

THE IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS (JAPANESE EDITION)

IEICE 電子情報通信学会 **B** 論文誌

通 信

VOL. J102-B NO. 2
FEBRUARY 2019

本PDFの扱いは、電子情報通信学会著作権規定に従うこと。
なお、本PDFは研究教育目的（非営利）に限り、著者が第三者に直接配布することができる。著者以外からの配布は禁じられている。

通信ソサイエティ

一般社団法人 **電子情報通信学会**

THE COMMUNICATIONS SOCIETY

THE INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS

複数周波数帯同時利用無線 LAN における IR-HARQ による周波数利用効率の改善

雨澤 泰治^{†a)} 夜船 誠致[†] 周東 雅之[†] 藺部 聡司[†]
杉谷 敦彦[†]

Improvement of Spectral Efficiency by IR-HARQ for WLAN System Employing Multiband Simultaneous Transmission

Yasuharu AMEZAWA^{†a)}, Masanori YOFUNE[†], Masayuki SUTO[†], Satoshi SONOBE[†],
and Atsuhiko SUGITANI[†]

あらまし 自営系無線システムの増加, セルラシステムからのオフロードの増加, 2020 年に開催される東京オリンピック/パラリンピックに向けた公衆無線 LAN (Local Area Network) の増設, IoT/M2M (Internet of Things/Machine to Machine) の利活用が積極的に進められていることからアンライセンスバンドが逼迫しており周波数利用効率の向上が求められている. 我々は, 利用可能なチャネル及び利用時間に少なからず偏りがある点に注目し, 未使用となっている複数の周波数帯のチャネルをリアルタイムに把握し, 柔軟にかつ同時利用することで周波数利用効率を向上させる無線伝送技術 (複数周波数帯同時利用無線 LAN) の検討を行っている. 本論文では, IEEE802.11 規格の後方互換性を保ちつつ複数周波数帯同時利用無線 LAN において IR-HARQ (Incremental Redundancy- Hybrid Automatic Repeat reQuest) を適用する再送制御技術について提案する. CTS (Clear To Send) フレームの Duration field を用いて再送ビット数を通知する技術, 再送ビット数を累積相互情報量から決定する技術, 再送するパリティビットを柔軟に生成できる QC (Quasi-Cyclic) 型の RC-LDPC (Rate Compatible Low Density Parity Check) 符号について提案し, 周波数利用効率の改善に効果があることを示す.

キーワード 再送制御, IR-HARQ, 無線 LAN, 複数周波数帯, RC-LDPC 符号

1. ま え が き

無線局の免許を必要としない周波数帯 (アンライセンスバンド) は, 自営系無線システムの増加に加え, スマートフォンの普及に伴いセルラシステムからのオフロードの増加, 2020 年に開催される東京オリンピック/パラリンピックに向けた公衆無線 LAN (Local Area Network) の増設, スマートメータやセンサネットワーク等 IoT/M2M (Internet of Things/Machine to Machine) の利活用が積極的に進められていることから今後更なる逼迫が懸念されている. このような背

景から, アンライセンスバンドの周波数利用効率の向上が求められており, IEEE802.11 Task Group AX では 1024QAM やダウンリンク/アップリンク双方のマルチユーザ MIMO (Multiple Input Multiple Output) を標準化すべく議論している [1]. また, アンライセンスバンドで LTE (Long Term Evolution)/LTE-Advanced の規格に従った通信を行う LAA (Licensed Assisted Access using LTE) [2]~[5] や MulteFire [6] も標準化されている.

我々は, 駅, 空港, スタジアム等の人の多い場所であっても, 無線 LAN が利用可能な複数の周波数帯 (2.4GHz 帯, 5GHz 帯等), その周波数帯で使用可能なチャネル及び利用時間に少なからず偏りがある点に注目し, OSI 階層の Layer2 以下の技術で未使用となっている複数の周波数帯のチャネルをリアルタイムに把握し, 柔軟にかつ同時利用することで有限な周波数資源を万

[†] (株) モバイルテクノ, 横浜市

Mobile Techno Corp., 4-4-5 Minato Mirai, Nishi-ku, Yokohama-shi, 220-0012 Japan

a) E-mail: amezawa.yasu@jp.fujitsu.com

DOI:10.14923/transcomj.2018JBP3028

遍なく密に使用可能とし、周波数利用効率を向上させる無線伝送技術の検討を行っており、IEEE802.11 の追加規格にすべく WNG SC (Wireless Next Generation Standing Committee) において Study Group 設立に向けて活動している [7]。無線 LAN の周波数利用効率の改善手段としてキャプチャ効果を利用した研究が古くから行われている [8], [9]。キャプチャ効果とは、無線フレームの衝突が発生したとしても復調可能な SINR (Signal to Interference plus Noise power Ratio) が確保されれば単一若しくは複数の無線フレームが受信できるというものである。論文 [8] では複数の AP (Access Point) が密集して配置されている環境において、CW (Contention Window) を変更させることでキャプチャ効果によりスループットが改善できることを明らかにしている。しかしながら、AP に複数の STA (STation) が接続されている環境では、AP から離れた位置の STA のスループットが低下する可能性がある。複数周波数帯同時利用無線 LAN では、未使用となっている複数の周波数帯のチャンネルをリアルタイムに把握し、柔軟にかつ同時利用するため、AP から離れた位置の STA のスループットも改善可能であり、キャプチャ効果との併用も可能である。

Layer3 以上の技術で複数周波数を同時利用する技術として、2.4GHz 帯と 5GHz 帯を同時利用するコンカレント通信に対応した AP や、複数の無線通信方式を同時に使うリンクアグリゲーション [10] 等があるが、Layer3 以上の処理であるためチャンネルの空き状態をリアルタイムに検出し利用することはできない。また、Layer2 以下の技術で複数周波数を同時に利用する技術として、IEEE802.11 規格 [11] で規定されている単一周波数帯内の複数のチャンネルを束ねて利用するチャンネルボンディングや LTE/LTE-Advanced で標準化されている Component Carrier を複数束ねて同時に利用する Carrier Aggregation [2]～[5] がある。しかしながら、前者は単一周波数帯内での同時利用帯域幅の拡張であり、後者は複数周波数帯を同時利用するものの Layer1 の処理は Component Carrier 内に閉じており周波数帯間の伝搬損失差を有効活用する処理とはなっていない。単一 Layer だけでの制御に留まらず、柔軟性に富んだネットワークアーキテクチャの実現のために複数 Layer に跨って情報交換を行うクロスレイヤ制御の研究が行われている [12]。クロスレイヤ制御を用いて複数周波数を同時利用する技術として、MPTCP-MA (MultiPath TCP with MAC-Layer awareness) [13]

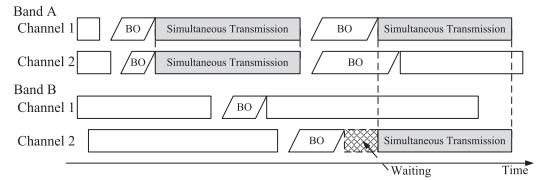


図 1 複数周波数帯同時利用無線 LAN
Fig. 1 WLAN systems employing multiband simultaneous transmission.

がある。MPTCP-MA は、複数のネットワークインタフェースを介して複数の物理パス (例えば周波数帯) を同時に使用できるトランスポートプロトコルである Multi-path TCP の物理パスの管理を Layer2 の情報を用いて効果的に行うものである。クロスレイヤ制御を活用すればチャンネルの空き状況を利用した制御を提供可能であるが、我々は上位 Layer で判断後に無線フレームを生成し送信するまでの時間を考慮し、情報交換は Layer1 と Layer2 の間のみとした。図 1 に我々が検討している複数周波数帯同時利用無線 LAN の概念図を示す。複数周波数帯の複数のチャンネルの空き状態をリアルタイムに検出し、空いている複数のチャンネルを利用して同時送信する。場合によっては、論文 [14] で検討しているアルゴリズムに従い、過去のチャンネルの使用状況から使用可能となるまでの時間を予測し、使用可能となるまで待っても周波数利用効率が高くなる複数のチャンネルを選択することでバックオフ (BO) が終了した後も直ぐには送信せず、前記選択されたチャンネルが空くまで待つこともある。

Layer1 の処理による複数周波数帯同時利用の効果として、周波数帯間の伝搬損失差を有効活用すること、同期検出や周波数オフセット量検出が改善できることを示した [15]。周波数領域での周波数利用効率の改善に関しては、チャンネルボンディングのように単一周波数帯内の複数のチャンネルを束ねて符号化するよりも複数周波数帯間を束ねて符号化した方が良好な特性となることを示した [16]。一方、時間領域での周波数利用効率の改善に関しては、IEEE802.11 規格の後方互換性を保ちつつ HARQ (Hybrid Automatic Repeat reQuest) を適用する手順について検討し、スループット改善に効果があることを示した [17]。HARQ を実現する方法として CC (Chase Combining) [18] と IR (Incremental Redundancy) [19] がある。CC-HARQ は、初送で誤り訂正符号化した符号語全てを送信し、受信エラーとなった場合には、初送と同じ符号語全て

を再送することにより、同期合成による時間ダイバーシチ効果を得るものである。IEEE802.11 規格における CC-HARQ の適用はスループットの改善を目的としたもの [20] やアクセス機会やパケット破棄率の公平性改善を目的としたもの [21] が提案されている。一方、IR-HARQ は初送で誤り訂正符号化した符号語の情報ビットとパリティビットの一部を送信し、受信エラーとなった場合には、初送のパリティビットに続くパリティビットの一部を再送することで段階的に符号化率を低下させる方法である。我々は、通信品質に寄らず初送と同じ符号語全てを再送する必要がある CC-HARQ よりもパリティビットの一部を再送する IR-HARQ の方が周波数利用効率の改善が期待できることから IR-HARQ を採用することにした。

過去に我々が実施した IR-HARQ の評価は、複数周波数帯同時利用無線 LAN の環境における IR-HARQ の適用有無によるものであり、IEEE802.11 規格との比較は行っていない。本論文では、IEEE802.11 規格で必須項目として規定されている条件に対して複数周波数帯域同時利用無線 LAN に IR-HARQ を適用した場合の効果について明らかにする。以降、2. では IEEE802.11 規格で規定されている再送制御について述べ、3. において IEEE802.11 規格の後方互換性を保ちつつ複数周波数帯同時利用無線 LAN において IR-HARQ を適用する再送制御について述べる。4. では計算機シミュレーションにより特性評価を実施し、最後に 5. で結論を述べる。なお、本論文では提案技術の効果に絞って確認するために空間的な周波数利用効率改善手段である MIMO 適用規格前の IEEE802.11a/g 規格を比較対象としたが、提案技術を IEEE802.11n/ac 等の規格へ適用することも可能である。

2. 従来の再送制御

IEEE802.11 規格で規定されている DCF (Distributed Coordination Function) における再送制御について図 2 を用いて説明する。

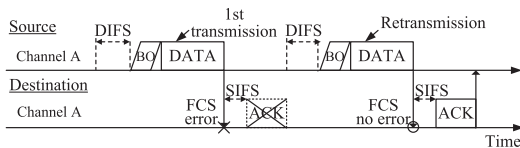


図 2 従来の再送制御

Fig. 2 Conventional retransmission control scheme.

- Step 1. 送信元ノードは、チャネルの使用状況を確認し、他のノードが使用している場合は送信を見合わせ、他のノードが使用しなくなるまでチャネルの使用状況を確認し続ける。
- Step 2. 他のノードが使用しなくなった後、DIFS (DCF Inter Frame Space) 時間 + バックオフ時間の間チャネルの使用状況を継続的に確認し、他のノードが再度チャネルを使用したならば Step 1. に戻り、チャネルを使用しなければデータフレームを送信する。
- Step 3. 宛先ノードはデータフレームを受信し FCS (Frame Check Sequence) が OK であれば、SIFS (Short Inter Frame Space) 時間後に ACK フレームを送信して通信を終了する。一方、他のノードと送信タイミングが一致し衝突などにより FCS が NG の場合は何も送信しない。
- Step 4. 送信元ノードは、ACK フレーム受信時刻に ACK フレームを受信できなかった場合、宛先ノードが受信に失敗したと判断して Step 1. に戻り再送する。

このように従来の再送制御では、再送時でも初送時と同じ手順でチャネルの送信権を獲得する必要があり、再送のオーバーヘッドが大きいという問題がある。M を送信回数、 T_D , T_S , T_A , T_{DATA} をそれぞれ DIFS, SIFS, ACK フレーム、データフレームの送信時間とすると、通信終了までの推定時間 T は、次式で表現できる。

$$T = M(T_D + \overline{T_B} + T_{DATA} + T_S + T_A) \quad (1)$$

ここで、 $\overline{T_B}$ は M 回送信までの 1 回あたりの平均バックオフ時間であり T_{SLOT} を IEEE802.11 規格で規定されている SlotTime とすると次式で表現できる。

$$\overline{T_B} = \frac{T_{SLOT}}{2M} \sum_{m=1}^M CW_m \quad (2)$$

m 回目の送信時のバックオフ時間は、0~ CW_m までの範囲で一様乱数によって決定された値に SlotTime を乗じた時間であるため、一般的に m 回目の送信時の平均バックオフ時間として $T_{SLOT} \times CW_m / 2$ を用いており [22]、式 (2) を用いても以降の議論に影響を与えない。

また、 m 回目の送信時の CW は次式で与えられる。

$$CW_m = \begin{cases} (CW_{\min} + 1)2^{m-1} - 1, & CW_m \leq CW_{\max} \\ CW_{\max}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

3. 複数周波数帯同時利用無線 LAN における IR-HARQ の適用

3.1 IR-HARQ を用いた再送制御

IEEE802.11 規格の後方互換性を保ちつつ複数周波数帯同時利用無線 LAN において IR-HARQ を適用する再送制御について図 3 を用いて説明する。

- Step 1. 送信元ノードは、宛先ノードが使用可能な全てのチャンネルの使用状況を確認し、他のノードが使用している場合は、論文 [14] で検討されているように過去のチャンネルの使用状況から使用可能となるまでの時間を予測し、使用可能となるまで待っても周波数利用効率が高くなる複数のチャンネルを選択し、他のノードが使用しなくなるまでそれらの使用状況を確認し続ける。
- Step 2. 他のノードが使用しなくなった後、DIFS 時間 + バックオフ時間の間チャンネルの使用状況を継続的に確認し、他のノードが再度チャンネルを使用したならば Step 1. に戻り、チャンネルを使用しなければ通信に利用する複数チャンネルに対して MPDU (MAC Protocol Data Unit) を誤り訂正符号化後に複数データフレームに分割し同時送信する。
- Step 3. 宛先ノードは、複数のデータフレームを受信し結合後に誤り訂正復号した結果、FCS が OK であれば、SIFS 時間後に ACK フレームを送信して通信を終了する。一方、FCS が NG の場合は、Duration field に再送データフレームに対応する ACK フレームの終了時間までの時間を設定した CTS (Clear To Send) フレームを CTS/NACK フレームとして送信する。
- Step 4. 送信元ノードは、Duration field に記載されている時間から再送ビット数を逆算し、再送するパリティビットを生成する。最大再送回数に達していれば通信を終了し、達していなければ SIFS 時間後に初送時と同じ複数チャンネルに対して再送するパリティビットを分割し同時送信して Step 3. に戻る。

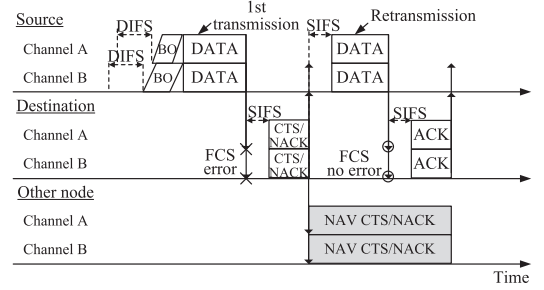


図 3 IR-HARQ を用いた再送制御
Fig. 3 Retransmission control scheme using IR-HARQ.

複数周波数帯同時利用無線 LAN では、複数周波数帯同時利用無線 LAN 特有の情報を伝えるため IEEE802.11n/ac 等の規格と同様に PPDU (Physical layer Protocol Data Unit) の L-SIG (non-HT SIGNAL field) に続けて拡張 SIG を配置する。IEEE802.11n/ac 等の規格の拡張 SIG とは異なり、複数周波数帯同時利用無線 LAN の拡張 SIG は、TA (Transmitter Address) 及び RA (Receiver Address) が含まれており、IEEE802.11 規格で規定されている CTS フレームを構築可能である。

複数周波数帯同時利用無線 LAN では再送要求と IR-HARQ による再送ビット数を指定するために CTS フレームを CTS/NACK フレームとして用いる。IEEE802.11 規格準拠の STA にとっては図 3 の Other node の動作のように CTS/NACK フレームの受信を CTS フレームの受信と判断し、Duration field の値からいつ当該チャンネルがビジー状態からアイドル状態に戻るかを知ることができる。このことにより後方互換性を保ちつつ IR-HARQ を適用することができる。

\widetilde{T}_B は通信に利用する複数チャンネルごとに $0 \sim CW_{\min}$ までの範囲で一様乱数によって決定された値に SlotTime を乗じたバックオフ時間の中で最も長い時間、 T_m は m 回目の送信時のデータフレームの送信時間であり、CTS/NACK フレーム送信時間が ACK フレームの送信時間と同じであることから、通信終了までの推定時間 T は、次式で表現できる。

$$T = T_D + \widetilde{T}_B + \sum_{m=1}^M T_m + (2M - 1)T_S + MT_A \quad (4)$$

式 (1) と比較すると、再送時のチャンネル送信権の獲得プロセスが必要ないためバックオフ時間が不要であ

り、DIFS 時間が SIFS 時間に短縮され、データフレームの送信時間が短縮できることから、時間領域での周波数利用効率の改善が見込める。一方、周波数領域での周波数利用効率は、複数チャネルを同時利用することからデータ送信に必要なオーバーヘッドが複数チャネル分必要なため悪化すると考えられる。

3.2 再送ビット数決定方法

初送時のデータレートを決定する適応レート方式として様々なものが提案されているが、ARF (Auto Rate Fallback) [23] と RBAR (Receiver-Based Auto-Rate) [24] が良く知られている方法である。ARF は一定回数フレーム伝送に成功したら次回高いデータレートで送信し、連続で伝送に失敗したら次回低いデータレートで送信するものである。一方、RBAR は RTS (Request To Send) フレームを受信したら、SNR (Signal to Noise Ratio) を推定し CTS フレームを用いて次回送信時のデータレートを指定するものである。CTS フレームにはデータレートを指定する領域が用意されていないため RBAR は実用化されていないが、IEEE802.11 規格では宛先ノードの SNR を Implicit feedback や Explicit feedback を用いて取得できる。

初送時のデータレートは、RBAR のように宛先ノードの SNR から決定することが理想的であるが、宛先ノードの SNR がフェージング変動や干渉等の影響により想定よりも低い値であった場合、復号誤りが発生する。我々が提案する IR-HARQ は、復号誤りが発生した場合に RBAR のように CTS フレームを用いて宛先ノードが送信元ノードに対して再送要求を行う。RBAR と異なる点は、データレートの指定ではなく、初送に用いた変調方式を再送時にも用いれば、再送データフレームに対応する ACK フレームの終了時間までの時間を CTS フレームの Duration field に設定することで IEEE802.11 規格の後方互換性を保ちつつ IR-HARQ による再送ビット数を指定できるという点である。Duration field には図 3 に示す NAV (Network Allocation Vector) CTS/NACK 区間の時間をマイクロ秒の単位で設定する。 T_{NAV} , T_S , T_A , T_{DATA} をそれぞれ NAV CTS/NACK, SIFS, ACK フレーム、データフレームの時間とすると、次式の関係となる。

$$T_{NAV} = 2T_S + T_A + T_{DATA} \quad (5)$$

複数周波数帯同時利用無線 LAN のデータフレーム

は、IEEE802.11 規格で規定されている L-STF (Non-HT Short Training field), L-LTF (Non-HT Long Training field), L-SIG に続き、拡張 SIG、データ区間により構成される。 T_{STF} , T_{LTF} , T_{LSIG} , T_{ESIG} , T_{DS} をそれぞれ L-STF, L-LTF, L-SIG, 拡張 SIG, データ区間の時間とすると、次式の関係となる。

$$T_{DATA} = T_{STF} + T_{LTF} + T_{LSIG} + T_{ESIG} + T_{DS} \quad (6)$$

N_b , F , K , L_f , T_{SYM} をそれぞれ送信するビット数、同時利用チャネル数、チャネル内のパイロットサブキャリアを除くデータサブキャリア数、チャネル f ($1 \leq f \leq F$) で初送に用いた変調方式で 1 変調シンボルで伝送できるビット数、1 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) シンボルの時間とするとデータ区間の時間は次式となる。

$$T_{DS} = T_{SYM} \times \left\lceil \frac{N_b}{\sum_{f=1}^F K L_f} \right\rceil \quad (7)$$

ここで $\lceil x \rceil$ は天井関数であり x 以上の最小の整数を出力する。 N_b に IR-HARQ による再送ビット数を指定すれば送信元ノードに再送ビット数を伝えることができる。

初送時に決定したデータレートを R_1 bits/symbol とすると、初送時の累積相互情報量がフェージング変動や干渉等の影響により R_1 に満たない場合復号誤りが発生すると考えられる。このことから、再送により累積相互情報量が R_1 以上となるデータ量を指定すれば復号成功確率が高くなると言える。

2^L 値変調方式 χ のシンボルを B シンボル受信した場合の累積相互情報量 I は、次式で表現できる [25]。

$$I = \sum_{b=1}^B C_{\chi}(SNR_b) \quad (8)$$

ここで、 SNR_b は、 b 番目の変調シンボルの SNR であり、 C_{χ} は χ の通信路容量である。

式 (8) を送信回数ごとに送信する変調シンボル数が異なる IR-HARQ に拡張すると、 M を初送も含めた IR-HARQ による送信回数、 N_m を m ($1 \leq m \leq M$) 回目に送信した変調シンボル数、 SNR_m を m 回目送信時の SNR とすると、 M 回目送信時の累積相互情報量 I_M は次式で表すことができる。なお、 m 回目送信時の時間方向の SNR は一定と仮定している。

$$I_M = \sum_{m=1}^M \frac{N_m}{N_1} C_\chi(SNR_m) \quad (9)$$

式 (9) を更に複数周波数帯同時利用無線 LAN に拡張する。OFDM を二次変調に採用しており、サブキャリアごとに変調シンボルを送信できることから、サブキャリアごとの SNR が異なることを想定し、L-STF や L-LTF から計算できる $SNR_{m,f,k}$ をチャネル f ($1 \leq f \leq F$) のサブキャリア k ($1 \leq k \leq K$) の m 回目送信時の SNR とすると M 回目送信時の累積相互情報量 I_M は次式で表すことができる。

$$I_M = \sum_{m=1}^M \frac{N_m}{N_1} \frac{1}{FK} \sum_{f=1}^F \sum_{k=1}^K C_\chi(SNR_{m,f,k}) \quad (10)$$

ここで、 χ の通信路容量 C_χ は式 (11) から計算でき、式 (11) の $B_l(x) \in \{0, 1\}$ は変調シンボル x の l 番目のビットであり、 α は理想的な BICM (Bit Interleaved Coded Modulation) に対する SNR オフセット値である。

前述のとおり M 回目送信で復号誤りが発生した場合、 $M+1$ 回目送信で次式を満足できれば復号成功確率が高くなる。

$$I_{M+1} \geq R_1 \quad (12)$$

式 (12) に式 (10) を代入し変形すると式 (13) を導くことができ、式 (13) を満足する最小の値を $M+1$ 回目の送信変調シンボル数とすることで効率的な通信ができる。したがって Duration field には、式 (7) の N_b に $(N_{M+1}/F) \sum_{f=1}^F L_f$ を代入し、式 (5) により計算できる T_{NAV} の値を設定する。なお、 $SNR_{M+1,f,k}$ は、 M 番目までの SNR を用いて最小 2 乗法による補外により推定する。

$$I_M + \frac{N_{M+1}}{N_1 FK} \sum_{f=1}^F \sum_{k=1}^K C_\chi(SNR_{M+1,f,k}) \geq R_1$$

$$N_{M+1} \geq \frac{(R_1 - I_M) N_1 FK}{\sum_{f=1}^F \sum_{k=1}^K C_\chi(SNR_{M+1,f,k})} \quad (13)$$

3.3 RC-LDPC 符号

提案した IR-HARQ を実現するためには任意の長さ

のパリティビットを作成できる符号が必要となることから、我々は IEEE802.11 規格で規定されている LDPC 符号と同じ QC (Quasi-Cyclic) 型の RC-LDPC (Rate Compatible Low Density Parity Check) 符号を設計した。設計した RC-LDPC 符号の基本パリティ検査行列構成を図 4 に示す。

本符号の基本パリティ検査行列は部分行列 A～E で構成され、A、B と D は疎な行列であり、C は零行列、E は単位行列である。部分行列 A の列数が 28 であり情報ビット部分に相当する。部分行列 B、C がパリティビット部分に相当し、B は 4 列、C は 52 列である。このことから、符号化率を 1/3 まで柔軟に設定することができる構成となっている。一方、情報ビット長に対しては、基本パリティ検査行列の各要素を単位行列で拡張し、単位行列をサイクリックシフトすることで柔軟に設定することができる構成となっている。ただし、ハード規模を考慮し情報ビット長は 504～4200 bits としており、それ以上の情報ビット長の場合はコードブロック分割後に符号化することになっている。

設計した RC-LDPC 符号を IR-HARQ に適用する場合は、情報ビット長に応じて基本パリティ検査行列を拡張したパリティ検査行列を用いて情報ビットを符号化する。初送時は N_1 個の変調シンボルとなるように符号化した情報ビット及び情報ビットに近い側からパリティビットを選択し送信する。再送時には式 (13) により決定された変調シンボル数分のパリティビット

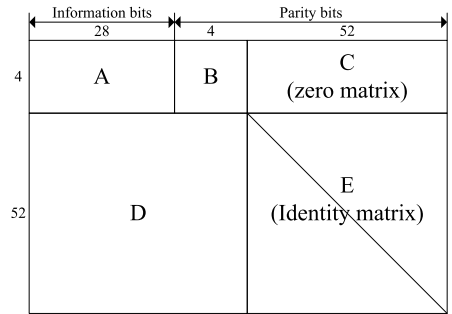


図 4 設計した RC-LDPC 符号の基本パリティ検査行列
Fig. 4 Base parity check matrix for the designed RC-LDPC code.

$$C_\chi(SNR_{m,f,k}) = L - \int_{v \in \mathcal{C}} \frac{e^{-|v|^2}}{\pi 2^L} \sum_{x \in \mathcal{X}} \sum_{l=1}^L \log_2 \left(1 + \frac{\sum_{\hat{x} \in \mathcal{X}: B_l(\hat{x})=1-B_l(x)} e^{-|(x-\hat{x})\sqrt{SNR_{m,f,k}-\alpha+v|^2}}}{\sum_{\hat{x} \in \mathcal{X}: B_l(\hat{x})=B_l(x)} e^{-|(x-\hat{x})\sqrt{SNR_{m,f,k}-\alpha+v|^2}} \right) dv \quad (11)$$

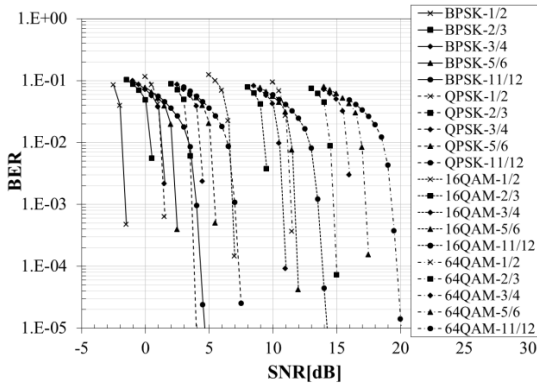


図5 設計した RC-LDPC 符号の SNR 対 BER 特性

Fig.5 Performance of BER vs. SNR of the designed RC-LDPC code under additive white Gaussian noise (AWGN) environments.

を前回送信したパリティビットの次のビットから順に送信することで IR-HARQ を実現する。

図5に設計した RC-LDPC の AWGN 環境での BER 特性を示す。なお、情報ビット長は 4000bits、復号アルゴリズムは Belief propagation (繰り返し 8 回)とした。

4. 計算機シミュレーション結果

4.1 シミュレーション条件

本論文では、リンクレベルでの特性を評価するために 1 台の AP (Access Point) と 1 台の STA (STation) 間のデータ伝送と、システムレベルでの特性を評価するために論文 [14] の駅での実測結果を模擬した環境において、複数台の STA から 1 台の AP へのデータ伝送の評価を行った。表 1 に評価で用いたシミュレーション諸元を示す。シミュレータは C++ 言語により独自に開発したものをを用いた。提案技術の效果に絞って確認するために、比較対象とした従来技術を空間的な周波数利用効率改善手段である MIMO 適用規格前の IEEE802.11a/g 規格とした。提案法も PPDU の L-SIG に続けて送信する拡張 SIG と、誤り訂正符号関連以外のパラメータは IEEE802.11a/g 規格に準拠している。提案法の拡張 SIG は、IEEE802.11n /ac 等の規格の拡張 SIG とは異なり、MIMO 技術への拡張のための情報ではなく提案法に必要な情報である TA field として 6 bytes, RA field として 6 bytes, LENGTH field として 2 bytes, MCS (Modulation and Coding Scheme) field として 1 bytes, FCS field として

表 1 シミュレーション諸元
Table 1 Simulation parameters.

Parameter	Value
Version of WLAN	IEEE802.11a / g
Frequency band	2.4 GHz / 5 GHz
Tx power	13 dBm
Antenna gain	0 dBi
Noise figure	7 dB
SlotTime	9 μ s
CWmin	15
CWmax	1023
MPDU size	1500 bytes
Retransmission limit	4 times
Encoding scheme	BCC / RC-LDPC Code
Decoding scheme	Viterbi for BCC Belief propagation for RC-LDPC
SNR offset α [12]	1.0dB for BPSK and QPSK 1.4dB for 16QAM and 64QAM
Channel model	6-path Rayleigh fading ($f_D=6.7$ Hz)
Channel estimation	Ideal
Synchronization	Ideal

4 bytes の 19 bytes で構成されており、 $R = 1/2$ で符号化後に同時利用するチャンネルに分割され BPSK 変調した後送信される。同時利用する周波数帯は 2.4GHz 帯と 5GHz 帯とした。MPDU (Mac Protocol Data Unit) のサイズは 1500bytes 固定であり、リンクレベルでは常に送信すべき MPDU が存在している状態とし、システムレベルでは 12ms ごとに MPDU を発生させた。システムレベルで 12ms ごととした理由は、2.4GHz 帯に 2.4GHz 帯だけで通信する従来 STA が 9 台、5GHz 帯に 5GHz 帯だけで通信する従来 STA が 1 台存在した場合に、論文 [14] に記載されている駅のチャンネル占有率に近い値である 2.4GHz 帯が 57%、5GHz 帯が 6%となるためである。ここで、チャンネル占有率とはシミュレーション時間内において全ての AP と STA が電波を出している時間的使用率である。伝搬路モデルは最大ドップラ周波数 $f_D = 6.7$ Hz の 2dB 指数減衰 6 パス Rayleigh フェージングモデル (遅延スプレッドは 71.5ns) とした。なお、受信処理時の伝搬路推定、時間及び周波数同期は理想的とし、初送時のデータレートは平均 SNR を既知としてその SNR でスループットが最大となる MCS を選択するものとした。なお、再送時の送信変調シンボル数を決定する

際の SNR 値は、最近の受信処理時の SNR を用いた。IR-HARQ の初送時の MCS は、表 2 に示すとおり距離減衰が少ない 2.4GHz 帯から優先して高い変調方式

表 2 IR-HARQ の初送時の MCS
Table 2 MCS index for first transmission of IR-HARQ.

MCS index	Code rate	Modulation for 5GHz	Modulation for 2.4GHz
1	R=1/2	BPSK	BPSK
2	R=2/3	BPSK	BPSK
3	R=3/4	BPSK	BPSK
4	R=5/6	BPSK	BPSK
5	R=11/12	BPSK	BPSK
6	R=1/2	BPSK	QPSK
7	R=2/3	BPSK	QPSK
8	R=3/4	BPSK	QPSK
9	R=5/6	BPSK	QPSK
10	R=11/12	BPSK	QPSK
11	R=1/2	QPSK	QPSK
12	R=2/3	QPSK	QPSK
13	R=3/4	QPSK	QPSK
14	R=5/6	QPSK	QPSK
15	R=11/12	QPSK	QPSK
16	R=1/2	QPSK	16QAM
17	R=2/3	QPSK	16QAM
18	R=3/4	QPSK	16QAM
19	R=5/6	QPSK	16QAM
20	R=11/12	QPSK	16QAM
21	R=1/2	16QAM	16QAM
22	R=2/3	16QAM	16QAM
23	R=3/4	16QAM	16QAM
24	R=5/6	16QAM	16QAM
25	R=11/12	16QAM	16QAM
26	R=1/2	16QAM	64QAM
27	R=2/3	16QAM	64QAM
28	R=3/4	16QAM	64QAM
29	R=5/6	16QAM	64QAM
30	R=11/12	16QAM	64QAM
31	R=1/2	64QAM	64QAM
32	R=2/3	64QAM	64QAM
33	R=3/4	64QAM	64QAM
34	R=5/6	64QAM	64QAM
35	R=11/12	64QAM	64QAM

へ移行する MCS の構成とした。同時利用するチャネルの中心周波数により、各チャネルの平均 SNR が異なるため、AP と STA 間の距離に対する周波数利用効率で比較した。パスロスモデルは、TGn Channel Models [26] で規定されている次式を用いた。

$$L_d = \begin{cases} 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right), & d \leq d_{BP} \\ 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d_{BP}}{\lambda} \right) + 35 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{BP}} \right), & d > d_{BP} \end{cases} \quad (14)$$

ここで、 λ は波長、 d は AP と STA 間の距離、 d_{BP} はブレイクポイントまでの距離であり 5m とした。ブレイクポイントとは、反射波等の影響により自由空間減衰から減衰量が大きくなる点を言う。 Z を送信を試みた MPDU 数、 $S(z)$ を z 番目に伝送したビット数 (最大送信回数までに伝送が完了した場合は MPDU のビット数であり、完了しなかった場合は 0) とし、 T_{sim} をシミュレーション時間、 F を利用可能なチャネル数とすると、周波数利用効率 SE を次式で計算した。

$$SE = \frac{\sum_{z=1}^Z S(z)}{T_{sim} \times F \times 20 [\text{MHz}]} \quad (15)$$

4.2 複数周波数帯同時利用の効果

複数周波数帯同時利用の効果を確認するため、再送制御を行わない場合の同一周波数帯同時利用と複数周波数帯同時利用の比較を行った。利用したチャネルは 2.4GHz 帯の CH1 (2412 MHz)、5GHz 帯の CH132 (5660MHz) と CH136 (5680MHz) である。誤り訂正符号は IEEE802.11 規格で規定されている BCC (Binary Convolutional Code) を用いた。図 6 にリンク

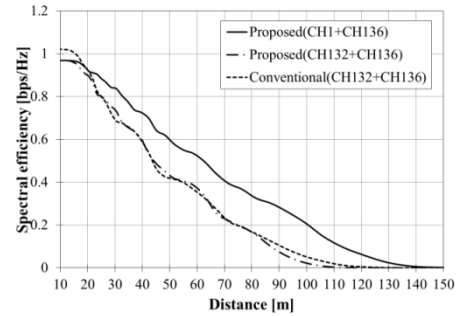


図 6 複数チャネル同時利用時の周波数利用効率 (リンクレベルシミュレーション)
Fig. 6 Spectral efficiency of multichannel simultaneous transmission on link level simulation.

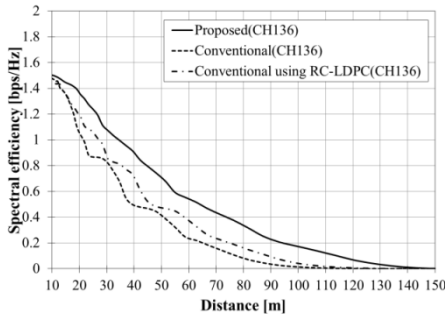


図 7 単一チャネル利用時の IR-HARQ の周波数利用効率 (リンクレベルシミュレーション)

Fig. 7 Spectral efficiency of IR-HARQ using single channel on link level simulation.

レベルでの比較結果を示す。ここで、Proposed とは MPDU を符号化後に 2 チャネルに分割して送信したものであり、Conventional とは Proposed と同じデータフレーム長となるように異なる 750 bytes の MPDU を CH132 と CH136 でそれぞれ送信したものである。CH132 と CH136 を用いて同一周波数帯を同時利用した場合は、Proposed の特性と Conventional の特性が距離 20m よりも近い領域以外ではほぼ同じ特性を示している。これは、20MHz 離れの同一周波数帯内では周波数ダイバーシチ効果が得られないことと、Proposed は拡張 SIG 分のオーバーヘッド (16 μ s) があるため SNR が良い環境では Conventional よりも周波数利用効率が悪化してしまうことを示している。また、距離 120m において周波数利用効率がほぼ 0 bps/Hz となっていることから、シミュレーションで用いた伝搬環境では 5GHz 帯の通信が難しい環境であることを示している。このことから今後の評価においては 5GHz 帯で通信が難しくなる距離 120m とその半分の距離である 60m の位置に注目して比較を行う。CH1 と CH136 を用いて複数周波数帯を同時利用した場合は、同一周波数帯を同時利用した場合に対し、距離 60m において約 1.4 倍の改善が見られる。これは、周波数帯間の伝搬損失差によるダイバーシチ効果によるものだと考えられ、複数周波数帯同時利用が周波数領域での周波数利用効率の改善に効果があると言える。

4.3 単一チャネル利用時の IR-HARQ の効果

IR-HARQ の効果を確認するため、単一チャネル利用時の従来の再送制御と IR-HARQ を用いた再送制御の比較を行った。利用したチャネルは 5GHz 帯の CH136 (5680MHz) である。図 7 にリンクレベルでの、図 8, 9 にシステムレベルでの比較結果を示す。こ

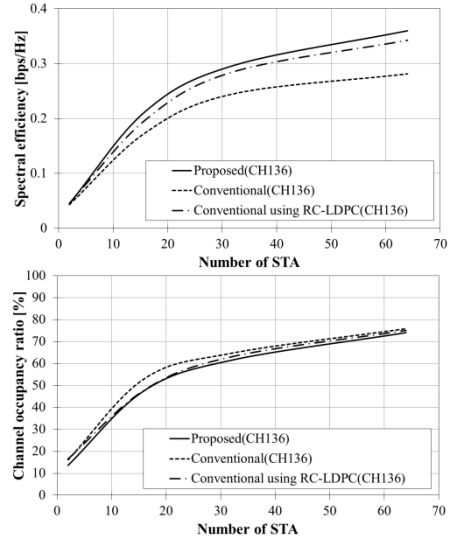


図 8 単一チャネル利用時の距離 60m における IR-HARQ の周波数利用効率とチャネル占有率 (システムレベルシミュレーション)

Fig. 8 Spectral efficiency and channel occupancy ratio of IR-HARQ using single channel at 60m on system level simulation.

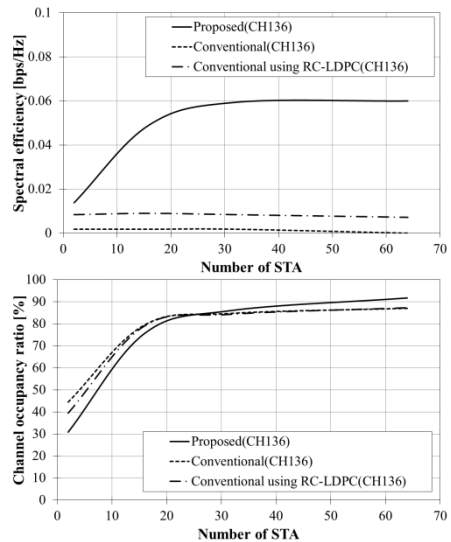


図 9 単一チャネル利用時の距離 120m における IR-HARQ の周波数利用効率とチャネル占有率 (システムレベルシミュレーション)

Fig. 9 Spectral efficiency and channel occupancy ratio of IR-HARQ using single channel at 120m on system level simulation.

こで、Proposed とは誤り訂正符号として RC-LDPC を用い、再送制御として IR-HARQ を用いたものであり、Conventional とは誤り訂正符号として BCC を用

い、再送制御として従来の再送制御を用いたものである。Conventional using RC-LDPC とは IR-HARQ だけの効果を確認するために、誤り訂正符号として RC-LDPC を用い、再送制御として従来の再送制御を用いたものである。図 7 の結果より、距離 60m において Proposed の特性が Conventional の特性よりも約 2.3 倍の改善が見られ、Conventional using RC-LDPC の特性より約 1.5 倍の改善が見られる。図 8, 9 の結果は、従来 STA によるチャンネル占有率が 6% の環境において、AP から 60m と 120m の円周上に STA を追加した場合のチャンネル占有率と追加 STA のみの周波数利用効率である。図 8 の結果より、距離 60m では追加 STA 数が増えるに従い Proposed の周波数利用効率が Conventional よりも改善している。図 9 の結果より距離 120m では Conventional は追加 STA 数に係らず周波数利用効率が低いが、Proposed はチャンネル占有率が 85% を超える 30 台程度まで改善して行くことが分かる。これらの結果より、IR-HARQ により再送時のチャンネル送信権の獲得プロセスとデータフレームの総送信時間が短縮できることと、RC-LDPC 符号による誤り訂正能力の改善により、IR-HARQ の適用は時間領域での周波数利用効率の改善に効果があると言える。

4.4 複数周波数帯同時利用時の IR-HARQ の効果

これまでの検討により、複数周波数帯同時利用や IR-HARQ の適用が周波数利用効率の向上に効果があることを示した。ここでは、複数周波数帯同時利用に IR-HARQ を適用した場合の効果について確認を行う。Proposed(CH1+CH136) とは MPDU を RC-LDPC で符号化後に CH1 と CH136 を用いて複数周波数帯を同時利用し、IR-HARQ を適用したものであり、Conventional(CH1+CH136) とは Proposed (CH1+CH136) と同じデータフレーム長となるように異なる 750bytes の MPDU を BCC で符号化後に CH1 と CH136 でそれぞれ送信し、従来の再送制御を適用したものである。Conventional using RC-LDPC(CH1+CH136) とは Conventional(CH1+CH136) と基本的に同じ処理であるが、IR-HARQ だけの効果を確認するために誤り訂正符号を BCC の代わりに RC-LDPC を用いたものである。Conventional(CH1) と Conventional(CH136) は MPDU を BCC で符号化後に単一チャンネルを利用して送信し、従来の再送制御を適用したものである。

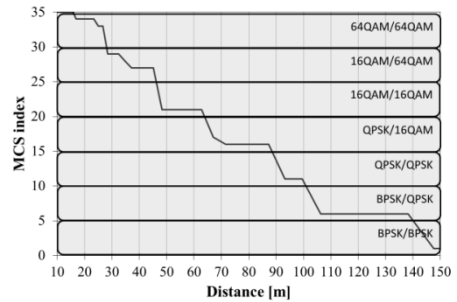


図 10 Proposed(CH1+CH136) の初送時に選択された MCS (リンクレベルシミュレーション)

Fig. 10 Selected MCS index at first transmission of Proposed(CH1+CH136) on link level simulation.

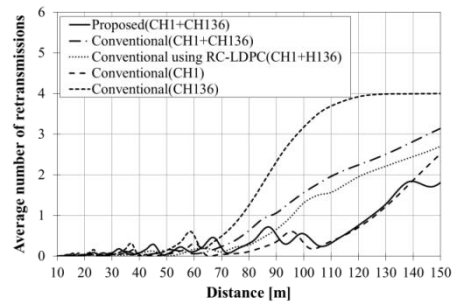


図 11 複数チャンネル利用時の平均再送回数 (リンクレベルシミュレーション)

Fig. 11 Average number of retransmissions using multichannel on link level simulation.

まず、リンクレベルの特性を確認する。図 10 の結果より、IR-HARQ 適用時の初送時に選択された MCS は距離が長くなるに従い徐々に誤りにくい変調方式の組み合わせと符号化率が選択されていることが分かる。図 11 より、平均再送回数は距離が長くなるに従い MCS が変化しない区間は徐々に再送回数が上昇し、MCS が変化すると再送回数が低くなる傾向を示している。これらのことから、提案した IR-HARQ が複数周波数帯同時利用時でも適切に動作していることが分かる。図 12 より、Proposed(CH1+CH136) の周波数利用効率は距離 60m において Conventional(CH1+CH136) に対して約 1.9 倍 Conventional using RC-LDPC (CH1+CH136) に対して約 1.4 倍、距離 120m において Conventional(CH1+CH136) に対して約 4.4 倍 Conventional using RC-LDPC(CH1+CH136) に対して約 2.7 倍の周波数利用効率の改善が確認できる。距離 60m では再送回数がそれほど多くないため、複数周波数帯域同時利用の効果が支配的である

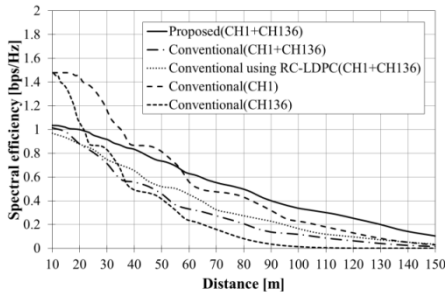


図 12 複数チャネル利用時の周波数利用効率 (リンクレベルシミュレーション)

Fig. 12 Spectral efficiency using multichannel on link level simulation.

と考えられる、一方、距離 120m では Conventional (CH1+CH136) の再送回数が 2 回を上回るため IR-HARQ の効果も大きく影響していると考えられる。また、図 12 において Proposed(CH1+CH136) の周波数利用効率は、距離 55m 付近で Conventional(CH1) と、距離 20m 付近で Conventional(CH136) と入れ替わっている。これは、Conventional(CH1) と Conventional(CH136) の周波数利用効率が単一チャネルでの利用効率であり、ほとんど再送が発生していないため、Proposed(CH1+CH136) のデータフレーム以外のオーバーヘッドが 2 チャネル分必要となることと、拡張 SIG 分のオーバーヘッドがあることから、複数周波数帯域同時利用のダイバーシチ効果よりも、単一チャネルのみを利用した方が無駄なオーバーヘッドが不要なため周波数利用効率が良くなったと考えられる。一方、再送が発生する領域である距離 120m では Conventional(CH1) に対して約 2 倍、Conventional(CH136) はほとんど通信が困難な環境であるため約 274 倍の周波数利用効率の改善が確認できる。

次に、システムレベルの特性を確認する。図 13, 14 の結果は、論文 [14] に記載されている駅のチャンネル占有率に近い値である 2.4GHz 帯が 57%, 5GHz 帯が 6% の環境において、AP から 60m と 120m の円周上にそれぞれの方式の STA を追加した場合のチャンネル占有率と追加 STA のみの周波数利用効率である。チャンネル占有率と周波数利用効率の計算には Conventional(CH1) と Conventional(CH136) も含めて全ての方式が CH1 と CH136 の 40MHz 幅を利用可能な環境であるとして計算した。AP との距離 60m の結果である図 13 では、再送回数がそれほど多くないため、リンクレベルと同様にシステムレベ

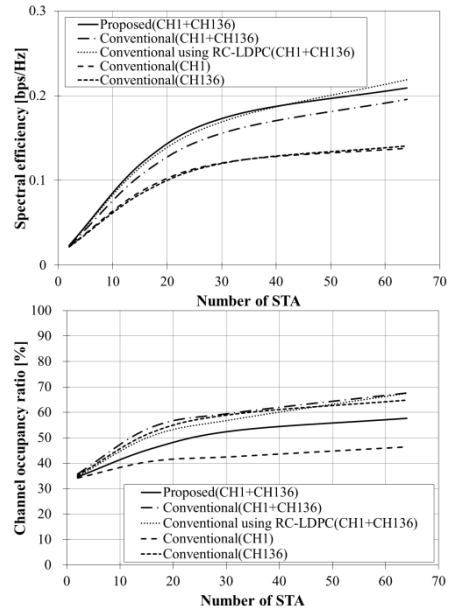


図 13 複数チャネル利用時の距離 60m における IR-HARQ の周波数利用効率とチャンネル占有率 (システムレベルシミュレーション)

Fig. 13 Spectral efficiency and channel occupancy ratio of IR-HARQ using multichannel at 60m on system level simulation.

ルにおいても複数周波数帯域利用の効果が顕著である。Conventional using RC-LDPC(CH1+CH136) と Proposed(CH1+CH136) を比較すると STA 数が増えると周波数利用効率が逆転傾向にある。これは STA 追加前の CH1 のチャンネル占有率が 57% であるため、Proposed が CH1 と CH136 の送信機会を同時に得るまでに時間がかかるのに対し、Conventional は CH1 のチャンネル占有率に係らず CH136 の送信が可能であるためである。この結果より、論文 [14] で検討されているアルゴリズムなどを活用して周波数利用効率が高くなるのであれば単一チャネルでデータ伝送を行うことも必要と考える。一方、AP との距離 120m の結果である図 14 では再送が発生する環境であるため、IR-HARQ を適用した複数周波数帯同時利用無線 LAN の効果が顕著である。Conventional(CH1) のチャンネル占有率が STA 数 20 台以上で 50% となることから CH1 だけに注目するとはほぼ 100% チャンネルを利用している。このような環境において、Proposed(CH1+CH136) は、周波数利用効率其他方式よりも良いにもかかわらずチャンネル占有率を低く抑えられている点からも効率的に周波数資源を利用できていると言える。これ

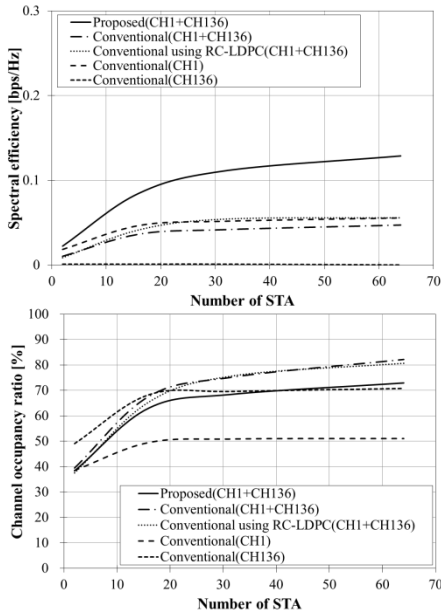


図 14 複数チャネル利用時の距離 120m における IR-HARQ の周波数利用効率とチャネル占有率 (システムレベルシミュレーション)

Fig. 14 Spectral efficiency and channel occupancy ratio of IR-HARQ using multichannel at 120m on system level simulation.

らの結果から、AP と STA 間の距離が近く再送が発生しにくい環境であり、AP に接続されている STA の数が少ない Wi-Fi テザリングのような利用方法には IR-HARQ は不向きであり、古くから研究されているキャプチャ効果を活用した方が良い。一方、AP に複数の STA が接続されている環境では AP から離れた位置で再送が発生しやすい環境の STA のスループット改善も必要であり、このような利用方法では複数周波数帯同時利用による周波数領域での改善効果と IR-HARQ による時間領域での改善効果が期待できる IR-HARQ を適用した複数周波数帯同時利用無線 LAN の活用が効果的である。

5. む す び

本論文では、IEEE802.11 規格の後方互換性を保ちつつ複数周波数帯同時利用無線 LAN において IR-HARQ を適用する再送制御技術について報告した。

CTS フレームの Duration field を用いて再送ビット数を通知する技術、再送ビット数を累積相互情報量から決定する技術、再送するパリティビットを柔軟に生成できる QC 型の RC-LDPC 符号について提案し、

計算機シミュレーションによりその有効性を確認した。再送が発生する環境では、IEEE802.11a/g 準拠の通信方式に対して周波数利用効率の改善に効果があることを示した。

今後の課題としては、チャネル占有率と周波数利用効率から使用チャネルを決定するアルゴリズムの適用やキャプチャ効果を併用した場合のシステム全体での周波数利用効率の確認が挙げられる。

謝辞 本研究の一部は、総務省の研究委託「複数周波数帯域の同時利用による周波数利用効率向上技術の研究開発」により実施したものである。関係各位に深謝申し上げます。

文 献

- [1] IEEE 802.11 Task Group AX, "Group information update," IEEE, <http://www.ieee802.org/11/Reports/tgax-update.htm>, May 1, 2018.
- [2] 3GPP, "Physical channels and modulation (Release 13)," 3GPP TS 36.211 v13.0.0 (2015-12), Jan. 2016.
- [3] 3GPP, "Multiplexing and channel coding (Release 13)," 3GPP TS 36.212 v13.0.0 (2015-12), Jan. 2016.
- [4] 3GPP, "Physical layer procedures (Release 13)," 3GPP TS 36.213 v13.0.1 (2016-01), Jan. 2016.
- [5] 3GPP, "Physical layer; Measurements (Release 13)," 3GPP TS 36.214 v13.0.0 (2015-12), Jan. 2016.
- [6] MulteFire Alliance, <https://www.multefire.org/>, May 1, 2018.
- [7] K. Yano, J. Webber, N. Egashira, and T. Kumagai, "Introducing multiple primary channels to exploit unused resources scattered in multiple channels/bands," doc.:IEEE 802.11-17/1699r7, March 2018.
- [8] K. Takahashi, H. Obata, T. Murase, and K. Ishida, "Throughput improvement method exploiting capture effect in densely placed WLANs," Proc. ACM the 9th International Conference on Ubiquitous Information Management and Communication (IMCOM2015), 36, Jan. 2015. DOI: 10.1145/2701126.2701146
- [9] P. Patras, H. Qi, and D. Malone, "Exploiting the capture effect to improve WLAN throughput," Proc. 2012 IEEE International Symposium on a World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks (WoWMoM), June 2012. DOI: 10.1109/WoWMoM.2012.6263697
- [10] Y. Takizawa, N. Taniguchi, S. Yamanaka, A. Yamaguchi, and S. Obana, "Traffic control for cognitive wireless networks composed of IEEE802.11 and IEEE802.16," Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC) 2007, pp.3834–3840, March 2007. DOI: 10.1109/WCNC.2007.701
- [11] IEEE, "IEEE Standard for Information technology–Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area

- networks— Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications,” IEEE Std 802.11-2016, Dec. 2016. DOI: 10.1109/IEEESTD.2016.7786995
- [12] V. Srivastava and M. Motani, “Cross-layer design: a survey and the road ahead,” IEEE Communications Magazine, vol.43, no.12, pp.112–119, Dec. 2005. DOI: 10.1109/MCOM.2005.1561928
- [13] Y.S. Lim, Y.C. Chen, E.M. Nahum, D. Towsley, and K.W. Lee, “Cross-layer path management in multi-path transport protocol for mobile devices,” Proc. IEEE Conference on Computer Communications (INFOCOM2014), pp.1815–1823, April 2014. DOI: 10.1109/INFOCOM.2014.6848120
- [14] J. Webber, A. Mehbodniya, Y. Hou, K. Yano, and T. Kumagai, “Study on idle slot availability prediction for WLAN using a probabilistic neural network,” Proc. 23rd Asia-Pacific Conference on Communications (APCC2017), Dec. 2017. DOI: 10.23919/APCC.2017.8304030
- [15] 橋本 綾, 寺島裕樹, 児玉昭宣, 周東雅之, 雨澤泰治, 佐藤慎一, 江頭直人, ウェバージュリアン, 矢野一人, 塚本悟司, 熊谷智明, “複数周波数帯同時伝送による同期性能改善の検討,” 2017 信学総大, B-8-64, March 2017.
- [16] 夜船誠致, 蘭部聡司, 杉谷敦彦, 雨澤泰治, 佐藤慎一, “複数の無線周波数帯同時利用時の誤り制御に関する一検討,” 2017 信学総大, B-8-63, March 2017.
- [17] M. Yofune, S. Sonobe, A. Sugitani, Y. Amezawa, and S. Sato, “Low latency IR-HARQ scheme for WLAN system,” Proc. IEEE 13th Malaysia International Conference on Communications (MICC 2017), pp.271–275, Nov. 2017. DOI: 10.1109/MICC.2017.8311771
- [18] D. Chase, “Code combining – a maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets,” IEEE Trans. Commun., vol.COM-33, no.5, pp.385–393, May 1985. DOI: 10.1109/TCOM.1985.1096314
- [19] J. Hagenauer, “Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPC codes) and their application,” IEEE Trans. Commun., vol.36, no.4, pp.389–400, April 1988. DOI: 10.1109/26.2763
- [20] J. Pirskanen, T. Koskela, A. Pantelidou, H. Wei, T. Levanen, and J. Talvitie, “Potential approach to improve WLAN BSS edge performance,” doc.:IEEE 802.11-13/0852-00, July 2013.
- [21] J.Y. Kim, S.H. Kim, and D.K. Sung, “Hybrid ARQ-based fairness enhancement in uplink WLAN,” IEEE Trans. Wireless Commun. (Early Access), April 2018. DOI: 10.1109/TWC.2018.2824301
- [22] 河井政宏, 宮路祐一, 上原秀幸, 大平 孝, “無線マルチホップネットワークにおけるスマートアンテナを用いた指向性傍受 MAC プロトコル,” 信学論 (B), vol.J94-B, no.4, pp.555–566, April 2011.
- [23] A. Kamerman and L. Monteban, “WaveLAN-II: a high-performance wireless LAN for the unlicensed band,” Bell Labs Tech. J., pp.118–133, Aug. 1997. DOI: 10.1002/bltj.2069
- [24] G. Holland, N. Vaidya, and P. Bahl, “A rate-adaptive MAC protocol for multi-hop wireless networks,” Proc. 7th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, pp.236–251, July 2001. DOI: 10.1145/381677.381700
- [25] J.-F. Cheng, Y.-P.E. Wang, and S. Parkvall, “Adaptive Incremental Redundancy,” Proc. IEEE 58th Vehicular Technology Conference (VTC 2003-Fall), pp.737–741, Oct. 2003. DOI: 10.1109/VETECF.2003.1285118
- [26] V. Erceg, et al., “TGn Channel Models,” doc.:IEEE 802.11-03/940r4, May 2004.
(平成 30 年 6 月 15 日受付, 10 月 3 日再受付, 10 月 29 日早期公開)



雨澤 泰治 (学生員)

1992 東理大・理工・電気卒。1992 沖電気工業(株)入社。2000 (株) モバイルテクノ出向。2004 同社転籍。現在、横浜国立大学大学院博士課程後期在学中。デジタル移動通信の研究に従事。



夜船 誠致 (正員)

2008 広島市立大学情報機械システム工学科卒。2010 同大学院修士課程了。2010 (株) モバイルテクノ入社。2011–2014 (株) 国際電気通信基礎技術研究所出向。現在、デジタル移動通信の研究に従事。IEEE 会員。



周東 雅之

1994 豊橋技術科学大学情報工学課程卒業。1996 同大学院修士課程了。1996 沖電気工業(株)入社。2000 (株) モバイルテクノ出向。2004 同社転籍。現在、デジタル移動通信の研究に従事。



蘭部 聡司

1995 法政大・工・電気卒。1998 同大学院修士課程了。1998 沖電気工業(株)入社。2000 (株) モバイルテクノ出向。2004 同社転籍。2010–2012 (株) 国際電気通信基礎技術研究所出向。現在、デジタル移動通信の研究に従事。



杉谷 敦彦 （正員）

1994 九州大学電子工学科卒業. 1996 同
大学院修士課程了. 1996 沖電気工業（株）
入社. 2001（株）モバイルテクノ出向. 2004
同社転籍. 現在, デジタル移動通信の研究
に従事.