Tỉ lệ lỗi bit của hệ thống DCO-OFDM qua kênh truyền phản xạ khuếch tán

- **Đặng Lê Khoa**
- **Huỳnh Quốc Anh**
- **Nguyễn Vũ Linh**
- **Nguyễn Hữu Phương**

  Trường Đại học Khoa học Tự nhiên, ĐHQG-HCM
- **Hiroshi Ochi**

  Kyushu Institute of Technology, Japan

TÓM TẮT

Kỹ thuật thêm điện thế nền DC cho tín hiệu OFDM được gọi là DCO-OFDM được sử dụng phổ biến trong hệ thống truyền thông không dây quang. Trong bài báo này, chúng tôi lần đầu tiên trình bày phương pháp xác định tỉ lệ lỗi bit (BER) cho hệ thống DCO-OFDM qua kênh truyền phản xạ khuếch tán bằng phương pháp số. Phương trình xác định tỉ lệ lỗi bit dựa trên phân tích hàm mật độ xác xuất của với giải định kênh truyền có phân phố Rician. Mô hình mô phỏng được đề xuất, và kết quả mô phỏng cho thấy phù hợp với phân tích lý thuyết.

Từ khóa: *DCO-OFDM, không dây quang, tỉ lệ lỗi bit, phản xạ khuếch tán*

MỞ ĐẦU

Truyền thông không dây quang là một ứng viên tiềm năng cho mạng truyền thông không dây thế hệ thứ 5 (5G) [1]. Hiện nay, nhiều hệ thống không dây quang đang được đầu tư nghiên cứu và có thể đạt tới tốc độ vài trăm Mb/s [2]. Đường truyền không dây quang bị suy hao và phản xạ khuếch tán (diffuse reflection) tương tự như hiện tượng truyền đa đường trong truyền sóng điện từ. Khi đó, kỹ thuật OFDM được sử dụng để gửi luồng dữ liệu ở tốc độ cao. Do tín hiệu đặt vào các LED phải thực và không âm, nên kỹ thuật OFDM cần phải có những cải tiến. Nhiều kỹ thuật được đề xuất như cộng thêm điện thế nền một chiều (DCO-OFDM), xén đối xứng (ACO-OFDM), phân cực vòng (CPO-OFDM), và sắp xếp các dữ liệu để tạo tín hiệu đơn cực (U-OFDM) [3, 4]. Trong đó, hai kỹ thuật được quan tâm là DCO-OFDM do cấu trúc đơn giản và ACO-OFDM do hiệu suất sử dụng công suất cao. Các nghiên cứu trước đây đã quan tâm đến chất lượng, tốc độ, dải động, và dạng tín hiệu của hệ thống OFDM không dây quang [5-7]. Phần lớn nghiên cứu này tập trung vào kênh truyền AWGN. Tuy nhiên, kênh truyền không dây quang trong thực tế sẽ bị ảnh hưởng của phản xạ khuếch tán [8-11]. Hiện nay, có nhiều đề xuất khác nhau cho mô hình kênh truyền quang không dây. Đối với môi trường truyền trong nhà, phân bố Rician có thể được sử dụng để mô hình kênh không dây quang [12]. Bài báo này tập trung xây dựng các phương trình xác định tỉ lệ lỗi bit bằng phương pháp số cho hệ thống DCO-OFDM qua kênh truyền phản xạ khuếch tán.

MÔ HÌNH HỆ THỐNG

Gọi $D(i)$ là các bit dữ liệu đầu vào, các bit này sẽ ánh xạ chòm sao thành ký hiệu $X(k)$. Các ký hiệu phức được tạo ra từ chòm sao M-PAM, BPSK, QPSK hoặc M-QAM sẽ được ghép thành một cấu trúc nhất định $\mathbf{X}_{\text{fame}}$. Do tín hiệu miền thời gian được sử dụng để điều chỉnh cường độ của LED nên các tín hiệu này phải thực và dương trước khi điều chỉnh cường độ LED [13].

Có nhiều phương pháp để tạo tín hiệu thực và không âm. Phương pháp thêm DC khá phổ biến. Tất cả sóng mang đều được điều biến trừ tần số bằng không, tần số này sẽ là điện thế nền DC. Tín hiệu này sẽ bị xén phần âm để trở thành dạng đơn cực và thực hiện điều biến cường độ để tạo thành sóng quang [14]. Vì tín hiệu OFDM có tỉ số PAPR cao nên yêu cầu điện thế DC γ_{dc} đủ lớn. Trong thực tế, tín hiệu này được xén bớt để giảm điện thế DC. Công suất tín hiệu ở miền quang $\mathcal{P}_{s(opt)}$ phụ thuộc vào công suất nền $\mathcal{P}_{Tx,bias}$ bởi phương trình:

$$\mathcal{P}_{s(opt)} = \mathcal{P}_{Tx,bias} = \gamma_{dc}^2 \quad (1)$$

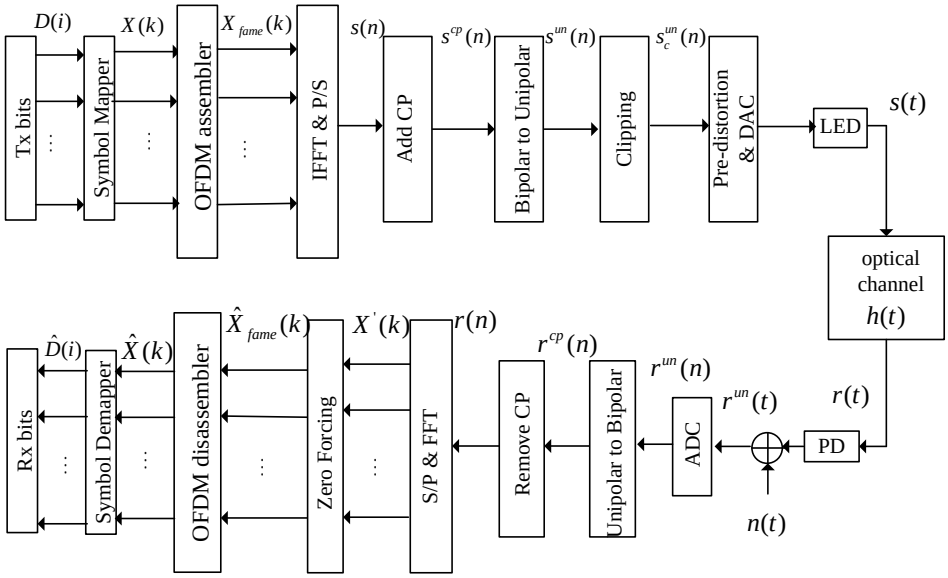
Tín hiệu sau khi ghép theo một cấu trúc DCO-OFDM được thực hiện biến đổi Fourier rời rạc ngược (IFFT) để tạo thành tín hiệu ở miền thời gian. Sau đó, khoảng tiền tố vòng được thêm vào để đảm bảo tín hiệu không bị can nhiễu liên ký hiệu (ISI). Khối chuyển từ lưỡng cực sang đơn cực ở hệ thống DCO-OFDM là thêm một điện thế DC trước khi xén các phần âm của tín hiệu. Để đảm bảo tín hiệu vào nằm trong dải hoạt động của LED (light-emitting diode), các tín hiệu này được xén bởi một ngưỡng xác định. Ảnh hưởng của xén đến đầu thu bằng cách giả sử tín hiệu $s_c^{un}(n)$ được chuyển thành lưỡng cực $s_c^{bi}(n)$. Lúc này, tín hiệu phát được biểu diễn bởi phương trình [6]:

$$s_c^{bi}(n) = \alpha s^{cp}(t) + d_c(t), \quad (2)$$

với $\alpha = \mathcal{R}_{s_c^{bi}s^{cp}}(0) / \mathcal{R}_{s^{cp}s^{cp}}(0)$, $\mathcal{R}_{s_c^{bi}s^{cp}}$ là hàm tương quan chéo của tín hiệu s_c^{bi} và s^{cp}, $\mathcal{R}_{s^{cp}s^{cp}}$ là hàm tự tương quan của tín hiệu s^{cp} với độ dịch thời gian là 0, $d_c(t)$ là thành phần méo dạng do xén. Đồng thời do hàm chuyển của LED là không tuyến tính với tín hiệu vào, nên bộ tiền méo dạng được sử dụng để đảm bảo sự tuyến tín của tín hiệu ra $s(t)$ so với tín hiệu hiệu vào $s_c^{un}(n)$ [15]. Tín hiệu ra với ảnh hưởng của xén được diễn bởi phương trình [6]:

$$s(t) = s_c^{un}(t) + \mathcal{P}_{Tx,bias}, \quad (3)$$

với $\mathcal{P}_{Tx,bias}$ là công suất nền của LED. Dữ liệu số được qua bộ chuyển đổi số sang tương tự (DAC) để tạo thành tín hiệu tương tự và điều khiển cường độ sáng của LED. Các DAC được thiết lập sao cho đầu ra phù hợp với phạm vi hoạt động của LED. Hệ thống OFDM không dây quang được mô tả như Hình 1.



Hình 1. Mô hình hệ thống OFDM không dây quang

Tại đầu thu, $r^{un}(t)$ là dòng tức thời sau photodetector và tỉ lệ thuận với tổng công suất thu được:

$$r^{un}(t) = R_{PD}s(t) * h(t) + n(t), \quad (4)$$

với R_{PD} là đáp ứng của photodetector, $*$ là tích chập, $h(t)$ là đáp ứng của kênh truyền quang, $n(t)$ là nhiễu nhiệt và nhiễu từ các nguồn khác được giả định là nhiễu AWGN. $h(t)$ có thể mô hình bởi phân bố dạng Rician gồm đường truyền thẳng và đường phản xạ khuếch tán [12, 16]. Tín hiệu $r^{un}(t)$ được lấy mẫu để chuyển sang số $r^{un}(n)$. Sau đó, tín hiệu này được chuyển thành tín hiệu lưỡng cực và loại tiền tố vòng. Dữ liệu sau khi biến đổi FFT được cho bởi:

$$X'(f) = R_{PD}H(f)S(f) + N(f), \quad (5)$$

với $H(f)$, $S(f)$, $N(f)$ là biến đổi Fourier của $h(t)$, $s(t)$ và $n(t)$. Giả sử, ở đầu thu ước lượng chính xác kênh truyền, tín hiệu ở đầu thu được tách bằng thuật toán ép không (ZF) như phương trình:

$$\hat{\mathbf{X}} = S(f) + \left(R_{PD}H(f)\right)^{-1} N(f). \quad (6)$$

Các ký hiệu mang thông tin $\hat{X}(k)$ có được bằng cách chọn các vị trí mang thông tin theo cấu trúc DCO-OFDM.

TỈ LỆ LỖI BIT CỦA HỆ THỐNG DCO-OFDM

Do giới hạn công suất LED phát cũng như để bảo vệ mắt, các tín hiệu DCO-OFDM trong hệ thống không dây quang bị xén bởi một hàm được mô tả bởi:

$$p_{DCO}(x) = \begin{cases} A_{bot}^{DCO}, & x < A_{bot}^{DCO} < 0 \\ x, & A_{bot}^{DCO} \le x \le A_{top}^{DCO} \\ A_{top}^{DCO}, & x > A_{top}^{DCO} \end{cases}, \quad (7)$$

với A_{bot}^{DCO} là ngưỡng xén dưới của tín hiệu, x là tín hiệu OFDM tức thời, và A_{top}^{DCO} là ngưỡng xén trên của tín hiệu. Hàm phân bố của tín hiệu DCO-OFDM cũng giống như tín hiệu thông thường và tuân theo phân bố Gaussian được diễn tả bởi phương trình:

$$f_{DCO}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\mathcal{P}_s^{DCO}}} e^{-\frac{x^2}{2\mathcal{P}_s^{DCO}}}, \quad (8)$$

với $\mathcal{P}_s^{DCO}$ là công suất trung bình của tín hiệu DCO-OFDM và được xác định bởi:

$$\mathcal{P}_s^{DCO} = \frac{(N-2)}{N}\mathcal{P}_s \ . \quad (9)$$

Định lý Bussgang [17] được sử dụng để phân tính cho hệ thống DCO-OFDM gồm hệ số tương quan α_{DCO}, công suất sau khi xén tín hiệu $\mathcal{P}_c^{DCO}$, và công suất méo dạng $\mathcal{D}_c^{DCO}$. Giá trị α lúc này sẽ là:

$$\alpha = \frac{1}{\mathcal{P}_s^{DCO}} \int_{-\infty}^{\infty} x p_{DCO}(x) \frac{1}{\sqrt{2\pi\mathcal{P}_s^{DCO}}} e^{-\frac{x^2}{2\mathcal{P}_s^{DCO}}} dx. \quad (10)$$

Tích phân trên có thể được tách thành ba tích phân:

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{2\pi\mathcal{P}_s^{DCO}}} \left[\begin{array}{l} \int_{-\infty}^{A_{bot}^{DCO}} x A_{bot}^{DCO} \frac{1}{\mathcal{P}_s^{DCO}} e^{-\frac{x^2}{2\mathcal{P}_s^{DCO}}} dx + \int_{A_{bot}^{DCO}}^{A_{top}^{DCO}} x^2 \frac{1}{\mathcal{P}_s^{DCO}} e^{-\frac{x^2}{2\mathcal{P}_s^{DCO}}} dx \\ + \int_{A_{top}^{DCO}}^{\infty} x A_{top}^{DCO} \frac{1}{\mathcal{P}_s^{DCO}} e^{-\frac{x^2}{2\mathcal{P}_s^{DCO}}} dx \end{array} \right]. \quad (11)$$

Sử dụng phương pháp tích phân từng phần và đổi biến số, giá trị α được xác định bởi:

$$\alpha = \frac{1}{2} erfc(\gamma_{bot}) - \frac{1}{2} erfc(\gamma_{top}), \quad (12)$$

với $\gamma_{bot} = A_{bot} / \sqrt{2\mathcal{P}_s^{DCO}}$ và $\gamma_{top} = A_{top} / \sqrt{2\mathcal{P}_s^{DCO}}$.

Công suất tín hiệu sau khi xén được tính bởi phương trình (19).

$$\mathcal{P}_c^{DCO} = VAR(s_c^{un}(n)) = \left\langle s_c^{un}(n)^2 \right\rangle - \left\langle s_c^{un}(n) \right\rangle^2, \quad (13)$$

$$\mathcal{P}_c^{DCO} = \int_{-\infty}^{\infty} \left| p^{DCO}(x) \right|^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi\mathcal{P}_s^{DCO}}} e^{-\frac{x^2}{2\mathcal{P}_s^{DCO}}} dx - \left[\int_{-\infty}^{\infty} p^{DCO}(x) \frac{1}{\sqrt{2\pi\mathcal{P}_s^{DCO}}} e^{-\frac{x^2}{2\mathcal{P}_s^{DCO}}} dx \right]^2. \quad (14)$$

Sử dụng các phương pháp tính tích phân từng phần và đổi biến số, $\mathcal{P}_c^{DCO}$ được xác định

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_c^{DCO} &= \gamma_{bot}^2 erfc(-\gamma_{bot}) + \frac{\gamma_{bot}}{\sqrt{\pi}} e^{(-\gamma_{bot}^2)} - \frac{\gamma_{top}}{\sqrt{\pi}} e^{(-\gamma_{top}^2)} + \frac{1}{2} erfc(\gamma_{bot}) - \frac{1}{2} erfc(\gamma_{top}) \\ &+ \gamma_{top}^2 erfc(\gamma_{top}) - \frac{1}{2}\gamma_{bot} erfc(-\gamma_{bot}) + \frac{1}{\pi}\left[e^{(-\gamma_{bot}^2)} - e^{(-\gamma_{top}^2)} \right] + \gamma_{top} erfc(\gamma_{bot}). \end{aligned} \quad (15)$$

Công suất méo dạng do xén trong hệ thống DCO-OFDM là:

$$\mathcal{D}_c^{DCO} = \mathcal{P}_c^{DCO} - \alpha^2 \mathcal{P}_s^{DCO} = G^{DCO} \mathcal{P}_s^{DCO}, \quad (16)$$

với G^{DCO} được xác định:

$$\begin{aligned} G^{DCO} &= \gamma_{bot}^2 erfc(-\gamma_{bot}) + \frac{\gamma_{bot}}{\sqrt{\pi}} e^{(-\gamma_{bot}^2)} - \frac{\gamma_{top}}{\sqrt{\pi}} e^{(-\gamma_{top}^2)} + \frac{1}{2} erfc(\gamma_{bot}) - \frac{1}{2} erfc(\gamma_{top}) \\ &+ \gamma_{top}^2 erfc(\gamma_{top}) - \frac{1}{2}\gamma_{bot} erfc(-\gamma_{bot}) + \frac{1}{\pi}\left[e^{(-\gamma_{bot}^2)} - e^{(-\gamma_{top}^2)} \right] + \gamma_{top} erfc(\gamma_{bot}) - \alpha^2. \end{aligned} \quad (17)$$

Chất lượng của hệ thống phụ thuộc vào tỉ số công suất tín hiệu trên công suất nhiễu do méo dạng và công suất nhiễu AWGN như sau [6]:

$$SNDR_{DCO} = \frac{\alpha^2 \mathcal{P}_{s(elec)} / G_B}{D_c^{DCO} + \frac{G_B \mathcal{N}}{R_{PD} h^2 G_{DC}}}, \quad (18)$$

với $\mathcal{P}_{s(elec)}$ là công suất điện, G_B là độ lợi về băng thông, G_{DC} là suy hao công suất có ích do thêm điện thế nền $P_{Tx,bias}$. Trong hệ thống DCO-OFDM, hệ số G_{DC} được xác định bởi:

$$G_{DC} = \frac{\mathcal{P}_{s(elec)}}{\mathcal{P}_{s(elec)} + \gamma_{dc}^2} . \quad (19)$$

Khi đó, nếu giả sử kênh truyền chỉ có đường LOS, nhiễu của hệ thống chỉ là AWGN. Lúc này, kênh truyền h là hằng số và có thể giả định $R_{PD}h^2$=1. Tỉ lệ lỗi bit của hệ thống được xác định qua tỉ số tín hiệu trên nhiễu và méo dạng SNDR do xén được xác định bởi:

$$\begin{aligned} SNDR_{DCO} &= \frac{\alpha^2 \mathcal{P}_s^{DCO}}{D_c^{DCO} + \frac{G_B \mathcal{N}}{G_{DC}}} \\ &= \frac{\alpha^2 \mathcal{P}_s^{DCO}}{G^{DCO} \mathcal{P}_s^{DCO} + \frac{G_B \mathcal{N}}{G_{DC}}}. \end{aligned} \quad (20)$$

Nếu gọi η là tỉ số tín hiệu trên nhiễu và méo SNDR tức thời sau khi qua kênh truyền có đáp ứng $h(t)$ và nhiễu cộng, η sẽ có dạng:

$$\eta = \frac{\alpha^2 \mathcal{P}_s^{DCO} p_c}{p_c \mathcal{D}_c^{DCO} + \frac{G_B \mathcal{N}}{G_{DC}}} = \frac{\alpha^2 p_c}{p_c \frac{\mathcal{D}_c^{DCO}}{\mathcal{P}_s^{DCO}} + \frac{G_B \mathcal{N}}{G_{DC} \mathcal{P}_s^{DCO}}} = g_\eta(p_c), \quad (21)$$

với $p_c = |h(t)|^2$ là công suất tức thời của tín hiệu. Tỉ số tín hiệu trên nhiễu của hệ thống được xác định:

$$\frac{\mathcal{P}_s^{DCO}}{\mathcal{N}} = \frac{E_s}{N_0} = \log_2(M) \frac{E_b}{N_0}, \quad (22)$$

với M là số mức điều biến, và E_b / N_0 là tỉ số năng lượng bit trên năng lượng nhiễu của kênh truyền AWGN khi chưa xén. η được viết lại như sau:

$$\eta = \frac{\alpha^2 p_c}{p_c G^{DCO} + \frac{G_B N_0}{G_{DC} E_s}}. \quad (23)$$

Tỉ lệ lỗi bit của hệ thống phụ thuộc vào hàm mật độ xác suất của tín hiệu bị xén qua kênh truyền. Hàm này có thể được tính bằng cách sử dụng bổ đề được đề xuất bởi [18]. Trước hết, biến thành p_c một hàm của $g(\eta)$:

$$p_c = \frac{\eta}{\frac{G_{DC} E_S}{G_B N_0}(\alpha^2 - G^{DCO} \eta)} = g_{p^c}(\eta). \quad (24)$$

Do p_c là công suất tức thời ($p_c > 0$) nên điều kiện của η là $0 \le \eta \le \alpha^2 / G^{DCO}$. Hàm mật độ xác suất của η được cho bởi:

$$f_\eta(\eta) = f_{p_c}\left[g_{p^c}(\eta) \right] \left[\frac{dg_{p^c}(\eta)}{d\eta} \right], \quad 0 \le \eta \le \frac{\alpha^2}{G^{DCO}}. \quad (25)$$

với f_{p_c} là hàm mật độ xác xuất của p_c. Trong hệ thống truyền thông không dây quang, p_c có thể được mô hình theo phân bố Rician nên f_{p_c} cho bởi phương trình:

$$f_{p_c}(p_c) = \frac{(K+1)}{\mathcal{P}_r} e^{-\left[\frac{(K+1)p_c}{\mathcal{P}_r} + K \right]} I_0\left(2\sqrt{p_c} \sqrt{\frac{K(K+1)}{\mathcal{P}_r}} \right), \quad (26)$$

với K là tỉ số của đường LOS với các đường NLOS, I_0 là hàm Bessel bậc 0 loại 1, và P_r là công suất trung bình của kênh truyền. Hàm mật độ xác suất của η khi qua kênh truyền Rician:

$$f_\eta(\eta)=\frac{\alpha^2(K+1)}{\mathcal{P}_r\dfrac{G_{DC}E_S}{G_BN_0}\left(\alpha^2-G^{DCO}\eta\right)^2}e^{-\left[\frac{(K+1)\eta}{\mathcal{P}_r\frac{G_{DC}E_S}{G_BN_0}\left(\alpha^2-G^{DCO}\eta\right)}+K\right]}I_0\left(2\sqrt{\frac{\eta K(K+1)}{\mathcal{P}_r\dfrac{G_{DC}E_S}{G_BN_0}\left(\alpha^2-G^{DCO}\eta\right)}}\right), \tag{27}$$

với $0\le\eta\le\dfrac{\alpha^2}{G^{DCO}}$. Tỉ lệ lỗi bit qua kênh truyền có hàm mật độ xác suất $f_\eta(\eta)$ được tính bằng công thức [19]:

$$BER=\int_0^\infty BER_{AWGN}(\eta)\,f_\eta(\eta)\,d\eta. \tag{28}$$

Tỉ lệ lỗi bit của hệ thống DCO-OFDM được xác định bằng cách thay $f_\eta(\eta)$ vào phương trình trên.

$$BER=\int_0^{\frac{\alpha^2}{G}}\left\{BER_{AWGN}(\eta)\frac{\alpha^2(K+1)}{\mathcal{P}_r\dfrac{G_{DC}E_s}{G_BN_0}\left(\alpha^2-G^{DCO}\eta\right)^2}e^{-\left[\frac{(K+1)\eta}{\mathcal{P}_r\frac{G_{DC}E_s}{G_BN_0}\left(\alpha^2-G^{DCO}\eta\right)}+K\right]}\right.$$
$$\left.\times I_0\left(2\sqrt{\frac{\eta K(K+1)}{\mathcal{P}_r\dfrac{G_{DC}E_s}{G_BN_0}(\alpha^2-G^{DCO}\eta)}}\right)\right\}d\eta. \tag{29}$$

Thực hiện thay hàm Bessel cải tiến, phương trình trên được viết lại như sau:

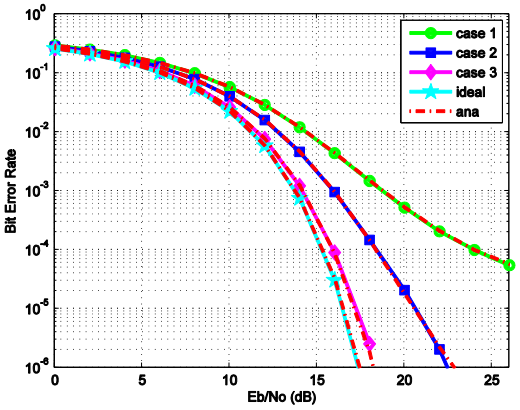
$$BER_{DCO}=\int_0^{\frac{\alpha^2}{G}}\left\{BER_{AWGN}(\eta)\frac{\alpha^2(K+1)}{\mathcal{P}_r\dfrac{G_{DC}E_s}{G_BN_0}\left(\alpha^2-G^{DCO}\eta\right)^2}e^{-\left[\frac{(K+1)\eta}{\mathcal{P}_r\frac{G_{DC}E_s}{G_BN_0}\left(\alpha^2-G^{DCO}\eta\right)}+K\right]}\right.$$
$$\left.\times\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}e^{2\sqrt{\frac{\eta K(K+1)}{\mathcal{P}_r\frac{G_{DC}E_s}{G_BN_0}(\alpha^2-G^{DCO}\eta)}}\cos u}\right\}du\,d\eta. \tag{30}$$

Để xác định tỉ lệ lỗi bit bằng phương pháp số, tỉ lệ lỗi bit qua kênh truyền AWGN được thay bằng phép tính tích phân. Khi đó, tỉ lệ lỗi bit được xác định thông qua phép tính tích phân 3 lớp. Điều này có thể thực hiện dễ dàng bằng sự hỗ trợ của các phần mềm hiện nay [20]. Thí dụ, tỉ lệ lỗi bit tín hiệu QPSK $(M=4)$ được xác định bởi phương trình:

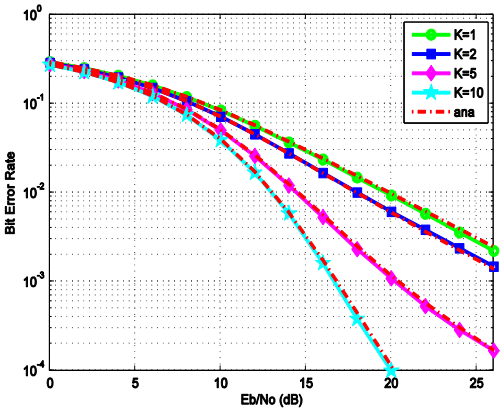
$$BER_{DCO}^{QPSK}=\int_{0}^{\frac{\alpha^2}{G}}\int_{-\pi}^{\pi}\int_{\sqrt{\frac{\eta}{2}}}^{\infty}\left\{\frac{1}{2\pi\sqrt{\pi}}\frac{\alpha_{DCO}^2(K+1)}{\mathcal{P}_r\frac{2G_{DC}E_b}{G_BN_0}\left(\alpha_{DCO}^2-G^{DCO}\eta\right)^2}\times e^{-\left[t^2+\frac{(K+1)\eta}{\mathcal{P}_r\frac{2G_{DC}E_b}{G_BN_0}\left(\alpha_{DCO}^2-G^{DCO}\eta\right)}+K\right]+2\sqrt{\frac{\eta K(K+1)}{\mathcal{P}_r\frac{2G_{DC}E_b}{G_BN_0}(\alpha_{DCO}^2-G^{DCO}\eta)}}cosu}\right\}dtdud\eta. \quad (31)$$

KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Hệ thống sử dụng 1024 sóng mang con, trong đó số sóng mang chứa thông tin là 511, khoảng bảo vệ là 2. Hình 2 là BER của hệ thống DCO-OFDM qua kênh truyền AWGN với các hệ số xén khác nhau. Trường hợp lý tưởng, hệ thống có các hệ số xén là $\gamma_{bot}=-\infty$ và $\gamma_{top}=\infty$. Trường hợp thứ nhất (case 1), thứ hai (case 2), và thứ ba (case 3) hệ thống có các hệ số xén tương ứng là $\gamma_{bot}=-1,02$ và $\gamma_{top}=8,2$, $\gamma_{bot}=-1,35$ và $\gamma_{top}=4,73$, $\gamma_{bot}=-2,25$ và $\gamma_{top}=2,25$. Trong đó, trường hợp thứ 3 được xem là trường hợp lý tưởng trong thực nghiệm. Kết quả mô phỏng tương thích tốt với các phương trình xác định BER tại các hệ số xén khác nhau. Kết quả cho thấy hệ thống của trường hợp lý tưởng cho kết quả tốt nhất. Tuy vậy, trường hợp thứ ba là tối ưu do có ý nghĩa thực nghiệm và BER thấp hơn so với các trường hợp còn lại. Trong trường hợp chọn được hệ số xén tối ưu, ảnh hưởng của xén tín hiệu là không đáng kể. Việc chọn các hệ số xén khác nhau ảnh hưởng nghiêm trọng đến chất lượng hệ thống. Ví dụ $E_b/N_o=15$ dB, trường hợp thứ 3 có BER là 3×10^{-4}, trong khi trường hợp thứ hai và thứ nhất có tỉ lệ lỗi bit tương ứng là 2×10^{-3}, và 7×10^{-2}. Khi tăng E_b/N_o thì chất lượng càng có sự khác biệt đáng kể giữa các hệ số xén khác nhau do ảnh hưởng của nhiễu xén không đổi, trong khi nhiễu do các ảnh hưởng khác giảm. Chất lượng của hệ thống kém hơn so với kênh truyền AWGN ở Hình 2. Điều này cho thấy hiện tượng phản xạ khếch tán làm giảm chất lượng hệ thống. Hình 3 khảo sát tỉ lệ lỗi bit của hệ thống DCO-OFDM tại các trường hợp K khác nhau khi sử dụng hệ số xén lý tưởng. Kết quả mô phỏng phù hợp hoàn toàn với các hệ số K khác nhau. Khi đầu thu di chuyển xa đầu phát hệ số K sẽ giảm nhanh chóng và làm giảm chất lượng hệ thống. Tại $E_b/N_o=20$ dB, tỉ lệ lỗi bit tại vị trí $K=1$ sẽ là 10^{-2} và khi $K=10$ là 10^{-4}.



Hình 2. BER của hệ thống DCO-OFDM qua kênh truyền AWGN



Hình 3. BER của hệ thống DCO-OFDM qua kênh truyền phản xạ khuếch tán.

KẾT LUẬN

Bài báo này đã xây dựng công thức xác định tỉ lệ lỗi bit của tín hiệu DCO-OFDM qua kênh phản xạ khuếch tán. Kết quả mô phỏng phù hợp hoàn toàn với các công thức tại các hệ số cắt và hệ số K. Các công thức này giúp xác định chất lượng của hệ thống DCO-OFDM. Tỉ lệ lỗi bit sẽ tăng đáng kể khi chọn hệ số cắt không chính xác hoặc khi di chuyển đầu thu phát ra xa. Phương trình xác định BER được xây dựng dựa trên hàm mật độ phổ công suất của tín hiệu bị xén qua kênh truyền fading. Công thức xác định tỉ lệ lỗi bit cần tính tích phân 3 lớp nhưng chúng có thể được thực hiện dễ dàng với dự hỗ trợ của các phần mềm hiện nay. Hiện nay, chúng tôi đang mở rộng việc phân tích tỉ lệ lỗi bit cho các hệ thống MIMO-OFDM

Lời cảm ơn: *Nghiên cứu này được tài trợ bởi Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh (VNU-HCM) trong khuôn khổ đề tài mã số C2014-18-05.*

Bit error rate of DCO-OFDM system over an indoor diffuse link

- **Dang Le Khoa**
- **Huynh Quoc Anh**
- **Nguyen Vu Linh**
- **Nguyen Huu Phuong**

  University of Science, VNU HCM
- **Hiroshi Ochi**

  Kyushu Institute of Technology, Japan.

ABSTRACT

The technique named DC biased orthogonal frequency division multiplexing (DCO-OFDM) is the most popular method in optical wireless communication system. In this article, we describe for the first time an exact numerical computation for the bit error rate (BER) of DCO-OFDM over an indoor diffuse link. The simulation model is also provided, and simulation results showed a good agreement with theoretical analysis.

Keywords: *DCO-OFDM, optical wireless, bit error rate, diffuse link*

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. H. Haas, L. Yin, Y. Wang, C. Chen, What is LiFi?, *Journal of Lightwave Technology*, 34, 1533–1544 (2015).

[2]. D. Tsonev, S. Videv, H. Haas, Towards a 100 Gb/s visible light wireless access network, *Optics Express*, 23, 1627–1637 (2015).

[3]. J. Armstrong, B.J.C. Schmidt, Comparison of asymmetrically clipped optical OFDM and DC-biased optical OFDM in AWGN, *IEEE Communications Letters*, 12, 343–345 (2008).

[4]. D. Tsonev, S. Sinanovic, H. Haas, Novel unipolar orthogonal frequency division multiplexing (U-OFDM) for Optical Wireless, in *Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 1–5 (2012).

[5]. S. Dimitrov, H. Haas, Information Rate of OFDM-Based Optical wireless communication systems with nonlinear distortion, *Journal of Lightwave Technology*, 31, 918–929 (2013).

[6]. S. Dimitrov, S. Sinanovic, H. Haas, Clipping noise in OFDM-based optical

wireless communication systems, *IEEE Transactions on Communications*, 60, 1072–1081 (2012).

[7]. S. Dimitrov, S. Sinanovic, and H. Haas, Signal shaping and modulation for optical wireless communication, *Journal of Lightwave Technology*, 30, 1319–1328 (2012).

[8]. C.R. Lomba, R.T. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte, Efficient simulation of the impulse response of the indoor wireless optical channel, *International Journal of Communication Systems*, 13, 537–549 (2000).

[9]. J.M. Kahn, W.J. Krause, J.B. Carruthers, Experimental characterization of non-directed indoor infrared channels, *IEEE Transactions on Communications*, 43, 1613–1623 (1995).

[10]. J.B. Carruthers, J.M. Kahn, Modeling of nondirected wireless infrared channels, *IEEE Transactions on Communications*, 45, 1260–1268 (1997).

[11]. H. Schulze, Frequency-domain simulation of the indoor wireless optical communication channel, *IEEE Transactions on Communications*, 64, 2551–2562 (2016).

[12]. Z. Ghassemlooy, W. Popoola, S. Rajbhandari, *Optical Wireless Communications: System and Channel Modelling with MATLAB®*: CRC Press (2012).

[13]. R. Mesleh, H. Elgala, H. Haas, On the Performance of different OFDM based optical wireless communication systems, *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 3, 620–628 (2011).

[14]. D.J.F. Barros, S.K. Wilson, J.M. Kahn, Comparison of orthogonal frequency-division multiplexing and pulse-amplitude modulation in indoor optical wireless links, *IEEE Transactions on Communications*, 60, 153–163 (2012).

[15]. H. Elgala, R. Mesleh, H. Haas, Non-linearity effects and predistortion in optical OFDM wireless transmission using LEDs, *International Journal of Ultra Wideband Communications and Systems*, 1, 143–150 (2009).

[16]. J.H. Churnside, S.F. Clifford, Log-normal Rician probability-density function of optical scintillations in the turbulent atmosphere, *Journal of the Optical Society of America A*, 4, 1923–1930 (1987).

[17]. J. Bussgang, Crosscorrelation functions of amplitude-distorted gaussian signals Research Laboratory of Electronics, Massachusetts Institute of Technology, Technical Report, 216 (1952).

[18]. H. Bouhadda, H. Shaiek, D. Roviras, R. Zayani, Y. Medjahdi, R. Bouallegue, Theoretical analysis of BER performance of nonlinearly amplified FBMC/OQAM and OFDM signals, *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2014, 1–16 (2014).

[19]. J.G. Proakis, *Digital Communications*: McGrawHill (2000).

[20]. MathWorks. (15th May, 2015). *integral3*. Available: http://www.mathworks.com/help/matlab/ref/integral3.html