

NGHIÊN CỨU PHÁT TRIỂN HỆ THỐNG ĐỘNG CƠ VAN VỚI PHẢN HỒI THAM SỐ GIỚI HẠN TRONG ĐỘNG CƠ A HẸNG SỬ DỤNG THIẾT BỊ TÍNH TÍNH CỐ ĐỊNH ĐỘNG CƠ

Nguyễn Tiến Dũng^{1*}, Solov'ev V. A.²

¹Trường Đại học Lương Thế Vinh, Số 9 Đường Cầu Đông, Phường Nam Định, tỉnh Ninh Bình, Việt Nam

²Đại học kỹ thuật Quốc gia Moskva Bauman, số 5/1 đường Baumanskaya số 2, Moskva 105005, Liên bang Nga

* Tác giả liên hệ: nguyentiendung@ltvu.edu.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

Ngày nhận: 20/06/2026

Ngày hoàn thiện: 29/06/2026

Ngày chấp nhận: 17/07/2026

Ngày đăng: 31/07/2026

TỪ KHÓA

Động cơ van với phản hồi
theo dòng điện pha,
Hiệu chỉnh đặc tính tĩnh,
Cảm biến vị trí rotor,
Biến áp xoay sin-cosin,
Bộ chỉnh lưu nhảy pha,
Bộ lọc thông thấp,
Chuyển mạch.

TÓM TẮT

Bài báo trình bày khả năng cải thiện đặc tính tĩnh của động cơ van hai pha với phản hồi theo dòng điện pha được hình thành bởi sự chuyển mạch của nó. Bài báo chỉ ra rằng, khi sử dụng phần tử cảm biến vị trí của rotor là máy biến áp xoay sin-cosin, nhằm kiểm soát xung điện áp đầu ra của bộ chỉnh lưu nhảy pha thì luôn cần đến bộ lọc thông thấp. Các biểu thức toán học mô tả đặc tính tĩnh của động cơ van được đưa ra, cho phép đánh giá mức độ ảnh hưởng tiêu cực của hằng số thời gian của bộ lọc thông thấp và của bộ chuyển mạch bán dẫn lên đặc tính tĩnh của động cơ van. Các đặc điểm chỉnh của việc chỉnh sửa đặc tính tĩnh của động cơ van bằng phương pháp hiệu chỉnh tham số được trình bày và được chứng minh bằng thực nghiệm, giúp cải thiện đáng kể đặc tính tĩnh của động cơ van nghiên cứu.

RESEARCH ON DEVELOPING A VALVE MOTOR SYSTEM USING A PARAMETRIC METHOD TO MINIMIZE THE INFLUENCE OF THE TIME CONSTANT ON THE MOTOR'S STATIC CHARACTERISTICS

Tien Dung Nguyen^{1*}, Solov'ev V. A.²

¹Luong The Vinh University, 9 Cau Dong Street, Nam Dinh Ward, Ninh Binh Province, Viet Nam

²Bauman Moscow State Technical University, 2nd Baumanskaya St., 5/1, Moscow 105005, Russian Federation

*Corresponding Author: nguyentiendung@ltvu.edu.vn

ARTICLE INFO

Received: Jun 20, 2026

Revised: Jun 29, 2026

Accepted: Jul 17, 2026

Published: Jul 31, 2026

KEYWORDS

Thyatron motor with
feedback via phase currents,
Correction of static
characteristics,
Rotor position sensor,
Sine-cosine rotating
transformer,
Phase-sensitive rectifier,
Low-pass filter,
Switch.

ABSTRACT

This paper presents the possibility of improving the static characteristics of a two-phase valve motor with feedback based on the phase current generated by its switching. The paper indicates that, when using a sinusoidal-cosine rotary transformer as the rotor position sensing element to control the output voltage pulse of a phase-sensitive rectifier, a low-pass filter is always necessary. Mathematical expressions describing the static characteristics of the valve motor are provided, allowing for an assessment of the negative influence of the time constants of the low-pass filter and the semiconductor switching on the valve motor's static characteristics. The main characteristics of adjusting the static properties of valve motors using parametric correction methods are presented and experimentally demonstrated, significantly improving the static characteristics of the studied valve motors.

1. Đặt vấn đề

Các động cơ van (Valve Motors — VM) với kích thích từ điện, có đặc điểm là số lượng cuộn dây pha ít và tính rời rạc của quá trình chuyển mạch của chúng, do đó mô-men điện từ của các động cơ van là không mịn [8]. Vì thế, việc sử dụng các VM trong các hệ bơm và hệ truyền động điện tự động hóa với yêu cầu phạm vi điều chỉnh tốc độ góc của VM phải đủ rộng sẽ là khó khăn.

Hiện nay, các VM được sử dụng trong các hệ bơm và truyền động điện tự động hóa thực tế thì thường kèm theo một loạt các thiết bị và phần tử khác (gọi chung là hệ thống VM) để mịn hóa mô-men điện từ trong VM và chức năng hoạt động của nó được bảo đảm. Việc phân tích đầy đủ nguyên nhân tồn tại, tác dụng tốt và xấu, đặc điểm thay đổi tham số để cải thiện chế độ làm việc của VM, v.v... của tất cả các thiết bị và phần tử trong hệ thống VM và các phương pháp chỉnh sửa, tác động lên đặc tính tĩnh (đặc tính làm việc) của VM là một nhu cầu thực tế, giúp thời gian thiết kế chế tạo VM cho một hệ thống bơm hoặc hệ truyền động điện tự động hóa cụ thể được giảm xuống.

Bài báo này sẽ trình bày những phân tích cấu trúc (cần phải có) của hệ thống VM; rút ra những tham số của các thiết bị-phần tử trong cấu trúc VM có ảnh hưởng lên đặc tính làm việc của VM và các đặc điểm chính trong phương pháp tham số nhằm thay cải thiện đặc tính tĩnh của VM.

2. Mục tiêu và phương pháp nghiên cứu

2.1. Mục tiêu nghiên cứu

* Thu được hệ thống biểu thức toán học mô tả đặc tính tĩnh của VM;

** Thông qua hệ thống biểu thức toán học và thực nghiệm, đánh giá mức độ ảnh hưởng của các hằng số thời gian của bộ lọc thông thấp (Low-Pass Filters — LPF); của biến áp xoay sin-cosin, được dùng như là một cảm biến vị trí rotor SCRT (Sine-Cosine Rotary Transformers — SCRT); của kênh chuyển mạch bán dẫn, lên đặc tính tĩnh của VM hai pha, loại ДБМ 120 [3] sử dụng cảm biến vị trí rotor (Rotor Position Sensor — RPS) sin-cosin dựa trên “reductosin” cảm ứng, loại BT 60 [3; 7];

*** Phân tích-tổng hợp các đặc điểm chính của việc chỉnh sửa đặc tính tĩnh của VM bằng phương pháp tham số.

2.2. Phương pháp nghiên cứu

- Sử dụng các phép toán để rút ra hệ thống biểu thức toán học mô tả các tham số vật lý cần thiết của VM được nghiên cứu từ các mô tả toán học kinh điển cho các quá trình điện từ trong hệ thống VM;

- Phân tích toán học về sự thay đổi giá trị tham số là các hằng số thời gian của bộ LPF và của bộ chuyển mạch bán dẫn lên đặc tính tĩnh của VM;

- Sử dụng phương pháp số — quy trình Gauss-Seidel [6] để xác định hệ số tỷ lệ tối ưu (tương ứng là có họ đặc tính tĩnh tối ưu) giữa hằng số thời gian của RPS với hằng số thời gian của bộ chuyển mạch bán dẫn;

- Thực nghiệm chứng minh tính đúng đắn của phương pháp phân tích toán học và đề xuất sử dụng phương pháp tham số để chỉnh sửa đặc tính tĩnh của VM được nghiên cứu.

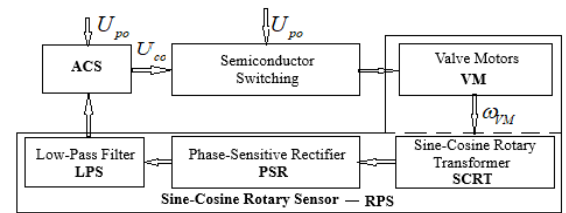
3. Nội dung và kết quả nghiên cứu:

3.1. Phân tích cấu trúc hệ thống VM

Sơ đồ khối chức năng tối giản cơ bản của hệ thống VM như H. 1 với lưu ý cảm biến vị trí (góc) của rotor VM sẽ là biến áp xoay sin-cosin loại tiếp xúc hoặc không tiếp xúc (được sử dụng rộng rãi).

Phương pháp phổ biến nhất và hiệu quả hơn cả của

việc nâng cao độ mịn của mô-men điện từ trong VM là nuôi các cuộn dây pha của VM bằng dòng điện hình sin chuẩn [8]. Để đạt được điều này trong VM, một RPS [2-4; 7-10] là SCRT được cài đặt trong VM, VM được cấp nguồn bởi bộ chuyển mạch bán dẫn và khi bộ chuyển mạch bán dẫn làm việc sẽ tạo trong VM các dòng điện pha với các hình dạng và biên độ tương ứng với xung điện áp đặt lên VM. Thông thường, RPS trong hệ thống VM sẽ là loại biến áp xoay sin-cosin không tiếp xúc (Contactless Sine-Cosine Rotary Transformers — CSCRT) được thiết kế tích hợp trong VM như là một bộ giảm cảm ứng [2-4; 7; 8; 10] hoặc bộ phân giải [9], chúng được chế tạo với số cặp cực đúng bằng số cặp cực của VM. Các loại RPS sin-cosin điển hình khác [8], bao gồm cả loại được phát triển bởi hãng “Infineon” với nguyên tắc hoạt động của chúng là dựa trên hiệu ứng từ trở không lồ [13] thì rất hạn chế sử dụng trong VM.



H. 1. Sơ đồ khối chức năng tối giản của hệ thống VM:

U_{co} — điện áp điều khiển; U_{po} — điện áp nguồn nuôi

Khi sử dụng SCRT như là một RPS thì cần phải bóc tách được đường viền bao của điện áp đầu ra ở SCRT, để thực hiện được điều này thì thường sử dụng bộ chỉnh lưu nhạy pha (Phase-Sensitive Rectifiers — PSR) [3; 4; 7; 8]. Các điện áp đầu ra của PSR chứa các sóng hài tần số cao với tần số là bội số tần số kích thích của nguồn điện áp kích thích SCRT. Để giảm mức sóng hài tần số cao trong điện áp đầu ra của PSR (các sóng hài tần số cao này gây: gia nhiệt thêm cho cuộn dây pha của VM; giảm tính quay đều của rotor; và chức năng hoạt động của VM không đạt yêu cầu), trên đầu ra của PSR được lắp bộ LPF.

Thêm nữa, cũng để tham gia bóc tách đường bao điện áp đầu ra ở SCRT, thiết bị trích mẫu lưu trữ được sử dụng [3; 7], còn để chuyển đổi điện áp đầu ra đã được bóc tách đường bao này thành mã kỹ thuật số thì sử dụng bộ chuyển đổi tương tự-số (analog-to-digital converters — ADC) chuyên dụng [1] hoặc bộ vi điều khiển ADC [2; 9; 10]. Sau khi xử lý bóc tách đường bao và chuyển đổi sang tín hiệu số theo thuật toán cho trước bởi vi điều khiển của hệ thống điều khiển của VM, tín hiệu số này lại được chuyển đổi sang tín hiệu tương tự bởi bộ chuyển đổi số-tương tự (Digital-to-Analog Converters — DAC) quay về điện áp có dạng điều hòa (lưu ý, các bộ ADC; DAC; và “nodes” điện tử, không được thể hiện trên H. 1). Tất cả các thiết bị nêu trên hoạt động theo nguyên tắc đọc, tín hiệu điện áp ở đầu ra của bộ ADC sẽ ở dạng rời rạc hóa theo thời gian và lượng tử hóa theo mức, tín hiệu này đặt lên đầu vào kênh chuyển mạch điện áp, và tương ứng sẽ là chuyển mạch dòng điện pha trong VM, qua bộ chuyển mạch điện áp bán dẫn sẽ xuất hiện hiện tượng trễ thuần túy và thành phần tần số cao bổ sung ở dòng điện pha hình thành sau chuyển mạch nguồn nuôi VM [2; 7; 10].

Giảm thiểu ảnh hưởng của hiện tượng tiêu cực sẽ đạt được bằng cách nâng dung lượng “bit: và tần số xung nhịp của các bộ ADC; DAC; và vi mạch điều khiển. Tuy nhiên, tất cả việc này không cho kết quả tích cực, nếu đầu vào của bộ ADC là các điện áp đầu ra của PSR, mà nó không được làm mịn trước đó bởi bộ LPF. Khi không có bộ LPF thì tần số đọc điện

áp đầu ra của bộ PSR không thể vượt quá , còn việc lượng tử hóa ở mức thấp chỉ có được khi tốc độ góc của rotor VM rất thấp [3; 7]. Vì vậy, bộ LPF là một khâu liên kết buộc phải có của RPS dựa trên SCRT.

Các quán tính hình thành bởi hằng số thời gian của bộ LPF; SCRT; kênh chuyển mạch; và của cuộn dây pha, sẽ gây ra sự dịch pha (trễ) của dòng điện cuộn dây pha với sức điện động EMF (ElectroMotive Force — EMF) quay của VM. Điều này làm tăng đáng kể dòng điện tiêu thụ của VM, tức làm tăng nhiệt cuộn dây; làm giảm hệ số hiệu dụng Eff (Effective — Eff); và phá vỡ tính tuyến tính của các đặc tính cơ và đặc tính điều chỉnh của VM [3; 7; 10]. Hệ số truyền đạt của VM như là một khâu liên kết của hệ thống điều khiển tự động ACS (Automation Control System — ACS) của VM, nên hệ số truyền đạt này sẽ phụ thuộc vào tốc độ góc, điều này gây khó khăn cho việc cài đặt bộ điều chỉnh tốc độ của VM (đặc biệt khi phạm vi điều chỉnh tốc độ góc của VM là lớn).

Việc giảm ảnh hưởng tiêu cực do quán tính (là các hằng số thời gian) của bộ LPF; kênh chuyển mạch; “nodes” điện tử; và cuộn dây pha lên đặc tính tính của VM có sử dụng RPS dựa trên SCRT, có thể thực hiện bằng hai phương pháp: bù; và tham số.

3.2. Phương pháp chỉnh sửa đặc tính tính VM

3.2.1. Phương pháp bù

Việc bù trễ của dòng điện pha so với EMF quay trong VM (hiện tượng trễ tiêu cực này xảy ra bởi một trong những hằng số thời gian, thí dụ, hằng số thời gian của cuộn dây pha) có thể thực hiện được bằng cách đưa vào trong VM một “block” hiệu chỉnh, gồm: một máy phát tốc độ và một bộ điều chế, ở đầu ra của “block” này được đấu nối với cuộn dây vuông góc của SCRT [7; 10]. Một biến thể khác của phương pháp bù này là chỉ bù một phần sự ảnh hưởng của hằng số thời gian của cuộn dây pha trong VM bằng cách: đưa vào trong hệ ACS của VM một vòng điều khiển thích nghi với mô hình tham chiếu và tín hiệu tự điều chỉnh [2].

Trong thực tế, phương pháp bù để chỉnh sửa đặc tính tính của VM làm phức tạp cấu trúc và cài đặt các phần điện tử, bởi vậy phương pháp bù này có phạm vi ứng dụng rất nhỏ.

3.2.2. Phương pháp tham số

Phương pháp tham số để chỉnh sửa đặc tính tính của VM có hiệu quả tốt hơn hoặc thấp nhất là bằng phương pháp bù, phương pháp tham số được sử dụng kết hợp với phương pháp bù hoặc độc lập. Việc sử dụng phương pháp tham số một cách độc lập hay kết hợp với phương pháp bù sẽ tùy thuộc vào cách hình thành dòng điện pha trong cuộn dây pha của VM và sự lựa chọn hợp lý về cấu trúc và thông số của bộ LPF với việc thực thi các sơ đồ mạch điện tử tiên tiến của các “nodes” điện tử của động cơ điện.

Trong VM với phản hồi theo dòng điện pha thì dòng điện pha sẽ được hình thành một cách liên tục, điều này được chỉ ra trong [11], hằng số thời gian của cuộn dây pha sẽ ảnh hưởng lên đặc tính tính của VM với mức ảnh hưởng vô cùng nhỏ và có thể bỏ qua. Khi đó nguyên nhân chính gây ra sự trễ của dòng điện pha trong VM so với EMF quay (tức làm xấu đặc tính tính của VM) sẽ là hằng số thời gian của bộ LPF; của SCRT; và của kênh chuyển mạch.

Việc đánh giá ảnh hưởng của các hằng số thời gian lên đặc tính tính của VM hai pha tương tự loại ДБМ 120 [3] với RPS là SCRT dựa trên bộ “reductosin” cảm ứng loại BT 60 [3; 7] được xem xét theo phân tích toán học; các đề xuất

sơ đồ mạch điện thay thế tương đương; kết quả của phương pháp hiệu chỉnh tham số bằng thực nghiệm.

3.3. Kết quả nghiên cứu

3.3.1. Các biểu thức toán học chính

Các biểu thức toán học trong tài liệu tham khảo [11] mô tả đặc tính tính của VM được lý tưởng hóa với đặc điểm chế tạo: cuộn dây bốn phần hai pha (two-phase for-section winding), được đấu nối hình sao và một dây chung; SCRT; và bộ chuyển mạch bán dẫn, thực hiện phản hồi theo dòng điện pha, không tính đến quán tính của các “nodes” điện tử.

Thông thường thì phải sử dụng các bộ lọc (thường là lọc bậc một hoặc hai) trong SCRT và VM [2; 3], thêm nữa trong trường hợp cuối là bộ LPF phải được coi là hai khâu động học liên kết. Việc “Nghiên cứu phát triển hệ thống động cơ van ...” được thực hiện với giả định rằng, khâu liên kết thứ nhất của hệ thống VM là bộ LPF được tích hợp trực tiếp trong RPS; còn khâu liên kết thứ hai là kênh (bộ) chuyển mạch được thực hiện theo sơ đồ của khâu không tuần hoàn.

Dựa trên giả định này và sử dụng các tài liệu tham khảo [1; 2; 3; 4; 5; 6], các tác giả rút ra được các biểu thức toán học cho:

+ các hàm truyền đạt của $W_{rps}(p)$ của RPS; $W_s(p)$ của kênh chuyển mạch bán dẫn

$$W_{rps}(p) = \frac{K_{rps}}{T_{rps}p + 1}, \quad (1)$$

$$W_s(p) = \frac{K_s}{T_s p + 1}, \quad (2)$$

ở đây K_{rps} — hệ số truyền đạt của RPS khi rotor của VM không quay; T_{rps} — hằng số thời gian của RPS; K_s — hệ số truyền đạt của bộ chuyển mạch khi rotor của VM không quay; T_s — hằng số thời gian của bộ chuyển mạch.

+ các đặc tính biên độ-tần số $W_{rps}(j\omega_e)$ của RPS; và đặc tính pha-tần số $W_s(j\omega_e)$ của kênh chuyển mạch

$$W_{rps}(j\omega_e) = k_{rps}(\omega_e) e^{-j\psi_{rps}(\omega_e)}, \quad (3)$$

$$W_s(j\omega_e) = k_s(\omega_e) e^{-j\psi_s(\omega_e)}, \quad (4)$$

trong đó, $k_{rps}(\omega_e)$; $k_s(\omega_e)$ là đặc tính biên độ-tần số, còn $\psi_{rps}(\omega_e)$; $\psi_s(\omega_e)$ — đặc tính pha-tần số của các “nodes” đang xét, chúng được mô tả bằng biểu thức

$$k_{rps}(\omega_e) = \frac{K_{rps}}{\sqrt{1 + (\omega_e T_{rps})^2}}, \quad (5)$$

$$k_s(\omega_e) = \frac{K_s}{\sqrt{1 + (\omega_e T_s)^2}}, \quad (6)$$

$$\psi_{rps}(\omega_e) = \text{artg } \omega_e T_{rps}, \quad (7)$$

$$\psi_s(\omega_e) = \text{artg } \omega_e T_s, \quad (8)$$

ở đây $\omega_e = p_e \nu \Omega_0$ — tần số góc của dòng điện pha; p_e — số lượng cặp cực của VM; $\nu = \Omega / \Omega_0$ — tốc độ góc tương đối của VM; Ω — tốc độ góc; $\Omega_0 = U_{po} / C_E$ — giá trị “base” của tốc độ góc không tải lý tưởng của VM; C_E — hằng số kết cấu của VM; U_{po} — điện áp nguồn nuôi.

Từ (1) đến (8) suy ra:

+ góc dịch pha $\psi(\omega_e)$ của dòng điện so với EMF quay của VM

$$\psi(\omega_e) = \text{artg } \omega_e T_{rps} + \text{artg } \omega_e T_s, \quad (9)$$

+ còn hệ số tải $k_{lo}(\omega_e)$ theo dòng điện của VM được xác định từ biểu thức

$$k_{lo}(\omega_e) = \frac{K_{lo}}{\sqrt{1 + (\omega_e T_{rps})^2} \sqrt{1 + (\omega_e T_s)^2}}, \quad (10)$$

ở đây $K_{lo} = I_{se \max} / I_{se \text{ st}}$ — hệ số tải của VM theo dòng điện khi rotor đứng yên; $I_{se \max} = K_{rps} K_s U_{co}$ — biên độ dòng điện trong phần pha; U_{co} — điện áp điều khiển VM; $I_{se \text{ st}} = U_{po} / R_{se}$ — dòng điện khởi động trong phần cuộn dây pha; R_{se} — trở thuần của phần cuộn dây pha của VM.

***** các phương trình cho các dòng điện $i_{se1}(\alpha)$; $i_{se2}(\alpha)$ trong các phần cuộn dây pha của VM khi có điện áp đặt lên chúng (nhờ sự chuyển mạch điện áp nguồn nuôi), và chúng sẽ thay đổi theo biểu thức

$$i_{se1}(\alpha) = k_{lo}(\omega_e) I_{se \text{ st}} \sin(\alpha - \psi(\omega_e)), \quad (11)$$

$$i_{se2}(\alpha) = k_{lo}(\omega_e) I_{se \text{ st}} \cos(\alpha - \psi(\omega_e)), \quad (12)$$

khi EMF quay trong các phần cuộn dây pha của VM ở dạng

$$e_{se1}(\alpha) = U_{po} \nu \sin \alpha, \quad (13)$$

$$e_{se2}(\alpha) = U_{po} \nu \cos \alpha, \quad (14)$$

ở đây α — góc quay của rotor VM (đơn vị đo radian điện), được tính từ thời điểm chuyển mạch tự nhiên.

+ các biểu thức điện áp rơi $u_{tr1}(\alpha)$; $u_{tr2}(\alpha)$ trên các phần tử bán dẫn động lực của bộ chuyển mạch, làm việc trong chế độ “active”, được xác định từ các phương trình theo định luật Kirchhoff thứ hai cho mạch chuyển mạch phần cuộn dây pha của VM. Các điện áp rơi này có dạng

$$u_{tr1}(\alpha) = U_{po} [1 - \nu \sin \alpha - k_{lo}(\omega_e) \sin(\alpha - \psi(\omega_e))], \quad (15)$$

$$u_{tr2}(\alpha) = U_{po} [1 - \nu \cos \alpha - k_{lo}(\omega_e) \cos(\alpha - \psi(\omega_e))], \quad (16)$$

Thay thế các biểu thức (11) – (16) vào các biểu thức “base” tương ứng của đặc tính tĩnh chính của VM [11] sẽ thu được các sự phụ thuộc (là các biểu thức toán học chính được sử dụng để phân tích ảnh hưởng của các hằng số thời gian của LPF; bộ chuyển mạch lên đặc tính tĩnh của VM):

- + mô men điện từ trung bình M_{mid} , biểu thức (17);
- + công suất tiêu thụ P_{po} , biểu thức (18);
- + tổn thất công suất ΔP_s trong bộ chuyển mạch bán dẫn, biểu thức (19);
- + tổn thất công suất ΔP_{cop} trong cuộn dây đồng của cuộn dây pha, biểu thức (20);
- + hiệu suất điện từ η của VM, biểu thức (21);
- + hiệu suất η_s của bộ chuyển mạch bán dẫn, biểu thức (22), vào các hằng số thời gian của LPF; SCRT; và của bộ chuyển mạch bán dẫn.

$$M_{mid} = \frac{U_p}{\Omega_0} I_{st} k_{lo}(\omega_e) \cos \psi(\omega_e); \quad (17)$$

$$P_{po} = \frac{4}{\pi} U_{po} I_{st} k_{lo}(\omega_e); \quad (18)$$

$$\Delta P_{po} = \frac{4}{\pi} U_{po} I_{st} k_{lo}(\omega_e) \cdot \left\{ 1 - \frac{\pi}{4} [k_{lo}(\omega_e) + \nu \cos \psi(\omega_e)] \right\}; \quad (19)$$

$$\Delta P_{cop} = U_p I_{st} k_{lo}^2(\omega_e); \quad (20)$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} \nu \cos \psi(\omega_e); \quad (21)$$

$$\eta_s = \frac{\pi}{4} [\nu \cos \psi(\omega_e) + k_{lo}(\omega_e)], \quad (22)$$

ở đây U_{po} — điện áp nguồn nuôi VM; I_{st} — dòng điện

khởi động trong phần cuộn dây pha; k_{lo} — hệ số tải của VM theo dòng điện khi rotor không quay; ψ — góc dịch pha của dòng điện so với sức điện động quay EMF của VM; ν — tốc độ góc tương đối; ω_e — tần số góc của dòng điện pha; Ω_0 — giá trị “base” của tốc độ góc không tải lý tưởng của VM.

3.3.2. Hằng số thời gian T_{vm} của hệ thống VM và hệ số trọng số k_ϕ

Từ H.1 cho thấy rằng, hệ thống VM gồm nhiều thiết bị và phần tử có hằng số thời gian riêng của chúng, việc phân tích ảnh hưởng của từng hằng số thời gian lên đặc tính tĩnh của VM là rất phức tạp, bởi các hằng số thời gian đó lại có quan hệ với nhau.

Để phân tích ảnh hưởng của tất cả các hằng số thời gian lên đặc tính tĩnh VM với chỉ một biểu đồ, khái niệm hằng số thời gian T_{vm} của hệ thống VM và hệ số trọng số hằng số thời gian k_ϕ được đề xuất:

+ Hằng số thời gian T_{vm} của hệ thống VM

Thực nghiệm và cũng như phân tích toán-lý trong bài báo, ảnh hưởng lên đặc tính tĩnh của VM bởi các hằng số thời gian thì chủ yếu là hằng số thời gian của RPS và của kênh chuyển mạch. Vậy hằng số thời gian của hệ thống VM được tính

$$T_{vm} = T_{rps} + T_s;$$

+ Hệ số trọng số hằng số thời gian k_ϕ

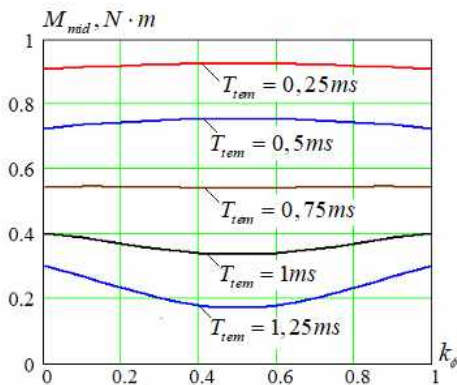
Hệ số trọng số thời gian là tỷ số giữa hai hằng số thời gian có ảnh hưởng lớn nhất lên đặc tính tĩnh của VM là các hằng số thời gian T_{rps} của RPS và T_s của kênh chuyển mạch

$$k_\phi = \frac{T_{rps}}{T_s}.$$

3.3.3. Đặc tính tĩnh của VM $M_{mid} = f(k_\phi)$

Thực nghiệm cho hệ thống VM (đầy đủ các thiết bị và phần tử như mô tả ở tiểu mục 3.1 với VM sử dụng SCRT loại ДБМ 120-1-0,8-2 BT 60 [3] và chế độ thử nghiệm ở các điều kiện: $2\pi f_{ex} T_{tem} \leq 10$; tần số góc tương đối $\nu = 0,7$; hệ số tải theo dòng điện của VM khi rotor không quay $K_{lo} = 0,22$; và tần số tiêu chuẩn của điện áp kích thích $f_{ex} = 2000 \text{ Hz}$, thu được các đường đặc tính tĩnh của VM (là sự phụ thuộc của mô men điện từ trung bình M_{mid} của VM vào hệ số trọng số k_ϕ ứng với các hằng số thời gian khác nhau T_{vm} của VM như H. 2 với

$$\begin{cases} T_{rps} = k_\phi T_{vm} \\ T_s = (1 - k_\phi) T_{vm} \end{cases}, \quad (23)$$

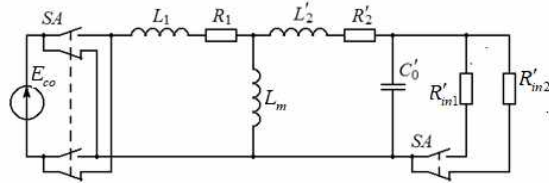


H. 2. Sự phụ thuộc của mô men điện từ của động cơ TEM loại ĐBM 120-1-0,8-2 vào giá trị hệ số trọng số k_ϕ khi $\nu = 0,7$ và $T_o = 0,22$

3.3.4. Sơ đồ mạch điện thay thế tương đương cho PSR dùng SCRT

Từ **H. 1.** Cho thấy: hệ thống VM có hai phần tử magnet tính cảm rõ rệt là SCRT và PSR, ngoài ra còn có các mạch vi điều khiển điện tử, các phần tử này được cài đặt trong không gian vô cùng bé, do đó chúng tương tác với nhau hình thành một loại tụ điện ảo với giá trị điện dung nhất định và ảnh hưởng lên đặc tính tính của VM, cụ thể là ảnh hưởng lên biên độ của các xung động bổ sung ở điện áp đầu ra PSR.

Để xem xét chính xác sự ảnh hưởng của tụ điện ảo này lên đặc tính tính của VM, một sơ đồ mạch điện thay thế tương đương cho SCRT với PSR, được đề xuất như **H. 3.**



H. 3. Sơ đồ mạch điện thay thế tương đương SCRT với tải là trở đầu vào của PSR

Sơ đồ mạch điện **H. 2** được thiết kế cho vị trí rotor, mà ở vị trí đó thì điện áp trên một cuộn dây thứ cấp, thí dụ cuộn sin, đạt cực đại, còn trên cuộn dây cosin thì điện áp bằng 0. Và do đó, ảnh hưởng của dòng điện có trong cuộn dây sin lên chế độ làm việc của cuộn dây khác của SCRT là rất nhỏ (bỏ qua được). Các tham số của sơ đồ thay thế SCRT trên **H. 2** được ký hiệu là $R_1; L_1; R_2; L_2; L_m$ [12]. Đầu nối đến đầu ra của sơ đồ thay thế SCRT trên **H. 2** là tụ điện ảo C'_0 của bản thân SCRT và phụ thuộc vào nửa chu kỳ chuyển mạch của PSR thì tụ điện C'_0 có thể được đầu nối đến điện trở R'_{m1} hoặc R'_{m2} được cho là đến cuộn dây sơ cấp. Các xung điện áp hai cực của nguồn nuôi SCRT được hình thành bằng cách chuyển đổi nguồn EMF điều khiển E_{co} bởi công tắc SA.

Sơ đồ thay thế SCRT như **H. 2** có thể chuyển đổi tương đương theo tỷ lệ sang sơ đồ sức điện động điều khiển E_{co} , bao gồm các thành phần điện trở R_e ; cuộn cảm L_e ; và tụ điện C_e , chúng được mắc nối tiếp nhau. Đặc tính của thành phần tự do ở quá trình quá độ trong sơ đồ tương đương, và tương ứng là sự thay đổi điện áp đầu ra của SCRT sau khi chuyển đổi nguồn EMF sẽ được xác định bởi nghiệm của phương trình đặc trưng

$$p^2 + \frac{R_e}{L_e}p + \frac{1}{L_e C_e} = 0, \quad (24)$$

ng nghiệm của phương trình đặc trưng này có thể là liên hợp thực hoặc phức.

4. Thảo luận kết quả nghiên cứu

4.1. Phân tích toán học về sự ảnh hưởng của hằng số thời gian của RPS và kênh chuyển mạch lên đặc tính tính của VM

Phân tích các biểu thức từ (17) ÷ (22), cùng với (9); (10) nhận thấy:

+ mô men điện từ trung bình M_{mid} của VM; hiệu suất của mô men điện từ η của VM; và hệ số hiệu dụng η_s của kênh chuyển mạch, sẽ giảm khi tăng hằng số thời gian T_{rps} của RPS và hằng số thời gian T_s của kênh chuyển mạch, qua đó tốc độ góc của VM cũng sẽ giảm theo.

Hiện tượng này xảy ra không chỉ do ảnh hưởng của sự dịch pha của dòng điện và EMF quay của VM, mà còn bởi sự giảm đi của biên độ dòng điện pha trong VM;

+ đặc tính điều chỉnh $M_{mid} = f(U_{co})$ của VM duy trì tuyến tính, nhưng hệ số truyền đạt tính của VM theo mô-men điện từ trung bình sẽ giảm đi với việc tăng tốc độ góc;

+ mô men điện từ của VM loại ĐBM 120-1-0,8-2 BT 60 [3] với hằng số thời gian của RPS bằng hằng số thời gian của kênh chuyển mạch bán dẫn $T_{rps} = T_s = 0,2ms$ ở tốc độ góc tương đối $\nu = 0,7$ sẽ giảm đi 17%, còn khi $T_{rps} = T_s = 1ms$, giá trị phổ biến trong các loại VM tương tự [3; 4; 10], thì mô men điện từ của động cơ điện này cũng giảm như thế khi giá trị của tốc độ góc tương đối ν của VM đi đến giá trị $\nu = 0,14$, điều này cho thấy sự giới hạn phạm vi điều chỉnh tốc độ góc của VM.

+ Ngoài ra, cũng phải thấy rằng, độ dốc của đặc tính điều chỉnh và sự suy giảm hiệu suất năng lượng của VM với RPS dựa trên SCRT, không chỉ chịu ảnh hưởng của các hằng số thời gian T_{rps} của RPS và T_s của kênh chuyển mạch, mà còn chịu ảnh hưởng bởi hệ số tỷ lệ giữa hai hằng số thời gian này. Để tính chọn hệ số tỷ lệ tối ưu này, cần biểu diễn hai hằng số thời gian này dưới dạng biểu thức toán học (23).

Hệ số tỷ lệ tối ưu là giá trị tiêu chuẩn, mà ở giá trị đó cho ra mô men điện từ M_{mid} đạt giá trị lớn nhất với giá trị điện áp điều khiển U_{co} và tốc độ góc của VM cho trước, tức là $K_{lo} = const$ và $\omega_e = const$. Khi xuất hiện được điều này thì hiệu suất điện từ η của VM và hiệu suất năng lượng η_s của kênh chuyển mạch cũng đạt giá trị lớn nhất.

Việc tìm cực trị của mô hình toán học (17) với các giới hạn xác định bằng các phương pháp truyền thống là rất khó, bởi theo phương pháp truyền thống sẽ dẫn đến một phương trình siêu việt không thể giải đối với hệ số trọng số k_ϕ bằng cách phân tích. Vì thế, việc xác định hệ số tỷ lệ tối ưu giữa hai hằng số thời gian T_{rps} và T_s sẽ được xác định bằng phương pháp số, sử dụng quy trình Gauss-Seidel [6].

Điểm tham chiếu, tức là giá trị ban đầu của hằng số thời gian T_{vm} của VM được chọn từ điều kiện

$$2\pi f_{ex} T_{tem} \leq 10.$$

Kết quả tìm kiếm giá trị hệ số trọng số k_ϕ tối ưu cho chế độ làm việc tiêu chuẩn ($f_{ex} = 2000Hz$) của SCRT loại BT 60 [3] được trình bày trên **H. 2.**

Từ **H. 2** cho thấy rằng, ở những giá trị nhỏ của hằng số thời gian T_{vm} của VM thì sự giảm của mô men điện từ M_{mid} của VM từ độ dịch pha của dòng điện và EMF của cuộn dây

pha là tương đối nhỏ và đạt cực tiểu khi hằng số thời gian của RPS bằng hằng số thời gian của kênh chuyển mạch $T_{rps} = T_s$.

Phương pháp được khuyến dùng nhất để giảm hằng số thời gian T_{rps} của RPS là tăng tần số điện áp kích thích SCRT [2; 7]. Nhưng có vẻ, khi tăng tần số điện áp kích thích mà vẫn giữ giá trị biên độ tương đối của các xung điện áp đầu ra của bộ PSR thì hằng số thời gian T_{rps} của RPS có thể giảm theo cách tỷ lệ thuận với tăng tần số điện áp kích thích?. Tuy nhiên, thực nghiệm lại cho kết quả ngược lại, như phân tích dưới đây.

4.2. Phân tích dựa trên kết quả thực nghiệm

Để xác định nguyên nhân của hiện tượng này, một nghiên cứu thực nghiệm về sự hoạt động của SCRT loại BT 60 với bộ PSR trong chế độ tĩnh đã được thực hiện. Trong thực nghiệm này, một điện áp AC hình dạng chữ nhật được đặt lên cuộn dây kích thích của SCRT với tần số kích thích f_{ex} thay đổi từ 400Hz đến 10kHz, tức là tăng đến giá trị tối hạn trên của tần số kích thích cho hoạt động của SCRT. Các cuộn dây thứ cấp của SCRT này chịu gánh tải là các thuần trở với giá trị $R_{in} = 10k\Omega$ là giá trị tương ứng với trở kháng đầu vào của phần lớn các mạch khuếch đại thuật toán với phản hồi được kiểm soát [3].

Quá trình thực nghiệm cho thấy rằng, khi tăng tần số f_{ex} của điện áp kích thích từ 2kHz trở lên thì dạng xung điện áp đầu ra của SCRT sẽ có hình dạng là dao động tắt dần. Thêm nữa, đặc tính của quá trình chuyển mạch được giữ nguyên ngay cả khi vị trí góc của rotor là 0rad. Dĩ nhiên với hình dạng điện áp đầu ra như thế của SCRT thì điện áp đầu ra của bộ PSR sẽ có xung động với biên độ cao. Điện áp đầu ra này cần phải được làm mịn và thực hiện làm mịn lại dẫn đến tăng hằng số thời gian T_{rps} của PSR. Cũng cần nhắc lại rằng, điện áp đầu ra của PSR (loại phổ biến trong VM với sơ đồ SCRT [3]), ngoài thành phần dao động có sự tăng-giảm xen kẽ và lặp đi lặp lại với tần số bằng tần số f_{ex} của điện áp kích thích SCRT.

Việc tìm kiếm nguyên nhân gây ra thành phần dao động như nêu trên ở đầu ra của bộ PSR có thể thực hiện được theo cách: giả định rằng những dao động này là do tính dung kháng của chính PSR gây ra, dung kháng này được hình thành bởi mối liên hệ điện dung giữa cuộn dây sơ và thứ cấp, cũng như giữa các cuộn dây và mạch từ [2]. Điện dung ký sinh (tụ điện ảo) này sẽ có giá trị lớn hơn ở biến áp CSCRT so với SCRT thông thường, cụ thể là giá trị điện dung này sẽ có trong bộ giảm cảm ứng loại BT 60.

Để phân tích mức độ ảnh hưởng của điện dung riêng này của SCRT lên biên độ của các dao động bổ xung ở điện áp đầu ra của bộ PSR, có thể sử dụng sơ đồ mạch tương đương được đề xuất cho SCRT với tải đầu ra của SCRT là PSR (H. 3).

Xét phương trình đặc trưng (24), để (24) có nghiệm thực, các điều kiện của trở từ biến thiên cho nhánh từ hóa phải thỏa mãn

$$\begin{cases} L_m \neq L_1 \\ L_m \neq L_2 \\ C_0 \approx const \end{cases}, \quad (25)$$

khi này nghiệm thực của phương trình (24) sẽ là giá trị R_e . Khi các trở R_1 và R_2' (H. 3.) không thay đổi thì giá trị R_e sẽ phụ thuộc chủ yếu vào các trở đầu vào R_{in1} và R_{in2}

của PSR. Các trở R_{in1} hoặc R_{in2} trên sơ đồ mạch trên H. 3 thay thế tương đương SCRT được đấu nối song song với tụ điện ảo C_0 qua công tắc SA, bởi vậy giá trị R_e giảm đi khi tăng R_{in1} ; R_{in2} , và ở một giá trị nhất định nào đó của R_{in1} thì quá trình quá độ sẽ xuất hiện khi chuyển mạch điện áp kích thích SCRT và sẽ là quá trình dao động.

Sử dụng sơ đồ mạch thay thế tương đương SCRT, có thể giải thích được sự phát sinh tăng và giảm của điện áp đầu ra ở bộ PSR được thực hiện theo sơ đồ điển hình [3]. Từ nguyên lý hoạt động của bộ PSR này có thể suy ra rằng, ở mỗi nửa chu kỳ chuyển đổi của điện áp đầu ra ở SCRT, các điện trở đầu vào R_{in1} ; R_{in2} của nó sẽ có các giá trị khác nhau và chênh lệch với nhau từ 2 đến 3 lần. Điều này dẫn đến sự thay đổi định kỳ của hệ số tải của SCRT theo tần số f_{ex} của điện áp kích thích, hậu quả là điện áp rơi trên các cuộn dây của SCRT này sẽ khác nhau ở mỗi nửa chu kỳ, và dĩ nhiên là kéo theo điện áp đầu ra của PSR cũng khác nhau ở mỗi nửa chu kỳ chuyển đổi.

Như vậy, để giảm biên độ xung động của điện áp đầu ra ở bộ PSR và tương ứng là giảm hằng số thời gian T_{rps} thì nhất thiết phải sử dụng giải điều chế điện áp đầu ra SCRT và PSR với sự giống nhau về cách giải điều chế trên tất cả các nửa chu kỳ của sự chuyển đổi các điện trở đầu vào [5] và lựa chọn nó sao cho quá trình chuyển mạch có tính chất không tuần hoàn.

Kết quả thực nghiệm để kiểm tra tính hiệu quả của phương pháp tham số được đề xuất nhằm chỉnh sửa đặc tính tĩnh của VM cho thấy:

- + không tăng biên độ tương đối của xung điện áp đầu ra RPS (dựa trên SCRT loại BT 60), hằng số thời gian của LPF của RPS ở $f_{ex} = 2000\text{Hz}$ có thể giảm về giá trị $T_{rps} = 0,12\text{ms}$ (tức giảm gần 10 lần). Liên quan đến điều này, có thể bỏ qua ảnh hưởng của $T_{rps} = 0,12\text{ms}$ lên đặc tính tĩnh của VM với phản hồi theo dòng điện pha.

- + đơn giản hóa thiết kế và cấu hình các mạch-linh kiện điện tử trong hệ thống VM, đảm bảo VM làm việc đúng chức năng và có tốc độ góc thay đổi trong phạm vi rộng.

5. Kết luận

Việc xây dựng sơ đồ cấu trúc cho hệ thống VM đã cải thiện góc nhìn tổng quát cho chức năng-nhiệm vụ riêng biệt của từng thiết bị-phần tử, giúp việc nghiên cứu ảnh hưởng của hằng số thời gian lên đặc tính tĩnh của VM và phương pháp chỉnh sửa đạt kết quả chấp nhận được;

Sử dụng các thủ pháp toán học để thu được hệ các biểu thức toán học mô tả sự phụ thuộc của các tham số vật lý của đặc tính tĩnh vào các hằng số thời gian của LPF; SCRT; và của bộ chuyển mạch bán dẫn. Qua đó, thực hiện phân tích đặc điểm của các sự phụ thuộc vật lý được mô tả toán học của đặc tính của VM đạt độ chính xác toán học;

Đề xuất các sơ đồ thay thế tương đương cho các phần tử phức tạp về mặt toán học mô tả, qua các sơ đồ mạch thay thế tương đương, dễ dàng thực hiện các phân tích và giải các bài toán tối ưu của hệ số trọng số k_ϕ , tức đặc tính tĩnh tối ưu;

Thực hiện thử nghiệm VM với loại ĐBM 120-1-0,8-2 BT 60 cho ra kết quả kiểm chứng tính đúng của các phân tích toán học và cách chỉnh sửa đặc tính tĩnh của VM nghiên cứu bằng phương pháp tham số;

Việc bắt buộc sử dụng LPF ở đầu ra của SPR trong hệ thống VM nhằm cải thiện đặc tính tĩnh (ngoài việc điều chỉnh tham số trong phương pháp tham số) được chứng minh;

Hướng phát triển tiếp theo là xem xét chất lượng động

học của VM khi sử dụng phương pháp tham số để chỉnh sửa đặc tính tính của VM nghiên cứu.

6. Tài liệu tham khảo

[1] **Ануфриев В., Лужбинин А., Шумилин С.** Микросхема преобразователя угол-код для индуктивных датчиков // Современная электроника. 2015. № 3. С. 2-5.

[2] **Аржанов В. В., Шурыгин Ю. А., Бейнарович В. А., Шиняков Ю. А., Лапа А. Е., Аржанов К. В.** Микропроцессорное управление электроприводами с вентильными двигателями для движителей необитаемых подводных аппаратов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2012. № 2 (26). Ч. 1. С. 199-204.

[3] **Беленький Ю. М., Зеленков Г. С., Микеров А. Г.** Опыт разработки и применения бесконтактных моментных приводов. Л.: ЛДНТП, 1987. 28 с.

[4] **Герман-Галкин С. Г.** Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. СПб.: КОРОНА-Век, 2008. 368 с.

[5] **Гутников В. С.** Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергия, 1980. 248 с.

[6] **Дегтярев Ю. И.** Методы оптимизации. М.: Советское радио, 1980. 272 с.

[7] **Микеров А. Г.** Электромеханические датчики и электронные компоненты вентильных двигателей. СПб.: СПбГЭТУ (ЛЭТИ), 1999. 60 с.

[8] **Овчинников И. Е.** Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность). СПб.: КОРОНА-Век, 2007. 336 с.

[9] **Практика приводной техники. Сервоприводы** [Электронный ресурс]. URL: <http://www.sew-eurodrive.ru/files/pdf/11322853.pdf> (дата обращения: 19.06.2015).

[10] **Самохвалов Д. В.** Коррекция статических характеристик электропривода с вентильным двигателем малой мощности и микропроцессорным устройством управления: автореф. дисс. ... к.т.н. СПб., 2010. 17 с.

[11] **Стародубцев Ю. Н.** Теория и расчет трансформаторов малой мощности. М., 2005. 320 с.

[12] **Designing a Disc Magnet for Use with Infineon GMR Sensors** [Электронный ресурс]. URL: http://www.infineon.com/dgdl/Designing_Disc_Magnet_for_Angle_Sensor%20v1.0.pdf?fileId=db3a304332fc1ee7013311aab3fc3cc4 (дата обращения: 19.06.2015).