

1. CDMA

(1) CDMA の概要

CDMA(Code Division Multiple Access：符号分割多元接続方式)は、拡散符号を使って信号を広帯域化し、異なる拡散符号を複数ユーザに割り当てることによりユーザ信号を多重化、多元接続する方式である。ユーザ信号の分離、抽出には拡散符号の直交性を利用する。

図1に示すように、送信側で、ユーザの信号を、それより十分速いビットレートを持った拡散符号と掛け合わせてスペクトラムが広がった信号を生成し送信する。受信側では、同じ拡散符号を使って送信側と逆の操作（逆拡散）を行うことにより広がったスペクトラムを元に戻しユーザの信号を抽出する。

この時、受信側で使う拡散符号が送信側で使ったものと違っているとスペクトラムは元に戻らず広がったままとなり、ユーザの信号を得ることができない。他ユーザの信号に対し自拡散符号を使って逆拡散処理を行っても、同様にスペクトラムは広がったままで元に戻らない。

互いに相関のない拡散符号を複数用意し各ユーザに割り当てることにより、同一の搬送周波数を共用し、同一エリアで同時にそれらの複数ユーザが通信することが可能となる。また、拡散符号の割り当てにより複数のチャンネルを同一搬送波に多重化することもでき、その場合、符号分割多重と呼ばれる。

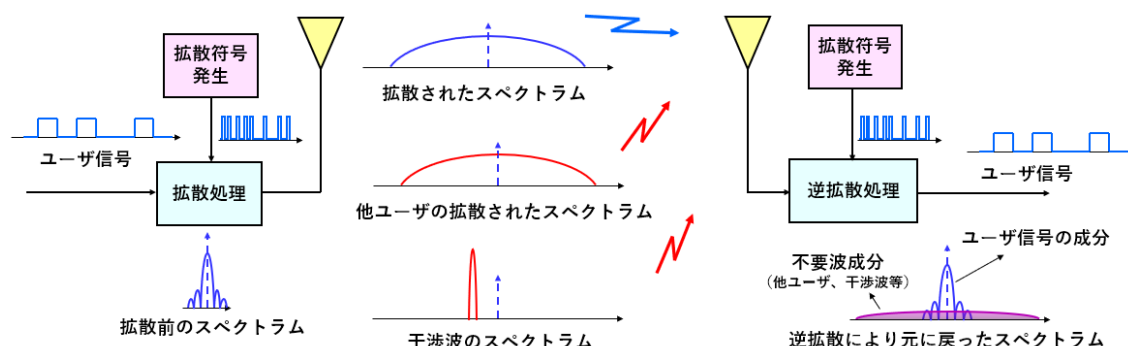
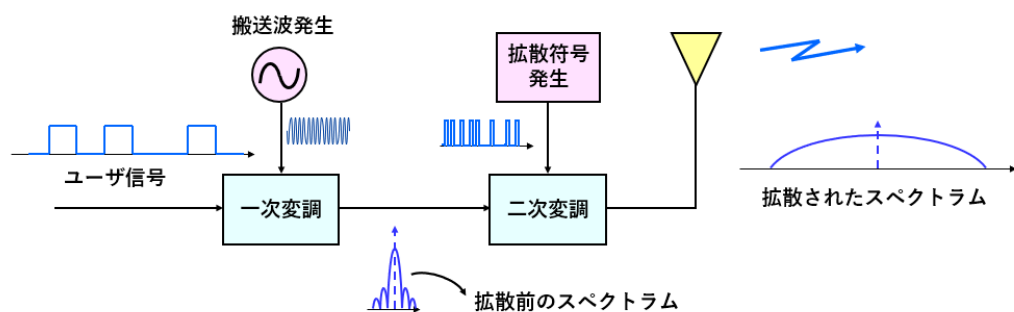


図1 CDMA の概念図

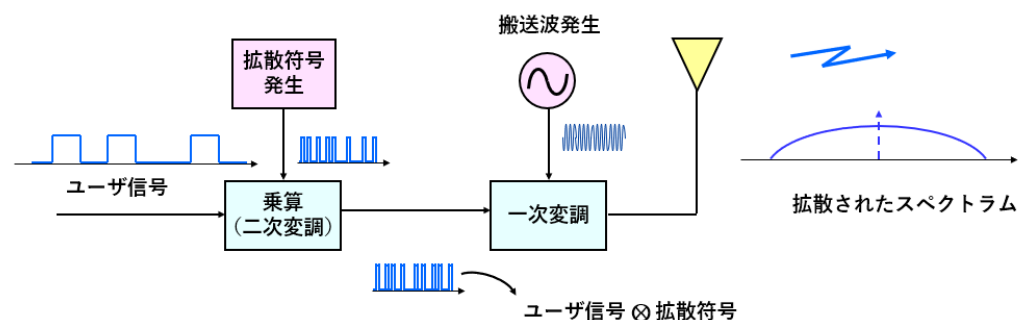
(2) CDMA の動作原理

CDMA では拡散符号を使ってスペクトラムを広げる操作を行うが、その拡散処理には2つのやり方がある。一つは、まずユーザ信号で搬送波をデジタル変調し（一次変調）、その後拡散符号でさらにデジタル変調する（二次変調）方法である（図2の上段）。二つ目は、ベースバンド帯域で先にユーザ信号と拡散符号で乗算しビットレートを上げておいてから搬送波をデジタル変調する方法である（図2の下段）。両方法とも結果として得られる拡散信号は同じである。

回路構成の経済性から後者が採用されることが多い。



一次変調を先に行いその後二次変調を行う方式



二次変調を先にベースバンド帯域で行いその後一次変調を行う方式

図2 CDMA の動作原理

信号の乗算とは、例えばユーザ信号を「0 1 0・・・」、拡散符号を「101001」とした場合、図3のように $0 \otimes 1 \Rightarrow 1$ 、 $0 \otimes 0 \Rightarrow 0$ 、 $1 \otimes 1 \Rightarrow 0$ 、 $1 \otimes 0 \Rightarrow 1$ 、の演算規則に従って変換することである。これは XOR ゲートを通した場合と同じ結果になる。すなわち、ユーザ信号が”0”の場合、拡散符号はそのまま、ユーザ信号が”1”の場合は拡散符号の極性を反転させる操作となる。

こうして得られた高ビットレート化された信号で搬送波をデジタル変調すると、元のユーザ信号で変調した場合に比べ広いスペクトラムを持った変調波が得られる。

ユーザ信号の1シンボル当たりの拡散符号のビット数(拡散符号の場合、特にチップ数という)を拡散率といい(上の例では6となる)、拡散後のスペクトラムの広がり(上の例では、拡散処理をしなかった場合に比べスペクトラムの広がりが6

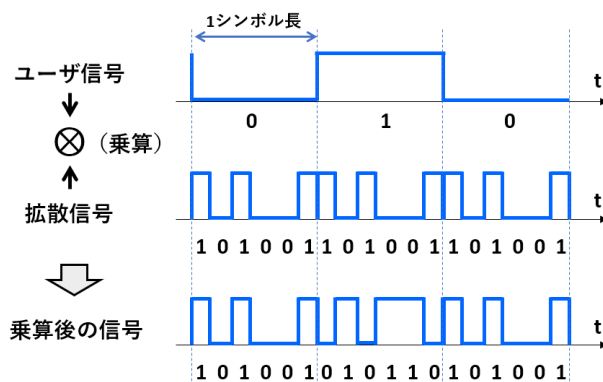


図3 拡散のための乗算処理

倍になる)。受信側では、送信側と逆の処理を行う(図4上段)。受信された信号をデジタル復調するとチップレート(拡散符号のビットレートをチップレートと呼ぶ)に相当するビットレ

ートのデジタル信号が得られるが、送信側で使ったものと同じ拡散符号を使って乗算することによりユーザ信号を抽出することができる。受信される信号には他ユーザの信号も重畳されているが、他ユーザからの信号は別の拡散符号で拡散されているため、乗算しても、成分がバラバラになり1シンボル区間にわたって積分することにより除去できる（図4下段）。

また、帯域内に単一周波数の強い干渉波があっても、逆拡散の過程でこの干渉波はスペクトラムが広げられフィルターで大部分除去されるのでその影響は大幅に軽減される。

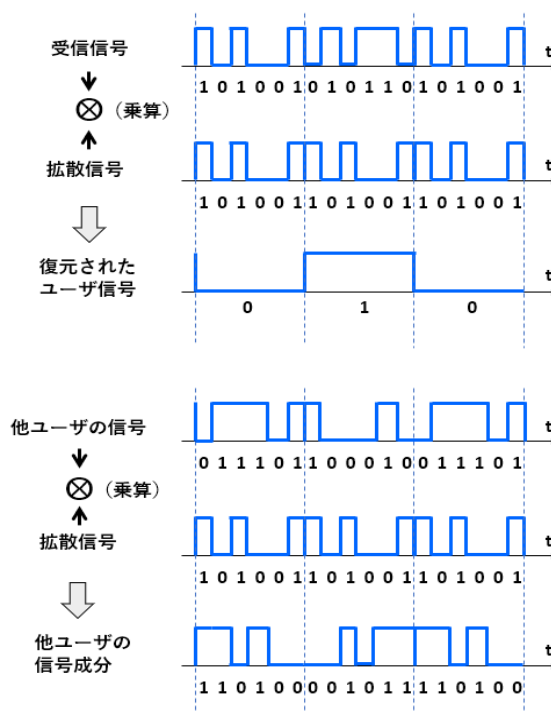


図4 逆拡散による希望信号の抽出

(3) CDMA の特徴

- ① 周波数利用効率が低い。
- ② 全てのセル、セクターで同じ周波数を使えるので、周波数再利用計画が不要となる。
- ③ 雑音、干渉、混信に強く、高い通信品質が確保できる。
- ④ マルチパスフェージング（遅延多重波によるフェージング）に強い（RAKE受信）。
- ⑤ 複数の無線基地局と同時に通信でき、ソフトハンドオーバーが可能となる。
- ⑥ 広帯域シングルキャリア方式であるため、データ速度が上がると周波数選択性フェージングに対して弱くなる。

(4) 遠近問題と送信電力制御

携帯電話では同一セル内で多くのユーザが同時に通信し、無線基地局のすぐそばにいるユーザやセルの端にいるユーザなど様々で、無線基地局が受信する電力についてもユーザにより非常に大きな違いがでてくる。

CDMA では、逆拡散により得られる利得よりも大きな電力で他ユーザの信号を受信すると、拡散符号による希望ユーザ信号の抽出精度が大幅に低下する。携帯電話等同一無線ゾーン内で多くのユーザが同時に通信する方式では、無線基地局での各ユーザからの受信電力のバラツキを抑えるために、ユーザ側の送信電力を制御する仕組みを組み込んでいる。フェージングのため元々受信電力の変動が激しいことから、フィードバックによる高速制御が要求される（W-CDMA 方式の場合毎秒 1500 回）。

送信電力制御には、大きく分けてオープンループ制御とクローズドループ制御の2方式がある。前者は、基地局からの受信レベルを基にユーザ端末側で送信電力を決める方式で（基地局からの受信が強い時は基地局への送信レベルを下げる）、実現が容易である反面、上り、下り

の伝搬損失は必ずしも同じでない（上り、下りで周波数が違う場合）ため制御の精度は低い。後者は、基地局側で移動機からの SIR(Signal to Interference Ratio:信号対干渉波比)をモニターし、SIRがある基準レベルになるようにフィードバック制御を行う方式である（図6）。前者に比べ制御が複雑になるが、精度の良い制御が可能となる。

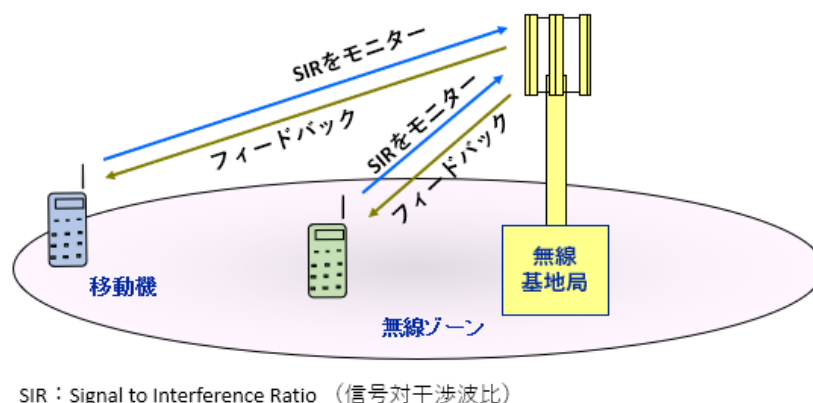


図6 送信電力制御（クローズドループ制御）

（5）RAKE 受信

無線通信では、送信機から発射された電波は反射、回折を繰り返して複数の経路（パス）を通り、様々な遅延と減衰を伴って受信される（マルチパス受信）。この現象はマルチパスフェージングの原因ともなり TDMA など他の方式では受信品質の劣化要因となる。CDMA では、RAKE（熊手の意味）受信を行うことによりマルチパスによる受信を通信品質向上のために積極的に利用している。

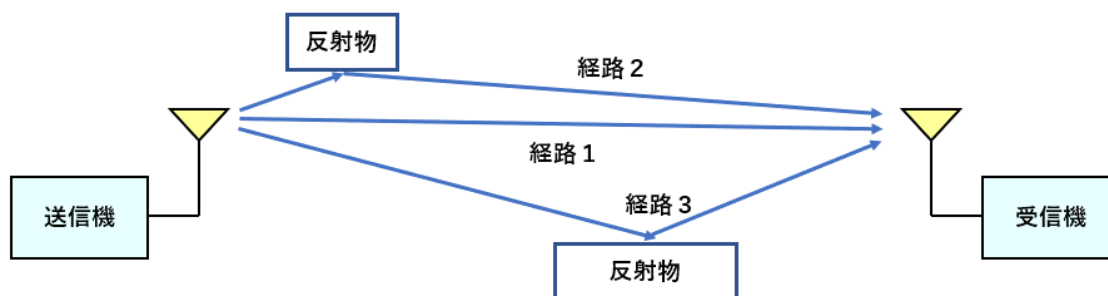


図7 マルチパス受信

図7のようにマルチパスにより複数の信号がそれぞれ遅延を伴って受信される（図では3波）。これらはアンテナで受信されると重畳されてしまうが、それぞれのタイミングに合わせた逆拡散符号で乗算処理をすることにより特定の経路からの信号のみを抽出することができる。他経路からの信号との乗算結果は逆拡散符号のタイミングが合っていないため拡散されたままとなり（拡散符号として自己相関のない、または自己相関の低い符号を使う必要がある）、タイミングの合った経路の信号のみ拡散前の信号に戻されるからである（図8）。

RAKE 受信が有効に機能するには、マルチパスの経路遅延が 1 チップ長より大きいこと、および使用する拡散符号の自己相関特性が良好であることが条件となる。

RAKE 受信機の構成を図 9 に示す。

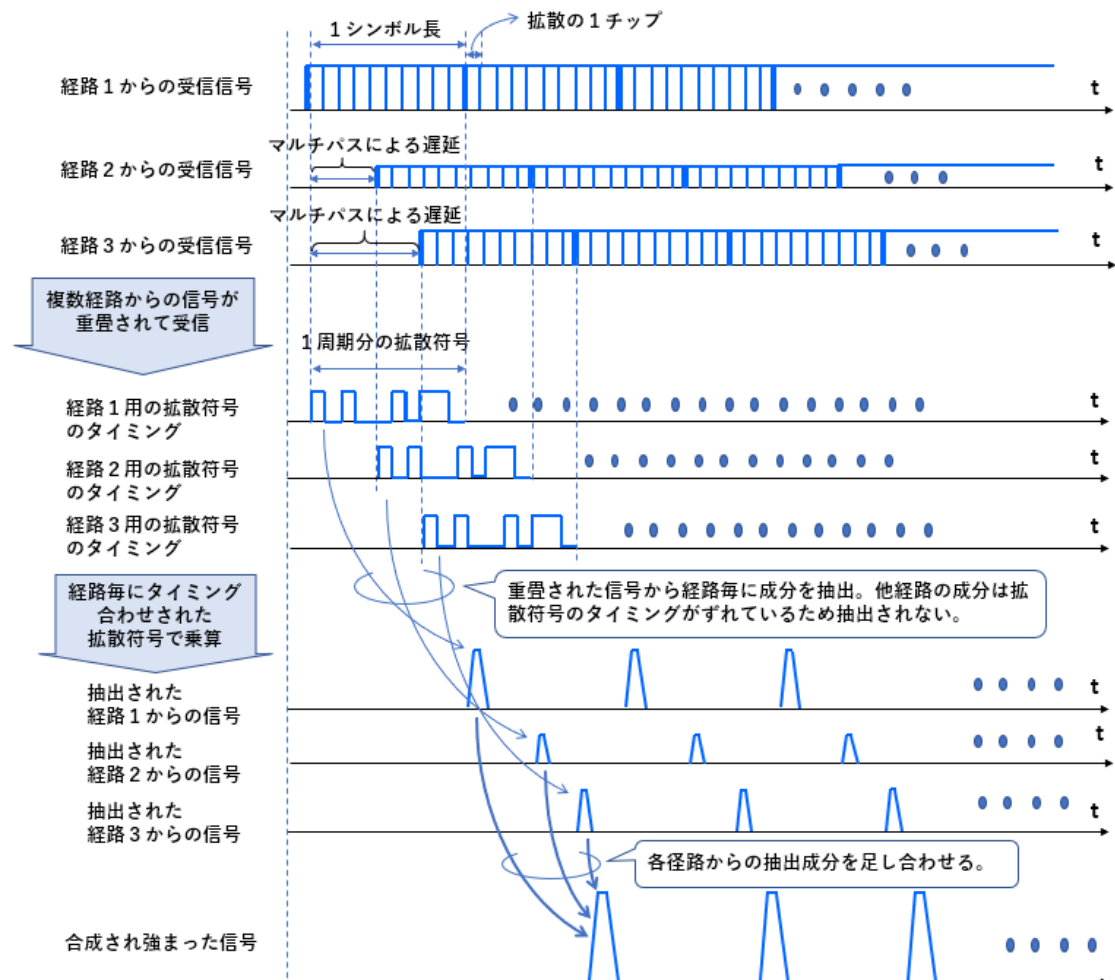


図 8 RAKE 受信における信号処理

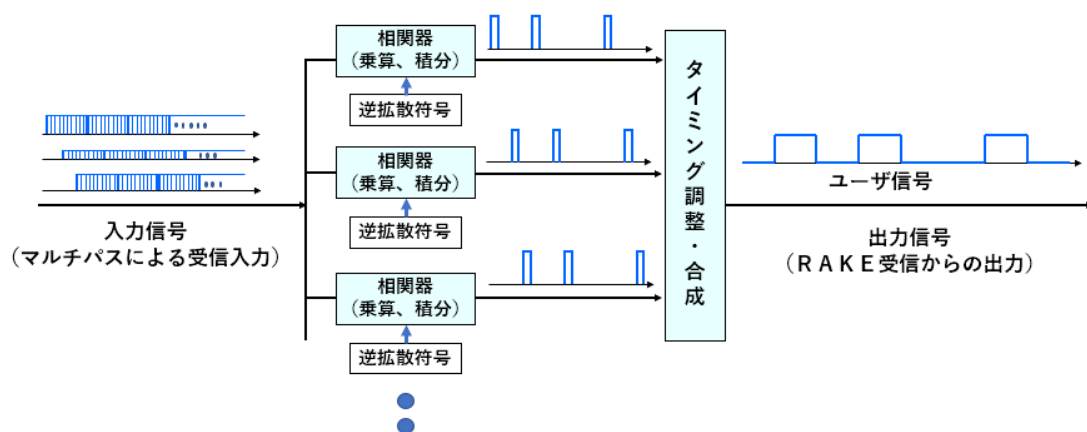


図9 RAKE受信機の構成

(6) MC-CDMA (Multi-Carrier Code-Division Multiple Access)

ここまでの CDMA では、時間軸上で拡散符号との乗算を行うことにより拡散スペクトラムを生成しているが、これを周波数軸上で行う方法もある。MC-CDMA (マルチキャリア CDMA) がそれで、多数のサブキャリアが周波数軸上で並んだ OFDM 波を、既に拡散処理の済んだ拡散波と見立て、ベースバンドで拡散処理された信号をチップ単位で OFDM のサブキャリアに変調信号として割り当てる方法である。サブキャリアの一つ一つが周波数軸上での拡散チップとなる。

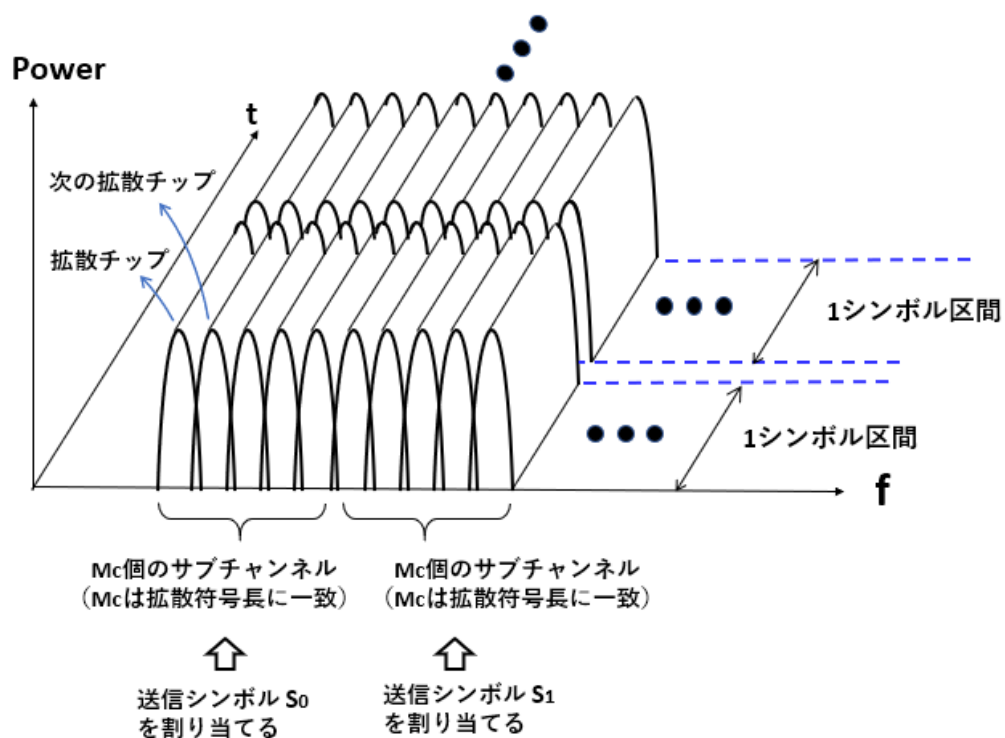


図10 MC-CDMA 波のスペクトラム

図10のように、多数あるサブキャリアを M_c 個ごとにグループ化し、各グループに拡散符号1周期分のユーザ信号（拡散処理後）の送信シンボル（図では $S_0, S_1 \dots$ 、拡散前の送信シンボル）を割り当て、各サブキャリアを拡散チップ単位で変調する。ここで M_c は拡散符号長に一致する。また、拡散率は M_c となる。ユーザ信号の伝送速度は $1/M_c$ となる。

拡散符号が周波数軸上で固定され、受信側で既知となるので、逆拡散操作のための拡散符号の同期が不要になるというメリットがある。

2. OFDM

(1) OFDM の概要

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 直交周波数分割多重)は、互いに直交する複数のサブキャリア (副搬送波) を帯域内に配置し、ユーザ信号を各サブキャリアに配分して変調し、並列送信することにより高速データ通信を実現する方式である。サブキャリアを複数ユーザに割り当てることにより多重化と多元接続を行う。

サブキャリアは、周波軸上でシンボルレートに等しい周波数間隔に並べられている。隣接するサブキャリアのスペクトラムは一部重なるが、この周波数間隔の条件では、理論的に相互干渉をゼロにすることができ、高い周波数の利用効率を達成できる。

ユーザ信号を多くのサブキャリアに分散するため、各サブキャリアのシンボルレートを大幅に下げることができ、マルチパスによる通信品質の劣化を防ぐことができる。図1に概念的な構成と OFDM 波のスペクトラムを示す。

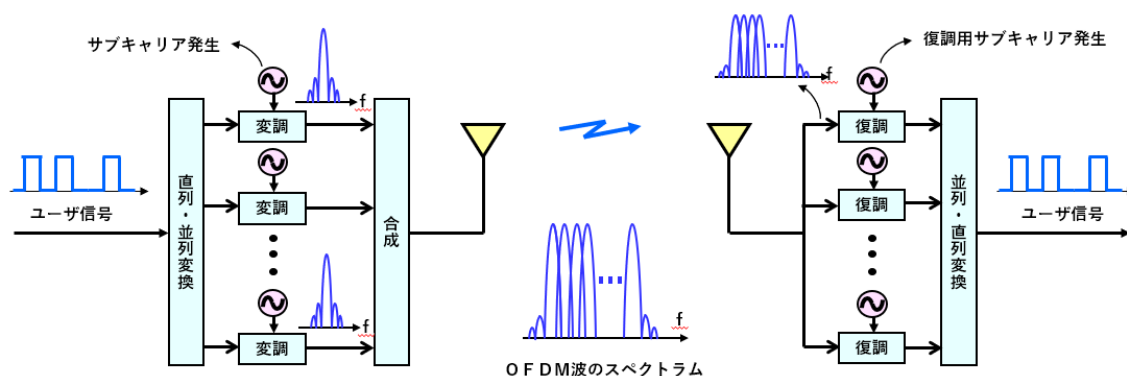
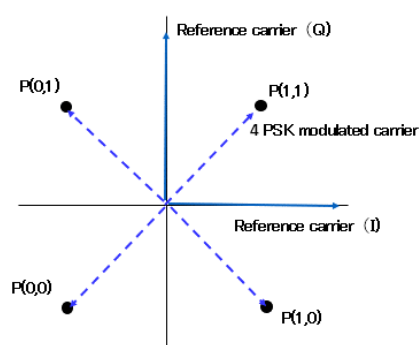


図1 OFDM による送受信と OFDM 波のスペクトラム

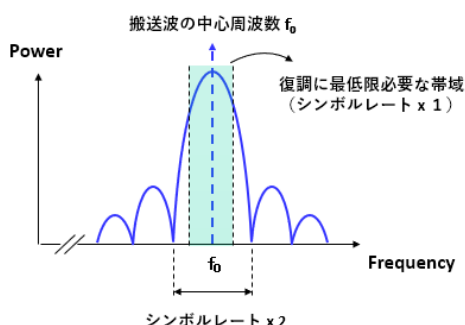
(2) OFDM の動作原理

OFDM では、サブキャリアの変調方式として通常 QPSK や 16QAM 等の振幅/位相変調系が使われる。QPSK の場合、 90° 離れた 4 つの位相を使うので 1 シンボル当たり 2 ビットのユーザデータを、16QAM では位相と振幅を組み合わせた 16 の状態を使うので 1 シンボル当たり 4 ビットのユーザデータを送ることができる。

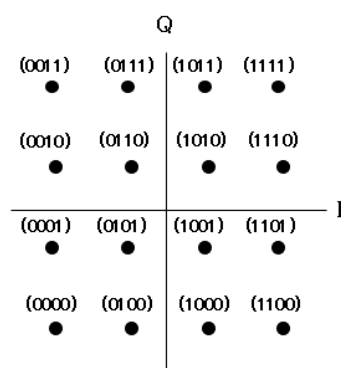
スペクトラムの広がりにはシンボルレートで決まり、いずれの場合も、サブキャリアの中心周波数から $\pm 1/T_s$ (T_s はシンボル長) 離れた周波数の所にヌルポイントがくる (図2)。



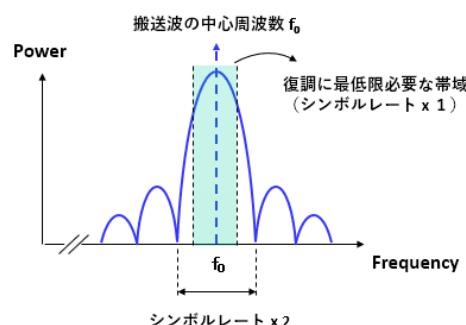
4PSK 変調



4PSK 変調波のスペクトラム



16QAM 変調



16QAM 変調波のスペクトラム

図2 OFDM で使われる変調方式の例とそのスペクトラム

図3のように、サブキャリアの中心周波数がヌルポイントに一致するように配置した場合、直交性によりサブキャリア相互の干渉を避けることができる。

これを時間軸で見た場合、図4のように1シンボル区間に含まれるサブキャリアの波長の数（1周期の正弦波の数）がちょうど整数になる。図では、サブキャリアが3個あり、周波数がそれぞれ 30kHz、40kHz、50kHz、シンボルレートを 10ksps としている。受信側でこれらは重畳されるが、自サブキャリアと同じ周波数の正弦波で乗算処理をすることにより、自受信信号についてはプラスの成分（位相が合っている場合）が残るが他信号については位相に関係なくプラスとマイナスが相殺されゼロになる。このようなサブキャリアどうしの関係を「直交」という。

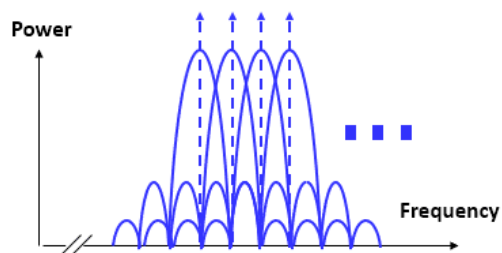


図3 サブキャリアの周波数配置

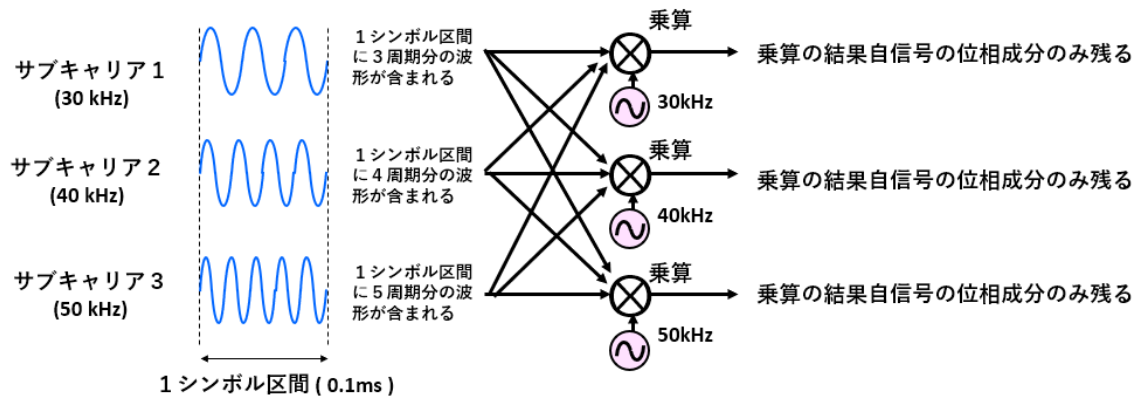


図 4 サブキャリアが 3 個あり、それらの周波数がそれぞれ 30kHz、40kHz、50kHz、シンボルレートを 10ksps とした場合の時間軸上の波形と直交性

OFDM では数十から数千という膨大な数のサブキャリアを使うが、それぞれに変復調を行うことは回路が複雑になりすぎて実現困難となる。そこで実際には、回路で変復調する代わりに、入力データの情報を元にして数学的な演算を行うことで OFDM の変調波の生成を行っている。受信側では、受信された OFDM 変調波を送信側とは逆の演算を行うことによりユーザ信号を得る。

図 5 にその概念的な構成を示す。

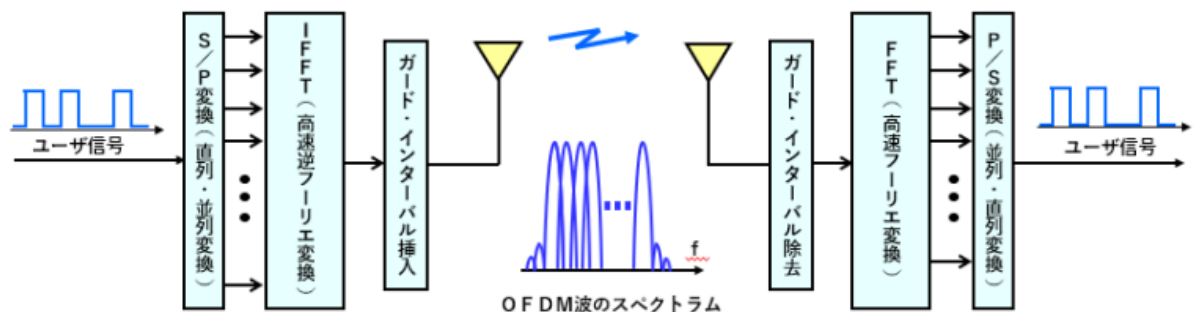


図 5 OFDM 送受信の信号処理

FFT (Fast Fourier Transform) は高速フーリエ変換 (離散フーリエ変換) の略である。離散フーリエ変換では、サンプリングされた時間軸のデータを周波数の成分データに変換する演算を行う。サンプリングの数が 2 の N 乗 (N は正の整数) の場合、この演算を高速に実行できるアルゴリズムが存在し、それを FFT と呼んでいる。IFFT (Inverse Fast Fourier Transform: 高速逆フーリエ変換) ではその逆の演算、すなわち周波数の成分データ (振幅と位相の両方の情報を含む) から時間軸上の波形データ (サンプリングデータ) を求める処理を行う。

送信側で行う QPSK、16QAM 等振幅/位相変調系の「変調」とは、「ある振幅と位相を持ったサブキャリアを生成すること」ともとらえることができる。これは数学的には、周波数成分データ (各サブキャリアの振幅と位相情報、すなわち図 2 上段の位相平面上でのマッピング情報)

を実時間上の波形データ（離散的なサンプリングデータではあるが）に変換する（離散逆フーリエ変換）ことと等価となる。

受信側では、逆に実時間上の波形データを離散フーリエ変換することで、周波数成分（各サブキャリアの振幅と位相情報）を抽出するが、これは各サブキャリアを復調して変調信号を取り出すことと等価となる。

以上のように、OFDM では、複数のサブキャリアを周波数軸上で理論的な限界まで接近させて配置し（1/シンボル長の周波数間隔、シンボルレート）周波数の利用効率を最大限に高めている。また、ユーザ信号を各サブキャリアに分散割り当てして並列送信することにより、シンボル長をマルチパスによる遅延より十分長くとることができ、マルチパスによる通信品質の劣化を防いでいる。複数ユーザあるいは複数チャンネルの信号を一組のサブキャリアにのせて一括送受信できるので OFDM（直交周波数分割多重）と呼んでいる。

弱点として、各サブキャリアが独立してデジタル変調され、これが複数個重畳されるので、サブキャリアの数が多くなるにつれて、時間軸上の波形が白色雑音の波形に近くなり、電力の平均値に比べピーク電力値が高くなる（PAPR：Peak to Average Power Ratio が大きくなる）。

送信機の増幅器に大きなダイナミックレンジと高い精度のリニアリティが要求されることになり、送信電力の制限要因にもなる。特に、移動通信では端末からの送信で深刻な問題となるため、携帯電話の LTE 方式では、下り回線には OFDM を使う一方で、上り回線には、実質的にシングルキャリアを使う変調方式となる SC-FDM を採用している。

（３）OFDM の特徴

- ① 周波数利用効率が高い。
- ② マルチパス伝搬の環境下でも高速のデータ通信が実現できる。
- ③ PAPR（Peak to Average Power Ratio：ピーク電力／平均電力）が大きくなる。

（４）ガード・インターバルの挿入

OFDM ではサブキャリアのシンボルレートを低くしているが、マルチパスにより、遅延を伴って到来する信号も重畳されて受信され、先に受信した信号との間でシンボル間の重なりが生じる（図 6）。FFT 演算による復調の際、この重なりが復調の精度を下げることになる（シンボル間干渉）。

これを避けるため、図 7 に示すガード・インターバルという技術を使う。シンボルの前の部分にマルチパスによる遅延より長い空白部分を作り、そこにシンボル区間末尾部分の一部の信号をコピーして挿入する（この部分を CP：Cyclic Prefix、サイクリック・プレフィックスとも呼ぶ）。

受信側では、先行波と遅延波が重畳されて受信されるが、図 7 のように離散フーリエ変換で使う区間からこのガード・インターバル部分を除外することにより、隣接シンボルとの重なりを避けることができる。遅延波信号のコピーされた部分は、時間軸上で有効シンボル区間（シンボル区間からガード・インターバルを除いた区間）の先頭と末尾に分割されるが、周波数成分には影響しないため、離散フーリエ変換により元の信号が精度良く復元される

(離散フーリエ変換では変換対象区間が繰り返されるものとして演算される)。また、隣接シンボルの信号が混じらないことでサブキャリア間の直行性も保つことができる。

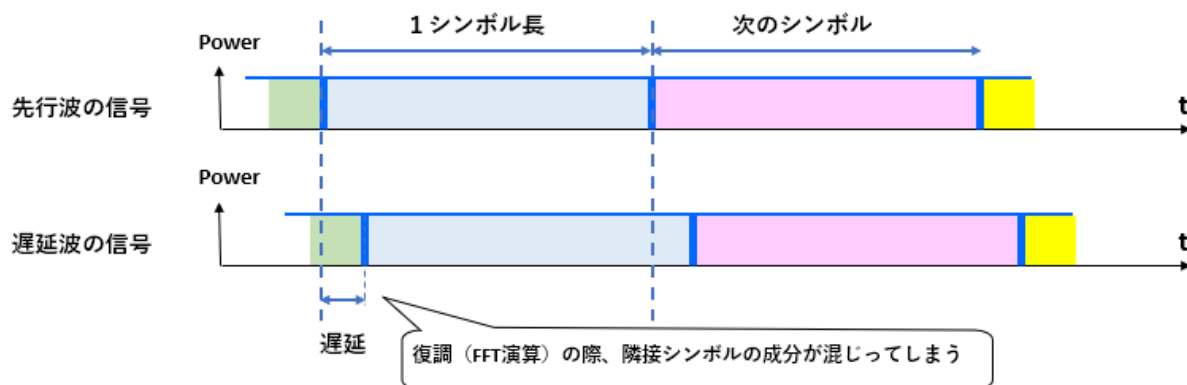


図6 マルチパスによる遅延波の受信とシンボル間干渉

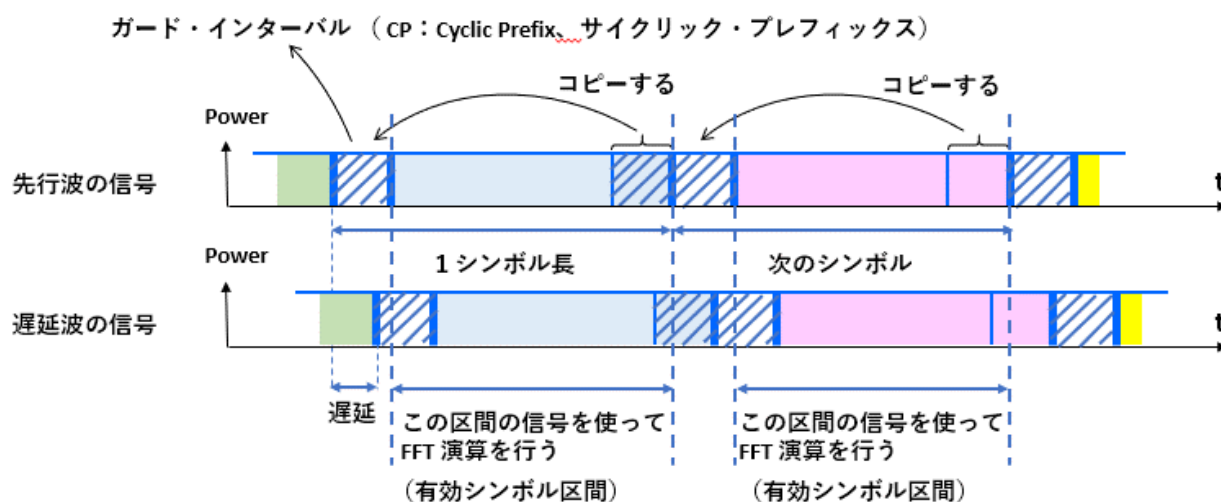


図7 ガード・インターバルの挿入

(5) スケジューリング

OFDM の伝送リソースは周波数と時間の組み合わせで表すことができる。各ユーザにこのリソースを割り当てることをスケジューリングという。

例えば、図8に示すように、時間が $t_0 \sim t_1$ の間は A、B、C の3ユーザに割り当て、 $t_1 \sim t_2$ の間は D、B に割り当てるといように各ユーザの状況に応じてリソースの配分を最適化する。

また、フェージング等によって各リソースの品質も変化するが、劣化したリソースへのユーザ割り当てを避けるなど品質面でも全体の最適化をはかることができる。

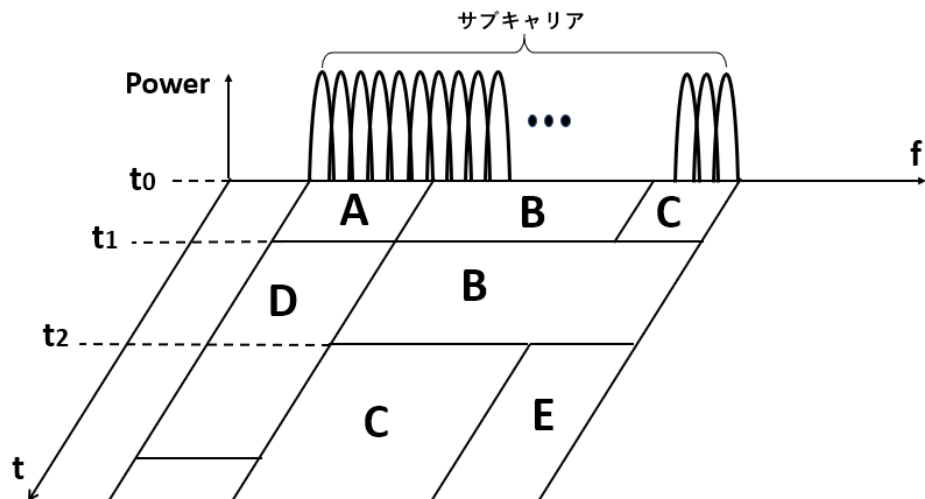


図 8 OFDM におけるスケジューリング

(6) MIMO-OFDM

OFDM は周波数選択性のフェージングに対して各サブキャリアが個別にほぼフラットな影響を受けるため、その対処が容易である。また、マルチパスによる遅延波に対してもガード・インターバル等の仕組みによって品質劣化を防ぐことができる。

MIMO はマルチパスを積極的に利用して多重化をはかる方式であるので、OFDM とは融和性が良いといえる。MIMO と OFDM を組み合わせることにより、さらに高速化や容量の増大をはかることができる。

3. SC-FDM

(1) SC-FDM の概要

OFDM では、多数のサブキャリアを用いてユーザ信号を分散、並列送信し、シンボルレートを下げるにより、マルチパス環境下での高速データ通信を実現する。その反面、多数のサブキャリアがそれぞれ独立に変調され、それらが重畳されて送信されるため時間軸上での信号波形が白色雑音に近くなり PAPR (Peak to Average Power Ratio : ピーク電力対平均電力比) が高くなるという弱点を有している。

SC-FDM(Single Carrier Frequency Division Multiplexing : シングルキャリア周波数分割多重)は、PAPR を抑えるため、図 1 下段に示すように、OFDM の送信側で IFFT 変換を行う前段で DFT (Discrete Fourier Transform : 離散フーリエ変換) 変換を行い、各サブキャリアを関連付けて実質的にシングルキャリアの変調波を生成するようにした方式である。

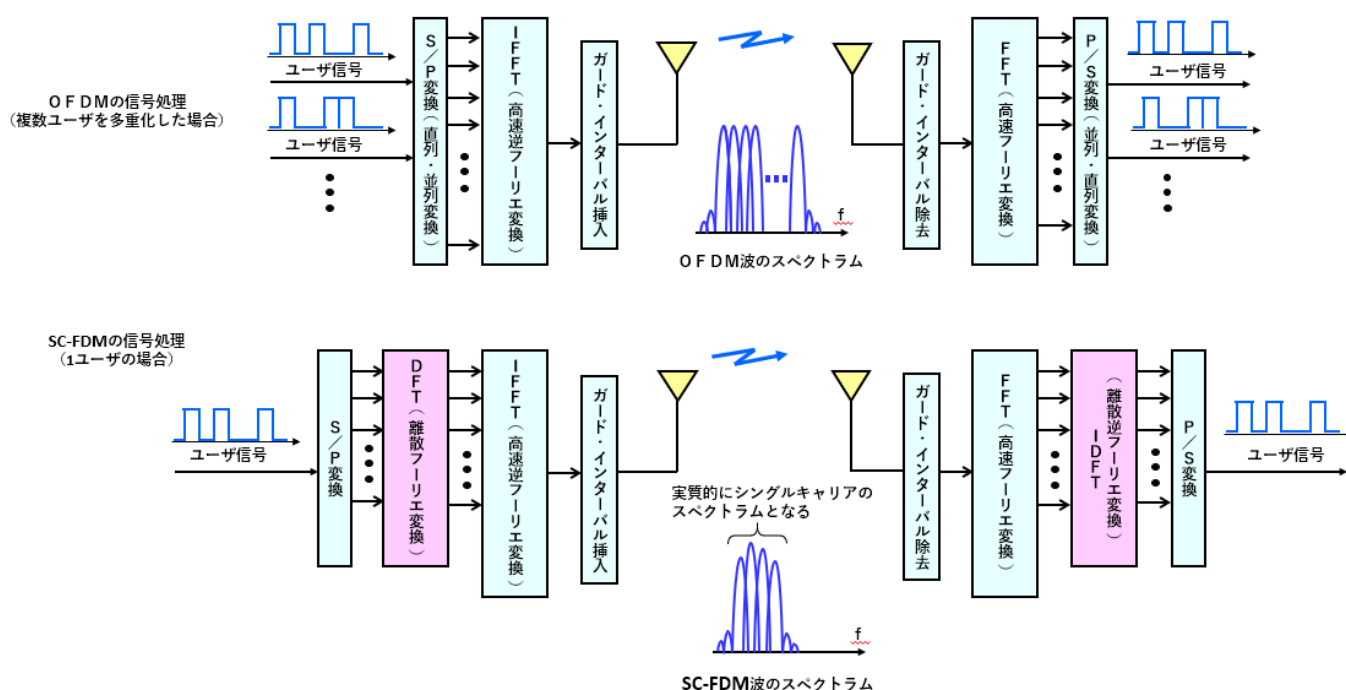


図1 OFDMとSC-FDMの信号処理の比較 - 概念図 -

受信側では送信側と逆の処理を行う。すなわち、FFT (高速フーリエ変換) の後段に IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform : 離散逆フーリエ変換) を置き、送信側で行ったサブキャリア関連付けの信号変換を元に戻す。

このように SC-FDM では OFDM の仕組みをほぼそのまま使っている。SC-FDM を移動通信の上り回線 (移動機からの送信) に使い、下り回線に OFDM を使っている場合、PAPR を低く抑えることに加え、上り、下りで回路構成を共通化することができ経済化をはかることができる。

(2) SC-FDM の動作原理

SC-FDM 波生成の原理的な流れを図 2 に示す。

概要の項目で述べたように、ODFM との違いは、送信側で DFT が、受信側で IDFT が挿入されることで、それ以外はほぼ同じである。

使用するサブキャリアの数を M 個とすると、ユーザからの信号を、まず M シンボルごとに S/P (シリアル/パラレル：直列/並列) 変換し、 M サイズの DFT へ入力する。DFT は M 個の入力を離散フーリエ変換して M 個の周波数成分情報として出力する。IFFT はこれを逆離散フーリエ変換して時間軸上の変調波を生成する (結果的に M 個のサブキャリアを使って OFDM 変調したことになる)。

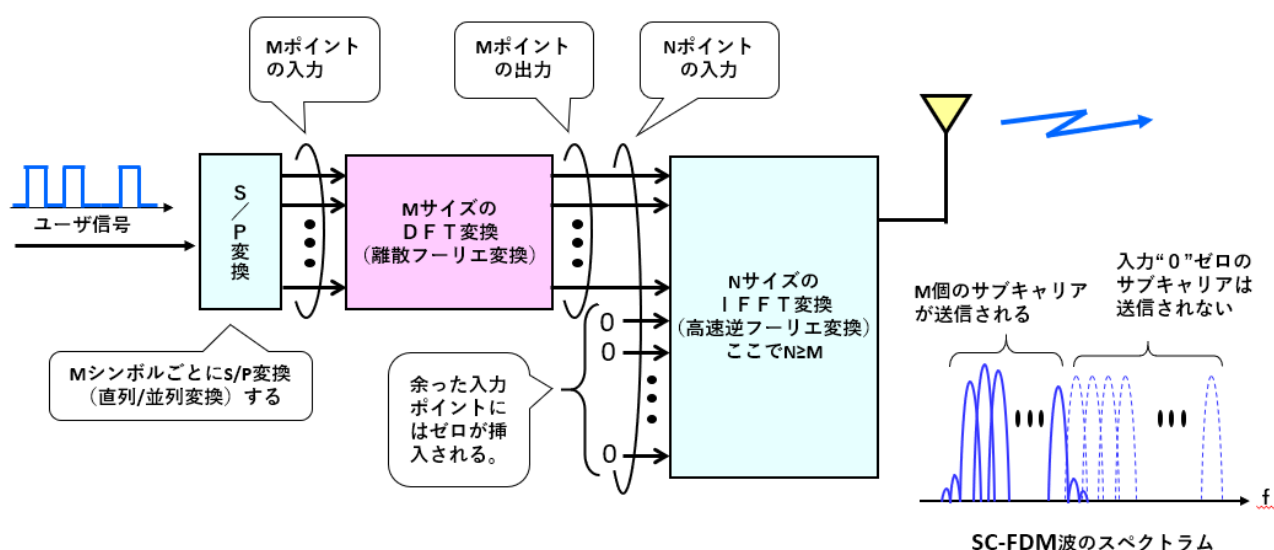


図 2 SC-FDM 波生成の原理的な流れ

IFFT の前段で、DFT は、入力信号である離散的な信号 (時間軸上でサンプリングされたデータ) を離散フーリエ変換 (離散的な周波数成分信号 (振幅と位相情報を含む) に変換) する演算を行っているため、IFFT への入力信号はある特定の一つの信号 (DFT への入力信号) の周波数成分データになっている。それを入力として離散逆フーリエ変換 (IFFT) して時間軸上の波形を生成すると、各サブキャリアは、一つの信号で変調された単一の搬送波スペクトラムを分割・分担することになる (図 3)。

このようにして M 個のサブキャリアを合わせた全体の信号の時間軸上での波形は、シングルキャリアを使った変調波の波形と実質的に同等のものとなる。PAPR についてもシングルキャリアのそれと同等のレベルになる。このような手法により SC-FDM では PAPR を低く抑え、増幅器に要求される広いダイナミックレンジと高精度の線形リティの問題を解決している。

各サブキャリアが変調シンボルを少しずつ分担して搬送するので、SC-FDM を DFT-Spread OFDM (DFT 拡散 OFDM) と呼ぶこともある。

通常 IFFT のサイズ N は前段の DFT のサイズ (ここでは M) より大きいいため IFFT の入力ポイントには空きが生じる。この空き入力ポイントに “0” を設定すると、“0” 入力とは振幅情報がゼロということでエネルギーがなくなるため、図 2 右側の SC-FDM 波のスペクトラムに示すように、そのサブキャリアは生成されなくなり (IFFT 変換されたとき時間軸波形にそのサブキャリアの成分が含まれなくなる)、帯域をサブキャリア M 個分に制限できる。また、入力ポイントの選択とゼロ入力の設定により、サブキャリア全体の周波数帯域のどの部分を使うかを柔軟に変えることができる (ただし PAPR 抑制効果を得るためには連続したサブキャリアあるいは等間隔に離れたサブキャリアを使う必要がある)。

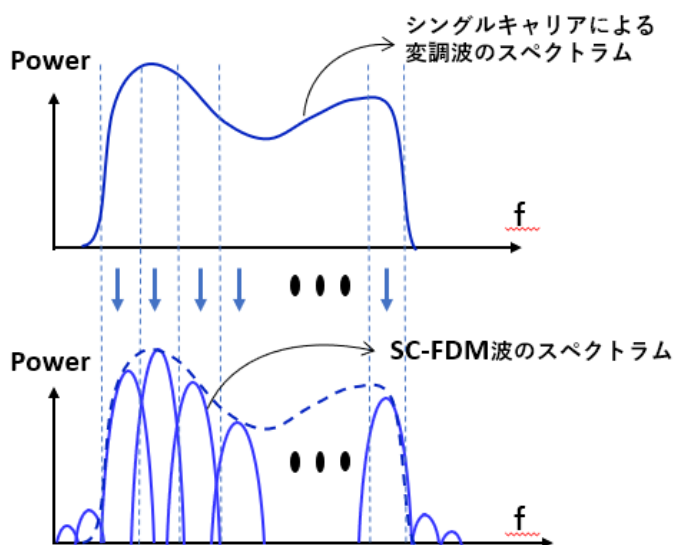


図 3 SC-FDM 波のスペクトラム

(3) SC-FDM の特徴

- ① PAPR (Peak to Average Power Ratio : ピーク電力対平均電力比) が小さい。
- ② OFDM と同様マルチパス伝搬の環境下ではガード・インターバルが必要。
- ③ 広帯域となるため周波数領域等化が必要。

(4) 複数ユーザによるサブキャリアの共用とスケジューリング

SC-FDM では、前述したように、使用するサブキャリアの周波数軸上でのマッピングを DFT サイズと IFFT の入力ゼロ設定により容易に行えるので、移動通信の上り回線において、複数ユーザ間でのサブキャリアの共用が容易に実現できる。

例えば図 4 に示すように、ユーザ間でサブキャリアのスペクトラムが重ならないようにマッピングすることにより、干渉を避けつつ同じエリア内での同時通信が可能となる (SC-FDM でもサブキャリアは互いに直交している)。

時間軸でのリソース割り当てを組み合わせると OFDM と同様のスケジューリングが可能となる (図 5)。ただし、SC-FDM の場合、PAPR 抑圧効果を得るためには 1 ユーザに割り当てるサブキャリアは周波数軸上で連続している必要がある。

また、OFDM と同様、周波数選択性フェージング等による伝搬環境悪化に対しても、ユーザ毎、リソース毎に影響の受け方が異なるため、あるユーザに割り当てたリソースの品質が劣化した場合、そのリソースを、影響を受けないユーザへ割り当てなおすことにより、リソース利用の最適化をはかることができる。

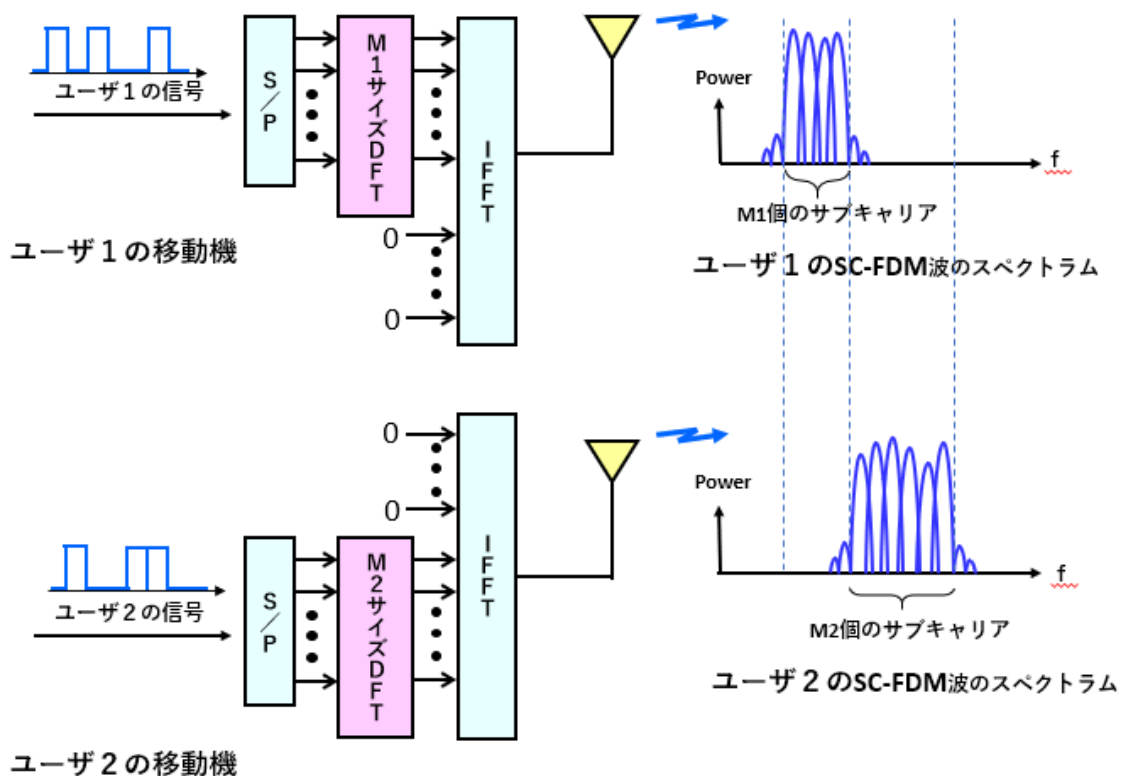


図4 複数ユーザによるサブキャリア帯域の共用

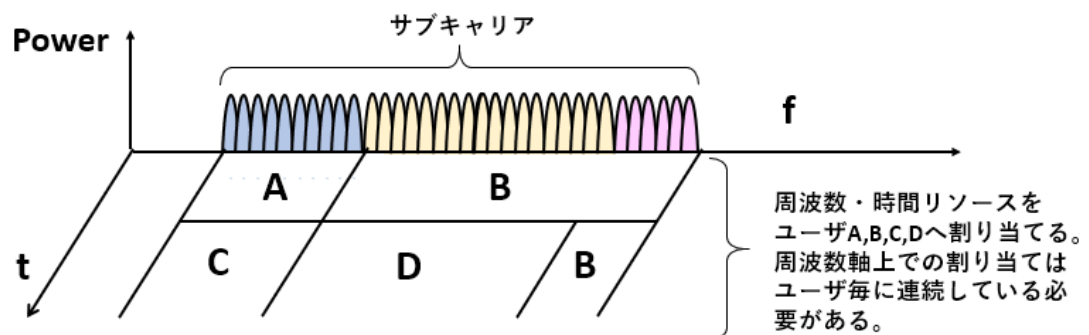


図5 SC-FDM におけるスケジューリング

(5) 周波数領域等化

SC-FDM は広帯域シングルキャリアの特性を持つため、マルチパス環境下では周波数選択性のフェージングの影響を受け、品質維持のため周波数領域等化が必要となる。周波数領域等化では、一般に図6のように、受信信号をFFTにより一旦周波数領域に変換し、そこで周波数成分ごとに振幅と遅延の補償を行うことによりフェージングの影響を取り除く。

SC-FDM 受信機にはすでにFFTとIDFTが備わっているため、図7のように周波数領域フィルタを追加することで比較的容易に周波数領域等化を実現できる。

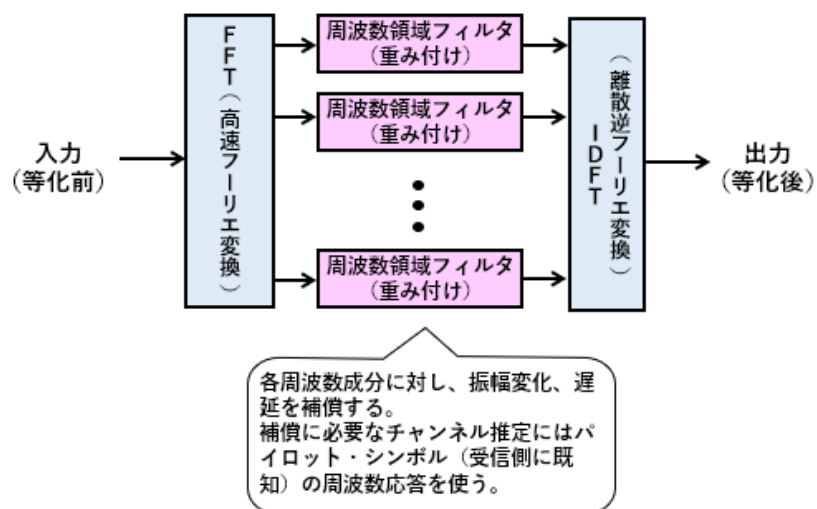


図 6 周波数領域等化の概念図

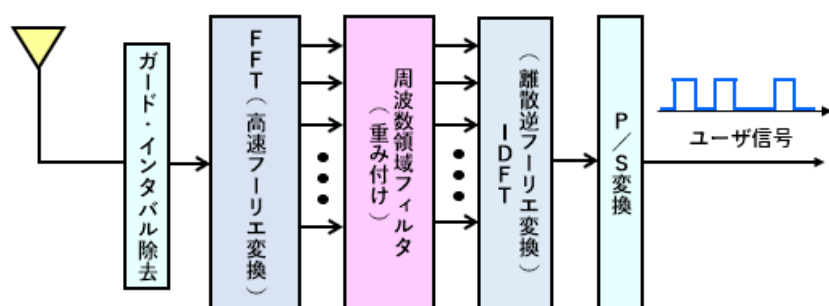


図 7 SC-FDM における周波数領域等化（一例）