

IEEE802.11aを想定したOFDM協調通信方式の プリアンブル同期特性の研究

向井 洋介^{1,a)} 内藤 克浩¹ 森 香津夫¹ 小林 英雄¹

概要: 本稿では、既に提案しているマルチホップネットワーク向けの OFDM 協調通信方式について、具体的な通信デバイスとして IEEE 802.11a を想定した場合の有効性の評価を行う。提案方式では、OFDM 受信機は複数の OFDM 信号が受信された場合にも、ガードインターバル長内の到来信号は高精度に復調可能であることに着目している。そのため、提案方式のマルチホップ中継端末は、同じ OFDM シンボルについては近隣端末と同時に転送処理を行える。結果として、提案方式は経路ダイバシティ効果によるパケット配信率の改善と同時送信による通信遅延の削減が可能である。これらの特徴は、すべての端末がパケットを中継するフラッディング処理に有効である。シミュレーション結果より、提案方式は標準化デバイスである IEEE 802.11a を採用した場合にも有効に動作し、ネットワーク性能を改善可能であることを示す。

キーワード: マルチホップネットワーク, 協調通信, OFDM, 同期処理, IEEE802.11a

Study of preamble detection performance in OFDM cooperative communication for IEEE802.11a

YOSUKE MUKAI^{1,a)} KATSUHIRO NAITO¹ KAZUO MORI¹ HIDEO KOBAYASHI¹

Abstract: This paper evaluates feasibility of the proposed OFDM cooperative communication scheme with IEEE 802.11a devices for multi-hop networks. The authors have focused that an OFDM receiver can demodulate some OFDM signals within a guard interval period. Therefore, multi-hop forwarder nodes in the proposed scheme can transmit a same packet simultaneously. As the results, the proposed scheme can improve a packet delivery ratio by route diversity effect and packet transmission delay by simultaneous transmission. These characteristics are a good benefit for flooding mechanisms, where all nodes retransmit a same packet to distribute information to a whole network. Simulation results show that the proposed scheme can work well on the IEEE802.11a device and can improve the performance in multi-hop networks.

Keywords: Multi-hop network, Cooperative communication, OFDM, Synchronization, IEEE802.11a

1. はじめに

複数の無線端末がパケット中継を行うことで、広域ネットワークを構成可能なマルチホップネットワークに関する様々な研究がなされている [1], [2]. 無線マルチホップネットワークでは、端末同士が互いに情報を交換し、適切な端末が中継処理を行う。通信形態としては、ユニキャスト通信とマルチキャスト通信に大別され、各通信方式用のルーティングプロトコルが多数提案されている。これらのプロトコルでは、端末発見などのためにフラッディングと呼ばれるデータ配信方式が利用されている。フラッディングは制

御が簡易である一方、全ての端末が同一の情報をネットワーク全体に再転送するため、無線資源が過剰に消費されるという問題が発生する。さらに、端末数またはトラフィックが増加した場合、ネットワーク内で多数のパケット転送が発生するため、パケット衝突が頻繁に発生し、通信効率が劣化することも知られている [3].

このような問題を解決する手法の一つとして、著者らは多くの無線通信機器で利用されている Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) 方式の特徴に着目した OFDM 協調通信方式を提案してきた [10]. OFDM 方式では、データ信号の先頭部にガードインターバル (GI) と呼ばれるデータ信号の一部を加えて送信を行う。マルチパス通信環境において、受信端末における直接波と遅延波

¹ 三重大学大学院 工学研究科 三重県津市栗真町屋町 1577

^{a)} mukai@com.elec.mie-u.ac.jp

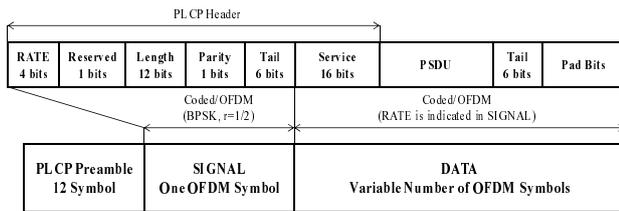


図 1 IEEE802.11a PPDU フレームフォーマット

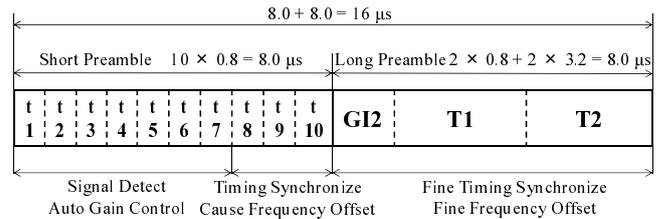


図 2 IEEE802.11a PLCP プリアンプルの構造

の到来時間差が GI 長内であれば、受信端末はシンボル間干渉なしに高精度に復調が可能である。提案した OFDM 協調通信方式では、中継端末がほぼ同時に同一 OFDM シンボルの中継動作を行うことにより、各中継端末から送信された OFDM シンボルの到来時間差を GI 長内に制御する。結果として、同時に中継処理を行うことにより、利用通信資源の削減だけでなく、異なる中継端末を経由する経路ダイバシチ効果も得られることが判明している。一方で、既存研究では一般的な OFDM 通信を想定しており、具体的な無線通信デバイスでの特性は十分に検討されていない。

近年普及している規格では、IEEE802.11a 及び g などの OFDM を採用した製品が多数存在し、マルチホップネットワークが構成可能である。そこで、本論文では IEEE802.11a を想定した場合の、OFDM 協調通信方式の実現性と特性を明らかにする。IEEE802.11a では、データ信号の前にショートプリアンブルとロングプリアンブルが送信される。ショートプリアンブルは信号の到来を検出するとともに、大まかなタイミング推定及び周波数オフセット推定で利用されている。また、ロングプリアンブルは、より高精度なタイミング推定と周波数オフセット推定に利用されている。ショートプリアンブルには GI が設けられていないため、多数の到来波が存在する場合には特性劣化の可能性も考えられる。そこで、本稿では IEEE802.11a 規格に準じた OFDM 協調通信方式の特性をシミュレーションを用いて明らかにする。また、結果より IEEE802.11a で想定される環境であれば、OFDM 協調通信は有効に動作することを示す。

2. IEEE802.11a

IEEE802.11a は 5GHz の周波数帯域を使う無線 LAN として 1999 年に規格化された。この無線規格ではパケットベースで OFDM 変調方式を採用しており、52 のサブキャリアおよび 20MHz の帯域幅を使って最大 54Mbps の伝送速度を実現している。

2.1 パケットフレーム構造

IEEE802.11a では、物理コンバージェンス機能と PMD(物理メディア依存) システムの、2 つのプロトコル機能から構成されている [4]。PLCP は物理的なコンバージェンス

機能をサポートしており、管理情報を送受信するのに適した形式にし、IEEE802.11 物理副層のサービスデータユニット (PSDU) をマッピングする方法を定義している。図 1 は IEEE802.11a のフレーム構成を示しており、PLCP プリアンプル、PLCP ヘッダ、PSDU、テールビットおよび Pad ビットを含む PPDU のフレームフォーマットである。PLCP ヘッダにはパケット長、伝送レート、予約ビット、偶数パリティビットが格納されており、パケットの情報を示す。各パケットの先頭には PLCP プリアンプルが付加されている。無線通信システムでは、送信機と受信機が物理的に接続されていない不安定な環境において高速なデータ伝送を実現するために、効果的な通信リンクを確立する必要がある。そのため、正確なタイミングとキャリア周波数の同期が必要とされる。PPDU フレームフォーマットの PLCP プリアンプルの役割は、受信信号の検出と同期を行い、データシンボルを受信可能な状況を準備することである [5]。

図 2 は標準化でのプリアンブルの時間軸上の構造である。プリアンブルはショートプリアンブルとロングプリアンブルの 2 つに分けられる。ショートプリアンブル (t_1 から t_{10}) は、同一の短いシンボルが 10 個繰り返されており、それぞれのシンボルは 16 サンプルで構成されている。ロングプリアンブルは 64 サンプルの長い同一のシンボル (T_1 および T_2) が 2 個繰り返されており、先頭に 32 サンプルの GI が付け加えられている。この 2 つのシンボルは、2 つの連続するサンプル間の相関が最小となるように設計されている。図 2 の破線は、逆フーリエ変換時の周期性による繰り返しを表す。

短い OFDM トレーニングシンボルによって与えられた、シーケンス S の要素で変調された 12 個のサブキャリアは以下のように示される。

$$S_{-26,26} = \sqrt{13/6} \times (0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0)$$

$\sqrt{13/6}$ の係数を乗算しているのは、52 個のサブキャリアのうち 12 個を利用して得られた、OFDM 平均電力を正規化するためである。ショートプリアンブルの時間軸信号 $R_{short}(t)$ は以下の式を用いて表される。

$$R_{short}(t) = W_{tshort}(t) \sum_{k=-N/2}^{N/2} S_k \exp(j2\pi k \Delta_f t) \quad (1)$$

式中の N はサブキャリア数である。長い OFDM トレーニングシンボルによって与えられたシーケンス L の要素で変調された、53 個のサブキャリアは以下のように示される。
 $L_{-26,26} = (1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 0, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1)$
 ロングプリアンブルの時間軸信号 $R_{long}(t)$ は以下のように表される。

$$R_{long}(t) = W_{tlong}(t) \sum_{k=-N/2}^{N/2} L_k \exp(j2\pi k \Delta_f (t - T_{G12})) \quad (2)$$

ここで、 $W_{tshort}(t)$ および $W_{tlong}(t)$ は、それぞれのプリアンブルの時間窓関数である。この式より得られる信号はチャンネル推定で利用される。PLCP プリアンブルはこの二つのトレーニングシーケンスが結合し、構成されている。各プリアンブルの詳しい処理は次項で示す。

2.2 ショートプリアンブルの処理

OFDM システムの大きな弱点は、シングルキャリアシステムに比べて、チャンネルにおける周波数オフセットに非常に影響を受けやすいことである。そのため、信頼性の高い同期方法は OFDM システムにとって重要である。ショートプリアンブルでは、高精度なタイミング同期および周波数オフセットを求める、ロングプリアンブルに向けての前段階として、信号の検出、大まかなタイミング同期および周波数オフセットを推定する [6], [7], [8]。信号到来の判断はショートプリアンブルの自己相関値を求めることにより検出される。ショートプリアンブルの信号は 10 個の同一の短いシンボルが 10 個繰り返されており、隣接するシンボル同士の相関を求める。同じ形をした信号が連続して到来すると相関値が大きくなり、逆に繰り返し信号が来なければ小さくなる。自己相関値は送信信号 $x[n]$ および受信信号 $r[n]$ を用いて以下の式で表される。

$$D_A[k] = \frac{|R[k]|^2}{(P[k])^2} \quad (3)$$

$$R[k] = \sum_{n=0}^{L-1} (r^*[n+k]r[n+k-L+1]) \quad (4)$$

$$P[k] = \sum_{n=0}^{L-1} |r[n]|^2 \quad (5)$$

ここで、 $L=16$ であり、ショートプリアンブルの 1 シンボル分である。自己相関値の処理では、閾値を設定することにより、自己相関値が閾値を超えれば信号到来と判断する。信号到来を検知した場合、次に 10 個のショートプリアンブルシンボルのうち、最後の 3 つを使い大まかなタイミング同期と周波数オフセットを推定する。タイミング同期に

ついては相互相関値のピークにより求められる。相互相関値の処理では、あらかじめ既知であるプリアンブルのデータをもとに、プリアンブルの形に近ければ相互相関値は大きくなる。ショートプリアンブルは 10 個のシンボルの繰り返しであるので、相互相関値によるピークは 10 個立つ。その内の t_8, t_9, t_{10} のピークを用いてロングプリアンブルのスタートを検出する。相互相関値は以下の式で表される。

$$D_C[k] = \frac{|C[k]|^2}{(P[k])^2} \quad (6)$$

$$C[k] = \sum_{n=0}^{L-1} (r^*[n+k]x[n+k-L+1]) \quad (7)$$

まず、受信信号 $r[n]$ は送信信号 $x[n]$ を用いて

$$r[n] = x[n]e^{j2\pi f_{tx}nT_s}e^{-j2\pi f_{rx}nT_s} = x[n]e^{j2\pi n\varepsilon/N} \quad (8)$$

と表される。ここで、 f_{tx} は搬送波周波数、 ε は周波数偏差であり、 $\varepsilon = \frac{\Delta F}{\Delta f} = \frac{\Delta F}{f_s/N}$ である。周波数オフセット推定については受信信号 $r[n]$ を用いて以下の式で求められる。

$$\begin{aligned} z &= \sum_{n=0}^{L-1} r[n]r^*[n+L] \\ &= \sum_{n=0}^{L-1} x[n]x^*[n+L]e^{-j2\pi(n+L-1)n/N} \\ &= e^{-j2\pi\delta L/N} \sum_{n=0}^{L-1} |x[n]|^2 \end{aligned} \quad (9)$$

この等式により周波数オフセット $\hat{\alpha}$ が求められる。

$$\hat{\alpha} = -\frac{N}{2\pi L} \text{angle}(z) \quad (10)$$

ここで、 $\text{angle}(z)$ は $[-\pi, \pi]$ で定義されるため、周波数オフセット推定の範囲は以下の通りとなる。

$$\hat{\alpha} \leq \frac{N}{2L} \quad (11)$$

ショートプリアンブルでは、その性質上大まかな周波数オフセットしか求められないため、高精度な周波数オフセット推定は次のロングプリアンブルで行う。

2.3 ロングプリアンブルの処理

ロングプリアンブルでの処理は、基本的にショートプリアンブルのときと同様であるが、高精度なシンボル同期および周波数オフセットを求めるという点で異なる。その理由としては主に二つ挙げられる。一つ目は、ロングプリアンブルが 64 サンプルの長いシンボルを 2 つ有していることである。長いシンボルは相関性が高く、信号到来時に高精度な 2 つの相関値のピークが得られるためである。二つ目は、ロングプリアンブルの先頭には、他の GI と比べて長い 32 サンプルの GI が付加されていることである。これにより、マルチパスフェージングに対し高い耐性が備わるためである。ロングプリアンブルでの相関値および周波数オフセット推定については $L = 64$ として式 (6) から (11) の式により求まる。図 3 は信号が到来してから復調す

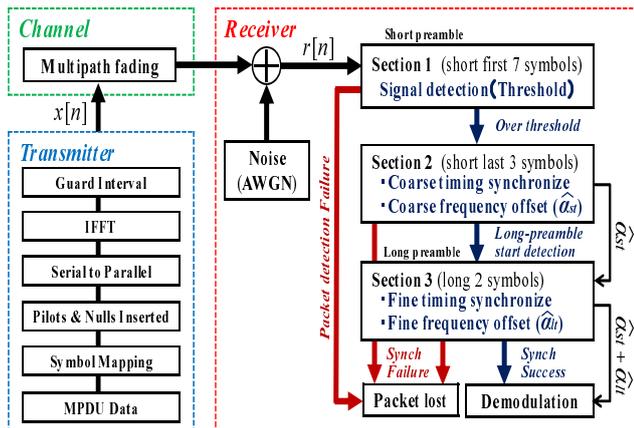


図 3 信号到来から復調するまでの処理

るまでの流れである。この図において、大まかな周波数オフセット $\hat{\alpha}_{st}$ は $L = 16$ とし、高精度な周波数オフセット $\hat{\alpha}_{lt}$ は $L = 64$ としたときの式 (10) より求まり、全体として $\hat{\alpha} = \hat{\alpha}_{st} + \hat{\alpha}_{lt}$ として補償される [9]。

3. OFDM 協調通信

3.1 OFDM 協調通信の概要

IEEE802.11a で採用されている OFDM 変調方式はマルチパスフェージングに対して高い耐性を有する。マルチホップネットワークにおける協調通信モデルを図 4 に示す。まず、送信元端末 S は中継端末 R にデータ信号をブロードキャストし、中継端末は受け取った同一のデータ信号を宛先端末 D に送信する。端末 D から見ると、中継端末からのデータ信号は同一であり、異なる通信路を通ってくるためマルチパスと見なせる。OFDM 変調方式ではマルチパスによる信号が GI 内であれば受信側で高精度に復調できるため、中継端末が送信したデータ信号の到来時間差が GI 内であれば高精度に復調できる。同一データを同時送信するため無線資源の消費を抑えるだけでなく、受信利得の向上にもつながる。

3.2 OFDM 協調通信のアクセス制御

この章では OFDM 協調通信に必要な中継端末の自律的な送信タイミングの同期法について説明する。提案する協調通信方式では同一の OFDM 信号を送信するために、各中継端末が自律的に送信タイミングを同期する機能が必要である。図 5 は提案方式のアクセス制御メカニズムである。このメカニズムは搬送波感知多重アクセス/衝突回避方式 (CSMA/CA) を基本とし、一部機能を拡張することにより、近傍端末と送信タイミングを同期する。例えば、送信元端末 S が、中継端末 R_1, \dots, R_n へ OFDM 信号を送信したとする。それぞれの中継端末は送信処理において CSMA/CA で用いられているバックオフ値を初期化する。初期化には、送信元アドレス、ホップ数、パケットのシー

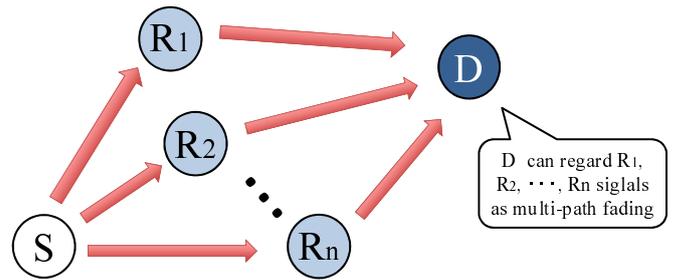


図 4 OFDM 協調通信モデル

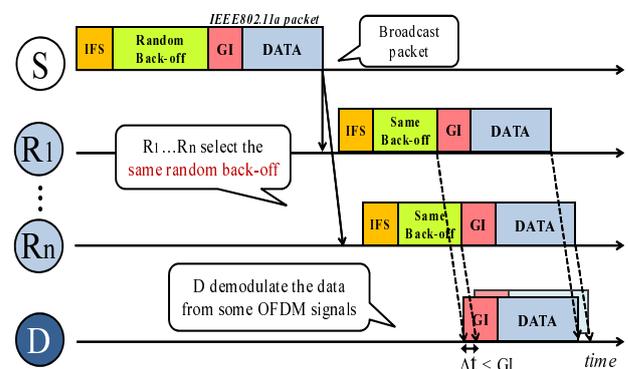


図 5 OFDM 協調通信のアクセス制御

ケンス番号といった、パケット毎に一意となる情報が使われる。中継端末はパケットの情報に従い、同じバックオフ値を得る。つまり、それぞれの中継端末は OFDM 信号の送信タイミングを自律的に同期することができる。中継端末 R_1, \dots, R_n からの OFDM 信号がすべて GI 期間内に宛先端末 D に届けば、送信された OFDM 信号を正しく復調することができる。この提案方式のシステムを実現するために、CSMA/CA の処理の一部を拡張する。一般的に、近傍端末がパケットを送信しているとき、中継端末はランダムなバックオフ値を選択し、送信タイミングを分散させることで衝突を回避する。この方法では、宛先端末が GI 期間内に OFDM 信号を受信するために、いくつかの中継端末がランダムなバックオフ値を選択し送信タイミングを同期させている。提案方式のアクセス制御メカニズムは以下のように行う。

- 各端末は近傍端末がパケットを受信したとき、アクセス制御を開始する。
- 端末はパケットの再送信を避けるため送信記録を確かめる。パケットが既に転送されていた場合は、パケットを破棄する。
- バックオフ値を設定するために、Network Allocation Vector (NAV) を初期化する。NAV は最小コンテン

表 1 シミュレーション諸元

Simulator	Matlab 7.5.0
Communication device	IEEE802.11a
Modulation scheme	QPSK
Number of FFT points	64
Number of Subcarriers	52
Number of pilot subcarriers	4
Guard Interval	16 (0.8 [μ s])
Noise model	AWGN
Channel model	Rayleigh fading
Number of Multi-path	10
Detection Threshold	0.3
Maximum Delay (D_{max})	0 - 15 (0 - 0.75 [μ s])
Number of Relay Node	1 - 5
Carrier Frequency Error	± 20 [ppm]

シミュレーションウィンドウ (CW_{min}) として使われる。

- 乱数の初期化の値として、送信元アドレス、ホップ数、パケットシーケンス番号を用いて乱数を取得する。つまり、同じパケットを受け取った端末は、パケットの情報により同じランダムな値を得ることができる。その後、中継端末は得られたランダムな値を、CSMA/CAのメカニズムのバックオフ期間として設定する。
- 近傍端末がチャネルを使用しているか確かめるために、端末は近傍端末からの送信信号を検知するためにチャネルを観測しつづける。もし、チャネルが空いていればバックオフ期間 (BOP) をチェックする。
- BOP が 0 でなければその値を減らす。端末は BOP の値が 0 となったとき OFDM 信号を送信する。
- OFDM 信号を送信した後も端末はチャネルを観測する。この処理は近傍端末から同じパケットを受け取ったとき終了する。

4. シミュレーション結果

今回のシミュレーションでは MATLAB を使い、信号検出確率および BER 特性を評価した。表 1 にシミュレーション諸元を示す。IEEE802.11a の規格に従い、FFT ポイント 64、サブキャリア数 52 (内パイロットシンボルが 4)、ガードインターバル (GI) 長を 16 サンプル (0.8 [μ s]) とし、変調方式は QPSK を用いた。伝搬路モデルは遅延波数を 10 のレイリーフェージングとし、各遅延波は 1 サンプル (0.05 [μ s]) ずつ遅延するものとする。自己相関による信号検出の閾値を 0.3 とし、自己相関値がその閾値を越えた場合に信号到来と判断する [7]。また、中継端末からの最大到来遅延差を考慮するため D_{max} をパラメータとして加えた。例えば、 $D_{max} = 10$ は各中継端末からの信号が 0 から 10 サンプルの間でランダムに到来することを意味する。また、IEEE802.11a の通信機器には周波数誤差の許容値が定められており、各端末は中心周波数から ± 20 [ppm] ランダムにずれているとした。

4.1 信号検出確率およびフレーム同期確率

協調通信時の信号検出確率およびフレーム同期確率を図 6 に示す。結果は中継端末からの全ての送信信号が、受信

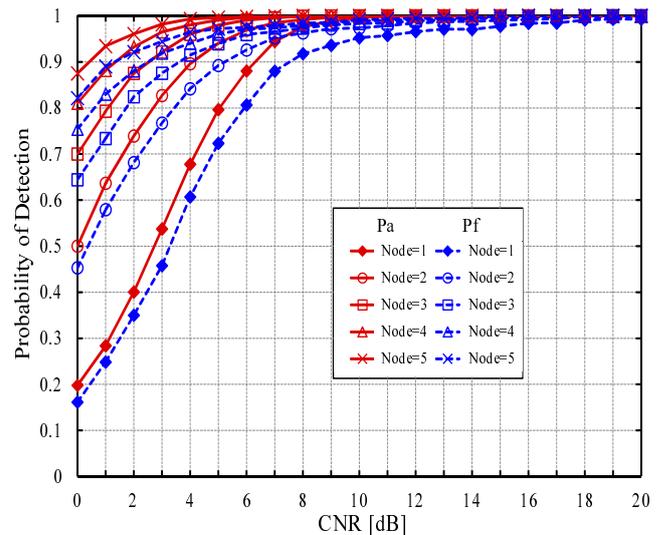


図 6 $D_{max} = 0$ での CNR 対検出確率

端末側で理想的に受信 ($D_{max}=0$) した場合である。また、 $Node = 1$ は協調通信を用いない基本的なホップ通信を意味する。

このシミュレーションでは図 3 の流れに従い、3 つの段階で確率を求めた。 P_a は段階 1 で信号到来を正しく判断できた確率、 P_s および P_l は段階 2 および 3 で求めた関連のピークにより、正しくフレーム同期ができたかの確率である。 P_f は全ての段階で正しく処理された場合の確率であり、 $P_a * P_s * P_l$ として求めた。

結果より、協調通信端末数の増加に伴い、信号検出確率 P_a およびフレーム同期確率 P_f がともに改善されていることが分かる。これらの主な理由は、協調通信により受信利得が向上し、搬送波対雑音比 (CNR) が改善されたためであると考えられる。

次に、協調端末からの信号がずれて送られたときを想定し、最大到来遅延差 D_{max} を変化させた。図 7 に D_{max} を 3, 7, 15 に変化させたときのフレーム同期確率 P_f を示す。グラフより $D_{max} = 3$ および $D_{max} = 7$ のときは $D_{max} = 0$ のときとほぼ変わらないことが分かる。一方で、 $D_{max} = 15$ のときは CNR が増加しても 70% で頭打ちとなっている。これは中継端末からの到来時間差に加え、送信信号自体のマルチパスにより関連のピークが大幅にずれたためだと考えられる。

4.2 BER 特性

図 8 は中継端末数を変化させたときの BER 特性である。 CNR は 10, 20, 30, 40 [dB] であり、 D_{max} は 0, 7, 8 とした。このシミュレーションでは、図 3 のように信号の検出、フレーム同期および周波数オフセット補償を考慮しており、パケットが廃棄された場合は BER を 1 として処理した。

グラフより、 D_{max} が 0 および 7 のときすべての CNR

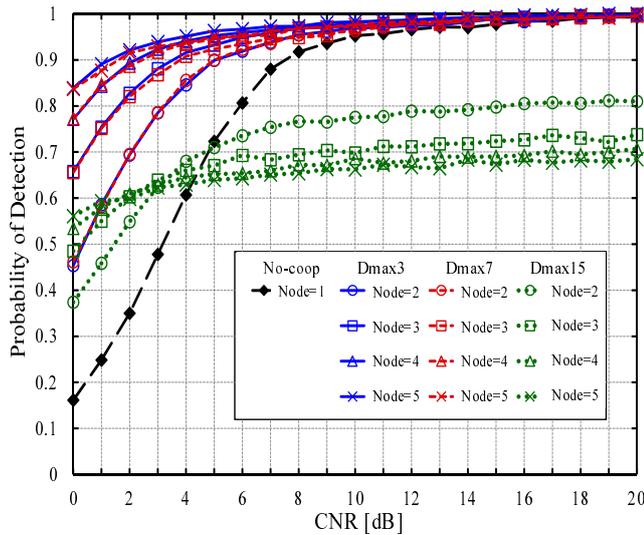


図 7 D_{max} を変化させた際の CNR 対検出確率

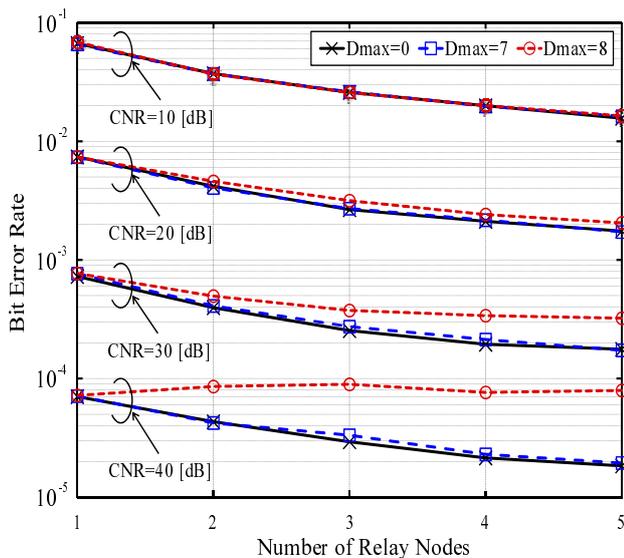


図 8 中継端末数対 BER 特性

において、中継端末の増加に伴い BER 特性が改善されていることがわかる。一方で、 D_{max} が 8 のとき CNR が 20, 30, 40 [dB] で BER 特性の改善率が劣化している。これは、中継端末からの到来時間差に加え GI 長を越えてシンボル間干渉が起きたためであると考えられる。今回のシミュレーションでは遅延波数 9 で D_{max} が 8 であるとする、最大遅延差は 17 となり、IEEE802.11a で定められている GI 長 16 を越えてしまう。つまり、今回のシミュレーションでは提案方式が有効に動作するためには D_{max} が 7 以内であることが必要であり、しかしながら、 D_{max} が 7 とい

うのは到来距離差に換算すると 105 [m] であるため、室内環境を想定すれば IEEE802.11a 規格でも提案方式は有効に動作すると言える。

5. まとめ

本稿では、IEEE802.11a の機器を想定した OFDM 協調通信方式の特性評価を行った。結果より、提案方式では到来時間差が GI 内であれば高精度に復調することができるが、送信信号自体の遅延波を考慮する必要があると言える。しかしながら、室内環境を想定すれば IEEE802.11a 機器での OFDM 協調通信方式は有効に動作すると言える。

謝辞 本研究の一部は総務省 2013 年度 SCOPE, 科研費 (23700075) の助成を受けたものである。記して謝意を表する。

参考文献

- [1] K. Zeng, Z. Yang and W. Lou, "Location-Aided Opportunistic Forwarding in Multirate and Multihop Wireless Network," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 58, no. 6, pp. 3032-3040, July 2009.
- [2] M. Naghshvar, T. Javidi, "Opportunistic Routing with Congestion Diversity in Wireless Multi-hop Networks," in Proc. of the IEEE Conference INFOCOM 2010, November 2010.
- [3] Y.-C. Tseng, S.-Y. Ni, Y.-S. Chen, and J.-P. Sheu, "The broadcast storm problem in a mobile ad hoc network," Wireless Networks, Vol. 8, pp. 153-167, 2002.
- [4] IEEE Std.802.11a, "High-speed Physical Layer in the 5GHz Band," 1999.
- [5] Mattias Olsson, Gadhiok M, Cavallaro J.R, "Preamble-based Symbol Timing Estimation for Wireless OFDM Systems," the Forty-First Asilomar Conference, pp. 1791-1794, 2007.
- [6] K. Yip, T. Ng and Y. Wu, "Impacts of multipath fading on the timing synchronization of IEEE802.11a wireless LANs," in Proc. IEEE International Conference on Communications, New York, pp. 517-521, May 2002.
- [7] Keith C. Howland, "Signal Detection And Frame Synchronization Of Multiple Wireless Networking Waveforms," Submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of master of science in electrical engineering from the NAVAL POSTGRADUATE SCHOOL, September 2007.
- [8] Mao Yan, Xu Qi and Zhang Chang-sen, "The Synchronization Algorithm of IEEE802.11a System," Proceedings of the Third International Symposium on Computer Science and Computational Technology (ISCST '10), Jiaozuo, P.R.China, 14-15, pp. 037-040, August 2010.
- [9] Essam Sourour, Hussein El-Ghoroury and Dale McNeill, "Frequency Offset Estimation and Correction in the IEEE802.11a WLAN," Vehicular Technology Conference, vol 7, pp. 4923-4927, September 2004.
- [10] Katsuhiko Naito, Tomoyuki Hagino, Kazuo Mori, and Hideo Kobayashi, "OFDM cooperative coding mechanisms for Multi-hop networks," in Proc. of the 9th International Conference on Cybernetics and Information Technologies, Systems and Applications (CITSA 2012), July 2012.

正誤表

下記の通り、誤記がありましたので訂正致します。

正誤箇所	誤	正
1 ページ目、著者名	向井洋介、内藤克浩、 森香津夫、小林英雄	向井洋介、 <u>榊原寛紀</u> 、 内藤克浩、森香津夫、 小林英雄