

目次

| | |
|----------------------------------|----|
| 1. はじめに | 1 |
| 1.1. 研究の目的と方法 | |
| 1.2. 研究の背景 | |
| 2. 計算手法 | 2 |
| 2.1. 無線 LAN システムにおける変調方式と伝送レート | |
| 2.2. CSMA/CA 方式 | |
| 2.3. IEEE802.11g のスループット | |
| 3. 従来方式の概要→1 章の課題と同じかも | 8 |
| 4. CTR 方式の概要 | 9 |
| 5. CTR 方式の評価 | 11 |
| 5.1. 誤りが無い条件での CTR 方式の評価 | |
| 5.2. 誤りを生じる条件での CTR 方式の評価 | |
| 6. おわりに | 14 |
| 7. 今後の課題 | 14 |

1. はじめに

1.1. 研究の目的と方法

1.2. 研究の背景

2. 計算手法

2.1. 無線 LAN システムにおける変調方式と伝送レート

本節では無線 LAN システムにおける変調方式と伝送レートの関係と、伝送レートと伝送距離の関係について IEEE802.11g を例に説明する。無線通信では送受信局が通信に使用する伝送速度の定義があり、通信時にはこれに基づいて伝送レートを決定する。

表 1 に IEEE802.11g で使用される変調方式・符号化率と最低受信感度 (R_{\min}) および伝送レート (TR) の関係を示す。無線 LAN の伝送速度は変調方式と符号化率の組み合わせによって決まり、11g は 6Mbps から 54Mbps までの 8 つの伝送レートが定義されている。各伝送レートごとに最低受信感度が定められており、これは受信局が受信できる最小の電力を示し、それ以下の受信電力ではその伝送レートを使用できない。例えば伝送レートが 54Mbps の最低受信感度は -65dBm となっており、受信局の受信電力が -66dBm の場合は、最低受信感度の -65dBm を下回るため、フレームを受信することができない。

表 1 IEEE802.11g で使用される変調方式・符号化率と最低受信感度 (R_{\min}) および伝送レート (TR) の関係

| TR [Mbps] | Modulation | Coding | R_{\min} [dBm] |
|-----------|------------|--------|------------------|
| 6 | BPSK | 1/2 | -82 |
| 9 | BPSK | 3/4 | -81 |
| 12 | QPSK | 1/2 | -79 |
| 18 | QPSK | 3/4 | -77 |
| 24 | 16QAM | 1/2 | -74 |
| 36 | 16QAM | 3/4 | -70 |
| 48 | 64QAM | 2/3 | -66 |
| 54 | 64QAM | 3/4 | -65 |

次に伝送レートと伝送距離の関係について説明する。一般的に受信電力は周囲に障害物や反射物が存在しない環境である自由空間では送信局から受信局の距離が遠くなるほど減衰する。これは無線 LAN システムにおける通信でも同様である。特に自由空間における伝搬損失は自由空間伝搬損失と呼び、厳密には宇宙空間や電波暗室など、直接波以外に到来する波が存在しない場合の伝搬を指す。自由空間伝搬損失はフリスの伝達公式より、送信電力を P_t とすると、受信局が受信する受信電力 P_r は次式で表される。

$$P_r = P_t + G_t - L_{fs} + G_r [dB] \quad (1)$$

ここで、 G_t は送信アンテナ利得、 G_r は受信アンテナ利得、 L_{fs} は自由空間伝搬損失を表す。また、自由空間伝搬損失は次式で表される。

$$L_{fs} = 20 \log_{10} d + 20 \log_{10} f + 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi}{c} \right) [dB] \quad (2)$$

d は送信局と受信局の距離、 f は周波数、 c は光速である。

図 1 にフリスの伝達公式より求めた送受信アンテナ利得 0dBi, 周波数 2.4GHz, 送信電力 10dBm における送受信局間の距離に対する受信電力を示す。受信電力は送受信局間の距離の 2 乗に比例して減少する。図 2 に 11g における送信電力 10dBm のときの送受信局間の距離と伝送レート及び変調方式と符号化率の組み合わせを示す。無線 LAN の伝送レートは受信電力に対応しているため、送受信局間の距離が長くなるにつれ、使用可能な伝送レートが低下する。変調方式は 1 シンボルあたりに割り当てるビット数が多いほど雑音に弱くなる。そのため、図 2 では送受信局間の距離が短く受信電力が高い 1-50m 地点では高い変調多値数、低い符号化率の伝送レートが使用できるが、50m 以降では低い使用できないことが確認できる。したがって、伝送レートとチャネル利用時間はトレードオフの関係であるため、送受信局間の距離に応じて適切な伝送レートを選択する必要がある。

次に送信電力と通信速度の関係について説明する。図 3 に送信電力 0, 10, 20dBm 時における送受信距離に対する受信電力を示す。送受信距離が長くなるほど送信電力の受信電力が低下するが、同一距離における受信電力は送信電力値の分だけ高くなる。そのため、図 4 に示す伝送レート特性のように、同一送受信距離で送信電力が高い場合は送信電力が低い場合と比べ、より高速な伝送レートを使用することが可能となる。また、送信電力が高い場合はより遠くまで信号が到達するので通信可能なエリアが拡大することに加えて、高い伝送レートが使用できるため、帯域の利用率も下げることに繋がる。だが、伝送速度で通信を行うために送信電力を高くすれば、周辺の受信局へのオーバーリーチ干渉やチャネル共用が生じるため、かえって通信速度が低下する可能性もある。したがって、高効率な通信を実現するためには環境に合わせた適切な送信電力や伝送レートを選択する必要がある。

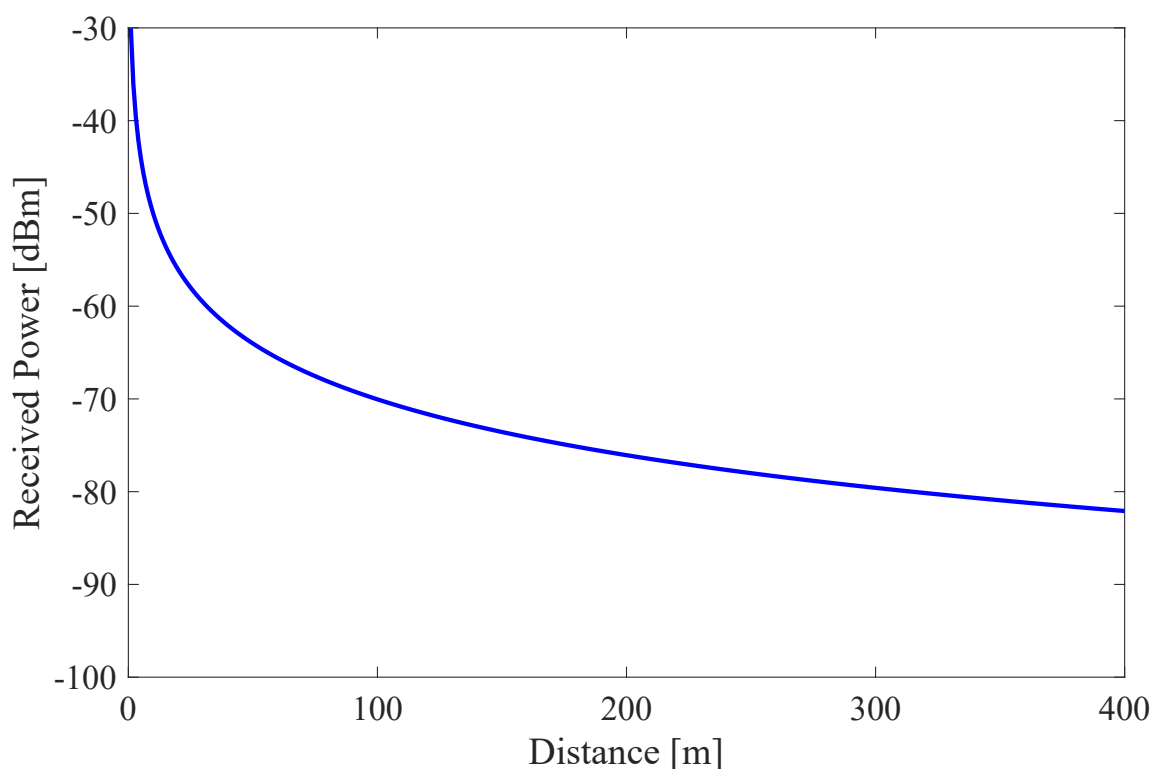


図 1 送受信局間の距離に対する受信電力

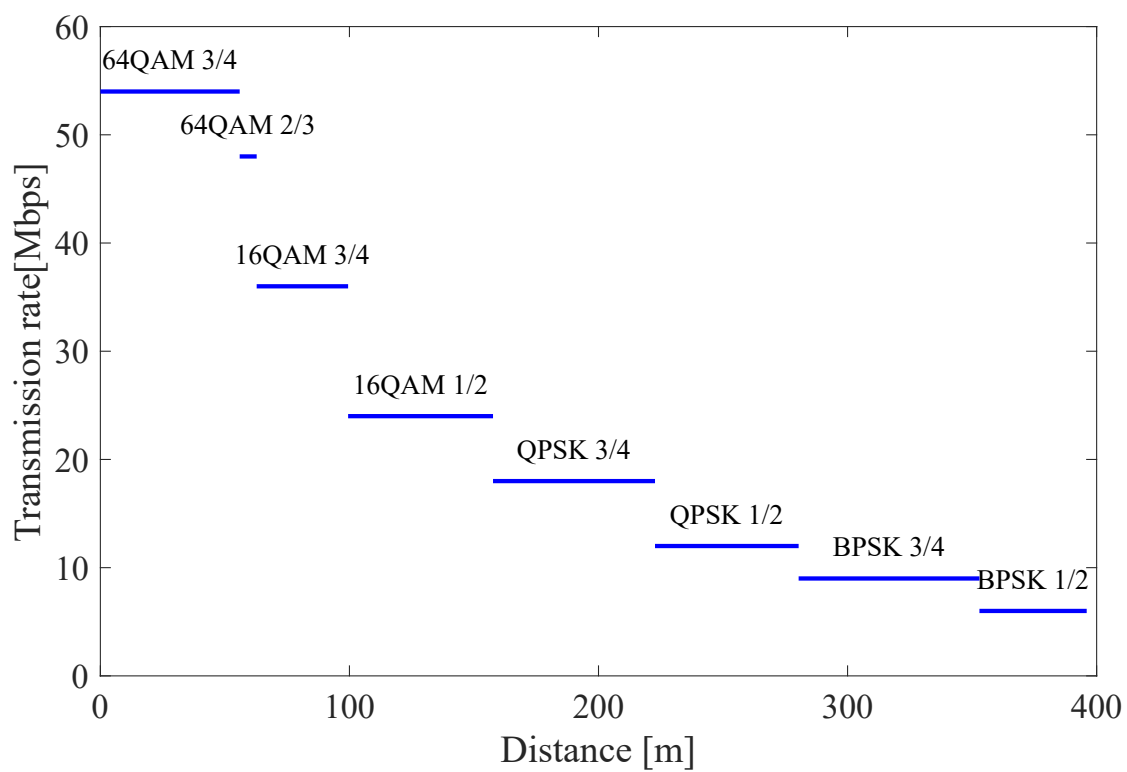


図 2 伝送レートと距離の関係

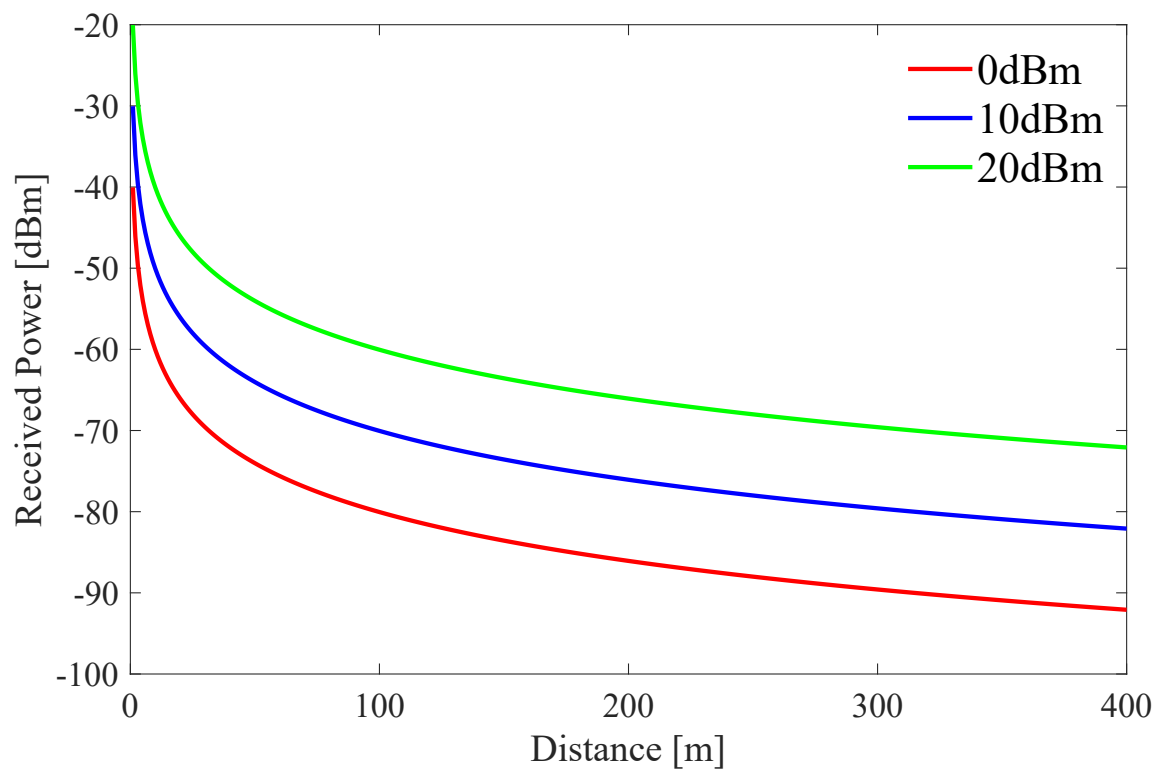


図 3 各送信電力の送受信距離に対する受信電力

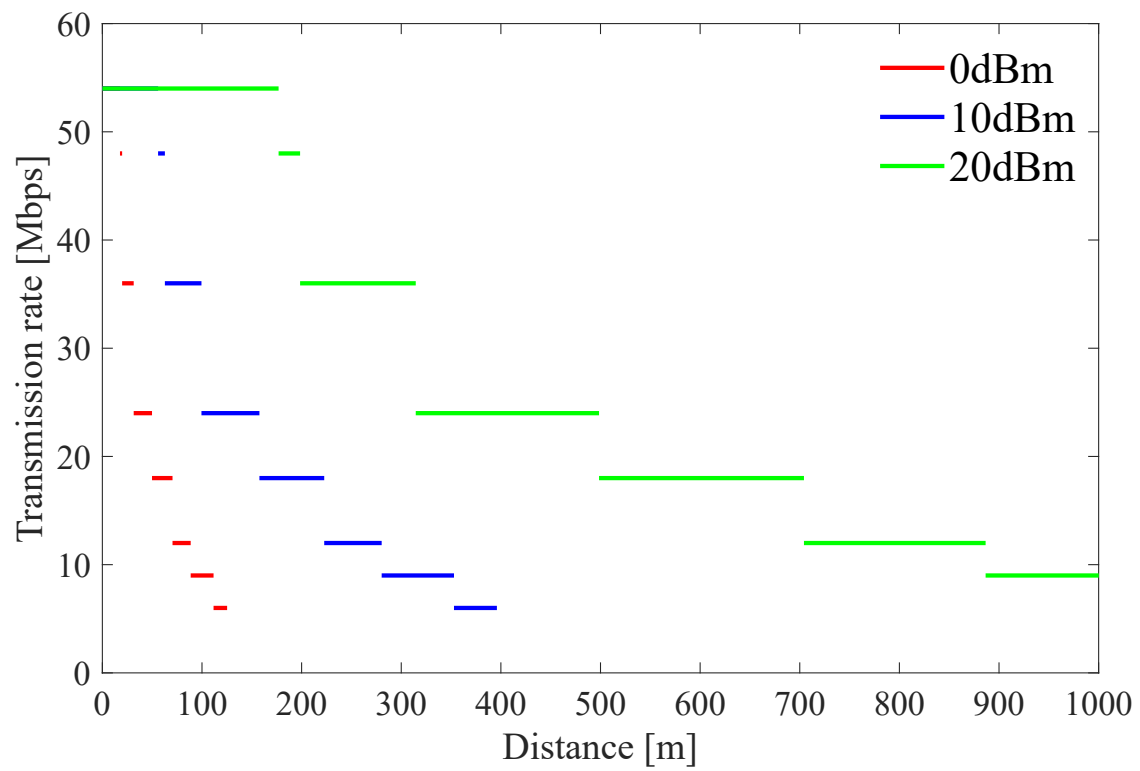


図 4 各伝送レートと距離の関係

2.2. CSMA/CA 方式

2.3. IEEE802.11g のスループット

本節では IEEE802.11g のスループット (単位時間当たりのデータ転送量) の計算手法について説明する. ここでは 1 対 1 のユニキャスト通信, 誤りやパケットの衝突による再送は無いと仮定して DCF におけるスループットを計算する. 図 5 に 802.11g の DCF を用いた IP レベルのスループットの計算モデルを示す. IP レベルのパケット長を最大の 1500byte とすると IP レベルのスループット=1500byte/T となる. 802.11ACK が返された後に続くデータ・パケットは,DCF のバックオフ制御に基づいて送信される. 誤りやパケットの衝突による再送は無いと仮定すると,DCF のバックオフ制御の平均時間は

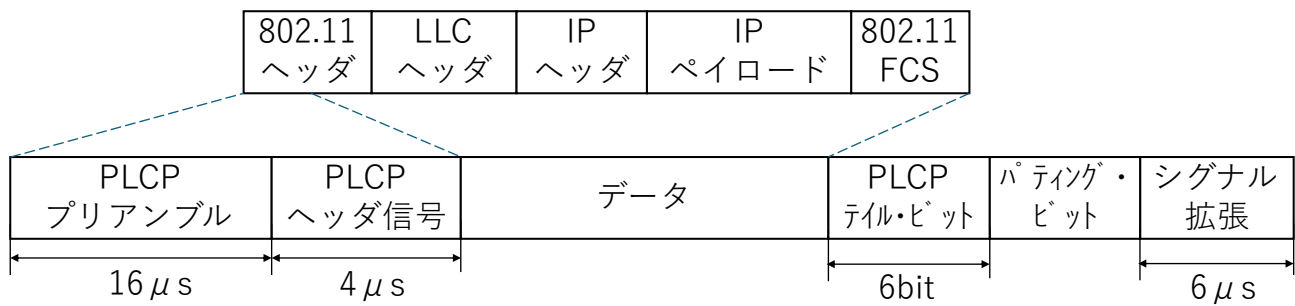
$$DIFS + \frac{CW_{min}}{2} \times \text{slottime} \quad (3)$$

となる.

図 6 に 802.11g のフレームフォーマットと計算式を示す. 802.11g の OFDM 変調を用いる場合には, PLCP フレームの長さは OFDM シンボル $4\mu\text{s}$ の整数倍となるようにパディング・ビット (調整用に付加するフレーム) により調整され, 802.11g の場合のみ $6\mu\text{s}$ の無信号期間が付加される. また 802.11g では, 802.11b との互換性を重視する場合には長さが $20\mu\text{s}$ のスロット・タイムを使用するが, 802.11a と同様のスループットが得られるショート・スロット・タイム ($9\mu\text{s}$) も定義されている.



図 5 IP レベルのスループットの計算モデル



• IEEE802.11ACKフレーム長[μ s]

PLCPプリアンブル+{PLCPヘッダ(ヘッダ)+ラウンドアップ[{PLCPヘッダ(サービス)+802.11ACKフレーム+FCS+tail}/OFDMシンボルごとのデータビット]} $\times 4$

$=16+\{1+\text{ラウンドアップ}[(16+10\times 8+4\times 8+6)/\text{OFDMシンボルごとのデータビット}]\}\times 4$

• IEEE802.11データフレーム長[μ s]

PLCPプリアンブル+{PLCPヘッダ(ヘッダ)+ラウンドアップ[{PLCPヘッダ(サービス)+802.11MACヘッダ+LLCヘッダ+IPパケット+FCS+tail}/OFDMシンボルごとのデータビット]} $\times 4$

$=16+\{1+\text{ラウンドアップ}[16+24\times 8+8\times 8+1500\times 8+4\times 8+6/\text{OFDMシンボルごとのデータビット}]\}\times 4$

• 11gのフレーム間隔

SIFS : 10[μ s]

スロットタイム : 20[μ s]

ショートスロットタイム : 9[μ s]

DIFS+平均バックオフ時間(スロット・タイム使用時):DIFS+CWmin \times スロットタイム/2=56+15 \times 20/2=206

DIFS+平均バックオフ時間(ショート・スロット・タイム使用時):DIFS+CWmin \times スロットタイム/2=34+15 \times 9/2=101.5

• OFDMシンボルごとのデータビット

伝送レート6Mbps:24bit 伝送レート18Mbps:72bit伝送レート48Mbps:192bit

伝送レート9Mbps:36bit伝送レート24Mbps:96bit伝送レート54Mbps:216bit

伝送レート12Mbps:48bit伝送レート36Mbps:144bit

図 6 IEEE802.11g のフレームフォーマットと計算式

3. 従来方式の概要→1章の課題と同じかも

図1に従来方式である概要を示す。従来の中継伝送では1ホップずつ中継するが、自由空間では、伝搬損失が少ないため送信信号が中継先のドローン（図1#3）より遠くのドローン（図1#4）に到達することで干渉が生じる。そのため、従来方式はオーバーリーチ干渉によってパケットの再送によってチャンネルの利用効率が低下する。また、従来方式で干渉が生じ、再送を行う際には、フォールバック制御により伝送レートを下げることによってSNR(Signal to Noise Ratio)が低くてもパケットを受信できるようにしているが、伝送レートの低下に伴って送信時間や再送によるオーバーヘッドが増加してしまう課題がある。

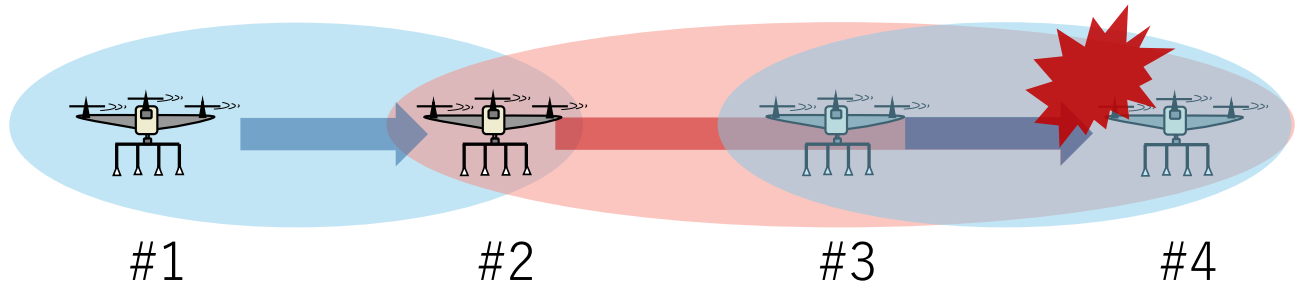


図7 従来方式の概要

4. CTR 方式の概要

オーバーリーチ干渉は送信信号が中継局のドローンを超えて他のドローンに干渉することで発生する。そこで CTR 方式では直線状に存在する中継局が協調することによってオーバーリーチ干渉の問題を解決する。図 2 に示す CTR 方式は、送信信号の届く範囲の最終中継局（図 1#4）まで一度に信号を送信し、通信経路の中継局（図 1#3）も協調してパケットを受信する。最終中継局がパケットを正常に受信した場合は、以後、同様の手順で中継する。最終中継局がパケットの受信に失敗した場合は、直線経路の中継局#3 が#4 の代わりに次の中継局へパケットを中継する。そのため従来方式ではオーバーリーチ干渉が生じる環境でも CTR 方式ではオーバーリーチ干渉が減り中継ホップ数も減るので中継オーバーヘッドも削減することができる。

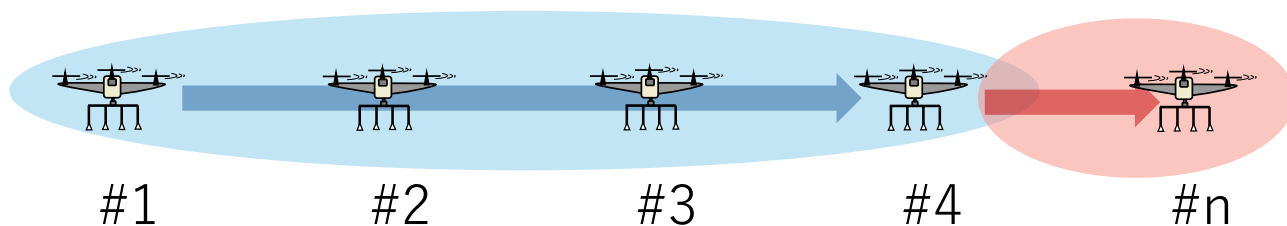


図 8 CTR 方式の概要

図 3 に CTR 方式の詳細なアクセス制御手順を示す。本方式では、最終中継局がパケットを受信できなかった場合でも中継を継続できる仕組みが導入されている。送信局がランダムなバックオフ時間の後、ACK (Acknowledgement) duration を記述したパケットを送信する。パケットを受信した中継局は、指定された ACK duration 後に送信局へ ACK を返信する。ACK duration はスロットタイムで区切られ、最終受信中継局が最短の ACK duration を持ち、送信局に近づくにつれてスロットタイムが 1 ずつ増加する設計となっている。これは送信電力の制御や、各端末の SNR (Signal-to-Noise Ratio) および受信電力閾値に基づく自律的な判断を行い信号が到達する最大範囲を推定することでスロットタイムが適切に設定される仕組みとなっている。具体的には、図 3#4 がパケットを受信した場合、スロットタイムは受信電力より#3,#2 の順番で増加し、送信局の#1 に ACK を返信すると、経路上の中継局である#2,#3 は ACK の送信待ちをキャンセルする。最終受信中継局（図 3#4）がパケットの受信に失敗した場合は#3 が送信局の#1 に ACK を送信し、#4 の代わりとして中継を続行する。これにより、従来方式の再送でのオーバーヘッドの増加や、フォールバック制御による伝送レートを低下を防ぐことができる。

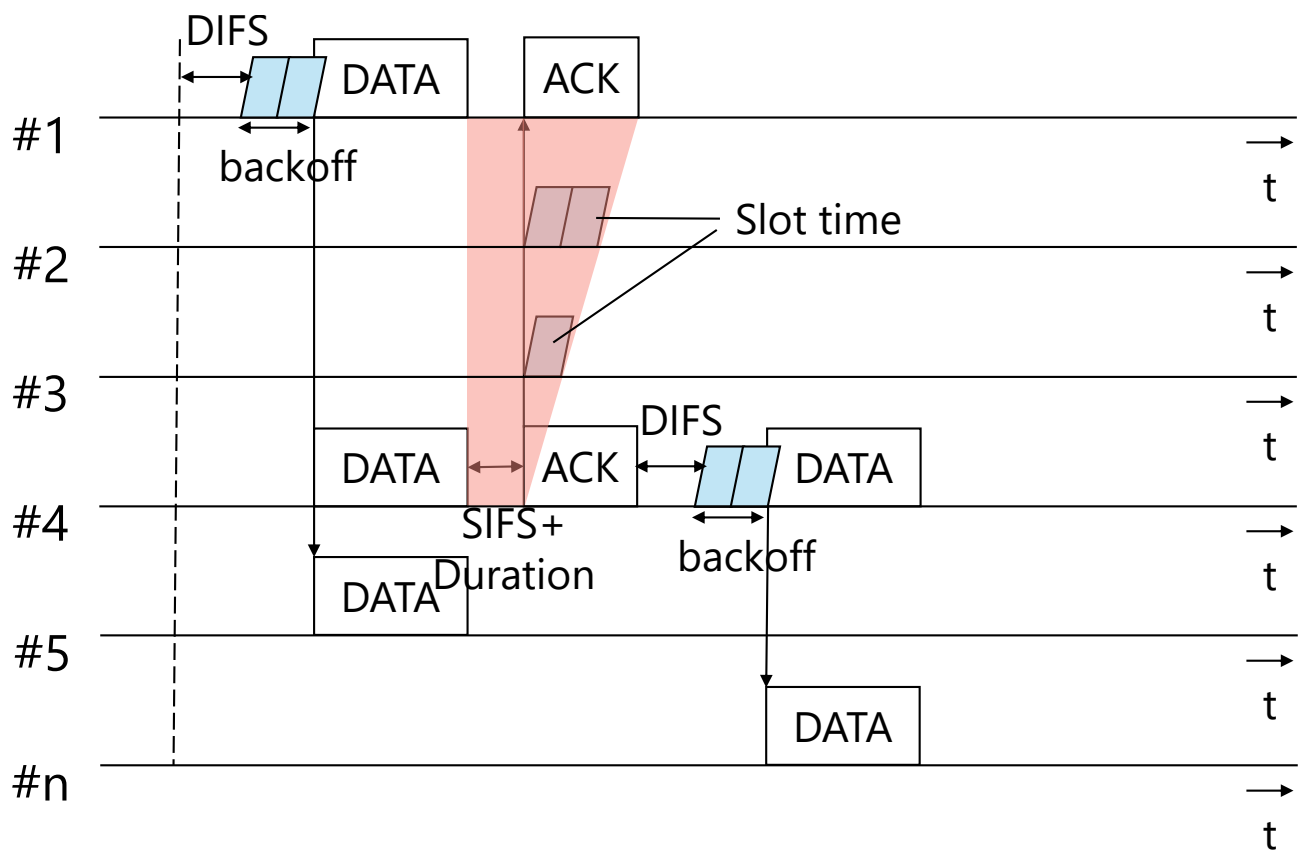


図 9 CTR 方式のアクセス制御

5. CTR 方式の評価

5.1. 誤りが無い条件での CTR 方式の評価

CTR 方式の特徴である中継局をスルーすることによるスループットの向上を以下の条件で従来方式と比較する。中継の総伝送距離は 1000m とし、50m 間隔で直線状に 20 台のドローンを配置した。アンテナの送受信利得は 0dBi, 送信電力は 10dBm とした。周波数は 2.4GHz, 伝送レートは IEEE 802.11a を参考にし、伝搬損失は自由空間伝搬損失とした。評価内容は従来の 1 ホップ中継 (54Mbps) と中継局を 2 台スルー (24Mbps) した場合、および中継局を 3 台スルー (18Mbps) した場合におけるスループット特性を確認する。括弧内は使用可能な最も高い伝送レートである。これは受信電力より IEEE 802.11a の MCS (Modulation and Coding Scheme) index から選択する。

図 4 に CTR 方式のスループット特性を示す。従来の 1 ホップ中継と比べて CTR 方式で中継局を 3 台スルーした条件では約 2 倍のスループットが得られた。ドローンをスルーする場合は、通信距離が長くなり使用可能な伝送レートが低下するが、アクセス制御やプリアンプ等のオーバーヘッドとのトレードオフになる。その結果、ネットワーク全体の通信効率において、中継局を 3 台スルーする条件が最も高くなることを確認した。

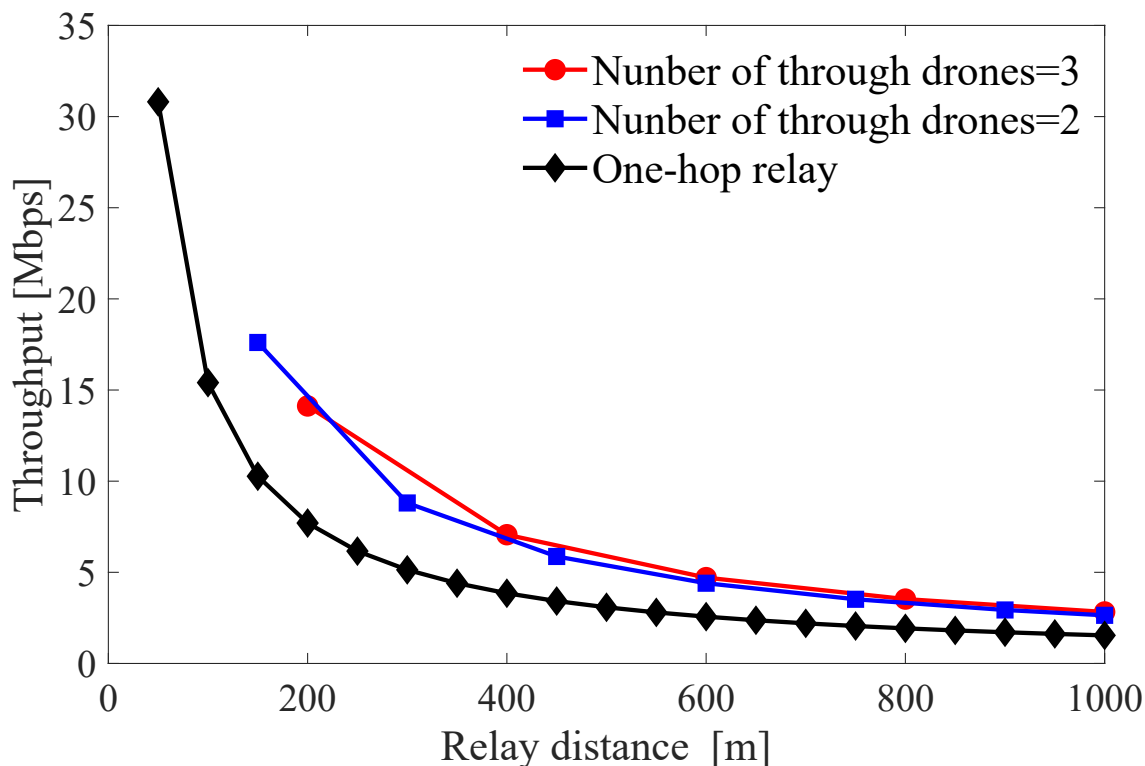


図 10 CTR 方式のスループット特性

5.2. 誤りを生じる条件での CTR 方式の評価

CTR 方式のもう一つの特徴は、中継時に誤りが発生した場合、経路上の中継局が代替して中継を行うことにより、従来方式と比較してスループットが向上する点である。この特性を、4.1 の条件に基づいて従来方式と比較する。伝送レートは 4.1 の評価結果に基づき、18Mbps とする。誤りが生じた際、従来方式ではフォールバック制御により伝送レートを 1 つ下の 12Mbps に変更し、その後の再送信は必ず成功するとする。これに対して、CTR 方式では、誤りが生じた際、正しく受信できなかった中継局の 1 つ手前の中継局が必ず代替して中継できるとする。この時パケットの誤り率を 0% から 100% まで変化させたときの従来方式と CTR 方式の 1000m 地点での最終的なスループット特性を比較した。

図 5 に誤り率が変化するときスループットを示す。この結果から、誤り率が増加するほど従来方式よりスループット

が高くなっているため、従来方式よりも CTR 方式は干渉等によって局所的に誤り率が上がる条件 (受信局) でも高効率に中継伝送が可能なことを確認した。また、誤り率が増加するにつれて従来方式と CTR 方式のスループットは減少しているが、CTR 方式では誤り率によってスループットが緩やかに減少する部分がある。これはパケットの送信回数に関係していると考えられる。図 6 には誤り率に対しての平均送信回数を示す。図 6 より従来方式の送信回数は誤り率に対して線形的に変化しているが、CTR 方式の送信回数は線形的には変化していない。これは、CTR 方式で誤りが生じた際に、一つ前の中継局が通信を代替するからで、その結果、パケットの誤り率が増加しても送信回数の増加は緩やかに抑えられる。この送信回数の抑制により CTR 方式のスループットは従来方式と比較して減少が緩やかになる部分があると考えた。

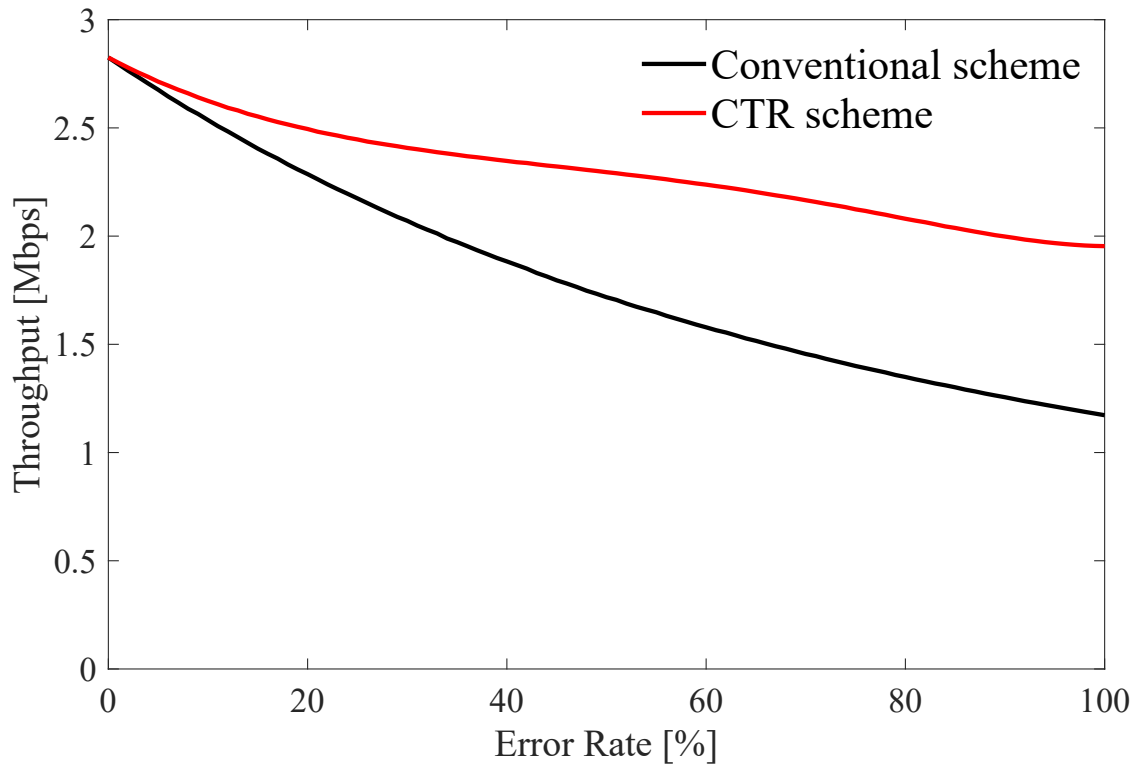


図 11 誤り率に対するスループット特性

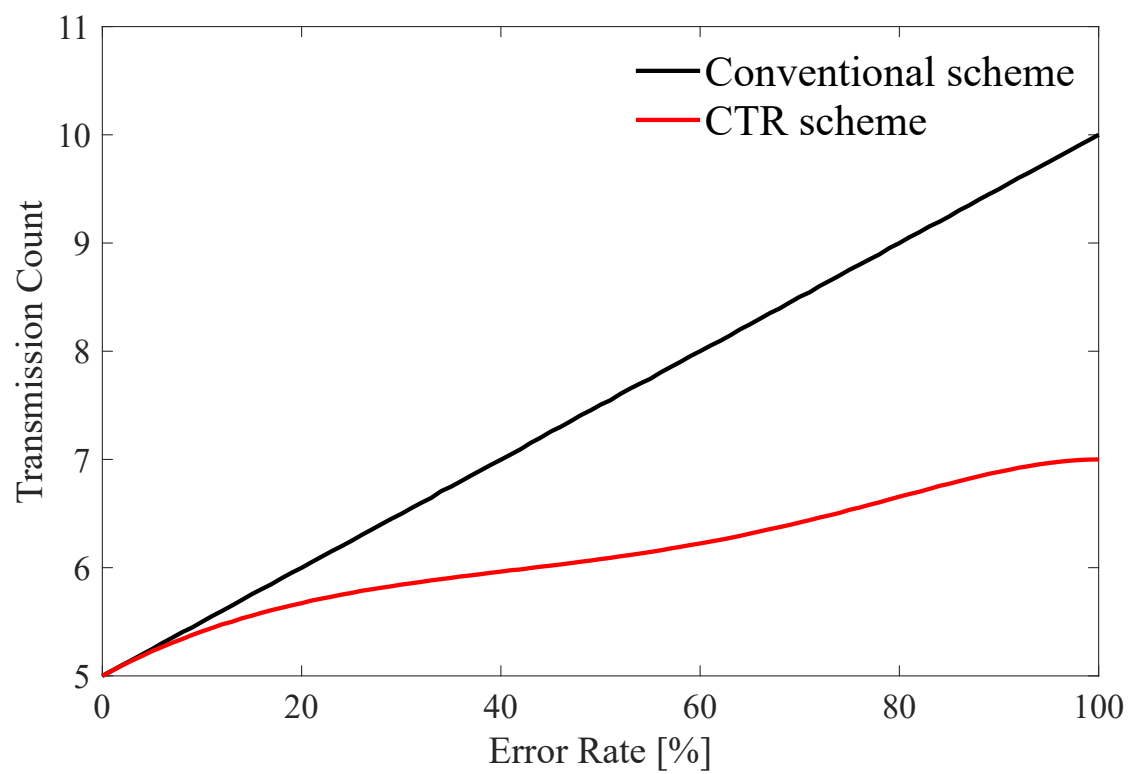


図 12 誤り率に対しての平均送信回数の変化

6. おわりに

本稿では、直線に配置されたドローン中継伝送におけるオーバリーチ干渉の影響を解決するために、送信信号の届く中継局まで一回で中継する CTR 方式を検討した。CTR 方式と従来方式で誤りが生じた場合と生じない場合のスループット特性を計算し比較した。この結果からいずれの条件でも CTR 方式はスループットが従来方式より高いことがわかった。CTR 方式では誤りが発生した場合においても再送信時にフォールバック制御による伝送レートの低下や中継時間の増加を防ぐことができるため、高効率な中継伝送が可能である。

7. 今後の課題