

CẢI THIỆN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG MMW-RoF SỬ DỤNG GHÉP KÊNH PHÂN CỰC VÀ PHÂN TẬP KHÔNG GIAN

Phạm Anh Thư (*), Vũ Tuấn Lâm

Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, Hà Nội, Việt Nam

Tóm tắt: Trong bài báo này, chúng tôi đề xuất một mô hình hệ thống truyền sóng milimet qua sợi quang có cải thiện hiệu năng về mặt dung lượng bằng cách kết hợp kỹ thuật ghép phân chia theo phân cực quang (PDM) và phân tập không gian đa đầu vào đa đầu ra (MIMO). Từ mô hình đề xuất, dung lượng của hệ thống được phân tích dưới ảnh hưởng của các loại tạp âm và méo phi tuyến gây ra bởi các phân tử trong hệ thống cũng như ảnh hưởng của fading đường truyền vô tuyến. Kết quả phân tích hiệu năng cho thấy dung lượng kênh của hệ thống có thể được cải thiện đáng kể. Tuy nhiên, giá trị các tham số công suất phát và chỉ số điều chế cần được lựa chọn phù hợp để tránh ảnh hưởng của méo phi tuyến làm suy giảm dung lượng của hệ thống.

Từ khóa: truyền sóng vô tuyến qua sợi quang (RoF); ghép phân chia theo phân cực quang; truyền dẫn đa đầu vào đa đầu ra (MIMO).

1. GIỚI THIỆU

Trong những năm gần đây, lưu lượng dữ liệu di động đang tăng lên theo hàm số mũ do sự gia tăng nhanh chóng của các thuê bao di động cùng với sự khả dụng của các dịch vụ dữ liệu tốc độ cao cho các thiết bị di động. Chính sự gia tăng về lưu lượng dữ liệu di động đó đã làm cho các nhà cung cấp dịch vụ di động phải đối mặt với nhiều thách thức như phải cung cấp các tốc độ dữ liệu cao hơn, hiệu quả phổ tần cao, và hiệu quả sử dụng năng lượng cao [1]-[4]. Phổ tần vô tuyến truyền thống dải từ 300 MHz tới 3 GHz đã không thể đáp ứng được nhu cầu của các thuê bao hiện tại, trong khi dải tần milimet (30-300 GHz) có thể cung cấp thông lượng gấp 1000 lần dải tần vô tuyến truyền thống. Hơn nữa, dải tần milimet có nhiều ưu điểm khác như không cần xin cấp phép, dễ dàng triển khai. Tuy nhiên, khi sử dụng dải tần milimet này, khoảng cách vô tuyến và vùng phục vụ của mỗi BS bị hạn chế do suy hao trong môi trường vô tuyến lớn. Kết quả là, công nghệ truyền sóng vô tuyến qua sợi quang (RoF) là một lựa chọn hấp dẫn cho việc mở rộng

khoảng cách truyền dẫn và vùng phục vụ của các hệ thống truy nhập vô tuyến sử dụng băng tần milimet.

Đối với kênh vô tuyến trong hệ thống truyền sóng vô tuyến ở băng tần milimet qua sợi quang (MMW/RoF), sử dụng đa anten tại cả hai đầu của liên kết vô tuyến (công nghệ MIMO) gần đây đã được quan tâm một cách đặc biệt bởi nó không chỉ có khả năng làm tăng hiệu quả sử dụng phổ tần mà còn cung cấp tốc độ dữ liệu lớn. Hình 1 minh họa khái niệm cơ bản của hệ thống MMW/RoF sử dụng MIMO 2x2 [5]. Như chỉ ra trong hình vẽ, hai tín hiệu tần số vô tuyến (RF) cung cấp cho các anten Tx1 và Tx2 được chuyển đổi thành tín hiệu quang, ghép và truyền qua sợi quang. Các kỹ thuật ghép kênh có thể được sử dụng như ghép kênh phân chia theo bước sóng WDM hay ghép kênh phân chia theo sóng mang phụ SCM. Trong bài báo này, chúng tôi sử dụng kỹ thuật ghép kênh phân chia theo phân cực quang (PDM), trong đó việc truyền tải số liệu được thực hiện ở hai mode phân cực trực giao trong cùng dải tần. Hai anten sau phát, sau khi tiếp nhận tín hiệu từ phân hệ trung tâm thông qua các bộ tách sóng quang (PDs), sẽ bức xạ các tín hiệu vô tuyến ra không gian. Các tín hiệu này sau đó được nhận bởi hai anten thu Rx1 và Rx2. Tín hiệu nhận được là tổng của hai tín hiệu phát đi với các hệ số kênh khác nhau do các tuyến đường truyền khác nhau.

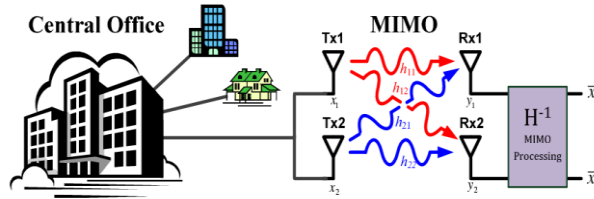
Cho đến nay, có một số nghiên cứu đã và đang quan tâm đến hệ thống MMW/RoF sử dụng MIMO [5-9]. Một trong số các nghiên cứu đó đã đưa ra khái niệm hệ thống MIMO RoF nhưng sử dụng một sợi quang tách biệt cho mỗi trạm gốc BTS [6]. Việc truyền tải tín hiệu ghép kênh phân chia theo tần số trực giao OFDM cho hệ thống đa anten MIMO trên mạng quang thụ động PON sử dụng kỹ thuật WDM cũng đã được thực hiện trong [7,8]. Hệ thống MMW/RoF sử dụng PDM và MIMO để truyền số liệu tốc độ 5 Gb/s cũng được đề xuất trong [9]. Tuy nhiên, hệ thống này sử dụng sơ đồ điều chế OOK với hiệu quả sử dụng phổ tần thấp. Năm 2012, Lei Deng và các tác giả đã đưa ra mô hình hệ thống truyền sóng vô tuyến 2x2 MIMO-OFDM qua mạng WDM-PON dựa trên kỹ thuật ghép phân chia theo phân cực và kỹ thuật đa anten MIMO [10]. Ngoài ra, hệ thống 60 GHz PDM-OFDM cũng

Tác giả liên hệ: Phạm Anh Thư

Email: thupa@ptit.edu.vn

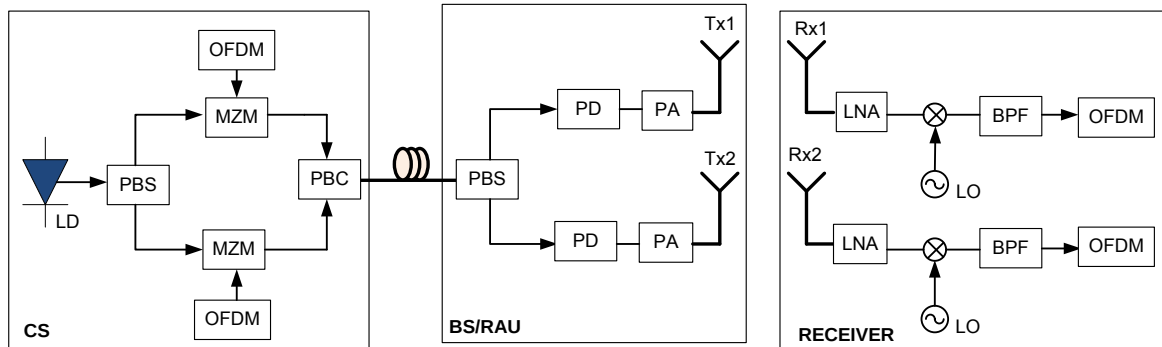
Đến tòa soạn: 11/2017, chỉnh sửa: 1/2018, chấp nhận đăng: 4/2018

được nghiên cứu thử nghiệm thành công trên 10 km sợi quang và 3 m kênh vô tuyến MIMO [10]. Tuy nhiên, nghiên cứu [10-11] cũng như cả các nghiên cứu nêu trên đều được thực hiện dựa trên các mô hình thực nghiệm mà chưa có sự phân tích lý thuyết và khoảng cách vô tuyến mới xét ở cự ly rất ngắn. Do đó, các kết quả đánh giá hiệu năng bị hạn chế bởi các điều kiện thử nghiệm như tốc độ, cự ly truyền dẫn. Hơn nữa, dưới các điều kiện thử nghiệm, rất khó để đánh giá riêng biệt ảnh hưởng của các tham số hệ thống.



Hình 1: Hệ thống MMW/RoF sử dụng MIMO [5].

Để có thể đánh giá tương đối toàn diện về mức độ



Hình 2: Kiến trúc đường xuống của hệ thống MMW/RoF sử dụng MIMO và PDM

khả thi của hệ thống MMW/RoF sử dụng kỹ thuật PDM và MIMO nhằm cung cấp các thông tin hữu ích khi thiết kế hệ thống, chúng tôi đề xuất ra một mô hình đường xuống cho hệ thống này và phân tích hiệu năng dung lượng hệ thống dưới ảnh hưởng của một số tham số hệ thống như tạp âm, méo phi tuyến và fading.

Phần còn lại của bài báo được cấu trúc như sau. Phần II đề xuất cấu trúc đường xuống của hệ thống MMW/RoF sử dụng kỹ thuật MIMO và PDM. Hiệu năng của hệ thống sẽ được phân tích trong phần III. Phần IV trình bày các kết quả và phân tích đánh giá các kết quả đó. Cuối cùng, các kết luận sẽ được đưa ra trong phần V.

II. KIẾN TRÚC ĐƯỜNG XUỐNG CỦA HỆ THỐNG MIMO MMW/ROF

Mô hình đường xuống của hệ thống OFDM MMW/RoF sử dụng MIMO 2×2 được minh họa trong hình 2. Tại phân hệ trung tâm, tín hiệu có bước sóng λ từ laser được đưa tới bộ tách sóng phân cực (PBS) để tách thành hai sóng có phân cực ngang (X) và phân cực đứng (Y). Tại mỗi khối OFDM, dữ liệu được ánh xạ vào kí hiệu PSK hoặc M-QAM (Quadrature Amplitude Modulation), các kí hiệu này sau đó được biến đổi thành N luồng song song bởi bộ biến đổi nối tiếp song song. Tại mỗi nhánh, các kí hiệu OFDM với độ dài TOS được mang bởi một sóng mang con khác nhau. Tín hiệu OFDM được thêm tiền tố chu kỳ (Cyclic Prefix - CP) vào trước khi được điều chế

với sóng mang MMW (fmm). Tín hiệu từ đầu ra của các bộ điều chế OFDM được điều chế với hai sóng phân cực tại hai bộ điều chế MZMs như chỉ ra trong hình 2. Sau đó, hai tín hiệu được điều chế đó sẽ được ghép lại bởi bộ kết hợp sóng phân cực (PBC) và được truyền trên sợi quang. Tín hiệu sau khi được ghép phân cực và truyền qua sợi quang tới RAU sẽ được đưa qua bộ tách sóng phân cực PBS và đưa tới hai bộ tách sóng quang (PDs) tương ứng. Các tín hiệu sau tách sóng quang được khuếch đại và đưa ra hai Anten Tx1 và Tx2 tương ứng để bức xạ tín hiệu vô tuyến ra không gian. Các tín hiệu sau đó được nhận bởi Anten thu Rx1 và Rx2. Các tín hiệu nhận được này sẽ là tổng của hai tín hiệu truyền đi với hệ số kênh khác nhau do các tuyến đường truyền là khác nhau. Trong bài báo này, chúng tôi sử dụng MIMO 2×2 được đặc trưng bởi ma trận H. Tín hiệu nhận được tại phía thu sẽ được đưa qua các bộ khuếch đại tạp âm thấp LNA, sau đó đến bộ trộn để trộn tín hiệu thu với nguồn dao động nội, và qua bộ lọc để được tín hiệu ban đầu.

III. PHÂN TÍCH HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG

Trong phần này, hiệu năng của hệ thống sẽ được phân tích tại bộ thu (hình 2). Trước tiên, chúng tôi tính toán tỉ số tín hiệu trên tạp âm và méo (SNDR) của hệ thống. Tiếp theo, dung lượng kênh của hệ thống sẽ được tính dựa trên SNDR.

A. Tỉ số tín hiệu trên tạp âm SNR

Trong kiến trúc đề xuất như trong hình 2, sóng mang quang từ LD được mô tả bởi

$$E(t) = E \exp j(\omega t + \Phi), \quad (1)$$

trong đó, E , ω , và Φ tương ứng là biên độ, tần số góc, và pha của tín hiệu từ LD. Giả thiết rằng $E = \sqrt{P_s}$, trong đó P_s là công suất của laser. Sóng mang quang đó được tách biệt thành hai sóng phân cực, có công suất tín hiệu trên mỗi cực chỉ bằng một nửa so với công suất tín hiệu ban đầu, như sau:

$$E_x(t) = \sqrt{\frac{P_s}{2}} \exp j(\omega t + \Phi_1), \quad (2)$$

$$E_y(t) = \sqrt{\frac{P_s}{2}} \exp j(\omega t + \Phi_2). \quad (3)$$

Hai tín hiệu OFDM có thể được biểu diễn bởi

$$S_1(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_{1n} \exp[j(\omega_n + \omega_{RF})t], 0 \leq t \leq T_s, (4)$$

$$S_2(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_{2n} \exp[j(\omega_n + \omega_{RF})t], 0 \leq t \leq T_s, (5)$$

trong đó, N là số sóng mang, ω_n là tần số góc của sóng mang con thứ n và T_s là chu kỳ ký hiệu. X_{1n} là ký hiệu số liệu phức trong sóng mang thứ n của ký hiệu $S_1(t)$. X_{2n} là ký hiệu số liệu phức trong sóng mang thứ n của ký hiệu $S_2(t)$. ω_{RF} là tần số sóng mang vô tuyến.

Hai tín hiệu $S_1(t)$ và $S_2(t)$ được điều chế với hai sóng mang quang $E_x(t)$ và $E_y(t)$ tương ứng, tại hai bộ điều chế MZMs. Các tín hiệu sau hai bộ điều chế MZM có dạng

$$E_x^{cs}(t) = \sqrt{\frac{P_s}{2}} \cos(\omega t)[1 + mS_1(t)], (6)$$

$$E_y^{cs}(t) = \sqrt{\frac{P_s}{2}} \cos(\omega t)[1 + mS_2(t)], (7)$$

trong đó, m là chỉ số điều chế của bộ điều chế MZM. Sau đó, hai tín hiệu này được ghép phân cực tại PBC và được truyền trên sợi quang đưa đến trạm gốc BS hay khối Anten đầu xa RAU. Tại RAU, tín hiệu được tách thành hai sóng phân cực khác nhau bằng cách sử dụng bộ PBS. Với giả thiết rằng chỉ xét đến suy hao sợi quang mà bỏ qua các ảnh hưởng khác của sợi quang như tán sắc, tính phi tuyến sợi quang (do khoảng cách sợi quang ngắn), tín hiệu trên mỗi nhánh sau khi qua bộ PBS tại RAU có dạng [12]

$$E_x^{BS} = \sqrt{\frac{P_r}{2}} \cos(\omega t)[1 + mS_1(t)], (8)$$

$$E_y^{BS} = \sqrt{\frac{P_r}{2}} \cos(\omega t)[1 + mS_2(t)], (9)$$

trong đó, P_r là công suất quang nhận được tại RAU. Trong trường hợp này, $P_r = P_s \exp(-\alpha L)$, trong đó α là hệ số suy hao sợi quang, L là độ dài sợi quang giữa CS và RAU. Do vậy, các tín hiệu được tách sóng bởi các PDs có dạng [12]

$$\begin{aligned} I_1(t) &= \Re[E_x^{BS}(t)]^2 \\ &= \Re\left[\frac{P_r}{2} \cos^2(\omega t)[1 + mS_1(t)]^2\right] \end{aligned} (10)$$

$$\begin{aligned} &= \Re\left[\frac{P_r}{2} \left[\frac{1 + \cos(2\omega t)}{2}\right] [1 + 2mS_1(t) + m^2S_1^2(t)]\right], \\ I_2(t) &= \Re\left[\frac{P_r}{2} \left[\frac{1 + \cos(2\omega t)}{2}\right] [1 + 2mS_2(t) + m^2S_2^2(t)]\right], \end{aligned} (11)$$

trong đó, $\Re$ là đáp ứng của PD.

Từ công thức (10) và (11), phần tín hiệu mong muốn có thể được tách ra bằng cách sử dụng bộ lọc thông dải. Do đó, dòng tín hiệu truyền đi có thể được viết thành [11]

$$I_1'(t) = \Re\left[\frac{P_r}{4} [2mS_1(t) + m^2S_1^2(t)]\right], (12)$$

$$I_2'(t) = \Re\left[\frac{P_r}{4} [2mS_2(t) + m^2S_2^2(t)]\right]. (13)$$

Sau đó, các tín hiệu này được khuếch đại và được đưa đến hai Anten tương ứng để bức xạ ra kênh vô tuyến để truyền đến phía thu. Hai tín hiệu tại hai Anten phát được mô tả như sau:

$$I_1^{BS}(t) = \Re\left[\frac{P_r \sqrt{G_A}}{4} [2mS_1(t) + m^2S_1^2(t)]\right], (14)$$

$$I_2^{BS}(t) = \Re\left[\frac{P_r \sqrt{G_A}}{4} [2mS_2(t) + m^2S_2^2(t)]\right], (15)$$

trong đó, G_A là hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại PA.

Trong mô hình đề xuất, các tín hiệu được truyền trên kênh vô tuyến MIMO 2x2. Giả thiết tín hiệu qua kênh vô tuyến chỉ chịu suy hao do không khí cho liên kết thẳng được tính như sau (theo dB):

$$P_L = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d f_{RF}}{c} \right), (16)$$

trong đó, d là khoảng cách liên kết vô tuyến, f_{RF} là tần số sóng mang vô tuyến ở băng tần milimet, và c là vận tốc ánh sáng trong chân không.

Các tín hiệu nhận được tại đầu vào bộ thu được đưa đến bộ khuếch đại tạp âm thấp LNA, sau đó được trộn với tần số từ bộ dao động nội để khôi phục tín hiệu ban đầu.

Bên cạnh đó, trong mỗi nhánh thu, mật độ phổ công suất tạp âm của hệ thống đề xuất (hình 2) bao gồm các nguồn tạp âm như tạp âm cường độ tương đối từ LD, tạp âm nhiệt và tạp âm nơ từ PD. Do đó, tổng công suất tạp âm tại bộ thu có thể được mô tả như sau:

$$\sigma_N^2 = \sigma_{th}^2 + \frac{1}{4}(\sigma_{RIN}^2 + \sigma_{shot}^2), (17)$$

trong đó, thành phần σ_{RIN}^2 là tạp âm cường độ tương đối từ LD. Thành phần tiếp theo $\sigma_{th}^2 = 4KTB_n / R_L$ là mật độ phổ công suất của tạp âm nhiệt; K là hằng số Boltzmann, T là nhiệt độ Kelvin, và R_L là điện trở tải. Thành phần cuối cùng, $\sigma_{shot}^2 = 2q(\Re P_r + I_d)B_n$ là mật độ phổ công suất của tạp âm nơ, trong đó, I_d là dòng tối, q là điện tích electron.

Do đó, tỉ số SNR được tính như sau:

$$SNR = \frac{P_{Rec}}{P_N} = \frac{(m\Re P_r)^2 \sigma^2 G_A G_{LNA} R_L}{4\sigma_N^2 \cdot P_L \cdot NF_{LNA} \cdot KTB_n \cdot NF_{Rx}}, (18)$$

trong đó, G_{LNA} là hệ số khuếch đại của LNA, NF_{LNA} là hệ số tạp âm của bộ khuếch đại LNA, KTB_n là tạp âm nhiệt tại bộ thu tín hiệu RF, NF_{Rx} là hệ số tạp âm tại Anten thu, và σ là công suất tín hiệu OFDM.

B. Tỉ số tín hiệu trên méo SDR

Giả sử rằng tín hiệu OFDM có phân bố gần với phân bố Gauss về mật biên độ [13] do tín hiệu OFDM bao gồm rất nhiều tín hiệu phân bố giống nhau và độc lập nhau. Sau bộ lọc, méo cũng có phân bố Gauss. Vì vậy, phổ của méo và tín hiệu OFDM có phân bố xấp xỉ hình chữ nhật. Giả sử rằng hai tín hiệu OFDM chịu ảnh hưởng của méo là như nhau trên hai nhánh, do đó chúng tôi chỉ đi phân tích ảnh hưởng của méo lên tín hiệu OFDM $S_1(t)$.

Dạng méo phổ biến nhất là các dạng hài, trong đó các thành phần hài xuất hiện tại các điểm bội số nguyên của tần số đầu vào [13]. Trong bài báo này, hài bậc hai được xem xét. Đối với hài bậc hai $y(t) = S_1^2(t)$ hàm tự tương quan $R_y(\tau) = R_{S_1^2}(\tau)$ có thể được tính như sau [14]:

$$R_{S_1^2}(\tau) = \sigma^4 + 2R_{S_1}^2(\tau), \quad (19)$$

trong đó, $R_{S_1}(\tau)$ là hàm tự tương quan của tín hiệu $S_1(t)$, σ^2 là công suất của phổ tín hiệu OFDM $S_1(t)$ ban đầu với $f_0 - B \leq |f| \leq f_0 + B$.

Mật độ phổ công suất PSD là biến đổi Fourier của hàm tự tương quan và có thể biểu diễn như sau:

$$\begin{aligned} S_{S_1^2}(f) &= F\langle R_{S_1^2}(\tau) \rangle \\ &= F\langle \sigma^4 \rangle + 2S_{S_1}(f) * S_{S_1}(f). \end{aligned} \quad (20)$$

Giả sử rằng tính phi tuyến của hệ thống được phân bổ bởi chuỗi Taylor và chỉ hài bậc hai được xét đến. Tín hiệu sau PD phụ thuộc vào tín hiệu OFDM $S_1(t)$ ban đầu có thể được biểu diễn như sau

$$y(t) = f[s(t)] = a_1 S_1(t) + a_2 S_1^2(t). \quad (21)$$

Mật độ phổ công suất méo không tương quan với tín hiệu OFDM được biểu diễn như sau:

$$S_{S_1^2}(f) = \sigma^4 a_2^2 \delta(f) + \frac{\sigma^4}{8B^2} a_2^2 [2B - |f \pm f_0|], |f \pm f_0| < 2B \quad (22)$$

Hay

$$\begin{aligned} S_{S_1^2}(f) &= \sigma^4 a_2^2 \delta(f) + \frac{\sigma^4}{4B^2} a_2^2 - \frac{\sigma^4}{8B^2} a_2^2 |f \pm f_0| \\ |f \pm f_0| &< 2B, \end{aligned} \quad (23)$$

trong đó, $\delta(f)$ là hàm Dirac Delta, B là băng thông của tín hiệu OFDM.

Từ mật độ phổ công suất méo trong công thức (23), công suất méo được tính như sau

$$\begin{aligned} P_y &= 2 \int_0^B \left(\sigma^4 a_2^2 \delta(z) + \frac{\sigma^4}{4B^2} a_2^2 - \frac{\sigma^4}{8B^2} a_2^2 z \right) dz \\ &= \frac{19}{8} \sigma^4 a_2^2, \end{aligned} \quad (24)$$

trong đó, $z = |f \pm f_0|$ và $dz = df$.

Theo công thức (12), công suất tín hiệu OFDM sau PD là $a_1^2 \sigma^2 = (\Re m P_r)^2 \sigma^2$, nên tỉ số SDR được tính như sau:

$$SDR = \frac{P_s}{P_y} = \frac{a_1^2 \sigma^2}{\frac{19}{8} a_2^2 \sigma^4} = \frac{8a_1^2}{19a_2^2 \sigma^2}. \quad (25)$$

So sánh công thức (25) với (12), ta có:

$$\begin{aligned} a_1 &= \Re P_r m / 2, \\ a_2 &= \frac{1}{4} \Re P_r m^2. \end{aligned} \quad (26)$$

$$\text{Do đó, } SDR = \frac{8a_1^2}{19a_2^2 \sigma^2} = \frac{32}{19m^2 \sigma^2}. \quad (27)$$

Tỉ số SDR trong công thức (27) là tỉ số tín hiệu trên tạp âm gây ra bởi méo sau PD. Tuy nhiên, do bỏ qua ảnh hưởng của liên kết vô tuyến và tính phi tuyến của các thiết bị phía thu, nên tỉ số này cũng chính là tỉ số SDR sau bộ lọc BPF tại phía thu.

C. Tỉ số SNDR

Cả méo và tạp âm đều ảnh hưởng đến hiệu năng hệ thống. Tỉ số tín hiệu trên tạp âm và méo SNDR được định nghĩa [15]:

$$\frac{1}{SNDR} = \frac{1}{SNR} + \frac{1}{SDR}. \quad (28)$$

Như vậy, hiệu năng sẽ được tối ưu nhờ tối ưu hóa các tham số ảnh hưởng đến hệ thống, ví dụ như chỉ số điều chế m của bộ điều chế MZM, hay đáp ứng $\Re$ của PD.

D. Dung lượng kênh

Đối với mô hình hệ thống MIMO có 2 anten phát và 2 anten thu như đề xuất (hình 2), kênh vô tuyến có thể được mô hình hóa bởi ma trận ngẫu nhiên H có kích thước 2×2 , và tín hiệu thu sẽ phụ thuộc vào tín hiệu phát và ma trận H như sau [16]:

$$y = \sqrt{\frac{E_x}{2}} Hx + n, \quad (29)$$

trong đó, n là vector tạp âm, E_x là năng lượng của tín hiệu phát. Ma trận H có phân chia giá trị đơn (SVD) được biểu diễn bởi [16]:

$$H = UDV^H, \quad (30)$$

trong đó, U và V là hai ma trận đơn nhất ($UU^H = I_{N_r}$ và $VV^H = I_{N_t}$) có kích thước 2×2 . $(.)^H$ là chuyển vị Hermitian. D là ma trận đường chéo kích thước 2×2 , có đường chéo là các số thực không âm, các phần tử còn lại bằng 0. Từ đó, ta có:

$$HH^H = UDD^H U^H = Q\Lambda Q^H, \quad (31)$$

trong đó, $Q=U$ và $QQ^H = I_2$ (ma trận đơn vị có kích thước 2×2). Λ là ma trận đường chéo với giá trị ở các đường chéo là λ_i (với $i=1,2$).

Trong bài báo này, chúng tôi chỉ xét dung lượng kênh của hệ thống trong trường hợp không biết trạng thái kênh, dung lượng kênh khi đó được tính theo công thức [16]

$$\begin{aligned} C &= \log_2 \det(I_{N_r} + \frac{\gamma}{N_t} HH^H) \\ &= \log_2 \det(I_{N_r} + \frac{\gamma}{N_t} Q\Lambda Q^H) \\ &= \log_2 \det(I_{N_r} + \frac{\gamma}{N_t} \Lambda) \\ &= \sum_{i=1}^r \log_2 (1 + \frac{\gamma}{N_t} \lambda_i), \end{aligned} \quad (32)$$

trong đó, r là hạng của ma trận H có kích thước $N_r \times N_t$, I_{N_r} là ma trận đơn vị có kích thước N_r .

$\gamma = \frac{E_{tol}}{N_0} = \frac{E_{tol} B_n}{P_N} = \frac{SNDR \cdot B_n}{R_s}$, với E_{tol} là tổng năng lượng phát, B_n là băng tần tập âm hiệu dụng, và R_s là tốc độ ký hiệu.

Tuy nhiên, các kênh MIMO thường là ngẫu nhiên, nên H là ma trận ngẫu nhiên và dung lượng kênh cũng biến thiên theo thời gian. Như vậy, dung lượng kênh sẽ được tính là giá trị trung bình của các trường hợp đó. Giả thiết kênh ngẫu nhiên là quá trình Ergodic, dung lượng kênh của hệ thống phụ thuộc vào tỉ số SNR như sau:

$$\begin{aligned} C &= E \left\{ \log_2 \left[\det \left(I_{N_r} + \frac{\gamma}{N_t} HH^H \right) \right] \right\} \\ &= E \left\{ \log_2 \left[\det \left(I_{N_r} + \frac{\gamma}{N_t} \Lambda \right) \right] \right\}, \end{aligned} \quad (33)$$

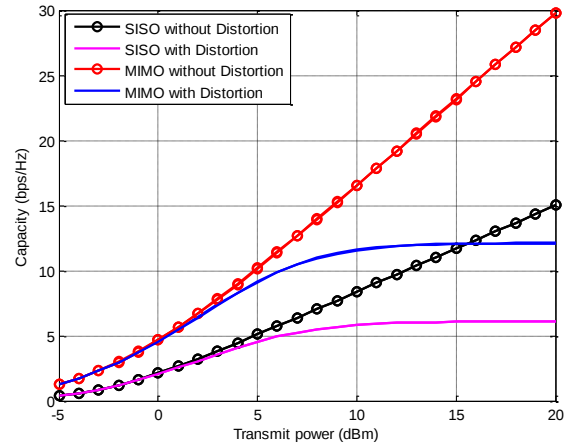
trong đó, E là kỳ vọng được thực hiện theo phân bố của ma trận kênh ngẫu nhiên H .

IV. CÁC KẾT QUẢ TÍNH TOÁN SỐ VÀ NHẬN XÉT

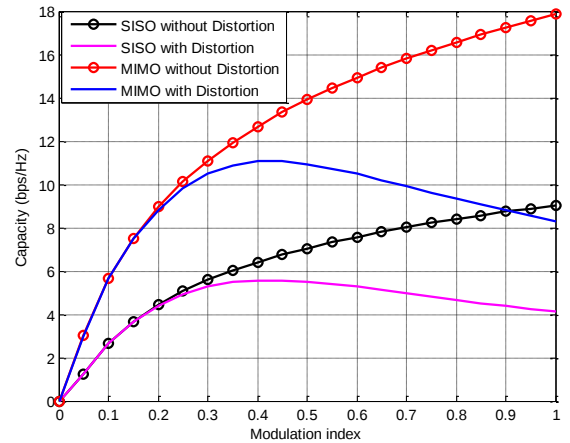
Trong phần này, dựa trên các phân tích ở phần 3, dung lượng kênh của hệ thống được phân tích như hàm của công suất phát, chỉ số điều chế của bộ điều chế MZM, và sự tương quan giữa các anten. Các tham số và giá trị các tham số sử dụng trong các phân tích được đưa ra trong bảng 1.

Trước tiên, dung lượng kênh của hệ thống MMW RoF sử dụng MIMO được đánh giá phụ thuộc vào công suất đầu ra laser, cho cả hai trường hợp có ảnh hưởng của méo và không có ảnh hưởng của méo như minh họa trong hình 3. Dung lượng kênh cũng được tính toán với trường hợp sử dụng kênh MIMO và kênh SISO (một anten phát, một anten thu). Trong trường hợp không xét đến ảnh hưởng của méo (nghĩa là chỉ có tạp âm được xét đến), dung lượng kênh có thể được cải thiện bằng cách tăng công suất phát hoặc sử dụng MIMO. Tuy nhiên, méo sẽ làm giảm dung lượng kênh khi công suất tăng lên một mức nào đó, thậm chí khi công suất tăng, méo làm cho dung lượng kênh của kênh MIMO còn nhỏ hơn dung lượng kênh của kênh

SISO. Do vậy, khảo sát ảnh hưởng của méo đến dung lượng kênh cũng là vấn đề cần xem xét.



Hình 1: Dung lượng kênh phụ thuộc vào công suất phát

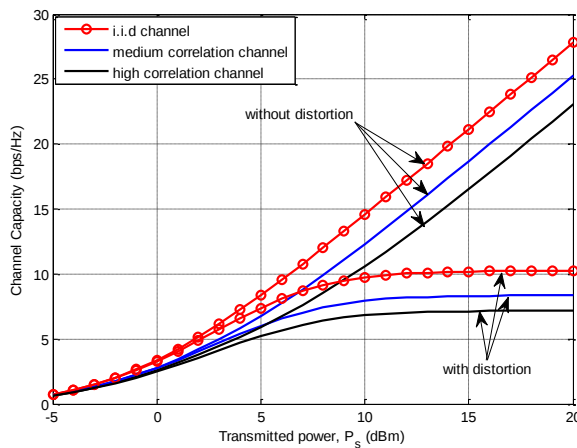


Hình 2: Dung lượng kênh phụ thuộc vào chỉ số điều chế

Tiếp theo, dung lượng kênh của hệ thống được xem xét dưới sự ảnh hưởng của chỉ số điều chế với cả hai trường hợp có xét đến méo và không xét đến méo. Như được chỉ ra trong hình 4, đối với trường hợp không xét đến ảnh hưởng của méo, dung lượng kênh tăng lên khi chỉ số điều chế tăng lên cho cả hai kênh MIMO và SISO. Tuy nhiên, khi xét đến ảnh hưởng của méo, dung lượng kênh giảm đi khi chỉ số điều chế vượt quá giá trị tối ưu của nó. Do vậy, có thể lựa chọn được các giá trị tối ưu cho chỉ số điều chế để đạt được dung lượng kênh tối đa hay làm cho ảnh hưởng của méo là nhỏ nhất. Khi chỉ số điều chế lớn hơn giá trị tối ưu đó, ảnh hưởng của méo sẽ lớn hơn rất nhiều so với ảnh hưởng của tạp âm và do đó dung lượng kênh giảm đi nhanh.

BẢNG 1. THAM SỐ HỆ THỐNG VÀ HẰNG SỐ

Tên	Ký hiệu	Giá trị
Hệ số suy hao sợi quang	α	0.2 dB/km
Khoảng cách giữa CS và BS	L	20 km
Điện trở tải	R_L	50 Ω
Độ nhạy của PD	$\mathfrak{R}$	0.6 A/W
Khoảng cách vô tuyến	d	100 m
Tốc độ ký hiệu	R_s	1e8 bps
Băng tần tập âm hiệu dụng	B_n	100 MHz
Hệ số khuếch đại PA	G_A	10 dB
Hệ số khuếch đại LNA	G_{LNA}	3 dB
Hệ số tạp âm máy thu	NF_{Rx}	10 dB
Hệ số tạp âm các bộ khuếch đại	NF_{LNA}	4 dB
Hằng số Boltzmann	K	1.38e-23



Hình 5: Dung lượng kênh trong trường hợp các anten có tương quan

Cuối cùng, hình 5 đưa ra so sánh dung lượng kênh của kênh MIMO không tương quan, có tương quan trung bình, và có tương quan cao. Các tham số của kênh tương quan này được tham chiếu từ tài liệu ETSI TS 136 101 [17]. Như chỉ ra trong hình 5, dung lượng kênh bị giảm xuống cho cả trường hợp có xét ảnh hưởng của méo và không xét ảnh hưởng của méo khi các anten phát và anten thu có tương quan. Đặc biệt trong trường hợp kênh MIMO có tương quan cao, dung lượng hệ thống giảm khoảng 5 bps/Hz cho cả hai trường hợp có méo và không méo so với trường hợp kênh MIMO không có tương quan.

V. KẾT LUẬN

Trong bài báo này, chúng tôi đã đề xuất kiến trúc đường xuống cho hệ thống OFDM MMW-RoF sử dụng ghép kênh phân cực kết hợp kỹ thuật MIMO cho kênh vô tuyến và phân tích dung lượng kênh của hệ thống dưới sự ảnh hưởng của các loại tạp âm và méo phi tuyến gây ra bởi các phần tử trong hệ thống này. Kết quả phân tích cho thấy dung lượng kênh của hệ thống phụ thuộc vào công suất phát và chỉ số điều chế của bộ điều chế MZM. Công suất phát và chỉ số điều chế có giá trị lớn sẽ giúp làm giảm ảnh hưởng của các

loại tạp âm nhưng lại làm ảnh hưởng của méo phi tuyến lớn hơn. Do đó, giá trị công suất phát và chỉ số điều chế cần được lựa chọn phù hợp để đạt được hiệu năng tốt nhất. Sự phụ thuộc của dung lượng kênh vào mức độ tương quan của kênh MIMO cũng được khảo sát trong bài báo này.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

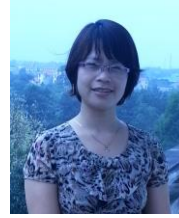
- [1] M. Sauer, A. Kobayakov, and J. George, "Radio over fiber for picocellular network architectures," J. Lightw. Technol., vol. 25, no. 11, pp.3301–3320, Nov. 2007.
- [2] Y.-T. Hsueh, M.-F. Huang, S.-H. Fan, and G.-K. Chang, "A novel lightwave centralized bidirectional hybrid access network: seamless integration of RoF with WDM-OFDM-PON," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 23, no. 15, p. 1085, 1087, Aug. 1, 2011.
- [3] N. Ghazisaidi and M. Maier, "Fiber-wireless (FiWi) access networks: Challenges and opportunities," IEEE Netw., vol. 25, no. 1, pp. 36–42, Jan./Feb. 2011.
- [4] D. Cedric, L. G. Jose, D. D. Antonio, K. Dimitri, and D. Laurent, "Millimeter-wave access and backhauling: the solution to the exponential data traffic increase in 5G mobile communications systems?" IEEE Communications Magazine, vol. 52, pp. 88-95, 2014.
- [5] Chun-Ting Lin, Anthony Ng'oma, Wei-Yuan Lee, Chia-Chien Wei, Chih-Yun Wang, Tsung-Hung Lu, Jyehong Chen, Wen-Jr Jiang, and Chun-Hung Ho, "2 x 2 MIMO radio-over-fiber system at 60 GHz employing frequency domain equalization," Optics Express, Vol. 20, Issue 1, pp. 562-567, 2012.
- [6] A. Kobayakov, M. Sauer, A. Ng'oma, and J. H. Winters, "Effect of optical loss and antenna separation in 2x2 MIMO fiber-radio systems," IEEE Trans. Antenn. Propag. 58(1), 187–194 (2010).
- [7] M. B. Othman, L. Deng, X. Pang, J. Caminos, W. Kozuch, K. Prince, J. B. Jensen, and I. T. Monroy, "Directlymodulated VCSELs for 2x2 MIMO-OFDM radio over fiber in WDM-PON," in 37th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC), 2011.
- [8] M. B. Othman, L. Deng, X. Pang, J. Caminos, W. Kozuch, K. Prince, X. Yu, J. B. Jensen, and I. T. Monroy, "MIMO-OFDM WDM PON with DM-VCSEL for femtocells application," Opt. Express, 2011.
- [9] S.-H. Fan, H.-C. Chien, A. Chowdhury, C. Liu, W. Jian, Y.-T. Hsueh, and G.-K. Chang, "A novel radio-over-fiber system using the xy-MIMO wireless technique for enhanced radio spectral efficiency," in 36th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC), 2010.
- [10] Lei Deng, Xiaodan Pang, Ying Zhao, M. B. Othman, Jesper Bevensee Jensen, Darko Zibar, Xianbin Yu, Deming Liu, and Idelfonso Tafur Monroy, "2x2 MIMO-OFDM Gigabit fiber-wireless access system based on polarization division multiplexed WDM-PON," Optics Express, Vol. 20, Issue 4, pp. 4369-4375, 2012.
- [11] Hou-Tzu Huang; Chung-Shin Sun; Chun-Ting Lin; Chia-Chien Wei; Wei-Siang Zeng; Hsi-Yu Chang; Boris Shih; Anthony Ng'oma, Direct-detection PDM-OFDM RoF system for 60-GHz wireless MIMO transmission without polarization tracking, 2015 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2015.
- [12] Pham, Thu A. ; Pham, Hien T.T. ; Vu, Lam T. ; Dang, Ngoc T., "Effects of noise and distortion on performance of OFDM millimeter-wave RoF systems," Information and Computer Science (NICS), 2015 2nd National Foundation for Science and Technology Development Conference on, pp. 153-157, 2015
- [13] Tam Hoang Thi, and Mitsuji Matsumoto, "Transmission analysis of OFDM millimeter-wave radio-over-fiber system", IEEE Fifth International Conference, 2013.
- [14] Chris van den Bos, Michiel H.L. Kouwenhoven and Wouter A. Serdijn, "The influence of non-linear distortion on OFDM bit error rate," IEEE, pp. 1125-1129, 2000.
- [15] Chris van den Bos, Michiel H.L. Kouwenhoven and Wouter A. Serdijn, "Effect of Smooth Nonlinear Distortion on OFDM symbol error rate," IEEE Transactions on

Communications, Vol. 49, No. 9, pp. 1510-1514, September 2001.

- [16] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung G. Kang, "MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB," John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, Singapore, October 2010.
- [17] ETSI TS 136 101 V12.5.0, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception," 2014.

PERFORMANCE IMPROVEMENT OF MMW-ROF SYSTEM USING POLARIZATION DIVISION MULTIPLEXING AND MIMO

Abstract: In this paper, we propose a millimeter wave radio over fiber system that improves the system performance in terms of capacity by combining Polarization division multiplexing (PDM) and Multi-input Multi-Input (MIMO). Based on the proposed model, the capacity of the system is analyzed under the influence of noise sources and nonlinear distortion caused by the elements in the system as well as the influence of fading from radio link. The results of the performance analysis show that the channel capacity of the system can be significantly improved. However, the transmitted power and modulation index parameters need to be properly selected in order to avoid the effect of nonlinear distortion which reduces the capacity of the system.



Thu A. Pham received B.E degree of Telecommunication engineering from Posts and Telecommunications Institute of Technology (PTIT), Viet Nam, in 2003, and M.E degree of Telecommunication engineering from Royal Melbourne Institute of Technology, Australia, in 2008. Now, she is a lecturer and PhD student in Telecommunication faculty of PTIT. Her research interests include networking, radio over fiber, and broadband networks.



Lam T. Vu received the Ph.D. degree from the University of Ha Noi, in 1993. He is currently the vice president of Posts and Telecommunications Institute of Technology. His current research interests include optical technologies, RoF, and future network technologies.