

6 SC-FDE 通信

6.1 シングルキャリア (SC) 通信の課題

シングルキャリア伝送による通信（以下ではシングルキャリア通信とよぶ）では、OFDM/OFDMA 伝送による通信（以下では OFDM/OFDMA 通信とよぶ）に比べ PAPR (Peak to Average Power Ratio) を小さくでき、送信増幅器の非線形ひずみによる性能劣化や電力効率低下の問題を軽減できる利点がある。しかし、高速化・広帯域化に伴い、マルチパス伝送に伴う周波数選択性フェージングによる性能劣化が大きい問題があった。

本節では、まず、シングルキャリア通信の動作についてその概要を述べ、通信の高速化に伴う周波数選択性フェージングの問題について述べる。次に、次節以降で、周波数選択性フェージングの問題を改善出来る SC-FDE 通信 (Single Carrier Systems using Frequency Domain Equalization) ^{[15]~[17]} について述べる。

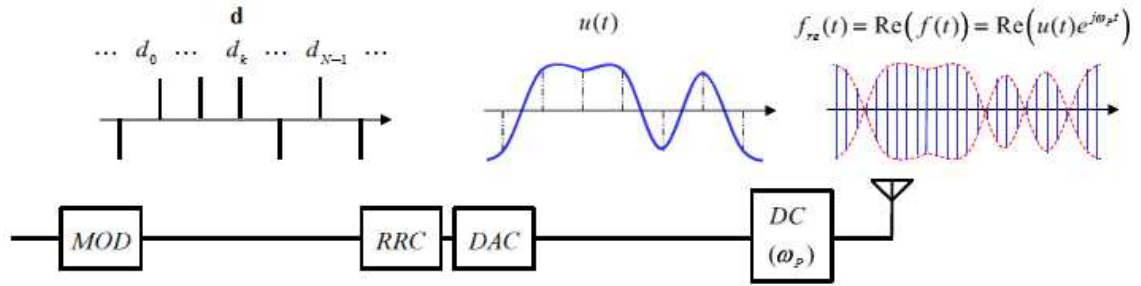
図 6.1 に、シングルキャリア通信における (a) 送信部および (b) 受信部構成と動作を模式的に示す。送信部において、入力されたデジタルビット情報は変調器 (MOD) にて PSK や QAM などの変調がされた複素データシンボル

$\mathbf{d} = (\cdots, d_0, \cdots, d_k, \cdots, d_{N-1}, \cdots)$ に変換される。複素データシンボル \mathbf{d} はナイキストフィルタ (RRC) さらにデジタルアナログ変換器 (DAC) を経て、帯域制限された複素ベースバンド信号 $u(t)$ が生成される。 $u(t)$ はさらに角周波数 ω_p の直交変調器 ($DC(\omega_p)$) にて周波数変換され、実 RF 信号 $f_{re}(t)$ が生成され、アンテナより送信される。ここで、 $f_{re}(t)$ と $u(t)$ には以下の関係がある。

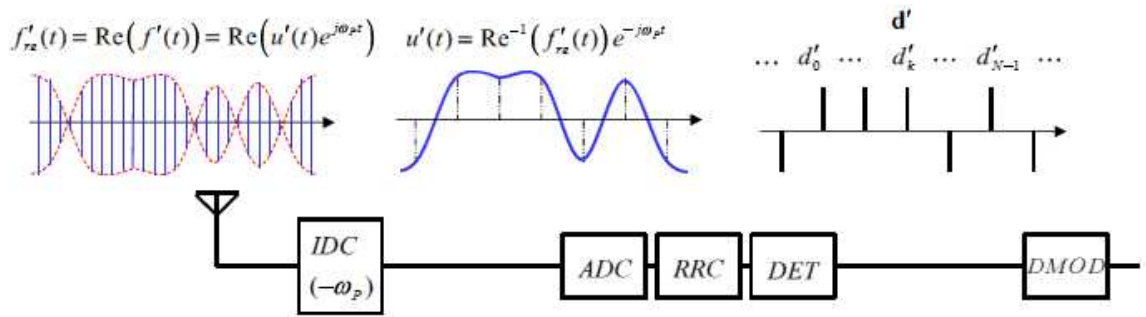
$$f_{re}(t) = \text{Re}(f(t)) = \text{Re}(u(t)e^{j\omega_p t}) \quad (6.1)$$

なお、 $f(t)$ は複素 RF 信号と呼ぶべきものでマルチパスなどの解析を行う際に用いられる。 $f(t)$ の実部を取るにより実際に観測される実 RF 信号 $f_{re}(t)$ が得

られる。



(a) 送信部



(b) 受信部

図 6.1 シングルキャリア伝送通信における送受信部構成と動作

受信部において、受信された実 RF 信号 $f'_{re}(t)$ は、角周波数 ω_p の直交復調器 ($IDC(-\omega_p)$) にて直交復調され、受信複素ベースバンド信号 $u'(t)$ が生成される。

ここで、 $f'_{re}(t)$ と $u'(t)$ には以下の関係がある。

$$\begin{aligned} u'(t) &= \text{Re}^{-1}(f'_{re}(t))e^{-j\omega_p t} \\ &= f'_{re}(t)e^{-j\omega_p t} = u'(t)e^{j\omega_p t}e^{-j\omega_p t} \end{aligned} \quad (6.2)$$

ここで、 $\text{Re}^{-1}(\)$ は直交変調された実 RF 信号 $f'_{re}(t)$ から複素 RF 信号 $f'(t)$ を取

り出す演算を意味する。また、受信信号に用いられるダッシュ記号はフェージングや雑音などの影響を受けて、もとの送信信号と異なることを表わすために用いている。フェージングや雑音などの影響がない場合には、受信信号は対応する送信信号と等しくなっている。

受信された複素ベースバンド信号 $u'(t)$ は、アナログデジタル変換器 (ADC)、ナイキストフィルタ (RRC)、検波器 (DET) での処理を経て、受信複素データシンボル $\mathbf{d}' = (\cdots, d'_0, \cdots, d'_k, \cdots, d'_{N-1}, \cdots)$ が得られる。 \mathbf{d}' は復調器 (DMOD) にて、デジタルビット情報に変換され出力される。

ここで、直接波とともに建物などによって反射や回折した遅延波を同時に受信する周波数選択性フェージング環境を考える。図 6.2 に遅延波が 1 個の場合の周波数選択性フェージング解析モデルを示す。

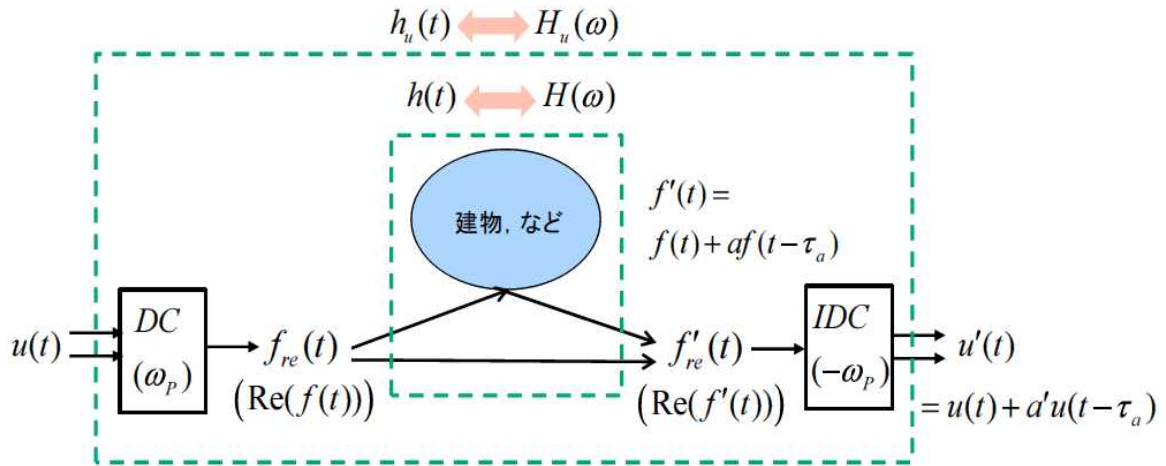


図 6.2 マルチパスによる周波数選択性フェージング解析モデル

OFDM 通信 (5 章 5.4 節) の場合と同様に、マルチパス伝送による遅延波が存在する時、シングルキャリア通信においても、送信される複素ベースバンド信号 $u(t)$ と受信した複素ベースバンド信号 $u'(t)$ に次式の関係がある。

$$u'(t) = u(t) + a'u(t - \tau_a) \quad (6.3)$$

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、 τ_a は遅延波の（直接波に対する）遅延時間である。5章5.4節では $u(t)$

$(u'(t))$ はOFDM変調した複素ベースバンド信号であるが、ここでは $u(t)$

$(u'(t))$ はシングルキャリア伝送通信における複素ベースバンド信号である。

しかし、いずれも複素ベースバンド信号であるということでは同じであり、5章5.4節の議論の多くを踏襲できる。

$u'(t)$ をフーリエ変換して周波数スペクトル $U'(\omega)$ を求めると、次式のように表せる。

$$\begin{aligned} U'(\omega) &= \mathfrak{F}(u'(t)) = \mathfrak{F}(u(t) + a'u(t - \tau_a)) \\ &= U(\omega) + a'U(\omega)e^{-j\omega\tau_a} = U(\omega)(1 + a'e^{-j\omega\tau_a}) \\ &= U(\omega)H_u(\omega) \end{aligned} \tag{6.4}$$

ここで、 $H_u(\omega)$ は次式であたえられ、伝送路全体（直交変調器+無線伝搬路+直交復調器）の周波数応答を与えるものである。

$$H_u(\omega) = 1 + a'e^{-j\omega\tau_a} \tag{6.5}$$

また $H_u(\omega)$ を逆フーリエ変換することにより、伝送路全体の時間応答 $h_u(t)$ は次式のように求まる。

$$h_u(t) = \delta(t) + a'\delta(t - \tau_a) \tag{6.6}$$

以上は1個の遅延波が存在する場合について考察したが、一般の電波環境では複数の遅延波が存在する。複数（ここでは L 個）の遅延波が存在する場合の、受信複素ベースバンド信号の時間応答 $u'_L(t)$ 、周波数スペクトル $U'_L(\omega)$ 、伝送路全体（直交変調器+無線伝搬路+直交復調器）の周波数応答 $H_{uL}(\omega)$ 、および時間

応答 $h_{uL}(t)$ はそれぞれ次式で与えられる。

$$u'_L(t) = u(t) + \sum_{l=1}^L a'_l u(t - \tau_l) \quad (6.7)$$

$$\begin{aligned} U'_L(\omega) &= \mathfrak{T}(u'_L(t)) = \mathfrak{T}\left(u(t) + \sum_{l=1}^L a'_l u(t - \tau_l)\right) = U(\omega) + \sum_{l=1}^L a'_l e^{-j\omega\tau_l} U(\omega) \\ &= U(\omega) \left(1 + \sum_{l=1}^L a'_l e^{-j\omega\tau_l}\right) = U(\omega) H_{uL}(\omega) \end{aligned} \quad (6.8)$$

$$H_{uL}(\omega) = 1 + \sum_{l=1}^L a'_l e^{-j\omega\tau_l} \quad (6.9)$$

$$\begin{aligned} h_{uL}(t) &= \mathfrak{T}^{-1}(H_{uL}(\omega)) = \mathfrak{T}^{-1}\left(1 + \sum_{l=1}^L a'_l e^{-j\omega\tau_l}\right) \\ &= \delta(t) + \sum_{l=1}^L a'_l \delta(t - \tau_l) \end{aligned} \quad (6.10)$$

式 (6.6), (6.10) から、遅延波は、時間応答関数 $h_u(t)$, $h_{uL}(t)$ の式中では、遅延時間 τ_a , あるいは τ_l に生じるインパルス $\delta(t - \tau_a)$, $\delta(t - \tau_l)$ で表わされることがわかる。また、マルチパスによる遅延波が存在する時、式 (6.5), (6.9) より、周波数応答関数 $H_u(\omega)$, $H_{uL}(\omega)$ は周波数によって特性が変化する、すなわち、周波数選択性フェージング特性となることがわかる。

図 6.3 にマルチパスが存在する場合の受信複素ベースバンド信号 $u'(t)$ の様子を示す。なお、以下では単純化のため遅延波は 1 個として検討を行う。

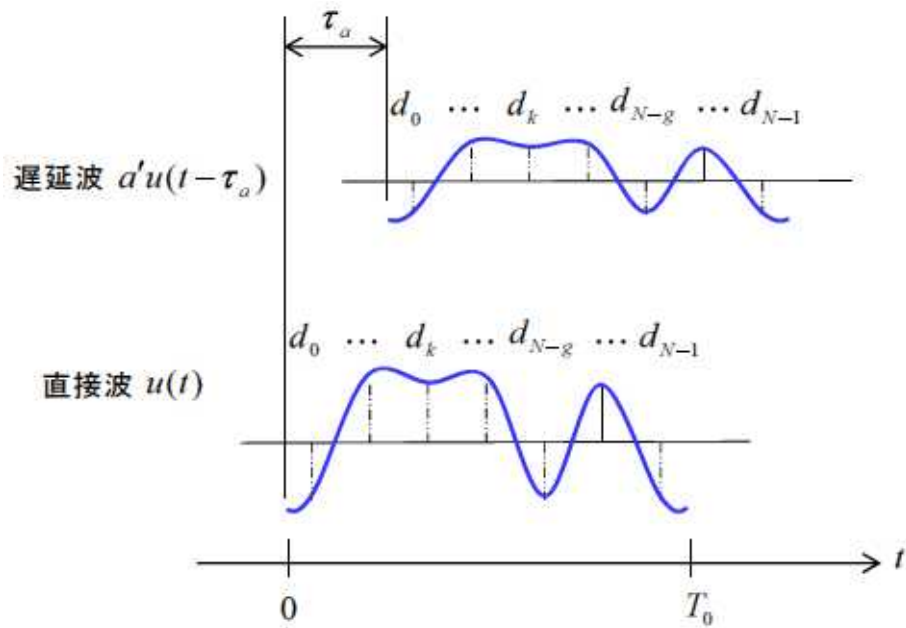


図 6.3 マルチパスが存在する場合の受信複素ベースバンド信号の様子

携帯電話システムでは、遅延時間 τ_a は数 μsec になり、高速伝送通信を行う場合、 τ_a 内に複数個のシンボルが入ってくる（例えば $\tau_a = 1\mu\text{sec}$ ，シンボル伝送速度 4Msps の場合、 τ_a 内に含まれるシンボル数は 4 個となる）。受信機で複素ベースバンド信号 $u'(t)$ を復調する場合、直接波 $u(t)$ と遅延波 $d'u(t - \tau_a)$ とを同一タイミング、同一方法で復調処理することになり、シンボル間干渉により受信データに誤りが生じることになる。これを補正して誤りのない復調を行う必要があり、その 1 つの方法として、周波数領域等化を用いたシングルキャリア伝送通信（SC-FDE：Single Carrier Systems using Frequency Domain Equalization）がある。

6.2 SC-FDE 通信の概要

本節では、まず 1 個の遅延波が存在する場合を例に議論をする。複数の遅延波が存在する一般の場合については、1 個の遅延波が存在する場合の結果を拡張して考えることができる。

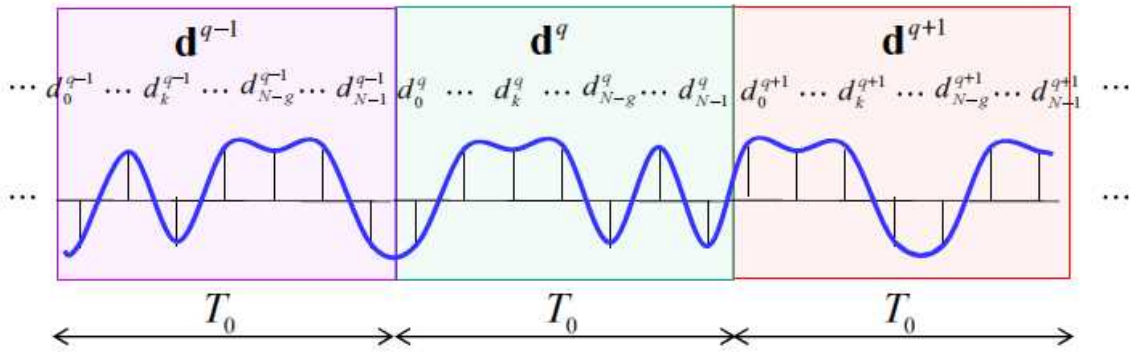
式 (6.5) で与えられる伝送路全体（直交変調器+無線伝搬路+直交復調器）の周波数応答 $H_u(\omega)$ をあらかじめ知ることができれば、その逆特性関数 $W(\omega)$

($=H_u^{-1}(\omega)$) を求め、さらに $H_u(\omega)$ との積をとることにより、 $H_u(\omega)W(\omega)$ を周波数に依存しない定数とすることができる。すなわち、周波数選択性フェージングの影響を補正することができる。このような伝送路の補正を行うためにはどうすれば良いのであろうか。

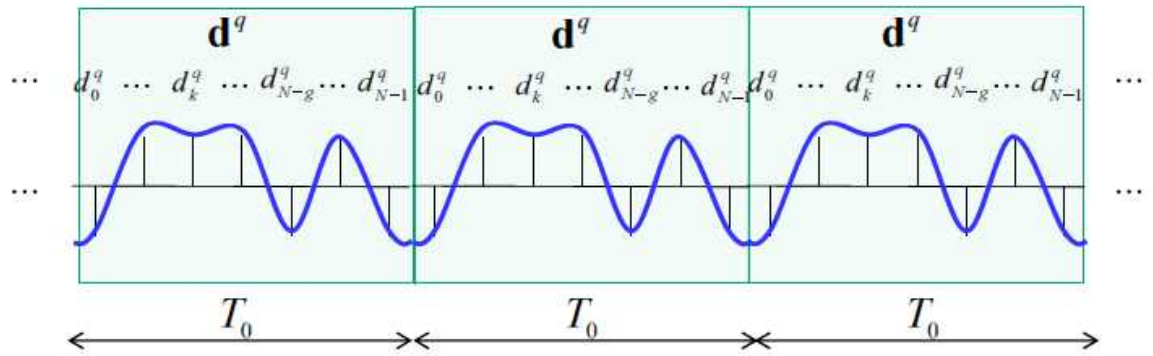
まず第一に、 $H_u(\omega)$ をあらかじめ何らかの方法で知る必要がある。これには後述するようにあらかじめ特性の判ったパイロット信号を用いることがある。

第二には、時間領域で与えられた複素信号 $u(t)$ の周波数スペクトル $U(\omega)$ を用いて計算処理ができるようにする必要がある。 $u(t)$ から $U(\omega)$ への計算処理は離散フーリエ変換 (DFT) 理論を用いて行われるが、5 章 5.2 節の議論にあるように、離散フーリエ変換を適用するためには周期信号である必要がある。シングルキャリア伝送通信における複素データシンボル $\mathbf{d}=(\cdots, d_0, \cdots, d_k, \cdots, d_{N-1}, \cdots)$ はランダムであり、それから得られる複素ベースバンド信号 $u(t)$ もランダムすなわち非周期信号となる。そこで、もともとランダムな非周期信号を、図 6.4(a) に示す様に、時間 T_0 ごとのブロックに分け、それぞれのブロックごとに信号処理（変調、復調、特性補正）を行うことを考える。例えば q 番目ブロックの信号処理を行う際には、図 6.4(b) の様に q 番目ブロックの信号が周期的に続く周期信号（周期時間 T_0 ）と読み替える。また、例えば $q+1$ 番目ブロックの信号処理を行う際には、図 6.4(c) の様に $q+1$ 番目ブロックの信号が周期的に続く周期信号（周期時間 T_0 ）と読み替えるのである。このような読み替えを行うことができれば、例えば q 番目ブロックの周期信号でなる複素ベースバンド信号 $u(t)$ は次式のフーリエ級数で表わすことができる。

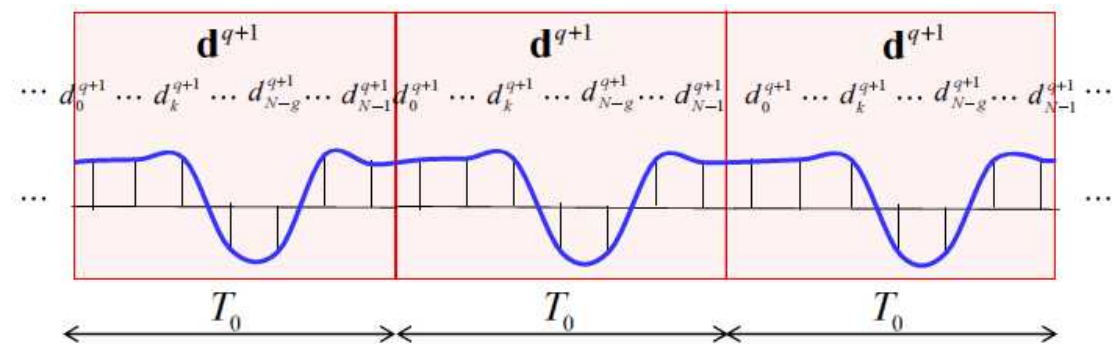
$$u(t) = \sum_{|k\omega_0| \leq \omega_{\max}} c_k e^{jk\omega_0 t} \quad (6.11)$$



(a) 実際のシングルキャリア伝送における複素ベースバンド信号（非周期信号）



(b) q 番目ブロックごとの周期信号（周期時間 T_0 ）



(c) $q+1$ 番目ブロックごとの周期信号（周期時間 T_0 ）

図 6.4 シングルキャリア伝送通信において信号を周期信号として扱う方法

ここで、 $\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$ は周期時間 T_0 の基本角周波数であり、 $u(t)$ は ω_0 を基本波とする

フーリエ級数で表わすことができるとするのである。 c_k は $u(t)$ を構成する k 番目

高調波の複素振幅である。 c_k は $|k\omega_0| \leq \omega_{\max}$ で有限値であるが、それ以外では 0

となっている。

フーリエ級数では、基本波および高調波でなる各チャネル信号は互いに直交している。 $u(t)$ を周期信号と読み替えることにより離散フーリエ変換理論を適用できる。

周期時間 T_0 を N 分割した時の $u(t)$ の m 番目離散値 $u_m = u\left(\frac{mT_0}{N}\right)$ と基本周波数

$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$ とした時の周波数スペクトル $U(\omega)$ の k 番目離散値 $c_k = U(k\omega_0)$ (ここで

$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$) は次式で関係付けられる。

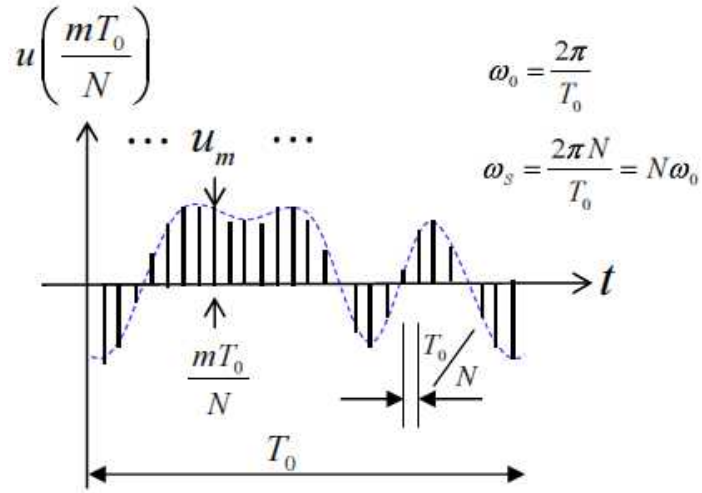
$$\left. \begin{aligned} u_m = u\left(\frac{mT_0}{N}\right) &= \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} c_k e^{jk\omega_0 \frac{mT_0}{N}} = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} c_k e^{j2\pi k \frac{m}{N}} \\ c_k = U(k\omega_0) &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} u_m e^{-jk\omega_0 \frac{mT_0}{N}} = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} u_m e^{-j2\pi k \frac{m}{N}} \end{aligned} \right\} \quad (6.12)$$

図 6.5 に $u(t)$ の離散化した (a) 時間応答 $u\left(\frac{mT_0}{N}\right)$ 、および (b) 周波数スペクトル

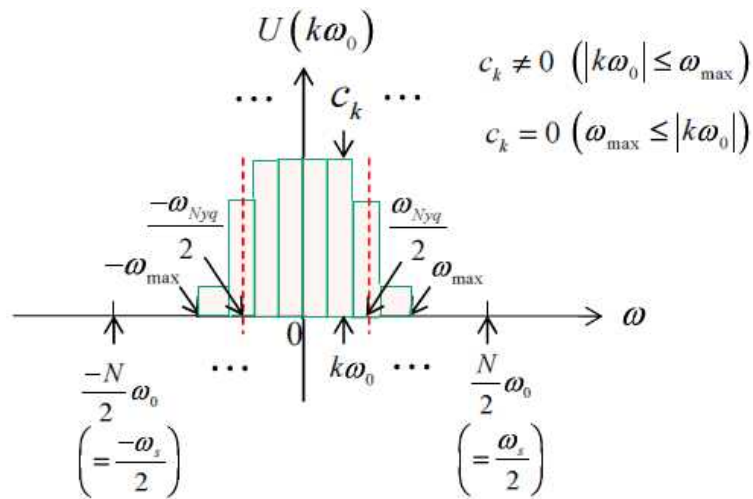
$U(k\omega_0)$ の様子を示す。ここで、 $\omega_s (= \frac{2\pi N}{T_0} = N\omega_0)$ はサンプリング (角) 周波数

であり、サンプリング定理から、 $\frac{\omega_{Nyq}}{2} \leq \omega_{\max} \leq \frac{N}{2} \omega_0 = \frac{\omega_s}{2}$ となっている。ここで、

ω_{Nyq} はナイキスト (角) 周波数である。



(a) 時間応答 $u\left(\frac{mT_0}{N}\right)$



(b) 周波数スペクトル $U(k\omega_0)$

図 6.5 $u(t)$ の (a)時間応答および(b)周波数スペクトルの様子

6.3 SC-FDE 通信のガードインターバル

ところで、マルチパスによる遅延波を直接波と同時（ $0 \sim T_0$ ）に、同じ方法で

復調処理する場合，そのままでは遅延波に隣のブロックからの信号成分が含まれることになる。この時，遅延波のフーリエ級数で与えた各チャネル信号間の直交性は無くなり，遅延波に対して離散フーリエ変換が行えず，正しい信号処理が行えなくなる。遅延による隣のブロックからの信号との干渉をなくす方策として，信号にあらかじめガードインターバル（GI）を付加する方法がとられる。

図 6.6 にガードインターバル（GI）を付加した信号の様子を示す。ブロック内の複素データシンボル($d_0, \dots, d_k, \dots, d_{N-g}, \dots, d_{N-1}$)のうち，後ろ g 個のシンボル分(d_{N-g}, \dots, d_{N-1})をコピーし前方に付加することにより新たな複素ベースバンド信号 $v(t)$ をつくる。この時，各ブロックを構成する複素ベースバンド信号 $v(t)$ の継続時間は $T_0 + T_g$ となる。

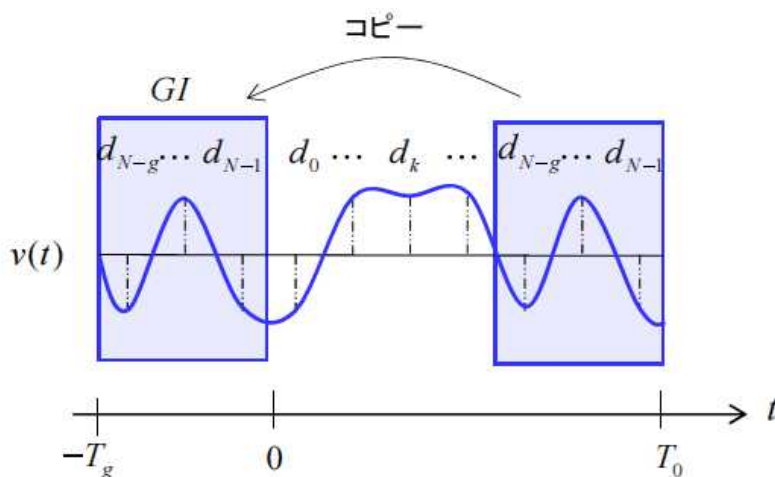


図 6.6 ガードインターバル（GI）を付加した新たな複素ベースバンド信号

ここで，シングルキャリア伝送通信の場合，ガードインターバル（GI）は，（時間波形に対してではなく）複素データシンボル($d_0, \dots, d_k, \dots, d_{N-g}, \dots, d_{N-1}$)に対して形成されることに留意すべきである。

新たな複素ベースバンド信号 $v(t)$ を用いることにより，先の図 6.3 に対応したマルチパスによる遅延波が存在する場合の受信信号の様子は図 6.7 のようになる。ここで， T_g は， $\tau_a \leq T_g$ となるようにあらかじめ決められているものとする。

復調においては、受信した信号をもとのブロック時間である $0 \sim T_0$ で切り取るものとする。この時、直接波はもともとの複素ベースバンド信号 $u(t)$ となる。一方、遅延した信号を $0 \sim T_0$ で切り取った中には、隣のブロックからの信号成分は含まれず、ブロック間干渉は存在しない。 $0 \sim T_0$ で切り取った遅延波は、元の複素ベースバンド信号 $u(t)$ の位相がずれたものとして表わすことができる。

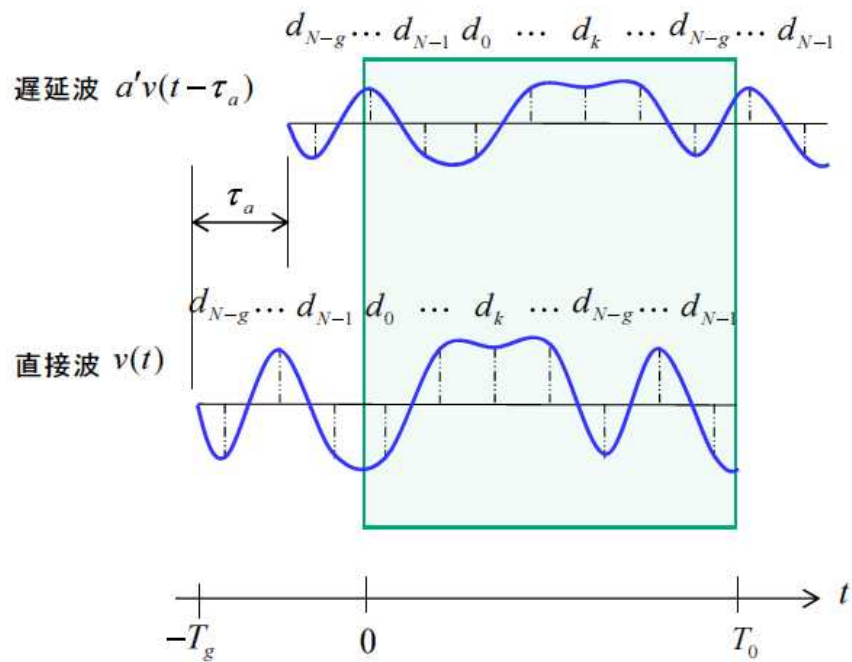


図 6.7 マルチパスが存在する場合の受信複素ベースバンド信号の様子
～GI を付加した場合～

受信した直接波と遅延波からなる複素ベースバンド信号 $u'(t)$ の離散フーリエ変換式を式 (6.12) にならって次式のように表わす。

$$\left. \begin{aligned} u'_m &= \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} c'_k e^{jk\omega_0 \frac{mT_0}{N}} = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} c'_k e^{j2\pi k \frac{m}{N}} \\ c'_k &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} u'_m e^{-jk\omega_0 \frac{mT_0}{N}} = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} u'_m e^{-j2\pi k \frac{m}{N}} \end{aligned} \right\} \quad (6.13)$$

ここで、 $u'_m = u'\left(\frac{mT_0}{N}\right)$, $c'_k = U'(k\omega_0)$ である。

一方、式 (6.3) から、 $u'(t)$ の離散値 u'_m は次式のようにも表せる。

$$\begin{aligned}
u'_m &= u'\left(\frac{mT_0}{N}\right) = u\left(\frac{mT_0}{N}\right) + a'u\left(\frac{mT_0}{N} - \tau_a\right) \\
&= \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} c_k e^{jk\omega_0 \frac{mT_0}{N}} + a' \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} c_k e^{jk\omega_0 (\frac{mT_0}{N} - \tau_a)} \\
&= \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} (1 + a'e^{jk\omega_0 \tau_a}) c_k e^{j2\pi k \frac{m}{N}}
\end{aligned} \tag{6.14}$$

式 (6.13) と (6.14) の比較から、次式の関係が得られる。

$$\begin{aligned}
c'_k &= (1 + a'e^{-jk\omega_0 \tau_a}) c_k \\
&= H_u(k\omega_0) c_k
\end{aligned} \tag{6.15}$$

ここで、

$$H_u(k\omega_0) = (1 + a'e^{-jk\omega_0 \tau_a}) \tag{6.16}$$

式 (6.16) は、式 (6.5) において、 $\omega = k\omega_0$ としたものになっている。このことから、あらかじめ伝送路全体（直交変調器+無線伝搬路+直交復調器）の周波数応答 $H_u(\omega)$ が判っていれば、受信した信号の c'_k からもとの送信した信号の c_k を計算により求めることができる。特に、雑音を無視できる場合には、

$H_u(k\omega_0)$ の逆関数 $W(k\omega_0) = H_u^{-1}(k\omega_0)$ を c'_k に掛ければ c_k が求まる。実際に

は以下の手順で補正が行われる。すなわち、まず受信した複素ベースバンド信号の周波数スペクトル $U'(\omega)$ に対して、別途求めた $H_u(\omega)$ の逆関数 $H_u^{-1}(\omega)$ を掛けて、補正された周波数スペクトル $U_R(\omega)$ を求める。次に、 $U_R(\omega)$ を逆フーリエ変換することにより時間応答 $u_R(t)$ が計算され、さらにこれを検波することにより複素データシンボル \mathbf{d}_R を求める。この補正処理を周波数領域等化と呼ぶ。

雑音の影響を無視できる時、 \mathbf{d}_R はもとの送信された \mathbf{d} と等しくなる。実際には、この一連の処理をデジタル信号領域にて行う。以上を踏まえて SC-FDE システムが構成される。

6.4 SC-FDE 送受信機の構成と動作

図 6.8 に SC-FDE システムの送信部構成と信号の流れを示す。入力されたデジタルビット情報はブロックごとに PSK や QAM などの変調がされた複素データシンボルに変換 (MOD) され N 個の複素データシンボルからなるデータ信号ブロック $\mathbf{d}^q = (d_0^q, \dots, d_k^q, \dots, d_{N-g}^q, \dots, d_{N-1}^q)$ が生成される (この場合 M 個のブロック)。これとは別に、あらかじめ特性が判っているパイロット信号でなるパイロット信号ブロック \mathbf{p} が生成され、これらが多重化 (MUX) される。さらに、各ブロックごとにガードインターバルが付加され ($+GI$)、さらにナイキストフィルタ (RRC) にて帯域制限された信号波形とした後、デジタルアナログ変換器 (DAC) にてアナログ信号に変換され複素ベースバンド信号 $\mathbf{v}(t)$ が得られる。 $\mathbf{v}(t)$ はさらに周波数 ω_p の直交変調器 ($DC(\omega_p)$) で直交変調され、実 RF 信号 $f_{re}(t)$ が得られ、アンテナより送信される。

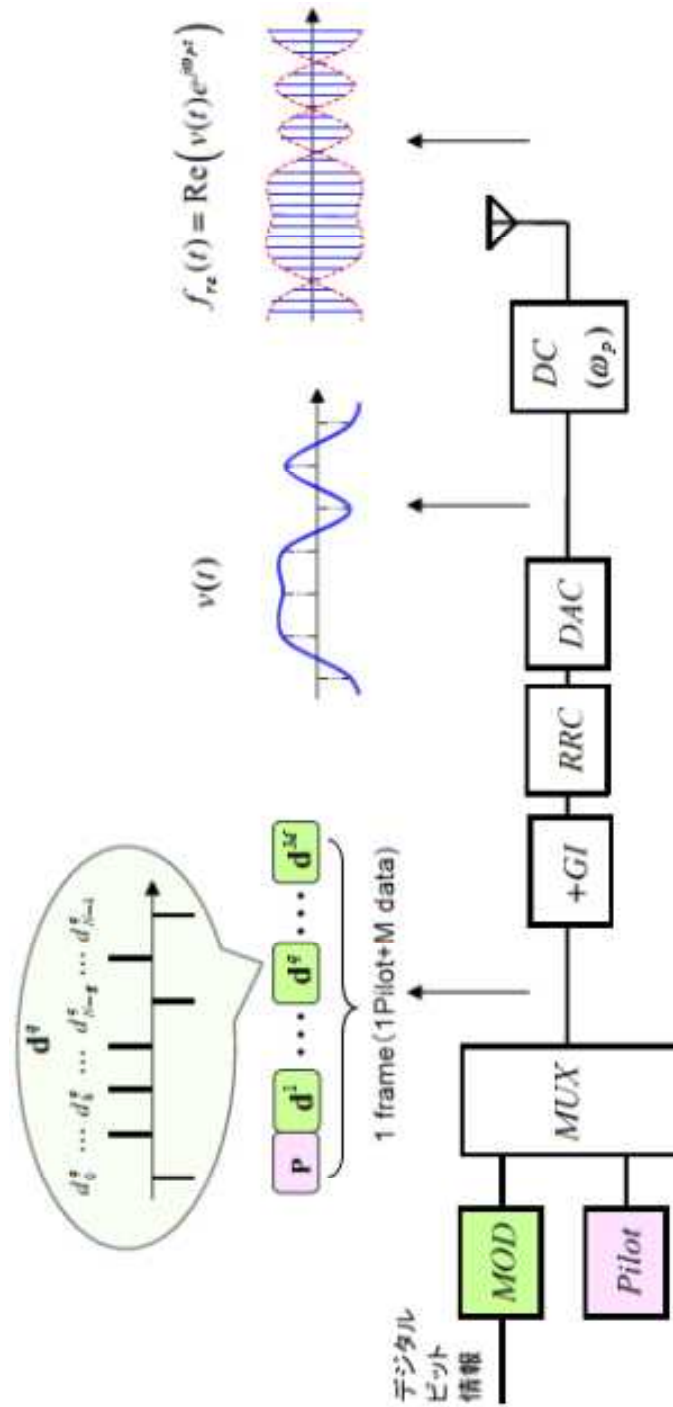


図 6.8 SC-FDE システムの送信部構成と信号の流れ

図 6.9 に SC-FDE システムの受信部構成と信号の流れを示す。なお, 以下では, デジタル信号領域において, 時間応答波形の離散値表記に現れる $\frac{T_0}{N}$, および,

周波数スペクトルの離散値表記に現れる $\omega_0 (= \frac{2\pi}{T_0})$ は、省略して表わすこととする。すなわち、 $u'(\frac{mT_0}{N}) \rightarrow u'(m)$, $u_r(\frac{mT_0}{N}) \rightarrow u_r(m)$, $U'(k\omega_0) \rightarrow U'(k)$, $U_R(k\omega_0) \rightarrow U_R(k)$, $P'(k\omega_0) \rightarrow P'(k)$, $W(k\omega_0) \rightarrow W(k)$, 等と表わす。

無線伝送路でフェージングを受けた受信実 RF 信号 $f'_r(t)$ は周波数 ω_p の直交復調器 ($IDC(-\omega_p)$) で直交復調され、複素ベースバンド信号 $v'(t)$ が得られる。

$v'(t)$ はアナログデジタル変換器 (ADC) でデジタル信号に変換される。

これ以後の処理はデジタル信号領域で行われる。デジタル変換された $v'(t)$ は、ナイキストフィルタ (RRC) を経た後、ガードインターバルが除去され ($-GI$)、複素ベースバンド信号 $u'(m)$ となる。 $u'(m)$ はブロックごとに離散フーリエ変換

(DFT) され、周波数スペクトル $U'(k)$ (パイロット信号の場合は $P'(k)$) が計算される。パイロット信号でなるパイロット信号ブロックはチャネル評価回路 (Channel Estimation) にて、伝送路全体 (直交変調器+無線伝搬路+直交復調器) の特性が評価され、周波数領域等化による補正のための等価重み $W(k)$ が求められる。一方、 M 個のデータ信号ブロックの周波数スペクトル $U'(k)$ はブロックごとに周波数領域等化 (FDE) にて、先に得られた等化重み $W(k)$ による特性補正がされ、補正された周波数スペクトル $U_R(k)$ が得られる。さらに、 $U_R(k)$ は逆離散フーリエ変換 ($IDFT$) により時間応答波形 $u_r(m)$ に変換される。 $u_r(m)$ は検波され (DET) 受信複素データシンボル \mathbf{d}_R が得られる。以上のデジタル信号処理をデータ信号ブロックごとに行う。得られた受信複素データシンボル \mathbf{d}_R は復調 ($DMOD$) され、デジタルビット情報として出力される。

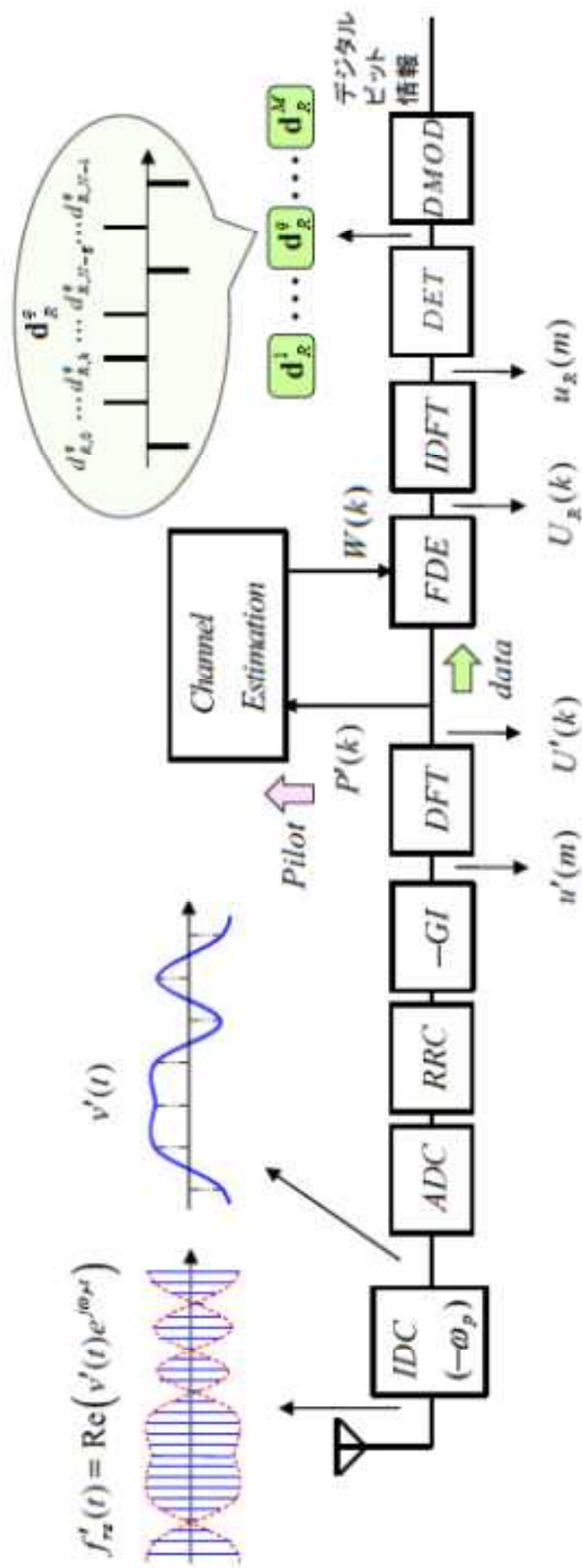


図 6.9 SC-FDE システムの受信部構成と信号の流れ