高速移動環境における無線受信機の搬送波位相同期

實松 豊

[1] 九州大学 大学院システム情報科学研究院 情報学部門　〒 819–0395 福岡市西区元岡 744

あらまし　ディジタル無線通信では，受信機の局所発振器を受信信号の位相に同期させる必要がある．移動体通信におけるマルチパスは通信品質を劣化させる主要因であり，送受信間に複数の伝搬経路が存在すると，周波数選択性フェージングが生じる．このフェージングにより通信品質が低下するため，通信路歪みを補償するチャネル等化が不可欠である．近年の Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) では，これを周波数領域で補償している．本稿では，Orthogonal Time Frequency Space (OTFS) 通信におけるキャリア同期とチャネル等化について述べる．
キーワード 二重選択性フェージング通信路, 遅延・ドップラー推定

Carrier Phase Synchronization in Wireless Receivers under High-Mobility Environments

Yutaka Jitsumatsu

[1] Department of Informatics, Kyushu University
Motooka 744, Nishi-ku, Fukuoka, 819–0395 Japan

Abstract In digital wireless communications, the receiver's local oscillator must be synchronized with the phase of the received signal. Multipath propagation, a major cause of signal degradation, occurs when multiple transmission paths exist between the transmitter and receiver, leading to frequency-selective fading. To mitigate this effect, channel equalization is required. In modern Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems, such distortion is compensated in the frequency domain. This paper addresses carrier synchronization and channel equalization in Orthogonal Time Frequency Space (OTFS) communication systems.
Key words Doubly Selective Fading Channel, Delay-Doppler Estimation

1. はじめに

位相同期回路（Phase-Locked Loop; PLL）は，無線通信におけるパスバンド信号の受信に不可欠である．無線パスバンド受信器での位相同期は次のように行われる．基底帯域送信信号を $s_{\mathrm{B}}(t)$，搬送波周波数を f_{c} とすると，単一パスでの受信パスバンド信号は

$$r_{\mathrm{P}}(t) = A\, s_{\mathrm{B}}(t - t_{\mathrm{d}})\, \mathrm{e}^{j(2\pi f_{\mathrm{c}}(t-t_{\mathrm{d}})+\phi_0)} + z(t) \qquad (1)$$

で与えられる．ここで，A は減衰係数，t_{d} は伝搬遅延，ϕ_0 は初期位相，$z(t)$ は雑音である．式 (1) では位相雑音を無視し，位相が f_{c} に従い線形に増加すると仮定しているが，実際には微小変動を伴う．

基底帯域送信信号はシンボル間隔 T_{s} のもと

$$s_{\mathrm{B}}(t) = \sum_{n\in\mathcal{I}} c_n\, p_{\mathrm{T}}(t - nT_{\mathrm{s}}) \qquad (2)$$

と表される．OFDM では c_n はデータ X_n を逆フーリエ変換して得られる時間領域シンボル（および CP）に対応する．$\mathcal{I}$ は非ゼロシンボルのインデックス集

合である．$p_{\mathrm{T}}(t)$ は送信パルスで，帯域幅は概ね $1/T_{\mathrm{s}}$ であり，OFDM では矩形波，シングルキャリアでは帯域制限フィルタのインパルス応答となる．

受信器ではパスバンド信号を復調して基底帯域信号を得る．同期検波と非同期検波があるが，ここでは同期検波のみ扱う．多くの処理はディジタル化されるため，パスバンド信号から直接基底帯域を抽出するものとする．基底帯域受信信号は

$$r_{\mathrm{B}}(t) = \mathrm{LPF}\left[r_{\mathrm{P}}(t)\mathrm{e}^{-j2\pi f_{\mathrm{c}}t}\right] \tag{3}$$

$$= \int r_{\mathrm{P}}(t-\tau)\mathrm{e}^{-j2\pi f_{\mathrm{c}}(t-\tau)} p_{\mathrm{R}}(\tau)\,d\tau \tag{4}$$

であり，$p_{\mathrm{R}}(t)$ は帯域幅おおよそ $1/T_{\mathrm{s}}$ の LPF インパルス応答である．

アナログ処理が主流だった時代はキャリア同期が重要で，$2\pi f_{\mathrm{c}}t$ に対応する搬送波位相を送信側と一致させる必要があった．一方，現在は基底帯域信号を離散化し，ディジタル信号処理で位相補正を行う．すなわち，送信シンボル列 c_n の一部をパイロットとし，その集合を $\mathcal{P} \subset \mathcal{I}$ とする．受信信号 $r_{\mathrm{B}}(nT_{\mathrm{s}})$（$n \in \mathcal{P}$）の位相を基準に，周囲のデータシンボルの位相を補正する．

近年の移動通信では送信アンテナが直接見える見通し環境（LoS）は稀で，多くはレイリーフェージングで表される非見通し環境（NLoS）である．この場合は各パスで同期を取らず，通信路等化後の信号に対して位相補正を行う．

2. 二重選択性フェージング通信路モデルとチャネル等化

本発表では，著者が最近関心を持っている Orthogonal Time Frequency Space (OTFS) 変調におけるキャリア同期とチャネル推定について述べる．OTFS が対象とするのは，送受信器間に複数の伝搬パスが存在し，それぞれのパスが無視できないドップラー周波数をもつ場合である．このような通信路は遅延選択性と周波数選択性の両方を持つため，*doubly selective channel*（二重選択性フェージング通信路）と呼ばれる．このとき，基底帯域受信信号は

$$r_{\mathrm{B}}(t) = \sum_{p=0}^{P-1} A_p, s_{\mathrm{B}}(t - t_{\mathrm{d},p}), \mathrm{e}^{j2\pi f_{\mathrm{D},p}t} + z_{\mathrm{B}}(t) \tag{5}$$

で表される．ここで $A_p, t_{\mathrm{d},p}, f_{\mathrm{D},p}$ はそれぞれ p 番目パスの減衰，遅延，ドップラー周波数である．二重選択性フェージング通信路での等化は，周波数選択性通信路より困難である．周波数選択性通信路はチャネルを線形時不変 (LTI) と見なすことができ，受信信号のフーリエ変換は入力信号のフーリエ変換とチャネル周波数応答の積で表されるので等化が容易である．一方，二重選択性通信路では時間・周波数の両領域で畳み込みが生じ，演算量が増大する．このため，チャネルのスパース性を利用し，遅延–ドップラー領域で等化する手法が提案されている．

3. パルスレーダにおける遅延・ドップラー推定

OTFS チャネル推定を理解するには，まずパルスレーダでの遅延・ドップラー推定の原理が有効である．パルス幅 T_s，パルス繰り返し周期 $T = MT_s$ とし，送信基底帯域信号は

$$s_{\mathrm{B}}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} p_T(t - nT) \tag{6}$$

で表される．

簡単のため，無雑音，経路数を 1，遅延は T_s の整数倍とする．送信信号は周期的に N 個のパルスを送信するので，受信信号も周期的に N 個のパルスが観測される．サンプリング周期を T_s とする．受信サンプルを 1 行 M 個，合計 N 行に並べ二次元配列

$$\boldsymbol{R} = (r_{n,\ell}) = \left(r_{\mathrm{B}}\big((nM+\ell)T_s\big)\right) \tag{7}$$

を作る．信号は特定列（第 ℓ 列）に集中するので，これにより遅延の量が分かる．次に列方向にフーリエ変換するとドップラー位置にピークが現れる．列方向にフーリエ変換したものを $y_{k,\ell}$ とする．$\boldsymbol{Y} = (y_{k,\ell})$ を *range–Doppler map* と呼ぶ．そのピークのインデックス $\hat{k}, \hat{\ell}$ から $\hat{\imath}_{\mathrm{d}} = \hat{\ell}T_s, \quad \hat{f}_{\mathrm{D}} = \frac{\hat{k}}{NT}$ として遅延・ドップラーを推定できる．

ただし，遅延やドップラーが離散値に合わない場合，ピークは複数セルに分布しリークが生じる．本発表では，著者らが最近開発した，非整数の遅延・ドップラーの検出法を述べる [1].

参考文献

[1] Y. Jitsumatsu and L. Sun, “Two-Stage Prony-Based Estimation of Fractional Delay and Doppler Shifts in OTFS Modulation,” IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC2025), Sept. 2025.