

Ước lượng vị trí ban đầu động cơ SPMSM dựa trên phương pháp kết hợp Short-Pulses Injection và High-Frequency Injection

Initial Position Estimation for SPMSM Based on A Method Combined Short-Pulses Injection and High-Frequency Injection

Hoàng Duy Tính¹, Phùng Anh Tuấn¹

¹Khoa Điện, Trường Điện – Điện tử, Trường đại học Bách Khoa Hà Nội
E-mail: tuang.phunganh1@hust.edu.vn

Abstract

Before starting, the initial rotor position is required in permanent magnet synchronous motors (PMSM). High Frequency Injection (HFI) is a common method for initial position estimation. However, the conventional HFI method is only applicable to the interior permanent magnet synchronous motors (IPMSM) because of the significantly different d-axis and q-axis inductance characteristics. Meanwhile, for the surface-mounted permanent magnet synchronous motors (SPMSM), this difference is not significant. To solve this problem, Short Pulses Injection (SPI) uses series pulses that cause an Inductance Saturation Effect and then considers the feedback currents to estimate the rotor position. The disadvantages of this method are that the estimation time depends on the current response speed as well as requires the motor to be at the saturation boundary to ensure an apparent saturation effect. This paper proposes a combined method based on these two methods. Initially, the position of the sector containing the d axis vector is determined by SPI. Then, injecting a voltage vector causes inductance saturation creating a significant difference between L_d and L_q (this vector position is at the middle of the sector determined in the former stage). At the same time, HFI estimates the initial rotor position. To verify the method, a model established from a ceiling fan motor is simulated by ANSYS MAXWELL and MATLAB SIMULINK. Compared with existing methods, this method offers better accuracy and speed and is suitable for applications with large moments of inertia, such as ceiling fans.

Keywords: High-frequency injection, Inductance saturation effect, Initial position, Short-pulses injection, Surface-mounted permanent magnet synchronous motor

Tóm tắt

Thông tin vị trí ban đầu của rotor trong động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) cần có được trước khi khởi động. High Frequency Injection (HFI) là phương pháp phổ biến để ước lượng vị trí ban đầu. Tuy nhiên phương pháp HFI truyền thống chỉ phù hợp cho động cơ nam châm ẩn trong rotor (IPMSM) do có đặc điểm điện cảm trục d và trục q khác nhau đáng kể. Trong khi đó, loại động cơ nam châm gắn bề mặt rotor (SPMSM) thì sự khác biệt này là không đáng kể. Để giải quyết vấn đề này, Short Pulses Injection (SPI) sử dụng các chuỗi xung nối tiếp gây ra hiệu ứng bão hòa điện cảm (Inductance Saturation Effect) sau đó dựa trên các dòng điện phản hồi để ước lượng vị trí rotor. Nhược điểm của phương pháp này là thời gian ước lượng phụ thuộc vào tốc độ phản hồi dòng điện cũng như đòi hỏi động cơ phải ở biên giới bão hòa để đảm bảo hiệu ứng bão hòa rõ rệt. Bài báo này đề xuất phương pháp kết hợp cả hai phương pháp trên. Ban đầu, vị trí sector chứa vector trục d của nam châm rotor được xác định bởi SPI. Sau đó đưa vào stator một vector điện áp V nằm ở chính giữa sector đã xác định để gây sự chênh lệch điện cảm trên hai trục dq , khi đó HFI được sử dụng để ước lượng vị trí rotor. Để kiểm tra hiệu quả, phương pháp được thực hiện bằng mô phỏng ANSYS MAXWELL và MATLAB SIMULINK dựa trên mô hình được mô hình hóa từ động cơ quạt trần. So sánh với một số nghiên cứu, phương pháp này đem lại sự chính xác, nhanh chóng và thích hợp với các ứng dụng có momen quán tính lớn như quạt trần.

1. Giới thiệu

Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu đã được ứng dụng rộng rãi và thay thế dần động cơ không đồng bộ truyền thống trong vài thập kỷ gần đây. Loại động cơ này có những ưu điểm chính như cấu tạo đơn giản, chi phí thấp, hiệu suất, độ tin cậy cao. Trong các ứng dụng yêu cầu hiệu suất cao hoặc điều khiển trực tiếp momen các phương pháp điều khiển vector truyền thống thường được sử dụng như FOC (Field oriented control) hay DTC (Direct torque control) [1] [2]. Tuy nhiên khi hoạt động chúng yêu cầu thông tin chính xác về vị trí của rotor, do đó đi kèm với bộ điều khiển thường là các cảm biến vị trí được gắn lên động cơ như Hall sensor hay Encoder. Điều này làm gia tăng giá thành cũng như giảm độ tin cậy của hệ thống, đồng thời trong những ứng dụng yêu cầu chính xác cao, độ phân giải thấp của Encoder hay Hall sensor gây ra những hạn chế nhất định. Từ đây, những phương pháp ước lượng vị trí không dùng cảm biến đã được nghiên cứu và ứng dụng.

Có thể chia lĩnh vực này dựa trên dải tốc độ hoạt động của động cơ. Thứ nhất, ở dải tốc độ trung bình và cao, các phương pháp ước lượng vị trí dựa trên sức phản điện động Back EMF thường được sử dụng và đã được ứng dụng rộng rãi như

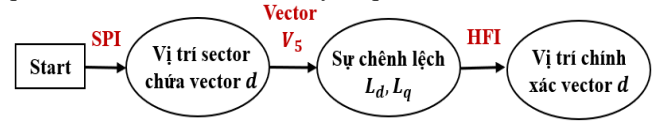
Sliding Mode Observer (SMO) [3]. Ngoài ra có một số phương pháp khác như, bộ lọc mở rộng Kalman (EKF) [4] hay bộ quan sát thích nghi (MRAS) [5]. Thứ hai, khi đứng yên và ở tốc độ thấp, các phương pháp ước lượng vị trí thường dựa trên đặc tính lỗi của động cơ (đặc điểm làm cho điện cảm trục d và trục q khác nhau đáng kể). Một vài phương pháp phổ biến là High Frequency Injection (HFI), Inductance Tracking Method (ITM). Phương pháp HFI truyền thống thường đưa tín hiệu điện áp cao tần vào trục d hoặc q của hệ dq ước lượng sau đó thông tin sai số vị trí được chứa trong các dòng điện trên hệ trục này. Trong [6] tín hiệu tần số cao được đưa vào hệ trục $\alpha\beta$ đứng yên, dòng điện phản hồi trên hai trục này mang thông tin vị trí của rotor được trích xuất ra để xử lý, đưa vào vòng điều khiển. Trong [7] điện áp tần số cao được đưa vào hệ trục dq quay, dòng điện mang thông tin vị trí được quan sát ở trục alpha của hệ đứng yên. Tuy nhiên, đặc tính lỗi thường rõ rệt ở động cơ IPMSM, còn ở động cơ SPMSM thì đặc tính này không rõ rệt. Do đó các kỹ thuật ước lượng vẫn còn tồn tại một số hạn chế đối với loại động cơ này.

Khi khởi động, thông tin vị trí ban đầu rotor cần phải xác định trước để đảm bảo khởi động thành công, đặc biệt đối với các chiến lược điều khiển vector như FOC hay DTC. Thông thường có hai bước chính để thực hiện việc này. Đầu tiên thực hiện ước lượng vị trí ban đầu (thường từ 0 đến π), sau đó xác định cực tính của rotor để xác định vị trí chính xác là thuộc 0 đến π hay π đến 2π để đảm bảo động cơ không bị khởi động ngược. Thông tin vị trí ban đầu được xác định theo High Frequency Injection [8], [9], [10], [11], [12] thường đòi hỏi đặc tính điện cảm trục d và trục q khác nhau đáng kể. Sau đó thông tin về cực từ có thể được xác định bởi một số phương pháp như sử dụng hiệu ứng bão hòa [9], [12] hay phương pháp sóng hài bậc 2 [8]. Trong khi đó, phương pháp SPI [13] thực hiện đưa chuỗi xung nối tiếp ở các vị trí khác nhau để có thể ước lượng vị trí chính xác của rotor mà không cần phải thực hiện bước xác định cực tính, tuy nhiên độ chính xác của phương pháp phụ thuộc vào độ phân giải của cảm biến dòng điện. Độ chính xác kết quả càng cao thì cảm biến dòng điện phải càng chính xác. Hơn nữa, độ chính xác cao còn đòi hỏi đưa nhiều xung điện áp hơn do đó thời gian xử lý sẽ chậm hơn. Ngoài ra, đối với động cơ SPMSM, đặc tính điện cảm trục d và trục q khác nhau không đáng kể làm việc ước lượng vị trí trở nên khó khăn. Ví dụ trong [8], [13] thực hiện ước lượng vị trí ban đầu cho động cơ SPMSM nhưng điều kiện là mạch từ động cơ được thiết kế ở biên giới bão hòa để đảm bảo hiệu ứng bão hòa điện cảm rõ rệt khi đưa tín hiệu kích thích vào. Rõ ràng đây là điều kiện khó để áp dụng trong thực tế.

Để thực hiện ước lượng vị trí ban đầu cho động cơ SPMSM ứng dụng trong quạt trần, bài báo này đề xuất ứng dụng kết hợp hai phương pháp SPI và HFI như mô hình ở Hình 1. Ban đầu, vị trí sector chứa vector trục d được xác định theo SPI. Sau đó đưa một vector điện áp V vào stator (nằm chính giữa sector chứa vector d đã xác định bởi SPI) gây ra hiệu ứng bão hòa điện cảm và sự chênh lệch giữa điện cảm trục d , trục q . Khi đó áp dụng ước lượng vị trí rotor chính xác dựa trên HFI.

Để kiểm tra hiệu quả, phương pháp được thực hiện bằng mô phỏng 3D FEM ANSYS MAXWELL và MATLAB SIMULINK dựa trên mô hình động cơ được mô hình hóa từ một động cơ quạt trần thực tế. Kết quả cho thấy ưu điểm của phương pháp là không cần điều kiện chặt chẽ rằng mạch từ

của động cơ phải ở biên giới bão hòa. Tuy nhiên, phương pháp này thích hợp cho các ứng dụng có momen quán tính lớn như quạt trần để tránh sự dịch chuyển quá mức của rotor.



Hình 1. Mô hình tổng quát kết hợp hai phương pháp SPI và HFI

2. Mô hình động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu

2.1. Mô hình toán học

Để đơn giản hóa các giả thiết được đưa ra bao gồm: phân bố từ trường trong không gian hình sin, dòng điện xoáy và tổn hao từ trễ được bỏ qua. Các phương trình động cơ trong hệ tọa độ dq được biểu diễn như sau:

Phương trình từ thông:

$$\begin{aligned}\psi_d &= L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q &= L_q i_q\end{aligned}\quad (1)$$

Phương trình cân bằng điện áp:

$$\begin{aligned}u_d &= R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\omega_m L_q i_q \\ u_q &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\omega_m L_d i_d + p\omega_m \psi_f\end{aligned}\quad (2)$$

Phương trình momen điện từ:

$$T_e = 1,5p[\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q]\quad (3)$$

Trong đó:

$u_d, u_q, i_d, i_q, L_d, L_q, \psi_d, \psi_q$: điện áp, dòng điện, điện cảm và từ thông trong hệ trục dq .

R_s, ψ_f : điện trở một pha dây quấn và từ thông móc vòng một cực của nam châm khi không có dòng điện stator

p, ω_m : số đôi cực và tốc độ cơ rotor.

Khi động cơ đứng yên hoặc ở tốc độ thấp, bỏ qua ω_m . Phương trình điện áp được biểu diễn:

$$\begin{aligned}u_d &= R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \\ u_q &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt}\end{aligned}\quad (4)$$

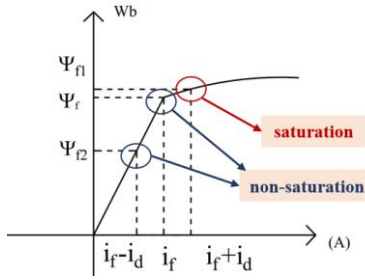
2.2. Hiệu ứng bão hòa điện cảm

Trong động cơ SPMSM, do cấu trúc rotor là đẳng hướng về mặt từ trở nên điện cảm dây quấn trên hai trục dq là xấp xỉ nhau. Điều này gây ra khó khăn cho việc ước lượng vị trí.

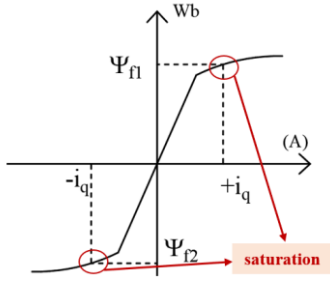
2.2.1. Stator gần ngưỡng bão hòa

Điều kiện động cơ gần ngưỡng bão hòa xảy ra khi từ thông ψ_f của nam châm làm mật độ từ thông của thép stator gần biên giới bão hòa. Do đó từ trường stator trên trục d sẽ có ảnh hưởng lớn đến điện cảm L_d . Trong Hình 2, i_f là dòng điện kích từ tương đương của nam châm vĩnh cửu, ψ_f là từ thông móc vòng tương đương sinh ra bởi nam châm. Rõ ràng, nếu dòng điện kích thích i_d stator cùng chiều với dòng điện kích

từ nam châm i_f , khi đó dòng điện kích thích tổng là $i_f + i_d$. Từ trường tổng được gia tăng tới ψ_{f1} , gây ra bão hòa trên trục d , điện cảm L_d giảm xuống L_{d1} .



Hình 2. Đường đặc tính của từ trường trên trục d



Hình 3. Đặc tính của từ trường trên trục q

Ngược lại nếu dòng điện kích thích i_d của stator ngược chiều với dòng điện kích từ nam châm i_f thì dòng điện kích thích tổng là $i_f - i_d$. Từ trường tổng giảm xuống ψ_{f2} ở vùng không bão hòa, điện cảm L_d không thay đổi hay $L_{d2} = L_d$. Do đó có thể thấy $L_{d1} < L_{d2} = L_d$.

Sự thay đổi của từ trường trên trục q được biểu diễn ở Hình 3. Trên trục q không xuất hiện từ thông nam châm ψ_f nên sự thay đổi giá trị điện cảm khi bão hòa L_q đối xứng qua gốc 0, do đó $L_{q1} = L_{q2} < L_q$.

2.2.2. Stator xa ngưỡng bão hòa

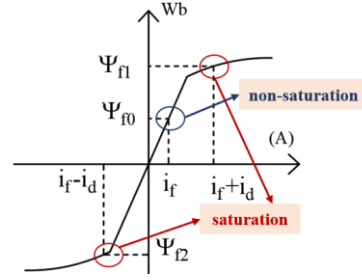
Ở một số ứng dụng sử dụng nam châm có mật độ từ dư thấp, thép stator ở xa ngưỡng bão hòa. Lúc này, để thu được hiệu ứng bão hòa điện cảm, dòng điện kích thích phải lớn để sinh ra nhiều từ thông hơn. Trường hợp này được minh họa như Hình 4. Khi dòng điện kích thích i_d cùng chiều với i_f , dòng điện tổng là $i_d + i_f$, hiện tượng bão hòa trên trục d xảy ra, điện cảm giảm xuống L_{d1} . Tuy nhiên không giống như trường hợp stator gần ngưỡng bão hòa, khi i_d ngược chiều i_f , biên độ i_d lớn hơn nhiều i_f nên dòng điện tổng $-i_d + i_f$ ngược chiều với trục d và làm trục d bị bão hòa theo hướng ngược lại, điện cảm giảm xuống $L_{d2} < L_d$.

Có thể thấy cả hai dòng điện kích thích theo hai hướng của trục d đều gây ra bão hòa và làm điện cảm L_d giảm, tuy nhiên khi i_d cùng chiều i_f sẽ sinh ra tổng từ thông lớn hơn, do đó có thể thấy $L_{d1} < L_{d2} < L_d$.

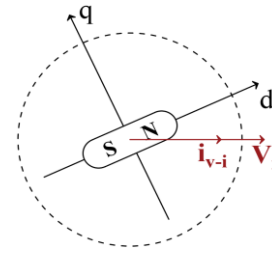
3. Nguyên lý cơ bản các phương pháp ước lượng vị trí ban đầu

3.1. Phương pháp Short pluses injection

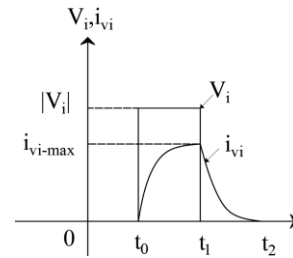
Sau khi đặt một vector điện áp V_i vào stator động cơ trong hệ trục dq như Hình 5 thì dòng điện phản hồi i_{vi} được sinh ra. Quá trình xác lập của dòng điện này phụ thuộc chặt chẽ vào hằng số thời gian L/R của dây quấn. Tại sườn xung xuống của



Hình 4. Đặc tính của từ trường trên trục d khi thép xa ngưỡng bão hòa



Hình 5. Quan hệ trục dq thực, vector điện áp V_i và vector dòng điện phản hồi i_{v-i}



Hình 6. Dạng sóng của điện áp đặt và dòng điện phản hồi

điện áp V_i , thu được giá trị dòng điện i_{vi-max} như Hình 6.

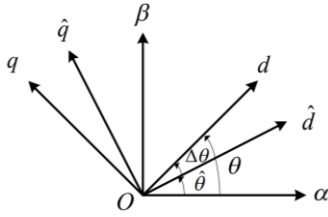
Như đã đề cập ở trên, trục d nam châm là nơi xảy ra hiện tượng bão hòa điện cảm mạnh mẽ nhất bởi có sự xuất hiện của từ thông nam châm, trong khi trục q không có thành phần này. Do đó, khi một vector điện áp V_i đủ lớn được đưa vào trùng phương và hướng với trục d nam châm, hiệu ứng bão hòa điện cảm ở vị trí này xảy ra mạnh mẽ nhất, điện cảm L_d nhỏ nhất và thu được giá trị i_{vi-max} lớn nhất.

Kết quả là nếu đưa lần lượt các vector điện áp nối tiếp $V_1 - V_n$ có cùng biên độ và độ rộng xung, đồng thời đo các đáp ứng dòng điện tương ứng i_{vi} thì có thể thu được vị trí trục d nam châm tương ứng vị trí vector điện áp V_i gây ra i_{vi-max} là lớn nhất. Đây chính là nguyên lý cơ bản của việc ước lượng vị trí ban đầu theo phương pháp SPI.

3.2. Phương pháp High Frequency Injection

3.2.1. Nguyên lý của phương pháp

Quan hệ giữa các hệ trục quay dq thực, \widehat{dq} ước lượng và hệ trục đứng yên $\alpha\beta$ được biểu diễn như Hình 7:



Hình 7. Quan hệ giữa ba hệ trục tọa độ

Trong đó θ , $\hat{\theta}$, $\Delta\theta$ là góc rotor thực, góc rotor ước lượng và sai lệch giữa góc ước lượng và góc thực.

Khi đưa điện áp cao tần vào stator, phương trình điện áp (4) được biểu diễn:

$$\begin{aligned} u_{dh} &= L_d \frac{di_{dh}}{dt} \\ u_{qh} &= L_q \frac{di_{qh}}{dt} \end{aligned} \quad (5)$$

Trong đó u_{dh} , u_{qh} , i_{dh} , i_{qh} là điện áp và dòng điện cao tần trên hệ dq

Tín hiệu điện áp cao tần được đưa vào hệ \hat{dq} ước lượng có dạng:

$$\begin{aligned} \hat{u}_{dh} &= U_h \cos(\omega_h t) \\ \hat{u}_{qh} &= 0 \end{aligned} \quad (6)$$

Với U_h , ω_h là biên độ, tần số của điện áp cao tần

Theo Hình 7, quan hệ giữa các đại lượng trên trục dq thực và \hat{dq} ước lượng:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & \sin\Delta\theta \\ -\sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{f}_d \\ \hat{f}_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

Thực hiện chuyển tọa độ, điện áp cao tần trên trục dq thực:

$$\begin{aligned} u_{dh} &= U_h \cos(\omega_h t) \cos\Delta\theta \\ u_{qh} &= -U_h \cos(\omega_h t) \sin\Delta\theta \end{aligned} \quad (8)$$

Dòng điện cao tần trên trục dq thực:

$$\begin{aligned} i_{dh} &= \frac{U_h \sin(\omega_h t) \cos\Delta\theta}{\omega_h L_d} \\ i_{qh} &= \frac{-U_h \sin(\omega_h t) \sin\Delta\theta}{\omega_h L_q} \end{aligned} \quad (9)$$

Thực hiện chuyển tọa độ, dòng điện cao tần phản hồi thu được trên hệ \hat{dq} ước lượng có dạng

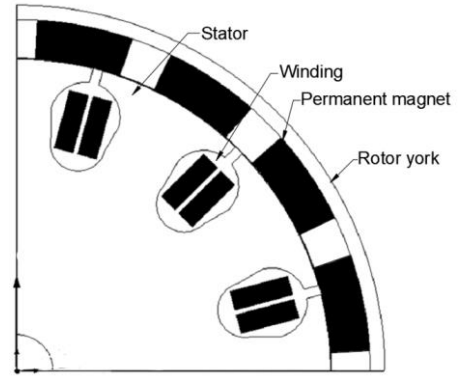
$$\begin{aligned} \hat{i}_{dh} &= \sin(\omega_h t) [i_{avg} + i_{dif} \cos(2\Delta\theta)] \\ \hat{i}_{qh} &= \sin(\omega_h t) [i_{dif} \sin(2\Delta\theta)] \end{aligned} \quad (10)$$

Với:

$$i_{avg} = \frac{U_h(L_q + L_d)}{2\omega_h L_d L_q}; i_{dif} = \frac{U_h(L_q - L_d)}{2\omega_h L_d L_q}$$



Hình 8. Quy trình xử lý tín hiệu



Hình 9. Cấu trúc động cơ

Từ phương trình (10) có thể thấy dòng điện phản hồi \hat{i}_{dh} luôn luôn có thành phần không phụ thuộc vào sai số vị trí $\Delta\theta$. Ngược lại dòng điện \hat{i}_{qh} chỉ có thành phần mang thông tin sai số vị trí $\Delta\theta$. Rõ ràng nếu $\Delta\theta = 0$, dòng điện $\hat{i}_{qh} = 0$. Đây là nguyên lý của phương pháp High Frequency Injection.

3.2.2. Ước lượng vị trí

Quy trình xử lý tín hiệu đưa ra vị trí ước lượng $\hat{\theta}$ như Hình 8. Đầu tiên, tách riêng thành phần mang sai số vị trí $\Delta\theta$ và tín hiệu cao tần $\sin(\omega_h t)$:

$$\begin{aligned} \hat{i}_{qh} \sin(\omega_h t) \\ = \frac{i_{dif} \sin(2\Delta\theta) [1 - \cos(2\omega_h t)]}{2} \end{aligned} \quad (11)$$

Có thể thấy rằng, thành phần mang sai số vị trí $f(\Delta\theta)$ là thành phần một chiều nếu sai số này không thay đổi. Thành phần còn lại là thành phần cao tần có tần số $2\omega_h$. Do đó thành phần mang sai số vị trí $f(\Delta\theta)$ dễ dàng được lấy ra bởi bộ lọc thông thấp LPF (Low Pass Filter).

$$\begin{aligned} f(\Delta\theta) &= LPF(\hat{i}_{qh} \sin(\omega_h t)) \\ &= \frac{i_{dif}}{2} \sin(2\Delta\theta) \end{aligned} \quad (12)$$

Sau đó bộ điều khiển PI điều chỉnh $f(\Delta\theta) = 0$ và thu được góc ước lượng $\hat{\theta}$. Dễ thấy rằng do thành phần này là hàm của $\sin(2\Delta\theta)$ nên khi $f(\Delta\theta) = 0$ giá trị $\Delta\theta$ có thể hội tụ về bốn điểm là $0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}$. Tuy nhiên chỉ có hai điểm ổn định là $0, \pi$ [8], do đó bước xác định cực tính sẽ cho biết chính xác góc $\Delta\theta = 0$ hay $\Delta\theta = \pi$.

4. Đặc điểm thiết kế và thuật toán ước lượng vị trí ban đầu động cơ SPMSM

4.1. Đặc điểm động cơ thí nghiệm

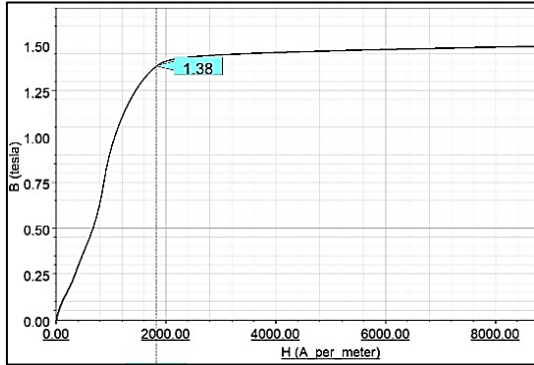
Động cơ áp dụng ước lượng vị trí là động cơ sử dụng cho quạt trần dân dụng rotor ngoài 12 rãnh/16 cực. Động cơ này được mô hình hóa để đưa vào mô phỏng trong Matlab Simulink và Ansys Maxwell. Hình 9 là cấu trúc của 1/4 động cơ, đặc điểm thông số của nó được thể hiện trong Bảng 1.

Từ bảng số liệu, đặc tính BH của thép ở Hình 10 và mật độ từ thông không tải của động cơ ở Hình 11 có thể thấy:

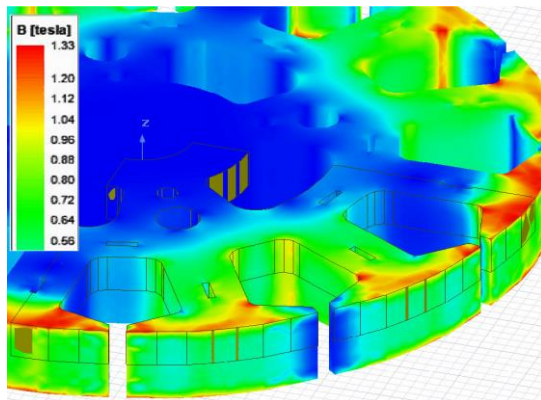
Bảng 1. Thông số động cơ

Tham số	Đơn vị	Giá trị
---------	--------	---------

Tốc độ định mức (ω_r)	V/p	300,0
Điện áp định mức pha (U_p)	V	55,0
Dòng điện pha định mức (I_p)	A	0,36
Điện cảm trục d (L_d)	mH	281,7
Điện cảm trục q (L_q)	mH	279,7
Mật độ từ dư nam châm (B_r)	T	0,4
Chiều dài stator (L_m)	mm	14,0
Chiều dài rotor (L_r)	mm	20,0
Momen quán tính của hệ (J)	$kg.m^2$	2,0



Hình 10. Đường cong BH của thép stator



Hình 11. Mật độ từ thông trên stator khi dây quấn stator không mang dòng điện (mô phỏng bởi 3D FEM Ansys Maxwell)

Do mật độ từ dư của nam châm thấp (0.4T) nên mật độ từ thông của thép stator khi không tải (trung bình <1T, những điểm cực bộ trên bề mặt có thể bỏ qua) nhỏ hơn nhiều so với điểm bão hòa của thép (1.38T). Đặc điểm này chính là điểm khác biệt so với [8] và [13] (đòi hỏi thép phải ở biên giới bão hòa) khiến thiết kế động cơ này thực tế hơn.

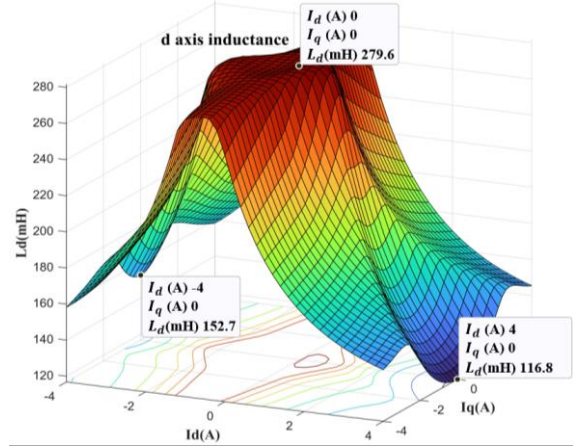
Do đó để có được hiệu ứng bão hòa điện cảm rõ rệt, dòng điện đặt vào dây quấn stator phải lớn. Ngoài ra, thời gian cấp tín hiệu một chiều DC để tạo ra hiệu ứng bão hòa điện cảm, hay thời gian ước lượng phải đủ nhanh để đảm bảo rotor bị dịch chuyển ít nhất. Tuy nhiên, do đặc điểm hệ thống có momen quán tính lớn nên phần nào giảm thiểu được hiện tượng rotor dịch chuyển.

Sự biến đổi điện cảm L_d, L_q của động cơ bởi hiệu ứng bão hòa điện cảm (dòng điện trục d và trục q khảo sát từ -4A đến 4A) được thể hiện như Hình 12. Từ kết quả mô phỏng có thể

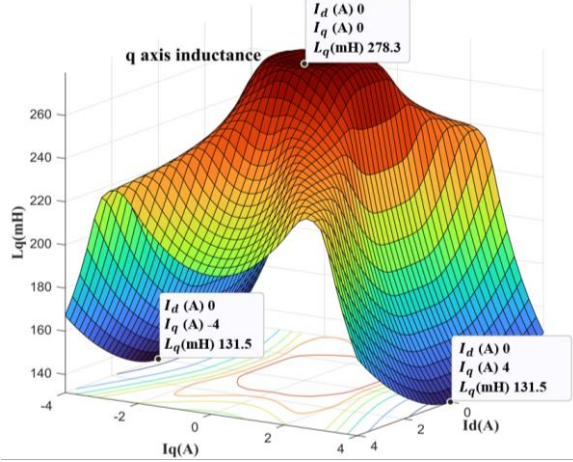
thấy, khi áp đặt dòng điện kích thích I_d và I_q , hiệu ứng bão hòa điện cảm xảy ra:

Trong Hình 12a, hiệu ứng này diễn ra mạnh mẽ nhất khi i_d cùng hướng với từ thông nam châm ($i_q = 0$), điện cảm $L_{d1-min} = 116,8 \text{ mH}$. Ngược lại, khi i_d ngược hướng, điện cảm $L_{d2-min} = 152,7 \text{ mH}$. Có thể thấy hiệu ứng này xảy ra tương ứng với Hình 4 do từ thông nam châm sinh ra nhỏ, điểm hoạt động của thép ở xa điểm bão hòa.

Trong Hình 12b, hiệu ứng này diễn ra tương ứng với Hình 3. Khi $i_d = 0$, điện cảm L_q biến đổi đối xứng theo dòng điện i_q , điện cảm $L_{q1-min} \approx L_{q2-min} \approx 131,5 \text{ mH}$. Khi stator không tải, điện cảm L_d và L_q xấp xỉ nhau ($\approx 280 \text{ mH}$).



(a)



(b)

Hình 12. Biến đổi điện cảm trên hệ dq theo dòng điện kích thích mô phỏng bởi 3D FEM Ansys Maxwell (a) điện cảm L_d (b) điện cảm L_q

4.2. Thuật toán thực hiện ước lượng vị trí

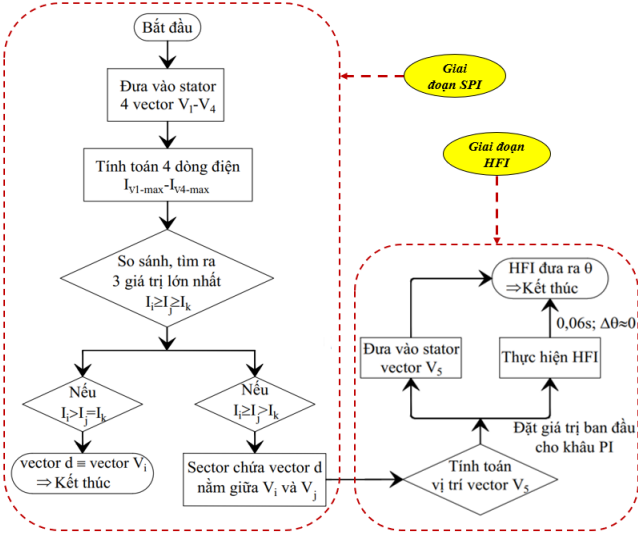
Lưu đồ thực hiện thuật toán ước lượng vị trí được biểu diễn ở Hình 13.

4.2.1. Ước lượng vị trí sector chứa vector trục d bằng Short pluses injection

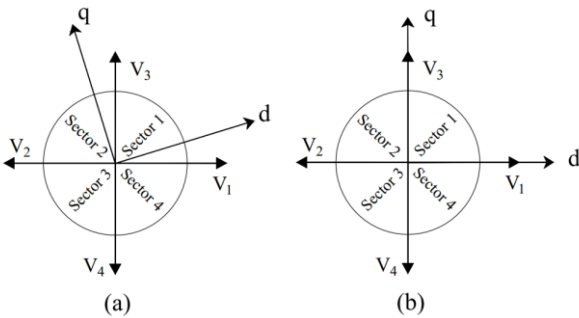
4 sector trong không gian tạo bởi 4 vector điện áp $V_1 - V_4$ như Hình 14. Đưa 4 vector $V_1 - V_4$ tương ứng có độ lớn $U_d = 80V, U_q = 0V$ vào stator động cơ lần lượt theo thứ tự từ 1-4, mỗi vector cách nhau 90° . Mỗi vector được đưa vào trong 15mS, sau đó IGBT nối điện trở với dây quấn để đưa dòng điện về 0 trong vòng 1mS rồi mới đưa vào vector tiếp theo.

Dòng điện phản hồi trên trục của các vector này thu được tại thời điểm 15mS có giá trị tương ứng là $i_{v1-max} - i_{v4-max}$.

Trường hợp 1: Vector d của nam châm nằm hoàn toàn trong các sector (không trùng với các vector $V_1 - V_4$). Hình 14a, vector d nằm trong sector 1. Theo hiệu ứng bão hòa điện cảm thì luôn thu được hai giá trị I_{v1-max}, I_{v3-max} lớn nhất (có thể bằng nhau khi trục d ở 45°) tương ứng trên hai trục của vector V_1, V_3 . Do đó, vector trục d nằm trong sector tạo bởi hai vector này. Hình 15 thể hiện kết quả mô phỏng sự thay đổi điện cảm L_{di}, L_{qi} theo các vector V_i khi trục d ở vị trí 30° .



Hình 13. Lưu đồ thực hiện thuật toán ước lượng vị trí ban đầu rotor



Hình 14. Các trường hợp của vector d trong các sector

Trường hợp 2: vector d của nam châm trùng với một trong các vector $V_1 - V_4$. Trong Hình 14b, vector d trùng với vector V_1 . Kết quả là thu được ba dòng điện có biên độ lớn nhất gây bởi V_1, V_3, V_4 . Trong đó $I_{v1-max} > I_{v3-max} = I_{v4-max}$ do điện cảm $L_{d1} < L_{q3} = L_{q4}$. Vị trí ước lượng của vector d trùng với vector V_1 . Sự thay đổi điện cảm L_{di}, L_{qi} theo các vector V_i được thể hiện ở Hình 16.

4.2.2. Ước lượng vị trí chính xác bởi High frequency injection

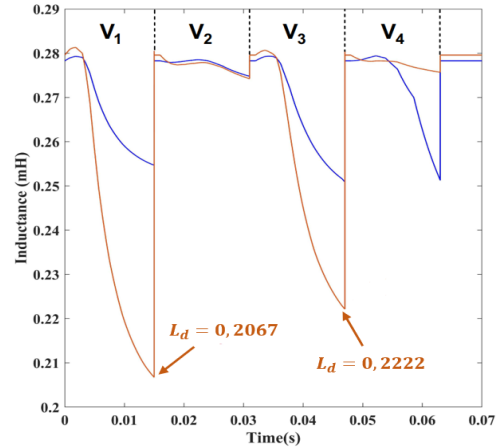
Sau khi có được thông tin sector chứa vector d của nam châm. Đưa một vector V_5 (biên độ giống với V_i) nằm chính giữa sector đó để gây bão hòa điện cảm tạo chênh lệch L_d, L_q .

Ví dụ như trong Hình 17, vị trí vector d nằm trong sector 1, vector V_5 nằm ở vị trí 45° hay $\frac{\pi}{4}$ để đảm bảo sự chênh lệch L_d, L_q được tạo ra ngay cả khi vector d nằm gần vector V_1 hay là vector V_3 .

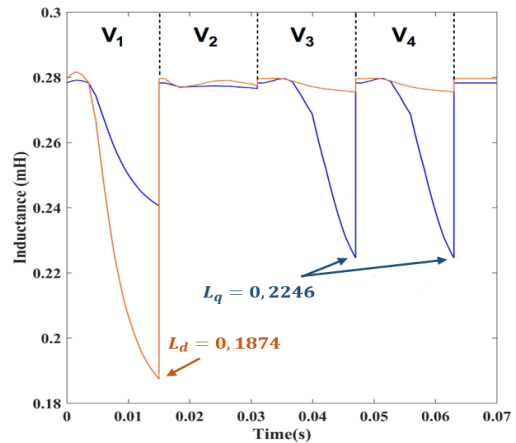
Khi đó, tiếp tục đưa vào hệ \widehat{dq} tín hiệu cao tần:

$$\begin{aligned} \hat{u}_{dh} &= U_h \cos(\omega_h t) \\ \hat{u}_{qh} &= 0 \end{aligned} \tag{13}$$

Dòng điện phản hồi i_{dh} sau khi qua bộ lọc thông thấp chỉ chứa thông tin sai số vị trí $\Delta\theta$, sai số này được điều chỉnh về 0 bởi bộ điều khiển PI, khi đó giá trị góc $\hat{\theta}$ ước lượng chính xác ở đầu ra bộ PI. Giá trị ban đầu của khâu tích phân trong bộ điều khiển PI được đặt là giá trị vị trí của vector V_5 thay vì đặt bằng 0. Việc này nhằm đảm bảo góc $\hat{\theta}$ lệch với θ luôn nhỏ hơn 45° .



Hình 15. Điện cảm L_{di} (cam), L_{qi} (xanh dương) gây bởi vector $V_1 - V_4$.



Hình 16. Điện cảm L_{di} (cam), L_{qi} (xanh dương) gây bởi vector $V_1 - V_4$.

Tóm lại, quá trình ước lượng vị trí ban đầu của rotor được thực hiện theo hai giai đoạn. Giai đoạn 1, vị trí sector chứa vector d của nam châm được tính toán bởi Short Pulses Injection. Giai đoạn 2, thực hiện đưa vector điện áp V_5 (vị trí của vector này nằm chính giữa sector chứa vector d đã xác định ở giai đoạn trước) vào stator động cơ gây ra sự chênh lệch đáng kể L_d, L_q . Khi đó ước lượng chính xác vị trí rotor đượ thực hiện theo High Frequency Injection.

5. Kết quả

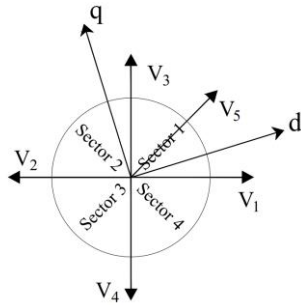
5.1. Kết quả ước lượng vị trí sector chứa vector d nam châm bởi Short pulses injection

Thực hiện ước lượng vị trí sector chứa vector d nam châm bằng cách đưa 4 xung $V_1 - V_4$. Dạng sóng các dòng điện phản

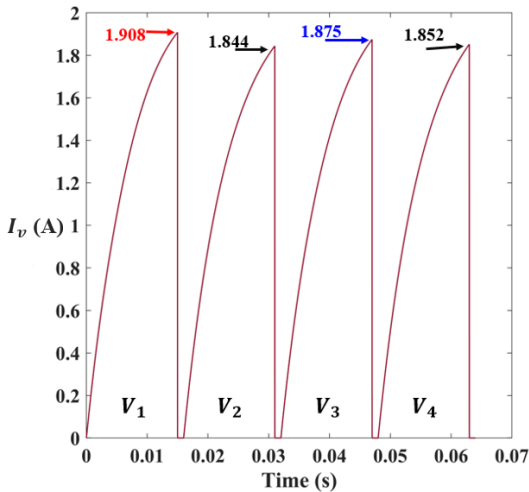
hồi $I_{v1} - I_{v4}$ đối với vị trí rotor ở 30° được thể hiện ở Hình 18. Có thể thấy dòng điện I_{v1} và I_{v3} có biên độ lớn nhất (I_1 lớn hơn do vector d nằm gần với vector V_1 hơn V_3), do đó vector d nam châm nằm giữa V_3 và V_1 trong sector 1.

Dạng sóng các dòng điện phản hồi $I_{v1} - I_{v4}$ khi vector d của nam châm ở vị trí 0° được biểu diễn ở Hình 19.

Hình 19 cho thấy dòng điện I_{v1} có biên độ lớn nhất, trong khi đó I_{v3} và I_{v4} có biên độ bằng nhau, lớn hơn dòng điện còn lại. Do đó vector d nam châm trùng với vector V_1 . Kết quả các dòng điện phản hồi đối với các vị trí khác của vector d đều phù hợp với lý thuyết đã được đề cập ở phần trên.



Hình 17. Vị trí vector V_5 .



Hình 18. Dạng sóng các dòng điện phản hồi $I_{v1} - I_{v4}$ khi rotor ở 30°

Tuy nhiên, sự khác nhau của các dòng điện phản hồi là khá nhỏ do sự đóng góp từ thông trên trục d của nam châm ít. Điều này gây ra hiệu ứng bão hòa điện cảm không rõ rệt (điện cảm thay đổi trên trục d theo các vector điện áp là nhỏ khi các vector này đổi chiều). Do đó cần có cảm biến dòng điện có độ phân giải cao.

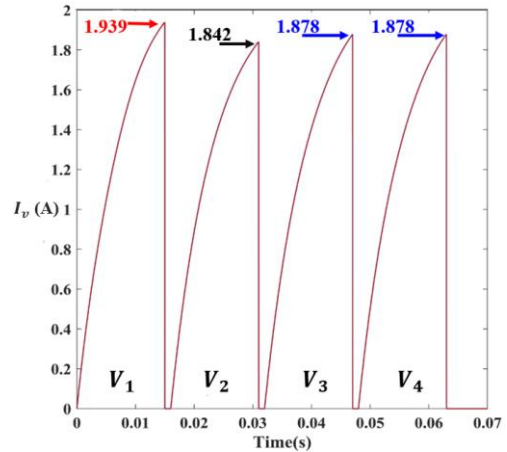
5.2. Kết quả ước lượng vị trí chính xác bởi High frequency injection

Sau khi có được thông tin vị trí sector chứa vector d của nam châm, ước lượng vị trí chính xác được thực hiện bởi phương pháp High Frequency Injection. Sơ đồ mô phỏng Matlab được thể hiện ở Hình 20.

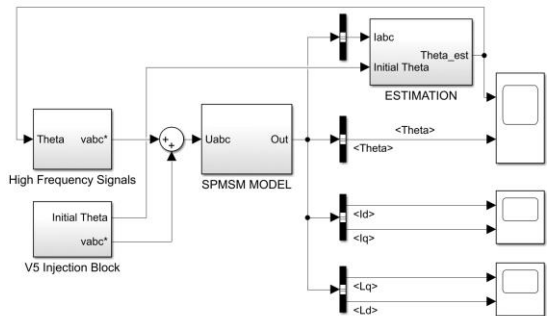
Vector V_5 được đưa vào stator để tạo ra chênh lệch L_d, L_q bởi khối "V5 Injection". Vị trí của vector V_5 cũng như giá trị ban đầu của khâu tích phân trong khối ESTIMATION được lấy ở chính giữa Sector chứa vector d của nam châm thực hiện ở giai đoạn thứ nhất.

Tín hiệu cao tần được đưa vào trục d ước lượng bởi khối "High Frequency signal" có biên độ là 10V, tần số 500Hz. Về cơ bản, giá trị biên độ tín hiệu này càng cao thì dòng điện phản hồi càng lớn, thuận tiện cho việc đo đạc và xử lý. Tuy nhiên, momen điện từ sinh ra cũng lớn theo làm cho rotor bị dịch chuyển càng nhiều. Tần số của tín hiệu cũng tương tự, giá trị tần số càng lớn, thời gian đáp ứng của dòng điện phản hồi càng nhanh tuy nhiên, tần số tín hiệu quá lớn lại trở nên không thực tế với các bộ biến tần hiện nay.

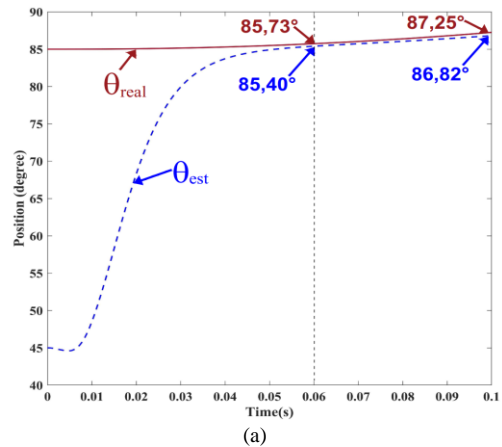
Kết quả đối với vị trí vector d ở 85° và 95° tương ứng với hai sector 1 và 2 được thể hiện ở Hình 21.

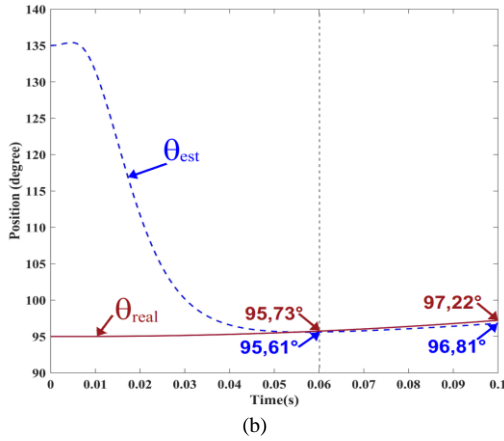


Hình 19. Dạng sóng các dòng điện phản hồi $I_{v1} - I_{v4}$ khi rotor ở 0°



Hình 20. Sơ đồ mô phỏng ước lượng vị trí chính xác bởi High frequency injection





Hình 21. Kết quả ước lượng vị trí rotor (θ thực - nét liền; θ ước lượng - nét đứt) (a) tại 85° và (b) tại 95°

Hình 21a cho thấy góc $\hat{\theta}$ ước lượng hội tụ về θ thực sau 0,06s, sai số vị trí $\approx 0,23^\circ$. Tại 0,1s sai số tăng lên $\approx 0,43^\circ$ do rotor bị dịch chuyển $2,25^\circ$ bởi vector V_5 . Hình 18b cho thấy sự thay đổi tương tự 18a, sau 0,06s góc $\hat{\theta}$ hội tụ về θ thực, sai số vị trí $\approx 0,12^\circ$. Tại 0,1s sai số giữa hai đại lượng này $\approx 0,41^\circ$. Do đó có thể chấp nhận dùng thuật toán tại 0,06s và đưa ra kết quả.

Các kết quả đối với các góc θ khác cũng cho thấy điều này. Vì vị trí ban đầu khâu PI được đặt ở chính giữa sector chứa vector d nên tính chất ước lượng của các sector là giống nhau. Do đó, trong bài báo này chỉ trình bày kết quả cuối cùng so sánh giữa $\hat{\theta}$ với θ ở các vị trí khác nhau trong sector 1 và được minh họa bởi Hình 22. Hình 22 cho thấy, khi vị trí góc θ càng gần vị trí chính giữa sector 1 thì sai số ước lượng giữa góc θ thực và góc $\hat{\theta}$ ước lượng càng nhỏ. Ngược lại thì sai số ước lượng càng lớn khi góc θ xa điểm này do vị trí rotor dịch chuyển do dòng điện gây bởi vector V_5 và bộ điều khiển PI phản ứng chậm. Do đó, có thể sử dụng các bộ điều khiển khác đáp ứng tốt hơn với sự dịch chuyển của rotor.

5.3. Tổng hợp kết quả hai giai đoạn của thuật toán ước lượng

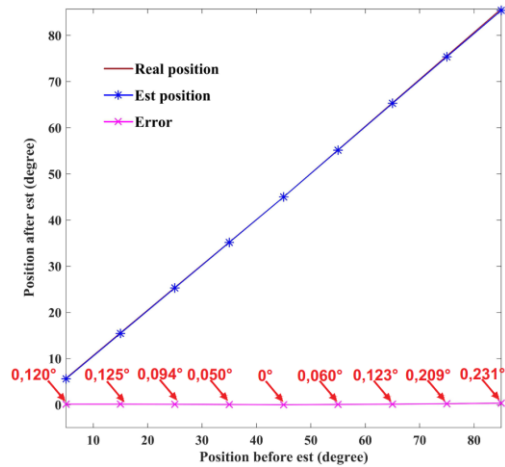
Thời gian thực hiện Short Pulses Injection là xấp xỉ 0,06s, thời gian thực hiện High Frequency Injection là 0,06s. Tổng thời gian để thực hiện cả hai giai đoạn là xấp xỉ 0,12s, sai số lớn nhất là nhỏ hơn $0,25^\circ$. So sánh với [13] sai số góc rotor ban đầu nhỏ hơn 7,5 lần ($1,875^\circ$). Hơn nữa khi so sánh với các nghiên cứu khác, điều kiện khắt khe là stator phải ở biên giới bảo hòa khi không có dòng điện trong dây quấn cũng không cần đạt được. Đây là điểm mấu chốt làm cho phương pháp đề xuất trở nên thực tế hơn.

6. Kết luận

Bài báo này đã trình bày phương pháp ước lượng vị trí ban đầu của rotor trong động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu gắn trên bề mặt ứng dụng trong quạt trần. Đầu tiên bài báo đã trình bày mô hình động cơ và nguyên lý cơ bản của hai phương pháp ước lượng vị trí ban đầu là Short Pulses Injection và High Frequency Injection. Tiếp theo, bài báo đề xuất phương pháp tích hợp hai phương pháp trên. Đồng thời phân tích các đặc

điểm của động cơ mẫu, vốn có đặc tính không thuận lợi cho việc ước lượng theo một trong hai phương pháp đã nêu. Các đặc điểm đó chính là điện cảm trục d và trục q xấp xỉ nhau và mật độ từ thông do nam châm gây ra trên răng stator ở xa điểm bảo hòa.

Sau đó, mô phỏng phương pháp dựa trên mô hình hóa động cơ mẫu trong MATLAB SIMULINK được thực hiện. Các kết quả mô phỏng cho thấy, quá trình thực hiện SHORT PULSES INJECTION cho kết quả chính xác để xác định vị trí của sector chứa trục d nam châm. Tuy nhiên, do từ thông do nam châm sinh ra nhỏ nên hiệu ứng bão hòa điện cảm trên trục d xảy ra không rõ rệt (điện cảm thay đổi trên trục d theo các vector điện áp là nhỏ khi các vector này đổi chiều). Điều này làm cho các dòng điện phản hồi tương ứng với các vector điện áp đưa vào khác nhau không lớn. Do đó cần có cảm biến dòng điện có độ phân giải cao.



Hình 22. Kết quả ước lượng vị trí với góc θ từ 5° đến 85°

Ở giai đoạn thứ hai, thực hiện High Frequency Injection, tuy sai số vị trí thực và ước lượng là nhỏ và thuật toán kết thúc sau 0,06s nhưng bộ điều khiển PI chưa đưa được sai số xác lập. Điều này xảy ra là do vị trí rotor thay đổi trong quá trình ước lượng khi phải đưa vector điện áp vào stator gây ra sự chênh lệch L_{dq} . Tuy nhiên sai số vẫn được cải thiện đáng kể so với các nghiên cứu trước. Đề xuất sử dụng bộ điều khiển khác có thể thích nghi tốt hơn với sự thay đổi mô hình như bộ điều khiển thích nghi (MRAS). Quan trọng nhất, bài báo đã giải quyết hai đặc điểm của động cơ mẫu gây khó khăn cho việc ước lượng.

Tài liệu tham khảo

- [1] Liu, Tingting and Chen, Guojin and Li, Shigang (2015) *Application of Vector Control Technology for PMSM Used in Electric Vehicles*, The Open Automation and Control Systems Journal, vol. 6, pp. 1334-1341.
- [2] T. Zhang, B. Liu and H. Zhang (2010) *Direct torque control of permanent magnet synchronous motor*, in Proceedings of the 29th Chinese Control Conference.
- [3] M. Okte and Sathans (2018), *Sliding-mode observer for estimating position and speed and minimizing ripples in rotor parameters of PMSM*, in 2018 2nd International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC).
- [4] N. K. Quang, N. T. Hieu and Q. P. Ha (2014) *FPGA-Based Sensorless PMSM Speed Control Using Reduced-Order Extended Kalman Filters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 12, pp. 6574-6582.

-
- [5] Danyang Bao, Hong Wang, Xiaojie Wang, Chao Zhang (2018) *Sensorless Speed Control Based on the Improved Q-MRAS Method for Induction Motor Drives*, *Energies*, vol. 11, p. 235.
- [6] J. M. Liu and Z. Q. Zhu (2014) *Novel Sensorless Control Strategy With Injection of High-Frequency Pulsating Carrier Signal Into Stationary Reference Frame*, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 4, pp. 2574-2583.
- [7] S. Wang, K. Yang and K. Chen (2019), *An Improved Position-Sensorless Control Method at Low Speed for PMSM Based on High-Frequency Signal Injection into a Rotating Reference Frame*, *IEEE Access*, vol. 7, pp. 86510-86521.
- [8] B. Liu, B. Zhou, J. Wei, H. Liu, J. Li and L. Wang (2014), *A rotor initial position estimation method for sensorless control of SPMSM*, in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*.
- [9] Zhiqiang Wang, Bo Yao, Liyan Guo, Xuefeng Jin, Xinmin, Huimin Wang (2020), *Initial Rotor Position Detection for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on High-Frequency Voltage Injection without Filter*, *World Electric Vehicle Journal*, vol. 11, no. 7.
- [10] G. Bi, G. Wang, G. Zhang, N. Zhao and D. Xu (2020) *Low-Noise Initial Position Detection Method for Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drives*, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 12, pp. 13333-13344.
- [11] S. Zossak, M. Stultraier, P. Makys and M. Sumega (2018) *Initial Position Detection of PMSM*, in *2018 IEEE 9th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*.
- [12] L. M. Gong and Z. Q. Zhu (2013) *Robust Initial Rotor Position Estimation of Permanent-Magnet Brushless AC Machines With Carrier-Signal-Injection-Based Sensorless Control*, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 6, pp. 2602-2609.
- [13] Xuan Wu *, Hui Wang, Shoudao Huang, Keyuan Huang and Li Wang (2015) *Sensorless Speed Control with Initial Rotor Position Estimation for Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor Drive in Electric Vehicles*, *Energies*, vol. 8, no. 10, pp. 11030-11046.