

進展するデジタル無線通信技術

— フェージング現象とその補償技術の変遷 —

正員 山崎 悟史^{*a)} 非会員 David K. Asano^{*}

Progress of Digital Communication Technology — Fading Phenomenon and Changes in Compensation Technology —

Satoshi Yamazaki^{*a)}, Member, David K. Asano^{*}, Non-member

(2011年9月21日受付, 2011年12月27日再受付)

In wireless communications, since transmitted signals are scattered from many objects, many propagation paths with different time delays are formed. When transmitting and receiving while moving in such an environment, received signals will be affected by intricate selective fading in both the frequency and time domains. In this technical note, first, the mechanism of fading phenomena is clarified, changes in previous phase compensation technology are surveyed, and a foundation for digital wireless-communications technology is provided.

キーワード: マルチパスフェージング, 周波数選択性フェージング, 時間選択性フェージング, フェージング補償技術

Keywords: multi-path fading, frequency selective fading, time selective fading, fading compensation technologies

1. まえがき

1901年, マルコーニは無線通信によって欧州と米国大陸を初めて結んだ。それから約100余年経過した今日, 無線通信は, 我々の生活とは切り離せないものとなっている。特に, 携帯電話, 無線LAN, 地上波TVなどにみられるように, デジタル無線通信技術の進展は目覚ましいものがある。しかし, 無線通信環境下では, 開空間を伝送媒体とし電磁波を用いて情報を伝送するため, 熱雑音による影響に加えて, 建物などによる反射, 回折, 散乱や移動体の走行に伴い, 受信信号の包絡線と位相を急激に変化させるフェージングの影響が顕著となる。多くの無線技術者はこのフェージング現象に惹きつけられ, それを克服する過程で無線通信技術は進展してきたともいえる。

本稿の目的は, フェージング現象とその補償技術の変遷に着目し, デジタル無線通信技術の基礎を体系的に整理し, 新たな通信方式や通信システムの理解, 設計などに役立てることである。初学者を対象に, 物理現象のイメージを重視し, 基本的な考え方をとりまとめている。尚, 誌面の都合上, 数式による議論は最小限にとどめ, シミュレ-

ションによる評価については参考文献等を参照されたい。

2. フェージング現象

〈2-1〉 伝送の基礎 まず, 以降の説明において重要となる伝送の基礎について述べる。図1(実線)に示す幅(シンボル長) T_s , 高さ $1/T_s$ の矩形波 $x(t)$ を考える。シンボル長とは, 1伝送単位あたりの情報を送信するのに要する時間である。矩形波 $x(t)$ の振幅スペクトルは, $x(t)$ をフーリエ変換することにより, 次式となる¹⁾。

$$X(f) = \frac{\sin(\pi f T_s)}{\pi f T_s} \dots\dots\dots (1)$$

ここで, 周波数 f [Hz] である。図2(実線)に振幅スペクトルを示す。(1)式より, $1/T_s$ [Hz] 毎にスペクトル成分が0となることがわかる。つまり, 周波数差が $1/T_s$ の信号は相互干渉しない。送信する矩形波が1であるか, 0であるかという情報を伝送するには, 中央のレベルの高い周波数成分

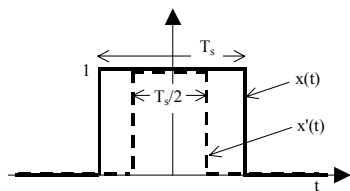


Fig. 1. Rectangular pulse signal

a) Correspondence to: Satoshi Yamazaki. E-mail: spva3b69@cube.ocn.ne.jp
^{*} 信州大学工学部
〒380-8553 長野市若里 4-17-1
Faculty of Engineering, Shinshu University
4-17-1, Wakasato, Nagano 380-8553, Japan

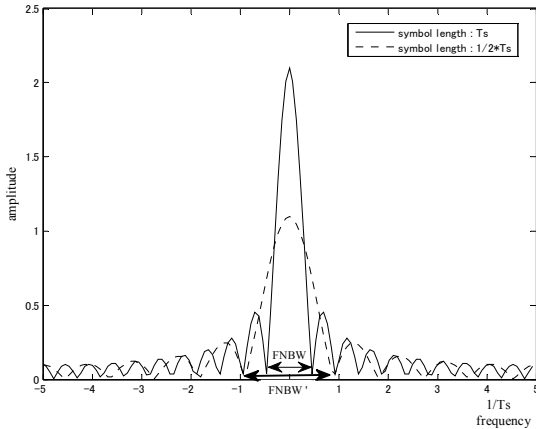


Fig. 2. Spectrum of rectangular pulse signal

(メインローブとよばれる)のみ伝送すればよく、通常、それ以外の部分は事前にフィルタ等で除去される。このメインローブの幅 FNBW (First null bandwidth) は、矩形波の長さ、すなわち、シンボル長 T_s に依存し、次式で与えられる。

$$FNBW = \frac{2}{T_s} \dots\dots\dots (2)$$

次に、図 1 (点線) に示す幅 (シンボル長) $T_s/2$ の矩形波 $x'(t)$ を考え、図 2 (点線) にその振幅スペクトルを示す。このとき、メインローブの幅を FNBW' とする。

以上より、次のことがいえる。シンボル長が長い、すなわち、伝送速度が遅い場合、狭い帯域幅で済む。一方、シンボル長が短い、すなわち、伝送速度が速い場合、広い帯域幅が必要となる。(2)式より、シンボル長が 1/2 になれば、FNBW は 2 倍になり、上記と合致する。

〈2・2〉 陸上移動電波伝搬特性 VHF (30MHz ~ 300MHz), UHF (300MHz ~ 3GHz) における陸上移動電波伝搬特性は、以下 3 つの現象の重畳である⁽²⁾。

(1) 距離変動

- 送受信機間の距離の変化に伴う、km オーダの変動。伝搬損失は距離に対して単調減少。
- 電波が広がりながら伝搬することに起因。
- 自由空間では、受信信号電力は距離の 2 乗に反比例するのに対し、一般的な陸上移動電波伝搬路では、受信信号電力は距離の 3~5 乗に反比例する。

(2) 短区間中央値変動 (シャドウイング)

- 数 10m 程度の周期で生じる不規則で緩慢な変動。時間的に低速変動。
- 建物等の遮蔽による電波の反射、回折に起因した受信信号電力のランダムな変動 (シャドウイング) に起因。
- シャドウイングを受けた受信信号電力の中央値は、対数正規分布でよく近似される。

(3) 瞬時値変動 (マルチパスフェージング)

- 半波長オーダでの急激な変動。時間的に高速変動。
- 移動体 (受信局) が基地局と通信を行う場合、送信された電波は受信点近傍における建物などにより反射、回折、散乱などの影響を受け、様々な経路から受信局に到着す

る (多重波伝播)。それらの反射波が合成されて受信波となり、場所や時間により受信信号の振幅と位相が変動するマルチパスフェージングに起因。

単一リンク接続のみを想定したリンクレベルのシミュレーションでは、距離変動、中央値変動の値を一定と仮定 (あるいは無視) し、瞬時値変動のみを考慮することが多い⁽³⁾。

〈2・3〉 マルチパスフェージング

(1) マルチパスによる 3 つの選択性

マルチパス環境下では、複数の経路を通った受信波は、異なる受信時刻、ドップラー周波数、到来方向を持つため、時間、周波数、空間の 3 つの選択性が生じる⁽⁴⁾⁽⁵⁾。つまり、マルチパスによる影響により、ドップラー周波数、遅延時間、到来波の方向により、それぞれ時間、周波数、空間の次元で受信信号に変動を与える。以下、3 つの特徴をまとめる。

(A) 時間の選択性

異なるドップラーシフトを受けた波を受信することで、受信電力が時間とともに変動する (時間選択性フェージング)。強度に時間的な変動が生じる。

- 主要パラメータ: ドップラーの広がり (ドップラー周波数)

- 対策例: 時間インターリーブ, 時間ダイバーシチ

(B) 周波数の選択性

異なる受信タイミングの多数の波を受けることで、受信電力が周波数成分によって、異なる変動を受ける (周波数選択性フェージング)。波形の歪みが生じる。

- 主要パラメータ: 遅延波の広がり (遅延スプレッド)

- 対策例: 適応等化, CDMA (Code Division Multiple Access), OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 等の各種通信方式。アダプティブアレー

(C) 空間の選択性

多方向からの波を受信することで空間上に定在波ができ、受信場所により受信電力が異なる (空間選択性フェージング)。

- 主要パラメータ: 到来角度の広がり

- 対策例: 空間ダイバーシチ, アダプティブアレー

これら 3 つの選択性は必ず同時に起こりうるが、通信システム、状況により影響の強い選択性が異なる。場所の選択性については端末の移動を考慮した時間の選択性を含めてモデル化することが多く、また、時間、周波数のうちどちらかは変動しないと、影響が大きい要素のみモデル化することも多い⁽⁵⁾。以下、このマルチパスにより生じる選択性、特に周波数選択性と時間選択性に関して詳細に述べる。

(2) マルチパス伝搬路のモデル化

(A) 時間領域における見方

マルチパス伝搬路において、時刻 t で送信アンテナからインパルスを放射したとき、遅延 (到着) 時間の異なる多数のインパルスが受信される。図 3 は、3 つの遅延波が観測された場合である (図 3 では、強度のみを示しているが、実際には位相を含む複素数である)。すなわち、図 4 のような

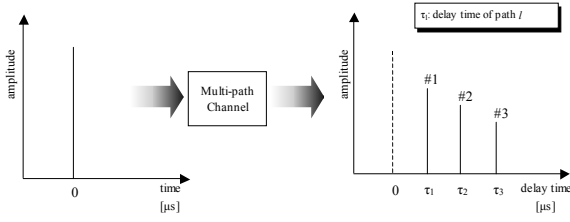


Fig. 3. Effect of multi-path

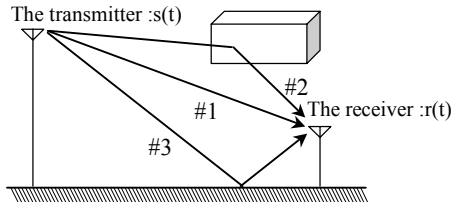


Fig. 4. Multi-path environment

マルチパス環境を示している。各パスを伝播して受信される信号の受信電力は、各々独立して変動し、このようなマルチパス伝搬路は、次式に示すインパルス応答 $h(\tau, t)$ を有する時変線形フィルタとみなすことができる⁽⁴⁾。

$$h(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \dots\dots\dots (3)$$

$h_l(t), \tau_l$ は、それぞれ第 l 番目 ($0 \leq l \leq L-1$) の複素パス利得、パス遅延時間、 $\delta(t)$ はデルタ関数である。なお、 $\tau_0 \leq \dots \leq \tau_{L-1}$ である。 $h_l(t)$ は多数のパスで構成されており、各々のパスは互いに独立な複素ガウス過程に従う。ここで、送信信号 $s(t)$ 、ある時刻 t における遅延時間 τ_l 、伝搬路のインパルス応答を $h(\tau, t)$ とすると、受信信号 $r(t)$ は次式で得られる。

$$r(t) = s(t) \otimes h(\tau, t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t - \tau) h(\tau, t) d\tau$$

$$= \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) s(t - \tau_l) \dots\dots\dots (4)$$

マルチパス伝搬路の表現として、遅延プロファイル $p(\tau)$ がある。これは、図3の縦軸を(5)式で示す(平均)受信電力 [dB] に置き換えたものであり、受信電力 [dB] が遅延時間領域においてどのように分布しているか、を表している。

$$\Omega(\tau) = E[h(\tau, t)^2] = \sum_{l=0}^{L-1} E[h_l(t)^2] \delta(\tau - \tau_l) \dots\dots\dots (5)$$

ここで、 $E[\cdot]$ は標本平均操作である。遅延プロファイルは、地形、建物、周辺構造に依存し、評価対象システムや適用環境等に応じて適切なものを用いる必要がある。よく用いられる遅延プロファイルとして、指数関数減衰モデル(市街地、屋内)、一様電力モデル(郊外、山岳)などがある。遅延プロファイルにおいて、平均遅延量からの標準偏差を遅延スプレッド σ_τ といい、伝搬路の遅延特性を示すものとして広く用いられている⁽⁶⁾。例えば、シンボル長で正規化された遅延スプレッドの値が 0.1~0.2 程度を超えると、BERフロアが生じることが示されている⁽⁷⁾。

上記で述べた3パスの場合を例に、図5は、マルチパス

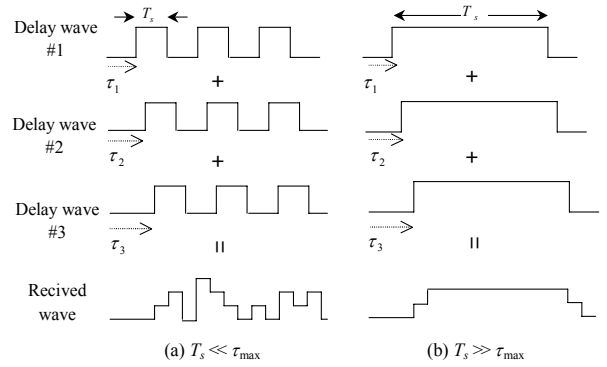


Fig. 5. Affect of fading in time-domain

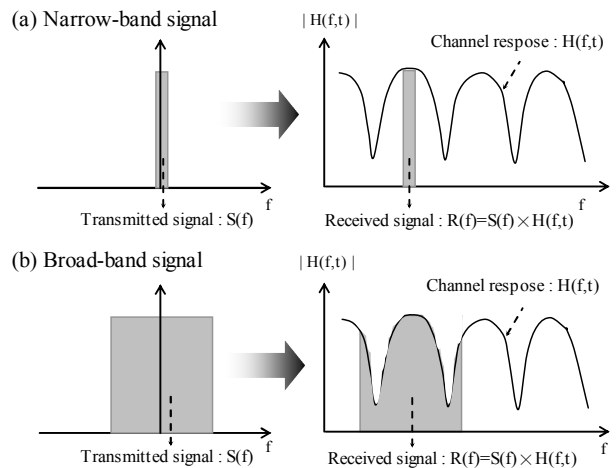


Fig. 6. Affect of fading in frequency-domain

による多重散乱波が合成された受信波形イメージを示している。シンボル長 T_s が伝搬路の最大遅延時間 τ_{max} より短い場合(a)、すなわち、高速伝送の場合、合成波形は歪み、送信情報を取り出すことが難しい。一方、シンボル長 T_s が伝搬路の最大遅延時間 τ_{max} より長い場合(b)、すなわち、低速伝送の場合、合成波形の劣化はパルス波形の端だけに留まり、おおかたの送信情報を取り出すことができる。このように、マルチパス環境において、先行波の信号値に遅延波が与える影響を符号間干渉(Inter symbol interference; ISI)といい、受信信号の判定誤り率の劣化を招く要因の一つである。

(B) 周波数領域における見方

(3)式をフーリエ変換すると、周波数特性 $H(f, t)$ が得られる⁽⁴⁾。

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) \exp(-j2\pi f \tau) d\tau = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) \exp(-j2\pi f \tau_l) \dots\dots\dots (6)$$

つまり、マルチパスフェージングでは、フェージング変動量(位相、振幅)が周波数に応じて変動する。図6はマルチパス伝搬路における周波数特性の一例である。伝送信号の帯域幅 W [Hz] は、時間領域でのシンボル長 T_s [sec] の逆数として与えられる。図6より、周波数領域におけるフェージングの影響は、次のように整理できる。

(a) 帯域幅 W が小さい (狭帯域信号を送送する) 場合

フェージングの影響は周波数成分によってほぼ一定とみなすことができ、信号強度が時間的に変動する場合においても、伝送される信号自体の波形歪は生じない。このようなフェージングをフラットフェージング (周波数非選択性フェージング) という。つまり、フェージングの影響が全ての周波数成分で等しい (減衰量が等しい)。

(b) 帯域幅 W が大きい (広帯域信号を送送する) 場合

フェージングの影響は周波数成分によって異なり、受信信号の波形が歪むことになる。つまり、周波数成分によって、異なる振幅、位相歪みを受けることになる。これは、周波数選択性フェージングといい、広帯域伝送において大きな問題となる。さらに、周波数選択性フェージングの影響は、高速伝送においてより顕著なものとなる⁽⁹⁾。

ここで、周波数選択性か否かの判断目安として、コヒーレンス帯域 B_c [Hz]、すなわち、周波数領域において伝搬路変動がほぼ一定 (周波数選択性がない) と考えられる帯域幅がある。それは様々な定義があるが、一般に、伝搬路の最大遅延時間 τ_{max} としたとき、次式のように近似できる⁽⁸⁾。

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \quad \dots\dots\dots(7)$$

しかし、最大遅延時間 τ_{max} が同じでも異なる電力遅延分布を有するため、遅延スプレッドを考えるのが望ましい。そこで、帯域の端と端の周波数相関 $\rho(\Delta f)$ の絶対値が 0.5 までの帯域幅 B_c をコヒーレンス帯域とすると、遅延スプレッド σ_τ に対して次のような近似的関係がある。

$$B_c(0.5) = \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad \dots\dots\dots(8)$$

より厳しい基準では、0.9 が採用される場合がある⁽⁶⁾。

$$B_c(0.9) = \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad \dots\dots\dots(9)$$

以上より、下記のように整理できる。

(i) コヒーレンス帯域 $B_c >$ 伝送信号の帯域幅 W (シンボル長 T_s [sec] の逆数) の場合

フラット性フェージング環境であり、狭帯域信号を送送する場合にみられ、波形減衰のみ生じる。

(ii) コヒーレンス帯域 $B_c <$ 伝送信号の帯域幅 W (シンボル長 T_s [sec] の逆数) の場合

周波数選択性フェージング環境であり、広帯域信号を送送する場合にみられ、波形歪が生じる。

(2・1) 節にて、伝送信号の帯域幅は、伝送速度に依存することを述べた。つまり、周波数選択性か否かは、伝送速度で決定されるともいえる。すなわち、伝送速度が遅ければフラット性フェージング環境、伝送速度が速ければ周波数選択性フェージング環境に近いといえる。

周波数領域に対応して時間領域において、伝搬路の変動がほぼ一定である時間をコヒーレンス時間 T_c [sec] といい、最大ドップラー周波数 f_d に対して次のような近似的関係がある。

$$T_c \approx \frac{1}{f_d} \quad \dots\dots\dots(10)$$

さらに、伝搬路変動の時間相関が 0.5 以上となる時間幅をコヒーレンス時間とすると、次のような近似的関係がある⁽⁹⁾。

$$T_c(0.5) = \frac{9}{16\pi f_d} \quad \dots\dots\dots(11)$$

以上、図 7 にマルチパス遅延に関連する各種特性 (伝搬路のインパルス応答、周波数特性、遅延プロファイル、周波数相関) の関係を、図 8 に選択性を決定する各種特性の関係を示す。

(3) レイリーフェージング

マルチパスフェージングは、その環境における直接波の有無によって、直接波の無い環境 (レイリーフェージング) と直接波が有る環境 (仲上・ライスフェージング) に大別される。本稿では、レイリーフェージングに関してそのシミュレーション・数学モデルについて述べる⁽¹⁰⁾。

図 9 は、速度 v で移動している受信局に対し、ある時刻に散乱体からの乱反射が角度的に一樣に到来しているレイリーフェージング環境を示している。以降、 n 番目の素波 (パス) が端末の進行方向に対して角度 $\theta_n(t)$ 方向から到来している状況に着目する。 n 番目のパスを通ってきた信号の振

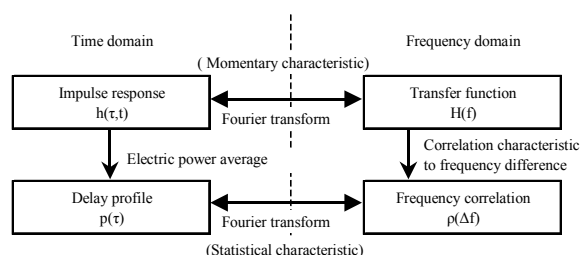


Fig. 7. The relationship between the main parameters for multi-path fading

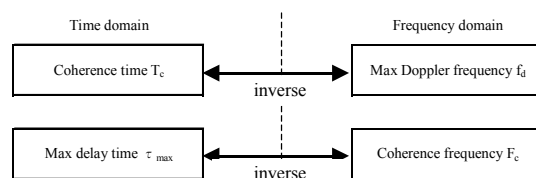


Fig. 8. The relationship between the parameters which determine whether or not selective fading is present

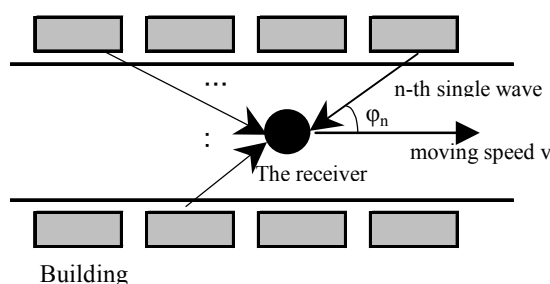


Fig. 9. Multi-path fading model

幅を $a_n(t)$ とすると、位相は $\theta_n(t)$ であるから、受信信号 $z_n(t)$ は次式で表される。

$$z_n(t) = \text{Re} \left[a_n(t) \exp \{ j2\pi f_c t + j\theta_n(t) \} \right] \dots\dots\dots (12)$$

受信局が静止している場合は、振幅と位相がほとんど変化しないが、図 9 のように受信局が移動速度 v で移動すると電波の到来角 $\theta_n(t)$ に応じて、次式のドップラー周波数変動 f_d を受ける。

$$f_d = v \frac{\cos \theta_n(t)}{\lambda} \dots\dots\dots (13)$$

λ は使用する電波の波長である。初期位相を φ_0 とすると、 $\theta_n(t)$ は次式となる。

$$\theta_n(t) = 2\pi \frac{vt}{\lambda} \cos \varphi_n + \varphi_0 \dots\dots\dots (14)$$

ここで、 $f_D = v/\lambda$ は最大ドップラー周波数と呼ばれ、移動方向正面から到来する素波は f_D だけ高くなり、後方から到来する素波は f_D だけ低くなることを意味する。このような多数の素波が合成されて受信局に到来する。搬送波周波数 f_0 、光速 c とすると、 $\lambda = c/f_0$ であるから、 $f_D = (vf_0)/c$ と表せる。つまり、最大ドップラー周波数は、移動速度と搬送波周波数に比例する。また、1 シンボルの伝送時間 (周期) を T_s とすると、 $f_D T_s$ は 1 シンボル区間での最大位相変移量を示しており、正規化最大ドップラー周波数と呼ばれる。最終的に、合成される受信信号の複素包絡線 $z_n(t)$ は次式で表される。

$$z(t) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \exp \{ j\theta_n(t) \} \equiv x(t) + jy(t) \dots\dots\dots (15)$$

(15)式において、同相成分 $x(t)$ 、直交成分 $y(t)$ はそれぞれ N 個の独立した正弦波の和であり、 N が十分大きく各素波の電力がほぼ等しければ、中心極限定理により、 $x(t)$ および $y(t)$ は平均 0 で等しい分散を持つ互いに独立な定常ガウス過程に従う。この時、 $z(t)$ の振幅成分はレイリー分布、位相成分は一様分布となる。シミュレーションなどでは、合成する素波数 N が 8 以上であれば、良好にレイリーフェージング環境が模擬できることが知られている⁽¹⁰⁾。

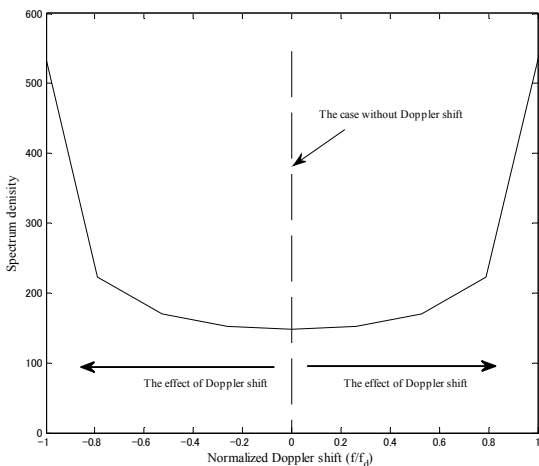


Fig. 10. The spectral change caused by Doppler shift

ドップラー効果による周波数の変化分 (ドップラーシフト) f_s のみに着目し、その軸上での電力スペクトル密度を $S(f_s)$ とすると、等価低域系において $S(f_s)$ は次式で表される。

$$S(f_s) = \frac{P_R}{\pi f_D \sqrt{1 - (f_s/f_D)^2}} \dots\dots\dots (16)$$

ここで、 P_R : 受信電力、 f_D : 最大ドップラー周波数である。

図 10 は、正規化ドップラーシフト対電力スペクトル密度を示したものである。図 10 より、ドップラーシフトがなければ ($f_D = 0$) マルチパスによって信号が多数に伝搬され、合成されてもスペクトルは広がらない。ドップラーシフトを受けると、スペクトルが $-f_D$ から f_D まで広がることになる。(15)式で示される電力スペクトル密度をフーリエ逆変換することで、次式で示される時間相関関数 $\rho(\tau)$ が得られる。

$$\rho(\tau) = P_R J_0(2\pi f_D \tau) \dots\dots\dots (17)$$

ここで、 $J_0(x)$: 第 1 種ベッセル関数である。(17)式は、ある時点での受信信号と τ だけ離れて観測したときの信号の自己相関を示している⁽¹⁾。

以上述べたように、ドップラーシフトを受け、時間とともに受信特性 (振幅と位相) が変動することを時間選択性フェージングという。一般に、最大ドップラー周波数 f_D が大きい場合を高速フェージング環境、 f_D が小さい場合を低速フェージング環境という。また、受信局がほぼ静止している状態 ($f_D = 0$) の時、準静的 (フェージング) 環境という。

3. フェージング補償技術の変遷

図 11 は、無線システムの劣化要因とその補償技術をまとめたものである⁽¹¹⁾。システムの各種劣化要因は、主に、熱雑音、波形歪、同一周波数干渉の三つに分けられる。本稿では前述したように、波形歪 (フェージング) に焦点を当てその補償技術、すなわち、適応等化、アダプティブアレイアンテナ、スペクトル拡散 (CDMA)、OFDM、SC-FDMA

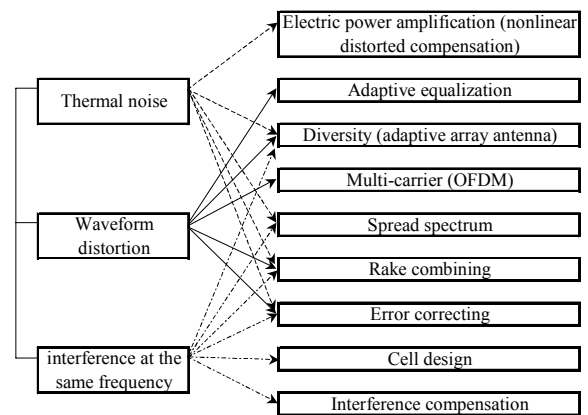


Fig. 11. Degradation factors of wireless system and compensation technologies⁽¹¹⁾

(Single Carrier Frequency Division Multiple Access) に関して概説する。さらに、近年注目を浴びている MIMO (Multiple Input Multiple Output) について触れる。

〈3・1〉 1980年代のフェージング補償 フェージング補償としては、フラット性フェージングの方が周波数選択性フェージングと比較して容易なため、1980年代に開発されたほとんどがフラット性フェージング補償であった。特に注目されていたフェージング補償はダイバーシチ技術であった⁽¹²⁾。一般に、無線通信分野において、ダイバーシチとは複数の要素を用いて伝送し、選択、合成することで伝送特性を向上させる方法であり、空間、時間、周波数、偏波、パスなどが挙げられるが⁽⁴⁾、狭義のダイバーシチとは、受信側に複数のアンテナを用意し、統計的に独立となる複数のパスを経由した受信信号の中から、受信レベルの高いものを選択、あるいは合成することにより、受信レベルが低下する確率を下げ、フェージングによる歪を緩和する技術である。複数の入力信号を得る経路は、ダイバーシチブランチといい、その信号を合成する方法として以下の3つが挙げられる。

- ・選択合成法：受信レベルが最も高い (S/N が最も良い) ブランチを選択し、切り替えて使う方法。
- ・等利合成法：ブランチ間の位相が同相になるように位相調整を行った後に合成する方法。
- ・最大比合成法：振幅と位相の両方を調整して、最大の S/N となる出力を得る方法。

原理上、最大比合成法 (maximal ratio combining) は最も良好な特性が得られる⁽⁴⁾。

〈3・2〉 1990年代のフェージング補償 1990年代に入ると、大容量コンテンツをやり取りするマルチメディアサービスに応えるべく、広帯域伝送を前提とした伝送システムが必須となったため、周波数選択性フェージング補償技術が大きく進展することになった。

(A) 適応等化器

前述したように、通信路のインパルス応答と周波数応答はフーリエ変換対の関係にある。従って、周波数領域で考えると、伝達関数がフラットになるようなフィルタを受信信号に適用すれば、周波数選択性フェージングを補償できることがわかる。これを実現したものを等化器 (Equalizer) という。図 12 にその概念を示す。伝搬路の周波数応答(A)に対して、等化器による周波数応答(B)をかけると、フラットな周波数応答(C)が得られる。これは、Zero-forcing (ZF) 規範という考え方であり、等化の基本的な考え方は、フェージングを引き起こす遅延波による影響を打ち消す (キャンセルする) ことである。つまり、Equalize とは「等しくする」という意味だが、Equalizer はその名のとおり、送信データと等しくなるように周波数特性を補正する機構のことである。等化器の最も基本的な構成は、図 13(a)に示すような線形等化器 (Linear Equalizer; LE) である⁽¹³⁾。これは、FIR 型デジタルフィルタと同じ構成であり、各タップのウェイト $w_i(t)$ を制御することによって、等化出力 $y(t)$ の周波数

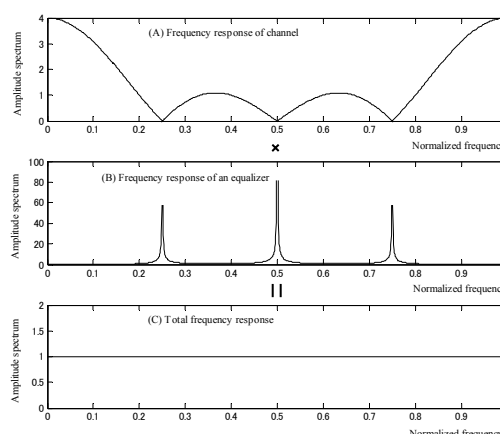


Fig. 12. Adaptive equalization

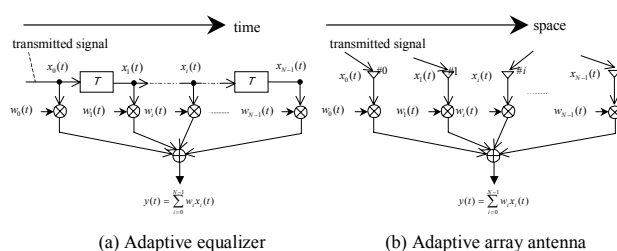


Fig. 13. Analogy between an adaptation equalizer and an adaptive array antenna

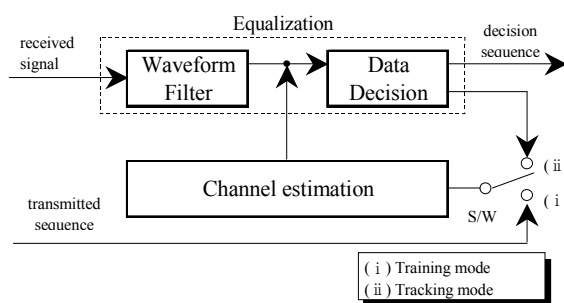


Fig. 14. Basic composition of an adaptive equalizer⁽¹⁵⁾

特性をフラットにすることができる。ZF 規範では、伝搬路の周波数特性にヌル (落ち込み) がある場合、等化前は伝搬路特性に関わらず加法性雑音は等電力で分布しているが等化によってスペクトルを平坦化するため、等化後には雑音が強調される、すなわち、S/N (Signal to Noise) が劣化するという問題が生じる。この雑音強調の問題は、信号値と等化器出力の平均二乗誤差を最小にする MMSE (Minimum Mean Square Error) 規範によって改善される⁽¹⁴⁾。すなわち、ウェイト更新方法として、MMSE 規範が一般的な手法として知られている。ウェイトが適応アルゴリズムにより更新される等化器を適応等化器 (Adaptive equalization) といい、その基本処理は伝搬路推定と ISI 伝搬路補償からなる。後者を担う等化器は、波形整形フィルタとデータ判定器から構成される。この適応等化器の基本構成を図 14 に示す⁽¹⁵⁾。

(i) 受信側にて伝搬路推定をするには、既知信号 (トレ

ーニング信号と呼ぶ)を送信し, 受信信号との差を推定誤差としてタップ係数を収束させる(図14においてSW下)。この期間をトレーニングモードという。

(ii) その後, 情報データを再生しながら, 受信信号とその判定値(等化器出力)との差から伝搬路変動にタップ係数を追従させる(図14においてSW上)。この期間をトラッキングモードという。

これらの動作をバースト(またはバケット)ごとに繰り返すことにより, 符号間干渉(Inter Symbol Interference; ISI)が低減された出力信号が得られる。

(B) アダプティブアレーアンテナ

DFEなどの適応等化器でマルチパスを取り扱う際, 時間軸上でどのように信号が存在しているか(遅延プロファイル)が問題であった。しかし, マルチパスは前述したように, 複数の伝搬経路を経た信号によって構成される。言い換えると, 各パスは空間的にも分散している⁽¹⁶⁾。つまり, フェージングにより受信信号が歪む要因として, あらゆる方向から到来する信号を, 単純に無指向性アンテナで受信していることにある。アダプティブアレーアンテナ(Adaptive array antenna; AAA)は, マルチパスの中で希望波方向の利得を大きく, 遅延波方向の利得を小さくするようにアンテナの指向性を適応的に制御し, 選択性フェージング対策として作用している⁽¹⁷⁾。また, 直接波と相関が小さい信号ほどその抑圧効果が大きいと, 遅延時間の大きな波ほど抑圧効果が高まるという特徴を有す。これは, 適応等化器にない特徴といえる⁽¹⁸⁾。

自分が通信している基地局以外の基地局からの妨害波を受けることを同一伝搬路間干渉という。これがあると, 端末の音質や画質が劣化し, 最悪の場合には通信が途切れてしまう。AAAにはこの妨害波を除去する働きがある。図15に示すように, 希望ユーザ方向には, ビームという電磁波を強く受ける方向に向け, そのレベルを大きくしている。一方, 干渉ユーザ方向には, ヌルという指向性のくびれた部分を向け, その受信しないようにしている⁽¹⁷⁾。〈3・4〉節にて述べるMIMOシステムの導入として, 以下, AAAによる干渉除去の原理について述べる⁽¹⁹⁾。図16は, AAAを備えた受信局が, 所望波 s を送信する所望基地局と, 干渉波 u を送信する干渉基地局からの電波を受信している状況である。図における h_{ij} は基地局と端末間に関する伝搬路応答である。マルチパスの影響により, 各 h_{ij} は異なる値をとるものとする。受信局では, 各々の伝搬路を経て2本の受信アンテナ素子で受信する。受信局における各々の素子の受信信号は, 次式のように表せる。

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s \\ u \end{pmatrix} \dots\dots\dots(18)$$

また, 受信局での出力信号は, 次式となる。

$$y = x_1 w_1 + x_2 w_2 \dots\dots\dots(19)$$

よって, (18)式と(19)式から, 次式を得る。

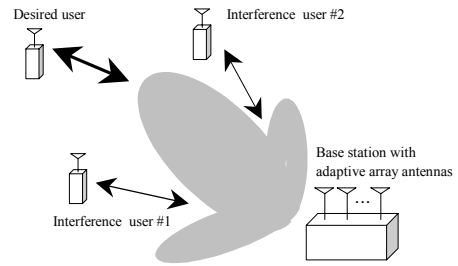


Fig. 15. Adaptive array antenna

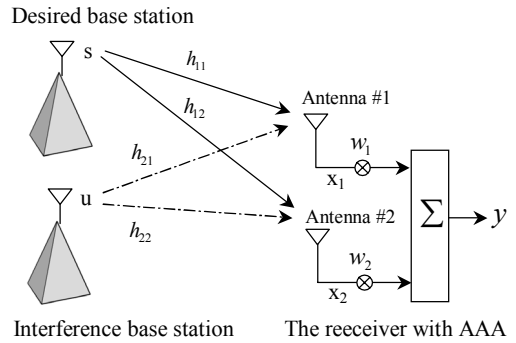


Fig. 16. Adaptive array antenna model

$$y = (sh_{11} + uh_{21})w_1 + (sh_{12} + uh_{22})w_2 = sh_s + uh_u \dots\dots\dots(20)$$

$$\begin{aligned} h_s &= h_{11}w_1 + h_{12}w_2 \dots\dots\dots(21) \\ h_u &= h_{21}w_1 + h_{22}w_2 \end{aligned}$$

(20)式において, $h_s = 1, h_u = 0$ とおくと $y = s$ となり, 受信局の出力信号は所望基地局からの信号と一致し, 干渉基地局からの信号が含まれない(干渉除去されている)ことになる。この時のウェイトは次式となる。

$$\begin{aligned} w_1 &= \frac{h_{22}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \dots\dots\dots(22) \\ w_2 &= \frac{-h_{21}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \end{aligned}$$

つまり, (22)式のウェイトを用いて受信局で受信すれば, 干渉波の影響は受けない。これが, AAAの干渉除去における基本原理である。(22)式を計算するためには, 事前に受信側で伝搬路応答 h_{ij} を求める必要がある。しかし, これは困難なため, 実際のAAAでは, 干渉波電力と雑音電力の合計が最小になるように(MMSE規範により)ウェイトを決定している。さて, 図13の(a)と(b)は, 適応等化器とAAAのアナロジーを示したものである。すなわち, 適応等化器は時間領域で, アダプティブアレーアンテナは空間領域で信号処理が行われ, 目的に応じてなんらかの適応アルゴリズムに従い, 最適なウェイト $w_i(t)$ を決定するという点で類似性が見られる。アダプティブアレーアンテナは, 携帯電話(セルラー)システムには導入されなかったが, PHS基地局に一部実用化された。

〈3・3〉 2000年代のフェージング補償 この時期にな

ると、CDMA、OFDM 等通信方式によるフェージング補償が導入された。

(A) CDMA

符号分割多元接続 (CDMA) はスペクトル拡散技術を多元接続方式に適用した通信方式である。スペクトル拡散では、情報とは無関係な拡散符号を用いて、情報を伝達するのに必要な周波数帯域幅に比較して非常に広い周波数帯域に情報を拡散して (広げて) 伝送する技術である⁽²⁰⁾。第 3 世代携帯電話では、直接拡散 (Direct Sequence; DS) に基づく CDMA である DS-SS-SS 方式が導入された。DS 方式の原理について説明する。図 17 は、DS 方式における拡散/逆拡散処理を示している。送信データ $a(t)$ は、ビット周期 T_b のデータ系列 $\{1,-1\}$ であり、送信側にて、データ系列 $\{1,-1\}$ で構成されるチップ周期 T_c ($T_c \ll T_b$) の拡散信号 $b(t)$ を乗算することによって、スペクトル拡散信号 $a(t)b(t)$ を得る。受信側では、スペクトル拡散信号 $a(t)b(t)$ に対して、送信側で使用した拡散信号 $b(t)$ を再び乗算することによって、受信信号 $a(t)b^2(t)$ を得るが、 $b^2(t)$ は常に 1 であることから、受信信号は $a(t)$ となる。つまり、スペクトル拡散を施す前の狭帯域信号が得られる。ここで、周波数領域の観点からスペクトル拡散の意味を考える。送信データに拡散信号を乗算することは、同一時間に送信するインパルス列の数を増やし、時間軸上でパルスの幅を短くする。この事象を周波数領域で考えると、スペクトルの幅、つまり、帯域幅を広げていることになる。スペクトル拡散の名称はここに由来する⁽⁸⁾。図 17 で示した処理は、DS 方式の基本形である。実際は、受信側で逆拡散を行う際のチップ同期、すなわち、

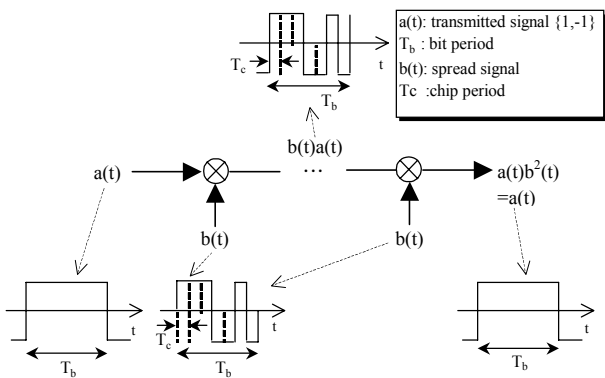


Fig. 17. Spread spectrum based on direct sequence

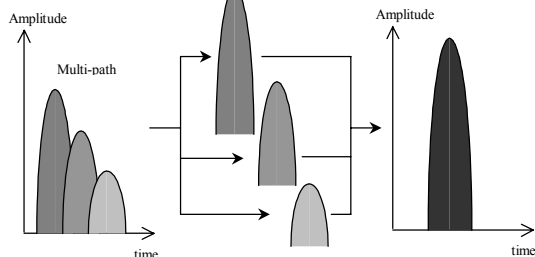


Fig. 18. Rake compound

スペクトル拡散信号に正しいタイミングで拡散信号を乗算するための同期をとることが必要である。それを回避するために、マッチドフィルタを用いて受信信号と拡散信号とのパターンマッチングをとることによって、鋭い自己相関ピークを検出している⁽²⁰⁾。

さて、周波数選択性フェージングは、異なる遅延波が重なりによるシンボル間干渉によって生じるものであるから、各遅延波が分離できれば解決できると考えられる。DS-SS-SS 方式では、このアイデアにもとづき、受信側に複数の逆拡散回路を用意し、各パスの受信信号を抽出して位相を合わせて合成することによって、受信信号全体の強度を高め、伝搬路変動による落ち込みを低減させている。図 18 にそのイメージを示す。このようなフェージング補償技術を Rake 合成という。Rake とは熊の手を意味する。第三世代携帯電話の一つである W-SS-SS (Wide-band SS-SS) 方式では、Rake 合成法が適用されている⁽²¹⁾。

(B) OFDM/OFDMA

直交波周波数分割多重 (OFDM) は 1980 年代から欧州を中心とし、地上波デジタル TV 放送用として盛んに研究開発がなされてきた⁽²²⁾⁽²³⁾。OFDM とは、シリアルな送信すべき (高速直列な) 情報系列をパラレルに分割し、周波数軸上で直交する複数の搬送波 (サブキャリア) を用いて低速並列伝送 (マルチキャリア伝送) する方式である⁽²⁴⁾。ここで、シンボル周期が M (サブキャリア数) 倍になるので、各サブキャリアに着目すると、周波数選択性フェージングからフラット性フェージングに変換されているとみなせる。さらに、送信側で IFFT により全サブキャリアの出力を合成した送信波を生成し、受信側で FFT により各サブキャリアを分離する。つまり、近年の信号処理技術の発展が、OFDM 実用化を促したともいえる。また、周波数軸方向で分割されていることによって、ある周波数が伝搬路変動による落ち込みを受けても他の周波数は影響がない。ここで、互いのサブキャリアは直交した関係にある。ここでいう直交とは、(受信側で) 分離可能という意味である。

ここで、シングルキャリアと OFDM による情報送信の相違を図 19 に示す。シングルキャリアで高速伝送する場合は、シンボル長を短くし、周波数帯域を広くとる必要がある。一方、OFDM では、必要な周波数帯域を M 個のサブキャリアに分割し、それらのシンボル長を長くすることによって、

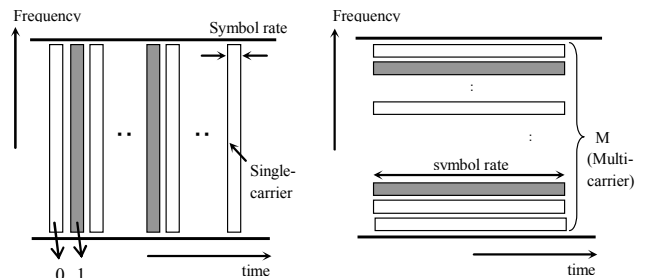


Fig. 19. The difference between single carrier transmission and OFDM transmission

遅延波によるシンボル間干渉の影響を低減させ、全体としての伝送速度は、各サブキャリアを合成することによって確保している。すなわち、シングルキャリアでは時間軸だけを考慮していたが、OFDM では、周波数軸も活用し情報を 2 次元的に伝送する技術といえる。

図 20 に OFDM 信号のスペクル波形を示す。説明の都合上、OFDM 信号は、サブキャリア 3 本から構成される。あるサブキャリアは、一定幅の周波数を占有する。ただし、シンボル長 T_s の逆数間隔で信号電力密度が 0 (ヌル点) になり、そこへ隣接したサブキャリアの中心が配置される。図 20 において、サブキャリア B の中心周波数は、サブキャリア A, C ではヌル点になっていることがわかる。以上、各サブキャリアの周波数 f_n とデータのシンボル長 T_s の間には、次式の関係を満たす。

$$f_n = f_0 + n\Delta f$$

$$\Delta f = \frac{1}{MT_s} \dots\dots\dots (23)$$

ここで、 $n: 0 \sim M-1$ (M : サブキャリア総数) である。(23) 式が OFDM のサブキャリア間の直交関係を示すものであり、この関係により、隣接したサブキャリアは重なっても干渉せず、それぞれ独立して受信可能となる。重なって伝送可能となるため、シングルキャリアと比べて約 1/2 の周波数利用率を実現している。さらに、時間軸における OFDM 信号の伝送シンボルは、有効シンボル長にその後方一部をガードインターバル (GI) として先頭に付加して構成される。GI は有効シンボル期間の信号波形であるから、GI が付加されたシンボルにおいても周期性が保たれるため、FFT/IFFT が適用可能である。受信側では、GI を除去した形で復調が行われる。結果、遅延波の最大時間が GI 内に収まれば、この部分は復調に用いられないので、シンボル間干渉とサブキャリア間干渉の影響を低減できる。しかし、GI は冗長情報のため、長く設定すると伝送速度低下を招くため、GI 長は、遅延波の遅延時間、伝送効率等を総合的に考慮して決定する必要がある。例えば、無線 LAN (IEEE802.11a) の場合は、 $0.8 \mu s$ (シンボル長の約 1/4)、日本の地上波デジタルテレビ放送の場合は、 $126 \mu s$ (シンボル長の約 1/8)

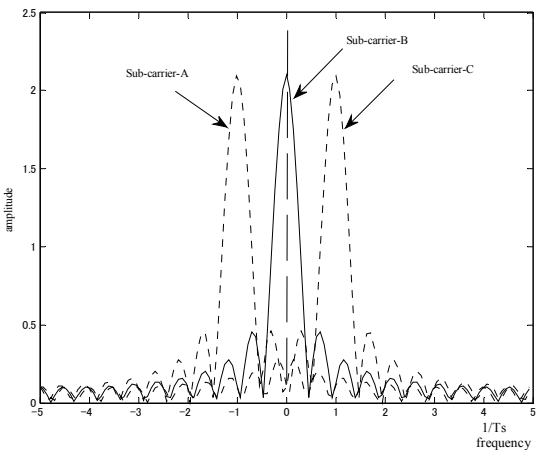


Fig. 20. Spectrum of OFDM signal

で設定されている⁽²⁵⁾。また、GI の挿入効果として、サイドローブ成分の低減効果も示されている。さらに、OFDMA とは、OFDM に基づく多元アクセス方式であり、複数ユーザがサブキャリアを共有し、それぞれのユーザにとって最も伝送効率のよいサブキャリアを割り当てる方式である。

以上、CDMA では信号を広帯域化、つまり、時間軸で信号幅を短くすることによって遅延波の分離 (Rake 合成) を可能にし、周波数選択性フェージング対策を講じている。一方、OFDM では時間軸でシンボル長を長くとり、つまり、周波数軸では一つのサブキャリアを狭帯域化し、周波数選択性フェージング対策を講じている。これら 2 つの伝送方式は、同一目的に対して逆のアプローチをとっている⁽⁸⁾。

〈3・4〉 2010 年以降のフェージング補償 近年、フェージング変動を克服することから活用する時代に変貌しており、その最前線にあるのが MIMO 伝送技術である。さらに、GI を付加したブロック伝送方式は、OFDM のようなマルチキャリア伝送方式のみならず、シングルキャリア伝送方式にも適用可能であり、周波数領域等化とよばれる技術が注目を浴びている⁽²⁶⁾。

(A) MIMO

MIMO は、送受信に複数のアンテナを用いて、空間分割多重効果もしくは送信ダイバーシチ効果を狙う伝送技術である。MIMO はアンテナだけでなく、電波伝搬や変復調などの伝送理論、符号化などの情報理論、信号処理など多岐にわたっている⁽²⁷⁾が、前述した AAA との関連に着目し、MIMO の空間分割多重方式について述べる。図 21 は、送受信とも 2 素子のアンテナで構成された MIMO システムである⁽¹⁹⁾。前述した図 16 において、送信側は、所望基地局と干渉基地局を一つにまとめた形に相当する。図 21 中の記号の意味は、図 16 と同様である。今、基地局の 2 つのアンテナ素子 1 および 2 から、信号 s_1 および s_2 を送信することを考える。この時、図 16 同様、受信局における各々の素子の受信信号は(24)式、受信局での出力信号は(19)式で表される。

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (24)$$

(19)式と(24)式から、次式を得る。

$$y = (s_1 h_{11} + s_2 h_{12}) w_1 + (s_1 h_{21} + s_2 h_{22}) w_2$$

$$= s_1 h_{s1} + s_2 h_{s2} \dots\dots\dots (25)$$

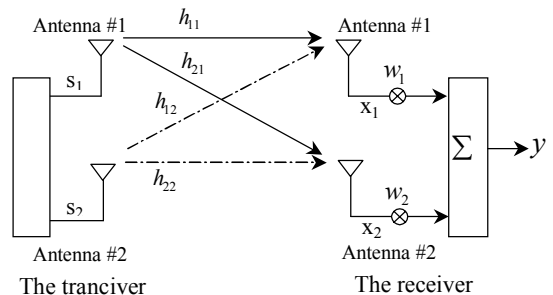


Fig. 21. An example of a MIMO model

$$\begin{aligned} h_{s_1} &= h_{11}w_1 + h_{21}w_2 \\ h_{s_2} &= h_{12}w_1 + h_{22}w_2 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(26)$$

まず, (25)式において $h_{s_1}=1, h_{s_2}=0$ とおくと $y=s_1$ となり, 受信局の出力信号は s_1 のみ含まれて, s_2 の影響は全く受けない。この時のウェイトは次式となる。

$$\begin{aligned} w_1 &= \frac{h_{22}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \\ w_2 &= \frac{-h_{21}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(27)$$

一方, (25)式において $h_{s_1}=0, h_{s_2}=1$ とおくと $y=s_2$ となり, 受信局の出力信号は s_2 のみ含まれて, s_1 の影響は全く受けない。この時のウェイトは次式となる。

$$\begin{aligned} w_1 &= \frac{-h_{12}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \\ w_2 &= \frac{h_{11}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(28)$$

つまり, (27)式または(28)式のウェイトで受信できれば, すなわち, 受信側で伝搬路の周波数応答 h_{ij} を知ることができれば, 各アンテナ素子が受信する信号を分離できることを意味する。アンテナの指向性を活用し同一周波数において空間的に複数のストリームに分割し, 同時に情報を送信する手法を空間分割多重方式 (Space division multiplexing; SDM) (28) という。図 22 にそのイメージを示す。この SDM を用いれば, 周波数帯域を広げることなく, 伝送レートの向上 (高速伝送) が可能となる。つまり, 送受信アンテナ数が $n \times n$ の場合は n 空間多重となり, (理論上) 最大 n 倍の通信路容量が達成できることになる。以上より, SDM ではビームを生成しないが, AAA の原理を基礎にしていることがわかる。実際, MIMO システムにおいて, 適応等化器や AAA にて前述した MMSE は, 最適ウェイトを決定するアルゴリズムとして用いられている。前述したように, CDMA における Rake 合成では, 分離した遅延波を同相加算して S/N 比を高めているが, 伝搬パスが分離できるのであればそこに別々の情報を送信する, というのが MIMO といえる。

ところで, (27)式と(28)式からわかるように, MIMO 伝送は, 伝搬路の周波数応答 h_{ij} 特性に大きく影響される。例え

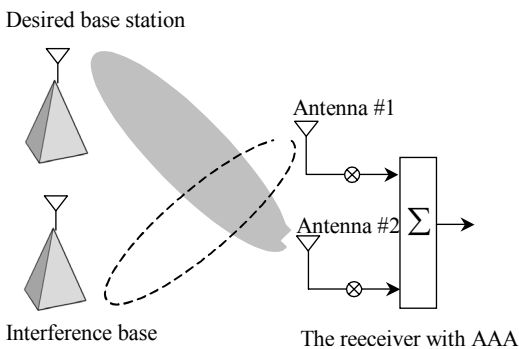


Fig. 22. MIMO (SDM)

ば, 基地局と受信局が見通し内の状況において, 基地局と受信局の距離が大きく素子間隔が狭いときには, 全ての伝搬路応答がほぼ等しくなる。このとき, (27)式と(28)式の分母は 0 になり, 最適ウェイトは決定できない。つまり, MIMO を用いる場合, 基地局と受信局が見通し外で互いに異なる伝搬路応答が得られるような環境で良好な特性が得られる(19)。つまり, MIMO は多重伝播波 (フェージング) を積極的に活用しており, これまでの, 如何に多重伝播波 (フェージング) を克服するか, という認識を覆している。SDM 以外に MIMO の目的として, 送信ダイバーシチによる受信 S/N 比の向上がある(27)。さらに, MIMO 伝送では伝搬路応答 h_{ij} , すなわち, 周波数特性が一樣である場合に高品質伝送, 高速伝送が可能である一方で, 前述したように OFDM 伝送の場合, 複数のサブキャリアに分割することにより, 1 つのサブキャリアあたりの周波数特性は一樣とみなせるため, MIMO-OFDM 伝送は高速・高品質伝送に適している。実際, これらの伝送形態は, 第 3.9 世代移動体通信技術 3GPP LTE (Long term evolution), 高速無線 LAN の IEEE802.11n や WiMAX (Worldwide interoperability for microwave access) の IEEE802.16e などに導入され, 今後の移動通信システムにおいて本格的な利用が期待されている。

(B) SC-FDMA

(3.3) 節にて OFDM の利点について述べたが, OFDM にも欠点がある。OFDM では複数の独立したサブキャリアを合成するため, 送信信号のピーク電力が高くなることである。そのため, 電力増幅器の効率を著しく劣化させ, バッテリ駆動で送信を行う携帯小型端末などへの適用が難しい(24)。そこで, 図 23 に示すように, OFDMA 送信機に DFT (Discrete Fourier Transform) を挿入することによってシングルキャリア信号を生成し, 複数シンボルを送信するシングルキャリア周波数分割多元接続 (SC-FDMA) が提案されている(29)。生成された各サブキャリアは, DFT の関係で結ばれており独立でないため, ピーク電力の問題が解消される (シングルキャリアと同等となる)。送信側において, OFDMA 同様, 周波数領域でのユーザ割り当てを柔軟に行うことができる。マッピング方法として, 局所と分散の 2 つがあり,

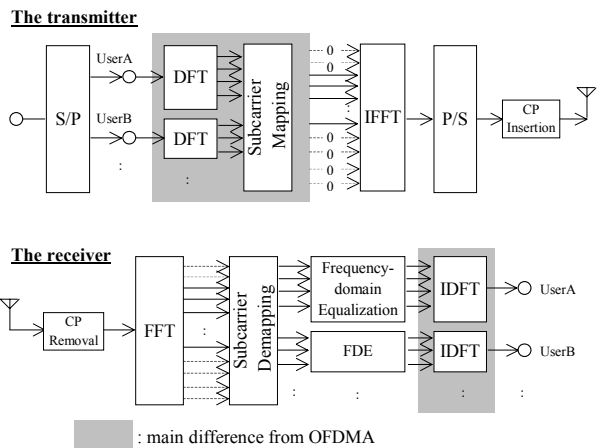


Fig. 23. SC-FDMA

前者を用いればマルチユーザダイバーシチ利得を、後者を用いれば周波数ダイバーシチ利得を期待できる⁽²⁶⁾。受信側において、MMSE 規範に基づく 1 タップ周波数領域等化 (Frequency domain equalization; FDE) を行えば、良好な特性が期待できる。また、文献(30)では、シングルキャリア伝送における周波数領域等化と従来の時間領域等化の関係、比較が論じられている。つまり、〈3・3〉節で述べた GI を付加したブロック伝送方式は、OFDM のようなマルチキャリア伝送だけでなく、シングルキャリア伝送にも適用可能である。FDE を行った後、IDFT により各ユーザの時間領域信号に戻す。以上、OFDMA に DFT/IDFT を付加したものが SC-FDMA であり、LTE の上りリンクにおいて導入されている⁽³¹⁾。

4. むすび

無線通信では、送信信号は、多数の障害物で散乱されるので、遅延時間が異なる多数の伝搬路が形成される。このような環境で移動しながら送受信を行うと、受信信号は周波数領域および時間領域で複雑に変動する二重選択性フェージングを受けることになる。本稿では、このフェージング現象のメカニズムを体系的に説明し、これまでの主なフェージング補償技術、すなわち、受信ダイバーシチ、適応等化器、アダプティブアンテナ、CDMA, OFDM, MIMO, SC-FDMA についてその各技術のつながり、相違に着目して概略を述べた。詳細等は参考文献等を探れば幸いである。

謝辞

本研究の一部は、財団法人科学技術融合振興財団および財団法人長野県科学振興会の助成を受けて実施されたものである。関係各位に深謝する。

文 献

- (1) 高畑文雄編：「デジタル無線通信入門」, 培風館 (2002)
- (2) 奥村善久・進士昌明：「移動通信の基礎」, 電子情報通信学会 (1986)
- (3) 岸山祥久・佐和橋衛：「超広帯域無線アクセス方式のためのシミュレーション手法」, 日本シミュレーション学会誌, Vol.28, No.2, pp.5-12 (2009)
- (4) 唐沢好男：「デジタル移動通信の電波伝搬基礎」, コロナ社 (2006)
- (5) 岡本英二：「OFDM と周波数領域等化」, 電子情報通信学会総大会チュートリアル講演資料 (BT-3-1) (2009)
- (6) 中川正雄・大槻知明：「モバイルコミュニケーション」, コロナ社 (2009)
- (7) 岩井誠人：「無線通信シミュレーションのための電波伝搬基礎」, 電子情報通信学会アンテナ・伝搬研究専門委員会, アンテナ・伝搬における設計・解析手法ワークショップ第 35 回 (2009)
- (8) 神谷幸宏：「MATLAB によるデジタル無線通信技術」, コロナ社, (2008)
- (9) B. Sklar : "Digital Communications Fundamentals and Applications", 2nd ed., Prentice Hall PTR (2000)
- (10) 斎藤洋一：「デジタル無線通信の変復調」, 電子情報通信学会 (1996)
- (11) 松江英明・佐藤明雄・渡辺和二・守倉正博：「高速ワイヤレスアクセス技術」, 電子情報通信学会 (2004)
- (12) 後藤尚久・伊藤精彦・中川正雄：「アンテナ・無線ハンドブック」, Ohmsha (2006)
- (13) S. Haykin : "Adaptive Filter Theory", Prentice Hall, 3rd Edition (1996)
- (14) S. V. H. Qureshi : "Adaptive equalization", Proc. IEEE, Vol.73, No.9, pp.1349-1387 (1985)
- (15) 久保博嗣：「無線通信における適応等化・変復調の動向一周波数領域と時間領域, 対立から協調・融合へ」, 電子情報通信学会光通信システムシンポジウム講演予稿集, Vol.22, No.8, pp.26-32 (2008)
- (16) 堀越 淳：「デジタル移動通信のための波形等化技術」, トリケブス (1996)
- (17) 菊間信良：「アダプティブアンテナ技術」, Ohmsha (2005)
- (18) 三瓶政一：「フェージング補償」, 信学誌, Vol.73, No.8, pp.829-835 (1990)
- (19) 阪田史郎・嶋本 薫編：「無線通信技術大全」, リックテレコム (2007)
- (20) 横山光雄：「スペクトル拡散通信システム」, 科学技術出版社 (1988)
- (21) 立川敬二 (監修)：「W-CDMA 移動通信方式」, 丸善 (2001)
- (22) S. B. Weinstein and P. M. Ebert : "Data transmission by Fourier division multiplexing using the discrete Fourier transform," IEEE Trans. Commun., Tech., Vol.COM-19, pp.628-634 (1971-10)
- (23) R. W. Chang : "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission", Bell Syst. Tech. J., Vol.45, pp.1775-1796 (1966-12)
- (24) 伊丹 誠：「わかりやすい OFDM 技術」, Ohmsha (2005)
- (25) 生岩量久・安 昌俊：「OFDM 技術とその周辺」, コロナ社 (2010)
- (26) F. Adachi, H. Tomeba, and K. Takeda : "Introduction of frequency-domain signal processing to broadband single-carrier transmissions in a wireless channel", IEICE Trans. Commun., Vol.E92-B, No.09, pp.2789-2808 (2009)
- (27) 大鐘武雄・小川恭孝：「わかりやすい MIMO システム技術」, Ohmsha (2005)
- (28) 大鐘武雄・西村寿彦・小川恭孝：「MIMO 伝搬路における空間分割多重方式とその基本特性」, 信学論 B, Vol.J87-B, No.9, pp.1162-1173 (2004)
- (29) 樋口健一：「超広帯域移動無線アクセス技術」, 日本シミュレーション学会誌, Vol.28, No.2, pp.25-31 (2009)
- (30) S. Yamazaki and D. K. Asano : "Single-carrier Transmission Frequency-domain Equalization Based on a Wiener Filter for Broadband Wireless Communications", IEEE Trans. on Electronics, Information and Systems, Vol.131, No.7, pp.1384-1392 (2011)
- (31) www.agilent.co.jp/go/journal, "3GPP LTE: Outline of SC-FDMA", Agilent Technologies, pp.1-12 (2008)

山崎 悟史 (正員) 1998 年 3 月中央大・理工・精密機械卒, 2007 年 9 月信州大学大学院工学系研究科情報工学専攻修了, 2011 年 9 月同大学院総合工学研究科システム開発工学専攻修了。1998 年 4 月大日本印刷 (株), 2000 年 10 月東京エレクトロン (株)。現在に至る。主としてデジタル無線通信や大規模組込みシステムに関する研究・開発に従事。2009 IEEE Shin-etsu Young Researcher Paper Award 受賞。電子情報通信学会, 情報処理学会各会員。博士 (工学)。



David K. Asano (非会員) 1994 年トロント大学電子情報工学研究科博士課程修了 (Ph.D.)。1994 年郵政省通信総合研究所 (STA フェロー)。1996 年 4 月信州大学工学部情報工学科講師。現在, 同准教授。主としてデジタル無線通信や情報システムに関する研究に従事。IEEE Senior Member, 電子情報通信学会各会員。

