

続・無線通信方式の基礎

久保田周治

芝浦工業大学 工学部 通信工学科

Fundamentals of Wireless Communication Systems

Part II

Shuji KUBOTA

Shibaura Institute of Technology, College of Engineering,

Department of Communications Engineering

1. まえがき

近年、スマートホンやタブレット端末などのモバイル機器の急速な普及は、LTE やモバイル WiMAX など高速移動通信、ワイヤレス・ブロードバンドのトラフィック急増につながり、限られた周波数帯域でのユーザ収容のため、無線 LAN によるアクセス、いわゆる WiFi オフロードも注目されている。これらの次世代ワイヤレス・ブロードバンドはマルチキャリア伝送方式である OFDM やマルチアンテナ技術である MIMO 等の様々な無線通信技術を採用している。本基礎講座では、2009 年度 MWE にて行った「無線通信方式の基礎」の続編として、先端の OFDM、MIMO 技術などの技術動向を次期高速無線 LAN IEEE802.11ac に用いられる技術を中心に概説する。

2. OFDM 技術

(1) OFDM 方式

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) は直交周波数分割多重方式のことで、送信する高速な信号を複数のサブキャリアに分け、データ信号を周波数軸上で並列に多重化して送信する方式である[1]-[4]。各サブキャリア（数十～数千のサブキャリアを使用する）は BPSK、QPSK などの位相変調方式や QAM（直交振幅変調方式）で一次変調されている。OFDM 送信機の変調器構成を図 1 に示す。

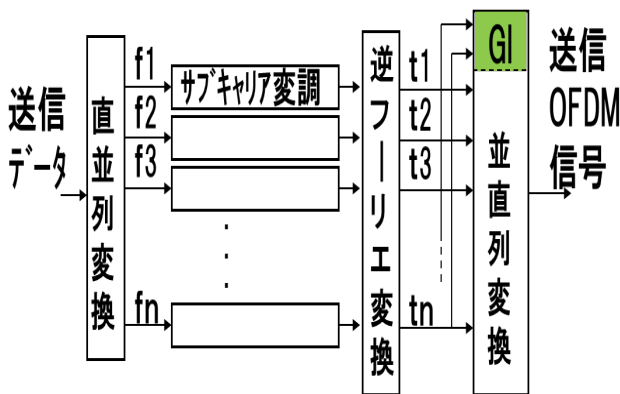
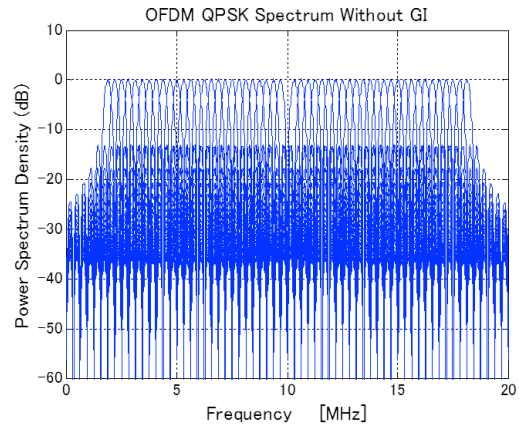
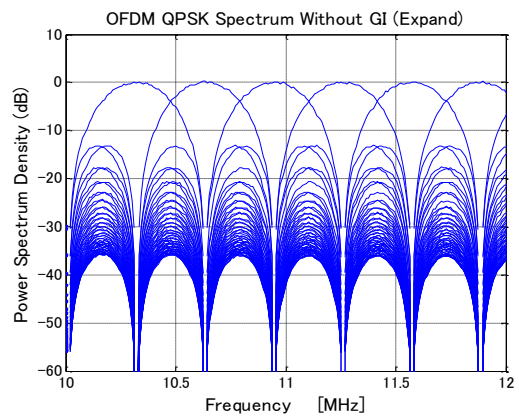


図 1 OFDM 変調器の構成

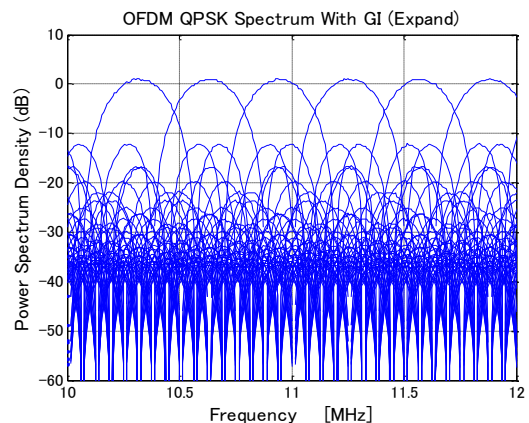
この OFDM 信号のサブキャリアはお互いに重なり合うように密に配置されているが、フーリエ変換によって各サブキャリア信号を完全に分離することができ、サブキャリア各波が干渉し合うことなく並列伝送できる。サブキャリア毎の変調信号が重なり合っているのに独立して受信可能なのは、図 2 (b) のように、各サブキャリアの中心周波数に他のサブキャリア信号のヌル点（信号電力密度がゼロになる周波数）が一致しているためと理解することができる。



(a) 無線 LAN 用 OFDM 信号のスペクトラム (20MHz)



(b) サブキャリア間の直交関係 (2MHz)



(c) GI 挿入時のサブキャリア間の関係 (2MHz)

図 2 無線 LAN OFDM 信号のスペクトラム

このように、OFDM では複数の波（サブキャリア）にデータを分散して変調することによって、1 波あたりの変調速度を低速にすることが可能で、マルチパス遅延波（多重波干渉）の影響を大幅に軽減することが可能になる。さらに、図 1 の送信変調器構成の逆フーリエ変換 (IFFT) 後の信号処理にあるように OFDM 信号の一部をコピーして追加するガード・インターバル(GI) を設けることにより遅延波の影響を低減することができる。図 3 のように、GI を挿入することにより、各サブキャリアの変調信号の帯域は見かけ上狭くなり、図 2 (c) のように実際の OFDM 信号はサブキャリア間の直交が崩れた状態で送信されている。

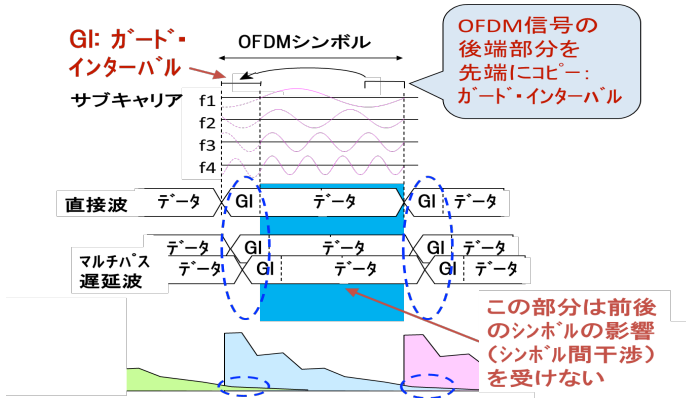
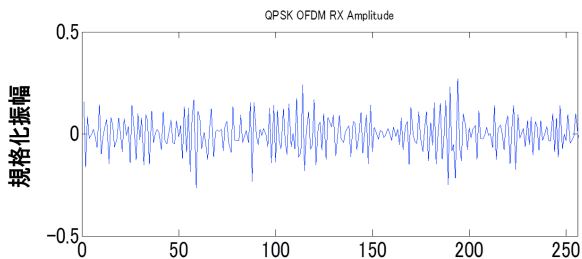


図 3 OFDM 信号におけるガード・インターバル

また、OFDM 信号の特徴として、各サブキャリアの信号が多値変調され、それぞれが独立に変化したものが合成された信号になるため、図 4 のように時間軸でみた振幅変動は大きくなる。この結果、ピーク値対平均値電力比 (PAPR) はサブキャリア数が多いほど大きな値となり、送信電力増幅器ではより大きなバックオフをとって線形増幅を行う必要がある。



OFDM変調信号時間波形 (Sample)

図 4 OFDM 信号の時間波形

フェージング回線における OFDM 信号の復調のために、サブキャリア中にパイロット信号が設定されている。受信側では、この既知のパイロット信号の受信値から通信チャネルにおける振幅・位相変動を検出してこれらを補正する。また、送信帯域内のサブキャリアの中央に相当するサブキャリアは DC サブキャリアと呼ばれ、回路の DC オフセットの影響で他のサブキャリアに比べ劣化が大きいため使用しない。

(2) OFDMA 方式

OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 方式 [5][6]は、OFDM 方式のように 1 ユーザが OFDM 信号全部を占有するのではなく、周波数軸上のサブキャリアのセット（部分集合）及び時間軸上のタイムスロットの組み合わせで複数ユーザが通信回線をシェアする方法である。すなわち、OFDM 技術を複数ユーザ間の多元接続に応用する技術である。

通常、ユーザ端末から基地局への上り回線はそれほど大きな伝送速度を必要としないため、ユーザ端末からの信号伝送に必要な送信電力を低く抑えることが可能になる。これにより、ユーザ端末の小型化、低消費電力化（バッテリーの長時間化）が可能になる。

また、周波数選択性フェージングに対して、劣化の少ないサブキャリアのセットを割り当てることによって、システム全体の高品質化、大容量化が可能となる。OFDMA 方式は、IEEE802.16 WiMAX や 3.9G と呼ばれる LTE などの多元接続方式として応用されている。

(3) DFT 拡散 OFDM 方式

OFDMA 方式では、各ユーザ端末からの送信信号は OFDM の部分集合であるマルチキャリア信号であるため、増幅器はバックオフをとった線形領域での動作が必須であった。この送信電力の制限を解決するため DFT 拡散 OFDM 方式が検討されてきた [5][6]。これは、OFDM では複数サブキャリアに分割されて送信される信号となるものを、事前の DFT 変換により単一周波数の比較的広帯域な信号にまとめてから IFFT の処理で周波数に展開するもので、1 ユーザ端末から送信される信号はシングルキャリア信号となり、その結果、アクセス方式としてはシングルキャリア FDMA (SC-FDMA) 方式と等価になる。これにより、PAPR の問題が緩和され電力効率を向上することが可能となる。移動通信では、特に端末側の送信電力の制限が厳しく、より小型・低消費電力とするためには、送信電力増幅器をできるだけ飽和領域に近いところで動作させることが望ましい。そこで、LTE では基地局からユーザ端末の下り回線は OFDMA、ユーザ端末から基地局への上り回線に DFT 拡散 OFDM を用いている。DFT 拡散 OFDM の送信機変調部の構成例を図 5 に示す。

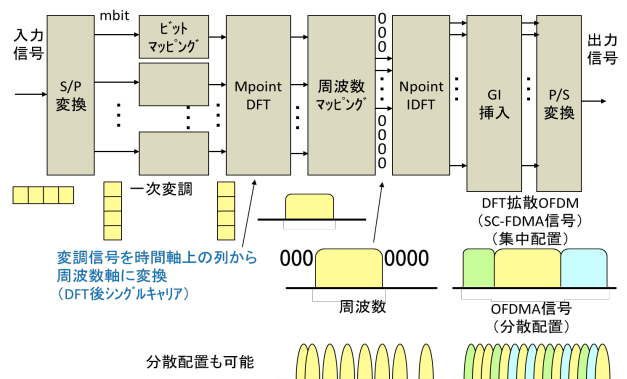


図 5 DFT 拡散 OFDM 変調器の構成

3. MIMO 技術

(1) MIMO とは

無線 LAN や次世代移動通信のさらなる高速化のための手段として MIMO (Multiple Input Multiple Output) 技術が注目されている[4]。MIMO は送受信に複数のアンテナ素子を用いることによって電波が伝搬される空間に複数のチャネル (伝搬路) を意図的に構成したり、それら进行操作する技術で、

- (a) 多重パスにより伝送容量を増大 (伝送速度高速化)
- (b) ダイバーシチ効果や指向性により信号電力利得を向上 (受信電力の増大, 伝送距離の増大)
- (c) 干渉波抑圧により品質を向上 (干渉抑圧)

といった技術を含む。特に(a) は同一の周波数帯域幅で伝送容量増大を実現する, すなわち, 周波数利用効率を増大するための技術として注目され, 空間分割多重 (SDM) とも呼ばれる。

(2) MIMO における伝搬路推定

MIMO の構成例として送受信にそれぞれ 2 系統の送受信機とアンテナを用意し, それぞれで異なる信号を同一の周波数で送信する場合を図 6 に示す。

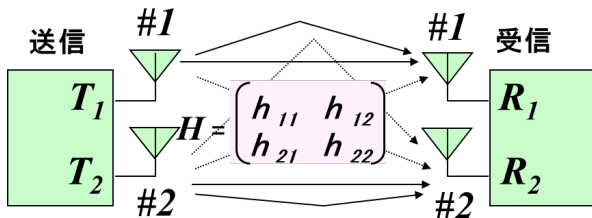


図 6 MIMO の基本原理

ここで, 送信アンテナ #1, #2 からの送信信号を T_1, T_2 , 受信アンテナ #1, #2 での受信信号を R_1, R_2 とする。 R_1, R_2 はそれぞれ T_1, T_2 の合成波となるが, 各アンテナ間の伝達関数を図に示すように $H = [h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}]$ とし, 雑音成分を無視すると,

$$\begin{aligned} R_1 &= h_{11} T_1 + h_{12} T_2 \\ R_2 &= h_{21} T_1 + h_{22} T_2 \end{aligned}$$

となる。この連立方程式を解くと T_1 と T_2 が,

$$\begin{aligned} T_1 &= (h_{22} R_1 - h_{12} R_2) / (h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}) \\ T_2 &= (h_{21} R_1 - h_{11} R_2) / (h_{21} h_{12} - h_{11} h_{22}) \end{aligned}$$

と求まり, 伝搬路 (チャネル) 伝達関数 $H = [h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}]$ が既知であれば受信信号 R_1, R_2 から送信信号 T_1, T_2 を得ることができる。

この H を受信側で知るトレーニングのためには, 通常, パケットの先頭信号であるプリアンブルが用いられる。これは, あらかじめ送受信間で決められた既知信号をパケットの先頭部分で送受信するもので下記のような方法がある。

Scattered 型は, 送信側は各アンテナから順次既知信号を送信し (すなわち, あるアンテナから既知信号を送信している時間帯は他のアンテナからは送信しない), 受信側は全てのアンテナからの信号を受信して H を得る。

時空間符号化 (STC) 型は, 各シンボルタイミングで全ての送信アンテナから何らかのプリアンブル信号を送信し, 複数送信信号の合成から演算によって H を得る。

Scattered 型の場合, STC 型のような演算をすることなしに直接的に伝達関数行列 H を求めることが可能であり, 信号処理はより小さいという利点がある。しかし, 各シンボルタイミングで信号を送信していないアンテナが存在するために, 全体として送信信号強度は STC 型よりも弱く, このためチャンネル推定における SNR 特性は STC 型より劣化してしまう。

(3) MIMO の復調処理

前節では, 簡単のため 2 系列の例について雑音成分を考慮せず連立方程式で示したが, より一般的には N 系列で行列を用いた表現方法で以下のように説明される。

$$R = HT + n$$

が送受信信号 T 及び R と雑音 n の関係であり, H の逆行列 H^{-1} を伝搬路伝達関数 (伝搬行列) として求め, 送信信号 T を

$$T = H^{-1}R - H^{-1}n$$

と得る。この式から実際には $H^{-1}n$ が誤差成分となる。この関係をもとに, 受信局側では信号系列の分離処理を行う。以下に, 信号系列の分離処理のための代表的な方式を示す。

(a) ZF 方式

正方行列を伝達関数行列とする場合, 伝達関数行列 H は正方行列であるため, この行列の行列式がゼロでない場合には逆行列 H^{-1} が存在し, これを用いて送信信号ベクトルを推定することが可能となる。

このゼロフォーシング (ZF) 方式の基本的な考え方は, 各アンテナの受信信号を適宜合成し, それぞれの信号系列が他の信号系列をキャンセルするための線形演算を行う点にある。したがって, 複数の受信アンテナで受信された信号は最大比合成されることなく互いに不要な成分をキャンセルしあうだけの処理となる。その結果として複数アンテナで受信することによるダイバーシチ利得を十分に得ることができない。さらに, 行列の行列式がゼロである場合, あるいは, 行列の各業の相関が高い場合, 逆行列が存在しないことになり, 送信信号ベクトルの推定における解は不定となってしまう。

以上の理由から, ZF 方式は回路構成上, 最も簡易ではある半面が, 特性的には劣る。

(b) MMSE 方式

ZF 方式では受信信号の雑音は無視して伝搬行列の要素のみで信号の分離を行う。そのため, 雑音の影響が誤差となったり,

逆行列の推定が不可能となったりする問題がある。

最小平均 2 乗誤差 (MMSE) アルゴリズムは、雑音も考慮した上で、線形演算 (行列演算) で MIMO 信号の分離を行う方式で、SN 比が非常に高い領域では ZF 方式の理想特性に相当する特性となり、SN 比が非常に低い領域でも ZF 方式に比べ優れた特性を得ることができる。

(c) MLD 方式

前述の送信信号ベクトルは、各信号系列における送信信号の組み合わせとして与えられている。例えば、変調方式として 64QAM を選択した場合、各信号系列毎に 64 種類の送信信号の候補が存在することになる。つまり、N 系列の信号系列を多重化する場合には送信信号ベクトルとしての選択肢は 64^N 個存在することになる。

ここで、送信信号ベクトルとしてベクトル T を仮定し、ベクトル n を実際の受信信号 R に対して想定される誤差ベクトル (雑音) とみなす。この場合、真の送信信号ベクトルが選択されたときに誤差ベクトルの絶対値 (大きさ) が最小になると期待される。この原理を利用し、例えば 64QAM であれば 64^N 個の候補の中からひとつの送信信号ベクトルを選択するのが最尤検出 (MLD) 方式である。つまり、MLD 方式では、

- ①送信信号ベクトルの候補となるベクトルと伝達関数行列から受信信号のレプリカ信号を生成
- ②このレプリカ信号と実際の受信信号の間のユークリッド距離をそれぞれ求める (誤差ベクトルの大きさを求める)
- ③これらの中でユークリッド距離が最小となるものを尤度最大の送信信号ベクトルとして出力

といった処理を行う。この MLD 方式の利点は、ZF 方式と異なり、結果として最大比合成の効果が得られることにあり、特性も優れていることが確認されている。しかし、一方で非常に大きな演算量が必要とされ、回路規模が膨大なものとなる。特に大きな N (並列送信アンテナ数) に対しては問題が大きい。これらの問題を解決するため、送信信号点の候補を制限するための工夫などが提案されている。

一方、送信アンテナが 2 系である場合でも受信アンテナ数を 3 系、4 系と増やすことにより、受信ダイバーシチ効果で特性を改善でき、特に変調方式が 16QAM や 64QAM のような場合に効果を発揮する。

4. IEEE802.11ac の伝送技術

(1) 802.11ac の周波数帯域割り当て

次期無線 LAN の標準である IEEE802.11ac は、6GHz 以下の無線周波数を用いて、システム全体の MAC サービスアクセス点(MAC-SAP)で 1Gbps 以上のユーザ実効伝送速度を、1 基地局 (AP) と 1 ユーザ端末 (STA) 間の MAC-SAP で 500Mbps 以上の伝送速度を目標に 2008 年から標準化が進められており、2013 年には最終仕様が完成の予定である [7]。

無線 LAN に使用される無線周波数には、ISM バンドである 2.4GHz 帯、免許不要の無線 LAN、無線アクセス用バンドの 5GHz 帯に加えて、新たな広帯域通信用のミリ波の 60GHz 帯がある。802.11ac とともに標準化が始まった 802.11ad では 60GHz 帯を使用し、802.11ac では 5GHz 帯を標準化の検討対象とした。2.4GHz 帯は、既存無線 LAN (802.11b, g, n) やそれ以外の用途での使用が進んでいることに加えて、80MHz 以上の帯域の確保が事実上困難であることから 802.11ac 標準化の対象外となった。

図 7 に我が国における 5GHz 帯の無線 LAN 周波数配置を示す。802.11a では 20MHz 帯域幅での使用、802.11n では 40MHz のチャネル・ボンディングに対応した周波数配置となっている。

802.11ac では、さらに 80MHz 帯域幅での使用 (必須) に加え、160MHz 帯域がオプションで規定され、また、離れた 80MHz 帯域を 2 セット合わせて 160MHz 帯域で使用するモードも規定されている。これらの周波数帯域の拡大により、従来の 802.11n における 40MHz 伝送に比べて 2 倍 (オプションで 4 倍) の伝送速度の提供が可能となる。

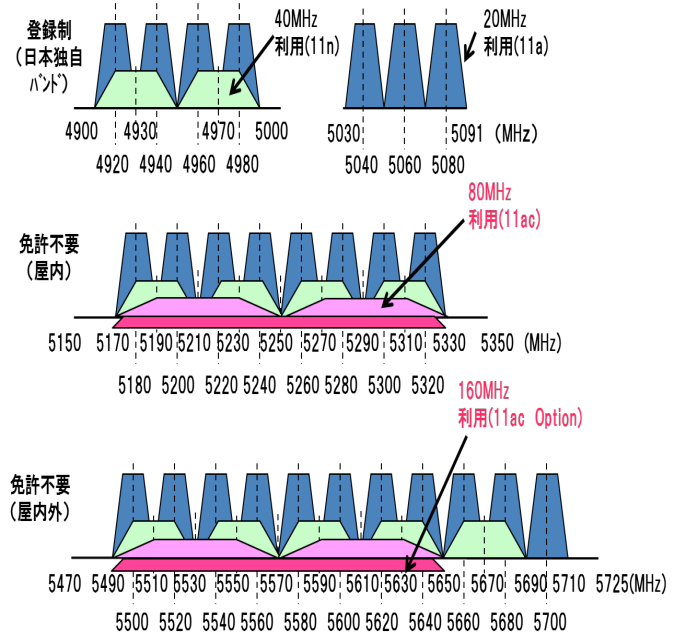
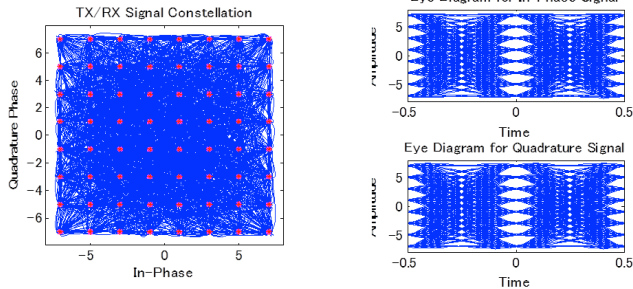


図 7 5GHz 帯 無線 LAN 信号の周波数配置

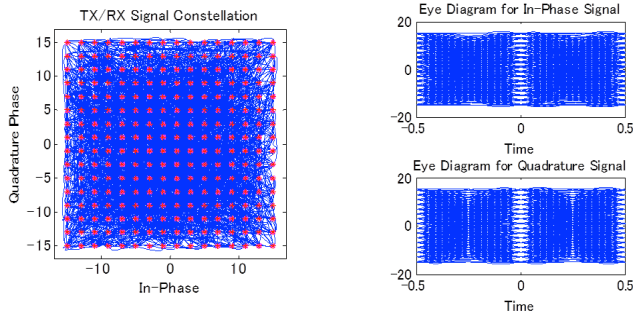
(2) 802.11ac における OFDM 技術

サブキャリア毎の一次変調方式としては、従来の BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM に加えて、新たに 256QAM の適用が規定された。

図 8 に従来の 64QAM と新たに適用される 256QAM のコンステレーション (振幅位相ダイアグラム) とアイ・パターンを示す。256QAM の適用により原理的には従来の 64QAM の 1.33 倍の周波数利用効率が実現されることになるが、実際には、回路に要求される線形性がより厳しくなり、無線 LAN 装置の送信電力が一定とすると、後述の MIMO 多重数の増加も合わせ



(a) 64QAM 変調のコンステレーションとアイ・パターン



(b) 256QAM 変調のコンステレーションとアイ・パターン

図 8 無線 LAN サブキャリア用多値変調信号波形

て周波数帯域幅、変調多値数の増大はビット当たりの電力が制限されることになる。すなわち、これらのモードは非常に回線状態が良い状況（フェージング変動が小さく、受信 SNR が高い、すなわち近距離の環境）で使用されることになる。

(3) 802.11ac における MIMO 方式

802.11ac では、MIMO 多重数を従来の 11n の最大 4 多重から 8 多重に拡張している。これにより、理想的な伝搬環境では、約 2 倍の伝送速度、周波数利用効率が実現できる。

一方で、MIMO 多重数を 8 とすることは、基地局側ではアンテナ数を 8 として同時通信ストリーム数を最大 8 まで実装することで実現性はあるが、ユーザ端末側においては全ての端末において 8 アンテナを実装するような状況は考えにくい。特に携帯端末の場合、サイズやコストの観点から、8 アンテナを実装し 8 ストリームの送受信処理能力を持つ MIMO 機能は過大と言えなくもなく、一般的には例えば、2~4 多重程度に制限されることが考えられる。これは、小型端末に 8 アンテナを実装したとしても、アンテナ間の距離が小さくなり（すなわち、各ストリームの相関がきわめて小さくなり）、MIMO 多重の効果が得られなくなってしまうことによる。

そこで、802.11ac では、端末のアンテナ数が制限される現実的な状況においても、システム全体として伝送速度を向上できる、言い換えれば、アンテナ・ストリーム多重数 8 という高機能な基地局の能力を最大限に発揮可能とするマルチユーザ MIMO (MU-MIMO, Multi-User-MIMO) がダウンリンク（基地局からユーザ端末への下り回線）用にオプションで規定されている。

MU-MIMO 方式は、従来のシングルユーザ MIMO が 1 対 1 の通信における SDM であるのに対し、1 対 n の通信における空間分割多元接続 (SDMA) であって各ユーザへの通信チャンネルが MIMO (SDM) 化しているものである。すなわち、ビーム・フォーミング技術などの活用により、複数ユーザに対して同時に MIMO を行うものであり、システム全体の周波数利用効率を向上させる技術として期待されている。図 9 に MU-MIMO の構成を示す。この例では、簡単のため基地局アンテナ数 4、ユーザ端末は 2 台でそれぞれアンテナ数 2 の場合のダウンリンクを示している。

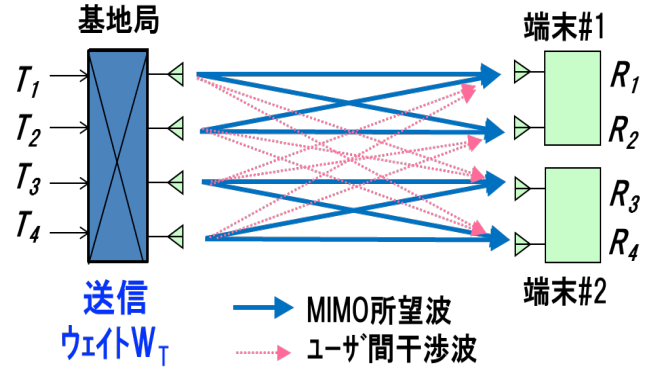


図 9 マルチユーザ MIMO の構成

基地局は端末 #1 向けにストリーム T_1, T_2 を、端末 #2 向けにストリーム T_3, T_4 を送信する。受信側では、端末 #1 は 2 アンテナでそれぞれ R_1, R_2 を受信するが、これらにはユーザ #1 にとっての所望波である T_1, T_2 だけでなく端末 #2 向けの T_3, T_4 の成分も含まれており、これらはユーザ間干渉となってしまう。

4×4 のシングルユーザ MIMO であれば 4 アンテナの受信信号の分離処理で 4 ストリームを復元できるが、マルチユーザ MIMO では異なる端末どうし、互いの受信信号を共有することができないため、このままではユーザ間干渉による劣化が避けられない。

$$\begin{pmatrix} R_1 \\ R_2 \\ R_3 \\ R_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} W_{11} & W_{12} & W_{13} & W_{14} \\ W_{21} & W_{22} & W_{23} & W_{24} \\ W_{31} & W_{32} & W_{33} & W_{34} \\ W_{41} & W_{42} & W_{43} & W_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} \tilde{h}_{11} & & & \\ & \tilde{h}_{22} & & 0 \\ & & & \tilde{h}_{33} \\ 0 & & & \tilde{h}_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{pmatrix}$$

そこで、MU-MIMO では、各ユーザからの伝搬チャンネル情報を基地局へフィードバックし、この情報に基づいて送信ウェイト W_T を生成して送信信号に重み付けを行う。上式は、送信信号 $T (= [T_1 \cdots T_4])$ に送信ウェイト $W_T (= [W_{11} \cdots W_{44}])$ を乗算して $H (= [h_{11} \cdots h_{44}])$ の伝搬チャンネルを伝送し、雑音 n が加わった後に受信信号 R を得ることを示している。この結果、伝搬チャンネル行列は見かけ上対角成分のみが存在する対角化行列となり、ユーザ間干渉が抑

圧された状態になる。さらに受信側で MMSE などによる分離処理を行うなどして、MIMO チャンネル分離の精度をあげる。

以上に述べたように次期高速無線 LAN 802.11ac では、

- ・ OFDM サブキャリア変調に 256QAM を追加
- ・ 周波数チャンネル連結により 80MHz 伝送 (オプションで最大 160MHz 伝送)
- ・ MIMO 空間多重 最大 8 多重

によりさらなる高速化を図る。しかし、これらの物理レイヤ技術だけでは、復調・制御用のプリアンブルなどオーバーヘッドの割合が増加し、ユーザが使える速度の割合 (MAC 効率) は頭打ちとなってしまう。そこで、MAC 効率改善のため 802.11n でも採用されたロングパケット化の技術である Frame Aggregation 技術を拡張している (従来、802.11n は 65,535Byte から 802.11ac では 1,048,575Byte へ)。

図 10 に 802.11ac のフレーム・フォーマットを従来の 802.11a, g, ならびに 802.11n と比較して示す。

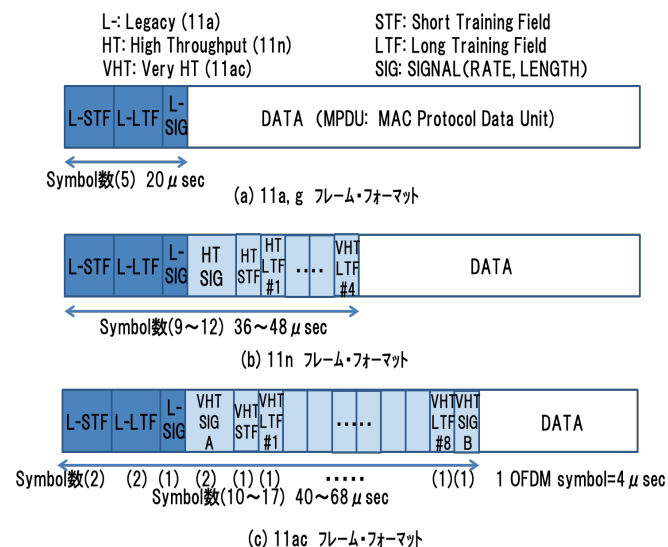


図 10 802.11 無線 LAN のフレーム・フォーマット

802.11a, g では、MIMO の使用は無く、プリアンブル (L-は従来型の意味で Legacy-と呼ぶ) は、パケット検出、受信利得制御 (AGC)、シンボルタイミング検出および周波数誤差推定 (AFC) の引き込み (粗調整) 用の L-STF (Legacy-Short Training Field) 2 シンボル (8 μsec) と後続の SIGNAL およびデータ部分復調のための高精度な伝搬チャネル情報 (CSI) 取得用の L-LTF (Legacy-Long Training Field) 2 シンボル (8 μsec) ならびに適応変調のモード情報 (RATE) とパケット長 (LENGTH) を収納した SIGNAL から構成される。

802.11n では、4 多重の MIMO が初めて使用され、伝搬行列 H の推定のために HT-SIG (High Throughput-Signal), HT-STF, HT-LTF (Max.4) がプリアンブルに追加された。

802.11ac では、さらに MIMO 多重拡張や MU-MIMO 処理、低消費電力化処理を目的として、VHT-SIG (Very High

Throughput-Signal) A および B, VHT-STF, VHT-LTF (Max.8) がプリアンブルに設定される。

HT-LTF ならびに VHT-LTF は、伝搬行列推定のトレーニングにウォルシュ関数による直交符号を用いた STC 型トレーニング符号となっている。

以上の機能追加による 802.11ac の速度性能を従来の 802.11n と比較した結果を表 1 に示す。

表 1 802.11n と 802.11ac の伝送速度比較

| 項目 | 11n 最大 | 11ac | | 比較 (最大) |
|----------------------|----------------------|----------------------|-----------------------|------------|
| | | 必須 | 最大(option) | |
| OFDM 一次変調 | 64QAM (6bit/シンボル) | 64QAM (6bit/シンボル) | 256QAM (8bit/シンボル) | 1.33倍 |
| チャンネル連結 (サブキャリア数) | 40MHz (108サブキャリア) | 80MHz | 160MHz (468サブキャリア) | 4.33倍 |
| MIMO 空間多重数 | 4 | 1 | 8 | 2倍 |
| PHY伝送速度 | 600Mbps | 292.5Mbps | 6.9333Gbps | 11.6倍* |
| Frame 連結 | 65,535Byte | 8,191Byte | 1,048,575Byte | |
| 実効速度 (MAC効率) | 485Mbps (81%) | 157Mbps (54%) | 5.85Gbps (84.4%) | 12倍* |

合計 $1.33 \times 4.33 \times 2 = 11.6$ 倍
物理レイヤ最大伝送速度 $600\text{Mbps} \times 11.6 = 6.933\text{Gbps}^*$
(*回線状態最良における理論上限値)

システム・トータルの速度性能向上は、最大のオプション機能まで考慮すれば、物理レイヤで約 11.6 倍の 6.93Gbps、MAC-SAP でも約 12 倍の 5.85Gbps の高速化実現が可能となる。

5. まとめ

無線通信方式の基礎として、OFDM、MIMO 技術など最新の無線 LAN 方式である IEEE802.11ac の技術を中心に技術動向を概説した。次世代ブロードバンド無線通信はマルチキャリア伝送方式である OFDM やマルチアンテナ技術である MIMO 等の様々な無線通信技術が、そのチャンネル容量増大や品質の向上のためさらに高度化され応用されている。

文 献

- [1] バッナード・スカラー, “デジタル通信 基本と応用,” 森永規彦, 三瓶政一監訳, ピアソン・エデュケーション, 2006 年.
- [2] 三瓶政一, “デジタルワイヤレス伝送技術,” ピアソン・エデュケーション, 2002 年.
- [3] 服部武, “OFDM/OFDMA 教科書,” インプレス R&D, 2008 年.
- [4] 守倉正博, 久保田周治, 改訂三版 802.11 高速無線 LAN 教科書, インプレス R&D, 2008 年.
- [5] 服部武, 藤岡雅宣, “改訂三版ワイヤレス・ブロードバンド教科書 高速 IP ワイヤレス編,” インプレス R&D, 2008 年.
- [6] 服部武, 諸橋知雄, 藤岡雅宣, “3G Evolution のすべて,” 丸善, 2009 年.
- [7] 浅井裕介, “次世代無線 LAN 標準規格 IEEE802.11ac の概要,” 電子情報通信学会 短距離無線通信研究会技報 (SRW Technical Report), No.9, SRW2011-36, pp.49-59, 2012.3.