

DESEMPENHO DE SISTEMA DE COMUNICAÇÃO DIGITAL CAÓTICO EM CANAL COM RUÍDO

GRETA AUGAT ABIB*, MARCIO EISENCRAFT†

**Centro de Engenharia, Modelagem e Ciências Sociais Aplicadas, Universidade Federal do ABC - UFABC, Santo André, Brasil*

†*Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, Brasil*

Emails: greta.abib@ufabc.edu.br, marcio@lcs.poly.usp.br

Abstract— In recent decades, many papers describing communication systems based on chaotic signals have been published. However, their performance under nonideal conditions needs further investigation. This work evaluates the performance in terms of Bit Error Rate (BER) of a binary communication system, based on Wu and Chua's synchronization method, when white gaussian noise is added to the transmitted signal. The simulations are performed using different maps. We numerically show that, if the coding function is adequately chosen, it is possible to obtain BER values close to the ones for conventional systems.

Keywords— Chaos, synchronization, digital communication system, noise.

Resumo— Nas últimas décadas, muitos trabalhos descrevendo sistemas de comunicação baseados em sinais caóticos foram publicados. Porém, o comportamento destes sistemas sob condições não ideais ainda precisa de mais investigação. Neste trabalho é avaliado o desempenho em termos de taxa de erro de bit de um sistema de comunicação binário, baseado no método de sincronização de Wu e Chua, quando adiciona-se ruído branco gaussiano ao sinal transmitido. As simulações foram realizadas utilizando-se diferentes mapas. Mostra-se numericamente que, escolhendo-se de forma adequada a função de codificação, pode se chegar a taxas de erro de bit próximas das dos sistemas convencionais.

Palavras-chave— Caos, sincronismo, sistema de comunicação digital, ruído.

1 Introdução

Um sinal caótico é determinístico, aperiódico, limitado em amplitude e apresenta dependência sensível às condições iniciais (Alligood et al., 1997). Esta última característica significa que se o sistema que o gerou for iniciado com uma condição ligeiramente diferente, o sinal obtido pode apresentar valores completamente distintos do sinal anterior após um curto tempo (Alligood et al., 1997).

Existe um grande número de áreas desenvolvendo pesquisas envolvendo sinais caóticos, entre elas a Engenharia de Telecomunicações. Com o aparecimento frequente de novos desafios e aplicações nessa área, estudar novas técnicas e ideias que não se enquadram nos sistemas comerciais atuais é relevante como objeto de pesquisa. Como exemplos de aplicações em que recentemente vêm-se estudando o emprego de sinais caóticos podem-se citar: geração de sequências pseudoaleatórias para Acesso Múltiplo por Divisão de Código (CDMA - *Code Division Multiple Access*) (Rovatti et al., 2004), comunicações ópticas (Argyris et al., 2005), rede de satélites (Grzybowski et al., 2010) e modelagem de dispositivos (Monteiro et al., 2009), entre muitas outras.

Por um lado, esses sinais mostram-se adequados para a utilização em aplicações que requerem segurança, devido à sua dificuldade de predição e a serem confundíveis com o ruído no canal (Lau and Tse, 2003). Os sinais caóticos têm sido propostos como transmissores de informação em banda larga

com o potencial de proporcionar um elevado nível de robustez e de privacidade na transmissão de dados. Por exemplo, Argyris et al. (2005) descrevem um sistema de comunicação ótica prático de alta velocidade usando a sincronização de sinais caóticos em um canal de fibra óptica comercial.

Por outro lado, os sistemas baseados em caos que dependem do sincronismo caótico apresentam, em geral, fraco desempenho em termos de Taxa de Erro de Bit (BER - *Bit Error Rate*) quando as condições de canal não são ideais. Além disso, é necessário que haja compatibilidade entre os sistemas de comunicação baseados em caos e os convencionais (Lau and Tse, 2003). Assim, parece haver um longo caminho de pesquisas a serem realizadas antes de os sistemas de comunicação baseados em caos tenham reais condições de serem utilizados na prática.

No presente artigo, analisa-se numericamente o sistema de comunicação baseado em caos de Wu and Chua (1993), em sua versão para tempo discreto, proposta por Eisencraft et al. (2009). Nesse sistema, a mensagem é misturada a uma variável de estado do sistema transmissor, por meio de uma função de codificação inversível. O resultado dessa mistura é o sinal transmitido, que também é realimentado no transmissor. Considera-se que o canal de comunicação introduz Ruído Branco Gaussiano Aditivo (AWGN - *Additive White Gaussian Noise*) ao sinal transmitido.

Utiliza-se aqui uma função de codificação diferente da utilizada por Abib and Eisencraft (2012). Essa nova função de codificação permite controlar

a mistura entre o sinal caótico e o sinal de informação.

Este artigo está dividido da seguinte forma: na Seção II, o sistema de comunicação digital estudado é sucintamente descrito. Na Seção III, são detalhados os mapas utilizados. A seguir, na Seção IV, são apresentados os resultados de simulação obtidos e finalmente, na Seção V, são traçadas algumas conclusões e propostas de trabalhos futuros.

2 O Sistema de Comunicação Empregado

Nesta seção, descreve-se o sistema de comunicação estudado, que é baseado no método de sincronização mestre-escravo de Wu and Chua (1993), adaptado para sistemas de tempo discreto por Eisencraft et al. (2009).

Considere-se um sistema *mestre* que possa ser expresso como

$$\mathbf{x}(n+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(n) + \mathbf{b} + \mathbf{f}(\mathbf{x}(n)), \quad (1)$$

e um sistema *escravo*, que é dependente de $\mathbf{x}(n)$, e pode ser escrito como

$$\mathbf{y}(n+1) = \mathbf{A}\mathbf{y}(n) + \mathbf{b} + \mathbf{f}(\mathbf{x}(n)), \quad (2)$$

em que $n = 0, 1, 2, 3, \dots$, $\{\mathbf{x}(n), \mathbf{y}(n)\} \subset \mathbb{R}^K$, $\mathbf{x}(n) = [x_1(n), \dots, x_K(n)]^T$ e $\mathbf{y}(n) = [y_1(n), \dots, y_K(n)]^T$. A matriz $\mathbf{A}_{K \times K}$ e o vetor $\mathbf{b}_{K \times 1}$ são constantes. A função $\mathbf{f}(\cdot)$ de $\mathbb{R}^K \rightarrow \mathbb{R}^K$ é não linear em geral.

Os sistemas mestre e escravo *sincronizam-se completamente* quando o erro de sincronismo, $\mathbf{e}(n) \triangleq \mathbf{y}(n) - \mathbf{x}(n)$ tende a zero com a evolução de n , ou seja $\lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{e}(n) = \mathbf{0}$. Utilizando-se as Eqs. (1) e (2), obtém-se que

$$\begin{aligned} \mathbf{e}(n+1) &= \mathbf{y}(n+1) - \mathbf{x}(n+1) = \mathbf{A}(\mathbf{y}(n) - \mathbf{x}(n)) \\ &= \mathbf{A}\mathbf{e}(n). \end{aligned} \quad (3)$$

Assim, para que ocorra o sincronismo, basta que os autovalores λ_i de \mathbf{A} satisfaçam (Eisencraft et al., 2009)

$$|\lambda_i| < 1, \quad 1 \leq i \leq K. \quad (4)$$

Um sistema de comunicação baseado nas Eqs. (1) - (2) foi proposto por Eisencraft et al. (2009), considerando-se que $\mathbf{f}(\mathbf{x}(n)) = [f(x_1(n)), 0, \dots, 0]^T$. Nesse sistema, a mensagem a ser transmitida $m(n)$ é codificada pelo sinal $x_1(n)$ por meio de uma função de codificação inversível $c(\cdot, \cdot)$. Assim, o sinal transmitido é $s(n) = c(x_1(n), m(n))$. Esse sinal é realimentado no mestre no lugar de $x_1(n)$.

O sistema de comunicação descrito é representado pelo diagrama de blocos da Figura 1.

As equações que governam esse sistema como um todo assumem a mesma forma das Eqs. (1) e (2), sendo a única diferença os argumentos de $\mathbf{f}(\cdot)$:

$$\mathbf{x}(n+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(n) + \mathbf{b} + \mathbf{f}(s(n)), \quad (5)$$

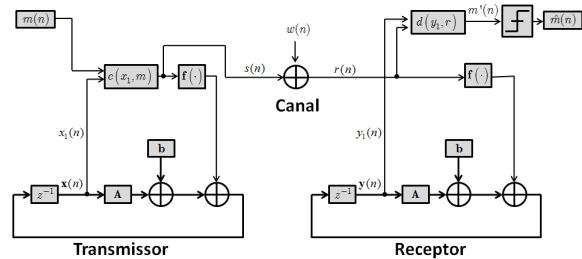


Figura 1: Sistema de comunicação utilizado: diagrama de blocos

$$\mathbf{y}(n+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(n) + \mathbf{b} + \mathbf{f}(r(n)), \quad (6)$$

em que $r(n)$ representa o sinal entregue na entrada do receptor, isto é $r(n) = s(n) + w(n)$, sendo que $w(n)$ é o ruído adicionado no canal, modelado como AWGN.

A mensagem recuperada $m'(n)$ é decodificada no escravo por $m'(n) = d(y_1(n), r(n))$, sendo $d(\cdot, \cdot)$ a inversa de $c(\cdot, \cdot)$ com relação à segunda variável.

Para um canal ideal, isto é, sem presença de ruído, $s(n) = r(n)$ e pode-se escrever as Eqs. (5) e (6) como

$$\mathbf{x}(n+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(n) + \mathbf{b} + \mathbf{f}(s(n)), \quad (7)$$

$$\mathbf{y}(n+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(n) + \mathbf{b} + \mathbf{f}(s(n)). \quad (8)$$

A dinâmica do erro é dada novamente pela Eq. (3) e, caso a Condição (4) seja satisfeita, $\mathbf{y}(n) \rightarrow \mathbf{x}(n)$, e, em particular, $y_1(n) \rightarrow x_1(n)$. Assim, tem-se que

$$m'(n) = d(y_1(n), s(n)) \rightarrow d(x_1(n), s(n)) = m(n). \quad (9)$$

Portanto, quando os parâmetros do receptor e do transmissor são iguais e utiliza-se um canal de comunicação ideal, a mensagem $m(n)$ pode ser recuperada perfeitamente no receptor. Porém, quando adicionado ruído ao canal, têm-se $s(n) \neq r(n)$ e a recuperação da mensagem enviada pode apresentar erros.

Considerou-se a função de codificação e decodificação c, d calculada para cada n por

$$\begin{cases} s = c(x_1, m) = (1 - \gamma) \cdot x_1 + \gamma \cdot m \\ m' = d(y_1, r) = (r - (1 - \gamma) \cdot y_1) / \gamma \end{cases}, \quad (10)$$

sendo γ uma constante. Essa função é uma versão mais geral da mistura usualmente considerada em trabalhos anteriores em que considera-se γ fixo e pequeno ($\gamma = 0.01$ em (Eisencraft et al., 2009) e $\gamma = 0.001$ em (Abib and Eisencraft, 2012)).

Para facilitar a comparação com sistemas convencionais em termos de BER, tomou-se $m(n) = \pm 1$ para cada n , de modo que essa mensagem representa o equivalente passa-baixas de tempo discreto de um sinal binário polar (Lathi, 2009). Os símbolos foram considerados equiprováveis.

Acrescentou-se um decisor no receptor descrito por Eisencraft et al. (2009), como mostrado na Figura 1, para se obter uma estimativa binária $\hat{m}(n)$ da mensagem transmitida. Para cada n , caso $m'(n) > 0$, a decisão é $\hat{m}(n) = +1$ e $m'(n) < 0$, a decisão é $\hat{m}(n) = -1$.

Para efeito de comparação com os sistemas convencionais, é considerado o envio direto do sinal $m(n)$ pelo canal, ou seja $s(n) = m(n)$. Esse caso é chamado aqui de *sem caos*.

3 Mapas Utilizados

Nesta seção apresentam-se os mapas utilizados nas simulações. Escolheram-se mapas clássicos de diferentes dimensões de forma a testar a influência desta escolha no desempenho em termos de BER. Os mapas utilizados devem satisfazer os seguintes pré-requisitos:

1. devem gerar sinais caóticos. Os mapas escolhidos satisfazem essa condição (Alligood et al., 1997).
2. deve ser possível reescrevê-los na forma da Eq. (1).
3. devem levar ao sincronismo mestre-escravo das Eqs (1) e (2). Para isso, os autovalores da matriz \mathbf{A} associada devem satisfazer a Desigualdade (4).

3.1 Mapa Quadrático

O mapa quadrático unidimensional, uma modificação do mapa logístico (Alligood et al., 1997), é dado por

$$x_1(n+1) = -2x_1^2(n) + 1, \quad (11)$$

com $x_1(0) \in [-1,1]$. Esse mapa pode ser escrito na forma da Eq. (1) com $K = 1$, $\mathbf{A} = 0$, $\mathbf{b} = 1$ e $\mathbf{f}(\mathbf{x}(n)) = [-2x_1^2(n)]$. Assim, para este sistema, o autovalor da matriz \mathbf{A} é $\lambda_1 = 0$ e ele satisfaz a condição da Desigualdade (4). Portanto, um sistema mestre-escravo formado usando esse mapa, atinge o sincronismo.

3.2 Mapa Tenda Inclinada

O mapa tenda inclinada é composto por dois trechos lineares, com inclinações de sinais diferentes (Kato and Eisencraft, 2007). Eles se encontram em um ponto que determina o pico da tenda. A abscissa α desse ponto é o parâmetro que define um mapa na família. Assim, os mapas da família tenda inclinada são definidos por:

$$x_1(n+1) = f_I(x_1(n)) = \begin{cases} \frac{2}{\alpha+1}x_1(n) + \frac{1-\alpha}{\alpha+1}, & -1 < x < \alpha, \\ \frac{2}{\alpha-1}x_1(n) - \frac{\alpha+1}{\alpha-1}, & \alpha \leq x < 1 \end{cases} \quad (12)$$

com $\{\alpha, x(0)\} \subset U = (-1,1)$, podendo ser escritos na forma da Eq. (1) com $K = 1$, $\mathbf{A} = 0$, $\mathbf{b} = 0$ e $\mathbf{f}(\mathbf{x}(n)) = [f_I(x_1(n))]$. Assim, novamente $\lambda_1 = 0$ e a condição da Desigualdade (4) é satisfeita. Portanto, um sistema mestre-escravo formado usando este mapa atinge o sincronismo. Quando não explicitado em contrário, considera-se $\alpha = 0.1$ nas simulações.

Cabe observar que, de fato, qualquer mapa unidimensional na forma $x_1(n+1) = f(x_1(n))$, pode ser utilizado no esquema proposto com $K = 1$, $\mathbf{A} = 0$ e $\lambda_1 = 0$. Para esses mapas, o sincronismo é trivial já que a única variável de estado é transmitida e, portanto, diretamente recuperada no escravo.

3.3 Mapa de Hénon Bidimensional

O mapa de Hénon bidimensional (Hénon 2D) é dado por (Hénon, 1976)

$$\mathbf{x}(n+1) = \begin{bmatrix} x_1(n+1) \\ x_2(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \alpha x_1^2(n) + x_2(n) \\ \beta x_1(n) \end{bmatrix} \quad (13)$$

e pode ser escrito na forma da Eq. (1) com $K = 2$, $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \beta & 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{b} = [1, 0]^T$, e $\mathbf{f}(\mathbf{x}(n)) = [-\alpha x_1^2(n) \ 0]^T$. Para as simulações, foram utilizados os valores $\alpha = 1.4$ e $\beta = 0.3$, usuais na literatura (Alligood et al., 1997).

Para calcular os autovalores de \mathbf{A} , deve-se resolver

$$\det(\mathbf{A} - \lambda \mathbf{I}) = \det \begin{bmatrix} \lambda & 1 \\ \beta & \lambda \end{bmatrix} = 0, \quad (14)$$

em λ , sendo \mathbf{I} a matriz identidade de dimensão adequada. Assim, esses autovalores são $\lambda_{1,2} = \pm\sqrt{\beta}$ e, para $\beta = 0.3$, a Desigualdade (4) é satisfeita.

3.4 Mapa de Hénon Tridimensional

O mapa de Hénon tridimensional (Hénon 3D) foi utilizado no estudo de sincronismo baseado em mapas acoplados em rede (Eisencraft and Batista, 2011). Ele é dado por:

$$\mathbf{x}(n+1) = \begin{bmatrix} x_1(n+1) \\ x_2(n+1) \\ x_3(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha x_1^2(n) + x_3(n) + 1 \\ -\beta x_1(n) \\ \beta x_1(n) + x_2(n) \end{bmatrix} \quad (15)$$

e pode ser escrito na forma da Eq.(1) com $K = 3$, $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ -\beta & 0 & 0 \\ \beta & 1 & 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{b} = [1, 0, 0]^T$ e $\mathbf{f}(\mathbf{x}(n)) = [-\alpha x_1^2(n), 0, 0]^T$. Para as simulações foram utilizados os valores $\alpha = 1.07$ e $\beta = 0.3$ (Eisencraft and Batista, 2011).

Para calcular os autovalores de \mathbf{A} , deve-se resolver

$$\det(\mathbf{A} - \lambda \mathbf{I}) = \det \begin{bmatrix} \lambda & 0 & 1 \\ -\beta & \lambda & 0 \\ \beta & 1 & \lambda \end{bmatrix} = 0, \quad (16)$$

em λ . Assim, para $\beta = 0.3$, os autovalores são $\lambda_1 = 0.4084 + 0.4477j$, $\lambda_2 = 0.4084 - 0.4477j$ e $\lambda_3 = -0.8169$. Como $|\lambda_i| < 1, i = 1, 2, 3$, a Desigualdade (4) é satisfeita.

Na Figura 2, são mostrados exemplos de trechos de sinais transmitidos $s(n)$ para os mapas testados. Em cada caso, a mensagem $m(n)$ é a mesma sequência aleatória com $m(n) \in \{-1, 1\}$.

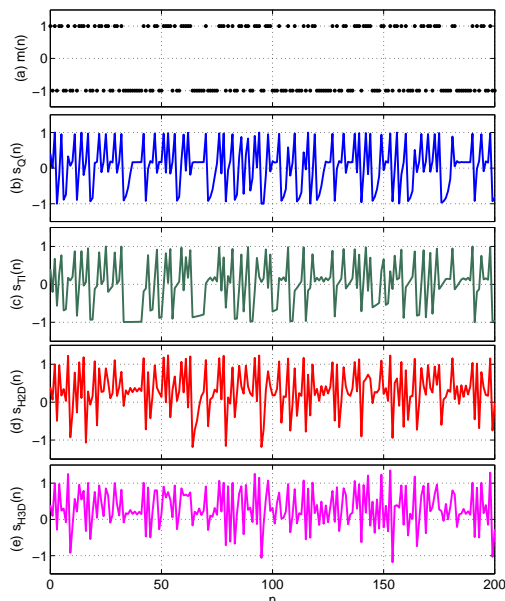


Figura 2: Sinais no transmissor do sistema da Figura 1 utilizando-se a função de codificação da Eq. (10) com $\gamma = 0.4$. Em todos os casos, considerou-se condições iniciais $\mathbf{x}(0)$ nulas: (a) mensagem $m(n)$ e sinais $s(n)$ transmitidos usando (b) mapa quadrático, (c) mapa tenda inclinada, (d) mapa Hénon 2D e (e) mapa Hénon 3D.

4 Simulações Computacionais

Utilizando-se o sistema de comunicação com os mapas e a função de codificação e decodificação descritos nas seções anteriores, foram realizadas as simulações apresentadas nessa seção.

Na Eq. (10), γ é uma constante com $0 \leq \gamma \leq 1$. Quando γ assume valores próximos a 1, menor é a influência da componente caótica no sinal transmitido e esse é mais parecido com a mensagem. Quando γ assume valores próximos a 0, maior é a influência da componente caótica no sinal transmitido e esse não se assemelha mais à mensagem.

Para exemplificar, na Figura 3, uma mesma mensagem foi codificada utilizando o mapa quadrático, a função de codificação e decodificação

da Eq. (10) e as mesmas condições iniciais, porém variou-se o valor da constante γ . É possível notar que para os valores de γ mais próximos de 1 o sinal codificado é similar à mensagem enviada e para os valores de γ mais próximos de 0 existe uma influência maior do caos e o sinal codificado distancia-se da mensagem.

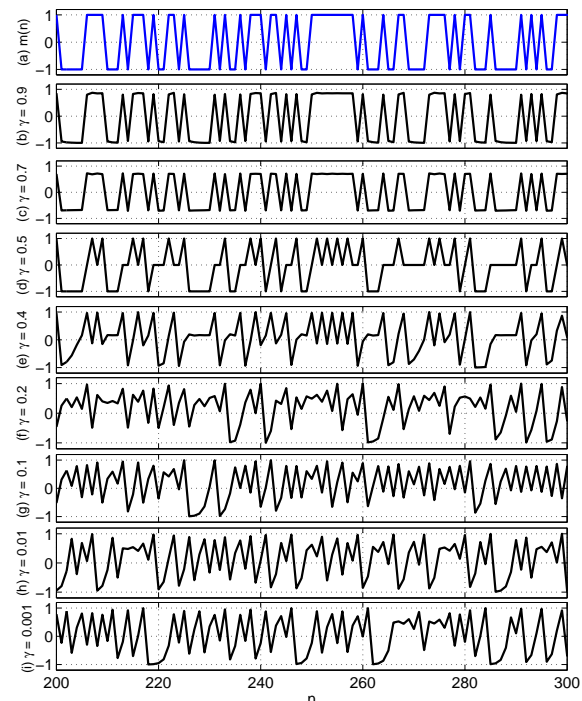


Figura 3: Sinais $s(n)$ gerados a partir de uma mensagem $m(n)$ utilizando-se o mapa quadrático e função de codificação c com diversos valores de γ : (a) mensagem $m(n)$ (as amostras foram ligadas por segmentos de reta para facilitar a visualização); sinais $s(n)$ com (b) $\gamma = 0.9$, (c) $\gamma = 0.7$, (d) $\gamma = 0.5$, (e) $\gamma = 0.4$, (f) $\gamma = 0.2$, (g) $\gamma = 0.1$, (h) $\gamma = 0.01$ e (i) $\gamma = 0.001$.

Na Figura 4 são mostradas as curvas de BER em função da SNR no canal quando se utiliza diversos valores de γ e o mapa quadrático. Para cada valor de SNR simulou-se a transmissão de 10^7 bits. Para eliminar o efeito de transitório, os primeiros 200 bits foram descartados.

Analisando-se essa figura, é possível notar que os valores de γ influenciam nos resultados em termos de BER. Quando γ assume valores próximos de 0, os valores de BER só atingem valores razoáveis em canais praticamente ideais. Em contrapartida, para valores de γ próximos de 1, obtém-se melhores resultados em termos de BER, próximos do caso ótimo sem caos.

Assim, das Figuras 3 e 4, observa-se que, o valor de γ representa um compromisso entre o quão escondida está a mensagem e a BER. O valor ideal de γ é o mais próximo da unidade possível, mas de forma que a mensagem não fique aparente em $s(n)$.

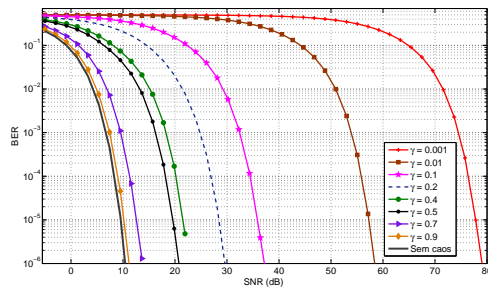


Figura 4: BER em função da SNR para o sistema de comunicação estudado utilizando-se o mapa quadrático da Eq. (11) e diversos valores de γ .

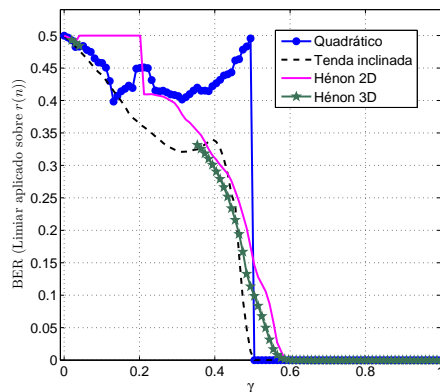


Figura 5: BER obtida com limiar aplicado diretamente a $r(n)$ em função de γ , no caso sem ruído. Os sinais gerados pelo mapa Hénon 3D divergem para alguns valores de γ . Nesses pontos a curva não é mostrada.

Como forma inicial de mensurar o quão aparente está a mensagem $m(n)$ em $s(n)$, utilizou-se como parâmetro a BER que é obtida aplicando-se um limiar de decisão *diretamente sobre* $r(n)$, no caso sem ruído, ou seja, $r(n) = s(n)$. Na Figura 5 mostram-se os valores de BER obtidos dessa forma, em função de γ , para os diversos mapas testados aqui. Claramente, se $s(n) \approx m(n)$, como nos primeiros gráficos da Figura 3, espera-se uma BER próxima de 0. Porém, se $m(n)$ não é aparente em $s(n)$, como nos últimos gráficos da Figura 3, espera-se uma BER próxima de 0.5. Para a realização dessa simulação foram utilizados 10^6 bits e 100 valores de γ no intervalo de 0 a 1, desprezou-se um transitório de 200 amostras e foram utilizadas condições iniciais aleatórias.

Da Figura 5, $\gamma \approx 0.4$, é um valor interessante a ser considerado já que a BER obtida apenas com um limiar sobre o sinal transmitido superior a 30% para todos os mapas utilizados. Assim, tem-se $m(n)$ suficientemente “escondida” e ainda assim, desempenho em canal AWGN razoáveis, como mostrado na Figura 4.

Ainda analisando a Figura 5, nota-se que para

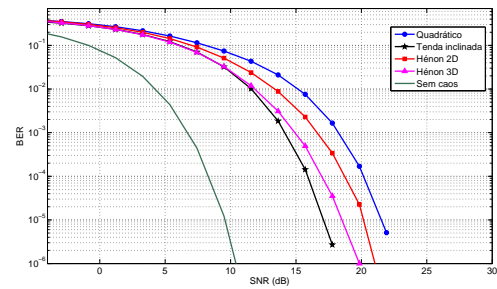


Figura 6: BER em função da SNR para o sistema de comunicação estudado utilizando-se os mapas apresentados para $\gamma = 0.4$.

o mapa Hénon 3D, para $0 < \gamma \leq 0.01$ e $0.05 < \gamma < 0.35$, os sinais gerados divergem, o que inviabiliza a escolha desses intervalos de γ para esse mapa em particular.

Na Figura 6 são mostradas as curvas de BER para os diferentes mapas apresentado nesse artigo para $\gamma = 0.4$. Para a realização dessa simulação foram utilizados 10^6 bits, desprezou-se um transitório de 200 amostras e foram utilizadas condições iniciais aleatórias.

Por essa figura, nota-se que, para $\gamma = 0.4$, o mapa tenda inclinada apresenta valores de BER inferior ao dos demais mapas para valores de SNR mais elevados. Usando a função de codificação com um valor adequado de γ , as curvas ficam bem mais próximas do resultado ótimo *sem caos* do que os descritos anteriormente na literatura, que usam valores de γ mais baixos e.g. (Abib and Eisencraft, 2012).

Com base nesses resultados, a Figura 7 mostra as curvas de BER para o mapa tenda inclinada para $\gamma = 0.4$, porém variando-se os valores de α . Para a realização dessa simulação foram utilizados 10^6 bits, desprezou-se um transitório de 200 amostras e foram utilizadas condições iniciais aleatórias.

Analisando a Figura 7 verifica-se que o valor do α utilizado para o mapa tenda inclinada, influencia no desempenho em termos de BER. Como o α está diretamente relacionado ao expoente de Lyapunov do sistema, sendo dado por (Kato and Eisencraft, 2007)

$$h_1 = \frac{\alpha + 1}{2} \ln \left(\frac{2}{\alpha + 1} \right) + \frac{1 - \alpha}{2} \ln \left(\frac{2}{1 - \alpha} \right), \quad (17)$$

pretende-se futuramente investigar essa relação.

Trata-se de um resultado inicial de uma investigação nesse sentido, ou seja, como o valor do α do mapa tenda inclinada influencia o desempenho do sistema.

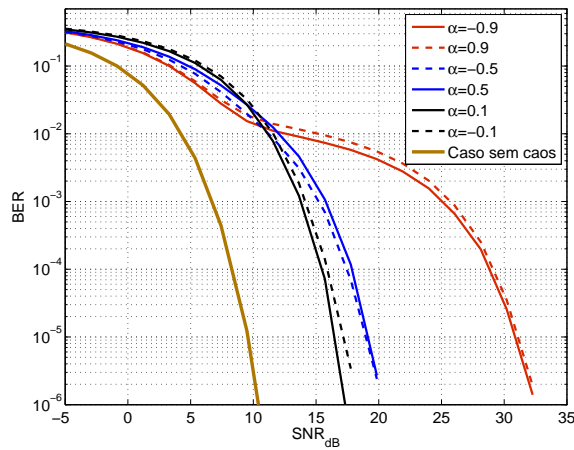


Figura 7: BER em função da SNR para o sistema de comunicação estudado utilizando-se o mapa tenda inclinada para $\gamma = 0.4$, variando-se os valores de α .

5 Conclusões

No presente trabalho, analisa-se o desempenho em termos de BER de um sistema de comunicação digital baseado em caos em canal AWGN.

Foram testados quatro mapas diferentes e uma função de codificação-decodificação diferente da proposta em trabalhos anteriores. A função proposta, apresenta um parâmetro que permite controlar o compromisso entre o quão aparente é a mensagem no sinal transmitido e a BER. Verificou-se numericamente que é possível escolher um parâmetro da função de codificação de forma que a mensagem não seja aparente e o valor de BER em canal AWGN seja adequado.

A partir das simulações realizadas, nota-se que utilizando o fator $\gamma = 0.4$, obtém-se valores de BER muito próximos do resultado ótimo *sem caos*, especialmente no caso do mapa tenda inclinada. Além disso, observou-se que o valor do α utilizado para o mapa tenda inclinada, influencia no desempenho em termos de BER.

Os resultados apresentados nesse trabalho ainda estão aquém dos sistemas convencionais, pelo menos em termos de BER em canal AWGN. Como alternativas para melhorar esse desempenho tem sido estudado o uso de redes de mapas e técnicas bioinspiradas.

Agradecimentos

M.E. agradece ao CNPq pelo financiamento parcial deste trabalho.

Referências

Abib, G. A. and Eisencraft, M. (2012). Comportamento de sistemas de comunicação digital usando sinais caóticos em canal com ruído,

Revista de Tecnologia da Informação e Comunicação, 1: 27–32. DOI:

[10.12721/2237-5112.v01n02a04](https://doi.org/10.12721/2237-5112.v01n02a04)

Alligood, K. T., Sauer, T. D. and Yorke, J. A. (1997). *Chaos: An Introduction to Dynamical Systems*, Textbooks In Mathematical Sciences, Springer-Verlag, New York.

Argyris, A., Syvridis, D., Larger, L., Annovazzi-Lodi, V., Colet, P., Fischer, I., Garcia-Ojalvo, J., Mirasso, C., Pesquera, L. and Shore, K. (2005). Chaos-based communications at high bit rates using commercial fibre-optic links, *Nature* **438**(7066): 343–346. DOI: [10.1038/nature04275](https://doi.org/10.1038/nature04275)

Eisencraft, M. and Batista, A. (2011). Discrete-time chaotic systems synchronization performance under additive noise, *Signal Processing* **91**(8): 2127 – 2131. DOI: [10.1016/j.sigpro.2011.01.021](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2011.01.021)

Eisencraft, M., Fanganiello, R. and Baccala, L. (2009). Synchronization of discrete-time chaotic systems in bandlimited channels, *Mathematical Problems in Engineering* **2009**.

Grzybowski, J. M. V., Rafikov, M. and Macau, E. E. N. (2010). Chaotic communication on a satellite formation flying—the synchronization issue in a scenario with transmission delays, *Acta Astronautica* **66**(7-8): 1160 – 1168. DOI: [10.1016/j.actaastro.2009.10.010](https://doi.org/10.1016/j.actaastro.2009.10.010)

Hénon, M. (1976). A two-dimensional mapping with a strange attractor, *Comm. Math. Phys.* **50**(1): 69–77. DOI: [10.1007/BF01608556](https://doi.org/10.1007/BF01608556)

Kato, D. M. and Eisencraft, M. (2007). Caracterização espectral de sinais caóticos, *Anais do XXV Simpósio brasileiro de Telecomunicações*, Recife, Brasil, pp. 1–5.

Lathi, B. P. (2009). *Modern Digital and Analog Communication Systems*, 4.ed edn, Oxford University Press, Inc., New York, NY, USA.

Lau, F. C. M. and Tse, C. K. (2003). *Chaos-based digital communication systems*, Springer, Berlin. DOI: [10.1007/978-3-662-05183-2](https://doi.org/10.1007/978-3-662-05183-2)

Monteiro, L., Lisboa, A. and Eisencraft, M. (2009). Route to chaos in a third-order phase-locked loop network, *Signal Processing* **89**(8): 1678 – 1682. DOI: [10.1016/j.sigpro.2009.03.006](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2009.03.006)

Rovatti, R., Mazzini, G. and Setti, G. (2004). On the ultimate limits of chaos-based asynchronous DS-CDMA-I: basic definitions and results, *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on* **51**(7): 1336 – 1347.

Wu, C. W. and Chua, L. O. (1993). A simple way to synchronize chaotic systems with applications to secure communication systems, *International Journal of Bifurcation and Chaos* **3**(6): 1619–1627. DOI: [10.1142/S0218127493001288](https://doi.org/10.1142/S0218127493001288)