OFDM 通信方式における残留周波数オフセット補償方式の提案

Proposal of Residual Frequency Offset Compensation Method for OFDM Systems

王 芳[†], 山本正明[†], 内藤克浩[†],
森香津夫[†], 正会員 小林英雄[†]

Fang Wang[†], Masaaki Yamamoto[†], Katsuhiro Naito[†], Kazuo Mori[†] and Hideo Kobayashi[†]

Abstract Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) techniques with high level modulation, such as QAM, have received considerable attention recently. This is especially true in the fields of wireless communication system because OFDM has potential capability of achieving higher data rate communications under multi-path fading environments. However, the OFDM system is very sensitive even to the small residual frequency offset (RFO) that remains as the result of initial frequency offset estimation with two preamble symbols inserted at the start of every frame. This paper proposes a novel residual frequency offset compensation method of using a decision feedback algorithm based on the result of demodulated data. The paper also presents various computer simulation results to verify the effectiveness of the proposed method.

キーワード: OFDM, 周波数同期, 残留周波数オフセット, バーストモード, 判定帰還

1. ま え が き

近年、音声・データ・画像などの様々な情報を統合したデータを無線通信でやり取りする、マルチメディア無線通信サービスの要求が高まっている。これら要求に答えるためには、高品質・高速度なデータ通信を可能とする無線通信方式の実現が不可欠となる。しかしながら、無線通信においては複数の反射波により発生するマルチパスフェージングに起因して、通信品質の著しい劣化を招くという問題がある。マルチパスフェージングの対策として、直交関係を有する複数の狭帯域サブキャリアを用いて伝送する OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 通信方式が注目されている¹⁾²⁾。OFDM 通信方式は、周波数の有効利用に優れ、マルチパスフェージング環境下において優れた誤り率特性が得られることが知られている。

しかしながら、これら OFDM 方式の優れた特性を達成するためには受信側での高精度な周波数同期の確立が前提となっている³⁾。OFDM 方式では、受信側でサブキャリア間の周波数の直交性が満足されないと、チャンネル間干渉

(ICI: Inter-Channel Interference) が発生しビット誤り率 (BER) 特性が著しく劣化することが知られている。サブキャリア周波数の直交性が崩れる主な要因としては、移動通信環境下で発生するドップラースプレッドに起因した周波数変動や送受信機の周波数発信機の不安定性により発生する固定の周波数オフセットがある。ドップラースプレッドに起因して発生する ICI の補償方式としては、これまでに自己 ICI 補償方式や判定帰還型等化器を用いた ICI 補償方式が提案されている。自己 ICI 補償方式は、周波数軸上のサブキャリア情報を符号化する方式³⁾⁴⁾や時間軸上の窓関数を利用する方式等⁵⁾⁶⁾が提案されている。これら方式は、受信側で特別な補償回路を必要とせず、ドップラースプレッドにより発生した ICI を軽減し、優れた BER 特性を達成可能としている。しかしながら、情報データの符号化や窓関数の採用により、すべてのサブキャリアを独立に利用することができず、周波数利用効率が大幅に劣化するという問題がある。一方、判定帰還型等化器による ICI 補償方式は、周波数軸等化により得られた復調データに対して、予め推定された伝送路特性を考慮して、再度 OFDM 変調 (IFFT) と OFDM 復調 (FFT) することにより、周波数軸上での ICI 成分を再生し補償することを特徴としている⁷⁾。本方式は、サブキャリア周波数が時間的に変動する場合を対象としているが、固定の周波数オフセットを有する準静的な通信環境に対しても適用可能と考える。ただし、

2005 年 7 月 7 日受付, 2006 年 2 月 9 日再受付, 2006 年 3 月 8 日採録
†三重大学 工学部 電子電気工学科

(〒514-8507 三重県津市栗真町屋町 1577 番地, TEL 0592-31-9395)

†Department of Electrical and Electronic Engineering, Mie University

(1577 Kurima-machiya, Tsu, 514-8507 Japan)

図 1 OFDM システムの送受信機構成
Structure of OFDM System.

本方式は固定的な周波数オフセットによる ICI 成分を補償する場合に対しても、受信側で複数の IFFT と FFT 処理が必要となり装置構成が複雑になるという問題がある。

一方、無線 LAN 等の準静的な通信環境下を対象とした場合には、送受信機の不安定性に起因して発生する固定的な周波数オフセットが問題となる。これに対しては、受信信号から固定的な周波数オフセットを推定し補償することにより、ICI の発生そのものを抑制する周波数同期方式が簡易な装置構成で実現できることから有効と考えられている。OFDM 信号の周波数同期方式としては、フレームの最初に付加される受信側で既知のプリアンブルシンボルを利用して、周波数オフセットに相当する位相差を時間軸上で推定する方式⁸⁾⁹⁾や周波数軸上で推定する方式¹⁰⁾が提案されている。これら方式は、基本的にはオープンループ制御であることから、プリアンブルシンボルを利用して推定された周波数オフセット値を用いて、フレーム全体に亘って補正されることになる。しかしながら、プリアンブルシンボルを用いて、推定された周波数オフセットには必ず残留周波数オフセットが存在し、これによる誤り率特性の劣化が問題となる。残留周波数オフセットは、例えば小さな値でもフレーム長が長くなるに従って、フレーム後半部における復調情報データには、大きな位相回転が発生し、誤り率特性が大幅に劣化する。特に、高速度データ伝送を実現するために各サブキャリアの変調方式として、多値 QAM 等の高能率変調方式を採用する場合には、残留周波数オフセットに起因した誤り率特性の劣化が大きな問題となっている。これに対して、データシンボル内にパイロットキャリアを挿入し、フレーム内の周波数同期を保持する手法が提

図 2 フレーム構成
Frame structure.

案されている¹¹⁾。しかしながら、冗長信号であるパイロットキャリアを利用することから周波数利用効率が劣化するという問題があった。

本論文では、無線 LAN 等を対象とした準静的な通信環境を想定し、復調結果を利用した判定帰還型の残留周波数オフセット補償方式を提案する¹²⁾¹³⁾。提案方式は、プリアンブルシンボル以外の冗長信号を必要とせず、フレーム長が長い場合でも高効率・高精度な周波数同期を可能とすることを特徴としている。本論文では、2 章で残留周波数オフセットに起因して ICI が発生し、BER 特性が劣化するという問題点について明らかにし、3 章で残留周波数オフセット補償方式について提案する。4 章では提案方式の有効性について計算機シミュレーションにより評価する。5 章はむすびとする。

2. 残留周波数オフセットによる特性劣化

本節では、OFDM 通信システムにおいて残留周波数オフセットに起因して誤り率特性が大幅に劣化するという問題点について明らかにする。図 1 と 2 に、想定する OFDM システムの送受信機構成例とフレーム構成例を示す。図 2 に示すように、フレームの先頭には、シンボル同期、周波数同期及び伝送路特性推定用の受信側で既知の 2 個のプリ

アンプルシンボルが付加される。その後、 $M-2$ 個のデータシンボルが送信される。図 1 に示すように、OFDM 送信機では、誤り訂正符号 (FEC) で符号化された周波数軸上の入力データ情報は変調された後 IFFT により時間軸上信号に変換される。その後、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を補償するためにガードインターバル (GI) が付加される。GI 付加後の時間軸信号は次式で表される。

$$b_{m,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n} e^{j \frac{2\pi n(k+N-N_g)}{N}} \quad \begin{cases} 0 \leq k \leq N + N_g - 1 \\ 1 \leq m \leq M \end{cases} \quad (1)$$

ただし、 $b_{m,k}$ は m シンボル目で k サンプル目の時間軸信号、 $a_{m,n}$ は m シンボル目で n 番目のサブキャリアの送信データ情報、 N はサブキャリア数、 N_g は GI 区間のサンプル数、 M は 1 フレーム内のシンボル数を示す。式 (1) の時間軸信号は、D/A 変換後に無線周波数 f_c で送信される。

受信機では、送受信機間の周波数安定度の違いに起因して、送信周波数 f_c に対して Δf の周波数オフセットを有する搬送波によって、準同期検波が行われベースバンド信号に変換される。その後、A/D 変換器によりデジタル信号に変換された時間軸信号は次式で表される。

$$r_{m,k} = \sum_{\ell=0}^{L-1} h_{\ell} \cdot b_{m,k-\ell} \cdot e^{j[\theta_0 + \frac{2\pi\Delta f}{N}\{k+(m-1)(N+N_g)\}]} + w_{m,k} \quad (2)$$

ただし、 h_{ℓ} はマルチパスフェージングにおける ℓ 番目の遅延波の複素振幅係数、 L は遅延波数、 θ_0 は初期位相、 $w_{m,k}$ は相加性白色ガウス雑音を示す。また、送受信機間で発生する周波数オフセット Δf は、サブキャリア周波数間隔で規格化した値とする。一方、遅延波の最大遅延時間は設定した GI 長より小さく OFDM 復調に際してシンボル間干渉は発生しないものとする。

式 (2) で、最初の 2 シンボルは図 2 に示すようにプリアンプルシンボルであり、シンボル同期、周波数オフセットの推定および伝送路特性推定用として、一般的に利用されている。ここで、送受信機間で発生する周波数オフセットは、従来方式である 2 個のプリアンプルシンボル間の位相差より推定するものとする⁹⁾。すなわち、2 個のプリアンプルシンボルのデータパターンが同一であることを利用すると周波数オフセットは次式によって推定可能となる。

$$\Delta f_e = \frac{N}{2\pi(N + N_g)} \cdot \text{Arg} \left[\sum_{k=N_g}^{N+N_g-1} r_{1,k} \cdot r_{2,k+N_g+N}^* \right] \quad (3)$$

ただし、 $\text{Arg}[\cdot]$ は位相値を求める演算を示し、 Δf_e はサブ

キャリア間隔で規格化した値であり、 $r_{m,k}^*$ は複素共役を示す。式 (3) を利用することにより、式 (2) の時間軸信号は次式のように周波数オフセット成分が補償される。

$$r_{m,k}^C = r_{m,k} \cdot e^{-j \frac{2\pi\Delta f_e}{N}\{k+(m-1)(N+N_g)\}} = \sum_{\ell=0}^{L-1} h_{\ell} \cdot b_{m,k-\ell} \cdot e^{j[\theta_0 + \frac{2\pi(\Delta f - \Delta f_e)}{N}\{k+(m-1)(N+N_g)\}]} + w_{m,k} \quad (4)$$

ただし、 $w_{m,k}^C$ は周波数オフセット成分を補償した後の時間軸上の雑音成分を示す。一方、式 (4) で補償しきれなかった周波数誤差が残留周波数オフセットであり次式で表される。

$$\Delta f_r = \Delta f - \Delta f_e \quad (5)$$

残留周波数オフセットを含む式 (4) の時間軸信号は、GI 除去後に FFT により周波数軸上の信号に変換され次式となる。

$$R_{m,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} r_{m,k+N_g}^C \cdot e^{-j \frac{2\pi nk}{N}} = \frac{1}{N} e^{j[\theta_0 + \frac{2\pi\Delta f_r}{N}\{N_g+(m-1)(N+N_g)\}]} \cdot \sum_{\ell=0}^{L-1} h_{\ell} \sum_{i=0}^{N-1} a_{m,i} e^{j \frac{2\pi i}{N}(N-\ell)} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi k}{N}(i-n+\Delta f_r)} + W_{m,n} = \frac{1}{N} e^{j[\theta_0 + \frac{2\pi\Delta f_r}{N}\{N_g+(m-1)(N+N_g)\}]} \cdot (A_{m,n} + I_{m,n}) + W_{m,n} \quad (6)$$

ただし、 $W_{m,n}$ は周波数軸上の雑音成分を示し、 $A_{m,n}$ と $I_{m,n}$ は希望信号成分とチャネル間干渉成分を示し、それぞれ次式で表される。

$$A_{m,n} = a_{m,n} \cdot \left(\frac{1 - e^{j2\pi\Delta f_r}}{1 - e^{j \frac{2\pi\Delta f_r}{N}}} \right) \cdot \sum_{\ell=0}^{L-1} h_{\ell} e^{j \frac{2\pi n(N-\ell)}{N}} \quad (7)$$

$$I_{m,n} = \sum_{\ell=0}^{L-1} h_{\ell} \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq n}}^{N-1} a_{m,i} e^{j \frac{2\pi i(N-\ell)}{N}} \cdot \left(\frac{1 - e^{j2\pi\Delta f_r}}{1 - e^{j \frac{2\pi}{N}(i-n+\Delta f_r)}} \right) \quad (8)$$

ここで、残留周波数オフセット Δf_r が充分小さいと仮定すると、式 (8) のチャネル間干渉成分は式 (7) の希望信号成分と比較して充分小さくなり、式 (6) は次式のように近似可能となる。

$$\begin{aligned}
R_{m,n} &\approx a_{m,n} \\
&\cdot e^{j[\theta_0 + \frac{2\pi\Delta f_r}{N}\{N_g + (m-1)(N+N_g)\}]} \\
&\cdot e^{j\pi\Delta f_r} \cdot \frac{\sin(\pi\Delta f_r)}{\pi\Delta f_r} \sum_{\ell=0}^{L-1} h_\ell e^{j\frac{2\pi n(N-\ell)}{N}} \\
&+ W_{m,n}
\end{aligned} \quad (9)$$

式(9)で、 $m=1$ と2は図2に示したように、フレームの先頭に付加されたプリアンブルシンボルとなる。ここで、受信側でプリアンブルシンボルの情報データは既知であることおよび伝送路特性の時間変動が充分小さいことを想定すると、周波数軸上の伝送路特性は、2個のプリアンブルシンボルの加算平均を取ることで次式によって推定可能となる。

$$\begin{aligned}
H_n &= \frac{1}{2} \left(\frac{R_{1,n}}{a_{1,n}} + \frac{R_{2,n}}{a_{2,n}} \right) \\
&= e^{j[\theta_0 + \frac{2\pi\Delta f_r}{N}\{N_g + \frac{1}{2}(N+N_g)\}]} \\
&\cdot e^{j\pi\Delta f_r} \cdot \frac{\sin(\pi\Delta f_r)}{\pi\Delta f_r} \sum_{\ell=0}^{L-1} h_\ell e^{j\frac{2\pi n(N-\ell)}{N}} \\
&+ \frac{1}{2} \left(\frac{W_{1,n}}{a_{1,n}} + \frac{W_{2,n}}{a_{2,n}} \right)
\end{aligned} \quad (10)$$

式(10)で推定された伝送路特性を用いて、プリアンブルシンボルとデータシンボルを周波数軸上で等化すると復調データは次式で求めることができる。

$$\begin{aligned}
d_{m,n} &= \frac{R_{m,n}}{H_n} \\
&= a_{m,n} \cdot e^{j\frac{2\pi\Delta f_r}{N}(m-\frac{3}{2})(N+N_g)} \\
&+ \frac{W_{m,n}}{H_n} \quad m \geq 1
\end{aligned} \quad (11)$$

ただし、式(11)では残留周波数オフセットによる影響のみに注目し、式(10)における雑音による伝送路特性の推定誤差は無視している。式(11)より、周波数軸等化された復調データには残留周波数オフセット Δf_r に起因した位相回転が発生していることがわかる。また、シンボル番号 m の増加に従って位相回転量が大きくなり、フレーム後半部において復調データは非常に誤りやすくなることがわかる。これは、プリアンブルシンボルを用いた周波数オフセットがある程度精度良く推定されたとしても、フレーム長が長い場合には、残留周波数オフセットに起因して誤り率特性が大幅に劣化することになる。特に、多値QAMのような高能率変調方式を採用する際には、信号点の雑音予裕度が小さいことから、残留周波数オフセットに起因した小さな位相回転でも、誤り率特性は大幅に劣化することになる。これら理由より、OFDMシステムでは残留周波数オフセットに対する対策が不可欠となっている。これに対して、従来ではデータシンボルにパイロットキャリアを挿入することによりフレーム内の周波数同期保持を行っていた¹¹⁾。しかしながら、冗長信号であるパイロットキャリアの利用は周波数利用効率の点から問題となっていた。

3. 残留周波数オフセット補償方式

本論文では、シンボル毎の復調結果を利用した判定帰還法を用いた残留周波数オフセット補償方式について提案する。提案方式は、周波数同期用のパイロットキャリアを必要としないことから、伝送効率の劣化なしに残留周波数オフセットを補償可能となる。提案方式では、残留周波数オフセットに起因して発生する位相回転は、式(11)から明らかのようにシンボル番号 m のみに関係しており、サブキャリア番号 n には無関係であるという特徴を利用している。すなわち、周波数軸上で等化されたシンボル内の全サブキャリアは、残留周波数オフセットとシンボル番号によってのみ決定される一定の位相回転を有するという特徴を利用する。

図3に、提案する残留周波数オフセット補償方式の構成を示す。提案方式では、先ず受信側で既知である1番目と2番目のプリアンブルシンボルを利用して、残留周波数オフセットに起因して発生する式(11)における基本位相回転量を次式によって求める。

$$\begin{aligned}
\Psi_B &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \text{Arg} [d_{2,n} \cdot a_{2,n}^*] \\
&- \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \text{Arg} [d_{1,n} \cdot a_{1,n}^*] \\
&= \frac{2\pi\Delta f_r}{N} (N + N_g) + \varepsilon_B
\end{aligned} \quad (12)$$

ただし、 $a_{1,n}^*$ と $a_{2,n}^*$ は1番目と2番目のプリアンブルシンボルで送信された情報データの複素共役を示し、 ε_B はマルチパスフェージングや雑音等による位相推定誤差を示す。式(12)で推定された位相回転量を用いて、 $m=3$ の最初のデータシンボルの位相補正を次式によって行う。

$$\hat{d}_{3,n} = d_{3,n} \cdot e^{-j(3-\frac{3}{2})\Psi_B} \quad (13)$$

式(13)を用いて、 $m=3$ のデータシンボルのデータ判定(硬判定)が行われ復調情報データとして $\hat{a}_{3,n}$ が出力される。一方、式(13)の軟判定結果と硬判定結果の位相差から式(12)で推定した位相回転量の誤差を次式によって求める。

$$\varepsilon_3 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \text{Arg} [\hat{d}_{3,n} \cdot \hat{a}_{3,n}^*] \quad (14)$$

ただし、 $\hat{a}_{3,n}^*$ はバーストフレーム内の3シンボル目における硬判定結果の複素共役を示す。ここで、 $\hat{a}_{3,n}^*$ はデータシンボルの復調結果であり、雑音やマルチパスフェージング等の影響により復調誤りが存在し、これによる式(14)の推定精度が問題となる。しかしながら、式(14)ではシンボル内の N サブキャリアに亘る平均操作により、位相誤差を推定していることから、復調誤りが少ない場合には、推定精度の劣化は小さいことが期待される。式(14)で推定された位相誤差を用いて式(12)は次式のように補正される。

$$\Psi_3 = \Psi_B + \frac{\varepsilon_3}{(3-\frac{3}{2})} \quad (15)$$

Received Time Domain Signal : Eq.(2)

図 3 残留周波数オフセット補償回路

Structure of residual frequency offset compensator.

以上の操作は、 $m=4$ 以降のデータシンボルに対して逐次的に行われ復調データ情報が出力される。ここで、フレーム内の m シンボル目における式 (13)(14)(15) に相当する処理は次式によって表される。

$$\hat{d}_{m,n} = d_{m,n} \cdot e^{-j(m-\frac{3}{2}) \cdot \Psi_{m-1}} \quad (16)$$

$$\varepsilon_m = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \text{Arg} [\hat{d}_{m,n} \cdot \hat{a}_{m,n}^*] \quad (17)$$

$$\Psi_m = \Psi_{m-1} + \frac{\varepsilon_m}{(m-\frac{3}{2})} \quad (18)$$

一方、フレーム内の m シンボル目における残留周波数オフセットに対する推定誤差の絶対値は、式 (18) を用いて次式で表される。

$$\zeta_m = \left| \Delta f_r - \Psi_m \frac{N}{2\pi(N+N_g)} \right| \quad (19)$$

以上述べたように、残留周波数オフセットによる位相回転量は、データシンボル毎の復調結果を利用することにより逐次的に補償され、フレーム最後のデータシンボルまで高精度な周波数同期が可能になると思われる。

4. 特性評価

本章では、提案した残留周波数オフセット補償方式の有効性について、計算機シミュレーションにより評価する。表 1 にシミュレーション諸元を示す。ただし、受信側でのシ

表 1 計算機シミュレーション諸元

Simulation Parameters.

Modulation	16-QAM and 64-QAM
Demodulation	Coherent
Number of FFT points(N)	64
Number of sub-carriers(M)	48
Allocated bandwidth	15 MHz
Symbol duration	3.2 us
Guard interval(GI)	0.8 us
Number of sample in GI(Ng)	16
Sub-Carrier spacing	312.5 kHz
FEC encoder	Convolutional (R=1/2,K=7)
FEC decoder	Viterbi with hard detection
Multi-path fading model	
Power delay profile	Exponential
Decay constant	- 1dB
Number of delay path	12
Delay spacing	50 ns

ンボル同期は理想的に確立されるものとした。また、特性評価は 1dB ステップで減衰する 12 波の指数関数遅延プロファイルを想定し、フレーム単位で各遅延波の電力値が独立にレイリー分布すると仮定したマルチパスフェージング環境下で行った。

図 4 に、変調方式 64QAM、C/N=30dB、フレーム長 256 シンボル、残留周波数オフセット 5×10^{-2} の場合における、提案方式の周波数同期特性を示す。ただし、残留周波数オフセットは、サブキャリア間隔で規格化された値であり実際のオフセット量は、15.625kHz に相当する。周波数同期特性とは、式 (19) に示した m シンボル目における残留周波数オフセットに対する推定誤差特性を示す。図 4 より、提案方式は大きな残留周波数オフセットを含む受信信号に対しても、高速にフレームの最後まで残留周波数オフセットによる位相回転量を高精度に推定可能であることがわかる。特に、フレーム後半部においては逐次推定で考慮されるシンボル数が多くなることから、残留周波数オフセットの推定誤差は非常に小さくなっていることがわかる。

図 5 に、変調方式 16QAM、フレーム長 64 シンボルの

図 4 フレーム内の周波数同期特性

Performance of frequency tracking in frame.

場合で、 $C/N=16\text{dB}$ と 30dB における残留周波数オフセット量に対する提案方式のBER特性を示す。図中には、比較のために残留周波数オフセットに対して、何も補償を行わない従来方式の場合と、周波数オフセットがプリアンブルシンボルを用いて、FFT前で理想的に補償された場合のBER特性も合わせて示す。図より、提案方式のBER特性は、従来方式である残留周波数オフセットの補償を行わない場合と比較して、大幅に改善されていることがわかる。また、 C/N が 16dB と 30dB の場合には、規格化残留周波数オフセットが 3×10^{-2} と 1×10^{-2} 以下であれば提案方式は周波数オフセットがない理想的な場合と、ほぼ同じBER特性を達成可能であることがわかる。運用 C/N により、提案方式で要求される残留周波数オフセットの推定精度が異なるのは、提案方式がFFT後の周波数軸上の復調データを利用しているためと考える。FFT後の復調データには、残留周波数オフセットに起因したICIが含まれている。ここで、ICIの干渉量は残留周波数オフセットの大きさで決定される。一方、BER特性はAWGN、マルチパスフェージング、およびICIの合算された値で決定される。したがって、低 C/N ではAWGNがBER特性に対して支配的となり、ICI干渉がBER特性に与える影響は小さくなる。一方、 C/N が高くなると小さなICIでもBER特性に与える影響が大きくなる。すなわち、図5の結果より明らかなように、提案方式で要求される残留周波数オフセットの推定精度は、 C/N が高くなるほど高精度な値が要求されることになる。

一方、残留周波数オフセットが上で要求された推定精度より悪くなると、提案方式のBER特性は大幅に劣化している。これは、提案方式がFFT後の周波数軸上の復調データを利用しているため、残留周波数オフセットに起因して発生したICIは、補償することができないためと考える。これら結果より、提案方式はプリアンブルシンボルを用いた周波数オフセット推定方式の推定精度に依存することが明らかとなった。以下に、提案方式で要求されるプリアン

図5 残留周波数オフセット対BER特性
BER performance versus residual frequency offset.

図6 C/N に対する周波数オフセットの推定精度
Frequency estimation error versus C/N .

図7 C/N に対するの周波数同期特性
Performance of frequency tracking versus C/N .

ブルシンボルを用いた従来の周波数オフセット推定方式で達成可能な残留周波数オフセットの推定精度について評価する。

図6に、従来方式である式(3)を用いて求めたマルチパスフェージング環境下における周波数オフセットの推定誤差特性(RMS値)を示す。ただし、規格化周波数オフセット Δf を -0.4 から $+0.4$ の範囲でランダムに与えた場合の結果を示す。これは実際の周波数オフセット $\pm 125\text{kHz}$ に相当する。図6より、 C/N が 16dB と 30dB では推定誤差(残留周波数オフセットに相当)は 3×10^{-3} と 6×10^{-4} であり、これは図5より得られた提案方式が有効に動作するための推定精度 3×10^{-2} と 1×10^{-2} と比較して充分小さな値であることがわかる。図5, 6の結果より、従来の2個のプリアンブルシンボルを用いた周波数オフセット推定方式では補償しきれなかった残留周波数オフセットは、提案方式を利用することにより、高精度に補償可能であることが明らかとなった。

図7には、フレーム長64シンボルで C/N を変化させた場合に対して、フレーム最後のデータシンボルにおける

図 8 バーストフレーム長対 BER 特性
BER performance versus burst frame length.

周波数同期特性を示す。図 7 では、受信機で発生する規格化周波数オフセットを-0.4 から+0.4 の範囲でランダムに与え、式 (3) でこれら周波数オフセットを推定し、提案方式で残留周波数オフセットを補償した場合の結果を示す。また、フレーム毎に伝送路特性を変化させた 2,000 フレームに対するフレーム最後のシンボルの残留周波数オフセット量を RMS 値で評価している。図より、C/N が高くなるに従い提案方式は、フレーム最後のシンボルまで高精度に残留周波数オフセットを推定可能であることがわかる。一方、C/N が低い領域では、周波数同期特性が劣化していることがわかる。これは、低 C/N 環境下では AWGN が支配的となり、多くの復調誤りが発生するため、シンボル毎に推定された位相回転量の推定精度が劣化するためと考える。ここで、提案方式の低 C/N 環境下における周波数同期特性の劣化が BER 特性に与える影響については、以下で述べる提案方式による C/N 対 BER 特性の結果を用いて検証することとする。

図 8 には、変調方式 16QAM と 64QAM、C/N=30dB、受信機で発生する規格化周波数オフセットを-0.4 から+0.4 の範囲でランダムに与えた場合に対して、バーストフレーム長を変化させた場合の提案方式の BER 特性を示す。ただし、受信機で発生する周波数オフセットは式 (3) を用いて推定し、残留周波数オフセットを提案方式で補償した場合の結果を示す。図には、残留周波数オフセットを補償しない従来方式と周波数オフセットがない理想的な場合の BER 特性も示す。図より、残留周波数オフセットを補償しない従来方式では、バーストフレーム長が長くなるに従って、残留周波数オフセットに起因して位相回転量が大きくなり、BER 特性が大幅に劣化していることがわかる。一方、提案方式はバーストフレーム長に依存せず、理想的な BER 特性と同等の特性が得られていることがわかる。以上の結果より、提案方式は、フレーム構成がバースト構成の場合はもちろん、連続モードのフレーム構成に対しても適用可能と思われる。

図 9 に、変調方式 16QAM と 64QAM に対して、フレーム長 128 シンボルで誤り訂正符号 (FEC) を用いた場合の C/N に対する提案方式の BER 特性を AWGN 環境下で評価した結果を示す。ここで評価した BER 特性は、受信機で発生する規格化周波数オフセットを-0.4 から+0.4 の範囲でランダムに与え、式 (3) でこれら周波数オフセットを推定し、補償しきれなかった残留周波数オフセットを提案方式で補償した場合の BER 特性の結果を示す。ここで利用した FEC は、符号化率 1/2 の畳込み符号で硬判定ビタビ復号を想定した。また、無線 LAN で TCP が有効に動作すると言われているパケット長 1,500 バイト程度 (FEC 復号後の情報ビット換算) を、16QAM 変調方式で達成可能とするフレーム長 128 シンボルを想定した。図中には、比較のために残留周波数オフセットを補償しない従来方式と周波数オフセットがない理想的な場合の BER 特性も合わせて示す。図 9 より、従来方式の BER 特性は、フレーム後半部において大きな位相回転が発生し、FEC を利用したとしても大幅に劣化していることがわかる。また、AWGN 環境下で FEC ありの場合で、 1×10^{-5} の BER 特性を達成する

図 9 AWGN 環境下における提案方式の BER 特性
BER performance of proposed method under AWGN.

図 10 フェージング環境下における提案方式の BER 特性
BER performance of proposed method under multi-path fading.

所要 C/N である 13dB (16QAM) と 18.5dB (64QAM) 付近¹⁴⁾の低 C/N 環境下においても、周波数オフセットがない理想的な場合の BER 特性とほぼ同じ特性が得られていることがわかる。これら結果より、FEC の採用により運用 C/N が低くなっても提案方式は有効に動作することが明らかとなった。また、図 7 で示した提案方式の周波数同期特性は、低 C/N 環境下においても良好な BER 特性を得るために要求される推定精度を十分に達成していることが実証された。

図 10 には、実際の無線 LAN システムの通信環境であるマルチパスフェージング環境下における提案方式の C/N 対 BER 特性を示す。想定したパラメータは図 9 の場合と同じとした。図より、従来方式の BER 特性は残留周波数オフセットにより大幅に劣化していることがわかる。これより、オープンループ制御の従来の周波数同期方式では、フレーム長が長く、しかも高能率変調方式である多値 QAM 方式を用いた場合には、残留周波数オフセットの影響により BER 特性が大幅に劣化することがわかる。また、マルチパスフェージング環境下において、提案方式は周波数オフセットのない理想的な場合の BER 特性に近い特性が得られていることがわかる。

以上の結果より、提案した残留周波数オフセット補償方式は、AWGN およびマルチパスフェージング環境下において、残留周波数オフセットがない理想的な場合の BER 特性と同等の特性を達成可能であることが実証され、準静止環境で運用される無線 LAN システムの周波数同期方式として有効に動作することが明らかになった。

5. ま と め

本論文では、多値 QAM 等の高能率変調方式を用いた OFDM 方式を、バーストモード運用する際に問題となる残留周波数オフセットの補償方式を提案した。提案方式は、復調結果を利用した判定帰還法を用いることにより、残留周波数オフセットを高精度に補償することを特徴とし、パイロットキャリアを必要としないことから、伝送効率の改善を可能としている。計算機シミュレーションにより提案方式を評価した結果、バーストフレーム長に関係なく、提案方式は残留周波数オフセットを高精度に補償し、優れた BER 特性を達成可能であることが明らかとなった。

今後は、地上波デジタルテレビシステム等の連続モードで運用される OFDM システムに対する提案方式の適用法に関する検討を進める予定である。

【文 献】

- 1) L. J. Cimini, Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," IEEE Trans. Comm., **6**, COM-33, pp.665-675 (1985).
- 2) A.S. Bahai and B.R. Saltzberg, "Multi-Carrier Digital Communications," Kluwer Academic Pub. (1999).
- 3) J. Armstrong, "Analysis of New and Existing Methods of Reducing Inter-carrier Interference Due to Carrier Frequency Offset in OFDM," IEEE Trans. Commun., **47**, 3, pp.365-369 (March

1999)

- 4) K. Sathanathan and R. M. A. P. Rajatheva, "Analysis of OFDM in the Presence of Frequency Offset and a Method to Reduce Performance Degradation," in Proc. IEEE GLOBECOM, **1**, pp.72-76 (Nov.2000)
- 5) R. Li and G. Stette, "Time-Limited Orthogonal Multicarrier Modulation Schemes," IEEE Trans. Commun., **43**, 2/3/4, pp.1269-1272 (Feb./March/April. 1995)
- 6) G. Mkrtchyan, M. Kazuo and H. Kobayashi, "Correction of OFDM Signal Form in Time Domain to Reduce ICI Due to the Doppler Spread and Carrier Frequency Offset," IEICE Trans. on Commun., **E88-B**, 1 pp.122-133 (Jan. 2005)
- 7) A. Gorokhov and J.P. Linnartz, "Robust OFDM Receivers for Dispersive Time-Varying Channels: Equalization and Channel Acquisition," IEEE Trans. Commun., **52**, 4, pp.572-583 (April. 2004)
- 8) T. M. Schmidl and D. Cox, "Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM," IEEE Trans. Commun., **45**, 12, pp.1613-1621 (Dec. 1997)
- 9) T. Onizawa, M. Mizoguchi, M. Morikura and T. Tanaka, "A Fast Synchronization Scheme of OFDM Signals for High-Rate Wireless LAN," IEICE Trans. Commun., **E-82-B**, 2, pp.455-463 (Feb.1999)
- 10) P. H. Moose, "A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction," IEEE Trans. Commun., **42**, 10, pp.2908-2914 (Oct. 1994)
- 11) 鬼沢武, 溝口匡人, 熊谷智明, 守倉正博 "OFDM 無線 LAN システム 用位相トラッキング方式の一検討", 信学ソサイエティ大会, B-5-62, (Sep.1999)
- 12) H. Kobayashi, "A Novel Coherent Demodulation for M-QAM OFDM Signal Operating in the Burst Mode," IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2000-Fall), (Sep. 2000)
- 13) F. Wang, M. Yamamoto, K. Naito, K. Mori and H. Kobayashi, "Proposal of Residual Frequency Offset Compensation Method for OFDM System," IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS), pp.194-198 (Aug. 2005)
- 14) 大久保隆志, 野上博志, 西村恵造, "OFDM 用パングチュアード符号の特性検討," 映像情報誌 **51**, 9, pp.1458-1467 (1997)

王 芳 1995 年, 中国鄭州大学物理工學院卒業。1998 年, 中国科学院安徽光学精密机械研究所修士課程修了。同年, 中国信息产业部郵電設計院入社。2004 年, 三重大学大学院工学研究科研究生。2005 年, 同大学大学院工学研究科電気電子工学専攻博士後期課程入学。OFDM 通信方式の同期方式に関する研究に従事。

山本 正明 2003 年, 三重大学工学部電気電子工学科卒業。2005 年, 同大学大学院博士前期課程修了。同年, 日立製作所(株)入社。在学中, OFDM 通信方式の同期方式に関する研究に従事。

内藤 克浩 1999 年, 慶應義塾大学理工学部電気工学科卒業。2001 年, 名古屋大学大学院博士課程前期課程修了。2004 年, 同大学院博士課程後期課程修了。同年, 三重大学工学部電気電子工学科助手。無線パケットネットワーク, 無線インターネット接続の研究に従事。博士(工学)。

森 香津夫 1986 年, 名古屋工業大学工学部情報工学科卒業。2000 年, 名古屋大学大学院博士課程後期課程修了。1986 年, 三洋電機(株)入社。1995~2000 年, (株)ワイ・アール・ビー移動通信基盤技術研究所出向。2000 年, 三重大学工学部助教授。移動通信システムのパケット伝送方式に関する研究に従事。博士(工学)。

小林 英雄 1977 年, 東北大学工学部通信工学科卒業。1977 年, 同大学院修士課程修了。同年, 国際電信電話(株)研究所入所。1988~1989 年, 国際海事衛星通信機構(インマルサット)出向。1997~1998 年, NEC (UK) 出向。1998 年, 三重大学教授。衛星通信システム, 移動通信システム等の伝送方式に関する研究に従事。工学博士。正会員。