

修士論文

高速移動環境下における OFDM 通信方式の
時間軸等化を用いた復調法に関する研究

平成 25 年度修了

三重大学大学院工学研究科 博士前期課程

電気電子工学専攻 通信工学研究室

竹内 俊介

目次

1章 序論	4
2章 OFDM 通信方式.....	6
2.1 OFDM 通信方式とは.....	6
2.2 広帯域伝送と狭帯域伝送.....	8
2.3 OFDM 通信方式の原理.....	11
2.4 ガードインターバルの役割.....	15
2.5 OFDM 通信方式の送受信機構成.....	17
2.6 マルチパスフェージング補償方式と伝送路特性.....	18
3章 従来の伝送路推定法と周波数軸等化方式.....	20
3.1 パイロット信号を用いた伝送路特性推定法.....	20
3.2 トレーニングシーケンス信号を用いた伝送路特性推定法.....	22
3.3 周波数軸等化.....	24
4章 線形定常反復法を用いた時間軸等化方式の提案.....	27
4.1 提案方式のシンボル構成.....	27
4.2 時間サンプル毎の伝送路インパルス応答の推定.....	29
4.3 時間サンプル毎の伝送路インパルス応答の推定.....	30
4.4 線形定常反復法を用いた時間軸等化方式.....	33
4.4.1時間軸等化.....	33
4.4.2線形定常反復法とは.....	35
4.4.3静止伝送路行列を用いた線形定常反復法.....	36
5章 計算機シミュレーションによる特性評価.....	38
5.1 繰返し回数を変化させた場合における BER 特性.....	40
5.2 NMSE を用いた閾値の設定.....	42
5.3 移動端末速度を変化させた場合の BER 特性.....	45
5.4 C/Nを変化させた場合の BER 特性.....	46
6章 むすび.....	47

参考文献.....	48
謝辭.....	50
研究業績.....	51

1. 序論

近年、携帯端末が急速に普及し、無線通信を介して音声から動画像まで提供可能なマルチメディア無線通信サービスへの需要が高まっている[1]。これらの需要に応えるため、高速・高品質なデータ通信を可能とする無線通信方式の実現が要求され、移動通信システムや無線通信技術の高度化が不可欠である。しかしながら、無線通信では、アンテナから送信された信号が様々な経路を通過して受信点に到達するマルチパスフェージング環境下における信号品質の劣化が大きな問題となっている。

これらの問題を解決する一つの通信方式として、複数のサブキャリアを用いて伝送する直交周波数分割多重(Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM)方式が提案されている[2]-[6]。OFDM 通信方式は、OFDM 信号を構成する各サブキャリアの周波数帯域が狭帯域であるため周波数利用効率に優れ、またガードインターバルを採用することでマルチパスフェージングにより発生するシンボル間干渉の影響に耐性があるという特徴を持つ。OFDM 通信方式は周波数軸等化方式の採用により、マルチパスフェージング環境下において多値 QAM 等の高能率変調方式の復調法として同期検波の利用を可能とし、高品質高速度データ通信の実現を可能としている。これらの特徴より、これまでに地上波デジタル TV 放送、無線 LAN や次世代移動通信システムの標準化通信方式として既に採用されている。

OFDM 通信方式では用いられる周波数軸等化方式はシンボル時間内に伝送路インパルス応答が一定と仮定し、その伝送路インパルス応答を用いて周波数軸に変換した伝送路特性を用いる[7]。そのため、端末が移動する屋外の移動環境下においては、周波数軸伝送路特性はドップラー変動を伴う時変フェージングとなるが、シンボル時間内における伝送路インパルス応答の変化は小さいため、一定と仮定することができ周波数軸等化を利用することが可能となる。移動環境下における時変フェージングの対策として、パイロット信号を周期的にデータシンボルに挿入し伝送路特性を推定する方式[8]-[10]、データシンボルに受信側で既知の時間軸トレーニング信号を付加し、これを用いて周波数軸伝送路特性を推定する方式が提案されている[11][12]。しかしながら、端末の移動速度が非常に大きい高速移動環境下においては、シンボル時間内においても伝送路特性が大きく時変動する。その結果、伝送路インパルス応答がシンボル時間内で一定という仮定が成立せず、誤り率(Bit Error Rate : BER)特性が大幅に劣化するという問題がある。この問題を解決するために、私達は時間サンプル毎の伝送路インパルス応答推定法とそれを用いた時間軸等化方式を提案した。本方式は、シンボル内における時間軸送信信号と時間軸受信信号、伝送路インパルス応答が行列表現できることを利用し等化を行う。そのため、伝送路インパルス応答に対して、シンボル時間内における時変動に対して時間サンプル毎に追従可能となり、高速移動環境下においても優れた BER 特性が達成可能となる。しかしながら、本方式は伝送路インパルス応答により表現される伝送路行列が時変動するため、時間軸等化に際してシンボル毎に逆行列演算が必要となり、演算量が大幅に増大するという問題がある。

本論文では、この問題を解決するために連立 1 次方程式を解く際、逆行列演算の代わりに演算量が少ない線形定常反復法を用いた時間軸等化方式を提案する。提案方式では、時変動する伝送路行列を静止伝送路行列とその誤差行列とに分解し、線形定常反復法を利用する。ここで、静止伝送路行列は巡回行列となり簡易に逆行列演算が可能となることから、連立方程式の 1 次解として利用することが可能となる。そのため、提案方式では高速移動環境下において演算量を低減しつつ、良好な BER 特性を達成することができる。本論文では、計算機シミュレーションにより、提案する線形定常反復法を用いた時間軸等化方式の有効性について実証している。

本論文の構成は、2 章で OFDM 通信方式の概要を述べ、3 章で従来の伝送路推定法と、周波数軸等化の問題点、について説明する。4 章で提案方式である線形定常反復法を用いた時間軸等化方式について説明する。5 章で MATLAB を用いた計算機シミュレーションを行い、提案方式の BER 特性評価を行っている。6 章はまとめとして、今後の課題等を述べる。

2. OFDM 通信方式

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)通信方式は，地上デジタルTVや無線LANシステムの伝送方式として既に実用化されている．また，OFDM通信方式を基本とするOFDMA (OFDM Access)， MC-CDMA (Multi carrier Code Division Multiple Access)， MIMO-OFDM (Multi Input Multi Output OFDM)， SC-OFDM (Single Carrier-OFDM)方式等は，次世代無線通信システムの有望な伝送方式の一つとして注目されており，様々な検討が行われている．そこで本章では，OFDM方式の基本的な概念を述べる．

2.1 OFDM 通信方式とは

OFDM通信方式は，直交周波数分割多重化方式と呼ばれる通り多重化方式の1種であり，周波数軸上で互いに直交関係を有する複数サブキャリアを多重化する方式である．図2-1に，代表的な多重化方式の時間軸と周波数軸の関係を示す．FDM (Frequency Division Multiplexing)方式では，サブキャリア間にガードインターバルを設けて互いに隣接チャネル間干渉が起らないように周波数軸で配置することが一般的である．これに対して，図2-1に示すようにOFDM通信方式ではサブキャリアが互いに重なり合うように密に配置される．OFDM通信方式では，後に説明するように全てのサブキャリアが周波数軸上で互いに直交関係を有することから，このように重なり合ってもサブキャリア間で干渉が発生しない．

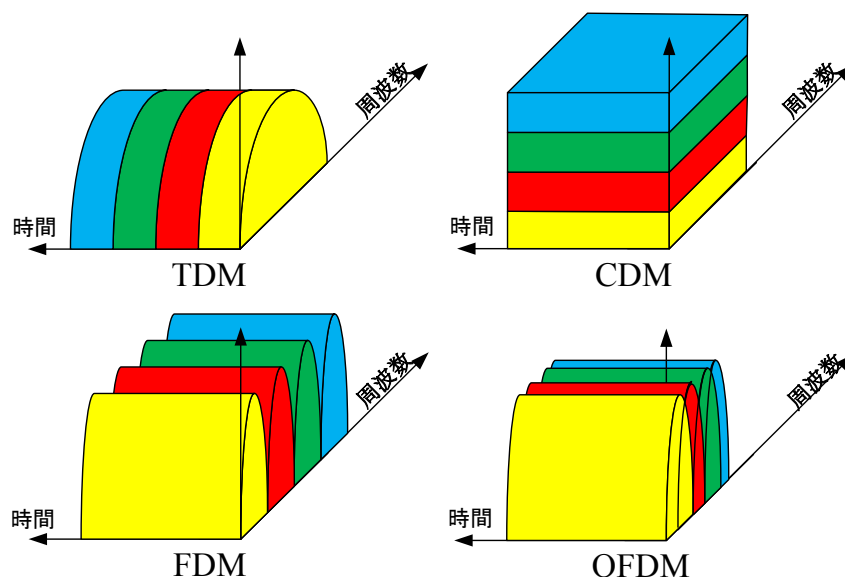


図2-1 代表的な多重化方式の周波数軸と時間軸信号の関係

一方、OFDM通信方式の有する利点と欠点は以下のように整理される。

[利点]

- 複数の狭帯域のキャリアを用いることにより、マルチパス伝送路の周波数選択性フェージングに耐性がある。
- 各サブキャリアのスペクトルを密に配置でき、周波数帯域の利用効率が低い。
- 伝送路によって変調方式を選択することが可能である。

[欠点]

- 複数のキャリアの直交性を保つために、高精度な周波数同期を要するので、送受信機の構成が複雑になる。
- 送信信号が多数の独立に変調されたサブキャリアの足し合わせとなるため、時間軸信号の振幅変動である PAPR(Peak to Average Power Ratio)が大きくなる。

2.2 広帯域伝送と狭帯域伝送

OFDM 通信方式の原理を述べる前に、従来の単一キャリア変調方式を用いた場合の広帯域伝送と狭帯域伝送について説明する。ここで、広帯域伝送とは高速度データ伝送、狭帯域伝送とは低速度データ伝送を意味している。これらの伝送形態の時間軸上と周波数軸上の信号の関係を図 2-2 に示す。

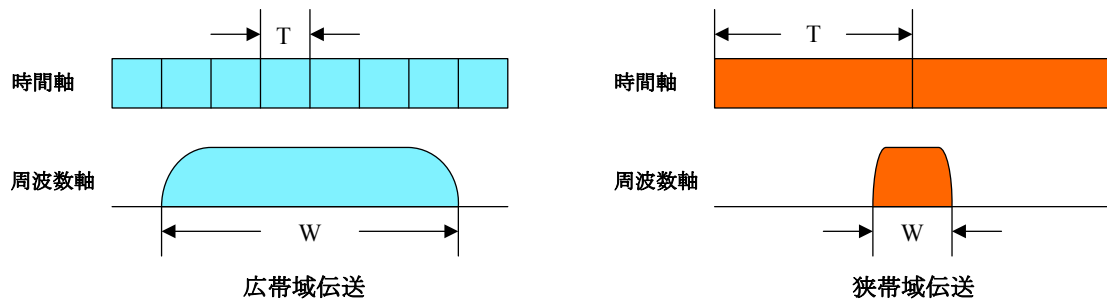


図 2-2 広帯域伝送と狭帯域伝送の違い

図 2-2 より、広帯域伝送では周波数軸上で占有する周波数帯域幅は広く、時間軸上ではシンボル間隔が狭くなり、狭帯域伝送ではこれらの逆の関係となる。即ち、占有帯域幅とシンボル時間間隔は反比例の関係をもつことになる。一方、伝送路上で発生する振幅と遅延歪みに対する耐性は図 2-3 に示すような関係となる。図 2-3 より、伝送路歪みに対する 1Hz 当たりの耐性は狭帯域伝送の場合が優れていることが分かる。即ち、1Hz 当たりの伝送路歪みに対する耐性は占有周波数帯域幅の逆数に比例することになる。これら関係から、図 2-4 に示すように与えられた周波数帯域幅で同じ伝送速度を実現する場合には、複数の狭帯域サブキャリアを FDM で多重化して伝送する場合の方が、1 波で広帯域伝送する場合に比べて振幅と遅延歪みに対する耐性を改善可能となる。但し、FDM 運用する場合には各サブキャリア間で発生する隣接干渉雑音を軽減する目的でガードバンドが必要となり周波数の利用効率は低下する。図 2-4 に示したような、複数のサブキャリアを用いて伝送する方式はマルチキャリア伝送方式と呼ばれ、特に伝送路歪みが支配的となるマイクロ波通信回線等において既に実用化されている。

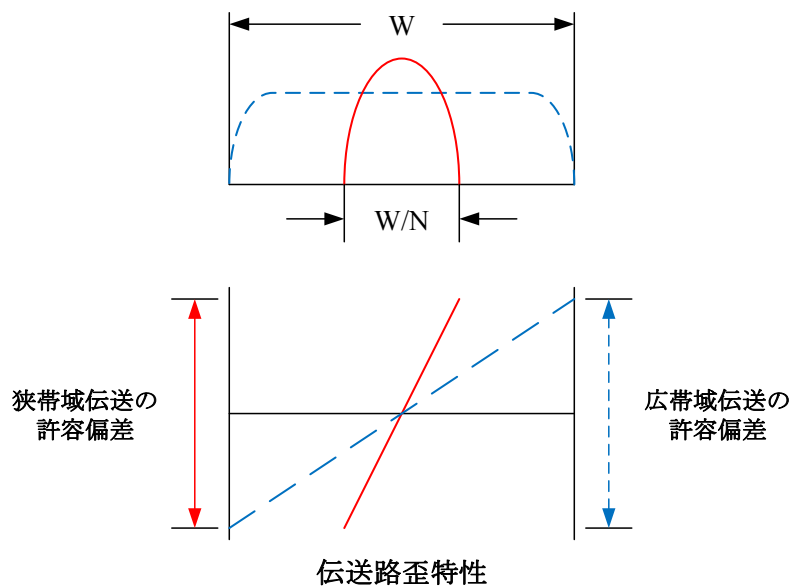


図 2-3 含有帯域幅と伝送路歪みの関係

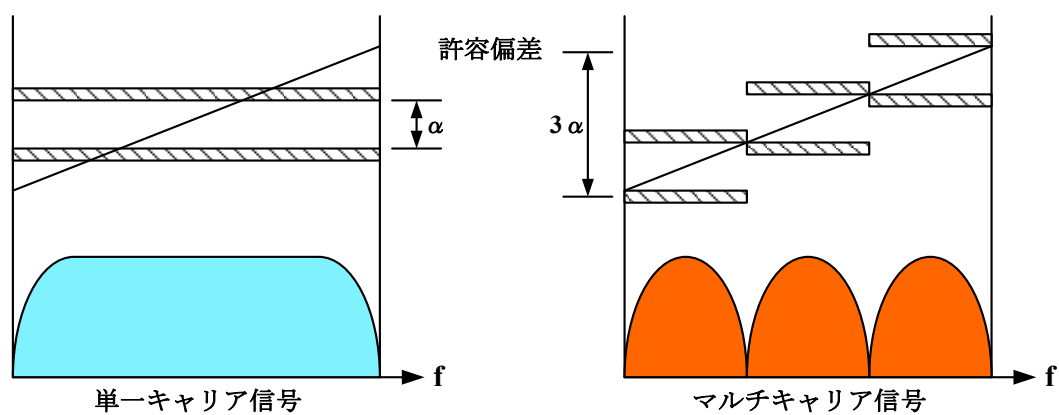
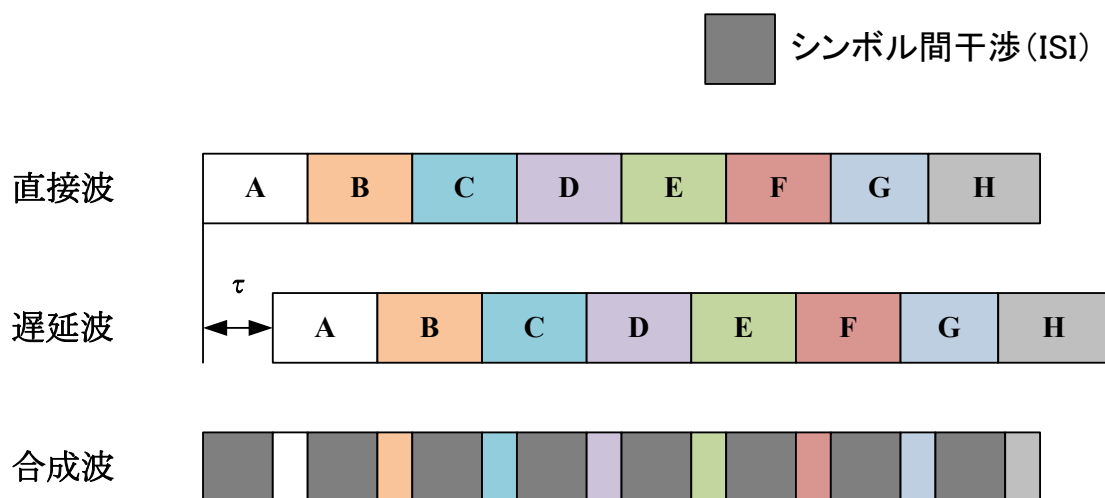
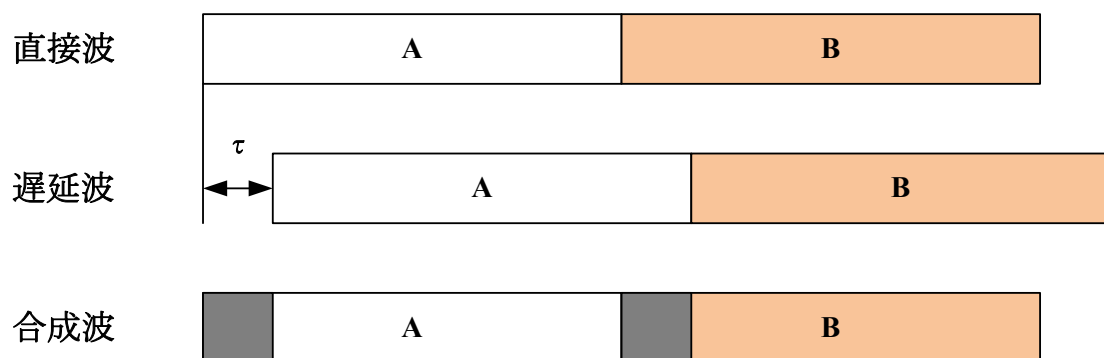


図 2-4 単一キャリア信号とマルチキャリア信号

一方、複数の遅延波が問題となるマルチパスフェージング環境下においては、図 2-5 に示すように狭帯域伝送は広帯域伝送と比較してシンボル間干渉(ISI : Inter Symbol Interference)の影響が小さくなる。これは、狭帯域伝送の場合はシンボル時間間隔が長くなることにより遅延波に対する耐性が改善されるためである。以上述べたように、信号波が含有帯域幅は狭帯域になるほど伝送路歪みに対する耐性が改善されることになる。OFDM 通信方式は複数の狭帯域サブキャリアを用いるため、この特徴を利用した方式と言える。



広帯域伝送



狭帯域伝送

図 2-5 広帯域伝送と狭帯域伝送の遅延波への耐性

2.3 OFDM 通信方式の原理

本節では、OFDM 通信方式の原理について数式を用いて説明する．図 2-6 に多周波変調方式の送信機構成を示す．

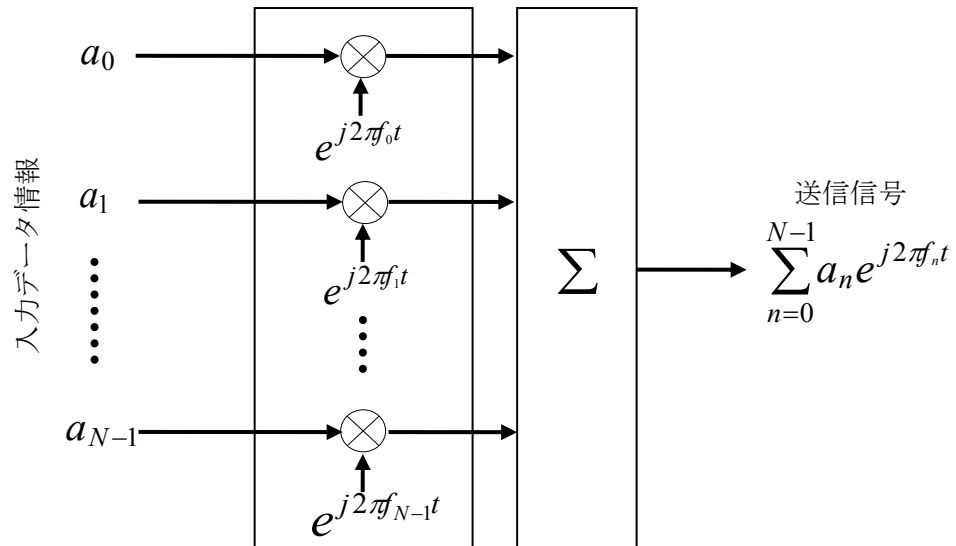


図 2-6 多周波変調方式の送信器構成

送信機では N 個の入力データ情報は、一定の中心周波数間隔 $\Delta f (= f_k - f_{k-1})$ を持つ発振器により独立に AM 変調される．変調された N 個の信号は合成され、次式に示す信号として送信される．

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j2\pi f_n t} \quad (2.1)$$

図 2-7 に受信機の構成を示す．受信機では、式(2-1)の送信信号が受信される．図 2-7 で示すように、 k 番目の送信情報データを復調する場合は、送信側で利用した搬送波周波数 f_k で同期検波しベースバンド信号を得る．次に、検波された信は送信データシンボル時間に相当する T_s にわたって積分される．

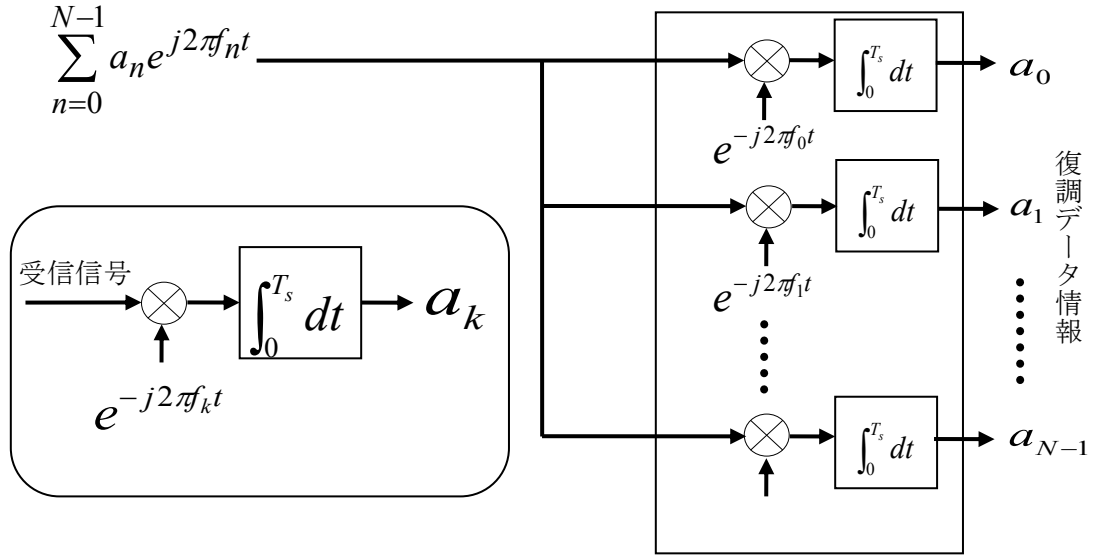


図 2-7 多周波変調方式の受信器構成

ここで、シンボル時間間隔 T_s 後における積分機出力は次式によって与えられる。

$$\begin{aligned}
 b_k &= \int_0^{T_s} \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j2\pi f_n t} \cdot e^{-j2\pi f_k t} dt = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \int_0^{T_s} e^{j2\pi(n-k)\Delta f \cdot t} dt \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot \frac{T_s \cdot \sin\{\pi(n-k)\Delta f \cdot T_s\}}{\pi(n-k)\Delta f \cdot T_s}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

式(2.2)より、積分器出力は N 個のサブキャリアの和で与えられることが分かる。ここで、 $n=k$ の場合、式(2.2)の右辺は次式となる。

$$b_k(T_s) = a_k \cdot T_s \tag{2.3}$$

一方、 $n \neq k$ の場合には、周波数間隔 Δf とシンボル時間間隔 T_s の積である $\Delta f \cdot T_s$ の値の取り方により、式(2.2)は次式のように展開可能である。

$$\begin{aligned}
 b_k(T_s) &= 0 & \text{if } \Delta f \cdot T_s &= m \\
 b_k(T_s) &\neq 0 & \text{if } \Delta f \cdot T_s &\neq m \quad (m \text{ は整数})
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

式(2.4)より、

$$\Delta f \cdot T_s = m \quad (m=\text{整数}) \tag{2.5}$$

の関係が成立する場合には、 $n = k$ の場合を除き式(2.2)の右辺は 0 となる。すなわち、式(2.2)

は式(2.3)となり正しく k 番目の送信データ情報が復調されたことになる。一方、 $\Delta f \cdot T_s = m$ (m =整数)の関係が成り立たない場合、 $b_k \cdot T_s \neq 0$ となり、 k 番目の復調データの中にすべてのサブキャリアからの干渉が含まれることになる。すなわち、式(2.5)の関係を満足する場合のみ、複数のサブキャリアで変調された送信データ情報をサブキャリア間干渉なしに正しく復調できる。上で述べた様な多周波変調信号において、図 2-8 に示すように、サブキャリア間干渉の発生しない最小の周波数間隔である $m=1$ の場合を特に OFDM 信号と定義するのが一般的である。

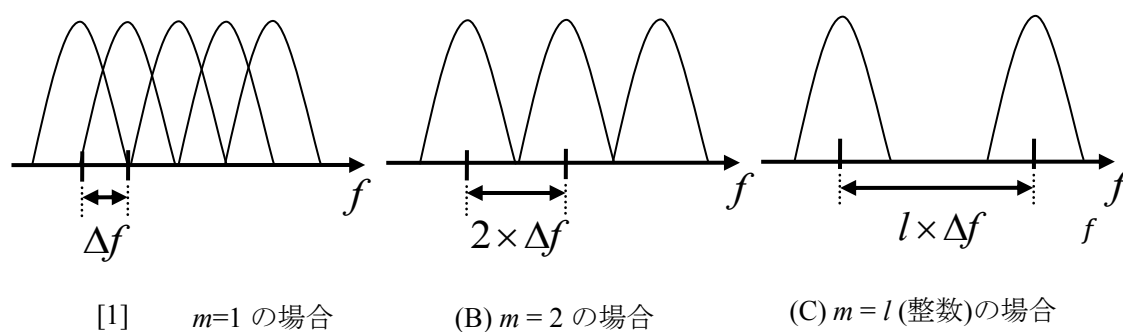


図 2-8 m の値によるサブキャリア配置

ここで、図 2-9・式(2.6)に示すように連続的な時間 t を N ポイントの離散的なサンプル信号として表現する。

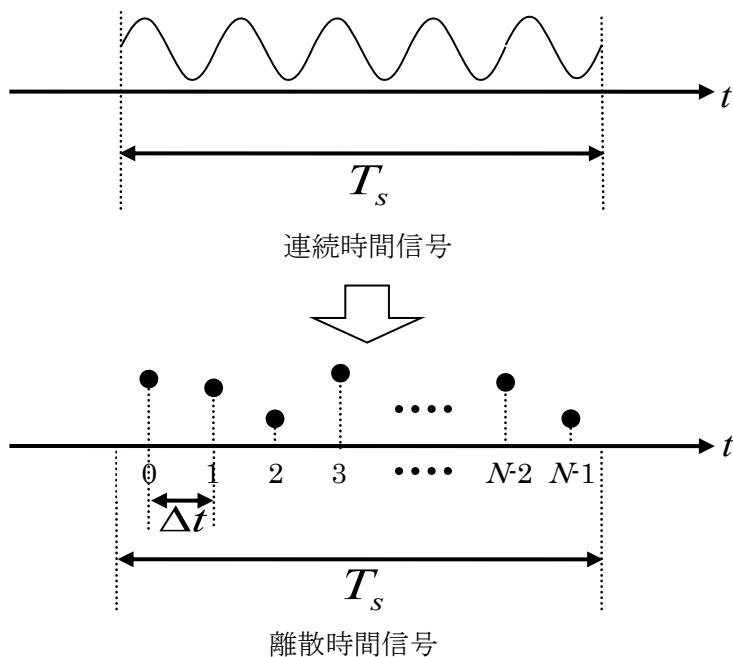


図 2-9 連続時間信号から離散時間信号への変換

$$t \rightarrow k \cdot \frac{T_s}{N} = k \cdot \Delta t \quad (2.6)$$

また、各サブキャリアの中心周波数は周波数間隔を Δf とすると次式によって表される。

$$f_n \rightarrow n \cdot \Delta f \quad (n=0,1,2,\dots,N-1) \quad (2.7)$$

式(2.6), (2.7)の関係を式(2-1)に代入すると、次式に示すように変調信号は離散的な時間軸上の信号として表現することができる。

$$S(k \cdot \Delta t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j2\pi n \cdot \Delta f k \cdot \Delta t} \quad (2.8)$$

一方、OFDM 信号であるための条件である式(2-5)は、式(2-6)を用いて

$$\Delta f \cdot T_s = \Delta f \cdot N \Delta t = 1 \quad (2.9)$$

式(2.8), (2.9)より、 N ポイントの離散的な時間軸上の OFDM 信号は次式によって表される。

$$b_k = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j \frac{2\pi n k}{N}} \quad (2.10)$$

式(2.10)より、時間軸上の OFDM 信号 b_k は、入力データ情報 a_n を周波数軸上の信号と考えると、 a_n の逆離散フーリエ変換(Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT)により得られていることが分かる。また、ポイント数である N が 2 の倍数の場合には、高速演算処理が可能となる逆高速フーリエ変換(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)の利用が可能となる。IFFT を利用するため、OFDM 通信方式ではポイント数 N を 2 の倍数に設定するのが一般的である。また、式(2.10)の時間軸信号を高速フーリエ変換(FFT)すると、次式の様に入力データ情報 a_n を取り出すことができる。

$$\hat{a}_i = \sum_{k=0}^{N-1} b_k e^{-j \frac{2\pi i k}{N}} = a_i \quad (2.11)$$

以上より、 N 個の周波数軸上のデータ情報を IFFT することにより、一括して送信される時間軸信号を得ることができる。一方、受信側では N 個の時間軸信号を FFT することにより、一括して N 個の周波数軸上のデータ情報が復調できる。

2.4 ガードインターバルの役割

OFDM 通信方式の利点の一つとして，マルチパス環境下で優れた BER 特性が得られることが挙げられる．マルチパス対策として欠かせないものが，ガードインターバル(Guard Interval : GI)である．これはサブキャリア間の周波数間隔は変化させず，シンボル長をマルチパス波の遅延時間を考慮したガードインターバル長分長くするものである．受信時にガードインターバルは除去され，それ以降のデータで復調を行なう．また，ガードインターバル付加法について図 2-10 に示す．

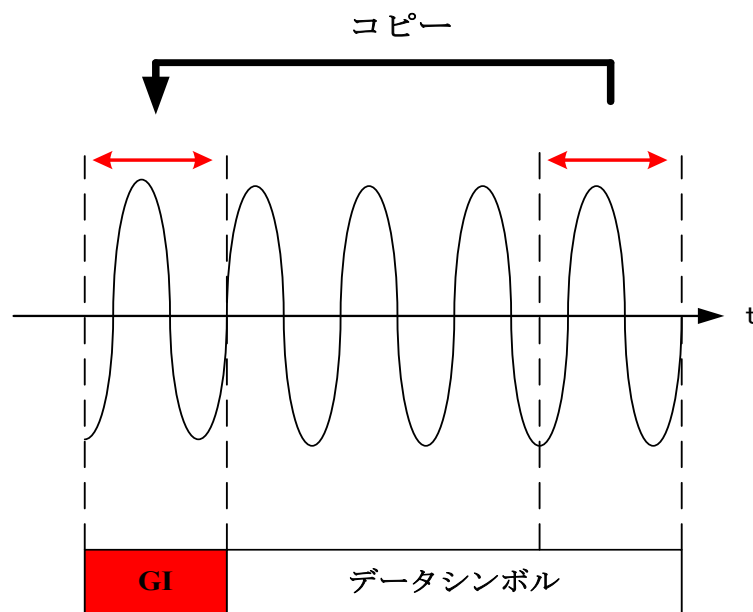


図 2-10 ガードインターバルの付加

図 2-10 のように，時間軸上の OFDM 信号の最後尾の一部をコピーし，シンボルの先頭に付加する．ガードインターバル時間の長さはマルチパスの遅延時間を考慮して設定する．遅延時間の長さがガードインターバル時間内であれば，隣り合うシンボルの符号間干渉を防ぐことができる．

次に図を用いてガードインターバルの効果を説明する．図 2-11 にマルチパス環境下において OFDM 信号の直接波と遅延波の 3 波が受信された場合について示す．(A)ガードインターバルを挿入しない場合では，シンボル k には 1 つ前のシンボル $k-1$ の成分が混在することとなり，サブキャリア間の直交性は保たれなくなる．

(B)はシンボルの先頭にガードインターバルを挿入した場合である．ただし，このガードインターバル期間においても各シンボル伝送をする．(A)と同様な伝送路を想定すると，シンボル k が遅延波によってシンボル $k-1$ から受ける干渉は，ガードインターバル内となり，ガードインターバルは取り除くため，シンボル間干渉は回避できる．

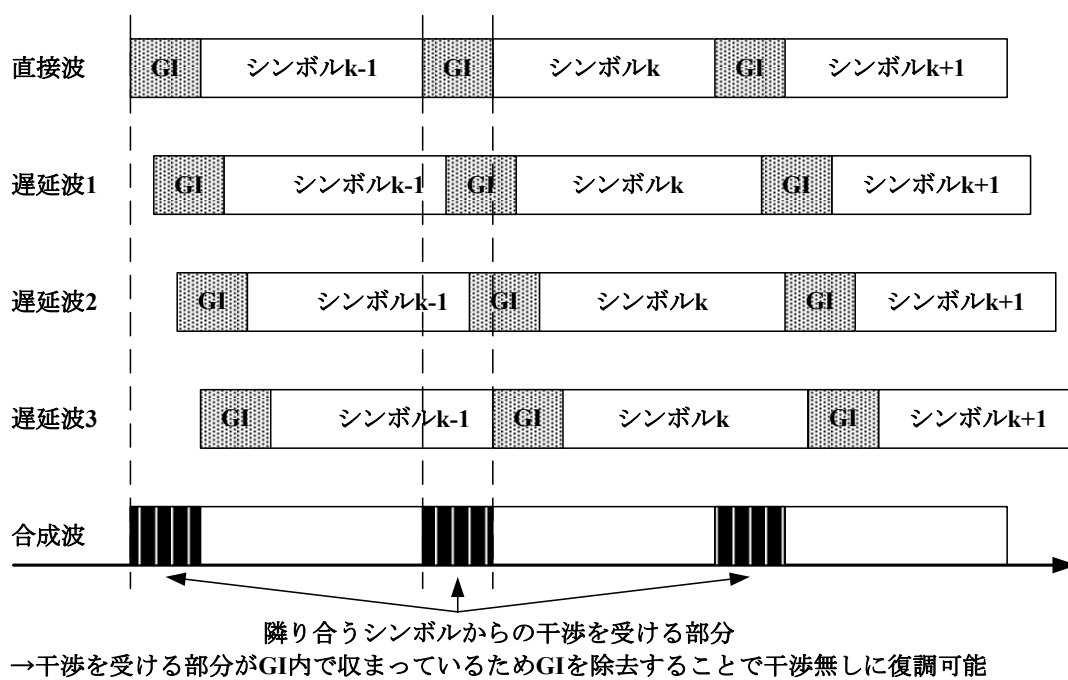
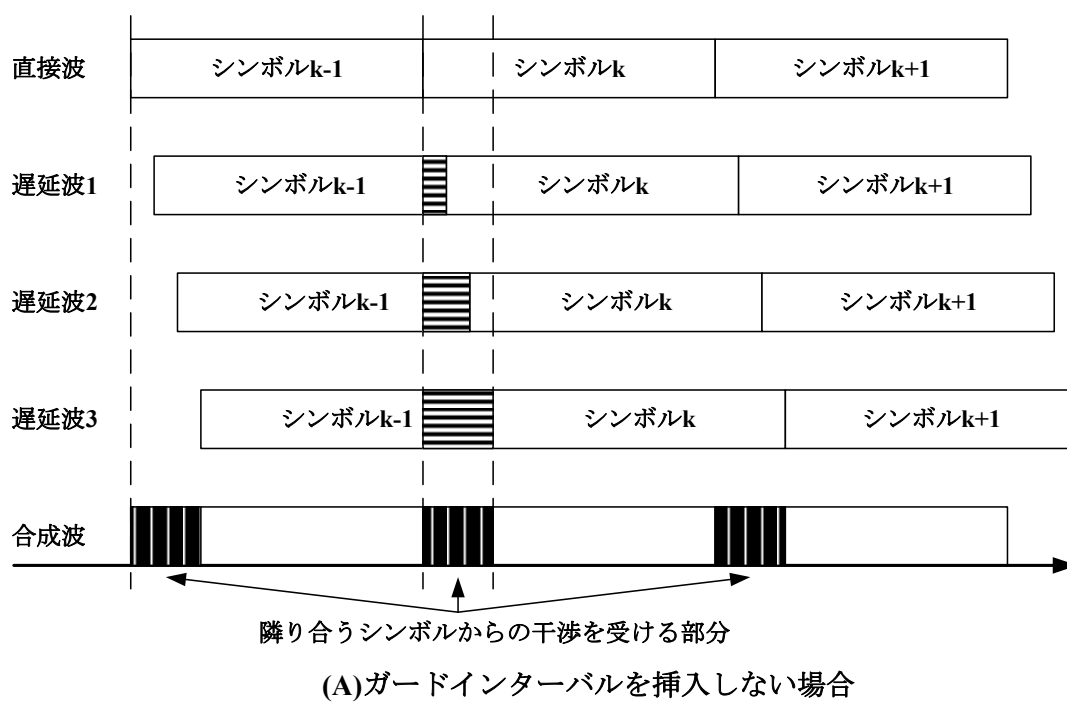


図 2-11 ガードインターバルの効果

2.5 OFDM 通信方式の送受信機構成

図2.12にOFDM通信方式の送受信機構成を示す。入力データは、BPSK(Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quaternary Phase Shift Keying), 多値QAM(Quadrature Amplitude Modulation)等を用いてディジタル変調された後、S/P(直列/並列)変換器により並列データ系列となる。その後、IFFTにより時間軸信号に変換され、GIが付加される。次に、P/S(並列/直列)変換により再度直列の信号系列となり、D/A変換器に入力される。D/A変換後のアナログ信号は増幅器によって電力を増幅された後、伝送路に送信される。受信機では、基本的には送信機の逆の操作が行われ、送信データ情報が復調される。

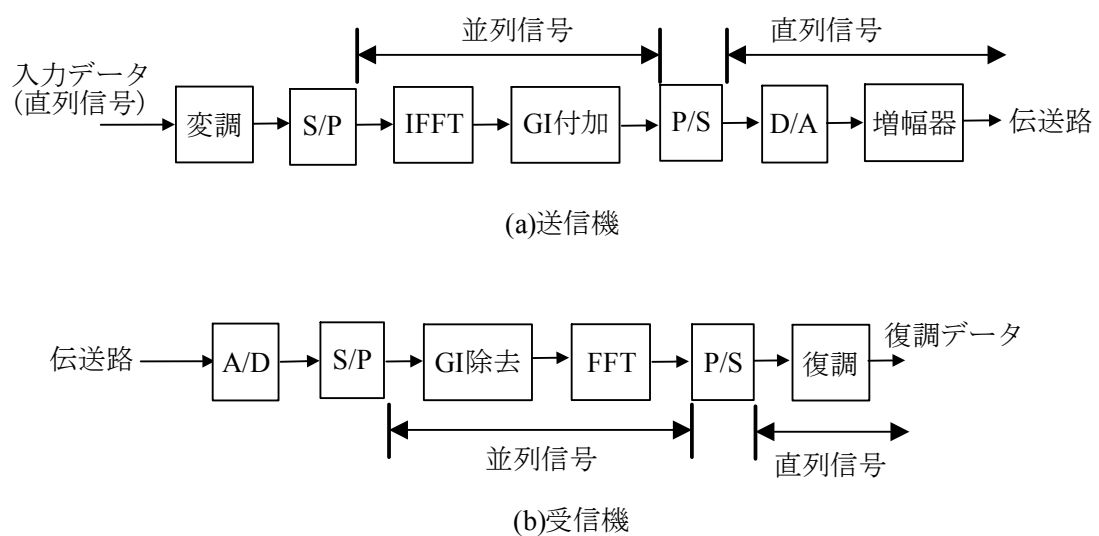


図 2.12 OFDM 通信方式の送受信機構成

2.6 マルチパスフェージング補償方式と伝送路特性

高速度データ伝送を達成するためには、振幅成分も情報を乗せる QAM 方式の採用が不可欠である。この場合には変調信号の振幅成分にも情報が含まれていることから PSK 方式で可能である遅延検波を利用したマルチパスフェージング補償方式を採用することが出来ない。QAM 等の多値変調方式を採用する場合には周波数軸等化を用いた同期検波方式が利用される。周波数軸等化に際しては、マルチパスフェージング環境下における伝送路特性を推定する必要がある。伝送路特性の推定には、受信側で既知パターンのプリアンブルシンボルを利用するのが一般的である。

次に、静止環境下における伝送路特性について説明する。図 2-13 に静止環境下における伝送路特性を示す。

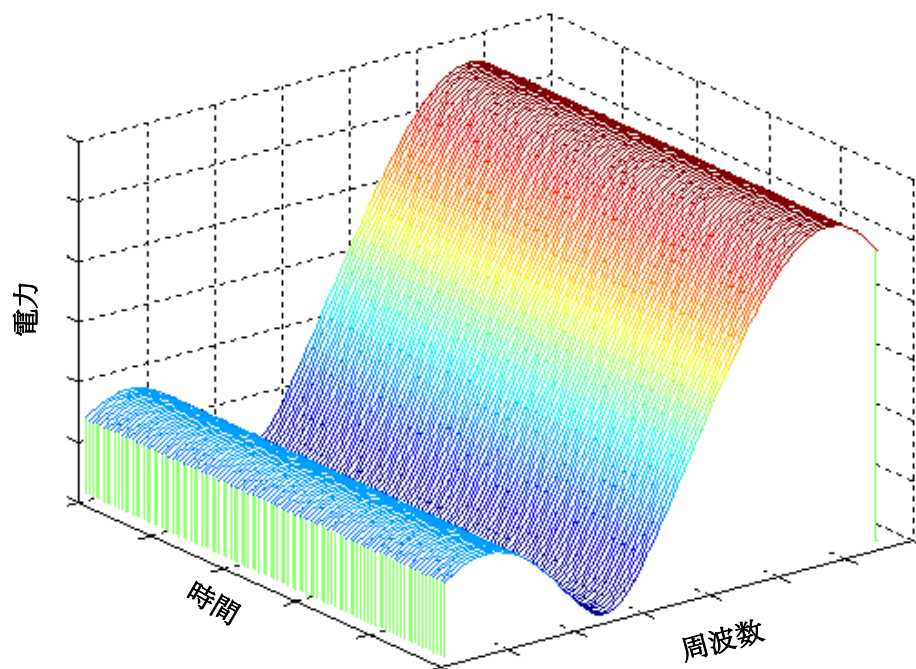


図 2-13 静止環境下における伝送路特性

図 2-13 に示すように、静止環境下において、伝送路特性は時間変動しない。そのため静止環境下においては、フレームの先頭に付加したプリアンブルシンボルによって推定した伝送路特性によってフレーム内のすべてのデータシンボルを周波数軸等化することが可能である。一方、端末の移動等に起因して送受信機間の相対速度が大きくなるに従って、伝送路特性は時間的に変動する。図 2-14 に移動通信環境下における周波数軸上の伝送路特性の例を示す。

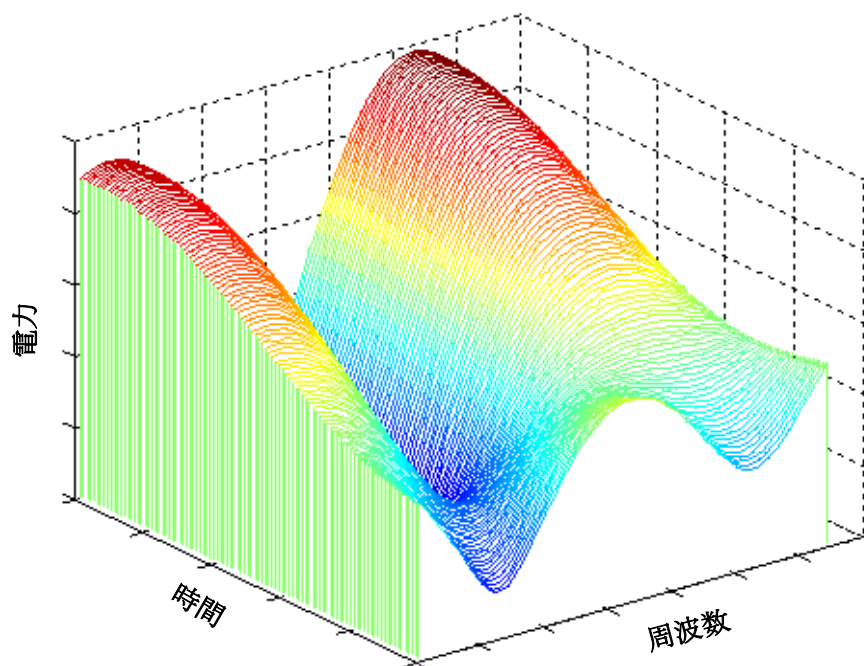


図 2.14 移動通信環境下における伝送路特性

移動通信環境下では図 2.14 で示したように伝送路特性が時間変動するため，時間方向に電力が大きく変動する．この結果，移動通信環境下においてプリアンブルにより推定した伝送路特性と各シンボルの伝送路特性が大きく異なるため，上記の周波数軸等化では全シンボルのフェージングを補償することができない．従って，シンボル毎に伝送路特性を推定する必要がある．以下では時変フェージングを伴う伝送路の推定方式について説明する．

3. 従来の伝送路推定方式と周波数軸等化方式

従来の移動通信環境下における伝送路推定法の代表的な方式は 2 つある. 1 つは複数のパイロット信号を用いた方法であり, もう 1 つは時間軸トレーニング信号を利用した推定法である. 本章では, これらの従来方式の原理と周波数軸等化の問題点について述べる.

3.1 パイロット信号を用いた伝送路推定法

移動通信環境下における伝送路推定方式としては, 受信側で既知のパイロット信号をデータシンボル内に周期的に挿入し, これらパイロット信号を用いて周波数軸方向あるいは時間方向の伝送路特性を補間法で推定する方式が一般的に採用されている[8]-[10]. パイロット信号を用いた補間法としては図 3-1 に示すように(a)周波数軸方向, (b)時間軸方向, (c)時間軸及び周波数軸方向に補間法を適用する 3 種類に分類することができる. これら 3 種類の補間法は, それぞれ以下に述べるような特徴を有する.

(a) 周波数軸方向の補間方式

図 3-1(a)に示すように, 周波数軸方向に周期的にパイロット信号を挿入することにより, シンボル毎に伝送路特性の推定が可能となり, 時間軸方向に変動する伝送路特性の推定精度に優れている. また, 周波数軸方向の適用に際しては, 受信信号を蓄積する必要がなく復調遅延が発生しない. しかしながら, 周波数軸方向の伝送路特性の変動は時間軸方向の変動と比較して大きいことから, 周波数軸方向の補間に際して必要となるパイロット信号が必要となり伝送効率が劣化する.

(b) 時間軸方向の補間方式

図 3-1(b)に示すように, 全てパイロット信号で構成されたプリアンブルシンボルを周期的に時間軸方向に挿入することからプリアンブルシンボルの挿入間隔を広く取ることが可能となり, (a)の場合と比較して伝送効率が優れている. 但し, 補間に際してはフレーム単位の受信信号を一旦蓄積する必要があり, 復調遅延が発生する.

(c) 周波数軸及び時間軸方向の補間方式

(a)と(b)を併用した方式であり, 周波数軸方向の補間を行い, その結果を利用して時間軸方向の補間を行う. 従って, 周波数軸方向のパイロット信号数を削減可能となり, (a), (b)方式と比較して伝送効率は優れている. 但し, 時間と周波数軸方向に 2 回の補間が必要となり伝送路推定精度が劣化する.

高速の移動通信環境下を想定した場合には, 伝送路特性の時間軸方向に対する変化が大きくなるため(a)方式が主に利用されている.

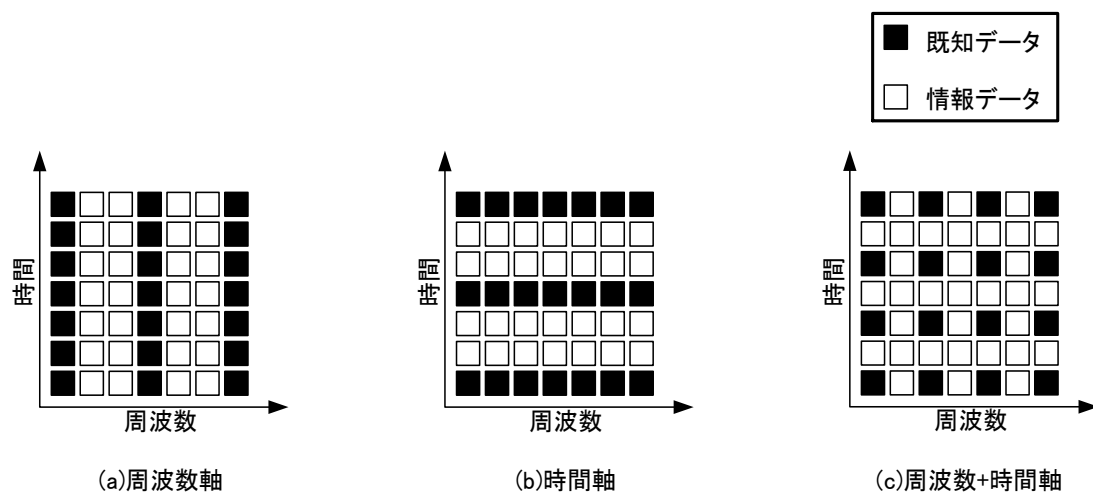


図 3-1 補間方式のパイロット信号配置

3.2 トレーニングシーケンス信号を用いた伝送路推定方式

上記の補間方式は、移動通信環境下において伝送路推定精度が低下するという問題があった。これに対して、シンボルの前方に受信側で既知の時間軸トレーニングシーケンス信号を付加する方式が提案されている。図 3-2, 3-3 にトレーニングシーケンス信号を用いた伝送路推定方式のフレーム構成と受信機構成を示す[11]。図 3-2 の *GI* はガードインターバル、*TS* はトレーニングシーケンス信号であり、データシンボルの先頭に付加される。本方式では、受信側で既知のトレーニングシーケンス信号と実際に受信したトレーニングシーケンス信号を利用することにより伝送路インパルス応答を推定する。その後、推定された伝送路インパルス応答を FFT することにより、周波数軸に変換し周波数軸伝送路特性を得ることができる。また、トレーニングシーケンス信号を用いた伝送路推定方式はパイロット信号を用いたものより高精度に推定できることが知られている。

端末の移動速度が非常に大きい高速移動環境下においては、伝送路特性が大きく時変動するためトレーニングシーケンス信号を毎シンボル付加しなければならない。そこで、ガードインターバルの代わりにトレーニングシーケンス信号を挿入し、挿入したトレーニングシーケンス信号から伝送路特性を推定する方式が提案され、伝送路特性推定精度・伝送効率が優れていることが分かっている [12]。本論文では、高速移動環境下を想定しているため、ガードインターバルの代わりにトレーニングシーケンス信号を用いた伝送路推定法を採用する。伝送路推定については、4 章で詳しく解説する。

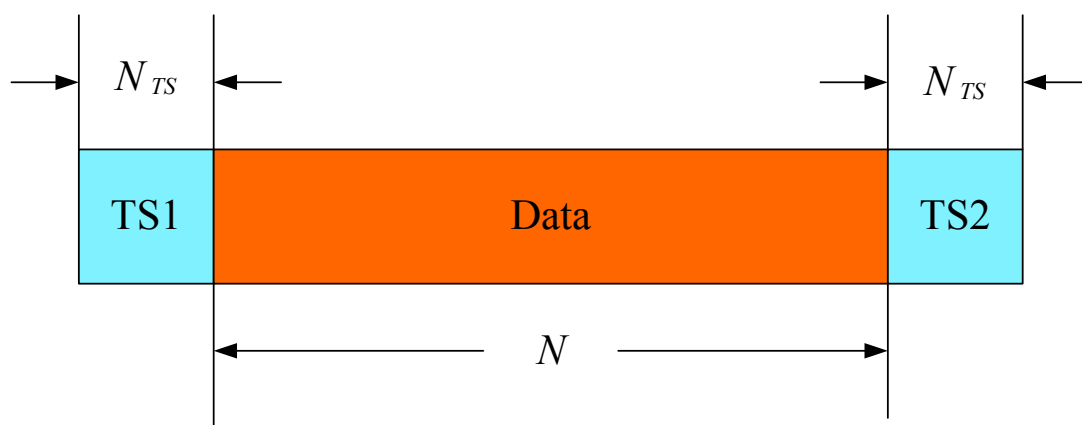


図 3-2 トレーニングシーケンス信号を用いた伝送路推定方式のフレーム構成

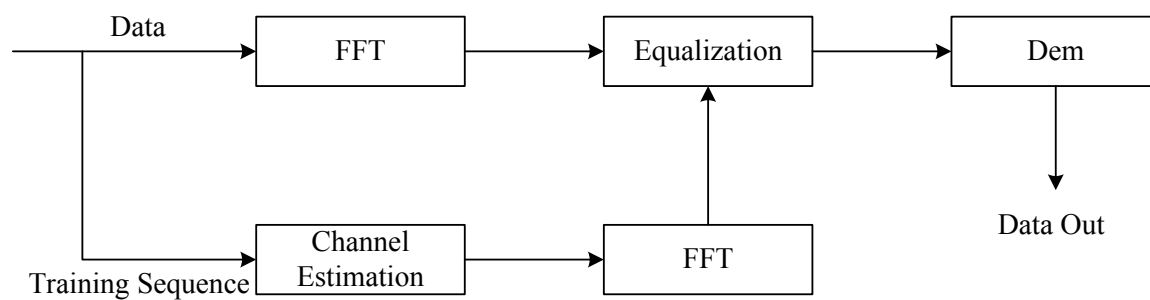


図 3-3 トレーニングシーケンス信号を用いた伝送路推定方式の受信機構成

3.3 周波数軸等化の問題点

本節では、高速移動環境下における周波数軸等化の問題点について説明する。

図 3-3 に静止環境下と高速移動環境下における伝送路インパルス応答の時間変化を示す。また、図 3-4 に高速移動環境下における周波数軸等化方式の BER 特性を示す。シンボル番号 m でサンプリング番号 k における時間軸受信信号 $r(m, k)$ は時間軸送信信号、伝送路インパルス応答 $\rho_\ell(m, k)$ を用いて次式で与えられる。

$$r(m, k) = \sum_{\ell=1}^L \rho_\ell(m, k) \cdot a(m, k) \quad (3.1)$$

ここで、静止環境下では図 3-3 に示すように伝送路インパルス応答がシンボル時間内に時変動しないため次式で表すことができる。

$$r(m, k) = \sum_{\ell=1}^L \rho_\ell(m) \cdot a(m, k) \quad (3.2)$$

式(3.2)は伝送路インパルス応答が時変動しないため、畳み込みの定理が成立し、周波数軸に変換後の受信信号 $R(m, n)$ は周波数軸伝送路特性 $H(m, n)$ 、周波数軸送信信号 $A(m, k)$ を用いて次式で与えられる。

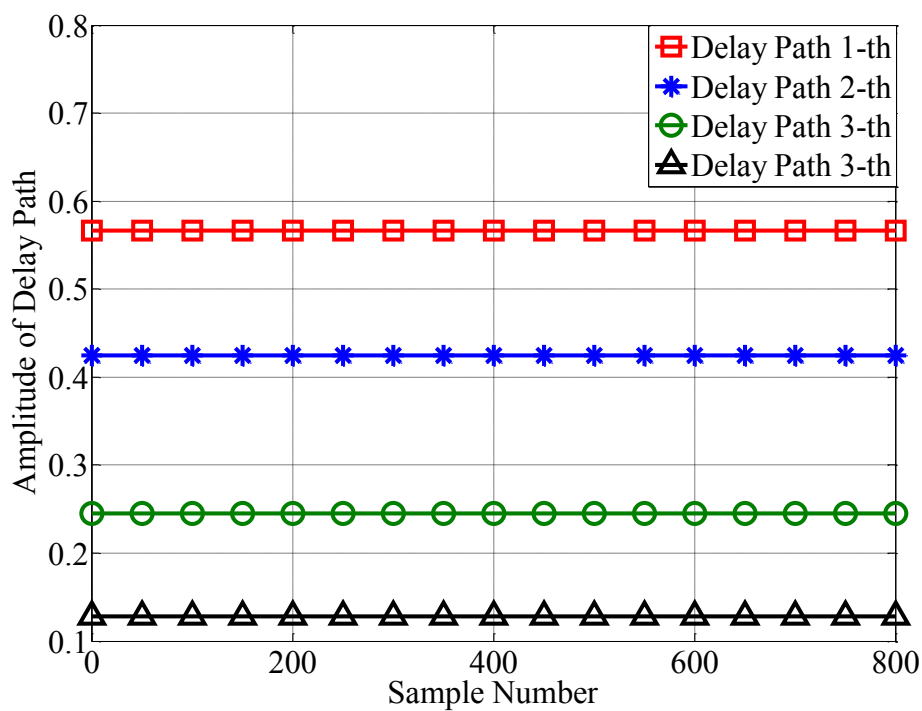
$$R(m, n) = H(m, n) \cdot A(m, k) \quad (3.3)$$

周波数軸において、受信信号は伝送路特性と送信信号の積となり、次式のように推定すべき送信信号は受信信号を伝送路特性で除算することで簡易に求めることができ、これを周波数軸等化という。

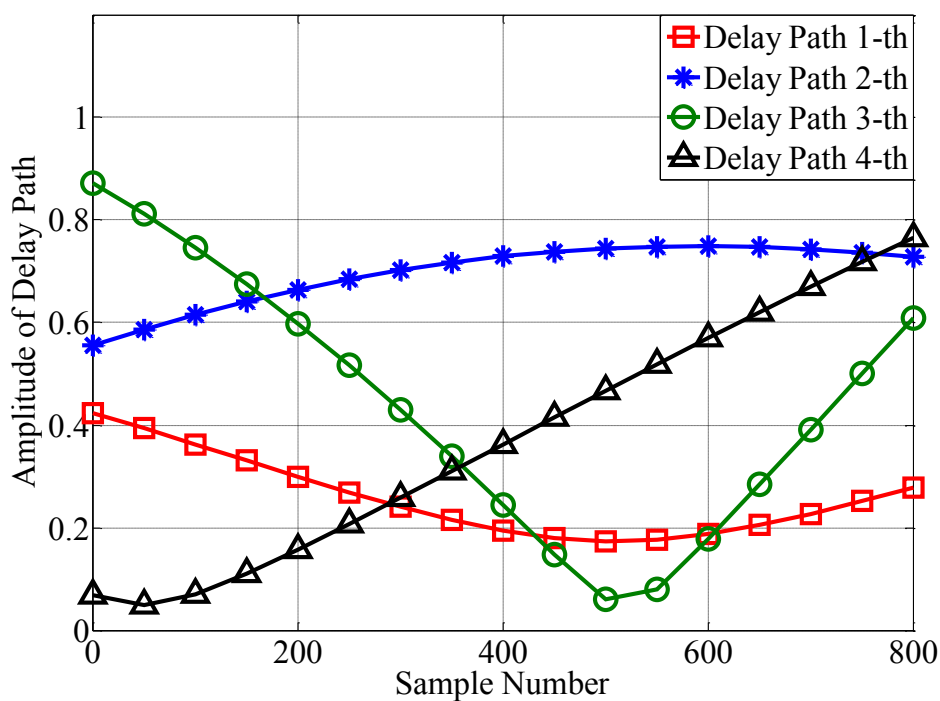
$$\hat{A}(m, k) = \frac{R(m, n)}{H(m, n)} \quad (3.4)$$

ここで、図 3-4 に静止環境下と高速移動環境下における BER 特性を示す。移動通信環境下においては、シンボル時間内における伝送路特性の時変動は小さく無視でき、畳み込みの定理が成り立つため、周波数軸等化を行った場合でも良好な BER が達成できる。しかし、図 3-3 に示すような高速移動環境下においては、シンボル時間内における伝送路特性の時変動が非常に大きくなる。そのため、畳み込みの定理が成立せず、周波数軸等化を行った場合は図 3-4 に示すように BER 特性が大幅に劣化する。

以下では、高速移動環境下における BER の大幅な劣化を改善するため、時間軸において等化を行う復調法について提案し、検討を行う。



(a) 静止環境下における伝送路インパルス応答



(b) 高速移動環境下における伝送路インパルス応答

図 3-4 静止環境下と高速移動環境下における伝送路インパルス応答の時間変化

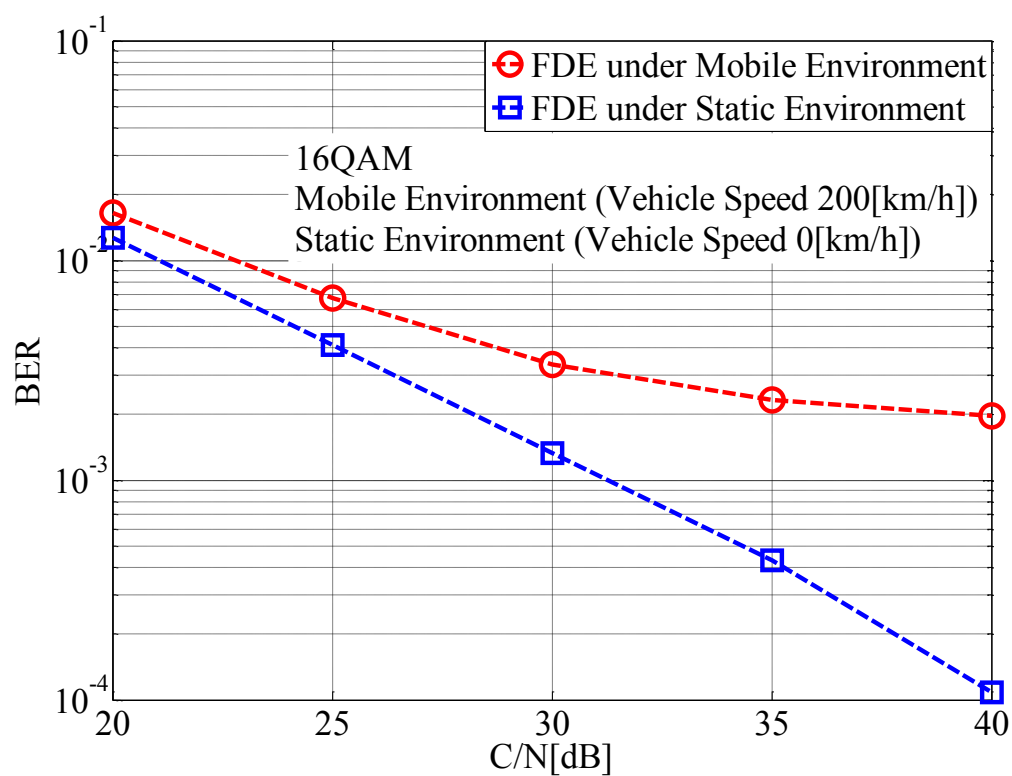


図 3-5 高速移動環境下における周波数軸等化方式の BER 特性

4. 線形定常反復法を用いた時間軸等化方式の提案

本章では、線形定常反復法を用いた時間軸等化方式について説明する。提案方式では、シンボル毎に推定した伝送路インパルス応答に対し線形補間を用いることで時間サンプル毎の伝送路インパルス応答を推定し、それを用いた時間軸等化の際に線形定常反復法を用いる。これにより、高速移動環境下における時間軸伝送路インパルス応答の時間変化に追従することができ、少ない演算量で良好な BER 特性を得ることが可能である。

4.1 提案方式のシンボル構成

図 4-1 に、提案方式の時間軸におけるシンボル構成を示す。図中の N は FFT ポイント数、TS は N_{TS} サンプルの時間長を有するトレーニングシーケンス信号を示す。ここで、 N_{TS} は遅延波によるシンボル間干渉 (ISI: Inter Symbol Interference) を避けるために、マルチパス遅延波の最大遅延時間より大きい値とする。図 4-1 に示す提案方式では、一般に用いられるガードインターバルを付加せず、 N サンプルのデータ信号の前後に受信側で既知の伝送路推定用の時間軸トレーニングシーケンス信号 TS1, TS2 を挿入する。ここで、図 4-2 に提案方式のシンボル構成におけるマルチパスフェージングの影響について示す。図 4-2(a) のように、TS1 は前シンボルに付加された TS2 からマルチパスフェージングの影響を受ける。しかし、受信された TS1 は TS2 の干渉を受けた場合、TS1 と TS2 は受信側で既知のデータパターンであるためその干渉を除去することが可能である。以下の検討では、TS1 を伝送路推定用トレーニングシーケンス信号として利用する。

また、Data にはマルチパスフェージングの影響により TS1 から干渉を受けるが、時間サンプル毎の伝送路インパルス応答を推定することで干渉を除去することが可能である。そのため、提案方式ではガードインターバルを付加しないシンボル構成としている。4.2 節では時間サンプル毎の伝送路インパルス応答推定法と Data 部分が受けるマルチパスフェージング干渉除去について説明する。

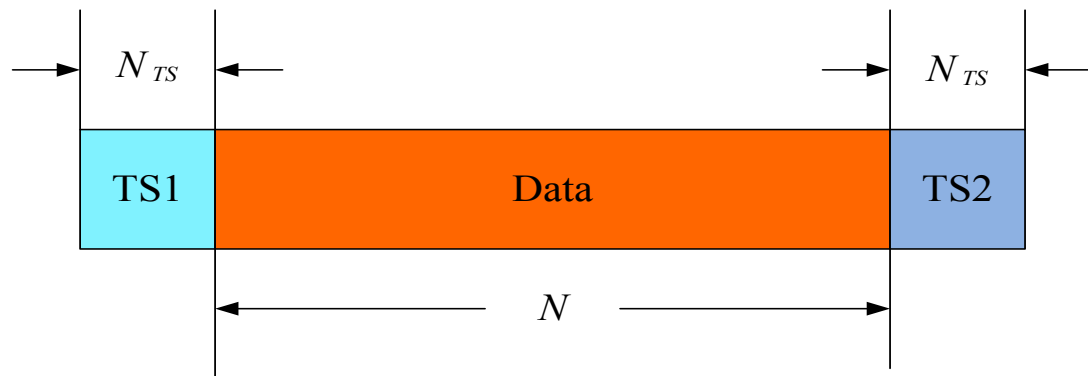


図 4-1 提案方式のシンボル構成

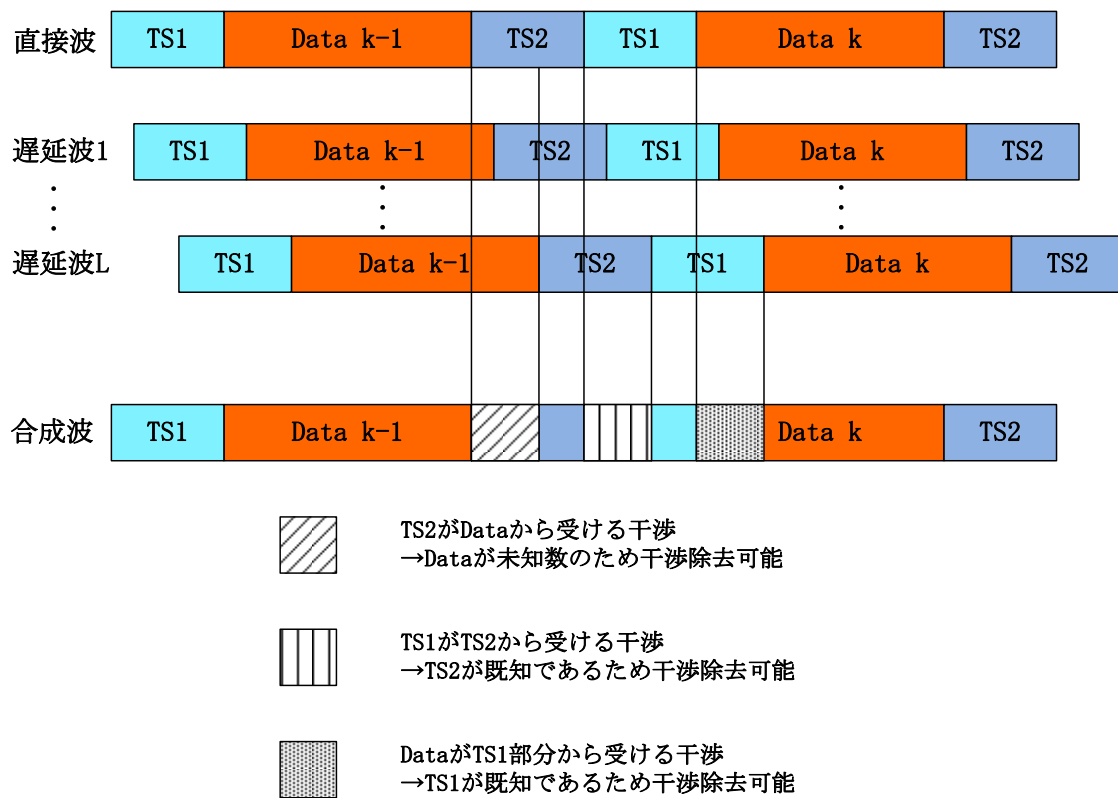


図 4-2 トレーニングシーケンス信号を用いた伝送路推定

4.2 提案方式の受信機構成

図 4-3 に、提案方式の受信機構成を示す．受信側では、データシンボルの前後に付加された受信側で既知のトレーニングシーケンス信号を用いて毎シンボル伝送路インパルス応答を推定する．その後、推定した伝送路インパルス応答をシンボル間において線形補間を用いることで時間サンプル毎の伝送路インパルス応答を推定する．ここで、4.1 節で述べたように受信 **Data** 成分はトレーニングシーケンス信号から干渉を受ける．そのため提案方式では、推定した時間サンプル毎の伝送路インパルス応答を用いて、その干渉成分を除去する．その後、除去後の受信信号は線形定常反復法を用いた時間軸等化を行うことにより、時間軸送信信号が推定される．推定された時間軸送信信号は周波数軸に変換し、硬判定を行うことで情報成分が復調される．

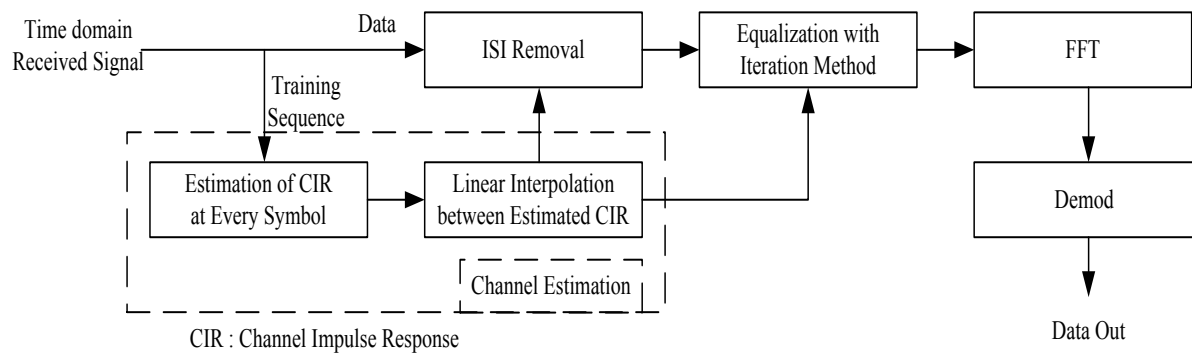


図 4-3 提案方式の受信機構成

4.3 時間サンプル毎の伝送路インパルス応答の推定

本節では、時間軸上のトレーニングシーケンス信号を利用した伝送路推定法について説明する。図 4-3 に時間サンプル毎の伝送路インパルス応答推定の概要を示す。

時変フェージング環境下での時間軸インパルス応答は次式によって与えられる。

$$h(t, \tau) = \sum_{\ell=1}^L \rho_{\ell}(t) \cdot \delta(t - \tau_{\ell}) \quad (4.1)$$

但し、 $\rho_{\ell}(t)$ と τ_{ℓ} は ℓ 番目の遅延波の複素振幅と遅延時間を示し、 L は遅延波数、 $\delta(t)$ はデルタ関数を示す。ここで、 τ_{ℓ} は時間軸サンプリング間隔の整数倍の値を取り、最大遅延時間 τ_{L-1} は GI 長 N_g よりも小さいものとする。また、式(4.1)のトレーニングシーケンス長内で変化しないと仮定すると、シンボル番号 m でサンプリング番号 k における時間軸上のインパルス応答は次式で表される。

$$h(m, k) = \sum_{\ell=1}^L \rho_{\ell}(m) \cdot \delta(k - \ell) \quad (4.2)$$

式(4.2)より、シンボル番号 m の時間軸上の受信トレーニングシーケンス信号は次式で表される。

$$\begin{aligned} r(m, k) &= b(m, k) \otimes h(m, k) + w(m, k) \\ &= \sum_{\ell=1}^L \rho_{\ell}(m) \cdot b(m, k - \ell) + w(m, k) \end{aligned} \quad (4.3)$$

但し、 \otimes は畳み込み演算、 $w(m, k)$ は白色ガウス雑音、 $b(m, k - \ell)$ は受信側で既知であるトレーニングシーケンス信号である。また式(4.3)は、以下の行列により表現される。

$$[r]_{N_{TS} \times 1} = [b]_{N_{TS} \times N_g} \cdot [\rho]_{N_g \times 1} \quad (4.4)$$

但し、 N は FFT ポイント数、 N_{TS} はトレーニングシーケンスポイント数、 N_g は想定される最大遅延波数とし、遅延波数 N_g 個の $\rho_{\ell}(m)$ を推定する。また、 $(N_{TS} \times N_g)$ の行列 $[b]$ は、トレーニングシーケンス信号 TS1 のデータパターンを要素とする次式によって与えられる。

$$[b] = \begin{bmatrix} b_1 & b_{N_g} & b_{N_g-1} & \cdots & b_2 \\ b_2 & b_1 & b_{N_g} & \cdots & b_3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ b_{N_{TS}} & b_{N_{TS}-1} & b_{N_{TS}-2} & \cdots & b_1 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

この関係を利用すると、伝送路インパルス応答 $\rho_\ell(m)$ は次式により求めることができる。

$$[\rho]_{N_g \times 1} = [b]_{N_{TS} \times N_g}^{-1} \cdot [r]_{N_{TS} \times 1} \quad (4.6)$$

ここで、逆行列 $[b]_{N_{TS} \times N_g}^{-1}$ は式(4.10)に示すように受信側で既知のトレーニングシーケンス信号を要素とする行列の逆行列であり、受信側で予め計算しておくことが可能となる。これにより、伝送路特性推定に際して必要となる演算処理量を大幅に削減可能となる。

推定された m シンボル目の伝送路インパルス応答は、図 4-3 に示すようにトレーニングシーケンス信号 TS1 の中心時間サンプル数 $N_{TS}/2$ の複素振幅が推定される。図 4-3 に示すように、推定されたシンボル毎の伝送路インパルス応答 $\rho_\ell(m)$ の線形補間をとることにより、時間サンプル毎の伝送路インパルス応答 $\rho_\ell(m, k)$ を推定する。

4.1 節に述べたように、データシンボルは TS1 から干渉を受ける。しかし、TS1 は受信側で既知であり、時間サンプル毎の伝送路インパルス応答 $\rho_\ell(m, k)$ を推定できるため、式(4.3)を用いることでデータシンボルに TS1 が干渉する成分を求めることができる。次式に干渉除去後の時間軸受信信号 $\hat{r}(m, k)$ を示す。

$$\hat{r}(m, k) = r(m, k) - \sum_{\ell=1+k}^{N_g} \rho_\ell(m, k) \cdot b(m, N_{TS} - \ell + 1) \quad \{1 \leq k \leq N_g - 1\} \quad (4.7)$$

この結果、TS1 の干渉を無視してデータを復調することが可能となる。

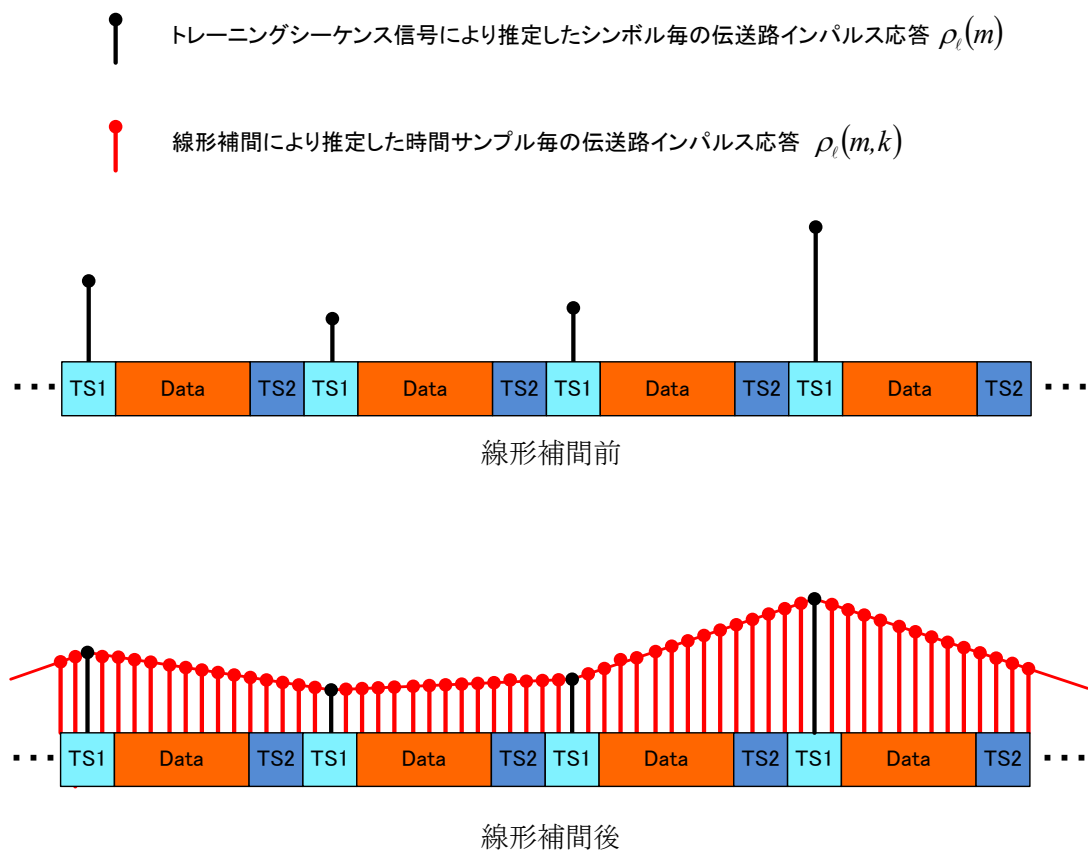


図 4-3 時間サンプル毎の伝送路インパルス応答推定

4.4 線形定常反復法を用いた時間軸等化方式

本節では、前節で述べた時間サンプル毎の伝送路インパルス応答を用い、以下の 2 つの線形定常反復法を用いた時間軸等化方式について提案する。4.3.1 節では時間軸等化について、4.3.2 節、4.3.2 節では提案方式である静止伝送路行列を用いた線形定常反復法、

4.4.1 時間軸等化

本節では、時間軸等化について説明する。

m シンボル目で k サンプル目の時間軸受信信号 $r(m, k)$ は、時間軸送信信号 $a(m, k)$ と推定された時間サンプル毎の伝送路インパルス応答 $\hat{\rho}_\ell(m, k)$ を用いて次式で与えられる。

$$r(m, k) = \sum_{\ell=1}^L \hat{\rho}_\ell(m, k) \cdot a(m, k - \ell) \quad (4.8)$$

よって、トレーニングシーケンス成分を除去後の時間軸受信信号 $\hat{r}(m, k)$ は次式のように行列関係式で表される。

$$[\hat{r}(m, k)]_{N+N_g-1 \times 1} = [\hat{\rho}_\ell(m, k)]_{N+N_g-1 \times N} \cdot [a(m, k)]_{N \times 1} \quad (4.9)$$

ここで、時間軸受信信号 $[\hat{r}(m, k)]$ 、時間軸送信信号 $[a(m, k)]$ 伝送路行列 $[\hat{\rho}_\ell(m, k)]$ は、以下に示すベクトル、行列である。

$$[\hat{r}(m, k)] = \begin{bmatrix} \hat{r}(m, 1) \\ \hat{r}(m, 2) \\ \vdots \\ \hat{r}(m, N + N_g - 2) \\ \hat{r}(m, N + N_g - 1) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$[a(m, k)] = \begin{bmatrix} a(m, 1) \\ a(m, 2) \\ \vdots \\ a(m, N - 1) \\ a(m, N) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$[\hat{\rho}_\ell(m, k)] = \begin{bmatrix} \rho_1(m, 1) & 0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ \rho_2(m, 2) & \rho_1(m, 2) & 0 & \cdots & 0 & \cdots & \cdots & \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \\ \rho_{N_g}(m, N_g) & \cdots & \cdots & \rho_1(m, N_g) & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \rho_{N_g}(m, N_g + 1) & \cdots & \cdots & \rho_1(m, N_g + 1) & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & \rho_2(m, N - 1) & \rho_1(m, N + N_g - 2) \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & \rho_1(m, N + N_g - 1) \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

式(4.9)より, 推定すべき時間軸送信データ信号 $\hat{a}(m, k)$ は $[N + N_g - 1 \times N]$ の行列 $[\hat{\rho}_\ell(m, k)]$ の逆行列を求めることで次式のように推定することができる.

$$[a(m, k)]_{N \times 1} = [\hat{\rho}_\ell(m, k)]_{N+N_g-1 \times N}^{-1} \cdot [r(m, k)]_{N \times 1} \quad (4.13)$$

式(4.10)より, 逆行列を用いた時間軸等化を行うことで高精度な復調を可能とする. しかし, $[N \times N]$ の伝送路行列の逆行列演算に $O[N^3]$ の演算量を必要とする[14][15]. そのため, 提案方式では連立方程式を解き, 時間軸送信データ信号 $\hat{a}(m, k)$ を求める際, 線形定常反復法を用いて演算量を削減する. 以下では, 線形定常反復法について説明する.

4.4.2 線形定常反復法とは

正則な正方である $[N \times N]$ の行列 $[A]$, $[N \times 1]$ のベクトル $[b]$ が既知である連立方程式

$$[A]_{N \times N} [x]_{N \times 1} = [b]_{N \times 1} \quad (4.14)$$

$[N \times 1]$ のベクトルの解 $[x]$ を計算する場合, 直接法であるガウス消去法などを利用し行列 $[A]$ の逆行列を計算する. しかし, 逆行列演算には $O[N^3]$ の演算量が必要になる. 実用的なプログラムでは, 非常に大きな連立方程式を計算しなくてはならない. ここで, ある計算により i 回目で求められた解を $[x]^i$ とする. そして, 計算回数を増やし逐次的に真の解へ近づくとすると

$$\lim_{i \rightarrow \infty} [x]^i = [x] \quad (4.15)$$

となる. この方法は線形定常反復法と呼ばれ, 少ない反復回数で真の解へと収束する場合, 演算量は直接法のものに比べて大幅に小さくなる. また計算式は一般的に次式で与えられる[16][17].

$$[S]_{N \times N} [x]_{N \times 1}^{(i+1)} = [T]_{N \times N} [x]_{N \times 1}^{(i)} + [b]_{N \times 1} \quad (4.16)$$

ここで, 行列 $[S]$, $[T]$ は行列 $[A]$ を分解したものであり, 次式で表される.

$$[A]_{N \times N} = [S]_{N \times N} - [T]_{N \times N} \quad (4.17)$$

よって, 式(4.16)を用いて, i 回目で求められた解 $[x]^i$ を用いることにより, i 回目の解 $[x]^{i+1}$ は次式で表される.

$$[x]_{N \times 1}^{(i+1)} = [S]_{N \times N}^{-1} \left([T]_{N \times N} [x]_{N \times 1}^{(i)} + [b]_{N \times 1} \right) \quad (4.18)$$

以下では提案方式に用いる 2 種類の線形定常反復法について解説する.

4.4.3 静止伝送路行列を用いた線形定常反復法

本節では、静止伝送路行列を用いた線形定常反復法について説明する。

式(4.9)の伝送路行列 $[\hat{\rho}_\ell(m, k)]$ は $[N + N_g - 1 \times N]$ であり、線形定常反復法を用いることができない。そのため、提案方式では、時間軸受信信号の後尾 $N_g - 1$ サンプルを先頭 $N_g - 1$ サンプルに加えることにより、 $[N \times N]$ の正方行列を生成する。その結果、生成後の式(4.9)は時間軸受信信号 $[\hat{r}'(m, k)]$ 、時間軸送信信号 $[a'(m, k)]$ 、送信信号伝送路行列 $[\hat{\rho}'_\ell(m, k)]$ を用いて次式で表される。

$$[\hat{r}'(m, k)]_{N \times 1} = [\hat{\rho}'_\ell(m, k)]_{N \times N} \cdot [a'(m, k)]_{N \times 1} \quad (4.19)$$

$$[r'(m, k)] = \begin{bmatrix} r(m, 1) + r(m, N + 1) \\ r(m, 2) + r(m, N + 2) \\ \vdots \\ r(m, N_g - 1) + r(m, N + N_g - 1) \\ r(m, N_g) \\ \vdots \\ r(m, N) \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$[a'(m, k)] = \begin{bmatrix} a(m, 1) \\ a(m, 2) \\ \vdots \\ a(m, N - 1) \\ a(m, N) \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$[\hat{\rho}'_\ell(m, k)] = \begin{bmatrix} \rho_1(m, 1) & 0 & 0 & \cdots & 0 & \rho_{N_g}(m, 1) & \rho_{N_g-1}(m, 1) & \cdots & \rho_2(m, 1) \\ \rho_2(m, 2) & \rho_1(m, 2) & 0 & \cdots & 0 & 0 & \rho_{N_g}(m, 2) & \cdots & \rho_3(m, 2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N_g}(m, N_g) & \cdots & \cdots & \rho_1(m, N_g) & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \rho_{N_g}(m, N_g + 1) & \cdots & \cdots & \rho_1(m, N_g + 1) & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & 0 & \rho_{N_g}(m, N - 1) & \cdots & \rho_1(m, N - 1) & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & \rho_{N_g}(m, N) & \cdots & \cdots & \rho_2(m, N) & \rho_1(m, N) \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

その結果、式(4.19)は線形定常反復法を適用することが可能となり、式(4.18)を用いて繰返し回数 i 回目の時間軸送信信号は以下の式で表される。

$$[a(m, k)']_{N \times 1}^{(i)} = [S]_{N \times N}^{-1} \cdot \{[r(m, k)']_{N \times 1} - [T]_{N \times N} \cdot [a(m, k)']_{N \times 1}^{(i-1)}\} \quad (4.23)$$

ここで, $[S]$ は収束条件を満たすため, 伝送路行列 $[\rho_\ell(m, k)]$ の近似値とし, そして演算量を減らすため逆行列演算が容易に求まるように設定しなければならない. 提案方式では伝送路行列 $[\rho_\ell(m, k)]$ の逆行列を簡易に求めることができるように設定するため, 巡回性を利用した逆行列演算方法を用いる. そのため, $[S]$ はシンボルの中心時間サンプルの伝送路インパルス応答 $[\rho_\ell(m, N/2)]$ を要素とする次式の行列とする.

$$[S]_{N \times N} = \begin{bmatrix} \rho_1(m, N/2) & 0 & 0 & \cdots & 0 & \rho_{N_g}(m, N/2) & \rho_{N_g-1}(m, N/2) & \cdots & \rho_2(m, N/2) \\ \rho_2(m, N/2) & \rho_1(m, N/2) & 0 & \cdots & 0 & 0 & \rho_{N_g}(m, N/2) & \cdots & \rho_3(m, N/2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N_g}(m, N/2) & \cdots & \cdots & \rho_1(m, N/2) & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \rho_{N_g}(m, N/2) & \cdots & \cdots & \rho_1(m, N/2) & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & 0 & \rho_{N_g}(m, N/2) & \cdots & \rho_1(m, N/2) & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & \rho_{N_g}(m, N/2) & \cdots & \cdots & \rho_2(m, N/2) & \rho_1(m, N/2) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

そのため, $[T]$ は伝送路行列 $[\rho_\ell(m, k)]$ と行列 $[S]$ の差分成分であり, 次式で表される.

$$[T]_{N \times N} = [S]_{N \times N} - [\rho_\ell(m, k)] \quad (4.25)$$

よって, 行列 $[S]$ は巡回行列となるため, 逆行列 $[R]^{-1}$ は簡易に計算することが可能となり, FFT 行列 $[W]$ を用いて次式で表される.

$$[R]_{N \times N}^{-1} = [W]_{N \times N}^{-1} \cdot [\Lambda]_{N \times N}^{-1} \cdot [W]_{N \times N} \quad (4.26)$$

但し, $[\Lambda]$ は伝送路行列 $[\hat{\rho}_\ell(m, k)]$ の固有値 λ_k を対角要素とした行列であり, 次式で表される.

$$[\Lambda]_{N \times N} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \lambda_{N-1} & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & \lambda_N \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

この結果, 線形定常反復法にかかる演算量は式(4.13)においてかかる $O[4N^2 \cdot i]$ と $[N \times N]$ の逆行列 $[R]^{-1}$ の演算量である 2 回の FFT 演算量 $O[2N \cdot \log N]$ にて求めることができる. よって, 式(4.10)の逆行列演算にかかる演算量 $O[N^3]$ と比較して大幅な演算量削減となる.

5. 計算機シミュレーションによる特性評価

本章では、受信端末が高速で移動する場合を想定した高速移動環境下において、4 章により提案した線形定常反復法を用いた時間軸等化方式の有効性を計算機シミュレーションにより実証する。

表 5-1 に特性評価で利用したシミュレーション諸言を示す。データ情報の変調方式は 16QAM とした。また、1 シンボル当たりのデータ情報数は $M=128$ 、FFT ポイント数 $N=128$ とした。マルチパスフェージングモデルとして、遅延間隔 1 サンプル、遅延波 8 波で遅延波の電力値が -1dB の傾きを有する指数関数型電力遅延プロファイルを想定した。また、各遅延波はランダムな入射角を有する 20 波の合成波を想定した。提案方式では、実際に発生している遅延波数は未知であることを前提として、GI 長に相当する遅延波数を想定して時間軸上の伝送路インパルス応答を N_g 個推定している。また、トレーニング信号のデータパターンは良好な伝送路推定値を得られるカザック系列を用いたパターンを用い、 $TS1$ と $TS2$ は同一のデータパターンを利用した、無線周波数は 5GHz を想定し、これは端末の移動端末速度 v が 200km/h で最大ドップラー周波数は 925Hz に相当する。

表 5-1 シミュレーション諸元

Number of FFT points (N)	128
Number of sub-carriers (M)	128
Radio frequency	5 GHz
Vehicle speed (v)	200 km/h
Number of samples in guard interval(N_g)	16
Number of time samples in TS1 and TS2	16
TS Pattern	CAZAC
Number of symbols per frame(K)	129
Allocated Bandwidth	5 MHz
Modulation Method	
Data information	16QAM
Multi-path fading model	
Delay profile	Exponential
Decay constant	-1dB
Number of delay path	10
Number of scattering rays	20

5.1 繰返し回数を変化させた場合における BER 特性

図 5-1 に、繰返し回数を変化させた場合の BER 特性を示す。ここで、図 5-1(a)は移動端末速度 200[km/h], $C/N=20, 30, 40$ [dB], 図 5-1 (b) $C/N=40$ [dB], 移動端末速度 100, 200[km/h] とする。図には、受信側で伝送路特性が既知とした場合の理想的な BER 特性も合わせて示す。また、図中の繰返し回数 0 回の BER は従来法の周波数軸等化方式を用いた場合の特性である。図 5-1(a)より、提案方式は C/N が高い場合に BER 特性が大幅に改善され、繰返し操作を 2 回行うことで定常値にほぼ収束していることが分かる。また図 5-1(b)より、移動端末速度に関わらず繰返し操作を 2 回行うことで定常値にほぼ収束していることが分かる。この結果、提案方式は移動端末速度に関わらず、繰返し操作を 2 回で良好な BER 特性が得られることが分かる。

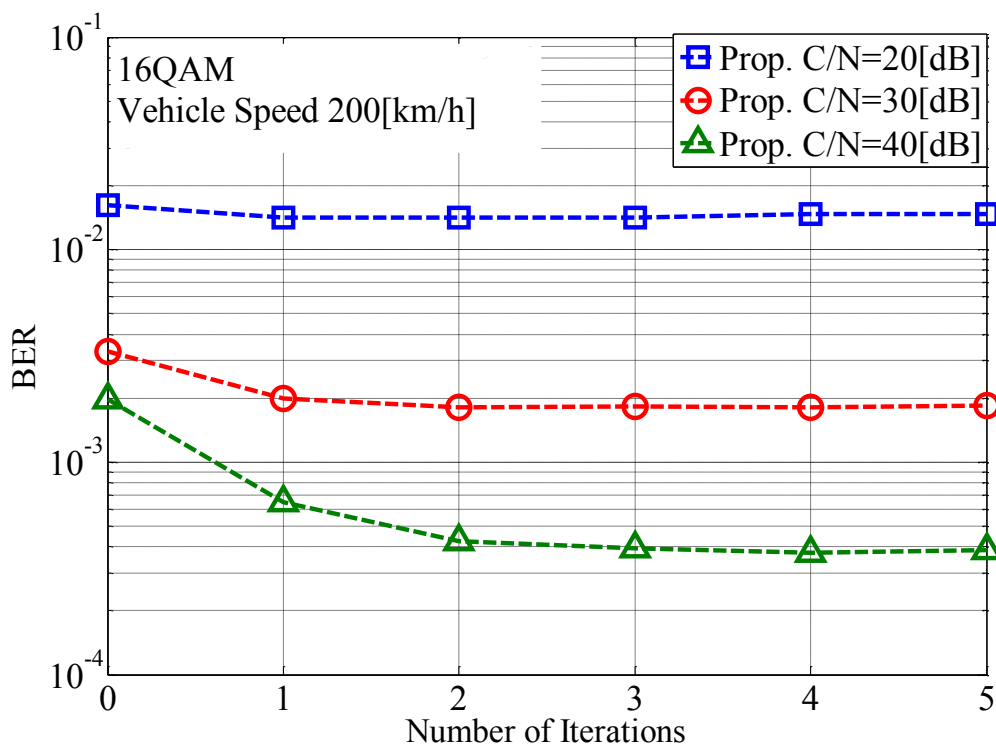


図 5-1(a) 移動端末速度 200[km/h]に固定した際、繰返し回数を変化させた場合の BER 特性

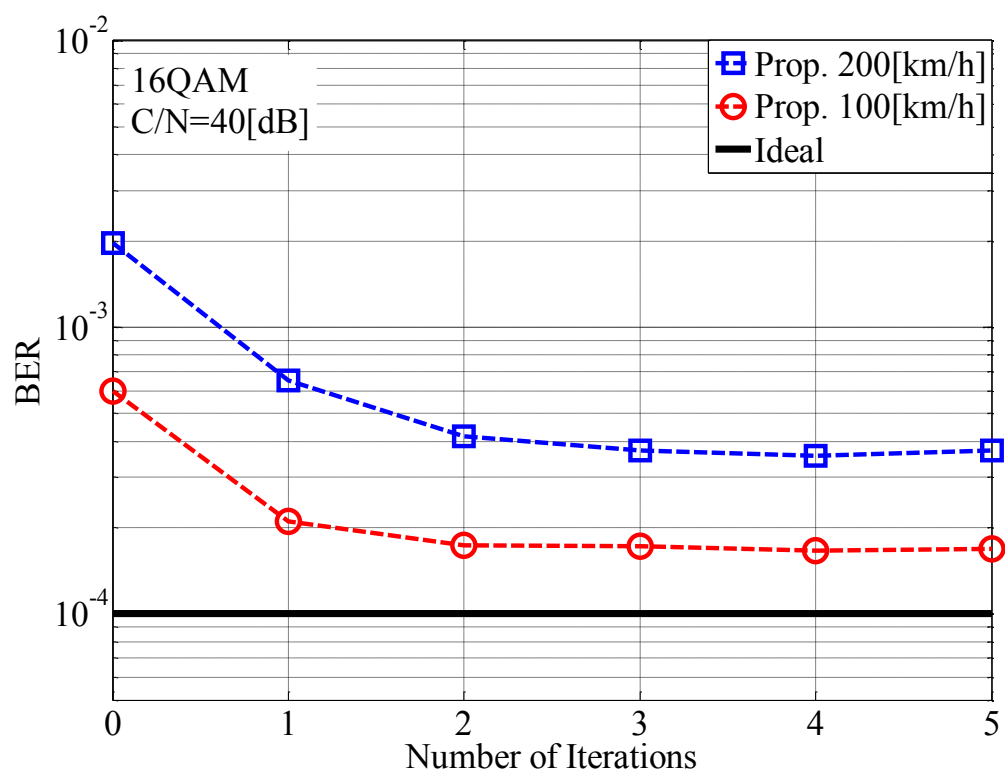


図 5-1(b) C/N=40[dB]に固定した際，繰返し回数を変化させた場合の BER 特性

5.2 NMSE を用いた閾値の設定

本節では、シンボル毎に繰返し回数の最適化を行うため、線形定常反復法の収束条件に NMSE(Normalized Mean Square Error)を用いた閾値を設定した場合の特性評価を示す。NMSE は、次式に示す推定時間軸送信信号における反復操作前後の残差を用いた。

$$NMSE = \sum_{k=1}^N \frac{\{[a(m,k)]^{(i+1)} - [a(m,k)]^{(i)}\}^2}{\{[a(m,k)]^{(i+1)}\}^2} \quad (5-1)$$

提案方式では、式(5-1)の NMSE が設定した閾値を下回った場合に繰返し操作を打ち切る。また、閾値判定にかかる演算量は $O[4N]$ であるため、線形定常反復法にかかる演算量に比べ非常に少ないため演算量の評価にはほぼ影響はない。

図 5-2(a), (b)に $C/N=40[\text{dB}]$ 、移動端末速度を $200[\text{km/h}]$ と固定し、閾値を変化させた場合の BER 特性、閾値を変化させた場合の繰返し回数を示す。図中には、繰返し回数を 2 回と固定した場合の提案方式の BER 特性も合わせて示す。図 5-2(a)より、提案方式は閾値を小さくしていくと BER 特性が改善され、閾値 0.009 で定常値にほぼ収束していることが分かる。図 5-2(b)より、閾値 0.009 における平均繰返し回数は 1.26 回となる。そのため、閾値を用いることにより、繰返し回数 2 回と同等の BER 特性が得られ演算回数を大幅に削減できている。図 5-2(c)に連立方程式を解く際、逆行列演算と線形定常反復法を用いた場合における演算量の比較を示す。図 5-2(c)より、提案方式である線形定常反復法は逆行列演算を用いた場合と比較すると約 4%に削減されていることが分かった。

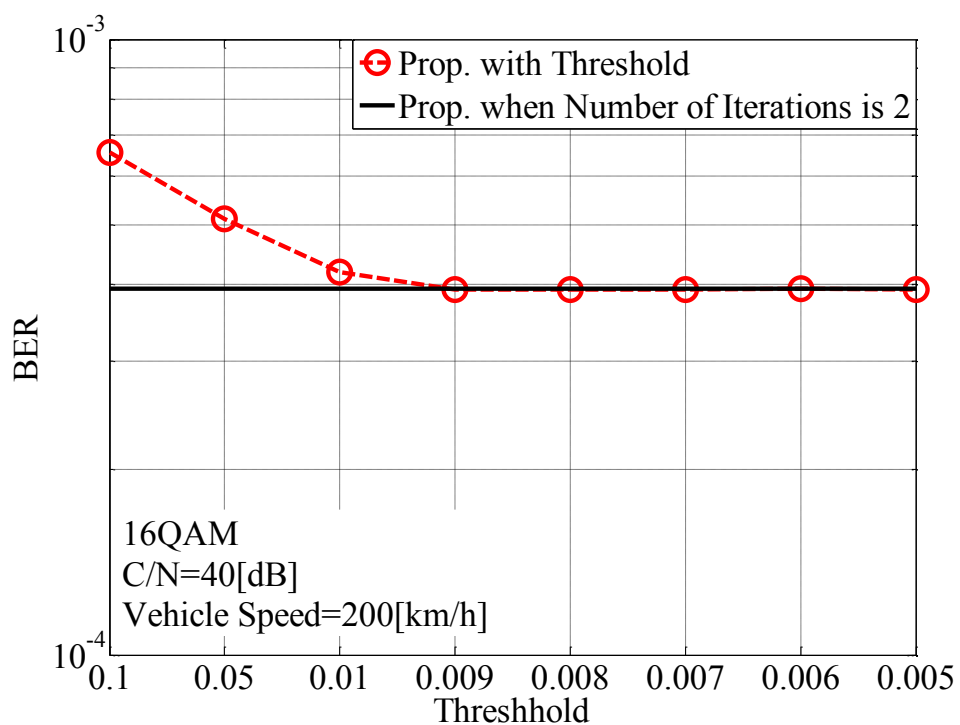


図 5-2(a) 閾値を変化させた場合の提案方式における BER 特性

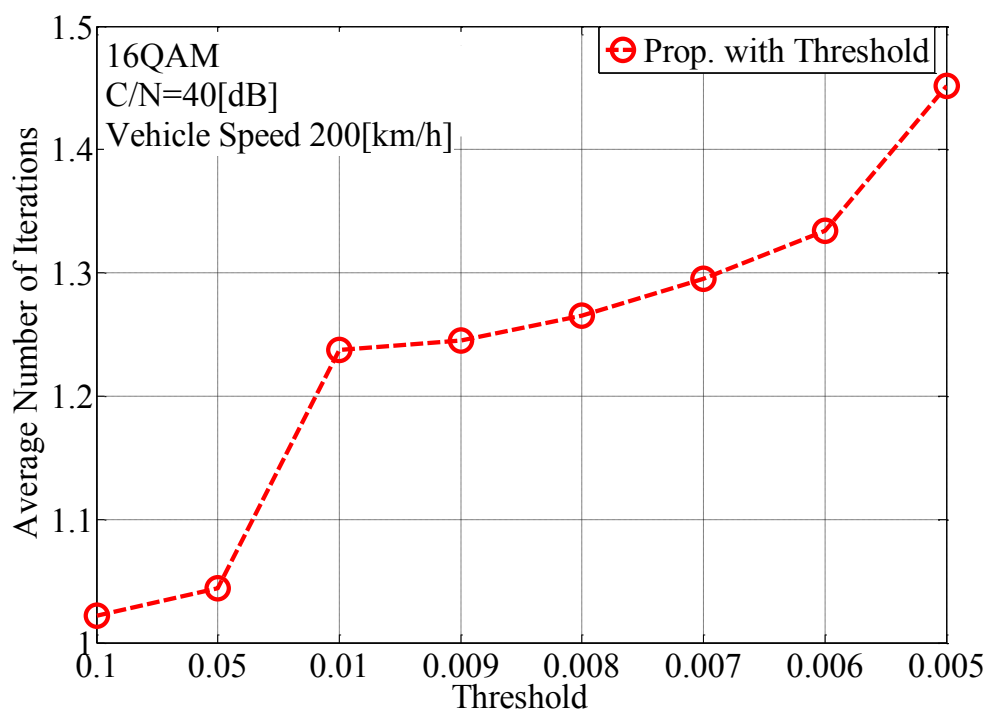


図 5-2(b) 閾値を変化させた場合の提案方式における繰返し回数

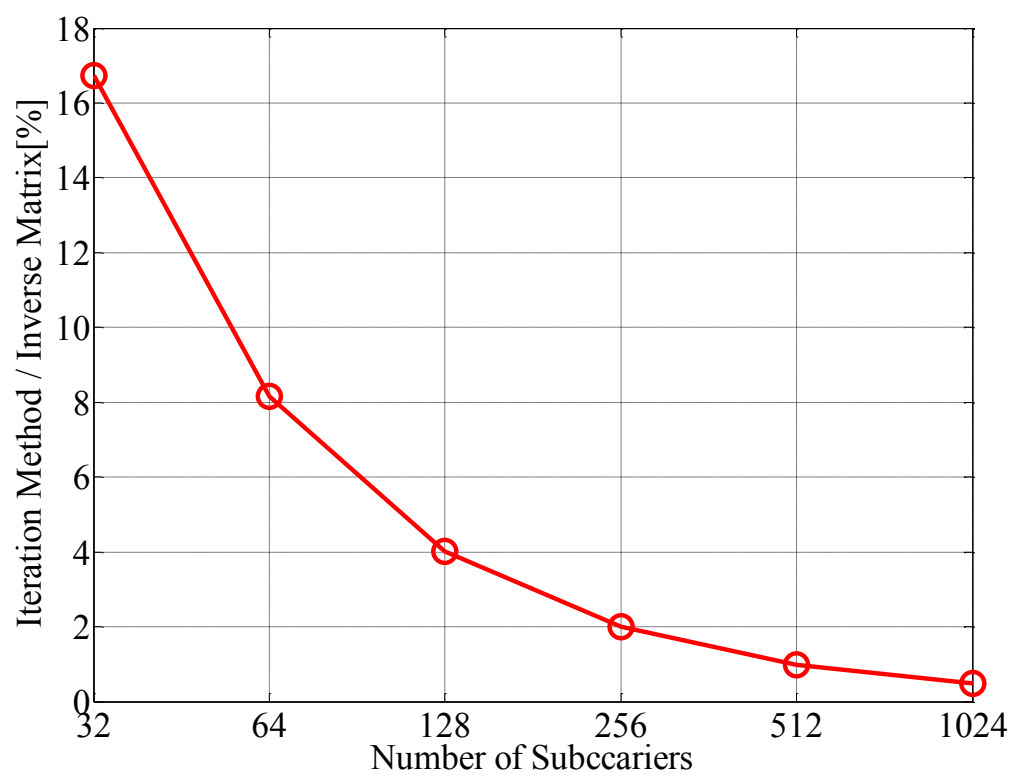


図 5-2(c) 行列演算と線形定常反復法を用いた場合における演算量の比較

5.3 移動端末速度を変化させた場合の BER 特性

図 5-3 に、 $C/N=40[\text{dB}]$ と固定し、移動端末速度を変化させた場合の提案方式の BER 特性を示す。図中の Conv. FDE は、従来方式でトレーニングシーケンス信号により推定した伝送路インパルス応答を周波数軸に変換した伝送路特性を用いて周波数軸等化を行った場合の BER 特性であり、Conv. TDE は式(4.19)の行列関係から伝送路行列の逆行列を用いて時間軸等化を行った場合の BER 特性を示す。Ideal TDE は受信側で時間サンプル毎の伝送路インパルス応答が既知だった場合にそれを用いて時間軸等化を行った理想的な BER 特性である。図より、提案方式の BER 特性は、従来の周波数軸等化方式と比較すると、大幅に BER 特性が改善されていることが分かる。また、移動端末速度が $200[\text{km/h}]$ まで提案方式は逆行列を用いた時間軸等化方式とほぼ同等の特性が得られていることが分かる。移動端末速度が大きくなるに従って BER 特性が劣化するのは、ドップラー変動により発生するチャネル間干渉の影響が大きくなるためと考える。

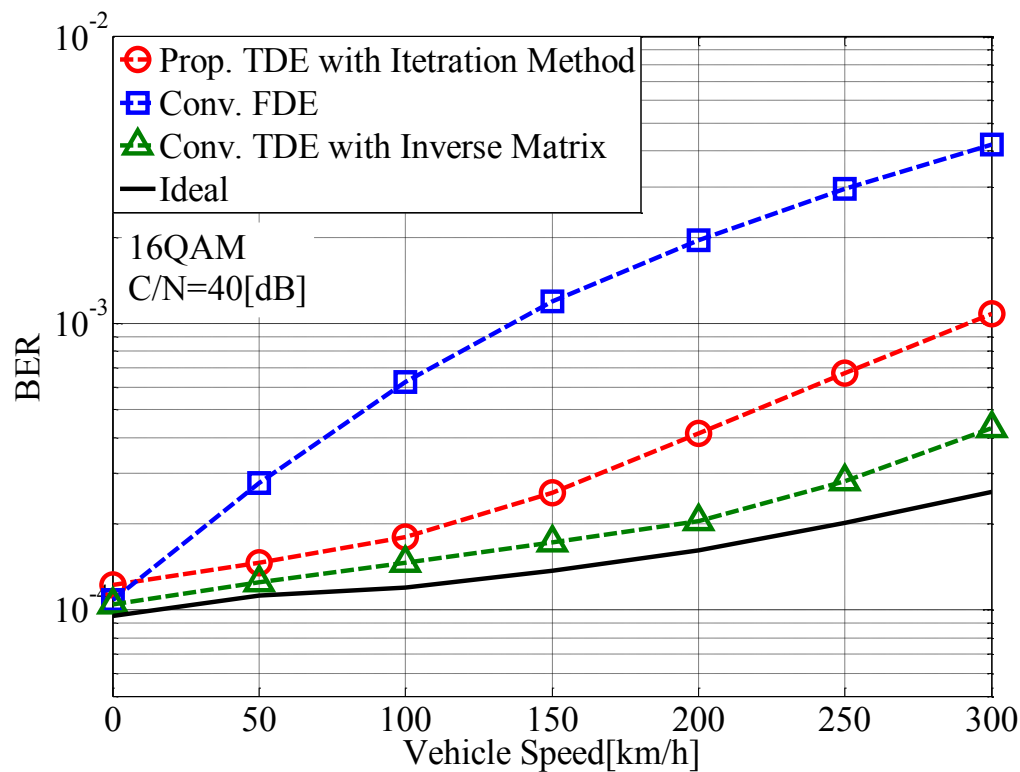


図 5-3 移動端末速度を変化させた場合の提案方式の BER 特性

5.4 C/N を変化させた場合の BER

図 5-4 に移動端末速度を 200[km/h]と固定し，C/N を変化させた場合の提案方式の BER 特性を示す．図より，提案方式の BER 特性は，伝送路特性が受信側で既知と仮定した理想的な BER 特性及び従来方式の BER 特性とほぼ同等の特性を示していることが分かる．以上の結果から，提案方式は PAPR 特性の劣化無しに移動通信環境下においても高精度な伝送路特性の推定が可能であることが明らかとなった．

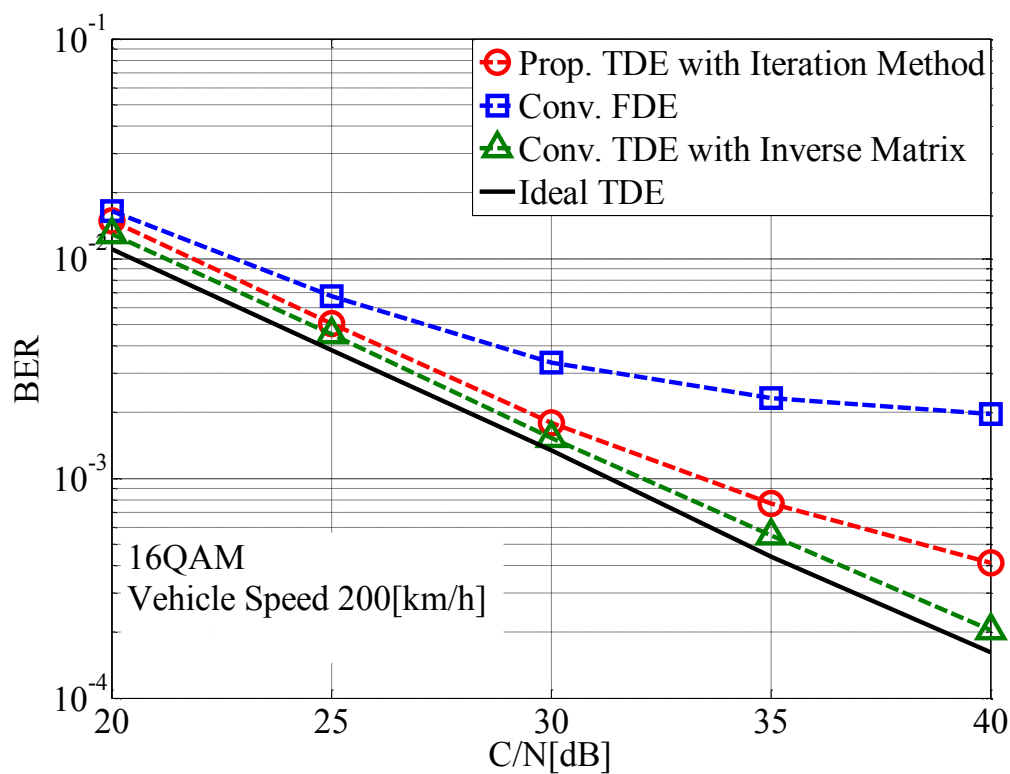


図 5-4 C/N を変化させた場合の提案方式の BER 特性

6. むすび

OFDM 通信方式は、周波数利用効率に優れ、ガードインターバルを採用することでマルチパスフェージングにより発生するシンボル間干渉の影響に耐性があるという特徴を持つことから、地上波デジタル TV 放送、無線 LAN や次世代移動通信システムの標準化通信方式として既に採用されている。OFDM 通信方式では用いられる周波数軸等化方式はシンボル時間内に伝送路インパルス応答が一定と仮定し、その伝送路インパルス応答を用いて周波数軸に変換した伝送路特性を用いる[7]。そのため、端末が移動する屋外の移動環境下においては、周波数軸伝送路特性はドップラー変動を伴う時変フェージングとなるが、シンボル時間内における伝送路インパルス応答の変化は小さいため、一定と仮定することができ周波数軸等化を利用することが可能となる。しかしながら、端末の移動速度が非常に大きい高速移動環境下においては、シンボル時間内においても伝送路特性が大きく時変動する。その結果、伝送路インパルス応答がシンボル時間内で一定という仮定が成立せず、誤り率(Bit Error Rate : BER)特性が大幅に劣化するという問題がある。この問題を解決するため、私達は時間サンプル毎の伝送路インパルス応答推定法とそれを用いた時間軸等化方式を提案した。本方式は、シンボル内における時間軸送信信号と時間軸受信信号、伝送路インパルス応答が行列表現できることを利用し等化を行う。そのため、伝送路インパルス応答に対して、シンボル時間内における時変動に対して時間サンプル毎に追従可能となり、高速移動環境下においても優れた BER 特性が達成可能となる。しかしながら、本方式は伝送路インパルス応答により表現される伝送路行列が時変動するため、時間軸等化に際してシンボル毎に逆行列演算が必要となり、演算量が大幅に増大するという問題があった。

本論文では、この問題を解決するため、逆行列演算の代わりに演算量が少ない線形定常反復法を用いた時間軸等化方式を提案する。提案方式では、時変動する伝送路行列を静止伝送路行列とその誤差行列とに分解し、線形定常反復法を行うことを特徴とする。ここで、静止伝送路行列は巡回行列となり簡易に逆行列演算が可能となることから、連立方程式の 1 次解として利用することが可能となる。本論文では、提案方式を計算機シミュレーションによって評価し、従来方式と比較することによってその有効性を実証した。その結果、提案方式は従来の周波数軸等化方式と比較して BER 特性が改善され、また逆行列演算を用いた時間軸等化方式と同等の特性が得られていることが分かった。また、逆行列を用いた時間軸等化方式と比較して、提案方式の演算量は約 4%に削減でき大幅に演算量を削減できた。この結果、提案方式は演算量を低減しつつ、高速移動環境下においても良好な BER 特性を達成できることが分かった。

今後の課題としては、高速移動環境下における伝送路インパルス応答推定精度の向上による BER 特性の改善、時間軸等化時にかかる更なる演算量の削減などが挙げられる。

参考文献

- [1] 小林 英雄, “OFDM通信方式の基礎と応用技術,” トリケップス. 2004.3
- [2] J. Chuang and N. Sollenberger, “Beyond 3G : Wideband Wireless Data Access Based on OFDM and Dynamic Packet Assignment,” IEEE Commun. Mag., vol.38, no.7, pp.78-87, 2001-7.
- [3] ARIB STD-B31, “Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting,” 2001-5.
- [4] A.S. Bahai and B.R. Saltzbrg, “Multi-Carrier Digital Communications,” Kluwer Academic Pub., 1999
- [5] IEEE Std.802.11a, ”High-speed Physical Layer in the 5GHz Band,” 1999.
- [6] A. Jamalipour, T. Wada and T. Yamazato, “A Tutorial on Multiple Access Technologies for Beyond 3G Mobile Networks,” IEEE Commun.,Mag.,vol.43, pp.110-117, 2005-2.
- [7] 藤野忠署, “ディジタル移動通信, ” 昭晃堂, pp.170-174,2000
- [8] 村住真吾, ガギックマカルチャン, 内藤克浩, 森香津夫, 小林英雄 “移動津新環境下におけるOFDMシステム用伝送路特性推定方式の検討” 電気関係学会東海支部連合大会, Sep.2005
- [9] 小林英雄, 森香津夫, “移動通信環境下におけるOFDM通信システム用伝送路推定方式の提案”, 電子情報通学会論文誌 vol. J-B No.12, pp. 1249-1262, Dec, 2007.
- [10] S. Coleri, M. Ergen, A. Bahai, “Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems,” IEEE Trans. Broadcastiong, vol. 48, no. 3, pp. 223-229, Sep. 2002.
- [11] 榊原寛紀, 小林英雄, 森香津夫, 内藤克浩, “時間軸トレーニング信号を用いたOFDM通信方式用伝送路推定法に関する提案” 平成24年度電子情報通信学会東海支部卒業研究発表会, OC2, 2013年3月.

- [12] 山本哲也, 安達文幸, “既知トレーニング系列を挿入するブロック伝送における周波数領域等化に関する一検討” 2013年 電子情報通信学会総合大会, B-5-122
- [13] B. コルテ 著, J. フェーゲン 著, 浅野 孝夫 訳, 平田 富夫 訳, 小野 孝男 訳, 浅野 泰仁 訳, “組合せ最適化 理論とアルゴリズム 第2版,” シュプリンガー・ジャパン, pp.95-99, 2009-3.
- [14] Lloyd N.Trefethen, David Bau III, “Numerical Linear Algebra,” Society for Industrial and Applied Mathematics, pp.97-101, 1997-6-1.
- [15] 戸川隼人. マトリックスの数値計算. オーム社, 1990.
- [16] C. T. Kelley, “Iterative Methods for Linear and Nonlinear Equations,” Society for Industrial and Applied Mathematics, pp.3-10, 1987-1-1.

謝辞

本研究を行うにあたり，ご多忙の中多大なご指導と助言をしていただいた三重大学大学院工学研究科電気電子工学専攻 小林英雄教授，森香津夫教授，内藤克浩助教に深く感謝申し上げます。

最後に，研究室の設備等で陰ながら支えて下さった山本好弘技官，ならびに通信工学研究室院生，学部生に深く感謝いたします。

研究業績

- [1] 竹内俊介,内藤克浩,森香津夫,小林英雄,”高速移動環境下における OFDM 通信方式のドップラー変動補償法に関する研究,” 2011 年電気系学会東海支部連合大会, A1-6, 2012.9.
- [2] Shunsuke Takeuchi, Katsuhiro Naito, Kazuo Mori, and Hideo Kobayashi, “Proposal of Doppler Frequency Spread Compensation Method for OFDM Systems,” 9th IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS2012), CO-5, CD Proceedings, Kyoto Japan, 2012.8
- [3] Shunsuke Takeuchi, Katsuhiro Naito, Kazuo Mori, and Hideo Kobayashi, “Proposal of Demodulation Method for OFDM Systems under High Speed Mobile Environments,” The 2nd International Symposium for Sustainability by Engineering at MIU (IS²EMU 2012), CO-29, 2012.11
- [4] 竹内俊介,内藤克浩,森香津夫,小林英雄,” 高速移動環境下における OFDM 通信方式の復調法に関する検討,” 2013 年電子情報通信学会総合大会 P1-2, 2013.3.
- [5] 竹内俊介,内藤克浩,森香津夫,小林英雄,”高速移動環境下における OFDM 通信方式の復調法に関する検討,” 2013 年電気系学会東海支部連合大会, , K3-6, 2013-9.