

XÂY DỰNG MÔ HÌNH HỆ THỐNG TRUYỀN DẪN ĐỂ TÍNH TOÁN GIẢI TÍCH CHẤT LƯỢNG BER CỦA HỆ THỐNG VÔ TUYẾN SỐ M-QAM

Đoàn Thanh Hải^{1*}, Đoàn Thị Thanh Thảo²

¹Trường ĐH Kỹ thuật Công nghiệp - ĐHTN, ²Trường ĐH CNTT&TT – ĐHTN

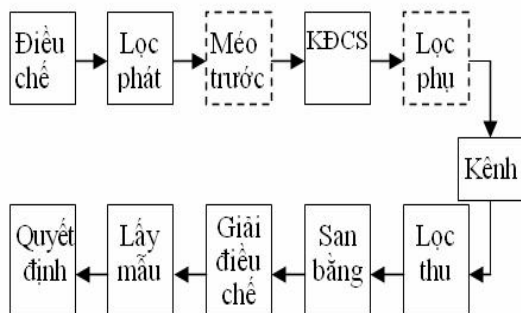
TÓM TẮT

Trong phân tích, thiết kế và đánh giá thống M -QAM với bộ khuếch đại công suất phi tuyến, việc ước lượng BER rất phức tạp và việc tính toán giải tích BER đối với các hệ thống như vậy thường là không thực tế. Để đánh giá tác động của riêng bộ khuếch đại công suất phi tuyến, tham số độ phi tuyến của bộ khuếch đại công suất như độ lùi công suất (BO – Back-Off) đã được nghiên cứu. Tuy nhiên, các tác giả đã kiểm tra (bằng mô phỏng máy tính) và kết quả cho thấy rằng với các giả thiết đã sử dụng chất lượng của hệ thống không hoàn toàn chính xác. Bài báo này sẽ đề xuất một mô hình giả định, để có thể tính toán được một cách giải tích, đơn giản và nhanh giới hạn trên của đường cong tỉ lệ lỗi bit BER của hệ thống thực. Kết quả đã đạt được một số công thức kinh nghiệm, chủ yếu bằng mô phỏng máy tính, nhằm xác định thiệt hại tỷ số tín trên tạp (SNRD – Signal-to-Noise Ratio Degradation) gây bởi méo phi tuyến của bộ khuếch đại công suất. Mô hình giả định đã được đề xuất, tuy vậy, lại có chất lượng tồi hơn hệ thống thực và do đó chất lượng của nó có thể sử dụng như một giới hạn trên của chất lượng hệ thống thực.

Từ khoá: mô hình giả định, hệ thống M -QAM, thủ tục tính toán, giới hạn trên của BER.

Mô hình giả định của hệ thống

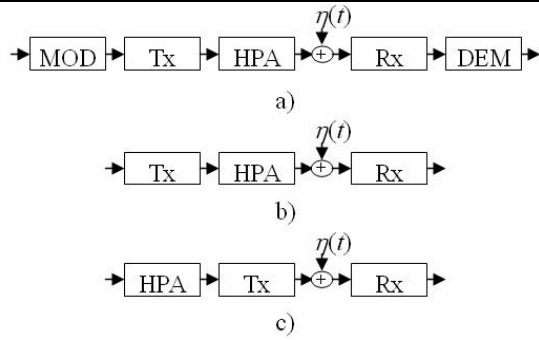
Sơ đồ khối của một hệ thống vô tuyến số mặt đất M -QAM tiêu biểu có thể thể hiện lại như trên hình 1. Các khối đứt nét thể hiện các thuật toán có thể có hoặc không có trong thiết kế. Để đơn giản, các khối AGC, khôi phục sóng mang và khôi phục đồng hồ đã không được thể hiện chi tiết. Mọi dạng sóng thời gian của tín hiệu đều là băng gốc hoặc là tín hiệu băng gốc tương đương. Tương tự, tất cả các đáp ứng tần số của các khối đều là các đáp ứng băng gốc hoặc băng gốc tương đương.



Hình 1. Sơ đồ khối tiêu biểu hệ thống vô tuyến số M -QAM

Các nguồn gây suy giảm chất lượng chủ yếu bao gồm méo tuyến tính gây bởi các bộ lọc chế tạo không hoàn hảo và pha-đỉnh đa đường chọn lọc tần số, méo phi tuyến gây bởi bộ KĐCS phát, sai lệch pha sóng mang và sai lệch đồng hồ. Bộ lọc phụ nối ra bộ KĐCS chỉ được thiết kế để loại bỏ phát xạ phụ (sự mở rộng phổ gây bởi tính phi tuyến của bộ KĐCS) và không ảnh hưởng tới tín hiệu hữu ích và do đó có thể không cần tính tới trong các xem xét ở đây. Bằng cách kết hợp a) kênh vô tuyến, bộ lọc thu và mạch san băng trong một khối được đặt lại tên là bộ lọc thu (Rx . Filter); b) bộ méo trước và bộ KĐCS trong khối KĐCS (HPA – High Power Amplifier); và c) bộ giải điều chế (thực chất là khối thực hiện thuật toán nhân loại bỏ sóng mang trong quá trình giải điều chế), mạch lấy mẫu và mạch quyết định thành khối giải điều chế (DEMODO), sơ đồ khối của hệ thống khi này đơn giản được như trên hình 2a và có thể biểu diễn đơn giản hơn nữa như trên hình 2b. Mô hình giả định, trong đó bộ KĐCS được đặt trước bộ lọc phát với các khối có cùng các đặc tính như các khối trong mô hình thực tế (các bộ lọc có cùng hệ số uốn lọc, bộ KĐCS có cùng độ lùi công suất đỉnh BO_P ...) được mô tả trên hình 2c.

*Tel: 0984063567, Email: haidt1979@yahoo.com



Hình 2. a) Sơ đồ khối đơn giản của hệ thống;
b) Bộ KĐCS nằm kẹp giữa các bộ lọc phát và thu;
c) Mô hình giả định

Trong [3, 4], các tác giả đã chỉ ra rằng chất lượng của hệ thống theo mô hình giả định kém hơn chất lượng của hệ thống thực và do vậy có thể sử dụng được như một giới hạn trên của chất lượng hệ thống thực. Lý do có thể giải thích được một cách vắn tắt như sau. Ta đã biết rằng độ phi tuyến của bộ KĐCS và sự suy giảm chất lượng hệ thống (như SNRD chẳng hạn) phụ thuộc vào công suất trung bình của tín hiệu lỗi vào bộ KĐCS. Tín hiệu lỗi vào bộ KĐCS trong mô hình giả định hình 2c là tín hiệu NRZ song tín hiệu lỗi vào bộ KĐCS trong hệ thống thực (mô hình hệ thống hình 2b) lại là tổng các đáp ứng xung của bộ lọc phát. Khi tính đến cả sự vọt đỉnh (*overshoot*) gây bởi bộ lọc phát, giá trị tổng cộng lớn nhất của tín hiệu lỗi ra mạch lọc phát trong hình 2b lớn hơn nhiều giá trị lớn nhất của tín hiệu lỗi vào bộ KĐCS trong hình 2c. Điều này có nghĩa là với cùng một giá trị độ lùi công suất đỉnh BO_P (*Peak Back-Off*) của các bộ KĐCS trong cả hai mô hình, công suất trung bình của tín hiệu của tín hiệu tại lỗi vào bộ KĐCS trong mô hình 2b nhỏ hơn nhiều so với trường hợp trong mô hình giả định 2c. Xét về pha, việc dịch chuyển của các điểm tín hiệu trung bình trên mặt phẳng pha (trên biểu đồ chòm sao tín hiệu thu) trong mô hình giả định mạnh hơn so với trong mô hình hệ thống thực, do vậy gây nên SNRD lớn hơn. Tất nhiên, trong mô hình hệ thống thực tế thì bộ KĐCS lại gây nên ISI lớn hơn so với trong mô hình giả định song giữa ảnh hưởng tới chất lượng hệ thống của các dịch chuyển

điểm các tín hiệu lớn và ảnh hưởng gây ISI thì ảnh hưởng của sự dịch chuyển các điểm tín hiệu trội hơn. Kết luận này đã được kiểm tra trong [10] bằng mô phỏng máy tính đối với một số bộ KĐCS và một số giá trị BO_P khác nhau.

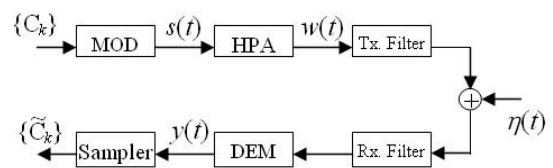
Phân tích mô hình giả định dưới tác động đồng thời của méo tuyến tính và méo phi tuyến, sai lệch đồng hồ và sai lệch pha sóng mang

Sơ đồ khối của hệ thống M -QAM theo mô hình giả định được trình bày trên hình 3. Dữ liệu lỗi vào là chuỗi các giá trị dữ liệu phức M mức $\{C_k\}$ với k là chỉ số khe thời gian của *symbol*. Mỗi một *symbol* C_k được lấy từ một bảng chữ cái M điểm $\{\gamma_m\}$ (là chòm sao tín hiệu phát), $m = 1, 2, \dots, M$. *Symbol* C_k có thể biểu diễn theo: $C_k = a_k + jb_k$, trong đó a_k và b_k lần lượt là các thành phần đồng pha và vuông pha của *symbol* C_k . C_k cũng có thể biểu diễn được dưới dạng véc-tơ:

$$C_k = \begin{bmatrix} a_k \\ b_k \end{bmatrix}, a_k, b_k = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(\sqrt{M} - 1) \quad (1)$$

Tại thời điểm lấy mẫu, tại lỗi ra mạch lấy mẫu, tín hiệu nhận được là tập $\{\tilde{C}_k\}$ với $\tilde{C}_k = \tilde{a}_k + j\tilde{b}_k$ và biểu diễn được ở dạng véc-tơ:

$$\tilde{C}_k = \begin{bmatrix} \tilde{a}_k \\ \tilde{b}_k \end{bmatrix} \quad (2)$$



Hình 3. Sơ đồ khối hệ thống theo mô hình giả định

Tại lỗi ra mạch điều chế, tín hiệu có dạng:

$$s(t) = \sum_k [a_k \varepsilon(t - kT) + jb_k \varepsilon(t - kT)] \quad (3)$$

Trong đó: T là khoảng thời gian một *symbol*, còn

$$\varepsilon(t) = \begin{cases} 1 & t \in [-T/2, T/2] \\ 0 & t \notin [-T/2, T/2] \end{cases} \quad (4)$$

Ở dạng véc-tơ, $s(t)$ có thể biểu diễn theo:

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \end{bmatrix} \quad (5)$$

trong đó: $s_a = \sum_k a_k \varepsilon(t - kT)$ và

$$s_b = \sum_k b_k \varepsilon(t - kT) \quad (6)$$

Đối với các tuyến vô tuyến số mặt đất với độ rộng băng thông thông thường ($BW \leq 40$ MHz) bộ KĐCS có thể xem như một khối phi tuyến không nhớ [2] mô tả bởi các đặc tính biến điệu điều biên-điều biên (*AM/AM conversion*) và biến điệu điều biên-điều pha (*AM/PM conversion*), khi đó tín hiệu lỗi ra của bộ KĐCS có thể biểu diễn bởi véc-tơ

$$\begin{bmatrix} w_a \\ w_b \end{bmatrix}, \text{ trong đó:}$$

$$w_a = \sum_k [a_k + \Delta_1(a_k)] \varepsilon(t - kT) \quad (7)$$

$$w_b = \sum_k [b_k + \Delta_2(b_k)] \varepsilon(t - kT)$$

$\Delta_1(a_k)$ và $\Delta_2(b_k)$ lần lượt là các lượng méo phi tuyến của phần thực và phần ảo của tín hiệu, gây bởi các biến điệu AM/AM và AM/PM và phụ thuộc vào các đặc tính AM/AM và AM/PM của bộ KĐCS cũng như và *symbol* C_k . Đáp ứng xung tổng cộng của các mạch lọc phát và thu được định nghĩa là $h(t) = h_c(t) + jh_s(t)$ và tín hiệu tại lối ra mạch giải điều chế là:

$$y(t) = w(t) * h(t) + n(t) \quad (8)$$

Dưới dạng véc-tơ và ma trận, $y(t)$ có thể biểu diễn được theo:

$$\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} y_a \\ y_b \end{bmatrix} = \sum_k \mathbf{h}_k \begin{bmatrix} a_k + \Delta_1(a_k) \\ b_k + \Delta_2(b_k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_c \\ n_s \end{bmatrix} \quad (9)$$

Trong đó $y(t) = y_a(t) + jy_b(t)$ và có thể biểu diễn dưới dạng véc-tơ như bên vế trái của (9), còn

$$\mathbf{h}_k = \begin{bmatrix} h_{ck} & -h_{sk} \\ h_{sk} & h_{ck} \end{bmatrix}, \quad h_{ck} \stackrel{\Delta}{=} h_c(t - kT), \quad (10)$$

$$h_{sk} \stackrel{\Delta}{=} h_s(t - kT)$$

tạp âm $n(t) = \eta(t) * h_R(t) = n_c(t) + jn_s(t)$ là một quá trình ngẫu nhiên băng hẹp và có thể biểu diễn được dưới dạng véc-tơ như

bên vế phải của (9), $h_R(t)$ là đáp ứng xung của bộ lọc thu.

Khi có méo tuyến tính, $h(t)$ có thể biểu diễn được theo:

$$h(t) = c(t) + \Delta h(t) = c_c(t) + jc_s(t) + \Delta h_c(t) + j\Delta h_s(t) \quad (11)$$

Trong đó $c(t) \stackrel{\Delta}{=} c_c(t) + jc_s(t)$ là đáp ứng xung của hệ thống với trường hợp không có méo phi tuyến và méo tuyến tính, nghĩa là $c(t)$ thỏa mãn tiêu chuẩn Nyquist thứ nhất:

$$c(t) = \begin{cases} 1, & t = 0 \\ 0, & t = kT, k \neq 0 \end{cases} \quad (12)$$

$$\text{còn } \Delta h(t) \stackrel{\Delta}{=} \Delta h_c(t) + j\Delta h_s(t) \quad (13)$$

Dưới dạng véc-tơ và từ (12) ta có

$$\mathbf{c}_k = \begin{bmatrix} c_{ck} & -c_{sk} \\ c_{sk} & c_{ck} \end{bmatrix}, \mathbf{c}_0(0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{c}_k(0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \forall k \neq 0 \quad (14)$$

Dưới tác động đồng thời của méo tuyến tính, méo phi tuyến và sai lệch đồng hồ, tín hiệu lỗi ra của thiết bị lấy mẫu tại thời điểm lấy mẫu đối với *symbol* thứ 0 có thể biểu diễn được theo:

$$\begin{bmatrix} \tilde{a}_0 \\ \tilde{b}_0 \end{bmatrix} = \mathbf{h}_0(\delta) \begin{bmatrix} a_0 + \Delta_1(a_0) \\ b_0 + \Delta_2(b_0) \end{bmatrix} + \sum_k \mathbf{h}_k(\delta) \begin{bmatrix} a_k + \Delta_1(a_k) \\ b_k + \Delta_2(b_k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_c(\delta) \\ n_s(\delta) \end{bmatrix} \quad (15)$$

Trong đó δ là sai lệch đồng hồ tĩnh và dấu phẩy đằng sau dấu Σ nghĩa là số hạng với $k = 0$ cân bỏ qua trong tổng. Thực ra, sai lệch đồng hồ là một quá trình ngẫu nhiên và tại thời điểm lấy mẫu đối với *symbol* thứ 0 thì sai lệch đồng hồ thực tế là một biến ngẫu nhiên, song dưới tác động của bộ khôi phục đồng hồ trong trạng thái xác lập thì nó thường được giữ cho nhỏ hơn sai lệch đồng hồ tĩnh. Việc tính với sai lệch đồng hồ tĩnh như thế sẽ dẫn đến BER ước lượng được trong trường hợp xấu nhất của sai lệch đồng hồ.

Trong (15), ma trận đáp ứng xung tại thời điểm lấy mẫu có thể biểu diễn được ở dạng:

$$\mathbf{h}_k(\delta) = \begin{bmatrix} h_{ck}(\delta) & -h_{sk}(\delta) \\ h_{sk}(\delta) & h_{ck}(\delta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{ck}(0) + \Delta c_{ck} + \Delta h_{ck}(\delta) & -[c_{sk}(0) + \Delta c_{sk} + \Delta h_{sk}(\delta)] \\ c_{sk}(0) + \Delta c_{sk} + \Delta h_{sk}(\delta) & c_{ck}(0) + \Delta c_{ck} + \Delta h_{ck}(\delta) \end{bmatrix} \quad (16)$$

Trong đó $\Delta c_{ck} = c_{ck}(\delta) - c_{ck}(0)$ và $\Delta c_{sk} = c_{sk}(\delta) - c_{sk}(0)$, $\Delta h_{ck}(\delta)$ và $\Delta h_{sk}(\delta)$ là $\Delta h_c(t)$ và $\Delta h_s(t)$ trong (13) đối với khe thời gian *symbol* thứ k , lấy tại $t = \delta$.

Thay (16) vào (15) và để ý rằng theo (14) thì $c_{c0}(0) = 1$ và $c_{s0}(0) = 0$, $c_{ck}(0) = c_{sk}(0) = 0$, ta được:

$$\begin{bmatrix} \tilde{a}_0 \\ \tilde{b}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{c0}(\delta) & -h_{s0}(\delta) \\ h_{s0}(\delta) & h_{c0}(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 + \Delta_1(a_0) \\ b_0 + \Delta_2(b_0) \end{bmatrix} + \sum_k \begin{bmatrix} h_{ck}(\delta) & -h_{sk}(\delta) \\ h_{sk}(\delta) & h_{ck}(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_k + \Delta_1(a_k) \\ b_k + \Delta_2(b_k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_c(\delta) \\ n_s(\delta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \Delta c_{c0} + \Delta h_{c0}(\delta) & -[0 + \Delta c_{s0} + \Delta h_{s0}(\delta)] \\ 0 + \Delta c_{s0} + \Delta h_{s0}(\delta) & 1 + \Delta c_{c0} + \Delta h_{c0}(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 + \Delta_1(a_0) \\ b_0 + \Delta_2(b_0) \end{bmatrix} + \sum_k \begin{bmatrix} \Delta c_{ck} + \Delta h_{ck}(\delta) & -[\Delta c_{sk} + \Delta h_{sk}(\delta)] \\ \Delta c_{sk} + \Delta h_{sk}(\delta) & \Delta c_{ck} + \Delta h_{ck}(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_k + \Delta_1(a_k) \\ b_k + \Delta_2(b_k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_c(\delta) \\ n_s(\delta) \end{bmatrix} \quad (17)$$

Bằng cách viết lại (17) ta có:

$$\begin{bmatrix} \tilde{a}_0 \\ \tilde{b}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 + \Delta_1(a_0) \\ b_0 + \Delta_2(b_0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta c_{c0} & -\Delta c_{s0} \\ \Delta c_{s0} & \Delta c_{c0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 + \Delta_1(a_0) \\ b_0 + \Delta_2(b_0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta h_{c0}(\delta) & -\Delta h_{s0}(\delta) \\ \Delta h_{s0}(\delta) & \Delta h_{c0}(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 + \Delta_1(a_0) \\ b_0 + \Delta_2(b_0) \end{bmatrix} + \sum_k \left\{ \begin{bmatrix} \Delta c_{ck} & -\Delta c_{sk} \\ \Delta c_{sk} & \Delta c_{ck} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta h_{ck}(\delta) & -\Delta h_{sk}(\delta) \\ \Delta h_{sk}(\delta) & \Delta h_{ck}(\delta) \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} a_k + \Delta_1(a_k) \\ b_k + \Delta_2(b_k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_c(\delta) \\ n_s(\delta) \end{bmatrix} \quad (18)$$

Cuối cùng ta được:

$$\begin{bmatrix} \tilde{a}_0 \\ \tilde{b}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 \\ b_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta_1(a_0) \\ \Delta_2(b_0) \end{bmatrix} + \sum_k \begin{bmatrix} \Delta c_{ck} & -\Delta c_{sk} \\ \Delta c_{sk} & \Delta c_{ck} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta_1(a_k) \\ \Delta_2(b_k) \end{bmatrix} + \sum_k \begin{bmatrix} \Delta h_{ck}(\delta) & -\Delta h_{sk}(\delta) \\ \Delta h_{sk}(\delta) & \Delta h_{ck}(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta_1(a_k) \\ \Delta_2(b_k) \end{bmatrix} + \sum_k \begin{bmatrix} \Delta c_{ck} & -\Delta c_{sk} \\ \Delta c_{sk} & \Delta c_{ck} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_k \\ b_k \end{bmatrix} + \sum_k \begin{bmatrix} \Delta h_{ck}(\delta) & -\Delta h_{sk}(\delta) \\ \Delta h_{sk}(\delta) & \Delta h_{ck}(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_k \\ b_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_c(\delta) \\ n_s(\delta) \end{bmatrix} \quad (19)$$

Trong thực tế thì:

$|\Delta_1(a_k)| \ll |a_k|$, $|\Delta_2(b_k)| \ll |b_k|$; $|\Delta c_{ck}|$, $|\Delta c_{sk}| \ll 1$ và $|\Delta h_{ck}(\delta)|$, $|\Delta h_{sk}(\delta)| \ll 1$ nên các số hạng thứ 3 và thứ 4 bên vế phải của (19) có thể bỏ qua được. Thêm vào đó, trong các tình huống thực tế thì $\Delta h_{ck}(t) = h_{ck}(t) - c_{ck}(t)$ và $\Delta h_{sk}(t) = h_{sk}(t) - c_{sk}(t)$ có các giá trị khá nhỏ. Hơn thế nữa, δ thường cũng khá nhỏ. Như *Số hóa bởi Trung tâm Học liệu – Đại học Thái Nguyên*

vậy, chúng ta có thể giả thiết rằng $\Delta h_{ck}(\delta) \approx \Delta h_{ck}(0)$ và $\Delta h_{sk}(\delta) \approx \Delta h_{sk}(0)$. Số hạng thứ 6 bên vế phải của (19) có thể thay bằng véc-tơ ISI gây bởi chỉ riêng méo tuyến tính. Từ phân tích như trên ta có thể kết luận rằng dưới tác động đồng thời của méo tuyến tính, méo phi tuyến và sai lệch đồng hồ, véc-tơ tín hiệu thu tại lỗi ra mạch lấy mẫu là một tổng của 5 véc-tơ. Véc-tơ thứ nhất là tín hiệu mong muốn, véc-tơ thứ hai là véc-tơ dịch chuyển tín hiệu gây bởi các đặc tính AM/AM và AM/PM của bộ KĐCS, véc-tơ thứ ba là véc-tơ ISI gây bởi chỉ riêng sai lệch đồng hồ (tức là với hệ thống có đáp ứng xung hoàn toàn lý tưởng và không có méo phi tuyến), véc-tơ thứ tư thì xấp xỉ tốt được bằng véc-tơ ISI gây bởi chỉ riêng méo tuyến tính và véc-tơ thứ năm là tạp âm băng hẹp được lấy mẫu. Trong [1, 5], các tác giả đã chỉ ra rằng ISI gây bởi riêng sai lệch đồng hồ trong các hệ thống M -QAM với một hệ số uốn đã cho α của các bộ lọc phát và thu có thể làm gần đúng rất tốt bằng một biến ngẫu nhiên Gauss, kỳ vọng bằng không với phương sai σ_1 tỷ lệ với sai lệch đồng hồ δ . Các hàm số mô tả quan hệ giữa σ_1 và δ có dạng $\sigma_1 = a(\alpha) \cdot \delta$ đối với các hệ thống M -QAM với các giá trị khác nhau của M đã được trình bày trong mục [3]. ISI gây bởi chỉ riêng méo tuyến tính có thể xấp xỉ là một biến ngẫu nhiên Gauss có kỳ vọng bằng 0 đối với các hệ thống M -QAM ($M \geq 16$) hoặc là một biến ngẫu nhiên phân bố đều kỳ vọng bằng 0 đối với hệ thống 4-QAM [3, 5, 6] và phương sai σ_2 của nó có thể nhận được bằng mô phỏng máy tính, thí dụ như bằng phần mềm ASTRAS. Véc-tơ dịch chuyển đối với từng tín hiệu thì có thể xác định dễ dàng từ các đặc tính AM/AM và AM/PM của bộ KĐCS và BO_p . Trong trường hợp có sai pha sóng mang, chúng ta có thể thấy rằng sai pha sóng mang thực tế là một quá trình ngẫu nhiên song dưới tác động của bộ khôi phục sóng mang trong chế độ xác lập thì nó thường được duy trì nhỏ hơn sai pha tĩnh φ_0 .

Tính ảnh hưởng của sai lệch pha sóng mang với giá trị sai pha tĩnh này, do vậy, sẽ cho kết quả BER trong trường hợp xấu nhất, tức là càng bảo đảm BER của hệ thống theo mô

hình giả định là giới hạn trên của BER đối với hệ thống thực. Tác động của sai pha trong trường hợp xấu nhất như vậy lại chỉ là xoay mặt mảng pha phía thu đi một góc $-\varphi_0$ hay tương đương với việc quay tín hiệu thu được đi một góc φ_0 .

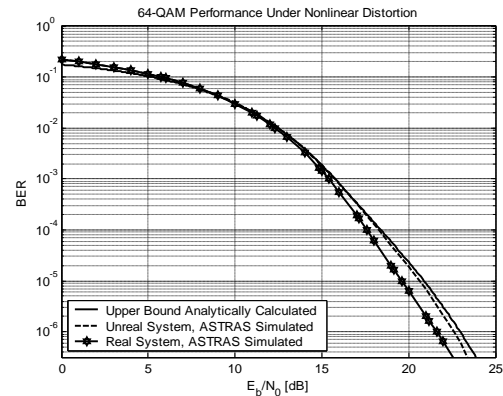
Như vậy, BER của hệ thống giả định có thể tính được một cách giải tích hay tựa giải tích (do có viện đến mô phỏng máy tính nhằm xác định độ lệch quân phương σ_2) theo thủ tục được đề xuất trong mục tiếp theo.

Thủ tục đánh giá giới hạn trên của BER

Căn cứ vào các phân tích trong mục trước, chúng tôi đề xuất một thủ tục 5 bước nhằm đánh giá một giới hạn trên của BER đối với các hệ thống M-QAM có tính đến đầy đủ các tác động chính như méo tuyến tính, méo phi tuyến, sai lệch đồng hồ và sai lệch pha sóng mang như sau:

1. Xác định phương sai σ_2^2 của ISI gây bởi chỉ riêng méo tuyến tính bằng mô phỏng máy tính;
2. Xác định phương sai σ_1^2 của ISI gây bởi chỉ riêng sai lệch đồng hồ;
3. a. Đối với $M \geq 16$, xác định tổng của σ_1^2 , σ_2^2 và N_0 (mật độ phổ công suất một phía của tạp âm trắng chuẩn cộng tính – tạp âm nhiệt từ máy thu) để nhận được phương sai của một tạp âm Gauss mới;
b. Đối với $M = 4$, xác định tổng của σ_1^2 và N_0 để nhận được phương sai của một tạp âm Gauss mới;
4. Xác định bằng hình học các lượng dịch chuyển tổng cộng tín hiệu gây ra bởi cả các đặc tính AM/AM và AM/PM của bộ KĐCS (được cho bởi các nhà sản xuất) lẫn lượng quay pha φ_0 ;
5. a. Đối với $M \geq 16$, tính một cách giải tích BER đối với các điểm tín hiệu đã bị dịch chuyển và tạp âm đã nhận được trong bước 3.a;
b. Đối với $M = 4$, tính một cách giải tích BER đối với các điểm tín hiệu đã bị dịch chuyển và xếp chồng của tạp âm mới nhận được trong bước 3.b và ISI phân bố đều với phương sai nhận được trong bước 1.

Kết quả tính toán bằng số



Hình 4. Kết quả mô phỏng và giới hạn trên của BER tính bằng thủ tục đã đề xuất

Như một thí dụ, bằng cách sử dụng phần mềm ASTRAS và tính toán một cách giải tích áp dụng thủ tục trên đây, các kết quả mô phỏng và giới hạn trên của BER đối với một hệ thống vô tuyến số 64-QAM được thể hiện trên hình 4, trong đó sai lệch đồng hồ là 1.3%, sai lệch sóng mang là 1° , bộ KĐCS được cho trong [18] với $BO_p = 6.5$ dB, méo tuyến tính được tạo ra một cách cố ý bằng cách cho hệ số uốn lợc của các bộ lọc phát và thu khác nhau: $\alpha_{TX} = 0.35$ và $\alpha_{RX} = 0.25$.

Kết luận

Mô hình giả định và thủ tục tính toán một cách giải tích đường bao trên của BER trong hệ thống M-QAM thực tế đã được chúng tôi kiểm nghiệm và là một kết quả tính toán đơn giản và nhanh, có khả năng sử dụng để đánh giá ảnh hưởng của nhiều yếu tố tác động đồng thời lên hệ thống M-QAM đơn và đa sóng mang.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. Nguyễn Quốc Bình, Nguyễn Thị Hằng Nga (2004), “Đánh giá tác động đồng thời của méo tuyến tính và sai lệch đồng hồ trong các hệ thống vi ba số M-QAM”, Chuyên san *Các công trình nghiên cứu-triển khai viễn thông và công nghệ thông tin* - Tạp chí Bưu chính viễn thông, số 11, 3-2004.
- [2]. Trần Việt Tuấn, “Biểu diễn các bộ khuếch đại công suất trong mô phỏng các hệ thống vô tuyến tiếp sức M-QAM”, *Hội nghị toàn quốc lần thứ ba về tự động hoá* (3rd VICA), Hà nội, 9-11/4/1998.
- [3]. Nguyễn Quốc Bình, Nguyễn Thành Biên (2009), “Hàm mật độ xác suất của nhiễu giữa các

[4]. ký hiệu gây bởi sai lệch đồng hồ trong các hệ thống M-QAM”, *Tạp chí Nghiên cứu khoa học và công nghệ quân sự*, Viện khoa học và công nghệ quân sự, số 27, 4-2009.

[5]. Nguyễn Quốc Bình, Nguyễn Thành Biên, Đinh Triều Dương, Nguyễn Thành Hiếu (2003), “Số symbol dùng trong mô phỏng tựa giải tích các hệ thống truyền dẫn số”, *Tạp chí Khoa học và kỹ thuật*, Học viện kỹ thuật quân sự, số 104, 2003.

[6]. Pupolin S., Greenstain L.J. (1987), “Performance Analysis of Digital Radio Links with Nonlinear Transmit Amplifier”, IEEE, Journal on SAC, Vol. SAC-5, No.3, Mar. 1987.

Amadesi P., Mura P. G., Pattial F. (1983), “Including a Nonlinear Amplifier and a Predistorter in a Bandlimited 16-QAM Systems”. IEEE, ICC’83.

SUMMARY

BUILDING A MODEL OF M-QAM TRANSMISSION SYSTEM TO CALCULATE ANALYTICAL OF BER IN M-QAM RADIO SYSTEMS

Doan Thanh Hai^{1*}, Doan Thi Thanh Thao²

¹College of Technology – TNU, ²College of Information and Communication Technology-TNU

In the analysis, design and evaluation of M-QAM systems with nonlinear power amplifier, the estimation of BER is a very complicated and the calculation of analytical BER for such systems is usually not practical. To estimation of the separated effect of nonlinear power amplifier, nonlinear parameter of them as BO (Back-Off) have been studied. However, the authors examined (by computer simulation) and the results showed that the assumptions used the quality of systems were not entirely accurate. This paper proposes a hypothesis model of M-QAM transmission system to be able to calculate analytical, simply and fast the upper bound of BER of the actual system. In addition, a procedure to calculate the upper bound of BER (bit-error ratio) for this case is also presented. Results are some empirical formulas, mainly by computer simulation, to determine Signal-to-Noise Ratio Degradation SNRD caused by nonlinear distortion of power amplifier. However, this model has got a poor quality than real systems and thus its quality can be used as an upper bound of real systems quality.

Key words: *hypothesis model, procedure to calculate, upper bound of BER, M-QAM systems.*

* Tel: 0984 063567, Email: haidt1979@yahoo.com