

PHÂN TÍCH ĐẶC ĐIỂM CỦA HỆ THỐNG RoF GHÉP SÓNG MANG PHỤ SỬ DỤNG MÁY THU COHERENCE

PERFORMANCE ANALYSIS OF SUBCARRIER MULTIPLEXING ROF SYSTEM USING COHERENT RECEIVER

Nguyễn Văn Tuấn, Bùi Phúc Chính

¹Trường Đại học Bách khoa, Đại học Đà Nẵng; Email: nvtuan@dut.udn.vn, buiphucchinh@gmail.com

Tóm tắt - Bài báo xây dựng mô hình tính toán của hệ thống truyền dẫn tín hiệu vô tuyến qua sợi quang (RoF) ghép kênh theo sóng mang phụ sử dụng máy thu Coherence; khảo sát các loại nhiễu trội, xác định công suất tín hiệu, tính toán tỉ số tín hiệu trên nhiễu, độ nhạy của máy thu có xét đến ảnh hưởng của các sóng mang phụ đến chất lượng của hệ thống. Tiếp đến, mô phỏng hệ thống bằng Matlab, vẽ các đồ thị biểu diễn các mối quan hệ giữa độ nhạy của máy thu theo số sóng mang phụ, theo độ khuếch đại của EDFA, theo công suất laser dao động nội tương ứng với các phương pháp điều chế ASK, BPSK và QPSK khác nhau. Ngoài ra, cũng so sánh đặc tính của 2 hệ thống RoF sử dụng máy thu tách sóng trực tiếp (DD) và máy thu Coherence. Trên cơ sở so sánh, phân tích, đánh giá đặc tính của 2 hệ thống, bài báo chứng tỏ bằng cách sử dụng máy thu Coherence có thể nâng cao độ nhạy máy thu, cải thiện đáng kể chất lượng tín hiệu trong hệ thống.

Từ khóa - hệ thống RoF; ghép sóng mang phụ; máy thu Coherence; điều chế quang; EDFA

1. Đặt vấn đề

Những năm gần đây, cùng với sự phát triển của xã hội, nhu cầu thông tin liên lạc của con người ngày càng cao, đòi hỏi ngày càng nhiều dịch vụ di động đa dạng, phong phú với lưu lượng cao hơn. Do đó, ngày càng nhiều hệ thống mạng cả vô tuyến và hữu tuyến tốc độ cao, dung lượng lớn được xây dựng, lắp đặt, vận hành khai thác. Trong bối cảnh đó, hệ thống truyền sóng vô tuyến trên sợi quang, thường được viết tắt là RoF, là giải pháp kết hợp giữa thông tin vô tuyến-di động và hữu tuyến-sợi quang, nhằm khai thác tính ưu việt của cả 2 hệ thống. Đó là tính linh động của mạng di động và dung lượng cực lớn, chất lượng cực cao của hệ thống sợi quang. Kỹ thuật RoF sử dụng đường truyền là sợi quang nhằm phân phối tín hiệu vô tuyến từ trạm trung tâm (CS) tới các trạm gốc (BS) và ngược lại[1]. Thêm vào đó, với sự ra đời của kỹ thuật ghép kênh sóng mang phụ (SCM) đã mở ra khả năng truyền dẫn đa dịch vụ, góp phần tận dụng hiệu quả băng thông của sợi quang[2]. Ngoài ra, trong môi trường truyền dẫn đa kênh, máy thu quang coherence đã thể hiện những ưu điểm vượt trội của mình so với máy thu tách sóng trực tiếp (DD) truyền thống nhờ khả năng tăng độ nhạy thu, và đặc biệt là có thể chọn kênh quang trong môi trường đa kênh. Với việc ứng dụng kỹ thuật SCM tại máy phát và kỹ thuật tách sóng coherence tại máy thu mô hình hệ thống RoF ghép kênh sóng mang phụ sử dụng máy thu coherence đáp ứng khả năng truyền dẫn đa dịch vụ, băng thông rộng, có khả năng đáp ứng các nhu cầu ở hiện tại và cả tương lai.

2. Cấu hình hệ thống

Cấu hình của hệ thống RoF – SCM sử dụng máy thu

Abstract - In this paper, calculating model of Subcarrier Multiplexing (SCM) Radio over Fiber system using Coherent Receiver is built. Basing on it, we investigate dominant noises, determine signal power, calculate signal-to-noise ratio at receiver and receiver sensitivity with considering influence of subcarriers on system signal. Next, we simulate system by matLab, draw graphs showing receiver sensitivity versus number of subcarriers, versus EDFA gain, versus local oscillator power in Coherence receiver corresponding to different modulations such as ASK, BPSK và QPSK. Besides, we also compare performance of two systems-using Direct Detection (DD) and Coherence Detection. Basing on comparing, analyzing, evaluating the performance of two these systems, we find out that thanks to using Coherent receiver, sensitivity is improved and signal quality transferred in this system is enhanced remarkably.

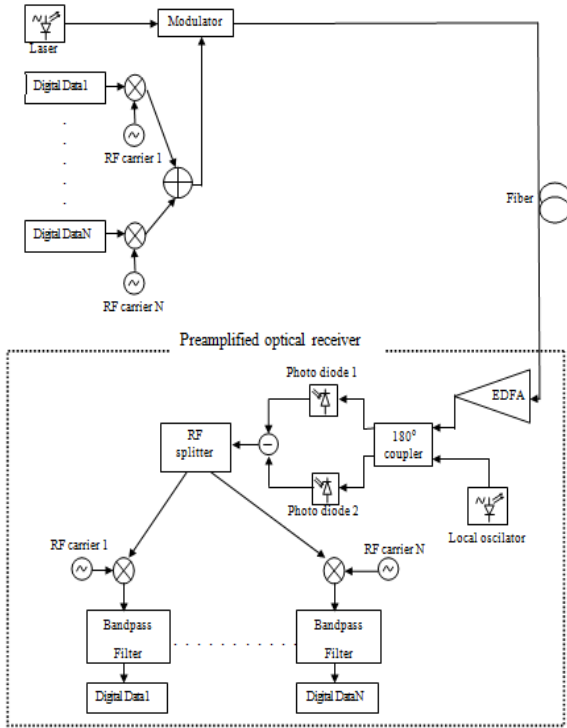
Key words - radio over fiber; subcarrier multiplexing; Coherent receiver; optical modulation; EDFA

Coherence được trình bày như ở hình 1. N kênh số cần được truyền đến máy thu có cùng tốc độ dữ liệu. Ở máy phát, N kênh số được ghép với các sóng mang RF có tần số vô tuyến khác nhau. Sau đó, chúng được ghép lại và được điều chế với sóng mang quang từ laser bởi bộ điều chế (Modulator) MZ. Tín hiệu quang này được truyền đi trên sợi quang đơn mode, tán sắc trên sợi được giảm bằng cách sử dụng điều chế đơn biên quang (OSSB)[5]. Tại máy thu, tín hiệu quang được đưa vào bộ khuếch đại quang EDFA, tiếp đến đưa qua bộ ghép 3 dB cộng một độ dịch pha 180° vào trường tín hiệu hoặc trường LO giữa 2 cổng (giả sử tín hiệu đến và LO có cùng phân cực nhờ bộ điều khiển phân cực) và đưa vào 2 photodiode (tách sóng cân bằng) để chuyển đổi quang-điện. Sau đó tín hiệu điện RF được đưa vào bộ chia RF. Đầu ra của nó là các tín hiệu vô tuyến được lọc bởi các bộ lọc băng thông có tần số khác nhau để tái tạo lại các sóng mang phụ RF đã được tạo ra ở máy phát. Các tín hiệu này có thể được phát quang bá đến các thuê bao di động hoặc có thể giải điều chế để khôi phục lại các dòng tín hiệu số ban đầu.

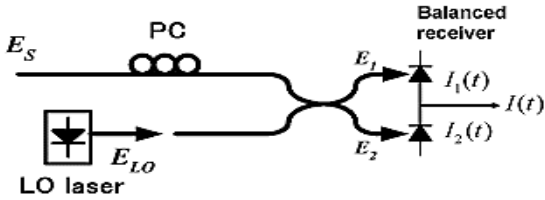
Dựa trên ý tưởng của bài báo đăng trên IEEE có tựa đề: “Subcarrier Multiplexing for High-Speed Optical Transmission” [5], chúng tôi phân tích đặc tính của hệ thống RoF ghép kênh theo sóng mang phụ SCM sử dụng máy thu Coherence. Điểm khác biệt nhau giữa [5] và công trình nghiên cứu của chúng tôi là trong [5], các tác giả khảo sát máy thu tách sóng trực tiếp (DD) còn chúng tôi nghiên cứu hệ thống sử dụng máy thu Coherence có cấu hình 2 photodiode cân bằng nhằm nâng cao độ nhạy của máy thu như được biểu diễn trong hình 2[6]. Sau đó chúng tôi

so sánh, phân tích đặc tính của cả 2 hệ thống để thấy được khả năng nâng cao chất lượng tín hiệu của hệ thống Coherence đang khảo sát so với hệ thống được đề

cập trong [5]



Hình 1. Cấu hình của hệ thống RoF – SCM sử dụng máy thu quang Coherence



Hình 2. Cấu hình của máy thu quang Coherence được đề xuất trong hệ thống

3. Mô hình tính toán

Trong phần này, các phương trình toán học để giải thích hoạt động và phân tích đặc tính chất lượng của hệ thống. Đầu ra của bộ điều chế MZ được biểu diễn theo biểu thức[5]:

$$E_o(t) = \frac{E_i}{\sqrt{2}} \left\{ \sin\left(\omega_c t - \frac{\pi}{4}\right) - \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{k=1}^N u_k(t) \beta_k \pi \cos(\omega_c + \Omega_k)t \right\} \quad (1)$$

Trong đó:

- E_i là trường quang ngõ vào của bộ điều chế MZ. $\omega_c = 2\pi f_c$ là tần số sóng mang quang.
- N là số kênh sóng mang phụ RF
- $u_k(t)$ là tín hiệu số chuẩn hóa tại kênh sóng mang phụ thứ k . Đối với ASK, $u_k(t) \in (0,1)$; đối với BPSK $u_k(t) \in (-1,1)$; đối với QPSK $u_k(t) \in \left(-\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}}\right)$. Ω_k là tần số sóng mang phụ RF của kênh thứ k .
- $\beta_k \pi$ là biên độ chuẩn hóa của kênh RF thứ k . Đối với điều chế tín hiệu nhỏ, $|\sum_{k=1}^N \beta_k \pi| \ll 1$.

Tại máy thu, tín hiệu bộ dao động nội được viết như sau:

$$E_{LO}(t) = E_{LO} \cos(\omega_{LO}t) \quad (2)$$

Trong đó [3]:

- E_{LO} là biên độ trường quang của bộ dao động nội.
- $\omega_{LO} = 2\pi f_{LO}$ là tần số quang của bộ dao động nội.

Khi tín hiệu quang đến và dao động nội đồng phân cực, điện áp trên photodiode 1 and photodiode 2 tương ứng như sau:

$$E_1(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [\eta G E_o(t) + E_{LO}(t)] \quad (3)$$

$$E_2(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [\eta G E_o(t) - E_{LO}(t)] \quad (4)$$

Trong đó η tổn hao truyền dẫn và ghép của hệ thống.

G là độ khuếch đại quang của EDFA.

Gọi R là hệ số chuyển đổi quang-điện, dòng quang ngõ ra bộ tách sóng được biểu diễn như sau:

$$I_1(t) = R[E_1(t)]^2 = \frac{R}{2} [(\eta G)^2 E_o^2(t) + E_{LO}^2(t) + 2\eta G E_o(t) E_{LO}(t)] \quad (5)$$

$$I_2(t) = R[E_2(t)]^2 = \frac{R}{2} [(\eta G)^2 E_o^2(t) + E_{LO}^2(t) - 2\eta G E_o(t) E_{LO}(t)] \quad (6)$$

Sau đó, ngõ ra tách sóng cân bằng được cho bởi:

$$I_{s_CoD}(t) = I_1(t) - I_2(t) = 2\eta G R E_o(t) E_{LO}(t) \quad (7)$$

Thay phương trình (1) and (2) vào phương trình (7), loại bỏ các thành phần tần số cao $\omega_c + \omega_{LO}$ và $\omega_c + \omega_{LO} + \Omega_k$ bằng bộ lọc, chúng ta có:

$$I_{s_CoD}(t) = \eta G R \frac{E_i E_{LO}}{2\sqrt{2}} \left\{ 2\cos\left[(\omega_{IF}t) - \frac{3\pi}{4}\right] + \sum_{k=1}^N u_k(t) m_k \cos[(\omega_{IF} + \Omega_k)t + \pi] \right\} \quad (8)$$

Trong đó $\omega_{IF} = \omega_c - \omega_{LO}$ và $m_k = \sqrt{2}\beta_k\pi$ là chỉ số điều chế chuẩn. Trong máy Coherence, có 2 phương pháp tách sóng: đồng tần (homodyne) và đối tần (heterodyne). Để so sánh chất lượng của 2 hệ thống, chúng tôi khảo sát chúng trong cùng các điều kiện, chẳng hạn khi khảo sát tách sóng đồng tần, ta có: $\omega_c = \omega_{LO}$ và $\omega_{IF} = 0$. Lúc đó, phương trình (8) được viết lại:

$$I_{s_CoD}(t) = \eta G R \frac{E_i E_{LO}}{2\sqrt{2}} \left\{ 2\cos\left[-\frac{3\pi}{4}\right] + \sum_{k=1}^N u_k(t) m_k \cos[(\Omega_k)t + \pi] \right\} \quad (9)$$

Dòng quang ở máy thu phải dương, nên

$$|\sum_{k=1}^N m_k u_k(t) \cos(\Omega_k t + \pi)| \leq 2\cos\left[-\frac{3\pi}{4}\right] = \sqrt{2} \quad (10)$$

Sau khi thành phần dc bị lọc, tín hiệu quang hữu ích cho kênh thứ k là:

$$I_{k_CoD}(t) = \eta G R \frac{E_i E_{LO}}{2\sqrt{2}} m_k u_k(t) \cos[(\Omega_k)t + \pi] = \sqrt{\frac{\eta}{2}} G R \sqrt{P_{in} P_{LO}} m_k u_k(t) \cos[(\Omega_k)t + \pi] \quad (11)$$

Trong đó $P_{in} = \eta \frac{E_i^2}{2}$ là công suất trung bình của tín

hiệu quang tại máy thu quang tiền khuếch đại. $P_{LO} = \frac{E_{LO}^2}{2}$ là công suất trung bình của bộ dao động nội.

Trong máy thu tiền khuếch đại sử dụng tách sóng Coherence, nhiều phách dao động nội-phát xạ tự phát (LO-SP) và nhiều phách tín hiệu-phát xạ tự phát (SIG-SP) là các nguồn nhiễu trội cần được xem xét và tính toán. Mật độ phổ nhiễu phát xạ tự phát ASE (tính cả 2 phân cực của ASE) được biểu diễn như sau:

$$\rho_{ASE} = 2n_{sp}h\nu(G-1) = Fh\nu(G-1) \quad (12)$$

Trong đó n_{sp} là hệ số phát xạ tự phát.

– F là hệ số nhiễu của EDFA.

– h là hằng số Planck.

– ν là tần số quang.

Sử dụng phép xấp xỉ Gaussian, mật độ phổ công suất điện 2 băng của nhiễu phách (LO-SP) và (SIG-SP), theo thứ tự là:

$$\langle i_{LO-sp}^2 \rangle = \frac{1}{2}R^2 2\rho_{ASE}P_{LO} = \frac{1}{2}R^2 4n_{sp}h\nu(G-1)P_{LO} \quad (13)$$

$$\langle i_{sig-sp}^2 \rangle = \frac{1}{2}R^2 2\rho_{ASE}P_{in}G = \frac{1}{2}R^2 4n_{sp}h\nu(G-1) \quad (14)$$

Mật độ phổ công suất nhiễu tổng là:

$$\begin{aligned} \langle i^2 \rangle &= \langle i_{sig-sp}^2 \rangle + \langle i_{LO-sp}^2 \rangle \\ &= R^2 Fh\nu(G-1)(GP_{in} + P_{LO})B_e \end{aligned} \quad (15)$$

Vì nhiễu xuất hiện ngẫu nhiên, có thành phần cùng pha $n_c(t)$ và vuông pha $n_s(t)$. Do đó, tín hiệu dòng tổng của kênh thứ k đi vào bộ giải điều chế RF là:

$$\begin{aligned} I_{k_CoD1}(t) &= \sqrt{\frac{\eta}{2}}GR\sqrt{P_{in}P_{LO}}m_k u_k(t)\cos[(\Omega_k t) + \pi] \\ &+ n_c(t)\cos(\Omega_k t + \pi) + n_s(t)\sin(\Omega_k t + \pi) \end{aligned} \quad (16)$$

Công suất nhiễu tổng là:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}\bar{n}_c^2 + \frac{1}{2}\bar{n}_s^2 &= 2B_e \langle i^2 \rangle \\ &= 2R^2 Fh\nu(G-1)(GP_{in} + P_{LO})B_e \end{aligned} \quad (17)$$

Bởi vì $\bar{n}_c^2 = \bar{n}_s^2$, nên

$$\bar{n}_c = \sqrt{2R^2 Fh\nu(G-1)(GP_{in} + P_{LO})B_e} \quad (18)$$

B_e là độ rộng phổ của tín hiệu.

Tại bộ giải điều chế RF, $I_{k_CoD1}(t)$ trộn kết hợp với 1 tín hiệu dao động nội $\cos(\Omega_k t) + \pi$, và các thành phần tần số chẵn bị lọc, ngõ ra của bộ giải điều chế RF là

$$I_{k_CoD2}(t) = \sqrt{\frac{\eta}{2}}GR\sqrt{P_{in}P_{LO}}m_k u_k(t) + n_c(t) \quad (19)$$

Giả sử $G \gg 1$, SNR của kênh thứ k là

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{\sqrt{\frac{\eta}{2}}GR\sqrt{P_{in}P_{LO}}m_k u_k(t)}{\sqrt{2R^2 Fh\nu(G-1)(GP_{in} + P_{LO})B_e}} \\ &= \frac{\sqrt{\eta G}\sqrt{P_{in}P_{LO}}m_k u_k(t)}{2\sqrt{Fh\nu(G-1)(GP_{in} + P_{LO})B_e}} \end{aligned} \quad (20)$$

Tương tự phương pháp tách sóng trực tiếp, giá trị Q của máy thu được tính xấp xỉ như sau:

$$Q = \frac{x\sqrt{\eta G}\sqrt{P_{in}P_{LO}}m_k}{2\sqrt{Fh\nu(G-1)(GP_{in} + P_{LO})B_e}} \quad (21)$$

Trong đó $x = 1$ đối với điều chế ASK, $x = \sqrt{2}$ đối với điều chế QPSK, và $x = 2$ đối với điều chế BPSK.

Để đạt được $BER = 10^{-9}$ (hay $Q = 6$), công suất tín hiệu quang yêu cầu tối thiểu phải được xác định từ phương trình (21). Giá trị này chính là độ nhạy máy thu Coherence trong hệ thống, và được gọi là P_{in_CoD}

$$P_{in_CoD} = \frac{144Fh\nu P_{LO} B_e}{G(x^2 m_k^2 \eta P_{LO} - 144Fh\nu B_e)} \quad (22)$$

Để hệ thống sử dụng máy thu tách sóng Coherence có chất lượng tốt hơn so với khi sử dụng máy thu tách sóng trực tiếp, cần thỏa mãn điều kiện sau đây:

$$P_{in_CoD} < P_{in_DD} \quad (23)$$

Với $P_{in_DD} = 288 \frac{Fh\nu B_e}{x^2 m_k^2}$, phương trình (23) tương đương với

$$P_{LO} > \frac{144Fh\nu G B_e}{x^2 m_k^2 (\eta G - \frac{1}{2})} \quad (24)$$

Phương trình (24) chỉ tồn tại khi $\eta G > \frac{1}{2}$

Cuối cùng, chất lượng của hệ thống tách sóng Coherence tốt hơn tách sóng trực tiếp khi $\eta G > \frac{1}{2}$ và phương trình (24) phải được thỏa mãn.

Khả năng tăng độ nhạy máy thu khi sử dụng máy thu coherenceso với máy thu tách sóng trực tiếp được đánh giá bằng tỉ số GR_{CoD-DD} giữa P_{in_DD} và P_{in_CoD} :

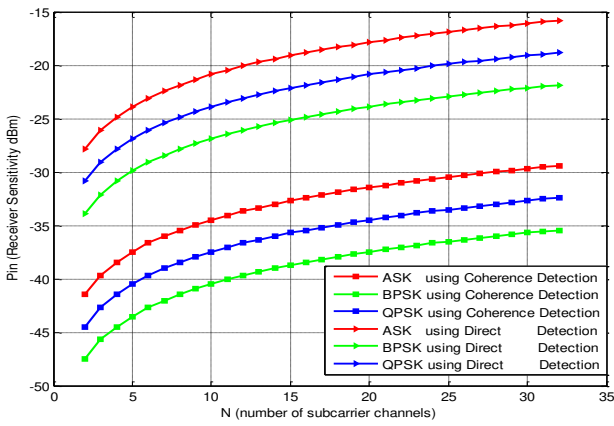
$$GR_{CoD_DD} = \frac{P_{in_DD}}{P_{in_CoD}} = \frac{2G(x^2 m_k^2 \eta P_{LO} - 144Fh\nu B_e)}{P_{LO} x^2 m_k^2} \quad (25)$$

Bảng thông điện máy thu trong hệ thống NRZ nhị phân có thể được tính là $B_e = 0.7(B/N)$, Trong đó B là tốc độ bit tổng của tất cả các kênh, và giả sử hệ số điều chế đồng nhất cho tất cả các kênh sóng mang phụ RF, chúng ta có $m_k < \sqrt{2}/N$.

4. Kết quả và phân tích đặc tính của hệ thống

Trong phần này, phương trình (22) và (25) được sử dụng để đánh giá chất lượng hệ thống. Việc so sánh được thực hiện giữa hệ thống sử dụng máy thu Coherence và hệ thống sử dụng máy thu tách sóng trực tiếp.

Giả sử bước sóng của sóng mang quang là $\lambda = 1550 \text{ nm}$, hệ số điều chế là $m_k = 1/N$, và hệ số nhiễu khuếch đại quang là 5 dB.



Hình 3. Quan hệ giữa độ nhạy 2 loại máy thu và số kênh sóng mang phụ tương ứng với các phương pháp điều chế ASK, BPSK, QPSK

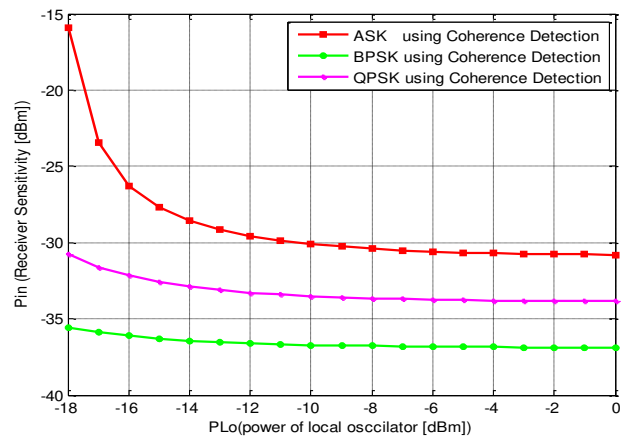
Hình 3 biểu diễn mối quan hệ giữa độ nhạy của 2 loại máy thu Coherence và tách sóng trực tiếp theo số kênh sóng mang phụ tương ứng với các phương pháp điều chế ASK, BPSK, QPSK khác nhau và với $P_{LO} > -4\text{dBm}$; $G = 20$, $\eta = 0.6$ và tốc độ bit tổng $B = 10\text{Gb/s}$.

Từ kết quả thể hiện ở hình 3, ta thấy độ nhạy máy thu Coherence (P_{in}) tốt hơn độ nhạy của máy thu tách sóng trực tiếp với cùng 1 phương pháp điều chế. Ví dụ $N = 5$, P_{in} máy thu Coherence và máy thu tách sóng trực tiếp khi điều chế BPSK tương ứng là -43 dBm và -30dBm .

Nghĩa là độ nhạy của máy thu Coherence tốt hơn độ nhạy của máy thu tách sóng trực tiếp khoảng 13dB . Trong cả 2 trường hợp sử dụng 2 loại máy thu thì độ nhạy của chúng đều giảm khi số kênh sóng mang phụ tăng. Từ hình 3, chúng ta cũng thấy phương pháp điều chế BPSK cho độ nhạy thu tốt hơn so với 2 phương pháp QPSK và ASK.

Từ phương trình (22) ta thấy độ nhạy của máy thu Coherence (P_{in_CoD}) phụ thuộc vào một số tham số như công suất dao động nội (P_{LO}), độ khuếch đại EDFA (G), tổn hao truyền và ghép hệ thống (η).

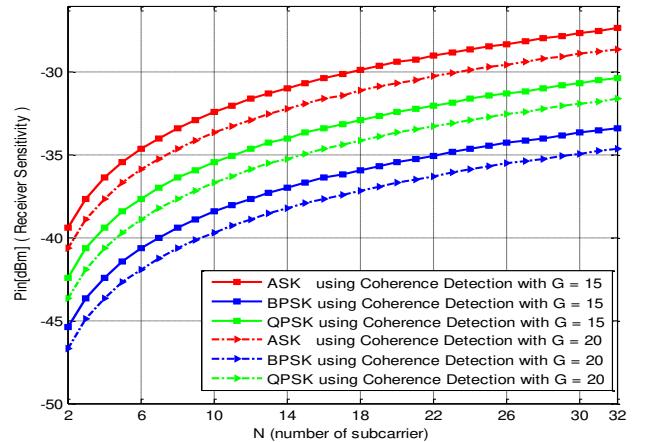
Hình 4 trình bày mối quan hệ giữa độ nhạy máy thu Coherence và công suất dao động nội tương ứng với các phương pháp điều chế ASK, BPSK, QPSK với số kênh sóng mang phụ là $N = 4$. Trong đó, công suất của bộ dao động nội biến thiên từ -18dBm đến 0dBm . Với 3 phương pháp điều chế, BPSK cho độ nhạy máy thu tốt nhất tiếp đến là phương pháp QPSK và cuối cùng là ASK. Khi tăng P_{LO} thì độ nhạy của máy thu $P_{in}P_{in}$ đạt được tốt hơn. Tuy nhiên, $P_{in}P_{in}$ sẽ đạt đến giá trị không đổi tốt nhất khi P_{LO} P_{LO} đủ lớn.



Hình 4. Quan hệ độ nhạy máy thu Coherence và P_{LO} tương ứng với các pp điều chế khác nhau

Trong trường hợp $N = 4$, $P_{in}P_{in}$ sẽ đạt giá trị ổn định khi P_{LO} lớn hơn -4dBm đối với điều chế ASK, -8dBm đối với QPSK, và -12dBm ... -12dBm đối với BPSK. Điều này được giải thích dựa vào biểu thức (22) là do khi P_{LO} đủ lớn thì giá trị của số hạng dương ở mẫu của (22) lớn hơn nhiều so với số hạng âm của mẫu, nên có thể bỏ qua số hạng âm này. Lúc đó tử và mẫu trong (22) đều có chứa P_{LO} nên bị ước lượng và độ nhạy P_{in_CoD} trở thành số không đổi khi thay đổi công suất dao động nội P_{LO} .

Bài báo tiếp tục khảo sát ảnh hưởng của độ khuếch đại quang (G), tổn hao truyền và ghép hệ thống (η), quan hệ giữa độ nhạy máy thu và số kênh sóng mang phụ như dưới đây.



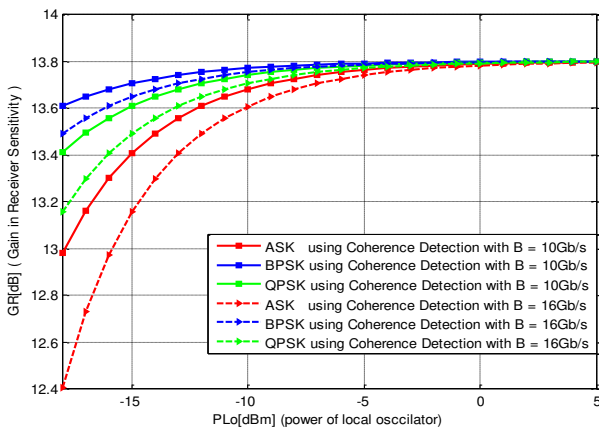
Hình 5. Độ nhạy máy thu Coherence theo số sóng mang phụ tương ứng với G và các pp điều chế khác nhau

Hình 5 trình bày sự biến thiên độ nhạy máy thu Coherence theo số kênh sóng mang phụ tương ứng với các phương pháp điều chế ASK, BPSK, QPSK khác nhau, độ khuếch đại quang (G) của EDFA bằng: $G = 15$ và $G = 20$, và tổn hao $\eta = 0.5$. Từ phương trình (22), và từ kết quả đồ thị hình 5, ta thấy khi G càng tăng thì P_{in} càng giảm, điều đó có nghĩa là lúc đó công suất yêu cầu đến máy thu nhỏ nhưng máy thu vẫn có thể làm việc bình thường, nói cách khác độ nhạy máy thu tốt hơn khi G tăng lên. Như

trong hình 5 chỉ rõ, các đường đặc tuyến tương ứng với giá trị $G=20$ nằm dưới các đường đặc tuyến tương ứng với $G=15$. Nghĩa là độ nhạy của máy thu Coherence tốt hơn khi ta tăng độ khuếch đại G của EDFA đặt trước máy thu.

Tiếp đến bài báo khảo sát khả năng tăng độ nhạy máy thu Coherence so với máy thu tách sóng trực tiếp tương ứng với các tốc độ bit tổng khác nhau dựa vào biểu thức (25).

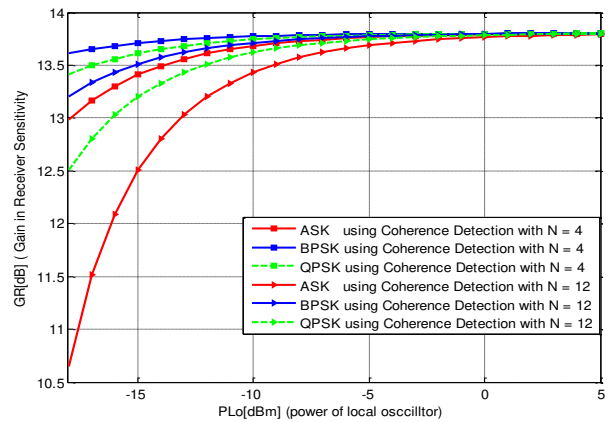
Hình 6 biểu diễn quan hệ giữa khả năng tăng độ nhạy của máy thu Coherence so với máy thu tách sóng trực tiếp (GR_{COD-DD}) và công suất dao động nội P_{LO} tương ứng với các các tốc độ bit và các phương pháp điều chế khác nhau và $G=10Gb/s$ và $16Gb/s$ và $\eta=0.6$, $G=20$, $N=4$.



Hình 6. Quan hệ giữa GR_{COD-DD} và P_{LO} tương ứng với tốc độ bit và phương pháp điều chế khác nhau

Từ đồ thị ta thấy khi công suất dao động nội tăng từ -18dBm đến -5dBm thì khả năng cải thiện độ nhạy GR_{COD-DD} của máy thu Coherence so với độ nhạy của máy thu tách sóng trực tiếp tăng lên. Điều này được giải thích là bộ dao động nội đóng vai trò như bộ tiền khuếch đại trong máy thu Coherence nên khi P_{LO} tăng thì độ nhạy của nó cũng tăng, trong khi đó độ nhạy của máy thu tách sóng trực tiếp không thay đổi. Tuy nhiên khi P_{LO} tăng đủ lớn ($P_{LO} > -5dBm$) thì dựa vào biểu thức (25) ta thấy số hạng thứ nhất của tử số lớn hơn nhiều so với số hạng thứ 2, nghĩa là giá trị của tử số và mẫu số đều tỉ lệ tuyến tính với P_{LO} nên giá trị của GR_{COD-DD} tiến dần đến giá trị không đổi và bằng 13.8dB. Ngoài ra, với từng phương pháp điều chế ASK, BPSK, QPSK thì khi ta tăng tốc độ bit tổng từ 10Gb/s đến 16Gb/s thì GR_{COD-DD} giảm vì lúc đó băng thông nhiễu trong hệ thống Coherence này tăng lên, được thể hiện bởi thông số B_e trong biểu thức (25) tăng lên làm GR_{COD-DD} giảm xuống.

Hình 7 biểu diễn quan hệ giữa khả năng tăng độ nhạy của máy thu Coherence so với máy thu tách sóng trực tiếp GR_{COD-DD} và công suất dao động nội P_{LO} tương ứng với số kênh sóng mang phụ khác nhau: $N=4$ và $N=12$ với $\eta=0.6$, $G=20$ và tốc độ bit = $10Gb/s$



Hình 7. Quan hệ giữa GR_{COD-DD} và P_{LO} tương ứng với số kênh sóng mang phụ và pp điều chế khác nhau

Dựa vào kết quả khảo sát trong hình 7, ta thấy khi số kênh sóng mang phụ $N=12$ thì GR_{COD-DD} thấp hơn so với trường hợp $N=4$. Điều này được giải thích là khi tăng sóng mang phụ thì nhiễu xuyên sóng mang phụ tăng lên và nó ảnh hưởng lớn đến chất lượng tín hiệu trong hệ thống sử dụng máy thu Coherence. Tuy nhiên, cũng tương tự như trường hợp trong hình 6, khi P_{LO} tăng đủ lớn ($P_{LO} > -5dBm$) thì cả tử số và mẫu số của biểu thức (25) đều tỉ lệ tuyến tính với P_{LO} nên đạt giá trị không đổi và bằng 13.8dB

5. Kết luận

Bài báo đã phân tích đặc tính chất lượng của hệ thống RoF – SCM sử dụng máy thu Coherence. Cấu hình hệ thống và mô hình tính toán đã được đề xuất. Trên cơ sở đó, bài báo đã khảo sát, so sánh 2 hệ thống sử dụng máy thu tách sóng trực tiếp (DD) và máy thu tách sóng Coherence. Qua kết quả tính toán, mô phỏng cho thấy máy thu Coherence cho chất lượng tốt hơn về độ nhạy máy thu khi 2 máy làm việc trong cùng một điều kiện. Sự phụ thuộc của độ nhạy máy thu Coherence vào độ khuếch đại quang (G) của EDFA, vào tổn hao trên đường truyền, vào số kênh sóng mang phụ và vào công suất của bộ dao động nội đã được phân tích, đánh giá. Qua đó, bài báo đã xác định được các tham số cần được lựa chọn để tăng chất lượng tín hiệu truyền dẫn trong hệ thống này.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] http://en.wikipedia.org/wiki/Radio_over_Fiber
- [2] http://en.wikipedia.org/wiki/Subcarrier_multiplexing
- [3] Govind P. Agrawal, "Fiber-optic communication systems", 3rd ed, John Wiley and Sons Inc, Wiley series in microwave and optical engineering, 2002.
- [4] M. Nakazawa, K. Kikuchi, T. Miyazaki, "High Spectral Density Optical Communication Technologies", optical and fiber communication reports 6, Springer 2010.
- [5] Rongqing Hui, Benyaun Zhu, Renxiang Huang, Christopher T. Allen, Kenneth R. Demarest, Douglas Richards, "Subcarrier multiplexing for high-speed optical transmission," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, No. 3, March 2002
- [6] Chandrasekhar, S., et al "Balanced Dual Photodiodes Integrated with a 3dB Directional Coupler for Coherent Lightwave Receivers" *Electronics letters*, vol. 24, No. 23, 1988, pp. 1457-1458.
- [7] Christina Lim, Ampalavanapillai Nirmalathas, Yizhuo Yang, Dalma Novak, and Rod Waterhouse, "Radio-over-Fiber Systems,"

Communications and Photonics Conference and Exhibition (ACP), 2009.

(BBT nhận bài: 05/05/2014, phản biện xong: 19/05/2014)