_k) が重畳されて, 最終的な受信ベクトルの軌跡は原点が A, 半径 AN の円となる. この場合, I 軸, Q 軸がそれぞれ各状態の識別面となっている.

(i) $E_k \leq V$ のとき (付図 3.1(a) の場合) は, 受信ベクトルは識別面を超えないの

で、誤りは起きず、シンボル誤り率 P_{s1} は

$$p_{s1}(\sqrt{2}V, E_k) = 0 \quad (\text{A. 1})$$

となる。

(ii) $V < E_k \leq \sqrt{2}V$ のとき (付図 3.1(b) の場合) は、受信ベクトルが識別面を超え第 II, 第 IV 象限に入り、1 ビット誤りが発生する可能性が出てくる。今、雑音信号の位相は一樣と仮定しているので、シンボル誤り率 P_{s2} は、 $\angle \text{SAQ}$ ($= \angle \text{PAT}$) を θ とすると、

$$p_{s2}(\sqrt{2}V, E_k) = \frac{2\theta}{2\pi} \quad (\text{A. 2})$$

となる。ここで、

$$\theta = 2 \tan^{-1} \sqrt{\frac{E_k^2}{V^2} - 1} \quad (\text{A. 3})$$

である。なお、 $E_k = V$ の時は $P_{s2} = P_{s1} = 0$ となる。

(iii) $\sqrt{2}V < E_k$ のとき (付図 3.1(c) の場合) は、受信ベクトルが識別面を超え第 II, 第 IV 象限に入り、さらに第 III 象限にも入るため、2 ビット誤りが発生する可能性が出てくる。いま図中の $\angle \text{PAQ}$ を δ 、 $\angle \text{SAQ}$ ($= \angle \text{PAT}$) を θ とすると、シンボル誤り率 P_{s3} は

$$p_{s3}(\sqrt{2}V, E_k) = \frac{2\theta - \delta}{2\pi} \quad (\text{A. 4})$$

となる。ここで、 θ は (A. 3) と同様であり、

$$\delta = 2 \tan^{-1} \sqrt{\frac{E_k^2}{V^2} - 1} - \tan^{-1} \frac{\sqrt{E_k^2 - V^2} - V}{\sqrt{E_k^2 - V^2} + V} \quad (\text{A. 5})$$

である。なお、 $E_k = \infty$ の時は $P_{s3} = 3/4$ となる。

参考文献

- [1] 鬼頭達男, 鳥居秀行: "デジタルコードレス電話の動向", 信学誌, 77, 6, pp. 636-642 (1994-06).
- [2] 山本海三, 黒沼弘, 肥沼徳寿, 田代紀夫: "電子レンジ用マグネトロンの雑音について", 信学技報, MW80-33 (1980).
- [3] 杉浦行, 岡村万寿夫, 内門修一: "電子レンジから放射される第5高調波の特性 - 衛星放送受信障害に関して - ", 信学技報, EMCJ80-78 (1980).
- [4] C. A. Filippi, R. L. Hinkle, Karl B. Nebbia, Bradley J. Ramsey, Frank H. Sanders: "Accommodation of Broadcast Satellite(Sound) and Mobile Satellite Services in the 2300-2450MHz Band", NTIA TM-92-154 (January 1992).
- [5] K. L. Blackard, T. S. Rappaport and C. W. Bostian: "Measurement and Models of Radio Frequency Impulsive Noise for Indoor Wireless Communications", IEEE J. Sel. Area in Commun., 11, 7, pp. 991-1001 (September 1993).
- [6] 山中幸雄, 篠塚隆: "電子レンジ妨害波の統計パラメータの測定", 信学技報, EMCJ94-29 (1994-9).
- [7] 宮本伸一, 山中幸雄, 篠塚隆, 森永規彦: "電子レンジ妨害波存在下でのデジタル無線通信システムの受信特性に関する一検討", 信学技報, EMCJ94-81 (1995-2).
- [8] T. Kobayashi: "Experimental evaluation of Interference from Domestic Microwave Ovens to 1.9-GHz Digital Radio Transmission", 1995 IEEE International Symp. on EMC, pp. 293-296 (August 1995).
- [9] CISPR Publication 19: "Guidance on the Use of the Substitution Method for Measurements of Radiation from Microwave Ovens for Frequencies above 1 GHz", IEC (1983).
- [10] 第二世代コードレス電話システム標準規格第1版(改訂-1) (RCR-28), 電波システム開発センター, (1995).
- [11] 高野考司, 林隆久, 山本和央: "デジタルコードレス電話システムの音声品質評価", 1994 信学秋季全大, B-264, (1994).
- [12] 蓮見岳夫, 鈴木正延他: "PHS システムにおける非電話通信の実験的検討-フェージング条件での特性-", 1994 信学秋季全大, B-261, (1994).
- [13] 蓮見岳夫, 鈴木正延他: "PHP システムにおける非電話通信の実験的検討-2", 1994 信学春季全大, B-347, (1994).
- [14] Y. Yamanaka and A. Sugiura: "Measurement of Automotive Radio Noise in

- Lower Frequency Microwave Bands(1-3GHz)", International Symp. on EMC, pp. 352-357 (September 1989).
- [15] Y. Yamanaka and T. Shinozuka : "Statistical Parameter Measurement of Unwanted Emission from Microwave Ovens", 1995 IEEE International Symp. on EMC, pp. 57-61 (August 1995).
- [16] 斉藤茂樹, 鷹見忠雄, 山本治夫 : " QPSK 移動無線伝送用適応キャリア同期 (ACT) 復調方式", 信学論, (B-II), J75-B-II, No. 8 pp. 499-507 (1992).
- [17] 甘利省吾監訳: "データ伝送", ラティス (1996).

第4章 スペクトラムアナライザのパルス応答とインパルス帯域幅

4.1 まえがき

1GHz 超の妨害波測定用受信機（ピーク検波受信機）については CISPR で検討されており、スペクトラムアナライザが使われることが多いが、測定結果の正確性や再現性を確保するために、その基本的な特性は規格において定める必要がある。

このため、まず、測定用受信機（スペクトラムアナライザ）のパルス特性(周波数特性・応答波形・インパルス帯域幅と指示値の関係)を測定し、機種により IF フィルタの形状が異なるため、その指示値が異なること、および両者の関連について示し、正確かつ再現性の良い測定のためには IF フィルタの形状の規格化が必要であることを指摘する。

また、UWB(Ultra Wide Band)システム等の通信システムの広帯域化に伴い、妨害波測定も広い分解能帯域幅での測定が必要とされる。但し、汎用の測定器の広帯域化はまだ対応していないため、狭帯域での測定値から広帯域測定値への変換法について検討した。

4.2 スペクトラムアナライザの基本特性

スペクトラムアナライザは正弦波に対しては正しい測定値を示すよう較正されているが、パルス波形等の広帯域信号をスペクトラムアナライザで測定する場合には、注意が必要である。図 4.1 はスペクトラムアナライザの基本構成である。パルス応答特性は主に IF 部のバンドパスフィルタ（Band path filter: BPF）の特性に依存する。

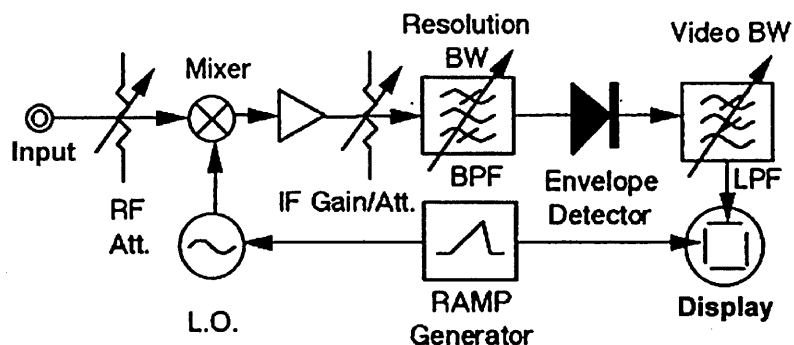


図 4.1 スペクトラムアナライザの基本構成

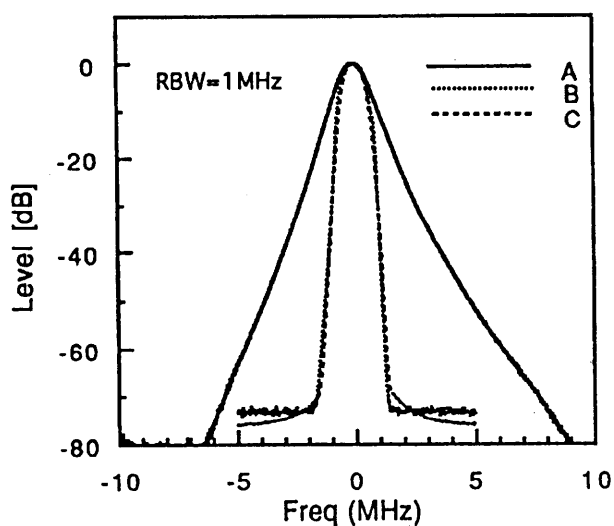


図 4.2 スペクトラムアナライザ (A, B, C) における BPF の形

図 4.2 は市販されている 3 種類のスペクトラムアナライザ (A, B, C) における IF 部の BPF の形を測定した結果である。市販されている多くのスペクトラムアナライザの RBW は 3dB または 6dB 減衰の帯域幅で定義されており、このときの RBW は 1MHz である。同図より A はガウシアンフィルタに近い特性を持っているが、B 及び C は A と異なった特性である。

上記の測定結果より -3dB 帯域幅 (B_3) に対する -6dB 帯域幅 (B_6), -60dB 帯域幅 (B_{60}), 等価雑音帯域幅 (B_{noise}) の各帯域幅比を求めた結果を表 4.1 に示す。A が 3dB 減衰の帯域幅で、B 及び C が 6dB 減衰の帯域幅で RBW を定義していることがわかる。

表 4.1 スペクトラムアナライザの I F フィルタの特性

Model	B_3 [MHz]	B_3/RBW	B_6/RBW
A	1.050	1.05	1.52
B	0.895	0.90	1.17
C	0.800	0.80	1.03

4.3 パルス応答とインパルス帯域幅の関係

図 4.3 は、キャリア周波数 1GHz、パルス幅 100ns のパルスドキャリアを用いて、上記の特性を持つスペクトラムアナライザ（機種 A, B, C）のパルス応答特性を測定した結果⁽¹³⁾である。ただし縦軸は相対値である。同図より、機種によって応答波形が大きく異なることがわかる。A と比べて B, C は最大レベル（ピーク測定結果に相当）が小さく、また時間遅れも発生している。さらに B, C ではリングングも発生していることがわかる。

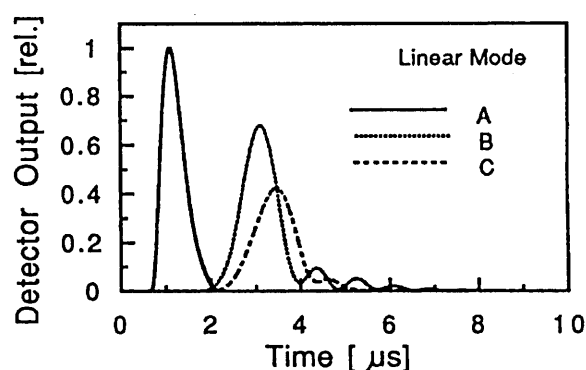


図 4.3 スペクトラムアナライザ（機種 A, B, C）のパルス応答特性

前述のように IF 帯域より広い帯域の信号が入力された場合、IF フィルタ特性の相違により指示値の差異が生じる可能性がある。このため、広帯域信号のピーク値測定における測定の正確性を確保するために、CISPR16-1-1[1]では次式のような定義に基づくインパルス帯域幅の概念を導入している。

$$B_{imp} = \frac{A(t)_{\max}}{2G_0 \cdot IS} \quad (4.1)$$

ここで $A(t)_{\max}$ はスペクトラムアナライザにインパルスエリア IS のパルス波形を入力したときの IF 出力の包絡線ピーク値である。また G_0 は中心周波数におけ

る回路の利得である．インパルスエリア IS はパルス波形 $V(t)$ の時間積分値であり，次式で定義される．

$$IS = \int_{-\infty}^{\infty} V(t) dt \quad (4.2)$$

式(1)の定義からも分かるように，インパルス帯域幅が同じであれば，IF フィルタ特性（形状）にかかわらず，同じピーク値 $(A(t))_{\max}$ に比例する値）が得られる．従って，ピーク値の測定には B_{imp} の把握が必要であることがわかる．しかしながら，既に述べたように，現在市販されている多くのスペクトラムアナライザの RBW は 3dB または 6dB 減衰の帯域幅で定義されており，インパルス帯域幅は記載されていないことが多い．このため，インパルス帯域幅はユーザーが実測する必要がある．インパルス帯域幅を測定する方法，及び測定結果の例を付録に示す．

図 4.4 に A-C のスペアナに対し，RBW=10 kHz, 100kHz, 1MHz（公称値）のときの広帯域インパルス波形入力に対するピーク値指示値を示す．この図において，横軸は，各測定器，各 RBW のインパルス帯域幅の実測値となっている．この図からわかるように，帯域幅や機器が異なっても，ピーク値の測定結果は同一（比例）直線状にある．この結果より，ピーク値に関しては，インパルス帯域幅による帯域換算（帯域補正）が可能であることがわかる[2]．詳細は 4.4 (2) にて示す．

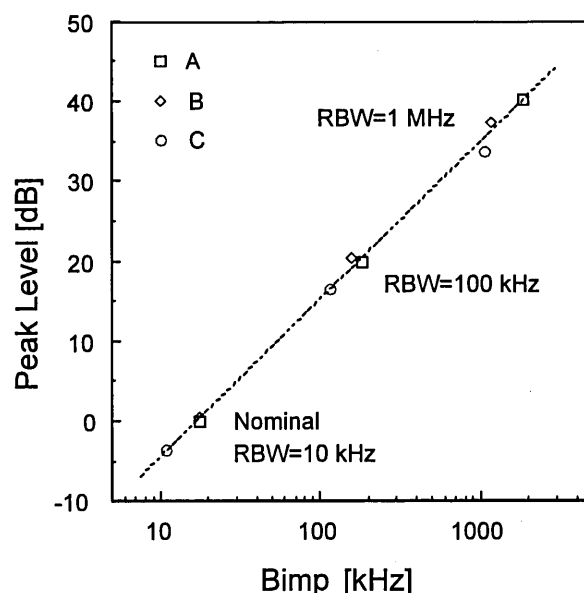


図 4.4 インパルス波形入力に対するピーク値指示値とインパルス帯域幅の関係

4.4 広帯域信号測定における測定帯域幅の変換

無線機器に対する要求条件を規定している米国 FCC Part 15[3,4]では, UWB 送信機におけるピーク EIRP (Equivalent Isotropic Radiation Power, 実効放射電力) の許容値を 0dBm/50MHz, すなわちスペクトラムアナライザの分解能帯域幅 (Resolution bandwidth: RBW)を 50MHz に設定して得られる電力値としている. 広帯域インパルス電界波形測定装置の概略を図 4.5 に示す. インパルス発生器 (Picosecond Pulse Labs 4016) で信号が作られ, 送信アンテナより電磁界が放射される. インパルス発生器の出力電圧波形を図 4.6 に示す. これを, インパルスラジオ方式 UWB を模擬したインパルス送信機と考え, FCC Part 15 で規定されている 50MHz RBW のピーク電力を測定する.

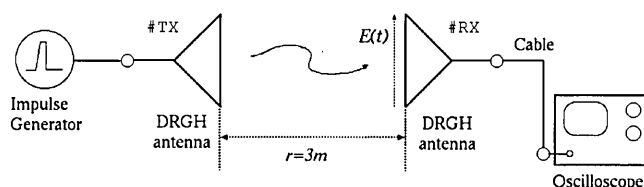


図 4.5 広帯域新号源 (インパルスラジオ方式 UWB を模擬したインパルス送信機)

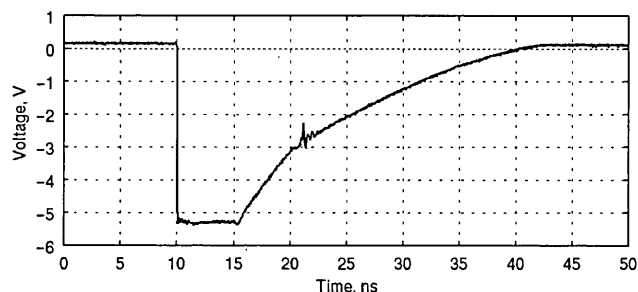


図 4.6 インパルス発生器の出力波形

(1)電界波形再生法による測定

放射電界波形は受信アンテナで受信され, オシロスコープ (Tektronix TDS8000B+サンプリングヘッド 80E03, 20GHz) で観測される. オシロスコープ観測波形を図 4.7 に示す. 送受信アンテナにはダブルリッジドガイドホーンアンテナ(DRGH, EMCO3115)を用い, 送受信間の距離は 3m, アンテナ高さを 1.5m としている.

電界波形再生法[5-7] を適用して FCC Part 15 の規定 50MHz RBW (インパルス帯域幅と仮定) における電界波形を求め, この電界波形のピーク値 E に対し式 (4.3)を用いて, EIRP 値(P_E)を計算すると -12.5 dBm となる. ここで $r=3$ m であ

る。

$$E = \frac{\sqrt{30P_E}}{r} \quad (4.3)$$

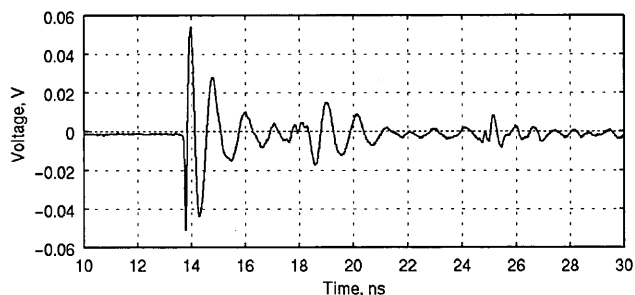


図 4.7 オシロスコープで観測したインパルス電界波形

(2) スペクトラムアナライザによる測定

このインパルス電界波形（広帯域信号）を汎用のスペクトラムアナライザを用いての測定を試みる。この場合，測定結果は，IF フィルタの特性の影響を受けるため，正確かつ再現性ある測定のためには，測定器の IF フィルタの特性を規定するか，またはインパルス帯域幅による定義をすることのいずれかが必要である。但し，市販のスペクトラムアナライザでは，未だこれらの規定が十分には反映されていない。

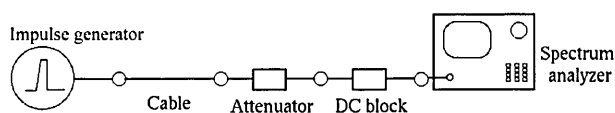


図 4.8 スペクトラムアナライザを用いたピーク電力測定系

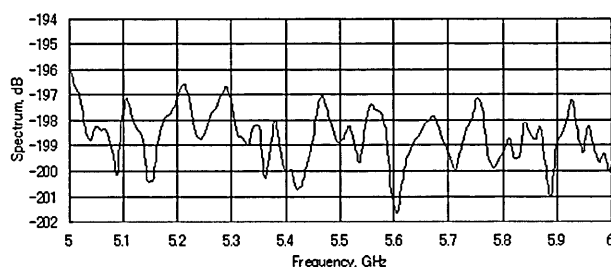


図 4.9 信号源のスペクトラム

ここでは，スペクトラムアナライザを RBW=3MHz (-3dB)，ビデオ帯域幅 VBW=3MHz，サンプル検波，ゼロスパンモードで用い，中心周波数 5.8GHz における電力 P_{ps}

を図 4.8 の測定系によって測定し、FCC が示す換算式(4.4)を用いてピーク EIRP P_{Es} を計算する。ただし、FCC 及び ITU-R 勧告で[8]は、換算式の定義が明確でなく、また市販のスペクトラムアナライザの IF フィルタはガウシアンフィルタ特性を持っているとは限らないので、式(4.4)においてはスペクトラムアナライザの RBW にはインパルス帯域幅を用いて換算する。なお今回の測定に使用したスペクトラムアナライザ(RBW=VBW=3MHz に設定時)のインパルス帯域幅 B_{imp} は 4.10 MHz であった。ただし、同式において換算後の分解能帯域幅 50MHz はインパルス帯域幅とする。

$$P_{Es} = P_{ps} + 20 \log_{10} \left[\frac{50}{B_{imp}} \right] + G_e \quad (4.4)$$

式中 G_e は送信アンテナの動作利得であり、本測定におけるアンテナ及びその配置(送受信間距離 3m)の場合、5.8GHz のとき約 10dB である。なお図 4.9 は電界強度のスペクトラムであり、測定周波数範囲内で平坦な特性であれば式(4.4)の換算式が適用できる。同図より、5.8GHz 前後 25MHz のスペクトラムの変動は 1dB 程度であるので、式(4.4)をそのまま適用すると同程度(1dB)の誤差が生じる可能性がある。

測定の結果、スペクトラムアナライザによる指示値は、ケーブルによる損失及び方向性結合器の結合度を補正した値で-45.7dBm、この指示値より式(4.4)を用いて計算されるピーク EIRP P_{Es} は-14.0dBm であった。この値と、電界ピーク値よりピーク EIRP を電界波形再生法により計算した値との差は 1.5dB であった。測定帯域内における入力波形のスペクトラムの変動が 1dB 程度あることを考慮すると、両者の値はほぼ一致していると考えてよい。これより、スペクトラムアナライザによる測定結果を、インパルス帯域幅を用いて広帯域の測定帯域幅での測定結果に変換する手法の有効性が確認できた。

4.5 むすび

広帯域信号のスペクトラムアナライザによる測定法を確立するために、まずスペクトラムアナライザの広帯域信号に対する特性であるインパルス帯域幅の実測例を示した。次にインパルス波形送信機の信号に対し、オシロスコープを用いた時間領域におけるピーク電力測定方法(電界波形再生法)を適用し、この値を基準として、スペクトラムアナライザによる測定及びインパルス帯域幅による帯域幅換算の有効性を示した。

付録 インパルス帯域幅の測定方法[1]

インパルス帯域幅を測定する方法として次の2種類の方法がある。

a) 繰り返し周波数 f_p , パルス幅 τ , パルス電圧 V_p の方形パルスをおシロスコープで波形測定し, 式(2)より IS を求める。一方, 包絡線ピーク値 $A(t)_{\max}$ については, 対象とする帯域幅に比べて十分広い帯域をもつ方形パルスを入力したときの指示値を $A(t)_{\text{rms}}$ として, 式(A1)より求める。これはスペクトラムアナライザが, 正弦波入力時の実効値で目盛り付けされているためである。

$$A(t)_{\max} = \sqrt{2}A(t)_{\text{rms}} \quad (\text{A1})$$

b) パルスの繰り返し周波数を変化させてスペクトラムアナライザの指示値を測定すると, インパルス帯域幅 B_{imp} より低いパルス繰り返し周波数領域では周波数によらず一定値であるのに対し, B_{imp} より十分に高いパルス繰り返し周波数領域では, 繰り返し周波数に比例する。この関係(両直線の交点)を用いてインパルス帯域幅を求めることもできる⁽¹²⁾。

CISPR16-1-1 では, 1GHz 以上の妨害波測定に用いる測定用受信機(スペクトラムアナライザ含む)の仕様を以下のように規定している。

- ・ RBW : 1MHz \pm 10%
- ・ 検波器 : ピーク検波器
- ・ VBW : RBW (=1MHz) 以上

ここで, RBW はインパルス帯域幅で定義されているが, 市販されている多くのスペクトラムアナライザの RBW は 3dB または 6dB 減衰の帯域幅で定義されており, インパルス帯域幅は記載されていないことが多いため, この値を知るには実測する必要がある。

表2は上記 a) 及び b) の方法による B_{imp} の実測値である。a) 及び b) による測定の結果, 測定方法による値の差はそれほど大きくないことがわかる。またこれらの測定法では VBW (低域通過フィルタ) の影響も受け, IF フィルタのみの特性を測定したい場合, VBW は広く (少なくとも RBW の3倍以上に) 設定する必要があることがわかる。

表 A1. スペクトラムアナライザのインパルス帯域幅の測定例

Method	RBW [MHz]	VBW [MHz]	B_{imp} [MHz]	B_{imp} /RBW
a)	1	1	0.94	0.94
		3	1.30	1.30
		5	1.34	1.34
		10	1.34	1.34
b)		1	0.98	0.98
		3	1.20	1.20
		5	1.28	1.28
		10	1.31	1.31

参考文献

- [1] CISPR 16-1-1 Ed. 2.1, 2006.
- [2] Y.Yamanaka and A.Sugiura, “Responses of spectrum analyzers to pulsive and Gaussian noise inputs,” Korea-Japan AP/EMC/EMT Joint Conference , pp.239-242, September 1998
- [3] FCC 02-48, “Revision of Part 15 of the Commission’ s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems” , 2002.
- [4] FCC 47 CFR Part 15, “Radio Frequency Devices” , 2003.
- [5] S.Ishigami and Y.Yamanaka, “ Reconstruction of electric-field waveform radiated from UWB device by using the complex antenna factor” , Proceedings of EMC’ 04 Sendai, 2C4-5, pp.414-417, 2004.
- [6] 石上, 山中: “複素アンテナ係数を用いた UWB 放射電界の任意帯域幅における時間領域測定” , 電子情報通信学会 2004 年総合大会, B-4-71, p. 438, 2004.
- [7] 石上, 後藤, 山中, 松本, “複素アンテナ係数を用いた UWB 放射電力の時間領域測定” , 電子情報通信学会技術研究報告 EMCJ2004-68, pp. 75-80, 2004.
- [8] ITU-R Recommendation SM.1754, 2006

第5章 位相合成法を用いた3アンテナ法によるアンテナ較正

5.1 まえがき

1GHz 超の妨害波測定法，特に許容値との適合性判定のために CISPR 等で検討されている標準的な測定法においては，測定結果の正確性や再現性を確保するために，測定用アンテナの基本的な特性を明確にする必要がある。すなわち，妨害波許容値は電界強度で規定されているため，電界強度と測定用受信機の指示値との比を示す「アンテナ係数」を正確に求める「較正」が極めて重要である。この値は 1GHz 以上の周波数においては，自由空間で定義されているため，較正も通常は 6 面電波暗室で行われる。しかしながら，EMC の試験機関等では床面が金属の 5 面電波暗室や屋外オープンサイトでの測定が中心であるため，6 面電波暗室は保有していない。このため，5 面電波暗室や屋外オープンサイトなどの床面の反射波がある環境における自由空間アンテナ係数の確立が求められていた。そこで，本章では位相合成法を用いて周囲反射波を抑圧しつつ 3 アンテナ法を適用する較正法を提案し，その有効性について示す。

5.2 位相合成法の原理とその応用

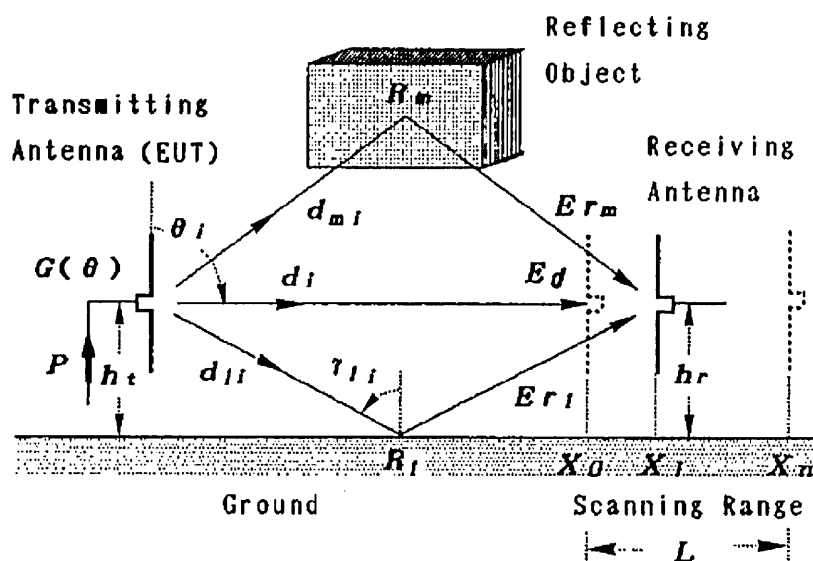


図 5.1 位相合成法による周囲反射波の抑圧

図 5.1 の配置において送信アンテナ(供試機器:EUT)から放射された電波を受信アンテナを移動しながらその各位置において、電界の位相と振幅を測定することを考える。送信源からの距離 $x_i = x_0 + i \cdot \Delta x$ ($i = 0, 1, 2, \dots, n$) における複素電界強度 $E(x_i)$ は、以下のように直接波成分 $Ed(x_i)$ および測定環境に依存する様々な反射波 $Er_m(x_i)$ による合成で現される。

$$E(x_i) = Ed(x_i) + \sum_l^m Er_l(x_i) \quad (l = 1, 2, \dots, m) \quad (5.1)$$

ここで、送受アンテナが十分離れており、電界が距離に反比例して減少する、いわゆる遠方界成分にあるとすると

$$Ed(x_i) = E_0 \frac{\exp(-jk \cdot d(x_i))}{d(x_i)} \quad (5.2)$$

$$Er_l(x_i) = E_0 \cdot G(\theta_l) \cdot R_l \cdot \frac{\exp(-jk \cdot dr_l(x_i))}{dr_l(x_i)} \quad (5.3)$$

と表すことができる。ここで、 $d(x_i)$ 、 $dr_l(x_i)$ はそれぞれ直接波、 l 番目の反射波に対する行路長であり、 k は波数である。また、 E_0 、 $G(\theta_l)$ 、 R_l はそれぞれ、アンテナ(供試機器)の送信電力に依存する複素定数、 l 番目の反射波に対する指向性及び複素反射係数である。

なお、一般の測定環境(5面電波暗室やオープンサイト)では大地(床面)反射($l=1$)が最も大きな(抑圧したい)反射波となる。

ここで、受信アンテナを少しずつだけ移動して、その電界に直接波に対する位相変化分 $\exp(-jk \cdot d(x_i))$ を補償、即ち式(5.1)の両辺に $\exp(jk \cdot d(x_i))$ を乗じると

$$E(x_i) \cdot \exp(jk \cdot d(x_i)) = Ed(x_i) \cdot \exp(jk \cdot d(x_i)) + \sum_l^m Er_l(x_i) \cdot \exp(jk \cdot d(x_i)) \quad (5.4)$$

となり、これを $i=1, 2, \dots, n$ まで繰り返し複素数的に足し合わせる(位相合成する)と

$$\sum_i^n E(x_i) \cdot \exp(jk \cdot d_i) = \sum_i^n Ed(x_i) \cdot \exp(jk \cdot d_i) + \sum_i^n \left(\sum_l^m Er_l(x_i) \cdot \exp(jk \cdot d_i) \right) \quad (5.5)$$

となる。ここで簡単のために、 $d(x_i) = d_i$ と表記した。(5.2)式及び(5.3)式を

代入すると

$$\sum_i^n E(x_i) \cdot \exp(jk \cdot d_i) = E_0 \sum_i^n \frac{1}{d_i} + \sum_i^n \left(\sum_l^m E_0 \cdot G(\theta_l) \cdot R_l \cdot \frac{\exp(-jk \cdot (dr_{li} - d_i))}{dr_{li}} \right) \quad (5.6)$$

となる。なお、簡単のために、 $dr_l(x_i) = dr_{li}$ と表記した。

ここで、(5.6)式の右辺第1項は、位相変化分が補償されるため、全て同位相で足し合わせられていることを示している。一方、(5.6)式の右辺第2項は反射波に対する位相変化は直接波のそれと異なるので、補償後の位相が $k(dr_{li} - d_i)$ だけ異なることになる。今、遠方界においては、受信アンテナの移動に伴う反射波の振幅に関する変化が少ない（ $= G(\theta_l), R_l, dr_{li}$ が i の変化に対して一定）と仮定できるので、受信アンテナの全移動距離（ $L = n \cdot \Delta x$ ）を、直接波の行路長と反射波の行路長の差がちょうど1波長となるように、即ち、測定対象となっている電波の波長を λ とすると

$$(dr_{l0} - d_0) - (dr_{ln} - d_n) = \lambda \quad (5.7)$$

となるように L （あるいは n ）を選ぶと、(5.5)式の右辺第2項は最小になることがわかる。

このイメージを複素平面上で図示すると図5.2のようになる。

なお、(5.6)式の右辺第2項がゼロになるとき、

$$\sum_i^n E(x_i) \cdot \exp(jk \cdot d_i) = E_0 \sum_i^n \frac{1}{d_i} \quad (5.7)$$

$$E_0 = \sqrt{30PG} \quad (5.8)$$

とおけることから、逆に

$$PG = \frac{E_0^2}{30} = \frac{1}{30} \left(\frac{\left| \sum_i^n E(x_i) \cdot \exp(jk \cdot d_i) \right|^2}{\sum_i^n \frac{1}{d_i}} \right) \quad (5.9)$$

によって、反射波のある環境においても、反射波を抑圧することによりアンテナや供試機器の等価等方放射電力 EIRP（=PG）を簡便にかつ精度良く求めることができる。

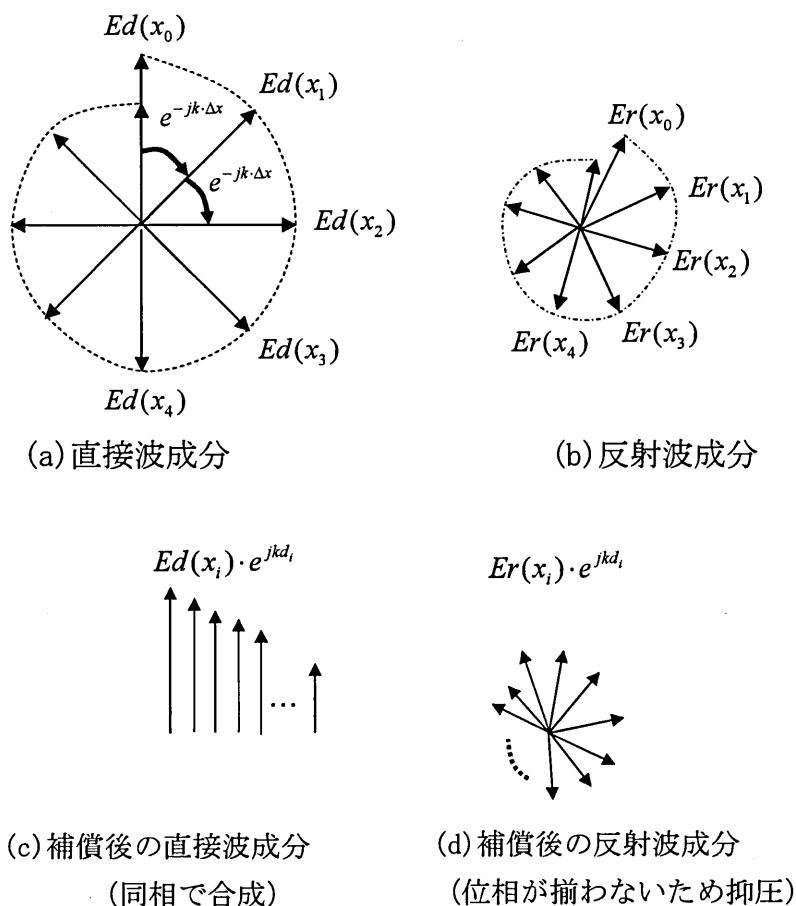


図 5.2 位相合成法のイメージ

5.3 位相合成法を用いた測定用アンテナの較正法

5.3.1 はじめに

アンテナの利得を決定する較正法の一つに、3 アンテナ法がある。3 アンテナ法は、利得が未知の 3 個のアンテナを用意し、そのうちの 2 個を送受信アンテナとして使用して 3 組の減衰量を測定することによって、利得やアンテナ係数を決定する方法である。3 アンテナ法によって較正を行うには、減衰量の測定に用いる測定場（電波暗室や屋外測定場（オープンサイト））が理想的であることが必要条件であるが、実際には電波暗室においては電波吸収体からの反射が完全には無くならないことや、オープンサイトではグラウンドプレーン・周囲物体からの反射や外来雑音が較正における不確かさの要因となる。

本章では、測定場の不完全性による不確かさを低減する方法として、位相合成法を 3 アンテナ法に適用する方法を提案する。1GHz～18GHz の妨害波測定（EMI

測定)で広く利用されている, ダブル・リッジド・ガイド・アンテナ (DRGA) を実際に較正し, 位相合成法を用いた 3 アンテナ法の有効性を示す.

5.3.2 動作利得

動作利得 G_w は, 図 1 に示すように, 入力インピーダンスが Z_{in} のアンテナにインピーダンス Z_0 の信号源または負荷を接続したときに得られる利得であり, 不整合による反射損を考慮して次式で定義される[1][2].

$$G_w = G_a (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (5.10)$$

G_a は利得, Γ_{in} はアンテナの反射係数であり,

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (5.11)$$

である. 本報告ではインピーダンス $Z_0 = 50\Omega$ の負荷または信号源を接続したときの動作利得の等方性アンテナに対する値 (絶対利得) を決定する.

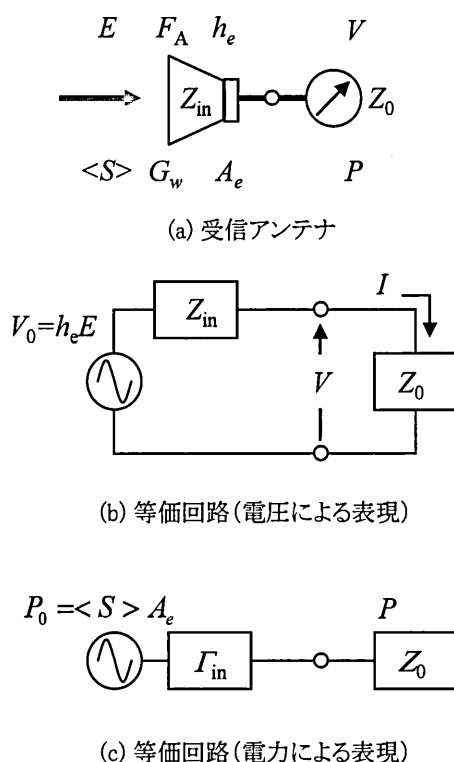


図 1 受信アンテナ及び等価回路

5.3.3 位相合成法を用いた3アンテナ法による利得決定法

アンテナを較正する方法の一つに3アンテナ法(Three-Antenna Method : TAM)がある。3アンテナ法はプリスの伝達公式に基づく較正方法であり、動作利得 G_w が未知の3個のアンテナを用意して、図2に示すように、それぞれのアンテナの組み合わせでアンテナ間距離 R における減衰量を3回測定することで、動作利得を決定する較正法である[1]。本報告で提案する位相合成法を用いた3アンテナ法では、送受信アンテナが常に一直線上に配置されている状態を維持してアンテナ間距離 R を変化させ、ベクトル・ネットワーク・アナライザを用いて3組の S_{21} の測定を行う。

測定される S_{21} は、 Z パラメータを用いて、

$$S_{21}(R) = \frac{2Z_0Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{21}Z_{12}} \quad (5.12)$$

と表せる。このとき、

$$(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) \gg Z_{21}Z_{12} \quad (5.13)$$

かつ、

$$Z_{21}(R) = j \frac{60\pi}{\lambda} h_{e1} h_{e2} \left[\frac{e^{-jkR}}{R} + \sum_{m=0}^M \alpha_m \frac{e^{-jkR_m}}{R_m} \right] \quad (5.14)$$

が成り立つような送受信アンテナ間距離で S_{21} を測定する。ここで、 h_{e1} , h_{e2} は送受信アンテナの実効長、 $[\cdot]$ 内の第1項は直接波成分、第2項は直接波以外のマルチパス成分(床面や壁面、周囲物体からの反射波)を表している。また、

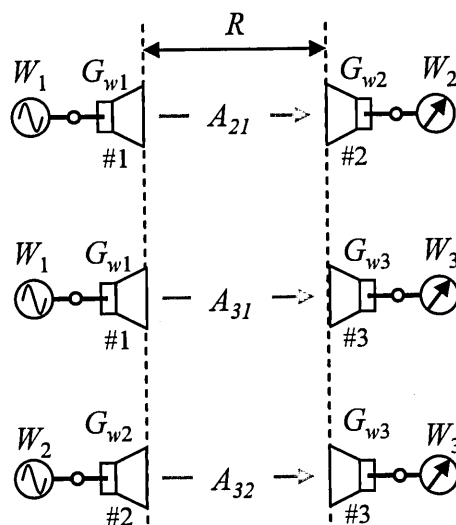


図2 3アンテナ法

α_m とあるのは、送受信アンテナの指向性や反射物の反射係数に依存する係数（複素数）であり、例えば、反射物体が存在する方向の指向性が小さい場合や、物体の反射係数が小さい場合には小さい値になる。いま、式(5.13)、式(5.14)が成り立つとすると式(5.12)は、

$$\begin{aligned}
 S_{21}(R) &\approx \frac{2Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0)} \times \\
 &\quad \left(j \frac{60\pi}{\lambda} h_{e1} h_{e2} \right) \left[\frac{e^{-jkR}}{R} + \sum_{m=0}^M \alpha_m \frac{e^{-jkR_m}}{R_m} \right] \\
 &= \frac{2Z_0}{|Z_{11} + Z_0| |Z_{22} + Z_0|} \times \\
 &\quad \left(\frac{60\pi}{\lambda} |h_{e1}| |h_{e2}| \right) e^{j\theta} \left[\frac{e^{-jkR}}{R} + \sum_{m=0}^M \alpha_m \frac{e^{-jkR_m}}{R_m} \right]
 \end{aligned} \tag{5.15}$$

となる。ただし、 θ は式(5.15)において距離変化に依存しない位相成分（定数）である。ここで、動作利得と実効長との関係（付録 A 参照）、

$$G_w = 120 \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 \frac{|h_e|^2 \operatorname{Re}[Z_0]}{|Z_m + Z_0|^2} \tag{5.16}$$

を用いて式(5.15)を整理すると、 Z_0 が虚部を持たない実数（例えば、 $Z_0=50\Omega$ ）ならば、

$$S_{21}(R_i) = \sqrt{G_{w1} G_{w2}} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) e^{-j\theta} \left[\frac{e^{-jkR_i}}{R} + \sum_{m=0}^M \alpha_m \frac{e^{-jkR_m}}{R_m} \right] \tag{5.17}$$

と書き直すことができる。距離 R を変化させて I 回測定し、それぞれの測定値に、距離による位相変化量 $\exp[+jkR_i]$ と減衰量 R_i を掛けて足し込むと、

$$\begin{aligned}
 &\sum_{i=1}^I S_{21}(R_i) e^{+jkR_i} R_i \\
 &= \sqrt{G_{w1} G_{w2}} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) e^{-j\theta} \left[\sum_{i=1}^I 1 + \sum_{i=1}^I \sum_{m=0}^M \alpha_{mi} \frac{R_i}{R_m} e^{-jk(R_m + R_i)} \right]
 \end{aligned} \tag{5.18}$$

が得られる。測定点数 I が増えると、右辺第 1 項は単調に増加するが、第 2 項は位相の変化が速いので、

$$\lim_{I \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{I} \sum_{i=1}^I \sum_{m=0}^M \alpha_{mi} \frac{R_i}{R_m} e^{-jk(R_m + R_i)} \right) \rightarrow 0 \tag{5.19}$$

となる。このとき式(9)は、

$$\sum_{i=1}^I S_{21}(R_i) e^{+jkR_i} R_i \approx \sqrt{G_{w1} G_{w2}} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) e^{-j\theta} I \tag{5.20}$$

となるから、両辺を自乗すれば、

$$G_{w1}G_{w2} = \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)^2 \left| \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I S_{21}(R_i) e^{+jkR_i} R_i \right|^2 \equiv \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)^2 \Sigma_{21}^2 \quad (5.21)$$

を得る.

いま, 送信アンテナ# i から受信アンテナ# j への $S_{21}(R)$ を,

$$A_{ji}(R) = [S_{21}(R)]_{\#i \rightarrow \#j} \quad (i, j = 1, 2, 3, i \neq j) \quad (5.22)$$

と表すとき, 3 個のアンテナによる 3 組 (#1→#2, #1→#3, #2→#3) の測定結果はそれぞれ,

$$G_{w1}G_{w2} = \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)^2 \left| \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I A_{21}(R_i) e^{+jkR_i} R_i \right|^2 \equiv \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)^2 \Sigma_{21}^2 \quad (5.23)$$

$$G_{w1}G_{w3} = \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)^2 \left| \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I A_{31}(R_i) e^{+jkR_i} R_i \right|^2 \equiv \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)^2 \Sigma_{31}^2 \quad (5.24)$$

$$G_{w2}G_{w3} = \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)^2 \left| \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I A_{32}(R_i) e^{+jkR_i} R_i \right|^2 \equiv \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)^2 \Sigma_{32}^2 \quad (5.25)$$

と表せる. 最終的に式(5.23)～式(5.25)の連立方程式を解けば, 動作利得 $G_{w1} \sim G_{w3}$ は次式で決定できる.

$$G_{w1} = \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right) \frac{\Sigma_{21}\Sigma_{31}}{\Sigma_{32}} \quad (5.26)$$

$$G_{w2} = \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right) \frac{\Sigma_{21}\Sigma_{32}}{\Sigma_{31}} \quad (5.27)$$

$$G_{w3} = \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right) \frac{\Sigma_{32}\Sigma_{31}}{\Sigma_{21}} \quad (5.28)$$

なお, 測定距離を 1 点 ($I=1$) のみとし直接波以外は存在しない ($M=0$) とすれば, 式(5.26)～式(5.28)は通常の 3 アンテナ法の式と同じになる.

5.3.4 点波源を用いた数値シミュレーション

位相合成法では, 送受信アンテナのアンテナ間距離を変化させて S_{21} を測定するが, S_{21} は複素数であるため, ベクトル・ネットワーク・アナライザによるベクトル量の測定が必要であり, 従来のスペクトラム・アナライザと信号発生器 (トラッキング・ジェネレータ) の組み合わせでは測定できない. ここでは, 位相情報を用いずに振幅の測定のみで求めた場合の平均値との違いについて述べる.

いま, 送受信アンテナ間の S_{21} は式(8)で表されるが, 振幅情報のみ用いる場合, 式(5.17)は右辺第 2 項を,

$$n_M e^{j\phi_M} = \sum_{m=0}^M \alpha_m \frac{e^{-jkR_m}}{R_m} \quad (5.29)$$

とすると,

$$\begin{aligned} |S_{21}(R)| &= \sqrt{G_{w1}G_{w2}} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) \left| \frac{e^{-jkR}}{R} + n_M e^{j\phi_M} \right| \\ &= \sqrt{G_{w1}G_{w2}} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) \frac{1}{R} \sqrt{1 + (Rn_M)^2 + 2Rn_M \cos(kR + \phi_M)} \end{aligned} \quad (5.30)$$

となる．距離を変えて I 回測定して距離による減衰量を掛けて足し合わせると,

$$\begin{aligned} &\sum_{i=1}^I |S_{21}(R_i)| R_i \\ &= \sqrt{G_{w1}G_{w2}} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) \sum_{i=1}^I \sqrt{1 + (R_i n_M)^2 + 2R_i n_M \cos(kR_i + \phi_M)} \end{aligned} \quad (5.31)$$

したがって, 式(12)に相当する式は,

$$G_{w1}G_{w2} = \left(\frac{4\pi}{\lambda} \right)^2 \left| \frac{\sum_{i=1}^I |S_{21}(R_i)| R_i}{\sum_{i=1}^I \left(\sqrt{1 + (R_i n_M)^2 + 2R_i n_M \cos(kR_i + \phi_M)} \right)} \right|^2 \quad (5.32)$$

となり, 位相を考慮せずに振幅だけを足し合わせた場合には n_M や ϕ_M が残り, マルチパス成分を取り除けず, S_{21} の直接波成分 (自由空間値) とは異なる値に収束する．したがって動作利得も異なる値が求まることが予想される．

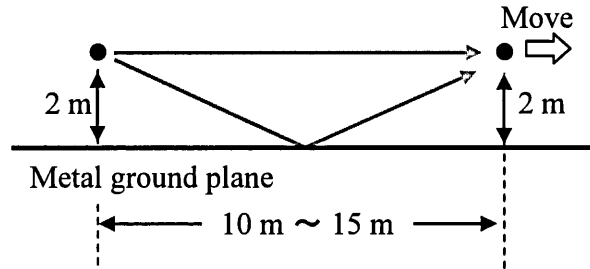


図3 点波源によるシミュレーション

最も簡単な例として, 図3に示すように垂直偏波の点波源を送受信アンテナとして金属大地面上で測定した場合について考える．このとき, 金属大地面からの反射波が, 直接波以外の不要な成分と考えられる．周波数 9GHz, 送受信アンテナの高さを 2m のときにアンテナ間距離を 10m~15m の範囲で 1cm ずつ変化させて求めた動作利得の自由空間値との差異を図4に示す．

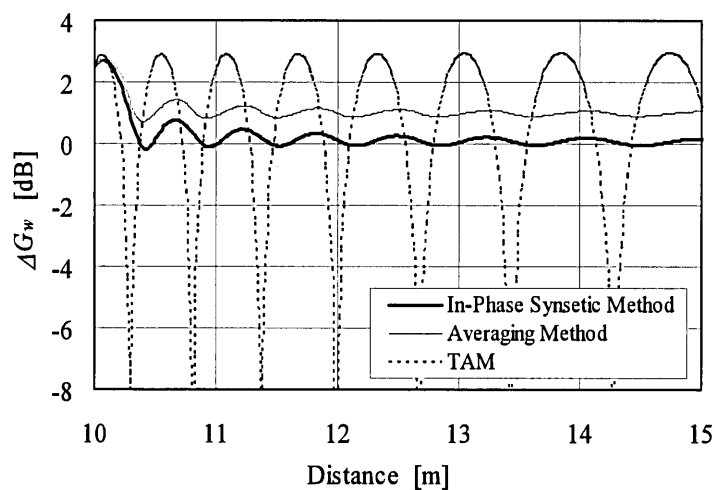


図4 点波源によるシミュレーション結果
(9 GHz, アンテナ高さ 2m, 垂直偏波)

黒色の実線は本報告で提案する位相合成法で距離 10m から横軸に示す距離までのデータを用いて求めた結果，点線はそれぞれの距離におけるデータだけを用いた通常の 3 アンテナ法による較正結果，灰色の実線はそれぞれの距離における 3 アンテナ法による較正結果の距離 10m から横軸に示した距離までの結果の平均値，

$$\bar{G}_w = \frac{1}{I} \sum_I^I G_w(R_I) \quad (5.33)$$

を求めた結果（以下，平均法と呼ぶ）である．

これを見ると，通常の 3 アンテナ法では，直接波と反射波の干渉によって結果が大きく変化してしまっているのに対し，本報告で提案する位相合成法及び平均法は移動距離が大きくなるにしたがって変動が小さくなり値が収束していくことが分かる．しかしながら平均法では，式(23)から分かるように，自由空間値とは異なる値に収束しており動作利得は正しく求まらない．一方，位相合成法による結果は自由空間値に収束しており，動作利得が正しく得られることが分かる．ただし，移動距離が不十分で，金属大地面による反射波の位相が直接波に対して十分変化しないうちは，式(10)の条件を満足せず，位相合成法でも自由空間値は得られない．金属大地面上にて動作利得の自由空間値を求めたい場合には，位相が十分変化するようなアンテナ配置（高さ，移動距離）を選ぶ必要がある．なお，測定サイト周辺からの反射の影響は，位相回転が激しいために，ただちに減少することが予想される．

5.3.5 実験

提案する較正法の妥当性を検証するために、被較正アンテナとして、ダブル・リッジド・ガイド・アンテナ (ETS Lindgren 社製 3115) を 3 個用意し実験を行った。図 5 に示すように、測定は屋外のオープンサイト (金属大地面 $45\text{m} \times 30\text{m}$) の中央で行い、送受信アンテナ間距離は位相中心による影響[7]が、小さくなるように開口面間の距離を $10\text{m} \sim 12\text{m}$, 1cm 間隔で測定する (測定点数 101 点) こととした。また、送受信アンテナの高さは、どちらも 2m とした。偏波面は垂直偏波, 水平偏波について測定した。

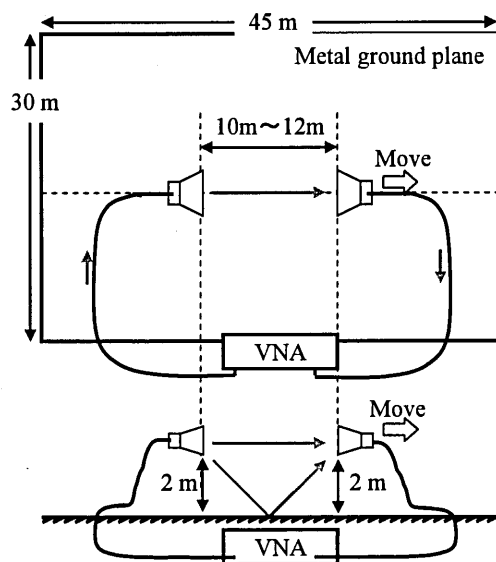


図 5 実験の概要
(屋外オープンサイト $45\text{m} \times 30\text{m}$)

周波数 9GHz において垂直偏波で測定して得られた結果を図 6, 水平偏波で測定して得られた結果を図 7 に示す。それぞれ、黒色の実線は位相合成法による結果, 点線はそれぞれの距離ごとに通常の 3 アンテナ法によって得た結果, 灰色の実線はそれらの平均値 (平均法), 破線は 6 面電波暗室内において開口面間距離を 15m として較正した結果 (自由空間値) である。

図 6 をみると、位相合成法による較正結果は、自由空間値に収束しているのが分かる。一方、平均法は違った値に収束する様子が分かる。また、図 6 と図 7 を比べると、垂直偏波の場合に比べて水平偏波の場合の方が、位相合成法による結果と平均法による結果の差が小さいことが分かる。これは、各距離におけ

る 3 アンテナ法による較正結果の変動の大小からも分かるように、垂直偏波に比べて水平偏波の方が金属大地面の方角への放射が小さく、受信アンテナに到達する反射波成分が弱いのである。

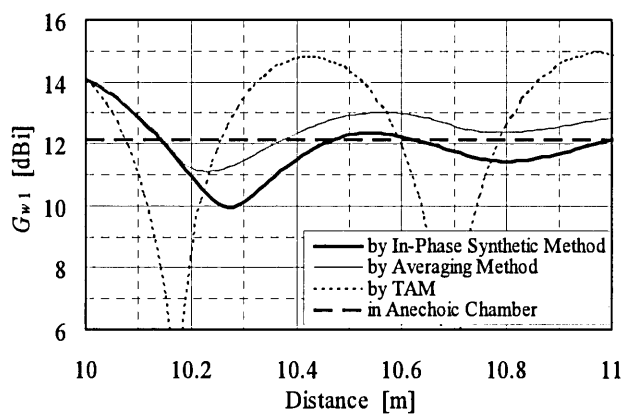


図 6 位相合成法による較正結果
(9GHz, 垂直偏波)

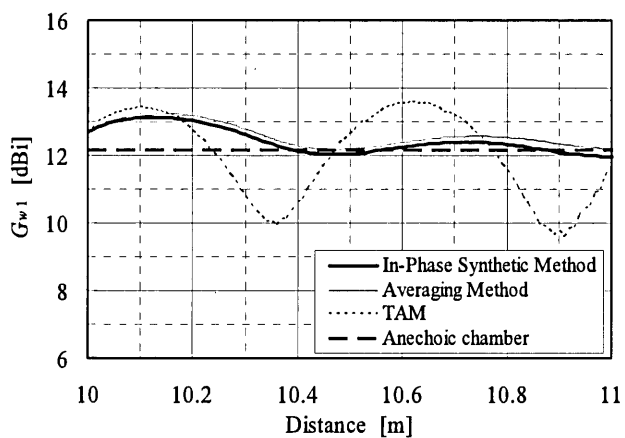


図 7 位相合成法による較正結果
(9GHz, 水平偏波)

図 8 は、ダブル・リッジ・ガイド・アンテナの使用可能周波数範囲である 1GHz～18GHz について較正した結果である。◇印は垂直偏波の測定結果から位相合成法によって求めた結果、■印は水平偏波での測定結果から位相合成法によって求めた結果、破線は 6 面電波暗室における較正結果（自由空間値）である。また、図 9 に位相合成法による結果と 6 面電波暗室で得られた結果との差異を示す。周波数が 4GHz 以下では、直接波と反射波の位相差が不十分であるために反射波の影響が取り除けず、周波数が低くなるほど自由空間値との差異が増大するが、4GHz 以上では+0.5dB～-0.8dB の範囲で動作利得の自由空間値を決定することができた。

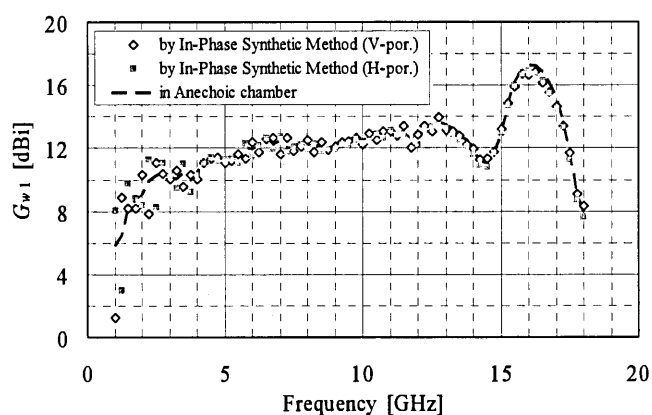


図 8 位相合成法による較正結果

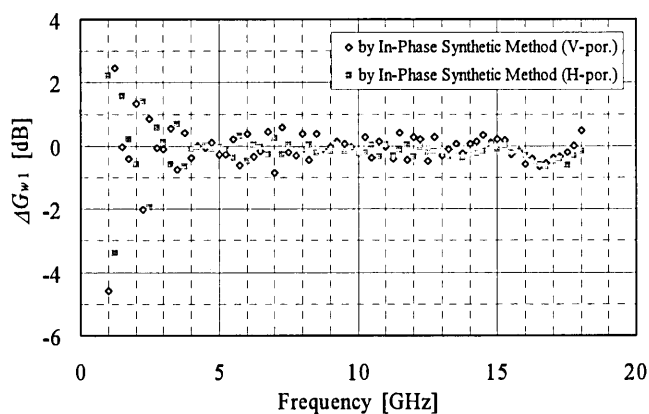


図 9 位相合成法による較正結果の
自由空間値との差異

5.3.6 むすび

本報告では、位相合成法を用いた3アンテナ法によるアンテナ較正法について提案した。具体的には、送受信アンテナ間距離を変化させて S_{21} を測定し、アンテナ間距離によって生じる位相変化を補償し S_{21} を合成することによって S_{21} の自由空間値を推定することで動作利得の自由空間値が決定でき、サイトの不完全性を低減できることを示した。提案方法の妥当性を示すために、ダブルリッジドガイドアンテナを金属大地面上で較正した。電波暗室における較正結果と比較し、周波数4GHz以上では最大0.8dB以内の差異で、電波暗室内における較正結果と同等の結果が得られることを明らかにした。今後の課題は、較正に最適なアンテナ間距離や移動距離、間隔、アンテナ高を明らかにし、較正の不確かさを明らかにすることや、各種アンテナへの適用が挙げられる。

付 録

A. 動作利得と実効長の関係

図1に示す受信アンテナの概要と等価回路に対し、平面波 E が到来するとき、受信アンテナに接続された負荷で消費される電力は、実効長を用いて表すと、

$$P_0 = \text{Re}[VI^*] = |V|^2 \text{Re}\left[\frac{1}{Z_0}\right]^* = \frac{|h_e|^2 |E|^2}{|Z_m + Z_0|^2} \text{Re}[Z_0] \quad (\text{A1})$$

一方、平面波が持つポインティングベクトル $\langle S \rangle$ は、

$$\langle S \rangle = |E|^2 / 120\pi \quad (\text{A2})$$

で与えられ、実効面積と利得の関係を用いてポインティングベクトルと実効面積の積により消費電力、

$$\begin{aligned} P_0 &= A_e \langle S \rangle \\ &= \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} G_a \right) (1 - |\Gamma_m|^2) \frac{|E|^2}{120\pi} \\ &= \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} G_w \right) \frac{|E|^2}{120\pi} \end{aligned} \quad (\text{A3})$$

が得られる。したがって、動作利得と実効長との関係は、次式で与えられる。

$$G_w = 120 \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 \frac{|h_e|^2 \text{Re}[Z_0]}{|Z_m + Z_0|^2} \quad (\text{A4})$$

なお、アンテナ係数は、

$$F_A = \left| \frac{Z_m + Z_0}{h_e Z_0} \right| \quad (\text{A5})$$

であるから、 Z_0 が虚部を持たない実数(例えば、 $Z_0=50\Omega$) ならば、動作利得とアンテナ係数との関係は、

$$G_w = \frac{120}{Z_0} \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{F_A^2} \quad (\text{A6})$$

あるいは、

$$F_A = \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \sqrt{\frac{120}{G_w Z_0}} \quad (\text{A7})$$

である。

5.4 むすび

本報告では、位相合成法を用いた 3 アンテナ法によるアンテナ較正法について提案した。具体的には、送受信アンテナ間距離を変化させて S_{21} を測定し、アンテナ間距離によって生じる位相変化を補償し S_{21} を合成することによって S_{21} の自由空間値を推定することで動作利得の自由空間値が決定でき、サイドの不完全性を低減できることを示した。提案方法の妥当性を示すために、ダブルリッジドガイドアンテナを金属大地面上で較正した。電波暗室における較正結果と比較し、周波数 4GHz 以上では最大 0.8dB 以内の差異で、電波暗室内における較正結果と同等の結果が得られることを明らかにした。

参考文献

- [1] “アンテナ工学ハンドブック,” 第 2 版, 電子情報通信学会, 2008.
- [2] 安達三郎, “電磁波工学,” コロナ社, 1983.
- [3] 山中幸雄, 杉浦 行, “位相合成法を用いた V/UHF アンテナの実効放射電力測定法,” 信学技報, MW84-50, pp. 7 - 12, 1984
- [4] 山中幸雄, 杉浦 行, “位相合成法を用いた V/UHF アンテナの実効放射電力測定法(II),” 信学技報, EMCJ85-83, pp. 19 - 24, 1985
- [5] Y. Yamanaka, and A. Sugiura, “Measurements of Effective Radiated Power by means of In-Phase Synthetic Method,” The Trans. of the IEICE, Vol. E73, no. 10, pp.1738 - 1745, 1990
- [6] K. Fujii, S. Harada, A. Sugiura, Y. Matsumoto, Y. Yamanaka, “An Estimation Method for the Free-Space Antenna Factor of VHF EMI Antennas,” IEEE Trans. on EMC, vol. 47, no. 3, pp. 627-634, Aug. 2005.
- [7] 張間勝茂, 坂齊誠, 藤井勝巳, 山中幸雄, “位相中心を考慮したダブルリッジドガイドアンテナの校正,” 2009 信学総大, B-4-36, p. 379, Mar. 2009.

第6章 1GHz 超の妨害波測定サイトの特性評価法

6.1 まえがき

CISPR（国際無線障害特別委員会）では、1-18 GHz の妨害波測定法（たとえば、文献[1]，[2]），および 1-6 GHz の情報通信機器の妨害許容値（たとえば、文献[3]）を標準化している．しかしながら、1 GHz 以上の測定不確かさ評価法[4] に関しては現在検討中である．妨害波測定の不確かさの主要因として、測定場の特性を示す SVSWR (site voltage standing-wave ratio) があげられる．しかし CISPR では、SVSWR 測定法に関する技術的な裏付けが明確に記述されていない．

そこで本論文では、CISPR で定められている周波数ステップや、送信アンテナの移動距離などの測定パラメータの妥当性を確認するため、多重波モデルを用いて数値解析を行う．次に、SVSWR と放射妨害波の測定値の相関を得るため、送受信アンテナ間に設置した吸収体の設置パターンを変え、それぞれ測定する．そして、その相関関係から、SVSWR の値に基づく放射妨害波測定の不確かさ導出法を提案する．

6.2 SVSWR 法による測定サイトの評価法

6.2.1 はじめに

周囲反射波が測定エリアへ与える影響を評価するため、送受信アンテナ間距離を変え、SVSWR を測定する．SVSWR は、送信アンテナを移動し、測定値を移動距離で換算したときの最大値(V_{max})、最少値(V_{min}) の差より求められ、以下の式のようにあらわされる．

$$SVSWR \text{ [dB]} = V_{max} - V_{min} \quad (6.1)$$

ここでは自由空間内の伝搬を仮定し、測定値を $V_{meas.}$ ，送受信アンテナ間距離を D ，移動距離を d とし、以下の式で受信レベルを距離換算した．

$$V = V_{meas.(n)} + 20\log_{10}\left(\frac{D + d_{(n)}}{D}\right) \quad (6.2)$$

SVSWR は、暗室内の周囲反射波が増えるに従い、その値は大きくなる．SVSWR は測定帯域内における最大値で評価され、CISPR では、測定に使用可能なサイトの値として 6 dB 以内であることを要求している．

SVSWR 測定は図 6.1 に示す測定系で行う。吸収体は送受信アンテナ間に配置し、試験空間内の 4 か所(F6, L6, R6, C6)において、S パラメータの S21 を測定する。このとき、F6 から受信アンテナまでの距離は 3 m とし、L6, R6, C6 までの距離は試験空間（規格を満たし、試験に用いることのできる円筒状の空間）により異なる。また、送信アンテナは、F6, L6, R6, C6 の各ポジションから、2, 10, 18, 30, 40 cm 移動させ、SVSWR の測定を行う。このとき、送信アンテナの指向性は面内等方性のダイポールアンテナを使用する。しかし、CISPR16-1-4 [1] には、送信アンテナの移動距離、ポジショ

ン数、周波数ステップ(CISPR では、50 MHz) に対する技術的根拠が明確に記述されていない。そこで、数値解析を行い、SVSWR 測定法の技術的根拠を明確にする。

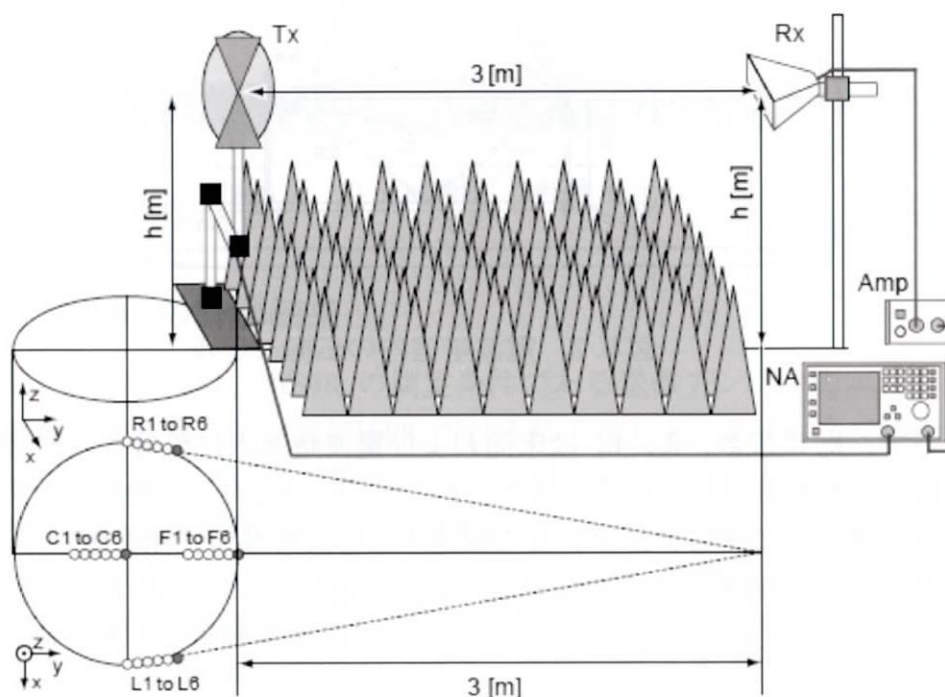


図 6.1 SVSWR 測定系

6.2.2 SVSWR の計算モデル

SVSWR の測定では、送受信アンテナ間距離を変化させ、直接波(ED)と周囲反射波の定在波比を測定し、測定サイトの評価を行う。ここでは図 6.2 に示す伝搬モデルを使い、床面(EG)、受信アンテナの左側側面(EL)、右側側面(ER)、天井(EC)、送信アンテナの背面(EB)の各反射波を考慮した。受信電界 E は、ベク

トリスに合成されたものであり、以下の式で表現することができる。

$$\begin{aligned}
 E &= E_D + E_G + E_L + E_R + E_C + E_B \\
 &= E_0 \left(\frac{e^{-jk_0 D}}{D} + R_1 \frac{e^{-jk_0 r_g}}{r_g} - R_2 \frac{e^{-jk_0 r_l}}{r_l} \right. \\
 &\quad \left. - R_2 \frac{e^{-jk_0 r_r}}{r_r} + R_2 \frac{e^{-jk_0 r_c}}{r_c} + R_2 \frac{e^{-jk_0 r_b}}{r_b} \right). \quad (6.3)
 \end{aligned}$$

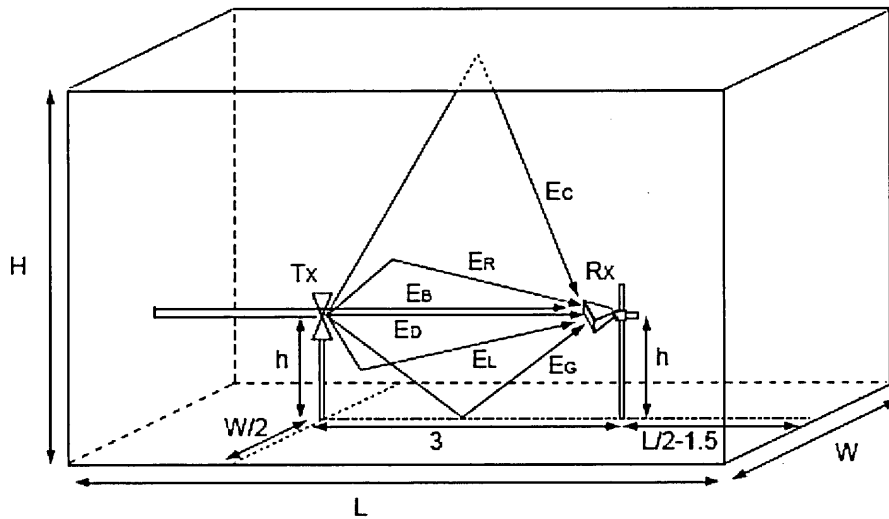


図 6.2 電波暗室内の伝搬モデル

ここで、 k_0 は波数、 R_1 、 R_2 は床面および電波暗室内に設置された吸収体の反射係数をそれぞれ示している。また、 r_g 、 r_l 、 r_r 、 r_c 、 r_b は送信アンテナから各吸収体で反射して受信アンテナまで到達する各反射波の伝搬距離を示し、床面、受信アンテナの左側側面、右側側面、天井、送信アンテナの背面で反射した反射波の経路長をそれぞれ示している。ここでは計算を簡単化するため、 E_0 を 1 とした。

また、SVSWR 測定の計算モデルを図 6.3 に示す。SVSWR は、距離 d を変えたときの電界強度の最大値 (E_{\max} , dB) と最小値 (E_{\min} , dB) の差から計算するため、以下の式のように dB で表現される。

$$\begin{aligned}
 \text{SVSWR}_{\text{dB}} &= E_{\max, \text{dB}} - E_{\min, \text{dB}} \\
 &= \left| \text{Max}\{E_{(1), \text{dB}}, \dots, E_{(n), \text{dB}}\} \right. \\
 &\quad \left. - \text{Min}\{E_{(1), \text{dB}}, \dots, E_{(n), \text{dB}}\} \right|. \quad (6.4)
 \end{aligned}$$

式(4) 中の各電界強度は、自由空間伝搬を考慮し、基準点における距離換算

を以下の式で行った.

$$E_{(n),dB} = 20\log_{10}(E_{(n)}) + 20\log_{10}\left(\frac{r_1 + d_{(n)}}{r_1}\right). \quad (6.5)$$

ここで, $E(n)$ はポジション n (CISPR の測定では, n は 1 から 6) における電界強度であり, $d(n)$ は基準点からの移動距離を表している.

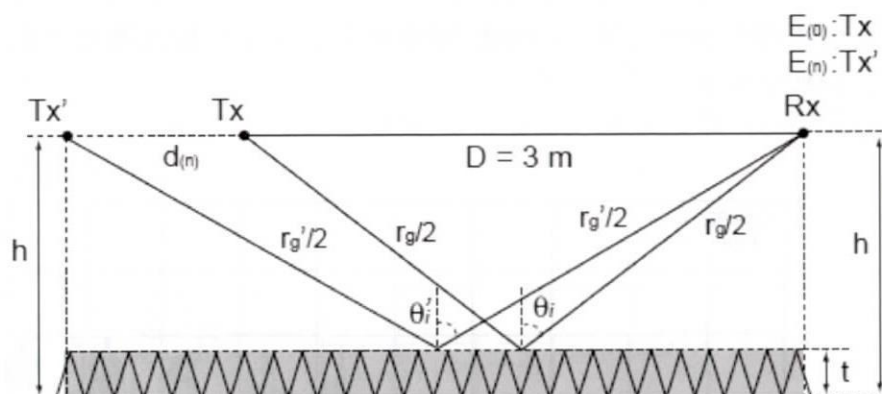


図 6.3 SVSWR 測定の計算モデル

6.2.3 SVSWR の計算結果

CISPR16-1-4 [1] には, SVSWR の測定条件である送信アンテナのポジション数, 移動距離, 周波数ステップ (CISPR ではそれぞれ 6 点, 3.4 m まで移動, 50 MHz ステップ) に関する技術的根拠が明確に記述されていない. そこで, 3 節の計算モデルを使い数値計算により評価する. ここでは, 図 6.2 の W , L , H をそれぞれ 6, 8, 5.5 m, 図 6.3 の h を 1 m, t を 0.3 m とした. また, 式 (3) の R_1 と R_2 は, 吸収体の電気定数や入射波の入射角により周波数依存性がある. しかし, 送信アンテナの移動距離が短い場合, 式 (5) の d が変化しても経路長の変化が小さいため, ここでは R_1 , R_2 の値を周波数や入射角によらず一定とした. まず, R_2 を -0.05, 周波数ステップを 50 MHz, 送信アンテナを CISPR で規定された距離で移動する. この条件下で CISPR の許容値である 6 dB となる R_1 の値は -0.3 となった. ここでは, 数値計算に用いる各パラメータは特に断りがない限り, R_1 を -0.3, R_2 を -0.01, -0.05, -0.1 とした.

(1) 送信アンテナのポジション数

CISPR16-1-4 では, 送信アンテナを基準点から 2, 10, 18, 30, 40 cm 移動し, 6 つの受信レベルから SVSWR を導出する. このポジション数が最適化どうかを

確認するため、送信アンテナを基準点から 1 cm ステップで 40 cm 移動したときの SVSWR の値(41 点)を計算し、CISPR 規定によるポジション数で得られた SVSWR の値(6 点)と比較した。ここでは、周波数ステップを 1 MHz とした。数値計算により得られた各 SVSWR を図 6.4 に示す。また、各パラメータに対する SVSWR の最大値を表 1 に示す。この結果から、CISPR 規定と 1 cm ステップで移動したときの SVSWR の最大値の差は 0.1 dB 以下である。つまり、CISPR 規定の測定ではわずか 6 点の移動で、41 個の受信レベルから得られた SVSWR 値とほぼ同等な値を得られており、CISPR 規定のポジション数は実測において有効なポジション数である。

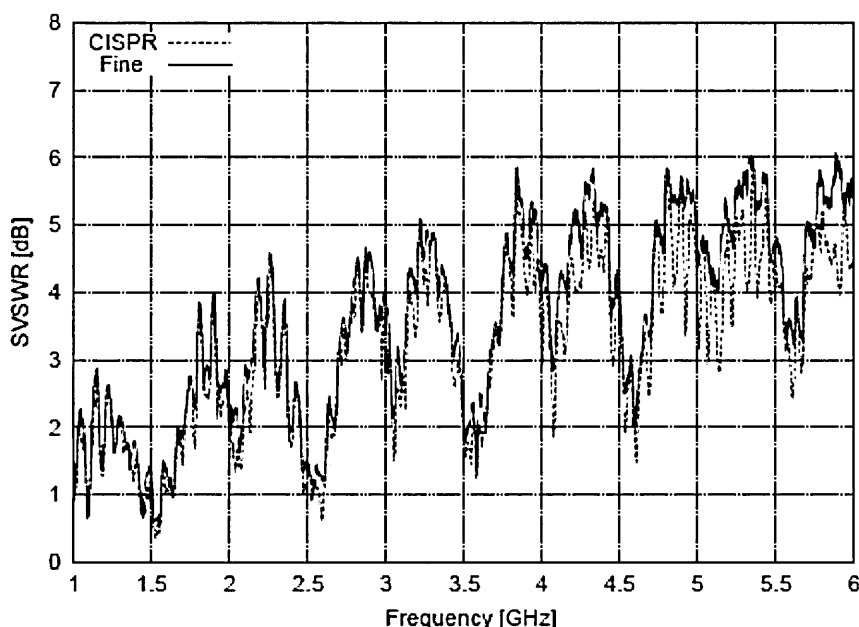


図 6.4 数値計算により得られた各 SVSWR(送信アンテナを CISPR 規定(CISPR), および 1 cm ステップで移動(Fine))

(2) 送信アンテナの移動距離

CISPR16-1-4 では、送信アンテナの最大移動距離は 40 cm である。しかし、この移動距離が短い場合、測定サイトの過小評価につながる。そこで、送信アンテナを図 6.1 の F6 から、1cm ステップで 200 cm 動かしたときの SVSWR の最大値を計算した。各パラメータに対する SVSWR の最大値を図 5 に示す。40 cm までは SVSWR の最大値が急激に大きくなるが、それ以降、最大値の傾きは緩やかになっている。また、図 6.5 の 40 cm と 200 cm の位置における SVSWR の値に着目すると、各 R2 に対する差はそれぞれ、0.36 dB ($R2=-0.01$), 1.08 dB ($R2=-0.05$), 1.93 dB ($R2=-0.1$) となり、送信アンテナを 3.4

m まで移動すれば、測定結果に与える影響が十分小さいことが確認できる。

(3) 測定周波数ステップ

CISPR16-1-4 では SVSWR 測定のための周波数ステップを 50 MHz 以下に設定するよう要求している。しかし、その周波数ステップが妥当かどうかを確認するため、1 MHz および 50 MHz ステップに設定したときの SVSWR の最大値を比較した。このとき、送信アンテナは CISPR で規定されているポジションとし、その最大値を比較した。各パラメータに対する SVSWR の最大値を表 6.1 に示す。1 MHz および 50 MHz ステップで得られた SVSWR の最大値の差は 0.32 dB 以下と十分小さく、50 MHz ステップで測定した場合、測定結果への影響は十分小さいことが確認できる。

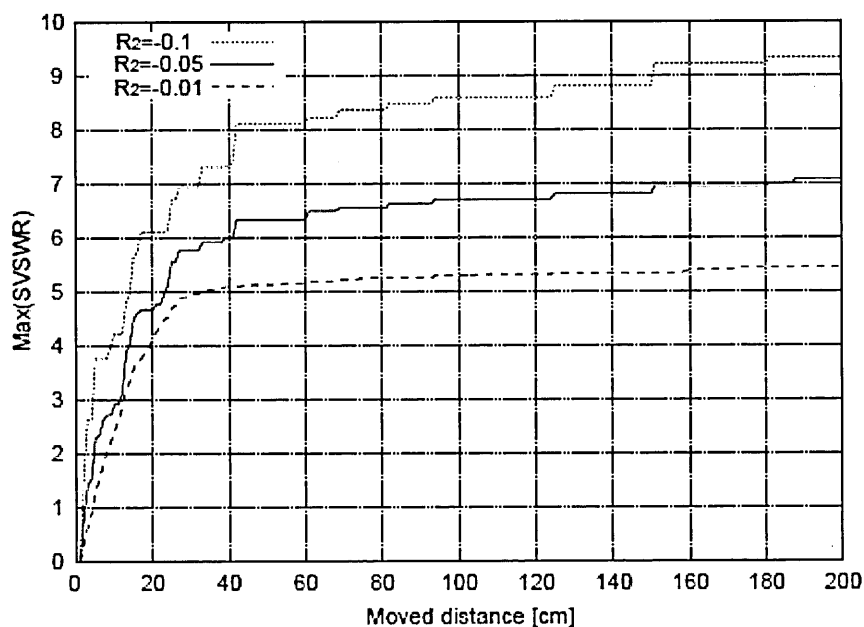


図 6.5 送信アンテナを 1 cm ステップで 200 cm 移動したときの SVSWR の最大値

表 6.1 SVSWR 測定時の周波数ステップによる影響

	R_1				
	-0.300	-0.355	-0.382	-0.468	-0.500
Model 1 (1 MHz)	5.05	6.00	6.47	8.07	8.72
Model 1 (50 MHz)	5.04	5.99	6.47	8.07	8.71
Model 2 (1 MHz)	4.68	5.56	6.00	7.47	8.05
Model 2 (50 MHz)	4.62	5.50	5.94	7.40	7.99
Model 3 (1 MHz)	3.79	4.49	4.85	6.00	6.45
Model 3 (50 MHz)	3.74	4.45	4.80	5.94	6.38

6.2.4 むすび

CISPR では、SVSWR を測定する際、送信アンテナの移動距離、ポジション数、周波数ステップを規定している。しかし、それらのパラメータに対する技術的根拠が明確に記述されていない。そこで、本項では数値解析を行い、現 SVSWR 測定法の技術的根拠、妥当性を明らかにした。

6.3 測定サイト特性に起因する妨害波測定の不確かさについて

6.3.1 はじめに

前節では、CISPR16-1-4 による SVSWR 測定法の有効性を確認した。これらの知見をもとに、SVSWR と放射妨害波の測定値のばらつき、測定の不確かさに関する定量的な関係性を調べる。

6.3.2 SVSWR 測定と妨害波測定の関係

(1) SVSWR 測定

上記の目的のため、ここでは SVSWR と疑似 EUT から放射される電界強度を測定する。ここでは、送受信アンテナ間に設置する吸収体を図 6.6 に示す配置とした。図中に吸収体の設置個所をグレーで示すとともに、吸収体のサイズ、および電波暗室の大きさを示した。

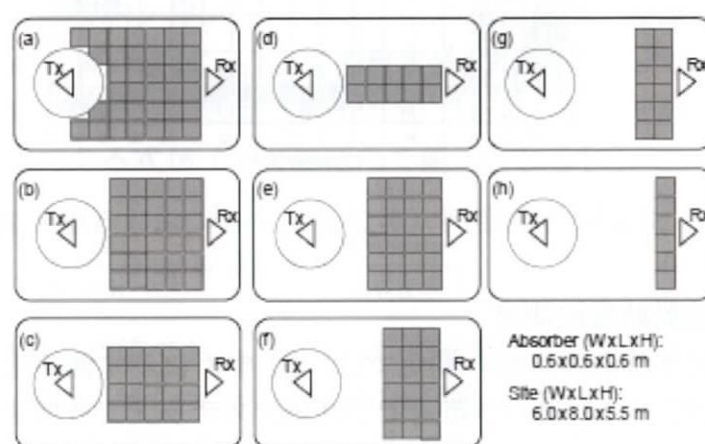


図 6.6 吸収体の設置個所

SVSWR は、図 6.1 に示す測定系を用い、CISPR16-1-4 による方法で測定を行った。ここでは試験空間の直径を 1.2 m、送受信アンテナの高さを 1 m とした。SVSWR は水平、垂直偏波について測定した。SVSWR の測定例として、ポジション C における垂直偏波成分を図 6.7 に示す。(a) から (f) のサイトについては、すべて CISPR で規定される許容値の 6 dB 以下となっているが、(g) と (h) のサイトについては、金属床面からの反射の影響により、SVSWR の値が大きくなっている。

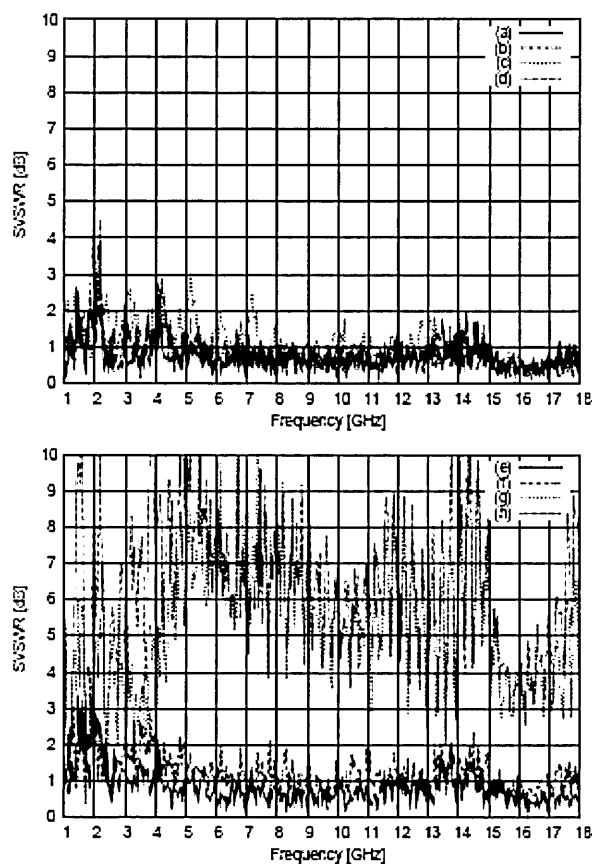


図 6.7 SVSWR の測定例（ポジション C における垂直偏波成分）

(2) EUT の放射妨害波測定

EUT から放射される妨害波の測定では、図 6.8 に示す測定系を用いた。測定に用いた EUT は、1-18 GHz の範囲で 200 MHz ステップで放射するコムジェネレータを使用した。EUT にはディスコーンアンテナが接続されており、その水平面内は等方性となっている。また、その放射レベルは、垂直偏波が水平偏波よりも強い。この EUT を発泡スチロール製の測定台の上に配置し測定した。各サイトにおける電界強度の垂直偏波成分を図 6.9 に示す。電界強度が最も変動したのが 1.2 GHz の 11.6 dB で、そのときの S/N は 6.1 dB であった。電界強度の変動が最も小さいのが 3.8 GHz の 0.4 dB で、そのときの S/N は 31.6 dB となった。この結果から、吸収体の設置パターン以外にも、S/N によっても電界強度が大きく変動することがわかる。

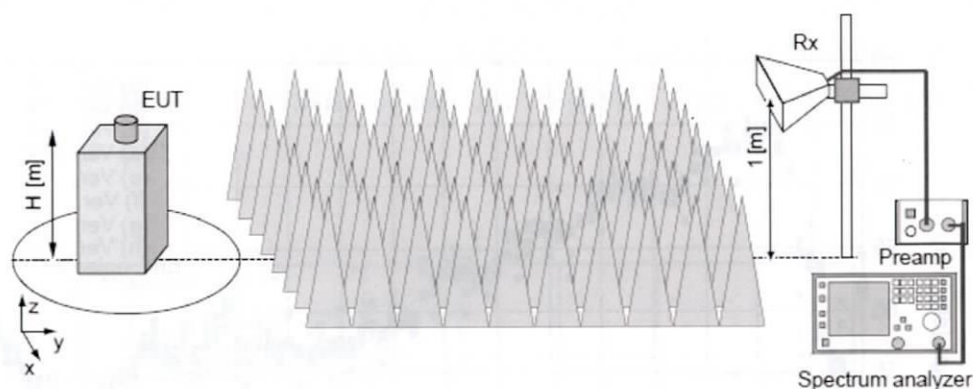


図 6.8 EUT から放射される妨害波の測定システム

吸収体の各設置パターンにおける SVSWR と妨害波測定のばらつきの関係を得るため、図 6.9 の電界強度のうち、背景雑音レベルから 10 dB 以上確保している電界強度を用いて関係性を調べた。各 SVSWR に対する電界強度のばらつきを図 6.10 に示す。図中の横軸は SVSWR 値を示し、縦軸は周囲反射波の影響が最も小さい吸収体の配置パターンである図 6.6 の(a) に示す配置における電界強度と、各吸収体の設置パターンにおける電界強度の差を示している。また、受信される妨害波は、直接波と周囲反射波の和で表現することができ、妨害波の位相が同相、逆相である式(6.6) の範囲内で観測される[6]。

$$\frac{2}{S_{VSWR} + 1} \leq \Delta E \leq \frac{2S_{VSWR}}{S_{VSWR} + 1} \quad (6.6)$$

ここで、SV SWR は真値であり、式(6.6) で計算した範囲を図 6.10 に線で示す。SVSWR が高い場合、ばらつきは計算値の範囲に収まっている。しかし、SVSWR が 2 dB 以下のエリアに注目すると、許容値を超えている。この原因として、妨害波測定時の S/N が十分に確保されていないなどの理由により、計算値の範囲を超えたものと考えられる。

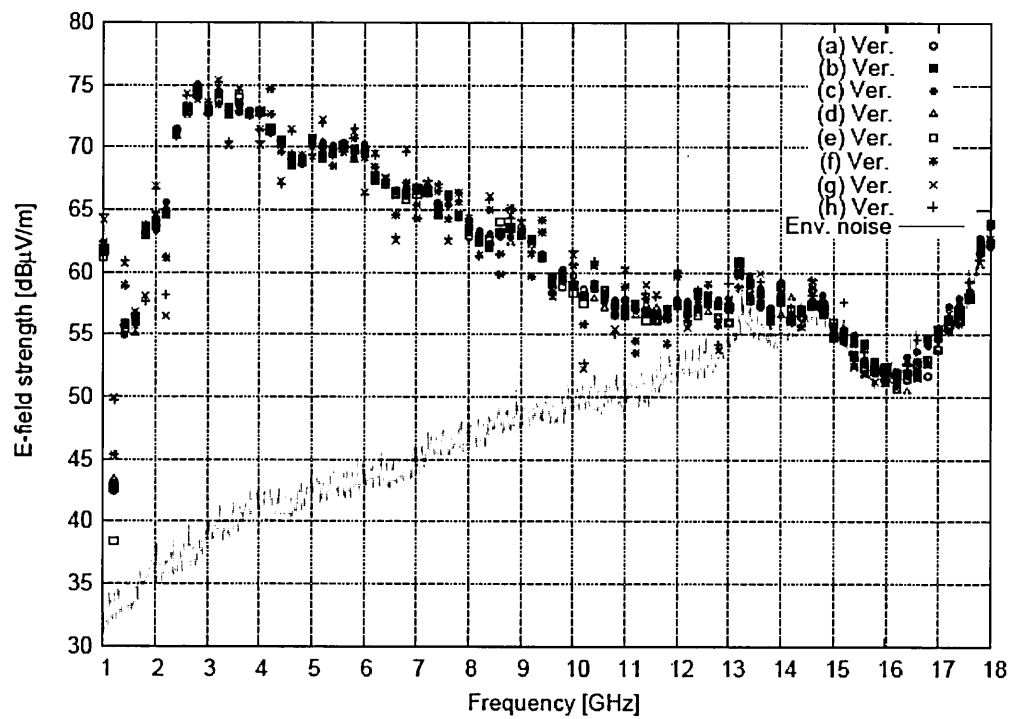


図 6.9 各設置パターンにおける妨害波の測定結果

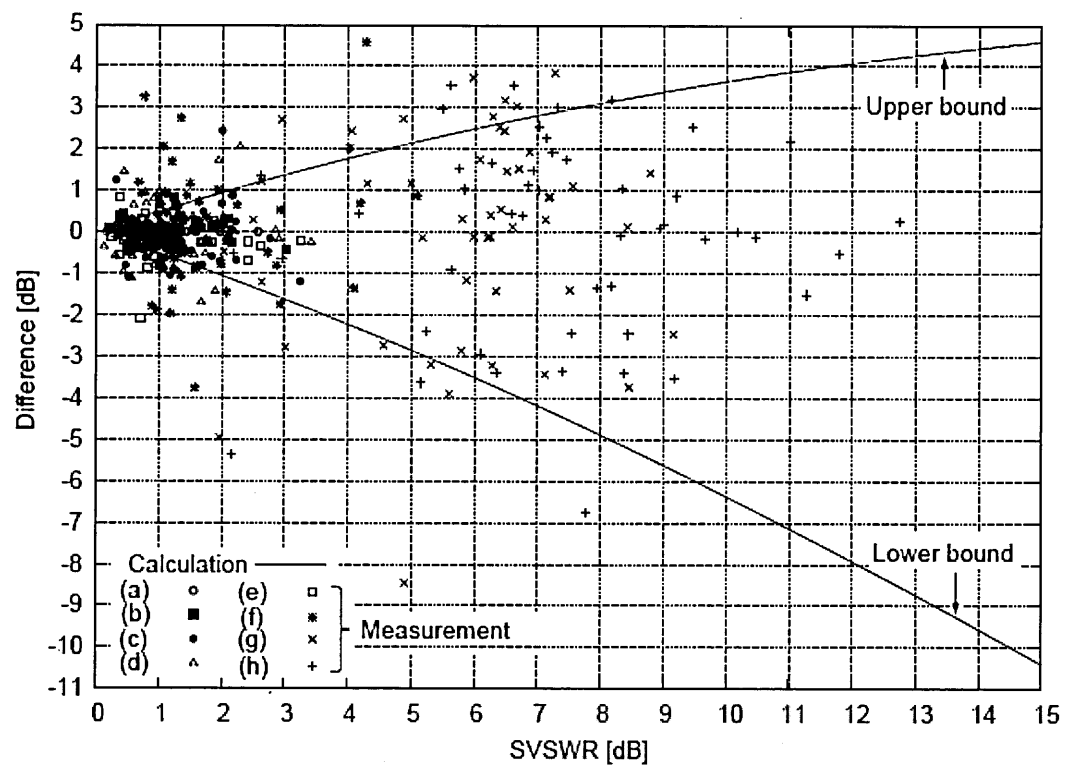


図 6.10 SVSWR と妨害波測定結果の関係

次に、妨害波測定の際のばらつきの確率密度関数を得るため、式(6.6)の下限を-1, 上限を+1 となるように測定値を規格化し、その結果を図 6.11 に示す。χ² 検定を行った結果、 $2 \leq \text{SVSWR} \leq 6 [\text{dB}]$ という条件下では、三角形分布とみなせることがわかった。

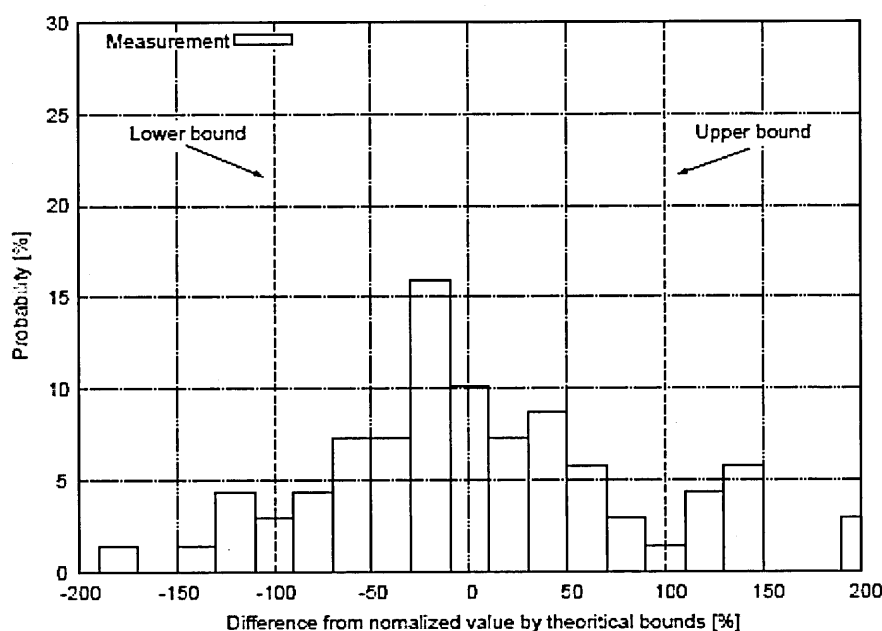


図 6.11 SVSWR の理論値で正規化した確率密度分布

6.3.3 1GHz 超の妨害波測定の不確かさに関する評価

測定結果のばらつきの原因の一つとして、測定テーブル台の影響が考えられる。測定テーブルの影響は SVSWR 測定と同じ測定系で行い、吸収体の設置パターンは図 6.6 の(a) とした。送信アンテナは、測定テーブルから 10 cm の高さに配置し、テーブル有無時の S21 のレベル差を測定した。図 6.12 にテーブル有無時のレベル差を示す。発泡スチロール製のテーブルを使用すると、1-6 GHz の範囲では±0.5 dB 以内、6-18 GHz の範囲では±1.0 dB 以内となり、測定テーブルの影響は小さいことが確認できる。

CISPR16-1-4 には SVSWR の値は 6 dB 以下とするよう記載されている。SVSWR の定義から、SVSWR = 6.0 dB は電界強度に対し、式(6.6)によると -3.5 dB/+2.5 dB の測定のばらつきを含んでいる。その絶対値が大きい下限の値(3.5 dB)を採用し、三角形分布を仮定すると、測定サイトの不完全さは 1.43 dB の標準不確かさを含んでいることになる。この結果より、CISPR [4] で定義されている 1-18 GHz の妨害波測定の不確かさと、我々が提案する評価項目を下線で示すと、

表 6.2 のようになる。これらの項目を考慮すると、妨害波測定の変動不確かさは 1-6 GHz で 5.35 dB, 6-18 GHz においては 5.39 dB となった。

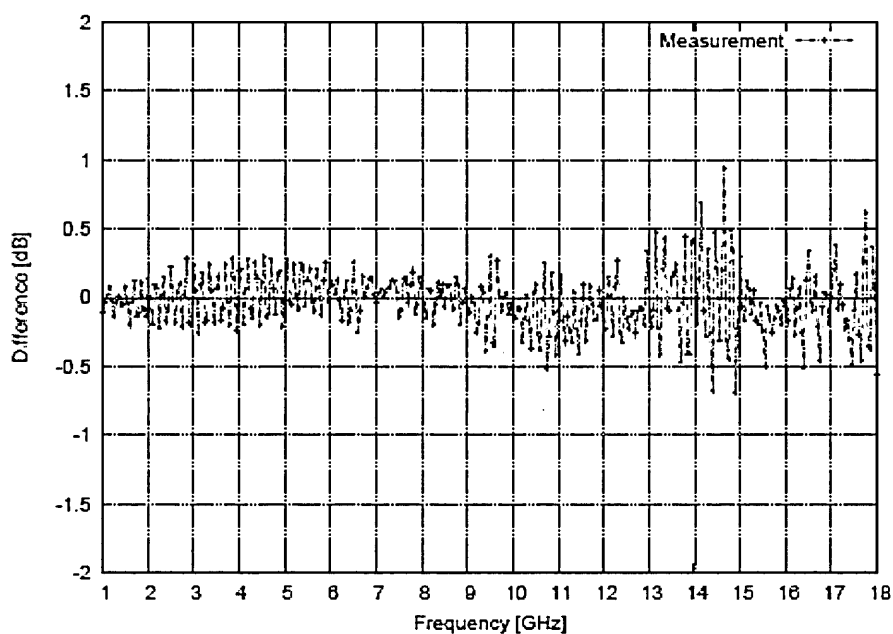


図 6.12 発泡スチロール製のテーブルの影響

6.3.4 むすび

測定した電界強度がばらつく原因として、測定サイトの不完全さが関係していることを確認した。そのため、測定結果の違いを減らして、再現性を向上するには、サイトの特性の改善（例えば、吸収体の設置エリアを工夫する）や、放射妨害波へ与える影響が小さい発泡スチロールなどの測定台の使用が必要である。

表 6.2 1-18GHz の放射妨害波測定の不確かさの表

入力量	X_i	Uncertainty of X_i		$c_i u(X_i)^{(a)}$ dB
		dB	確率分布	
受信機の読み	V_r	± 0.1	正規分布 ($k = 1$)	0.10
減衰量：アンテナと受信機間 (1-6 GHz)	a_c	± 0.3	正規分布 ($k = 2$)	0.15
減衰量：アンテナと受信機間 (6-18 GHz)	a_c	± 0.6	正規分布 ($k = 2$)	0.30
プリアンプゲイン	G_p	± 0.2	正規分布 ($k = 2$)	0.10
アンテナ係数	F_a	± 1.0	正規分布 ($k = 2$)	0.50
受信機に関する要素：				
正弦波電圧	δV_{sw}	± 1.5	正規分布 ($k = 2$)	0.75
プリアンプの変動	δG_p	± 1.2	矩形分布	0.69
ノイズの影響 (1-6 GHz)	δV_{nf}	$+0.7/0.0$	矩形分布	0.40
ノイズの影響 (6-18 GHz)	δV_{nf}	$+1.0/0.0$	矩形分布	0.58
不整合：アンテナとプリアンプ間	δM	$+1.3/-1.5$	U 分布	0.99
不整合：プリアンプと受信機間	δM	$+1.2/-1.4$	U 分布	0.92
アンテナに関する要素：				
AF の周波数の補間	δF_{af}	± 0.3	矩形分布	0.17
指向性の差異	δa_{dir}	$+3.0/-0.0$	矩形分布	0.87
位相中心の位置 (3 m)	δa_{ph}	± 0.3	矩形分布	0.17
交差偏波	δa_{cp}	± 0.9	矩形分布	0.52
サイトに関する要素：				
サイトの不完全さ	δS_{VSWR}	$+2.5/-3.5$	三角形分布	<u>1.43</u>
測定テーブルの影響	δA_{NT}	± 0.5	矩形分布	<u>0.29</u>
測定テーブルの影響	δA_{NT}	± 1.0	矩形分布	<u>0.58</u>
測定距離 (3 m)	δd	± 0.3	矩形分布	0.17
テーブルの高さ	δh	± 0.0	正規分布 ($k = 2$)	0.00
距離 3 m における測定の拡張不確かさ ($2 u_c(E)$) :				
5.35 dB (1 - 6 GHz) , 5.43 dB (6 - 18 GHz)				
(a) All $c_i = 1$				

6.4 むすび

CISPR では, SVSWR を測定する際, 送信アンテナの移動距離, ポジション数, 周波数ステップを規定している. しかし, それらのパラメータに対する技術的根拠が明確に記述されていない. そこで, 本項では数値解析を行い, 現 SVSWR 測定法の技術的根拠, 妥当性を明らかにした.

測定した電界強度がばらつく原因として, 測定サイトの不完全さが関係していることを確認した. そのため, 測定結果の違いを減らして, 再現性を向上するには, サイトの特性の改善 (例えば, 吸収体の設置エリアを工夫する), 放射妨害波へ与える影響が小さい発泡スチロールなどの測定台の使用, NF の低いプリアンプを使って S/N 比を稼ぐこと, CISPR16-1-1 の規格を満足するような受信機を使う必要がある.

参考文献

- [1] “Amendment 1 - Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-4: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Ancillary equipment - Radiated disturbances”, CISPR 16-1-4 Amd.1 Ed. 2.0, Oct., 2007.
- [2] “Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 2-3: Methods of measurement of disturbances and immunity - Radiated disturbance measurements”, CISPR 16-2-3 Ed. 2.0, Jul., 2006.
- [3] “Information technology equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement”, CISPR 22, Ed. 5.2, Mar., 2006.
- [4] “Uncertainty in EMC measurements”, CISPR/A/942/FDIS, 2011.
- [5] “Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Measuring apparatus”, CISPR 16-1-1 Ed. 2.2, Oct., 2007.
- [6] T. Tosaka and Y. Yamanaka, “Evaluation of Uncertainties in Electromagnetic Disturbance Measurement above 1 GHz due to Site Imperfections”, IEICE Trans. Commun., Vol. E93-B, No. 7, pp. 1690-1696, Jul. 2010.

第7章 結論

PC等の高速化に伴い様々な機器から放射される電磁雑音（電磁妨害波）の高周波化が進んでいる。一方で、1GHz以上のデジタル通信システムが次々と開発され、実用化が進んでいる。このような状況で、1GHz超の電磁干渉問題が懸念されている。このため、CISPR（国際無線障害特別委員会）等の国際標準化機関においては1990年代後半より1GHz超の妨害波規制について検討を行ってきた。この電磁干渉問題を解決するには、まず電磁妨害波の性質を明らかにし、次に電磁干渉のメカニズムを理解したうえで、電磁妨害波の適切な許容値とその測定法を決める必要がある。しかしながらこれまでは、電磁妨害波については主に1GHz未満の周波数、被害システムとしてはアナログ通信を想定して検討が行われ、それに基づいて規制が行われてきた。

このような背景から、本研究では、まず、1GHz超の代表的な電磁妨害波の特性に関する検討を行った。電磁妨害波は時間的に不規則に変化するため、その特徴を平均値や実効値などの単一なパラメータで記述することは困難である。このため、電磁妨害波の雑音振幅に関する統計量（APD/CRD/PSD/PDD：振幅確率分布/交叉率分布/パルス間隔分布/パルス継続時間分布）を計測するための装置を開発した。また、この装置を用いて、準マイクロ波帯（1.5 GHz, 2.1GHz, 2.6GHz）の都市雑音（自動車雑音）の統計的分布を、東京都心の路上において走行しながら測定した。測定の結果、周波数が高くなると雑音電界強度が減少すること、また、雑音インパルスの振幅は対数正規分布に、その発生はポアソン分布で記述できること等が分かった。これらの測定結果は、この周波数帯のデジタル陸上移動通信システム設計の基礎データとなった。

次に、1GHz超の電磁妨害波がデジタル無線通信システムに及ぼす影響について検討を行った。1GHz超の代表的妨害波源として電子レンジ妨害波がある。この電子レンジから発生する妨害波（1-18GHz）の特性を時間領域および周波数領域で測定し、電源方式によって雑音の特性が異なること、また高調波とそれ以外の妨害波では発生機構が異なることを明らかにした。一方、被害側のデジタル通信システムの基本（客観）的な品質は主にビット誤り率（BER）で評価される。そこで、妨害波の時間波形が得られればシミュレーションによって妨害波による通信システムのBER特性の劣化が推定することができることを示した。さらに、電磁妨害波の統計パラメータとして振幅確率分布（APD）に着目し、両者に相関があること、ある仮定の下でAPDからPHS（パーソナルハンディホン）のBER劣化の推定が可能であることを示した。

これらの測定結果は、CISPRにおける1GHz以上の妨害波許容値や測定法を

規定する際の重要な根拠として活用されている。

続いて、1GHz 超の妨害波測定法、特に許容値との適合性判定のために CISPR で検討されている標準的な測定法について検討を行った。妨害波測定においては、測定用受信機、測定用アンテナ、測定用サイトが必要であり、測定結果の正確性や再現性を確保するために、その基本的な特性は規格において定める必要がある。

このため、まず、測定用受信機（スペクトラムアナライザ）のパルス特性（周波数特性・応答波形・インパルス帯域幅と指示値の関係）を測定し、機種により IF フィルタの形状が異なるため、その指示値が異なること、および両者の関連について示し、正確かつ再現性の良い測定のためには IF フィルタの形状等の規格化が必要であることを指摘した。これに基づき、CISPR ではインパルス帯域幅の規定を追加した。

また、測定用アンテナについては、自由空間においてその特性（アンテナ係数）を正確に較正する必要があるが、EMC 測定の基本サイトであるオープンサイトや EMC 用の 5 面暗室等の、金属床面や側面等吸収体からの反射波が存在する環境において簡便に較正が可能となる手法を提案した。本手法は、送受アンテナ間の距離を変化させながらその減衰量の振幅・位相を測定し、直接波の位相変化のみを補償して合成することにより直接波成分を強調する一方で周囲反射波を抑圧する方法（位相合成法と呼ぶ）を 3 アンテナ法に適用したものである。この手法により、アンテナ較正用の 6 面暗室ではなく、EMC 測定サイトである 5 面暗室やオープンサイトでの較正が可能となった。

さらに、1GHz 超の測定サイトについては、CISPR では（準）自由空間が必要としているが、その性能は SVSWR (Site Voltage Standing Wave Ratio : サイト定在波比) という値によって規定することが提案された。このため、まず、モデル計算及び実測により SVSWR 評価法の有効性及びその測定パラメータの妥当性を確認した。また、この SVSWR の値（サイトの性能）と妨害波測定結果のばらつきの関係を調べるとともに、SVSWR の値に基づいて放射妨害波測定の不確かさを導出する法を提案した。CISPR では、これらの検討結果等を元に、1GHz 超の許容値及びその適合性判定法（測定法）を制定・改訂している。さらに本手法は我が国の情報通信審議会においても審議・承認され、これにも基づいて、国や VCCI (旧情報処理装置等電波障害自主規制協議会) 協会等の民間団体においても、活用がなされている。

現在、CISPR で規定されている 1GHz 超の周波数帯における各製品の妨害波許容値は、その測定の簡便性からピーク値及び平均値が用いられている。本論文で検討した妨害波包絡線の APD（振幅確率分布）は、それによるデジタル通信の品質劣化との相関が高く、その推定にも有用であることは認められている。

が、APD はある周波数の時間領域における統計量であるため、妨害波測定のように広い周波数にわたって測定が必要な妨害波測定には時間がかかるという課題がある。このため、今後は多周波の APD 測定装置や、測定法の研究開発が必要である。

また、VCCI においては PC などの ICT（情報通信技術）装置の 1GHz 超の周波数における妨害波規制が 2011.10.1 から必須となった。今後は様々なメーカーが測定を行うことになることから、さらに簡便な測定法、簡便なサイト評価法の開発が課題となると思われる。その一方で、測定の再現性向上のため、測定の不確かさの評価法や、アンテナ・測定用受信機の較正法の研究開発が重要となる。

謝辞

本研究の遂行ならびに本論文の作成にあたって，終始懇切丁寧なご指導，ご鞭撻を賜りました名古屋工業大学大学院情報工学専攻藤原修教授に心より感謝致します．藤原修教授には，これまで長年にわたりEMC等の研究会・学会の場において，また情報通信審議会やVCCI委員会等の行政・産業界の場においても，ご指導頂きました．併せて感謝申し上げます．

また，本論文を審査頂き，ご指導を頂いた名古屋工業大学大学院情報工学専攻菊間信良教授，王健青教授に深く感謝致します．

さらに，著者が郵政省電波研究所（当時）入所以来，電磁環境，EMCの研究に関して常にご指導頂きました杉浦行東北大学名誉教授（現，情報通信研究機構R&Dアドバイザー），本研究の遂行に直接적으로ご協力，ご支援を頂いた情報通信研究機構電磁環境研究室の篠塚隆，藤井勝巳，登坂俊英，石上忍の諸氏，また，討論やご助言を頂いた同松本泰室長，福永香研究マネージャ，渡辺聡一研究マネージャをはじめとする研究室の方々に深く感謝致します．

付録1 核融合実験施設におけるバースト的高周波漏洩電界の測定 及び心臓ペースメーカーへの電磁干渉評価

[あらまし]

核融合とは、21世紀半ばの実用化を目標に世界的に開発が進んでいる新しいエネルギーである。しかし、核融合実験施設においては、プラズマ閉じ込めに伴う強力な定常磁界に加え、プラズマ加熱用に高周波電磁界も使用されている。本調査では代表的な大型核融合実験施設——大型ヘリカル実験装置を対象とした。同施設では、静磁界や低周波磁界のみならず、例えば、プラズマ中の水素イオン加熱用の25MHz～100MHzのイオンサイクロトロン加熱装置、2.45GHzの真空容器内部放電清浄装置及び84-168 GHzの電子サイクロトロン共振加熱装置など、数十MHzから数百GHzの広帯域にわたる高周波電磁界が存在し、低周波から高周波までの電磁界の漏洩が想定される。このような広帯域にわたる特殊な電磁界環境下における作業員に対しては、人体防護の観点から曝露量の測定や必要に応じた防護対策が要求される。これまでに、筆者らは、核融合科学研究所の実験施設を対象に、イオンサイクロトロン周波数帯(ICRF, Ion Cyclotron Range Frequency)加熱装置の高周波発振器(38.5MHz)、直線型高密度プラズマ発生装置(HYPER-I)のマイクロ波電源(2.44GHz)及びコンパクトヘリカルシステム(CHS, Compact Helical System)の放電洗浄装置(2.45GHz)などに対して環境電磁界測定を実施し、これらの電磁界は、バースト的に発生し、振幅が時間とともに変動することが判明した。

本論文では、上述3つの装置の中で漏洩電磁界が最も大きいイオンサイクロトロン加熱装置を対象に、その漏洩電界の時間・周波数特性の同時測定を実施することにより、(1)作業員の電磁界ばく露に対する人体安全性評価及び(2)心臓ペースメーカーを装着した作業員の安全性評価を行う。具体的には、その測定結果に対して、漏洩電界の振幅確率分布(APD, Amplitude Probability Distribution)及び交差率分布(CRD, Crossing Rate Distribution)などの統計特性を求め、その時間変動特性及び漏洩レベルを明らかにする。また、現場作業員に対する安全性評価の一環として、漏洩電磁界の埋込み型心臓ペースメーカーへの電磁干渉評価を等価回路的アプローチから行った。

まず、イオンサイクロトロン加熱装置からのバースト的漏洩電界の時間・周波数特性の同時測定を実施し、その振幅確率分布及び交差率分布などの統計特性を求めた。漏洩電界の振幅変動が正規分布から大分異なり、その確率的最頻値を1秒間に400回も交差する特徴を有することがわかった。また、漏洩電界

強度自身は ICNIRP の管理指針値より遥かに低く、全身平均 SAR の観点からみれば人体安全性が確保できたことを示した。さらに、漏洩電磁界による埋め込み型心臓ペースメーカーへの電磁干渉について、センシング回路素子の非線形性による直流オフセット電圧が主に寄与することに着目し、それを用いて定量的に評価した。その結果、最悪ケースとして考えてもペースメーカーセンシング回路に誘起される干渉電圧は誤動作閾値電圧を超えないこと、また漏洩電界の帯域が狭いため、中心周波数における電界強度だけによる評価で十分であることがわかった。

なお、核融合は未確立の技術であり、プラズマ負荷の信号強度やバースト長との対応関係も明確に把握できたわけではない。このために、長期的な漏洩電界観測システムの構築及び実際のプラズマ負荷時の測定データのさらなる蓄積が今後の課題である。

付録2. ESD ガンの IEC 較正用電流検出変換器に対する伝達インピーダンスの測定と検証

[あらまし]

近年の半導体技術の飛躍的な進歩に伴う IC の高速・高集積化の結果、高性能かつ高機能化された様々な電子機器が市場に供給されている。しかしながら一方で、これら電子機器の電磁雑音に対する耐性の劣化が問題となってきた。特に、帯電した人体によって引き起こされる静電気放電 (ESD: Electrostatic discharge) は、広帯域の過渡電磁雑音を含むため、ハイテク機器ほど深刻な誤動作を引き起こす。

このような背景から、ESD に関する電子機器の耐性 (イミュニティ) 試験法が国際電気標準会議 (IEC: International Electro-technical Commission) で既に標準化されている。例えば、IEC 61000-4-2 では、帯電人体からの ESD を模擬した静電気試験法が示され、静電気試験器 (以降は ESD ガンと呼ぶ) の典型的な放電電波形が具体的に規定されている。この放電電流は IEC 推奨の電流検出変換器 (以降はターゲットと呼ぶ) により較正することとなっており、注入電流波形と観測電圧波形が一致するように設計・製作されているが、構造と 1 GHz 以上の帯域 (挿入損失) だけが規定され、伝達インピーダンス (注入電流のフーリエ変換値に対する観測電圧のフーリエ変換値の比) についての要求はない。すなわち、ターゲットの伝達インピーダンスは 1Ω となるように設計されているものの、その値は高周波領域では保たれない。例えば IEC 推奨の較正用ターゲット (Pellegrini target) の伝達インピーダンスは、1 GHz 以下の領域では実部が 1Ω 、虚部が 0Ω であるが、1 GHz 以上の高周波領域では実部、虚部ともに振動するという結果も得ている。このように IEC 推奨ではあるが、ターゲットの伝達インピーダンスが製造会社によって異なると、同じ ESD ガンを用いても観測電圧波形はターゲットによって異なる可能性があり、それ故に放電電流波形の校正の前にはターゲットの伝達インピーダンスを把握しておく必要がある。

本論文では、IEC 推奨ターゲットの伝達インピーダンスを測定し、これによって ESD ガンのターゲットへの接触・気中の両放電に対する観測電圧波形から注入電流波形を再構成することで両波形の関係を明らかにする。このため筆者らは、IEC 推奨で頻用される市販ターゲット (Schaffner 社製: MD102) を用いて、伝達インピーダンスの測定をおこなった。このターゲットはターゲット開放面と 50Ω 同軸ケーブルを接続するための 50Ω テーパー型同軸アダプタが付属しており、ターゲット自身の周波数特性の測定が可能である。筆者らは、 S パラメ

ータの測定からターゲットの伝達インピーダンスを求めた。つぎに、ESD ガンのターゲットへの接触放電および気中放電に対して観測される電圧波形から伝達インピーダンスを用いて注入電流波形を再構成し、それらが観測電圧波形と一致するかどうかを調べた。気中放電においてはESD ガンの充電電圧を 0.5 kV, 2 kV, 4 kV とし、ガンのターゲットへの近づけ方の早さを変えた場合に対して再構成した注入電流波形の充電電圧依存性を調べた。本論文では、これらの結果を示す。なお、他社製ターゲットに対しても、本論文の手法を用いれば、観測電圧波形と注入電流波形の関係を推定できる。

このような背景から、IEC 規定の ESD 試験に際して使用する較正用ターゲットの周波数特性を把握するため、50 Ω テーパー型同軸アダプタを介して S パラメータを測定し、伝達インピーダンスを求めた。その結果、400 MHz 近くまでは実部が 1 Ω 、虚部が 0 Ω と一致値を保つが、2 GHz, 5 GHz 付近では共振現象が現れることがわかった。つぎに、ESD ガンのターゲットへの接触放電および気中放電をおこない、観測電圧波形から伝達インピーダンスを用いて注入電流波形を再構成した。その結果、接触放電に対する観測電圧波形と再構成した注入した電流波形は一致すること、気中放電では観測電圧波形の立ち上がり時間が 1 ns 程度であれば、再構成した注入電流波形は観測電圧波形に一致すること、などが確認できた。一方、立ち上がり時間が 100 ps 以下になる場合には再構成波形は、立ち上がりが 100 ps よりもやや緩やかで第一ピークも少し低くなって観測波形とはわずかに一致しない程度にあり、このことから伝達インピーダンスの GHz 帯で現れた共振現象の影響は小さいことがわかった。

今後の課題としては、ターゲットに対する伝達インピーダンスのばらつきが注入電流波形に及ぼす影響の検討があげられる。

論文目録

1. 学術論文（審査あり）

- (1) 全著者名 : Y. Yamanaka and A. Sugiura : Measurements of effective radiated power by means of in-phase synthetic method, IEICE Trans., Vol.E-73-II, No.10, pp. 1738-1745, October 1990.
- (2) 全著者名 : 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, 電子情報通信学会, 和文論文誌 B, Vol. J79-B-11, No. 11, pp. 827-834(1996).
- (3) 全著者名 : Y. Yamanaka and A. Sugiura : Automotive radio noise in lower frequency microwave bands (1-3 GHz) measured in an urban area, IEICE Trans. Commun., Vol.E80-B, No. 5, pp.663-669 (1997).
- (4) 全著者名 : 山中幸雄, 王建青, 藤原修, 宇田達彦, “核融合実験施設におけるバースト的高周波漏洩電界の測定及び心臓ペースメーカーへの電磁干渉評価”, 電気学会論文誌 A, Vol.132, No.5, 2012 (掲載決定).
- (5) 全著者名 : 山中幸雄, 足立貴士, 石上忍, 森育子, 高義礼, 藤原修, “ESD ガンの IEC 較正用電流検出変換器に対する伝達インピーダンスの測定と検証”, 電気学会論文誌 A, Vol.132, No.5, 2012 (掲載決定).
- (6) 全著者名 : 宮本伸一, 山中幸雄, 篠塚隆, 森永規彦 : 電子レンジ妨害波存在下でのデジタル無線通信システムの誤り率特性に関する検討, 電子情報通信学会, 和文論文誌 B, Vol. J79-B-11, No. 11, pp. 835-844 (1996).
- (7) 全著者名 : T. Tosaka and Y. Yamanaka : Evaluation of Uncertainties in Electromagnetic Disturbance Measurement above 1 GHz due to Site Imperfections, IEICE Trans. Commun., Vol. E93-B, No. 7, pp. 1690-1696, Jul. 2010.
- (8) 全著者名 : K. Fujii, Y. Yamanaka, K. Koike, A. Sugiura : Antenna Calibration Using the 3-Antenna Method with the In-Phase Synthetic

Method, IEICE Transactions on Communications, Vol. E93-B, No 8, pp. 2158 -2164, August 2010.

- (9) 全著者名 : T. Tosaka and Y. Yamanaka: Validation of emission measurement site above 1 GHz, RADIO SCIENCE, Vol. 46, September 2011
- (10) 全著者名 : 宮本伸一, 山中幸雄, 篠塚隆, 森永規彦 : 電子レンジ妨害波存在下での PHS の誤り率特性に関する一検討, 電子情報通信学会, 和文論文誌 B (研究速報) , Vol. J79-B-11, No. 2, pp. 140-145 (1996).

2. 国際会議論文 (査読有り)

- (1) 全著者名 : Y.Yamanaka and A. Sugiura: Measurements of Effective Radiated Power from V/UHF Antenna, International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 16PC, pp. 106-111, July 1984
- (2) 全著者名 : Y.Yamanaka and A. Sugiura: Measurement of automobile radio noise in a lower frequency microwave band, International Symp. on EMC, pp.352-357, September 1989.
- (3) 全著者名 : Y.Yamanaka and T. Shinozuka: Statistical Parameter Measurement of Unwanted Emission from Microwave Ovens, 1995 IEEE International Symp. on EMC, pp.57-61, August 1995.
- (4) 全著者名 : Y.Yamanaka and A. Sugiura: Responses of Spectrum Analyzers to Pulsive and Gaussian Noise Inputs, 1998 Korea-Japan AP/EMC/EMT Joint Conference (KJJC-AP/EMC/EMT'98) pp.239-242, September 1998
- (5) 全著者名 : S.Ishigami and Y.Yamanaka, "Reconstruction of Electric-Field Waveform Radiated from UWB Device by Using the Complex Antenna Factor," 2004 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Sendai (EMC'04 SENDAI), 2C4-5, pp.41-44, Jun 2004.
- (6) 全著者名 : T. Tosaka and Y. Yamanaka, "Round Robin Test of EMI

Measurement in the 1 - 18 GHz Range”, Proceedings of International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 545-548, Jul. 2009.

- (7) 全著者名 : T. Tosaka and Y. Yamanaka, “Evaluation of Uncertainty in Electromagnetic Disturbance Measurement above 1 GHz”, Proceedings of the Asia Pacific Radio Science, CD Proceedings, Sep. 2010.