

## 4 電波伝搬と無線アクセス

### 4.1 理想空間における電波伝搬

図4.1に無線通信システムの送受信機間の伝搬の様子を示す。無線通信では大気を伝送媒体として用いるため、一般には後述するフェージングや干渉など様々な問題が生じるが、ここでは、空間は理想的、すなわち、無損失で、フェージングや干渉などの問題は無いものとする。

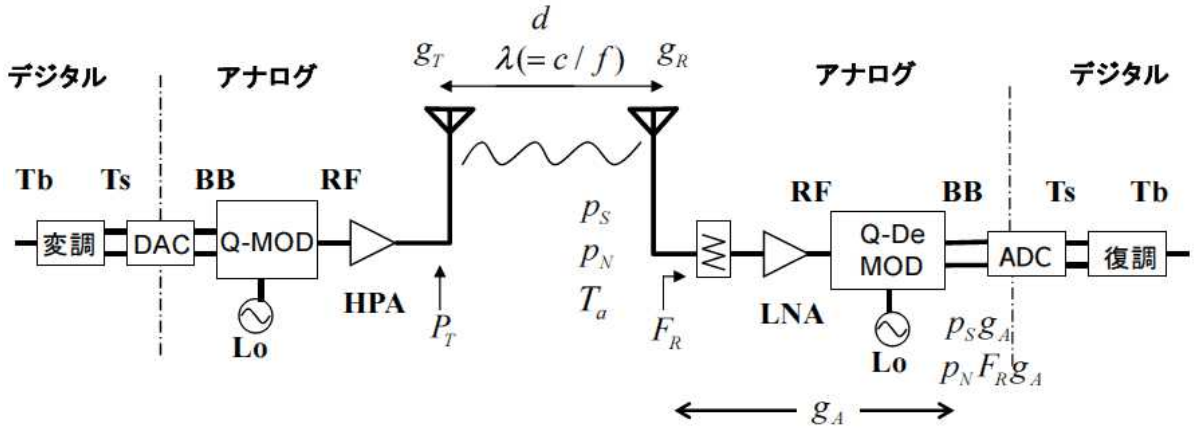


図 4.1 無線通信システムの送受信機間の伝搬の様子

この時、受信機の受信電力  $p_S$  はフリスの伝達公式<sup>[10]</sup>を用いて次式で与えられる。

$$p_S = g_T g_R p_T \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (4.1)$$

ここで、 $p_T$  ; 送信機出力電力、 $g_T$  ; 送信機アンテナ利得、 $g_R$  ; 受信機アンテナ利得、 $\lambda$  ; 搬送波の波長、 $d$  ; 伝搬距離

一方、受信機入力端での雑音電力  $p_N$  は熱雑音のみを考慮すると、ナイキストの

熱雑音理論から次式で与えられる (2.8 節参照)。

$$p_N = k_B T_a \Delta f \quad (4.2)$$

ここで,  $T_a$  ; 受信機入力端での温度 (絶対温度),  $k_B$  ; ボルツマン定数

( $k_B = 1.38 \times 10^{-23} (J / K)$ ),  $\Delta f$  ; 受信周波数帯域幅

これから, 受信機入力端での  $C / N$  比 ( $CNR$ ) は次式で与えられる。

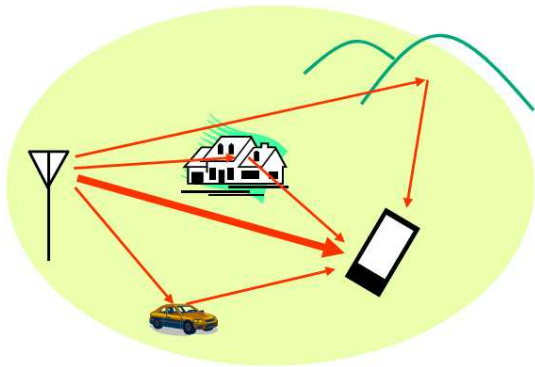
$$CNR = \frac{p_S}{p_N} = g_T g_R p_T \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \frac{1}{k_B T_a \Delta f} \quad (4.3)$$

さらに, 受信機の (全体) 雑音指数が  $F_R$  の時, ADC 入力端での  $CNR$  は以下で与えられる。

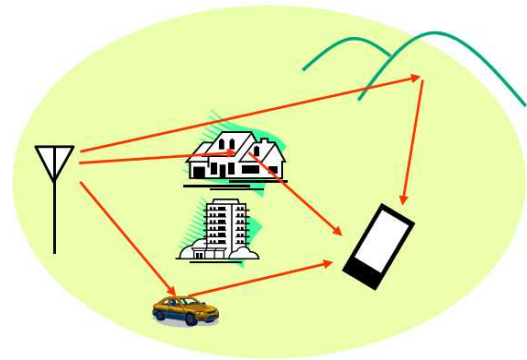
$$CNR = \frac{p_S g_A}{p_N F_R g_A} = g_T g_R p_T \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \frac{1}{k_B T_a \Delta f F_R} \quad (4.4)$$

## 4.2 フェージング

大気を伝送媒体として用いる無線通信では, 気象条件や地理的条件により伝搬路特性が変化する。すなわち, 送信された電波は山, 地面, 建物などによる反射や回折などによる電波散乱により伝搬経路が変えられたり減衰したりする。その結果, 受信局に様々な方向から受信電波が到来する。すなわちマルチパス伝送する。図 4.2 にマルチパス伝送の様子を示す。(a)は送受信局が見通せる場合 (見通し内通信) であり, (b) は送受信局が見通せない場合 (見通し外通信) である。これまでの携帯電話システムでは, 多くの場合, (b) の見通し外通信となっている場合が多い。



(a) 見通し内通信



(b) 見通し外通信

図 4.2 マルチパス伝送の様子

マルチパス伝送による受信局が位置する場所での電波干渉により、受信される電波強度が大きく変動する。電波強度の変動は搬送波周波数の半波長  $\lambda/2$  のオーダの位置の変化で生じる。この変動をフェージングとよぶ。図 4.3 にフェージングによる受信電力変動の様子を示す。

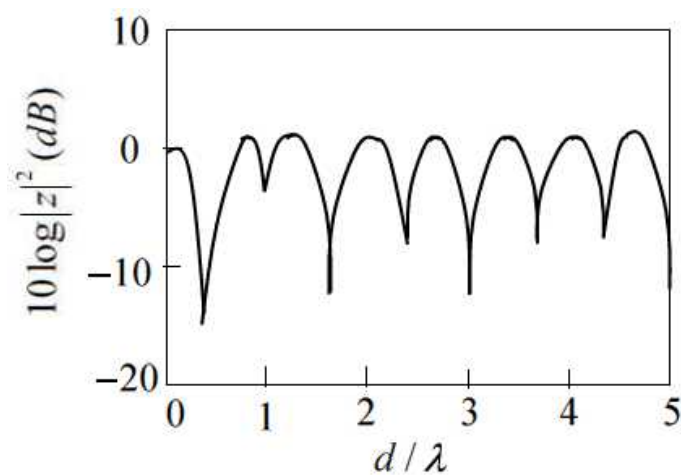


図 4.3 フェージングによる受信電力変動の様子

このフェージング環境の中を受信局が移動すると受信電波の振幅、位相が激しく変動する。特に、見通し外通信の場合には、一般に電波強度の分布がレイリー分布となることから、これをレイリーフェージングと呼ぶ。この変動は受信信号の  $CNR$  の劣化という形で受信システムに影響を与える。

#### 4.2.1 レイリーフェージング

ここでは、見通し外通信の場合のレイリーフェージングの発生機構を述べる。図 4.4 にフェージング環境において受信局がマルチパスによる複数の電波を受信する状態の受信モデルを示す。図では、速度  $\mathbf{v}$  で移動する受信局が  $N$  個の電波を受信している。

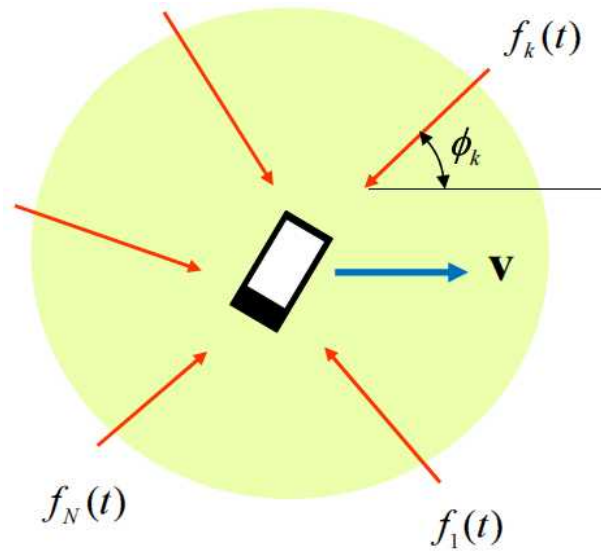


図 4.4 マルチパスによる複数電波の受信モデル

マルチパスによる  $k$  番目の複素受信信号電圧  $f_k(t)$  を次式で表わす。

$$f_k(t) = a_k(t) \exp(j(\omega_p t + \varphi_k(t))) \quad (4.5)$$

ここで、 $\omega_p$  は搬送波周波数、 $a_k(t)$ 、 $\varphi_k(t)$  は  $k$  番目マルチパス信号電圧の振幅、位相である。受信局および周囲の環境が静止している場合には、 $a_k(t)$ 、 $\varphi_k(t)$  はほとんど変化せず、準静的フェージングモデルを与える。一方、受信局が速度  $\mathbf{v}$  で移動する時、場所による電波環境の変化による  $a_k(t)$ 、 $\varphi_k(t)$  の変化

だけで無く、電波の到来角  $\phi_k$  に応じて、 $\frac{|\mathbf{v}|\cos\phi_k}{\lambda}$  のドップラー周波数変動を受け、この場合は周囲環境は静止した状態であっても動的フェージングモデルとなる。この時、総合の複素受信信号電圧  $f(t)$  は次式で表わせる。

$$\begin{aligned} f(t) &= \sum_{k=1}^N f_k(t) \\ &= \sum_{k=1}^N a_k(t) \exp\left(j\left(\omega_p + \frac{|\mathbf{v}|\cos\phi_k}{\lambda}\right)t + j\phi_k(t)\right) \\ &= z(t) \exp(j\omega_p t) \end{aligned} \quad (4.6)$$

ここで、

$$\begin{aligned} z(t) &= \sum_{k=1}^N a_k(t) \exp\left(j\frac{|\mathbf{v}|\cos\phi_k}{\lambda}t + j\phi_k(t)\right) \\ &= x(t) + jy(t) = r(t)e^{j\theta(t)} \end{aligned} \quad (4.7)$$

$z(t)$  は複素搬送波  $e^{j\omega_p t}$  に乗算される複素振幅である。一定の電圧振幅の送信信号がフェージングによりランダムな振幅変動をする信号に変換されることが出来る。熱雑音の場合には雑音が加法的に付加されることから加法的雑音と呼ばれるのに対して、フェージングの場合には雑音が増算により付加された形となり、これから乗算的雑音と呼ばれる。

ここで、時間  $t$  はある時間を固定して考えることとし、変数は時間に関係しない確率変数であるとする。これから、 $z(t) \rightarrow z$ ,  $x(t) \rightarrow x$ ,  $y(t) \rightarrow y$ ,  $r(t) \rightarrow r$ ,

$\theta(t) \rightarrow \theta$  と置き換えることにする。

ここで、 $N$  が増大すると、 $x$ ,  $y$  のランダム性が増大し、その値の確率密度関

数  $P_x(x)$ ,  $P_y(y)$  は平均値が  $0$ , 2乗平均値が  $\sigma_x^2 = \sigma_y^2 (= \sigma^2)$  となるガウス分布となり, 次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} P_x(x) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} e^{\frac{-x^2}{2\sigma_x^2}} \\ P_y(y) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_y^2}} e^{\frac{-y^2}{2\sigma_y^2}} \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

ここで,  $\sigma^2$  は受信局における総合の実受信電力の期待値  $P_o$  と次式の関係がある。

$$\begin{aligned} P_o &= \left\langle \frac{1}{T} \int_T \left| \operatorname{Re}(z \exp(j\omega_p t)) \right|^2 dt \right\rangle = \frac{1}{2} \langle |z|^2 \rangle \\ &= \frac{1}{2} \langle x^2 + y^2 \rangle = \frac{1}{2} \langle x^2 \rangle + \frac{1}{2} \langle y^2 \rangle = \frac{1}{2} \sigma_x^2 + \frac{1}{2} \sigma_y^2 = \sigma^2 \end{aligned} \quad (4.9)$$

ここで,  $x, y$  に関する結合確率密度関数  $P_{xy}(x, y)$  は  $x, y$  が無相関であることから次式で与えられる。

$$P_{xy}(x, y) = P_x(x)P_y(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} e^{\frac{-x^2}{2\sigma_x^2}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_y^2}} e^{\frac{-y^2}{2\sigma_y^2}} = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{\frac{-r^2}{2\sigma^2}} \quad (4.10)$$

一方, 結合確率密度に以下の関係が成り立つ。

$$P_{xy}(x, y) dx dy = P_{xy}(x, y) r dr d\theta = P_{r,\theta}(r, \theta) dr d\theta \quad (4.11)$$

式 (4.10), (4.11) から,  $r, \theta$  に関する結合確率密度関数  $P_{r\theta}(r, \theta)$  は次式で与えられる。

$$P_{r,\theta}(r, \theta) = rP_{xy}(x, y) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{\frac{-r^2}{2\sigma^2}} \quad (4.12)$$

上式から,  $r$  に関する確率密度関数  $P_r(r)$  および  $\theta$  に関する確率密度関数  $P_\theta(\theta)$  は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} P_r(r) &= \int_0^{2\pi} P_{r,\theta}(r, \theta) d\theta = \frac{r}{\sigma^2} e^{\frac{-r^2}{2\sigma^2}} \\ P_\theta(\theta) &= \int_0^\infty P_{r,\theta}(r, \theta) dr = \frac{1}{2\pi} \end{aligned} \right\} \quad (4.13)$$

図 4.5 に確率密度関数  $P_r(r)$  の様子を示す。

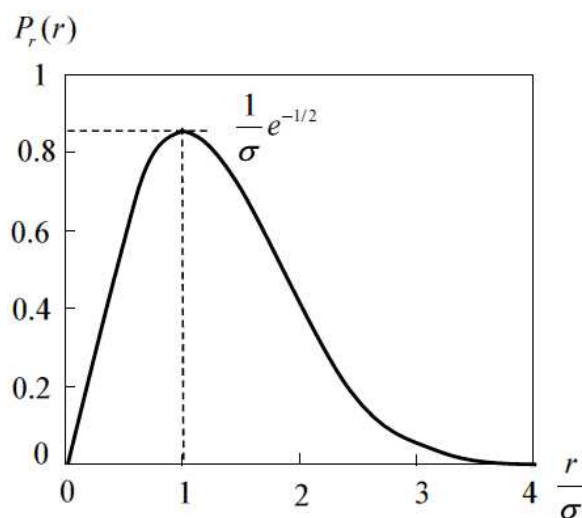


図 4.5 確率密度関数  $P_r(r)$  の様子 (レイリー分布)

(図は  $\sigma = 1/\sqrt{2}$  の場合)

$P_r(r)$  はガウス分布する確率変数  $x, y$  を極座標表示した場合の振幅  $r$

( $=\sqrt{x^2 + y^2}$ ) に関する確率分布を与え、レイリー分布と呼ばれる。このことから、見通し外通信におけるマルチキャリアフェージングはレイリーフェージングと呼ばれる。

#### 4.2.2 周波数選択性フェージング

図 4.4 では、マルチパスによる信号間の到来時間差については無視できるものとしている。しかし、高速伝送となり、マルチパス信号間の到来時間差が符号（ビット）周期時間に比べて無視できなくなると、符号間の干渉が生じる。この場合には、単に信号電力を大きくして受信  $CNR$  を高めても誤り特性は改善出来なくなる。このようなマルチパス信号間の到来時間差が問題となるフェージングは周波数選択性フェージングと呼ばれる。

図 4.6 にマルチパスによる周波数選択性フェージング解析モデルを示す。

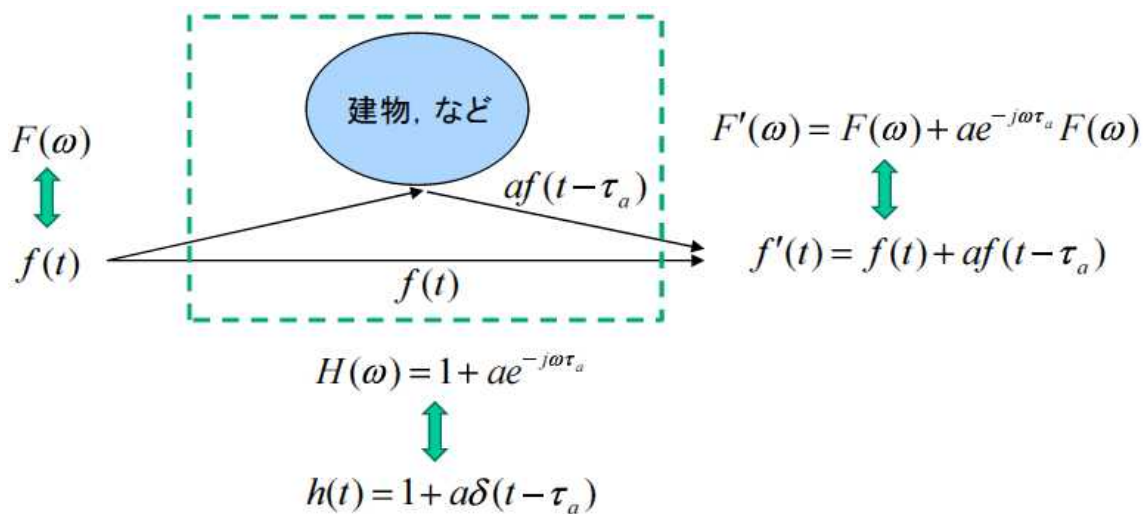


図 4.6 マルチパスによる周波数選択性フェージング解析モデル

ここでは、単純化のため、直接波  $f(t)$  と建物などによって反射や回折した 1 個の遅延波  $af(t - \tau_a)$  のみを考える。この時、受信局で受信される信号  $f'(t)$  は、次式で与えられる。



$$f'(t) = f(t) + af(t - \tau_a) \quad (4.14)$$

ここで、 $a$  は遅延波の（直接波に対する）振幅、位相の変化を表わす複素係数であり、 $\tau_a$  は遅延波の（直接波に対する）遅延時間である。

式 (4.14) をフーリエ変換することにより次式が得られる。

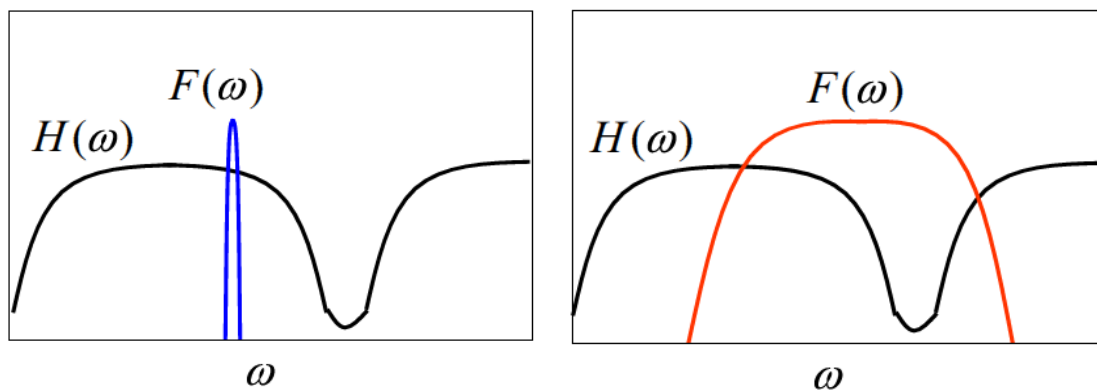
$$F'(\omega) = F(\omega) + ae^{-j\omega\tau_a}F(\omega) = H(\omega)F(\omega) \quad (4.15)$$

ここで、

$$H(\omega) = 1 + ae^{-j\omega\tau_a} \quad (4.16)$$

$F(\omega)$  の周波数スペクトルを有する信号が周波数特性  $H(\omega)$  のフィルタでフィルタリングされることができる。

図 4.7(a), (b) に信号  $F(\omega)$  とフィルタ  $H(\omega)$  の関係を示す。



(a)  $F(\omega)$  が狭帯域

(b)  $F(\omega)$  が広帯域

図 4.7 信号  $F(\omega)$  とフィルタ  $H(\omega)$  の関係

(a)は符号周期時間が長く  $F(\omega)$  の周波数帯域幅が狭い場合であり、この場合には  $F(\omega)$  の大きさは変化するがスペクトルの形はほとんど変化せず、周波数特性を持たない減衰性の一様フェージングとなる。これにたいして、(b)は符号周期時間が短く  $F(\omega)$  の周波数帯域幅が広い場合であり、この場合には  $F(\omega)$  のスペクトルの形が変化する周波数選択性フェージングとなる。周波数選択性フェージングでは符号間に干渉が生じ、このことが、信号伝送の高速化を制限する大きな要因となる。

#### 4.2.3 耐フェージング技術

無線通信においてマルチパス伝送によるフェージング現象は受信性能を制約する大きな問題となり、これを改善する必要がある。図 4.8 にフェージングの現象、受信性能への影響、改善技術をまとめて示す。

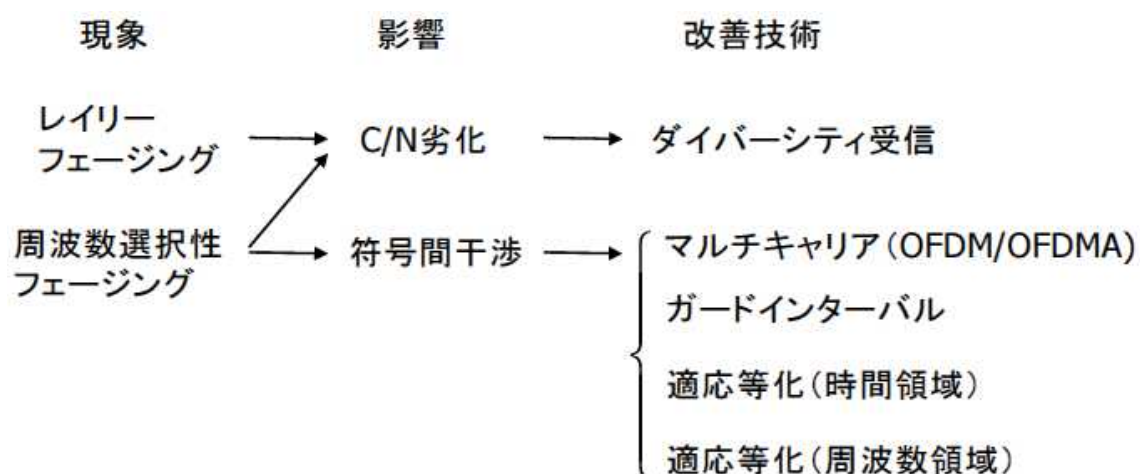


図 4.8 フェージングの現象、受信性能への影響、改善技術

##### ・ダイバーシティ受信

図 4.3 に示したようにフェージングによる受信電力変動は搬送波の半波長  $\lambda/2$  (例えば 3GHz の場合  $\lambda/2 = 5cm$ ) のオーダーで生じる。2 個以上の受信アンテナを半波長程度以上離れた位置に配置することにより、フェージングの影響を軽減でき、受信  $CNR$  を改善出来る。このように空間的に離して配置さ

れた複数のアンテナを用いるものを空間ダイバーシティと呼ぶ。空間ダイバーシティでは、受信信号処理方法により、選択合成，最大比合成，等利得合成，等がある。ダイバーシティにはこれ以外に，時間差を用いる時間ダイバーシティ，偏波による違いを利用する偏波ダイバーシティなどもある。

- ・マルチキャリア (OFDM/OFDMA)

通信チャネルの周波数帯域幅が広くなると周波数選択性フェージングの影響を大きく受ける。これを改善するため，マルチキャリア (OFDM) 変調し，複数の狭帯域サブキャリアに分割して通信を行うこと (OFDMA) により，各サブキャリアの信号は周波数選択性フェージングの影響を受けにくくなる。

- ・ガードインターバル

狭帯域のサブキャリアに分割しても，マルチパス伝送による遅延が存在すると，前後にあるサブキャリア信号の一部が考慮するサブキャリアに混入し，サブキャリア信号間の直交性が損なわれる。離散フーリエ変換によりマルチキャリア信号の生成および復元を行うマルチキャリア OFDM/OFDMA では，この直交性の乱れによりサブキャリア信号間に干渉が生じる問題が出てくる。なお，OFDM/OFDMA では，サブキャリアとサブチャネルとは同じものであり，これからチャネル間に干渉が生じるともいえる。

これを防ぐために，図 4.9 に示すように，各サブキャリア信号波形の後半の一部をコピーしてガードインターバル (GI) としてキャリアの前半部に付加する方法がある。

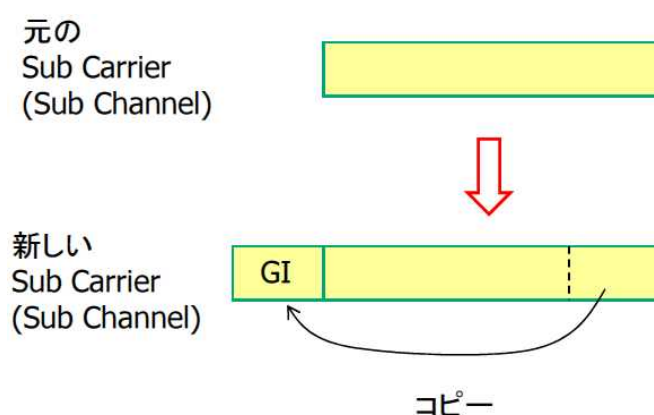


図 4.9 ガードインターバル (GI) の構成

これにより前後のサブキャリア信号の混入が問題にならなくなり，マルチキャリアのサブキャリア信号間の干渉を抑圧できる。ガードインターバルについては5章および6章で詳述する。

- ・適応等化

周波数選択性フェージングは周波数スペクトルが  $F(\omega)$  の信号が周波数特性  $H(\omega)$  のフィルタでフィルタリングされることができる。  $H(\omega)$  の周波数特性を補償する周波数特性  $W(\omega)$  のフィルタを付加することにより，全体として周波数特性を無くせばよいといえる。

図4.10はトランスバーサルフィルタを用いて周波数特性  $W(\omega)$  のフィルタ特性を得るものであり，トランスバーサル等化と呼ばれる。時間領域等化 (Time Domain Equalization) とも呼ばれる。

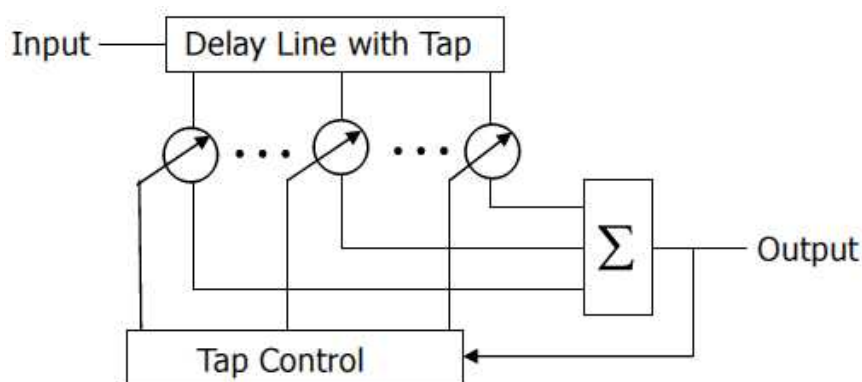


図 4.10 トランスバーサル等化

図4.11は入力信号を離散フーリエ変換 (DFT) して周波数領域の信号スペクトル成分を求め，これに対して等価部 (FDE) で適応的に周波数特性補償を行うものであり，周波数領域等化 (Frequency Domain Equalization) と呼ばれる。周波数領域等化については7章で詳述する。

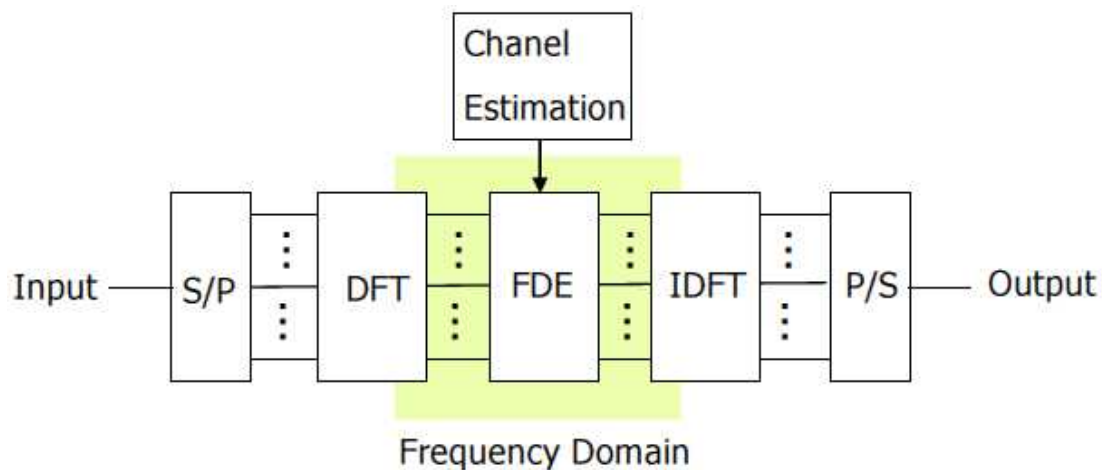


図 4.11 周波数領域等化

### 4.3 無線アクセス

移動体無線通信では基地局でカバーされるセルを面的に展開し広いサービスエリアをカバーしている。この時、効率良い通信リソースの活用を図ると共に、通信チャネル間の干渉を防ぐ無線アクセス（接続）が必要となる。無線アクセスに関する以下の技術について概要を述べる。なお、無線アクセスのうち耐フェージングに関するものは 4.2 節で述べている。

- (1) 多元接続
- (2) セル間での干渉回避
- (3) 送受信チャネル分離（デュプレクス）
- (4) 同期
- (5) 耐フェージング

#### 4.3.1 多元接続

無線通信システムでは、限られた範囲の通信リソース（周波数、時間、符号、空間、電力）を多数のサブチャネルに分割し、その分割されたサブチャネルを用いて多数のユーザが与えられた時間範囲内において、同時に通信を行えるようにしている。これを多元接続（Multiple Access）という。

各サブチャネルは多数のユーザによって共有される。ただし、当然のことであるが、ある時間（瞬間）にある 1 つのサブチャネルを使用（占有）出来るのは 1 ユーザのみである。これは、量子力学において、1 組の量子数で決まる量

子状態を占有できるフェルミ粒子（例えば電子）は1個のみであるという原理（パウリの排他原理）と似たものとも考えることも出来る。

無線通信において多元接続をおこなう方法として、FDMA（周波数分割多元接続；Frequency Division Multiple Access）、TDMA（時間分割多元接続；Time Division Multiple Access）、CDMA（符号分割多元接続方式；Code Division Multiple Access）、OFDMA（直交周波数分割多元接続；Orthogonal Frequency Division Multiple Access）、SDMA（空間分割多元接続；Space Division Multiple Access）などがある。

図 4.12 に、多元接続の代表的なものとして、まず(a)FDMA、(b)TDMA、(c)CDMAを取り上げその概要を示す。なお、図において縦軸は電力スペクトル密度を与える。

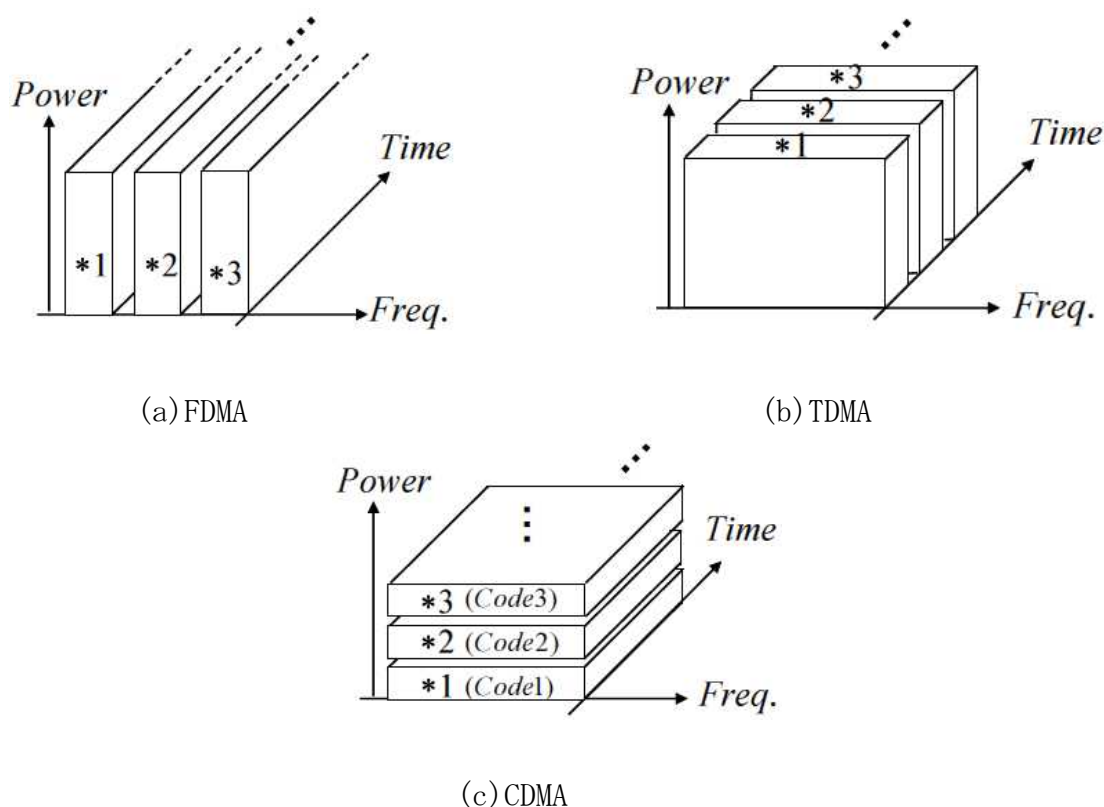


図 4.12 多元接続の概要

(a) FDMA は無線通信システムへ割り当てられた周波数帯域を周波数軸上で分割してサブチャネルを形成するものである。なお、この場合、サブチャネル間の干渉を防ぐため、各サブチャネルの間にガードバンドが設けられる。各ユーザは各サブチャネルに割り当てられた周波数で連続的に通信を続けるもので、ア

ナログ通信に適用される。第1世代(1G)のアナログ方式携帯電話システムにはこの方式が採用された。

(b) TDMA は与えられた“限られた範囲の時間”を時間軸上で分割してサブチャネルを形成するものである。各サブチャネルでは与えられた周波数帯域をすべて用いた通信をおこなう。なおこの方式は、伝送情報が時間連続するアナログ通信の場合には使用できない。逆にいえば、TDMA はデジタル通信の登場により実現された方式であり、第2世代(2G)デジタル携帯電話システムで採用された。

図4.13にTDMAによる信号のさらに詳細な時間軸方向のチャネルスキームを示す。時間軸を等間隔のフレームに分割し、各フレームを等しい数のタイムスロットで分割している。各スロットの間には信号を送信しないガード時間が設けられている。複数の端末と基地局間の距離差による到達時間差によりタイムスロットが重なることを防ぐためである。なお、TDMAにおけるフレームは上記の“限られた範囲の時間”のことであり、タイムスロットは上記のサブチャネルのことである。このように方式によって異なる技術用語が用いられるので紛らわしくなるが、これについては慣れるしかない。

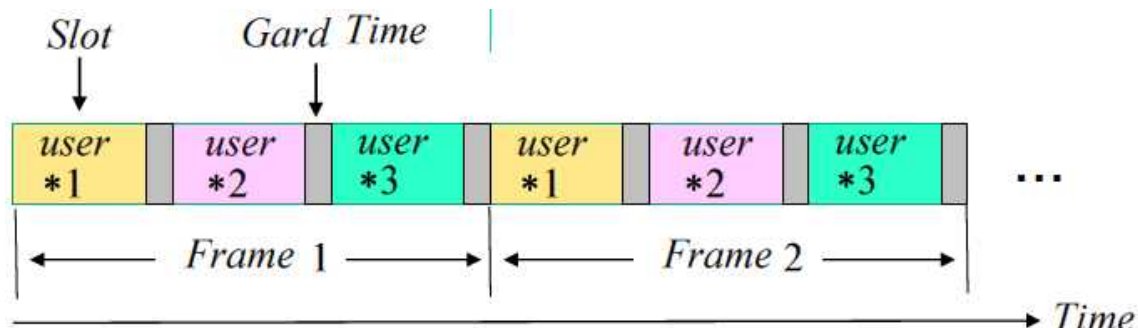


図 4.13 TDMA による信号の時間軸方向のチャネルスキームの様子

(c) CDMA は高速なチップレートを持つ拡散符号により複数の直交（または疑似直交）符号を発生させ、符号ごとにサブチャネルを形成するものである。各サブチャネルは、符号が異なるが、同一時間、同一周波数を同時に用いて通信をおこなう。CDMA では、FDMA や TDMA と異なりシステムに許容されるサブチャネル数には制限が無いという特長を有する（ただしサブチャネル数の増加は雑音の増加と捉えられる）。一方、FDMA や TDMA と比較して端末の位置による基地局に到達する信号の電力差による問題（遠近問題）が深刻であり、その解決のために、高精度な閉ループ型送信電力制御が必要となる。CDMA は第3世代(3G)



デジタル携帯電話システムに採用されている。

以下では、さらに別の多元接続として(d) OFDMA および(e)SDMA について述べる。

(d) OFDMA は無線通信システムへ割り当てられた周波数帯域を周波数軸上で分割してサブチャネルを形成するものであり、この点ではFDMA と似ているといえる。しかし、OFDMA では、分割されたサブチャネルの搬送波周波数に離散フーリエ変換で得られた互いに直交する周波数関係を用いており、この結果各サブチャネルの周波数帯域が互いに重なりを持って構成され、高い周波数利用効率が得られる。図 4.14 に OFDMA の周波数スペクトルおよび時間軸方向のチャネルスキームの様子を示す。各サブキャリアに対してサブチャネルが対応し、ユーザは 1 個あるいは複数のサブチャネルを用いて通信を行うことになる。

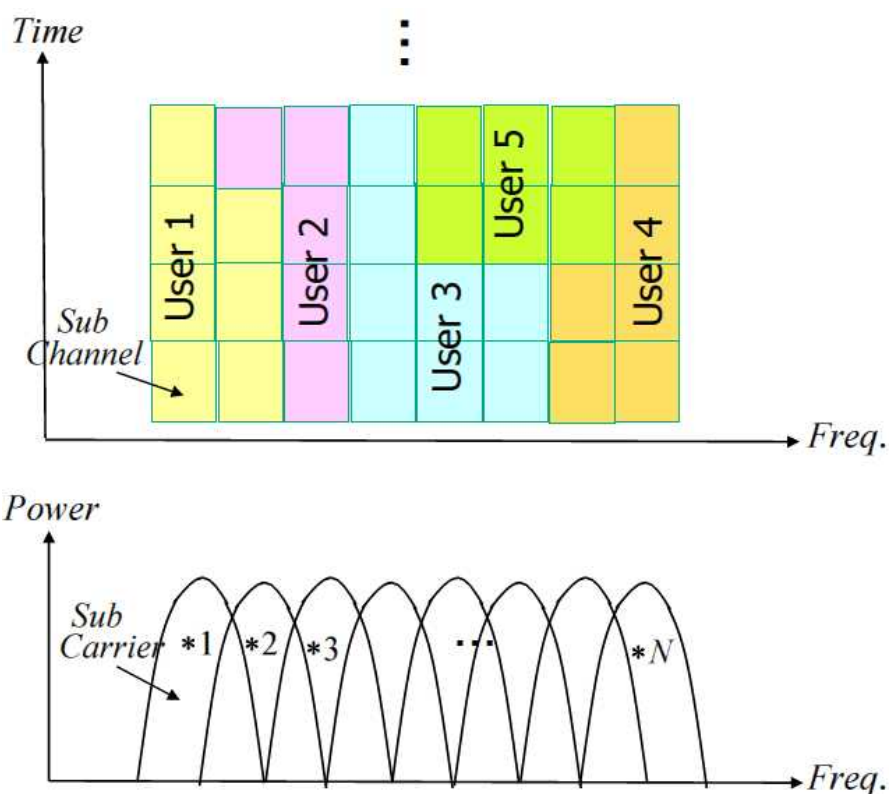


図 4.14 OFDMA の周波数スペクトルおよび  
時間軸方向のチャネルスキームの様子

OFDMA における各サブチャネルの信号波はマルチキャリ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 変調の各サブキャリア信号波として作られ



る。従って、OFDMA のサブチャネルの信号波は OFDM 変調の場合と同じように離散フーリエ変換を用いて生成される。なお、OFDM については 5 章で詳述する。OFDMA では各サブチャネルの周波数帯域幅が狭いので、周波数選択性フェージングの影響を受けにくい利点を有する (4.2 節参照)。OFDMA は第 4 世代 (4G) および第 5 世代 (5G) 携帯電話システムに採用されている。

(e) SDMA はアンテナの指向性を用いることで実空間を分割し多元接続を行うものである。図 4.15 にその様子を示す。基地局アンテナのビームフォーミングにより、複数ユーザ (端末) の信号を分離することが可能となり、その結果同時に同じ周波数帯を用いて複数のユーザ (端末) が通信できる。これは、第 5 世代 (5G) 携帯電話システムにおける Massive MIMO として採用される予定である。

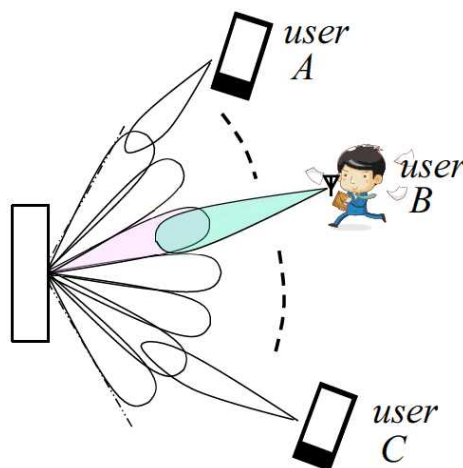
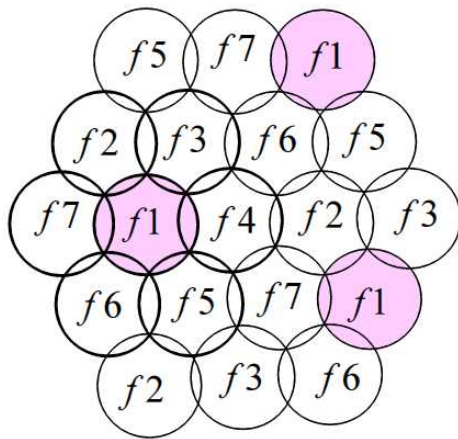


図 4.15 SDMA の様子

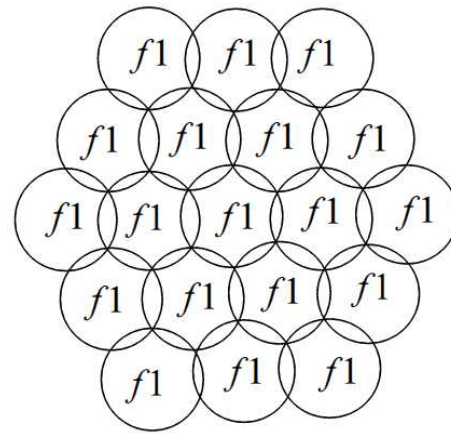
#### 4.3.2 セル間での干渉回避

周波数リソースの制約のなかで、セル間の干渉を防ぐセル設計方法の一つとして周波数繰り返しセル構成がある。図 4.16(a) に周波数繰り返しセルの構成例を示す。隣接するセルには異なる周波数帯域を与えてセル間の電波干渉を防いでいる。

一方、CDMA ではユーザ (端末) の区別は符号で行うことができる。これから、CDMA では図 4.16(b) に示すようにすべてのセルを同一の周波数帯を用いて構成出来る。同一周波数帯を用いるので、周波数の有効利用が図れる。また、端末が移動して隣のセルに移る場合、しばらくの間 2 つのセルで端末が認識されるソフトハンドオーバーが可能である。



(a) 周波数繰り返しセル構成



(b) CDMA における同一周波数セル構成

図 4.16 セル構成例

### 4.3.3 送受信チャネル分離

ユーザの送信チャネル（端末→基地局）と受信チャネル（基地局→端末）間の干渉を防ぐ送受信チャネル分離（デュープレクス）方法として、TDD(Time Division Duplex)とFDD(Frequency Division Duplex)がある。

TDD は送受信で同一の周波数帯を用いるが、送受信で通信する時間を分ける方法である。時間リソースを多く使用することになるが、周波数リソースの有効利用が可能となる利点がある。FDD は送受信で異なる周波数帯を用いるものである。周波数リソースを多く使用することになるが時間リソースの有効利用が可能となり、また、システム構成が簡単となる利点がある。将来的には、環境に応じて TDD と FDD に対応できるフレキシブルデュープレクスが使われると予想される。

### 4.3.4 同期

移動体通信においては送信局と受信局は離れた場所にあり、互いに非同期の状態が存在する。このため、受信局では受信を行うに当たって、送信局からの信号に対して同期させる必要がある。図 4.17 は一般的な無線システムの受信局における同期を示した概念図である。

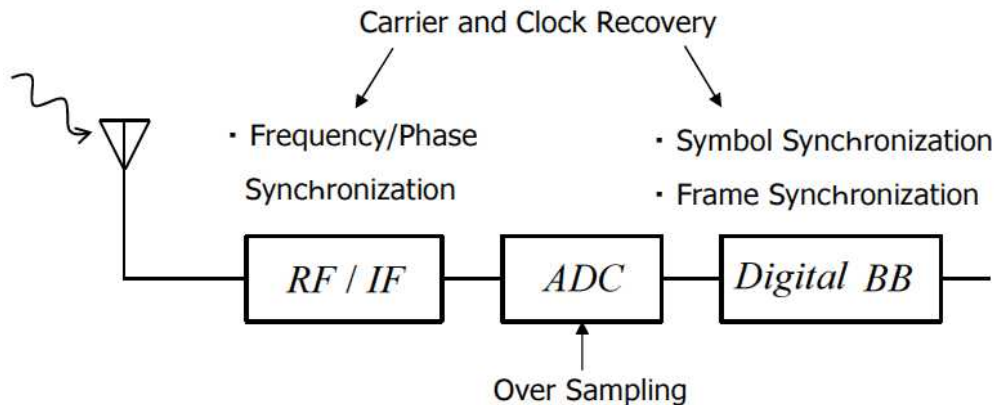


図 4.17 受信局における同期の概念図

受信局では搬送波を検知すると、周波数・位相同期により搬送波に対して同期した信号を得る。さらに ADC にてオーバーサンプルされたベースバンド離散信号に対してシンボル同期（サブチャネルの時間周期の検出）、フレーム同期がされる。これらの同期操作はフェージング、他からの干渉波、熱雑音などの影響を受けるなかで行われ、これらの影響が大きくなると同期性能は劣化することになる。

#### 4.4 高速・大容量化

移動体通信の通信量（トラフィック）は 10 年で 1000 倍の割合で増加<sup>[1]</sup>しており、通信の高速・大容量化は今後ますます重要となる。

表 4.1 に広域移動体通信システムとしての日本における携帯電話システムの仕様変遷を示す。これは、移動体通信システムの高速・大容量化のあゆみを示すものと見ることもできる。

1990 年よりサービスが開始された第二世代（2G）システムでは、アナログ通信→デジタル通信への変換を目指した。ここでは、音声通話が主体であった。2001 年よりサービスが開始された第三世代（3G）システムでは、音声通話→データ通信への変換を目指した。さらに 2010 年頃より徐々にサービスが開始されてきた第四世代（4G）システムでは、固定通信でできることはモバイル（移動体通信システム）でも可能とすることを目指した。これらシステムの進展において、扱う情報量は急激に増大している。情報量の増大に伴い、各ユーザ（端末）における伝送速度は 42Kbps (@2G, PDC), 14.4Mbps (下り最大) / 5.76Mbps (上り最大) (@3G, W-CDMA), 3Gbps (下り最大) / 1.5Gbps (上り最大) (@4G, LTE-Ad) と高速化してきた。第五世代（5G）の最終的な目標は 20Gbps (下り最大) / 10Gbps

(上り最大) である。

表 4.1 日本における携帯電話システムの仕様変遷

	第二世代(2G) 1990～	第三世代(3G) 2001～	第四世代(4G) 2010頃～	第五世代(5G) 2020～
概要	アナログ→デジタル	音声→データ	固定→モバイル	高速・大容量, 低遅延, 多接続
システム	PDC	W-CDMA	LTE-Advanced	5G NR
アクセス	TDMA	CDMA	OFDMA	OFDMA Massive MIMO
変調 (データ変調)	$\pi/4$ シフトQPSK	QPSK/16QAM	M-QAM	M-QAM
伝送速度 (ピーク速度)	42Kbps	14.4Mbps/5.76Mbps (down) (up)	3Gbps/1.5Gbps (down) (up)	20Gbps/10Gbps (down) (up)
周波数	700～900MHz	700～900MHz 2GHz	700～900MHz 1.5～3.5GHz	700～900MHz 1.5～4.5GHz 28GHz

移動体通信システムでは大気を伝送媒体として用いるため、気象条件や地理的条件により伝搬路特性が変化する（フェージング）問題があり、また、様々な他（システム、チャネル）からの干渉を防ぐ必要がある。このような環境の中で、限られた範囲の通信リソース（周波数、時間、符号、空間、電力）を用いて、多数のユーザが高速・大容量で、かつ、高品質の通信を同時に行えるようにする必要がある。このため、前節（4.3 節）で述べた様に、効率良い通信リソースの活用、通信チャネル間の干渉を防ぐ無線アクセス（接続）の適用、および帯域拡大（高速・高周波化）による周波数リソースの増大が図られてきた。

ところで、伝送速度を向上させると、1 ビット当りの信号エネルギーと雑音電力密度の比である  $E_b / N_0$  が劣化し、ビットあたりの誤り率  $BER$  が増加する。

これを防ぐためには、伝搬損失を低減させるためセル径を縮小させたスモールセルとする必要がある。つまり、伝送速度とセル径はトレードオフの関係にある。しかし、スモールセルだけを用いてセル構成を行うのでは移動時のハンドオーバーを頻繁に行う必要があり問題となる。

これを解決し、広域での通信制御と高速・大容量通信を同時に可能とする方法として図 4.18 に示すディペンダブルエア（Dependable Air）<sup>[11]</sup>の構想が提案



されている。そこでは、図 4.19 に示す様に広域セルと複数の異種無線方式のモジュールセルを連携させた異種無線融合ネットワークにより、利用者は広域にわたって高速・大容量通信を体感出来る。

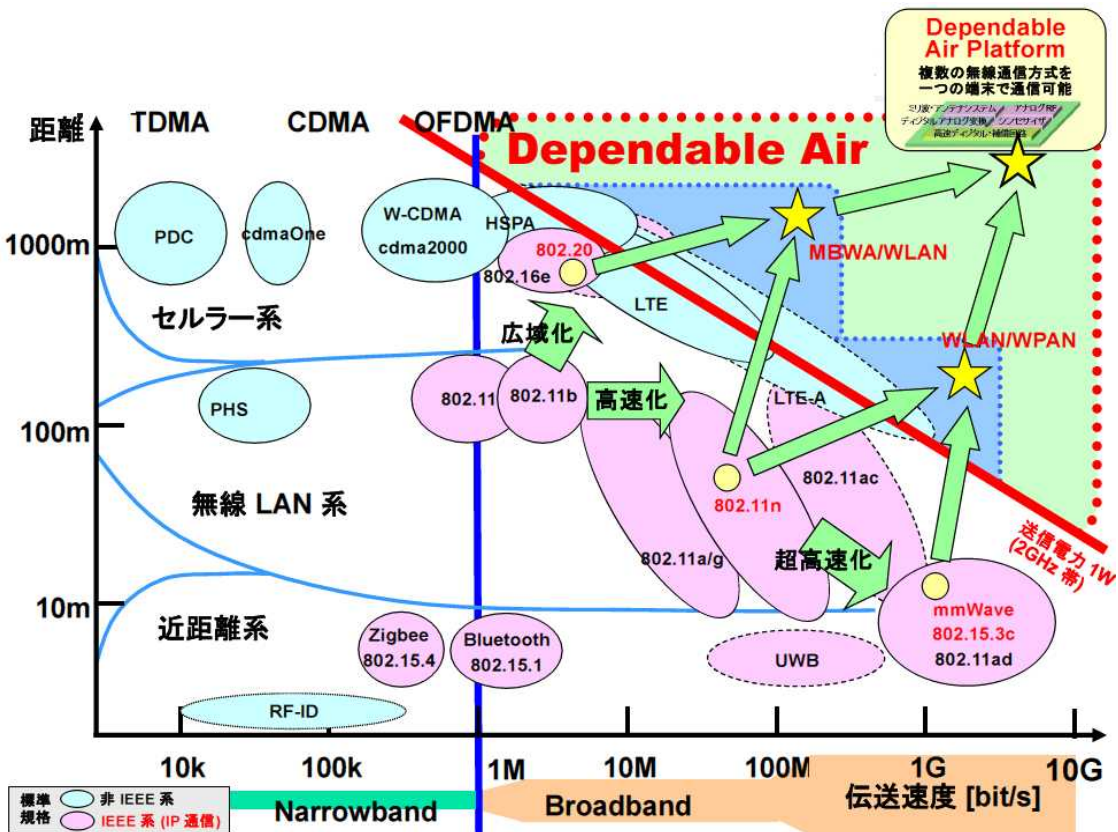


図 4.18 ディペンダブルエアのコンセプト

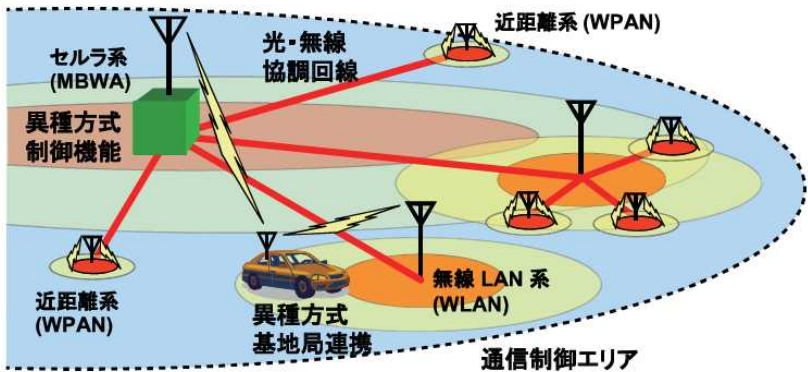


図 4.19 異種無線融合ネットワーク