

平成18年度
研究開発成果報告書

高レスポンスマルチホップ
自律無線通信システムの研究開発

委託先： (株)国際電気通信基礎技術研究所

平成19年4月

情報通信研究機構

平成18年度 研究開発成果報告書 (一般型)

「高レスポンスマルチホップ自律無線通信システムの研究開発」

目 次

1	研究開発課題の背景	3
2	研究開発の全体計画	
2-1	研究開発課題の概要	3
2-2	研究開発目標	5
2-2-1	最終目標	5
2-2-2	中間目標	6
2-3	研究開発の年度別計画	7
3	研究開発体制	8
3-1	研究開発実施体制	8
4	研究開発実施状況	
4-1	チャネル構成技術の研究開発	9
4-1-1	研究開発概要	9
4-1-2	実施状況	9
4-1-3	シミュレーションによる MM-SA 方式の基本性能評価	9
4-1-4	MM-SA 方式受信部部分試作モデルの開発	13
4-1-5	MM-SA 方式受信部部分試作モデル評価結果	18
4-1-6	達成状況	22
4-2	チャネル制御技術の研究開発	23
4-2-1	研究開発概要	23
4-2-2	実施状況	23
4-2-3	MAI 監視手法	23
4-2-4	MM-SA 方式におけるチャネルアクセス制御方式	24
4-2-5	MM-SA 方式評価結果	26
4-2-6	無線 LAN におけるチャネル制御技術	29
4-2-7	達成状況	31
4-3	中継パケット高速転送技術の研究開発	31
4-3-1	研究開発概要	31
4-3-2	実施状況	32
4-3-3	パケット転送の高速化検討	32
4-3-4	評価結果	37
4-3-5	達成状況	37
4-4	アーキテクチャとシステム化技術の研究開発	37

4-4-1	研究開発概要	37
4-4-2	実施状況	37
4-4-3	クロスレイヤ処理の高速化検討	37
4-4-4	評価結果	40
4-4-5	達成状況	43
4-5	総括	43
5	参考資料・参考文献	
5-1	研究発表・講演等一覧	

1 研究開発課題の背景

近年、無線ネットワークの利用が著しく進展し、その利用シーンは多岐にわたり、同時に新たなニーズも急速に拡大している。新たなニーズの中には、ITS（高度道路交通システム）における車両・歩行者等を含めた安全システムである e-Safety や次世代ネットワークゲーム、リアルタイム無線センシング・制御など、マルチホップ無線通信システムを前提として、遅延に対する制約条件の厳しいアプリケーションが出現している。e-Safety において安全運転支援のための車車間通信では、10 ミリ秒周期で周辺車両の位置・速度情報等を交換する必要があるため、マルチホップ環境を想定すると、中継ノードでの転送遅延は 1 ミリ秒を下回ることが要求される。ネットワークゲームでは同じゲームをする全てのゲーム機間で常に同じ画面を共有するには、16 ミリ秒以内に各ゲーム機からの情報が全てのゲーム機に分配されていなければならない。昨年暮れに発売開始されたゲーム機は見通し距離内の複数端末がゲームをできるものであるが、次世代機ではマルチホップによりさらに範囲を広げる方向性が十分予見される。これらの例からわかるように、新たな利用シーンでは極めて高いレスポンス性能が必要となってくる。

一方、現在利用が進みつつある IEEE802.11 ベースの自律無線通信システム（アドホックモード）の性能実力は、端末がネットワーク参加時にパケット送信までの遅延に数秒を要し、また 1 ホップあたりのパケット転送に数ミリ秒を要しているため、上記レスポンス性能要求を満たすことはできない。このようなレスポンス性の劣化要因は以下の点にあることがこれまでの研究で明らかとなっている。

IEEE802.11 におけるレスポンス性劣化要因

- (1) 帯域共有による遅延：各端末が帯域を共有していることにより、電波到達範囲内に同時に送信しようとする端末が増加すると待ち時間が増加する。
- (2) キャリア検出時の遅延：送信開始時に他端末のキャリアを検出した場合、ランダムな数のスロット待ちを行う。これにより 802.11 では 1~1.7 ミリ秒の遅延が発生する。
- (3) 再送時の遅延：再送時にはコンテンツウィンドウのサイズを指数的に増加させる方式となっており、場合によっては予測不可能な非常に長い待ち時間を誘発することがある。
- (4) セル発見・参加時の遅延：セル同期用ビーコンを通常 100 ミリ秒周期で送信されるが、MAC レイヤでのビーコン中継機能が無いため、マルチホップ環境において端末が移動した場合、セル全体が同調するまで数秒の遅延が生じる場合がある。
- (5) 上位レイヤ処理に伴う遅延：宛先の書き換え、経路制御などの中継転送処理は物理的な送受信と別の上位レイヤで処理されるため、数ミリ秒の処理遅延が発生している。

これらの要因が複合的に作用して、前述のような遅延が発生している。これらの問題を解決し、高レスポンス化を実現することが求められている。

2 研究開発の全体計画

2-1 研究開発課題の概要

従来の無線 LAN 技術で避けられない主な遅延要因として、(i) 帯域共有による遅延、(ii) キャリア検出時の遅延、(iii) 再送時の遅延、(iv) セル発見・参加時の遅延等が挙げられる。これらの要因を排除し、ア) 待ち時間無しでパケット送受信が可能で、イ) 1 ホップあたりの転送遅延 1 ミリ秒以下の極めて高レスポンスな自律無線通信システムを研究開発する。そのため、複数周波数・複数拡散符号を組合せたスプレッドアロハ方式によるチャネル構成技術とチャネル制御技術、及び中継パケット高速転送技術を系統的に統合する新しい技術を研究開発する。本研究開発は以下のサブテーマに沿って

進める。

- (1) チャネル構成技術
- (2) チャネル制御技術
- (3) 中継パケット高速転送技術
- (4) アーキテクチャとシステム化技術

2-1-1 チャネル構成技術の研究開発

位置付け：

パケット送信時における遅延の低減化は高レスポンス化において必須であり、その実現を可能とするチャネル構成を研究開発するものである。

研究方針：

高レスポンス化を図るため、端末においてパケット送受信が同時に行える方式、かつパケット衝突時もパケット再生が可能なアクセス方式に基づき、遅延の低減化が可能となるチャネル構成技術を研究開発する。

研究手法：

高レスポンス化に対して効果的なチャネル構成技術として複数周波数と複数拡散符号を用いたスペッドアロハ方式(MC)2-SAを開発し、解析、シミュレーション等により評価した上で試作、評価、実装を行う。

2-1-2 チャネル制御技術の研究開発

位置付け：

チャネルの使用条件の設定と送信制御が適切に行われなければ、高レスポンスを実現した上で信頼性の高い通信を実現することはできない。これらの機能はチャネル制御技術として実現する必要がある。高レスポンス性を最優先としたチャネル制御技術は、前述のサブテーマの要素技術（チャネル構成技術）を適切に利用するための必須技術である。

研究方針：

高レスポンス性を要求する通信の利用シーンを明らかにした上で前提条件を明確化し、高レスポンス化を図りつつ信頼性が確保可能なチャネル制御技術を研究開発する。

研究手法：

端末の参入・退去や移動に対応可能な方式を検討し、解析やシミュレーションによる機能、性能の評価を行い、試作、評価、実装を行う。

2-1-3 高速パケット中継転送技術の研究開発

位置付け：

上記のチャネル構成・制御技術で送受信における待ち時間が排除された場合でも、中継パケットの転送処理に時間を要すると、システムとしての低遅延化は実現できない。如何に中継パケット転送処理を高速化するかはチャネル構成・制御技術と並んで高レスポンス化の重要な要素技術である。

研究方針：

パケット受信時に転送処理が必要であるか、当該端末で終端するかを短時間で判断する技術、及びその判断後に中継パケットを遅滞なく転送処理する技術を開発する。

研究手法：

中継パケットの識別を低レイヤで実現するためのフレーム構成と識別子の定義、これに関連するルーティング情報との連携手法、さらにハードウェア処理に向けた手法を開発する。方式検討、シミュレーションにより機能、性能評価を行い、試作、評価、実装

を行う。

2-1-4 アーキテクチャとシステム化技術の研究開発

位置付け：

高レスポンス性要求に対して効果的な要素技術をシステムとして構成し、性能を十分引き出すためのアーキテクチャが必要である。本サブテーマは本研究開発の全体構成を定める基盤的な位置付けである。また本サブテーマにて統合的なシステム実証を行う。

研究方針：

チャンネル構成技術、チャンネル制御技術、中継パケット高速転送技術の各要素の機能配分を適切に設定し、また、各要素間の相互依存性に基づくクロスレイヤアーキテクチャを採用してシステムの最適化を図る。

研究手法：

ATRではこれまでに電波の受信信号強度(RSSI)に基づいたルーティング方式や、低レイヤ回線状態に基づいたTCPにおけるQoS制御など、クロスレイヤ処理によるネットワーク制御技術を開発してきている。これらの実績をベースに、他のサブテーマの研究開発要素を有機的に結合し、高レスポンス性を最大限に引き出すためのアーキテクチャを確立する。その上で、製品化の実現性を踏まえ、各要素技術を統合的に実装しシステム化する技術を確立する。

2-2 研究開発目標

2-2-1 最終目標（平成22年3月末）

以下の各サブテーマの研究開発成果により、端末がネットワークを自律的に構成する無線ネットワークにおいて、ア) 待ち時間無しでパケットの送信と受信が可能で、イ) 1ホップにおける転送遅延を1ミリ秒以下に抑える高レスポンス自律無線通信システムを実現する。

2-2-1-1 チャンネル構成技術の研究開発

複数周波数、複数拡散符号を組合せて用いる(MC)2-SA送受信技術に関してハードウェア実装により実現する。

2-2-1-2 チャンネル制御技術の研究開発

- (1) 各周波数チャンネルにおける干渉量(MAI)監視技術を確立し、ハードウェア及びファームウェアとして実装する。
- (2) 受信信号品質を検出する技術を確立し、ハードウェア及びファームウェアとして実装する。
- (3) 上記(1)(2)を用いて最適なチャンネル選択を実行する技術を確立し、ハードウェア及びファームウェアとして実装する。

2-2-1-3 中継パケット高速転送技術の研究開発

- (1) 中継パケット識別処理方式を確立し、識別されたパケット種類に応じた転送制御を高速に実行する技術を確立し、ハードウェア及びファームウェアとして実装する。
- (2) 上記(1)の転送制御に応じてカットスルー転送を実行するハードウェア及びファームウェアを実装し実現する。

2-2-1-4 アーキテクチャとシステム化技術の研究開発

- (1) チャンネル構成技術、チャンネル制御技術、中継パケット高速転送技術の各機能の動作

において必要な制御情報、状態通知情報インタフェースを、レイヤにまたがって体系的に規定するアーキテクチャを確立する。

- (2) チャネル構成技術、チャネル制御技術、中継パケット高速転送技術として実現される機能をシステムとして統合、実装し、小型基盤モジュールとして実現する。
- (3) ITS 車車間通信や次世代ネットワークゲーム機への適用性を実証する。

2-2-2 中間目標（平成20年1月末）

端末がネットワークを自律的に構成する無線ネットワークにおいて、ア) 待ち時間無しでパケットの送信と受信が可能で、イ) 1ホップにおける転送遅延を1ミリ秒以下に抑える高レスポンス自律無線通信システムを実現するための機能的、性能的な見通しを得る。

2-2-2-1 チャネル構成技術の研究開発

トラフィックモデルを確立した上でそれに応じた周波数と拡散符号方式の数などのパラメータについて解析、シミュレーションにより決定し、ハードウェアの部分試作、評価により基本設計を終える。

2-2-2-2 チャネル制御技術の研究開発

- (1) 広帯域干渉量(MAI)監視の基本方式についてハードウェア及びファームウェアの部分試作、評価により基本設計を終える。
- (2) 受信信号品質の検出とその評価に関する基本方式についてハードウェア及びファームウェアの部分試作、評価により基本設計を終える。

2-2-2-3 中継パケット高速転送技術の研究開発

- (1) ラベルスイッチ機能の方式設計、試作、評価を終える。
- (2) 処理遅延の低減について最適化を図った中継パケット識別アルゴリズムを開発する。
- (3) 中継パケット識別結果に応じた制御アルゴリズムを開発する。
- (4) カットスルー転送ハードウェアの試作、評価によって基本設計を終える。

2-2-2-4 アーキテクチャとシステム化技術の研究開発

- (1) チャネル構成技術、チャネル制御技術、中継パケット高速転送技術の各機能の動作において必要な制御情報、状態通知情報を抽出し、レスポンスを低下させることなくレイヤ間でこれらの情報を授受するアーキテクチャについて、機能・性能を満足する見通しを得る。
- (2) チャネル構成技術、チャネル制御技術、中継パケット高速転送技術をシステムとして統合するための基本設計を終える。

2-3 研究開発の年度別計画

金額は非公表

研究開発項目	17年度	18年度	19年度	20年度	21年度	計	備考
「高レスポンスマルチホップ自律無線通信システムの研究開発」			中間評価				
ア「チャンネル構成技術の研究開発」	—	—	—	—	—	—	
イ「チャンネル制御技術の研究開発」	—	—	—	—	—	—	
ウ「中継パケット高速転送技術の研究開発」	—	—	—	—	—	—	
エ「アーキテクチャとシステム技術の研究開発」	—	—	—	—	—	—	
間接経費							
合計							

注) 1 経費は研究開発項目毎に消費税を含めた額で計上。また、間接経費は直接経費の30%を上限として計上(消費税を含む)。

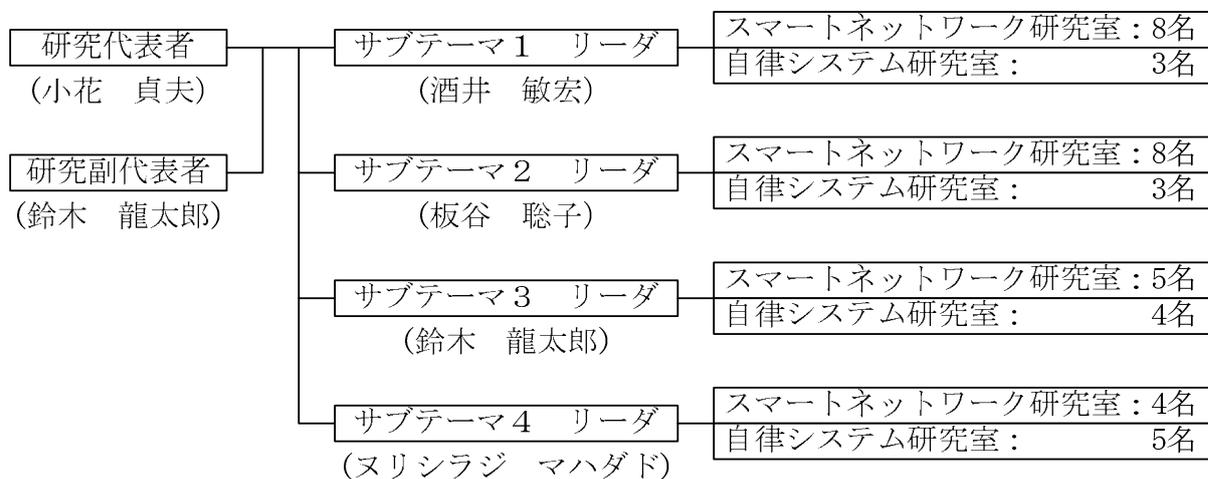
2 備考欄に再委託先機関名を記載

3 年度の欄は研究開発期間の当初年度から記載。

3 研究開発体制

3-1 研究開発実施体制

ATR 適応コミュニケーション研究所	1名 (所長)
スマートネットワーク研究室	16名
自律システム研究室	11名



- 注) サブテーマ1 : チャネル構成技術の研究開発
サブテーマ2 : チャネル制御技術の研究開発
サブテーマ3 : 中継パケット高速転送技術の研究開発
サブテーマ4 : アーキテクチャとシステム化技術の研究開発

4 研究開発実施状況

4-1 チャンネル構成技術の研究開発

4-1-1 研究開発概要

パケット送信時における遅延の低減化は高レスポンス化において必須であり、その実現を可能とするチャンネル構成技術を研究開発する。本研究開発では、複数の周波数と複数の拡散符号を組合せて用いるスプレッドアロハ方式 MM-SA: Multi-Carrier & Multi-Code Spread ALOHA によるチャンネル構成技術を開発する。

平成 18 年度は、平成 17 年度に開発を開始した変復調装置の概念設計を継続して実施し、その成果を受けて変復調装置の詳細設計を実施した。具体的には、MM-SA 方式のパラメータの最適化と基本通信特性の評価をシミュレーション等で進め、これに基づいて部分試作モデルを開発し、機能及び特性を評価した。

4-1-2 実施状況

MM-SA 方式のパラメータ最適化と基本通信特性の評価をシミュレーションで実施した。また受信回路の部分試作を実施し特性を評価した。

4-1-3 シミュレーションによる MM-SA 方式の基本性能評価

本無線送受信モデルは全 2 重通信方式を前提としており、ある車両は自車両のパケットを送信しながら、周辺車両からのパケットを受信することができる。図 4-1-1 に無線信号送受信モデルを示す。

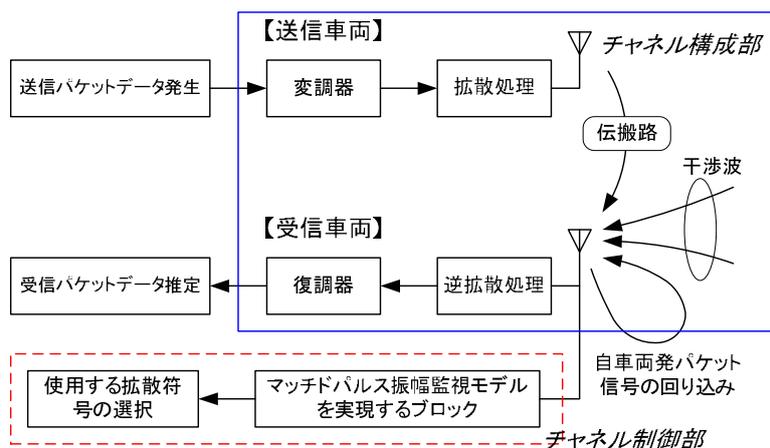


図 4-1-1 無線信号送受信モデル

送信車両は、固定長パケットデータをランダムに発生させる。発生したデータを、 $\pi/4$ shift DQPSK 変調器において複素信号に変換する。その後、チャンネル監視するマッチドパルス振幅方式により選ばれた拡散符号 (Gold 符号) を、複素信号の実部 (I) 及び虚部 (Q) のそれぞれに対して乗算し、拡散処理を行う。拡散処理を行なった拡散後信号はアンテナから送信される。受信した信号は拡散符号で実部及び虚部のそれぞれに対して、逆拡散処理を行う。逆拡散した信号は復調器に通され、送信パケットデータの推定を行う。

各車両では、固定長のパケットを一定周期で送信する。また、車両間では非同期にパケットを送信する。各車両は、パケット送信に先立ち、送信パケットで使用する拡散符号を決定する必要がある。この拡散符号の決定は、パケット送信直前の N_C シンボル分の時間についてチャンネルを監視するマッチドパルス振幅方式に基づいて実行される。

図 4-1-2 にチャンネル制御を用いたパケット送信の様子を示す。パケット a はパケット b と時間的に重なっているため、監視時間内に、パケット b から受ける干渉が少なくなる様に拡散符号を求める。そしてその求めた符号をパケット a で使用する拡散符号とする。即

ち、パケット送信前に、チャンネル制御部において、チャンネル監視によって、各拡散符号に対する干渉量を監視する。この干渉量を小さい順にソーティングを行ない、干渉量の少ない上位 P_N %の中から、使用する拡散符号を選択する。

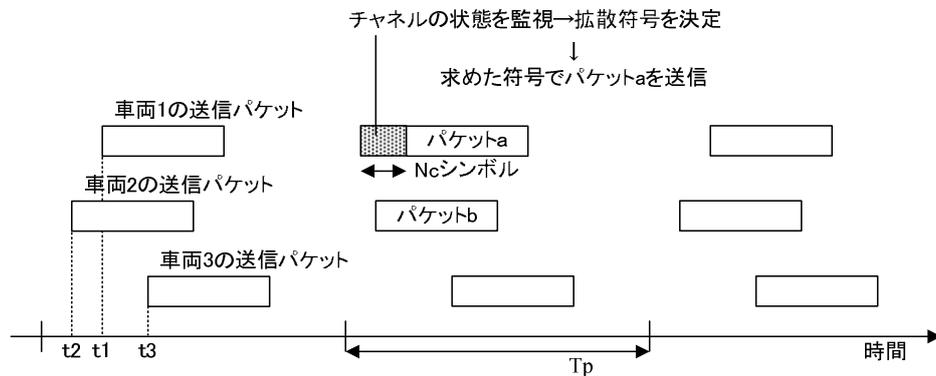


図 4-1-2 チャンネル制御を用いたパケット送信の様子

表 4-1-1 シミュレーション条件

項目	前提とする仕様	備考
周波数帯	5.8 GHz 帯	
情報伝送速度	4096 kbps	
変復調方式	$\pi/4$ shift DQPSK	
周波数チャンネル数	1	
アンテナ指向性	無指向性	
アンテナ利得	0dBi	
チャンネル当りの端末数	1	
パケット衝突時の処理	特になし	・符号多元接続により許容 ・同符号衝突、異符号衝突の区別なし
拡散符号	Gold 符号	

表 4-1-2 シミュレーションパラメータ値一覧

パラメータ名	値
最大車両台数	200 台
パケット長	200 byte
パケットのヘッダ長	32 byte
パケットのペイロード長	168 byte
パケット送信周期	0.1 sec
拡散率	63, 127 倍
チャンネル監視を行うシンボル数 N_c	5 シンボル
拡散符号を選択する割合 P_N	30, 100 %

表 4-1-1 にシミュレーション条件、表 4-1-2 にシミュレーションパラメータ値一覧を示す。

図 4-1-3 及び図 4-1-4 に車両台数に対するパケット廃棄率 (PER : Packet Error Rate) 特性を示す。なお、拡散符号を選択する割合 (P_N) は 30 % 及び 100 % でシミュレーション評価を行なった。

図 4-1-3 より、拡散符号をランダムに選択する $P_N = 100$ % の場合、 $PER=10^{-5}$ を達成することは困難であることがわかった。これに対して、図 4-1-4 より、 $P_N = 30$ % の場合、拡散率 63 及び 127 倍の場合に $PER=10^{-5}$ を達成することがわかった。

次に、図 4-1-3 及び図 4-1-4 の PER 特性において、パケット廃棄となったエラーパケットに対して、パケット中のエラービット統計を調べた。図 4-1-5 及び図 4-1-6 に、 $P_N = 100$ 及び 30 % の場合のエラーパケット中に存在するエラービット数の統計を示す。

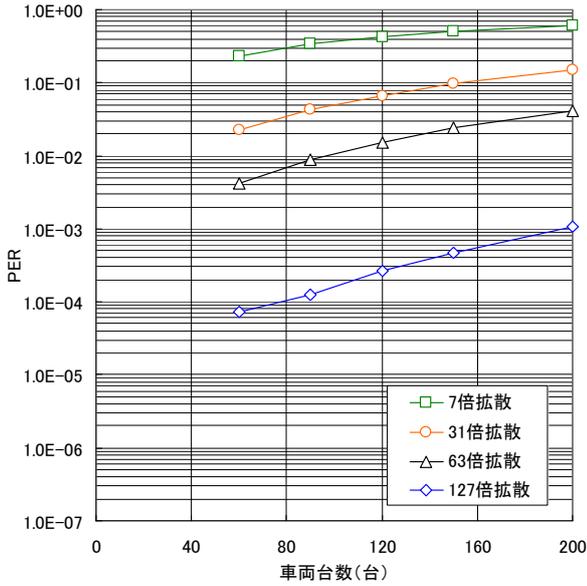


図 4-1-3 車両台数に対する PER 特性
($P_N = 100\%$)

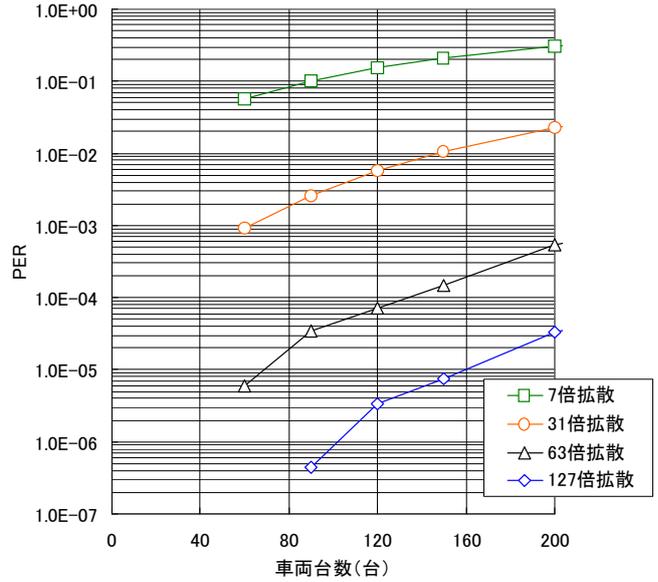


図 4-1-4 車両台数に対する PER 特性
($P_N = 30\%$)

図 4-1-5 及び図 4-1-6 のエラービット数の統計より、 $P_N = 100\%$ の場合には、エラーパケット (200 bytes = 1600 bits) 中のエラービット数は 100 個以下が大半であり、バースト的にエラーが発生しているケースも存在している。また、バーストエラーに対しては、エラーフロアが見え、パケット長が 200 byte であることから、数個に 1 個の誤りが発生していることがわかる。これは、拡散符号選択率 100 % の中からランダムに使用する拡散符号を選択しているために、干渉量の大きな符号を選択する場合もあり、ビットエラーになったものと考えられる。これに対して、 $P_N = 30\%$ の場合には、干渉量の低い 30 % の中から拡散符号を選択しているために、相互相関が抑えられることで、エラービット数も抑えられたと考えられる。30 % の場合には 20 個以下のエラービット数が大半を占めており、誤り訂正で復調可能な程度であることがわかった。

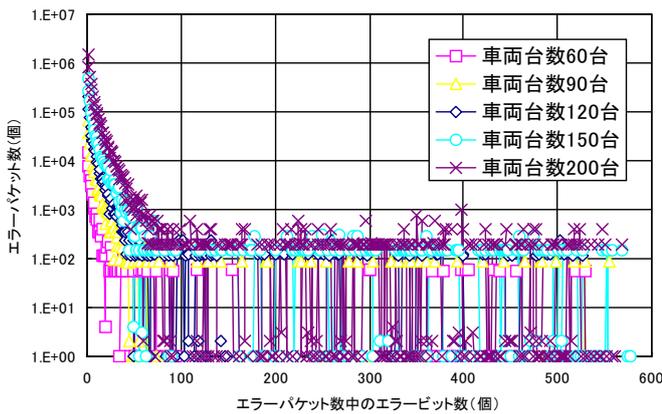


図 4-1-5 エラーパケット中の
エラービット数の統計
($P_N = 100\%$ 、拡散率 63 倍)

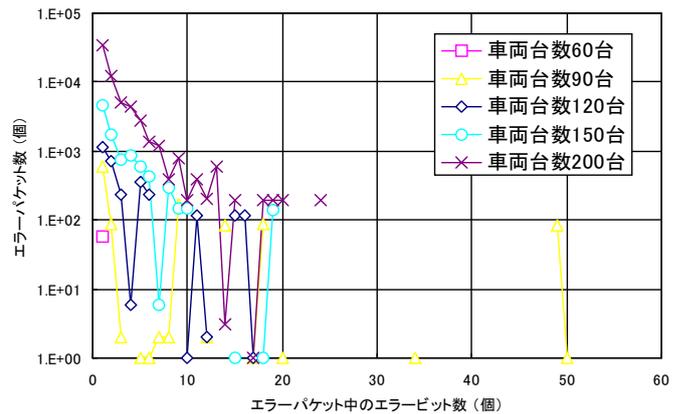


図 4-1-6 エラーパケット中の
エラービット数の統計
($P_N = 30\%$ 、拡散率 63 倍)

定期パケット送受信に、不定期パケット送受信を追加した場合の結果を図 4-1-7 及び図 4-1-8 に示す。不定期パケットのパケット長は定期パケットと同様で、平均送信周期は 0.5 sec で、イベント発生はポアソン分布に従っている。図中には、不定期パケット発生時の

定期パケット及び不定期パケットの PER を示している。図 4-1-3 及び図 4-1-4 の定期パケットのみの PER とほぼ同程度となっている。これは、不定期パケットの平均送信周期は 0.5 sec であるのに対して、定期パケットの送信周期は 0.1 sec と 5 倍であるために、平均的に車両台数の 1/5 の不定期パケットが発生していると考えられるためである。そこで、図 4-1-9 及び図 4-1-10 に不定期パケットの平均送信周期に対する PER を示す。図中において、破線は定期パケットのみの特性である。不定期パケットの平均送信周期が 1 sec 以上では、ほぼ定期パケットのみと同程度の特性が得られることがわかった。よって、イベント発生平均が数秒以上である様な不定期パケット発生は、定期パケットのみの通信品質と同等であることがわかった。

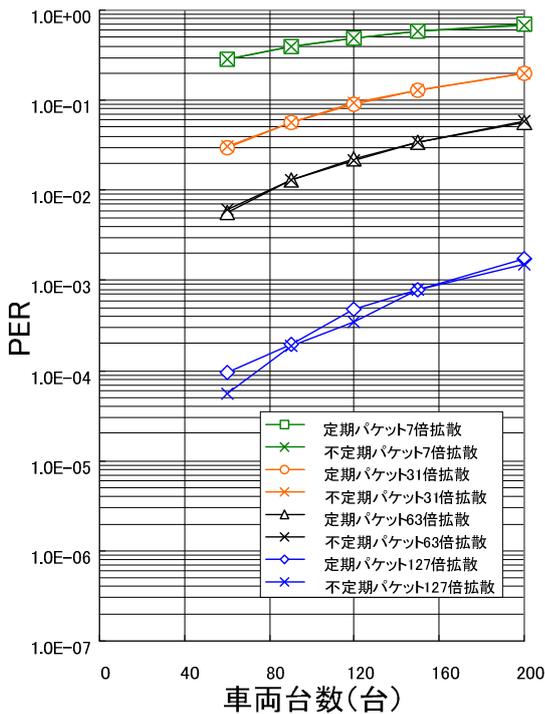


図 4-1-7 不定期パケットありの場合の車両台数に対する PER 特性 (100%)

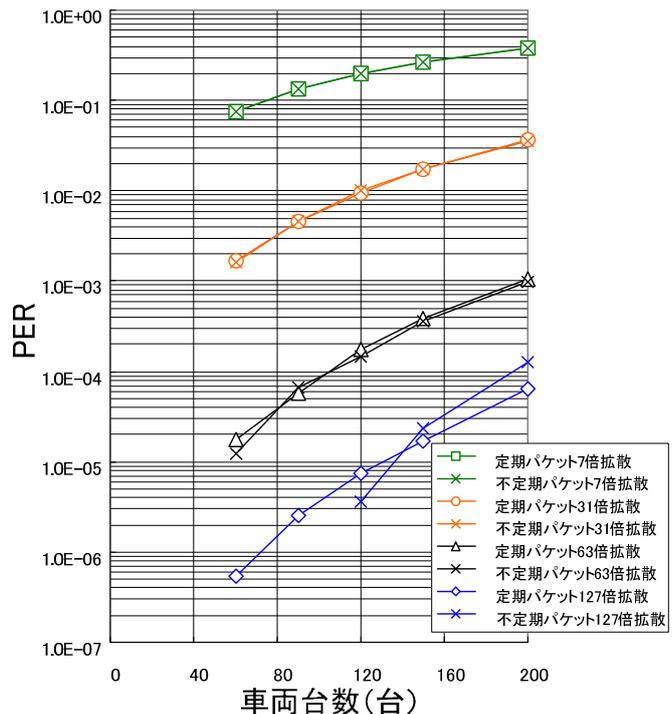


図 4-1-8 不定期パケットありの場合の車両台数に対する PER 特性 (30%)

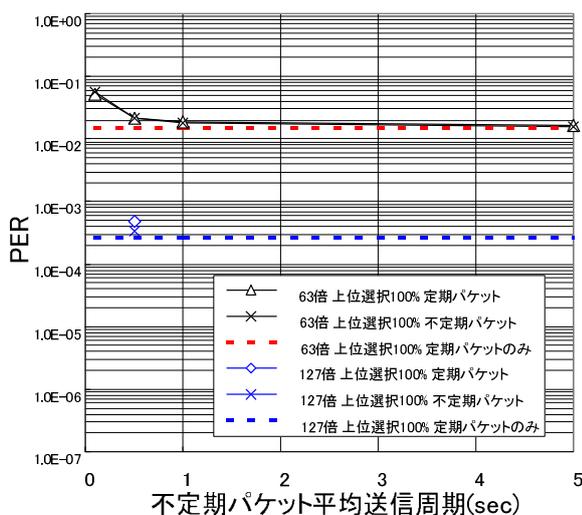


図 4-1-9 不定期パケットありの場合の送信周期に対する PER 特性 (上位 100%)

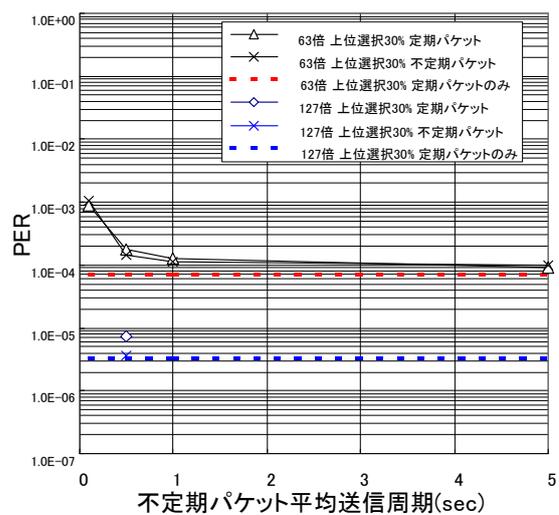


図 4-1-10 不定期パケットありの場合の送信周期に対する PER 特性 (上位 30%)

これらのシミュレーション結果から、以下のような特性が明らかになった。

- 上位選択割合 100%では、 $PER = 10^{-5}$ を達成することは困難である。
- 上位選択割合 30%の時、拡散率 127 倍で車両台数 120 台、 $PER=10^{-5}$ を達成できる。
- 上位選択割合 30%時には、1 パケット 200 byte 中で、約 20 個程度のビットエラーが発生しているが、誤り訂正によって、エラーパケットを救済可能である。
- 数秒間隔で発生する様な不定期パケットの発生は、定期パケットの通信品質に大きな影響を及ぼさない。
- $PER = 10^{-5}$ を満足する条件は、伝送速度 4 Mbps の場合、127 倍拡散で 520 MHz の帯域が必要となる。

以上の結果から、具体的なハードウェアの実現性を考慮すると、520 MHz の占有帯域幅の割当を受けることは現実的ではないので、帯域幅の削減を考慮した開発が必要になる。

したがって今後、伝送速度及び拡散率を考慮した狭帯域化やパケット情報量の見直しを検討する必要がある。

4-1-4 MM-SA 方式受信部部分試作モデルの開発

平成 18 年度は、MM-SA 方式の受信系を試作し、基本特性として、誤り率特性や同期特性の評価を行った。また、干渉波を加えた特性評価を行い、干渉耐力や同期に必要なプリアンブル長などの基本パラメータを明らかにした。

(1) 試作機の構成

図 4-1-11 に部分試作機の構成を示す。この試作機は受信中間周波数 (IF : Inter Frequency) 以降のブロックを評価するための部分試作機である。部分試作機は、IF ユニットとベースバンド (BB) ユニットの 2 つで構成される。IF ユニットは、I/Q 信号復調器とローパスフィルタで構成され、BB ボードは、AD コンバータ、FIR (Finite Impulse Response) 型デジタルフィルタ、同期回路、逆拡散回路、データ処理回路で構成されている。

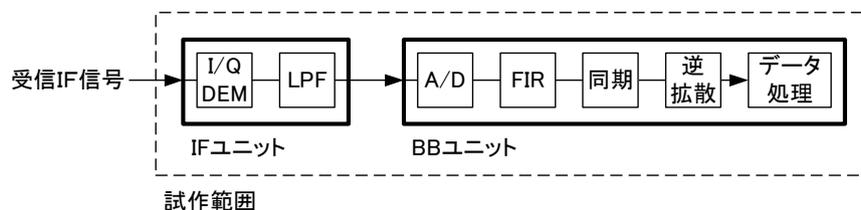


図 4-1-11 試作機の構成図

(2) ユニット構成

(2)-1 IF ユニット

図 4-1-12 に IF ユニットのブロック構成を示す。IF 信号は、不要なスプリアスを BPF (Band Pass Filter) により除去された後、増幅器により規定レベルまで増幅される。そのとき生じた高調波を LPF (Low Pass Filter) で除去し、IQ 復調器に入力される。IQ 復調器では、IQ 信号を生成し出力する。また、ユニット内部には、DC/DC コンバータを内蔵しており、各デバイスに安定した電源を供給している。

図 4-1-13 に IF ユニットの外觀図を示す。IF ユニットは、入力のインタフェースとして IF 信号を入力するための同軸コネクタ、CLK 信号を入力するための同軸コネクタを有する。また、出力のインタフェースとして I、Q 信号を出力するための同軸コネクタを有する。IF ユニット内部には 1 枚の IF ボードがあり、ボードから同軸ケーブルを用いて各同軸コネクタに接続している。

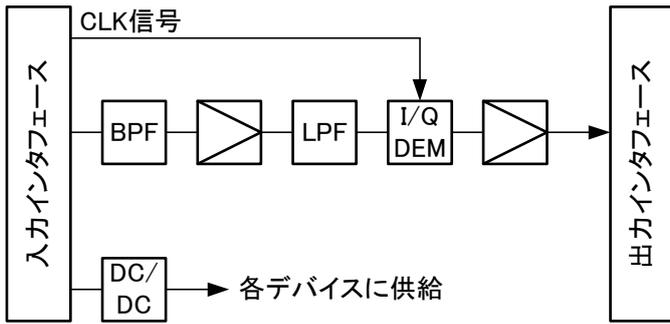


図 4-1-12 IFユニットのブロック図



図 4-1-13 IFユニット外観図

(2)-2 BBユニット

図 4-1-14 BBユニットのブロック図を示す。復調回路は、ADコンバータとFPGA(Field Programmable Gate Array) 2個で実装されている。IFユニットからのI/Q信号は、ADコンバータに入力されデジタル信号に変換される。その後、デジタルフィルタをとおり、シンボル同期及びフレーム同期後にデータは復調されPER、BERをカウントし、BBユニットに接続したロジックアナライザにて信号をモニタリングする。

AFC(Auto Frequency Control)回路は、IFユニットの周波数精度を向上することにより、この試作機には実装していない。また、トラッキング回路は実装せず、外部から送信機と同期した40MHzクロック信号をBBユニットに入力し動作させる。図 4-1-15にBBユニットの外観図を示す。

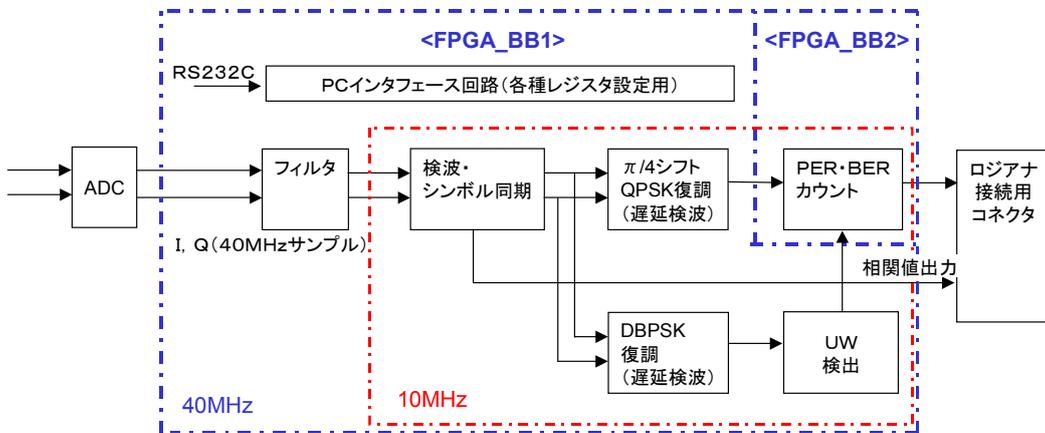


図 4-1-14 BBユニットのブロック図



図 4-1-15 BBユニット外観図

(3) 仕様

(3)-1 IFユニット仕様

表 4-1-3 に IF ユニットの電氣的仕様を示す。IF ユニットの受信 IF 信号を直交復調し、ベースバンド IQ 信号を出力する機能を有するユニットである。

表 4-1-3 電氣的仕様

	項目	仕様	備考
1	受信 IF 周波数	40MHz	1チャンネルのみ
2	受信 IF 入力レベル	TBD	
3	受信 IQ 信号出力電圧	TBD	
4	IF 入力リターンロス	15dB/50Ω以上	
5	変調方式	$\pi/4$ シフト QPSK	
6	チップレート	2.5Mcps	

(3)-2 BBユニット仕様

表 4-1-4 に BB ユニットの主要諸元を示す。

表 4-1-4 主要諸元

	項目	仕様	備考
1	サンプリング周波数×ビット数	40MHz×10bit	IQ 不平衡入力
2	インタポレーションフィルタ	なし	16→4 オーバースampling リンク*
3	FIR フィルタ構成	MAX125	
4	チップレート	2.5Mcps	
5	シンボルレート	19.7ksps	
6	拡散コード	127chip	
7	2次変調方式	$\pi/4$ シフト QPSK	遅延検波
8	データ転送レート	39.4kbps	
9	プリアンブル長(SYNC(*1))	最大 128bit(可変可能)	129symbol
10	プリアンブルパターン(SYNC)	all"0"	
11	UW(*2) ビット数	可変パターン・可変長(最大 64ビット)	
12	Preamble 変調方式	DBPSK	遅延検波
13	PSDU(*3) データパターン	ランダム(PN10+"0"), all"0", all"1"	
14	PSDU データ長	513symbols 固定	
15	PER・BER 測定フレーム数	10,000 フレーム	

*1 SYNC(Synchronization)

*2 UW(Unique Word)

*3 PSDU (PLCP(Physical Layer Convergence Protocol) Service Data Unit)

(3)-3 フレームフォーマット

図 4-1-16 に試作機のフレームフォーマットを示す。フレームフォーマットは、Preamble と PSDU (PLCP(Physical Layer Convergence Protocol) Service Data Unit) とで構成され、Preamble は、SYNC(Synchronization) とユニークワード(UW: Unique Word) で構成されている。UW は、最大 64bit で可変できる仕様になっており、一部マスクすることにより UW 長を可変する方式を採用している。SYNC により、シンボル同期をとり、UW にてフレーム同期を取ります。受信データ 1024 ビットのうち、1023 ビットを用いて PER(Packet Error Rate)、BER(Bit Error Rate) を測定する。

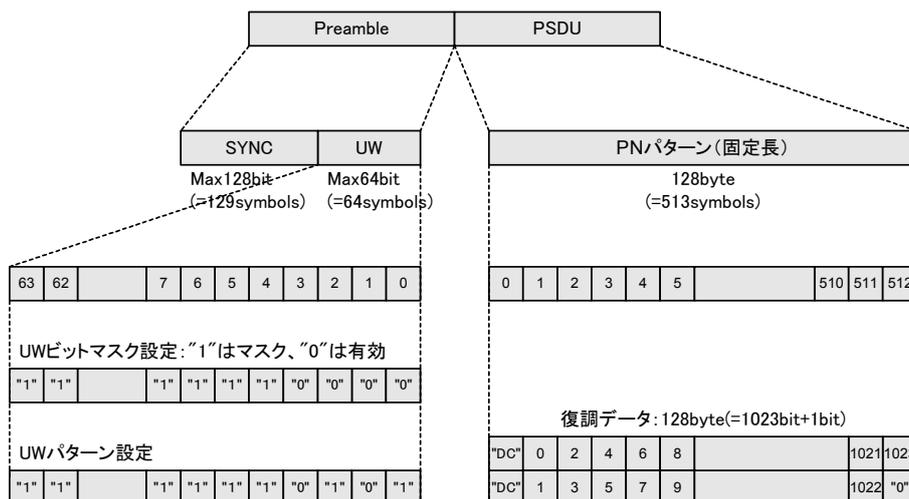


図 4-1-16 受信フレームフォーマット

(3)-4 シンボル同期方法

図 4-1-17 にシンボル同期の動作について示す。シンボル関連の演算結果が初期同期しきい値を越えるのを待つ。シンボル関連の演算結果が初期同期しきい値を越えたとき同期動作に移行する。

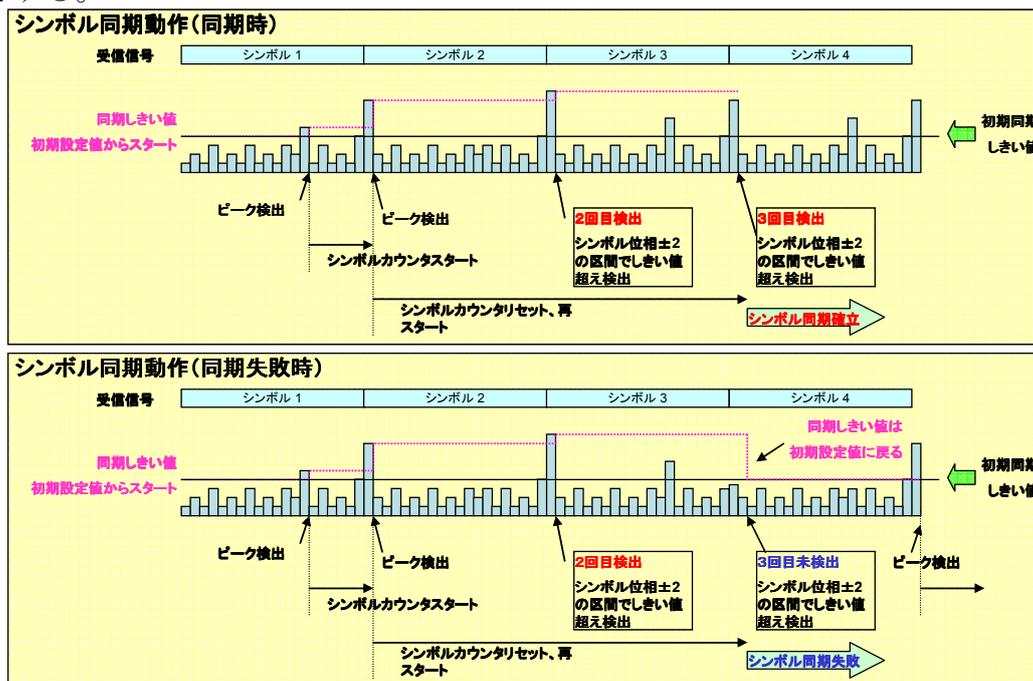


図 4-1-17 シンボル同期動作

- ① 関連演算結果の立下りの検出でシンボル位置を検出する。前サンプルの関連演算結果を保持し、現サンプルの関連演算結果と比較して、現サンプル値の方が小さい場合を関連演算結果の立下りと判定する。関連演算結果の立下りと判定された時、同期しきい値をピークの関連演算結果に設定するシンボル位置の検出でシンボルカウンタ（タイマ）をスタートする。
- ② 次のシンボル位置±2 の位置でシンボル関連演算結果が初期同期しきい値を越えた場合、シンボル検出とみなし、③に移る。次のシンボル位置より手前でシンボル関連演算結果が同期しきい値を越えた場合は①に戻る。シンボル位置手前、シンボル位置±2 でもシンボル関連演算結果が同期しきい値を越えない場合は、シンボル関連演算結果

が初期動作しきい値以上になるのを待つ。このとき同期しきい値は初期同期しきい値にリセット、シンボルカウンタも停止する。

③さらに次のシンボル位置±2 の位置でシンボル相関演算結果が初期同期しきい値を越えた場合、シンボルを検出とみなしシンボル同期とし、④に移る。次のシンボル位置より手前でシンボル相関演算結果が同期しきい値を越えた場合は①に戻る。シンボル位置手前、シンボル位置±2 でもシンボル相関演算結果が同期しきい値を越えない場合は、シンボル相関演算結果が初期動作しきい値以上になるのを待つ。このとき同期しきい値は初期同期しきい値にリセット、シンボルカウンタも停止する。

④一定期間内に UW が検出出来ない場合、受信終了でシンボル相関演算結果が初期同期しきい値以上になるのを待つ。

(4) 評価

(4)-1 評価項目

測定項目について以下に示す。

- ① C/N 対 BER 及び PER 特性(パラメータ：SYNC 長と UW 長)
- ② 同期時間
- ③ 一つの干渉波による C/N 対 BER 及び PER 特性(パラメータ：C/I)
- ④ 二つの干渉波による C/N 対 BER 及び PER 特性(パラメータ：C/I)
- ⑤ 所要 SYNC 長及び UW 長

(注) C：所望波の信号レベル、N：所望波のノイズレベル、I：干渉波の信号レベル

(4)-2 評価方法

図 4-1-18 に測定のための系統図を示す。フレームフォーマットを生成し、所望信号源として変調信号発生器 1 を用いる。この信号発生器にはノイズ源も搭載されており、信号発生器内にて任意に C/N を設定することが可能。変調信号発生器 1 の出力レベルは、内蔵された可変アッテネータを用いて任意に設定する。また干渉波源としては、変調信号発生器 2 及び 3 を用いる。所望波と同様に変調信号発生器 2 及び 3 の出力レベルは、内蔵された可変アッテネータを用いて任意に設定し、結合器によって所望波と結合し、所望波と干渉波の合成波として、IF ユニットに入力する。IF ユニットにて中間周波数から CLK(クロック)信号の 80MHz を用いて直交復調器により I/Q 信号に変換され、BB ボードに入力される。BB ボードは、40MHz の CLK 信号を用いている。変調信号発生器 1 と 80MHz CLK 信号用信号発生器と 40MHz CLK 信号用信号発生器は、REF 信号 10MHz を用いて同期している。BB ボードに入力された信号は、スペクトラム逆拡散し復調され、信号処理により BER 及び PER を計測し、ロジックアナライザを用いて計測結果を示す。PC は、BB ボードの設定のみに使用する。

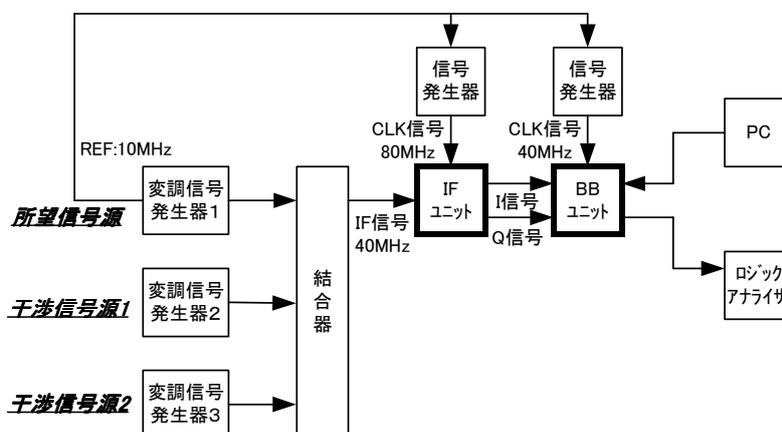


図 4-1-18 測定系統図

C/N 対 BER 及び PER 特性の測定方法は、干渉波信号源の出力を OFF に設定し、所望波信号源のみを用いる。変調信号発生器 1 の内蔵アッテネータを用いて-22dBm に信号レベル C を固定した後、変調信号発生器内部のノイズ発生器を用いてノイズを印加する。ノイズレベル N を変調信号発生器の内蔵アッテネータにより可変し C/N を任意に設定し、UW 長及び SYNC 長をパラメータとした C/N 対 BER 及び PER 特性を取得する。

シンボル同期時間の測定方法は、IF 信号が入力したタイミングから、BB ユニットからのシンボル同期検出信号が検出されるまでの時間とし、ロジックアナライザを用いて解析する。IF 信号が入力したタイミングは、フレームフォーマット生成時にフレームの最初にマーカを設け、このマーカを検出することにより判断する。SYNC 長は 129 シンボル(設定値の最大値)、UW 長は 6 バイトに設定する。信号レベル C を-22dBm に固定し、ノイズレベル N を可変し、C/N を任意に設定したときのシンボル同期時間を検証する。また、干渉波によるシンボル同期時間の影響についても検証する。

図 4-1-19 に干渉波のチャネル構成を示す。横軸は周波数を示し $f_1=40\text{MHz}$ 、 $f_2=45\text{MHz}$ 、 $f_3=50\text{MHz}$ である。縦軸は拡散コードを示している。所望波は、 f_1-c_1 に設定する。干渉波が 1 波の構成では、同一周波数及び別コードの干渉波を I1 とし、+5MHz 離調及び同一コードの干渉波を I2 とし、+5MHz 離調及び別コードの干渉波を I3 とする。また、干渉波が 2 波の構成では、同一周波数及び別コードの干渉波を I1a、I1b とし、+5MHz 離調及び同一コードの干渉波を I2a、I2b とし、+5MHz 離調及び別コードの干渉波を I3a、I3b とする。干渉波が 2 波の構成では、2 波の干渉波の出力レベルは同じとする。これら 6 つの干渉波の組合せにおいて測定する。干渉波による C/N 対 BER 及び PER 特性の測定方法は、干渉信号源の出力を ON に設定し、結合器により干渉波を所望波に混合させる。所望波信号源の出力レベルを-22dBm に固定した後、干渉波信号源の出力レベルをパラメータにして C/I を任意に設定する。C/I をパラメータにし、信号レベル C を-22dBm に固定してノイズレベル N を可変したときの、C/N 対 BER 及び PER 特性を取得する。

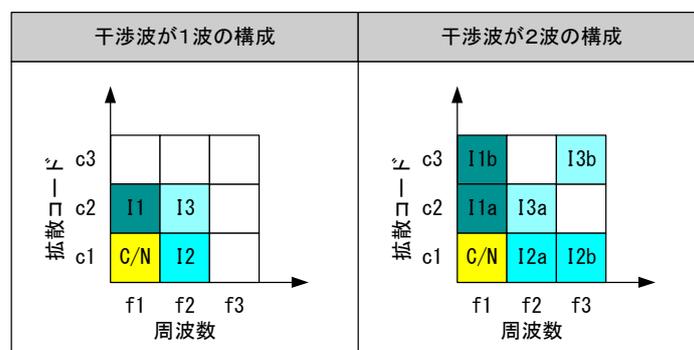


図 4-1-19 干渉波のチャネル構成

4-1-5 MM-SA 方式受信部部分試作モデルの評価結果

(1) C/N 対 BER 及び PER 特性

図 4-1-20 に E_b/N_0 対 BER 及び PER 特性を示す。 E_b は 1 ビット当りの平均信号エネルギー、 N_0 は雑音電力密度である。測定時に設定した C/N を換算式： $E_b/N_0=C/N+10\log(127)-3$ により換算しグラフ化している。

SYNC 長が 9 シンボルで、UW 長が 6 シンボル以下及び SYNC 長が 17 シンボルで UW 長が 6 シンボル以下のとき、 $E_b/N_0 \geq 14\text{dB}$ で BER にフロアが生じているが、これは試験系の問題であることがわかった。

また、SYNC 長は長いほど通信品質が良く、ここでは試作機の制限より 129 シンボル、UW 長は 6 バイトにて良好な通信品質を得られることがわかった。

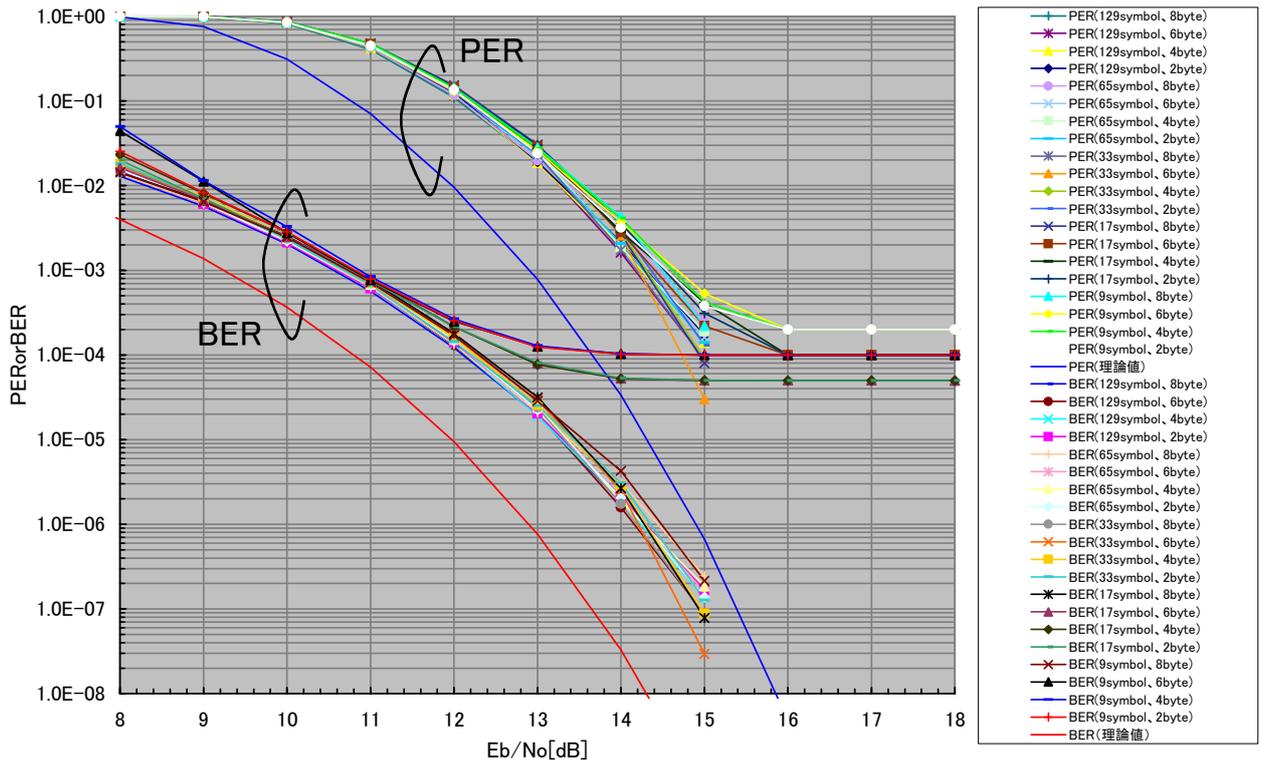


図 4-1-20 Eb/No 対 BER 及び PER 特性

(2) 同期時間

図 4-1-21 に Eb/No 対シンボル同期時間特性を示す。このときの測定条件は、SYNC 長が 129 シンボル、UW 長が 6 バイト、干渉波無しである。測定には、各 C/N にて約 20 回位同期時間をロジックアナライザにて計測し、統計的処理を行った。この試作機では、プリアンブルの変調方式は DBPSK を採用しており、測定時に設定した C/N を換算式： $E_b/N_0 = C/N - 10 \log(127) = C/N + 21$ により、Eb/No に換算している。図 4-1-21 より、干渉波が無いときは、Eb/No ≥ 16 dB にて 200 μ sec 以下でシンボル同期する。チップレート 2.5 Mcps、拡散率 127 より 1 シンボルは 50.8 μ sec である。これより、この試作機では干渉波が無いとき約 4 シンボルでシンボル同期可能 (Eb/No ≥ 16 dB) であることがわかった。また、Eb/No < 16 dB では、シンボル同期時間のバラツキが大きくなるため、十分な SYNC 長が必要となる。

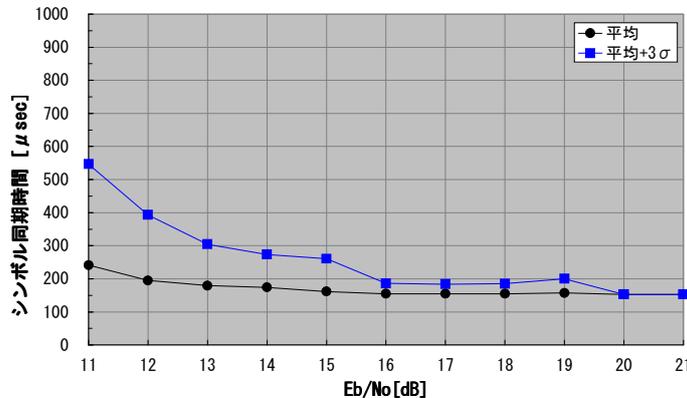


図 4-1-21 Eb/No 対シンボル同期時間

(3) 一つの干渉波による C/N 対 BER 及び PER 特性

図 4-1-22 に同一周波数、別コードチャネル構成の干渉波による Eb/No 対 BER 特性、及び

図 4-2-23 に E_b/N_0 対 PER 特性を示す。測定時に設定した C/N を換算式： $E_b/N_0=C/N+10\log(127)-3=C/N+18$ により、 E_b/N_0 に換算している。図中の破線は、 $\pi/4$ シフト QPSK 変調方式(遅延検波)の理論値である。マーカ無し実線は、干渉波が無いときの実測値である。これらの図より、PER が $1E-5$ を満足する理論 E_b/N_0 は、14.3dB であり、固定劣化を 3.5dB とすると、所要 E_b/N_0 は 17.8dB である。これより、所要 C/I を求めると 4dB となることがわかった。

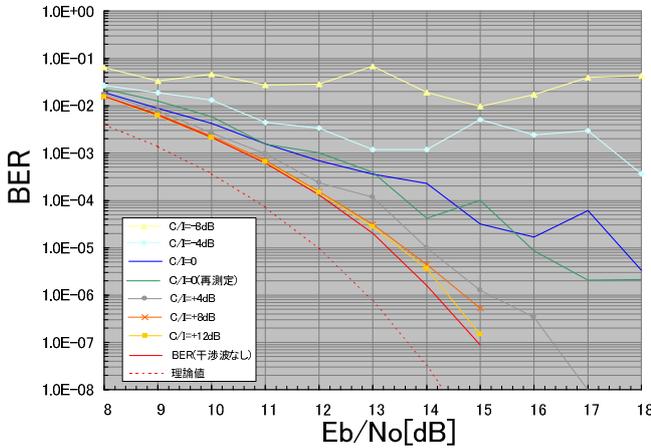


図 4-1-22 同一周波数、別コードの干渉波による E_b/N_0 対 BER 特性

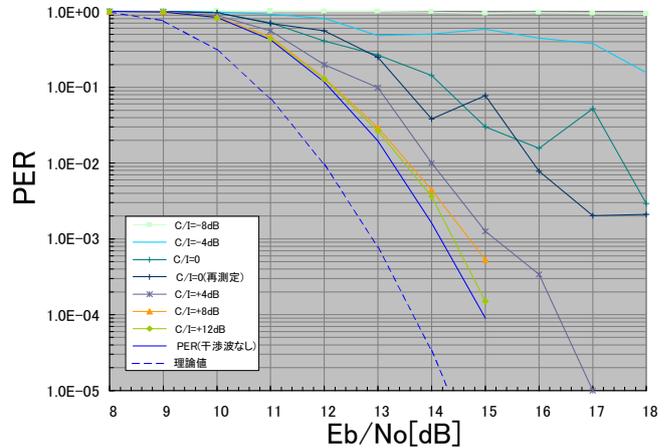


図 4-1-23 同一周波数、別コードの干渉波による E_b/N_0 対 PER 特性

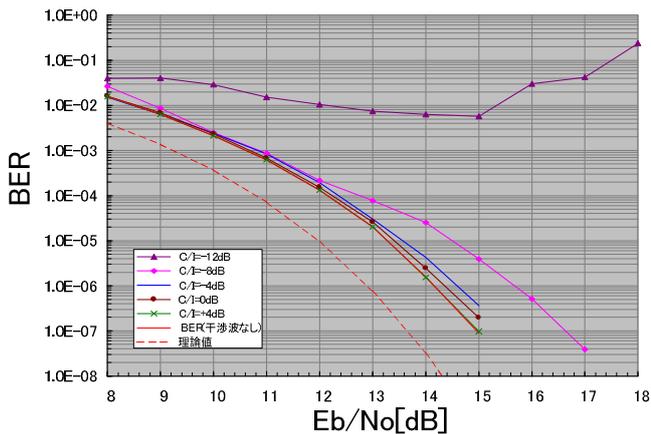


図 4-1-24 +5MHz 離調周波数、同一コードの干渉波による E_b/N_0 対 BER 特性

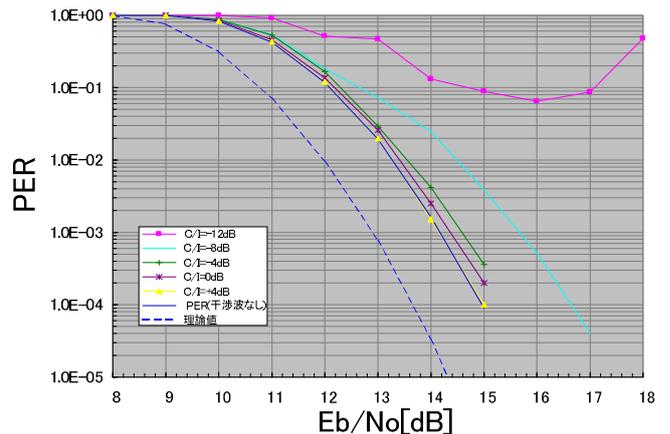


図 4-1-25 +5MHz 離調周波数、同一コードの干渉波による E_b/N_0 対 PER 特性

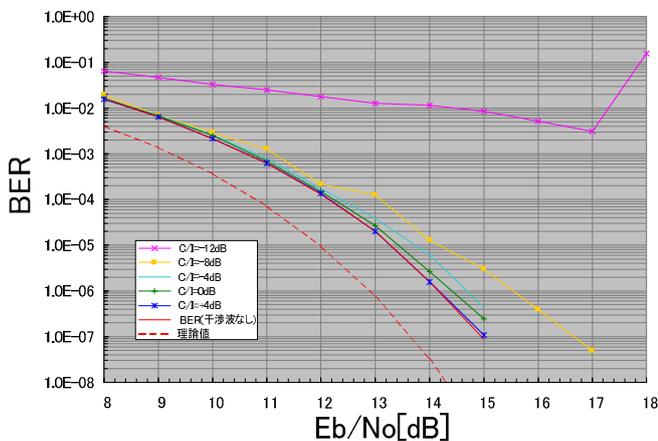


図 4-1-26 +5MHz 離調周波数、別コードの干渉波による E_b/N_0 対 BER 特性

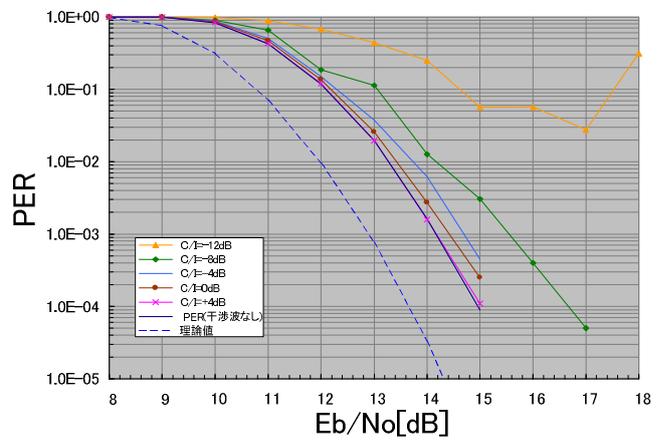


図 4-1-27 +5MHz 離調周波数、別コードの干渉波による E_b/N_0 対 PER 特性

図 4-1-24 に+5MHz 離調周波数、同一コードチャンネル構成の干渉波による Eb/No 対 BER 特性、及び図 4-1-25 に Eb/No 対 PER 特性を示す。これらの図より、同様に所要 C/I を求めると、所要 C/I は-8dB であることがわかった。

図 4-1-26 に+5MHz 離調周波数、別コードチャンネル構成の干渉波による Eb/No 対 BER 特性、及び図 4-1-27 に Eb/No 対 PER 特性を示す。これらの図より、同様に所要 C/I を求めると、所要 C/I は-8dB であることがわかった。

(4) 二つの干渉波による C/N 対 BER 及び PER 特性

図 4-1-28 に同一周波数、別コードチャンネル構成の干渉波による Eb/No 対 BER 特性を示す。また、図 4-1-29 に Eb/No 対 PER 特性を示す。これらの図より、PER が $1E-5$ を満足する理論 Eb/No は、14.3dB であり、固定劣化を 3.5dB とすると、所要 Eb/No は 17.8dB である。これより、所要 C/I を求めると 7dB となることがわかった。

図 4-1-30 に+5MHz 離調及び+10MHz 離調周波数、同一コードチャンネル構成の干渉波による Eb/No 対 BER 特性を示す。また、図 4-1-31 に Eb/No 対 PER 特性を示す。これらの図より、同様に所要 C/I を求めると-5dB となることがわかった。

図 4-1-32 に+5MHz 離調周波数、別コードチャンネル構成の干渉波による Eb/No 対 BER 特性を示す。また、図 4-1-33 に Eb/No 対 PER 特性を示す。これらの図より、同様に所要 C/I を求めると-6dB となることがわかった。一つの干渉波の結果と比較すると、干渉波が二波になり干渉量が 2 倍(3dB)に増加した分、所要 C/I が高くなったことがわかった。

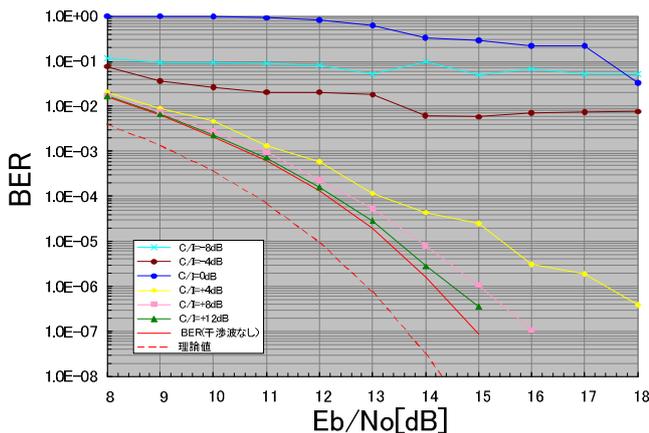


図 4-1-28 同一周波数、別コードの干渉波による Eb/No 対 BER

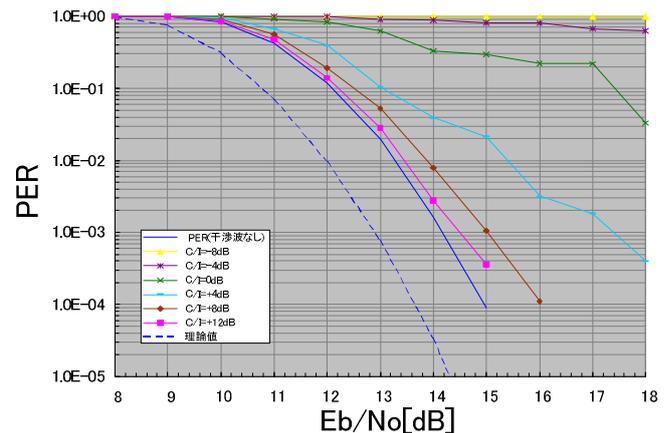


図 4-1-29 同一周波数、別コードの干渉波による Eb/No 対 PER

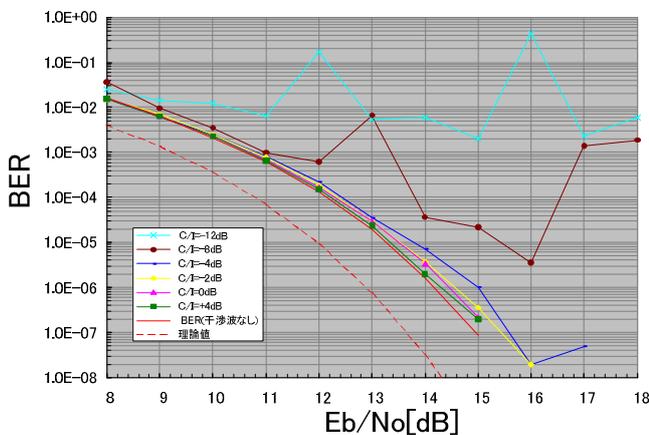


図 4-1-30 +5MHz 離調、+10MHz 離調の周波数、同一コードの干渉波による Eb/No 対 BER

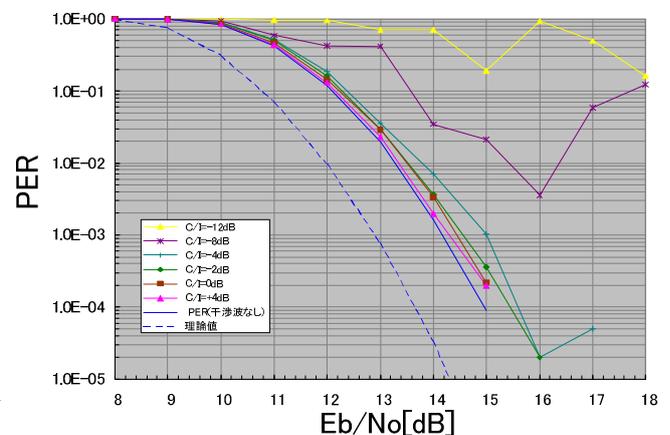


図 4-1-31 +5MHz 離調、+10MHz 離調の周波数、同一コードの干渉波による Eb/No 対 BER

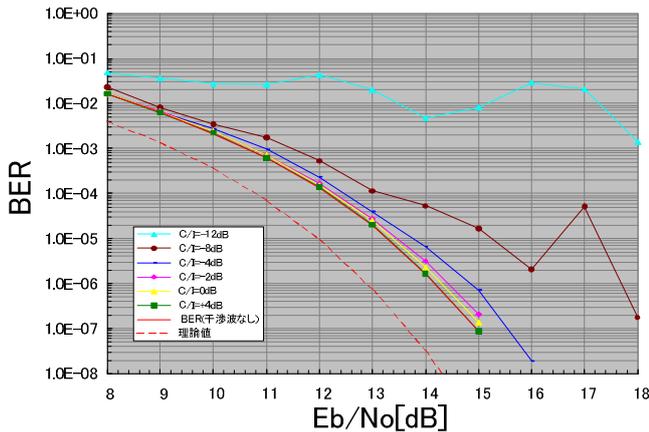


図 4-1-32 +5MHz 離調、+10MHz 離調周波数別コードの干渉波による Eb/No 対 BER

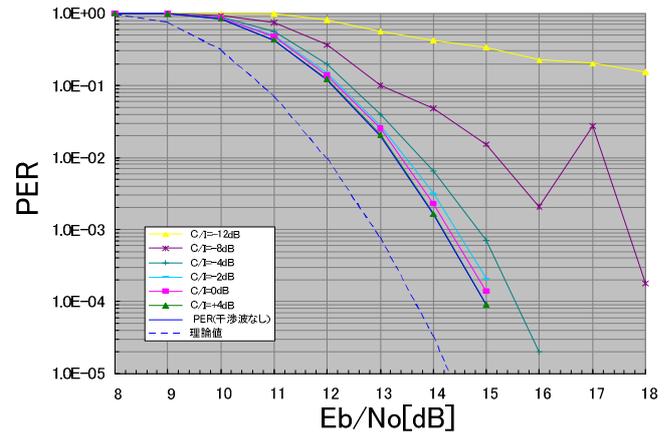


図 4-1-33 +5MHz 離調、+10MHz 離調周波数別コードの干渉波による Eb/No 対 PER

(5) 所要 SYNC 長及び UW 長

SYNC 長及び UW 長を短くするため、良好な通信品質が確保できる最短の所要 SYNC 長及び UW 長について検証する。

図 4-1-34 に UW 長を 2 バイトで固定し、SYNC 長をパラメータにしたときの Eb/No 対 BER 特性を示す。この図より、SYNC 長は 7 シンボルでは BER が劣化するため短すぎ、9 シンボルでは 3 回測定したが BER 特性が不安定、11 シンボルでは $E_b/N_0 \leq 11\text{dB}$ にて BER の劣化がみられ、そして SYNC 長が 13 シンボルで安定した良好な BER 特性が得られることがわかった。次に図 4-1-35 に SYNC 長を 13 シンボルで固定し、UW 長をパラメータにしたときの Eb/No 対 BER 特性を示す。この図より、UW 長は 2 ビットでは、BER が大幅に劣化し、4 ビット及び 6 ビットでは $E_b/N_0 \leq 11\text{dB}$ では多少劣化し、1 バイトにて安定した良好な特性を得られることがわかった。

以上より、 $E_b/N_0 \geq 13\text{dB}$ にて所要 SYNC 長は 13 シンボル、所要 UW 長は 1 バイトであることがわかった。

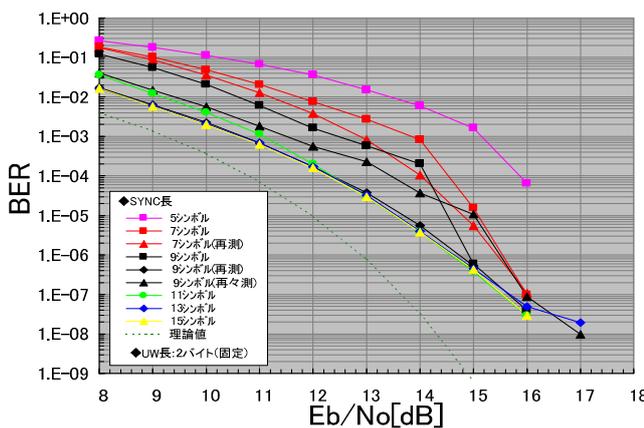


図 4-1-34 SYNC 長をパラメータとする Eb/No 対 BER 特性

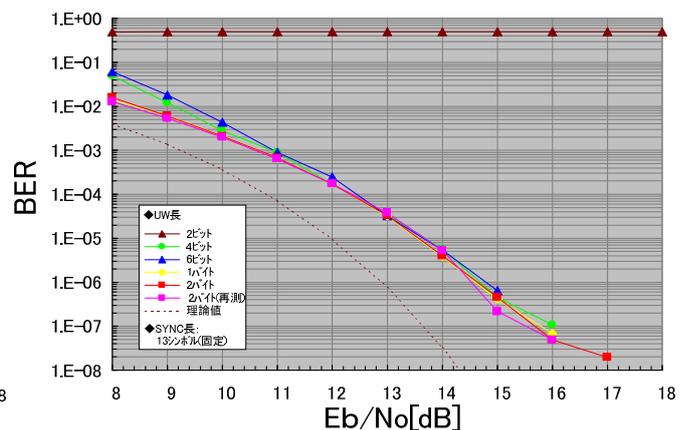


図 4-1-35 UW 長をパラメータとする Eb/No 対 BER 特性

4-1-6 達成状況

MM-SA 方式のシミュレーション結果から、各周波数チャネルの状態を監視し干渉量を少ない順にソーティングを行い干渉量の少ない上位を選択する制御を行っても $PER = 10^{-5}$ を満足するためには、伝送速度 4 Mbps の場合、127 倍拡散で 520 MHz の帯域が必要となることを明らかにした。しかし具体的なハードウェアの実現性を考慮すると、占有帯域幅の削減を考慮した開発が必要になる。したがって今後、周波数帯、伝送速度、拡散率及びパケッ

ト情報量等の最適化や誤り訂正技術等による改善等を考慮したハードウェア化のパラメータの検討が必要である。

ハードウェアの部分試作については、今年度は変復調装置のうち中間周波数以降のベースバンド処理部までの復調回路について試作した。この試作機により、同期に必要なプリアンブル長、及び二波までの干渉波による干渉耐力について検証し明確にすることができた。今後は、システム要件より回線設計を行い、雑音配分を設計する必要がある。また、アンテナ及び高周波部を含む送受信機を試作する予定である。

4-2 チャネル制御技術の研究開発

4-2-1 研究開発概要

MM-SA 方式は複数の周波数を利用するため、送受信において適切な周波数を効率良く選択する制御機能が必要である。特に拡散信号が重畳するため、複数端末の送信信号が原因となる干渉量(MAI)を監視し、MAIの少ないチャネルを選択することにより通信品質を維持すると同時に、送信時の待ち時間を排除する。また、自己干渉、送受信モードの衝突、遠近問題が通信品質の劣化の原因となる。これらの課題を解消するに当たって、パケットのヘッダにおける情報の取得・管理をすることにより通信品質を維持する。

今年度は、平成17年度に開発を開始したチャネル制御装置の概念設計を継続して実施し、その成果を受けてチャネル制御装置の詳細設計を実施した。具体的には、MAI監視手法におけるパラメータ最適化を行い、これに基づいて部分試作モデルを開発し、機能及び特性を評価した。また、自己干渉と送受信モード衝突問題に関しては、チャネル制御機能を導入した。遠近問題に関してはシミュレーションによる検討を行った。

4-2-2 実施状況

MAI監視手法として受信信号の逆拡散処理出力信号強度による監視手法を提案し、シミュレーションで有効性を確認した。また、サブテーマ1にも記した部分試作モデルにおいて本手法を確認できる構成とした。また、自己干渉と送受信モード衝突による通信品質劣化を解消するために受信パケットのヘッダ情報に基づくチャネル制御機能を提案しシミュレーションにより有効性を確認した。

4-2-3 MAI監視手法

端末はパケット送信を行う直前に、 N_c シンボル分の時間にわたってチャネルを監視し、取りうる全ての拡散符号 $k=\{0, \dots, K\}$ について、それぞれの符号が他端末で使用されているかどうかの判断、及び干渉量の推定を行う。これは、拡散符号 k を用いた複素受信信号の逆拡散処理により得られる値(複素値)の絶対値を、 N_c シンボルにわたって平均化した値 $\bar{\xi}_k$ によって行う。

まず、判断指標 $\bar{\xi}_k$ を導出する。 $s=\{0, \dots, N_c-1\}$ 番目のシンボルにおいて、受信信号の実数成分及び虚数成分を、拡散符号 k により逆拡散して得られる値 $\xi_{k,s}^I$ 及び $\xi_{k,s}^Q$ は以下のように表すことができる。

$$\xi_{k,s}^I = (\text{変調成分})^I + (\text{干渉成分})^I + (\text{雑音成分})^I \quad (4-2-1)$$

$$\xi_{k,s}^Q = (\text{変調成分})^Q + (\text{干渉成分})^Q + (\text{雑音成分})^Q \quad (4-2-2)$$

なお、 I 及び Q はそれぞれ実数成分と虚数成分をあらわす。これらを用いると、逆拡散処理出力の大きさ $\xi_{k,s}$ は、

$$\xi_{k,s} = \left| \xi_{k,s}^I + j \xi_{k,s}^Q \right| \quad (4-2-3)$$

となる。

よって、以下の式が求められる。

$$\bar{\xi}_k = \frac{1}{N_c} \sum_{s=0}^{N_c-1} \xi_{k,s} \quad (4-2-4)$$

図 4-2-1 に、評価値 $\bar{\xi}_k$ を計算する機能ブロックを示す。ここではひとつの拡散符号に対して、式(4-2-1)及び式(4-2-2)の値を計算する逆拡散処理を行うブロック、式(4-2-3)の複素数の絶対値を計算するブロック、そして式(4-2-4)の平均化の処理を行うブロックの3つが設けられる。

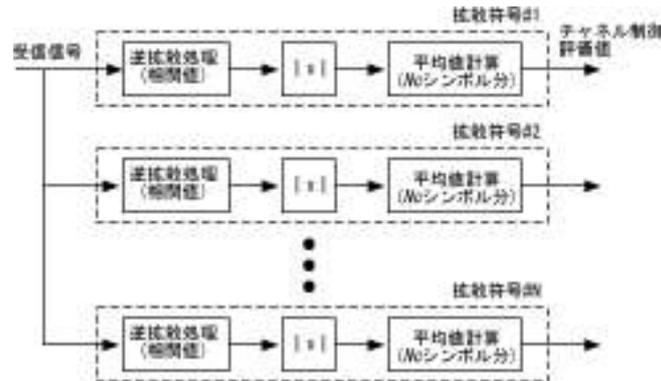


図 4-2-1 逆拡散信号受信振幅監視方式を実現する機能ブロック

これらのブロックは、使用する拡散符号の数だけ用意する必要があり、回路規模を抑えるためのハードウェア構成手法の検討が必要である。

4-2-4 MM-SA 方式におけるチャネルアクセス制御方式

チャネル構成技術の研究開発（4-1 項）におけるシミュレーションでは、受信端末における受信電力は一定としたが、実際には遠近問題や周辺の電波環境によっては使用可能な周波数チャネルが制限されることが予想される。平成 18 年度は、そのような状況を考慮したチャネルアクセス制御機能について検討を行った。

検討の前提条件を以下のように設定した。

1. 利用可能な帯域が複数の周波数チャネルに分割されている。
2. 各々の端末は周波数チャネル毎に RF 装置をもつ。
3. 遠近問題を考慮して、同一周波数の RF 装置において送信中に受信ができないものとする。
4. 各々の端末は周波数チャネル（RF 装置）毎に、使用可能な拡散符号コードと同数の逆拡散マッチドフィルタを持つ。

チャネルアクセス制御として以下の機能について検討した。

① パケットの優先度に基づく送受信モード制御

端末において、パケットを送信・転送する際に未使用周波数チャネルがない場合は、受信中のチャネル上でパケットを送信・転送することになる。この場合は、自己干渉により、受信パケットを復調できなくなる為、送信したいパケットと受信中パケット間の優先度に基づく送受信モード切替制御を行うことが必要となる。

それゆえ、端末において、パケットが受信される場合は、MAC ヘッダが復調された時点で MAC ヘッダから受信パケットの宛先アドレスとパケット受信に掛かる時間を取得・

管理する。受信中のパケットに関して、パケットの宛先 MAC アドレスが自端末の MAC アドレスと一致する場合、そのパケットの受信処理を優先し、該当パケットの受信が完了するまでパケットの送信を延期する。その他の受信パケットに関してパケットの送信処理を優先する。

② 送受信端末間のチャンネル・拡散コード確認

宛先端末がパケット送信中である場合や受信チャンネルにおいてすべての逆拡散フィルタがロック状態にある場合に、パケットを送信・転送すると、宛先端末が該当のパケットを受信できないため、パケット損失が発生すると共にチャンネル利用度の劣化を招く。それゆえ、端末において、パケットを送信・転送する際に宛先端末における各々の周波数チャンネルの送受信モードとロックされている逆拡散フィルタを確認することによって送受信モード衝突を回避できる。本方式において、端末がパケットのヘッダを受信した時点でヘッダ情報から送信端末のアドレス、パケット送信に掛かる時間、使われている拡散コードを取得・管理する。端末がパケットを送信・転送する際に、各々周波数チャンネルにおける送受信モードと各周波数チャンネルにおいて使用中である拡散コード情報を参照し、宛先端末において送信中ではないチャンネルと拡散コードを選択の対象とする。送信中でない周波数チャンネルが存在しない場合、又は送信中でない周波数チャンネルが存在するが使用可能な拡散コードがない場合は、これらの条件に関して送信可能になるまで送信を延期する。しかし、宛先端末が連続パケットを送信できる場合は、延期後でも送受信モード衝突が起こりえるので、端末がパケットの送信の終了時ポストバックオフに入るとする必要がある。ポストバックオフをランダムアクセス制御として導入した。

③ チャンネルの負荷に基づくランダムアクセス制御

CDMA ネットワークにおいて、ネットワークの負荷が大きくなるとパケットロスが頻繁に起こるので、通信の効率化を図るために干渉制御が不可欠である。本研究において、干渉制御として ALOHA 方式を適用する。具体的には、パケットロスが発生した際に送信端末においてチャンネルアクセス間隔を調節することによってチャンネルの干渉制御を行う。また、端末がパケットの送信の終了時ポストバックオフに入るとする。

④ チャンネルの干渉量に基づくチャンネル・拡散コード選択

端末において、パケットを送信・転送する際に、送信可能な周波数チャンネルに対して、最も干渉量の低いチャンネルが選択される。干渉量の少ないチャンネルを利用することにより、宛先端末において送信パケットが正しく復調される確立が高くなると共に、チャンネル間での干渉量の均等が得られる。また、チャンネル選択の際に、拡散コードの利用可能性も考慮する。

⑤ 自律分散型アドミッション制御

MM-SA 方式は一種のマルチチャンネル CDMA であり、CDMA 特有の遠近問題が発生する。遠近問題が上り通信で課題となるセルラー CDMA ネットワークでは、セル内において、基地局が、各移動端末からの受信信号レベルが一定となるようにそれぞれの送信パワーを決定する集中制御型パワーコントロールにより遠近問題は解決される。セル間の干渉が、一般的に異なる周波数チャンネルを使うことによって回避される。一方、自律無線 CDMA ネットワークにおいて、セルラーネットワークのように受信端末が一概に特定されないため、上記の集中制御型パワーコントロールは不可能である。

自律無線 CDMA ネットワークにおいて、チャンネルアクセス方式が集中型ではないため受信端末がパケットを受信している間に干渉量の変動することが一般的である。パケット受信中の干渉量が大きく変動する可能性が高いため、受信中のパケットが復調できなくなることが頻繁に起こる。従って、受信中のパケットの復調を妨げないように、隣接の端末の送信電力に制約を設ける制御が必要となる。そこで、本方式におい

て、受信端末は、パケット受信中に新たなるパケットの送信が隣接端末で行われても、該当パケットの受信が妨げられないようにアドミッションコントロールを隣接端末に対して行う必要がある。

⑥ 自律分散型電力制御

送信電力として最大電力(Maximum Power)を使う場合は、 배터리が消費するだけでなく、ネットワークにおける干渉量も増大する。従って、パケットの復調に必要とされる最低限の電力が送信電力として使われることが望ましい。本方式において、各周波数チャネルにおける干渉量に基づき、送信端末は選択された周波数チャネル上で、適切な送信電力でパケット送信を行う必要がある。

平成 18 年度は上記①、②、③に該当する機能をネットワークシミュレータ上で実装し、対応する問題のシステム性能への影響及び解決法の有効性について評価した。上記④、⑤、⑥については、具体的な実現方法の検討を進め平成 19 年度に評価する計画である。

4-2-5 MM-SA 方式評価結果

チャネル制御方式の性能評価において、シミュレーションでは、自己干渉、送受信モードの衝突、及び遠近問題のシステム性能への影響について調べた。自己干渉と送受信モードの衝突の実験において、遠近問題の影響を取り除く為にグリッド配置トポロジーを用いて実験した。グリッド配置トポロジーを図 4-2-2 に示す。

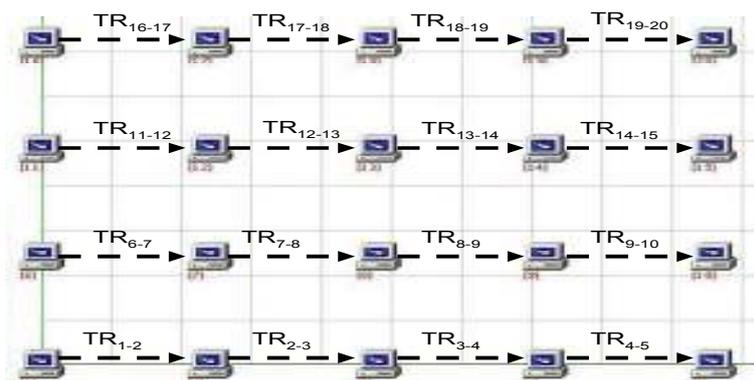


図 4-2-2 グリッド配置トポロジー

グリッド配置トポロジーにおいて、各々の端末で生成されるトラフィックの宛先端末は隣接端末のみとなる。そのため、各々のトラフィックがシングルホップ通信となると共に遠近問題は発生しない。さらに、周波数チャネル数が一つとなっているため、以下の評価実験による結果は、シングルチャネルの評価に限られる。表 4-2-1 はシミュレーション条件・パラメータを示す。

表 4-2-1 シミュレーション条件・パラメータ

シミュレーション時間	100 [sec]
端末数	20, 40, 60, 80, 100
トポロジー領域	100 [m] x 100[m]
トポロジータイプ	グリッド配置トポロジー
拡散ゲイン	31
周波数チャネル数	1
MAC パケット再送機能	なし
トラフィックタイプ	CBR
パケット送信間隔	20[ms]
パケットサイズ	320[byte]

表 4-2-2 は、自己干渉によるパケット損失率を表す。自己干渉によるパケット損失率が 60%に達し、その高い値からシステムの性能への影響が大きいことが分かる。表 4-2-3 は、送受信モードの衝突によるパケット損失率を表す。自己干渉と同様パケット損失率が高いことから送受信モードの衝突のシステム性能への影響が大きいことが分かる。

表 4-2-2 自己干渉の影響

Number of nodes	20	40	60	80	100
Packet loss ratio [%]	47.7	60.8	59.8	58.6	57.0

表 4-2-3 送受信モードの影響

Number of nodes	20	40	60	80	100
Packet loss ratio [%]	33.4	26.2	27.7	27.7	28.7

遠近問題の影響を調べるに当たって、グリッド配置トポロジーとランダム配置トポロジーにおけるパケット到達率を比較した。図 4-2-3 は、端末の数が 20 の場合のランダム配置トポロジーを示す。



図 4-2-3 ランダム配置トポロジー

ランダム配置トポロジーの実験において、グリッド配置トポロジーの実験と同様の条件・パラメータ (表 4-2-1) を設定した。表 4-2-4 は、遠近問題によるパケット到達率の劣化を示し、特にノード数が多い場合は影響が大きいことが分かる。

表 4-2-4 遠近問題の影響

Number of nodes		20	40	60	80	100
Delivery ratio [%]	GRID	96.2	93.2	90.5	86.7	86.2
	RANDOM	23.9	15.3	9.4	8.5	6.1

以下、①、②、③機能の導入によるシステム性能向上について評価した。具体的に以下のチャンネル制御方式の比較を行った。

- IEEE802.11 チャンネル制御方式 (CSMA/CA 方式)
- 機能③のみを取り入れた CDMA チャンネル制御方式 (CDMA)
- 機能①、③のみを取り入れた CDMA チャンネル制御方式 (P-CDMA)
- 機能①、②、③のみを取り入れた CDMA チャンネル制御方式 (PD-CDMA)

上記チャンネルアクセス方式の性能比較において、チャンネルアクセス遅延、リンク・キューにおけるパケット数の平均値、エンド・ツー・エンド遅延、及びパケット伝達率指標を用いた。表 4-2-5、表 4-2-6 はチャンネルアクセス遅延とリンク・キューにおけるパケット数の平均値指標を用いた性能比較結果を示す。

表 4-2-5 チャンネルアクセス遅延

Schemes	Number of nodes				
	20	40	60	80	100
802.11	27.78 ms	28.17 ms	28.06 ms	26.17 ms	31.05 ms
CDMA	0.43 ms	0.40 ms	0.39 ms	0.34 ms	0.28 ms
P-CDMA	3.62 ms	3.78 ms	3.61 ms	4.32 ms	4.05 ms
PD-CDMA	5.88 ms	6.41 ms	6.40 ms	5.71 ms	5.85 ms

表 4-2-6 キューにおけるパケット数の平均値

Schemes	Number of nodes				
	20	40	60	80	100
802.11	0	21.20	82.32	90.13	92.88
CDMA	0	0	0	0	0
P-CDMA	0	0	0	0	0
PD-CDMA	0.03	1.40	0.35	0.08	0.08

チャンネルアクセス遅延は、802.11 (CSMA/CA 方式) においてはほぼ 30 ms 程度であるに対して、CDMA 方式の場合は 3 種とも 6 ms 以下である。各 CDMA 方式間で比較すると、CDMA 方式に比べて、P-CDMA と PD-CDMA 方式のチャンネルアクセス遅延処理によって発生する遅延が 4 ms と 5 ms 程度であることが分かる。キューにおけるパケット数に関しては、3 種の CDMA 方式においてほぼゼロであるに対して、CSMA/CA 方式において大きな値となり、端末数の増加に連れキュー長が増加することが分かる。

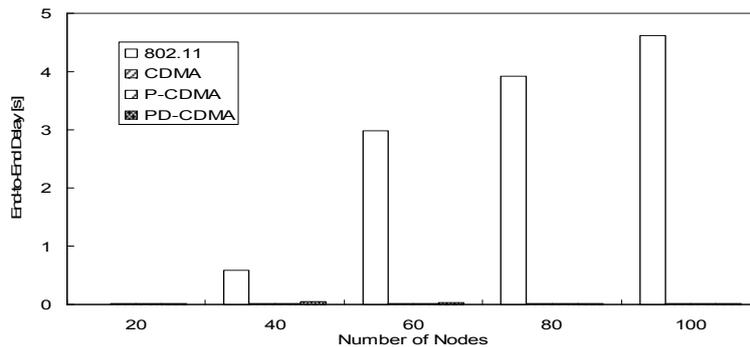


図 4-2-4 エンド・ツー・エンド遅延特性

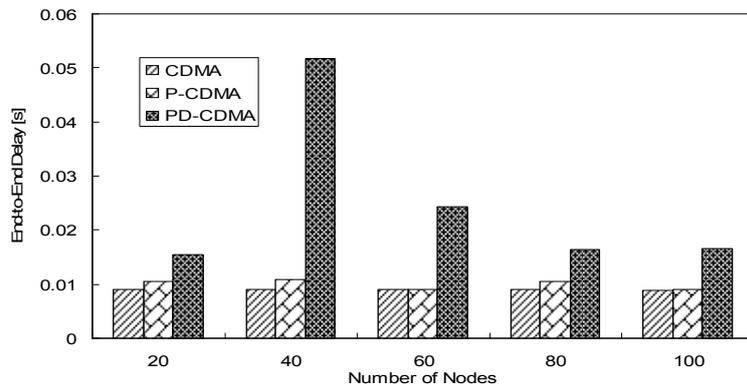


図 4-2-5 エンド・ツー・エンド遅延特性 (CDMA 方式のみ)

図 4-2-4、図 4-2-5 はエンド・ツー・エンド遅延指標を用いた性能比較結果を示す。図 4-2-4 から見とれるように、3 種の CDMA 方式に比べ CSMA/CA 方式の遅延が非常に大きく、端末数が 100 台の場合は 5 秒まで増加する。図 4-2-4 では、3 種の CDMA 方式の遅延が非常に少ないことがわかるので、図 4-2-5 に 3 種の CDMA 方式のみの実験結果を示す。CDMA 方

式の場合は、チャンネルアクセス延期機能がないので、遅延が一番低くなり、10 ms 程度である。これに比べ P-CDMA と PD-CDMA 方式において遅延が大きくなるが、最大でも 50 ms 以下である。図 4-2-6 はパケットの到達率に関する比較結果を示す。CSMA/CA 方式において、パケット到達率は 40%以下となった。それに対して、P-CDMA 及び PD-CDMA 方式の場合は大幅に改善される結果となった。特に PD-CDMA 方式の場合は 90%程度の到達率が得られた。すなわち、CSMA/CA 方式は CDMA 方式より高いパケット到達率が得られるが、P-CDMA 及び PD-CDMA 方式がさらに優位であることがわかった。

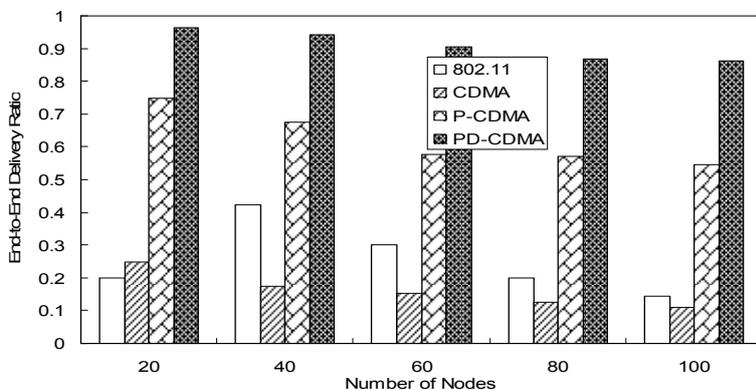


図 4-2-6 パケットの到達率特性

4-2-6 無線 LAN におけるチャンネル制御技術

高レスポンスマルチチャンネル方式のチャンネル制御技術開発のために、既存の 802.11 方式を使用したマルチチャンネル/マルチインタフェースネットワークにおけるチャンネル制御技術を検討した。

無線マルチホップネットワークでは、隠れ端末問題により発生するボトルネック中継端末の存在が MAC レベルでの再送と並んで遅延時間の大きな原因となる。マルチチャンネル/マルチインタフェースネットワークでは、ボトルネック中継端末を回避する効果的な方法として、ネットワークを構成するための制御情報と通常の端末間通信情報を異なるチャンネルを使ってやり取りする方法、ボトルネック中継端末が隠れ端末群を検知しチャンネル割り当てを行う方法がある。

ネットワークを構成するための制御情報と通常情報を異なるチャンネルを使ってやり取りする方法では、既存のアドホックルーティングを改造し、制御データをやり取りする際に異なるインタフェースの情報を交換することにより実現する SCRC 方式 (Separate Channel Routing Control) を実装し、実証実験を行い、その効果を示した (表 4-2-7)。

表 4-2-7 切断回数とバースト長の比較

切断回数	1	2	3	4	5
FSR	3	5	15	21	36
FSR-SCRC	0	0	0	0	1
バースト長	1	2	3	4	5
FSR	100	101	900	1194	1500
FSR-SCRC	1	3	2	4	78

表 4-2-7 は、中継端末が中継する VoIP セッション数を 1~5 セッションまで増加させた場合の、FSR と FSR-SCRC の経路切断回数とバーストロス長の比較を示している。SCRC を使わない場合、3 セッション程度の中継により切断回数とバーストロス長が急激に大きくなっているのがわかる。一方で、SCRC を使用した場合、5 セッションの中継トラフィックがある場合で

も通話に耐えうる品質が維持できることがわかった。

また、各端末からの制御パケットロス率に着目することにより、自分が隠れ端末群の中継端末になっているかどうかを検知し、隠れ端末になる端末同士が異なるチャンネルで通信するようチャンネルを割り当てる方式を提案した。本方式を用いることにより、ネットワークから隠れ端末問題を排除し、通信性能を向上させることができる（図4-2-7）。

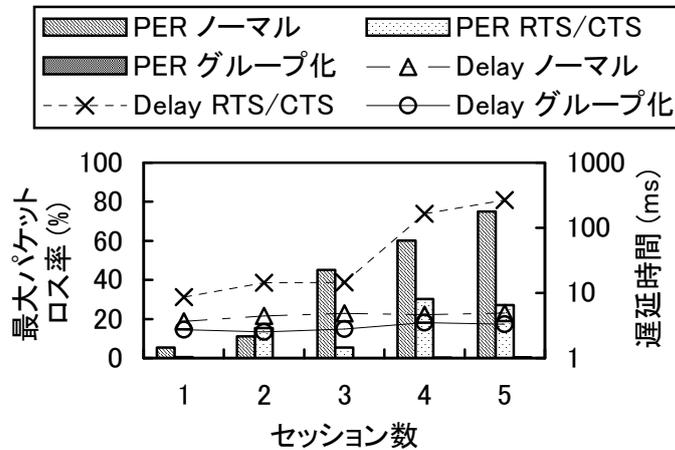


図4-2-7 中継セッション数に応じたパケットロス率

図4-2-7は、通常のルーティングを使用した場合、通常のルーティングプロトコルとRTS/CTSを使用した場合、提案方式に基づきチャンネル割り当てをした場合の中継VoIPセッション数に依存したパケットロス率を表している。RTS/CTSを使用する場合は、使用しない場合に比べてパケットロス率は減少するが、遅延時間が増加し、中継セッション数が4を超える場合には通話が困難になる。一方で、提案方式を用いてチャンネル割り当てを行うことにより、中継セッション数が5セッションの場合でもパケットロスを1%以下/遅延時間を10ミリ秒以下に抑えることができ、通話可能な品質が維持できることがわかった。今後は、チャンネル割り当ての自動化アルゴリズムを検討し、シミュレーション等によりその効果を検証する予定である。

さらに、ランダムアクセス MAC を使用した無線マルチホップネットワークで、同一経路に対して複数の無線周波数を使用することが可能である場合に、各端末が定期的に発信しているブロードキャストパケットのロスが発生する時間間隔から、同時にメディアにアクセスしようとしている端末数を推定し、混雑しているチャンネルの使用を避けることにより通信性能を向上させる方法を提案した。

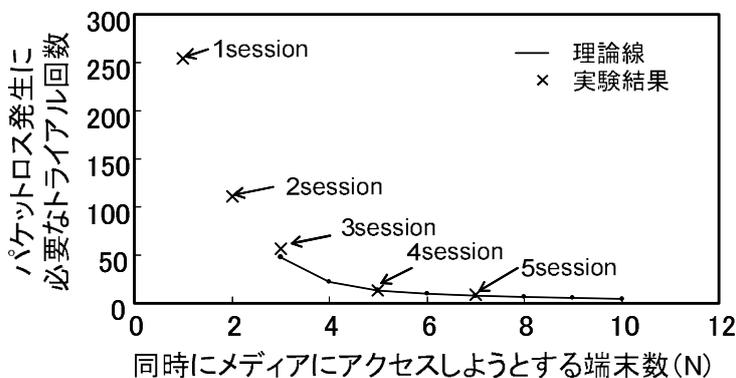


図 4-2-8 HELLO パケットのロス発生に必要なトライアル回数 T と推定同時メディアアクセス端末数

図 4-2-8 は、同一電波範囲内で 4 台の端末が定期的にブロードキャストを送信しているとき、その周りで VoIP を模擬する双方向通信のセッション数を 1～5 セッションまで増加させて実験を行った時、提案方式によりどのように同時アクセス数が推定されるかを示している。3 セッションの場合で 3 端末、5 セッションの場合で 7 端末が同時にメディアにアクセスしようとしていると推定できる。次年度は、本方式を実装し実証実験を行う予定である。

また、アドホックネットワーク内で端末間に階層構造がある場合、重要度の高い端末が基準となって自律的にチャンネル割り当てを行う方法を提案した[21、22]。本方式は、マルチチャンネルのメッシュネットワークを想定し、重要度の高い端末（例えばゲートウェイや MPR など負荷が集中しやすい端末）が自分の周りのチャンネル割り当てを行う。シミュレーション結果より、隣接チャンネルが重ならないようにチャンネル割り当てを行う場合（Identical）とくらべて提案方式（RN-based）では 2 倍以上のスループットが得られることがわかった（図 4-2-9）。

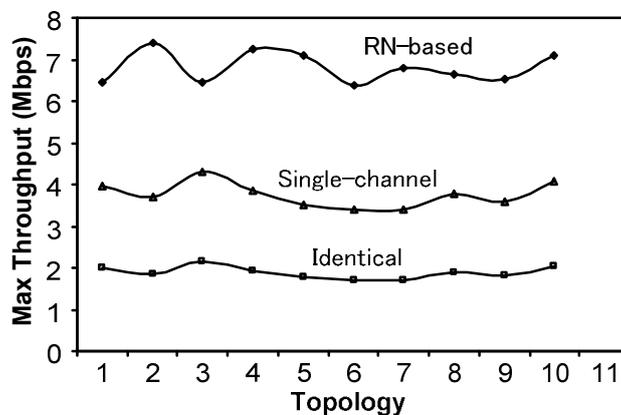


図 4-2-9 最大スループットの比較

4-2-7 達成状況

MM-SA 方式に基づく自律無線システムの性能を向上するに当たって、様々な性能劣化要因に対して適切なチャンネル制御機能を取り入れる必要がある。今年度は、通信品質の劣化を招く要因を検討し、ネットワークシミュレーションによりそれぞれの要因による通信品質劣化の評価を行った。また、自己干渉と送受信モード衝突要因に対応できるチャンネル制御機能を提案し、通信品質改善を確認した。また、遠近問題に関してネットワークシミュレーションにより評価を行った。今後の課題として、遠近問題を解消するチャンネル制御方式を検討する必要がある、アドミッション制御に基づくチャンネル制御方式の確立を行う。さらに、マルチホップ無線ネットワークにおけるブロードキャストトラフィックに対応するチャンネル制御方式の確立を行う。

4-3 中継パケット高速転送技術の研究開発

4-3-1 研究開発概要

本サブテーマでは、パケット受信から次ホップ先に向けた送信開始までの処理時間短縮が課題である。この課題を克服するため、本研究開発ではラベルスイッチング手法を取り入れたルーティングの高速化技術、輻輳やループ化を防ぐフラディング手法を低レイヤで実現するためのカットスルー転送方式を開発する。

今年度は、平成 17 年度に着手した高速転送処理装置の概念設計を継続して実施した。具体的には、ラベルスイッチング機能とフラディング機能を高速化するための制御情報とその構造を検討するとともに、既存無線 LAN 装置を用いて低レイヤでのパケット転送処理のシミュレーション及び PC への実装によって機能及び特性を評価した。

4-3-2 実施状況

既存技術の比較対象として、802.11方式におけるパケット転送高速化技術を検討し評価した。またラベルスイッチの効果を明らかにするため、従来レイヤ3で行うルーティング処理をレイヤ2のMACアドレスにマッピングして実行するラベルスイッチング手法を提案し、部分試作としてPCに本方式のソフトウェアを実装して実験評価を実行した。

4-3-3 パケット転送の高速化検討

(1) IEEE802.11におけるパケット転送高速化技術

802.11を使用する際、遅延時間に大きな影響を与えるのが、MACにおける再送メカニズムであり、再送回数をいかに減らすかが重要な課題となる。再送回数を増加させる大きな三つの要因として、不安定な中継端末を選択することによるパケットエラー率の増加、ルーティング制御パケット損失による経路変更、ボトルネック中継端末の存在が挙げられる。まず、無線マルチホップネットワークでは1ホップあたりのパケットエラー率を最低限に抑えることが重要であり、安定な中継端末を選択することが重要である。一つの有効な方法として、一定値以上の信号強度を持つ端末を中継端末として選択する方式(SS方式)がある。

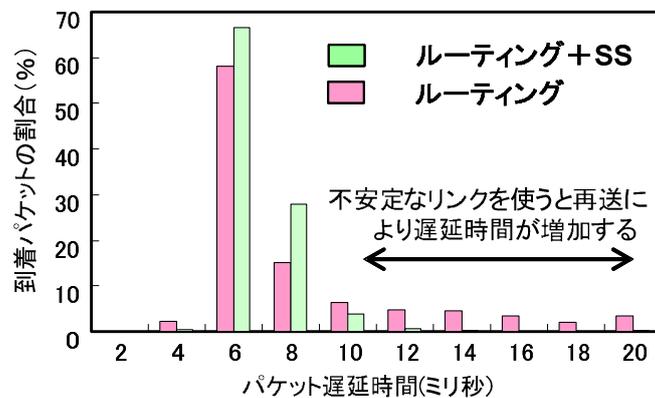


図 4-3-1 パケット遅延時間の分布

図 4-3-1 は、通常のアドホックルーティングと、通常のアドホックルーティングに SS 方式を導入した場合のパケット遅延時間の分布を示している。通常ルーティングを使用した場合、不安定な中継端末を選択してしまう場合があり、再送による予測困難な長い遅延時間が発生することがある。図 4-3-1 に示すように、SS 方式を導入することにより、この予測困難な長い遅延時間を抑えることができる。

前年度に、この SS 方式の精度をさらに向上させるために、中継端末リストに登録されるための閾値より登録から抹消されるための閾値を低く設定する方法を提案 (2 段階閾値方式) した。また、SS 方式では、周辺の端末からのパケットの受信信号強度を利用して、各端末が独自に信号強度閾値を決定する。このとき、他の端末と偏った位置関係にある端末が孤立してしまったり、閾値をうまく決定できなかつたりする問題があった。そこで、各端末の配置の状況によって閾値の決定の方法を変える改善を加えた。

また、ルーティングの制御パケットと通常データトラフィックが同一チャネルでやり取りされる場合、ブロードキャスト通信でやり取りされる制御パケットの損失が発生しやすくなる。このためデータ通信が正常に行われている経路において、制御パケットの損失による経路変更が頻繁に発生し、パケットエラー率が増加する場合がある。そこで、データ通信が正常に行われている経路に関しては、ルーティングの制御パケットが損失したとしても経路を維持するという手法を提案した (ARM 方式)。

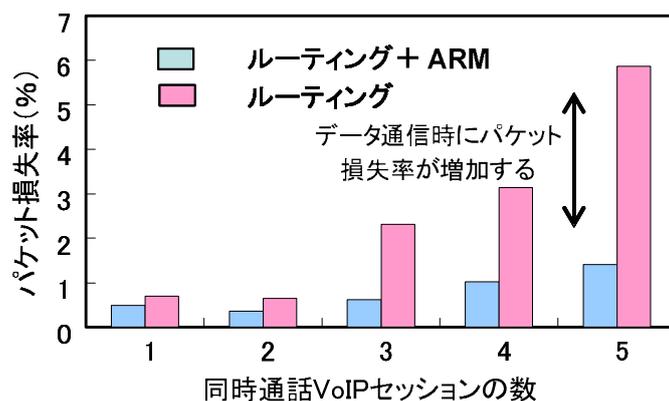


図 4-3-2 VoIP セッション数を増加させたときのパケットエラー率

これらの SS 方式、2 段階閾値方式、孤立防止策、ARM 方式を無線アドホックルータに実装し、実証実験を行った。また、10 台の無線アドホックルータと 4 台の監視カメラを用いて、一つのセンターノードにすべての映像を集約するような実験を行い、最大 5 ホップの環境で安定に動作することを確認した（図 4-3-2）。

チャンネル制御方式として 802.11g を使用する場合に、遅延削減の重要な鍵になるのがレート制御技術である。

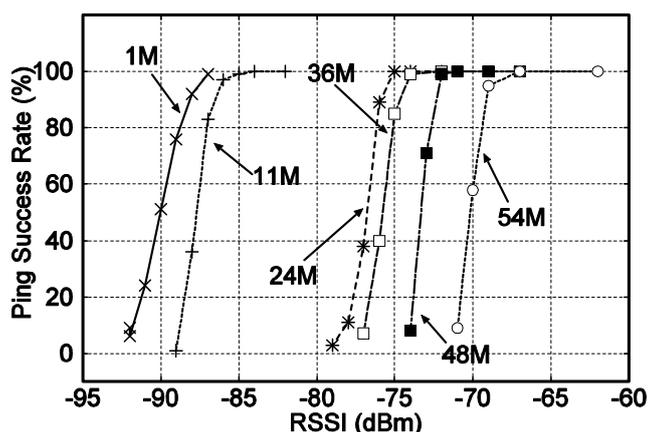


図 4-3-3 受信信号強度 (RSSI) と送信成功率の関係 (802.11g)

図 4-3-3 は 2 枚の 802.11g 対応無線 LAN カードの RF 出力端子を、アッテネータを介して接続し、RSSI と ping の成功率との関係を送信レートごとに実測した結果である。この結果から、高い送信レートでエラー率の低い通信を行うには非常に大きな RSSI が必要であることがわかる[1]。このため、送信レートが高いルートが必ずしも低遅延とは限らない。そこで、各リンクで遅延時間ももっとも短くなるようなレート制御技術を提案した。今後は、提案技術の効果を検証していく予定である。

次に、ネットワーク上に複数のリアルタイム通信が存在する場合に、ボトルネックとなる端の存在を避けることが重要である。特に、無線メッシュネットワークの場合、アクセスポイントへのトラフィック集中は深刻な問題であり、安定に通信を行うためには何らかのトラフィック制御の導入が重要である。電波が干渉する範囲に存在するリンクの数を M 、1 リンクあたりに送信しなければならないパケットの数を N 、各アクセスポイントがバックボーンに対してパケットを生成する時間間隔を D 、1 パケットあたりの典型的な転送時間を L とすると、

$$N \times M \times L = D \quad (4-3-1)$$

が、各アクセスポイントが処理できるパケットの限界となる。(4-3-1) 式左辺が D より小さくなるようにネットワークを設計する必要があり、例えば複数のパケットをまとめて送ることによる L の増加率より、 N の減少による影響が十分に大きいとき、複数のパケットをまとめて送ることにより、同様のトポロジーであってもボトルネックとなる端末の発生を防ぐことができる。

(2) レイヤ2でのルーティング処理技術

次に、802.11方式を使用してパケット転送の高速化を図る方法として、従来レイヤ3で行われているパケット転送処理をレイヤ2で行う方法が考えられる。無線マルチホップ通信のレスポンス高速化を計るために、レイヤ3にルーティングテーブル、レイヤ2にMACアドレスを用いたスイッチングテーブルを保持し、レイヤ2とレイヤ3が連動してパケット転送を行うことによりアプリケーション側の変更なしにパケット転送を高速化する方法を提案した(図4-3-4)。

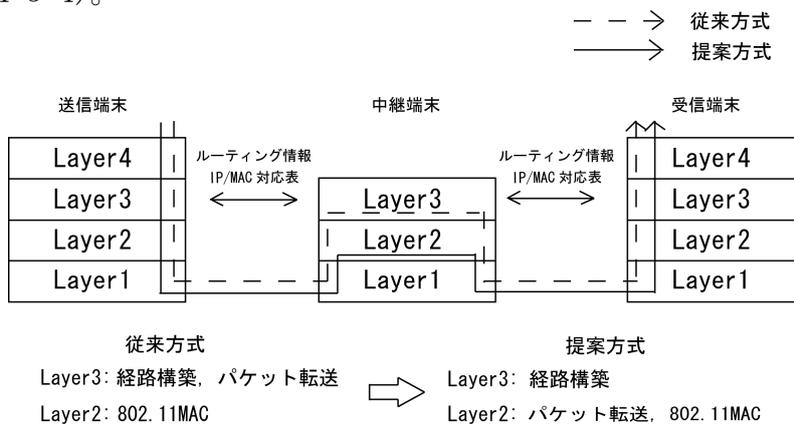


図 4-3-4 パケットの流れとレイヤ2、レイヤ3の役割

スタティックルーティングを使用し、160バイトの音声データを想定した基礎実験を行ったところ、スイッチング処理にすることにより従来のレイヤ3における転送より遅延時間を低減することができ、その効果はホップ数が増加するほど大きくなることがわかった(図4-3-5)。

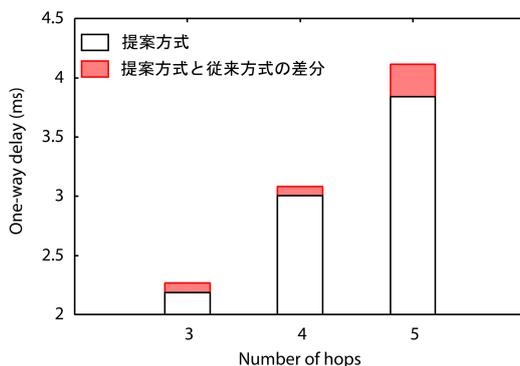


図 4-3-5 レイヤ3による転送(従来方式)とレイヤ2による転送(提案方式)における片方向遅延時間のホップ数依存性

さらに、アドホックルーティングと組み合わせたの実証実験を行い、効果を確認した(表4-3-1)。表4-3-1の結果よりレイヤ2での転送処理にすることで、従来のレイヤ3による転送方式に比べ約3.8msの転送時間短縮の効果があることがわかった。レイヤ2での転

送時はレイヤ3での転送時に比べて標準偏差が24.45から3.47と小さくなっていることから、大幅に遅延するパケット数が減少していることがわかる。これはレイヤ間の受け渡しにおける遅延時間のゆらぎが削減されるためと考えられる。遅延時間の削減率はステイックルーティングの場合3%程度であったのに対し、ダイナミックルーティングの場合には半分以下に短縮できていることから、本方式はダイナミックルーティングにおいてより効果的であるといえる。

表 4-3-1 平均遅延時間と標準偏差の比較

	レイヤ3転送時	レイヤ2転送時
平均遅延時間(ms)	6.24	2.44
標準偏差(ms)	24.45	3.47

また、レイヤ2転送の車車間通信への応用として、転送テーブルを使用した高速フラディング方式を提案した。今後は、シミュレーションを通して提案方式の有効性を示す予定である。

(3) ARP テーブル参照のみによる中継処理方式

従来の IEEE802.11b 方式と Linux を用いて、中継遅延の高速化手法について研究を行ってきた。中継処理には、ルーティング処理を必要とするもの（ユニキャスト、マルチキャスト）と、必要としないもの（フラディング）がある。

フラディングでは、デバイスドライバで閉じた中継処理方式の実装と評価を行った。従来のアドホックネットワークにおけるフラディングでは、UDP/IP を用いているため、オペレーティングシステムの IP 層で処理を行う必要がある（図 4-3-6、図 4-3-7）。受信パケットを IP 層まで上げて処理をすると、その分遅延が大きくなる。そこで、提案手法では、ソフトウェアの最下層となるデバイスドライバで中継処理を行うことで、中継遅延の軽減を実現した。その結果、約 25% の中継遅延を削減することができた（図 4-3-8）。特に、今回対象としているソフトウェアにおける遅延に関しては、従来手法が約 1 ms であるのに対して提案手法では約 0.35 ms と 65% 程度の軽減を達成することができた。

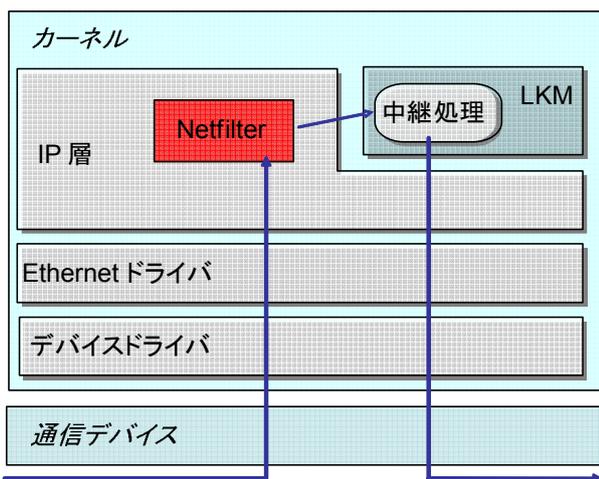


図 4-3-6 従来の中継処理
(IP 層による方式)

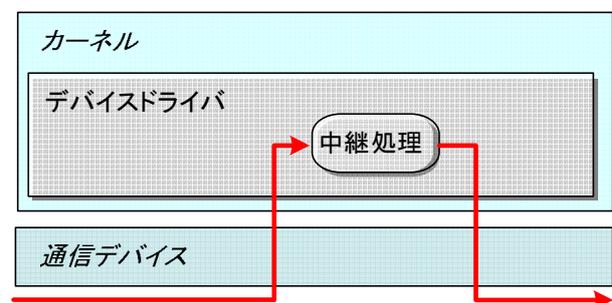


図 4-3-7 提案手法

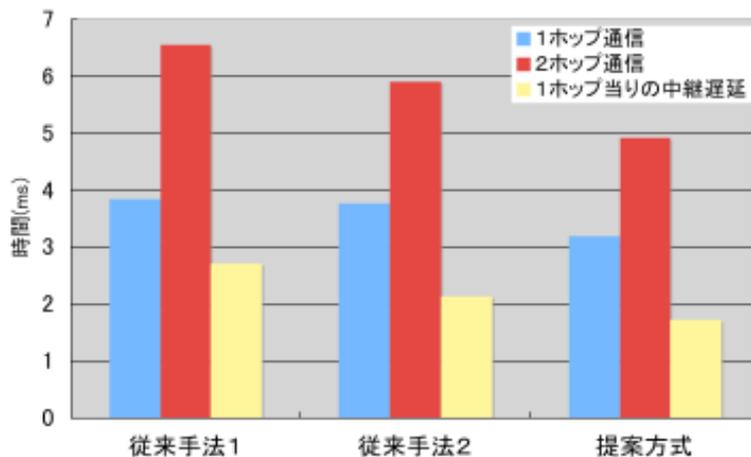


図 4-3-8 測定結果

ルーティング処理を必要とする中継処理の高速化では、フラディングの高速化で用いたデバイスドライバでの中継処理方式を採用している。従来のアドホックネットワークにおける中継処理では、ルーティングテーブルを参照し IP ヘッダを書き換えた後、ARP テーブルを参照し MAC ヘッダを書き換える。したがって、中継処理により 2 回のテーブル参照とヘッダ書換えが発生する。これは、テーブルが存在する階層がそれぞれネットワーク層とデータリンク層であり、互いに独立しているためである。提案手法では、経路構築時に宛先 IP アドレスに対応する MAC アドレスを、次ホップの MAC アドレスとして ARP テーブルに登録しておく。同様に、中継ノードも経路構築時に同様のエントリを作成しておく。この操作は、AODV による経路構築時において行われる。2 ホップの場合は、図 4-3-9 に示すようなエントリが ARP テーブルに登録されることになる。経路が作成されると、送信ノードはデータパケットの送信を行う。パケットの送信と中継は、以下の手順で行われる。

- 手順 1. 送信ノードは、宛先 IP アドレスに受信ノード、宛先 MAC アドレスに中継ノードを指定してパケットを作成し、送信する。
- 手順 2. ノードはパケットを受信すると、宛先の IP アドレスと MAC アドレスを自身のものと比較する。宛先 IP アドレスが異なる場合は、中継すべきと判断する。アドレスが同じ場合は、自身が宛先ノードと判断して受信する。
- 手順 3. 中継が必要であると判断した場合は、ARP テーブルを参照し、宛先 IP アドレスに対する MAC アドレスを取得し、パケットの MAC ヘッダを書き換えて送信する。

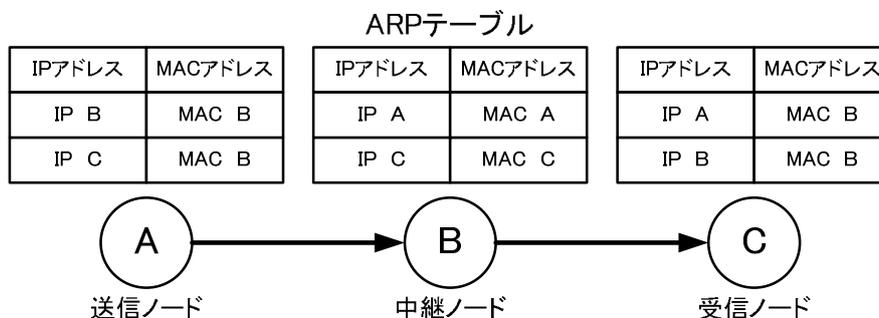


図 4-3-9 提案手法における ARP テーブルエントリ

以上の手順により、ルーティングテーブルまたはそれに類似するデータを参照することなく、ARP テーブルを参照するだけで中継処理を実現することができる(図 4-3-10)。提案

手法は、通常とは異なる ARP エントリを作成する必要があるが、AODV では RREP の中継時に行うだけでよい。

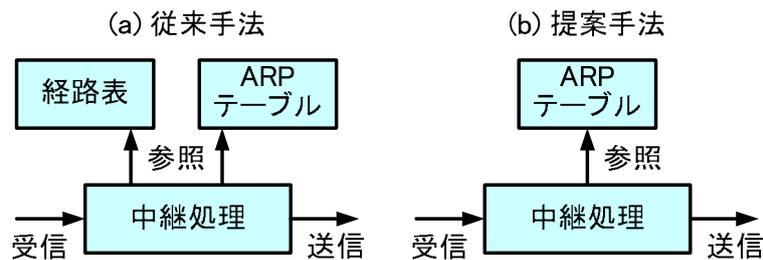


図 4-3-10 提案手法と従来手法の違い

4-3-4 評価結果

802.11 方式におけるパケット転送高速化技術に関しては、再送回数を削減する方法を導入し、性能改善を行うことにより、10 台の無線アドホックルータと 4 台の監視カメラを用いて、一つのセンターノードにすべての映像を集約することに、最大 5 ホップの環境で成功した。また、ネットワークにおいて、特定の端末がボトルネックとなるのを回避することにより更なる性能改善が可能であることがわかった。また、従来レイヤ 3 で行われている転送処理をレイヤ 2 で行うことにより、ダイナミックルーティング使用時に、平均遅延時間を半分以下に短縮できることがわかった。

4-3-5 達成状況

既存の 802.11 方式を使用して従来レイヤ 3 で行われている転送処理をレイヤ 2 で行うことにより、平均遅延時間を半分以下に短縮できることがわかった。

4-4 アーキテクチャとシステム化技術の研究開発

4-4-1 研究開発概要

高レスポンス性要求に対して効果的な要素技術をシステムとして構成し、性能を十分引き出すためのアーキテクチャとして、クロスレイヤアーキテクチャが重要な開発課題である。遅延の最小化を図るためには、様々な情報をレイヤにまたがって活用することが必要であり、そのためのアーキテクチャを開発する必要がある。

今年度は、変復調装置、チャンネル制御装置及び高速転送処理装置の部分試作モデルにクロスレイヤアーキテクチャを反映させるために、レイヤをまたいだ情報を利用して高レスポンス化を実現するクロスレイヤ技術及びレイヤ間で授受するデータやパラメータ等のインタフェース方式を詳細設計し評価した。

4-4-2 実施状況

サブテーマ 1 及び 2 の試作モデルにおいては、クロスレイヤ処理を可能とするために RSSI 検出回路、干渉量計測のための出力回路を実装した。またサブテーマ 3 のソフトウェア実装はクロスレイヤアーキテクチャに基づいている。このように本研究開発の全体に渡りクロスレイヤアーキテクチャを採用し、高レスポンス化を実現するためクロスレイヤ方式及びそれらの方式においてレイヤ間で授受するデータ構造等の設計を進めた。

4-4-3 クロスレイヤ処理の高速化検討

自律無線通信ネットワークシステムにおいて、図 4-4-1 に示すように物理レイヤ、ネットワークレイヤ、アプリケーションレイヤ間で相互に制御信号を授受し、その情報に基づいた各々のクロスレイヤ技術により通信の高速化が期待できる。

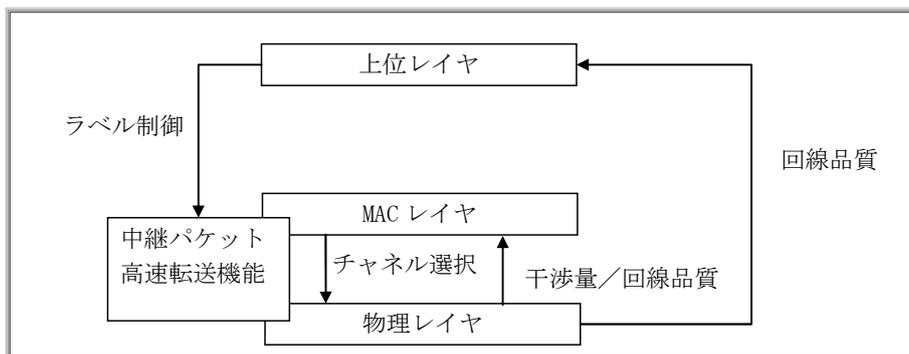


図 4-4-1 クロスレイヤアーキテクチャの概念

本年度は高レスポンス化を目的とし、以下のクロスレイヤ制御方式に関して方式検討を行った。

- (1) クロスレイヤチャンネルアクセス制御方式
- (2) クロスレイヤ負荷制御方式

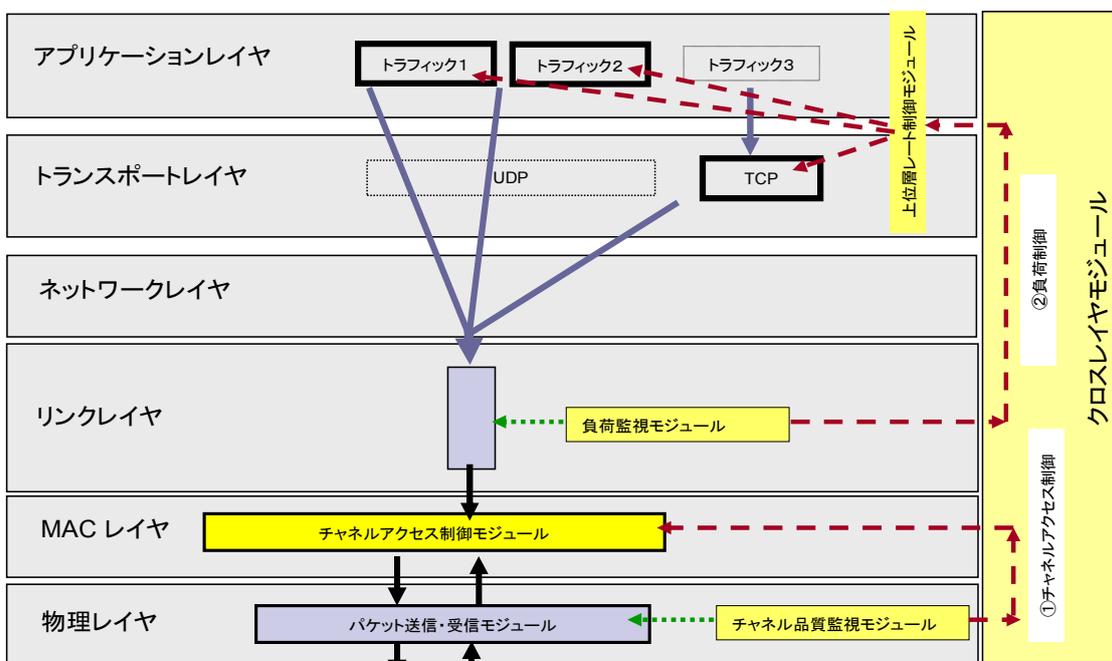


図 4-4-2 システム構造

上記のクロスレイヤ方式を実現するためのシステム構造を図 4-4-2 に示す。同図において、クロスレイヤモジュールはレイヤを跨いだ情報交換を実現するためのものである。上記①のクロスチャンネルアクセス制御は、MAC レイヤが物理レイヤからの情報に基づいて適応的にチャンネルアクセスを行うものである。一方、②のクロスレイヤ負荷制御は、上位レイヤがリンクレイヤからの情報に基づいて適応的に負荷制御を行うものである。

以下、各クロスレイヤ制御方式の説明を行う。

(1) クロスレイヤチャンネルアクセス制御方式

CDMA ネットワークにおいてパケット受信の成功率はチャンネルの干渉量に大きく左右される。干渉量が高い状態におけるパケット送信は、パケットロスだけでなくチャンネルの有効利用の劣化を招く。この問題の解消は、干渉量に基づいたチャンネルアクセス制御によって

可能になる。図 4-4-3 に本クロスレイヤチャネル制御方式における処理の流れを示す。

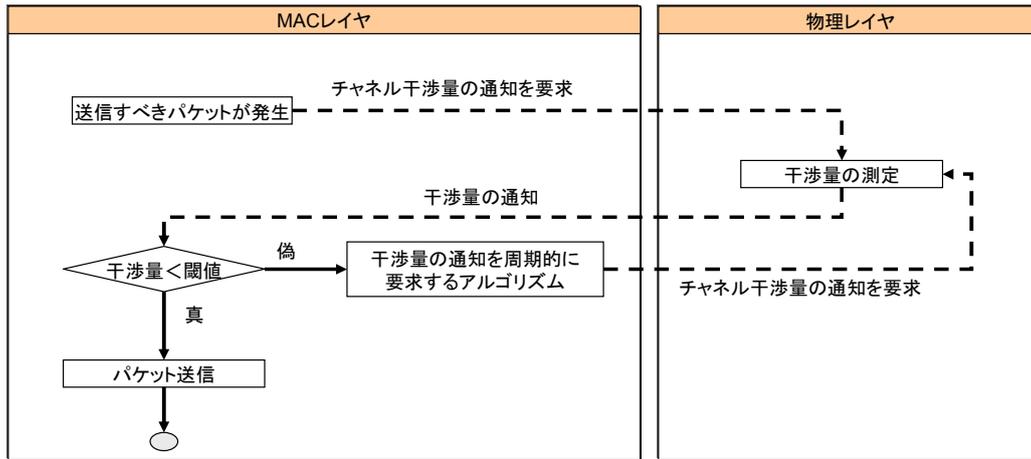


図 4-4-3 クロスレイヤチャネル制御方式

図で示すように、MAC レイヤは送信すべきパケットの存在を確認したら、物理レイヤにチャネル干渉量の通知を要求する。物理レイヤはチャネル干渉量を常時把握しており、MAC レイヤからの要求に従ってチャネル干渉量を通知する。MAC レイヤはチャネル干渉量を任意の閾値に比べ、干渉量が閾値より小さい場合に該当パケットを送信する。一方、干渉量が閾値を越える場合、パケットの送信を延期する。パケット送信の延期が決定されれば、MAC レイヤは物理レイヤに対して干渉量の通知を周期的に要求する。MAC レイヤは、チャネル干渉量が閾値より小さくなったことを確認できた時点でパケットを送信する。

(2) クロスレイヤ負荷制御方式

アプリケーションレイヤで生成される負荷が無線チャネルのキャパシティを越える場合、端末内のリンクレイヤキューにおいてバッファ溢れが発生し、高レスポンス化の実現が困難となる。従って、高レスポンス化の実現のためには、負荷とチャネルキャパシティがバランス取れている状態を常に確保する必要がある。特に、無線チャネルのキャパシティはフェージング、端末の数と移動などにより常時変動しているため、適応的なクロスレイヤ負荷制御が要求される。そこで、我々は、上位レイヤがリンクレイヤにおけるキュー状態に基づいて適応的に負荷制御を行うクロスレイヤ負荷制御方式を検討した。クロスレイヤ負荷制御方式において、無線端末は、図 4-4-2 で示すように、リンクレイヤに負荷監視モジュール、アプリケーションレイヤに上位層レート制御モジュールを設ける。負荷監視モジュールは周期的にリンクレイヤキューの状態を監視し、キュー長が最大許容キュー長を越える場合にトラフィックの目標レートを計算し、上位層レート制御モジュールに通知する。最大許容キュー長は、最大許容キュー遅延の提供（例えば 1 ms）により、以下の式で計算される。

$$TQL_{max} = Dequeue_Request_Rate \times TQD_{max} \quad (4-4-1)$$

ここで、 TQL_{max} は最大許容キュー長、 TQD_{max} は最大キュー遅延、 $Dequeue_Request_Rate$ は MAC レイヤからのパケット出力要求レートである。

上位層レート制御モジュールは目標レートの通知を受けたら、個々の送信トラフィックのレートを設定する。図 4-4-4 は負荷監視モジュール及び上位層レート制御モジュールにおける処理の流れを示す。図 4-4-4 において、 $QL[n]$ は現監視時点におけるキュー長、 $QL[n-1]$ は前回の監視時点におけるキュー長を表す。

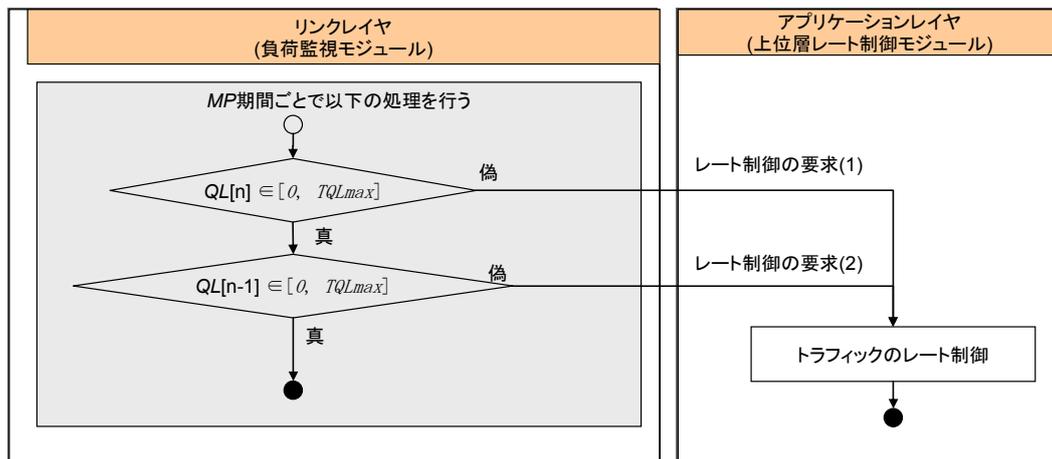


図 4-4-4 クロスレイヤ負荷制御方式

図 4-4-4 の「レート制御の要求(1)」において、以下の目標レートが上位層レート制御モジュールへ通知される。

$$Target_Rate = Dequeue_Request_Rate + \frac{TQL - QL[n]}{MP} \quad (4-4-2)$$

ここで、*Target Rate* は目標レート、*MP* はリンクレイヤ監視周期、*TQL* は目標キュー長であり *TQLmax* の半分の値を取る。

また、図 4-4-4 の「レート制御の要求(2)」において、以下の目標レートが上位層レート制御モジュールへ通知される。

$$Target_Rate = Dequeue_Request_Rate \quad (4-4-3)$$

上位層レート制御モジュールはクロスレイヤモジュールからレート制御の指示を受けたら、各々のアプリケーションからのトラフィック送信レートを設定する。例えば、音声トラフィックと動画トラフィックの送信を行っている端末において、各々のトラフィックのレートは以下のように設定される。

$$\begin{aligned} Traffic_Rate(voice) &= \alpha \times Target_Rate \\ Traffic_Rate(video) &= (1 - \alpha) \times Target_Rate \end{aligned} \quad (4-4-4)$$

ここで α はトラフィックの重み係数であり、 $[0,1]$ の範囲で値を取る。

上記により、クロスレイヤ負荷制御方式において、上位レイヤは、リンクレイヤキュー状態に適応したレートでトラフィックの送信を行う。これにより、負荷とチャネルキャパシティがバランスされ、無線通信の高レスポンス化が図れる。

4-4-4 評価結果

(1) クロスレイヤチャネルアクセス制御方式の性能評価結果

自律無線 CDMA ネットワークにおけるクロスレイヤチャネル制御方式の性能評価をネットワークシミュレータにより行った。シミュレーション条件・パラメータを表 4-4-1 に示す。

シミュレーションにおいて図 4-4-5 に示すランダム配置トポロジーを採用した。

評価実験において、以下のチャネル制御方式の比較を行った。

- ALOHA-CDMA チャネル制御方式
- クロスレイヤ CDMA チャネル制御方式 (CL-CDMA)

表 4-4-1 シミュレーション条件・パラメータ

シミュレーション時間	100 [sec]
端末数	30, 60, 90
トポロジー領域	176 [m] x 176 [m]
拡散ゲイン	31
周波数チャンネル数	1
トラフィックタイプ	CBR
パケット送信間隔	100 [ms]
パケットサイズ	320 [byte]

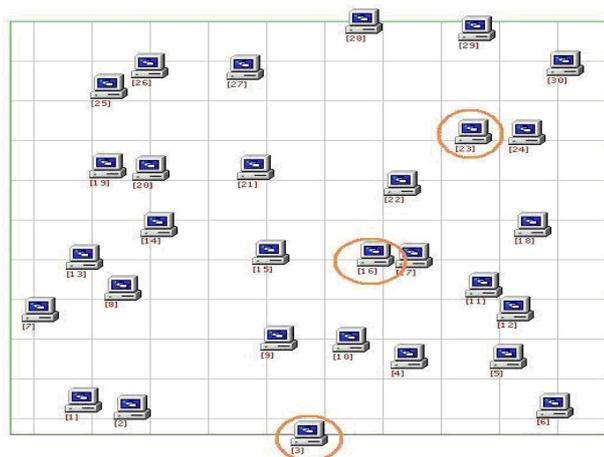


図 4-4-5 ランダム配置ポロジ

シミュレーションでは、ブロードキャストアプリケーションにおけるパケット到達特性と遅延特性を評価した。パケット到達特性として、各々の端末で正しく受信できたブロードキャストパケットの数を測定した。また、遅延特性として、任意の送受信端末のアプリケーションレイヤ間でのパケット遅延時間を測定した。これらの測定は干渉状況が大きく異なる端末 3、端末 16、端末 23（図 4-4-5 においてそれぞれ丸印で表した）で行った。

図 4-4-6 はパケット到達特性の結果であり、横軸は干渉量の閾値、縦軸は正しく受信できたパケット数を示す。図 4-4-6 から分かるように、干渉量を考慮したクロスレイヤ CDMA チャンネル制御方式において、従来 CDMA 方式に比べ、最大でおよそ 8 倍高いパケット到達数が得られた。

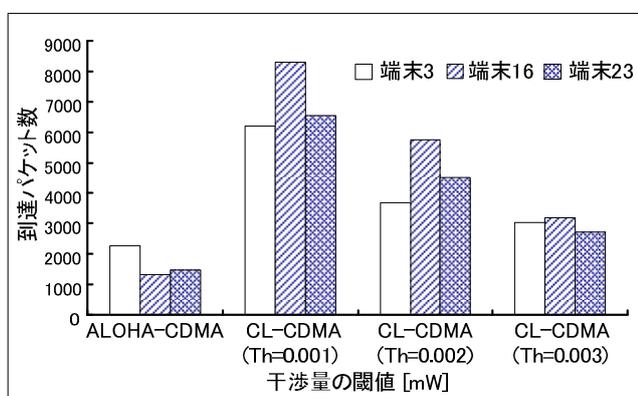


図 4-4-6 パケット到達特性

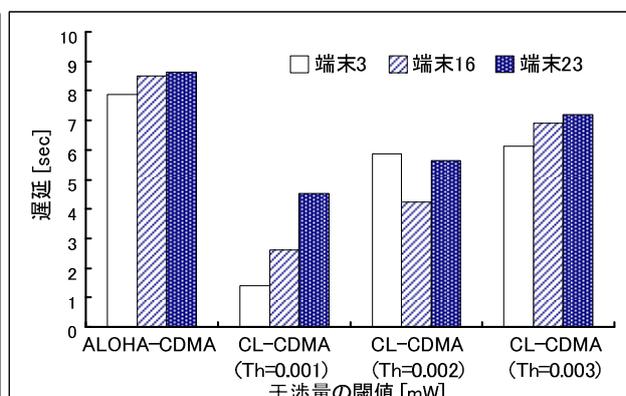


図 4-4-7 遅延特性

図 4-4-7 は遅延特性の結果であり、横軸は干渉量の閾値、縦軸は遅延時間を示す。結果

から、クロスレイヤチャネル制御方式により、パケット遅延特性が大きく改善されたことが分かる。特に、端末3において測定したパケット遅延時間はおよそ7倍に短縮された。

(2) クロスレイヤ負荷制御方式の性能評価結果

クロスレイヤ負荷制御方式の性能評価をネットワークシミュレータにより行った。シミュレーション条件を表 4-4-2 に示す。高レスポンス無線通信は CDMA システムを想定しているが、今回はクロスレイヤ負荷制御方式の性能評価を IEEE 802.11b (CSMA/CA) 無線 LAN 上で行った。これは、負荷制御方式には、MAC レイヤ、物理レイヤが直接に関連しないことと、さらに CDMA チャネルアクセス制御方式は現在検討中であるためである。

表 4-4-2 シミュレーション条件

シミュレーション時間	100 [sec]
端末数	10~60
トポロジー領域	176 [m] x 176[m]
MAC プロトコル	IEEE 802.11b
トラフィックタイプ	CBR, VBR
TQDmax	80 [ms]
MP	200 [ms]

CBR(Constant Bit Rate)トラフィックのパケットサイズは 320 バイト、最小レートと最大レートはそれぞれ 16 kbps と 512 kbps である。VBR (Variable Bit Rate) トラフィックのパケットサイズは 512 バイト、最小レートと最大レートはそれぞれ 16 kbps と 3072 kbps である。

評価実験において、以下の各方式の比較を行った。

- 負荷制御を行わない方式
- クロスレイヤ負荷制御方式

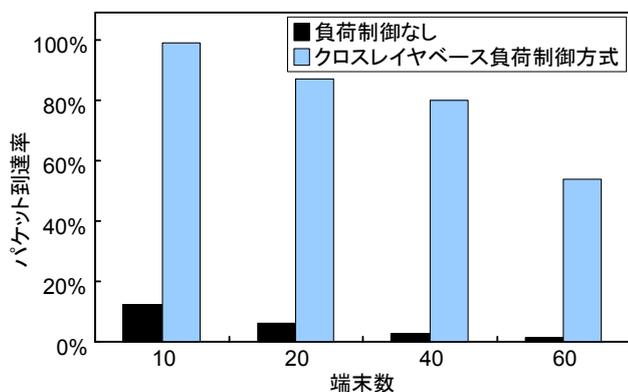


図 4-4-8 VBR トラフィックの到達率

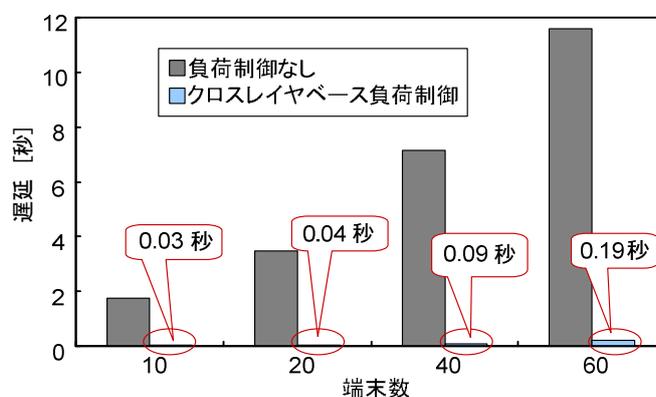


図 4-4-9 CBR トラフィックの遅延特性

シミュレーションで CBR トラフィックと VBR トラフィックのパケット到達率及び遅延特性を評価した。図 4-4-8 は VBR トラフィックの到達率であり、横軸は端末数である。同図から分かるように、負荷制御を行わない場合においてパケット到達率が最大でも 20% に満たない。これに比べ、クロスレイヤ負荷制御方式の場合、パケット到達率を最大で 100% に近い値を取ることが確認できる。図 4-4-9 は CBR トラフィックの遅延特性である。図において、負荷制御を行わない場合に、トラフィックの遅延は 2 秒から 12 秒という大きい値を取る。これに比べ、クロスレイヤ負荷制御の場合 0.03 秒から 0.19 秒までの値をとり、遅延特性を著しく改善できた。

4-4-5 達成状況

レイヤをまたいだ情報を利用して高レスポンス化を図るクロスレイヤ方式の確立のために、レイヤ間で授受するデータとパラメータの具体化の検討を進めた。今年度は、物理層からのチャネル干渉量情報に基づいて、MAC 層で適応的なチャネル制御を行うクロスレイヤチャネル制御方式やデータリンク層での輻輳情報に基づいて上位層でレート制御を行うクロスレイヤ負荷制御方式を検討し、遅延特性を評価した。

クロスレイヤチャネル制御方式においてレイヤ間で授受するデータは、チャネル干渉量であり、クロスレイヤ負荷制御方式においてレイヤ間で授受するデータは、目標送信レートである。ネットワークシミュレータを用いた解析により、両クロスレイヤ方式を適用することによりトラフィックの遅延を大幅に低減できることが確認できた。

今後の課題として、マルチホップネットワークへの適用を可能にするため、クロスレイヤ負荷制御方式の拡張を行う必要がある。さらに、ブロードキャストトラフィックに対応するクロスレイヤ方式を確立し、その際にレイヤ間で授受されるべきデータやパラメータ等の詳細設計を行う必要がある。

4-5 総括

平成 18 年度は、平成 17 年度の 4 か月間の研究開発の立ち上がりを受け、各サブテーマの研究開発を本格的に実施した。

チャネル構成技術の研究開発では、平成 17 年度の変復調装置の概念設計成果を反映して MM-SA 方式の変復調装置の詳細設計及びパラメータの最適化と基本通信特性のシミュレーション評価を並行して実施し、受信部部分試作モデルを開発した。

チャネル制御技術の研究開発では、MM-SA 方式におけるチャネル制御において重要な機能である干渉量監視手法の提案を行い、シミュレーションにより有効性を確認した。

中継パケット高速転送技術の研究開発では、物理レイヤ部分に相当する MM-SA 方式変復調装置の開発を待たず、既存の無線 LAN 装置 (CSMA/CA 方式) を用いてパケット転送処理時間短縮の検討を進め、ラベルスイッチング手法の具体化に向けての問題点を検討した。具体的なカットスルー技術等の試作は次年度の課題となる。

アーキテクチャとシステム化技術の研究開発では、中継パケット高速転送技術を支える要素技術としてクロスレイヤアーキテクチャの方式検討を進め、方式提案及び評価を行った。

平成 18 年度計画の進捗状況としては、チャネル構成技術の研究開発、チャネル制御技術の研究開発及びアーキテクチャとシステム化技術の研究開発においては、当初計画の通り 100%の進捗結果である。一方、中継パケット高速転送技術の研究開発においては、MM-SA 方式確立前の既存無線 LAN 装置を用いての研究開発であることや開発予算の削減のため、具体的なカットスルー技術のハードウェア試作は次年度に繰り越す結果となった。以上のように、予算削減を考慮すると、全体としては、順調に研究開発を進めることができ、カットスルー技術の具体化を除けば 100%の達成度である。カットスルー技術についても次年度早期に着手可能であり、全体スケジュールの回復は可能な状態にある。

5 参考資料・参考文献

5-1 研究発表・講演等一覧

発表種別	雑誌名・会議名	発表者	タイトル	発表日	
一般口頭発表	電子情報通信学会、モバイルマルチメディア通信研究会 (MoMuC)	板谷 聡子, 長谷川 淳, Peter Davis, 門脇直人, 小花 貞夫	無線メッシュネットワークにおける効率的な通信方法の提案	2006.5.18 ~ 2006.5.19	MoMuC2006-21, pp. 115-118
一般口頭発表	第 5 回情報科学技術フォーラム (FIT2006)	板谷 聡子, 長谷川 淳, 長谷川 晃朗, Peter Davis, 門脇 直人, 小花 貞夫	リアルタイム通信向け広域無線マルチホップネットワークの設計	2006.9.5 ~ 2006.9.7	pp. 41-42
一般口頭発表	2006 年電子情報通信学会ソサイエティ大会	小花 貞夫, 門脇 直人, Peter Davis	大規模アドホックネットワークの実現に向けて	2006.9.19 ~ 2006.9.22	BP-4-4 (pp. ss-10 - s-11)
一般口頭発表	第 5 回情報科学技術フォーラム (FIT2006)	瀧本 栄二, 滝沢 泰久, 門脇 直人, 小花 貞夫, 大久保 英嗣 (立命館大)	アドホックネットワークにおける中継遅延の削減方式	2006.9.5 ~ 2006.9.7	pp. 181-182
一般口頭発表	2006 年電子情報通信学会ソサイエティ大会	松本 晃 (NEC 通信システム), 伊藤 哲也 (NEC 通信システム), 飯塚 宏之 (NEC 通信システム), 江連 裕一郎 (NEC 通信システム), 長谷川 淳, 板谷 聡子	無線アドホックネットワークにおけるリンク維持手法	2006.9.19 ~ 2006.9.22	B-21-30 (p. 398)
一般口頭発表	2006 年電子情報通信学会ソサイエティ大会	長谷川 淳, 板谷 聡子, Peter Davis, 門脇直人, 小花 貞夫	無線マルチホップスイッチングの提案と実証	2006.9.19 ~ 2006.9.22	BS-12-4 (pp. S91 - S92)
一般口頭発表	電子情報通信学会、無線通信システム研究会	酒井 敏宏, 門脇 直人, 板谷 聡子, Mahdad N. Shirazi, 小花 貞夫	アドホック無線通信システムの高レスポンス化に関する提案	2006.8.31 ~ 2006.9.1	RCS2006-128, pp. 139-144
一般口頭発表	日本 OR 学会、「情報ネットワーク性能評価」研究部会 第11回研究会	Peter Davis	大規模アドホックネットワークの高速応答性	2006.10.24	発表済み
一般口頭発表	甲南大学知的情報通信研究所シンポジウム「ネットワークと情報処理」	デイビス ピーター, 板谷 聡子, 長谷川 淳, 門脇 直人, 小花 貞夫	Fast Response in Large-Scale Ad hoc Networks	2006.12.27	発表済み
一般口頭発表	電子情報通信学会、ネットワークシステム研究会	Oyunchimeg Shagdar, Mahdad N. Shirazi, Ryutaro Suzuki, Sadao Obana	Medium Access Control for Distributed CDMA Networks	2007.3.8 ~ 2007.3.9	NS2006, Vol. 106, No. 577, pp. 247-252
一般口頭発表	電子情報通信学会 2007 ネットワークシステム研究会	ヌリシラジ マハダド, Oyunchimeg Shagdar, 鈴木 龍太郎, 小花 貞夫	Delay Control in Wireless Ad Hoc Networks via Back-Pressure Rate Signaling	2007.3.8 ~ 2007.3.9	NS2006, Vol. 106, No. 577, pp. 299-304
一般口頭発表	2007 年電子情報通信学会総合大会	長谷川 淳, 板谷 聡子, デイビス ピーター, 門脇 直人, 小花 貞夫	アドホックネットワークにおける隠れ端末検知と回避方法	2007.3.20 ~ 2007.3.23	B-21-45,p.634
一般口頭発表	2007 年電子情報通信学会総合大会	末廣 信哉, 長谷川 淳, 板谷 聡子, デイビス ピーター, 門脇 直人, 小花 貞夫	無線マルチホップスイッチングの性能評価	2007.3.20 ~ 2007.3.23	B-21-13,p.602

一般口頭発表	2007年電子情報通信学会総合大会	近藤 良久, 板谷 聡子, 長谷川 淳, デイビス ピーター, 伊藤 哲也 (日本電気通信システム), 松本 晃 (日本電気通信システム)	無線マルチホップワークにおける送信レートとパケットサイズに関する基礎実験	2007.3.20 ~ 2007.3.23	B-21-44,p.633
一般口頭発表	2007年電子情報通信学会総合大会	瀧本 栄二, 門脇 直人, 小花 貞夫	擬似 ARP エントリを用いた無線ユニキャスト通信の高速中継手法	2007.3.20 ~ 2007.3.23	B-21-16,p.605
一般口頭発表	2007年電子情報通信学会総合大会	Oyunchimeg Shagdar, Mehdad.N.Shirazi, Naoto Kadowaki, Sadao Obana	Cross Layer Design for Multi-Hop Wireless Networks	2007.3.20 ~ 2007.3.23	B-2-205,p.295
一般口頭発表	2007年電子情報通信学会総合大会	Pham Thanh Giang, Oyunchimeg Shagdar, Kenji Nakagawa	Fairness in Multi-Hop Ad-Hoc Networks	2007.3.20 ~ 2007.3.23	B-7-158,p.248
一般口頭発表	2007年電子情報通信学会総合大会	ヌリシラジ マハダド, Oyunchimeg Shagdar, 門脇 直人, 小花 貞夫	A Study on CDMA Media Access Control for Mobile Ad-Hoc Networks	2007.3.20 ~ 2007.3.23	B-7-206,p.296
展示会 (社内主催)	高レスポンスマルチホップ自律無線通信ワークショップ	大山 卓	高レスポンス化のためのチャネル構成・制御技術 ~シミュレーション評価検証~	2007.2.22 ~ 2007.2.23	発表済み
展示会 (社内主催)	高レスポンスマルチホップ自律無線通信ワークショップ	酒井 敏宏	高レスポンス化のためのチャネル構成・制御技術 ~機能評価試験装置~	2007.2.22 ~ 2007.2.23	発表済み
展示会 (社内主催)	高レスポンスマルチホップ自律無線通信ワークショップ	板谷 聡子	802.11を用いた無線マルチホップネットワークでの遅延時間削減	2007.2.22 ~ 2007.2.23	発表済み

