

## 解説論文 無線通信の保護を目的とした電磁雑音の統計的評価法の検討

著者	石上 忍, 後藤 薫, 呉 奕鋒, 松本 泰, 山中 幸雄
雑誌名	東北学院大学工学部研究報告
巻	55
号	1
ページ	65-73
発行年	2021-02
URL	<a href="http://id.nii.ac.jp/1204/00024697/">http://id.nii.ac.jp/1204/00024697/</a>

## 無線通信の保護を目的とした電磁雑音の統計的評価法の検討

### Study on statistical evaluation method of electromagnetic noise for the purpose of protecting wireless communications

石上 忍\*

Shinobu ISHIGAMI

後藤 薫\*\*

Kaoru GOTOH

呉 奕鋒\*\*

Ifong Wu

松本 泰\*\*

Yasushi MATSUMOTO

山中 幸雄\*\*

Yukio YAMANAKA

**Abstract:** Unnecessary electromagnetic fields generated from electrical and electronic devices such as home appliances can interfere with broadcasting and wireless communications. Regarding the regulation of electromagnetic interference, CISPR (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques) has established the specifications of measuring instruments of electromagnetic emissions and the limit values of electromagnetic emissions for electrical and electronic equipment. The characteristics of quasi-peak detection specified by the CISPR are determined so that there is a high correlation between the instrument reading in emission measurement and the disturbance degree to AM radio. This specification is extremely useful for the protection of analog broadcasting and communications. However, in recent years, digital wireless communication / broadcasting services that mainly use frequencies of 1 GHz or higher have rapidly developed, and from the viewpoint of protecting digital wireless communication systems, emission measurement methods of 1 GHz or higher should be examined. By the way, in APD (Amplitude Probability Distribution) measurement, the previous studies by national institute of communications and technology have revealed that the measurement results of electromagnetic interference obtained by this measurement method has a high correlation with the communication quality deterioration of the interfered digital wireless communication system. This paper describes the APD measurement, the correlation between the APD measurement result of emissions and the BER deterioration of the affected system, and the APD measurement example of the electromagnetic interference from the electrical and electronic equipment.

**Keywords:** CISPR, amplitude probability distribution (APD), protection of wireless communications

## 1 はじめに

家電製品等の電気・電子機器から発生する不要な電磁波が、放送や無線通信に対し妨害を与えることは広く知られるところであり、これまでも与干渉側・被干渉側の両方から様々な対策が講じられてきた<sup>[1]</sup>。電磁妨害波の規制に関しては、国

際無線障害特別委員会 (CISPR: Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques) により、電磁妨害波測定装置の仕様<sup>[2]</sup>や、電気・電子機器に対する電磁妨害波の規制値等 (例えば<sup>[3]</sup>など) が設けられている。CISPR により規定される電磁妨害波測定装置には、9 kHz から 1000 MHz の周波数について、尖頭値検波、平均値検波、実効値検波、及び準尖頭値検波の四つの検波機能が搭載されている。

\* 東北学院大学

\*\* 国立研究開発法人情報通信研究機構

特に準尖頭値検波の特性は、電磁妨害波測定指示値と、その妨害波が AM ラジオへ与える妨害度が高相関となるように決められており、アナログ放送・通信の保護に関しては非常に有用である。しかし近年、電気・電子機器の小型化・高速デジタル化によって、それらの機器から放射される電磁妨害波の高周波・広帯域化が進む上に、主に 1 GHz 以上の周波数を利用するデジタル無線通信・放送サービスが急速に発展・普及し、デジタルシステムの保護という新たな要求が生じた。電磁環境がより複雑化する中、デジタル無線通信システム保護の観点から 1 GHz 以上の電磁妨害波測定法を検討し、国際規格として策定する必要性が生じた。

ところで、振幅確率分布 (APD: Amplitude Probability Distribution) 測定は、古くは空電雑音等のインパルス雑音測定に使用された測定法であるが、この測定法によって得られる電磁妨害波測定値が、被干渉デジタル無線通信システムの通信品質劣化との間に高い相関を持つということが、情報通信研究機構(NICT)による以前からの研究により明らかになっている。具体的には、電子レンジから放射される電磁妨害波の規制を意図して、その APD 測定結果と、妨害を受ける PHS システムの BER (Bit Error Rate: ビット誤り率) 劣化特性の相関が実験的に確認された報告がある<sup>[4]</sup>。同時に、汎用 APD 測定装置の開発も進められた<sup>[5]</sup>等。

これらの実験的根拠及び測定装置の実現性の高さに基づき、APD 測定は、1 GHz 以上の妨害波測定法として CISPR へ提案され、その国際規格化が審議され、APD 測定装置の仕様<sup>[6]</sup>及び APD 測定を用いた ISM (Industry, Science, and Medical) 機器の放射妨害波規制方法とその許容値が規格化された<sup>[7]</sup>。

前述の審議に当たり、NICT では電磁妨害波 APD 測定結果と被干渉システム BER 劣化特性の関係式を検討し、その検証実験を行うほか<sup>[8][9]</sup>、APD 測定を用いた ISM 機器の放射妨害波許容値の検討を行った<sup>[10]</sup>。

本稿では、NICT における APD 研究をまとめた文献<sup>[11][12]</sup>をベースとして、2 章に APD 測定について、3 章に与干渉妨害波の APD 測定結果と被干渉システムの BER 劣化との相関関係、4 章に電子機器からの電磁妨害波の APD 測定例及び国際規格への反映についてそれぞれ概説する。

## 2 振幅確率分布(APD)測定

### 2.1 APD の概要

APD は、「妨害波の包絡線が閾値を超える時間確率」として定義される。図 1 にその概要を表す<sup>[11]</sup>。縦軸は妨害波包絡線の強度を、横軸は時間を示す。 $W_i$  は妨害波包絡線  $x(t)$  が閾値  $x_k$  を超える区間を指しており、 $n$  は  $x(t)$  が  $x_k$  を超える回数を示す。 $T_0$  は総測定時間である。この時、 $x(t)$  が  $x_k$  を越える時間確率  $APD(x_k)$  は式(1)で表される。

$$APD(x_k) = \sum_{i=1}^{n(x_k)} W_i(x_k) / T_0 \quad (1)$$

閾値を変数  $x$  とした場合の時間確率の分布  $APD(x)$  を、一般に振幅確率分布と呼び、図 2 にその表示例を示す。横軸は閾値とした妨害波包絡線強度を、縦軸は式(1)の時間確率を示している。またその定義より、APD は式(2)のとおり  $x(t)$  の累積分布  $F(x)$  で表されることがわかる。

$$\begin{aligned} APD(x_i) &= Prob(x_i \leq x < \infty) \\ &= 1 - Prob(-\infty < x \leq x_i) \\ &= 1 - F(x_i) \end{aligned} \quad (2)$$

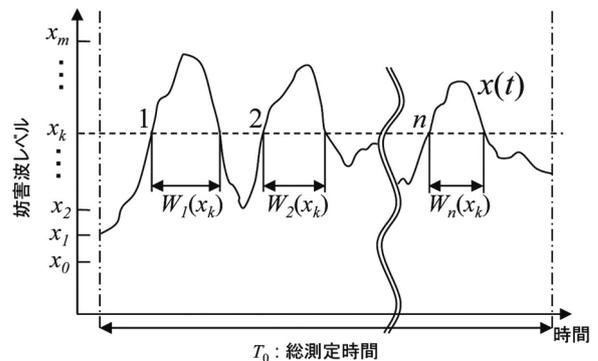


図 1: APD の概要<sup>[11]</sup>

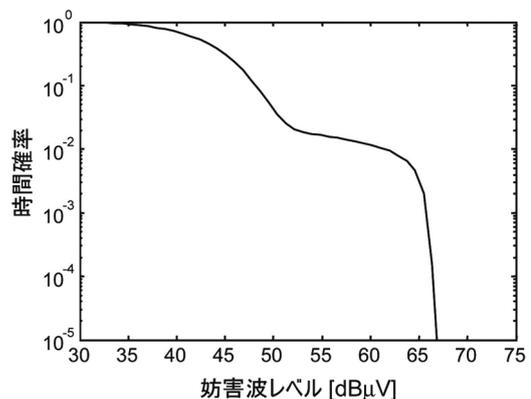


図 2: APD の例<sup>[11]</sup>

## 2.2 APD 測定装置

APD 測定器は、妨害波測定器（一般に、EMI レシーバもしくはスペクトラムアナライザ）の中心周波数を測定周波数に設定し、ゼロスパンモードとすれば、ビデオ信号出力として妨害波の包絡線が得られる。測定帯域はスペクトラムアナライザの分解能帯域幅(RBW: Resolution Bandwidth)で決まる。ただしビデオ帯域幅 (VBW: Video Bandwidth)は RBW と等しいか大きい値とする。このようにして得られた包絡線より、A/D コンバータと RAM を搭載する専用の測定ユニットによってリアルタイムに APD を測定する。図 3 に APD 測定装置の構成例を示す。

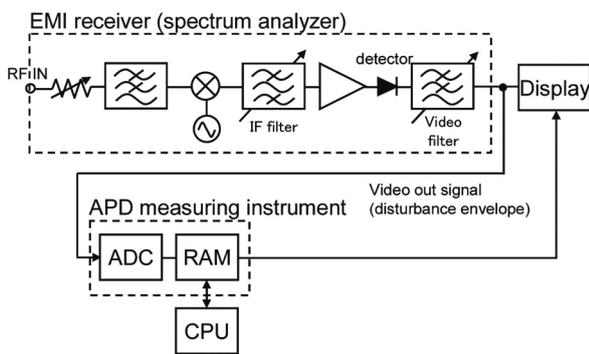


図 3: APD 測定装置の構成例<sup>[11]</sup>

一方、デジタル通信において広く用いられている直交周波数分割多重(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式などのマルチキャリアを用いる信号が、広帯域で非定常な電磁妨害波によって干渉を受ける場合、与干渉波の APD についても通信の全周波数帯域で測定できることが必要である。したがってこのような妨害波の正しい APD を取得するには、同時マルチチャンネル APD 測定器が必要となる。このような背景より、同時マルチチャンネル APD 測定器が開発された。<sup>[13][14]</sup>

図 4 は 32000 チャンネル同時測定可能な APD 測定装置のブロック図である<sup>[14]</sup>。入力される IF 信号は広いダイナミックレンジを有する A/D 変換器によりデジタル信号に変換される。デジタル化

された IF 信号の中心周波数を後段のデジタル処理に必要な周波数に変換したのち I/Q 信号として直交変換を行う。周波数軸上での信号の振る舞いを観測するには RBW とその帯域制限フィルタの種類が特性を決める重要な要素となる。フィルタ形状は、ガウス特性のフィルタが通常の状態であるが、通信方式に適合したフィルタタイプの設定機能を備えるため、FIR 型のデジタルフィルタ構成を基本に直線位相のインパルス応答係数をフィルタ乗算器に設定し、フィルタの形状を可変にする機能(Filter coefficients 設定)を設けられている。OFDM 通信方式のようにマルチキャリア通信の特性評価に対応するには受信測定帯域の広帯域化とその多チャンネル化が必要となる。多チャンネル化は同時測定する際の測定周波数分解能の向上という側面で捉えられ、その構成にはフィルタバンク構成を用いる。周波数軸と時間軸との同時測定の要件を満たすフィルタバンク構成には、多チャンネルの個々の周波数特性を有する時間信号のリアルタイム計測、すなわち、各チャンネルを通過する時間信号の連続性の確保が要件となる。このフィルタバンクの実現には柔軟にチャンネル数が可変にできる短時間フーリエ変換法を採用して、時間軸上の連続性を確保する。各チャンネルの出力された時系列信号 I,Q に対して、包絡線検波(Square Law Detector)後、対数変換処理(Logarithmic Converter)を介して、対数値毎にアドレッシングされたカウンタ群の内容を参照する対数値毎に+1 カウントアップすることで、確率密度関数(PDF: Probability Distribution Function)相当のヒストグラム(PDF Counter)を 1 秒毎に生成する。各チャンネルで算出された PDF 値は高速バスインタフェース(Interface circuit)を介して、制御部(CONT)に転送され、ソフトウェア処理によって累積確率分布である APD 値を生成する。この APD 計測は IF 信号の任意の中心周波数で、周波数間隔が RBW の周波数帯域幅の値に等しい多チャンネル APD を同時かつ連続的に実行される。

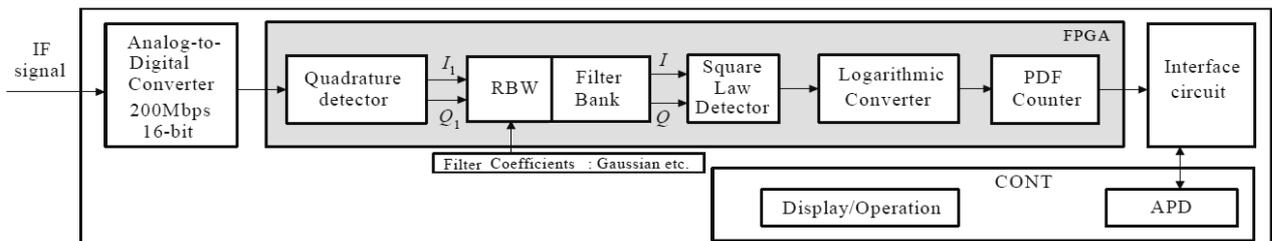


図 4: 32000ch APD 測定装置のブロックダイヤグラム<sup>[14]</sup>

### 3 与干渉妨害波の APD 測定結果と被干渉システムの BER 劣化との相関



図 5: 電子機器から放射される電磁妨害波と被干渉デジタル無線通信システム<sup>[11]</sup>

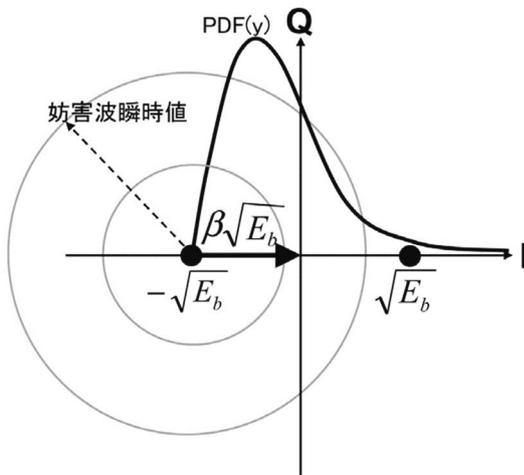


図 6: 通信信号空間における妨害波の様子 (BPSK の場合)<sup>[11]</sup>

#### 3.1 シングルキャリア伝送方式システムの BER 劣化と妨害波 APD の関係

図 5 に示すように、電子機器からの放射妨害波 (与干渉波) によって被干渉デジタル無線通信システムが干渉を受けている状況を考える。例として BPSK 変調方式の被干渉システムを考えると、その信号空間は図 6 のように、例えばシンボル(-1) に対しては信号点 $(-\sqrt{E_b}, 0)$ 、シンボル(1) に対しては信号点 $(+\sqrt{E_b}, 0)$ が、それぞれ対応している。ここで $E_b$ はビット当たりの信号エネルギーである。図 6 はシンボル(-1)の受信時に電磁妨害波の干渉を受けた状況を示している。ここで最悪ケースとして、シンボル判定時点 (整合フィルタ出力) での妨害波の位相は、受信しているシンボルから信号間距離が最短の他のシンボルに向かう方向 (シンボルを

最も誤らせやすい方向) を向いていると考え、妨害波が最小信号間距離の半分 ( $\beta\sqrt{E_b}$ ) を超える場合にシンボルが誤るとする。ただし $\beta$ はシンボル間最小距離の 1/2 を $\sqrt{E_b}$ で正規化した量である。これより式(3)に示す通り、シンボル誤り率SERは整合フィルタ出力における妨害波 $x_f$ が最小信号間距離の 1/2 を超える確率に一致する。

$$SER = Prob(\beta\sqrt{E_b} < x_f) \quad (3)$$

次に、シンボル誤りあたりの誤りビット数を  $1/P = \alpha$  と近似する。ここで  $P$  は 1 シンボルで伝送されるビット数である。このときビット誤り率 BER は式(4)で与えられる。

$$BER = \alpha Prob(\beta\sqrt{E_b} < x_f) \quad (4)$$

式(4)は、整合フィルタ出力における信号および妨害波を、エネルギーの 1/2 乗の単位で比較している。一方、実際の APD 測定器は整合フィルタと同じ帯域幅のフィルタの出力における妨害波振幅を計測するが、計測単位は振幅(電力の 1/2 乗)である。したがって、式(4)の信号、妨害波振幅のそれぞれにビットレート  $R = (\alpha T_s)^{-1}$  を乗じて、物理量を振幅に変換し、ビット誤り率を表現すると式(5)となる。ここで  $T_s$  はシンボル長である。

$$\begin{aligned} BER &= \alpha Prob(\beta\sqrt{E_b}R < x_f\sqrt{R}) \\ &= \alpha Prob\left(\beta\sqrt{P_s} < \frac{x_f}{\sqrt{\alpha T_s}}\right) \\ &= \alpha Prob\left(\sqrt{\alpha\beta^2}\sqrt{P_s} < \sqrt{\frac{x_f^2}{T_s}}\right) \end{aligned} \quad (5)$$

ここで  $P_s$  は信号電力であり、信号振幅(実効値)  $A$  は  $\sqrt{P_s}$  である。拡散係数 SF の直接スペクトラム拡散システムの場合、受信側の逆拡散過程において妨害波電力は平均的に  $1/SF$  倍に減少する。一方、APD 計測の対象である受信帯域制限された妨害波実効値振幅  $x$  は  $(x_f^2/T_s)^{1/2}$  で表される。したがって、電磁妨害波の APD と被干渉デジタル無線通信システムの BER (誤り訂正復号前) の劣化の関係は式(6)で表される。

$$\begin{aligned} BER &= \alpha Prob\left(A\sqrt{\alpha\beta^2 \cdot SF} < x\right) \\ &= \alpha APD\left(A\sqrt{\alpha\beta^2 \cdot SF}\right) \end{aligned} \quad (6)$$

ただし式(6)の成立には次の仮定が必要である。

- (a) 妨害波の位相はデジタル無線通信のシンボルを最も誤らせやすい方向である。
- (b) APD の測定帯域幅は、被干渉システムの通信帯域幅に等しい。
- (c) APD 測定装置の内部雑音レベルは、被干渉システム受信機の内部雑音レベルに等しい。
- (d) 被干渉システムの受信側は同期検波である。

### 3.2 マルチキャリア伝送方式システムの BER 劣化と妨害波 APD の関係

式(6)に示された妨害波の APD と被干渉無線通信システムの BER 劣化との関係は、直接拡散 (DS: Direct Sequence) 方式 CDMA (Code Division Multiple Access) などのシングルキャリア伝送方式を採用するシステムにおいて成立する。しかし近年では、無線 LAN や地上デジタル放送<sup>1</sup>のようにマルチキャリア伝送方式を採用するサービスが普及し、これらの端末設計における APD 測定の有効性を検証するためには、新たな検討が必要になる。そこで妨害波の APD からマルチキャリアシステムの BER を得るために、式(6)を  $SF = 1$  とした上で式(7)のように拡張する。

$$BER = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \alpha_{APD} \left( A \sqrt{\alpha_n \beta_n^2} \right) \quad (7)$$

APD は、マルチキャリアシステムの各サブキャリアと同じ帯域で測定する。 $N$ は、マルチキャリアシステムのサブキャリア数である。また、 $n$ 番目のサブキャリアにおけるシンボル誤りあたりの誤りビット数を  $1/P_n = \alpha_n$  と近似する。ここで  $P_n$  は、 $n$ 番目のサブキャリアにおいて 1 シンボルあたりに伝送されるビット数である。また  $\beta_n$  は  $n$ 番目のサブキャリアにおける一次変調方式のシンボル間最少距離の  $1/2$  を  $\sqrt{E_b}$  で正規化した量である。

## 4 妨害波の APD 測定と BER 推定例

### 4.1 W-CDMA を被干渉システムとした場合

3章において述べた妨害波の APD 測定結果よ

<sup>1</sup> 本稿では「デジタル」という表記を採用しているが、「地上デジタル放送」はこれで一つの固有名詞なのでこの部分のみ「デジタル」と表記している。

り被干渉システムの BER 推定方法を検証するため、被干渉システムを W-CDMA (キャリア周波数  $f_c = 2.1$  GHz,  $SF = 4$ ) とし、また妨害波をキャリア周波数  $f_c = 2.1$  GHz のパルス変調信号としたとき、妨害波の APD 測定値によって推定された被干渉システムの BER を実測の BER と比較し検討する。図 7 に本検討のための装置構成を示す。

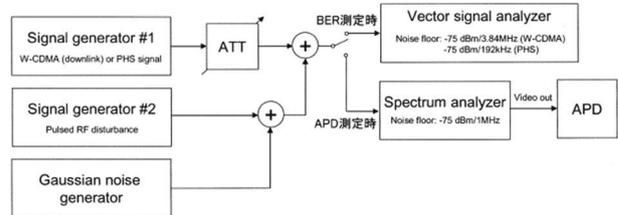


図 7: 妨害波の APD と被干渉システムの BER との関連検証実験装置構成<sup>[11]</sup>

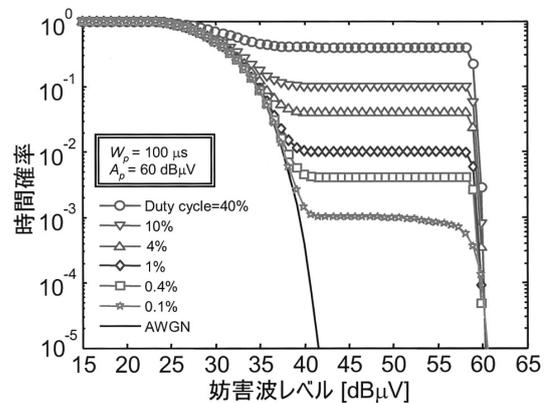


図 8: 妨害波 (パルス変調) の APD 測定結果<sup>[11]</sup>

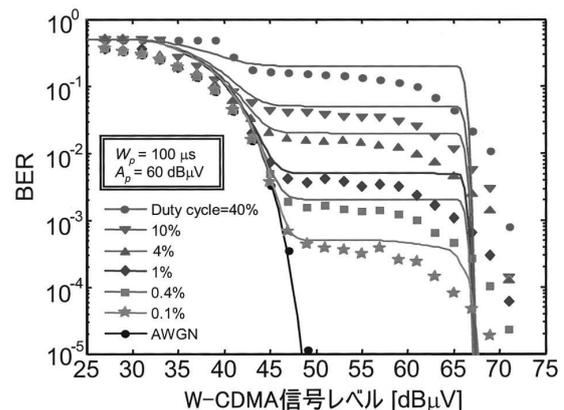


図 9: 被干渉 W-CDMA システムの BER 測定結果及び推定結果<sup>[11]</sup>

W-CDMA 信号波は信号発生器#1 より発生し、また妨害波は図 7 の信号発生器#2 より発生し W-CDMA に印加する。干渉を受けた信号は、ベクトルシグナルアナライザ (VSA) にて変調解析 (同期検波) され、BER が得られる。一方、妨害波の

APD 測定時には W-CDMA の通信系を切り離し、妨害波測定用のスペクトラムアナライザへ妨害波信号を入力する。スペクトラムアナライザの測定帯域当たりの内部雑音は、BER 測定時の VSA の測定帯域当たりの内部雑音に等しくなるようにあらかじめ調整されている。なお 3.1 節の(b)の条件は満たさないが、1 GHz 以上の妨害波測定におけるスペクトラムアナライザの RBW は CISPR 規格で 1 MHz と定められているため<sup>[1]</sup>、本検討ではこの規定に従う。

図 8 に妨害波の APD 測定結果を、図 9 に被干渉 W-CDMA システムの BER 劣化測定結果を示す。図 9 の BER 劣化測定結果には、式(6)により APD 測定結果から BER 推定を行った結果を、実線で重ねて示している。妨害波のパルス幅を  $W_p = 100 \mu s$  とし、Duty 比を 40%(○)、10%(▽)、4%(△)、1%(◇)、0.4%(□)、0.1%(☆)と変化させた。式(6)による推定が最悪位相条件下での推定であることを考慮すれば、BER 測定実験結果と比較して APD 測定結果から BER 劣化を推定した結果は妥当であり、式(6)によって電磁妨害波の APD 測定結果と、被干渉デジタル無線通信システムの BER 劣化は、一意に関連付けられることがわかる。

#### 4.2 地上デジタル放送を被干渉システムとした場合<sup>[15]</sup>

表 1: ISDB-T 伝送パラメータの主な諸元

変調	12 セグメント
キャリア変調方式	64QAM
キャリア数	5184
キャリア間隔	0.992 kHz
有効シンボル長	1.008 ms
ガードインターバル	1/8
帯域幅	5.6 MHz
フレームあたりのシンボル数	204
ビットレート	3.651~23.234 Mbps

LED 照明は、消費電力の低減及び電圧変換のため、スイッチング回路を内部に有しており、そのスイッチング回路によって広帯域な電磁妨害波を発生する恐れがある。そのため、CISPR 15<sup>[16]</sup>では LED 照明機器に対し、妨害波のエミッション許容値が規定されており、市場の製品はその許容値を満足しているが、LED 照明の数が複数存在するなどの条件下では、デジタル無線通信システム

や医用電子機器等に妨害を与える可能性がある。そこで本検討では、マルチキャリア伝送方式システムにおける妨害波 APD 測定結果による BER 推定例として、妨害波を LED 照明からの電磁雑音、また被干渉システムを地上デジタル放送とし、検討を行う。

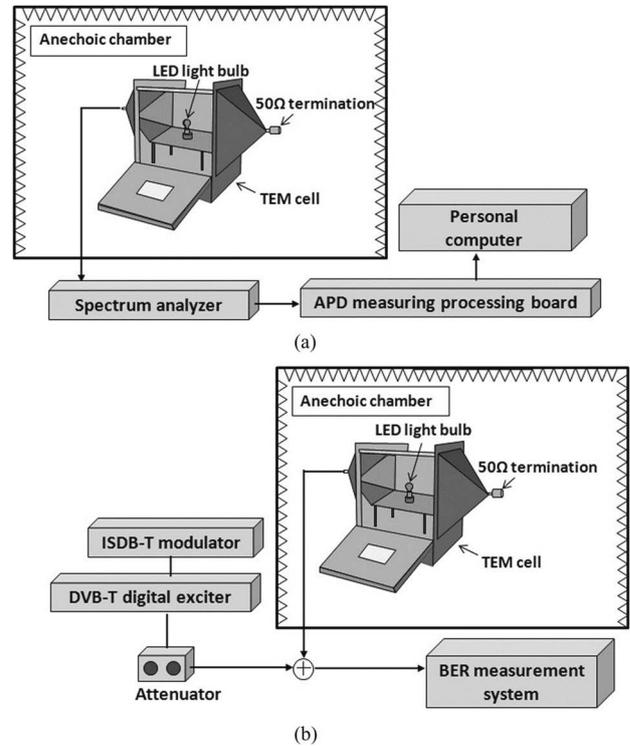


図 10: LED 妨害波の APD 測定システム(a)及び ISDB-T の BER 測定システム(b)<sup>[15]</sup>

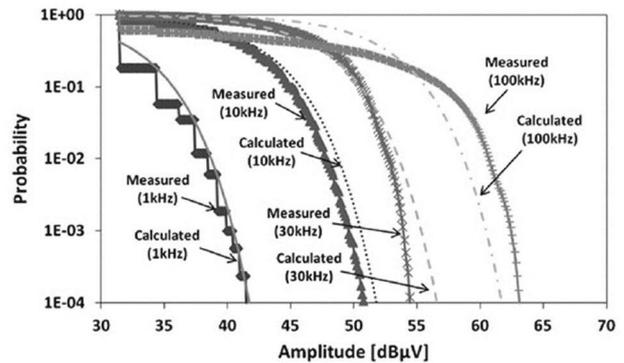


図 11: LED 妨害波の APD 測定結果<sup>[15]</sup>

我が国の地上デジタル放送には、ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting -Terrestrial) 方式が採用されており、搬送波にマルチキャリアの変調方式 OFDM が採用されている。また周波数範囲は 470 MHz~770 MHz であり、受信機における最小入力レベルは -67 dBm となっている。ISDB-T における OFDM 伝送システムの主な諸元を表 1 に示す。

図 10 に LED による電磁妨害波のマルチチャネ

ル APD 測定システム(a), 及び ISDB-T システムの BER 測定システム(b)の概要を示す。

図 11 は, LED からの妨害波の APD 測定結果である。中心周波数は地上デジタル放送の周波数割当内の 473 MHz とし, RBW を 1 kHz, 10 kHz, 30 kHz, 及び 100 kHz の 4 種類で測定を行った。同図において横軸は妨害波の実効値振幅, 縦軸は APD 特性を示している。また同図において細線で示される”Calculated”は, 妨害波がガウス性雑音と仮定した場合の APD 計算結果であり, そのときの APD は式(8)で定義される。

$$APD_G(r) = \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (8)$$

ただし  $r$  は雑音の瞬時電圧,  $\sigma^2$  は LED 妨害波と背景雑音(受信機雑音)を含む雑音の平均化電力である。LED 照明の APD 測定結果は, RBW が 1 kHz の場合には式(8)の計算結果とよく一致するが, RBW が大きくなると測定値と計算値とに差が生じる。このことより, 帯域幅が広がると, LED 照明からの電磁妨害波はガウス性とはいえなくなることがわかる。

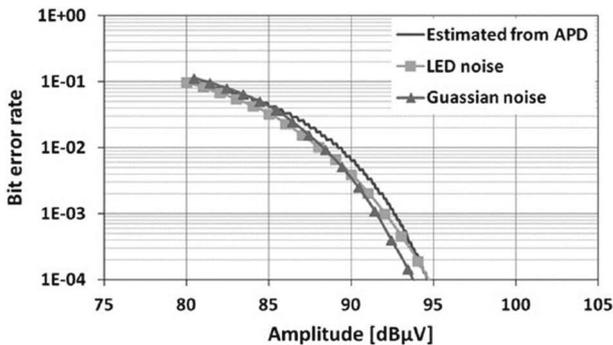


図 12: APD からの BER 推定結果と ISDB-T の BER 測定結果との比較

LED 照明からの電磁雑音に干渉を受ける OFDM システムの BER 性能は, APD の結果から推定され, 一つのキャリアに対する APD から推定される OFDM システムの BER は式(9)で定義される。

$$BER_{APD}(A) = \frac{1}{m} APD\left(\beta A \sqrt{\frac{1}{m}}\right) \quad (9)$$

ただし,  $A$  は OFDM 信号の実効値振幅,  $\beta$  は正規化された最小シンボル距離,  $m$  はシンボルごとに送信されるビット数である。OFDM システムに対

し式(9)を用いるには, APD の測定周波数と測定帯域幅を OFDM システムのサブキャリア周波数とサブチャンネル帯域幅に合わせる必要がある。したがって, 3.2 節でも述べた通り, OFDM の BER 性能は, すべてのサブキャリアの平均の BER を求めることで得られ, それは式(10)で定義される。

$$BER_{AVE} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left( BER_{APD_i}(A) \right) \quad (10)$$

ただし,  $BER_{APD_i}(A)$  はサブチャンネル  $i$  の APD 測定結果より求められる BER (すなわち式(9)で求められる各サブキャリアの BER) であり, また  $N$  はサブキャリアの数である。

本稿では, 表 1 の ISDB-T における OFDM 伝送システムの諸元に基づき, 妨害波である LED 照明からの電磁雑音のマルチチャンネル APD を 5184 チャンネル, チャンネル間隔 0.992 kHz として求め, それより ISDB-T の BER 特性を推定する。LED 照明より発生する電磁雑音の APD による BER 推定結果, 妨害波をガウス性雑音と仮定したときの APD による BER 推定結果, 及び図 10(b)の測定システムによる, LED からの電磁雑音に実際に ISDB-T システムが干渉を受けた場合の BER 測定結果を図 12 にそれぞれ示し比較する。同図において横軸は OFDM 信号の実効値振幅, 縦軸は BER 特性を示している。同図より, 妨害波の APD からの BER 推定結果と実測の BER 特性との差は 1 dB 以内であり, 両者はよく一致しているといえる。一方ガウス性雑音の APD による推定 BER と実測 BER とは, BER が  $2 \times 10^{-3}$  を超える領域ではよく一致している。

#### 4.3 APD 測定を用いた電磁妨害波の規制<sup>[11]</sup>

前節にて, 電磁妨害波の APD 測定結果と被干渉システムの BER 特性の相関性が示された。その特性に基づく APD 測定の応用例として, ISM 機器より放射される電磁妨害波の規制方法を紹介する。

ISM 機器の放射電磁妨害波に関する規制は, CISPR11<sup>[3][7]</sup>にて定められている。具体的には, RWB=1 MHz, VBW (Video band width)  $\geq 1$  MHz の尖頭値検波による測定と, RWB=1 MHz, VBW=10 Hz の重み付け(対数平均)測定を行うこととされており, それらに対する周波数帯域別の許容値が決められている。ところで, 一般

に普及した ISM 機器の代表的なものとしては電子レンジが挙げられるが、電子レンジの放射する電磁妨害波は不規則なパルス性の雑音であり、尖頭値測定と重み付け測定では妨害波の特性を十分に把握できない。例えば、被測定信号の Duty 比が低い場合、尖頭値測定は、妨害波が被干渉システムへ与える影響を過大評価する。重み付け測定は逆に、過小評価を与える傾向にある。さらに、重み付け測定の測定値は対数平均値であるため、その物理的意味をとらえにくい上に、妨害波測定器の内部雑音に大きく影響されるなどの問題もある。一方、電磁妨害波の統計的な振幅情報を含み、被干渉システムの BER 特性と相関のある測定値を与える APD 測定は、ISM 機器の電磁妨害波規制において有効な測定法であると考えられる。ここで問題となるのは、APD 測定による ISM 機器の電磁妨害波の許容値をいかに定めるかであり、これには二つの考え方があり、一つは、周辺のデジタル無線通信受信端末の保護の観点からの許容値設定であり、もう一つは、現行の尖頭値検波による測定や重み付け測定の許容値との整合性といった観点からの許容値設定である。これら両方の視点からの ISM 機器放射妨害波の APD 許容値を検討する。

まず、式(6)を基に、デジタル無線通信受信端末に要求される受信感度から APD 許容値を定める。ここでは例として、W-CDMA の受信端末を取り上げる。それぞれのシステムの仕様、式(6)のパラメータである $\alpha$ と $\beta$ の値及び受信端末に要求される受信感度を表 2 に示す<sup>[16][17]</sup>。

表 2: W-CDMA の仕様

変調方式	$\alpha$	$\beta$	伝送速度	通信帯域幅	アンテナ利得	受信機の最小規定感度	
QPSK	0.5	1	12.2 kbps	3.84 MHz	0 dBi	BER < 10 <sup>-3</sup>	-106.7 dBm / 3.84 MHz

受信端末の要求感度を満足する電磁妨害波の程度を、式(6)より導かれる式(11)により、APD 上のある 1 点として決めることができる。

$$[E_d, p_T]_{APD_{required}} = \left[ FL_s \sqrt{\alpha \beta^2 \cdot SF}, \frac{BER_r}{\alpha} \right] \quad (11)$$

ここで、 $F$ はアンテナ係数、 $L_s$ は受信機の要求感度 ( $BER_r$ ) を規定する通信信号のレベルである。W-CDMA システムにおいて式(11)により算出され

た点を図 13 に★で示す。

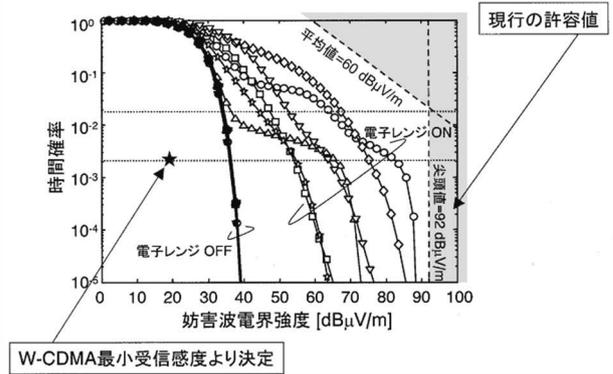


図 13: ISM 機器から放射される電磁妨害波の APD 許容値検討例

一方、例として 1 GHz から 2.3 GHz までの周波数範囲における CISPR 11 の電界強度許容値<sup>[3]</sup>は、電子レンジの最大放射方向より距離 3 m の位置において、尖頭値測定で 92 dBμV/m、重み付け測定で 60 dBμV/m となっている。

APD 上におけるこれらの許容値の表示は図 13 内の 2 本の点線による。電子レンジからの放射がこれらの許容値よりも大きい場合 (図中灰色の領域)、不適合となり試験は合格とされない。

さらに、6 台の電子レンジの APD 測定結果 (測定距離 3 m、帯域幅 1 MHz) を白マーカー付きの実線で示す。また、電子レンジをオフにした場合の APD 測定結果を黒マーカー付きの実線で示す。すべての電子レンジは、現行の許容値を超えていないことが確認される。一方、無線通信端末の最小感度要求を満足するように求めた点 (★) は現実の放射レベルに対し非常に厳しく、APD 測定装置の内部雑音よりも更に低いレベルでの妨害波規制を要求している。しかし実際には、電子レンジと無線通信端末の離隔距離や、空間的・時間的利用密度等によるレベルマージンを設ける必要があると考えられる。これらの実験的根拠に基づき、NICT が中心となり CISPR11 の改訂のための寄与文書を提出し、CISPR B 小委員会での審議を経て、APD 測定装置の仕様<sup>[1]</sup>及び APD 測定を用いた ISM 機器の放射妨害波規制方法とその許容値が規格化された。現行の CISPR 11<sup>[7]</sup>では、クラス B (住宅環境) における電子レンジ等の ISM 機器から 3 m 離れた位置における 1 GHz から 18 GHz までの時間確率 10<sup>-1</sup> に対応する APD 許容値は 70 dBμV/m と規定されている。

## 5 おわりに

本稿では、NICTにおけるAPD研究のまとめとして、2章にAPD測定について、3章に与干渉妨害波のAPD測定結果と被干渉システムのBER劣化との相関関係、4章に電子機器からの電磁妨害波のAPD測定例及び国際規格への反映についてそれぞれ概説した。

被干渉デジタル無線通信システムのBER特性との相関関係が理論的・実験的に示される上、測定装置も実用化されており、さらにAPD測定装置の仕様及びAPD測定による電磁妨害波の許容値は国際規格として発行されていることより、APD測定は1 GHz以上の周波数におけるデジタル無線通信時代の電磁妨害波測定法として有用であると結論付けられる。

## 参考文献

- [1] 清水康敬, 杉浦行, “電磁妨害波の基本と対策”, 電子情報通信学会, コロナ社 (1995)
- [2] CISPR 16-1-1, "Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Measuring apparatus"
- [3] CISPR 11, "Industrial, scientific and medical (ISM) radio - frequency equipment – Electromagnetic disturbance characteristics – Limits and methods of measurement".
- [4] Y. Yamanaka and T. Shinozuka, "Measurement and estimation of BER degradation of PHS due to electromagnetic disturbances from microwave ovens", *Electronics and Communications in Japan* (1998), pp.827-834
- [5] M. Uchino, Y. Hayakashi, T. Shinozuka, and R. Sato, "Development of low-cost high-resolution APD measuring equipment", *Symp. Rec. of 1997 Int. Symp. on EMC Beijing* (1997), pp.253-256
- [6] CISPR 16-1-1:2019, Ed.5.0
- [7] CISPR 11:2015+AMD1:2016+AMD2:2019, Ed. 6.2
- [8] K. Gotoh, Y. Matsumoto, Y. Yamanaka, and T. Shinozuka, "APD Measurement for the Disturbance Evaluation Related to the Performance of Digital Communication Systems", *IEICE Trans. on Communications*, Vol.E88-B, No.8 (2005) pp.3235 – 3241
- [9] CISPR/A/572/DTR, "Background material to Amplitude Probability Distribution (APD) Specifications" (2005)
- [10] K. Gotoh, S. Ishigami, Y. Matsumoto, Y. Yamanaka, and T. Shinozuka "Utilization of APD for measurements of radiation from microwave ovens", *EMC Europe Workshop (Electromagnetic Compatibility of Wireless system)*, (2005) pp.175-178
- [11] 後藤薫, 石上忍, 松本泰, 篠塚隆, 山中幸雄, “無線通信システムの EMC – 妨害電磁波の振幅確率分布測定とデジタル無線通信の保護”, *情報通信研究機構季報* Vol.52, No.1 (2006), pp.69 – 77
- [12] 後藤薫, 松本泰, “電磁妨害波の振幅確率分布(APD)測定とその研究動向について”, *エレクトロニクス実装学会誌*, Vol.10, No.3 (2007) pp. 180 – 184
- [13] K. Gotoh, Y. Matsumoto, S. Ishigami, T. Shinozuka, M. Uchino, “2007 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility” (2007)
- [14] 論出素直, 荒川悟, “多チャンネル APD 測定装置の開発”, *アンリツテクニカル*, No.87 (2012), pp.38 – 46
- [15] I. Wu, H. Ohta, K. Gotoh, S. Ishigami, Y. Matsumoto, “Characteristics of Radiation Noise from an LED Lamp and Its Effect on the BER Performance of an OFDM System for DTTB”, *IEEE Transactions on EMC*, Vol. 56, No.1 (2014), pp.132 – 142
- [16] CISPR 15: 2018, “Limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics of electrical lighting and similar equipment”, Ed.9.0
- [17] 3GPP TSG25.211, 3rd Generation Partnership Project, 2003
- [18] RCR STD-28, ARIB, 2002