

インパルス性雑音環境の測定

Measurements of Impulsive Noise Parameter in Man-Made Noise Environment



山内 健次⁽¹⁾
Kenji Yamauchi

要 約

最近、電子機器からの放射妨害に対し規制が課せられ、伝導妨害および輻射妨害の測定法を理解することが重要になってきた。このような妨害波には希に現れる大きな振幅のインパルス性妨害が含まれる。従来使われてきた準尖頭値検波および平均値検波ではこのような妨害に対して低い表示しか示されない。ミドルトンのモデルを適用し、配電線において伝導妨害を測定した結果、ピーク電力、背景雑音レベルおよびパルスの現れる割合を知ることができた。クラスA妨害の観点からオフィス、駐車場および工場のパラメータ分布を調べた。また走行している自動車からのイグニッション（輻射）妨害を測定しクラスBのパラメータを求めている。雑音環境を知ることにより、電子機器の誤り率の予測、デジタル通信システムの性能評価に役立てることができる。

Recently, the electrical and electronics equipments must be with specifications intended to assure EMC (Electro-Magnetic Compatibility). Usually the conduction and radiation emitting sources are measured by the EMI (Electro-Magnetic Interference) instrumentation. The average and quasi-peak detectors are used in it. However it is not able to measure the level exactly for highly man-made impulsive interference. Middleton's class A or B model may be applied to the impulsive interference. Parameters of impulsive interference on power line and ignition radio noise were derived by fitting the observed noise to calculated exceedance probabilities of the envelope. It may be evaluated that the bit error rate for digital system on the communication link is affected by the impulsive noise that is encountered in practice.

(1) 姫路工業大学工学部教授

1. は じ め に

半導体デバイス技術の進歩は目ざましいものがあり、マイクロコンピュータおよびLSI化された周辺回路は高い信頼性を持ち、安価に手軽に利用できるようになってきた。電気製品は付加価値を高めるため、高機能化の競争が激しく、車載装置、家庭電化製品にもマイクロコンピュータが幾つも利用される。一方、電気機器から発生する電磁妨害(EMI: Electro-Magnetic Interference)の放射(伝導および輻射によって)が他の電気機器に妨害を与えることがあり、機器の動作に対して電磁環境の問題がクローズアップされてきた。従来はおもに無線通信機器の保護が前提にあり妨害波あるいは不要輻射の規制が行われていた。特に電磁波利用機器(ISM: 工業、科学、医療機器)の無線通信あるいはラジオへの妨害に対して監視監督が行われてきた。情報処理機器に代表されるマイクロコンピュータ搭載の電子機器は高周波クロックあるいはスイッチング・ノイズが無線通信機器あるいは伝導妨害・放射妨害により他の電子機器に妨害を与える。これらの装置はVCCI(情報処理装置等電波障害自主規制協議会)により規制される。またCDプレーヤ、ステレオ機器などは電気用品取締法によって規制を受けている。機器装置相互の妨害は単一の規制で簡単には取り締まれないのが現状である。また電子機器に放射妨害を与えて機器がどのレベルまで正常な動作を保証できるかを試験するイミュニティ試験が課せられるようになってきた。電気機器あるいはそれらによって構成される複雑なシステムは人間社会と同様に互いの共存と調和が大切であり、これを達成するための工学的分野 EMC (Electro-magnetic Compatibility) あるいは環境電磁工学の考えに

基づいた取り組みが必要になってきた。

本稿では自然的雑音発生源の雷放電あるいは電気機器から発生する人工雑音で良く観測されるインパルス性妨害の測定法を説明する。パルス性の雑音はたとえ振幅が不規則に変動していても周期的に現れるときには時系列を観測して性質を知ることができる。しかしそのパルスの発生が不規則でいつ現れるか分からない場合にはやっかいである。原因不明の誤動作、故障あるいは障害が起こることが良くある。このような場合、その振幅あるいは包絡線の分布を調べることによって統計的にはっきりさせることができる。低い周波数では電子機器は配電線を伝わって妨害が結合される。またオフィス/家庭およびビルディング内の警報システムに配電線を使った通信が応用できる。配電線上で観測されるインパルス性雑音の統計的な性質を調べ、従来の周波数スペクトルと雑音強度だけでなく、雑音環境を3つのパラメータ(クラスA)で表わし、詳しく考察する。また高い周波数では輻射によって妨害が与えられる。走行中の自動車から発生したイグニッション雑音を観測し6つのパラメータ(クラスB)によって無線雑音環境を表す。これらのパラメータを知ることにより、例えばPSK(Phase Shift Keying)デジタル通信の性能あるいは電子機器の誤動作の評価をすることができる。¹⁾ さらにインパルス雑音環境の下で誤りの少ない最適動作をする受信機を構成することができる。^{2) 3)}

2. 放射妨害の測定と自主規制

EMIは伝導(電圧あるいは電流)あるいは輻射(電界あるいは磁界)によって放射される電気現象であるが、周波数でみると50あるいは60Hzの電力周波数からマイクロ波領域まで広がっている。

これを測定するには正弦波だけでなく雑音状の不規則に変動する成分も測定するために妨害波測定装置が使用される。広いスペクトルを持つ雑音も中心周波数の周りで狭帯域の成分として強度を測定する。狭帯域雑音を時間波形として見れば

$$n(t) = \varepsilon(t) \cos(\omega_0 t + \phi(t))$$

と表せて、包絡線 $\varepsilon(t)$ が緩やかに変動し、位相角 $\phi(t)$ も時間と共に緩やかに変動する。瞬時振幅が正規分布するとき雑音 $n(t)$ をガウス形雑音と言い、包絡線はレイリー分布する。このような狭帯域雑音の中心周波数を f_0 ($=\omega_0/2\pi$: Hz), 波長を λ (m) とする。電磁波を測定する場合、放射源と測定地点の距離が $\lambda/2\pi$ より近ければ近傍電磁界として扱われ、それより遠くであれば遠方電磁界として扱われる。 $f_0=30$ MHzでは $\lambda=10$ mであり、 $\lambda/2\pi$ は約1.6mであり、3 m離れれば遠方電磁界として扱える。また放射体の大きさが一辺 L (m) の立方体と見なせるとき、放射体と測定点の距離が L^2/λ より遠ければ点波源と見なせる。通常、放射妨害を測定するとき、 $f < 30$ MHzの周波数領域では電源線あるいは装置に入出力される線の端子電圧 (μ V) あるいは電流を測定する。 $f > 30$ MHzの周波数領域では電波と見なし 3 mあるいは10m離れたところでアンテナを設置してアンテナ端子電圧を測定する。この電圧にアンテナ・ファクタ (使用したアンテナと測定周波数によって決まる) を掛けると電界強度 (μ V/m) が求められる。

30MHz以下の周波数で放射妨害を測定するとき、図-1 に示す構成により、配電線から疑似電源回路網を通して供試機器をつなぎ妨害波測定器によって電源線の端子電圧を測定する。疑似電源回路網は配電線から伝導してくる雑音を阻止し、供試機器から発生し配電線を伝導する妨害電圧を測定す

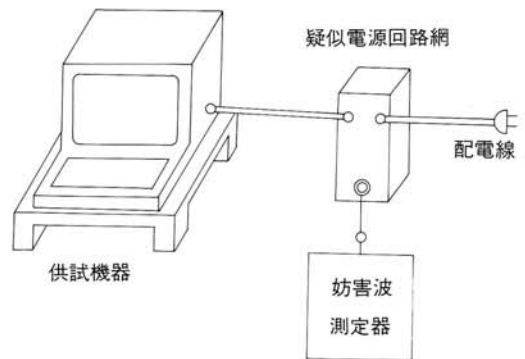


図-1 端子電圧の測定

Fig.1 The measurement of voltage across the terminal

る。30MHz以上の周波数に対しては、図-2 に示すオープンサイトにおける輻射電界の測定をする。供試機器と測定用アンテナ間の距離が D (3 m、10mあるいは30m) であり、供試機器は通常使用する状態で測定し、かつ回転させて一番放射が大きい値を探す。またアンテナは水平および垂直で測定し、高さを変化させて最大の妨害波強度を測定する。

さて、妨害波測定器は図-3 に示す構成であり、測定中心周波数は任意に選べて、中間周波増幅段で帯域幅 Δf_R が決まる。測定器入力端子にパルスが加わった場合、パルスの周期 T と検波器の充電および放電時定数 T_c , T_d の関係によって包絡線

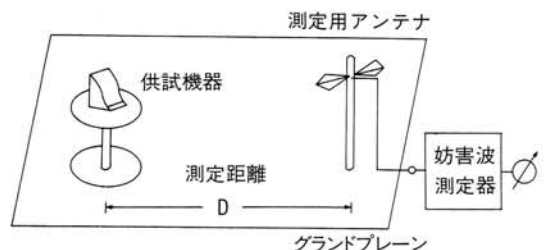


図-2 オープン・サイトにおける輻射電界強度の測定
Fig.2 The measurement of the electric field strength in the open site

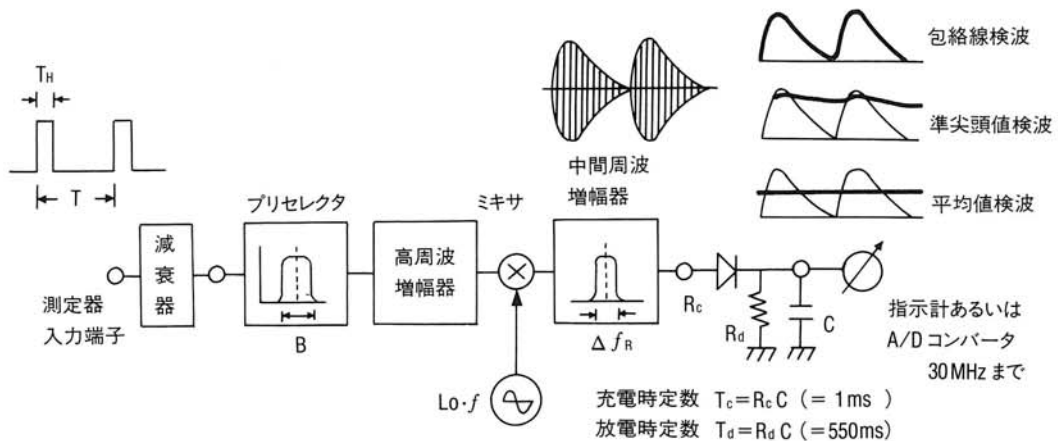


図-3 妨害波測定器の構成

Fig. 3 The block diagram of the instrumentation for interference

検波、準尖頭値検波、平均値検波となる。平均値検波は入力妨害波の平均電力を指示する。準尖頭値検波で測定するとき入力したパルス状妨害波の到来間隔 T が放電時定数 T_d よりも短いときパルスの尖頭値に近い値を指示し、間隔が長くなると平均値検波の指示値に近づく。準尖頭値検波ではパルス到来間隔と放電時定数に関係がある点に注意が必要である。包絡線検波では

$$T_d \ll (\Delta f_R)^{-1} \text{ と選ぶ。}$$

VCCIの自主規制は第1種の業務上使用される機器と第2種の一般家庭で利用される機器に分けられる。30MHz以下の周波数では端子電圧を測定し、30MHz以上では放射電界の制限を示している(表-1参照)。端子電圧の測定では準尖頭値検波の方が平均値検波より13dB高くても良いことになっているが、パルスの到来間隔が放電時定数より十分大きければピークで13dBよりずっと大きなパルスが現れているかも知れない。パルス状の成分が存在するときには、背景雑音のレベルを知ることができない。

表-1 情報処理装置等電波障害自主規制

周波数 (MHz)	測定方法		第 1 種 情報装置	第 2 種 情報装置
0.15～0.5	端子電圧	準尖頭値	79dB	66－56dB
		平均値	66dB	56－46dB
0.5 ～5	端子電圧	準尖頭値	73dB	56dB
		平均値	60dB	46dB
5 ～30	端子電圧	準尖頭値	73dB	60dB
		平均値	60dB	50dB
適用機器			業務用環境で 使用される情報 処理装置	一般住宅で大衆 が使用する情報 処理装置

1 μV を 0 dB とする。

周波数 (MHz)	測定方法	第1種情報装置	第2種情報装置
30~230	放射電界強度 (30m)	30dB	—
		37dB	
230~1,000	放射電界強度 (10m)	40dB	30dB
		47dB	
30~230	放射電界強度 (3m)	50dB	40dB
		57dB	

1 $\mu\text{V}/\text{m}$ を 0 dB とする。

3. 配電線上の雑音モデル

配電線上で観測される雑音はつぎの4つの範ちゅうに分けられる。

- a. ランダムインパルス雑音
- b. 60Hzの電力周波数に同期した雑音
- c. ならかなスペクトルを持つ雑音
- d. 同期性の無い周期雑音

ここでは最初の2つの範ちゅうに関心がある。これらの雑音にミドルトンのクラスAモデルおよび新しいモデルを適用し、パラメータを推定する。ミドルトンは無線雑音源が平面あるいは空間に分布しているEMI環境を統計的にモデル化して、一般的に関心のもたれる狭帯域受信機で検波した包絡線の分布を理論解析し、このモデルに必要なパラメータを明示して、測定結果とよく一致することを示した。⁴⁾ このモデルは振幅変調系の解析だけでなくPSK通信システムの評価および電子機器の誤動作解析にも応用できる。

3. 1 配電線で観測される雑音

2つのクラスのEMIは理論上次のように区別される。

クラスA：雑音の帯域幅が受信システムの帯域幅に等しいか小さい、すなわち妨害パルスは受信機の前段(RF-IF)で過渡波形を作らない。

クラスB：妨害パルスの幅が狭く受信機の帯域幅によって決まる過渡波形が支配的となる。モデルは無線雑音に対して妨害源が空間および時間上でポアソン分布していることを想定している。しかし配電線のノーマルモード(線間モード)あるいはコモンモード(対接地モード)の妨害波に対してクラスAモデルにフィットできる例があった。配電線上には多くの独立な妨害発生源があり観測点から離れて1次元ポアソン分布(不規則に発生)すると考えられる。クラスA妨害は3つのグローバル・パラメータ(A , Γ , Ω_2)モデルによって記述される。ここで検波器出力で観測される瞬時包絡線があるスレシヨルド ε_0 を越え

る確率APD (a posteriori probability distribution) $P(\varepsilon > \varepsilon_0)$ を使う。クラスA妨害に対するAPDは正規化した形で次式のようにかける。

$$P(\varepsilon > \varepsilon_0) = \exp(-A) \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \exp\left(-\frac{\varepsilon_0^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad \dots\dots(1)$$

$$2\sigma_m^2 = \frac{m/A + \Gamma}{1 + \Gamma}$$

$$\varepsilon_{rms}^2 = 2\Omega_2(1 + \Gamma)$$

ここで A は“インパルス指数”である。それは毎秒あたりの放射個数と1つのパルスの平均放射期間の積である。

Γ は“独立な背景ガウス成分強度(σ_g^2)とインパルス成分強度(Ω_2)の比”である。包絡線分布(APD)は異なる分散 $2\sigma_m^2$ を持つ多くのレイリー分布の項から形成されている。 $m=0$ の項は背景雑音の項を示す。 $m=1$ の項は1つの大きなレベルのインパルス成分であり、 $m=2$ の項は2倍の強度のインパルスを表している。

一方、電力周波数に同期した雑音に対して新しい方法を提案している。配電線上で図-4および図-6のようなパルス性の雑音を観測した。⁵⁾ これらの包絡線は一連の周期的な(その周期は $T=1/120\text{Hz}$ あるいは $1/60\text{Hz}$)パルスからなる。し

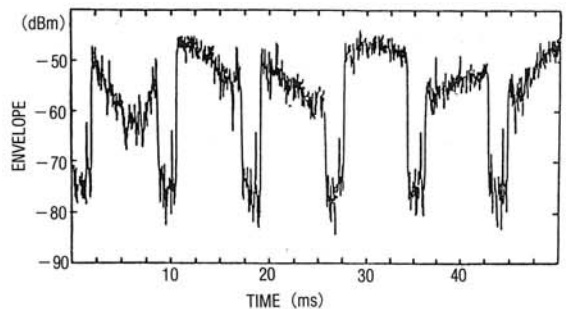


図-4 配電線雑音の瞬時包絡線

Fig.4 Instantaneous envelope of power line noise

かしこれらのパルスの包絡線はランダムに変化しているように見える。低いレベルの期間は背景雑音に相当し高いレベルの期間 T_H はパルス性のより高いレベルの妨害である。受信機の入力では狭帯域の雑音と考えることができ、振幅を観察するとき、異なる分散を持つ排他的な2つの統計的に独立なガウス過程と仮定する。だから包絡線の確率密度関数は2つのレイリー分布の和となり、正規化したAPDは式(2)で示される。

$$P(\epsilon > \epsilon_0) = \left(1 - \frac{T_H}{T}\right) \exp\left(-\frac{\epsilon_0^2}{\Gamma}\right) + \frac{T_H}{T} \exp\left(-\frac{\epsilon_0^2}{T/T_H + \Gamma}\right) \dots (2)$$

式(1)で $A \ll 1$ の場合、対応的に $T_H/T \ll 1$ となり式(1)の $m=0$ および $m=1$ の項が支配的になる。式(2)が式(1)の良い近似になる。 $A > 0.5$ の場合式(1)は2つの部分からなり、すなわち背景雑音の項 ($m=0$ に対応) と残りの合成項 ($m > 1$ の重なりあった項) からなり、また式(1)は式(2)によって近似される。

3. 2 妨害波のパラメータ測定

妨害の測定は配電線のノーマルモード成分を抵抗、コンデンサによる結合回路を通じて受信機(あるいは妨害波測定器)につなぐ。測定装置はIF帯域可変(10kHzあるいは3kHz)を有する商用無線受信機が使えて、包絡線検波出力をA/D変換しデータを保存する。APDはある特定の包絡線レベルを越えるサンプルの回数を計数して求められる。配電線雑音を測定するといくつかのインパルス性雑音の例が観測された。大部分のインパルス性雑音は周期的に現れクラスA APDにフィッ

トできる(それらのインパルス指数Aは比較的大きいものが多い)。ここでは2つの例を取り上げ具体的にクラスA妨害モデルの曲線を決めるシェーピング・パラメータ(Aおよび Γ)を求めた。図-4は配電線上で中心周波数340kHz、帯域幅10kHzにより受信された雑音包絡線の時系列を示している。雑音は120Hzの周波数で変化する周期的パルスの時系列からなり、パルスの包絡線はランダムに変化しているように見える。これはまたクラスA妨害の定義を満足している。対応するAPDは、すなわち正規化された包絡線に対する $P(\epsilon > \epsilon_0)$ および理論的なクラスAモデルのAPDが図-5の実線にプロットされている。図の横軸は

$(1/2) \log_{10} (-\log_e [P(\epsilon > \epsilon_0)])$ で取られており、縦軸は包絡線 ϵ_0 のデシベル表示である(レイリー確率紙: レイリー分布の場合には $-1/2$ の勾配の直線になる)。クラスAのパラメータはつぎのように決められる。

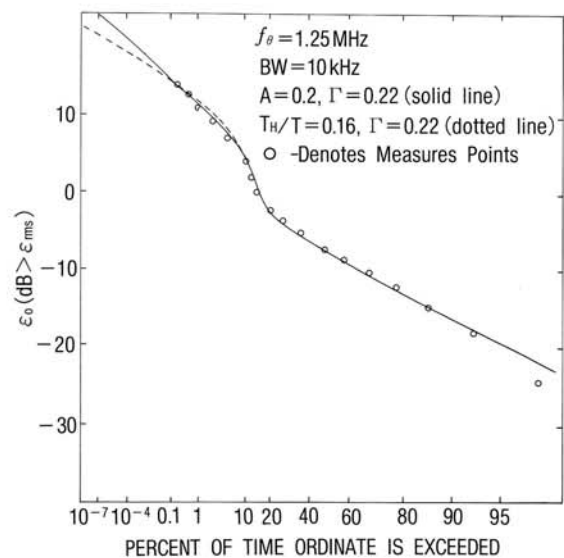


図-5 包絡線分布による測定された妨害とクラスAモデルの比較

Fig. 5 Comparison of measured envelope of interference with class A model

$$A=1.45, \quad \Gamma=0.005, \quad \Omega_2=-51.2\text{dBm}$$

(背景雑音 $\sigma_G^2=-74.2\text{dBm}$)

図-4において妨害波は包絡線が高いレベルにあり、すなわち妨害源が放射している期間がある。単純化したモデルを適用すると、式(2)を用いて図-5の点線が計算できる。シェーピング・パラメータは $T_H/T=0.79$, $\Gamma=0.005$ となる。またつぎの量が求められる。

$$\Omega_2+10\log(T/T_H)=-50.2\text{dB}$$

高いレベルは約 -50dBm であり、低いレベルすなわち背景ガウス形雑音レベルは -75dBm と求められる。そしてそれらはそれぞれ Ω_2 と σ_G^2 に近い値である。インパルス指数が大きくて同時に2つ以上の妨害放射が重なっている。また別の例として中心周波数 1.25MHz 、帯域幅 3kHz で受信されたインパルス性雑音を見る。雑音の時系列と対応するAPDの図を図-6および図-7に示す。パラメータはつぎのように求められる。

$$A=0.2, \quad \Gamma=0.22, \quad \Omega_2=-77.0\text{dBm},$$

$$(\sigma_G^2=-83.5\text{dBm})$$

この場合にはインパルス性雑音は $1/60\text{Hz}$ の周期で現れている。インパルス指数 A は比較的小さい。この場合インパルス指数はパルス性妨害が発生している確率に近似的に等しいと考えることができる。この確率は図-6から 0.19 であり A に近い値を示している。単純化したモデルでは

$$T_H/T=0.16, \quad \Gamma=0.22$$

図-6の高いレベルは

$$\Omega_2+10\log(T/T_H)=-69.1\text{dBm}$$

となる。あるいは包絡線のピーク(Ω_2/A)によって求めてもよい。妨害が放射される高いレベルの期間に通信システムは大きな妨害を受けデジタル通信ではビット誤りが増し性能が劣化する。

3. 3 インパルス度合いの主観評価とVd値

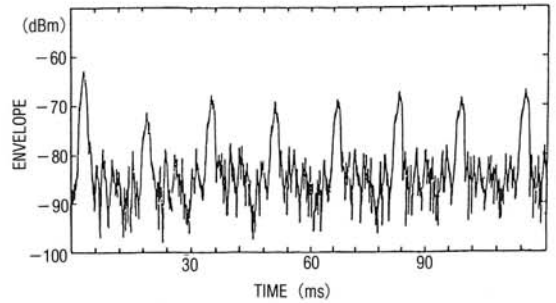


図-6 配電線雑音の瞬時包絡線

Fig. 6 Instantaneous envelope of power line noise

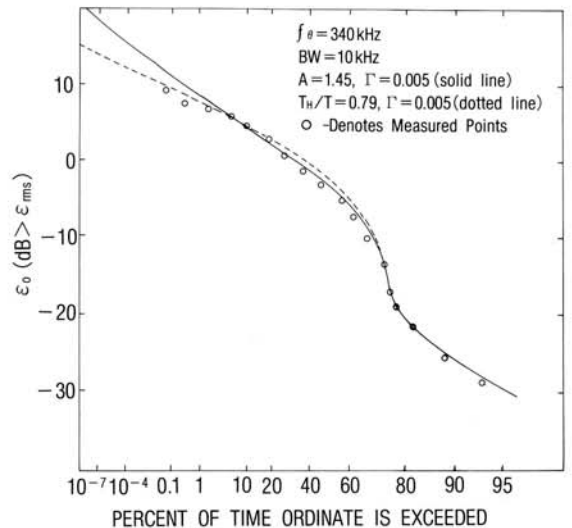


図-7 包絡線分布による測定された妨害とクラスAモデルの比較

Fig. 7 Comparison of measured envelope of interference with class A model

まず配電線間の妨害電圧を、計器保護用ネットワークを通して選択レベル計(安立ML520B)の入力とする。帯域幅を 30kHz に設定し、中心周波数を 150kHz , 200kHz , 300kHz あるいは 400kHz に選り中間周波成分の包絡線を観測する。12ビットのA/Dコンバータにより $20\mu\text{s}$ 間隔のサンプル値を8192点測定した。これを1つの記録として保存する。96の記録に対して包絡線の統計分布を調べ、モーメントを計算した。⁶⁾ 3カ所の異なる事

業所、すなわちオフィス、駐車場、工場において測定が行われた。まず、測定場所ごとの周波数に対する平均雑音強度 (dBm) の傾向を図-8に示す。測定のばらつきを示すため平均値のまわりに標準偏差の2倍の範囲を示す。平均強度の周波数依存性はみられないが、工場の強度が他の場所に比べて20dB程度大きいのがわかる。雑音がガウス形であれば、通信システムに許される誤り率を与えると、搬送波対雑音電力比が求められ、次に必要とされる信号レベルが決定される。しかし雑音にガウス成分だけでなくインパルス成分が含まれていると、平均の雑音強度だけでは通信システムの評価はできない。

場所によるインパルス性の有無あるいは周波数によるインパルス性の増減の傾向を調べるために包絡線の超過確率分布 (APD) と V_d (=実効値/平均値; dB) によって調べた。測定場所と周波数に関するインパルス性の分類を表-2に示す。インパルスの度合いはAPDをレイリー確率紙にプロットして図よりレイリー分布との差が大きいものほど大とし、5段階の主観評価を行っている。

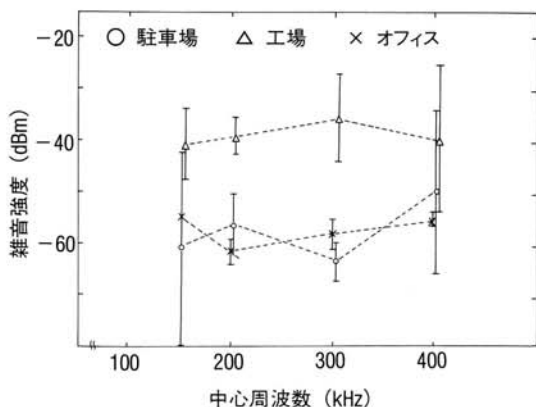


図-8 平均雑音強度の周波数依存性

Fig. 8 The dependences of average noise intensity on center frequencies

中心周波数が低いほど、たとえば150kHz, 200kHzにインパルス性の(大、中)の件数が多く、400kHzになると、工場を除きインパルス性は無い。インパルス度合いの場所による違いは余り大きくなく、工場が若干インパルス性の強い雑音環境にある。

つぎに主観評価によるインパルス性の大小と V_d による分類を表-3に示す。 V_d の値はこれまで種々の文献で次のような評価されている。

(1)包絡線が一定である。 $V_d = 0$ (dB)

(2)包絡線がレイリー分布する。

$V_d = 1.05$ (dB)

(3)大きなインパルス性を含む。 $V_d > 2$ (dB)

先の5段階主観評価と V_d の値を比べてみると傾向がよく一致しているのが分かる。 $V_d < 1.1$ (dB)

表-2 場所と周波数によるインパルス性の分類

	インパルス性	150 (kHz)	200 (kHz)	300 (kHz)	400 (kHz)
オフィス	無			1	4
	極小			2	
駐車場	小	4	4	17	
	中				
工場	大				
	無		3	3	4
工場	極小		1	2	
	小	4	1	14	
工場	中				
	大	5	5	11	3
工場	無				1
	極小				4

表-3 インパルス性の有無に対する V_d の値

インパルス性	$20 \log V_d$ (dB)
無	0.19 ~ 1.10
極小	1.08 ~ 1.31
小	1.11 ~ 1.38
中	1.13 ~ 3.28
大	3.69 ~ 13.04

ではインパルス性が無いすなわち受信機入力雑音がガウス形であるかあるいは包絡線が平坦な例が多く占めていて、インパルス性を問題にするには $V_d > 1.1$ (dB) を目安にすることができる。

さて、 V_d の値とクラスA妨害の関係を調べておく必要がある。 V_d をパラメータにして、クラスA妨害のシェーピング・パラメータ (A , Γ) をそれぞれ横軸および縦軸にしたのが図-9である。 $A > 1$ あるいは $\Gamma > 1$ は受信機入力妨害源がガウス形に近くなり、 V_d は1.05dBに漸近する。たとえば $A=0.001$, $\Gamma=10$ であれば $V_d=1.5$ (dB) となり、 V_d によって評価する限りインパルス性は小さい。この状況は $A \ll 1$ ということではインパルスは希にしか現れない。パルスの平均電力は背景雑音より $1/10$ と小さいが、パルスが現れたときにはその包絡線の電力はピーク (Ω_2/A) で背景雑音の100倍にもなり、通常の受信機では

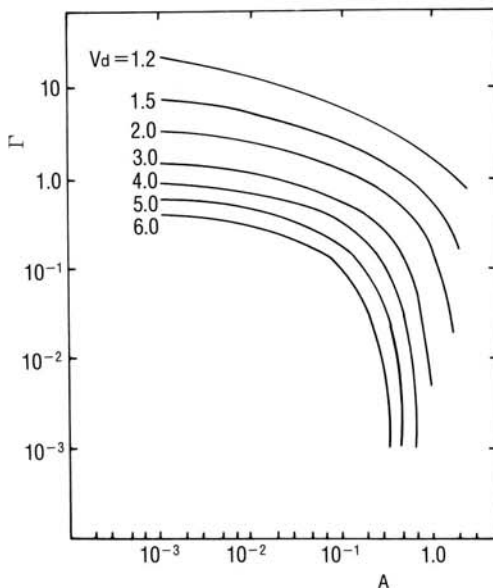


図-9 クラスAの妨害パラメータと V_d の関係
Fig. 9 The relation between the parameter of class A interference and the value of V_d

ビット判定を誤る可能性がある。例えば信号対雑音電力比が余り大きくないところでは、単純に考えるとビットの誤りは $A * 0.5$ となることが予想される。

インパルス性雑音のパラメータ推定は、包絡線の超過確率分布の曲線をレイリー確率紙の上で理論曲線とフィットさせるやり方、最小自乗法を用いるやり方および包絡線の2, 4, および6次モーメントから計算によって求める方法がある。このモーメントによる推定法が有効である。2次のモーメント $\varepsilon_{rms}^2 = \langle \varepsilon^2 \rangle$ によって正規化されたモーメント e_4 ($= \langle \varepsilon^4 \rangle / \varepsilon_{rms}^4$), e_6 ($= \langle \varepsilon^6 \rangle / \varepsilon_{rms}^6$) を使って (A , Γ , Ω_2) が次式によって計算できる。ここで $\langle \quad \rangle$ は平均の演算である。

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{9(e_4 - 2)^3}{2(e_6 - 9e_4 + 12)} \\ \Gamma &= \frac{2(e_6 - 9e_4 + 12)}{3(e_4 - 2)} - 1 \\ \Omega_2 &= \frac{1}{2} \cdot \frac{\varepsilon_{rms}^2}{1 + \Gamma} \end{aligned} \right\} \quad \text{.....(3)}$$

簡単な計算より測定点と理論曲線の比較的良好一致が得られる。雑音測定データの中にはこの方法によって求められない場合もある。データの記録は96有り、これらをつぎの4項目に分類する。

- (1) $V_d < 1.1$ (dB) 22件
- (2) $V_d > 1.1$ (dB) かつ モーメント法計算可能 62件
- (3) $V_d > 1.1$ (dB) かつ モーメント法が不一致 4件
- (4) $V_d > 1.1$ (dB) かつ クラスA妨害にフィットせず 8件

V_d の値とグラフの観察による適・不適の分類に

よって(1)はガウス雑音あるいは包絡線の一様な妨害が含まれ、インパルスの性質を持たないのでモーメント法を適用しなくても良い。(2)はモーメント法が適用できる場合であり、前項を除いても計算によって84%の A 、 Γ を推定できることを示している。(3)は計算された A 、 Γ がグラフの観察より得られた値と若干の食い違いを見せる例である。(4)は2つに分かれ、 $A < 0$ あるいは $\Gamma < 0$ となり計算が意味を持たない場合、4件がこれに相当する。残りの4件はいずれも駐車場で中心周波数が150kHzにおいて測定された例であるが、クラスA妨害にフィットできずむしろクラスB妨害に相当するよう見える。

クラスA妨害とみなすことのできる70件の記録に対して、測定場所別にどのようなパラメータが存在するかを見るために、横軸を A に取り縦軸を Γ にした散布図を図-10~12に示す。図中で中心周波数による違いを4つの記号で示す。塗りつぶ

しているのはモーメント計算法によって求められないインパルス妨害の例である。図から、オフィ

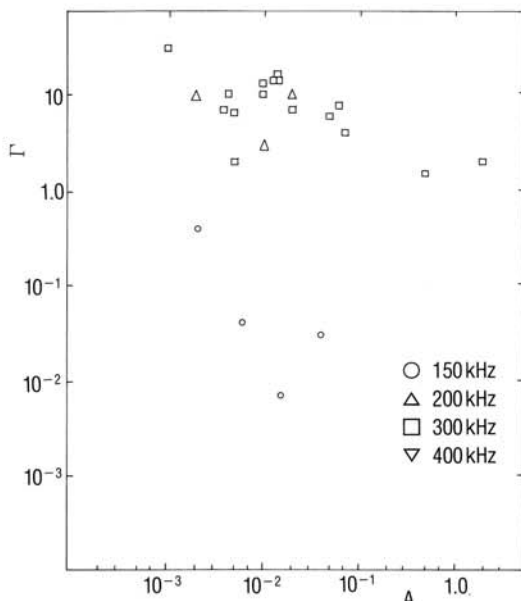


図-11 駐車場のクラスA妨害雑音のパラメータ散布図
Fig.11 The scattering diagram of class A noise in a parking lot

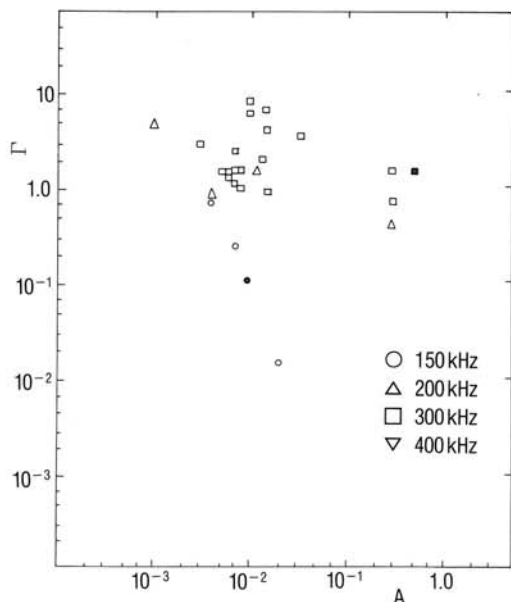


図-10 オフィスのクラスA妨害雑音のパラメータ散布図
Fig.10 The scattering diagram of class A noise in an office

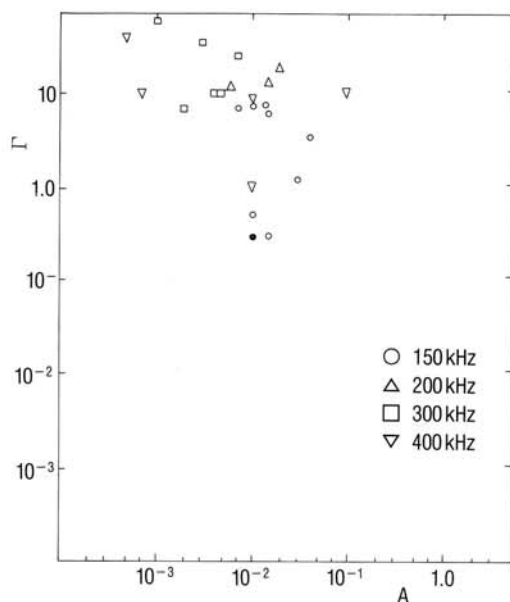


図-12 工場のクラスA妨害雑音のパラメータ散布図
Fig.12 The scattering diagram of class A noise in a factory

スの場合は $A=0.01$ 付近に多くの点があり Γ は $0.01 \sim 9$ まで分布している。駐車場の場合は 200kHz 以上で Γ が比較的大きく $2 \sim 10$ に有る多くのものが $A=0.001 \sim 2$ まで広がっていて、 150kHz では $A=0.015$, $\Gamma=0.007$ を代表とする非常にインパルスの強いものが現れる。工場の場合には $A=0.0001 \sim 0.4$ にあり $\Gamma=0.3 \sim 60$ まで広がっている。

いずれも中心周波数が 150kHz のとき $A < 1$, $\Gamma < 1$ という強いインパルス性を示す例が多い。 200kHz , 300kHz および 400kHz までのどの周波数帯においてもインパルス性を考慮する必要のある例が観測されている

4. 自動車のイグニッション雑音

受信機帯域幅に比べて広いスペクトルを持つ妨害源がクラスBのEMIになる。受信機に狭いパルスが入力しRF-IF段の帯域によりリングングが起こりその包絡線が検波される。自動車のイグニッション雑音はクラスBのEMIである。クラスBのAPDの代表的な例を図-13に示す。曲線を右からみてゆくと、勾配が $-1/2$ の直線的なレイリー領域から次第に離れて勾配が増してゆくが“折れ曲がり点 (bend over point)” ϵ_B を越えると今度は勾配が減少して折れ曲がる。 $\times$ 印の測定点と理論曲線がよく一致している。この曲線は縦軸の包絡線の折れ曲がり点 ϵ_B を境に、 $\epsilon > \epsilon_B$ と $\epsilon < \epsilon_B$ の2つの領域に分けて、2つの式による近似を行い折れ曲がり点でなめらかに繋ぎ合わせている。図中のパラメータを含めてクラスBのモデルを決めるため6つのグローバルパラメータ (A_B , Γ_B , Ω_{2B} , α , $A\alpha$, N_i) があるのでこれらの意味と簡単なパラメータの求め方を説明する。

1) A_B : インパルス指数あるいは重複指数と呼

び、受信機に入射するインパルスの毎秒当たり平均個数と検波器出力のインパルス継続時間 ($\sim 1/\Delta f_R$) との積である。図の折れ曲がり点 ϵ_B より垂線をおろしその点の確率を第一近似の A_B とする。

2) $\Gamma_B = \Delta \sigma^2 / \Omega_{2B}$: ガウス成分比と呼び、入力干渉妨害波の中のガウス成分電力 $\Delta \sigma^2$ と非ガウス成分 Ω_{2B} との比である。一般に $\Delta \sigma^2 = \sigma_R^2 + \sigma_E^2 + \Omega_{2B}^{(E)}$ と和の形で表せて、 σ_R^2 , σ_E^2 および $\Omega_{2B}^{(E)}$ はそれぞれ受信機内部雑音電力、ガウス形外部雑音電力およびインパルス成分が重なってガウス形成分と見なせる成分の電力である。 Γ_B を求めるためにまず図-13の縦軸を包絡線の実効値 (測定データから計算できる) によって正規化する。曲線が直線領域より離れ始める付近の包絡線 ϵ_0 を $10 \log_{10} \Gamma_B$ と読み、 Γ_B が得られる。

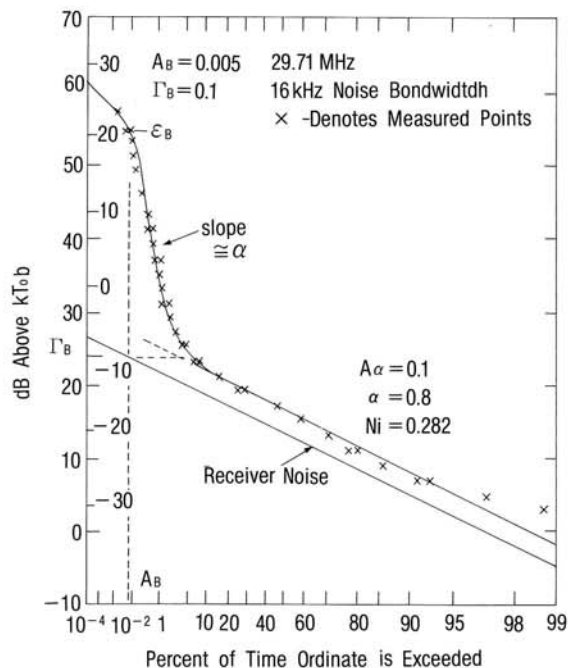


図-13 クラスBの代表的包絡線分布
Fig.13 The typical APD for class B interference

- 3) Ω_{2B} : インパルス成分 (非ガウス成分) の電力であって、包絡線観測データの2乗平均値

$$\begin{aligned}\langle E^2 \rangle_{xpt} &= 2 [\Delta \sigma^2 + \Omega_{2B}] \\ &= 2 \Omega_{2B} (1 + \Gamma_B)\end{aligned}$$

の関係式およびすでに求められている Γ_B とから Ω_{2B} が求められる。

- 4) α : 妨害源の密度分布と受信機までの伝播に関係するパラメータであり、折れ曲がり点 ϵ_B の所で立ち上がって行く勾配より推定できて、次式が使える。

$$\alpha = \{[P(\epsilon > \epsilon_B \text{ dB})] - [P(\epsilon > 0; \text{dB})]\} / (-10(\text{dB}))$$

- 5) $A\alpha$: インパルス指数 A_B に比例して、 α に依存する実効インパルス指数である。

- 6) N_i : これはスケールリングファクタであって、2つの近似的包絡線分布 (APD) を折れ曲がり点で滑らかに繋ぎ合わせて、包絡線の2乗平均値が $2 \Omega_{2B} (1 + \Gamma_B)$ となることを保証する。⁷⁾ APDとレベル交差を用いて、走行する自動車のイグニッション雑音の統計的パラメータを算出した。測定条件およびパラメータの求めた結果を簡単に述べる。

鉄筋4階建て屋上に水平半波長のアンテナを設置し、信号を狭帯域受信機 (選択レベル計を改良) の入力端子に接続する。

中心周波数 : 29.77 MHz

帯域幅 : 3 kHz

選択レベル計出力より包絡線検波信号を取りだし、A/D変換して約70 μs 毎に標本を取り込む。1回のデータ収集は2048点とした。時系列は頻度分布 (これより包絡線分布を求める) とレベル交差の分布が得られるように処理される。時系列の2乗を算術平均して包絡線の2乗平均値、式(4)が求められる。

$$\langle E^2 \rangle_{xpt} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \epsilon_i^2 \quad \dots\dots(4)$$

実効値 $\sqrt{\langle E^2 \rangle_{xpt}}$ を基準 (0 dB) にして、包絡線をデシベルで表しAPDを図-14に書き込み、折れ曲がり点 ϵ_B があることを確認して、第一近似の ϵ_B を決める。

前述の近似パラメータを基にして、理論式を数値計算し (詳細は文献⁴⁾ ⁷⁾ を参照されたし) スケールリング係数を変化させて、パラメータを修正し重ねたのが図の実線である。最終的に求められた6つのグローバル・パラメータはつぎのようになる。

$$\begin{aligned}A_B &= 0.004, & \Gamma_B &= 0.9 \\ \alpha &= 1.264, & A\alpha &= 1.15 \\ \Omega_{2B} &= -115.3 \text{ dBm}, & N_i &= 4.0\end{aligned}$$

選択レベル計の目盛りと図の直線部分から外部雑音および受信機雑音は -135 dBm であった。測定結果と理論曲線が比較的良く合っているのが分かる。

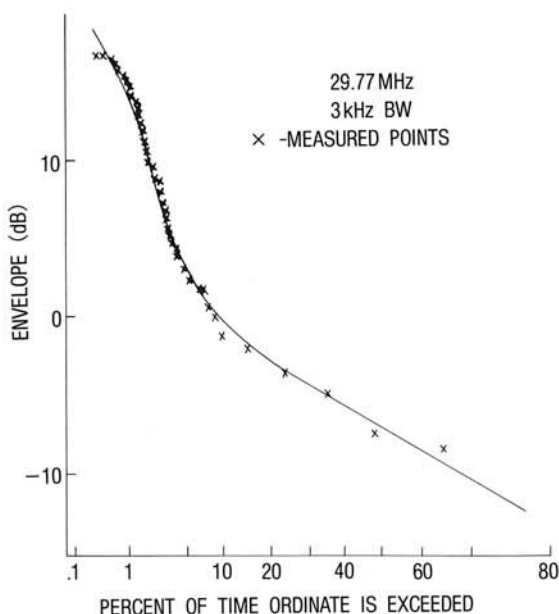


図-14 自動車イグニッション雑音の包絡線分布
Fig.14 The APD of ignition noise from an automobile

5. あ と が き

マイクロコンピュータ搭載の電気機器から発生する放射妨害の測定方法を概説した。これらの機器から発生するインパルス性の妨害に対して、ミドルトンの提唱したクラスA、Bの無線妨害モデルが適用できる。これらのモデルのパラメータを測定することによって配電線あるいは無線雑音環境を、周波数スペクトルと強度だけでなく、ピーク電力、背景雑音レベルおよびパルス出現割合を分離して知ることができる。これらの結果は電子機器の誤り率の予測、デジタル通信システムの性能評価に利用されるであろう。

参考文献

- 1) H.Higuchi, K.Yamauchi et.al.: "A Study on Statistical Probability of Man-Made Impulsive Noises such as Electrostatic Discharge in Urban Environments," 静電気学会誌, 14,1,pp.49-53 (1972)
- 2) 草尾, 森永, 滑川: "インパルス性無線雑音に対する同期型最適受信機," 電子通信学会論文誌, J68-B,6,pp.684-691 (Jun.1985)
- 3) K.Yamauchi et.al.: "Evaluation of a binary PSK Optimum Receiver for the Impulsive Noise of Thyristors," 10th International Zurich Symposium : Electromagnetic Compatibility, 103o7,pp.553-557 (Mar.1993)
- 4) D.Middleton : "Statistical-physical models of electromagnetic interference, " IEEE Trans. Electromagn. Compat., EMC-19,pp.106-127 (Aug.1977)
- 5) K.Yamauchi et.al. : "Parameter Measurement of Class A Interference on Power Line," Trans. IECE Japan, E72,1,pp.7-9 (Jan.1989)
- 6) 山内ほか: "インパルス性無線雑音に対する最適受信機の実験的考察(2)," 電子通信学会技報, EMCJ85-104,pp.13-18 (Jan.1986)
- 7) 山内ほか: "人工雑音の包絡線頻度分布とレベル交叉による統計的パラメータ推定法," 電子通信学会技報, EMCJ80-83,pp.37-40 (Jan.1981)