



ISSN 1859-4794

TẠP CHÍ

KHOA HỌC & CÔNG NGHỆ Việt Nam

**Vietnam Journal of
Science and Technology - MOST**

B

Tập 58 - Số 1 - Tháng 1 năm 2016

HỘI ĐỒNG BIÊN TẬP

Nguyễn Văn Hiệu - Viện Hàn lâm Khoa học và Công nghệ Việt Nam
Nguyễn Việt Anh - Trường Đại học Xây dựng
Bùi Chí Bửu - Viện Khoa học Kỹ thuật Nông nghiệp Miền Nam
Vũ Dũng - Hội Tâm lý học Việt Nam
Trần Thọ Đạt - Trường Đại học Kinh tế Quốc dân
Nguyễn Đình Đức - Trường Đại học Công nghệ - Đại học Quốc gia Hà Nội
Vũ Minh Giang - Đại học Quốc gia Hà Nội
Trương Nam Hải - Viện Hàn lâm Khoa học và Công nghệ Việt Nam
Từ Quang Hiến - Trường Đại học Nông lâm Thái Nguyên
Phạm Huy Khang - Trường Đại học Giao thông Vận tải
Phạm Gia Khánh - Chủ tịch Hội Ghép tạng Việt Nam
Hồ Đắc Lộc - Trường Đại học Kỹ thuật Công nghệ TP Hồ Chí Minh
Nguyễn Thị Mỹ Lộc - Trường Đại học Giáo dục - Đại học Quốc gia Hà Nội
Bành Tiến Long - Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
Lê Quan Nghiêm - Đại học Y Dược TP Hồ Chí Minh
Mai Trọng Nhuận - Đại học Quốc gia Hà Nội
Nguyễn Thanh Phương - Trường Đại học Cần Thơ
Nguyễn Thanh Thủy - Trường Đại học Công nghệ - Đại học Quốc gia Hà Nội
Phạm Hùng Việt - Trường Đại học Khoa học Tự nhiên - Đại học Quốc gia Hà Nội

TỔNG BIÊN TẬP

Đặng Ngọc Bảo

PHÓ TỔNG BIÊN TẬP

Nguyễn Thị Hải Hằng
Nguyễn Thị Hương Giang

TRƯỞNG BAN BIÊN TẬP

Phạm Thị Minh Nguyệt

TRƯỞNG BAN TRỊ SỰ

Lương Ngọc Quang Hưng

TRÌNH BÀY

Đinh Thị Luận

EDITORIAL COUNCIL

Nguyen Van Hieu - Vietnam Academy of Science and Technology
Nguyen Viet Anh - National University of Civil Engineering
Bui Chi Bui - Institute of Agricultural Science for Southern Vietnam
Vu Dung - Vietnam Association of Social Psychology
Tran Tho Dat - National Economics University
Nguyen Dinh Duc - University of Engineering and Technology - Vietnam National University, Hanoi
Vu Minh Giang - Vietnam National University, Hanoi
Truong Nam Hai - Vietnam Academy of Science and Technology
Tu Quang Hien - Thai Nguyen University of Agriculture and Forestry
Pham Huy Khang - University of Transport and Communications
Pham Gia Khanh - President of Vietnam Society of Organ Transplantation
Ho Duc Loc - Ho Chi Minh City University of Technology
Nguyen Thi My Loc - University of Education, Vietnam National University, Hanoi
Banh Tien Long - Hanoi University of Science and Technology
Le Quan Nghiem - University of Medicine and Pharmacy of Ho Chi Minh City
Mai Trong Nhuan - Vietnam National University, Hanoi
Nguyen Thanh Phuong - Can Tho University
Nguyen Thanh Thuy - University of Engineering and Technology - Vietnam National University, Hanoi
Pham Hung Viet - VNU University of Science

EDITOR-IN-CHIEF

Dang Ngoc Bao

DEPUTY EDITORS

Nguyen Thi Hai Hang
Nguyen Thi Huong Giang

HEAD OF EDITORIAL BOARD

Pham Thi Minh Nguyet

HEAD OF ADMINISTRATION

Luong Ngoc Quang Hung

ART DIRECTOR

Đinh Thị Luận

TÒA SOẠN

113 Trần Duy Hưng - Cầu Giấy - Hà Nội
Tel: (84.24) 39436793; Fax: (84.24) 39436794
Email: khcnvn@most.gov.vn
Tạp chí điện tử: b.vjst.vn

EDITORIAL OFFICE

113 Tran Duy Hung Str. - Cau Giay Dist. - Hanoi
Tel: (84.24) 39436793; Fax: (84.24) 39436794
Email: khcnvn@most.gov.vn
E-journal: b.vjst.vn

GIẤY PHÉP XUẤT BẢN

Số 1153/GP-BTTTT ngày 26/7/2011
Số 2528/GP-BTTTT ngày 26/12/2012

Giá: 18000^d

PUBLICATION LICENCE

No.1153/GP-BTTTT 26th July 2011
No.2528/GP-BTTTT 26th December 2012

Mô hình hóa và điều khiển robot di động non-holonomic có trượt ngang

Nguyễn Văn Tính^{1*}, Phạm Thượng Cát¹, Phạm Minh Tuấn²

¹Viện Công nghệ Thông tin, Viện Hàn lâm KH&CN Việt Nam

²Viện Công nghệ Vũ trụ, Viện Hàn lâm KH&CN Việt Nam

Ngày nhận bài 5.10.2015, ngày chuyển phản biện 12.10.2015, ngày nhận phản biện 18.11.2015, ngày chấp nhận đăng 25.11.2015

Trong bài báo này, nhóm nghiên cứu đã xây dựng một cách có hệ thống phương pháp mô hình hóa hệ động lực học của một robot di động bánh xe non-holonomic có trượt ngang. Sau đó, nhóm tác giả thiết kế một luật điều khiển bằng phương pháp tuyến tính hóa phản hồi vào ra để điều khiển robot di động này bám theo một quỹ đạo cho trước mà có thể bù được trượt ngang. Các kết quả mô phỏng được thực hiện bằng Matlab-Simulink đã chứng minh tính đúng đắn của luật điều khiển.

Từ khóa: robot di động non-holonomic, trượt ngang, tuyến tính hóa phản hồi.

Chỉ số phân loại 2.2

MODELLING AND CONTROLLING A NON-HOLONOMIC WHEELED MOBILE ROBOT WITH LATERAL SLIP

Summary

This paper presents the systematic development to model the dynamics of a non-holonomic wheeled mobile robot with lateral slip, followed by the design of a control law using the input-output feedback linearization method to drive the mobile robot to track a given trajectory while lateral slipping exists. Matlab-Simulink simulation results showed the correctness and performances of the control law.

Keywords: input-output feedback linearization, lateral slip, non-holonomic wheeled mobile robot.

Classification number 2.2

Đặt vấn đề

Robot di động bánh xe đã được nghiên cứu và ứng dụng trong nhiều ngành công nghiệp và là một lĩnh vực thu hút sự quan tâm của nhiều nhà khoa học trên thế giới. Lý do robot di động được ứng dụng rộng rãi trên thế giới là do nó có thể chuyển động thông minh mà không có tác động của con người, phạm vi hoạt động không bị giới hạn. Đặc biệt, nó có thể thay thế con người trong các nhiệm vụ nguy hiểm như: tìm kiếm vật liệu nổ, vận chuyển hàng hóa trong môi trường độc hại, giám sát an ninh... Nhiều công trình nghiên cứu về robot di động tập trung vào việc giải quyết bài toán điều khiển chuyển động. Nhiều công trình nghiên cứu đã thiết kế các bộ điều khiển tương ứng mà chúng đã tích hợp mô hình động học có ràng buộc non-holonomic với mô hình động lực học của robot di động [1-4]. Ở đó, các tác giả đã giả sử điều kiện ràng buộc non-holonomic luôn được đảm bảo (các bánh xe chỉ có chuyển động lăn mà không trượt). Tuy nhiên, trong thực tế, không phải lúc nào điều kiện ràng buộc non-holonomic cũng luôn được thỏa mãn. Ràng buộc non-holonomic phụ thuộc vào rất nhiều yếu tố như độ căng của lốp, độ trơn của mặt sàn, độ phẳng của địa hình... Khi đó, nếu muốn giải quyết bài toán điều khiển chuyển động thì động học, động lực học trượt phải được tính đến khi thiết kế bộ điều khiển cho robot di động. Trong [5], các tác giả đã phát triển một mô hình động học suy rộng mà ở đó đã chứa đựng các loại trượt khác nhau như trượt dọc, trượt ngang, trượt quay. Trong [6], điều khiển lực ngang đã được đề xuất bằng các bộ điều khiển lực và vị trí, trong đó các yếu tố trượt đã được tính đến. Trong [7], các tác giả giới thiệu một bộ điều khiển bền vững để bám theo quỹ đạo bằng cách tích hợp động học trượt vào động học robot di động bánh xe dưới dạng các hàm và tính ổn định được kiểm chứng bằng toán tử Lie. Trong [8], các tác giả đã xây dựng mô hình động lực học robot di động bánh xe mà ở đó đã chứa đựng động lực học trượt ngang. Sau

*Tác giả liên hệ: Email: nvtinh@ioit.ac.vn

đó, mô hình động lực học này được sử dụng để thiết kế bộ lập quỹ đạo và bộ điều khiển để cho phép dẫn đường (navigation) có hiệu quả robot di động trong điều kiện có trượt ngang.

Trong trường hợp có trượt ngang hoặc trượt dọc thì yếu tố ma sát ở điểm tiếp xúc giữa bánh xe và mặt sàn được chú ý đến. Hệ số ma sát phụ thuộc mạnh mẽ vào dạng địa hình, độ căng của lốp và vận tốc robot di động. Đối với điều khiển trượt dọc, trong [9], hệ số ma sát được xem như một hàm của tỷ số trượt. Trong [10], các tác giả đã trình bày một xe tự hành cho nông nghiệp với giả sử vận tốc của xe này nhỏ, chỉ có trượt dọc được chú ý đến, còn trượt ngang bị bỏ qua. Trong [11], đã nghiên cứu bằng thực nghiệm các ảnh hưởng của các tham số như bán kính bánh xe, khoảng cách giữa hai bánh, tải trọng lên hiệu quả điều khiển khi tồn tại trượt dọc. Trong [12], các tác giả đã xây dựng một bài toán path-following khi tồn tại cả trượt ngang và trượt dọc. Dựa trên mô hình trượt, bộ điều khiển chuyển động được tổng hợp có tính đến trượt dọc. Đối với trượt ngang, bộ điều khiển được dựa trên mô hình ma sát ngang.

Nội dung nghiên cứu

Mô hình động học

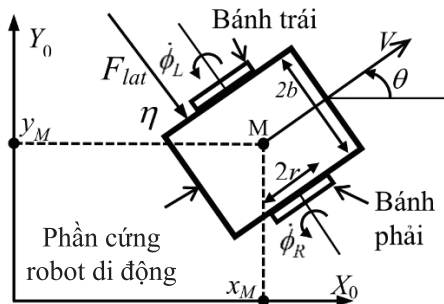
Xét 1 robot di động bánh xe có trượt ngang như hình 1, với giả thiết độ trượt dọc của xe có thể bỏ qua, mô hình động học của xe được mô tả như sau:

$$r\dot{\phi}_R = \dot{x}_M \cos \theta + \dot{y}_M \sin \theta + b\dot{\eta} \quad (1)$$

$$r\dot{\phi}_L = \dot{x}_M \cos \theta + \dot{y}_M \sin \theta - b\dot{\eta} \quad (2)$$

$$\dot{\eta} = -\dot{x}_M \sin \theta + \dot{y}_M \cos \theta \quad (3)$$

Trong đó, η là độ trượt ngang của robot di động.



Hình 1: robot di động bánh xe có trượt ngang

Mô hình động lực học của robot di động

Động năng của thân robot di động là:

$$K_M = \frac{1}{2} m_M (\dot{x}_M^2 + \dot{y}_M^2) + \frac{1}{2} I_M \dot{\theta}^2 \quad (4)$$

Trong đó, m_M là khối lượng của thân robot di động, I_M là mô men quán tính của thân này xung quanh trục thẳng đứng đi qua điểm M.

Động năng của bánh trái và bánh phải lần lượt là:

$$K_L = \frac{1}{2} m_W (r^2 \dot{\phi}_L^2 + \dot{\eta}^2) + \frac{1}{2} I_W \dot{\phi}_L^2 + \frac{1}{2} I_D \dot{\theta}^2 \quad (5)$$

$$K_R = \frac{1}{2} m_W (r^2 \dot{\phi}_R^2 + \dot{\eta}^2) + \frac{1}{2} I_W \dot{\phi}_R^2 + \frac{1}{2} I_D \dot{\theta}^2 \quad (6)$$

Tổng động năng của hệ là:

$$\begin{aligned} K &= K_M + K_L + K_R \\ &= \frac{1}{2} m_M (\dot{x}_M^2 + \dot{y}_M^2) + \frac{1}{2} m_W r^2 (\dot{\phi}_L^2 + \dot{\phi}_R^2) \\ &\quad + m_W \dot{\eta}^2 + \frac{1}{2} I_W (\dot{\phi}_L^2 + \dot{\phi}_R^2) + \left(I_D + \frac{1}{2} I_M \right) \dot{\theta}^2 \end{aligned} \quad (7)$$

Trong đó, I_W và I_D lần lượt là mô men quán tính của bánh xe xung quanh trục quay và trục thẳng đứng.

Vì thế năng của robot di động bằng 0, nên hàm Lagrange của nó là: $L=K$.

Gọi véc tơ tọa độ Lagrange của robot di động là: $q = [x_M, y_M, \theta, \eta, \phi_R, \phi_L]^T$, phương trình ràng buộc được

biểu diễn theo dạng sau:

$$A(q)\dot{q} = 0 \quad (8)$$

Kết hợp các phương trình (1), (2), (3) và (8), ta xác định được ma trận $A(q)$ như sau:

$$A(q) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & -b & 0 & -r & 0 \\ \cos \theta & \sin \theta & b & 0 & 0 & -r \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

Phương trình Lagrange của chuyển động của robot di động là:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial L}{\partial q} = u + A^T \lambda \quad (10)$$

Trong đó, $\lambda = [\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3]^T$ là một véc tơ nhân tử

Lagrange biểu diễn các lực ràng buộc của robot di động, u là véc tơ lực suy rộng tương ứng với các tọa độ suy rộng q . Bằng cách giải phương trình Lagrange, phương trình động lực học của robot di động có dạng như sau:

$$M\ddot{q} = N_1\tau + N_2F_{lat} + A^T\lambda \quad (11)$$

với $N_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$, $N_2 = [0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]^T$ là

các ma trận đầu vào,

$$M = \begin{bmatrix} m_M & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_M & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_M + 2I_D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2m_W & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m_W r^2 + I_W & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_W r^2 + I_W \end{bmatrix},$$

$\mathbf{v} = [\tau_R, \tau_L]^T$ là véc tơ đầu vào gồm mô men quay bánh phải, bánh trái; F_{lat} là lực đẩy tác động vào thân robot theo hướng ngang như hình 2.

Gọi $\mathbf{v} = [\dot{\phi}_R, \dot{\phi}_L]^T$, $S_1(q)$, và $S_2(q)$ là ma trận thỏa

mãn phương trình sau:

$$\dot{q} = S_1(q)v + S_2(q)\dot{\eta} \quad (12)$$

Dễ dàng tìm được ma trận

$$S_1(q) = \begin{bmatrix} \frac{r}{2} \cos \theta & \frac{r}{2} \cos \theta \\ \frac{r}{2} \sin \theta & \frac{r}{2} \sin \theta \\ \frac{r}{2b} & -\frac{r}{2b} \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; S_2(q) = \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

Đạo hàm 2 về phương trình (12):

$$\ddot{q} = \dot{S}_1(q)v + S_1(q)\dot{v} + \dot{S}_2(q)\dot{\eta} + S_2(q)\ddot{\eta} \quad (14)$$

Hơn nữa, ta cũng có:

$$S_1^T(q)A^T(q) = 0 \quad (15)$$

$$S_1^T(q)N_1 = I$$

$$S_1^T(q)N_2 = 0$$

Nhân cả 2 về của phương trình (11) với $S_1^T(q)$, ta có:

$$\tau = [S_1(q)^T MS_1(q)]\dot{v} + [S_1(q)^T M\dot{S}_1(q)]v + [S_1(q)^T MS_2(q)]\dot{\eta} + [S_1(q)^T M\dot{S}_2(q)]\ddot{\eta} \quad (16)$$

Ta dễ thấy,

$$S_1(q)^T M\dot{S}_1(q) = 0 \quad (17)$$

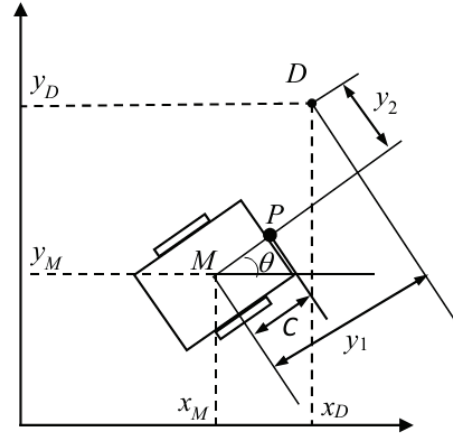
$$S_1(q)^T MS_2(q) = 0$$

Thay (17) vào (16) ta được:

$$[S_1(q)^T MS_1(q)]\dot{v} + [S_1(q)^T M\dot{S}_2(q)]\ddot{\eta} = \tau \quad (18)$$

$$\Leftrightarrow m\dot{v} + b\ddot{\eta} = \tau \quad (19)$$

Trong đó, $m = S_1(q)^T MS_1(q) = \begin{bmatrix} \bar{m}_{11} & \bar{m}_{12} \\ \bar{m}_{21} & \bar{m}_{22} \end{bmatrix}$



Hình 2: các biến đầu ra $y(x)$

$$\bar{m}_{11} = \bar{m}_{22}$$

$$= m_M \left(\frac{r}{2} \right)^2 + (I_M + 2I_D) \left(\frac{r}{2b} \right)^2 + (m_W r^2 + I_W)$$

$$\bar{m}_{12} = \bar{m}_{21}$$

$$= m_M \left(\frac{r}{2} \right)^2 - (I_M + 2I_D) \left(\frac{r}{2b} \right)^2$$

$$b\omega = S_1(q)^T M\dot{S}_2(q)$$

$$b = \begin{bmatrix} -m_M \frac{r}{2} & -m_M \frac{r}{2} \end{bmatrix}^T$$

$$\omega = \frac{r}{2b} (\dot{\phi}_R - \dot{\phi}_L)$$

Thiết kế luật điều khiển

Gọi $D(x_D, y_D)$ là điểm mục tiêu di chuyển với vận tốc dài V_D không đổi theo hướng θ_D , ta có:

$$\dot{x}_D = V_D \cos \theta_D \quad (20)$$

$$\dot{y}_D = V_D \sin \theta_D$$

Gọi trạng thái của robot di động là:

$$\mathbf{x} = [x_M, y_M, \theta, \eta, \phi_L, \phi_R, \dot{\phi}_L, \dot{\phi}_R]^T \quad (21)$$

Mô hình trạng thái của robot di động được biểu diễn dưới dạng sau:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} S_1 v + S_2 \dot{\eta} \\ -m^{-1}(b\dot{\eta}\omega) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ m^{-1} \end{bmatrix} \tau \\ y = [y_1(x), y_2(x)]^T, \end{cases} \quad (22)$$

trong đó,

$$y = \begin{bmatrix} y_1(x) \\ y_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_D - x_M \\ y_D - y_M \end{bmatrix} \quad (23)$$

Tính đạo hàm bậc nhất của (23):

$$\dot{y} = \begin{bmatrix} y_2 \omega - V + V_D \cos(\theta - \theta_D) \\ -y_1 \omega - \dot{\eta} - V_D \sin(\theta - \theta_D) \end{bmatrix}, \quad (24)$$

trong đó $\omega = \dot{\theta} = \frac{r}{2b}(\dot{\phi}_R - \dot{\phi}_L)$, $V = \frac{r}{2}(\dot{\phi}_R + \dot{\phi}_L)$

Tiếp tục đạo hàm 2 vế (24), ta được:

$$\ddot{y} = -\begin{bmatrix} V \\ y_1 \end{bmatrix} + f, \quad (25)$$

trong đó, f là một véc tơ phụ thuộc vào quỹ đạo của mục tiêu D. Nếu D chuyển động theo đường thẳng thì f được thay bởi f_L như sau:

$$f_L = \begin{bmatrix} \dot{y}_2 \cdot \omega + y_2 \cdot \dot{\omega} - V_D \omega \sin(\theta - \theta_D) \\ -\dot{y}_1 \omega - \ddot{\eta} - V_D \omega \cos(\theta - \theta_D) \end{bmatrix} \quad (26)$$

Nếu điểm D(x_D, y_D) chuyển động với vận tốc dài V_D không đổi theo đường tròn có dạng:

$$(x_D - x_O)^2 + (y_D - y_O)^2 = R^2 \quad (27)$$

thì f được thay bởi f_C như sau:

$$f_C = \begin{bmatrix} \dot{y}_2 \cdot \omega + y_2 \cdot \dot{\omega} - V_D (\omega - \dot{\theta}_D) \sin(\theta - \theta_D) \\ -\dot{y}_1 \omega - \ddot{\eta} - V_D (\omega - \dot{\theta}_D) \cos(\theta - \theta_D) \end{bmatrix} \quad (28)$$

Ta có thể viết lại (25) dưới dạng:

$$\ddot{y} = -h\dot{y} + f \quad (29)$$

trong đó $h = \begin{bmatrix} \frac{r}{2} & \frac{r}{2} \\ y_1 \frac{r}{2b} & -\left(y_1 \frac{r}{2b}\right) \end{bmatrix}$

Nếu $y_1 > 0$, thì h luôn khả nghịch.

Kết hợp (22) và (29), ta có:

$$\ddot{y} = -h\dot{y} + f \quad (30)$$

Ta chọn luật điều khiển:

$$\tau = b\ddot{\eta} + mh^{-1}(f - \ddot{y}_{desired} + K_D\dot{e} + K_P e) \quad (31)$$

trong đó, $e = y - y_{desired}$, K_P , K_D là các ma trận hằng xác

định dương. Sơ đồ khối của hệ thống điều khiển được mô tả như hình 3.

Yêu cầu của bài toán điều khiển là điểm P (hình 2) phải bám tiệm cận theo điểm D với sai lệch bám tiến về không. Do vậy, ta chọn $y_{desired} = [C, 0]^T$.

Thay (31) vào (30), ta được:

$$\ddot{e} + K_D\dot{e} + K_P e = 0 \quad (32)$$

Từ phương trình động lực học sai lệch này, sai lệch

e sẽ tiến tiệm cận về 0. Tức $y_1 \rightarrow C; y_2 \rightarrow 0$.

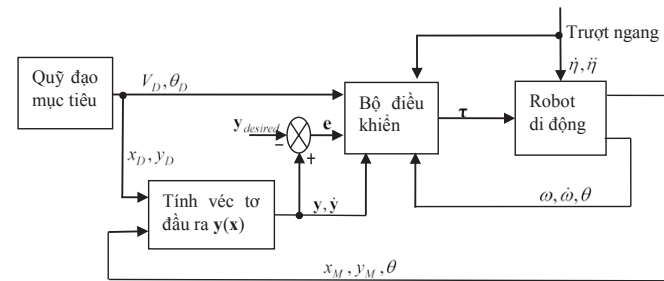
Tiến hành mô phỏng bằng Matlab-Simulink. Các tham số của robot di động được tiến hành mô phỏng được chọn như sau: $m_M = 17$ kg; $r = 0,095$ m; $b = 0,24$ m; $I_D = 0,023$ kgm²; $I_W = 0,011$ kgm²; $I_M = 0,537$ kgm²; $m_W = 0,5$ kg. Khoảng cách mong muốn: $C = 0,3$ m. Các tham số điều khiển $K_P = K_D = \begin{bmatrix} 4 & 0 \\ 0 & 4 \end{bmatrix}$.

Không mất tính tổng quát, tỷ số trượt được giả sử là: $sa = \frac{\ddot{\eta}}{V} = 0,2$.

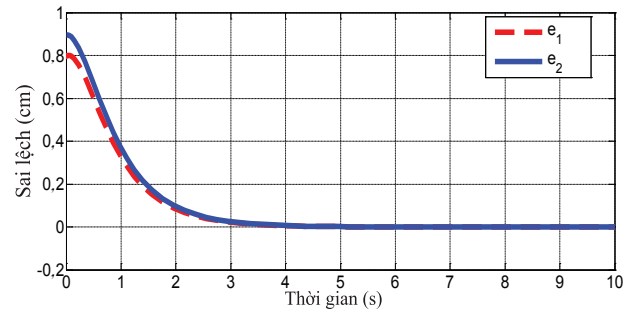
Kết quả mô phỏng

Ta sẽ tiến hành mô phỏng theo 2 trường hợp:

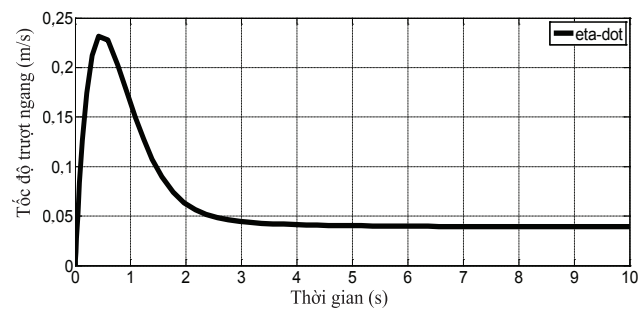
Trường hợp 1: mục tiêu D(x_D, y_D) di chuyển theo đường thẳng có hệ số góc $\theta_D = \pi/6$ với vận tốc 0,2 m/s.



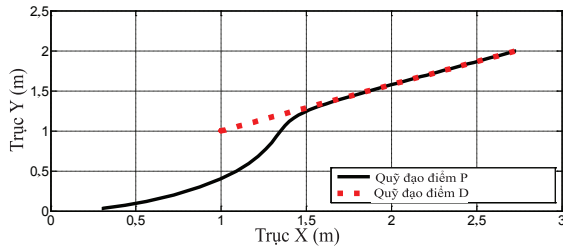
Hình 3: sơ đồ khối để điều khiển robot di động non-holonomic có trượt ngang



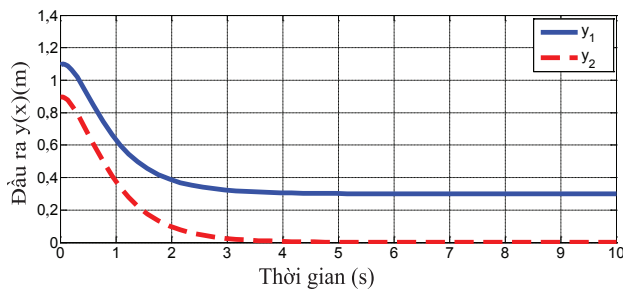
Hình 4: đồ thị sai lệch $e = y - y_{desired}$



Hình 5: đồ thị tốc độ trượt ngang $\dot{\eta}$ khi robot bám theo đường thẳng

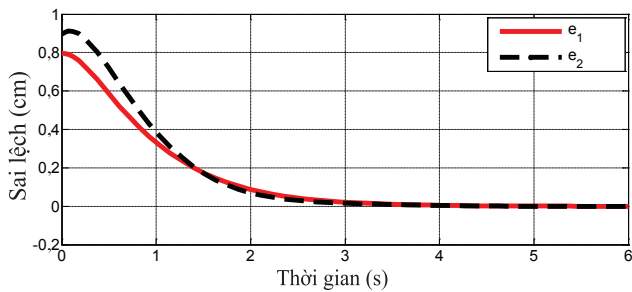


Hình 7: mô men quay ở hai bánh xe robot di động

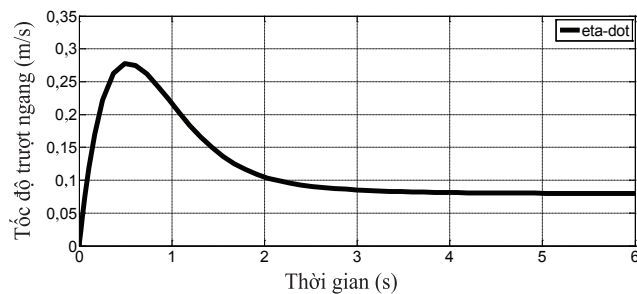


Hình 8: véc tơ đầu ra $y(x)$

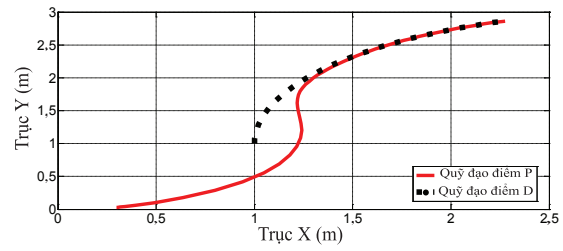
Trường hợp 2: mục tiêu di chuyển theo đường tròn có phương trình (27) với vận tốc dài $V_D = 0,4 \text{ m/s}$.



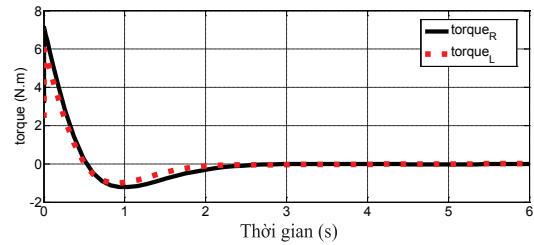
Hình 9: đồ thị sai lệch $e = y - y_{desired}$



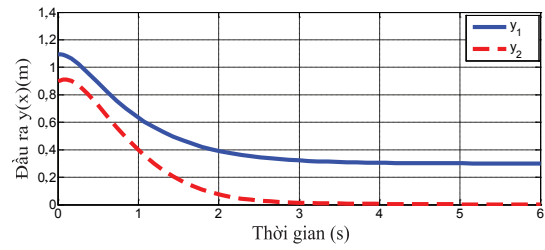
Hình 10: đồ thị tốc độ trượt ngang η khi rô bốt bám theo đường tròn



Hình 11: quỹ đạo điểm P và điểm D



Hình 12: mô men quay ở hai bánh xe robot di động



Hình 13: véc tơ đầu ra $y(x)$

Tốc độ trượt ngang tương ứng với các trường hợp 1 và 2 được mô tả qua các hình vẽ 5 và 10.

Các hình 4, 6, 9, 11 đã minh họa tính ổn định tiệm cận của luật điều khiển. Trong các hình 8 và 13, giá trị $y_1(x) > 0$ với $\forall t > 0$ nên ma trận h trong phương trình (31) luôn khả nghịch. Hình 7 và 12 minh họa đồ thị mô men quay luôn liên tục và hữu hạn. Do vậy, luật điều khiển là khả thi.

Kết luận

Trong nghiên cứu này, chúng tôi đã xây dựng thành công mô hình động học, động lực học của robot di động khi có trượt ngang. Trong các mô hình động học, động lực học đều chứa đựng động học, động lực học của trượt ngang. Sau đó, chúng tôi đã đề xuất một luật điều khiển theo phương pháp tuyến tính hóa phản hồi vào ra. Tính ổn định của luật điều khiển đã được kiểm chứng bằng Matlab-Simulink khi tiến hành mô phỏng cho robot bám theo quỹ đạo thẳng và quỹ đạo tròn. Trong tương lai, chúng tôi sẽ khảo sát và thiết kế bộ điều khiển cho robot di động khi vừa có trượt dọc, vừa có trượt ngang.

Tài liệu tham khảo

- [1] T Hu, S Yang, F Wang, G Mittal (2002), *A neural network for a non-holonomic mobile robot with unknown robot parameters*, Proc. of the 2002 IEEE Int. Conf. on Robotics & Automation.
- [2] T Hu and S Yang (2001), “A novel tracking control method for a wheeled mobile robot”, *Proc. of 2nd Workshop on Computational Kinematics*, pp.104-116.
- [3] R. Fierro and F.L Lewis (1998), “Control of a nonholonomic mobile robot using neural networks”, *IEEE Trans. on Neural Networks*, **9(4)**, pp.389-400.
- [4] E Zalama, P Gaudiano and J Lopez Coronado (1995), “A real-time, unsupervised neural network for the low-level control of a mobile robot in a nonstationary environment”, *Neural Networks*, **8**, pp.103-123.
- [5] M Tarokh, G.J McDermott (2005), “Kinematics modeling and analyses of articulated rover”, *IEEE Trans. on Robotics*, **21(4)**, pp.539-553.
- [6] S Jung, T.C Hsia (2005), *Explicit lateral force control of an autonomous mobile robot with slip*, IEEE/RSJ Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems, pp. 388-393.
- [7] X Zhu, G Dong, D Hu, Z Cai (2006), *Robust tracking control of wheeled mobile robots not satisfying nonholonomic constraints*, Proc. of the 6th Int. Conf. on Intelligent Systems Design and Applications ISDA'06.
- [8] N Sidek, N Sarkar, SARKAR (2008), *Dynamic modeling and control of nonholonomic mobile robot with lateral slip*, Proc. of the 7th WSEAS Int. Conf. on Signal Processing, Robotics and Automation (ISPRA '08), University of Cambridge, UK.
- [9] Zielinska T, Chmielniak A (2010), *Controlling the slip in mobile robots*, Proc. 13th Int. Conf. on Climbing and Walking Robots and the Support Technologies for Mobile Machines, pp.13-20.
- [10] J Sánchez-Hermosilla, F Rodríguez, R González, et al (2010), *A mechatronic description of an autonomous mobile robot for agricultural tasks in greenhouses*, Mobile Robots Navigation, Barreira, A. (Ed.), InTech, Croatia, pp.583-607.
- [11] L Ding, H Gao, Z Deng, et al (2011), “Experimental study and analysis on driving wheels’ performance for planetary exploration rovers moving in deformable soil”, *J. Terramech*, **48(1)**, pp.27-45.
- [12] H Khan, J Iqbal, K Baizid, T Zielinska, *Longitudinal and lateral slip control of autonomous wheeled mobile robot for trajectory tracking*, Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering, ISSN 2095-9184 (print); ISSN 2095-9230 (online).

Tổng hợp luật điều khiển từ xa theo phương pháp dẫn 2 điểm cho tên lửa phòng không trên cơ sở lý thuyết điều khiển tối ưu và vi phân các tham số động hình học

Nguyễn Văn Thuận*, Vũ Hỏa Tiến

Học viện Kỹ thuật quân sự

Ngày nhận bài 6.10.2015, ngày chuyển phản biện 9.10.2015, ngày nhận phản biện 16.11.2015, ngày chấp nhận đăng 24.11.2015

Nội dung bài báo trình bày về một phương pháp tổng hợp luật dẫn cho các hệ thống tên lửa nói chung và luật dẫn 2 điểm cho tên lửa điều khiển từ xa nói riêng trên cơ sở ứng dụng lý thuyết điều khiển tối ưu và phương pháp vi phân các tham số động hình học. Bằng phương pháp này, các tác giả đã chứng minh được sự chặt chẽ về mặt toán học của luật dẫn mới tổng hợp, đồng thời cũng chỉ ra được giải pháp hiện thực hóa luật dẫn trên các hệ thống khí tài tên lửa phòng không (TLPK) điều khiển từ xa với hệ số dẫn tối ưu.

Từ khóa: điều khiển tối ưu, hàm chỉ tiêu, luật dẫn, tiếp cận tỷ lệ.

Chỉ số phân loại 2.2

REMOTE CONTROL LAW SYNTHESIS WITH TWO-POINT GUIDANCE FOR SURFACE-TO-AIR MISSILE ON THE BASIS OF OPTIMAL CONTROL THEORY AND DIFFERENTIAL OF KINEMATIC PARAMETERS

Summary

The paper presents a synthesis method of guidance law for missile systems in general and a synthesis method of two-point guidance law for remote control missiles in particular that are based on applications of the optimal control theory and differential of kinematic parameters. The method not only proves the new guidance law clearly about mathematics, but also points out solutions to realize the guidance law for remote control missile systems with optimal coefficients.

Keywords: guidance law, optimal control, proportional navigation, target function.

Classification number 2.2

Đặt vấn đề

Sự phát triển của khoa học và công nghệ, đặc biệt là sự phát triển của lý thuyết điều khiển hiện đại cho phép cải thiện các luật dẫn cũ đối với TLPK. Các phương pháp dẫn mới (KĐY và MTT) được thực tế hóa trong tổ hợp TLPK cải tiến C-125-2TM là minh họa rõ nét cho nhận xét này [1]. Để thực hiện được luật dẫn mới, cần xây dựng mối liên hệ động hình học của luật dẫn trên cơ sở nguyên tắc điều khiển từ xa, xây dựng các thuật toán đánh giá, ngoại suy thông tin còn thiếu, hoàn thiện các hệ thống đo bám tín hiệu bằng lý thuyết hiện đại [2-4]. Bài báo đặt vấn đề về cách triển khai một trong các phương pháp dẫn (PPD) 2 điểm tên lửa - mục tiêu (TL - MT) cho các hệ thống điều khiển tên lửa từ xa thế hệ cũ trên cơ sở các phương pháp và phương tiện đo hiện đại.

Đối với PPD 3 điểm, luật dẫn thể hiện mối liên quan động hình học giữa các tọa độ tương đối của mục tiêu và tên lửa so với gốc tọa độ cố định là vị trí đặt đài điều khiển, còn trong PPD 2 điểm cho điều khiển từ xa, động hình học điều khiển được thiết lập chủ yếu dựa vào tương quan các tọa độ của tên lửa, mục tiêu và giá trị vi phân của chúng [5]. Ngoài sự khác biệt về bản chất vật lý, 2 loại PPD còn khác nhau về mặt mô tả toán học. Phương trình mô tả luật dẫn theo PPD 3 điểm là phương trình đại số, còn đối với PPD 2 điểm là phương trình vi sai [4, 6, 7].

*Tác giả liên hệ: Email: langphong@gmail.com

Tổng hợp luật dẫn 2 điểm cho tên lửa điều khiển từ xa trên cơ sở bài toán điều khiển tối ưu

Lý thuyết điều khiển hiện đại cho phép hiện thực hóa nhiều thuật toán xử lý thông tin và điều khiển phức tạp [8]. Để xây dựng luật dẫn 2 điểm cho TLPK điều khiển từ xa, ta có thể đặt và giải bài toán trên cơ sở lý thuyết điều khiển tối ưu với phương trình chuyển động của tên lửa thường được viết dưới dạng:

$$\begin{cases} \dot{r}_p = V \\ \dot{V} = u_p \end{cases}$$

trong đó, V là véc tơ tốc độ tên lửa, u_p là véc tơ điều khiển chưa biết, r_p là véc tơ cự ly tên lửa.

Đặt $x_1 = r_p$; $x_2 = V_p$; $u = a_p$, phương trình chuyển động được viết dưới dạng chuẩn tắc, với điều kiện đầu $x_1(t_0) = x_{10}$; $x_2(t_0) = x_{20}$ là:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = u \end{cases} \quad t_0 \leq t \leq t_k \quad (1)$$

Mục tiêu cụ thể của quá trình điều khiển là điểm cuối quỹ đạo bay của tên lửa phải trùng với điểm cuối quỹ đạo của mục tiêu. Có nghĩa là:

$$x_1(t_k) = x_{1k} \quad (2)$$

Hàm chỉ tiêu chất lượng được viết dưới dạng:

$$I = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_k} u^T(\tau) u(\tau) d\tau \quad (3)$$

Bài toán đặt ra là cần phải tìm điều khiển $u(t)$ để tối thiểu hàm chỉ tiêu này. Ta xem xét các đặc điểm của quá trình tối ưu ở dạng tổng quát. Mô hình đối tượng điều khiển được mô tả bằng phương trình vi phân:

$$\dot{x} = A(t)x + B(t)u \quad t_0 \leq t \leq t_k \quad (4)$$

Điều kiện đầu $x(t_0) = x_0$. Ở đây, x là véc tơ trạng

thái kích thước n ; u là véc tơ điều khiển kích thước m ; A , B là ma trận chuyển trạng thái và ma trận điều khiển với kích thước tương ứng. Ta viết yêu cầu đối với trạng thái của hệ thống tại điểm cuối dưới dạng:

$$y(t_k) = Sx(t_k) \quad (5)$$

Với $y(t_k)$ là véc tơ các yêu cầu đặt trước tại thời điểm t_k với kích thước l ($l < n$); S là ma trận kích thước

($l \times n$). Ta xem xét một véc tơ pha yêu cầu mới ở thời điểm t bất kỳ:

$$y(t) = S\Phi(t_k, t)x(t) \quad (6)$$

Ở đây, $\Phi(t_k, t)$ là ma trận cơ sở của hệ (4). Ở thời điểm $t = t_k$ thì (6) chuyển thành (5). Lúc này, $\Phi(t_k, t_k) = E$ (ma trận đơn vị). Véc tơ $y(t)$ thỏa mãn

phương trình vi phân:

$$\dot{y}(t) = S\Phi(t_k, t)B(t)u(t) = F(t)u(t) \quad (7)$$

Ở đây, $F(t) = S\Phi(t_k, t)B(t)$. Phương trình (7) nhận

được khi xem xét trong hệ (4) và $\Phi(t_k, t)$ thỏa mãn

phương trình: $\dot{\Phi}_t = -\Phi(t_k, t)A(t)$. Từ (7) ta thấy, để

đạt được trạng thái cuối $y(t_k)$ cần thực hiện điều khiển đối với véc tơ $y(t)$ và các dự báo trạng thái của véc tơ này. Điều kiện cần để tối ưu là hàm ẩn có dạng $\frac{dH}{du} = 0$

với H là hàm Hamington. Từ (3) và (7) ta có:

$$H(\Psi, u, t) = \frac{1}{2} u^T u + \Psi^T F(t) u \quad (8)$$

Với Ψ là véc tơ liên hệ thỏa mãn phương trình:

$$\dot{\Psi} = -\left(\frac{dH}{du}\right)^T$$

Từ việc thỏa mãn điều kiện cần (8), bài toán tối ưu chuyển thành bài toán giải trong hệ phương trình vi

$$\text{phân sau: } \begin{cases} \dot{y} = F(t)u \\ \dot{\Psi} = 0 \\ u = -F^T(t)\Psi \end{cases} \quad (9)$$

Với $y(t_0) = y_0$; $y(t_k) = y_k$. Điều kiện đầu và điều kiện biên của véc tơ $y(t)$ là xác định, còn của véc tơ Ψ là tự do. Như vậy, $\Psi(t) = \Psi_0 = \text{const}$. Để xác định Ψ_0 ta thay phương trình thứ 3 của (9) vào phương trình đầu và tích phân trong khoảng (t_0, t_k) , ta được:

$$y(t) = y(t_0) - \left[\int_{t_0}^t F(\tau) F^T(\tau) d\tau \right] \Psi_0$$

$$\Psi_0 = \frac{[y(t_0) - y(t_k)]}{M(t_k, t_0)} \quad (10)$$

Với $M(t_k, t_0) = \int_{t_0}^{t_k} F(\tau) F^T(\tau) d\tau$, thay (10) vào

phương trình thứ 3 của (9) ta có véc tơ điều khiển:

$$u = F^T(t) \frac{[y(t_k) - y(t_0)]}{M(t_k, t_0)} \quad (11)$$

Đây chính là véc tơ điều khiển tối ưu u cần tìm. Điều khiển này tác động lên hệ thống và chuyển hệ thống từ trạng thái đầu đã biết $y(t_0)$ đến trạng thái cuối cần thiết $y(t_k)$ khi tối thiểu giá trị hàm chỉ tiêu (3). Thời điểm t_0 có thể chọn là thời điểm t bất kỳ tương ứng với trạng thái $y(t)$ đã biết. Luật điều khiển (11) có thể diễn giải như việc điều khiển với phản hồi ngược theo trạng thái dự báo cuối. Việc chuyển trạng thái từ t_0 sang t thông qua điều khiển:

$$u(y(t)) = F^T(t) \frac{[y(t_k) - y(t)]}{M(t_k, t)} \quad (12)$$

Từ (12) ta thấy tham số điều khiển hiện thời tương ứng với hiệu giữa trạng thái cuối yêu cầu và giá trị dự báo của nó ở thời điểm hiện tại. Ta triển khai cụ thể M :

$$M(t_k, t) = \int_t^{t_k} S\Phi(t_k, \tau) B(\tau) B^T(\tau) \Phi^T(t_k, \tau) S^T d\tau$$

Tiếp theo, ta đưa ra giải pháp tạo luật điều khiển tối ưu cho tên lửa khi định trước điều kiện tại điểm gặp. Từ (1), (2) thay vào hệ thống (4) và tính đến điều kiện (5) ta có:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; B = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}; S = (1, 0)$$

Ma trận cơ sở của hệ thống (1) có dạng:

$$\Phi(t_k, t) = \begin{pmatrix} 1 & t_k - t \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Từ (7) ta suy ra:

$$F(t) = (1, 0) \begin{pmatrix} 1 & t_k - t \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} = t_k - t = t_*$$

Với t_* là thời gian còn lại tên lửa bay tới điểm gặp mục tiêu. Như vậy:

$$M(t_k, t) = \int_t^{t_k} (t_k - \tau)^2 d\tau = \frac{1}{3} t_*^3$$

Từ (2) ta có: $y(t_k) = x_1(t_k) = x_u(t_k)$

Từ (6) ta có:

$$y(t) = S\Phi(t_k, t)x(t) = (1, 0) \begin{pmatrix} 1 & t_k - t \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}$$

$$y(t) = x_1 + x_2 t_*$$

Từ (12) ta thấy, điều khiển tối ưu cuối cùng có dạng:

$$u(t) = \frac{3}{t_*^2} [x_u(t_k) - \{x_1 + x_2 t_*\}]$$

$$u(t) = \frac{3}{t_*^2} [r_u(t_k) - r_p - V_p t_*] \quad (13)$$

Như vậy, điều khiển u cần thông tin về r_p (đơn vị: m), V_p (véc tơ vận tốc tên lửa - đơn vị: m/s) có thể nhận được từ thiết bị đo dưới đài điều khiển. Khi xét điều khiển trong không gian 3 chiều thì r_p , V_p là các véc tơ không gian. Các tham số chuyển động của mục tiêu có thể được đo hoặc đánh giá bằng các thuật toán lọc, ngoại suy hiện đại. Vấn đề chính ở đây là khả năng nhận được thông tin về véc tơ $r_u(t_k)$, là vị trí dự báo của mục

tiêu tại thời điểm t_k . Thông tin này cần được xác định ở thời điểm t bất kỳ có tính đến các giả thuyết khác nhau về chuyển động của mục tiêu. Thông thường, người ta sử dụng 2 giả thuyết: i) mục tiêu chuyển động thẳng đều trong khoảng (t, t_k) , tức là $r_u(t_k | t) = r_u(t) + V_u(t).t_*$; ii) mục tiêu chuyển động nhanh dần đều hoặc chậm dần đều trong khoảng (t, t_k) , có $r_u(t_k | t) = r_u(t) + V_u(t).t_* + \frac{1}{2} W_u.t_*^2$. Thay 2 giá trị này vào (13) ta có:

$$u_{p1} = \frac{3}{t_*^2} [r_u(t) - r_p(t) + \{V_u(t) - V_p(t)\} t_*] \quad (14)$$

$$u_{p2} = \frac{3}{t_*^2} [r_u(t) - r_p(t) + \{V_u(t) - V_p(t)\} t_* + \frac{1}{2} W_u t_*^2] \quad (15)$$

Việc sử dụng luật điều khiển nào tùy thuộc vào giả thiết về chuyển động mục tiêu. Như vậy, về lý thuyết bài toán xây dựng luật dẫn theo PPD 2 điểm cho tên lửa điều khiển từ xa đã có lời giải. Từ phương trình luật

điều khiển ta thấy, với các véc tơ $r_u(t)$, $r_p(t)$ đo được, $V_u(t)$ và $V_p(t)$ có thể đo hoặc đánh giá, giá trị t_* có thể đánh giá thông qua các tham số khác. Như vậy, có thể hiện thực hóa luật dẫn 2 điểm cho các tổ hợp tên lửa điều khiển từ xa. Trong phần tiếp theo, ta xem xét một phương pháp cụ thể để hiện thực hóa luật dẫn đã được tổng hợp ở trên.

Tổng hợp luật dẫn 2 điểm cho tên lửa điều khiển từ xa trên cơ sở vi phân động hình học

Để có đầy đủ thông tin điều khiển, ta đi tìm giá trị t_* . Đây là đại lượng không đo được và chỉ có thể ước lượng bằng một số phương pháp. Độ chính xác của các ước lượng này ảnh hưởng tới chất lượng của quá trình điều khiển. Dưới đây, chúng tôi sẽ trình bày một trong các phương pháp đó.

Nhận thấy, giá trị

$$h = r_u(t) - r_p(t) + \{V_u(t) - V_p(t)\}t_* \quad (16)$$

tồn tại trong cả 2 phương trình điều khiển $u(t)$. Viết dưới dạng khác là $h = r(t) + V_{omh}(t)t_*$. Với V_{omh} là véc tơ vận tốc tương đối giữa tên lửa và mục tiêu. Nhân vô hướng 2 vế của phương trình này với véc tơ vận tốc tương đối ta có:

$$(h \cdot V_{omh}) = 0 = V_{omh} \cdot r + V_{omh}^2 t_*$$

$$\text{Suy ra: } t_* = -\frac{(V_{omh} \cdot r)}{V_{omh}^2} = -\frac{r \dot{r}}{V_{omh}^2} = \frac{r |\dot{r}|}{V_{omh}^2}$$

Ở đây, $\dot{r}$ là hình chiếu của véc tơ vận tốc tương đối V_{omh} lên đường ngắm TL - MT và $\dot{r} < 0$. Với điều kiện $h \leq r$ ta có thể giả sử $|V_{omh}| \cong |\dot{r}|$, khi đó:

$$t_* = \frac{r}{|\dot{r}|} \quad (17)$$

Mặt khác, từ quan hệ động hình học ta có:

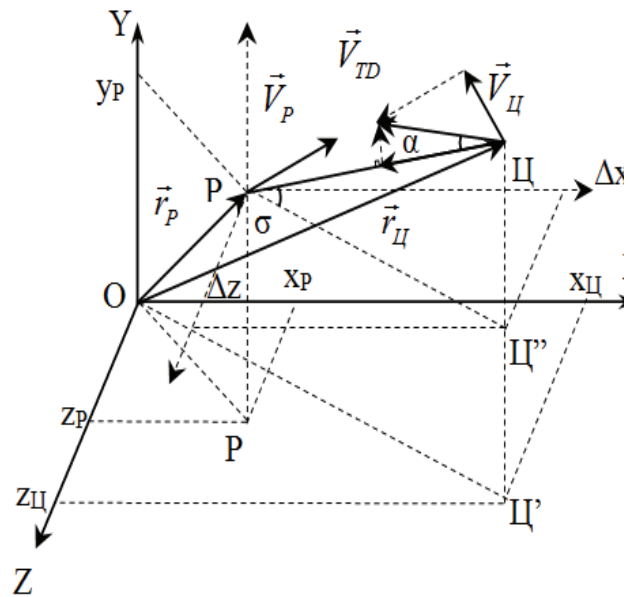
$$h = \frac{r^2}{|\dot{r}|} \omega \quad (18)$$

với ω là tốc độ quay đường ngắm TL - MT. Lần lượt thay (17), (18) vào (14), (15) khi có tính đến (16) ta có:

$$u_{p1} = 3|\dot{r}|\omega = 3V_{TC}\omega \quad (19)$$

$$u_{p2} = 3(|\dot{r}|\omega + \frac{1}{2}W_u) = 3(V_{TC}\omega + \frac{1}{2}W_u) \quad (20)$$

Tới đây, ta thấy nghiệm của bài toán điều khiển tối ưu đã tổng hợp ở trên được đơn giản hóa và trở thành biểu thức luật điều khiển tiếp cận tỷ lệ quen thuộc với (19) là luật dẫn PN, (20) là luật dẫn APN. Để ứng dụng luật dẫn này cho tên lửa điều khiển từ xa, cần tìm phương trình mô tả tốc độ góc quay đường ngắm TL - MT dưới dạng biểu thức đại số liên hệ với các đại lượng mà đài điều khiển từ xa có thể đo được (từ đây sử dụng ký hiệu véc tơ để phân biệt các giá trị đại số và véc tơ). Trong trường hợp tổng quát, tương quan động hình học giữa đài điều khiển, TL - MT được biểu diễn trên hệ tọa độ địa lý địa phương như hình 1 (với V_{II} là véc tơ vận tốc mục tiêu (m/s); r_{II} là véc tơ cự ly mục tiêu (m)).



Hình 1: biểu diễn động hình học mối liên hệ giữa đài điều khiển - TL - MT

Trong đó, xét tương quan động hình học ta có mối liên hệ sau:

$$\vec{r}_{PII} = \vec{r}_{II} - \vec{r}_P \quad (21)$$

Vi phân 2 vế của phương trình (21):

$$\dot{\vec{r}}_{PII} = \dot{\vec{r}}_{II} - \dot{\vec{r}}_P \quad (22)$$

Đặt $\vec{r}_{PII} = r_0 \cdot \vec{r}_{PII}$, với $\vec{r}_0$ là véc tơ đơn vị có hướng trùng với $\vec{r}_{PII}$, có độ lớn bằng 1; $r_{PII} = |\vec{r}_{PII}|$ là độ dài véc tơ đường nối TL - MT, ta có:

$$\begin{aligned}\vec{r}_{PII} &= \vec{r}_0 \cdot \dot{r}_{PII} + \vec{r}_0 \cdot r_{PII} \\ \vec{r}_{PII} &= \frac{d\vec{r}_{PII}}{dt} + \vec{\omega} \times \vec{r}_{PII}\end{aligned}\quad (23)$$

Từ (22) và (23):

$$\begin{aligned}\frac{d\vec{r}_{PII}}{dt} + \vec{\omega} \times \vec{r}_{PII} &= \vec{V}_{PII} - \vec{V}_P \\ \vec{\omega} \times \vec{r}_{PII} &= \vec{V}_{omh} - \vec{V}_{\parallel} = \vec{V}_{\perp}\end{aligned}\quad (24)$$

Với $\vec{V}_{\parallel}$ và $\vec{V}_{\perp}$ là véc tơ hình chiếu của $\vec{V}_{TD}$ lên đường ngắm PII và mặt phẳng vuông góc với PII (PII là đường ngắm TL - MT). Gọi α là góc giữa $\vec{V}_{omh}$ và PII, ta có:

$$V_{\perp} = V_{omh} \cdot \sin \alpha \quad (25)$$

Từ (24) và (25) suy ra:

$$\omega = \frac{V_{omh} \cdot \sin \alpha}{r_{PII}} \quad (26)$$

Do ta đang xét tốc độ góc quay của véc tơ TL - MT, nên có thể làm trùng gốc tọa độ của hệ tọa độ $OX_g Y_g Z_g$ (hệ tọa độ địa lý địa phương) với trọng tâm của tên lửa, như đã được chỉ ra trên hình 1. Khi đó, véc tơ của tốc độ góc $\vec{\omega}$ đặc trưng cho sự quay của véc tơ $\vec{r}_{PII}$ sẽ vuông góc với mặt phẳng chứa các véc tơ $\vec{r}_{PII}$ và $\vec{V}_{omh}$. Hình chiếu của véc tơ tốc độ góc $\vec{\omega}$ lên các trục tương ứng của hệ tọa độ $OX_g Y_g Z_g$ là:

$$\omega_x = \omega \cdot \cos \chi; \quad \omega_y = \omega \cdot \cos \eta; \quad \omega_z = \omega \cdot \cos \xi \quad (27)$$

Ở đây, ω là độ lớn (modun) của véc tơ $\vec{\omega}$, χ , η , ξ là các góc giữa véc tơ $\vec{\omega}$ và các trục tương ứng của hệ tọa độ $OX_g Y_g Z_g$. Ta sẽ tìm các cosin hướng của véc tơ $\vec{\omega}$ (các cosin của các góc χ , η và ξ). Với mục đích này, ta sẽ tính tới một thực tế là véc tơ $\vec{\omega}$ đồng phương với véc tơ $\vec{\Omega} = \vec{r}_{PII} \cdot \vec{V}_{omh}$

Véc tơ $\vec{\Omega}$ từ đại số véc tơ, có thể xác định như sau:

$$\vec{\Omega} = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \Delta x & \Delta y & \Delta z \\ V_x & V_y & V_z \end{vmatrix} \quad (29)$$

Với $\vec{i}$, $\vec{j}$, $\vec{k}$ là các véc tơ đơn vị của hệ tọa độ $OX_g Y_g Z_g$; ω_x , ω_y , ω_z là các thành phần của véc tơ $\vec{r}_{PII}$

trong hệ tọa độ $OX_g Y_g Z_g$; V_x , V_y , V_z là các thành phần của véc tơ $\vec{V}_{omh}$ trong hệ tọa độ $OX_g Y_g Z_g$. Tính giá trị của định thức (29), ta sẽ nhận được:

$$\begin{aligned}\vec{\Omega} &= (\Delta y V_z - \Delta z V_y) \vec{i} + (\Delta z V_x - \Delta x V_z) \vec{j} + (\Delta x V_y - \Delta y V_x) \vec{k} \\ \vec{\Omega} &= \Omega_x \vec{i} + \Omega_y \vec{j} + \Omega_z \vec{k}\end{aligned}\quad (30)$$

Trong công thức (30), Ω_x , Ω_y , Ω_z chính là các hình chiếu của véc tơ $\vec{\Omega}$ lên các trục tương ứng của hệ tọa độ $OX_g Y_g Z_g$. Chiều dài của véc tơ $\vec{\Omega}$ có tính tới các tính chất của tích véc tơ (23) bằng:

$$|\vec{\Omega}| = r_{PII} V_{omh} \sin \alpha \quad (31)$$

Khi đó, các cosin định hướng tương ứng của véc tơ $\vec{\Omega}$, của cả véc tơ $\vec{\omega}$, sẽ bằng:

$$\begin{aligned}\cos \chi &= \frac{\Omega_x}{|\vec{\Omega}|} = \frac{\Delta y V_z - \Delta z V_y}{r_{PII} V_{omh} \sin \alpha} \\ \cos \eta &= \frac{\Omega_y}{|\vec{\Omega}|} = \frac{\Delta z V_x - \Delta x V_z}{r_{PII} V_{omh} \sin \alpha} \\ \cos \xi &= \frac{\Omega_z}{|\vec{\Omega}|} = \frac{\Delta x V_y - \Delta y V_x}{r_{PII} V_{omh} \sin \alpha}\end{aligned}\quad (32)$$

Khi đó các thành phần của véc tơ $\vec{\omega}$ ta sẽ tìm như tích của chiều dài (26) của véc tơ $\vec{\omega}$ với các cosin định hướng của nó (32):

$$\begin{aligned}\omega_x &= \frac{\Delta y V_z - \Delta z V_y}{r_{PII}^2} \\ \omega_y &= \frac{\Delta z V_x - \Delta x V_z}{r_{PII}^2} \\ \omega_z &= \frac{\Delta x V_y - \Delta y V_x}{r_{PII}^2}\end{aligned}\quad (33)$$

Như vậy, ta tìm được véc tơ tốc độ quay đường ngắm $\vec{\omega}$. Thay giá trị này vào (19), (20) ta có các luật

điều khiển tối ưu tương ứng. Lưu ý rằng, ω_x , ω_y , ω_z là

các thành phần của hình chiếu véc tơ tốc độ quay đường ngắm TL - MT lên hệ tọa độ đo đặt dưới đài điều khiển. Để lập lệnh điều khiển tên lửa ta cần thực hiện thuật toán chuyển tọa độ véc tơ tốc độ quay đường ngắm từ $OX_g Y_g Z_g$ lên $OX_k Y_k Z_k$ (hệ tọa độ liên kết trên tên lửa). Muốn thực hiện được phép chuyển này, ta cần

biết các góc Euler $\mathcal{Q}, \psi, \gamma$ mô tả tư thế của tên lửa trong không gian. Việc đo các góc $\mathcal{Q}, \psi, \gamma$ đã có khối

con quay 3 bậc tự do trong hệ Autopilot trên tên lửa, thông tin về các góc Euler sẽ truyền theo đường truyền vô tuyến liên hệ giữ đài điều khiển và tên lửa [7, 9].

Dưới đây, bài báo sẽ trình bày một thuật toán biến đổi tọa độ khác, thông tin đầu vào của thuật toán không cần lấy trực tiếp từ tên lửa mà hoàn toàn lấy từ đài điều khiển trên cơ sở các thuật toán đo - đánh giá hiện đại. Đây là đặc điểm rất quan trọng, đặc biệt là khi ứng dụng cải tiến các thể hệ khí tài cũ thông thường không can thiệp vào đạn tên lửa, do đó không có điều kiện tổ chức lại đường truyền vô tuyến giữa đài điều khiển và tên lửa. Thuật toán mới được thực hiện thông qua một hệ tọa độ trung gian và tiến hành theo 2 bước (hình 2).

Bước 1: chuyển véc tơ ω từ hệ tọa độ $OX_g Y_g Z_g$ sang hệ tọa độ $OX_v Y_v Z_v$ (hệ tọa độ vận tốc) thành véc tơ ω_v ($OX_g Y_g Z_g \xrightarrow[\phi, \theta]{V} OX_v Y_v Z_v$).

$$V = \begin{bmatrix} \cos \phi \cos \theta & \sin \theta & -\sin \phi \cos \theta \\ -\cos \phi \sin \theta & \cos \theta & \sin \phi \sin \theta \\ \sin \phi & 0 & \cos \phi \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$\cos \theta = \frac{\sqrt{V_{xp}^2 + V_{zp}^2}}{V_p}; \quad \sin \theta = \frac{V_{yp}}{V_p}$$

$$\cos \phi = \frac{V_{xp}}{\sqrt{V_{xp}^2 + V_{zp}^2}}; \quad \sin \phi = \frac{V_{zp}}{\sqrt{V_{xp}^2 + V_{zp}^2}}$$

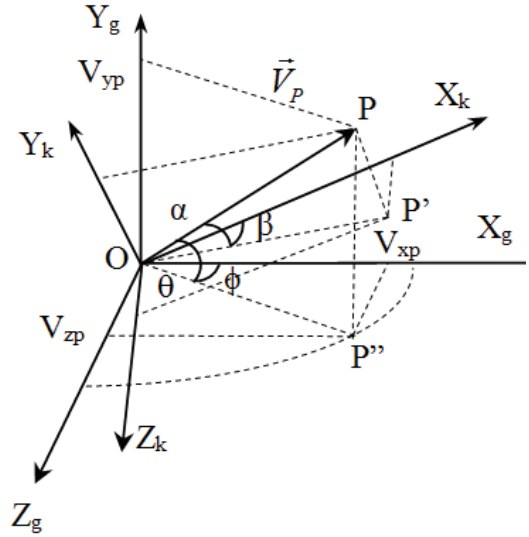
$$\begin{bmatrix} \omega_{xv} \\ \omega_{yv} \\ \omega_{zv} \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} \quad (35)$$

Bước 2: chuyển véc tơ ω_v từ hệ tọa độ $OX_v Y_v Z_v$ sang hệ tọa độ $OX_k Y_k Z_k$ thành véc tơ lệnh ω_k ($OX_v Y_v Z_v \xrightarrow[\alpha, \beta]{B} OX_k Y_k Z_k$).

$$B = \begin{bmatrix} \cos \alpha \cos \beta & \sin \alpha & -\cos \alpha \sin \beta \\ -\sin \alpha \cos \beta & \cos \alpha & \sin \alpha \sin \beta \\ \sin \beta & 0 & \cos \beta \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$\begin{bmatrix} \omega_{xk} \\ \omega_{yk} \\ \omega_{zk} \end{bmatrix} = B \begin{bmatrix} \omega_{xv} \\ \omega_{yv} \\ \omega_{zv} \end{bmatrix} \quad (37)$$

Giá trị các góc α, β được đánh giá bằng thuật toán riêng trên cơ sở mô hình mẫu tên lửa và sẽ được trình bày trong nội dung của một bài báo khác.



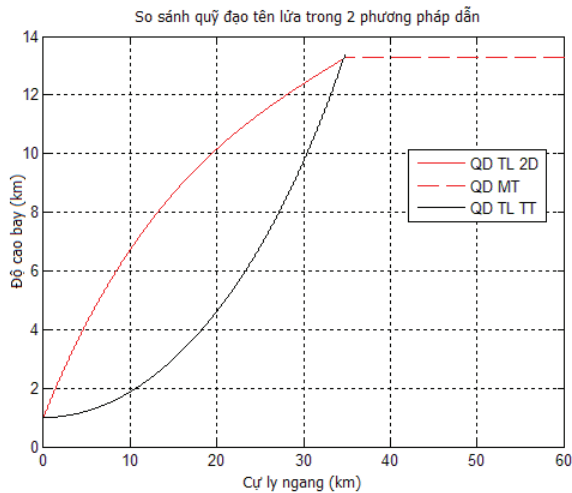
Hình 2: mối liên hệ giữa các hệ tọa độ $OX_g Y_g Z_g, OX_k Y_k Z_k$

Từ (33), (35), (37) ta tính ra giá trị véc tơ tốc độ góc quay đường ngắm TL - MT trong hệ tọa độ liên kết, thay vào (19) và (20) ta có luật điều khiển tên lửa (quá tải yêu cầu cho điều khiển) tương ứng với PPD đã xây dựng.

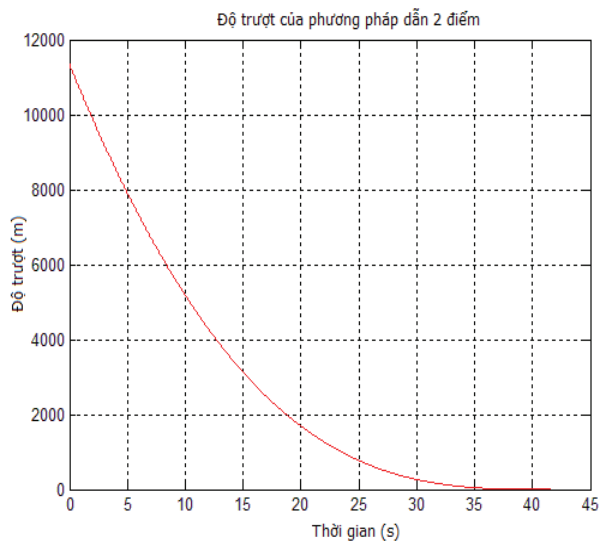
Mô phỏng và đánh giá kết quả

Sử dụng khảo sát bằng mô phỏng và đánh giá hiệu quả của điều khiển từ xa theo PPD 2 điểm đã tổng hợp, ta giả thiết các điều kiện như sau: i) mục tiêu bay thẳng đều, hướng vào đài điều khiển, vận tốc bay là 600 m/s, cự ly ban đầu 60 km, độ cao bay 13 km. Tên lửa phóng từ đài điều khiển với vận tốc 900 m/s; ii) để có thể đánh giá kết quả mô phỏng, ta sử dụng hệ điều khiển từ xa với PPD 3 điểm (T/T) truyền thống và PPD 2 điểm mới tổng hợp trong cùng một điều kiện.

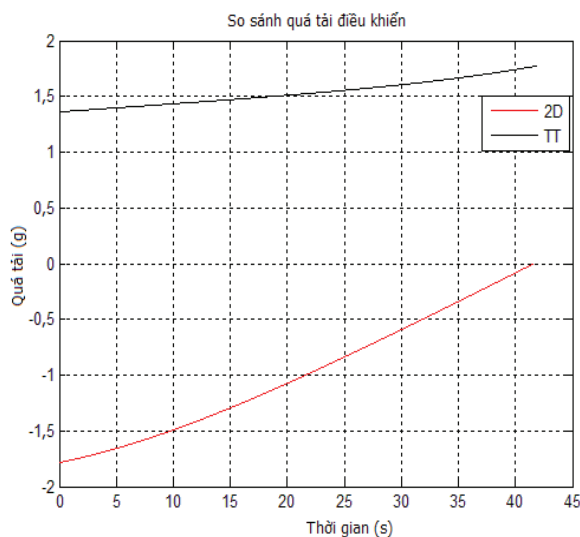
Kết quả khảo sát 2 PPD từ xa được phản ánh trên cùng một đồ thị như thể hiện trên các hình 3 (a, b, c, d).



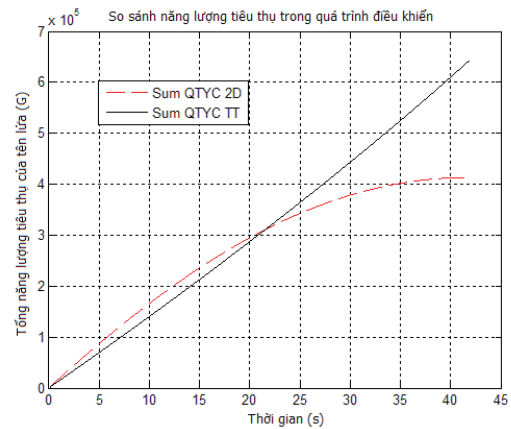
Hình 3a: quỹ đạo động của 2 PPD



Hình 3b: thay đổi độ trượt của PPD 2 điểm



Hình 3c: quá tải yêu cầu cho điều khiển 2 PPD



Hình 3d: yêu cầu về năng lượng điều khiển của 2 PPD

Từ các kết quả mô phỏng trên hình 3, có thể đưa ra nhận xét sau: i) dạng quỹ đạo (hình 3a) của PPD 2 điểm là dạng quỹ đạo cầu vòng cao hơn đường ngắm TL - MT, của PPD T/T là dạng Parabol lõm. Độ cong quỹ đạo PPD T/T lớn hơn nhiều so với PPD 2 điểm; ii) đối với PPD 2 điểm (hình 3b), độ trượt tức thời giảm về giá trị 0 trước thời điểm tên lửa gặp mục tiêu, điều này chứng tỏ độ chính xác và ổn định của PPD; iii) quá tải yêu cầu cho điều khiển (hình 3c) của PPD 2 điểm ban đầu có giá trị lớn hơn PPD T/T nhưng giảm dần về 0, trong khi quá tải đó của PPD T/T không những không giảm, mà còn tăng dần trong suốt quá trình điều khiển; iv) nhu cầu tiêu thụ năng lượng cho điều khiển (hình 3d) của PPD 2 điểm ở giai đoạn đầu lớn hơn PPD T/T do phải tạo quá tải điều khiển lớn để khử độ trượt. Tuy nhiên, nhu cầu tiêu thụ năng lượng PPD 2 điểm giảm dần và nhỏ hơn rõ rệt so với PPD T/T ở giai đoạn cuối; v) tổng hợp cả 4 nhận xét trên ta thấy: PPD 2 điểm đã tổng hợp được cho điều khiển từ xa có quỹ đạo gần với quỹ đạo đạn đạo, cho phép tối ưu hóa về năng lượng điều khiển, kế thừa được các ưu điểm của PPD 2 điểm dành cho tự dẫn như năng lượng tiêu hao ít, độ trượt tại điểm gặp nhỏ, khắc phục được các nhược điểm của các PPD từ xa truyền thống như T/T.

Kết luận

- Bằng cách đặt vấn đề coi luật dẫn là hàm không gian trạng thái và chọn hàm chỉ tiêu chất lượng (3) ta thấy, nếu coi véc tơ điều khiển $u(t)$ là tỷ lệ với quá tải điều khiển thì hàm chỉ tiêu chất lượng đặc trưng cho năng lượng cần thiết trong toàn bộ quá trình điều khiển. Do đó, quỹ đạo mà các luật điều khiển (19), (20)

thực hiện sẽ là tối ưu về mặt năng lượng khi hàm chi tiêu tối ưu.

- Công thức (33) cho thấy trong luật điều khiển mới không chỉ có các tham số về vị trí của tên lửa (như trong các PPD T/T, PIC), mà còn có các tương quan TL - MT như việc bổ sung véc tơ vận tốc tương đối giữa chúng (bản chất là vi sai động hình học các tham số vị trí của chúng). Như vậy, nguyên tắc điều khiển tên lửa từ xa khi sử dụng PPD 2 điểm là ngoài thông tin về vị trí, cần có bổ sung thông tin của véc tơ vận tốc tương đối giữa TL - MT, mà véc tơ này phụ thuộc vào vị trí tức thời của tên lửa và mục tiêu [1].

- Việc điều khiển từ xa tên lửa theo PPD 2 điểm đã tổng hợp có thể thực tế hóa bằng cách giải bài toán điều khiển tối ưu tên lửa đến mục tiêu. Khi đó đồng thời ta có được điều khiển động học tối ưu và quy luật tạo gia tốc pháp tuyến tối ưu cho đối tượng điều khiển.

Kết quả của bài báo có thể sử dụng trong quá trình cải tiến đối với các đài điều khiển TLPK thế hệ cũ cũng

như trong quá trình thiết kế các tổ hợp TLPK thế hệ mới trên cơ sở công nghệ và máy tính số.

Tài liệu tham khảo

- [1] Thuyết minh kỹ thuật, *Cơ sở xây dựng tổ hợp TLPK C125-2TM*.
- [2] Yanushevsky R, Boord W (2005), "New approach to guidance law design", *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, **28(1)**, pp.162-166.
- [3] Zarchan P (1997), "Tactical and strategic missile guidance", *Progress in Astronautics and Aeronautics*, 176, American Institute of Astronautics and Aeronautics, Inc., Washington DC.
- [4] Кун А.А., Лукьянов В.Ф., Шабан С.А (2001), *Основы построения систем управления ракетами Т1, Т2, Т3*, Издание Академия, Минск.
- [5] Lê Anh Dũng, Nguyễn Hữu Độ, Huỳnh Lương Nghĩa (1998), *Lý thuyết bay và hệ thống điều khiển tên lửa phòng không*, **tập 1, 2, 3**, Học viện Kỹ thuật quân sự, Hà Nội.
- [6] Демидов В.П., Кутыев Н.Ш (1989), *Управление зенитными ракетами*, Военное Издательство, Москва.
- [7] Голубев И.С., Светлов В.Г (2001), *Проектирование зенитных управляемых ракет*, Издательство МАИ, Москва.
- [8] Phạm Trung Dũng, Vũ Xuân Đức (2012), *Cơ sở điều khiển tối ưu trong các hệ thống kỹ thuật*, Nhà xuất bản Quân đội nhân dân.
- [9] Vũ Hòa Tiến (2013), *Động học các hệ thống điều khiển TBB*, Học viện Kỹ thuật quân sự, Hà Nội.

Một giải pháp bảo mật cho giao thức Modbus TCP phòng chống tấn công vào hệ thống SCADA sử dụng giao thức này

Nguyễn Văn Xuân^{1*}, Hoàng Đức Trọng¹, Vũ Thanh Hải², Nguyễn Tăng Cường¹

¹Học viện Kỹ thuật Quân sự

²Trường Đại học Điện lực

Ngày nhận bài 15.9.2015, ngày chuyển phản biện 18.9.2015, ngày nhận phản biện 19.10.2015, ngày chấp nhận đăng 27.10.2015

Giao thức Modbus được sử dụng rộng rãi trong các hệ thống công nghiệp quan trọng, hệ thống điều khiển giám sát và thu thập dữ liệu (SCADA - Supervisory control and data acquisition). Với nhu cầu phát triển, mở rộng ngày càng tăng của mạng công nghiệp, Modbus cũng được kết nối với Internet sử dụng giao thức TCP/IP (Transmission control protocol/Internet protocol) hoặc các giao thức truyền tải dữ liệu khác. Sử dụng cơ sở hạ tầng Internet tạo ra những lỗ hổng, nguy cơ dễ bị tấn công gây ra những thiệt hại không mong muốn. Trong bài báo trình bày kỹ thuật ứng dụng mật mã khóa đối xứng AES (Advanced encryption standard) bảo mật cho giao thức Modbus TCP/IP. Giải pháp này làm giảm đáng kể các lỗ hổng, tăng cường tính bảo mật, xác thực, toàn vẹn gói tin cho giao thức Modbus TCP/IP, để phòng chống các cuộc tấn công vào hệ thống SCADA sử dụng giao thức này.

Từ khóa: an ninh mạng, bảo mật giao thức Modbus, mã hóa AES, Modbus TCP/IP.

Chỉ số phân loại 2.2

A SECURITY SOLUTION FOR MODBUS TCP PROTOCOL TO PREVENT ATTACKS ON SCADA SYSTEM USING THIS PROTOCOL

Summary

Modbus protocol is widely deployed in critical industrial systems or supervisory control and data acquisition (SCADA) systems. With the increasing demands on industrial networks, the Modbus protocol is also connected over the Internet using TCP/IP protocol or other transmission protocol. Using the Internet infrastructure, the systems are likely vulnerable to risks, which causes unpredictable damages. In this paper, the author propose a solution of symmetric key cipher AES for high-secured Modbus TCP/IP protocol. This approach aims at reducing vulnerabilities, enhancing security, authentication and integrity in Modbus TCP/IP protocol to prevent cyber attacks on SCADA systems using this protocol.

Keywords: AES, cyber security, Modbus TCP/IP, secure modbus protocol.

Classification number 2.2

Đặt vấn đề

Hệ thống SCADA được sử dụng rộng rãi trong công nghiệp tự động hóa, các cơ sở hạ tầng quan trọng như: nhà máy hóa chất, trạm phát điện, mạng lưới truyền tải và phân phối điện, mạng lưới phân phối nước và xử lý chất thải, hệ thống thủy lợi, lò phản ứng tổng hợp hạt nhân... Các hệ thống SCADA có ý nghĩa chiến lược nên nếu xảy ra bất kỳ một lỗi hoặc trục trặc nào thì hậu quả là rất lớn. Một hệ thống SCADA cho phép kết nối liên thông giữa nhiều mạng thông qua nhiều loại giao thức, bao gồm cả giao thức Internet (IP) [1]. Phạm vi kết nối rộng này làm cho hệ thống SCADA có thêm nhiều lỗ hổng, cùng với những lỗ hổng sẵn có của hệ thống SCADA, làm chúng dễ bị tấn công bởi những kẻ có ý đồ xấu.

Trong thiết kế truyền thông các hệ thống SCADA, mối quan tâm chính là hiệu suất, hiệu quả của hệ thống. An ninh trong các hệ thống SCADA ít được quan tâm cho đến khi xuất hiện nhiều sự cố an ninh. Ví dụ tháng 3.2000, thông tin liên lạc giữa các trạm bơm trong dịch vụ nước Maroochy ở Úc đã bị mất, các trạm bơm không hoạt động được, là do hệ thống đã bị tấn công và

*Tác giả liên hệ: Email: nguyenvanxuanirf@yahoo.com

gây ra sự cố này [2]. Vào tháng 8.2003, một con sâu máy tính đã vượt qua tường lửa (firewall), xâm nhập vào hệ thống điều khiển SCADA tại các nhà máy điện hạt nhân DavisBesse ở Ohio [3]. Xu hướng này lên đến đỉnh điểm với Stuxnet [4] tấn công vào hệ thống SCADA được phát hiện vào tháng 7.2010. Đây là một phần mềm độc hại, tấn công tinh vi vào các loại PLC (Programmable logic controller), sửa đổi và kiểm soát chúng, gây ra những bất thường trong hệ thống.

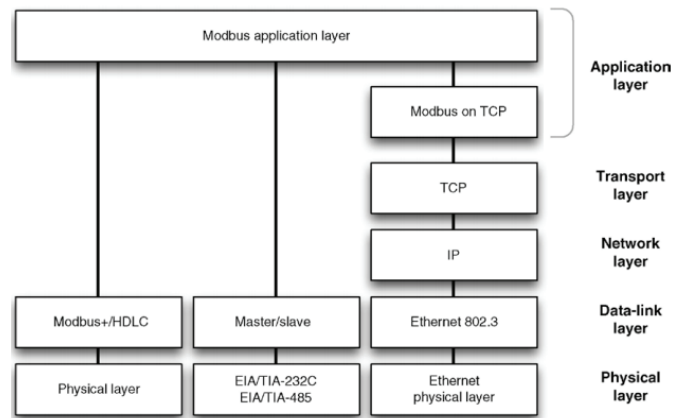
Hệ thống SCADA ban đầu được xây dựng trên giả thiết là tất cả các thành phần hoạt động trong mạng là hợp pháp. Các hệ thống hầu như không có các biện pháp bảo vệ để chống lại các cuộc tấn công có chủ đích. Các thành phần trong mạng không có xác thực danh tính, xác thực truy nhập, cũng không thể xác minh được nội dung của thông điệp có hợp lệ hay không hợp lệ nên tất cả các dữ liệu được truyền qua mạng đều là bản rõ, không có bất kỳ mã hóa nào. Giao thức Modbus, Modbus TCP cũng nằm trong số đó, hơn nữa theo xu hướng công nghệ hiện nay thì Modbus TCP đang được sử dụng rộng rãi trong các hệ thống SCADA để giao tiếp giữa các thành phần trong mạng. Từ những lý do nêu trên, việc nghiên cứu ứng dụng tiêu chuẩn mã hóa tiên tiến AES để bảo mật cho giao thức Modbus TCP, nhằm ngăn chặn các cuộc tấn công có chủ đích vào hệ thống SCADA sử dụng giao thức này là rất cần thiết.

Nội dung chính

Giao thức Modbus

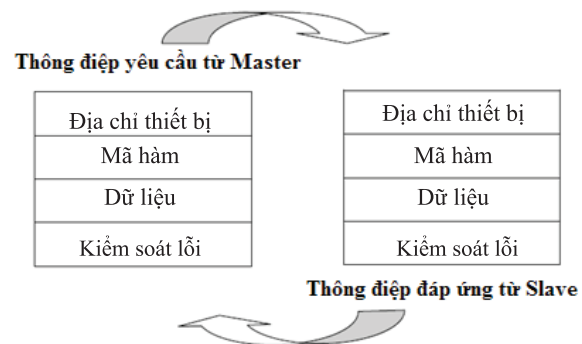
Modbus [5] được thiết kế vào năm 1979 bởi hãng Modicon (sau này thuộc Schneider Automation). Hiện nay, Modbus là một trong những giao thức phổ biến nhất được sử dụng trong hệ thống điều khiển công nghiệp. Theo khảo sát hiện tại bởi “American Control Engineering magazine”, 40% số hệ thống điều khiển công nghiệp quan trọng được triển khai bằng giao thức Modbus. Thành công của Modbus là nhờ nó tương đối dễ sử dụng, là một tiêu chuẩn mở, được phân phối miễn phí và được hỗ trợ rộng rãi bởi các thành viên của tổ chức Modbus, vẫn còn hoạt động đến ngày nay.

Theo mô hình OSI (Open systems interconnection) thì Modbus thực chất là một chuẩn giao thức và dịch vụ thuộc lớp ứng dụng, có thể được thực hiện vận chuyển qua TCP/IP hay qua đường truyền RS232/RS485 (hình 1).



Hình 1: giao thức Modbus đối chiếu với mô hình OSI

Cơ chế giao tiếp: giao thức Modbus giao tiếp theo cơ chế yêu cầu/đáp ứng, trong đó chỉ có một thiết bị Master (thiết bị chủ) có thể gửi yêu cầu, còn các thiết bị Slave (thiết bị tớ) đáp ứng bằng dữ liệu trả lời hoặc thực hiện một hành động nhất định theo yêu cầu (hình 2). Kết hợp mã hàm (function code) và dữ liệu, Modbus thực hiện được một loạt các lệnh như: đọc giá trị một thanh ghi; ghi giá trị cho một thanh ghi; đọc giá trị một nhóm các thanh ghi liên tiếp; ghi giá trị cho một nhóm thanh ghi liên tiếp; đọc các trị đầu vào; ghi các giá trị đầu ra.



Hình 2: cơ chế giao tiếp của giao thức Modbus

Địa chỉ của các trạm trong mạng Modbus từ 0-247, trong đó địa chỉ 0 là địa chỉ gửi quảng bá.

Cấu trúc một thông điệp Modbus: Modbus có 2 chế độ truyền là RTU và ASCII. Trong chế độ truyền RTU (Modbus RTU, hình 3) mỗi byte trong thông điệp được truyền đi là 8 bit nhị phân, khởi đầu và kết thúc bức điện là khoảng nghỉ ít nhất 4 chu kỳ ký tự. Chế độ truyền ASCII (Modbus ASCII, hình 4) mỗi byte trong thông điệp được truyền đi bởi 2 ký tự ASCII là 2 ký tự số hexa biểu diễn byte đó, ký tự khởi đầu là ‘:’, 2 ký tự kết thúc là CR và LF. Mỗi thông điệp đều được định dạng đơn giản gồm phần khởi đầu, kết thúc, địa chỉ,

mã hàm, dữ liệu, mã kiểm lỗi để kiểm tra thông điệp có bị lỗi truyền không.

Khởi đầu	Địa chỉ	Mã hàm	Dữ liệu	Mã CRC (Cyclic redundancy Check)	Kết thúc
(----	8 bit	8 bit	nx8 bit	16 bit	(----

Hình 3: cấu trúc bức điện Modbus RTU

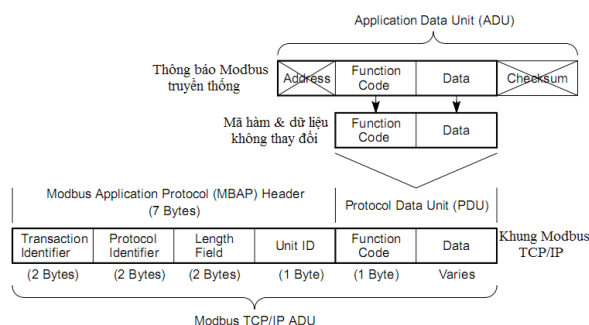
Khởi đầu	Địa chỉ	Mã hàm	Dữ liệu	Mã LRC (Longitudinal redundancy check)	Kết thúc
1 ký tự	2 ký tự	2 ký tự	n ký tự	2 ký tự	2 ký tự CR+LF

Hình 4: cấu trúc bức điện Modbus ASCII

Modbus TCP/IP: Modbus TCP/IP (Modbus TCP) [6] chỉ đơn giản là giao thức Modbus RTU sử dụng giao diện TCP để truyền tải trên nền Ethernet. Tức họ giao thức TCP/IP được dùng để truyền chính xác các thông điệp của giao thức Modbus. Modbus TCP nhúng một thông điệp (khung dữ liệu) Modbus chuẩn vào phần dữ liệu của gói TCP mà không có sự kiểm tra, xác thực giao thức Modbus (hình 5). Phần kiểm lỗi (checksum) của Modbus không được sử dụng, thay vào đó sử dụng kiểm lỗi của TCP/IP để bảo toàn dữ liệu. Mã hàm và dữ liệu của Modbus được chuyển thành phần dữ liệu của TCP, không có bất kỳ thay đổi nào và bổ sung thêm 7 byte ở phía trước chia thành 4 trường sau:

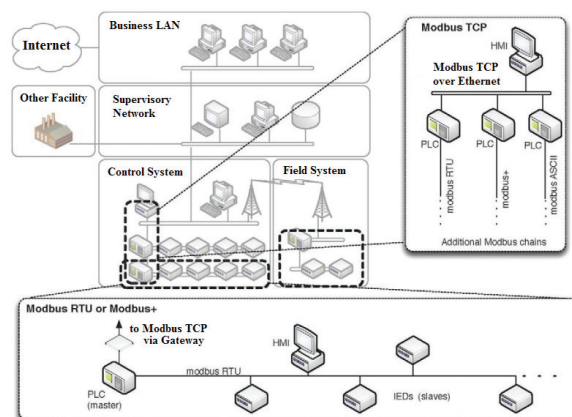
- Transaction Identifier (2 bytes): được sử dụng để phân biệt các thông điệp khi có nhiều thông điệp khác nhau truyền đi từ một kết nối TCP.
- Protocol Identifier (2 bytes): trường này luôn đặt bằng 0 với Modbus, các giá trị khác mở rộng cho tương lai.
- Length (2 bytes): cho biết độ dài của các trường còn lại gồm Unit ID, Function code, Data.
- Unit ID (1 byte): có giá trị từ 0-255, sử dụng để nhận dạng các thiết bị trong mạng Modbus TCP có ý nghĩa như trường địa chỉ (address) trong Modbus chuẩn.

Dữ liệu của Modbus TCP sau khi được tạo ra ở hình 5 được giao thức TCP gửi và nhận qua cổng 502 dành riêng cho Modbus.



Hình 5: tạo một thông điệp Modbus TCP

Ứng dụng Modbus trong mạng công nghiệp: Modbus thường được triển khai giao tiếp giữa PLC và HMI (Human machine interface), hoặc giữa PLC chủ và các thiết bị tớ như PLCs, HMIs, Drivers, Sensors, I/O devices... hỗ trợ tối đa 247 thiết bị trong một bus (hình 6). Một triển khai phổ biến khác sử dụng Modbus TCP/IP là trong vùng DMZ SCADA (Demilitarized Zone SCADA - vùng cho truy cập từ bên ngoài), hoặc trong mạng LAN (Local area network) giám sát có HMI chủ có khả năng quản lý tập trung một số PLC chủ, mỗi PLC chủ trong số đó có thể kết nối trên bus của nó các thiết bị khác, để thực hiện một vòng quét (hình 6).



Hình 6: Modbus sử dụng trong mạng công nghiệp

Những lo ngại về an ninh: i) thiếu xác thực: Modbus, Modbus TCP chỉ yêu cầu sử dụng đúng địa chỉ, mã hàm và dữ liệu liên quan, chúng không thể xác minh được một thông điệp có hợp lệ hay không hợp lệ nên rất dễ bị tấn công giả mạo thông điệp, sửa đổi thông điệp...; ii) các thông điệp không được mã hóa: địa chỉ và mã hàm trong thông điệp được truyền đi ở dạng tường minh do đó có thể dễ dàng giả mạo, bắt giữ, sửa đổi hoặc gửi lặp lại thông điệp nhiều lần. Có thể chặn bắt thông tin truyền thông đến/đi từ một thiết bị Modbus bất kỳ trong mạng cũng có thể tiết lộ những thông tin quan trọng liên quan đến cấu hình và sử dụng thiết bị; iii) Modbus TCP không có kiểm lỗi (checksum) cho mỗi thông điệp ở tầng ứng dụng nên dễ dàng tạo một lệnh giả mạo, chỉ với mã hàm và dữ liệu checksum sẽ được tự động tạo ra ở tầng vận chuyển TCP; iv) không có cơ chế ngăn chặn gửi thông điệp quảng bá, tất cả các thiết bị trong mạng Modbus đều nhận được một thông điệp phát đi có nghĩa là một thông điệp quảng bá có thể được sử dụng cho tấn công từ chối dịch vụ DoS (Denial of service).

Những mối lo ngại an ninh này sẽ được khắc phục

khi bổ sung thêm bảo mật, chứng thực cho giao thức, mục “Bảo mật cho giao thức Modbus TCP” được trình bày sau đây sẽ giải quyết vấn đề này.

Tiêu chuẩn mã hóa tiên tiến AES

Từ thời cổ đại cho đến nay, mật mã luôn là nền tảng cơ bản của an toàn thông tin [7]. Mật mã AES (Advanced encryption standard, hay tiêu chuẩn mã hóa tiên tiến) là một thuật toán mã hóa khối được Chính phủ Hoa Kỳ áp dụng làm tiêu chuẩn mã hóa. Giống như tiêu chuẩn tiền nhiệm DES (Data encryption standard), AES được áp dụng rộng rãi trên toàn thế giới. AES và DES đều là thuật toán mã hóa khóa đối xứng (mã hóa, giải mã cùng một khóa), DES với khóa 56 bit, AES với khóa 128 bit, tuy nhiên DES và biến thể của nó như 3DES (mã hóa DES 3 lần) hiện nay có độ an toàn không cao do khóa ngắn dễ bị tấn công vét cạn, nên AES đang dần thay thế cho DES và 3DES.

Nền tảng cơ bản của các thuật toán mã hóa khóa đối xứng hiện đại nói chung, mã hóa DES, AES nói riêng sử dụng phép biến đổi thay thế S-Box và phép hoán vị P, 2 phép toán này được lặp đi lặp lại nhiều lần. DES lặp lại trong 16 vòng, AES 128, 192, 256 bit lần lượt lặp lại trong 10, 12, 14 vòng. Kết hợp 2 phép biến đổi thay thế S-Box và phép hoán vị P tạo ra 2 tính chất quan trọng của mã hóa là tính khuếch tán (diffusion) và tính gây lẫn (confusion):

- Tính khuếch tán: một bit của bản rõ tác động đến tất cả các bit của bản mã, hay nói cách khác, 1 bit của bản mã chịu tác động của tất cả các bit trong bản rõ. Tính chất này làm giảm tối đa mối liên quan giữa bản rõ và bản mã, ngăn chặn việc suy ra khóa.

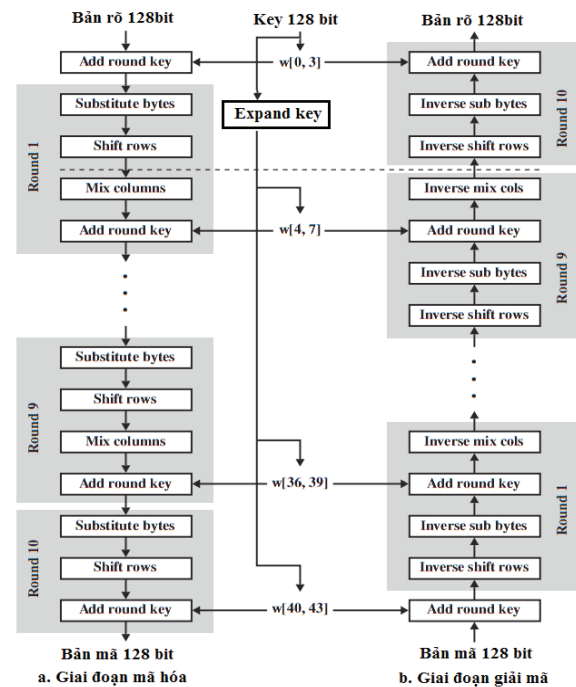
- Tính gây lẫn: làm phức tạp hóa mối liên quan giữa bản rõ, bản mã và khóa. Do đó cũng ngăn chặn việc suy ra khóa khi có bản mã.

Mã hóa AES [8] sử dụng 4 phép biến đổi chính để mã hóa một khối dữ liệu 128 bit là: Add row key, Substitute bytes, Shift rows, Mix columns. Mỗi phép biến đổi đều nhận tham số đầu vào có kích thước 128 bit và cho ra kết quả cũng có kích thước 128 bit. AES thực hiện 4 phép biến đổi trên trong 10 vòng lặp như bên trái hình 7 là giai đoạn mã hóa, bên phải thực hiện ngược lại là giai đoạn giải mã.

Các phép biến đổi Substitute bytes, Shift rows, Mix columns có phép biến đổi ngược tương ứng là Inverse sub bytes, Inverse shift rows, Inverse mix cols. Riêng phép biến đổi Add row key đơn giản chỉ là phép XOR

nhên phép biến đổi ngược cũng là Add row key. Các phép biến đổi ngược bên phải hình 7 giải mã AES cũng gồm 10 vòng thực hiện theo chiều ngược lại.

Kích thước khóa ban đầu là 128 bit (16 byte). AES dùng hàm mở rộng khóa (Expand key) để mở rộng kích thước khóa thành 44 word 32 bit. 44 word này được chia thành 11 cụm khóa con, mỗi khóa con (128 bit) hay 4 word làm tham số vào cho 11 thao tác Add row key. 128 bit bản rõ và 128 bit khóa con đều được tổ chức thành khối ma trận 4x4 mỗi phần tử là 1 byte được sắp xếp lần lượt theo cột.



Hình 7: quá trình mã hóa/giải mã AES

Phép biến đổi Add row key: khóa con được kết hợp với các khối dữ liệu vào, mỗi khóa con có độ dài giống như dữ liệu vào. Quá trình kết hợp được thực hiện bằng cách XOR từng bit của khóa con với từng bit khối dữ liệu vào.

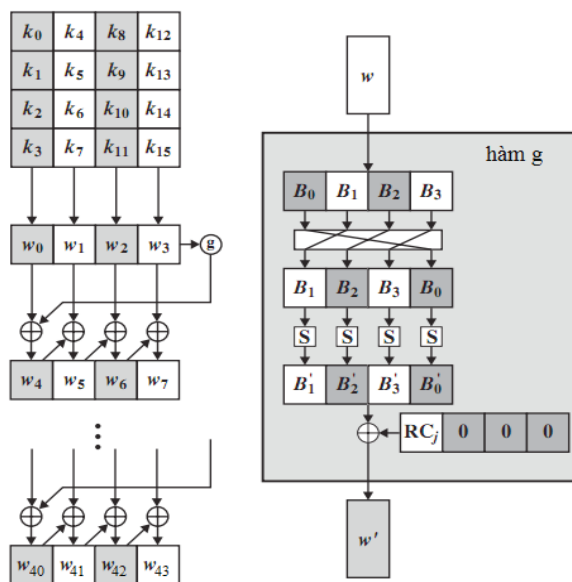
Substitute bytes: các byte của khối đầu vào được thay thế bằng tra trong bảng S-Box có kích thước (16x16) byte. Đây chính là quá trình phi tuyến của thuật toán. Hộp S-box được tạo ra từ một phép biến đổi khả nghịch trong trường hữu hạn GF(2⁸) (The finite field of order 2⁸) có tính chất phi tuyến. Tương tự phép biến đổi nghịch Inverse sub bytes thực hiện tra trong bảng IS-BOX, chi tiết các bảng S-BOX, IS-BOX, trường hữu hạn GF(2⁸) xem tài liệu [8].

Shift rows: các hàng của khối dữ liệu vào được dịch vòng một số bước nhất định. Hàng đầu được giữ

nguyên, mỗi byte của hàng thứ 2 được dịch vòng trái một vị trí. Tương tự, các hàng thứ 3 và 4 được dịch vòng 2 và 3 vị trí. Do vậy, mỗi cột của khối đầu ra của bước này sẽ bao gồm các byte ở đủ 4 cột khối đầu vào. Phép biến đổi ngược Inverse shift rows thực hiện ngược lại, dòng 1 giữ nguyên, các dòng 2, 3 và 4 được dịch vòng phải tương ứng 1 byte, 2 byte và 3 byte.

Mix columns: mỗi cột của khối dữ liệu vào (ma trận 4×4) tương ứng là hệ số của một đa thức $f(x)$ bậc bằng 3 (với hệ số tự do ứng byte đầu tiên của cột). Đa thức này được nhân với đa thức $a(x) = 3x^3 + x^2 + x + 2$, sau đó thực hiện phép chia modulo cho đa thức $n(x) = x^4 + 1$, kết quả phép modulo là đa thức bậc 3 $c(x) = f(x).a(x) \bmod n(x)$, 4 byte hệ số của đa thức $c(x)$ được thay thế tương ứng cho 4 byte trong cột tạo đa thức $f(x)$ của khối dữ liệu. Các phép cộng và nhân trong đa thức được thực hiện trong trường $GF(2^8)$. Phép biến đổi ngược Inverse mix cols, thực hiện tương tự mỗi cột của khối dữ liệu vào được nhân với đa thức $b(x) = 11x^3 + 13x^2 + 9x + 14$, sau đó cũng thực hiện phép chia modulo cho đa thức $n(x) = x^4 + 1$, cuối cùng thu được 4 hệ số của đa thức kết quả, các hệ số này thay thế cho cột tương ứng. Chi tiết chứng minh phép biến đổi Inverse mix cols là phép biến đổi ngược của Mix columns xem tài liệu [8].

Hàm mở rộng khóa (Expand key): 16 byte khóa ký hiệu là: $k_0, k_1, k_2, \dots, k_{15}$ và được sắp xếp lại thành ma trận 4×4 , sau đó phép mở rộng khóa (tạo khóa con) được thực hiện như hình 8.



Hình 8: thuật toán tạo khóa con w_0 đến w_{44}

Từ 4 từ (word) đầu vào $w_0 w_1 w_2 w_3$, $w_0 = (k_0, k_1,$

$k_2, k_3) \dots w_3 = (k_{12}, k_{13}, k_{14}, k_{15})$ trong lần lặp đầu tiên thao tác sinh ra 4 từ $w_4 w_5 w_6 w_7$, lần lặp thứ 2, từ $w_4 w_5 w_6 w_7$ sinh ra $w_8 w_9 w_{10} w_{11}$, cứ như thế cho đến lần lặp thứ 10 sinh ra 4 từ cuối cùng $w_{40} w_{41} w_{42} w_{43}$ (hình 8).

Trong mỗi lần lặp để sinh ra 4 từ, thì từ đầu tiên sinh ra theo quy tắc $w_i = w_{i-4} \oplus g$, với $g = \text{SubWord}(\text{RotWord}(w_{i-4}, w_{i-3}, w_{i-2}, w_{i-1})) \oplus \text{Rcon}[i/4]$, $i = 4, 8, 12, \dots, 40$; 3 từ tiếp theo sinh ra theo quy tắc $w_j = w_{j-1} \oplus w_{j-4}$, $j = i + 1, i + 2, i + 3$. Trong đó, RotWord là dịch vòng trái 1 byte. Giả sử từ đầu vào có 4 byte là $[b_0, b_1, b_2, b_3]$ thì kết quả của RotWord là $[b_1, b_2, b_3, b_0]$; SubWord là thay thế mỗi byte trong từ đầu vào bằng cách tra cứu bảng S-Box trong thao tác Substitute bytes; Rcon là một mảng hằng số. Mảng này gồm 10 từ ứng với 10 vòng AES, 4 byte của một phần tử $\text{Rcon}[j]$ là $(\text{RC}[j], 0, 0, 0)$ với $\text{RC}[j]$ là mảng 10 byte hexa như sau:

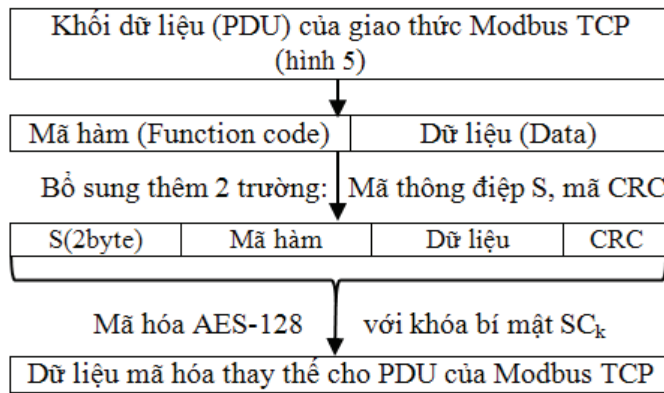
j	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
RC[j]	01	02	04	08	10	20	40	80	1B	36

Bảo mật cho giao thức Modbus TCP

Carcano và cộng sự [9] đã chứng minh tính thiếu xác thực trong giao thức SCADA tạo cơ hội cho các mã độc hại dễ dàng tấn công vào các cảm biến, cơ cấu chấp hành của hệ thống SCADA. Tường lửa và các hệ thống phát hiện xâm nhập có thể bảo vệ, phát hiện những tấn công vào hệ thống SCADA. Tuy nhiên, các hacker cũng luôn cố gắng tạo ra các mã độc hại có thể vượt qua những vòng kiểm soát an ninh này. Do vậy, cách tốt nhất để giải quyết các mối đe dọa an ninh là giải quyết tận gốc bằng cách thiết kế lại giao thức có bảo mật với độ an toàn cao. Nhưng một giải pháp như vậy là rất khó thực hiện, vì nó đòi hỏi những thay đổi đáng kể đối với các kiến trúc và cấu hình hệ thống điều khiển. Thay vào đó, chúng tôi đề xuất một cách tiếp cận thực tế hơn, bổ sung thêm cơ chế bảo mật cho một giao thức để khắc phục các lỗ hổng. Trong bài báo này, chúng tôi lựa chọn giao thức Modbus TCP được sử dụng phổ biến trong hệ thống SCADA để nghiên cứu. Mục đích bảo mật cho giao thức Modbus TCP là nhằm đáp ứng các yêu cầu bảo mật sau đây: i) bí mật: chỉ có người nhận đã xác thực có thể lấy ra được nội dung của thông tin chứa đựng trong thông điệp; ii) xác thực: người nhận cần có khả năng xác định người gửi và kiểm tra xem người gửi đó có thực sự gửi thông tin đi hay không; iii) toàn vẹn: người nhận cần có khả năng xác định thông tin có bị thay đổi bởi bên thứ 3

nào hay không; iv) chống lặp lại: không cho phép bên thứ 3 nào sao chép lại thông điệp và gửi nhiều lần đến người nhận mà người nhận không biết; v) không từ chối: người gửi không thể từ chối việc mình đã gửi thông tin đi.

Cơ chế bảo mật trên giao thức Modbus TCP được thực hiện như trên hình 9.



Hình 9: quá trình bảo mật cho giao thức Modbus TCP

Trong đó, trường S (độ dài 2byte) mã số định danh thông điệp được Master chèn vào, mỗi thông điệp gửi đi, có một mã số khác nhau, giúp chống lại các tấn công phát lại thông điệp; trường CRC là hàm băm CRC 16 bit (với đa thức sinh là: $x^{16} + x^2 + x$) của các trường: S, mã hàm, dữ liệu. 16 bit mã CRC được chèn vào cuối thông điệp để tạo cơ chế xác thực, chống sửa đổi gói tin. Lưu ý các thông điệp của Modbus đã được giao thức TCP/IP truyền tải đảm bảo chính xác không bị lỗi nên mục đích của trường CRC ở đây không để kiểm tra lỗi truyền thông điệp mà dùng cho mục đích xác thực, phát hiện việc sửa đổi thông điệp.

Giao thức Modbus TCP thực hiện trao đổi thông điệp giữa Master và Slave theo cơ chế yêu cầu/đáp ứng (hình 2), Master thực hiện mã hóa toàn bộ các trường S, mã hàm, dữ liệu và mã CRC bằng khóa bí mật SC_k (chỉ Master và Slave có), rồi gửi cho Slave. Slave nhận được thông điệp mã hóa tiến hành giải mã bằng khóa SC_k , sau đó tính lại CRC và so sánh với CRC của thông điệp nhận được, tiếp đến kiểm tra mã số định danh thông điệp S có trùng với thông điệp cũ không, nếu tất cả hợp lệ thì lọc ra mã hàm, dữ liệu để quyết định trả lời yêu cầu của Master. Slave trả lời Master cũng tiến hành tương tự như Master gửi yêu cầu cho Slave, chỉ khác mã định danh thông điệp không được Slave tạo ra mà lấy từ thông điệp của Master và tăng thêm một đơn vị. Quá trình giao tiếp giữa Master và Slave thực hiện như hình 9 sẽ đảm bảo được một số tính chất sau:

- Tính bí mật: tất cả thông điệp trao đổi giữa Master và Slave đều được mã hóa AES-128 bit chỉ có Master, Slave có khóa bí mật SC_k nên bất kỳ bên thứ 3 nào có được thông điệp trung gian đều không thể giải mã được nội dung do không có khóa SC_k .

- Tính chứng thực: được thực hiện do kết hợp giữa mã CRC của thông điệp và mã hóa toàn bộ thông điệp trước khi truyền đi. Khi Slave nhận được thông điệp tiến hành giải mã và tính lại CRC của thông điệp nếu khớp với CRC của thông điệp gửi đi thì chắc chắn thông điệp đó là của Master. Tính chứng thực này chống lại được tất cả các hình thức tấn công mạo danh Master gửi lệnh cho Slave, vì giả sử một bên thứ 3 nào đó mạo danh Master gửi thông điệp cho Slave do không có khóa bí mật SC_k nên bên thứ 3 phải gửi 1 thông điệp theo truyền thông hoặc theo sơ đồ hình 9 với khóa bí mật nào đó khác SC_k hoặc gửi thông điệp bất kỳ nào đó khác, khi Slave nhận được thông điệp đó sẽ tiến hành giải mã với khóa bí mật SC_k , tính lại CRC so sánh với CRC của thông điệp sẽ thấy không khớp nên biết được thông điệp không phải do Master gửi và loại bỏ. Xác suất bên thứ 3 gửi ngẫu nhiên 1 thông điệp để Slave giải mã ra rồi tính CRC khớp với CRC của thông điệp là rất nhỏ.

- Tính toàn vẹn gói tin: giả sử một bên thứ 3 nhận được thông điệp trung gian (bản mã) muốn sửa đổi nội dung thông điệp nhưng do không có khóa bí mật SC_k để giải mã, rồi sửa nội dung, tính lại CRC, mã hóa lại gửi cho Slave nên buộc phải sửa đổi bản mã theo một cách nào đó khác, do vậy khi Slave nhận được thông điệp này, nó sẽ giải mã và tính lại CRC sẽ thấy không khớp với CRC của thông điệp gửi đi, từ đó biết được nội dung thông điệp đã bị thay đổi.

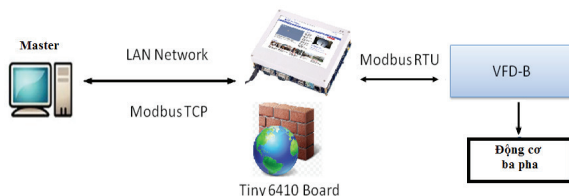
- Chống lặp lại: mỗi thông điệp gửi đi, trước khi mã hóa Master chèn mã số định danh thông điệp (khác nhau mỗi lần truyền) vào trường S. Do đó, nếu một bên thứ 3 nào đó nhận được một thông điệp trung gian, giả mạo Master phát lại thông điệp đó cho Slave, Slave nhận được 2 thông điệp có cùng số định danh thì loại bỏ thông điệp thứ 2. Cũng do chèn thêm mã số định danh thông điệp khác nhau cho mỗi lần truyền, mà 2 thông điệp Master gửi đi giống nhau nhưng chỉ khác nhau mã số này, sẽ cho bản mã hoàn toàn khác nhau (tính chất phân tán của AES) nên gây khó khăn cho bên thứ 3 muốn giải mã, thu thập thông tin từ các thông điệp.

- Không từ chối: do cả Master và Slave đều có khóa

bí mật SC_k nên về lý thuyết, một thông điệp gửi đi không kết luận được chính xác của Master hay Slave. Tuy nhiên, trong hệ thống SCADA sử dụng Modbus TCP giao tiếp theo cơ chế yêu cầu/đáp ứng nên các Slave luôn bị động không gửi bất cứ thông điệp nào nếu Master không yêu cầu, do vậy một Slave nhận được thông điệp yêu cầu có địa chỉ, mã định danh thông điệp S, CRC... hợp lệ chứng tỏ thông điệp đó phải do Master gửi đi (Master không thể từ chối đã gửi yêu cầu này).

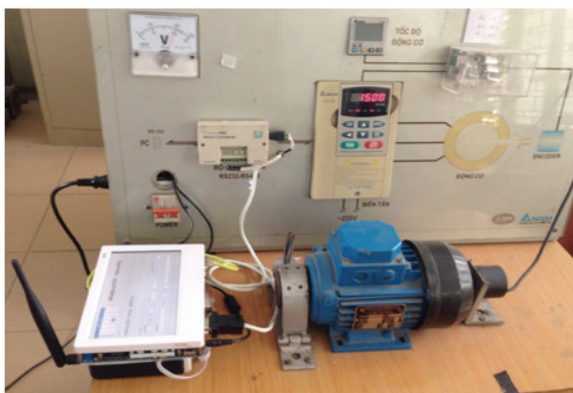
Cài đặt và thử nghiệm giao thức bảo mật Modbus TCP

Mô hình hệ thống thử nghiệm giao thức bảo mật Modbus TCP/IP cho hệ SCADA như sau:



Hình 10: mô hình thử nghiệm giao thức bảo mật Modbus TCP

Trong hình 10, máy tính đóng vai trò là thiết bị Master. Board nhúng ARM Tiny 6410 là thiết bị Slave giao tiếp với máy tính qua giao thức bảo mật Modbus TCP trên nền mạng LAN. Board nhúng ARM kết nối với biến tần VFD-B của Delta qua chuẩn RS485 và giao thức Modbus RTU. Biến tần VFD-B của Delta được cấu hình để sử dụng truyền thông Modbus RTU chuẩn điều khiển động cơ 3 pha (hình 11).



Hình 11: mô hình thực tế thử nghiệm bảo mật Modbus TCP

Chương trình trên máy tính: chương trình giám sát và điều khiển trên máy tính được thiết kế trên C# 2008 của bộ phần mềm Microsoft visual studio, thực hiện điều khiển, giám sát một số chức năng của biến tần VFD-B như sau: gửi lệnh bật/tắt động cơ tới biến tần; gửi lệnh đặt tần số ra cho biến tần; gửi lệnh đọc

dòng, áp, tần số ra của biến tần. Các lệnh trên đều được gửi đi theo giao thức bảo mật Modbus TCP. Để mã hóa phần dữ liệu của Modbus TCP, sử dụng các hàm đã được chuẩn hóa cho mã hóa AES trong thư viện "System.Security.Cryptography" của C# [10], để gửi/nhận gói tin Modbus TCP sử dụng các hàm trong thư viện nModbus [11].

Từ tài liệu của biến tần VFD-B [12] có một số lệnh điều khiển và giám sát (bảng 1).

Bảng 1: một số thao tác điều khiển

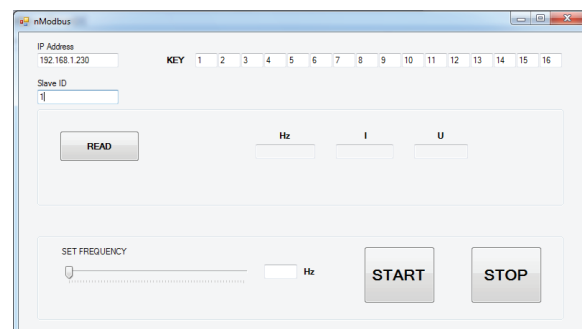
Chức năng	Mã hàm	Địa chỉ thanh ghi	Giá trị
Bật động cơ	06H	2000H	0002H
Tắt động cơ	06H	2000H	0001H
Đặt tần số	06H	2001H	Giá trị cần đặt(0->60)

Bảng 2: một số thao tác đọc

Chức năng	Mã hàm	Địa chỉ thanh ghi	Số từ cần đọc
Đọc tần số ra	03H	2103H	0001H
Đọc dòng ra	03H	2104H	0001H
Đọc điện áp ra	03H	2106H	0001H

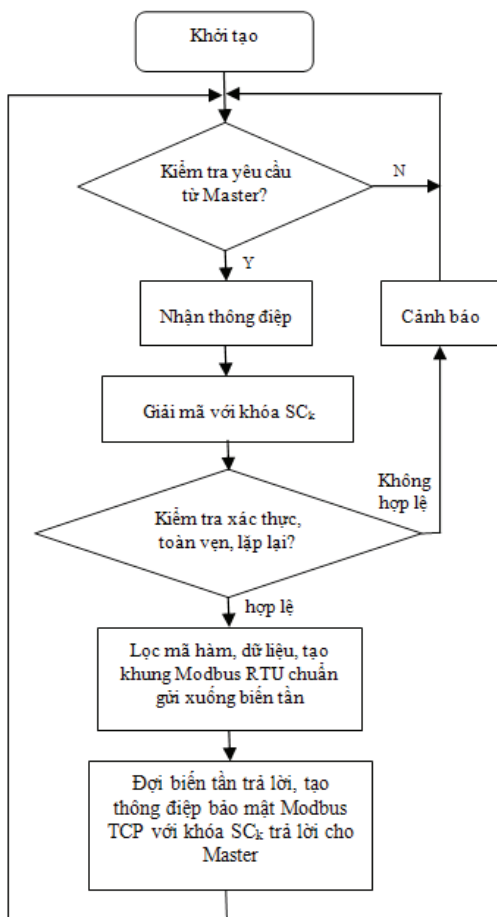
Trong 2 bảng 1, 2, phần mã hàm, địa chỉ thanh ghi, giá trị/số từ cần đọc, chính là phần dữ liệu (PDU - Protocol data unit) của Modbus TCP [13]. Như vậy, độ dài của phần PDU chỉ có 5 byte nhưng một khối dữ liệu mã hóa bằng AES tối thiểu 128 bit (16 byte) do vậy kết hợp quá trình bảo mật cho giao thức Modbus TCP (hình 9) cần thực hiện như sau: trước tiên chèn mã định danh thông điệp 2 byte, chèn tiếp 5 byte dữ liệu với thao tác tương ứng như trong bảng 1, 2 ở trên, tiếp đó chèn thêm 7 byte giá trị bằng không, tính CRC 16 bit của 14 byte này rồi chèn vào cuối ta được khối dữ liệu 16 byte ký hiệu là M. Khối dữ liệu M được mã hóa AES với khóa bí mật SC_k cho ra bản mã C. Bản mã C tiếp tục được bổ sung thêm 7 byte (hình 5) cuối cùng thông điệp này được gửi cho Slave (Board Tiny 6410) qua giao thức TCP/IP với cổng 502.

Giao diện chương trình điều khiển, giám sát trên máy tính được thể hiện trong hình 12.



Hình 12: giao diện điều khiển trên máy tính

Chương trình trên Board Tiny 6410: Tiny 6410 [14] là một board nhúng được sản xuất và phân phối bởi hãng Friendly ARM. Board này có bộ vi xử lý Samsung S3C6410A ARM1176JZF-S, xung nhịp tối đa đạt 667 MHz, với RAM: 256 MB DDR RAM, và 2 GB bộ nhớ NAND Flash. Board nhúng được cài hệ điều hành mã nguồn mở Linux 2.6 và một số thư viện hỗ trợ để chạy được các ứng dụng viết trên nền tảng QT 4.7. Chương trình giao tiếp giữa board Tiny 6410 với máy tính qua mạng LAN sử dụng giao thức TCP/IP và chương trình mã hóa/giải mã AES đều được lập trình trên QT 4.7 cài đặt trên hệ điều hành Ubuntu 12.4. Lưu đồ thuật toán của chương trình trên board Tiny 6410 thể hiện trong hình 13.



Hình 13: lưu đồ thuật toán trên board Tiny 6410

Chức năng chính của board Tiny 6410 thực hiện kết nối với máy tính qua mạng LAN, để nhận toàn bộ lệnh từ máy tính (Master) gửi xuống bằng giao thức bảo mật Modbus TCP/IP. Sau đó tiến hành giải mã, kiểm tra tính xác thực, toàn vẹn và kiểm tra thông điệp có bị lặp lại không. Nếu một trong các yêu cầu kiểm tra đó không hợp lệ thì hiển thị cảnh báo lên màn hình LCD và loại bỏ thông điệp đó. Nếu tất cả các kiểm tra là

hợp lệ tiến hành lọc lấy mã hàm và dữ liệu trong thông điệp tạo gói Modbus RTU chuẩn sau đó gửi thông điệp chuẩn này cho biến tần, đợi biến tần trả lời. Sau khi có dữ liệu trả lời từ biến tần, lấy thông tin đó tạo khung bảo mật Modbus TCP (hình 9) trả lời cho Master - máy tính.

Một số kết quả thử nghiệm: đặt chu kỳ quét của chương trình điều khiển giám sát trên máy tính là 500 ms, thời gian time out: 1.200 ms. Kết quả chương trình giám sát thu được và hiển thị trên giao diện: tần số, điện áp, dòng điện đọc từ biến tần khớp với thông tin xem trên biến tần không xảy ra lỗi nào. Trong quá trình đó, trên giao diện có thể liên tục thay đổi tốc độ động cơ hoặc bật tắt nó bằng cách di chuyển thanh trượt để gửi lệnh đặt lại tần số ra của biến tần, hoặc nhấn vào nút start, stop. So sánh thời gian đáp ứng, độ dài các thông điệp của 2 giao thức Modbus TCP và giao thức Modbus TCP có bảo mật như trong bảng 3, 4.

Bảng 3: thời gian đáp ứng thông điệp

Các tham số	Modbus TCP	Bảo mật Modbus TCP
Chu kỳ quét (ms)	500	500
Thời gian time out (ms)	1.200	1.200
Thời gian đáp ứng (ms)	29	32

Thời gian đáp ứng thông điệp tính từ lúc Master bắt đầu gửi thông điệp yêu cầu cho đến khi nhận xong thông điệp trả lời. Bảng 3 cho thấy độ trễ đáp ứng 29 ms cho Modbus TCP, 32 ms bảo mật Modbus TCP. Một sự khác biệt không quá lớn (3 ms) cho chu kỳ quét 500 ms và thời gian timeout 1.200 ms, độ trễ này sẽ giảm đi nếu thiết bị thử nghiệm có tốc độ cao hơn board Tiny 6410.

Bảng 4: độ dài thông điệp gửi cho gói TCP

Các hàm chức năng	Modbus TCP	Bảo mật Modbus TCP
Mã hàm 06 với gói yêu cầu	12 byte	23 byte
Mã hàm 06 với gói trả lời	12 byte	23 byte
Mã hàm 03 với gói yêu cầu	12 byte	23 byte
Mã hàm 03 với gói trả lời	11 byte	23 byte

Bảng 4 so sánh kích thước phần dữ liệu của Modbus TCP và gói bảo mật Modbus TCP cho 2 mã hàm 03, 06. Các gói Modbus TCP có bảo mật lớn hơn so với các gói tin Modbus TCP thường tương ứng. Tuy nhiên, kích thước tăng lên này không phải là một vấn đề trọng yếu ngay cả đối với các mạng SCADA với băng thông thấp.

Thử nghiệm tấn công giả mạo khi không có khóa bí mật SC_k đơn giản như sau: bằng cách thay đổi khóa

bí mật trên giao diện rồi nhấn các nút start, stop, quan sát không thấy động cơ thay đổi trạng thái và trên màn hình LCD của board Tiny 6410 hiển thị thông báo nhận được gói tin không hợp lệ, điều này chứng tỏ tấn công giả mạo Master đã được phát hiện.

Tiếp tục sử dụng tính năng debug của C#, để sửa đổi nội dung bản mã, thay bản mã bằng thông điệp rõ, sau đó mới gửi yêu cầu cho board Tiny 6410, ghi lại toàn bộ bản mã rồi gửi lại cho board Tiny 6410 để cho kết quả tương tự như trường hợp tấn công giả mạo đơn giản ở trên.

Kết luận

Kết hợp tiêu chuẩn mã hóa tiên tiến AES và các yêu cầu của một hệ thống truyền thông an toàn, các tác giả đã xây dựng và thử nghiệm thành công giao thức Modbus TCP có thêm bảo mật, xác thực ở tầng ứng dụng có khả năng khắc phục các lỗ hổng bảo mật của giao thức. Mỗi thông điệp của giao thức đều được mã hóa, xác thực chống lại các dạng tấn công như xem trộm, giả mạo thiết bị Master gửi thông điệp cho thiết bị Slave, sửa đổi nội dung thông điệp trước khi thiết bị Slave nhận được, gửi lặp lại thông điệp cho thiết bị Slave nhiều lần. Giao thức Modbus TCP có bảo mật ở tầng ứng dụng, được thử nghiệm chạy tốt trên hệ thống mạng gồm một máy tính (Master) kết nối mạng LAN với board Tiny 6410 (Slave), board Tiny được kết nối với biến tần VFD-B của Delta, biến tần được sử dụng để điều khiển động cơ 3 pha.

Tài liệu tham khảo

- [1] Iguere V.M, Williams R.D (2006), "Security and SCADA protocols", *5th International Topical Meeting on Nuclear Plant Instrumentation Controls, and Human Machine Interface Technology (NPIC and HMIT)*, pp.560-567, USA.
- [2] Slay J, Miller M (2008), "Lessons learned from the Maroochy Water Breach", *Critical Infrastructure Protection*, **Vol.253**, pp.73-82.
- [3] Ryu D, Kim H, Um K (2009), "Reducing security vulnerabilities for critical infrastructure", *Journal of Loss Prevention in the Process Industries*, **Vol.22**, pp.1020-1024.
- [4] Falliere N, Murchu L.O, Chien E (2010), *W32.Stuxnet Dossier, Symantec Report version 1.3*.
- [5] Modbus IDA (2004), *Modbus application protocol specification v1.1a*.
- [6] Modbus IDA (2004), *Modbus messaging on TCP/IP implementation guide v1.0a*.
- [7] Simon Singh (1999), *The Code Book*, New York.
- [8] William Stallings (2005), *Cryptography and Network Security Principles and Practices*, 4th-Edition, Prentice Hall.
- [9] Carcano A, Nai Fovino I, Masera M, Trombetta A (2008), "SCADA malware: A proof of concept", *Presented at the Third International Workshop on Critical Information Infrastructure Security*.
- [10] [https://msdn.microsoft.com/enus/library/system.security.cryptography\(v=vs.110\).aspx](https://msdn.microsoft.com/enus/library/system.security.cryptography(v=vs.110).aspx).
- [11] http://ftp.icpdas.com/pub/cd/8000cd/napdos/modbus/nmodbus/nmodbus_api_manual_v1.2_en.pdf.
- [12] http://prom-electric.ru/data/uploads/manuals/delta_vfd-b_manual_en.pdf.
- [13] Hoàng Minh Sơn (2004), *Mạng truyền thông công nghiệp*, Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật.
- [14] <http://www.friendlyarm.net/products/tiny6410>.

Nghiên cứu, thiết kế bộ đảo tần lên và đảo tần xuống cho các hệ thống vô tuyến cấu hình mềm hiệu quả tài nguyên trên công nghệ FPGA

Trần Văn Nghĩa*

Trường Đại học Vật lý Kỹ thuật Matxcova

Ngày nhận bài 5.10.2015, ngày chuyển phản biện 9.10.2015, ngày nhận phản biện 10.11.2015, ngày chấp nhận đăng 18.11.2015

Bài báo trình bày kiến trúc và thực hiện bộ đảo tần lên và đảo tần xuống số trên chip FPGA (Field-programmable gate arrays) với tài nguyên tối ưu có khả năng thích hợp cho sự phát triển của công nghệ vô tuyến cấu hình mềm. Kỹ thuật này có thể áp dụng rộng rãi trong các ứng dụng xử lý tín hiệu số và các hệ thống thông tin số. Minh họa thiết kế cho hệ thống thu phát dựa trên kỹ thuật điều chế QPSK (Quadrature phase shift keying). Thiết kế được thực hiện bằng công cụ System Generator for DSP (Digital signal processing) 14.7.

Từ khóa: bộ đảo tần lên, bộ đảo tần xuống, bộ lọc bù CFIR (CIC Compensation filter), bộ lọc CIC (Cascaded integrator-comb filter), điều chế và giải điều chế QPSK.

Chỉ số phân loại 2.2

RESEARCHING AND DESIGNING THE DIGITAL UP AND DOWN CONVERTER FOR SOFTWARE DEFINED RADIO (SDR) SYSTEMS WITH EFFICIENT RESOURCES BASED ON FPGA TECHNOLOGY

Summary

This paper presents the architecture and implementation of the digital up and down converter based on a FPGA chip with efficient resources which is well suited for the evolving technology of software defined radio systems. The device may be widely adopted in the applications of digital signal processing and digital communication systems. Demonstration of transceiver system design is implemented by using the QPSK modulation technique. And this design is done by the System Generator for DSP 14.7.

Keywords: CIC filters, Compensation filter CFIR, digital down converter, digital up converter, QPSK mapper and demapper.

Classification number 2.2

Đặt vấn đề

Ngày nay, SDR (Software defined radio) được các kỹ sư thiết kế hệ thống vô tuyến đặc biệt quan tâm bởi khả năng lập trình dựa trên FPGA [1]. Trong đó, thành phần được các kỹ sư tập trung phát triển nhất là các bộ đảo tần lên và xuống số sao cho tối thiểu hóa tài nguyên sử dụng nhưng đạt được tốc độ cao. Chính vì thế, tác giả của bài báo này đã tập trung thiết kế và thử nghiệm bộ DDC (Digital down converter) và DUC (Digital up converter) trên công cụ System Generator. Kỹ thuật điều chế và giải điều chế QPSK được lựa chọn làm phần xử lý tín hiệu bằng cơ sở.

Nội dung nghiên cứu

Kỹ thuật điều chế QPSK

Điều chế QPSK đã được ứng dụng rộng rãi trong các hệ thống thông tin số với mô tả toán học như sau [2]:

$$s(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta_i), \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (1)$$

$$\theta_i = \frac{(2i-1)\pi}{4} = \left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4} \right\} \quad (2)$$

Khai triển công thức (1) ta nhận được:

$$s(t) = A \cos \theta_i \cos(2\pi f_c t) - A \sin \theta_i \sin(2\pi f_c t) \quad (3)$$

*Email: nghiamosmpt@gmail.com

Do đó có thể biểu diễn tín hiệu điều chế QPSK ở dạng khác:

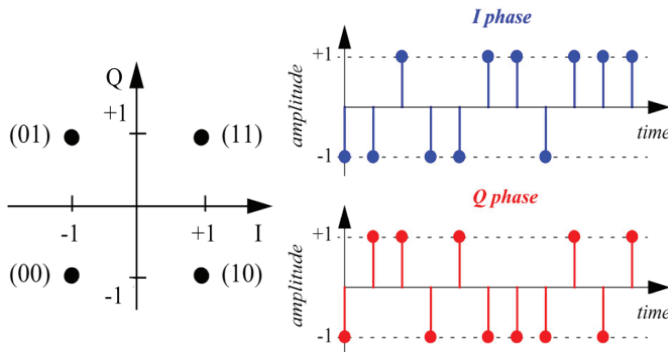
$$s(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} I(t) \cos(2\pi f_c t) - \frac{A}{\sqrt{2}} Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (4)$$

Trong đó:

$$I(t) = \sqrt{2} \cos \theta_i, i = 1, 2, 3, 4 \quad (5)$$

$$Q(t) = \sqrt{2} \sin \theta_i, i = 1, 2, 3, 4 \quad (6)$$

Với 4 giá trị có thể nhận của góc pha θ_i , ta thấy các thành phần I (In-phase component) và Q (Quadrature-phase component) chỉ có thể nhận 1 trong 2 giá trị $\{+1, -1\}$. Các thành phần I và Q này liên hệ trực tiếp với chuỗi bit dữ liệu đưa vào điều chế với chòm sao như mô tả trên hình 1.

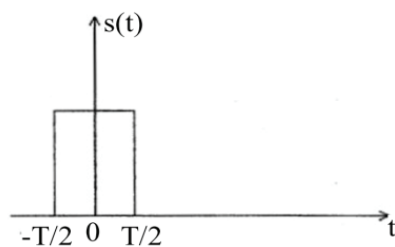


Hình 1: mẫu tín hiệu và chòm sao điều chế QPSK

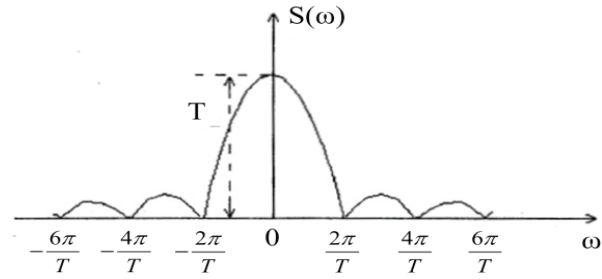
Kỹ thuật đảo tần lên số

Sau quá trình xử lý băng gốc, các mẫu dữ liệu là tín hiệu xung có chu kỳ lấy mẫu T với biên độ được lượng tử. Chúng ta xét một xung tín hiệu (hình 2) làm đại diện cho các mẫu tín hiệu với biên độ chúng ta chuẩn hóa là 1:

$$s(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0, & |t| > \frac{T}{2} \end{cases} \quad (7)$$



Hình 2: xung mẫu tín hiệu

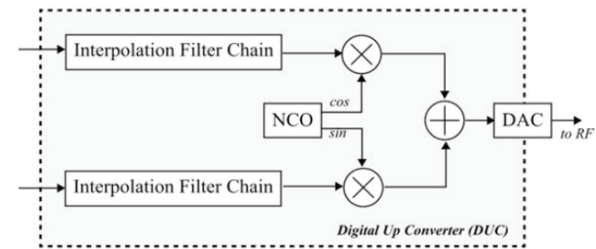


Hình 3: đặc trưng biên độ phổ xung mẫu tín hiệu

Để thấy đặc trưng phổ, ta thực hiện phép biến đổi Fourier cho tín hiệu này:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-T/2}^{+T/2} e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{-j\omega} e^{-j\omega t} \Big|_{-T/2}^{+T/2} = \frac{T \sin(\omega T/2)}{(\omega T/2)} \quad (8)$$

Đặc trưng biên độ phổ của các mẫu tín hiệu có dạng $\sin(x)/x$. Như vậy, các mẫu tín hiệu có phổ rất rộng nên không phù hợp trong các kênh truyền. Đồng thời, chúng sẽ gây nhiễu giữa các symbol (nhiều ISI - Intersymbol interference) do các hài phụ. Vì thế, tín hiệu sau khi xử lý băng gốc cần phải được hạn chế băng thông, đồng thời giảm nhiễu ISI và nội suy để mở rộng dải thông cho điều chế vào sóng mang IF (Intermediate frequency) hoặc RF (Radio frequency). Do đó, cấu trúc tổng quát bộ DUC bao gồm tổ hợp kênh lọc nội suy và bộ tạo dao động DDS (Direct digital synthesizer) [3-5].



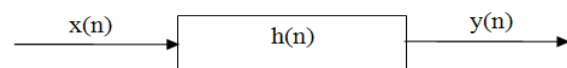
Hình 4: kiến trúc chung của bộ DUC

Kênh lọc nội suy:

Bộ lọc số có đáp ứng xung hữu hạn FIR (Finite Impulse Response) tổng quát là một hệ thống số được mô tả bởi phương trình sai phân hoặc dưới dạng đáp ứng xung:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} w_k x(n-k) \quad (9)$$

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) h(n-k) = x(n) * h(n) \quad (10)$$



Hình 5: mô tả bộ lọc số theo đáp ứng xung

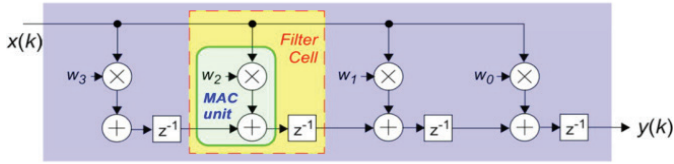
$$h(n) = \sum_{k=0}^{N-1} w_k \delta(n-k) \quad (11)$$

$$\delta(n) = \begin{cases} 1, n = 0 \\ 0, n \neq 0 \end{cases} \quad (12)$$

Thông qua phép biến đổi Z và Fourier phương trình (10), (11) chúng ta nhận được:

$$Y(z) = X(z).H(z) \quad (13)$$

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \sum_{k=0}^{N-1} w_k z^{-k} \quad (14)$$



Hình 6: cấu trúc chung của bộ lọc FIR bậc 4

$$H(\omega) = \frac{Y(\omega)}{X(\omega)} = \sum_{k=0}^{N-1} w_k e^{-j\omega k} \quad (15)$$

Để hạn chế dải thông tín hiệu trong kênh truyền và giảm nhiễu ISI người ta sử dụng bộ lọc RC (Raised-cosine filter). Bộ lọc này được xây dựng theo tiêu chuẩn Nyquist với đáp ứng xung dạng cosine nâng (raised cosine pulses) để xấp xỉ đặc tuyến dạng $\sin(x)/x$ [4, 6]. Băng thông Nyquist W được định nghĩa:

$$W = \frac{1}{2T} \quad (16)$$

$$H(f) = \begin{cases} T, |f| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ \frac{T}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi T}{\beta} \left[|f| - \frac{1-\beta}{2T} \right] \right) \right] = T \cos^2 \left(\frac{\pi T}{2\beta} \left[|f| - \frac{1-\beta}{2T} \right] \right), \frac{1-\beta}{2T} < |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0, |f| > \frac{1+\beta}{2T} \end{cases} \quad (17)$$

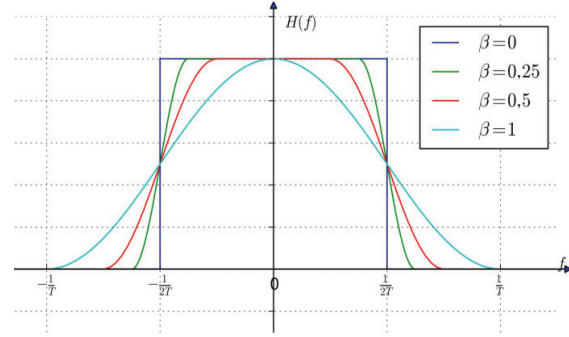
Đặc trưng biên độ - tần số $H(f)$ của bộ lọc RC phụ thuộc vào 2 tham số là T (chu kỳ lấy mẫu của tín hiệu) và β (hệ số làm phẳng). Trong đó, β xác định khoảng Δf vượt quá băng thông của bộ lọc (BW) so với dải thông chiếm giữ Nyquist với hệ số β nằm trong dải từ 0 đến 1.

$$\beta = \frac{\Delta f}{W} = \frac{\Delta f}{1/2T} = 2T\Delta f \quad (18)$$

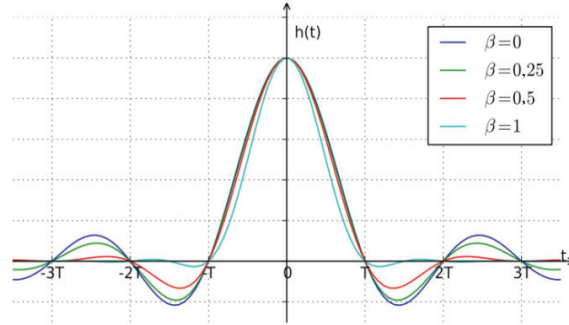
$$BW = W(1+\beta) = \frac{1+\beta}{2T} \quad (19)$$

Biến đổi Fourier ngược (17), chúng ta nhận được đáp ứng xung của bộ lọc RC.

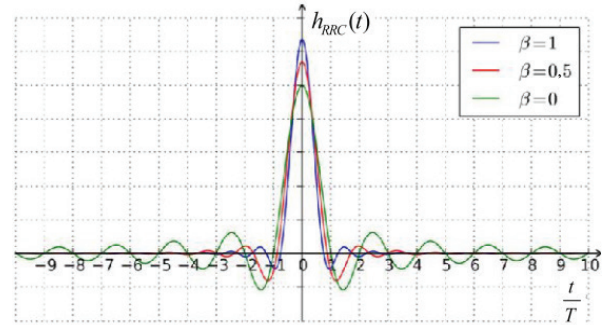
$$h(t) = \frac{\sin(\pi t / T)}{(\pi t / T)} \cdot \frac{\cos(\pi \beta t / T)}{1 - (2\beta t / T)^2} \quad (20)$$



Hình 7: đặc tuyến biên độ - tần số của bộ lọc RC



Hình 8: đáp ứng xung của bộ lọc RC



Hình 9: đáp ứng xung của bộ lọc RRC (Root-raised-cosine filter)

Đáp ứng xung cho thấy 2 thành phần: thành phần đầu tiên có dạng $\sin(x)/x$ để đảm bảo rằng bộ lọc có các cực không tại những thời điểm bội lần chu kỳ lấy mẫu (hình 7). Như vậy, có thể dễ dàng trích mẫu thông tin theo thời gian; thành phần thứ hai là hàm cosine để hiệu chỉnh cho thành phần thứ nhất làm cho nó có đặc tuyến tần số tốt hơn. Khi β được chọn càng nhỏ thì đặc tuyến biên độ - tần số của bộ lọc càng tiến đến hình vuông, còn đáp ứng xung trở nên dao động mạnh hơn,

nghĩa là kéo dài hơn.

Trong hệ thống thông tin thực tế có sử dụng các bộ lọc phối hợp do ảnh hưởng của tạp trắng. Do đó, để thỏa mãn việc làm giảm thiểu ảnh hưởng của nhiễu ISI, đáp ứng xung phối hợp của 2 bộ lọc này (1 bộ ở phía phát $H_T(f)$ và 1 bộ ở phía thu $H_R(f)$) thỏa mãn đáp ứng của bộ lọc RC, nghĩa là:

$$H_T(f).H_R(f) = H(f) \quad (21)$$

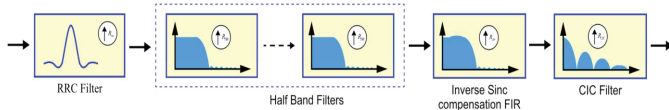
Để thỏa mãn điều kiện phối hợp, đáp ứng của hai bộ lọc này là giống nhau:

$$|H_T(f)|.|H_R(f)| = \sqrt{|H(f)|} \quad (22)$$

Như vậy, bộ lọc RC có thể tách thành 2 bộ lọc có đặc trưng biên độ - tần số giống nhau và bằng căn bậc hai của bộ lọc này. Bộ lọc có đáp ứng biên độ - tần số như vậy được gọi là bộ lọc RRC (23), (24).

$$H_{RRC}(f) = \begin{cases} \sqrt{T}, |f| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ \sqrt{\frac{T}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi T}{\beta} \left[|f| - \frac{1-\beta}{2T} \right] \right) \right]}, \frac{1-\beta}{2T} < |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0, |f| > \frac{1+\beta}{2T} \end{cases} \quad (23)$$

$$h_{RRC}(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}} \left(1 - \beta + \frac{4\beta}{\pi} \right), t = 0 \\ \frac{\beta}{\sqrt{2T}} \left[\left(1 + \frac{2}{\pi} \right) \sin \left(\frac{\pi}{4\beta} \right) + \left(1 - \frac{2}{\pi} \right) \cos \left(\frac{\pi}{4\beta} \right) \right], t = \pm \frac{T}{4\beta} \\ \frac{1}{\sqrt{T}} \frac{\sin(\pi t(1-\beta)/T) + (4\beta t/T) \cos(\pi(1+\beta)/T)}{(\pi t/T) [1 - (4\beta t/T)^2]}, t \neq \left\{ 0, \pm \frac{T}{4\beta} \right\} \end{cases} \quad (24)$$



Hình 10: cấu trúc chung của kênh lọc nội suy

Bộ lọc có khả năng nội suy tốc độ lấy mẫu lớn nhất được sử dụng trong các hệ thống vô tuyến là bộ lọc CIC (25-28). Bộ lọc CIC có ưu điểm là cấu trúc đơn giản và tốc độ hoạt động nhanh nên thích hợp cho việc xử lý tín hiệu đa tốc độ trong hệ thống vô tuyến cấu hình mềm [7].

$$h_{CIC}(n) = \begin{cases} 1, 0 \leq n \leq R-1 \\ 0, n \notin [0, R-1] \end{cases} \quad (25)$$

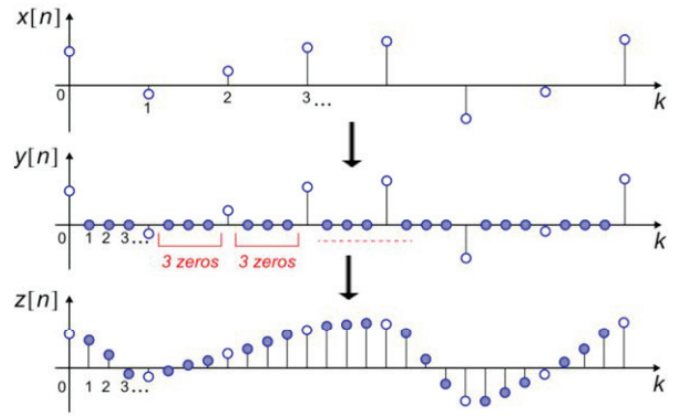
$$H_{CIC}(z) = \sum_{n=0}^{R-1} h(n)z^{-n} = \frac{1-z^{-R}}{1-z^{-1}} = H_1(z).H_2(z) \quad (26)$$

Trong đó:

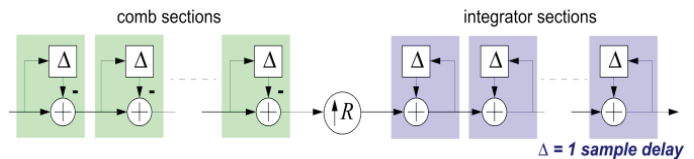
$$H_1(z) = \frac{1}{1-z^{-1}} \quad (27)$$

$$H_2(z) = 1-z^{-R} \quad (28)$$

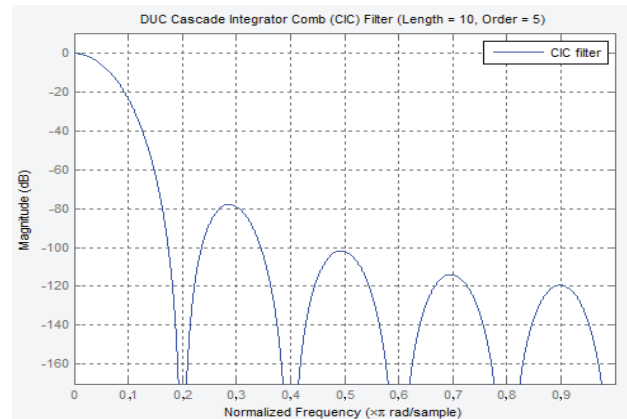
$H_1(z)$ có đặc trưng của một bộ tích phân, trong khi $H_2(z)$ có đặc trưng dạng răng lược. Như vậy, để thực hiện lọc thông thấp và nội suy, cấu trúc của bộ lọc CIC thực hiện trước tiên bằng các bộ lọc răng lược, sau đó chèn các mẫu không và cuối cùng thực hiện lấy tích phân để nội suy dữ liệu (hình 11). Từ đó, ta có cấu trúc của CIC nội suy như hình 12 khi sử dụng nhiều khâu tích phân và răng lược kết hợp.



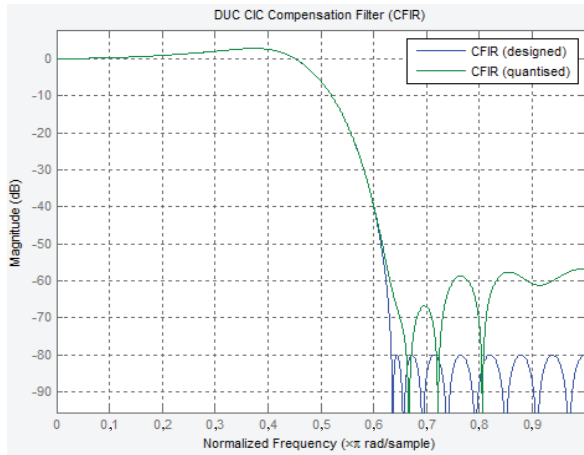
Hình 11: quá trình nội suy của CIC



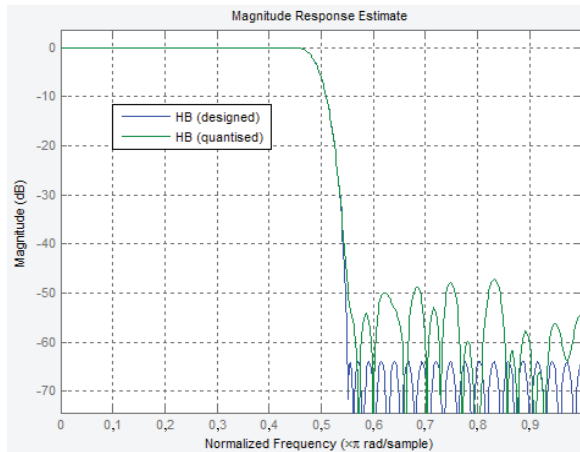
Hình 12: cấu trúc bộ lọc CIC nội suy



Hình 13: đặc tuyến biên độ - tần số của bộ lọc CIC



Hình 14: đặc tuyến biên độ - tần số của CFIR



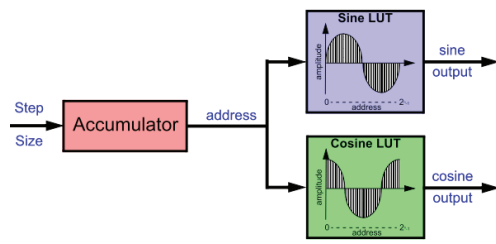
Hình 15: đặc tuyến biên độ - tần số của HB (Half band low pass filter)

Bộ lọc CIC có độ dốc lớn trong dải thông (hình 13), do tốc độ nội suy lớn nên chúng ta sử dụng bộ lọc CFIR có đặc tuyến nâng lên để bù lại độ dốc của CIC (hình 14). Bộ lọc CFIR nội suy thấp nên làm việc với tốc độ lấy mẫu thấp. Do vậy, CFIR đứng trước bộ lọc CIC trong hệ thống.

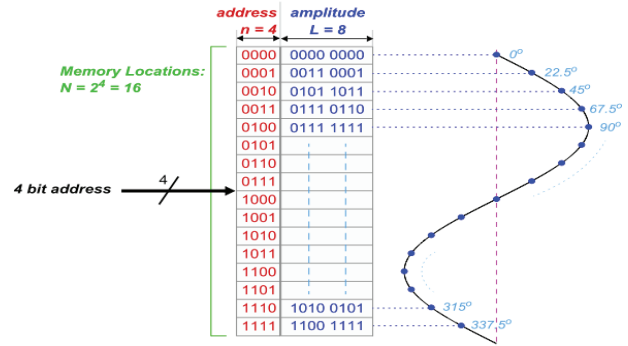
Để giảm ảnh hưởng do việc nội suy lớn của bộ lọc CIC, người ta có thể kết hợp thêm các bộ lọc HB nếu cần thiết. Những bộ lọc HB này được thiết kế theo cấu trúc FIR [8, 9]. Đặc tuyến biên độ - tần số của HB cần bằng phẳng trong dải thông để không làm méo tín hiệu (hình 15).

Bộ tổ hợp tần số DDS (Direct digital synthesizer):

Bộ DDS thực hiện tạo tần số điều chế tín hiệu lên dải IF hoặc RF cho bộ DUC. Mô hình thực hiện của DDS (hình 16) dựa trên bộ VCO (Voltage controlled oscillators) do Hãng Xilinx đề xuất [8].



Hình 16: bộ DDS dựa trên VCO



Hình 17: dạng tín hiệu được tạo từ bộ DDS

Tín hiệu từ đầu ra của DDS được đọc từ bảng tra lưu trữ giá trị các mẫu của sine và cosine trong bộ nhớ ROM như được thể hiện trên hình 17.

Sau kênh lọc nội suy, tín hiệu gồm 2 thành phần I và Q sẽ được điều chế IF hoặc RF. Chúng ta ký hiệu chung tần số tạo bởi bộ DDS ω_s cho cả hai trường hợp đầu ra bộ DUC là IF hoặc RF.

$$x_{dds}(t) = \cos(\omega_s t) + j \sin(\omega_s t) \quad (29)$$

Tín hiệu trên kênh I và Q sau điều chế đảo tần lên:

$$x_I(t) = I(t) \cos(\omega_s t) \quad (30)$$

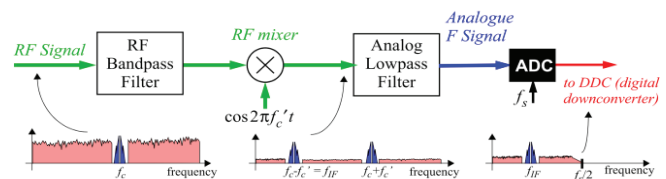
$$x_Q(t) = Q(t) \sin(\omega_s t) \quad (31)$$

Tín hiệu phát đi là tổng của hai thành phần từ hai kênh I và Q của bộ DUC:

$$x(t) = I(t) \cos(\omega_s t) + Q(t) \sin(\omega_s t) \quad (32)$$

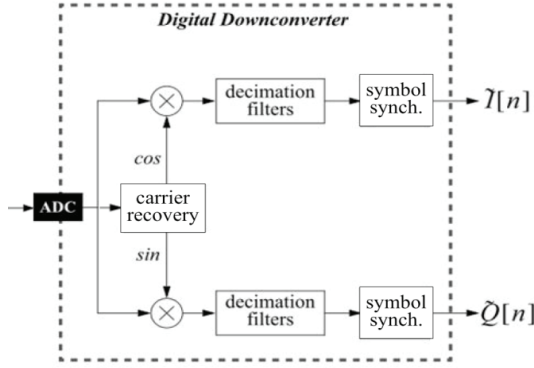
Kỹ thuật đảo tần xuống số

Bộ DDC thực hiện chọn ra dải tần quan tâm để chuyển về dải băng tần cơ sở và giảm tần số lấy mẫu phù hợp với băng tần này.

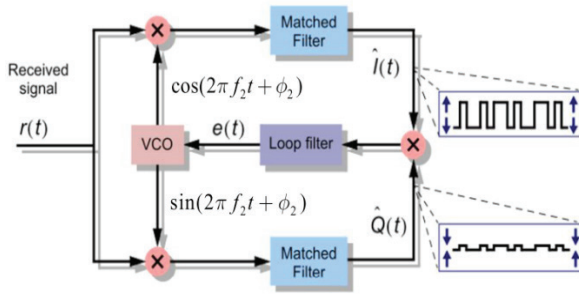


Hình 18: cấu trúc mạch RF trong hệ thống SDR

Kiến trúc chung của hệ thống vô tuyến cấu hình mềm theo Rodger H. Hosking [9] (hình 18) thường bao gồm phần RF; trong đó, khối RF thực hiện chuyển tín hiệu dải RF thu được từ anten về dải IF. Sau đó, bộ ADC thực hiện lấy mẫu tín hiệu rồi đưa vào xử lý trong DDC. Trong trường hợp dải tín hiệu RF không quá lớn để có thể thực hiện bộ thu hoàn toàn số, thì hệ thống không sử dụng thêm mạch RF này [10].



Hình 19: cấu trúc bộ DDC trên FPGA



Hình 20: cấu trúc bộ Costas loops

Kỹ thuật khôi phục sóng mang:

Bộ Costas loops khôi phục sóng mang cả về tần số và pha từ tín hiệu thu được có điều chế để đồng bộ ở thiết bị thu. Chúng ta giả thiết tín hiệu ở đầu vào bộ DDC có tần số thực tế f_1 được mô tả bằng phương trình toán học:

$$r(t) = A(t) \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) \quad (33)$$

Giả thiết, tần số thiết lập ban đầu cho bộ VCO là f_2 . Đầu ra bộ nhân tín hiệu trong Costas loops nhận được hai thành phần tần số tổng và hiệu của f_1 và f_2 :

$$r(t) \cos(2\pi f_2 t + \phi_2) = \frac{A(t)}{2} [\cos(2\pi(f_1 + f_2)t + (\phi_1 + \phi_2)) + \cos(2\pi(f_1 - f_2)t + (\phi_1 - \phi_2))] \quad (34)$$

$$r(t) \sin(2\pi f_2 t + \phi_2) = \frac{A(t)}{2} [\sin(2\pi(f_1 + f_2)t + (\phi_1 + \phi_2)) - \sin(2\pi(f_1 - f_2)t + (\phi_1 - \phi_2))] \quad (35)$$

Bộ lọc phối hợp khi đó loại bỏ thành phần tần số tổng và thực hiện lấy mẫu lại theo tốc độ của symbol.

Tín hiệu đầu ra bộ lọc phối hợp nhận được:

$$\hat{I}(t) = \frac{A(t)}{2} \cos(2\pi(f_1 - f_2)t + (\phi_1 - \phi_2)) \quad (36)$$

$$\hat{Q}(t) = \frac{A(t)}{2} \sin(2\pi(f_1 - f_2)t + (\phi_1 - \phi_2)) \quad (37)$$

Chúng ta đặt:

$$\Delta f(t) = f_1 - f_2, \quad \Delta \phi(t) = \Delta f(t) + \phi_1 - \phi_2$$

Thay vào (36) và (37) nhận được:

$$\hat{I}(t) = \frac{A(t)}{2} \cos(\Delta \phi(t)) \quad (38)$$

$$\hat{Q}(t) = \frac{A(t)}{2} \sin(\Delta \phi(t)) \quad (39)$$

Đầu vào của bộ lọc loop filter là tích của 2 tín hiệu trên 2 kênh I và Q:

$$\hat{I}(t)\hat{Q}(t) = \frac{A^2(t)}{4} \cos(\Delta \phi(t)) \cdot \sin(\Delta \phi(t)) = \frac{A^2(t)}{8} \sin(2\Delta \phi(t)) \quad (40)$$

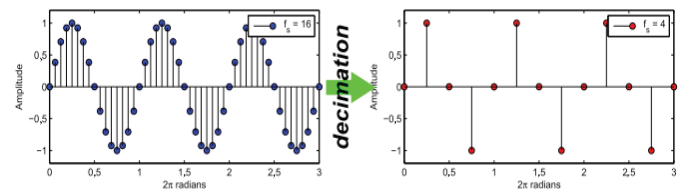
Bộ lọc loop filter thực hiện loại bỏ tất cả nhiễu tạp tác động đến thành phần biên độ tại phía thu. Đầu ra bộ lọc này chúng ta nhận được tín hiệu:

$$e(t) = \frac{1}{8} A^2(t) \sin(2\Delta \phi(t)) \quad (41)$$

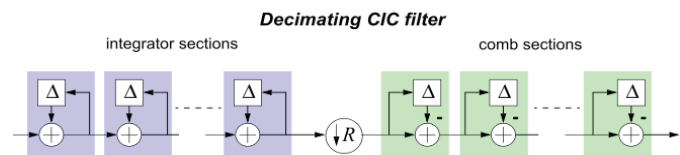
Với điều chế QPSK, sau khi loại bỏ nhiễu tác động đến biên độ thì $A(t) = \pm 1$ nên đầu ra của loop filter mang thông tin về độ lệch pha và tần số. Tín hiệu này sử dụng để hiệu chỉnh VCO đưa sai lệch này về 0. Do đó, sóng mang được khôi phục.

Kênh lọc giảm mẫu:

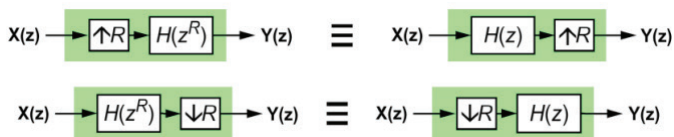
Bộ lọc CIC có khả năng giảm tốc độ lấy mẫu cao nhất nên được sử dụng trong bộ DDC làm bộ lọc đầu tiên trong kênh lọc giảm mẫu.



Hình 21: quá trình thực hiện giảm mẫu của CIC

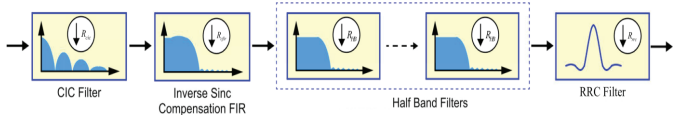


Hình 22: cấu trúc của bộ lọc CIC giảm mẫu



Hình 23: tương quan đáp ứng của CIC nội suy và giảm mẫu

Từ sự tương quan giữa CIC nội suy và giảm mẫu (hình 23) ta thấy, đặc tuyến $H(z)$ của chúng là tương đồng như thể hiện trên hình 13. Như vậy, sau bộ lọc CIC trong DDC cần sử dụng thêm bộ lọc bù CFIR, các khâu lọc tùy chọn HB để giảm tốc độ lấy mẫu và bộ lọc RRC làm bộ lọc phối hợp lấy mẫu với tốc độ của symbol để đồng bộ. Cấu trúc của DDC thể hiện như trên hình 24 [11-14].



Hình 24: kênh lọc giảm mẫu trong DDC

Đặc tuyến biên độ - tần số và đáp ứng xung của các bộ lọc này tương tự như trong DUC trên các hình 9, 14 và 15.

Kết quả thử nghiệm

Thiết kế (hình 25) được thử nghiệm với các tham số lựa chọn sau: tốc độ lấy mẫu các symbol trên hai kênh I/Q: 1,25 MHz; tần số IF: 25 MHz; tốc độ nội suy và giảm mẫu: 80; mô hình kênh truyền: sử dụng tạp trắng phát từ trong FPGA; các bo mạch sử dụng để thử nghiệm: NetFPGA-1G-CML và AD9739A FMC Card.

Kết quả thử nghiệm được thể hiện trên các hình từ 26 đến 32. Tài nguyên chip FPGA sử dụng khi không sử dụng tạp trắng để mô hình kênh và có sử dụng tạp trắng thể hiện tương ứng trong bảng 1 và bảng 2.

- Kết quả mô phỏng (hình 28) và đo trên máy phân tích phổ (hình 31) cho thấy, tín hiệu phát ở dải IF có băng thông 2,5 MHz (bằng 2 lần băng thông của symbol trên hai kênh I/Q ở dải cơ sở).

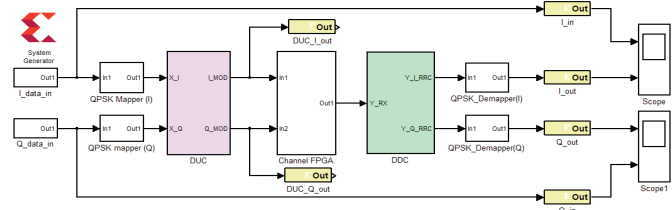
- Kết quả phân tích chòm sao tín hiệu ở phía thu (hình 29) cho thấy, chòm sao sau bộ lọc CIC không tập trung do nhiễu tạp trắng từ kênh truyền. Bộ lọc phối hợp RRC đã lọc nhiễu ISI và nhiễu tạp nên chòm sao tín hiệu được tập trung.

- Sau giải điều chế QPSK, tín hiệu được khôi phục (hình 30).

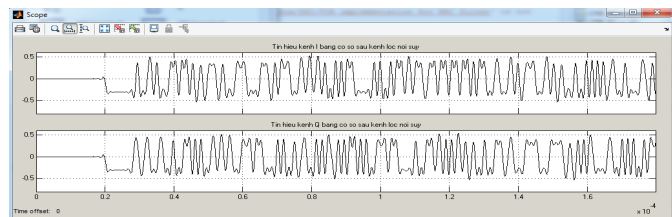
- Chuỗi bit kênh I của bản tin gốc từ phía phát và

của kênh I sau giải điều chế trong bộ thu được thể hiện trên máy hiện sóng (hình 32). Tín hiệu được khôi phục hoàn toàn trong bộ thu, tốc độ lấy mẫu 1,25 MHz.

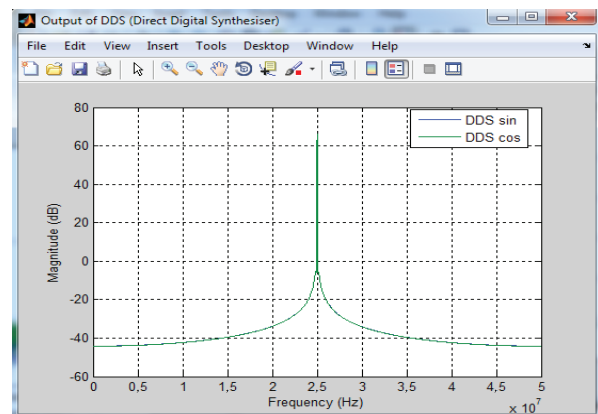
- Tài nguyên FPGA sử dụng cho bộ DUC và DDC (không tính đến tài nguyên tạo tạp trắng cho mô hình kênh phát) là rất nhỏ đối với chip Kintex-7 XC7K325T và phù hợp cho các chip FPGA tài nguyên nhỏ hơn, chip FPGA thế hệ cũ.



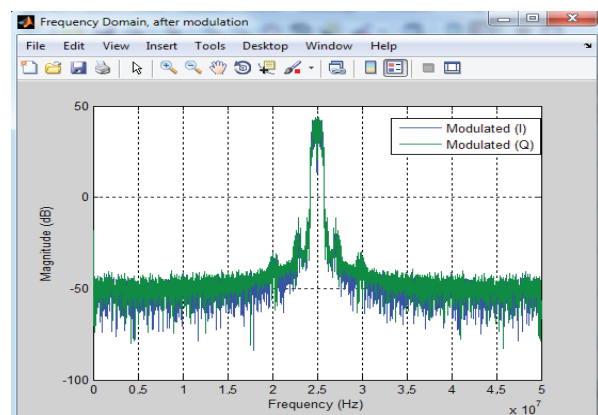
Hình 25: thiết kế thực hiện trên System Generator



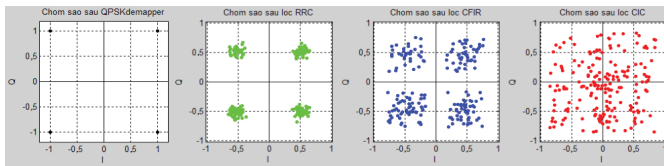
Hình 26: tín hiệu ở băng tần cơ sở sau kênh lọc nội suy



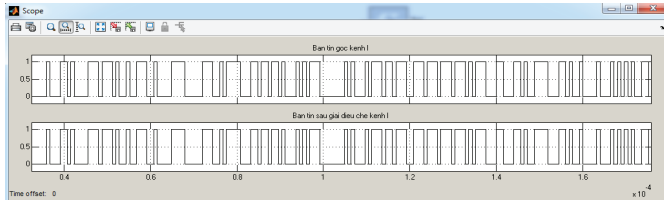
Hình 27: phổ tín hiệu DDS trong DUC



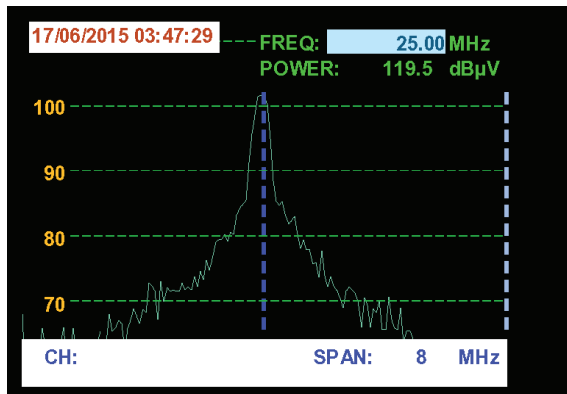
Hình 28: phổ tín hiệu IF ở phía phát



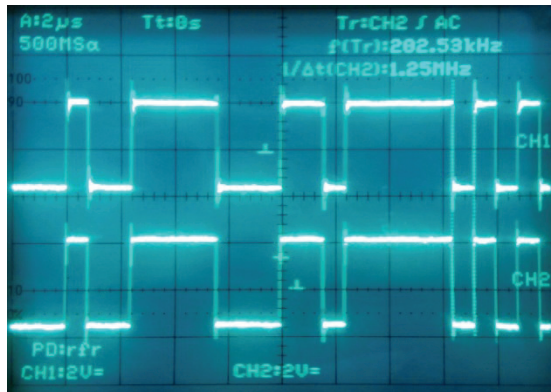
Hình 29: chòm sao tín hiệu sau các bộ lọc trong DDC



Hình 30: bản tin gốc ở phía phát và đầu ra sau giải điều chế QPSK ở phía thu



Hình 31: phổ tín hiệu IF sau DUC



Hình 32: bản tin gốc và sau giải điều chế

Bảng 1: tài nguyên FPGA sử dụng khi không dùng kênh tap trắng

Logic Utilization	Used	Available	%
Slice Registers	9371	407,600	2%
Slice LUTs	9254	203,800	4%
RAM/FIFO	5	445	1%
DSP48E1s	139	840	16%
Max. Frequency	142.531MHz		

Bảng 2: tài nguyên FPGA sử dụng khi có dùng kênh tap trắng

Logic Utilization	Used	Available	%
Slice Registers	3056	407,600	0%
Slice LUTs	2356	203,800	1%
RAM/FIFO	1	445	0%
DSP48E1s	42	840	5%
Max. Frequency	517.994 MHz		

Kết luận

Nghiên cứu đã thiết kế và thử nghiệm các khối đảo tần lên và xuống kết hợp kỹ thuật điều chế QPSK trên cơ sở công nghệ vô tuyến cấu hình mềm. Thiết kế với

giải pháp tối ưu tài nguyên và tốc độ cho phép thực hiện hệ thống hoàn toàn số trong một chip FPGA, đặc biệt là mô hình thiết kế có thể phù hợp và tùy biến linh hoạt cho mọi hệ thống vô tuyến dựa trên software defined radio.

Tài liệu tham khảo

[1] Zhuan Ye, Grosspietsch J, Memik G (2007), *An FPGA Based All-Digital Transmitter with Radio Frequency Output for Software Defined Radio*, IEEE Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition.

[2] Rodger H Hosking (2008), *Software Defined Radio Handbook: Seventh Edition*, Pentek, Inc.

[3] Kazaz T, Kulin M, Hadzialic M (2013), *Design and implementation of SDR based QPSK modulator on FPGA*, IEEE Information & Communication Technology Electronics & Microelectronics (MIPRO).

[4] Kodali R.K, Bopppana L, Kondapalli S.R (2013), *DDC and DUC filters in SDR platforms*, IEEE Advanced Computing Technologies (ICACT).

[5] Xilinx (2014), *DUC/DDC Compiler V3.0*, LogiCORE IP Product Guide.

[6] Ewa Hermanowicz, Mirosław Rojewski (2014), "Square Root Raised Cosine Fractionally Delaying Nyquist Filter - Design and Performance Evaluation", *JET International Journal of Electronics and Telecommunications*, **60(3)**, pp.247-252.

[7] V Elamaram, R Vaishnavi, A Maxel Rozario, Slitta Maria Joseph, Aylwin Cherian (2013), *CIC for decimation and interpolation using Xilinx system generator*, IEEE Communications and Signal Processing (ICCS).

[8] Xiao Liangfen Liu Yi (2011), "Implementation of distributed FIR digital filter on FPGA", *Electronic Measurement & Instruments (ICEMI)*, **Vol 3**.

[9] Xilinx (2011), *DS795: LogiCORE IP FIR Compiler v6.3: Product Specification*.

[10] Xilinx (2015), *DDS Compiler v6.0*, LogiCORE IP Product Guide.

[11] Hua-Ming Liu, Guang-Jun Li, Bo Yan, Qiang Li (2010), *A 100MHz Digital Down Converter with modified FIR filter for wide-band software-defined radios*, IEEE Electronics and Information Engineering (ICEIE), 2010 International Conference, 1-3 Aug. 2010.

[12] Wu Changrui, Kong Chao, Xie Shigen, Cai Huizhi (2010), *Design and FPGA Implementation of Flexible and Efficiency Digital Down Converter*, Signal Processing (ICSP).

[13] Trần Văn Nghĩa (2010), *Nghiên cứu, thiết kế máy thu thế hệ số software defined radio trên công nghệ FPGA*, Tuyển tập báo cáo khoa học Hội nghị Đo lường toàn quốc lần thứ 5.

[14] Nguyễn Thế Hiếu, Trần Xuân Kiên, Trần Văn Nghĩa (2010), "Nghiên cứu, thiết kế bộ chuyển dịch tín hiệu về dải cơ sở trên nền công nghệ FPGA", *Tạp chí Nghiên cứu KH&CN quân sự*, tháng 10.

Ứng dụng mạng cảm biến không dây để điều khiển và giám sát các bộ điều khiển đèn tín hiệu giao thông

Cao Nguyễn Khoa Nam^{1*}, Nguyễn Thị Kim Trúc², Võ Đại Bình³

¹Trường Cao đẳng Công nghệ Đà Nẵng

²Trường Đại học Bách khoa Đà Nẵng

³Sở Giao thông Vận tải Tp Đà Nẵng

Ngày nhận bài 10.9.2015, ngày chuyển phản biện 15.9.2015, ngày nhận phản biện 20.10.2015, ngày chấp nhận đăng 26.10.2015

Trong những năm gần đây, mạng cảm biến không dây (wireless sensor networks - WSN) ngày càng được sử dụng rộng rãi trong hệ thống giao thông thông minh. Bài báo trình bày về hệ thống điều khiển và giám sát các bộ điều khiển đèn tín hiệu giao thông (THGT) tại các nút giao thông sử dụng WSN và truyền thông qua mạng 3G. Với sự kết hợp của phần mềm điều khiển và giám sát được cài đặt tại trung tâm và các cảm biến lắp đặt tại các tủ điều khiển, hệ thống cho phép thay đổi chế độ hoạt động của các nút giao thông, cài đặt chu kỳ đèn cũng như phát hiện các sự cố của các bộ điều khiển. Nhờ đó, nâng cao độ tin cậy và chất lượng trong công tác quản lý và vận hành đối với mạng lưới các nút điều khiển THGT.

Từ khóa: điều khiển đèn giao thông, mạng cảm biến không dây, truyền thông 2G/3G.

Chỉ số phân loại 2.2

APPLYING WIRELESS SENSOR NETWORK TO CONTROL AND SUPERVISE TRAFFIC LIGHT NODE CONTROLLERS

Summary

Recent years, Wireless Sensor Networks - WSN have been widely used in Intelligent Traffic System. This paper introduces an observing and controlling system of traffic light node by using WSN and 3G communication network. The proposed system can change operation modes (normal, yellow blink and system-off) as well as the cycle time of traffic light of each node. Based on collected data of the traffic light cycle and current measurements, this system offers warning and determines which node has error (corrupt light, communication error, power-off, etc). As a result, the management and operation of the traffic light system will be improved.

Keywords: traffic light controller, wireless sensor networks, 2G/3G.

Classification number 2.2

Đặt vấn đề

Hiện nay, nhiều tỉnh/thành phố trong cả nước đã và đang thực hiện các dự án giao thông thông minh, kết nối các nút THGT về trung tâm điều khiển. Tại thành phố Đà Nẵng, ngoài 64 nút đèn THGT thuộc dự án do Chính phủ Tây Ban Nha tài trợ được kết nối và điều khiển tại trung tâm thông qua phần mềm Adimot, còn 22 nút nằm ngoài dự án đang hoạt động độc lập không được kết nối về trung tâm và nằm ở vị trí khá xa so với trung tâm điều khiển. Việc kết nối 22 nút THGT độc lập này về trung tâm đòi hỏi kinh phí đầu tư cao và lệ thuộc vào công nghệ của nhà thầu cung cấp phần mềm Adimot. Do đó, công tác quản lý và vận hành đối với 22 nút THGT này hiện gặp rất nhiều khó khăn. Chính từ thực tế đó, nhóm nghiên cứu đã đưa ra giải pháp kết nối các bộ điều khiển của 22 nút THGT này về trung tâm điều khiển bằng phần mềm do nhóm thiết kế với mục tiêu: tận dụng lại các thiết bị trong tủ điều khiển đèn tín hiệu hiện có; đảm bảo hoạt động ổn định, làm chủ công nghệ, có tính mở rộng, phát triển nâng cấp trong tương lai; chi phí vận hành thấp nhất. Trên cơ sở ứng dụng WSN và truyền thông qua mạng 3G sẽ đem

*Tác giả liên hệ: Email: caonam@gmail.com

lại hiệu quả đầu tư.

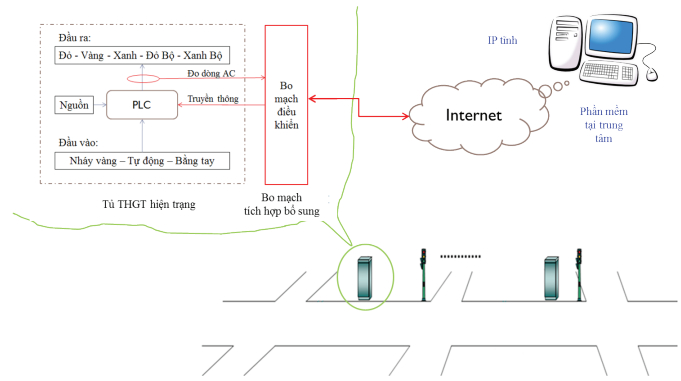
Trước đây, các tủ THGT sử dụng bộ điều khiển logic khả trình (PLC) Logo 230RC vì chúng thuận lợi cho việc cài đặt lại thông số chu kỳ đèn mà không cần thêm bất kỳ thiết bị phụ trợ nào khác như máy tính, cáp nạp... Tuy nhiên, với xu hướng điều khiển, giám sát từ xa như hiện nay thì các tủ điều khiển THGT sử dụng PLC Logo 230RC trở nên hạn chế vì 2 lý do sau: PLC Logo 230RC không có chức năng kết nối với thiết bị khác để truyền nhận dữ liệu; lệnh timer (bộ thời gian) và counter (bộ đếm) chỉ cho phép nhập thông số trực tiếp từ bàn phím của PLC Logo 230RC và không cho phép gán biến số nên việc lập trình thay đổi chu kỳ đèn rất phức tạp. Vì vậy, phần lớn các nút điều khiển THGT lắp đặt mới sau này đều sử dụng PLC S7-200 hoặc PLC S7-1200 vì một số nguyên nhân sau: có tập lệnh hỗ trợ truyền thông; các lệnh timer và counter cho phép lập trình linh hoạt; có cổng giao tiếp RS485.

Trong phạm vi nghiên cứu này, nhóm tác giả thực hiện kết nối mạng các bộ điều khiển THGT sử dụng bộ điều khiển PLC S7-200 CPU 224. Giải pháp được đề xuất bao gồm việc thi công mạch điều khiển được tích hợp với tủ điều khiển hiện có và thiết kế phần mềm quản lý cài đặt tại máy tính điều khiển trung tâm. Nội dung được tóm tắt như sau: 1) mạch điều khiển được tích hợp tại mỗi tủ điều khiển có cấu tạo và hoạt động như một nút trong WSN. Các cảm biến này phục vụ cho việc đo dòng điện cấp cho các đèn THGT, phát hiện mở cửa tủ điều khiển, phát hiện mất điện hệ thống cũng như trạng thái của các nút nhấn chọn chế độ hoạt động đèn THGT. 2) phần mềm quản lý cho phép điều khiển hệ thống như thay đổi chu kỳ đèn THGT, bật/tắt và thay đổi chế độ làm việc của các bộ điều khiển THGT. Ngoài ra, phần mềm thực hiện giám sát các thông số, trạng thái, chế độ làm việc cũng như sự cố tại các tủ điều khiển THGT.

Nội dung nghiên cứu

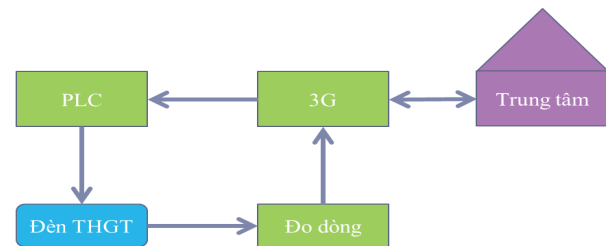
Giải pháp kỹ thuật và phần cứng

Mô hình tổng quát của hệ thống được mô tả ở hình 1.



Hình 1: mô hình tổng quát của hệ thống

Hình 1 trình bày mô hình tổng quát của hệ thống điều khiển và giám sát các bộ điều khiển đèn THGT. Ngoài bộ điều khiển PLC S700-200ICPU224 hiện có, mô hình tích hợp thêm mạch điều khiển bổ sung, thực hiện giao tiếp với phần mềm quản lý tại trung tâm điều khiển thông qua mạng 3G.



Hình 2: nguyên lý điều khiển và giám sát hệ thống

Nguyên lý điều khiển và giám sát hệ thống đèn THGT tại mỗi nút tín hiệu được thể hiện ở hình 2 và làm việc như sau:

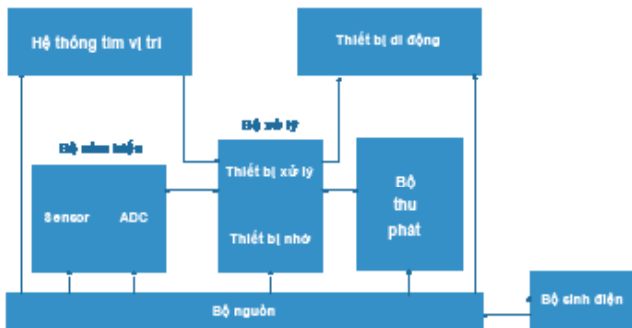
Bộ điều khiển PLC điều khiển đèn THGT theo chương trình đã được cài đặt sẵn.

Bộ đo dòng thực hiện việc đo dòng điện cấp nguồn cho đèn THGT, đồng thời các giá trị dòng điện này sẽ được chuyển đổi sang ADC và gửi về máy tính trung tâm thông qua bộ truyền nhận 3G.

Ngoài ra, tín hiệu điều khiển từ máy tính trung tâm đưa đến PLC cũng thông qua bộ truyền nhận 3G. Máy tính này có kết nối với mạng internet và được đăng ký thuê bao IP tĩnh để thực hiện chức năng điều khiển và giám sát.

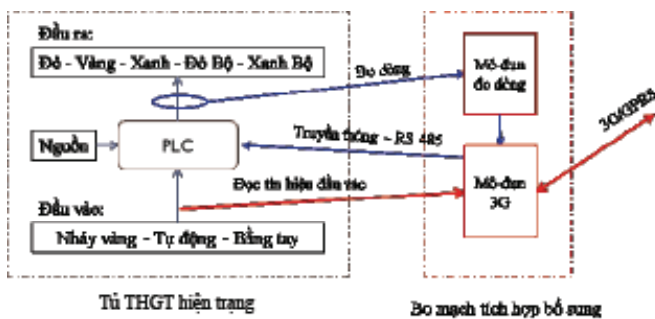
Mạch điều khiển bổ sung

Cấu tạo chung: một nút cảm biến không dây có vai trò và cấu tạo được giới thiệu ở hình 3, bao gồm 4 thành phần cơ bản là bộ cảm biến, bộ xử lý, bộ thu phát không dây và nguồn điện [1].



Hình 3: các thành phần của nút cảm biến không dây

Trong nghiên cứu này, mạch điều khiển bổ sung có cấu tạo tương tự một nút cảm biến không dây, bao gồm mô-đun đo dòng, mô-đun 3G và nguồn cấp được thể hiện ở hình 4.



Hình 4: cấu trúc mạch điều khiển hệ thống

Mô-đun đo dòng: các thông số của mô-đun cảm biến như sau: nguồn hoạt động: 24VDC; bộ xử lý chính: PIC18F46K20 (có 13 kênh ADC 10 bit); cổng giao tiếp với mô-đun 3G: RS232; giá trị dòng có thể đo được: 0-3A.

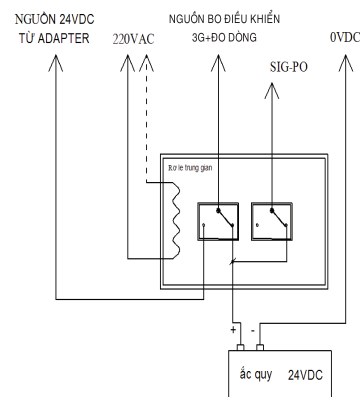
Mô-đun đo dòng sử dụng các biến dòng điện để đo dòng điện cấp cho các đèn THGT. Thứ cấp của các biến dòng được nối với các chân đầu vào ADC của vi điều khiển PIC18F46K20. Vi điều khiển thực hiện lấy mẫu tín hiệu, đồng thời truyền dữ liệu sau khi xử lý đến mô-đun 3G.

Mô-đun 3G: các thông số của mô-đun 3G như sau: nguồn hoạt động: 24VDC; đơn vị xử lý trung tâm: PIC32MX795F512L; cổng giao tiếp với mô-đun đo dòng: RS232; cổng giao tiếp với PLC: RS485; đầu vào số: 3 DI (12-24VDC); mô-đun SIM900 truyền nhận dữ liệu bằng giao thức TCP/IP [2-5]; mô-đun thời gian thực (RTC): MCP 79410.

Mô-đun 3G làm chức năng đo đếm thời gian chu kỳ đèn, phát hiện chế độ làm việc của hệ thống, đóng gói dữ liệu và thực hiện truyền thông. Mô-đun này truyền nhận các dữ liệu sau: nhận giá trị dòng điện từ mô-

đun đo dòng (truyền thông RS485) để xác định chu kỳ cũng như chế độ hoạt động hiện tại của nút THGT; các tín hiệu từ công tắc hành trình được lắp đặt trên cửa tủ điều khiển, tín hiệu từ role trung gian để phát hiện mất nguồn AC, tín hiệu từ các công tắc chọn chế độ hoạt động của chương trình điều khiển đèn THGT cùng với gói dữ liệu từ mô-đun đo dòng được đóng gói và gửi về server. Ngoài ra, mô-đun 3G này còn thực hiện nhiệm vụ trích xuất dữ liệu cài đặt chu kỳ đèn, chế độ hoạt động từ server để cập nhật các thông số này cho PLC (truyền thông RS485), giúp thay đổi trạng thái hoạt động hay chu kỳ của đèn THGT.

Nguồn cấp cho mạch điều khiển bổ sung: mạch điều khiển bổ sung được cấp điện từ nguồn 24VDC của Adapter và nguồn dự phòng acquy như hình 5.



Hình 5: sơ đồ nguồn cấp cho mạch điều khiển bổ sung

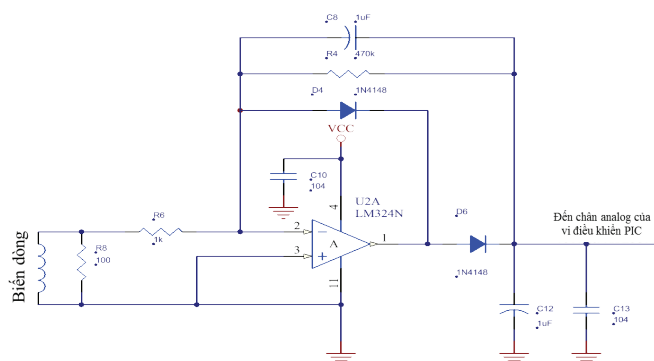
Nguyên lý làm việc: khi bị mất điện nguồn hoặc có sự cố chạm chập trong tủ điều khiển THGT, aptomat tổng của tủ điều khiển tác động. Thông qua các tiếp điểm của role trung gian, hệ thống sẽ tự động chuyển đổi nguồn cung cấp từ nguồn Adapter 24VDC sang nguồn ắc quy 24VDC để duy trì mạch điều khiển. Ngoài ra, tín hiệu từ tiếp điểm của role cũng được sử dụng làm tín hiệu báo mất nguồn hoặc sự cố chạm chập trong tủ điều khiển THGT. Khi tiếp điểm này tác động, vi điều khiển sẽ gửi tín hiệu báo mất nguồn về mô-đun 3G để truyền cảnh báo về trung tâm.

Tần số lấy mẫu tín hiệu: tần số tín hiệu cực đại của hệ thống chính là tần số của đèn THGT vàng ở chế độ nhảy vàng $f_v = 1$ (Hz). Do đó, theo định lý lấy mẫu tín hiệu Nyquist [3], tần số lấy mẫu tín hiệu f_m trong hệ thống này được chọn bằng 8 lần tần số của đèn vàng.

$$f_m = 8f_v = 8.1 = 8(\text{Hz}) \quad (1)$$

Giải pháp đo dòng điện cấp cho đèn THGT: đèn THGT sử dụng điện áp xoay chiều 220VAC, nên việc

đo dòng điện cấp cho các đèn này được đo thông qua biến dòng. Vì mỗi kênh đèn THGT (xanh, vàng, đỏ, xanh đi bộ, đỏ đi bộ của mỗi tuyến) có thể là 1 hay nhiều đèn mắc song song với nhau. Do đó, giá trị biến dòng đo được phản ánh giá trị dòng điện tổng của mỗi kênh đèn THGT. Giá trị dòng điện này được chuyển đổi thành điện áp rơi điện trở có trị số $100\ \Omega$ trước khi đưa vào bộ ADC của vi điều khiển PIC18F46K20. Sơ đồ nguyên lý được thể hiện trong hình 6.



Hình 6: sơ đồ mạch đệm tín hiệu từ biến dòng

Khi giá trị ADC từ biến dòng lớn hơn giá trị ngưỡng thì đèn THGT được xem là đang có điện, ngược lại đèn THGT được xem là tắt. Bằng kết quả thực nghiệm, giá trị ngưỡng ADC được chọn bằng 10 để bù offset của các bộ khuếch đại thuật toán.

Kiểm tra chế độ làm việc của đèn THGT: các chế độ làm việc của đèn THGT được kiểm tra như sau: chế độ làm việc bình thường (chế độ ba màu): chu kỳ của đèn THGT được xác định bằng thời gian giữa hai sườn xuống của cùng một đèn THGT. Tại các sườn xuống này, bộ đếm thời gian của các đèn THGT khác được đặt về giá trị 0. Thời gian sáng của các đèn THGT trong một chu kỳ được xác định thông qua thời gian có điện của các đèn đó. Thời gian này được xác định theo công thức sau:

$$LIGHT_TIME = N.T_m (s) \quad (2)$$

Trong đó:

N là số lần lấy mẫu mà giá trị ADC lớn hơn giá trị ngưỡng trong một chu kỳ.

T_m là chu kỳ lấy mẫu:

$$T_m = \frac{1}{f_m} = \frac{1}{8} (s) \quad (3)$$

Chế độ nháy vàng được xác định khi 8 kênh đèn

THGT có giá trị dòng điện cực đại bằng 0 và hai kênh đèn THGT có giá trị dòng điện cực đại khác 0 liên tục trong thời gian đủ lớn (để tài chọn thời gian này là 15s). Chế độ nghỉ được xác định khi giá trị dòng điện cực đại đo được ở tất cả các kênh bằng 0 trong thời gian đủ lớn (tương tự, nghiên cứu này chọn thời gian này là 15s).

Thuật toán phát hiện sự cố đèn THGT: trong thực tế, tùy theo quy mô của nút giao thông nên số lượng đèn lắp đặt cho mỗi kênh đèn THGT có thể khác nhau. Vì vậy, để xác định được sự cố đèn THGT, ta cần đổi chiều giá trị dòng điện đo được với giá trị dòng điện cực đại chuẩn và cực tiểu chuẩn của các kênh đèn THGT. Giá trị cực đại chuẩn này là giá trị dòng điện tổng cấp cho tất cả các đèn của mỗi kênh đèn THGT khi các kênh hoạt động ở chế độ 3 màu. Giá trị dòng điện cực tiểu chuẩn là giá trị dòng điện tương ứng với giá trị offset của ADC. Các trạng thái sự cố có thể được xác định như sau: khi giá trị dòng điện cực đại đo được nhỏ hơn giá trị dòng điện cực đại chuẩn thì nút THGT bị cháy một hoặc nhiều đèn trong cùng một kênh đèn; khi giá trị dòng điện cực tiểu đo được luôn lớn hơn giá trị dòng điện cực tiểu chuẩn thì nút THGT không ngắt điện được một hoặc nhiều đèn trong một kênh (nghĩa là cùng một thời điểm có hai đèn khác kênh cùng sáng).

Phần mềm giám sát và điều khiển

Cơ chế trao đổi dữ liệu: việc điều khiển hệ thống đèn THGT không cần tốc độ đáp ứng tức thời và dữ liệu truyền nhận có dung lượng nhỏ. Vì vậy, nhằm đáp ứng các yêu cầu kỹ thuật mà vẫn đảm bảo kinh phí vận hành thấp nhất có thể (kinh phí này phần lớn là chi phí cho việc truyền nhận dữ liệu qua mạng 3G), nhóm nghiên cứu lựa chọn mô hình Server/Client làm cơ chế trao đổi dữ liệu trong hệ thống. Client là các bộ điều khiển tại nút THGT đã được tích hợp mạch điều khiển bổ sung. Server là máy tính chủ tại trung tâm, được cài đặt mô-đun truyền thông nhằm quản lý các kết nối từ Client, nhận và lưu trữ dữ liệu trạng thái của các nút THGT vào cơ sở dữ liệu. Ngoài ra, server còn được cài đặt một giao diện người dùng cho phép giám sát và điều khiển hệ thống các nút THGT. Server được kết nối internet và đăng ký thuê bao địa chỉ IP tĩnh.

Nội dung bức điện từ client:

SIM ID	LIGHT TIME	MIN CURRENT	MAX CURRENT	CABINET STATUS
11 bytes	2 x 10 bytes	4 x 10 bytes	4 x 10 bytes	3 bytes

Hình 7: cấu trúc bức điện từ Client

SIM ID là số cố định của SIM được lắp cho mỗi bộ điều khiển tại mỗi nút giao thông. SIM ID gồm 11 chữ số được quy định bởi nhà mạng viễn thông, vì vậy để thể hiện con số này cần dùng 11 byte dữ liệu.

LIGHT TIME là thời gian có điện của các kênh đèn THGT theo thứ tự như sau: đèn xanh, đèn đỏ, đèn vàng tuyến 1; đèn xanh, đèn đỏ, đèn vàng tuyến 2; đèn xanh đi bộ, đèn đỏ đi bộ tuyến 1; đèn xanh đi bộ và đèn đỏ đi bộ tuyến 2. Mỗi giá trị thời gian này được biểu diễn tương ứng với 2 byte dữ liệu cho mỗi đèn.

MIN CURRENT là các giá trị dòng điện cực tiểu của các kênh đèn theo thứ tự trên và được thể hiện tương ứng với 4 byte dữ liệu cho mỗi đèn.

MAX CURRENT là giá trị dòng điện cực đại của các kênh đèn tương ứng với 4 byte dữ liệu cho mỗi đèn.

CABINET STATUS là các trạng thái đóng/mở cửa tủ điều khiển, trạng thái của công tắc chọn chế độ bằng tay và công tắc chọn chế độ tự động, tương ứng với 3 byte dữ liệu.

Nội dung bức điện từ máy chủ:

TIME	DATE	COMMAND
6 bytes	8 bytes	15-20 bytes

Hình 8: cấu trúc bức điện từ máy chủ

TIME: thời gian nhận dữ liệu

DATE: ngày nhận dữ liệu

COMMAND: mã lệnh điều khiển

Lệnh cài đặt chương trình hoạt động trong ngày: \$REDTIME + thời gian chu kỳ của từng giờ trong ngày (24h)

Lệnh tắt nút THGT: \$SYSTEM_OFF,0,0,*

Lệnh bật nút THGT: \$SYSTEM_ON,0,0,*

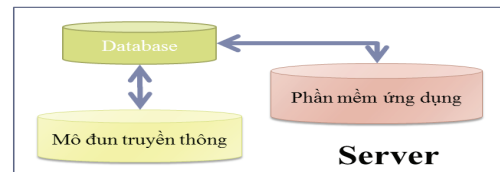
Lệnh chọn chương trình nhấp vàng: \$YELLOW_BLINK,0,0,*

Nguyên lý trao đổi dữ liệu trong hệ thống: ở chế độ hoạt động bình thường (chế độ 3 màu), mỗi bộ điều khiển THGT (Client) sẽ tự động gửi dữ liệu mang

thông tin về trạng thái của nút điều khiển THGT đến máy chủ theo cấu trúc bức điện đã được trình bày ở hình 7. Chu kỳ gửi dữ liệu bằng chu kỳ của đèn THGT. Đối với chế độ nhấp vàng và chế độ nghỉ, chu kỳ được chọn trong khoảng 5-15s nhằm tiết kiệm chi phí truyền thông.

Khi nhận được bức điện từ Client, căn cứ vào địa chỉ SIM ID có trong bức điện, máy chủ sẽ gửi trở lại Client bức điện có cấu trúc như hình 8. Nếu không có yêu cầu cài đặt hoặc điều khiển từ máy chủ thì số lượng byte trong trường dữ liệu COMMAND của bức điện là 0. Ngược lại, số lượng byte này từ 15 đến 20 byte. Dữ liệu trong các trường TIME và DATE được Client dùng để tham chiếu và đồng bộ thời gian với hệ thống.

Cấu trúc Server:



Hình 9: cấu trúc phần mềm

Nghiên cứu sử dụng hệ quản trị cơ sở dữ liệu SQL Server 2008 để lưu trữ tất cả dữ liệu vào ra của hệ thống.

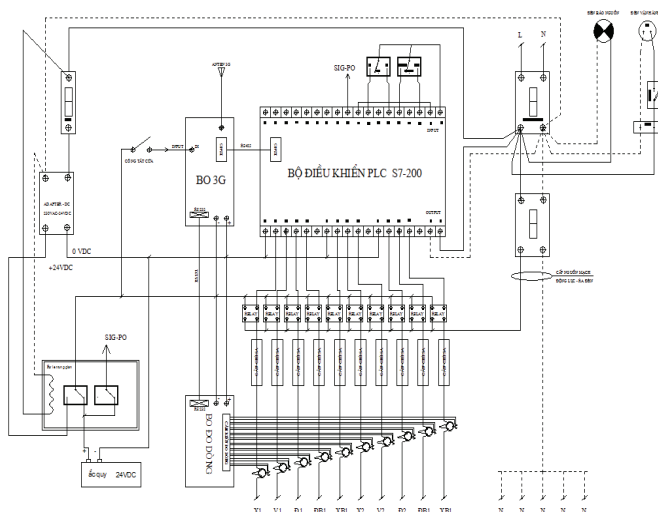
Phần mềm ứng dụng: được lập trình bằng phần mềm Visual C# - Microsoft Visual Studio 2010 [6]. Giao diện người dùng cho phép điều khiển và giám sát hệ thống các nút THGT như sau: cho phép đăng nhập quản lý thông qua giao diện khởi động hệ thống; cho phép cài đặt chu kỳ và chế độ hoạt động của mỗi nút THGT theo từng giờ trong ngày thông qua giao diện cài đặt hệ thống; hiển thị trạng thái của các nút THGT thông qua giao diện giám sát và vận hành hệ thống. Giao diện này bao gồm các trường dữ liệu như tên giao lộ, thời gian cài đặt, thời gian thực tế, dòng điện cực tiểu và cực đại thực tế, trạng thái cửa tủ, người phụ trách; trích xuất các báo cáo về sự cố và trạng thái đóng/mở cửa tủ điều khiển THGT theo ngày, tháng, quý, năm.

Mô-đun truyền thông: là phần mềm quản lý kết nối với các Client theo giao thức TCP/IP và quản lý việc truyền nhận và lưu trữ dữ liệu vào cơ sở dữ liệu (Database). Khi Client kết nối thành công với máy

chủ, mô-đun truyền thông sẽ cấp phát một luồng xử lý mới nhằm quản lý kết nối này. Với cách tổ chức như vậy, mô-đun truyền thông có thể quản lý đa kết nối cùng một thời điểm, tự động ngắt kết nối và giải phóng luồng khi Client không truyền thông trong thời gian đủ dài (time-out). Chức năng này nhằm giải phóng tài nguyên máy chủ.

Kết quả thực nghiệm

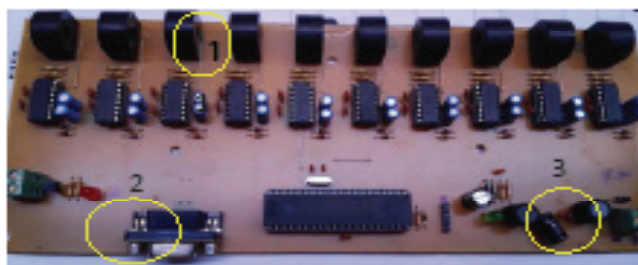
Để kiểm tra tính ổn định và tối ưu hệ thống trước khi đưa vào lắp đặt thực tế, hệ thống đã được lắp đặt trên một tủ thật đang được áp dụng cho điều khiển THGT ở Đà Nẵng và một tủ ở dạng mô hình, mô hình này chỉ khác tủ thật ở phần tải, tức các đèn giao thông, công suất tải được chọn tương đương với công suất thật đang được áp dụng tại các nút THGT. Hình 10 thể hiện sơ đồ mạch điện của một tủ điều khiển và giám sát THGT từ xa.



Hình 10: sơ đồ mạch điện của tủ điều khiển sau khi cải tạo

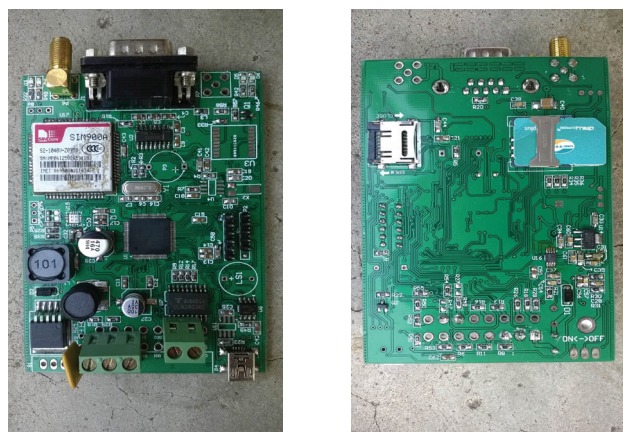
Phần cứng

Mô-đun đo dòng gồm các phần tử chính sau: (1) Biến dòng điện, (2) Cổng giao tiếp với mô-đun 3G theo chuẩn RS232, (3) Cấp nguồn 24VDC.



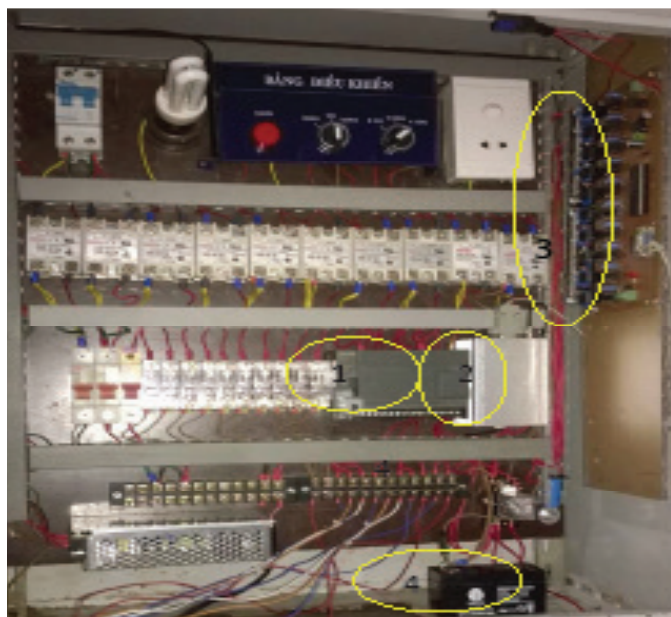
Hình 11: hình ảnh mô-đun đo dòng

Mô-đun 3G có cấu tạo như trình bày ở hình 12.



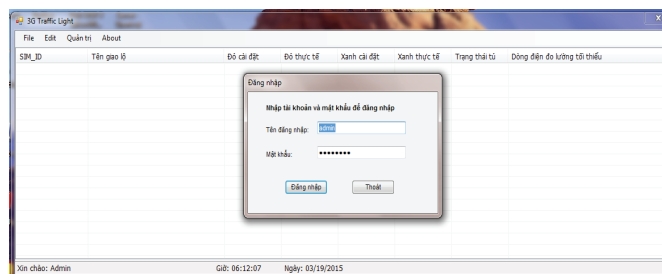
Hình 12: mặt trước và sau mô-đun 3G

Bên trong tủ điều khiển sau khi cải tạo: (1) Bộ PLC, (2) Mô-đun 3G, (3) Mô-đun đo dòng điện, (4) Acquy dự phòng.

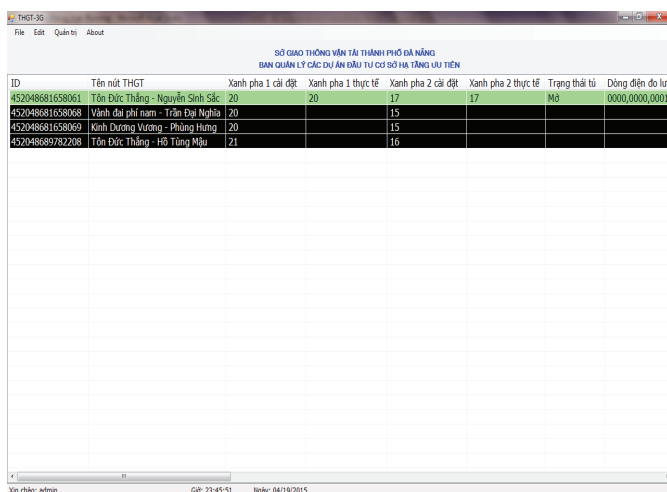
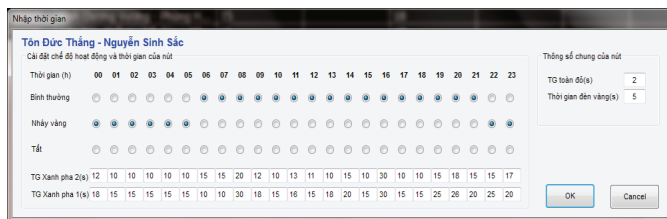
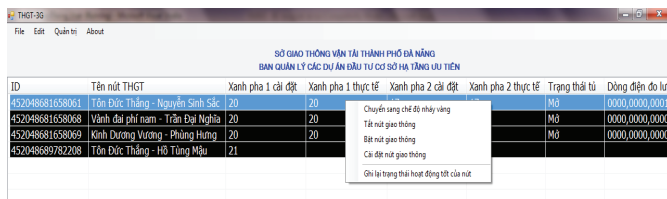


Hình 13: bên trong tủ điều khiển sau khi cải tạo

Phần mềm



Hình 14: giao diện khởi động hệ thống



Kết luận

Tài liệu tham khảo

Xây dựng hệ thống định vị tích hợp chặt GPS/INS ứng dụng trong môi trường đô thị

Nguyễn Hoàng Duy^{1*}, Đặng Anh Tùng¹, Nguyễn Vĩnh Hảo¹, Vũ Ngọc Hải²

¹Trường Đại học Bách khoa Tp Hồ Chí Minh

²Trường Đại học Nguyễn Tất Thành

Ngày nhận bài 12.10.2015, ngày chuyển phản biện 20.10.2015, ngày nhận phản biện 18.11.2015, ngày chấp nhận đăng 27.11.2015

Mục tiêu chính của nghiên cứu là thực hiện một hệ thống tích hợp INS/GPS theo cấu trúc tích hợp chặt ứng dụng trong môi trường đô thị. Trong kỹ thuật tích hợp này, các thông tin về khoảng cách các vệ tinh PR và tần số Doppler quan sát được từ thiết bị thu GPS sẽ được xử lý và tính toán riêng ứng với mỗi vệ tinh, nhằm xác định được mô hình đo lường của hệ thống. Các giá trị gia tốc, vận tốc góc và từ trường từ INS được sử dụng như là mô hình quá trình của hệ thống. Bộ lọc Kalman mở rộng được thiết kế trên mô hình 23 biến trạng thái để ước lượng vị trí, vận tốc, nhiễu nền INS và sai số xung nhịp của thiết bị thu GPS. Việc thử nghiệm được thực hiện ngoài trời trong môi trường đô thị khi tín hiệu GPS bị mất ngẫu nhiên để đánh giá độ chính xác của hệ thống. Kết quả thử nghiệm chỉ ra rằng, hệ thống tích hợp theo cấu trúc tích hợp chặt chính xác hơn cấu trúc tích hợp lỏng khi tín hiệu các vệ tinh không đủ để thiết bị thu xác định quỹ đạo và chỉ còn nhận được 2 hoặc 3 vệ tinh.

Từ khóa: bộ lọc Kalman mở rộng, tích hợp chặt GPS/INS, ước lượng tọa độ.

Chỉ số phân loại 2.2

IMPLEMENTATION OF A GPS/INS TIGHTLY-COUPLED SYSTEM APPLIED IN URBAN ENVIRONMENTS

Summary

This paper presents the implementation of a GPS/INS tightly-coupled system applied in urban environments. In this integration technique, the information of satellite distance and Doppler frequency is extracted and calculated for building the measurement model in the integration system. Acceleration, gyroscope and magnetic value from INS are used for the process model. An 23-state extended Kalman filter is formulated to estimate position, velocity, bias, scale factor, and clock error. The experiment is carried out outdoor in urban environments where GPS signals are randomly lost in order to evaluate the system accuracy. The experimental results have shown the GPS/INS tightly-coupled integration gives better performance than the GPS/INS loosely-coupled integration.

Keywords: attitude estimation, extended Kalman filter, tightly-coupled GPS/INS integration.

Classification number 2.2

Giới thiệu

Ngày nay, với xu hướng nâng cao độ chính xác và tính ổn định trong lĩnh vực định vị đối tượng, hệ thống tích hợp GPS/INS trở thành một đề tài nghiên cứu rất phổ biến. Hướng tiếp cận này giúp đảm bảo tính chính xác trong việc xác định quỹ đạo của đối tượng khi thiết bị thu chỉ nhận được tín hiệu từ 3 vệ tinh trở xuống và giúp hạn chế các sai số quỹ đạo theo thời gian [1]. Hiện tại, có 3 kiểu tích hợp cho hệ thống GPS/INS: tích hợp lỏng (loosely coupled), tích hợp chặt (tightly coupled) và tích hợp cực kỳ chặt (ultra-tightly coupled) [2]. Trong cấu trúc tích hợp lỏng, các giá trị đo vị trí và vận tốc từ thiết bị thu GPS sẽ tích hợp với mô hình INS để giới hạn sai số của mô hình. Do đó, ngõ ra của hệ thống này phụ thuộc nhiều vào độ chính xác của thiết bị thu GPS, nếu thiết bị thu GPS không xác định được quỹ đạo do bị che chắn thì hệ thống này sẽ mất ổn định chỉ sau một thời gian ngắn [3]. Với cấu trúc tích hợp chặt, hệ thống sẽ không sử dụng kết quả tính toán quỹ đạo từ thiết bị thu GPS, mà nó sẽ nhận các giá trị gốc của từng vệ tinh truyền xuống thiết bị, bao gồm khoảng cách

*Tác giả liên hệ: Email: duynguyenhoang007@gmail.com

vệ tinh và tần số Doppler. Từ các giá trị đo này, thuật toán ước lượng PVT được sử dụng để xác định mô hình đo lường cho hệ thống [4]. Thách thức lớn nhất của phương pháp này là phải xử lý tốt việc khử nhiễu của tín hiệu vệ tinh truyền xuống nhằm đảm bảo độ tin cậy của mô hình đo lường. Nếu giải quyết tốt thách thức này, chúng ta sẽ cải thiện được sai số và độ tin cậy của hệ thống khi đối tượng đi vào vùng tín hiệu vệ tinh không ổn định và số vệ tinh nhận được nhỏ hơn bốn vệ tinh [5].

Trong vài năm trở lại đây, hệ thống tích hợp GPS/INS đã được các nhà nghiên cứu trong nước xây dựng và ứng dụng vào thực tế. Tiêu biểu nhất trong số này là đề tài KC06.02/06-10 “Nghiên cứu, thiết kế, chế tạo thiết bị định vị vệ tinh phục vụ giám sát, quản lý phương tiện giao thông đường bộ, đường sắt” của TS Nguyễn Thanh Hải, Trường Đại học Giao thông Vận tải. Tuy nhiên, cùng với các công trình khác, phương pháp tích hợp sử dụng trong hệ thống là phương pháp tích hợp lỏng. Chính vì thế, trong bài báo này, hệ thống tích hợp INS/GPS theo cấu trúc tích hợp chặt được xây dựng và thử nghiệm trong môi trường đô thị, nơi mà tín hiệu GPS bị che chắn và bị gián đoạn ngẫu nhiên khi đối tượng di chuyển.

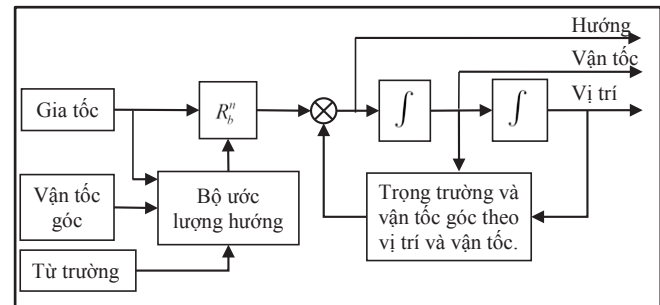
Nghiên cứu này được phân thành 2 phần chính: thứ nhất là xây dựng và thực hiện thuật toán ước lượng trong hệ thống tích hợp INS/GPS trên môi trường Matlab; thứ hai là xây dựng hệ thống thu thập dữ liệu trên nền vi xử lý để kiểm nghiệm và đánh giá. Hệ thống thử nghiệm được xây dựng dựa trên các thiết bị giá thành thấp: thiết bị thu GPS U-blox 6 và cảm biến quán tính ADIS16405 được sử dụng làm các thiết bị đo trong mô hình GPS và INS tương ứng. Cảm biến có tốc độ cập nhật 100 Hz, được sử dụng để ước lượng vị trí và hướng của vật; việc ước lượng hướng sẽ được thực hiện bởi 2 bộ lọc Kalman dựa trên các giá trị ngõ vào gia tốc, vận tốc góc và từ trường [6]. Thiết bị thu GPS cung cấp giá trị gốc từ tín hiệu vệ tinh với tần số cập nhật là 5 Hz. Những dữ liệu thử nghiệm được thu thập khi đối tượng di chuyển ngoài trời sẽ được đưa vào bộ ước lượng để đánh giá chất lượng của hai cấu trúc tích hợp chặt và tích hợp lỏng.

Mô hình tích hợp GPS/INS

Cấu trúc mô hình INS

Bài toán INS đặt ra là phải xác định quỹ đạo chuyển động của vật dựa trên các giá trị gia tốc và vận tốc góc gửi về. Mô hình chuyển động của đối tượng trong hệ

tọa độ ENU được đưa ra trong nghiên cứu của Shin 2001 [7]. Tuy nhiên, trong mô hình INS của các nghiên cứu này, ma trận xoay DCM được cập nhật trực tiếp từ các giá trị gia tốc và vận tốc góc của cảm biến, đồng thời phụ thuộc vào vị trí và vận tốc ngõ ra, dẫn đến sai số lớn và tích lũy theo thời gian. Chính vì thế, trong nghiên cứu này, mô hình INS như mô tả ở hình 1 được thay đổi với một bộ ước lượng hướng độc lập để xác định ma trận xoay DCM làm cho sai số ngõ ra không ảnh hưởng đến ma trận này, những ưu điểm khi sử dụng kết hợp bộ ước lượng hướng được nêu trong tài liệu tham khảo [8].



Hình 1: thuật toán INS

Mô hình chuyển động của đối tượng trong hệ tọa độ ENU được biểu diễn như sau [9]:

$$\begin{pmatrix} \dot{r}^n \\ \dot{v}^n \\ \dot{R}_b^n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D.v^n \\ R_b^n f^n - (2\Omega_{ie}^n + \Omega_{en}^n).v^n + g^n \\ R_b^n (\Omega_{ib}^b - \Omega_{in}^b) \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$\quad (2)$$

$$\quad (3)$$

Trong đó:

- Phương trình (1): $r^n = [\varphi \ \lambda \ h]$ là vị trí địa lý của đối tượng, gồm vĩ độ, kinh độ và độ cao, $v^n = [v_E \ v_N \ v_U]$ là vận tốc của đối tượng, D là ma trận chuyển đổi vận tốc trong hệ trục ENU sang tốc độ thay đổi trong hệ tọa độ địa lý.
- Phương trình (2): f^n là gia tốc trong hệ trục ENU, f^n là véc tơ gia tốc đo được từ cảm biến, g^n là véc tơ gia tốc trọng trường, Ω_{ie}^n là ma trận chéo của véc tơ ω_{ie}^n (tốc độ quay của trái đất biểu diễn trong hệ trục ENU), Ω_{en}^n là ma trận chéo của véc tơ ω_{en}^n (tốc độ quay của hệ trục ENU ứng với hệ trục ECEF biểu diễn trong hệ trục ENU).
- Phương trình (3): Ω_{ib}^b là ma trận chéo của véc tơ ω_{ib}^b (là tốc độ quay của hệ trục body-frame ứng với hệ trục ECI biểu diễn trong hệ trục body-frame), Ω_{in}^b là ma trận chéo của véc tơ ω_{in}^b (là tốc độ quay của hệ

trục ENU ứng với hệ trục ECI biểu diễn trong hệ trục body-frame).

Vì các thiết bị hoạt động trên miền thời gian rời rạc nên vận tốc và vị trí của đối tượng chuyển động được rời rạc hóa với thời gian lấy mẫu Δt như sau [10]:

$$\begin{aligned} v_{k+1}^n &= v_k^n + \Delta v_{k+1}^n \approx v_k^n + \dot{v}^n \Delta t \\ r_{k+1}^n &= r_k^n + 0.5D(v_k^n + v_{k+1}^n) \Delta t \end{aligned} \quad (4)$$

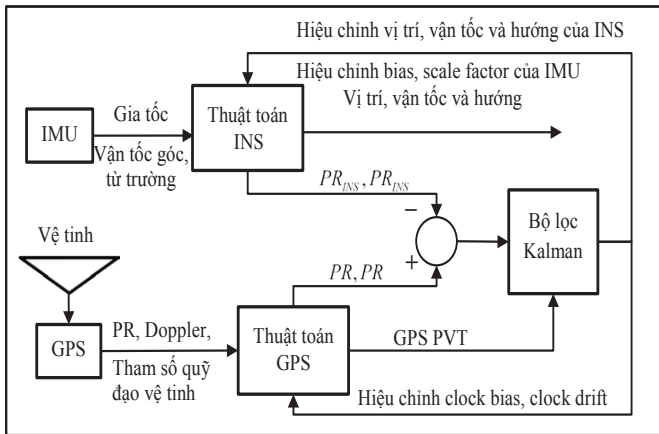
Cấu trúc tích hợp chặt

Trong bài báo này, phương pháp tích hợp GPS/INS theo cấu trúc tích hợp chặt được thực hiện với 23 biến trạng thái và sử dụng bộ lọc Kalman để ước lượng các biến trạng thái này. Hai mô hình được đưa vào bộ lọc bao gồm: mô hình quá trình được thiết lập dựa trên mô hình động học INS và mô hình đo lường dựa trên mô hình GPS PVT [11] được xác định từ các thông số của từng vệ tinh. Cấu trúc của mô hình được nêu ra ở hình 2. Trong cấu hình này, PR và $\dot{PR}$ tương ứng là khoảng cách vệ tinh đến thiết bị thu và tốc độ thay đổi của nó.

Phương trình trạng thái của mô hình quá trình được biểu diễn như sau:

$$\dot{x} = Fx + Gu \quad (5)$$

Với F là ma trận động học mô hình, x là véc tơ trạng thái, G là ma trận đầu vào nhiễu mô hình, u là véc tơ nhiễu đo lường trong cảm biến quán tính. Biểu thức của chúng được biểu diễn bên dưới:



Hình 2: cấu trúc tích hợp chặt

$$\delta x = [\delta P^n \quad \delta v^n \quad \epsilon^n \quad \delta b_a \quad \delta b_g \quad \delta S_a \quad \delta S_g \quad \delta(c\delta t_{offset}) \quad \delta(c\delta t_{drift})]^T \quad (6)$$

$$F = \begin{bmatrix} F_{PP} & F_{Pv} & F_{P\epsilon} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} \\ F_{vP} & F_{vv} & F_{v\epsilon} & R_b^n & 0_{3 \times 3} & R_b^n \cdot F^b & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} \\ F_{\epsilon P} & F_{\epsilon v} & F_{\epsilon\epsilon} & 0_{3 \times 3} & R_b^n & 0_{3 \times 3} & R_b^n \cdot W_{ib}^b & 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & \beta_{ba} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & \beta_{bg} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & \beta_{sa} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & \beta_{sg} & 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} \\ 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 1 & 0 \\ 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$G = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} \\ R_b^n & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} \\ 0_{3 \times 3} & R_b^n & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} \\ 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 1 & 0 & 0 \\ 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0_{1 \times 3} & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

Vector trạng thái bao gồm: sai số vị trí δP^n , sai số vận tốc δv^n trong hệ trục ENU, sai số hướng ϵ^n , sai số bias của gia tốc δb_a và vận tốc góc δb_g , sai số scale factor của gia tốc δS_a và vận tốc góc δS_g , clock bias $\delta(c\delta t_{offset})$ và clock drift $\delta(c\delta t_{drift})$ của thiết bị thu.

Vector u là nhiễu trắng, và ma trận hiệp phương sai của nhiễu được xác định như sau:

$$Q = \text{diag}(q_a \quad q_g \quad q_{ba} \quad q_{bg} \quad q_{sa} \quad q_{sg}); \quad (9)$$

$$q = \frac{2\sigma^2}{\tau} \quad (10)$$

Với σ là độ lệch chuẩn của nhiễu, τ là thời gian tương quan, $q_a, q_g, q_{ba}, q_{bg}, q_{sa}, q_{sg}$ là phương sai của gia tốc, vận tốc góc, bias và scale factor của chúng. Các giá trị này được xác định từ đặc tính cảm biến của nhà sản xuất.

Tiếp theo, mô hình đo lường dựa trên mô hình GPS PVT [12], được biểu diễn như sau:

$$\underline{z} = \begin{pmatrix} z_{PR} \\ z_{\dot{PR}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{PR} \\ H_{\dot{PR}} \end{pmatrix} \cdot \Delta x + \begin{pmatrix} \epsilon_{PR} \\ \epsilon_{\dot{PR}} \end{pmatrix} = H \cdot \Delta x + \epsilon \quad (11)$$

Trong đó, H là ma trận định hình, $\underline{z}$ là vector đo lường, ϵ là nhiễu đo lường có ma trận hiệp phương sai R_k ; PR và $\dot{PR}$ tương ứng là khoảng cách vệ tinh đo và tốc độ thay đổi của nó.

$$\delta \underline{z} = \begin{bmatrix} PR - PR_{INS} \\ \dots \\ PR - PR_{INS} \\ \dots \end{bmatrix} \quad (12)$$

Sau khi thành lập được 2 mô hình của hệ thống, bộ lọc Kalman được sử dụng để tích hợp 2 mô hình với nhau, nhằm ước lượng véc tơ trạng thái; từ đó xác định được các giá trị hiệu chỉnh sai số cho hệ thống. Bộ lọc Kalman là công cụ được ứng dụng rộng rãi trong các bài toán khử nhiễu trong hệ thống đo lường. Quá trình thực hiện của bộ lọc được chia làm 2 giai đoạn: giai đoạn tiên dự báo các trạng thái (the prediction stage) và giai đoạn cập nhật trạng thái (the update stage). Các giai đoạn thực hiện này được khái quát trong bảng 1.

Bảng 1: các giai đoạn thực hiện bộ lọc Kalman

Prediction stage	$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1}$ $\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (z_k - H_k \hat{x}_k^-)$ $P_k = (I - K_k H_k) P_k^-$
Update stage	$\hat{x}_{k+1}^- = A \hat{x}_k + B u_k$ $P_{k+1}^- = A P_k A^T + Q_k$

Cấu trúc tích hợp lỏng

Bài báo này đưa ra cấu trúc tích hợp lỏng nhằm so sánh với cấu trúc tích hợp chặt. Với cấu trúc này, biến trạng thái của mô hình chỉ còn 21 trạng thái, bỏ qua clock bias và clock drift của thiết bị thu và không thể hiệu chỉnh thuật toán GPS. Mô hình quá trình và mô hình đo lường của hệ thống được mô tả như sau:

$$\dot{x} = Fx + Gu \quad (13)$$

$$z = Hx + \varepsilon$$

Ở đây,

$$\delta x = [\delta P^n \quad \delta v^n \quad \varepsilon^n \quad \delta b_a \quad \delta b_g \quad \delta S_a \quad \delta S_g]^T \quad (14)$$

$$F = \begin{bmatrix} F_{PP} & F_{Pv} & F_{P\varepsilon} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ F_{vP} & F_{vv} & F_{v\varepsilon} & R_b^n & 0_{3 \times 3} & R_b^n \cdot f^b & 0_{3 \times 3} \\ F_{\varepsilon P} & F_{\varepsilon v} & F_{\varepsilon\varepsilon} & 0_{3 \times 3} & R_b^n & 0_{3 \times 3} & R_b^n \cdot \omega_{ib}^b \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & \beta_{ba} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & \beta_{bg} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & \beta_{ga} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & \beta_{gg} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$Q = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ R_b^n & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & R_b^n & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\delta \underline{z} = \begin{bmatrix} P_{GPS}^n - P_{INS}^n \\ V_{GPS}^n - V_{INS}^n \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$H = \begin{bmatrix} I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 15} \\ 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 15} \end{bmatrix} \quad (18)$$

Trong đó, ma trận hiệp phương sai nhiễu mô hình Q_k được tính giống như cấu trúc tích hợp chặt. Bên cạnh đó, ma trận hiệp phương sai R_k của nhiễu đo lường có thể tìm được bằng thực nghiệm từ việc thu thập dữ liệu tại một vị trí cố định:

$$R_k = \text{diag}(\sigma_{lat}^2; \sigma_{lat}^2; \sigma_{lat}^2; \sigma_{vn}^2; \sigma_{ve}^2; \sigma_{vd}^2) \quad (19)$$

Trong trường hợp này, bộ lọc Kalman vẫn được sử dụng để ước lượng các biến trạng thái để hiệu chỉnh lại các sai số của hệ thống.

Mô hình thử nghiệm

Cảm biến quán tính được sử dụng là thiết bị ADIS16405. Các thành phần chính của IMU được nêu trong bảng 2.

Bảng 2: thông số cơ bản của ADIS16405

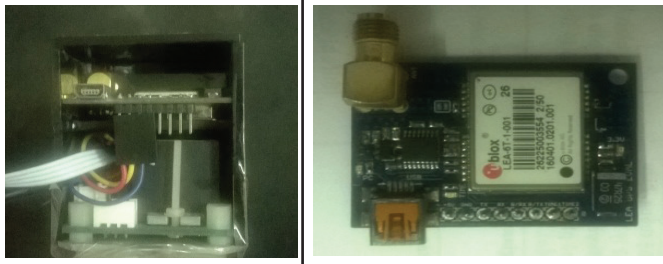
Accelerometer		Gyroscope	
Bias offset (mg)	50	Bias offset (°/s)	3
Bias drift (mg)	0,2	Bias drift ((°/s))	0,007
Scale factor (PPM/°C)	50	Scale factor (PPM/°C)	40
Output noise (mg)	0,9	Output noise (°/s)	0,9
Density noise (mg / √Hz)	0,05	Density noise (°/s / √Hz)	0,05

Cảm biến ADIS16405 có kích thước nhỏ và nhẹ; có thể cung cấp các giá trị bù sai số của gia tốc và vận tốc góc theo nhiệt độ. Tầm đo gia tốc và vận tốc góc của cảm biến tương ứng là 18 g và 300°/s; dữ liệu truyền của IMU gồm có gia tốc góc, vận tốc góc, từ trường và áp suất. Dữ liệu truyền thông qua chuẩn truyền SPI. Trong thử nghiệm này, tốc độ cập nhật dữ liệu của IMU được cài đặt là 100 Hz.

Thiết bị thu GPS sử dụng thiết bị của U-blox, mã thiết bị là LEA-6T-1-001. Thiết bị này chỉ có khả năng thu được tần số L1. Trong thử nghiệm này, tốc độ cập nhật dữ liệu của GPS được cài đặt là 5 Hz.

Các dữ liệu từ cảm biến quán tính và thiết bị thu sẽ được lấy đồng bộ thông qua vi xử lý ARM Cortex

M4 (STM32F4); sau khi dữ liệu được xử lý đồng bộ sẽ được truyền lên máy tính lưu trữ để thực hiện thuật toán. Thiết bị tích hợp được kết nối thành khối và đóng gói như trong hình 3.



Hình 3: thiết bị INS/GPS (trái) - Ublox6 GPS (phải)

Từ các thông số của cảm biến quán tính trong tài liệu của ADIS16405, ta xác định được các giá trị của ma trận hiệp phương sai Q_k như sau:

$$q_a = 0,5 \left(mg / \sqrt{Hz} \right) = 5e-4 \left(g / \sqrt{Hz} \right)$$

$$q_g = 0,05 \left(^\circ / s / \sqrt{Hz} \right)$$

$$\sigma_{ba} = 0,2(mg) = 2e-4(g) = 0,002(m / s^2)$$

$$\tau_{ba} = 200s \Rightarrow q_{ba} = 4e-8$$

$$\sigma_{bg} = 0,007 \left(^\circ / s \right)$$

$$\tau_{bg} = 300s \Rightarrow q_{bg} = 3,27e-7$$

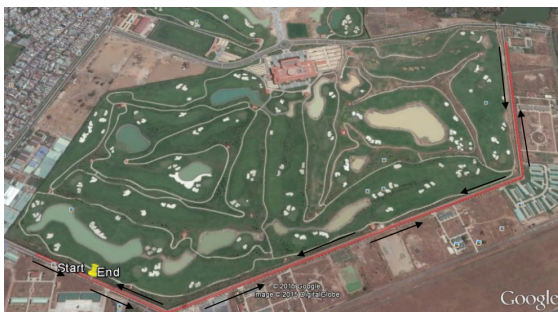
$$\sigma_{sa} = 40 \left(PPM / ^\circ C \right) \cdot 40 \left(^\circ C \right) = 1600 \left(PPM \right)$$

$$\tau_{sa} = 1000s \Rightarrow q_{sa} = 5,12e-9$$

$$\sigma_{sg} = 50 \left(PPM / ^\circ C \right) \cdot 40 \left(^\circ C \right) = 2000 \left(PPM \right)$$

$$\tau_{sg} = 1000s \Rightarrow q_{sg} = 8e-9$$

Các dữ liệu thu thập sẽ được đồng bộ và gửi lên máy tính để lưu trữ và xử lý. Trong thử nghiệm, dữ liệu được thu thập ở đường bao sân golf Him Lam (cạnh Sân bay Tân Sơn Nhất). Đoạn đường khoảng 4 km, được đi theo đường cong khép kín, cùng một địa điểm bắt đầu và kết thúc; trên đoạn đường có 4 lần rẽ hướng và 2 lần quay đầu xe, thời gian lấy mẫu là 432,07 s. Hình 4 mô tả quỹ đạo tham khảo trên Google Earth.

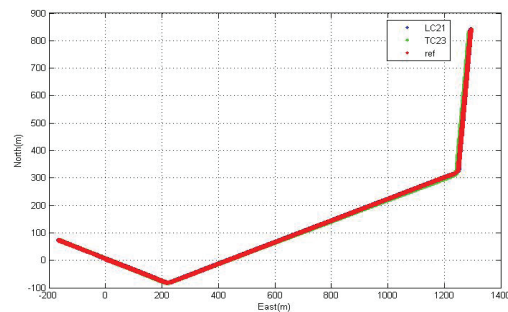


Hình 4: quỹ đạo tham khảo trên Google Earth

Thực nghiệm và kết quả

Để đánh giá 2 thuật toán tích hợp lỏng 21 biến trạng thái (LC21) và tích hợp chặt 23 biến trạng thái (TC23), nhóm nghiên cứu đã kiểm tra chúng trong 2 trường hợp khi tín hiệu GPS ổn định và không ổn định.

Trường hợp tín hiệu thu GPS ổn định, kết quả nhận được từ 2 thuật toán được nêu ra trong hình 5, bảng 3 và 4. Đường màu đỏ “ref” là quỹ đạo tham khảo, đường màu xanh lục là quỹ đạo ước lượng từ thuật toán LC21 và đường màu xanh lá là quỹ đạo ước lượng từ thuật toán TC23.



Hình 5: quỹ đạo ước lượng theo LC21 và TC23

Bảng 3: sai số theo LC21 khi tín hiệu vệ tinh ổn định

	Sai số RMS		
	East	North	Up
Vị trí (m)	0,2058	0,2040	0,0517
Vận tốc (m/s)	0,1275	0,1333	0,0769

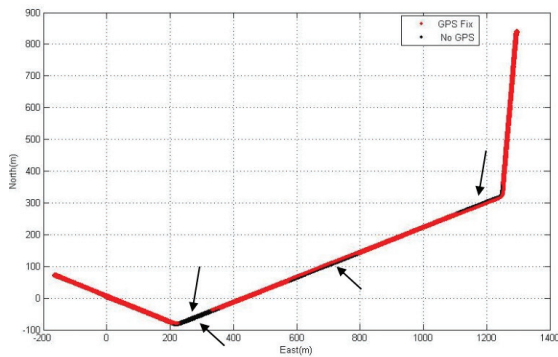
Bảng 4: sai số theo TC23 khi tín hiệu vệ tinh ổn định

	Sai số RMS		
	East	North	Up
Vị trí (m)	3,0668	4,6046	11,5206
Vận tốc (m/s)	0,1709	0,1723	0,2829

Từ các kết quả trên ta thấy rằng, sai số RMS của vị trí theo hướng East và North của thuật toán TC23 so với quỹ đạo tham khảo tương đối nhỏ và các quỹ đạo chồng khít lên nhau (hình 4). Xét về độ cao, kết quả thuật toán LC21 bám sát theo quỹ đạo tham khảo hơn quỹ đạo từ thuật toán TC21. Có thể giải thích nguyên nhân cho điều này là các nguồn gây ra sai số GPS vẫn chưa được hiệu chỉnh tốt nhất dẫn đến sai số của khoảng cách vệ tinh PR và tần số Doppler, bởi điều kiện môi trường xung quanh và sự thay đổi thực tế của bầu khí quyển trái đất. Tuy nhiên, như ban đầu đã đề cập, nếu tín hiệu vệ tinh chất lượng tốt thì phương pháp kết hợp lỏng có thể cho kết quả rất tốt; nhưng ở những nơi tín hiệu vệ tinh không ổn định thì phương

pháp này không đạt độ tin cậy cao vì lúc đó nó phụ thuộc vào chất lượng của mô hình INS. Do đó, để đánh giá tốt hơn 2 phương pháp này, ta kiểm tra chúng khi tín hiệu vệ tinh bị mất.

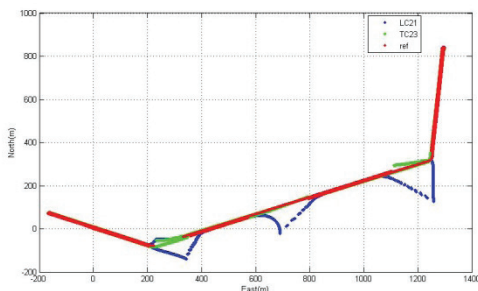
Trường hợp tín hiệu GPS bị mất và số vệ tinh nhận được < 4 , ta sử dụng dữ liệu thu thập được và làm mất GPS trên một số đoạn đường (cả đường thẳng lẫn ngã rẽ). Sau đó, cả 2 thuật toán được thực hiện và kiểm tra sai số theo các hướng East-North-Up để đánh giá thuật toán. Hình 6 mô tả những đoạn đường GPS bị mất, với màu đỏ biểu diễn có tín hiệu GPS, màu đen biểu diễn mất GPS.



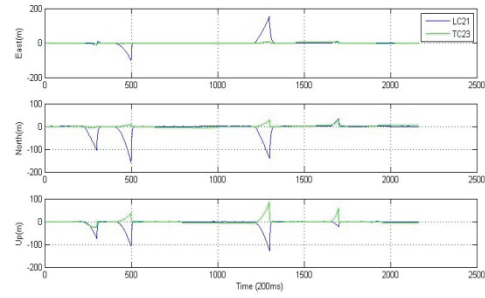
Hình 6: vị trí GPS bị mất (màu đen)

Trong trường hợp bị mất GPS, ưu điểm của thuật toán TC23 là vẫn sử dụng giá trị đo lường của một số vệ tinh, trong khi đó thuật toán LC21 không sử dụng được giá trị nào cho mô hình đo lường và chỉ phụ thuộc vào độ chính xác của mô hình INS. Chính vì thế, trong trường hợp này, ta đánh giá 2 thuật toán LC21 và TC23 khi GPS chỉ còn nhận được tín hiệu của 3 hoặc 2 vệ tinh.

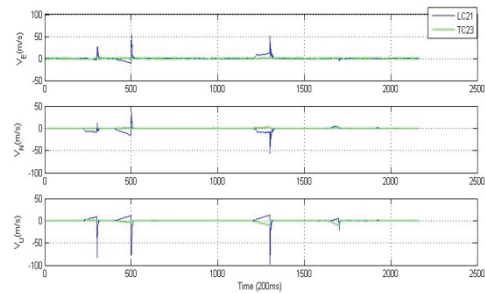
Khi thiết bị thu chỉ nhận được tín hiệu của 3 vệ tinh, kết quả ước lượng từ 2 mô hình được biểu diễn ở các hình 7-9 và bảng 5, 6.



Hình 7: quỹ đạo theo LC21 và TC23 khi nhận 3 vệ tinh



Hình 8: sai số vị trí theo LC21 và TC23 khi nhận 3 vệ tinh



Hình 9: sai số vận tốc theo LC21 và TC23 khi nhận 3 vệ tinh

Bảng 5: sai số theo LC21 khi nhận tín hiệu 3 vệ tinh

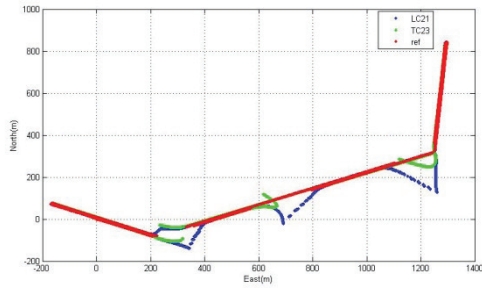
	Sai số RMS		
	East	North	Up
Vị trí (m)	20,0751	25,5909	18,2401
Vận tốc (m/s)	3,6610	3,8624	5,5753

Bảng 6: sai số theo TC23 khi nhận tín hiệu 3 vệ tinh

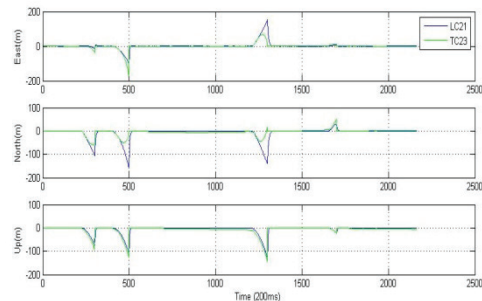
	Sai số RMS		
	East	North	Up
Vị trí (m)	17,2389	13,0869	21,1925
Vận tốc (m/s)	3,2313	2,2047	2,6002

Trong trường hợp chỉ còn nhận được tín hiệu 3 vệ tinh, từ các kết quả ở trên ta thấy thuật toán TC23 tốt hơn so với LC21, quỹ đạo ước lượng từ thuật toán TC23 bám vào quỹ đạo tham khảo nhiều hơn, như trong các hình 7-9; tất cả các giá trị sai số về vị trí và vận tốc (được nêu trong bảng 5, 6) của thuật toán TC23 đều nhỏ hơn sai số của mô hình LC21. Từ đó cho thấy, trong trường hợp chỉ còn tín hiệu 3 vệ tinh thì mô hình TC23 tốt hơn và đáng tin cậy hơn mô hình LC21.

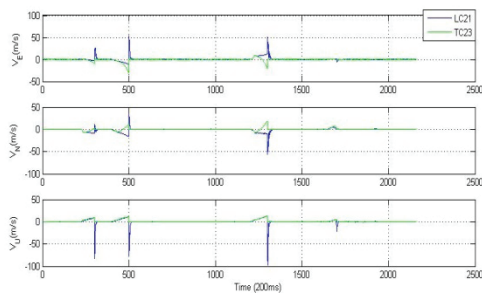
Khi thiết bị thu chỉ nhận được tín hiệu của 2 vệ tinh, kết quả ước lượng từ 2 mô hình được biểu diễn ở các hình 10-12 và bảng 7, 8.



Hình 10: quỹ đạo theo LC21 và TC23 khi nhận 2 vệ tinh



Hình 11: sai số vị trí theo LC21 và TC23 khi nhận 2 vệ tinh



Hình 12: sai số vận tốc theo LC21 và TC23 khi nhận 2 vệ tinh

Bảng 7: sai số theo LC21 khi nhận tín hiệu 2 vệ tinh

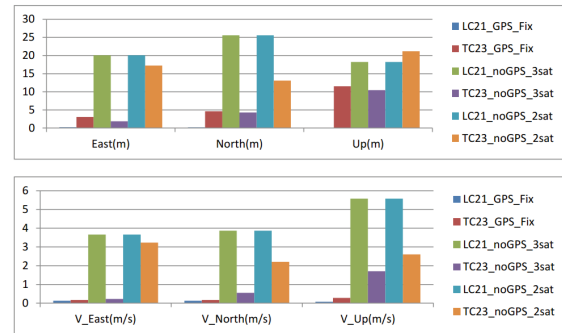
	Sai số RMS		
	East	North	Up
Vị trí (m)	20,0751	25,5909	18,2401
Vận tốc (m/s)	3,6610	3,8624	5,5753

Bảng 8: sai số theo TC23 khi nhận tín hiệu 2 vệ tinh

	Sai số RMS		
	East	North	Up
Vị trí (m)	1,8862	4,2944	10,4788
Vận tốc (m/s)	0,2241	0,5538	1,7025

So sánh kết quả trong trường hợp chỉ còn tín hiệu của 2 vệ tinh so với còn 3 vệ tinh, thì rõ ràng chất lượng của thuật toán TC23 không tốt hơn và các sai số tăng lên, chứng tỏ ảnh hưởng của số lượng vệ tinh trong mô hình. Tuy nhiên, nếu xét với thuật toán LC21, thì từ bảng 7 và 8 cho thấy chất lượng của thuật toán

TC23 vẫn tốt hơn so với LC21. Hình 13 là biểu đồ sai số RMS của 2 mô hình LC21 và TC23, từ đó có thể đánh giá 2 mô hình một cách trực quan hơn.



Hình 13: biểu đồ sai số RMS của 2 mô hình LC21 và TC23

Kết luận

Trong bài báo này, nhóm tác giả đã xây dựng được mô hình tích hợp GPS/INS theo cả 2 phương pháp kết hợp lỏng và kết hợp chặt. Nhóm nghiên cứu cũng đã xây dựng được hệ thống thu thập dữ liệu để đánh giá mô hình, giải mã được các thông tin GPS cần thiết và hiệu chỉnh sai số của nó. Tuy nhiên, việc giải quyết ảnh hưởng của các sai số do môi trường xung quanh vẫn chưa triệt để; điều đó được chứng minh trong trường hợp tín hiệu GPS ổn định mô hình kết hợp chặt vẫn còn sai lệch lớn hơn so với mô hình kết hợp lỏng. Trong trường hợp thông tin quỹ đạo của thiết bị thu bị mất, chỉ còn nhận được tín hiệu của 3 hoặc 2 vệ tinh, thì kết quả ước lượng của mô hình tích hợp theo cấu trúc kết hợp chặt tốt hơn cấu trúc kết hợp lỏng. Chất lượng của mô hình kết hợp chặt phụ thuộc vào số lượng vệ tinh mà thiết bị thu GPS nhận được, nếu số vệ tinh càng lớn thì độ tin cậy của môi trường càng cao.

Lời cảm ơn

Nhóm nghiên cứu xin trân trọng cảm ơn sự hỗ trợ của Bộ Khoa học và Công nghệ thông qua đề tài mã số KC03.15/11-15 và Đại học Quốc gia TP Hồ Chí Minh thông qua đề tài C2014-20-03.

Tài liệu tham khảo

- [1] Qin Yongyuan, Zhang Hongqian, Wang Shuhua (1998), *Kalman filter and integrated navigation principle* [M], Xi'an: Publishing House of Northwestern Polytechnical University.
- [2] Wang Huinan (2003), *Application and principle of GPS* [M], Beijing: Publishing House of Science.
- [3] Honghui Qi, John B Moore (2002), "Direct Kalman filtering approach for GPS/INS integration [J]", *IEEE Trans on AES*, **38**(2), pp.687-693.

[4] J Wendel, G Trommer (2004), “Tightly Coupled GPS/INS Integration for Missile Applications [J]”, *Aerospace Science and Technology*, **8**, pp.627-634.

[5] Hoang Duy Nguyen, et al (2013), *Low-Cost INS-GPS Data Fusion with Extended Kalman Filter*, ISEE University of Technology Ho Chi Minh City.

[6] Antonio Angrisano, et al (2010), *GNSS/INS Integration Methods*, University's Degli Studi in Napoli.

[7] Eun-Hwan Shin (2001), *Accuracy Improvement of Low Cost INS/GPS for Land Applications* (<http://www.geomatics.ucalgary.ca/links/GradTheses.html>).

[8] Xiaoping Yun, et al (2005), *Implementation and Experimental Results of a Quaternion- Based Kalman Filter for Human Body*

Motion Tracking, In Proceedings of the 2005 IEEE International Conference on Robotics and Automation Spain.

[9] Daniel Roetenberg, et al (2005), *Compensation of Magnetic Disturbances Improves Inertial and Magnetic Sensing of Human Body Segment Orientation*, In IEEE Transactions On Neural Systems And Rehabilitation Engineering.

[10] Daniel Roetenberg (2006), *Inertial and Magnetic Sensing of Human Motion*, PhD Thesis. University of Twente.

[11] Titterton D.H, Weston J.L (1997), *Strapdown Inertial Navigation Technology*, p.40, Peter Peregrinus Ltd.

[12] Brown R.G, Hwang P.Y.C (1992), *Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering*, p.220, John Wiley & Sons, Inc., second edition.

Nghiên cứu thiết kế thiết bị đo năng lượng 1 pha không dây ứng dụng trong các tòa nhà thông minh

Lê Quyết Thắng*, Trần Văn Mạnh, Trịnh Công Đồng, Nguyễn Huy Phương, Nguyễn Hoàng Nam, Bùi Đăng Thành

Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Ngày nhận bài 21.10.2015, ngày chuyển phản biện 26.10.2015, ngày nhận phản biện 23.11.2015, ngày chấp nhận đăng 30.11.2015

Bài báo trình bày về phân tích thiết kế và chế tạo thiết bị đo năng lượng trong mạch 1 pha, ứng dụng trong tòa nhà thông minh. Thiết bị này được phát triển dựa trên vi điều khiển Pic18f87j72, trong đó sử dụng biến dòng để đo dòng điện và sử dụng mạch phân áp để đo điện áp. Phần mềm thu thập số liệu của thiết bị thông qua máy tính giám sát được xây dựng trên Visual Studio, cho phép người dùng dễ dàng kiểm soát các số liệu đo được.

Từ khóa: thiết bị đo năng lượng, thuật giải, truyền thông ZigBee.

Chỉ số phân loại 2.2

DESIGNING THE ONE PHASE ENERGY MEASURING DEVICE APPLIED FOR SMART BUILDINGS

Summary

This paper presents the analysis, design and implementation of an energy measuring device in the one-phase circuit as a result of application of intelligent buildings. This device was developed based on the microcontroller Pic18f87j72, including the current measurement using current transformers and the voltage measurement using potentiometer circuit. A data collection software on a computer was written on Visual Studio, allowing users to easily monitor measurement data from the device.

Keywords: energy measuring device, the algorithm, ZigBee.

Classification number 2.2

Giới thiệu

Nhà thông minh có thể hiểu là nhà ứng dụng công nghệ tự động hóa làm cho con người có cuộc sống thuận tiện hơn. Hiện có nhiều nghiên cứu liên quan đến nhà thông minh, trong đó có thể kể đến các nghiên cứu liên quan đến các thiết bị tiêu thụ năng lượng thấp sử dụng sóng wifi dùng cho tự động hóa tòa nhà [1], các ứng dụng trên các nền tảng di động như Android, iOS... cho hệ thống nhà thông minh [2]. Ngoài ra, còn có nghiên cứu về nhà thông minh tích hợp tính năng tiết kiệm năng lượng, quản lý năng lượng thông qua việc phân tích cách thức sử dụng của người tiêu dùng [3, 4], và xây dựng hệ thống nhà thông minh dựa trên công nghệ nhúng, truyền thông 3G, truyền thông Zigbee nhằm khắc phục các nhược điểm về tính rời rạc đơn lẻ, khả năng truy cập yếu, tạo ra hệ thống linh hoạt cả cấu trúc phần cứng và phần mềm [5, 6]. Các nghiên cứu về vấn đề sử dụng thuật ngữ nhà thông minh một cách chính xác và khoa học trong không gian theo vị trí và môi trường làm việc cũng được nêu ra trong [7].

Việc nghiên cứu phát triển thiết bị đo năng lượng 1 pha với nhiều tính năng linh hoạt dựa trên vi điều khiển vẫn là hướng nghiên cứu đang được quan tâm. Việc làm chủ công nghệ cũng như đưa sản phẩm vào sử dụng thực tế trong các tòa nhà là mục tiêu của nghiên cứu này.

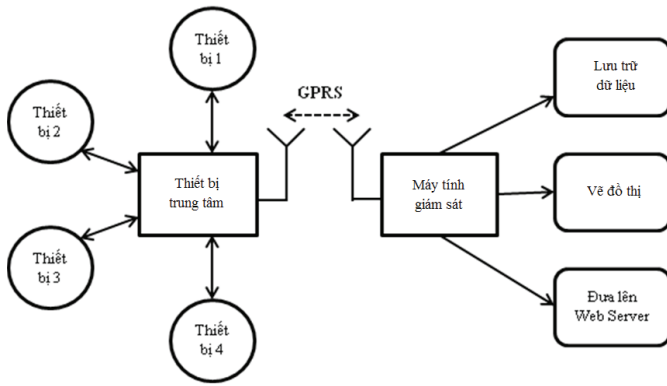
Thiết kế thiết bị đo và giám sát năng lượng 1 pha

Sơ đồ khối

Mô tả về hệ thống đo năng lượng trong tòa nhà được thể hiện

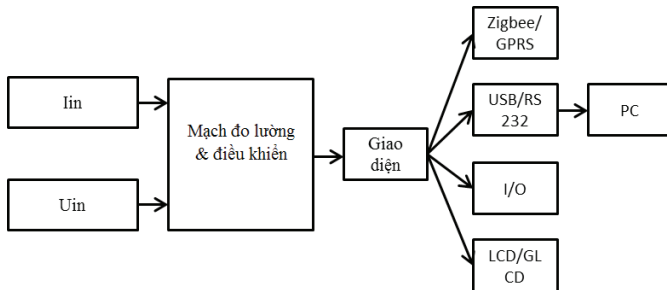
*Tác giả liên hệ: Email: lethang5282@gmail.com

trên hình 1, trong đó thiết bị đo năng lượng (thiết bị 1, thiết bị 2...) là các phần tử trong hệ thống.



Hình 1: sơ đồ khối của hệ thống

Mô tả về thiết bị đo năng lượng được thể hiện trên hình 2, dòng điện (I), điện áp (U) cần đo được đưa qua biến dòng, mạch phân áp qua bộ lọc thông thấp vào khối xử lý trung tâm thông qua chip Pic18f87j72 của MICROCHIP được thiết kế chuyên dụng cho đồng hồ đo điện tử với hiệu suất tính toán cao, hoạt động với nhiều chức năng ADC (Analog digital converter) có độ chính xác, điều khiển màn hình LCD (Liquid crystal display) linh hoạt. Tại đây, các thuật toán được áp dụng để xử lý tín hiệu đo; sau khi hiệu chỉnh sẽ thông qua giao diện, truyền phát và hiển thị ở các dạng khác nhau.



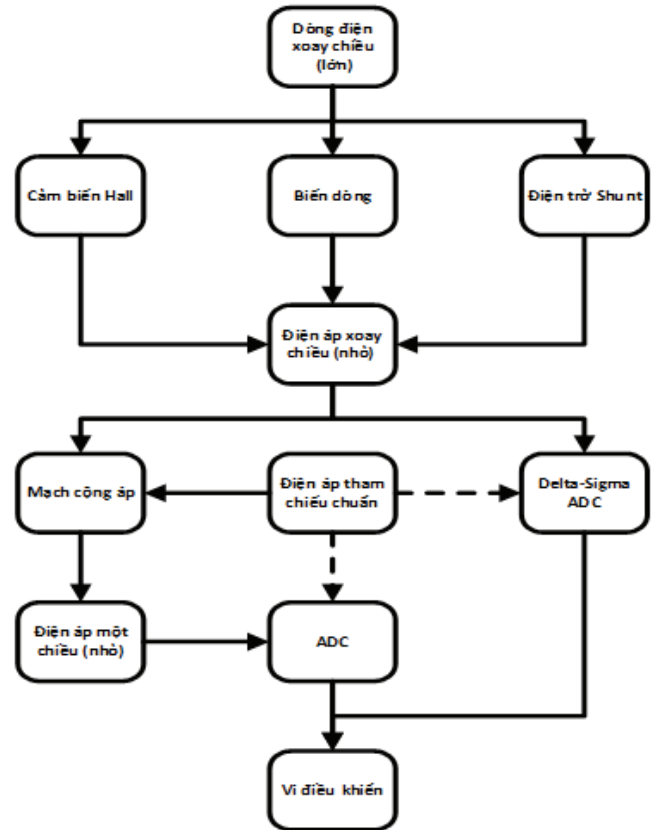
Hình 2: sơ đồ khối thiết bị đo năng lượng

Thiết kế phần cứng

Đo dòng điện:

Phương pháp đo dòng điện xoay chiều được tóm lược trên hình 3. Biến dòng có nhiều ưu điểm về chất lượng đo, dễ thực hiện và giá thành thấp nên được lựa chọn là giải pháp đo trong nghiên cứu này. Cấu tạo của nó giống với biến áp, bao gồm 2 cuộn dây và 1 lõi từ, 2 cuộn dây được gọi là cuộn sơ cấp và cuộn thứ cấp. Cuộn sơ cấp thường chỉ có 1 đến 2 vòng dây, cuộn

thứ cấp có tới hàng nghìn vòng dây. Dòng điện xoay chiều trong cuộn sơ cấp tạo ra 1 từ trường xoay chiều trong lõi từ, từ trường này gây ra 1 dòng điện xoay chiều trong cuộn dây thứ cấp. Mục tiêu quan trọng khi sử dụng biến dòng là dòng điện trong cuộn thứ cấp sẽ tuyến tính với dòng điện trong cuộn sơ cấp.

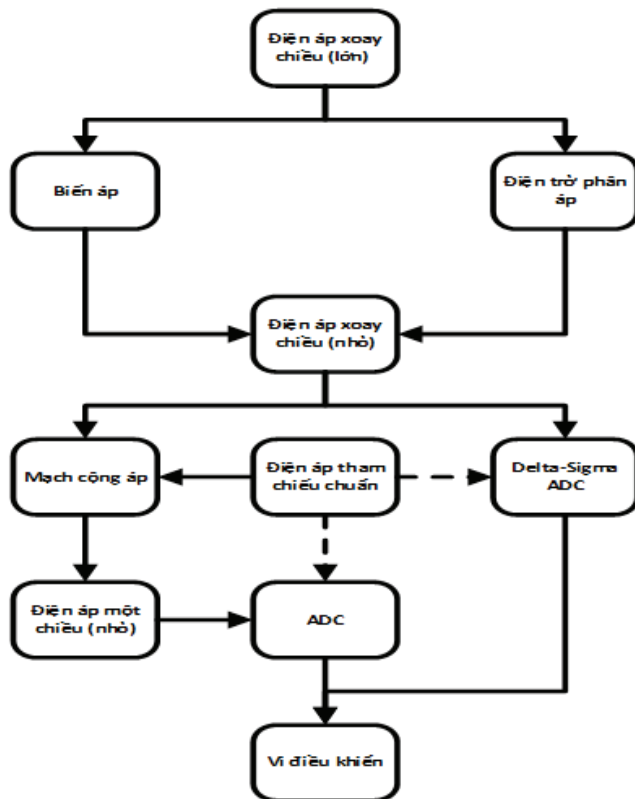


Hình 3: lưu đồ các phương pháp đo dòng điện

Đo điện áp:

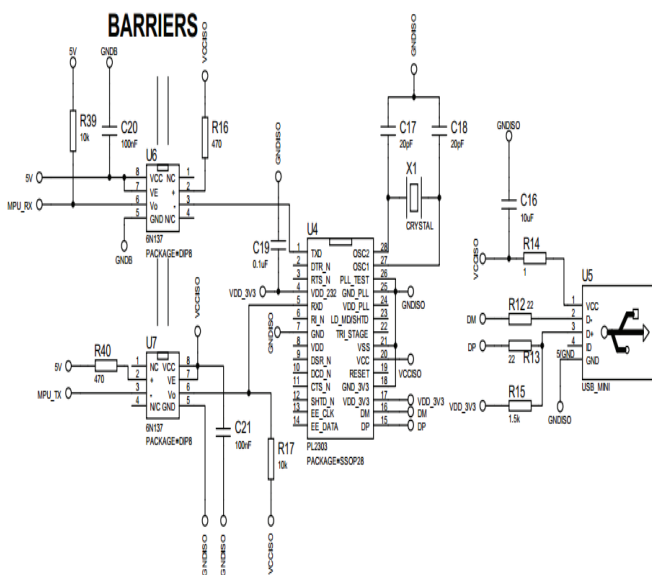
Mô tả về đo điện áp được thể hiện trên hình 4, trong nghiên cứu này sử dụng điện trở phân áp kết hợp với mạch lọc thông thấp, trong đó tín hiệu đo được đưa vào bộ AFE (Analog Front End), chúng được thiết kế để đáp ứng các tiêu chuẩn đo lường quốc tế, tích hợp nhiều tính năng khuếch đại, lọc, bù pha, chuyển đổi được điện áp âm, với độ phân giải lớn (16 đến 24 bit) và có thể lập trình được. Bộ ADC sử dụng thuật toán nhằm giảm thời gian nhàn rỗi trong chuyển đổi, cải thiện chỉ số THD (độ méo sóng hài). Trước mỗi bộ chuyển đổi là bộ khuếch đại (PGA), khuếch đại các tín hiệu yếu, cho phép điện áp nhỏ đi qua, cho phép tích hợp các cảm biến điện áp, dòng điện như: biến dòng, biến áp, điện trở shunt, cuộn dây rogowski...

Thiết kế phần truyền thông:



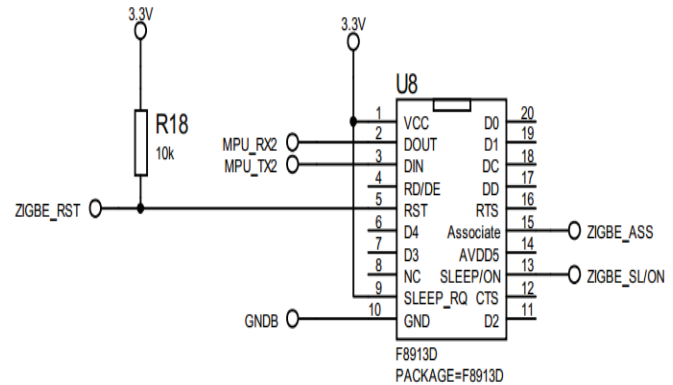
Hình 4: lưu đồ các phương pháp đo điện áp

Phần truyền thông được chia làm 2 khối riêng biệt, khối thứ nhất thực hiện nhiệm vụ truyền dữ liệu lên máy tính thông qua USB phục vụ cho việc gỡ rối chương trình và hiệu chỉnh thiết bị. Mạch sử dụng chip PL2303 kết hợp thêm cặp Optocoupler 6N137 nhằm đảm bảo an toàn tuyệt đối cho máy tính, cách ly hoàn toàn khỏi thiết bị (hình 5).



Hình 5: sơ đồ kết nối truyền thông với máy tính

Khối thứ 2 thực hiện nhiệm vụ truyền dữ liệu về trung tâm thông qua truyền thông Zigbee/GPRS và module F8913 của hãng “Four-Faith” tuân theo tiêu chuẩn IEEE 802.15.4, dải tần: ISM 2,4~2,5 GHz (hình 6).

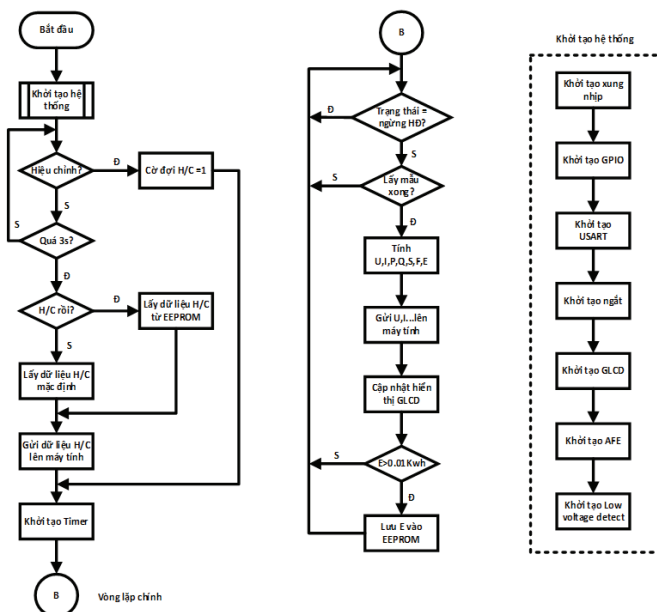


Hình 6: sơ đồ kết nối truyền thông Zigbee

Thiết kế phần mềm

Phần mềm viết cho vi điều khiển:

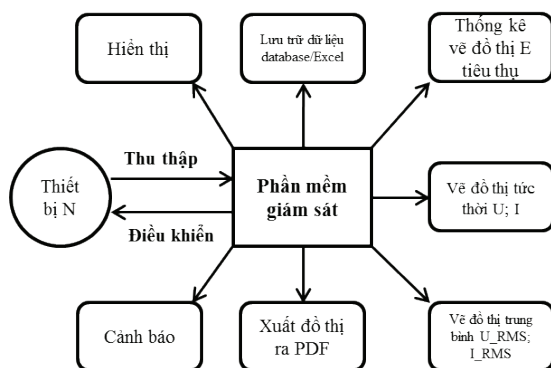
Phần mềm được viết theo lưu đồ hình 7, sau khi được cấp nguồn, thiết bị sẽ khởi động các tính năng cần thiết, sau 3s để máy tính gửi lệnh hiệu chỉnh xuống, khi thiết bị nhận được lệnh hiệu chỉnh, nó sẽ bật cờ hiệu chỉnh lên “1”, cho phép lưu lại các giá trị hiệu chỉnh được máy tính gửi xuống vào EEPROM, nếu quá 3s mà không nhận được lệnh hiệu chỉnh, thiết bị sẽ tự động lấy các giá trị hiệu chỉnh từ EEPROM đã được hiệu chỉnh trước đó hoặc lấy các giá trị mặc định trong chương trình. Sau đó, thiết bị sẽ hoạt động dựa trên sự điều khiển của máy tính, nếu máy tính gửi lệnh hoạt động xuống, nó sẽ cho phép ngắt AFE, cho phép thiết bị lấy mẫu tín hiệu trên 2 kênh đầu vào, khi đủ 512 mẫu sẽ bật cờ kết thúc quá trình lấy mẫu lên 1, thiết bị tính toán các thông số cần thiết sau đó gửi lên máy tính và hiển thị ra màn hình LCD. Khi máy tính gửi lệnh dừng hoạt động thì thiết bị sẽ dừng và không cho phép ngắt AFE. Nếu phát hiện ra điện áp dưới mức đã định sẽ xảy ra ngắt “Low voltage detected” cho phép lưu lại giá trị điện năng đã sử dụng vào EEPROM, tránh trường hợp bị mất dữ liệu.



Hình 7: lưu đồ thuật toán viết cho vi điều khiển (H/C: hiệu chỉnh; HD: hoạt động)

Phần mềm giám sát:

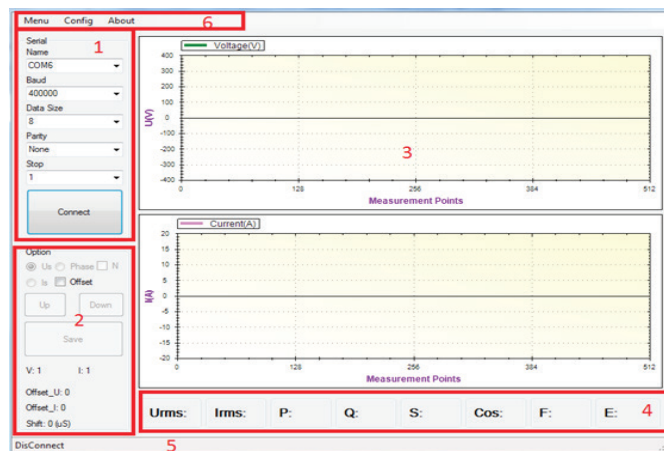
Phần mềm giám sát cài đặt trên máy tính trung tâm, được viết trên Microsoft Visual Studio, thực hiện chức năng thu thập dữ liệu từ các thiết bị gửi về, lưu trữ, vẽ đồ thị tức thời của U và I, vẽ đồ thị điện áp hiệu dụng U_{RMS} , dòng điện hiệu dụng I_{RMS} , năng lượng tiêu thụ, cosφ theo giờ, ngày, tháng (hình 8).



Hình 8: sơ đồ tính năng phần mềm giám sát

Chương trình có khả năng tự động phát hiện cổng COM khi có 1 thiết bị được kết nối với máy tính, thông báo cho người giám sát biết tình trạng kết nối với thiết bị, bản tin được truyền nhận thành công hay thất bại...

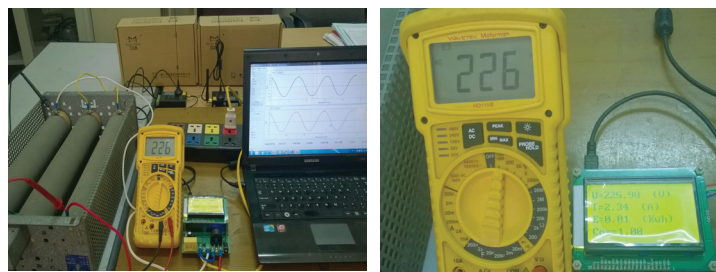
Giao diện chương trình sẽ tự động thay đổi theo lựa chọn của người giám sát sao cho phù hợp, khi người giám sát thay đổi loại đồ thị thì tên và thang đo trên đồ thị ngay lập tức sẽ thay đổi. Thời gian kết thúc thay đổi phụ thuộc vào thời gian bắt đầu, đảm bảo thời gian kết thúc luôn lớn hơn thời gian bắt đầu (hình 9).



Hình 9: thiết kế giao diện chương trình giám sát

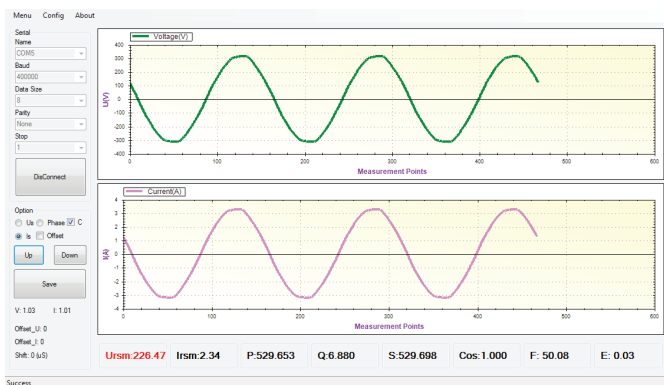
Kết quả nghiên cứu

Bước đầu, nhóm nghiên cứu đã tiến hành thử nghiệm mạch với các tải là thuần trở. Các tải thử nghiệm này có sẵn trong phòng thí nghiệm của Viện Kỹ thuật Điều khiển và Tự động hóa, Trường Đại học Bách khoa Hà Nội, phục vụ cho các nghiên cứu về thay đổi tính chất của tải. Các thông tin về thiết bị đo, kết quả dòng điện, điện áp được thể hiện trong phần sau. Do sai số của linh kiện, các loại nhiễu, điều kiện thời tiết, và nhiều yếu tố khách quan, thiết bị đo được hiệu chỉnh bằng 1 máy phát tín hiệu chuẩn, phát ra tín hiệu có các thông số nhất định, sau đó sử dụng thiết bị, đo tín hiệu được tạo ra, so sánh kết quả và tiến hành hiệu chỉnh sao cho đạt độ chính xác như máy phát tín hiệu chuẩn (hình 10).



Hình 10: chạy thử nghiệm với tải thuần trở

Mạch đo nhận các thông số của mạch 1 pha từ tải cần đo; dữ liệu sau khi được tính toán bằng bộ AFC được gửi đồng thời đến ZigBee và máy tính, thể hiện trên hình 11. Kết quả ban đầu cho thấy, thiết bị hoạt động tốt, ngay cả khi một số nhiễu được tạo ra trong quá trình thử nghiệm thì các thuật toán cài đặt trong vi điều khiển đã dễ dàng tìm ra các điểm bắt đầu của chu kỳ tín hiệu xoay chiều để từ đó xác định được các thông số liên quan như góc pha, hệ số công suất.



Hình 11: giá trị đo được và vẽ đồ thị trên máy tính

Kết luận

Các kết quả đạt được cho thấy, thiết bị đo năng lượng trong mạch 1 pha đã hoạt động ổn định trong phòng thí nghiệm. Hiện thiết bị đang được phát triển thêm các thuật toán để tăng sự linh hoạt khi áp dụng vào thực tế, trong đó có thể kể đến là việc cho phép người dùng giám sát số liệu về năng lượng thông qua các thiết bị di động.

Bước đầu truyền thông giữa thiết bị và máy tính giám sát được thực hiện thông qua giao tiếp USB đã hoạt động tốt. Dự kiến bước tiếp theo sẽ triển khai thông qua mạng GPRS/3G để cho phép người dùng có thể giám sát các số liệu đo thông qua mạng viễn thông.

Tài liệu tham khảo

- [1] Folea S, Bordenca D, Hotea C, Valean H (2012), “Smart home automation system using Wi-Fi low power devices”, *Proceeding of IEEE international conference on automation quality and testing robotics*, pp.569-574, Cluj-Napoca, Romania.
- [2] Ramlee R.A, Othman M.A, Leong M.H, Ismail M.M (2013), “Smart home system using android application”, *Proceeding of IEEE international conference on Information and Communication Technology (ICICT)*, pp.277-280, Bandung, Indonesia.
- [3] Jahn M, Jentsch M, Prause C.R, Pramudianto F (2010), “The Energy Aware Smart Home”, *Future Information Technology (FutureTech), 5th International Conference on*, pp.1-8, Busan, Korea.
- [4] Adam Zipperer, Patricia A, Aloise-Young, Siddharth Suryanarayanan, Robin Roche, Lieko Earle, Dane Christensen, Pablo Bauleo, Daniel Zimmerle (2013), “Electric Energy Management in the Smart Home: Perspectives on Enabling Technologies and Consumer Behavior”, *Proceeding of National Renewable Energy Laboratory (NREL)*, USA.
- [5] Dongmei Yan, Zhiguang Dan (2010), “ZigBee-based Smart Home system design”, *Advanced Computer Theory and Engineering (ICACTE), 3rd International Conference on*, Vol.2, Chengdu, China.
- [6] Kang Bing, Liu Fu, Yun Zhuo, Liang Yanlei (2011), “Design of an Internet of Things-based smart home system”, *Intelligent Control and Information Processing (ICICIP), 2nd International Conference on*, Vol.2, pp.921-924, Harbin, China.
- [7] Sanchez A, Tercero R (2010), “Smart Home Technologies: Uses and Abuses”, *Artificial Intelligence (MICAI), Ninth Mexican International Conference on*, pp.97-102, Pachuca, Mexico.

Xây dựng giải pháp cảnh báo sớm tình trạng cháy rừng

Nguyễn Chí Ngôn*, Lưu Trọng Hiếu, Phạm Bảo Nhân
Phạm Duy Nghiệp, Nguyễn Chánh Nghiệp

Trường Đại học Cần Thơ

Ngày nhận bài 16.10.2015, ngày chuyển phản biện 20.10.2015, ngày nhận phản biện 19.11.2015, ngày chấp nhận đăng 24.11.2015

Nghiên cứu cung cấp giải pháp cảnh báo sớm tình trạng cháy rừng bằng cách nhận dạng khói. Ở mỗi điểm quan sát, một webcam có khả năng quét một góc rộng 360° để nhận diện những làn khói đầu tiên bốc lên từ khu vực có cháy và cảnh báo cho những đơn vị, cá nhân liên quan bằng nhiều hình thức khác nhau. Phần cứng của thiết bị cảnh báo bao gồm: (i) để xoay được kiểm soát bởi bộ điều khiển PID tích hợp trên vi điều khiển ATTINY 2131, (ii) webcam kết nối với máy tính. Phần mềm cài đặt trên máy tính có khả năng điều khiển để xoay quét tuần hoàn một góc 360° (để khỏi phải lắp nhiều camera), xử lý hình ảnh thu được từ webcam, lọc thông tin và nhận diện khói. Thuật toán trừ nền được áp dụng để phân tách đối tượng ra khỏi khung nền, sau đó các thuật toán co giãn, nhận diện cạnh được áp dụng để xác định vị trí khói đang bốc lên. Kết quả ban đầu cho thấy, giải pháp đề xuất rất khả thi và hoàn toàn có thể triển khai vào thực tế.

Từ khóa: nhận dạng khói, phòng chống cháy rừng, xử lý ảnh.

Chỉ số phân loại 2.2

DEVELOPING A SOLUTION FOR EARLY DETECTION OF FOREST FIRE

Summary

This paper proposes a method for early detection of forest fire based on smoke detection. At each observation point, a webcam that can rotate in 360° is used to detect the very early flowing up smoke to alarm the officers. The hardware system includes two different parts: (i) a rotatable base that is controlled by a PID controller integrated on ATTINY 2131 microcontroller, (ii) a high resolution webcam connected to a computer. A software program is executed to control the rotation of the base in 360° and detect the smoke in the image captured by the webcam by the background subtraction after noise elimination to recognize the right position of smoke. Experimental results have shown that the proposed system is feasible and applicable for early detection of forest fire.

Keywords: computer vision, early detection of forest fire, smoke detection.

Classification number 2.2

Đặt vấn đề

Ngày nay, phòng chống cháy rừng đang là vấn đề được xã hội rất quan tâm. Cháy rừng là thảm họa, gây thiệt hại lớn đối với tính mạng và tài sản của con người, tài nguyên rừng và môi trường sống. Cháy rừng không những tác động đến một quốc gia mà còn ảnh hưởng đến cả khu vực và toàn cầu. Các giải pháp phòng chống cháy rừng đang được các nhà khoa học tập trung tìm phương pháp phát hiện và cảnh báo sớm để có giải pháp phòng ngừa hoặc chữa cháy kịp thời. Phương pháp phòng chống cháy dựa trên vệ tinh và robot tự hành được đề xuất bởi [1-3]. Tuy nhiên, giải pháp này lại tốn kém nhiều chi phí cho thiết bị. Phương pháp sử dụng các cảm biến hồng ngoại phòng chống cháy nổ cho rừng hoặc các hầm mỏ được trình bày bởi [4-6]. Tuy nhiên, khi cháy xảy ra, công tác cứu hộ sẽ trở nên khó khăn và phức tạp. Ở Việt Nam hiện nay, các giải pháp phòng chống cháy rừng hiện tại chỉ thực hiện bằng phương pháp công nghệ thông tin địa lý GIS (Geographical Information System) [7, 8] nhằm đo đạc và tính toán dự đoán vùng nào có thể xảy ra cháy theo 5 cấp khác nhau. Tuy nhiên, giải pháp này không thể phòng chống cháy do nguyên nhân từ phía con người.

Theo số liệu thống kê của Cục Kiểm lâm, trong giai đoạn 10 năm (2002-2011), cả nước đã xảy ra

*Tác giả liên hệ: Email: ncngon@ctu.edu.vn

7.380 vụ cháy rừng; diện tích rừng bị thiệt hại 49.837 ha. Bình quân 715 vụ/năm, diện tích rừng bị thiệt hại gần 5.000 ha/năm [9]. Trong khi đó, các phương pháp và công cụ hỗ trợ công việc phòng chống cháy rừng ở nước ta còn khá thô sơ nên có hiệu quả tương đối thấp. Cách phổ biến để kiểm tra một khu rừng là các cán bộ kiểm lâm hoặc nhân viên bảo vệ rừng đi tuần tra hoặc thiết lập các tháp canh ở một số vị trí đặc biệt. Tuy nhiên, diện tích rừng thường bao gồm một khu vực rất rộng lớn nên mọi người không thể quan sát một khu rừng chỉ bằng các phương pháp trên. Kết quả là một khu vực rừng rộng lớn thường bị tàn phá khi cháy rừng xảy ra. Do đó, vấn đề xây dựng hệ thống phát hiện và cảnh báo sớm cháy rừng được đặt ra một cách cấp thiết. Nghiên cứu này trình bày một giải pháp thiết kế thí nghiệm đánh giá và hoàn thiện khả năng nhận biết và cảnh báo cháy rừng dựa trên việc nhận diện khói sử dụng webcam để giảm chi phí thực hiện. Thiết bị thí nghiệm được thiết kế nhỏ gọn và lắp đặt trên các điểm quan sát để giám sát rừng từ trên cao. Phần cứng của thiết bị có thể xoay toàn bộ quanh trục. Phần mềm trên máy tính kết nối với camera chịu trách nhiệm nhận diện khói.

Nội dung nghiên cứu

Bài báo nghiên cứu giải pháp phòng chống cháy rừng bằng hình ảnh dựa trên phương pháp trừ nền. Đầu tiên, hình ảnh nhận được từ webcam sẽ được chuyển đổi sang hệ màu HSV, sau đó phương pháp trừ nền được áp dụng trên chuẩn màu này. Trong phương pháp này, 30 khung hình đầu được dùng làm dữ liệu nền, các khung hình tiếp theo so sánh độ lệch điểm ảnh với 30 khung hình trước. Kết quả của phương pháp này được lọc nhiễu bằng phương pháp co giãn ảnh. Sau đó, thuật toán nhận diện cạnh được áp dụng. Tọa độ vị trí của các cạnh được lưu lại trước khi được xuất ra để so sánh kết quả.

Chuyển đổi hệ màu

Chuẩn màu RGB được sử dụng rất nhiều trong hình ảnh và phim ảnh. Mỗi một điểm ảnh sẽ chứa 3 giá trị 8 bit được thể hiện bởi 3 màu: đỏ (red), xanh lá cây (green) và xanh dương (blue). Điều này giúp miêu tả điểm ảnh sinh động và đẹp mắt. Tuy nhiên, chuẩn màu này rất nhạy cảm với ánh sáng. Để khắc phục điều đó, ảnh màu từ webcam được chuyển từ chuẩn RGB sang HSV dựa theo [10]:

$$V := \max(R, G, B), \quad (1)$$

$$S := \frac{V - \min(R, G, B)}{\min(R, G, B)}, \quad (2)$$

Đặt:

$$\begin{aligned} r &:= (VR)/(V - X), \\ -g &:= (V - G)/(V - X), \\ -r &:= (V - B)/(V - X) \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \text{Nếu: } R = V \text{ thì } H &:= \begin{cases} 5 + b, & G = X \\ 1 - g, & \text{else} \end{cases} \\ \text{Nếu: } G = V \text{ thì } H &:= \begin{cases} 1 + r, & B = X \\ 3 - b, & \text{else} \end{cases} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\text{Hoặc: } H := \begin{cases} 3 + g, & R = X \\ 5 - R, & \text{else} \end{cases}$$

$$\text{Hoặc: } H := \frac{H}{6} \quad (5)$$

Với: R, G, B và H, S, V lần lượt là giá trị của 3 chuẩn màu (R, G, B) và (H, S, V) .

Phương pháp trừ nền

Có nhiều phương pháp khác nhau để cảnh báo cháy rừng như thông tin địa lý GIS để dự đoán khả năng cháy rừng, hoặc lắp đặt cảm biến nhiệt độ để đánh giá vị trí. Tuy nhiên, các giải pháp trên đều không thể xác định được cháy một cách đột ngột (do con người) và khả năng cảnh báo sớm. Trong bài báo này, nhóm tác giả đề xuất phương pháp cảnh báo cháy rừng bằng cách xác định khói thông qua giải thuật trừ nền. Trong phương pháp này, nhận diện đối tượng dựa trên sự so sánh giữa dữ liệu cũ và dữ liệu mới. Vì vậy, việc thu thập dữ liệu khung ban đầu hết sức quan trọng. Các dữ liệu ban đầu này là dữ liệu nền.

Đặt ρ là giá trị trung bình của khung ảnh và σ là độ sai lệch chuẩn của khung ảnh, ta có:

$$\overline{\rho_m} = \frac{\sum_{i=1}^m \rho_i}{m} \quad (6)$$

$$\overline{\sigma_m} = \frac{\sum_{i=2}^m |\rho_i - \rho_{i-1}|}{m-1} \text{ với } m > 1 \quad (7)$$

Khi khung ảnh $(n+1)$ được cập nhật. Các giá trị $\overline{\rho_{n+1}}$ và giá trị sai lệch $\overline{\sigma_{n+1}}$ cần được cập nhật dựa trên:

$$\overline{\rho_{n+1}} = \alpha \cdot \rho_{n+1} + (1 - \alpha) \overline{\rho_n} \quad (8)$$

$$\overline{\sigma_{n+1}} = \alpha \cdot |\rho_{n+1} - \rho_n| + (1 - \alpha) \overline{\sigma_n} \quad (9)$$

Với α là độ lớn thông số của giá trị mới cập nhật và

(1- α) là giá trị cũ được tính toán dựa trên tất cả các giá trị trước đó.

Những điểm ảnh với giá trị sai lệch dựa trên $\overline{\rho_{n+1}}$ và $\overline{\sigma_{n+1}}$ có thể được định nghĩa thành đối tượng cần xác định hoặc khung ảnh chung không di chuyển.

$$\text{Nếu } \sigma_{n+1} > 2\overline{\sigma} \Rightarrow \rho_{n+1} \text{ là đối tượng,} \quad (10)$$

$$\overline{\rho_{n+1}} = \overline{\rho_n} \text{ và } \overline{\sigma_{n+1}} = \overline{\sigma_n},$$

hoặc $\sigma_{n+1} \leq 2\overline{\sigma} \Rightarrow \rho_{n+1}$ là hình nền, lặp lại (8), (9).

Tuy nhiên, tồn tại trường hợp hình nền không thay đổi giá trị trong một thời gian rất lâu, điều đó dẫn đến giá trị sai lệch sẽ bị hòa lẫn vào nhiễu ($\overline{\sigma_n} \rightarrow 0$). Vì vậy, một giá trị giới hạn cho biến sai lệch với:

$$\overline{\sigma_n} = \max(\sigma_{\min}, \overline{\sigma_n}) \quad (11)$$

$$\text{Nếu } \sigma_{n+1} > \beta \overline{\sigma'_n} \Rightarrow \rho_{n+1} \text{ là đối tượng,} \quad (12)$$

$$\overline{\rho_{n+1}} = \overline{\rho_n} \text{ và } \overline{\sigma_{n+1}} = \overline{\sigma_n}$$

$$\text{Nếu } \sigma_{n+1} \leq \beta \overline{\sigma'_n} \Rightarrow \rho_{n+1} \text{ là hình nền, lặp lại (8), (9).}$$

Trong đó β là trọng số, khi β càng lớn, khu vực đối tượng càng nhỏ lại. Thay đổi giá trị β cho phép tìm ra kết quả tốt nhất cho nhận dạng khói trong môi trường.

Nhận dạng khói

Kết quả của phương pháp trừ nền tiếp tục được xử lý để loại bỏ nhiễu và nhận dạng đối tượng. Đầu tiên, dữ liệu ảnh được co giãn để loại bỏ điểm ảnh quá mờ hoặc không rõ ràng. Phương trình miêu tả thuật toán này được trình bày dựa theo:

$$\text{output}(x,y) = \min_{((x',y') \text{ in element})} \text{input}(x+x',y+y') \quad (13)$$

$$\text{output}(x,y) = \max_{((x',y') \text{ in element})} \text{input}(x+x',y+y') \quad (14)$$

Sau khi khung nền được co giãn, khói được xác định bằng phương pháp nhận diện cạnh dựa theo [11, 12]. Phương pháp này, về tổng quát, được thể hiện qua 5 bước sau:

- Ứng dụng bộ lọc Gauss để làm mượt ảnh và loại bỏ nhiễu.
- Tìm cường độ độ dốc của bức ảnh.
- Thực hiện phương pháp non-maximum suppression để dò biên của ảnh.

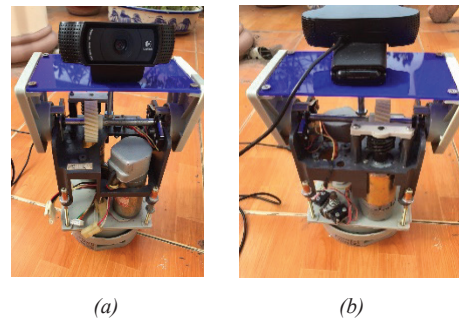
- Áp dụng phân ngưỡng 2 lần để tìm ra các điểm ảnh là cạnh tiềm năng.

- Hoàn thiện kết quả bằng cách loại bỏ các cạnh trong điểm ảnh nhỏ và không có kết nối ảnh đủ lớn.

Trong một số trường hợp, một khung nền không thể cho kết quả nhận diện tốt được, vì vậy, vị trí tọa độ các đối tượng được nhận diện sẽ được lưu lại và hiển thị lên trong 30 khung hình tiếp theo. Giá trị này tìm được dựa vào các thực nghiệm.

Thiết kế phần cứng

Hệ thống được thiết kế nhỏ gọn có khả năng lắp đặt trên các trạm quan trắc trong rừng nhằm đáp ứng khả năng cảnh báo sớm khi có khói xảy ra. Vì vậy, một hệ thống máy tính kết hợp webcam quan sát được thiết kế nhằm đáp ứng khả năng quan sát và cảnh báo cháy. Trong hệ thống, một Webcam Logitech HD Pro C920 có độ phân giải 1080p, kết nối máy tính bằng chuẩn USB, có khả năng quay phim ở 30 khung hình mỗi giây và chụp ảnh đạt được 15 megapixels. Webcam được đặt trên bệ có thể xoay 360° theo trục Yaw và 180° theo trục Pitch, do đó hệ thống có thể bao quát toàn bộ tầm nhìn theo chiều kim đồng hồ. Bộ điều khiển cấp thấp bao gồm vi điều khiển có hiệu chỉnh PID cho bộ trục xoay. Vận tốc và chiều trục xoay được điều khiển từ máy tính thông qua chuẩn RS232.



Hình 1: trục xoay và webcam: (a) mặt trước, (b) mặt sau

Khi để xoay, máy tính thiết lập để webcam không lưu dữ liệu ảnh, điều này giúp giảm nhiễu trong quá trình xử lý và mất tín hiệu khi truyền dữ liệu về.

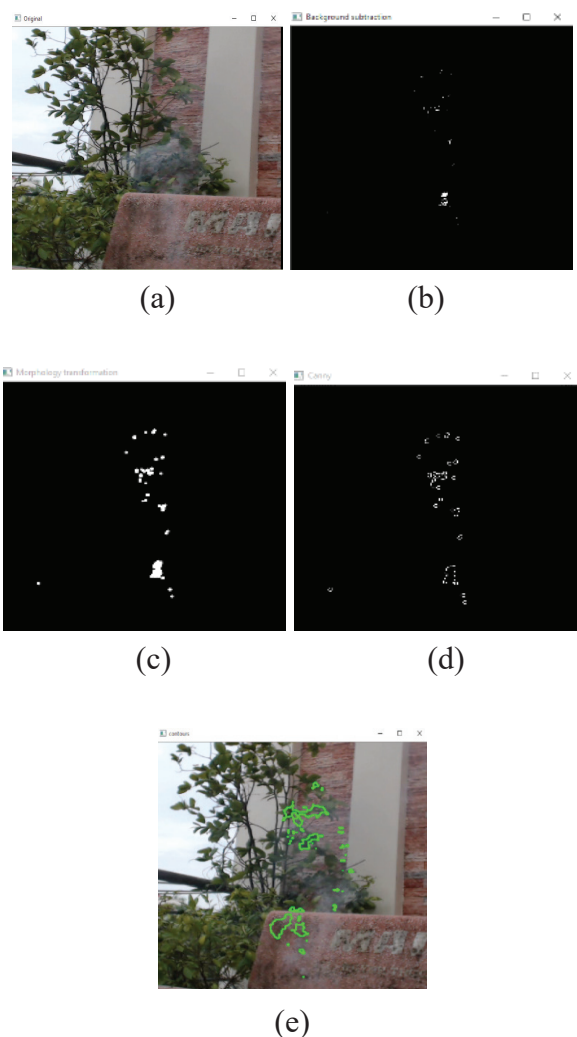
Kết quả

Kết quả thiết kế phần cứng và phần mềm được nhóm tác giả kiểm chứng trên nhiều thí nghiệm. Nghiên cứu này, nhóm tác giả chỉ trình bày kết quả của 5 thí nghiệm điển hình. Do sự hạn chế về điều kiện ngoại cảnh, ở 5 thí nghiệm này, nhóm tác giả quyết định sử dụng một clip tự dàn dựng 4 đoạn clip miêu tả khói cháy rừng có sẵn trên mạng để kiểm tra giải thuật. Đặc điểm chính

của các đoạn clip này là camera ghi lại cảnh cháy rừng đều được đặt ở vị trí quan sát từ trên cao, phù hợp với mục tiêu nghiên cứu.

Thí nghiệm 1

Đoạn phim về khói được sử dụng dựa theo [13], theo đó, 30 khung ảnh liên tục ban đầu được dùng làm dữ liệu nền, từ các khung ảnh tiếp theo, độ lệch sẽ được so sánh với hình nền gốc. Từ hình 2, phương pháp nhận diện trừ nền lọc nhiễu và nhận diện cạnh đã cho kết quả tốt. Kết quả thực nghiệm cho thấy, giải thuật cho kết quả tốt trong đoạn này.

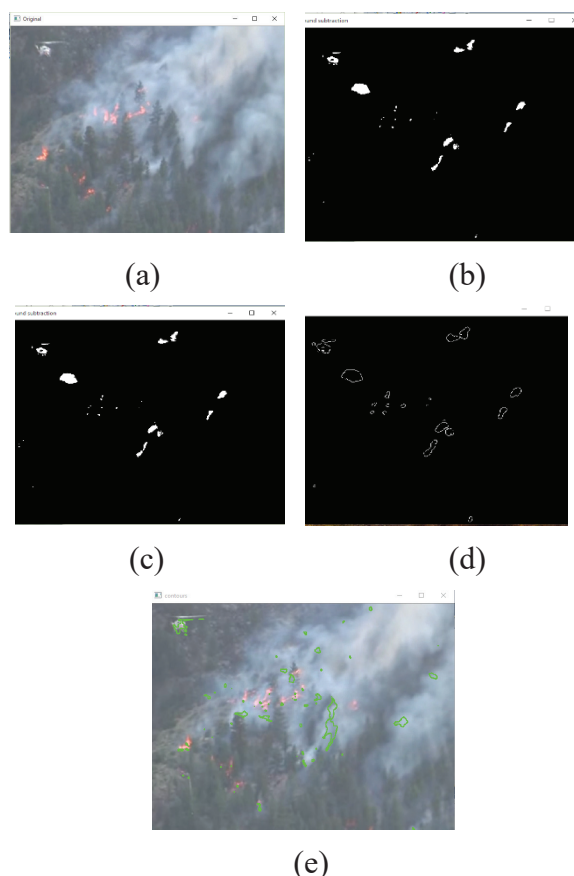


Hình 2: thí nghiệm 1: (a) ảnh gốc, (b) trừ ảnh, (c) co giãn ảnh, (d) nhận diện cạnh, (e) kết quả nhận dạng

Thí nghiệm 2

Thí nghiệm 2 cũng dựa trên đoạn phim về cháy rừng theo [13]. Đây là đoạn clip mô tả đám cháy ở bang Colorado, Hoa Kỳ. Nhận diện đoạn phim này cũng cho kết quả khả quan, thuật toán không nhận diện nhầm hình nền xung quanh (rừng) với đám cháy.

Trong thí nghiệm này, hình ảnh ban đầu cần xác định là hình 3(a). Các thuật toán trừ ảnh, co giãn, và nhận diện cạnh lần lượt được thể hiện ở các hình 3(b), (c), (d). Việc này được lặp lại trong 30 khung ảnh liên tục, kết quả so sánh được thể hiện ra ở hình 3(e). Tuy nhiên, khác với thí nghiệm 1, khói trong thí nghiệm này rõ ràng hơn nên hình 3(b) và 3(c) không thể hiện sự sai lệch lớn.



Hình 3: thí nghiệm 2: (a) ảnh gốc, (b) trừ ảnh, (c) co giãn ảnh, (d) nhận diện cạnh, (e) kết quả nhận dạng

Thí nghiệm 3

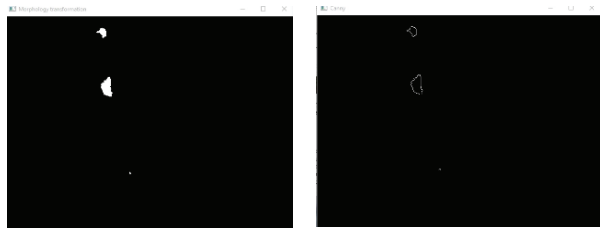
Thí nghiệm 3 dựa trên đoạn phim cháy rừng theo [14]. Đây là một đoạn clip miêu tả khói trên dãy núi Alps. Trong thí nghiệm này, đoạn phim được quay từ 1 khoảng cách khá xa và khá mờ. Tuy nhiên, dữ liệu lưu lại sau 30 khung hình cho kết quả rất khả quan. Thuật toán nhận diện tốt vị trí có cháy đang diễn ra.

Các bước tiến hành thí nghiệm 3 được diễn ra tương tự như thí nghiệm 2. Tuy nhiên, dễ dàng nhận ra rằng, trong 1 khung hình kết quả nhận diện khói là không rõ ràng. Vì vậy, kết quả được lưu lại trong 30 khung tiếp theo là cần thiết.



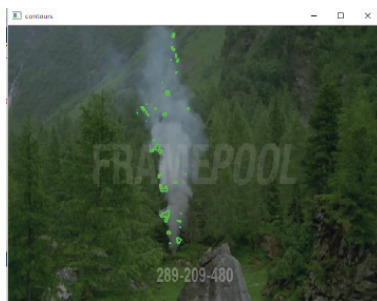
(a)

(b)



(c)

(d)



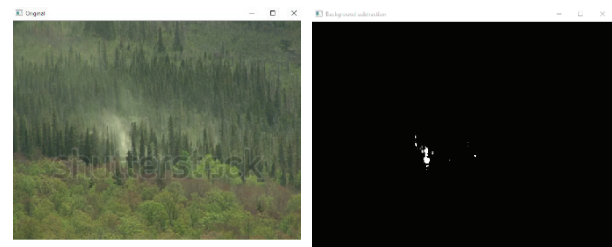
(e)

Hình 4: thí nghiệm 3: (a) ảnh gốc, (b) trừ ảnh, (c) co giãn ảnh, (d) nhận diện cạnh, (e) kết quả nhận dạng

Thí nghiệm 4

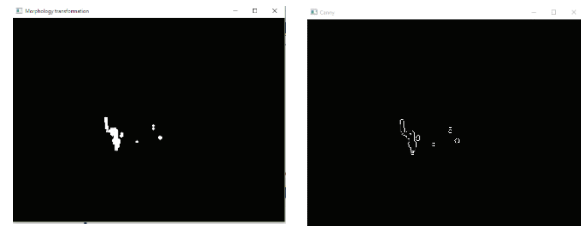
Thí nghiệm 4 dựa trên đoạn phim về cháy rừng theo [15]. Đoạn clip miêu tả khói bốc lên tương đối mờ ở một cánh rừng tại Pháp vào sáng sớm. Phương pháp trừ nền hiển thị kết quả không rõ ràng, tuy nhiên sau khi được co giãn ảnh, kết quả nhận được tương đối rõ nét.

Trong thí nghiệm này, hình 5(b) và 5(c) đã cho kết quả rất rõ nét về phương pháp co giãn ảnh. Kết quả sau khi trừ nền được co giãn cho thông tin rất tốt về độ rõ ràng của khói đang bay lên. Tuy nhiên, trong thí nghiệm này, các vết khói mờ không thể nhận diện được.



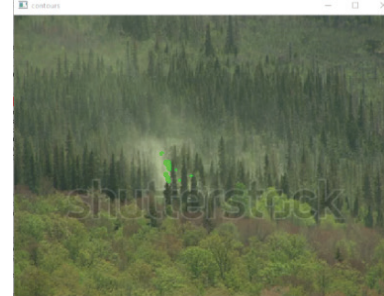
(a)

(b)



(c)

(d)



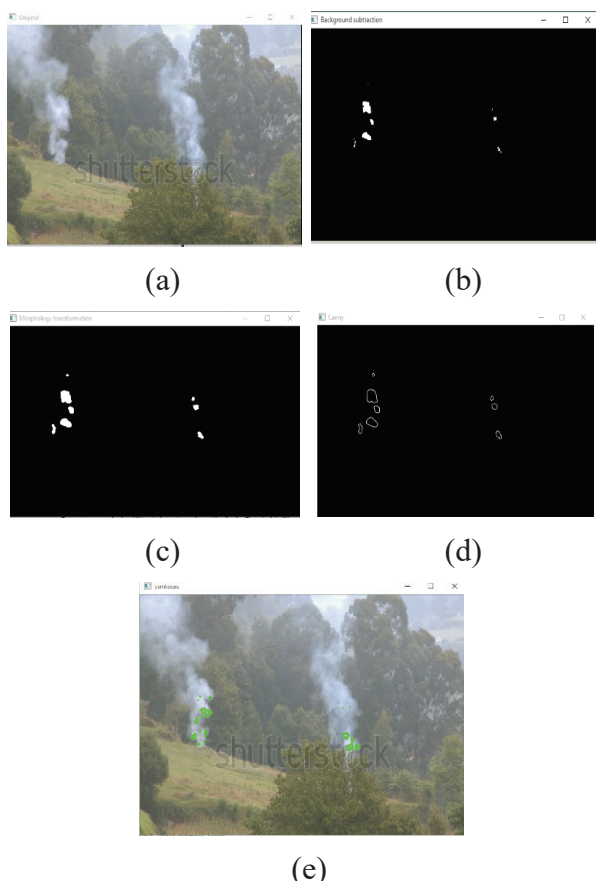
(e)

Hình 5: thí nghiệm 4: (a) ảnh gốc, (b) trừ ảnh, (c) co giãn ảnh, (d) nhận diện cạnh, (e) kết quả nhận dạng

Thí nghiệm 5

Thí nghiệm 5 dựa trên đoạn phim về cháy rừng theo [16]. Đoạn clip thể hiện 2 vụ cháy được diễn ra cùng lúc, phương pháp nhận diện cho kết quả rất tốt khi gần như cùng lúc có thể nhận dạng được 2 đám khói đang bốc lên cao.

Các bước tiến hành thí nghiệm này cũng tương tự như các thí nghiệm trước. Kết quả thí nghiệm này cho thấy tính khả thi của phương pháp khi có thể nhận diện 2 đám cháy cùng một lúc.



Hình 6: thí nghiệm 5: (a) ảnh gốc, (b) trừ ảnh, (c) co giãn ảnh, (d) nhận diện cạnh, (e) kết quả nhận dạng

Bài báo đề xuất giải pháp cảnh báo cháy rừng dựa trên phương pháp nhận diện khói. Các thí nghiệm thực tế ban đầu từ thực nghiệm và từ các đoạn phim ngắn trên mạng cho kết quả khả quan. Tuy nhiên, thí nghiệm còn vài hạn chế: thời gian xử lý của máy tính là tương đối lâu (gần 1 phút); khối phần cứng còn chưa được linh hoạt, vẫn điều khiển từ máy tính. Thuật toán cũng còn hạn chế khi chưa nhận diện được mây bay tầm thấp, sương mù và khi gió quá to. Nhóm tác giả đã tiến hành khoảng 10 thí nghiệm khác nhau, từ đó có thể kết luận, thuật toán đạt thành công ở mức gần 80%.

Kết luận và đề nghị

Chúng tôi đã nghiên cứu thiết kế chế tạo và thử nghiệm một thiết bị dùng để cảnh báo cháy rừng bằng phương pháp nhận diện khói. Các kết quả thực nghiệm trong nhà và ngoài trời cho thấy, thuật toán đáp ứng được các yêu cầu đề ra, với khả năng nổi bật như sau: (i) thiết bị nhỏ gọn, có khả năng bao quát toàn bộ tầm nhìn theo chiều kim đồng hồ; (ii) hệ thống có khả năng nhận diện khói trong cả trường hợp khói rất mờ.

Thông qua công bố này, nhóm nghiên cứu kêu gọi

sự đầu tư thêm từ các tổ chức, cá nhân nhằm hoàn thiện sản phẩm, đưa vào sản xuất với giá thành thấp, nhằm xây dựng một mạng lưới cảnh báo cháy rừng cho đất nước.

Tài liệu tham khảo

- [1] H.K Preislera, D Schweizerb, R Cisnerosc, T Procter, M Ruminski and L Tarnayf (2015), "A statistical model for determining impact of wildland fires on Particulate Matter (PM_{2.5}) in Central California aided by satellite imagery of smoke", *Environ, Pollution*, pp.340-349.
- [2] S Karmaa, E Zorbaa, G.C Pallisa, G Statheropoulousa, I Baltaa, K Mikedia, J Vamvakaria, A Pappaa, M Chalarisb, G Xanthopoulosc, M Statheropoulousa (2015), "Use of unmanned vehicles in search and rescue operations in forest fires: Advantages and limitations observed in a field trial", *Inter. of Journal of Disaster Risk*, pp.307-312.
- [3] Y.S Chung, H.V Le (1984), "Detection of forest-fire smoke plumes by satellite imagery", *Atmospheric Environment*, pp.2143-2151.
- [4] M Denera, Y Özköka, C Bostancioglu (2015), *Fire detection systems in Wireless Sensor Network*, World Conference on Technology, Innovation and Entrepreneurship.
- [5] W Krülla, Robert Toberaa, I Willmsa, H Essenb, N.V Wahlb (2012), *Early Forest Fire Detection and Verification using Optical Smoke, Gas and Microwave Sensors*, Inter. Symposium on Safety Science and Technology.
- [6] S Bhattacharjeea, P Royaa, S Ghosha, S Misraa, M.S Obaidat (2012), "Wireless sensor network-based fire detection, alarming, monitoring and prevention system for Bord-and-Pillar coal mines", *Journal of Systems and Software*, pp.571-581.
- [7] Xuân Hiền Trần (2007), *Ứng dụng công nghệ GIS trong việc cung cấp thông tin dự báo cháy rừng trên địa bàn tỉnh Lâm Đồng*, Trung tâm Dự báo Khí tượng thủy văn tỉnh Lâm Đồng.
- [8] Nguyễn Thanh Thủy (2011), *Ứng dụng Viễn thám và GIS trong nghiên cứu dự báo cháy rừng tỉnh Bắc Kạn*.
- [9] Chủ động phòng cháy chữa cháy rừng, tongcuclamnghep.gov, truy cập ngày 27.7.2015.
- [10] A.R Smith (1978), "Color gamut transform pairs", *Computer Graphics*, 12, pp.12-19.
- [11] R.T Collins, A.J Lipton, T Kanade (1999), "A system for video surveillance and monitoring", *American Nuclear Society 8th Internal Topical Meeting on Robotics and Remote systems*, Pittsburgh, PA. pp.25-29.
- [12] John Canny (1986), "A computational approach to Edge detection", *IEEE trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 8, pp.697-714.
- [13] https://www.youtube.com/watch?v=RGU8_tPkIGk (accessed on Aug 2015).
- [14] <http://footage.framepool.com/en/shot/289209480-camp-fire-coniferous-forest-smoke-alps> (accessed on Aug 2015).
- [15] <http://www.shutterstock.com/fr/video/clip-1721386-stock-footage-fog-drifts-across-woods-at-bottom-of-hill.html?src=recommended/1634170:3/3p> (accessed on Aug 2015).
- [16] <http://www.shutterstock.com/fr/video/clip-410893-stock-footage-start-a-forest-fire.html?src=recommended/1721386:2/3p> (accessed on Aug 2015).

Thiết kế máy thử mòn khớp háng toàn phần

Phạm Ngọc Tuấn^{1*}, Hồ Thị Thu Nga¹, Phan Phương Trình²

¹Phòng thí nghiệm trọng điểm quốc gia về Điều khiển số và Kỹ thuật hệ thống,
Trường Đại học Bách khoa, Đại học Quốc gia TP Hồ Chí Minh

²Trung tâm Phát triển công nghệ và thiết bị công nghiệp Sài Gòn

Ngày nhận bài 25.9.2015, ngày chuyển phản biện 28.9.2015, ngày nhận phản biện 29.10.2015, ngày chấp nhận đăng 6.11.2015

Hiện nay, mòn khớp háng toàn phần (KHTP) là một vấn đề lâm sàng cần chú ý liên quan đến nhiều bệnh nhân. Để có tri thức về hiện tượng ma sát học của khớp háng nhân tạo, cần tiến hành thử mòn trên khớp này nhằm đánh giá khả năng kéo dài tuổi thọ của các khớp cấy ghép. Loại thiết bị thử nghiệm cơ bản nhất là máy thử mòn và ngày nay loại máy này có khả năng tái tạo quá trình mòn chính xác hơn trong điều kiện in vivo, nên còn được gọi là máy mô phỏng. Máy thử mòn được thiết kế để mô phỏng các chuyển động của KHTP, bao gồm chuyển động: co - duỗi, dạng - khép và xoay trong - xoay ngoài trong điều kiện gần giống với cơ thể người. Các đặc tính kỹ thuật của máy và quá trình thử nghiệm trên máy phải đảm bảo các yêu cầu của tiêu chuẩn ISO 14242.

Từ khóa: ISO 14242, khớp háng toàn phần, máy thử mòn.

Chỉ số phân loại 2.6

DESIGN OF THE TOTAL HIP WEAR TESTING MACHINE

Summary

Wear of total hip is a significant clinical problem that involves, nowadays, a large number of patients. In order to acquire further knowledge on the tribological phenomena that involve total hip, wear tests are conducted to evaluate the possibility of extending its lifetime. The most basic type of test device is the wear testing machine, and nowadays, this type of machine may more accurately reproduce some of the in vivo conditions, then is also called simulator. The simulator is designed to simulate movements of the total hip, which consist of flexion - extension, abduction - adduction and inward - outward rotation, under the conditions rather similar to those occurring in human body. Its specifications and the test process must be assured the requirements of ISO 14242 standard.

Keywords: ISO 14242 standard, total hip, wear testing machine.

Classification number 2.6

Phân mở đầu

Trong vài thập niên qua, thế giới đã có nhiều cố gắng trong nghiên cứu phát triển các khớp háng nhân tạo thay thế cho khớp háng người. Trường hợp khớp háng nhân tạo được thay thế bao gồm đầy đủ các chi tiết của một bộ khớp háng thì được gọi là KHTP. Quá trình nghiên cứu và phát triển KHTP nói chung phải trải qua các bước như sau: 1- Lựa chọn các vật liệu tiềm năng dựa trên cơ sở tính tương thích về sinh học, tính chất cơ lý và mài mòn; 2- Thiết kế khớp háng nhân tạo và đánh giá thiết kế cuối cùng bằng thử nghiệm KHTP trong các điều kiện in vivo giống như khớp háng thật; 3- Đánh giá thử nghiệm trên động vật tính tương thích sinh học của tất cả các chi tiết KHTP; 4- Đánh giá thử nghiệm lần cuối trong bệnh viện trước khi đưa KHTP vào sử dụng.

Trong quá trình nghiên cứu, để thực hiện bước thử nghiệm trong điều kiện in vivo (bước 2) thì các thử nghiệm liên quan đến máy thử mòn đóng một vai trò quan trọng trong việc đánh giá mức độ mòn của KHTP.

Các vật liệu hợp kim titan sinh học, polyme sinh học thường được dùng để chế tạo các chi tiết của KHTP (chuôi, chỏm, lót trong, vỏ ngoài). Vấn đề lựa chọn vật liệu và thiết kế các chi tiết của KHTP là những yếu tố đóng vai trò quan trọng đảm bảo hiệu năng và tuổi thọ của KHTP. Mòn của KHTP là một vấn đề lâm sàng

*Tác giả liên hệ: Email: phamngoctuan.vn@gmail.com

quan trọng, bởi vì mài mòn có thể gây nên phản ứng mô bất lợi dẫn đến tổn hao xương xung quanh KHTP, do đó làm nổi lòng KHTP đã được cố định. Mòn khớp háng có thể dẫn đến lỏng và nguy hiểm hơn là trật khớp. Tuy nhiên, vấn đề quan trọng nhất là khi vật liệu bị mòn sẽ tích tụ lại trong cơ thể và trong máu, khi xảy ra trong nhiều năm sẽ gây ra cho người sử dụng thêm nhiều bệnh mới, có thể dẫn đến ung thư.

Vì vậy, song song với quá trình chế tạo KHTP cần thiết kế và chế tạo một máy thử mòn nhằm đo chính xác độ mòn của KHTP, từ đó xác định tuổi thọ và thời gian thay thế bộ KHTP mới. Chức năng của máy thử mòn KHTP là xác định độ mòn của KHTP sau một thời gian làm việc, thông qua 3 chuyển động chính của khớp háng là: co - duỗi, dạng - khép, xoay vào trong - xoay ra, đồng thời có tải tác động trong mỗi chu kỳ hoạt động.

Trong khuôn khổ đề tài “Nghiên cứu thiết kế, chế tạo và thử nghiệm KHTP”, việc nghiên cứu thiết kế và chế tạo máy thử mòn KHTP đã được tiến hành theo tiêu chuẩn ISO 14242-1 [1]. Máy có thể được hiệu chỉnh và kiểm soát lực tác động trên mẫu KHTP, được thiết kế mô phỏng đầy đủ các chuyển động của khớp háng khi con người hoạt động, đó là các chuyển động co - duỗi (FE: flexion and extension), quay vào - ra (IOR: inwards and outwards rotation) và dạng - khép (AA: adduction and abduction). Trong khuôn khổ bài báo này, các tác giả sẽ trình bày việc thiết kế máy thử mòn KHTP nêu trên.

Nội dung chính

Tổng quan về máy thử mòn

Máy thử mòn KHTP đã trở thành một công cụ hiệu quả cho nghiên cứu cơ bản cũng như để thử nghiệm tiền lâm sàng, giúp giảm thiểu nguy cơ của bệnh nhân khi được cấy ghép KHTP. Lịch sử phát triển máy mô phỏng KHTP đã dẫn đến sự phát triển của nhiều mẫu mã đa dạng. Động học khớp háng tự nhiên của con người được mô phỏng chặt chẽ hơn bởi các máy 3 trục thực hiện các chuyển động được điều khiển độc lập, so với máy đơn trục chỉ thực hiện một chuyển động co - duỗi (FE). Bên cạnh các chuyển động và chế độ tải sử dụng, thành phần của chất lỏng thử nghiệm có thể thay đổi tùy thuộc phòng thí nghiệm.

Đã có nhiều nghiên cứu thiết kế chế tạo máy mô phỏng khớp háng trong phòng thí nghiệm được ứng dụng rộng rãi trong thực tế. Các máy này thường khác

nhau về số trạm hoạt động, số chuyển động được tạo ra, giới hạn các chuyển động, cơ cấu truyền động, dung dịch huyết thanh sử dụng thử nghiệm... tùy thuộc vào tiêu chuẩn và vật liệu được thử mòn (bảng 1).

So sánh về chức năng hoạt động và kết cấu của các máy nêu trên, có thể thấy máy của hãng AMTI, Shore Western và BioPuls là các loại máy hiện đại, đạt độ chính xác cao, tuy nhiên máy khá phức tạp và có giá thành cao. Trong khi đó, các loại máy TE86 (hãng Phonix tribology), HUT-4 (Đại học Helsinki, Phần Lan) do được thiết kế bằng cam nên độ chính xác hoạt động không cao, chi phí chế tạo thấp.

Sau khi phân tích các loại máy mô phỏng đã được nghiên cứu và sử dụng trên thế giới, kết hợp với điều kiện chế tạo và sử dụng trong trường hợp thử nghiệm KHTP ở dạng đơn chiếc, có thể lựa chọn phương án máy thử mòn bao gồm 1 trạm thử nghiệm, 3 chuyển động quay và lực tác dụng thay đổi theo chu kỳ được điều khiển bằng động cơ servo. Các giá trị giới hạn chuyển động và tải trọng được tuân theo tiêu chuẩn ISO 14242-1 [1].

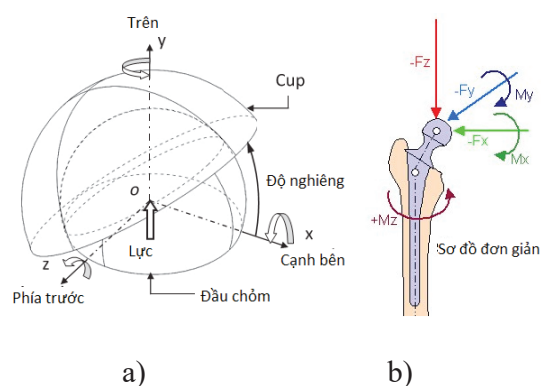
Bảng 1: một số kiểu máy thử mòn KHTP đã được phát triển trên thế giới

STT	Tên máy	Số trạm	Số chuyển động	Giới hạn chuyển động	Lực tác động tối đa (kN)	Cơ cấu truyền động
1	TE86 [2]	6	2	EF ($\pm 23^\circ$) AA ($\pm 6^\circ$)	2	Dùng cam tạo chuyển động và dùng khí nén để tạo lực
2	V. Saikko [3]	5	3	EF ($-17^\circ/25^\circ$) AA ($\pm 7^\circ$) IOR ($-10^\circ/2^\circ$)	Không có	Dùng cam tạo chuyển động, tạo lực bằng lò xo
3	AMTI ADL [4]	12	3	EF ($\pm 55^\circ$) AA ($\pm 20^\circ$) IOR ($\pm 20^\circ$)	4,5	Dùng động cơ servo tạo 3 chuyển động và tải tác động bằng thủy lực
4	Shore Western Hip Simulator [5]	12	3	EF ($-18^\circ/25^\circ$) AA ($-4^\circ/7^\circ$) IOR ($-10^\circ/2^\circ$)	4,5	Động cơ servo tạo 3 chuyển động và tải tác động bằng thủy lực
5	BioPuls™ Dual-Station [6]	2	3	EF ($-18^\circ/25^\circ$) AA ($-4^\circ/7^\circ$) IOR ($-10^\circ/2^\circ$)	Không có	Động cơ servo tạo 3 chuyển động
6	HUT-4 [7]	12	2	FE (46°) AA (12°)	2	Tay quay truyền dẫn bằng động cơ điện

Thiết kế máy thử mòn

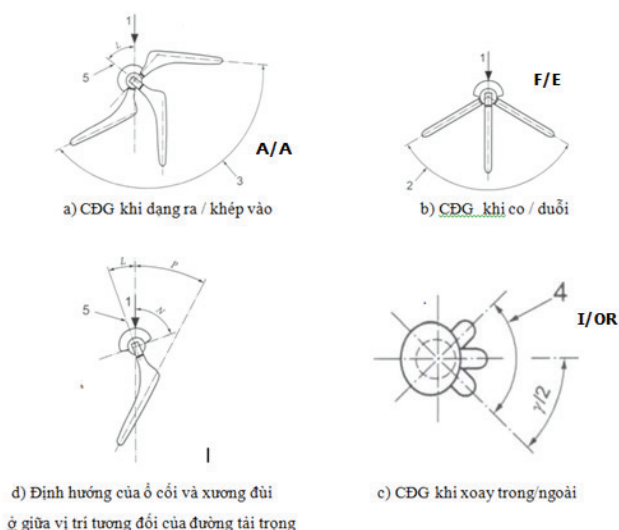
Phân tích động học máy thử mòn:

Chức năng hoạt động của máy mô phỏng là mô phỏng các chuyển động của khớp háng người trong các hoạt động hàng ngày. Theo nghiên cứu của Bergmann G và cộng sự [8], lực tác dụng và các chuyển động của khớp háng được mô tả trong hệ tọa độ Descartes theo quy tắc bàn tay phải, có gốc tọa độ tại tâm khớp (hình 1a).



Hình 1: các thành phần lực và chuyển động của khớp háng người trong hoạt động hàng ngày [9]

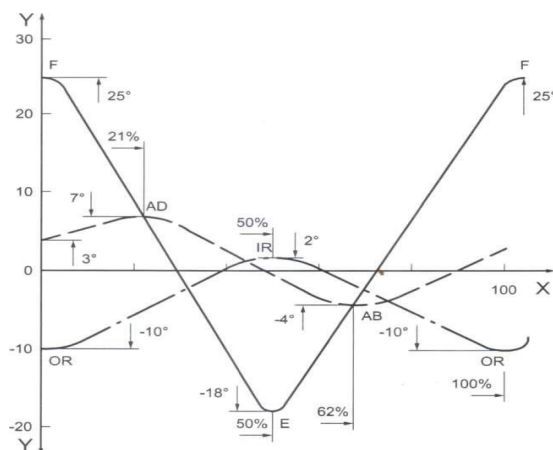
Lực tổng hợp tác dụng lên tâm khớp háng được xác định là một véc tơ tức thời (hình 1b): $F_0 = [F_x; F_y; F_z]$; trong đó: F_x, F_y, F_z lần lượt là thành phần lực theo trục x, y, z. Các chuyển động của khớp háng được thể hiện thông qua véc tơ dịch chuyển góc: $\Theta = [\theta_a; \theta_{fe}; \theta_{ie}]$; với θ_a là góc quay dạng ra - khép vào; θ_{fe} là góc co - duỗi; θ_{ie} là góc xoay vào trong - ra ngoài (hình 2).



Hình 2: chuyển động góc (CDG) của đùi và định hướng các thành phần liên quan đến đường tải [1]

1- tải trọng trực; 2- góc co/duỗi; 3- góc dạng ra/khép vào; 4- góc xoay trong/ngoài; 5- trục tâm của ổ cối; L - độ nghiêng giữa trục tâm của ổ cối và đường tải trọng; N - độ nghiêng của bề mặt thành phần ổ cối bằng $60^\circ \pm 30'$, hoặc theo quy định của nhà sản xuất; P - độ nghiêng của trục gốc để đường tải vào giữa vị trí dạng ra/khép vào

Máy thử mòn được thiết kế với các chuyển động và tải trọng tác dụng lên mẫu KHTP thử nghiệm theo tiêu chuẩn ISO 14242-1 [1]. Các sơ đồ biến thiên của các chuyển động và tải trọng tác dụng theo thời gian được thể hiện trên hình 3, 4.



Hình 3: sơ đồ biến thiên theo thời gian của chuyển động góc áp dụng cho mẫu KHTP [1]

X - thời gian, tỷ lệ phần trăm của chu kỳ hoạt động

Y - góc cử động xương đùi, đơn vị độ

E - duỗi

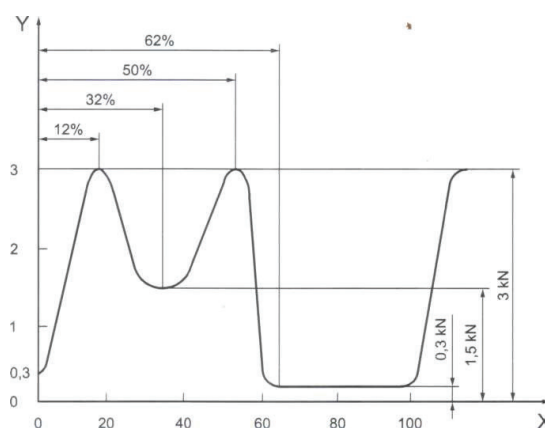
AB - dạng

IR - quay vào trong

F - co

AD - khép

OR - quay ra ngoài



Hình 4: biến thiên theo thời gian của các lực tác dụng dọc theo trục tải [1]

X - thời gian, tỷ lệ phần trăm của chu kỳ hoạt động

Y - lực tác dụng tương ứng (kN)

Lựa chọn phương án thiết kế máy thử mòn:

Qua tham khảo và phân tích các loại máy thử mòn đã và đang được nghiên cứu, sử dụng trong phòng thí nghiệm và thương mại hóa, có thể có một số phương án thiết kế máy như sau:

- Số trạm: có thể 1 trạm, 3 trạm, 5, 6 hoặc 12 trạm điều khiển.

- Bộ phận tạo chuyển động: có thể dùng cơ cấu cam, động cơ servo, khí nén...

- Bộ tạo lực: lò xo, xi lanh thủy lực...

- Dung dịch bôi trơn: nước, huyết thanh, dầu nhớt.

Chọn phương án máy thiết kế và các yêu cầu kỹ thuật như sau:

- Số trạm: do quá trình sản xuất của ta là sản xuất đơn chiếc, sản xuất theo đơn đặt hàng không liên tục nên sẽ chọn máy tương ứng với số trạm là 1.

- Điều khiển chuyển động: sử dụng động cơ servo để tạo chuyển động và tạo lực cho KHTP.

- Bôi trơn: sử dụng huyết thanh bò để bôi trơn KHTP, huyết thanh sẽ được tái tạo liên tục để giống chất bôi trơn trong khớp háng tự nhiên và sẽ được thay mới hoàn toàn sau 500.000-1.000.000 chu kỳ.

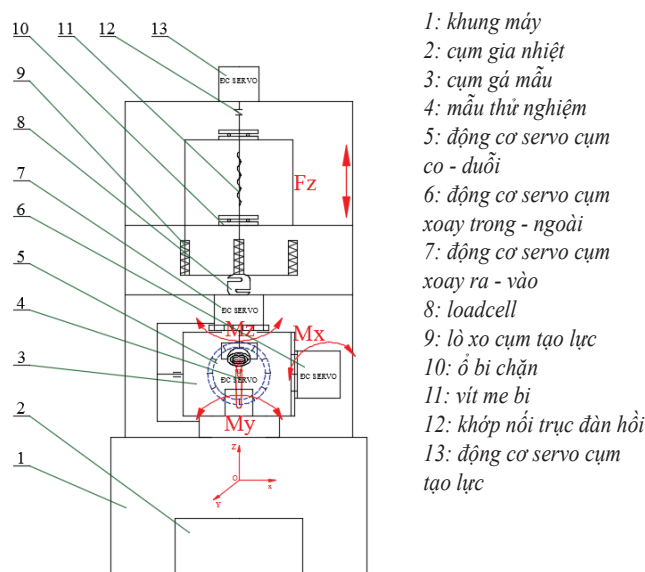
- Nhiệt độ: nhiệt độ thí nghiệm luôn được duy trì ở $37 \pm 1^\circ\text{C}$ thông qua nhiệt độ của huyết thanh, cơ cấu duy trì nhiệt độ này được điều khiển bằng role nhiệt.

- Máy có khả năng tạo các chuyển động được xác định như hình 3 và liên kết tương ứng với tải trọng lực xác định như hình 4.

- Máy hoạt động êm, không gây va đập để tránh gây sai số khi thử nghiệm.

- Mẫu KHTP được thử nghiệm với tần số 1 Hz trong 5.000.000 chu kỳ (ứng với tuổi thọ trung bình của KHTP là 5 năm theo tiêu chuẩn ISO 14242).

Cấu trúc của máy thử mòn được trình bày trong hình 5.



Hình 5: cấu trúc của máy thử mòn

Máy bao gồm các bộ phận chính như sau:

- Cụm tạo lực: chuyển động được truyền từ động cơ servo (13) khớp nối (12) sang cơ cấu vít me (11)

tạo chuyển động tịnh tiến theo phương Z tạo ra lực nén lên lò xo (9), lực truyền xuống từ cụm tạo lực tác động lên mẫu thử nghiệm (4), lực được kiểm tra thông qua loadcell (8).

- Cụm xoay ra - vào: chuyển động được truyền từ động cơ servo (7) sang cụm giá mẫu (3) trên tạo chuyển động quay M_z từ $(-4^\circ \text{ đến } +7^\circ) \pm 3^\circ$.

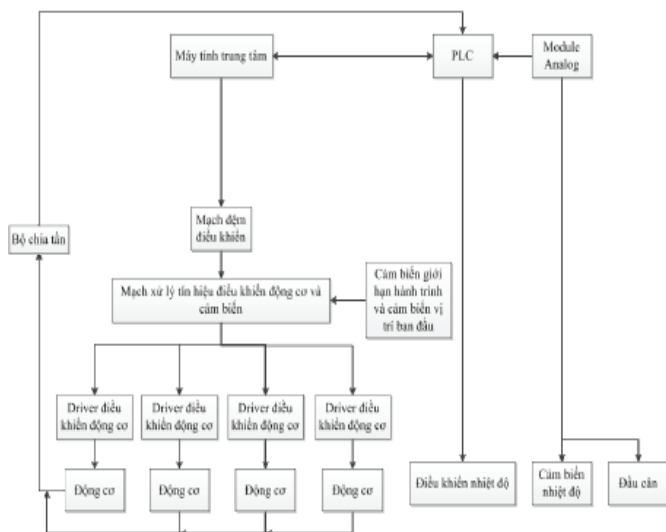
- Cụm xoay co - duỗi: chuyển động được truyền từ động cơ servo (5) sang cụm giá mẫu sau tạo chuyển động lắc M_y tạo thành chuyển động co - duỗi $(-18^\circ \text{ đến } 25^\circ) \pm 3^\circ$ cho khớp háng.

- Cụm xoay trong - ngoài: chuyển động được truyền từ động cơ servo (6) sang cụm giá mẫu bên tạo chuyển động lắc M_x tạo thành chuyển động xoay trong - ngoài $(2^\circ \text{ đến } -10^\circ) \pm 3^\circ$ cho khớp háng.

- Giá đặt mẫu thử: mẫu KHTP được giá đặt đúng với tư thế làm việc của khớp háng tự nhiên (cổ xương đùi nghiêng một góc 30° so với ổ cối). Đồ gá sử dụng vật liệu chống ăn mòn, có khả năng cố định xương đùi và ổ cối. Mẫu thử phải sử dụng loại mẫu tương ứng với mẫu được dùng để giải phẫu. Đồ gá phải được bao bọc cẩn thận để ngăn chặn sự ô nhiễm từ máy thử nghiệm và không khí.

Thiết kế hệ thống điều khiển máy thử mòn:

Xác định phương án điều khiển: dựa vào chức năng và yêu cầu của máy thử mòn, bộ điều khiển cần điều khiển và giám sát được trạng thái của máy thử mòn bao gồm: điều khiển 4 trục của máy chạy theo đúng yêu cầu của máy thử mòn, giám sát chu kỳ chạy, giám sát lực tác động lên KHTP, giám sát quỹ đạo chạy của trục co - duỗi, trục xoay dạng - khớp, trục xoay trong - ngoài. Từ đó, vẽ đồ thị quỹ đạo chạy của trục co - duỗi, trục xoay dạng - khớp, trục xoay trong - ngoài. Vậy bộ điều khiển cần có 8 ngõ vào xung tốc độ cao, 8 ngõ ra xuất xung và chiều cho động cơ các trục, các ngõ vào xử lý tín hiệu cảm biến lực, cảm biến tiệm cận, các nút nhấn. Từ các phân tích trên cho ra sơ đồ cấu hình bộ điều khiển của máy thử mòn (hình 6).



Hình 6: cấu hình hệ thống điều khiển máy thử mòn

Bộ điều khiển bao gồm: 1- Một máy tính trung tâm có chức năng giám sát và điều khiển các trục của máy thử mòn; 2- Một mạch đệm giao tiếp máy tính: làm nhiệm vụ cấp xung và điều khiển hướng cho các động cơ, nhận tín hiệu cảm biến giới hạn hành trình, cảm biến vị trí ban đầu; 3- Bộ chia tần số có nhiệm vụ giảm tần số từ encoder của các động cơ, sau đó đưa vào bộ đọc xung tốc độ cao của PLC. Theo tìm hiểu các PLC có trên thị trường thường có bộ đọc xung tốc độ cao ở chế độ đọc xung đôi < 100 kHz. Theo đó, cần thiết kế bộ chia tần số xuống 4 lần để đảm bảo tốc độ đọc cho các động cơ (bảng 2 thể hiện tần số xung sau khi qua bộ chia tần số xuống 4 lần); 4- Một PLC làm nhiệm vụ thu thập dữ liệu encoder từ các động cơ, thu thập dữ liệu cảm biến nhiệt độ qua cổng AI, thu thập dữ liệu lực nén trên khớp háng qua cổng AI để đảm bảo tốc độ đọc dữ liệu, tránh sai số khi đọc dữ liệu, điều khiển cụm gia nhiệt (bảng 3). Theo ISO 14242-1 và các phân tích ở trên, tốc độ thu thập dữ liệu của PLC phải < 10 ms, tức là tần số đọc AI phải lớn hơn 100 Hz, tần số quét phải lớn hơn 100 Hz.

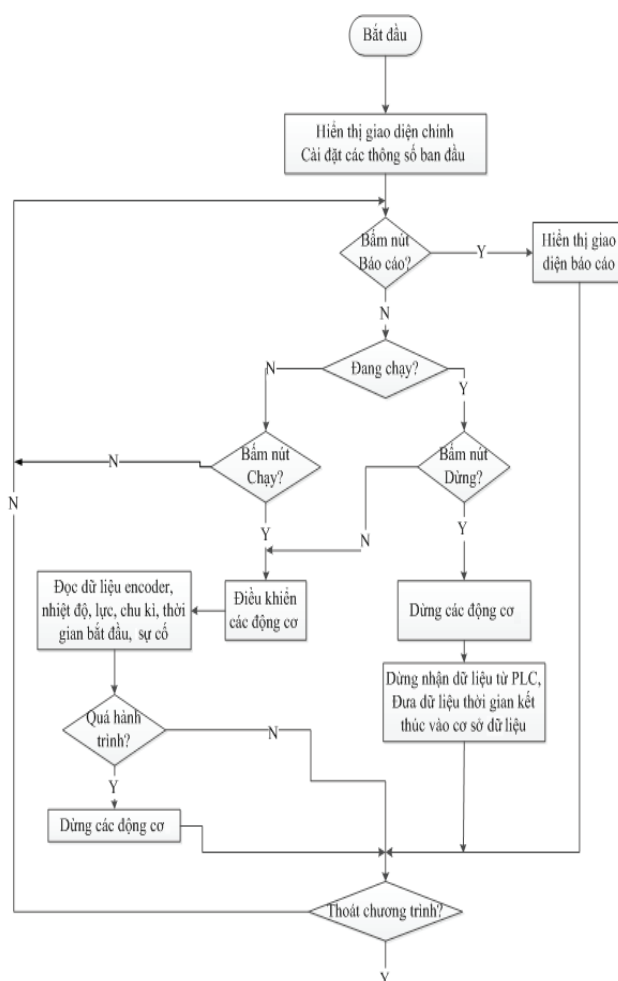
Bảng 2: tần số xung encoder sau khi qua bộ chia tần

Tên các trục	Tần số xung sau khi qua bộ chia tần (kHz)
Trục co - duỗi	29,825
Trục xoay dạng - khép	24,4
Trục xoay trong - ngoài	8,325
Trục tạo lực	62,5

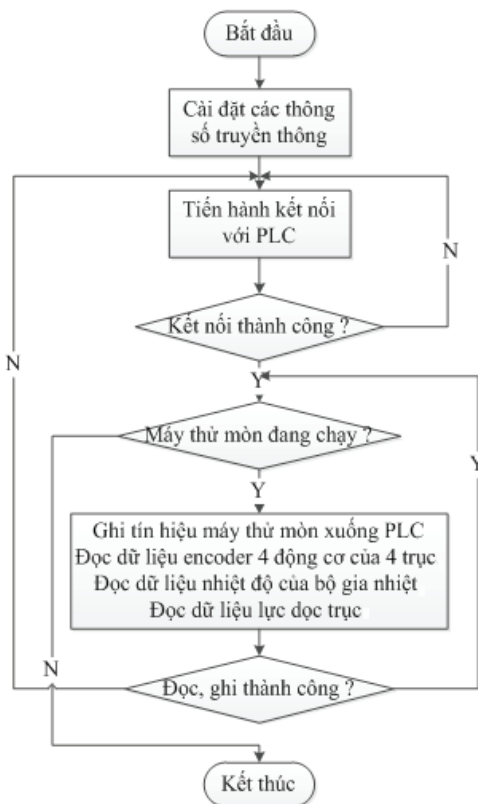
Bảng 3: tín hiệu cần thu thập và điều khiển của PLC

TT	Tín hiệu	Số lượng	Kiểu tín hiệu	Mô tả
1	Tín hiệu xung encoder	8	Xung tốc độ cao (HSC)	Các xung trả về từ động cơ các trục có tần số xung được mô tả ở bảng 2
2	Tín hiệu nhiệt độ	1	Ngõ vào tương tự (Analog)	Tín hiệu từ cảm biến nhiệt của cụm gia nhiệt
3	Tín hiệu lực đọc trực	1	Ngõ vào tương tự (Analog)	Tín hiệu từ đầu cân trả về
4	Tín hiệu điều khiển nhiệt độ	1	Ngõ ra số	Điều khiển nhiệt độ cụm gia nhiệt

Xây dựng giải thuật chương trình điều khiển máy: dựa vào cấu hình của bộ điều khiển máy thử mòn, giải thuật chương trình điều khiển máy bao gồm giải thuật chương trình máy tính và giải thuật chương trình PLC. Giải thuật chương trình điều khiển máy được trình bày trên hình 7, 8.



Hình 7: giải thuật chương trình điều khiển máy

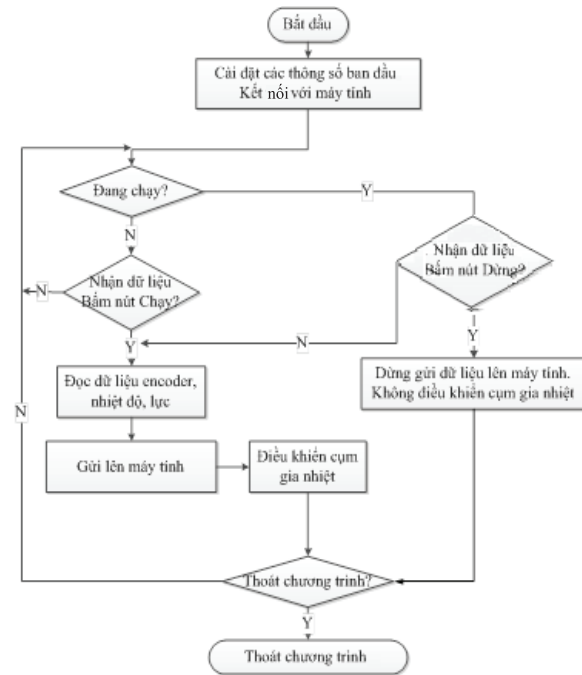


Hình 8: giải thuật truyền thông giữa máy tính và PLC

Giải thuật điều khiển PLC: PLC trong hệ thống điều khiển máy thử mòn có nhiệm vụ thu thập dữ liệu encoder, nhiệt độ, lực, lỗi, chạy dừng, đồng thời điều khiển nhiệt độ cho bộ gia nhiệt. Encoder từ các trục của máy thử mòn được đưa về từ mạch đệm xử lý tín hiệu là tín hiệu 2 xung A, B có tần số cao. Do đó, cần xây dựng giải thuật xử lý tín hiệu encoder. PLC có mô đun là HSC (High Speed Counter) là mô đun có chức năng đọc xung tốc độ cao với tốc độ đọc 3 kênh 80 kHz, một kênh 30 kHz.

Các cảm biến nhiệt độ là PT100 đưa tín hiệu về là dữ liệu tương tự nên cần có một mô đun chuyển đổi từ tương tự sang số để xử lý tín hiệu nhiệt độ nên cần xử lý tín hiệu tương tự sang số và điều khiển nhiệt độ.

PLC cần truyền dữ liệu lên máy tính trung tâm để lưu giá trị thu thập được vào cơ sở dữ liệu phục vụ báo cáo và hiển thị. Do đó, cần có mô đun truyền thông giao tiếp máy tính. Giải thuật PLC được mô tả trong hình 9.



Hình 9: giải thuật điều khiển trên PLC

Chế tạo máy thử mòn

Sau khi thiết kế hoàn chỉnh, máy thử mòn đã được chế tạo và đưa vào vận hành thử nghiệm tại Phòng thí nghiệm trọng điểm quốc gia về Điều khiển số và Kỹ thuật hệ thống, Trường Đại học Bách khoa, Đại học Quốc gia TP Hồ Chí Minh từ tháng 7.2015 (hình 10). Nhìn chung, máy hoạt động ổn định, đạt các chức năng và yêu cầu kỹ thuật.



Hình 10: máy thử mòn KHTP

Kết luận

- Máy thử mòn KHTP được thiết kế và chế tạo tại Việt Nam nhằm phục vụ quá trình thử nghiệm mòn của KHTP theo các tiêu chuẩn ISO 14242-1, 14242-2, 14242-3.

- Máy có đặc tính kỹ thuật phù hợp nhằm mô phỏng 3 nhóm hoạt động (co - duỗi, quay trong - ngoài, dạng - khép) của khớp háng người.

- Mẫu thử KHTP được thử nghiệm với 5.000.000 chu kỳ trên máy thử mòn (khoảng 60 ngày chạy máy liên tục), được đo độ mòn theo phương pháp thay đổi thể tích theo quy định của tiêu chuẩn ISO 14242-2.

- Nhờ máy thử mòn, có thể xác định được các thông tin liên quan đến quá trình mài mòn của vật liệu KHTP như tốc độ mòn, cơ chế mài mòn, phân tích bề mặt mòn, phân tích các phần tử vật liệu bị mòn...

- Kinh nghiệm thiết kế và chế tạo máy mô phỏng thử mòn KHTP cho phép phát triển tiếp tục các máy thử nghiệm cột sống hay các bộ phận khớp khác trên cơ thể người.

Lời cảm ơn

Công trình được thực hiện trong khuôn khổ đề tài KH&CN cấp nhà nước mã số KC03.24/11-15 tại Phòng thí nghiệm trọng điểm quốc gia về Điều khiển số và Kỹ thuật hệ thống, Trường Đại học Bách khoa, Đại học Quốc gia TP Hồ Chí Minh. Các tác giả xin chân thành cảm ơn.

Tài liệu tham khảo

- [1] ISO 14242, *Implant for surgery - Wear of total hip joint prostheses*.
- [2] Phoenix Tribology Ltd (2011), *TE86 MULTI - STATION HIP JOINT SIMULATOR*.
- [3] Saikko V, et al (1992), "A Five-Station Hip Joint Simulator for Wear Rate Studies", *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part H: Journal of Engineering in Medicine* 1992 206:195.
- [4] AMTI force and motion, *ADL Hip Simulator*.
- [5] Shore Western Manufacturing (2009), *Hip Wear Simulator*.
- [6] *BioPulsTM Dual-Station, TMASTM Hip Simulator*.
- [7] V Saikko (2005), "A 12-Station Anatomic Hip Joint Simulator", *Proc. ImechE, Vol.219*, Part H: J. Engineering in Medicine.
- [8] Bergmann G, et al (2001), "Hip contact forces and gait patterns from routine activities", *Journal of Biomechanics*, **34**, pp.859-871.
- [9] Bergmann G, et al (2010), "Standard Loads Hip Joint", *Biomed Mater Eng*, **20(2)**, pp.65-67.

QUY ĐỊNH VỀ BÀI VIẾT ĐĂNG TẢI TRÊN TẠP CHÍ

Yêu cầu chung

Bài viết gửi đăng trên Tạp chí phải là bài viết nguyên thủy (chưa được công bố trước đó). Tác giả không được gửi đăng bài viết trên các tạp chí khác cho đến khi có quyết định xét duyệt của Ban Biên tập.

Bài báo dài không quá 10 trang (bao gồm cả bảng biểu, ghi chú, tài liệu tham khảo và phụ lục); font chữ: Times New Roman; cỡ chữ 13; khổ giấy A4, lề trên 2 cm, lề dưới 2 cm, lề trái 3 cm, lề phải 2 cm.

Bài viết gửi về Tòa soạn dưới dạng file mềm và bản in; có thể gửi trực tiếp đến Tạp chí (Phòng 507, số 113 Trần Duy Hưng, Cầu Giấy, Hà Nội) hoặc qua hòm thư điện tử, địa chỉ: khcnvn@most.gov.vn.

Tên bài báo

- Tên bài báo được viết bằng tiếng Việt và tiếng Anh, trên trang đầu của bài báo, không gạch chân hay viết nghiêng.

- Tên bài báo phải ngắn gọn, rõ ràng và phù hợp với nội dung bài báo.

- Phía dưới tên bài báo là tên tác giả không viết chức danh và học hàm, học vị. Nếu có nhiều tác giả làm việc ở các cơ quan khác nhau thì tên tác giả được đánh số (^{1,2...}) ở phía trên. Dấu hoa thị (*) chỉ tác giả liên hệ, được viết ở cuối trang đầu tiên của bài báo.

Tóm tắt

Tóm tắt bằng tiếng Việt và tiếng Anh. Nêu được mục đích, phương pháp nghiên cứu chính, kết quả nghiên cứu và kết luận chủ yếu. Từ khoá bằng cả tiếng Việt và tiếng Anh theo thứ tự alphabet. Chỉ số phân loại (theo hướng dẫn).

Dẫn nhập/đặt vấn đề

Định nghĩa vấn đề, tóm lược vấn đề nghiên cứu đã được công bố trong và ngoài nước, nêu mục tiêu nghiên cứu và giải thích sự lựa chọn đề tài và mục tiêu nghiên cứu để thấy được tính thời sự, tính khoa học và sự cần thiết của vấn đề nghiên cứu.

Đối tượng và phương pháp

Đối tượng nghiên cứu cần trình bày tiêu chuẩn lựa chọn, đặc điểm đối tượng nghiên cứu.

Phương pháp nghiên cứu cần nêu rõ cách tiếp cận nghiên cứu, loại hình nghiên cứu, phương pháp đo lường, công thức tính cỡ mẫu, phương pháp xử lý số liệu, mô tả kỹ các kỹ thuật tiến hành trong nghiên cứu; các quan điểm, lập luận, ý kiến tranh luận, các dẫn chứng...

Kết quả

Trình bày đầy đủ, khách quan các kết quả thu được sau nghiên cứu, các kết quả này phải phục vụ cho mục tiêu nghiên cứu. Các số liệu phải chính xác và khớp với nhau.

Phần kết quả nghiên cứu chỉ trình bày các kết quả nghiên cứu của đề tài, không giải thích, so sánh và bàn luận.

Bàn luận

Chủ yếu bàn luận các vấn đề liên quan đến mục tiêu đề tài.

Nhận xét, đánh giá một cách khách quan các kết quả nghiên cứu, có so sánh với các tác giả khác để khẳng định hoặc phủ định những hiểu biết đã có, qua đó nêu được những điểm mới và đóng góp của đề tài.

Dự báo hướng nghiên cứu tiếp và khả năng ứng dụng các kết quả nghiên cứu vào thực tiễn.

Kết luận

Nêu kết quả nghiên cứu chủ yếu của đề tài có tính khái quát liên quan đến mục tiêu nghiên cứu, đề xuất các vấn đề tiếp tục nghiên cứu.

Chú thích và tài liệu tham khảo

Chú thích được đánh số theo thứ tự xuất hiện (^{1,2,3...}) và được trình bày ngay ở cuối trang viết (footnote). Các tài liệu tham khảo được đánh số theo thứ tự xuất hiện để chỉ dẫn chúng được trích dẫn ở đâu trong bài báo. Số thứ tự được đánh trong ngoặc vuông, ví dụ: [3] với 1 hoặc [2, 5, 7-9] với nhiều số chỉ dẫn.

Tác giả (Năm xuất bản), "Tên tài liệu được trích dẫn", *Tên nguồn*, **tập (số)**, pp<trang đầu-trang cuối>

Tác giả: là tác giả/các tác giả của tài liệu được tham khảo, trích dẫn.

Năm xuất bản: năm xuất bản của tài liệu được tham khảo, trích dẫn.

Tên tài liệu được trích dẫn: là tên bài báo, chương/phần sách...

Tên nguồn có thể là tên tạp chí, tên sách, hay tên tài liệu gốc của tài liệu được trích dẫn (phần này được in nghiêng).

Tập (số): dành cho nguồn trích là tạp chí, sách hoặc các xuất bản phẩm khác (phần này in đậm).

Trang đầu-trang cuối là số thứ tự các trang phản ánh nơi cư trú của tài liệu được trích dẫn trong tài liệu nguồn.

Chú ý: nếu có ≥ 2 tài liệu tham khảo do cùng 1 tác giả/nhóm tác giả, cùng năm công bố, thì các tài liệu tham khảo này cần được đánh dấu a, b... sau năm xuất bản (ví dụ: 1986a).

Nếu có một số tài liệu tham khảo trong cùng 1 bài báo được trích dẫn có số trang khác nhau thì cần trích dẫn thêm số trang, ví dụ: Kitchen (1982, p 39).

Các yêu cầu khác

- Bài viết không đạt yêu cầu, Tòa soạn không trả lại bản thảo.

- Bài viết chỉ được đăng khi phản biện nhận xét về chất lượng bài báo đồng ý cho đăng.

- Bản quyền: tác giả đồng ý trao bản quyền bài viết (bao gồm cả phần tóm tắt) cho Ban Biên tập Tạp chí.

PHÂN LOẠI LĨNH VỰC KHOA HỌC

1. Khoa học tự nhiên

- 1.1. Toán học và thống kê
- 1.2. Khoa học máy tính và thông tin
- 1.3. Vật lý
- 1.4. Hóa học
- 1.5. Khoa học trái đất và môi trường
- 1.6. Khoa học sự sống
- 1.7. Khoa học nano
- 1.8. Khoa học tính toán
- 1.9. Các lĩnh vực khác của khoa học tự nhiên

2. Khoa học kỹ thuật và công nghệ

- 2.1. Kỹ thuật dân dụng: kỹ thuật kiến trúc; kỹ thuật xây dựng; kỹ thuật kết cấu và đô thị; kỹ thuật giao thông vận tải; kỹ thuật thủy lợi; kỹ thuật địa chất công trình
- 2.2. Kỹ thuật điện, kỹ thuật điện tử, kỹ thuật thông tin
- 2.3. Kỹ thuật cơ khí, chế tạo máy
- 2.4. Kỹ thuật hóa học
- 2.5. Kỹ thuật vật liệu và luyện kim
- 2.6. Kỹ thuật y học
- 2.7. Kỹ thuật môi trường
- 2.8. Công nghệ sinh học công nghiệp
- 2.9. Công nghệ nano
- 2.10. Kỹ thuật thực phẩm và đồ uống
- 2.11. Các lĩnh vực khác của khoa học kỹ thuật và công nghệ

3. Khoa học y - dược

- 3.1. Y học cơ sở
- 3.2. Y học lâm sàng
- 3.3. Y học dự phòng
- 3.4. Dược học
- 3.5. Các lĩnh vực khác của Y - dược học

4. Khoa học nông nghiệp

- 4.1. Trồng trọt
- 4.2. Chăn nuôi
- 4.3. Thú y
- 4.4. Lâm nghiệp
- 4.5. Thủy sản
- 4.6. Công nghệ sinh học trong nông nghiệp, thủy sản
- 4.7. Các lĩnh vực khác của khoa học nông nghiệp

5. Khoa học xã hội và nhân văn

- 5.1. Tâm lý học
- 5.2. Kinh tế và kinh doanh
- 5.3. Khoa học giáo dục
- 5.4. Xã hội học
- 5.5. Pháp luật
- 5.6. Khoa học chính trị
- 5.7. Địa lý kinh tế và xã hội
- 5.8. Thông tin đại chúng và truyền thông
- 5.9. Lịch sử và khảo cổ học
- 5.10. Ngôn ngữ học và văn học
- 5.11. Triết học, đạo đức và tôn giáo
- 5.12. Nghiên cứu về khu vực và quốc tế
- 5.13. Các lĩnh vực khác của khoa học xã hội và nhân văn

Mô hình hóa và điều khiển robot di động non-holonomic có trượt ngang.

Nguyễn Văn Tính, Phạm Minh Tuấn...

Tổng hợp luật điều khiển từ xa theo phương pháp dẫn 2 điểm cho tên lửa phòng không trên cơ sở lý thuyết điều khiển tối ưu và vi phân các tham số động hình học.

Nguyễn Vĩ Thuận, Vũ Hỏa Tiến

Một giải pháp bảo mật cho giao thức Modbus TCP phòng chống tấn công vào hệ thống SCADA sử dụng giao thức này.

Nguyễn Văn Xuân, Nguyễn Tăng Cường...

Nghiên cứu, thiết kế bộ đảo tần lên và đảo tần xuống cho các hệ thống vô tuyến cấu hình mềm hiệu quả tài nguyên trên công nghệ FPGA.

Trần Văn Nghĩa

Ứng dụng mạng cảm biến không dây để điều khiển và giám sát các bộ điều khiển đèn tín hiệu giao thông.

Cao Nguyễn Khoa Nam, Võ Đại Bình...

Xây dựng hệ thống định vị tích hợp chặt GPS/INS ứng dụng trong môi trường đô thị.

Nguyễn Hoàng Duy, Vũ Ngọc Hải...

Nghiên cứu thiết kế thiết bị đo năng lượng 1 pha không dây ứng dụng trong các tòa nhà thông minh.

Lê Quyết Thắng, Bùi Đăng Thanh...

Xây dựng giải pháp cảnh báo sớm tình trạng cháy rừng.

Nguyễn Chí Ngôn, Nguyễn Chánh Nghiệm...

Thiết kế máy thử mòn khớp háng toàn phần.

Phạm Ngọc Tuấn, Phan Phương Trinh...

1 Modelling and controlling a non-holonomic wheeled mobile robot with lateral slip.

Nguyen Van Tinh, Pham Minh Tuan...

7 Remote control law synthesis with two-point guidance for surface-to-air missile on the basis of optimal control theory and differential of kinematic parameters.

Nguyen Vi Thuan, Vu Hoa Tien

15 A security solution for Modbus TCP protocol to prevent attacks on SCADA system using this protocol.

Nguyen Van Xuan, Nguyen Tang Cuong...

24 Researching and designing the digital up and down converter for software defined radio (SDR) systems with efficient resources based on FPGA technology.

Tran Van Nghia

32 Applying wireless sensor network to control and supervise traffic light node controllers.

Cao Nguyen Khoa Nam, Vo Dai Binh...

39 Implementation of a GPS/INS tightly-coupled system applied in urban environments.

Nguyen Hoang Duy, Vu Ngoc Hai...

47 Designing the one phase energy measuring device applied for smart buildings.

Le Quyet Thang, Bui Dang Thanh...

52 Developing a solution for early detection of forest fire.

Nguyen Chi Ngon, Nguyen Chanh Nghiem...

58 Design of the total hip wear testing machine.

Pham Ngoc Tuan, Phan Phuong Trinh...