KHẢO SÁT HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG TRUY CẬP QUANG - VÔ TUYẾN Ở DẢI BƯỚC SÓNG MILIMET CHO THÔNG TIN DI ĐỘNG THẾ HỆ MỚI

INVESTIGATING PERFORMANCE OF MILLIMETERWAVE OPTICAL - WIRELESS ACCESS SYSTEM (MMW/RoF) FOR NEXT GENERATION MOBILE COMMUNICATIONS

Nguyễn Văn Tuấn, Nguyễn Văn Điền, Nguyễn Tấn Hưng

Trường Đại học Bách khoa - Đại học Đà Nẵng; nvtuan@dut.udn.vn

Tóm tắt - Bài báo xây dựng mô hình tính toán hệ thống truy cập quang-vô tuyến ở dải bước sóng Milimet (MMW/RoF) cho thông tin di động thế hệ mới sử dụng bộ khuếch đại quang EDFA và máy thu Coherence để tăng khoảng cách và độ nhạy hệ thống. Tiếp đến, bài báo thiết lập công suất tín hiệu, công suất nhiễu tổng tại đầu cuối tuyến sợi quang và tại máy thu di động sau khi truyền qua môi trường vô tuyến; xác định được hiệu năng của toàn hệ thống được thể hiện bằng tỉ số tín hiệu trên nhiễu (*SNR*), tỉ lệ lỗi bit (*BER*) tại máy thu di động. Sau đó, bài báo khảo sát, so sánh, đánh giá hiệu năng của hệ thống bằng ngôn ngữ Matlab theo nhiều kịch bản khác nhau bao gồm các đặc tuyến của *BER* theo hệ số khuếch đại của EDFA, công suất quang của nguồn phát, công suất quang của bộ dao động nội trong máy thu Coherence, tần số vô tuyến, khoảng cách truyền dẫn tương ứng với trường hợp đường truyền vô tuyến tầm nhìn thẳng (LoS) và bị pha đinh (NLoS).

Từ khóa - Truy cập quang - vô tuyến; Milimet; Coherence; *SNR*; *BER*; LoS; NLoS; thông tin di động thế hệ mới.

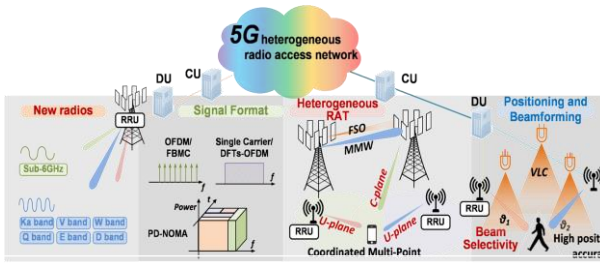
Abstract - In this paper, we build calculating model of the Millimeterwave optical-wireless access system for next generation mobile communications using the EDFA and the coherent receiver for enhancing the transmission distance and the system sensitivity. We calculate the signal and total noise power at the end of optical fiber link and at mobile subscribers through the wireless medium. We then determine system performances showed by *SNR, BER* at the end of the system. After that, they are investigated, compared, evaluated by Matlab in many different scenarios including *BER* performance versus EDFA's Gain, optical transmitter power at central office (CO), optical oscillator power in coherent receiver, wireless frequencies, wireless length corresponding to two wireless cases of Line of Sight (LoS) and Non Line of Sight (NLoS).

Key words - Optical - Wireless Access; Millimeterwave; Coherent; *SNR; BER*; LoS; NLoS; Next Generation Mobile Communications.

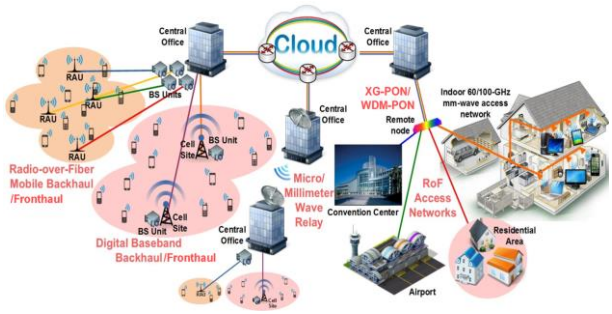
1. Đặt vấn đề

Những năm gần đây, nhu cầu thông tin di động thế hệ mới băng thông rộng tăng lên nhanh chóng. Trên toàn cầu, lưu lượng dữ liệu di động sẽ tăng gấp 7 lần từ năm 2017 đến năm 2022, với tốc độ tăng trưởng là 46% đạt 77,5 exabyte mỗi tháng vào năm 2022 (một exabyte bằng một tỉ gigabyte). Lưu lượng truy cập từ thiết bị không dây và thiết bị di động sẽ chiếm 71% tổng lưu lượng IP vào năm 2022 [1], [2]. Tuy nhiên, hệ thống thông tin di động 3G, 4G hiện nay sử dụng các sóng mang vô tuyến nằm ở dải băng tần thấp (khoảng vài GHz) nên chúng mang thông tin tốc độ thấp, băng thông hẹp. Do đó, để đáp ứng với nhu cầu thông tin di động thế hệ mới đa dịch vụ băng rộng (5G và sau 5G) người ta bắt đầu sử dụng các sóng mang băng tần cao (hàng chục đến hàng trăm GHz) gọi là sóng milimet (MMW), có dải tần từ 30GHz đến 300GHz, như được thể hiện trên hình 1 [3]. Trong đó miêu tả các công nghệ truy cập vô tuyến đầy hứa hẹn đang và sẽ triển khai rộng rãi phục vụ cho thông tin dữ liệu không dây 5G hỗn hợp.

Hầu hết các công nghệ này chủ yếu sử dụng dải bước sóng Milimet (MMW) gồm băng tần Ka, V, W, Q, E và D [3], cho hiệu quả sử dụng phổ tần cao, kích thước anten nhỏ và độ khả dụng phổ tần lớn. Tuy nhiên, vì tần số ở dải bước sóng này cao nên tổn hao tín hiệu trong không gian tự do và khí quyển lớn, làm hạn chế khoảng cách truyền dẫn vô tuyến. Hệ thống thông tin quang - vô tuyến ở dải bước sóng milimet (MMW/RoF-Millimeter Wave Radio-over-Fiber) còn được gọi là hệ thống truyền dẫn di động (Mobile Backhaul /Fronthaul) được tập trung nghiên cứu để truyền tín hiệu di động giữa các trạm trung tâm CO (Central Office) và thiết bị đầu cuối RAU (Remote Antenna Unit), từ đó truyền thông tin đến các đầu cuối vô tuyến ở xa RRHs (Remote Radio Head) hoặc điện thoại di động thông qua kênh truyền vô tuyến MMW [4]. Với ưu điểm vượt trội là băng thông rất rộng của công nghệ quang tử và sợi quang trong việc xử lý và truyền tín hiệu hệ thống MMW/RoF cho phép tăng đáng kể dung lượng, giảm trễ tín hiệu, năng lượng tiêu thụ, chi phí và độ phức tạp của mạng thông tin di động. Do đó, nó là xu thế ứng dụng tất yếu trong hệ thống thông tin di động thế hệ mới (5G và sau 5G) [3], [4], [5], [6], [9], [10], [11]. Những



Hình 1. *Các công nghệ truy cập vô tuyến ở dải bước sóng Milimet trong thông tin di động 5G hỗn hợp [3]*



Hình 2. *Hệ thống truy cập quang-vô tuyến ở dải bước sóng Milimet cho thông tin di động thế hệ mới [4]*

năm gần đây có nhiều công trình nghiên cứu các hệ thống truy cập quang - vô tuyến sử dụng dải bước sóng milimet (MMW/RoF), tiêu biểu như [3], [5], [6], [9]. Trong [9], các tác giả khảo sát đặc tính của mạng truy cập quang - vô tuyến sử dụng công nghệ ghép kênh phân chia theo bước sóng và thời gian (WDM/TDM PON), tiến hành đánh giá đặc tính *BER* và *SNR* và phân tích khả năng mở rộng băng thông, tuy nhiên do mục tiêu của bài báo tập trung vào WDM/TDM PON nên tốc độ bít của mỗi kênh chỉ khảo sát từ (30-54)Mbit/s và khoảng cách truyền dẫn 24km. Trong [5], nhóm tác giả đã khảo sát hệ thống truy cập quang - vô tuyến có xét đến các trường hợp kênh truyền trực tiếp LoS và kênh truyền pha đinh đa đường NLoS. Tuy nhiên, chiều dài truyền dẫn của cáp sợi quang giới hạn trong phạm vi 10 km, sử dụng máy thu tách sóng trực tiếp và chưa đề cập đến việc bù tán sắc để nâng cao chất lượng tín hiệu, ngoài ra [5] mới chỉ khảo sát tại một tần số f=60 GHz mà chưa khảo sát đặc tính của hệ thống khi thay đổi tần số sóng mang vô tuyến. Bài báo này khảo sát hệ thống với khoảng cách truyền dẫn sợi quang lớn (150 km) bằng cách đặt bộ khuếch đại quang EDFA trên đường truyền và sử dụng máy thu Coherence, thay vì máy thu tách sóng trực tiếp như trong [5]. Điều này cho phép gia tăng khoảng cách truyền dẫn và độ nhạy của hệ thống. Đồng thời bài báo cũng khảo sát hiệu năng của hệ thống với các kịch bản thay đổi hệ số khuếch đại EDFA, thay đổi tần số sóng mang vô tuyến, thay đổi công suất quang tại trung tâm (CO) và thay đổi công suất quang bộ dao động nội trong máy thu Coherence… Sự phối hợp EDFA và máy thu Coherence làm công suất tín hiệu ở máy thu tăng lên nhưng cũng làm gia tăng công suất nhiễu trong hệ thống, ngoài nhiễu nhiệt, nhiễu bắn do công suất tín hiệu quang đến máy thu còn xuất hiện thêm các loại nhiễu bắn do công suất quang bộ dao động nội, nhiễu phát xạ tự phát của EDFA, nhiễu phách do sự phối hợp giữa EDFA và công suất dao động nội, công suất tín hiệu quang đến… làm cho việc khảo sát hiệu năng của hệ thống (thể hiện qua *SNR* và *BER* tại máy thu vô tuyến) trở nên phức tạp nên cần tiến hành khảo sát, tính toán, phân tích đánh giá một cách cụ thể và chi tiết.

2. Mô hình tính toán và biểu thức *SNR, BER*

Hình 3 biểu diễn mô hình tính toán hệ thống thông tin truy cập quang - vô tuyến ở dải bước sóng Milimet (MMW/RoF) cho thông tin di động thế hệ mới. Trong đó, tần số sóng mang vô tuyến được chọn nằm trong khoảng vài chục GHz ($f_{RF} \geq 20$ GHz) thay vì $f_{RF} \approx 2$ GHz cho thông tin di động 3G, 4G như hiện nay. Tín hiệu dữ liệu sau khi điều chế QPSK được đưa đến bộ điều chế ngoài Mach Zehnder (MZM) để điều chế sóng mang quang có tần số f_s được tạo ra từ Dioder Laser (LD). Tín hiệu quang sau khi điều chế được đưa vào sợi quang để truyền đến máy thu quang. Để truyền khoảng cách xa (150km) hệ thống sử dụng bộ khuếch đại quang EDFA đặt giữa đường truyền và máy thu Coherence. Khoảng cách khá lớn (150 km) này cho phép các máy thu di động thế hệ mới có thể trao đổi thông tin đa dịch vụ băng rộng trực tiếp với nhau hoặc với trung tâm (OC) ở xa mà không phải qua các trạm trung gian bằng truyền dẫn vô tuyến, cho phép giảm trễ truyền, tăng tốc độ bít, giảm méo pha đinh nhiều tia xảy ra trong thông tin 3G, 4G hiện nay. EDFA chia tuyến thành 2 phân đoạn (1) và (2) có chiều dài tương ứng là L_1 và L_2. Nhằm nâng cao chất lượng tín hiệu truyền dẫn, trên mỗi phân đoạn, sợi quang đơn mode (SMF) được bù tán sắc bằng sợi quang tán sắc dịch chuyển (DSF): $L_1 = L_1^{(1)} + L_2^{(1)}$ và $L_2 = L_1^{(2)} + L_2^{(2)}$ trong đó $L_1^{(1)}, L_1^{(2)}$ và $L_2^{(1)}, L_2^{(2)}$ lần lượt là chiều dài sợi quang SMF và sợi quang DSF trên 2 phân đoạn (1) và (2). Tán sắc được bù hoàn toàn theo biểu thức: $D_1 L_1^{(1)} + D_2 L_2^{(1)} = 0$ và $D_1 L_1^{(2)} + D_2 L_2^{(2)} = 0$ với D_1 và D_2 là hệ số tán sắc của sợi SMF và sợi DSF.

Quá trình hoạt động của hệ thống lần lượt được biểu diễn bằng các biểu thức toán học và được trình bày như sau: Tín hiệu dữ liệu QPSK biểu diễn theo biểu thức:

$$e_D(t) = E_D[a(t)\cos\omega_1 t + b(t)\sin\omega_1 t] = E_D S(t) \quad (1)$$

Trong đó, E_D, ω_1 lần lượt là biên độ, tần số của sóng điều chế dữ liệu QPSK; $a(t) = \pm 1$, $b(t) = \pm 1$ là dữ liệu.

Trường quang ở đầu ra của Laser diode (LD) được thể hiện:

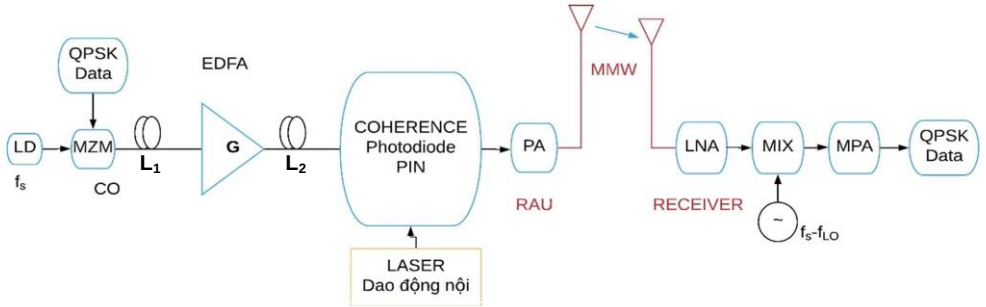
$$e_S(t) = E_S \cos\omega_S t \quad (2)$$

Trong đó, E_S, ω_S lần lượt là biên độ, tần số trường quang của Laser Diode.

Trường quang được điều chế bởi tín hiệu dữ liệu QPSK ở bộ điều chế Mach Zehnder (MZM), tạo ra tín hiệu quang điều biên ở đầu ra của MZM và được biểu diễn:

$$\begin{aligned} e_T(t) &= [E_S + E_D S(t)]\cos\omega_S t = E_T \cos\omega_S t \\ &= E_S[1 + mS(t)]\cos\omega_S t \end{aligned} \quad (3)$$

Trong đó, $m = \frac{E_D}{E_S}$ là hệ số điều chế. Để tránh méo tín hiệu, ta chọn $m = \frac{E_D}{E_S} \leq 1$. Công suất quang hiệu dụng đưa



Hình 3. *Mô hình tính toán hệ thống Millimetwave truy cập quang-vô tuyến sử dụng EDFA và máy thu Coherence*

vào sợi quang được thể hiện:

$$P_T = \frac{P_{Laser}}{\Delta P_{MZM}} = \frac{E_T^2}{K_1} \quad (4)$$

Trong đó, ΔP_{MZM} là tổn hao của bộ ghép quang và bộ điều chế MZM. K_1 là hằng số tỉ lệ [7]. Suy ra:

$$e_T(t) = \sqrt{K_1 P_T}\cos\omega_S t = E_S[1+mS(t)]\cos\omega_S t \quad (5)$$

Sau khi qua sợi quang, tín hiệu quang bị tổn hao trên đường truyền và được bộ khuếch đại quang EDFA khuếch đại để bù tổn hao. Do đó, công suất quang P_R và trường quang $e_R(t)$ nhận được tại đầu vào khối RAU được biểu diễn như sau:

$$P_R = \frac{GP_T}{\alpha} = \frac{GE_T^2}{\alpha K_1} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} e_R(t) &= \sqrt{K_1 P_R}[1+mS(t)]\cos\omega_S t \\ &= E_R[1+mS(t)]\cos\omega_S t \end{aligned} \quad (7)$$

Trong đó, $\alpha=\alpha_1\alpha_2$ là tổn hao công suất trên toàn tuyến sợi quang. α_1 và α_2 tổn hao công suất trên L_1 and L_2. G là độ khuếch đại của EDFA

Trường quang tại bộ dao động nội được biểu diễn:

$$e_{LO}(t) = E_{LO}\cos(\omega_{LO}t+\phi(t)) = \sqrt{K_2 P_{LO}}\cos(\omega_{LO}t+\phi(t)) \quad (8)$$

E_{LO}, ω_{LO}, P_{LO}, $\phi(t)$ lần lượt là biên độ, tần số, công suất quang và pha ban đầu của trường quang dao động nội. K_2 là hằng số tỉ lệ [7]. Tại máy thu quang, trường quang đến và trường quang của bộ dao động nội tương tác với nhau trên bề mặt photodide tạo ra dòng điện phô tô theo luật bình phương như biểu thức [7], [8], [12]:

$$\begin{aligned} I_P(t) &= R\frac{e^2(t)}{K_3} = \frac{R}{K_3}[e_R(t)+e_{LO}(t)]^2 \\ &= \frac{R}{K_3}\{E_R^2[1+mS(t)]^2\cos^2\omega_S t + E_{LO}^2\cos^2(\omega_{LO}t+\phi(t)) + \\ &+ 2E_R E_{LO}[1+mS(t)]\cos\omega_S t\cos(\omega_{LO}t+\phi(t))\} \end{aligned} \quad (9)$$

Trong đó, R là hệ số chuyển đổi quang điện của Photodiode, K_3 là hằng số tỉ lệ [7]. Sau đó, tín hiệu được đưa vào mạch lọc băng thông để lọc lấy tín hiệu tần số sóng vô tuyến (Millimeter Wave-MMW) là hiệu hai tần số quang: $\omega_{MMW} = |\omega_S - \omega_{LO}|$ từ tích số 2 hàm cosine. Các thành phần tương ứng với các hàm $\cos^2\omega_S t$, $\cos^2(\omega_{LO}t+\phi(t))$ và $\cos[(\omega_S+\omega_{LO})t+\phi(t)]$ đều được lọc bỏ nên dòng điện phô tô ra khỏi bộ lọc băng thông được biểu diễn như sau:

$$\begin{aligned} I_{MMW}(t) &= \\ &= R\frac{E_R E_{LO}}{K_3}[1+mS(t)]\cos\{(\omega_S-\omega_{LO})t-\phi(t)\}\cos\theta(t) \\ &= \frac{R}{K_3}\sqrt{K_1K_2P_RP_{Lo}}[1+mS(t)]\cos\{\omega_{MMW}t-\phi(t)\}\cos\theta(t)) \\ &= R\sqrt{KP_RP_{Lo}}[1+mS(t)]\cos\{\omega_{MMW}t-\phi(t)\}\cos\theta(t)) \end{aligned} \quad (10)$$

Với $K = \frac{K_1K_2}{K_3^2}$ (không thứ nguyên) và $\cos\theta(t)$ thể hiện độ lệch phân cực giữa trường quang đến và của bộ dao động nội. Để tăng hiệu quả máy thu Coherence, người ta thường sử dụng kỹ thuật vòng khóa pha quang (OPLL) để đồng bộ pha 2 trường quang và sử dụng kỹ thuật đồng bộ phân cực 2 trường quang nên ta có $\phi(t)=0$ và $\cos\theta(t)=1$ Lúc đó tín hiệu ra của bộ lọc băng thông được biểu diễn:

$$I_{MMW}(t) = R\sqrt{KP_RP_{Lo}}[1+mS(t)]\cos 2\pi f_{MMW}t \quad (11)$$

Tiếp theo, tín hiệu vô tuyến có tần số f_{MMW} được khuếch đại công suất (PA) (Hình 3) đưa đến anten để phát sóng truyền tín hiệu đến các máy thu vô tuyến. Tín hiệu truyền qua không gian bị tổn hao công suất (L_{SP}) bao gồm tổn hao trong không gian tự do (L_{Spo}), tổn hao do khí quyển (L_{at}) và tổn hao do mưa (L_{rain}), tính theo đơn vị dB:

$$(L_{SP})_{dB} = 20\lg\left(\frac{4\pi d f_{MMW}}{C}\right) + (\gamma_{at}+\gamma_{rain})d \quad (12)$$

d, γ_{at}, γ_{rain} lần lượt là khoảng cách truyền vô tuyến, hệ số tổn hao do khí quyển (hơi nước, CO_2, bụi...) và do mưa.

Tại máy thu, tín hiệu được khuếch đại bởi bộ khuếch đại nhiễu thấp (LNA) và đưa qua mạch trộn (MIX) để nhân với tín hiệu từ bộ dao động nội có cùng tần số của tín hiệu vô tuyến f_{MMW}, theo phương pháp tách sóng đồng bộ (sử dụng vòng khóa pha PLL để thực hiện đồng pha, đồng tần số giữa 2 tín hiệu), sau đó đưa qua mạch khuếch đại (MPA) để khuếch đại tín hiệu QPSK và đưa đến khối giải điều chế QPSK. Tín hiệu đầu ra của khối khuếch đại MPA được biểu diễn theo biểu thức:

$$I_{MPA}(t) = = R\sqrt{KP_RP_{Lo}}[1+mS(t)]\sqrt{\frac{G_{Total}}{L_{SP}}} \quad (13)$$

Trong đó, $G_{Total}=G_{PA}G_{aTX}G_{aRX}G_{LNA}G_{MIX}G_{MPA}$;

với G_{PA}; G_{aTX}; G_{aRX}; G_{LNA}; G_{MIX}; G_{MPA}: lần lượt là các hệ số khuếch đại của máy phát vô tuyến, anten phát, anten thu, bộ khuếch đại nhiễu thấp, bộ trộn tần và bộ khuếch đại tín hiệu QPSK.

Công suất nhiễu tổng tại máy thu quang $\sigma_\Sigma^2 R_L$ bao gồm tổng các công suất nhiễu do EDFA và máy thu Coherence tạo ra, gồm nhiễu bắn, nhiễu nhiệt, nhiễu phách với phương sai được biểu diễn như sau [7], [8], [12]:

$$\begin{aligned} \sigma^2_{SH} &= \sigma^2_{SH_S} + \sigma^2_{SH_LO} + \sigma^2_{SH_ASE} \\ &= \frac{2eRB_eGP_T}{\alpha} + 2eRB_eP_{LO} + \frac{4eRh\nu n_{sp}(G-1)B_eB_o}{\alpha_2} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\sigma^2_{TH} = \frac{4k_TTB_e}{R_L} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \sigma^2_{ASE} &= \sigma^2_{ASE_S} + \sigma^2_{ASE_LO} + \sigma^2_{ASE_ASE} \\ &= \frac{4R^2h\nu n_{sp}GP_T(G-1)B_e}{\alpha\alpha_2} \\ &+ \frac{4R^2h\nu n_{sp}P_{LO}(G-1)B_e}{\alpha_2} + \frac{4R^2[h\nu n_{sp}(G-1)]^2B_eB_o}{\alpha_2^2} \end{aligned} \quad (16)$$

$$\sigma^2_\Sigma R_L = (\sigma^2_{SH} + \sigma^2_{ASE} + \sigma^2_{TH})R_L \quad (17)$$

Với, B_e và B_o lần lượt là băng thông nhiễu điện của máy thu và bộ lọc quang; n_{sp} là hệ số nhiễu phát xạ tự phát của

EDFA; e là điện tích electron; $h\nu$ là năng lượng photon của ánh sáng đến; R_L là điện trở tải; k_T là hằng số Boltzmann; T là nhiệt độ tuyệt đối của máy thu.

Tại máy thu vô tuyến, hệ số nhiễu tổng NF_{RX} được biểu diễn theo công thức Friis:

$$NF_{RX} = NF_{LNA} + \frac{NF_{MIX} - 1}{G_{LNA}} + \frac{NF_{MPA} - 1}{G_{LNA} G_{MIX}} \quad (18)$$

Trong đó, NF_{LNA}; NF_{MIX}; NF_{MPA}: lần lượt là hệ số nhiễu của bộ khuếch đại nhiễu thấp (LNA), của bộ trộn (MIX) và bộ khuếch đại tín hiệu QPSK (MPA).

Từ các biểu thức (6) và (13) đến (18), tỉ số công suất tín hiệu trên công suất nhiễu tổng tại máy thu vô tuyến được biểu diễn theo biểu thức:

$$SNR = \frac{Psignal}{Pnoise\Sigma} = \frac{m^2 R^2 K \sigma_d^2 G P_T P_{LO} G_{total} / \alpha L_{SP}}{\sigma_\Sigma^2 G_{total} / L_{SP} + 4 k_T T B_e N F_{RX} / R_L} \quad (19)$$

$$SNR = \frac{Psignal}{Pnoise\Sigma} = \frac{\frac{m^2 R^2 K \sigma_d^2 G P_T P_{LO}}{\alpha}}{\sigma_\Sigma^2 + \frac{4 k_T T B_e N F_{RX} L_{SP}}{G_{total} R_L}} \quad (20)$$

Trong đó, σ_d^2 là công suất tín hiệu dữ liệu chuẩn hóa.

Đối với đường truyền MMW (NLoS), kênh truyền vô tuyến được mô hình hóa theo phân bố Rayleigh với hàm mật độ xác suất được định nghĩa [5], [13].

$$P_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} exp(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}), \quad \gamma \geq 0 \quad (21)$$

Trong đó, γ là *SNR* tức thời và $\bar{\gamma}$ là *SNR* trung bình được tính từ biểu thức (19).

Tỉ lệ lỗi bít *BER* trong kênh pha đinh có thể được tính theo biểu thức [5],[13]

$$BER = P_b^{rayleigh} = \int_0^\infty P_b^{AWGN}(\gamma) P_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (22)$$

Trong đó, $P_b^{AWGN}(\gamma)$ là xác xuất lỗi của một kiểu điều chế cụ thể trong kênh AWGN không pha đinh. Đối với kiểu điều chế QPSK, *BER* trong kênh AGWN (LoS) được cho bởi [14]

$$BER = P_{QPSK}^{AWGN}(\gamma) = Q(\sqrt{2\gamma}) = \frac{1}{2} erfc(\sqrt{\gamma}) \quad (23)$$

Trong đó, $Q(x)$1 là hàm Q Gausian, được cho bởi biểu thức [5], [15]

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty exp(-\frac{t^2}{2}) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} exp(-\frac{x^2}{2 sin^2 \theta}) d\theta \quad (24)$$

Từ (21) đến (24) *BER* trong kênh vô tuyến Rayleigh (NLoS) được biểu diễn [5]

$$P_b^{rayleigh} = \int_0^\infty \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} exp(-\frac{\gamma}{sin^2 \theta}) d\theta \frac{1}{\bar{\gamma}} exp(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}) d\gamma$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left[\int_0^\infty \frac{1}{\bar{\gamma}} exp(-\frac{\gamma}{sin^2 \theta}) exp(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}) d\gamma \right] d\theta \quad (25)$$

$$= \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma} + 1}} \right)$$

Bảng 1. *Thông số và các hằng số của hệ thống*

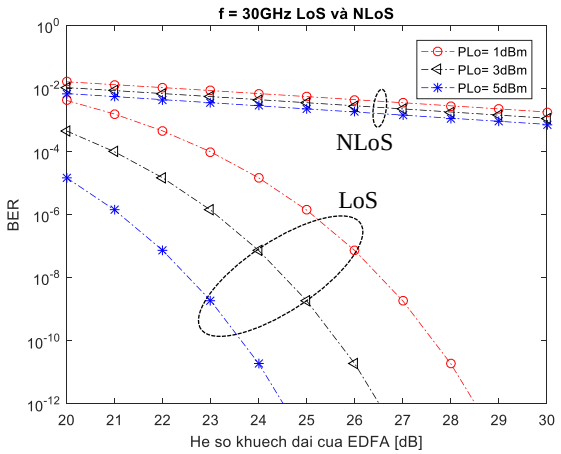
P_T	Công suất quang đưa vào sợi	-5 dBm - +5 dBm [17], [18]
P_{LO}	Công suất quang bộ dao động nội	-5 dBm - +5 dBm [17], [18]
G	Hệ số khuếch đại EDFA	20 dB-30 dB [16]
λ_S	Bước sóng của Laser Diode	1550 nm
R_L	Điện trở tải	50 Ω
R_b	Tốc độ bit dữ liệu	2 Gbit/s
D_1	Hệ số tán sắc của sợi SMF	18 ps/nm.km
D_2	Hệ số tán sắc của sợi DSF	-2 ps/nm.km
L	Chiều dài tuyến sợi quang	150 km
L_1=L_2	EDFA đặt giữa tuyến	75 km
R	Hệ số chuyển đổi quang điện của Photodiode	0,8 A/W
m	Hệ số điều chế	0,8
γ_{at}	Tổn hao do khí quyển	15,2 dB/km
γ_{rain}	Tổn hao do mưa	0,09 dB/km
G_{PA}	Hệ số khuếch đại PA	15 dB
G_{aTX}	Hệ số kđ của anten phát TX	20 dB
G_{aRX}	Hệ số kđ của anten thu RX	10 dB
G_{LNA}	Hệ số khuếch đại của LNA	10 dB
G_{MIX}	Hệ số khuếch đại của MIX	10 dB
G_{MPA}	Hệ số khuếch đại của MPA	10 dB
NF_{LNA}	Hệ số nhiễu của LNA	3 dB
NF_{MIX}	Hệ số nhiễu của MIX	4 dB
NF_{LNA}	Hệ số nhiễu của MPA	4 dB

3. Kết quả khảo sát, phân tích và nhận xét

3.1. Khảo sát BER theo hệ số khuếch đại G của EDFA tương ứng với các công suất dao động nội khác nhau

Đầu tiên, bài báo khảo sát ảnh hưởng của hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại quang EDFA và công suất quang của bộ dao động nội đến đặc tuyến chất lượng (*BER*) tại máy thu vô tuyến trong 2 trường hợp: đường truyền vô tuyến tầm nhìn thẳng (LoS) và đường truyền vô tuyến pha đinh (NLoS) với khoảng cách vô tuyến d=100 m; công suất phát tại trung tâm (CO) P_T =3 dBm; tần số vô tuyến f=f_{MMW}=30 GHz.

Dựa vào đồ thị Hình 4 ta thấy, trong trường hợp LoS, khi tăng hệ số khuếch đại (G) của EDFA thì 3 đường đặc tuyến *BER* đều giảm dần (tương ứng với chất lượng tín hiệu trong hệ thống truy cập quang - vô tuyến tăng lên). Điều này được giải thích như sau: khi hệ số khuếch đại G tăng lên, dựa vào biểu thức (20) ta thấy công suất tín hiệu ở tử số của *SNR* tỉ lệ thuận với G tăng lên. Trong khi đó, mẫu số của *SNR* gồm nhiễu σ_Σ^2 do máy thu quang và nhiễu nhiệt do máy thu vô tuyến tạo ra, trong đó nhiễu nhiệt không thay đổi theo G (biểu thức (15). Do đó tỉ số tín hiệu trên nhiễu (*SNR*) tại máy thu vô tuyến tăng khi G tăng dẫn đến *BER* giảm xuống (vì *SNR* và *BER* biến thiên tỉ lệ nghịch theo biểu thức (23)).

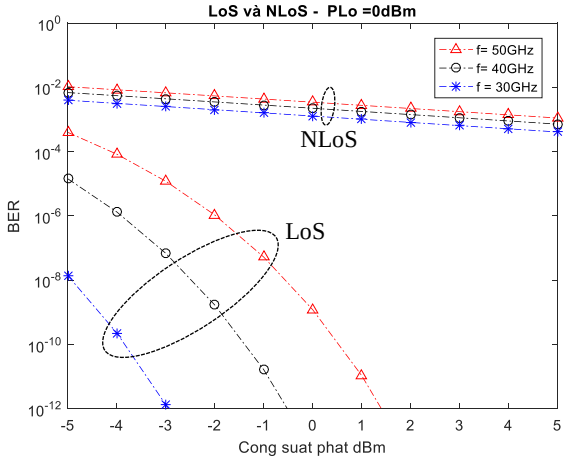


Hình 4. *Đồ thị BER theo hệ số khuếch đại của EDFA tương ứng với công suất P_{LO} khác nhau*

Ngoài ra, đặc tuyến BER cũng tốt hơn khi tăng công suất quang P_{LO} của bộ dao động nội. Cụ thể, khi P_{LO} tăng từ giá trị 1 dBm đến 3 dBm và 5 dBm thì đặc tuyến *BER* giảm dần (*BER* tương ứng với P_{LO} =5 dBm nằm ở vị trí thấp nhất). Điều này là do P_{LO} tỉ lệ thuận với công suất tín hiệu của *SNR*, trong khi đó công suất nhiễu ở mẫu số của *SNR* có thành phần nhiễu nhiệt không thay đổi theo P_{LO}, nên khi P_{LO} tăng thì *SNR* tăng lên dẫn đến *BER* giảm.

Dựa vào đồ thị ta cũng nhận thấy, các đường đặc tuyến *BER* của kênh truyền LoS thấp hơn (chất lượng tốt hơn nhiều) so với kênh truyền Rayleigh (NLoS) do kênh truyền NLoS chịu ảnh hưởng của hiện tượng pha đinh gây nên méo, biến dạng tín hiệu (*BER* được tính toán như trong biểu thức (25)).

3.2. Khảo sát BER theo công suất phát P_T tương ứng với các tần số vô tuyến khác nhau

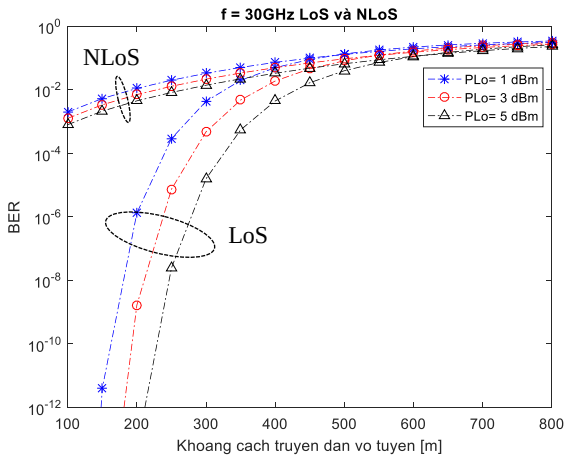


Hình 5. *Đồ thị BER theo công suất phát tương ứng với các tần số vô tuyến khác nhau*

Hình 5 biểu diễn *BER* theo công suất phát P_T tương ứng với các tần số vô tuyến khác nhau khi đường truyền vô tuyến tầm nhìn thẳng (LoS) và pha đinh (NLoS), với khoảng cách truyền dẫn vô tuyến d =100 m; P_{LO} =0 dBm.

Nhìn vào đồ thị ta thấy, với một giá trị tần số sóng mang vô tuyến được chọn (chẳng hạn f=f_{MMW}=40 GHz), khi công suất phát tăng thì *BER* giảm. Điều này được giải thích như sau: khi công suất phát PT tại trung tâm (CO) đưa vào sợi tăng lên thì công suất tại đầu vào máy thu quang PR=GPT/α (biểu thức (6)) cũng tăng theo. Từ đó, dựa vào biểu thức (19) và (20) ta thấy *SNR* tại máy thu vô tuyến tăng lên làm cho *BER* giảm. Ngoài ra, ứng với cùng công suất phát, khi tăng dần tần số sóng mang vô tuyến từ f =30 GHz, đến f =40 GHz và f = 50 GHz thì giá trị *BER* tăng lên (chất lượng hệ thống giảm xuống). Điều này là do tần số tỉ lệ thuận với công suất tổn hao trong không gian tự do theo biểu thức (12). Do đó, khi tần số sóng mang vô tuyến càng lớn thì tổn hao không gian lớn làm công suất tín hiệu đến máy thu càng giảm, tỉ số *SNR* giảm, dẫn đến *BER* tăng. Ngoài ra, từ đồ thị ta cũng thấy khi truyền trong không gian có vật che chắn, phản xạ, pha đinh nhiều tia… trên kênh truyền NLoS chịu ảnh hưởng của hiện tượng méo, biến dạng tín hiệu làm đặc tuyến *BER* xấu hơn trường hợp LoS.

3.3. Khảo sát BER theo khoảng cách vô tuyến từ trạm BTS đến điện thoại tương ứng với các công suất dao động nội khác nhau



Hình 6. *Đồ thị BER theo khoảng cách truyền vô tuyến tương ứng với các công suất dao động nội khác nhau*

Hình 6 biểu diễn mối quan hệ giữa *BER* theo khoảng cách truyền dẫn vô tuyến với các giá trị công suất dao động nội khác nhau tương ứng với tần số vô tuyến tuyến f=f_{MMW}=30 GHz, khi đường truyền tầm nhìn thẳng (LoS) và pha đinh (NLoS).

Dựa vào đồ thị ta thấy, với cùng một khoảng cách truyền dẫn, khi tăng giá trị công suất dao động nội P_{LO} từ 1 dBm đến 3 dBm và 5 dBm thì *BER* giảm vì khi đó dựa vào biểu thức (19) và (20) *SNR* tỉ lệ thuận với P_{LO} nên khi P_{LO} tăng thì *SNR* tăng, dẫn đến *BER* giảm.

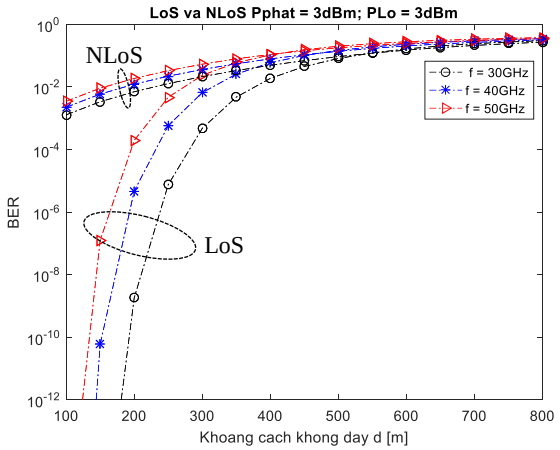
Cũng từ đồ thị hình 6 ta thấy, các đường đặc tính *BER* trong trường hợp kênh vô tuyến pha đinh (NLoS) đều xấu hơn so với trường hợp kênh tuyền tầm nhìn thẳng (LoS). Lý do là kênh truyền NLoS có sóng phản xạ sinh ra nhiễu đa đường, xuyên ký tự làm chất lượng tín hiệu thu được giảm đi.

3.4. Khảo sát BER theo khoảng cách vô tuyến tương ứng với các tần số vô tuyến khác nhau

Hình 7 biểu diễn mối quan hệ giữa *BER* và khoảng cách truyền dẫn vô tuyến của kênh truyền LoS và NLoS tương

ứng với các tần số vô tuyến khác nhau; công suất phát P_T=3 dBm và công suất dao động nội P_{LO}=3 dBm.

Nhìn vào đồ thị ta thấy, với cùng một khoảng cách truyền dẫn, khi tăng tần số sóng mang vô tuyến từ f= 30 GHz đến f= 40 GHz và f= 50 GHz thì *BER* tăng lên, chất lượng tín hiệu truyền trong hệ thống giảm đi. Điều này cũng được giải thích là do tổn hao trong không gian tự do của sóng vô tuyến tỉ lệ thuận với tần số sóng mang theo biểu thức (12). Do đó, sóng có tần số càng cao thì tổn hao càng lớn làm công suất tín hiệu đến máy thu vô tuyến giảm, *SNR* giảm, dẫn đến tỉ lệ lỗi bít (*BER*) tăng lên.



Hình 7. *Đồ thị BER theo khoảng cách truyền vô tuyến tương ứng với các tần số khác nhau*

Ngoài ra, từ đồ thị ta cũng thấy, so với trường hợp vô tuyến tầm nhìn thẳng (LoS), khi truyền trong không gian có vật che chắn, phản xạ, pha đinh nhiều tia… trên kênh truyền NLoS thì tín hiệu bị méo, biến dạng, chất lượng tín hiệu bị suy giảm thể hiện ở đặc tuyến *BER* xấu hơn trường hợp LoS, tương ứng với 3 đường đặc tuyến NLoS nằm trên LoS.

4. Kết luận

Trên cơ sở xây dựng mô hình tính toán hệ thống truy cập quang - vô tuyến ở dải bước sóng Milimet cho thông tin di động thế hệ mới sử dụng bộ khuếch đại quang EDFA và máy thu Coherence bài báo đã khảo sát, so sánh, đánh giá hiệu năng của hệ thống bằng ngôn ngữ Mathlab theo nhiều kịch bản khác nhau bao gồm các đặc tuyến của *BER* theo công suất quang của nguồn phát, theo các giá trị khác nhau của công suất quang của bộ dao động nội trong máy thu Cohererence, theo tần số vô tuyến, theo khoảng cách truyền dẫn tín hiệu vô tuyến tương ứng với trường hợp đường truyền vô tuyến tầm nhìn thẳng (LoS) và bị che chắn (NLoS). Kết quả của bài báo có thể được sử dụng làm nguồn tham khảo tốt cho công tác thiết kế, xây dựng và khai thác hệ thống trong thực tế.

Lời cảm ơn: Nhóm tác giả chân thành cảm ơn Quỹ phát triển Khoa học Công nghệ - Đại học Đà Nẵng đã tài trợ cho nhóm hoàn thành bài báo khoa học này.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] Cisco System Inc., “Cisco Visual Networking Index: Forecast and Trends, 2017–2022” White Paper, 26/11/2018.

[2] P. Rost et al., “Mobile network architecture evolution toward 5G” *IEEE Communication Magazine*, Vol. 54, No. 5, pp. 84-91, 2016.

[3] Gee-Kung Chang, You-Wei Chen, “Key New Fiber Wireless Access Technology for 5G and Beyond”, *IEEE 5G Tech Focus*: Volume 3, Number 2, September 2019.

[4] Gee-Kung Chang, Cheng Liu, “1–100GHz microwave photonics link technologies for next-generation WiFi and 5G wireless communications” 2013 *IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, 28-31 Oct. 2013, INSPEC Accession Number: 14060789.

[5] Thu A.Pham, Hien T.T.Pham, Hai-Chau Le, Ngoc T. Dang, “Performance Analysis of MMW/RoF Link in Broadband Optical-Wireless Access Networks”, *2016 3rd National Foundation for Science and Technology Development Conference on Information and Computer Science (NICS)*.

[6] Phạm Anh Thư, “Giải pháp nâng cao hiệu năng của hệ thống truyền sóng milimet qua sợi quang cho mạng truy cập vô tuyến băng rộng”, Luận án Tiến sĩ kỹ thuật, Học viện Bưu chính Viễn thông, 2018.

[7] Govind P. Agrawal, “Fiber-Optic Communication Systems”, John Wiley & Sons, Inc., New York, fourth Edition, September 2010.

[8] John M. Senior, “Optical fiber communications”, Third Edition, Prentice Hall, Inc., 2009.

[9] Redhwan Q. Shaddad et al.”,Fiber-wireless (FiWi) access network: Performance evaluation and scalability analysis of the physical layer”, *Elservier, Optik, volume 125, Issue 18*, September 2014, Pages 5334-5338.

[10] T. S. Rappaport *et al.*, "Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work*", IEEE Access*, vol. 1, pp. 335-349, 2013.

[11] D. Novak *et al.*, "Radio-Over-Fiber Technologies for Emerging Wireless Systems", in *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 1-11, Jan. 2016.

[12] K. Kikuchi, "Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications", in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 1, pp. 157-179, Jan.1, 1 2016.

[13] K. S. Marvin, A. Mohamed-Slim, *“Digital Communications over Fading Channels”,* John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2005.

[14] J. Lu, K. B. Lateief, et al., “M-PSK and M-QAM BER computation using single space concepts”, *IEEE Trans. Communication*, vol.47, pp.181-184,1999.

[15] J. Craig, “A new, simple and exact result for calculating probability of error for two-dimentional signal constellations”, *Proc. Military Communications Conference*, vol. 2, pp. 571-575, 1991.

[16] https://www.thorlabs.com/newgrouppage9.cfm?objectgroup_ID=10680, Erbium-Doped Fiber Amplifiers (EDFA), Copyright 1999-2020 Thorlabs, Inc., Sales: 1-973-300-3000, Technical Support: 1-973-300-3000.

[17] http://www.idealphotonics.com/mod_product-view-p_id-864.html, 1550nm Superluminescent Diode fiber coupled Output power 5mW, Category: SLD Publish Time: 2017-03-07 21:11, Copyright 2009-2017, All rights Reserved.

[18] http://pdf1.alldatasheet.com/datasheetpdf/view/413578/OPTOWAY/DL-5100_07.html, 1550 nm DFB LASER DIODES MQW-DFB LASER DIODES.

(BBT nhận bài: 14/02/2020, hoàn tất thủ tục phản biện: 08/7/2020)