NGHIÊN CỨU MÔ HÌNH TOÁN HỌC THỐNG KÊ TÍN HIỆU CỦA CÁC HỆ THỐNG VÔ TUYẾN

Nguyễn Thị Nguyên[1*], Phạm Tuấn Giáo[2]
[1]Đại học Công nghiệp Việt Hung, [2]Học viện Kỹ thuật Quân sự

TÓM TẮT

Nghiên cứu mô hình toán học thống kê tín hiệu được ứng dụng trong việc phân tích và xử lý tín hiệu, nó có vai trò quan trọng trong hệ thống vô tuyến. Để có thể xử lý tín hiệu trong nhiều trường hợp ta cần phải biết quá trình hình thành tín hiệu và mô tả nó bằng một mô hình toán học. Tín hiệu thu nhận trên các hệ thống thu của các hệ thống thông tin vô tuyến (thông tin, liên lạc, ra đa, điều khiển vô tuyến, dẫn đường, …) một cách khái quát đó là tín hiệu ngẫu nhiên với những đặc tính thống kê, chúng là các hàm biến đổi theo thời gian. Bài viết này nghiên cứu, khảo sát, xây dựng mô hình toán học của tín hiệu vô tuyến thu nhận được mang tính ngẫu nhiên, trên cơ sở phân tích đặc tính thống kê của tín hiệu tiến hành xây dựng mô hình tín hiệu.

Key words: *Mô hình thống kê tín hiệu, hệ thống vô tuyến, thống kê vô tuyến, tín hiệu vô tuyến, mô hình tín hiệu ra đa.*

ĐẶT VẤN ĐỀ

Tín hiệu vô tuyến mang các thông tin của tin tức, sóng mang, nhiễu loạn hệ thống. Một cách chung nhất trong hệ thống thông tin vô tuyến, tín hiệu có thể được xác định dưới dạng hàm của ba tham số cơ bản sau: $s\left(\lambda,\mu,t\right)$, với λ, μ, t là các tham số mang thông tin về nhiễu loạn, sự thăng giáng về biên độ, pha của tín hiệu, chúng đều là các đại lượng ngẫu nhiên [1].

Ở đây ta xem xét tín hiệu ngẫu nhiên là một quá trình phụ thuộc vào thời gian, vì vậy tín hiệu được xem như là quá trình ngẫu nhiên phụ thuộc vào thời gian. Để có thể xử lý tín hiệu trong nhiều trường hợp ta cần phải biết quá trình hình thành, cấu trúc của tín hiệu và mô tả nó bằng mô hình toán học. Bài báo này tiến hành nghiên cứu mô hình toán học thống kê tín hiệu của các hệ thống vô tuyến.

MÔ HÌNH TÍN HIỆU DẢI HẸP

Chúng ta xét thuộc tính thống kê của tín hiệu sóng mang (tín hiệu vô tuyến không mang thông tin, khi đó để đơn giản chúng ta coi nó là hàm của thời gian *t*. Chúng có biên độ và pha phụ thuộc thời gian theo mô tả sau:

$$s(t) = A(t).\cos(\omega_0 t + \varphi(t)) \qquad (1)$$

Trong đó: $\omega_0=2\pi f_0$; với f_0 tần số sóng mang.

Biểu diễn dưới dạng phức:

$$s(t) = \mathrm{Re}[A(t).e^{j(\omega_0 t+\varphi(t))}]$$

Khi thay bằng biên độ phức

$$\dot{s}(t) = A(t)e^{\varphi(t)} \qquad (2)$$

Hay là:

$$\begin{aligned} s(t) &= \mathrm{Re}[\dot{s}(t)e^{j\omega_0 t}] \\ &= \frac{1}{2}[\dot{s}(t)e^{j\omega_0 t} + \dot{s}^*(t)e^{-j\omega_0 t}] \end{aligned}$$

Đối với tín hiệu có mang thông tin được viết dưới dạng:

$$\begin{aligned} s(t).u(v) = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\Big[&\dot{s}(t)\dot{u}^*(v)e^{j\omega_0(t-v)} \\ &+ \dot{s}(t)\dot{u}(v)e^{-j\omega_0(t+v)}\Big] \end{aligned} \qquad (3)$$

Với tính toán:

$$s(t)u(t)dt \approx \frac{1}{2}\mathrm{Re}\left[\int_t^{t+\dot{\tau}} \dot{s}(t)\dot{u}^*(t)dt\right] \qquad (4)$$

Nên chúng ta có thể viết:

$$s(t)u(t) \approx \frac{1}{2}\mathrm{Re}\left[\dot{s}(t)\dot{u}^*(t)\right] \qquad (5)$$

* *Tel: 0988 664839, Email: nguyen_ttk@yahoo.com*

MÔ HÌNH THỐNG KÊ TÍN HIỆU

Mô tả tín hiệu của các hệ thống vô tuyến với tính chất cơ bản là mạng thông tin, có biên độ, pha ban đầu phụ thuộc thời gian, dưới tác động của nhiễu, tạp âm, có thể viết dưới dạng sau:

$$s(t) = \alpha.A(t-\tau).\cos(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau) + \delta) + \beta(\mathrm{t}).A(t-\tau).\cos(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau) + \varepsilon(t)) \quad (6)$$

ta có thể biểu diễn dưới dạng khác:

$$s(t) = a(t).A(t-\tau).\cos(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau) - \psi(t)) \quad (7)$$

Trong đó:

$$a(t) = (\sqrt{(\alpha\cos(\delta)+\beta(t)\cos(\varepsilon(t)))^2+(\alpha\sin(\delta)+\beta(t)\sin(\varepsilon(t)))} = \sqrt{\alpha^2\beta(t)^2+2\alpha\beta(t)\cos(\delta-\varepsilon(t))} \quad (8)$$

$$\psi(t) = \mathrm{arctg}\frac{\alpha\sin(\delta)+\beta(t)\sin(\varepsilon(t))}{\alpha\cos(\delta)+\beta(t)\cos(\varepsilon(t))} \quad (9)$$

Với β(t), ε(t) là đại lượng ngẫu nhiên không phụ thuộc, ε phân bố đều trong $-\pi \le \varepsilon \le \pi$; $p(\varepsilon)=1/2\pi$, β phân bố theo quy luật Rơle

$$p(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2}\mathrm{e}^{-\beta^2/2\sigma^2}, \ \beta \ge 0$$

Với tính toán ta được

$$\beta = \sqrt{a^2+\alpha^2+2a\alpha\cos(\psi-\delta)},$$
$$\varepsilon = \mathrm{arctg}\frac{a\sin(\varphi)-\alpha\sin(\delta)}{a\cos(\varphi)-\alpha\cos(\delta)}$$

Viết dưới dạng Jacobian

$$J_2(a,\psi) = \frac{a}{\sqrt{a^2+\alpha^2+2a\alpha\cos(\psi-\delta)}}$$

Khi đó hàm phân bố xác suất biên độ và pha của tín hiệu là:

$$P(a,\psi) = \begin{cases} \frac{a}{2\pi\sigma^2}\exp\left\{-\frac{a^2+\alpha^2-2a.\alpha.\cos(\psi-\delta)}{2\sigma^2}\right\}, & \text{voi a} > 0, |\psi-\delta| \le \pi \\ 0, & \text{truong hop khac a},\psi \end{cases} \quad (10)$$

Với tính toán ta nhận được hàm mật độ xác suất một chiều theo a, ψ:

$$P(a) = \frac{a}{\sigma^2}\exp\left\{-\frac{a^2+\alpha^2}{2\sigma^2}\right\} I_0\left(\frac{a\alpha}{\sigma^2}\right), \ a > 0 \quad (11)$$

$$P(\psi) = \frac{1}{2\pi}\mathrm{e}^{-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}} + \frac{a\cos(\psi-\delta)}{\sigma\sqrt{2\pi}}\Phi\left(\frac{\alpha}{\sigma}\cos(\psi-\delta)\right)\mathrm{e}^{\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\sin^2(\psi-\delta)}, \quad |\psi-\delta| \le \pi \quad (12)$$

Trong đó: $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{x}\mathrm{e}^{-t^2/2}dt$

Mô hình tín hiệu với các tham số đã biết

$$s(t) = a_0A(t-\tau_0).\cos(\omega_0(t-\tau_0) + \varphi(t-\tau_0) + \psi_0) \quad (13)$$

Mô hình tín hiệu có pha ban đầu ngẫu nhiên [3]

$$s(t) = a_0.A(t-\tau_0).\cos(\omega_0(t-\tau_0) + \varphi(t-\tau_0) + \psi) \quad (14)$$

Mô hình tín hiệu có biên độ và pha ban đầu ngẫu nhiên [3]

$$s(t) = a.A(t-\tau_0).\cos(\omega_0(t-\tau_0) + \varphi(t-\tau_0) + \psi) \quad (15)$$

Xét với tín hiệu chùm xung ra đa thăng giáng khi đó chúng ta có thể miêu tả dưới dạng sau [1]:

$$\dot{s}(t) = s_R(t) + js_I(t) \quad (16)$$

Với tính toán [2]:

$$p(s_R, s_I) = p(s_R).p(s_I) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_R^2}}.\mathrm{e}^{-\frac{(s_R-m_R)^2}{2\sigma_R^2}}.\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_I^2}}.\mathrm{e}^{-\frac{(s_I-m_I)^2}{2\sigma_I^2}} \quad (17)$$

Trường hợp $\sigma_R^2 = \sigma_I^2 = \sigma^2$. ta có:

$$p(s_R, s_I) = \frac{1}{2\pi\sigma^2}\exp\left\{\frac{s_R^2+s_I^2}{2\sigma^2}+\frac{m_R^2+m_R^2}{2\sigma^2}-\frac{s_Rm_I+s_Im_I}{\sigma^2}\right\}$$

Trong đó $A = \sqrt{s_R^2+s_I^2}$, $\varphi = \mathrm{arctg}\frac{s_I}{s_R}$,

$$s_R = A\cos(\varphi), \quad s_I = A\sin(\varphi)$$

Hàm mật độ xác suất theo biên độ và pha của đại lượng ngẫu nhiên

$$p(A,\varphi)=\frac{A}{2\pi\sigma^2}\mathrm{e}^{-\frac{A^2+m_R^2+m_I^2}{2\sigma^2}\frac{A^2}{\mathrm{e}^{\sigma^2}}(m_R\cos(\varphi)+m_I\sin(\varphi))} \tag{18}$$

Đường bao của đại lượng ngẫu nhiên một chiều nhận được từ công thức (18) tính theo φ.

$$p(A)=\int_{-\pi}^{\pi}p(A,\varphi)d\varphi$$
$$=\frac{A}{\sigma^2}\mathrm{e}^{-\frac{A^2+m_R^2+m_I^2}{2\sigma^2}}\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}e^{\frac{A^2}{\sigma^2}\sqrt{m_R^2+m_I^2}\cos(\varphi-\vartheta)}d\varphi;$$
$$\vartheta=\mathrm{arctg}\,\frac{m_I}{m_R} \tag{19}$$

Tính tích phân vế phải của công thức (19) ta nhận được:

$$I_0(x)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\mathrm{e}^{x\cos(\mu)}d\mu \tag{20}$$

Khi đó:

$$p(A)=\frac{A}{\sigma^2}\mathrm{e}^{-\frac{A^2+m_R^2+m_I^2}{2\sigma^2}}I_0\left(\frac{A}{\sigma^2}\sqrt{m_R^2+m_I^2}\right) \tag{21}$$

Miêu tả thành phần bình phương của tín hiệu dải hẹp dưới dạng:

$$\begin{aligned}s_R(t)&=m_R(t)+x_R(t),\\ s_I(t)&=m_I(t)+x_I(t)\end{aligned} \tag{22}$$

$$\begin{aligned}s(t)&=\mathrm{Re}\left[s_R(t)+js_I(t)\mathrm{e}^{j\omega_0 t}\right]\\ &=(m_R(t)+x_R(t))\cos(\omega_0 t)\\ &\quad-(m_I(t)+x_I(t)).\sin(\omega_0 t)=s_\mathrm{p}(t)+s_c(t)\end{aligned}$$

Đặt $A_\mathrm{p}=\sqrt{m_R^2+m_I^2}$ khi đó

$$p(A)=\frac{A}{\sigma^2}\mathrm{e}^{-\frac{A^2+A_\mathrm{p}^2}{2\sigma^2}}I_0\left(-\frac{AA_\mathrm{p}}{\sigma^2}\right),\quad \mathrm{A}\geq 0 \tag{23}$$

Đại lượng ngẫu nhiên một chiều có pha nhận được ở công thức (18) theo A trong [0,∞].

$$\begin{aligned}p(\varphi)&=\frac{1}{2\pi}.\mathrm{e}^{-\frac{m_R^2+m_I^2}{2\sigma^2}}+\frac{m_R.\cos\varphi+m_I.\sin\varphi}{\sigma.\sqrt{2\pi}}\,\mathrm{x}\\ &\mathrm{x}\;\Phi\left(\frac{m_R.\cos\varphi+m_I.\sin\varphi}{\sigma}\right)\mathrm{e}^{-\frac{m_R^2+m_I^2}{2\sigma^2}}\mathrm{e}^{\frac{\left[m_R.\cos\varphi+m_I.\sin\varphi\right]^2}{2\sigma^2}}\\ &=\frac{1}{2\pi}.\mathrm{e}^{-\frac{A_p^2}{2\sigma^2}}+\frac{A_p.\cos(\varphi-\vartheta)}{\sigma.\sqrt{2\pi}}\Phi\left(\frac{A_p.\cos(\varphi-\vartheta)}{\sigma}\right)\mathrm{e}^{-\frac{A_p^2.\sin^2(\varphi-\vartheta)}{2\sigma^2}}\end{aligned} \tag{24}$$

Với $v=\mathrm{arc}tg\,\frac{m_I}{m_R}$

MÔ HÌNH TÍN HIỆU RA ĐA

Đối với các hệ thống ra đa, trên đầu vào máy thu, tín hiệu có ích phản xạ lại từ mục tiêu nhỏ hơn nhiều lần so với tín hiệu nhiễu. Tín hiệu đầu vào máy thu chứa tín hiệu có ích và tạp. Có thể coi tín hiệu đầu vào là tín hiệu tổng cộng của tín hiệu có ích và tạp trắng chuẩn có giá trị trung bình bình phương bằng 0 và phương sai là σ^2.

Trong trường hợp tổng quát, nhiễu trong quá trình xử lý thông tin ra đa bao gồm [1]:

- Nội tạp của thiết bị thu, chủ yếu là ở tầng đầu và tầng trộn của máy thu ra đa .
- Phản xạ hỗn độn của sóng điện từ từ hạt mưa, mây, cây cối, địa hình mặt đất …
- Nhiễu nhân tạo do đối phương tạo nên ở dạng các vật phản xạ thụ động (nhiễu tiêu cực), hoặc từ các máy phát nhiễu chuyên dụng (nhiễu tích cực).

Sau đây ta xem xét ngắn gọn một số đặc tính thống kê của các thành phần nhiễu kể trên.

Điện áp nội tạp của máy thu là tổng cộng các thành phần điện áp nhỏ độc lập (chủ yếu là các xung điện sinh ra do va chạm của các hạt mang điện dưới tác dụng của chuyển động nhiệt). Trên cơ sở của định lý giới hạn trung tâm thì quy luật phân bố của điện áp nội tạp là phân bố chuẩn, có nghĩa là [5]:

$$\omega(N)=\frac{1}{\sigma_N\sqrt{2\pi}}e^{-\frac{N^2}{2\sigma_N^2}} \tag{25}$$

Trong trường hợp chung, nhiễu tiêu cực và tích cực tương quan (đối xạ) giữa các chu kỳ, có nghĩa là các biên độ điện áp của của những nhiễu này có mối liên hệ thống kê giữa các giá trị với nhau ở các thời điểm t_1; $t_2 = T + t_1$; $t_3 = 2T + t_1$; … Trong đó T là chu kỳ lặp lại của các xung.

Nếu nhiễu là tổng của các thành phần $N_1(t)$ của nội tạp máy thu, $N_2(t)$ của các phản xạ hỗn độn và $N_3(t)$ của nhiễu nhân tạo, có nghĩa là:

$$N(t) = N_1(t) + N_2(t) + N_3(t) \quad (26)$$

Thì trong trường hợp bỏ qua tính độc lập của các quá trình ngẫu nhiên ta có:

$$\sigma_N^2 = \sigma_{N_1}^2 + \sigma_{N_2}^2 + \sigma_{N_3}^2 \quad (27)$$

Khi qua các tầng của thiết bị thu, phổ công suất nhiễu bị hạn chế do dải thông hẹp của các thiết bị, cho nên nhiễu lọt qua thiết bị thu cùng với các tín hiệu phản xạ radar gọi là nhiễu dải hẹp.

Nhiễu dải hẹp có thể biểu diễn ở dạng [6]:

$$N(t) = E_N(t)\cos[\omega_0 t + \psi_N(t)] \quad (28)$$

Trong đó: $E_N(t)$ - Đường bao nhiễu dải hẹp (hàm thời gian thay đổi chậm), $\psi_N(t)$ - Pha của nhiễu dải hẹp.

Quy luật phân bố một chiều của các biên độ đường bao nhiễu dải hẹp là quy luật rơle, có nghĩa là:

$$\omega(E_N) = \begin{cases} \dfrac{E_N}{\sigma_N^2}\exp\left(-\dfrac{E_N^2}{2\sigma_N^2}\right) & \text{khi } \mathrm{E_N} > 0 \\ 0 & \text{khi } \mathrm{E_N} < 0 \end{cases} \quad (29)$$

Pha có phân bố đều trong khoảng (0 - 2π) có nghĩa là:

$$\omega(\psi_N) = \frac{1}{2\pi} \quad (30)$$

Còn hàm tương quan không bằng 0 chỉ khi $\tau \le \dfrac{1}{\Delta f_{hd}}$. Ở đây Δf_{hd} là dải thông hiệu dụng của thiết bị thu.

Đường bao của nhiễu có thể tách được trên tải của bộ tách sóng tuyến tính hoặc loại khác nào đó.

Trên đầu vào của thiết bị thu, nhiễu được cộng cùng với các tín hiệu phản xạ, tạo ra tín hiệu tổng.

Sau đây ta xem xét đặc tính thống kê của tín hiệu radar tổng:

Mỗi tín hiệu radar tổng là hỗn hợp của tín hiệu phản xạ có ích và nhiễu:

$$y(t) = s(t) + n(t) \quad (31)$$

Trong đó s(t) là tín hiệu có ích và n(t) là tạp trắng chuẩn có giá trị trung bình bằng 0 và phương sai σ^2.

Biên độ của tín hiệu tổng có thể biểu diễn qua đường bao và pha của tín hiệu tổng:

$$U(t) = E(t)\cos\left[\omega_0 t + \psi(t)\right] \quad (32)$$

Trong đó: E(t) - đường bao của tín hiệu tổng, ψ(t) - pha của tín hiệu tổng

Mật độ phân bố xác suất đường bao hỗn hợp tương thích của tín hiệu phản xạ có biên độ không đổi và nhiễu tạp dải hẹp có dạng sau:

$$\omega(E) = \frac{E}{\sigma_N^2}\exp\left(-\frac{E^2 + S^2}{2\sigma_N^2}\right) I_0\left(\frac{E.S}{2\sigma_N^2}\right) \quad (33)$$

Trong đó: $I_0(z)$ - Hàm biến thể Bessel dạng 1 bậc 0.

Biểu thức (33) gọi là hàm tổng quát Rơle. Khi s = 0 biểu thức này biến đổi thành quy luật Rơle thông thường.

Ta sử dụng các ký hiệu sau:

$x = \dfrac{E}{\sigma_N}$: biên độ tương đối của đường bao

$a = \dfrac{S}{\sigma_N}$: biên độ tương đối của tín hiệu, thường gọi là tương quan tỷ số tín hiệu và nhiễu theo điện áp, $\dfrac{a^2}{2}$ là tỷ số tín trên tạp theo công suất.

$\omega\left(\dfrac{x}{0}\right)$: mật độ quy ước của phân bố xác suất tín hiệu tổng khi không có tín hiệu phản xạ.

$\omega\left(\dfrac{x}{a}\right)$: mật độ quy ước của phân bố xác suất tín hiệu tổng khi có tín hiệu phản xạ.

Thay các ký hiệu vào (33) ta có:

$$\omega\left(\frac{x}{a}\right) = x.\exp\left(-\frac{x^2 + a}{2}\right) I_0(ax) \quad (34)$$

$$\omega\left(\frac{x}{0}\right) = x.\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \quad (35)$$

Các đồ thị mật độ xác suất (34) và (35) với các giá trị a khác nhau được trình bày trên hình 1.

Từ đồ thị thấy rằng, khi a tăng quy luật tổng quát rơle tiến dần đến quy luật chuẩn.

Khi các giá trị đối số lớn (a.x >> 1), triển khai tiệm cận đối với hàm biến thể Bessel như sau [4]:

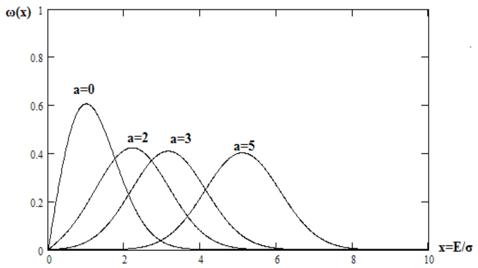
$$I_0(z) = \frac{e^z}{\sqrt{2\pi z}}\left(1 + \frac{1}{8z} + ...\right) \qquad (36)$$

Đưa biểu thức này vào công thức (34), chúng ta được công thức tính giá trị gần đúng:

$$\omega\left(\frac{x}{a}\right) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\exp\left(-\frac{(x-a)^2}{2}\right).\sqrt{\frac{x}{a}}.\left(1 + \frac{1}{8ax}\right) \qquad (37)$$

Từ công thức này suy ra rằng khi ax >>1 với độ chính xác đến số hạng đã được điều chỉnh $\sqrt{\frac{x}{a}}\left(1 + \frac{1}{8ax}\right)$, quy luật tổng quát rơle chuyển thành quy luật phân bố chuẩn.

Số hạng được điều chỉnh trong phần lớn các trường hợp có thể bỏ qua (khi a ≈ 3÷5).



Hình 1. *Mật độ phân bố biên độ hỗn hợp tín hiệu có biên độ không đổi và nhiễu dải hẹp*

Biểu thức (34) và (35) là quy luật phân bố xác suất biên độ của đường bao xung đơn khi có và không có tín hiệu tương ứng.

Từ điều kiện không có tương quan giữa các chu kỳ của nhiễu, ta dễ dàng thu được mật độ phân bố biên độ của các đường bao chùm xung từ N_0 xung khi có mục tiêu:

$$\begin{aligned}\omega\left(\frac{x_1, x_2, ..., x_{N_0}}{a_i}\right) &= \omega\left(\frac{x_1}{a_1}\right)\omega\left(\frac{x_2}{a_2}\right)...\omega\left(\frac{x_{N_0}}{a_{N_0}}\right) \\ &= \prod_{i=1}^{N_0} x_i.e^{-\frac{x_i^2 + a_i^2}{2}} I_0(a_i x_i)\end{aligned} \qquad (38)$$

Ứng với N_0 mẫu chọn trong vùng nhiễu (khi không có mục tiêu) ta có:

$$\begin{aligned}\omega\left(\frac{x_1, x_2, ..., x_{N_0}}{a_i}\right) &= \omega\left(\frac{x_1}{a_1}\right)\omega\left(\frac{x_2}{a_2}\right)...\omega\left(\frac{x_{N_0}}{a_{N_0}}\right) \\ &= \prod_{i=1}^{N_0} x_i.e^{-\frac{x_i^2 + a_i^2}{2}} I_0(a_i x_i)\end{aligned} \qquad (39)$$

Trong trường hợp tín hiệu mục tiêu thăng giáng nhanh, biên độ đường bao hỗn hợp tín hiệu có nhiễu thuộc quy luật rơle:

$$\omega\left(\frac{x_i}{k_i}\right) = \frac{x_i}{1 + k_i^2} e^{-\frac{x_i^2}{2(1+k_i^2}} \qquad (40)$$

Trong đó $k_i^2 = \frac{\overline{S_i^2}}{\sigma_N^2}$ là tỷ số trung bình bình phương biên độ tín hiệu và phương sai nhiễu.

Mật độ phân bố trùng xác suất biên độ của các đường bao chùm N_0 xung đối với trường hợp đã cho sẽ bằng [3]:

$$\omega\left(\frac{x_1, x_2, ..., x_{N_0}}{k_i}\right) = \prod_{i=1}^{N_0} \frac{x_i}{1 + k_i^2} e^{-\frac{x_i^2}{2(1+k_i^2}} \qquad (41)$$

KẾT LUẬN

Nghiên cứu mô hình toán học thống kê tín hiệu giúp cho chúng ta nắm được quy luật biến đổi của tín hiệu trong các hệ thống vô tuyến, từ đó có thể đánh giá, phân tích chúng một cách hiệu quả. Nắm được cấu trúc tín hiệu chúng ta sẽ xây dựng các hệ thống thu nhận, xử lý, đánh giá các tham số tín hiệu một cách tin cậy, nhanh chóng và chính xác.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Phạm Tuấn Giáo. Mạng anten và xử lý không gian - thời gian tín hiệu. Học viện Kỹ thuật Quân sự. Hà Nội. 2010.
2. Phạm Tuấn Giáo, Nguyễn Thị Nguyên. Nghiên cứu phương pháp mô hình số hoá quá trình ngẫu nhiên trên cơ sở mô hình tín hiệu hồi quy. Tạp chí Cơ khí Việt Nam. Số 7, tháng 7 năm 2011.
3. Перов А. И. Статистическая теория радиотехнических систем – Москва: “Радиотехника”. 2003.
4. Тихонов В. И.; Миронов М А. Марковские процессы - Москва: “Советское Радио”. 1977.

Фам Туан Жао. Моделирование многоканального цифрового приемника при слабом входном сигнале. Труды XI Международной научно-технической конференции Радиолокация, навигация, связь, г. Воронеж, 2005 г., том 1, с. 130-143.

5. Фам Туан Жао. Исследование характеристик многоканального цифрового приемника с фазированной антенной решеткой при малом отношении сигнал-шум. Диссертация на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук. Москва - 2005г.

SUMMARY

RESEARCH ON SATISTICS MATHEMATICAL MODEL OF RADIO SIGNAL SYSTEMS

Nguyen Thi Nguyen[1*], Pham Tuan Giao[2]

[1]Viet - Hung Industrial University, [2]Military Technical Academy

Research on statistics mathematical model of signal is the application of signal processing and analysis, it has an important role in the radio system. To be able to signal processing in many cases we need to know the formation process of signal and described it in a mathematical model. Generally, signals from the received systems of radio communication systems (information, communication, radar, radio-control, navigation, etc.), are random signals with the statistical properties; they are time-variation functions. This article studies, surveys, establishes mathematical models of random received radio signals, and sets up the signal modeling basing on the analysis of the statistical characteristics of signals.

Key words: *Signal statistics model of, Radio system, Radio statistics, Radio signal, Radar signal model.*

Ngày nhận bài:18/4/2014; Ngày phản biện:21/4/2014; Ngày duyệt đăng: 09/6/2014

Phản biện khoa học: *TS. Phùng Trung Nghĩa – Trường Đại học Công nghệ Thông tin & Truyền thông - ĐHTN*

* *Tel: 0988 664839, Email: nguyen_ttk@yahoo.com*