

Kỹ thuật tự đồng bộ tín hiệu MPAM đơn cực trong OFDM và ứng dụng cho hệ thống quang vô tuyến

- **Đặng Lê Khoa**
- **Nguyễn Hữu Phương**
Trường Đại học Khoa học Tự nhiên, ĐHQG-HCM
- **Hiroshi Ochi**
Kyushu Institute of Technology, Japan

(Bài nhận ngày 05 tháng 12 năm 2014, nhận đăng ngày 23 tháng 09 năm 2015)

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. 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. Gần đây nhiều nghiên cứu tập trung vào việc tối ưu kỹ thuật OFDM cho hệ thống quang vô tuyến. Khi sử dụng OFDM, một trong những vấn đề quan trọng là xác định khoảng tiền tố vòng và loại ra khỏi khung dữ liệu trước khi tách sóng ở phía thu.

Từ khóa: quang vô tuyến, OFDM, tự đồng bộ, tiền tố vòng

Trong bài báo này, chúng tôi đề xuất một kỹ thuật tự đồng bộ mới cho tín hiệu MPAM đơn cực trong OFDM. Kỹ thuật này cho phép loại bỏ khoảng tiền tố vòng ở một điểm bất kỳ trong khung ký hiệu khi truyền tín hiệu MPAM đơn cực. Kỹ thuật này có thể ứng dụng phù hợp cho hệ thống băng rộng sử dụng 2-PAM hoặc 4-PAM. Kết quả phân tích toán học và mô phỏng cho thấy kỹ thuật này có thể ứng dụng cho hệ thống OFDM quang vô tuyến.

MỞ ĐẦU

Gần đây, 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 trăm Gbps [1]. 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 [2]. 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} [2].

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 [4]. Kỹ thuật OFDM còn hiệu quả trong mạng đa truy cập và hệ thống truyền vô tuyến trên sợi quang (RoF) [5]. Gần đây, nhiều nghiên cứu tập trung vào cải thiện chất lượng hệ thống quang vô tuyến dùng kỹ thuật OFDM [6]. Trong bài báo này, chúng tôi đề xuất kỹ thuật tự đồng bộ tín hiệu MPAM đơn cực trong hệ thống OFDM và ứng dụng vào hệ thống quang vô tuyến. Phần còn lại bài báo được trình bày như sau: phần 2 trình bày nguyên lý tự đồng bộ tín hiệu MPAM. Phần 3 trình bày nguyên lý truyền và nhận tín hiệu quang vô tuyến. Phần 4 trình bày hệ thống quang vô tuyến dùng OFDM. Phần 5 trình bày kết quả mô phỏng, và cuối cùng là kết luận.

TỰ ĐỒNG BỘ TÍN HIỆU MPAM TRONG OFDM

Gọi dữ liệu cần truyền có dạng $X_i (i=1, \dots, N)$, N là số sóng mang con, $\tau \in \{1, \dots, N\}$ và $\tau = \text{const}$, $s(t-\tau)$ là tín hiệu dịch vòng τ lần của tín hiệu $s(t)$.

Đầu phát sẽ thực hiện biến đổi FFT đảo của tín hiệu X để tạo tín hiệu trong miền thời gian:

$$s(t) = \sum_{i=1}^N X_i e^{j2\pi i f t} \quad (1)$$

Sau khi thêm cyclic prefix ở phía phát và loại cyclic prefix ở phía thu ra khỏi khung dữ liệu. Do nguyên lý của cyclic prefix là lấy một phần đoạn dữ liệu ở cuối đưa lên đầu, nên việc lấy lại N mẫu bất kỳ trong khung OFDM có thể xem là dịch vòng tín hiệu trong một khung OFDM. Giả sử việc lấy này bị lệch τ ký hiệu so với ban đầu, sẽ có tín hiệu sau khi loại cyclic prefix như sau:

$$s(t-\tau) = \sum_{i=1}^N X_i e^{j2\pi i f (t-\tau)} \quad (2)$$

Sau khi thực hiện biến đổi FFT thuận, có dữ liệu thu như sau:

$$X'(k) = \sum_{l=1}^N \left(\sum_{i=1}^N X_i e^{j2\pi i f (t-\tau)} \right) e^{-j2\pi l f t} \quad (3)$$

Do tính trực giao của các hàm sóng mang nên phương trình trên trở thành

$$X'(k) = \sum_{i=1}^N \frac{X_i}{e^{j2\pi i f \tau}} \quad (4)$$

Xét một sóng mang con thứ i

$$X'_i = X_i (\cos(2\pi i f \tau) - j \sin(2\pi i f \tau)) \quad (5)$$

Nguyên lý của điều chế MPAM là dựa vào biên độ của tín hiệu nhận được, để có thể khôi phục tín hiệu ban đầu, tính biên độ của tín hiệu nhận được

$$|X'_i| = X_i \sqrt{(\cos(2\pi i f \tau))^2 + (\sin(2\pi i f \tau))^2} = X_i \quad (6)$$

Như vậy, để hệ thống tự đồng bộ tín hiệu MPAM, cần tính biên độ của tín hiệu nhận được.

NGUYÊN LÝ HỆ THỐNG QUANG VÔ TUYẾN

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:

$$P(t) = P_0[1 + m.s(t)] \quad (7)$$

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

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

$$y(t) = Rx(t) \otimes h(t) + n(t) \quad (8)$$

với R là đáp ứng của photodetector, $\otimes$ là tích chập, $h(t)$ là đáp ứng của kênh truyền quang, $n(t)$ là nhiễu AWGN. Nhiễu này bao gồm nhiễu nền và các nguồn khác. Trong trường hợp đơn sóng mang, nhiễu nền có phương sai như biểu thức sau [7]:

$$\sigma^2 = \sigma_{bg}^2 + \sigma_{th}^2 \quad (9)$$

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 nhiễu, 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 tổ vòng.

Đối với môi trường trong nhà, khoảng tiền tổ vòng là không đáng kể so với tổng thông tin có ích nên phương sai của nhiễu có thể được tính bằng biểu thức (9).

Kênh truyền quang không dây

Hình 1 trình bày mô hình kênh truyền quang vô tuyến trong nhà [8]. 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 [8]:

$$h^{(los)}(t; S, R) \approx \frac{n+1}{2\pi} \cos^n(\phi) d\Omega \text{rect}\left(\frac{\theta}{FOV}\right) \delta(t - R/c) \quad (10)$$

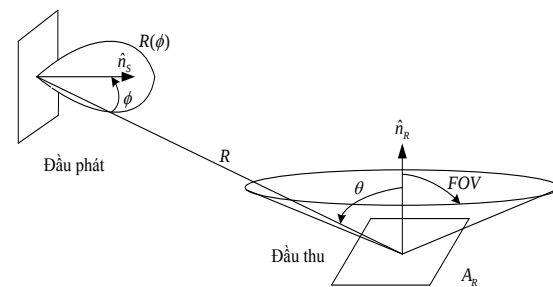
với S là đầu phát; R là đầu thu; θ là góc của đầu thu; FOV là vùng nhìn thấy (field of view); $d\Omega$ là góc đối diện với đầu thu; n là số mode của búp bức xạ và tính bằng công thức:

$n = -(\ln 2 / \ln(\cos \Phi_{1/2}))$; 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 của các đường phản xạ gồm tổng hợp K đường đi khác nhau có cùng điểm truyền và điểm nhận [8]:

$$h^{(diff)}(t; S, R) = \sum_{i=1}^K \frac{\rho_i \cos^n(\phi) \cos(\theta)}{R^2} \cdot \text{rect}\left(\frac{2\theta}{\pi}\right) h^{(k-1)}\left(t - \frac{R}{c}; \{r, \hat{n}, 1\}, R\right) \Delta A \quad (11)$$

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

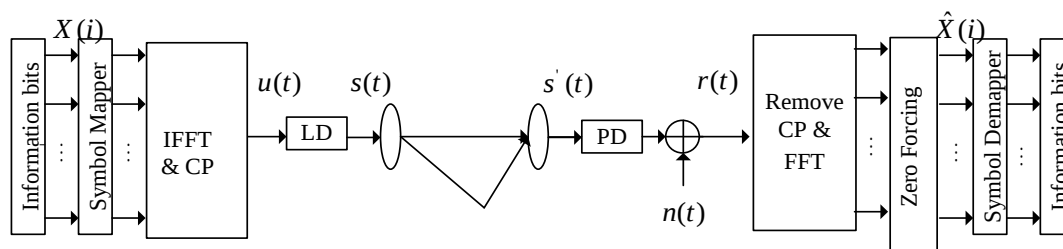


Hình 1. Mô hình kênh truyền trong nhà

HỆ THỐNG OFDM QUANG VÔ TUYẾN

Mô hình hệ thống OFDM quang vô tuyến được trình bày như Hình 2. Chuỗi bit cần truyền sẽ được ánh xạ chòm sao có dạng $X_i (i = 1, \dots, N)$, N là số sóng mang con. Tín hiệu này sẽ biến đổi

IFFT thành tín hiệu miền thời gian và thêm cyclic prefix. Tín hiệu từ miền điện $u(t)$ được chuyển sang miền quang $s(t)$ bằng LD.



Hình 2. Mô hình hệ thống OFDM quang vô tuyến

Do vậy, tín hiệu nhận được ở đầu thu sau khi qua kênh truyền:

$$\begin{aligned} s'(t) &= h(t) \otimes s(t) \\ &= (h^{los}(t) + h^{diff}(t)) \otimes s(t) \end{aligned} \quad (12)$$

Tín hiệu điện ở đầu thu sau khi thêm nhiễu:

$$\begin{aligned} r(t) &= R s'(t) + n(t) \\ &= r \cdot (h^{los}(t) + h^{diff}(t)) \otimes s(t) + n(t) \end{aligned} \quad (13)$$

Dữ liệu sau khi bỏ cyclic prefix và biến đổi FFT

$$X'(f) = R H(f) S(f) + N(f) \quad (14)$$

Giả sử, ở đầu thu ước lượng được chính xác kênh truyền, tín hiệu ở đầu thu được tách bằng thuật toán ZF được biểu diễn như sau:

$$\hat{X} = S(f) + \frac{N(f)}{R H(f)} \quad (15)$$

Trong trường hợp không có chuyển động tương đối giữa đầu phát và đầu thu, không có sự chuyển động trong không gian truyền sóng, kênh truyền quang vô tuyến có thể xem là kênh truyền bất biến thời gian. Với tốc độ truyền khoảng 100 Mbps, có thể xem là kênh truyền phẳng.

Trong trường hợp đơn giản, kênh truyền chỉ có đường truyền thẳng. Khi đó, nhiễu tác động lên hệ thống có phân bố như nhiễu AWGN. Tỷ lệ lỗi bit của hệ thống MPAM có thể được tính như sau:

$$P_E(M) = \frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q \left(\sqrt{\frac{6 \log_2 M}{M^2 - 1} \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (16)$$

Trong trường hợp tổng quát, kênh truyền trong nhà gồm đường truyền thẳng và các đường phản xạ tại các bức tường. Có thể áp dụng mô hình kênh truyền Rician cho kênh truyền phẳng biến đổi chậm để phân tích chất lượng hệ thống. Phương trình BER có thể được xác định như sau [9]:

$$P_E(M) = \frac{\alpha}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{(1+K) \sin^2 \phi}{(1+K) \sin^2 \phi + g \bar{\gamma}_b} \exp \left(-\frac{K g \bar{\gamma}_b}{(1+K) \sin^2 \phi + g \bar{\gamma}_b} \right) d\phi \quad (17)$$

với $\alpha = \frac{2(M-1)}{M \log_2 M}$, K là hệ số Rician,

$g = \frac{3 \log_2 M}{M^2 - 1}$ và $\bar{\gamma}_b$ là tỉ số năng lượng bit trên năng lượng nhiễu trung bình.

KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

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

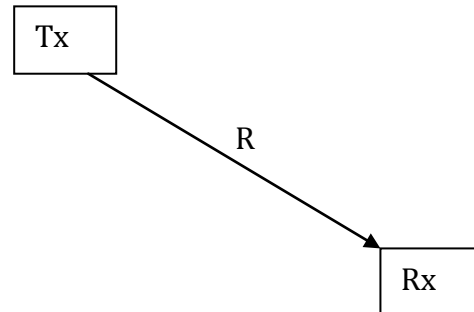
Bảng 1. Thông số của hệ thống MIMO quang không dây

Kí hiệu	Giá trị
P_0	0,1W
$T_S(\psi)$	1,0
R	0,75A/W
P_{ba}	5,8 μ W / (cm ² .nm)
I_{nbf}	0,562
T_{abs}	300 ⁰ K
A	1,0cm ²
$g(\psi)$	1,0
$\delta\lambda$	30nm
m_0	0,5
R_F	10K Ω
N	64
R_b	100Mbps

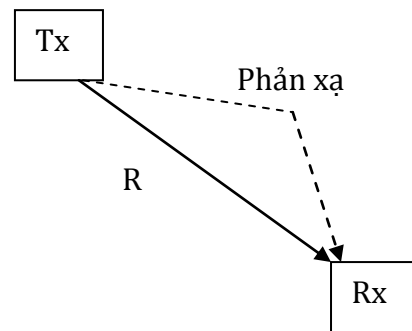
Hệ thống dùng 64 sóng mang con, 4 pilot, khoảng bảo vệ là 4. Trong trường hợp chỉ có đường truyền thẳng, khoảng bảo vệ sẽ được bỏ qua. Hình 3 là mô hình thiết lập mô phỏng trong điều kiện chỉ có đường truyền thẳng. Đầu phát đặt ở trần nhà và giữa phòng, đầu thu đặt giữa phòng và tại mặt đất. Hình 4 trình bày thiết lập mô phỏng hệ thống OFDM trong trường hợp có phản xạ từ các bức tường xung quanh. Ở đây, tỉ lệ lỗi bit có được bằng cách lấy trung bình khi đặt đầu thu ở các vị trí khác nhau từ giữa phòng đến góc phòng.

Giả sử hệ thống đặt trong phòng có kích thước 5mx5mx3m. Đối với hệ thống tự đồng bộ, đầu thu lấy mẫu bị lệch 1 mẫu so với dữ liệu truyền. Hình 5 trình bày kết quả của hệ thống OFDM trong trường hợp kênh truyền có đường truyền thẳng. Kết quả cho thấy hệ thống tự đồng bộ tín hiệu có tỉ lệ lỗi bit giống như hệ thống đã được đồng bộ. Kết quả này phù hợp với phương trình lỗi ở trên. Tỉ lệ lỗi bit trong trường hợp có

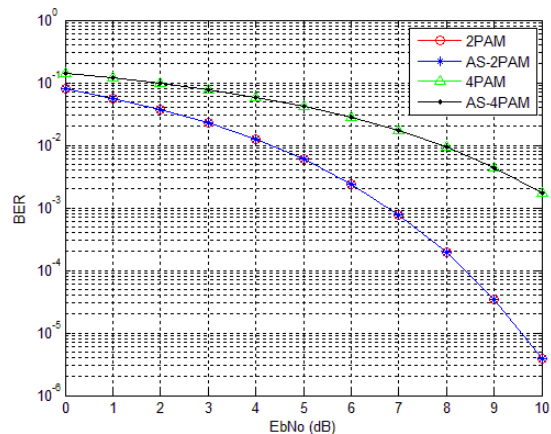
phản xạ được trình bày ở Hình 6. Trong trường hợp có phản xạ từ bốn bức tường, hệ thống OFDM tự đồng bộ cũng cho chất lượng tương tự như hệ thống đã đồng bộ.



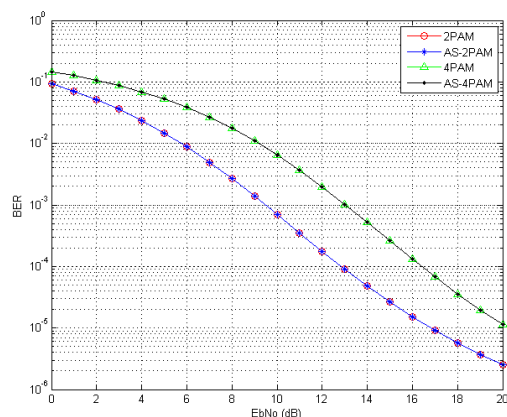
Hình 3. Mô hình mô phỏng hệ thống OFDM với đường truyền thẳng (LOS)



Hình 4. Mô hình mô phỏng hệ thống OFDM có phản xạ



Hình 5. Tỉ lệ lỗi bit của hệ thống trong trường hợp chỉ có đường truyền thẳng



Hình 6. Kết quả của hệ thống OFDM trong trường hợp có phản xạ

KẾT LUẬN

Bài báo đã đề xuất kỹ thuật tự đồng bộ tín hiệu MPAM đơn cực trong hệ thống quang vô tuyến sử dụng OFDM. Kết quả phân tích cho thấy hệ thống có thể hoàn toàn đồng bộ và không cần phải xác định chính xác khoảng cyclic prefix. Kỹ thuật này có thể sử dụng cho 2-PAM hoặc 4-PAM. Các phương trình BER được kiểm chứng bằng cách mô phỏng hệ thống trên phần mềm. Những vấn đề về đánh giá và phân tích tối ưu các thông số trong thiết kế cần được nghiên cứu tiếp theo.

An auto synchronization technique of unipolar MPAM signals in OFDM and its application for optical wireless communication systems

- **Dang Le Khoa**
- **Nguyen Huu Phuong**
University of Science, VNU-HCM
- **Hiroshi Ochi**
Kyushu Institute of Technology, Japan

ABSTRACT

Optical wireless systems have attracted attention, because they allow high-speed transmission without electromagnetic interference. Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) can send multiple high speed signals by using orthogonal carrier frequencies. Recently, studies have been focused on the optimal OFDM technique for optical wireless systems. When using OFDM, one important issue is determining the cyclic prefix and removing it from the

Keywords: auto synchronization, OFDM, optical wireless

frame before the receiver detects signals. In this paper, we propose a new auto synchronization technique of unipolar MPAM signals. It can remove the cyclic prefix in any sample of the OFDM frame using unipolar MPAM. It is a candidate for wideband systems and using 2-PAM or 4-PAM. The results of mathematical analysis and simulations show that it can be used for optical wireless systems.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. S. Yan, C.M. Okonkwo, D. Visani, Y. Hejie, H. van den Boom, G. Tartarini, E. Tangdiongga, T. Koonen, Ultrawideband signal distribution over large-core POF for in-home networks, *Journal of Lightwave Technology*, 30, 2995-3002 (2012).
- [2]. J.M.H. Elmirghani, H.H. Chan, R.A. Cryan, Sensitivity evaluation of optical wireless PPM systems utilising PIN-BJT receivers, in *IEE Proceedings Optoelectronics*, 355-359 (1996).
- [3]. A.C. Boucouvalas, Indoor ambient light noise and its effect on wireless optical links, in *IEE Proceedings Optoelectronics*, 334-338 (1996).
- [4]. Đ.L. Khoa, N.T. An, B.H. Phú, N.H. Phương, Thực hiện hệ thống OFDM trên phần cứng, *Tạp chí PTKHCN ĐHQG TPHCM*, 12, 73-83 (2009).
- [5]. C.W. Chow, C.H. Yeh, C.H. Wang, C.L. Wu, S. Chi, L. Chinlon, Studies of OFDM signal for broadband optical access networks, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 28, 800-807.
- [6]. 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, 3727-3735 (2012).
- [7]. J.M. Kahn, J.R. Barry, Wireless infrared communications, *Proceedings of the IEEE*, 85, 265-298 (1997).
- [8]. 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, 367-379 (1993).
- [9]. M.S. Alouini, A.J. Goldsmith, A unified approach for calculating error rates of linearly modulated signals over generalized fading channels, *IEEE Transactions on Communications*, 47, 1324-1334 (1999).