

石田（實）記念財団
平成15年度 研究助成

報告書

高速無線ネットワーク構築のための電磁環境に関する研究

東北大学電気通信研究所
コヒーレントウェーブ工学研究部門
通信環境工学研究分野
助教授 松本 泰

1. まえがき

高速室内無線 LAN や Bluetooth に代表される室内・近距離無線ネットワークシステムが、利便性や経済性の点から爆発的な発展を見せている。これらのシステムはいずれも免許不要で簡単に設置でき、無線端末も小型で安価なため、近い将来ネットワークシステムにおける重要な役割を負うものと考えられる。現在、無線 LAN 端末の国内売上は1ヶ月に30万台以上と推測されている[1]。このような急激な利用拡大に伴い、電磁環境問題、すなわち他の無線ネットワークシステムからの電波干渉や、無線端末近傍の情報電子機器からの電磁雑音による、回線断や通信品質の低下が深刻になっている。この問題に対しわれわれは、高速無線ネットワーク時代に適した電磁環境の構築を目指して研究を行っている[2]-[5]。

現行の無線ネットワークの中でも、2.4GHz 周波数帯を用いる無線 LAN (IEEE802.11b 規格) は、平成14年の法令改正に伴って伝送速度が高速化され、最も普及が進んでいる。しかし、この周波数帯は元来 ISM (産業・科学・医療用) 機器に割り当てられており、ISM 機器から放射される電磁雑音による干渉の発生が指摘されている[7]-[9]。

ISM 機器とは、電子レンジ、マイクロ波医療器、マイクロ波乾燥機等、マイクロ波をエネルギー源として利用する装置の総称であり、発生したマイクロ波の一部が機器周囲へ漏洩・放射される。特に電子レンジは、わが国では90%以上の家庭に普及している。電子レンジからの電磁雑音は無線 LAN 端末と同程度の実効放射電力を持つので、無線 LAN 回線に重大な劣化を生ずる。また今後無線アクセスを用いた、いわゆる「ホットスポットサービス」の普及が予想される場所として、ファーストフード店やコンビニエンスストアが挙げられる。これらの店舗には多くの電子レンジが設置されており、稼働率も高いため、ホットスポットの運用への影響が懸念されている。

本報告では、普及が進む無線 LAN システムについて、電子レンジから放射される電磁雑音による影響とその対策について検討を行った結果を述べる。電子レンジ雑音の特徴を精度よく表現できる雑音モデルを新たに開発することによって、従来困難であった無線 LAN 信号の通信品質劣化の高精度な評価が可能となった。以下、電子レンジ雑音の性質とそのモデル化、無線 LAN 回線の通信品質劣化の検討結果について述べ、適応フィルタを用いた干渉軽減効果について報告する。

2. 電子レンジによる放射雑音の特性とモデル化

2.1 2.4GHz 帯における電子レンジ雑音の特徴

家庭用の電子レンジは、発振周波数が 2.4 ~ 2.5GHz、RF 出力が数百 W 程度のマグネトロンを使用しており、発生したマイクロ波の一部が雑音として外部へ放射される。マグネトロンは、アノード・カソード間電圧が一定値を超えると発振が生じる。ただし家庭用電子レンジでは通常非平滑化電源を用いるため、駆動電源の周波数に同期したパルス状の間欠発振となる。また、発振周波数も電源電圧に応じて変化するので、周期的な発振周波数の変化が生ずる。従って電子レンジ雑音の発生周期やスペクトルは、マグネトロンの駆動電源に大きく依存する。

市販されている電子レンジは電源部の構成により、商用電源を直接昇圧トランスを介してマグネトロンに印加するトランス型と呼ばれる形式と、商用電源を 30~50kHz の周波数でスイッチングした後に昇圧するインバータ型と呼ばれる形式に大別できる。

上記 2 種類の電源方式の電子レンジ雑音の包絡線波形の例を、図 1 に示す。図中 a) のトランス型電子レンジは

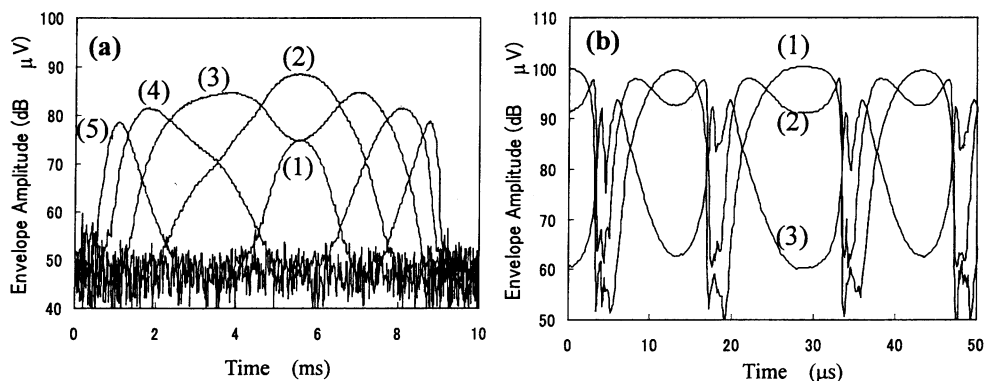


図 1. 電子レンジ雑音の包絡線波形の例。受信帯域幅 10 MHz

(a) トランス型電子レンジ 観測周波数(GHz)=(1)2.472, (2)2.462, (3)2.452, (4)2.442, (5)2.432
(b) インバータ型電子レンジ 観測周波数(GHz)=(1)2.462, (2)2.452, (3)2.442

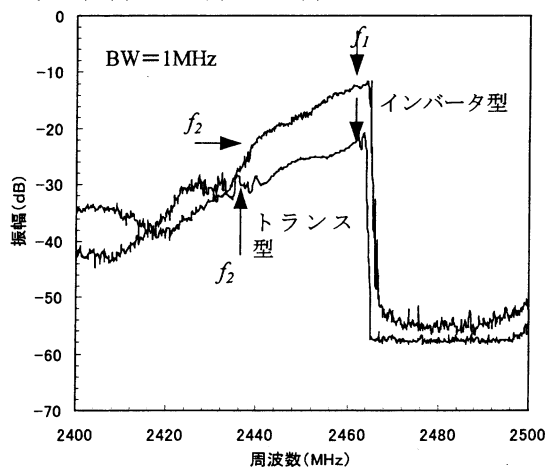
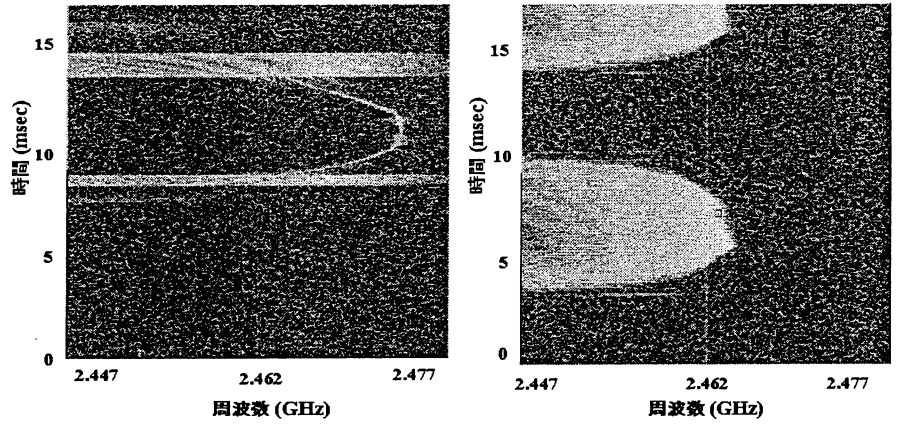


図 2 電子レンジ雑音のスペクトル

商用電源周波数(50Hz)に同期した雑音パルスを放射する。一方、図 b)ではインバータ型電子レンジの雑音がスイッチング周波数(30KHz 程度)に同期したパルスであることを示している。また、一つの雑音パルス中で周波数が変動しているため、観測周波数に依存して雑音パルスの振幅、形状が大きく異なる。

図 2 は、スペクトラム・アナライザで計測した雑音スペクトルである。スペクトルは、ある周波数範囲($f_1 \sim f_2$)に集中し、右上がりの形状を示す。図 3 は FFT アナライザで観測した瞬時周波数の時間変化である。白く表示された部分が高い振幅を表している。一つの雑音パルスの中で商用電源周期に同期した半波正弦波状の周波数変化が確認できる。



a) トランス型 b)インバータ型

図 3 電子レンジ雑音の瞬時周波数の時間変化

2. 2 雑音モデル[4]

前節に述べた電子レンジ雑音の特徴は次の 2 点に集約される。

- ①マグネトロン駆動電圧に同期して間欠的に発振するパルス列である。
- ②雑音の振幅と瞬時周波数はマグネトロン駆動電圧に同期して変動する。

これらの特徴を表現できる雑音モデルを図 4 に示す。マグネトロン駆動電圧による周波数変調 (FM) と非線形振幅変調 (駆動電圧が一定値を超えている間、雑音パルスが継続する) を組み合わせたモデルである。雑音波形は次式で表現される。

$$I(t) = I_0 U(V(t)) \exp \left(j \left(2\pi f_0 t + 2\pi f_{\max} \int_{-\infty}^t V(\tau) d\tau \right) \right) \quad (1)$$

ここで $|I_0|$ は振幅定数, f_0 は FM 変調の中心周波数 (2.45GHz 周辺), $V(t)$ は最大値で規格化したマグネトロン駆動電圧, f_{\max} は最大周波数偏移 (10~40MHz 程度) である。なお I_0 の偏角は区間 $[0, 2\pi]$ で一様ランダムとする。関数 $U(V(t))$ は下記の非線形 AM 変調を表し、電圧 $V(t)$ がスレッシュホールド電圧 V_0 以上の時のみ雑音が発生し、その振幅は $V(t)$ に比例する。

$$U(V) = \begin{cases} V & (V \geq V_0) \\ 0 & (V < V_0) \end{cases} \quad (2)$$

マグネトロン駆動電圧 $V(t)$ は、商用電源周波数 $f_v (=50 / 60 \text{ Hz})$ とインバータ回路のスイッチング周波数 $f_s (=20 \sim 30 \text{ KHz})$ を用いて以下で表す。

$$V(t) = \begin{cases} \cos 2\pi f_v t & \text{トランス型} \\ |\cos 2\pi f_v t \cos 2\pi f_s t| & \text{インバータ型} \end{cases} \quad (3)$$

この雑音モデルは 6 個のパラメータで規定されるが、全てのパラメータは雑音のスペクトルと包絡線の観測によって決定できる。このうち振幅 $|I_0|$ 、周波数 f_0 、最大周波数偏移 f_{\max} 、およびスレッシュホールド V_0 は電子レンジ調理庫内の食物の位置、形状や材質・温度といった負荷条件によって変化するが、変化はゆっくりであり、無線ネットワークシステムの packets 長程度の時間内では一定とみなすことができる。

なお、一般に無線受信機への干渉を評価する際には受信帯域制限後の雑音波形が必要となる。フィルタ通過帯域幅 B と、次式(4)で定義される B_0 (雑音周波数の最大変化率の 1/2 乗) との関係により、帯域制限後の雑音波形 $I_{bp}(t)$ に対して、2 種類の近似が可能である。この近似により後述するビット誤り率の理論検討やシミュレーションにおいて計算量を大幅に低減ができる。

$$B_0 \equiv \max(f_{\max} |V'(t)|^{1/2}) \quad (4)$$

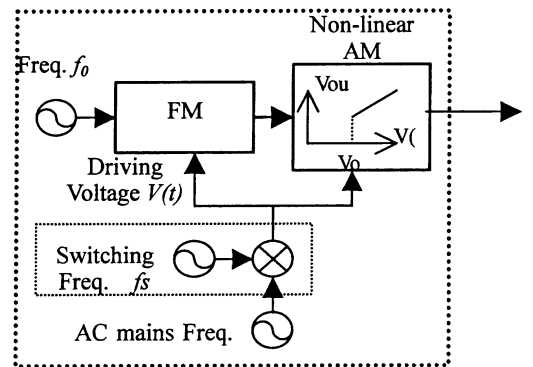


図 4 電子レンジ雑音モデル

帯域幅 B_0 は、トランス型電子レンジでは 0.1 MHz~0.2 MHz , インバータ型では 2 MHz~3 MHz である。

1) 広帯域フィルタ ($B > B_0$) の場合

帯域制限後の雑音は、雑音の瞬時周波数に応じたフィルタ伝達関数の重み付けによって近似できる。

$$I_{bpf}(t) \cong I(t-d)H_{bpf}(f(t-d)) \quad (5)$$

ただし $H_{bpf} \cong \mathfrak{I}(h(t+d))$, $f(t) \cong f_0 + f_{max}V(t)$

ここで $h(t)$ はフィルタの複素インパルス応答, d はフィルタの通過遅延である。

2) 狭帯域フィルタ ($f_v < B \ll B_0$) の場合

$$I_{bpf}(t) \cong \sum_k (-jf_{max}V'(t_k))^{-1/2} h(t-t_k)I(t_k) \quad (6)$$

ただし t_k (k ; 整数) は、雑音の瞬時周波数 $f(t)$ がフィルタの中心周波数 f_c に一致する時刻である。帯域制限された雑音は、フィルタのインパルス応答の列によって近似できる。

図 5 は、本雑音モデルによって、図 1 に示した電子レンジ雑音を模擬した結果であり、雑音パルスの形状が良く模擬できていることがわかる。

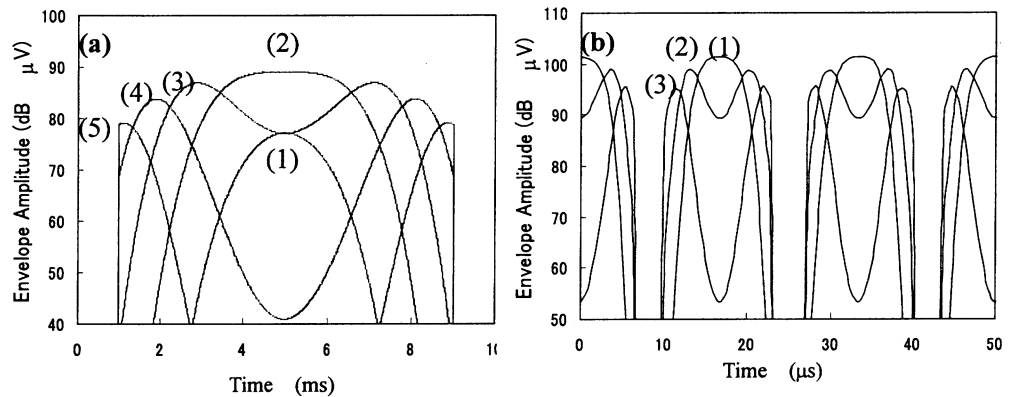


図 5 雑音モデルを用いて図 1 の電子レンジ雑音を模擬した結果 (帯域幅 10MHz)
 (a)トランス型電子レンジ 観測周波数(GHz)=(1)2.472, (2)2.462, (3)2.452, (4)2.442, (5)2.432
 (b)インバータ型電子レンジ 観測周波数(GHz)=(1)2.462, (2)2.452, (3)2.442

3. 直接スペクトラム拡散方式無線 LAN システムへの影響

3. 1 システムモデル

IEEE802.11b 規格の無線 LAN では、直接スペクトラム拡散 (DS-SS) 方式が用いられている。その諸元を表 1、受信機のシステムモデルを図 6 に示す。

表 1 IEEE802.11b 無線 LAN の主要規格

Bit rate R	1 Mbps (DBPSK) 2 M bps (DQPSK) 5.5 Mbps, 11 Mbps (CCK)
Chip rate R_c	11 Mcps
Code	Barker code (1 / 2 Mbps) Complimentary code (5.5 / 11 Mbps)
Preamble	144 bits (1 Mbps, DBPSK)
PLCP Header	48 bits (1 Mbps, DBPSK)
MAC Data	MAC Header; 30 Bytes, DATA; 0 to 2312 Bytes, MAC CRC; 8 Bytes

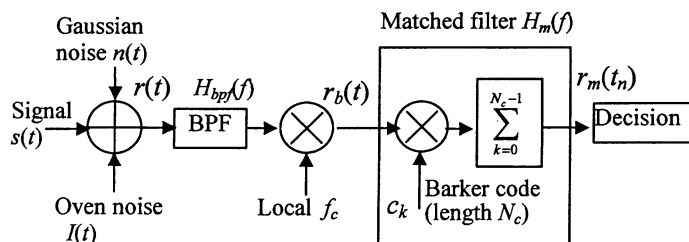


図 6 電子レンジ雑音存在下における無線 LAN 受信機のシステムモデル

ここでは、ビットレート 1Mbps、拡散符号は長さ $N_c=11$ の Barker 系列、変調方式を DBPSK として検討する。信号 $s(t)$ 、電子レンジ雑音 $I(t)$ 、及びガウス雑音 $n(t)$ は帯域制限された後、信号搬送波周波数 f_c によってベースバンドに周波数変換され、マッチドフィルタに入力される。なお電子レンジ雑音に対する帯域制限の影響は、無線 LAN 回線のチップレートが 11Mcps であることを考慮して近似式(5)が適用できる。

3. 2 ビット誤り率とパケット誤り率の評価

マッチドフィルタからの信号 (マッチドパルス) 出力は $+A_0$ もしくは $-A_0$ とし、ガウス雑音出力の分散は σ^2/N_c とする。ビット誤り率を算出するために、マッチドフィルタ出力における電子レンジ雑音の振幅 $|I_m|$ を評価する。ここで電子レンジ雑音の周波数変動速度によって 2 種類の近似方法を用いる。

1) 電子レンジ雑音の周波数変化速度が小さい場合 (CW 近似)

無線 LAN の 1 シンボル内では電子レンジ雑音の振幅・周波数を一定とみなす. 近似(5)を用い, 電子レンジ雑音の振幅 $|I_m|$ を帯域フィルタとマッチドフィルタそれぞれの伝達関数 $H_{bpf}(f)$, $H_m(f)$ を用いて表す.

$$|I_m(t)| \approx |I(t)| |H_{bpf}(f(t))| |H_m(f(t) - f_c)|, \quad (7)$$

送信ビット列が差動符号化されている場合, 時刻 t_m におけるビット誤り率は次式で与えられる.

$$P_{CW}(t_m) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} 2P(t_m, \phi)[1 - P(t_m, \phi)] d\phi. \quad (8)$$

$$\text{ただし } P(t_m, \phi) \approx \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{A_0 + |I_m(t_m)| \cos(\phi)}{\sqrt{2/N_c} \sigma} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{A_0 - |I_m(t_m)| \cos(\phi)}{\sqrt{2/N_c} \sigma} \right)$$

2) 電子レンジ雑音の周波数変動速度が大の場合 (ガウス雑音近似)

マッチドフィルタに入力される電子レンジ雑音の各サンプル値は無相関とみなせる. このためマッチドフィルタ出力の電子レンジ雑音を, 実効値の等しいガウス雑音で近似する. これは従来電子レンジ雑音の表現に用いられてきた ϵ -mixture model[9]と一致する結果となる. ビット誤り率は次式により得られる.

$$P_{Gauss}(t_m) = P_{e_Gauss}(t_m)[1 - P_{e_Gauss}(t_{m-1})] + P_{e_Gauss}(t_{m-1})[1 - P_{e_Gauss}(t_m)] \quad (9)$$

$$\text{ただし } P_{e_Gauss}(t_m) \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A_0}{\sqrt{2\sigma^2 + |I(t_m - 1/(2R))|^2 |H_{bpf}(f(t_m - 1/(2R)))|^2 / 2} / N_c} \right)$$

平均ビット誤り率は上記 $P_{CW}(t)$ もしくは $P_{Gauss}(t)$ を時間平均すれば求められる.

IEEE802.11b 規格の無線 LAN では, パケットデータには誤り訂正を行わない (誤り検出は行われる) ため, パケット中に 1 ビット以上の誤りが発生するとパケットエラーとなる. データ長 L ビットのパケットに対するパケット誤り率は次式によって求められる.

$$PER_{CW}(t_m, L) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[1 - \prod_{l=0}^L [1 - P(t_{m-l}, \phi)] \right] d\phi \quad (\text{CW 近似}) \quad (10a)$$

$$PER_{Gauss}(t_m, L) = 1 - \prod_{l=0}^L [1 - P_{e_Gauss}(t_{m-l})] - \prod_{l=0}^L P_{e_Gauss}(t_{m-l}) \quad (\text{ガウス雑音近似}) \quad (10b)$$

平均パケット誤り率は, 式(10)の時間平均によって得られる.

平均ビット誤り率の計算例を図7に示す. 前述の近似計算法の精度確認のため, 数値シミュレーションを行った結果も図中に示す.

トランス型電子レンジの場合, 雑音の周波数変化率が小さい (無線 LAN の 1 シンボル当たり 10 kHz 程度). このため CW 近似 (式 (8)) を用いて求めた計算結果は数値シミュレーションと極めて良く一致する.

一方, インバータ型電子レ

ンジ雑音の周波数変化率は, 1 シンボル当たり最大数 MHz に達する. このため, ビット誤り率は CW 近似とガウス雑音近似による計算値の中間を示している. 両近似のどちらに近いかは, 干渉する電子レンジ雑音の周波数変化率に依存する. 無線 LAN 信号の搬送波周波数を電子レンジ雑音スペクトルの低周波数側に

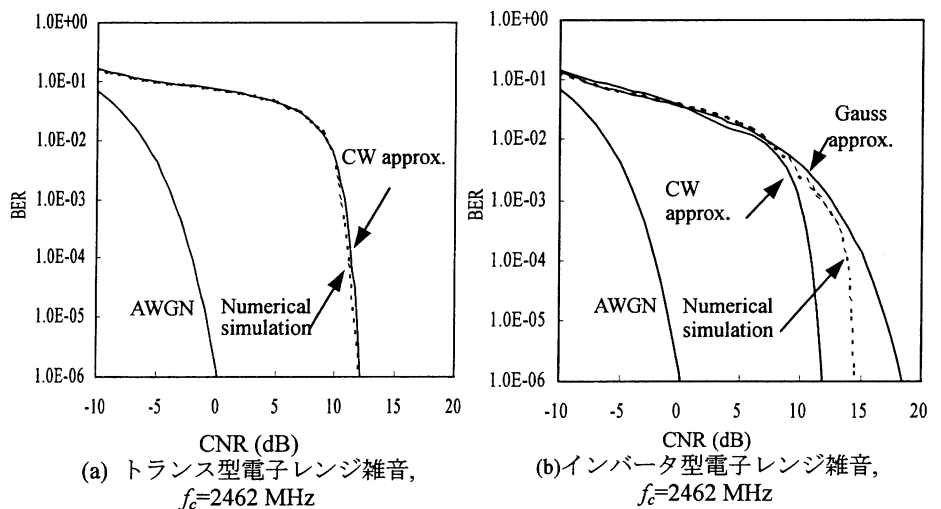


Fig. 7 ビット誤り率の計算結果とシミュレーション結果の比較 (1 Mbps, 電子レンジ雑音ピーク電力/熱雑音電力=20dB)

選んだ場合、雑音の周波数変化率が大きく、誤り率はガウス雑音近似による計算値に近づく。従ってガウス雑音近似による結果は、インバータ型電子レンジ雑音による劣化の最悪値評価となる。

3.3 実験

市販の無線 LAN 端末を用いて実験を行った。同一室内に送受信端末と電子レンジが、相互に見通しの無い場所に設置された状況を想定して信号レベルと干渉波レベルを設定した。

無線 LAN 端末 2 台をリンクテストモードに設定し、一定時間の平均パケット誤り率を計測した。雑音源としてトランス型およびインバータ型の電子レンジ各 1 台に加え、任意波形発生器と RF 信号発生器で構成した電子レンジ雑音シミュレータを用いた。このシミュレータは、前述の雑音モデルに従って模擬雑音を発生できる。

図 8 に模擬雑音と電子レンジ雑音のスペクトルの比較と雑音スペクトルに対する無線 LAN 信号の通信チャネルを示す。またパケット誤り率の測定結果を図 9 に示す。電子レンジ実機による雑音と、模擬雑音による誤り率は良く一致しており、雑音モデルの妥当性が明らかである。なお、理論計算値と実測値には 2~5dB 程度の差がある。この差は電子レンジ雑音の無い状態でも観測されたことから、使用した無線端末に固有の装置劣化と考えられる。

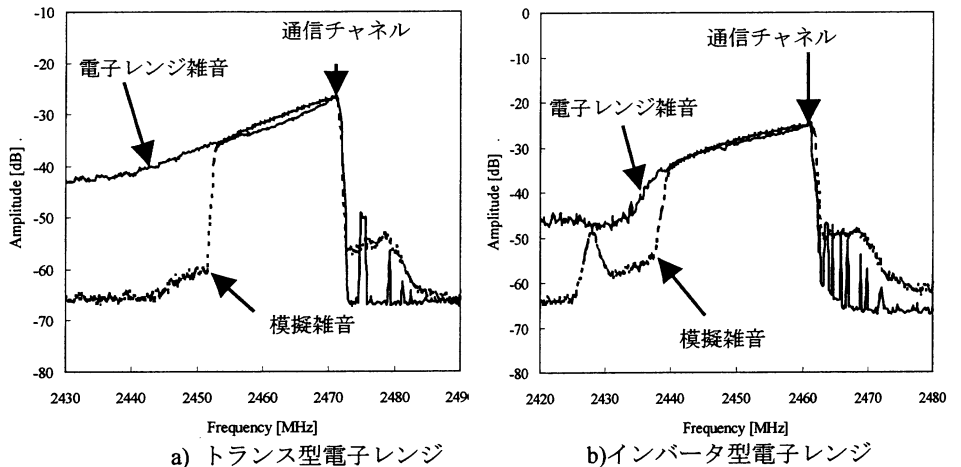


図 8 パケット誤り率測定時の電子レンジ雑音及び模擬雑音のスペクトルと通信チャネルの周波数関係

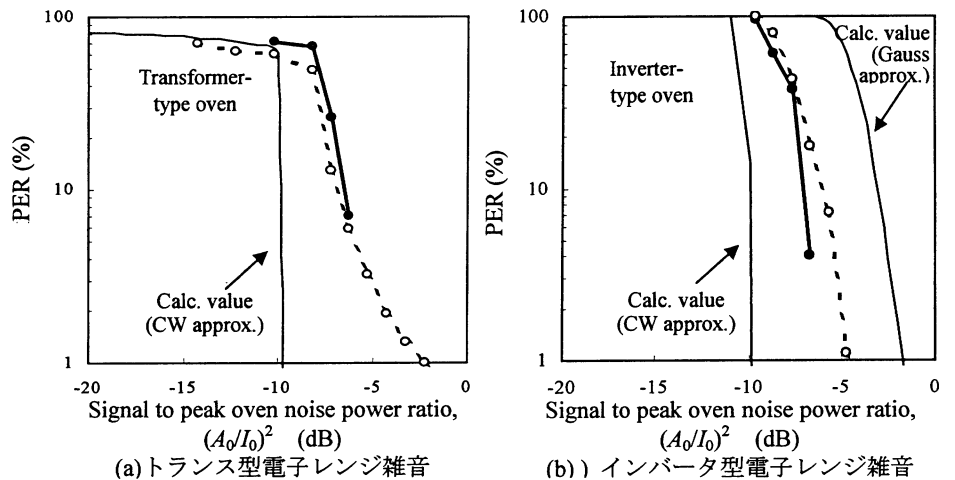


図 9 パケット誤り率の実測結果
太線；電子レンジ実機使用時，破線；電子レンジシミュレータ使用時
細線；計算値，CNR=23.3 dB，ビットレート=1 Mbps，データ長=11904 bit.

4. 適応フィルタによる電子レンジ干渉軽減効果

雑音モデル (式(1)) によれば、電子レンジ雑音は短時間には周波数掃引を伴う CW 状の干渉波とみなせる。直接スペクトル拡散方式では、遅い周波数変動を伴う CW 状干渉波の抑圧には適応フィルタが有効とされていることから[10]、電子レンジ雑音に対しても有効性が期待できる。そこで図 10 に示す様な可変タップ付き遅延線 (適応フィルタ) をマッチドフィルタの前段に挿入した構成を検討した。この方法は、従来提案されている電子レンジ干渉軽減法と異なり、現行の無線 LAN 方式への互換性が確保できることが特長である。

タップ係数の最適値 $h_0(m)$ ($m=1 \sim M$) は、適応フィルタ出力と所望信号の平均 2 乗誤差を最小にする条件により次式で定める。

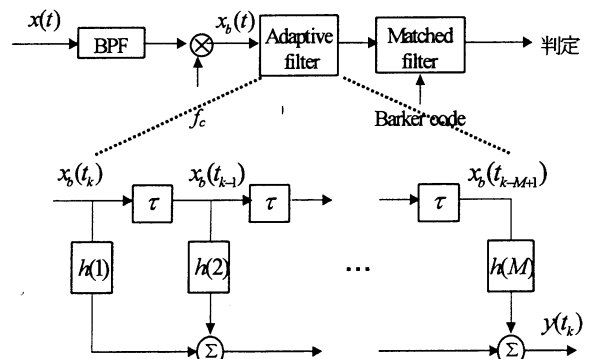


図 10 適応フィルタを用いた無線 LAN 受信機の構成
 $h(m)$; 可変ウエイト, τ ; サンプル間隔

$$h_0 = R^{-1}p \quad (11)$$

R は適応フィルタ入力 x_b の自己相関行列である。フィルタ入力と所望信号との相関ベクトル p は、所望信号と雑音が無相関ならば、所望 BPSK 信号の自己相関ベクトルとなって送信シンボルに依存しない。従って相関行列 R が求まれば最適タップ係数が得られる。ただし実際には相関行列は有限の時間 T_m における平均値から推定する必要がある。また電子レンジ雑音はバースト状であるため、相関行列の推定精度とフィルタの追従性を考慮してフィルタのパラメータ（タップ数 M 、サンプル間隔 τ 、平均時間 T_m 、タップ係数の更新周期など）を定める必要がある。

図 11 は適応フィルタによるビット誤り率の改善効果を実験した例である。トランス型、インバータ型電子レンジとも、ビット誤り率が適応フィルタによって大きく改善されている。インバータ型電子レンジ雑音は、その振幅・周波数の変化が速いためトランス型電子レンジ雑音の場合よりも改善度が小さい。干渉軽減効果の実験的検証、フィルタ動作に必要な演算量の低減が今後の課題である。

5. まとめ

近年普及が進む無線 LAN システムに対する干渉源となっている電子レンジ雑音について、無線回線品質への影響と改善方法を検討した。新たな雑音モデルを用いることによって、従来困難であったビット誤り率の時間変化やパケット誤り率の評価が可能となった。また適応フィルタを用いた干渉軽減法について検討し、原理的に誤り率を大幅に軽減できることを示した。現在、パーソナルユースの無線ネットワークシステムは多くの規格が混在しており、これら異種システム間の相互干渉の解決や、電子機器から放射される雑音の影響の検討も、信頼性の高い無線ネットワークを構築するための重要な課題である。

謝辞

本研究に対する石田（實）記念財団からの研究助成に深謝いたします。

参考文献

- [1] 電波新聞記事「高速ワイヤレス通信」2003年7月16日
- [2] M. Takeuchi, Y. Matsumoto, A. Sugiura, Y. Yamanaka, "A Time-Domain Microwave Oven Noise Model for Evaluation of Interfered Communication System Performance," Int'l Symp. on EMC, pp. 517-520, Sept. 2002.
- [3] T. Murakami, Y. Matsumoto, A. Sugiura, Y. Yamanaka, "Effects of Multi-path Propagation on Microwave Oven Interference in Wireless Systems," IEEE Int'l Symp. on EMC, WE-A-P1.7, May 2003.
- [4] Y. Matsumoto, M. Takeuchi, K. Fujii, A. Sugiura, Y. Yamanaka, "A Time Domain Microwave Oven noise Model for 2.4-GHz Band," IEEE Trans. EMC, Vol.45, No.3, pp.561-566, Aug. 2003.
- [5] T. Murakami, Y. Matsumoto, K. Fujii, A. Sugiura, "Propagation Characteristics of the Microwave Oven Noise Interfering with Wireless Systems in the 2.4GHz Band," IEEE Int'l Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, pp. 2726-2729, Sept. 2003.
- [6] K. L. Blackard, T. S. Rappaport, and C. W. Bostian, "Measurements and models of radio frequency impulsive noise for indoor wireless communications," IEEE J. on Selected Areas in Commun., vol. 11, no. 7, pp. 991-1001, 1993
- [7] A. Kamerman, N. Erkocevic, "Microwave Oven Interference on Wireless LANs Operating in the 2.4 GHz ISM Band," IEEE Int'l Symp. on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, pp. 1221-1227, Sept. 1997.
- [8] H. Kanemoto, S. Miyamoto, N. Morinaga, "Modeling of Microwave Oven Interference Using Class-A Impulsive Noise and Optimum Reception," IEICE Trans. Commun., Vol. E80-B, No.5, pp. 670-677, May. 1997.
- [9] S. Unawong, S. Miyamoto, N. Morinaga, "EMI Suppression Technique for ISM-Band WLANs Using Multicode Transmission and EMI Observation Channel," IEICE Trans. Commun., Vol. E83-B, No.3, pp. 532-540, March. 2000.
- [10] S. G. Glisic, A. Mammela, V-P. Kaasila, M. D. Pajkovic, "Rejection of Frequency Sweeping Signal in DS Spread Spectrum Systems Using Complex Adaptive Filters," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-43, pp. 136-145, Jan. 1995.

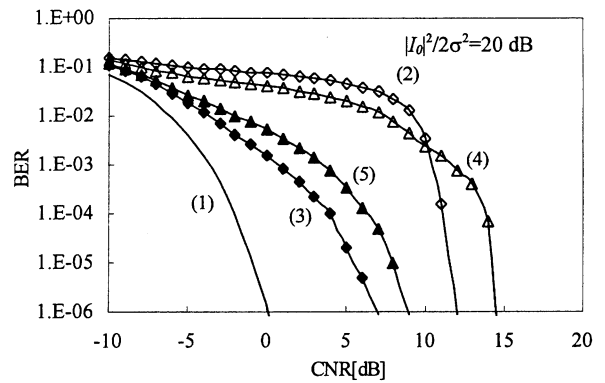


図 11 適応フィルタによるビット誤り率改善効果
 タップ数 $M=8$ 、サンプル間隔 $\tau=1/4$ chip、
 平均時間 $T_m=56\tau$ 、タップ係数更新周期 $=4\tau$
 (1) 受信機雑音のみ（電子レンジ雑音無）
 (2) トランス型電子レンジ雑音（適応フィルタ無）
 (3) トランス型電子レンジ雑音（適応フィルタ有）
 (4) インバータ型電子レンジ雑音（適応フィルタ無）
 (5) インバータ型電子レンジ雑音（適応フィルタ有）