

# 周波数領域等化を用いるシングルキャリア伝送における PLL 位相雑音推定・補償の誤り率特性

## B-5 BER Performance of PLL Phase Noise Estimation and Compensation for Single-Carrier Transmission Using Frequency Domain Equalization

福原 怜<sup>†</sup> 青野 佳奈<sup>†</sup> 佐和橋 衛<sup>†</sup>

Ren FUKUHARA<sup>†</sup> Kana AONO<sup>†</sup> Mamoru SAWAHASHI<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 東京都市大学 知識工学部 情報通信工学科

<sup>†</sup> Faculty of Knowledge Engineering, Tokyo City University

### 1. はじめに

マイクロ波無線バックホールでは、直接波に地面からの反射波が合成されるためマルチパスフェージングの等化、及び発振器の位相雑音の推定・補償が必要である[1]. 本稿では、シングルキャリアにおけるマルチパスフェージングに起因する波形歪みを等化する周波数領域等化(FDE: Frequency Domain Equalization)[2]を用いた場合の位相同期ループ(PLL: Phase Locked Loop)を用いる位相雑音推定・補償を行ったときのビット誤り率(BER)を計算機シミュレーションにより評価する.

### 2. 送信部構成

送信部では、情報ビットを 256QAM 変調マッピングする.  $N_D$  シンボルから構成される複数の情報シンボルブロック間に位相雑音及びチャネル応答推定用の  $N_{PL}$  シンボルから構成されるパイロットシンボルブロックを周期的に多重した. 各ブロックの先頭には、 $N_{CP}$  シンボルの Cyclic Prefix (CP)を挿入した. マルチパスフェージングチャネルモデルには Rummler フェージングモデル[3]を用いた. 位相雑音は、Single-Pole Single-Zero (SPSZ) モデルで生成した[4].

### 3. 受信部構成

図 1 に受信部構成を示す. フーリエ変換(FFT)及び逆フーリエ変換(IFFT)のサンプル数を  $N_{FFT}$  とし、 $N_{PL} = N_D = N_{FFT}$  に設定した.

#### 3.1. パイロットシンボルを用いる位相雑音推定・補償

FDE 処理前にパイロットシンボルを用いて(PSA: Pilot Symbol Assisted)位相雑音を推定・補償した. パイロット信号を用いて推定した位相雑音を  $N_{PL} + N_{CP}$  シンボル区間で同相加算平均化し、この位相雑音推定値を用いて、後続の情報シンボルの位相雑音を補償した.

#### 3.2. FDE

PSA 位相雑音補償後の時間領域信号を FFT により、周波数領域信号に変換した. パイロットシンボルを用いて周波数領域の各サンプル位置のチャネル応答を推定した. 推定したチャネル応答を用いて各サンプル位置の平均 2 乗誤差最小(MMSE: Minimum Mean Square Error)規範の等化ウエイトを生成し、各サンプル位置の受信信号に乗算した.

#### 3.3. PLL 位相雑音推定・補償

FDE 処理後の時間領域信号  $\tilde{r}(l)$  の PLL 位相雑音推定・補償後の位相  $\hat{\theta}_e(l)$  を次式で表す.

$$\hat{\theta}_e(l) = \hat{\theta}_e(l-1) + K_P \left\{ W_{PLL} \cdot \arg \left( \frac{\tilde{r}(l-1)}{\hat{s}(l-1)} \right) - \hat{\theta}_e(l-1) \right\} \quad (1)$$

式(1)において、 $W_{PLL}$  は重み付き係数を示す. また  $\hat{s}(l)$  は、誤り訂正復号部出力ビットを QAM マッピングした後のシンボルを示す. 低密度パリティチェック(LDPC)符号を用いた場合、 $\hat{s}(l)$  の BER は  $10^{-7}$  程度に高品質であるため[5]、本稿では  $\hat{s}(l)$  の理想推定を仮定した.  $K_P$  は PLL の等価雑音ループ帯域幅から決まる定数である.

PLL 位相雑音補償後の 256QAM シンボルをデマッピングして送信ビットを再生した.

### 4. 計算機シミュレーション結果

図 2 に  $N_{FFT}$  をパラメータにしたときの受信 SNR に対する BER 特性を示す. シンボルレートは 24 Msps とした. Rummler フェージングのシンボルレートで正規化したノッチ周波数は  $f_N = 0.0$  (送信帯域の中央)、ノッチ深さは  $\rho = -10\text{dB}$  とした. 図より、 $N_{FFT}$  が小さい場合には、FDE の等化性能の劣化に起因して BER が劣化している. 一方、 $N_{FFT}$  が 512 の場合には、PSA 位相雑音推定・補償の残留位相誤差が大きいため、PLL 位相雑音推定・補償を用いても充分位相雑音を補償できていない. FDE の等化誤差と PLL 位相雑音推定・補償の残留位相雑音のトレードオフの関係から、 $N_{FFT}$  が 64, 128 のときに最も良好な BER が実現できている.

### 5. まとめ

本稿では、シングルキャリア伝送において FDE を用いた場合に、PLL 位相雑音推定・補償を行ったときに、FFT のサンプル数が 64, 128 のときに最も良好な BER が実現できることを示した.

### 文献

[1]N. Kamiya and E. Sasaki, *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 61, no. 10, pp.4369-4380, Oct. 2013. [2]D. Falconer, *et al.*, *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 4, pp. 58-66, April 2002. [3]W. D. Rummler, *BSTJ* vol.58, no.5, pp.1037-1072, 1979. [4]C.-S. Choi, *et al.*, *IEEE document 802.15-06-0477-01-003c*, Nov. 2006. [5]青野ら, RCS 研究会, 2020 年 3 月.

### 謝辞

御指導頂いた NEC の神谷典史氏に深謝いたします.

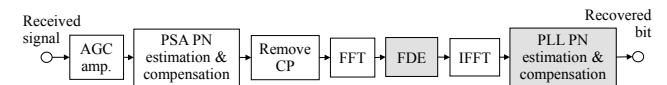


図 1 FDE 及び PLL 位相雑音推定・補償を用いる受信機構成

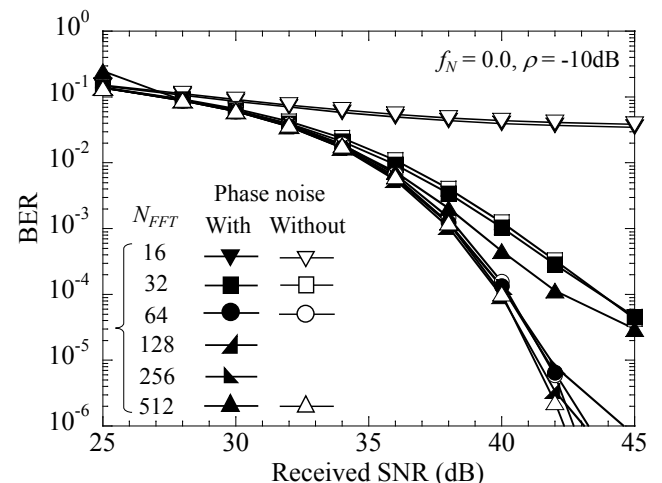


図 2 FDE 及び PLL 位相雑音推定・補償を用いたときの受信 SNR に対する BER 特性