

Hệ thống MIMO-OFDM quang vô tuyến trong nhà

- Đặng Lê Khoa
- Vũ Thanh Tùng
- Nguyễn Thanh Tú
- Nguyễn Hữu Phương

Trường Đại học Khoa học Tự nhiên, ĐHQG-HCM

(Bài nhận ngày 20 tháng 3 năm 2013, nhận đăng ngày 20 tháng 4 năm 2014)

TÓM TẮT

Hệ thống quang vô tuyến trong nhà được quan tâm nhờ khả năng truyền dữ liệu tốc độ cao mà không can nhiễu với sóng điện từ. Kỹ thuật đa đầu vào – đa đầu ra (MIMO) cho phép truyền dữ liệu tốc độ cao hoặc cải thiện chất lượng truyền. Ghép kênh phân chia tần số trực giao (OFDM) có thể gửi luồng dữ liệu ở tốc độ cao bằng cách dùng nhiều sóng mang con trực giao. Bài báo này đề xuất hệ thống quang vô tuyến dùng kỹ thuật MIMO-

OFDM. Từng luồng dữ liệu trên mỗi anten quang được tách ra bằng thuật toán ép không. Tỷ lệ lỗi bit được ước lượng bằng phương pháp biên độ véc-tơ lỗi (EVM). Kết quả phân tích tỷ lệ lỗi bit (BER) cho thấy hệ thống MIMO-OFDM quang vô tuyến đạt được chất lượng cao hơn so với hệ thống quang MIMO khi truyền tín hiệu qua kênh truyền có phân xạ.

Từ khóa: Quang vô tuyến, MIMO, OFDM

MỞ ĐẦU

Gần đây, với sự phát triển của công nghệ, con người đang có xu hướng sử dụng nhiều thiết bị di động, thiết bị xách tay thay vì sử dụng máy tính để bàn. Những thiết bị này rất thuận tiện nhưng việc trao đổi dữ liệu giữa chúng bị hạn chế. Giải pháp truyền dữ liệu giữa các thiết bị dùng tần số vô tuyến cho phép thiết lập những đường truyền trong nhà với khoảng cách ngắn. Tuy nhiên những giải pháp này tương đối đắt và có tốc độ truyền thấp. Chuẩn Indoor IEEE 802.11 [1] khá phổ biến và cung cấp tốc độ dữ liệu xấp xỉ 50 Mbps. Đường truyền dùng tần số vô tuyến có băng thông truyền bị giới hạn và có thể bị nhiễu bởi những thiết bị khác. Hệ thống quang không dây có thể giải quyết những hạn chế này. Hiện nay, nhiều đường truyền quang không dây đang được đầu tư nghiên cứu ở các phòng thí

nghiệm trên thế giới và có thể đạt tới tốc độ vài Gbps [2]. Đường truyền quang không dây truyền thông tin bằng cách sử dụng bộ điều chế điện sang quang, thông thường là Light-emitting diode (LED) và photodiode chi phí thấp mà không cần sử dụng các kỹ thuật thiết kế mạch cao tần. Do dải tần số vô tuyến không nằm trong dải tần số quang nên đường truyền quang không dây không bị nhiễu với các thiết bị sử dụng tần số không dây. Sự phát xạ quang trong vùng hồng ngoại hoặc vùng không nhìn thấy dễ dàng bị chặn lại bởi sự chắn sáng. Do vậy, nhiễu giữa những thiết bị kề nhau được giảm xuống một cách dễ dàng và kinh tế. Đường truyền quang cũng phù hợp cho những thiết bị xách tay vì có rất nhiều mạch thu phát quang nhỏ với giá tương đối thấp.

Đường truyền quang không dây có một vài nhược điểm. Tín hiệu quang bị suy giảm và tán sắc do hiện tượng truyền đa đường. Đường truyền quang không dây bị ảnh hưởng bởi những nguồn sáng xung quanh hay nhiễu nền [3, 4]. Công suất tối đa của ánh sáng quang bị giới hạn bởi những quy định về bảo vệ mắt và da [3]. Đầu thu quang không dây yêu cầu photodetector có vùng nhạy lớn để thu nhận đủ công suất và đạt được chất lượng tín hiệu chấp nhận được, thường thì Bit-error-rate (BER) là dưới 10^{-3} [5].

Gần đây, kỹ thuật MIMO được nghiên cứu và là một kỹ thuật triển vọng trong việc gia tăng dung lượng hoặc chất lượng hệ thống. Để làm được điều này, kỹ thuật MIMO đã truyền và nhận dữ liệu bằng cách sử dụng nhiều antenna ở cả bên phát và thu. Hệ thống MIMO quang vô tuyến đa sóng mang cho chất lượng truyền tốt hơn hệ thống SISO khi thiết lập góc nửa công suất một cách hợp lý [6]. Trong môi trường có phản xạ, khi tốc độ truyền quá lớn, hệ thống cần sử dụng kỹ thuật ghép kênh đa sóng mang để chia luồng dữ liệu thành nhiều luồng nhỏ có tốc độ thấp. OFDM là kỹ thuật sử dụng hiệu quả băng thông bằng cách dùng các sóng mang con trực giao. Một ký hiệu OFDM có thể chứa rất nhiều sóng mang con chồng lấn lên nhau về mặt phổ tần, nhờ vậy, băng thông được tận dụng hiệu quả. Cùng với đó là việc thực hiện OFDM khá đơn giản với thuật toán IFFT cho luồng phát và thuật toán FFT ở luồng thu [7]. Kỹ thuật OFDM còn hiệu quả trong mạng đa truy cập, hệ thống truyền vô tuyến trên sợi quang (RoF) [8]. Trong bài báo này, chúng tôi đề xuất hệ thống quang vô tuyến dùng kỹ thuật MIMO-OFDM qua kênh truyền có phản xạ. Hệ thống quang vô tuyến được đề cập ở đây có thể phát triển để ứng dụng cho các hệ thống vô tuyến trong môi trường quang tự do (Radio-on-free space optical: RoFSO). Đây là hệ thống được đề xuất trong thời gian gần đây [9]. Phần còn lại bài báo được trình bày như sau: phần 2 trình bày cơ sở lý thuyết, phần 3 trình bày hệ

thống quang vô tuyến dùng MIMO-OFDM, phần 4 trình bày kết quả mô phỏng, và phần cuối cùng là kết luận.

CƠ SỞ LÝ THUYẾT

Điều chế cường độ và tách sóng trực tiếp

Nhiệm vụ chính của đầu phát quang là chuyển đổi tín hiệu điện thành tín hiệu quang và phát tín hiệu ra kênh truyền. Laser Diode (LD) thường được sử dụng làm nguồn phát quang. Đối với LD điều chế tuyến tính, tín hiệu điện mang thông tin $s(t)$ được điều chế thành công suất quang theo công thức:

$$P(t) = P_0[1 + m.s(t)] \quad (1)$$

với P_0 là công suất trung bình của đầu phát và m là chỉ số điều chế quang.

Đối với LD có điều chế không tuyến tính, chúng sẽ tồn tại những méo dạng điều chế. Công suất chủ yếu của méo dạng điều chế ngoài (IMD) là hàm bậc 3 [10]. Do vậy, công suất quang phát ra $P(t)$ được tính như sau :

$$P(t) = P_0[1 + s(t) + \alpha_3 s^3(t)] \quad (2)$$

với α_3 là hệ số phi tuyến bậc 3.

Tại đầu thu, gọi $X(t)$ là công suất tức thời của nguồn phát quang. $Y(t)$ là dòng tức thời sau photodetector. $Y(t)$ tỉ lệ thuận với tổng công suất thu được

$$Y(t) = RX(t) \otimes h(t) + N(t) \quad (3)$$

với R là đáp ứng của photodetector, \otimes là nhân chập, $h(t)$ là đáp ứng của kênh truyền quang, $N(t)$ là nhiễu nền được mô phỏng như nhiễu AWGN có phương sai như biểu thức sau [11]:

$$\sigma^2 = \sigma_{bg}^2 + \sigma_{th}^2 \quad (4)$$

với $\sigma_{bg}^2 = 2qrp_{bg} A_{bg} \delta\lambda I_{nbf} R_b$ và

$$\sigma_{th}^2 = \frac{4k_B T_{abs}}{R_F} I_{nbf} R_b$$

với q là điện tích electron, r là đáp ứng của photodetector, p_{bg} là độ bức xạ của nguồn nhiễu đẳng hướng, A_{bg} là diện tích vùng detector, $\delta\lambda$ là băng thông bộ nhiễu quang, I_{nbf} là hệ số băng

thông nhiều, R_b là tốc độ bit, k_B là hằng số Boltzmann, T_{abs} là nhiệt độ tuyệt đối, R_F là điện trở hồi tiếp của bộ tiền khuếch đại. Khi sử dụng OFDM, một khoảng băng thông cần được thêm vào cho khoảng tiền tố vòng. Đối với môi trường trong nhà, khoảng tiền tố vòng là không đáng kể so với tổng thông tin có ích nên phương sai của nhiễu có thể được tính bằng biểu thức (4).

Kênh truyền quang không dây

Hình 1 trình bày mô hình kênh truyền quang vô tuyến trong nhà [12].

Kênh truyền quang không dây

Trong trường hợp đơn giản, mô hình kênh truyền quang không dây trong nhà là đường truyền thẳng và có đáp ứng khá phẳng. Đáp ứng kênh truyền có thể được tính như sau [12]:

$$h^{(0)}(t; S, R) \approx \frac{n+1}{2\pi} \cos^n(\phi) d\Omega \cdot \text{rect}\left(\frac{\theta}{FOV}\right) \delta(t - R/c) \quad (5)$$

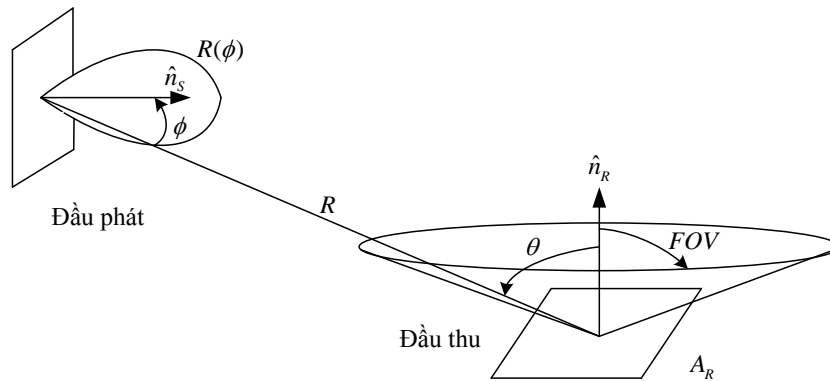
với S là đầu phát; R là đầu thu; θ là góc của đầu thu; FOV là vùng nhìn thấy (field of view); $d\Omega$ là góc đối diện với đầu thu; n là số mode của búp bức xạ và tính bằng công thức: $n = -(\ln 2 / \ln(\cos \Phi_{1/2}))$; và $\Phi_{1/2}$ là góc truyền nửa công suất.

Trong trường hợp có phản xạ, thời gian trễ truyền dẫn tương ứng có thể được tính dựa trên vận tốc ánh sáng. Đáp ứng trên từng đường thứ k được tính như sau [12]:

$$h^{(k)}(t; S, R) = \frac{n+1}{2\pi} \sum_{i=1}^N \frac{\rho_i \cos^n(\phi) \cos(\theta)}{R^2} \cdot \text{rect}\left(\frac{2\theta}{\pi}\right) h^{(k-1)}\left(t - \frac{R}{c}; \{r, \hat{n}, 1\}, R\right) \Delta A \quad (6)$$

ρ_i là hệ số phản xạ. \hat{n} là tác động lên bề mặt, và ΔA là vùng phản xạ.

Hình 1 trình bày mô hình kênh truyền quang vô tuyến trong nhà [12].



Hình 1. Mô hình kênh truyền trong nhà

Kênh truyền MIMO quang không dây

Kênh truyền MIMO NxM được biểu diễn bởi ma trận MxN:

$$H = \begin{pmatrix} h_{1,1}(t) & h_{2,1}(t) & \dots & h_{N,1}(t) \\ h_{1,2}(t) & h_{2,2}(t) & \dots & h_{N,2}(t) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{1,M}(t) & h_{2,M}(t) & \dots & h_{N,M}(t) \end{pmatrix} \quad (7)$$

Tùy từng môi trường, $h_{i,j}(t)$ có thể là đường truyền thẳng như phương trình (5) hoặc trong điều kiện có phản xạ như phương trình (6).

Đặt $P = [P_1(t), L, P_i(t), L, P_N(t)]^T$ là ma trận tín hiệu quang truyền. Vì H là một ma trận xác định nên ma trận tín hiệu quang nhận được: $P' = HP$.

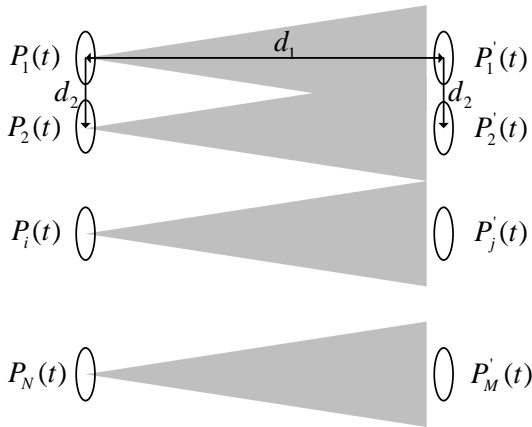
$$\begin{aligned}
 P_1'(t) &= P_1(t) \otimes h_{1,1}(t) + P_2(t) \otimes h_{2,1}(t) + L \\
 &\quad + P_N(t) \otimes h_{N,1}(t) \\
 P_2'(t) &= P_1(t) \otimes h_{1,2}(t) + P_2(t) \otimes h_{2,2}(t) + L \\
 &\quad + P_N(t) \otimes h_{N,2}(t) \quad (8) \\
 &\quad \vdots \\
 P_M'(t) &= P_1(t) \otimes h_{1,M}(t) + P_2(t) \otimes h_{2,M}(t) + L \\
 &\quad + P_N(t) \otimes h_{N,M}(t)
 \end{aligned}$$

Ta được dòng ngõ ra tại máy thu như sau:

$$R = rP' + n = rHP + n \quad (9)$$

Với r là đáp ứng của đầu thu có đơn vị A/W . $R = [R_1(t), L, R_i(t), L, R_M(t)]^T$ là ma trận dòng nhận được, và $n = [n_1(t), L, n_i(t), L, n_M(t)]^T$ là ma trận nhiễu.

Mô hình kênh truyền MIMO quang vô tuyến được trình bày ở Hình 2 [6].



Hình 2. Mô hình kênh truyền MIMO quang vô tuyến

Sử dụng thuật toán ép không (ZF) loại bỏ ảnh hưởng giữa các antenna bằng cách tạo ra một ma trận trọng số D để có $DH = I_N$. Thuật toán ZF có độ phức tạp thấp và có thể thực hiện bằng một lần nhân ma trận. Khi $M \geq N$, ma trận hệ số D của bộ ZF là:

$$D = H^H (HH^H)^{-1} \quad (10)$$

Như vậy, khi nhân D với R , ta được tín hiệu trên từng anten phân biệt:

$$\hat{U} = DR = rI_N P + Dn \quad (11)$$

Với $\hat{U} = [\hat{U}_1, L, \hat{U}_i, L, \hat{U}_N]^T$ là vector nhận được từ vector truyền $U = [U_1, L, U_i, L, U_N]^T$ và I_N là ma trận đơn vị $N \times N$.

Ước lượng BER bằng EVM

Phương pháp EVM dùng để ước lượng BER, đặc biệt là trong các hệ thống có BER thấp. Công thức toán học EVM được mô tả như sau:

$$EVM = \left[\frac{\sum_{k=1}^N |Z(k) - R(k)|^2}{\sum_{k=1}^N |R(k)|^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (12)$$

với Z là tín hiệu nhận được và R là kỳ vọng của Z , và N là số ký hiệu ước lượng.

Trong điều kiện nhiễu AWGN, khi ta lấy trung bình với số lượng ký hiệu lớn, giá trị trung bình gần đúng với giá trị lý tưởng nên ta có được sự gần đúng như sau:

$$EVM_{RMS} \approx \left[\frac{1}{SNR} \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{N_0}{E_s} \right]^{\frac{1}{2}} \Leftrightarrow SNR \approx \frac{1}{EVM^2} \quad (13)$$

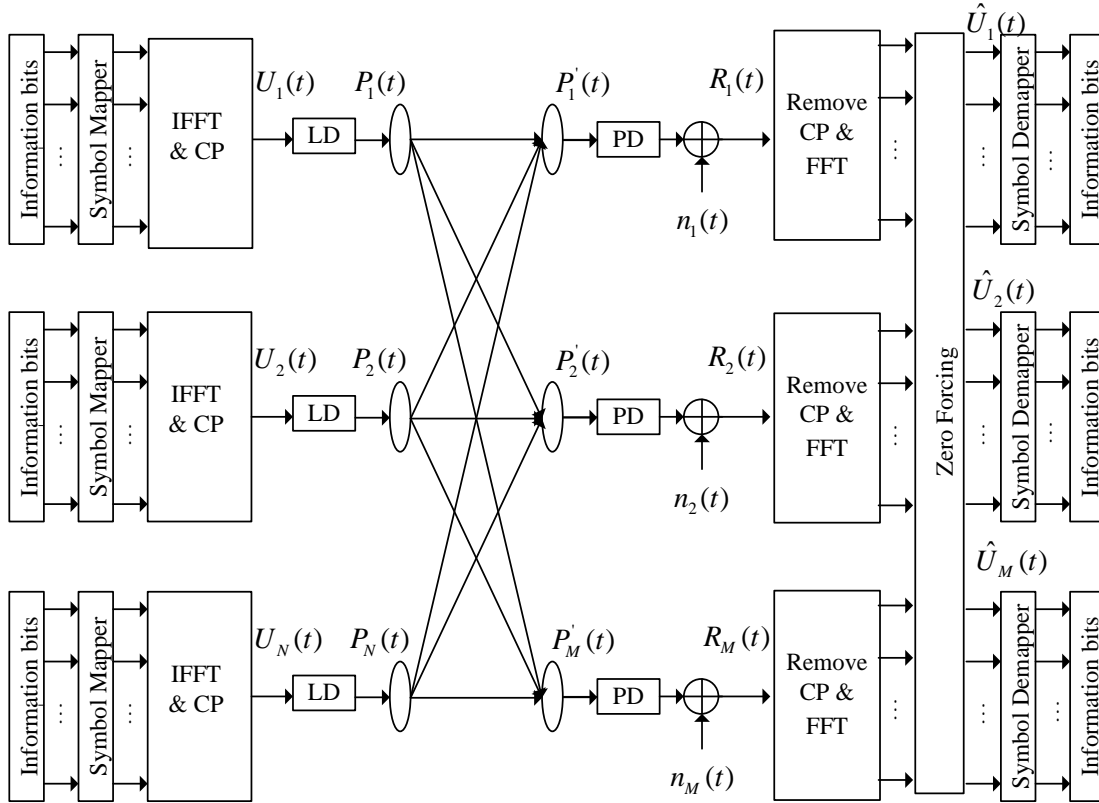
Như vậy ta có thể ước lượng BER bằng EVM như sau:

$$P_b \approx \frac{2(1-\frac{1}{L})}{\log_2 L} Q \left[\sqrt{\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1}} \left[\frac{2}{EVM_{RMS}^2 \log_2 M} \right] \right] \quad (14)$$

Trong đó, L là số bit cho một ký hiệu ($M = 2^L$). E_s là năng lượng trên một symbol. N_0 là công suất nhiễu. Q là hàm bù lỗi Gaussian.

HỆ THỐNG MIMO-OFDM QUANG VÔ TUYẾN

Mô hình hệ thống MIMO-OFDM quang vô tuyến được trình bày như Hình 3. Khi qua kênh truyền LOS, hệ thống MIMO-OFDM quang vô tuyến và hệ thống MIMO được phân tích tương tự nhau trong điều kiện kênh truyền biết trước.



Hình 3. Mô hình hệ thống MIMO-OFDM quang vô tuyến

Ta xét tín hiệu quang truyền đi $P_i(t)$ bao gồm sự không tuyến tính của LD. Do vậy, tín hiệu nhận được ở đầu thu:

$$P'_j(t) = \sum_{i=1}^N H_{ij} P_i(t) = \sum_{i=1}^N H_{ij} P_0 [1 + U_i(t) + \alpha_3 U_i^3(t)] \quad (15)$$

Tín hiệu điện ở đầu thu sau khi thêm nhiễu:

$$R_j = r P'_j(t) + n_j(t) = r \sum_{i=1}^N H_{ij} P_i(t) + n_j(t) = S \sum_{i=1}^N H_{ij} [1 + U_i(t) + \alpha_3 U_i^3(t) + n_j(t)] \quad (16)$$

với $S = r.P_0$.

Tín hiệu ở đầu thu được tách bằng thuật toán ZF được biểu diễn như sau:

$$\hat{U}_1(t) = r P_i(t) + \sum_{j=1}^M D_{ij} n_j(t) = S [1 + U_i(t) + \alpha_3 U_i^3(t)] + \sum_{j=1}^M D_{ij} n_j(t) \quad (17)$$

Tín hiệu trên một kênh sau Matched Filter bao gồm dòng mong muốn nhận được $D_i(t)$, phi tuyến $Z_i(t)$ và nhiễu:

$$U'_i(t) = D_i(t) + Z_i(t) + \sum_{j=1}^M D_{ij} n_j(t) \quad (18)$$

với $D_i(t)$ và $Z_i(t)$ được tính như sau [6]:

$$D_i(t) = S[m_0 + \alpha_3 m_0^{\frac{3}{4}} (2K-1)] d_1(t - \tau_k) \cos(\omega_1 t + \phi_1) \quad (19)$$

$$Z_i(t) = S \alpha_3 m_0^{\frac{3}{4}} \sum_{q=2}^K \sum_{k=2, k \neq q}^K d_k(t - \tau_k) \cos((2\omega_q - \omega_k)t - (2\phi_q - \phi_k)) +$$

$$S \alpha_3 m_0^{\frac{3}{4}} \sum_{p=2}^K \sum_{q=2, q \neq p}^K \sum_{k=2, k \neq q, p}^K d_p(t - \tau_p) d_q(t - \tau_q) d_k(t - \tau_k) \left\{ \cos((\omega_p + \omega_q - \omega_k)t + \phi_k) \right\} +$$

$$\cos((\omega_p - \omega_q + \omega_k)t + \phi_k) + \cos((- \omega_p + \omega_q + \omega_k)t + \phi_k) \left\} , (\phi_1 = L = \phi_k = L = \phi_K) \quad (20)$$

với m_0 là chỉ số điều chế quang.

Trong trường hợp chỉ có LOS, đầu thu có thể ước lượng chính xác pha và độ trễ của tín hiệu tại sóng mang con $k=1$, ta đặt ϕ_1 và τ_1 là 0 thì SINR và BER trên luồng thứ i có thể được xác định như sau:

$$E[D_i^2] = \frac{1}{2} [m_0 + \alpha_3 m_0^{\frac{3}{4}} (2K-1)]^2 S^2 \quad (21)$$

$$\text{var}[Z_i] = \frac{1}{2} \alpha_3^2 m_0^6 \left[\left(\frac{3}{2}\right)^2 (K-1) \left(K - \frac{7}{4}\right) \right]^2 S^2 \quad (22)$$

Xét trường hợp MIMO 2x2, để tính được công suất nhiễu AWGN (bao gồm nhiễu nền và nhiễu nhiệt), ta viết lại công thức (18) dưới dạng như sau:

$$u = d + z + Dn \quad (23)$$

với d là vector (2x1) dòng nhận được, z là vector (2x1) dòng nhiễu, D là ma trận trọng số ZF (2x2)

và $D = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix}$ được tính từ ma trận H

được giả sử là cố định, n là vector (2x1) nhiễu và

$n = \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}$. Như vậy:

$$Dn = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{11}n_1 & D_{12}n_2 \\ D_{21}n_1 & D_{22}n_2 \end{bmatrix} \quad (24)$$

P là tổng công suất nhận được từ vector tín hiệu u . Trong hệ thống MIMO, P thường được tính bằng hàm sau:

$$P = \text{trace}\{Q_u\} \quad (25)$$

với Q_u là ma trận hiệp phương sai của u và được tính như sau:

$$Q_u = E\{(u - E\{u\})(u - E\{u\})^H\} \quad (26)$$

Công suất P_i của nhánh thứ i là vị trí thứ i trên đường chéo của ma trận Q_u :

$$P_i = Q_u(i, i) \quad (27)$$

Và như vậy:

$$P = \text{trace}\{Q_u\} = \sum_{i=1}^2 P_i \quad (28)$$

Do các thành phần của u đều có trung bình 0 nên $E\{u\} = 0$ và ta viết lại như sau: $Q_u = E\{uu^H\}$ và:

$$Q_u = E\{(d + z + Dn)(d + z + Dn)^H\} \quad (29)$$

Vì d, z, n đều độc lập lẫn nhau nên biểu thức (29) được viết như sau:

$$Q_u = E\{dd^H\} + E\{dz^H\} + E\{d(Dn)^H\} +$$

$$E\{zd^H\} + E\{zz^H\} + E\{z(Dn)^H\} +$$

$$E\{Dnd^H\} + E\{Dnz^H\} + E\{Dn(Dn)^H\} \quad (30)$$

Vì các nhiễu có trị trung bình bằng 0 nên

$$Q_u = E\{dd^H\} + E\{zz^H\} + E\{Dn(Dn)^H\} \quad (31)$$

Trong đó: $E\{dd^H\} = E[D_i^2]$ và $\text{var}[Z_i] = E\{zz^H\}$; để tính $E\{Dn(Dn)^H\}$ ta áp dụng các tính chất sau: $s + w = \bar{s} + \bar{w}$; $\overline{sw} = \overline{w\bar{s}}$; $A = \text{constant}$ thì $\bar{A} = A$ với kí hiệu \bar{A} là liên hợp phức của A , như vậy:

$$(Dn)^H = \overline{(Dn)^T}$$

$$= \overline{[n_1 D_{11} + n_2 D_{12} \quad n_1 D_{21} + n_2 D_{22}]}$$

$$= [\overline{n_1} \overline{D_{11}} + \overline{n_2} \overline{D_{12}} \quad \overline{n_1} \overline{D_{21}} + \overline{n_2} \overline{D_{22}}]$$

$$= [\overline{n_1} \overline{D_{11}} + \overline{n_2} \overline{D_{12}} \quad \overline{n_1} \overline{D_{21}} + \overline{n_2} \overline{D_{22}}] \quad (32)$$

$$= \begin{bmatrix} \overline{n_1} & \overline{n_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{D_{11}} & \overline{D_{21}} \\ \overline{D_{12}} & \overline{D_{22}} \end{bmatrix} = \overline{n^H} \overline{D^H}$$

$$Dn(Dn)^H = Dnn^H D^H$$

$$= \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{n_1} & \overline{n_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_{11} & D_{21} \\ D_{12} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$= \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_1 \overline{n_1} & n_1 \overline{n_2} \\ n_2 \overline{n_1} & n_2 \overline{n_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_{11} & D_{21} \\ D_{12} & D_{22} \end{bmatrix}$$

$$E\{Dn(Dn)^H\} = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} E\{n_1 \overline{n_1}\} & E\{n_1 \overline{n_2}\} \\ E\{n_2 \overline{n_1}\} & E\{n_2 \overline{n_2}\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_{11} & D_{21} \\ D_{12} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (34)$$

Do $E\{n_1 \overline{n_1}\} = E\{n_2 \overline{n_2}\} = \sigma^2$;

$E\{n_1 \overline{n_2}\} = E\{n_2 \overline{n_1}\} = 0$ nên:

$$E\{Dn(Dn)^H\}$$

$$= \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \sigma^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_{11} & D_{21} \\ D_{12} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (35)$$

$$= D\sigma^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} D^H$$

$$= D\sigma^2 I_N D^H$$

$$P_i = Q_u(i, i) = E\{D_i^2\} + \text{var}\{Z_i\} + \sigma^2 \|D_i\|^2 \quad (36)$$

với $\|D_i\|^2 = \sum_{j=1}^M d_{ij}^2$ nên

Như vậy:

$$SINR_i = \frac{E\{D_i^2\}}{\sigma^2 \|D_i\|^2 + \text{var}\{Z_i\}} \quad (37)$$

Khi sử dụng QPSK, BER của luồng thứ i được tính như sau:

$$BER_i = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{SINR_i}\right) \quad (38)$$

Như vậy, BER tổng cộng của hệ thống coi như trung bình của các BER _{i} :

$$BER = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N BER_i \quad (39)$$

Như vậy, khi qua kênh truyền LOS thì chất lượng của hệ thống MIMO-OFDM không khác biệt so với hệ thống MIMO. Tuy nhiên, khi qua kênh truyền có phản xạ, hệ thống MIMO-OFDM

có thể loại bỏ ảnh hưởng của can nhiễu liên ký hiệu (ISI) bằng tiền tố vòng (CP). Do đó, việc ước lượng và cân bằng có thể được thực hiện dễ dàng hơn và chất lượng hệ thống được cải thiện.

KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Các thông số mô phỏng hệ thống MIMO-OFDM 2x2 quang không dây được liệt kê trong Bảng 1.

Bảng 1. Thông số của hệ thống MIMO quang không dây

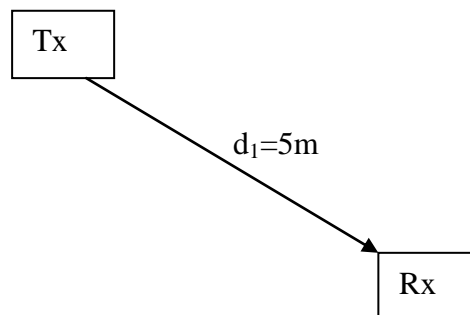
Kí hiệu	Giá trị
P_0	0,1W
$T_s(\psi)$	1,0
R	0,75A/W
P_{bg}	5,8 μ W / (cm ² .nm)
K	4
I_{nbf}	0,562
d_1	5m
T_{abs}	300 ⁰ K
A	1,0cm ²
$g(\psi)$	1,0
$\delta\lambda$	30nm
$\Phi_{1/2}$	10 ⁰ , 15 ⁰ , 20 ⁰
m_0	0,5
R_F	10K Ω
$N = M$	2
R_b	100Mbps

Hệ thống dùng 64 sóng mang con, 4 pilot, khoảng bảo vệ được chọn lớn hơn thời gian trễ của kênh. Trong trường hợp chỉ có đường truyền thẳng, khoảng bảo vệ sẽ được bỏ qua. Hình 4 là mô hình thiết lập mô phỏng trong điều kiện chỉ có đường truyền thẳng. Đầu phát và đầu thu cách

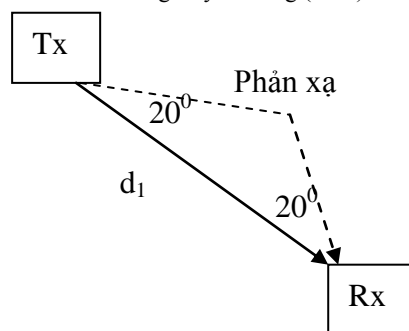
nhau 5m. Hình 5 trình bày thiết lập mô phỏng hệ thống MIMO-OFDM trong trường hợp có phản xạ và góc tới của đường phản xạ bằng với góc nửa công suất (20^0). Trong trường hợp góc nửa công suất là 10^0 hoặc 15^0 , góc của đường phản xạ sẽ giảm xuống tương ứng.

Hình 6 trình bày kết quả của hệ thống MIMO-OFDM trong trường hợp kênh truyền có đường truyền thẳng. Kết quả cho thấy khi ta tăng d_2 thì nhiễu của tín hiệu giữa các cặp LD và photodetector sẽ giảm. Kết quả này phù hợp với phương trình (37). Khi d_2 lớn, hệ thống MIMO 2x2 trở thành 2 hệ thống Single Output Single Input (SISO). Ví dụ, $d_2 = 2m$ thì SINR = 20, 12, 6 dB lần lượt tương ứng với các góc truyền nửa công suất semiangle $\Phi_{1/2} = 10^0, 15^0, 20^0$. Tuy nhiên, khi d_2 tăng thì kích thước đầu thu và phát cũng tăng. Để tìm được giá trị d_2 phù hợp, ta sử dụng đồ thị BER và d_2 trong Hình 7. Ví dụ, BER yêu cầu là 10^{-4} chúng ta có thể tìm thấy giá trị d_2 nhỏ nhất phù hợp lần lượt là 0.4m, 1m và 1.9m tương ứng với các góc semiangle $\Phi_{1/2} = 10^0, 15^0, 20^0$. Bằng cách giảm độ lớn góc $\Phi_{1/2}$, kích thước của đầu phát có thể nhỏ lại. Tuy nhiên, điều này có hạn chế là các cặp thu phát quang đòi hỏi phải có độ tập trung hướng tới nhau cao hơn. Kết quả mô phỏng hệ thống MIMO-OFDM với đường truyền có phản xạ ở các góc nửa công suất khác nhau như Hình 8. Trong trường hợp có đường phản xạ, hệ thống

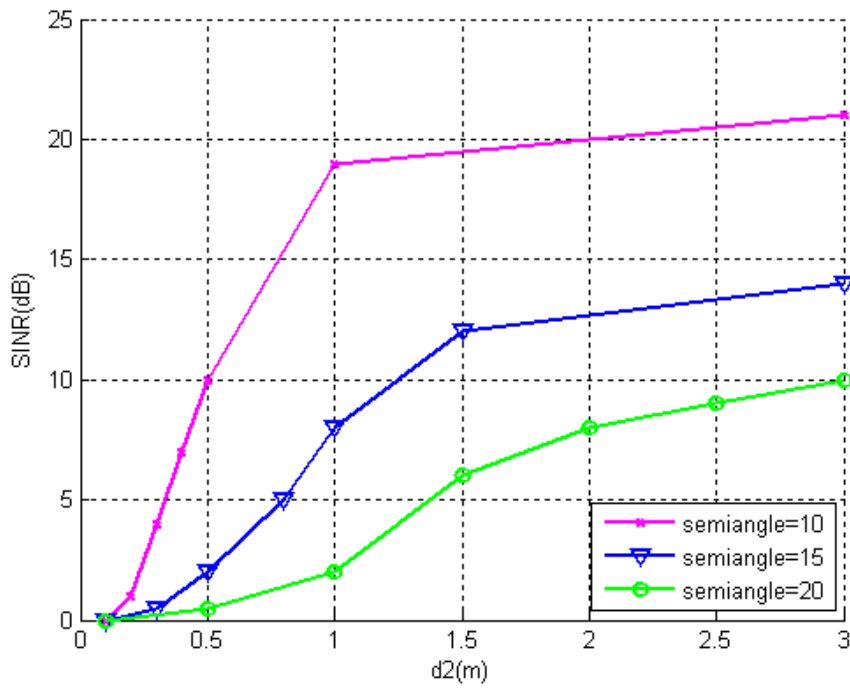
MIMO-OFDM hiệu quả hơn so với hệ thống quang MIMO nhờ khả năng loại bỏ đa đường ở phía thu bằng khoảng bảo vệ. Đồng thời việc ước lượng và khắc phục các hiệu ứng của kênh được thực hiện dễ dàng ở miền tần số nhờ vào pilot.



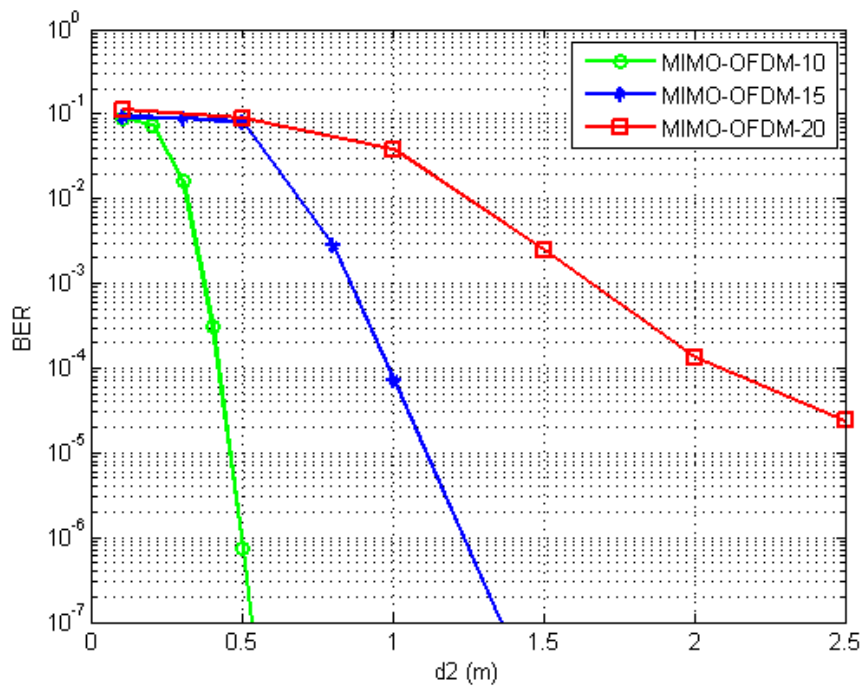
Hình 4. Mô hình mô phỏng hệ thống MIMO-OFDM với đường truyền thẳng (LOS)



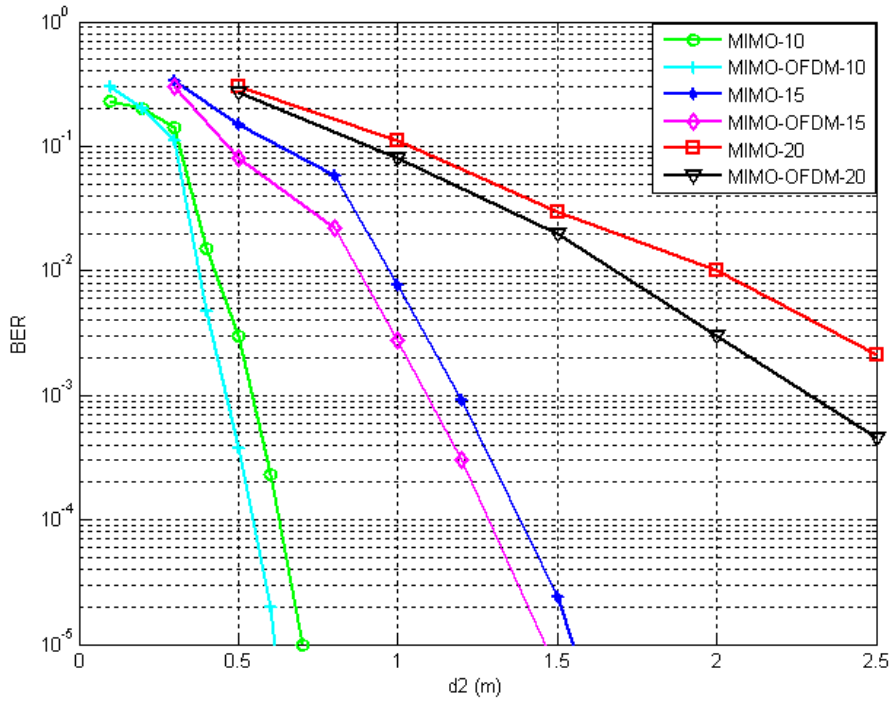
Hình 5. Mô hình mô phỏng hệ thống MIMO-OFDM có phản xạ



Hình 6. Kết quả khảo sát SINR theo khoảng cách antenna



Hình 7. Kết quả khảo sát BER theo khoảng cách antenna



Hình 8. Kết quả của hệ thống MIMO-OFDM trong trường hợp có phản xạ

KẾT LUẬN

Bài báo đã đề xuất mô hình truyền thông MIMO-OFDM quang vô tuyến cho môi trường truyền có phản xạ trong nhà. Các phương trình SINR và BER được kiểm chứng bằng cách mô phỏng hệ thống trên phần mềm. Việc khảo sát SINR và BER cho thấy hệ thống MIMO-OFDM quang vô tuyến trong nhà cho chất lượng tốt hơn

hệ thống MIMO-SCM khi truyền qua môi trường có phản xạ. Những vấn đề về đánh giá và phân tích tối ưu các thông số trong thiết kế cần được nghiên cứu tiếp theo.

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 C2013-18-08.

Indoor optical wireless MIMO-OFDM system

- Dang Le Khoa
 - Vu Thanh Tung
 - Nguyen Thanh Tu
 - Nguyen Huu Phuong
- University of Science, VNU-HCM

ABSTRACT

Indoor optical wireless systems have attracted attention, because they allow high-speed transmission without electromagnetic interference. Multi Input Multi Output (MIMO) techniques are very promising in providing high data rate or providing performance over fading channels. Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) can send multiple high speed signals by using orthogonal carrier frequencies. In this paper, we propose an optical wireless MIMO-OFDM

system to achieve better performance. The signal of each optical transmit antenna is detected by using zero forcing (ZF) algorithm. We use the error vector magnitude (EVM) to predict BER performance. The analysis of bit error rate (BER) shows that the proposed system achieve better performance transmission than OMIMO system when transmitting the signal over reflection channels.

Keywords: optical wireless, MIMO, OFDM

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. F.R. Gfeller, U. Bapst, Wireless in-house data communication via diffuse infrared radiation, *Proceedings of the IEEE*, 67, 11, 1474–1486 (1979).
- [2]. Y. Shi, S. Member, C.M. Okonkwo, D. Visani, H. Yang, H. Van Den Boom, G. Tartarini, Ultrawideband Signal Distribution Over Large-Core POF for In-Home Networks, *Journal of Lightwave Technology*, 30, 18, 2995–3002 (2012).
- [3]. A.C. Boucouvalas, Indoor ambient light noise and its effect on wireless optical links, *IEE Proceedings Optoelectronics*, 143, 6 (1996).
- [4]. O. Duarte, Performance of infrared transmission systems under ambient light interference, *IEE Proc.-Optoelectro*, 143, 6, 339–346 (1996).
- [5]. R.A. Cryan, Sensitivity evaluation of optical wireless PPM systems utilising PIN-BJT receivers, *IEE Proc.-Optoelectron*, 14, 6, 355–359 (1996).
- [6]. D. Takase, T. Ohtsuki, Optical wireless MIMO communications (OMIMO), *IEEE Global Telecommunications Conference-GLOBECOM '04.*, 2, 5, 928–932 (2004).
- [7]. Đ.L. Khoa, N.T. An, B.H. Phú, N.H. Phuong, Thực hiện hệ thống OFDM trên phần cứng, *Tạp chí PT KH&CN*, 12, 73–83 (2009).
- [8]. C. Lin, A. Using, Studies of OFDM Signal for Broadband Optical Access Networks,

- IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 28, 6, 800–807 (2010).
- [9]. D.R. Kolev, K. Wakamori, M. Matsumoto, Transmission Analysis of OFDM-Based Services Over Line-of-Sight Indoor Infrared Laser Wireless Links, *Journal of Lightwave Technology*, 30, 23, 3727–3735 (2012).
- [10]. S.K.K. Kumamoto, K. Tsukamoto, Nonlinear distortion suppression scheme in optical direct FM radio-on-fiber systems, *IEICE Trans. Electron*, E84–C, 541–546 (2001).
- [11]. J.R. Barry, *Wireless Infrared Communications*, Kluwer Academic Publishers, 9219, 97 (1997).
- [12]. J.R. Barry, J.M. Kahn, W.J. Krause, E.A. Lee, D.G. Messerschmitt, Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 11, 3, 367–379 (1993).