

# 目次

1. はじめに . . . . .	1
1.1. 研究の目的と方法	
1.2. 本稿の構成	
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 . . . . .	12
4. CTR 方式の概要 . . . . .	13
5. 従来方式と CTR 方式の評価と比較 . . . . .	15
5.1. 誤りが生じない条件での従来方式と CTR 方式の評価と比較	
5.2. 誤りを生じる条件での従来方式と CTR 方式の評価と比較	
6. おわりに . . . . .	19
7. 今後の課題 . . . . .	20

## 1. はじめに

### 1.1. 研究の目的と方法

近年、小型無人航空機（ドローン）の研究開発が活発に進められており、物流、災害対応、農業など多岐にわたる分野での活用が期待されている。特に、複数のドローンを協調させる編隊飛行技術の発展により、大規模な空中ネットワークの構築が可能となり、映像の中継伝送や災害時のバックアップネットワークの迅速な展開が実現しつつある。しかし、ドローンが飛行する空中環境では自由空間伝搬の特性により、電波干渉が深刻な問題となる。障害物が存在しないため信号の減衰が少なく、中継先を超えて他のドローンへ不要な電波が到達するオーバーリーチ干渉が発生しやすい。特に、直線的な中継伝送ではこの影響が顕著となり、通信効率の低下を招く。

この問題を解決するために、直線に配置されたドローン中継伝送におけるオーバーリーチの問題を抑制する CTR (Cooperation Through Relay) 方式が提案されている。本方式では、送信信号の届く中継局まで一度の通信で中継することで、自由空間伝搬損失を逆手に取り、中継のオーバーヘッドおよびオーバーリーチ干渉を削減する。

本研究では、提案手法において干渉・誤りが生じた際と生じない際で、従来方式および CTR 方式のスループット特性をそれぞれ計算した。誤りが生じない際には、中継局をスルーすることによる CTR 方式の効果を評価し、スループット特性を比較した。また、誤りが生じた際には、誤り率を変化させたときのスループット特性を評価・比較した。

### 1.2. 本稿の構成

本稿の構成は以下のとおりである。第 2 章では、計算手法について説明する。第 3 章では、従来方式の概要を述べる。第 4 章では、提案手法である CTR 方式について説明する。第 5 章では、従来方式と CTR 方式の評価および比較を行う。第 6 章では、本研究の結論と今後の課題について述べる。

## 2. 計算手法

CTR 方式の性能を評価するために用いた計算手法について詳述する。

### 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、および伝送レートと伝送距離の関係について、IEEE 802.11g 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、IEEE 802.11g 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 の OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) を用いた伝送レートは 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。また、変調方式の多値化と符号化率を上げることで、より高い SNR (Signal to Noise Ratio) が必要となる。このとき必要とされる SNR と  $R_{\min}$  の関係は

$$\text{SNR} = R_{\min} + 85 \quad (1)$$

と表される。ここで、SNR は受信電力と雑音電力の比である。次に、伝送レートと伝送距離の関係について説明する。

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

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ばれ、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。

$$P_r = P_t + G_t - L_{fs} + G_r \quad (2)$$

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。

$$L_{fs} = 20\log_{10}d + 20\log_{10}f + 20\log_{10}\left(\frac{4\pi}{c}\right) \quad (3)$$

$d$  は送信局と受信局の距離,  $f$  は周波数,  $c$  は光速である.

$d$  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, およ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, 伝送レートとチャンネル利用時間はトレードオフの関係にあるため, 距離に応じた適切な伝送レートの選択が必要である.

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受信電力は低下するが, 同一距離における受信電力は送信電力の増加分だけ高くなる. 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できる. また, 送信電力が高い場合はより遠くまで信号が到達し, 通信可能エリアが拡大するだけでなく, 高い伝送レートの使用により帯域利用率の低減にもつながる.

しかし, 伝送速度を上げる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ンネル共用の問題が発生し, 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.

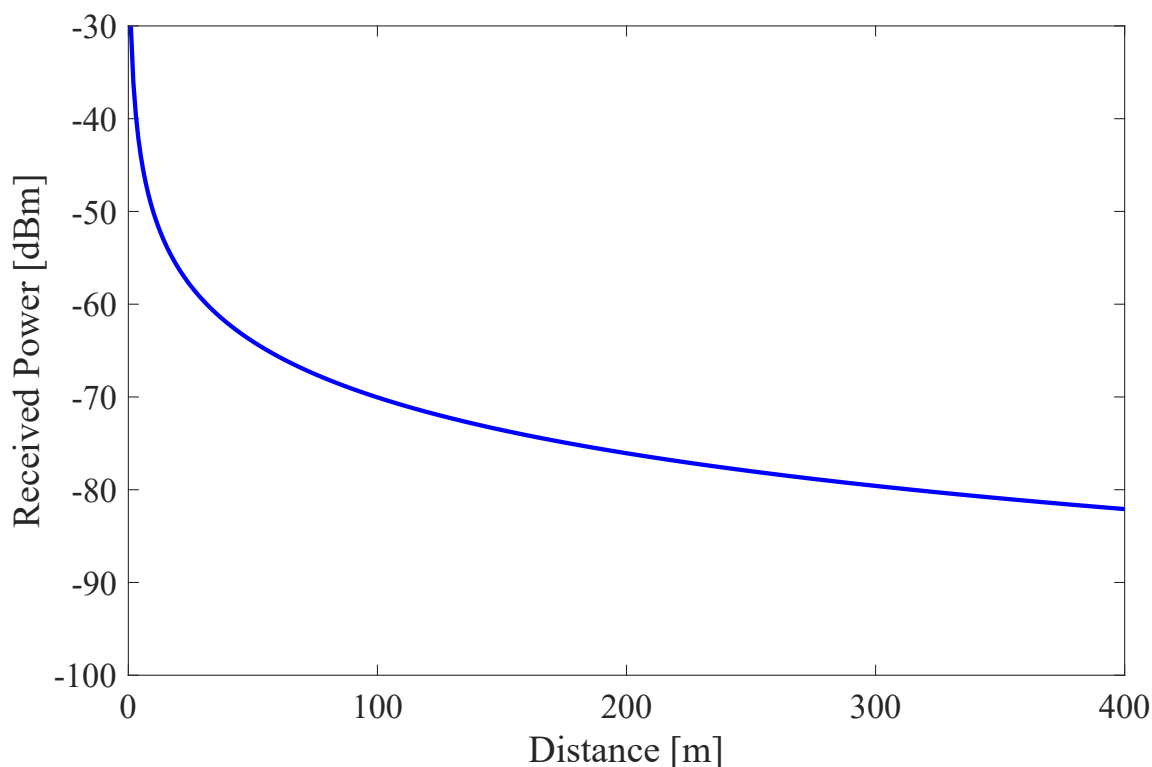


図 1 送受信局間の距離に対する受信電力

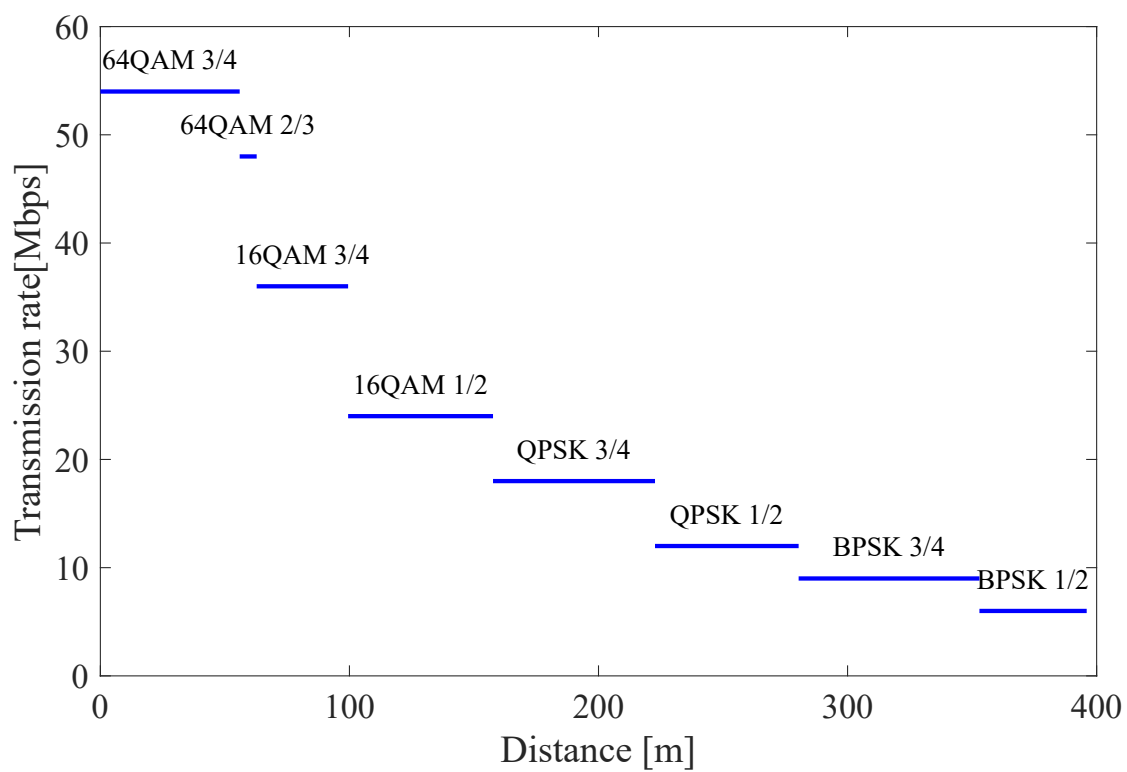


図 2 伝送レートと距離の関係

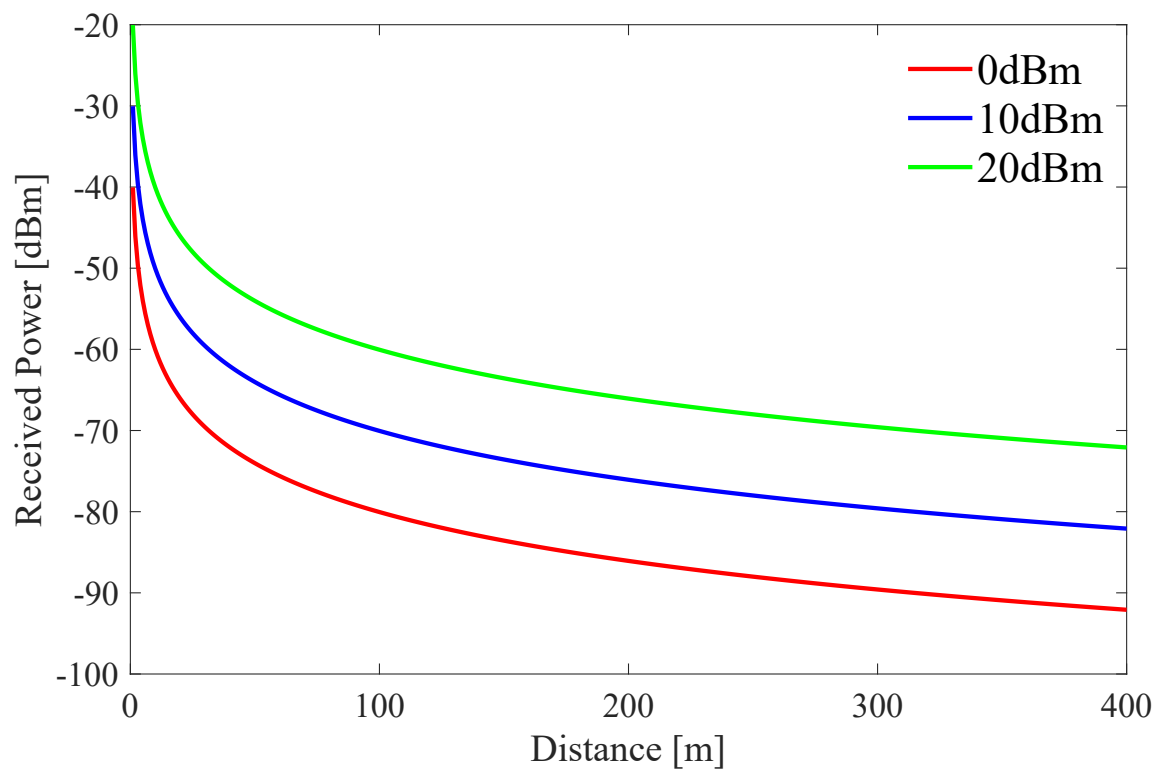


図 3 各送信電力の送受信距離に対する受信電力

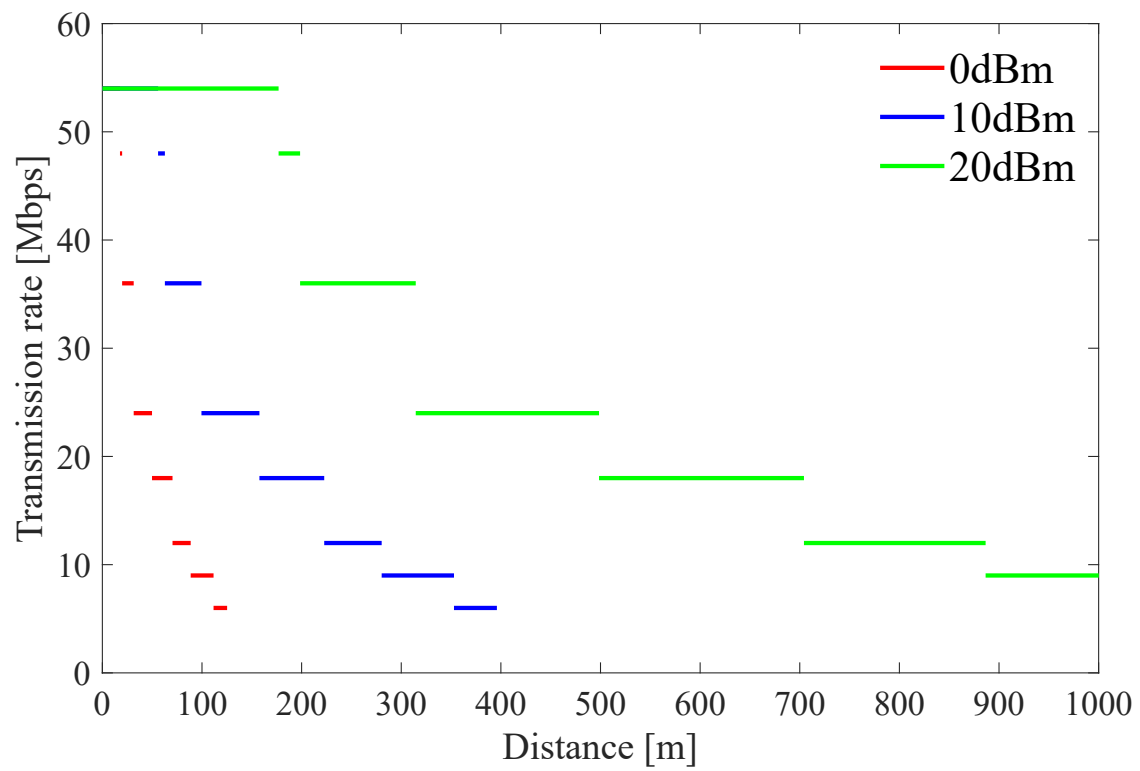


図 4 各伝送レートと距離の関係

## 2.2. CSMA/CA 方式

本節では同一無線チャネルを複数の無線局で共有して通信するためのアクセス制御方式である CSMA/CA(Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) 方式及びそれを用いた 2 進数バックオフ制御と DCF(Distributed Coordination Function) 方式について説明する。

図 5 に CSMA/CA 方式のアクセス制御を示す。無線通信では、複数の端末が共通の通信チャネルを利用するため、同時にフレームを送信すると衝突が発生し、通信の品質が低下する可能性がある。CSMA/CA 方式は、キャリアセンスによってデータを送信する前にチャネルが空いている (Idle) かどうかを判断する。チャネルが空いている場合に、ランダムなバックオフ時間を設けて、バックオフ時間待った後再度キャリアセンスを行い、チャネルが Idle であればフレーム送信を試みる手法である。受信局はフレームを正常に受信した場合、ACK(Acknowledgement) フレームを送信する。送信局は ACK フレームを受信することでフレーム送信が成功したと判断し、ACK を受信できなかった場合、衝突が発生したとみなして再送を行う。無線通信では、CSMA/CD(Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection) 方式のような衝突検出が困難なため、事前に衝突を回避するためのランダムバックオフが採用されている。IEEE802.11 規格では、2 進数バックオフが標準規格で定義されている。

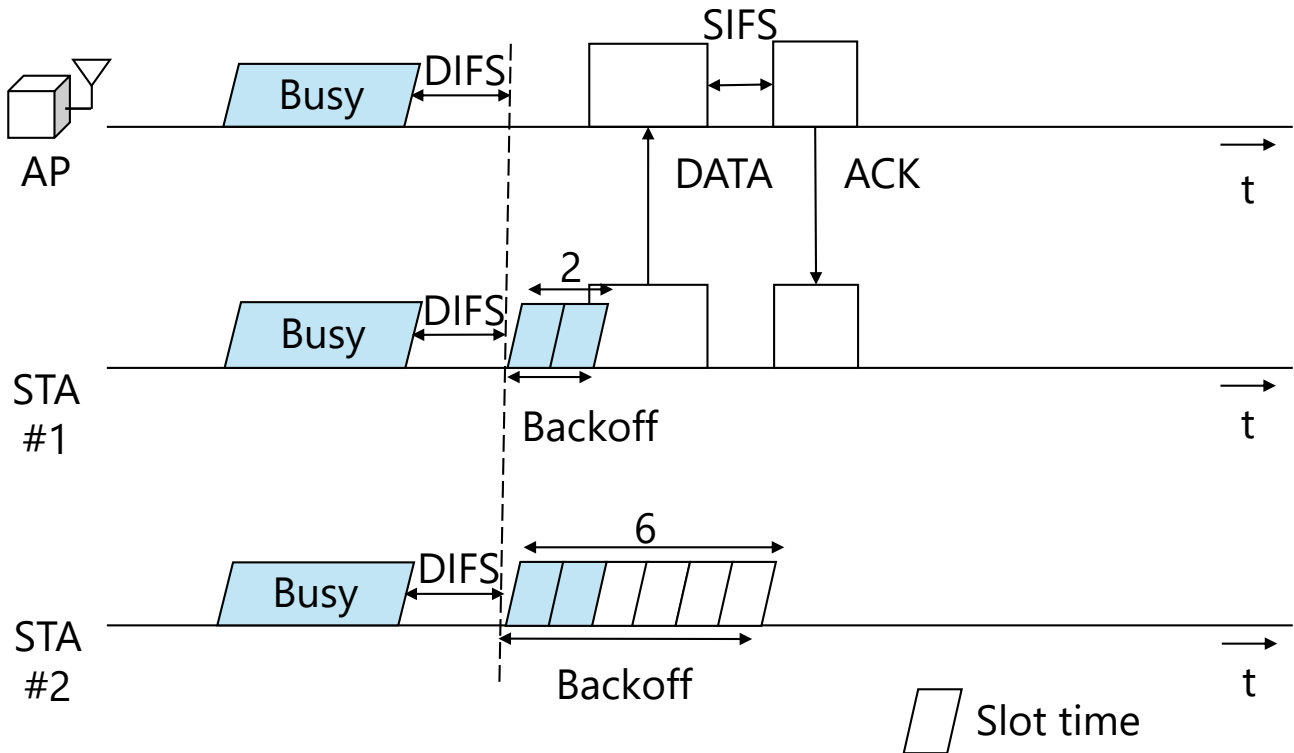


図 5 CSMA/CA 方式のアクセス制御

2 進数バックオフ制御では、ランダムなバックオフ時間を設定し、バックオフ時間が経過した送信局が送信権を獲得する。このランダムな待ち時間 (バックオフ時間) は CW(Contention Window) と呼ばれる  $[0, CW]$  の範囲の一様乱数を発生させ、その乱数値をもとに決められる。バックオフ時間は一定時間 (スロット・タイム) の倍数であり、チャネルが Idle であればバックオフ時間をスロット・タイムごとに減算していき、最後に 0 となった無線局が送信を行う。衝突によって再送を試みる度に CW の範囲は最大サイズ ( $CW_{max}$ ) まで 2 倍ずつ増加し、フレーム送信が成功した場合は CW の範囲は最小値 ( $CW_{min}$ ) に縮小される。バックオフ時間は、

$$\text{Backoff} = \text{Random}() \times \text{Slottime} \quad (4)$$

と表され、 $\text{Random}()$ (乱数値) は  $[0, CW]$  の範囲の一様乱数である。また、CW の範囲は次式で表される。

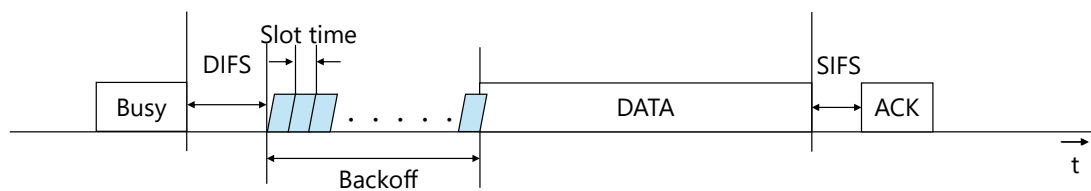
$$CW_n = 2^n \times (CW_{min} + 1) - 1 \quad (5)$$

ここで、 $n$  は再送回数を表し、 $CW_n$  は再送回数が  $n$  のときの  $CW$  の範囲である。IEEE802.11g では、 $CW_{\min}$  は 15、 $CW_{\max}$  は 1023 となっている。再送を繰り返し、 $CW_{\max}$  に達したときはあらかじめパラメータで決められた最大再送回数  $M$  回となるまでは  $CW$  の範囲は変えずに  $CW_{\max}$  ままとし  $M$  回再送に失敗したフレームは破棄される。また、バックオフアルゴリズムでは  $CW$  の範囲により衝突確率と送信時間のトレードオフとなっている。つまり、 $CW$  の範囲が小さいと送信までに要する時間は短い、衝突確率が高くなり、 $CW$  が大きいと送信までに要する時間が長くなるが衝突確率が低くなる。

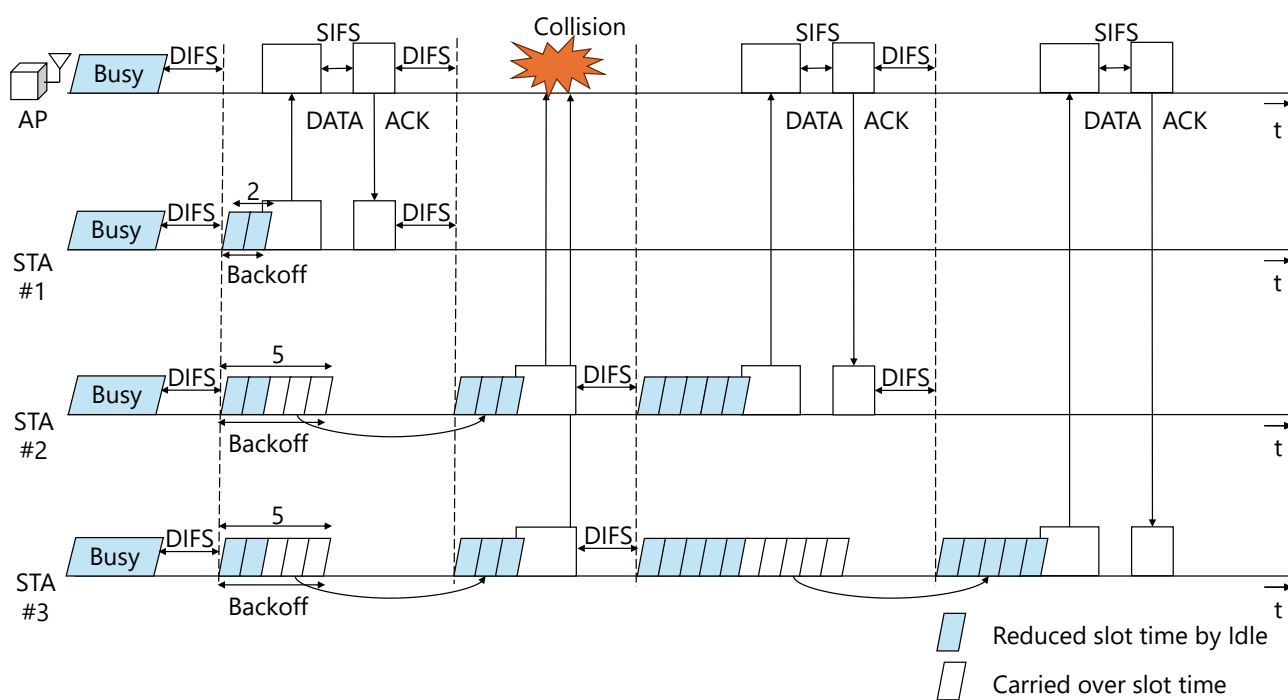
次に DCF 方式について説明する。IEEE802.11 規格では 2 進数バックオフ CSMA/CA をベースにフレーム間隔の IFS (InterFrame Space) や再送制御機能を加えた DCF 方式が採用されている。IEEE802.11 規格には、IFS は信号を送信する前に最低限の送出信号間隔として定義されている。IFS の長さは 6 種類存在し、DIFS(Distributed Inter Frame Space) や SIFS(Short Inter Frame Space) が代表的である。これらは、優先順位に基づいて異なる IFS が選択される。具体的には、最も優先順位の高く、フレーム間隔が短いのが SIFS で、DIFS は SIFS よりも長く、優先順位が低い。DCF で用いられる通常のデータ・フレームは、優先度の低いフレーム間隔である DIFS を使用し、応答についてはデータ・フレームを受け取り次第、送信側に正常に受信したことを知らせる ACK フレームを最優先の SIFS 時間を用いて送信する。

図 6 に DCF 方式の概要を示す。DCF はチャンネルが DIFS 期間で Busy の場合、送信局はランダムなバックオフ時間の後にフレームを送信する。バックオフ時間においてチャンネルが Idle になったスロット時間ごとに、バックオフ値を 1 ずつ減らし、バックオフ値が 0 になると送信権を獲得しフレームを送信する。このとき、送信フレームを持つ他無線局は図 6(b) に示すように現在のバックオフ値を次の送信時に持ち越す。例えば図 6(b) では、STA#2 と #3 の  $CW$  サイズは 5 であり、STA#1 の  $CW$  サイズの 2 よりも待ち時間が長いため、STA#1 が最初に送信権を獲得し、STA#2 と STA#3 は残ったバックオフ値 3 を次のバックオフに持ち越す。フレームを送信した送信局は宛先受信局からの確認応答 (ACK) フレームの応答が無い場合、フレーム送信が成功しなかったと判断して式 5 にしたがって  $CW$  の範囲を 2 倍にして再送信する。この手順はフレームが正常に送信されるか、送信がキャンセルされるまで実行される。





(1) DCF



(2) DCFにおける再送制御

図 6 DCF 制御

### 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 7 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

$$DIFS + \frac{CW_{\min}}{2} \times \text{Slottime} \quad (6)$$

となる. ここで  $CW_{\min}$  は  $CW$ (乱数の発生範囲) の最小値である.

図 8 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 9 に 802.11g のショート・スロット・タイム使用時の IP (Internet Protocol) レベルのスループットの計算結果を示す. 伝送レートが大きくなるにつれてスループットが上昇することが確認できるが, 物理レイヤと MAC レイヤのオーバーヘッドの影響が大きくなり効率が低下することが確認できる.

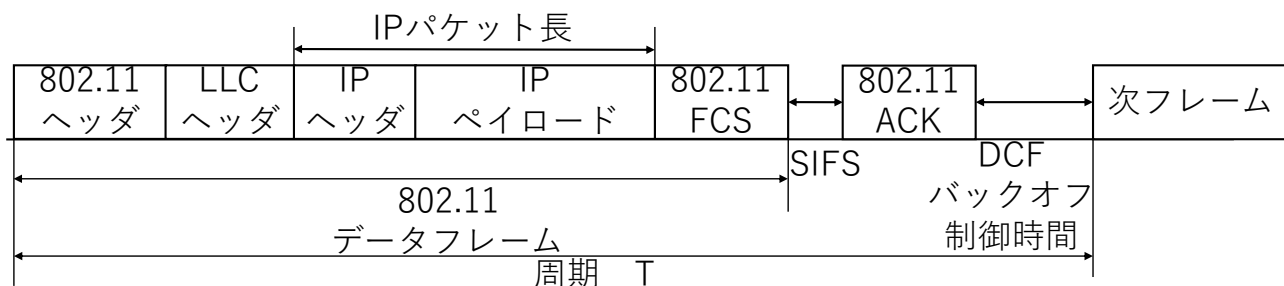
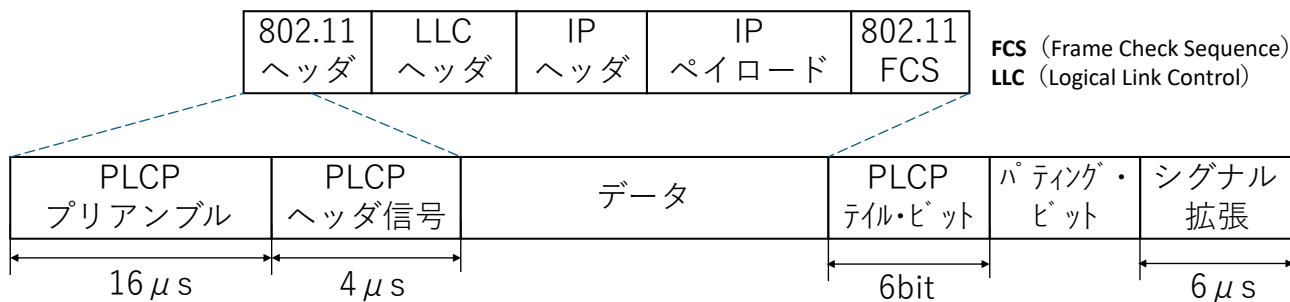


図 7 IP レベルのスループットの計算モデル



(1) 802.11gのPLCPフレーム・フォーマット

IEEE802.11 ACKフレーム長 [ $\mu$ 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+ラウンドアップ{(16+10 $\times$ 8+4 $\times$ 8+6)/ 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[ $\mu$ 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+ラウンドアップ{16+24 $\times$ 8+8 $\times$ 8+1500 $\times$ 8+4 $\times$ 8+6/ OFDMシンボルごとのデータビット}} $\times 4$
フレーム間隔	SIFS : 10[ $\mu$ s] スロットタイム : 20[ $\mu$ s] ショートスロットタイム : 9[ $\mu$ 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

(2) スループットの計算式

図8 IEEE802.11gの計算式

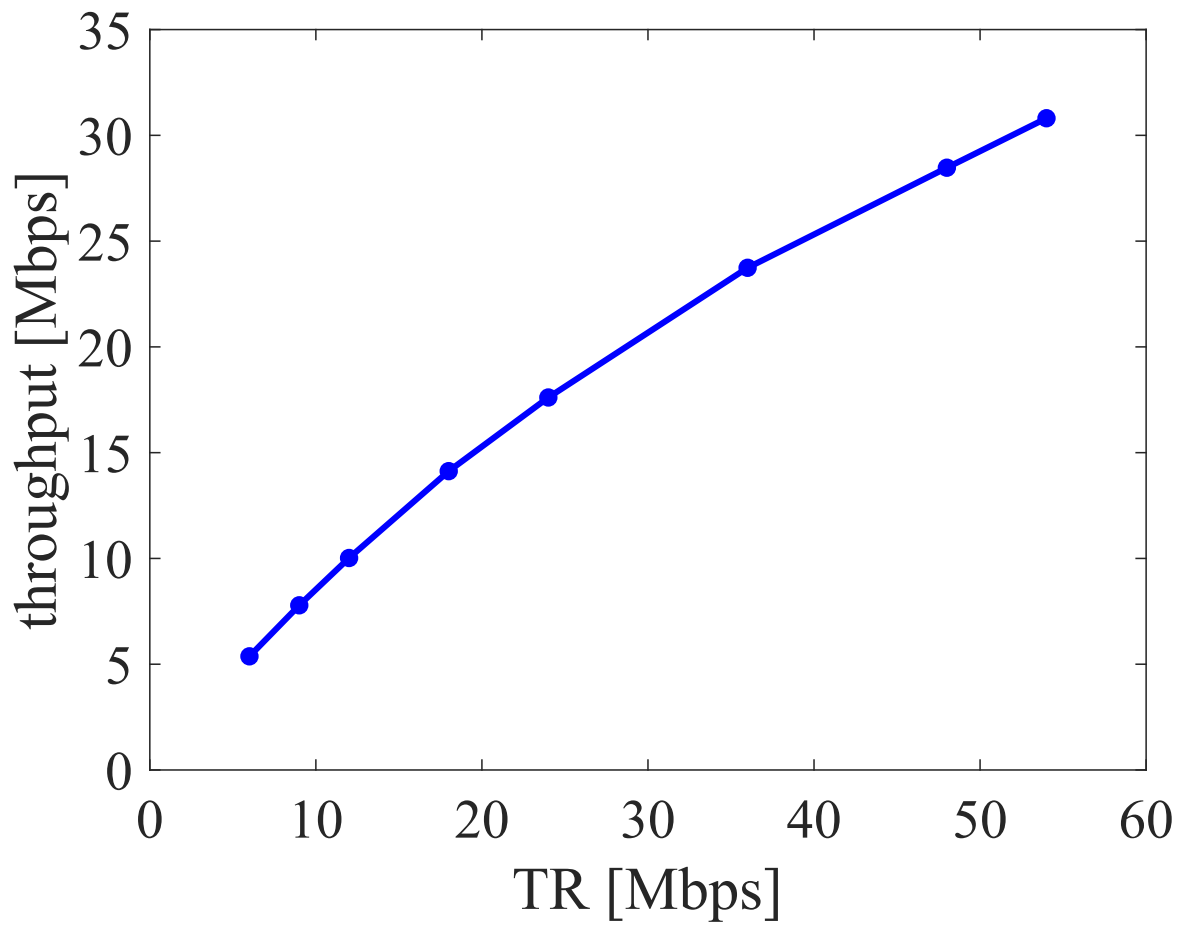


図9 ショート・スロット・タイム使用時の IP レベルのスループット

### 3. 従来方式の概要

従来の中継伝送方式では指向性アンテナ/ビームを利用した1ホップずつの中継伝送となっている。自由空間では、電力の伝搬損失が自由空間伝搬損失なので地上通信と比べて伝搬損失が小さい。また、指向性アンテナ/ビームを用いる場合、無指向性アンテナと比べて送受信のアンテナ利得が大きくなる。したがって、送信信号が中継先のドローンよりも遠方のドローンに到達するためオーバーリーチ干渉が発生する。

図10に従来方式である概要を示す。図のように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。図11に自由空間伝搬損失(伝搬乗数=2)と地上屋外伝搬(伝搬乗数=2.6)の距離に対する受信電力特性を示す。アンテナ利得は2.14dBi, 送信電力は10dBmで、式2,3に基づいて計算した。無線LANなどの最低受信感度は約-90dBmなので、地上屋外伝搬では約100m程の伝送距離となる。一方、自由空間伝搬では約1000mまで送信信号が届き、非常に遠方でも送信信号が減衰しない。このことから、直線の中継伝送ではオーバーリーチ干渉の影響が大きくなるため解決方法の検討が必要となる。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でSNRが低くてもフレームを受信できるようにしている。そのため、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効率が低下する問題もある。

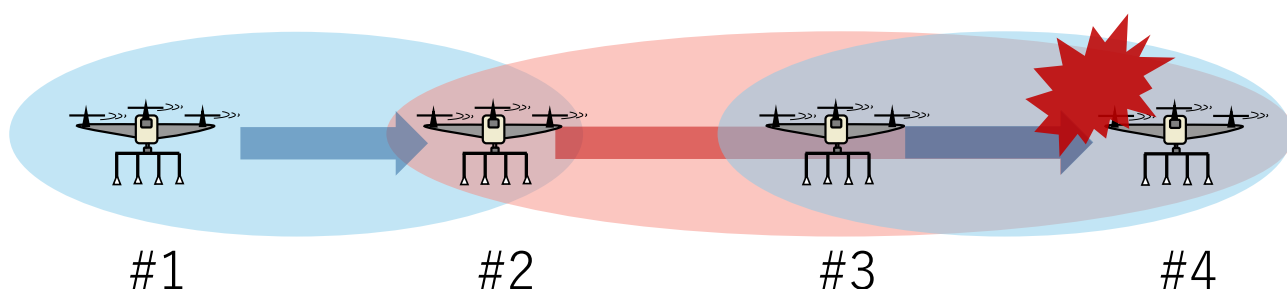


図10 従来方式の概要

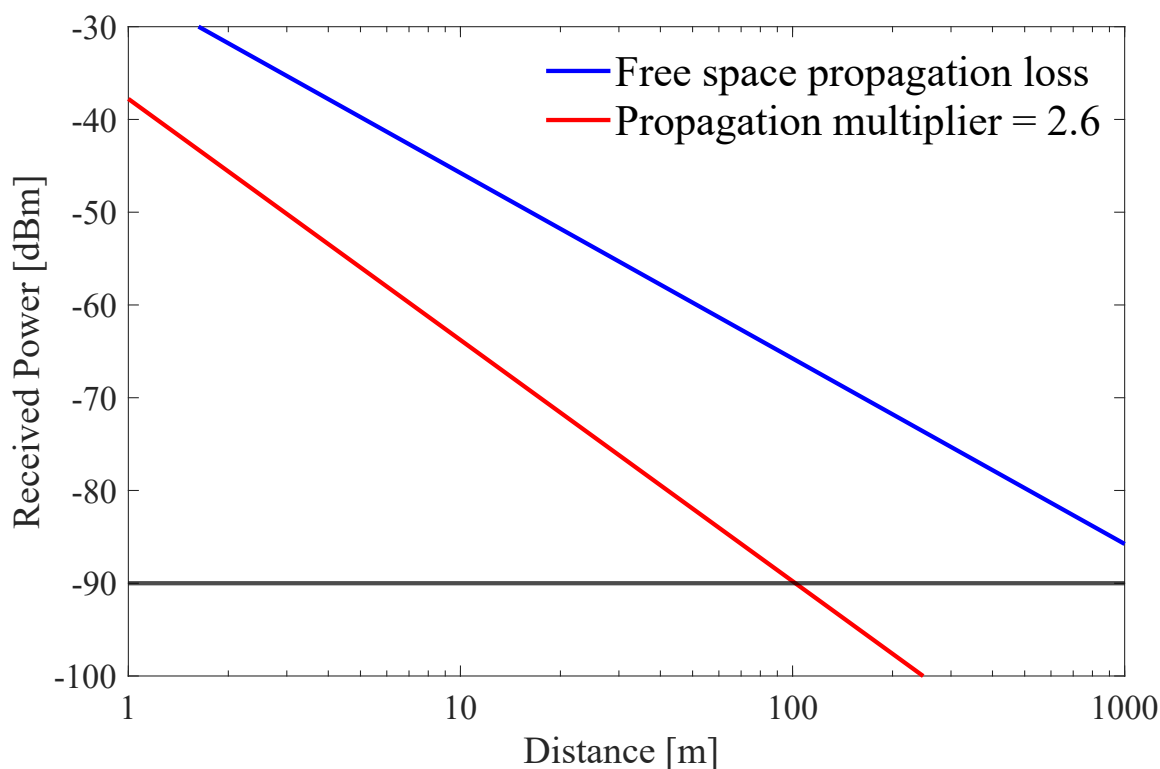


図11 距離に対する受信電力特性

#### 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 12 に示す CTR 方式は、送信信号の届く範囲の最終中継局（図 12#4）まで一度に信号を送信し、通信経路の中継局（図 12#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。

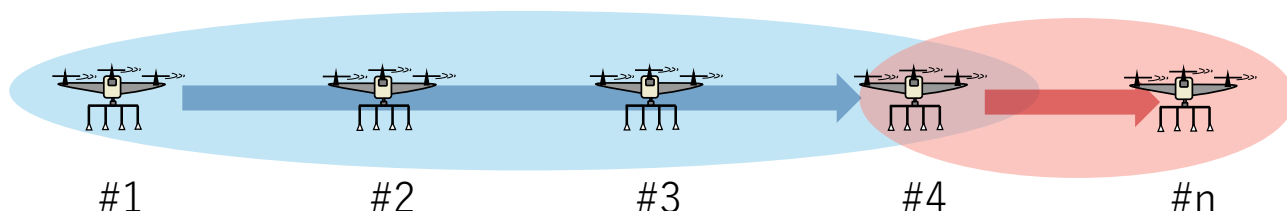


図 12 CTR 方式の概要

図 13 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 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 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 13#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に基づき#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 13#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の低下を防ぐことができる。

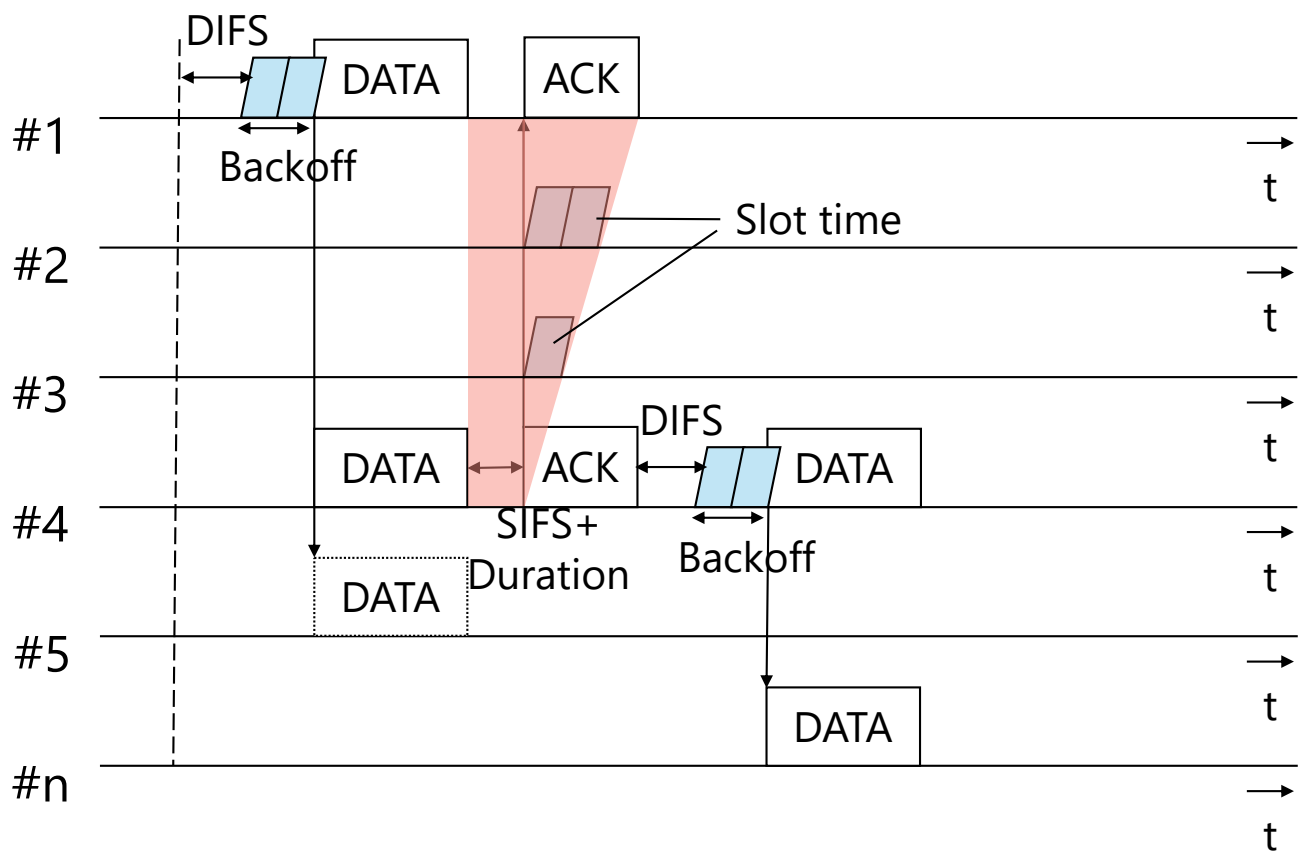


図 13 CTR 方式のアクセス制御

## 5. 従来方式と CTR 方式の評価と比較

### 5.1. 誤りが生じない条件での従来方式と CTR 方式の評価と比較

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。図 14 にドローンのトポロジーを示す。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 802.11g 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、2 章の表 1 に基づいて決定した。また、1000m を伝送するのにかかった時間に対する各伝送レートごとのオーバーヘッドとペイロードの送信時間を確認する。

図 15 に CTR 方式と従来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。図 16 に各伝送レートにおけるオーバーヘッドとペイロードの送信時間を示す。ペイロードの部分は中継回数に応じて分割している。伝送レートが低いほどオーバーヘッドが減少し、従来の 1 ホップ中継 CTR 方式の 3 台スルーした条件では約 1/4 に減少することが確認できる。また、ペイロードの一回の送信時間は伝送レートが高いほど短くなるが、中継回数が増加するため総合した送信時間は短くならない。そのため、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ブル等のオーバーヘッドとのトレードオフになり、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。

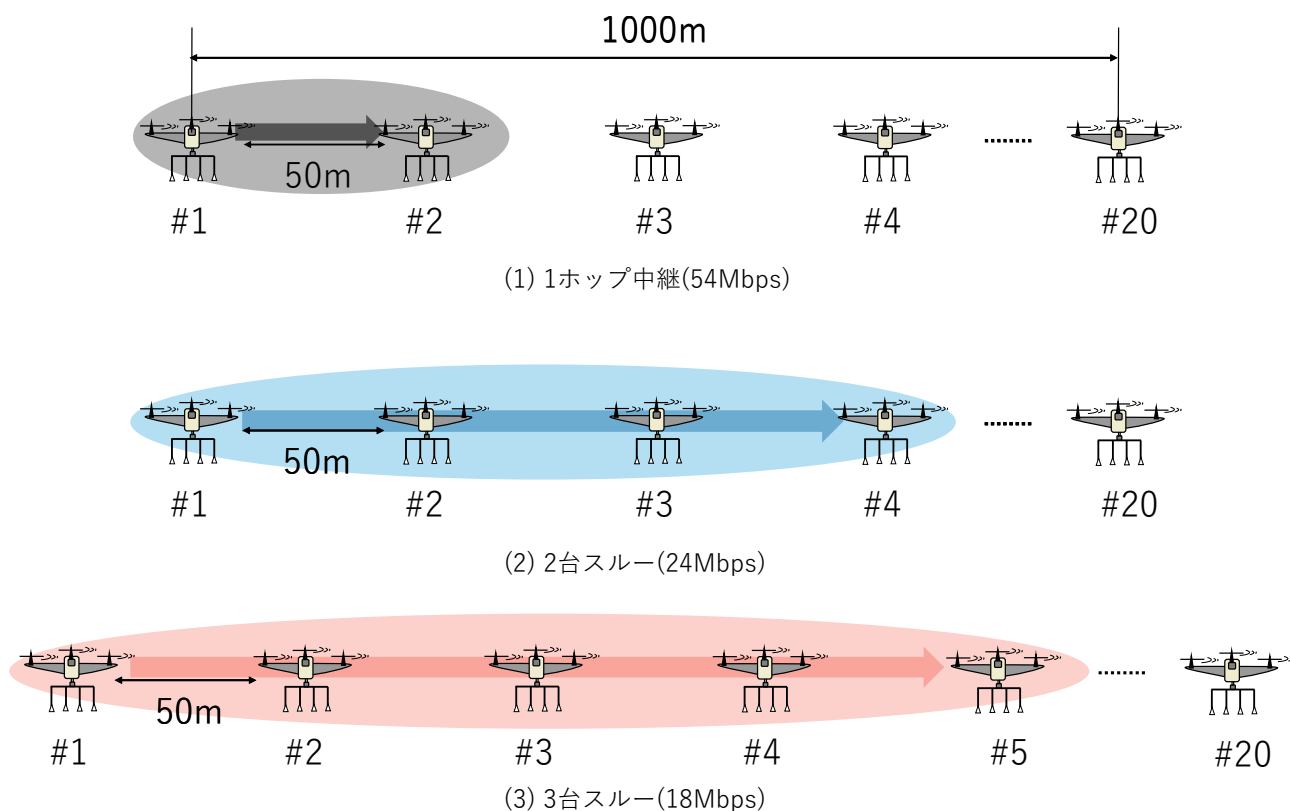


図 14 従来方式と CTR 方式のトポロジー



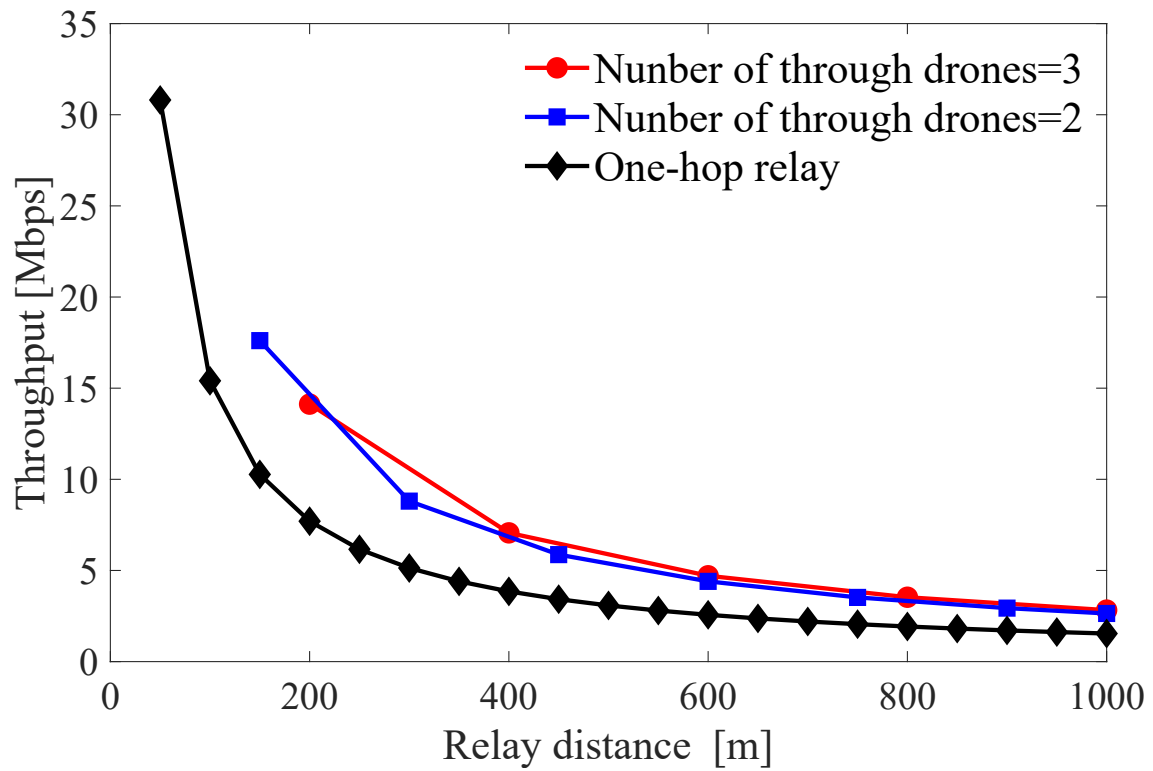


図 15 CTR 方式と従来方式のスループット特性

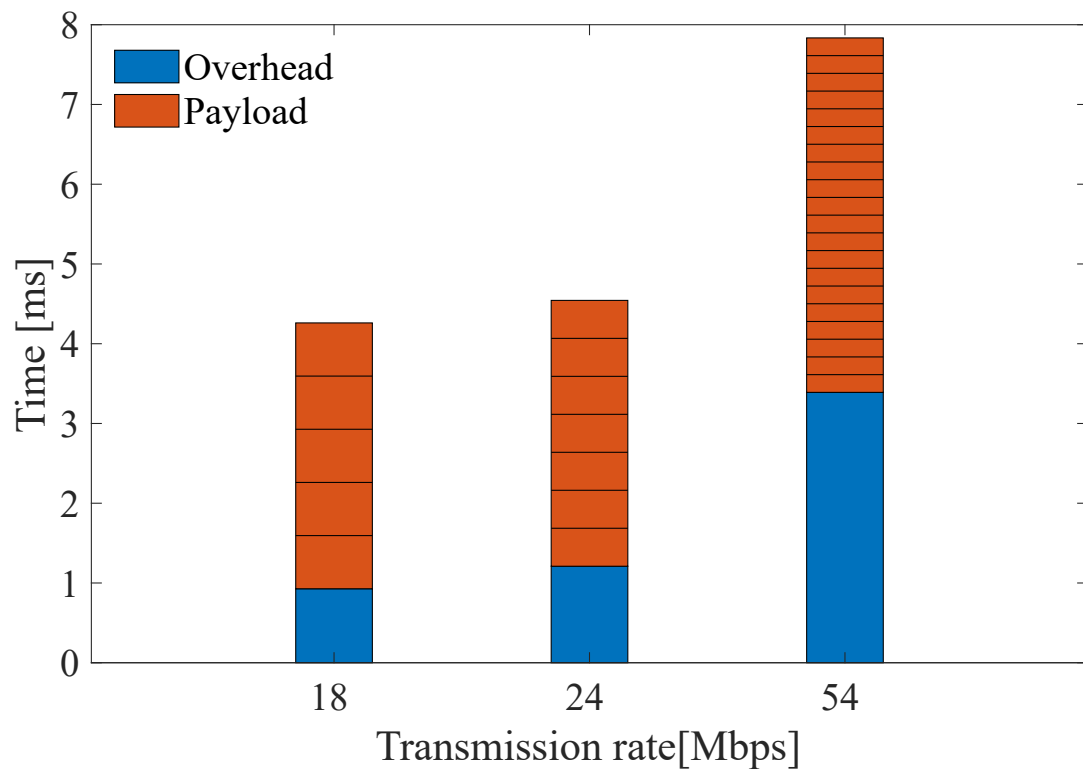


図 16 各伝送レートにおけるオーバーヘッドとペイロードの時間

## 5.2. 誤りを生じる条件での従来方式と CTR 方式の評価と比較

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した。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した。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する。なお、本評価では各誤り率ごとに 10 万回の試行を行い、統計的に安定した結果を得るとともに、計算コストとのバランスを考慮した上で、平均スループットを算出した。

図 17 に誤り率が変化した際の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 CTR 方式のスループットは従来方式よりも高くなり、最大で約 1.7 倍のスループットが得られることを確認した。したがって、CTR 方式は干渉などにより局所的に誤り率が高くなる環境（受信局）でも、高効率な中継伝送が可能であることがわかる。

また、誤り率が増加すると従来方式および CTR 方式のスループットは共に減少するが、CTR 方式ではスループットの減少が緩やかになる部分がある。これは、パケットの送信回数が関係していると考えられる。図 18 には誤り率に対する平均送信回数を示している。図 18 より、従来方式の送信回数は誤り率に対して線形的に増加するのに対し、CTR 方式の送信回数は線形的には変化しない。この非線形な変化は、CTR 方式において誤りが発生した際に、1 つ前の中継局が通信を代替するためである。具体的には、誤り率が 0% から 20% の範囲では誤り率が低いため、#5, #9, #13... のように 4 刻みで中継することが多く、送信回数は最低の 5 回から誤り率とともに徐々に増加する傾向が見られる。一方、誤り率が 80% から 100% の範囲では、誤り率が高いため 1 つ前の端末である #4, #7, #10... のように 3 刻みで中継することが多くなり、送信回数は最大の 7 回に収束する。しかし、誤り率が 0% から 70% の範囲では、中継局の間隔が 4 刻みと 3 刻みの両方が混在するため、前述のケースとは異なる変化を示す。この影響により、パケット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。結果として、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られる。

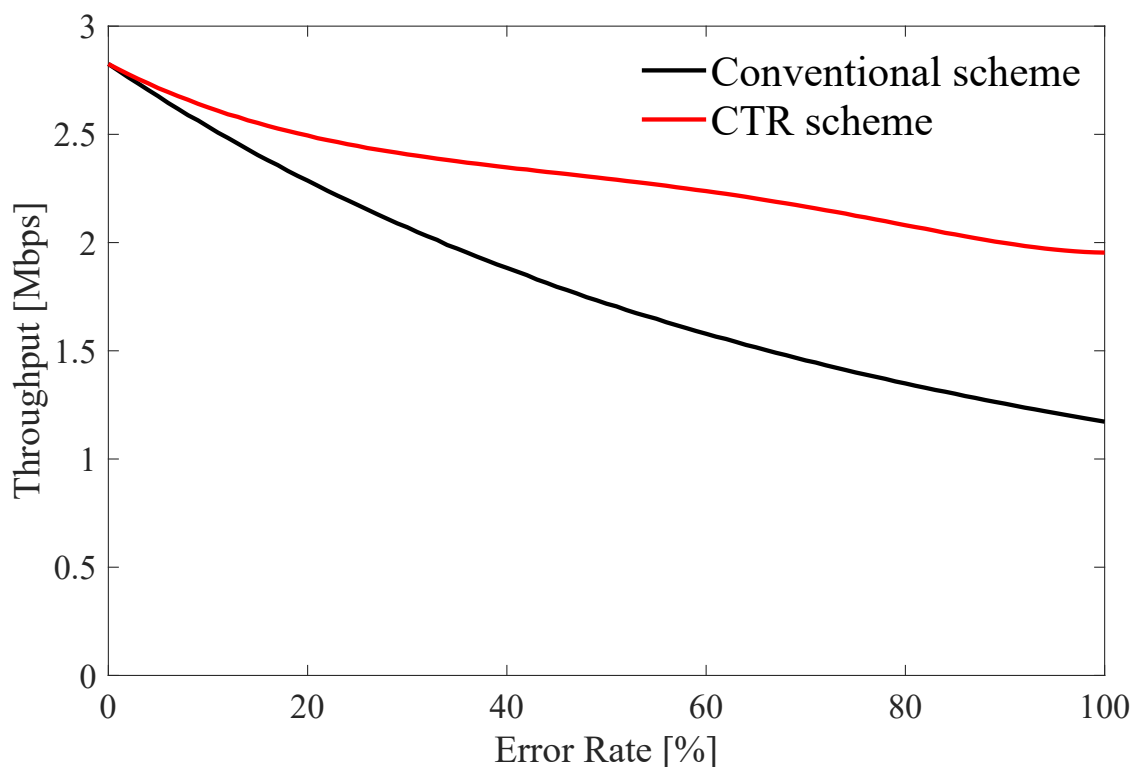


図 17 誤り率に対するスループット特性

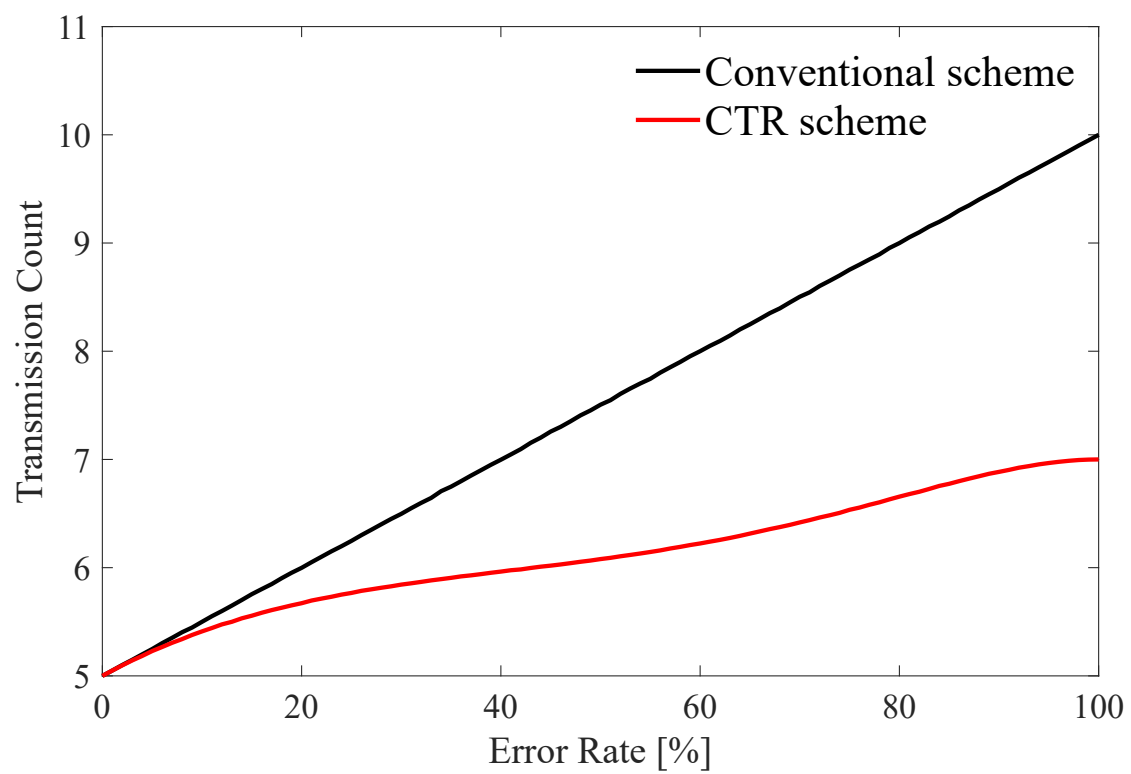


図 18 誤り率に対しての平均送信回数の変化

## 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いて発生するオーバリーチ干渉の影響を低減するため、送信信号が届く最遠の中継局まで一回で中継する CTR 方式を提案した。CTR 方式と従来方式について、誤りの有無によるスループット特性を計算・比較した結果、CTR 方式はいずれの条件においても従来方式より高いスループットを実現できることを確認した。また、CTR 方式では、誤りが発生した場合でも、再送信時の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、高効率な中継伝送が可能であることを示した。

## 7. 今後の課題

本研究では、CTR 方式の有効性を理論計算を基に評価したが、実環境における適用可能性をより詳細に検証するため、今後は実機を用いた実験を行う必要がある。また、直線状に配置されたドローンのみを対象としたが、より汎用的な適用を目指し、メッシュ状に配置されたドローンへの拡張も検討する。その第一歩として、直線方向だけでなく垂直方向における通信特性の計算を行い、CTR 方式の有効性を評価する予定である。