

OFDM 通信方式を用いた衛星回線用シンボル同期と周波数同期法に関する検討

平岡 真太郎 (指導教員: 小林 英雄)
三重大学 工学部 電気電子工学科

1. まえがき

OFDM 通信方式を用いた衛星通信システムでは、非線形回線下における高精度なシンボル同期と周波数同期の確立が課題となっている。本稿では、これら問題を解決するために 2 個の低 PAPR プリアンブルシンボルを用いたシンボル同期法と周波数オフセット (CFO) 推定法を提案する。

2. シンボル同期法

従来法では、受信側で既知のプリアンブルシンボル (PS) を用いたシンボル同期法が利用されている。しかし、受信 PS が大きな CFO を含む場合には高精度な同期確立が困難になる問題があった。図 1 に提案方式の受信機構成を示す。提案法では、図 2 に示すように従来の PS の代わりに低 PAPR 特性の PS (LowPS) を利用する [1]。フレームの先頭に 2 つの LowPS を挿入することにより、非線形回線下においても高精度な同期確立が可能となる。LowPS の k サンプル目の送信時間軸信号を a_k とすると、周波数オフセット Δf が加わった受信 LowPS 信号 $r(k)$ は $a_k e^{j\frac{2\pi k \Delta f}{N}}$ で表される。ここで送信と受信 LowPS 信号に対して、1 サンプル遅延検波した信号 $R(k)$ と $r_d(k)$ を次式により求める。 N は IFFT ポイント数を示す。

$$R(k) = a_k \cdot a_{k-1}^* \quad (1)$$

$$r_d(k) = r(k) \cdot r^*(k-1) = a_k \cdot a_{k-1} e^{j\frac{2\pi \Delta f}{N}} \quad (2)$$

式 (1)(2) を用いて、相互相関を次式によって計算する。

$$\eta(d) = \left| \sum_{k=1}^N R(k) \cdot r_d^*(k+d) \right| = \left| \sum_{k=1}^N a_k \cdot a_{k+d}^* \cdot a_{k-1} \cdot a_{k+d+1}^* \right| \quad (3)$$

式 (3) より、 Δf の影響を受けずに、図 2 (b) からわかるように LowPS の振幅 $|a_k|$ が一定値 A とすると、 $d=0$ で最大振幅 $\eta(0) = NA^4$ が得られ、高精度なシンボル同期が可能となる。

3. 周波数同期法

従来方式では、 Δf を有する 2 シンボル間の位相差が π 以下である必要があり、衛星回線で発生するような大きな CFO は推定することが困難であった。提案法は、粗推定とファイン推定により大きな CFO を高精度に推定し、連続モード通信で問題となる残留周波数オフセット (RFO) を逐次補償することを特徴とする。粗推定では、大きな CFO を粗推定し、位相差が $\pm\pi$ 以下となる Δf_1 を推定する。 Δf が加わった受信 LowPS 信号 a_k は次式のように表される。但し、 θ_k は LowPS 信号の位相を示す。

$$a_k = |a_k| e^{j(\frac{2\pi k \Delta f}{N} + \theta_k)} \quad (4)$$

また、受信側で既知の LowPS 信号の複素共役を取った $a_k^* = |a_k| e^{-j\theta_k}$ を乗積して得られる信号は、振幅が一定値 A とすると、次式に示すように Δf を有する単一トーン信号となる。

$$a_k \cdot a_k^* = A^2 e^{j\frac{2\pi k \Delta f}{N}} \quad (5)$$

式 (5) を周波数軸信号に変換すると、 Δf に相当するサンプル点で振幅スペクトラムが最大となる。このサンプル番号から、 Δf_1 の粗推定が可能となる。次に、粗推定された Δf_1 に対して、従来法である 2 個の PS 間の位相差を用いて Δf_2 が推定可能となる。

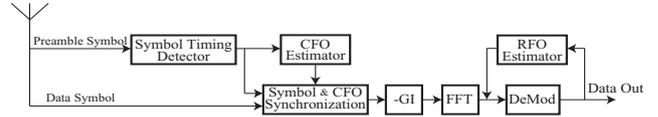


図 1 提案方式の受信機構成。

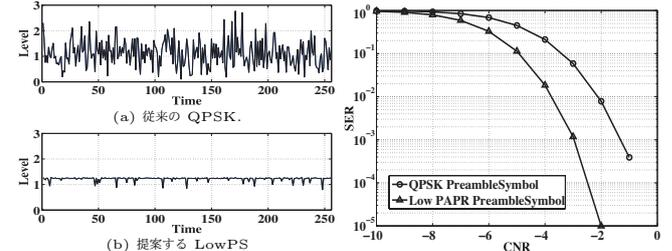


図 2 PS の時間軸信号。

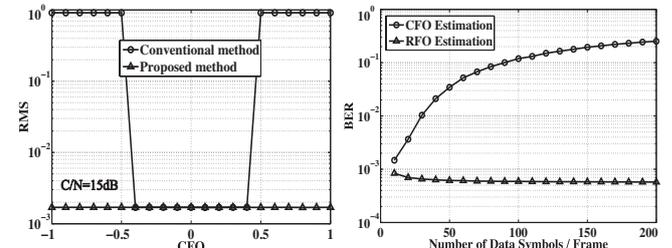


図 3 CNR に対する SER 特性。

図 4 CFO に対する RMS 特性。 図 5 フレーム長に対する BER 特性。

第 1, 2 ステップで推定された $(\Delta f_1 + \Delta f_2)$ を用いて補償された受信データ信号の周波数軸信号 $D(m, n)$ は次式で表される。

$$D(m, n) = A(m, n) e^{j\frac{2\pi \Delta f_r}{N} m(N+Ng)} \quad (6)$$

Δf_r は $\Delta f - (\Delta f_1 + \Delta f_2)$ RFO, $A(m, n)$ は周波数軸上のデータ情報, m と n はフレーム内のシンボル番号とデータサブキャリア番号, Ng はガードインターバルを示す。式 (6) より、RFO によるデータの位相回転量はシンボル番号 m に依存しており、フレーム長が長くなると位相回転量が大きくなり BER 特性が大幅に劣化することが分かる。これに対して、式 (6) より受信データシンボルと復調データとの間の位相回転量の平均値から RFO を 1 フレームに亘って逐次的に補償可能となる。

4. シミュレーション結果

図 3 に CNR に対するシンボル同期誤り率 (SER) 特性を示す。図より、提案した LowPS が従来の QPSK を用いた PS よりも優れた SER 特性を示していることが分かる。図 4 に CFO を変化させた時の推定精度 (RMS) を示す。図より、従来法では位相差が π を超えたとき CFO 推定精度が大幅に劣化するが、提案法では大きな CFO でも高精度の推定が可能となっている。図 5 にフレーム長に対する BER 特性を示す。図より、フレーム長が長くなっても提案した RFO 補償法により優れた BER 特性が得られることが分かる。

5. まとめ

本稿では LowPS を用いた、衛星回線用シンボル同期と周波数同期法を提案し、シミュレーション結果より提案法の有効性を実証した。

参考文献

[1] 前川他, 2016 年電気関係学会東海支部連合大会, H4-1, 2016 年 9 月。