

OFDM 受信機における ADC の非線形性を考慮した干渉影響の 軽減手法

澤田 学^{†,††a)} 山里 敬也^{†††} 片山 正昭^{†††}

A Method for Reducing the Influence of the Interference Considering
ADC Nonlinearity in an OFDM Receiver

Manabu SAWADA^{†,††a)}, Takaya YAMAZATO^{†††}, and Masaaki KATAYAMA^{†††}

あらまし 直交周波数分割多重 (OFDM) 信号を用いてパケット通信を行う際に、隠れ端末問題等を原因とするパケット衝突が発生した場合に生じる受信誤り率特性の劣化を、アナログ-デジタル変換器 (ADC) 以降のデジタル信号処理で軽減する受信機を提案する。提案受信機は、ADC 出力サンプルの振幅値から干渉パケットの存在を推定し、それに応じてソフトビタビ復号器入力となる軟判定値を制御することにより、特性劣化を補償する。計算機シミュレーションにより、16QAM/OFDM 信号を用いた希望パケットとともに、他ユーザからの干渉パケットが同時に受信された場合の受信パケット誤り率 (PER) 特性を評価した結果、提案受信機による干渉影響の軽減効果が見られることを示した。これにより隠れ端末問題等による干渉発生時に、従来受信誤りが原因で破棄されていたパケットの一部を、簡易な構成で実現可能な提案受信機により正常に受信可能であることを示した。

キーワード OFDM, ADC, 非線形性, 干渉

1. ま え が き

直交周波数分割多重 (OFDM) 方式は、周波数利用効率が高く、マルチパスフェージング耐性に優れた方式の一つである。OFDM 受信機において、フェージングの影響による信号強度の変動が、自動利得制御 (AGC) 増幅器で適切に補正されない場合、アナログ-デジタル変換器 (ADC) の非線形性による二つの問題が発生する。ADC の量子化誤差の問題と ADC 入力でのクリッピングの問題である [1]~[3]。前者は AGC 増幅器の出力が小さすぎ ADC で十分な分解能

を確保できない場合に生じ、後者は AGC 増幅器の出力が ADC 入力フルスケールレンジよりも大きくなった場合に生じる。これらのトレードオフにより、ADC 入力振幅には最適範囲が存在する [3]。

IEEE802.11a/g 等の高速無線 LAN システムではアクセス方式として CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) 方式が用いられる [4], [5]。CSMA は、送信前に希望送信周波数 (無線チャンネル) の使用状況を確認し、他の端末による送信を検出 (キャリアセンス) している間、送信待機することによって衝突を回避する方式である。理想的にキャリアセンスが行われるならば、衝突 (干渉) のない理想的なアクセスが可能となる。しかし、隠れ端末問題等によりキャリアセンスが行えなかった端末が、他のユーザが通信中に信号を送出すると、パケット衝突による干渉が発生する [6]。そのような状況においては、非常に強いレベルの干渉の結果 ADC 入力振幅が過大となる現象が発生する可能性がある。この場合は、フェージングによる信号強度の変動と異なり、AGC 増幅器においてゲイン調整し、ADC 入力を適切に制

[†] (株) デンソー基礎研究所, 横須賀市

Research Laboratories, DENSO CORPORATION, Yokosuka-shi, 239-0847 Japan

^{††} 名古屋大学大学院工学研究科電子情報システム専攻, 名古屋市

Department of Electrical Engineering and Computer Science, Graduate School of Engineering, Nagoya University, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

^{†††} 名古屋大学エコトピア科学研究所, 名古屋市

EcoTopia Science Institute, Nagoya University, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

a) E-mail: msawada@rlab.denso.co.jp

御しても特性改善は見込めない。

隠れ端末問題が発生する例として、本論文では図 1 に示されるような、ビル等に囲まれた交差点付近で CSMA 方式を用いて車車間通信を行う状況を想定する [7]。図中の破線は、車両 A からの信号に対しキャリアセンス可能な領域の境界イメージを示す。図 1 において車両 A からの信号は、車両 B 及び D はキャリアセンス可能となるが、主に回折波によって伝達されることとなる車両 C ではキャリアセンスができないため隠れ端末となる。この場合、車両 A から車両 D に向けて送信中に、隠れ端末となる車両 C が車両 B に対して信号を送出すると車両 B 及び D ではパケットの衝突が発生する [8], [9]。以上のような状況下においては、車両 C との距離が近い車両 D の受信機は非常に強い干渉を受ける。

本論文では、上で述べたような隠れ端末問題等を原因とした強い干渉の影響を軽減する受信機を提案する [10], [11]。通常このような状況では、誤り訂正や

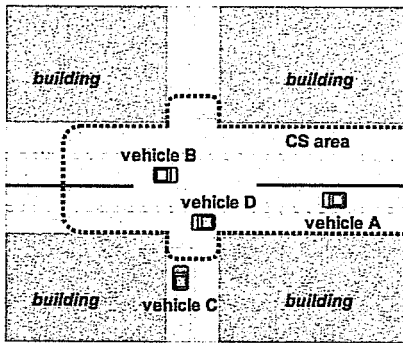


図 1 隠れ端末の例
Fig. 1 Example of hidden terminal problem.

インタリーブを用いても影響の軽減は難しく、希望パケットと干渉パケットの両方が破棄される結果となる。これに対し提案受信機は、干渉パケットの存在を推定し、それに応じた復号処理を行うことにより受信品質劣化を補償し、従来破棄されていた希望パケットの一部を正常に受信可能とする。以降、2. では、システムモデルと提案する受信機の構成について示し、3. で、干渉影響の軽減効果を計算機シミュレーションにより評価した結果について言及する。最後に 4. でまとめる。

2. システムモデル

図 2 に、等価低域系におけるシステムモデルを示す。以下本章では、この図に従いシステムを説明する。

2.1 送信機

希望パケットを送出する送信機において、送信バイナリビット列 $\{i_m\}$ は、符号化率 R 、拘束長 K の畳込み符号化器で符号化される。符号化器の出力は、インタリーブでインタリーブ処理された後に、 2^U 値 QAM シンボル点にマッピングされる。出力された 2^U 値 QAM シンボルは、 N 個ずつまとめて IFFT に入力され、出力として N 本のサブキャリアの OFDM 信号 (OFDM シンボル継続時間: T) を得る。パケットフォーマットでは、この出力の OFDM シンボル L 個分 (したがって $\{i_m\}$ の $L \cdot N \cdot U \cdot R$ ビット分) のデータにプリアンプル等を加え一つのパケットとする。なお、本論文ではインタリーブサイズは $L \cdot N \cdot U$ ビットとする。また誤り訂正符号として、 $R = 1/2$, $K = 7$ の畳込み符号を用いる。生成されたパケット信号の同相 (Ich) 成分及び直交相 (Qch) 成分はそれぞれデジタル-アナログ変換器 (DAC) においてアナログ信

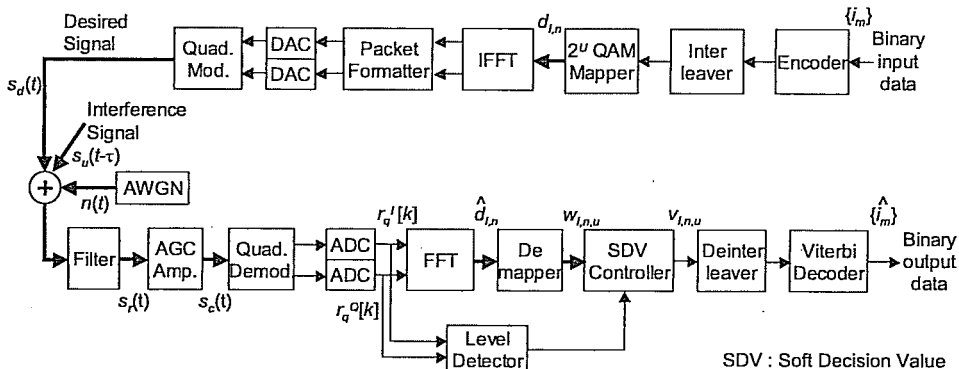


図 2 システムモデル
Fig. 2 System model.

号に変換された後に直交変調され、希望パケット信号として送出される。

2.2 受信機

受信機では、希望パケットが、それと同じ長さの干渉パケット及び両側スペクトル密度 N_0 の白色ガウス雑音とともに受信されるとする。受信信号は等価雑音帯域幅 N/T の理想フィルタで雑音電力が制限されるとし、信号はこのフィルタによる影響がないものとする。なお、希望パケットとは受信機において先行して受信されたパケットとし、希望パケットの最初の OFDM シンボル受信開始から τ 経過後に、干渉パケットを受信することとする。この場合、ある希望パケットに着目したときのフィルタ出力 $s_r(t)$ は

$$s_r(t) = s_d(t) + s_u(t - \tau) + n(t) \quad (1)$$

となる。ここで $s_d(t)$ は着目する希望パケット信号成分、 $s_u(t - \tau)$ は干渉パケット信号成分である。また $n(t)$ は雑音成分であり、受信フィルタにより帯域制限された平均 0、電力 $N_0 N/T$ のガウス雑音を示す。

希望パケット信号 $s_d(t)$ の平均受信電力を $P_d = 1$ と規格化する。このとき情報ビット 1 ビット当りのエネルギーは

$$E_b = \frac{P_d T}{NUR} = \frac{T}{NUR} \quad (2)$$

となる。また、干渉パケット信号 $s_u(t)$ の平均電力を P_u とし、希望波電力対干渉波電力比 (DUR) を $\zeta = P_d/P_u = P_u^{-1}$ とする。

受信信号 $s_r(t)$ は、AGC 増幅器において振幅が調整される。本論文では、AGC 増幅器のゲイン α はパケット内で一定とする [4], [5]。このとき AGC 出力 $s_c(t)$ は、

$$s_c(t) = \alpha \cdot s_r(t) \quad (3)$$

で表される。

AGC 増幅器の出力は直交復調され、ADC でサンプリング及び量子化される。サンプリング間隔は、

$$T_q = \frac{T}{K_d} \quad (4)$$

とする。ここで K_d は OFDM シンボル継続時間 (T) 当たりにとられる同相及び直交相成分の各々の ADC 出力サンプル数を示す。このとき同相及び直交相成分の時刻 kT_q における ADC 出力サンプル $r_q^I[k]$ 及び $r_q^Q[k]$ は、プリアンブル等の後のデータシンボルの最初のサ

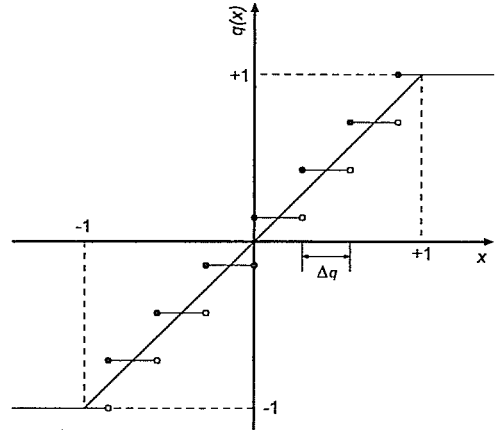


図 3 $M = 3$ の場合の $q(x)$
Fig. 3 $q(x)$ for $M = 3$.

ンプルの時刻を $t = 0$ ($k = 0$) とすると、それぞれ

$$r_q^I[k] = q\left(\Re[s_c(kT_q)]\right) \quad (5)$$

$$r_q^Q[k] = q\left(\Im[s_c(kT_q)]\right) \quad (6)$$

で表される。

式 (5), (6) において、 $q(x)$ は、ADC の入出力を示す関数であり、以下で表される。

$$q(x) = \begin{cases} 1 & x \geq 1 \\ \left\lfloor \frac{x}{\Delta_q} \right\rfloor \Delta_q + \frac{\Delta_q}{2} & -1 \leq x < 1 \\ -1 & x < -1 \end{cases} \quad (7)$$

ただし、 $\lfloor x \rfloor$ は x を超えない最大の整数とし、 Δ_q は量子化幅を示す。式 (7) では、ADC のフルスケールレンジ (FSR) は ± 1 であるので、 M bit ADC の量子化幅は

$$\Delta_q = \frac{2}{2^M - 1} \quad (8)$$

となる。図 3 に $M = 3$ の場合の $q(x)$ の例を示す。

ADC 出力サンプル $r_q^I[k]$, $r_q^Q[k]$ は、FFT に入力され、 K_d ポイントの FFT 処理が施される。その結果、 l 番目 ($l = 0, 1, \dots, L-1$) の OFDM シンボルにおける n 番目 ($n = 0, 1, \dots, N-1$) のサブキャリアに対する受信 QAM シンボルは、複素数、

$$\bar{d}_{l,n} = \frac{1}{K_d} \sum_{k=lK_d}^{(l+1)K_d-1} (r_q^I[k] + jr_q^Q[k]) \exp\left\{-j2\pi \frac{kn}{K_d}\right\} \quad (9)$$

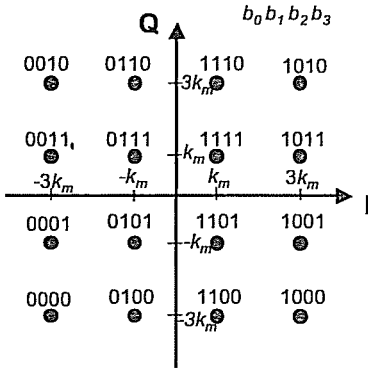


図 4 16QAM コンスタレーションに対するビット配置 ($k_m = 1/\sqrt{10}$)
 Fig.4 16QAM constellation bit encoding ($k_m = 1/\sqrt{10}$).

で表せる. 更に $\tilde{d}_{l,n}$ の平均振幅値

$$D = \frac{1}{NL} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} |\tilde{d}_{l,n}| \quad (10)$$

により, $\tilde{d}_{l,n}$ は正規化され

$$\hat{d}_{l,n} = \frac{1}{D} \tilde{d}_{l,n} \quad (11)$$

となる. デマッピングではこの $\hat{d}_{l,n}$ をもとに, U 個のビットに対応する軟判定値 $\{w_{l,n,u}\} (u = 0, 1, \dots, U-1)$ を算出する. 本論文ではサブキャリア変調として 16QAM ($U = 4$) を使い, 16QAM のコンスタレーションに対するビット $\{b_u\}$ の配置パターンを図 4 に示されるものとする. また, 受信された $\hat{d}_{l,n}$ から算出される軟判定値を

$$w_{l,n,u} = \begin{cases} \Re[\hat{d}_{l,n}] & u = 0 \\ -|\Re[\hat{d}_{l,n}]| + \frac{\sqrt{10}}{5} & u = 1 \\ \Im[\hat{d}_{l,n}] & u = 2 \\ -|\Im[\hat{d}_{l,n}]| + \frac{\sqrt{10}}{5} & u = 3 \end{cases} \quad (12)$$

とする. 従来型受信機では, この軟判定値をデインタリーブした後にソフトビタビ復号器に入力し, 出力として受信バイナリービット列 $\{\hat{i}_m\}$ を得る.

これに対し提案受信機では, ADC 出力サンプルの振幅値をもとに ADC 入力振幅の過大を推定することにより干渉を検出し, それに応じて軟判定値を制御した後に誤り訂正復号を行う. 具体的には, l 番目の OFDM シンボルに対応するレベル検出部の出力 $C[l]$

が, しきい値 λ 以上となる場合に干渉が検出される. なお, この $C[l]$ は, 各 OFDM シンボルについて各々 K_d 個の ADC 出力サンプル $r_q^I[k]$, $r_q^Q[k]$ の大きさを観測し, 以下の式を用いて算出する.

$$C[l] = \frac{1}{K_d} \sum_{k=0}^{K_d-1} e[k + lK_d] \quad (13)$$

ここで, $e[k]$ は,

$$e[k] = \begin{cases} 1 & |r_q^I[k]| = 1 \text{ or } |r_q^Q[k]| = 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (14)$$

である. すなわち, $C[l]$ ($0 \leq C[l] \leq 1$) は, l 番目の OFDM シンボル継続時間内に含まれる Ich, Qch 各々の ADC 出力サンプルの少なくとも一方でクリッピングを起こしたサンプル数の K_d に対する割合を示す.

干渉の検出方法としては, 本方法のほかにも様々な方法が考えられる. 一例として, 直接受信電力を測定し, その測定値の変動をもとに干渉を検出する方法が考えられる. しかしながら, このためには受信電力を測定するアナログ回路が必要となる. 一方, 上述のような受信電力測定回路を設けずに, ADC 以降のデジタル部のみにおいて干渉を検出するには, ADC 以降の信号をもとに干渉による振幅過大状況を検出すればよい. 本論文ではこれを実現する一例として, ADC 出力においてクリッピングが発生したサンプル数をカウントするという単純な方法を採用する. なお, 提案手法よりも性能を向上させる方法の一つとして, 復調後のコンスタレーションの変動量を算出し, この値をもとに干渉検出を行う方法 [12] も考えられる. しかしながらこの場合, デジタル部の処理が複雑化すると考えられる.

軟判定値制御部において, l 番目の OFDM シンボルに対応する NU 個の軟判定値 $\{w_{l,n,u}\}$ は, 干渉検出の情報をもとに次式で示すように制御され, 出力として軟判定値 $\{v_{l,n,u}\}$ が得られる.

$$v_{l,n,u} = \begin{cases} 0 & C[l] \geq \lambda \\ w_{l,n,u} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (15)$$

軟判定値 $\{v_{l,n,u}\}$ は, デインタリーブされた後に, ソフトビタビ復号器に入力され, 出力として受信バイナリービット列 $\{\hat{i}_m\}$ が得られる.

2.3 インタリーブ

本論文で想定するような干渉パケットの影響は, いった

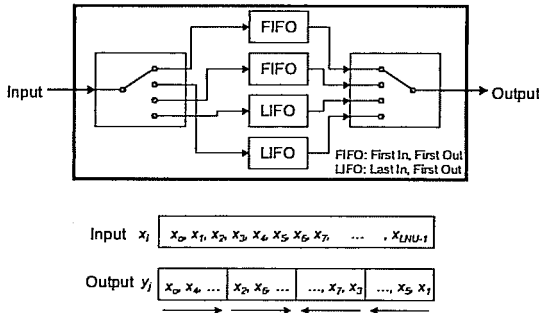


図 5 インタリーブ
Fig. 5 Interleaver.

たん干渉が開始すると希望パケットの最後まで継続する。このため、パケットの最後尾に近づくほど干渉の影響を受ける確率が大きくなる。逆に、パケットの先頭に近づくほど、干渉の影響を受ける確率は小さくなる。この状況下で誤り訂正効果を得るためには、インタリーブによってパケットの後半部分に配置されるビットとパケットの前半部分に配置されるビットを適切に混在させる必要がある。本論文ではこれを実現する一例として、図 5 に示すインタリーブを採用する。本インタリーブを用いることにより、干渉の影響を受けやすいビットは干渉の影響を受けにくいビットと対になって誤り訂正復号器に入力されることとなり、先述のような干渉の影響を受ける状況下においても、誤り訂正効果が期待できる。

このインタリーブでは、インタリーブの入力を $x_i (i = 0, 1, 2, \dots, LNU - 1)$ 、出力を $y_j (j = 0, 1, 2, \dots, LNU - 1)$ とした場合に、 i と j の関係が

$$j = \begin{cases} \frac{1}{4}i & \nu = 0 \\ \frac{1}{4}(4LNU - i - 3) & \nu = 1 \\ \frac{1}{4}(LNU + i - 2) & \nu = 2 \\ \frac{1}{4}(3LNU - i - 1) & \nu = 3 \end{cases} \quad (16)$$

となる。ここで、

$$\nu = i \bmod 4 \quad (17)$$

である。

3. 数値例

提案受信機の有効性を評価するために、受信パケット誤り率 (PER) 特性を計算機シミュレーションによ

表 1 シミュレーション条件
Table 1 Simulation parameters.

送信情報	M 系列 ($2^{23} - 1$)
符号化率 (R)	1/2
拘束長 (K)	7
サブキャリア変調	16QAM ($U = 4$)
サブキャリア数 (N)	64
データシンボル数 (L)	100 OFDM シンボル
インタリーブ	図 5 参照
インタリーブサイズ (LNU)	25600
シンボル当りのサンプル数 (K_d)	256
オーバーサンプル係数 (K_d/N)	4
伝搬路	AWGN (without Fading)
同時干渉パケット数	1
シンボル同期	理想
AGC 増幅器のゲイン (α)	0.3
量子化ビット数 (M)	6
しきい値 (λ)	1/8

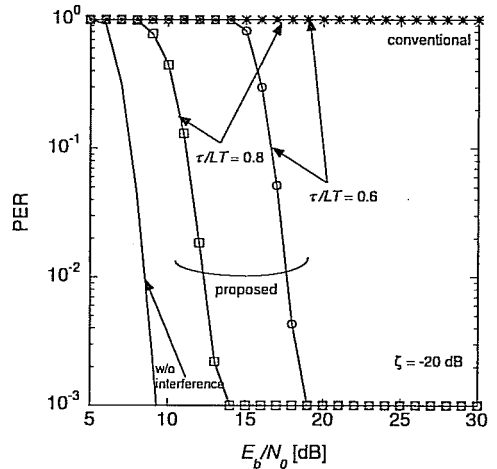


図 6 E_b/N_0 対 PER 特性 ($\zeta = -20$ dB)
Fig. 6 PER versus E_b/N_0 ($\zeta = -20$ dB).

り算出する。シミュレーション条件を表 1 に示す。なお、式 (3) の α は、希望パケット信号の受信振幅が ADC の入力振幅の最適レンジ内に収まるように設定することとする [3]。また、以降のシミュレーションでは、 10^4 個のパケットに対する PER の算出を行い、結果のグラフでは $PER \leq 10^{-3}$ を $PER = 10^{-3}$ としてプロットしている [13]。

3.1 提案受信機による特性改善効果

図 6 に、強い干渉の存在下における従来型受信機と提案受信機の PER 特性を示す。DUR (ζ) は $\zeta = -20$ dB とし、希望パケットが干渉パケットの妨害を受けない時間比率は $\tau/LT = 0.6, 0.8$ とする。ま

た、干渉パケットが存在しない場合における特性も併せて示している。

この図を見ると、従来型受信機では E_b/N_0 の値によらず干渉パケットの影響により $PER = 1$ となっている。これに対し提案受信機では、 $\tau/LT = 0.6$ の場合には $E_b/N_0 \geq 19$ dB で、 $\tau/LT = 0.8$ の場合には $E_b/N_0 \geq 14$ dB で、 $PER \leq 10^{-3}$ となっており、提案受信機による特性改善効果が明らかになった。また、 $PER \leq 10^{-3}$ となる E_b/N_0 の値を、干渉がない場合と比べると、 $\tau/LT = 0.6$ の場合には約 10 dB、 $\tau/LT = 0.8$ の場合には約 5 dB の劣化となることも分かる。

3.2 干渉パケットの時間的重なりの影響

前節でパケット継続時間に対する干渉を受けない時間の割合 (τ/LT) が PER 特性に影響を与えることを示した。そこで図 7 に $\zeta = -20$ dB の場合に、この時間割合が PER 特性に与える影響を示す。なお、 $\tau/LT = 1$ は希望パケットの全範囲が干渉を受けていない状況を表している。

この図によると、従来型受信機では $\tau/LT = 0.95$ (干渉パケットは、希望パケット全体の 5%にしか重なっていない) という状況ですら $PER = 1$ となっている。これは、干渉パケット受信電力が希望パケットのそれを大きく上回っているために、軟判定値に基づく誤り訂正復号において、干渉パケットの影響が全体を支配してしまうためである。

これに対して提案受信機では、 $E_b/N_0 = 30$ dB 及

び 15 dB の場合ともに $\tau/LT \geq 0.55$ で提案受信機による干渉影響の軽減効果が見られ、 $E_b/N_0 = 30$ dB の場合には $\tau/LT \geq 0.55$ で、 $E_b/N_0 = 15$ dB の場合には $\tau/LT \geq 0.75$ で、 $PER \leq 10^{-3}$ となることが分かる。なお希望パケットの継続時間の半分以上が干渉の影響を受ける、 $\tau/LT \leq 0.5$ の場合には提案受信機でも、干渉影響の軽減効果が見られない。これは、 $\tau/LT \leq 0.5$ の場合には、パンクチャする割合が 1/2 以上となり、 $R = 1/2$ の畳込み符号の訂正能力を超えるためである。

3.3 DUR に対する PER 特性

前節までの議論では、干渉パケットが希望パケットを大きく上回る受信電力をもつ状況における提案受信機の特長改善効果について述べてきた。これを受けて本節では、干渉パケットが希望パケットと同等電力以下の受信電力をもつ場合や、逆に更に干渉が強い場合について考えてみる。

図 8 に、 $\tau/LT = 0.6, 0.8$ の場合の DUR (ζ) 対 PER 特性を示す。図より、干渉が更に強い場合 ($\zeta \leq -20$ dB) でも提案受信機は良い特性を保つことが確認できる。これに対し、従来型受信機では $PER = 1$ となっている。また逆に干渉が十分に弱い場合 ($\tau/LT = 0.8$ では $\zeta \geq 4$ dB、 $\tau/LT = 0.6$ では $\zeta \geq 6$ dB) は、両受信機とも良好な特性を示している。

ところが干渉パケットの強さが希望パケットのそれと近づくにつれて従来受信機だけでなく提案受信機でも特性が劣化する領域が存在する。しかもこの領域

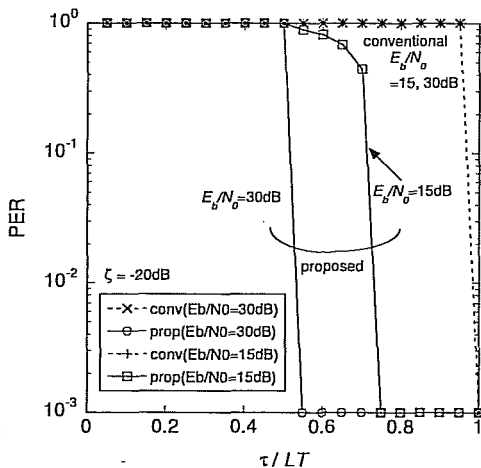


図 7 τ/LT 対 PER 特性 ($\zeta = -20$ dB)
Fig.7 PER versus τ/LT ($\zeta = -20$ dB).

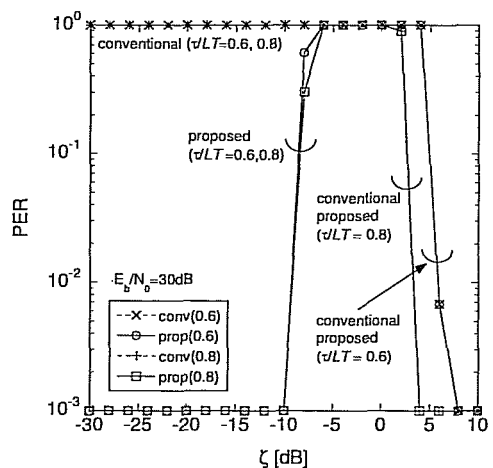


図 8 DUR 対 PER 特性 ($E_b/N_0 = 30$ dB)
Fig.8 PER versus DUR ($E_b/N_0 = 30$ dB).

($\tau/LT = 0.8$ では $-10\text{dB} < \zeta < 4\text{dB}$, $\tau/LT = 0.6$ では $-10\text{dB} < \zeta < 6\text{dB}$) では, 提案受信機と従来型受信機の特性差がほとんど見られない. これは, この領域では ADC 入力における OFDM シンボル内の全サンプル数に対するクリップサンプルの割合が, しきい値 λ 未満となり, 式 (15) において $v_{l,n,u} = w_{l,n,u}$ となり, 提案受信機は従来型受信機と同様の動作となるためであると推測される.

3.4 しきい値 λ の PER 特性に与える影響

前節までの議論では, 提案受信機において干渉を検出する感度の尺度となるしきい値 λ を $1/8$ とした場合について述べてきた. 本節では, このしきい値 λ の設定について考える.

図 9 は, しきい値 λ と PER 特性の関係を示している. ここでは雑音の影響が小さい場合 ($E_b/N_0 = 30\text{dB}$) を考え, $\zeta = -5, -10, -20\text{dB}$, また $\tau/LT = 0.6, 0.8$ の全部で 6 通りの場合について特性を算出している. 図中では例えば, $\zeta = -20\text{dB}$, また $\tau/LT = 0.6$ のときの特性を $(-20, 0.6)$ のように表している. なお図の範囲外ではあるが, $\lambda = 0$ では, いずれの場合にも $\text{PER} = 1$ であることを確認している.

まず, $\lambda = 1/8$ の場合について図を見ると, 前節までに示したとおり $\zeta = -10, -20\text{dB}$ の場合は $\text{PER} \leq 10^{-3}$ と良好な特性を示している. また, 3.3 で述べたように, 干渉パケットの電力と希望パケットの電力差が小さい $\zeta = -5\text{dB}$ では, 提案受信機でも特性改善が得られず $\text{PER} = 1$ となってしまうことも

図に示されている.

ここで, しきい値 λ が大きい場合は, $\zeta = -10, -20\text{dB}$ でも特性が劣化し, $\zeta = -10\text{dB}$ では $\lambda > 1/4$, $\zeta = -20\text{dB}$ では $\lambda > 3/4$ で $\text{PER} \approx 1$ になってしまう. これは, しきい値の上昇により, 干渉パケットの存在が正しく検出されない見逃しが増加していくためである.

次に, しきい値 λ を小さくした場合を見てみると, $\zeta = -5\text{dB}$ に対しては, 特性が徐々に改善していくことが分かる. その結果, $\tau/LT = 0.6$ では $\lambda = 1/128$ 近傍で最も特性が良くなり $\text{PER} \approx 10^{-1}$, また $\tau/LT = 0.8$ では $\lambda = 1/256$ で $\text{PER} \approx 10^{-2}$ を得ている. これは, しきい値を低くすることで干渉パケットの存在を正しく検出できるようになるためである. 一方, $\zeta = -10, -20\text{dB}$ の場合は, λ が小さくなると特性が劣化している. これは, OFDM 信号の振幅変動や雑音などの影響を, 干渉パケットの存在であると誤検出してしまうためである.

このように, しきい値 λ は, 干渉パケットの誤検出と見逃しのトレードオフの結果, 特性を最良とする最適範囲が存在することが分かる. またこの最適範囲は, DUR によって異なることも分かる. したがって, システム設計においては, 影響を軽減したい干渉のレベルに応じて λ の値を適切に制御することが必要である. このような環境の変化に応じたしきい値の設定は, 今後の研究課題である.

4. む す び

本論文では, OFDM 信号を用いてパケット通信を行う際に, 隠れ端末問題等を原因とした干渉による受信誤り率特性の劣化を軽減する受信機を提案した. 提案受信機は, ADC の出力振幅をもとに干渉の存在を検出し, その情報をもとにソフトビタビ復号器入力となる軟判定値を制御することで, 干渉による受信誤り率特性の劣化をデジタル信号処理のみで補償することが可能であることを特徴とする.

計算機シミュレーションにより, 隠れ端末問題等を原因としたパケット衝突による干渉が発生した場合の送信情報 1 ビット当りのエネルギー対雑音電力密度比 (E_b/N_0), パケット継続時間に対する干渉を受けない時間の割合 (τ/LT), DUR (ζ) 及び提案受信機で用いるしきい値 (λ) に対する受信 PER 特性を評価した結果, 提案受信機による干渉影響の軽減効果が見られることを明らかにした. この結果, 受信電力が比較的

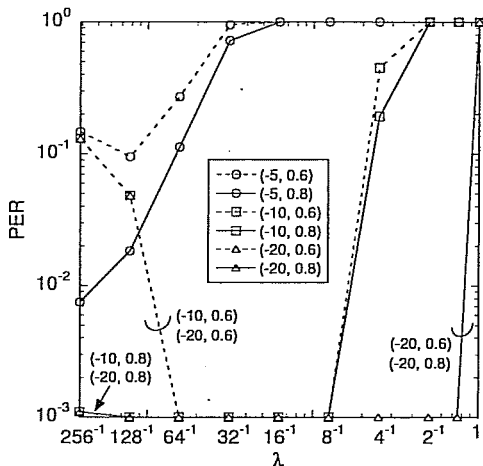


図 9 λ 対 PER 特性 ($E_b/N_0 = 30\text{dB}$)
Fig. 9 PER versus λ ($E_b/N_0 = 30\text{dB}$).

高い状況下において、隠れ端末問題等を原因としたパケット衝突による強い干渉が発生する場合には、簡易な構成で実現可能な提案受信機を用いることで、従来干渉による受信誤りが原因で破棄されていたパケットの一部を正常に受信することが可能であることを示した。

なお、本論文では誤り訂正符号として $R = 1/2$, $K = 7$ の畳込み符号を、インタリーバとして図 5 に示すインタリーバを用いた。しかしながら、干渉の発生する状況によっては、更なる性能向上が期待できる誤り訂正符号やインタリーバが存在すると考えられる。このような、誤り訂正符号やインタリーバの変更が特性に与える影響の検討は今後の課題である。

文 献

- [1] J.C. de M. Garcia and A.G. Armada, "Effects of bandpass sigma-delta modulation on OFDM signals," *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol.45, no.2, pp.318-326, May 1999.
- [2] A. Moschitta and D. Petri, "Wideband communication system sensitivity to overloading quantization noise," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.52, no.4, pp.1302-1307, Aug. 2003.
- [3] M. Sawada, H. Okada, T. Yamazato, and M. Katayama, "Influence of ADC nonlinearity on the performance of an OFDM receiver," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E89-B, no.12, pp.3250-3256, Dec. 2006.
- [4] IEEE801.11a, "High speed physical layer (PHY) in 5 GHz band," 1999.
- [5] IEEE801.11g, "High speed physical layer (PHY) extension to IEEE 802.11b," Feb. 2003.
- [6] F.A. Tobagi and L. Kleinrock, "Packet switching in radio channels: Part II - The hidden terminal problem in CSMA and busy-tone solution," *IEEE Trans. Commun.*, vol.COM-23, no.12, pp.1417-1433, 1975.
- [7] S. Biswas, R. Tatchikou, and F. Dion, "Vehicle-to-vehicle wireless communication protocols for enhancing highway traffic safety," *IEEE Commun. Mag.*, vol.44, no.1, pp.74-82, Jan. 2006.
- [8] 伊神章公, 澤田 学, 難波秀彰, 森谷正義, "車車間通信における周囲車両の影響を考慮した伝搬解析手法の提案," 2006 信学ソ大 (基礎・境界), A-17-9, p.182, Sept. 2006.
- [9] 菅井清和, 森谷正義, 松本文平, 堀松哲夫, 伊神章公, "住宅地における見通し外電波伝搬解析," 2006 信学ソ大 (基礎・境界), A-17-10, p.183, Sept. 2006.
- [10] 澤田 学, 岡田 啓, 山里敬也, 片山正昭, "OFDM 受信機における ADC の非線形性の影響の軽減手法に関する検討," 情報理論とその応用シンポジウム, pp.143-146, Nov. 2005.
- [11] 澤田 学, 山里敬也, 片山正昭, "OFDM 受信機における ADC の非線形性を利用した干渉影響の低減に関する一検討," 2006 信学ソ大 (通信), vol.B-17-5, p.515, Sept. 2006.

- [12] 杉浦泰伸, 澤田 学, "OFDM 受信機における EVM 変動量に着目した干渉影響の低減に関する一検討," 情報理論とその応用シンポジウム, pp.687-690, Nov. 2006.
- [13] M.C. Jeruchim, "Techniques for Estimating the Bit Error Rate in the Simulation of Digital Communication System," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.SAC-2, no.1, pp.153-170, Jan. 1984.
(平成 18 年 10 月 23 日受付, 19 年 1 月 23 日再受付)



澤田 学 (正員)

平 4 名大・工・電気卒。平 6 同大大学院博士課程前期課程了。同年日本電装 (株) (現 (株) デンソー) 入社。以来、高度道路交通システム (ITS) における移動通信システムの研究開発に従事。平 19 名大大学院博士課程後期課程了。現在、(株) デンソー基礎研究所・グループリーダー。博士 (工学)。情報理論とその応用学会, IEEE 各会員。



山里 敬也 (正員)

昭 63 信州大・工・電子卒。平 2 同大大学院修士課程了。平 5 慶大大学院博士課程了。工博。同年名大・工・電子情報・助手。平 10 同大・情報メディア教育センター・助教授, 平 16 同大・エコトピア科学研究機構, 平 19 同大・エコトピア研究所・准教授, 現在に至る。平 9 より平 10 まで, ドイツカイザースラウテルン大・客員研究員。センサネットワーク, 変復調理論, 誤り制御, e ラーニングなどの研究に従事。平 7 本会学術奨励賞受賞。IEEE Communication Society 2006 Best Tutorial Paper Award 受賞。情報理論とその応用学会, IEEE 各会員。



片山 正昭 (正員)

昭 56 阪大・工・通信卒。昭 61 同大大学院博士課程了。工博。同年豊橋技術科学大助手。平元阪大・講師。平 4 名大・講師, 平 5 助教授, 平 13 教授。現在, 名大・エコトピア研究所・教授 (工学研究科電子情報システム専攻兼任)。1995 年 10 月より 1996 年 4 月まで, 名大工学部との学術交流協定により, 米国立ミシガン大学アンアールバ校工学部電気電子計算機科学科に滞在。信号伝送と変復調理論, 誤り制御, 多元接続方式, トラヒック制御, ソフトウェア無線技術などの研究に従事。情報理論とその応用学会, IEEE, 小型衛星研究会, 日本信頼性学会各会員。昭 61 本会篠原記念学術奨励賞, 平 11, 13, 18 本会通信ソサイエティ功労感謝状受賞。