

TRƯỜNG ĐẠI HỌC BÁCH KHOA HÀ NỘI
VIỆN ĐIỆN
BỘ MÔN TỰ ĐỘNG HÓA CÔNG NGHIỆP

**TUYỂN TẬP CÔNG TRÌNH
HỘI THẢO ĐIỀU KHIỂN VÀ TỰ ĐỘNG HÓA
CHO PHÁT TRIỂN BỀN VỮNG
(CASD-2017)**



NHÀ XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT

ĐƠN VỊ TỔ CHỨC

Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

ĐƠN VỊ ĐỒNG TỔ CHỨC

Trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp Thái Nguyên
Trường Đại học Hàng hải Việt Nam
Trường Đại học Bách khoa Đà Nẵng

ĐƠN VỊ THAM GIA

Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
Trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp Thái Nguyên
Trường Đại học Hàng hải Việt Nam
Trường Đại học Bách khoa Đà Nẵng

BAN TỔ CHỨC

Trưởng Ban Tổ chức

PGS. TS. Tạ Cao Minh Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Thư ký

ThS. Võ Duy Thành Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Phó Trưởng Ban Tổ chức

PGS. TS. Trần Trọng Minh	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
PGS. TS. Nguyễn Như Hiên	Trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp Thái Nguyên
TS. Đặng Hồng Hải	Trường Đại học Hàng hải Việt Nam
TS. Nguyễn Kim Ánh	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Thành viên Ban Tổ chức

TS. Nguyễn Huy Phương	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
PGS. TS. Nguyễn Quang Địch	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
TS. Đỗ Mạnh Cường	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
TS. Dương Minh Đức	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
ThS. Hà Tất Thắng	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
TS. Phạm Việt Phương	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
ThS. Hoàng Kim Nga	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
TS. Đỗ Trọng Hiếu	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
TS. Nguyễn Tùng Lâm	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
TS. Vũ Hoàng Phương	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

BAN CHƯƠNG TRÌNH

Trưởng Ban Chương trình

PGS. TS. Bùi Quốc Khánh Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Thành viên Ban Chương trình

GS. TSKH. Nguyễn Phùng Quang	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
PGS. TS. Nguyễn Văn Liễn	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
GS. TS. Nguyễn Doãn Phước	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
GS. TS. Phạm Thị Ngọc Yến	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
TS. Phạm Hùng Phi	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
TS. Bạch Quốc Khánh	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
PGS.TS. Nguyễn Quốc Cường	Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

LỜI NÓI ĐẦU

Hội thảo Điều khiển và Tự động hóa cho phát triển bền vững (Symposium on Control and Automation for Sustainable Development - CASD) lần thứ nhất đã diễn ra thành công vào ngày 19/05/2017 tại Trường Đại học Bách khoa Hà Nội, nhân dịp kỷ niệm 55 năm thành lập Bộ môn Tự động hóa Công nghiệp - Viện Điện. Hội thảo được tổ chức trên cơ sở diễn đàn thường niên của bốn trường đại học đào tạo ngành kỹ thuật điều khiển và tự động hóa, bao gồm: Trường Đại học Bách khoa Hà Nội, Trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp Thái Nguyên, Trường Đại học Hàng hải Việt Nam, Trường Đại học Bách khoa Đà Nẵng.

Các chủ đề chính của Hội thảo bao gồm: truyền động điện, điện tử công suất, điều khiển quá trình, điều khiển robot, hệ thống nhúng, năng lượng mới và lưới điện thông minh, truyền thông công nghiệp, công nghệ và kỹ thuật điều khiển.

Đông đảo các nhà khoa học từ các trường đại học và viện nghiên cứu đã tới tham dự Hội nghị. Gần 50 tác giả/nhóm tác giả đã trình bày nghiên cứu của mình, tạo ấn tượng tốt cho các khách mời cũng như các đại biểu tham gia. Ban Chương trình đã lựa chọn 45 báo cáo in trong tuyển tập, gồm năm phần như sau:

Phần 1. Ứng dụng tự động hóa trong công nghiệp

Phần 2. Điện tử công suất

Phần 3. Cơ điện tử

Phần 4. Lý thuyết điều khiển tự động

Phần 5. Điều khiển truyền động điện

Ban Tổ chức xin chân thành cảm ơn Ban Giám hiệu Trường Đại học Bách khoa Hà Nội và Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật đã tạo nhiều điều kiện thuận lợi cho việc phản biện và in ấn tuyển tập. Chúng tôi cũng xin cảm ơn tập thể Bộ môn Tự động hóa công nghiệp - Trường Đại học Bách khoa Hà Nội đã tận tình giúp đỡ trong công tác biên tập tuyển tập này. Và đặc biệt, chúng tôi xin dành những lời cảm ơn sâu sắc nhất tới các tác giả/nhóm tác giả đã đóng góp bài viết, thu xếp thời gian tới trình bày báo cáo để có được thành công của Hội nghị CASD-2017. Chúng tôi hy vọng, đây sẽ là bước khởi đầu thuận lợi cho thành công của các hội nghị CASD những năm về sau.

Hà Nội, tháng 6 năm 2017

Trưởng Ban Tổ chức

PGS. TS. Tạ Cao Minh

MỤC LỤC

STT	Tên bài	Tác giả	Trang
PHẦN 1. ỨNG DỤNG TỰ ĐỘNG HÓA TRONG CÔNG NGHIỆP			
1	Multirate Kalman Filter và ứng dụng trong việc nâng cao tốc độ trích mẫu của cảm biến	Võ Duy Thành, Phạm Văn Quyền, Vũ Hoàng Long, Tạ Cao Minh	13
2	Ứng dụng mạng nơron nhân tạo bù một số dạng sai số của cảm biến MQ7 đo nồng độ khí CO	Trần Thị Phương Thảo, Trần Sinh Biên, Trần Hoài Linh	20
3	Antenna design for 13.56 MHz Wireless Power Transfer System	Nguyen Tri Cuong	25
4	Điều khiển chuyển động tàu cánh ngầm sử dụng phương pháp thích nghi trực tiếp	Nguyễn Hữu Quyền, Trần Anh Dũng	29
5	Công tơ số trong các ứng dụng Internet of Things và kiến trúc mở Arduino	Nguyễn Khắc Phong, Lưu Công Thiện, Thiều Minh Đức, Nguyễn Hoàng Nam, Bùi Đăng Thành, Nguyễn Huy Phương, Trịnh Công Đồng	34
6	Nghiên cứu ứng dụng phương pháp điều khiển tối ưu LQR để điều khiển nhiên liệu cung cấp cho động cơ xăng	Lưu Kim Thành, Trần Anh Dũng, Đào Quang Khanh	43
7	Design and Implementation of Excitation control system based on direct Lyapunov method	Quang Nguyen Hong	49
8	Ứng dụng mạng mờ - nơron xây dựng thuật toán điều khiển cho bộ điều tốc turbine thủy lực	Nguyễn Đắc Nam, Nguyễn Hồng Quang	56
PHẦN 2. ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT			
9	Mô phỏng bộ biến đổi khắc phục nhanh sự cố lỗi - lỗi điện áp ngắn hạn cho phụ tải ba pha	Hoàng Thành Nam, Nguyễn Đình Ngọc, Nguyễn Văn Tiệp, Nguyễn Kiên Cường, Vũ Hoàng Phương, Trần Trọng Minh	65
10	Driver design for 3kW 13.56 MHz	Nguyen Kien Trung, Kan Akatsu	71
11	Tổng quan về công nghệ sạc không dây cho xe điện	Nguyễn Thị Điệp, Trần Trọng Minh	76

12	Một phương pháp đơn giản và hiệu quả quản lý hệ năng lượng lai acquy - siêu tụ trong ô tô điện	Bùi Đăng Quang , Tạ Cao Minh	83
13	Điều khiển dự báo cho nghịch lưu bảy mức cấu trúc cầu H nổi tầng	Hoàng Thành Nam, Trần Hùng Cường, Trần Trọng Minh, Phạm Việt Phương	92
14	Mạch PFC hiệu suất cao ứng dụng trong các bộ sạc trên xe điện	Đoàn Văn Tuân, Phạm Văn Toàn, Đặng Hồng Hải	101
15	Nghiên cứu thiết kế điều khiển bộ biến đổi chuyển mạch mềm kiểu ARCP	Đỗ Mạnh Cường, Hoàng Khắc Nhiệm	109
16	Phương pháp mới điều khiển bộ biến đổi 3 cổng trong Separate Mode	Nguyen Duy Dinh, Goro Fujita, Bui Dang Quang, Ta Cao Minh	117
17	Điều khiển chỉnh lưu tích cực trên nền tảng HIL402	Nguyễn Đình Ngọc, Hoàng Thành Nam, Nguyễn Văn Tiệp, Vũ Hoàng Phương, Nguyễn Quang Địch	124
18	Tính toán ổ đỡ từ sử dụng phương pháp phần tử hữu hạn	Vũ Đình Đạt, Nguyễn Quang Địch, Giang Hồng Quân	131
PHẦN 3. CƠ ĐIỆN TỬ			
19	Vận hành song phương hệ thống robot master - slave trong môi trường truyền thông có trễ biến thiên	Phạm Văn Giang, Nguyễn Văn Duy, Nguyễn Văn Dương, Dương Minh Đức	139
20	A simple control method for rehabilitation exoskeleton	Tan Duc Vu, Chi Phuong Nguyen	145
21	Điều khiển hạn chế dao động cho cầu trục	Bùi Thanh Hòa, Nguyễn Tùng Lâm, Dương Minh Đức	150
22	Phân tích, thiết kế, đánh giá bộ điều khiển tuyến tính ứng dụng trong cơ cấu nâng bằng từ trường	Nguyễn Danh Huy, Nguyễn Đắc Trưởng, Nguyễn Tuấn Nghĩa, Nguyễn Danh Giang	156
23	Cascaded Control using a State Feedback Controller with Position Integrator Terms for Elastic Joint Robots	Luc Le Tien, Alin Albu-Schäffer	163
24	Design and Evaluation of the Lower-limb Robotic Orthosis for Gait Rehabilitation Actuated by Pneumatic Artificial Muscle	Dao Quy Thinh, Do Trong Hieu, Duong Minh Duc	173
25	Thuật toán MTEE chống bó phanh/điều khiển lực kéo ô tô điện	Vũ Ngọc Minh, Tạ Cao Minh	179
26	Nghiên cứu và thiết kế máy in 3D	Trịnh Công Đồng, Nguyễn Hoàng Nam, Hoàng Văn Ngọc	188
27	Điều khiển chống rung cho cầu trục tháp	Hồ Việt Long, Dương Minh Đức	194

PHẦN 4. LÝ THUYẾT ĐIỀU KHIỂN TỰ ĐỘNG			
28	Digital Control of Single Phase UPS Inverters Based on Discrete-Time State and Disturbance Observer	Nguyen Manh Linh, Nguyen Danh Huy, Xinkai Chen	203
29	A control approach of multivariable time delay systems Using active disturbance rejection control	Nguyễn Duy Vĩnh, Đỗ Trọng Hiếu	210
30	Stability of robust nonlinear model predictive control with input constraint and state - dependent disturbances	Nguyen Anh Tung, Nguyen Thanh Binh, Dao Phuong Nam	217
31	Efficient Nonlinear Optimal Control for Dynamic Processes Using An Adaptive Discretization Strategy	Pham Duc Dai, Nguyen Thanh Binh, Bui Van Dai	224
32	Robust Fuzzy-Based Integral Sliding Mode Control for Dynamic System	Van Nam Giap, Quang Dich Nguyen , Te Jen Su, Jason Sheng Hong Tsai	230
33	Robust H-infinity Backstepping Control Design of a Wheeled Inverted Pendulum System	Nguyen Thanh Binh, Pham Duc Dai, Nguyen Duy Long, Nguyen Anh Tung, Dao Phuong Nam	236
34	Tổng hợp bộ điều khiển phi tuyến cho ổ đỡ từ chủ động bằng phương pháp Barrier Lyapunov	Nguyễn Danh Huy, Nguyễn Tùng Lâm, Nguyễn Trung Đức	243
35	Điều khiển tuyến tính hóa chính xác TRMS	Nguyễn Như Hiển, Đinh Văn Nghiệp, Nguyễn Doãn Phước	251
PHẦN 5. ĐIỀU KHIỂN TRUYỀN ĐỘNG ĐIỆN			
36	Model predictive control of a permanent magnet linear synchronous motor based on multi parametric programming and exact linearization	Đào Phương Nam, Nguyễn Hồng Quang, Nguyễn Như Hiển	261
37	Các cấu trúc điều khiển động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc dựa trên nguyên lý tựa theo từ thông rotor	Võ Thanh Hà, Nguyễn Phùng Quang	265
38	Peak-current-mode control design for bidirectional non-isolated DC-DC converter applied for urban electrified train	An Thị Hoài Thu Anh, Nguyễn Văn Liễn , Vũ Hoàng Phương	223
39	FPGA-Based Fuzzy Sliding Mode Controller for DC Motor Drive	Bui Thi Hai Linh	279
40	Nghiên cứu hệ điều khiển cho động cơ đồng bộ kích thích vĩnh cửu từ trường dọc	Ngô Mạnh Tùng, Phạm Quang Đăng, Nguyễn Quang Địch	286

41	Nhận dạng tham số và một số dạng mô hình động học của động cơ một chiều sử dụng Matlab System Identification toolbox	Đặng Hà Dũng	292
42	Mô hình hoá và mô phỏng hệ thống tích trữ năng lượng bánh đà FESS sử dụng động cơ đồng bộ từ thông dọc trục AFPM	Nguyễn Văn Thắng, Phan Văn Vũ, Nguyễn Thảo Trang, Đỗ Mạnh Cường, Đỗ Nguyên Hưng	299
43	Thiết kế điều khiển động cơ đồng bộ từ thông dọc trục kích từ nam châm vĩnh cửu làm việc với tốc độ trên định mức	Dương Quốc Tuấn, Nguyễn Như Hiền, Trần Xuân Minh	306
44	Thiết kế điều khiển tách kênh cho động cơ đồng bộ từ thông dọc trục kích từ nam châm vĩnh cửu làm việc với tốc độ trên định mức	Dương Quốc Tuấn, Nguyễn Như Hiền, Trần Xuân Minh	313
45	Nghiên cứu và ứng dụng card DS1104 để điều khiển động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc theo nguyên lý tựa theo từ thông rotor	Võ Thanh Hà, Nguyễn Văn Thắng	320

PHẦN 1

ỨNG DỤNG TỰ ĐỘNG HÓA TRONG CÔNG NGHIỆP

MULTIRATE KALMAN FILTER VÀ ỨNG DỤNG TRONG VIỆC NÂNG CAO TỐC ĐỘ TRÍCH MẪU CỦA CẢM BIẾN

MULTIRATE KALMAN FILTER AND APPLICATION IN IMPROVING SAMPLING TIME OF LOW SPEED SENSORS

Võ Duy Thành, Phạm Văn Quyền, Vũ Hoàng Long, Tạ Cao Minh

Trung tâm Nghiên cứu Ứng dụng và Sáng tạo Công nghệ - CTI - Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Email: thanh.voduy@hust.edu.vn, phamquyen95@gmail.com,

vuhoanglong0595@gmail.com, minh.tacao@hust.edu.vn

Tóm tắt:

Ngày nay, khi công nghệ và kỹ thuật ngày càng phát triển thì càng có nhiều lựa chọn cho việc sử dụng thiết bị trong mỗi sản phẩm. Cảm biến là thành phần không thể thiếu trong bất kỳ hệ thống điều khiển nào. Tuy nhiên, vì các lý do khác nhau mà các cảm biến này có tốc độ trích mẫu thấp. Để có thể sử dụng chúng cho mục đích điều khiển thì vấn đề đặt ra là phải nâng cao tốc độ trích mẫu của chúng bằng thuật toán phần mềm. Bài báo này trình bày một giải pháp sử dụng bộ lọc Multirate Kalman để dự đoán các dữ liệu trung gian giữa 2 lần trích mẫu thực của cảm biến, từ đó nâng cao được tốc độ trích mẫu phục vụ hệ thống điều khiển. Phương pháp được thử nghiệm thông qua các mô phỏng lý thuyết và kiểm nghiệm lại bằng thực nghiệm trên đối tượng là cảm biến tốc độ bánh xe của xe ô tô điện i-MiEV do Mitsubishi sản xuất. Kết quả của bài báo có thể ứng dụng trực tiếp cho các nghiên cứu liên quan tới điều khiển chuyển động cho xe ô tô nói chung và ô tô điện nói riêng.

Abstract:

Recently, as the development of material technology, ones have many more options in choosing instruments used in the system. Sensor system, as well, is a vital part of control systems. However, in many cases, these sensors have very low update speed and are not directly suitable to control purpose. In order to utilize these sensors in control system, they need a software algorithm to improve sampling speed. This paper takes advantage of Multirate Kalman Filter to predict pseudo measurement between sampling periods of multiple sensors in order to increase their sampling speed. The proposed method is evaluated in simulation and experiments, in which, the object under test is the rotation speed sensor integrated in the wheels of electric vehicle i-MiEV from Mitsubishi. Results of this paper can be directly used for motion control of general cars as well as electric vehicles.

Keywords:

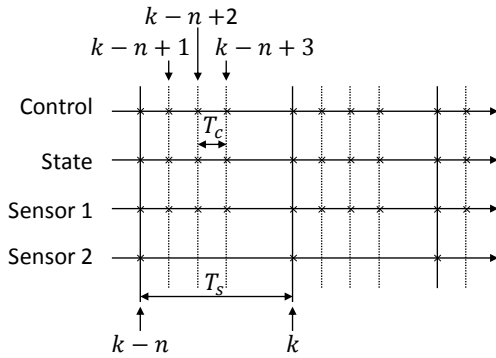
Multirate Kalman Filter, sensor, sampling time, update speed, encoder.

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Đồng bộ tốc độ giữa các cảm biến cũng như giữa cảm biến với hệ thống điều khiển vẫn luôn được quan tâm từ trước tới nay. Thông thường, tốc độ trả về dữ liệu của cảm biến phải ít nhất bằng với tần số làm việc của mạch vòng điều khiển. Tuy nhiên, không phải lúc nào tốc độ cảm biến cũng hoàn toàn tương thích với yêu cầu điều khiển. Lý do có thể là để giảm chi phí và giá thành của sản phẩm, có thể là do yêu cầu của thiết bị sử dụng cảm biến hoặc cũng có thể là do giới hạn của cảm biến. Có thể liệt kê một số thiết bị có cảm biến trích mẫu chậm như:

- Thiết bị đo tốc độ bánh xe ô tô luôn có độ phân giải thấp do quá trình vận hành của xe luôn rung, lắc. Để đảm bảo độ ổn định và bền vững của thiết bị, các nhà sản xuất không sử dụng thiết kế nhiều xung/vòng như các ứng dụng công nghiệp khác [1].
- Hệ thống định vị vệ tinh GPS có tốc độ cao nhất là 20Hz [2], một số loại chỉ có tần số 1Hz. Điều này là do thời gian trễ trong các quá trình trao đổi dữ liệu giữa thiết bị đo và hệ thống các vệ tinh địa tĩnh trên Trái Đất.
- Cảm biến hình ảnh (camera) dùng để xử lý nhận dạng đối tượng bằng cách phân tích dữ liệu điểm

ảnh. Chu kỳ trích mẫu của loại cảm biến này thường trên 30ms [3].



H.1. Sự khác biệt giữa tốc độ cảm biến và tốc độ điều khiển

Hình H.1 mô tả mối quan hệ về thời gian giữa các thành phần trong một hệ thống điều khiển. Trong đó, các cảm biến có thể chia làm 2 loại: nhanh – đáp ứng kịp với yêu cầu điều khiển và chậm – thời gian trích mẫu T_s dài gấp n lần chu kỳ điều khiển T_c (tức $n = \frac{T_s}{T_c}$). Một điều chắc chắn rằng, chất lượng điều khiển sẽ giảm mạnh nếu hệ thống vận hành theo chu kỳ T_s thậm chí có thể xảy ra hiện tượng mất ổn định. Việc sử dụng cảm biến tốc độ chậm trong một hệ thống điều khiển có tốc độ trích mẫu cao hơn đòi hỏi một thuật toán có thể dự đoán các mẫu dữ liệu trung gian. Một số thuật toán dự đoán được giới thiệu như ngoại suy tuyến tính, ngoại suy đa thức [4]. Các phương pháp này có nhược điểm là chỉ dự đoán dựa trên giá trị của các dữ liệu đo và không xử lý nhiễu, điều mà hầu hết các hệ thống gặp phải. Một số phương pháp ước lượng trạng thái khác như bộ ước lượng double-layer, ước lượng dual-rate [3], [5-7]... xem xét lại hệ số khuếch đại của bộ ước lượng. Các nghiên cứu này cho kết quả rất khả quan và chính xác. Một số nghiên cứu khác còn sử dụng kết hợp bộ lọc Multirate Kalman và thuật toán điều khiển cao cấp như mạng nơ ron để phối hợp dữ liệu các cảm biến tốc độ khác nhau [8]. Tuy nhiên, các phương pháp này hoạt động dựa trên mô hình động học xây dựng từ các tham số của hệ thống, trong khi các tham số này hoặc rất khó xác định hoặc luôn thay đổi trong quá trình hoạt động. Điều này làm giảm độ chính xác trong quá trình làm việc và khó đảm bảo tính bền vững của hệ thống điều khiển.

Bài báo sử dụng bộ lọc Multirate Kalman dựa trên cơ sở mô hình động học là mô hình cảm biến để dự đoán các dữ liệu trung gian với chu kỳ nhanh hơn chu kỳ trích mẫu thực của cảm biến. Phương pháp này có các ưu điểm so với các phương pháp đã đề xuất trước đó như: (1) không phụ thuộc tham số

động học của hệ thống và đối tượng nghiên cứu, (2) kết quả có độ chính xác cao, (3) khối lượng tính toán ít, (4) dễ thực hiện và sử dụng trong thực nghiệm. Nội dung các phần tiếp theo được trình bày như sau. Phần 2 giới thiệu về lọc Kalman và các công thức tính trong lọc Kalman; Phần 3 xây dựng nguyên lý của bộ lọc Multirate Kalman; Ứng dụng bộ lọc Multirate Kalman cho cảm biến có tốc độ trích mẫu thấp được trình bày trong phần 4; Phần 5 mô tả các phương thức thử nghiệm thuật toán và trình bày một số kết quả mô phỏng cũng như thực nghiệm; Thảo luận về phương pháp lọc Multirate Kalman được đề cập trong phần 6 và cuối cùng là kết luận được trình bày trong phần 7.

2. BỘ LỌC KALMAN

Giả thiết một hệ thống được mô tả bởi phương trình động học và đo lường như sau:

$$\begin{aligned} x_k &= F_{k-1}x_{k-1} + B_{k-1}u_{k-1} + w_{k-1} \\ y_k &= H_kx_k + \vartheta_k \end{aligned} \quad (1)$$

Trong đó, x_k là biến trạng thái của hệ thống, y_k là biến đầu ra của hệ thống, u_k là tín hiệu điều khiển đầu vào, F_k là ma trận truyền, B_k là ma trận điều khiển, H_k ký hiệu cho ma trận đo lường. Các thông số w_k và ϑ_k tương ứng là nhiễu quá trình và nhiễu đo lường của hệ thống và các nhiễu này được giả thiết là nhiễu trắng, có giá trị trung bình bằng 0, không tương quan và có các ma trận hiệp phương sai Q_k và R_k xác định.

$$w_k \sim (0, Q_k)$$

$$\vartheta_k \sim (0, R_k)$$

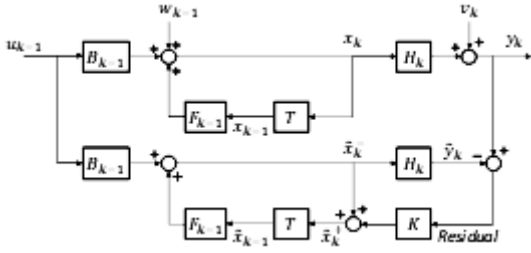
$$E[w_k w_j^T] = Q_k \delta_{k-j} \quad (2)$$

$$E[\vartheta_k \vartheta_j^T] = R_k \delta_{k-j}$$

$$E[w_k \vartheta_j^T] = 0$$

với δ_{k-j} là hàm Kronecker, tức là $\delta_{k-j} = 1$ nếu $k = j$ và $\delta_{k-j} = 0$ nếu $k \neq j$. Nhiệm vụ của các bộ ước lượng nói chung và bộ lọc Kalman nói riêng là ước lượng trạng thái x_k dựa trên sự hiểu biết về động học của hệ thống và tập hợp các giá trị đo $\{y_k\}$ bị tác động bởi nhiễu. Nói cách khác, bộ lọc Kalman sẽ lọc các giá trị đầu ra để ước lượng trạng thái của hệ thống trong khi làm giảm tới mức thấp nhất ảnh hưởng của nhiễu w và ϑ .

Mô hình của hệ thống lọc Kalman được trình bày trong hình H.2. Trong đó, K là hệ số Kalman cần được xác định một cách tối ưu.



H.2. Mô hình bộ lọc Kalman

Cũng theo hình H.2, nếu gọi ước lượng trạng thái hệ thống là \hat{x}_k thì \hat{x}_k^- được gọi là ước lượng tiên nghiệm (priors estimate) và \hat{x}_k^+ là ước lượng hậu nghiệm (posterior estimate). Bộ lọc Kalman được thực hiện thông qua các bước tính như sau [9]:

- Khởi tạo các thông số của hệ thống

$$\begin{aligned}\hat{x}_0^+ &= E(x_0) \\ P_0^+ &= E[(x_0 - \hat{x}_0^+)(x_0 - \hat{x}_0^+)^T]\end{aligned}\quad (3)$$

- Bước dự đoán

$$\begin{aligned}\hat{x}_k^- &= F_{k-1}\hat{x}_{k-1}^+ + B_{k-1}u_{k-1} \\ P_k^- &= F_{k-1}P_{k-1}^+F_{k-1}^T + Q_{k-1}\end{aligned}\quad (4)$$

- Bước cập nhật

$$\begin{aligned}K_k &= P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \\ \hat{x}_k^+ &= \hat{x}_k^- + K_k (y_k - H_k \hat{x}_k^-) \\ P_k^+ &= (1 - K_k H_k) P_k^-\end{aligned}\quad (5)$$

Với P_k^- và P_k^+ được gọi là ma trận hiệp phương sai tiên nghiệm và hiệp phương sai hậu nghiệm của sai lệch ước lượng một cách tương ứng.

Các bước tính trong phương trình (4) và (5) sẽ được thực hiện tuần tự theo chu kỳ.

Bộ lọc Kalman đã được chứng minh là bộ lọc tuyến tính tối ưu tốt nhất và là giải pháp ước lượng trạng thái cho các hệ thống được mô tả như trong (1). Thậm chí, kể cả khi nhiễu quá trình và nhiễu đo lường không tuân theo luật phân bố Gaussian thì bộ lọc Kalman vẫn là bộ lọc tuyến tính tối ưu. Trong trường hợp các nhiễu này là nhiễu màu và có tương quan thì bộ lọc Kalman có thể được thay đổi để giải quyết vấn đề này.

Ngoài ra, dựa vào các công thức trên, có thể thấy, bộ lọc Kalman có khối lượng tính toán rất ít và phù hợp với các ứng dụng thời gian thực.

3. Bộ lọc Multirate Kalman

Theo hình H.1, có thể thấy, giữa 2 lần cảm biến

trích mẫu tại các thời điểm thứ $k - n$ và thứ k , hệ thống cần $n - 1$ trạng thái của hệ thống để phục vụ cho quá trình điều khiển. Theo cách thông thường, giá trị đo lường trong khoảng này được coi là hằng số. Khác với các giá trị đo thực có giá trị phương sai R_k nhất định thì giá trị của các mẫu đo được gán bằng hằng số này được coi là không tin cậy và do đó có phương sai $R_i, i = n - 1 \dots 1$ là vô cùng lớn. Điều này dẫn tới giá trị của hệ số Kalman tính theo công thức (5) sẽ bằng 0. Các giá trị ước lượng hậu nghiệm và phương sai hậu nghiệm cũng được giữ không đổi và bằng các giá trị tiên nghiệm tương ứng. Nói cách khác, trong khoảng thời gian này, ước lượng trạng thái của hệ thống phụ thuộc hoàn toàn vào mô hình động học của hệ.

Như vậy, bộ lọc Multirate Kalman được xây dựng như sau:

- Bước dự đoán

$$\begin{aligned}\hat{x}_k^- &= F_{k-1}\hat{x}_{k-1}^+ + B_{k-1}u_{k-1} \\ P_k^- &= F_{k-1}P_{k-1}^+F_{k-1}^T + Q_{k-1}\end{aligned}\quad (6)$$

- Bước cập nhật

- Nếu k là bội số của n

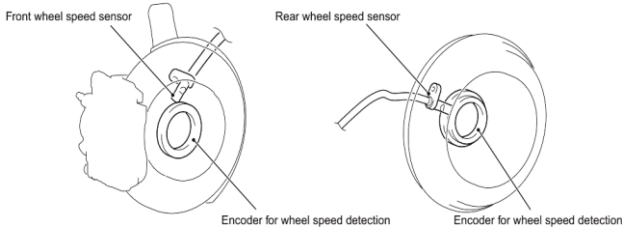
$$\begin{aligned}K_k &= P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \\ \hat{x}_k^+ &= \hat{x}_k^- + K_k (y_k - H_k \hat{x}_k^-) \\ P_k^+ &= (1 - K_k H_k) P_k^-\end{aligned}\quad (7)$$

- Trường hợp còn lại

$$\begin{aligned}\hat{x}_k^+ &= \hat{x}_k^- \\ P_k^+ &= P_k^-\end{aligned}\quad (8)$$

4. ỨNG DỤNG MULTIRATE KALMAN CHO CẢM BIẾN TRÍCH MẪU CHẬM

Cảm biến có tốc độ trích mẫu chậm có thể bắt gặp ở nhiều nơi với nhiều mục đích khác nhau như cảm biến định vị toàn cầu GPS, các thiết bị đo tốc độ như encoder độ phân giải thấp... Mục tiêu của loại cảm biến này là để giảm chi phí và giá thành sản phẩm hoặc thỏa mãn các yêu cầu của môi trường làm việc. Chính vì vậy, để đáp ứng yêu cầu của hệ thống điều khiển, các thuật toán gia tăng tốc độ trích mẫu cần được áp dụng. Các thuật toán này phải đảm bảo độ chính xác của tín hiệu. Bộ lọc Multirate Kalman là một trong những thuật toán đáp ứng được các yêu cầu này.



H.3. Vị trí của các encoder trên xe i-MiEV

Đối tượng của nghiên cứu này là encoder độ phân giải thấp được gắn trên các bánh xe trước và sau của xe ô tô điện i-MiEV do Mitsubishi sản xuất. Cấu trúc và vị trí các thành phần của các thiết bị này được trình bày trong hình H.3. Thiết bị gồm vành xung với độ phân giải 36 xung/vòng và cảm biến xác định xung. Khi bánh xe quay, cảm biến phát ra các xung vuông với độ rộng phụ thuộc vào tốc độ quay. Việc xác định tốc độ bánh xe được thực hiện dựa trên việc đếm số xung trong một chu kỳ. Do độ phân giải của encoder rất thấp nên để có thể xác định được chính xác tốc độ thì thời gian của chu kỳ cũng phải đủ lớn. Trong trường hợp này, chu kỳ được chọn là 100ms. Điều đó có nghĩa là phải sau 100ms thì bộ tính toán tốc độ mới đem lại một mẫu tín hiệu tốc độ. Tín hiệu tốc độ này được sử dụng làm tín hiệu phản hồi cho bộ điều khiển chuyển động. Tuy nhiên, như vậy là không đủ vì bộ điều khiển chuyển động hoạt động ở tốc độ 10ms/chu kỳ. Phần này của nghiên cứu trình bày việc ứng dụng bộ lọc Multirate Kalman để nâng cao tốc độ trích mẫu của cảm biến tốc độ gắn trên bánh xe.

Hệ thống nghiên cứu có thể được mô tả bởi phương trình như sau:

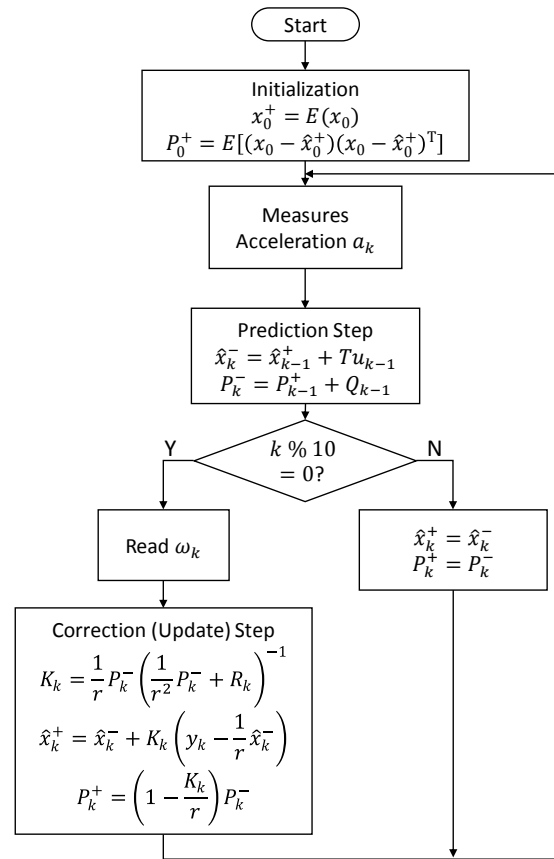
$$\begin{aligned} x_k &= x_{k-1} + T u_{k-1} + w_{k-1} \\ y_k &= \frac{1}{r} x_k + v_k \end{aligned} \quad (9)$$

Trong đó, biến trạng thái x chỉ gồm 1 phần tử là vận tốc dài của bánh xe v , tín hiệu điều khiển là gia tốc a của xe ô tô đo từ cảm biến gia tốc được trang bị trên xe ô tô, biến đầu ra là tốc độ góc của bánh xe ω , đo từ cảm biến encoder trích mẫu chậm, r là bán kính bánh xe và T là chu kỳ trích mẫu. Trong trường hợp này, chu kỳ trích mẫu của hệ thống sử dụng bộ lọc Multirate Kalman được chọn là 10ms tức là gấp 10 lần tốc độ trích mẫu của cảm biến. Như vậy, nếu đồng nhất mô hình xây dựng bởi (9) với mô hình tổng quát (1) sẽ có:

$$\begin{aligned} x_k &= v_k \\ y_k &= \omega_k \\ u_k &= a_k \\ F_k &= [1] \\ B_k &= [T] \\ H_k &= \left[\frac{1}{r} \right] \end{aligned} \quad (10)$$

Nhận thấy các ma trận F, B, H chỉ có 1 phần tử cũng như vector x chỉ có 1 biến trạng thái nên bộ lọc Kalman trong trường hợp này còn được gọi là bộ lọc vô hướng (scalar filter).

Thuật toán của bộ lọc Multirate Kalman để nâng cao tốc độ trích mẫu của cảm biến được triển khai theo như lưu đồ trình bày trong hình H.4.



H.4. Lưu đồ thuật toán

5. KẾT QUẢ THỬ NGHIỆM

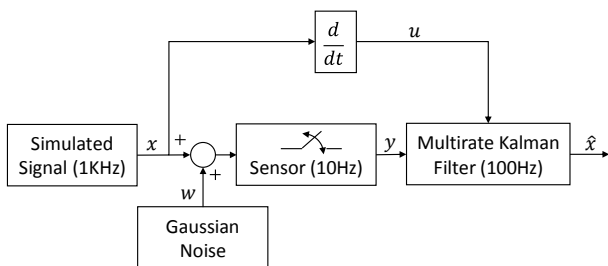
5.1. Các phương án thử nghiệm

Khả năng của bộ lọc Multirate Kalman trong nghiên cứu này được đánh giá qua 2 quá trình thử nghiệm: mô phỏng và thực nghiệm.

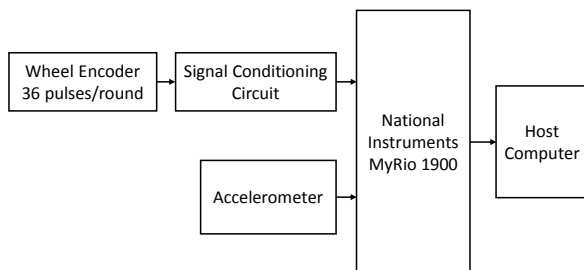
Hình H.5 mô tả mô hình mô phỏng để đánh giá bộ lọc. Tín hiệu thực được tạo ra từ máy tính với tần số trích mẫu là 1kHz để đảm bảo độ chính xác. Tín hiệu này được thêm nhiễu tuân theo luật phân bố

Gaussian với độ lệch chuẩn được đặt $\sigma = 0.6$. Cảm biến trong trường hợp này được mô hình như một khóa đóng cắt theo chu kỳ 10Hz ($T=100\text{ms}$). Tín hiệu trích mẫu chậm từ cảm biến được đưa tới bộ lọc Kalman với tần số hoạt động 100Hz ($T=10\text{ms}$). Để giả lập tín hiệu gia tốc trong mô hình (9), tín hiệu gốc được đưa qua một khâu vi phân. Quá trình thử nghiệm sẽ được thực hiện với 2 dạng tín hiệu giả lập gồm dạng hình sine và dạng hình tam giác để có thể đánh giá đầy đủ về khả năng của bộ lọc Multirate Kalman.

Hệ thống thực nghiệm được xây dựng dựa trên nền tảng xe ô tô điện i-MiEV. Do đặc điểm của các encoder gắn trên 4 bánh xe là giống nhau nên thí nghiệm chỉ thực hiện trên 1 bánh xe. Cấu hình hệ thống thử nghiệm được trình bày trên hình H.6. Tín hiệu từ thiết bị đo tốc độ có dạng tín hiệu đặc biệt với mức logic 0 ứng với 0.5V và mức 1 ứng với khoảng 1.2V. Để có thể đảm bảo mức độ tương thích về tín hiệu với hệ thống điều khiển, một mạch chỉnh định tín hiệu được thiết kế nhằm đưa mức tín hiệu về 0 – 3.3V. Tín hiệu gia tốc xe được lấy từ cảm biến gia tốc độ phân giải 12bit và dải đo $\pm 8g$. Bộ điều khiển được sử dụng trong thực nghiệm là bộ điều khiển MyRio 1900 do National Instruments sản xuất, hoạt động dựa trên nền tảng FPGA Z-7010 của Xilinx với 2 lõi xử lý, đạt tốc độ xử lý lên tới 667MHz. Các tín hiệu sau khi lọc sẽ đưa về hiển thị và lưu trữ trên máy tính. Các phần mềm trên máy tính được lập trình sử dụng ngôn ngữ LabVIEW.



H.5. Mô hình mô phỏng



H.6. Cấu hình thực nghiệm trên xe ô tô

Bảng B.1 trình bày các thông số về phương sai các loại nhiễu sử dụng trong quá trình mô phỏng và thực nghiệm. Các thông số về nhiễu đo lường được xác

định trên cơ sở sai số của cảm biến. Trong trường hợp mô phỏng, độ lệch chuẩn được đặt chính xác là $\sigma = 0.6$ nên phương sai nhiễu đo được chọn là $\sigma^2 = 0.36$. Trong quá trình thực nghiệm, sai số của cảm biến đo tốc độ quay được xác định dựa trên sai số của phương pháp xác định tốc độ và sai số cảm biến 36xung/vòng. Nhiều quá trình trong cả 2 trường hợp được xác định thông qua kinh nghiệm và thử nghiệm trong quá trình chạy thử.

B.1. Các thông số sử dụng trong mô phỏng và thực nghiệm

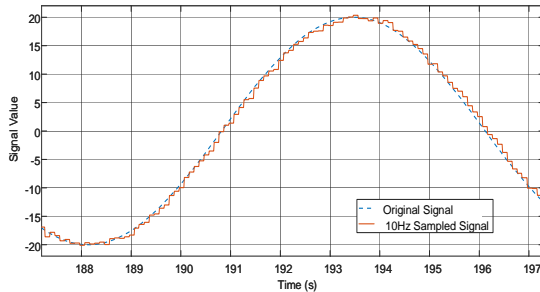
TT	Thông số	Giá trị	Đơn vị
1.	Thông số mô phỏng		
1.1.	Phương sai nhiễu quá trình	2	
1.2.	Phương sai nhiễu đo lường	0.36	
2.	Thông số thực nghiệm		
2.1.	Phương sai nhiễu quá trình	2.5	m/s
2.2.	Phương sai nhiễu đo lường	3.5	rad/s

5.2. Kết quả

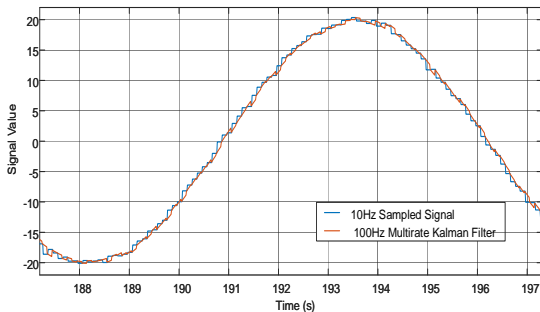
Các hình H.7 và H.8 là kết quả mô phỏng bộ lọc Multirate Kalman, trong các trường hợp tín hiệu đo là hình sine và hình tam giác giả lập một cách tương ứng. Hình H.7.a và H.8.a là so sánh giữa tín hiệu gốc với tín hiệu được trích mẫu từ cảm biến tốc độ chậm. Có thể thấy, tín hiệu trích mẫu chậm có hình bậc thang và có giá trị bị ảnh hưởng bởi nhiễu. Trong khi đó, kết quả của Multirate Kalman được trình bày trong sự so sánh với kết quả đo từ cảm biến trên các hình H.7.b và H.8.b cho thấy tín hiệu sau lọc có đặc tính trơn hơn cũng như không còn dạng bậc thang nữa. Có thể nhận xét rằng, bộ lọc Multirate Kalman đã làm tốt nhiệm vụ dự đoán các mẫu giá trị trung gian trong trường hợp này.

Các kết quả thực nghiệm cũng cho thấy khả năng của bộ lọc Multirate Kalman tương tự như trong mô phỏng. Hình H.9 và H.10 thể hiện các kết quả thực nghiệm khi xe chạy trên đường. Để đánh giá độ tin cậy và ổn định của kết quả, bộ lọc được thử nghiệm nhiều lần trên đường thử với dạng tín hiệu gồm: tăng tốc - giảm tốc - tăng tốc - giảm tốc - dừng hẳn (hình H.9a và H.10a). Trong cả 2 lần thử nêu trên, bánh xe được gia tốc lên tới gần 40 rad/s (tương ứng với vận tốc xe ô tô lên tới 40km/h) và giảm tốc xuống khoảng 30 rad/s (tương ứng với vận tốc đạt khoảng 33km/h) sau đó dừng hẳn. Việc thử nghiệm tăng giảm tốc độ có mục đích để đánh giá độ động của bộ lọc khi giá trị tín hiệu thay đổi.

Có thể thấy, trong các lần thử nghiệm, ngoài việc hoàn thành mục tiêu ngoại suy các mẫu dữ liệu, bộ lọc Multirate Kalman còn cho phép lọc bỏ các nhiễu đo để đem lại giá trị chân thực của tín hiệu. Điều này thể hiện rất rõ trong các hình H.9b và H.10b khi tín hiệu được phóng to trong các khoảng thời gian khác nhau.

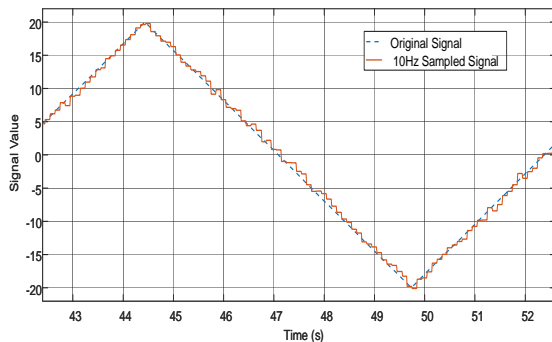


a. Tín hiệu gốc và tín hiệu trích mẫu chậm

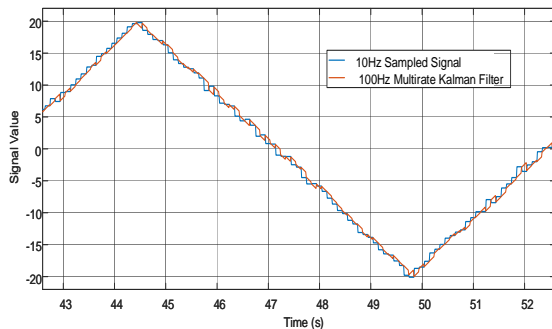


b. Tín hiệu trích mẫu chậm và tín hiệu sử dụng Multirate Kalman

H.7. Kết quả mô phỏng với tín hiệu vào hình sine

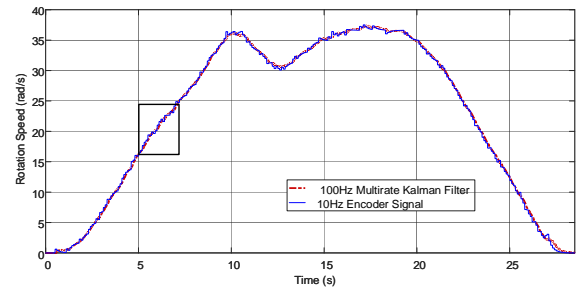


a. Tín hiệu gốc và tín hiệu trích mẫu chậm

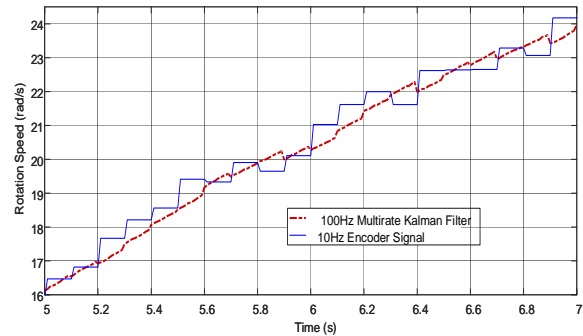


b. Tín hiệu trích mẫu chậm và tín hiệu sử dụng Multirate Kalman

H.8. Kết quả mô phỏng với tín hiệu vào tam giác

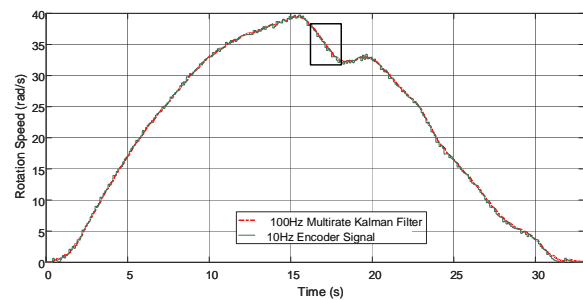


a. Dạng tín hiệu đo và sau lọc Multirate Kalman

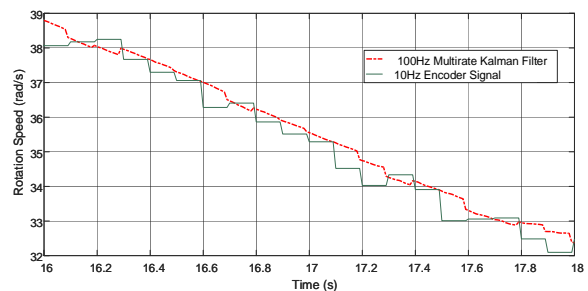


b. Phóng to tín hiệu

H.9. Kết quả thực nghiệm – Lần 1



a. Dạng tín hiệu đo và sau lọc Multirate Kalman



b. Phóng to tín hiệu

H.10. Kết quả thực nghiệm - lần 2

6. THẢO LUẬN

Phần này sẽ trình bày một số nhận xét về bộ lọc Multirate Kalman dành cho việc nâng cao tốc độ trích mẫu của cảm biến trích mẫu chậm. Có thể chỉ ra một số ưu điểm của phương pháp này như sau:

- *Mô hình đơn giản và không phụ thuộc vào tham số động học của mô hình hệ thống.* Việc sử dụng mô hình cảm biến sẽ chỉ phụ thuộc vào các yếu tố động học và vì vậy phương pháp này thích hợp cho

việc tăng tốc độ trích mẫu của các cảm biến có liên quan tới chuyển động. Trong ứng dụng được trình bày ở phần 4, cảm biến gia tốc được sử dụng như tín hiệu điều khiển, trong trường hợp khác, tín hiệu dòng điện của động cơ truyền động cho ô tô điện có thể được sử dụng để thay thế do đặc tính tương đương của gia tốc và dòng điện.

- *Khối lượng tính toán ít và phù hợp với các ứng dụng thời gian thực.* Nhìn theo số lượng các công thức trong lưu đồ của H.4 có thể thấy được tính đơn giản của phương pháp này. Điều này giúp cho phương pháp có thể triển khai được cả trên nền tảng phần cứng thấp.
- *Độ chính xác cao và ổn định.* Bộ lọc Multirate Kalman được thử nghiệm trên cả mô phỏng lẫn thực nghiệm nhiều lần. Trong các kết quả trình bày ở trên, tín hiệu sau khi qua bộ Multirate Kalman vẫn còn một số chỗ bị răng cưa. Việc xử lý các dữ liệu chưa hoàn hảo này có thể dễ dàng thực hiện bởi các bộ lọc thông thường. Tuy nhiên, bài báo giữ nguyên kết quả và không xử lý gì thêm để đảm bảo tính toàn vẹn dữ liệu của phương pháp.
- *Khả năng ứng dụng.* Bộ lọc Multirate Kalman trình bày trong nghiên cứu có thể ứng dụng được cho nhiều loại cảm biến khác nhau như GPS, cảm biến ảnh... và vẫn đem lại chất lượng tốt.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Wikipedia, Wheel Speed Sensor, <http://en.wikipedia.org>, truy cập lần cuối ngày 20/3/2017.
- [2] Ublox, *Ublox Neo M8U datasheet*, Ublox corporation, 2/2016.
- [3] Yafei Wang, BinhMinh Nguyen, Hiroshi Fujimoto, and Yoichi Hori, "Vision based multi-rate estimation and control of body slip angle for electric vehicles", in *proc. of IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 10/2012.
- [4] A. M. Yaglom, *An Introduction to the Theory of Stationary Random Functions*, Dover Publication, 2004.
- [5] Lilit Kovudhikulrungsri, Takafumi Koseki, "Precise Speed Estimation From a Low-Resolution Encoder by Dual-Sampling-Rate Observer", *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Volume: 11, Issue: 6, pp. 661 – 670, 12/2006.
- [6] Takeyori Hara, Masayoshi Tomizuka, "Performance Enhancement of Multi-rate Controller for Hard Disk Drives", *IEEE Transaction on Magnetics*, vol. 35. No.2, 3/1999.
- [7] Roberto Petrella, Marco Tursini, Luca Peretti, Mauro Zigliotto, "Speed measurement algorithms for low-resolution incremental encoder equipped drives: a comparative analysis", *Proc. International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, 2007.
- [8] Andrew Smyth, Meiliang Wu, "Multi-rate Kalman filtering for the data fusion of displacement and acceleration response measurements in dynamic system monitoring", *Mechanical Systems and Signal Processing* 21, pp. 706–723, 2007.
- [9] Dan Simon, *Optimal State Estimation*, John Wiley & Sons, Inc., 2006.

7. KẾT LUẬN

Bộ lọc Kalman là một công cụ hữu ích cho người nghiên cứu về lý thuyết điều khiển. Lọc Kalman có nhiều ứng dụng và nhiều biến thể khác nhau. Bộ lọc Multirate Kalman là một trong các biến thể đó. Mặc dù là một công cụ nghiên cứu mạnh nhưng việc sử dụng Kalman cũng như các cách thức xây dựng mô hình hệ thống để phục vụ cho công cụ này cũng đặt ra nhiều thách thức cho người nghiên cứu. Bài báo đã trình bày phương pháp sử dụng bộ lọc Multirate Kalman vào việc nâng cao tốc độ trích mẫu của các cảm biến trích mẫu chậm. Thuật toán đã được thử nghiệm mô phỏng trên cơ sở mô hình cảm biến đo lường các dạng tín hiệu khác nhau. Đồng thời, phương pháp đề cập trong bài báo cũng được chứng minh bằng thực nghiệm trong việc nâng cao tốc độ trích mẫu của cảm biến đo tốc độ bánh xe trên xe ô tô điện i-MiEV, trong đó, thuật toán lọc được triển khai thời gian thực trên bộ điều khiển MyRIO 1900 của hãng National Instruments. Các kết quả thu được cho thấy tính đúng đắn của phương pháp.

Nghiên cứu đề xuất trong bài báo sẽ là một công cụ tốt, có thể ứng dụng cho điều khiển chuyển động của xe ô tô, thậm chí là điều khiển không người lái xe ô tô điện.

ỨNG DỤNG MẠNG NƠON NHÂN TẠO BÙ MỘT SỐ DẠNG SAI SỐ CỦA CẢM BIẾN MQ7 ĐO NỒNG ĐỘ KHÍ CO

APPLICATION OF ARTIFICIAL NEURAL NETWORK TO COMPENSATES SELECTED ERRORS OF MQ7 SENSOR FOR CO CONCENTRATION MEASURING

Trần Thị Phương Thảo¹, Trần Sinh Biên², Trần Hoài Linh³

^{1,2}Trường Đại học Hàng hải, ³ Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Email: phuongthaodtdcn@gmail.com

Tóm tắt:

Bài báo đưa ra giải pháp ứng dụng mạng nơon nhân tạo để loại trừ một số sai số ảnh hưởng đến kết quả đo bằng cảm biến bán dẫn MQ7 nồng độ khí CO trong môi trường công nghiệp. MQ7 thuộc loại cảm biến được cấu tạo từ các oxit kim loại bán dẫn, đại lượng đo đầu ra là điện trở. Cảm biến có ưu điểm là độ nhạy cao, đáp ứng nhanh, tuổi thọ dài, vùng nhiệt hoạt động rộng, giá thành rẻ, công suất tiêu thụ nhỏ nhưng lại có nhược điểm là tính chọn lọc kém, bị ảnh hưởng bởi độ ẩm và nhiệt độ, nhiệt độ hoạt động cao và bị già hóa. Với những nhược điểm đó thì vấn đề loại trừ sai số của yếu tố ảnh hưởng là rất quan trọng. Các giải pháp sử dụng mạng nơon nhân tạo để hiệu chỉnh lại đặc tính của cảm biến sẽ cải thiện được chất lượng hoạt động của cảm biến.

Từ khóa:

MQ7, đo nồng độ CO, loại trừ sai số ảnh hưởng, mạng nơon nhân tạo.

Abstract:

This paper presents an application of artificial neural network to eliminate some errors affecting CO concentration measurements in the industrial environment of MQ7 semiconductor sensors. The MQ7 is an electrical conductivity sensor made up of semiconductor metal oxides, measured in terms of resistance. It has got high sensitivity, fast response, long shelf life, wide operating temperature range, low cost, low power consumption but low selectivity, it is influenced by humidity and temperature, high operating temperature and aging. With these disadvantages, the problem of eliminating the error of the influence factor is very important.

Keywords:

MQ7, CO concentration measures, the error elimination using artificial neural network.

Chữ viết tắt

ANN	Artificial neural network
MLP	Multi - Layer Perceptron
MSE	Mean squared errors
MSRE	Mean squared relative errors

1. PHẦN MỞ ĐẦU

Các cảm biến bao giờ cũng chịu ảnh hưởng lớn từ môi trường đo. Các thông số của môi trường như

nhiệt độ, áp suất, độ ẩm, từ trường... có thể gây ra sai số cho kết quả đo. Trong đó nhiệt độ, độ ẩm môi trường là những đại lượng ảnh hưởng lớn và rõ rệt nhất tới kết quả của nhiều phép đo [1,3]. Vì vậy đã có rất nhiều các công trình đo lường nghiên cứu những ảnh hưởng này để tìm cách khắc phục chúng [4,8], và kết quả cho thấy có những yếu tố và sự ảnh hưởng của chúng tới kết quả đo đã được loại bỏ một cách cơ bản và triệt để nhờ một số biện pháp khác nhau như: Chế độ quản lý đo lường quy định kiểm định cảm biến đúng định kỳ; tạo môi trường khí hậu

gần với điều kiện tiêu chuẩn trong những điều kiện có thể; chế tạo màn chắn kim loại để loại trừ ảnh hưởng của từ trường... cũng như chọn phương pháp đo đảm bảo khử sai số, thí dụ dùng cầu bù trong khi dùng cảm biến điện trở, điện cảm...

Tuy nhiên có những yếu tố gắn chặt với nguyên lý hoạt động của cảm biến nên rất khó dùng các biện pháp kể trên để loại trừ, [1,3] nêu ra sai số khó loại trừ nhất là sai số gây ra bởi các yếu tố ảnh hưởng. Trong trường hợp như vậy phải dùng biện pháp đưa các thông số hiệu chỉnh vào quá trình xử lý số liệu để khắc phục sai số của phép đo, các sai số này được tự động bù. Trong [4,8] tác giả đã dùng ANN để bù sai số của chuyển đổi đo độ pH có tính tới yếu tố nhiệt độ nhưng chưa xét đến sự ảnh hưởng của độ ẩm RH%. Tuy nhiên trong thực tế thì nhiệt độ và độ ẩm là hai thông số của môi trường thường gắn chặt với đại lượng đo, vì vậy bài báo này đã nghiên cứu các yếu tố ảnh hưởng đến cảm biến bán dẫn như MQ7 và ứng dụng ANN để bù sai số do các yếu tố ảnh hưởng.

2. NỘI DUNG CHÍNH

2.1. Cơ sở lý thuyết giải pháp loại trừ sai số gây ra bởi yếu tố ảnh hưởng

Kết quả đo có thể được mô tả là một hàm đa biến như sau:

$$y = f(x, a, b, c, \dots) \quad (1)$$

trong đó y là kết quả đo, x là đại lượng cần đo, còn a, b, c,... là các yếu tố ảnh hưởng tới phép đo.

Ví dụ đối với MQ7 ta có phương trình sau:

$$y_s = \frac{R_s}{R_0} = f(ppm, T^\circ, RH\%, \dots) \quad (2)$$

trong đó: ppm là nồng độ khí cần đo, T° và RH% là nhiệt độ và độ ẩm của môi trường.

Giả sử khi đo trong điều kiện tiêu chuẩn, đặc tính tĩnh của chuyển đổi là

$$y_{s1} = f(ppm)$$

Xét tại một điểm đo thứ k nào đó kết quả đo là $y_{s_{oK}}$. Khi có sự thay đổi của yếu tố T° , RH%..., giá trị thứ k đo được là $y_{s_{sK}}$, Vậy ta có sai số của phép đo như sau:

$$\Delta \frac{R_s}{R_0} = \Delta y_s = y_{s_{oK}} - y_{s_{sK}} \quad (ppm) \quad (3)$$

Xét cho khoảng biến đổi nhỏ xung quanh giá trị tại

một điểm, lúc này sai số của đại lượng đầu ra $\Delta R_s/R_0$, khi có các yếu tố ảnh hưởng của T° và RH%, được viết lại như sau:

$$\Delta y_s = \frac{\partial y_s}{\partial ppm} + \frac{\partial y_s}{\partial ppm} \Delta T^\circ + \frac{\partial y_s}{\partial ppm} \Delta RH\% + \dots \quad (4)$$

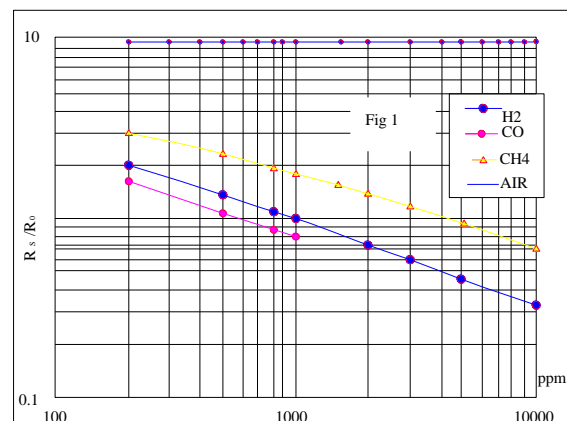
trong đó $\frac{\partial y_s}{\partial ppm} T^\circ$, $\frac{\partial y_s}{\partial ppm} RH\%$,... là những phần tử sai phân, phần ảnh hưởng của yếu tố nhiệt độ và độ ẩm tới kết quả đo.

Bằng thống kê thực nghiệm, số liệu về sự ảnh hưởng của từng yếu tố được thu thập và được ghi vào bộ nhớ của cảm biến thông minh. Trong quá trình đo, khi xử lý số liệu để bù sai số ảnh hưởng, hệ vi xử lý sẽ tham chiếu vào số liệu trên để có được giá trị sai phân Δ_{ij} tương ứng, cần thiết cho tính toán hiệu chỉnh, loại trừ sai số.

Tuy nhiên quá trình xử lý số liệu được thực hiện trong quá trình đo cũng có những nhược điểm nhất định, đó là với thuật toán tuần tự của kỹ thuật máy tính PC, thì vấn đề về thời gian xử lý. Vấn đề này không gây cản trở với những trường hợp không đòi hỏi nhanh kết quả đo. Nhưng trong sản xuất hiện đại, nhiều quá trình công nghệ được điều khiển tự động, tại đó có rất nhiều đại lượng cần đo và xử lý kết quả nhanh, nhiều phép đo đòi hỏi làm việc trong miền thời gian thực, để khắc phục nhược điểm đó, một hướng giải quyết vấn đề nêu trên là ứng dụng tính toán nơron. Theo [4,5,7,8,9] đưa ra với loại cảm biến sơ cấp nơron hoàn toàn có thể loại trừ được sai số do ảnh hưởng này mà tốc độ xử lý vẫn đáp ứng được trong miền thời gian thực.

2.2. Ứng dụng MNN vào loại trừ sai số do yếu tố ảnh hưởng

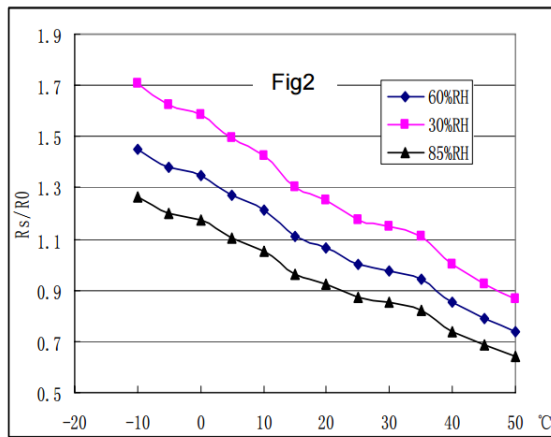
Khi đo nồng độ khí CO bằng MQ7, đặc tính của cảm biến $R_s/R_0 = f(ppm)$ được cho như H.1.



H.1. Đặc tính vào – ra của cảm biến MQ7

H.1 cho thấy đặc tính độ nhạy điển hình của MQ7, trục tung thể hiện tỷ số (R_s/R_0) của cảm biến, trục hoành là nồng độ ppm của các khí. R_s là điện trở đối với các khí khác nhau, R_0 là điện trở của cảm biến ở không khí sạch. Tất cả các thử nghiệm đều ở điều kiện tiêu chuẩn: nhiệt độ 20°C , độ ẩm $65\%\text{RH}$.

Tuy nhiên cảm biến này chịu sự tác động tương đối lớn của yếu tố môi trường. Ảnh hưởng của nhiệt độ từ -20°C đến 50°C và độ ẩm ở 3 nồng độ là 30% ; 60% và 85% tới đặc tính của cảm biến được nhà sản xuất cung cấp như H.2.



H.2. Ảnh hưởng đó của nhiệt độ và độ ẩm tới đặc tính của cảm biến

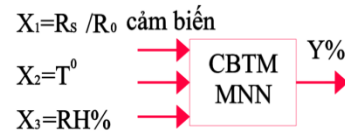
Trên H.2 ta thấy khi nhiệt độ và độ ẩm thay đổi thì tín hiệu hiệu ra của cảm biến bị ảnh hưởng khá rõ rệt. Vì vậy phần này đề cập vấn đề loại trừ sai số của cảm biến MQ7 do nồng độ khí CO gây ra bởi các yếu tố ảnh hưởng nhiệt độ và độ ẩm bằng giải pháp nơron. Ý tưởng của giải pháp là chuyển các tính toán xử lý số liệu đo lường từ chỗ gắn liền với quá trình đo về quá trình thiết kế chế tạo. Thay quá trình hiệu chỉnh số liệu đo được, loại bỏ ảnh hưởng của các sai phân bằng quá trình ánh xạ hàm nhiều biến, cập nhật tức thời giá trị các yếu tố ảnh hưởng tới kết quả đo.

Lúc này hàm đa biến không phải dạng $y = f(x, a, b, c, \dots)$ mà có dạng $z = f(x_1, x_2, x_3, \dots)$.

Với cách quan niệm như vậy, có thể thấy ưu điểm của cảm biến sơ cấp nơ-rôn, đó chính là tính đa năng hoá cao. Cùng một cấu trúc, bao gồm 3 đầu vào, một chuyển đổi nơ-rôn, cảm biến này có thể được huấn luyện để trở thành một trong ba loại cảm biến, đó là cảm biến đo nồng độ khí, cảm biến đo nhiệt độ hay cảm biến đo độ ẩm. Điều quan trọng là

trong cả ba trường hợp trên, sai số gây bởi các yếu tố ảnh hưởng được tính toán để loại trừ ngay trong khi thiết kế chế tạo cảm biến. Các kết quả xử lý số đo được đưa vào bên trong bộ thông số cấu trúc của cảm biến nơron, cụ thể một khâu chuyển đổi nơron để loại trừ sai số của các yếu tố ảnh hưởng như sau:

Cảm biến ứng dụng mạng nơron được đưa ra trên H.3 gồm 3 đầu vào, trong đó X_1 là tỷ số R_s/R_0 của cảm biến; X_2 là tín hiệu nhiệt độ và X_3 là tín hiệu độ ẩm, như vậy X_2 và X_3 là các ảnh hưởng gây ra sai số cho phép đo và $Y\%$ là nồng độ khí cần đo đã loại trừ sai số.



H.3. Mô hình cảm biến thông minh sử dụng ANN

Quá trình xử lý số liệu nhằm loại trừ sai số ảnh hưởng bằng cách sử dụng tính toán nơron được tiến hành ngay trong quá trình thiết kế và luyện mạng. Khi cảm biến làm việc, nó ánh xạ trực tiếp trong thời gian thực hàm nhiều biến thay cho việc cần xử lý số liệu theo chương trình qua các phần tử sai phân như phương pháp truyền thống. Tức là loại trừ sai số ảnh hưởng bằng cách sử dụng tính toán nơron. Điểm này khác biệt với các giải pháp cũ, đó là:

- Xử lý ngay số liệu bù sai số ngay trong quá trình thiết kế chế tạo cảm biến;
- Ánh xạ trực tiếp (trong thời gian thực) hàm nhiều biến thay cho tính toán tuần tự theo chương trình.

2.3. Kết quả mô phỏng

Quá trình xác định cấu trúc MNN cho cảm biến trong trường hợp này bao gồm một số bước. Bước đầu tiên là xác định một hàm 3 biến mà mạng nơron của cảm biến phải học để ánh xạ. Bước thứ 2 là căn cứ vào yêu cầu ánh xạ đối với MNIN, thiết kế được cảm biến nơron. Kết quả của việc thiết kế là các thông số cấu trúc mạng được liệt kê trong bảng B.2.

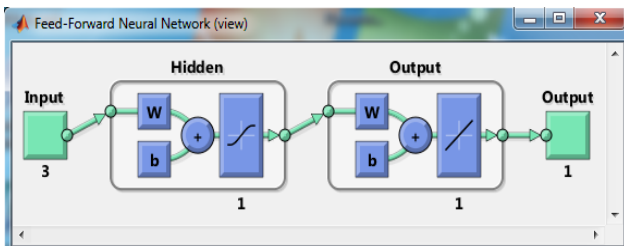
Dựa trên các đường đặc tính của cảm biến, ta lựa chọn một số điểm đặc tính để tạo thành tập tín hiệu mẫu ở dạng $\{[X_1, X_2, X_3], D\}$ như trong bảng B.1, trong đó: X_1 là tỷ số R_s/R_0 của cảm biến; X_2 là nhiệt độ T° ; X_3 là độ ẩm $\text{RH}\%$ và D là nồng độ khí

(%ppm).

B.1. Tập dữ liệu mẫu để huấn luyện mạng MNN

X ₁	X ₂	X ₃	D
0	0.25	0.7	0
0.4	0.25	0.7	0.1
0.6	0.25	0.7	0.3
0.7	0.25	0.7	0.5
0	0.3	0.8	0
0.5	0.3	0.8	0.1
0.65	0.3	0.8	0.3
0.8	0.3	0.8	0.5
0	0.6	0.9	0
0.78	0.6	0.9	0.1
1.1	0.6	0.9	0.3
1.4	0.6	0.9	0.5

Quá trình ứng dụng MNN để giảm sai số của cảm biến MQ7 đo nồng độ khí CO, gây ra bởi nhiệt độ và độ ẩm được mô phỏng trên Matlab. Kết quả mô phỏng là xác định được mạng nơron như mô tả trên H.4 và bộ thông số cấu trúc như liệt kê trong bảng 2.



H.4. Cấu trúc ANN MLP ứng dụng được mô phỏng trên Matlab

H.4 là cấu trúc mạng MLP được lựa chọn gồm 3 đầu vào (tỷ số điện trở Rs/Ro, nhiệt độ T^o và độ ẩm RH%), chỉ cần 1 lớp ẩn với 1 nơron duy nhất và 1 lớp đầu ra với nơron tuyến tính. Lý do cấu trúc kết quả rất đơn giản là do hiện chưa có nhiều số liệu, đồng thời các tín hiệu thành phần của 3 đầu vào cũng cho kết quả ít nhiễu nên ta chưa cần tới các mạng phức tạp hơn.

B.2. Các thông số cấu trúc ANN của cảm biến

TT	Thông số	Giá trị
1	Loại mạng	Truyền thẳng 2 lớp
2	Số đầu vào	3
3	Số nơron lớp ra	1
4	Số nơron lớp ẩn	N (xác định khi luyện mạng)
5	Hàm truyền của các nơron lớp ẩn	$a^1 = \text{tansig}$ $(IW^{1,1} p^1 + b^1)$
6	Hàm truyền của	$a^2 = \text{purelin}$

TT	Thông số	Giá trị
	các nơron lớp ra	$(LW^{2,1} a^1 + b^2)$
7	Tập trọng nơron lớp ẩn	Xác định khi luyện mạng
8	Lượng hiệu chỉnh của nơron lớp ẩn	Xác định khi luyện mạng
9	Tập trọng nơron lớp ra	Xác định khi luyện mạng
10	Lượng hiệu chỉnh nơron lớp ra	Xác định khi luyện mạng

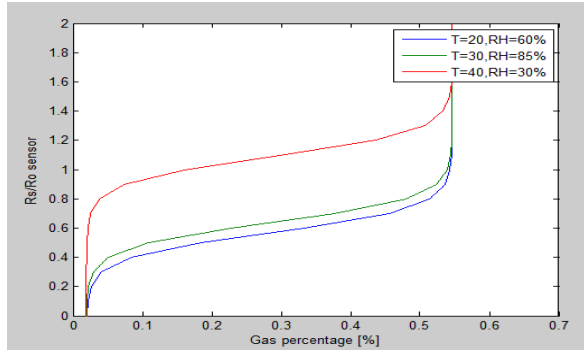
B.3. Tập dữ liệu mẫu và kết quả đầu ra từ mạng MLP

Đầu ra đích D	Đầu ra thực tế Y
0	0.0001
0.1	0.0986
0.3	0.301
0.5	0.494
0	0
0.100	0.101
0.300	0.300
0.500	0.502
0	0
0.100	0.100
0.300	0.300
0.500	0.503

Các mẫu được chọn trong bảng B.1 tuy ít nhưng là các mẫu trải đều trên miền xác định của cảm biến. Việc đo đạc thực tế là khá khó khăn do không có điều kiện tạo được nhiều các môi trường đo với nồng độ thay đổi theo bước nhỏ. Với đường đặc tính có hình dạng khá thẳng (nhưng chú ý đây là các trục logirthm) việc thử nghiệm cảm biến trong tương lai dự kiến sẽ nhanh gọn và chi phí thấp hơn. Hàm truyền đạt thu được từ mạng nơron có hình dạng khá trơn (như trên H.5) nên ta có thể nhận định rằng so với đặc tính thực tế của cảm biến sẽ không khác biệt nhiều và kết quả học có dạng trơn cũng thể hiện rõ là quá trình học không bị ảnh hưởng nhiều bởi các nhiễu bên ngoài nên chưa gặp phải vấn đề như overfitting.

Trên H.5 với 3 đường đặc tính thu được ta thấy khi nhiệt độ và độ ẩm thay đổi, tín hiệu đầu ra của cảm biến Rs/R₀ bị thay đổi theo các yếu tố đó, tuy nhiên tín hiệu thu được của ANN là các giá trị nồng độ khí cần đo đã được bù sai số cho kết quả với một độ

chính xác nhất định được chỉ ra trong bảng B.3.



H.5. Kết quả mô phỏng

Để làm rõ kết quả của phương pháp này, tác giả đã tiến hành thử nghiệm và so sánh với mô hình hàm mũ. Khi xét hàm đặc tính ở dạng $y = A \cdot x_1^b \cdot x_2^c \cdot x_3^d$ và sử dụng phương pháp bình phương cực tiểu để xác định các hệ số tối ưu, ta thu được kết quả như sau:

$$y = 62,665 \cdot x_1^{3,022} \cdot x_2^{-2,215} \cdot x_3^{-0,27}$$

với các sai số tương ứng trên mẫu học là:

- Trung bình của sai số tuyệt đối

$$MSE = 20,84 ppm;$$

- Trung bình của sai số tương đối $MSRE = 7,86\%$.

Sai số do mạng MLP sinh ra là:

- Trung bình của sai số tuyệt đối

$$MSE = 0,465 ppm;$$

- Trung bình của sai số tương đối $MSRE = 0,32\%$. và có thể nhận thấy là sai số của mạng MLP tốt hơn nhiều so với mô hình đa thức hoặc hàm mũ.

3. KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG PHÁT TRIỂN

Bài toán ứng dụng MNN trong cảm biến MQ7 đo nồng độ khí CO để loại trừ sai số của cảm biến, gây bởi các yếu tố ảnh hưởng của môi trường đo là nhiệt độ và độ ẩm là hoàn toàn khả thi và có thể thực hiện bộ bù neuron trên thiết bị phần cứng. Do mạng được sử dụng có cấu trúc rất đơn giản, chỉ dùng 3 đầu vào, 1 hoặc 2 neuron ẩn và 1 đầu ra nên khối lượng tính toán không nhiều, ta có thể sử dụng bất kỳ mạch vi xử lý nào cũng có thể đáp ứng được. Mạch cần 3 đầu vào tín hiệu (có thể là tín hiệu analog hoặc số) từ cảm biến đo khí, đo nhiệt độ môi trường và đo độ ẩm. Việc tính toán hoàn toàn có thể thực hiện được bằng vi xử lý (không cần sử dụng các DSP chuyên dụng hoặc các khối tính toán hiệu năng cao).

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] G. L. Anderson, D. M. Hadden (1999), *The Gas Monitoring Handbook*, New York.
- [2] J. Fraden (2010), *Handbook of Modern Sensors*, Springer.
- [3] Phạm Thượng Hàn và các đồng tác giả (2003), *Kỹ thuật đo lường các đại lượng vật lý, tập 1-2*, NXB Giáo dục.
- [4] Phạm Thượng Hàn và các tác giả (2005), *Bù sai số gây bởi các yếu tố ảnh hưởng trong cảm biến nơ ron*, Báo cáo Khoa học tại Hội nghị Đo lường toàn quốc.
- [5] Trần Hoài Linh (2014), *Mạng neuron và ứng dụng trong xử lý tín hiệu*, NXB Bách khoa Hà Nội.
- [6] Tran Hoai Linh, S. Osowski, K. Brudzewski (2000), *Supervised fuzzy neural networks for gas measurements*, XXIII KKTOiUE, pp. 561-566.
- [7] Tran Hoai Linh, Application Of Neural Network In Sensor Characteristic Linearization And Its Implementation In Artificial Nose.
- [8] Cao Minh Quyền (2005), *Thông minh hóa cảm biến đo lường trên cơ sở mạng neuron nhân tạo*, Luận án Tiến sĩ KT, Trường Đại học Bách khoa Hà Nội.
- [9] Nguyễn Mạnh Tùng (2002), *Phân tích, cải tiến mạng neuron nhân tạo và ứng dụng cho các bài toán đo lường*, Luận án Tiến sĩ KT, Trường Đại học Bách khoa Hà Nội.
- [10] Phạm Thị Ngọc Yến và các tác giả (1999), *Cơ sở Matlab và ứng dụng*, NXB Khoa học và Kỹ thuật.

ANTENNA DESIGN FOR 13.56 MHZ WIRELESS POWER TRANSFER SYSTEM

Nguyen Tri Cuong
Shibaura Institute of Technology

Keywords:

Wireless Power Transfer (WPT), Coupling system, Strongly coupled magnetic resonance

Abstract:

Nowadays, wireless power transfer (WPT) is the most convenient solution for electric device charging. However, it still keeps the disadvantage: short distance which is the most difficult to eliminate. After research team of MIT proposed strongly coupled magnetic resonance (SCMR) [1], WPT is continued in development with high power, high efficiency, long distance. There are the advantages of magnetic resonance coupling (MRC). In this paper, a strongly coupled magnetic resonant antenna is validated using simulation and experiment. The efficiency and power transfer of coupling system with electromagnetic analysis have been studied. The effect of mechanical parameters is examined in the simulation. Adding that, the real coupling system is experimented. We achieve 76% efficiency at 118W transfer power and 50% efficiency at 302 W power transfer. The distance between transmitting and receiving coils is 500 mm.

1. INTRODUCTION

In the present, energy and environment are concerned. In daily life and production, transport is very important. It also consumes a lot of energy. Gasoline and oil are used in common. They have the high energy density but they are limited. Moreover, the emissions are the major issues when fossil energy is used. Hence, the electrification of transportation has been carrying out for many years. A train can get electric power easily because it runs on a fixed rail. It's not easy for EV to get power in a similar way. Therefore, the EV has to equip a large and heavy battery pack. It is very necessary for a long trip. And people have to connect the vehicle to a power source for a long time to charge the battery. It is not convenient. Dynamic charging by using WPT is a solution. It can increase the moving distance and reduce the battery capacity.

When the WPT is used in EV, the frequency is usually less than 100 kHz and using a ferrite core. It is not different from inductive power transfer (IPT) because of using non-radioactive and near-field electromagnetic. The transfer power can reach tens kW but the distance is under 200 mm [2]-[6]. In 2007, the research team from MIT published a paper in Science, in which 60W power is transferred over 2 meters. And they call the technology is strongly coupled magnetic resonance. The resonance frequency is about 10MHz. Until now, the MHz

frequency operation is hard to meet the high power, long distance and high frequency. If we can solve this problem, SCMR can be one of the best solutions in WPT for EV charging. In this paper, we investigate the characteristic of SCMR antenna and experiment with 300W transfer power and 500 mm distance.

2. COUPLING SYSTEM

2.1. WPT system

Wireless power transfer is transferring the electric energy over the air without conduction. The basic configuration of WPT system is shown in Fig. 1. It contents as to dc converter (AC/DC converter), high-frequency converter (DC/RF), impedance matching network (IMN), coupling system – transmitting coils and receiving coils, RF/DC rectifier and load.

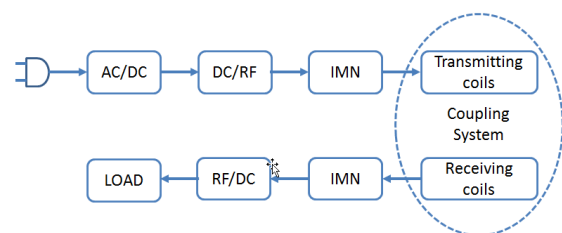


Fig. 1. Configuration of WPT system

2.2. Coupling system

The coupling system which is called antenna is the

importance part of WPT system because it makes power transfer system become wirelessly. It also determines the transfer distance and efficiency of the system. With magnetic coupling resonance theory, coupling system can be divided into normal CMR (Fig. 2 (a)) and SCMR (Fig. 2(b)). In normal CMR, transferring side or receiving side consist of a resonant coil and external capacitor in serial. The combination of capacitor and inductance of resonance coil is the resonance circuit.

The structure of SCMR is much different from CMR. SCMR operates without the external capacitor. There are only two coils for driver side and load side: the ring and the resonance coil. The capacitance between coils, the parasitic capacitance inside the coils and the inductance of coils make a resonance circuit. The equivalent circuit of SCMR is shown in Fig. 3. The V_s and R_s are the internal parameters of the power source. R_1 and L_1 , R_2 and L_2 , R_3 and L_3 , R_4 and L_4 are the internal resistor and inductance of transmitting ring, transmitting coil, receiving coil and receiving ring, respectively. The internal and parasitic capacitance of transmitting coil and receiving coil is C_3 and C_4 , respectively. The main mutual inductances are M_{12} , M_{23} and M_{34} . The resonance occurs between coils if their private resonance frequency is matching.

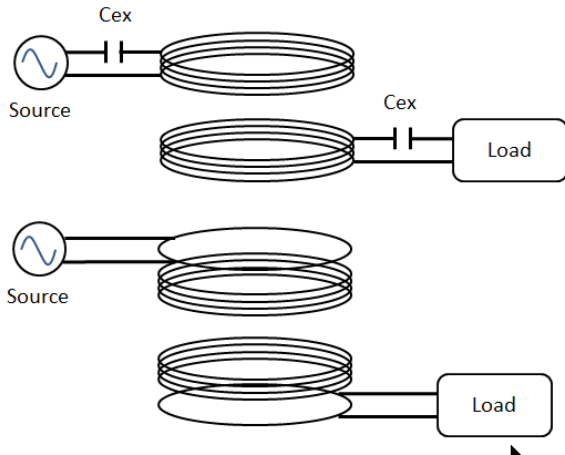


Fig. 2. Configuration of coupling system.

(a) Coupled magnetic resonance.

(b) Strongly Coupled magnetic resonance.

The antenna can be analyzed by the s-parameter method. With this method, the antenna is replaced by the state with two ports. The source side port is P1 and the load side is P2. The transmission S_{21} is measured by finite element analysis (FEA) or the vector network analyzer (VNA). The efficiency of coupling system is defined by equation (1).

$$\eta_{21} = S_{21}^2 \times 100 [\%] \quad (1)$$

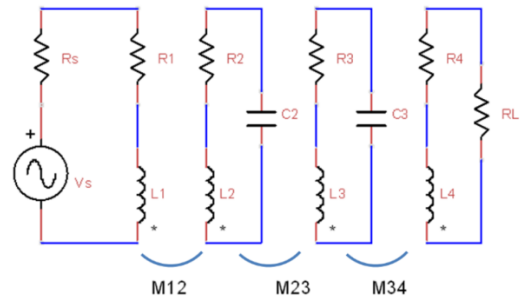


Fig. 3. Equivalent Circuit

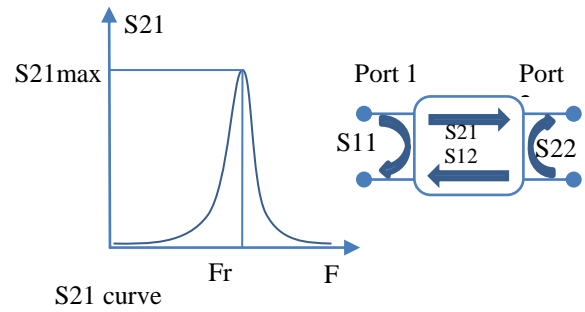


Fig. 4. S-parameter method

3. SIMULATION

In order to achieve the resonant frequency and high efficiency of the antenna, we investigate the effect of mechanical parameters by simulation. In this case, the 3D model of coupling system is built and FEA is used to get the simulation result. The 3D model is shown in Fig. 5. All parameters are in millimeter except Tr which is numbers of turns of resonance coil.

Table 1. Parameters of basic model

ϕ_l (mm)	ϕ_r (mm)	Tr	H_r (mm)	Pitch (mm)	$D1$ (mm)	$D2$ (mm)
3	3	5	100	20	50	500

Table 2. Parameters of optimized antenna

ϕ_l (mm)	ϕ_r (mm)	$D1$ (mm)	Tr	H (mm)	$D1$ (mm)	$D2$ (mm)
2.6	2.6	400	5.5	110	70	500

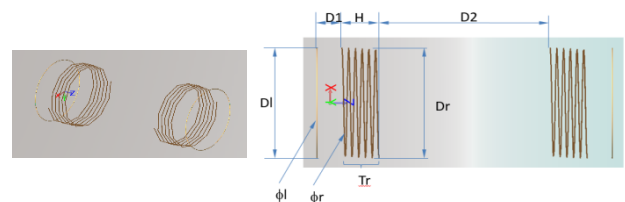


Fig. 5. 3D model of antenna.

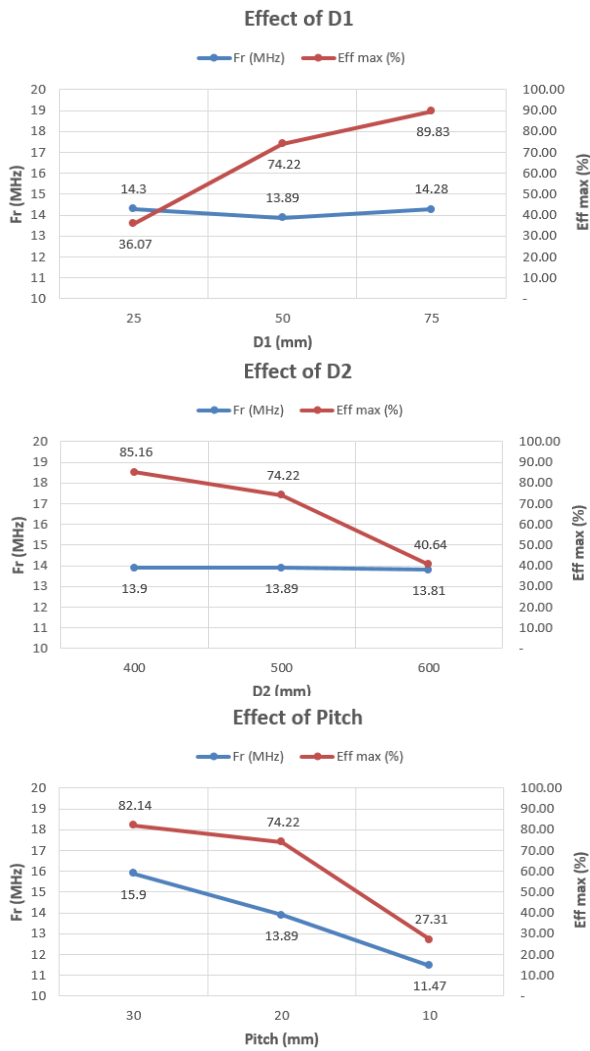


Fig. 6. The effect of antenna's parameters to resonance frequency and maximum efficiency

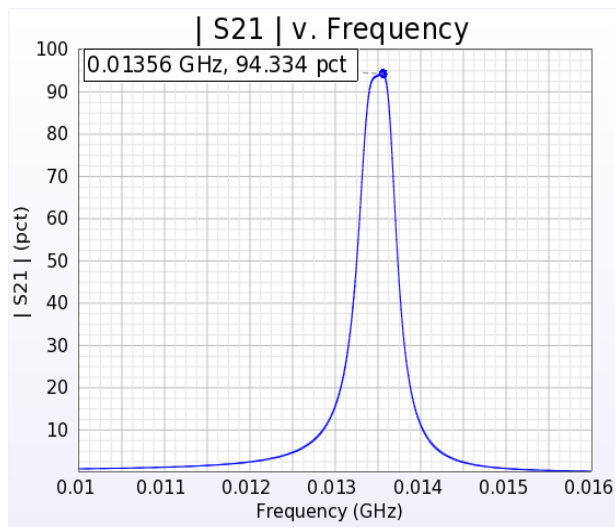


Fig. 7. Simulation result

The basic model which parameters are showed in Table 1 is firstly simulated. After that, the parameter which is investigated is changed around the first

parameter. The results are shown in Fig. 6. The coupling system is sensitive to the change of parameters. The pitch is much effective to the resonant frequency. Therefore, the antenna is optimized by changing the pitch and D1 to achieve 13.56 MHz resonant frequency and high efficiency. The result is shown in table 2 and Fig. 7.

4. EXPERIMENT

The experiment blocks diagram and picture are shown in Fig. 8. The antenna is supplied by an amplifier which can set the output power and frequency. On the load side, the antenna is connected to the resistor which is changed to several values. All of the coupling system and load are put inside the shield.

At first, the value of load is set at some value: 20 Ω , 50 Ω , 75 Ω , 100 Ω and the frequency is changed from 13.5 MHz to 13.6 MHz and the input power is about 120 W. The results are shown in Fig. 9. The highest efficiency is 76% with 20 Ω resistor and 13.5 MHz frequency. But with another load, the highest efficiency is achieved at 13.56 MHz frequency.

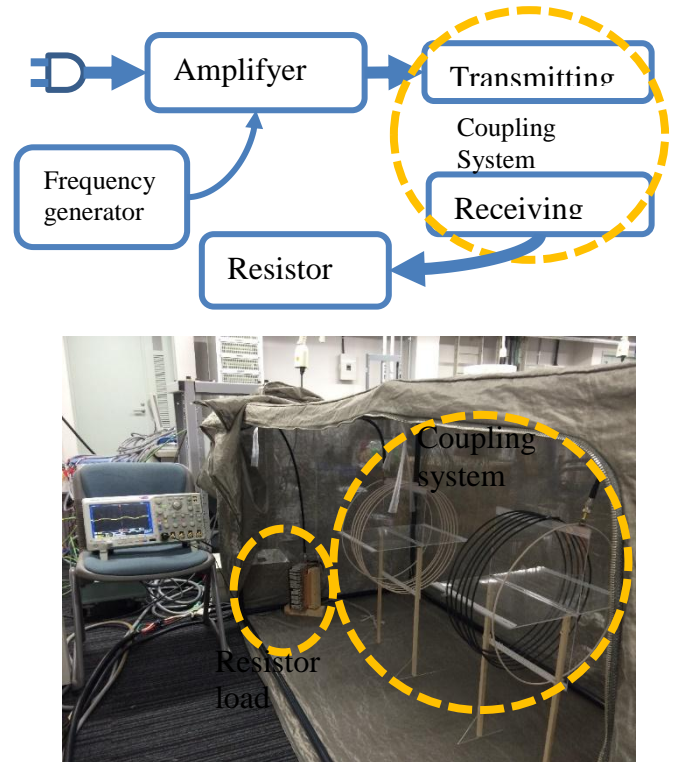


Fig. 8. Experiment diagram and picture

In an experiment with a 50 Ω resistor, the input power is increased from 120 W to 302 W at 13.56 MHz frequency. The efficiency reduces from 65.7% to 50% (Fig. 9). The antenna which is at higher

input power is warmer than at lower input power. So the reduction of efficiency can be explained by the dissipation in the form of heat, as a result of eddy current and skin effect etc.

5. CONCLUSION

The antenna is hand-created and the experiment was done. The maximum transferred power is about 150 W which can light a bulb or charge mobile phone etc. In order to charge an electric vehicle, the transferred power must be much larger. But the distance between transmitting coil and receiving coil is 500 mm. It is suitable for electric vehicle charging. Therefore, if we can optimize the design of antenna and reduce the power loss, an SCMR antenna can be applied to the midrange WPT application.

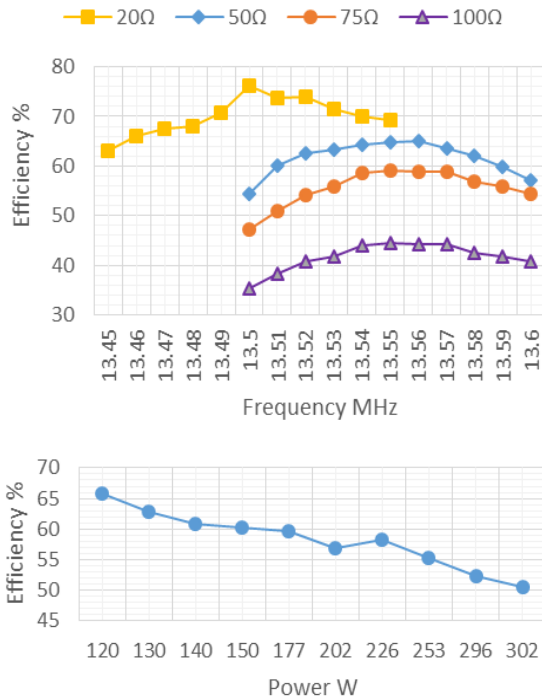


Fig. 9. Experiment results

REFERENCES

- [1] A. K. A. Kurs, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," *Science*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, 2007.
- [2] M. Eghtesadi, "Inductive power transfer to an electric vehicle analytical model," in *Proc. IEEE 40th Veh. Technol. Conf.*, May 1990, pp. 100–104.
- [3] M. Budhia, J. T. Boys, G. A. Covic, and H. Chang-Yu, "Development of a single-sided flux magnetic coupler for electric vehicle IPT charging systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 1, pp. 318–328, Jan. 2013.
- [4] H. H. Wu, A. Gilchrist, K. D. Sealy, and D. Bronson, "A high efficiency 5 kW inductive charger for EVs using dual side control," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 8, no. 3, pp. 585–595, Aug. 2012.
- [5] L. Sungwoo, H. Jin, P. Chung Byung, C. Nam-Sup, C. Gyu-Hyeong, and R. Chun-Taek, "On-line electric vehicle using inductive power transfer system," in *Proc. IEEE ECCE*, Sep. 2010, pp. 1598–1601.
- [6] H. Jin, L. Wooyoung, C. Gyu-Hyeong, L. Byunghun, and R. Chun-Taek, "Characterization of novel inductive power transfer systems for on-line electric vehicles," in *Proc. 26th Annu. IEEE APEC Expo.*, Mar. 2011, pp. 1975–1979.

ĐIỀU KHIỂN CHUYỂN ĐỘNG TÀU CÁNH NGẦM SỬ DỤNG PHƯƠNG PHÁP THÍCH NGHI TRỰC TIẾP

HYDROFOIL MOTION CONTROL USING DIRECT ADAPTIVE METHOD

Nguyễn Hữu Quyền, Trần Anh Dũng

Trường Đại học Hàng hải Việt Nam

Email: nguyennhuuquyenhd@gmail.com, trananhdung70@gmail.com

Abstract:

The article refers to research the mathematical model of hydrofoil motion, assess the status of the hydrofoil's stability during movement. On the basis of the linear quadratic optimal indirect control method, design direct adaptive controller in order to improve stability and optimal energy for self balancing motion of hydrofoil.

Keywords:

Linear quadratic indirect controller, direct adaptive motion control of hydrofoil.

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Các loại tàu thủy cao tốc (tàu cánh ngầm, tàu đệm khí,...) khác với các loại tàu thủy thông thường ở sự giảm sút độ dự trữ ổn định và diễn biến nhanh chóng của sự cố nếu xảy ra. Lý do là sự tiếp xúc của thân tàu với môi trường nước yếu đi. Trong điều kiện ảnh hưởng của các yếu tố sóng - gió thường xuyên thay đổi thì việc đảm bảo sự ổn định chuyển động của tàu trong các chế độ khác nhau có thể đạt được bằng việc thiết kế một bộ điều khiển phù hợp [5]. Trong bài báo [1], các tác giả đã trình bày phương pháp tổng hợp bộ điều khiển cho tàu cánh ngầm theo phương pháp toàn phương gián tiếp. Đây là phương pháp kết hợp giữa điều khiển gián tiếp cực và điều khiển tối ưu, khắc phục nhược điểm của điều khiển gián tiếp cực cho hệ MIMO là bài toán trở nên có một nghiệm duy nhất thay vì có vô số nghiệm. Kết quả mô phỏng chỉ ra cho thấy hiệu quả của bộ điều khiển này là nâng cao độ ổn định và tối ưu năng lượng cho đối tượng. Vấn đề đặt ra là khi các thông số trong mô hình toán của đối tượng thay đổi thì phương pháp này sẽ không đáp ứng được, nhất là khi đối tượng chuyển động trong môi trường phức tạp, chịu sự tác động của các yếu tố ngẫu nhiên như sóng, gió, dòng chảy... dẫn đến các thông số của mô hình thay đổi theo. Để giải quyết vấn đề này, trong khuôn khổ bài báo các tác giả đề xuất xây dựng bộ điều khiển thích nghi trực tiếp áp dụng cho tàu cánh ngầm.

2. NỘI DUNG

2.1. Mô hình toán mô tả chuyển động tàu cánh ngầm

Mô hình toán miêu tả chuyển động của tàu cánh ngầm (loại tàu cánh chìm sâu) theo phương thẳng đứng có dạng [4]:

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_z \\ \dot{\alpha} \\ \dot{\psi} \\ \dot{y}_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{42} & a_{43} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_z \\ \alpha \\ \psi \\ y_g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Trong đó ω_z - tốc độ góc của lắc dọc; α - góc dốc; ψ - góc chênh; y_g - độ cao điểm trọng tâm của tàu; δ_1, δ_2 - góc quay của cánh phía mũi và phía lái, đóng vai trò là 2 tác động điều khiển; a_{ij}, b_{ij} - các tham số của tàu được đưa ra ở bảng B.1:

B.1. Các tham số của mô hình toán tàu cánh ngầm

...	-39.2	a_{22}	-16.0	b_{11}	-20.7
a_{12}	-3.65	a_{23}	-0.34	b_{12}	12.6
a_{13}	-5.14	a_{24}	0.234	b_{21}	1.83
a_{14}	0.965	a_{42}	-12.0	b_{22}	2.04
a_{21}	0.9	a_{43}	12.0	-	-

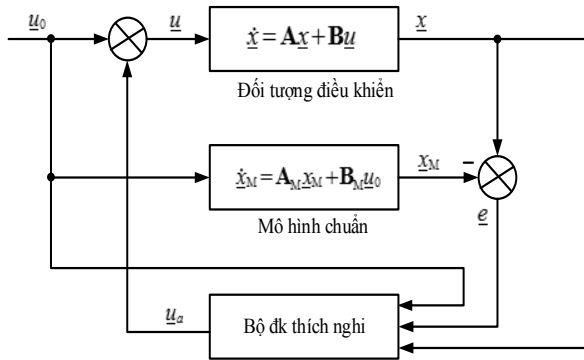
Từ bảng các tham số của mô hình toán tàu cánh ngầm ở trên ta thấy trong 4 giá trị riêng của ma trận

\mathbf{A} (ma trận hệ thống) có 3 giá trị âm (-38.93, -15.94, -0.70) và 1 giá trị dương (0.37), dẫn đến mô hình ban đầu của tàu cánh ngầm là một đối tượng không ổn định. Ngoài ra các tham số này có thể thay đổi do sự tác động của môi trường, do đó vấn đề đặt ra là cần phải thiết kế một bộ điều khiển để đảm bảo sự ổn định cần thiết cho đối tượng.

2.2. Tổng hợp bộ điều khiển thích nghi trực tiếp tàu cánh ngầm

2.2.1. Bài toán điều khiển thích nghi trực tiếp theo mô hình chuẩn [3]

Một hệ điều khiển thích nghi trực tiếp bao gồm 3 thành phần: đối tượng điều khiển, mô hình chuẩn và bộ điều khiển thích nghi được liên kết với nhau theo cấu trúc như hình H.1, trong đó \underline{u}_a – vectơ tín hiệu thích nghi.



H.1. Sơ đồ cấu trúc của hệ điều khiển thích nghi trực tiếp

Trong cấu trúc trên, trạng thái của đối tượng được so sánh với trạng thái của mô hình chuẩn để tạo ra tín hiệu sai lệch và đưa tới bộ điều khiển thích nghi. Ngoài ra bộ điều khiển thích nghi còn có thể nhận thêm các đầu vào là trạng thái của đối tượng và tín hiệu đặt. Bộ điều khiển thích nghi sẽ được tổng hợp theo một thuật toán nào đó để tạo ra tín hiệu điều khiển thích nghi \underline{u}_a tác động trở lại vào đối tượng để làm cho sai lệch tiến dần về 0:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$$

trong đó: $e(t) = x(t) - x_M(t)$ - sai lệch điều khiển.

Trong bài báo này đưa ra phương pháp tổng hợp bộ điều khiển thích nghi theo thuật toán kết hợp, trong đó tín hiệu điều khiển thích nghi được xác định bằng công thức đơn giản hóa như sau:

$$\underline{u}_a = \mathbf{K}_A \underline{x} + \mathbf{K}_B \underline{u}_0 - \gamma \mathbf{B}_M^T \mathbf{H} e \quad (2)$$

Trong đó \mathbf{K}_A , \mathbf{K}_B - các ma trận chứa các thông số điều chỉnh và được xác định theo các phương trình sau:

$$\dot{\mathbf{K}}_A = -\gamma_1 \mathbf{B}_M^T \mathbf{H} e \underline{x}^T - \lambda_1 \mathbf{K}_A \quad (3)$$

$$\dot{\mathbf{K}}_B = -\gamma_2 \mathbf{B}_M^T \mathbf{H} e \underline{u}_0^T - \lambda_2 \mathbf{K}_B \quad (4)$$

Trong đó γ_1 , λ_1 , γ_2 , λ_2 - các hệ số khuếch đại dương; \mathbf{H} - ma trận vuông, đối xứng, xác định dương thỏa mãn phương trình Lyapunov có dạng:

$$\mathbf{A}_M^T \mathbf{H} + \mathbf{H} \mathbf{A}_M = -\mathbf{Q} \quad (5)$$

\mathbf{Q} - ma trận vuông, đối xứng, xác định dương tùy chọn.

Để tạo ra hệ điều khiển thích nghi, cần phải xây dựng một mô hình chuẩn cho bộ điều khiển. Việc xây dựng mô hình chuẩn được dựa trên bộ điều khiển theo phương pháp toàn phương gián tiếp.

2.2.2. Tổng hợp bộ điều khiển theo phương pháp toàn phương gián tiếp [1]

Bài toán toàn phương gián tiếp thiết kế bộ điều khiển phản hồi trạng thái dựa trên phương trình trạng thái của đối tượng:

$$\dot{\underline{x}} = \mathbf{A} \underline{x} + \mathbf{B} \underline{u}$$

và điều kiện cực tiểu hàm chỉ tiêu chất lượng dạng toàn phương:

$$J = 0.5 \int_0^{\infty} (\underline{x}^T \mathbf{R}_x \underline{x} + \underline{u}^T \mathbf{R}_u \underline{u}) dt \rightarrow \min \quad (6)$$

trong đó \mathbf{R}_x , \mathbf{R}_u - các ma trận đường chéo của các trọng số.

Luật điều khiển $\underline{u} = -\mathbf{K} \underline{x}$ (coi tín hiệu đặt bằng không), trong đó $\mathbf{K} = \mathbf{R}_u^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P}$ - ma trận các hệ số phản hồi, được xác định sau khi giải phương trình Riccati tìm ma trận vuông \mathbf{P} :

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \mathbf{R}_x - \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{R}_u^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} = 0 \quad (7)$$

Các giá trị riêng của hệ kín với bộ điều khiển trên là nghiệm của phương trình đặc tính có dạng:

$$A(s) = \det(s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K}) = 0$$

Theo các giá trị riêng đặt trước ta tính bộ điều khiển nhờ phương trình Riccati, nhưng để làm điều đó cần phải xác định các ma trận trọng số. Điều kiện để xác định các trọng số có thể nhận được theo đa thức đặc tính của các phương trình cơ bản và liên hợp của hệ tuyến tính tối ưu [4], có nghĩa là, các nghiệm của nó cần phải tương ứng với các giá trị riêng đặt trước:

$$\det \begin{bmatrix} s\mathbf{I} - \mathbf{A} & -\mathbf{B}\mathbf{R}_u^{-1}\mathbf{B}^T \\ -\mathbf{R}_x & s\mathbf{I} + \mathbf{A}^T \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^n (s - s_i) \prod_{i=1}^n (s + s_i) \quad (8)$$

trong đó $s_i, i = \overline{1, n}$ - các giá trị riêng mong muốn. Khai triển (8) ta nhận được n phương trình đối với n+m phần tử chưa biết của các ma trận trọng số $\mathbf{R}_x, \mathbf{R}_u$ (n – số lượng biến trạng thái, m – số lượng tín hiệu điều khiển). Chọn trước một cách phù hợp m trọng số của ma trận \mathbf{R}_u , có thể đảm bảo điều kiện tồn tại bộ điều khiển tối ưu, đồng thời giải quyết được vấn đề vô số nghiệm của hệ phương trình nhận được từ (8). Ngoài ra, bằng cách thay đổi các trọng số, có thể phân bố tải trọng điều khiển giữa các kênh.

Kết quả tổng hợp bộ điều khiển tối ưu toàn phương gián tiếp theo các giá trị riêng mong muốn và các trọng số của ma trận \mathbf{R}_u khác nhau như sau [1]:

B.2. Kết quả tổng hợp bộ điều khiển toàn phương gián tiếp cho tàu cánh ngầm

$s_1 \dots s_4$	r_{u1}, r_{u2}	$r_{x1} \dots r_{x4}$	\mathbf{K}^T
-38.93 -15.94 -0.70 -0.37	1 1	-9.6e-5 -6.04e-6 -0.1487 -3.96e-4	-0.0246 0.0101 0.0355 -0.0153 -1.0058 0.4149 -0.0409 0.0178
-38.93 -15.94 -0.70 -0.37	1 0.5	-7.62e-5 1.28e-5 -0.1175 -3.13e-4	-0.0252 0.0104 0.0362 -0.0156 -1.0292 0.4252 -0.0418 0.0180
-38.93 -15.94 -0.70 -0.37	0.5 1	-5.55e-5 -2.72e-5 -0.0856 -2.19e-4	-0.0260 0.0107 0.0375 -0.0159 -1.0611 0.4380 -0.0432 0.0184

$s_1 \dots s_4$	r_{u1}, r_{u2}	$r_{x1} \dots r_{x4}$	\mathbf{K}^T
-38.93 -15.94 -0.70 -0.61	1 1	4.69e-4 0.0015 0.7146 0.0020	-0.0370 0.0155 0.0545 -0.0190 -1.5148 0.6288 -0.0632 0.0214

Với các thông số bộ điều khiển ở trên, mô hình chuẩn của đối tượng được xác định như sau:

$$\underline{x}_M = \mathbf{A}_M \underline{x}_M + \mathbf{B}_M u_0$$

trong đó $\mathbf{A}_M = \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}$, $\mathbf{B}_M = \mathbf{B}$, \mathbf{K} - bộ điều khiển tối ưu toàn phương gián tiếp.

2.2.3. Tổng hợp bộ điều khiển thích nghi

Các tham số của đối tượng ở bảng B.1 được dùng để xây dựng mô hình mô phỏng sử dụng công cụ Simulink của phần mềm Matlab. Tổng hợp bộ điều khiển thích nghi trực tiếp theo cấu trúc trên hình H.1 và các phương trình (1,2,3,4,5) với dữ liệu đưa vào m.file của Matlab như sau (lấy ví dụ bộ điều khiển toàn phương gián tiếp ở hàng 4 bảng B.2):

$$\mathbf{A} = [-39.2 \ -3.65 \ -5.14 \ 0.965; 0.9 \ -16 \ -0.34 \ 0.234; 1 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ -12 \ 12 \ 0];$$

$$\mathbf{B} = [-20.7 \ 12.6; 1.83 \ 2.04; 0 \ 0; 0 \ 0];$$

$$\mathbf{K} = [-0.0370 \ 0.0545 \ -1.5148 \ -0.0632; 0.0155 \ -0.0190 \ 0.6288 \ 0.0214];$$

$$\mathbf{A}_M = \mathbf{A} - \mathbf{B}^* \mathbf{K};$$

$$\mathbf{B}_M = \mathbf{B};$$

$$\mathbf{Q} = \text{eye}(4);$$

$$\mathbf{H} = \text{lyap}(\mathbf{A}_M', \mathbf{Q});$$

$$\mathbf{A}_1 = [-10 \ -3.65 \ -5.14 \ 0.965; 0.9 \ -16 \ -0.34 \ 0.234; 1 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ -12 \ 12 \ 0];$$

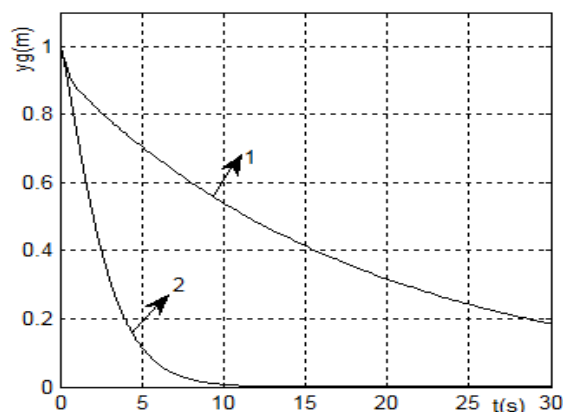
$$\mathbf{B}_1 = [-5 \ 12.6; 1.83 \ 2.04; 0 \ 0; 0 \ 0];$$

Các hệ số chỉnh định được chọn như sau: $\gamma_1 = 100$, $\gamma_2 = 100$, $\lambda_1 = \lambda_2 = 0$, $\gamma = 10$.

Mô hình bộ điều khiển thích nghi trực tiếp trên Simulink được thể hiện ở hình H.2. Đây là mô hình được xây dựng theo cấu trúc ma trận dựa trên các phương trình ma trận của bộ điều khiển thích nghi trực tiếp thể hiện ở các phương trình (2), (3), (4) đã trình bày ở trên.

2.2.4. Kết quả mô phỏng

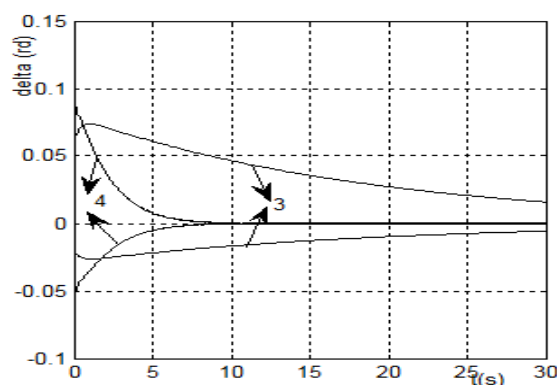
Trên các hình 3 và 4 là kết quả mô phỏng quá trình điều chỉnh từ độ lệch ban đầu 1m so với vị trí cân bằng của điểm trọng tâm tàu cánh ngầm và quá trình cân bằng tàu cánh ngầm theo góc quay của cánh khi sử dụng bộ điều khiển tối ưu toàn phương gián tiếp và bộ điều khiển thích nghi trực tiếp trong điều kiện tham số của mô hình đối tượng thay đổi (thể hiện trong m.file sự khác biệt giữa các ma trận A, B lý tưởng và các ma trận A1, B1 trên thực tế).



H.3. Kết quả mô phỏng quá trình cân bằng tàu cánh ngầm theo độ cao (1 - đặc tính bộ điều khiển toàn phương gián tiếp, 2 - đặc tính bộ điều khiển thích nghi trực tiếp)

Từ kết quả mô phỏng ta thấy khi điều chỉnh từ độ lệch ban đầu 1m so với vị trí cân bằng của điểm trọng tâm tàu cánh ngầm, đặc tính thay đổi độ cao của bộ điều khiển thích nghi (hình 3 đường 2) tốt hơn (thời gian điều chỉnh ngắn) so với đặc tính thay đổi độ cao của bộ điều khiển toàn phương gián tiếp (hình 3 đường 1). Xét về mặt năng lượng (góc quay cánh), bộ điều khiển thích nghi (hình 4 đường 4)

tiêu tốn năng lượng ít hơn bộ điều khiển toàn phương gián tiếp (hình 4 đường 3). Như vậy bộ điều khiển thích nghi đã đáp ứng tốt yêu cầu đặt ra cho tàu cánh ngầm.



H.4. Kết quả mô phỏng quá trình cân bằng tàu cánh ngầm theo góc quay cánh (3 - đặc tính bộ điều khiển toàn phương gián tiếp, 4 - đặc tính bộ điều khiển thích nghi trực tiếp)

3. KẾT LUẬN

Bộ điều khiển toàn phương gián tiếp chỉ thực hiện tốt vai trò của mình khi các tham số của tàu cánh ngầm là lý tưởng và không thay đổi dưới tác động của điều kiện môi trường. Tuy nhiên, trên thực tế điều này rất hiếm khi có được. Trong trường hợp không biết chính xác toàn bộ tham số của tàu và đối tượng chịu ảnh hưởng mạnh của nhiễu loạn môi trường thì bộ điều khiển thích nghi trực tiếp đã thực hiện tốt chức năng làm ổn định tàu theo đặc tính động học của mô hình chuẩn. Hướng phát triển của bài báo là triển khai thuật toán điều khiển làm việc trong miền thời gian thực để điều khiển mô hình tàu thủy nói chung và tàu cao tốc nói riêng.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Trần Anh Dũng, Phương pháp toàn phương gián tiếp tổng hợp hệ điều khiển chuyển động tàu thủy cao tốc, Tạp chí Giao thông Vận tải, số T5, 2013.
- [2] Nguyễn Doãn Phước, Phan Xuân Minh, Điều khiển tối ưu và bền vững, NXB Khoa học và Kỹ thuật, 2000.
- [3] Trần Anh Dũng, Điều khiển hiện đại - lý thuyết và ứng dụng, NXB Giao thông Vận tải, 2013.
- [4] [Лукомский Ю.А., Пешехонов В.Г., Скороходов Д.А., Навигация и управление движением судов, СПб., Изд-во «Элмор», 2002.
- [5] Fossen, T. I, Marine Control Systems - Guidance, Navigation and Control of Ships, Rigs and Underwater Vehicles Marine Cybernetics, 3rd edition, 2002.
- [6] Perez, T. and Mogens Blanke, Mathematical Ship Modeling for Control Applications. Technical Report Dept. of Electrical and Computer Engineering The University of Newcastle, NSW, 2308, Australia, 2002.

CÔNG TƠ SỐ TRONG CÁC ỨNG DỤNG INTERNET OF THINGS VÀ KIẾN TRÚC MỞ ARDUINO

A WIRELESS ENERGY METER IN IOT APPLICATIONS AND ARDUINO OPEN-SOURCE ARCHITECTURE

Nguyễn Khắc Phong¹, Lưu Công Thiện¹, Thiều Minh Đức¹, Nguyễn Hoàng Nam^{1,2}, Bùi Đăng Thành^{1,2},
Nguyễn Huy Phương¹, Trịnh Công Đồng²

¹Viện Điện - Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

²Viện Kỹ thuật điều khiển và Tự động hóa - Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội

Email: nam.nguyenhoang@hust.edu.vn

Tóm tắt:

Hiện nay kiến trúc phần cứng mở cũng như mã nguồn mở đang được các hãng hướng tới đặc biệt là kiến trúc mở Arduino. Hướng tới việc đo và giám sát điện năng tiêu thụ nhằm tiết kiệm một cách tối ưu năng lượng cho người sử dụng cũng như giám sát đồ thị tải cho nhà cung cấp, một nghiên cứu đã được phát triển trên nền kiến trúc phần cứng mã nguồn mở cho một thiết bị đo và giám sát tình hình tiêu thụ điện năng. Mỗi thiết bị đo là một điểm đo nằm trong mạng cảm biến không dây - Wireless Sensor Network truyền phát không dây chuẩn Zigbee theo cấu trúc mạng kiểu lưới Mesh.

Từ khóa:

Điện năng tiêu thụ, mạng cảm biến không dây, IoTs, mạng Zigbee, bo mạch Arduino.

Abstract:

Currently open-hardware and open-software architecture as well as being target by chip-vendors, in particular Arduino open-source architecture. Towards the measurement, monitoring and control of power consumption to save energy for the users and as well as load-graph monitor for the suppliers in an optimal way, a study was developed based on open-source architecture for a monitoring the consumption power. Each measuring device is a measurement point in a wireless sensor networks of Zigbee standard for wireless communication with a Mesh structure network.

Keywords:

Energy consumption, Wireless Sensor Network, Internet of Things, Zigbee, Arduino.

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
U_{rms}	V	điện áp hiệu dụng
I_{rms}	A	dòng điện hiệu dụng
P_{rms}	W	công suất hiệu dụng
P_{app}	W	công suất biểu kiến
$\cos\phi$		hệ số công suất
E	kWh	sản lượng điện năng tiêu thụ

ADC	Analog-Digital Converter
IC	Integrated Circuit
IoTs	Internet of Things
WSN	Wireless Sensor Network
ZNP	ZigBee Network Processor
ZCL	ZigBee Cluster Library

1. GIỚI THIỆU

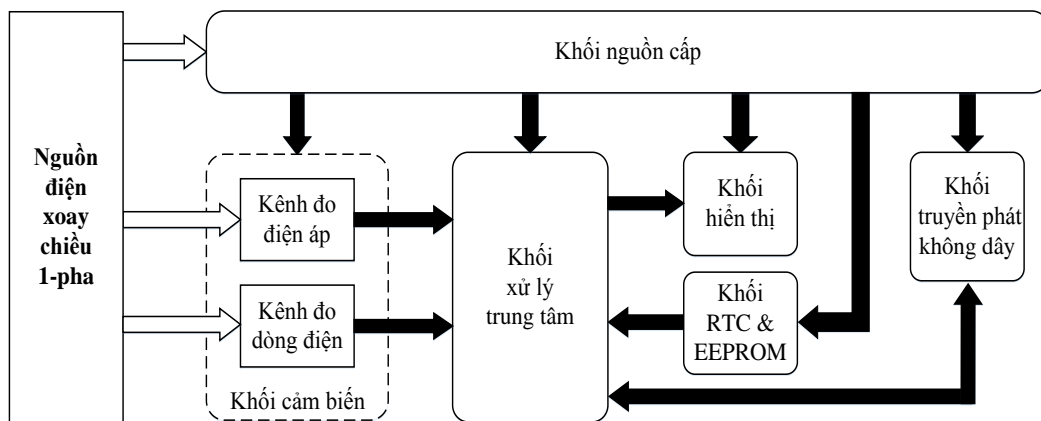
Ngày nay, sự phát triển của các thiết bị đo năng lượng điện tử đã đem lại những hiệu quả cao hơn rõ rệt trong đo lường so với các thiết bị đo trước đây. Các thiết bị đo năng lượng điện tử nhìn chung có hai ưu điểm chính nổi bật so với các thiết bị đo kết cấu cơ điện truyền thống đó là: cải thiện độ chính xác và

Chữ viết tắt

MCU Micro-Controller Unit

mở rộng các chức năng. Hiện tại, công nghệ vi điều khiển cho phép ta xây dựng được các thiết bị đo vừa có giá cả cạnh tranh so với các thiết bị đo truyền thống vừa đạt được độ chính xác cao (thiết bị có thể đạt cấp chính xác 1, sai số $\pm 1\%$ hoặc thấp hơn). Bên cạnh đó, vi điều khiển có thể cho phép các nhà thiết kế bổ sung thêm các chức năng khác vào thiết bị đo như truyền phát dữ liệu không dây, cảnh báo mất lưới, lưu trữ dữ liệu... Thiết bị đo và giám sát điện năng không dây mà nhóm nghiên cứu hướng tới xây dựng có sơ đồ khối được thể hiện như H.1.

Cấu tạo thiết bị bao gồm 6 khối. Thiết bị sẽ sử dụng nguồn điện xoay chiều một pha lấy trực tiếp từ lưới điện dân dụng. Khối nguồn biến đổi dòng điện xoay chiều thành dòng điện 1 chiều với các mức điện áp ổn định cấp cho các linh kiện trong thiết bị hoạt động. Khối MCU (Micro-Controller Unit) là khối xử lý trung tâm được xây dựng dựa trên phần cứng mở Arduino xử lý tín hiệu đo cung cấp bởi khối cảm biến, tính toán đưa ra kết quả đo để lưu trữ và hiển thị và truyền phát thông qua khối hiển thị và khối truyền phát.



H.1. Sơ đồ khối thiết bị đo và giám sát điện năng không dây

Thông số điện trở R_1 , R_2 của mạch điện trở chia áp phải đảm bảo điện áp đầu ra có biên độ lớn nhất nằm trong dải từ 0 – 2,5V. Điện trở R_1 được lựa chọn có trị số cao để đảm bảo an toàn cho mạch đo. Giá trị điện áp sau phần điện trở chia áp được tính bằng công thức (1) dưới đây:

$$U_{out} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{rms} \quad (1)$$

Trong đó: U_{out} là giá trị điện áp ra sau chia áp; U_{rms} là giá trị điện áp xoay chiều hiệu dụng 1 pha cần đo; R_1 , R_2 là giá trị điện trở của phần điện trở chia áp.

Tín hiệu xoay chiều đi vào vi điều khiển cần phải được lọc bỏ thành phần điện áp 1 chiều (DC) gây sai

2. THIẾT KẾ THIẾT BỊ GIÁM SÁT KHÔNG DÂY

Để có thể tính toán được hầu hết các đại lượng điện năng, trước hết, ta cần phải xây dựng phương pháp đo hai đại lượng cơ bản và rất quan trọng là điện áp xoay chiều, dòng điện xoay chiều. Trước hết, để đo đại lượng điện áp hiệu dụng xoay chiều, sau quá trình nghiên cứu, nhóm tác giả lựa chọn phương pháp đo sử dụng điện trở phân áp bởi những ưu điểm của phương pháp như giá thành rẻ, nguyên lý đo đơn giản, mạch đo nhỏ gọn nhưng có thể đạt được độ chính xác cao.

2.1. Thiết kế mạch đo điện áp xoay chiều hiệu dụng một pha

Thiết bị được thiết kế để sử dụng trong lưới điện sinh hoạt dân dụng với kiểu đấu dây của thiết bị là 1 pha hai dây (1 dây pha + 1 dây trung tính). Lưới điện 1 pha có điện áp danh định là 220V, dải điện áp hoạt động của thiết bị phải từ 80% đến 115% giá trị điện áp danh định do đó dải điện áp hoạt động của thiết bị sẽ từ 176V đến 253V.

lệch điểm gốc tọa độ ban đầu bằng khâu lọc thông cao. Mạch lọc thông cao được tạo ra bởi hai thành phần tụ C và điện trở R_4 . Tần số cắt của mạch lọc thông cao được tính theo công thức (2):

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2 \times \pi \times R \times C} \quad (2)$$

Trong đó: f_{-3dB} là tần số cắt của mạch lọc thông cao; C, R là giá trị của tụ điện và điện trở của mạch lọc thông cao.

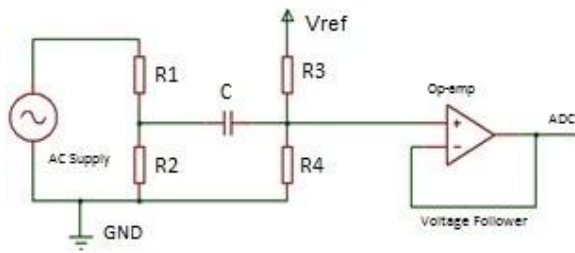
Sau khâu lọc, tín hiệu đo được nâng lên một mức điện áp DC (tạo offset) trước khi đưa vào bộ chuyển đổi ADC của vi điều khiển. Ở đây thay vì sử dụng

điện áp tham chiếu nội của vi điều khiển ta sử dụng điện áp ngoài $U_{ref} = 2,5V$ (được tạo bởi IC REF5025 của Texas Instrument). Mức điện áp cộng thêm U_{offset} được tính theo công thức (3):

$$U_{offset} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{ref} \quad (3)$$

Trong đó: U_{ref} là hiệu điện thế hoạt động của bộ ADC vi điều khiển; R_3, R_4 là giá trị của điện trở của mạch lọc thông cao.

Cần lựa chọn giá trị điện trở R_3, R_4 để tạo ra điện áp offset cần thiết cộng thêm vào tín hiệu đo nhưng vẫn phải đảm bảo biên độ mới của tín hiệu đo nằm trong dải điện áp hoạt động của bộ ADC vi điều khiển (từ 0 – U_{ref}). Cuối cùng, tín hiệu đo được đưa qua mạch lặp điện áp không đảo (Non-inverting Voltage Follower) sử dụng một Op-Amp (LM324) làm tăng trở kháng cho phần mạch đo trước khi đi vào ADC, giảm tổn hao năng lượng, bảo vệ an toàn cho các linh kiện phía sau (H.2).



H.2. Sơ đồ nguyên lý mạch đo điện áp xoay chiều hiệu dụng

2.2. Thiết kế mạch đo dòng điện xoay chiều hiệu dụng

Về việc đo giá trị dòng điện, thiết bị cung cấp hai tùy chọn sử dụng hai loại biến dòng khác nhau là HWCT 20A/20mA và SCT-013-030 tùy vào đối tượng đo và yêu cầu sử dụng. Chú ý là thiết bị chỉ cho phép sử dụng một biến dòng được sử dụng tại một thời điểm.

Tương tự với kênh đo điện áp, ta cũng sử dụng điện áp tham chiếu $V_{ref} = 2,5 V$ (tạo bởi IC REF5025). Do đó, giá trị cần đo phải nằm trong dải 0-2,5V. Để đạt được yêu cầu này, giá trị đo gồm điện áp một chiều offset $U_{offset} = 1,25V$ (loại bỏ phần điện áp âm) và thành phần xoay chiều có điện áp đỉnh $U_{peak} \leq 1,25 V$ (hay $U_{rms} \leq 0,88V$).

Ta có quan hệ giữa điện áp đầu ra và dòng điện đầu vào với cả hai loại là:

$$U_{out} = I_{primary} \times N \times R_{burden} \quad (4)$$

Trong đó: U_{out} là điện áp hiệu dụng đầu ra; $I_{primary}$ là dòng điện đầu vào; N là hệ số biến đổi; R_{burden} là điện trở gánh

- Biến dòng HWCT 20A/20mA: có hệ số biến đổi là $N_{HWCT} = 1/1000$. Tín hiệu dòng điện đầu ra của biến dòng sẽ được đưa qua một điện trở gánh (Burden) nhằm biến đổi từ dòng điện qua điện áp.

- Biến dòng SCT-013-030: có hệ số biến đổi là $N_{SCT} = 1/1800$, tích hợp sẵn một điện trở gánh 64Ω , dải giá trị dòng điện hiệu dụng đầu vào cho phép là 0 – 30A và điện áp đầu ra tương ứng là 0-1V.

- Để tăng độ chính xác, nhóm tác giả đã chia dải đo thành hai dải:

Với HWCT : 0- 5A ($G = 4$) và 5 – 20 A ($G = 1$).

Với SCT : 0 – 6, 21A ($G = 4$) và 6 – 24,75A ($G = 1$).

Trong đó: G là hệ số khuếch đại của Op-Amp phía sau biến dòng.

Đối với biến dòng giá trị dòng điện hiệu dụng cần đo tối đa nên nằm trong dải 0 – 24,75A để đảm bảo yêu cầu $U_{peak} \leq 1,25 V$ đã nêu.

2.3. Thuật toán đo điện áp và dòng điện hiệu dụng

Do tín hiệu điện áp khi đưa vào vi điều khiển đã được cộng thêm một mức áp offset, như đã trình bày, để phù hợp với dải điện áp hoạt động của bộ ADC của vi điều khiển nên khi lấy mẫu, ta cần lọc bỏ điện áp DC offset trong tín hiệu. Để thực hiện việc này, ta sử dụng phương pháp lọc số mô phỏng hoạt động của bộ lọc thông cao (High Pass Filter), thuộc kiểu bộ lọc đáp ứng xung vô hạn IIR (Infinite Impulse Response). Phương pháp này sẽ được áp dụng trong cả quá trình lấy mẫu đo điện áp và dòng điện xoay chiều. Các mẫu điện áp được vi điều khiển đọc vào sẽ được sử dụng để tính toán ra giá trị điện áp tức thời của dòng điện tương ứng dựa vào các công thức chuyển đổi số-tương tự của bộ ADC vi điều khiển và tỉ lệ phân áp của mạch đo. Giá trị điện áp xoay chiều hiệu dụng được định nghĩa bằng căn bậc hai của trung bình bình phương các giá trị điện áp tức thời được lấy định kỳ trong một khoảng thời gian nhất định. Ta có công thức tính điện áp hiệu dụng (5).

$$U_{rms} = G_{calibU} \times \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} u^2(n)}{N}} \quad (5)$$

Trong đó: U_{rms} là giá trị điện áp xoay chiều hiệu dụng một pha cần đo; u là giá trị điện áp tức thời được đọc tại thời điểm lấy mẫu thứ n ; G_{calibU} là hệ số tỉ lệ mở rộng; N là tổng số lần lấy mẫu điện áp tức thời u .

Cũng giống như thuật toán đo điện áp, tín hiệu điện áp tương ứng với trị số dòng điện tức thời khi được đọc vào vi điều khiển đã được nâng lên một mức áp offset, do đó, ta cần lọc bỏ phần điện áp 1 chiều này đi sử dụng phương pháp lọc số như đã trình bày ở phần trước. Các mẫu điện áp được đọc vào cũng sẽ được sử dụng để tính toán ra trị số dòng điện tức thời tương ứng dựa vào các công thức chuyển đổi số - tương tự và các hệ số tỉ lệ của mạch đo sử dụng cảm biến ACS712. Từ các giá trị tức thời, giá trị dòng điện hiệu dụng cũng được tính toán tương tự giá trị điện áp hiệu dụng theo công thức (6).

$$I_{rms} = G_{calibI} \times \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} i^2(n)}{N}} \quad (6)$$

Trong đó: I_{rms} là giá trị dòng điện xoay chiều hiệu dụng cần đo; i là giá trị dòng điện tức thời được đọc tại thời điểm lấy mẫu thứ n ; G_{calibI} là hệ số tỉ lệ mở rộng; N là tổng số lần lấy mẫu điện áp tức thời i . Hệ số G_{calibU} và G_{calibI} có thể được sử dụng để hiệu chỉnh lại giá trị đo.

2.4. Thuật toán tính công suất và sản lượng điện tiêu thụ

Tại mỗi thời điểm lấy mẫu điện áp tức thời $u(n)$ và dòng điện tức thời $i(n)$, ta có thể tính được công suất tiêu thụ thực tế của tải bằng công thức (7):

$$P_{rms} = G_p \times \frac{\sum_{n=1}^N [u(n) \times i(n)]}{N} \quad (7)$$

Trong đó: P_{rms} là công suất tiêu thụ thực tế; u, i là giá trị điện áp và dòng điện tức thời lấy mẫu tại thời điểm n ; G_p là hệ số tính toán công suất, trong đó, $G_p = G_{calibU} \times G_{calibI}$; N là tổng số lần lấy mẫu đo.

Để tính được hệ số công suất, trước hết ta cần tính giá trị công suất biểu kiến. Giá trị này được tính theo công thức (8).

$$P_{app} = U_{rms} \times I_{rms} \quad (8)$$

Trong đó: P_{app} là giá trị công suất biểu kiến; U_{rms} là giá trị điện áp xoay chiều hiệu dụng đo được; I_{rms} là giá trị dòng điện xoay chiều hiệu dụng đo được.

Từ đó ta tính được hệ số $\cos \varphi$ theo công thức (9):

$$\cos \varphi = \frac{P_{rms}}{P_{app}} \quad (9)$$

Trong đó: $\cos \varphi$ là hệ số công suất; P_{app} là giá trị công suất biểu kiến; P_{rms} là giá trị công suất thực tế.

Mức điện năng tiêu thụ theo kWh được tính theo công thức (10):

$$E = G_E \times P_{rms} \times t \quad (10)$$

Trong đó: E là sản lượng điện năng tiêu thụ (đơn vị tính kWh); G_E là hệ số tính toán mở rộng; P_{rms} là giá trị công suất thực tế mà tải tiêu thụ (kWh); t là thời gian tải tiêu thụ công suất P_{rms} , tính theo đơn vị giờ.

2.5. Lưu đồ thuật toán

Quá trình hoạt động của thiết bị sẽ đi qua những bước chính sau:

- Cấp nguồn và Reset thiết bị.
- Khởi tạo các thiết bị ngoại vi: EEPROM, LCD 5110, IC thời gian thực DS1307, các chân vào ra (I/O), và các chuẩn giao tiếp cần thiết như Serial, SPI, ...
- Khởi tạo module ZigBee.

Quá trình lấy mẫu và tính toán

Trong đó:

+ Tần số lấy mẫu là 2048 Hz.

+ Sau mỗi giây, vi xử lý sẽ thực hiện tính toán các giá trị U_{rms} , I_{rms} , P_{rms} , P_{app} , $\cos \varphi$, E (sản lượng tiêu thụ điện) và hiển thị lên LCD.

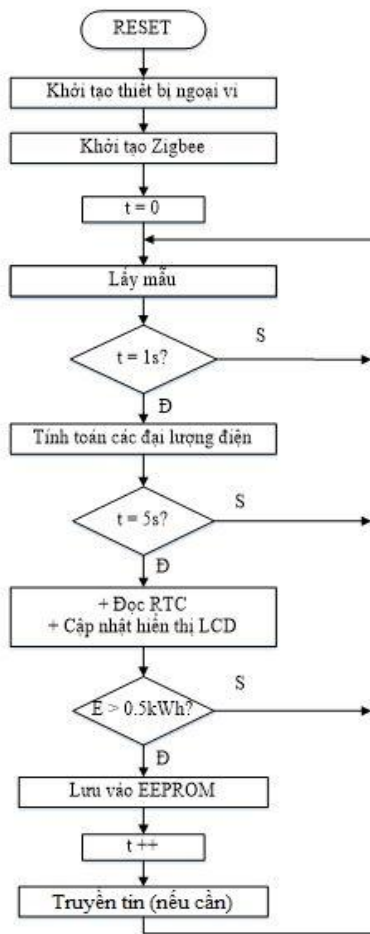
+ Để đảm bảo giá trị điện năng sẽ không bị mất khi mất điện, ... nhóm tác giả đã thiết kế lưu giá trị điện năng tiêu thụ vào EEPROM và giá trị này sẽ được lưu sau mỗi lần giá trị E tăng lên 0.5 kWh.

- Truyền dữ liệu về thiết bị điều phối (Coordinator).

Bước này chỉ xảy ra nếu thiết bị nhận được yêu cầu đọc dữ liệu từ Coordinator. Nếu không sẽ tiếp tục

trở lại bước lấy mẫu và tính toán.

Toàn bộ chu trình được thể hiện trên lưu đồ thuật toán H.3.



H.3. Lưu đồ thuật toán chương trình chính của thiết bị

2.6. Xây dựng khối xử lý trung tâm

Khối xử lý trung tâm của thiết bị đo được xây dựng dựa trên nền tảng phần cứng mã nguồn mở Arduino, sử dụng vi điều khiển ATmega328p của hãng Atmel. ATmega328p thuộc dòng vi điều khiển 8-bit khá quen thuộc, dễ dàng lập trình, có khả năng xử lý, tính toán tốt, có cấu trúc tiết kiệm điện năng, giá thành không cao nên phù hợp để xây dựng các thiết bị đo giá rẻ, nhỏ gọn nhưng đáp ứng được các yêu

cầu thiết kế. Thiết kế phần cứng của Arduino được phân phối dưới dạng Creative Commons Attribution-ShareAlike 3.0 License [1] trên website chính thức của Arduino.

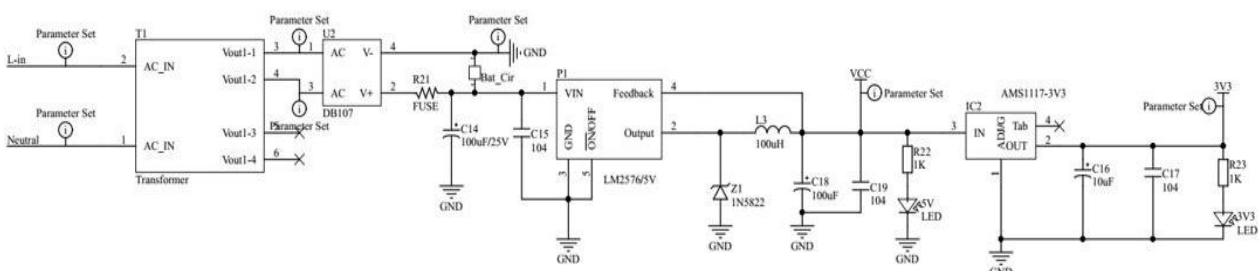
2.7. Thiết kế khối nguồn

Thiết bị được cấp nguồn trực tiếp từ lưới điện sinh hoạt với dải điện áp hoạt động từ 176V - 253VAC. Do vậy, để đảm bảo an toàn, cũng như tạo được mức điện áp phù hợp để cấp cho các linh kiện hoạt động tốt, ta lựa chọn phương án thiết kế mạch nguồn sử dụng biến áp cách ly loại hàn trên mạch cho mạch nguồn thiết bị.

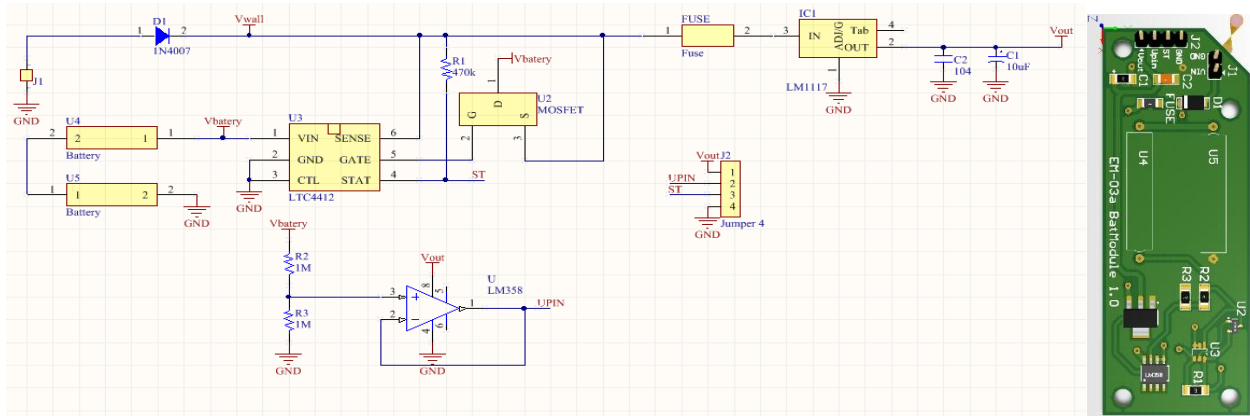
Khi cấp nguồn xoay chiều vào mạch nguồn, biến áp sẽ tạo ra dòng điện có điện áp 9V xoay chiều, dòng điện này sẽ được cho đi qua cầu diode chỉnh lưu để chỉnh lưu dòng điện xoay thành dòng điện một chiều đưa vào IC nguồn được lựa chọn để tạo ra mức điện áp mong muốn. Tính toán mức tiêu thụ điện năng của các linh kiện trong thiết bị, nhóm nghiên cứu lựa chọn IC nguồn LM2576-5V để tạo nguồn ổn áp với mức điện áp 5V và IC nguồn AMS1117-3V3 để tạo nguồn ổn áp 3.3V. Các IC nguồn này đều khá thông dụng và đơn giản trong lắp đặt, hoạt động tương đối ổn định. Sơ đồ nguyên lý khối nguồn của thiết bị được thể hiện trong H.4.

2.8. Thiết kế khối pin dự phòng

Để đảm bảo quá trình truyền tin không bị ảnh hưởng, nhóm tác giả có đưa ra ý tưởng sử dụng mạch pin dự phòng cho thiết bị. Mạch được thiết kế trên cơ sở sử dụng IC LTC4412, đây là một IC hoạt động dựa trên nguyên lý điều khiển một van bán dẫn ngoài để chuyển nguồn cấp giữa hai nguồn mà người dùng sử dụng. Ở đây là bộ nguồn chính được trình bày trên phần 2.7 và pin dự phòng gồm hai pin 3.6 V mắc nối tiếp để cấp nguồn cho IC AMS117-5V phía sau.



H.4. Sơ đồ nguyên lý khối nguồn cấp của thiết bị



H.5. Mạch pin dự phòng

2.9. Xây dựng khối truyền thông không dây chuẩn Zigbee

Khối truyền phát không dây ở cả hai phiên bản thiết bị đều sử dụng module truyền phát SoC CC2650 sản xuất bởi hãng Texas Instrument. CC2650 là module SoC hỗ trợ 2 chuẩn truyền thông là IEEE 802.15.4/ZigBee băng tần 2.4 Ghz và BLE 4.0.

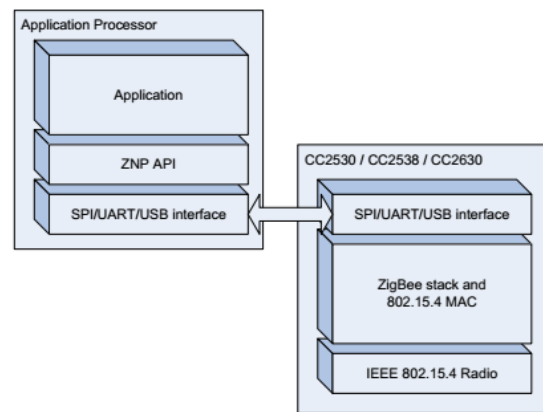


H.6. Module CC2650

CC2650 trong cấu trúc bao gồm hai lõi vi xử lý là ARM®Cortex®-M3 (CM3) 32bit đóng vai trò là vi xử lý chính và ARM®Cortex®-M0 (CM0) đóng vai trò giao tiếp với mạch RF [5]. Theo tài liệu cung cấp bởi hãng, lõi CM3 hoàn toàn có thể đảm nhiệm thêm nhiệm vụ đo tuy nhiên, như theo tiêu đề nhóm tác giả muốn sử dụng mã nguồn mở Arduino với ưu điểm dễ lập trình, hệ thống thư viện hỗ trợ lớn,... đồng thời dễ dàng tái sử dụng phần code đo cho các phiên bản tiếp theo sử dụng tiêu chuẩn truyền tin khác như Wi-fi, Bluetooth,... thay vì ZigBee.

Trong cấu trúc phần cứng của thiết bị, CC2650 sẽ đóng vai trò như một bộ xử lý mạng (ZigBee Processor Network – ZNP) có nhiệm vụ điều hành việc thiết lập mạng, truyền và nhận dữ liệu over-the-air trong mạng giữa thiết bị và bộ điều phối. Atmega328p trong mạch sẽ đóng vai trò bộ xử lý

ứng dụng (ZigBee Application Processor - ZAP) sẽ đóng vai trò điều khiển ZNP CC2650 thông qua giao tiếp Serial (H.7).



H.7. Mô hình kết nối giữa CC2650 và vi xử lý ngoài

Để sử dụng module CC2650, hãng Texas đã cung cấp bộ phần mềm hỗ trợ như IAR Embedded Workbench, SmartRF Studio, Z-tool,... và các thư viện API hỗ trợ như Z-Stack Home, Z-Stack Mesh,... Người dùng có thể tải về miễn phí. Ở đây, nhóm tác giả đã sử dụng API Z-Stack Home ZNP nạp cho module CC2650. Do sử dụng chương trình nhúng ZNP từ gói Z-Stack của TI nên ta cũng cần sử dụng các quy chuẩn mà thư viện cung cấp. Trong đó:

- SOF (Start of frame): byte bắt đầu của bản tin. Mặc định là 0xFE.
- Length: byte thể hiện độ dài của khung Data.
- Command: 2 byte là giá trị nhận dạng bản tin.
- Data: khung dữ liệu(tối đa 250 bytes).
- FCS (Frame-check sequence): là byte kiểm tra tính nguyên vẹn của cả khung bằng việc XOR tất cả các byte với nhau.

Ví dụ các câu lệnh dùng để thiết lập mạng:

```

COM4 (Arduino/Genuino Uno)

Sending_SYS_RESET( HEX): FE 1 41 0 0 40
--> Response( HEX):
FE 6 41 80 0 2 0 2 6 3 C2

Sending_AF_REGISTER( HEX): FE F 24 0 1 4 1 53 0 0 0 3 0 0 15 0 2 7 0 6F
--> Response( HEX):
FE 1 64 0 0 65

Sending_ZDO_STARTUP( HEX): FE 1 25 40 0 64
--> Response( HEX):
FE 1 65 40 0 24 FE 1 45 C0 9 8D

Sending_UTIL_GET_DEVICE_INFO_SREQ( HEX): FE 0 27 0 27
--> Response( HEX):
FE 12 67 0 0 4 80 AA 7 0 4B 12 0 0 0 1 9 2 E4 6F C3 F6 B1
    
```

H.8. Khung lệnh theo chuẩn Z-Stack được truyền đi trong quá trình khởi tạo mạng

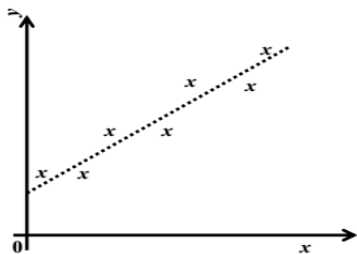
3. HIỆU CHỈNH VÀ THỬ NGHIỆM

3.1. Hiệu chỉnh thiết bị đo và giám sát điện năng không dây

Trước khi hiệu chỉnh, ta cần phải để thiết bị cần hiệu chỉnh hoạt động trong một khoảng thời gian để cho thiết bị ổn định, sau đó mới tiến hành hiệu chỉnh.

Đối với thiết bị đo và giám sát điện năng không dây, do điều kiện thiết bị tham chiếu (ở đây là đồng hồ đa năng Wavetek HD115B do hãng Wavetek Meterman - Hoa Kỳ sản xuất) và điều kiện nguồn tham chiếu, nhóm nghiên cứu chỉ tiến hành hiệu chỉnh hai đại lượng: điện áp xoay chiều hiệu dụng (U_{rms}) và cường độ dòng điện xoay chiều hiệu dụng (I_{rms}).

Trong quá trình hiệu chỉnh, nhóm tác giả nhận thấy các giá trị điện áp (dòng điện) đo được tăng tuyến tính so với giá trị điện áp (dòng điện) tham chiếu. Do đó, nhóm tác giả lựa chọn phương pháp bình phương cực tiểu với ý tưởng của phương pháp là tính toán một đường thẳng dựa vào các giá trị đo được và giá trị tham chiếu sao cho tổng bình phương các sai lệch là nhỏ nhất.



H.9. Biểu đồ minh họa phương pháp bình phương cực tiểu

Phương trình đường thẳng (nét đứt) có dạng:

$$y^* = a_0 + a_1 \times x \quad (11)$$

Trong đó: y^* là giá trị thuộc đường thẳng d tương ứng với giá trị x ; a_0, a_1 là hệ số của đường thẳng.

Giả sử ta có n cặp giá trị $(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_n, y_n)$.

Ta có sai lệch e :

$$e_i = y_i - y^* = y_i - a_0 - a_1 \times x_i$$

Tổng bình phương các sai lệch là:

$$S_e = \sum_{i=1}^n e_i^2 = \sum_{i=1}^n (y_i - a_0 - a_1 \times x_i)^2 \quad (12)$$

Để S_e nhỏ nhất ta có công thức tính các hệ số:

$$a_0 = \frac{n \times \sum_{i=1}^n (x_i \times y_i) - n \times \sum_{i=1}^n x_i \times \sum_{i=1}^n y_i}{n \times \sum_{i=1}^n x_i^2 - (\sum_{i=1}^n x_i)^2} \quad (13)$$

$$a_1 = \frac{\frac{1}{n} \times \sum_{i=1}^n (x_i \times y_i) - \bar{x} \times \bar{y}}{\frac{1}{n} \times \sum_{i=1}^n x_i^2 - \bar{x}^2} \quad (14)$$

Với \bar{x}, \bar{y} là giá trị trung bình của các giá trị x_i, y_i

Đối với thiết bị, nhóm tác giả lấy trực x là trực U_{read} (I_{read}) và trực y là trực U_{ref} (I_{ref}). Sử dụng phương pháp bình phương cực tiểu ta sẽ có phương trình đường thẳng:

$$X_{ref} = a_{0X} + a_{1X} \times X_{read} \quad (15)$$

Ta thấy sai số xảy ra gồm cả cộng tính và nhân tính.

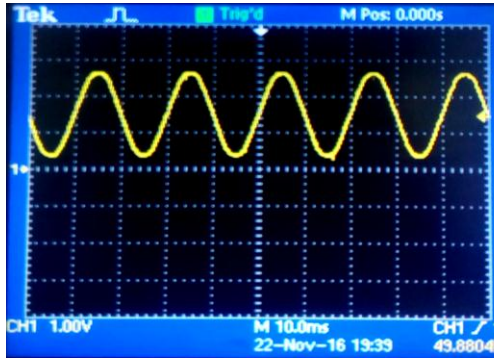
3.2. Thử nghiệm thiết bị

Nhóm nghiên cứu hiện đã xây dựng được hai thiết bị đo và giám sát điện năng không dây. Phiên bản EM-03a và EM-03b. EM-03b chỉ có một vài cải tiến nhỏ về sơ đồ đấu nối dây vào/ra so với phiên bản EM-03a (H.10).



H.10. Công tơ số phiên bản EM-03b

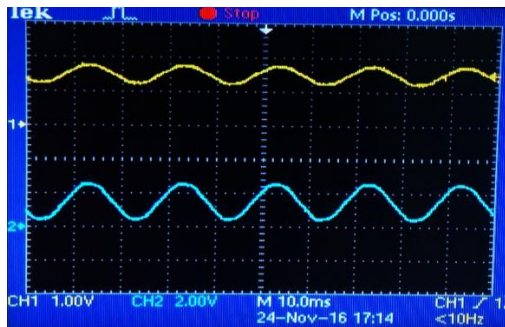
Sử dụng dao động ký điện tử để quan sát dạng tín hiệu được xuất ra sau khối cảm biến điện áp và dòng điện, ta bước đầu đánh giá được khả năng xử lý tín hiệu đo của khối cảm biến.



H.11. Dạng tín hiệu xuất ra từ mạch đo điện áp

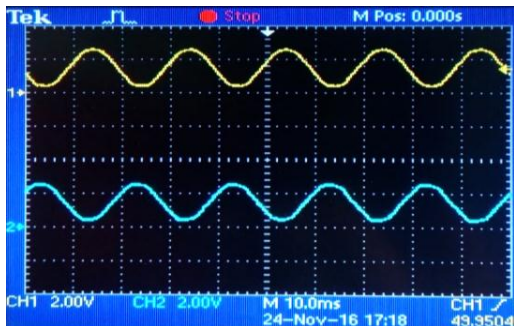
Theo dõi đồ thị H.11, ta có thể thấy, tín hiệu điện áp từ mạch đo có dạng hình sin tương đối chuẩn, ít nhiễu. Tín hiệu được nâng mức offset lên khoảng 1.25V đúng theo thiết kế trước khi đi vào bộ ADC của vi điều khiển.

Trên hình H.12, tín hiệu màu vàng (kênh 1) là ứng với hệ số khuếch đại $G_1 = 1$; tín hiệu màu xanh (kênh 2) là ứng với hệ số khuếch đại $G_2 = 4$.



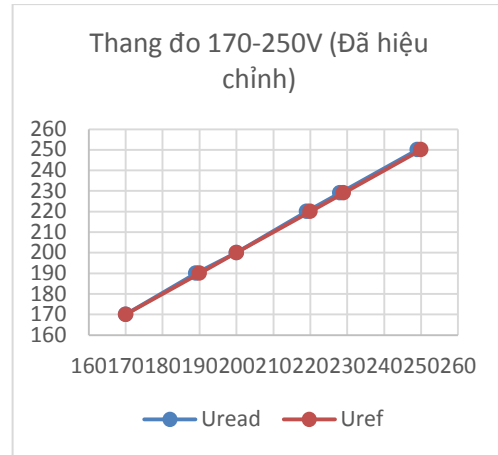
H.12. Dạng tín hiệu xuất ra từ mạch đo dòng điện với tải thuần trở

Ta có thể thấy từ đồ thị H.13, tín hiệu điện áp và dòng điện lệch pha nhau 90° khi sử dụng thiết bị để đo dòng qua tải thuần trở. Ta tiến hành hiệu chỉnh thiết bị theo phương pháp như đã trình bày.



H. 13. So sánh sự lệch pha giữa tín hiệu điện áp và dòng điện với tải đo thuần trở

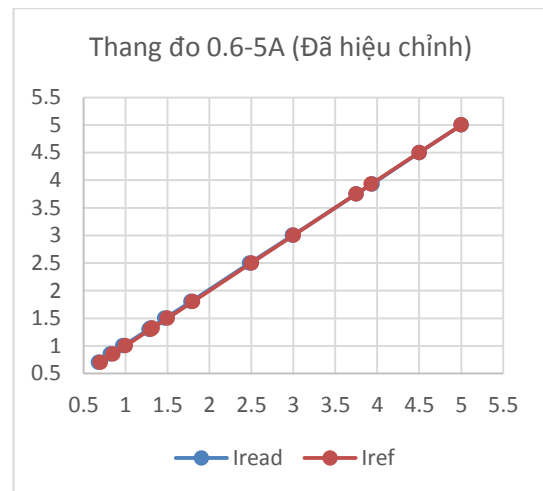
Sau hiệu chỉnh, ta thử nghiệm đo các đại lượng điện áp hiệu dụng, cường độ dòng điện hiệu dụng sau khi hiệu chỉnh và xây dựng được đồ thị so sánh giữa điện áp đọc từ thiết bị và thiết bị tham chiếu (H.14).



H. 14. Đồ thị so sánh giá trị điện áp đo được với thiết bị tham chiếu sau hiệu chỉnh

Từ đồ thị, ta thấy được sai số tương đối trong phép đo điện áp đã giảm xuống còn khoảng 1% so với giá trị đo của thiết bị tham chiếu.

Tiến hành hiệu chỉnh tương tự cho phép đo cường độ dòng điện hiệu dụng. Ta cũng có được đồ thị so sánh cường độ dòng điện hiệu dụng với kết quả đo bởi thiết bị tham chiếu trong H.15.



H. 15. Đồ thị so sánh giá trị dòng điện đo được với thiết bị tham chiếu sau hiệu chỉnh

Qua quá trình thử nghiệm, thiết bị đo có sai số tương đối trong phép đo điện áp là khoảng $\pm 5\%$, sau khi hiệu chỉnh, sai số tương đối trong phép đo giảm xuống còn $\pm 1\%$. Đối với phép đo dòng điện, khi chưa hiệu chỉnh, sai số tương đối của phép đo khoảng $\pm 3.38\%$, sau khi hiệu chỉnh, sai số tương đối phép đo cũng đạt khoảng $\pm 1\%$.

4. KẾT LUẬN

Kết quả thử nghiệm cho thấy thiết bị hoạt động tương đối ổn định và đạt được cơ bản những yêu cầu

mà nhóm nghiên cứu đã đặt ra. Sai số trong phép đo điện áp và dòng điện hiệu dụng ở mức $\pm 1\%$. Trong thời gian tới, nhóm nghiên cứu sẽ cố gắng phát triển tiếp thiết bị để giải quyết những vấn đề trên.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] <https://www.arduino.cc/en/uploads/Main/Arduino-Pro-Mini-schematic.pdf/>
- [2] Tập đoàn Điện lực Việt Nam, Quy định yêu cầu kỹ thuật của công tơ điện tử sử dụng trong Tập đoàn Điện lực Việt Nam, 10/2014.
- [3] IEC, International standard IEC 62053-21, 1/2003.
- [4] IEEE, IEEE Std. 802.15.4TM-2003, Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs), October 2003.
- [5] Texas Instrument, (2015, February) – SWRS158B, CC2650 SimpleLinkTM Multistandard Wireless MCU, Available: <http://ti.com>
- [6] Texas Instrument, (2014, January), Developing a Zigbee[®] System Using a CC2530-ZNP Approach, Application Report [Online], Available: <http://ti.com>
- [7] ZigBee Alliance, Inc, (2012, May) *Zigbee Cluster Library Specification*, Available: <http://www.zigbee.org>.
- [8] N. K. De, G. D. Ray, T. K. Bhattacharya, (2008), *Basic Electrical Technology, Version 2 EE IIT* [Online], Indian Institute of Technology Kharagpur, Available: http://www.academia.edu/8509141/Basic_Electrical_Technology

NGHIÊN CỨU ỨNG DỤNG PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TỐI ƯU LQR ĐỂ ĐIỀU KHIỂN NHIÊN LIỆU CUNG CẤP CHO ĐỘNG CƠ XĂNG

A STUDY ON APPLICATION OF USING THE LQR METHOD TO CONTROL THE REFUEL FOR GASOLINE ENGINE

Lưu Kim Thành, Trần Anh Dũng, Đào Quang Khanh

Trường Đại học Hàng hải Việt Nam

Email: luukimthanh@gmail.com, trananhdung70@gmail.com, dqk21011981@gmail.com

Tóm tắt:

Bài báo đề cập tới vấn đề nghiên cứu mô hình toán, khảo sát sự phụ thuộc của góc bướm ga với lượng nhiên liệu cung cấp cho động cơ xăng. Trên cơ sở phương pháp điều khiển tối ưu LQR thiết kế bộ điều khiển phản hồi trạng thái nhằm mục tiêu điều khiển lượng nhiên liệu cung cấp cho động cơ theo giá trị tốc độ đặt.

Từ khóa:

Điều khiển nhiên liệu cung cấp, phản hồi không gian trạng thái, mô hình động cơ xăng, điều khiển tối ưu.

Abstract:

This paper studied about the gasoline engine model and investigated the dependence of the throttle angle to the amount of fuel to supply for the gasoline engine. Based on the method of optimal control using LQR controller and the setting speed value to design the state feedback controller to control the refuel system of the gasoline engine.

Keywords:

Control of fuel supply, state space feedback controller, gasoline engine models, optimal control.

Ký hiệu			T_{em}	K	Nhiệt độ không khí trong đường xả
Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa	V_{im}	m^3	Thể tích đường hút
$\left(\frac{A}{F}\right)_s$		Tỷ lệ hòa khí	V_{em}	m^3	Thể tích đường xả
A_{exh}	m^2	Tiết diện đường xả	V_d	m^3	Thể tích buồng đốt
A_{ih}	m^2	Tiết diện đường hút	α_{cl}		Góc mở α trung bình
C_{dth}		Hằng số đường hút	η_i	$f(P_{im}, \omega_e)$	Hiệu suất chỉ thị
C_{dexh}		Hằng số đường xả	η_{vol}	$f(\gamma)$	Hàm thể tích hiệu quả
H_l	J/kg	Nhiệt trị thấp	λ		Tỷ lệ nhiên liệu
J_e	Kg m^2	Momen quán tính	Chữ viết tắt		
η_{cyl}		Số xi lanh	LQR		Linear Quadratic Regulator
P_{amb}	Pa	Áp suất không khí	SI		spark-ignition
R	J/kgK	Hằng số khí	FI		Fuel Injection
T_{amb}	K	Nhiệt độ không khí môi trường	ECU		Electronic Control Unit
T_{im}	K	Nhiệt độ không khí trong đường hút	VVT		Variable Valve Timing

1. PHẦN MỞ ĐẦU

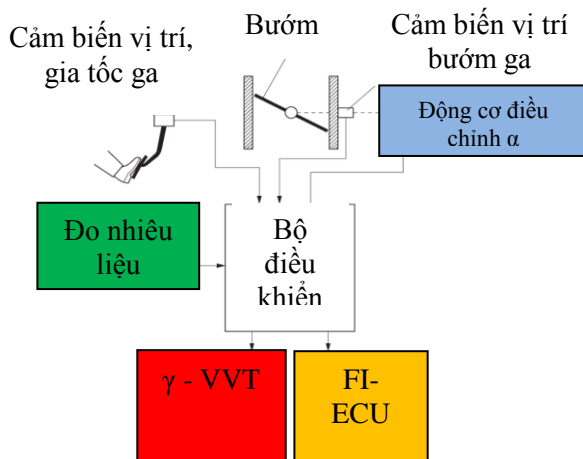
Đã có hơn 50 triệu chiếc xe được sản xuất trên toàn thế giới trong năm 2007, xe sản xuất tăng 5% mỗi năm. Sự phát triển này của thị trường ô tô mang lại nhiều khía cạnh tiêu cực cần được xem xét nghiêm túc của ngành công nghiệp ô tô. Thứ nhất, động cơ đốt trong đã trở thành một trong những nguyên nhân gây ô nhiễm lớn cho môi trường. Thứ hai, giá nhiên liệu tăng cao, buộc các nhà sản xuất động cơ đốt trong phát triển công nghệ mới cho phép giảm lượng khí thải độc hại và nâng hiệu quả [3].

Trên thế giới các nghiên cứu của các nhà khoa học, nhà nghiên cứu phát triển động cơ đốt trong cho thấy, việc tập trung nghiên cứu điều khiển - giám sát quá trình phân phối khí sử dụng bộ điều khiển điện tử ECU, giám sát quá trình đốt cháy nhiên liệu bên trong buồng đốt là những hướng tập trung chính nhằm nâng cao hiệu suất, tiết kiệm nhiên liệu cho động cơ đốt trong.

2. NỘI DUNG CHÍNH

2.1. Điều khiển góc α và γ cho động cơ xăng

Trong các động cơ phun xăng điện tử thông thường, việc điều khiển hiệu suất động cơ được thực hiện bằng cách đọc giá trị tốc độ theo tải được lưu trữ sẵn trong bộ nhớ của ECU từ đó tìm ra một tỷ lệ tốc độ theo tải tốt nhất [4], ngoài ra, người ta có thể xây dựng mô hình toán trên cơ sở thực nghiệm sau đó áp dụng thuật toán điều khiển tối ưu LQR để điều khiển tốc độ và mômen của động cơ đốt trong [6]. Tuy nhiên, các phương pháp trên đều không quan tâm đến diễn biến quá trình xảy ra bên trong động cơ mà thường được mô tả bởi các phương trình vi phân.



H.1. Cấu trúc của hệ thống điều khiển góc α và γ

Mục tiêu của bài báo, trình bày phương pháp điều khiển tối ưu LQR cho mô hình động cơ đốt trong (1) mà ở đó chế độ vận hành động cơ xăng có sử dụng bộ phun xăng điện tử FI-ECU, công nghệ van biến thiên VVT, đánh lửa điện tử SI.

Vấn đề đặt ra là phải điều chỉnh góc bướm ga α và góc trùng pha trục cam γ -VVT phù hợp với thời gian tăng, giảm tốc độ động cơ nhằm mục tiêu giảm thiểu lượng tiêu hao nhiên liệu. Nhiệm vụ của người điều khiển lúc này là đặt cho động cơ đốt trong một tốc độ bằng chân ga, bộ điều khiển sẽ tự động phối hợp góc α và γ theo tốc độ đặt (H.1).

2.2. Mô hình toán động cơ đốt trong

Xét một động cơ bốn kỳ sử dụng phương pháp đánh lửa đốt cháy nhiên liệu SI, không xét đến quá trình làm mát, tubro tăng áp mà chỉ khảo sát động cơ theo hai mặt: đường nhiên liệu vào xi lanh và đường khí thải từ xi lanh ra ngoài. H2 thể hiện mô hình dòng chảy phân phối khí trong động cơ đốt trong [3].

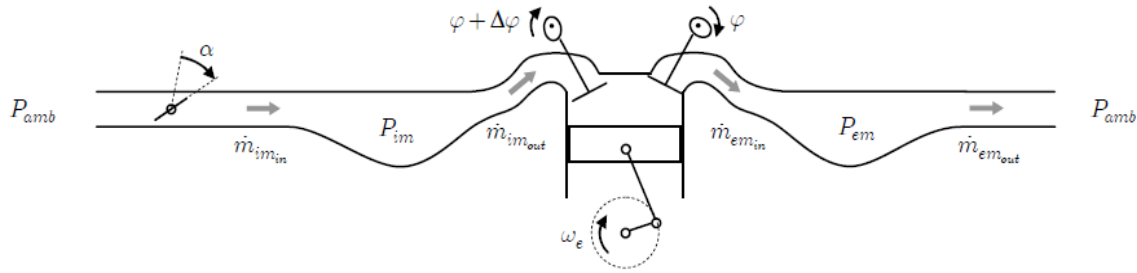
Trong đó các ký hiệu hình 2 như sau: α : Góc mở chân ga, [rad], φ : Góc mở sớm trên trục cam, [rad], P_{amb} : áp suất môi trường xung quanh, [Pa], P_{im} : áp suất đường hút, [Pa], P_{em} : áp suất đường xả, [Pa], m_{imin} : lượng nhiên liệu vào ống nạp, [mm³], m_{imout} : lượng nhiên liệu ra khỏi ống nạp [mm³], m_{emin} : lượng nhiên liệu vào ống nạp [mm³], m_{emout} : lượng nhiên liệu ra khỏi ống nạp [mm³], ω_e tốc độ góc của động cơ [rad/s], τ_e momen trên trục động cơ [Nm], τ_i momen cản [Nm]. Theo [3] ta có hệ phương trình vi phân đầy đủ (1).

Khảo sát động cơ xăng Ford 2.0L với các thông số được liệt kê trong bảng B.1, thay thế các thông số và tuyến tính hóa các phương trình (1), tìm ra được các ma trận như sau [3]:

$$A = \begin{pmatrix} -12.62 & 0 & -1965 \\ 27.66 & -2330 & 4319 \\ 0.02249 & -0.002113 & 0.2317 \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} 83283 & 7510 \\ 0 & -16512 \\ 0 & -11.99 \end{pmatrix},$$

$$C = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}, D = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{P}_{im}(t) &= \left(\frac{\lambda RT_{im,o}}{V_{im}} \right) \left[C_{dth} A_{th} \left(1 - \frac{\cos(\alpha + \alpha_{cl})}{\cos(\alpha_{cl})} \right) \frac{P_{amb}}{\sqrt{RT_{amb}}} 0.685 \left(1 - \exp \left(9 \frac{P_{im}}{P_{amb}} - 9 \right) \right) - \eta_{vol}(\gamma) \frac{P_{im} V_d}{RT_{im,o}} \frac{\omega_e n_{cyl}}{4\pi} \right] \\ \dot{P}_{em}(t) &= \left(\frac{\lambda RT_{em,o}}{V_{em}} \right) \left[\eta_{vol}(\gamma) \frac{P_{im} V_d}{RT_{im,o}} \frac{\omega_e n_{cyl}}{4\pi} \left(1 + \frac{1}{\lambda \left(\frac{A}{F} \right)_s} \right) - C_{dexh} A_{exh} \frac{P_{em}}{\sqrt{RT_{em,o}}} 0.685 \left(1 - \exp \left(9 \frac{P_{im}}{P_{amb}} - 9 \right) \right) \right] \\ \dot{\omega}_e(t) &= \frac{1}{J_e} \left[\eta_i(P_{im}, \omega_e) \frac{1}{\mu \left(\frac{A}{F} \right)_s} \frac{H_l}{\omega_e} \left(\eta_{vol}(\gamma) \frac{P_{im} V_d}{RT_{im,o}} \frac{\omega_e n_{cyl}}{4\pi} \left(1 + \frac{1}{\lambda \left(\frac{A}{F} \right)_s} \right) \right) - \frac{V_d n_{cyl}}{4\pi} (P_{em} - P_{im} + f_{mep}) - \tau_l \right] \end{aligned} \right\} \quad (1)$$



H.2. Mô hình phân phối khí của động cơ đốt trong

B.1. Thông số của động cơ xăng hãng Ford 2.0L

Ký hiệu	Ý nghĩa	Giá trị	Ký hiệu	Ý nghĩa	Giá trị
$\left(\frac{A}{F} \right)_s$	Tỷ lệ hòa khí	14.64	T_{amb}	Nhiệt độ không khí môi trường	288.15 [K]
A_{exh}	Tiết diện đường xả	0.00385 [m ²]	T_{im}	Nhiệt độ không khí trong đường hút	288.15 [K]
A_{th}	Tiết diện đường hút	0.00385 [m ²]	T_{em}	Nhiệt độ không khí trong đường xả	593 [K]
C_{dth}	Hằng số đường hút	0.85	V_{im}	Thể tích đường hút	0.004 [m ³]
C_{dexh}	Hằng số đường xả	0.7	V_{em}	Thể tích đường xả	0.004 [m ³]
H_l	Nhiệt trị thấp	44.106 [J/kg]	V_d	Thể tích buồng đốt	0.0006638 [m ³]
J_e	Momen quán tính	0.15 [kg m ²]	α_{cl}	Góc mở α trung bình	70
η_{cyl}	Số xi lanh	6	η_i	Hiệu suất chỉ thị	$f(P_{im}, \omega_e)$
P_{amb}	Áp suất không khí	101325 [Pa]	η_{vol}	Hàm thể tích hiệu quả	$f(\gamma)$
R	Hằng số khí	287.327 [J/kgK]	λ	Tỷ lệ nhiên liệu	1.4

2.3. Phương pháp điều khiển tối ưu LQR

Bài toán điều khiển tối ưu *LQR* thiết kế bộ điều khiển trạng thái dựa trên phương trình trạng thái quen thuộc của đối tượng ở dạng phương trình Cauchy [1]:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A.x + B.u \\ y &= C.x + D.u \end{aligned} \quad (2)$$

và điều kiện cực tiểu hàm chỉ tiêu chất lượng dạng toàn phương:

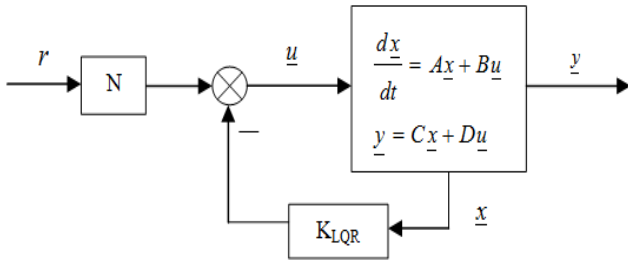
$$J = 0.5 \int_0^{\infty} (\underline{x}^T Q \underline{x} + \underline{u}^T R \underline{u}) dt \rightarrow \min \quad (3)$$

Trong đó \underline{x} - véc tơ trạng thái ($n \times 1$); \underline{u} - véc tơ điều khiển ($m \times 1$); A, B, C, D - các ma trận hệ số

không đối; Q, R - các ma trận đường chéo của các trọng số được đưa ra bởi người thiết kế.

Luật điều khiển $\underline{u} = -K_{lqr} \underline{x}$ (coi tín hiệu đặt bằng không), trong đó $K_{lqr} = R^{-1} B^T P$ - ma trận các hệ số phản hồi, được xác định sau khi giải phương trình Riccati theo ma trận vuông P .

$$A^T P + P A + Q - P B R^{-1} B^T P = 0 \quad (4)$$



H.3. Cấu trúc bộ điều khiển LQR

Hệ kín mới có phương trình trạng thái như sau [5]:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= (A - BK_{lqr})x + BN_r \\ y &= Cx + DN_r \end{aligned} \quad (5)$$

Tương đương:

$$G(s) = [C(sI - (A - BK_{lqr}))^{-1} B + D] N \quad (6)$$

Tìm ma trận tiền xử lý N sao cho hệ kín bằng (1) tại tần số $s = 0$ [5]:

$$G(0) = -[C((A - BK_{lqr}))^{-1} B + D] N = 1 \quad (7)$$

$$\Leftrightarrow N = -[C((A - BK_{lqr}))^{-1} B + D]^{-1} \quad (8)$$

Tổng hợp bộ điều khiển LQR trong matlab:

$$K = \text{LQR}(A, B, Q, R)$$

$$N = \text{inv}(\text{diag}(\text{dcgain}(\text{ss}((A - B*K), B, C, D))))$$

2.4. Tổng hợp bộ điều khiển và kết quả mô phỏng

Từ phương trình phi tuyến của động cơ xăng (1), sau khi đã tuyến tính hóa ta thu được các ma trận A, B, C, D , hệ thống áp dụng điều khiển LQR cho động cơ xăng có cấu trúc simulink [2] như H4.

Trong đó K_{lqr} - ma trận phản hồi trạng thái cần tìm, N - ma trận bù tín hiệu đặt, $u = [\alpha, \gamma]^T$, $x = [P_{im} \ P_{em} \ \omega_e]^T$, $y = [\omega_e]$. Việc tìm ma trận K_{lqr} tổng hợp theo (4), N được tổng hợp theo (8) như trên cho kết quả hệ số ma trận K_{lqr} như sau: $K_{lqr} = [0.0008 \ 0.0001 \ -0.0006; 0.0933 \ -0.0255 \ -0.2483]$, $N = [0.0236 \ 0; 0 \ -2.8311]$; với các ma trận trọng lượng $Q = [1 \ 0 \ 0; 0 \ 1 \ 0; 0 \ 0 \ 1]$, $R = [150000 \ 0; 0 \ 100]$.

Tổng hợp bộ điều khiển LQR cho động cơ đốt trong bằng Matlab và cho mô phỏng ta được kết quả H5:

$$A = [-12.62 \ 0 \ -1965; 27.66 \ -2330 \ 4319; 0.02249 \ -0.002113 \ 0.2317]$$

$$B = [83283 \ 7510; 0 \ -16512; 0 \ -11.99]$$

$$C = [0 \ 0 \ 1]$$

$$D = [0 \ 0]$$

$$Q = \text{diag}([1, 1, 1])$$

$$R = \text{diag}([150000, 100])$$

$$G = \text{ss}(A, B, C, D)$$

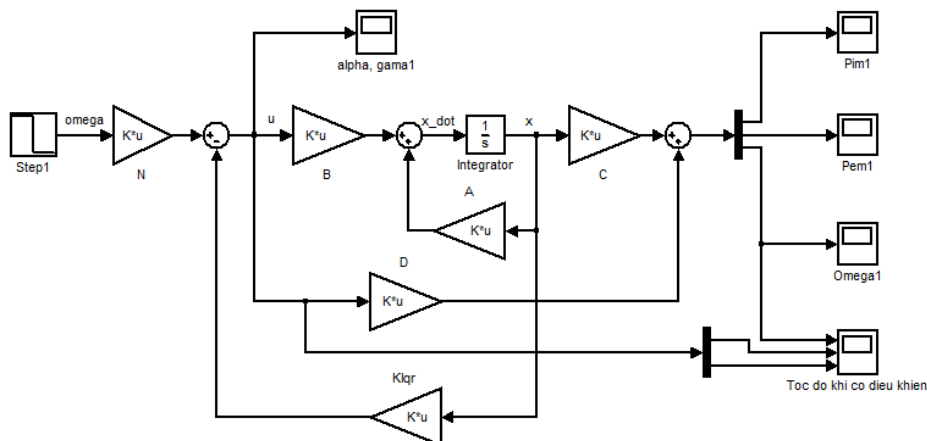
$$p = \text{eig}(A)$$

$$K = \text{LQR}(A, B, Q, R)$$

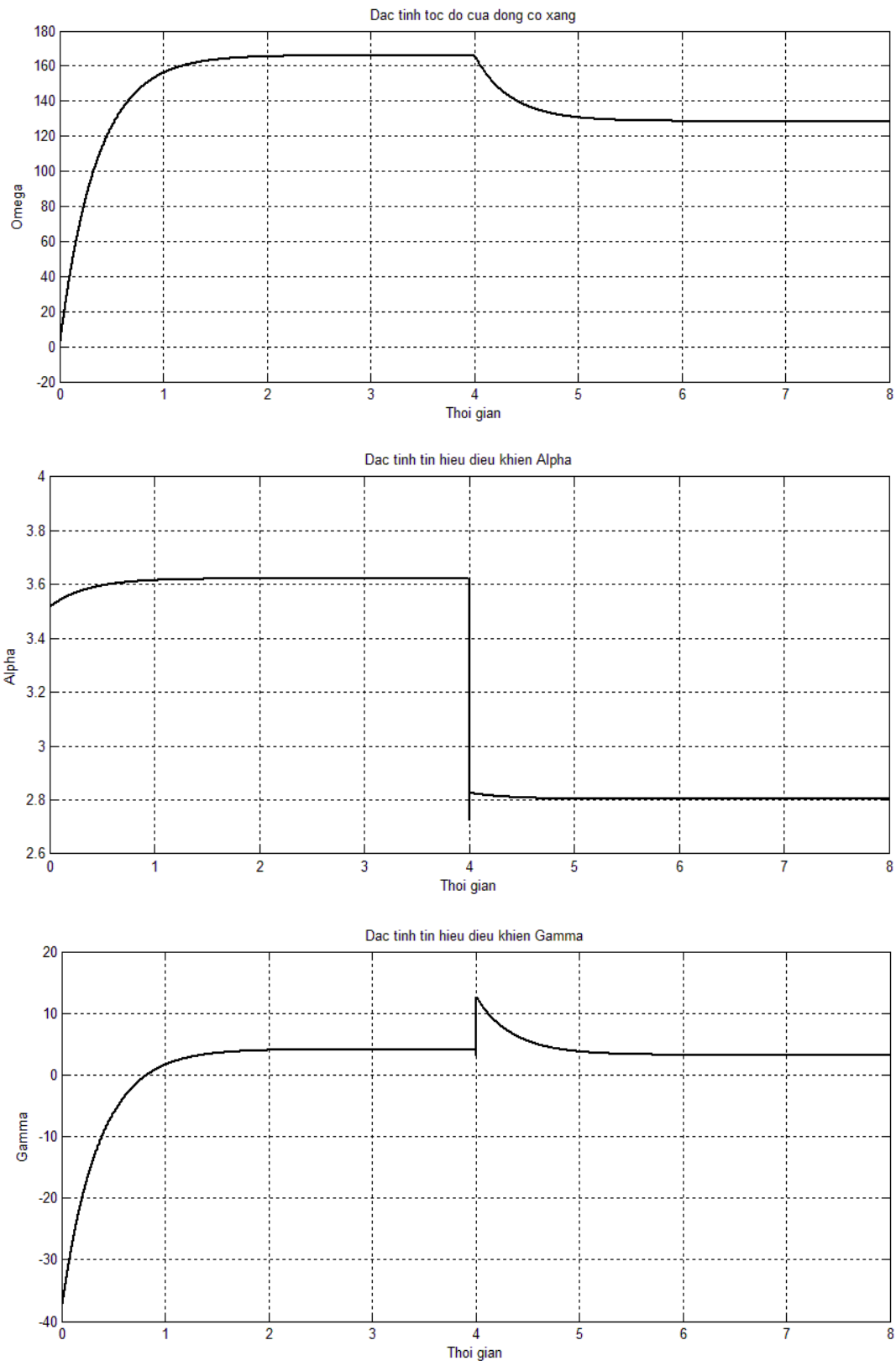
$$K = [0.0008 \ 0.0001 \ -0.0006; 0.0933 \ -0.0255 \ -0.2483]$$

$$N = \text{inv}(\text{diag}(\text{dcgain}(\text{ss}((A - B*K), B, C, D))))$$

$$N = [0.0236 \ 0; 0 \ -2.8311]$$



H.4. Cấu trúc điều khiển động cơ đốt trong sử dụng bộ điều khiển LQR



H.5. Đặc tính tốc độ động cơ xăng khi đặt $\omega_1=168$ [rad/s] (tại $t=0$ s), $\omega_2=128$ [rad/s], (tại $t=4$ s) và đặc tính tín hiệu điều khiển α, γ

Nhận xét: Khi sử dụng bộ điều khiển bằng phương pháp tối ưu LQR (H.4) ta đặt cho hệ thống giá trị tốc độ yêu cầu $\omega_1 = 168$ (rad/s), $\omega_2 = 128$ (rad/s), hệ thống sẽ tự động điều chỉnh độ lớn của α, γ , kết quả

(H.5) cho thấy độ lớn điều chỉnh của α là nhỏ hơn so với khi sử dụng phương pháp điều khiển khác ví dụ như phương pháp gán điểm cực.

3. KẾT LUẬN

Bài toán tự động điều chỉnh góc bướm ga α , góc trùng pha trục cam γ cho động cơ xăng bằng phương pháp điều khiển tối ưu *LQR* đã đáp ứng được yêu cầu chất lượng đặt ra của bài toán: tối ưu góc α và γ

từ đó tối ưu lượng nhiên liệu cung cấp cho động cơ xăng, cho chất lượng động học tốt. Bài toán cho phép hiệu chỉnh bộ điều khiển *K* tùy thuộc vào yêu cầu chất lượng đặt ra của hệ thống bằng cách thay đổi các phần tử trên đường chéo chính của ma trận trọng lượng *Q* và *R*.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Trần Anh Dũng, *Điều khiển hiện đại - lý thuyết và ứng dụng*(2013) NXB Giao thông Vận tải. Hà Nội.
- [2] Nguyễn Doãn Phước (2007), *Lý thuyết điều khiển nâng cao*, NXB Khoa học và Kỹ thuật. Hà Nội.
- [3] J.P.R. Jongeneel, Input redundant internal combustion engine with linear quadratic Gaussian control and dynamic control allocation. The University of Melbourne, Australia.
- [4] Hakan Yilmaz, Li Jiang, Kyung-ho Ahn, Anna Stefanopoulou (2010), *Optimally Controlled Flexible Fuel Vehicle*. The University of Michigan, USA.
- [5] Julio H. Braslavsky (2008) *Control Systems Design - Introduction to Optimal Control and Estimation*. The University of Newcastle, England.
- [6] Jose David Lopez, Jairo Jose Espinosa, John Ramiro Agudelo (2011) *LQR control for speed and torque of internal combustion engines*. School of Mechatronics, Universidad Nacional de Colombia, Medelln.

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF EXCITATION CONTROL SYSTEM BASED ON DIRECT LYAPUNOV METHOD

Quang Nguyen Hong

Department of Industrial Automation - Ha noi University of Science and Technology, Ha noi, Vietnam

Email: Quang.nguyenhong1@hust.edu.vn

Abstract:

The conventional way to control the excitation of synchronous generator is to use the automatic voltage regulator (AVR) with the supplement signal of the power system stabiliser (PSS) for elimination of negative damping. In this paper a systematic approach to the design of the PSS is proposed. Lyapunov's direct method is used to derive a control strategy for the excitation control of a synchronous generator. In addition, the paper also presents the use of hardware in loop (HIL) to verify the model in the laboratory condition. The experience result from digital controller of Hoabinh hydro power generator is given as the illustrative evidence.

Keywords:

Excitation control, PSS, Lyapunov.

1. INTRODUCTION

Though generator output power is decided by a turbine's mechanical torque, it can be changed by transiently changing the excitation value (Fig.1).

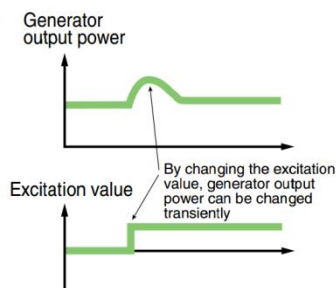


Fig 1. Excitation reaction

A PSS detects the change in generator output power, controls the excitation value, and reduces the rapid power fluctuation (Fig.2).

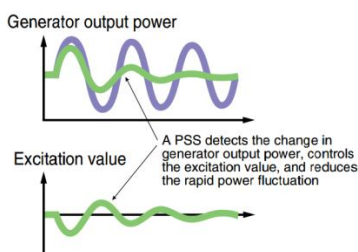


Fig 2. PSS in action

Although the AVR is very effective during normal

steady-state operation, it may have a negative influence on the damping of power swings in the transient state [1]. A supplementary control loop to compensate for such negative effect, known as PSS, is often added. The main problem associated with the design of traditional AVR- PSS systems is the difficult ties to contain the damps efficiently in multimodal oscillations containing both local and inter- area modes [3].

A PSS has been derived using a nonlinear multi-machine system model [2]. The control law uses an energy-type Lyapunov function to maximize the speed with which the system returns to the equilibrium point following a disturbance. This control law is optimal only for the particular Lyapunov function used.

The verification of the proposed controller can be observed in the real-time digital simulator, which implemented in Matlab xPC target. The xPC platform allows to represent a wide and significant class of operating conditions system with additional control loops (under and over excitation). That would allow deep performances checking and fine parameters tuning. Implementation example is given in Hoabinh hydro power to show the effectiveness of the proposed control algorithm.

5. BACKGROUND OF PSS

5.1. Theory of PSS

The PSS detects fluctuations in generator output power and controls the excitation. The type of PSS is distinguished by its detection signal. The simplest and most typical type is the ΔP input type unit; however, $\Delta\omega$ and Δf input type units have been introduced to improve the stability of the intra-

system oscillation mode (i.e., long-term or interface mode) in view of the large increase in power. Fig. 2 shows the block diagram of a conventional PSS, which uses real power as the input signal

The comparison of torque characteristics between three different modes: constant excitation (CS), AVR and AVR with PSS can be described [3] as the next table 1.

Table 1. The comparison of torque characteristics

CS	<p>$K1$: Synchronizing torque D : Damping torque M : Inertia</p>	
AVR	<p>$K1A$: Synchronizing torque by AVR DA : Damping torque by AVR</p>	
AVR + PSS	<p>$K1P$: Synchronizing torque by PSS DP : Damping torque by PSS</p>	

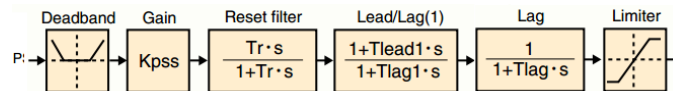


Fig. 3. The conventional PSS

5.2. Direct Lyapunov based PSS

Although the PSS itself is not expensive, the commissioning costs can be quite high because of the need to undertake extensive system-wide studies in order to optimise the AVR and PSS settings. In order to deal with these new challenges the stabilisers should be robust (i.e. insensitive to changing loading conditions). Following the guidelines of designing the PSS in [2], [5], an attempt to solve this problem based on the application of the Lyapunov's direct method would be presented.

Figs. 4 and 5 show a generator-infinite busbar system and the corresponding phasor diagram.

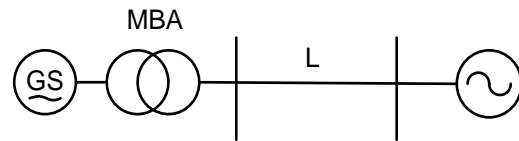


Fig. 4. Schematic diagram of generator infinite bus bar system

The Lyapunov function used in this paper comprises four terms:

$$\Upsilon = \Upsilon_k + \Upsilon_p + \Upsilon_{E_d} + \Upsilon_{E_q} \quad (1)$$

where Υ_k is a kinetic energy term, Υ_p is a potential energy term, and Υ_{E_d} and Υ_{E_q} are two additional terms to account for flux decrement effects on the d and q axes.

In the fig.5, x_d , x_d' và x_q , x_q' are d-axis and q-axis reactances in stable and transient conditions. Lyapunov's stability theorem states that the post fault system is stable provided that the time derivative of the Lyapunov function along the system trajectory is negative semidefinite (i.e. $\dot{\Upsilon} \leq 0$). Having obtained a suitable Lyapunov function in eqn.1, the next stage of the design process is to devise the necessary control strategy that ensures the negative value of Υ at all instants.

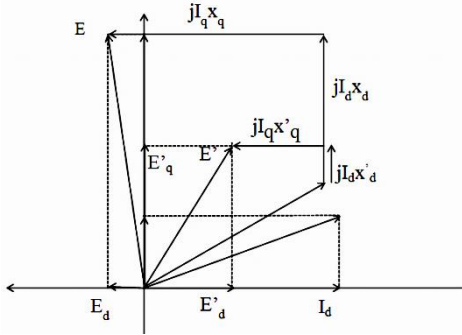


Fig. 5. Phasor diagram of synchronous generator

5.3. Control design

The control strategy is based on the observation that the higher the negative value of the derivative $\dot{\Upsilon}$, the faster the system trajectory tends towards the equilibrium point. The system model is then described as [1]:

$$\frac{d\delta}{dt} = \Delta\omega \quad (2)$$

$$M \frac{d\Delta\omega}{dt} = P_m - P_e \quad (3)$$

$$T_{do}' \frac{dE_q'}{dt} = E_f - E_q \quad (4)$$

$$T_{qo}' \frac{dE_d'}{dt} = -E_d \quad (5)$$

In which:

$$E_q = \frac{x_d}{x_q'} E_q' - \frac{x_d - x_d'}{x_q'} V_s \cos \delta \quad (6)$$

$$E_d = \frac{x_q}{x_q'} E_d' - \frac{x_q - x_q'}{x_q'} V_s \sin \delta \quad (7)$$

And

$$E_d = \frac{E_q' V_s}{x_d'} \sin \delta + \frac{E_d' V_s}{x_q'} \cos \delta - \frac{V_s^2}{2} \frac{x_q - x_d'}{x_q x_d'} \sin 2\delta \quad (8)$$

With the eqn 1:

$$\Upsilon_k = \int_{-\infty}^t M \left(\frac{d\Delta\omega}{dt} \right) dt = \int_{\Delta\omega=0}^{\Delta\omega} M d(\Delta\omega) = \frac{1}{2} M (\Delta\omega)^2 \quad (9)$$

$$\Upsilon_p = \int_{\delta}^{\delta} [P_m - P_e(\delta)] d\delta \quad (10)$$

$$\Upsilon_{E_q'} = \frac{1}{2} \frac{\alpha}{\beta} \frac{1}{x_d'} [E_q' - \hat{E}_q']^2; \Upsilon_{E_d'} = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon}{\gamma} \frac{1}{x_q'} [E_d' - \hat{E}_d']^2 \quad (11)$$

All of above Υ functions are positive. Derivative of the Υ , one has

$$\dot{\Upsilon} = \dot{\Upsilon}_d + \dot{\Upsilon}_q \quad (12)$$

and

$$\dot{\Upsilon}_d = -\frac{1}{T_{qo}'} \frac{1}{x_q - x_q'} (E_d')^2 \leq 0 \quad (13)$$

$$\dot{\Upsilon}_q = -\frac{1}{T_{do}'} \frac{1}{x_d - x_d'} (E_q - \hat{E}_q')^2 + \frac{1}{T_{do}'} \frac{1}{x_d - x_d'} (E_f - \hat{E}_f') (E_q - \hat{E}_q') \quad (14)$$

Notes that $\dot{\Upsilon}_d$ is always negative, therefore the

Lyapunov control would depend on the sign of $\dot{\Upsilon}_q$. As can be seen, the first component:

$$-\frac{1}{T_{do}'} \frac{1}{x_d - x_d'} (E_q - \hat{E}_q')^2 \text{ is negative at all time, and the}$$

control strategy should therefore aim to make the second component as highly negative as possible at each instant of time during the transient state. Because of $x_d > x_d'$, the control law would have the following structure:

$$(E_f - \hat{E}_f') = -K (E_q - \hat{E}_q') \quad (15)$$

Where $K \gg 1$ is the controller gain and the Lyapunov function Υ decreases at a rate equal to :

$$\begin{aligned} \dot{\Upsilon} &= \dot{\Upsilon}_d + \dot{\Upsilon}_q \\ &= -\left[\frac{1}{T_{do}'} \frac{K+1}{x_d - x_d'} (E_q - \hat{E}_q')^2 + \frac{1}{T_{do}'} \frac{1}{x_q - x_q'} (E_d')^2 \right] \leq 0 \end{aligned} \quad (16)$$

The control strategy can be rewritten as

$$E_f = \hat{E}_f' + K (\hat{E}_q' - E_q) \quad (17)$$

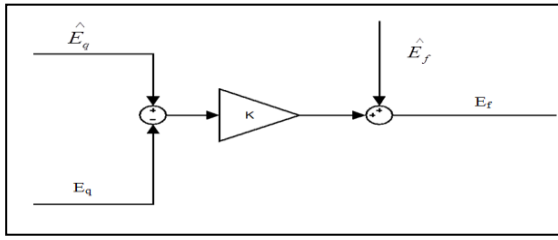


Fig. 6. The proposed Lyapunov based controller

\hat{E}_q can be calculated based on the output signal of the AVR controller since at the desired equilibrium point, $\hat{E}_q = \hat{E}_f$ with \hat{E}_f is the actual AVR output. The hierarchical control structure would be depicted as Fig. 7:

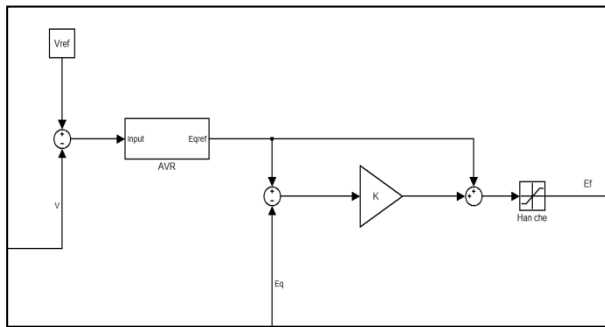


Fig. 7. The hierarchical AVR-PSS controller

3. SIMULATION

3.1. Matlab-Simulink simulation

Simulated model with derived Lyapunov controller and the old AVR-PSS controller is presented on the fig. 5. Simulation results have been obtained for a generator infinite bus bar system using the following data:

Reactance parameters in relative units (pu):					
Xd	Xd'	Xd''	Xq	Xq''	Xl
1.305	0.296	0.252	0.474	0.243	0.18
Time constants (s)					
Td'	Td''	Tdo'	Tdo''	Tq''	Tqo''
1.01	0.053	4.477	0.0625	0.0502	0.1

The gain of the primary level stabilising controller is set at $K=15$. To study the performance of the proposed controller, simulations have been performed that cover a wide range of possible generator loading conditions and the conventional PSS is tuned to give a 'good' performance over the wide range of operating conditions to compare with the new PSS.

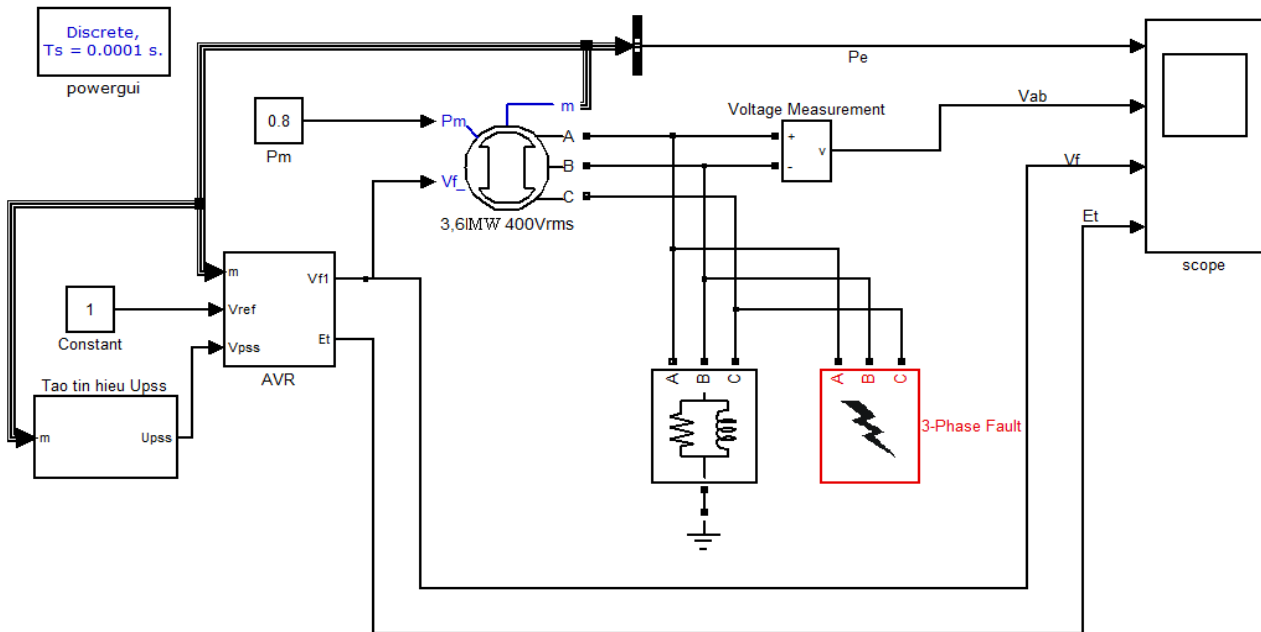


Fig. 8. The Simulink model of proposed controllers

As in real life situation, the worst case is the short circuit in the network. After fault clearing, both controllers take over the system quickly to the steady state, again in an almost unperiodic way. The

backswing of power and voltage is almost negligible. The post fault performance of the proposed controller is slightly better than the standard PSS.

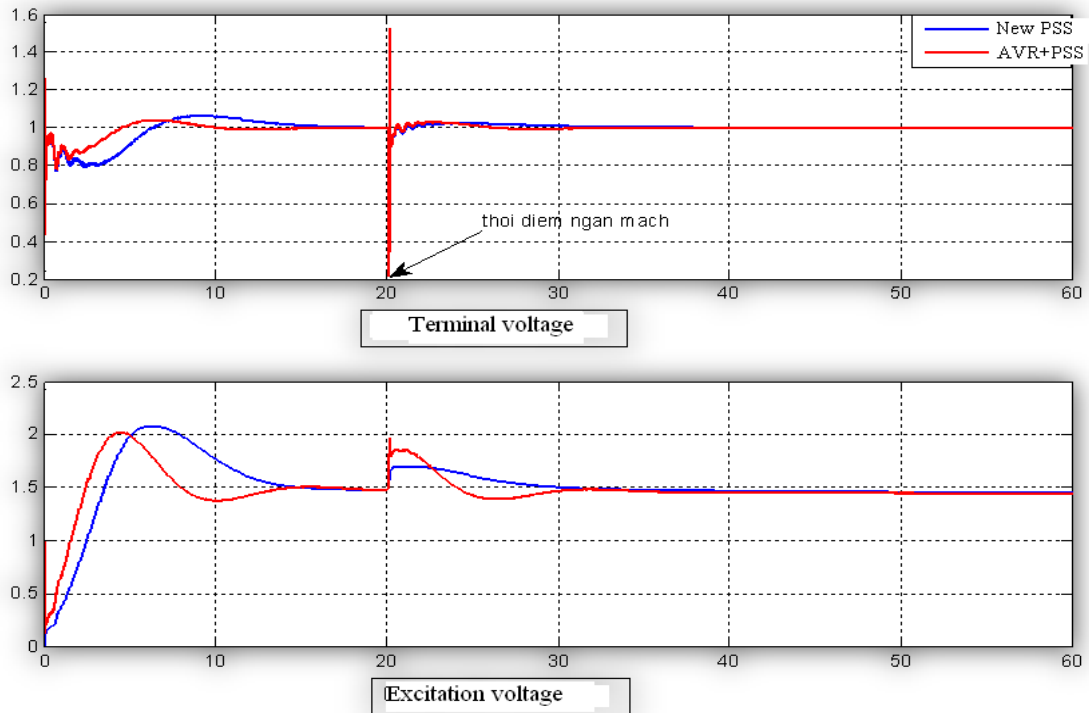


Fig. 9. Response of the controller under sort-circuit test

3.2. Hardware-in-loop

In order to fully test the real-time digital controller, the hardware in loop system has been set up.

The system is based on the Matlab xPC Target model, in which the host PC is used to build the Simulink model in Fig 10. It would then compile to the native code using Real Time Workshop (RTW)

and transfer to the target PC via a TCP/IP connection. The NI6070E hardware card of National Instruments is installed on target PC and during the run time, all sensor data such as E_t , P are sent to DAC of the NI and then connect to the ADC input of dsPIC 33F based controller. With this type of model, all of simulation cases have been re-run to test the feasibility of the real-time controller.

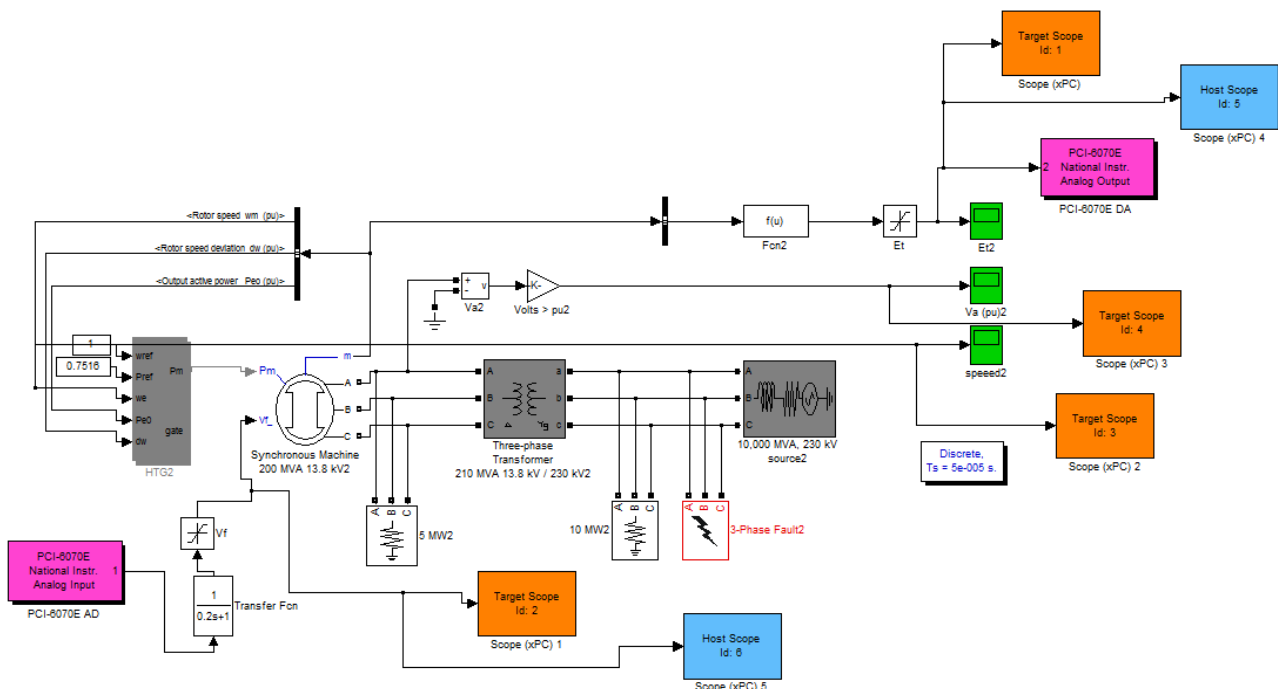


Fig. 10. Simulink model running on the Host PC

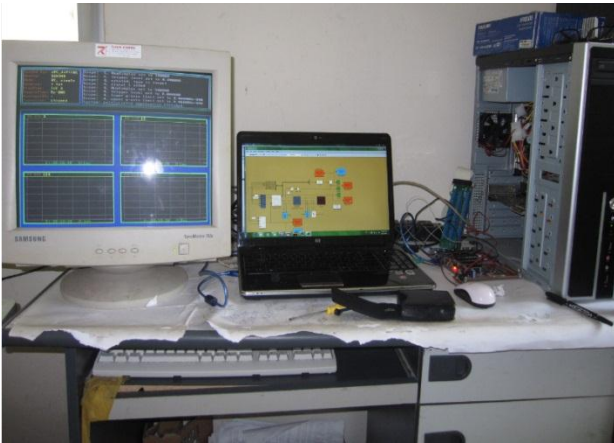


Fig. 11. The hardware-in-loop test bed system

Synchronous generators are conveniently set to work under very different operating conditions. The actual response of digital controller shall ensure the output voltage system be smooth in transitions without oscillations of generator current and reactive power.



Fig. 12. The excitation response in target PC

4. IMPLEMENTATION

Experimental verification of the excitation control system is made on the 3.6MW auxiliary generator of Hoabinh hydro-power plant in Vietnam. Digital control system with DsPIC 33FJ128GP708 is described in [4]. The hardware, which integrates the main controller and the Human Machine Interface (HMI), is applied to develop the dynamic real-time system. The hardware consists of a 16-bit CPU of Microchip DsPIC 33F, a 5.7 inch QVGA LCD, a RS232 interface, a CAN interface, a 24V DC power supply, 16 digital input channels, 4 channels analog input (12 bits resolution, 0-10V) is used. The excitation winding of a synchronous generator is fed by the Thyristor converter.



Fig.13. Excitation control cabinet

The terminal voltage and excitation current during the start-up and de-excitation are shown on Fig 31 and Fig 32.

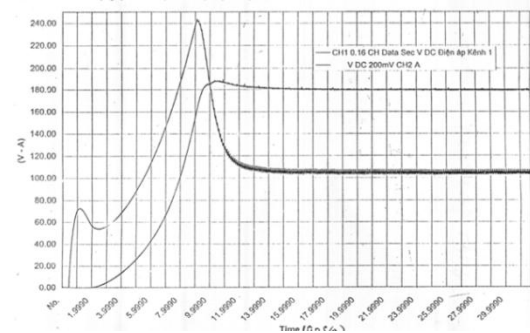


Fig. 14. Terminal voltage and DC current in start-up period

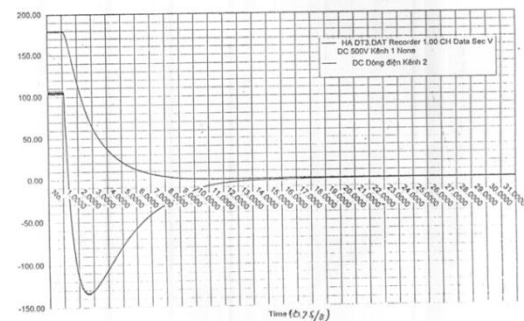


Fig. 15. Terminal voltage and DC current in de-excitation period

5. CONCLUSIONS

A PSS for a synchronous generator has been derived using an energy-type Lyapunov function. By using the nonlinear system model, the control strategy is optimal over a wide range of rotor angle and swing frequency changes. Simulation and experimental studies for various system loading have confirmed this. While traditional PSS is suffered when the system operating condition changed, the performance of the proposed stabiliser seems to be unaffected.

REFERENCES

- [1] P. Kundur, *Power System Control Stability*, McGraw-Hill, Inc, 2001.
- [2] J.Machowski, J.W.Bialek, S.Robak, J.R.Bumby “Decentralised Lyapunov-based power system stabiliser”, International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, pp 431-436, April 2000.
- [3] IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies, *IEEE Std 421.5-1992*.
- [4] Quang. Nguyen, “ Digital excitation control system for hydro-power plants”, International symposium on Dynamics and Control, pp 205-211, 2011.
- [5] Bourles, H., Electr. de France, Clamart, France, Peres, S,; Margotin, T. Houry, M.P. “Analysis and design of a robust coordinated AVR/PSS”, IEEE Transactions on Power System, 1998, pp 568-5.

ỨNG DỤNG MẠNG MỜ - NƠON XÂY DỰNG THUẬT TOÁN ĐIỀU KHIỂN CHO BỘ ĐIỀU TỐC TURBINE THỦY LỰC

APPLICATION OF NEURAL FUZZY NETWORK FOR CONTROL ALGORITHM CONSTRUCTION FOR SPEED REGULATOR OF TURBINE-GENERATOR HYDROELECTRIC

Nguyễn Đắc Nam¹, Nguyễn Hồng Quang²

¹Trường Đại học Công nghiệp Việt Trì, ²Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Email: dacnam75@gmail.com, Quang.nguyenhong1@hust.edu.vn

Tóm tắt:

Bài báo trình bày kết quả nghiên cứu kết hợp giữa bộ nhận dạng ANFIS (Adaptive Neural Base Fuzzy Inference) với một nơon có cấu trúc PID (Proportional Integral Differential) hoặc PI (Proportional Integral) để thiết kế bộ điều khiển thích nghi NNC (Neural Network Controller) cho bộ điều tốc turbine-máy phát thủy điện. Trong đó, mô hình của đối tượng sẽ được nhận dạng trực tiếp bằng ANFIS. Trên cơ sở nhận dạng được tín hiệu ra theo tín hiệu điều khiển, ANFIS sẽ tính độ nhạy (còn gọi là thông tin Jacobian) của đáp ứng đầu ra với tín hiệu điều khiển, thông tin Jacobian là cơ sở để tính toán các gradient của giải thuật cập nhật trực tuyến bộ trọng số nơon tuyến tính. Tương ứng với thông số của bộ điều khiển PID, PI sẽ được điều chỉnh thích nghi trong quá trình điều khiển nhờ giải thuật huấn luyện trực tuyến mạng nơon nhân tạo. Kết quả mô phỏng hệ thống turbine-máy phát thủy điện làm việc ở các chế độ vận hành khác nhau (tải độc lập, nối lưới) có các điều kiện chiều cao cột áp, phụ tải điện thay đổi trong phạm vi rộng cho chất lượng tốt hơn so với các bộ điều khiển PID, PI truyền thống. Bộ điều khiển NNC đã được kiểm chứng trên mô hình thực nghiệm HIL (Hardware-In-The-Loop) bộ điều tốc điện-thủy lực thực tế và cho kết quả tốt.

Abstract:

This paper presents the results of research combining identifier ANFIS (Adaptive Network Based Fuzzy Inference System) with a neural has structural of PID (Proportional Integral Derivative) or PI (Proportional Integral) controller to designed adapt NNC (Neural Network Controller) for speed regulator hydro turbine-generator. In it, the model of the object will be recognized directly by ANFIS. On the basis of the identification signal according to the control signal, ANFIS will calculate sensitivity (also known as information Jacobian) of the output response to a control signal, information Jacobian is the basis for calculating the gradient the online update algorithm weights the linear neurons. Corresponding to the parameters of the PID, PI controller will be adjusted in the process of adapting control algorithms through online training artificial neural network. Simulation results turbine-generator system working in hydropower different operation modes (load independent, grid) with the height of the column pressure conditions, changes in the electrical load range for quality better than the classic PID, PI controller. NNC controller has been tested on experimentally models HIL (Hardware-In-The-Loop) speed regulator Hydraulic power-practical and gives good results.

Keywords:

Anfis, Neural network controller, regulator hydro turbine-generator.

Chữ viết tắt

PI	Proportional Integral
PID	Proportional Integral Derivative
NNC	Neural Network Controller
ANFIS	Adaptive Network Based Fuzzy Inference
HIL	Hardware-In-The-Loop

1. PHẦN MỞ ĐẦU

Thủy điện là nguồn điện có được từ quá trình biến đổi năng lượng của nước (thủy năng) ở dạng thế năng và động năng thành cơ năng làm quay turbine-máy phát tạo ra điện năng. Trong các trạm thủy điện, bộ điều tốc là một trong những thành phần quan trọng, trong chế độ vận hành với tải độc lập nó

có chức năng chính là điều chỉnh năng lượng đầu vào để giữ cho tốc độ quay của turbine (hay tần số lưới điện) ổn định, trong chế độ vận hành nối lưới, bộ điều tốc của các tổ máy có nhiệm vụ điều chỉnh năng lượng đầu vào sao cho máy phát đáp ứng công suất yêu cầu nhanh và ổn định nhất. Ở các nhà máy thủy điện lớn và vừa, thường có hồ chứa nước với dung lượng đủ lớn, điều này đảm bảo cho chiều cao cột áp ít có sự thay đổi trong quá trình làm việc. Vì vậy, trong các nhà máy thủy điện này, hiện nay đang sử dụng bộ điều tốc với thuật toán điều chỉnh PID, PI vẫn đảm bảo được chất lượng điều khiển theo yêu cầu. Tuy nhiên, đối với các nhà máy thủy điện nhỏ (đặc biệt ở miền Trung Tây Nguyên), có đặc điểm là: hồ chứa thường có dung lượng nhỏ (hoặc không có hồ chứa: sử dụng thượng lưu làm hồ chứa); thường được xây dựng trên những con sông có độ dốc lòng sông lớn, lòng sông hẹp do đó lưu lượng nước thay đổi rất nhanh trong mùa mưa bão. Với những đặc điểm này sẽ dẫn đến chiều cao cột áp thay đổi nhanh. Trong điều kiện làm việc có chiều cao cột áp không ổn định cộng với nhu cầu điện năng (phụ tải của các máy phát điện) luôn thay đổi trong phạm vi rộng, thì bộ điều tốc với thuật toán điều khiển PID, PI (có các tham số cố định) sẽ rất khó khăn trong việc điều chỉnh giữ cân bằng giữa năng lượng đầu vào và đầu ra của hệ thống, làm cho đáp ứng có dao động lớn (hoặc có trường hợp mất ổn định).

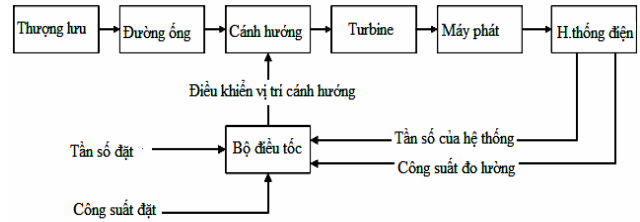
Đã có nhiều công trình khoa học nghiên cứu thiết kế các bộ điều khiển cho hệ thống này: Bộ điều khiển bền vững [2, 7, 8], bộ điều khiển PID-PSS, bộ điều khiển dự báo, bộ điều khiển mờ, H_∞ [1,4,5,9]. Tuy nhiên, trong các nghiên cứu này, các tác giả chưa đề cập đến yếu tố bất định của các tham số đầu vào (chiều cao cột áp) và tham số đầu ra (công suất tải yêu cầu). Nội dung bài báo trình bày kết quả nghiên cứu kết hợp giữa một nơron có cấu trúc PID hoặc PI với ANFIS nhận dạng trực tiếp hệ thống turbine thủy lực phi tuyến để thiết kế bộ điều khiển thích nghi cho bộ điều tốc của hệ turbine-máy phát thủy điện công suất nhỏ vận hành trong các chế độ khác nhau.

2. NỘI DUNG CHÍNH

2.1 Mô hình đối tượng

Trong các nhà máy thủy điện, về cơ bản gồm ba tuyến chính như: Tuyến thượng lưu, tuyến năng

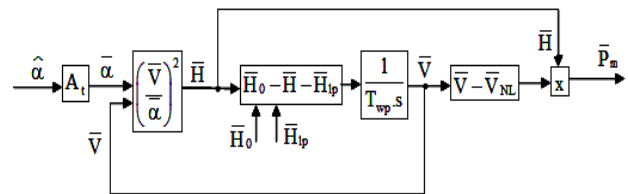
lượng và tuyến hạ lưu. Trong đó, tuyến năng lượng có vai trò quan trọng trong việc biến đổi thủy năng thành điện năng và điều khiển đảm bảo chất lượng điện năng theo yêu cầu. Các khối chức năng chính của nhà máy thủy điện như hình H.1.



H.1. Sơ đồ các khối chức năng chính trong nhà máy thủy điện [14]

Mô hình hệ thống thủy lực-turbine phi tuyến:

Theo [11], mô hình hệ thống thủy lực - turbine phi tuyến có tổn hao cột áp được xây dựng trong hệ đơn vị tương đối có dạng như hình H.2.



H.2. Mô hình hệ thống turbine thủy lực phi tuyến có tính tổn thất của cột nước [11]

Trong đó:

\bar{V} : Vận tốc của nước (pu);

$\bar{\alpha} = \alpha \cdot A_t$: Góc mở cánh hướng lý tưởng (%);

$\bar{H} = \left(\frac{\bar{V}}{\alpha}\right)^2$: Cột áp thủy lực tại cánh hướng (pu);

$\bar{H}_{lp} = f_p \cdot \bar{V}^2$: Tổn thất cột áp tại turbine (pu);

\bar{H}_0 : Giá trị ban đầu của cột áp (pu);

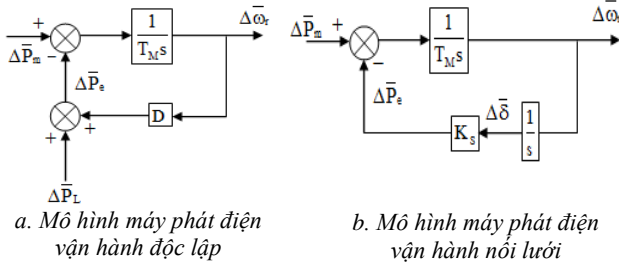
A_t : Hệ số turbine;

$\bar{P}_m = (\bar{V} - \bar{V}_{NL}) \cdot \bar{H}$: Công suất cơ của turbine (pu);

\bar{V}_{NL} : Vận tốc nước khi không tải (pu).

Mô hình động học máy phát điện:

- Theo [10], mô hình động học của máy phát và hệ thống điện ở chế độ vận hành với tải độc lập và nối lưới được xây dựng trong hệ đơn vị tương đối có dạng tương ứng như hình H.3a, H.3b.



H.3. Mô hình động học máy phát điện [10]

Trong đó:

$\Delta \bar{P}_e$: Thay đổi công suất hãm điện từ của máy phát;

$\Delta \bar{P}_m$: Thay đổi công suất turbine;

$\Delta \bar{P}_L$ là thành phần tải thay đổi không phụ thuộc với tần số;

$D \Delta \omega_r$ là thành phần tải thay đổi theo tần số;

D là hằng số đặc tính tải theo tần số, biểu diễn phần trăm tải thay đổi theo phần trăm tần số thay đổi;

T_M : Hằng số quán tính (s);

$\Delta \omega_r$: Thay đổi tốc độ roto máy phát;

K_s : Hệ số;

$\Delta \delta$: Thay đổi góc tải.

2.2. Đáp ứng của hệ thống khi sử dụng bộ điều khiển PID và PI

Sử dụng thông số của nhà máy thủy điện Ryninh theo tài liệu tham khảo [14] cho trong bảng B.1.

B.1. Thông số sử dụng mô phỏng hệ thống

T.số	Giá trị	T.số	Giá trị
Thông số máy phát		Thông số secvo, CB	
P_{fdm}	1,2MW	K_v	5
U_{ldm}	6,3KW	T_v	0,02s
f_{dm}	50Hz	K_g	1
n_{fdm}	600v/p	T_g	1s
n_{lt}	900v/p	K_{vt}	1
$\cos \varphi$	0,8	T_{cs}	0,02s
η_{Fmax}	95%	K_{cs}	1
Thông số turbine		T_{td}	0,02s
P_{tdm}	1,2 MW	Thông số tính toán	
H_{tt}	66,5m	T_w	1,74s
H_{max}	76m	A_t	1,14

T.số	Giá trị	T.số	Giá trị
H_{min}	60m	T_M	6s
Q_{max}	18,8m ³ /s	P_t	0,5 (pu)
D_1	1,1m	Q_t	0,15 (pu)
η_T	0,91	X'_d	0,3
n_{Tdm}	600 v/p	X_{ba}	0,15
n_{Tlt}	(750-900) v/p	X_L	0,9
L_p	79 m	U_B	0.993
A_p	1,3 m ²	E'	1,056
a_p	1100 m/s	δ	40,09 ⁰

Theo [14], thông số bộ điều khiển PID (trong mạch vòng điều khiển tốc độ) và PI (trong mạch vòng điều khiển công suất) được xác định theo phương pháp gán điểm cực trong trường hợp chiều cao cột áp là định mức (66,5m), giá trị công suất ban đầu $\bar{P}_0 = 0,5(\text{pu})$ và các thông số trong bảng B.1, cụ thể:

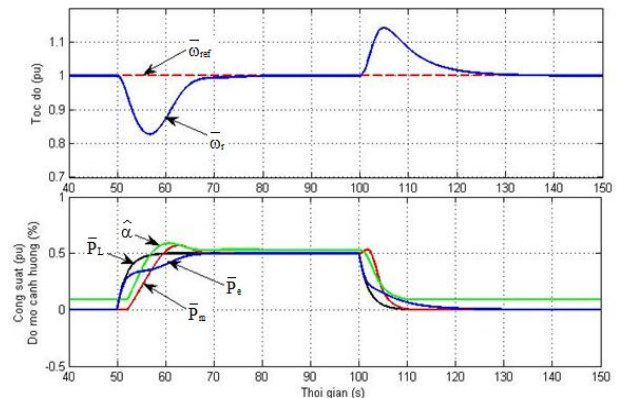
- Thông số bộ điều khiển PID:

$$K_p = 2,25; K_I = 0,745; K_D = 0,56$$

- Thông số bộ điều khiển PI:

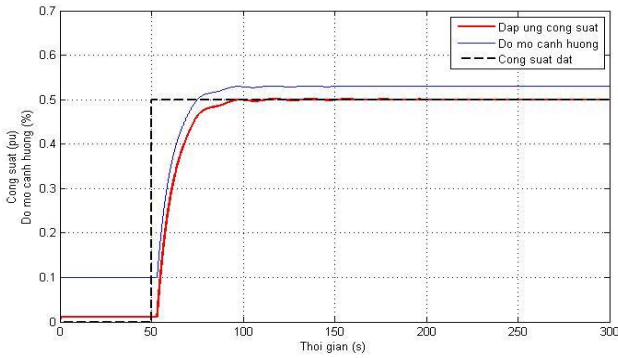
$$K_p = 0,225; K_I = 0,165$$

Mô phỏng hệ thống bằng phần mềm Matlab Simulink thu được đáp ứng của mạch vòng điều khiển tốc độ (chế độ vận hành độc lập) và mạch vòng điều khiển công suất (chế độ vận hành nối lưới) tương ứng như hình H.4 và H.5



H.4. Đáp ứng của mạch vòng tốc độ khi sử dụng PID

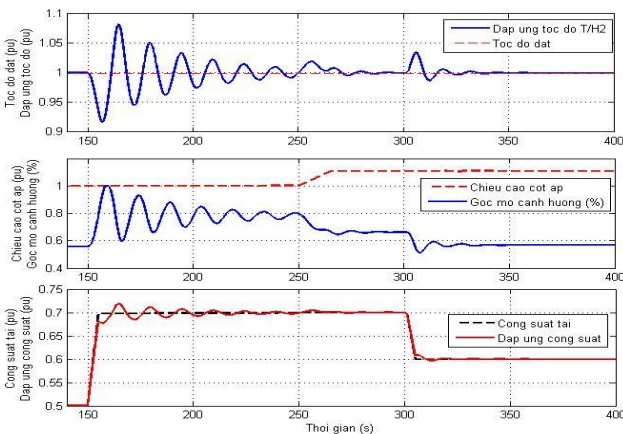
Kết quả mô phỏng cho thấy, trong điều kiện hệ thống có thông số ổn định, bộ điều khiển PID, PI có các thông số được xác định tại một điểm làm việc $(\bar{V}_0, \bar{\alpha}_0, \bar{H}_0)$ đảm bảo được yêu cầu điều khiển của hệ thống (thời gian đáp ứng nhanh, không dao động, không quá điều chỉnh, sai lệch tĩnh bằng 0).



H.5. Đáp ứng của mạch vòng công suất khi sử dụng PI

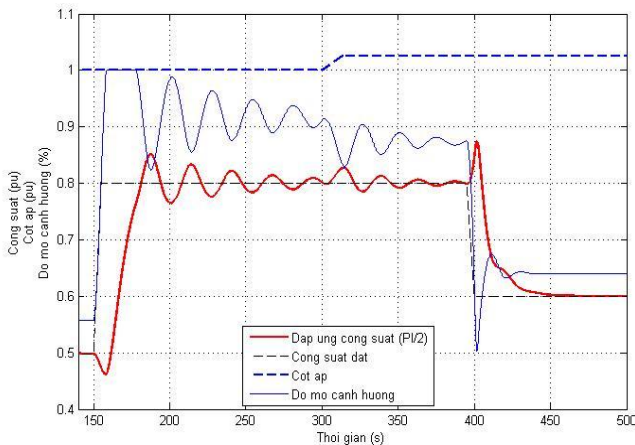
Trong các trường hợp hệ thống có các tham số thay đổi (chiều cao cột áp, phụ tải điện và giá trị đặt công suất) trong phạm vi rộng, khi đó với bộ điều khiển PID, PI (có các thông số cố định) sẽ không còn thỏa mãn được yêu cầu điều khiển, đáp ứng dao động mạnh, cụ thể: Xét trường hợp công suất tải (hoặc giá trị đặt công suất) thay đổi, chiều cao cột áp tăng:

- Đáp ứng mạch vòng tốc độ



H.6. Đáp ứng của mạch vòng tốc độ khi sử dụng bộ điều khiển PID khi tải và chiều cao cột áp thay đổi

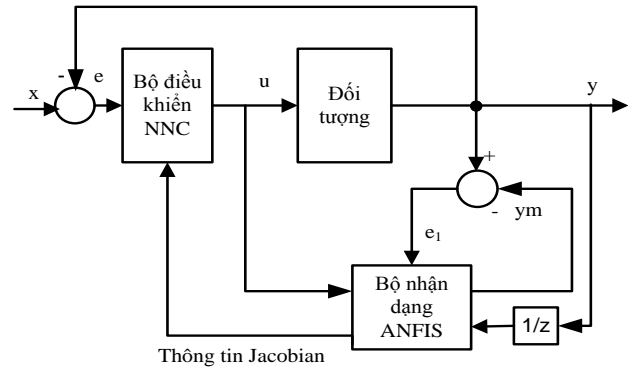
- Đáp ứng của mạch vòng công suất:



H.7. Đáp ứng của mạch vòng công suất khi sử dụng bộ điều khiển PI khi tải và chiều cao cột áp thay đổi

2.3. Đáp ứng của hệ thống khi sử dụng bộ điều khiển thích nghi NNC

Để khắc phục hạn chế của bộ điều khiển PID, PI trong những trường hợp hệ thống có các tham số thay đổi trong khoảng rộng, tôi đã sử dụng cấu trúc điều khiển như hình H.8.



H.8. Cấu trúc hệ thống điều khiển thích nghi

Trong đó:

x là tín hiệu đặt; e là sai lệch giữa tín hiệu đặt và tín hiệu ra của đối tượng; u là tín hiệu ra của bộ điều khiển NNC; e_1 là sai lệch giữa đầu ra của bộ nhận dạng ANFIS (y_m) với đầu ra của đối tượng (y);

thông tin Jacobian là giá trị của $\frac{\partial y_m}{\partial u}$ (độ biến thiên của đầu ra theo tín hiệu điều khiển)

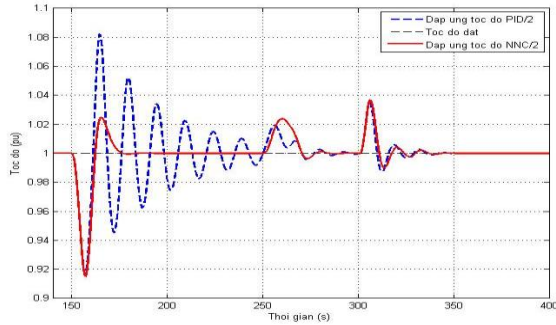
Theo [12], bộ nhận dạng ANFIS có cấu trúc (4-4-4-1) có nhiệm vụ nhận dạng trực tiếp đối tượng, sau đó tính toán độ biến thiên của đầu ra theo tín hiệu điều khiển. Bộ điều khiển nơron NNC có cấu trúc theo bộ điều khiển PID (mạch vòng điều khiển tốc độ) hoặc PI (mạch vòng điều khiển công suất). Theo đó, thông số bộ điều khiển được cập nhật thích nghi theo sự thay đổi tham số của đối tượng.

Qua mô phỏng cho thấy, đáp ứng của hệ thống khi sử dụng bộ điều khiển NNC cho chất lượng điều khiển tốt hơn nhiều so với khi sử dụng bộ điều khiển PID hoặc PI trong những trường hợp hệ thống có tham số (chiều cao cột áp, phụ tải điện) thay đổi trong phạm vi rộng. Kết quả so sánh đáp ứng của hệ thống khi sử dụng bộ điều khiển NNC và PID (PI) trong trường hợp chiều cao cột áp tăng, phụ tải điện thay đổi (hoặc thay đổi công suất đặt) được cho trên các hình H.9 và H.10.

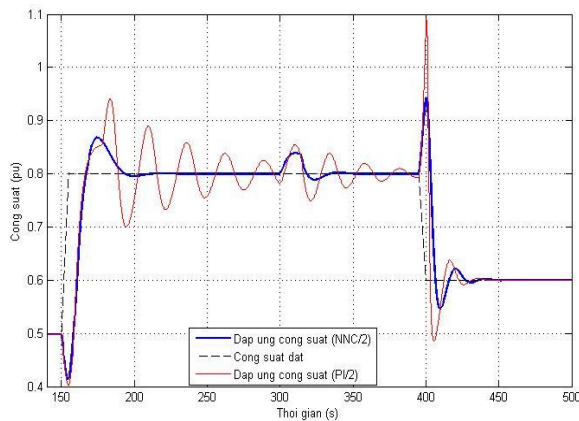
Qua các kết quả mô phỏng cho thấy, khi sử dụng bộ điều khiển NNC thay cho bộ điều khiển PID hoặc PI trong các điều kiện làm việc khác nhau đều cho đáp

ứng của hệ thống có chất lượng tốt hơn (đáp ứng không dao động, lượng quá điều chỉnh nhỏ, thời gian quá độ ngắn).

Ưu điểm nổi bật của bộ điều khiển NNC có các tham số tự chỉnh một cách trực tuyến theo sự thay đổi tham số của đối tượng.

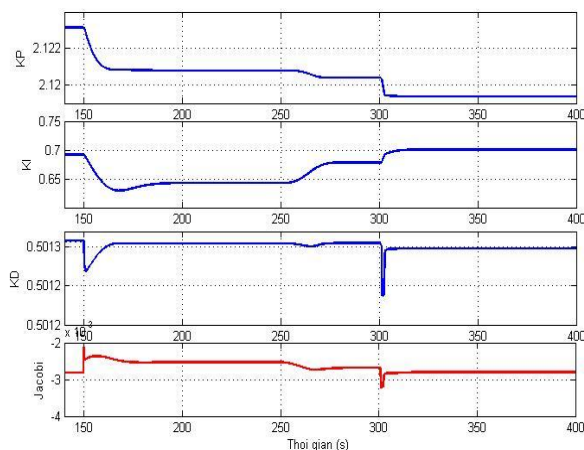


H.9. Đáp ứng mạch vòng tốc độ khi sử dụng bộ điều khiển NNC và PID khi tải và chiều cao cột áp thay đổi

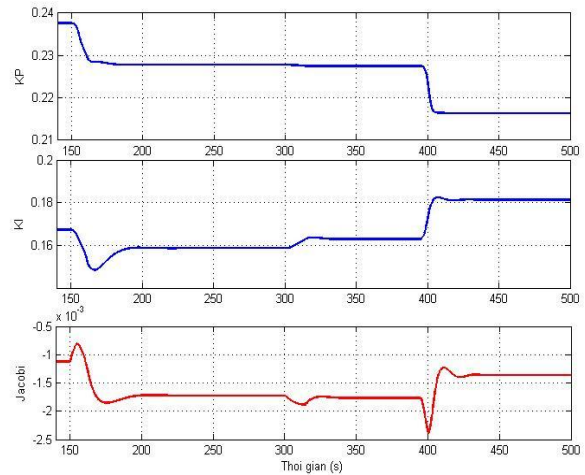


H.10. Đáp ứng công suất của hệ thống khi sử dụng bộ điều khiển NNC và PI khi tải và chiều cao cột áp thay đổi

Thông số bộ điều khiển NNC và tín hiệu Jacobi thay đổi trong quá trình điều khiển cho trên các hình H.11 và H.12.



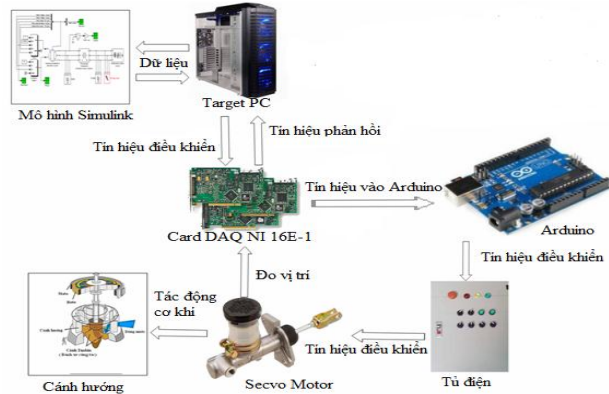
H.11. Thông số bộ điều khiển NNC trong mạch vòng điều khiển tốc độ



H.12. Thông số bộ điều khiển NN trong mạch vòng điều khiển công suất

2.4. Kết quả thực nghiệm

Bộ điều khiển NNC đã được kiểm chứng trên mô hình thực nghiệm HIL (Hardware-In-The-Loop), trong đó sử dụng card điều khiển NI PCI MIO 16E-1 làm trung tâm có mô hình tổng quát như hình H.13.



H13. Mô hình thực nghiệm HIL

Trong đó:

Mô hình Simulink: Mô hình hệ thống trong Simulink sử dụng cho việc chạy trên nền thời gian thực.

Arduino: Nhận tín hiệu điều khiển từ giao diện Card DQA NI 16E-1 và đặt tín hiệu điều khiển cho đối tượng thực.

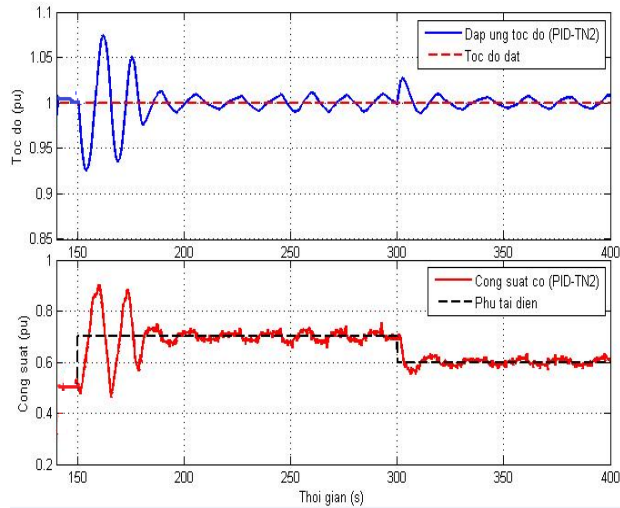
Đối tượng thực (Secvo Motor): Nhận tín hiệu điều khiển từ Arduino thông qua tủ điện điều khiển, đồng thời phản hồi các tín hiệu qua card NI DAQ 16E-1.

Target PC: Là máy tính đích, có chứa mô hình của toàn bộ hệ thống. Target PC có nhiệm vụ chạy mô hình hệ thống trên nền thời gian thực để đáp ứng yêu cầu mô phỏng. Ngoài ra Target PC còn có các thiết bị truyền thu thập dữ liệu với bên ngoài, việc liên kết và truyền dữ liệu giữa Target PC và

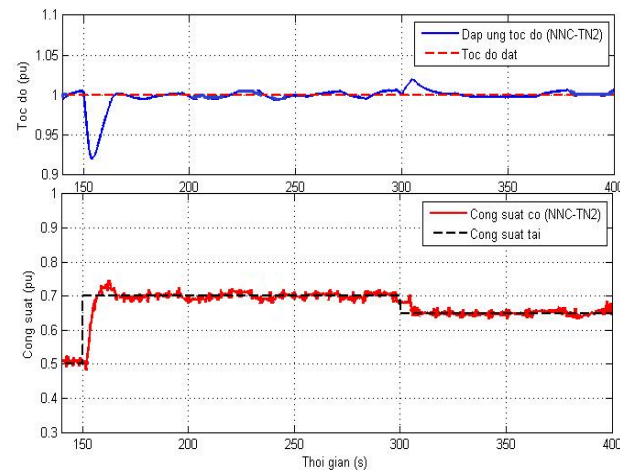
Arduino được thực hiện qua kết nối Card DAQ NI 16E-1.

Quá trình thực nghiệm được tiến hành ở các chế độ vận hành và các điều kiện khác nhau của hệ thống với các bộ điều khiển PID, PI, NNC, cụ thể:

Đặc tính thực nghiệm của mạch vòng điều khiển tốc độ trong trường hợp tải thay đổi và chiều cao cột áp tăng khi sử dụng bộ điều khiển PID và NNC cho trên hình H.14 và H.15.



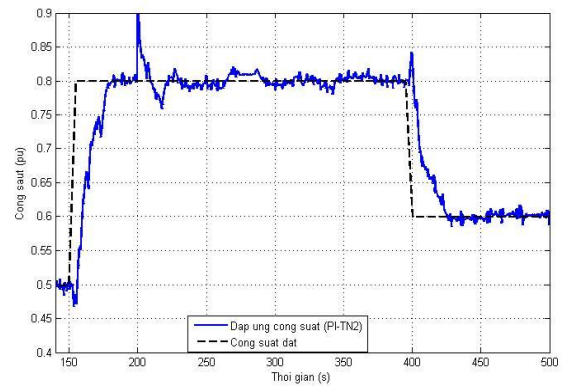
H.14. Đặc tính thực nghiệm của mạch vòng tốc độ khi sử dụng bộ điều khiển PID trong trường hợp tải và chiều cao cột áp thay đổi



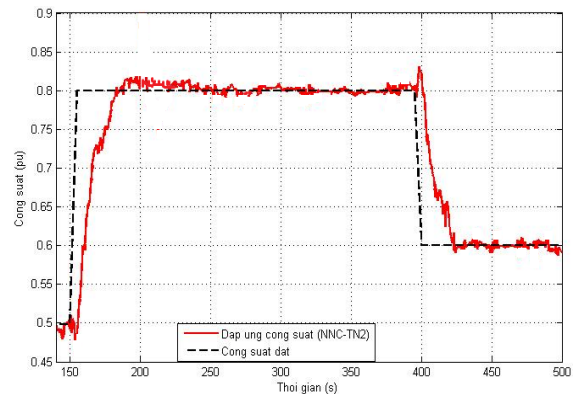
H.15. Đặc tính thực nghiệm của mạch vòng tốc độ khi sử dụng bộ điều khiển NNC trong trường hợp tải và chiều cao cột áp thay đổi

Đặc tính thực nghiệm của mạch vòng điều khiển công suất trong trường hợp tải thay đổi và chiều cao cột áp tăng khi sử dụng bộ điều khiển PI và NNC cho trên hình H.16 và H.17.

Kết quả thực nghiệm bộ điều khiển NNC với bộ điều tốc điện-thủy lực thực tế hoàn toàn phù hợp với kết quả mô phỏng. Chất lượng cụ thể được cho trong bảng B.2 và 3.



H.16. Đặc tính thực nghiệm của mạch vòng công suất khi sử dụng bộ điều khiển PI trong trường hợp tải và chiều cao cột áp thay đổi



H.17. Đặc tính thực nghiệm của mạch vòng công suất khi sử dụng bộ điều khiển NNC khi tải và chiều cao cột áp thay đổi

B.2. Kết quả so sánh giữa hai bộ điều khiển PID và NNC trong các điều kiện vận hành khác nhau

Điều kiện làm việc	Bộ điều khiển	Thời gian quá độ t_p (s)	Lượng quá điều chỉnh δ_{\max} (%)	Số lần dao động (n)	Sai lệch tĩnh S(%)
Trường hợp 1	PID	-	7,8	-	-
	NNC	50	7,5	3	0,12
Trường hợp 2	PID	-	8,0	-	-
	NNC	45	7,5	3	0,15
Trường hợp 3	PID	-	7,0	-	-
	NNC	60	8,0	4	0,2

B.3. Kết quả so sánh giữa hai bộ điều khiển PI và NNC trong các điều kiện vận hành khác nhau

Điều kiện làm việc	Bộ điều khiển	Thời gian quá độ t_p (s)	Lượng quá điều chỉnh δ_{\max} (%)	Số lần dao động (n)	Sai lệch tĩnh S(%)
Trường hợp 1	PI	100	6,15	7	+0,15
	NNC	70	6,1	0	+0,08
Trường hợp 2	PI	110	9,85	8	+0,2
	NNC	55	5,35	2	+0,1
Trường hợp 3	PI	100	8,52	8	-0,15
	NNC	50	3,54	2	-0,1

Trong đó:

Trường hợp 1: Phụ tải thay đổi, chiều cao cột áp ổn định;

Trường hợp 2: Phụ tải thay đổi, chiều cao cột áp tăng;

Trường hợp 3: Phụ tải thay đổi, chiều cao cột áp giảm.

3. KẾT LUẬN

Kết quả nghiên cứu cho thấy, trạm thủy điện công suất nhỏ trong điều kiện làm việc có chiều cao cột áp không ổn định cộng với nhu cầu điện năng (phụ tải của các máy phát điện) luôn thay đổi trong phạm vi rộng, thì bộ điều tốc với thuật toán điều khiển PID, PI (có các tham số cố định) sẽ rất khó khăn trong việc điều chỉnh giữ cân bằng giữa năng lượng đầu vào và đầu ra của hệ thống, làm cho đáp ứng có dao động lớn (hoặc có trường hợp mất ổn định).

Để khắc phục hạn chế này, nhóm tác giả đã thiết kế

thành công bộ điều khiển thích nghi NNC. Trong đó mô hình của đối tượng được nhận dạng trực tuyến bởi một mạng nơron dựa trên hệ thống suy luận mờ ANFIS. Từ bộ nhận dạng ANFIS, thông tin Jacobian được tính toán để cung cấp cho giải thuật gradient descent áp dụng cho việc huấn luyện trực tuyến bộ điều khiển PID, PI một nơron. Các tham số của bộ điều khiển PID, PI được tổ chức dưới dạng bộ trọng số của một nơron tuyến tính và được điều chỉnh thích nghi trong quá trình điều khiển. So với bộ điều khiển PID, PI truyền thống, bộ điều khiển NNC cho đáp ứng đầu ra của hệ thống có chất lượng tốt hơn nhiều. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm trên mô hình hệ thống turbine-thủy lực có các tham số bất định cho thấy bộ điều khiển đã đáp ứng tốt được các yêu cầu về chất lượng điều khiển hệ thống.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Abdessamad H et al (2012), Robust H^∞ technique for designing an advanced PID-PSS controller to enhance performances and robustness of a SMIB power sytem, IRECOM Laboratory. Dept. of Electrical engineering. Algenria. 2012; p. 297-302.
- [2] Bikash P et al (2005), *Robust control in power sytems*. Springer Science Inc; 2005.
- [3] Chen Jian, Liang Gui-shu, Dong Qing (2008), *Design of Additional Mix Robust Governor Control for Hydraulic Turbine Generator*, DRPT, 2008, 6-9 April 2008 Nanjing China.
- [4] Dewi Jones and Sa'ad Mansoor (2004), *Predictive Feedforward Control for a Hydroelectric Plan*, IEEE transactions on control systems technology, Vol.12, No.6, November 2004.
- [5] Jayapal R et al (2010), H^∞ controller design for a SMIB based PSS model 1.1 Journal of Theoretical and Applied Information Technology. JATIT. 2010; p.73-82.
- [6] Jyh-Shing Roger Jang (1993), *ANFIS: Adaptive-Network-Base Fuzzy Inference System*, IEEE Transaction on systems, Man, and Cybernatics, Vol. 23, No. 3, PP. 665-685, May/June 1993.
- [7] Kemin Z (199), *Essentials of robust control*. Prentice Hall. New Jersey; 1999.
- [8] Mircea Dulau, Dorin Bica (2015), *Design of robust control for single manchine infinite bus system*, Procedia Technology 19 (2015), 657-664.
- [9] Oltean SE et al (2012), *Modeling and simulation of static var compensator fuzzy control for power stability enhancement*. The 6th edition of the Interdisciplinarity in EGINEERING International Conference, "Petru Maior" University of Tirgu-Mures. 2012; p.214-2019.
- [10] Prabha Kundur (1994), *Power System Stability And Control*, McGraw-Hill, Inc 1994.
- [11] Working Group on Prime Mover and Energy Supply Models for System Dynamic Performance Studies (1992), *Hydraulic turbine and turbine control models for system dynamic studies*, Transactions on Power Systems, Vol. 7, No.1, February 1992.
- [12] Nguyễn Đắc Nam, Nguyễn Hồng Quang (2015), *Ứng dụng ANFIS và mạng nơron thiết kế bộ điều khiển thích nghi cho bộ điều tốc turbine thủy lực*, Chuyên san điều khiển & tự động hóa, số 13, tháng 8 năm 2015, 21-29.
- [13] Nguyễn Chí Ngôn, Đặng Tín (2011), Điều khiển PID một nơron thích nghi dựa trên bộ nhận dạng mạng nơron mờ hồi qui áp dụng cho hệ thanh và bóng, Tạp chí Khoa học 2011:20a 159-168, Đại học Cần Thơ.
- [14] Nguyễn Hồng Quang (2012), *nghiên cứu thiết kế chế tạo thiết bị điều khiển nhúng ứng dụng cho các trạm thủy điện*, Báo cáo tổng kết khoa học và kỹ thuật đề tài độc lập cấp nhà nước, mã số 43/2009G/HĐ-ĐTDL, 2012.

PHẦN 2

ĐIỆN TỬ CÔNG SUẤT

MÔ PHÒNG BỘ BIẾN ĐỔI KHẮC PHỤC NHANH SỰ CỐ LỖI - LỖM ĐIỆN ÁP NGẮN HẠN CHO PHỤ TẢI BA PHA

SIMULATION ACTIVE VOLTAGE CONDITIONER CONVERTER FOR LOAD THREE-PHASE

Hoàng Thành Nam, Nguyễn Đình Ngọc, Nguyễn Văn Tiệp
Nguyễn Kiên Cường, Vũ Hoàng Phương, Trần Trọng Minh
Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
E-mail: thanhnamka@gmail.com

Tóm tắt:

Lỗi lồi điện áp là sự thay đổi điện áp trong một thời gian ngắn nhưng ảnh hưởng tới một số phụ tải quan trọng, làm gián đoạn hoạt động sản xuất của nhà máy,... Lỗi lồi điện áp có thể được khắc phục bằng ứng dụng bộ bù điện áp động (AVC) xây dựng trên cơ sở bộ biến đổi (BBĐ) bán dẫn với các tính năng ưu việt là tác động nhanh và độ chính xác cao. AVC là giải pháp tiết kiệm, có thể lắp đặt để bảo vệ các phụ tải nhạy cảm quan trọng, những hệ thống thiết bị có sẵn và đang bị ảnh hưởng của những sự cố lỗi lồi điện áp.

Abstract:

Voltage swell-sag is a transients happened in a short time, which may cause some downtime at the important loads; therefore, it affect normal operation of the entire plant,... This problem can be solved by the Active Voltage Conditioner (AVC) application, based on the power electronic converter with outstanding ability, such as: fast response and precise excellently compensation. The AVC application is an economic solution to protect not only important sensitively loads but also equipment systems from instantaneous voltage changes.

Keywords:

Active voltage conditioner (AVC), dynamic voltage restorer (DVR), power quality (PQ), voltage sag, voltage swell.

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
C_f	F	Tụ điện phía LC
L_f	H	Cuộn cảm phía LC
C_F	F	Tụ điện phía LCL
L_G, L_I	H	Cuộn cảm phía LCL
R_D	Ω	Điện trở phía LCL
U_{dc}	V	Điện áp tụ Dc-link
u_{sd}^*, u_{sq}^*	V	Giá trị lượng điện áp cần bù
e_n	V	Điện áp lưới
u_t	V	Điện áp trên tụ phía LC
i_s	A	Dòng điện phía LC
V_{grid}	V	Điện áp nguồn

V_{load} V Điện áp trên tải

Chữ viết tắt

AVC	Active voltage conditioner
DVR	Dynamic voltage restorer
PLL	Phase locked loop
BBĐ	Bộ biến đổi
IGBT	Insulated gate bipolar transistor
SVM	Space vecto modulation
LCL	Bộ lọc LCL
Dc-link	Điện áp phía tụ điện một chiều
MBA-NT	Máy biến áp nối tiếp

1. PHẦN MỞ ĐẦU

Lỗi lồi điện áp là hiện tượng suy giảm, mất cân bằng điện áp, góc nhảy pha, quá độ điện áp hoặc

gián đoạn nguồn điện trong ngắn hạn. Theo kết quả khảo sát bởi EPRI [4,5], cho thấy có tới 68% là các lỗi một pha, 19% lỗi hai pha và 13% là lỗi ba pha, qua đó có đến 87% là các lỗi không đối xứng. Khi xuất hiện một lỗi không đối xứng dẫn đến xuất hiện các lổm điện áp không cân bằng trên lưới điện, khi đó điện áp trên lưới ngoài thành phần thứ tự thuận còn xuất hiện thêm thành phần thứ tự nghịch, độ lổm điện áp cũng như thời gian tồn tại lỗi lổm trên các pha không giống nhau, góc nhảy pha trên các điện áp trong biến cố lổm điện áp cũng có thể khác nhau trên cả ba pha. Tuy rằng lổm điện áp chỉ xảy ra trong một khoảng thời gian ngắn, nhưng nó có thể làm một số phụ tải nhạy cảm dừng hoạt động, gây gián đoạn quá trình sản xuất của nhà máy. Ví dụ như nhà máy xi măng Hoàng Mai thuộc tỉnh Nghệ An [2] tính đến năm 2008 đến năm 2014 đã có khoảng 150 lần bị ngưng hoạt động, với mỗi lần dừng lò do quạt ID bị ngắt gây tổn thất lên đến 120 triệu VNĐ. Bộ bù điện áp động AVC có thể giúp cho các phụ tải quan trọng, nhạy cảm hoạt động bình thường dưới những biến cố lổm điện áp ngắn hạn. Lý do phải dùng AVC là vì việc khắc phục bằng cách cải tạo hệ thống phân phối là không thể thực hiện được, có thể do không đủ kinh phí hoặc không thể gián đoạn hóa sản xuất hoặc hệ thống điện nằm ngoài tầm quản lý của doanh nghiệp.

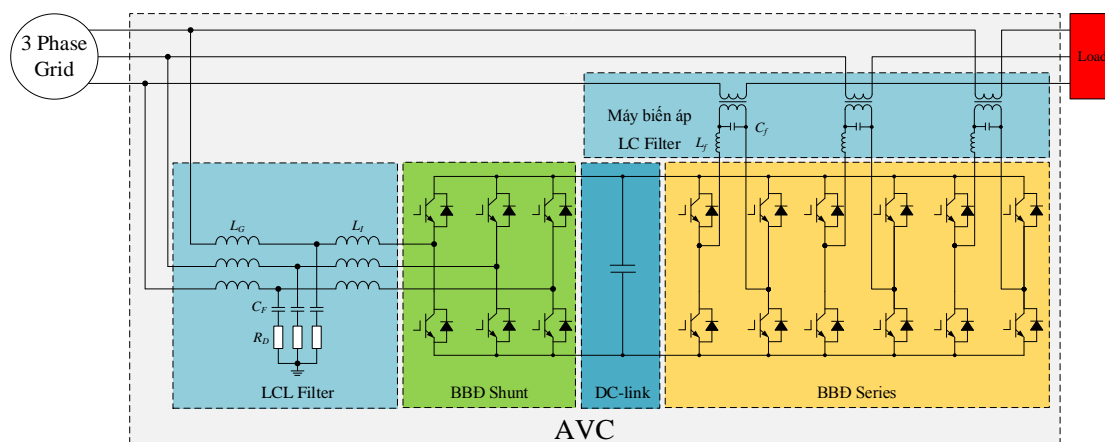
Bài báo này bước đầu xây dựng cấu hình mạch lực, cấu trúc điều khiển bộ bù điện áp động AVC hoạt động trong điều kiện điện áp lổm điện áp đều cả ba pha với công suất định mức 5kVA. Các kết quả mô phỏng chứng minh được bộ AVC giúp cho điện áp phía tải đảm bảo giá trị định mức khi mà điện áp phía nguồn xuất hiện sự cố lổm điện áp.

2. NỘI DUNG CHÍNH

2.1. Cấu hình mạch lực

AVC khi hoạt động sẽ chèn vào một điện áp nối tiếp với nguồn cung cấp, điện áp đó được tạo ra từ BBĐ series kết nối với DC-link và BBĐ shunt. AVC cần phải tạo ra điện áp ba pha với thành phần thứ tự thuận, thứ tự nghịch khi làm việc với hệ thống ba pha ba dây. BBĐ phải có khả năng trao đổi công suất trên cả hai chiều, chịu được điện áp cao và tổn hao thấp, vì thế trong các giải pháp thực tế BBĐ thường được xây dựng từ các linh kiện bán dẫn điều khiển hoàn toàn như IGBT. Có nhiều cấu trúc AVC đã được nêu ra ở [1, 2], tuy nhiên trong bài báo này sử dụng cấu trúc như H.1 gồm những thành phần chính sau đây:

- BBĐ shunt là một bộ chỉnh lưu tích cực ba pha, sử dụng phương pháp điều chế SVM.
- Mạch lọc LCL phía BBĐ shunt.
- BBĐ series gồm ba mạch nghịch lưu cầu H một pha với 12 van bán dẫn IGBT sử dụng phương pháp điều chế Sin-PWM.
- Tự điện một chiều DC-link, là nơi lưu trữ năng lượng giúp cho BBĐ series có thể tạo ra điện áp xoay chiều cần thiết bù cho một biến cố lổm điện áp khi nó xảy ra.
- Máy biến áp một pha nối tiếp (MBA-NT), cách ly giữa AVC và lưới, phối hợp mức điện áp.
- Bộ lọc tần số chuyển mạch LC phía BBĐ series, giảm ảnh hưởng của quá trình đóng cắt van do điều chế PWM.



H.1. Cấu trúc mạch lực bộ biến đổi AVC

Ở đây ta chọn MBA-NT là do yêu cầu sự độc lập từ thông trong khi bù nhiễu loạn không cân bằng. Ưu

điểm khi áp dụng MBA-NT như: tạo cách ly điện áp giữa nguồn và BBĐ, tạo khả năng áp dụng trong các

hệ thống ba pha, có thể tận dụng như một cuộn cảm L giúp cho khâu lọc chỉ còn hai thành phần LC. Tuy nhiên nhược điểm thông thường nhất của MBA-NT là: chiếm phần lớn chi phí xây dựng hệ thống AVC và kích thước của nó, do sự nguy hiểm do bị bão hòa lõi nên biến áp chèn phải có công suất lớn hơn tính toán từ các thông số của BBD.

2.2. Các chế độ hoạt động của AVC

- Chế độ Bypass: AVC được nối tắt bằng khoá cơ khí hoặc điện tử, khi có dòng tải cao hoặc dòng ngắn mạch phía tải. Trong chế độ này AVC phải được cách ly khỏi lưới.
- Chế độ chờ (Standby mode): Nguồn điện áp cung cấp ở mức định mức và AVC đã sẵn sàng để bù cho một biến cố lỗi lôm điện áp.
- Chế độ hoạt động tích cực: Khi lỗi lôm điện áp được phát hiện AVC ngay lập tức thực hiện chèn điện áp. Đây là chế độ hoạt động chính của AVC.

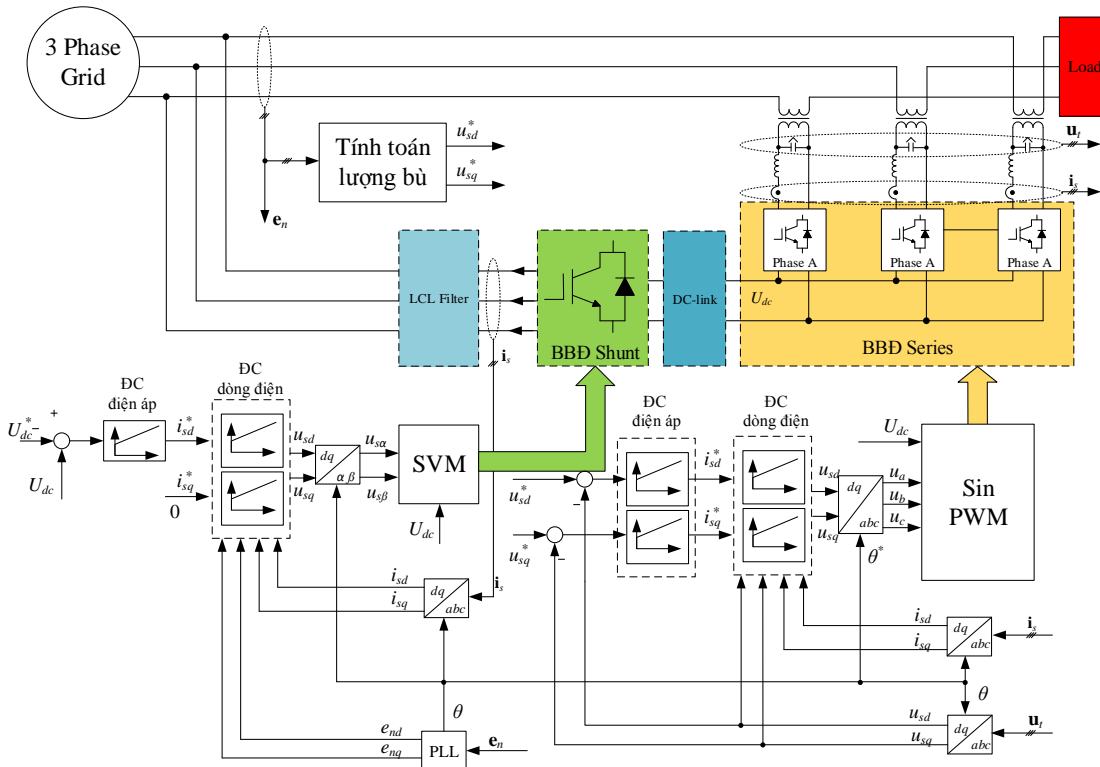
2.3. Cấu trúc điều khiển AVC

Mục tiêu của AVC là khôi phục điện áp trên tải theo giá trị mong muốn để tải nhạy cảm không bị sự cố khi gặp phải tác động của lôm điện áp từ lưới nguồn cung cấp. Vì vậy hệ thống điều khiển AVC có nhiệm vụ tạo ra giá trị điện áp chèn vào lưới u_{in} với biên độ, tần số và góc pha để thỏa mãn mục tiêu

điều chỉnh đó. Trong điều khiển hệ thống AVC bao gồm điều khiển điện áp tải, điều khiển DC-link, điều khiển đồng bộ điện áp lưới và điều khiển phát hiện lỗi lôm điện áp. Trong đó điều khiển điện áp tải là phức tạp và quan trọng nhất, vì nó quyết định trực tiếp đến khả năng làm việc hiệu quả của AVC trong việc bù lỗi lôm điện áp để bảo vệ tải nhạy cảm. Tuy nhiên, bài báo này bước đầu xây dựng cấu trúc điều khiển hai BBD shunt và series hoạt động trong điều kiện lỗi lôm điện áp đều cả ba pha để kiểm tra khả năng chèn điện áp của AVC vào lưới. Khi thực hiện với lưới điện mất cân bằng, cấu trúc điều khiển sẽ phức tạp hơn do cần phải tách và thực hiện điều khiển AVC trên hai thành phần thứ tự thuận và thứ tự ngược... Cấu trúc điều khiển của AVC được xây dựng trên H.2. Ở đó ta tiến hành khóa pha điện áp lưới e_n và tính toán lượng điện áp cần bù u_{sd}^* , u_{sq}^* , lượng điện áp bù này sẽ là lượng đặt cho BBD series. BBD shunt gồm hai mạch vòng điều chỉnh điện áp DC-link và mạch vòng điều chỉnh dòng điện. BBD series cũng gồm hai mạch vòng điều chỉnh điện áp trên tụ u_t và mạch vòng điều chỉnh dòng điện i_s .

2.4. Tổng hợp tham số các bộ điều chỉnh

Tiến tổng hợp tham số các bộ điều chỉnh cho hai BBD shunt và series theo [10].



H.2. Cấu trúc điều khiển AVC trong điều kiện điện áp ba pha cân bằng

2.4.1. Tổng hợp tham số BBD shunt

Bộ điều chỉnh dòng điện có thể là bộ PI, với hàm truyền $H_c s = K_{pc} \left(1 + \frac{1}{T_{ic}s} \right)$. Khi đó hàm truyền hệ kín sẽ là:

$$H_{0c} s = \frac{T_{ic}s + 1}{\frac{T_{ic}T_c}{K_{pc}}s^2 + T_{ic}s + 1} \quad (1)$$

Các tham số bộ điều chỉnh cần đảm bảo bằng thông mong muốn là $1/T_{0c}$ và độ tắt dần ζ_c . Nói cách khác là viết lại (1) dưới dạng hàm bậc hai dạng chuẩn như (2)

$$H_{0c} s = \frac{T_{ic}s + 1}{T_{0c}^2s^2 + 2\zeta_c T_{0c}s + 1} \quad (2)$$

Từ đó, các hệ số của bộ điều chỉnh dòng điện được xác định như (3)

$$K_{pc} = 2\zeta_c T_c / T_{0c}, T_{ic} = 2\zeta_c T_{0c} \quad (3)$$

Bộ điều chỉnh điện áp có thể là bộ PI, với hàm truyền $H_v s = K_{pv} \left(1 + \frac{1}{T_{iv}s} \right)$, cần đảm bảo bằng thông mong muốn $1/T_{0v}$ và độ tắt dần ζ_v . Hàm truyền hệ kín sẽ là:

$$H_{0v} s = \frac{T_{iv}s + 1}{\frac{4T_{iv}C_c}{3K_{pv}\beta_{de}}s^2 + \left(1 + \frac{4}{3K_{pv}\beta_{de}R_e} \right)T_{iv}s + 1} \quad (4)$$

Trong đó tham số bộ điều chỉnh điện áp được xác định như:

$$K_{pv} = \frac{4\zeta_v C R_e - T_{0v}}{3\beta_{de} T_{0v} R_e}, T_{iv} = T_{0v} \frac{4\zeta_v C R_e - T_{0v}}{C R_e} \quad (5)$$

Để lựa chọn được các thông số của bộ điều chỉnh cần lưu ý rằng băng thông của mạch vòng dòng điện phải nhỏ hơn quãng 5 lần tần số đóng cắt của khâu điều chế PWM. Mạch vòng dòng điện áp phải nhanh hơn 5 đến 10 lần mạch vòng điện áp. Đây là điều kiện để phân tách tác động của các biến trạng thái phù hợp với cấu trúc điều khiển theo mạch vòng lồng ghép.

2.4.2. Tổng hợp tham số BBD series

Hàm truyền hệ kín cho trên (6):

$$H_{0c} s = \frac{T_{ic}s + 1}{\frac{T_{ic}T_c}{K_{pc}}s^2 + T_{ic}s + 1} \quad (6)$$

Tham số bộ điều chỉnh dòng điện được xác định ở (7)

$$K_{pc} = 2\zeta_c L_f / T_{0c}, T_{ic} = 2\zeta_c T_{0c} \quad (7)$$

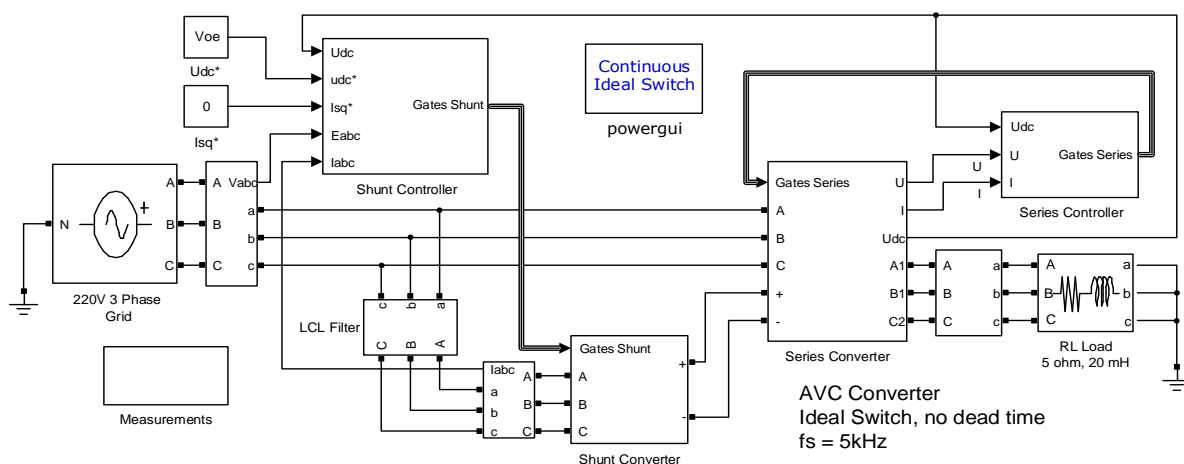
Hàm truyền kín mạch vòng điện áp có dạng:

$$H_{0v} s = \frac{T_{iv}s + 1}{\frac{T_{iv}C_f}{K_{pv}}s^2 + T_{iv}s + 1} \quad (8)$$

Tham số bộ điều chỉnh điện áp được xác định ở (9)

$$K_{pv} = 2\zeta_v C_f / T_{0v}, T_{iv} = 2\zeta_v T_{0v} \quad (9)$$

Cần lưu ý rằng băng thông của mạch vòng dòng điện bằng tần số đóng cắt của khâu điều chế PWM. Mạch vòng dòng điện áp phải nhanh hơn 5 đến 10 lần mạch vòng điện áp.



H.3. Sơ đồ mô phỏng bộ AVC trên Matlab-Simulink

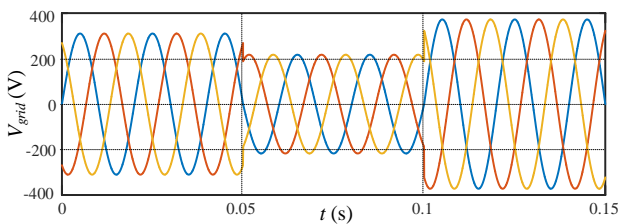
3. MÔ PHỎNG VÀ NHẬN XÉT

Tiến hành mô phỏng bộ AVC trên phần mềm Matlab-Simulink với sơ đồ cho trên Simulink với sơ đồ cho trên

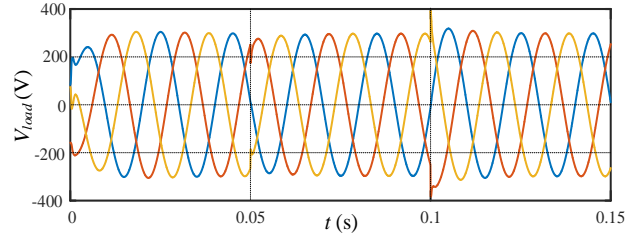
H.3 nối phụ tải 5Ω 20mH, tham số mô phỏng được chỉ ra trong bảng B.1. Trong khoảng thời gian từ 0s đến 0,05s điện áp có biên độ 310V; từ 0,05s đến 0,1s điện áp bị lỗi cả ba pha còn 70% giá trị định mức; từ 0,1s đến 0,15s điện áp lỗi thêm 20% so với giá trị định mức^[*]. Công suất bộ AVC là 5kVA, điện áp đặt U_{dc-ref} là 650V. Để cho đơn giản trong việc tính toán lượng bù điện áp, ta chọn MBA có tỉ số 1:1.

B.1. Tham số mô phỏng bộ AVC

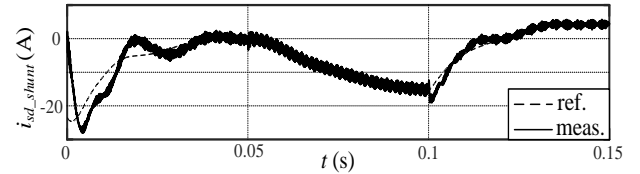
Tham số mạch lọc LCL	Giá trị	Đơn vị
Cuộn cảm phía lưới L_G	1,2	mH
Cuộn cảm phía shunt L_I	2,5	mH
Tụ điện C_F	6,8	μF
Điện trở R_D	4	Ω
Tham số mạch lọc LC	Giá trị	Đơn vị
Cuộn cảm L_f	1	mH
Tụ điện C_f	40	μF
Tham số tụ DC-link	Giá trị	Đơn vị
Tụ điện $C_{Dc-link}$	3300	μF
Tham số PI BBD shunt	Tham số	Giá trị
Mạch vòng điện áp	K_{pv_shunt}	0,1567
	T_{iv_shunt}	0,0273
Mạch vòng dòng điện	K_{pc_shunt}	1,1200
	T_{ic_shunt}	0,0014
Tham số PI BBD series	Tham số	Giá trị
Mạch vòng điện áp	K_{pv_series}	0,0560
	T_{iv_series}	0,0014
Mạch vòng dòng điện	K_{pc_series}	7,0000
	T_{ic_series}	2,800e-4



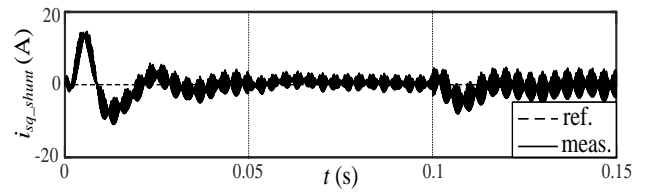
H.4. Dạng điện áp V_{grid} phía nguồn



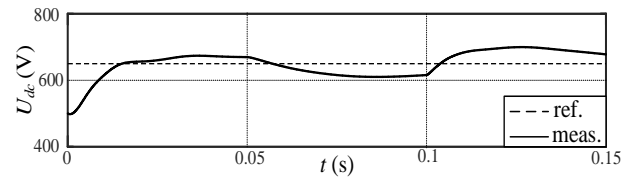
H.5. Dạng điện áp phía tải V_{load} sau khi đã được bù



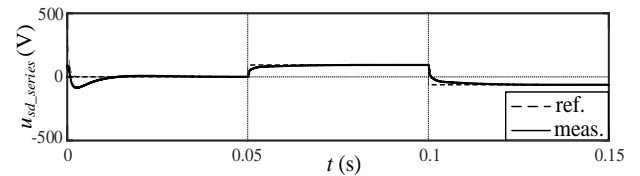
H.6. Dạng dòng điện i_{sd_shunt} bộ shunt



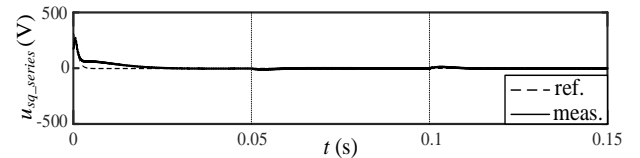
H.7. Dạng dòng điện i_{sq_shunt} bộ shunt



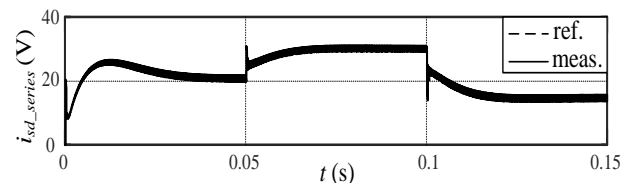
H.8. Dạng điện áp U_{dc} trên tụ Dc-link



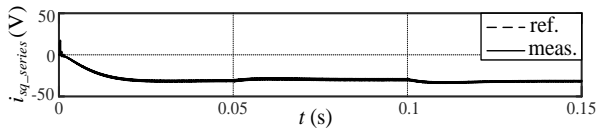
H.9. Dạng điện áp u_{sd_series} bộ series



H.10. Dạng điện áp u_{sq_series} bộ series



H.11. Dạng điện áp i_{sd_series} bộ series


 H.12. Dạng điện áp i_{sq_series} bộ series

Các kết quả mô phỏng được chỉ ra từ

H.4 đến **H.12** với kịch bản mô phỏng như đã nêu ra ở [8]. Với các biến cố lỗi lờm điện áp phía nguồn lưới như trên

H.4, bộ AVC đã thực hiện tính toán và đưa ra lượng bù thích hợp giúp cho điện áp phía tải giữ được giá trị định mức, kết quả được thể hiện trên **H.5**. Thời gian để bộ AVC đưa ra lượng bù giúp cho ổn định điện áp phía phụ tải chưa đến $\frac{1}{4}$ chu kỳ điện áp. **H.8** là dạng điện áp trên tụ Dc-link, **H.9** là dạng điện áp u_{sd} trên bộ series; ta thấy trong khoảng từ 0,05s đến 0,1s, bộ AVC phải đưa ra lượng bù điện áp khiến cho điện áp U_{dc} bị sụt xuống, điện áp u_{sd} đạt giá trị dương để bù điện áp bị lờm xuống vào lưới; khoảng thời gian tiếp theo từ 0,1s đến 0,15s bộ AVC thực hiện việc bù lỗi điện áp, công suất phía lưới được bơm ngược lại phía tụ Dc-link khiến cho U_{dc} tăng lên trên 650V, điện áp u_{sd} khi đó có giá trị âm. Kết quả mô phỏng trên các hình còn lại cho thấy giá trị

lượng đo về bám rất sát với lượng đặt.

4. KẾT LUẬN

Bài báo đã đưa ra cấu trúc mạch lực và cấu trúc điều khiển cho bộ biến đổi AVC. Qua kết quả mô phỏng và nhận xét cho thấy được khả năng bù lỗi lờm điện áp của bộ AVC, giúp cho ổn định điện áp phía phụ tải. Tuy nhiên điểm hạn chế là mới chỉ thực hiện được bù lỗi lờm điện áp đồng đều cả ba pha, chưa giải quyết được vấn đề lỗi lờm điện áp không đồng đều ba pha. Công việc tiếp theo mà nhóm tác giả cần thực hiện đó là xây dựng cấu trúc điều khiển dựa trên hai thành phần thứ tự thuận, thứ tự ngược giúp cho bộ AVC có thể thực hiện bù với các sự cố điện áp như đã nêu ra ở phần 1 và tiến hành xây dựng mô hình thực nghiệm kiểm chứng với bộ AVC công suất 5kVA.

5. LỜI CẢM ƠN

Nhóm tác giả xin được gửi lời cảm ơn chân thành đến Đề tài cấp Khoa học cấp Nhà nước mã số KC.05.03/16-20 đã tạo điều kiện cho chúng tôi thực hiện bài báo này.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] John Godsk Nielsen (2002) Design and Control of a Dynamic Voltage Restorer. Aalborg University.
- [2] Trần Duy Trinh (2014) Nghiên cứu điều khiển bộ khôi phục điện áp động (DVR) để bù lờm điện áp cho phụ tải quan trọng trong xí nghiệp công nghiệp. Luận văn tiến sĩ Điều khiển và Tự động hóa.
- [3] Raj Naidoo, Pragasen Pillay (2007) A new method of voltage sag and swell detection. IEEE Transactions on Power Delivery (Volume: 22, Issue: 2, April 2007).
- [4] Gabriel Olguin (2005) Voltage Dip (Sag) Estimation in Power Systems based on Stochastic Assessment and Optimal Monitoring. Thesis for the degree of doctor of philosophy, Electric Power Engineering Chalmers University of Technology.
- [5] Yan Zhang, B.Sc., M.Sc (2008) Techno-economic Assessment of Voltage Sag Performance and Mitigation. Thesis submitted to The University of Manchester for the degree of PhD.
- [6] Remus Teodorescu, Marco Liserre, Pedro Rodríguez (2011) Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power System. Remus Teodorescu, Marco Liserre and Pedro Rodríguez © 2011 John Wiley & Sons, Ltd. ISBN: 978-0-470-0575-3.
- [7] A. de Almeida, L. Moreira, J. Delgado (2005) Power Quality Problems and New Solutions. www.icrepq.com
- [8] M.H.J. Bollen, Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions. IEEE Press Series on Power Engineering, New York. 2000.
- [9] Remus Teodorescu, Marco Liserre, Pedro Rodríguez (2011) Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power System. Remus Teodorescu, Marco Liserre and Pedro Rodríguez © 2011 John Wiley & Sons, Ltd. ISBN: 978-0-470-0575-3.
- [10] Seddik Bacha, Lulian Munteanu, Antoneta Luliana Bratcu (2014) Power Electronic Converters Modeling and Control. Advanced Textbooks in Control and Signal Processing.

DRIVER DESIGN FOR 3KW 13.56 MHZ MULTIPHASE RESONANT INVERTER

Nguyen Kien Trung, Kan Akatsu

Shibaura Institute of technology

Email: nguyen.kien.trung.j3@sic.shibaura-it.ac.jp

Abstract:

In half-bridge inverter topology, it is well known that the driver circuit design at high switching frequency is always the challenge due to the ground floating of the high-side driver circuit. At very high switching frequency such as 13.56 MHz, the common mode noise becomes a critical issue because it strongly effects to the stability and the efficiency of the inverter especially in case of the high power condition. Furthermore, in the case of multiphase resonant inverter topology, the synchronous of the driver pulse among phases to obtain the same class DE operation mode in every phase is also another challenge. In this paper, the driver circuit design for 3kW 13.56 MHz multiphase resonant inverter with the efficiency of 96.1% is presented in detail.

Keywords:

13.56 MHz inverter; High frequency inverter; Multiphase inverter; Resonant inverter; Wireless power transfer.

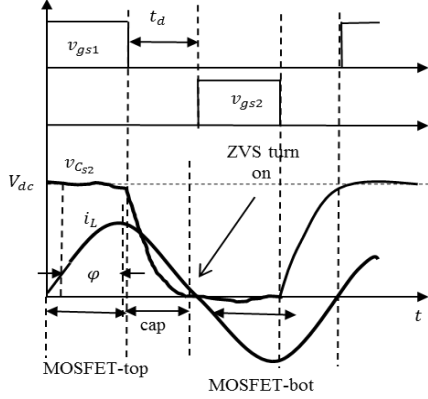
1. INTRODUCTION

Recently, the wireless charging systems for electric vehicle (EV) are almost using the switching frequency around 85 kHz. The power is up to several kW with the efficiency of over 90% [1]. However, because of the low operating frequency, the wireless distance is only around 20 cm with the big and heavy coupling system [1]. The MHz range operating frequency is one of the future research trends where the transfer distance will be extended up to several meters [2]. It makes more freedom for the EV position in both of static wireless charging and dynamic charging systems. A lot of material will be saved and the design is more freedom when the coupling system is much smaller and lighter. Nevertheless, the MHz operating frequency range is still hard to apply in EV wireless charging system because it is still difficult to make the high power inverter with high efficiency at MHz switching frequency.

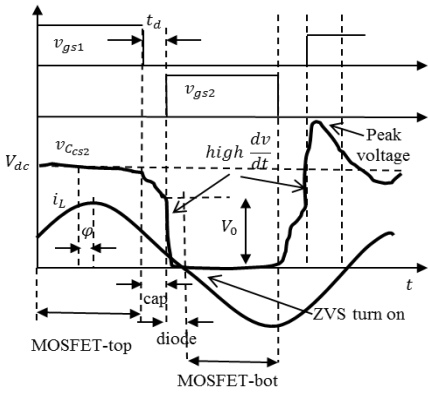
At 13.56 MHz switching frequency, the resonant inverter with the soft-switching technique is the key solution to obtain high efficiency. The class E or Φ_2 inverter is suitable because of these inverters can achieve zero voltage switching and zero dv/dt switching condition with the simple gate-driver circuit. However, these types of inverters are difficult to apply at high power level because the topology of these inverters use only one power switch and the stress voltage on the power switch is

very high in the comparison with the input DC voltage [3]. Furthermore, when the inverter is connected to the coupling system with the very high Q resonant coil, the voltage across the switching device will be very high during the startup transient state and it also limits the output power of these types of inverter. In our research, the class D and DE resonant inverter with half-bridge topology are used. With half-bridge topology, the voltage across the switching device is equal to input DC voltage and the output power of the inverter is easily extended by using multiphase topology. In our previous research, a 1.2 kW class D resonant inverter with the efficiency of 93.1% was achieved by using RF silicon MOSFET [4-5]. Then by using GaN HEMT and multiphase topology in class DE operation mode, the output power of the inverter have been extended up to 3 kW with the efficiency of 96.1% [6]. In these inverters, the driver circuit design is one of the design challenges because of the floating ground with very high dv/dt of high-side driver circuit. In this paper, the detail design of the driver circuit for these inverters is presented in detail. The challenges of driver circuit design in multiphase resonant inverter are presented in section 2. Then, the design of the driver circuit including common mode noise immunity design, PCB design, and the synchronous driver pulse among phases are presented in section 3. Section 4 shows the experiment results. Finally, the conclusion and

mode on every phase of the inverter to obtain highest efficiency, the driver pulse for every phase must be synchronized. This is another design challenge at 13.56 MHz which is presented in the section 3.



a. Class DE operation mode



b. Class D operation mode

Fig. 3. High dv/dt at the ground of high-side driver circuit

3. DRIVER DESIGN

3.1. Common mode noise immunity

To obtain high isolation common mode noise immunity, the optical fiber links or transformer are widely used. In this design, the proposed solution leads to more compact design by using integrated IC ISO721M. This device can obtain 50 V/ns for typical common mode noise immunity, maximum delay skew of 2 ns and the isolation voltage up to 4000V RMS.

The structure of the driver pulse generator is shown in Fig. 4. The value of stray capacitor C_{stray2} which is shown in Fig. 2 depends on the isolation between the ground of driver pulse generator circuit and ground of the power circuit. Therefore, as shown in Fig. 4, the isolation device is also used for the low-

side driver circuit to isolate two that grounds. The high isolation DC power source is used for driver pulse generator circuit that also reduces the stray capacitor C_{stray2} .

The PCB design in driver pulse generator circuit is also very important because that affects the value of the parasitic capacitors C_{stray1} and C_{stray2} . To obtain the low value of these parasitic capacitors, the PCB design must separate the PCB area of each side where is isolated by the isolation devices. The area between the primary-side and secondary-side of the isolation device is designed with no copper to obtain lowest parasitic capacitance. The PCB design around the isolation devices is shown in Fig. 5.

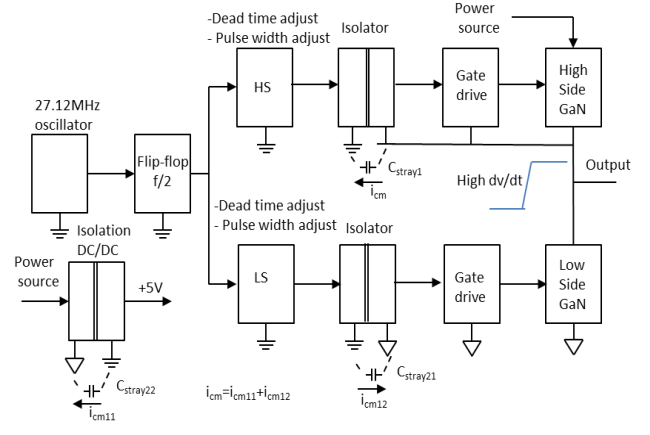


Fig. 4. Structure of driver pulse generator circuit

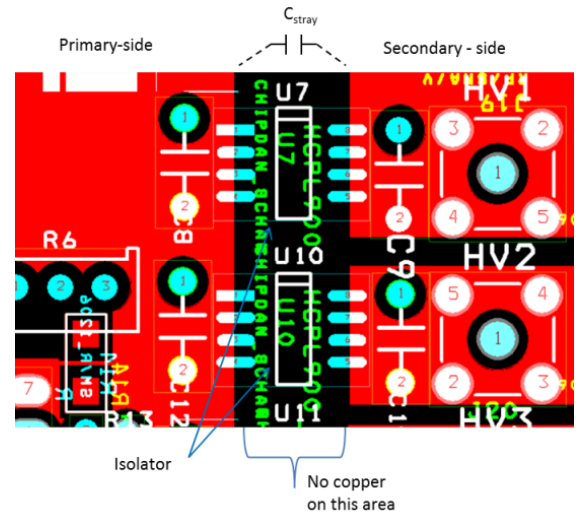


Fig. 5. PCB design for drive board

3.2. Synchronous drive pulse

To obtain class DE operation mode for all phase in multiphase resonant inverter operating at 13.56 MHz, the driver pulse for all phase must be synchronized. It becomes a challenge in the high-side driver circuit design due to the floating high-

side driver ground with very high dv/dt . The proposed design solution is shown in Fig. 6. The driver IC and the cascode GaN HEMT must be placed as near as possible to minimize the parasitic inductance of the connection between them. Therefore, the driver ICs are directly attached on each module.

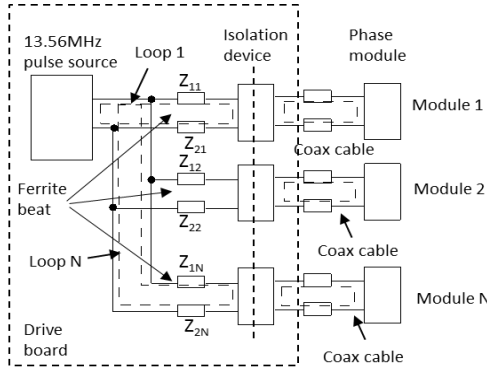


Fig. 6. Synchronous driver pulse design

Then, in order to synchronize the driver pulses in every phase, every module is connected with the only one driver pulse generator board.

In the driver pulse generator board, the design of PCB is very critical to keep the minimum impedance of the trace line and the similarity in two sides $Z_{1N}=Z_{2N}$. In the case of multiphase, the impedance in each loop accompany with each module is designed to balance with the other loop. The ferrite bead is added in every loop to fill the high frequency noise and make the impedance more balance as shown in Fig. 6. To connect from the driver board to the phase modules, the coaxial cable is used. The type and the length of all cable is the same to keep impedance balance.

4. EXPERIMENT RESULTS

Fig. 7 shows the prototype of the 13.56 MHz, 3kW, 5 phases inverter. The inverter includes 5 phase modules which are all driven by the drive board. Fig. 8(a) shows the experiment results of the drain-source voltage and gate-source voltage of the high-side GaN in one phase of the five phase resonant inverter. The input DC voltage is 260 V.

The rising time and falling time of the drain-source voltage in class DE operation mode is 12 ns including the rising and falling time of the oscilloscope. In the design, the dead time is designed at 10 ns [6]. Then the dv/dt in this case is about 25 V/ns. It is almost the same with the design. The driver circuit and the inverter work stably.

There is no noise was observed in the gate-source voltage waveform of high-side driver circuit. The class DE operation mode was obtained.

Fig 8(b) shows the gate-source voltages of the high-side GaN in five phases of the inverter in experiment. They are almost synchronous. This is very importance condition to obtain the same class DE operation mode in 5 phases of the inverter to obtain the highest efficiency. Finally, the power loss distribution and the output waveform of the inverter in experiment are shown in Fig. 9. The inverter works stably at 3kW output power with the efficiency of 96.1%.

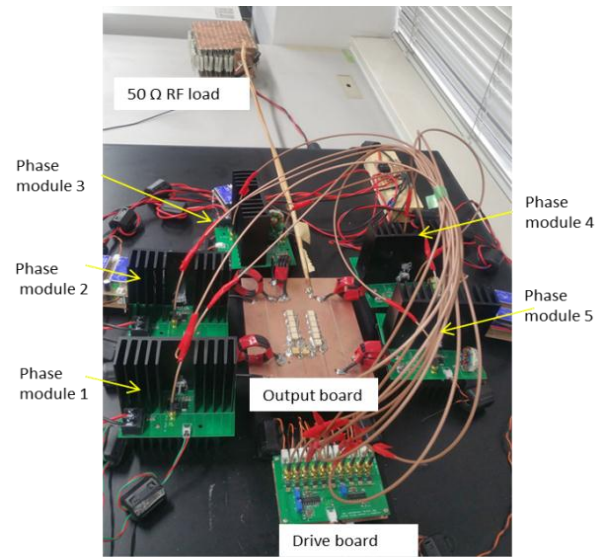
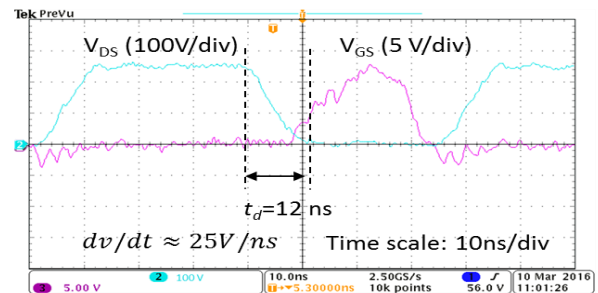
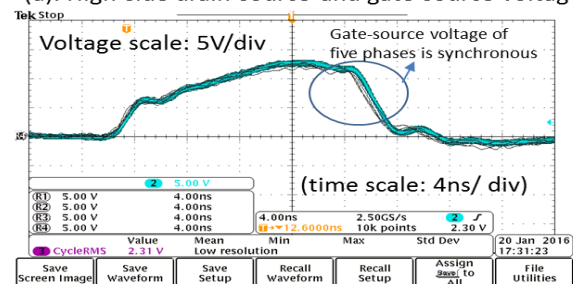


Fig. 7. Prototype of 13.56 MHz, 3 kW, 5 phases inverter



(a). High-side drain-source and gate-source voltage



(b). High-side gate-source voltage in five phases

Fig. 8. Driver signal test of five phases inverter

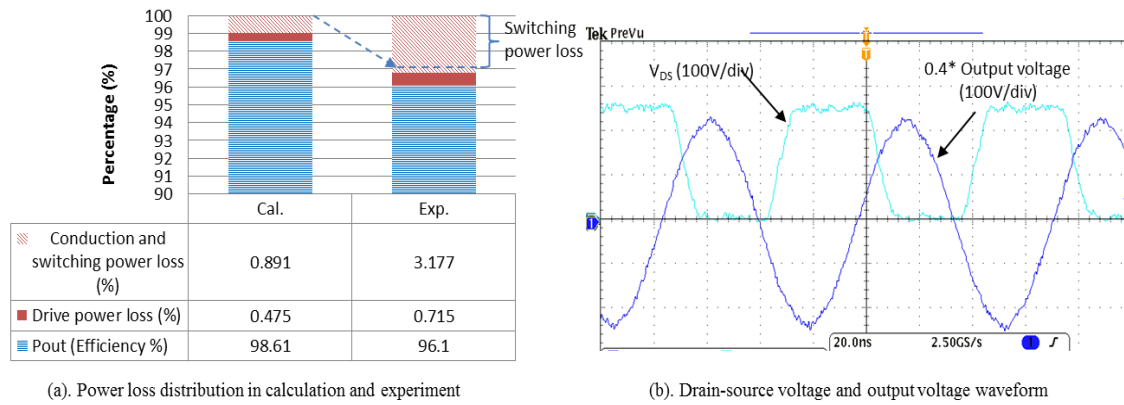


Fig. 9. Experiment results in 3kW 5 phases resonant inverter

5. CONCLUSION AND FUTURE WORK

At 13.56 MHz multiphase resonant inverter, the common mode noise in high-side driver circuit and the synchronous driver pulse among phases are the critical design issues which directly affect the stability and the efficiency of the inverter. The design of the power circuit to limit the dv/dt value,

the devices selection for driver circuit, the PCB design and the impedance matching design is the key solutions to overcome these challenges. In experiment results, the designed driver circuit works stably at 13.56 MHz, the dead time can be adjust exactly, and the driver pulse among phases are synchronized. Finally, the inverter could obtain 3 kW output power with the efficiency of 96.1%.

REFERENCES

- [1] S.Li and C.C.Mi, "Wireless power transfer for electric vehicle applications," IEEE Journal of emerging and selected topics in power electronic, Vol. 3, No. 10, 2015, pp. 4-17.
- [2] A. Kurs, A.Karalis, R.Moffatt, J.D.Joannopoulos, P.Fisher, and M. Soljačić, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," in Science Express on 7 June 2007,Vol. 317. no. 5834, pp. 83 - 86.
- [3] J. Choi, D. Tsukiyama, J. Rivas, "Evaluation of a 900 V SiC MOSFET in a 13.56 MHz 2 kW resonant inverter for wireless power transfer", in Control and Modeling for Power Electronics, pp. 1-6, Jun. 2016.
- [4] N. K. Trung, , T. Ogata, S. Tanaka, and K. Akatsu, "Analysis and PCB Design of Class D Inverter for Wireless Power Transfer Systems Operating at 13.56 MHz", IEEE Journal of Industry Application, Vol. 4, No. 6, 2015, pp. 703-713.
- [5] N. K. Trung and K. Akatsu, "Ringing suppressing method in 13.56MHz resonant inverter for wireless power transfer systems", Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress & Expo (ECCE USA 2015), Montreal, Canada, September 20-24, 2015.
- [6] N. K. Trung and K. Akatsu, "Design high power and high efficiency inverter operating at 13.56MHz for wireless power transfer systems", Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress & Expo (ECCE USA 2016), Milwaukee, WI, USA, September 18-22, 2016.

TỔNG QUAN VỀ CÔNG NGHỆ SẠC KHÔNG DÂY CHO XE ĐIỆN

OVERVIEW OF WIRELESS CHARGING TECHNOLOGIES FOR ELECTRIC VEHICLES

Nguyễn Thị Điệp¹, Trần Trọng Minh²

¹Trường Đại học Điện lực, ²Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Email: diepnt@epu.edu.vn

Abstract:

This paper gives an overview of current wireless charging technologies on electric vehicles charging. This paper gives a brief overview of the main parts in a wireless charging system, including the magnetic coupler, compensation network, power electronics converter, control method and some other issues. We hope that the researchers are motivated by the current achievements and further develop wireless charging technologies for electric vehicles.

Keywords:

Dynamic charging, wireless power transfer, electric vehicle, coupled magnetic resonance.

1. GIỚI THIỆU

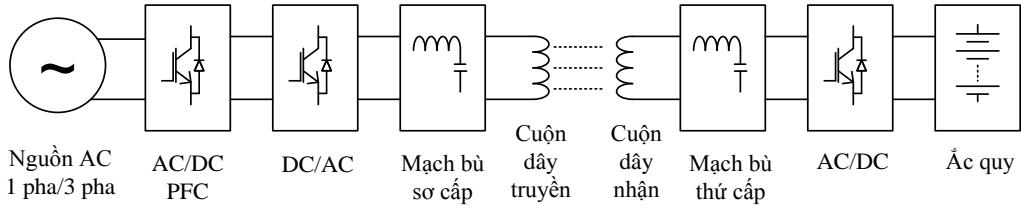
Trong những năm gần đây, xe điện (electric vehicle –EV) là phương tiện sử dụng năng lượng xanh hiệu quả, được sử dụng rộng rãi. Tuy nhiên, acquy của EV có những bất lợi về khối lượng, thời gian sạc dài và khoảng cách di chuyển bị hạn chế. Với cách sạc có dây truyền thống tốn nhiều thời gian, dễ bị ảnh hưởng bởi môi trường và kém an toàn. Đồng thời không linh hoạt và cũng không thuận tiện. Sạc không dây dựa trên công nghệ WPT (Wireless power transfer) giảm thiểu được các hạn chế của sạc có dây truyền thống, hiện đang được nghiên cứu phát triển.

Sạc không dây có hai loại, một là sạc không dây tĩnh (SWC- Stationary wireless charging), EV phải đỗ đúng vị trí trên bộ sạc để nhận năng lượng từ bộ phát. Hiệu suất và điều kiện kết nối gần như tối ưu và không có ràng buộc khó khăn đối với điều khiển trong hệ thống SWC. Hai là sạc không dây động (DWC- Dynamic wireless charging), EV có thể nhận năng lượng liên tục trong khi di chuyển, khoảng cách di chuyển được mở rộng, có thể dùng acquy với dung lượng nhỏ nhất. Nếu 20% con đường di chuyển được trang bị hệ thống sạc 40kW, khoảng cách di chuyển của EV có thể mở rộng ít nhất 80% [2].

Hiện nay, hệ thống sạc không dây cho EV sử dụng công nghệ WPT cộng hưởng từ có khoảng cách truyền tải điện năng từ vài mm đến hàng trăm milimet. Trong nhiều năm trở lại đây, các nhà

nghiên cứu tại Đại học Auckland đã tập trung vào nghiên cứu các bộ sạc điện không dây cho các đối tượng di chuyển, kết quả họ đã thiết kế được các pad cho hệ thống sạc tĩnh. Một pad có kích thước 766 mm x 578 mm có thể truyền 5kW với hiệu suất 90% ở khoảng cách 200mm [3]; Tại Mỹ, tập đoàn WiTricity với công nghệ từ MIT phát triển kit WiT-3300 sạc tĩnh, công suất 3,3kW, hiệu suất 90% và khoảng cách truyền 180mm. Gần đây, công nghệ sạc điện không dây cho EV được phát triển tại phòng thí nghiệm ORNL, hiệu suất thử nghiệm khoảng 90% khi truyền 3kW [4]. Nghiên cứu tại Đại học Michigan-Dearborn đạt được cho hệ thống truyền 8kW, hiệu suất 95,7% và khoảng cách truyền là 200mm [5]. Hệ thống sạc của Viện KAIST Hàn Quốc, gọi là OLEV cũng góp phần vào thiết kế hệ thống sạc không dây. Ba hệ thống OLEV được xây dựng: hệ thống cho xe trong sân golf, hệ thống cho xe bus và hệ thống cho SUV. Những thành tựu cho hệ thống thứ hai và thứ ba đáng chú ý, với công suất truyền 60kW cho xe bus và 20kW cho SUV với hiệu suất tương ứng là 70% và 83%, cho phép truyền với khoảng cách thẳng đứng và lệch tương ứng 160mm và 200mm [6].

Hiện nay, các hệ thống SWC đã được nghiên cứu ở một số khía cạnh như thiết kế cơ bản, thiết kế cuộn dây, bộ biến đổi công suất và phương pháp điều khiển. Hệ thống DWC đang được nghiên cứu, phát triển, và hứa hẹn làm cho EV tiện lợi và linh hoạt hơn, thúc đẩy sử dụng EV trong tương lai.



H1. Cấu trúc hệ thống sạc không dây cho EV

Một hệ thống sạc không dây cho EV như H.1, gồm những phần chính sau đây:

- Cuộn dây truyền và nhận.
- Mạch bù (phía sơ cấp và thứ cấp).
- Bộ biến đổi công suất (thông thường phía sơ cấp gồm chỉnh lưu PFC, nghịch lưu tần số cao; phía thứ cấp là chỉnh lưu tần số cao).

Để tăng khả năng dẫn từ và che chắn từ trường, cuộn dây truyền và nhận được kết hợp với lõi ferrit và tấm chắn. Sau đây, gọi là “bộ ghép từ” bao gồm cuộn dây, lõi ferrit và tấm chắn.

2. BỘ GHÉP TỪ

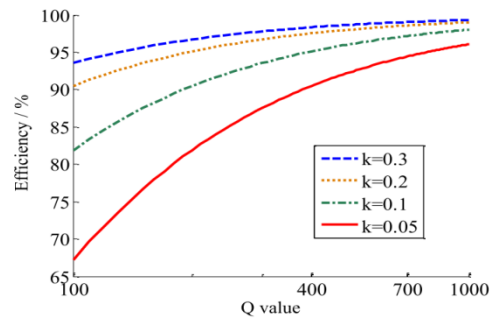
Hệ thống sạc không dây có ít nhất hai bộ ghép từ, bộ phía phát gọi là “bộ ghép từ sơ cấp” và bộ phía nhận gọi là “bộ ghép từ thứ cấp”. Hiệu suất truyền công suất lý thuyết lớn nhất giữa hai cuộn dây khi bỏ qua mạch bù, được tính bằng công thức sau [1]:

$$\eta_{max} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2})^2} \quad (1)$$

Ở đây, $Q_1 = \omega L_1 / R_1$, $Q_2 = \omega L_2 / R_2$ là hệ số chất lượng của cuộn dây truyền và nhận; k là hệ số hỗ cảm giữa hai cuộn dây. Hiệu suất truyền lý thuyết lớn nhất theo công thức (1) được vẽ trên H.2 [1]. Theo đó, để hiệu suất cao thì cần hệ số hỗ cảm k cao và hệ số chất lượng Q cao. Với một cấu trúc nhất định, kích thước bộ ghép từ lớn hơn thì k lớn hơn; dây dẫn dày hơn và kích thước ferrite to hơn thì Q lớn hơn. Bằng cách tăng kích thước và vật liệu thì có thể đạt được hiệu suất cao, nhưng đây không phải là giải pháp kỹ thuật tốt, mà cần phải có k và Q lớn với kích thước và giá thành nhỏ nhất. Do $Q = \omega L/R$, nên tần số cao là giải pháp để tăng Q .

Nghiên cứu của học viện công nghệ MIT sử dụng tần số xung quanh 10MHz và $Q \approx 1000$ [8]. Tập đoàn WiTricity với công nghệ từ MIT thiết kế hệ thống ở tần số 145kHz. Trong những nghiên cứu và ứng dụng gần đây, các thiết kế ở tần số từ 20kHz đến 150kHz đạt được hiệu suất và giá thành hợp lý.

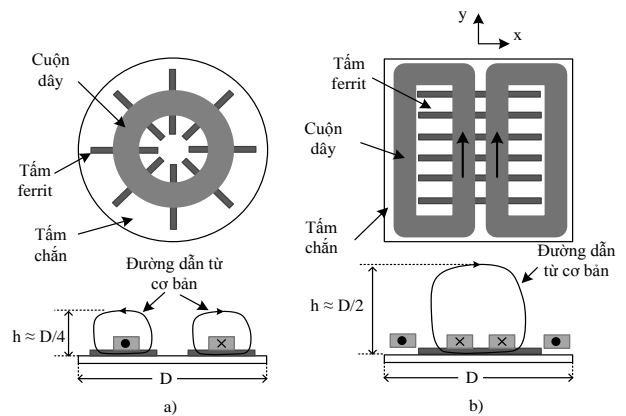
Ở dải tần số này, để giảm tổn thất đồng trên cuộn dây người ta sử dụng dây Litz. Để hiệu suất của hệ thống cao hơn và khoảng cách sạc không dây xa hơn tần số cộng hưởng được chọn ở mức MHz, sử dụng cuộn dây lõi không khí.



H.2. Hiệu suất truyền lý thuyết giữa hai cuộn dây

Bên cạnh tần số, hệ số hỗ cảm k (phụ thuộc vào thiết kế của bộ ghép từ) là một hệ số quan trọng trong hệ thống sạc không dây. Với cùng vật liệu và kích thước, cấu trúc hình học của bộ ghép từ cũng tạo ra sự khác biệt của hệ số k .

2.1. Bộ ghép từ trong hệ thống SWC



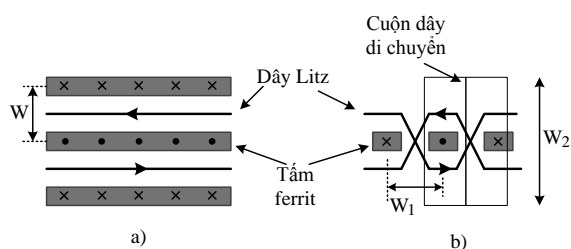
H.3. Đường dẫn từ của bộ ghép từ

Trong hệ thống SWC bộ ghép từ thường được thiết kế dạng pad. Hai loại đường dẫn từ một mặt được chỉ ra trong H.3, H.3a đường dẫn đơn cực hình tròn [10]. H.3b đường dẫn lưỡng cực hình chữ nhật, được thiết kế bởi Đại học Auckland, gọi là đường

dẫn DD [9]. Bên cạnh các thiết kế cơ khí, một pad bao gồm 3 lớp. Lớp trên cùng là cuộn dây, đến lớp ferrite với mục đích nâng cao hiệu quả dẫn từ và lớp cuối cùng là lớp chắn. Với lớp chắn, hầu hết các từ thông xoay chiều tần số cao có thể được giới hạn giữa 2 pad sơ cấp và thứ cấp. Chiều cao của đường sức từ của pad hình tròn bằng khoảng $\frac{1}{4}$ đường kính của pad. Với pad DD, chiều cao bằng khoảng $\frac{1}{2}$ chiều dài của pad. Với cùng kích thước, vùng sạc khi dùng DD pad gấp 2 lần pad tròn. Nếu lái xe dọc theo hướng y (H.3b), phía nhận có cấu trúc DD thì hiệu quả rất tốt. Tuy nhiên, nếu lái xe theo hướng x hiệu quả giảm khoảng 34% khi không thẳng hàng [9]. Để tăng hiệu quả theo hướng x, thêm một cuộn hình chữ nhật gọi là cuộn Q vào cấu trúc DD ở phía thứ cấp, gọi là cấu trúc DDQ [11]. Với cấu trúc DDQ phía thứ cấp vùng sạc tăng lên gấp 5 lần so với cấu trúc tròn. Đại học Auckland đưa ra một cấu trúc pad lưỡng cực mới, là một biến thể của cấu trúc DDQ [12]. Bằng cách tăng kích thước của mỗi pad D và sẽ có một phần gối lên giữa hai cuộn D, pad lưỡng cực mới có thể tiết kiệm 25% dây đồng, có thể đạt khoảng cách truyền 200mm, k trong khoảng 0,15 đến 0,3, hiệu suất có thể đạt được trên 90%.

2.2. Bộ ghép từ trong hệ thống DWC

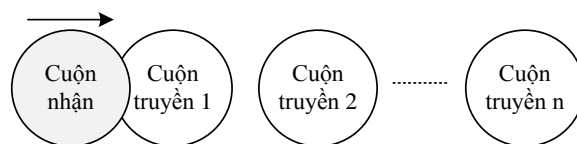
Trong hệ thống DWC, các thành phần của mạch từ bao gồm bộ ghép từ phía phát đặt cố định dưới lòng đường và bộ ghép từ phía thu luôn di chuyển, được đặt trong gầm EV. Bộ ghép từ phía phát có hai loại chính. Loại thứ nhất là đường truyền dạng đường dài (H.4). Khi EV di chuyển, mang theo bộ ghép từ thứ cấp chạy theo làn đường này thì công suất sẽ liên tục được truyền đến.



H.4. Cấu trúc của đường truyền; a) loại W và b) loại I

Làn đường có thể đơn giản như 2 đường dây hoặc loại U hoặc W có lõi ferrite để tăng kết nối và khoảng cách truyền [15]. Hoặc đường truyền có chiều rộng hẹp, có lõi ferrite loại I được thiết kế bởi KAIST [14]. Sự khác nhau giữa loại W và I được chỉ ra trên H.4. Với cấu trúc loại W, vùng phân bố của lõi ferrit W sẽ xác định khoảng cách truyền,

cũng như sự dịch chuyển bên. Tổng chiều rộng của loại W sẽ gấp 4 lần khoảng cách giữa đường và cuộn di chuyển. Với cấu trúc loại I, cực từ xen kẽ trong suốt chiều dài của tuyến đường truyền. Khoảng cách cực W1 được tính tối ưu để đạt được kết nối tốt hơn ở khoảng cách yêu cầu. Chiều rộng của cuộn nhận W2 được thiết kế đáp ứng yêu cầu không thẳng hàng. Mỗi quan hệ giữa độ rộng của đường truyền và khoảng cách truyền được tách rời ra và đường truyền có thể được xây dựng ở dạng rất hẹp. Chiều rộng của loại U và W tương ứng 140 cm và 80cm [14]. Với cùng công suất và khoảng cách truyền, chiều rộng của đường loại I có thể giảm 10cm. Với cấu hình đường loại I, có thể truyền 35kW ở khoảng cách 200mm [14]. Với thiết kế hẹp, giá thành giảm và cường độ điện từ trường tiếp xúc với người đi bộ giảm. Tuy nhiên, cuộn di chuyển chỉ bao gồm một phần nhỏ của tuyến đường truyền, sẽ làm cho hệ số tự cảm k rất nhỏ. Làm giảm hiệu suất và tăng nhiễu điện từ (EMI). Hiệu suất lớn nhất của hệ thống OLEV khoảng 74% ở công suất 24kW[7], thấp hơn hệ thống sạc tĩnh rất nhiều.



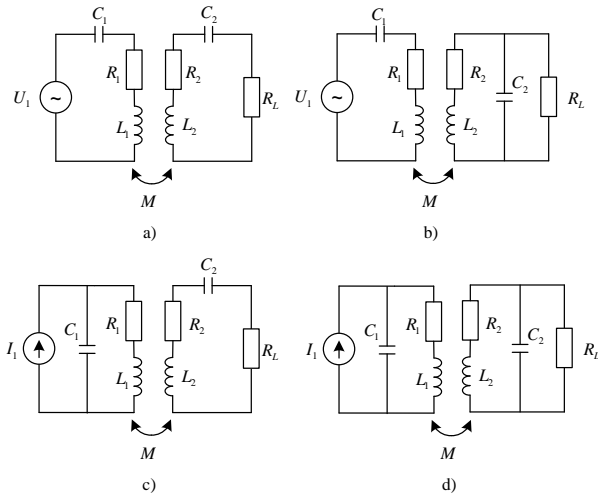
H5. Cấu trúc của đường truyền kiểu đoạn

Loại thứ hai là đường truyền kiểu đoạn H.5, khi mỗi đoạn đủ ngắn thì bộ truyền giống như pad trong sạc tĩnh. Mỗi pad có một mạch bù riêng, nó sẽ linh hoạt hơn loại đường truyền kiểu đường dài. Nhiều pad được bố trí trong một khu vực tạo thành làn đường cho xe. Khi pad thứ cấp di chuyển, các pad sơ cấp được chọn chính xác so với vị trí của pad thứ cấp, kết quả hiệu suất cao hơn và từ trường rò rỉ thấp hơn [17],[18]. Tuy nhiên, cấu trúc loại này có nhược điểm là công suất được rải ra khi bộ nhận di chuyển. Bộ truyền phía thứ cấp thường được bố trí xa nhau để loại bỏ sự ghép nối giữa chúng. Vì vậy, khi bộ nhận di chuyển đến vị trí giữa hai bộ truyền thì từ trường yếu và công suất giảm mạnh. Một giải pháp là đặt các bộ truyền gần nhau, công suất nhận được ở vị trí giữa có thể tăng lên. Tuy nhiên, xảy ra đập mạch công suất [19]. Khi khoảng cách giữa các bộ truyền bằng khoảng 30% chiều dài truyền, công suất đập mạch khoảng 50% công suất tối đa [20]. Như vậy, khi các bộ truyền đặt gần nhau sẽ có sự kết nối giữa chúng gây đập mạch công suất, việc bố trí các

cuộn truyền và thiết kế mạch bù cần được xem xét và nghiên cứu.

3. MẠCH BÙ

Trong hệ thống sạc không dây cho EV, các bộ ghép từ kết nối lỏng lẻo nên có một điện cảm rò lớn. Để giảm dung lượng của cuộn dây và công suất nguồn cấp người ta sử dụng mạch bù. Hệ thống sạc không dây cho EV hệ số k nhỏ, cần phải bù cả hai phía sơ cấp và thứ cấp để có đặc tính linh hoạt và hiệu quả hơn. Để bù điện cảm rò, cách đơn giản là thêm vào một tụ điện ở mỗi phía.



H.6. Các mạch bù cơ bản. a) SS. b) SP. c) PS. d) PP

Trên H.6 đưa ra bốn mạch bù cơ bản: SS, SP, PP và PS [21]. Phía thứ cấp, tụ C2 được dùng để cộng hưởng với điện cảm L2 để giảm dung lượng VA của cuộn dây. Để giảm công suất của bộ biến đổi, tụ điện phía sơ cấp luôn được điều chỉnh làm cho dòng điện và điện áp cùng pha (ZPA- Zero Phase Angle. Để đạt ZPA, giá trị tụ C1 được tính toán và đưa ra trong bảng B.1[1].

B.1. Giá trị tụ bù phía sơ cấp

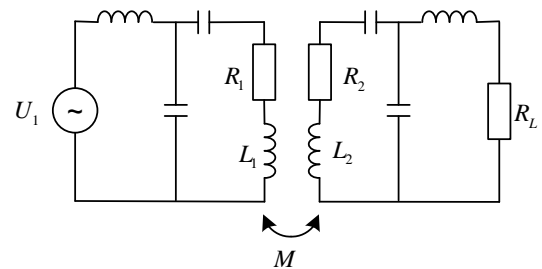
Mạch bù	C_1	Mạch bù	C_1
SS	$\frac{C_2 L_2}{L_1}$	PS	$\frac{C_2 L_2}{L_1} \cdot \frac{1}{Q_s^2 k^4 + 1}$
SP	$\frac{C_2 L_2}{L_1} \cdot \frac{1}{1 - k^2}$	PP	$\frac{C_2 L_2}{L_1} \cdot \frac{1 - k^2}{Q_s^2 k^4 + 1 - k^2}$

Để thực hiện chuyển mạch mềm cho bộ biến đổi công suất, mạch bù phía sơ cấp thường được điều chỉnh để phía sơ cấp có công suất phản kháng rất nhỏ nhằm thỏa mãn điều kiện chuyển mạch mềm ZVS (Zero Voltage Switching) [22] hoặc ZCS (Zero

Current Switching) [23].

Bằng cách đưa vào một mạch bù LC, phía sơ cấp có cấu trúc LCL [26]. Mạch LCL có nhiều lợi thế, ở tần số cộng hưởng mạch LCL thực hiện giống như một nguồn dòng. Dòng điện ở phía sơ cấp được điều khiển bằng điện áp dạng sóng vuông tần số cao cấp bởi bộ biến đổi công suất không kể đến điều kiện khớp nối và tải. Làm cho việc điều khiển phía sơ cấp dễ hơn. Hơn nữa, bằng cách điều chỉnh thông số LCL, công suất phản kháng có thể được bù hoàn toàn. Bộ biến đổi công suất chỉ cung cấp công suất tác dụng. Với yêu cầu dòng áp cho bộ biến đổi là nhỏ nhất. Cùng với việc bù LCL phía sơ cấp, mạch bù song song phía thứ cấp cũng được thiết kế [3]. Tuy nhiên, hệ thống bù song song có dòng phản kháng lớn trong cuộn dây di chuyển và công suất phản kháng được phản ánh lại phía sơ cấp. Để khắc phục, đưa vào cuộn di chuyển mạch LCL. Dòng điện lưu thông ở cuộn dây di chuyển có thể được giảm thiểu và chỉ có công suất tác dụng được phản ánh tới phía sơ cấp. Bỏ qua tính phi tuyến của chỉnh lưu điốt, thêm một tụ điện thành cấu trúc LCLC, có thể đạt được hệ số công suất chính xác ở điều kiện tải xác định [27]. Cả hai cấu trúc LCL và LCLC đạt được hiệu quả tải thiện đáng kể so với cấu trúc LC song song truyền thống.

Gần đây, cấu trúc mạch bù LCC phía sơ cấp và thứ cấp (H.7) được thử nghiệm trong hệ thống SWC [28] và DWC[29]. Lợi ích là tạo điều kiện chuyển mạch ZVS hoặc ZCS của nghịch lưu, tăng khả năng chịu sai lệch bên và nâng cao hiệu suất của hệ thống. Trong hệ thống DWC, khi EV di chuyển, hệ số kết nối giữa cuộn truyền và cuộn nhận thay đổi, trở kháng cũng như công suất truyền dao động. Mạch bù LCC với hai đặc tính của mạch bù loại T đối xứng, thuận lợi áp dụng cho cả phía sơ cấp và thứ cấp như H.7 [29].



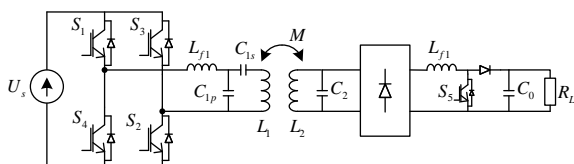
H.7. Mạch bù LCC cho cả phía sơ cấp và thứ cấp

Mạch bù LCC, có nguồn gốc là mạch bù loại T đối xứng có các đặc tính linh hoạt. Thứ nhất, có thể

chuyển đổi trở kháng. Thứ hai, có thể chuyển đổi thành nguồn áp và nguồn dòng luân phiên. Nguồn áp liên tục hoặc nguồn dòng liên tục đạt được bất kể trở kháng của tải. Mạch LCC phía thứ cấp có tác dụng chuyển tải thực tế thành tải tối ưu. Trong khi đó với mạch bù LCC phía sơ cấp, đáp ứng yêu cầu về công suất và điều kiện chuyển mạch ZVS.

4. BỘ BIẾN ĐỔI CÔNG SUẤT

Trong hệ thống sạc không dây cho EV, chức năng của bộ biến đổi công suất phía sơ cấp là tạo ra dòng điện tần số cao đưa đến trong cuộn phát. Để tăng hiệu suất, sử dụng mạch nghịch lưu cộng hưởng. Ở phía thứ cấp, bộ chỉnh lưu tần số cao biến đổi năng lượng xoay chiều thành một chiều. Cấu trúc thường dùng của bộ biến đổi công suất trong hệ thống SWC như H.8 [1].



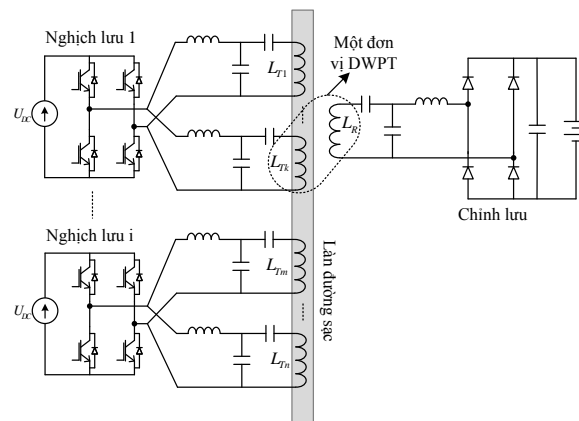
H.8. Sơ đồ bộ biến đổi công suất

Ở phía thứ cấp, sử dụng mạch bù song song. Khi dòng điện trên cuộn dây sơ cấp không đổi và mạch bù phía thứ cấp song song, đầu ra giống như nguồn dòng. Khi khớp nối chắc chắn, dòng điện trong L_3 hầu như không đổi. Bằng cách thay đổi thời gian đóng/cắt của khóa S5, công suất đầu ra có thể được điều chỉnh.

Một số phương pháp điều khiển được đề xuất để điều khiển công suất truyền như điều khiển phía sơ cấp [30], điều khiển phía thứ cấp [31] và điều khiển kép [3]. Điều khiển kép chỉ thích hợp truyền công suất từ một pad sơ cấp tới một pad thứ cấp. Điều khiển phía thứ cấp chỉ sử dụng khi nhiều pad di chuyển được cấp nguồn bởi một pad hoặc track sơ cấp. Khi tần số chuyển mạch là cố định, có thể điều khiển bằng cách thay thời gian đóng ngắt hoặc dịch pha [4]. Ở phía thứ cấp, như H.8, với mạch bù song song một bộ boost được đưa vào sau bộ chỉnh lưu để điều khiển. Đối với mạch bù nối tiếp, bộ buck được sử dụng.

Khi đường dẫn từ trong hệ thống DWC có cấu trúc kiểu đoạn, nếu mỗi pad được cấp bởi một bộ biến đổi làm tăng giá thành của hệ thống. Người ta sử dụng cấu trúc một bộ biến đổi cấp cho một vài pad. Một cấu trúc ghép nối các bộ biến đổi công suất trong hệ thống DWC như H.9 [16], cuộn nhận L_R

đặt dưới khung gầm EV. Các cuộn truyền L_{T1} , L_{T2}, \dots, L_{Tn} đặt dọc đường truyền. Mỗi cuộn nhận và truyền tạo thành một đơn vị DWPT (dynamic WPT unit) cơ bản của toàn bộ hệ thống sạc không dây. Điều khiển một đơn vị DWPT trên cơ sở điều khiển hệ thống sạc tĩnh. Các nghiên cứu gần đây chỉ ra rằng, công suất và hiệu suất có sự đập mạch trong quá trình sạc động [16]. Vấn đề chuyển đổi giữa các đoạn ghép từ phía sơ cấp cần phải được điều khiển để giữ ổn định và đáp ứng các yêu cầu của sạc cho EV.



H.9. Cấu hình bộ biến đổi công suất trong hệ thống DWC

Đồng thời, với các ứng dụng công suất cao, hệ thống sạc động ba pha cần được nghiên cứu. Một số nghiên cứu sử dụng bộ biến đổi phía sơ cấp là bộ biến tần ma trận [24]. Sử dụng bộ biến đổi này tiết kiệm được van công suất, tăng khả năng chuyển mạch mềm và loại bỏ được tụ. Hiệu suất bộ biến đổi đạt được là 88.2% ở 267W.

5. CÁC VẤN ĐỀ KHÁC

5.1. Vấn đề an toàn

Trong hệ thống sạc không dây cho EV, có một từ trường tần số cao tồn tại giữa cuộn truyền và cuộn nhận. Từ trường rò rỉ cao do khe hở không khí giữa hai cuộn dây lớn. Biên độ và tần số của từ trường rò rỉ cần được kiểm soát để đáp ứng các yêu cầu về an toàn. Chúng ta phải đảm bảo rằng mật độ từ trường phải đáp ứng các tiêu chuẩn an toàn khi con người ở những vị trí thông thường như đứng bên ngoài xe hoặc ngồi bên trong xe. Các tiêu chuẩn an toàn được đề xuất, tiêu chuẩn của ủy ban ICNIRP năm 1998 và năm 2010 đưa ra các hướng dẫn an toàn. Theo hướng dẫn của ICNIRP năm 1998, hệ thống sạc tĩnh cho EV 5kW được đánh giá [3] và đáp ứng nguyên tắc an toàn của ICNIRP. Hiệp hội SAE đã thành lập Ủy ban J2954 để xem xét các vấn đề liên quan đến hệ thống sạc không dây cho EV. Một trong những

mục tiêu của họ là các tiêu chuẩn về an toàn. Ngoài ra, còn các tiêu chuẩn khác như tiêu chuẩn IEEE. C95.1-2005.

5.2. Vấn đề nối lưới

Với sự phát triển liên tục của EV, người ta đưa ra khái niệm xe điện nối lưới (V2G- Vehicle to Grid). Sự tương tác giữa khối lượng sạc EV và công suất lưới cũng là một chủ đề nghiên cứu nóng trong lưới điện thông minh và EV. Nếu việc sạc cho EV tối ưu thì có thể mang nhiều lợi ích cho lưới điện. Acquy trong EV giống như một ngân hàng năng lượng, do năng lượng được cấp vào không ổn định giống như năng lượng gió, có thể được nối với lưới điện một cách dễ dàng hơn. Khi chính lưu điôt phía thứ cấp được thay thế bằng van điều khiển, hệ thống sạc không dây có thể trao đổi năng lượng hai chiều [13], nâng cao hiệu suất cho V2G.

6. KẾT LUẬN

Bài báo trình bày tổng quan về hệ thống sạc không dây cho EV. Những tiến bộ gần đây nhất là tính

năng sạc không dây động, cấu trúc được giữ các tính năng như sạc tĩnh, nghĩa là an toàn, đáng tin cậy hơn và thân thiện hơn so với sạc có dây. Thêm vào đó, nó giải quyết vấn đề của EV như kích cỡ, khối lượng, thời gian sạc vì năng lượng sạc trực tiếp từ đường trong khi EV đang chạy trên đường. Hệ thống DWC khác với SWC trong thiết kế cơ sở hạ tầng, thiết kế cuộn dây, nguồn cung cấp và nguyên tắc hoạt động. Trong SWC, EV phải đỗ đúng vị trí của bộ sạc để nhận năng lượng hiệu suất và điều kiện kết nối gần như tối ưu và không có ràng buộc khó khăn đối với việc điều khiển và quản lý trong hệ thống SWC. Trong DWC, các EV di chuyển trên đường tương tác với đường truyền công suất trong một thời gian ngắn và có thể không theo đúng hướng, làm cho công suất truyền không liên tục và không tối ưu, dẫn đến các yêu cầu phức tạp hơn cho thiết kế và quản lý hệ thống DWC. Khả năng truyền công suất, hiệu suất, khả năng ngăn chặn từ trường tỏa ra xung quanh, kích thước và giá thành của hệ thống DWC cần được xem xét nghiên cứu.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] S. Q. Li, and C. C. Mi, *Wireless power transfer for electric vehicle applications*, *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 3, no. 1, pp. 4–17, Mar. 2015.
- [2] S. Chopra and P. Bauer, *Driving range extension of EV with on-road contactless power transfer—A case study*, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 1, pp. 329–338, Jan. 2013.
- [3] H. Wu, A. Gilchrist, K. D. Sealy, and D. Bronson, A high efficiency 5 kW inductive charger for EVs using dual side control, *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 8, no. 3, pp. 585–595, Aug. 2012.
- [4] N. Puqi, J. M. Miller, O. C. Onar, and C. P. White, A compact wireless charging system development, in *Proc. IEEE ECCE*, Sep. 2013, pp. 3629–3634.
- [5] T.-D. Nguyen, S. Li, W. Li, and C. Mi, Feasibility study on bipolar pads for efficient wireless power chargers, in *Proc. APEC Expo.*, Fort Worth, TX, USA, 2014.
- [6] L. Sungwoo, H. Jin, P. Changbyung, C. Nam-Sup, C. Gyu-Hyeoung, and R. Chun-Taek, On-line electric vehicle using inductive power transfer system, in *Proc. IEEE ECCE*, Sep. 2010, pp. 1598–1601.
- [7] G. A. Elliott, S. Raabe, G. A. Covic, and J. T. Boys, “Multiphase pickups for large lateral tolerance contactless power-transfer systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 5, pp. 1590–1598, May 2010.
- [8] K. A. Kurs, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances, *Science*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, 2007.
- [9] M. Budhia, J. T. Boys, G. A. Covic, and H. Chang-Yu, Development of a single-sided flux magnetic coupler for electric vehicle IPT charging systems, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 1, pp. 318–328, Jan. 2013.
- [10] M. Budhia, G. A. Covic, and J. T. Boys, Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 11, pp. 3096–3108, Nov. 2011.
- [11] M. Budhia, G. A. Covic, J. T. Boys, and H. Chang-Yu, Development and evaluation of single sided flux couplers for contactless electric vehicle charging, in *Proc. IEEE ECCE*, Sep. 2011, pp. 614–621.

- [12] Zaheer, D. Kacprzak, and G. A. Covic, A bipolar receiver pad in a lumped IPT system for electric vehicle charging applications, in Proc. IEEE ECCE, Sep. 2012, pp. 283–290.
- [13] D.J. Thrimawithana, U. K. Madawala, and M. Neath, A synchro nization technique for bidirectional IPT systems, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 1, pp. 301–309, Jan. 2013.
- [14] J. Huh, S. W. Lee, W. Y. Lee, G. H. Cho, and C. T. Rim, Narrow-width inductive power transfer system for online electrical vehicles, IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 12, pp. 3666–3679, Dec. 2011.
- [15] L. Sungwoo, H. Jin, P. Changbyung, C. Nam-Sup, C. Gyu-Hyeoung, and R. Chun-Taek, On-line electric vehicle using inductive power transfer system, in Proc. IEEE ECCE, Sep. 2010, pp. 1598–1601.
- [16] Yanjie Guo, Lifang Wang, Qingwei Zhu, Chenglin Liao, Fang Li; Switch-On Modeling and Analysis of DynamicWireless Charging System Usedfor Electric Vehicles; IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 10, october 2016.
- [17] K. Lee, Z. Pantic, and S. M. Lukic, *Reflexive field containment in dynamic inductive power transfer systems*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 9, pp. 4592–4602, Sep. 2014.
- [18] L. Chen, G. R. Nagendra, J. T. Boys, and G. A. Covic, *Double-coupled systems for IPT roadway applications*, IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol. 3, no. 1, pp. 37–49, Mar. 2015.
- [19] O. C. Onar, J. M. Miller, S. Campbell, C. Coomer, C. White, and L. Seiber, *A novel wireless power transfer for in-motion EV/PHEV charging*, in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf., 2013, pp. 3073–3080.
- [20] J. M. Miller, P. T. Jones, J. Li, and OC. Onar, *ORNL experience and challenges facing dynamic wireless power charging of EV's*, IEEE Circuits Syst. Mag., vol. 15, no. 2, pp. 40–53, May 2015.
- [21] W. Zhang, S.-C. Wong, C. K. Tse, and Q. Chen, Analysis and comparison of secondary series- and parallel-compensated inductive power transfer systems operating for optimal efficiency and load-independent voltage-transfer ratio, IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 6, pp. 2979–2990, Jun. 2014.
- [22] P. Hu, J. T. Boys, and G. A. Covic, ZVS frequency analysis of a current-fed resonant converter, in Proc. 7th IEEE Int. Power Electron. Congr., Oct. 2000, pp. 217–221.
- [23] T. C. Sen, S. Yue, S. Y. Gang, N. S. Kiong, and A. P. Hu, Determining multiple steady-state ZCS operating points of a switch-mode contactless power transfer system, IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 2, pp. 416–425, Feb. 2009.
- [24] Masood Moghaddami, Arash Anzalchi, Arif I. Sarwat, Single-Stage Three-Phase AC-AC Matrix Converterfor Inductive Power Transfer Systems, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 10, october 2016.
- [25] J. L. Villa, J. Sallan, J. F. S. Osorio, and A. Llombart, Highmisalignment tolerant compensation topology for ICPT systems, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 59, no. 2, pp. 945–951, Feb. 2012.
- [26] B. Sharp and H. Wu, Asymmetrical voltage-cancellation control for LCL resonant converters in inductive power transfer systems, in Proc. 27th Annu. IEEE APEC Expo., Feb. 2012, pp. 661–666.
- [27] C. Y. Huang, J. T. Boys, and G. A. Covic, LCL pickup circulating current controller for inductive power transfer systems, IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 4, pp. 2081–2093, Apr. 2013.
- [28] S. Li, W. Li, J. Deng, T. D. Nguyen, and C. C. Mi, A Double-Sided LCC Compensation Network and Its Tuning Method for Wireless Power Transfer, IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 64, pp. 2261–2273, 2015.
- [29] Qingwei Zhu, Lifang Wang, Yanjie Guo, Chenglin Liao, Fang Li; Applying LCC Compensation Network to Dynamic Wireless EV Charging System; IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 10, october 2016.
- [30] Q. Wei et al., A new type of IPT system with large lateral tolerance and its circuit analysis, in Proc. ICCVE, Dec. 2012, pp. 311–315.
- [31] J. U. W. Hsu, A. P. Hu, and A. Swain, A wireless power pickup based on directional tuning control of magnetic amplifier, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 7, pp. 2771–2781, Jul. 2009.

MỘT PHƯƠNG PHÁP ĐƠN GIẢN VÀ HIỆU QUẢ QUẢN LÝ HỆ NĂNG LƯỢNG LAI ACQUY - SIÊU TỤ TRONG Ô TÔ ĐIỆN

A SIMPLE AND EFFECTIVE TECHNIQUE FOR ENERGY MANAGEMENT OF HYBRID ENERGY STORAGE SYSTEM FOR EVS

Bùi Đăng Quang¹, Tạ Cao Minh²

¹Viện Kỹ thuật Điều khiển và Tự động hóa - Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

²Trung tâm Nghiên cứu, Ứng dụng và Sáng tạo công nghệ - Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Email: ¹quang.buidang@hust.edu.vn, ²minh.tacao@hust.edu.vn

Tóm tắt:

Điều khiển hệ thống lưu trữ năng lượng lai (HESS) giữa siêu tụ và acquy trong ô tô điện là hướng nghiên cứu thu hút nhiều sự quan tâm trong thời gian gần đây nhằm tăng quãng đường đi, cũng như nâng cao tuổi thọ acquy. HESS được nghiên cứu ở rất nhiều quốc gia tuy nhiên đến nay vẫn chưa có các sản phẩm thương mại trên thị trường. Trong bài báo này, nhóm tác giả sử dụng bộ lọc thông thấp (Low Pass Filter) để chia giá trị đặt cho hai bộ điều khiển dòng năng lượng của hai thiết bị lưu trữ năng lượng dựa trên đáp ứng nhanh và chậm của các thiết bị lưu trữ năng lượng. Các kết quả cho thấy chiến lược điều khiển này phù hợp với HESS và có thể sử dụng cho các bước nghiên cứu tiếp theo của bài toán điều khiển và quản lý hệ thống nguồn năng lượng.

Abstract:

Control of Hybrid Energy Store System (battery and super capacitor) in electric vehicles is an emerging research trend in order to extend the vehicles' travelled distance as well as the battery's life. Hybrid Energy Storage System is researched in many countries but until now it is not launched as a commercial product. In this paper, authors use Low Pass Filter to share the references for two controllers that manage the flow of the energy of battery and supercapacitor due to the fast and slow responding of two energy storage equipments. The results show that the strategy is suitable for the Hybrid Energy Store System and it can be used for further research in control and management of the energy systems.

Keywords:

EVs, HESS, LPF, energy management.

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa	M	kg	Trọng lượng xe
v		Tốc độ xe	v	m/s	Tốc độ xe
v'		Gia tốc xe	v'	m/s ²	Gia tốc xe
F_t	N	Lực phát động	v_{wind}	m/s	Tốc độ gió
F_{Σ}	N	Lực cản tổng	ρ	kg/m ³	Mật độ không khí
F_l	N	Lực quán tính	c_{rr}		Hệ số cản lăn
F_{rr}	N	Lực cản lăn	C_d		Hệ số khí động học của xe
F_{wind}	N	Lực cản gió	A_f	m ²	Diện tích cản gió
F_G	N	Lực trọng trường	v_{wind}	m/s	Tốc độ gió
g	m/s ²	Gia tốc trọng trường	R_s	Ω	Điện trở tương đương siêu tụ
α	rad	Góc nghiêng của đường so với phương ngang	C_v	F	Điện dung tương đương siêu tụ
			C_0	F	Điện dung tĩnh siêu tụ

C_u	F	Điện dung biến thiên siêu tụ
V_0	V	Điện áp ban đầu siêu tụ
K_v	Farad/A	Hệ số biến thiên siêu tụ
V_C	V	Điện áp rơi trên tụ
I_{ch}	A	Dòng nạp tụ
Q_C	C	Điện tích siêu tụ
R_{load}	Ω	Điện trở tải

Chữ viết tắt

HESS	Hybrid Energy Storage System
EVs	Electric Vehicles
LPF	Low Pass Filter
EMR	Energetic macroscopic representation

1. PHẦN MỞ ĐẦU

Hiện nay trên toàn thế giới có khoảng 806 triệu xe ô tô lưu thông, chúng tiêu thụ khoảng 984 tỷ lít xăng và dầu diesel mỗi năm nên vấn đề ô nhiễm môi trường và cạn kiệt năng lượng đang là vấn đề cấp bách của toàn thế giới [1]. Xe điện (EVs) và xe lai xăng điện (HEV) đang là xu thế nghiên cứu để giải quyết các vấn đề vừa kể trên [2]. Hệ thống lưu trữ năng lượng trên xe đóng vai trò then chốt trong phát triển các phương tiện giao thông sử dụng điện vì chính hệ thống lưu trữ năng lượng này có ảnh hưởng quyết định đến các yếu tố quan trọng nhất của xe gồm: cự ly di chuyển khả dụng, trọng lượng xe và quan trọng nhất là giá thành xe. Hầu hết các xe điện (cả trong nghiên cứu và thương phẩm) đều sử dụng acquy làm nguồn năng lượng chính.

Tuy nhiên mật độ công suất còn quá thấp so với nhiên liệu hóa thạch và thời gian sạc quá dài so với

thời gian đỗ xăng của xe truyền thống [3]. Thêm vào đó, do hạn chế về tuổi thọ và số lần nạp xả nên các nghiên cứu về xe điện thường kết hợp acquy với các thiết bị lưu trữ năng lượng phụ trợ khác như siêu tụ và bánh đà [2-7].

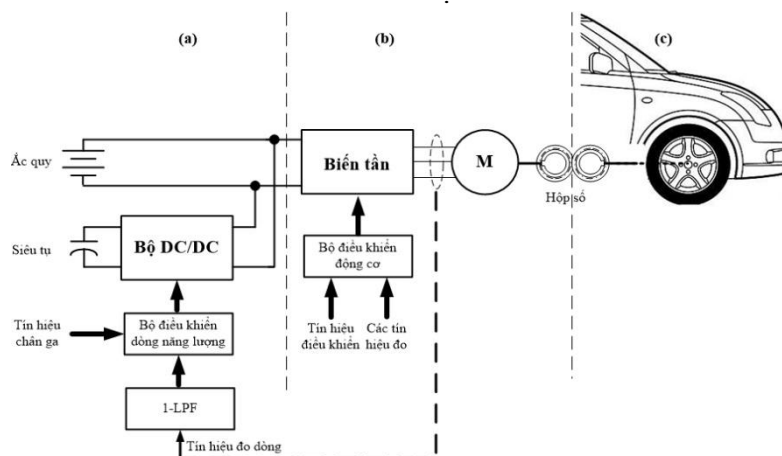
Hiện nay, cấu hình HESS giữa siêu tụ và acquy đang được quan tâm nhất [5, 8-12]. Như trong bảng B.1 siêu tụ và acquy có thể khắc phục các nhược điểm của nhau để tạo thành hệ thống lưu trữ hiệu quả tối ưu cho EVs. Hơn nữa, việc các biến động lớn và nhanh về năng lượng có thể được siêu tụ đảm trách sẽ làm tăng tuổi thọ acquy. Bài báo này sử dụng bộ lọc thông thấp (LPF) để đảm bảo các biến thiên nhanh sẽ do siêu tụ đảm nhiệm và các biến thiên chậm sẽ do acquy đảm nhiệm.

B.1. So sánh đặc điểm siêu tụ với acquy Li-ion [3]

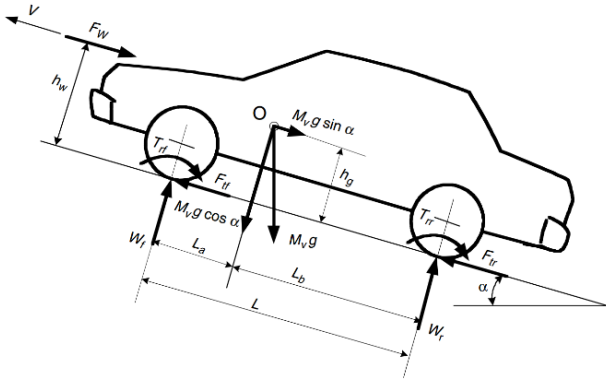
Tên tham số	Acquy Li-Ion	Siêu tụ
Thời gian sạc	0,5 to 2 h	0.3 to 30 s
Thời gian xả	0.3 to 2 h	0.3 to 30 s
Mật độ năng lượng (Wh/kg)	100 to 265	1 to 10
Mật độ công suất (kW/kg)	250 - 676	< 10,000
Tuổi thọ nạp xả	< 1,200	> 500,000
Hiệu suất nạp/xả (%)	0.8 - 0.9	0.85 – 0.98

2. MÔ HÌNH HÓA HỆ THỐNG

H.1 mô tả cấu trúc hệ thống đề xuất, trong đó nguồn năng lượng lai (siêu tụ và acquy) sẽ trao đổi năng lượng với tải thông qua động cơ và bánh phát động [13]. Trong H.1, (a) là hệ thống điều khiển dòng năng lượng là nội dung mà bài báo đề cập, (b) là cấu trúc hệ điều khiển động cơ, (c) là mô hình động lực học của xe.



H.1. Cấu trúc hệ năng lượng lai acquy và siêu tụ



H.2. Các thành phần lực tác động lên ô tô [2]

Trong phạm vi bài báo nhóm tác giả chưa mô hình hóa acquy và bộ biến đổi, thay vào đó là nguồn một chiều và khâu khuếch đại.

2.1. Mô hình hóa động lực học thân xe

H.2 mô tả các thành phần lực tác động lên xe ô tô trong trường hợp xe đang lên dốc. Theo đó, lực phát động của xe sẽ được sinh ra tại điểm tiếp xúc của bánh phát động và đường. Lực này bắt nguồn từ động cơ, qua hệ thống truyền động chuyển đến các bánh phát động. Xét trường hợp thông thường, các lực cản là lực cản gió, lực cản lăn, lực quán tính và lực kéo của gia tốc trọng trường. Khi đó, theo định luật 2 Newton ta có thể viết công thức tính gia tốc của xe như sau:

$$v' = \frac{F_t - F_{\Sigma}}{M} \quad (1)$$

Trong đó

$$\vec{F}_{\Sigma} = \vec{F}_l + \vec{F}_{rr} + \vec{F}_{wind} + \vec{F}_G \quad (2)$$

Lực cản lăn

Lực cản lăn đối với lốp xe ở mặt đường cứng thường là do độ trễ của các thành phần cấu tạo nên lốp xe vì vậy tốc độ xe và tốc độ quay bánh xe luôn có sai lệch. Còn đối với mặt đường mềm thì lực cản lăn chủ yếu là do biến dạng mặt đường dẫn đến lực ma sát lăn sẽ đặt chủ yếu lên nửa dẫn hướng (nửa trước xe nếu xe đang tiến, nửa sau xe nếu xe đang lùi).

Tuy nhiên, để đơn giản hóa vấn đề, tác giả chỉ xét đến ma sát lăn trên đường cứng và xét trường hợp lý tưởng là tất cả các bánh xe có điều kiện giống nhau.

Lực ma sát lăn có thể được tính như sau [14]:

$$F_{rr} = M \cdot g \cdot \cos(\alpha) \cdot c_{rr} \quad (3)$$

Trong đó hệ số ma sát c_{rr} được tính như sau:

$$c_{rr} = 0,01(1 + \frac{3,6}{100} v) \quad (4)$$

Lực cản gió

Khi xe chuyển động khí quyển có xu thế cản chuyển động của xe. Lực cản này gồm hai thành phần là lực cản không khí (phụ thuộc vào hình dạng xe hay còn gọi là khí động học của xe) và ma sát của xe với không khí [7]. Lực cản không khí hình thành do chênh lệch áp suất giữa phần áp suất cao phía đầu xe (do đầu xe ép vào không khí) và phần áp suất thấp phía đuôi xe (do không khí không thể lấp đầy khoảng trống sau khi xe di chuyển). Khi xe chuyển động, phần không khí gần với vỏ xe chuyển động với tốc độ tương đương với tốc độ xe trong khi phần không khí ở xa vỏ xe gần như đứng yên, chính sự chênh lệch tốc độ này tạo ra lực ma sát không khí. Hai thành phần lực này được hợp nhất thành lực cản gió theo công thức sau:

$$F_{wind} = \frac{1}{2} \rho \cdot C_d \cdot A_f \cdot (v + v_{wind})^2 \quad (5)$$

Hệ số khí động học của xe có thể tra theo bảng B.1.

Lực quán tính

Lực quán tính là lực sinh ra để cản trở các quá trình thay đổi trạng thái của xe mà cụ thể trong trường hợp này là lực chống lại quá trình thay đổi tốc độ của xe.

Lực quán tính được tính như sau:

$$F_l = M \cdot v' \quad (6)$$

2.2. Mô hình hóa siêu tụ

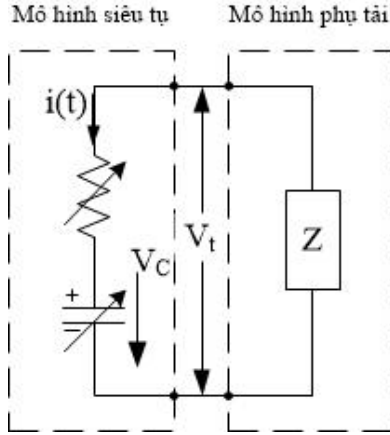
Để xây dựng mô hình toán phục vụ thiết kế điều khiển, siêu tụ lúc này được đơn giản hóa bằng một nhánh RC như hình 0 mà ta có thể tìm thấy ở một số nghiên cứu [15-17]. Khi siêu tụ nối với mạch điện bên ngoài thì sơ đồ thay thế tương đương gồm $R_s(t)$ nối nối tiếp với nguồn áp thay đổi $V_C(t)$.

Năng lượng tích trữ trong siêu tụ phụ thuộc vào $C_V(t)$. Những biến trên phụ thuộc vào thời gian và trạng thái làm việc trước đó của siêu tụ. Điện trở $R_s(t)$ đặc trưng cho sụt áp tức thời trong quá trình nạp/xả của siêu tụ. Thành phần tụ C_V bao gồm hai thành phần C_0 là hằng số và C_u phụ thuộc vào điện áp $V_C(t)$.

$$C_V = C_0 + K_V * |V_C| = C_0 + C_u \quad (7)$$

Trong những ứng dụng thông thường, điện áp hai

đầu cực $V_i(t)$ và dòng điện nạp/xả $i(t)$ là đo được, $R_s(t)$, $C_v(t)$ và $V_c(t)$ là chưa biết và cần phải xác định.



H3. Mô hình siêu tụ

Mô hình siêu tụ của quá trình nạp

Khi siêu tụ trong quá trình nạp, điện áp siêu tụ được tính theo công thức:

$$V_i(t) = V_c(t) + i(t)R_s(t) \quad (8)$$

Điện trở $R_s(t)$ gây ra hiện tượng thay đổi điện áp tức thời tại thời điểm bắt đầu nạp nên nó có thể được xác định khi nạp một tụ đã được xả hoàn toàn với một dòng điện không đổi:

$$R_s = \frac{V_1 - V_0}{I_{ch}} \quad (9)$$

V_1 là giá trị nhảy đột biến của điện áp sau khi tụ được cấp nguồn dòng.

Tổng điện tích nạp cho tụ:

$$Q_c(t) = C_v(t) * V_c(t) \quad (10)$$

Mặt khác:

$$Q_c(t) = \int_0^t i(t) dt \quad (11)$$

Nên dòng điện chảy qua tụ sẽ là:

$$i(t) = \frac{dQ_c(t)}{dt} = \frac{d}{dt}(C_v(t)V_c(t)) \quad (12)$$

Thay (7) vào (12) ta có:

$$i(t) = (C_0 + 2K_v|V_c(t)|) \frac{dV_c(t)}{dt} \quad (13)$$

Trong đó $V_c(t)$ phải thỏa mãn (8). Như vậy ta thấy điện áp không tăng tuyến tính trong quá trình nạp tụ với dòng điện là hằng số. Định nghĩa

$$C_i = C_0 + 2K_v|V_c| \quad (14)$$

Thì phương trình (13) được viết lại là:

$$i(t) = C_i \frac{dV_c(t)}{dt} \quad (15)$$

Tham số C_0 và K_v được xác định sao cho sai lệch giữa hai giá trị điện áp đo được và điện áp tính được chảy qua C_v là nhỏ nhất:

$$\min_{C_0, K_v} \|V_t^m - V_t^p\|_2 \quad (16)$$

Với V_t^m và V_t^p là các giá trị đo được và tính toán được.

Mô hình siêu tụ của quá trình xả

Trong quá trình xả, điện áp chảy qua C_v hoạt động như một nguồn bên trong với $i(t)$ là dòng xả.

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{i(t)}{C_0 + 2K_v|V_c|} \quad (17)$$

Điện áp trên tụ $V_t(t)$:

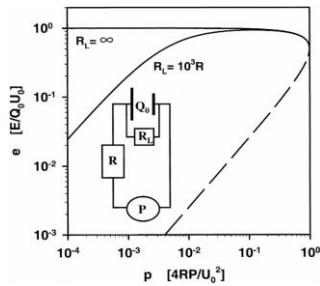
$$V_i(t) = V_c(t) - i(t) * (R_s(t) + R_{load}) \quad (18)$$

R_{load} là điện trở của tải. Điện áp trên tụ $V_i(t)$ và dòng xả $i(t)$ là đo được. Tương tự như trên, tham số C_0 và K_v cũng được xác định sao cho sai lệch giữa điện áp đo được trên tụ với điện áp tính toán được là bé nhất.

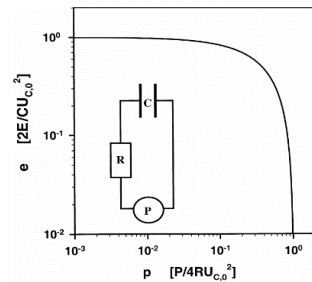
3. LÝ THUYẾT RAGONE PLOTS

Thiết bị lưu trữ năng lượng có hai đặc tính quan trọng là mật độ năng lượng và mật độ công suất. Hiệu suất sử dụng của thiết bị phụ thuộc vào điểm làm việc và mỗi thiết bị có đường đặc tính năng lượng - công suất gọi là Ragone plots [18]. Đặc tính này xác định công suất giới hạn và hỗ trợ tìm vùng làm việc tối ưu của thiết bị. Ngoài ra, Ragone plots còn cho biết hằng số thời gian của mỗi thiết bị đây là thông số rất quan trọng để xác định tần số làm việc của thiết bị. Hình 4 và 5 [18] là đặc tính Ragone điển hình của hai thiết bị lưu trữ năng lượng mà nhóm tác giả đang nghiên cứu.

Trong phạm vi bài báo, nhóm tác giả quan tâm đến hằng số thời gian của từng thiết bị lưu trữ năng lượng làm cơ sở thiết kế bộ lọc thông thấp (LPF) để phân chia giá trị đặt cho từng thiết bị lưu trữ năng lượng [18].



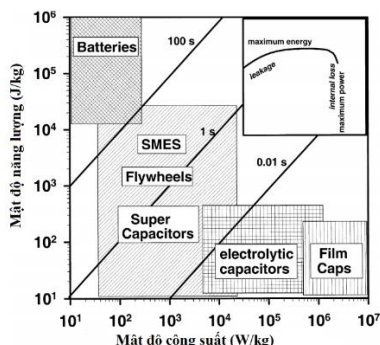
H.4. Đặc tính Ragone của acquy [18]



H.5. Đặc tính Ragone của tụ điện [18]

4. BỘ LỌC THÔNG THẤP

Như trên hình H.6 hằng số thời gian của siêu tụ nằm trong vùng 1 giây, hằng số thời gian của acquy nằm trong vùng 100 giây, theo nguyên tắc hằng số thời gian của bộ lọc thông thấp phải nằm trong khoảng giữa của hằng số thời gian của hai thiết bị lưu trữ năng lượng cấu thành HESS. Trên lý thuyết hằng số thời gian càng gần với giá trị của acquy thì càng tốt cho acquy và khi đó phần năng lượng yêu cầu từ phía siêu tụ sẽ nhiều hơn dẫn đến năng lượng huy động của HESS sẽ lấy nhiều hơn từ siêu tụ nhưng giá trị dung lượng siêu tụ cũng phải tăng theo để đảm bảo mật độ năng lượng và công suất cần huy động. Điều này dẫn đến bài toán tối ưu mà thực tế yêu cầu đó là với lượng acquy và siêu tụ xác định cần phân giá trị đặt cho mỗi thiết bị là bao nhiêu thì tối ưu.



H.6. Đặc tính Ragone của các thiết bị lưu trữ năng lượng [18]

Phần 5.2 sẽ trình bày về chu trình chuẩn được lựa chọn để kiểm chứng thuật toán và mô hình. Thời gian biến động tốc độ của chu trình lựa chọn lần

lượt là 5, 12, 26, 8 và 12 giây vì vậy trong phạm vi bài báo nhóm tác giả lựa chọn các hằng số thời gian lần lượt là 10, 20 và 30 để đánh giá ảnh hưởng của hệ thống lên acquy.

5. MÔ PHỎNG HỆ THỐNG

5.1. Giới thiệu về EMR

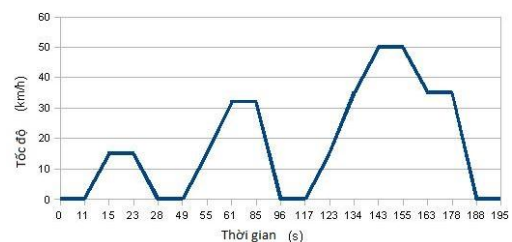
EMR là một phương pháp biểu diễn đồ họa để tổ chức mô hình hệ thống và thiết kế cấu trúc điều khiển và quản lý năng lượng cho các hệ năng lượng. Phương pháp này hiệu quả trong cả mô phỏng và điều khiển thời gian thực.

Nguyên lý của phương pháp EMR

- Nguyên lý tương tác: Hệ thống được cấu thành bởi các hệ thống con tương tác với nhau. Luôn có tác động và phản ứng; tích của chúng là năng lượng trao đổi giữa các hệ thống con. Biểu diễn hệ thống theo phương pháp EMR luôn phải tuân thủ nguyên lý nguyên lý tương tác này.
- Nguyên lý nhân quả: Hệ thống vật lý trong thực tế luôn tuân theo nguyên lý “nhân quả tích phân”, trong đó đầu ra là tích lũy của đầu vào. Biểu diễn hệ thống theo phương pháp EMR luôn phải tuân thủ nguyên lý nhân quả này.
- Nguyên lý nghịch đảo: Điều khiển là việc nghịch đảo (về mặt chức năng) của mô hình hệ thống (đối tượng). Đây là nguyên lý để thiết kế cấu trúc điều khiển cho các hệ năng lượng.

5.2. Lựa chọn điều kiện kiểm tra

Chọn chu trình chuẩn nội đô của châu Âu ECE [19] như trên H.7.



H.7. Biểu đồ chu trình chuẩn ECE

B.2. Các tham số của chu trình ECE

Tên thông số	Giá trị
Thời gian toàn chu trình	195 s
Quãng đường đi	0,99 km
Tốc độ trung bình	18,26 km/h
Gia tốc tối đa	1,06 m/s ²
Gia tốc giảm tốc tối đa	-0,83 m/s ²

Tên thông số	Giá trị
Gia tốc trung bình	0,64 m/s ²
Gia tốc giảm tốc trung bình	-0,75 m/s ²
Thời gian dừng	64 s
Số lần dừng	3

B.3. các tham số của xe mô hình

Thông số	Giá trị	Đơn vị
M	511	kg
A _f	1,7	m ²
r	0,25	m
ρ	1,1839	kg/m ³
C _d	0,5	
P _{M định mức}	5,5	kW



H.8. Ô tô điện sử dụng làm thí nghiệm

Mô hình sử dụng hai siêu tụ 63 F 125VDC.

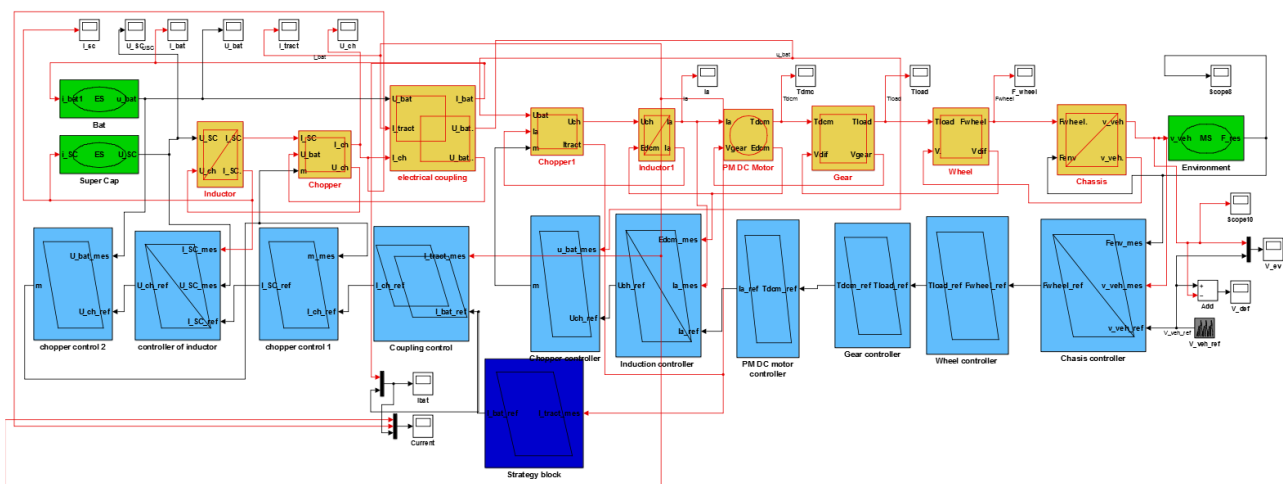
5.3. Sơ đồ mô phỏng

Hệ thống gồm hai nguồn năng lượng chính là acquy và siêu tụ với acquy là nguồn chính nên chính là DC link, siêu tụ là nguồn phụ trợ cho các quá trình cần huy động công suất nên được nối với DC link thông qua một cuộn cảm để giảm đập mạch dòng điện và một bộ DC-DC.

Với mô hình mô phỏng cho đối tượng là xe ô tô sử dụng động cơ điện một chiều nên nhóm tác giả mô hình hóa động cơ điện một chiều của ô tô điện sử dụng một bộ DC-DC để lấy năng lượng từ HESS cung cấp cho động cơ.

Động cơ truyền động cầu trước được nối cứng trực với hộp giảm tốc và vi sai để truyền động đến bánh xe, tuy nhiên để đơn giản hóa mô phỏng nhóm tác giả quy về mô hình một bánh và tối giản hệ vi sai.

Mô hình thân xe và hệ thống khung xe được mô hình hóa từ những nghiên cứu trước [13] và được sử dụng trong bài báo này thành một hệ thống mô phỏng hoàn chỉnh cho ô tô điện.



H.9. Mô hình mô phỏng

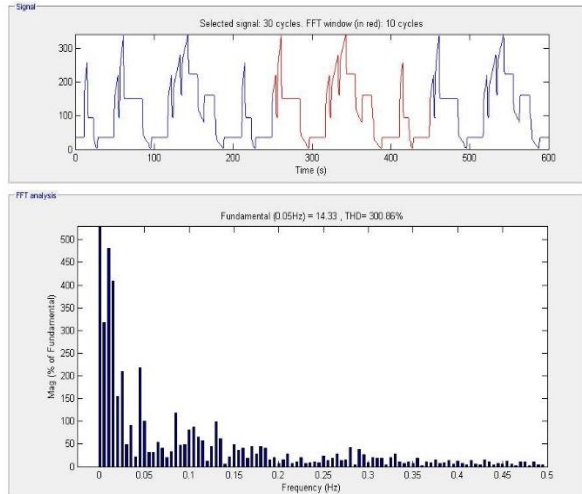
Sơ đồ mô phỏng được bao gồm các khối như sau:

- Mô hình siêu tụ và mô hình acquy để tạo thành hệ HESS.
- Mô hình bộ biến đổi công suất cho siêu tụ gồm cuộn cảm và bộ DC-DC.
- Trong mô hình mô phỏng sử dụng phương pháp EMR sẽ cần có một khối electrical coupling để kết nối về điện cho siêu tụ sau DC-DC và acquy.

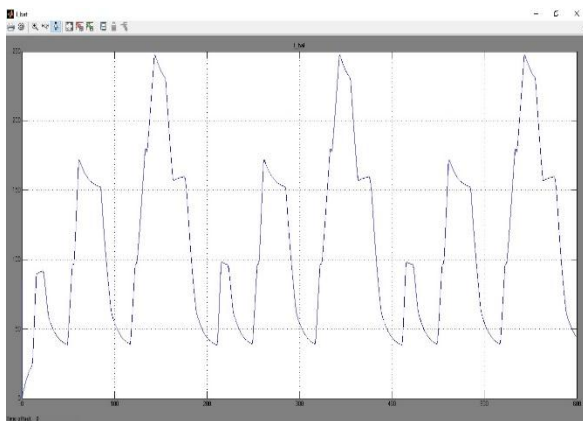
- Mô hình bộ biến đổi công suất cho động cơ DC tương tự như cho siêu tụ gồm cuộn cảm và bộ DC-DC.
- Mô hình động cơ điện một chiều có trên ô tô điện đang có của nhóm nghiên cứu.
- Các mô hình vật lý của ô tô điện gồm hộp giảm tốc, bánh xe (mô hình quy về một bánh) và hệ thống khung xe.

- Mô hình động lực học của xe.
- Các bộ điều khiển dạng inversion base control theo tư tưởng phương pháp EMR cho tất cả các khối
- Mô hình bộ lọc thông thấp.

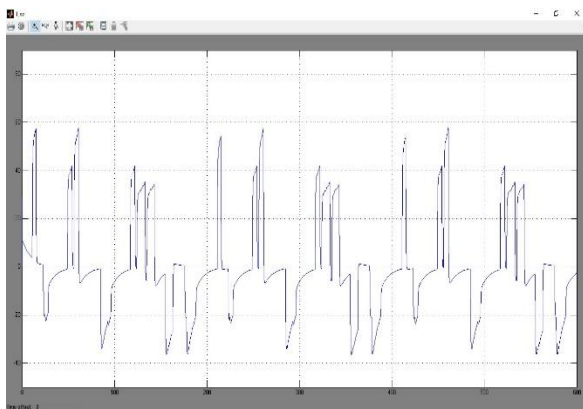
Chu trình chuẩn ECE của châu Âu.



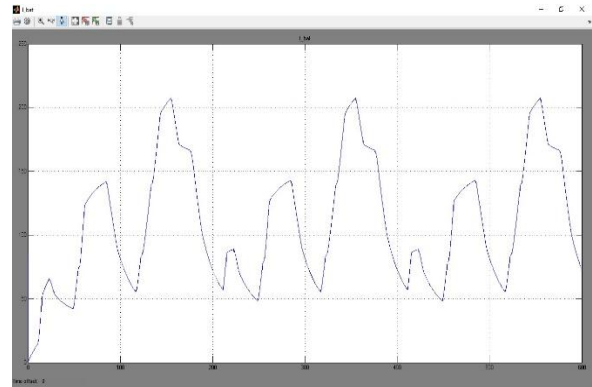
H.10. Dòng điện yêu cầu



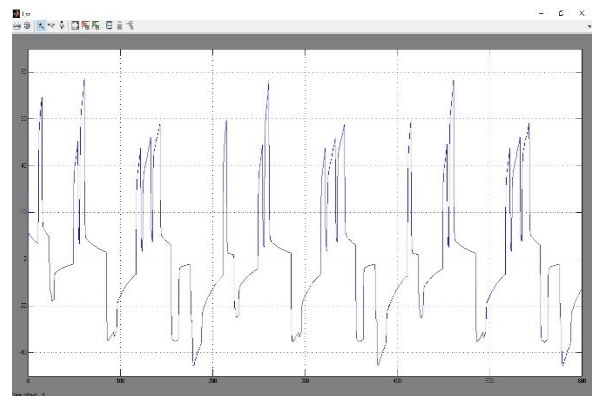
H.11. Dòng điện acquy với hằng số thời gian LPF 10s



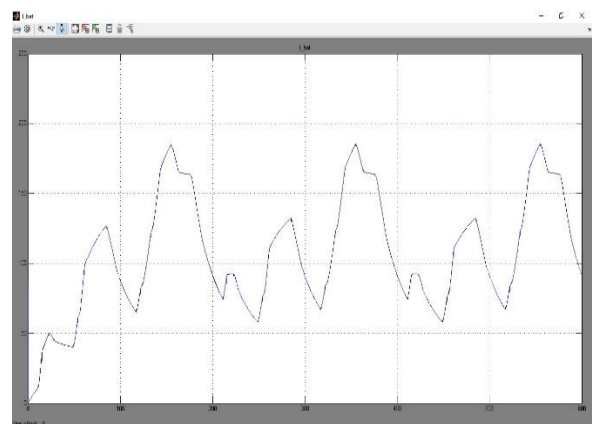
H.12. Dòng điện siêu tụ với hằng số thời gian LPF 10s



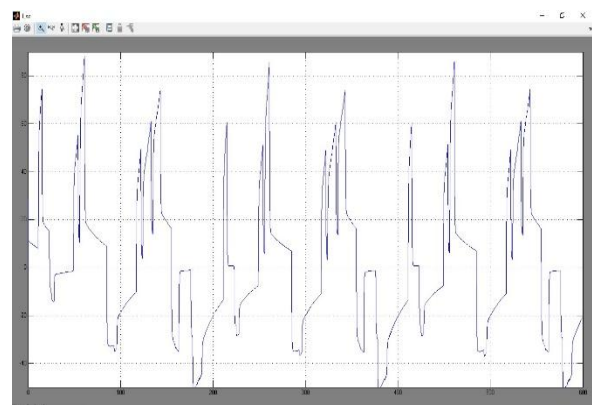
H.13. Dòng điện acquy với hằng số thời gian LPF 20s



H.14. Dòng điện siêu tụ với hằng số thời gian LPF 20s



H.15. Dòng điện acquy với hằng số thời gian LPF 30s



H.16. Dòng điện siêu tụ với hằng số thời gian LPF 30s

5.4. Các kết quả mô phỏng

Sau khi mô phỏng nhóm tác giả đã thực hiện phân tích phổ dòng điện trong phạm vi một chu trình ECE với các hằng số thời gian khác nhau và có nhận xét như sau:

- Hình H.10 là dòng điện tương ứng với tốc độ thay đổi ba chu trình tiêu chuẩn ECE trên hình H.7. Nhóm tác giả đã sử dụng một khâu PI để điều khiển tốc độ bám theo giá trị đặt tốc độ trên hình H.7.
- Hằng số thời gian càng lớn thì các thành phần bậc cao của dòng điện vào acquy càng ít đi (như đã trình bày ở trên). Điều này có lợi cho acquy, tuy nhiên lại dẫn đến việc tăng kích thước siêu tụ do phải đảm nhận phần năng lượng tần số cao còn lại.
- Bài toán tối ưu đối với hệ thống lúc này không chỉ là lượng đặt phân phối cho từng thiết bị lưu trữ mà còn là tỷ lệ dung lượng siêu tụ acquy cấu thành HESS và giá trị năng lượng ban đầu của siêu tụ.

6. KẾT LUẬN

Bài báo đã sử dụng bộ lọc thông thấp (LPF) cho

việc phân bố lượng đặt đến các bộ điều khiển của acquy và siêu tụ. Các kết quả mô phỏng đã cho thấy việc kết hợp siêu tụ trong hệ HESS đã giảm thiểu các thành phần dòng điện có tần số cao đưa vào acquy, là các tác nhân làm giảm tuổi thọ acquy.

Hướng nghiên cứu tiếp theo của nhóm tác giả là sử dụng các phương pháp điều khiển tối ưu để tính toán giá trị hằng số thời gian của bộ lọc thông thấp để đảm bảo quãng đường đi là tối đa trong các điều kiện vận hành điển hình.

7. LỜI CẢM ƠN

Nghiên cứu này được tài trợ bởi đề tài cấp cơ sở do Trường Đại học Bách khoa Hà Nội chủ trì mã số T2016-PC-180. Nhóm tác giả xin gửi lời cảm ơn đến Trung tâm Nghiên cứu, ứng dụng và sáng tạo công nghệ và Viện Kỹ thuật điều khiển và Tự động hóa đã tạo điều kiện cho nhóm trong suốt quá trình nghiên cứu.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Wikipedia. (10th June). *Công nghiệp ô tô*. Available: http://vi.wikipedia.org/wiki/C%C3%B4ng_nghi%E1%BB%87p_%C3%B4_t%C3%B4
- [2] M. Ehsani, Y. Gao, S. E. Gay, and A. Emadi, *Modern electric, hybrid electric and fuel cell vehicles: fundamentals, theory, and design*, 2007.
- [3] V.A. Shah, P. Kundu, and A. R. Maheshwari, "Improved Method for Characterization of Ultracapacitor by Constant Current Charging," *International Journal of Modeling and Optimization*, vol. 2, June 2012.
- [4] S.S. Williamson, *Energy Management Strategies for Electric and Plug-in Hybrid Electric Vehicles*. New York: Springer, 2013.
- [5] K.T. Chau and Y. S. Wong, "Overview of power management in hybrid electric vehicles," *Energy Conversion and Management* 43 (2002) 1953–1968, 2002.
- [6] S.F. Tie and C. W. Tan, "A review of energy sources and energy management system in electric vehicles," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 20, pp. 82–102, 28 November 2012 2013.
- [7] X. Zhang and C. Mi, *Vehicle Power Management Modeling, Control and Optimization*: Springer, 2011.
- [8] C. Xiao-li, L. Da-qiang, and Z. Wei-dong, "Braking Energy Recovery for Electric Traction Based on Super-capacitor and Bidirectional DC–DC Converter," *2012 IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference - ECCE Asia* June 2-5, 2012, Harbin, China, 2012.
- [9] W. Lajnef, J.-M. Vinassa, O. Briat, S. Azzopardi, and E. Woignard, "Characterization methods and modelling of ultracapacitors for use as peak power sources," *Journal of Power Sources*, vol. 168, pp. 553–560, 1 June 2007 2007.
- [10] J.J. Awerbuch and C. R. Sullivan, "Control of Ultracapacitor-Battery Hybrid Power Source for Vehicular Applications," *Energy 2030 Conference, 2008. ENERGY 2008. IEEE*, pp. 1 - 7, 17-18 Nov. 2008 2008.
- [11] G. Guidi, T. M. Undeland, and Y. Hori, "An Optimized Converter for Battery-Supercapacitor Interface," *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, pp. 2976 - 2981, 2007.
- [12] C.C. Chan and K. T. Chau, "An Overview of Power Electronics in Electric Vehicles," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 51, No. 5, Oct, vol. 44, 1997.

- [13] Q. BUI-DANG and M. C. TA, "Study on Dynamics Characteristics of Electric Vehicles Using ADVISOR Simulation Toolbox," *The 3rd Vietnam Conference on Control and Automation (VCCA)*, pp. 109-116, 2015.
- [14] L. Guzzella and A. Sciarretta, *Vehicle Propulsion Systems*: Springer, 2007.
- [15] R. Niu and H. Yang, "Modeling and Identification of Electric Double-Layer Supercapacitors," *Robotics and Automation (ICRA), 2011 IEEE International Conference on*, pp. 1 - 4, 9-13 May 2011 2011.
- [16] J. Y. ZHANG, Hui-yana, and C. Nan, "Research on the Bi-directional DC-DC Conversion Characterization of Ultra - capacitor Energy Storage System," *2012 International Workshop on Information and Electronics Engineering (IWIEE)*, March 10-11, 2012 2012.
- [17] D. Iannuzzi and P. Tricoli, "Speed-Based State-of-Charge Tracking Control for Metro Trains With Onboard Supercapacitors," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 2129 - 2140, 12 September 2011.
- [18] T. Christen and M. W. Carlen, "Theory of Ragone plots," *Journal of Power Sources*, vol. 91, pp. 210-216, 9th March 2000 2000.
- [19] S. L. T J Barlow, I S McCrae and P G Boulter, *A reference book of driving cycles for use in the mesurement of road vehicle emission*. United Kingdom: Willoughby Road, 2009.

ĐIỀU KHIỂN DỰ BÁO CHO NGHỊCH LƯU BẢY MỨC CẤU TRÚC CẦU H NỐI TẦNG MODEL PREDICTIVE CONTROL OF SEVEN LEVEL CASCADED H-BRIDGE INVERTER

Hoàng Thành Nam¹, Trần Hùng Cường², Trần Trọng Minh¹, Phạm Việt Phương¹

¹Trường Đại học Bách khoa Hà Nội, ²Trường Đại học Hồng Đức

Email: tranhungcuong@hdu.edu.vn

Tóm tắt:

Bộ chuyển đổi đa mức là bộ biến đổi phù hợp để kết nối các nguồn năng lượng tái tạo với lưới điện, các nguồn năng lượng tái tạo bao gồm hầu hết các nguồn phân tán như pin mặt trời, tua bin gió... Bộ chuyển đổi đa mức có cấu trúc cầu H được sử dụng để áp dụng trong hệ thống điện trung thế với yêu cầu cao về chất lượng điện năng. Đây là một bộ chuyển đổi quan trọng để kết nối nguồn năng lượng tái tạo lưới điện. Bài báo này đề cập đến việc áp dụng phương pháp điều khiển dự báo (MPC) cho bộ biến đổi đa mức cấu trúc cầu H nối tầng. Áp dụng phương pháp điều khiển dự báo cho bộ biến đổi đa mức có ưu điểm là giảm được quá trình tính toán các vector điện áp [1] mà không làm ảnh hưởng đến hiệu suất của bộ biến đổi, giảm được đáng kể tổn hao đóng cắt, cân bằng điện áp tụ điện trên cầu H hiệu quả và tạo ra được dạng điện áp đầu ra phía xoay chiều theo mong muốn. Kết quả mô phỏng của bộ biến đổi đa cấp được thực hiện trên phần mềm Matlab-Simulink đã chứng minh được các ưu điểm của bộ biến đổi khi áp dụng thuật toán điều khiển dự báo.

Abstract:

Multilevel converter is suitable for connecting renewable energy sources to the grid connection, including most dispersed sources such as solar cells, fuel cells, wind power turbines... Converters multilevel H-bridge structure used to convert the power of the medium voltage grid. This is an important converter to connect the renewable energy source, especially when these sources are connected to the grid. This paper deals with an application of Model Predictive Control for seven level cascaded H-Bridge inverter. Apply the MPC method for multilevel converter has the advantage of reducing the process of calculating the voltage vector without compromising the performance of the inverter, reduce switching losses, capacitor voltage balance on the H-bridge and create effective forms the AC output voltage as desired.

Keywords:

Model Predictive Control (MPC), Cascaded H-bridge (CHB), Multilevel Converter, Current control, Finiter Set Control, DC-link balance.

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
V_{dc}	V	Điện áp phía một chiều
$v_{\alpha,\beta}$	V	Điện áp trong tọa độ α, β
$i_{\alpha, \beta}$	A	Dòng điện trong tọa độ α, β
$v_{g,h}$	V	Điện áp trong hệ tọa độ $0gh$

Chữ viết tắt

MPC	Model predictive control
PWM	Pulse width modulation

SVM

Space vector modulation

NLDM

Nghịch lưu đa mức

THD

Total harmonic distortion

1. PHẦN MỞ ĐẦU

Hiện nay, yêu cầu sử dụng các thiết bị công suất lớn ngày càng tăng cao. Tuy nhiên việc điều khiển thiết bị ở dải công suất lớn, điện áp cao gặp nhiều khó khăn. Bộ NLDM là một giải pháp hiệu quả cho các ứng dụng này vì có thể tạo ra điện áp hình sin từ các bước điện áp nhỏ hơn từ các nguồn DC cách ly. Các

bộ biến đổi đa mức đã thu hút được nhiều chú ý của các nhà nghiên cứu như: Nghịch lưu cầu H nối tầng CHB; cấu trúc diot kẹp NPC; nghịch lưu dùng hệ thống tụ DC tự do; nghịch lưu dùng cấu trúc MMC [2]. Phương pháp điều khiển cho bộ biến đổi đa mức thường dùng hiện nay là phương pháp cổ điển điều chế độ rộng xung PWM [3] hoặc phương pháp điều chế vector không gian SVM [4]. Do đó có nhiều các bài viết tập trung vào mô hình toán học, phương pháp điều chế, chiến lược điều khiển, cân bằng điện áp tụ... Tuy nhiên các phương pháp này vẫn còn nhiều hạn chế như: Tần số đóng cắt cao, tổng độ méo sóng hài THD lớn [3]. Bài báo này giới thiệu phương pháp điều khiển dự báo áp dụng cho bộ biến đổi 7 mức ba pha, trong bộ nghịch lưu bảy mức đối xứng số lượng các trạng thái chuyển mạch rất lớn, có nhiều trạng thái không cần thiết vì vậy việc áp dụng MPC để loại bỏ các trạng thái dư thừa và tính toán tối ưu các trạng thái còn lại là cần thiết khi tần số chuyển đổi cao. Khi bộ điều khiển đã chọn được một tập hợp các vector điện áp tối ưu thì sẽ gửi tín hiệu đi đóng cắt các van của bộ biến đổi để tạo tín hiệu đầu ra mong muốn. Bộ điều khiển MPC trong bộ biến đổi cầu H có nhiều ưu điểm như: tác động nhanh, linh hoạt, giảm độ méo do sóng hài trong bộ biến đổi [5]. Bản chất của MPC là dự trên mô hình của hệ thống ở thời điểm hiện tại để dự đoán các hành vi tương lai của hệ thống trong một thời gian nhất định. Bộ điều khiển MPC sẽ tối ưu hóa các trạng thái có được bằng hàm mục tiêu và dự báo trạng thái tiếp theo từ các trạng thái hiện tại để tạo ra các tín hiệu mong muốn cho bộ biến đổi [6]... Đây là một ứng dụng mới đã được áp dụng thành công trong việc điều khiển dòng điện biến tần ba pha [7, 8], điều khiển công suất trong một bộ chỉnh lưu [9]. Các ứng dụng này cho phép tạo ra đáp ứng nhanh trong thời gian ngắn. Tuy nhiên việc nhược điểm của các ứng dụng này là quá trình tính toán phức tạp, đòi hỏi mô hình hóa chính xác đối tượng.

2. MÔ HÌNH BỘ BIẾN ĐỔI CẦU H NỐI TẦNG VỚI TẢI BA PHA ĐỐI XỨNG

Cấu trúc bộ biến đổi ba pha bảy mức cầu H nối tầng (Cascaded H-Bridge) được cấu thành từ ba cầu H mắc nối tiếp trên mỗi pha như H.1, mỗi cầu H gồm 4 van bán dẫn IGBT mắc theo sơ đồ cầu, được cung cấp bởi nguồn một chiều và có thể tạo ra ba cấp điện áp đầu ra là: $+V_{dc}$, 0 và $-V_{dc}$ bằng cách đóng mở các cặp van (S_1, S_2) và (S_3, S_4), ứng với các trạng thái đóng mở là “0” và “1”. Trạng thái van và tính trạng phóng nạp của tụ một chiều đối với mỗi cầu H được trình bày trong [10]. Điện áp trên một pha của bộ biến đổi là:

$$V_{aN} = V_{dc} \sum_{i=0}^n S_{ia,1} - S_{ia,2} \quad (1)$$

Theo H.1, phương trình vi phân của dòng điện pha A cho một tải RL ba pha kết nối với biến tần là [10]:

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = v_{a0} \quad (2)$$

Trong đó: $v_{a0} = v_{aN} + v_{N0}$

$$v_{N0} = \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3}$$

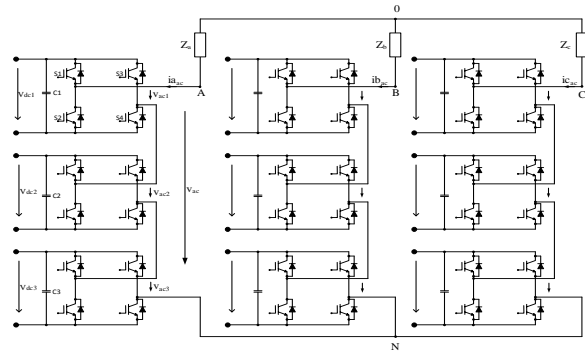
Để dễ dàng tính toán các mô hình tải ta chuyển sang hệ tọa độ vector α - β như sau [11]:

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3)$$

Trong đó a, b, c là các biến của điện áp hoặc dòng điện trên các pha A, B, C, α và β được các biến vector trong hệ tọa độ α - β . Sử dụng chuyển đổi này, (2) có thể được mô tả như sau:

$$L \frac{di_{\alpha,\beta}}{dt} + Ri_{\alpha,\beta} = v_{\alpha,\beta} \quad (4)$$

Trong đó $v_{\alpha,\beta}$ là các vector điện áp và $i_{\alpha,\beta}$ là vector dòng điện trên tải của biến tần.



H.1. Cấu trúc bộ biến đổi ba pha bảy mức nối tầng

3. PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ VECTOR KHÔNG GIAN CHO NGHỊCH LƯU BẢY MỨC

Phương pháp điều chế PWM đã áp dụng thành công cho các bộ nghịch lưu đa mức [11], tuy nhiên phương pháp này khó đảm bảo tính chính xác của quá trình điều chế khi số mức tăng lên. Phương pháp điều chế vector không gian (SVM) được ứng dụng cho bộ biến đổi đa mức sẽ đảm bảo độ chính xác cao và dễ dàng thực hiện hiện trên các bộ vi xử lý hiện đại [8]. Để thực hiện phương pháp SVM ta cần xác định các trạng thái khóa bán dẫn được phép (state switch), ứng với mỗi trạng thái này sẽ xác

định một vector trạng thái (state vector). Với các nghịch lưu đa mức cần đưa vào khái niệm mức trạng thái (level state) vì mỗi trạng thái vector được xác định bởi một hoặc nhiều mức trạng thái, là các mức trạng thái dư, trong khi đó mỗi mức trạng thái lại được xác định bởi một hoặc nhiều trạng thái đóng cắt. Các mức trạng thái dư cho mỗi vector sẽ được sử dụng để cân bằng điện áp trên các tụ DC giữa các pha, những trạng thái đóng cắt dư được dùng để cân bằng điện áp trên các tụ DC. Với trạng thái mức điện áp của mỗi cầu H là $\{-1, 0, 1\}$, mức điện áp ra mỗi pha của sơ đồ 7 mức biểu diễn trong B.1.

B.1. Các trạng thái mức điện áp ra mỗi pha của nghịch lưu 7 mức cầu H nổi tầng

Mức điện áp cầu H (s_{A1}, s_{A2}, s_{A3})	v_{ac}	Mức điện áp ra (Level State)
(1,1,1)	$3V_{dc}$	3
(1,1,0) (1,0,1) (0,1,1)	$2V_{dc}$	2
(1,0,0) (0,1,0) (0,0,1)	V_{dc}	1
(0,0,0)	0	0
(-1,0,0) (0,-1,0) (0,0,-1)	$-V_{dc}$	-1
(-1,-1,0) (-1,0,-1) (0,-1,-1)	$-2V_{dc}$	-2
(-1,-1,-1)	$-3V_{dc}$	-3

Giả thiết rằng điện áp v_{DC} là cân bằng và bằng nhau, $v_{dc,k} = V_{dc}$ ($k = 1, \dots, 9$). Mỗi điện áp ra v_{AN}, v_{BN}, v_{CN} có thể nhận một trong bảy mức: $-3V_{dc}, -2V_{dc}, -V_{dc}, 0, +V_{dc}, +2V_{dc}, +3V_{dc}$. Điện áp mỗi pha nghịch lưu là [11]:

$$\begin{cases} v_{AN} = k_A \cdot V_{dc} \\ v_{BN} = k_B \cdot V_{dc} \\ v_{CN} = k_C \cdot V_{dc} \end{cases} \quad (5)$$

Trong đó: $k_A, k_B, k_C \in -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3$

Giả thiết tải ba pha là cân bằng, điện áp trên mỗi pha tải sẽ bằng:

$$\begin{cases} v_A = v_{AN} - v_{ZN} \\ v_B = v_{BN} - v_{ZN} \\ v_C = v_{CN} - v_{ZN} \end{cases} \quad (6)$$

Biểu diễn hệ thống điện áp ba pha qua vector điện áp:

$$\mathbf{v} = \frac{2}{3} v_A + \alpha v_B + \beta^2 v_C \quad (7)$$

Trong đó: $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}; \alpha^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$

Vector điện áp (7) biểu diễn qua các tọa độ thành phần trên mặt phẳng $0\alpha\beta$:

$$\mathbf{v} = v_\alpha + jv_\beta \quad (8)$$

$$\begin{cases} v_\alpha = v_A \\ v_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} v_B - v_C \end{cases}$$

Trong đó:

Chuyển (8) sang hệ tọa độ $0gh$ với hai trục g và h tạo với nhau góc 60° , trục g đặt trùng với trục α , ta được:

$$\begin{cases} v_g = v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} v_\beta = v_A - \frac{1}{3} v_B - v_C = \frac{2}{3} v_A - v_B \\ v_h = \frac{2}{\sqrt{3}} v_\beta = \frac{2}{3} v_B - v_C \end{cases} \quad (9)$$

Từ (5) và (6), ta thấy:

$$v_A - v_B = v_{AN} - v_{BN} = V_{dc} k_A - k_B \quad (10)$$

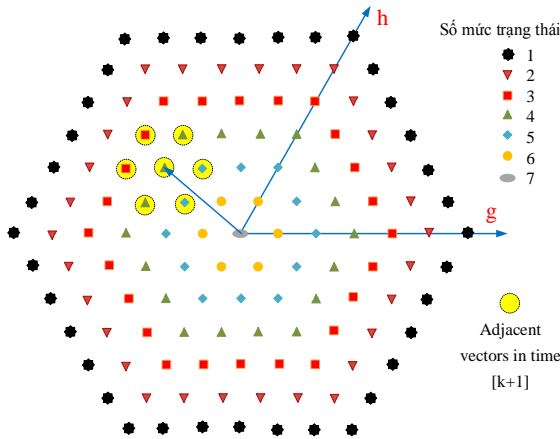
$$v_B - v_C = v_{BN} - v_{CN} = V_{dc} k_B - k_C$$

Thay (10) vào (9), ta được :

$$\begin{cases} v_g = \frac{2}{3} V_{dc} k_A - k_B \\ v_h = \frac{2}{3} V_{dc} k_B - k_C \end{cases} \quad (11)$$

Từ đây có thể thấy rằng nếu lấy $(2/3)V_{dc}$ là độ dài cơ sở của các vector trạng thái, k_A, k_B, k_C là các số nguyên thì tọa độ của các vector $[k_g, k_h] = [k_A - k_B, k_B - k_C]$ là các số nguyên. Biểu diễn trên hệ tọa độ đỉnh các vector sẽ tạo nên các tam giác đều có cạnh là 1. Mỗi vector có thể ứng với các trạng thái mức khác nhau, gọi là các trạng thái dư. H.2 biểu diễn vector không gian trên trục tọa độ 0dq cho sơ đồ nghịch lưu ba pha 7 mức cầu H nổi tầng. Trên hình chỉ ra vị trí của 127 vector là đỉnh của các tam giác con, với cách đánh số các vector theo chiều ngược kim đồng hồ, từ trong ra ngoài. Các vector có độ dài đỉnh bằng $\{6, 5, 4, 3, 2, 1\}$ lần lượt ứng với số trạng thái khóa là $\{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$, duy nhất vector tại gốc tọa độ có 7 trạng thái khóa.

Để giảm ảnh hưởng của độ đập mạch trung tính tải, đối với những vector có nhiều trạng thái khóa trong điều chế vector không gian luôn chọn vector có thể độ dài nhỏ nhất về giá trị tuyệt đối. Ví dụ vector \mathbf{V}_1 luôn chọn trạng thái khóa (1,0,0) vì có thể $V_{ZN} = 1/3$, vector \mathbf{V}_2 chọn trạng thái (0,0,-1) vì có thể $V_{ZN} = -1/3$. Việc tính chọn loại bỏ trạng thái dư được thực hiện thông qua phương pháp điều khiển dự báo.

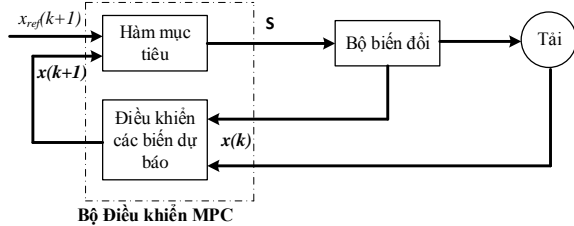


H.2. Vector không gian cho nghịch lưu ba pha 7 mức cầu H nối tăng

4. ĐIỀU KHIỂN DỰ BÁO CHO NGHỊCH LƯU BẢY MỨC BA PHA

4.1. Giới thiệu về bộ điều khiển dự báo MPC

Nguyên tắc hoạt động của MPC được dựa trên hàm mục tiêu có thể chứa các hàm tuyến tính khác nhau và phụ thuộc vào đặc điểm của mỗi hệ thống [12]. Ý tưởng của MPC được ứng dụng trong điện tử công suất vào năm 1980, tuy nhiên lúc này do hạn chế về kỹ thuật xử lý nên nó chỉ được ứng dụng cho các hệ thống tần số thấp [13]. Hiện nay phương pháp điều khiển MPC kết hợp với bộ vi xử lý DSP hoặc FPGA đã tạo những lợi thế ứng dụng đầy hứa hẹn cho việc điều khiển các bộ biến đổi điện tử công suất có cấu hình phức tạp với yêu cầu: khả năng đáp ứng nhanh, kết hợp nhiều mạch vòng điều khiển lồng nhau...



H.3. Sơ đồ khối của phương pháp điều khiển MPC[13]

Trong đó $x(k)$ là các biến điều khiển. Dựa trên mô hình rời rạc của hệ thống (tải và bộ biến đổi), các giá trị hiện tại của các biến điều khiển $x(k)$ được sử dụng để dự đoán giá trị tương lai của nó là $x(k+1)$ cho tất cả các trạng thái chuyển mạch có thể tồn tại. Tất cả các giá trị dự đoán của các biến điều khiển $x(k+1)$ được so sánh với các giá trị đặt là $x_{ref}(k+1)$ trong khối hàm tối ưu. Cuối cùng trạng thái đóng cắt tối ưu được chọn để đưa vào đóng cắt các van của bộ biến đổi. Ở đây t_k là chu kỳ ở thời điểm hiện tại, t_{k+1} và t_{k+2} là các chu kỳ làm việc tiếp theo, thời gian

lấy mẫu là T_s .

Mô hình MPC áp dụng cho bộ biến đổi điện tử công suất được bắt đầu bằng các biến rời rạc như dòng điện, điện áp... hàm mục tiêu phải được xác định theo hành vi mong muốn của BBĐ. Tại mỗi thời điểm lấy mẫu, hàm mục tiêu sẽ tính tất cả các trạng thái chuyển mạch có thể cho chu kỳ trích mẫu tiếp theo dựa trên các trạng thái hiện tại. Sau đó, các trạng thái tối ưu sẽ được lựa chọn để áp dụng cho bộ chuyển đổi. Để thiết kế bộ điều khiển MPC cho bộ biến đổi điện tử công suất ta thực hiện ba giai đoạn[14]-[16]: 1. Lấy mô hình rời rạc của hệ thống theo các dẫn xuất biến điều khiển để có thể dự đoán trong tương lai; 2. Xác định tất cả các trạng thái chuyển mạch có thể cho chuyển đổi và mối quan hệ của chúng với các biến khác; 3. Xác định hàm mục tiêu để tính các giá trị tối ưu đại diện cho hành vi mong muốn của hệ thống.

4.2. Thuật toán phương pháp điều khiển dự báo

Phương pháp điều khiển dự báo dòng điện được sử dụng trong bài báo này là để dự đoán hành vi của các dòng điện tải dựa trên mỗi vector điện áp được tạo ra bởi các biến tần. Các dự báo dòng điện được dựa trên mô hình rời rạc của hệ thống. Lấy xấp xỉ hàm tích phân trong mỗi chu kỳ trích mẫu T_s :

$$\frac{d\mathbf{i}_{g,h}}{dt} \approx \frac{\mathbf{i}_{g,h}(k+1) - \mathbf{i}_{g,h}(k)}{T_s} \quad (12)$$

Trong đó: $\mathbf{i}_{g,h}(k+1)$ là tín hiệu dự báo của dòng điện ở chu kỳ làm việc kế tiếp theo phương pháp MPC [15]

và được xác định theo công thức:

$$\mathbf{i}_{g,h}(k+1) = \frac{T_s}{L} \left(\mathbf{v}_{g,h}(k) - \mathbf{i}_{g,h}(k) \left(R - \frac{L}{T_s} \right) \right) \quad (13)$$

Phương trình (13) được sử dụng trong bộ điều khiển để dự báo giá trị tương lai của dòng điện tải cho một vector điện áp nhất định.

* Lựa chọn Vector điện áp: Việc lựa chọn các vector điện áp thích hợp để dự báo dòng điện được xác định bằng cách sử dụng hàm mục tiêu sau đây:

$$g = \left| \mathbf{i}_g^*(k+1) - \mathbf{i}_g(k+1) \right| + \left| \mathbf{i}_h^*(k+1) - \mathbf{i}_h(k+1) \right| \quad (14)$$

Ở đây $\mathbf{i}_{g,h}^*[k+1]$ là vector dòng điện đặt dự báo. Với thời gian lấy mẫu đủ nhỏ ta xem như giá trị đặt không thay đổi, khi đó $\mathbf{i}_{g,h}^*[k+1] \approx \mathbf{i}_{g,h}^*[k]$ và hàm

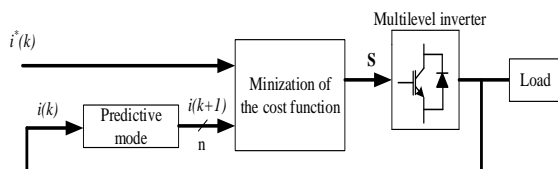
mục tiêu (15) được viết lại như sau [17]:

$$g = |\mathbf{i}_g^* k - \mathbf{i}_g k + 1| + |\mathbf{i}_h^* k - \mathbf{i}_h k + 1| \quad (15)$$

Hàm mục tiêu (15) được sử dụng để xác định vector điện áp tối ưu, và lựa chọn chính các vector này để tạo tín hiệu ra mong muốn trên tải. Với bộ biến đổi đa mức có 3 cầu H trên một pha thì tổng số mức điện áp là $M = 7$ mức điện áp ra. Tổng số mức điện áp trên ba pha của bộ biến đổi là $K_M = M^3 = 343$. Điều này có nghĩa là (14), (15) được tính 343 lần cho một bộ biến đổi bảy mức để có được những vector điện áp tối ưu.

Sơ đồ khối của bộ điều khiển dự báo dòng điện như H.4. Ở đây, dòng điện đo được sử dụng để dự đoán của các giá trị tương lai của nó trong chu kỳ làm việc tiếp theo, tương ứng với 343 vector điện áp của bộ nghịch lưu bảy mức. Những dự đoán này được xác định bởi hàm mục tiêu (15), và các vector điện áp tối ưu này được chọn và áp dụng.

Đối với một bộ nghịch lưu đa mức, phương pháp MPC được sử dụng để loại bỏ các vector điện áp dư tạo ra với các mức điện áp khác nhau và chỉ chọn những vector điện áp phù hợp nhất để tạo ra tín hiệu mong muốn theo công thức (4).



H4. Cấu trúc bộ điều khiển MPC dòng điện cho BBD[13]

Đầu tiên, các vector điện áp dư được loại bỏ bằng cách chọn những vector điện áp có giá trị nhỏ nhất ở cùng một mức. Sau đó, một tập hợp con các vector điện áp có thể được lựa chọn và được sử dụng làm tín hiệu đóng cắt van của bộ biến đổi. Với dòng điện đặt là hình sin, các vector điện áp sử dụng cho các tải là một vector quay trong trạng thái ổn định. Do đó, nó có thể được giả định rằng các vector điện áp trong một khoảng thời gian lấy mẫu là tương tự như áp dụng trong khoảng thời gian trước đó. Bằng cách này, nó có thể tìm được vector điện áp gần nhất với vector ứng dụng cuối cùng, như thể hiện trong H.2. Để tính toán các vector tiếp giáp với vector ứng dụng cuối cùng, khoảng cách giữa các vector có thể được tính toán theo công thức [16]:

$$d_{\mathbf{v}_x, \mathbf{v}_y} = \sqrt{v_{xg} - v_{yg}^2 + v_{xh} - v_{yh}^2} \quad (16)$$

Nếu khoảng cách \mathbf{v}_x gần với \mathbf{v}_y , khi đó điện áp lớn

hơn hoặc bằng $2V_{dc}/3$. Và quá trình tính toán sẽ sử dụng khoảng cách này làm ẩn số được lưu trữ trong cơ sở dữ liệu cho tất cả các vector điện áp để sử dụng trong thuật toán điều khiển dự báo. Đối với các vector điện áp khác nhau, một danh sách bảy vector liền kề được xác định. Sau đó, các thuật toán dự báo sẽ chọn một trong các vector này làm tín hiệu đầu ra, bằng cách này, khối lượng tính toán được giảm xuống. Đây là phương pháp đã được áp dụng cho một biến tần ba mức trình bày trong [13]. Với kỹ thuật này, các thuật toán điều khiển dự báo có thể được làm tiêu chuẩn điều khiển cho các bộ chuyển đổi đa mức.

5. PHƯƠNG PHÁP CÂN BẰNG ĐIỆN ÁP TỰ ĐIỆN

Cân bằng điện áp tụ điện DC có ý nghĩa quan trọng trong bộ biến đổi giúp cải thiện chất lượng sóng hài, giảm độ đập mạch của điện áp trên tụ điện. Cân bằng điện áp trên các tụ DC được xây dựng trên cơ sở nghịch lưu 7 mức cầu H nối tầng gồm hai phần: Cân bằng điện áp giữa các cầu H trong một pha và cân bằng điện áp trung bình giữa các pha.

5.1. Cân bằng điện áp các cầu H trong một pha

B.1. Các trạng thái tụ điện DC

Switch State				v_{ac}	Trạng thái tụ	
S_1	S_2	S_3	S_4		$i_a > 0$	$i_a < 0$
1	0	1	0	0	Không đổi	Không đổi
1	0	0	1	V_{dc}	Nạp	Phóng
0	1	1	0	$-V_{dc}$	Phóng	Nạp
0	1	0	1	0	Không đổi	Không đổi

Trong mỗi cầu H ta kí hiệu chiều dòng điện i_a và chiều điện áp v_{ac} như trên H.1, ứng với mỗi trạng thái đóng cắt S_a và chiều dòng điện i_a ta xác định được trạng thái “Nạp điện”, “Phóng điện” và “Không thay đổi (Bypass)” của tụ DC. Với trạng thái “Nạp điện” điện áp trên tụ DC sẽ tăng lên, “Phóng điện” điện áp trên tụ DC giảm xuống và “Không thay đổi” thì điện áp trên tụ DC sẽ được giữ nguyên. Trong sơ đồ 7 mức, điện áp ra ứng với các trạng thái của từng cầu H thể hiện trong bảng B.3. Từ bảng B.3 có thể chỉ ra số trạng thái dư có thể đối với một số mức điện áp ra. Trong mỗi thời điểm có thể xác định được giá trị cực tiểu và cực đại của V_{dc} , được gọi là $V_{dc,i,min}$ và $V_{dc,j,max}$. Việc đưa ra các tác động phù hợp đều dựa vào chính những giá trị cực tiểu và cực đại của U_{dc} bằng cách thay đổi trạng

thái S_{aj} của cầu H thứ j và hai cầu H còn lại. Từ bảng B.3 ta thấy khi thực hiện cân bằng điện áp tụ: thuật toán chỉ cần biết dấu của dòng phía xoay chiều nghịch lưu i_s mà không cần biết giá trị đầy đủ của nó. Thuật toán luôn ưu tiên tác động vào những khâu DC có điện áp lớn nhất hoặc nhỏ nhất. Ta thấy rằng việc mất cân bằng điện áp tụ xảy ra khi các giá trị cực tiểu hoặc cực đại chênh lệch nhau một mức δU_{dc} . Thuật toán không làm thay đổi quá trình điều chế nhưng sẽ làm cho van phải đóng cắt thêm một số lần. Để các van không phải chuyển mạch nhiều lần thuật toán cần thực hiện trích mẫu ở tần số f_0 thích hợp ở một vài kHz.

B.3. Điện áp ra ứng với các trạng thái của cầu H

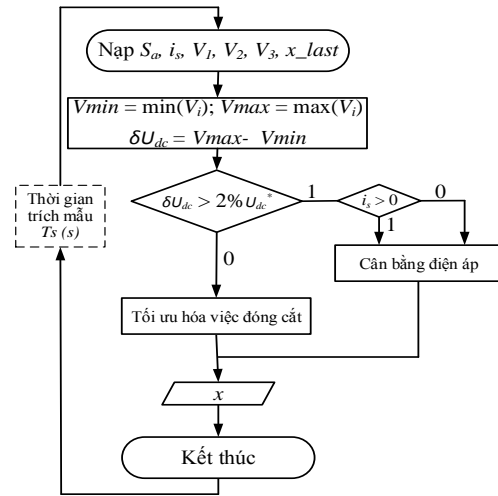
Level State	Switch State			Số trạng thái	Nhận xét	$i_s > 0$	$i_s < 0$	x
S_a	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}					
3	1	1	1	1	Duy nhất	-	-	1
2	1	1	0	3	Một trạng thái 0	max = 0	min = 0	2
	1	0	1					3
	0	1	1					4
1	1	0	0	3	Một trạng thái 1	min = 1	max = 1	5
	0	1	0					6
	0	0	1					7
0	0	0	0	1	Duy nhất	-	-	8
-1	-1	0	0	3	Một trạng thái -1	max = -1	min = -1	9
	0	-1	0					10
	0	0	-1					11
-2	-1	-1	0	3	Một trạng thái 0	min = 0	max = 0	12
	-1	0	-1					13
	0	-1	-1					14
-3	-1	-1	-1	1	Duy nhất	-	-	15

Dựa vào bảng B.3, ta có lưu đồ thuật toán cân bằng điện áp giữa các tụ DC trong một pha (sơ đồ 7 mức) như H.5.

5.2. Cân bằng điện áp trung bình giữa các pha

Mất cân bằng điện áp trung bình trên các tụ DC sẽ làm suy giảm chất lượng sóng hài điện áp đầu ra nghịch lưu. Để phát hiện sự mất cân bằng ta đưa ra yêu cầu phóng nạp điện như bảng B.2. Với $i = 1, 2, 3$ lần lượt biểu thị cho các pha A, B, C. Ví dụ: $v_{dc_1_1}$ là điện áp trên tụ DC thứ nhất của pha A, $v_{dc_avg_1}$ là giá trị điện áp trung bình của ba tụ DC trên pha A. Khi điện áp $v_{dc_avg_i}$ giá trị trung bình ở một ngưỡng nào

đó ta sẽ cần cho tụ phóng điện, khi nhỏ hơn sẽ cần cho tụ nạp điện.



H.5. Lưu đồ thuật toán cân bằng điện áp giữa các cầu H trong một pha sơ đồ 7 mức

$$\begin{cases} V_{dc_avg_i} < V_{dc_avg} - \Delta V \text{ chagre } C_{dci} & (17a) \\ V_{dc_avg_i} > V_{dc_avg} + \Delta V \text{ chagre } C_{dci} & (17b) \end{cases}$$

Trong đó: ΔV là giá trị ngưỡng được lựa chọn theo yêu cầu mong muốn cân bằng điện áp trên các tụ.

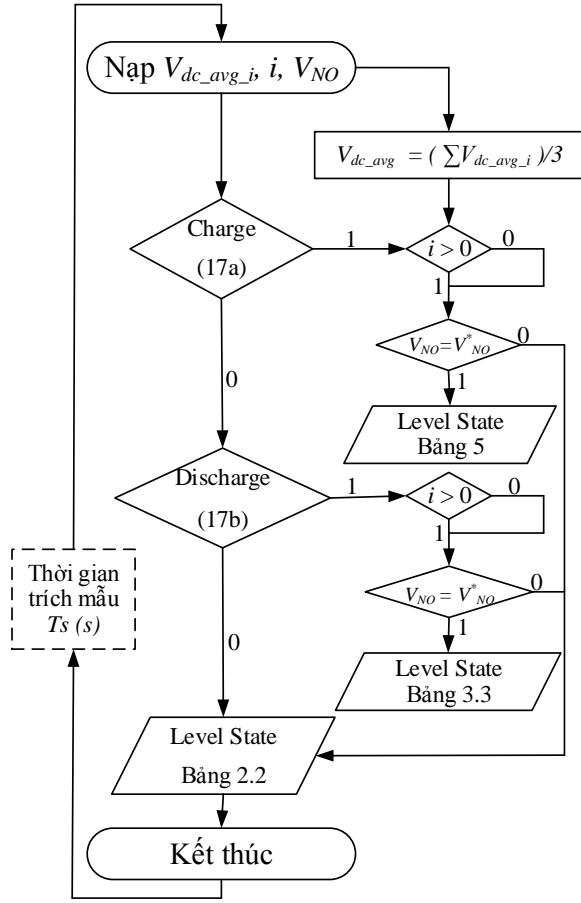
$$\begin{cases} V_{dc_avg_i} = \frac{V_{dc_i_1} + V_{dc_i_2} + V_{dc_i_3}}{3} \\ V_{dc_avg} = \frac{\sum_{i=1}^3 V_{dc_avg_i}}{3} \end{cases}$$

Cân bằng điện áp DC trung bình giữa các pha thực hiện bằng cách lựa chọn các vector với trạng thái mức (Level State) phù hợp để các tụ trong các pha được phóng nạp tùy theo việc so sánh điện áp theo bảng B.3. Phân tích quá trình điều chế có thể thấy rằng các vector $V_1, V_4, V_7, V_{13}, V_{19}, V_{28}$ có tác động trực tiếp đến ba tụ C_{dci} ở pha A mà không ảnh hưởng đến hai pha còn lại. Những vector khác ứng với nhiều trạng thái khóa nhưng hiệu ứng phóng nạp tụ không rõ rệt nên không thể sử dụng. Tương tự với pha B và pha C ta xây dựng được bảng B.4.

B.4. Xác định state level theo yêu cầu phóng nạp và chiều dòng điện, ví dụ với pha A

Pha A							
i_a	Trạng thái tụ	V_1	V_4	V_7	V_{13}	V_{19}	V_{28}
$i_a > 0$	Charge	1,0,0	-	2,0,0	-	3,0,0	-
	Discharge	-	-1,0,0	-	-2,0,0	-	-3,0,0
$i_a < 0$	Charge	-	-1,0,0	-	-2,0,0	-	-3,0,0
	Discharge	1,0,0	-	2,0,0	-	3,0,0	-

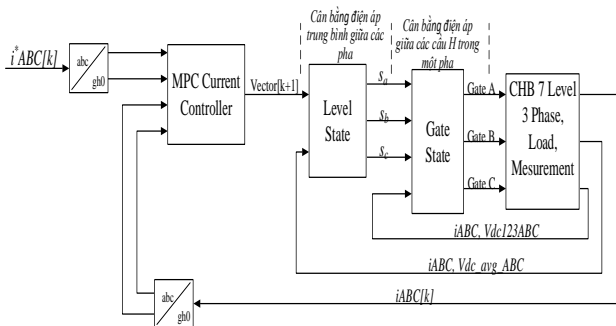
Dựa vào yêu cầu phóng nạp ở bảng B.2 và bảng B.4 ta xây dựng được lưu đồ thuật toán cân bằng điện áp trung bình trên các tụ DC giữa các pha với nhau như H.6 như sau:



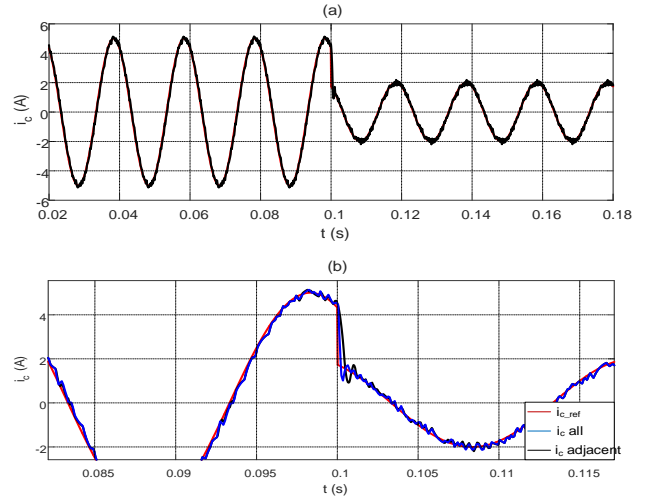
H.6. Lưu đồ thuật toán cân bằng điện áp trung bình giữa các pha

6. MÔ HÌNH BỘ ĐIỀU KHIỂN DỰ BÁO DÒNG ĐIỆN CHO NGHỊCH LƯU BA PHA BẦY MỨC

Mô phỏng thực hiện với mỗi nguồn DC cách ly có giá trị $V_{dc} = 60$, nội trở $R = 0.001 \Omega$. Các tụ một chiều có các giá trị bằng nhau là: $2500 \mu F$. Phụ tải phía xoay chiều có dạng trở cảm RL với $R = 30 \Omega$, $L = 15 \text{ mH}$, thời gian trích mẫu $T_s = 100 \text{ ms}$.

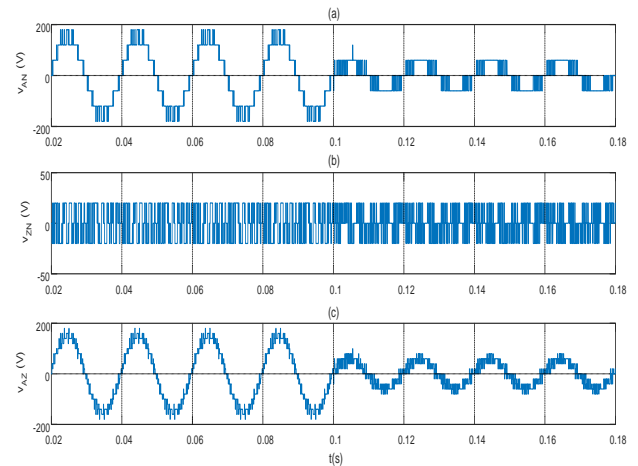


H.7. Cấu trúc mô phỏng bộ nghịch lưu bảy mức



H.8. Dạng dòng điện ra trên tải xoay chiều

Dòng điện tải bám sát dòng điện đặt. Vào thời gian 0,1 s giá trị dòng đặt bị đột ngột giảm đi 3A nhưng bộ điều khiển đã kịp thời điều chỉnh để dòng tải nhanh chóng bám sát dòng đặt trong khoảng thời gian 0,001s.



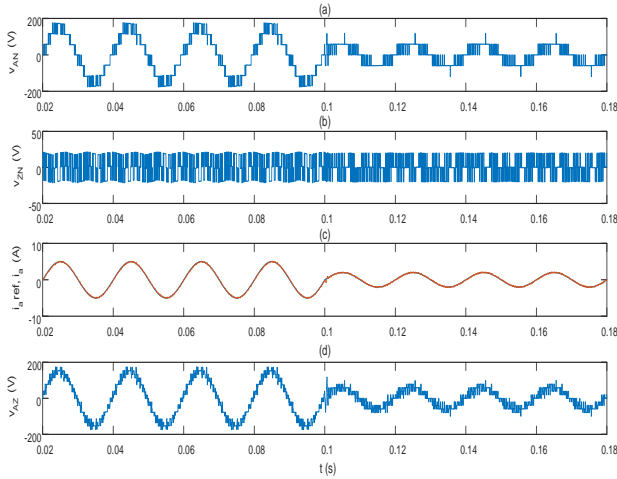
H.9. Dạng điện áp ra trên tải với phương pháp lựa tính chọn các vecto lân cận (adjacent)

Phương pháp lựa chọn các vector lân cận cho có những hiệu quả trong việc tối ưu hóa việc đóng cắt van, giảm số lần tính toán hàm mục tiêu tạo chất lượng điện áp và dòng điện đạt giá trị mong muốn giống như phương pháp lựa chọn tất cả các vecto (all). Dạng điện áp ra v_{AN} thể hiện rõ các mức điện áp.

* Thực hiện mô phỏng kiểm chứng thuật toán cân bằng điện áp

Mô phỏng thực hiện với mỗi nguồn DC cách ly có giá trị $V_{dc} = 60$, nội trở $R = 1 \Omega$, sử dụng phương pháp lựa chọn các vector lân cận. Để kiểm nghiệm khả năng mất cân bằng điện áp một chiều

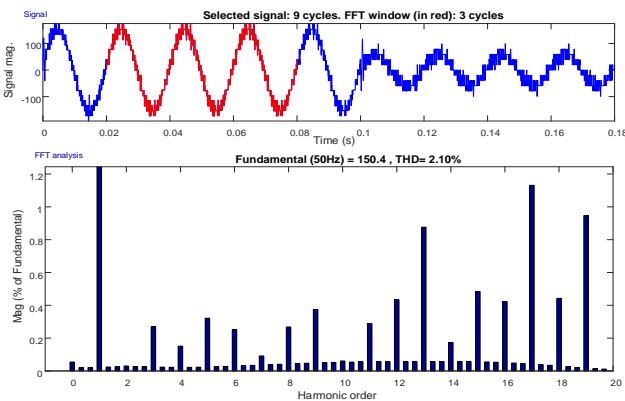
giả định các tụ một chiều có các giá trị khác nhau là: 2500 μF , 2250 μF , 2750 μF , nghĩa là chênh lệch nhau 10% giá trị lựa chọn 2500 μF . Phụ tải phía xoay chiều có dạng trở cảm RL với $R = 30 \text{ ohm}$, $L = 15 \text{ mH}$, thời gian trích mẫu $T_s = 100 \text{ ms}$.



H.10. Dạng điện áp và dòng điện với phương pháp.

Thực hiện phân tích Fourier dạng điện áp v_{AZ} tới bậc sóng hài 20, trong các khoảng thời gian 0,02 – 0,08 s và 0,11 – 0,17 s.

Tổng độ méo sóng hài $\text{THD} = 2,10\%$, các sóng hài bậc cao với biên độ lớn xuất hiện ít, cho thấy rõ những ưu điểm của nghịch lưu đa mức cấu trúc cầu H nổi tầng và phương pháp tính chọn các vector liên kề.



H.11. Kết quả phân tích Fourier dạng điện áp v_{AZ}

7. KẾT LUẬN

Bài báo này trình bày phương pháp điều khiển dự báo cho bộ biến đổi đa mức sử dụng cầu H. Từ yêu cầu của bộ điều khiển dự báo mô hình toán học và các vector trạng thái của bộ biến đổi được xây dựng. Từ các trạng thái này bộ điều khiển dự báo sử dụng hàm mục tiêu để điều khiển chất lượng dòng điện, cân bằng điện áp tụ điện và cân bằng điện áp giữa các pha và giữa các pha của bộ biến đổi đáp ứng mục tiêu điều khiển. Hiệu quả của phương pháp điều khiển trong các điều kiện hoạt động được đánh giá dựa trên các nghiên cứu mô phỏng bằng phần mềm Matlab/simulink. Các kết quả nghiên cứu đã đánh giá được quá trình hoạt động đáp ứng yêu cầu về khả năng tạo ra tín hiệu dòng điện có dạng hình sin, điện áp giữa các tụ điện và điện áp trên các pha bộ biến đổi được cân bằng. Phương pháp điều khiển MPC cho thấy rõ ưu điểm như: dễ dàng thiết kế, khả năng đáp ứng nhanh và chính xác, dễ dàng mở rộng để áp dụng phù hợp với cấu trúc module của NLĐM. MPC cũng có một số nhược điểm như: làm tăng tần số đóng cắt các van bán dẫn của NLĐM, đòi hỏi bộ xử lý phải hoạt động liên tục ở chế độ online với cường độ tính toán cao.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] M.A. Perez, E. Fuentes, and J. Rodríguez, "Predictive current control of ac-ac modular multilevel converters," in Proc. IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 14-17 March 2010, Valparaíso, Chile, pp. 1289-1294.
- [2] Q. Jiangchao, M. Saeedifard, "Predictive Control of a Modular Multilevel Converter for a Back-to-Back Converter HVDC System", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 27, No. 3, July 2012, pp. 1538- 1547.
- [3] B.P. McGrath and D. G. Holmes, "Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp.858– 867, Aug. 2002.

- [4] N. Celanovic and D. Boroyevich, "A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 2, pp. 637–641, Mar./Apr. 2001.
- [5] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, "Model predictive control-A simple and powerful method to control power converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, Jun. 2009.
- [6] A. Lesnicar and R. Marquardt "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range", Proc. IEEE Bologna PowerTech Conf., pp.1 -6, 2003.
- [7] A.G. Beccuti, S. Mariethoz, S. Clquennois, S. Wang, and M. Morari, "Explicit model predictive control of dc–dc switched-mode power supplies with extended Kalman filtering," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1864–1874, Jun. 2009.
- [8] S. Allebrod, R. Hamerski, and R. Marquardt, "New transformerless, scalable modular multilevel converters for HVDC-transmission," in Conf. Rec. IEEE PESC 2008, pp. 174-179.
- [9] Rohner, S.; Bernet, S.; Hiller, M.; Sommer, R.; "Analysis and Simulation of a 6 kV, 6MVA Modular Multilevel Converter". Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE. 2009, Page(s): 225-230.
- [10] Bùi Văn Huy, Nguyễn Văn Liễn, Trần Trọng Minh, Vũ Hoàng Phương, *Bộ biến đổi DC-AC-AC qua khâu trung gian tần số cao có khả năng trao đổi công suất hai chiều*, Hội nghị toàn quốc lần thứ 7 về Co Điện tử - VCM-2014.
- [11] Trần Trọng Minh, *Nghịch lưu đa cấp (multilevel converter)*, Tự động hóa công nghiệp 2015.
- [12] J. Rodriguez, J. Pontt, P. Correa, P. Cortes, and C. Silva, "A new modulation method to reduce common-mode voltages in multilevel inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 834–839, Aug. 2004.
- [13] M. Cychowski, K. Szabat, and T. Orłowska-Kowalska, "Constrained model predictive control of the drive system with mechanical elasticity," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1963–1973, Jun. 2009.
- [14] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, Dec. 2008.
- [15] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, M. Salgado, S. Rees, U. Ammann, P. Lezana, R. Huerta, and P. Cortés, "Predictive control of a three-phase inverter," *Electron. Lett.*, vol. 40, no. 9, pp. 561–562, Apr. 29, 2004.
- [16] P. Cortes, J. Rodriguez, D. E. Quevedo, and C. Silva, "Predictive current control strategy with imposed load current spectrum," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 612–618, Mar. 2008.
- [17] J. Rodriguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, and U. Ammann, "Predictive current control of a voltage source inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, Feb. 2007.
- [18] J. Rodriguez, L. G. Franquelo, S. Kouro, J. I. Leon, R. C. Portillo, M. A. M. Prats, and M. A. Perez, "Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications," *Proc. IEEE*, vol. 97, no. 11, pp. 1786–1817, Nov. 2009.

MẠCH PFC HIỆU SUẤT CAO ỨNG DỤNG TRONG CÁC BỘ SẠC TRÊN XE ĐIỆN

A LOW-COST HIGH-EFFICIENCY PFC FOR ELECTRIC VEHICLE APPLICATION

Đoàn Văn Tuấn, Phạm Văn Toàn, Đặng Hồng Hải

Trường Đại học Hàng hải Việt Nam

Email: phamvantoan@vimaru.edu.vn

Tóm tắt:

Trong bài báo này, mạch PFC với hiệu suất cao, đơn giản trong thiết kế, thích hợp cho các ứng dụng công suất ở mức trung bình như bộ sạc cho xe điện sẽ được giới thiệu. So với cấu trúc bộ IBPFC thông thường, bằng việc thêm vào 2 điốt công suất nhỏ, mạch PFC đề xuất cho phép đơn giản hóa mạch đo điện áp đầu vào, và việc thiết kế bộ lọc EMI do nhiễu EMI được giảm nhỏ. Vấn đề đo dòng điện trong mạch IBPFC được giải quyết bằng phương pháp trích mẫu dòng đầu ra. Với phương pháp đo dòng mới, chỉ duy nhất 1 cảm biến dòng cần được sử dụng thay cho 4 cảm biến dòng trong các bộ IBPFC thông thường. Vấn đề không đồng nhất đặc tính của các cảm biến dòng do đó được loại bỏ. Độ méo sóng hài được giảm nhỏ, phân chia công suất trong mạch chính xác hơn, giá thành của cấu trúc giảm so với mạch IBPFC thông thường. Nguyên lý hoạt động và cấu trúc điều khiển của mạch IBPFC được trình bày chi tiết trong bài báo. Khả năng hoạt động của cấu hình mới được kiểm chứng thông qua mạch thực nghiệm 6,6kW.

Abstract:

In this paper, a high efficiency and compact PFC topology which is suitable for level-2 on board charger of electric vehicle is proposed. In comparison with conventional IBPFC, the proposed topology greatly simplifies input voltage feedback circuitry, and EMI filter design due to EMI noise reduction by adding 2 small extra diodes. The difficulty in current sense of IBPFC is reduced by using digital current sample at the output of the converter. With the new current sampling technique, only single current sensor is used instead of 4 current sensors in conventional counterpart. The problem caused by the unequal current gain between current sensors inherently does not exist in the proposed topology. Thus, the current sharing between converters can be achieved more accurately and the high frequency distortion is decreased, and the system cost is reduced. Operation modes and control strategy of proposed IBPFC are presented in detail in this paper. Performance of the proposed topology is verified by the experimental results with 6.6kW IBPFC circuit.

Keywords:

PFC, IBPFC, single current sensor, digital control

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
V_{ac}	V	Điện áp đầu vào
$i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}, i_{L4}$	A	Dòng điện cuộn cảm L_1, L_2, L_3, L_4
V_{dc}	V	Điện áp phía 1 chiều
d		Duty
T_s	s	Chu kì PWM
L	H	Điện cảm đầu vào

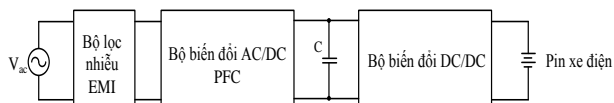
Chữ viết tắt

EMI	Electromagnetic interference
PFC	Power Factor Correction
BPFC	Bridgeless PFC
IBPFC	Interleaved Bridgeless PFC

1. PHẦN MỞ ĐẦU

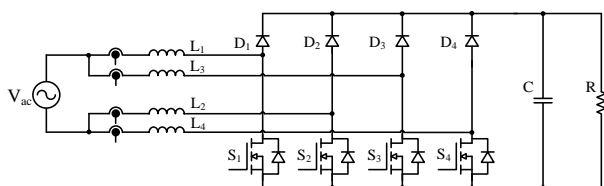
Với mục đích tối đa hiệu suất và chất lượng điều khiển, các mạch sạc cho xe điện chất lượng cao sử dụng cấu trúc tạo bởi 2 khâu tách biệt bao gồm

mạch PFC nhằm cải thiện hệ số công suất đầu vào, và điều chỉnh thô điện áp đầu ra. Mạch DC-DC phía sau có tác dụng điều chỉnh điện áp, dòng điện đầu ra theo yêu cầu của quá trình sạc pin. Cấu trúc của mạch sạc được thể hiện trên hình H.1.



H.1. Cấu trúc thông thường của mạch sạc trên xe điện

Các bộ PFC thông thường được xây dựng trên bộ boost bởi đặc tính dòng đầu vào liên tục với độ nhấp nhô nhỏ, tuy nhiên cấu hình này tồn tại nhược điểm là tổn thất dẫn dòng của cầu chỉnh lưu diốt đầu vào lớn. Để có được hiệu suất cao hơn, các mạch BPFC được sử dụng với ưu điểm là loại bỏ cầu chỉnh lưu phía đầu vào [1-4]. Với công suất lớn, các cấu hình ghép song song kiểu interleaved được sử dụng rất hiệu quả để phân chia công suất và giảm nhỏ độ nhấp nhô của dòng điện. Bộ IBPFC có cấu trúc được thể hiện trên hình H.2. Trong [1-2], bộ IBPFC được báo cáo là có thể giảm được 37% tổn thất so với mạch boost PFC thông thường. Đối với các bộ sạc xe điện 1 pha cấp độ 2, các cấu trúc BPFC tỏ ra là phù hợp nhất [4]. Cấu trúc totem-pole PFC được báo cáo với hiệu suất trên 99%, tuy nhiên cấu trúc này cần sử dụng các khóa bán dẫn công suất GaN đắt tiền, và mới chỉ áp dụng ở dải công suất nhỏ [5]. Các cấu trúc PFC đa bậc có thể đạt hiệu suất trên 99%, tuy nhiên chúng chỉ đạt được ở tần số chuyển mạch thấp, và chỉ phù hợp với các ứng dụng 3 pha công suất rất lớn [6]. Bên cạnh các ưu điểm vượt trội, mạch IBPFC có nhược điểm là EMI lớn, và mạch phản hồi phức tạp.



H.2. Cấu trúc bộ IBPFC

Vấn đề nhiễu EMI trong mạch BPFC, IBPFC tăng cao gây ra bởi điện áp đầu ra phía 1 chiều liên hệ với điện áp đầu vào qua các cuộn cảm. Đặc điểm này giúp tồn tại các thành phần nhiễu tần số cao tạo ra bởi quá trình chuyển mạch của các khóa trong mạch. Nhiễu EMI cao là 1 nhược điểm chủ yếu của mạch BPFC, gây khó khăn khi thiết kế và tăng kích thước mạch lọc EMI phía trước, do đó giảm hiệu quả của mạch BPFC. Đồng thời mạch đo điện áp đầu vào sẽ có thiết kế phức tạp do điện áp vào và điện áp ra không chung điểm tham chiếu.

Mạch PFC là một hệ thống hoạt động theo vòng kín với nhiều đại lượng đo, và điều khiển. Một mạch PFC điều khiển theo phương pháp giá trị trung bình sẽ cần phản hồi điện áp vào, điện áp đầu ra và dòng điện đầu vào. Do BPFC và IBPFC sử dụng diốt tích hợp trên khóa MOSFET thay cho chỉnh lưu đầu vào nên việc đo dòng điện đầu vào trong các mạch này trở nên phức tạp. Ngoài ra, mạch vòng dòng điện yêu cầu băng thông lớn, khiến cho quá trình thiết kế mạch phản hồi dòng điện càng trở nên khó khăn hơn. Đối với cấu trúc IBPFC, do có 4 nhánh đầu vào, nên hệ thống điều khiển sẽ cần đo cả 4 dòng cuộn cảm. Phương pháp đo trực tiếp 4 dòng cuộn cảm đầu vào sử dụng 4 cảm biến hall sẽ làm giá thành của cấu trúc tăng lên nhiều. Phương pháp đo gián tiếp 4 dòng cuộn cảm đầu vào thông qua 4 dòng của MOSFET cũng có thể được thực hiện bằng 4 biến dòng (CT) nhằm hạ giá thành, và có ưu điểm là băng thông của cảm biến cao. Tuy nhiên, phương pháp sử dụng CT đi kèm với mạch reset phức tạp cho các CT này, hoặc phải sử dụng IC chuyên biệt của một số hãng sản xuất [3]. Ngoài ra, các phương pháp sử dụng nhiều cảm biến dòng đều có chung nhược điểm là tăng giá thành, và đặc tính khác biệt giữa các cảm biến sẽ gây ra sai số trong điều khiển làm giảm chất lượng điều khiển và phân chia công suất không đồng đều giữa các bộ biến đổi.

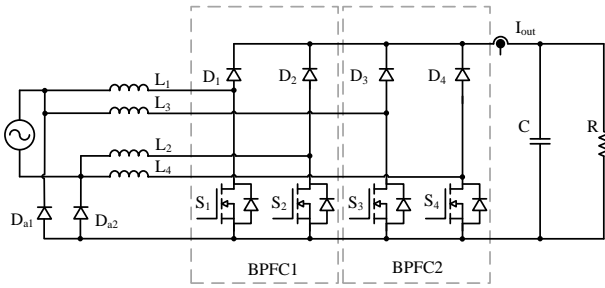
Đã có nhiều tác giả tập trung giải quyết vấn đề đơn giản hóa việc đo dòng trong mạch BPFC, và mạch IBPFC [7-11]. Một số nghiên cứu phát triển điều khiển phi tuyến dòng đầu vào dựa trên dòng đầu ra trên diốt, tuy nhiên phương pháp này chỉ áp dụng được cho mạch BPFC [8]. Một số khác nghiên cứu phương pháp điều khiển không dùng cảm biến (sensorless) cho bộ PFC. Phương pháp này dựa vào mô hình toán với các thông số biết trước của hệ thống để ước lượng các thông số điều khiển thay vì đo chúng. Tuy nhiên, các bộ PFC chất lượng cao, công suất lớn thường được thiết kế với cuộn cảm có giá trị thay đổi theo dòng tải, chúng có giá trị lớn khi dòng tải nhỏ và ngược lại. Do đó giá trị điện cảm biến đổi nhiều trong 1 chu kỳ điện áp lưới. Kết quả là chất lượng điều khiển của phương pháp sensorless là không cao, và thuật toán điều khiển là phức tạp [9-11].

Trong bài báo này, bộ IBPFC cải tiến với EMI nhỏ, mạch phản hồi đơn giản sẽ được giới thiệu. Hai diốt kẹp đầu vào giảm EMI của mạch giống như bộ boost PFC thông thường, đồng thời giúp đơn giản mạch đo điện áp phía đầu vào. Bốn dòng cuộn cảm đầu vào đều có thể đo được thông qua 1 cảm biến dòng duy nhất đặt tại đầu ra của bộ biến đổi. Cấu trúc điều khiển và phân chia công suất giữa các

nhánh cũng được trình bày chi tiết trong bài báo này. Với cấu trúc cải tiến này, bộ IBPFC đạt được chất lượng điều khiển tốt, hiệu suất cao và giá thành hạ. Mạch IBPFC công suất 6,6 kW đã được xây dựng để kiểm chứng lại khả năng hoạt động của cấu hình mới.

2. CẤU HÌNH IBPFC CẢI TIẾN

2.1. Cấu hình IBPFC đề xuất



H.3. Cấu hình mạch IBPFC đề xuất

Cấu trúc mạch IBPFC cải tiến được thể hiện trên hình H.3. Mạch được tạo bởi 2 mạch BPFC1 và BPFC2 ghép interleaved 180°. Hai điốt kẹp đầu vào D_{a1} và D_{a2} giúp giảm nhiễu EMI và đơn giản hóa mạch đo điện áp đầu vào. Hai điốt này công suất nhỏ do chỉ dẫn thành phần tần số cao của dòng điện. Phía đầu ra của mạch được đặt 1 cảm biến đo dòng với mục đích đo 4 dòng cuộn cảm đầu vào. Tụ điện C phía 1 chiều có tác dụng hấp thụ dao động công suất tồn tại trong mạch 1 pha. Tải được mô hình hóa là 1 điện trở tương đương R.

2.2. Nguyên lý hoạt động

Nguyên lý hoạt động của mạch được xét với giả thuyết mô hình các khóa bán dẫn là lý tưởng, tần số chuyển mạch PWM cao hơn nhiều so với tần số điện áp lưới đầu vào.

Giả thuyết điện áp lưới là hình sin và được mô tả bởi công thức (1)

$$v_{ac} = V_{inmax} \sin \theta \quad (1)$$

Do mạch IBPFC được xây dựng trên cơ sở bộ boost, tỉ số thời gian đóng cắt trong mỗi chu kỳ PWM của các khóa bán dẫn (duty) được tính bằng công thức (2)

$$d = \frac{V_{dc} - v_{ac}}{V_{dc}} = \frac{V_{dc} - V_{inmax} \sin(\theta)}{V_{dc}} \quad (2)$$

Trong mỗi nửa chu kỳ của điện áp lưới, điện áp lưới biến đổi từ giá trị 0 đến giá trị V_{inmax} , tương ứng với d biến đổi từ 1 đến giá trị cực tiểu d_{min} . ($0 < d_{min} < 1$). Do đó hoạt động của mạch IBPFC được chia thành 2 trường hợp: $d > 0.5$ và $d < 0.5$.

Do hoạt động của mạch là hoàn toàn đối xứng trong mỗi nửa chu kỳ của điện áp lưới, nên bài báo chỉ trình bày hoạt động của mạch trong 1 nửa chu kỳ dương của điện áp lưới, ở nửa chu kỳ âm của điện áp lưới, hoạt động của mạch diễn ra tương tự.

Trong nửa chu kỳ điện áp dương D_{a2} luôn dẫn thành phần dòng điện tần số cao sinh ra bởi quá trình đóng/cắt khóa bán dẫn. Thành phần dòng điện tần số thấp đi qua các cuộn cảm đầu vào như phân tích ở các mục sau. D_{a1} bị phân cực ngược bởi điện áp nguồn.

2.2.1. Nguyên lý hoạt động của mạch khi $d < 0,5$

Nguyên lý hoạt động của mạch được thể hiện trên hình H.4.

Trong khoảng thời gian ($t_0 \sim t_1$), khóa S1 và S2 được kích dẫn, S3 và S4 ở trạng thái khóa. Cuộn cảm L1 và L2 được tích năng lượng thông qua mạch vòng L1-S1-S2-L2. Độ tăng của dòng điện qua L1 và L2 được xác định bằng công thức (3). Cuộn cảm L3 và L4 đang trong quá trình giải phóng năng lượng tích lũy trước đó sang tải thông qua mạch vòng L3-D3-R-S4-L4. Độ giảm của dòng điện qua L3 và L4 được xác định bởi công thức (4).

$$\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2} = \frac{1}{L_1 + L_2} V_{ac} d T_s \quad (3)$$

$$\Delta i_{L3} = \Delta i_{L4} = \frac{1}{L_3 + L_4} V_{dc} - V_{ac} (1 - d) T_s \quad (4)$$

Trong khoảng thời gian ($t_1 \sim t_2$) và ($t_3 \sim t_4$), khóa S1, S2, S3, và S4 ở trạng thái khóa. Cuộn cảm L1, L2 giải phóng năng lượng tích lũy trước đó sang tải thông qua mạch vòng L1-D1-R-S2-L2. Độ giảm của dòng điện qua L1, L2 được xác định bởi biểu thức (5). Tương tự, cuộn cảm L3, L4 giải phóng năng lượng tích lũy trước đó sang tải thông qua mạch vòng L3-D3-R-S4-L4. Độ giảm của dòng điện qua L3, L4 được xác định bởi biểu thức (6).

$$\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2} = \frac{1}{L_1 + L_2} V_{dc} - V_{ac} (1 - d) T_s \quad (5)$$

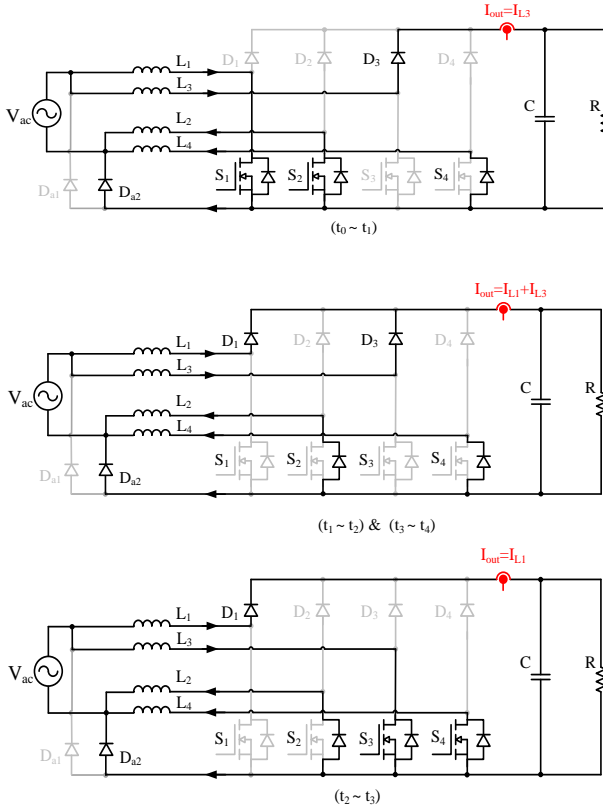
$$\Delta i_{L3} = \Delta i_{L4} = \frac{1}{L_3 + L_4} V_{dc} - V_{ac} (1 - d) T_s \quad (6)$$

Trong khoảng thời gian ($t_2 \sim t_3$), khóa S3 và S4 được kích dẫn, S1 và S2 duy trì ở trạng thái khóa. Cuộn cảm L1 và L2 đang trong quá trình giải phóng năng lượng tích lũy trước đó sang tải thông qua mạch vòng L1-D1-R-S2-L2. Cuộn cảm L3 và L4 được tích năng lượng thông qua mạch vòng L3-D3-S4-L4. Độ tăng của dòng điện qua L3 và L4 được xác

định bằng công thức (7). Độ giảm của dòng điện qua L1 và L2 được xác định bởi biểu thức (8).

$$\Delta i_{L3} = \Delta i_{L4} = \frac{1}{L_3 + L_4} V_{ac} d T_s \quad (7)$$

$$\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2} = \frac{1}{L_1 + L_2} V_{dc} - V_{ac} (1-d) T_s \quad (8)$$



H.4. Nguyên lý hoạt động của mạch khi $d < 0,5$

2.2.2. Nguyên lý hoạt động của mạch khi $d > 0,5$

Nguyên lý hoạt động của mạch khi $d > 0,5$ được thể hiện trên hình 5.

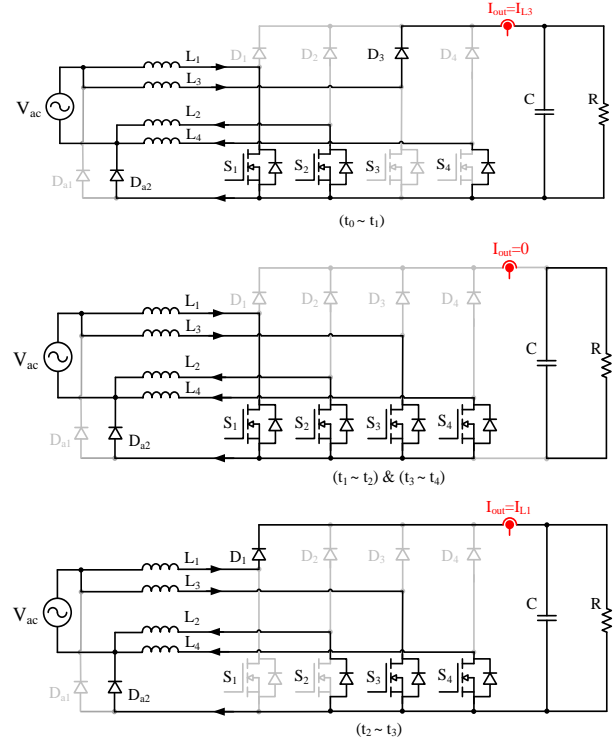
Trong khoảng thời gian $(t_0 \sim t_1)$, khóa S1 và S2 được kích dẫn, S3 và S4 duy trì ở trạng thái khóa. Cuộn cảm L1 và L2 được tích năng lượng từ đầu vào thông qua mạch vòng L1-S1-S2-L2. Cuộn cảm L3 và L4 giải phóng năng lượng tích lũy trước đó sang tải thông qua mạch vòng L3-D3-R-S4-L4. Độ tăng của dòng điện qua L1 và L2 được xác định bằng công thức (9). Độ giảm của dòng điện qua L3 và L4 được xác định bởi công thức (10).

$$\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2} = \frac{1}{L_1 + L_2} V_{ac} d T_s \quad (9)$$

$$\Delta i_{L3} = \Delta i_{L4} = \frac{1}{L_3 + L_4} V_{dc} - V_{ac} (1-d) T_s \quad (10)$$

Trong khoảng thời gian $(t_1 \sim t_2)$ và $(t_3 \sim t_4)$, khóa S1,

S2, S3, và S4 đều ở trạng thái dẫn. Cuộn cảm L1, L2 tích năng lượng từ đầu vào thông qua mạch vòng L1-S1-S2-L2. Độ tăng của dòng điện qua L1, L2 được xác định bởi biểu thức (11). Cuộn cảm L3, L4 tích năng lượng từ đầu vào thông qua mạch vòng L3-S3-S4-L4. Độ tăng của dòng điện qua L3 và L4 được xác định bởi biểu thức (12).



H5. Nguyên lý hoạt động của mạch khi $d > 0,5$

$$\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2} = \frac{1}{L_1 + L_2} V_{ac} d T_s \quad (11)$$

$$\Delta i_{L3} = \Delta i_{L4} = \frac{1}{L_3 + L_4} V_{ac} d T_s \quad (12)$$

Trong khoảng thời gian $(t_2 \sim t_3)$, S1 và S2 duy trì ở trạng thái khóa, khóa S3 và S4 được kích dẫn. Cuộn cảm L1 và L2 tiếp tục quá trình giải phóng năng lượng tích lũy trước đó sang tải thông qua mạch vòng L1-D1-R-S2-L2. Cuộn cảm L3 và L4 được tích năng lượng từ đầu vào thông qua mạch vòng L3-D3-S4-L4. Độ giảm của dòng điện qua L1 và L2 được xác định bởi công thức (13). Độ tăng của dòng điện qua L3 và L4 được xác định bằng công thức (14).

$$\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2} = \frac{1}{L_1 + L_2} V_{ac} d T_s \quad (13)$$

$$\Delta i_{L3} = \Delta i_{L4} = \frac{1}{L_3 + L_4} V_{dc} - V_{ac} (1-d) T_s \quad (14)$$

Trong nửa chu kỳ điện áp nguồn dương, Da2 luôn ghim ground của điện áp đầu ra theo điện áp đầu

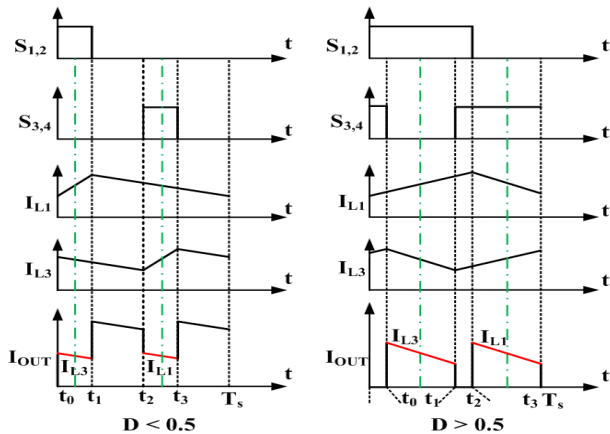
vào. D_{a1} hoạt động tương tự trong nửa chu kỳ âm của điện áp nguồn. Do vậy mạch phản hồi điện áp đầu vào có thể sử dụng một mạch phân áp đơn giản. Đồng thời EMI trong mạch giảm nhỏ như trong mạch PFC thông thường dùng chỉnh lưu cầu diốt. Cơ chế giảm nhiễu EMI bởi các diốt kẹp hoàn toàn tương tự như trong mạch dual boost PFC [3], [12]. Dạng sóng cơ bản của mạch được thể hiện trên hình H.6.

Mạch IBPFC có thể nâng cao hiệu suất hơn nữa nhờ việc giảm tổn thất dẫn trên MOSFET. Khi đó khóa S2 và S4 luôn được kích dẫn trong nửa chu kỳ dương của điện áp lưới. Ngược lại, S1 và S3 luôn kích dẫn trong nửa chu kỳ âm. Dòng trở về của bộ biến đổi lúc đó đi qua kênh dẫn MOSFET thay vì chạy qua diốt tích hợp trên các MOSFET đó.

3. CẤU TRÚC ĐIỀU KHIỂN CHO BỘ IBPFC ĐỀ XUẤT

3.1. Phương pháp trích mẫu dòng đầu vào trong cấu trúc đề xuất

Trong nửa dương chu kỳ điện áp lưới, S1 và S3 hoạt động như là các khóa chủ động trong mạch boost, và S2, S4 hoạt động như các bộ chỉnh lưu diốt. Trong nửa chu kỳ này, để điều chỉnh dòng điện đầu vào bám theo điện áp lưới, và phân chia dòng điện giữa cuộn cảm L1 và L3, dòng cuộn cảm L1 và L3 cần được điều chỉnh. Trên giản đồ hình H.6, trong khoảng thời gian ($t_0 \sim t_1$), cuộn cảm L3 truyền năng lượng tới đầu ra thông qua diốt D3. Do đó dòng đầu ra tại thời điểm này chính bằng dòng điện qua cuộn L3. Tương tự như vậy, tại khoảng thời gian ($t_2 \sim t_3$), dòng điện đầu ra bằng với dòng điện qua cuộn cảm L1. Nếu việc trích mẫu diễn ra vào tại điểm chính giữa của các chu kỳ này, giá trị trích mẫu thu về chính bằng giá trị trung bình của các dòng đầu vào, và là đại lượng cần điều khiển trong hệ thống.

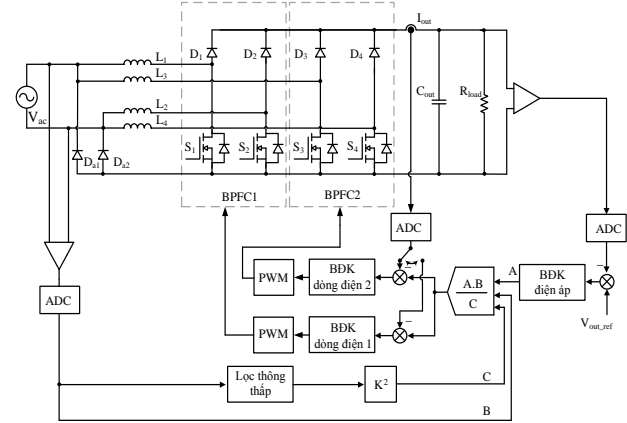


H6. Dạng sóng cơ bản trong cấu trúc IBPFC cải tiến

Do tính đối xứng trong hoạt động của bộ IBPFC, dòng đầu vào I_{L2} và I_{L4} sẽ được đo thông qua dòng đầu ra trong nửa chu kỳ âm của điện áp lưới.

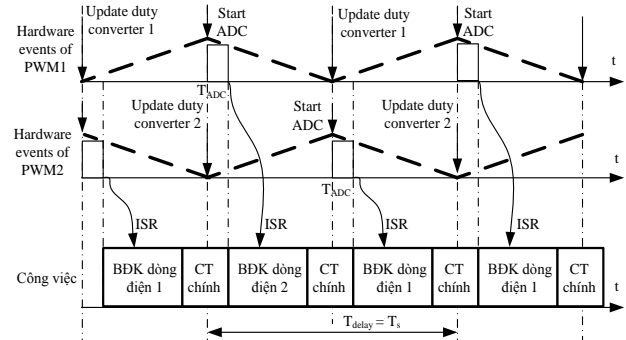
3.2. Cấu trúc điều khiển cho bộ IBPFC

Cấu trúc điều khiển của bộ IBPFC đề xuất được minh họa trên hình H.7.



H.7. Cấu trúc điều khiển của bộ IBPFC

Cấu trúc điều khiển gồm có 3 vòng điều chỉnh, 1 vòng điện áp bên ngoài với băng thông thấp và 2 vòng dòng điện bên trong với băng thông cao. Nhằm mục đích phân chia công suất giữa các nhánh trong bộ IBPFC đề xuất, 2 mạch vòng dòng điện bên trong có cấu trúc song song và có chung 1 tín hiệu đặt được tạo bởi bộ điều khiển điện áp.



H.8. Triển khai thuật toán điều khiển trên vi điều khiển

Việc triển khai bộ điều khiển số với cấu trúc điều khiển trên được thể hiện trên hình H.8. Hai kênh PWM được cài đặt với độ lệch pha là 180 độ. Dạng sóng mang được thiết kế dưới dạng đối xứng. Khi bộ đếm của PWM đạt giá trị cực đại, 1 tín hiệu phản cứng sẽ khởi động bộ chuyển đổi ADC. Sau 1 khoảng thời gian trễ của chuyển đổi ADC, kết quả của ADC được gửi đến chương trình ngắt thực hiện bộ điều khiển dòng điện. Trong 1 chu kỳ PWM, 2 bộ điều khiển dòng lần lượt được cập nhật và tính giá trị điều khiển mới. Mạch vòng điện áp được thực hiện trong chương trình chính do băng thông của

mạch áp rất chậm. Trong nghiên cứu này, bộ điều khiển kiểu 2 (PI cải tiến) với băng thông 4kHz được chọn cho 2 mạch vòng dòng điện. Mạch vòng áp được thiết kế cũng với bộ điều khiển loại 2 và băng thông bằng 1/5 tần số lưới (12Hz) nhằm giảm độ méo ở tần số lưới của dòng điện đầu vào.

4. KẾT QUẢ THỰC NGHIỆM

Mạch thực nghiệm BIPFC 6.6kW với các thông số như trong bảng B.1 được thiết kế để đánh giá hoạt động của cấu hình đề xuất. Bộ điều khiển sử dụng DSP TMS320F28335 của TI. Cảm biến dòng sử dụng là cảm biến Hall LEM 100P. Các linh kiện sử dụng trong mạch được liệt kê ở bảng B.2. Các dạng đặc tính cơ bản của mạch được thể hiện từ hình H.9 đến H.11 với các điều kiện điện áp đầu vào khác nhau. Từ hình H.9, có thể thấy rằng dòng điện đầu vào có dạng hình sin với độ méo sóng hài nhỏ 4.12% và hệ số công suất cao 0.998 ứng với trường hợp đủ tải và điện áp vào định mức. Điện áp đầu ra dao động quanh giá trị điều khiển 400V với độ nhấp nhô nhỏ hơn 5% ở tần số gấp đôi tần số của điện áp lưới 120 Hz.

Bảng B.1. Thông số thiết kế của mạch IBPFC

Thông số	Kí hiệu	Giá trị
Điện áp đầu vào	V_{in}	220V
Tần số lưới	f_{line}	60 Hz
Điện áp đầu ra	V_{out}	400V
Công suất	P	6,6kW
Tần số PWM	f_{sw}	70 Khz
Tụ điện đầu ra	C_{out}	3400 μ F
Điện cảm đầu vào	L_{boost}	200 μ H

Bảng 2. Linh kiện sử dụng trên mạch IBPFC

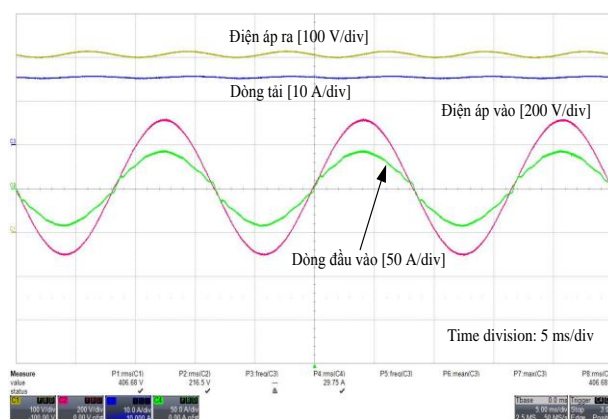
Linh kiện	Số lượng	Mã hiệu
SiC điốt	4	IDH16G65C5
MOSFET	4	IPP65R045C7
Cuộn cảm	4	CS610060
Tụ điện	6	ALC10A681DL450
Cảm biến dòng	1	LA-100P

Biểu đồ hiệu suất của mạch được thể hiện trên hình 12 ứng với điều kiện điện áp đầu vào thay đổi trong

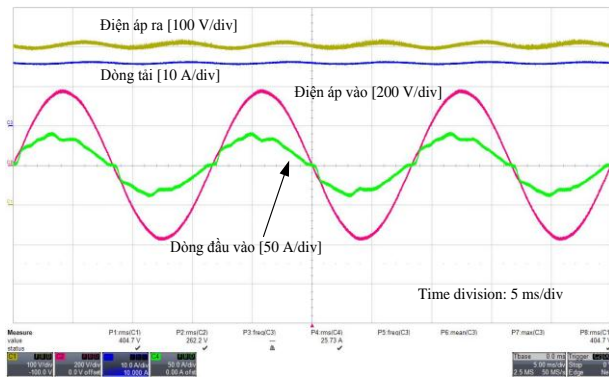
phạm vi 20% và tải biến đổi từ 10% đến 100%. Từ biểu đồ này, có thể thấy rằng hiệu suất của mạch đạt cao nhất là 98.8% tại điện áp 265V, và giảm dần khi điện áp đầu vào giảm do tổn thất dẫn của các khóa bán dẫn tăng. Đồ thị hệ số công suất đầu vào của mạch thể hiện trên hình H.13. Trên đồ thị này cho thấy mạch đạt được hệ số công suất cao hơn 0.99 trong phạm vi 50% tải đến đầy tải ở điện áp lưới danh định. Phân tích công suất của mạch được thực hiện thông qua thiết bị đo công suất Power Analyzer WT1600 Yokogawa. Tại điện áp danh định, và đủ tải, các thông số đo trong mạch được thể hiện trên hình 14. So sánh với các mạch cấu hình PFC khác trong dải công suất 6,6kW [1], [4] được thể hiện trong bảng B.3. Có thể thấy rằng cấu trúc đề xuất cải thiện được các nhược điểm của mạch IBPFC thông thường, với hiệu suất giảm rất nhỏ (0.1%), và 2 diốt phụ.

Bảng B.3. So sánh các cấu hình 6,6 kW PFC

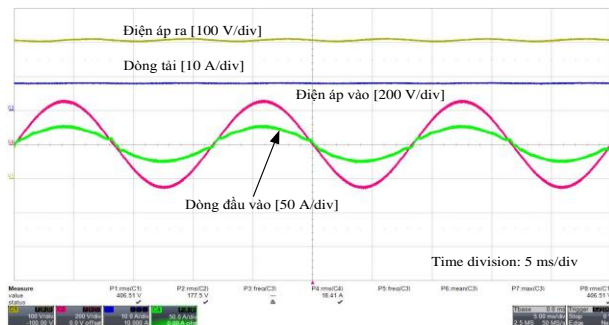
Thông số	2-channel Interleaved PFC	Semi bridge-less	IB PFC	Cấu trúc đề xuất
Hiệu suất	97.5	97.7	98.9	98.8
EMI	Thấp	Thấp	Thấp	Cao
Cảm biến dòng	2	2	4	1
MOS-FET	2	2	4	4
Diode động lực	6	4	4	4
Diode phụ	0	0	0	2



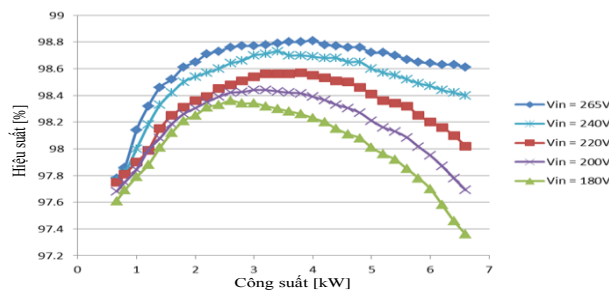
H.9. Dạng sóng trong mạch IBPFC với $V_{in} = 220V$, 100% tải



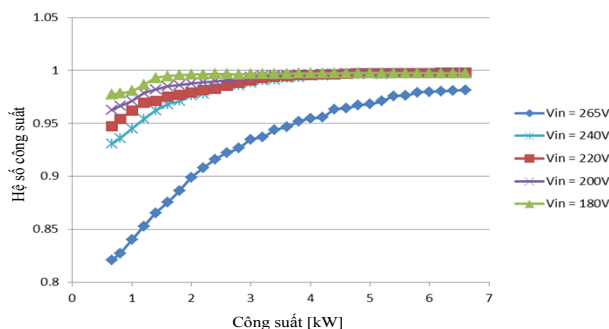
H.10. Dạng sóng trong mạch IBPFC với $V_{in} = 265V$, 100% tải



H.11. Dạng sóng trong mạch IBPFC với $V_{in} = 180V$, 50% tải



H.12. Đồ thị hiệu suất của mạch IBPFC cải tiến



H.13. Đồ thị hệ số công suất của mạch IBPFC cải tiến



H.14. Phân tích công suất của mạch tại $V_{in} = 220V$, 100% tải với Power Analyzer WT1600 Yokogawa

5. KẾT LUẬN

Bài báo nghiên cứu mạch IBPFC cải tiến với các ưu điểm như hiệu suất cao, giá thành hạ, nhiễu EMI thấp. Với cấu trúc không có cầu diốt đầu vào, hiệu suất của mạch tăng lên nhiều so với mạch boost PFC thông thường. Hai diốt kẹp chỉ dẫn thành phần dòng cao tần nên công suất và tổn thất rất nhỏ so với hệ thống. Phương pháp trích mẫu và sử dụng 1 sensor dòng điện giúp giảm giá thành và nâng cao chất lượng điều khiển dòng điện, phân chia công suất giữa các nhánh. Bộ IBPFC với ưu điểm trên có thể là 1 lựa chọn kinh tế, chất lượng cao cho các mạch sạc tích hợp mức 2 trên xe điện. Các đặc tính của cấu trúc đã được kiểm nghiệm thông qua mạch thực nghiệm công suất 6,6 kW.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] F. Musavi, W. Eberle and W. G. Dunford (2010), A high-performance single-phase AC-DC power factor corrected boost converter for plug in hybrid electric vehicle battery chargers, 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, 2010, pp. 3588-3595.

- [2] F. Musavi, W. Eberle and W. G. Dunford (2011), A High-Performance Single-Phase Bridgeless Interleaved PFC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Battery Chargers, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 4, pp. 1833-1843, July-Aug. 2011.
- [3] Texas Instruments (2009), UCC28070 Implement Bridgeless Power Factor Correction (PFC) Pre-Regulator Design.
- [4] Keun-Wan Koo, Dong-Hee Kim, Dong-Gyun Woo and Byoung-Kuk Lee (2012), Topology comparison for 6.6kW On board charger: Performance, efficiency, and selection guideline, 2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Seoul, pp. 1520-1524.
- [5] L. Zhou, Y. Wu, J. Honea and Z. Wang (2015), High-efficiency True Bridgeless Totem Pole PFC based on GaN HEMT: Design Challenges and Cost-effective Solution, *Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg, Germany, 2015, pp. 1-8.
- [6] T.B. Soeiro and J. W. Kolar (2013), Analysis of High-Efficiency Three-Phase Two- and Three-Level Unidirectional Hybrid Rectifiers, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 9, pp. 3589-3601, Sept. 2013.
- [7] F. J. Azcondo, A. de Castro, V. M. Lopez and O. Garcia (2010), Power Factor Correction Without Current Sensor Based on Digital Current Rebuilding, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 6, pp. 1527-1536, June 2010.
- [8] T. Qi, L. Xing and J. Sun (2009), Dual-Boost Single-Phase PFC Input Current Control Based on Output Current Sensing, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 11, pp. 2523-2530, Nov. 2009.
- [9] M. Pahlevani, S. Pan, S. Eren, A. Bakhshai and P. Jain (2014), An Adaptive Nonlinear Current Observer for Boost PFC AC/DC Converters, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 12, pp. 6720-6729, Dec. 2014.
- [10] J.W. Kimball and P. T. Krein, A current-sensorless digital controller for active power factor correction control based on Kalman filters, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, Austin, TX, 2008, pp. 1328-1333.
- [11] N. Genc, I. Iskender and M. A. Celik, Application of interleaved bridgeless boost PFC converter without current sensing, *Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), 2014 IEEE 8th International*, Langkawi, 2014, pp. 1-6.
- [12] L. Huber, Y. Jang and M. M. Jovanovic (2008), Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1381-1390, May, 2008.

NGHIÊN CỨU THIẾT KẾ ĐIỀU KHIỂN BỘ BIẾN ĐỔI CHUYỂN MẠCH MỀM KIỂU ARCP

STUDY AND DESIGN THE CONTROLLER FOR ARCP SOFT SWITCHING CONVERTER

Đỗ Mạnh Cường - Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

e-Mail: cuong.domanh@hust.edu.vn

Hoàng Khắc Nhiệm - Học viện Hậu cần

e-Mail: nhiembkhn@gmail.com

Tóm tắt:

Bài báo trình bày hoạt động và thuật toán điều khiển của bộ biến đổi chuyển mạch mềm kiểu ARCP sử dụng trong các ứng dụng điện áp cao và công suất lớn. Bộ biến đổi sử dụng mạch cộng hưởng phụ (Auxiliary Resonant Commutated Pole – ARCP) thực hiện chuyển mạch mềm cho các van bằng cách đưa thêm mạch cộng hưởng vào để cưỡng bức các van chuyển mạch tại các thời điểm điện áp hoặc dòng điện qua điểm zero. Hoạt động của bộ biến đổi ARCP được mô phỏng trên phần mềm Matlab – Simulink và so sánh với bộ nghịch lưu sử dụng phương pháp PWM truyền thống.

Từ khóa:

Bộ biến đổi ARCP, chuyển mạch mềm.

Abstract:

This paper presents the operating and control algorithms of soft switching converter ARCP type used in high voltage and high power applications. ARCP converter implement soft switching valves by adding resonant circuit to force the valves switch in either zero voltage transition or zero current transition conditions. Operation of ARCP converter with its control loop is then simulated on software Matlab - Simulink and compared to traditional PWM inverter.

Keywords:

ARCP conveter, soft switching.

Chữ viết tắt

ARCP Auxiliary Resonant Commutated Pole

ZVS Zero Voltage Switching

ZCS Zero Current Switching

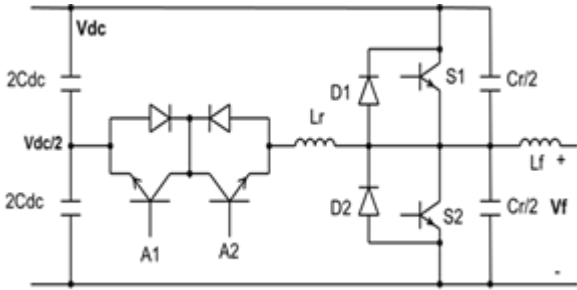
1. PHẦN MỞ ĐẦU

Các bộ biến đổi chuyển mạch cứng sử dụng phương pháp PWM gây nên tổn hao trên van trong quá trình chuyển mạch đặc biệt khi điện áp cao và tần số chuyển mạch lớn. Có nhiều cấu hình mạch đã được nghiên cứu nhằm đạt được điều kiện chuyển mạch mềm cho các van để loại bỏ gần như hoàn toàn tổn hao chuyển mạch [3-5], trong đó đáng chú ý là

ngịch lưu ARCP [1],[2]. Nghịch lưu ARCP đạt được chuyển mạch mềm bằng cách đưa thêm các van phụ và mạch cộng hưởng vào để cưỡng bức chuyển mạch các van chính ở điều kiện ZVS và các van phụ ở điều kiện ZCS. Cấu hình mạch lực của bộ biến đổi ARCP được minh họa trong H.1.

Mạch ARCP bao gồm: Hai van chính S1, S2 cùng với hai diốt dẫn dòng ngược D1, D2; hai van phụ A1, A2 cùng với 2 diốt dẫn dòng ngược; hai tụ cung cấp nguồn một chiều có giá trị bằng nhau C_{dc} ; cuộn cảm cộng hưởng L_r và hai tụ cộng hưởng $C_r/2$. Hai van chính S1, S2 hoạt động giống với hai van của bộ nghịch lưu chuyển mạch cứng PWM. Khi điện áp đầu ra V_f đạt giá trị V_{dc} thì S1 dẫn và khi V_f đạt giá trị bằng 0 thì S2 dẫn. Hai van phụ A1, A2 có nhiệm vụ nối cuộn cảm cộng hưởng và quyết định thời điểm và khoảng thời gian xảy ra hiện tượng

cộng hưởng trong mạch.



H.1. Cấu hình mạch lực nghịch lưu ARCP

2. NỘI DUNG CHÍNH

2.1. Quá trình chuyển mạch nghịch lưu ARCP

Để tìm hiểu hoạt động của nghịch lưu ARCP một cách chi tiết ở đây chúng ta sẽ đi phân tích từng giai đoạn nhỏ trong một chu kỳ chuyển mạch của nghịch lưu ARCP một pha. Chu kì chuyển mạch của ARCP bao gồm quá trình chuyển mạch từ điện áp thấp lên điện áp cao và quá trình chuyển mạch từ điện áp cao xuống điện áp thấp.

2.1.1. Quá trình chuyển mạch từ điện áp thấp lên điện áp cao

- Giai đoạn ban đầu

Ở trạng thái ban đầu giả sử D2 dẫn toàn bộ dòng điện tải và điện áp đầu ra $V_f = 0$. Van chính S2 đang ở trạng thái mở. Nguồn điện áp V_{dc} được đặt trên hai đầu của hai tụ DC-link sao cho điện thế tại trung điểm hai tụ có giá trị là $\frac{V_{dc}}{2}$.

- Giai đoạn dòng tăng tuyến tính

Để bắt đầu quá trình chuyển mạch, van phụ A2 được bật. Lúc này một điện áp $V_{dc}/2$ đặt lên cuộn cảm cộng hưởng L_r làm cho dòng cộng hưởng i_r tăng với tốc độ tuyến tính: $\frac{di_r}{dt} = \frac{V_{dc}}{2L_r}$. Trong giai

đoạn này van S2 vẫn mở trong khi dòng i_r thay thế dần dòng chảy qua D2.

- Giai đoạn nạp tăng dòng trên

Khi dòng i_r vượt qua dòng tải i_{load} thì giai đoạn nạp tăng dòng trên bắt đầu. Lượng dòng cộng hưởng vượt qua dòng điện tải sẽ chảy qua van chính S2 và được định nghĩa là $i_{boost} = i_r - i_{load}$. Dòng điện i_{boost} này thêm một lượng năng lượng $\frac{1}{2}L_r i_{boost}^2$ đến mạch để bù tổn hao của mạch trong quá trình cộng hưởng. Ngoài ra dòng điện i_{boost} này cũng đảm bảo cho điện

áp trên tụ cộng hưởng giảm về không để đảm bảo quá trình chuyển mạch mềm ZVS. Trong giai đoạn này dòng cộng hưởng vẫn tăng với tốc độ tuyến tính.

- Giai đoạn cộng hưởng trên

Khi dòng i_{boost} đạt đến một giá trị ngưỡng xác định thì S2 được khóa. Tụ $C_r/2$ có tác dụng như một snubber giúp giảm tổn hao khi khóa S2. Dòng qua S2 lúc này chảy qua 2 tụ cộng hưởng như H.2d. Dòng cộng hưởng i_r và điện áp đầu ra V_f bây giờ sẽ cộng hưởng tại tần số xác định bởi cuộn cảm cộng hưởng L_r và tụ điện cộng hưởng $C_r/2$. Dòng cộng hưởng sẽ tăng lên đến đỉnh và giảm dần trong khi đó điện áp đầu ra tăng dần và đạt được giá trị V_{dc} . Giá trị cực đại của dòng cộng hưởng có thể được tính theo [1]:

$$i_{r,max} = i_{load} + i_{boost} + \frac{V_{dc}}{2} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (1)$$

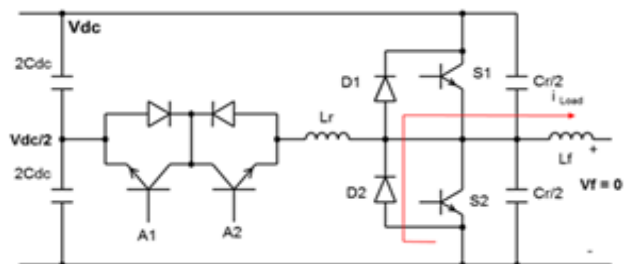
Khi điện áp đầu ra bằng V_{dc} thì diot D1 phân cực thuận. Lúc này, điện áp ở hai đầu van chính S1 bằng 0 và S1 được bật ở điều kiện ZVS, do đó loại bỏ được tổn hao trong quá trình mở S1. Đồng thời khi S1 được bật thì điện áp đầu ra được giữ ở mức cao V_{dc} như H.2e.

- Giai đoạn dòng giảm tuyến tính

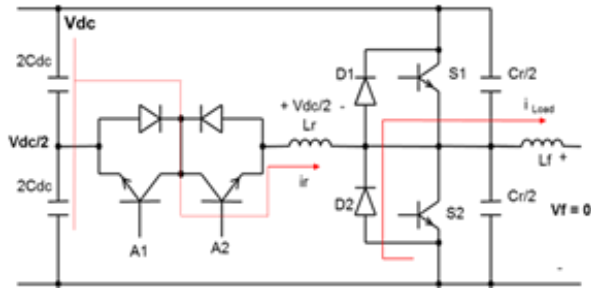
Khi điện áp đầu ra đạt mức cao V_{dc} , một điện áp $V_{dc}/2$ lại đặt lên điện cảm cộng hưởng theo hướng ngược lại, dòng i_r giảm tuyến tính với tốc độ $\frac{di_r}{dt} = -\frac{V_{dc}}{2L_r}$. Khi dòng i_r giảm thì dòng tải sẽ chuyển dần qua van chính S1 như H.2f.

- Giai đoạn kết thúc

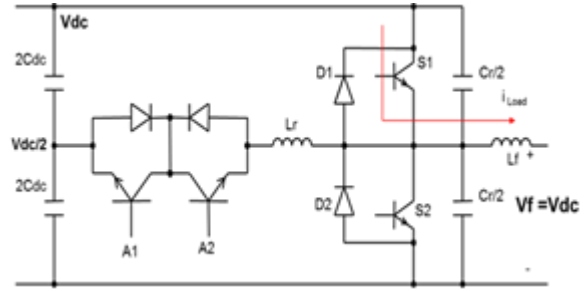
Quá trình chuyển mạch kết thúc khi dòng i_r giảm về 0. Tại thời điểm dòng i_r về 0 thì van phụ A2 được khóa lại dưới điều kiện ZCS, do đó loại bỏ được tổn hao chuyển mạch khi khóa A2. Lúc này van chính S1 dẫn toàn bộ dòng tải i_{load} như minh họa trong H.2g. Dạng sóng dòng cộng hưởng i_r và điện áp ra V_f được đưa ra ở H.3.



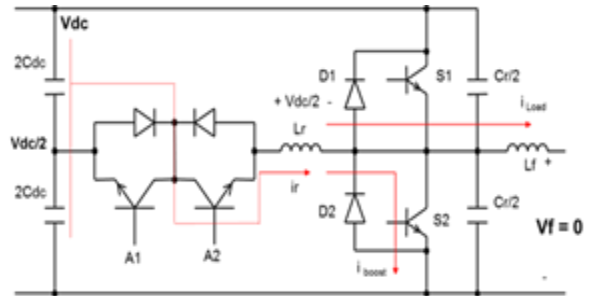
a Giai đoạn ban đầu



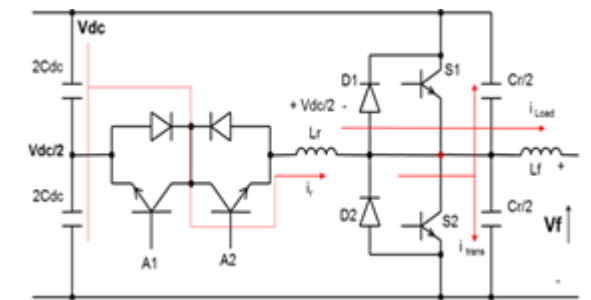
b. Giai đoạn dòng tăng tuyến tính



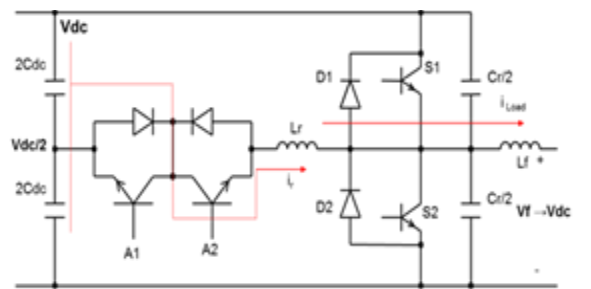
g. Giai đoạn kết thúc



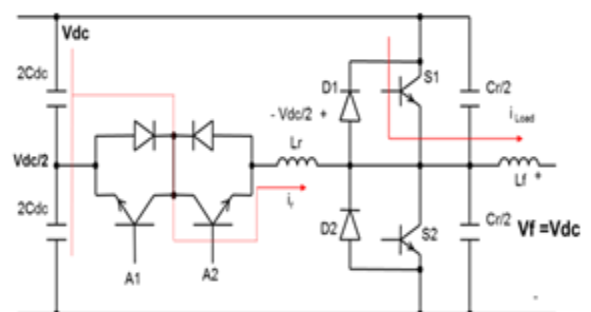
c. Giai đoạn nạp tăng dòng trên



d. Giai đoạn cộng hưởng trên

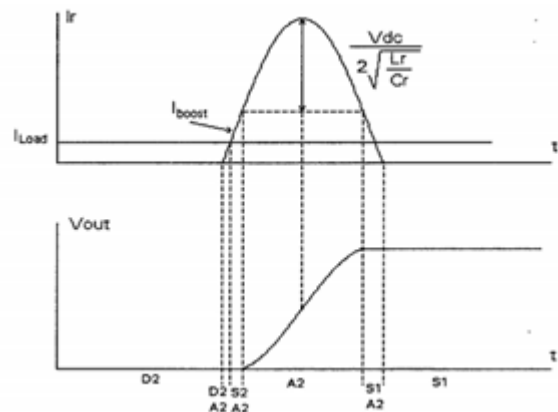


e. Giai đoạn bật S1



f. Giai đoạn dòng giảm tuyến tính

H.2. Quá trình chuyển mạch từ điện áp 0 lên V_{dc}



H.3. Dòng cộng hưởng và điện áp ra quá trình chuyển mạch từ 0 lên V_{dc}

2.1.2. Quá trình chuyển mạch từ điện áp cao xuống điện áp thấp

Quá trình chuyển mạch từ điện áp cao xuống điện áp thấp với van S1 đang dẫn dòng tương tự như quá trình chuyển mạch từ điện áp thấp lên điện áp cao như phân tích ở trên, chỉ khác là trường hợp này không có giai đoạn tăng dòng tuyến tính.

- Giai đoạn nạp tăng dòng dưới

Khi có tín hiệu chuyển mạch, mạch cộng hưởng lại được thêm vào. Giai đoạn nạp tăng dòng lại bắt đầu bằng việc bật van A1. Một điện áp $V_{dc}/2$ lại rơi trên cuộn cảm cộng hưởng L_r làm dòng i_r tăng với tốc độ tuyến tính. Dòng điện xuất hiện trên mạch cộng hưởng làm tăng dòng chảy qua S1 như minh họa ở hình H.4a.

- Giai đoạn cộng hưởng dưới

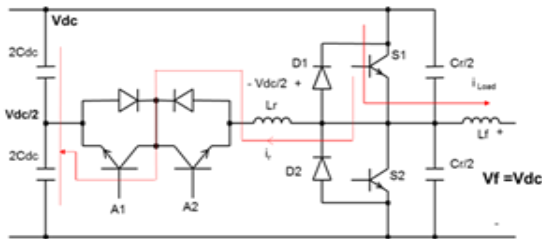
Khi dòng i_{boost} đạt đến một ngưỡng xác định, S1 được khóa lại để bắt đầu giai đoạn cộng hưởng. Tự $C_r/2$ có tác dụng như một snubber làm giảm tổn hao khi khóa S1. Điện áp đầu ra bắt đầu cộng hưởng và giảm dần trong khi đó dòng qua van S1 chảy vào hai tụ cộng hưởng $C_r/2$ và dòng i_r tăng lên giá trị cực đại rồi giảm dần. Hoạt động này được mô tả ở H.4b.

- Giai đoạn bật S2

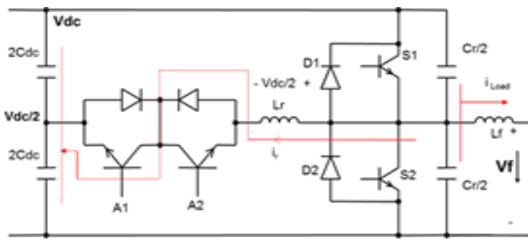
Khi điện áp ra V_f giảm về 0 thì S2 được bật ở điều kiện ZVS, dòng tải lúc này chảy qua diốt D2. Năng lượng còn lại trong điện cảm cộng hưởng được trả về phía một chiều và dòng i_r giảm dần với tốc độ tuyến tính.

- Giai đoạn hoàn thành

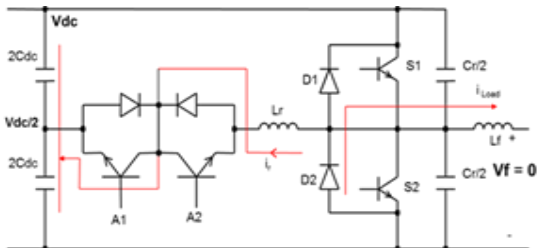
Quá trình chuyển mạch hoàn thành khi dòng i_r giảm về 0 và van phụ A1 được tắt dưới điều kiện ZCS. Diốt D2 lúc này dẫn toàn bộ dòng tải như hình H.4c. Dạng sóng dòng i_r và điện áp V_f như minh họa ở H.5.



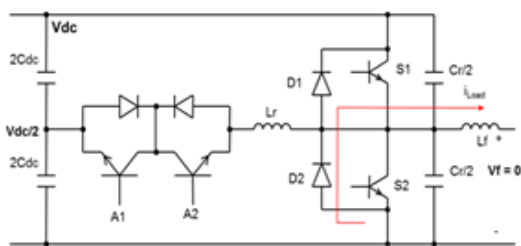
a. Giai đoạn nạp tăng dòng dưới



b. Giai đoạn cộng hưởng dưới

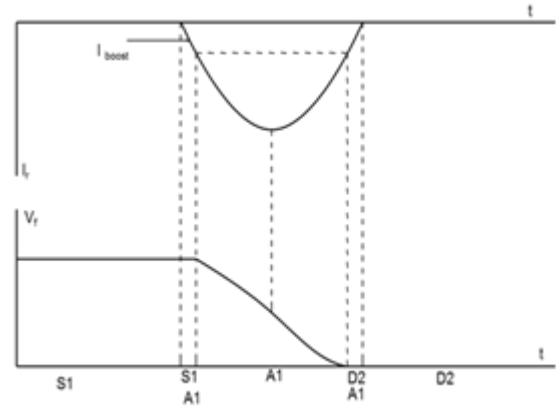


c. Giai đoạn bật S2



d. Giai đoạn hoàn thành

H.4. Quá trình chuyển mạch từ điện áp V_{dc} xuống điện áp 0

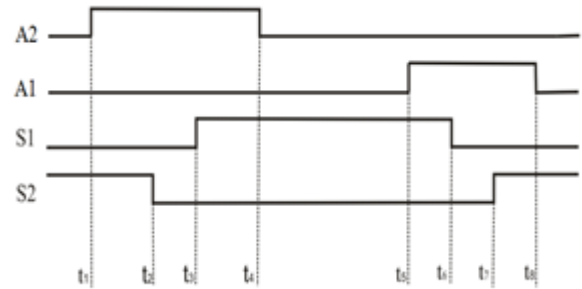


H.5. Dòng cộng hưởng và điện áp ra quá trình chuyển mạch từ V_{dc} về 0

2.2. Thiết kế điều khiển cho nghịch lưu ARCP

2.2.1. Tính toán thời điểm phát xung

Dựa vào nguyên lý hoạt động của ARCP đã phân tích ở trên ta có thời điểm phát xung của các van chính và van phụ ARCP như hình H.6.



H.6. Thời điểm phát xung các van của ARCP

Các khoảng thời gian chuyển mạch từ t_1 đến t_8 phải được tính toán để tìm ra được thời điểm chuyển mạch của các van chính trong bộ biến đổi cũng như các van phụ trong mạch cộng hưởng.

- Khoảng thời gian $t_1 \rightarrow t_2$

Đây là khoảng thời gian diễn ra hai giai đoạn dòng tăng tuyến tính và nạp tăng dòng trên. Cả hai giai đoạn này dòng i_r đều tăng với tốc độ tuyến tính

$\frac{di_r}{dt} = \frac{V_{dc}}{2L_r}$ cho đến khi i_r đạt giá trị ngưỡng $i_{th} = i_{load} + i_{boost}$. Do đó:

$$t_2 - t_1 = \frac{2i_{th}L_r}{V_{dc}} \quad (2)$$

- Khoảng thời gian $t_2 \rightarrow t_3$

Là khoảng thời gian xảy ra quá trình cộng hưởng giữa điện cảm L_r và các tụ $C_r/2$, khoảng thời gian

này bằng một nửa chu kì cộng hưởng và được tính bằng:

$$t_3 - t_2 = \frac{\pi}{\omega_0} \quad (3)$$

với $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ tần số cộng hưởng.

- Khoảng thời gian $t_3 \rightarrow t_4$

Khoảng thời gian dòng i_r giảm tuyến tính và bằng với khoảng thời gian từ $t_1 \rightarrow t_2$ đã tính ở trên.

- Khoảng thời gian $t_4 \rightarrow t_5$

Khoảng thời gian này nghịch lưu ARCP hoạt động giống với PWM thông thường.

- Khoảng thời gian $t_5 \rightarrow t_6$

Là khoảng thời gian diễn ra quá trình nạp tăng dòng dưới, dòng i_r tăng tuyến tính đến giá trị i_{boost} , do đó:

$$t_6 - t_5 = \frac{2i_{boost}L_r}{V_{dc}} \quad (4)$$

- Khoảng thời gian $t_6 \rightarrow t_7$

Là khoảng thời gian diễn ra quá trình cộng hưởng dưới tương tự như quá trình cộng hưởng trên là một nửa chu kỳ cộng hưởng:

$$t_7 - t_6 = \frac{\pi}{\omega_0} \quad (5)$$

- Khoảng thời gian $t_7 \rightarrow t_8$

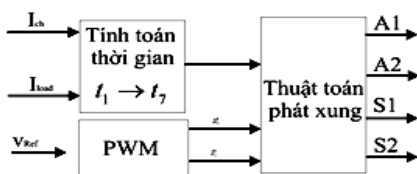
Khoảng thời gian dòng i_r giảm tuyến tính và bằng với khoảng thời gian từ $t_5 \rightarrow t_6$ đã tính ở trên.

- Khoảng thời gian $t_8 \rightarrow t_1$

Khoảng thời gian này nghịch lưu ARCP giống với PWM thông thường.

2.2.2. Thuật toán điều khiển nghịch lưu ARCP

Bản chất của thuật toán điều khiển nghịch lưu ARCP gần tương tự như nghịch lưu PWM thông thường nhưng thời điểm phát xung đã được làm trễ đi để thêm mạch cộng hưởng vào quá trình chuyển mạch. Thuật toán phát xung điều khiển nghịch lưu ARCP được đưa ra ở hình H.7.



H.7. Thuật toán phát xung điều khiển ARCP

2.2.3. Tính toán các thông số của mạch cộng hưởng

Đối với nghịch lưu ARCP, việc lựa chọn các van chính hoàn toàn giống như đối với nghịch lưu PWM. Thông số quan trọng nhất cần đặc biệt quan tâm là các thành phần mạch cộng hưởng bao gồm cuộn cảm L_r và tụ điện C_r .

Giá trị điện dung của tụ cộng hưởng C_r lựa chọn theo công thức:

$$C_r = \frac{I_{load}}{dv/dt} = 0.2\mu F \quad (6)$$

với I_{load} là dòng cực đại trên khâu DC, ở đây giả sử $I_{load} = 20$; dv/dt là tốc độ biến thiên điện áp trên van chính S1 và S2, giả sử là $50V/\mu s$.

Sau khi lựa chọn được giá trị của tụ C_r thì cuộn cảm cộng hưởng L_r được lựa chọn dựa vào chu kỳ cộng hưởng. Thời gian chu kỳ cộng hưởng phải nhỏ hơn rất nhiều so với chu kỳ đóng cắt van. Thông thường giá trị chu kỳ cộng hưởng cỡ vài micro giây. Chu kỳ cộng hưởng được chọn ở đây là $T_{ch} = 5\mu s$.

$$L_r = \frac{1}{\left(2\pi \frac{1}{T_{ch}}\right)^2 C_r} = 3.125\mu H \quad (7)$$

Giá trị dòng ngưỡng I_{th} được tính theo [1]:

$$I_{th} = \frac{C_r \cdot V_{dc}}{T_{max}} = 40 A \quad (8)$$

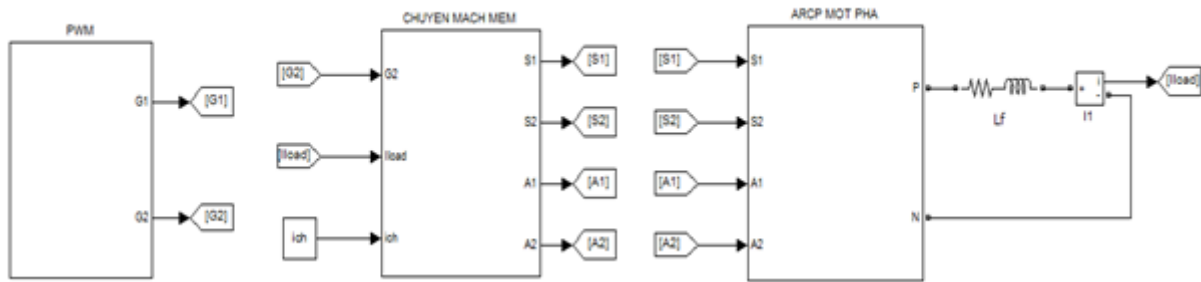
với T_{max} là thời gian yêu cầu để hoàn thành quá trình chuyển mạch toàn bộ dòng tải, ở đây là một nửa chu kỳ cộng hưởng, $T_{max} = 2,5\mu s$.

2.3. Mô phỏng trên Matlab và đánh giá kết quả

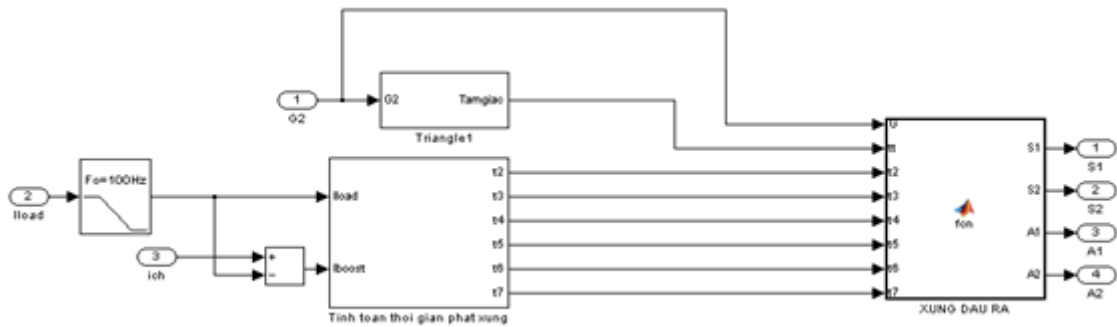
Để hiểu rõ hơn sự khác biệt giữa nghịch lưu PWM một pha và nghịch lưu ARCP một pha, phần này cả hai mô hình mô phỏng nghịch lưu PWM và nghịch lưu ARCP đều được xây dựng và so sánh kết quả thu được. Qua kết quả mô phỏng ta thấy nghịch lưu ARCP đã đạt được chuyển mạch mềm ZVS khi mở đối với van chính và ZCS khi khóa đối với van phụ. Ngoài ra quá trình khóa của các van chính cũng như quá trình mở của các van phụ đã được làm mềm hóa qua đó loại bỏ gần như hoàn toàn tổn hao chuyển mạch cho các van. Chất lượng điện áp đầu ra của nghịch lưu ARCP cũng được so sánh với nghịch lưu sử dụng PWM truyền thống bằng việc phân tích hài THD theo hình H.13. Ta thấy chất lượng điện áp ra của hai bộ nghịch lưu là tương đương nhau. Hình H.14 cho ta kết quả mô phỏng tổn hao trên một van

của nghịch lưu ARCP và nghịch lưu chuyển mạch cứng PWM thông thường. Từ kết quả mô phỏng ta

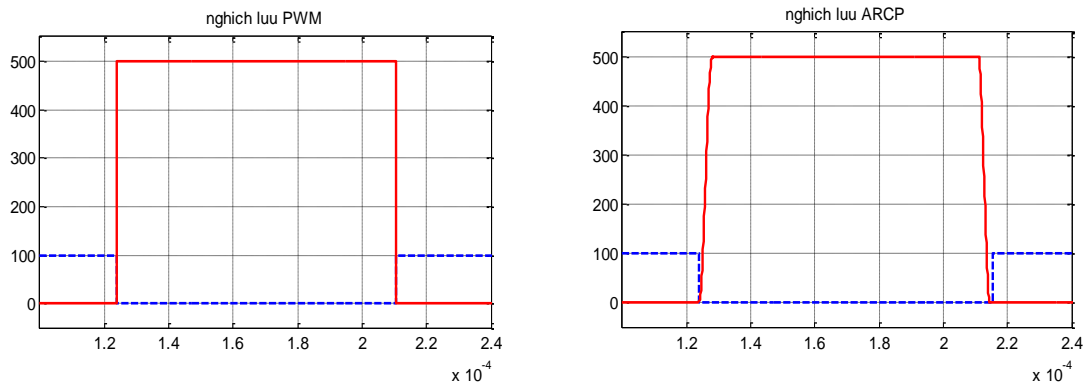
thấy tổn hao trên một van của ARCP chỉ còn khoảng bằng một phần sáu so với chuyển mạch cứng PWM.



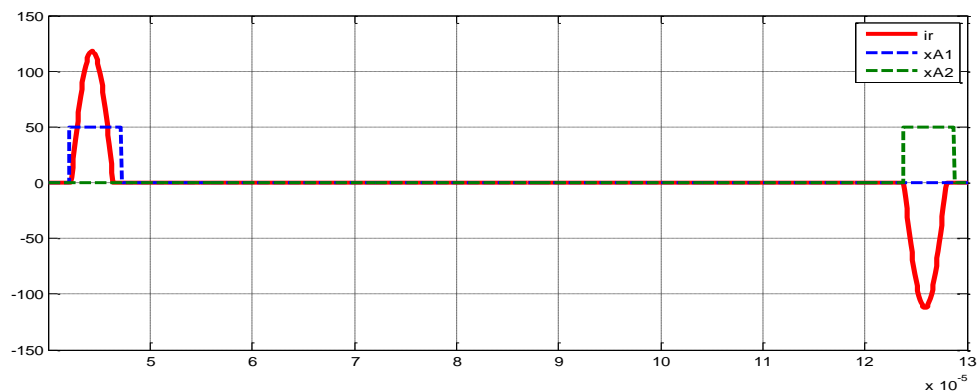
H.8. Mô hình mô phỏng điều khiển nghịch lưu ARCP một pha



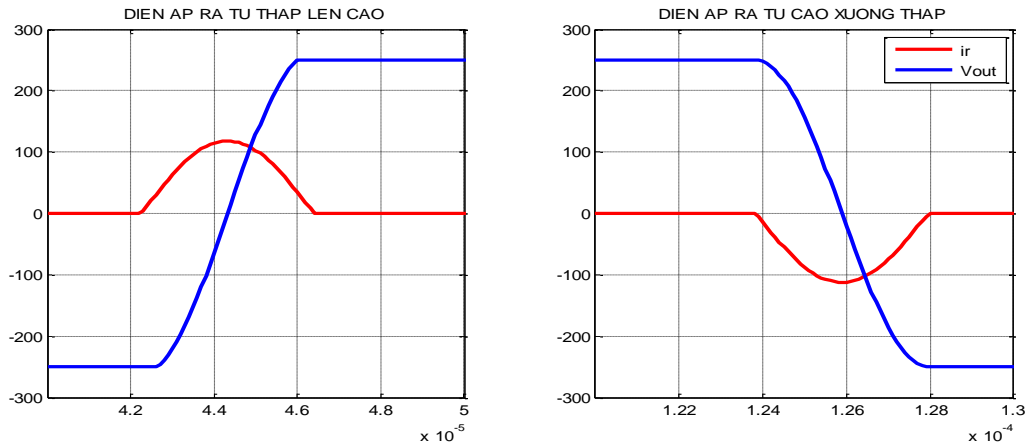
H.9. Mô hình khâu chuyển mạch mềm



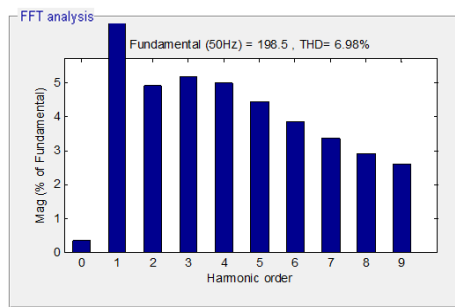
H.10. Xung điều khiển và điện áp trên van của nghịch lưu PWM và ARCP



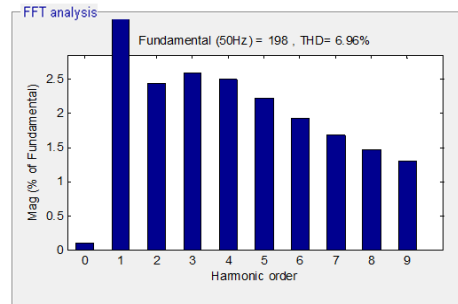
H.11. Chuyển mạch ZCS van phụ nghịch lưu ARCP



H.12. Dòng cộng hưởng và điện áp ra trong hai trường hợp

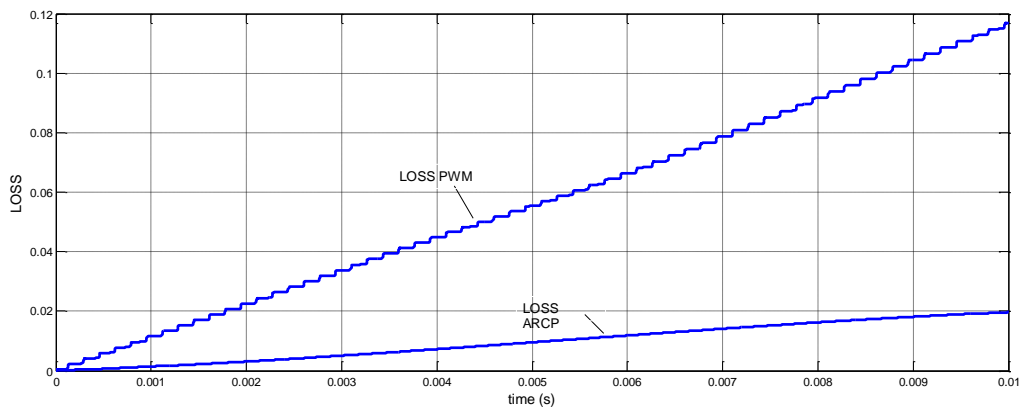


a) nghịch lưu PWM



b) nghịch lưu ARCP

H.13. Phân tích phổ sóng hài điện áp ra



H.14. Tổn hao trên một van của nghịch lưu ARCP và nghịch lưu chuyển mạch cứng PWM

3. KẾT LUẬN

Bài báo trình bày cấu trúc mạch lực và hoạt động của nghịch lưu ARCP cũng như thuật toán điều khiển ARCP. Kết quả mô phỏng cho thấy đáp ứng điện áp của nghịch lưu ARCP hoàn toàn tương tự như bộ nghịch lưu chuyển mạch cứng thông thường nhưng tổn hao chuyển mạch van giảm đáng kể do chuyển mạch ở điều kiện ZVS đối với các van chính và ZCS đối với các van phụ. Điều này cũng mở ra khả năng ứng dụng rất lớn cho nghịch lưu ARCP trong các thực tế ứng dụng đòi hỏi hiệu suất cao.

PHỤ LỤC

Các tham số sử dụng trong mô phỏng

Điện áp phía DC-link V_{dc}	500V
Tần số phát xung PWM	6kHz
Điện cảm cộng hưởng L_r	3,125μH
Hai tụ cộng hưởng $C_r/2$	0,1μF
Giá trị dòng ngưỡng i_{th}	40A

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] R.W. De Doncker and J.P. Lyons: *The Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter*. IEEE – IAS Conference proceeding, pp.1228-1235, 1990.
- [2] Eric A. Walter and Oleg Wasynczuk: *Analysis of the Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter*. ECE Technique Report, pp. 142, August 1995.
- [3] D.M. Divan: *The resonant DC link inverter - a new concept in static power conversion*. IEEE Trans. Ind. Appl, vol. 25, pp. 317-325, March/April 1989.
- [4] J. He and N. Mohan: *Zero-voltage-switching PWM inverter for high - frequency DC-AC power conversion*. IEEE Trans. Ind. Appl, vol.29, pp. 959-967, September/October 1993.
- [5] D.M. Divan and G. Skibinski: *Zero - switching - loss inverters for high - power applications*. IEEE Trans. Ind. Appl, vol. 25, pp. 634-643, July/August 1989.

PHƯƠNG PHÁP MỚI ĐIỀU KHIỂN BỘ BIẾN ĐỔI 3 CỔNG TRONG SEPARATE MODE

NEW SEPARATE MODE CONTROL STRATEGY FOR THREE-PORT CONVERTERS

Nguyen Duy Dinh¹, Goro Fujita¹, Bui Dang Quang², Ta Cao Minh²

¹Shibaura Institute of Technology, ²Hanoi University of Science and Technology

Email: na14503@shibaura-it.ac.jp

Abstract:

This paper proposes a new strategy to modulate a three-port converter (TPC) to accomplish the so-called Separate Mode, in which the transmission is undertaken between only two ports while the average power at the third port is kept constant. Unlike published researches, in this paper, the TPC is analyzed by using the Fundamental Harmonics Approximation (FHA) method. From that, the inter-port currents and the port powers are calculated. A simulation study confirms that, the power models obtained from the FHA analysis are highly accurate as the maximum error is only 7.17% over the scale of 600W. Based on the calculation of the port powers, a unified-modulation function is proposed. Accordingly, one phase shift variable is derived from the other phase shift and the desired average power at the designated port. The validity of the proposed method is verified by simulation and experiment results.

Keywords:

Electric vehicle, Triple-Active-Bridge converter, Fundamental Harmonics Approximation, power management, separate mode.

1. INTRODUCTION

In electric vehicles (EVs), there are many DC sources and sinks, such as traction battery, auxiliary battery, small DC loads like wiper, horn, door, etc. Recently, super-capacitor and fuel-cell are also introduced into the EV storage system [1], [2]. In order to interface those sources and loads, numerous of DC/DC converters are employed to form a so-called hybrid energy storage system [3]. However, the space inside an EV is very limited. Thus, the converters must: i) have small size and high power density; and/or ii) the quantity of converters should be reduced to save the space for more battery. Those requirements motivate to the promotion of multi-ports converter.

From another aspect, 42 V DC-bus has been introduced to automotive applications to substitute for the conventional 14 V DC-Bus very soon because of several economical benefits [4], [5]. In term of electric drive, the traction motor usually needs a power rail of few hundreds volt to operate. Other equipment, such as horn, wiper, light, etc.,

requires a low voltage 12 VDC bus. This motivates to study about a Three-Port Converter (TPC) which can interface between a 36 V battery bank, a high and a low voltage DC-buses for electric vehicles.

Thanks to the bidirectional power transmission capability, TPC is very suitable for such application. It can take the energy from the battery to supply both the high voltage DC Link and the DC load in the normal operation. When the vehicle decelerates (i.e. braking or driving down a slope), it can transfer the regenerative energy into the battery. Additionally, because of high power density, it can promisingly save a lot of space for battery. And its galvanic isolation can satisfy the safety requirement of EVs.

A TPC converter utilizes a three winding transformer for connecting three inverters. Conventionally, the phase shift modulation technique is usually utilized to handle the power flows in the converter [6], [8]–[11]. Since three ports are coupled by a transformer, three inter-port power flows ($1 \leftrightarrow 2$, $1 \leftrightarrow 3$, $2 \leftrightarrow 3$) will activate simultaneously. In some circumstances, such as

when the vehicle standstills, or when driving with no DC loads activated, etc., there is a demand to undertake the transmission between two ports while keeping the average power at the third port constant. This mode is so-called the Separate Mode.

Several published researches dealt with the special case of the Separate Mode, where one port was regulated at zero average power (Idle Mode) [6], [7]. In [6], the converter was analyzed using the Fundamental Harmonics Approximation (FHA) method, however, it only dealt with the Idle Mode of operation. The discussion on transferring a specific amount of power at a designated port was not addressed. In [7], the inter-port powers were modeled, after that, the modulation function was derived by letting the power of the idling port zero. However, the analysis was conducted in the time domain which is strongly affected by the switching states. As a consequence, there were multiple unified-functions corresponding to different operation modes.

The Separate Mode can also be operated by employing a decoupled control system [8]–[10], in which the converter is regulated by using several control loops decoupled from each other. However, since the degree of freedom was two (or more), the control system might comprise a bunch of controllers adding complexity into the system implementation.

This paper proposes a new method to control the TPC converters in the Separate Mode. The FHA method is also employed to analyze the converter for avoiding the dependency of the modulation function on the operation modes. After that, the inter-port currents and the port powers are calculated in Section 2. As confirmed by simulation, the accuracy of the power model are high as the maximum error is only 7.17% over the scale of 600W. Based on the mathematic equations of ports power, a unified-modulation function is proposed in Section 3 by letting the power of designated port equal to the desired value. The degree of freedom of the control system is reduced to only one. Therefore, the implementation is simpler and more feasible. Simulation and experiment results reported in Section 4 verify the validity of the proposed method.

2. FUNDAMENTAL HARMONICS ANALYSIS

The TPC converter is illustrated in Fig. 1. The 36 V

battery is connected to port 1, whereas, the DC-bus and load are placed at port 2 and 3, respectively. A three winding transformer is used to match the voltage and to provide the galvanic isolation. The number of turns of the primary windings and two secondary windings are N_1 , N_2 and N_3 , respectively. Three H-bridge inverters locate at the three windings of the transformer to handle the power flow between ports. The inductors L_1 , L'_2 and L'_3 , which are the leakage inductances of the corresponding winding, are employed as the power containers. The transmission power is regulated by varying the phase shift angle ψ_2 and ψ_3 of inverters 2 and 3 with respect to inverter 1. In order to simplify the analysis, the delta-typed primary-referred circuit depicted in Fig. 2 is usually used. In which, L_{12} , L_{13} and L_{23} are the equivalent inductance referred to the primary side. The primary referred delta inductance are determined by:

$$\begin{cases} L_{12} = (L_1 L_2 + L_2 L_3 + L_3 L_1) / L_3 \\ L_{23} = (L_1 L_2 + L_2 L_3 + L_3 L_1) / L_1 \\ L_{13} = (L_1 L_2 + L_2 L_3 + L_3 L_1) / L_2 \end{cases}$$

where $L_2 = n_2^2 L'_2$ and $L_3 = n_3^2 L'_3$ with $n_2 = N_1 : N_2$ and $n_3 = N_1 : N_3$.

Since all of the quantities: $v_{wx}(t)$, $i_x(t)$ and $i_{xy}(t)$ (the voltage and current at the winding x ; and the current flowing from port x to port y , respectively; $x, y \in [1, 3]$, $x \neq y$) are AC signals with the same frequency of ω_s , the fundamental component of them can be seen as rotating vectors $\vec{v}_{wx}, \vec{i}_{xe}$ and \vec{i}_{xy} . Considering a dq - frame rotating with the speed of ω_s which d -axis is aligned to \vec{v}_{w1e} , the projections of all vectors on d - and q - axis are DC quantities. The vector diagram demonstrating the relation of those vectors is depicted in Fig. 3. Accordingly, the three voltage vectors are determined by (1):

$$\begin{cases} \vec{v}_{w1e} = \begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \end{bmatrix} = \frac{4}{\pi} \begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \vec{v}_{w2e} = \begin{bmatrix} v_{2d} \\ v_{2q} \end{bmatrix} = \frac{4}{\pi} \begin{bmatrix} n_2 V_2 \cos \psi_2 \\ n_2 V_2 \sin \psi_2 \end{bmatrix} \\ \vec{v}_{w3e} = \begin{bmatrix} v_{3d} \\ v_{3q} \end{bmatrix} = \frac{4}{\pi} \begin{bmatrix} n_3 V_3 \cos \psi_3 \\ n_3 V_3 \sin \psi_3 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1)$$

The inter-port currents \vec{i}_{12e} , \vec{i}_{13e} and \vec{i}_{23e} are expressed by (2). Notes that, since the d -axis is intentionally aligned to \vec{v}_{w1e} , the quadrature projection $v_{1q} = 0$.

$$\begin{cases} \vec{i}_{12e} = \begin{bmatrix} i_{12d} \\ i_{12q} \end{bmatrix} = \frac{1}{X_{12}} \begin{bmatrix} -v_{1q} + v_{2q} \\ v_{1d} - v_{2d} \end{bmatrix} \\ \vec{i}_{13e} = \begin{bmatrix} i_{13d} \\ i_{13q} \end{bmatrix} = \frac{1}{X_{13}} \begin{bmatrix} -v_{1q} + v_{3q} \\ v_{1d} - v_{3d} \end{bmatrix} \\ \vec{i}_{23e} = \begin{bmatrix} i_{23d} \\ i_{23q} \end{bmatrix} = \frac{1}{X_{23}} \begin{bmatrix} -v_{2q} + v_{3q} \\ v_{2d} - v_{3d} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2)$$

where $X_{xy} = \omega_s L_{xy}$, $\forall x, y \in [1, 3]$, $x \neq y$.

From the primary-referred diagram in Fig. 2, we have:

$$\begin{cases} \vec{i}_{1e} = \begin{bmatrix} i_{1d} & i_{1q} \end{bmatrix}^T = \vec{i}_{12e} + \vec{i}_{13e} \\ \vec{i}_{2e} = \begin{bmatrix} i_{2d} & i_{2q} \end{bmatrix}^T = -\vec{i}_{12e} + \vec{i}_{23e} \\ \vec{i}_{3e} = \begin{bmatrix} i_{3d} & i_{3q} \end{bmatrix}^T = -\vec{i}_{13e} - \vec{i}_{23e} \end{cases} \quad (3)$$

where \vec{i}_{xe} , $x \in [1, 3]$ is the current flowing in the winding x .

The instantaneous active and reactive power at one winding can be calculated by:

$$\begin{cases} P = \frac{1}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \\ Q = \frac{1}{2}(v_d i_q - v_q i_d) \end{cases} \quad (4)$$

Substituting (1) and (3) into (4), we have:

$$\begin{cases} P_1 = K \left(\frac{M_2}{X_{12}} \sin \psi_2 + \frac{M_3}{X_{13}} \sin \psi_3 \right) \\ P_2 = KM_2 \left(-\frac{1}{X_{12}} \sin \psi_2 + \frac{M_3}{X_{23}} \sin \Delta\psi \right) \\ P_3 = KM_3 \left(-\frac{1}{X_{13}} \sin \psi_3 - \frac{M_2}{X_{23}} \sin \Delta\psi \right) \\ Q_1 = K \left(\frac{1 - M_2 \cos \psi_2}{X_{12}} + \frac{1 - M_3 \cos \psi_3}{X_{13}} \right) \\ Q_2 = KM_2 \left(\frac{M_2 - \cos \psi_2}{X_{12}} + \frac{M_2 - M_3 \cos \Delta\psi}{X_{23}} \right) \\ Q_3 = KM_3 \left(\frac{M_3 - \cos \psi_3}{X_{13}} + \frac{M_3 - M_2 \cos \Delta\psi}{X_{23}} \right) \end{cases} \quad (5)$$

where P_x and Q_x are the active and reactive powers at winding x , $x \in [1, 3]$; $K = \frac{8V_1^2}{\pi^2}$;

$M_2 = \frac{n_2 V_2}{V_1}$; $M_3 = \frac{n_3 V_3}{V_1}$ and $\Delta\psi = \psi_3 - \psi_2$. Notes that, if the power dissipation on inverters is ignored, the active powers P_x ($x \in [1, 3]$) expressed in (5) are also the power at the corresponding DC ports.

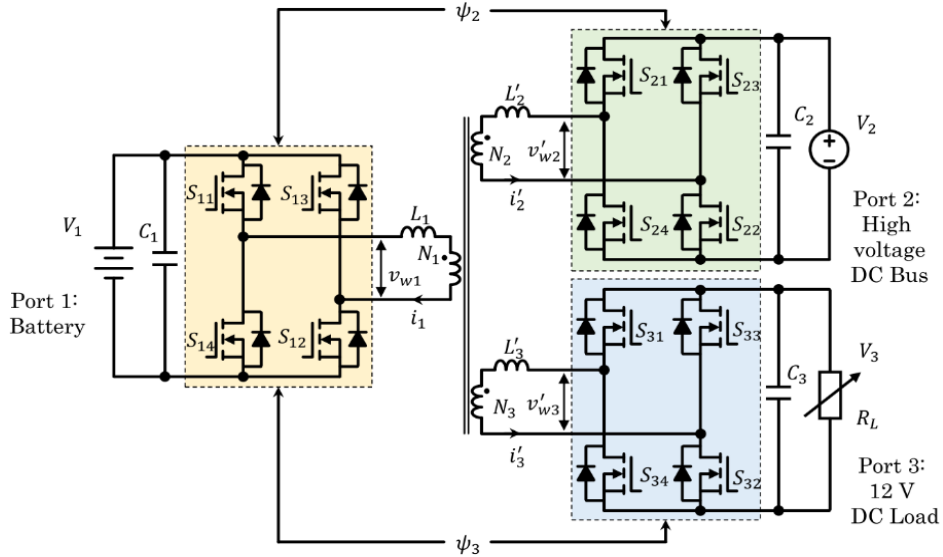


Fig. 1. Three-port converter

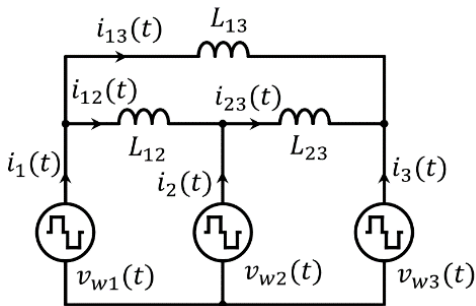


Fig. 2. Primary-referred equivalent circuit

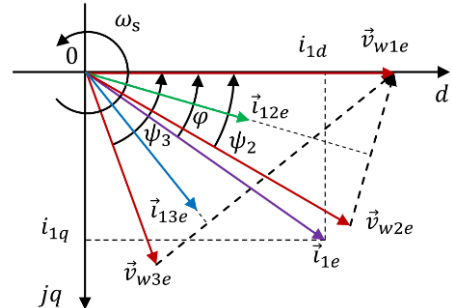


Fig. 3. Vector diagram

3. SEPARATE MODE CONTROL

3.1. Modulation function

Equation (5) suggests that the active as well as the reactive powers can be controlled by varying ψ_2 and ψ_3 . However, a variation in any phase shift angle will cause changes in all power components. In some circumstances, we may want to keep the power at one port constant while varying the powers of the other two ports. For example when the vehicle is running normally, the velocity might be varied while loads (i.e. wiper, doors, horn, light, etc.) do not change their states. In the such instance, the loads consume a constant power, whereas the traction power varies depending on the driving condition. Let us take another example, when the vehicle is standstill or running with a constant speed, we may want to turn the light (or wiper, horn, etc.) ON or OFF. This causes a variation in the power consumption of port 3, however there are no demand of changing the power for traction. In the mentioned circumstances, it is necessary to separate a designated port from the transmission, or in other words, the converter should operate in the Separate Mode, where the average power of the separated port is kept constant while the transmission between the other two ports can be varied arbitrarily.

As for a case study, port 3 is considered as the separated one. The same approach can be applied for separating the other ports. Let P_3^* be the desired power at port 3. Notes that, P_3^* is never positive since port 3 consists of only passive loads. However, P_1^* or P_2^* can be either positive or negative (or zero). From (5), the control strategy to regulate P_3 around P_3^* is:

$$\psi_2 = \psi_3 + \arcsin \left[\frac{X_{23}}{M_2} \left(\frac{P_3^*}{KM_3} + \frac{\sin \psi_3}{X_{13}} \right) \right] \quad (6)$$

In order for (6) to be applicable, the absolute value of the factor inside the parentheses must not be greater than 1, or in other words, the coverable power range is:

$$|P_3| \geq KM_3 \left(\frac{1}{X_{13}} + \frac{M_2}{X_{23}} \right) \quad (7)$$

On the other hand, for a given P_3^* , the controllable range is:

$$\begin{cases} \psi_3 \geq \arcsin \left(-\frac{X_{13}}{X_{23}} M_2 - \frac{X_{13}}{KM_3} P_3^* \right) \\ \psi_3 \leq \arcsin \left(\frac{X_{13}}{X_{23}} M_2 - \frac{X_{13}}{KM_3} P_3^* \right) \end{cases} \quad (8)$$

When $P_3^* = 0$ (Idle Mode), the modulation function (6) becomes:

$$\psi_2 = \psi_3 + \arcsin \left[\frac{X_{23}}{X_{13} M_2} \sin \psi_3 \right], \quad (9)$$

and the controllable range is:

$$|\psi_3| \leq \arcsin \left(\frac{X_{13}}{X_{23}} M_2 \right) \quad (10)$$

Fig. 4 demonstrates the modulation trajectories corresponding to several cases of P_3^* . For the given calculation parameters, the coverable power range according to (7) is $[-272 \text{ W}, 272 \text{ W}]$. As $|P_3|$ grows, the minimal values of ψ_2 and ψ_3 increase causing the controllable range narrower. The modulation formula (6) comprises of trigonometric and inversed trigonometric functions, thus in practice, look-up table should be used to boost the calculation speed.

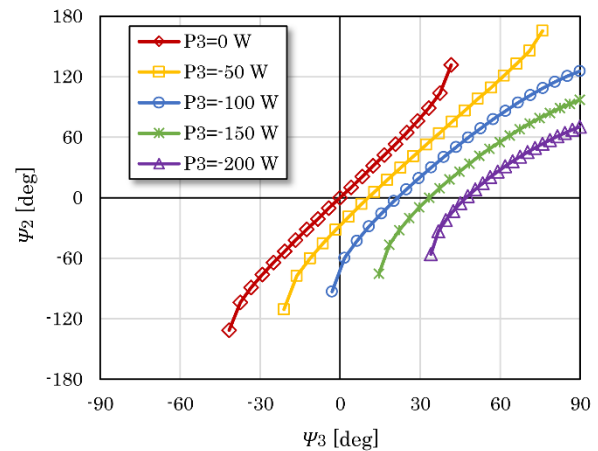


Fig. 4. Modulation trajectories in several cases of P_3^* ; $M_2 = 1.0$, $M_3 = 1.3$, $V_1 = 42 \text{ V}$, $L_{12} = 9.5 \mu\text{H}$, $L_{23} = 53.3 \mu\text{H}$, $L_{13} = 35.8 \mu\text{H}$ and $F_s = 50 \text{ kHz}$.

3.2. Soft-switching capability

Zero Voltage Switching (ZVS) is achieved when the winding current is lagged after the voltage across the winding. From another point of view, the reactive power at the winding should be greater than or equal to zero:

$$Q_1 \geq 0, \quad Q_2 \geq 0, \quad Q_3 \geq 0 \quad (11)$$

Substituting (5) into (11), then rearranging the obtained inequalities, we have:

$$\cos \psi_2 \leq \min \left\{ \begin{aligned} &\frac{1}{M_2} \left[1 + \frac{X_{12}}{X_{13}} (1 - M_3 \cos \psi_3) \right] \\ &\frac{1}{M_2} \left[1 + \frac{X_{12}}{X_{13}} \left(1 - \frac{M_3}{M_2} \cos \Delta\psi \right) \right] \end{aligned} \right\} \quad (12a)$$

$$\cos \Delta\psi \leq \frac{M_3}{M_2} \left[1 + \frac{X_{23}}{X_{13}} \left(1 - \frac{1}{M_3} \cos \psi_3 \right) \right] \quad (12b)$$

$$\text{where } \Delta\psi = -\arcsin \left[\frac{X_{23}}{M_2} \left(\frac{P_3^*}{KM_3} + \frac{\sin \psi_3}{X_{13}} \right) \right].$$

Equation (12) describes the condition for achieving ZVS. Fig. 5 illustrates the ZVS area when $P_3^* = 0$. The dashed line denotes the limitation of ψ_2 obtained from (12a). The dashed-dotted curve expresses the ZVS boundary according to (12b). The shaded area on the right hand side of the figure is the unreachable zone which is limited by (8). And the shaded area in the bottom of Fig. 5 is the non-ZVS zone. The condition (12) is violated when modulating the converter in there.

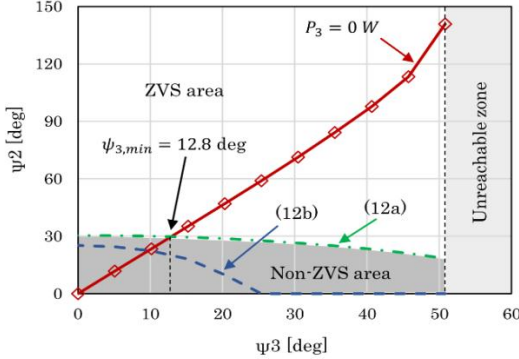


Fig. 5. ZVS area when $P_3^* = 0$; $M_2 = 1.15$, $M_3 = 1.02$, $V_1 = 42$ V, $L_{12} = 9.5$ μ H, $L_{23} = 53.3$ μ H, $L_{13} = 35.8$ μ H and $F_x = 50$ kHz.

A closed-form function describing the boundary of the soft-switching area can be found by substituting (6) into (5) then solving the obtained equations for ψ_3 with regard to the condition (11). However, the equations are highly nonlinear and difficult to be solved for an explicit solution in real time. Hence, in this paper, (12) is utilized as the qualifying function to verify if one operating point is ZVS or not.

3.3. Control system

Fig. 6 indicates the diagram of the control system to realize the proposed modulation method. The trans-

ferred power is controlled by using the controller $R_i(s)$. The output ψ_3 of the regulator, together with the desired power P_3^* are input signals for the modulation function (6). After calculating ψ_2 , the combination (ψ_2, ψ_3) is checked by (12) if it is a ZVS point or not. If yes, it is passed to the modulator. Otherwise, the last good parameters (last ZVS point) are employed instead. Though the power at port 3 is not equal to the desired value P_3^* , ZVS is achieved. Designing the current controller $R_i(s)$ is beyond the scope of this paper.

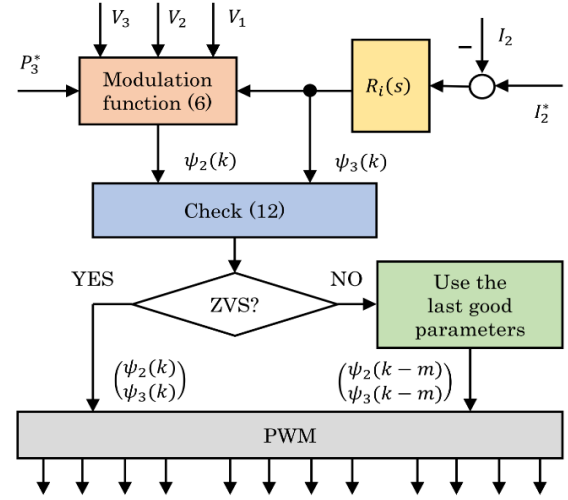


Fig. 6. Control system diagram

4. SIMULATION AND EXPERIMENT RESULTS

Fig. 7 describes the laboratory scale experiment system. Port 1 is connected to a programmable power supply set at 42 V constant voltage mode. Port 2 and 3 are connected to two DC electronic loads which are configured to operate under the constant voltage mode at 60 V and 12 V, respectively. A three-winding transformer is used to connect all inverters. Number of turns of the primary and two secondary windings are 9T, 13T and 2T, respectively. Consequently, the voltage ratios are $M_2 = 1.0$ and $M_3 = 1.3$. The leakage inductance of each winding are 3.46 μ H, 10.85 μ H and 0.96 μ H, respectively. Referred to the primary side, the delta inductance are: $L_{12} = 9.5$ μ H, $L_{13} = 25.8$ μ H and $L_{23} = 53.3$ μ H. PWM signals are generated from a TMS320F28335 control card. Switching frequency is fixed at 50 kHz. The dead-time is fixed at 500 ns for all inverters to avoid shoot-through between two MOSFETs of the same leg. A simulation studies is conducted to evaluate the proposed analysis method as well as the control algorithm. All the parameters used in the simulation are taken from the experiment system.

Fig. 8 and Fig. 9 demonstrate the simulation power characterizations when $P_3^* = 0$ W (Idle Mode) and $P_3^* = -100$ W, respectively. The phase shift ψ_3 is increased gradually in the controllable range determined by (8). At each point, ψ_2 is calculated according to (6), then both are employed for calculating as well as modulating the converter. As seen from the figures, the calculation results are very close to the simulation ones as the maximum error between calculated and simulated powers in both investigated cases is about 45 W. In the scale of 600 W, it is equivalent to only 7.17%. Notes that, in general, the winding currents of a TPC converter are non-sinusoidal and asymmetrical. Consequently, the high order harmonics in the Fourier analysis are significant compared to the fundamental component. Hence, the error of only 7.17% is acceptable, or in other words, the analysis method is reasonable.

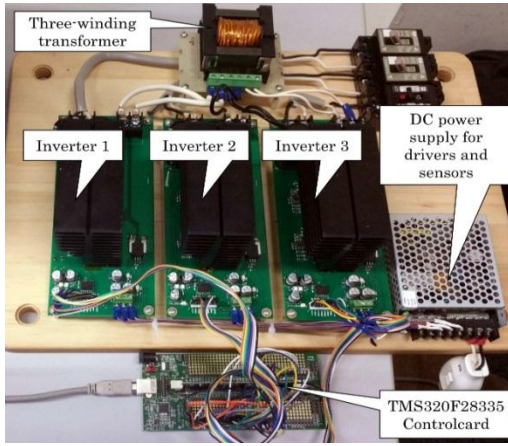


Fig. 7. Experiment system.

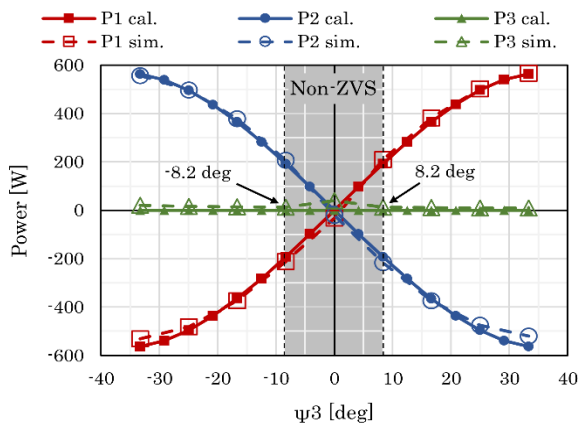


Fig. 8. Power characterization when $P_3^* = 0$ W

As can also be observed from Fig. 8 and Fig. 9, the simulated P_3 adheres closely to P_3^* while the transmission between Ports 1 and 2 varies arbitrarily. Although Port 3 is a passive port, when P_3^* is set to zero, P_3 is lightly greater than zero. This

is because in simulation, DC voltage sources are employed instead of passive loads for constant voltages at ports 2 and 3. In reality, a positive P_3 when $P_3^* = 0$ is not valid, otherwise, V_3 will decrease rapidly.

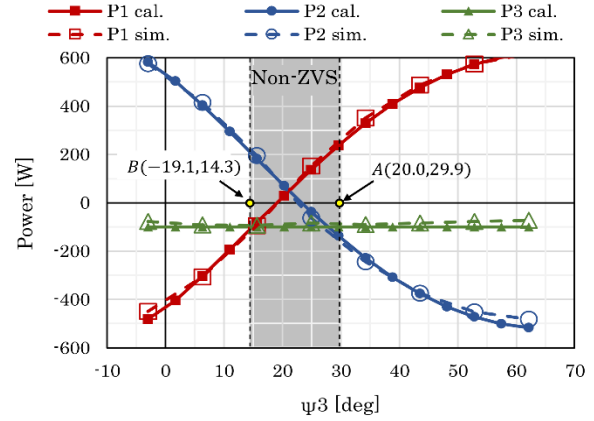


Fig. 9. Power characterization when $P_3^* = -100$ W

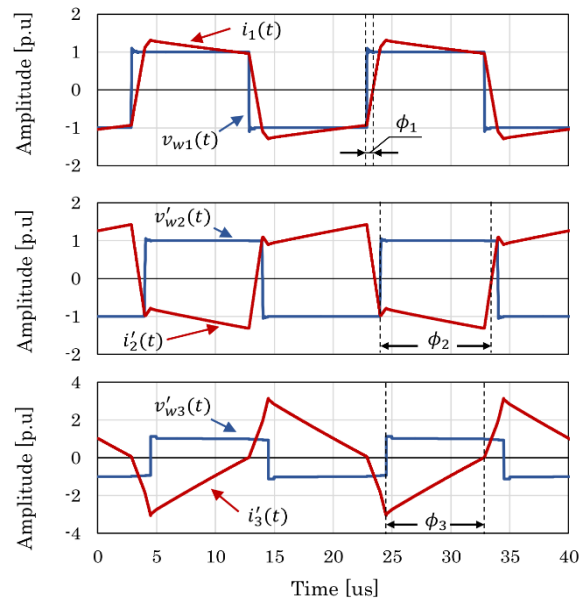


Fig. 10. Voltage and current waveforms when $P_3^* = -100$ W and $\psi_3 = 29.9$ degrees; $\psi_2 = 20$ degrees, $P_1 = 268$ W, $P_2 = -168$ W and $P_3 = -93$ W

Besides, since there is still error between P_3 and P_3^* , the regulation performance is not so high. This is comprehensible because the proposed strategy is based on a unified-function derived from the steady state analysis. No control loop was employed to regulate the voltage or current at the separated port. Hence, this method is suitable for applications where regulation requirement at the separated port is not so high.

When $P_3^* = 0$, all characteristics are symmetrical with respect to the origin. As P_3^* varies from 0 W to

-100 W, all characteristics are shifted to the right, including the ZVS boundary as well. In Fig. 8 and Fig. 9, the non-ZVS regions are indicated as the shaded areas. The boundaries of them are determined by solving (6) and (12). At the boundary, at least one reactive power component among Q_1 , Q_2 and Q_3 is zero. For example, at $\psi_3 = 29.9$ degrees, the right boundary of the ZVS area depicted in Fig. 9 (point A(20.0,29.9)), the reactive power Q_2 is expected to vanish. In other words, this means the expected phase displacement between the current and voltage at winding 2 is 180 degrees.

Fig. 10 illustrates the simulation voltage and current waveforms when modulating the converter at point A(20.0,29.9). Obviously, all winding currents are lagged after their corresponding voltages. Therefore, ZVS is achieved for all inverters. As for inverter 2, the lagged time is 9.43 μ s which is approximately equivalent to 170 degrees at 50 kHz. Since the expected value is 180 degrees, this result is acceptable as the error is one 5.5% of the desired value.

5. CONCLUSION

This paper proposed a new strategy to modulate triple-port converter in the Separate Mode. The fundamental harmonics approximation (FHA) method was used to analyze the converter. As confirmed by simulation, the model derived by the FHA analysis can predict the active and reactive powers of the converter very well. The proposed control strategy can regulate the power at the separated port around the desired value. Although the proposed algorithm is simple as it has only one degree of freedom, the regulation performance is quite limited. Hence, it is suitable for applications which do not require a very high regulation quality.

The soft-switching area was also pointed out in the discussion. It can be expanded by adding one or two more degrees of freedom into the modulation as introduced in [6], [7]. However, the analysis using the FHA method will accordingly be much more complicated.

REFERENCES

- [1] A. F. Burke, "Batteries and Ultra-capacitors for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 806-820, April 2007.
- [2] J. Bauman and M. Kazerani, "A Comparative Study of Fuel-cell Battery, Fuel-Cell Ultra-capacitor, and Fuel-cell Battery Ultra-capacitor Vehicles," in *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 2, pp. 760-769, March 2008.
- [3] A. Khaligh and Z. Li, "Battery, Ultra-capacitor, Fuel cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art," in *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 6, pp. 2806-2814, July 2010.
- [4] J. Neubert, "Powering up [42 V automotive electronics]," in *IEE Review*, vol. 46, no. 5, pp. 21-25, Sep 2000.
- [5] K. Rajashekara, "42 V architecture for automobiles," *Proceedings: Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing and Coil Winding Technology Conference (Cat. No.03CH37480)*, 2003, pp. 431-434.
- [6] S. Y. Kim, H. S. Song and K. Nam, "Idling Port Isolation Control of Three-Port Bidirectional Converter for EVs," in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, pp. 2495-2506, May 2012.
- [7] Y. Jiang, F. Liu, X. Ruan and L. Wang, "Optimal idling control strategy for three-port full-bridge converter," *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, Hiroshima, 2014, pp. 458-464.
- [8] C. Zhao, S. D. Round and J. W. Kolar, "An Isolated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter With Decoupled Power Flow Management," in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 5, pp. 2443-2453, Sept. 2008.
- [9] H. Tao, J. L. Duarte and M. A. M. Hendrix, "Three-Port Triple-Half-Bridge Bidirectional Converter With Zero-Voltage Switching," in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 782-792, March 2008.
- [10] M. Phattanasak, R. Gavagsaz-Ghoachani, J. P. Martin, B. Nahid Mobarakeh, S. Pierfederici and B. Davat, "Control of a Hybrid Energy Source Comprising a Fuel Cell and Two Storage Devices Using Isolated Three-Port Bidirectional DCDC Converters," in *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 1, pp. 491-497, Jan.-Feb. 2015.
- [11] J. L. Duarte, M. Hendrix and M. G. Simoes, "Three-Port Bidirectional Converter for Hybrid Fuel Cell Systems," in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 480-487, March 2007.

ĐIỀU KHIỂN CHỈNH LƯU TÍCH CỰC TRÊN NỀN TẢNG HIL402

THE CONTROL OF ACTIVE RECTIFIER BASE ON HIL402 PLATFORM

Nguyễn Đình Ngọc, Hoàng Thành Nam, Nguyễn Văn Tiệp, Vũ Hoàng Phương, Nguyễn Quang Định
 Trường Đại học Bách khoa Hà Nội
 E-mail: dinhngock6@gmail.com

Tóm tắt:

Như chúng ta đã biết, trong các hệ thống chỉnh lưu sử dụng bộ chỉnh lưu điốt hoặc thyristor, dòng điện tiêu thụ từ lưới thông thường là dòng điện không sin (có nhiều thành phần hài bậc cao) và có hệ số công suất nhỏ hơn một. Điều này dẫn tới hiệu quả sử dụng năng lượng điện không cao và gây tổn hao do các thành phần sóng hài bậc cao gây ra. Ngoài ra, dòng điện không sin có thể gây ảnh hưởng tới hoạt động của các thiết bị khác. Vì vậy, bộ chỉnh lưu tích cực đã được nghiên cứu để khắc phục các vấn đề trên. Việc xây dựng và đánh giá một hệ thống có nhiều cách để thực hiện. Trong bài báo này, chúng tôi sử dụng một công cụ đang trở thành xung hướng mới trên thời giới - Typhoon HIL. Với những khả năng mô phỏng nổi bật, Chúng tôi đã sử dụng thiết bị này (cụ thể là Typhoon HIL 402) để xây dựng mô hình chỉnh lưu tích cực.

Abstract:

We know that the current in diode or tiristor rectifier systems is non-sine and contains high harmonics. Because of this effect, the electrical efficiency isn't high and the power is loss. Besides, the non-sine current can affect to the function of other devices. So, a active rectifier has been researched to solve these problems. Building and assessing a system can be performed by many ways. This paper presents a new technical tool which has been became a trend in the world - Typhoon HIL. With outstanding simulation ability, we used this device (here specific model is HIL 402) to build the model of the active rectifier system which help to assess the dynamic of real system.

Keywords:

Active Rectifier, Voltage Oriendented Control, Hardware in the loop HIL.

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
C_F	F	Tụ điện phía LCL
L_G, L_I	H	Cuộn cảm phía LCL
R_D	Ω	Điện trở phía LCL
U_{dc}	V	Điện áp tụ Dc-link
U_{dc}^*	V	Điện áp đặt trên tụ
e_n	V	Điện áp lưới
i_s	A	Dòng điện phía lưới
V_{grid}	V	Điện áp nguồn

Chữ viết tắt

VOC	Voltage Oriendented Control
PLL	Phase locked loop
IGBT	Insulated gate bipolar transistor

SVM

Space vecto modulation

LCL

Bộ lọc LCL

DC-link

Điện áp phía tụ điện một chiều

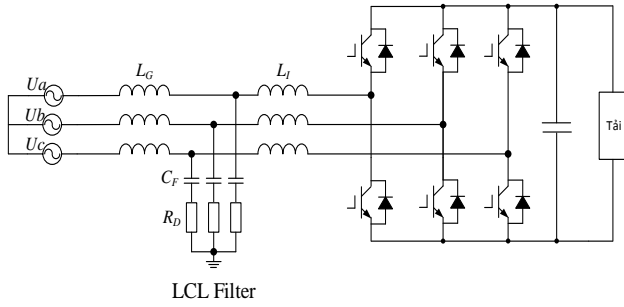
HIL

Hardware in the loop

1. PHẦN MỞ ĐẦU

Bộ chỉnh lưu là thiết bị dùng để biến đổi dòng điện xoay chiều thành dòng điện một chiều cho tải. Ứng dụng của bộ chỉnh lưu rất rộng rãi trong công nghiệp. Trong thực tế hiện nay, chỉnh lưu diode và thyristor được sử dụng khá phổ biến. Các bộ này có ưu điểm là đơn giản và chi phí thấp. Tuy nhiên nhược điểm của hai bộ chỉnh lưu này là hệ số công suất thấp, chỉ cho phép trao đổi năng lượng theo một chiều từ lưới sang tải và sinh ra các sóng hài bậc cao. Những hệ thống như vậy gây ra tổn thất và ảnh hưởng tới các thiết bị khác rất nhiều. Bộ chỉnh lưu tích cực được phát triển để khắc phục được các hiện

tượng trên. Ưu điểm là không sinh ra sóng hài bậc cao, hệ số công suất gần bằng 1 và đặc biệt là có thể trao đổi năng lượng theo 2 chiều.



H.1. Sơ đồ mạch lực của chỉnh lưu tích cực

Trên 0 là một cấu trúc phổ biến nhất được cấu tạo từ ba phần chính:

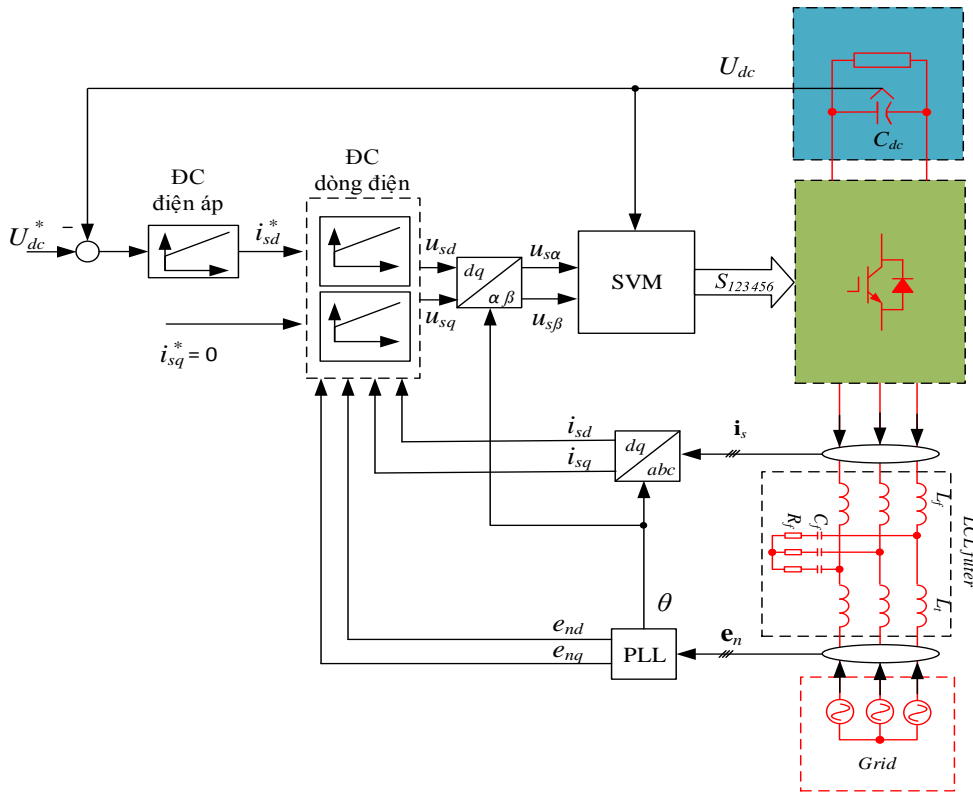
- Bộ lọc LCL Filter.
- Mạch cầu 3 pha IGBT.
- Tụ điện C.

Với những ưu điểm trên cho thấy việc nghiên cứu là cần thiết với các yêu cầu của sản xuất thực tiễn. Ngoài ra, nghiên cứu cấu trúc chỉnh lưu tích cực sẽ cho phép phát triển lên các ứng dụng nổi lưới khác như các bộ lọc tích cực, STACOM...

Đối với hệ thống chỉnh lưu tích cực, việc đánh giá tính động học của hệ thống cũng rất quan trọng trong nhiều ứng dụng. Cụ thể, trong quá trình khởi động chỉnh lưu tích cực và thay đổi điện áp trên tụ là việc cần quan tâm. Để mô phỏng quá trình một cách đúng đắn, chúng tôi có sử dụng hệ thống hardware-in-the-loop (HIL) của hãng Typhoon để đánh giá. Hardware-in-the-loop cho phép mô phỏng phần cứng một cách chính xác với thời gian trích mẫu rất nhỏ.

2. CẤU TRÚC ĐIỀU KHIỂN

Mục tiêu điều khiển là giữ cho điện áp trên tụ điện luôn ổn định và có giá trị lớn hơn chỉnh lưu tự nhiên



H.1. Sơ đồ cấu trúc điều khiển chỉnh lưu tích cực

2.1. Tổng hợp các bộ điều chỉnh

2.1.1. Bộ điều chỉnh điện áp

Bộ điều chỉnh dòng điện có thể là bộ PI, với hàm truyền $H_c s = K_{pc} \left(1 + \frac{1}{T_{ic}s} \right)$. Khi đó hàm truyền hệ

kín sẽ là:

$$H_{0c} s = \frac{T_{ic}s + 1}{\frac{T_{ic}T_c}{K_{pc}}s^2 + T_{ic}s + 1} \quad (1)$$

Các tham số bộ điều chỉnh cần đảm bảo bằng thông

mong muốn là $1/T_{0c}$ và độ tắt dần ζ_c . Viết lại công thức (1) dưới dạng hàm bậc hai dạng chuẩn như sau:

$$H_{0c} s = \frac{T_{ic}s + 1}{T_{0c}^2 s^2 + 2\zeta_c T_{0c} s + 1} \quad (2)$$

Từ đó, các hệ số của bộ điều chỉnh dòng điện được xác định được các tham số bộ điều khiển như sau

$$K_{pc} = 2\zeta_c T_c / T_{0c}, \quad T_{ic} = 2\zeta_c T_{0c} \quad (3)$$

2.1.2. Bộ điều chỉnh dòng điện

Bộ điều chỉnh điện áp có thể là bộ PI, với hàm truyền $H_v s = K_{pv} \left(1 + \frac{1}{T_{iv}s}\right)$, cần đảm bảo băng thông mong muốn $1/T_{0v}$ và độ tắt dần ζ_c . Hàm truyền hệ kín sẽ là:

$$H_{0v} s = \frac{T_{iv}s + 1}{\frac{4T_{iv}C_c}{3K_{pv}\beta_{de}} s^2 + \left(1 + \frac{4}{3K_{pv}\beta_{de}R_e}\right) T_{iv}s + 1} \quad (4)$$

Trong đó tham số bộ điều chỉnh điện áp được xác định như:

$$K_{pv} = \frac{4\zeta_v CR_e - T_{0v}}{3\beta_{de} T_{0v} R_e}, \quad T_{iv} = T_{0v} \frac{4\zeta_v CR_e - T_{0v}}{CR_e} \quad (5)$$

Để lựa chọn được các thông số của bộ điều chỉnh cần lưu ý rằng băng thông của mạch vòng dòng điện phải nhỏ hơn quãng 5 lần tần số đóng cắt của khâu điều chế PWM. Mạch vòng dòng điện áp phải nhanh hơn 5 đến 10 lần mạch vòng điện áp. Đây là điều kiện để phân tách tác động của các biến trạng thái phù hợp với cấu trúc điều khiển theo mạch vòng lồng ghép.

2.1.3. Bộ điều chỉnh vòng khóa pha

Hàm truyền kín của mạch vòng điều chỉnh góc pha:

$$G_\theta(s) = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \quad (6)$$

Phương trình hàm truyền đạt hệ kín $G_\theta(s)$ được viết dưới dạng hàm chuẩn bậc hai như sau:

$$G_\theta(s) = \frac{2\omega_n \zeta_s + \omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n \zeta_s + \omega_n^2} \quad (7)$$

Trong đó: ζ là hệ số dao động tắt dần damping

ω_n là tần số dao động riêng

$$\begin{cases} K_p = 2\omega_n \zeta \\ K_i = \omega_n^2 \end{cases} \quad (8)$$

2.2. Gián đoạn và chuẩn hóa các bộ điều khiển

Các công thức đại số của bộ điều chỉnh mục (2.1) sẽ được cài đặt trực tiếp xuống vi điều khiển. Tuy nhiên, việc cài các công thức ở trên với các đại lượng có thứ nguyên có thể dẫn tới tràn bộ nhớ, hay tràn các thanh ghi tính toán của vi điều khiển, làm cho quá trình điều khiển bị sai khác hoặc có thể mất điều khiển do các đại lượng vật lý thực có thể có giá trị rất lớn ngoài khả năng biểu diễn của các thanh ghi của vi điều khiển.

Do đó, phải tìm cách khống chế giá trị các đại lượng đó trong giới hạn cho phép của vi điều khiển, nhưng không làm mất đi bản chất của quá trình điều khiển hay ý nghĩa của các đại lượng vật lý thực. Công việc đó gọi là chuẩn hóa. Việc chuẩn hóa chính là đưa các đại lượng vật lý có thứ nguyên thành các đại lượng không có thứ nguyên.

Giả sử, một đại lượng vật lý thực có giá trị là x , và giá trị cực đại của đại lượng này là x_{\max} , khi đó bằng cách lấy giá trị thực x chia cho giá trị của đại lượng đó, ta có thể biểu diễn đại lượng vật lý đó thông qua giá trị x^{dsp} trong hệ đơn vị tương đối.

$$x^{dsp} = \frac{x}{x_{\max}} \quad (10)$$

Các giá trị thực hiện chuẩn hóa là dải đo lớn nhất do mạch đo lường quyết định (giới hạn mạch đo lường) được chỉ ra trong bảng sau:

B.1. Các giá trị lớn nhất

Ký hiệu	Giới hạn giá trị đo	Ý nghĩa
U_{dc_max}	800V	Điện áp DC lớn nhất
I_{s_max}	20A	Biên độ dòng điện DC lớn nhất
U_{s_max}	350V	Biên độ điện áp pha lớn nhất

2.2.1. Thuật toán vòng khóa pha

Thuật toán vòng khóa pha PLL xác định góc đồng bộ được thực hiện bằng cách điều khiển thành phần điện áp lưới.

$$\begin{cases} \omega_s = \omega_{sref} + \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) e_{nq} = \omega_{sref} + y \\ \theta_s = \frac{1}{s} \omega_s \end{cases} \quad (11)$$

Chuẩn hóa thuật toán xác định góc đồng bộ với 2π , và viết lại (11) dưới dạng phương trình sai phân:

$$\begin{cases} \frac{\omega_s k}{U_{s_max}} = \frac{\omega_{sref} k}{U_{s_max}} + \frac{y k}{U_{s_max}} \\ \frac{\theta_s k}{2\pi} = \frac{\theta_s k - 1}{2\pi} + \frac{T_{pll} U_{s_max}}{2\pi} \frac{\omega_s k}{U_{s_max}} \end{cases} \quad (12)$$

Trong đó: T_{pll} - Chu kỳ trích mẫu thực hiện thuật toán.

2.2.2. Chuẩn hóa bộ điều chỉnh điện áp

Bộ điều chỉnh điện áp trên tụ có cấu trúc kiểu PI, đầu ra là lượng đặt cho thành phần dòng điện i_{dq}^* .

$$i_{sd}^* = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) u_{dc} - u_{dc}^* \quad (13)$$

Thực hiện chuẩn hóa luật điều chỉnh với giá trị dòng điện pha lớn nhất I_{s_max} và giá trị lớn nhất điện áp trên tụ U_{dc_max} .

$$\begin{cases} u_p^{dsp} k = \frac{K_p U_{dc_max}}{I_{s_max}} \left[u_{dc}^{dsp} k - u_{dc}^{*dsp} k \right] \\ u_i^{dsp} k = u_i^{dsp} k - 1 + \frac{K_i T_s U_{dc_max}}{I_{s_max}} \left[u_{dc}^{dsp} k - u_{dc}^{*dsp} k \right] \\ i_{sd}^{*dsp} k = u_p^{dsp} k + u_i^{dsp} k \end{cases} \quad (14)$$

Trong đó: T_s là chu kỳ thực hiện thuật toán

2.2.3. Chuẩn hóa bộ điều chỉnh điện áp

Đầu ra bộ điều chỉnh là lượng đặt cho thành phần điện áp u_{dq}^* :

$$u_{dq}^* = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) i_{dq} - i_{dq}^* + u_{dq} \quad (15)$$

Thực hiện chuẩn hóa luật điều chỉnh với giá trị dòng điện pha lớn nhất I_{s_max} và giá trị lớn nhất điện áp pha U_{s_max} .

$$\begin{cases} u_p^{dsp} k = \frac{K_p I_{s_max}}{U_{s_max}} \left[i_{dq}^{dsp} k - i_{dq}^{*dsp} k \right] \\ u_i^{dsp} k = u_i^{dsp} k - 1 + \frac{T_s K_i I_{s_max}}{U_{s_max}} \left[i_{dq}^{dsp} k - i_{dq}^{*dsp} k \right] \\ u_{dq}^{*dsp} k = u_p^{dsp} k + u_i^{dsp} k + \frac{u_{dq} k}{U_{s_max}} \end{cases} \quad (16)$$

Trong đó: T_s là chu kỳ thực hiện thuật toán

3. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG TRÊN HIL 402

3.1. Giới thiệu HIL 402

HIL 402 là thiết bị cho phép thay thế mạch lực trong hệ thống thực. Thiết bị được ứng dụng trong nhiều lĩnh vực như năng lượng mặt trời, năng lượng gió, bộ biến đổi, điều khiển động cơ... Đối với các nghiên cứu phải xây dựng mô hình thực nghiệm mà đòi hỏi yêu cầu cao về phần cứng cũng như chi phí lắp đặt thì HIL là một giải pháp rất hiệu quả xử lý vấn đề này.

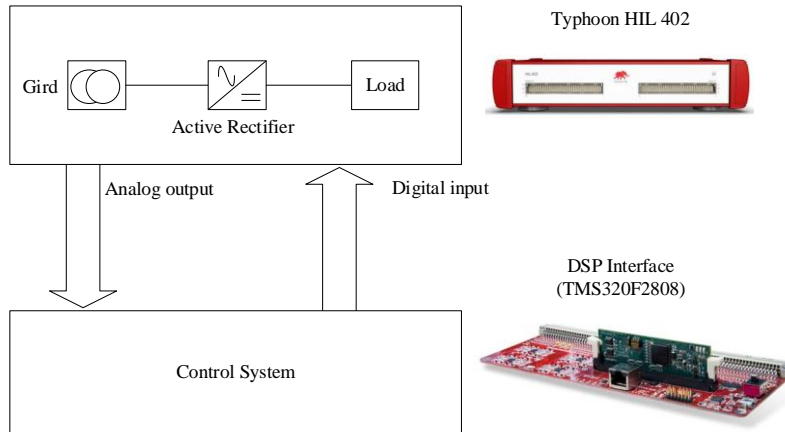


H.3. Typhoon HIL 402

HIL 402 là hệ thống xử lý rất mạnh mẽ với bộ xử lý 4 lõi FPGA, mô phỏng thời gian thực với bước nhảy 1μs.

Ngoài ra, hệ thống có thêm phần mở rộng HIL DSP Interface là một mạch điều khiển sử dụng vi điều khiển DSP C2000 của hãng Texas Instruments.

Tổng quan về hệ thống, Typhoon HIL 402 có nhiệm vụ giả lập phần cứng, còn HIL DSP Interface (TMS320F2808) sẽ thực hiện các thuật toán điều khiển đã được cài đặt trên vi điều khiển. Typhoon HIL 402 sẽ kết nối với HIL DSP Interface qua các cổng giao tiếp tín hiệu tương tự và tín hiệu số. Như vậy, có thể thấy với thiết bị Typhoon HIL 402 cho phép ta mô phỏng giả lập các hệ thống mạch lực, phần cứng để phục vụ nghiên cứu. Mặt khác, với tốc độ trích mẫu 1μs, hệ thống hoạt động gần như ở chế độ liên tục.



H.4. Cấu trúc hệ thống mô phỏng với Typhoon HIL 402

3.2. Kết quả mô phỏng

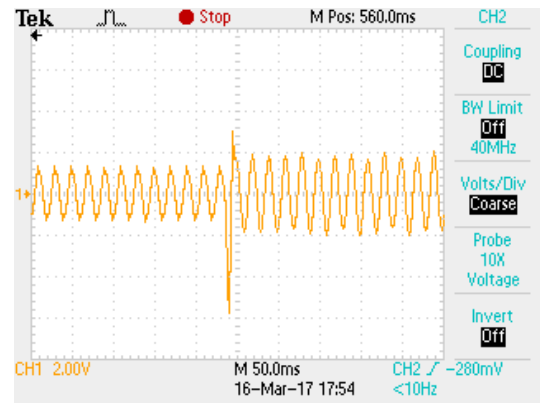
Tiến hành mô phỏng với các thông số như bảng B.2. Hệ thống được thiết kế với công suất 5kVA. Giá trị điện áp đặt trên tụ là 650V, sau đó thay đổi lên 700V.

B.2. Tham số mô phỏng

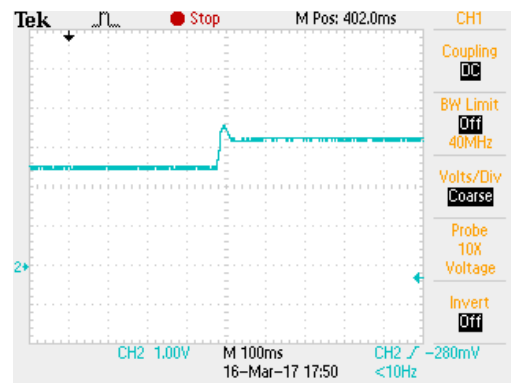
Tham số mạch lọc LCL	Giá trị	Đơn vị
Cuộn cảm L_G	1,2	mH
Cuộn cảm L_l	2,5	mH
Tụ điện C_F	6,8	μF
Điện trở R_D	4	Ω
Tham số tụ DC-link	Giá trị	Đơn vị
Tụ điện $C_{DC-link}$	3300	μF
Tham số tải	Giá trị	Đơn vị
Điện trở	50	Ω
Cuộn cảm	30	mH
Tham số các BBD	Tham số	Giá trị
Mạch vòng điện áp	K_{p_v}	0.15
	T_{i_v}	10.0
Mạch vòng dòng điện	K_{p_c}	18.0
	T_{i_c}	30.0
Vòng khóa pha	K_{p_pll}	2.0
	K_{i_pll}	18.0

3.2.1. Quá trình khởi động chỉnh lưu tích cực

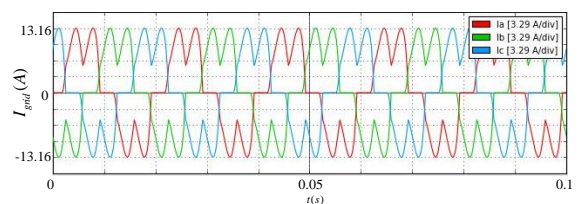
Điện áp đặt trên tụ $U_{dc} = 650\text{V}$.



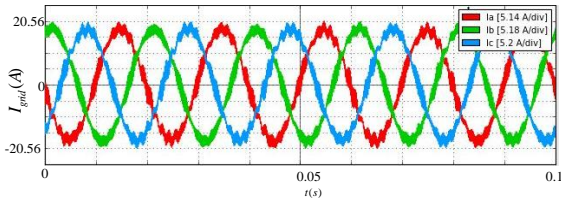
H.5. Dòng điện lưới khi khởi động chỉnh lưu tích cực



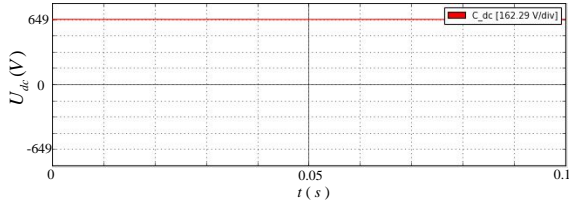
H.6. Điện áp trên tụ khi khởi động chỉnh lưu tích cực



H.7. Dòng điện lưới khi chưa chạy chỉnh lưu tích cực



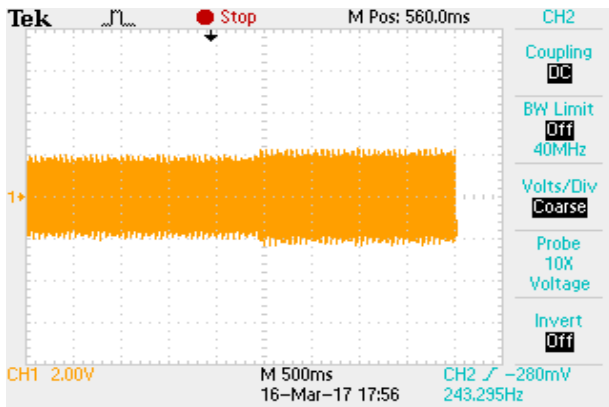
H.8. Dòng điện lưới khi chạy chỉnh lưu tích cực



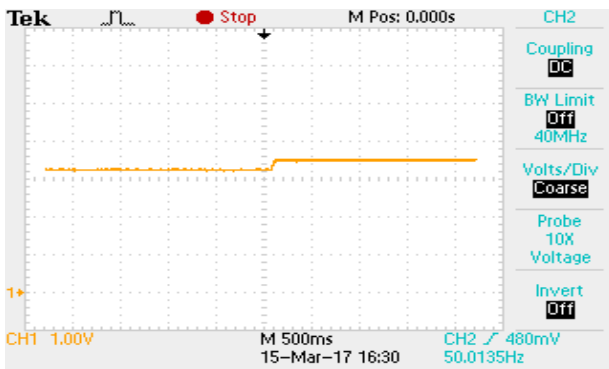
H.9. Điện áp trên tụ khi chạy chỉnh lưu tích cực

3.2.2. Thay đổi điện áp đặt trên tụ

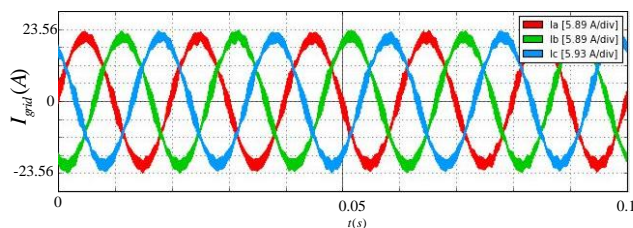
Thay đổi điện áp đặt trên tụ từ 650V lên 700V



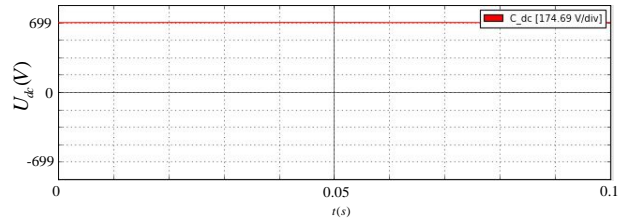
H.10. Dòng điện lưới khi thay đổi điện áp đặt



H.11. Điện áp trên tụ khi thay đổi điện áp đặt



H.12. Dòng điện lưới khi đặt $U_{dc} = 700V$



H.13. Điện áp trên tụ khi đặt $U_{dc} = 700V$

3.3.3. Nhận xét

Từ các kết quả thu được từ H.5 đến H.13 có những nhận xét như sau:

Điện áp trên tụ bám gần bằng giá trị đặt, sai số chỉ 1V.

Trong quá trình khởi động chỉnh lưu tích cực, dòng điện biến động mạnh rồi xác lập trong thời gian ngắn tầm cỡ 10ms, điện áp trên tụ bám giá trị đặt với độ quá điều chỉnh tương đối lớn. Từ đây đặt ra vấn đề khởi động chỉnh lưu tích cực, trong bài báo này chúng tôi không đưa ra giải pháp cho quá trình khởi động chỉnh lưu tích cực.

Khi thay đổi điện áp đặt trên tụ từ 650V đến 700V, dòng điện gần như xác lập ngay và không có biến động. Điện áp trên tụ xác lập nhanh, độ quá điều chỉnh rất nhỏ.

4. KẾT LUẬN

Bài báo này đã đưa ra cấu trúc mạch lực và cấu trúc điều khiển của chỉnh lưu tích cực. Qua kết quả mô phỏng và nhận xét cho thấy điện áp trên tụ bám với giá trị đặt. Có thể thấy chúng ta có thêm một công cụ mô phỏng rất trực quan cho phép điều khiển thời gian thực và giải quyết được các vấn đề liên quan đến phần cứng rất tốt. Khi đã thực hiện cấu trúc điều khiển trên DSP mô phỏng với HIL, việc triển khai một hệ thống thực nghiệm sẽ trở nên dễ dàng rất nhiều.

5. LỜI CẢM ƠN

Nhóm tác giả xin chân thành gửi lời cảm ơn đến Đề tài Khoa học cấp Nhà nước mã số KC.05.03/16-20 đã tạo điều kiện cho chúng tôi thực hiện bài báo này.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Trần Trọng Minh, Vũ Hoàng Phương (2014) *Thiết kế điều khiển cho các bộ biến đổi điện tử công suất*.
- [2] Võ Minh Chính, Phạm Quốc Hải, Trần Trọng Minh (2007) *Điện tử công suất*, NXB Khoa học Và Kỹ thuật.
- [3] Nguyễn Doãn Phước (2002) *Lý thuyết điều khiển tuyến tính*, NXB Khoa học Và Kỹ thuật.
- [4] Marian P.Kazmierkowski, R.Krishnan, Frede Blaabjerg, *Control in power electronic*, Academic Press.
- [5] M. Liserre, A. Dell.Aquila, F. Blaabjerg (2003) *An overview of three-phase voltage source active rectifiers interfacing the utility*, Power Tech Conference Proceedings, IEEE Bologna.
- [6] Shamim Keshavarz (2011) *Design and Evaluation of an Active Rectifier for a 4.1 MW Off-Shore Wind Turbine*. Göteborg, Sweden.
- [7] José R. Rodríguez, Juan W. Dixon, José R. Espinoza, Jorge Pontt, Pablo Lezana (2005) *PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art*. IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 52, no. 1, February 2005
- [8] Qu Bo, Hong Xiao-yuan, Lǚ Zheng-yu (2009) *A Study of Startup Inrush Current of Three Phase Voltage Source PWM Rectifier with PI Controller*. Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International.

TÍNH TOÁN Ổ ĐỠ TỪ SỬ DỤNG PHƯƠNG PHÁP PHẦN TỬ HỮU HẠN

CALCULATION OF MAGNETIC BEARING USING FINITE ELEMENT METHOD

Vũ Đình Đạt, Nguyễn Quang Định, Giang Hồng Quân

Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Email: vudinhdat@gmail.com

Tóm tắt:

Phương pháp phân tích phần tử hữu hạn (FEM) sử dụng ANSYS được áp dụng hỗ trợ cho quá trình mô hình hóa ổ đỡ từ chủ động (AMB). Một mô hình toán học cho ổ đỡ từ được trình bày. Các công thức thành phần được xác minh bằng cách so sánh kết quả mô phỏng với kết quả tính toán. Đưa ra những đề xuất hoàn thiện quá trình mô hình hóa cũng như những ý tưởng tối ưu hóa thiết kế nhằm nâng cao chất lượng AMB.

Abstract:

The finite element method (FEM) using ANSYS in support of active magnetic bearing (AMB) modeling. A mathematical model for the magnetic drive is presented. The element formulation is verified by comparing experimental results with calculated results. Provide suggestions for complete the modeling process as well as design optimization ideas to improve AMB quality.

Keywords:

Ổ đỡ từ chủ động, mô hình toán học, phương pháp phần tử hữu hạn, ANSYS

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
ϕ	Wb	Từ thông
B	Tesla	Mật độ từ thông
f	N	Lực điện từ
I ₀	A	Cường độ dòng điện
X ₀	mm	Khoảng cách khe hở không khí

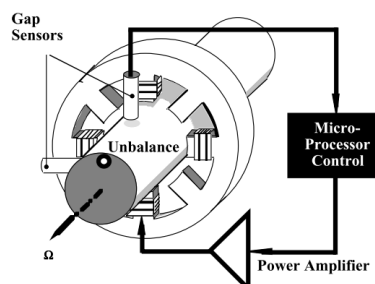
Chữ viết tắt

FEM	Finite Element Method
AMB	Active Magnetic Bearing

1. PHẦN MỞ ĐẦU

Ổ đỡ từ là một loại ổ đỡ mà có khả năng nâng không tiếp xúc các trục chuyển động nhờ vào lực từ trường. Do giữa trục quay và phần tĩnh không tiếp xúc với nhau, cho nên ổ đỡ từ đang được coi là một ngành công nghệ trọng điểm của thế kỷ 21 có thể đem lại nhiều bước đột phá cho các ngành công nghiệp chế tạo và sản xuất nhờ những ưu điểm nổi bật mà vòng bi cơ không có được. Đối với sự phát triển của ổ đỡ từ như vậy, việc tính toán các thông số

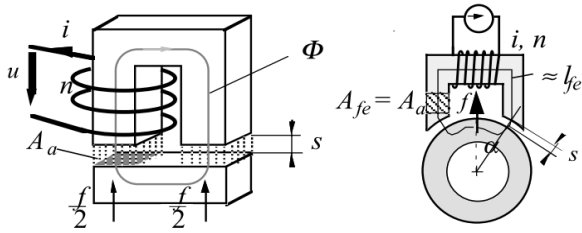
quan trọng hay tổng quát lên là việc mô hình hóa ổ đỡ từ một cách chính xác là rất cần thiết. Hiện nay công việc mô hình hóa theo phương pháp toán học về cơ bản đã mô tả được mô hình ổ đỡ từ và được áp dụng khá thành công cho quá trình điều khiển [1]. Tuy nhiên mô hình toán học có vẻ như vẫn chưa đủ hiệu quả để xem xét hết các hiện tượng từ trường phi tuyến phức tạp của ổ đỡ từ, đó là sự từ hóa của vật liệu, sự giao thoa xen kẽ giữa các nguồn từ trường, rồi quá trình tổn hao từ... Phương pháp phần tử hữu hạn sử dụng ANSYS MAXWELL [2][3][4][5][6][7] được áp dụng để giải quyết các vấn đề trên. Ở bài báo này một mô hình ổ đỡ từ chủ động (AMB) với 4 cực từ được đưa ra xem xét, những tính toán phân tích tập trung vào phân tích một cực từ được trình bày.



H.1. Mô hình ổ đỡ từ 4 cực

2. MÔ HÌNH TOÁN HỌC

Để có được mô hình toán học cho một cực ổ từ chủ động trong H.2, cần xuất phát từ việc tính lực Lorentz force[1]:



H.2. Mô hình mạch từ một cực

Từ thông:

$$\phi = B_{fe} A_{fe} = B_a A_a \quad (1)$$

ở đây $A_{fe} = A_a$ dẫn đến $B_{fe} = B_a = B$

Mật độ từ thông của mạch từ:

$$\oint \underline{H} \cdot d\underline{s} = l_{fe} H_{fe} + 2s H_a = ni \quad (2)$$

Mật độ từ thông và cường độ từ trường liên hệ với nhau qua công thức:

$$B = \mu_0 \mu_r H \quad (3)$$

Từ (3) ta có:

$$H_{fe} = \frac{B}{\mu_0 \mu_r}, \quad H_a = \frac{B}{\mu_0} \quad (4)$$

Thay (4) vào (2):

$$l_{fe} \frac{B}{\mu_0 \mu_r} + 2s \frac{B}{\mu_0} = ni = NI \quad (5)$$

Giải phương trình (5) đối với B ta có:

$$B = \mu_0 \frac{NI}{\left(\frac{l_{fe}}{\mu_r} + 2s\right)} \quad (6)$$

(6) cho thấy mật độ từ thông B tỉ lệ thuận với cường độ dòng điện và tỉ lệ nghịch với khe hở không khí.

Lực điện từ:

$$f = -\frac{\partial W_a}{\partial s} = B_a H_a A_a = \frac{B_a^2 A_a}{\mu_0} \quad (7)$$

Thay B ở (6) vào (7):

$$f = \mu_0 \left(\frac{ni}{l_{fe} / \mu_r + 2s} \right)^2 A_a \quad (8)$$

Đối với các vật liệu sắt từ có $\mu_r \gg 1$ thì từ hóa của sắt từ thường được bỏ qua, khi đó công thức lực từ có thể được đơn giản hóa như sau:

$$f = \mu_0 A_a \left(\frac{ni}{2s} \right)^2 = \frac{1}{4} \mu_0 n^2 A_a \frac{i^2}{s^2} = k \frac{i^2}{s^2} \quad (9)$$

Từ phương trình (9) ta thấy mối quan hệ giữa lực từ với dòng điện và độ rộng khe hở không khí là các quan hệ phi tuyến, lực tỉ lệ thuận với bình phương cường độ dòng điện và tỉ lệ nghịch với bình phương khoảng cách khe hở không khí.

3. PHÂN TÍCH PHẦN TỬ HỮU HẠN

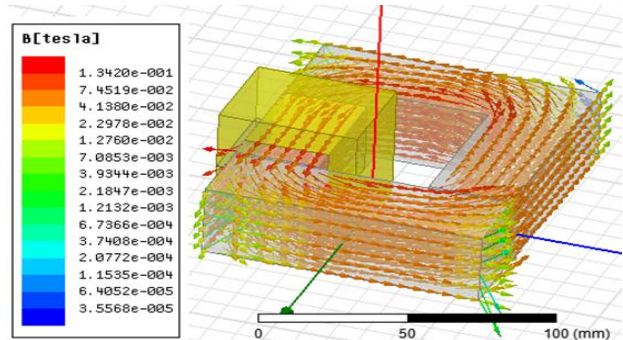
3.1. Thông số mô hình

Chiều dài	l_{fe}	215mm
Khê hở không khí	s	0.5mm-1.5mm
Dòng điện	i	0A-10A
Số vòng dây	n	10
Tiết diện mặt cắt khe hở không khí	A_a	900 mm ²
Độ từ thẩm chân không	μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7}$ T.m/A
Vật liệu thép		Thép-1008
Vật liệu cuộn dây		Đồng
Môi trường xung quanh		Chân không

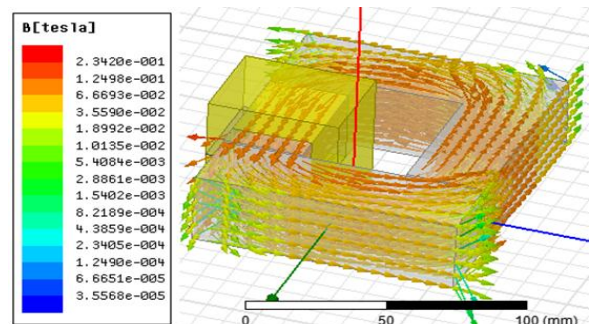
3.2. Mật độ từ thông

3.2.1. Ảnh hưởng của dòng điện

Cố định khoảng cách khe hở không khí $X0=1m$, thay đổi dòng điện $I0$ từ 5A tới 10A. Ta được kết quả mô tả phân bố mật độ từ thông như H.3 và H.4.



H.3. Mật độ từ thông ($I0=5A$, $X0=1mm$)

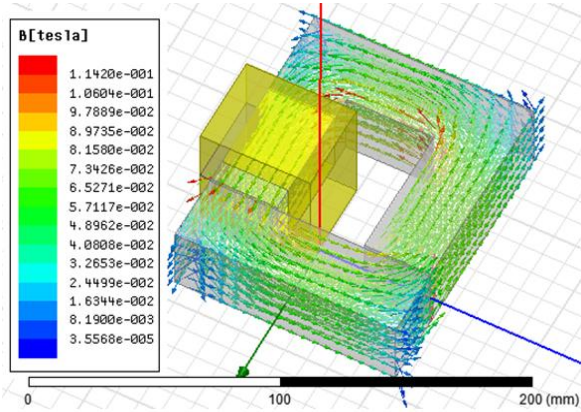


H.4. Mật độ từ thông ($I0=10A$, $X0=1mm$)

So sánh kết quả ở H.3 và H.4 ta thấy mật độ từ thông tăng khi dòng điện tăng.

3.2.2. Ảnh hưởng của khe hở không khí

Cố định dòng điện $I_0=10A$, thay đổi khoảng cách khe hở không khí X_0 từ 1mm tới 1.5mm. Ta được kết quả mô tả phân bố mật độ từ thông H.4 và H.5.

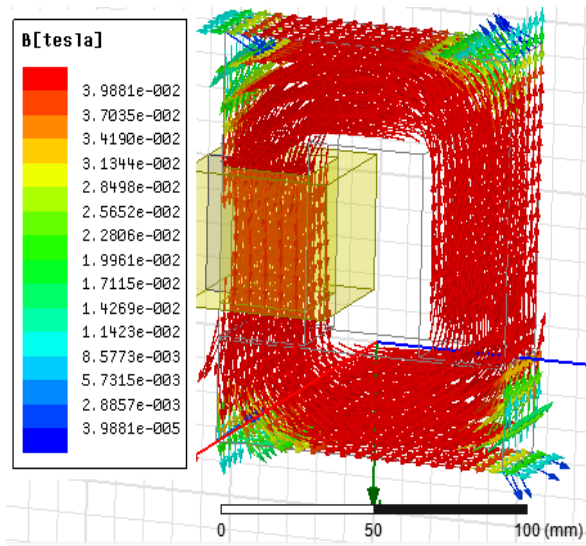


H.5. Mật độ từ thông ($I_0=10A$, $X_0=1.5mm$)

So sánh kết quả ở H.4 và H.5 ta thấy mật độ từ thông giảm khi khe hở không khí tăng.

3.2.3. Ảnh hưởng của hình dạng vật liệu

Cố định dòng điện $I_0=10A$, khoảng cách khe hở không khí $X_0=1mm$. Ta được kết quả mô tả phân bố mật độ từ thông H.6.

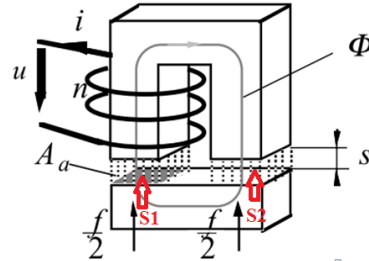


H.6. Mật độ từ thông ($I_0=10A$, $X_0=1mm$)

Quan sát hình ảnh vector phân bố từ thông trên khung thép ta thấy tại các góc của khung mật độ từ thông giảm cộng với xuất hiện từ thông rò tại các vị trí đó. Điều đó chỉ ra những chú trọng khâu thiết kế cấu tạo ổ từ, cụ thể ở đây là cần vẽ tròn các góc của khung thép.

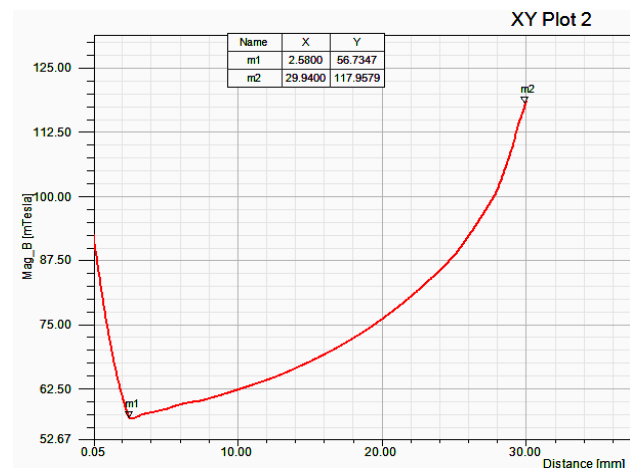
3.2.3. Ảnh hưởng của chiều dòng điện

Thường trong quá trình tính toán mô hình hóa, ta coi từ thông tại khe hở S_1 và S_2 (H.7) là như nhau, dẫn đến lực tác động lại là như nhau và đều bằng $f/2$.

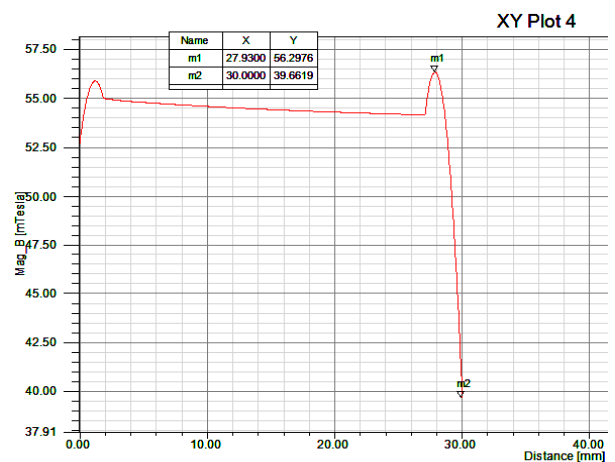


H.7. Phân bố lực tác động lên thanh thép

Nhưng thực tế thì mật độ từ thông tại khe hở S_1 và S_2 lại khác nhau tùy theo chiều dòng điện, để kiểm chứng ta tiến hành khảo sát phân bố từ thông tại vị trí của khe hở S_1 và S_2 . Kết quả cho ở biểu đồ H.8 và H.9.



H.8. Phân bố từ thông tại khe hở S_1



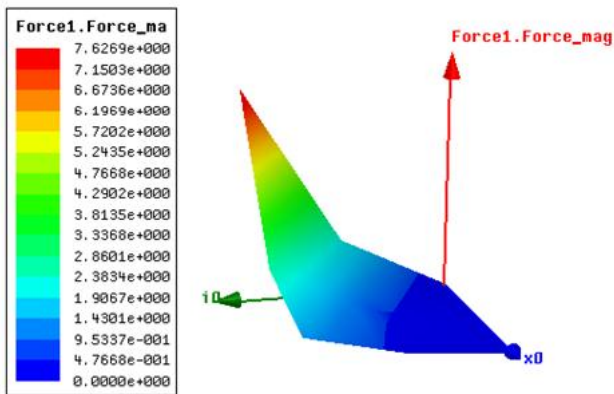
H.9. Phân bố từ thông tại khe hở S_2

Nhìn biểu đồ ta dễ nhận thấy sự phân bố từ thông tại

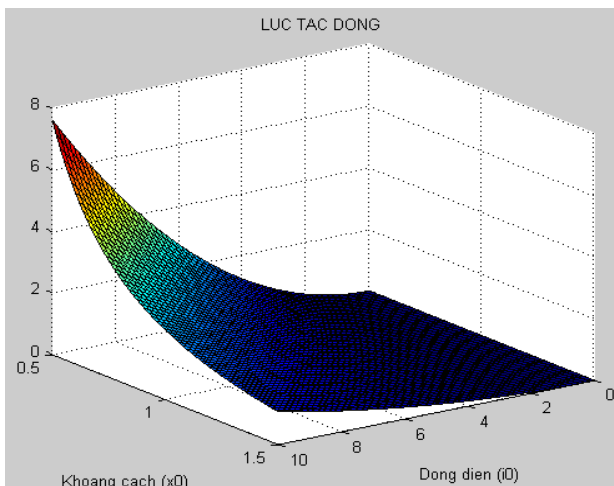
khê hở S1 và S2 là hoàn toàn khác nhau. Giá trị mật độ từ thông bên khe hở S1 lớn hơn hẳn S2. Vậy nên lực tác động cũng sẽ lệch nhau, đây là điểm chú ý cho quá trình mô hình hóa và điều khiển ổ từ trong điều kiện thực tế.

3.3. Lực từ

Để phân tích ảnh hưởng của cường độ dòng điện và khe hở không khí đến lực từ. Ta cho dòng điện I_0 thay đổi từ 0A tới 10A và khoảng cách khe hở không khí X_0 thay đổi từ 0.5mm tới 1.5mm. Được kết quả mô tả như sau:



H.10. Phụ thuộc lực từ vào dòng điện và khoảng cách(Ansys Maxwell)



H.11. Phụ thuộc lực từ vào dòng điện và khoảng cách(Matlab)

Kết quả thể hiện ở H.10 và H.11 đều cho thấy lực từ tỉ lệ thuận với bình phương dòng điện và tỉ lệ nghịch với khoảng cách khe hở không khí.

Để so sánh và đánh giá giữ kết quả mô hình toán

học và kết quả phân tích phần tử hữu hạn ta sẽ trích kết quả tính toán ở H.10 và H.11:

	$I_0(A)$	$F(X_0=0.5)$	$F(X_0=1.0)$	$F(X_0=1.5)$
1	0	0	0	0
2	5	1.872	0.578	0.281
3	10	7.627	2.322	1.128

(Ansys Maxwell)

	$I_0(A)$	$F(X_0=0.5)$	$F(X_0=1.0)$	$F(X_0=1.5)$
1	0	0	0	0
2	5	1.891	0.589	0.292
3	10	7.693	2.387	1.157

(Matlab)

So sánh kết quả phân tích bằng phương pháp phần tử hữu hạn được thực hiện bằng ANSYS MAXWELL so với phương pháp giải tích được hỗ trợ tính toán bằng MATLAB ta thấy kết quả là tương đối trùng khớp sự sai khác nhỏ ở đây là do khi xây dựng mô hình toán học ta đã bỏ qua tổn thất năng lượng do từ thông tản, độ từ thẩm và một vài yếu tố khác. Từ đây ta thấy mô hình toán học đã xây dựng về cơ bản là hợp lý, bên cạnh đó để mô hình hóa chính xác hơn chúng ta nên phải đưa vào các yếu tố gây tổn thất năng lượng cộng với các thiết kế cấu trúc mới tối ưu cho ổ từ.

4. KẾT LUẬN

Quá trình mô hình hóa ổ đỡ từ đã hoàn thành dựa trên các tính toán toán học và được kiểm chứng bởi phương pháp phân tích mô phỏng phần tử hữu hạn. Từ các kết quả và phân tích của bài báo ta thấy được sự cần thiết của phương pháp phần tử hữu hạn trong quá trình thiết kế chế tạo và điều khiển ổ đỡ từ. Phương pháp này không chỉ giúp chúng ta xác minh tính đúng đắn của những tính toán mô hình hóa mà còn là công cụ để tiên lượng và tối ưu hóa các thiết kế tính toán nhằm nâng cao chất lượng ổ đỡ từ.

5. LỜI CẢM ƠN

Bài báo được tài trợ bởi đề tài mã số T2016-PC-182 trong khuôn khổ đề tài cấp cơ sở Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội.

Nhóm thực hiện đề tài xin chân thành cảm ơn Viện Kỹ thuật điều khiển và Tự động hóa và Trường Đại học Bách khoa Hà Nội đã tạo điều kiện giúp đỡ nhóm tác giả trong quá trình nghiên cứu.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] G. Schweitzer and E. H. Maslen, *Magnetic Bearings*. 2009.

- [2] A.O. Hauser, "Calculation of superconducting magnetic bearings using a commercial FE-program (ANSYS)," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, no. 2, pp. 1572–1575, 1997.
- [3] Y.L.Y. Li, W. L. W. Li, and Y. L. Y. Lu, "Computer-Aided Simulation Analysis of a Novel Structure Hybrid Magnetic Bearing," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 10, pp. 2283–2287, 2008.
- [4] X. Yanliang, D. Yueqin, W. Xiuhe, and K. Yu, "Analysis of hybrid magnetic bearing with a permanent magnet in the rotor by FEM," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 4, pp. 1363–1366, 2006.
- [5] F.A. M. Bearing, "ANSYS software based simulation of Four-coil Active Magnetic Bearing," vol. 2, no. 1, pp. 2–7, 2012.
- [6] J. Sun and Y. Zhang, "A Novel Integrated Structure with a Radial Displacement Sensor and a Permanent Magnet Biased Radial Magnetic Bearing," *Sensors*, vol. 14, no. 2, pp. 1950–1960, 2014.
- [7] L. Wu, D. Wang, Z. Su, K. Wang, and X. Zhang, "Biased Magnetic Bearing With Assist Poles," vol. 26, no. 7, 2016.

PHẦN 3
CƠ ĐIỆN TỬ

VẬN HÀNH SONG PHƯƠNG HỆ THỐNG ROBOT MASTER - SLAVE TRONG MÔI TRƯỜNG TRUYỀN THÔNG CÓ TRỄ BIẾN THIÊN

BILATERAL TELEOPERATION OF MASTER-SLAVE ROBOT SYSTEM WITH TIME VARYING COMMUNICATION TIME DELAY

Phạm Văn Giang, Nguyễn Văn Duy, Nguyễn Văn Dương, Dương Minh Đức

Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Email: duc.duongminh@hust.edu.vn

Tóm tắt:

Ngày nay, hệ vận hành song phương có vai trò quan trọng, và ứng dụng trong nhiều lĩnh vực, như công nghiệp, quân sự, y tế... Tuy nhiên, khi hoạt động trong môi trường có trễ truyền thông, chất lượng của hệ thống luôn bị giảm, thậm chí mất ổn định. Bài báo này đề xuất phương án điều khiển đảm bảo ổn định hệ thống trong môi trường truyền thông có trễ và cải thiện khả năng bám vị trí của hệ thống.

Abstract:

Nowadays, bilateral teleoperation systems play an important role and are applied in many fields such as industry, military, rescue... However, when it is used in communication environment with time delay, the quality of the system is decreased and even the system become unstable. This paper presents a solution to control bilateral teleoperation, which helps to make the system stable in communication environment with time varying delay and improve the performance of the system.

Keywords:

Bilateral teleoperation, passive theory, scattering, varying time delay, online calculation, position tracking.

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
$f_h(t)$	N	Lực người
$f_s(t)$	N	Lực môi trường
$T_1(t), T_2(t)$	s	Thời gian trễ
x_m, x_s	cm	Vị trí Robot Master, Slave

Chữ viết tắt

BT:	Bilateral Teleoperation
MR:	Master Robot
SR:	Slave Robot

1. GIỚI THIỆU

Hệ vận hành song phương (Bilateral Teleoperation) là một hệ điều khiển từ xa, được tạo nên từ các hệ thống các thiết bị có tương tác với nhau. Trong đó, hệ thống chủ động được gọi là robot master, và hệ thống thụ động được gọi là robot slave. Khi người vận hành tác động vào robot master, robot master sẽ

di chuyển. Đồng thời, qua tín hiệu truyền thông gửi đi, slave cũng sẽ chuyển động tương đồng, bám vị trí với robot master. Bên cạnh đó, khi có lực từ môi trường tác động vào robot slave, qua tín hiệu truyền thông gửi về, robot master sẽ nhận biết được sự tác động này. Qua đó, giúp người vận hành có thể chủ động điều chỉnh một cách hợp lý.

Trong các nghiên cứu trước đây, các tài liệu đã tập trung vào việc nâng cao chất lượng hệ thống về tính tương đồng vị trí và lực phản hồi ở hai phía Robot Master và Robot Slave. Trong [1], bài báo đã tổng hợp các kết quả nghiên cứu về hệ vận hành song phương như phương pháp sử dụng tính thụ động để ổn định hệ thống, sử dụng khối Scattering để ổn định hệ thống với khâu truyền thông có trễ. Trong [2], bài báo đã chỉ ra phương pháp nâng cao tính tương đồng vị trí ở hai phía Robot Master và Robot Slave. Các bài báo [3], [4] đã chỉ ra phương pháp xử lý trễ khâu truyền thông trong hệ phi tuyến và tìm được điều kiện ổn định khi khâu truyền thông có trễ thay đổi. Các bài báo [5], [6] đã chỉ ra phương pháp cải thiện chất lượng hệ thống khi khâu truyền thông

có thể thay đổi trong hệ tuyến tính.

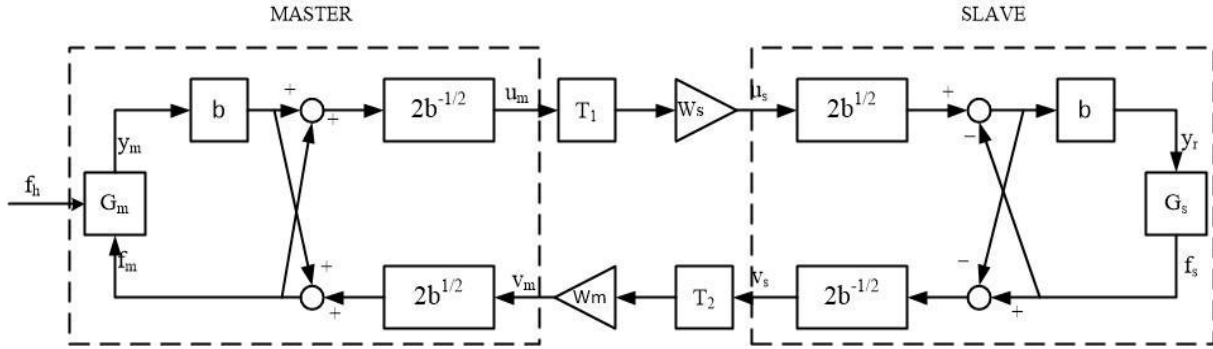
Các công trình nghiên cứu trên đã đạt được các kết quả vô cùng quan trọng, đặt nền móng của việc nghiên cứu hệ vận hành song phương sau này, tuy nhiên vẫn tồn tại những hạn chế cần được cải thiện, như trong [2], tác giả chưa đề cập đến việc cải thiện bám vị trí khi trễ khâu truyền thông là thay đổi. Trong [3], [4], các tác giả đã chỉ ra được điều kiện để hệ ổn định, nhưng việc thực thi điều kiện đó chưa thực sự hiệu quả. Trong [5], [6], dựa vào điều kiện ổn định trong [3], [4], tác giả trình bày phương pháp thực thi để điều kiện ổn định được đảm bảo trong hệ tuyến tính.

Với việc phân tích các kết quả nghiên cứu trước đó, trong tài liệu này, mục tiêu của chúng tôi là kế thừa các kết quả trên, và sử dụng phương pháp tính toán trực tuyến hệ số bù thời gian trễ, áp dụng vào hệ phi tuyến, với khâu truyền thông có trễ thay đổi.

Kết quả được đưa ra ở phần mô phỏng đã thỏa mãn được mục tiêu của chúng tôi nêu trên.

2. ĐIỀU KIỆN ỔN ĐỊNH

Sơ đồ hệ vận hành song phương với ma trận Scattering được thể hiện trong hình H.1. Lực tác động từ người vào MR là $f_h(t)$; robot master cũng nhận một lực phản hồi $f_m(t)$ từ phía SR. Lực đầu vào di chuyển MR, và thông tin sự dịch chuyển $y_m(t)$ được gửi sang phía SR. Bên phía SR, SR di chuyển theo thông tin dịch chuyển $y_r(t)$. Lực tác động của SR vào môi trường là $f_s(t)$, cũng là lực phản hồi về phía MR. Các khối W_m , W_s là hệ số bù thời gian trễ trong khâu truyền thông. $T_1(t)$, $T_2(t)$ là thời gian trễ trên đường truyền đi và đường phản hồi về. Hệ số b là hằng số dương của ma trận Scattering. G_m and G_s là hàm truyền tương ứng của MR và SR.



H.1. Hệ vận hành song phương với khối Scattering (tài liệu [6])

Với các biến u_m , v_m , u_s , v_s được tính như sau:

$$\begin{aligned} u_m &= \frac{1}{\sqrt{2b}}(f_m + by_m) \\ v_m &= \frac{1}{\sqrt{2b}}(f_m - by_m) \\ u_s &= \frac{1}{\sqrt{2b}}(f_s + by_r) \\ v_s &= \frac{1}{\sqrt{2b}}(f_s - by_r) \end{aligned} \quad (1)$$

Công suất đầu vào của hệ thống tại bất kì thời điểm nào xác định bởi công thức

$$P_{in}(t) = y_m f_m - y_r f_s \quad (2)$$

Với thời gian trễ thay đổi $T = T(t)$, phương trình truyền thông trở thành

$$\begin{aligned} u_s(t) &= u_m(t - T_1(t)) \\ v_m(t) &= v_s(t - T_2(t)) \end{aligned} \quad (3)$$

Trong đó, $T_1(t)$ là thời gian trễ của đường truyền tín hiệu đi, và $T_2(t)$ là thời gian trễ trong đường tín hiệu

phản hồi về. Chúng tôi giả định ở đây rằng

$$\frac{dT_i}{dt} < 1; i = 1, 2 \quad (4)$$

Thay các phương trình này vào (3), năng lượng lưu trữ trong truyền thông được tính theo mục 2, tài liệu [4] và mục 3, tài liệu [3] như sau :

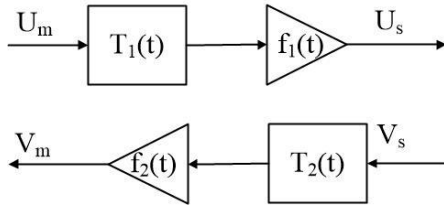
$$\begin{aligned} \int_0^t P_{in}(\tau) d\tau &= \frac{1}{2} \int_0^t (u_m(\tau)^2 - v_m(\tau)^2 + v_s(\tau)^2 - u_s(\tau)^2) d\tau \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \int_{t-T_1(t)}^t u_m(\tau)^2 d\tau + \int_{t-T_2(t)}^t v_s(\tau)^2 d\tau \right. \\ &\quad \left. - \int_0^{t-T_1(t)} \frac{T'_1(\sigma)}{1-T'_1(\sigma)} u_m(\sigma)^2 d\sigma \right. \\ &\quad \left. - \int_0^{t-T_2(t)} \frac{T'_2(\sigma)}{1-T'_2(\sigma)} v_s(\sigma)^2 d\sigma \right\} \end{aligned} \quad (5)$$

Với $\sigma = \tau - T_i(\tau) := g_i(\tau)$;

$$T'_i(\sigma) := \frac{dT_i}{d\tau} \Big|_{\tau=g^{-1}(\sigma)}$$

Sự có mặt của hai thành phần cuối cùng trong (5) cho thấy tính thụ động không còn được bảo đảm khi thời gian trễ thay đổi. Trong kiến trúc đã sửa đổi thể hiện trong hình H.2, thời gian trễ thay đổi được ký hiệu $f_1(t)$ và $f_2(t)$ phương trình truyền tải mới được cho bởi:

$$\begin{aligned} u_s(t) &= f_1(t)u_m(t - T_1(t)) \\ v_m(t) &= f_2(t)v_s(t - T_2(t)) \end{aligned} \quad (6)$$



H.2. Khâu truyền thông trong BT

Từ đó, ta tính được năng lượng lưu trữ trong truyền thông:

$$\begin{aligned} E = \frac{1}{2} \{ & \int_{t-T_1(t)}^t u_m(\tau)^2 d\tau + \int_{t-T_2(t)}^t v_s(\tau)^2 d\tau + \\ & \int_0^{t-T_1(t)} \frac{1-T'_1-f_1^2}{1-T'_1} u_m(\sigma)^2 d\sigma + \\ & \int_0^{t-T_2(t)} \frac{1-T'_2-f_2^2}{1-T'_2} v_s(\sigma)^2 d\sigma \} \end{aligned} \quad (7)$$

Vậy, nếu chúng ta chọn $f_i^2 = 1 - T'_i$ trong các biểu thức trên, hai thành phần cuối cùng sẽ được loại bỏ và hệ thống thụ động. Trên thực tế, sự thụ động được bảo đảm nếu tham số $f_i(t)$ được chọn thỏa mãn

$$f_i^2 \leq 1 - \frac{dT_i}{dt}; i = 1, 2 \quad (8)$$

3. TÍNH TOÁN TRỰC TUYẾN CHO HỆ SỐ BÙ THỜI GIAN TRỄ THAY ĐỔI TRONG HỆ BT

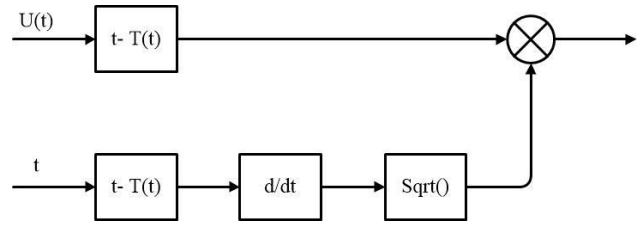
Trong hệ thống BT có trễ thay đổi, theo (8), ta cần cài đặt được bộ bù thời gian trễ f_i thỏa mãn công thức

$$f_i \leq \sqrt{1 - T'}; i = 1, 2 \quad (9)$$

Trong trường hợp đồ thị thời gian $T(t)$ là một hàm tuyến tính, ta có thể xác định được f_i là một hằng số. Nhưng trong thực tế, thời gian trễ $T(t)$ là thay đổi ngẫu nhiên. Vậy, để bất đẳng thức trên luôn đúng, hệ số bù thời gian cũng phải thay đổi liên tục. Từ đó, hệ thống được ổn định.

Tính toán trực tuyến cho hệ số bù thời gian là một giải pháp, đảm bảo hệ số bù thời gian luôn thay đổi, để thỏa mãn công thức với trễ truyền thông thay đổi.

Theo mục 4, tài liệu [5], hệ số bù thời gian trễ được tính toán trực tuyến theo cách thức sau:

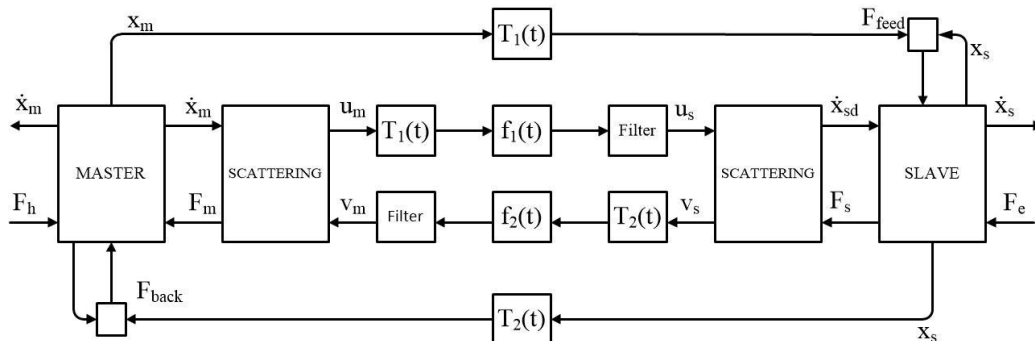


H.3. Phương thức tính hệ số bù thời gian trễ thay đổi

Với phương thức tính toán trực tuyến trên, hệ số bù thời gian luôn thỏa mãn bất đẳng thức (9), đảm bảo hệ thống được ổn định.

4. SƠ ĐỒ KẾT HỢP GIỮA HỆ SỐ BÙ THỜI GIAN TRỄ VÀ BỘ BẮM VỊ TRÍ

Để cải thiện khả năng bám vị trí của hệ BT, theo [2], kết hợp với [6] ta sử dụng cấu trúc trong hình H.4.



H.4. Hệ vận hành song phương với cấu trúc bám vị trí (Position Tracking)

Sơ đồ này cũng cải thiện khả năng bám vị trí trong trường hợp trễ thay đổi. Tuy nhiên dải song được chọn phải là một giá trị cố định và phải được xác định trước. Điều này làm giảm đi tính chính xác của

hệ thống. Trong phần trước, việc tính toán trực tuyến của thời gian thay đổi đã được đề xuất. Công thức này luôn đảm bảo tính ổn định của hệ thống truyền thông. Vì thế nó không làm ảnh hưởng đến

sự ổn định của hệ thống điều khiển song phương. Với lý do này, chúng ta có thể giải thích cho việc sử dụng sơ đồ kết hợp giữa cấu trúc tính toán trực tuyến cho hệ số bù thời gian và bộ bám vị trí để cải thiện độ chính xác của hệ thống điều khiển song phương trong khi vẫn đảm bảo tính ổn định của hệ thống.

Hình H.4 là cấu trúc bám vị trí của hệ vận hành song phương.

Trong cấu trúc hình H.4 trên, F_{back} và F_{feed} là giá trị dùng để theo dõi hệ thống, được tính theo công thức:

$$\begin{aligned} F_{back} &= K (x_S - x_m) \\ F_{feed} &= K (x_m - x_S) \end{aligned} \quad (10)$$

Việc điều khiển giá trị K trong cấu trúc bám vị trí bị ảnh hưởng bởi giới hạn trên của trễ truyền thông và giá trị bước nhảy của MR và SR. Tức là giá trị K lớn hơn giá trị trên của trễ truyền thông và nhỏ hơn giá trị bước nhảy của 2 robot.

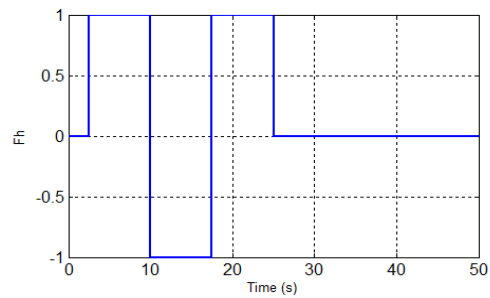
5. MÔ PHỎNG

Để xác minh tính hiệu quả của hệ thống đề xuất, mô phỏng được thực hiện với hệ thống BT thông qua thời gian trễ thay đổi khác nhau của môi trường giao tiếp. Cấu trúc mô phỏng được mô tả như sau:

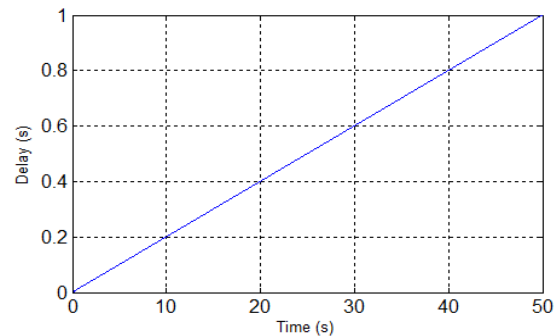
- MR và SR tương tự với chức năng chuyển từ lực sang vận tốc là hệ thống bậc nhất.
- Thông tin tốc độ và lực được chuyển đổi thành các biến sóng. Các biến sóng và thông tin vị trí được gửi giữa master và slave như trong hình H.1.
- SR sử dụng bộ điều khiển PI để bám theo vận tốc của MR.
- Đầu ra của bộ điều khiển PI cho vận tốc, chứ không phải lực môi trường, được đưa trở lại phía MR (theo [1]).
- Môi trường truyền thông có sự chậm trễ thời gian khác nhau.
- Hệ thống BT sử dụng ma trận Scattering với tính toán trực tuyến hệ số bù thời gian trễ thay đổi.
- Bộ lọc đầu tiên có bộ lọc thấp thông qua hằng số thời gian chu kỳ T là 0,1 giây.
- Toán tử sẽ di chuyển MR bằng lực 1 [N] được cho như trong hình H.5.

Mô phỏng được thực hiện trong hai trường hợp: SR di chuyển tự do và SR tiếp xúc với môi trường

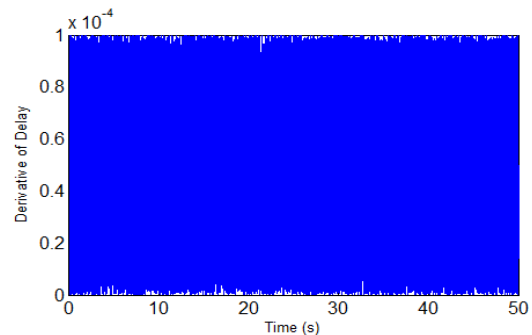
Trong cả hai trường hợp sự chậm trễ thời gian trong cả hai kênh truyền thông và phát sinh của nó như trong H.6, H.7.



H.5. Lực người điều khiển tác động vào Robot master

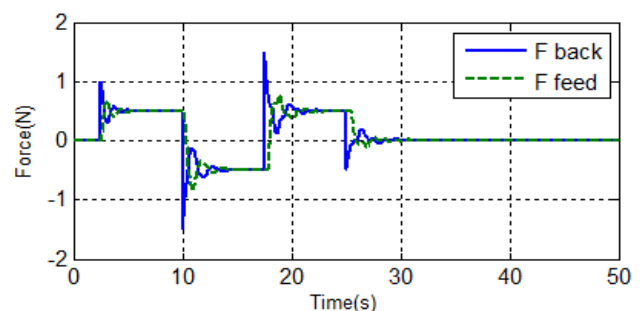


H.6. Thời gian trễ

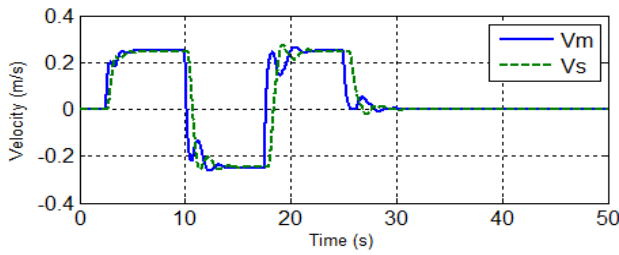


H.7. Đạo hàm của thời gian trễ

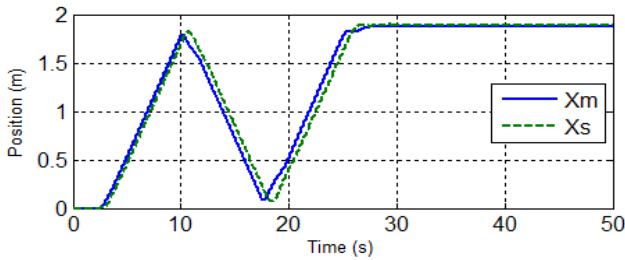
Trong trường hợp SR di chuyển tự do và không tiếp xúc với môi trường, các kết quả mô phỏng được thể hiện trong hình H.8 cho thông tin về phản hồi lực, trong hình H.9 cho thông tin vận tốc và hình H.10 cho thông tin vị trí của cả hai MR và SR.



H.8. Phản hồi lực của Robot master và Robot slave khi không có môi trường tác động



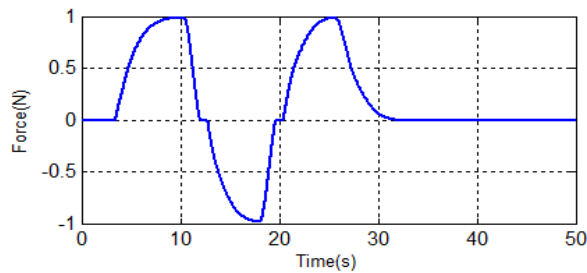
H.9. Vận tốc của Robot master và Robot slave khi không có môi trường tác động



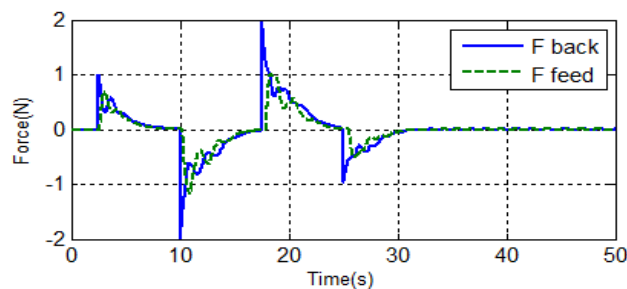
H.10. Vị trí của Robot master và Robot slave khi không có môi trường tác động

Có thể thấy hệ thống này ổn định, thậm chí với sự chậm trễ thời gian khác nhau. Vận tốc và vị trí của SR bám theo vận tốc và vị trí chính xác của MR. Bởi vì SR không tiếp xúc với môi trường, nên lực tiếp xúc bằng không. Lực điều khiển được chia thành hai phần để di chuyển MR và SR.

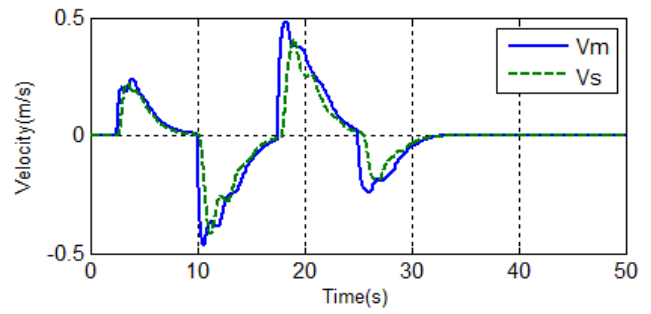
Trong trường hợp SR di chuyển tự do và tiếp xúc với môi trường, các kết quả mô phỏng được thể hiện trong hình H.11, 12 để biết thông tin về phản hồi lực, trong hình H.13 cho thông tin vận tốc và hình H.14 để biết thông tin vị trí của cả hai MR và SR.



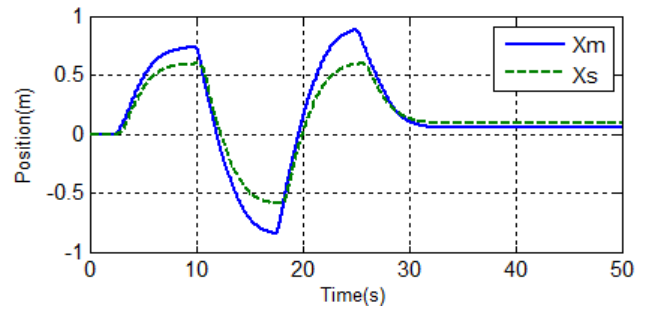
H.11. Phản hồi lực của từ môi trường tác động vào Robot slave



H.12. Phản hồi lực của Robot master và Robot slave khi có môi trường tác động



H.13. Vận tốc của Robot master và Robot slave khi có môi trường tác động



H.14. Vị trí của Robot master và Robot slave khi có môi trường tác động

Có thể thấy rằng hệ thống vẫn ổn định, thậm chí với sự chậm trễ thời gian khác nhau và tiếp xúc với môi trường. Vận tốc và vị trí của SR bám theo vận tốc và vị trí chính xác của MR khi kết nối kết thúc. Việc theo dõi lực phản hồi cũng thu được, ngay cả khi SR tiếp xúc với môi trường. Khi SR tiếp xúc với môi trường, lực phản hồi cũng tăng, so với thời gian không tiếp xúc. Điều đó làm cho người điều khiển MR nhận ra tình huống liên lạc bằng cách cảm nhận sự khác biệt lực giữa lúc không tiếp xúc và khi tiếp xúc. Và đó là mục đích của hệ thống BT mà nhà điều hành có thể cải thiện nhiệm vụ của mình bằng cách lấy lực phản hồi.

6. KẾT LUẬN

Trong bài báo này, chúng tôi đã giải quyết một số vấn đề cơ bản của hệ thống vận hành từ xa có phản hồi lực (Bilateral Teleoperation), bao gồm: Khôi Scattering, giải pháp tính toán trực tuyến cho bộ bù thời gian trễ, và nâng cao chất lượng hệ thống bằng phương thức bám vị trí. Theo đó, kết quả mô phỏng cũng đã chứng minh được tính đúng đắn của lý thuyết.

Trong tương lai, chúng tôi mong muốn được kiểm nghiệm những tính toán lý thuyết này trong hệ thống thực.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Hokayem, P.F., and Spong, M.W., *Bilateral teleoperation: An historical survey*. Automatica 42, 2035–2057 (2006).
- [2] Chopra, N., Spong, M.W., *On Position Tracking in Bilateral Teleoperation*. Proc. of the 2004 ACC, 1985.
- [3] Lozano, R., Chopra, N., and Spong, M.W., *Passivation of Force Reflecting Bilateral Teleoperators with Time Varying Delay*. *Mechatronics'02*, Enschede, Netherlands, June 24-26, 2002.
- [4] Chopra, N., Spong, M.W., Hirche, S., Buss, M., *Bilateral Teleoperation over the Internet: the Time Varying Delay Problem*. American Control Conference. Proceedings of the 2003, Vol. 1, 2003.
- [5] Minh Duc Duong and Quy Thinh Dao, *Online Calculation of TimeVarying Gain to Stabilize the Bilateral Teleoperation System*, the 3thVietnam Conference on Control and Automation, 2015.
- [6] Duong Minh Duc and Nguyen Huy Phuong, *Performance Improvement for Bilateral Teleoperation System with Variable Time Delay Communication*, RCEEE 2016.

A SIMPLE CONTROL METHOD FOR REHABILITATION EXOSKELETON

Tan Duc Vu, Chi Phuong Nguyen

Department of Automation, Faculty of Electrical Engineering,
Thai Nguyen University of Technology, Thai Nguyen University

Abstract:

This paper proposes an intelligent lower extremity rehabilitation training system controlled by impedance controllers. The structure of the robotic leg exoskeleton can be divided into three parts including hip joint, knee joint, and ankle joint, which is driven by linear actuator and pulley. Therefore, we can control the motion of the robotic leg exoskeleton by driving the linear actuators. Finally, the results of simulation are illustrated that the design of proposed controller presents good performances and effectiveness.

1. INTRODUCTION

Scientific and technological work on exoskeletons began in the early 1960s, but only has recently been applied to rehabilitation and functional substitution in patients suffering from motor disorder [1]. After brief and unsuccessful attempts in these years, advances in sensing, actuation and computing technologies have renewed the confidence in the viability of developing an autonomous exoskeleton system for human performance augmentation. Not only do these advances permit the realization of more compact, lightweight and robust robotic hardware design, but they also permit the development of increasingly sophisticated control laws in terms of both real-time processing capability and design and analysis computer aided tools [2-5]. The proposed robotic leg exoskeleton is configured with either a powered treadmills or a mobile platform to provide various rehabilitation purposes. The exoskeleton is comprised of two anthropomorphic legs and spine that provides a versatile loading interface. The device is to be designed and controlled in such a way that the human can conduct a wide spectrum of activities without feeling the device. The future possible applications of exoskeletons are endless and include construction workers, earthquake rescue personnel, space exploration, and physical rehabilitation. Currently, the demand of health care is the strongest need in the modern society.

2. STRUCTURE OF EXOSKELETON SYSTEM

The exoskeleton system includes two exoskeleton

legs, one treadmill, and one suspension bar. Legs of the exoskeleton are designed with ability to adjust the length of thigh, shin to fit every patient. And the exoskeleton is shown in Fig. 1.

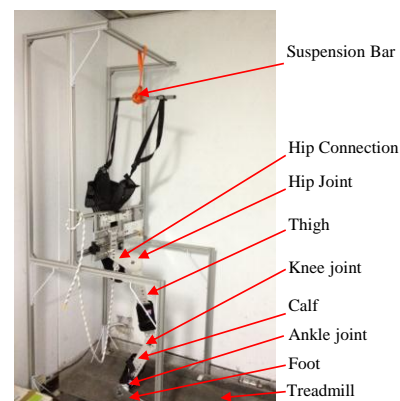


Fig. 1. Structure of the Exoskeleton

Hip joint angle, knee joints angle, and ankle joint angle will be driven by linear actuators (LAS3-1-1-50-24GE) and pulley as shown in Fig. 2. Two linear actuators can drive a joint angle as shown in Fig. 3. The schematic diagram of exoskeleton system is shown as Fig. 4. Five coordinate systems (CSs) are used including one Reference CS and four CSs for four joints (prismatic hip joint, revolute hip joint, knee joint, ankle joint).

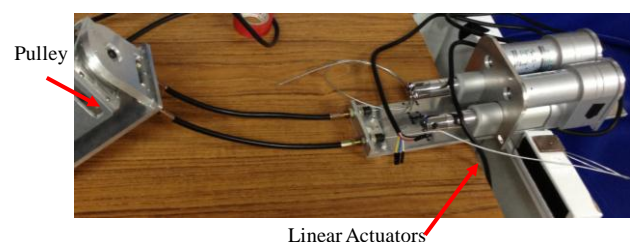


Fig. 2. Linear actuator and pulley

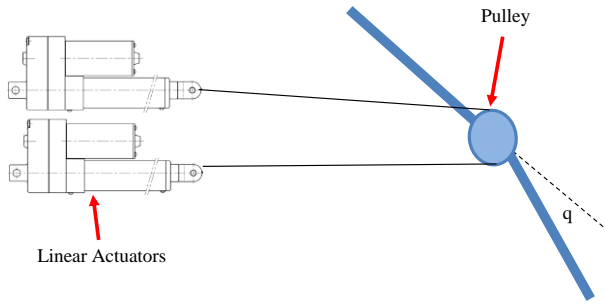


Fig. 3. One pulley driven by two linear actuators

Table 1. Parameters of LAS3 linear actuator

Model	LAS3
Thrust max.	1200N
Pulling max.	1200N
Holding force	800N
Speed max.	12 mm/s
Stroke	50 mm
Protection	IP 54
Duty cycle	10%
Potentiometer	21(ohm/mm)
Supply voltage	24 VDC

The linear actuator's internal parameters are shown in Table 1. Embedded potentiometers are able to measure positions of actuators. Therefore, positions of joints can be measured.

After calculating the kinetic energy and potential energy in cooperation with Lagrangian function, the following equations are acquired:

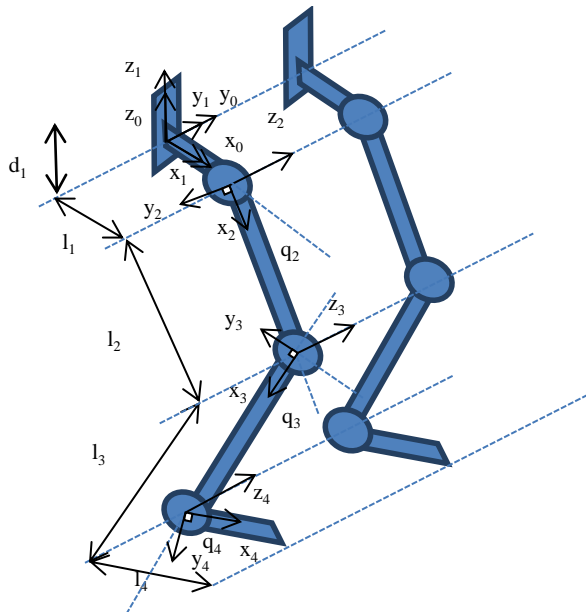


Fig. 4. Schematic diagram of exoskeleton system

$$\vec{T}_a + \vec{T}_h = A_{sw}(\vec{q})\ddot{\vec{q}} + \vec{b}_{sw}(\vec{q}, \dot{\vec{q}}) + \vec{p}_{sw}(\vec{q}), \quad (1)$$

Where: $T_a = [T_2 \ T_3 \ T_4]^T$ is the joint input torque vector (include friction). $T_h = [T_{h2} \ T_{h3} \ T_{h4}]^T$ is the human-machine joint torque vector. $q = [q_2 \ q_3 \ q_4]^T$ is the joint angle vector. A_{sw} is the kinetic energy matrix. \vec{b}_{sw} is the vector comprising of the centrifugal and Coriolis acceleration terms. \vec{p}_{sw} is the joint torque vector induced by gravity. And the dynamics model of exoskeleton can be expressed as,

$$\vec{T}_h = A_{sw}(\vec{q})\ddot{\vec{q}} + \vec{b}_{sw}(\vec{q}, \dot{\vec{q}}) + \vec{p}_{sw}(\vec{q}) - \vec{T}_a \quad (2)$$

Where: \vec{T}_a denote all the external torque exerted in the exoskeleton.

3. CONTROL METHOD

This paper applies an impedance controller to the proposed exoskeleton system. This research aims at making the exoskeleton walk autonomously as a human. The impedance controllers are used to control the hip joint angle, knee joint angle, and ankle joint angle separately. It is thanks to MATLAB/Simulink/Simmechanics that the impedance controls have been verified. The block diagram of the virtual torque control law is shown in Fig. 5. G represents the system transfer function, which is difficult to get the accuracy model. G' is an estimate of the machine forward dynamics. T_h denotes the torque exerted on the exoskeleton by human. T_a denotes the torque exerted by actuator. The human machine torque can be modeled as:

$$T_h = K_h(q_h - q) \quad (3)$$

where K_h is the impedance between the human and the machine, q_h is the human's position (the reference signal), and q is the machine's position (the feedback signal) [6].

The reference signal q_h could be sinusoidal in simplified case or leg joints' angle stored in a look-up table obtaining by a laboratory experimental system with a walking human in an advanced case. The machine's position q is determined by encoders or potentiometers embedded in each joint of the exoskeleton.

If the system transfer function G is perfect, we have $GG'=1$. Thus, K_s is chosen as a PD controller as shown in [7].

$$K_s = K_p + K_d s$$

(4)

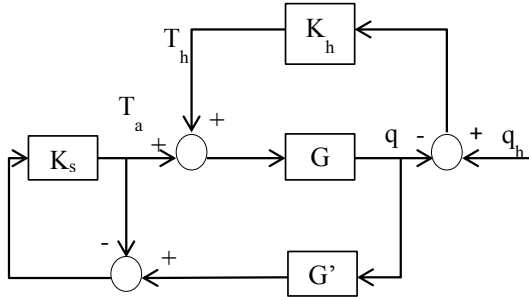


Fig. 5. Block diagram of the virtual torque controller

4. SIMULATION RESULTS

In simulation, it is assumed that the prismatic joint movement does not affect the revolute joint movement and the method to control pulleys by linear actuators will be other parts of this research. Simplified inputs (sinusoidal reference) are used in this paper to verify workability of the system. The real data (leg's angles) will be discussed in the other paper.

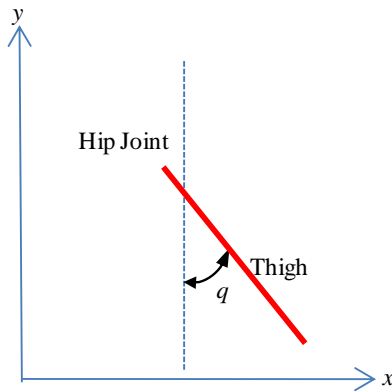


Fig. 6. Virtual prototyping model for 1-DOF

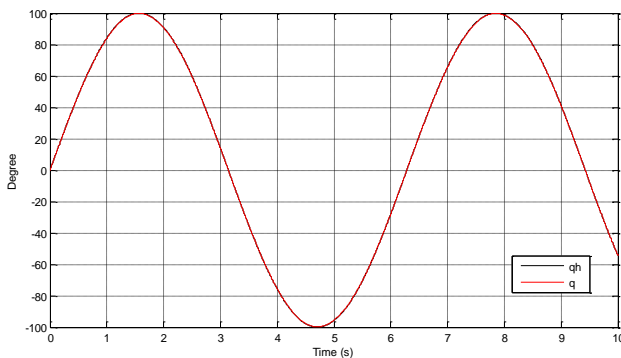


Fig. 7. Curve of the joint angle

In this section, two types of model have been used to demonstrate the exoskeleton system's operation. In the first model, a virtual prototyping model for 1-DOF is shown in Fig. 6 depicting one joint

movement. Fig. 7 illustrates the curves of the exoskeleton position q and the human position q_h . In this figure, the sinusoidal signal is used to be the input position q_h and the hip joint position tracking is performed precisely. Fig. 8 illustrates the curves of the actuator T_{act} and the human T_{hm} . It is shown that the actuator provides much more torque than that of human. It means that the system is effective in scaling down the torque production from users. The second mode with a 3-DOF structure is shown in Fig. 9. Each DOF represents for each joint of the human leg. Fig. 10-12 illustrates the angle of the knee joint, knee joint, and ankle joint with respect to the reference input. The minor errors can be obtained by PD controllers with suitable values of K_p and K_d (for example, $K_p=5$, $K_D=1$ and $K_h=1$). Fig. 13-15 illustrates the torque exerted in the hip joint, knee joint, and ankle joint. Fig. 16 shows the effect of integral term on the controller K_s . This parameter should not be used in the exoskeleton because major overshoots probably harm patients.

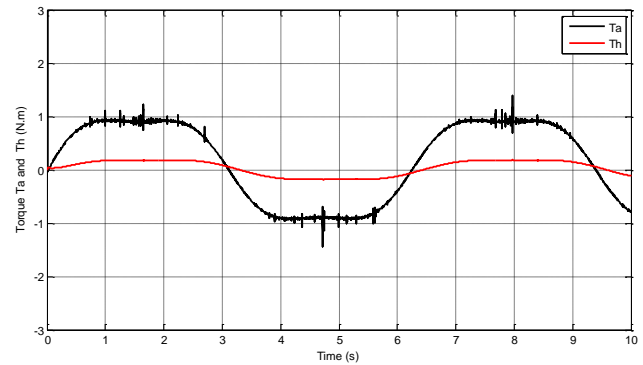


Fig. 8. Curve of the torque exerted by human and actuator

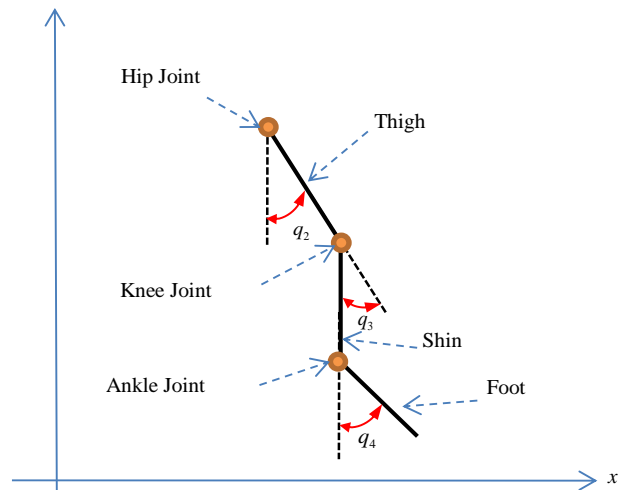


Fig. 9. Virtual prototyping model for 1-DOF

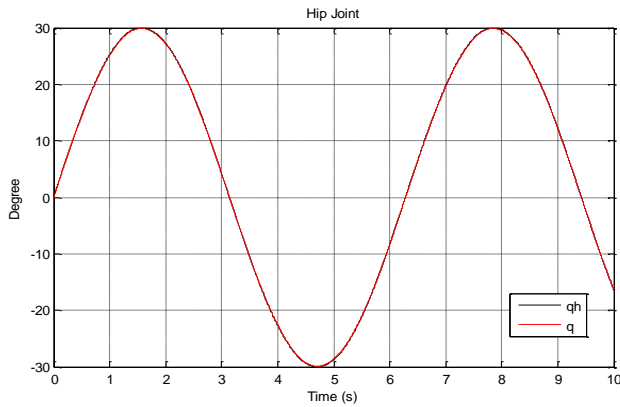


Fig. 10. Curve of the hip joint angle

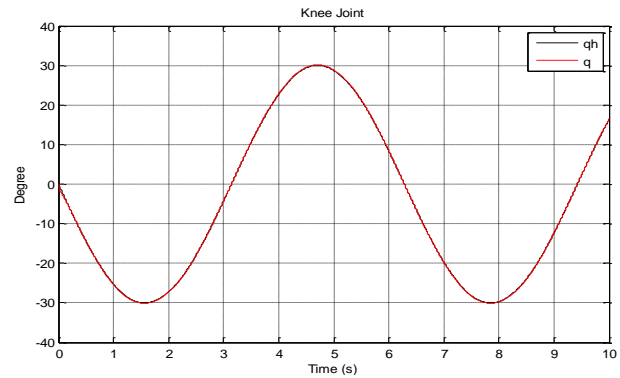


Fig. 11. Curve of the knee joint angle

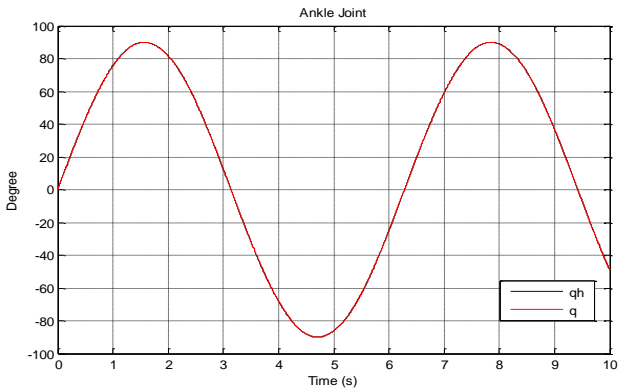


Fig. 12. Curve of the ankle joint angle

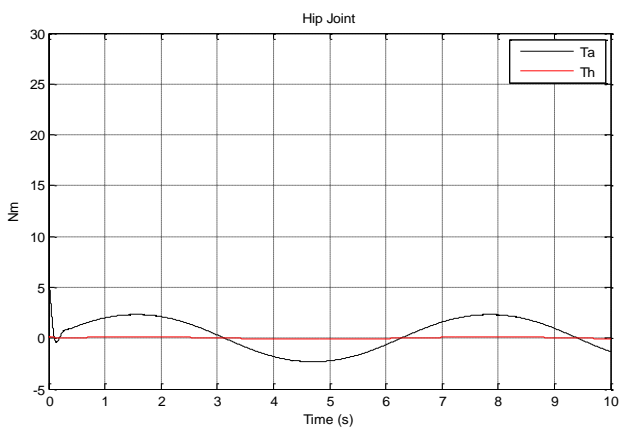


Fig. 13. Curve of the torque exerted in the hip joint

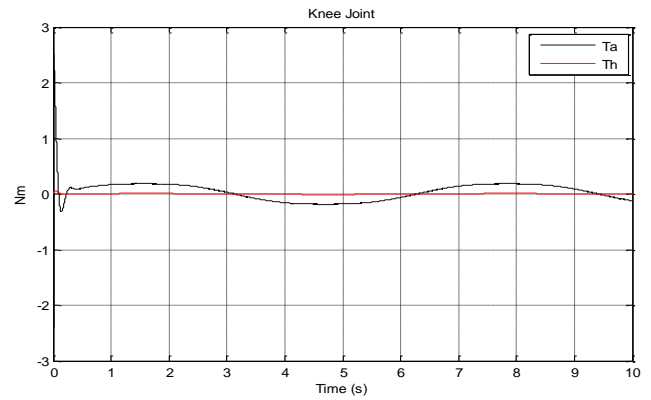


Fig. 14. Curve of the torque exerted in the knee joint

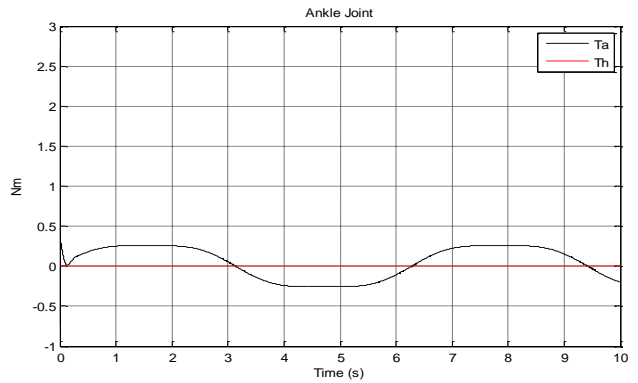


Fig. 15. Curve of the torque exerted in the ankle joint

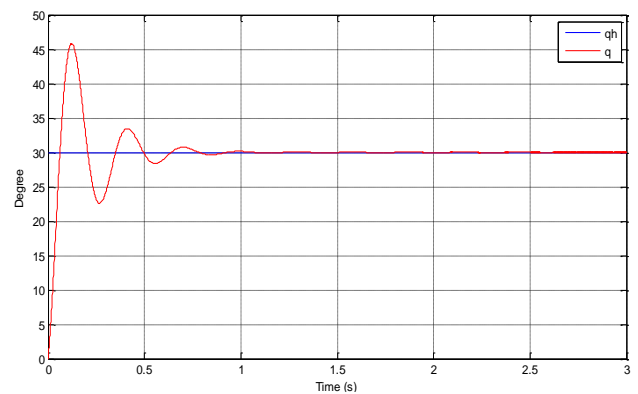


Fig. 16. Impedance controller in case K_s is PID controller

5. CONCLUSION

In this paper, a novel intelligent lower extremity rehabilitation training system is proposed for robotic leg exoskeleton. The impedance controller is used to drive each joint in robotic leg exoskeleton. Finally, it should be re-emphasized that the intelligent lower extremity rehabilitation training system proposed in this paper can achieve a good performances and effectiveness. In the future, this system will provide a series of rehabilitation programs for the elderly and muscle disease patient rehabilitation in technical combination with prismatic hip joint and linear actuators.

REFERENCES

- [1] José L. Pons, Promise of an emerging field - Rehabilitation Exoskeletal Robotics, Spain, 2010.
- [2] Jean-Louis Charles Racine, Control of a Lower Extremity Exoskeleton for Human Performance Amplification, Ph.D dissertation, University of California, Berkeley, 2003.
- [3] Y.H. Yin, Y.J. Fan, and L.D. Xu, "EMG and EPP-Integrated Human–Machine Interface Between the Paralyzed and Rehabilitation," IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine, vol. 16, no. 4, pp. 542-549, 2012.
- [4] G. Aguirre-Ollinger, J.E. Colgate, M.A. Peshkin, and A. Goswami, "Inertia Compensation Control of a One-Degree-of-Freedom Exoskeleton for Lower-Limb Assistance: Initial Experiments," IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering, vol. 20, no. 1, pp. 67-77, 2012.
- [5] A.M. Dollar and H. Herr, "Lower Extremity Exoskeletons and Active Orthoses: Challenges and State-of-the-Art," IEEE Transactions on Robotics, vol. 24, no. 1, pp. 144-158, 2008.
- [6] Pei Shi, Yi Zhang, Xiuxia Yang, Lower Extremity Exoskeleton Control and Stability Analysis Based on Virtual Prototyping Technique, International Conference on Computer Science and Software Engineering, 2008.
- [7] Zhang Sheng, Zhang Hu, Simulation of Exoskeleton's Virtual Joint Torque Control, International Conference on Advanced Computer Science and Electronics Information (ICACSEI 2013).

ĐIỀU KHIỂN HẠN CHẾ DAO ĐỘNG CHO CẦU TRỤC

ANTI-VIBRATION CONTROL FOR THE LOAD OF CRANE

Bùi Thanh Hòa, Nguyễn Tùng Lâm, Dương Minh Đức

Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Email: buithanhhoa.skv@gmail.com

Tóm tắt:

Bài báo trình bày các bước mô hình hóa đối tượng là cầu trục với dây treo tải mềm nhằm mục đích đưa ra thiết kế điều khiển chống rung khi cầu trục mang tải di chuyển trong không gian. Bài báo dừng lại ở việc giải quyết đối tượng di chuyển theo hai phương ngang và xem tải trọng là chất điểm. Mô hình hóa được thực hiện theo nguyên lý Hamilton và bộ điều khiển được thiết kế theo lý thuyết Lyapunov. Bài báo đã đưa ra được mô hình cầu trục là hệ phương trình phi tuyến và thiết kế được bộ điều khiển. Tính đúng đắn của bộ điều khiển được kiểm chứng bằng mô phỏng trên phần mềm Matlab với một số giả thiết đơn giản hóa.

Abstract:

This paper presents a model of crane with flexible string and a controller to resist vibration when system move in 3D space. In this paper, the crane's modelled and controlled via two dimension; the load's a material point. In result, the model and controller are set of nonlinear equations that fulfilled by Hamilton theory and Lyapunov theory. The result's analysed by Matlab with some simplified assumption.

Keywords:

Anti-vibration, overhead crane, flexible system, non-liner system, Lyapunov

Ký hiệu

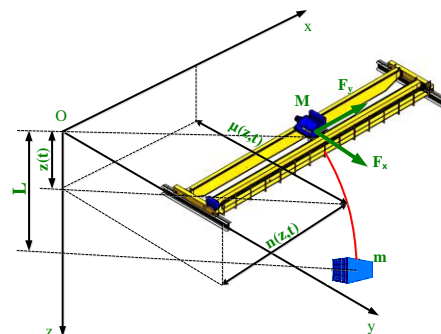
Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
M	kg	Khối lượng xe con
m	kg	Khối lượng tải
ρ	kg/m	Khối lượng trên đơn vị dài của sợi cáp
L	m	Khoảng cách từ xe con đến tải
F_x	N	Lực tác động trên hướng x
F_y	N	Lực tác động trên hướng y

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Với sự linh hoạt trong việc nâng hạ tải, cầu trục là một thiết bị quan trọng trong công nghiệp. Trong quá trình vận chuyển, tải trọng chuyển động theo quán tính và rung lắc. Đó là mối nguy hiểm tiềm tàng cho người và thiết bị xung quanh.

Để khắc phục vấn đề đó, một luật điều khiển phân ly được đề xuất [1] để ổn định tiệm cận vị trí của xe con và góc trượt của tải trọng. Tuy nhiên, chất lượng điều khiển chỉ đảm bảo khi góc trượt được giới hạn. Để sát hơn với thực tế, một phương pháp điều khiển cho hệ cầu trục với chiều dài dây thay

đổi được đề xuất [2]. Phương pháp điều khiển vị trí và hạn chế dao động cũng được giới thiệu [3] nhưng giải quyết vấn đề chưa trọn vẹn do chưa tính đến tham số của hệ thống và động học của cơ cấu chấp hành. Thực tế, tham số hệ thống cầu trục luôn thay đổi bởi phụ thuộc vào khối lượng và hình dáng của tải. Với việc có các tham số bất định, luật điều khiển thích nghi được áp dụng [4][5][6]. Các nghiên cứu điều khiển cho cầu trục được trình bày ở trên đều giả thiết dây treo tải là thanh cứng. Điều đó chưa phù hợp với thực tế. Bài báo này sẽ trình bày các bước mô hình hóa hệ thống và thiết kế bộ điều khiển cho đối tượng cầu trục với dây treo tải mềm.



H.1. Cầu trục trong không gian ba chiều

Xét cầu trục có các phương di chuyển được mô tả như hình 1 (H.1). Trong đó, khối lượng xe con là $M(\text{kg})$, khối lượng tải là $m(\text{kg})$, sợi cáp có thể uốn cong và có khối lượng trên đơn vị dài là $\rho(\text{kg/m})$, khoảng cách từ xe con đến vật nặng là $L(\text{m})$, lực tác động trên các hướng là $F_x(N)$, $F_y(N)$, $n(z,t)$ và $\mu(z,t)$ là hàm vị trí một điểm trên dây có tọa độ z (m) tại thời điểm t (s) theo 2 phương tương ứng x và y .

2. GIẢI QUYẾT VẤN ĐỀ

2.1. Mô hình hóa

Để thuận tiện trong việc mô hình hóa đối tượng, hệ thống được gắn vào trục tọa độ Oxyz như hình 1 (H.1).

Bài toán đặt ra các giả thiết:

- Sợi dây bị biến dạng theo phương dọc rất nhỏ so với chiều dài dây.
- Tải trọng là chất điểm.
- Bỏ qua mọi ma sát.

Với mô hình như trên ta có lực căng tác động lên cả hệ thống là:

$$P = g[\rho L - z + m] \quad (1)$$

Xét khoảng rất nhỏ ds trên khoảng chiều dài L của sợi cáp, khi đó thế năng trên toàn sợi dây sẽ bao gồm thế năng sinh ra bởi lực căng của sợi dây, thế năng do biến dạng sinh ra và thế năng trọng trường và bằng:

$$U = \frac{1}{2} \int_0^L P n_z^2 + \mu_z^2 dz + \frac{1}{2} EA \int_0^L \left[\frac{1}{2} n_z^2 + \mu_z^2 \right]^2 + P_0 \quad (2)$$

Động năng hệ thống bao gồm động năng của xe con, tải và động năng của sợi cáp:

$$T = \frac{1}{2} \int_0^L \rho n_t^2 + \mu_t^2 dz + \frac{1}{2} M n_t^2 0,t + \mu_t^2 0,t + \frac{1}{2} m n_t^2 L,t + \mu_t^2 L,t \quad (3)$$

Toàn hệ thống hoạt động khi có lực điều khiển tác động lên xe con. Năng lượng của lực điều khiển (công ảo) sẽ tỉ lệ thuận với lực điều khiển theo phương trình

$$W = F_x n 0 + F_y \mu 0 \quad (4)$$

Sử dụng phương trình Hamilton để mô hình hóa

$$H = \int_{t_1}^{t_2} \delta T - \delta U + \delta W dt = 0 \quad (5)$$

Trong đó, biến phân của động năng và thế năng

$$\delta T = \delta \left[\frac{1}{2} \int_0^L \rho n_t^2 + \mu_t^2 dz \right] + \delta \left[\frac{1}{2} M n_t^2 0,t + \mu_t^2 0,t \right] + \delta \left[\frac{1}{2} m n_t^2 L,t + \mu_t^2 L,t \right] \quad (6)$$

$$\delta U = \delta \left[\frac{1}{2} \int_0^L P n_z^2 + \mu_z^2 dz \right] + \delta \left\{ \frac{1}{2} EA \int_0^L \left[\frac{1}{2} n_z^2 + \mu_z^2 \right]^2 dz \right\} \quad (7)$$

Biến phân của công ảo

$$\delta W = F_x \delta n 0,t + F_y \delta \mu 0,t \quad (8)$$

Đặt L_c là một hàm nhiều biến:

$$L_c = \frac{1}{2} \rho n_t^2 + \mu_t^2 - \frac{1}{2} P n_z^2 + \mu_z^2 - \frac{1}{2} EA \frac{1}{4} n_z^2 + \mu_z^2^2 = L_c \quad t: n_t, \mu_t, n_z, \mu_z \quad (9)$$

$$\int_0^L \delta L_c dz = \int_0^L \left[\frac{\partial L_c}{\partial n_t} \delta n_t + \frac{\partial L_c}{\partial \mu_t} \delta \mu_t + \frac{\partial L_c}{\partial n_z} \delta n_z + \frac{\partial L_c}{\partial \mu_z} \delta \mu_z \right] dz \quad (10)$$

Sử dụng tích phân từng phần:

$$\int_0^L \delta L_c dz = \int_0^L \left[\frac{\partial L_c}{\partial n_t} \delta n_t + \frac{\partial L_c}{\partial \mu_t} \delta \mu_t - \left(\frac{\partial L_c}{\partial n_z} \right)_z \delta n - \left(\frac{\partial L_c}{\partial \mu_z} \right)_z \delta \mu + \frac{\partial L_c}{\partial n_z} \delta n \Big|_0^L + \frac{\partial L_c}{\partial \mu_z} \delta \mu \Big|_0^L \right] dz \quad (11)$$

Lấy tích phân theo thời gian

$$\int_{t_1}^{t_2} \left(\int_0^L \delta L_c dz \right) dt = \int_{t_1}^{t_2} \left[\int_0^L \left[\frac{\partial L_c}{\partial n_t} \delta n_t + \frac{\partial L_c}{\partial \mu_t} \delta \mu_t - \left(\frac{\partial L_c}{\partial n_z} \right)_z \delta n - \left(\frac{\partial L_c}{\partial \mu_z} \right)_z \delta \mu + \frac{\partial L_c}{\partial n_z} \delta n \Big|_0^L + \frac{\partial L_c}{\partial \mu_z} \delta \mu \Big|_0^L \right] dt \right] dz \quad (12)$$

Sử dụng tính chất tích phân hai lớp

$$\int_{t_1}^{t_2} \left(\int_0^L \delta L_c dz \right) dt = \int_{t_1}^{t_2} \left\{ \int_0^L \left[- \left(\frac{\partial L_c}{\partial n_t} \right)_t \delta n - \left(\frac{\partial L_c}{\partial \mu_t} \right)_t \delta \mu \right] dz + \frac{\partial L_c}{\partial n_z} \delta n \Big|_0^L + \frac{\partial L_c}{\partial \mu_z} \delta \mu \Big|_0^L \right\} dt \quad (13)$$

Tính toán các thành phần còn lại

$$\delta \left[\frac{1}{2} M n_t^2 0, t + \mu_t^2 0, t \right] = M n_t 0, t \delta n_t 0, t + M \mu_t 0, t \delta \mu_t 0, t \quad (14)$$

$$\delta \left[\frac{1}{2} m n_t^2 L, t + \mu_t^2 L, t \right] = m n_t L, t \delta n_t L, t + m \mu_t L, t \delta \mu_t L, t \quad (15)$$

Thay vào (5) thu được

$$\int_{t_1}^{t_2} \left\{ \int_0^L \left[- \left(\frac{\partial L_c}{\partial n_t} \right)_t \delta n - \left(\frac{\partial L_c}{\partial \mu_t} \right)_t \delta \mu \right] dz + \frac{\partial L_c}{\partial n_z} \delta n \Big|_0^L + \frac{\partial L_c}{\partial \mu_z} \delta \mu \Big|_0^L + M n_t 0, t \delta n_t 0, t + M \mu_t 0, t \delta \mu_t 0, t + m n_t L, t \delta n_t L, t + m \mu_t L, t \delta \mu_t L, t + F_x \delta n \langle t \rangle + F_y \delta \mu \langle t \rangle \right\} dt = 0 \quad (16)$$

Sử dụng tích phân từng phần để rút gọn

$$\int_{t_1}^{t_2} \left\{ \int_0^L \left[- \left(\frac{\partial L_c}{\partial n_t} \right)_t - \left(\frac{\partial L_c}{\partial n_z} \right)_z \right] \delta n + \left[- \left(\frac{\partial L_c}{\partial \mu_t} \right)_t - \left(\frac{\partial L_c}{\partial \mu_z} \right)_z \right] \delta \mu \right\} dz + \frac{\partial L_c}{\partial n_z} \delta n \Big|_0^L - \frac{\partial L_c}{\partial n_z} \delta n 0, t + \frac{\partial L_c}{\partial \mu_z} \delta \mu \Big|_0^L - \frac{\partial L_c}{\partial \mu_z} \delta \mu 0, t - M \delta n \langle t \rangle - M \delta \mu \langle t \rangle - m \delta n \langle t \rangle - m \delta \mu \langle t \rangle + F_x \delta n \langle t \rangle + F_y \delta \mu \langle t \rangle dt = 0 \quad (17)$$

Áp dụng các điều kiện biên và điều kiện trên đây cấp

$$\begin{cases} \left(\frac{\partial L_c}{\partial n_t} \right)_t + \left(\frac{\partial L_c}{\partial n_z} \right)_z = 0 \\ \left(\frac{\partial L_c}{\partial \mu_t} \right)_t + \left(\frac{\partial L_c}{\partial \mu_z} \right)_z = 0 \\ \frac{\partial L_c}{\partial n_z} - m n_t L, t = 0 \\ \frac{\partial L_c}{\partial \mu_z} - m \mu_t L, t = 0 \\ \frac{\partial L_c}{\partial n_z} - M n_t 0, t + F_x = 0 \\ \frac{\partial L_c}{\partial \mu_z} - M \mu_t 0, t + F_y = 0 \end{cases} \quad (18)$$

Thu được hệ phương trình mô tả đối tượng

$$\begin{cases} \rho n_t - \left[P n_z + \frac{1}{2} EA \left(3 n_z^2 n_{zz} + n_{zz} \mu_z^2 \right) \right] = 0 \\ \rho \mu_t - \left[P \mu_z + \frac{1}{2} EA \left(3 \mu_z^2 \mu_{zz} + \mu_{zz} n_z^2 \right) \right] = 0 \\ - \left[P n_z L, t + \frac{1}{2} EA \left(n_z^3 L, t + n_z L, t \mu_z^2 L, t \right) \right] - m n_t L, t = 0 \\ - \left[P \mu_z L, t + \frac{1}{2} EA \left(\mu_z^3 \langle t \rangle + \mu_z \langle t \rangle n_z^2 \langle t \rangle \right) \right] - m \mu_t \langle t \rangle = 0 \\ \left[P n_z \langle t \rangle + \frac{1}{2} EA \left(n_z^3 \langle t \rangle + n_z \langle t \rangle \mu_z^2 \langle t \rangle \right) \right] - M n_t \langle t \rangle + F_x = 0 \\ \left[P \mu_z \langle t \rangle + \frac{1}{2} EA \left(\mu_z^3 \langle t \rangle + \mu_z \langle t \rangle n_z^2 \langle t \rangle \right) \right] - M \mu_t \langle t \rangle + F_y = 0 \end{cases} \quad (19)$$

2.2. Thiết kế điều khiển

Lựa chọn ứng viên hàm Lyapunov

$$V = \frac{1}{2} \int_0^L \left\{ \rho n_t^2 + \mu_t^2 + P n_z^2 + \mu_z^2 \right\} dz + \frac{MP(0)}{2(P(0) + K_a)} n_t^2 0, t + \mu_t^2 0, t + \frac{1}{2} m n_t^2 L, t + \mu_t^2 L, t + \frac{P 0 K_p}{2 P 0 + K_a} \sqrt{n^2(0, t) + \mu^2(0, t) - q_d}^2 \quad (20)$$

Trong đó: $P(0)$ là giá trị lực căng tại $x = 0$. Và K_p, K_a là các hằng số dương. Hàm $V(t)$ là một hàm xác định dương.

Cần chứng minh được đạo hàm của V theo thời gian nhỏ hơn hoặc bằng 0 thì hệ thống sẽ ổn định.

Thật vậy, đạo hàm $V(t)$ thu được

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \int_0^L \left[\rho \dot{n}_t \dot{n}_t + \mu_t \dot{\mu}_t + P \dot{n}_z \dot{n}_z + \mu_z \dot{\mu}_z \right. \\ & + \frac{EA}{2} \left(\dot{n}_z^3 \dot{n}_z + \dot{\mu}_z^3 \dot{\mu}_z + \dot{n}_z \dot{n}_z \dot{\mu}_z^2 + \dot{\mu}_z \dot{\mu}_z \dot{n}_z^2 \right) dz \\ & + \frac{MP(0)}{P(0) + K_a} \dot{n}_t(0,t) \dot{n}_t(0,t) + \dot{\mu}_t(0,t) \dot{\mu}_t(0,t) \\ & + m \dot{n}_t(L,t) \dot{n}_t(L,t) + \dot{\mu}_t(L,t) \dot{\mu}_t(L,t) \\ & + \frac{P(0) K_p}{P(0) + K_a} \dot{\mu}_t(0,t) \dot{\mu}_t(0,t) + \dot{n}_t(0,t) \dot{n}_t(0,t) \\ & \left. - \frac{P(0) K_p}{P(0) + K_a} \left(\frac{q_d \dot{\mu}_t(0,t) \dot{\mu}_t(0,t) + \dot{n}_t(0,t) \dot{n}_t(0,t)}{\sqrt{\dot{\mu}_t^2(0,t) + \dot{n}_t^2(0,t)}} \right) \right] \quad (21) \end{aligned}$$

Bằng các phép biến đổi tích phân từng phần thu được kết quả

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 \leq & \frac{P(0)}{P(0) + K_a} \dot{n}_t(0,t) \left\{ F_x - K_a \left[\dot{n}_z(0,t) + \frac{EA}{2P(0)} \left(\dot{n}_z^3(0,t) + \dot{n}_z(0,t) \dot{\mu}_z^2(0,t) \right) \right. \right. \\ & \left. \left. + K_p \left(\dot{n}_t(0,t) - \frac{q_d \dot{n}_t(0,t)}{\sqrt{\dot{\mu}_t^2(0,t) + \dot{n}_t^2(0,t)}} \right) + \frac{1}{k_{b1}^2 - z_1^2} k_{b1} K \text{sign} \dot{n}_t(0,t) \right] \right\} \\ & + \frac{P(0)}{P(0) + K_a} \dot{\mu}_t(0,t) \left\{ F_y - K_a \left[\dot{\mu}_z(0,t) + \frac{EA}{2P(0)} \left(\dot{\mu}_z^3(0,t) + \dot{\mu}_z(0,t) \dot{n}_z^2(0,t) \right) \right. \right. \\ & \left. \left. + K_p \left(\dot{\mu}_t(0,t) - \frac{q_d \dot{\mu}_t(0,t)}{\sqrt{\dot{\mu}_t^2(0,t) + \dot{n}_t^2(0,t)}} \right) + \frac{1}{k_{b1}^2 - z_1^2} k_{b1} K \text{sign} \dot{\mu}_t(0,t) \right] \right\} \quad (24) \end{aligned}$$

Để $\dot{V}_1 \leq 0$ thì chọn hàm điều khiển là

$$\begin{aligned} F_x = & K_a \left[\dot{n}_z(0,t) + \frac{EA}{2P(0)} \left(\dot{n}_z^3(0,t) + \dot{n}_z(0,t) \dot{\mu}_z^2(0,t) \right) \right] \\ & - K_p \left(\dot{n}_t(0,t) - \frac{q_d \dot{n}_t(0,t)}{\sqrt{\dot{\mu}_t^2(0,t) + \dot{n}_t^2(0,t)}} \right) \\ & - \frac{1}{k_{b1}^2 - z_1^2} k_{b1} K \text{sign} \dot{n}_t(0,t) - K_d \dot{n}_t(0,t) \quad (25) \end{aligned}$$

$$\dot{V} = - \frac{P(0) K_d}{P(0) + K_a} \dot{n}_t^2(0,t) - \frac{P(0) K_d}{P(0) + K_a} \dot{\mu}_t^2(0,t) \leq 0 \quad (22)$$

Lựa chọn K_d là hằng số dương ta thu được đạo hàm của $V(t)$ nhỏ hơn hoặc bằng 0, thỏa mãn điều kiện hệ ổn định. Để tính toán hàm điều khiển, lựa chọn ứng viên hàm Lyapunov $V_1(t)$ có thêm thành phần sai lệch vị trí của tải

$$\begin{aligned} V_1 = & \frac{1}{2} \int_0^L \left\{ \rho \dot{n}_t^2 + \dot{\mu}_t^2 + P \dot{n}_z^2 + \dot{\mu}_z^2 \right. \\ & \left. + EA \left(\frac{1}{2} \dot{n}_z^2 + \dot{\mu}_z^2 \right)^2 \right\} dz \\ & + \frac{MP(0)}{2(P(0) + K_a)} \dot{n}_t^2(0,t) + \dot{\mu}_t^2(0,t) \\ & + \frac{1}{2} m \dot{n}_t^2(L,t) + \dot{\mu}_t^2(L,t) \\ & + \frac{P(0) K_p}{2(P(0) + K_a)} \sqrt{\dot{n}_t^2(0,t) + \dot{\mu}_t^2(0,t)} - q_d^2 \\ & + \frac{1}{2} \frac{P(0)}{P(0) + K_a} \ln \left(\frac{k_{b1}^2}{k_{b1}^2 - z_1^2} \right) \quad (23) \end{aligned}$$

Trong đó hằng số k_{b1} dương là giá trị giới hạn mong muốn, điều kiện là: $k_{b1} > |z_1|$.

$$\begin{aligned} F_y = & K_a \left[\dot{\mu}_z(0,t) + \frac{EA}{2P(0)} \left(\dot{\mu}_z^3(0,t) + \dot{\mu}_z(0,t) \dot{n}_z^2(0,t) \right) \right] \\ & - K_p \left(\dot{\mu}_t(0,t) - \frac{q_d \dot{\mu}_t(0,t)}{\sqrt{\dot{\mu}_t^2(0,t) + \dot{n}_t^2(0,t)}} \right) \\ & - \frac{1}{k_{b1}^2 - z_1^2} k_{b1} K \text{sign} \dot{\mu}_t(0,t) - K_d \dot{\mu}_t(0,t) \quad (26) \end{aligned}$$

Thay (26), (25) vào (24) thu được

$$\dot{V}_1 \leq - \frac{P(0) K_d}{P(0) + K_a} \dot{n}_t^2(0,t) + \dot{\mu}_t^2(0,t) \leq 0 \quad (27)$$

2.3. Mô phỏng kiểm chứng

Để mô phỏng hệ thống cầu trục, thực hiện phép gián đoạn hóa các phương trình đạo hàm riêng bằng phương pháp sai phân hữu hạn. Biến số đang xét là dịch chuyển của hệ thống $n(z,t)$ là hàm của thời gian và không gian. Vì vậy rời rạc miền tính toán sang hệ 2D với một trục là thời gian, một trục là không gian.

Mô phỏng hệ thống cầu trục theo một phương và tạm thời bỏ qua sự ràng buộc giữa các phương (constraint) và thành phần EA đồng thời coi lực căng P là hằng số.

Mô hình hệ thống được rút gọn

$$\begin{cases} [Pn_z \ 0, t] - Mn_{tt} \ 0, t + Fx = 0 \\ \rho n_{tt} \ z, t - [Pn_z \ z, t] = 0 \\ [Pn_z \ L, t] + mn_{tt} \ L, t = 0 \end{cases} \quad (28)$$

Luật điều khiển trên phương x

$$F_x = K_a [n_z \ 0, t] - K_p \ n \ 0, t - q_d - K_d n_t \ 0, t \quad (29)$$

Sử dụng công thức xấp xỉ đạo hàm riêng

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial^2 n}{\partial z^2} \right)_{i,j} &= \frac{n_{i+1,j} - 2n_{i,j} + n_{i-1,j}}{\Delta z^2} \\ \left(\frac{\partial n}{\partial z} \right)_{i,j} &= \frac{n_{i+1,j} - n_{i,j}}{\Delta z} \\ \left(\frac{\partial^2 n}{\partial t^2} \right)_{i,j} &= \frac{n_{i,j+1} - 2n_{i,j} + n_{i,j-1}}{\Delta t^2} \\ \left(\frac{\partial n}{\partial t} \right)_{i,j} &= \frac{n_{i,j+1} - n_{i,j}}{\Delta t} \end{aligned} \quad (30)$$

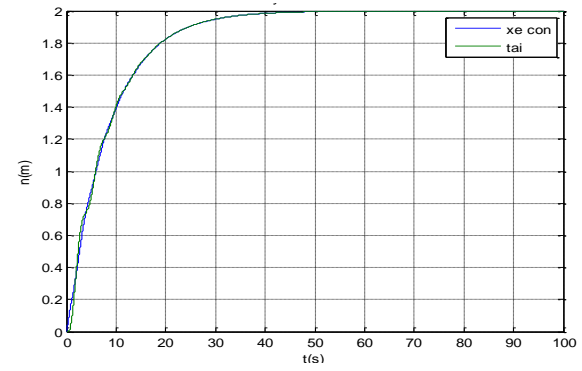
Thay (30) vào (29) và (28) thu được hệ phương trình sai phân

$$\begin{cases} n_{0,j+1} = n_{1,j} \frac{K_1}{K_4} + n_{0,j} \frac{K_2}{K_4} - n_{0,j-1} \frac{K_3}{K_4} + K_p q_d \\ n_{i,j+1} = K_5 n_{i+1,j} + 2 - 2K_5 n_{i,j} + K_5 n_{i-1,j} - n_{i,j-1} \\ n_{a,j+1} = n_{a,j} \frac{K_7}{K_6} + n_{a-1,j} \frac{K_8}{K_6} - n_{a,j-1} \frac{K_9}{K_6} \end{cases} \quad (31)$$

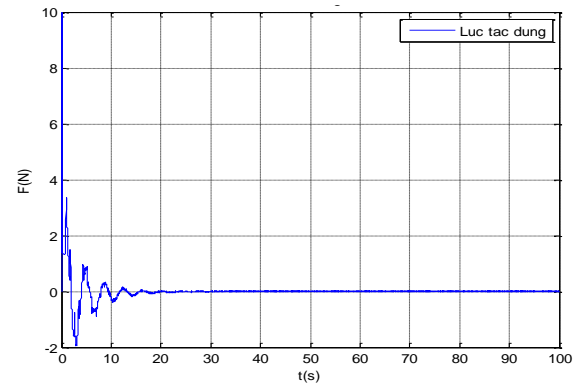
Trong đó:

$$\begin{aligned} K_1 &= \left(\frac{P + K_a}{\Delta z} \right); \\ K_2 &= \left(\frac{-P - K_a}{\Delta z} - \frac{-2M - K_d \Delta t}{\Delta t^2} - K_p \right); \\ K_3 &= \frac{M}{\Delta t^2} + K_p q_d; K_4 = \left(\frac{M + K_d \Delta t}{\Delta t^2} \right) \\ K_5 &= \frac{P \Delta t^2}{\rho \Delta z^2}; K_6 = \left(1 + \frac{\rho \Delta z}{m} \right); \\ K_7 &= \left(\frac{P \Delta t^2}{m \Delta z} + 2 + 2 \frac{\rho \Delta z}{m} - 2 \frac{P \Delta t^2}{m \Delta z} \right); \\ K_8 &= \frac{P \Delta t^2}{m \Delta z}; K_9 = \left(\frac{\rho \Delta z}{m} + 1 \right) \end{aligned} \quad (32)$$

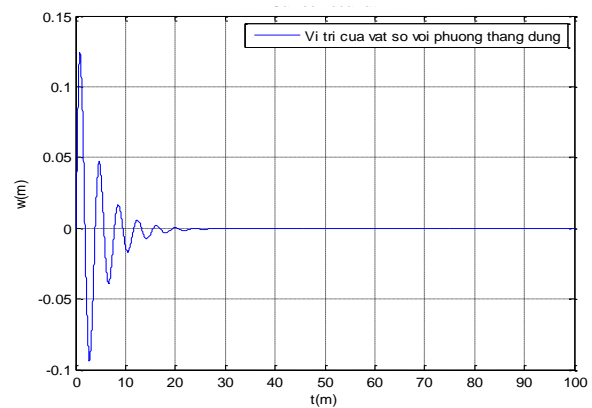
Mô phỏng với $L = 3(m)$, $k_a = 0$



H.2. Dịch chuyển của xe con và tải



H.3. Lực tác dụng F_x



H.4. Sai lệch của vật

3. KẾT LUẬN

Bài báo đã trình bày được mô hình hóa cầu trục với dây nối mềm. Bộ điều khiển thỏa mãn được yêu cầu của tiêu chuẩn Lyapunov và được kiểm chứng bằng

mô phỏng. Tuy nhiên, bài toán điều khiển cầu trục chỉ dừng lại ở hai trục và việc mô phỏng được thực hiện trên cơ sở đơn giản hóa mô hình đối tượng. Hướng nghiên cứu có thể phát triển cho hệ cầu trục được điều khiển theo ba chiều.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Y. Fang, W. Dixon, D. Dawson, and E. Zergeroglu, *Nonlinear coupling control laws for an under-actuated overhead crane system*, in IEEE/ASME Trans. Mechatronics, vol. 8, no. 3, pp. 418–423, Sep. 2003.
- [2] H. Park, D. Chwa, and K. S. Hong, *A feedback linearization control of container cranes: Varying rope length*, Int. J. Control Autom. Syst., vol. 5, no. 4, pp. 379–387, Aug. 2007.
- [3] H. H. Lee, *An anti-swing trajectory control of overhead cranes with high-speed hoisting*, in Proc. Amer. Control Conf., Denver, CO, Jun. 2003, pp. 1440–1445.
- [4] H. Lee, Y. Liang, and D. Segura, *A new approach for the anti-swing control of overhead cranes with high-speed load hoisting*, in Int. J. Control, vol. 76, no. 15, pp. 1493–1499, Oct. 2003.
- [5] H. Lee, *Motion planning for three-dimensional overhead cranes with high-speed load hoisting*, Int. J. Control, vol. 78, no. 12, pp. 875–886, Aug. 2005.
- [6] J. H. Yang and K. S. Yang, *Adaptive coupling control for overhead crane systems*, in Mechatronics, vol. 17, no. 2/3, pp. 143–152, Mar./Apr. 2007.
- [7] M. P. Fard, *Modelling and Control of Mechanical Flexible Systems*, Department of Engineering Cybernetics Norwegian University of Science and Technology N-7034 Trondheim, Norway, 2001.
- [8] S. Joshi and C. D. Rahn, *Position Control of a Flexible Cable Gantry Crane Theory and Experiment*, Proceedings of the American Control Conference Seattle, Washington, June, 1995.
- [9] W. He, H. Qin and J. K. Liu, *Modelling and vibration control for a flexible string system in three-dimensional space*, IET Control Theory Appl., Vol. 9, Iss. 16, 2015.
- [10] E. H. Gad, Kamal A.F. Moustafa and Ahmed M. A. El-Moneer, *Modelling and control of flexible cranes*, Department of Design & Production Engineering Faculty of Engineering Zagazig University, 2005.
- [11] K. P. Tee, S. S. Ge and E. H. Tay, *Barrier Lyapunov Function for the control of output-constrained nonlinear systems*, Automatica, 17 November, 2008.
- [12] N. D. Phước, *Phân tích và điều khiển hệ phi tuyến*, NXB Bách khoa, 2012.

PHÂN TÍCH, THIẾT KẾ, ĐÁNH GIÁ BỘ ĐIỀU KHIỂN TUYẾN TÍNH ỨNG DỤNG TRONG CƠ CẤU NÂNG BẰNG TỪ TRƯỜNG

Nguyễn Danh Huy¹, Nguyễn Đắc Trường¹, Nguyễn Tuấn Nghĩa¹, Nguyễn Danh Giang²

¹Trường Đại học Bách khoa Hà Nội, ²Trường Đại học Xây dựng

Email: huy.nguyendanh@hust.edu.vn

Tóm tắt:

Cơ cấu nâng từ tuy là một phần tử phi tuyến nhưng hiện nay vẫn được điều khiển bằng bộ điều khiển tuyến tính PID. Để tổng hợp được bộ điều khiển tuyến tính người ta phải dùng mô hình tuyến tính hóa lân cận điểm làm việc. Phương pháp này đã đạt được các hiệu quả nhất định khi duy trì vị trí của vật tại lân cận điểm cân bằng (điểm làm việc). Tuy nhiên, trong quá trình hoạt động trong thực tế của các cơ cấu ỏ từ thì vật được nâng không luôn nằm ở lân cận điểm cân bằng, thậm chí có thể cần dịch chuyển vị trí của vật.

Trong bài báo này trình bày phương pháp tuyến tính hóa đối tượng để thiết kế hệ điều khiển tuyến tính. Các mô phỏng kiểm nghiệm được thực hiện với cấu trúc phi tuyến của hệ, bao gồm cả các phần tử phải có trong một hệ thực ở một số trạng thái làm việc khác nhau. Từ đó kết quả đó cho phép có cơ sở để lựa chọn phương án thiết kế điều khiển cho đối tượng loại này.

Abstract:

Although a magnetic levitation (MLS) is a nonlinear system, however, it can be controlled by a linear PID controller. In order to design the linear controller, linearization model around operating points is used. This method has achieved certain effects while maintaining the position of objects in the vicinity of the equilibrium. However, in the actual operation of MLS, the levitated object is not always in the vicinity of equilibrium, it may need to shift to different positions. This paper presents the linearization and design of linear control systems for MLS. Simulations are performed to verify the proposed control.

Keywords:

Magnetic levitation system, active magnetic bearing, linearization, non-linear structure.

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
μ_0		độ từ thẩm tương đối
R_1, R_2	Ω	điện trở cuộn dây
L_1, L_2	H	điện cảm các cuộn dây

Chữ viết tắt

MLS	Magnetic levitation system
AMB	Active magnetic bearing
PD	Proportional Derivative
PID	Proportional Integrate Derivative

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Ổ đỡ từ chủ động (Active magnetic bearings -AMB) là kỹ thuật được phát triển để khắc phục các vấn đề

của ổ trục và vòng bi thông thường. AMB dùng các nam châm điện để giữ các phần tử hay trục quay của máy nên không có tiếp xúc và ma sát. Ban đầu, AMB chủ yếu dùng cho các lĩnh vực đặc biệt trong hàng không, vũ trụ như là thiết bị quay với tốc độ cao, trong môi trường chân không, không thể bôi trơn [1], [2]. Tuy nhiên, ngày nay AMB được nghiên cứu ứng dụng rộng rãi trong nhiều lĩnh vực công nghiệp như tàu đệm từ, thiết bị cách ly chống rung, thiết bị y tế... Từ các kiểu AMB ban đầu có chức năng thay thế riêng rẽ cho từng ổ bi thông thường trong thiết bị, AMB liên tục được nghiên cứu cải tiến, tổ hợp vào trong thiết bị để làm thiết bị nhỏ gọn hơn, giảm kích thước, giá thành cũng như nâng cao chất lượng thiết bị ví dụ như động cơ tự nâng [3].

Nguyên lý chung của AMB dựa trên hệ nâng từ (Magnetic Levitation System - MLS) như H.2b. Một hệ MLS điển hình gồm hai nam châm điện để tạo

lực đẩy và kéo (hoặc treo và nâng) đối tượng. Lực điện từ được tạo ra và điều chỉnh để điều khiển vị trí của vật được nâng.

Với cấu tạo cũng như đặc tính của các phần tử, có thể thấy rằng, MLS là một hệ phi tuyến [1]. Việc thiết kế điều khiển cho MLS thường được thực hiện bằng phương pháp điều khiển tuyến tính với bộ điều khiển PID và cho thấy đảm bảo được chất lượng đề hoạt động trong những điều kiện nhất định [4], [5]. Phương pháp điều khiển tuyến tính được áp dụng bao gồm cả việc chọn và giới hạn MLS làm việc trong vùng tuyến tính và/hoặc tổng hợp bộ điều chỉnh bằng phương pháp tuyến tính hóa.

Bài báo sẽ trình bày phương pháp tác động vào (mô hình) đối tượng làm dịch chuyển điểm làm việc để tuyến tính hóa được và thiết kế điều khiển tuyến tính cho hệ. Các mô phỏng kiểm nghiệm được thực hiện theo cấu trúc vật lý thực của hệ. Cấu trúc thực của cơ cấu là phi tuyến khi lực do nam châm sinh ra tỷ lệ với bình phương dòng điện và tỷ lệ nghịch với bình phương khe hở từ. Trong khi đó đại lượng điều khiển duy nhất là dòng điện làm cho việc tuyến tính hóa tổng thể là khó khăn nên chỉ chọn điểm làm việc để thực hiện tuyến tính hóa. Việc mô phỏng kiểm nghiệm được thực hiện với mô hình phi tuyến theo cấu trúc thực của hệ, gồm cả mạch vòng dòng điện và yếu tố khác như giới hạn mức nguồn, sự thay đổi điện cảm khi vị trí thay đổi để có thể đánh giá hoạt động của hệ và chất lượng khi áp dụng bộ điều khiển tuyến tính.

2. MÔ HÌNH TOÁN HỌC

2.1. Mô hình hóa MLS

MLS có nguyên lý hoạt động của nam châm điện như H.1. Trong đó, lực tương tác của nam châm được tạo ra tại các bề mặt có độ từ thẩm khác nhau.

Các lực được tính toán theo năng lượng từ trường. Khi khe hở không khí không quá lớn, từ trường trong khe hở coi là đều và năng lượng từ trường trong vùng khe hở không khí như sau:

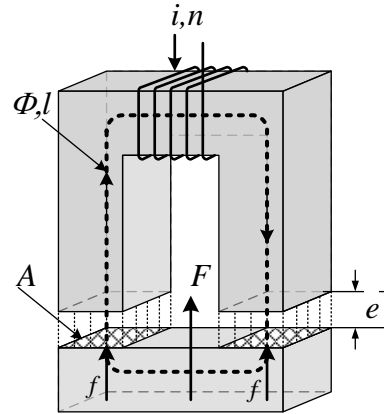
$$W = \frac{1}{2} \cdot B \cdot H \cdot V = \frac{1}{2} \cdot B \cdot H \cdot A \cdot 2e \quad (1)$$

Trong đó, V là tổng thể tích phần khe hở không khí, A là tiết diện mạch từ, e là độ rộng khe hở không khí.

Giả thiết độ rộng khe hở không khí hai bên là đều thì $V = 2 \cdot A \cdot e$. Coi độ từ thẩm của sắt từ là rất lớn so với không khí ($\mu_r \gg 1$), lực tác động lên mạch từ

được tạo ra bởi sự biến đổi năng lượng từ trường trong khe hở không khí như sau:

$$F = -\frac{dW}{de} = B \cdot H \cdot A = \frac{B^2 \cdot A}{\mu_0} \quad (2)$$



H.1. Nguyên lý nam châm điện

Với nam châm điện như H.1, theo [3], mật độ từ thông B biểu diễn theo dòng điện cuộn dây là:

$$B = \mu_0 \cdot \frac{n \cdot i}{2 \cdot e} \quad (3)$$

Trong đó, n là số vòng dây, i là dòng điện qua cuộn dây. Từ (2) và (3) ta có biểu thức tính lực từ:

$$F = \mu_0 \cdot A \cdot \left(\frac{n \cdot i}{2 \cdot e} \right)^2 = \frac{1}{4} \cdot \mu_0 \cdot A \cdot n^2 \cdot \frac{i^2}{e^2} \quad (4)$$

Trong H.1, nam châm có khe hở hai bên đều nhau, mỗi bên tương ứng tạo ra một lực $f = F/2$ và hai lực trùng phương. Trong các hệ thống chuyển động quay có dùng ổ từ chủ động (ABM), cơ cấu nâng trục theo mỗi phương thường gồm một cặp nam châm như H.2b. Do trục quay là hình tròn nên cơ cấu tương ứng một nam châm điện có dạng như H.2a.

Trong H.2a, với khe hở không khí đủ nhỏ để coi từ trường dưới mỗi cực từ là đều thì theo (4), ta có lực f dưới một cực từ là:

$$f = \frac{1}{2} \mu_0 \cdot A \cdot \left(\frac{n \cdot i}{2 \cdot e} \right)^2 = \frac{1}{8} \cdot \mu_0 \cdot A \cdot n^2 \cdot \frac{i^2}{e^2} \quad (5)$$

Và lực tổng tác động lên vật được nâng:

$$F = 2 \cdot f' = 2 \cdot f \cdot \cos \alpha = \frac{1}{4} \cdot \mu_0 \cdot A \cdot n^2 \cdot \frac{i^2}{e^2} \cdot \cos \alpha \quad (6)$$

Cũng với giả thiết khe hở đủ nhỏ so với kích thước nam châm và vật thì A và $\cos(\alpha)$ có thể xem như không đổi và (6) viết gọn lại thành:

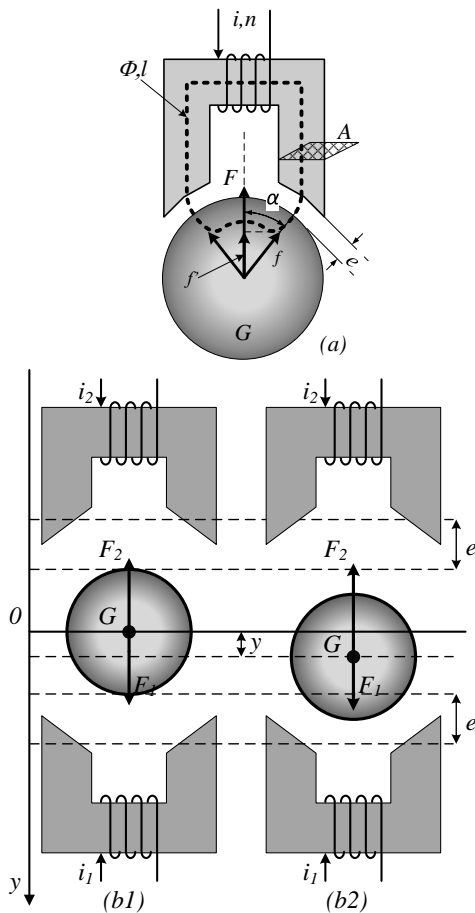
$$F = \lambda \frac{i^2}{e^2} \quad (7)$$

Trong đó $\lambda = 1/4 \mu_0 \cdot A \cdot n^2 \cdot \cos \alpha$ là hệ số cấu tạo của nam châm. Từ H.2b, và (7) khi vật lệch khỏi tâm một khoảng y , lực tác động của hai nam châm lên vật là:

$$F_1 = \frac{\lambda i_1^2}{e-y}^2; F_2 = \frac{\lambda i_2^2}{e+y}^2 \quad (8)$$

Và phương trình động học của vật được nâng như sau:

$$m \cdot \ddot{y} = F_1 - F_2 + m \cdot g \quad (9)$$

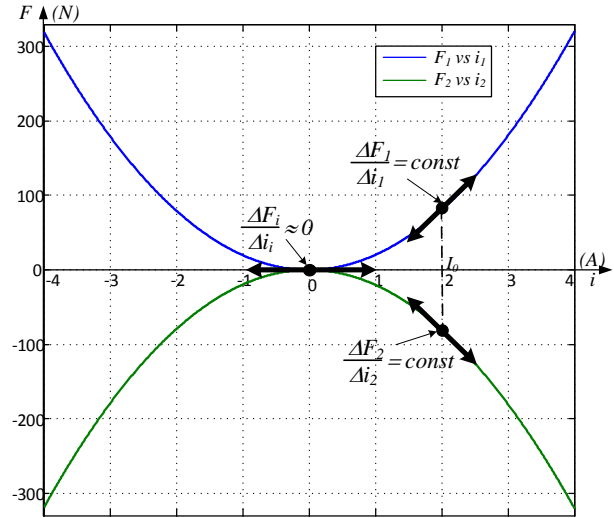


H.2. Cấu trúc MLS theo nguyên lý nam châm điện với vật nâng hình tròn

2.2. Tuyến tính hóa mô hình

Từ (7) và (8) thấy rằng lực tác động của mỗi nam châm tỷ lệ thuận với bình phương dòng điện và tỷ lệ nghịch với bình phương khoảng cách. Đặc tính lực theo dòng điện của các nam châm như H.3. Trên H.3 có thể thấy, nếu điểm làm việc của hệ bắt đầu tại dòng điện bằng không thì mô hình không thể tuyến tính hóa cũng như điều khiển được vì đường

tiếp tuyến nằm ngang tức là hệ số khuếch đại bằng không đồng thời hệ có hai tín hiệu vào độc lập i_1 và i_2 .

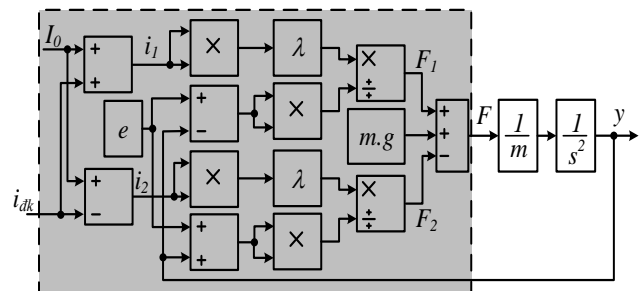


H.3. Quan hệ giữa lực F và dòng điện i của các nam châm điện

Để hệ thành SISO tuyến tính, thực hiện tuyến tính hóa bằng cách đưa một dòng điện không đổi, cùng chiều trong cả hai cuộn dây nam châm (còn gọi là dòng lệch hay dòng điện tiền từ hóa) I_0 , I_0 thường chọn bằng một nửa I_{max} (I_{max} là ngưỡng dòng điện mà mạch từ bão hòa) [5]. Lực tổng tác động lên vật được điều khiển bằng một dòng điện điều khiển i_{dk} đưa vào hai cuộn dây với chiều ngược nhau.

$$F = F_1 - F_2 = \frac{\lambda I_0 + i_{dk}}{e-y}^2 - \frac{\lambda I_0 - i_{dk}}{e+y}^2 \quad (10)$$

Và cấu trúc MLS sẽ như H.4.



H.4. Cấu trúc MLS

Các đặc tính quan hệ lực theo dòng điện điều khiển và theo vị trí (khe hở không khí) như H.5. Theo [2], giả thiết khi $i_{dk} \ll I_0$ và $y \ll e$, (10) trở thành:

$$F = K_i \cdot i_{dk} + K_y \cdot y \quad (11)$$

Trong đó:

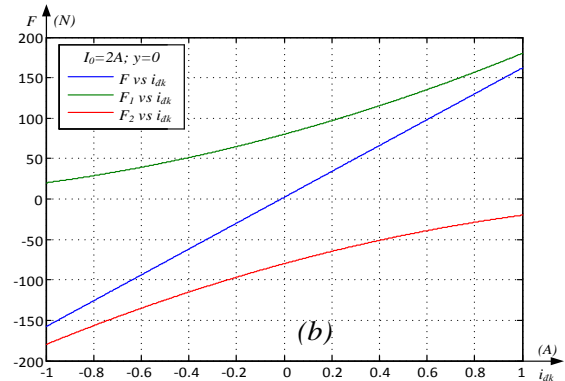
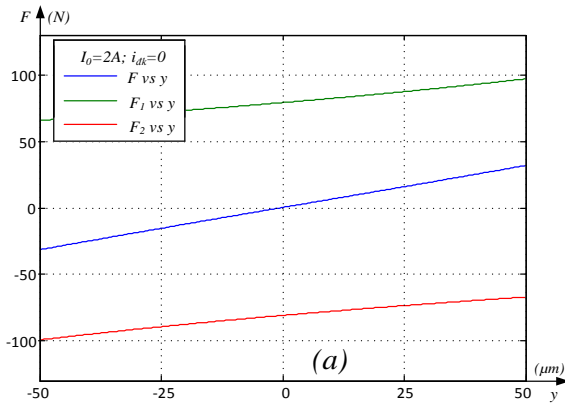
$$K_i = \frac{4 \cdot \lambda \cdot I_0}{e^2}; K_y = \frac{4 \cdot \lambda \cdot I_0^2}{e^3} \quad (12)$$

B.1. Thông số hệ thống

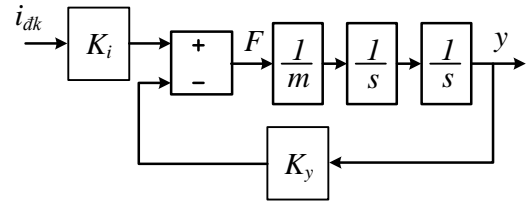
Thông số	Ký hiệu	Giá trị	Đơn vị
Khối lượng vật	m	0.2	kg
Số vòng dây quấn	n	240	vòng
Diện tích cực từ	A	3	cm ²
Dòng điện lệch	I ₀	2	A
Góc mạch từ	α	25	độ
Khe hở chuẩn	e	0,5	mm
Hệ số cấu tạo	λ	5. 10 ⁻⁶	
Điện trở dây quấn	R ₁ , R ₂	2	Ω

Từ các thông số của hệ thống như bảng B.1, theo (12) tính được $K_i = 160$; $K_y = 640 \times 10^5$. Thực hiện mô phỏng theo cấu trúc ở H.4 cho thấy quan hệ giữa lực F với dòng điều khiển i_{dk} (với dòng điện lệch $I_0 = 2A$ và độ lệch $y = 0$) và quan hệ giữa lực F với vị trí y (với dòng điện lệch $I_0 = 2A$ và dòng điều khiển $i_{dk} = 0$) được các kết quả như H.5. Các kết quả này cũng phù hợp với tính toán theo (12).

Từ (11) ta có cấu trúc của MLS tuyến tính hóa với đầu vào là dòng điện i_{dk} như H.6.



H.5. Đoạn đặc tính tuyến tính giữa lực F với vị trí (a) và với dòng điện điều khiển (b) quanh điểm làm việc



H.6. Cấu trúc MLS tại điểm làm việc tuyến tính

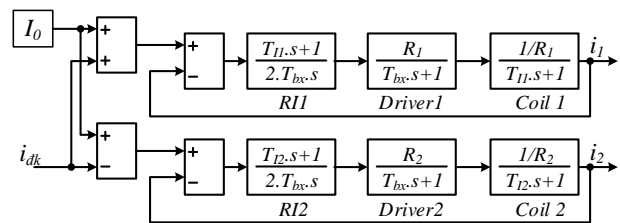
3. THIẾT KẾ ĐIỀU KHIỂN

3.1. Mạch vòng dòng điện

Để thực hiện điều chỉnh dòng điện cho các nam châm, phương án phù hợp là dùng bộ băm xung một chiều và nguồn cấp một chiều có mức điện áp phù hợp. Chọn tần số băm xung là 40kHz, mức điện áp nguồn cấp là 50V. Theo nguyên lý tuyến tính hóa điểm làm việc với dòng điện I_0 có hai mạch vòng dòng điện cho hai cuộn dây nam châm như H.7. Mỗi cuộn dây có mạch vòng dòng điện với bộ điều chỉnh dòng điện riêng. Theo chuẩn modul tối ưu tổng hợp được bộ điều chỉnh dòng điện có cấu trúc PI.

Trong đó: $T_{bx} = 1/40.10^3$ là hằng số thời gian mạch băm xung. $T_{r1} = L_1 \times R_1$ và $T_{r2} = L_2 \times R_2$ là hằng số thời gian các cuộn dây với: $L_1 = \frac{\lambda_1}{e - y}$; $L_2 = \frac{\lambda_2}{e + y}$

là các điện cảm của các cuộn dây. Điện cảm này thay đổi theo độ rộng khe hở từ tức là theo vị trí của vật.



H7. Mạch vòng dòng điện

3.2. Điều khiển vị trí

Từ cấu trúc như H.6 và mạch vòng dòng điện như H.7, xét vật nằm tại điểm cân bằng ($y = 0$), theo tiêu chuẩn tối ưu đối xứng, tổng hợp được bộ điều chỉnh vị trí có cấu trúc PD.

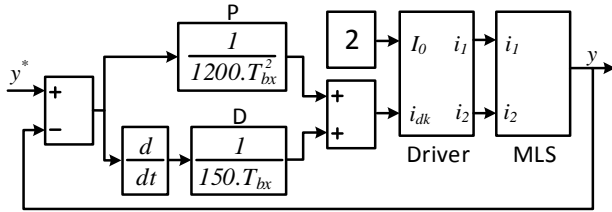
$$R_y s = \frac{1}{1200.T_{bx}^2} + \frac{1}{150.T_{bx}}.s \quad (13)$$

4. MÔ PHỎNG HỆ THỐNG

Để đánh giá hệ thống với phương pháp điều khiển tuyến tính đã áp dụng, mô phỏng được thực hiện với cấu trúc như H.8. Trong đó, driver là phần mạch

vòng dòng điện như H.7 gồm cả các cuộn dây nam châm, bộ băm xung, bộ điều chỉnh dòng điện. Khối MLS có cấu trúc như H.4.

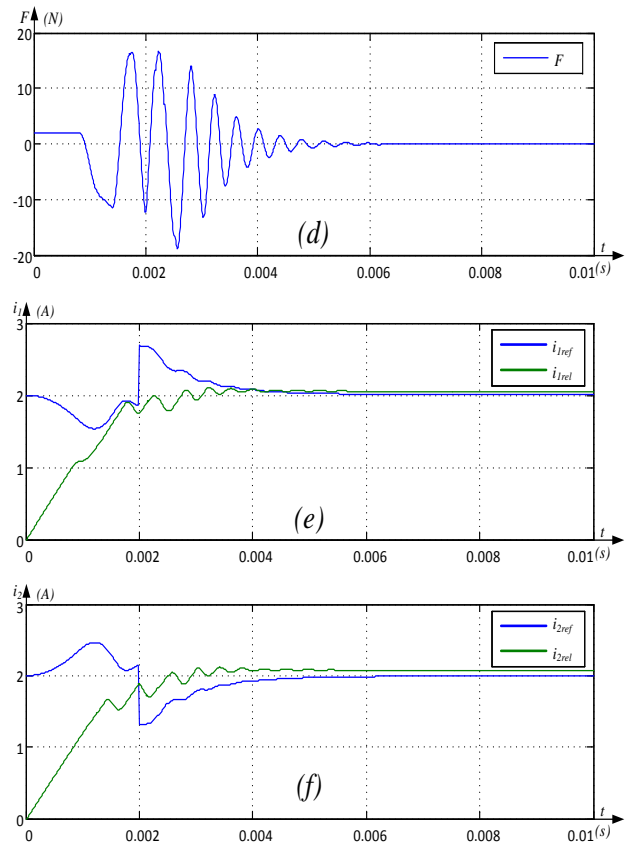
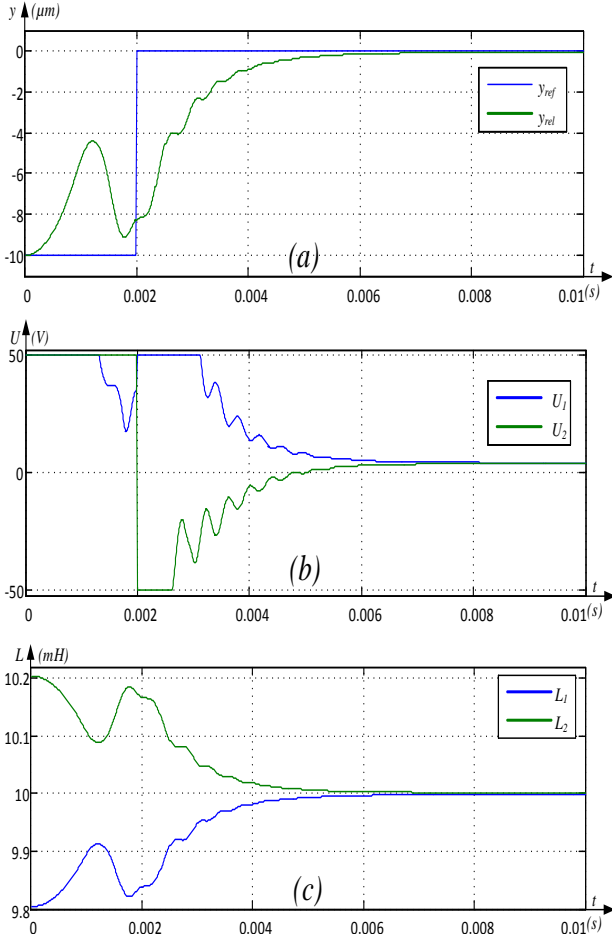
Sự thay đổi của điện cảm cuộn dây theo khe hở không khí (kéo theo sự thay đổi thông số mạch dòng điện) cũng được đưa vào tính toán mô phỏng.



H8. Cấu trúc mô phỏng toàn hệ thống

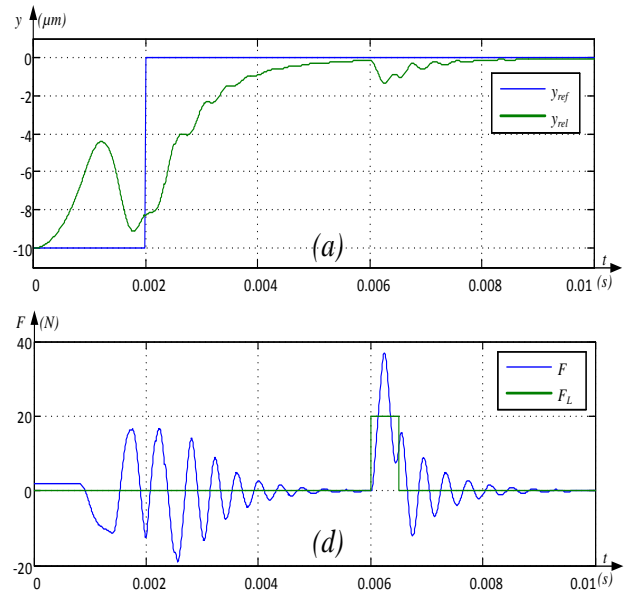
H.9 thể hiện đáp ứng của hệ thống trong trường hợp điều khiển vật từ vị trí ban đầu không phải là điểm cân bằng $y = 10\mu\text{m}$ tới vị trí cân bằng $y = 0$ và không có lực ngoài tác động.

Như kết quả mô phỏng, vật có thể được điều khiển dịch chuyển từ điểm lân cận tới điểm cân bằng và giữ ổn định vị trí. Dòng điện điều khiển ở vị trí cân bằng rất nhỏ nhưng dòng tổng qua mỗi cuộn dây khá lớn, gần bằng dòng lệch I_0 .

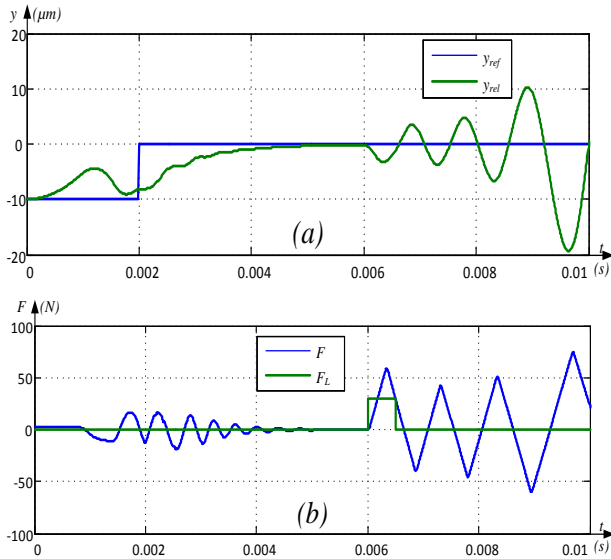


H.9. Vị trí (a), điện áp (b), điện cảm (c), dòng điện (e), (f) của các cuộn dây và lực nam châm tác động lên vật (d) khi dịch chuyển từ điểm $(y = 10\mu\text{m})$ tới điểm cân bằng $y = 0$

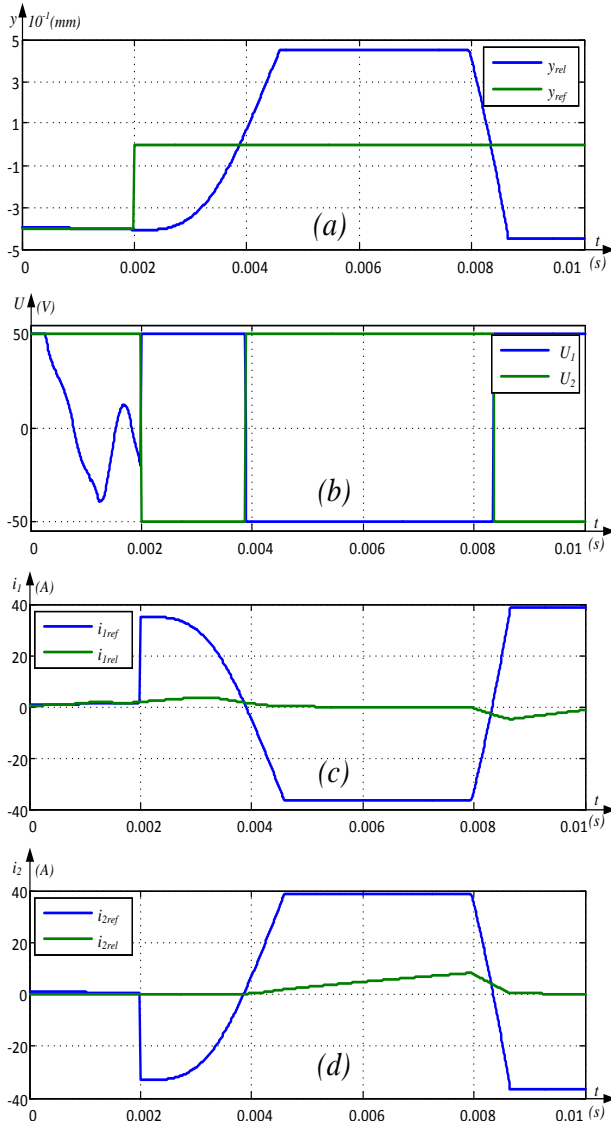
H.10 là kết quả mô phỏng hệ thống khi có nhiễu tác động. Sau khi vật đã ổn định ở vị trí cân bằng thì có ngoại lực 20N tác động kiểu xung trong thời gian ngắn (0,5ms).



H.10. Vị trí vật (a) và lực nam châm (b) khi có lực ngoại 20N tác động vào vật



H11. Vị trí (a) và lực nam châm (b) khi có lực ngoài 30N tác động vào vật



H12. Vị trí (a), điện áp (b) và dòng điện các cuộn dây (c), (d) khi dịch chuyển từ điểm nghỉ $y = 400\mu\text{m}$ tới điểm cân bằng $y = 0$

H.11 là kết quả mô phỏng khi có nhiễu lớn hơn tác động vào vật với lực là 30N, vật đã dao động và bị trượt hoàn toàn khỏi vị trí cân bằng.

Có thể thấy rằng khi duy trì điểm làm việc làm việc lân cận quanh điểm cân bằng hoặc nhiễu tải tác động nhỏ thì hệ với bộ điều khiển tuyến tính vẫn đảm bảo duy trì ổn định vị trí. Tuy nhiên khi nhiễu tác động đủ lớn để làm lệch vị trí của vật ra xa khỏi vùng tuyến tính quanh điểm làm việc cân bằng thì hệ thống có khả năng bị mất ổn định.

Trong thực tế vận hành của ổ từ chủ động, một giai đoạn quan trọng là giai đoạn khởi động. Ban đầu khi hệ thống chưa hoạt động (điểm nghỉ), trục sẽ tiếp cận với nam châm bên dưới, tức là $y \approx e$. Điểm này nằm ngoài vùng tuyến tính hóa như trong H.2a. Trong giai đoạn khởi động, đối tượng (là trục quay hay rotor trong hệ điện cơ với ABM) phải được nâng từ điểm nghỉ tới điểm cân bằng. Kết quả mô phỏng hệ thống thực hiện việc di chuyển từ điểm nghỉ đến điểm cân bằng như H.11. Có thể thấy đối tượng đã không thể đi đến điểm cân bằng, dao động mạnh và lần lượt dính vào hai phía nam châm. Từ các dao động cho thấy dòng điện thực của cuộn dây nam châm không thể tăng theo dòng điện đặt mặc dù điện áp đặt lên cuộn dây hoàn toàn bằng điện áp nguồn. Biên độ cũng như tốc độ biến thiên của dòng điện đặt quá lớn, vượt khỏi giới hạn của bản thân hệ thống nên hệ thống không ổn định được.

5. KẾT LUẬN

Từ các kết quả tổng hợp và mô phỏng hệ thống ta có thể có một số đánh giá như sau: Phương pháp dùng dòng điện lệch I_0 cho phép dịch chuyển điểm làm việc của MLS đến vùng tuyến tính và từ đó áp dụng được phương pháp điều khiển tuyến tính cho hệ. Bộ điều khiển nhận được là PD hoặc PID đơn giản dễ thực thi.

Do luôn có dòng điện I_0 nên tại mọi điểm làm việc, dòng điện qua cả hai cuộn dây luôn khá lớn và tạo lực ngược chiều nhau nên gây tiêu hao công suất lớn, làm việc lâu dài có thể gây phát nóng và ảnh hưởng đến tham số cũng như chất lượng điều khiển. Đồng thời với dòng điện lớn chạy dài hạn nên cần có dây quấn tiết diện lớn hơn do vậy ảnh hưởng đến cấu trúc chế tạo nam châm và lắp ráp hệ thống.

Việc chọn điểm tuyến tính hóa (chọn I_0) cho một hệ MLS thực cũng có khó khăn do phụ thuộc nhiều yếu tố: giới hạn dòng bão hòa I_{max} từ đường đặc tính từ hóa của nam châm, biên độ dòng điều khiển idk để

hệ làm việc trong vùng tuyến tính. Các yếu tố này đòi hỏi nhiều thông tin chính xác về cấu tạo, vật liệu làm mạch từ của thiết bị.

Bộ điều khiển tuyến tính có cấu trúc đơn giản, dễ thực hiện và cho phép hệ đạt được chất lượng nhất định khi làm việc hạn chế lân cận điểm làm việc cân

bằng. Tuy nhiên khi vị trí của vật bị đẩy ra khỏi vùng làm việc tuyến tính thì hệ thống dễ mất ổn định do đáp ứng của bộ điều khiển tuyến tính không thỏa mãn. Cần có các phương án cải tiến, bổ sung thuật điều khiển hoặc nghiên cứu áp dụng phương pháp điều khiển phi tuyến để nâng cao chất lượng điều khiển trong toàn vùng làm việc của MLS.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Gerhard Schweitzer, Eric H. Maslen *Magnetic Bearings Theory, Design, and Application to Rotating Machinery*, Springer.
- [2] S.V.Marshall, G.G.Skitek.: *"Electromagnetic Concepts and Applications"* Prentice-Hall International, Inc., Third Edition.
- [3] A.Chiba, T.Fukao, O.Ichikawa, M.Oshima, M.Takemoto and D.G.Dorrell *Magnetic Bearings and Bearingless*, Elsevier.
- [4] William G. Hurley, Werner H. Wolfe.: *"Electromagnetic Design of a Magnetic Suspension System"*. IEEE Transactions on Education, Vol. 40, No. 2, May 1997.
- [5] Schweitzer G.: *"Active magnetic bearings - chances and limitations"*. International Centre for Magnetic Bearings, ETH Zurich, CH-8092 Zurich.
- [6] A.E.Hajjaji, M.Ouladsine.: *"Modeling and Nonlinear Control of Magnetic Suspension System"*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 4, August 2001.
- [7] Ali Charara, Jerome de Miras, Benard Caron.: *"Nonlinear control of a Magnetic Levitation system without premagnetization"*, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 4, No. 5, September.

CASCADED CONTROL USING A STATE FEEDBACK CONTROLLER WITH POSITION INTEGRATOR TERMS FOR ELASTIC JOINT ROBOTS

Luc Le - Tien¹ and Alin Albu-Schäffer²

^{1,2}German Aerospace Center, Robotics and Mechatronics Center, ²Technical University Munich

Email: Luc.Le-Tien@dlr.de, Alin.Albu-Schaeffer@dlr.de

Abstract:

Because of the joint elasticity and high gearbox friction, the control performances of light weight flexible joint robots will be considered. In order to solve these problems this paper proposes a robust cascaded control scheme which consists of two control loops, a computed torque controller based on rigid body dynamics as outer control loop and a state feedback controller with additional position integrator terms as inner control loop. The computed torque controller computes merely the reference values for the inner loop which can effectively damp structural oscillations of the link side by using joint torque feedback. The cascaded control approach can therefore provide high control performance both in terms of the dynamic behavior and the position accuracy. Furthermore, this controller can be combined with different friction compensation methods in order to eliminate the friction effects better than with model-based friction compensation. Stability analysis based on Lyapunov's theory and Barbalat's lemma is given for the complete controlled system. Experimental results validate practical efficiency of the approach.

Keywords:

Tracking control, cascaded control, state feedback controller with integrator terms, flexible joint robots.

1. INTRODUCTION

Compared with industrial robots, elastic joint robots using Harmonic Drive gears with high reduction ratio (1:100 or higher) have higher torque with respect to their weight. Hence they may be constructed lighter and thus allow a higher payload/weight ratio. Thus, they are more and more utilized in automation systems, in industry, or in medical applications. But, high gear ratio and low joint stiffness cause high motor friction and high robot elasticity, which on the other hand are challenging problems for robot control.

Since measuring the precise link position is difficult or expensive by using external sensors, most flexible joint robots are equipped only with motor position sensors. Due to the lack of link side information, robot oscillations caused by high friction and high elasticity cannot be damped well and this leads to miserable results in terms of the dynamic performance. In order to take this problem into account a new generation of flexible joint robots has been developed at the German Aerospace Center (DLR), the lightweight robots [1] and the medical robot [2] (Fig. 1). In addition to motor position sensors, these robots are equipped

with link torque sensors and thus can be effectively used for damping control. For set point control of elastic joint robots, a simple PD position controller based on feedback of the motor states (only motor position and motor velocity) and a PD position controller which avoids actuator saturation were developed in [3], [4] respectively. Furthermore, in order to reduce robot vibration, a passivity-based controller with full state feedback (motor position, link side torque, their derivatives) was proposed in [5]. These controllers are very robust due to their simple structure, but do not fulfill high accuracy requirements.

In order to achieve high position accuracy many tracking control methods were introduced in previous research. In [6] a simple PD position controller was proposed in combination with a Fuzzy logic approach for trajectory tracking and vibration control. Based on singular perturbation analysis some control approaches were proposed in [7], [8]. In [9] a feedback input-output linearization method was introduced. In order to stabilize a nonlinear system in cascade with an integrator chain, a backstepping approach was presented in [10].

Furthermore, a cascaded control scheme which accounts for actuator dynamics was introduced in [11]. Whereas the cascaded controller developed in [12] consists of 2 control loops, a position controller as outer control loop and a torque controller as inner control loop, the cascaded controller in [13] uses a computed torque and a state feedback controller (with full state feedback from motor position, link side torque, their derivatives) as outer and inner control loop respectively.

In order to consider varying parameters some adaptive control schemes were introduced in [10], [12] and in [14], [15], [16], where the latter include adaptive friction compensation. This however requires an adaptive control structure for the complete system dynamics. Due to a huge number of the adapted dynamic parameters, these methods are less robust for high DOF system. In [17] an adaptive approach based on visual decomposition control was introduced, which was build for each separately joint and hence did not take nonlinear dynamic couplings of the complex robot into account.



Fig. 1. The KUKA-LWR IV robot and the DLR medical robot

Most previous tracking control schemes provide high position accuracy. However, they can hardly achieve a good dynamic behavior, because they use high derivatives or don't have full state feedback to effectively reduce joint oscillations (e.g. PID controller). As a consequence, they are predominantly not robust enough for robots with high DOF. In order to improve the control performance, in this contribution the cascaded control structure of [13] is modified using a new state feedback controller with position integrator terms as inner control loop. Therefore, the reference value computation in the outer loop is modified to ensure system stability. The proposed control structure keeps the robustness property of the state feedback controller of [5]. In addition compared

with [13], it improves the tracking position accuracy of the robot via additional integrator terms. Furthermore, in order to efficiently compensate the high motor friction, this control approach can be combined with an observer-based friction compensation [18] instead of a model-based friction compensation without changing robustness of the cascaded control structure.

The paper is organized as follows. Section II introduces the dynamic robot model. In Sec. III the control approach for flexible joint robots is proposed consisting of the computed torque controller and the state feedback controller with integrator terms, using model-based friction compensation. The stability of the controlled system is analyzed. Next, in Sec. IV such controller is designed for each linearized joint model. Finally, the obtained performance is verified by experiments reported in Sec. V.

2. MODEL OF THE ROBOT DYNAMICS

The light weight robot (KUKA - LWR IV)¹ in Fig. 1 has $n = 7$ rotary joints that exhibit considerable elasticity because of the used Harmonic Drive gears with high ratio. This robot is equipped with motor position sensors and link torque sensors, which can be used for control. The simplified dynamics of the DLR lightweight robot with flexible joints [1] is described by

$$u = J\ddot{\theta} + \tau + \tau_f \quad (1)$$

$$\tau = M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + g(q) \quad (2)$$

Therein, $q \in \mathbb{R}^n$ and $\theta \in \mathbb{R}^n$ are the link and motor angles, respectively. $\tau_f \in \mathbb{R}^n$ is the friction torque. The control is the motor torque $u \in \mathbb{R}^n$. The motor inertia input is the motor torque $u \in \mathbb{R}^n$. The motor inertia matrix $J \in \mathbb{R}^{n \times n}$ is diagonal and positive definite. The transmission torque between motor and link dynamics $\tau \in \mathbb{R}^n$ is modeled as a linear function of the motor and the link

$$\tau = K(\theta - q) \quad (3)$$

and is measured by strain gauge based torque sensors. The joint stiffness matrix $K \in \mathbb{R}^{n \times n}$ is diagonal and positive definite. Furthermore $M(q) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ is the mass matrix, $C(q, \dot{q}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ the centrifugal and Coriolis matrix, and $g(q) \in \mathbb{R}^n$ the gravity vector of the rigid body model.

¹ The first versions of the light weight robot were developed at the German Aerospace Center (DLR). Now the light weight robots are available from KUKA.

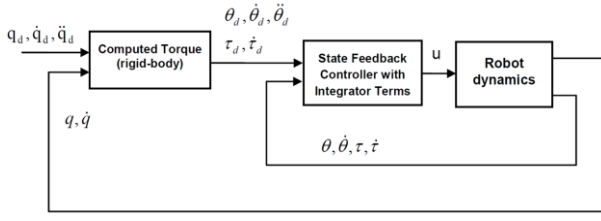


Fig. 2. Cascaded control structure

Finally, in order to facilitate the controller design and the stability analysis, the following three properties are used

P.1: The mass matrix $M(q)$ is symmetric and positive definite $M(q) = M(q)^T$ and

$$x^T M(q)x \geq 0, \quad \forall q, x \in \mathbb{R}^n.$$

P.2: The matrix $\dot{M}(q) - 2C(q, \dot{q})$ is skew symmetric and

$$x^T (\dot{M}(q) - 2C(q, \dot{q}))x = 0, \quad \forall x, q, \dot{q} \in \mathbb{R}^n.$$

P.3: For the friction torque a dynamic friction model (LuGre friction model [19], [13]) is chosen as

$$\tau_f = \sigma_0 z + \sigma_1 \dot{z} + f_v \theta \quad (4)$$

with the inner dynamics of the friction.

$$\begin{cases} \dot{z} = \dot{\theta} - \frac{|\dot{\theta}|}{h_z} \sigma_0 z \\ h_z = f_c + f_l |\tau| \end{cases} \quad (5)$$

Therein, τ is the measured link torque. σ_0 and σ_1 are stiffness and damping coefficients of the LuGre friction model. f_c , f_v and f_l represent the Coulomb, viscous and load dependent coefficients of the friction torque, respectively.

3. PROPOSED CASCADED CONTROL

The new control law is designed based on the cascaded structure in Fig. 2, which features two control loops are used. The outer control loop computes the desired values for the inner control loop (e. g. the desired motor position and the desired link torque). Other than in [13], in the inner control loop a state feedback controller with position integrator terms is used to compute the desired motor torque. This should increase the tracking position accuracy of the robot.

The link position (as well as the link velocity) is used in this control structure, which unfortunately is not directly measured at the KUKA - LWR IV robot. So in this work the link position is indirectly calculated from the measured motor

position and the measured link torque, $q = \theta - K^{-1}\tau$.

Now let us denote the desired motor position and the desired link position as θ_d and q_d , respectively. According to these variables the desired link torque can be defined by

$$\tau_d = K(\theta_d - q_d) \quad (6)$$

Together with (3) this leads to the link torque error

$$e_\tau = \tau_d - \tau = K(e_\theta - e_q) \quad (7)$$

with e_θ and e_q being the position tracking errors of the motor side and the link side

$$e_\theta = \theta_d - \theta \quad (8)$$

$$e_q = q_d - q \quad (9)$$

3.1. Motion Control

This inner control loop ensures that the link position q converges to the desired link position q_d . Therefore, a state feedback controller with integrator terms is

$$u = J\ddot{\theta}_d + K_I \varphi + K_P e_\theta + K_D \dot{e}_\theta + K_T K^{-1} e_\tau + K_S K^{-1} \dot{e}_\tau + \tau_d + \tau_f \quad (10)$$

with

$$\varphi(t) = \int_0^t e_\theta dt$$

All gain matrices K_I , K_P , K_D , K_T and $K_S \in \mathbb{R}^{n \times n}$ are positive definite and diagonal. The friction compensation term τ_f is computed by using LuGre friction model (4).

Inserting the control law (10) into (1), one gets the closed-loop motor dynamics

$$J\ddot{e}_\theta + K_I \varphi + K_P e_\theta + K_D \dot{e}_\theta + (K_T + K)K^{-1} e_\tau + K_S K^{-1} \dot{e}_\tau = 0 \quad (11)$$

Let us define

$$A = K_T + K \quad (12)$$

where A is positive definite and diagonal as well. Furthermore, together with (7), the closed-loop equation (11) can be rewritten

$$J\ddot{e}_\theta + K_I \varphi + K_P e_\theta + K_D \dot{e}_\theta + A(e_\theta - e_q) + K_S(\dot{e}_\theta - \dot{e}_q) = 0 \quad (13)$$

This equation will be used for stability analysis in Sec. III-C. In order to use the control law (10), the desired link torque and the desired motor position and their first derivatives, as well as the desired

motor acceleration have to be computed.

This is explained in the next section.

3.2. Reference Value Computation

In this outer control loop the desired link torque and the desired motor position are determined. Their appropriate derivatives can be obtained through numerical differentiation. Therefore, for the control law (10) the desired link torque τ_d can be generated based on the rigid body dynamics [20]. In a different way from [13], for the control law (10) the desired link torque is proposed by

$$\tau_d = M(q)(\ddot{q}_d + \Lambda \dot{e}_q) + C(q, \dot{q})(\dot{q}_d + \Lambda e_q) + g(q) + K_q(\dot{e}_q + \Lambda e_q) \quad (14)$$

where the matrices K_q and Λ are positive definite and diagonal. It is noticed that additional control damping terms are used in the desired link torque in order to ensure the stability of the closed-loop system.

Hence, the desired motor position is determined from the definition (6)

$$\theta_d = q_d + K^{-1} [M(q)(\ddot{q}_d + \Lambda \dot{e}_q) + C(q, \dot{q})(\dot{q}_d + \Lambda e_q) + g(q) + K_q(\dot{e}_q + \Lambda e_q)] \quad (15)$$

For this proposed desired link torque one can obtain the closed-loop link dynamics by inserting (14) and (2) into (7)

$$\begin{aligned} e_\tau &= \tau_d - \tau \\ &= M(q)(\ddot{e}_q + \Lambda \dot{e}_q) + C(q, \dot{q})(\dot{e}_q + \Lambda e_q) + K_q(\dot{e}_q + \Lambda e_q) \end{aligned} \quad (16)$$

3.3. Stability Analysis

For stability analysis the following Lyapunov function candidate is chosen

$$\begin{aligned} V &= \frac{1}{2}(\dot{e}_\theta + \Lambda e_\theta)^T K A^{-1} J (\dot{e}_\theta + \Lambda e_\theta) \\ &+ \frac{1}{2}(\dot{e}_q + \Lambda e_q)^T M(q)(\dot{e}_q + \Lambda e_q) \\ &+ \frac{1}{2}(e_\theta - e_q)^T K (e_\theta - e_q) \\ &+ \frac{1}{2}e_\theta^T (K_p + \Lambda K_D + \Lambda K_S - \Lambda J \Lambda - K_I \Lambda^{-1}) e_\theta \\ &+ \frac{1}{2}e_q^T K_q e_q + \int (e_\theta - e_q)^T K \Lambda (e_\theta - e_q) dt \end{aligned} \quad (17)$$

It is noticed that all the gain matrices as well as the stiffness matrix K and the parameter matrix A are diagonal and positive definite. In addition, for positive definiteness of the function V the condition

$$K_p + \Lambda K_D + \Lambda K_S - \Lambda J \Lambda - K_I \Lambda^{-1} \quad (18)$$

has to be fulfilled.

Then, the derivative of the function V along the trajectory, using equations (16) and (11), leads to

$$\begin{aligned} \dot{V} &= (\dot{e}_\theta + \Lambda e_\theta)^T K A^{-1} J (\ddot{e}_\theta + \Lambda \dot{e}_\theta) \\ &+ \frac{1}{2}(\dot{e}_q + \Lambda e_q)^T \dot{M}(q)(\dot{e}_q + \Lambda e_q) \\ &+ (\dot{e}_q + \Lambda e_q)^T M(q)(\ddot{e}_q + \Lambda \dot{e}_q) \\ &+ (e_\theta - e_q)^T K (\dot{e}_\theta - \dot{e}_q) \\ &+ e_\theta^T K A^{-1} (K_p + \Lambda K_D + \Lambda K_S - \Lambda J \Lambda - K_I \Lambda^{-1}) \dot{e}_\theta \\ &+ 2e_q^T K_q \dot{e}_q + (e_\theta - e_q)^T K \Lambda (e_\theta - e_q) \\ &+ (e_\theta + \Lambda \varphi)^T K A^{-1} K_I \Lambda^{-1} (\dot{e}_\theta + \Lambda e_\theta) \\ &= (\dot{e}_\theta + \Lambda e_\theta)^T K A^{-1} [-K_I \varphi - K_P e_\theta - K_D \dot{e}_\theta \\ &- A(e_\theta - e_q) - K_S(\dot{e}_\theta - \dot{e}_q) + J \Lambda \dot{e}] \\ &+ \frac{1}{2}(\dot{e}_q + \Lambda e_q)^T \dot{M}(q)(\dot{e}_q + \Lambda e_q) \\ &+ (\dot{e}_q + \Lambda e_q)^T [K(e_\theta - e_q) - C(q, \dot{q})(\dot{e}_q + \Lambda e_q) \\ &- K_q(\dot{e}_q + \Lambda e_q)] \\ &+ (e_\theta - e_q)^T K (\dot{e}_\theta - \dot{e}_q) \\ &+ e_\theta^T K A^{-1} (K_p + \Lambda K_D + \Lambda K_S - \Lambda J \Lambda - K_I \Lambda^{-1}) \dot{e}_\theta \\ &+ 2e_q^T K_q \dot{e}_q + (e_\theta - e_q)^T K \Lambda (e_\theta - e_q) \\ &+ (e_\theta + \Lambda \varphi)^T K A^{-1} K_I \Lambda^{-1} (\dot{e}_\theta + \Lambda e_\theta) \end{aligned} \quad (19)$$

By simplifying this equation using the property (P.2) one obtains

$$\begin{aligned} V &= e_\theta^T K A^{-1} (\Lambda K_P - K_I) e_\theta - e_q^T K_q \Lambda e_q \\ &- \dot{e}_\theta^T K A^{-1} (K_D + K_S - J \Lambda) \dot{e}_\theta - \dot{e}_q^T K \dot{e}_q \\ &+ e_\theta^T \Lambda K A^{-1} K_S \dot{e}_q + \dot{e}_\theta^T K A^{-1} K_S \dot{e}_q \\ &:= [e_\theta^T \quad \dot{e}_\theta^T \quad e_q^T \quad \dot{e}_q^T] H \begin{bmatrix} e_\theta \\ \dot{e}_\theta \\ e_q \\ \dot{e}_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (20)$$

$$H = \begin{bmatrix} K A^{-1} (\Lambda K_P - K_I) & 0 & 0 & -\frac{1}{2} \Lambda K A^{-1} K_S \\ 0 & K A^{-1} (K_D + K_S - J \Lambda) & 0 & -\frac{1}{2} K A^{-1} K_S \\ 0 & 0 & \Lambda K_q \Lambda & 0 \\ \frac{1}{2} \Lambda K A^{-1} K_S & \frac{1}{2} K A^{-1} K_S & 0 & K_q \end{bmatrix} \quad (21)$$

With H being the symmetric Hessian matrix (see equation (21)). In (21) the null matrix is denoted by $0 \in \mathbb{R}^{n \times n}$.

Because all matrices in the function \dot{V} are diagonal, the function \dot{V} can be rewritten by

$$V = \sum_{i=1}^n [e_{\theta i}^T \quad \dot{e}_{\theta i}^T \quad e_{qi}^T \quad \dot{e}_{qi}^T] H \begin{bmatrix} e_{\theta i} \\ \dot{e}_{\theta i} \\ e_{qi} \\ \dot{e}_{qi} \end{bmatrix} \quad (22)$$

with H_i being the Hessian matrix of the joint i . Now let us denote

$J_i, \lambda_i, a_i, k_i, k_{li}, k_{pi}, k_{di}, k_{ti}, k_{si}, k_{qi}$ as the diagonal terms of the matrices $J, \Lambda, A, K, K_I, K_P, K_D, K_T, K_S, K_Q$. Then, from (21) the matrix H_i is given by

$$H_i = \begin{bmatrix} \frac{k_i(\lambda_i k_{pi} - k_{li})}{a_i} & 0 & 0 & -\frac{\lambda_i k_i k_{si}}{2a_i} \\ 0 & \frac{k_i(k_{di} + k_{si} - J_i \lambda_i)}{a_i} & 0 & -\frac{\lambda_i k_i k_{si}}{2a_i} \\ 0 & 0 & \lambda_i^2 k_{qi} & 0 \\ -\frac{\lambda_i k_i k_{si}}{2a_i} & -\frac{\lambda_i k_i k_{si}}{2a_i} & 0 & k_i \end{bmatrix} \\ := \begin{bmatrix} H_{i11} & H_{i12} \\ H_{i21} & H_{i22} \end{bmatrix} \quad (23)$$

with $H_{i11}, H_{i12}, H_{i21}$ and $H_{i22} \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ being sub-matrices.

From the lemma "positive definite symmetric matrix" (see Appendix), the Hessian matrix H_i is positive definite if two inequality conditions are fulfilled

$$H_{i11} > 0 \quad (24)$$

$$H_{i22} > H_{i21}(H_{i11})^{-1}H_{i12} \quad (25)$$

This means that the matrices H_{i11} and $(H_{i22} - H_{i21}(H_{i11})^{-1}H_{i12})$ have to be positive definite.

The condition (24) is fulfilled when

$$\lambda_i k_{pi} > k_{li} \quad (26)$$

$$k_{di} + k_{si} > J_i \lambda_i \quad (27)$$

Further, by taking the Schur complement of the matrix H_i

$$H_{Si} = H_{i22} - H_{i21}(H_{i11})^{-1}H_{i12}$$

one obtains.

$$H_{Si} = \begin{bmatrix} \lambda_i^2 k_{qi} & 0 \\ 0 & k_{qi} - \frac{k_i k_{si}^2}{4a_i} \left(\frac{\lambda_i^2}{\lambda_i k_{pi} - k_{li}} + \frac{1}{k_{di} + k_{si} - J_i \lambda_i} \right) \end{bmatrix} \quad (28)$$

Condition (25) is fulfilled when H_{Si} is positive definite. This leads to

$$k_{qi} > \frac{k_i k_{si}^2}{4a_i} \left(\frac{\lambda_i^2}{\lambda_i k_{pi} - k_{li}} + \frac{1}{k_{di} + k_{si} - J_i \lambda_i} \right) \quad (29)$$

Then, H_i is positive definite. When all H_i are positive definite, then \dot{V} is negative definite.

Therefore, the functions $V > 0$ and $\dot{V} \leq 0$, if (18), (26) and (29) are fulfilled. This implies that $V(t) \leq V(0)$, and therefore, that $e_\theta, \dot{e}_\theta, e_q$ and \dot{e}_q are bounded. Because the derivative of \dot{V} (using equations (16) and (11)) is bounded as well, according to Barbalat's lemma [20] the function \dot{V} is uniformly continuous, and $\dot{V} \rightarrow 0$ as $t \rightarrow \infty$. That leads to $\{\lim_{t \rightarrow \infty} e_\theta = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} e_q = 0\}$, or $\theta \rightarrow \theta_d, q \rightarrow q_d$. The system achieves convergence.

4. LINEAR CONTROL DESIGN

In order to use the control law (10), the control gains have to be designed to fulfill the conditions (17), (26) and (29). In this work, for given K_P and Λ the control gains K_I, K_P, K_D, K_T and K_S are firstly determined by using the pole placement method for each joint. Then these conditions are checked. With the control law (10) one obtains the closed loop dynamics of the robot system (11) and (16). Now let us consider the closed-loop dynamics for one joint² in the worst case (e.g. maximal mass matrix)

$$\begin{cases} J_i \ddot{e}_{\theta i} + k_{li} e_{\theta i} + k_{pi} e_{\theta i} + k_{di} \dot{e}_{\theta i} \\ + (k_{ti} + k_i) k_i^{-1} e_{\tau i} + k_{si} k_i^{-1} \dot{e}_{\tau i} = 0. \\ e_{\tau i} = M_i (\ddot{e}_{qi} + \lambda_i \dot{e}_{qi}) + k_{qi} (\dot{e}_q + \Lambda e_q) \end{cases} \quad (30)$$

with J and M being constant scalars.

By choosing $x = \{\int e_\theta dt, e_\theta, \dot{e}_\theta, e_\tau/k_i, \dot{e}_\tau/k_i\}$ as state vector of the system, the system can be described in the state space by

$$\dot{x} = A_c x \quad (31)$$

² In this case the Coriolis term is neglected for the control gain design.

with A_c being the state matrix of the controlled system (see equation (32)).

By using the pole placement method the control parameters are computed from the desired poles and system parameters. For the pole placement the characteristic polynomial of each joint is given by

$$(s - p_i)(s^2 + 2\xi_1\omega_1 + \omega_1^2)(s^2 + 2\xi_2\omega_2 + \omega_2^2)$$

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{k_{Ii}}{J_i} & -\frac{k_{Pi}}{J_i} & -\frac{k_{Di}}{J_i} & -\frac{(k_{Ti}+k_i)}{J_i} & -\frac{k_{Si}}{J_i} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{k_{Ii}}{J_i} & -\frac{k_{Pi}}{J_i} + \lambda_i \frac{k_{qi}}{M_i} & -\frac{k_{Di}}{J_i} + \frac{k_{qi}}{M_i} + \lambda_i & -\frac{(k_{Ti}+k_i)}{J_i} - \frac{(k_i+k_{qi}\lambda_i)}{M_i} & -\frac{k_{Si}}{J_i} + \frac{k_{qi}}{M_i} - \lambda_i \end{bmatrix} \quad (32)$$

5. EXPERIMENTS

Exact friction compensation plays an important role for the position accuracy. In order to avoid uncertainties of the friction parameters, the proposed controller from Sec. III can be used in combining with a disturbance observer [18] instead of a fixed LuGre-model based compensation of the friction effects.

In order to validate the control performance, the results of experiments with different controllers are compared:

- Controller 1: a PID controller with LuGre-based friction compensation,
- Controller 2: a set point controller developed in [5] (state feedback controller with LuGre-based friction compensation),
- Controller 3: a tracking controller developed in [13] (cascaded controller using the state feedback controller without integrator terms and LuGre-based friction compensation),
- Controller 4: a tracking controller developed in Sec. III (cascaded controller using the state feedback controller with integrator terms and LuGre-based friction compensation)
- Controller 5: a tracking controller developed in Sec. III (cascaded controller using the state feedback controller with integrator terms and observer-based friction compensation [18]).

with p_i being the negative real pole of the integrator term. ξ_1, ξ_2 and ω_1, ω_2 are positive and determine four complex poles of the closed-loop system.

As an example, table I and III (see Experiments) show the system parameters of joint 1 and the appropriate control parameters, respectively.

All experiments are implemented either at the joint testbed only with joint 1, which is the same at KUKA-LWR IV robot and at DLR medical robot, or with a complete KUKA-LWR IV robot or a complete DLR medical robot with 7 DOF. As an example, table I shows the system parameters for the control design of joint 1. The tables II and III represent the identified friction parameters and the control design parameters of the DLR medical robot, respectively.

5.1. Experiments at Joint Testbed

At first, a position step of 2 deg is executed with joint 1 at the testbed, without friction compensation. Fig. 3 shows the measured link torques from different controllers. It can be seen that the best transient performance is reached with controller 2. However, with the proposed controller 4 the oscillations at the link torques are sufficiently damped as well.

Table 1. Parameters of joint 1 at testbed, used for the control design

Motor inertial J_1 (kgm^2)	0.6322
Joint stiffness k_1 (Nm/rad)	7743.0
Joint inertial M_1 (kgm^2)	0.3405

Table 2. Identified friction parameters of the dlr medical robot

<i>Joint</i>	f_c (Nm)	f_l	f_v (Nms/rad)	σ_0 (Nm/rad)	σ_1 (Nms/rad)
1	2.451	0.1263	9.2123	278.8535	28.29
2	10.51	0.1525	14.556	5033.382	317.6
3	10.35	0.1432	15.484	5423.556	286.5
4	3.719	0.1118	8.7484	1768.911	69.76
5	4.618	0.0758	8.6934	1540.362	67.13
6	0.680	0.0324	0.3744	190.8693	10.00
7	0.331	0.0169	0.1267	191.0897	10.67

Table 3. Controller parameters for the dlr medical robot

<i>Joint</i>	K_I	K_P	K_D	$K_T K^{-1}$	$K_S K^{-1}$	K_q	Λ
1	16190	8443	167	1.590	0.0068798	5	2
2	10484	7268	301	2.966	0.0182072	5	2
3	11107	7714	330	3.461	0.0083539	5	2
4	11634	6346	188	2.495	0.0016764	5	2
5	11048	6639	178	4.709	0.0221534	5	2
6	1313	683	4.5	1.940	0.0060800	1	0.5
7	1336	693	3.9	1.521	0.0053030	1	0.5

Furthermore, it can be seen that the PID controller (controller 1) achieves only limited performance because the feedback is restricted to motor state variables only, without using link side information such as link position or link torque.

In the second experiment, a point to point trajectory (see Fig. 4) is chosen in order to show the position tracking accuracy of the robot. Fig. 5 shows the motor position accuracy of joint 1. It can be seen that the best performance is clearly obtained by controller 5 (the black curve). Whereas controller 4 has a steady state error because of the coarsely modeled friction torque and the rigid body dynamics, the position error of controller 5 converges to zero because of the integrator and a more efficient observer-based friction compensation.

5.2. Experiments with Robots

Furthermore, some experiments were taken with the complete DLR medical robot and the complete KUKA-LWR IV robot. Let us denote the forward kinematics of the robots as $x = f(q) \in \mathbb{R}^6$, then the Cartesian position errors are

defined by $e_x = x_d - x$. Experimental results of the Cartesian position errors of the robots are presented where all the joints of the robot are position controlled and track desired trajectories.

In case of the the DLR medical robot, the inner control loop (including the state feedback controller and the friction compensation) is implemented at 3 kHz sampling rate, whereas the outer control loop is computed at 1 kHz sampling rate because of the slow system dynamics and the required computing time. Fig. 6 shows the desired link trajectories and Fig. 7 compares the motor position errors of the different controllers, respectively. It can be seen that the cascaded controllers with integrator terms and LuGre-based friction compensation (controller 4) can achieve the same position accuracy as the PID controller (controller 1). But, the PID controller causes stronger oscillations from the link side (see measured link torque in Fig. 8) because the feedback is restricted to motor state variables only, without using link side information such as link position or link torque. Furthermore, when the

cascaded controllers with integrator terms are combined with a efficient observer-based friction compensation [18], the motor position errors are strongly reduced (see Fig. 9).

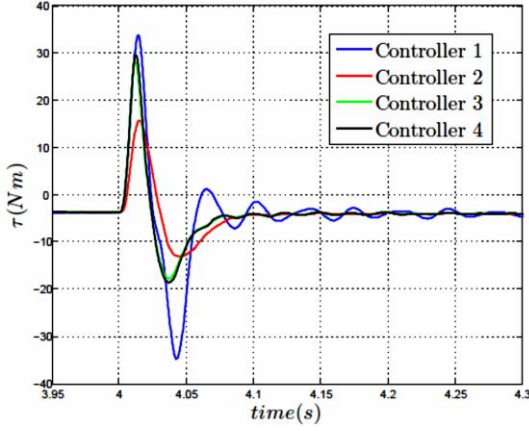


Fig. 3. Measured link torque during step response without friction compensation for joint 1

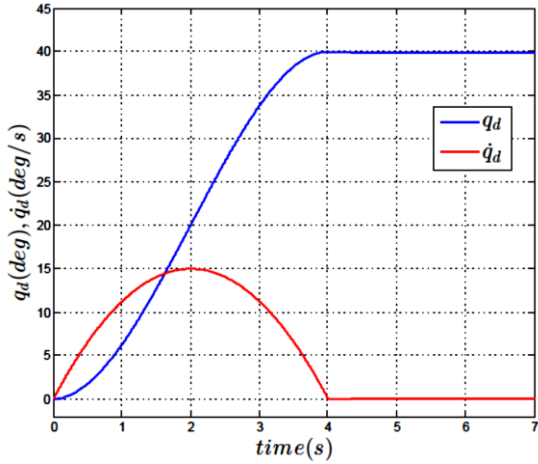


Fig. 4. Desired link position, velocity of a point to point trajectory

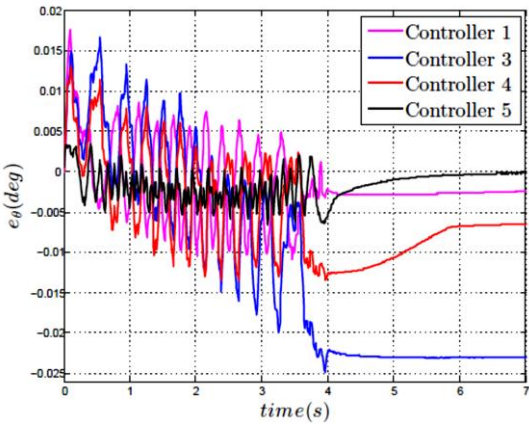


Fig. 5. Tracking motor position errors during the point to point trajectory for joint 1

In contrast to the DLR medical robot, the

KUKA-LWR IV robot has no interface available to implement the friction compensation in the joint level control at high sampling rate, whether based on a LuGre-model nor adaptive. So the experiments were implemented without friction compensation. Fig. 10 shows the experimental results. Obviously, the proposed controller 4 of this paper achieves better performance than controller 1 or controller 3.

6. CONCLUSIONS

In this paper we have proposed a new cascaded control scheme based on using a state feedback controller with position integrator terms, that can be used in order to enhance the robot accuracy. The control parameters can be easily obtained by the pole placement method. Global asymptotic stability of the controller has been proven. Experimental results validate the approach at the joint testbed as well as with the KUKA-LWR IV robot and the DLR medical robot.

APPENDIX

The following lemma will be used for the stability analysis:

Lemma (positive definite symmetric matrix): Given is a symmetric matrix Q :

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{12}^T & Q_{22} \end{bmatrix}$$

such that every submatrix is quadratic. Matrix A is positive definite, if Q_{11} is positive definite and $Q_{22} \geq Q_{12}^T Q_{11}^{-1} Q_{12}$ holds

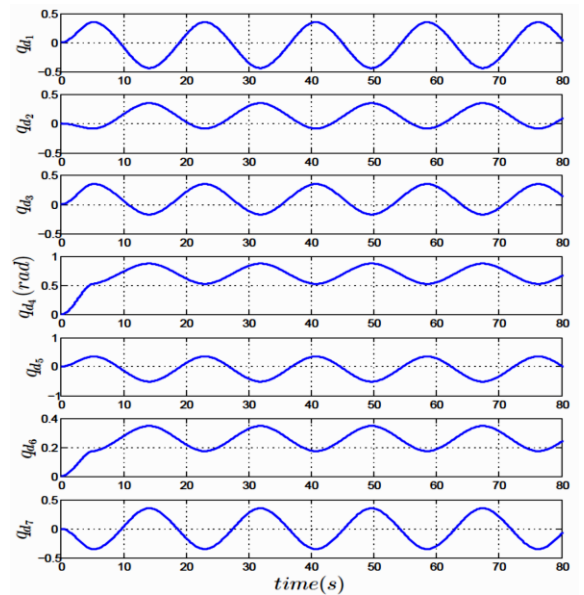


Fig. 6. Desired trajectory for the DLR medical robot

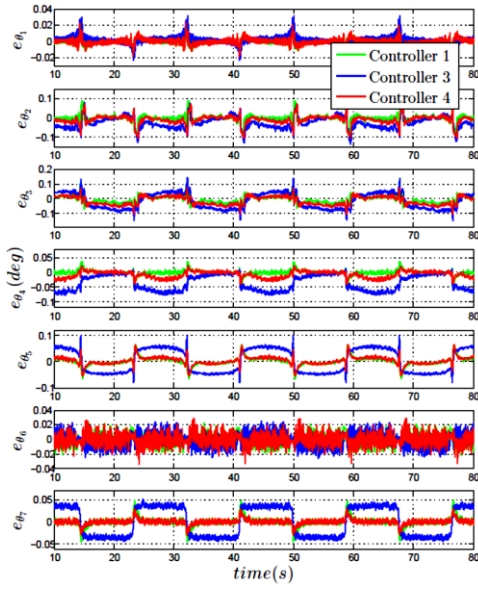


Fig. 7. Tracking motor position errors during a periodic trajectory for the DLR medical robot

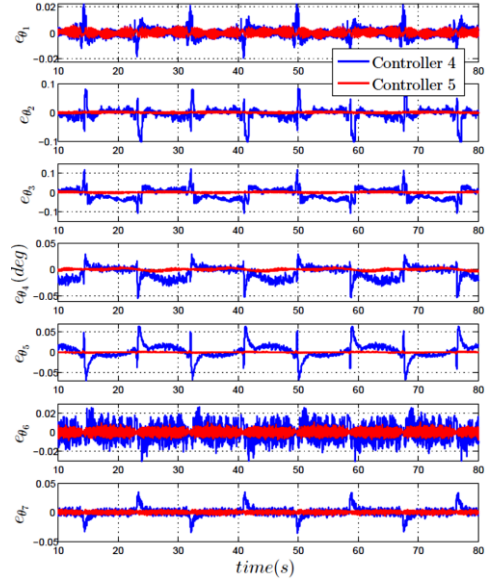


Fig. 9. Comparison of tracking motor position errors for the DLR medical robot by using observer-based friction compensation

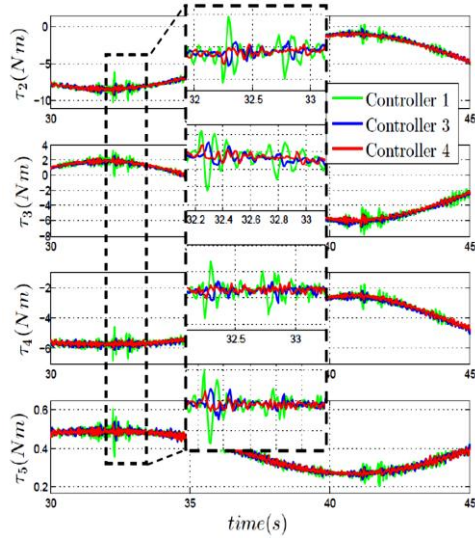


Fig. 8. Measured link torque of joint 2, 3, 4 and 5 at the DLR medical robot

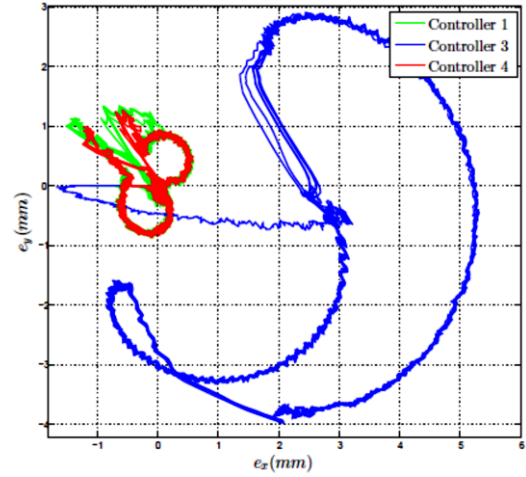


Fig. 10. Cartesian position tracking errors for the KUKA-LWR IV robot without friction compensation

REFERENCES

- [1] G. Hirzinger, N. Sporer, A. Albu-Schäffer, M. Hähnle, R. Krenn, A. Pascucci, and M. Schedl. DLR's torque-controlled light weight robot III - are we reaching the technological limits now? *IEEE International Conference Robotics and Automation*, pages 1710–1716, 2002.
- [2] U. Hagn, M. Nickl, S. Jörg, A. Tobergte, B. Kübler, G. Passig, M. Gröger, F. Fröhlich, U. Seibold, R. Konietzschke, L. Le-Tien, A. Albu-Schäffer, M. Grebenstein, T. Ortmaier, and G. Hirzinger. DLR mirosurge - towards versatility in surgical robotics. *Proceedings of CURAC, Jahrestagung der Deutschen Gesellschaft für Computer- und Roboterassistierte Chirurgie e.V.*, pages 143 – 146, 2008.
- [3] P. Tomei. A simple PD controller for robots with elastic joints. *IEEE Transaction on Robotics and Automation*, pages 1208–1213, 1991.
- [4] R.J. Caverly, D. E. Zlotnik, L. J. Bridgeman, and J. R. Forbes. Saturated proportional derivative control of flexible-joint manipulators. *Robotics and Computed-Integrated Manufacturing*, pages 658–666, 2014.

- [5] A. Albu-Schäffer, C. Ott, and G. Hirzinger. A unified passivity- based control framework for position, torque and impedance control of flexible joint robots. *The Int. Journal of Robotics Research*, pages 23–39, 2007.
- [6] M.A. Ahmad, R. M. T. R. Ismail, M. S. Ramli, M. A. Zawawi, and M. H. Suid. Composite pd and fuzzy logic approach for vibration of elastic joint manipulator. *International Conference on Control, Automation and Systems*, pages 2175–2180, 2010.
- [7] M.W. Spong. Modeling and control of elastic joint robots. *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, 109:310–319, 1987.
- [8] H.D. Taghirad and M. A. Khorsavi. A robust linear controller for flexible joint manipulators. *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pages 2936–2941, 2004.
- [9] A. De Luca and P. Lucibello. A general algorithm for dynamic feedback linearization of robots with elastic joints. *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pages 504–510, 1998.
- [10] B. Brogliato, R. Ortega, and R. Lozano. Global tracking controllers for flexible-joint manipulators: a comparative study. *Automatica*, 31:941– 956, 1995.
- [11] M.M. Fateh. Robust control of flexible-joint robot using voltage control strategy. *Nonlinear Dynamics*, pages 1525–1537, 2012.
- [12] L. Tian and A.A. Goldenberg. Robust adaptive control of flexible joint robots with joint torque feedback. *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pages 1229–1234, 1995.
- [13] L. Le-Tien and A. Albu-Schäffer. Improving tracking accuracy of a MIMO state feedback controller for elastic joint robots. *53rd IEEE Conference on Decision and Control*, pages 4548 – 4553, 2014.
- [14] C.C. de Wit and P. Lischinsky. Adaptive friction compensation with partially known dynamic friction model. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 11:65–80, 1997.
- [15] P. Tomei. Robust adaptive friction compensation for tracking control of robot manipulators. *IEEE Transaction on Robotics and Automation*, 45:2164–2169, 2000.
- [16] L. Le-Tien and A. Albu-Schäffer. Adaptive Friction Compensation in Trajectory Tracking Control of DLR Medical Robots with Elastic Joints. *IEEE/RSJ 2012 International Conference on Intelligent Robots and Systems*, 2012.
- [17] W.H. Zhu, E. Dupuis, and M. Doyon. Adaptive control of harmonic drives. *Transactions of the ASME*, pages 182–193, 2007.
- [18] L. Le-Tien, A. Albu-Schäffer, A. De Luca, and G. Hirzinger. Friction observer and compensation for control of robots with joint torque measurement. *IEEE/RSJ 2008 International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pages 3789 – 3795, 2008.
- [19] C. C. de Wit, H. Olsson, K. J. Astron, and P. Linschinsky. A New Model for Control of Systems with Friction. *IEEE Transaction on Automatic Control*, 40:419–425, 1994.
- [20] J-J. E. Slotine and W. Li. *Applied Nonlinear Control*. Prentice-Hall International, 1991.

DESIGN AND EVALUATION OF THE LOWER-LIMB ROBOTIC ORTHOSIS FOR GAIT REHABILITATION ACTUATED BY PNEUMATIC ARTIFICIAL MUSCLE

Dao Quy Trinh¹, Do Trong Hieu², Duong Minh Duc²

¹Shibaura Institute of Technology, ²Hanoi University of Science and Technology

Email: nb16505@shibaura-it.ac.jp

Abstract:

In this study, a robotic orthosis for lower-limb rehabilitation training is developed. The robot includes two hip and knee joints. Each joint is actuated by a pneumatic artificial muscle (PAM) in an antagonistic configuration. The bi-articular muscles are used to increase the stiffness of robotic orthosis. The robotic orthosis is evaluated not only by comparing to the normal human walking but also in trajectory tracking control mode. The experiment results show that the angle trajectory of the robotic orthosis is closed to the trajectory of normal human walking and it can also guide the subject to its designated trajectory.

Keywords:

gait training device, robot orthosis, pneumatic artificial muscle.

1. INTRODUCTION

There are millions of people worldwide with movement disability caused by neurological pathologies such as spinal cord injury (SCI), stroke or traumatic brain injury. Lower limb rehabilitation devices such as robotic orthosis based on treadmill and body weight supported (BWS) can help the patients improve their recovery and assist therapists by supporting them to perform the repetitive movement in the rehabilitation process. Despite the fact that several systems have been ready on the market, the demand for improvement of those systems still poses difficulties in both hardware and control design perspective.

The most popular trademark robotic orthosis is LOKOMAT. The LOKOMAT can execute many training strategies including assist-as-needed (AAN), interactive, or patient cooperative. Since the electric motor actuator is employed, the LOKOMAT have faced some issues such as high friction, heavyweight [1, 2]. To overcome the disadvantages of the LOKOMAT, a lightweight series elastic actuator is used in LOPEs instead. The LOPEs has three training modes including “patient-in-charge,” “robot-in-charge,” and “therapist-in-charge” [3]. In the first mode, the actuator has a low stiffness. So, the patient can walk freely. In the second mode, the patient is forced to follow a designated trajectory, and it also allows the therapist to program the training exercise in the last mode. However, only

“patient-in-charge” mode has been investigated [4]. Hussain et al. also develops the robotic orthosis with AAN training strategy based on both trajectory tracking and impedance control [5-7]. However, the interaction torque between subject and robotic orthosis is estimated offline and cannot adapt to the different level of disability of patients.

In our previous studies [8, 9], a gait training system based on the body weight support and the treadmill is developed. The antagonistic configuration of PAM is adopted to actuate the robotic orthosis. In order to increase the stiffness of both hip and knee joints, two pairs of mono-articular and one additional pair of the bi-articular muscles are employed. The contraction model control scheme is then applied as the control strategy of the system. However, the system only shows good trajectory tracking performance without the participation of the subject.

In this research, a new robotic orthosis is designed to satisfy two criterions. First, the orthosis must have a safe and comfortable mechanism. Second, the stiffness is high enough to support the patient movement during training. Both requirements of the developed orthosis are verified by experiments.

To this end, the remaining parts of this paper are organized as follows. The robotic orthosis design and its evaluation are introduced in section II. Section III presents the model of antagonistic

muscle. The experiment results and future works are carried out in section IV and V, respectively.

2. ROBOT ORTHOSIS DESIGN

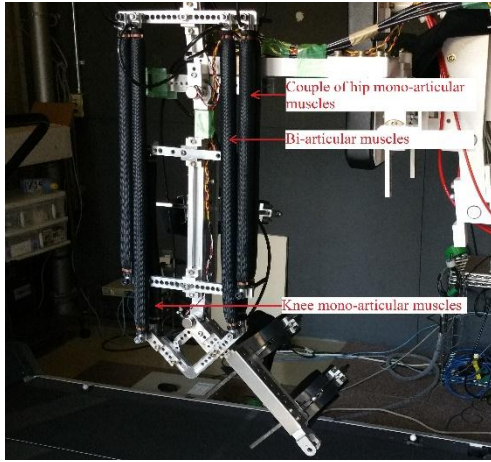


Fig. 1. The AIRGAIT robotic orthosis.

Table 1. Specifications of AIRGAIT orthosis

DOFs	Range of angle	Range of slider
Hip joint	$+60^\circ / -60^\circ$	30 cm
Knee joint	$+90^\circ / 0^\circ$	19 cm

Table 2. The length and initial voltage to ECV valves of each PAMS

Parameters	Knee joint		Hip joint		Bi-Articular	
	Ant	Post	Ant	Post	Ant	Post
Length [cm]	30	40	55	55	64	64
Initial voltage [v]	3.0	0.5	2.0	2.0	2.5	1.0

In this section, a two DOF robotic orthosis named AIRGAIT based on treadmill training is developed. The frame length of the orthosis can be changed to fit the body of the subjects by the sliders and fixed by the screw during training. The knee exoskeleton is designed with L-shape to optimize the movement of the bi-articular muscle. The specifications of each DOF are provided in Table I. The PAMs are used to actuate the robotic orthosis. In comparison with the previous studies [8, 9], an additional couple of PAMs is used in hip joint to increase the stiffness of the orthosis. The position of each antagonistic actuator can also be varied to fit the body of the subject. The length of the muscles for each joint is given in Table II, in which Ant and Post represent

anterior and posterior muscle of each joint.

Each antagonistic muscle is supplied by a proportional electric control valve (ECV) ITV2000/3000 produced by SMC company. The contactless Hall-IC angle sensor CP-20H of Midori Precisions is attached for measuring the angle motion of each knee and hip joint. The real-time CompactRIO controller from National Instrument is employed to collect the data from the angle sensor as well as control the electric control valves. The real image of the left AIRGAIT robotic orthosis is shown in Fig. 1.

3. THE ANTAGONISTIC MUSCLE MODEL

The typical configuration of an antagonistic muscle is shown in Fig.2. The displacement of PAM from its initial state can be estimated by the length of its free endpoint trajectory arc. The relationship between the displacement of the PAM and the measured angle is simplified as

$$\Delta l_{Ai} = -R_i \theta_i^2 \quad (1)$$

$$\Delta l_{Pi} = R_i \theta_i^2 \quad (2)$$

where i represents for the knee or hip joint of the orthosis; Δl_{Ai} and Δl_{Pi} are the displacements from the initial length of the anterior and posterior PAM.

θ_i is the joint angle and R_i is the rotation radius of the joint.

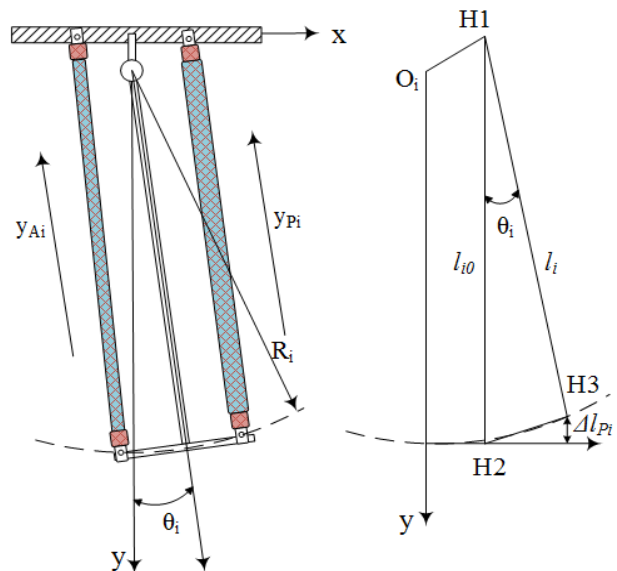


Fig. 2. The antagonistic muscle configuration

The contractions of each single PAM can be described by the following equations:

$$\varepsilon_{Ai} = \frac{l_{im} - l_{i0} + R_i \theta_i^2}{l_{im}} \quad (3)$$

$$\varepsilon_{Pi} = \frac{l_{im} - l_{i0} - R_i \theta_i^2}{l_{im}} \quad (4)$$

in which and are the length of the complete deflation and the initial state of each PAM, respectively. In (3) and (4), the contractions of both PAMs of antagonistic

Table. 3. The information of the subjects.

Information	Weight	Height	Femur length	Age
Value	59.7 ± 3.2 [kg]	171.5 ± 6.0 [cm]	51.2 ± 2.6 [cm]	21.4 ± 0.5 [year]

muscle only depends on the measured angle of the joint. Because the ECV valve can supply the pressure proportional to its control voltage, the model of antagonistic muscle can be simplified as a single input single output (SISO) system where the input is the difference voltage of two PAM's ECV, and the output is the angle of the joint. The block diagram of the system is shown in Fig. 6.

4. EXPERIMENTAL EVALUATION

The new design of the orthosis is evaluated based on two following criterions. First, the orthosis must be designed to ensure the safety and comfort of the patient during training. Second, the orthosis can guide the patient in its programmable motion. The evaluation procedure is provided in detail as following.

4.1. Subjects

Five healthy male subjects participate in the experiment. The information of the subjects is given in Table III.

4.2. The mechanical design of the robotic orthosis evaluation

The new mechanical design of robotic orthosis is evaluated by two steps. First, the subjects are asked to walk on the treadmill without the orthosis. The angle trajectories of the hip and knee joint are recorded by K100 Amplifier Base Unit from Biometrics Ltd company with the 1000 [Hz] sampling frequency. Second, the subjects wear the orthosis which is set up at low stiffness. Then the

hip and knee joint angle trajectories of the orthosis are measured and recorded. For both experiments, the subjects walk in 2 minutes to familiar with the experiment condition first and then the data is recorded for 1 minutes. The treadmill speed is set at 2.5 [km/h] for all experiments. This speed is the normal walking speed of a healthy subject. The BWS is not used in this mode because the subjects are healthy and do not need any support.

The average value of hip and knee joint angle trajectory in one gait cycle (GC) is given in Fig. 3 where the blue line is the joint angle of the subject when normal walking and the red line is the measured value of the angle sensor. The detail trajectories of each subject in one gait cycle are depicted in Fig. 4. The results show that there are large delays between the trajectories of the orthosis and the normal walking of the subject B and D due to the difference between the size of the subject thigh and the orthosis. Besides, when these subjects wear the orthosis, the leg of the orthosis cannot be straight as the human leg.

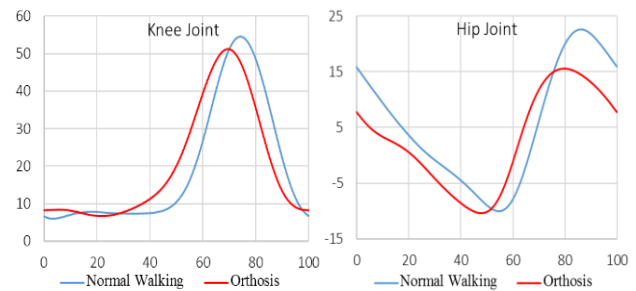
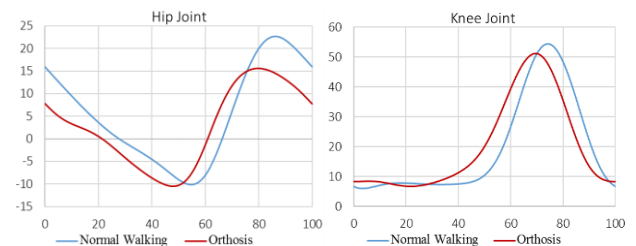
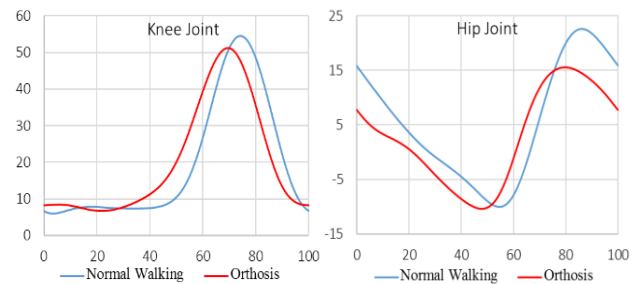
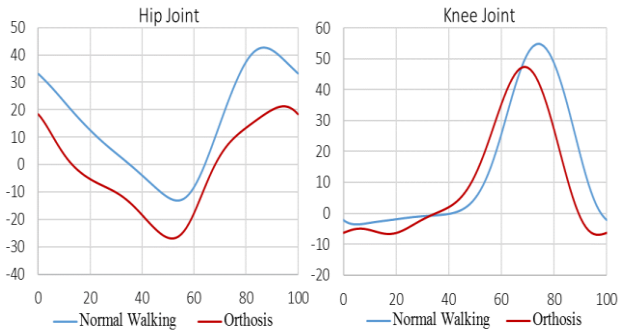


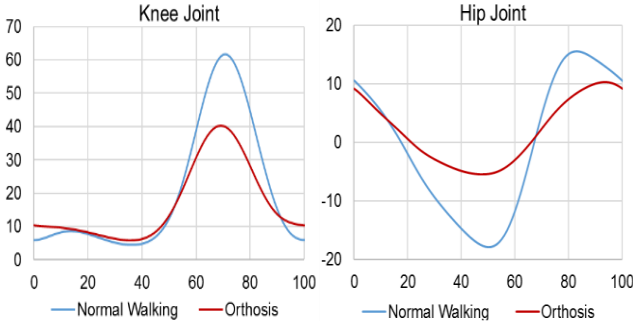
Fig. 3. The average value of angle trajectory of orthosis joint compared to subject normal walking in one gait cycle



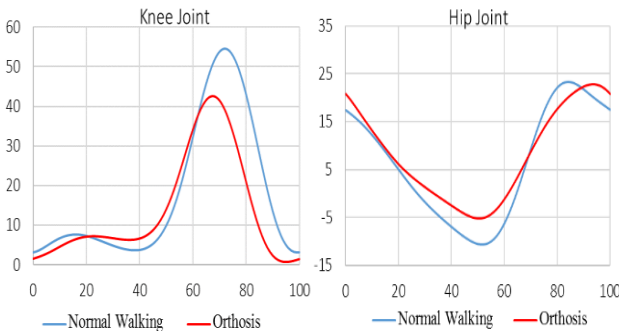
(a) Subject A



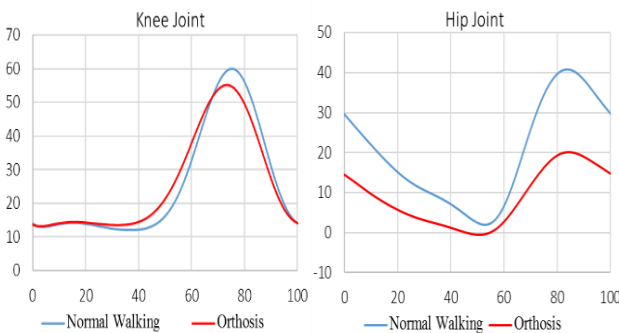
(b) Subject B



(c) Subject C



(d) Subject D



(e) Subject E

Fig. 4. The angle trajectory of the orthosis compared to the normal walking of each subject (a) Subject A, (b) Subject B, (c) Subject C, (d) Subject D, (e) Subject E

As shown in Fig. 5, the peak value of robotic orthosis hip and knee joint when extension and flexion state are not much difference in comparison with the normal walking of a subject.

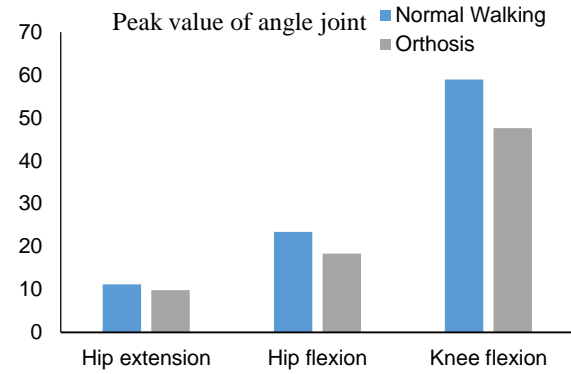


Fig. 5. The peak value of orthosis angle compared to normal walking

This experiment results demonstrate that the angle trajectory of the AIRGAIT orthosis is similar to the human walking trajectory. Hence, the subject can feel comfortable while wearing the orthosis during training.

4.3. Trajectory tracking control

In order to fulfill the second requirement, the orthosis is set up with trajectory tracking control mode. In this mode, the orthosis has high stiffness and can guide the subject to its designated trajectory. A simple feedback PI controller is used to evaluate the tracking performance as illustrated Fig. 6. To protect the PAMs, the input pressure is restricted at 0.5 [MPa].

The reference trajectory θ_i^* of each joint is determined by the angle data collected from the experiments in part B of this section. The reference trajectories θ_k^* and θ_h^* are the inputs for the knee and hip joint mono-articular muscle control loop, respectively. The sum of θ_k^* and θ_h^* is the reference value for the bi-articular actuator. In this experiment, the sampling frequency of the PI controller is 500 [Hz]. By using the “trial and error” technique, all parameters of the controller are found and listed in Table IV.

To evaluate the robustness of the control system, another subject, who does not belong to the group mentioned in part A of this section, is asked to take part in this experiment. The experiment results are shown in Fig. 7. It can be observed that without a subject, the maximum tracking error (MTE) of both hip and knee joints are less than 4° . With the participation of the subject, the tracking

performance is just slightly degraded where the MTE is about 5° . These results are acceptable for a practical system.

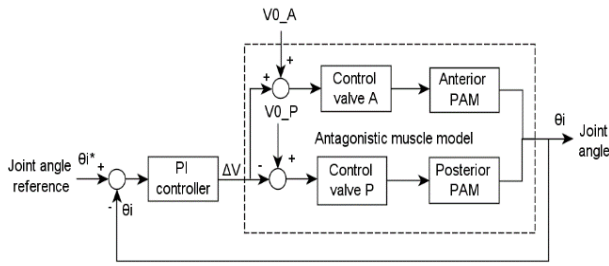


Fig. 6. The trajectory tracking control diagram of AIRGAIT orthosis joint angle.

Tab. 4. Parameters of each PI controllers

Parameters	Knee joint controller	Hip joint controller	Bi-Articular controller
K_P [V/Degree]	0.06	0.015	0.015
T_i [s]	0.05	0.06	0.045

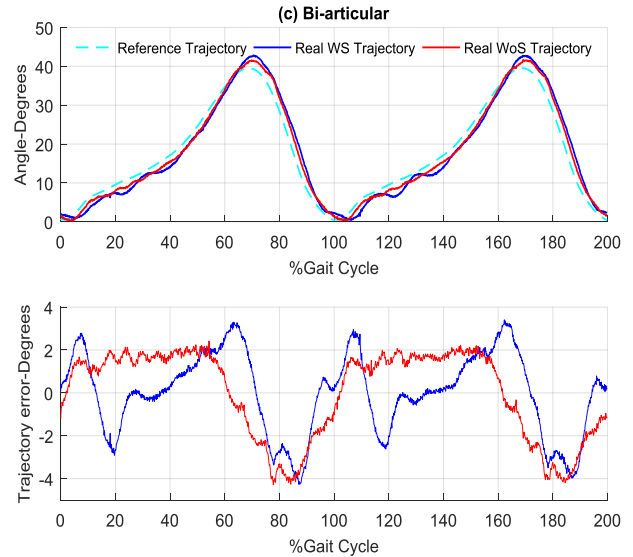
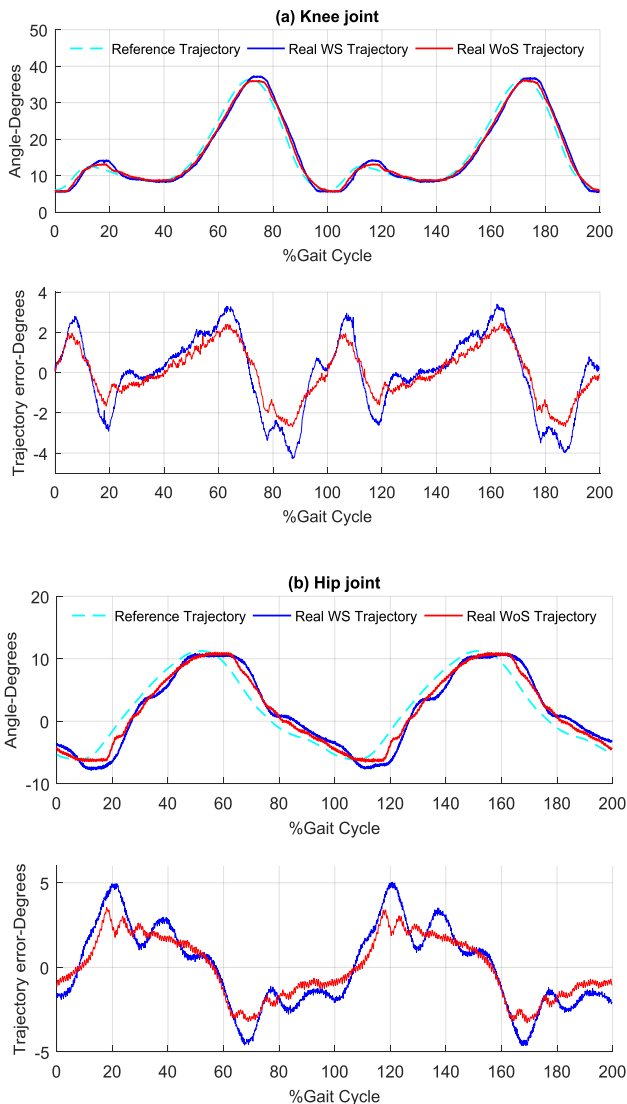


Fig. 7. Hip and knee angle trajectory in the percentage of GC during trajectory tracking mode (a) Knee joint. (b) Hip joint (c) Bi-actuator

5. CONCLUSION AND FUTURE WORKS

In this study, a new orthosis robotic system based on the PAMs is developed. By using PAMs as the actuators, the developed system is flexible and comfortable for the patients. Besides, the system is also capable of adapting to the subject body size and generating human walking trajectory. The feasibility of the developed orthosis is confirmed by experiment results with various subjects.

Due to the nonlinearity of the PAM, high tracking accuracy cannot be achieved with a simple PI controller. Hence, advanced control techniques are needed to further enhance the system performance in future.

REFERENCES

- [1] Behrman, A.L., and S.J. Harkema, "Locomotor training after human spinal cord injury: A series of case studies," *Physical Therapy*, 2000. 80(7): p. 688-700.
- [2] Jezernik, S., G. Colombo, and M. Morari, "Automatic gait-pattern adaptation algorithms for rehabilitation with a 4-DOF robotic orthosis," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 2004. 20(3): p. 574-582.
- [3] Veneman, J.F., et al., "Design and Evaluation of the LOPES Exoskeleton Robot for Interactive Gait Rehabilitation," *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, 2007. 15(3): p. 379-386.
- [4] Asseldonk, E.H.F.v., et al., "The Effects on Kinematics and Muscle Activity of Walking in a Robotic Gait Trainer During Zero-Force Control," *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, 2008. 16(4): p. 360-370.
- [5] Hussain, S., et al., "Assist-as-Needed Control of an Intrinsically Compliant Robotic Gait Training Orthosis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017. 64(2): p. 1675-1685.
- [6] Hussain, S., S.Q. Xie, and P.K. Jamwal, "Control of a robotic orthosis for gait rehabilitation," *Robotics and Autonomous Systems*, 2013. 61(9): p. 911-919.
- [7] Hussain, S., S.Q. Xie, and P.K. Jamwal, "Adaptive Impedance Control of a Robotic Orthosis for Gait Rehabilitation," *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2013. 43(3): p. 1025-1034.
- [8] Dzahir, M.A.M., T. Nobutomo, and S.I. Yamamoto. "Development of body weight support gait training system using pneumatic McKibben actuators -Control of Lower Extremity Orthosis." in *2013 35th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*. 2013.
- [9] Shibata, Y., et al. "Development of body weight support gait training system using antagonistic bi-articular muscle model." in *2010 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology*. 2010.

THUẬT TOÁN MTEE CHỐNG BÓ PHANH/ĐIỀU KHIỂN LỰC KÉO Ô TÔ ĐIỆN

MTEE ALGORITHM FOR ANTILOCK BRAKING/TRACTION CONTROL OF EVS

Vũ Ngọc Minh - Trường Đại học Hàng hải Việt Nam

e-Mail: minhthd3k42.@gmail.com

Tạ Cao Minh - Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

e-Mail: minh.tacao@hut.edu.vn

Tóm tắt:

Bản báo cáo trình bày một bộ điều khiển chống trượt cho ô tô điện sử dụng phương pháp điều khiển MTEE với mục đích tăng cường hiệu quả của xe trong cả hai chế độ vận hành chạy xe và phanh xe. Trong phương pháp này bộ điều khiển được thiết kế để ngăn ngừa trạng thái trượt của bánh xe xuất hiện trong trường hợp không xác định được chính xác tình trạng mặt đường với mục đích tăng cường sự ổn định của hệ thống điều khiển và nâng cao hiệu quả xử lý của người điều khiển.

Từ khóa:

Xe điện, điều khiển lực kéo, hệ thống chống bó phanh (ABS).

Abstract:

This paper presents a slip suppression controller using MTEE control for electric vehicles which aims to improve the control performance of EVs in both driving and braking mode. In this method, a MTEE controller is designed to prevent electrical vehicle from wheel skidding in presence of uncertainties of tire-road condition in order to enhance the stability of the control system and handling capability of the driver.

Keywords:

Electric vehicle (EVs); traction control; anti-lock braking system (ABS).

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
J_w	kgm^2	Quán tính bánh xe
ω	rad/s	Vận tốc góc bánh xe
T	Nm	Momen kéo
r	m	Bán kính bánh xe
F_d	N	Lực kéo xe
M	kg	Khối lượng xe
V	m/s	Vận tốc xe
v_{ar}	m/s	Vận tốc gió
F_{dr}	N	Lực cản chuyển động
λ		Tỉ lệ trượt
μ		Hệ số ma sát
a	m/s^2	Gia tốc xe
a_w	m/s^2	Gia tốc bánh xe

C_{rr}		Hệ số cản lăn
F_{rr}	Nm	Lực cản lăn
A_p	m^2	Diện tích cản gió
C_D		Hệ số cản gió
ρ		Mật độ không khí
F_{ar}	Nm	Lực cản gió
T_{br}	Nm	Momen phanh xe

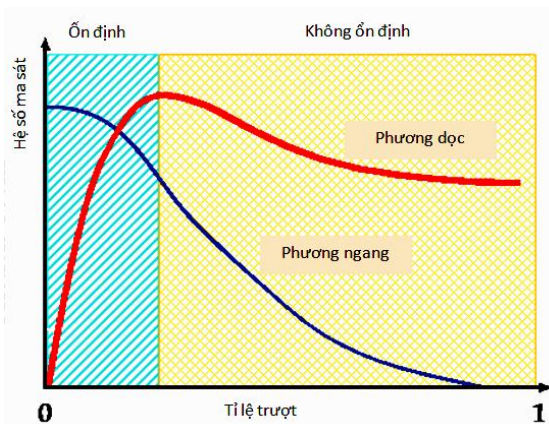
Chữ viết tắt

EVs	Electric Vehicles
MTEE	Maximum Torque Estimation Extended
ABS	Anti-lock braking system
TCS	Traction control system

1. MỞ ĐẦU

Hình H.1 thể hiện mối quan hệ giữa tỉ lệ trượt của

bánh xe với hệ số ma sát trong một điều kiện mặt đường nhất định. Khi xe chuyển động ở vùng ổn định hệ số ma sát của bánh xe theo phương dọc và phương ngang đều rất cao, vận tốc xe gần bằng vận tốc bánh xe. Trong khi đó, nếu xe hoạt động ở vùng không ổn định (vùng xe bị trượt), hệ số ma sát giảm, đặc biệt là ma sát theo phương ngang, ứng với một momen xoắn không đổi từ động cơ, vận tốc bánh xe ngày càng tăng trong khi vận tốc xe giảm xuống. Hệ số trượt $\lambda \rightarrow 1$ xe không còn khả năng bám đường theo phương ngang. Chỉ cần có một lực ngoại cảnh nhỏ tác động vào phương ngang của xe như gió, đánh lái góc nhỏ... xe sẽ mất ổn định và rơi vào trạng thái bị xoay xe.



H.1. Hệ số ma sát theo phương dọc và ngang xe

Một trong những ưu thế của động cơ điện so với động cơ đốt trong là có thể điều khiển sinh momen xoắn nhanh và chính xác. Mặt khác độ bám giữa bánh xe với mặt đường là nhân tố chính quyết định chất lượng chuyển động của ô tô lại phụ thuộc vào lực kéo do động cơ sinh ra. Nói cách khác sự ổn định và an toàn của ô tô có thể được cải thiện bằng cách điều khiển momen của động cơ điện. Bên cạnh đó, nếu kiểm soát trạng thái bám đường một cách hiệu quả sẽ giảm tổn thất năng lượng, quãng đường di chuyển cho một lần sạc từ đó được nâng lên [1-8].

Trong [3], điều khiển lực kéo dựa trên phương pháp ước lượng mô-men xoắn truyền tải tối đa đã được đề xuất. Trong [10], điều khiển lực kéo của ô tô điện bằng việc sử dụng một khâu quan sát trượt để nâng cao hiệu quả hoạt động kiểm soát và bảo tồn năng lượng. Bộ điều khiển chống lại những bất trắc mô hình được thiết kế để có được lực kéo tối đa bằng cách giới hạn tỷ lệ trượt.

Hệ thống chống bó cứng phanh (ABS) là hệ thống an toàn chủ động quan trọng nhất cho phương tiện

đường bộ. Các ABS có thể cải thiện sự an toàn của một chiếc xe trong các điều kiện mặt đường khác nhau vì nó có thể tối đa hóa lực ma sát dọc trục từ đó giữ cho lực ngang trục xe có giá trị lớn. Lực ngang trục lớn là một nhân tố giữ cho xe ở trạng thái ổn định [11].

Hãm tái sinh trong quá trình phanh là một phương pháp để nâng cao hiệu quả sử dụng điện năng, phương pháp này đã được áp dụng trong các loại xe ô tô điện. Tuy nhiên, hệ thống phanh cơ khí thông thường phải được giữ lại và làm việc cùng với hệ thống hãm tái sinh do năng lượng tái tạo từ các mô-men xoắn điện năng bị giới hạn bởi nhiều yếu tố, chẳng hạn như tốc độ động cơ, khả năng bộ nạp của bộ biến đổi và nhiệt độ của acquy [9]. Một số phương pháp điều khiển tiên tiến đã được đề xuất cho hệ ABS, chẳng hạn như FLC [7], điều khiển thích nghi [8].

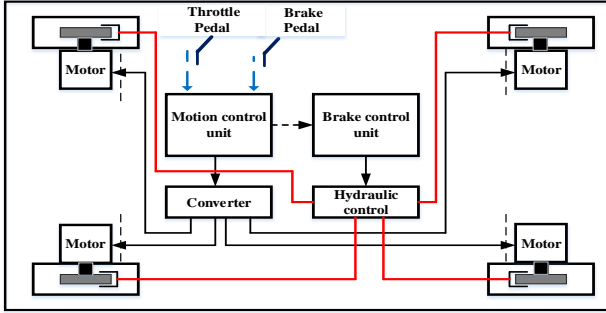
TCS và ABS thường được phân tích, thiết kế là hai bộ điều khiển độc lập cho chế độ chạy và chế độ phanh. Thực tế vận hành, ô tô thường xuyên chuyển đổi qua lại giữa hai chế độ này. Bài báo này xây dựng thuật toán điều khiển ABS và TCS bằng một bộ điều khiển duy nhất, đồng thời bài báo phân tích thuật toán phối hợp điều khiển phanh cơ khí và phanh điện trong chế độ ABS.

Bố cục bài báo được trình bày như sau: Mục 2 xây dựng mô hình động lực ô tô bao gồm mô hình lớp xe, mô hình động lực học dọc trục thân xe, mô hình phanh thủy lực và lưu đồ phân chia momen phanh. Mục 3 đi sâu phân tích, thiết kế bộ điều khiển lực kéo/chống bó phanh. Mục 4 trình bày kết quả mô phỏng kiểm chứng khả năng hoạt động của bộ điều khiển trong điều kiện mặt đường trơn trượt bằng phần mềm MATLAB/SIMULINK.

2. MÔ HÌNH ĐỘNG LỰC Ô TÔ

Cấu trúc của một hệ truyền động trên ô tô điện trong bài báo này được trình bày trên hình H.2. Xe ô tô sử dụng bốn động cơ được tích hợp trực tiếp vào bánh xe (in-wheel motors). Hệ thống phanh thủy lực bao gồm pedal phanh, bộ điều khiển phanh thủy lực, bốn xilanh phanh thủy lực cho bốn bánh và cảm biến tốc độ bánh xe. Khi nhấn phanh, bộ điều khiển phanh sẽ tính toán momen phanh cần thiết cho bánh trước và bánh sau dựa trên tín hiệu lực nhấn pedal phanh. Từ các giá trị tính toán này bộ điều khiển phanh sẽ ước lượng momen phanh động cơ điện có thể sinh ra dựa trên các yếu tố như tốc độ bánh xe, trạng thái acquy và một số thông tin khác. Thuật toán phân bổ

momen phanh sẽ tính toán, phân chia momen cần thiết áp đặt cho từng động cơ điện và bộ điều khiển phanh sẽ gửi tín hiệu tính toán được cho bộ điều khiển chuyển động. Bộ điều khiển chuyển động sẽ quyết định trạng thái động cơ chạy hay phanh dựa trên yêu cầu momen từ pedal ga và từ bộ điều khiển phanh gửi tới.



H.2. Cấu hình điều khiển chuyển động xe ô tô

2.1. Mô hình lớp xe

Lớp xe là thành phần kết nối để truyền đạt lực kéo từ ô tô tới mặt đường tạo nên chuyển động theo chiều dọc của xe. Mô hình lớp xe mô tả mối liên hệ giữa tỉ lệ trượt với hệ số ma sát giữa bánh xe và mặt đường. Các mô hình lớp bao gồm thực nghiệm (semiempirical) và mô hình phân tích. Mô hình mô tả tính phi tuyến của lớp xe đã được trình bày trong nhiều công trình nghiên cứu, chẳng hạn như mô hình Burckhardt [9], mô hình lớp LuGre... Trong bài báo này, Magic Formula [12] được sử dụng, vì nó là đặc biệt thích hợp cho mục đích phân tích trong khi vẫn giữ được độ chính xác trong các mô tả về hệ số ma sát. Trong quá trình ô tô chuyển động, tỷ lệ trượt dọc được định nghĩa là:

$$\lambda = \frac{\omega r - V}{\max(V, \omega r)} \quad (1)$$

Lực kéo chuyển động được cho bởi

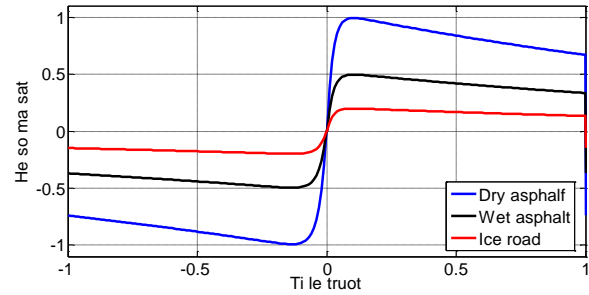
$$F_d = \mu(k, \lambda) F_z \quad (2)$$

Trong đó λ là tỉ lệ trượt, và ω là tốc độ quay của bánh xe. Tỉ lệ trượt $\lambda=1$ là đặc tính bánh xe bị trượt hoàn toàn trên mặt đường trong chế độ chạy và $\lambda=-1$ khi bánh xe bị trượt hoàn toàn trên mặt đường trong chế độ phanh. Tỉ lệ trượt $\lambda=0$, có nghĩa là không có sự trượt giữa bánh xe và mặt đường tại điểm tiếp xúc. Trong quá trình ô tô di chuyển, $-1 \leq \lambda \leq 1$.

λ trong mô hình Magic Formula [12] được mô tả như sau:

$$\begin{aligned} \mu(k, \lambda) &= -1.05k * (e^{-45\lambda} - e^{-0.45\lambda}) \quad \lambda > 0 \\ \mu(k, \lambda) &= 1.05k * (e^{-35\lambda} - e^{-0.35\lambda}) \quad \lambda \leq 0 \end{aligned} \quad (3)$$

Hệ số ma sát $\mu(k, \lambda)$ là một hàm của hệ số điều kiện mặt đường k và tỉ lệ trượt. Hình 3 thể hiện mối liên hệ giữa hệ số ma sát μ và tỉ lệ trượt λ trong các điều kiện mặt đường khác nhau, đường asphalt khô ($k=1$), đường ướt ($k=0.5$) và đường băng tuyết ($k=0.2$).



H.3. Mối quan hệ giữa tỉ lệ trượt và hệ số ma sát

Từ hình H.3 Ta có thể tính toán được giá trị λ cho giá trị lớn nhất $\mu(k, \lambda)$ trong các điều kiện mặt đường khác nhau. Để tìm giá trị này ta cho

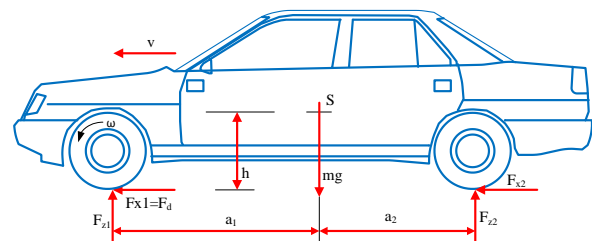
$$\frac{d}{d\lambda} \mu(\lambda) = 0 \quad (4)$$

Biểu thức (4) cho kết quả $\lambda \approx 0.13$

Như vậy, với từng điều kiện mặt đường khác nhau, khi đạt tới $\lambda \approx 0.13$ lực kéo/phanh đạt giá trị lớn nhất.

2.2. Mô hình xe ô tô

Mô hình động lực học dùng để phân tích là mô hình một bánh như mô tả trên hình H.4. Ở đây có 2 loại momen quán tính là momen bánh xe và momen thân xe. Bỏ qua các thành phần chuyển động ngang, biểu thức động lực học dọc trục được mô tả cho xe ô tô như sau:



H.4. Mô hình động lực học dọc trục xe ô tô

$$J_w \frac{d\omega}{dt} = T - rF_d \quad (5)$$

$$M \frac{dV}{dt} = F_d - F_{dr} \quad (6)$$

$$V_w = r\omega \quad (7)$$

$$F_{dr} = F_{rr} + F_{ar} \quad (8)$$

Ở trạng thái tĩnh phân bố trọng lượng thân xe lên các bánh xe như sau:

$$F_{z1}^{st} = Mg \frac{a_2}{a_1 + a_2}, \quad F_{z2}^{st} = Mg \frac{a_1}{a_1 + a_2} \quad (9)$$

Khi xe chuyển động sự phân bố trọng lượng của thân xe theo chiều thẳng đứng lên các bánh xe không đều nhau. Chiều cao trọng tâm xe ảnh hưởng đến sự phân bố trọng lượng thân xe thể hiện qua phương trình (10)

$$F_{z1}^{dyn} = -Mg \frac{h}{a_1 + a_2} \frac{\dot{V}}{g}, \quad F_{z2}^{dyn} = Mg \frac{h}{a_1 + a_2} \frac{\dot{V}}{g} \quad (10)$$

$F_{z1}^{st}, F_{z2}^{st}, F_{z1}^{dyn}, F_{z2}^{dyn}$ lần lượt là trọng lượng thân xe phân bổ lên các bánh trước và bánh sau ở trạng thái tĩnh và trạng thái động.

Khi xe tăng tốc, trục trước sẽ trở nên nhẹ hơn, ngược lại khi xe giảm tốc trục sau sẽ trở nên nhẹ hơn so với trạng thái tĩnh. Trong bài báo, tác giả sẽ sử dụng mô hình ô tô truyền động cầu trước để phân tích và mô phỏng.

Khi chuyển động, ô tô chịu 3 lực cản chính là lực cản do ma sát của các bộ phận chuyển động, lực cản gió và lực cản lăn. Lực cản do ma sát thường nhỏ hơn nhiều so với hai thành phần còn lại vì vậy trong mô hình sẽ bỏ qua thành phần này.

2.3. Hệ thống phanh thủy lực

Trong hầu hết các xe ô tô điện, lực phanh xe được sinh ra bởi hệ thống phanh cơ khí. Lực phanh xe sinh ra bởi ma sát giữa má phanh và đĩa phanh trên bánh xe. Momen phanh trên các bánh xe phụ thuộc vào áp suất dầu thủy lực trong các xilanh phanh. Áp suất dầu thủy lực thay đổi nhờ việc điều tiết đóng mở giữa van dầu vào và van dầu ra. Quá trình thay đổi áp suất dầu tương đối chậm. Hoạt động của các hệ thống chống bó phanh thường là quá trình chuyển trạng thái on/off của áp suất dầu phanh. Vì vậy không tránh khỏi thời gian trễ đáp ứng giữa áp suất thực và áp suất yêu cầu trong xilanh. Khác với hệ thống phanh thủy lực, đáp ứng của động cơ điện rất nhanh, đồng thời momen điều khiển có thể áp đặt một cách chính xác, do đó phanh bằng động cơ điện

sẽ tăng cường khả năng chống bó phanh của ô tô điện. Hiệu quả của xe ô tô điện với phanh thủy lực là cơ cấu chấp hành của hệ thống chống bó phanh được so sánh trong [10]. Ngày nay, các nghiên cứu chống bó phanh bằng việc sử dụng động cơ điện làm cơ cấu chấp hành đang được nghiên cứu rộng rãi.

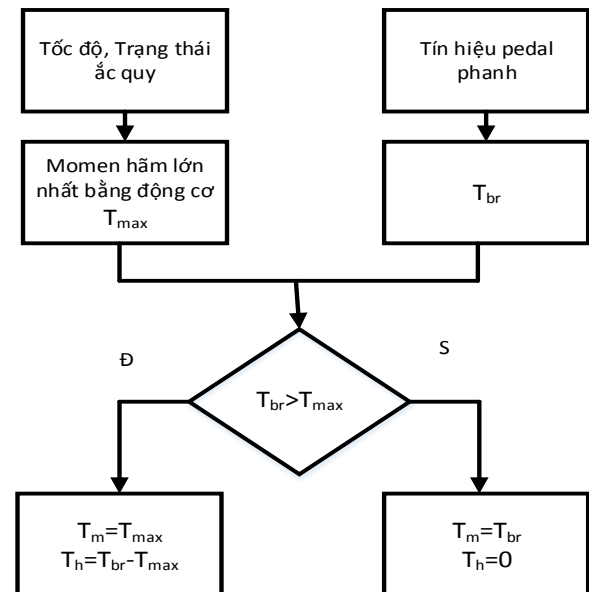
Trong phần tiếp theo của bài báo, mô hình động lực hệ thống thủy lực của hệ thống phanh được mô tả bởi hàm truyền [9]

$$\frac{T_{brake}}{T_h} = \frac{k}{\tau s + 1} \quad (11)$$

Trong đó k là hệ số khuếch đại của hệ thống thủy lực, τ là hằng số thời gian của momen phanh thủy lực, T_h là momen đặt đầu vào bộ phanh thủy lực. T_{brake} là momen phanh thủy lực.

2.4. Thuật toán phanh

Khi là cơ cấu chấp hành của hệ thống phanh, động cơ điện không chỉ biến đổi cơ năng chuyển động thành năng lượng điện mà còn có đáp ứng momen hãm nhanh và chính xác. Tuy nhiên, momen hãm của động cơ điện bị giới hạn bởi một số nhân tố như tốc độ xe, trạng thái acquy... Vì vậy quá trình phanh phải phối hợp giữa phanh bằng động cơ điện với hệ thống phanh cơ khí. Đối với hệ thống phanh trên ô tô điện cần có một thuật toán để quyết định phân bổ lực phanh giữa hệ thống phanh cơ khí và phanh tái sinh bằng động cơ điện trong trường hợp phanh thông thường và phanh khẩn cấp.



H.5. Lưu đồ thuật toán phân bổ momen hãm tái sinh

Hình 5 chỉ ra rằng, nếu momen hãm lớn nhất của động cơ điện T_{max} nhỏ hơn so với momen phanh

yêu cầu T_{br} thì cả động cơ điện và hệ thống phanh cơ khí sẽ làm việc cùng nhau. Momen phanh của động cơ điện sẽ bằng giá trị lớn nhất có thể. Phần còn lại sẽ do hệ thống phanh thủy lực T_h đảm nhiệm. Nếu momen hãm lớn nhất của động cơ điện lớn hơn so với momen phanh yêu cầu thì chỉ có hệ thống phanh bằng động cơ điện hoạt động, bộ điều khiển chuyển động sẽ điều chỉnh dòng điện động cơ để sinh ra momen hãm bằng giá trị momen phanh yêu cầu.

3. ĐIỀU KHIỂN LỰC KÉO

3.1. Chế độ chạy

Khi ở chế độ chạy (driving) động cơ điện sinh ra momen kéo trên bánh xe. Lực ma sát lốp xe - mặt đường giúp ô tô chuyển động. Tùy thuộc vào điều kiện mặt đường và trạng thái chuyển động, xe có thể ở trạng thái bám đường hoặc bị trượt.

Mối quan hệ giữa bánh xe và mặt đường phụ thuộc vào nhiều yếu tố ngoại cảnh và rất khó xác định trong điều kiện thực. Phương pháp MTEE [5] được xây dựng dựa trên những nhận định sau:

- Dù chuyển động trên bất cứ điều kiện mặt đường nào, mối quan hệ động học giữa thân xe và bánh xe luôn cố định và xác định.
- Nếu gia tốc của thân xe và bánh xe được kiểm soát thì sự sai lệch giữa tốc độ thân xe và tốc độ bánh xe cũng được xác định.

Khi bỏ qua tác động của lực cản, dựa theo mối liên hệ giữa bánh xe và thân xe từ phương trình (6), (8) có thể ước lượng gia tốc của xe

$$\hat{a} = \frac{rT - J_w a_w}{r^2 M} \quad (12)$$

Như vậy gia tốc thân xe có thể ước lượng dựa trên phương trình (12). Nó cũng chỉ ra rằng với một momen đặt trước, một lượng tăng lớn của gia tốc bánh xe tương ứng với một lượng giảm nhỏ của gia tốc thân xe. Khi sự trượt bắt đầu xuất hiện, sự khác nhau giữa tốc độ bánh xe và tốc độ thân xe sẽ ngày càng lớn hơn. Khi không xảy ra trượt, sự khác nhau giữa gia tốc bánh xe và gia tốc thân xe gần như bằng không. Biểu diễn mối liên hệ giữa gia tốc bánh xe và gia tốc của xe qua hệ số $\alpha = a/a_w$, với giả định $F_{dr} = 0$ có thể ước lượng momen lớn nhất mà xe cần qua công thức (13).

$$T_{max} = \left(\frac{J_w}{\alpha r} + rM \right) \hat{a} \quad (13)$$

Dựa vào công thức (13) ta thấy khi xảy ra trượt T_{max} nhỏ hơn T trong (5). Ở trạng thái bình thường T_{max} sẽ lớn hơn T . Như vậy có thể chọn T_{max} làm giá trị giới hạn momen đầu vào. Trong cả trường hợp tăng tốc hay giảm tốc, khi sự trượt xuất hiện $T^* \gg |T_{max}|$ vì vậy bộ điều khiển được thiết kế cho trường hợp $T^* \gg |T_{max}|$.

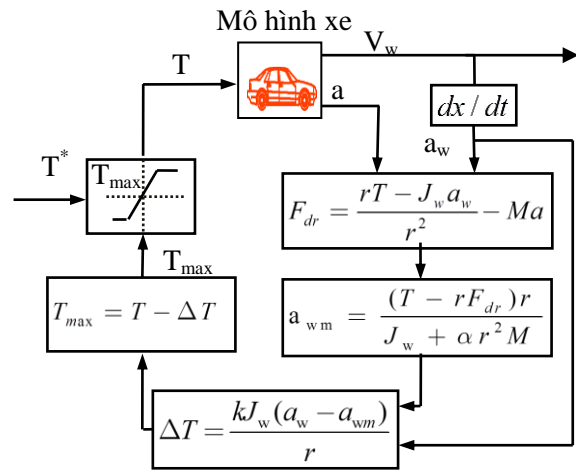
Khi xe chạy trong điều kiện bình thường T_{max} lớn hơn T vì vậy hệ thống trở thành một vòng hở không có thông tin phản hồi T_{max} . Khi xe đi vào đường trơn trượt T_{max} sẽ nhỏ hơn T^* , kết quả là T_{max} được ước tính thay cho T^* , hệ thống trở thành hệ mạch vòng kín. F_d trong trường hợp này bằng lực ma sát lớn nhất có thể tạo ra giữa lốp xe và mặt đường.

Khi xe chạy ở tốc độ cao, lực cản không khí rất lớn và không thể bỏ qua. Từ phương trình (6) (8) ta có

$$F_{dr} = \frac{rT - J_w a_w}{r^2} - Ma \quad (14)$$

$$a_w = \frac{(T - rF_{dr})r}{J_w + r^2 M \alpha} \quad (15)$$

Trường hợp lý tưởng khi không xảy ra trượt giữa bánh xe và mặt đường $\alpha = 1$, khi chuyển động của xe vượt quá giới hạn trượt $\alpha \ll 1$. Từ nhận định này mô hình bộ điều khiển được xây dựng như hình H.6.



H6. Cấu trúc điều khiển có F_{dr}

Trong đó a_{wm} là giá trị gia tốc bánh xe nhỏ nhất tương ứng với momen đặt.

3.2. Chế độ phanh

Khi phanh xe (braking). Động cơ điện chuyển sang chế độ hãm tái sinh, momen kéo trên trục bánh xe ngược chiều chuyển động. Lực ma sát bánh xe - mặt đường làm cho xe chuyển động chậm dần. Tương tự như chế độ chạy xe, bộ điều khiển chuyển động

Phương trình (20) chỉ ra rằng, khi ô tô chạy trong điều kiện bình thường α lớn hơn 1 sẽ thỏa mãn điều kiện ổn định. Tuy nhiên từ phương trình (11) ta thấy khi α lớn hơn 1, T_{\max} sẽ luôn được đưa về trạng thái trở lên bé hơn momen mà điều kiện mặt đường có thể thỏa mãn không bị trượt, như vậy nó sẽ cản trở khả năng gia tốc của xe. Vì vậy α phải được thiết kế nhỏ hơn 1 một chút để nâng cao khả năng gia tốc trong khi thực hiện tính năng chống trượt.

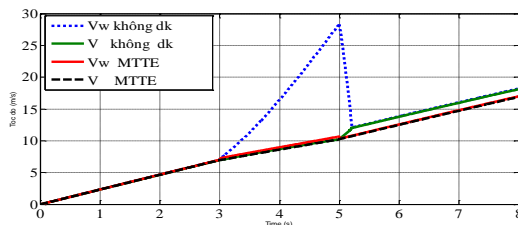
4. MÔ PHỎNG VÀ ĐÁNH GIÁ

Để đánh giá hiệu quả bộ điều khiển MTEE được đề xuất trong các chế độ vận hành khác nhau của ô tô điện, bộ điều khiển được xây dựng và mô phỏng bằng phần mềm MATLAB/SIMULINK. Các thông số của mô hình sử dụng trong quá trình mô phỏng được liệt kê trong bảng B.1.

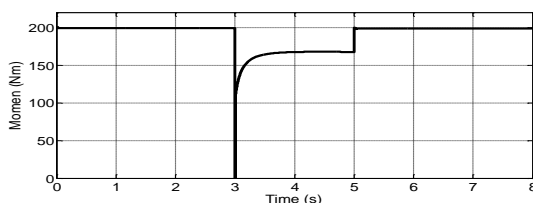
B.1. Thông số xe ô tô

Vehicle	M	360 kg
	r	0.22 m
Motor	J	3.15 kg.m ²
	T_{\max}	200 Nm

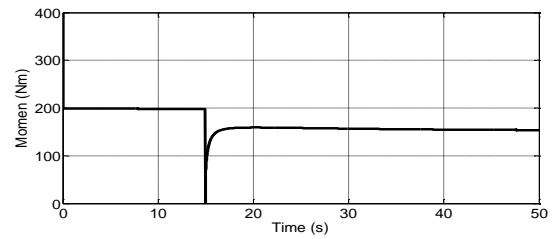
Hình H.11 đến 14 mô phỏng chuyển động của ô tô trong chế độ chạy. Trong hình H.10, 11, ô tô đi vào đường trơn trượt ($k=0.2$) ở giây thứ 3, quay trở về đường bình thường ($k=1$) ở giây thứ 5. Hình H.12, 13, ô tô đi vào đường trơn trượt ở giây thứ 15. Ta có thể thấy khi đi vào đường trơn trượt, momen động cơ được giảm xuống. Ở cả vùng tốc độ thấp và vùng tốc độ cao, tốc độ bánh xe cao hơn tốc độ xe và vẫn được kiểm soát, tốc độ xe vẫn được duy trì ổn định. Xe không rơi vào trạng thái bị trượt $\lambda < 0.13$.



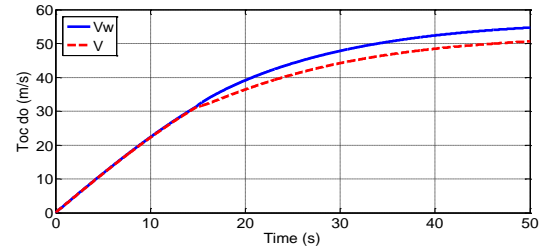
H.10. V và V_w vùng tốc độ thấp



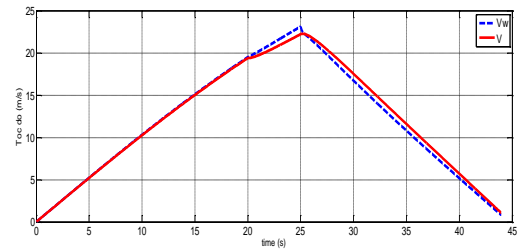
H.11. T_{\max} vùng tốc độ thấp



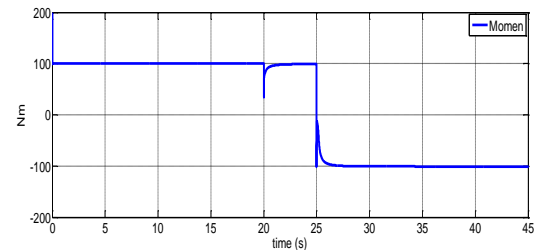
H.12. T_{\max} vùng tốc độ cao



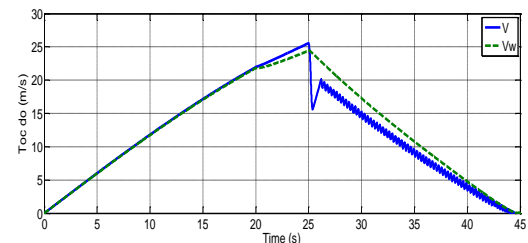
H.13. V và V_w ở vùng tốc độ cao



H.14. V và V_w ở chế độ phanh



H.15. Momen cấp cho động cơ điện



H.16. V và V_w khi phanh bằng bộ điều khiển bang bang

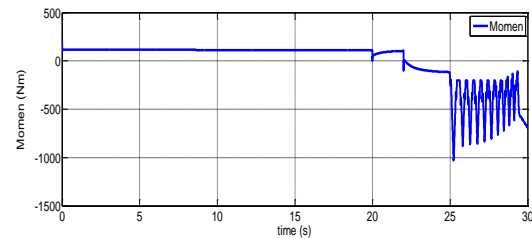
Hình H.14, 15 mô tả quá trình chuyển trạng thái của xe ô tô từ chế độ chạy sang chế độ phanh ở giây thứ 25, trước đó, xe đi vào đường trơn trượt ở giây thứ 20. Ở hình 14, tốc độ xe và tốc độ bánh xe được duy trì ổn định. Hình H.15 là giá trị momen đầu ra bộ điều khiển, khi chuyển động trong đường trơn trượt,

momen được giảm xuống giúp cho ô tô vẫn duy trì trạng thái bám đường.

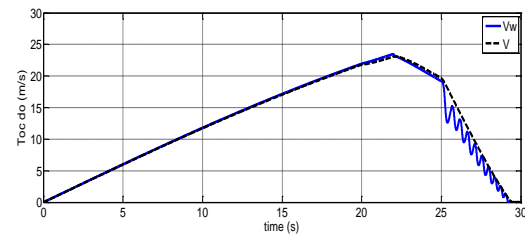
Hình H.16 là kết quả mô phỏng bộ điều khiển bang bang trong chế độ ABS. So sánh đáp ứng tốc độ giữa phương pháp phanh bằng động cơ điện dùng bộ điều khiển MTEE (hình 14) với phanh bằng hệ thống thủy lực dùng bộ điều khiển Bang bang [13] ta thấy bộ điều khiển Bang bang giúp xe dừng sớm hơn so với bộ điều khiển MTEE. Nguyên nhân do bộ điều khiển MTTE đã bị giới hạn momen hãm ở mức 100Nm trong khi bộ điều khiển bang bang không bị giới hạn momen hãm.

Hình H.17 minh họa sự phối hợp điều khiển phanh bằng động cơ điện và phanh thủy lực theo thuật toán được trình bày ở hình H.5. Hành trình của ô tô như sau: Trong khoảng thời gian từ 0 đến 20s xe chạy trên đường có hệ số $k=1$. Momen cấp cho động cơ là 100Nm. Từ giây thứ 20 đến 22, xe chạy trên đường trơn trượt $k=0.2$, bộ điều khiển giảm momen cấp cho động cơ. Từ giây thứ 22 đến 25 xe ở chế độ phanh hãm với momen hãm tổng là 300Nm, do vẫn ở đường trơn trượt nên momen hãm cấp cho động cơ $< 100\text{Nm}$, momen phanh thủy lực bằng không. Từ giây thứ 25 trở đi, xe vẫn ở chế độ phanh nhưng đi vào đường có $k=1$, lúc này momen hãm của động cơ điện là 100Nm, momen hãm của phanh thủy lực > 0 .

Hình H.18 biểu diễn tốc độ của thân xe ô tô và tốc độ bánh xe khi phối hợp điều khiển phanh. So với đồ thị hình H.14 ta dễ dàng nhận thấy xe được hãm dừng rất nhanh trong khi vẫn bảo đảm không bị bó phanh, xe chuyển động ổn định, không bị trượt trên đường.



H.17. Momen phanh xe ở chế độ kết hợp điều khiển phanh thủy lực và hãm tái sinh



H.18. V và Vw ở chế độ kết hợp điều khiển phanh thủy lực và hãm tái sinh

5. KẾT LUẬN

Bài báo trình bày phương pháp mô hình hóa và ước lượng momen hiệu quả tối đa cho điều khiển chuyển động dọc trục ô tô điện. Báo cáo đề xuất thuật toán mở rộng khả năng ước lượng momen cho chế độ chạy/phanh xe cũng như phối hợp giữa phanh cơ khí và hãm tái sinh bằng động cơ điện. Các mô phỏng trên Matlab/Simulink cho kết quả tốc độ xe và bánh xe được kiểm soát ổn định trong cả vùng tốc độ thấp và tốc độ cao. Tuy nhiên phương pháp này dựa trên giả định xe di chuyển trên một đường thẳng tất cả các bánh xe tiếp xúc với mặt đường với cùng một hệ số ma sát. Vì vậy các nghiên cứu tiếp theo cần tập trung giải quyết các vấn đề này.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Sakai, S; Sado, H; Hori, Y. *Anti-skid control with motor in electric vehicle*. In Proceedings of the 6th International Workshop on Advanced Motion Control, Nagoya, Japan, 30 March–1 April 2000; pp. 317–322.
- [2] Shin-ichiro Sakai and Yoichi Hori, *Advantage of Electric Motor for Anti Skid Control of Electric Vehicle*, EPE Journal, Vol.11, No.4, pp.26–32, 2001.
- [3] Dejun Yin and Yoichi Hori, *A Novel Traction Control without Chassis Velocity for Electric Vehicles*, World Electric Vehicle Journal, Vol. 3 - ISSN 2032-6653, 2009.
- [4] Cem Ünsal and Pushkin Kachroo, *Sliding Mode Measurement Feedback Control for Antilock Braking System*, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 7, No. 2, pp.271-281, 1999.
- [5] Minh Vu, Minh Ta, *Modeling and longitudinal motion control of electric vehicle*, VCCA, 2013.
- [6] Shinya Kodama, Lianbing Li and Yoichi Hori. *Skid Prevention for EVs based on the Emulation of Torque Characteristics of Separately-wound DC Motor*, in Proc. The 8th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, Kawasaki, Japan, 2004, pp.75-80.

- [7] Mirzaei, A. Moallem, M. Dehkordi, B. *Design of an optimal fuzzy controller for antilock braking systems*. IEEE Trans. Veh. Technol. 2006, 55, 1725–1730.
- [8] Yu, J.S. *A robust adaptive wheel-slip controller for antilock brake system*. In Proceedings of the 36th IEEE Conference on Decision and Control, San Diego, CA, USA, 10–12 December 1997, Volume 3, pp. 2545–2546.
- [9] Jingang Guo, Xiaoping Jian and Guangyu Lin, Performance Evaluation of an Anti-Lock Braking System for Electric Vehicles with a Fuzzy Sliding Mode Controller, *Energies* 2014, 7, pp.6459-6476.
- [10] Shaobo Li, Tohru Kawabe, Slip Suppression of Electric Vehicles Using Sliding Mode Control Method, *Intelligent Control and Automation*, 2013, 4, pp.327-334.
- [11] Sergio, M.S Mara, T. *Active Braking Control Systems Design for Vehicles*, Springer, London, UK, 2010; pp. 3–17.
- [12] H. B. Pecejka and E. Bakker, *The Magic Formula Tyre Model*, Proceedings of the 1st International Colloquium on Tyre Models for Vehicle Dynamics Analysis, Vol. 21, Suppl. 001, 1991, pp. 1-18.

NGHIÊN CỨU VÀ THIẾT KẾ MÁY IN 3D DESIGNING 3D PRINTER MACHINE

Trịnh Công Đồng, Nguyễn Hoàng Nam, Hoàng Văn Ngọc

Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Email: dong.trinhcong@hust.edu.vn, nam.nguyenhoang@hust.edu.vn,
hoangvanngoc2158@gmail.com

Tóm tắt:

Thiết kế máy in 3D là hướng nghiên cứu đang nhận được nhiều sự quan tâm gần đây vì nhiều tiện ích mang lại trong nhiều ngành nghề lĩnh vực khác nhau như khoa học, y học, thực phẩm,...Nhờ vào việc tạo mẫu nhanh và giúp giảm giá thành sản xuất các sản phẩm đơn chiếc, máy in 3D ngày càng trở nên phổ biến. Bài báo này trình bày quá trình thiết kế phần cứng và phần mềm một hệ thống hoàn thiện máy 3D Printer. Các kết quả đạt được cho thấy hệ thống hoạt động tốt, ổn định, có thể đưa vào các ứng dụng thực tiễn.

Từ khóa:

3D Printer, 3D Printer Design, 3D...

Abstract:

3D Printer Design is a research field that attracts a lot of attention to research community because of a variety of its benefits. It's widely used in a number of fields such as science, medicine, food, ...

Thanks to quick patterning and helping reduce production costs for each product, 3D printer is becoming more and more popular.

In this article, the process of designing the software and hardware of 3D printer finishing system will be presented. According to the results, all of the system work well and stably and it can be highly applied in life..

Keywords:

3D Printer. 3D Printer Design, 3D...

Chữ viết tắt

G-code	Geometric code
IC	Integrated Circuit
SD	Secure Digital
DC	Direct Current
ADC	Analog Digital Converter
NTC	Negative Temperature Coefficient
SPI	Serial Peripheral Bus
USB	Universal Serial Bus
UART	Universal Asynchronous serial Receiver and Transmitter.

phổ biến với nhiều kiểu dáng khác nhau, nhiều chất liệu được đưa vào làm nguyên liệu in, máy có khả năng pha màu sắc tự động [1],...Việt Nam cũng đang bắt đầu theo xu hướng thế giới các loại máy in reprot Delta, Prusa i3, 1 đầu đơn và nhiều đầu đơn.... cũng đang được nghiên cứu thiết kế. Tuy nhiên, quá trình in 3D thường mất khá nhiều thời gian, vì vậy không phải lúc nào người vận hành cũng có mặt, bài báo này trình bày việc nghiên cứu, chế tạo máy in có tích hợp thêm chương trình giúp báo cho người sử dụng biết quá trình in hoàn tất qua tin nhắn và đợi lệnh từ tin nhắn của người sử dụng hoặc có thể tự tắt máy sau 1 thời gian cài đặt trước tránh nguy cơ cháy nổ.

Máy 3D Printer được thiết kế trong nghiên cứu này là loại máy in nhựa có nghĩa là đầu vào máy là sợi nhựa, đầu ra là nhựa kết dính. Nhựa in được sử dụng

1. PHẦN MỞ ĐẦU

Ngày nay, trên thế giới máy in 3D đã dần trở nên

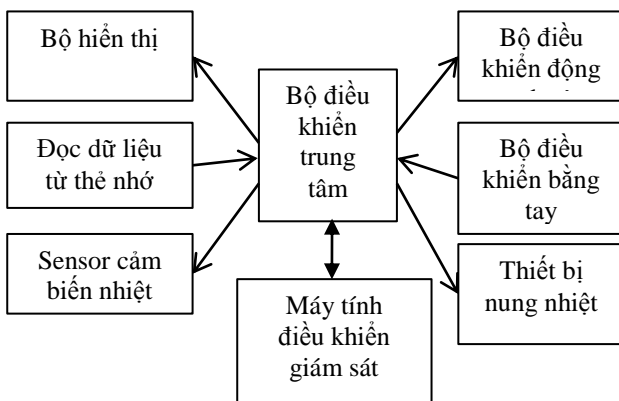
gồm có 2 loại nhựa chính là nhựa PLA được chiết xuất từ bột bắp thân thiện với môi trường và nhựa ABS triết xuất từ dầu mỏ[2]. Việc tạo ra các vật thể 3D dựa vào các dữ liệu được lưu trong thẻ nhớ SD hoặc được tải xuống trực tiếp từ máy tính qua truyền thông nối tiếp UART[3]. Các dữ liệu này chính là các dữ liệu được tạo ra sau quá trình quét vật thể 3D bằng máy 3D Scanner. Người dùng cũng có thể tạo ra các dữ liệu này bằng các phần mềm thiết kế 3D như SketchUp, utocad, Solid works...

Việc nghiên cứu thiết kế phát triển hệ thống cũng như đưa sản phẩm vào sử dụng thực tế trong các ứng dụng thực tiễn là mục tiêu của nghiên cứu này.

2. THIẾT KẾ MÁY IN 3D

2.1. Sơ đồ khối

Hệ thống máy in 3D được thiết kế có sơ đồ khối như trong H.1 để có thể hoạt động ở 2 chế độ độc lập hoặc điều khiển qua máy tính.



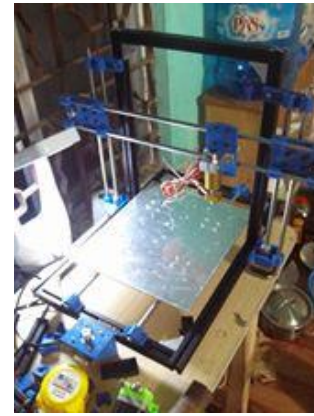
H.1. Sơ đồ khối của hệ thống máy in 3D.

2.2. Thiết kế phần cứng

2.2.1. Phần cơ khí

Máy in 3D được thiết kế có kích thước hành trình 20cm*20cm*20cm. Khung máy có kích thước 50cm*58cm*50cm được dựng bằng nhôm thanh định hình 2020 ghép nối qua các ke góc vuông [4].

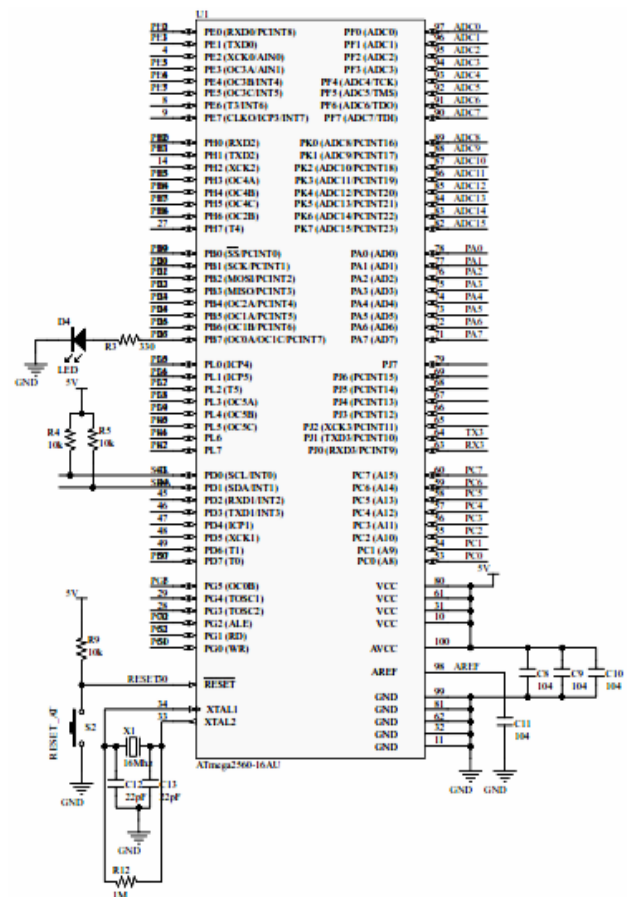
Các trục X,Y,Z được dẫn hướng bởi các trục tròn đường kính 8mm. Trục X,Y được truyền chuyển động bằng dây đai GT2, puli căng đai và puli GT2. Riêng 2 trục Z sử dụng vitme đường kính 8mm bước 8 để truyền chuyển động. Các động cơ sử dụng là các động cơ step 42 bước 1.8 độ. Các gối đỡ, giá trục là các chi tiết nhựa 3D [5].



H.2. Khung máy in 3D được dựng

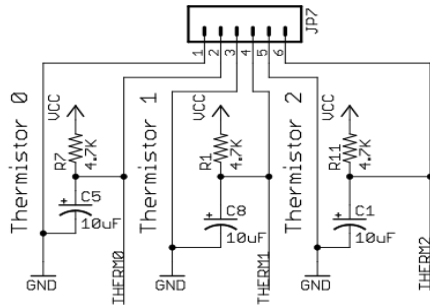
2.2.2. Phần điện

Khối điều khiển trung tâm sử dụng vi điều khiển Atmega 2560-16AU.



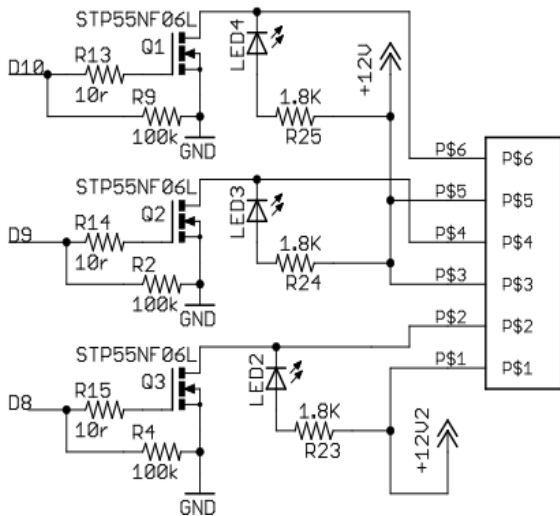
H.3. Sơ đồ vi điều khiển trung tâm

Nhiệt độ được đo bởi các cảm biến nhiệt điện trở NTC 100K hệ số Benta 3950K, các tín hiệu trả về ADC được đưa vào các chân Analog của vi điều khiển và tính toán nhiệt độ theo đường đặc tính của hãng cung cấp theo phương pháp tích phân từng đoạn, dải đo trong khoảng từ - 40 đến 300° C sai số 1%.



H.4. Sơ đồ kết nối sensor nhiệt

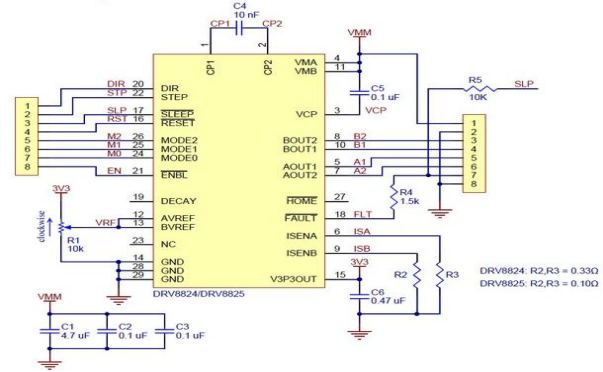
Thiết bị nung nhiệt gồm 2 thiết bị là bàn nhiệt và đầu đun nhựa. Bàn nhiệt được sử dụng là bàn MK2b gồm các sợi đồng được sắp xếp và cung cấp nguồn DC 12V để đốt nóng tạo nhiệt và được duy trì trong ngưỡng nhiệt độ phù hợp để vật liệu in bám dính vào bàn in. Đầu đun sử dụng điện trở công suất 40W 12V DC phát nhiệt nung nóng làm chảy sợi nhựa in. Cả hai thiết bị nung đều được điều khiển và giám sát không chế ở mức nhiệt độ đặt thông qua các cảm biến nhiệt điện trở và quạt tản nhiệt, sử dụng thuật toán PID để đóng mở các thyristor IRF STP55NF.



H.5. Sơ đồ điều khiển bàn nhiệt, đầu nung và quạt tản nhiệt

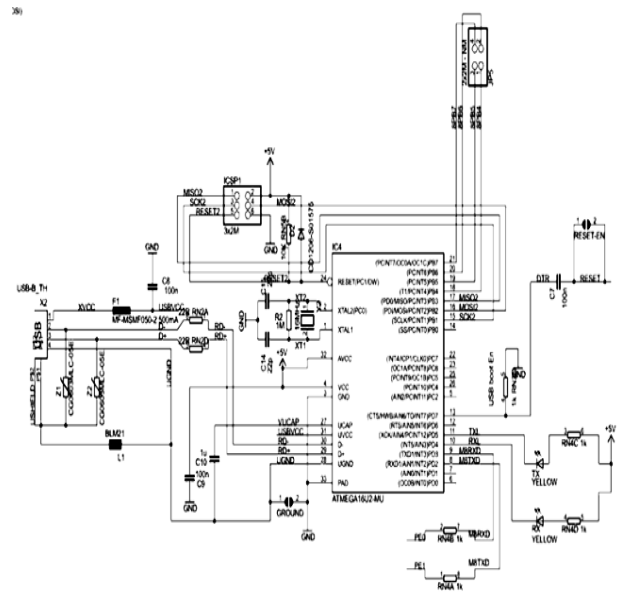
Màn hình hiển thị được sử dụng là màn hình LCD graphic 128*164 được tích hợp thêm khe cắm thẻ nhớ SD truyền thông SPI với vi điều khiển trung tâm, chế độ điều khiển bằng tay được thực hiện qua encoder có nút nhấn giúp người dùng có thể tương tác với máy in mà không cần thông qua máy tính với các chức năng cơ bản như: điều khiển nhiệt độ, xét tốc độ máy, chọn mã G-code cần in,...

Khởi driver điều khiển động cơ step được thiết kế sử dụng các IC DRV8825, với các tín hiệu điều khiển enable, step, direction độ phân giải lên tới 1/32 bước cho phép.



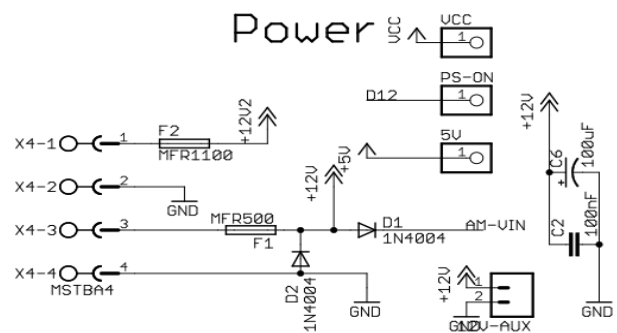
H.6. Sơ đồ điều khiển động cơ Step

Để giao tiếp với máy tính sử dụng giao thức chuyển đổi từ chuẩn chuyển thông UART sang truyền thông USB.



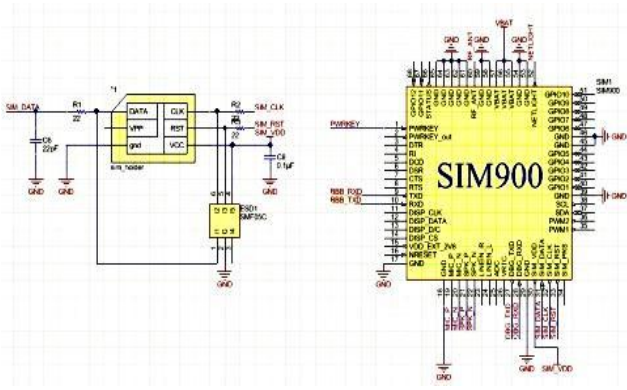
H.7. Sơ đồ kết nối truyền thông với máy tính

Nguồn điện cấp cho toàn bộ hệ thống là nguồn adapter DC 12V-30A.



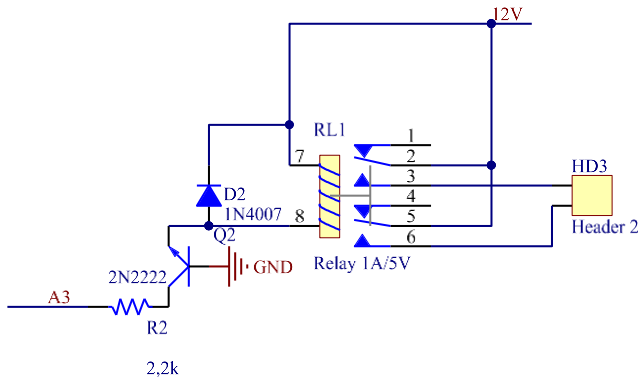
H.8. Sơ đồ khởi lọc và bảo vệ nguồn

Để báo cho người sử dụng biết quá trình in kết thúc, sử dụng modul Sim900A cho phép tự động nhắn tin và nhận tin nhắn yêu cầu của người sử dụng.



H.9. Sơ đồ kết nối sim 900A

Sim900A được kết nối với mạch điều khiển trung tâm qua truyền thông UART. Kết quả đạt được cho thấy phần mở rộng có thể giao tiếp tốt với phần điều khiển và cho phép đóng ngắt hệ thống qua relay 12V.

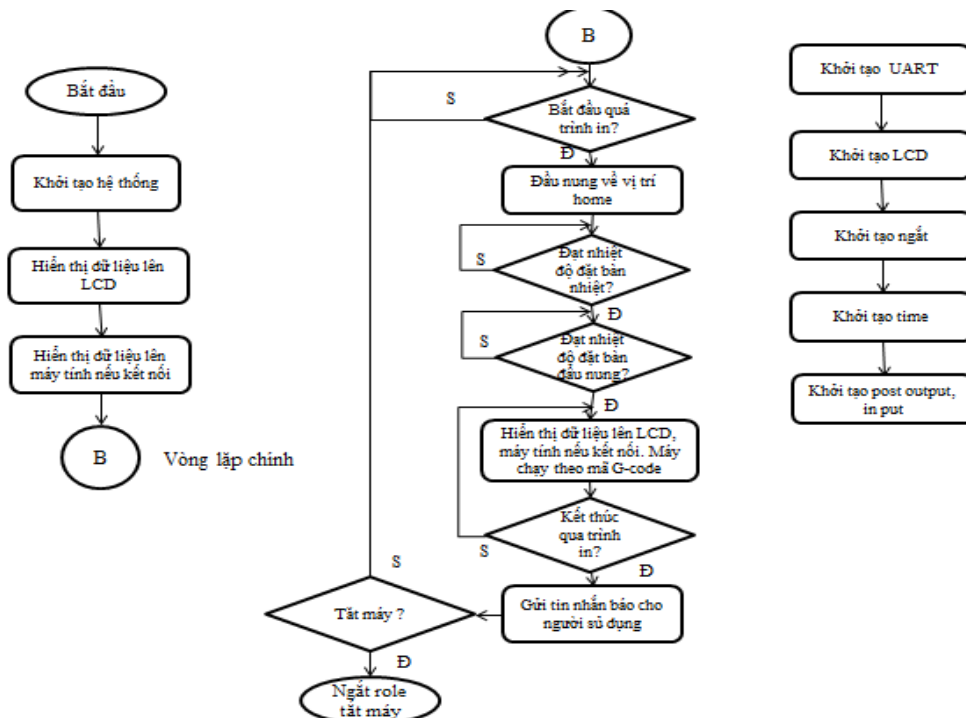


H.10. Sơ đồ đóng ngắt relay cung cấp điện cho máy in 3D

2.3. Thiết kế phần mềm

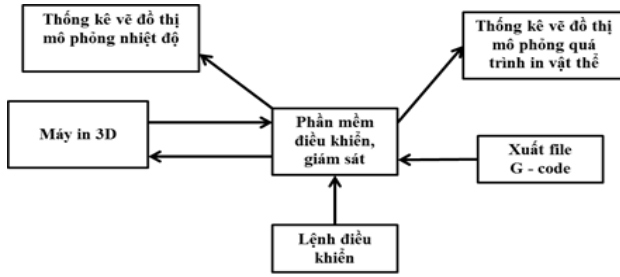
Phần mềm viết cho vi điều khiển:

Phần mềm được viết theo lưu đồ H.11, sau khi được cấp nguồn, thiết bị sẽ khởi động các tính năng cần thiết và để chế độ chờ. Có 2 cách để điều khiển máy printer 3D là bằng tay và bằng cách kết nối với máy tính. Quá trình in bắt đầu khi cho phép máy in một file nào đó từ thẻ nhớ hoặc trực tiếp từ máy tính xuống. Máy sẽ về điểm gốc Home và bắt đầu quá trình gia nhiệt cho bàn nhiệt trước rồi mới đến đầu nung mục đích là giảm dòng điện tiêu hao cùng lúc tránh quá tải cho khối nguồn. Máy sẽ đứng yên cho tới khi cả 2 đạt nhiệt độ đặt mới cho phép các trục chuyển động. Một thuật toán bảo vệ an toàn sẽ được viết trong quá trình này để tránh hiện tượng nhiệt độ lên quá cao khi mất kiểm soát bởi các sensor nhiệt bị hỏng. Máy sẽ tự động tính toán các thời gian mà đầu đùn và bàn nhiệt đạt được nhiệt độ đặt. Nếu quá thời gian trên mà nhiệt độ vẫn chưa đạt giá trị đặt máy sẽ tự động tắt tất cả đầu nung tránh cháy nổ. Quá trình các trục chuyển động theo mã G_code[6] để in vật thể sẽ được bắt đầu khi các yếu tố trên đạt đủ điều kiện. Máy sẽ in theo cấu trúc các lớp xếp chồng lên nhau, động cơ đùn sẽ tính toán theo công thức được viết để đảm bảo nhựa được đùn ra vừa đủ để các lớp được dính khít vào nhau. Trục XYZ cũng được tính toán tùy vào cơ cấu truyền chuyển động để ra số phần bước điều khiển step. Máy sẽ vận hành đến khi các mã g-code được gửi xuống hết, quá trình in kết thúc và trục Z được nhắc lên một đoạn.



H.11. Lưu đồ thuật toán viết cho vi điều khiển

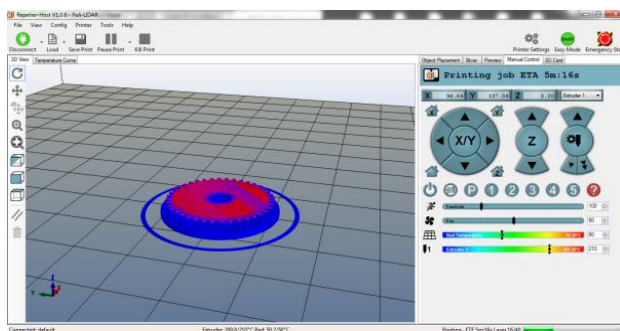
Phần mềm điều khiển và giám sát:



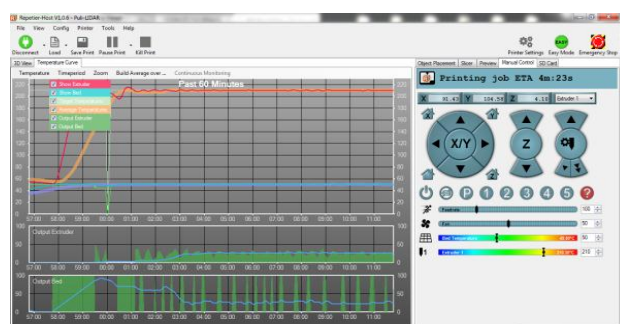
H.12 Sơ đồ khối tính năng phần mềm điều khiển và giám sát

Phần mềm điều khiển và giám sát được cài đặt trên máy tính sử dụng phần mềm mã nguồn mở Repetier có chức năng biên dịch các file thiết kế 3D hoặc file mô phỏng lại vật mà máy 3D Scanner đã thu được để chuyển chúng thành các file G-code cho máy in [7]. Việc biên dịch này phải được cài đặt các tham số như độ đặc vật cần in, số lớp in bề mặt, tốc độ, nhiệt độ,... sao cho phù hợp với ứng dụng cần in.

Phần mềm cũng hỗ trợ việc điều khiển giám sát nhiệt độ, quá trình in của máy in.



H.13. Phần mềm điều khiển giám sát quá trình in trên máy tính

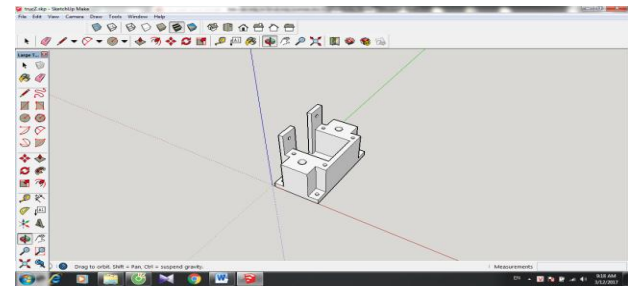


H.14. Giám sát nhiệt độ đầu in và bàn in trên máy tính

Phần mềm thiết kế:

Có rất nhiều phần mềm hỗ trợ thiết kế các chi tiết cần in 3D có thể tương tác được với phần mềm điều khiển trên như là các phần mềm SketchUp, Autocad...

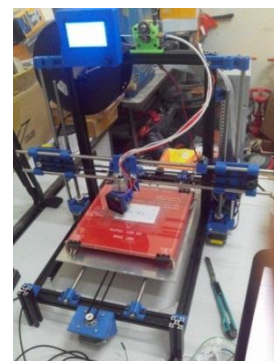
Đề tài sử dụng phần mềm SketchUp[8] với ưu điểm dễ dàng thiết kế 3D [9] và có thể xuất ra các file cho các phần mềm khác có thể chỉnh sửa được[10].



H.15. Phần mềm thiết kế trên máy tính

3. KẾT QUẢ ĐẠT ĐƯỢC

Máy 3D Printer đã được đưa vào sử dụng cho các quá trình in các chi tiết in 3D của máy scanner 3D và các thiết bị như hộp chứa các mạch thí nghiệm, chi tiết in của các sensor cảm biến, các mẫu dụng cụ y tế... cho Viện Kỹ thuật điều khiển và Tự động hóa. Kết quả H.16 cho thấy máy chạy hoàn toàn ổn định.



H.16. Chạy thử nghiệm máy in 3D hộp đựng thiết bị GPS



H.17. Chạy thử nghiệm máy in khung máy bay quadcopter

4. KẾT LUẬN

Các kết quả đạt được cho thấy thiết bị đã in được các sản phẩm 3D với độ sai số trong dải từ 0.5-2% thể hiện cụ thể trong bảng B.1. Giá trị sai số này

được đánh giá dựa trên giá trị đo đặc thực tế vật thể được in ra so với các bản thiết kế của vật thể.

B.1. Sai số của chi tiết in so với thông số thiết kế

Sản phẩm	Sai số
Hộp đựng mạch	0.5%
Trục Z máy Scanner	0.5%
Bàn trục T máy Scanner	0.5%

Khung máy bay	1%
Khung robot	1%
Hộp đèn trang trí	1.5%

Dựa vào bảng B.1 nhận thấy các chi tiết in có hình tròn có độ sai số cao hơn so với các chi tiết in là nét thẳng. Tuy nhiên, với các ứng dụng này, sai số trên đều nằm trong dải cho phép.

Các tính năng truyền tải dữ liệu kết nối với máy tính và điều khiển bằng tay đều hoàn toàn ổn định.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] How To Start A Successful 3D Printing Business (3D Printer, 3D Printing, 3D Printing Business) Kindle Edition.
- [2] The Essential Guide to 3 Printers Compiled Anna Kaziumas France.
- [3] Costruisci la tua stampante 3D: Guida alla realizzazione di una stampante 3D Reprap Prusa I3 (Esperto in un click) (Italian Edition) Kindle Edition.
- [4] How to build your own 3D Printer by DR. John Jobs.
- [5] LASER SCANNERS: TECHNOLOGIES AND APPLICATIONS: How they work, and how they can work for your product Kindle Edition.
- [6] CNC Programming Basics & Tutorial by Michael J Peterson.
- [7] Build Your Own 3D Printer and Print Your Own 3D Objects by James Floyd Kelly
- [8] Giáo trình học 3D SketchUp cơ bản NXB Xây dựng Hà Nội.
- [9] SketchUp & LayOut for Architecture by Nick Sonder and Matt Donley.
- [10] SketchUp

ĐIỀU KHIỂN CHỐNG RUNG CHO CẦU TRỤC THÁP

VIBRATION SUPPRESSION CONTROL FOR TOWER CRANES

Hồ Việt Long và Dương Minh Đức

Bộ môn Tự động hóa công nghiệp, Viện Điện, Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội

Email: duc.duongminh@hust.edu.vn

Tóm tắt:

Bài báo trình bày phương pháp tạo dạng tín hiệu đầu vào để làm suy giảm dao động của cầu trục tháp. Bằng cách thay đổi tín hiệu đặt của hệ thống dựa vào tần số dao động và hệ số tắt dần của dao động, tải sẽ được điều khiển di chuyển tới được vị trí mong muốn trong khi dao động của tải bị suy giảm trong quá trình di chuyển. Tính hiệu quả của phương pháp được minh chứng bằng các kết quả mô phỏng.

Abstract:

In this paper, the input shaping approach for vibration suppression of a tower crane is presented. By changing the reference input signal of the system based on vibration frequency and damping factor, the load is controlled to the desired position while its vibration is suppressed during movement period. The effectiveness of the method is verified via simulation.

Từ khóa:

Hệ cầu trục tháp, điều khiển giảm dao động, điều chế dạng tín hiệu vào.

Keywords:

Tower cranes system, vibration suppression control, input shaping.

Ký hiệu :

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
$G(s)$		Hàm truyền đạt
E	m	Dao động còn lại của hệ
A_i, B_i		Biên độ các xung điều khiển
t_i	s	thời điểm xuất hiện xung đầu vào

1. GIỚI THIỆU

Các cầu tháp có thể được coi là một trong những công cụ quan trọng nhất được sử dụng trong công nghiệp để vận chuyển tải trọng và hàng hóa từ điểm này đến điểm khác. Thông thường các cầu tháp có kết cấu rất vững chắc để nâng hạ tải trọng lớn trong các nhà máy, trong các công trình xây dựng, trên các bến tàu...

Một trong những vấn đề đối với cầu tháp là hiện tượng dao động của tải trọng trong quá trình vận chuyển. Trong quá trình hoạt động của cầu tháp,

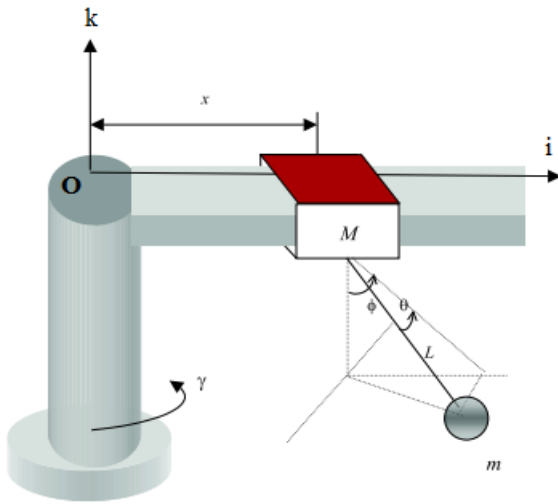
chuyển động của nó gây ra những dao động ở bên trong cấu trúc. Khi cầu tháp chuyển động càng nhanh phát sinh momen quán tính càng lớn làm tăng biên độ dao động và một phần của cầu tháp không còn di chuyển theo quỹ đạo đã được đặt trước. Hiện tượng này không chỉ làm giảm hiệu suất làm việc mà còn có thể gây nguy hiểm trong các môi trường làm việc phức tạp. Ngoài ra, nhu cầu thực tế yêu cầu cầu tháp phải làm việc với những tải trọng lớn, di chuyển với tốc độ cao, đồng thời phải đảm bảo an toàn lao động. Vì thế việc loại bỏ dao động của tải trọng trong quá trình làm việc của cầu tháp là vô cùng cần thiết.

Có rất nhiều phương pháp để điều khiển dao động nhưng thường được chia thành hai nhóm phương pháp chính: điều khiển vòng hở và điều khiển hồi tiếp. Trong nhóm phương pháp điều khiển điều khiển hồi tiếp, dao động của đối tượng được đo lường bằng cảm biến biến đo dao động (gia tốc kế) và thiết bị điều khiển tính toán. Khi việc đo lường các dao động là khó khăn hoặc không thể thực hiện được thì nhóm phương pháp điều khiển vòng hở

được áp dụng. Bài báo sẽ tập trung đi sâu vào tìm hiểu và nghiên cứu một phương pháp điều khiển vòng hở để chống rung hết sức đơn giản và hiệu quả đó là phương pháp tạo dạng tín hiệu đầu vào (Input Shaping). Phương pháp này làm thay đổi hình dạng tín hiệu đầu vào cho hệ cơ học dựa vào đặc tính tần số riêng của hệ. Việc triệt tiêu dao động được thực hiện với một tín hiệu tham chiếu được dự báo dao động trước khi nó được xảy ra hơn là cố điều chỉnh đưa hệ thống về trạng thái mong muốn. Bài báo này giới thiệu phương pháp điều khiển vòng hở trong việc giảm dao động đồng thời giới thiệu việc áp dụng vào hệ thống chống rung cho cầu trục tháp. Bài báo được trình bày như sau: phần giới thiệu trình bày về dao động cầu trục tháp và phương pháp input shaping làm giảm dao động cầu trục tháp. Phần hai giới thiệu cầu trục tháp. Phần ba giới thiệu phương pháp thay đổi dạng tín hiệu vào (Input Shaping) đơn giản và áp dụng cho mô hình cầu trục tháp. Phần bốn trình bày phương pháp giảm gia tốc tiếp tuyến và áp dụng cho hệ cơ học cầu trục tháp và các kết quả. Cuối cùng là kết luận và đề xuất.

2. MÔ HÌNH ĐỘNG LỰC HỌC CẦU TRỤC THÁP

Mô hình cầu trục tháp [1] :



H.1. Mô hình cầu trục tháp

Trong đó:

- x : độ dịch chuyển của xe con so với thân tháp;
- M : khối lượng của xe con;
- γ : góc quay của thân tháp;
- L : chiều dài dây cáp;
- m : khối lượng của tải trọng;
- θ : góc tạo bởi dây cáp ở trạng thái bị rung động và

hình chiếu của chính nó trên mặt phẳng tạo bởi hai trục O_i và O_k ;

ϕ : là góc tạo bởi hình chiếu của dây cáp ở trạng thái bị rung động trên mặt phẳng tạo bởi hai trục O_i , O_k và đường thẳng đứng của dây cáp khi nó đứng yên.

Như vậy θ và ϕ chính là hai góc mô tả rung động của tải trọng trong quá trình cầu tháp hoạt động.

Sử dụng phương pháp Euler - Lagrange để xác định các phương trình chuyển động của cầu tháp. Các vector vị trí của tải trọng (Load/L) và xe con (Trolley/T) lần lượt được xác định:

$$\vec{r}_L = x + L \cos \theta \sin \phi, L \sin \theta, L \cos \theta \cos \phi \quad (1)$$

$$\vec{r}_t = x, 0, 0 \quad (2)$$

Vector vận tốc của xe con và tải trọng được xác định theo công thức:

$$\vec{r} = \frac{d\vec{r}}{dt} + \vec{\omega} \times \vec{r} \quad (3)$$

Với $\vec{\omega} = 0, 0, \dot{\gamma}$ là vector vận tốc góc của chuyển động quay thân tháp.

Động năng của cầu tháp được xác định bằng tổng động năng của tải trọng, xe con và động năng quay của thân tháp:

$$K = \frac{1}{2} m \dot{r}_L^2 + \frac{1}{2} M \dot{r}_t^2 + \frac{1}{2} J_0 \dot{\gamma}^2 \quad (4)$$

Trong đó J_0 là momen quán tính của chuyển động quay thân tháp.

Thế năng của cầu tháp chính là :

$$P = -mgL \cos \theta \cos \phi \quad (5)$$

Hàm Lagrange được xác định theo các biểu thức động năng và thế năng của hệ:

$$L = K - P = \frac{1}{2} m \dot{r}_L^2 + \frac{1}{2} M \dot{r}_t^2 + \frac{1}{2} J_0 \dot{\gamma}^2 + mgL \cos \theta \cos \phi \quad (6)$$

Do không có lực tác động của tải trọng. phương trình Lagrange cho các chuyển động rung động tải trọng được đưa ra là:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} \right) - \frac{\partial L}{\partial \theta} = 0 \\ \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\phi}} \right) - \frac{\partial L}{\partial \phi} = 0 \end{cases} \quad (7)$$

Giả định rằng các góc quay là rất nhỏ và bỏ qua sự thay đổi chiều dài dây cáp trong quá trình hoạt động của cầu tháp. Để phục vụ cho việc thiết kế điều khiển bỏ qua các thành phần phi tuyến. Từ đó thu được các phương trình chuyển động:

$$\ddot{x} + m_r g \phi = \overline{F}_x \quad (8)$$

$$1 + M_r x^2 \ddot{\gamma} - m_r g x \theta = \overline{T}_\gamma \quad (9)$$

$$L\ddot{\theta} + g\theta + x\ddot{\gamma} = 0 \quad (10)$$

$$L\ddot{\phi} + g\phi - \ddot{x} = 0 \quad (11)$$

$$m_t = \frac{m}{M}, M_r = \frac{M}{J_0}, m_r = \frac{m}{J_0}, \overline{F}_x = \frac{F_x}{M}, \overline{T}_\gamma = \frac{T_\gamma}{M}$$

3. PHƯƠNG PHÁP INPUT SHAPING ĐƠN GIẢN

3.1. Giới thiệu phương pháp

Một hệ thống tuyến tính, bậc bất kỳ đều có thể biểu diễn dưới dạng dao động bậc hai tắt dần:

$$G(s) = \frac{K_0 \omega_0^2}{s^2 + 2\omega_0 \zeta s + \omega_0^2} \quad (12)$$

Trong đó: ω_0 : tần số tự nhiên của dao động;

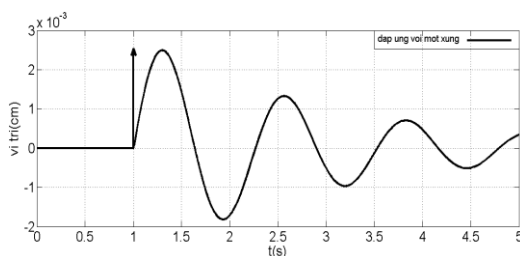
ζ : hệ số tắt dần;

K_0 : hệ số khuếch đại.

Đáp ứng của dao động bậc hai với xung đầu vào có dạng $u(t) = A_i \delta(t - t_i)$

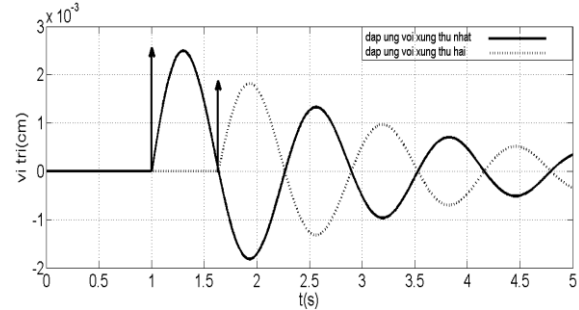
$$y_i(t) = \left[A \frac{\omega_0}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_0(t-t_i)} \sin \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} (t-t_i) \right]$$

Phương pháp xử lý lệnh điều khiển nhằm giảm momen quán tính khi chi tiết chuyển động tạo ra dao động từ thành phần $\sin \omega_0 t$. Bằng cách tạo ra momen quán tính sơ cấp thứ cấp có chiều ngược lại so với momen quán tính sơ cấp, chúng sẽ triệt tiêu lẫn nhau. khi đó chi tiết sẽ chuyển động mà không có dao động [2].

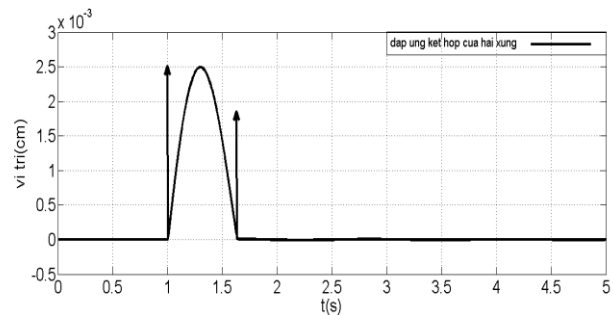


H.2. Đáp ứng của dao động bậc hai với một xung bất kỳ

Kết hợp hai đáp ứng xung với nhau đưa tới việc hệ thống có thể chuyển động mà không có dao động dư sau khi tín hiệu đầu vào kết thúc. Trong đó tín hiệu đầu vào bao gồm hai xung, tín hiệu đầu vào kết thúc khi xung thứ hai xuất hiện.



H.3. Đáp ứng của dao động bậc hai với hai xung khác nhau



H.4. Đáp ứng kết hợp của hai xung

Dao động còn lại của hệ thống bằng 0 dưới tác động của 2 xung điều khiển. Điều kiện đảm bảo đầu vào được tạo dạng lại tạo ra một chuyển động cho phần thân cứng giống như tín hiệu chưa được tạo dạng ban đầu:

$$\sum_{i=1}^N A_i = 1 \quad (13)$$

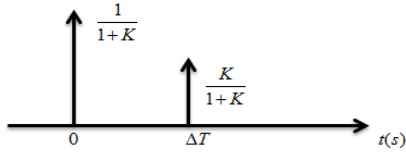
$$E = \sqrt{V_1^2 + V_2^2} \quad (14)$$

$$V_1 = \sum_{i=1}^N A_i e^{-\zeta\omega_0(t_N-t_i)} \cos \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t_i = 0 \quad (15)$$

$$V_2 = \sum_{i=1}^N A_i e^{-\zeta\omega_0(t_N-t_i)} \sin \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t_i = 0$$

Từ đó, thu được kết quả chính xác:

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{1}{1+K}, t_1 = 0 \\ A_2 &= \frac{K}{1+K}, t_2 = \Delta T \\ K &= e^{-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \\ \Delta T &= \frac{\pi}{\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}} \end{aligned} \quad (16)$$



H.5. Độ lớn và thời điểm xuất hiện hai xung

Để tăng tính bền vững của hệ với dao động tần số ω_0 , các điều kiện ràng buộc đưa vào [3]:

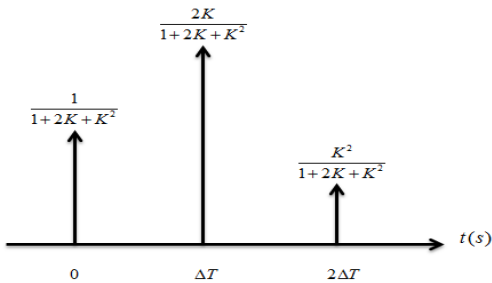
$$\begin{aligned} \frac{dV_1}{d\omega_0} &= 0 \\ \frac{dV_2}{d\omega_0} &= 0 \end{aligned} \quad (17)$$

Từ (15) (16) (17) ta có :

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{1}{K^2 + 2K + 1}, t_1 = 0 \\ A_2 &= \frac{2K}{K^2 + 2K + 1}, t_2 = \Delta T \\ A_3 &= \frac{K^2}{K^2 + 2K + 1}, t_3 = 2\Delta T \end{aligned} \quad (18)$$

$$K = e^{\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$$

$$\Delta T = \frac{\pi}{\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}}$$



H.6. Độ lớn và thời điểm xuất hiện của ba xung

3.2 Áp dụng cho cầu trục thấp

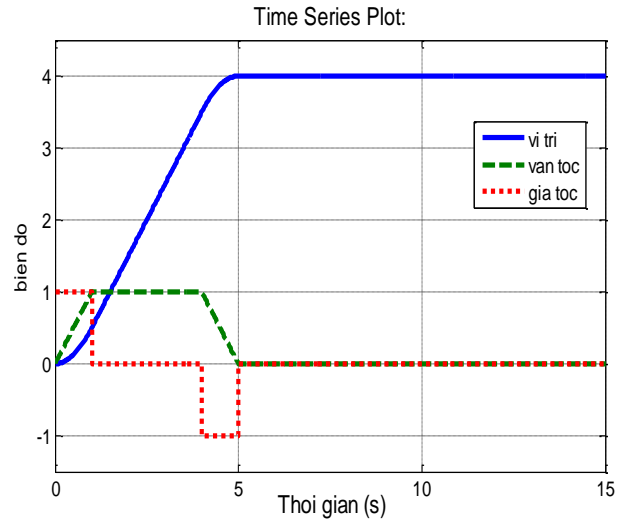
Trường hợp sử dụng thuật toán Input Shaping sử dụng hai xung đầu vào. Với $\omega_0 = 3.5$ (rad/s) $\zeta = 0$ ta tính được biên độ và thời điểm xuất hiện các xung đầu vào

$$\begin{aligned} K &= e^{\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} = 1 \\ \Delta T &= \frac{\pi}{\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}} \approx 0.8976(s) \\ A_1 &= \frac{1}{1+K} = \frac{1}{2}, t_1 = 0 \\ A_2 &= \frac{K}{1+K} = \frac{1}{2}, t_2 = \Delta T \end{aligned}$$

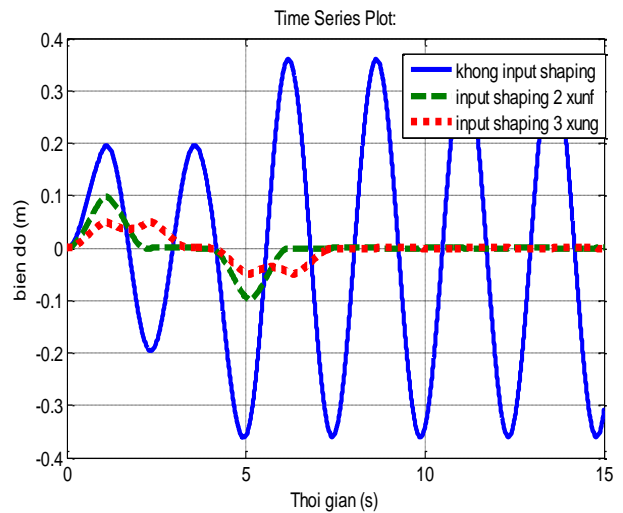
Với trường hợp sử dụng ba xung đầu vào ta cũng dễ dàng xác định được biên độ cũng như thời điểm xuất hiện của ba xung:

$$\begin{aligned} K &= e^{\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} = 1 \\ \Delta T &= \frac{\pi}{\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}} \approx 0.8976(s) \\ A_1 &= \frac{1}{1+2K+K^2} = \frac{1}{4}, t_1 = 0 \\ A_2 &= \frac{2K}{1+2K+K^2} = \frac{1}{2}, t_2 = \Delta T \\ A_3 &= \frac{K^2}{1+2K+K^2} = \frac{1}{4}, t_3 = 2\Delta T \end{aligned}$$

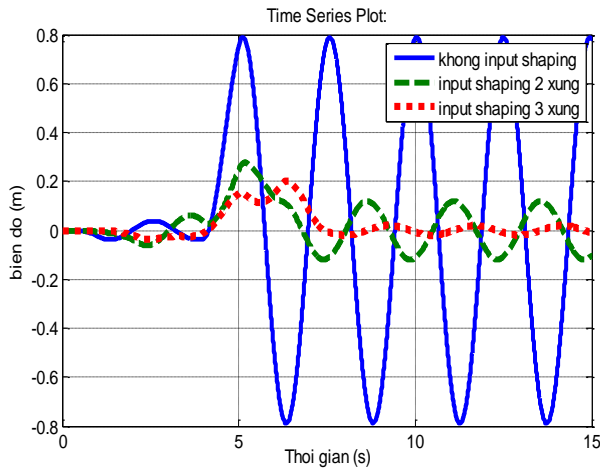
Mô phỏng thuật toán Input Shaping (tạo dạng tín hiệu đầu vào) với đầu vào là gia tốc trong quỹ đạo 2-1-2.



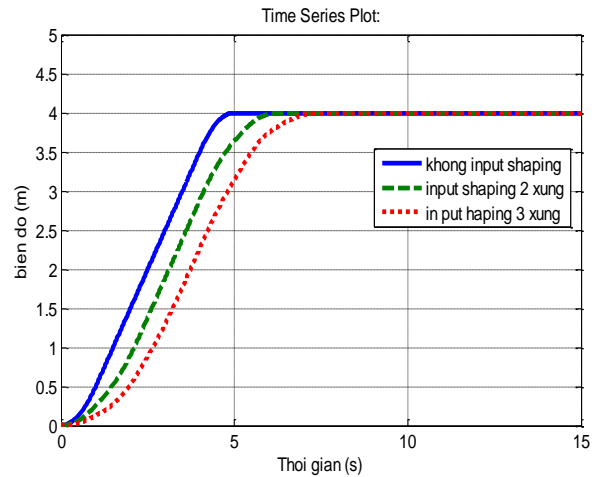
H.7. Gia tốc trong quỹ đạo 2-1-2



H.9. Góc dao động của tải trọng (phi)

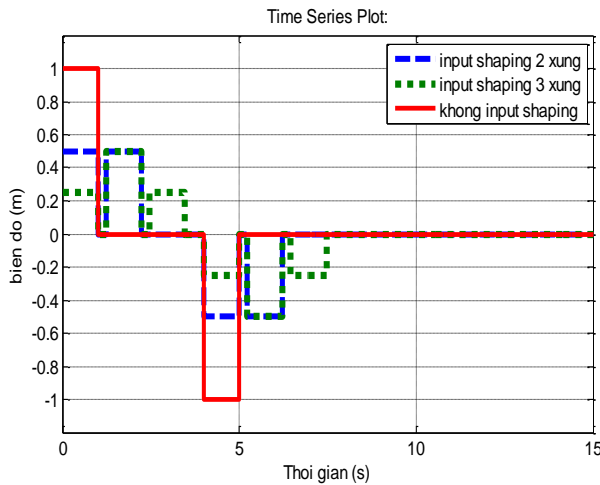


H.10. Góc dao động của tải trọng (theta)



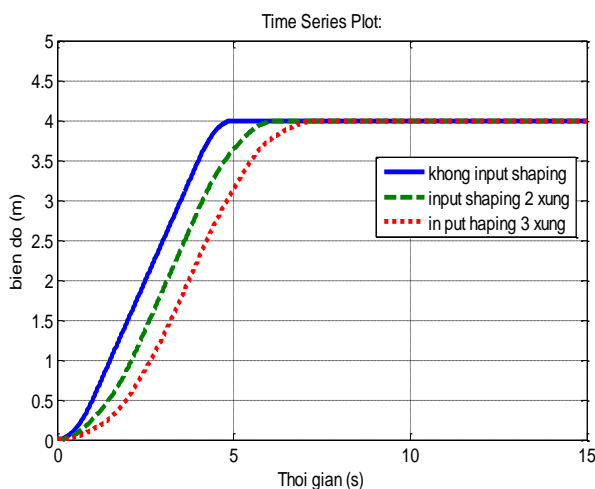
H.13. Góc quay của thân tháp

Gia tốc đặt sau khi áp dụng thuật toán Input Shaping:



H.11. Gia tốc đặt sau khi được tạo dạng

Kết quả mô phỏng thu được về độ rung của tải trọng:



H.12. Độ dịch chuyển của xe con so với thân tháp

Nhận xét:

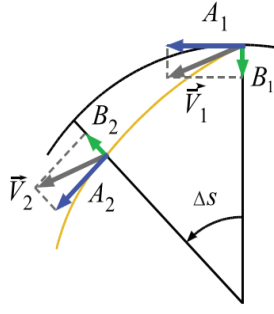
- Phương pháp tạo dạng tín hiệu đầu vào đối với từng biến độc lập đã loại bỏ được gần như toàn bộ các dao động dư xuất hiện trong quá trình làm việc của cầu tháp (trên 90%).
- Input Shaping với 3 xung đầu vào cho kết quả tốt hơn 2 xung đầu vào.

Nhược điểm của phương pháp này là độ chính xác chưa cao và không loại bỏ được hoàn toàn các dao động dư.

4. PHƯƠNG PHÁP TRIỆT TIÊU GIA TỐC TIẾP TUYẾN

Phương pháp ZV truyền thống sẽ mang lại hai gia tốc tiếp tuyến. Do tính chất quay của cầu tháp, những gia tốc này không theo cùng một hướng, gia tốc thứ hai đã bị luân chuyển sang một góc Δs . Ảnh hưởng này làm giảm hiệu suất của Input Shaper truyền thống bởi vì chúng dựa vào gia tốc thứ 2 để hủy bỏ dao động gây ra bởi gia tốc thứ nhất.

Để hủy tốt hơn những dao động gây ra bởi các xung đầu tiên, chúng tôi muốn các xung thứ hai tác động theo cùng một hướng theo xung đầu tiên. Điều này dẫn đến chúng tôi thêm các thành phần hướng tâm để hướng của hai gia tốc tương tự nhau. Chúng ta thu được một vector V_2 hoạt động theo cùng một hướng với xung đầu tiên cho phép nhiều rung động được hủy bỏ. Sự khảo sát các vector song song này là phương pháp thiết kế chung cho giảm gia tốc tiếp tuyến [4].



H.14. Vector biểu diễn của phương pháp triệt tiêu gia tốc tiếp tuyến

Các Shaper bao gồm hai xung một cho chuyển động tiếp tuyến, một cho chuyển động pháp tuyến:

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_i & \gamma_2 \\ 0 & \frac{T}{2} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} B_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\delta_i & \delta_1 \\ 0 & \frac{T}{2} \end{bmatrix} \quad (20)$$

Trong đó A_i là biên độ xung theo hướng tiếp tuyến, B_i là biên độ xung theo hướng pháp tuyến, t_i là thời gian xung. Đặt $V_1 = V_2$ và ràng buộc $\sum A_i = 1$ ta có :

$$\gamma_1 + \gamma_2 = 1; \delta_1 = \alpha \cdot \gamma_1 \cdot R_0 \quad (21)$$

$$\gamma_2 \left(R_0 - \frac{\gamma_1 \cdot \ddot{x} \cdot t_r (T - t_r)}{2} \right) = \beta \cdot \gamma_1 \cdot R_0 \quad (22)$$

$$\alpha = \frac{1}{[1 + \cos \Delta x] \cdot \cot \Delta x + \sin \Delta x} \quad (23)$$

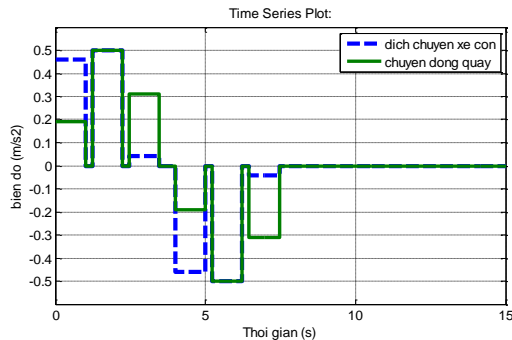
$$\beta = \alpha \cdot \frac{1 + \cos \Delta x}{\sin \Delta x} \quad (24)$$

$$\Delta x = \frac{\delta_1 \cdot \ddot{x} \cdot t_r}{2} \cdot (T - t_r) \quad (25)$$

Với R_0 là vị trí bắt đầu của xe con, gia tốc hình vuông \ddot{x} , $t_r < T/2$, T là tần số dao động riêng của hệ.

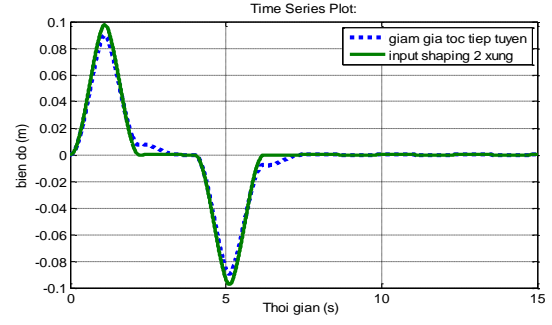
Áp dụng cho cầu trục thấp :

Gia tốc đặt sau khi áp dụng thuật toán Input Shaping có dạng:

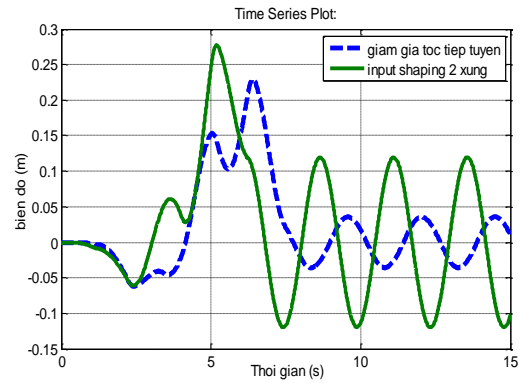


Hình 11. Gia tốc đặt sau khi được tạo dạng

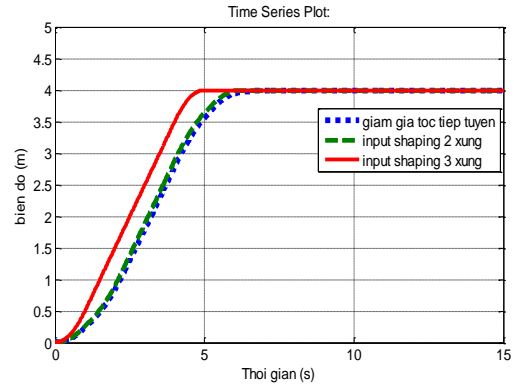
Từ các phương trình ở trên áp dụng cho cầu trục thấp thu được dao động của tải trọng:



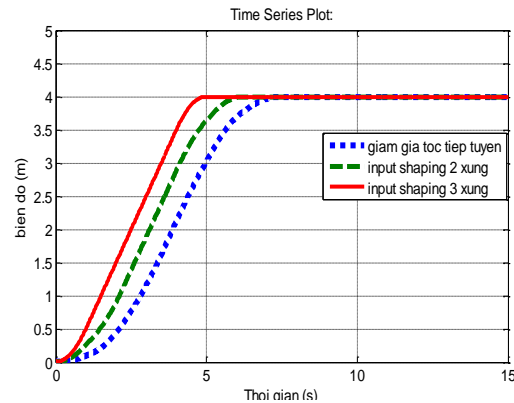
H.16. Góc dao động của tải trọng (phi)



H.17. Góc dao động của tải trọng (theta)



H.18. Độ dịch chuyển của xe con so với thân tháp



H.19. Độ dịch chuyển của xe con so với thân tháp

Có thể thấy rằng phương pháp giảm gia tốc tiếp tuyến triệt tiêu được gần như hoàn toàn các dao động dư hình thành trong quá trình làm việc của cầu tháp.

5. KẾT LUẬN VÀ ĐỀ XUẤT

Bài báo đã trình bày khái quát về phương pháp tạo dạng tín hiệu đầu vào cũng như giải quyết tương đối thành công vấn đề điều khiển chống rung cho cầu tháp. Các mô phỏng đã được tiến hành để chứng tỏ

tính đúng đắn của phương pháp điều khiển. Tuy nhiên, kết quả mô phỏng chỉ mang tính chất tương đối, đáp ứng được phần nào yêu cầu điều khiển đặt ra.

Trong tương lai thuật toán điều khiển trên sẽ được áp dụng trên mô hình thực nghiệm thực tế để kiểm chứng tính hiệu quả của thuật toán. Tính bất định cũng như ảnh hưởng của nhiễu tới hệ thống cũng sẽ được xem xét và đánh giá.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Hanafy M. Omar, *Control of Gantry and Tower Cranes*, January, 2003.
- [2] W.E Singhose, *Command Shaping for Flexible System*, A Review of the First 50 years, Int. Journal of Precision Eng. and manufacturing, Vol. 10, No. 4, 2009, pp. 153-168.
- [3] N.C. Singer and W.P. Seering, *Preshaping Command Inputs to Reduce System Vibration*, January 1988
- [4] D. Blackburn, W. Singhose, *Journal of Vibration and Control* 2010.
- [5] W.E Singhose and W.P Seering, *Control of Flexible Manipulators with Input Shaping Techniques*, in *Flexible Robot Manipulators-Modelling, Simulation and Control*, 2005.

PHẦN 4

LÝ THUYẾT ĐIỀU KHIỂN TỰ ĐỘNG

DIGITAL CONTROL OF SINGLE PHASE UPS INVERTERS BASED ON DISCRETE-TIME STATE AND DISTURBANCE OBSERVER

Nguyen Manh Linh¹, Nguyen Danh Huy², Xinkai Chen³

^{1,2}Hanoi University of Science and Technology, ³Shibaura Institute of Technology

Email: ¹linh.nguyenmanh@hust.edu.vn, ²huy.nguyendanh@hust.edu.vn, ³chen@shibaura-it.ac.jp

Abstract:

This paper proposes a new strategy to design the discrete-time controller for an uninterruptible power supply (UPS) inverter. First, by using a proportional integral observer (PIOb) as a state and disturbance estimation, all the unknown terms caused by the modeling errors and unmeasured load current are estimated and employed in the control design. Then, the inductor current controller is designed based on the one step-ahead minimum prediction error technique. The optimal reference value for this current loop is generated by a current command generator which minimizes the output voltage tracking error. This proposed control strategy is capable of achieving high robustness against the parameters variation and excellent voltage regulation, even under nonlinear loads. Simulation studies based on Matlab-Simulink are conducted to further validate the effectiveness of the proposed strategy.

Keywords:

Single phase UPS inverter, state and disturbance estimation, one step-ahead minimum prediction error.

1. INTRODUCTION

Single phase inverters have been widely used in UPS systems which are capable of delivering emergent AC power to critical loads such as medical equipments, data processing and computer systems in case of a utility power failure. The output voltage of a high performance UPS must be sinusoidal with low total harmonic distortion (THD) satisfying IEEE-1547 standard [1], even with nonlinear loads. Furthermore, good voltage regulation and quick transient response with sudden changes of loads are also needed.

In order to fulfill the above mentioned requirements, many control strategies have been proposed in the literature [2]-[11]. In [2], conventional cascade control schemes based on inner inductor current loop or inner capacitor current loop are investigated. These control schemes are capable of achieving high voltage performance with low THD and quick response if the parameters of the output filter components are known precisely. In practice, these parameters are normally inaccurate and may be varied with the working condition, following that the performance of the UPS can be degraded considerably. In [4], a proportional-integral (PI) controller is designed in a synchronous reference

frame, which rotates synchronously with the output voltage, to regulate the voltage with zero steady-state error. However, the design procedure of this method is complicated and the computation time is increased since the trigonometric functions are employed in the coordinate transformation. In [5], the iterative learning control (ILC) has been used to achieve low THD under nonlinear periodic loads. The slow dynamics, large memory requirement and poor performance under non-periodic disturbances are the major problems of this technique. The self-tuned feed-forward with harmonic feedback control strategy proposed in [6] can also reduced the THD of the output voltage significantly. In practice, this method is suffered from its complexity in implementation. To further enhance the robustness of the closed-loop control system, the sliding mode control (SMC) with many advantages such as insensitive to matched disturbances, quick dynamic response and simplicity in implementation has also been applied to UPS inverters [7]-[9]. The dynamic of the system even can be made faster by using a time-varying sliding gain in the sliding function [9]. Since these techniques are designed in continuous-time domain, the UPS systems are suffered from the variable switching frequency which may increases the THD and power loss. To alleviate the variable

switching frequency problem, discrete-time sliding mode control (DSMC) has been adopted in [10] with a dual-loops scheme including an inductor current predictor and an inductor current controller. Nevertheless, the chattering is still inevitable. In [11], an extended Lyapunov function based control strategy is proposed to achieve global stability, fast dynamic response and almost zero steady-state error in the output voltage. Since one voltage and two current sensors are required, the cost of the system is an issue in practice.

In this paper, a new strategy is proposed to handle the control problem of the UPS inverter. A PIOB is employed to estimated the unknown disturbances caused by the modeling error and the unmeasured load current first. The information getting from the PIOB is then used in the control design which consists of a current command generator and an inductor current controller. The advantages of this strategy is that the design procedure is simple and straightforward in tuning. Furthermore, the closed-loop system is robust against the modeling error and disturbances. Simulations implemented by Matlab-Simulink are conducted to verify the effectiveness of this proposed strategy.

2. PROBLEM FORMULATION

A single-phase full-bridge inverter with the typical configuration shown in Fig. 1 can be considered as a voltage source if the switching frequency is high enough.

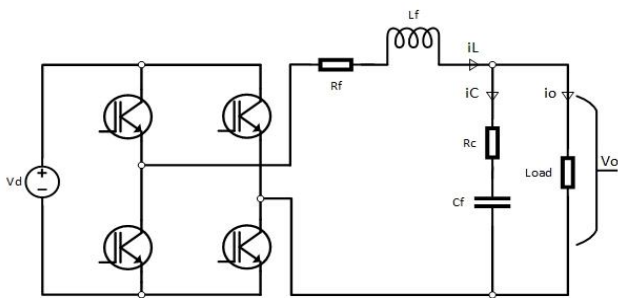


Fig.1. Single phase UPS inverter

Then, the dynamic response of the inverter is mainly governed by the output inductance-capacitance (LC) filter. The state-space equations describing the operation of the inverter in continuous time domain are

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + d(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (1)$$

where,

$$\begin{aligned} x(t) = y(t) &= \begin{bmatrix} v_o(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} R_c V_d / L_f \\ V_d / L_f \end{bmatrix} \\ A &= \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_f} & \left(\frac{1}{C_f} - \frac{R_c R_f}{L_f} \right) \\ -\frac{1}{L_f} & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ d(t) &= \begin{bmatrix} -R_c \frac{di_o(t)}{dt} - \frac{i_o(t)}{C} + d_1(t) \\ d_2(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2)$$

In (2), $v_o(t)$ is the output voltage; $i_L(t)$ and $i_o(t)$ are the inductor and the load current; V_d is the dc input voltage; R_f, R_c, L_f, C_f are the parameters of the output LC filter; $d_1(t), d_2(t)$ represent for the modeling errors due to the fact that all the parameters of the inverter may be varied during operation. The control input $u(t)$ is defined by

$$u = 2D - 1 \quad (3)$$

in which $0 < D < 1$ is the duty ratio of the pulse with modulation (PWM).

For control design purpose, a discrete time state-space model derived from (1) is used in this paper:

$$\begin{cases} X_{k+1} = \Phi X_k + \Gamma u_k + f_k + O(T_s^2) \\ Y_k = CX_k \end{cases} \quad (4)$$

where T_s is the sampling time, $O(T_s^2)$ is the small error caused by the numerical approximation. The magnitude of a signal g is said to be $g = O(T_s^n)$ if

$$\lim_{T_s \rightarrow 0} \frac{g}{T_s^n} \neq 0 \text{ and } \lim_{T_s \rightarrow 0} \frac{g}{T_s^{n-1}} = 0 \quad (5)$$

where n is an integer [3].

The corresponding state-space variables and matrices of the discrete-time system (4) are

$$\begin{aligned} X_k = Y_k &= \begin{bmatrix} V_{o,k} \\ I_{L,k} \end{bmatrix}, \Phi = e^{AT_s} = \begin{bmatrix} \phi_{11} & \phi_{12} \\ \phi_{21} & \phi_{22} \end{bmatrix} \\ \Gamma &= \int_0^{T_s} e^{A\tau} d\tau B = A^{-1}(\Phi - I_2)B = \begin{bmatrix} \Gamma_{11} \\ \Gamma_{21} \end{bmatrix} \\ f_k &= \int_0^{T_s} e^{A\tau} d\{(k+1)T_s - \tau\} d\tau = \begin{bmatrix} f_{1,k} \\ f_{2,k} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

where I_2 is an unity (2×2) matrix.

In this design, the output voltage $V_{o,k}$ and the inductor current $I_{L,k}$ are chosen as the state variables and measured. The load current $I_{o,k}$ is not measured and treated as a disturbance. This unknown term in combination with the other uncertainties caused by the parameters variation may significantly degrade the performance of the control system. To cope with the above problem, a discrete-time proportional-integral observer (dPIOb) is employed to estimate the disturbances first. Then, the information getting from the disturbance observer is included in the control design which is based on the one step-ahead minimum prediction error technique. By using the proposed control strategy, the closed-loop system not only has a quick transient response but also robust against the parameters variation.

3. STATE AND DISTURBANCE ESTIMATION

The observability matrix O_{ab} and controllability matrix C_{ab} of the continuous-time system (1) are derived from (2) as

$$C_{ab} = [B \quad AB] = \begin{bmatrix} \frac{R_c V_d}{L_f} & -\frac{R_c^2 V_d}{L_f^2} + \left(\frac{1}{C_f} - \frac{R_c R_f}{L_f}\right) \frac{V_d}{L_f} \\ \frac{V_d}{L_f} & -\frac{R_c V_d}{L_f^2} - \frac{R_f V_d}{L_f^2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$O_{ab} = \begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_2 \\ A \end{bmatrix} \quad (8)$$

Since

$$|C_{ab}| = -\frac{V_d^2}{L_f C_f} \quad (9)$$

$$|A| = \frac{1}{L_f C_f} \quad (10)$$

It can be concluded that C_{ab} and O_{ab} are not singular, which means the state-space system (1) is completely observable-controllable. Then, the state and disturbance estimation can be designed based on the following assumptions:

Assumption 1: The sampling time T_s is small enough such that the controllability and the observability of the discrete-time system (4) are preserved which results in

$$\text{rank} \left(\begin{bmatrix} \Phi - I_2 & I_2 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \right) = 4 \quad (11)$$

Assumption 2: The disturbance $d(t)$ is smooth and the sampling time T_s is small enough such that

$$f_{k+1} - f_k = O(T_s^2)$$

$$f_{k+1} - 2f_k + f_{k-1} = O(T_s^3) \quad (12)$$

Define \hat{X}_k and \hat{f}_k as the estimation state and the estimation disturbance. The goal of the dPIOb is to force $\hat{X}_k \rightarrow X_k$ and $\hat{f}_k \rightarrow f_k$ as $k \rightarrow \infty$. The state-space equation of the dPIOb is [12]

$$\begin{cases} \hat{X}_{k+1} = \Phi \hat{X}_k + \Gamma u_k + L_1 (Y_k - \hat{Y}_k) + \hat{f}_k \\ \hat{f}_{k+1} = \hat{f}_k + L_2 (Y_k - \hat{Y}_k) \\ \hat{Y} = C \hat{X}_k \end{cases} \quad (13)$$

where L_1 and L_2 are (2x2) designed matrices and

$$\hat{X}_k = \hat{Y}_k = \begin{bmatrix} \hat{V}_{c,k} \\ \hat{I}_{L,k} \end{bmatrix} \quad (14)$$

Define the estimation errors as

$$\tilde{X}_k = X_k - \hat{X}_k \quad (15)$$

$$\tilde{Y}_k = Y_k - \hat{Y}_k \quad (16)$$

$$\tilde{f}_k = f_k - \hat{f}_k \quad (17)$$

From (4) and (13), the dynamic of the state estimation error is

$$\tilde{X}_{k+1} = (\Phi - L_1 C) \tilde{X}_k + \tilde{f}_k + O(T_s^2) \quad (18)$$

The one step ahead disturbance estimation error can be obtain from (13) and (17) as follows,

$$\tilde{f}_{k+1} = f_{k+1} - \hat{f}_{k+1} = \tilde{f}_k - L_2 C \tilde{X}_k + (f_{k+1} - f_k) \quad (19)$$

From (15) and (19), the state-space equations of the estimation errors can be reformulated as

$$\begin{bmatrix} \tilde{X}_{k+1} \\ \tilde{f}_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi - L_1 C & I_2 \\ -L_2 C & I_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{X}_k \\ \tilde{f}_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} O(T_s^2) \\ f_{k+1} - f_k \end{bmatrix} = (M - LG) \begin{bmatrix} \tilde{X}_k \\ \tilde{f}_k \end{bmatrix} + O(T_s^2) \quad (20)$$

$$\tilde{Y}_k = [C \quad 0] \begin{bmatrix} \tilde{X}_k \\ \tilde{f}_k \end{bmatrix} = G \begin{bmatrix} \tilde{X}_k \\ \tilde{f}_k \end{bmatrix} \quad (21)$$

where,

$$M = \begin{bmatrix} \Phi & I_2 \\ 0 & I_2 \end{bmatrix}; L = [L_1^T \quad L_2^T]^T; G = [C \quad 0] \quad (22)$$

As proved in [12], if Assumption 1 is satisfied, the pair of matrices (M,G) is always observable. Which means the matrix (M-LG) can be stabilized, i.e, by using pole-placement technique. Then, it follows that:

$$\begin{aligned} \hat{X}_k &\rightarrow X_k - O(T_s^2) \quad \text{as } k \rightarrow \infty \\ \hat{f}_k &\rightarrow f_k - O(T_s^2) \quad \text{as } k \rightarrow \infty \end{aligned} \quad (23)$$

The above analysis shows that the dPIOb can restrict the estimation error in the small region $O(T_s^2)$. The estimated disturbances are then employed in the control design introduced in the next section.

4. CONTROL DESIGN

4.1. Current controller

From (6), the state space model (4) can be rewritten in detail as follows,

$$V_{o,k+1} = \Phi_{11}V_{o,k} + \Phi_{12}I_{L,k} + \Gamma_{11}u_k + f_{1,k} \quad (24)$$

$$I_{L,k+1} = \Phi_{21}V_{o,k} + \Phi_{22}I_{L,k} + \Gamma_{21}u_k + f_{2,k} \quad (25)$$

To force the inductor current $I_{L,k}$ of the inverter track a desired current $I_{L,k}^*$ in the presence of the unknown term $f_{2,k}$, the current controller is designed as following.

Define the one step-ahead current tracking error $e_{I,k+1}$ as

$$e_{I,k+1} = I_{L,k+1}^* - I_{L,k+1} \quad (26)$$

The control signal u_k which forces $e_{I,k+1}$ to zero can be obtained by solving the following equation

$$e_{I,k+1} = 0 \quad (27)$$

By substituting (25) into (27), a fundamental operation yields

$$u_k = \frac{1}{\Gamma_{21}}(I_{L,k+1}^* - \Phi_{21}V_{o,k} - \Phi_{22}I_{L,k} - f_{2,k}) \quad (28)$$

Since $f_{2,k}$ is unknown, its approximation is employed

$$f_{2,k} \approx \hat{f}_{2,k} \quad (29)$$

Suppose that the pole-placement design for the dPIOb results in

$$L_2 = \begin{bmatrix} \epsilon_{11} & \epsilon_{12} \\ \epsilon_{21} & \epsilon_{22} \end{bmatrix} \quad (30)$$

From (13), (20) and (30), it gives

$$\hat{f}_{2,k} = \hat{f}_{2,k-1} + \epsilon_{21}\tilde{V}_{o,k-1} + \epsilon_{22}\tilde{I}_{L,k-1} \quad (31)$$

Based on (28) and (29), the control action for the current loop is

$$u_k = \frac{1}{\Gamma_{21}}(I_{L,k+1}^* - \Phi_{21}V_{o,k} - \Phi_{22}I_{L,k} - \hat{f}_{2,k}) \quad (32)$$

which results in $e_{I,k+1} \rightarrow O(T_s^2)$ asymptotically.

4.2. Current command generator

To keep the output voltage $V_{o,k}$ follows a desired

voltage $V_{o,k}^*$, an appropriate reference inductor current $I_{L,k+1}^*$ is needed for the current loop.

Define the generalized voltage tracking error $E_{v,k}$ as

$$E_{v,k} = e_{v,k} + \lambda e_{v,k-1} \quad (33)$$

where $0 < \lambda < 1$ is a design parameter and $e_{v,k}$ is the instantaneous voltage tracking error computed by

$$e_{v,k} = V_{o,k}^* - V_{o,k} \quad (34)$$

The one step-ahead generalized voltage tracking error is

$$E_{v,k+1} = e_{v,k+1} + \lambda e_{v,k} = V_{o,k+1}^* - V_{o,k+1} + \lambda e_{v,k} \quad (35)$$

By using (24), (32) and (35), a fundamental operation yields

$$E_{v,k+1} = V_{o,k+1}^* + \lambda V_{o,k}^* + \left(\frac{\Gamma_{11}}{\Gamma_{12}}\phi_{21} - \phi_{11} - \lambda\right)V_{o,k} + \left(\frac{\Gamma_{11}}{\Gamma_{21}}\phi_{22} - \phi_{12}\right)I_{L,k} + \frac{\Gamma_{11}}{\Gamma_{21}}\hat{f}_{2,k} - f_{1,k} - \frac{\Gamma_{11}}{\Gamma_{21}}I_{L,k+1}^* \quad (36)$$

Based on (36), the current command $I_{L,k+1}^*$ which forces $E_{v,k+1} = 0$ is

$$I_{L,k+1}^* = \frac{\Gamma_{21}}{\Gamma_{11}}(V_{o,k+1}^* + \lambda V_{o,k}^*) + \left(\phi_{21} - \frac{\Gamma_{21}}{\Gamma_{11}}(\phi_{11} + \lambda)\right)V_{o,k} + \left(\phi_{22} - \frac{\Gamma_{21}}{\Gamma_{11}}\phi_{12}\right)I_{L,k} + \hat{f}_{2,k} - \frac{\Gamma_{21}}{\Gamma_{11}}f_{1,k} \quad (37)$$

Due to the fact that $f_{1,k}$ in (37) is unknown, its approximation is used instead

$$f_{1,k} \approx \hat{f}_{1,k} \quad (38)$$

where $\hat{f}_{1,k}$ is also computed from (13), (20) and (30) as

$$\hat{f}_{1,k} = \hat{f}_{1,k-1} + \epsilon_{11}\tilde{V}_{o,k-1} + \epsilon_{12}\tilde{I}_{L,k-1} \quad (39)$$

with,

$$\tilde{V}_{o,k-1} = V_{o,k-1} - \hat{V}_{o,k-1} \quad (40)$$

$$\tilde{I}_{L,k-1} = I_{L,k-1} - \hat{I}_{L,k-1} \quad (41)$$

Finally, from (37)-(39), the output of the current command generator is

$$I_{L,k+1}^* = \frac{\Gamma_{21}}{\Gamma_{11}}(V_{o,k+1}^* + \lambda V_{o,k}^*) + \left(\phi_{21} - \frac{\Gamma_{21}}{\Gamma_{11}}(\phi_{11} + \lambda)\right)V_{o,k} +$$

$$\left(\phi_{22} - \frac{\Gamma_{21}}{\Gamma_{11}}\phi_{12}\right)I_{L,k} + \hat{f}_{2,k} - \frac{\Gamma_{21}}{\Gamma_{11}}\hat{f}_{1,k} \quad (42)$$

which also results in $E_{v,k+1} \rightarrow O(T_s^2)$ asymptotically.

5. SIMULATION RESULTS AND DISCUSSION

To verify the effectiveness of the proposed control strategy, simulations based on Matlab-Simulink are conducted for a 1-kVA single phase PWM inverter. The parameters of the inverter are provided in Table 1.

Table 1. Simulation parameters

L_f	0.7mH	R_f	0.195Ω
C_f	120μF	R_c	0.1Ω
V_d	250V _{dc}	T_s	100μs
f_{sw}	10kHz	V_o^*	100sin(2π50kT _s)
R_{Load}	10Ω	C_{Load}	470μF

The corresponding matrices of the discrete-time state space system (4) are

$$\Phi = \begin{bmatrix} 0.9282 & 0.7972 \\ -0.1371 & 0.9151 \end{bmatrix} \quad (43)$$

$$\Gamma = [17.9577 \quad 34:2824] \quad (44)$$

By placing the poles of the augmented system (20) as $p = [0.05 \quad 0.1 \quad 0.2 \quad 0.3]$ (45)

the corresponding gain matrices L_1 and L_2 of the PIOb are

$$L_1 = \begin{bmatrix} 1.4282 & 0.7972 \\ -0.1371 & 1.7651 \end{bmatrix} \quad (46)$$

$$L_2 = \begin{bmatrix} 0.56 & 0.0 \\ 0.0 & 0.855 \end{bmatrix} \quad (47)$$

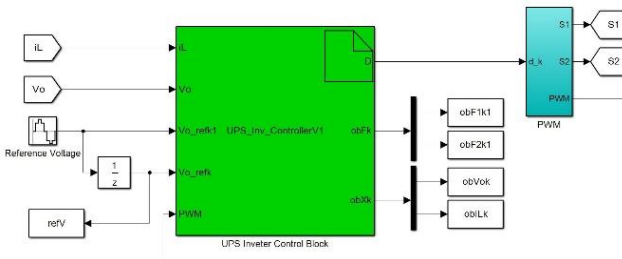


Fig.2.: Block diagram of the inverter controller

The block diagram of the controller are shown in Fig. 2, in which a S-Function Builder is employed to implement the control algorithm written by C language. Two typical loads, including linear

resistive load in Fig. 3 and nonlinear rectifier load in Fig. 4, are used to investigate the performance of the proposed control strategy.

First, suppose that the system model is perfect. Then, the simulations with rate resistive load are carried out. The response of the system with the change from no-load to full-load condition is shown in Fig. 5 and the THD analysis result is shown in Fig. 6. It can be observed that the output voltage is quickly recovered within a few sampling cycles when the load is changed. The THD at the steady-state is 1.1% , which is much lower than the restriction value 5% of the IEEE-1547 standard.

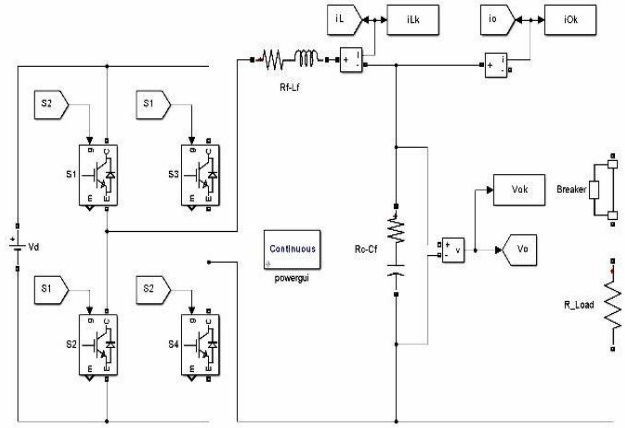


Fig.3. Single phase UPS inverter with resistive load

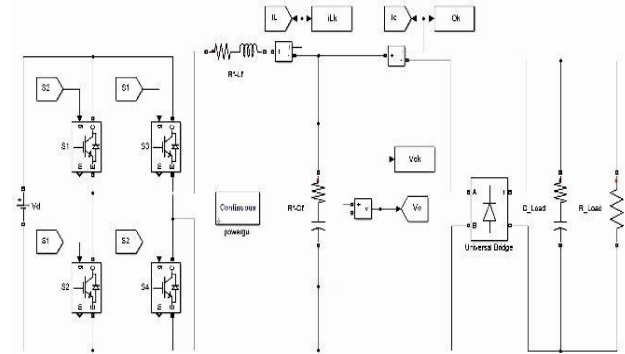


Fig.4. Single phase UPS inverter with rectifier load

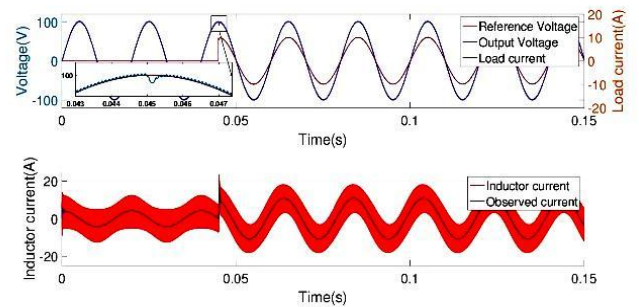


Fig.5. Simulation result with resistive load and accurate model

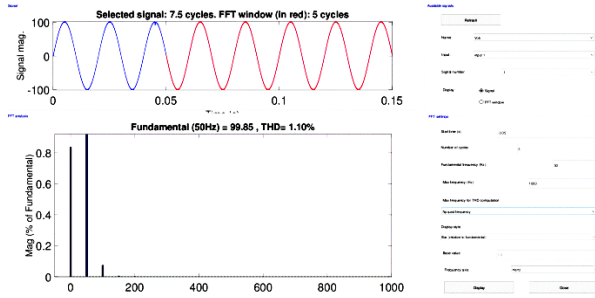


Fig. 6. THD of the output voltage with resistive load

The simulation result and THD analysis of the system with nonlinear rectifier load are shown in Fig. 7 and Fig. 8, respectively. It can be seen that the output voltage is slightly distorted in this case. However, the $THD = 1.87\%$ still completely fulfills the requirement of IEEE-1547 standard.

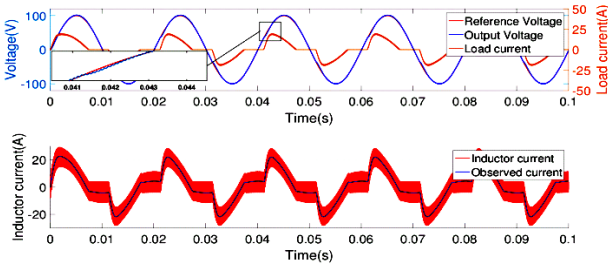


Fig. 7. Simulation result with rectifier load and accurate model

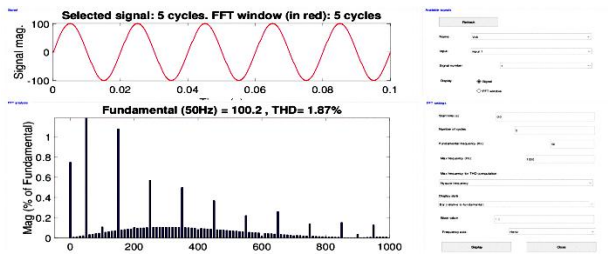
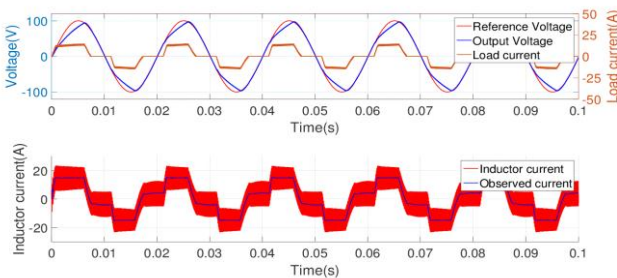
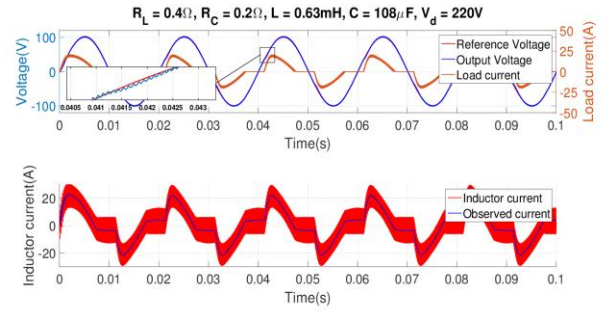
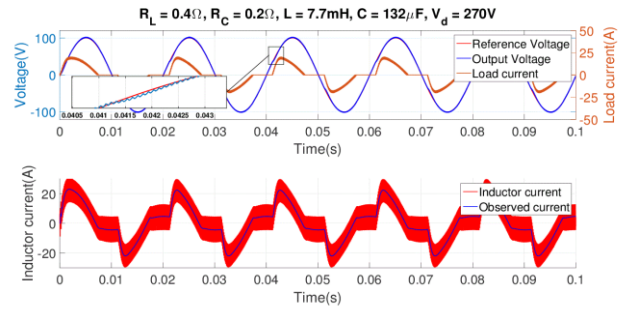


Fig. 8. THD of the output voltage with nonlinear rectifier load

By using the proposed control strategy, the current trimming function which protects the inverter against the overload failure can easily be accomplished as demonstrated in Fig. 9.


 Fig. 9. Simulation result with $\pm 15A$ current trimming function

 Fig. 10. Simulation result with nonlinear load and reduced L, C values

 Fig. 11. Simulation result with nonlinear load and increased L, C values

Finally, the robustness of the closed-loop system against the modeling errors is confirmed by simulations which all the parameters of the inverter are different from the values used in Table 1. In practice, the variations of the commercial inductors and capacitors are less than $\pm 10\%$ while the internal resistance of the LC filter may increase up to 200% in comparison with the nominal values. Moreover, the dc voltage source V_d may be also $\pm 10\%$ changed. Hence, simulation studies based on the above mentioned practical situations are conducted. Figure 10 shows the simulation result where the internal resistance of the LC filter are twice their nominal values, the inductor L_f , the capacitor C_f , of the filter are 10% reduced. In contrast, Fig. 11 shows the simulation result where L_f and C_f are 10% increased. Besides, the dc voltage source is also $\pm 10\%$ deviated from its nominal value. It can be seen that in both cases, the closed-loop system is stable and the response of the output voltage are almost same as the case where an accurate model is used. The only different which can be recognized is the ripple of the inductor current and the output voltages since it depends on the systems parameters.

6. CONCLUSION

In this paper, a new control strategy for the single

phase UPS inverter is proposed and designed in discrete-time domain. By taking into account the influences of the parameters variation, disturbances and using one step-ahead minimum prediction error technique, the proposed method is capable of achieving quick response, excellent voltage regulation, low THD satisfying IEEE-1547 standard

and high robustness against the modeling error. The control design and tuning procedure are also simple and straightforward. The effectiveness and the robustness of the closed-loop system are validated by simulation results implemented by Matlab-Simulink.

REFERENCES

- [1] "IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems," in *IEEE Std 1547-2003*, vol., no., pp.1-28, July 28 2003.
- [2] M. J. Ryan, W. E. Brumsickle and R. D. Lorenz, "Control topology options for single-phase UPS inverters," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 2, pp. 493-501, Mar/Apr 1997.
- [3] K. Abidi, J. X. Xu and Y. Xinghuo, "On the Discrete-Time Integral Sliding-Mode Control," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 52, no. 4, pp. 709-715, April 2007.
- [4] M. Monfared, S. Golestan and J. M. Guerrero, "Analysis, Design, and Experimental Verification of a Synchronous Reference Frame Voltage Control for Single-Phase Inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 258-269, Jan. 2014.
- [5] H. Deng, R. Oruganti and D. Srinivasan, "Analysis and Design of Iterative Learning Control Strategies for UPS Inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 3, pp. 1739-1751, June 2007.
- [6] L. Padmavathi and P. A. Janakiraman, "Self-Tuned Feed-Forward Compensation for Harmonic Reduction in Single-Phase Low-Voltage Inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 10, pp. 4753-4762, Oct. 2011.
- [7] S. J. Chiang, T. L. Tai and T. S. Lee, "Variable structure control of UPS inverters," in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 145, no. 6, pp. 559-567, Nov 1998.
- [8] O. Kukrer, H. Komurcugil and A. Doganalp, "A Three-Level Hysteresis Function Approach to the Sliding-Mode Control of Single-Phase UPS Inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 9, pp. 3477-3486, Sept. 2009.
- [9] H. Komurcugil, "Rotating-Sliding-Line-Based Sliding-Mode Control for Single-Phase UPS Inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 10, pp. 3719-3726, Oct. 2012.
- [10] Tsang-Li Tai and Jian-Shiang Chen, "UPS inverter design using discrete-time sliding-mode control scheme," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 67-75, Feb 2002.
- [11] H. Komurcugil, N. Altin, S. Ozdemir and I. Sefa, "An Extended Lyapunov-Function-Based Control Strategy for Single-Phase UPS Inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 7, pp. 3976-3983, July 2015.
- [12] Jeang-Lin Chang, "Applying discrete-time proportional integral observers for state and disturbance estimations," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 51, no. 5, pp. 814-818, May 2006.

A CONTROL APPROACH OF MULTIVARIABLE TIME DELAY SYSTEMS USING ACTIVE DISTURBANCE REJECTION CONTROL

MỘT PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN CÁC HỆ THỐNG ĐA BIẾN CÓ TRỄ SỬ DỤNG BỘ ĐIỀU KHIỂN LOẠI BỎ NHIỀU CHỦ ĐỘNG

Nguyễn Duy Vịnh, Đỗ Trọng Hiếu

Hanoi University of Science and Technology

Email: nguyenduyvinh1993@gmail.com, hieu.dotrong@hust.edu.vn

Abstract:

In this paper, a control approach is proposed for multivariable time delay systems based on Active Disturbance Rejection Control. Due to its simple tuning, fast response and robustness against process parameter variations, active disturbance rejection control has recently been interested in as an alternative to traditional PID controller. The main idea of proposed approach is to predetermine input-output pairing and then the effect of one input to others outputs that it is not paired with is considered as a disturbance to be rejected. Such disturbance is estimated by using the extended state observer and canceled in the control law. The input signal fed to the observer is added with a delay to synchronize with the delay of the controlled system. Simulations results show good performance of the closed-loop.

Keywords:

Multivariable system, time delay, decoupling control, disturbance rejection control, extended state observer.

Tóm tắt:

Bài báo này đề xuất một phương pháp điều khiển cho quá trình đa biến có trễ dựa trên bộ điều khiển loại bỏ nhiều chủ động. Nhờ các ưu điểm như dễ chỉnh định, đáp ứng nhanh và tính bền vững khi tham số quá trình thay đổi, bộ điều khiển loại bỏ nhiều chủ động đang được quan tâm nghiên cứu để thay thế cho bộ điều khiển PID truyền thống. Ý tưởng của phương pháp dựa trên việc lựa chọn trước các cặp tín hiệu vào – ra và coi ảnh hưởng xen kẽ giữa các cặp tín hiệu vào - ra là nhiễu. Các nhiễu này sẽ được ước lượng bằng một bộ quan sát trạng thái, sau đó được loại bỏ bằng luật điều khiển thích hợp. Tín hiệu đầu vào đưa vào bộ ước lượng được bổ sung thêm trễ nhằm đồng bộ với trễ của đối tượng được điều khiển. Các kết quả mô phỏng cho thấy đáp ứng tốt của hệ thống.

Abbreviation

SISO	Single Input – Single Output
PID	Proportional Integral Derivative
ADRC	Active Disturbance Rejection Control
ESO	Extended State Observer

1. INTRODUCTION

Multivariable time delay systems control is still a challenge in both theory and practice and provides motivation for researchers. One approach is trying to reduce the interactions between various input-output pairs and make a multivariable system become a number of independent SISO (Single Input – Single Output) systems. This strategy is

known as decoupling control. Decoupling of linear time invariant multivariable system has been interested in many years [1, 2]. However, in many cases, an accurate mathematical model of the plant is required. In addition, one then also need to design some controllers and delay compensator for each SISO system to achieve a certain number of performances. Robustness and other practical concerns continue to pose challenges.

In recent years, Active Disturbance Rejection Control (ADRC) was interested in to replace the traditional PID controller. This concept was originally proposed by J. Han [3, 4] but only become transparent to practicing engineers since a new parameter tuning method is proposed in [5]. This control method shows several advantages for

disturbance rejection and for process with inaccurate parameters. ADRC have been studied in many researches [6, 7, 8, 9]. These studies have shown the advantages and potential of ADRC approach in system control. A method is introduced by using 3-order ESO to design decentralized controller for multivariable plants in [10] but the use of 3-order ESO will make the computation to be complex in some cases. The ADRC tracking performances is also studied on three-axis didactic radar antenna control system through the frequency domain analysis [11]. In [12], the authors referred to control of multivariable time delay system. However in this approach, the systems with time delay in the input are viewed as higher-order systems without time delay in the input.

In this paper, we focus on application of ADRC in multivariable time delay system control. With the predetermined input-output pairing, the ADRC will be designed for each of these pairs and the effect of one input to others outputs that it is not paired with is considered as a disturbance to be rejected. Such disturbance and modeling errors are estimated by using the extended state observer (ESO) and canceled in the control law. The input signal fed to the observer is added with a delay to synchronize with the delay of the controlled system

This paper is structured as follow. The general idea of ADRC as well and its modified design are presented in section 2. In section 3, we present 2 inputs - 2 outputs process to be controlled. Applications of ADRC and simulations results are given in section 4, followed by some concluding remarks.

2. ACTIVE DISTURBANCE REJECTION CONTROL

The concept of ADRC was pioneered by J. Han [4]. For the sake of simplicity and clarity to establish the concept of ADRC, a simple control problem is used to illustrate the regular ADRC design. Consider the following system dynamic:

$$\dot{y}(t) = f(t, y, w) + b.u(t) \quad (1)$$

where $y(t)$ is the output, $u(t)$ is the control input, w is the disturbance and $f(t, y, w)$ is called generalized disturbance which includes not only the external disturbance but also the structural uncertainties.

According to Han, the generalized term $f(t, y, w)$ is

insignificant while only its real time estimate \hat{f} is important. Therefore, an extended state observer (ESO) is constructed to provide \hat{f} such that we can compensate the impact of $f(t, y, w)$ on our model by means of disturbance rejection.

The state vector of the system (1) is defined as:

$$x = [x_1 \ x_2]^T = [y \ f]^T \quad (2)$$

which has two components. In this case, $x_2 = f$ called the extend state representing the total disturbance is added. The system can be rewritten as bellow:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + bBu + E\dot{f} \\ y = Cx \end{cases} \quad (3)$$

Where:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}; E = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ and } C = [1 \ 0]$$

Since the input $f(t)$ cannot be measured, an external state observer is built using the input $u(t)$ and the output $y(t)$ of the process to estimate $f(t)$. The ESO that is designed for system (3) according as:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + bBu + L(y - \hat{x}_1) \quad (4)$$

where $\hat{x} = \hat{x}_1 \ \hat{x}_2^T$ is the observer state vector providing an estimation of the system state vector x , i.e. \hat{x}_1, \hat{x}_2 will track y and f respectively. $L = [l_1 \ l_2]^T$ is the observer gain vector to be determined.

Then the control law

$$u = \frac{u_0 - \hat{x}_2}{b} \text{ with } u_0 = K_p.(r - \hat{x}_1) \quad (5)$$

reduces equation (1) to:

$$\dot{y} = f + b.\frac{u_0 - \hat{x}_2}{b} \simeq u_0 = K_p.(r - \hat{y}) \quad (6)$$

where r is the set point.

Taking the Laplace Transform of (6), one has the close-loop transfer function:

$$G_{cl}(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} \simeq \frac{K_p}{s + K_p} \quad (7)$$

We obtain a first order closed loop behavior.

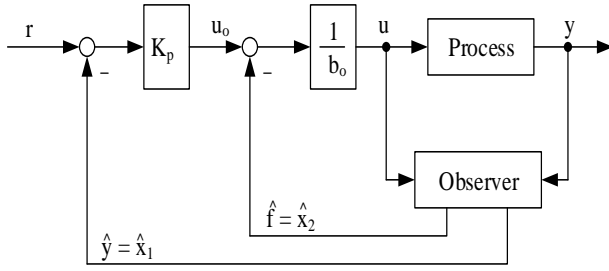


Fig. 1. Control structure with ADRC for first order process

The extended state observer in (4) can be rewrite in the form as below:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b \\ 0 \end{pmatrix} u + \begin{pmatrix} l_1 \\ l_2 \end{pmatrix} (y - \hat{x}_1) \\ &= \underbrace{\begin{pmatrix} -l_1 & 1 \\ -l_2 & 0 \end{pmatrix}}_{A-LC} \cdot \begin{pmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} b \\ 0 \end{pmatrix}}_B \cdot u + \underbrace{\begin{pmatrix} l_1 \\ l_2 \end{pmatrix}}_L \cdot y \end{aligned} \quad (8)$$

The structure of the ESO is described in Fig. 2.

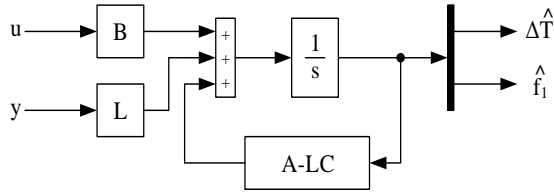


Fig. 2. Structure of the ESO

In general, this concept is applicable to higher order systems. It requires little knowledge of the plant. The only thing required is the knowledge of the order of the plant and the approximate value of parameter b .

2.2. Tuning procedure

According to [13], the ADRC's parameters can be chosen as following:

Get the desired settling time T_{settle} .

K_p can be calculated from the desired first-order system with 2%-settling time:

$$K_p = \frac{4}{T_{settle}} \quad (9)$$

Since the observer dynamics must be fast enough, the observer poles $s_{1/2}^{ESO}$ must be placed left of the close-loop pole s^{CL} , for suggestion:

$$s_{1/2}^{ESO} = s^{ESO} \approx (3...10) \cdot s^{CL} \text{ with } s^{CL} = -K_p \quad (10)$$

The observer parameters can be computed from its

characteristic polynomial:

$$\det sI - A - LC = s^2 + l_1 s + l_2 = s - s^{ESO} \quad (11)$$

Then

$$l_1 = -2 \cdot s^{ESO}; l_2 = s^{ESO} \quad (12)$$

The convergence of ESO is discussed in [14].

2.3. Modified ADRC design for system with time delay

The modification is created by adding a time delay block to delay the control signals before they go into the extended state observer [13] as described in Fig. 3.

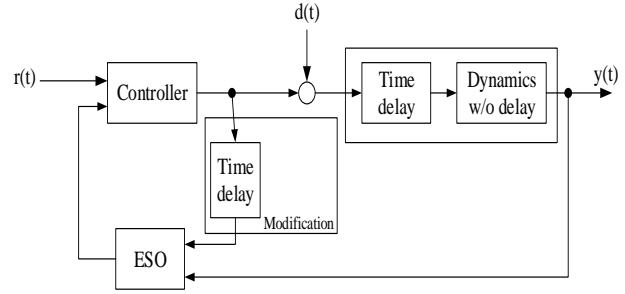


Fig. 3. Modified ADRC for time-delay systems

By adding the time delay block, the signals that go into the ESO is synchronized with delayed disturbances. The state space vector is redefined as:

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + b \cdot B \cdot u(t - \tau) + L \cdot (x_1(t) - \hat{x}_1(t)) \quad (13)$$

The turning rules for the modified ADRC for systems with time delay is not change compared to the regular design. The value of the added delay block is equal to the delay of the process. This controller can work well but the settle time must not be so fast, if not it will make the system to be unstable.

3. SYSTEM MODELING

Consider the mixer tank with 2 control inputs (F_1 , F_2) and 2 outputs (T , H) described in Fig. 4, where F_1 is the hot water flow with temperature T_1 and F_2 is the cold water flow with temperature T_2 , A is the section of the tank. The objective is to control the level H in the tank and the temperature T of output flow F .

We have the equations which describe the process:

$$\frac{dV}{dt} = F_1 + F_2 - F \quad (14)$$

$$\frac{d(V.T)}{dt} = F_1.T_1 + F_2.T_2 - F.T \quad (15)$$

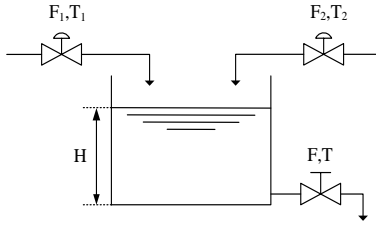


Fig. 4. Mixer tank

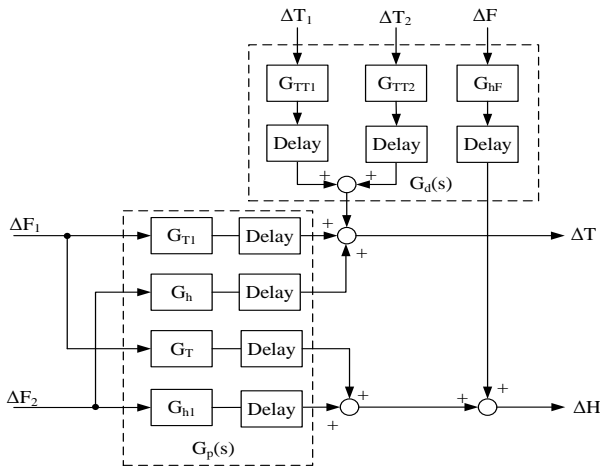


Fig. 5. Model of water mixer tank

From these equations, the system can be express by following equation:

$$\begin{cases} \frac{dH}{dt} = \frac{1}{A} F_1 + F_2 - F \\ \frac{dT}{dt} = \frac{1}{A.H} F_1.T_1 + F_2.T_2 - F_1 + F_2.T \end{cases} \quad (16)$$

Remark that at a given operating point, one gets $\frac{dH}{dt} = \frac{dT}{dt} = 0$, then:

$$\begin{cases} \bar{F} = \bar{F}_1 + \bar{F}_2 \\ \bar{T} = \frac{\bar{F}_1.T_1 + \bar{F}_2.T_2}{\bar{F}_1 + \bar{F}_2} \end{cases} \quad (17)$$

where $\bar{H}, \bar{T}, \bar{F}, \bar{F}_1, \bar{F}_2$ are values at an operating point.

Model (16) can be linearized around a given operating point, one has:

$$\begin{cases} \frac{d\Delta H}{dt} = \frac{1}{A} \Delta F_1 + \Delta F_2 - \Delta F \\ \frac{d\Delta T}{dt} = \frac{-\bar{F}}{A.\bar{H}} \Delta T + \frac{F_1}{A.\bar{H}} \Delta T_1 + \frac{F_2}{A.\bar{H}} \Delta T_2 \\ \quad + \frac{T_1 - \bar{T}}{A.\bar{H}} \Delta F_1 + \frac{T_2 - \bar{T}}{A.\bar{H}} \Delta F_2 \end{cases} \quad (18)$$

Because time delay is generally associated with the transportation of the material or energy process, time delay is added to the model of the mixer tank. Then after taking the Laplace transform of (17), the process can be described as Fig. 5.

In this paper, we have the operating point as follow:

$$\begin{cases} T_1 = 70^\circ C, T_2 = 20^\circ C, \bar{T} = 45^\circ C \\ \bar{H} = 16cm, A = \pi.5^2 cm^2, \bar{F} = 96cm^3 / s \end{cases} \quad (19)$$

The time delay can be supposed to be 5s.

4. MULTIVARIABLE TIME DELAY SYSTEM CONTROL

4.1. Conventional Decoupling combine with ADRC

One of decoupling methods used widely is feed-forward decoupling method, shown in Fig. 6.

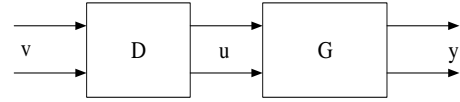


Fig. 6. Feed forward decoupling method

In this paper, we can choose:

$$D = \left(\frac{1}{A.\bar{H}} \begin{bmatrix} \bar{T}_1 - T & \bar{T}_2 - T \\ \bar{H} & \bar{H} \end{bmatrix} \right)^{-1} \quad (20)$$

Then the system (17) becomes:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{T} \\ \Delta \dot{h} \end{bmatrix} = \frac{1}{A.h} \begin{bmatrix} -\bar{F} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta T \\ \Delta h \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_T \\ V_H \end{bmatrix} \quad (21)$$

However, with this approach, an accurate mathematical model of the plant is required. In addition, one then also need to design some controllers for each SISO system to achieve a certain number of performances. We proposed, for example, the structure as in Fig.7:

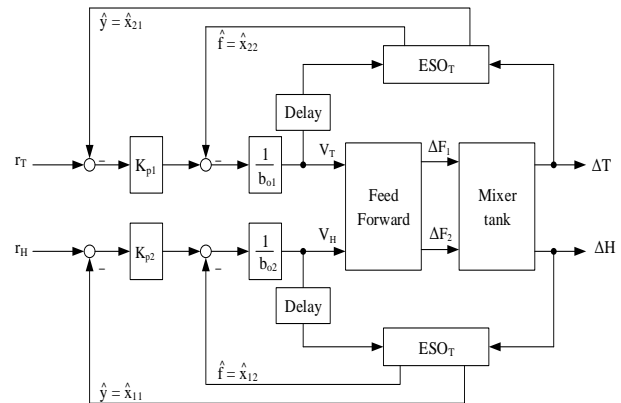


Fig. 7. Conventional decoupling combined with ADRC control structure

The ADRC's parameters for the temperature controller:

$$\begin{cases} b_T = 1 \\ K_{pT} = 0,04 \\ s_{CLT} = -K_{pT} = -0,04 \\ s_{1/2}^{ESOT} = s_{1/2}^{ESOT} = 15.s^{CLT} = -0.6 \\ l_{1T} = -2s^{ESOT} = 1,2 \\ l_{2T} = s^{ESOT^2} = 0,36 \end{cases} \quad (22)$$

The parameters of water level controller are chosen as:

$$\begin{cases} b_{oH} = 1 \\ K_{pH} = 0,0263 \\ s_{CLH} = -K_{pH} = -0,0263 \\ s_{1/2}^{ESOH} = s_{1/2}^{ESOH} = 15.s^{CLH} = -0,3947 \\ l_{1H} = -2s^{ESOH} = 0,7895 \\ l_{2H} = s^{ESOH^2} = 0,1558 \end{cases} \quad (23)$$

4.2. ADRC Design without conventional decoupling

To design the ADRC for the mixer tank, the equation (17) is rewrite in the form (1):

$$\begin{cases} \frac{d\Delta H}{dt} = f_H + \frac{1}{A} \cdot \Delta F_2 \\ \frac{d\Delta T}{dt} = f_T + \frac{T_1 - \bar{T}}{A \cdot \bar{H}} \Delta F_1 \end{cases} \quad (24)$$

where

$$\begin{cases} f_H = \frac{1}{A} \cdot \Delta F_1 - \Delta F \\ f_T = \frac{-\bar{F}}{A \cdot \bar{H}} \Delta T + \frac{F_1}{A \cdot \bar{H}} \Delta T_1 + \frac{F_2}{A \cdot \bar{H}} \Delta T_2 \\ \quad + \frac{T_2 - \bar{T}}{A \cdot \bar{H}} \Delta F_2 \end{cases} \quad (25)$$

The control structure for the mixer tank is described in Fig. 8. To control the process, we use hot water flow F_1 to control the temperature T and cool water flow F_2 is used to control the water level H . Therefore, the effect of F_2 to temperature T and the effect of F_1 to the water level H is considered as disturbance and will be estimated by using ESO_T and ESO_H respectively. We can construct a controller to control level H with:

$$\begin{cases} y(t) = \Delta H \\ u(t) = \Delta F_2 \\ b = b_H = \frac{1}{A} \\ f = f_H \end{cases} \quad (26)$$

and a controller to control temperature T with:

$$\begin{cases} y(t) = \Delta T \\ u(t) = \Delta F_1 \\ b = b_T = \frac{T_1 - \bar{T}}{A \cdot \bar{H}} \\ f = f_T \end{cases} \quad (27)$$

The input signal fed to the observer is added with a delay which equals to the delay of the controlled system.

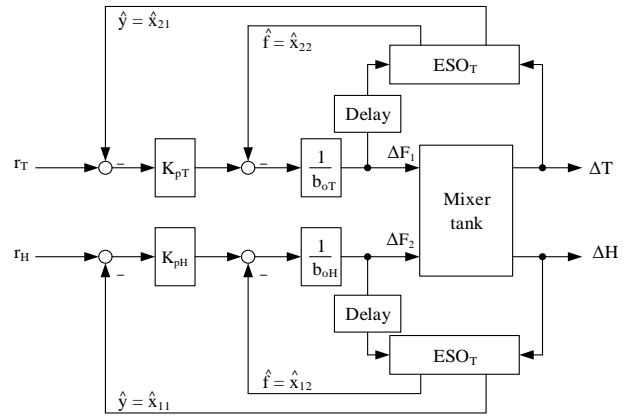


Fig. 8. ADRC for mixer tank

The ADRC's parameters for the temperature controller:

$$\begin{cases} K_{p,T} = 0.05 \\ s_{CL,T} = -K_{p,T} = -0.05 \\ s_{1/2}^{ESO,T} = s_{1/2}^{ESO,T} = 6s^{CL,T} = -0.3 \\ l_{1,T} = -2s^{ESO,T} = 0.6 \\ l_{2,T} = s^{ESO,T^2} = 0.09 \\ b_T = 0.0199 \end{cases} \quad (28)$$

The ADRC's parameters for the level controller:

$$\begin{cases} K_{p,H} = 0.04 \\ s_{CL,H} = -K_{p,H} = -0.04 \\ s_{1/2}^{ESO,H} = s_{1/2}^{ESO,H} = 15s^{CL,H} = -0.6 \\ l_{1,H} = -2s^{ESO,H} = 1.2 \\ l_{2,H} = s^{ESO,H^2} = 0.36 \\ b_H = 0.0127 \end{cases} \quad (29)$$

4.3. Simulation Results

Fig. 9 show the responses of the closed-loop system when we change the set point H^* , T^* and the disturbances are applied at 300s and 800s. The outputs of the system move to new operating point with desire settling times. We can now control the level H and the temperature T independently.

With ADRC, the responses are not smooth in the beginning because the interactions between two inputs of the process have not eliminated yet. The system still can reach to the set point and becomes stable after a short time.

The combine of conventional decoupling and ADRC seems to be the best one. However, an accurate mathematical model of the plant is required for calculating the decoupler.

The PI controller shows its weakness with great overshoot compared to other strategies. After analyzing, we can see that PI controllers can be replaced by ADRC with great ability of disturbance rejections. The multivariate system can work well when using ADRC without decoupling: the interactions between two control loops are decreased significantly with little knowledge of the system.

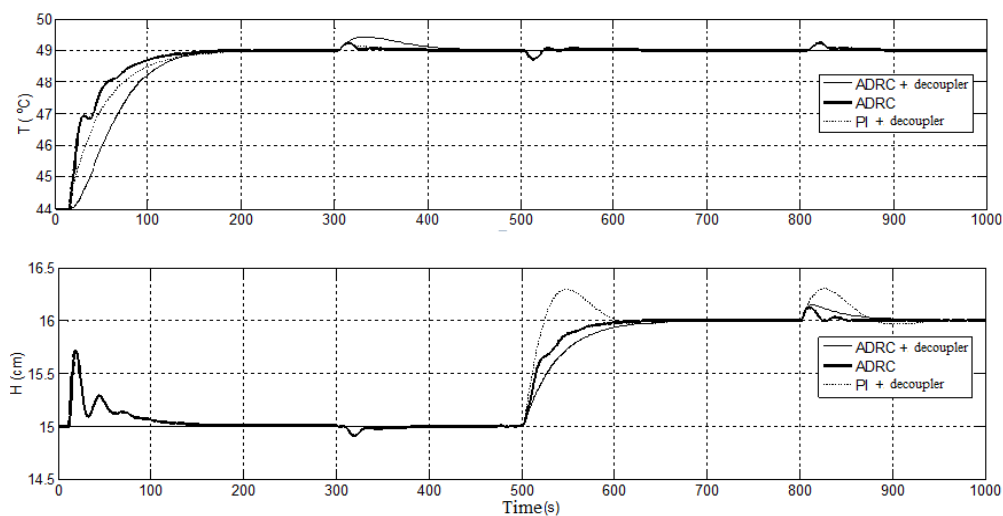


Fig. 9. Closed-loop responses of H and T

5. CONCLUDING REMARKS

In this paper, the ADRC method is applied for decoupling control of square multivariable time delay system. The main idea is that the interactions between various input-output pairs are considered as disturbance or unknown part of model, which will be estimated by ESO and will be compensated in time. The propose method is easy to understand and to implement. Moreover, it requires little knowledge of the plant. A case study

of 2 inputs - 2 outputs system shows not only the promising performance in decoupling control but also good disturbance rejection abilities. The main idea of this paper could also be extended to higher order systems. With its simple tuning method, this approach can be considered as a control tool for practitioners.

ACKNOWLEDGEMENT

This research is funded by Hanoi University of Science and Technology under code T2016-PC-086.

REFERENCES

- [1] E. G. Gilbert (1969) *The decoupling of multivariable system by state feedback*. SIAM Journal on Control, vol. 7, no. 1, pp. 50-63.
- [2] Qing-Guo Wang (2003) *Decoupling Control*. Springer.
- [3] Z.Gao, Y.Huang, J.Han (2001) *An alternative paradigm for control system design*. Proceedings of 40th IEEE Conference on Decision and Control, Orlando, Florida, December 4-7, pp. 4578-4585.
- [4] J. Han (2009) *From PID to active disturbance rejection control*. IEEE Trans. Ind. Electronics., Vol 56, No.3, pp. 900-906.

- [5] Z.Gao (2003) *Scaling and Parameterization Based Controller Tuning*, Proc. of the 2003 American Control Conference, pp. 4989-4996.
- [6] Y. X. Su, C. H. Zheng, B. Y. Duan (2005) Automatic disturbances rejection controller for precise motion control of permanent-magnet synchronous motors. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 52, 814–823.
- [7] Z. Chen, Q. Zheng, Z. Gao (2007) *Active Disturbance Rejection Control of chemical processes*, IEEE Multi-conference on Systems and Control, Singapore, pp. 855-861.
- [8] J. Vincent, D. Morris, N. Usher, Z. Gao, S. Zhao, A. Nicoletti, Q. Zheng (2011) *On active disturbance rejection based control design for superconducting RF cavities*. *Nuclear Instrum. Methods Phys.Res. A*, 643, 11-16.
- [9] S. Zhao, Z. Gao (2012), *Active Disturbance Rejection Control for a power plant with a single loop*, *Asian Journal of Control*, Vol.14, No.1, January, pp. 239-250.
- [10] L. Tian, D. Li, and C. E Huang (2012), *Decentralized controller design based on 3-order active disturbance rejection control*, *Proceedings of the 10th World Congress on Intelligent Control and Automation*, pp. 2746-2751.
- [11] M. R. Stankovic et al. (2016), *FPGA system-level based design of multi-axis ADRC controller*, *Mechatronics*, Vol 40, pp. 146-155.
- [12] Y. Xia, P. Shi, G.P. Liu, D. Rees and J. Han (2007), *Active disturbance rejection control for uncertain multivariable systems with time-delay*, *IET Control Theory and Applications*, 1:75-81.
- [13] G. Herbst (2013) *A Simulative Study on Active Disturbance Rejection Control as a Control Tool for Practitiners*, In Siemens AG, Clemens-Winkler-Strabe 3, Germany.
- [14] D. Yoo, S. S. T. Yau, Z.Gao (2006) *On convergence of the linear extended observer*. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Intelligent Control*, Munich, Germany. pp. 1645-1650.

STABILITY OF ROBUST NONLINEAR MODEL PREDICTIVE CONTROL WITH INPUT CONSTRAINT AND STATE - DEPENDENT DISTURBANCES

Nguyen Anh Tung¹, Nguyen Thanh Binh², Dao Phuong Nam¹

¹Hanoi University of Science and Technology, ²Thuy loi University

Email: nam.daophuong@hust.edu.vn

Abstract:

It cannot be denied that robust model predictive control with input constraint have been playing an important role in nonlinear model analysis. A group of nonlinear model system under state – dependent disturbances and input constraint is approached by robust nonlinear model predictive control method. The investigated state space model is separated into linear part, mismatch model and state – dependent disturbances belonging L_∞ . Solving optimization problem of upper quadratic function of infinite horizon objective function with input constraint via LMIs [4] provide state – feedback control law to help state converge to origin. In this paper, in order to obtain robust stability condition, the proposed method must generates stability regions lying in feasibility regions which ensure the existence of solution. Additionally, these regions are able to contract after each sampling time to proof the robust stability of the system. Finally, the simulation results of the three dimensional overheading crane will illustrate the high quality of the proposed robust nonlinear model predictive control method.

Keyword:

Robust Nonlinear Model Predictive Control, Linear Matrix Inequalities, Feasibility regions.

Symbols

$x_k, x(k k)$	State and input value are measured at time k
$u_k, u(k k)$	
$x(k+i k)$	State and input value are predicted a
$u(k+i k)$	
$i = 1, \dots, n$	
Q, R	Given weight matrix in objective function
$d(t)$	Bounded disturbances
u_{\max}	Maximum value of input
P_k, E_k, K_k	Matrix is obtained at time k
S_k, H_k, M_k	
λ	Maximum singular value decomposition of matrix P
T_s	Time sampling

Abbreviation

MPC	Model Predictive Control
RNMPC	Robust Nonlinear Model Predictive Control
LMIs	Linear Matrix Inequalities

1. INTRODUCTION

Model predictive control is a method possessing some advantages in design of control normal and low dynamic systems. The cost function showing performance of system will be optimized to compute a sequence of optimal control inputs from current to future state, but only the first value input is applied to control the system and the rest of that is eliminated, thus this work will be iterated at each sampling time. Moreover, MPC can analyze some constraint of the system such as state, input and output which cause some drawbacks for several other control approaches. It is clear that the input constraint is important in control design because it relates to the real system.

In the 1970s, MPC was presented the first time to control the linear system and still is researched today. Some authors such as Rawlings [1], Allwager [2,3], Mayne [1,3] and Slotine have researched and progressed MPC for the nonlinear model system with new theories like nominal model, tube and quasi-infinite horizon from the 1990s. In the 21st century, researchers have improved MPC to become robust MPC for nonlinear system with additive uncertainties and state-dependent disturbances.

Rawlings, Mayne [1] have applied the tube, nominal model and contraction theory, Min-Max theory was proposed by Raimondo to control the nonlinear model. The theories and techniques LMIs presented by Boyd [4] was employed by Kothare [5] to become MPC for the linear system. In recent years, the techniques LMIs have conducted more researches to analyze MPC for the nonlinear system like what Wu, D.jia and Bigdeli [7] have done.

In this paper, we propose a new approach to robust model predictive control which analyze class of nonlinear system under state-dependent disturbances. There is few papers researching into robust nonlinear model predictive control. The considered class of model is separated into linear part at current state, model mismatch and state – dependent disturbances which are assumed to have their bound. Firstly, the proposed optimization problem is quadratic function, upper bound of infinite horizon cost function and solved by technique LMIs – Boyd [4] with input constraint. In order to guarantee robust stability, the optimization problem generates feasible regions which ensures the existence of a solution and stable region bounded by that. The state-feedback control law is obtained by that solving optimization problem of upper bound of infinite horizon cost function via LMIs. This control law is able to contract upper bound to zero, thus it is clear that cost function is also direct to zero and state, input convert to origin, in that the proposed approach ensures robust stability. We will apply the proposed theory to the three - dimensional Crane which includes a trolley moving in horizontal plane and connecting load via insignificant mass hard bar and assumption of that wind impact on the load from three directions. The objective is that the load is balanced and the trolley moves from any position to origin. Considered system is underactuated, in that two inputs will control four states with their interaction. Therefore, it can be extended to many nonlinear models under state-dependent disturbances.

2. CONSIDERED STATE SPACE MODEL

In this chapter, we will consider discrete time state space model (3) derived from continuous time state space model under state – dependent disturbances (1).

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x(t), u(t)) + g(x(t))d(t) \quad (1)$$

Where $x \in R^n$ is state vector, $u \in R^m$ is input vector. Function f, g is nonlinear and continuous differentiable and $f(0,0)=0, g(0)=0$. The remaining $d \in R^q$ is unmeasured external disturbances and assumption $|d| \leq d_{\max}$.

In order to obtain discrete time state space model, the forward difference Euler approximation is applied to discretize the model (1) with sampling time T_s . Therefore, the predictive model (3) is considered as follows:

$$x(k+1) = x(k) + T_s f(x(k), u(k)) + T_s g(x(k))d(k) \quad (2)$$

$$x(k+1) = f_d(x(k), u(k)) + D(k) \quad (3)$$

The considered discrete time state space model (3) will be separated into linear part which is linearized at each measured time, mismatch model and state-dependent disturbances in (4):

$$x(k+1|k) = Ax(k|k) + Bu(k|k) + f_m(k) + D(k) \quad (4)$$

Where matrix A, B in (4) is linearized following Taylor series

$$A = \left. \frac{\partial f_d(x, u)}{\partial x} \right|_{x(k), u(k-1)} \quad B = \left. \frac{\partial f_d(x, u)}{\partial u} \right|_{x(k), u(k-1)} \quad (5)$$

$$f_m(k) = f_d(x(k), u(k)) - Ax(k) - Bu(k) \quad (6)$$

$$D(k) = T_s g(x(k))d(k) \quad (7)$$

To guarantee a stability of system, we can assume (6) and (7) that

$$|f_m(k)| \leq \alpha |x| \quad \text{given } \alpha > 0 \quad (8)$$

$$|D(k)| \leq \beta |x| \quad \text{given } \beta > 0 \quad (9)$$

Remark 1: Condition (8) and (9) is product of mismatch nonlinear model, external disturbances and sampling time, so that may be selected arbitrarily to satisfy these conditions. Such condition will be considered in next chapter to generate feasibility regions to obtain a solution.

Remark 2: Because $g(\bullet)$ is continuous differentiable and $g(0)=0$, there exist β satisfies local Lipchitz in (7)

The considered infinite horizon objective function (10) as follows:

$$J_k = \sum_{i=0}^{\infty} [x(k+i|k)^T Q x(k+i|k) + u(k+i|k)^T R u(k+i|k)] \quad (10)$$

In selected objective function (10), $x(k+i|k)$, $u(k+i|k)$ is state and input value predicted at step $k+i$ and Q, R are symmetric positive definite matrices which is given to be appropriate with requirement of problem.

Additionally, we will consider input constraint with given u_{\max} in (11):

$$|u| \leq u_{\max} \quad (11)$$

The state – feedback control law (12) is applied to state and input converge to origin.

$$u(k+i|k) = K_k x(k+i|k) \quad (12)$$

We will propose the quadratic function (13), more than objective function (10)

$$F(k) = x(k|k)^T P_k x(k|k) \quad (13)$$

$$J_k \leq F_k \quad (14)$$

Obtaining robust stability, we find matrix P_k in (13) satisfy condition (15)

$$F(k+i+1|k) - F(k+i|k) \leq -x(k+i|k)^T Q x(k+i|k) - u(k+i|k)^T R u(k+i|k) \quad (15)$$

That equation (15) is summed from $i=0 \rightarrow \infty$ derives (14). Therefore, F_k is called as upper function of J_k in (10). The optimization problem will become minimization of upper function (13) via Linear Matrix Inequalities in next chapter.

3. OPTIMIZATION PROBLEM

Lemma 1: Schur complements

Let matrices $\hat{Q} x = \hat{Q} x^T, \hat{R} x = \hat{R} x^T$ and $S x$ depending linearly on x . Then the LMI

$$\begin{bmatrix} \hat{Q} x & S x \\ S x^T & \hat{R} x \end{bmatrix} > 0 \quad (16)$$

Is equivalent to the matrix inequalities

$$\hat{R} x > 0, \hat{Q} x - S x \hat{R} x^{-1} S x^T > 0 \quad (17)$$

Or, equivalently

$$\hat{Q} x > 0, R x - S x^T Q x^{-1} S x > 0 \quad (18)$$

Theorem 1: (Robust Condition)

State $x_k = x(k|k)$ is measured at each step time k . Solution P_k, K_k, E_k, λ of matrix inequalities from (19) to (23) is found to satisfy (11) and (15).

$$P_k = P_k^T \geq 0, E_k = E_k^T \geq 0, \lambda \geq 0 \quad (19)$$

$$2\lambda[(\beta + \alpha) + (\beta^2 + \alpha^2)]I_n \leq E_k \quad (20)$$

$$P_k - \lambda I_n \leq 0 \quad (21)$$

$$(A + BK_k)^T P_k (A + BK_k) + Q + K_k^T R K_k + E_k - P_k \leq 0 \quad (22)$$

$$|K_k x| \leq u_{\max} \quad (23)$$

The feedback – state control law (12) and quadratic function (13) obtain robust condition (15), leading to asymptotical stability.

Proof:

Substitute (4) into (15):

$$\begin{aligned} & [Ax(k+i|k) + Bu(k+i|k) + f_m(k) + D(k)]^T \times P_k \\ & \times [Ax(k+i|k) + Bu(k+i|k) + f_m(k) + D(k)] \\ & - x(k+i|k)^T P_k x(k+i|k) \\ & \leq -x(k+i|k)^T Q x(k+i|k) - u(k+i|k)^T R u(k+i|k) \end{aligned} \quad (24)$$

Substitute feedback – state control law (12) into (24):

$$\begin{aligned} & [(A + BK_k)x(k+i|k) + f_m(k) + D(k)]^T \times P_k \\ & \times [(A + BK_k)x(k+i|k) + f_m(k) + D(k)] \\ & - x(k+i|k)^T P_k x(k+i|k) \\ & + x(k+i|k)^T (Q + K_k^T R K_k) x(k+i|k) \leq 0 \end{aligned} \quad (25)$$

Selecting matrix $E_k = E_k^T \geq 0$ to obtain (26):

$$\begin{aligned} & 2[(A + BK_k)x(k+i|k)]^T P_k (f_m + D) \\ & + (f_m + D)^T P_k (f_m + D) \leq x^T E_k x \end{aligned} \quad (26)$$

Then inequalities (25) is equivalent to:

$$\begin{aligned} & x(k+i|k)^T [(A + BK_k)^T P_k (A + BK_k) \\ & + Q + K_k^T R K_k + E_k - P_k] x(k+i|k) \leq 0 \end{aligned} \quad (27)$$

Inequalities (26) is evaluated as follows:

$$\begin{aligned} & 2[(A + BK_k)x]^T P_k (f_m + D) + (f_m + D)^T P_k (f_m + D) \\ & \leq 2x^T \left\| (A + BK_k)^T P_k \right\| (\beta + \alpha)x + 2x^T \lambda_{\max}(P_k) (\beta^2 + \alpha^2)x \\ & = 2x^T \lambda_{\max}(P_k) \left[\frac{\left\| (A + BK_k)^T P_k \right\|}{\lambda_{\max}(P_k)} (\beta + \alpha) + (\beta^2 + \alpha^2) \right] x \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \|(A+BK_k)^T P_k\|^2 &\leq \|(A+BK_k)^T P_k^{0.5}\|^2 \|P_k^{0.5}\|^2 \\ &= \|(A+BK_k)^T P_k (A+BK_k)\| \lambda_{\max}(P_k) \end{aligned} \quad (29)$$

From (27)

$$\begin{aligned} (A+BK_k)^T P_k (A+BK_k) &\leq P_k \\ \Rightarrow \|(A+BK_k)^T P_k (A+BK_k)\| &\leq \lambda_{\max}(P_k) \end{aligned} \quad (30)$$

Substitute (30) into (29)

$$\frac{\|(A+BK_k)^T P_k\|}{\lambda_{\max}(P_k)} \leq 1 \quad (31)$$

Therefore (20), (21) and (23) are derived by (27), (28) and (29) to satisfy robust condition (15). The remaining (23) is input constraint.

■

Lemma 2: (Invariant set)

Let P_k, K_k from theorem 1. The system (4) under control $u(k+i|k) = K_k x(k+i|k) \forall i \geq 0$ in (12) at each step time k. Let

$$\begin{aligned} C &= \{x \in R^n \mid x^T P_k x \leq x(k|k)^T P_k x(k|k) = \alpha\}, \\ x(k+i|k) &\in C \forall i \geq 0. \text{ If state value is in } C, \text{ the all} \\ &\text{next step state values are still in } C. \end{aligned}$$

Proof:

Because P_k, F_k satisfy theorem 1, the robust condition (11) is considered:

$$\begin{aligned} x(k+i+1|k)^T P_k x(k+i+1|k) \\ < x(k+i|k)^T P_k x(k+i|k) \\ \forall i \geq 0, x(k+i|k) \neq 0 \end{aligned} \quad (32)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow x(k+i|k)^T P_k x(k+i|k) &< x(k|k)^T P_k x(k|k) = \alpha \\ \forall i \geq 1, x(k|k) \neq 0 \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow x(k+i|k)^T P_k x(k+i|k) &< x(k|k)^T P_k x(k|k) = \alpha \\ \forall i \geq 1, x(k|k) \neq 0 \end{aligned} \quad (34)$$

$$\Rightarrow x(k+i|k) \in C \quad \forall i \geq 0 \quad (35)$$

■

Continuously, the feedback - state control law (12) is solved from theorem 1 with minimization quadratic function (13) via LMIs technique - Boyd [4].

Theorem 2: (Minimization of upper quadratic function)

The optimization problem:

$$\text{Min}_{T_k, L_k, \eta, E_k} x(k)^T S_k^{-1} x(k) \quad (36)$$

Subject to

$$S_k = S_k^T \geq 0; H_k = H_k^T \geq 0; \mu \geq 0 \quad (37)$$

$$2H_k \left[(\beta + \alpha) + (\beta^2 + \alpha^2) \right] \leq \mu I \quad (38)$$

$$S_k \geq \mu I \quad (39)$$

$$\begin{bmatrix} S_k & (AS_k + BM_k)^T & S_k^T & M_k^T & S_k^T \\ (AS_k + BM_k) & S_k & 0 & 0 & 0 \\ S_k & 0 & Q^{-1} & 0 & 0 \\ M_k & 0 & 0 & R^{-1} & 0 \\ S_k & 0 & 0 & 0 & H_k \end{bmatrix} \geq 0 \quad (40)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{u_{\max}^2}{\|x\|_2^2} \mu I & M_k^T \\ M_k & \mu \end{bmatrix} \geq 0 \quad (41)$$

If S_k, H_k, M_k, μ is the solution of (36) with constraint from (37) to (41), then $K_k = M_k S_k^{-1}, E_k = H_k^{-1}, P_k = S_k^{-1}, \lambda = \mu^{-1}$ will satisfy theorem 1 and quadratic function (13) and (14).

Proof:

$$\text{Set } S_k = P_k^{-1}, M_k = K_k P_k^{-1}, H_k = E_k^{-1}, \mu = \lambda^{-1}$$

$$(39) \Leftrightarrow P_k^{-1} \geq \lambda^{-1} I \Leftrightarrow P_k - \lambda I \leq 0 \Leftrightarrow (21) \quad (42)$$

$$(38) \Leftrightarrow 2E_k^{-1} \left[(\beta + \alpha) + (\beta^2 + \alpha^2) \right] \leq \lambda^{-1} I \Leftrightarrow (20) \quad (43)$$

Applying Lemma 1, we have inequality (44)

$$\begin{aligned} (40) \Leftrightarrow -(AS_k + BM_k)^T S_k^{-1} (AS_k + BM_k) - S_k^T Q S_k \\ - M_k^T R M_k - S_k^T H_k S_k + S_k \geq 0 \end{aligned} \quad (44)$$

$$\begin{aligned} \Leftrightarrow (AP_k^{-1} + BK_k P_k^{-1})^T P_k (AP_k^{-1} + BK_k P_k^{-1}) + P_k^{-1} Q P_k^{-1} \\ + (K_k P_k^{-1})^T R (K_k P_k^{-1}) + P_k^{-1} H_k^{-1} P_k^{-1} - P_k^{-1} P_k P_k^{-1} \leq 0 \Leftrightarrow (22) \end{aligned} \quad (45)$$

From above demonstration, we modify theorem 1 to become equivalent theorem 2, having LMIs form; therefore, solution of theorem 2 will be found.

■

Lemma 3: (Feasibility)

The optimal problem in theorem 1 is solved at each time k to receive feasible region which will contains all subsequent optimal solution at time $t > k$. Therefore; if constrained region exist and is sought

at time k , the next region will be achieved at time $t > k$, the existence of next optimal solution.

Proof:

It can be assumed that we receive feedback matrix control from optimal problem at initial state. The state at time k is bounded by feasible region

$$F(k|k) = x(k|k)^T P_k x(k|k) \leq x(k|k)^T \lambda x(k|k) \quad (46)$$

It can be seen that the solution at time k still satisfy robust condition and feasible region of time $k+1$, thus it points out Lyapunov function of measured state following as:

$$\begin{aligned} F(k+1|k+1) &= x(k+1|k+1)^T P_{k+1} x(k+1|k+1) \\ &\leq F(k|k) = x(k|k)^T P_k x(k|k) \end{aligned} \quad (47)$$

It is clear that the measured state at time $k+1$ will also be in feasible region.

$$F(k+1|k+1) \leq x(k|k)^T \lambda x(k|k) \quad (48)$$

If the feedback matrix control is feasible at time k and initial state, it also exist at time $k+1$. Thus all next state $k+2, k+3 \dots$ will also find a solution of optimal problem. ■

4. THE APPLICATION OF THE PROPOSED METHOD

In this paper, authors apply this proposed method to three dimensional overhead Crane and its load in [8].

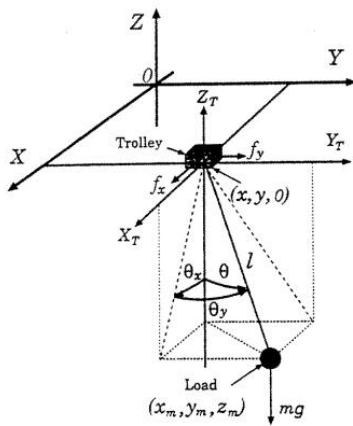


Fig. 1. Model three dimensional crane [8]

Table 1. Parameter of model

Parameter	Symbol
Weight of trolley	m_T
Weight of load	m_l
Length of connected bar	l

Parameter	Symbol
Gravity	g
Coefficient of damping (Ox)	D_x
Coefficient of damping (Oy)	D_y

Variable of trolley: Position $x_T, y_T, 0$

Variable of load: Position x_l, y_l, z_l and θ_x is the swing angle projected on the OYZ plane, θ_y is the swing angle measured from the OXZ plane.

The input control is force following Ox, Oy as u_x, u_y respectively.

Unmeasured wind impacting on load following Ox, Oy, Oz is d_x, d_y, d_z in turns in all time simulation.

Considering system is assumed that length of bar connecting trolley and load is unchanged $l = \text{const}$.

Position of load relates that of trolley as follows:

$$x_l = x_T + l \sin \theta_x \cos \theta_y \quad (49)$$

$$y_l = y_T + l \sin \theta_y \quad (50)$$

$$z_l = -l \cos \theta_x \cos \theta_y \quad (51)$$

The kinetic energy K and potential energy P of crane and its load as follows:

$$K = \frac{1}{2} m_T \dot{x}_T^2 + \dot{y}_T^2 + \frac{1}{2} m_l v_l^2 \quad (52)$$

$$P = m_l g l (1 - \cos \theta_x \cos \theta_y) \quad (53)$$

Velocity of load in (52) is derived from (49),(50) and (51):

$$v_l^2 = \dot{x}_l^2 + \dot{y}_l^2 + \dot{z}_l^2 \quad (54)$$

$$\begin{aligned} v_l^2 &= \dot{x}_T^2 + \dot{y}_T^2 + l^2 \cos^2 \theta_y \dot{\theta}_x^2 + l^2 \dot{\theta}_y^2 \\ &\quad + 2 l \cos \theta_x \cos \theta_y \dot{\theta}_x - l \sin \theta_x \sin \theta_y \dot{\theta}_y \dot{x}_T \\ &\quad + 2 l \cos \theta_y \dot{\theta}_y \dot{y}_T \end{aligned} \quad (55)$$

The Lagrange function is selected

$$\begin{aligned} L = K - P &= \frac{1}{2} m_T \dot{x}_T^2 + \dot{y}_T^2 + \frac{1}{2} m_l v_l^2 \\ &\quad + m_l g l \cos \theta_x \cos \theta_y - 1 \end{aligned} \quad (56)$$

The equations of motion of 3D overhead crane system is obtained by (57)

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial L}{\partial q} = u, \quad u = [u_x, u_y, u_z]^T \quad (57)$$

Where q is variable $x_T, y_T, \theta_x, \theta_y$

Substituting (56) into (57)

$$\begin{aligned} & m_T + m_l \ddot{x}_T + m_l l \cos \theta_x \cos \theta_y \ddot{\theta}_x \\ & - m_l l \sin \theta_x \sin \theta_y \ddot{\theta}_y - m_l l \sin \theta_x \cos \theta_y \dot{\theta}_x^2 \\ & - 2m_l l \cos \theta_x \sin \theta_y \dot{\theta}_x \dot{\theta}_y - m_l l \sin \theta_x \cos \theta_y \dot{\theta}_y^2 \\ & = -D_x \dot{x}_T + u_x + d_x \end{aligned} \quad (58)$$

$$\begin{aligned} & m_T + m_l \ddot{y}_T + m_l l \cos \theta_y \ddot{\theta}_y - m_l l \sin \theta_y \dot{\theta}_y^2 \\ & = -D_y \dot{y}_T + u_y + d_y \end{aligned} \quad (59)$$

$$\begin{aligned} & m_l l^2 \cos^2 \theta_y \ddot{\theta}_x + m_l l \cos \theta_x \cos \theta_y \ddot{x}_T \\ & - 2m_l l^2 \sin \theta_y \cos \theta_y \dot{\theta}_x \dot{\theta}_y + m_l g l \sin \theta_x \cos \theta_y \\ & = \cos \theta_x \cos \theta_y d_x + \sin \theta_x \cos \theta_y d_z \end{aligned} \quad (60)$$

$$\begin{aligned} & m_l l^2 \ddot{\theta}_y + m_l l \cos \theta_y \ddot{y}_T - m_l l \sin \theta_x \sin \theta_y \ddot{x}_T \\ & + m_l l^2 \cos \theta_y \sin \theta_y \dot{\theta}_x^2 + m_l l g \cos \theta_x \sin \theta_y \\ & = -\sin \theta_x \sin \theta_y d_x + \cos \theta_y d_y + \cos \theta_x \sin \theta_y d_z \end{aligned} \quad (61)$$

Setting state and disturbance variables as follows:

$$x = [x_T \quad \dot{x}_T \quad y_T \quad \dot{y}_T \quad \theta_x \quad \dot{\theta}_x \quad \theta_y \quad \dot{\theta}_y]^T \quad (62)$$

$$d = [d_x \quad d_y \quad d_z]^T \quad (63)$$

From (58) to (63), This considered system has state space model as follows:

$$\dot{x} = f(x, u) + g(x) d \quad (64)$$

It is clear that model of three dimensional overheading crane (64) is the same as that in (1). Therefore, system can be applied by the above proposed method.

5. SIMULATION

Parameter of system is selected to analyze as follows:

Table 3. Investigated parameters in [9]

Parameter	Symbol
Weight of trolley	$m_T = 1.16 \text{ kg}$
Weight of load	$m_l = 0.58 \text{ kg}$
Length of connected bar	$l = 0.82 \text{ m}$
Gravity	$g = 9.8 \text{ m/s}^2$
Coefficient of damping (Ox)	$D_x = 2$
Coefficient of damping (Oy)	$D_y = 2$

Parameter	Symbol
Weight matrix in objective function	$Q = I, R = I$
Coefficient in assumption (8) (9)	$\alpha = 0.1, \beta = 0.1$
Input constraint	$u_{\max} = 5(N)$
Time sampling	$T_s = 0.01(s)$
Initial condition	$x(0) = -1$ $y(0) = 1$ $\theta_x(0) = 0.3$ $\theta_y(0) = 0.2$

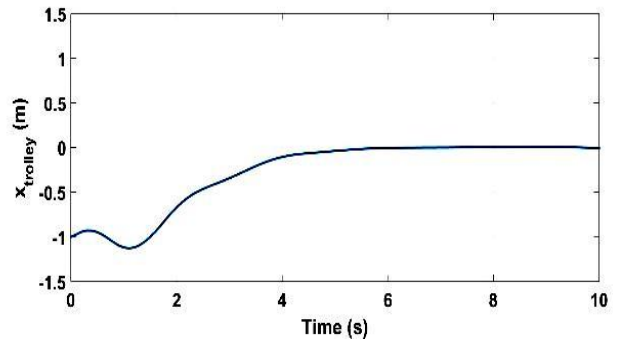


Fig. 2. Postion of trolley respect with Ox

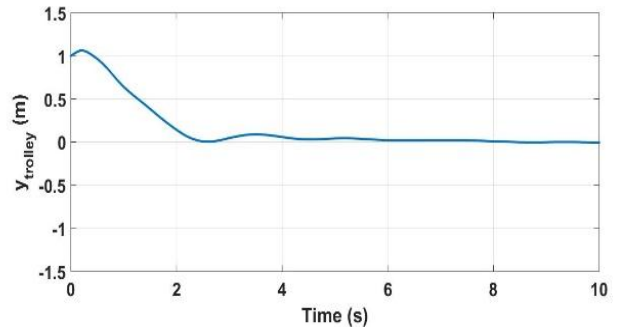


Fig. 3. Postion of trolley respect with Oy

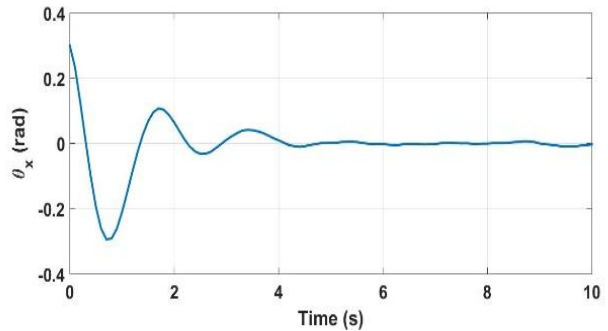


Fig. 4. Angle θ_x of load

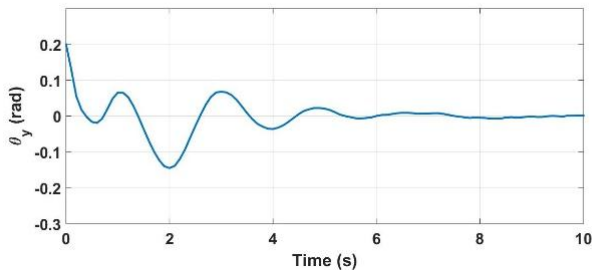


Fig. 5. Angle θ_y of load

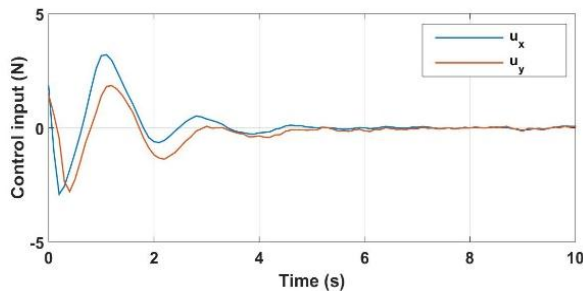


Fig 6. Force control

In conclusion, The simulation results show a good performance of the proposed approach to robust nonlinear model predictive control to three dimensional overhanging crane system. This system only need about five seconds to reach its stable state

at origin and keep such position when wind impact on load following three dimesions.

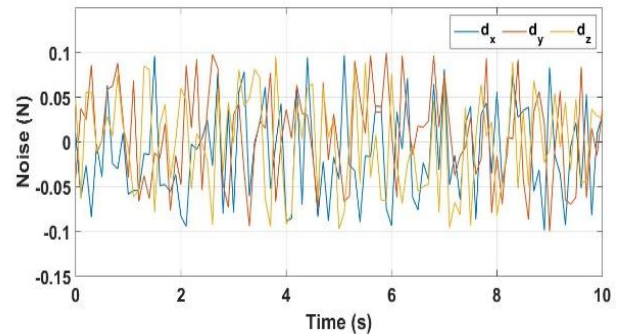


Fig 7. Disturbances impact on load

6. CONCLUSION

The paper has proposed an application of LMIs technique to the design of robust nonlinear model predictive control for a 3D crane system. The robust stability property is guaranteed by proposed state feedback control scheme based on optimization solution. The application for a 3D crane system obtain the control design without Spong technique as traditional solutions. Simulation results show that the proposed robust nonlinear model predictive control successfully realized.

REFERENCES

- [1] D.Q. Mayne, J.B. Rawlings, C.V. Rao, P.O.M. Scokaert, Constrained model predictive control: Stability and optimality, *Automatica*, 2000, pp. 789-814.
- [2] H. Chen, F. Allgower, A quasi-infinite horizon nonlinear model predictive control scheme with guaranteed stability, *Automatica*, 1998, pp. 1205-1217.
- [3] D.Q. Mayne, S.V. Rakovic, R. Findeisen, F. Allgower, Robust ouput feedback model predictive control of constrained linear systems: Time varying case, *Automatica*, 2009, pp. 2082-2087.
- [4] S.P. Boyd, L.El Ghaoui, E. Feron, V. Balakrishnan, *Linear matrix inequalities in system and control theory*, vol. 15, SIAM, 1994.
- [5] Mayuresh, V. Kothare, V. Balakrishnan, M. Morori, Robust constrained model predictive control using linear matrix inequalities, *Automatica*, 1996, pp. 1361-1379.
- [6] Z. Wan, V. Kothare, An efficient off-line formulation of robust model predictive control using linear matrix inequalities, *Automatica*, 2003, pp. 837-846.
- [7] P. Ojaghi, N. Bigdeli, M. Rahmani, An LMI approach to robust model predictive control of nonlinear systems with state-dependent uncertainties, *Journal of Process Control*, 2016, pp.1-10.
- [8] H. Lee "Modeling and Control of a Three-Dimensional Overhead Crane" *Journal of Dynamic Systems Measurement and Control* · December 1998.
- [9] A. Aksjonov, V. Vodovozov, E. Petlenkov "Three-Dimensional Crane Modelling and Control Using Euler-Lagrange State-Space Approach and Anti-Swing Fuzzy Logic" DOI: 10.1515/ecce-2015-0006.

EFFICIENT NONLINEAR OPTIMAL CONTROL FOR DYNAMIC PROCESSES USING AN ADAPTIVE DISCRETIZATION STRATEGY

Pham Duc Dai, Nguyen Thanh Binh, Bui Van Dai

Department of Control Engineering and Automation - Thuy loi University

Email: daipd@tlu.edu.vn

Abstract:

In process control, many control issues are formulated by infinite dimensional- optimal control problems (OCPs). We use indirect optimization approach to solve OCPs. First, OCPs are discretized into a finite dimensional-nonlinear optimization problem (NLP). Then, the NLP can be efficiently solved by nonlinear programming solvers. The discretization strategy is of important to the accuracy as well as quality of NLP solution. This paper proposes to apply an adaptive discretization strategy for improving quality of the NLP solution. The performance of our solution approach is demonstrated with two optimal control problems.

Keywords:

Nonlinear optimization, orthogonal collocation, discretization, simultaneous optimization, multiple shooting.

1. INTRODUCTION

In areas of control engineering, controls of dynamic processes were formulated as nonlinear optimal control problems (OCPs). The optimization methods for solving OCPs can be classified into the indirect and direct optimization approaches. In the first approach, so called the direct or variation approach, optimal condition of an OCP leads to a two-boundary point value problem which can be only solved for OCPs where there are no inequality constraints. Whereas, in the direct approach, a finite OCP (i.e., with equality and inequality constraints) is numerically discretized into an infinite nonlinear optimization problem (NLP) which can be efficiently solved by optimization programming solvers (NLP solvers). It is due to the fact that NLP solvers are capable of treating large- scale and complex NLPs, the direct approach has been more and more applied to solve nonlinear optimal control problems.

It is well known that quality of NLP solutions is essential in many industrial applications where nonlinear model predictive control (NMPC) is employed to calculate optimal control variables along a receding horizon. This is because, in the computation framework of NMPC, solving successive NLPs requires long computation time.

The performance of NMPC will be more efficient if we can reduce the computation time for solving NLPs while, at the same time, improving quality of NLP solutions [5]. In general, the computation time and quality of NLP solutions rely on many factors such as: the gradient and jacobian calculation (i.e., accuracy and speed of calculation), number of time intervals (i.e., number of optimization variables) required for fine discretization of NLPs, and optimization algorithms.

There are two discretization methods commonly used to transfer infinite OCPs into finite NLPs which are: Collocation Finite Element method (CFE) [2] and multiple shooting method [1]. In the first discretization method, collocation points elements (or sub-time intervals) are optimization variables in the formulation of NLP. This leads to the formulated NLP having a large number of optimization variables. This formulation is also called collocation simultaneous approach. In the second discretization approach, only start points of elements are optimization variables in the formulation of NLPs [1]. In addition, to guarantee the continuity of state profiles at end points of consecutive elements, equality constraints (for each element) are introduced to ensure the value of an end point of an element equal to the value of a start point of the next element [1,3]. Also, in each element (time interval), a differential algebraic equation solver (DAE solver) was employed to

calculate the value of end point and the sensitivity information based on the values of start points and parameterized control variables [1,3,5]. As compared with the CFE method, the multiple shooting formulation results in formulated NLPs with less number of optimization variables. The formulated NLPs resulted from both discretization methods can be efficiently solved by interior point (IP) or sequential quadratic programming algorithms (SQP).

In this paper, we propose to use an adaptive discretization strategy so as to enhance the accuracy and quality of NLP solutions. The collocation discretization method and simultaneous optimization approach are employed to carry out discretization and formulation of NLP, respectively. In addition, we use interior point algorithm (IP) in a NLP solver-called IPOPT [9] integrated in GAMS [8] to solve the NLP. The accuracy and computation time of NLP solutions due to discretization methods are demonstrated with two optimal control problems.

2. COLLOCATION FINITE ELEMENT FOR DISCRETIZATION OF OCPS

2.1. Collocation on Finite Element (CFE)

We consider an OCP governed by Differential Algebraic Equations (DAEs) in (1). Moreover, control and state variables are constrained by lower and upper bounds.

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{u}(t), \mathbf{z}(t), \mathbf{y}(t), t_f} \varphi(\mathbf{z}(t), \mathbf{y}(t), \mathbf{u}(t), t_f) \\ \text{s.t. } & \frac{d\mathbf{z}(t)}{dt} = \mathbf{F}(\mathbf{z}(t), \mathbf{y}(t), \mathbf{u}(t), t); \mathbf{z}(t_0) = \mathbf{z}_0 \\ & \mathbf{G}(\mathbf{z}(t), \mathbf{y}(t), \mathbf{u}(t), t) = 0 \\ & \mathbf{u}(t)_{\min} \leq \mathbf{u}(t) \leq \mathbf{u}(t)_{\max} \\ & \mathbf{z}(t)_{\min} \leq \mathbf{z}(t) \leq \mathbf{z}(t)_{\max} \\ & \mathbf{y}(t)_{\min} \leq \mathbf{y}(t) \leq \mathbf{y}(t)_{\max} \end{aligned} \quad (1)$$

According to the CFE method, both state and control variables are discretized on finite elements, i.e., the time horizon, from t_0 to t_f , is divided into NL finite elements [2,7] as $\Delta t_n = t_{n+1} - t_n$; $n=1, \dots, \text{NL}$

Where t_{n+1} and t_n are end and start time of the n 'th element. For any element, polynomial approximations of state variables are accomplished by the linear combination of the Lagrange

polynomials as

$$z_n^m(t) = \sum_{j=0}^{\text{NC}} \ell_j(t) \cdot z_{n,j}^m; m=1, \dots, \text{ND}; n=1, \dots, \text{NL} \quad (2)$$

$$\ell_j(t) = \prod_{\substack{i=0 \\ i \neq j}}^{\text{NC}} \frac{t - t_{n,i}}{t_{n,j} - t_{n,i}} \quad (3)$$

In (2), $z_n^m(t)$ is the polynomial approximation of the m 'th state variable and in n 'th element while $z_{n,j}^m$ stands for the values of m 'th state variable at j 'th collocation point in n 'th element. $t_{n,i}$ is the location of i 'th collocation point at n 'th element. In addition, $z_{n,0}^m$ and $t_{n,0}$ are the start value of the m 'th state variable and the start time of n 'th element, respectively.

The polynomial approximations of state variables will satisfy values at collocation points as follows [2]

$$\begin{aligned} z_n^m(t_{n,i}) &= \sum_{j=0}^{\text{NC}} \ell_j(t_{n,i}) \cdot z_{n,j}^m = z_{n,i}^m \\ m &= 1, \dots, \text{ND}; n = 1, \dots, \text{NL}; i = 1, \dots, \text{NC} \end{aligned} \quad (4)$$

From equation (1), (2), and (3), we have

$$\frac{dz_n^m(t_{n,i})}{dt} = \sum_{j=0}^{\text{NC}} \frac{d\ell_j(t_{n,i})}{dt} \cdot z_{n,j}^m \quad (5)$$

To ensure the continuity of state variable profiles between two successive elements, equality constraints are introduced to equalize the value of the last collocation point of an element with the value of the start point of the next element [2,7], hence

$$z_{n-1, \text{NC}}^m = z_{n,0}^m \quad (6)$$

Similarly, the algebraic variable profiles can be approximated by polynomials with

$$\begin{aligned} y_n^m(t_{n,i}) &= \sum_{j=1}^{\text{NC}} \ell_j(t_{n,i}) \cdot y_{n,j}^m = y_{n,i}^m \\ m &= 1, \dots, \text{NA}; n = 1, \dots, \text{NL}; i = 1, \dots, \text{NC} \end{aligned} \quad (7)$$

Control variables are parameterized as piece-wise constants in each element (i.e., constant in each element). We denote \mathbf{U}_n as a vector of discrete values of control variables at n 'th element.

In order to deal with elements with different values of Δt_n . We introduce a normalized time variable

$\tau \in [0, 1]$ for each element (i.e., $[t_n, t_{n+1}]$) with relation $t = t_n + \Delta t_n \tau$, we have $\frac{dz_n^m}{d\tau} = \Delta t_n \frac{dz_n^m}{dt}$.

Collocation equation (5) becomes

$$\sum_{j=0}^{NC} \frac{d\ell_j(\tau_{n,i})}{d\tau} \cdot z_{n,j}^m = \Delta t_n F_m(\mathbf{Z}_{n,i}, \mathbf{Y}_{n,i}, \mathbf{U}_n, t_{n,i}) \quad (8)$$

$i=1, \dots, NC; m=1, \dots, ND; n=1, \dots, NL$

In this paper, we consider three collocation points ($\tau_{n,i}$) which are roots of Gauss- Legendre polynomial: $\tau_{n,1} = 0.112702$, $\tau_{n,2} = 0.500000$, $\tau_{n,3} = 0.887298$. Using Gauss- Legendre collocation points, the truncation of DAE solution will be $O(h^{2 \times NC})$ [6]

2.2. Simultaneous Collocation Formulation of NLP

Simultaneous collocation formulation of NLP comprises of constraints in (8) and (6). It can be generally described as bellows:

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{u}(t), \mathbf{z}(t), \mathbf{y}(t), t_f} \varphi(\mathbf{Z}, \mathbf{Y}, \mathbf{U}) \\ & \text{s.t.} \\ & \sum_{j=0}^{NC} \frac{d\ell_j(\tau_{n,i})}{d\tau} \cdot z_{n,j}^m = \Delta t_n F_m(\mathbf{Z}_{n,i}, \mathbf{Y}_{n,i}, \mathbf{U}_n, t_{n,i}) \\ & \mathbf{z}_{1,0}^m = \mathbf{z}^m(t_0); \mathbf{z}_{n-1,NC}^m = \mathbf{z}_{n,0}^m \\ & \mathbf{G}_n(\mathbf{Z}_{n,i}, \mathbf{Y}_{n,i}, \mathbf{U}_n, t) = \mathbf{0} \\ & \mathbf{U}_{\min} \leq \mathbf{U} \leq \mathbf{U}_{\max} \\ & \mathbf{Z}_{\min} \leq \mathbf{Z} \leq \mathbf{Z}_{\max} \\ & \mathbf{Y}_{\min} \leq \mathbf{Y} \leq \mathbf{Y}_{\max} \\ & \mathbf{Z} = [\mathbf{Z}_{1,1}, \dots, \mathbf{Z}_{NL,NC}] \in \mathbb{R}^{NC \times NL \times ND} \\ & \mathbf{Y} = [\mathbf{Y}_{1,1}, \dots, \mathbf{Y}_{NL,NC}] \in \mathbb{R}^{NC \times NL \times NA} \\ & \mathbf{U} = [\mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_{NL}] \in \mathbb{R}^{NU \times NL} \end{aligned} \quad (9)$$

In the NLP in (9), time lengths of elements $\Delta t_n = t_{n+1} - t_n$, instead of being fixed values, can be optimized so as to attain more efficient control strategy.

2.3. Optimized time lengths of elements

In order to improve the control strategy (i.e., lower objective function value) time lengths of elements (or time interval Δt_n) should be optimized. This is reasonable because when the system operates in a transient region (i.e., due to change of a set-point), a fine discretization (i.e., Δt_n is small) is required while, in the steady state region, discretization with large value of Δt_n is sufficient. The adaptive time length (Δt_n) will result lower objective function

value (for minimization problem), but require more computation time. When considering Δt_n as optimization variables, the following constraints are introduced [6]

$$\sum_{n=1}^{NL} \Delta t_n = t_f - t_0 \quad (10)$$

In order to reduce computation effort, the lower and upper bounds of time length should be [6]

$$\overline{\Delta t}(1-\gamma) \leq \Delta t_n \leq \overline{\Delta t}(1+\gamma); \gamma \in [0 \ 1/2] \quad (11)$$

where $\overline{\Delta t} = (t_f - t_0) / NL$

To the end, the NLP problem needs to be solved include the problem defined in (9) with additional constraints in (10) and (11). We use IPOPT solver [9] in GAMS [8] software to solve the formulated NLP.

3. CASE STUDY

3.1. Continuous stirred tank reactor (CSTR)

The CSTR accomplishes the reaction of exothermic [5]. The system contains three state variables which are reactant concentration (x_2), fluid level (x_1), and temperature (x_3). These states are controlled by the feed reactant concentration at inlet tank u_1 (mol/m³) and temperature of the cooling system u_2 (K).

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{x}, \mathbf{u}} \int_0^{50} [w_1(x_1(t) - x_1^s)^2 + w_2(x_2(t) - x_2^s)^2 \\ & + w_3(u_1(t) - u_1^s)^2 + w_4(u_2(t) - u_2^s)^2] dt \\ & \text{s.t.} \\ & \frac{dx_1(t)}{dt} = \frac{1}{\pi r^2} (F_0 - u_1(t)) \\ & \frac{dx_2(t)}{dt} = \frac{1}{\pi r^2} \frac{F_0(c_0 - x_2(t))}{x_1(t)} - k_0 x_2(t) e^{\frac{E}{R x_3(t)}} \\ & \frac{dx_3(t)}{dt} = \frac{1}{\pi r^2} \frac{F_0(T_0 - x_3(t))}{x_1(t)} - \frac{\Delta H}{r C_p} k_0 x_2(t) e^{\frac{E}{R x_3(t)}} \\ & + \frac{2U}{r \rho C_p} (u_2(t) - x_3(t)) \\ & x_1(0) = x_1^s = 0.659, x_2(0) = x_2^s = 877 \\ & , x_3(0) = 324.5K \\ & 0.5m \leq x_1(t) \leq 2.5m \\ & 800 \text{mol/m}^3 \leq x_2(t) \leq 1000 \text{mol/m}^3 \\ & 0.085 \text{m}^3/\text{min} \leq u_1(t) \leq 0.115 \text{m}^3/\text{min} \\ & 299K \leq u_2(t) \leq 310K \end{aligned}$$

The units of parameters are given in Table 1.

Table 1. Unit and Parameter values of CSTR model

Symbols	Value	Unit
F_0	0.1	m^3/min
T_0	350	K
c_0	1000	mol/m^3
r	0.219	m
k_0	7.2×10^{10}	1/min
E/R	8750	K
U	54936	$\text{J}/(\text{min m}^2 \text{K})$
ρ	1000	kg/m^3
C_p	239	$\text{J}/(\text{kg K})$
ΔH	-50000	J/mol

In addition, the set-point of molar concentration (c_0) is considered as disturbance and it is increased from 1000 to 1050 mol/m^3 at $t=9$ minutes. Our task is to find an optimal control strategy which, on one hand, keeps state variables (x_1 and x_2) around x_1^s and x_2^s , and satisfies bound and ODE constraints on other hands.

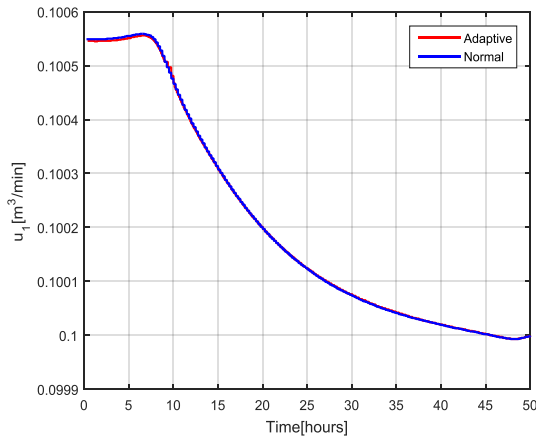


Fig. 1. Optimal control strategy u_1

To demonstrate the advantage of adaptive time length, we solve one NLP with which adaptive time length is applied and one NLP with which time length is fixed.

Using GAMS to solve the two formulated NLPs. We observe that solution of NLP with adaptive time length results an objective function value of 0.905235 while it is 0.909646 by the solution of the NLP with fixed time length. Therefore, the adaptation of time length is more advantageous. In

Fig.1 and 2, it can be seen that the optimized control variables with adaption of time length (red line) are closer to the expected values (u_1^s and u_2^s) than ones with fixed time length. It is also true for optimal states x_1 and x_2 .

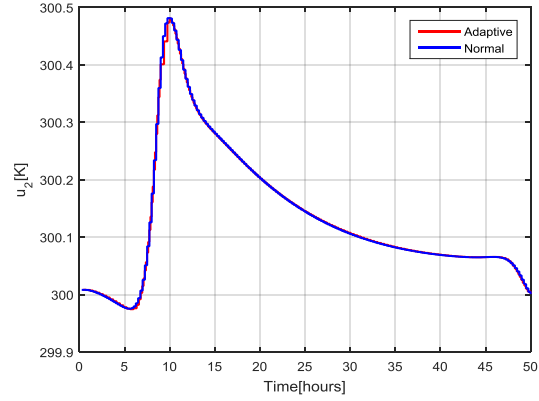


Fig. 2. Optimal control strategy u_2

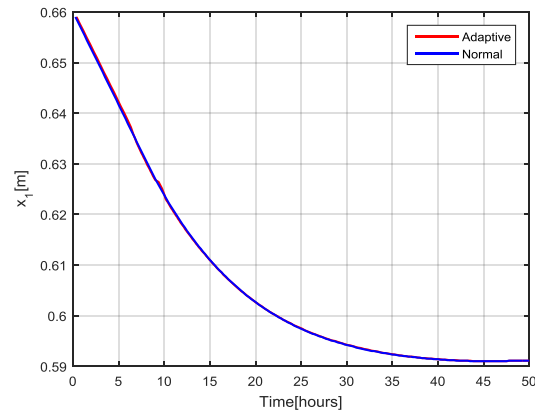


Figure 3. Optimal state trajectory x_1

As seen in the 2nd ODE of CSRT, the change in c_0 will lead state x_2 to be strongly deviated from x_2^s . However, the optimized controls u_1 and u_2 reduce this deviation after $t=10$ minutes as seen in Fig.4.

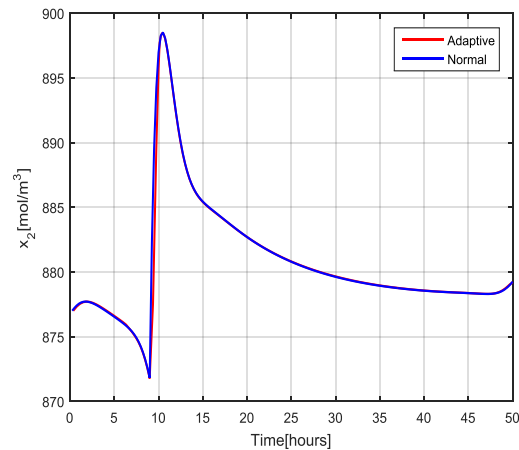
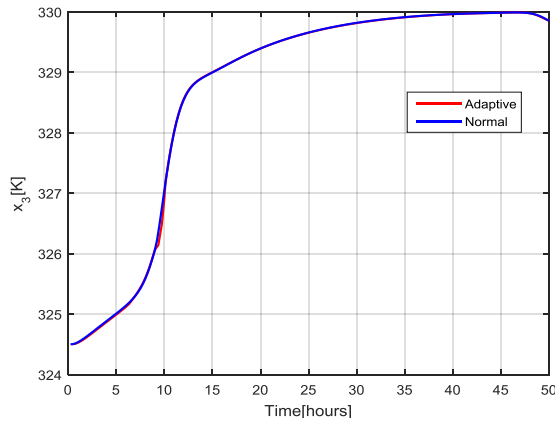


Figure 4. Optimal state trajectory x_2


 Fig. 5. Optimal state trajectory x_3

The time-varying of the objective function is shown in Fig.6 (i.e., the red line is for the case with time length adaptation, and the blue line for the case with fixed time length). One again, although the discrepancy between two objective function values are small, the blue line is always above the red one.

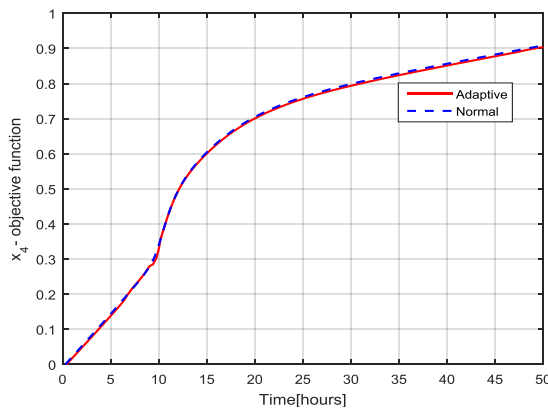


Fig. 6. Objective function

3.2. Optimization of Batch Reactor

We consider this case study to demonstrate clearly the advantage of using time length adaptation. This example is a chemical reactor taken from [5] to maximize the yield of $x_2(t_f)$ after one hour of reaction by manipulating the reaction temperature $u(t)$. The OCP is formulated as bellows

$$\min_{x,u} J = -x_2(t_f)$$

s.t.

$$\frac{dx_1(t)}{dt} = -(u(t) + 0.5u^2(t))x_1(t)$$

$$\frac{dx_2(t)}{dt} = u(t)x_1(t)$$

$$x_1(0) = 1, x_2(0) = 0$$

$$0 \leq x_1(t), 0 \leq 1 - x_2(t)$$

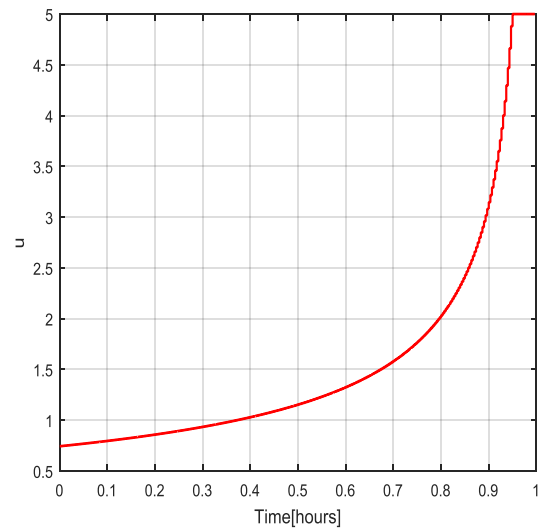
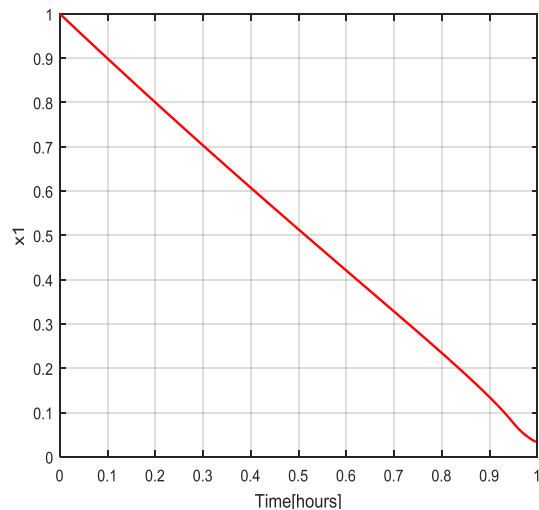
$$t_0 = 0, t_f = 1$$

The objective function values are compared with those taken from [3], given in Table 2. It can be seen that optimized control strategy with adaptive time length results objective function values which are a bit lower than those taken from [3] and those obtained by solving the NLP with fixed time length.

Table 2. Comparisons of objective function values

NL	Objective function value (OBJ) from [3]	OBJ with adaptive time length	OBJ with fixed time length
20	-0.573298	-0.573431	-0.573290
160	-0.573541	-0.573543	-0.573540
320	-0.573544	-0.573544	-0.573544

The optimal control and state trajectories are demonstrated in Fig.7, 8, and 9 respectively.


 Fig. 7. Optimal control strategy u

 Fig. 8. Optimal state trajectory x_1

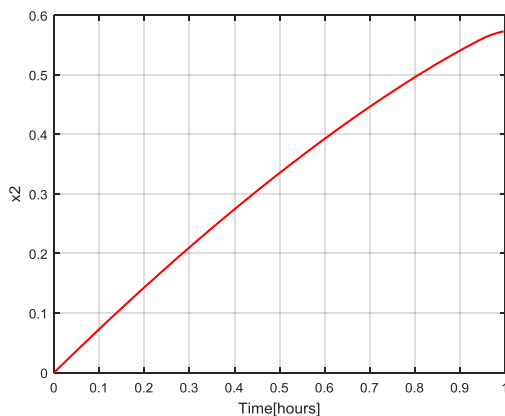


Fig. 9. Optimal state trajectory x_2

4. CONCLUSIONS AND FUTURE WORKS

An efficient nonlinear optimization approach with an adaptive discretization strategy for optimal control of dynamic processes has been presented aiming to improve accuracy of NLP solutions. Two optimal control problems are taken. The results have demonstrated that using CFE combined with an adaptive discretization, we can improve the optimal control strategy. In future works, we will concentrate on developing a fast-nonlinear model predictive control for solving optimal control problems.

REFERENCES

- [1] Bock, Hans Georg, and Karl-Josef Plitt. "A multiple shooting algorithm for direct solution of optimal control problems." *Proceeding of the IFAC world congress*, 1984.
- [2] Biegler, Lorenz T., Arturo M. Cervantes, and Andreas Wächter. "Advances in simultaneous strategies for dynamic process optimization." *Chemical Engineering Science* 57.4 (2002): 575-593.
- [3] Kirches, C., Wirsching, L., Bock, H. G., & Schlöder, J. P. (2012). Efficient direct multiple shooting for nonlinear model predictive control on long horizons. *Journal of Process Control*, 22(3), 540-550.
- [4] Biegler, Lorenz T. "An overview of simultaneous strategies for dynamic optimization." *Chemical Engineering and Processing: Process Intensification* 46.11 (2007): 1043-1053.
- [5] Tamimi, Jasem, and Pu Li. "A combined approach to nonlinear model predictive control of fast systems." *Journal of Process Control* 20.9 (2010): 1092-1102.
- [6] Biegler, Lorenz T. *Nonlinear programming: concepts, algorithms, and applications to chemical processes*. Society for industrial and applied mathematics, 2010.
- [7] Bartl, Martin, Pu Li, and Lorenz T. Biegler. "Improvement of state profile accuracy in nonlinear dynamic optimization with the quasi-sequential approach." *AIChE Journal* 57.8 (2011): 2185-2197.
- [8] Brook, Anthony, David Kendrick, and Alexander Meeraus. "GAMS, a user's guide." *ACM Signum Newsletter* 23.3-4 (1988): 10-11.
- [9] Wächter, Andreas, and Lorenz T. Biegler. "On the implementation of an interior-point filter line-search algorithm for large-scale nonlinear programming." *Mathematical programming* 106.1 (2006): 25-57.

ROBUST FUZZY-BASED INTEGRAL SLIDING MODE CONTROL FOR DYNAMIC SYSTEM

Van-Nam Giap¹, Quang-Dich Nguyen², Te-Jen Su³, Jason Sheng-Hong Tsai⁴

¹Department of Mechanical Engineering, Foxconn Company, Bac Giang, Vietnam

E-mail: giap.v.nam@gmail.com

²Hanoi University of Sciences and Technology Hanoi, Vietnam

Email: dich.nguyenquang@hust.edu.vn

³National Kaohsiung University of Applied Sciences Kaohsiung, Taiwan, R.O.C

E-mail: sutj@kuas.edu.tw

⁴National Cheng Kung University, Tainan, Taiwan, R.O.C.

E-mail: shtsai@mail.ncku.edu.tw

Abstract:

While a dynamic system is presented, we may imagine that it is very difficult to control it. Under many unknown disturbances will suddenly occur in every period of time such as this paper will present. This proposed control method performed quite well track, not only with set point reference value but well track with sinusoidal reference value also. This study we have analyzed dynamic system-state model with robust control method in this system mathematical. Main contribution of this paper is applied integral sliding mode control (ISMC), there is proportional-integral-derivative (PID) and proportional-derivative (PD) could be used together. And we used sat function to replace signum function for reducing chattering in every progress of running time. For more steady-state, we apply Fuzzy controller get into also, the most advantage of the fuzzy logic controller is to reduce overshoot value based on fraction order characteristic. Implement this idea we used Matlab Simulink in order to simulate this problem. In this paper, we will go through part by part to view what we have done.

Keywords:

proportional-integral-derivative (PID), proportional-derivative (PD), integral sliding mode control (ISMC), Robust fuzzy-based integral sliding mode control (RFISMC).

1. INTRODUCTION

In this section we will have overview this paper proposed method and how about the dynamic system operates. Sliding mode control has received much attention for during this few decades beside robust control have many advanced practical when we combine between SMC and robust control, at that time we have to determine the how much parameters will hold on to every gain. SMC was developed in the Soviet Union in the mid-1950s [1]. SMC is the one controller in there we use differential of input and output signal such as SMC surface, and SMC surface is world-wide there scientist can self-design. SMC is an intelligent method, the system state will be constrained slide on the costume-built [2]. Every system state will be

converged on this surface. And this surface can call sliding-mode when design SMC surface the sliding equation have to satisfy Hurwitz polynomial. For control alter system we can apply the variable structure control (VSC) method, such as high-frequency switching method, every disturbance appears during progress running time system state will also adapt sliding surface, and sliding mode can be described by reducing order equation. Then velocity and steady-state depend on how you choose sliding mode surface, in this paper, we applied integral two sliding mode surfaces get together, for getting more advantage form this two ISMC controller. In which $x \in R^n$ is state vector, $i \in R$ is the input signal, $s = s(t, x)$ is sliding surface, defines s are manifold. In every period of time also

have chattering form high-frequency in SMC character in order to work more stable, we replace signum function by other function so-called sat function. And then still exist overshoot value have to reduce, have many methods can apply but in this proposed, we have used Fuzzy such as powerful toll to implemented. After that the tracking error value still not satisfied desire, we keep use ISMC surface such as a controller. And now the tracking error value reduced. A dynamic system has been receiving many scientist and researchers in many laboratory and institutes, by the advantage of the system, and this also is considered such as an example equipment useful. Applications in many fields such as turbine engines, flywheel, and many practical applications such as CNC machines, artificial heart pump, or more precisely, the assisted device in a left ventricular which maintains the blood flow rate [3, 4].

2. MATHEMATICAL MODELLING

This is a device working like motor instead of generating motivation for rotor rotating AMBs will generate an electromagnetic force. Based on general electromagnet's theorem we have the changes of magnet force will be controlled by input magnet's current [4-7]. We have system-state such following Eq. (1) below.

$$m\ddot{x}(t) = -c\dot{z} + k_p \cdot z(t) + k_i \cdot i_{z(t)} - f_{dz(t)} \quad (1)$$

$$\ddot{z}(t) = -\frac{c}{m} + \frac{k_p}{m} z(t) + \frac{k_i}{m} i_z(t) - \frac{1}{m} f_{dz(t)} \quad (2)$$

denote, $A = -\frac{c}{m}, B = k_p / m, C = k_i / m, \gamma = 1 / m$

Eq. (2) can be re-written as:

$$\ddot{z}(t) = A\dot{z}(t) + Bz(t) + Ci_z(t) - \gamma \cdot f_{dz(t)} \quad (3)$$

or,

$$\ddot{z}(t) = A\dot{z}(t) + Bz(t) + Ci_z(t) + d \quad (4)$$

(in which $d = -\gamma \cdot f_{dz(t)}$.)

From Eq. (4) we separate nominal and uncertainties system such as Eq. (5)

$$\ddot{z}(t) = (A_n + \Delta A)\dot{z}(t) + (B_n + \Delta B)z(t) + (C_n + \Delta C)i_z(t) + d \quad (5)$$

$$\ddot{z}(t) = A\dot{z}(t) + Bz(t) + Ci_z(t) + (\Delta A \cdot \dot{z}(t) + \Delta B \cdot z(t) + \Delta C \cdot i_z(t) + d) \quad (6)$$

$$\text{set } L = (\Delta A \cdot \dot{z}(t) + \Delta B \cdot z(t) + \Delta C \cdot i_z(t) + d) \quad (7)$$

L is lumped uncertainties and give k is positive constant used as hitting gains and required

$$|L| < k \quad (8)$$

From Eqs. (5-8) the system is satisfied sliding mode kinds, and then we have disturbances occurs at $d = -\gamma \cdot f_{dz(t)}$ scenarios.

3. PROPOSED APPROACH

For reached goals, the ISMC be applied first, and fraction order fuzzy based on ISMC surface is utilized such reduce chattering and overshoot toll. We go through step and step for more understandable.

Step 1: *SMC method design*

As we know that SMC is robustness controller, and then with each kind of SMC surface such as Eq. (9) also, can create difference power of this controller.

$$\begin{cases} \ddot{z}(t) = f(t, z, i) \\ s = s(t, z) \end{cases} \quad (9)$$

The PID-surface (10) is selected in this design.

$$s_1(t) = \dot{z}_m(t) - \dot{z}_r(t) + \lambda_1(z_m(t) - z_r(t)) + \lambda_2 \int_0^t (z_m(\tau) - z_r(\tau)) d\tau \quad (10)$$

$$s_2(t) = \dot{z}_m(t) - \dot{z}_r(t) + \lambda_3(z_m(t) - z_r(t)) \quad (11)$$

With z_r is reference distance and z_m is measured distance; $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3 > 0$ is chosen such that the real parts of the roots of $P(s) = s^2 + \lambda_1 s + \lambda_2$, and $G(s) = s + \lambda_3$ are smaller than zero, i.e. polynomial in the Hurwitz polynomial [8].

Now we consider

$$s_{ISMC}(t) = s_1(t) + s_2(t) \quad (12)$$

To guarantee the stability of the system, considering the following Lyapunov functi

$$V(t) = \frac{1}{2} s_{ISMC}^2(t) \quad (\text{Thus [8]})$$

$$\dot{V}(t) = \dot{s}_{ISM}(t)s_{ISM}(t)$$

And

$$\begin{aligned} \dot{s}_{ISM}(t) &= \ddot{z}_m(t) - \ddot{z}_r(t) + \lambda_1(\dot{z}_m(t) \\ &- \dot{z}_r(t)) + \lambda_2 \int_0^t (\dot{z}_m(\tau) - \dot{z}_r(\tau)) d\tau \\ &+ \ddot{z}_m(t) - \ddot{z}_r(t) + \lambda_3(\dot{z}_m(t) - \dot{z}_r(t)) \\ &= \ddot{z}_m(t) - (A\dot{z}(t) + Bz(t) + Ci_z(t)) \\ &+ \lambda_1(\dot{z}_m(t) - \dot{z}_r(t)) + \lambda_2 \int_0^t (\dot{z}_m(\tau) - \dot{z}_r(\tau)) d\tau \\ &+ \ddot{z}_m(t) - (A\dot{z}(t) + Bz(t) \\ &+ Ci_z(t)) + \lambda_3(\dot{z}_m(t) - \dot{z}_r(t)) \end{aligned} \quad (13)$$

The current is calculated as

$$\begin{aligned} i_z(t) &= \frac{1}{2.C} (\ddot{z}_r(t) - (2.A\dot{z}(t) + 2.Bz(t)) + \lambda_1(z_r(t) \\ &- z_m(t)) + \lambda_2 \int_0^t (\dot{z}_r(\tau) - \dot{z}_m(\tau)) + k_1 \text{sign}(s_1(t)) \\ &+ k_2 \text{sign}(s_2(t)) + \lambda_3(\dot{z}_m(t) - \dot{z}_r(t))) \end{aligned} \quad (14)$$

From this step, we get ISMC surface and considered such as controller below.

Step 2: ISMC surface controller design

This paper present about double sliding mode surfaces such as combine between PD and PID method. As we know proportional such as calculates future of tracking error value, integral such as calculates past of tracking error value, and the derivative is amplified tracking error value. Then we have.

$$\begin{aligned} i_{ISM} &= 2.k_p.(s_{ISM}(t)) \\ &+ k_i \cdot \int_0^t (s_{ISM}(\tau)) d\tau + 2.k_d \cdot \frac{d}{dt}(s_{ISM}(t)) \end{aligned} \quad (15)$$

In order to reduce chattering this paper propose saturation to replace signum function.

Step 3: Design saturation function

With sign function perform not good be sat function performed we applied new one function for more system steady-state as smooth function,

$$\text{sat}(s) = \text{sign}(s) \min\{1, |s|\}$$

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} 1 & \text{if } s > \varepsilon \\ \frac{1}{\varepsilon}s & \text{if } s \in [-\varepsilon; \varepsilon] \\ -1 & \text{if } s < -\varepsilon \end{cases} \quad (16)$$

Step 4: Fuzzy design for filter signal

Fuzzy logic is a practical mathematical addition to classic Boolean logic [9]. In many literature items, we can apply to this study, each of these curves is described by several parameters defining the current shape of the curve [10]. In this condition, we have chosen the gaussmf function to test. With e is input signal approach zero and the output signal is Δi such as Fig. 2 below, and the Fuzzy system includes three stages, fuzzification, inference engine, and defuzzification. And we considered NB denotes “Negative Big”, NM denotes “Negative Middle”, ZO denotes “Zero”, PB denotes “Positive Big”, and PM denotes “Positive Middle”. We used gaussmf type in here. And the rules follow as

Rule 1: IF ($\text{sat}(s_{ISM})$) is NB THEN Δi is PB.

Rule 2: IF ($\text{sat}(s_{ISM})$) is NM THEN Δi is PM.

Rule 3: IF ($\text{sat}(s_{ISM})$) is ZO THEN Δi is ZO.

Rule 4: IF ($\text{sat}(s_{ISM})$) is PM THEN Δi is NM.

Rule 5: IF ($\text{sat}(s_{ISM})$) is PB THEN Δi is NB.

Where Φ defined boundary around switching surface, coefficient r is be used in order to adjust the width of input membership function. K are used to expand divisions of membership function, $K = 1, \Phi = 0.1, r = 0.1$.

With Matlab, the Fuzzy toolbox is a show.

Based on centry of area method we have.

$$\Delta i = \frac{\int i_m(\text{sat}(s_{ISM})) \times i_m di_m}{\int i_m(\text{sat}(s_{ISM}))}$$

$$\text{or } \Delta i = K|\text{sat}(s_{ISM})|$$

And then we have the control current such as.

$$i_{RFISM} = i_{ISM}(t) + \Delta i \quad (17)$$

And then we have some scenarios with in disturbances occur from

$$d = -\gamma.f_{dz(t)} = 9.868 * 1 \text{ (N)}$$

And system and controller parameter such as table 1 below.

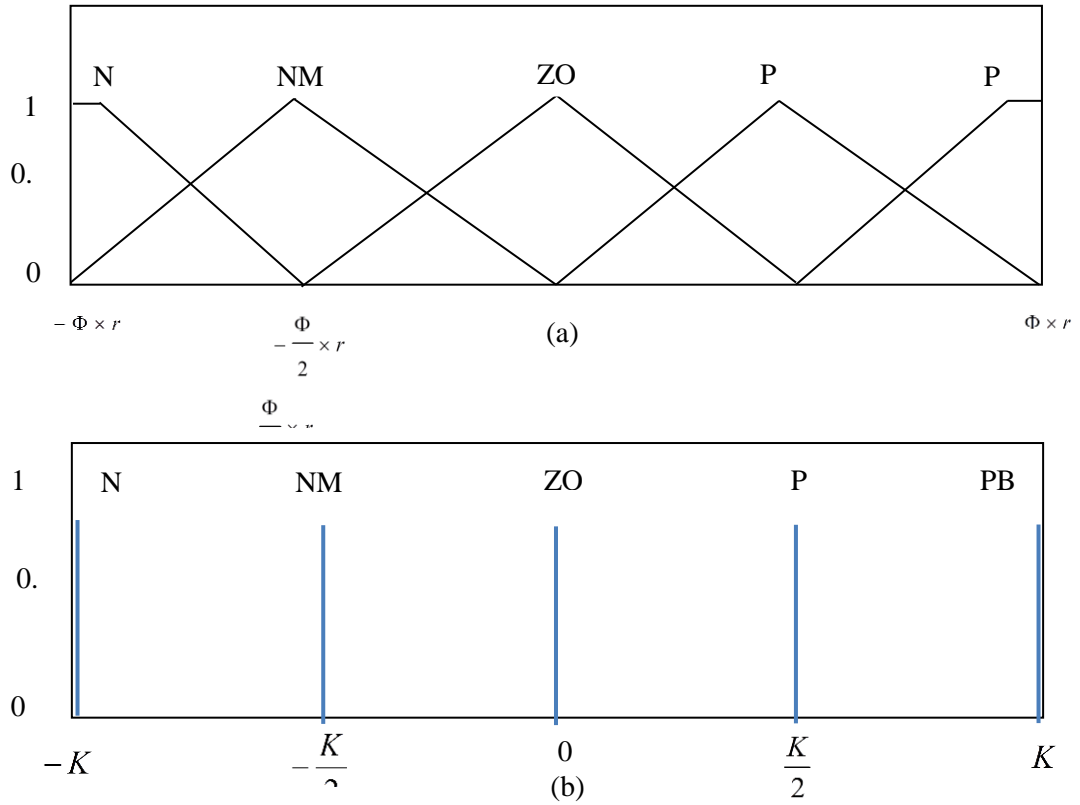


Fig. 1. Fuzzy membership functions (a) input, (b) output

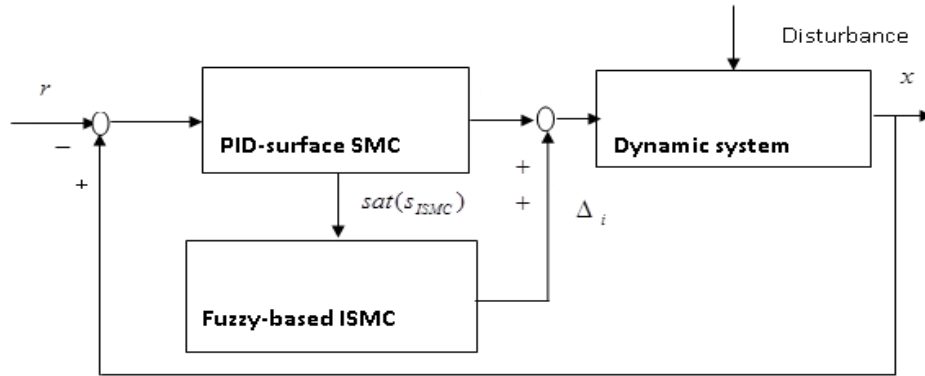


Fig. 2. Robust Fuzzy-based Integral Sliding Mode Control for Dynamic System

Table. 1 Controller parameters

Controller parameters	$k_1 = 5.7, k_2 = 80$ $\lambda_1 = 1147, \lambda_2 = 2.51e3, \lambda_3 = 3000$
System parameters	$m = 2.565kg, k_{ai} = 40N/A,$ $k_{ap} = 25200N/m, z_0 = 1mm,$ $T = 1kg,$ and $c = 0.001.$

4. AN ILLUSTRATIVE EXAMPLE

In order to perform RFISMC well track we proposed the more complicated input signal equal $0.35 \times 10^{-3} \sin(0.8t + \frac{\pi}{2})$ and sampling rate equal

$16\pi \times 5kHz$, and some disturbances as have talked before, and thrust disk such as Chen et al. [5] and then we still group some scenarios from dynamic disturbance then tracking error value and top value of tracking error value still good for two kinds of references signal such following Fig .3 below.

From Fig. 3 the distance tracking performed that well, at the 0.0525 s the goal are reached and distance tracking error value very small equal $6.24 \cdot 10^{-3} \mu m$ with set point signal, and 0.012 s the goal are reached and tracking value $0.1274 \mu m$ and to of distance tracking value equal $53 \mu m$. The tracking value performs such following Fig. 4 below.

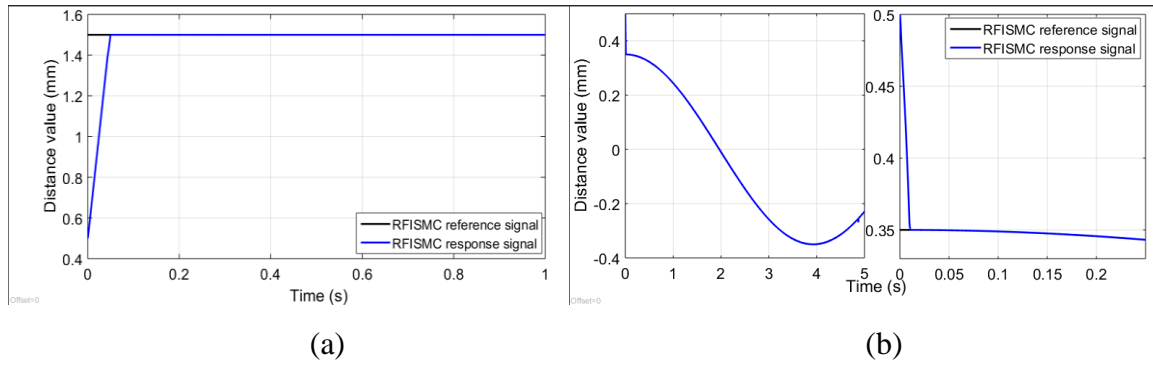


Fig. 3. RFISM distance tracking response signal, (a) set point input value, (b) sinusoidal input signal

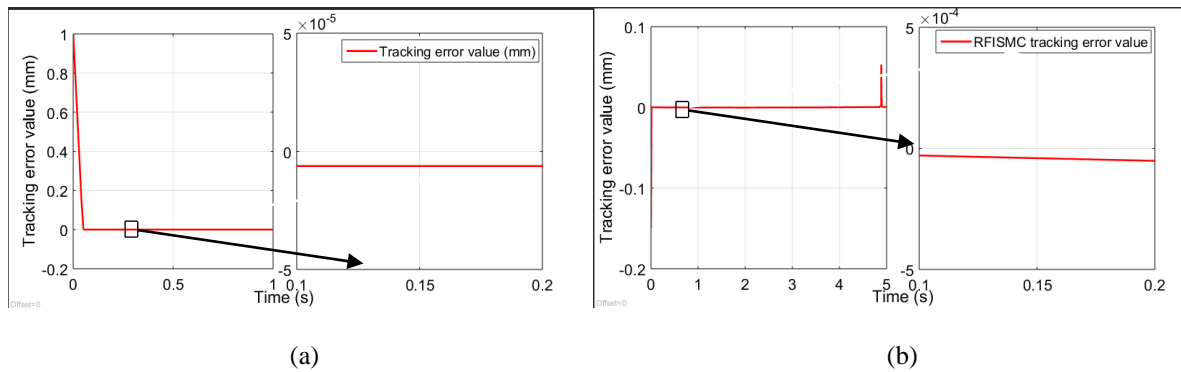


Fig. 4. RFISM tracking error value, (a) set point reference signal, (b) sinusoidal reference signal

Go through step by step of this paper can we see that RFISM such as very powerfull controller for tracking dynamic flexible and stable reference signal.

5. CONCLUSION

This paper performed robust control method based on dynamic system-state and combined sliding mode control. This study use ISMC to recycle PID

characteristics for more steady-state, besides there also have changed sat function to reduce chattering on every steps of running times. And for tracking sinusoidal input signal as well as this paper introduced improve settling time to reach more stability. Special the disturbance signal occurs in process working time is destroy by fuzzy logic control and sat function. The distance tracking value quite small.

REFERENCES

- [1] L. Fridman, and A. Poznyak, "Robust output LQ optimal control via integral sliding modes," *System & Control: Foundation & Application*, Springer, 2010.
- [2] A.T. Azar, and Q. Zhu, "Advances and applications in sliding mode control system," *Studies in Computational Intelligence*, vol 576, Springer, 2015.
- [3] F.-J. Lin, S.-Y. Chen, and M.-S. Huang, "Intelligent double integral sliding-mode control for five-degree-of-freedom active magnetic bearing system," *IET Control Theory and Applications*, vol. 5, no. 11, pp. 1287-1303, Appl., 2011.
- [4] G. Schweitzer E.H. Maslen, "Magnetic bearings," Springer Dordrecht Heidelberg London New York, 2009.
- [5] S. Y. Chen, and F. J. Lin, "Robust nonsingular terminal sliding-mode control for nonlinear magnetic bearing system," *IEEE TRANSACTIONS CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY*, vol. 19, no. 3, pp. 636-643, May 2011.
- [6] C. Peng, and J. Fang, "Mismatched Disturbance Rejection Control for Voltage-Controlled Active Magnetic Bearing via State-Space Disturbance Observer," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 30, NO. 5, pp. 2753-2762, may 2015.

- [7] N.F.All-Muthairi, and Mribi “ Sliding mode control of a magnetic levitation system”, *Mathematical Problems in Engineering*, Vol 2004, No. 2, pp. 93-104, 2004.
- [8] Vadim I. Utkin, “ Variable structure systems with sliding modes,” *IEEE Transactions on Automation Control*, Vol. AC-22, No. 2, 1997.
- [9] A. Mehta, and B. Bandyopadhyay, “Frequency-shaped and observer-based discrete-time sliding mode control,” *Springer Briefs in Applied Sciences and Technology*, Springer, 2015.
- [10] K. Abidi, and J.X. Xu, “Advanced Discrete-time control designs and applications,” *Studies in system, Decision, and control*, Springer, Vol. 23, Singapore, February 2015.
- [11] Ataei Mohammad, and Shafiei S. Ehsan, “Sliding Mode PID-Controller Design for Robot Manipulators by Using Fuzzy Tuning Approach,” *Proceedings of the 27th Chinese Control Conference*, pp. 170-174, Kunming, Yunnan, China, July 16-18 2008.

ROBUST H-INFINITY BACKSTEPPING CONTROL DESIGN OF A WHEELED INVERTED PENDULUM SYSTEM

Nguyen Thanh Binh¹, Pham Duc Dai², Nguyen Duy Long³, Nguyen Anh Tung⁴, Dao Phuong Nam⁵

¹Thuy Loi University, ²Hanoi University of Science and Technology

Abstract:

The issue of applying H_∞ to control wheeled inverted pendulum is a topic of much concern on account of underactuated and nonlinear model. Authors in [5] selected Lyapunov candidate function presented following HJ equation. Almost previous papers using H_∞ to control WIP must assume that desired accelerator is zero and model is linearized at origin, leading to that system does not obtain global asymptotical stability when angular error leave neighborhood of origin. In this paper, we propose a new control method applying H_∞ and Backstepping technique based on Lyapunov direct method to stabilize tracking error to converge to arbitrary ball of origin. The simulation results of WIP under disturbances belonging L_2 – space demonstrate the effectiveness of the proposed controller.

Keywords:

H_∞ control, Backstepping design, Wheeled Inverted Pendulum, Linear Matrix Inequalities.

1. INTRODUCTION

The dynamic model and several control methods are presented in [1]. In this content, we use dynamic model of WIP built by Newton Euler method. This model is separated into two subsystems, in that the subsystems describe rotation of Cart and straight motion of WIP which is similar to Cart-Pole model. Authors in [2], [3] approached to control inverse pendulum based on energy function, but the disadvantage of them is that disturbances impacting on considered system is ignored and pendulum always fluctuate around origin. Olfati-Saber [4] proposed coordinate transformation to change Cart-Pole model to strict forward system to apply nest saturation method. This transformation will not be effective, when some parameters are uncertainties or disturbances appear. Therefore, K.D.Do [6] using the similar transformation in [4] and combines with nest saturation method, disturbance observer to steady error to converge to origin asymptotically with assumption of zero straight accelerator of Cart. Researchers in [7] apply properties of nonholomic system and backstepping technique, but their drawback is assumption of satisfying state constraints. The instantaneous switching of control input is proposed in [8], nevertheless, position of Cart is not able to stabilize at desired point.

In this paper, we apply H_∞ method in [5] for

rotation motion and the adding controller is proposed to straight motion subsystem. The first controller built by Lyapunov direct method guarantee that angle and angular velocity error converge to neighborhood of origin. In this region, we add the second controller constructed by H_∞ to ensure that all state variables lie in small arbitrary ball of origin. Finally, in order to avoid instantaneous change of control torque phenomenon, we propose virtual control input that is designed by backstepping technique in [9].

2. DYNAMIC MODEL

Table 1. Variable of WIP

<i>Parameter</i>	<i>Symbol</i>
Distance between two wheels	D
Radius of wheel	R
Moment of inertia of the wheel about y - axis	J_ω
Moment of inertia of the chassis and pendulum about z - axis	J_p
Moment of inertia of the chassis about y - axis	J_M
Moment of inertia of heading angle pendulum about z - axis	J_θ

Parameter	Symbol
Mass of load	m
Mass of chassis	M
Mass of wheel	M_ω
Gravity acceleration	g
Distance between central point load and chassis	l

Table 2. Variable of WIP

Heading angle of pendulum	θ
Tilt of pendulum	ϕ
Torque control in left and right wheel	τ_L, τ_R
Position of chassis	x
Disturbances impacting on two wheels	d_L, d_R

By applying Newton – Euler Approach in [1], the dynamic model of WIP is:

$$\ddot{\theta} = \frac{D}{2RJ_\theta}(\tau_L - \tau_R) + \frac{D}{2J_\theta}(d_L - d_R) \quad (1)$$

$$ml \cos(\phi) \ddot{\phi} + \left[M + m + 2 \left(\frac{J_\omega}{R^2} + M_\omega \right) \right] \ddot{x} = ml \dot{\phi}^2 \sin(\phi) + \frac{\tau_L + \tau_R}{R} + d_L + d_R \quad (2)$$

$$(ml^2 + J_M) \ddot{\phi} + ml \cos(\phi) \ddot{x} = mgl \sin(\phi) \quad (3)$$

Where

$$J_\theta = J_p + D^2 \left(M_\omega + \frac{J_\omega}{R^2} \right) \quad (4)$$

Assumption 1:

$$|d_R| < d_{R\max}; |d_L| < d_{L\max} \quad (5)$$

$$\left[M + m + 2 \left(\frac{J_\omega}{R^2} + M_\omega \right) \right] (ml^2 + J_\omega) - m^2 l^2 > 0 \quad (6)$$

Control objective: The tilt angle, position and their derivative track each desired value and heading angle converge zero.

$$|\theta - \theta_d| \rightarrow 0, \phi \rightarrow 0, |x - x_d| \rightarrow 0 \quad (7)$$

$$|\dot{\theta} - \dot{\theta}_d| \rightarrow 0, \dot{\phi} \rightarrow 0, |\dot{x} - \dot{x}_d| \rightarrow 0 \quad (8)$$

if $d_L = 0, d_R = 0$

Moreover, uniform bounded in tracking error if

$$|d_L| < d_{L\max}, |d_R| < d_{R\max} \quad (9)$$

Variable and parameter changes are used as follows:

$$(d_L + d_R) = d; (d_L - d_R) = d_\theta \quad (10)$$

$$\frac{1}{R}(\tau_L - \tau_R) = \tau_1; \frac{1}{R}(\tau_L + \tau_R) = \tau_2$$

$$M_{11} = M + m + 2 \left(\frac{J_\omega}{R^2} + M_\omega \right) \quad (11)$$

$$M_{12} = M_{21} = ml \cos(\phi)$$

$$M_{22} = ml^2 + J_M$$

Substituting (10) and (11) into (1), (2) and (3):

$$\ddot{\theta} = \frac{D}{2J_\theta} \tau_1 + \frac{D}{2J_\theta} d_\theta \quad (12)$$

$$M_{11} \ddot{x} + M_{12} \ddot{\phi} = ml \dot{\phi}^2 \sin(\phi) + \tau_2 + d \quad (13)$$

$$M_{21} \ddot{x} + M_{22} \ddot{\phi} = mgl \sin(\phi) \quad (14)$$

3. PROPOSED METHOD

The above equations is separated into two subsystem: θ system (12) and x, ϕ system (13-14)

3.1. Control design for θ system

Set

$$\tau_1 = u_1 + \frac{2J_\theta}{D} \ddot{\theta}_{ref} \quad (15)$$

$$\ddot{\theta}_e = \frac{D}{2J_\theta} u_1 + \frac{D}{2J_\theta} d_\theta \quad (16)$$

$$\theta_e = \theta - \theta_{ref}$$

Considering subsystem (16) as follows:

$$\begin{cases} \dot{v} = Av + B_1 u_1 + B_2 d_\theta \\ y = Hv \end{cases} \quad (17)$$

$$v = [\theta_e, \dot{\theta}_e]^T, A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{D}{2J_\theta} \end{bmatrix}, H > 0$$

Theorem 1: By selecting positive scalar γ , there exists a matrix $P_1 = P_1^T > 0$ satisfying inequality (18) – H-infinity [5]. The control input (19) ensures (20) to guarantee tracking error to converge to origin and to obtain its robust stability.

$$A^T P_1 + P_1 A + P_1 \left(\frac{1}{\gamma^2} B_2 B_2^T - B_1 B_1^T \right) P_1 + H^T H \leq 0 \quad (18)$$

Proof:

The Lyapunov candidate function is selected:

$$V(\phi, \dot{\phi}) = \frac{1}{2} \Gamma \dot{\phi}^2 + \frac{1}{2} \phi^2 + \phi \dot{\phi}; \quad \Gamma > 1 \quad (36)$$

The derivative of $V(\phi, \dot{\phi})$ in (36) is

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= \Gamma \dot{\phi} \dot{\phi} + \dot{\phi} [-a \cos(\phi) \frac{k_1 \dot{\phi} + k_2 \phi + g \sin(\phi)}{\cos(\phi)} \\ &+ ag \sin(\phi) + a \cos(\phi) (\Delta - \ddot{x}_d)] + \dot{\phi}^2 \\ &+ \dot{\phi} [-a \cos(\phi) \frac{k_1 \dot{\phi} + k_2 \phi + g \sin(\phi)}{\cos(\phi)} \\ &+ ag \sin(\phi) + a \cos(\phi) (\Delta - \ddot{x}_d)] \end{aligned} \quad (37)$$

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= \dot{\phi} [-a (k_1 \dot{\phi} + k_2 \phi) + a \cos(\phi) (\Delta - \ddot{x}_d)] \\ &+ \dot{\phi}^2 + \Gamma \dot{\phi} \dot{\phi} \\ &+ \dot{\phi} [-a (k_1 \dot{\phi} + k_2 \phi) + a \cos(\phi) (\Delta - \ddot{x}_d)] \end{aligned} \quad (38)$$

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= -(ak_1 - 1) \dot{\phi}^2 + \dot{\phi} \dot{\phi} (\Gamma - ak_2 - ak_1) \\ &- ak_2 \phi^2 + (\phi + \dot{\phi}) a \cos(\phi) (\Delta - \ddot{x}_d) \end{aligned} \quad (39)$$

Choosing: $\Gamma = ak_2 + ak_1$

$$\begin{aligned} (38) \Rightarrow \frac{dV}{dt} &\leq -(ak_1 - 1) \dot{\phi}^2 - ak_2 \phi^2 \\ &+ \beta (a \cos(\phi) \dot{\phi})^2 + \beta (a \cos(\phi) \phi)^2 + \frac{(\Delta - \ddot{x}_d)^2}{4\beta} \end{aligned} \quad (40)$$

Coefficient k_1, k_2 are selected as follows:

$$\begin{aligned} ak_1 - 1 &\geq \beta a^2 + \lambda_1; \quad \lambda_1 > 0 \\ ak_2 &\geq \beta a^2 + \lambda_2; \quad \lambda_2 > 0 \end{aligned} \quad (41)$$

Applying (41) into (40):

$$\frac{dV}{dt} \leq -\lambda_1 \dot{\phi}^2 - \lambda_2 \phi^2 + \frac{\Delta_{\max}^2 + \ddot{x}_{d\max}^2}{2\beta} \quad (42)$$

If we choose $\lambda_1, \lambda_2, \beta$ such that:

$$\varepsilon_1^2 \geq \frac{\Delta_{\max}^2 + \ddot{x}_{d\max}^2}{\lambda_1 2\beta}, \quad \varepsilon_2^2 \geq \frac{\Delta_{\max}^2 + \ddot{x}_{d\max}^2}{\lambda_2 2\beta} \quad (43)$$

Then:

$$(\dot{\phi}, \phi) \in \Omega := \{(x_1, x_2) \in \Omega \subset R^2 \mid |x_1| \leq \varepsilon_1, |x_2| \leq \varepsilon_2\} \quad (44)$$

When the angle of pendulum converges to the origin due to control law (35), we linearize (30) and (31) around origin of pendulum where $\phi = 0, \dot{\phi} = 0$ and $u = u_2(\phi, \dot{\phi}) + u_3$ as following:

$$\begin{cases} \dot{\eta} = F\eta + Gu_3 + K(\Delta - \ddot{x}_d) \\ \xi = C\eta \end{cases} \quad (45)$$

$$\eta = \begin{bmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \\ x_e \\ \dot{x}_e \end{bmatrix} F = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -ak_2 & -ak_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ k_2 + g & k_1 & 0 & 0 \end{bmatrix} G = \begin{bmatrix} 0 \\ -a \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} K = \begin{bmatrix} 0 \\ a \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (46)$$

Applying H_∞ - Vanderschaft [5] into subsystem (45) and the Lyapunov candidate function (46)

$$F^T P_2 + P_2 F + P_2 \left(\frac{1}{\gamma_1^2} K K^T - G G^T \right) P_2 + C^T C \leq 0 \quad (47)$$

$$u_3 = \begin{cases} -G^T P_2 \eta & \text{when } (\phi, \dot{\phi}) \in \Omega \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (48)$$

Remark 3: Following *remark 2* and controller (48), the applied switching may cause instantaneous change of control input, leading to unreality. Therefore, a virtual input in (49) is proposed to reduce this problem significantly. The new linear state space model with virtual input is considered as:

$$\begin{cases} \dot{\eta} = F\eta + Gu_3 + K(\Delta - \ddot{x}_d) \\ \dot{u}_3 = z \end{cases} \quad (48)$$

Theorem 3: The proposed virtual control input (49) will be designed and based on backstepping following (50) to satisfy *remark 3*.

$$z = -\kappa(u_3 - \bar{u}) - \frac{\partial V_2}{\partial \eta} G + \frac{\partial \bar{u}}{\partial \eta} (F\eta + Gu_3) \quad (50)$$

Where $\kappa > 0$ is given and odd number q, V_2 is the above Lyapunov candidate function designed by H_∞ in [5] and \bar{u} is control law generated from (48)

Proof:

Backstepping technique is applied in (49), the third Lyapunov function together (46)

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} (u_3 - \bar{u})^2 \quad (51)$$

The derivative of V_3 is

$$\frac{dV_3}{dt} = \frac{\partial V_2}{\partial \eta} \dot{\eta} + (u_3 - \bar{u}) \left(z - \frac{\partial \bar{u}}{\partial \eta} \dot{\eta} \right) \quad (52)$$

$$\frac{dV_3}{dt} = \frac{\partial V_2}{\partial \eta} (F\eta + G(u_3 + \bar{u} - \bar{u}) + K(\Delta - \ddot{x}_d)) + (u_3 - \bar{u}) \left(z - \frac{\partial \bar{u}}{\partial \eta} (F\eta + Gu_3 + K(\Delta - \ddot{x}_d)) \right) \quad (53)$$

$$\frac{dV_3}{dt} = \frac{\partial V_2}{\partial \eta} (F\eta + G\bar{u} + K(\Delta - \ddot{x}_d)) + (u_3 - \bar{u}) \left(z + \frac{\partial V_2}{\partial \eta} G - \frac{\partial \bar{u}}{\partial \eta} (F\eta + Gu_3 + K(\Delta - \ddot{x}_d)) \right) \quad (54)$$

The virtual input z will be selected as (50), (54) becomes

$$\frac{dV_3}{dt} = \frac{\partial V_2}{\partial x} (F\eta + G\bar{u} + K(\Delta - \ddot{x}_d)) - \kappa(u_3 - \bar{u})^2 + (u_3 - \bar{u}) G^T P_2 K (\Delta - \ddot{x}_d) \quad (55)$$

$$\frac{dV_3}{dt} \leq -\|\xi\|^2 - \|u_3\|^2 + \left(\gamma_1^2 + \frac{1}{4\lambda_3} \right) \|(\Delta - \ddot{x}_d)\|^2 - \kappa \|u_3 - \bar{u}\|^2 + \lambda_3 \|(u_3 - \bar{u}) G^T P_2 K\|^2 \quad (56)$$

$$\frac{dV_3}{dt} \leq -\|\xi\|^2 - \|u_3\|^2 + \left(\gamma_1^2 + \frac{1}{4\lambda_3} \right) \|(\Delta - \ddot{x}_d)\|^2 - \|u_3 - \bar{u}\|^2 \left(\kappa - \lambda_3 \|G^T P_2 K\|^2 \right) \quad (57)$$

By choosing $\kappa > \lambda_3 \|G^T P_2 K\|^2$ then we have same results as theorem 1.

4. SIMULATION

Scenario simulation: The objective of this work is to guarantee $x, \dot{x}, \theta, \dot{\theta}$ to track given desired strategies $x_d, \dot{x}_d, \theta_d, \dot{\theta}_d$ with unbalanced initial state. The good performance of simulation result demonstrates the ability of the proposed control law.

Table 3. Parameter values in simulation

Parameter	Value
Distance between two wheels	$D = 0.15m$
Radius of wheel	$R = 0.25m$
Moment of inertia of the wheel about y -axis	$J_\omega = 1.5kg.m^2$
Moment of inertia of the chassis about y - axis	$J_M = 2.5kg.m^2$
Moment of inertia of heading angle pendulum about z - axis	$J_\theta = 1.5kg.m^2$
Mass of load	$m = 1.5kg$

Parameter	Value
Mass of chassis	$M = 5kg$
Mass of wheel	$M_\omega = 1kg$
Gravity acceleration	$g = 9.8m/s^2$
Distance between central point load and chassis	$l = 1.2m$

Table 4. Initia state in simulation

Initia state variable	Value
θ	0
$\dot{\theta}(0)$	$0rad/s$
$x(0)$	$-1.5m$
$\dot{x}(0)$	$0m/s$
$\phi(0)$	$0.8rad$
$\dot{\phi}(0)$	$0.2rad/s$

- x, ϕ system controller

$$\beta = 100; \varepsilon_1 = 0.1; \varepsilon_2 = 1; \gamma_1 = 100$$

$$C = diag([0.1, 0.1, 2, 0.2])$$

Table 5. Subsystem (17)

Simulation θ system controller	Value
γ	1.5
H	$diag([100, 1])$
u_1	$-[884.43 \ 477.63] [\theta_e, \dot{\theta}_e]^T$

Table 6. Subsystem (30) (31)

Simulation x, ϕ system controller	Value
β	100
ε_1	0.3
ε_2	1
λ_1	2.78
λ_2	0.25

Simulation x, ϕ system controller	Value
k_1	48.41
k_2	39.27
C	$diag([0.1, 0.1, 1.2, 0.1])$
γ_1	100
u_3	$[98.49, 31.99, 3.44, 10.65]\eta$

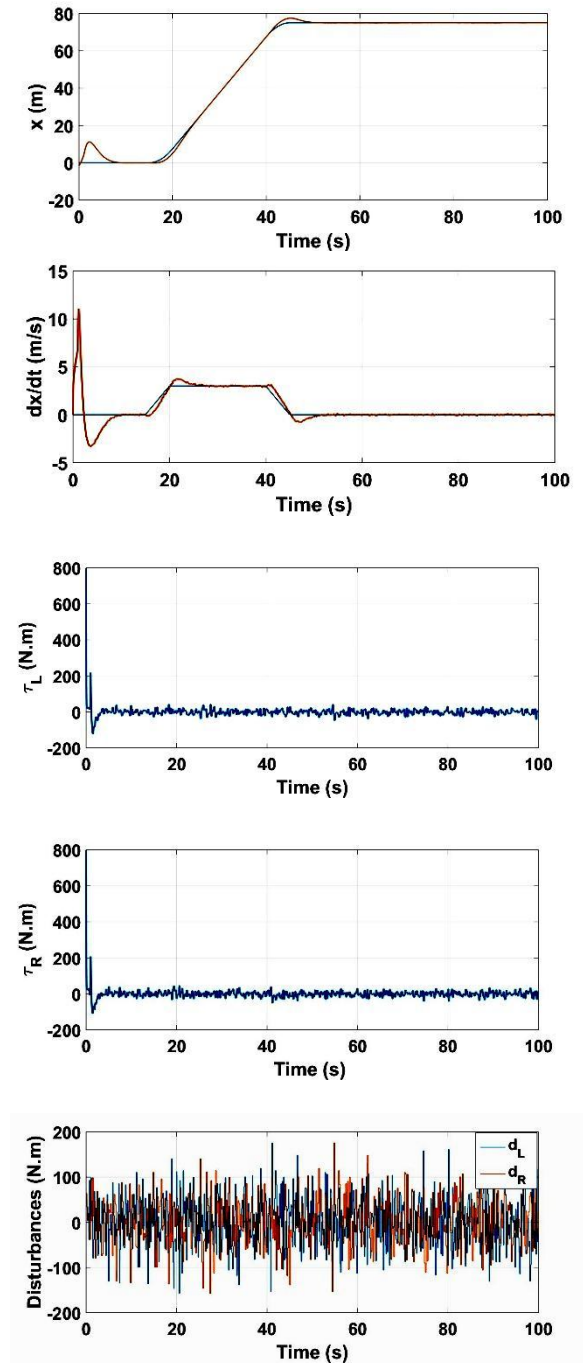
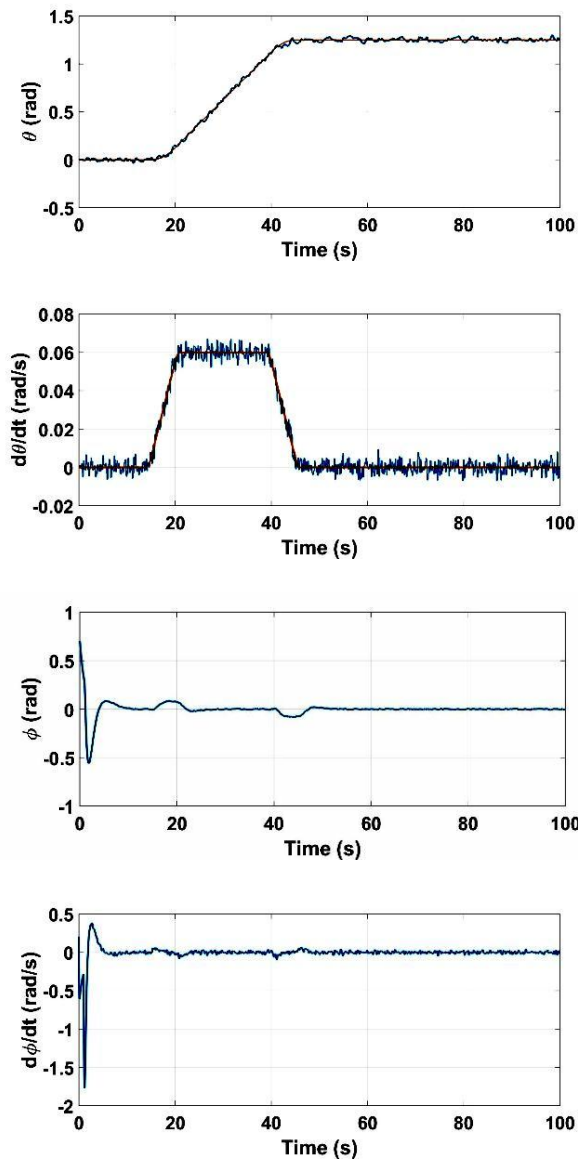


Fig. 2. Tracking angle, stable angle, tracking position, two torques and disturbances are illustrated

This system is able to self-balance and straight velocity, heading angle track reference signal under disturbances. Control forces is continuous.

REFERENCES

- [1] Li, Z., Yang, C., Fan, L. "Advanced Control of Wheeled Inverted Pendulum Systems", Springer Publishing Company, Incorporated, Berlin (2013).

- [2] Mark Spong: "*Energy based control of a class of underactuated mechanical systems*," in Proc. IFAC World Congr., San Francisco, CA, 1996, pp. 431-435.
- [3] Chung, C., Hauser, J. "*Nonlinear control of a swinging pendulum*". Automatica, Vol 31, Issue 6, 1995, 851–862.
- [4] Olfati-Saber, R. "*Nonlinear control of underactuated mechanical systems with application to robotics and aerospace vehicles*". PhD. thesis, Massachusetts Institute of Technology (2001).
- [5] A. van der Schaft " *L_2 - gain analysis of nonlinear systems and nonlinear state feedback control*, IEEE Trans". Automatic Control, Vol 37, Issue 6, 1992, 770-784.
- [6] Khac Duc Do, Gerald Seet "*Motion Control of a Two-Wheeled Mobile Vehicle with an Inverted Pendulum*", Journal of Intelligent & Robotic Systems, Vol 60, Issue 3, 2010, 577-605.
- [7] Zhijun Li a, Yunong Zhang "*Robust adaptive motion/force control for wheeled inverted pendulums*" Automatica, 2010, 1346-1353.
- [8] Wei, Q., Dayawansa, W., Levine, W.: Nonlinear controller for an inverted pendulum having restricted travel. Automatica 31, 841–850 (1995).
- [9] Krstic, M., Kanellakopoulos, I., Kokotovic, P.: Nonlinear and Adaptive Control Design. Wiley, New York (1995).

**TỔNG HỢP BỘ ĐIỀU KHIỂN PHI TUYẾN CHO Ổ ĐỖ TỪ CHỦ ĐỘNG
BẰNG PHƯƠNG PHÁP BARRIER LYAPUNOV**

**NONLINEAR CONTROL FOR AN ACTIVE MAGNETIC BEARING
USING BARRIER LYAPUNOV METHOD**

Nguyễn Danh Huy^{1,3}, Nguyễn Tùng Lâm^{1,3}, Nguyễn Trung Đức^{2,3}

¹Bộ môn Tự động hóa công nghiệp - Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

²Viện Đo lường Việt Nam

³Viện Điều khiển và Tự động hóa - Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Email: huy.nguyendanh@hust.edu.vn; lam.nguyentung@hust.edu.vn; ducnt.vmi@gmail.com;

Abstract:

A new and simple controller design procedure for high performance active magnetic bearings (AMB) is presented here. The nonlinear dynamics of the AMB are derived by applying basic laws for electro-mechanical systems. The Backstepping control using Barrier function is employed to design a controller that regulate the AMB rotor at the origin. The effectiveness of the proposed control is verified through a set of numerical simulations.

Keywords:

Active magnetic bearing, backstepping, Barrier Lyapunov.

Tóm tắt:

Bài báo trình bày cách thiết kế bộ điều khiển cho ổ đỡ từ chủ động. Mô hình động học mang tính phi tuyến của ổ đỡ từ được xây dựng dựa trên các định luật cơ học và điện từ. Phương pháp backstepping sử dụng hàm Barrier được áp dụng để thiết kế bộ điều khiển kiểu đóng ngắt có khả năng giữ trục rotor ở vị trí cân bằng. Phạm vi điều chỉnh vị trí của rotor được giới hạn bằng phương pháp Barrier Lyapunov. Tính đúng đắn của bộ điều khiển đề xuất được kiểm chứng thông qua mô phỏng.

Từ khóa:

Active magnetic bearing, backstepping, Barrier Lyapunov.

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
B	T	Cảm ứng từ
H	A/m	Cường độ từ trường
E	J	Năng lượng từ trường
A_g	m^2	Diện tích tiếp xúc cực nam châm điện
g	m	Khoảng cách khe hở không khí
μ		Độ từ thẩm
V_i		Hàm Lyapunov
R	Ω	Điện trở cuộn dây
m	kg	Khối lượng của Rotor
x_0	m	Khe hở không khí danh định

i_0	A	Dòng điện danh định
L_s	mH	Tự cảm của cuộn dây
P	N	Trọng lực

Chữ viết tắt

AMB	Active Magnetic Bearing - ổ đỡ từ chủ động
-----	--

1. MỞ ĐẦU

Ổ bi cơ khí đã có tuổi đời cả ngàn năm, với tác dụng giảm ma sát, hỗ trợ cho các cơ cấu quay và trượt. Do có tiếp xúc cơ khí giữa ổ bi và trục, tuổi thọ và bôi trơn bảo dưỡng là hai vấn đề khiến ổ bi cơ khí khó có thể áp dụng những môi trường khắc nghiệt, quá nóng hoặc quá lạnh, hoặc trong các ứng dụng có chức năng đặc biệt. Gần đây, với sự phát triển của

kỹ thuật điều khiển và công nghệ bán dẫn, ổ đỡ từ đã dần thay thế ổ bi truyền thống trong các hệ thống đòi hỏi chất lượng truyền động cao, độ ồn nhỏ, hoặc những ứng dụng không được có sự xuất hiện của dầu bôi trơn [1].

Mặc dù có thể ứng dụng rộng khắp từ các lĩnh vực như y tế, công nghiệp hay hàng không vũ trụ nhưng có bản chất không ổn định, nên việc mô hình hóa và thiết kế các bộ điều khiển cho ổ đỡ từ đã và đang thu hút được sự tham gia của nhiều nhà nghiên cứu. Một trong các phương pháp kinh điển trong việc điều khiển ổ đỡ từ là tuyến tính hóa mô hình ổ đỡ từ xung quanh điểm làm việc rồi sử dụng các lý thuyết điều khiển như PID để ổn định đối tượng [2]. Trong các nghiên cứu của mình, các tác giả của [3] trình bày phương pháp điều khiển bền vững, sau khi đã tuyến tính hóa mô hình phi tuyến ổ đỡ từ một bậc tự do quanh điểm cân bằng. Bên cạnh việc điều chỉnh hệ số PID để điều khiển lực không cân bằng và xoay hồi chuyển, việc điều chỉnh lệch tâm của trục rotor cũng là một hướng nghiên cứu hợp lý khi đối tượng AMB muốn thay đổi điểm trạng thái làm việc theo yêu cầu.

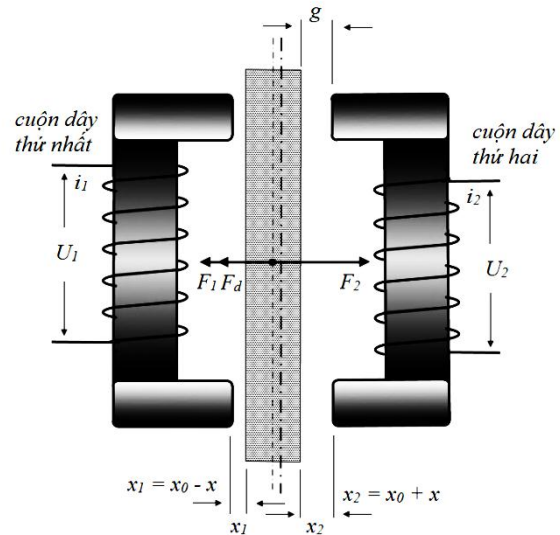
Mặc dù việc tuyến tính hóa đối tượng đem lại nhiều lựa chọn trong thiết kế phương pháp điều khiển, nhưng về bản chất, khi tuyến tính hóa một đối tượng, ta đã đưa một đối tượng có mô hình phi tuyến trở thành một đối tượng tuyến tính, và điều này chỉ chính xác khi đối tượng làm việc trong một điểm hay một số hữu hạn điểm. Khi đối tượng dưới tác động của nhiễu, hoặc đơn giản thay đổi yêu cầu hoạt động không còn nằm trong lân cận điểm làm việc cũ (hay điểm cân bằng tĩnh), các mô hình và phép biến đổi tuyến tính hóa không còn giữ được giá trị. Nhằm giải quyết vấn đề này, việc áp dụng bộ điều khiển ngay trên mô hình phi tuyến của đối tượng được trình bày trong [8].

Thừa kế tinh thần của bài báo [8], với mục tiêu ổn định trục nâng tại vị trí cân bằng, tại bài báo này, các tác giả thiết kế bộ điều khiển cho ổ đỡ từ hai cực trực tiếp trên mô hình phi tuyến của hệ thống dựa trên thuật toán backstepping có áp dụng chặn giá trị biên bằng phương pháp Barrier Lyapunov. Tín hiệu điều khiển lần lượt được thiết kế cho cả hai cực từ theo kiểu đóng ngắt. Phương án điều khiển được minh chứng qua một số kịch bản mô phỏng cho thấy tính hiệu quả cao trong việc ổn định trục nâng. Nội dung của bài báo được trình bày trong bốn phần, mở đầu với việc mô hình hóa hệ thống ở phần 2. Các bước thiết kế bộ điều khiển được trình bày chi tiết

trong phần 3. Tính ổn định của hệ kín được chứng minh trong phần 4, tiếp theo là một số kết quả mô phỏng được đưa ra trong phần 5.

2. MÔ HÌNH HÓA HỆ THỐNG Ổ ĐỠ TỪ

Đối tượng nghiên cứu là hệ thống ổ đỡ từ chủ động (hình H.1), trong đó trục rotor được nâng bởi hai nam châm điện đối diện nhau, có nhiệm vụ giữ trục rotor ở vị trí cân bằng.



H.1. Hệ thống AMB

Phương trình động học của hệ thống bao gồm phương trình động học của rotor và phương trình điện từ của nam châm điện.

2.1. Phương trình điện từ

Gọi B_g là cảm ứng từ, H_g là cường độ từ trường, E là năng lượng từ trường, tích trữ trong khe hở không khí g , A_g là diện tích mặt tiếp xúc cực nam châm, g là khe hở không khí, I là dòng điện trong cuộn dây, N là số vòng dây, phương trình năng lượng từ trường tích trữ trong khe hở không khí được biểu diễn như sau:

$$E = \frac{1}{2} \int_V H \cdot B dV = \frac{1}{2} B_g H_g A_g 2g \quad (1)$$

Nếu rotor bị dịch chuyển đi một khoảng bằng ∂g thì lực điện từ F bằng với vi phân từng phần của năng lượng từ trường với khe hở không khí được sinh ra:

$$F = \frac{\partial E}{\partial g} = B_g H_g A_g = \frac{\mu_g N^2 I^2 A_g}{4g^2} \quad (2)$$

2.2. Các phương trình động lực học

Xét với mô hình AMB theo H.1, phương trình biểu

điện động học của trục rotor dưới sự tác động của hai lực trục giao F_1 , F_2 và Lực nhiễu tải F_d theo định luật II Newton như sau:

$$m\ddot{x} = F_1 - F_2 + F_d \quad (3)$$

trong đó,

$$F_1 = \frac{\mu_g N^2 i_1^2 A_g}{4x_1^2} = \frac{K}{4} \left(\frac{i_1}{x_1} \right)^2 \quad (4)$$

$$F_2 = \frac{\mu_g N^2 i_2^2 A_g}{4x_2^2} = \frac{K}{4} \left(\frac{i_2}{x_2} \right)^2 \quad (5)$$

với x_1 và x_2 là khe hở không khí, i_1 , i_2 là các dòng điện trong các lõi cuộn dây tương ứng và hệ số $K = \mu_g N^2 A_g$ (6)

Mặt khác, theo định luật Kirchhoff thứ hai thu được phương trình cân bằng điện áp dưới đây:

$$u_1 = Ri_1 + L_s \frac{di_1}{dt} + \frac{K}{2} \frac{d}{dt} \left(\frac{i_1}{x_1} \right) \quad (7)$$

$$u_2 = Ri_2 + L_s \frac{di_2}{dt} + \frac{K}{2} \frac{d}{dt} \left(\frac{i_2}{x_2} \right) \quad (8)$$

Giả thiết (x_0, i_0, u_0) đại diện cho các trạng thái danh định của hệ thống, còn x_1 , i_1 và u_1 lần lượt là vị trí, dòng điện và điện áp của cuộn dây thứ nhất của hệ thống AMB, tương ứng x_2 , i_2 và u_2 là vị trí, dòng điện và điện áp của cuộn dây thứ hai, từ đó sẽ thu được các phương trình sau:

$$x_1 = x_0 - x \quad x_2 = x_0 + x \quad (9)$$

$$i_1 = i_0 - i \quad i_2 = i_0 + i \quad (10)$$

$$u_1 = u_0 - u \quad u_2 = u_0 + u \quad (11)$$

Thay thế các biểu thức (9), (10) và (11) vào (7) và (8). Sau đó, thay thế (4) và (5) vào (3) nhận được mô hình phi tuyến mô tả hệ thống AMB đã cho như sau:

$$\begin{cases} \dot{x} = v \\ \dot{v} = \frac{K}{4m} \left(\frac{i_1}{x_0 - x} \right)^2 - \frac{K}{4m} \left(\frac{i_2}{x_0 + x} \right)^2 + \frac{F_d}{m} \\ \dot{i}_1 = \frac{2}{2L_s} \frac{x_0 - x}{x_0 - x + K} \left[-Ri_1 - \frac{K}{2} \frac{i_1}{x_0 - x} v i_1 + u_1 \right] \\ \dot{i}_2 = \frac{2}{2L_s} \frac{x_0 + x}{x_0 + x + K} \left[-Ri_2 + \frac{K}{2} \frac{i_2}{x_0 + x} v i_2 + u_2 \right] \end{cases} \quad (12)$$

3. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN

Nhận thấy mô hình động học của hệ thống đã cho trong hệ phương trình (12) là hệ phi tuyến, thỏa mãn điều kiện truyền ngược chặt. Vì vậy trong bài báo này, phương pháp Barrier Backstepping sẽ được sử dụng để thiết kế bộ điều khiển với đầu vào điều khiển là u_1 , u_2 . Phương pháp thiết kế Barrier Backstepping bao gồm ba bước được trình bày dưới đây:

Bước 1:

Mục tiêu điều khiển là điều chỉnh đầu ra là vị trí của rotor x theo một giá trị đặt mong muốn là $Y_r(t)$. Đối với phương trình thứ nhất của hệ phương trình (12), giả sử rằng z_1 là tín hiệu sai lệch hệ thống giữa giá trị x và giá trị đặt mong muốn $Y_r(t)$ (khi $Y_r(t) = 0$, trục rotor của hệ thống sẽ được đưa về vị trí cân bằng)

$$z_1 = x - Y_r \quad (13)$$

Chọn hàm Barrier Lyapunov cho hệ thống là:

$$V_1 = \frac{1}{2} \log \frac{k_b^2}{k_b^2 - z_1^2} \quad (14)$$

Trong đó: $k_b = k_{c1} - A_0$ là một hằng số trong z_1 với yêu cầu $|z_1| < k_b$.

Đạo hàm cả hai vế của phương trình thu được

$$\dot{V}_1 = \frac{z_1 \dot{z}_1}{k_b^2 - z_1^2} = \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2} v - \dot{Y}_r \quad (15)$$

Dựa trên phương trình số (15) đạo hàm của hàm Barrier Lyapunov, biến điều khiển ảo v được xác định như sau:

$$v = v_d = -k_1 z_1 \frac{k_b^2 - z_1^2}{k_b^2 - z_1^2} + \dot{Y}_r \quad (16)$$

trong đó k_1 là hằng số dương, v_d là giá trị đặt sẽ làm cho đầu ra x đạt được mục tiêu điều khiển khi giá trị biến điều khiển ảo v bằng giá trị v_d

Bước 2:

Tương tự bước 1, mục tiêu điều khiển của bước 2 là đưa giá trị biến v về bằng với giá trị của biến điều khiển ảo v_d trong bước 1. Đối với phương trình thứ hai của hệ (12) đặt z_2 là tín hiệu sai lệch hệ thống giữa giá trị v và giá trị v_d (hay có thể gọi là hàm điều khiển ảo α_1) như sau:

$$z_2 = v - v_{dk} = v - \alpha_1 \quad (17)$$

Hàm Barrier Lyapunov mới được lựa chọn cho bước 2 là:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (18)$$

Đạo hàm cả hai vế phương trình số (13) thu được:

$$\dot{z}_1 = \dot{x} - \dot{Y}_r = z_2 - k_1 z_1 \quad k_b^2 - z_1^2 \quad (19)$$

Từ phương trình số (17)

$$\dot{z}_2 = \dot{v} - \dot{v}_{dk} \quad (20)$$

Đạo hàm phương trình số (18), sau đó sử dụng các phương trình (17), (19), và (20) thu được:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \frac{z_1 \dot{z}_1}{k_b^2 - z_1^2} + z_2 \dot{z}_2 \\ &= \frac{z_1 z_2}{k_b^2 - z_1^2} - k_1 z_1^2 + z_2 \dot{v} - \dot{\alpha}_1 \end{aligned} \quad (21)$$

Từ phương trình (21) có thể chọn được hàm \dot{v} làm hàm điều khiển ảo như sau:

$$\dot{v} = \dot{\alpha}_1 - k_2 z_2 - \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2} \quad (22)$$

với k_2 là hằng số dương.

Nhận thấy, \dot{v} là hàm điều khiển ảo để v bám theo v_d , qua đó điều khiển x theo vị trí đặt Y_r , từ đó có thể xác định hàm điều khiển \dot{v} theo hai giá trị i_1 và i_2 . Mặt khác, theo phương trình thứ hai của hệ phương trình (12) hàm \dot{v} có thể viết lại như sau:

$$\dot{v} = A_1 \frac{i_1^2}{x_0 - x^2} - A_1 \frac{i_2^2}{x_0 + x^2} + \frac{F_d}{m} \quad (23)$$

với hệ số

$$A_1 = \frac{K}{4m} \quad (24)$$

Rõ ràng, việc xác định hàm \dot{v} qua hai biến chưa biết i_1 và i_2 là khó khăn, do đó cần thực hiện một bước chuyển đổi, để việc tính toán có thể thực hiện một cách dễ dàng hơn, tạo điều kiện cho việc điều khiển hàm v theo giá trị đặt.

Xét thấy, lực điều khiển cuối cùng tác động lên trục rotor bởi hai cuộn dây đối nhau được biểu diễn như sau:

$$F_T = F_1 - F_2 + F_d$$

Trong trường hợp, nếu đề tồn tại song song cùng lúc hai lực F_1, F_2 tương ứng với tồn tại hai dòng điện i_1, i_2 trong hai cuộn dây, thì hệ thống vừa tổn điện năng không cần thiết, lại gây khó khăn trong việc tìm hàm i_1, i_2 điều khiển hàm v theo hàm v_{dk} . Như vậy,

trong bài báo này, để đảm bảo kinh tế trong quá trình vận hành, chiến lược điều khiển được áp dụng là điều khiển luân phiên hai dòng điện theo kiểu đóng ngắt.

Xét hàm D là biến điều khiển duy nhất, được định nghĩa như sau:

$$D = \frac{A_1 i_1^2}{x_0 - x^2} - \frac{A_1 i_2^2}{x_0 + x^2} = \frac{F_1}{m} - \frac{F_2}{m} \quad (25)$$

Thay phương trình số (25) vào phương trình số (23) thu được:

$$\begin{aligned} D &= \dot{v} - \frac{F_d}{m} = \dot{v} - \theta \\ &= \ddot{Y}_r - z_2 \quad k_1 + k_2 - z_2 \quad 1 - k_1^2 - \theta \end{aligned} \quad (26)$$

Để đơn giản trong tính toán, từ này ta gọi $\frac{F_d}{m} = \theta$

Như vậy, khi độ lệch x là mang giá trị âm thì:

$$D > 0 \text{ dẫn đến } i_2^2 = 0 \text{ và } A_1 \frac{i_2^2}{x_0 + x^2} = 0$$

Lúc này, theo phương trình số (26), hàm D có dạng như sau:

$$D = \frac{A_1 i_d^2}{x_0 - x^2} = \dot{v}_d - k_2 z_2 - \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2} - \theta \quad (27)$$

Tương tự, khi độ lệch x là mang giá trị dương (tức trục rotor có xu hướng lệch về phía cuộn dây thứ 1) thì:

$$D < 0 \text{ dẫn đến } i_1^2 = 0 \text{ và } A_1 \frac{i_1^2}{x_0 - x^2} = 0$$

Kết hợp với phương trình (26), hàm D trở thành:

$$D = -\frac{A_1 i_{2d}^2}{x_0 + x^2} = \dot{v}_d - k_2 z_2 - \frac{z_1}{k_{b1}^2 - z_1^2} - \theta \quad (28)$$

Bằng cách sử dụng một hàm điều khiển suy nhất D , ta sẽ lần lượt đưa hàm điều khiển ảo \dot{v} trong một khoảng thời gian bất kỳ, chỉ phụ thuộc vào một dòng điện duy nhất i_1 hoặc i_2 .

Bước 3:

Trong bước cuối cùng này, mục tiêu điều khiển sẽ là đưa giá trị \dot{v} bám theo giá trị đã tìm ra được tại phương trình (22), biến điều khiển thực u_1 và u_2 tương ứng với dòng điện tác động i_1 và i_2 tìm được trong hai trường hợp sau sẽ đưa hệ thống về vị trí ổn định.

Xét trường hợp 1: $x < 0$ hay $D > 0$ khi đó $i_2 = 0$, $u_2 = 0$ và

$$i_{1d}^2 = \frac{x_1^2}{A_1} \dot{v}_d - \theta \quad i_{1d} = x_1 \sqrt{\frac{\dot{v}_d - \theta}{A}} \quad (29)$$

Gọi z_3 là sai lệch giữa giá trị i_1 và giá trị i_{1d} (giá trị i_1 tại đó làm cho hàm \dot{v} đạt giá trị trong phương trình số (22)):

$$z_3 = i_1 - i_{1d} = i_1 - \alpha_2 \quad (30)$$

Từ phương trình số (19) thu được

$$\dot{z}_1 = z_2 - k_1 z_1 \quad k_b^2 - z_1^2 \quad (31)$$

Đạo hàm hai vế của phương trình (17), rồi thay thế phương trình số (22) vào vế phải thì:

$$\dot{z}_2 = \dot{v} - \dot{\alpha}_1 = -k_2 z_2 - \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2} \quad (32)$$

Đạo hàm hai vế phương trình số (30):

$$\dot{z}_3 = \dot{i}_1 - \dot{\alpha}_2 \quad (33)$$

Xét hàm Barrier Lyapunov được lựa chọn sau:

$$V_3 = \frac{1}{2} \log \frac{k_b^2}{k_b^2 - z_1^2} + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_3^2 \quad (34)$$

Đạo hàm hàm Barrier Lyapunov ở phương trình (34) thu được

$$\dot{V}_3 = \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2} + z_2 \dot{z}_2 + z_3 \dot{z}_3 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + z_3 \dot{z}_3 \quad (35)$$

Dựa trên phương trình số (35) của hàm Lyapunov, biến điều khiển u_1 được xác định như sau:

$$u_1 = Ri_1 + \frac{Kvi_1}{2x_0 - x} + \dot{\alpha}_2 - k_3 z_3 \frac{2L_s x_0 - x + K}{4x_0 - x i_1} \quad (36)$$

với các giá trị k_1, k_2, k_3 là các hằng số dương.

Như vậy, trong trường hợp thứ nhất $x < 0$ hay $D > 0$ ta đã tìm được tín hiệu điều khiển u_1 để điều khiển cho hệ thống AMB ổn định về vị trí cân bằng x_0 .

Hoàn toàn tương tự, ở trường hợp thứ 2 với $x > 0$ hay $D < 0$ khi đó: $i_1^2 = 0$, $u_1 = 0$

$$i_{2d}^2 = \frac{x_2^2}{A_1} \theta - \dot{v} \quad i_{2d} = x_2 \sqrt{\frac{\theta - \dot{v}}{A}} \quad (37)$$

Gọi $z_4 = i_2 - i_{2d} = i_2 - \alpha_3$ (38)

Xét hàm Barrier Lyapunov được lựa chọn:

$$V_4 = \frac{1}{2} \log \frac{k_b^2}{k_b^2 - z_1^2} + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_4^2 \quad (39)$$

Đạo hàm hai vế hàm Barrier Lyapunov ở phương trình (39) có:

$$\dot{V}_4 = \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2} + z_2 \dot{z}_2 + z_4 \dot{z}_4 \quad (40)$$

Từ đó, có thể rút ra được hàm điều khiển như sau:

$$u_2 = Ri_2 - \frac{Kvi_2}{2x_0 + x} + \dot{\alpha}_3 - k_4 z_4 \frac{2L_s x_0 + x + K}{4x_0 + x i_1} \quad (41)$$

với các giá trị k_1, k_2, k_4 là các số nguyên dương.

Như vậy, tại bước cuối cùng thiết kế bộ điều khiển, biến điều khiển đầu vào u_1 và u_2 đã lần lượt được xác định để thực hiện mục tiêu điều khiển là ổn định hệ thống về vị trí cân bằng.

4. PHÂN TÍCH SỰ ỔN ĐỊNH CỦA HỆ THỐNG

Do hệ thống AMB trong bài báo có sự luân phiên hoạt động giữa hai cuộn dây. Như vậy, trong một thời điểm bất kỳ, chỉ tồn tại một dòng điện duy nhất (i_1 hoặc i_2) luân phiên nhau, tạo lực hút để điều khiển và giữ rotor tại vị trí cân bằng.

Xét trường hợp 1: $x < 0$ hay $i_2 = 0$

Từ những phương trình số (19), số (32) và số (33), mô hình phi tuyến của hệ thống có thể được viết lại như sau:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - k_1 z_1 \quad k_b^2 - z_1^2 \\ \dot{z}_2 = -k_2 z_2 - \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2} \\ \dot{z}_3 = \dot{i}_1 - \dot{i}_{1d} \end{cases} \quad (42)$$

trong đó:

$$\dot{i}_1 = \frac{2x_0 - x}{2L_s x_0 - x + K} \left[-Ri_1 - \frac{K.v.i_1}{2x_0 - x} + u_1 \right]$$

$$\dot{i}_{1d} = -v \sqrt{\frac{\dot{v}_d - \theta}{A_1}} + \frac{\dot{v}_d x_0 - x}{2\sqrt{A_1} \dot{v}_d - \theta}$$

$$x = z_1 + Y_r$$

$$\dot{v}_d = \dot{v}_{dk} - k_2 z_2 - \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2}$$

$$\dot{v}_{dk} = z_2 + k_1 z_1^3 - k_1 k_b^2 z_1 \quad 3k_1 z_1^2 - k_1 k_b^2$$

$$u_1 = Ri_1 + \frac{Kvi_1}{2x_0 - x} + \dot{\alpha}_2 - k_3 z_3 \frac{2L_s x_0 - x + K}{4x_0 - x i_1}$$

Để chứng minh sự ổn định của hệ thống (42), xét hàm Lyapunov sau:

$$V_{CM1} = \frac{1}{2} \log \frac{k_b^2}{k_b^2 - z_1^2} + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_3^2 \quad (43)$$

Đạo hàm cả hai vế của phương trình số (43) thu được:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{CM1} &= \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2} + z_2 \dot{z}_2 + z_3 \dot{z}_3 \\ &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 \end{aligned} \quad (44)$$

do k_1, k_2, k_3 là các hằng số dương nên $\dot{V}_{CM1} < 0$.

Hệ phi tuyến cho bởi hệ phương trình số (42) là ổn định theo tiêu chuẩn ổn định Lyapunov.

Tương tự: xét trường hợp 2: $x > 0$ hay $i_1 = 0$

Từ những phương trình (19), (32) và (38), mô hình phi tuyến của hệ thống có thể được viết lại như sau:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - k_1 z_1 \frac{k_b^2 - z_1^2}{k_b^2 - z_1^2} \\ \dot{z}_2 = -k_2 z_2 - \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2} \\ \dot{z}_4 = \dot{i}_2 - \dot{i}_{2d} \end{cases} \quad (45)$$

trong đó:

$$\dot{i}_2 = \frac{2x_0 + x}{2L_s x_0 + x + K} \left[-Ri_2 + \frac{K.v.i_2}{2x_0 + x} + u_2 \right]$$

$$\dot{i}_{2d} = v \sqrt{\frac{\theta - \dot{v}_d}{A}} - \frac{\dot{v}_d x_0 + x}{2\sqrt{A} \theta - \dot{v}_d}$$

$$x = z_1 + Y_r$$

$$\dot{v}_d = \dot{v}_{dk} - k_2 z_2 - \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2}$$

$$\ddot{v}_d = \ddot{v}_{dk} - k_2 \dot{z}_2 - \dot{z}_1 \left(\frac{1}{k_b^2 - z_1^2} + \frac{2z_1^2}{k_b^2 - z_1^2} \right)$$

$$\dot{v}_{dk} = z_2 + k_1 z_1^3 - k_1 k_b^2 z_1 \quad 3k_1 z_1^2 - k_1 k_b^2$$

$$u_2 = Ri_2 - \frac{Kvi_2}{2x_0 + x} + \dot{\alpha}_3 - k_4 z_4 \frac{2L_s x_0 + x + K}{4x_0 + x i_1}$$

Để chứng minh sự ổn định của hệ thống (45), xét hàm Lyapunov sau:

$$V_{CM2} = \frac{1}{2} \log \frac{k_b^2}{k_b^2 - z_1^2} + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_4^2 \quad (46)$$

Đạo hàm cả hai vế của phương trình số (43) thu được:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{CM2} &= \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2} + z_2 \dot{z}_2 + z_4 \dot{z}_4 \\ &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_4 z_4^2 \end{aligned} \quad (47)$$

do k_1, k_2, k_4 là các hằng số dương nên $\dot{V}_{CM2} < 0$.

Hệ phi tuyến cho bởi hệ phương trình số (45) là ổn định theo tiêu chuẩn ổn định Lyapunov.

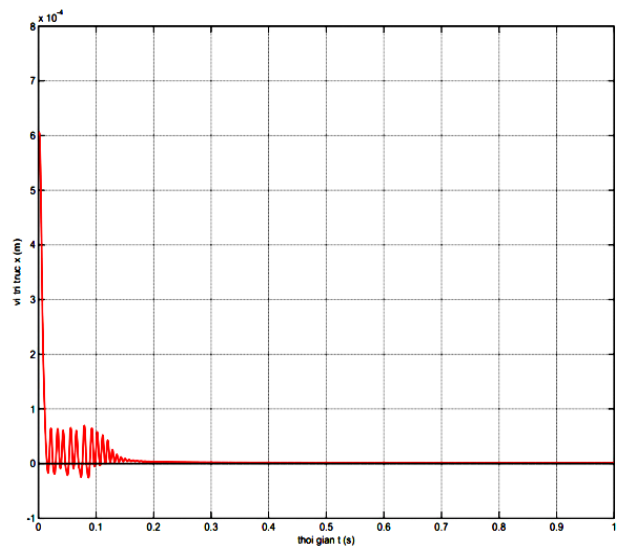
5. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Với các thông số đã cho ở bảng 1:

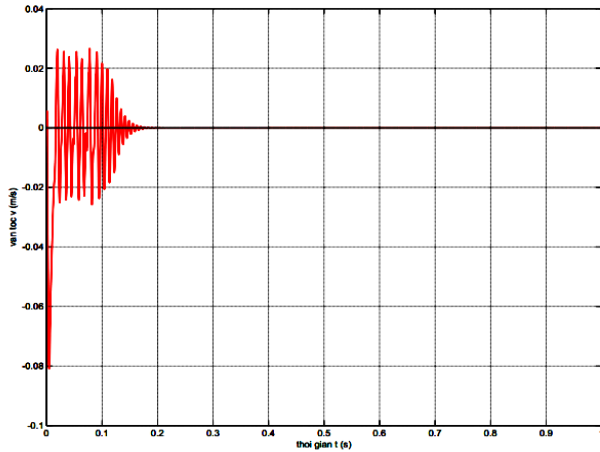
Bảng 1. Các thông số

Thông số	Đơn vị
Khe hở không khí danh định (g)	0.001m
Số vòng dây trong mỗi cuộn (n)	400
Điện trở cuộn dây (R)	1 Ohms
Diện tích mặt cắt ngang khe hở không khí (A)	0.0001m ²
Khối lượng rotor (m)	11 kg
Vị trí ban đầu của rotor (x)	0.0006 m
Độ từ thẩm khe hở không khí (μ_0)	1.256*10 ⁻⁶
Nhiều (N)	25.5 N

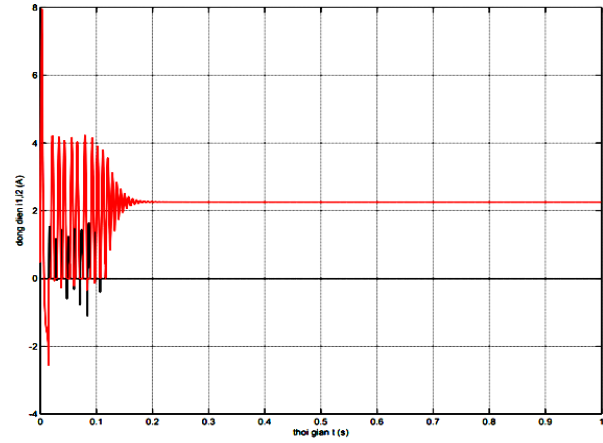
Giả thiết, thời điểm ban đầu trục rotor đang nằm cách vị trí cân bằng 0.6 mm. Khi có tín hiệu điều khiển, bộ điều khiển làm việc và đưa trục rotor đến vị trí cân bằng.



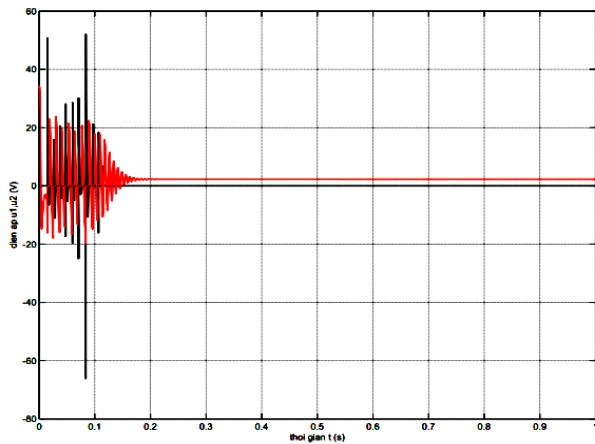
H 2. Độ dịch chuyển của trục rotor



H 3. Vận tốc dịch chuyển vị trí rotor v



H 5. Đáp ứng dòng điện i_1 (đen) và i_2 (đỏ)



H 4. Đáp ứng điện áp u_1 (đen) và u_2 (đỏ)

Kết quả mô phỏng nhận thấy, sự hiệu quả của bộ điều khiển trong việc ổn định vị trí rotor. Đáp ứng dòng điện và điện áp hoàn toàn phù hợp với điều kiện thực tế.

6. KẾT LUẬN

Phương pháp thiết kế phi tuyến cho ổ đỡ từ chủ động hai cực một bậc tự do đã được đề xuất trong bài báo. Tín hiệu điều khiển dưới dạng điện áp kiểu đóng ngắt được đề xuất theo phương pháp Barrier backstepping chặn đầu ra áp dụng trên mô hình phi tuyến của hệ. Giới hạn được độ quá điều chỉnh đầu ra của hệ thống. Tính ổn định của hệ thống kín được chứng minh bằng giải tích và minh họa qua mô phỏng. Hướng nghiên cứu khả thi tiếp theo của bài báo sẽ nhằm vào khả năng thích nghi của hệ với các biến động của tham số và nhiễu loạn.

LỜI CẢM ƠN

Các tác giả xin gửi lời cảm ơn tới Viện Kỹ thuật điều khiển và Tự động hóa – Trường Đại học Bách khoa Hà Nội vì đã hỗ trợ nhóm tác giả trong quá trình nghiên cứu.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Chiba A.; Fukao T.; Ichikawa O.; Oshima M., Takemoto M. and Dorrell D.G., “*Magnetic Bearings and Bearingless Drives*” 1st edition, Elsevier, Burlington, 2005.
- [2] Theodore K.Psonis, Pantelis G. Nikolakopoulos, and Epaminondas Mitronikas, “*Design of a PID Controller for a Linearized Magnetic Bearing*” in International Journal of Rotating Machinery , Volume 2015, Article ID 656749.
- [3] Michael G. Farmakopoulos, Michalis D.Thanou, Pantelis G. Nikolakopoulos, Anthony P. Tzes, Chris A. Papadopoulos, “*A Control Model of Active Magnetic Bearings*” in 3rd International Conference of Engineering Against Failure (ICEAF III), 26-28 June 2013, Kos, Greece.
- [4] Fuat Gurleyen, Çagri Bahadir, “*Adaptive Control Strategy for Active Magnetic Bearings*” in 9th IFAC Workshop "Adaptation and Learning in Control and Signal Process" (ALCOSP'07), August 29-31, 2007, Saint Petersburg, Russia.
- [5] Abdul-Hadi G. Abulrub, Clifford R. Burrows, M. Necip Sahinkaya, Patrick S. Keogh, “*Active control of Active Magnetic Bearings to prevent Rotor-bearing contact*” in Proceedings of International Mechanical Engineering Congress and Exposition 2006, November 5-10, 2006, Chicago, Illinois, USA, IMECE2006-13993.

- [6] Beat Aeschlimann, "*Control Aspects of high precision Active Magnetic Bearings*", Dortor's Thesis No. 2489 (2001) École Polytechnique Fédérale de Lausanne a.k.a Swiss Federal Institute of Technology in Lausanne.
- [7] H. Du, N. Zhang, J. C. Ji & W. Gao, "*Robust fuzzy control of an active magnetic bearing subject to voltage saturation*," IEEE transactions on control systems technology : a publication of the IEEE Control Systems Technology, 18 (1), pp. 164-169, 2010.
- [8] Đức Nguyễn Trung, Lâm Nguyễn Tùng, Khánh Phan Phú, Huy Nguyễn Danh, Địch Nguyễn Quang, "*Điều khiển phi tuyến ổ bi từ chủ động*", Hội nghị toàn quốc lần thứ 3 về Điều khiển và Tự động hóa, VCCA - 2015.
- [9] Krstić, M.; Kanellakopoulos I.; Kokotović, P.: *Nonlinear and Adaptive Control Design*. John Wiley & Sons, Inc., New York 1995.
- [10] Nguyễn Phùng Quang: "*Matlab & Simulink*", NXB Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội, 2006.

ĐIỀU KHIỂN TUYẾN TÍNH HÓA CHÍNH XÁC TRMS

Nguyễn Như Hiền¹, Đinh Văn Nghiệp^{1(*)}, Nguyễn Doãn Phước²

¹Trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp Thái Nguyên

² Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

(*)nghepk36-tdh@tnut.edu.vn

Tóm tắt:

Trong bài báo, một bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác từng phần được thiết kế cho Twin Rotor MIMO System (TRMS) dựa trên mô hình động học Euler-Lagrange đầy đủ và chính xác hơn so với mô hình của hãng chế tạo, đã được nhóm tác giả công bố ở chuyên san Điều khiển và Tự động hóa số 11 tháng 12 năm 2014, nhằm đạt được các chỉ tiêu chất lượng mong muốn.

Từ khóa:

Tuyến tính hóa chính xác từng phần, Twin Rotor MIMO System, TRMS.

Abstract:

This paper presents Euler-Lagrange dynamic model that is more accurate and fuller than manufacturer's one based partial exact linearization controller design for Twin Rotor MIMO System (TRMS), was published authors in the Journal Control and Automation of December 11, 2014, to achieve desired quality criteria.

Keywords:

Partial exact linearization, Twin Rotor MIMO System, TRMS.

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa	Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
$\alpha_{v/h}$	rad	Vị trí trong mặt phẳng đứng/bằng	m_{ms}	kg	Khối lượng vành bảo vệ rotor chính
$\alpha_{m/t}$	rad	Vị trí góc cánh quạt rotor chính/phụ	l_t	m	Chiều dài phần phụ của thanh ngang
g	m/s ²	Gia tốc trọng trường	l_m	m	Chiều dài phần chính của thanh ngang
m	kg	khối lượng	$r_{m/ts}$	m	Bán kính vành bảo vệ rotor chính/phụ
J_1	kgm ²	Momen quán tính của thanh ngang	$r_{mm/t}$	m	Bán kính rotor động cơ chính/phụ
m_{T1}	kg	Tổng khối lượng của thanh ngang	J_2	kgm ²	Momen quán tính của thanh đối trọng
l_{T1}	m	Trọng tâm của thanh ngang	m_b	kg	Khối lượng của thanh đối trọng
m_t	kg	Khối lượng phần phụ của thanh ngang	m_{T2}	kg	Tổng khối lượng của thanh đối trọng
m_{tr}	kg	Khối lượng động cơ phụ	m_{cb}	kg	Khối lượng của đối trọng
m_{ts}	kg	Khối lượng vành bảo vệ rotor phụ	l_{T2}	m	Trọng tâm của thanh đối trọng
m_m	kg	Khối lượng phần chính của thanh ngang	l_b	m	Chiều dài của thanh đối trọng
m_{mr}	kg	Khối lượng động cơ chính	l_{cb}	m	Khoảng cách từ đối trọng đến điểm quay

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
r_{cb}	m	Bán kính của đối trọng
L_{cb}	m	Chiều dài của đối trọng
J_3	kgm^2	Momen quá tính của chốt quay
J_4	kgm^2	Momen quá tính phần sau của chốt quay
m_h	kg	Khối lượng của chốt quay
m_{hl}	kg	Khối lượng phần sau của chốt quay
h	m	Chiều dài của chốt quay
h_l	m	Chiều dài phần sau của chốt quay
J_{mm}	kgm^2	Momen quán tính của rotor động cơ
$J_{m/tp}$	kgm^2	Momen quán tính của cánh quạt rotor chính/phụ
$\omega_{m/t}$	rad/s	Tốc độ góc động cơ truyền động cánh quạt rotor chính/phụ
$J_{m/tr}$	kgm^2	Momen quán tính của rotor chính/phụ
H	m	Chiều cao từ mặt đế đến chốt quay
k_g		Hệ số hiệu ứng Gyroscope
M_v	Nm	Tổng hợp momen trong mặt phẳng đứng
M_h	Nm	Tổng hợp momen trong mặt phẳng bằng
$M_{m/t}$	Nm	Tổng hợp momen tác động lên rotor chính/phụ
$B_{m/tr}$	kgm^2/s	Hệ số ma sát nhớt của động cơ chính/phụ
$B_{v/h}$	kgm^2/s	Hệ số ma sát nhớt của khớp quay trong mặt phẳng đứng/bằng
$F_{v/h}$	Nm	Ma sát trượt khớp quay trong mặt phẳng đứng/bằng
$\tau_{m/t}$	Nm	Momen điện từ của động cơ truyền động cánh quạt rotor chính/phụ

Chữ viết tắt

TRMS	Twin Rotor MIMO System
MIMO	multiple input – multiple output



H.1. Twin Rotor MIMO System

1. GIỚI THIỆU

Twin Rotor MIMO System (TRMS), như H.1, là hệ thí nghiệm được phát triển bởi Feedback Instrument Ltd (Feedback Co., 1998) cho các thí nghiệm điều khiển hệ nhiều vào nhiều ra, gồm một hệ thống cơ khí với hai khâu, một khâu nằm ngang được nối với bộ qua một khớp quay và một khâu vuông góc với khâu nằm ngang được nối qua một khớp quay khác với 2 cánh quạt ở hai đầu. Chuyển động trong mặt bằng của hệ do rotor chính, chuyển động trong mặt bằng do rotor phụ. Cả hai rotor được truyền động bởi hai động cơ một chiều, có thể điều chỉnh tốc độ quay.

TRMS có đặc tính khí động học giống máy bay trực thăng, là hệ phi tuyến và có tác động xen kênh mạnh. Việc thiết kế bộ điều khiển cho TRMS để có được chất lượng đáp ứng đầu ra tốt là một thách thức lớn đối với các nhà khoa học. Nó đã và đang nhận được nhiều sự quan tâm của các nhà nghiên cứu trong nước và trên thế giới, đã có nhiều công trình nghiên cứu được công bố về áp dụng các phương pháp điều khiển cho TRMS. Tuy nhiên, các kết quả mô phỏng kiểm chứng cho thấy đáp ứng đầu ra mặc dù bám được theo lượng đặt nhưng còn có độ sai lệch lớn. Vì vậy trong bài báo này các tác giả đề xuất thiết kế bộ điều khiển cho TRMS dựa trên mô hình Euler-Lagrange của đối tượng.

Phần còn của bài báo được tổ chức như sau: Giới thiệu về mô hình đối tượng và thiết kế bộ điều khiển trong phần 2. Mô phỏng và kiểm chứng bộ điều khiển trong phần 3. Kết luận và việc nghiên cứu tiếp theo trong phần 4.

2. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN

2.1. Phương trình Euler-Lagrange của chuyển động

Hàm Lagrange của hệ TRMS được xây dựng từ tổng

động năng và thế năng, lấy từ tài liệu [2] có dạng như sau:

$$L = \frac{a_1}{2} \dot{\alpha}_v^2 + \frac{1}{2} (a_5 + a_4 \cos^2 \alpha_v) \dot{\alpha}_h^2 + a_6 \omega_t \dot{\alpha}_v + a_7 \omega_m \dot{\alpha}_h \cos \alpha_v + \frac{a_6}{2} \omega_t^2 + \frac{a_7}{2} \omega_m^2 - b_1 \sin \alpha_v + (a_2 \sin \alpha_v - a_3 \cos \alpha_v) \dot{\alpha}_v \dot{\alpha}_h + b_2 \cos \alpha_v \quad (1)$$

trong đó:

$$a_1 = J_1 + J_2 + J_{tr}; a_2 = m_{T2} l_{T2} h; a_3 = m_{T1} l_{T1} h$$

$$a_4 = J_1 + J_{mr} - J_2; b_1 = m_{T1} l_{T1} g; b_2 = m_{T2} l_{T2} g$$

$$a_5 = J_3 + J_4 + m_{T2} h^2 + m_{T1} h^2 + J_2$$

$$a_6 = J_{tr}; a_7 = J_{mr}; \dot{\alpha}_t = \omega_t; \dot{\alpha}_m = \omega_m$$

$$J_1 = \left(\frac{1}{3} m_t + m_{tr} + m_{ts} \right) l_t^2 + \left(\frac{1}{3} m_m + m_{mr} + m_{ms} \right) l_m^2 + \frac{1}{2} m_{ms} r_{ms}^2 + m_{ts} r_{ts}^2 + \frac{1}{2} m_{tr} r_{mt}^2 + \frac{1}{2} m_{mr} r_{mm}^2$$

$$m_{T1} = m_t + m_{tr} + m_{ts} + m_m + m_{mr} + m_{ms}$$

$$l_{T1} = \frac{(m_m/2 + m_{mt} + m_{ms}) l_m - (m_t/2 + m_{tr} + m_{ts}) l_t}{m_{T1}}$$

$$J_2 = \frac{1}{3} m_b l_b^2 + m_{cb} l_{cb}^2 + \frac{1}{4} m_{cb} r_{cb}^2 + \frac{1}{12} m_{cb} L_{cb}^2$$

$$m_{T2} = m_b + m_{cb}, \quad l_{T2} = \frac{m_b l_b/2 + m_{cb} l_{cb}}{m_{T2}},$$

$$J_4 = \frac{m_{h1} h_1^2}{3}, \quad J_4 = \frac{m_{h1} h_1^2}{3}$$

Áp dụng phương trình chuyển động Lagrange:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial L}{\partial q} = M_{ex} \quad (2)$$

với

$$q = [\alpha_v \quad \alpha_h \quad \alpha_m \quad \alpha_t]^T$$

sẽ có được phương trình động học Euler-Lagrange của TRMS như sau:

$$M\ddot{q} + C\dot{q} + G = M_{ex} \quad (3)$$

trong đó

$$\ddot{q} = [\ddot{\alpha}_v \quad \ddot{\alpha}_h \quad \ddot{\alpha}_m \quad \ddot{\alpha}_t]^T, \quad \dot{q} = [\dot{\alpha}_v \quad \dot{\alpha}_h \quad \dot{\alpha}_m \quad \dot{\alpha}_t]^T$$

$$G = [b_2 \sin \alpha_v + b_1 \cos \alpha_v \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T$$

$$M_{ex} = [M_v \quad M_h \quad M_m \quad M_t]^T$$

và

$$M = \begin{bmatrix} a_1 & z_1 & 0 & a_6 \\ z_2 & z_3 & a_7 \cos \alpha_v & 0 \\ 0 & a_7 \cos \alpha_v & a_7 & 0 \\ a_6 & 0 & 0 & a_6 \end{bmatrix}$$

$$z_1 = a_2 \sin \alpha_v - a_3 \cos \alpha_v$$

$$z_2 = a_2 \sin \alpha_v - a_3 \cos \alpha_v$$

$$z_3 = a_5 + a_4 \cos^2 \alpha_v$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & n_1 & 0 & 0 \\ n_2 & -a_4 \sin \alpha_v \cos \alpha_v \dot{\alpha}_v & 0 & 0 \\ 0 & -a_7 \dot{\alpha}_v \sin \alpha_v & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$n_1 = \sin \alpha_v (a_4 \dot{\alpha}_h \cos \alpha_v + a_7 \omega_m)$$

$$n_2 = -a_4 \sin \alpha_v \cos \alpha_v \dot{\alpha}_h - a_7 \omega_m \sin \alpha_v + (a_2 \cos \alpha_v + a_3 \sin \alpha_v) \dot{\alpha}_v$$

$$M_v = l_m k_{fv} \dot{\alpha}_m |\dot{\alpha}_m| w - k_{tr} \dot{\alpha}_t |\dot{\alpha}_t| - B_v \dot{\alpha}_v - F_v \text{sign}(\dot{\alpha}_v) - k_g l_m k_{fv} \dot{\alpha}_m |\dot{\alpha}_m| w \dot{\alpha}_h \cos \alpha_v$$

với

$$w = \frac{1}{1 - \left(\frac{r_{mr}}{4(H + l_m \sin \alpha_v)} \right)^2}$$

$$M_h = l_t k_{ft} \dot{\alpha}_t |\dot{\alpha}_t| \cos \alpha_v - k_{tm} \dot{\alpha}_m |\dot{\alpha}_m| \cos \alpha_v - B_h \dot{\alpha}_h - F_h \text{sign}(\dot{\alpha}_h) - C_c (\alpha_h - \alpha_{h0})$$

$$M_m = \tau_m - \text{sign}(\dot{\alpha}_m) k_{tv} \dot{\alpha}_m^2 - B_{mr} \dot{\alpha}_m$$

$$M_t = \tau_t - \text{sign}(\dot{\alpha}_t) k_{th} \dot{\alpha}_t^2 - B_{tr} \dot{\alpha}_t$$

Như vậy, từ mô hình Euler-Lagrange thu được ở trên có thể thấy ngay được rằng hệ TRMS có dạng thiếu cơ cấu chấp hành với 2 đầu vào và 4 đầu ra.

2.2. Thiết kế bộ điều khiển

Trước tiên, mô hình (3) của hệ có thể viết lại như sau:

$$M\ddot{q} + C\dot{q} + G = M_{ex}$$

hay

$$\begin{cases} M_{11}\ddot{q}_1 + M_{12}\ddot{q}_2 + C_{11}\dot{q}_1 + C_{12}\dot{q}_2 + \phi_1 = 0 \\ M_{21}\ddot{q}_1 + M_{22}\ddot{q}_2 + C_{21}\dot{q}_1 + C_{22}\dot{q}_2 + \phi_2 = \begin{bmatrix} \tau_m \\ \tau_t \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4)$$

trong đó

$$q_1 = [\alpha_v \quad \alpha_h]^T, \quad q_2 = [\alpha_m \quad \alpha_t]^T$$

$$M_{11} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \sin \alpha_v - a_3 \cos \alpha_v \\ a_2 \sin \alpha_v - a_3 \cos \alpha_v & a_5 + a_4 \cos^2 \alpha_v \end{bmatrix}$$

$$M_{12} = \begin{bmatrix} 0 & a_6 \\ a_7 \cos \alpha_v & 0 \end{bmatrix}, \quad M_{21} = \begin{bmatrix} 0 & a_7 \cos \alpha_v \\ a_6 & 0 \end{bmatrix}$$

$$M_{22} = \begin{bmatrix} a_7 & 0 \\ 0 & a_6 \end{bmatrix}$$

và

$$C_{11} = \begin{bmatrix} 0 & \sin \alpha_v (a_4 \dot{\alpha}_h \cos \alpha_v + a_7 \omega_m) \\ x & -a_4 \sin \alpha_v \cos \alpha_v \dot{\alpha}_v \end{bmatrix}$$

$$x = -a_4 \sin \alpha_v \cos \alpha_v \dot{\alpha}_h - a_7 \omega_m \sin \alpha_v + (a_2 \cos \alpha_v + a_3 \sin \alpha_v) \dot{\alpha}_v$$

$$C_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C_{21} = \begin{bmatrix} 0 & -a_7 \dot{\alpha}_v \sin \alpha_v \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C_{22} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

cũng như

$$\phi_1 = \begin{bmatrix} b_2 \sin \alpha_v + b_1 \cos \alpha_v - M_v \\ -M_h \end{bmatrix}$$

$$\phi_2 = \begin{bmatrix} \text{sign}(\omega_m) k_{tv} \omega_m^2 + B_{mv} \omega_m \\ \text{sign}(\omega_t) k_{th} \omega_t^2 + B_{tr} \omega_t \end{bmatrix}$$

Từ (4) suy ra được:

$$\begin{cases} M_{11} \ddot{q}_1 + M_{12} \ddot{q}_2 + C_{11} \dot{q}_1 + C_{12} \dot{q}_2 + \phi_1 = 0 \\ M_{21} \ddot{q}_1 + M_{22} \ddot{q}_2 + C_{21} \dot{q}_1 + C_{22} \dot{q}_2 + \phi_2 = \begin{bmatrix} \tau_m \\ \tau_t \end{bmatrix} \end{cases}$$

hay

$$\begin{cases} \ddot{q}_2 = -M_{12}^{-1} (M_{11} \ddot{q}_1 + C_{11} \dot{q}_1 + C_{12} \dot{q}_2 + \phi_1) \\ M_{21} \ddot{q}_1 + M_{22} \ddot{q}_2 + C_{21} \dot{q}_1 + C_{22} \dot{q}_2 + \phi_2 = \tau \end{cases} \quad (5)$$

trong đó

$$\tau = \begin{bmatrix} \tau_m \\ \tau_t \end{bmatrix}$$

Bài toán điều khiển TRMS được đặt ra ở đây là thành phần các biến khớp thứ nhất là q_1 phải bám tiệm cận theo được quỹ đạo mẫu cho trước là q_{1r} , trong khi không cần quan tâm tới thành phần biến khớp thứ hai là q_2 . Khi đó ta có thể thấy ngay được rằng với bộ điều khiển thứ nhất (sau đây sẽ được gọi là bộ điều khiển vòng trong):

$$\begin{aligned} \tau &= M_{21} \ddot{q}_1 + C_{21} \dot{q}_1 + \phi_2 \\ &\quad - M_{22} M_{12}^{-1} (M_{11} \ddot{q}_1 + C_{11} \dot{q}_1 + C_{12} \dot{q}_2 + \phi_1) \\ &= (M_{21} - M_{22} M_{12}^{-1} M_{11}) \ddot{q}_1 + C_{21} \dot{q}_1 + C_{22} \dot{q}_2 \\ &\quad + \phi_2 - M_{22} M_{12}^{-1} (C_{11} \dot{q}_1 + C_{12} \dot{q}_2 + \phi_1) \end{aligned} \quad (6)$$

tức là:

$$\tau = D \ddot{q}_1 + \varphi(q, \dot{q}) \quad (7)$$

trong đó

$$\begin{cases} \varphi(q, \dot{q}) = C_{21} \dot{q}_1 + C_{22} \dot{q}_2 + \phi_2 \\ \quad - M_{22} M_{12}^{-1} (C_{11} \dot{q}_1 + C_{12} \dot{q}_2 + \phi_1) \\ D = M_{21} - M_{22} M_{12}^{-1} M_{11} \end{cases}$$

hệ kín sẽ có mô hình biến khớp, được suy ra từ bộ điều khiển (7) và mô hình đối tượng (5) như sau:

$$D \ddot{q}_1 = Dv \Leftrightarrow \ddot{q}_1 = v \quad (8)$$

Nói cách khác, bộ điều khiển vòng trong (7) đã tuyến tính hóa được thành phần biến khớp q_1 của đối tượng điều khiển (4) trong toàn bộ không gian các biến khớp. Đó cũng chính là lý do bộ điều khiển vòng trong, lúc này được viết lại thành:

$$\tau = Dv + \varphi(q, \dot{q}) \quad (9)$$

có tên gọi là bộ điều khiển tuyến tính hóa chính xác.

Hiển nhiên, thành phần biến khớp q_1 mặc dù đã được tuyến tính hóa, song hệ vì có dạng tích phân bậc hai (8), nên không ổn định.

Tiếp theo, để điều khiển thành phần biến khớp q_1 không ổn định này bám tiệm cận theo được quỹ đạo mẫu q_{1r} cho trước, ta sẽ sử dụng thêm bộ điều khiển vòng ngoài:

$$v = \ddot{q}_{1r} + K_1 e_1 + K_2 \dot{e}_1 \quad (10)$$

trong đó:

$$e_1 = q_{1r} - q_1$$

là ký hiệu của sai lệch bám và K_1, K_2 là hai ma trận đối xứng xác định dương tùy chọn.

Bộ điều khiển vòng ngoài (10) này sẽ làm cho sai lệch bám e_1 tiến tiệm cận về 0, vì từ (8) và (10) ta có:

$$\ddot{q}_1 = \ddot{q}_{1r} + K_1 \dot{e}_1 + K_2 \dot{e}_1$$

tức là

$$\ddot{q}_1 = \ddot{e}_1 + K_1 \dot{e}_1 + K_2 \dot{e}_1$$

hay hệ tự trị:

$$\begin{pmatrix} \dot{e}_1 \\ \ddot{e}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & I \\ -K_1 & -K_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_1 \\ \dot{e}_1 \end{pmatrix} = K \begin{pmatrix} e_1 \\ \dot{e}_1 \end{pmatrix}$$

có:

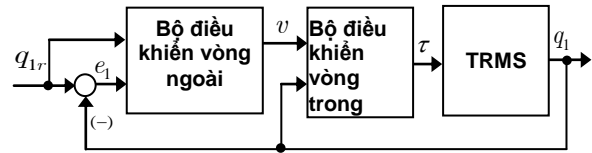
$$K = \begin{pmatrix} 0 & I \\ -K_1 & -K_2 \end{pmatrix}$$

là ma trận Hurwitz.

Khi đã bổ sung thêm bộ điều khiển mạch vòng ngoài, toàn bộ phần điều khiển của hệ sẽ có mô hình:

$$\tau = D(\ddot{q}_{1r} + K_1 \dot{e}_1 + K_2 e_1) + \varphi(q, \dot{q}) \quad (11)$$

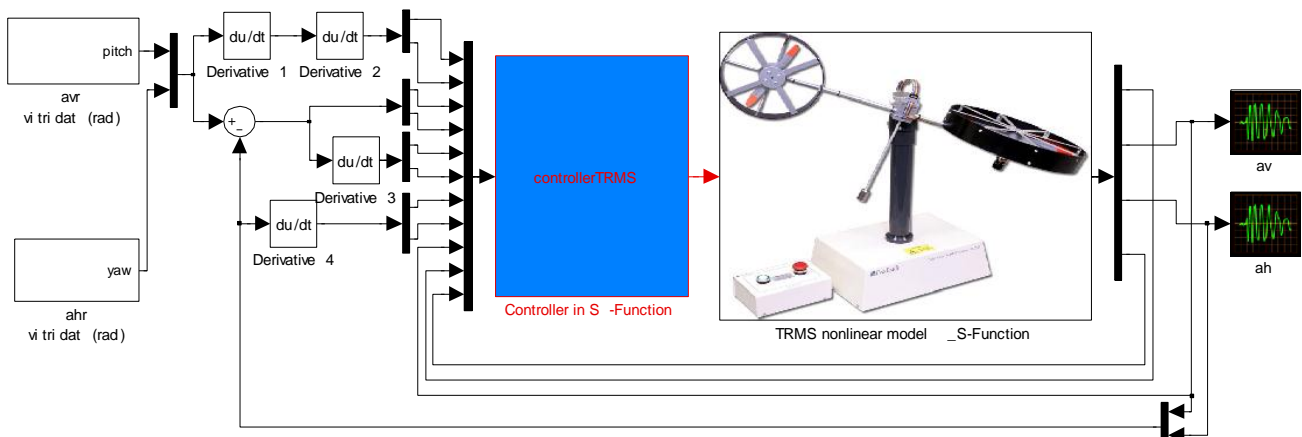
Hình H.2 mô tả toàn bộ hệ thống điều khiển bám được xây dựng dựa theo nguyên tắc tuyến tính hóa chính xác thành phần biến khớp q_1 .



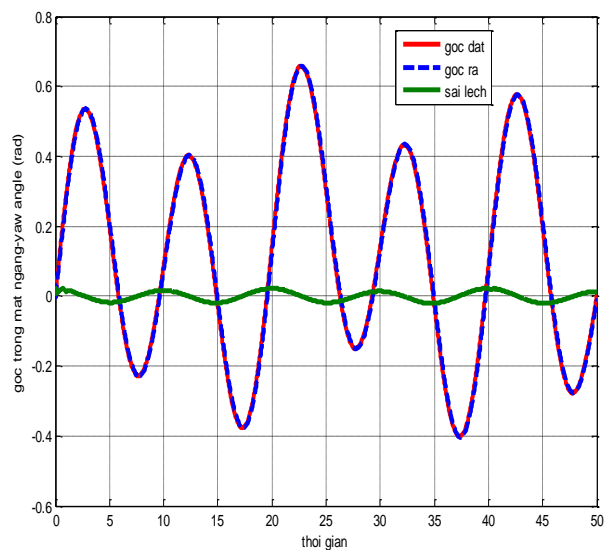
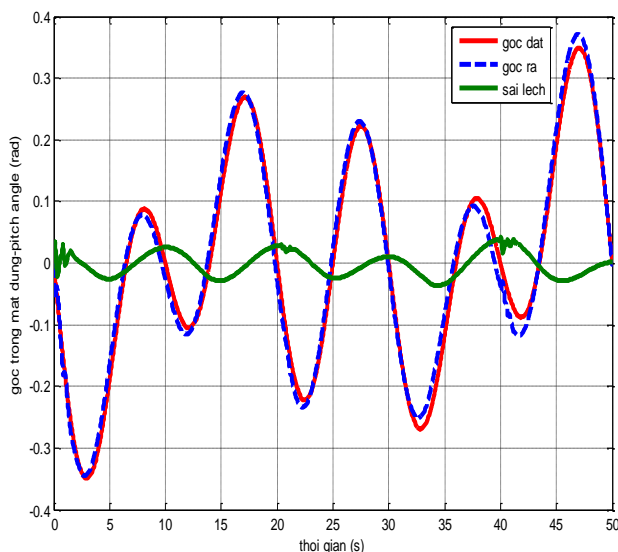
H.2. Cấu trúc điều khiển TRMS

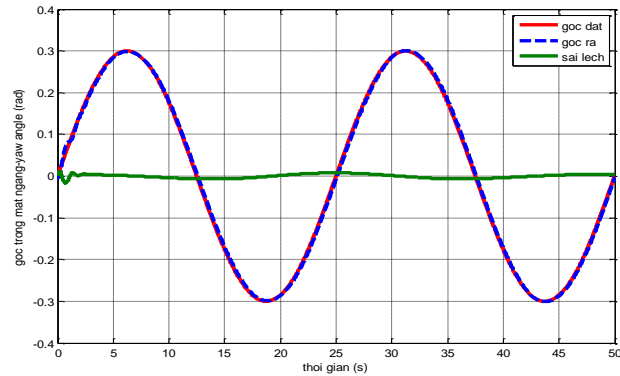
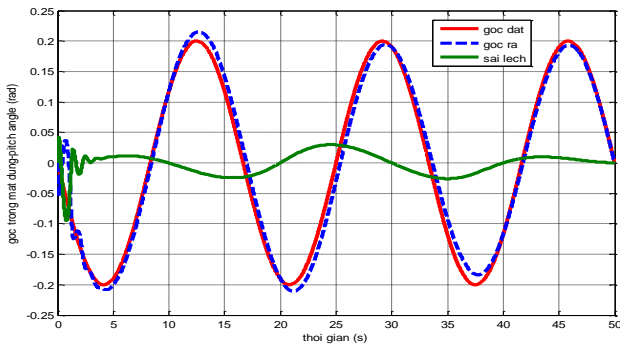
3. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Để kiểm chứng và đánh giá hiệu quả của bộ điều khiển thiết kế cho TRMS tiến hành mô phỏng hệ thống sử dụng matlab-simulink dựa vào các tham số ở bảng 1, mô hình bộ điều khiển và đối tượng được viết dưới dạng S-Function. Để đơn giản tác giả lập trình bộ điều khiển vòng trong và vòng ngoài trong một S-Function. Vị trí góc đầu ra của hệ $av/h=av/h$ (av =pitch angle, ah =yaw angle), vị trí đặt tương ứng $q_{1r} = [avr \ ahr]^T$. Để xét đến ảnh hưởng xen kênh của, chạy mô phỏng đồng thời 2 bậc tự do với 2 tín hiệu đặt đầu vào. Chọn $K1=1.I$, $K2=100.I$. Kết quả mô phỏng cho các đáp ứng đầu ra như sau:

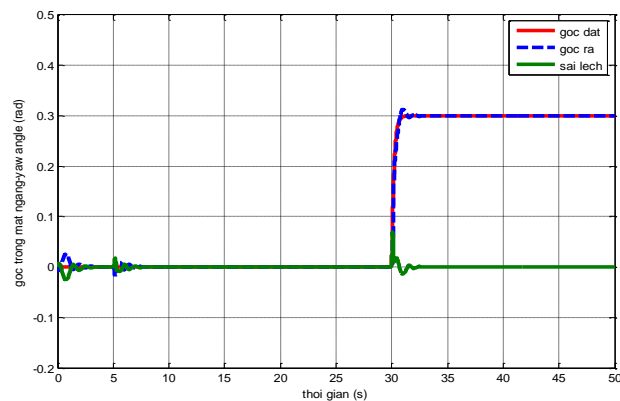
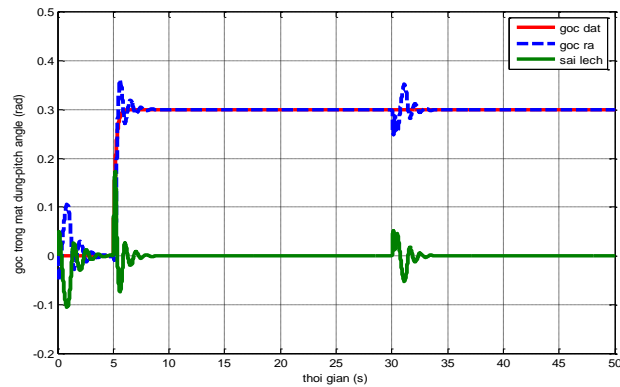


H.3. Cấu trúc mô phỏng điều khiển TRMS





H.4. Đáp ứng vị trí góc của TRMS trong 2 mặt phẳng với tín hiệu đặt sine



H.5. Đáp ứng vị trí góc của TRMS trong 2 mặt phẳng với tín hiệu đặt dạng step

Bảng 1. Thông số mô phỏng của TRMS

l_t	0.282 m	k_g	0.05
l_m	0.254 m	h	$6e-2$ m
l_b	0.265 m	h_l	0.02 m
l_{cb}	0.25 m	m_{hl}	0.05 kg
r_{ms}	0.155 m	m_h	0.09 kg
r_{ts}	0.1 m	g	9.81 m/s^2
m_{tr}	0.221 kg	L_c	$3e-2$ m
m_{mr}	0.236 kg	r_{cb}	$1e-2$ m
m_{cb}	0.068 kg	H	0.5 m
m_m	0.014 kg	r_{mt}	0.007 m
m_t	0.015 kg	r_{mm}	0.007 m
m_b	0.022 kg	m_{mrr}	0.042 kg
m_{ts}	0.119 kg	m_{trr}	0.016 kg
m_{ms}	0.219 kg	k_{chp}	0.00854
J_{mr}	$21.624e-5 \text{ kgm}^2$	J_{tr}	$3.1432e-5 \text{ kgm}^2$
B_{mr}	$4.5e-5 \text{ kgm}^2/\text{s}$	B_{tr}	$2.3e-5 \text{ kgm}^2/\text{s}$
k_{tv}	$23.03e-6$	k_{th}	$10e-6$
B_v	$0.6e-2 \text{ Nms/rad}$	F_v	$0.1e-2 \text{ Nms/rad}$
B_h	0.1 Nms/rad	F_h	0.01 Nms/rad
C_c	0.016 Nm/rad	α_{h0}	-0.4602 rad

4. KẾT LUẬN

Trong bài báo này, chuyển động theo hai bậc tự do của TRMS được xét đến. Mô hình toán học của TRMS dạng Euler-Lagrange được thiết kế sử dụng MATLAB/SIMULINK. Bộ điều khiển được thiết kế để điều khiển chuyển động trong hai mặt của hệ. Đặc tính của bộ điều khiển thiết kế được kiểm chứng với các tín hiệu đặt. Kết quả cho thấy rằng TRMS bám theo quỹ đạo yêu cầu một cách chính xác và hiệu quả. Trong các nghiên cứu tiếp theo tác giả sẽ hoàn thiện bộ điều khiển với thiết bị thực.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Feedback Instruments Ltd(2010) ,Twin Rotor Mimo System Advanced Teaching Manual 1. 33-007-4M5.
- [2] Nguyễn Như Hiển, Đinh Văn Nghiệp, Mô hình động học của hệ thống twin rotor MIMO. Tạp chí Tự động hóa ngày nay, Tháng 12/2014.
- [3] Saber, R.O. (2001), Nonlinear control of under-actuated mechanical systems with application to robotics and aerospace vehicles, Dissertation MIT.
- [4] Spong, M.W. (1994), Partial feedback linearization of under-actuated mechanical systems Proceedings of the IEEE Int. Conference on Intelligent Robotics and Systems, Vol. 1, pp. 314-321.
- [5] Avila-Vilchis, J. C., Brogliato, B., Dzul, R., & Lozano, R(2003) Nonlinear modelling and control of helicopters. Automatica, 39(9), 1583–1596.
- [6] Ahmad, S. M., Chipperfield, A. J., & Tokhi, M. O (2000) Dynamic modelling and optimal control of a twin rotor MIMO system. In Proceedings of the 2000 IEEE international conference on national aerospace and electronics (pp. 391–398).
- [7] Ahmad, S. M., Shaheed, M. H., Chipperfield, A. J., & Tokhi, M. O (2000) Nonlinear modelling of a twin rotor MIMO system using radial basis function networks. In Proceedings of the 2000 IEEE international conference on national aerospace and electronics (pp. 313–320).

PHẦN 5

ĐIỀU KHIỂN TRUYỀN ĐỘNG ĐIỆN

MODEL PREDICTIVE CONTROL OF A PERMANENT MAGNET LINEAR SYNCHRONOUS MOTOR BASED ON MULTI PARAMETRIC PROGRAMMING AND EXACT LINEARIZATION

ĐIỀU KHIỂN DỰ BÁO ĐỘNG CƠ TUYẾN TÍNH ĐỒNG BỘ KÍCH THÍCH VĨNH CỬU SỬ DỤNG QUY HOẠCH NHIỀU THAM SỐ VÀ TUYẾN TÍNH HÓA CHÍNH XÁC

Đào Phương Nam¹, Nguyễn Hồng Quang², Nguyễn Như Hiền²

¹Trường Đại học Bách khoa Hà Nội, ² Trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp Thái Nguyên

Email: nam.daophuong@hust.edu.vn

Abstract:

Linear motors have many advantages in compare with rotary motors due to directly creating linear motion without gears or belts,... It is hard to apply online model predictive controller for electro-mechanism systems with input, output and state constraints because it requires the good ability in calculations of microcontroller and the nonlinear property of these models. In this paper, the exact linearization is applied to obtain the corresponding linear model and we propose the offline model predictive control law based on multi-parametric programming (MPP) for permanent magnet linear synchronous motors (PMLSM) to remarkably reduce amount of calculation. Several simulation results show the ability of proposed method in this paper.

Keywords:

Permanent magnet linear synchronous motors, Model predictive controller, Multi-parametric programming, Exact Linearization.

List of Symbols

L_{sd}, L_{sq}	dq _ axis inductance H
m, R_s	Mass, Resistance of primary section kg, Ω
$\underline{u}_s, \underline{i}_s$	Vector of primary section current and voltage V, A
v, v_e, w_e	Mechanical, Electrical Speed m/s , Electrical Velocity (Rad/s)
F_m, F_c	Electromagnetic, load force N
$i_{sd}, i_{sq}, u_{sd}, u_{sq}, q$	components of the primary Current, Voltage A, V .
p, ψ_p	Number of Poles, Vector of Pole Flux Wb
x_p, θ	Pole position m, Rad

1. INTRODUCTION

The topic of linear motor control has been the focus of active research in the recent years. Many nonlinear control laws have been applied for linear motor, such as adaptive fuzzy-neural network method in [2],... In 2006, Jul-Ki Seok et al., proposed sensorless control technique for permanent magnet synchronous motor based on back electro-motive force [3]. The rotor-position-tracking proportional-integral (PI) controller is used to estimate rotor velocity to control the position error to zero [3]. In 2002, Li-Chen Fu et al., presented the adaptive backstepping control law for linear induction motor in presence of friction dynamic effect [4]. The differential flatness of motor is an important property and Delaleau et al., pointed out the flatness based controller for PMLSM in [5]. Model predictive control (MPC) has been widely adopted by process control to address optimization problems. In [7], a nonlinear model predictive control (NMPC) strategy requires the formulation of an optimization problem and with linear models the

MPC problem is typically a quadratic or linear program and there exists a variety of numerical methods and software. In 2013, Shan Chai et al., develops new results on the use of model predictive control in the presence of constraints to regulate the speed of a permanent magnet synchronous motor [6].

In [6], the control design used a linearized state-space representation of the nonlinear dynamic model that describes the dynamics and a quadratic programming (QP) procedure to solve the resulting on-line optimization problem.

However, the numerical complexity of linear MPC may be a reasonable challenge and it is limited in its industrial such as motor control,... In order to overcome this obstacle, we propose the control law based on combining multi-parametric programming and exact linearization is described as follows:

- The exact linearization make the closed-loop system linear in an input/output sense with necessary and sufficient conditions for input/output linearizability via static state feedback are derived.

The offline MPC solution is approached by employing the principles of multi-parametric nonlinear programming and in particular the first-order Karush-Kuhn-Tucker (KKT) optimality conditions [7].

2. PROBLEM STATEMENTS

The PMLSM (in Fig.1) is described by the following dynamic equations [1, 6]:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{T_{sd}}i_{sd} + \frac{2\pi}{\tau} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} v i_{sq} + \frac{1}{L_{sd}} u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{2\pi}{\tau} v \frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} - \frac{i_{sq}}{T_{sq}} + \frac{u_{sq}}{L_{sq}} - \frac{2\pi}{\tau} v \frac{\psi_p}{L_{sq}} \\ F_m = \frac{3p\pi}{2\tau} \psi_p + L_{sd} - L_{sq} i_{sd} i_{sq} \\ F_m - F_c = \frac{m}{p} \frac{dv_e}{dt} \\ \frac{dx_p}{dt} = v \end{cases} \quad (1)$$

Remark 1: This result is equivalent to the previous results in [1, 6] based on the conversion between rotary and linear speed.

The control objective is to find the input control to achieve the desired speed while obtaining the minimum of the cost function in the presence of constraints:

$$\begin{aligned} \underline{u}^* &= \underset{\underline{u} \in U}{\operatorname{argmin}} J \underline{u}, \underline{x} \\ &= \underset{\underline{u} \in U}{\operatorname{argmin}} \sum_{k=0}^{N-1} \underline{x}_k^T Q \underline{x}_k + \underline{u}_k^T R \underline{u}_k + \underline{x}_N^T P \underline{x}_N \end{aligned}$$

subject to: $\underline{x}_{k+1} = A \underline{x}_k + B \underline{u}_k$; $k = 0, 1, 2, \dots, N$

Where P, Q are symmetric positive semi-definite matrices and R is symmetric positive definite matrix, N is predictive horizon

$$\begin{cases} \underline{x}_k \in X = \{ \underline{x} \in \mathbb{R}^n : G \underline{x} \leq \underline{\omega} \} \\ \underline{u}_k \in U = \{ \underline{u} \in \mathbb{R}^n : M \underline{u} \leq \underline{\mu} \} \end{cases}$$

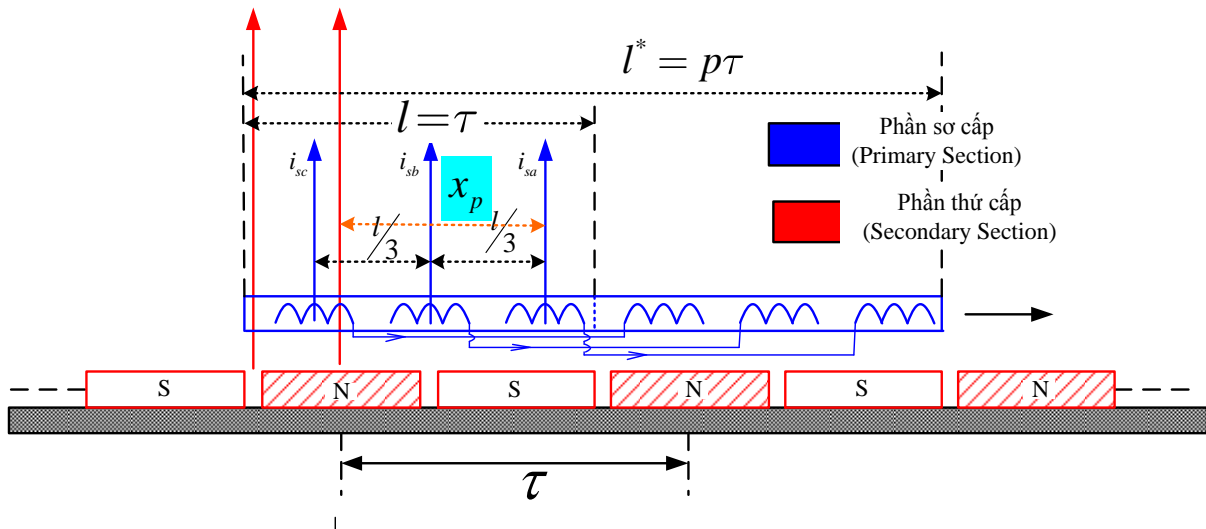


Fig. 1. The structure of permanent magnet linear synchronous motors (PMLSM), corresponding coordinate frame

3. MAIN RESULTS

Lemma 1 [1]:

By using the state feedback or the coordinate transformation (2), we obtain the exact linearized PMLSM:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_{sd}}{T_{sd}} x_1 \\ \frac{L_{sq}}{T_{sq}} x_2 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & -\frac{2\pi}{\tau} L_{sq} x_2 \\ 0 & L_{sq} & \frac{2\pi}{\tau} L_{sd} x_1 + \psi_p \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Remark 2: (2) is the development from the previous state feedback in [1], which applied to PMSM.

Algorithm 1.

We propose the model predictive control law based on exact linearization and multi-parametric programming for PMLSM as follows:

Step1: We implement the conversion from the optimal control problem in nonlinear model (1) to linear model (3) based on the state feedback (2), obtain the cost function (4) with constraints:

$$\begin{cases} \dot{\underline{z}} = A\underline{z} + B\underline{w} \\ \underline{y} = C\underline{z} \end{cases} \quad (3)$$

$$\underline{u}^* = \underset{\underline{u} \in U}{\operatorname{argmin}} \sum_{k=0}^{N-1} \underline{x}_k^T Q \underline{x}_k + \underline{u}_k^T R \underline{u}_k + \underline{x}_N^T P \underline{x}_N \quad (4)$$

Step 2: Based on the transformation

$\underline{z} = \underline{u} + H^{-1} F^T \underline{x} \in Z \quad \underline{x} \subseteq \mathbb{R}^{Nm}$, we obtain the optimal control problem (5)

$$\underline{z}^* = \underset{\underline{z} \in Z}{\operatorname{argmin}} \frac{1}{2} \underline{z}^T H \underline{z} \quad (5)$$

Step 3: By selecting arbitrary vector $\underline{x}_0 \in X$ and using the KKT Technique to find the result of (5), we obtain $\underline{z}_0 \in Z \quad \underline{x}_0$ and $\underline{\lambda}_0$;

Step 4: From the sign of $\underline{\lambda}_0$, we find the index k correspond to the positive number to separate $\tilde{G}, \tilde{W}, \tilde{S}$ from the matrices G, W, S ;

B5: We have some results as follows:

$$\underline{z} \quad \underline{x} = H^{-1} G^T \tilde{G} H^{-1} \tilde{G}^T \tilde{W} + \tilde{S} \underline{x} \quad (6)$$

where $\underline{x} \in RX_0 \subseteq X$, in which, RX_0 is obtained from the relation

$$\tilde{\lambda} = -\tilde{G} H^{-1} \tilde{G}^T \tilde{W} + \tilde{S} \underline{x} > 0 \quad (7)$$

B6: Determining the set of X/RX_0 and we come back the step 3, 4, 5 until the obtained set is empty (only implement in finite steps);

Remark 3:

Due to the offline description of the proposed scheme, it is enables to implement constrained model predictive controller without high performance microcontrollers as implemented in [6].

Remark 4:

Due to the depending on state of constraint set $Z \quad \underline{x}_0$ (step 3), we have to partition the constraint set X of state (step 4) to obtain the offline algorithm.

Simulation Results.

In this section, we implement our simulation studies to verify the proposed control law based on exact linearization and the parameters of PMLSM is given:

$$\begin{aligned} p &= 2; \quad \tau = 72mm; \quad L_{sd} = 4,7mH; L_{sq} = 4,1mH; \\ \psi_p &= 0,8 \text{ (Wb)}; \quad m_{slide} = 3,5 \text{ kg}; \quad i_{s, no \text{ min al}} = 0,8A; \\ P_{no \text{ min al}} &= 470W; \quad U_{no \text{ min al}} = 380V; R_{sa, sb, sc} = 8,5 \Omega \end{aligned}$$

The simulation of PMLSM investigated by exact linearization approach show it tracks the desired value.

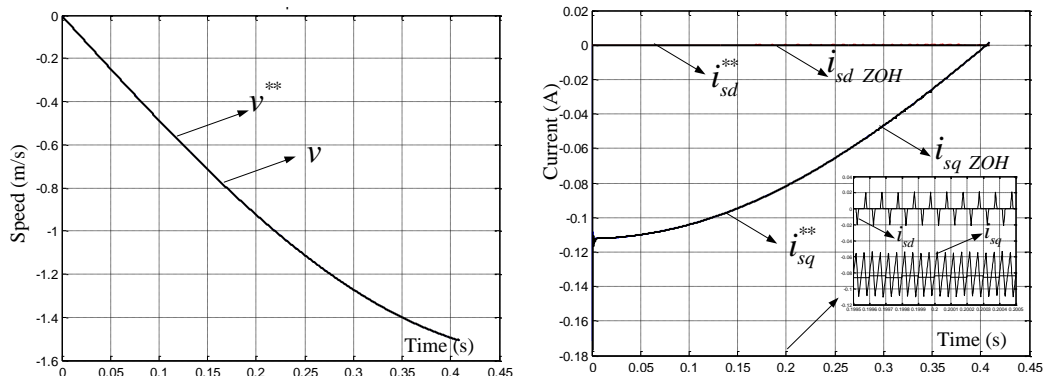


Fig. 2. The behavior of currents and speed in PMLSM

4. CONCLUSION

Based on the combination between exact linearization technique and multi - parametric programming, we proposed an algorithm that utilizes offline model predictive controller. The constraints on both control inputs and states are also

considered in the algorithm. This paper is only a first step in this topic due to the lack of multi - parametric programming in the simulation. The offline model predictive control law based on multi - parametric programming enables to reduce remarkably computation time.

REFERENCES

- [1] Nguyen Phung Quang, Jörg Andreas Dittrich (2008) Vector Control of Three - Phase AC Machines - System Development in the Practice. Springer.
- [2] Faa – Jeng Lin, Po – Hung Shen (2004) A DSP - based Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Servo Drive Using Adaptive Fuzzy Neural - Network Control. Proc. The 2004 IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics, pp. 601 - 606.
- [3] Jul - Ki Seok, Jong - Kun Lee, Dong - Choon Lee (2006) Sensorless Speed Control of Nonsalient Permanent Magnet Synchronous Motor Using Rotor - Position - Tracking PI Controller. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 2, pp.399 - 405.
- [4] Chin - I Huang, Li - Chen Fu (2002) Adaptive Back stepping Speed/Position Control with Friction Compensation for Linear Induction Motor. Proceeding of the 41st IEEE Conference on Decision and Control, USA, pp. 474 - 479.
- [5] Emmanuel Delaleau, Aleksandar M.Stankovic (2004) Flatness-based hierarchical control of the PM synchronous motor. Proceeding of the American Control Conference.
- [6] Shan Chai, Liuping Wang, Eric Rogers (2013) Model predictive control of a permanent magnet synchronous motor with experimental validation. Control Engineering Practice, Vol 21, Issue 11, pp. 1584-1593.
- [7] Alexandra Grancharova, Arne Hohansen, Explicit Nonlinear Model Predictive Control - Theory and Applications. Springer, 2012, ch. 1.

CÁC CẤU TRÚC ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ ROTOR LỒNG SÓC DỰA TRÊN NGUYÊN LÝ TỰA THEO TỪ THÔNG ROTOR

Võ Thanh Hà¹, Nguyễn Phùng Quang²

¹Trường Đại học Giao thông Vận tải, ² Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Email: vothanhha.ktd@utc.edu.vn

Tóm tắt:

Bài báo trình bày một hướng tiếp cận khác về điều khiển động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc theo nguyên lý tựa từ thông rotor, đó là khi bộ điều khiển dòng stator đảm bảo cấp vector dòng điện đáp ứng đầy đủ các yêu cầu *nhANH, chính xác và không tương tác*, kết hợp cùng nghịch lưu nguồn áp, thì lúc này động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc giống như được nuôi bởi nguồn dòng, đảm bảo cung cấp hai thành phần dòng điều khiển từ thông và momen theo yêu cầu của hệ thống. Trên cơ sở đó bài báo đưa ra các cấu trúc điều khiển kết hợp các phương pháp điều khiển tuyến tính và phi tuyến từng mạch vòng trong và ngoài cho động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc. Tính khả thi thực hiện hướng nghiên cứu này được kiểm nghiệm bằng mô phỏng Matlab - Simulink.

Abstract:

The paper presents a different approach to rotor flux oriented control of induction machines, stator current controllers which guarantee “fast, accurate and decoupled” response of stator current combined with the voltage source inverter working as a current source inverter providing field forming and torque producing currents. Based on this, the paper provided control structure which combines linear and nonlinear technique for inner and outer loop of the drive system. The applicability of the proposed control structure is verified through numerical simulations.

Keywords:

Electric drive, Field oriented control, AC motor, Dead-beat control, Flatness-based control, Exact linearization, PI.

Ký hiệu

K. hiệu	Đ.vị	Ý nghĩa	mL	N.m	Momen tải
K. hiệu	Đ.vị	Ý nghĩa	J	kg.m ²	Momen quán tính
usd, uq	V	Điện áp stator dọc và ngang trục	X*		Giá trị đặt của đại lượng X
isd, isq	A	Dòng điện stator dọc và ngang trục	Chữ viết tắt		
Ls, Lr	H	Điện cảm stator, điện cảm rotor	FOC		Field Oriented Control (Điều khiển tựa theo từ thông rotor)
Ts, Tr	s	Hằng số thời gian stator, rotor	ĐCXCBP		Động cơ điện xoay chiều ba pha
σ		Hệ số từ tản toàn phần	ĐCMCKTĐL		Động cơ điện một chiều kích từ độc lập
ω, ω_s	rad/s	Tốc độ góc cơ, tốc độ góc stator	ĐCKĐB-RLS		Động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc
ψ_{rd}	Wb	Từ thông rotor động cơ không đồng bộ	1. ĐẶT VẤN ĐỀ		
im	A	Dòng từ hóa	Ngày nay cấu trúc điều khiển hệ truyền động không đồng bộ (KĐB) hiện đại tựa theo từ thông rotor,		

được sử dụng khá phổ biến. Do nguyên lý này tạo ra một công cụ cho phép nhìn nhận động cơ KĐB-RLS có cùng bản chất vật lý (tạo từ thông và momen quay) như ĐCMCKTĐL [1] và [2]. Trên cơ sở đó, người thiết kế tương đối thoải mái trong việc lựa chọn một luật điều khiển tuyến tính, phi tuyến để giải quyết bài toán bám cho từng mạch vòng. Trong những nghiên cứu về FOC, cấu hình thường thấy là ĐCKĐB-RLS được nuôi bởi nghịch lưu nguồn áp với mạch vòng trong được thiết kế theo các phương pháp điều khiển phi tuyến, trong khi đó, bộ điều khiển vòng ngoài thường là một khâu PI truyền thống, hoặc cả hai mạch vòng này được điều khiển theo cùng một phương pháp phi tuyến hay tuyến tính (chẳng hạn như mạch vòng trong là dead-beat, vòng ngoài là PI [1][2], (H.1), hay cùng theo tuyến tính hóa chính xác [3], nguyên lý phẳng [4], cuộn chiều [7], tựa thụ động [10]). Cấu trúc kinh điển và phương pháp thiết kế trên thì dẫn đến bộ điều khiển dòng tính toán phức tạp (1), đáp ứng momen quay bị trễ nhiều chu kỳ trích mẫu [1],[2],[3] và [4]. Để hoàn thiện hướng nghiên cứu cấu trúc FOC và nâng cao chất lượng truyền động KĐB, thì đã có nhiều đề tài, luận văn tiến sỹ nghiên cứu tập trung vấn đề này. Ở đây bài báo đưa ra một hướng tiếp cận khác trong nghiên cứu về FOC thông qua việc làm rõ vai trò của bộ điều khiển dòng stator trong các hệ truyền động KĐB-RLS. Từ đó đưa ra cách thiết kế điều khiển mạch vòng ngoài độc lập với mạch vòng dòng điện. Với cách tiếp cận này về nguyên lý điều khiển tựa theo từ thông rotor (H.5, H.8, H.9), hứa hẹn có thể đem lại một cấu trúc điều khiển tối ưu cho hệ truyền động KĐB. Theo cách tiếp cận thông thường, mô hình trạng thái đầy đủ của động cơ KĐB-RLS trên hệ tọa độ tựa từ thông rotor bao gồm các phương trình điện mô tả mạch stator, phương trình

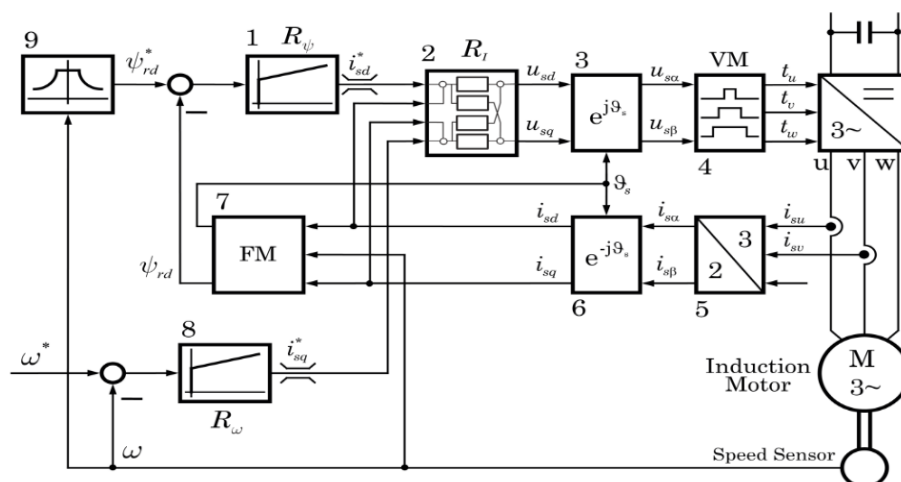
mô tả quá trình từ hóa và phương trình mô tả chuyển động quay.

ĐCKĐB-RLS:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}i_m + \frac{1}{\sigma L_s}u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega i_m + \frac{1}{\sigma L_s}u_{sq} \\ \frac{di_m}{dt} = -\frac{1}{T_r}i_m + \frac{1}{T_r}i_{sd} \\ \frac{d\omega}{dt} = k_m i_{sq} - \frac{z_p}{J}m_L \end{cases} \quad (1)$$

Ta thấy mô hình trạng thái động cơ IM (1) là mô hình phi tuyến bậc 4, kích thước của vector biến trạng thái sẽ tỉ lệ với khối lượng tính toán cần thiết. Vì vậy để giảm khối lượng tính toán bộ điều khiển ta có cách như sau:

- Giải pháp 1: phân tầng điều khiển được sử dụng phổ biến cho hệ truyền động không đồng bộ như H.1. Ở đó, 2 thành phần dòng điện stator (là những đối tượng có động học nhanh) được điều chỉnh ở vòng trong cùng; các đại lượng tốc độ quay và từ thông rotor có động học chậm hơn được điều chỉnh ở vòng bên ngoài. Vì vậy việc xây dựng và cài đặt bộ điều khiển đơn giản hơn, do được tách ra các bộ điều khiển dòng, tốc độ và từ thông.
- Giải pháp 2: khi bộ điều khiển dòng điện stator đáp ứng đầy đủ các yêu cầu “*nhanh, chính xác và không tương tác*”, kết hợp cùng nghịch lưu nguồn áp, thì lúc này động cơ KĐB-RLS giống như được nuôi bởi nguồn dòng. Lúc này mô hình trạng thái của động cơ KĐB-RLS được rút gọn lại như phương trình (3) (*giải pháp này sẽ được làm rõ ở vai trò của bộ điều khiển dòng stator*).



H.1. Cấu trúc kinh điển điều khiển phân tầng ĐCKĐB-RLS theo nguyên lý tựa theo từ thông rotor [1]

2. VAI TRÒ CỦA BỘ ĐIỀU KHIỂN DÒNG STATOR

Cấu trúc điều khiển theo nguyên lý FOC là phải tạo ra được ở phía stator của động cơ một vector dòng điện có hai thành phần dòng i_{sd} (điều khiển từ thông) và i_{sq} (điều khiển momen) theo yêu cầu. Hiện tại có hai cách tạo ra hai thành phần dòng phổ biến được ứng dụng:

- Đối với hệ thống sử dụng nghịch lưu nguồn áp, quá trình tạo ra dòng điện phải xét các phương trình điện áp (hai phương trình đầu (1)). Bộ điều khiển dòng xuất hiện chính là để đảm bảo dòng điện chảy trong mạch stator được tạo ra đúng bằng giá trị mà vòng điều chỉnh bên ngoài (tốc độ và từ thông) mong muốn.
- Đối với hệ thống sử dụng thiết bị nghịch lưu nguồn dòng [2][3][4], nhiệm vụ tạo ra vector dòng điện do bộ nghịch lưu đảm nhiệm không liên quan động cơ.

Với nhận định như trên, bài báo sẽ trình bày hướng nghiên cứu chỉ ra rằng nguyên lý FOC có thể được triển khai theo nhiều cấu trúc khác nhau, bằng nhiều phương pháp thiết kế khác nhau, miễn sao bộ điều khiển dòng stator (kết hợp với nghịch lưu nguồn áp) đáp ứng đầy đủ ba yêu cầu “*nhANH - CHÍNH XÁC - KHÔNG TƯƠNG TÁC*”, ta có thể coi ĐCKĐB- RLS được nuôi bởi nguồn dòng, đảm bảo cung cấp hai thành phần dòng i_{sd} và i_{sq} theo yêu cầu của hệ thống. Khi đó mô hình trạng thái ĐCKĐB-RLS của hai quá trình từ hóa và tạo momen quay trong dải tốc độ định mức được ngắn gọn như (2):

$$\begin{cases} \frac{di_m}{dt} = -\frac{1}{T_r} i_m + \frac{1}{T_r} i_{sd} \\ \frac{d\omega}{dt} = k i_m i_{sq} - \frac{z_p}{J} m_L \end{cases} \quad (2)$$

$$i_m = \frac{\psi_{rd}}{L_m}; \quad k = \frac{3}{2} \frac{z_p^2 L_m^2}{L_r J}$$

với i

Mô hình trạng thái (2) dẫn đến giảm được khối lượng tính toán của bộ điều khiển, đồng thời thời gian đáp ứng momen sau 2 chu kỳ trích mẫu.

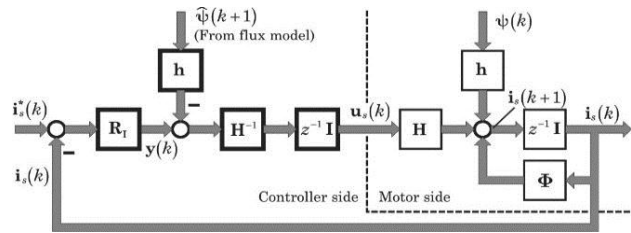
Với tư duy này bộ điều khiển dòng có đặc tính lý tưởng (khả năng áp đặt không trễ dòng điện stator – thời gian đáp ứng tức thời), do đó trên cấu trúc vòng ĐK dòng có thể thay bởi một khâu PT1 với quán tính rất nhỏ, đã cho phép đơn giản hóa công việc thiết kế hệ thống truyền đạt cơ học rất nhiều, đặc biệt hệ thống cơ học có khả năng dao động. Từ đó

người thiết kế sẽ chủ động áp dụng các phương pháp thiết kế cho từng mạch vòng, độc lập với nhau (có thể tuyến tính hoặc phi tuyến). Mỗi phương pháp thiết kế sẽ mang những đặc trưng riêng, phù hợp với từng cấu hình mạch lực, đặc điểm động học cũng như chế độ vận hành cụ thể. Sự kết hợp giữa chúng hứa hẹn có thể đem lại một cấu trúc điều khiển tối ưu cho hệ truyền động KĐB. Tuy nhiên, việc tìm ra một cấu trúc như vậy đến nay vẫn còn là một bài toán mở.

3. PHÂN TÍCH ĐẶC ĐIỂM PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TUYẾN TÍNH VÀ PHI TUYẾN TRONG THIẾT KẾ CÁC MẠCH VÒNG ĐIỀU KHIỂN

Các vòng điều khiển phía trong

Các giải pháp điều khiển tuyến tính đem lại tốc độ đáp ứng hữu hạn đối với mạch vòng dòng điện. Một phương pháp thiết kế khâu điều chỉnh vector dòng stator có tốc độ đáp ứng tức thời được giới thiệu trong [1] và [2], đó là bộ điều khiển Dead-beat, có cấu trúc như hình 3.



H.2. Cấu trúc vòng ĐK dòng tuyến tính có đáp ứng hữu hạn

Kết quả mô phỏng của phương pháp (H.4) khớp với tính toán lý thuyết khi các thành phần dòng điện đều bám quỹ đạo đặt với động học trễ đúng 2 chu kỳ trích mẫu dòng điện, rất nhỏ và có thể bỏ qua đối với các vòng điều khiển phía ngoài.

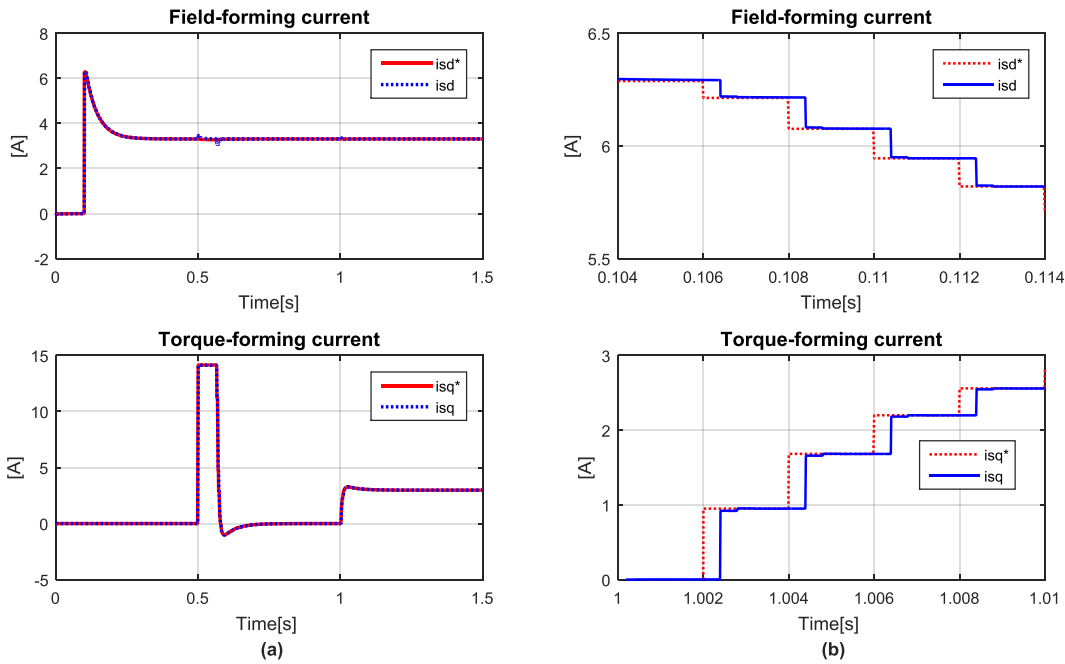
Với những thành tựu của lý thuyết điều khiển phi tuyến và khả năng tính toán mạnh mẽ của các vi xử lý hiện đại, việc ứng dụng các phương pháp phi tuyến để điều khiển ĐCXCBP ngày càng trở nên phổ biến và đa dạng. Trong đó, các phương pháp nổi bật là tuyến tính hóa chính xác [1][5], dựa trên nguyên lý phẳng [1][6], thiết kế cuộn chiếu [7], điều khiển dự báo [8][9], tựa thụ động [10]. Nhìn chung các phương pháp điều khiển phi tuyến kể trên đều đã đạt được những thành tựu nhất định trong cả nghiên cứu lý thuyết và thực tiễn. Tuy nhiên, nhược điểm chung của các giải pháp này là tính ổn định lý thuyết cho các hệ phi tuyến thường được xây dựng trên miền liên tục, trong khi đó để cài đặt được các

thuật toán khiển phi tuyến thường phải kèm thêm một luật điều khiển PI để khử sai lệch.

Các vòng điều khiển phía ngoài

Sau khi đã làm chủ mạch vòng dòng điện stator, đề thiết kế các bộ điều khiển cấp trên, vòng điều khiển dòng được gom thành một khâu tính không phụ thuộc vào phương pháp điều khiển dòng). Điều

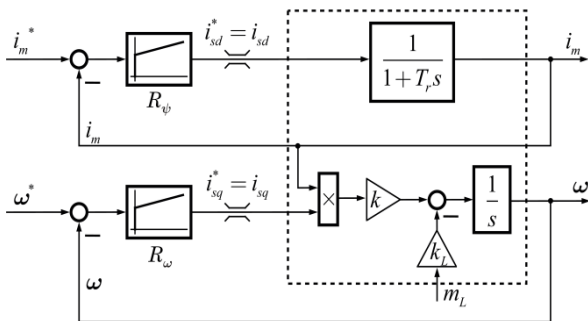
khiến mạch vòng ngoài là sự tác động đầu ra vòng điều khiển từ thông đến vòng điều khiển tốc độ. Tuy nhiên, sự tác động này chỉ diễn ra một chiều, nếu giữ được từ thông không đổi thì 2 bộ điều khiển này thực chất được thiết kế độc lập cho những mô hình đối tượng tuyến tính một vào - một ra riêng rẽ, trong đó đối tượng phản cơ có sự tác động của nhiều tải.



H.3. Đáp ứng dòng điện i_{sd} và i_{sq} (a);

Toàn thời gian mô phỏng (b). Phóng to trong thời gian 5 chu kỳ trích mẫu vòng ngoài

Nhiệm vụ thiết kế đặt ra lúc này tương đối đơn giản, hoàn toàn có thể được giải quyết bởi các khâu PI (H.5).



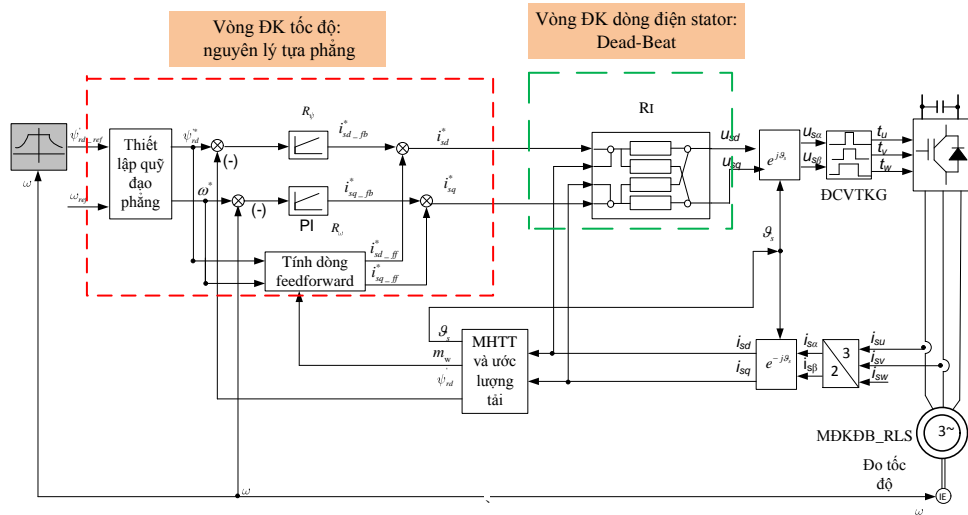
H.4. Các vòng điều chỉnh từ thông và tốc độ

Trong nhiều trường hợp, do yêu cầu công nghệ mà hệ thống luôn làm việc ở chế độ, lượng đặt tốc độ và/hoặc từ thông không phải là hằng số, bài toán sẽ trở nên phức tạp hơn (phi tuyến), buộc người thiết kế phải đưa ra giải pháp điều khiển nâng cao phù

hợp. Với tư duy thiết kế là sử dụng phương pháp điều khiển phi tuyến cho mạch vòng ngoài, sẽ được áp dụng để giải quyết bài toán phi tuyến, để có hiệu quả đáp ứng tốt, đúng yêu cầu công nghệ.

4. CÁC CẤU TRÚC ĐIỀU KHIỂN ĐCKĐB-RLS KHI KẾT HỢP CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TUYẾN TÍNH VÀ PHI TUYẾN TRONG THIẾT KẾ CÁC MẠCH VÒNG

Với nhận thức về vai trò của mạch vòng dòng điện stator đã nêu ở các mục trên, người thiết kế hoàn toàn có thể lựa chọn phương pháp điều khiển cho 2 mạch vòng một cách độc lập, thậm chí bộ điều khiển tốc độ và bộ điều khiển từ thông cũng có thể được xây dựng theo những phương án khác nhau. Bài báo trình bày về một hướng thiết kế khác các vòng điều khiển “*mạch vòng trong sử dụng phương pháp thiết kế tuyến tính hay phi tuyến, còn mạch vòng ngoài sử dụng phương pháp phi tuyến hay tuyến tính*”.



H.5. Cấu trúc kết hợp vòng trong theo phương pháp dead-bea và vòng ngoài theo phương pháp tựa phẳng

B.1. Thông số dùng trong các mô phỏng

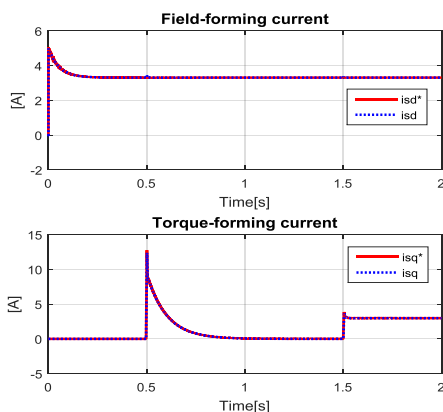
1. Thông số động cơ	Ký hiệu	Giá trị
Công suất định mức	P_{nom}	0.5 kW
Tốc độ định mức	n_{nom}	3000 vg/ph
Dòng điện định mức	I_{nom}	10.4 A _{RMS}
Điện áp định mức	U_{nom}	220 V _{RMS}
Số đôi cực	z_p	1
Điện trở rotor	R_r	0.42 Ω
Điện trở stator	R_s	0.37 Ω
Điện cảm rotor	L_r	34.25 mH
Điện cảm stator	L_s	34.41 mH
Hỗ cảm	L_m	33.1 mH
Hệ số công suất	$\cos\varphi$	0.9

Hệ số từ tần toàn phần	σ	0.0704
Momen quán tính	J	0.001 kgm ²
2. Thông số bộ điều khiển		
Tần số điều chế	f_{pwm}	5 kHz
Thời gian trích mẫu	.	.
- Vòng trong	T_s	200 μ s
- Vòng ngoài	T_{sw}	2 ms

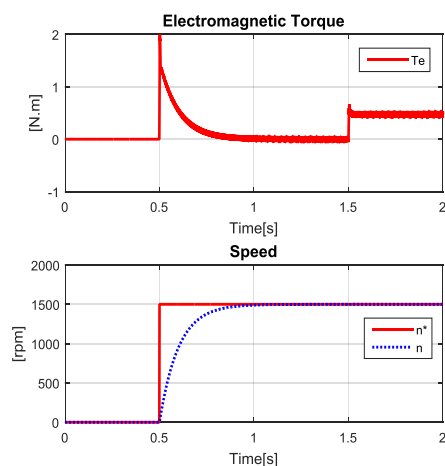
4.1. Cấu trúc điều khiển vòng trong Dead-Beat, vòng ngoài nguyên lý tựa phẳng

- Tại $t = 0.1$ s khởi động tạo từ thông.
- Tại $t = 0.5$ s tăng tốc đến giá trị định mức 3000 vòng/ phút.
- Tại $t=1$ s đóng tải định mức (đầy tải).
- Tại $t = 1.5$ s thực hiện đảo chiều quay động cơ xuống đến -3000 vòng/ phút.

• Kết quả mô phỏng



H.6. Đáp ứng dòng điện i_{sd} và i_{sq}

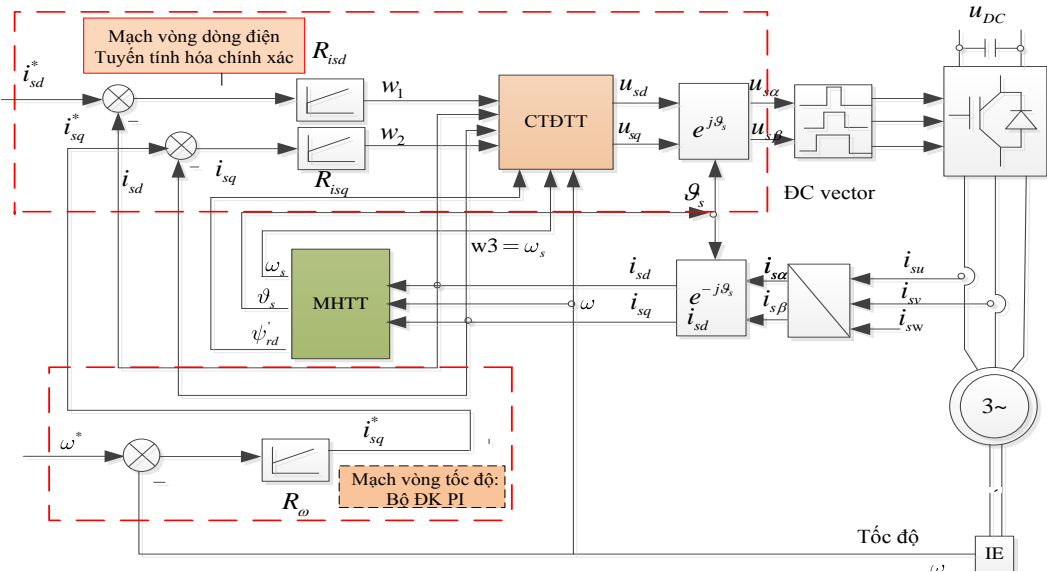


H.7. Đáp ứng tốc độ và momen quay

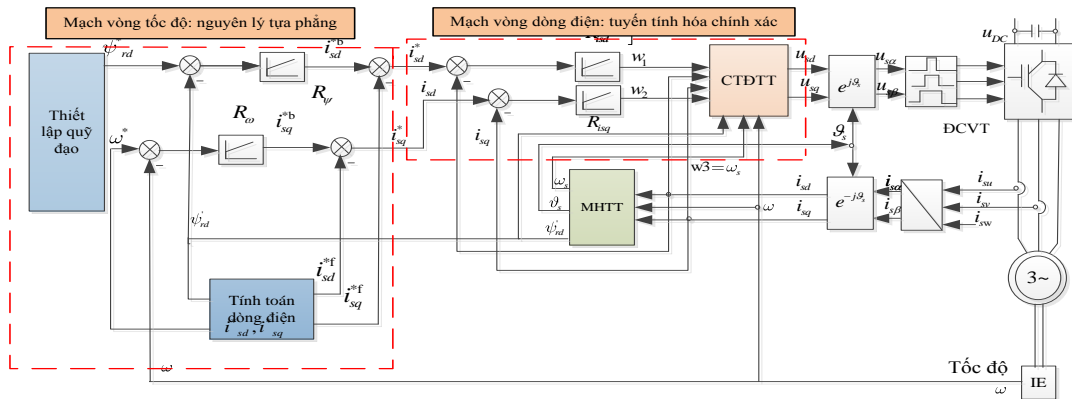
4.2. Cấu trúc điều khiển vòng trong tuyến tính hóa chính xác, vòng ngoài theo kiểu PI và nguyên lý tựa phẳng

- Tại $t = 0$ s khởi động tạo từ thông.

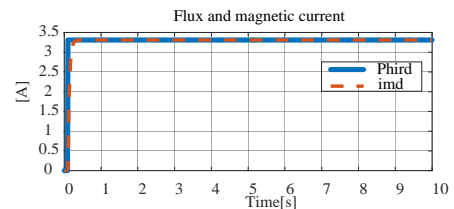
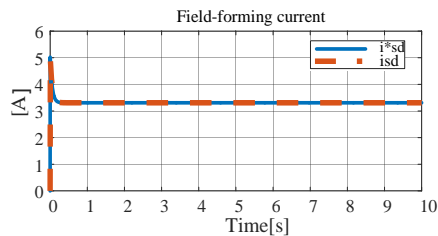
- Tại $t = 2$ s tăng tốc đến giá trị định mức 3000 vòng/ phút.
- Tại $t = 6$ s đóng tải định mức (đầy tải).



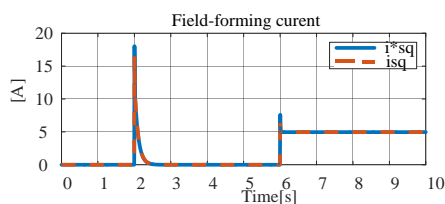
H.8. Cấu trúc kết hợp vòng trong theo phương pháp tuyến tính hóa chính xác và vòng ngoài theo PI



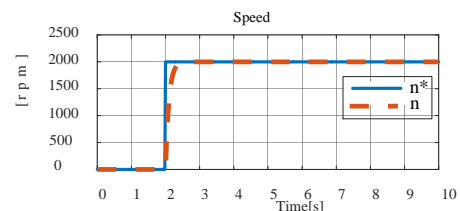
H.9. Cấu trúc kết hợp vòng trong theo phương pháp tuyến tính hóa chính xác và vòng ngoài theo tựa phẳng



H.11. Đáp ứng từ thông và dòng từ hóa



H.10. Đáp ứng dòng điện i_{sd} và i_{sq}



H.12. Đáp ứng tốc độ n^* và n

Kết quả mô phỏng cho thấy thành phần dòng tạo từ thông (i_{sd}) và dòng sinh momen (i_{sq}) đều bám chính xác theo quy đạo đặt (do bộ ĐK từ thông và ĐK tốc độ vòng ngoài cung cấp) ở tất cả chế độ làm việc được khảo sát (H.7, H.11). Trên cơ sở điều chỉnh dòng điện stator phía trong đạt tiêu chí nhanh, chính xác và không tương tác, momen quay được áp đặt nhanh và tốc độ quay cũng nhanh chóng đưa đến giá trị trong khoảng thời gian ngắn (H.8, H12, H13).

5. KẾT LUẬN

Với cách hướng nghiên cứu trên về điều khiển động cơ KĐB theo nguyên lý tựa theo từ thông rotor “bộ

điều khiển dòng kết hợp với NLNA thì ĐCKĐB-RLS được nuôi bởi nguồn dòng”. Cùng với các cấu trúc ĐK đưa ra trong bài báo, đã khẳng định một phần cho phép người thiết kế tiếp cận cấu trúc phân tầng điều khiển của truyền động điện xoay chiều ba pha một cách linh hoạt, từng bộ điều khiển có thể được xây dựng theo những phương pháp độc lập và phù hợp với chế độ làm việc cụ thể. Qua đó, bài báo gợi mở một hướng nghiên cứu mới về việc đi tìm cấu trúc tối ưu trong truyền động điện theo nguyên lý FOC. Hướng nghiên cứu này hứa hẹn có thể sẽ là bước đi mang tính hoàn thiện cho các đề tài về FOC.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Quang NP, Dittrich JA (2015) Vector control of three-phase AC machines – System development in the practice. 2nd edition, Springer-Verlag Berlin Heidelberg.
- [2] Quang NP (2005) MATLAB & Simulink dành cho kỹ sư điều khiển tự động. NXB Khoa học và Kỹ thuật.
- [3] Leonhard W (1996) Control of Electrical Drives. 2nd edition, Springer.
- [4] Salo M, Tuusa H (2005) Vector-controlled PWM current-source-inverter-fed induction motor drive with a new stator current control method. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 2, pp. 523-531.
- [5] Luca A, Ulivi G (1989) Design of an exact nonlinear controller for induction motors. IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 34, no. 12, pp. 1304-1307.
- [6] Dannehl J, Fuchs FW (2006) Flatness-based control of an induction machine fed via voltage source inverter - concept, control design and performance analysis. IECON 2006- 32nd annual conference on IEEE industrial electronics, pp. 5125-5130.
- [7] Lê Anh Tuấn, Nguyễn Phùng Quang (2004) Tổng hợp bộ điều khiển phi tuyến cho động cơ dị bộ rotor lồng sóc bằng phương pháp Backstepping. Tạp chí Tự động hóa ngày nay, Số 1+2 (41-42), tr. 43-49.
- [8] Rodriguez J, Cortes P (2012) Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives. First Edition, John Wiley & Sons Ltd Publication.
- [9] Trần Vũ Trung, Nguyễn Phùng Quang (2015) Điều khiển động cơ đồng bộ kích thích vĩnh cửu nuôi bởi biến tần ma trận sử dụng phương pháp điều khiển dự báo tường minh. Chuyên san Điều khiển & Tự động hóa, số 14 (12/2015), tr. 40-46.
- [10] Đặng Danh Hoàng, Phạm Ngọc Phú (2010) Thiết kế điều khiển Passivity –Based để điều khiển hệ truyền động sử dụng động cơ không đồng bộ rô to lồng sóc. Tạp chí khoa học công nghệ 73(11):84-87.

PEAK-CURRENT-MODE CONTROL DESIGN FOR BIDIRECTIONAL NON-ISOLATED DC-DC CONVERTER APPLIED FOR URBAN ELECTRIFIED TRAIN

ĐIỀU KHIỂN DÒNG ĐIỆN ĐỈNH CHO BỘ BIẾN ĐỔI DC-DC HAI CHIỀU KHÔNG CÁCH LY ỨNG DỤNG CHO TÀU ĐIỆN ĐÔ THỊ

An Thị Hoài Thu Anh¹, Nguyễn Văn Liễn², Vũ Hoàng Phương²

¹Trường Đại học Giao thông Vận tải, ²Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Email: htanh@utc.edu.vn

Abstract:

The paper presents the peak current mode control in the indirect mode with a cascaded control loop; inner current control loop, and outer voltage control loop to a bidirectional non-isolated DC-DC converter. The peak current mode control with its great advantages includes constant switching frequency, simplicity of implementation, fast dynamic, and specially not requiring parameters of conductors are similar; the voltage control loop is the PI controller. The proposed controllers have proved to be their stability when load changes, and results are verified through Matlab/Simulink/System simpower software.

Keywords:

Bidirectional DC-DC converter, peak-current mode control, super-capacitor energy storage system (SESS).

Tóm tắt:

Bài báo trình bày cấu trúc điều khiển dòng điện đỉnh trong điều khiển gián tiếp cho bộ biến đổi hai chiều không cách ly ứng dụng cho tàu điện đô thị. Cấu trúc điều khiển của bộ biến đổi này có dạng nối tầng; vòng trong cấu trúc điều khiển dòng điện, vòng ngoài cấu trúc điều khiển điện áp. Vòng điều khiển trong được thiết kế theo cấu trúc dòng điện đỉnh vì những ưu điểm của cấu trúc này là tần số chuyển mạch cố định, đơn giản trong điều khiển, đáp ứng động học nhanh, đặc biệt là không đòi hỏi tham số của các cuộn cảm giống nhau hoàn toàn; cấu trúc điều khiển vòng ngoài là PI. Các bộ điều khiển được đề xuất đã chứng tỏ được tính ổn định khi tải thay đổi. Kết quả được minh chứng thông qua phần mềm mô phỏng Matlab/Simulink/Simpower System.

Abbreviation

ESS	energy storage system
SESS	super-capacitor energy storage system
PI	proportional - integral

1. INTRODUCTION

Urban electric trains operating at DC voltage bus are able to back the braking energy into the network. The kinetic energy of the braking vehicle is transformed by the traction motors into electrical energy and transferred via the traction inverter to the DC link of the converter. The regenerative energy is absorbed by the other accelerating vehicles in the same power supply interval, but if there are no any trains near there, the excessive energy must be

dissipated by braking resistors. In order to prevent regenerative braking energy failure, the bidirectional dc-dc converter along with super-capacitors, forming super-capacitor energy storage system, has widely been used for urban electric trains to recuperate regenerative braking energy and release energy to support traction power when trains accelerate or decelerate[1],[2]. For high-power electric vehicle applications, utilizing multi-phase interleaved bidirectional DC-DC converters is suitable.

Let us consider traction system integrated with SESS and operating characteristics of electrified train with five regimes (acceleration, constant-speed, coasting, braking, standing) in fig.1,2. Voltage source inverter feeds induction motor (IM) by means of a DC-link capacitor; the current can be

either drawn from or injected into the DC-link capacitor by the motor drive operation; the SESS is connected to the DC bus via an bidirectional DC-DC converter. It is required to ensure the energy balance between the utility and the drive motor by regulating the $u_{DC-link}$ voltage to a constant value. For this control purpose, authors have designed peak current mode control structure due to its advantages [3]. However, with the study in the first step, the paper has been focused on analyzing and designing peak current control mode for a bidirectional non-isolated DC-DC half bridge converter based on the voltage levels listed in Table 1[4]

Table 1. Voltage range required in simulation

Low-side bus voltage range	320 - 580 VDC (nominal 320 V)
High-side bus voltage range	580 - 630 VDC (nominal 600V)

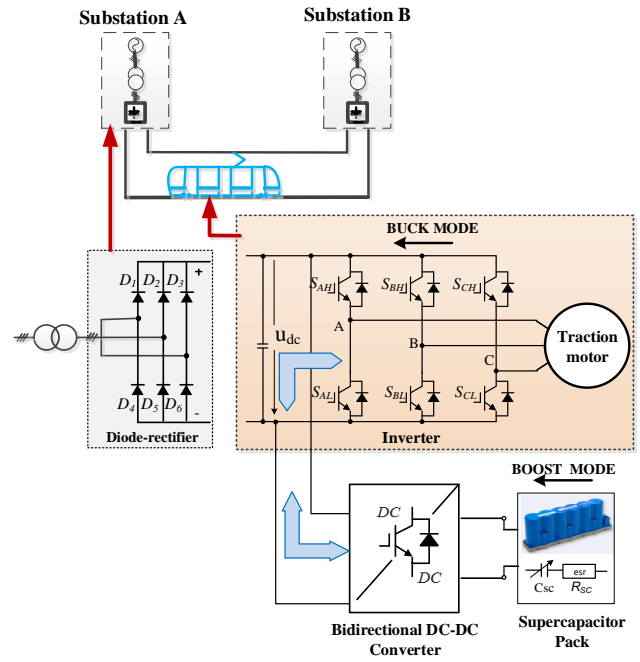


Fig. 1. Traction motor drive system integrated with SESS

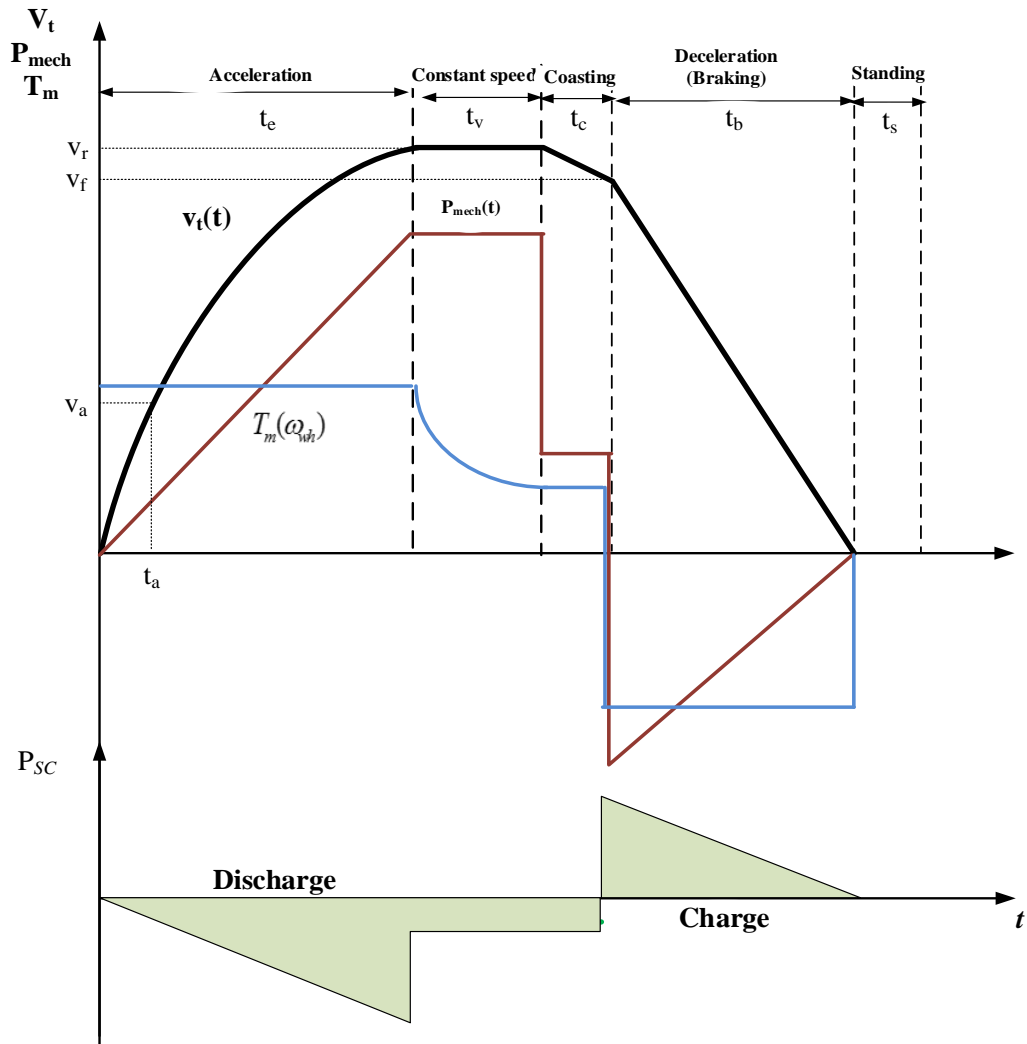


Fig. 2. Operating characteristics of traction motor drive system integrated with SESS

2. BIDIRECTIONAL NON-ISOLATED DC-DC CONVERTER

Power circuit diagram of the bidirectional non-isolated DC-DC converter described in Fig.3 is able to transfer energy from SESS to electric drive system, and vice versa.

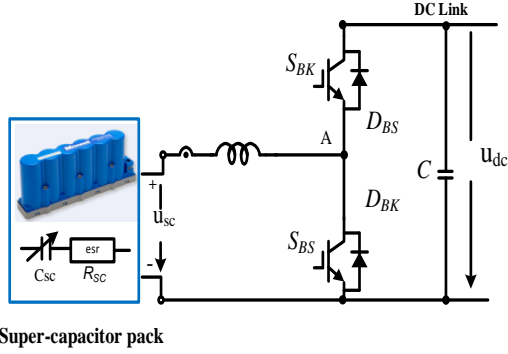


Fig. 3. Power electric scheme of a bidirectional non-isolated DC-DC converter

The main structure of the bidirectional non-isolated DC-DC converter shown in Fig.3 contains an inductor, switches S_{BK} and S_{BS} , and diodes are connected in parallel and then to a single capacitor. The DC-DC converter placed between high voltage DC bus and low voltage SESS operates in buck or boost mode: In boost mode, S_{BS} and D_{BS} are the operating switches, and the low-voltage side delivers energy to the high-voltage side (DC bus); super-capacitor modules get discharged by low voltage. In buck mode, S_{BK} and D_{BK} are the operating switches, and the high voltage side transfers energy to the low voltage side; the super-capacitor modules get charged from the DC bus.

Averaged model of bidirectional DC-DC converter is shown in fig.4, switches are replaced by an ideal transformer with $d(t)$ being transformer factor, and

$$\begin{cases} u_1(t) = d(t)u_2(t) \\ i_2(t) = d(t)i_1(t) \end{cases} \quad (1)$$

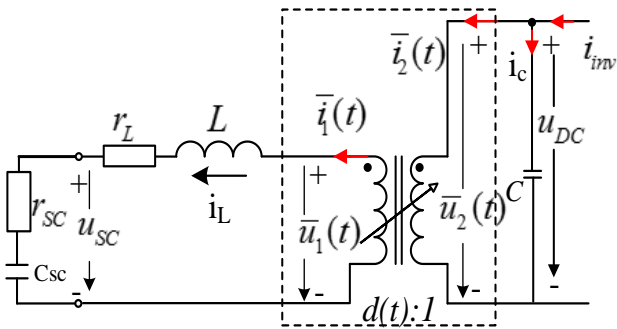


Fig. 4. Equivalent circuit of averaged model of bidirectional DC-DC converter

Averaged model of DC-DC bidirectional converter shown average model is [5]

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -r_L i_L + du_{DC} - u_{SC} \\ C \frac{du_{DC}}{dt} = -di_L + i_{inv} \end{cases} \quad (2)$$

In the equation (2), the state variables are i_L , u_{DC} and control variable is duty ratio (d). The system is nonlinear structure due to existing the multiplication of d and u_{DC} . There are many methods of nonlinear control design; however, in this paper the authors used Linearization around the selected operating point, details are shown in section 3.

3. CONTROL DESIGN FOR BIDIRECTIONAL DC-DC CONVERTER

In most DC-DC power electronic converter applications, the output variable is the voltage and is involved in the outer loop; the variable within the inner loop is the current. The inner plant captures the inductor current dynamics; namely, managing charge or discharge of super-capacitor system while the outer plant embeds the equivalent capacitor voltage dynamics, indeed, keeping DC-link voltage is a certain constant value.

3.1. Design of the peak current mode algorithm

The control structure of an biridectional DC/DC converter proposed in the paper is the peak current mode control. Besides its advantages, sub-harmonic oscillation is a knotting problem in the inner loop.

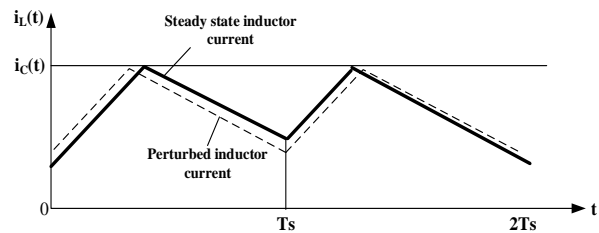


Fig.5a. Stable at $D < 0.5$

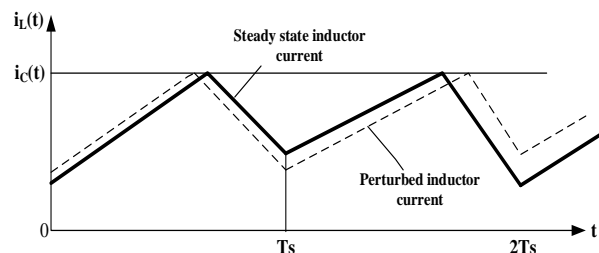


Fig.5b. Unstable at $D > 0.5$

For an inner current loop, perturbation will be damped when the duty cycle is less than 0.5, which is shown in Fig 5a, and perturbation will be amplified when the duty cycle is greater than 0.5 regardless of the state of the voltage feedback loop [5]. To improve this disadvantage, injecting a certain amount of slope compensation into the current loop, the dc-dc converter will be stable for any duty cycle [6]

A cascaded control shown in fig.6 is designed by nesting two-control loops, and this structure requires separation of the dynamics in the sense that the inner loop must act much faster than the outer loop. The inner loop - to control charge and discharge of super-capacitors, while the outer loop-PI controller regulates error between u_{DC} and u_{DC}^*

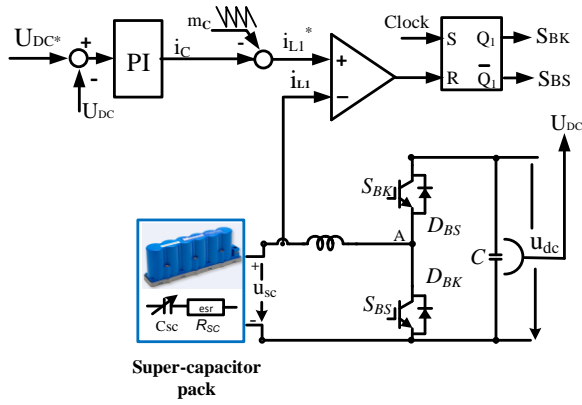


Fig. 6. A cascaded loop control structure of the bidirectional DC-DC converter

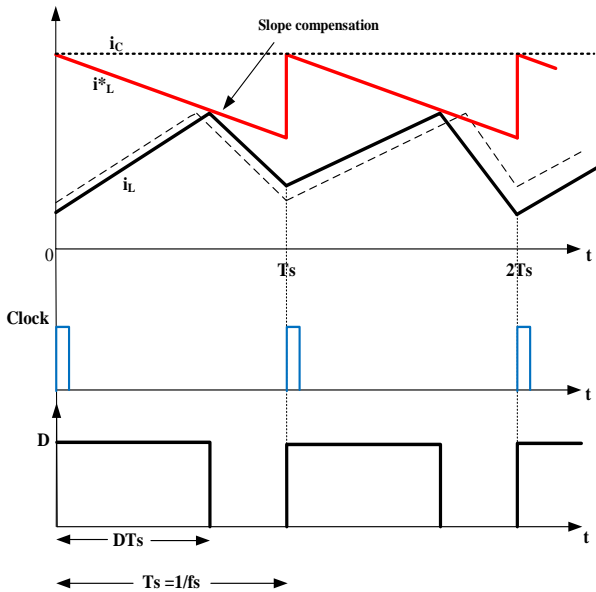


Fig. 7. Slope compensation for a DC-DC converter at $D > 0.5$

The outer voltage control loop produces the

reference values i_L^* of the inductor current. The reference current signal is compared with the measured inductor currents i_L to reset the flip-flop when i_L reaches i_L^* . In generating i_L^* , the voltage controller output i_c is modified by slope compensation signals, which is vital for alleviating oscillations at the sub-harmonic frequencies of f_s , especially at the duty cycle $D > 0.5$. When the inductor current reaches the reference value, switches are turn off, and are turned back on at a regular interval T_s set by the clock.

To find value of slope compensation: m_c

In dc steady state, the inductor current can be expressed as the sum of its average and the small-signal perturbed component:

$$i_L(t) = I_L(t) + \tilde{i}_L(t) \quad (3)$$

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} (U_{SC} - U_{DC}) DT_s = \frac{1}{L} U_{DC} (1-D) T_s \quad (4)$$

Where

$$D = \frac{U_{SC}}{U_{DC}} : \text{Threshold duty cycle}$$

With voltage range in table 1 as follow:

$$580VDC \leq U_{DC} \leq 630VDC ; U_{DCnorm}=600VDC$$

$$320VDC \leq U_{SC} \leq 580VDC ; U_{SCnorm}=320VDC$$

Therefore:

$$0.53 \leq D \leq 0.92$$

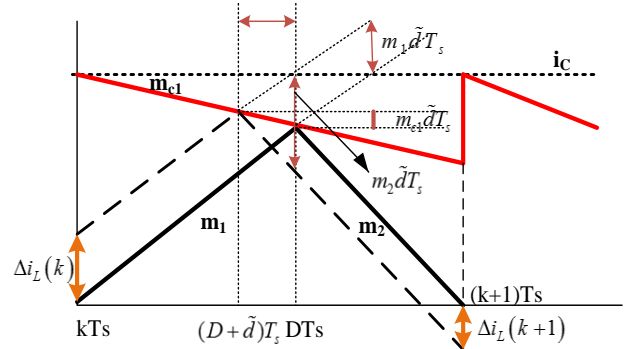


Fig.8 Calculation of slope compensation m_c

Where:

m_1 : Rising slope of inductor current;

m_2 : Falling slope of inductor current;

m_{c1} : Slope of compensation ramp;

T_s : Switching period of the converter;

D : Steady state duty cycle;

\tilde{d} : Small-signal perturbation;

$\Delta i_L(k)$: Perturbation in the inductor current at the beginning of the cycle;

$\Delta i_L(k+1)$: Perturbation in the inductor current at the end of the cycle.

Super-capacitor energy storage system has exchanged energy with traction motor drive system via the bidirectional DC-DC converter interface, so this DC-DC converter is to operate both buck mode and boost mode; therefore, m_1 , m_2 in these modes are determined differently [7].

Buck mode:

$$m_1 = \frac{u_{sc} - u_{DC}}{L_1}; \quad -m_2 = -\frac{u_{DC}}{L_1} \quad (5)$$

Boost mode:

$$m_1 = \frac{u_{sc}}{L_1}; \quad -m_2 = \frac{u_{sc} - u_{DC}}{L_1} \quad (6)$$

$$\Delta i_L(k) = m_1 \Delta d T_s + m_c \Delta d T_s \quad (7)$$

$$\Delta i_L(k+1) = m_2 \Delta d T_s - m_c \Delta d T_s \quad (8)$$

Inductor current different ratio is calculated:

$$\frac{\Delta i_{L1}(k+1)}{\Delta i_{L1}(k)} = \frac{m_2 - m_c}{m_1 + m_c} < 1 \quad (9)$$

Therefore:

$$m_c > \frac{m_2 - m_1}{2} \quad (10)$$

3.2. Design of the voltage - loop control algorithm

After designing current controller, authors keep designing the voltage-loop control algorithm. For the small perturbations, the current loop acts extremely fast, and it can be assumed ideally with a gain of unity.

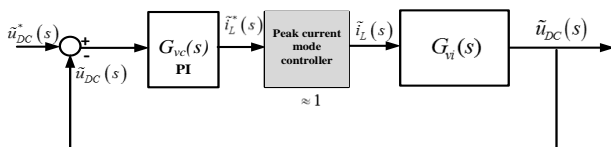


Fig.9. Voltage-loop control structure

Form the second equation of (1) the transfer function relating the voltage u_{DClink} with the inductor

current is computed:

$$c \frac{d\tilde{u}_{DC}}{dt} = -\tilde{d}I_L + \tilde{i}_L D + \tilde{i}_{inv} \quad (11)$$

Applying the Laplace transform for (11) leads to (12) with

$$G_{vi}(s) = \left. \frac{\tilde{u}_{DC}(s)}{\tilde{i}_L(s)} \right|_{\substack{\tilde{d}=0 \\ \tilde{i}_{inv}=0}} \cong \left. \frac{\tilde{u}_{DC}(s)}{\tilde{i}_L^*(s)} \right| = -\frac{D}{Cs} \quad (12)$$

The transfer function of outer plant is type of the integral form. However, the system still exists disturbance, so digital PI controller may be effectively used to ensure both zero steady-state error and controlled bandwidth.

The transfer function of PI [9]

$$G_{vc}(s) = k_{pv} + \frac{k_{fv}}{s} = \frac{k_{pv}s + k_{fv}}{s} \quad (13)$$

Using model balance method finds values of k_{pv}, k_{fv}

$$G_S(s) = -\frac{(k_{pv}s + k_{fv})D}{Cs^2 - k_{pv}Ds - k_{fv}D} \triangleq \frac{k}{\frac{1}{\omega_n^2}s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \quad (14)$$

For our study, the selected values were:

$$\begin{cases} k_{fv} = -\frac{1}{D} \\ k_{pv} = -\frac{2\xi}{\omega_n D} \\ \omega_n = \frac{1}{\sqrt{C}} \end{cases} \quad (15)$$

Where ω_n - Oscillation cycle, ξ - Damping ratio (select $\xi = 0.71$).

4. SIMULATION RESULTS

In order to test the effectiveness of the control strategy and the feasibility of bidirectional non-isolated DC-DC converter, simulations are performed by Matlab/Simulink/Simpower system software, with simulation parameters in table 2.

Simulation scripts: Being limitations of computer figuration, simulation results are performed in a short time (1s). However, these results have comprehensively shown dynamic behaviors of system.

Table 2. Simulation Parameters

Parameter of DC-DC converter	Value
Switching Frequency, f_s	20 [KHz]
DC Link voltage, UDC	600 [V]
Capacitor of DC-Link capacitor	1000 [μ F]
Phase inductance, $L_1 = L_2 = L_3$	2 [mH]
Phase resistance r_L	0.05 [Ω]
Parameters of super-capacitor BMOD0063 P125 B08 63F/125V	

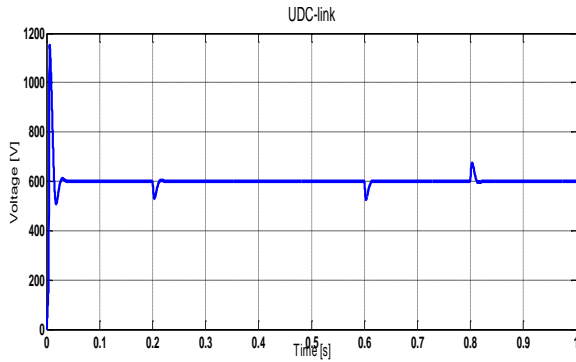


Fig.10. Dynamic behavior of voltage of DC-link capacitor in presence of load variation

Fig.10 illustrate the dynamic behavior of voltage u_{DClink} in the case load variation. The energy balance between line source and the motor drive (load) by regulating the u_{DClink} at fixed voltage value (600V). As load variation at $t=0.2; 0.6; 0.8s$.

Fig.11 illustrates dynamic responses of a super-capacitor module's current, voltage, state of charge%. Energy charge and discharge of a super-capacitor module are in accordance with traction power compensation when an electrified train accelerates or decelerates (set $t=0.2; 0.6; 0.8s$).

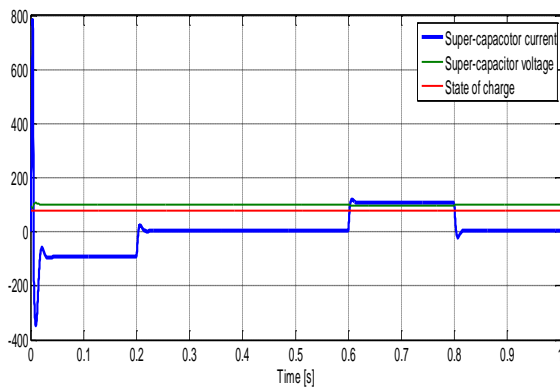


Fig.11. Dynamic behavior of a super-capacitor module when load varies

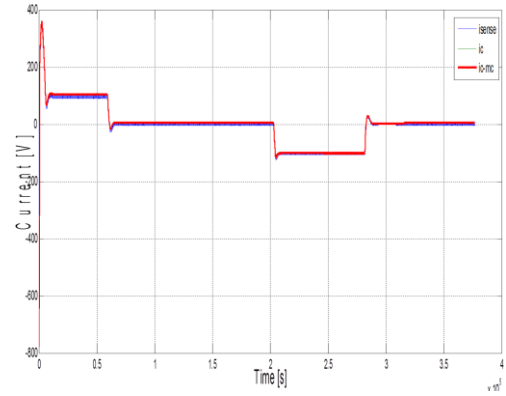


Fig.12. Dynamic response of inductor current when having slope compensation

Fig.12 shows dynamic response of inductor current in case of slope compensation.

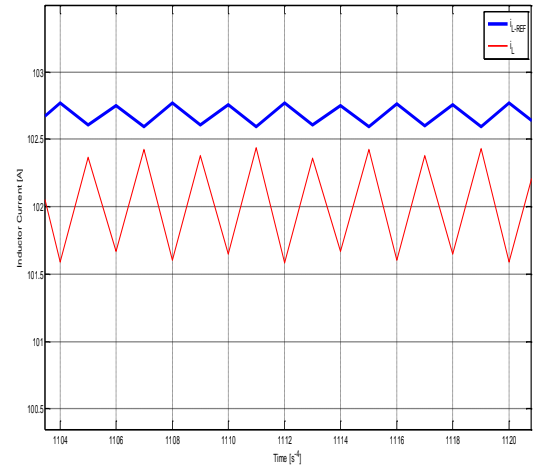


Fig.13. Dynamic response of zoom-out inductor current and reference current

5. CONCLUSIONS AND FUTURE WORK

The peak current mode control designed for the bidirectional non-isolated DC-DC converter which offers bidirectional power flow has made use of the advantages of indirect mode control; mainly: 1) Control simplicity; 2) Fast dynamics; 3) Constant frequency; 4) Non-similar parameters of conductors. Future work lies in designing a peak current mode for interleaved bidirectional DC-DC converter utilized on urban electrified trains with the aim of improving operation quality of electric train and saving energy by recuperating regenerative braking energy via SESS.

REFERENCES

- [1] Z. Gao, J. Fang, Y. Zhang, D. Sun, L. Jiang, and X. Yang, "Control Research of Supercapacitor Energy Storage System for Urban Rail Transit Network," *Inf. Sci. Electron. Electr. Eng. (ISEEE)*, 2014 *Int. Conf.*, pp. 181–185, 2014.
- [2] J. Zhang, J. S. Lai, R. Y. Kim, and W. Yu, "High-power density design of a soft-switching high-power bidirectional dc-dc converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 4, pp. 1145–1153, 2007.
- [3] K. Kajiwara, T. Ueki, Y. Shibata, H. Maruta, and F. Kurokawa, "Overcurrent Limitation for Digital Peak Current Mode DC-DC Converter," *Int. J. Renew. Energy Res.*, vol. 6, no. 1, pp. 90–98, 2016.
- [4] D.P. Urciuoli and C. W. Tipton, "Development of a 90 kW bi-directional DC-DC converter for power dense applications," *Appl. Power Electron. Conf. Expo. 2006. APEC '06. Twenty-First Annu. IEEE*, p. 4 pp., 2006.
- [5] Pham Tuan Anh, Vu Hoang Phuong, Nguyen Phung Quang(2014), "Modeling and Control of Supercapacitor Energy Storage Systems", *Journal of Science and Technology Technical Universities*, No.103.
- [6] [F. Tian, S. Kasemsan, and I. Batarseh, "An adaptive slope compensation for the single-stage inverter with peak current-mode control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 10, pp. 2857–2862, 2011.
- [7] L. Yang, J. Park, and A. Q. Huang, "An adaptive external ramp control of the peak current controlled buck converters for high control bandwidth and wide operation range," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 2181–2188, 2010.
- [8] N. Mohan, "First-course-on-power-electronics-and-drives.pdf." p. chap. 8, 2003.
- [9] Simone Buso Paolo Mattavelli, "Digital control in power electronics", 2006.

FPGA-BASED FUZZY SLIDING MODE CONTROLLER FOR DC MOTOR DRIVE

Bui Thi Hai Linh

Department of Electrical Engineering - Thai Nguyen University of Technology

Email: hailinh311@gmail.com

Abstract:

This paper focus on the realization of Fuzzy Sliding Mode Controller (FSMC) for DC motor drive based on Field Programmable Gate Arrays (FPGAs). Firstly, a mathematic model of the DC motor is defined. Then to increase the performance of the DC motor drive system, an FC constructed by a fuzzy basis function and its parameter adjustable mechanism using FSMC is applied to the speed control loop of the DC motor drive system. Secondly, FPGA by using finite state machine (FSM) method is presented to realize the aforementioned controllers, and VHSIC hardware description language (VHDL) is adopted to describe the circuit of the FSMC. Finally, an experimental system is established to verify the effectiveness of the proposed FPGA-based fuzzy sliding control system for DC motor, and some experimental results are confirmed theoretically.

Keywords:

FPGA; fuzzy controller; sliding mode controller; DC motor; Finite state machine ; VHDL; Nios II.

1. INTRODUCTION

A field programmable gate array (FPGA) incorporates the architecture of a gate arrays and the programmability of a programmable logic device. It consists of thousands of logic gates, some of which are combined together to form a configurable logic block (CLB) thereby simplifying high level circuit design. Interconnections between logic gates using software are externally defined through SRAM and ROM, which will provide flexibility in modifying the designed circuit without altering the hardware. Moreover, concurrent operation, simplicity, programmability, a comparatively low cost and rapid prototyping make it the favorite choice for prototyping an application specific integrated circuit (ASIC). Furthermore, all the internal logic elements and therefore all the control procedures of the FPGA are executed continuously and simultaneously. The circuits and algorithms can be developed in the VHSIC hardware description language (VHDL) [1-2]. This method is as flexible as any software solution. Another important advantage of VHDL is that it is technology independent. The same algorithm can be synthesized into any FPGA and even has a direct path to an ASIC, which opens interesting possibilities in industrial applications in

terms of performance and cost. The major disadvantage of a FPGA-based system for hardware implementation is the limited capacity of available cells. Therefore, the research on FPGA-based sliding mode or fuzzy controllers can be found in the high performance control application literature. Chen and Tang [3] proposed a FPGA-based sliding-mode control scheme that used an improved equivalent control method without complicated computations for pulse-width modulation (PWM) brushless DC motor drives. A fixed-frequency quasi-sliding control algorithm based on switching-surface zero-averaged dynamics is reported in [4]. This FPGA based system is applied to the control of a buck-based inverter. Kim [5] proposed the implementation of a fuzzy logic controller to a FPGA system. The fuzzy logic controller is partitioned into many temporally independent function modules. Then, the FPGA chip is subsequently reconfigured one module at a time by using the run-time reconfiguration method. FPGA-based applications of various motor drives can be found in. A digital wheel-chair controller is presented [6]. The control process consists in command decoding, speed estimation, and speed serving. Through proper partitioning to concurrent blocks, the design complexity is reduced

significantly for FPGAs. The concepts of car maneuvers, fuzzy logic control (FLC), and sensor-based behaviors are merged to implement human-like driving skills by an autonomous carlike mobile robot in [7]. Four kinds of FLCs are synthesized to accomplish the autonomous fuzzy behavior control. The implementation of the proposed control on a FPGA chip is addressed. In [8], a motion control IC, which is realized on FPGAs, for X-Y table is presented. The motivation of this study is to design a suitable control scheme to confront the uncertainties that exist in a DC motor drive including the frictional force using a FPGA chip to allow possible low-cost and high-performance industrial applications. Due to its robustness and ease of implementation, a fuzzy sliding-mode speed controller is adopted in this study to control the speed of DC motor. The designation and implementation of the FPGA-based control IC will be described in detail. Compared with a DSP or a PC-based fuzzy controller, the merits of the FPGA-based fuzzy controller are a parallel processing and small size in addition to a low cost. Moreover, the developed VHDL code can be easily modified and implemented to control any type of DC or AC motors as well [9].

2. MATHEMATICAL MODEL OF A DC MOTOR

DC motors are widely used in industrial and domestic equipment. The control of the position of a motor with high accuracy is required. The electric circuit of the armature and the free body diagram of the rotor are shown in Fig. 1 [10]. The dynamics of a DC motor may be expressed as:

$$V_t = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E_a \quad (1)$$

$$T = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega - T_k \quad (2)$$

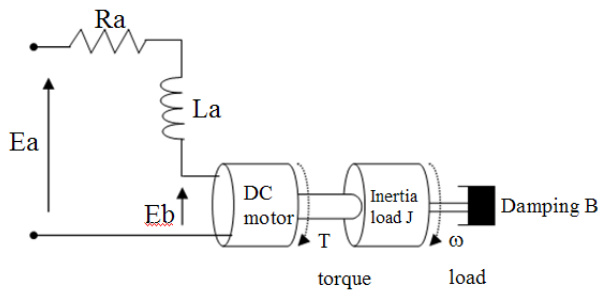


Fig.1. Model of DC motor [9]

$$T_m = K_t I_a \quad (3)$$

$$E_a = K_a \omega \quad (4)$$

$$\frac{d\phi}{dt} = \omega \quad (5)$$

With the following physical parameters:

E_a : The input terminal voltage (source), (v);

E_b : The back emf, (v);

R_a : The armature resistance, (ohm);

I_a : The armature current (Amp);

L_a : The armature inductance, (H);

J : The moment inertial of the motor rotor and load, (Kg.m²);

T : The motor torque, (Nm);

ω : The speed of the shaft and the load (angular velocity), (Rad/s);

ϕ : The shaft position, (rad);

B : The damping ratio of the mechanical system, (Nms);

T_k : The torque factor constant, (Nm/Amp);

$T_L = 0$, DC motor runs without load.

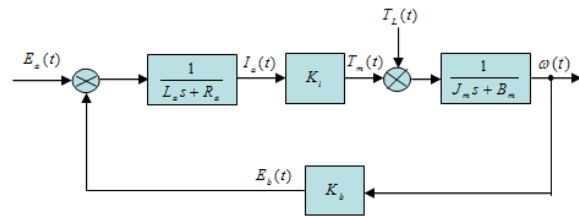


Fig.2. The model of a DC motor

3. SLIDING MODE CONTROLLER

The sliding mode control schemes have been widely developed over several decades of years. Essentially, the SMC uses discontinuous control action to drive state trajectories toward a specific hyperplane in the state space, and to maintain the armature or the control of the field. Easy controlling and cheapness of the circuit drive of the DC motors comparing to AC motors has lead to be chosen by the consumers and industries. DC motors are done mainly controls through the control of the state trajectories sliding on specific hyper plane until the origin of the state space is reached. In an SMC system [11], the control commands are adequately designed such that the states will move towards the desired sliding plane. Once the states reach the sliding surface, the system is said to be in sliding mode. During the sliding mode, the system possesses some invariance

properties, such as robustness, order reduction and disturbance rejection. The first step to design a sliding mode control is to determine the sliding hyperplane with desired dynamics of the corresponding sliding motion. And the next step is to design the control input so that the state trajectories are driven and attracted toward the sliding hyperplane and then remained sliding on it for all subsequent time. In the following, the sliding mode control for continuous and discrete time system is reviewed. A Sliding Mode Controller is a Variable Structure Controller (VSC). Basically, a VSC includes several different continuous functions that can map plant state to a control surface, and the switching among different functions is determined by plant state that is represented by a switching function. Without loss of generality, consider the design of a sliding mode controller for the following second order system; $u(t)$ is the input to the system. The following is a possible choice of the structure of a sliding mode controller u is control law :

$$u = -k \operatorname{sgn}(s) + u_{eq} \quad (6)$$

Where u_{eq} is called equivalent control which is used when the system state is in the sliding mode; $u_{eq} = k_{eq}(\dot{e} + \lambda e)$ and $k_{eq} = u_f * N$; N is the constant, $N > 0$. The k is a constant and it is the maximal value of the controller output. The s is called switching function because the control action switches its sign on the two sides of the switching surface $s = 0$. The s is defined as:

$$s = \dot{e} + \lambda e \quad (7)$$

Where $e(k) = \omega_p^*(k) - \omega_p(k)$ and ω_p^* is the desired state. λ is a constant. $\operatorname{sgn}(s)$ is a sign function, which is defined as:

$$\operatorname{sgn}(s) = \begin{cases} -1 & \text{if } s < 0 \\ 1 & \text{if } s > 0 \end{cases} \quad (8)$$

The control strategy adopted here will guarantee the system trajectories move toward and stay on the sliding surface $s = 0$ from any initial condition if the following condition meets:

$$s\dot{s} < \eta|s| \quad (9)$$

Where η is a positive constant that guarantees the system trajectories hit the sliding surface in finite time. Using a sign function often causes chattering in practice. One solution is to introduce a boundary layer around the switch surface (7):

$$u = u_c + u_{eq} \quad (10)$$

Where $u_c = -k * \operatorname{sat}(s / \phi)$ and constant factor ϕ defines

the thickness of the boundary layer. The $\operatorname{sat}(s/\phi)$ is a saturation function which is defined as:

$$\operatorname{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) = \begin{cases} \frac{s}{\phi} & \text{if } \left|\frac{s}{\phi}\right| \leq 1 \end{cases} \quad (11)$$

$$\operatorname{sign}\left(\frac{s}{\phi}\right) \quad \text{if } \left|\frac{s}{\phi}\right| > 1$$

with

$$\operatorname{sign}\left(\frac{s}{\phi}\right) = \begin{cases} -1 & \text{if } \frac{s}{\phi} < 0 \\ 0 & \text{if } \frac{s}{\phi} = 0 \\ 1 & \text{if } \frac{s}{\phi} > 0 \end{cases} \quad (12)$$

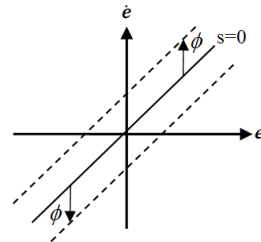


Fig. 3. The sliding surface and the boundary

4. FUZZY CONTROLLER

The tracking error and the change of the error are defined as s and \dot{s} (or ds). And s is sliding surface in (7) by $s = \dot{e} + \lambda e$ and $\dot{s} = s(k) - s(k-1)$; $s(k) = de(k) + \lambda e(k)$. Therefore,

$$s(k-1) = de(k-1) - \lambda e(k-1) \quad (13)$$

and

$$de(k-1) = e(k-1) - e(k-2); \quad (14)$$

$s(k-1)$ and $de(k-1)$ for calculating in the FSM in Fig.6.

and s , ds and u_f are input and output variables of FC, respectively. The design procedure of the FC is as follows:

1. Take the s and ds as the input variables of the FC, and define their linguist variables as S and dS . The linguist value of S and dS are $\{A_0, A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, A_6\}$ and $\{B_0, B_1, B_2, B_3, B_4, B_5, B_6\}$, respectively. Each linguist value of S and dS . The linguist value of S and dS are $\{A_0, A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, A_6\}$ and $\{B_0, B_1, B_2, B_3, B_4, B_5, B_6\}$, respectively. Each

linguist value of s and ds is based on the symmetrical triangular membership function which is shown in Fig.4.

2. Compute the membership degree of s and ds . Fig. 4 shows that the only two linguistic values are excited (resulting in a non-zero membership) in any input value, and the membership degree $\mu_{A_i}(s)$ can be derived by

$$\mu_{A_i}(s) = \frac{s_{i+1} - s}{2} \text{ and } \mu_{A_{i+1}}(s) = 1 - \mu_{A_i}(s) \quad (15)$$

where $s_{i+1} \triangleq -6 + 2 * (i + 1)$. Similar results can be obtained in computing the membership degree $\mu_{B_j}(ds)$

3. Select the initial fuzzy control rules by referring to the dynamic response characteristics, such as,

$$\text{IF } s \text{ is } A_i \text{ and } \Delta s \text{ is } B_j \text{ THEN } u_f \text{ is } c_{j,i} \quad (16)$$

where i and $j = 0 \sim 6$, A_i and B_j are fuzzy number, and $c_{j,i}$ is real number. The graph of fuzzification and fuzzy rule table is shown in Fig. 4.

4. Construct the fuzzy system $u_f(s, ds)$ by using the singleton fuzzifier, product-inference rule, and central average defuzzifier method. Although there are total 49 fuzzy rules in Fig. 4 will be inferred, actually only 4 fuzzy rules can be effectively excited to generate a non-zero output. Therefore, the (11) can be replaced by the following expression:

$$u_f(s, ds) = \frac{\sum_{n=i}^{i+1} \sum_{m=j}^{j+1} c_{m,n} [\mu_{A_n}(s) * \mu_{B_m}(ds)]}{\sum_{n=i}^{i+1} \sum_{m=j}^{j+1} \mu_{A_n}(s) * \mu_{B_m}(ds)} \triangleq \sum_{n=i}^{i+1} \sum_{m=j}^{j+1} c_{m,n} * d_{n,m} \quad (17)$$

where $d_{n,m} \triangleq \mu_{A_n}(s) * \mu_{B_m}(ds)$. And those $c_{m,n}$ are consequent parameters. In addition, by using (15), it is straightforward to obtain $\sum_{n=i}^{i+1} \sum_{m=j}^{j+1} d_{n,m} = 1$ in (17).

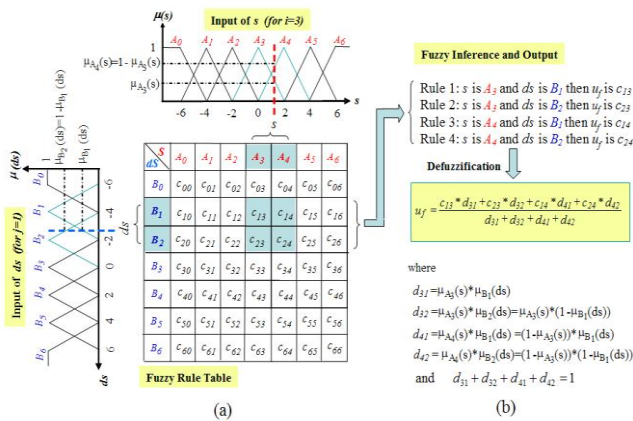


Fig.4. The symmetrical triangular membership function of s and ds , fuzzy rule table, fuzzy inference and fuzzification

5. DESIGN OF FUZZY SLIDING MODE CONTROLLER

In this section, a fuzzy sliding surface is introduced to develop a sliding mode controller which the expression $-k * \text{sat}(s / \phi)$ is replaced by an inference fuzzy system for eliminate the chattering phenomenon. The designed fuzzy logic controller has two inputs and an output. The inputs are sliding surface (s) and the change of the sliding surface \dot{s} (or ds) in a sample time, and output is the u_f . The control law $u = -k * \text{sat}(s) + u_{eq}$ in (10) is computed with explanation in section III. The configuration of the overall control system is shown in Fig.5.

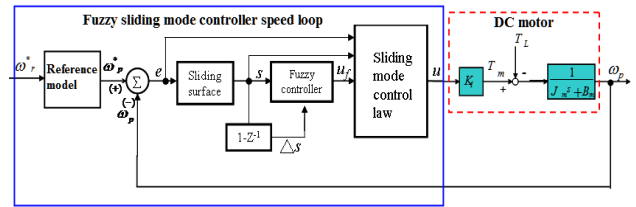


Fig.5. Diagram of FSMC for DC motor drive system

6. DESIGN OF FPGA-BASED SLIDING MODE CONTROLLER FOR DC MOTOR

The internal architecture of the proposed FPGA-based motion control IC for DC drive is shown in Fig. 7. The FPGA uses Altera DE2 EP2C35 and a Nios II embedded processor which is downloaded into FPGA to construct a SoPC environment. The motion control IC which comprises a Nios II embedded processor IP and a speed control IP, is designed under the SoPC environment. The speed control IP implemented by hardware is adopted to realize the function of a speed fuzzy sliding mode controller, a current controller, PWM generation, QEP detection and transformation, etc.[12]

An FSM is employed to model the fuzzy sliding controller in speed loop which is shown in Fig. 6. In this Figure, it uses adders, multipliers and registers, divider, saturator, etc. and manipulates 30 steps machine to carry out the overall computation. With exception of the data type in reference model are 16-bits, others data type are designed with 32-bits length.

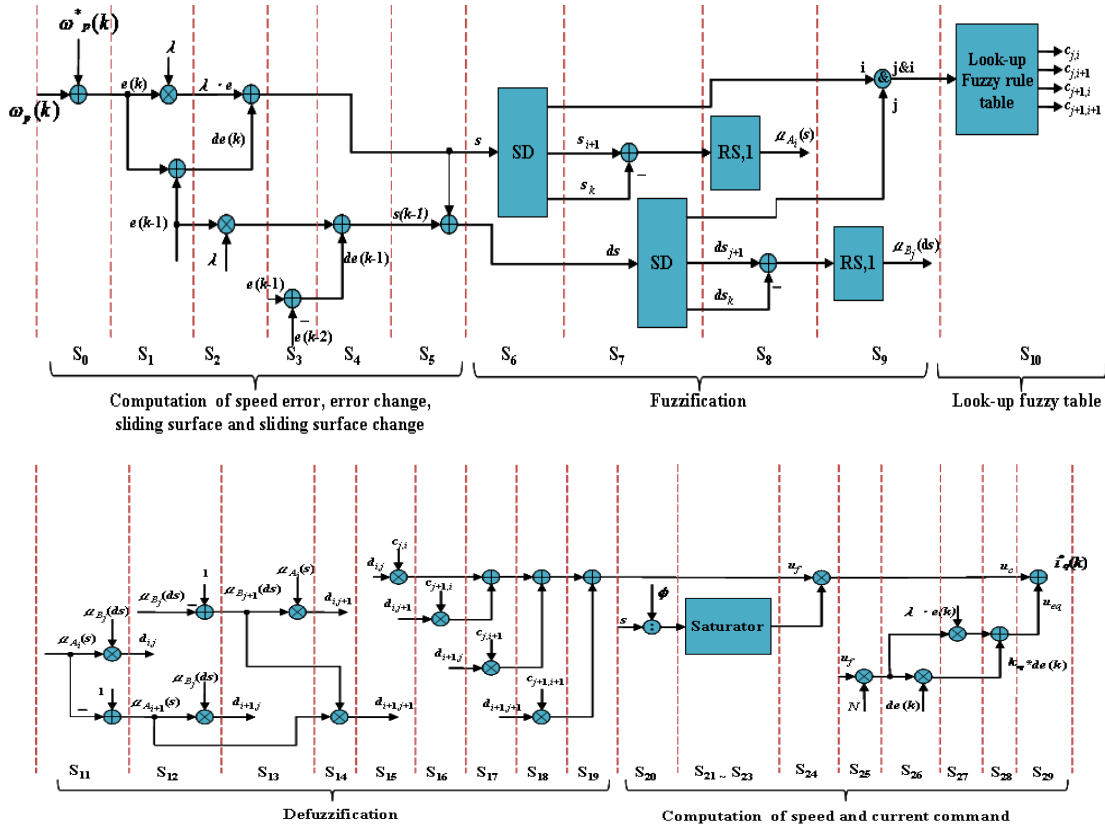


Fig.6. State diagram of a FSM for describing the fuzzy sliding mode controller in speed loop

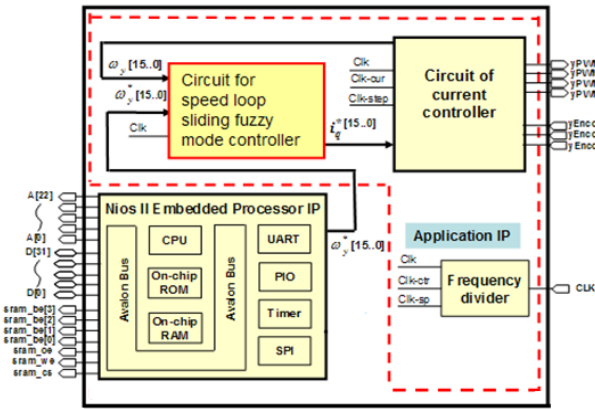


Fig.7. Internal circuit of the proposed FPGA-based motion control IC for DC motor drive

7. EXPERIMENTAL SYSTEM AND RESULTS

The experimental system is shown in Fig.8. Firstly, the power supplies AC voltage 110V to converter; Then the AC to DC converter converts the voltage from AC signal to DC signal includes: 5V DC supplies to ICs; and also transformer which transforms to 15V DC supplies to IGBTs. DC motor driver board specialized circuits (motor drivers) have been developed to supply motors with power and to isolate the other ICs from electrical problems (12V). The encoder using the 24V DC is supplied by power supply; DC motor uses the 24V DC. The

FPGA uses Altera DE2 EP2C35 which is a core component in this system and used to develop the proposed controller.

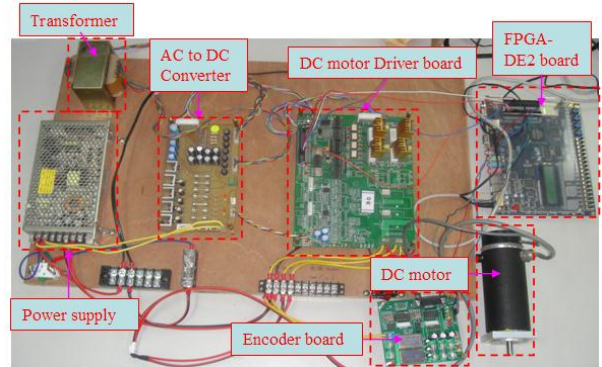


Fig.8. Experimental system

Three external loads are added to DC motor which is considered to evaluate the robustness of applied controller as shown in Fig.9.

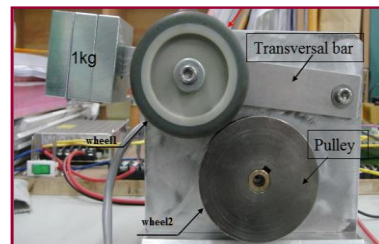


Fig.9. Experimental system

To investigate the effectiveness of the proposed control algorithm, three experimental cases with different conditions are carried out.

Case 1: Under external load $T = 0$ kg

Case 2: Under external load $T = 0.6$ kg

Case 3: Under external load $T = 1$ kg

Some experimental results are provided to demonstrate the effectiveness of the proposed FPGA-based control system. We obtained some response results using FSMC in controlling speed of DC motor with square commands. By changing the button control, the speed is controlled by hardware system as in Fig.8. The results obtained from Nios II IDE environment by implementing as hardware system and are plotted in Matlab software. Firstly, in case 1 condition without external load, using FSMC, the response performs without overshoots and rapidly track the command at 20ms as shown in Fig.10. Secondly, the case 2 condition under 0.6Kg external load is applied; the FSMC gives good performance with a small overshoots and oscillation phenomenon. Moreover the rising time to reach the speed commands at 60ms as in Fig.11. Finally, the case 3 condition with 1kg external load is applied. The FSMC is used which gives response with a negligible overshoots as shown in Fig.12. Initially, the mover of the DC motor tracks the commands with overshoot at some changing points, and then the c_{ij} parameters are tuned to adequate values, and finally the rotor speed can closely follows the commands in all of three cases.

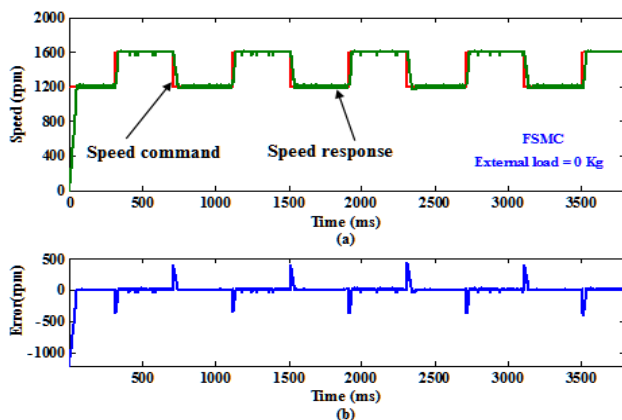


Fig.10. Square responses using the Fuzzy Sliding Mode Controller under 0 Kg external load

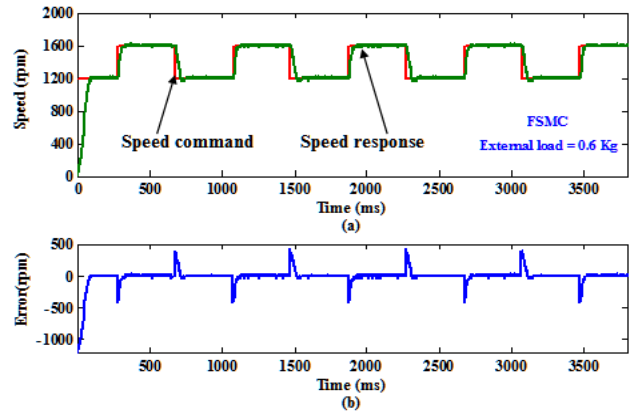


Fig.11. Square responses using the Fuzzy Sliding Mode Controller under 0.6 Kg external load

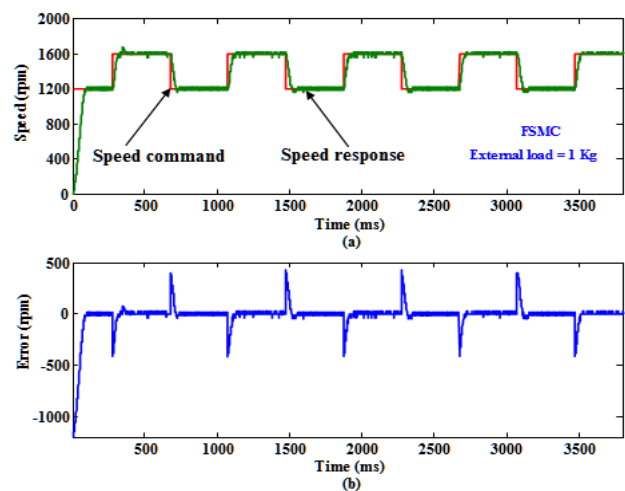


Fig.12. Square responses using the Fuzzy Sliding Mode Controller under 1 Kg external load

8. CONCLUSION

This study has successfully demonstrated the design and implementation of a FPGA-based fuzzy sliding-mode control system for DC motor. First, the dynamic model of DC motor drive was introduced; then, a sliding mode controller technique was designed. The work herein is summarized as follows. The functionalities required to build a fully digital motion controller of DC motor drive have been integrated in one FPGA chip. The behavior of a FSMC has been successfully described by VHDL language. Finally, some experimental results are verified the effectiveness of the proposed controller system with good performance response as well.

REFERENCES

- [1] Website: <http://www.altera.com>

- [2] E. Monmasson and M. N. Cirstea, "FPGA design methodology for industrial control systems – a review" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no.4, pp.1824-1842, Aug. 2007.
- [3] Chen, J., and Tang, P.C., "A sliding mode current control scheme for PWM brushless DC motor drive", *IEEE Trans. Power Electron.*, 1999, 14, (3), pp. 541–551.
- [4] Ramos, R.R., Biel, D., Fossas, E., and Guinjoan, F.: 'A fixed-frequency quasi-sliding control algorithm: application to power inverters design by means of FPGA implementation', *IEEE Trans. Power Electron.*, 1999, 18, (1), pp. 344–355.
- [5] Kim, D.: 'An implementation of fuzzy logic controller on the reconfigurable FPGA system', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2000, 47, (3), pp. 703–715.
- [6] Y.S. Kung, M.S. Wang and C.Y. Yang, "Realization of a Motion Control IC for Electric-Powered Wheelchair," *In Proceeding of the 2010 IEEE International Conference on Industrial Informatics (IEEE INDIN 2010)*, pp.523-528.
- [7] T.S. Li, S.J. Chang and Y.X. Chen, "Implementation of human-like driving skills by autonomous fuzzy behavior control on an FPGA-based car-like mobile robot," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 5, pp. 867-880, 2003.
- [8] Y.S. Kung, M.S. Wang and C.Y. Yang, "Realization of a Motion Control IC for Electric-Powered Wheelchair," *In Proceeding of the 2010 IEEE International Conference on Industrial Informatics (IEEE INDIN 2010)*, pp.523-528.
- [9] F.J. Lin, D.H. Wang and P.K. Huang, "FPGA-based fuzzy sliding mode control for a linear induction motor drive" *IEE Proc.- Electr. Power Application*, vol. 152, no.5, pp. 1137-1148, 2005.
- [10] Mohsen Fallahi and Sassan Azadi, "Fuzzy PID Sliding Mode Controller Design for the position control of a DC Motor" *in 2009 International Conference on Education Technology and Computer*, pp.978-0-7695-3609-5, 10.1109/ICETC.2009.12 17-20 April 2009.
- [11] A Hazzab, I.K. Bousserhane, M. Kamli & M. Rahli "A new fuzzy Sliding Mode Controller for Induction motor Speed Control", ALGERIA University of Sciences and Technology of Oran, ORAN (31000)ALGERIA.
- [12] Ying-Shieh Kung, Nguyen Khanh Quang and Le Thi Van Anh, "FPGA-Based Neural Fuzzy Controller Design for PMLSM Drive", *Power Electronic and Drive system, 2009.PEDS 2009 International Conference*.
- [13] Y.S. Kung, R.F. Fung and T.Y. Tai, "Realization of a motion control IC for X-Y Table based on novel FPGA technology", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 1, pp. 43-53, Jan. 2009.
- [14] Y.S. Kung, "Design and implementation of a high-performance PMLSM drives using DSP chip," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1341-1351, March 2008.

NGHIÊN CỨU HỆ ĐIỀU KHIỂN CHO ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ KÍCH THÍCH VĨNH CỬU TỪ TRƯỜNG DỌC CONTROL OF THE AXIAL FLUX PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

Ngô Mạnh Tùng¹, Phạm Quang Đăng², Nguyễn Quang Địch²

¹Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội, ²Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Email: tungnm.hau@gmail.com

Tóm tắt:

Động cơ ổ đỡ từ được biết đến với những ưu điểm như ít tổn thất do ma sát và mài mòn cơ học, không cần chất bôi trơn và quay ở tốc độ cao. Bài báo nghiên cứu về động cơ ổ từ tự nâng, trong đó tập trung vào động cơ đồng bộ kích thích vĩnh cửu từ trường dọc trục. Động cơ này bao gồm ổ từ hướng trục và từ trường dọc trục, tương ứng là hai thành phần điều khiển vị trí và điều khiển tốc độ quay động cơ. Mô hình toán học của động cơ sẽ được thành lập từ việc phân tích và tổng hợp các lực dọc trục và momen quay. Cấu trúc điều khiển được xây dựng dựa trên nguyên lý điều khiển tựa theo từ thông rotor. Kết quả mô phỏng và kiểm chứng trên phần mềm Matlab & Simulink cho thấy động cơ đạt được ổn định và gần như tách kênh giữa điều khiển vị trí và điều khiển tốc độ quay.

Abstract:

A little friction loss and abrasion, no lubrication and very high speed are advantages of the magnetic bearing motors. This paper study the self-bearing motor, in that concentrated to the axial flux permanent magnet synchronous motor. The motor is an electrical combination of an axial magnetic bearing and axial flux motor, correspondence the axial position control and the rotating speed control of motor. An mathematical model motor will be designed from the analyze theorl of the axial force and motoring torque. A propose control structure is rotor field orientation control. The simulation result on the software Matlab & Simulink show that axial force and rotating torque can be controlled independently and motor works in steady state.

Keywords:

Self-bearing motor, axial flux motor, rotor fiel orientation, magnetic bearing.

Chữ viết tắt

ĐCDB	Động cơ đồng bộ
TTDT	Từ trường dọc trục
TNKHDT	Tự nâng khe hở dọc trục

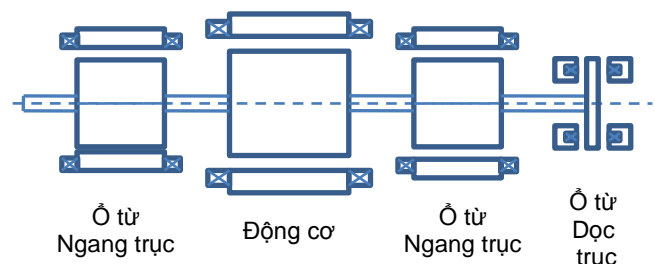
cải tiến hệ thống điều khiển cho các ổ từ và động cơ tích hợp ổ từ rất được quan tâm [1].

Cấu trúc cơ bản của động cơ ổ từ và cấu trúc tích hợp ổ từ ngang trục – động cơ được trình bày trên H. 1 và H. 2 [2],[3].

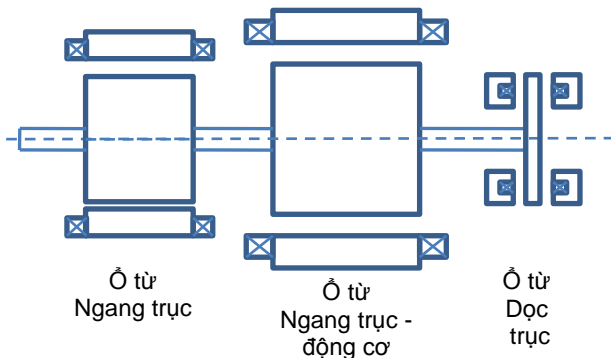
1. PHẦN MỞ ĐẦU

Động cơ ổ từ được biết đến như là giải pháp xử lý những nhu cầu mà động cơ ổ bi không đáp ứng được. Đó là việc giảm ma sát do tiếp xúc cơ khí, giảm bôi trơn dầu mỡ, giảm vấn đề bảo trì trong những điều kiện môi trường đặc biệt như áp suất quá cao, nơi có nhiệt độ quá thấp hoặc quá cao.

Vì thế, trong những năm gần đây việc nghiên cứu và

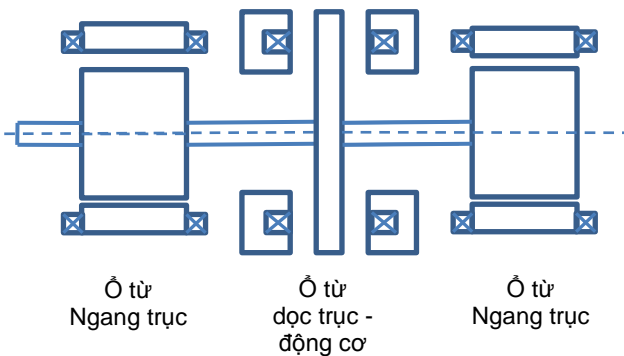


H.1. Cấu trúc của động cơ ổ từ cơ bản



H.2. Cấu trúc của ổ từ ngang trục - động cơ

Hai ổ từ ngang trục tạo ra lực để nâng rotor theo hướng ngang trục, một bộ dọc trục tạo ra lực giữ dọc trục để cố định rotor tại vị trí không đổi với stato. Các cấu trúc này thường cần có kích thước ổ từ lớn và nặng, với hệ điều khiển phức tạp, gây hạn chế trong các ứng dụng với không gian nhỏ [4], [5]. Do đó, để thu gọn cấu trúc động cơ ổ từ và đơn giản trong cấu trúc điều khiển, một cấu trúc được phát triển như H.3 [6].



H.3. Cấu trúc của ổ từ dọc trục - động cơ

Cấu trúc này bao gồm một rotor dạng đĩa đặc gắn cố định trên trục quay và từ trường được phân bố đều hai phía của roto. Cấu trúc này có dạng tương tự như một động cơ xoay chiều từ trường dọc trục, được gọi là động cơ tự nâng khe hở dọc trục. Động cơ TNKHDT là sự kết hợp của động cơ từ trường dọc trục với ổ từ hướng trục, do giảm bớt cấu hình phần cứng nên đơn giản hơn về cấu trúc và điều khiển so với động cơ ổ từ thông thường. Động cơ TNKHDT có thể là động cơ không đồng bộ hoặc đồng bộ. Tuy nhiên động cơ đồng bộ được chú ý nhiều hơn do có hệ số công suất và hiệu suất cao, dễ chế tạo.

Phương pháp điều khiển cho động cơ TNKHDT dựa trên điều khiển vectơ, trong đó dòng dọc trục i_d dùng để điều khiển lực dọc trục, còn dòng ngang trục i_q dùng để điều khiển momen quay. Kết quả cho

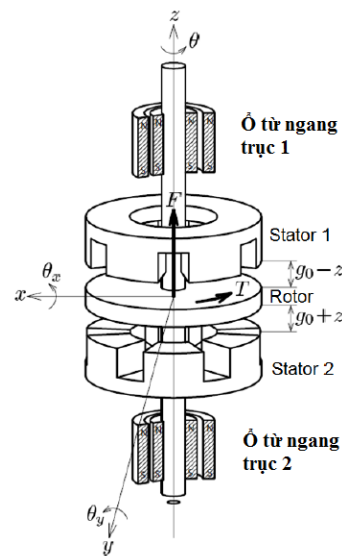
thấy cả lực dọc trục và momen quay được tạo ra đồng thời ở động cơ này.

Nếu động cơ đồng bộ là cực lõi, thành phần điện cảm trên hai trục d và q là khác nhau, xuất hiện momen từ trở gây khó khăn trong điều khiển tách kênh giữa vòng điều khiển vị trí và tốc độ.

Bài báo nghiên cứu xây dựng cấu trúc điều khiển cho toàn bộ hệ thống theo nguyên lý điều khiển vectơ, sau đó thiết kế các vòng kín điều khiển dòng điện, tốc độ và vị trí dọc trục. Kết quả sẽ được chỉ ra thông qua kết quả mô phỏng.

2. MÔ HÌNH TOÁN HỌC

Cấu trúc của động cơ TNKHDT được thể hiện trên H.4.



H.4. Cấu trúc của động cơ TNKHDT

Các tham số trên các trục x , y , θ_x , θ_y của rotor bị chi phối bởi các ổ từ ngang trục. Vì thế, chỉ quan tâm tới chuyển động quay và chuyển động trên trục z . Như vậy có thể coi động cơ gồm 2 bậc tự do.

Roto là một đĩa phẳng có gắn nam châm vĩnh cửu ở trong hai mặt đĩa tạo thành rotor cực lõi. Trên mỗi stator có các cuộn dây 3 pha để tạo từ trường quay trong khe hở không khí. Các cuộn dây 3 pha này sinh ra momen quay T_1 và T_2 , đồng thời sinh ra lực hút F_1 và F_2 giữa rotor và stato. Tổng momen quay T là tổng các momen được sinh ra từ các cuộn dây, tổng lực F là hiệu của hai lực hút thành phần [7], [8].

Để thành lập mô hình toán học của động cơ TNKHDT ta sẽ tính toán momen và lực trên mỗi stato. Động cơ đồng bộ TNKHDT dựa trên hệ tọa

độ từ thông rotor (hay hệ trục d, q) để biểu diễn các đại lượng của nó.

Trục d cùng phương với từ trường nam châm vĩnh cửu. Các trục u, v, w tương ứng cùng phương với từ thông do 3 cuộn dây trên stator sinh ra. Góc lệch giữa trục u và d gọi là góc điện θ .

Roto là cực lõi nên độ tự cảm mỗi pha của stator phụ thuộc vào vị trí góc roto, vì thế điện cảm chiếu trên trục d và trục q là khác nhau. Độ tự cảm mỗi pha là hàm của khe hở không khí g giữa rotor và stato. Thường độ tự cảm là hàm tỉ lệ nghịch với khe hở không khí, nên ta có công thức xấp xỉ sau:

$$\begin{aligned} L_{sd} &= \frac{3}{2} \frac{L'_{sd0}}{g} + L_{sl} \\ L_{sq} &= \frac{3}{2} \frac{L'_{sq0}}{g} + L_{sl} \end{aligned} \quad (2)$$

L'_{sd0}, L'_{sq0} tương ứng là điện cảm từ hóa stator trên đơn vị dài theo trục d và q . L_{sl} là điện cảm rò.

Để đơn giản hóa, giả thiết từ trường vĩnh cửu của rotor được thay thế bởi một cuộn dây được cấp dòng một chiều không đổi i_f , từ thông rotor được biểu diễn trên trục d như sau:

$$\lambda_f = L_f i_f + L_m i_{sd} \quad (3)$$

Với điện cảm rotor là:

$$L_f = \frac{3}{2} \frac{L'_{sd0}}{g} + L_{fl} \quad (4)$$

Giả thiết sự phân bố từ trường tại khe hở không khí là sin, hồ cảm giữa từ trường cuộn dây f và cuộn dây stator là:

$$L_m = \frac{3}{2} \frac{L'_{sd0}}{g} \quad (5)$$

Như vậy, mô hình toán học của động cơ đồng bộ TNKHDT biểu diễn trên hệ trục d, q như sau:

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{d i_{sd}}{dt} + \omega L_{sq} i_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{d i_{sq}}{dt} + \omega L_{sd} i_{sd} + \omega \lambda_m \\ \lambda_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \lambda_m \\ \lambda_{sq} = L_{sq} i_{sq} \end{cases} \quad (6)$$

Với λ_m là từ thông móc vòng do từ trường rotor sinh ra trên stato.

Từ (1), (2) và (5) năng lượng động cơ được tính như sau:

$$W = \frac{1}{2} (\lambda_f i_f + \lambda_{sd} i_{sd} + \lambda_{sq} i_{sq}) \quad (7)$$

$$W = \frac{1}{2} L_{sd} (i_f + i_{sd})^2 + L_{sq} i_{sq}^2$$

Từ (6) tính được lực hút dọc trục bằng cách đạo hàm năng lượng W theo biến khe hở không khí g như sau:

$$F = -\frac{\partial W}{\partial g} = \frac{3L'_{sd0}}{4g^2} (i_{sd} + i_f)^2 + \frac{3L'_{sq0}}{4g^2} i_{sq}^2 \quad (8)$$

Momen quay gây ra bởi mỗi stator được tính như sau:

$$\begin{aligned} T &= P(-\lambda_{sd} i_{sq} + \lambda_{sq} i_{sd}) \\ T &= \frac{3PL'_{sd0}}{2g} i_{sq} i_f + \frac{3P(L'_{sd0} - L'_{sq0})}{2g} i_{sd} i_{sq} \end{aligned} \quad (9)$$

Với P là số đôi cực.

Từ (8) ta thấy momen T của động cơ bao gồm thành phần momen tác dụng sinh ra bởi dòng điện trên trục q và momen từ trở sinh ra do sự chênh lệch giá trị điện cảm trên trục d và q . Điều đó có nghĩa là trong mọi chế độ hoạt động, động cơ phải sinh ra một lượng momen thêm vào để bù momen từ trở.

Khoảng cách khe hở không khí giữa rotor và stator ở điểm cân bằng là g_0 . Thực tế, giá trị khe hở này sẽ thay đổi xung quanh điểm cân bằng với khoảng dịch chuyển là z .

Theo (7) và (8), nếu ta thay $g = g_0 + z$, $i_{sq} = i_{q1}$, $i_{sd} = i_{d1}$ và $g = g_0 - z$, $i_{sq} = i_{sq2}$, $i_{sd} = i_{d2}$ ta sẽ tính được tương ứng T_1, F_1, T_2, F_2 . Từ đó, công thức tính tổng lực dọc trục F và momen quay T là:

$$\begin{aligned} F &= F_2 - F_1 \\ T &= T_1 + T_2 \end{aligned} \quad (10)$$

Tuyến tính hóa tại điểm cân bằng $z=0$ rồi khai triển (9) thành chuỗi Maclaurin, giữ lại số hạng đầu tiên, ta được:

$$\begin{aligned} F &= K_{Fd} (i_{d2} + i_f)^2 - (i_{d1} + i_f)^2 \\ &+ K_{Fq} (i_{q2}^2 - i_{q1}^2) + 2K_{Fq} (i_{q2}^2 + i_{q1}^2) \frac{z}{g_0} \\ &+ 2K_{Fd} (i_{d2} + i_f)^2 + (i_{d1} + i_f)^2 \frac{z}{g_0} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} T &= K_T (i_{q1} + i_{q2}) + K_T (i_{q2} - i_{q1}) \frac{z}{g_0} \\ &+ K_R (i_{d1} i_{q1} + i_{d2} i_{q2}) + K_R (i_{d2} i_{q2} - i_{d1} i_{q1}) \frac{z}{g_0} \end{aligned} \quad (12)$$

Với $K_{Fd} = \frac{3L'_{sd0}}{4g_0^2}$ và $K_{Fq} = \frac{3L'_{sq0}}{4g_0^2}$ là các hệ số lực hút dọc trục

$K_T = -\frac{3PL'_{sd0}i_f}{2g_0}$ và $K_F = -\frac{3(L'_{sd0} - L'_{sq0})}{2g_0}$ là các hệ số momen quay.

3. NGUYÊN LÝ ĐIỀU KHIỂN

Momen được điều khiển bởi dòng trục q , còn lực hút được điều khiển bởi dòng trục d . Giả thiết:

$$\begin{cases} i_{q1} = i_{q2} = i_q \\ i_{d1} = i_{d0} - i_d \\ i_{d2} = i_{d0} + i_d \end{cases} \quad (13)$$

Trong đó:

i_{d1} và i_{d2} tương ứng là thành phần dòng điện dọc trục trên 2 stator sinh ra lực hút F_1 và F_2

i_{d0} là dòng offset, có giá trị rất nhỏ hoặc xấp xỉ không.

Thay vào (10) và (11), ta được:

$$F = 4K_{Fd}i_f i_d + 4K_{Fd}(i_d^2 + i_f^2) + 4K_{Fq}i_q^2 \frac{z}{g_0} \quad (14)$$

$$T = 2K_T i_q + 2K_R i_d i_q \frac{z}{g_0} \quad (15)$$

Nếu sự dịch chuyển bằng không hoặc rất nhỏ so với khe hở không khí tại điểm cân bằng g_0 , thì ta có thể rút gọn (13) và (14) thành:

$$F = 4K_{Fd}i_f i_d \quad (16)$$

$$T = 2K_T i_q \quad (17)$$

Từ (13) và (14) ta thấy rằng, mặc dù lực hút dọc trục vẫn chịu phụ thuộc nhỏ vào thành phần dòng trục q và momen quay vẫn chịu phụ thuộc nhỏ vào thành phần dòng trục d , nhưng có thể điều khiển lực hút bởi dòng i_d và momen bởi dòng i_q .

3.1. Điều khiển vị trí dọc trục

Vị trí ngang trục của rotor được ổn định bởi ổ từ ngang trục, do vậy sự sai lệch dọc trục sẽ độc lập với sự dịch chuyển ngang trục, và được tính như sau:

$$F = m\ddot{z} \quad (18)$$

Với m là khối lượng của phần chuyển động, F là lực hút dọc trục. Thay (13) vào (17) ta được:

$$m\ddot{z} = 4K_{Fd}i_f i_d + \{4K_{Fd}(i_d^2 + i_f^2) + 4K_{Fq}i_q^2\} \frac{z}{g_0} \quad (19)$$

$$\text{Hay: } m\ddot{z} + K_z z = K_m i_d \quad (20)$$

Với $K_z = \frac{-4K_{Fd}(i_f^2 + i_d^2) + K_{Fq}i_q^2}{g_0}$ là độ cứng của

động cơ và $K_m = 4K_{Fd}i_f$ là hệ số khuếch đại lực hút. Công thức (19) có hệ số K_z là âm nên hệ không ổn định. Để hệ ổn định, hệ điều khiển cần chứa thành phần vi phân. Xét nếu sử dụng bộ điều khiển tỉ lệ vi phân PD thì tín hiệu điều khiển tương ứng với giá trị dòng tham chiếu trục d như sau:

$$i_d = -K_p z - K_D \dot{z} \quad (21)$$

Với K_p là hệ số tỉ lệ và K_D là hằng số vi phân của bộ điều khiển vị trí dọc trục. Thay (20) vào (19) ta được:

$$m\ddot{z} + K_m K_D \dot{z} + (K_z + K_m K_p)z = 0 \quad (22)$$

Hệ ổn định khi các hệ số của (21) là cùng dấu. Vì $K_D > 0$ nên K_p phải thỏa mãn:

$$K_p > \frac{K_z}{K_m} = \frac{-4K_{Fd}(i_f^2 + i_d^2) + K_{Fq}i_q^2}{K_{Fd}i_f g_0} \quad (23)$$

Khi sử dụng PD sẽ xuất hiện sai lệch tĩnh, vì vậy bộ điều khiển vị trí nên sử dụng bộ điều khiển PID.

3.2. Điều khiển tốc độ

Độ lệch giữa momen điện từ T và momen tải T_L tạo nên gia tốc bám theo đặc tính cơ của động cơ. Hàm chuyển động quay của động cơ có thể viết như sau:

$$T - T_L = J \frac{d\omega}{dt} \quad (24)$$

Một bộ điều khiển khuếch đại luôn tồn tại sai lệch tĩnh nên bộ điều khiển nên dùng ở đây là PI.

3.3. Cấu trúc điều khiển

Cấu trúc điều khiển vectơ của động cơ TNKHDĐT được thực hiện bằng việc phân tích dòng tức thời của stator thành thành phần sinh lực hút dọc trục i_d và một thành phần dòng sinh momen quay i_q , được biểu diễn trên H. 5.

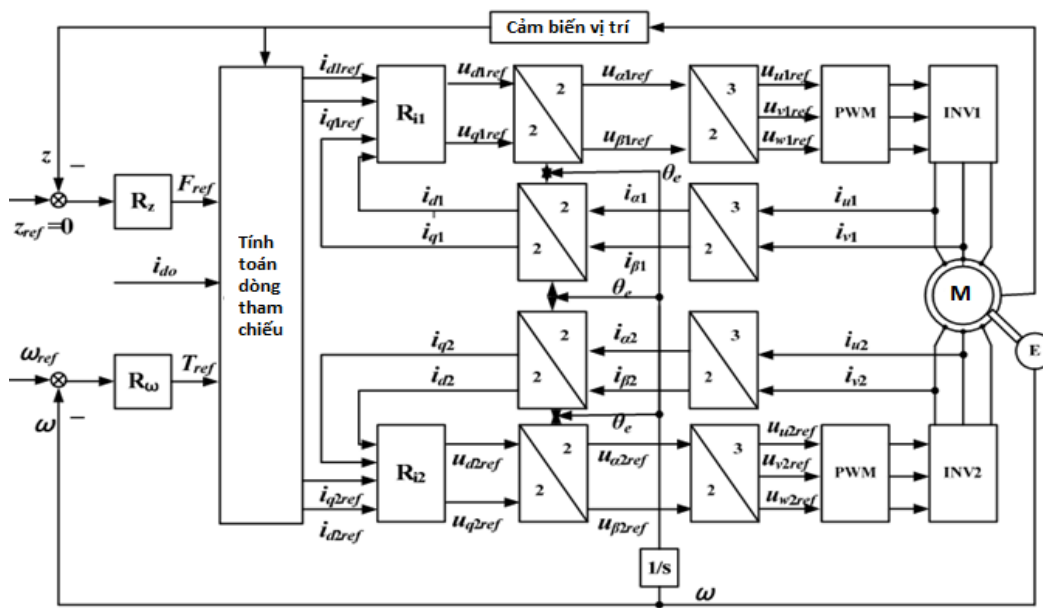
Kí hiệu z là vị trí dọc trục tính từ điểm cân bằng được xác định bằng cảm biến vị trí. Giá trị này được so sánh với giá trị điều khiển z_{ref} (giá trị này luôn được đặt bằng không để đảm bảo rotor ở vị trí chính giữa hai stator). Sai số vị trí dọc trục được đưa vào bộ điều khiển vị trí R_z , đầu ra sẽ là dòng tham chiếu trên trục d . Dòng tham chiếu này sẽ được tách thành dòng i_{d1ref} và i_{d2ref} cho hai stator bằng cách lấy giá trị

dòng offset i_{d0} (giá trị này có thể bằng không hoặc rất nhỏ xấp xỉ không) cộng hoặc trừ giá trị i_{dref} .

Tốc độ rotor đo được từ encoder được so sánh với giá trị tốc độ tham chiếu, sau đó sai lệch được đưa vào bộ điều chỉnh tốc độ R_ω . Đầu ra là dòng tham chiếu trên trục q , dòng này có hai giá trị tương ứng với hai stator.

Dòng điện trên hai pha của stator trên hệ tọa độ $\alpha\beta$ có được bằng việc đo dòng trên hai pha thực. Sau đó các thành phần dòng trên hệ tọa độ dq được tính dựa

vào vị trí rotor đo từ encoder. Các thành phần trục q được điều khiển bởi các giá trị tham chiếu lấy từ bộ điều khiển tốc độ, còn các thành phần trục d được điều khiển bởi các giá trị tham chiếu lấy từ bộ điều khiển vị trí dọc trục. Đầu ra của bộ điều khiển dòng dùng để tính các giá trị điện áp tham chiếu. Ta cần sử dụng khâu chuyển hệ tọa độ quay sang hệ tham chiếu cố định ba pha stator. Dòng cấp trực tiếp cho các pha stator của động cơ được cấp từ các bộ điều chế độ rộng xung PWM. Hầu hết các bộ điều khiển là PI, chỉ có bộ điều khiển vị trí là PID.

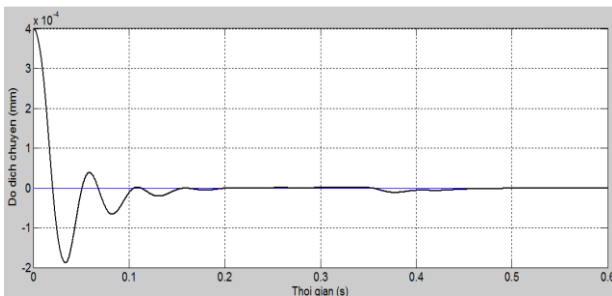


H.5. Vòng điều chỉnh dòng stator sử dụng phương pháp tuyến tính hóa chính xác

4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Các kết quả thu được trên Matlab-Simulink như sau:

Đáp ứng z khi tốc độ bằng 0, điểm dịch chuyển ban đầu so với điểm cân bằng là 0.4mm, tải dọc trục tác động tại thời điểm 0,35s như trên H.6.

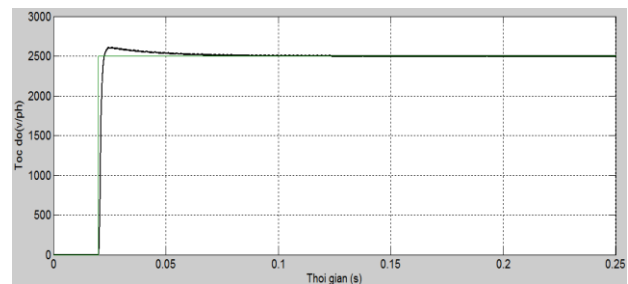


H.6. Đáp ứng vị trí dọc trục khi tốc độ bằng 0

Sau thời gian quá độ khoảng 0,25s, rotor ở vị trí cân bằng giữa 2 stato, độ quá điều chỉnh nhỏ 0,19mm. Tại thời điểm 0,35s, khi đóng tải, độ dịch chuyển bị dao động nhẹ rồi nhanh chóng về vị trí ổn định sau

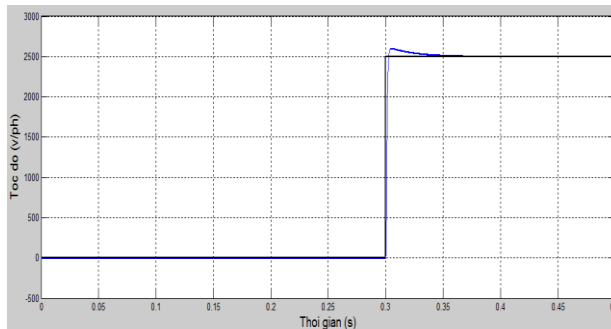
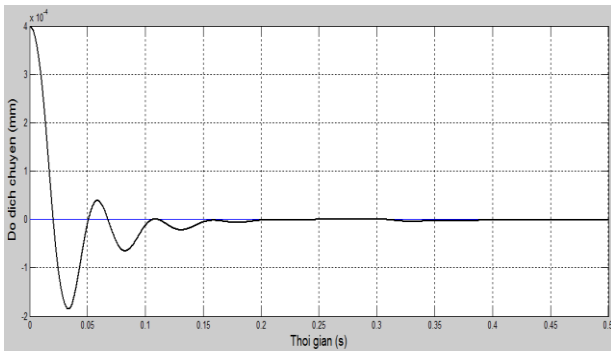
khoảng 0,1s.

H.7 miêu tả đáp ứng tốc độ khi $z=0$, với giá trị đặt tốc độ là 2500, khởi động sau 0,02s. Nhận thấy đáp ứng tốc độ mất 0,1s để ổn định, và có độ quá điều chỉnh nhỏ.

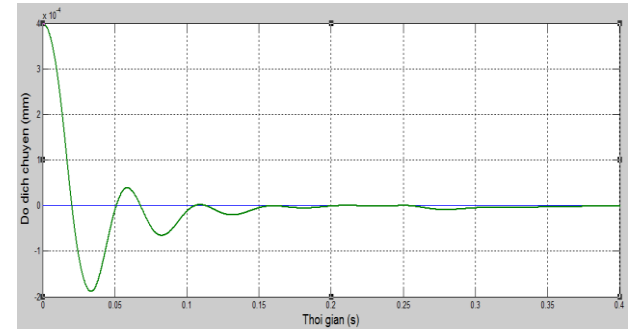
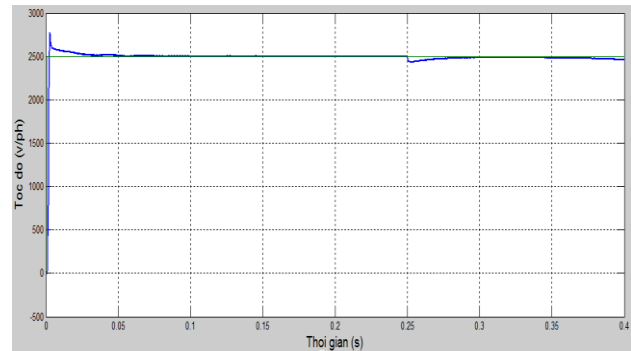


H.7. Đáp ứng tốc độ khi $z=0$

H.8 cho biết vị trí dịch chuyển bị ảnh hưởng khi tốc độ thay đổi, từ 0 đến 2500. Từ đồ thị nhận thấy vị trí bị thay đổi nhẹ tại thời điểm 0,3s khi chuyển tốc độ, nhưng trở về vị trí cân bằng rất nhanh, cho thấy sự xen kênh là không đáng kể.



H.8. Ảnh hưởng thay đổi tốc độ lên đáp ứng vị trí dọc trục



H.9. Ảnh hưởng khi đóng tải quay lên đáp ứng tốc độ và vị trí dọc trục

H.9 mô tả ảnh hưởng của tải momen quay tại thời điểm 0,25s lên tốc độ và vị trí dọc trục. Tại thời điểm đóng tải, cả 2 đáp ứng đều giảm rồi nhanh chóng trở lại giá trị đặt ngay lập tức.

5. KẾT LUẬN

Một hệ điều khiển đã được xây dựng và mô phỏng cho động cơ đồng bộ cực lỗi kích thích vĩnh cửu khe hở dọc trục. Động cơ làm việc với momen quay và lực hút dọc trục được sinh ra từ các dòng thành phần trên trục d và trục q . Kết quả mô phỏng cũng cho thấy có thể điều khiển giảm thiểu sự tác động qua lại giữa vòng điều khiển tốc độ với vòng điều khiển vị trí dọc trục.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] M. Dussaux (1990) *The industrial application of the active magnetic bearing technology*. In Proc. 2nd Int. Symp. Magnetic bearings, Tokyo, Japan, July 12-14.
- [2] Okada Y. and Ohishi T. (1995) *Analysis and comparison of PM synchronous motor and induction motor type magnetic bearing*, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 32, Sept./ Oct., pp 1047-1053.
- [3] Ueno S. and Okada Y. (2000) *Characteristics and control of a bidirectional axial gap combined motor-bearing*, IEEE Transactions on Mechatronics, Vol. 5, No. 3, Sept., pp. 310-318.
- [4] A. Chiba, T. Deido, T. Fukao, and M. A. Rahman (1994) *An analysis of bearing-less AC motors*. IEEE Trans. Energy Convers., vol9, no. 1, pp. 61-67, Mar.
- [5] Y. Okada, K. Dejima, and T. Ohishi *Analysis and comparison of PM synchronous motor and induction motor type magnetic bearing*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 32, no. 2, pp. 363-370, Mar.
- [6] Ueno S. and Okada Y. (1999) *Vector control of an induction type axial gap combined motor-bearing*, Proceeding of the IEEE international Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, Sept. 19-23, Atlanta, USA, pp. 794-799.
- [7] Dich Quang Nguyen, Ueno. S (2008) *Sensorless speed control of a permanent magnet type axial gap self-bearing motor using sliding mode observer*, Proceeding of 10th International Conference on Control, Automation, Robotics and Vision, Hanoi, Vietnam, pp. 1600- 1605.
- [8] D. Q. Nguyen and S. Ueno (2009) *Sensorless speed control of a permanent type axial gap self bearing motor*, Journal of System Design and Dynamic, Vol. 3, No.4, pp. 494-505, July.
- [9] Takeshi Furuhashi; Somboon Sangwongwanich (1992) *A Position-and-Velocity Sensorless Control for Brushless DC Motors Using an Adaptive Sliding Mode Observer*, IEEE Transactions On Industrial Electronic, vol. 39, no. 2, Apr.

NHẬN DẠNG THAM SỐ VÀ MỘT SỐ DẠNG MÔ HÌNH ĐỘNG HỌC CỦA ĐỘNG CƠ MỘT CHIỀU SỬ DỤNG MATLAB SYSTEM IDENTIFICATION TOOLBOX

IDENTIFYING PARAMETERS AND DYNAMIC MODELS OF DC MOTOR USING MATLAB SYSTEM IDENTIFICATION TOOLBOX

Đặng Hà Dũng

Trường Đại học Giao thông Vận tải

Email: dungdangha@gmail.com

Tóm tắt:

Nhận dạng là bước quan trọng đầu tiên của các bài toán điều khiển. Việc nhận dạng thành công đối tượng sẽ cung cấp những thông tin cần thiết để có thể phân tích chính xác và giải quyết hiệu quả các vấn đề điều khiển đối tượng. Bài báo này sẽ đưa ra khả năng nhận dạng và đánh giá kết quả nhận dạng đối tượng động cơ một chiều kích từ độc lập từ bộ dữ liệu đo trực tiếp và sử dụng công cụ system identification của Matlab..

Abstract:

Identification is the first important step solving the automatic control problems. The successfully identified object provides necessary information for analyzing and controlling process efficiently. This paper describes the ability of identifying the system parameters and dynamic linear or nonlinear models using Matlab system identification toolbox. The data is measured directly from the system. The demonstrated system in this paper is the direct current motor excited separately.

Keywords:

model identification, parameters identification, dc motor, transfer function, state space model, linear model, nonlinear model.

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
R	Ω	Điện trở phần ứng
L	H	Điện cảm phần ứng
J	Kg.m^2	Momen quán tính
K	N.m/A	Hằng số động cơ
B	N.m.s/rad	Hệ số ma sát trên trục
$\omega, \Omega(s)$	rad/s	Tốc độ
$U(s), u$	V	Điện áp phần ứng
i_a	A	Dòng điện phần ứng
T_0	ms	Chu kỳ tương ứng tần số cắt

Chữ viết tắt

TF	Mô hình hàm truyền đạt
SS	Mô hình không gian trạng thái
$NLARX$	Mô hình phi tuyến ARX
SI	System Identification toolbox

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Động cơ một chiều là một mô hình được sử dụng rất phổ biến trong các tài liệu về lý thuyết điều khiển tự động. Theo [1] và [2], với giả thuyết đối tượng là tuyến tính, ta có mô hình hàm truyền đạt (1) và hệ phương trình trạng thái (2) của động cơ có dạng:

$$TF: W(s) = \frac{\Omega(s)}{U(s)} = \frac{\frac{K}{JL}}{s^2 + \frac{BL + RJ}{JL}s + \frac{BR + K^2}{JL}} \quad (1)$$

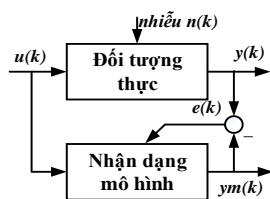
$$SS: \begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \omega \\ i_a \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & \frac{K}{J} \\ -\frac{K}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \omega \\ i_a \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{pmatrix} u \\ y = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega \\ i_a \end{pmatrix} \end{cases} \quad (2)$$

Các mô hình động học trên được xây dựng dựa trên các phương trình cân bằng vật lý của động cơ. Để tổng hợp bộ điều khiển kinh điển (như bộ PID),

thường dựa trên mô hình hàm truyền đạt (1); để tổng hợp các bộ điều khiển dựa trên nguyên lý phản hồi trạng thái (như điều khiển tối ưu, điều khiển sensorless), phải dựa trên mô hình không gian trạng thái (2). Đơn giản hơn, nếu muốn khảo sát đặc tính động học động cơ, xác định hoặc dự đoán được đáp ứng của động cơ khi tác động đầu vào thay đổi, cần một mô hình cho phép thực hiện được điều này. Tức là với một động cơ cụ thể, nếu có thể xác định hàm truyền đạt hoặc không gian trạng thái của nó thì việc điều khiển sẽ có thể thực hiện thuận lợi.

Một động cơ một chiều trong thực tế thường không được cung cấp sẵn bộ các tham số K, L, R, B, J. Khi có bộ tham số này, theo (1) và (2), sẽ có ngay các mô hình động học của động cơ. Ngược lại, nếu có mô tả trạng thái của động cơ (2), có thể xác định được bộ tham số K, L, R, B, J. Do các tham số này không thể đo được trực tiếp, chỉ có thể đo được tác động đầu vào (u) và vận tốc quay (ω), để có được (1) và (2) và qua đó xác định bộ tham số động cơ, phải thực hiện nhận dạng. Có nhiều phương pháp để thực hiện nhận dạng, trong bài báo này, tác giả sẽ sử dụng bộ công cụ System Identification toolbox của Matlab trên các bộ dữ liệu đo trực tiếp từ động cơ sử dụng vi điều khiển để tiến hành nhận dạng.

Bộ công cụ phần mềm System Identification (SI) của Matlab là công cụ hỗ trợ nhận dạng nhiều loại mô hình khác nhau như hàm truyền đạt, không gian trạng thái và các mô hình phi tuyến Nonlinear ARX (NLARX), Hammerstein-Wiener. Người đặt nền móng và phát triển SI là Lennart Ljung, ông cũng là tác giả của tài liệu [3]. Nguyên tắc nhận dạng của SI được thể hiện trên hình H.1.



H.1. Nguyên lý nhận dạng của SI

Nguyên tắc nhận dạng của Lennart Ljung thể hiện trong [3] và là cốt lõi của SI, có thể được phát biểu vắn tắt như sau. Từ các tín hiệu vào và ra đo được của đối tượng sẽ có mô hình phụ thuộc tham số θ :

$$y_k = G(z, \theta) u(k) + H(z, \theta) n_k$$

Với G và H là những hàm truyền đạt rời rạc, phụ thuộc tham số (các mô hình ARX, ARMAX). Giả sử từ G và H, xác định được đầu ra $y_m(k)$, khi đó có:

$$e_{k,\theta} = y_k - y_{m,k}$$

Với bộ N mẫu, ta xác định một phiếm hàm mục tiêu:

$$V_N(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N f(e_{k,\theta})$$

Với f là một hàm vô hướng xác định dương. Khi đó bộ tham số θ sẽ là các giá trị làm cho phiếm hàm $V_N(\theta)$ đạt giá trị cực tiểu, tức là:

$$\theta = \arg \min V_N(\theta)$$

Căn cứ theo lý thuyết trên, để nhận dạng tham số động cơ nói riêng hay mô hình động cơ nói chung, cần phải chuyển đổi dạng biểu diễn của (1) và (2) sang dạng rời rạc theo thời gian. Việc này là bắt buộc nếu sử dụng SI ở những phiên bản cũ; ví dụ với Matlab 7 (R14, 2005), SI chỉ cho phép thực hiện nhận dạng những mô hình rời rạc. Tuy nhiên, trong bài báo này, tác giả sử dụng SI của phiên bản Matlab R2012a, là phiên bản cho phép nhận dạng các mô hình liên tục dựa trên bộ dữ liệu đo rời rạc, [4] và [5], do đó việc chuyển đổi biểu diễn từ liên tục sang rời rạc là không cần thiết. Vậy mục tiêu nhận dạng là các mô hình tuyến tính liên tục tham số hằng (1) và (2).

Khi cung cấp cho SI các bộ dữ liệu tốt, phản ánh đầy đủ quá trình động học của đối tượng, có thể gặp trường hợp xác định được nhiều mô hình cho cùng một đối tượng, thậm chí có cả những mô hình là phi tuyến. Vấn đề thực hiện đánh giá để lựa chọn mô hình đặc trưng tốt nhất cho đối tượng cũng cần được đặt ra.

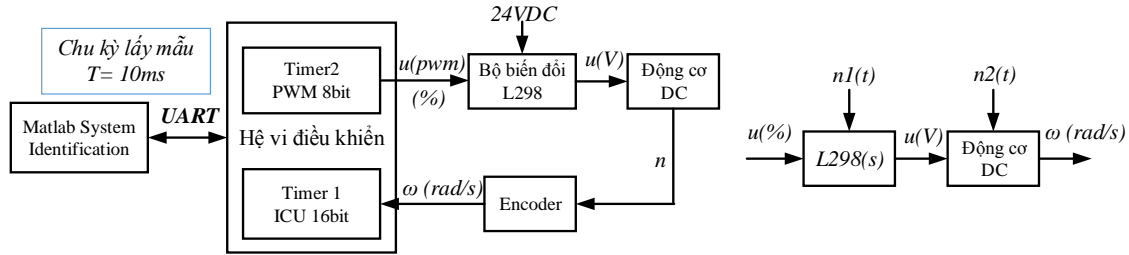
2. NHẬN DẠNG THAM SỐ VÀ CÁC MÔ HÌNH ĐỘNG HỌC CỦA ĐỘNG CƠ

2.1. Thu thập dữ liệu và mô hình

Để thu thập dữ liệu làm việc của mô hình động cơ một chiều, tác giả sử dụng một hệ vi điều khiển với chip Atmega8 của atmel. Hệ vi điều khiển này sẽ kết nối với động cơ thông qua ic biến đổi công suất L298, biến đổi điện áp đặt lên động cơ thay đổi từ 0V đến 24V thông qua khâu biến đổi độ rộng xung (PWM). Trong các đầu ra của động cơ như vị trí, dòng điện, tốc độ quay của động cơ được chọn làm đầu ra, bởi khả năng đo chính xác tốc độ của động cơ thông qua vi điều khiển. Tốc độ quay được xác định qua encoder tương đối. Để đảm bảo độ chính xác, phương pháp xử lý đo tốc độ được thực hiện qua tính năng đo độ rộng của xung sử dụng khối bắt

xung đầu vào (Input Capture Unit_ ICU). Hệ vi điều khiển được kết nối với Matlab thông qua truyền

thông UART. Sơ đồ nguyên lý thể hiện trên H.2. Động cơ chạy ở chế độ không tải.



H.2. Nguyên lý thu thập dữ liệu (trái) và sơ đồ đối tượng nhận dạng tương đương (phải)

Từ sơ đồ nguyên lý, ta có thể rút ra một số điểm khác biệt giữa dữ liệu thực với mô hình động học được mô tả bởi (1), (2). Đó là tín hiệu tác động trực tiếp giờ đây là tỉ lệ của độ rộng xung điều chế (u(%)). Giá trị này nằm trong khoảng 0-100 (%), nó sẽ quyết định điện áp thực đặt lên động cơ thông qua bộ biến đổi L298. Điều này được thể hiện qua mô hình hàm truyền đạt L298(s). Có thể xấp xỉ khâu L298(s) là một khâu quán tính bậc nhất:

$$L_{298} s = \frac{24}{T_L s + 1} \quad (3)$$

Với T_L là hằng số thời gian của L298. Tuy nhiên, theo datasheet của linh kiện này, thời gian đáp ứng (rising time) của L298 là khoảng 0.4μs đến 0.7 μs, rất nhỏ so với thời gian lấy mẫu $T = 10ms$. Vì vậy ta có thể bỏ qua giai đoạn quá độ, coi $L_{298}(s) = 24$, tức là khâu biến đổi điện áp L298 tương đương với một khâu khuếch đại.

Như vậy, bộ dữ liệu thu được sẽ tiến hành nhận dạng cho đối tượng là 24*(Động cơ DC) với đầu vào là u(%) nhận giá trị trong khoảng từ 0-1; đầu ra là ω(rad/s). Các tín hiệu nhiễu $n_1(t)$ và $n_2(t)$ là thể hiện cho các tác động của nhiễu lên bộ biến đổi L298 và lên quá trình đo đếm xung đầu ra. Việc lựa chọn chu kỳ trích mẫu T sẽ được giải thích trong mục tiếp theo, sau khi ta có các tập dữ liệu vận hành của động cơ. Lưu đồ thuật toán thu thập dữ liệu được thể hiện trên H.3. Việc nhận dạng được thực hiện sau khi thu thập xong các bộ dữ liệu (nhận dạng offline).

2.2. Một số tập dữ liệu của đối tượng

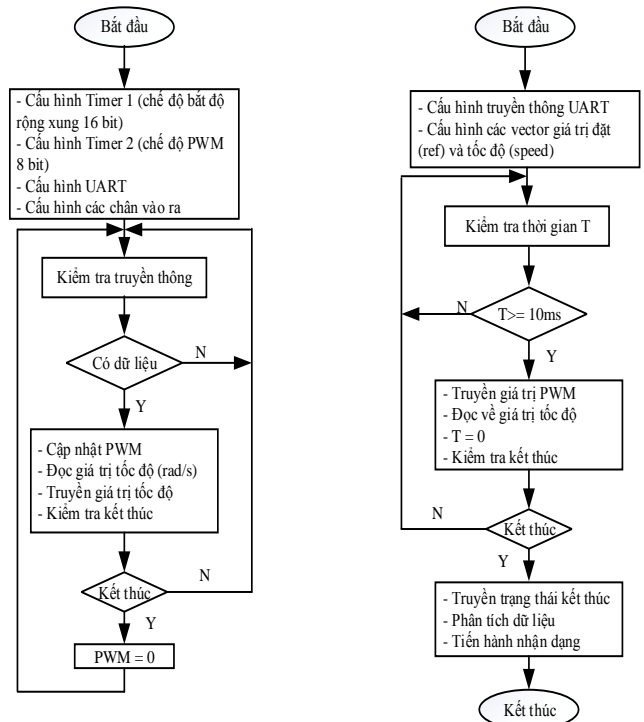
Dựa theo nguyên lý mô tả trong mục trên, chương trình sẽ tiến hành thu thập dữ liệu. H.5 là bộ dữ liệu DATA1 kiểu đáp ứng bước nhảy đơn vị của động cơ DC. Bộ dữ liệu DATA1 có đặc điểm là tín hiệu vào (ref) bắt đầu tác động tại thời điểm $t = 48,46s$ với biên độ $d = 99,6\%$. Tiếp theo ta đi phân tích dữ liệu

thu được. Với chu kỳ trích mẫu $T = 10ms$, ta có tần số lấy mẫu là:

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 628.32 \text{ rad/s}$$

Từ bộ dữ liệu DATA 1, ta có thể xác định được đặc tính logarith và đồ thị Bode như ở hình 4b. Điểm tần số cắt ω_0 là điểm mà biên độ đặc tính biên tần có giá trị -3dB, trong trường hợp này là:

$$\omega_0 = 132 \text{ rad/s}$$



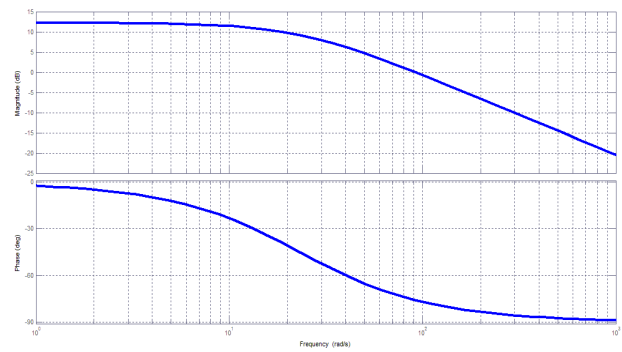
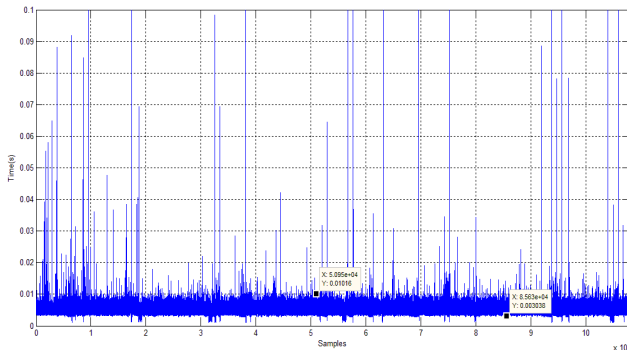
H.3. Lưu đồ thuật toán vi điều khiển (trái) và Matlab (phải)

Theo tiêu chuẩn lấy mẫu Shannon, [1], $\omega \geq 2\omega_0$, thì DATA1 hoàn toàn thỏa mãn. Không nhưng thế, theo hình 4a, có thể thấy 10 ms là thời gian mà Matlab và vi điều khiển có thể thực hiện truyền đạt thành công một mẫu dữ liệu (giá trị đặt và tốc độ quay). Tỉ số

PHẦN 5. ĐIỀU KHIỂN TRUYỀN ĐỘNG ĐIỆN

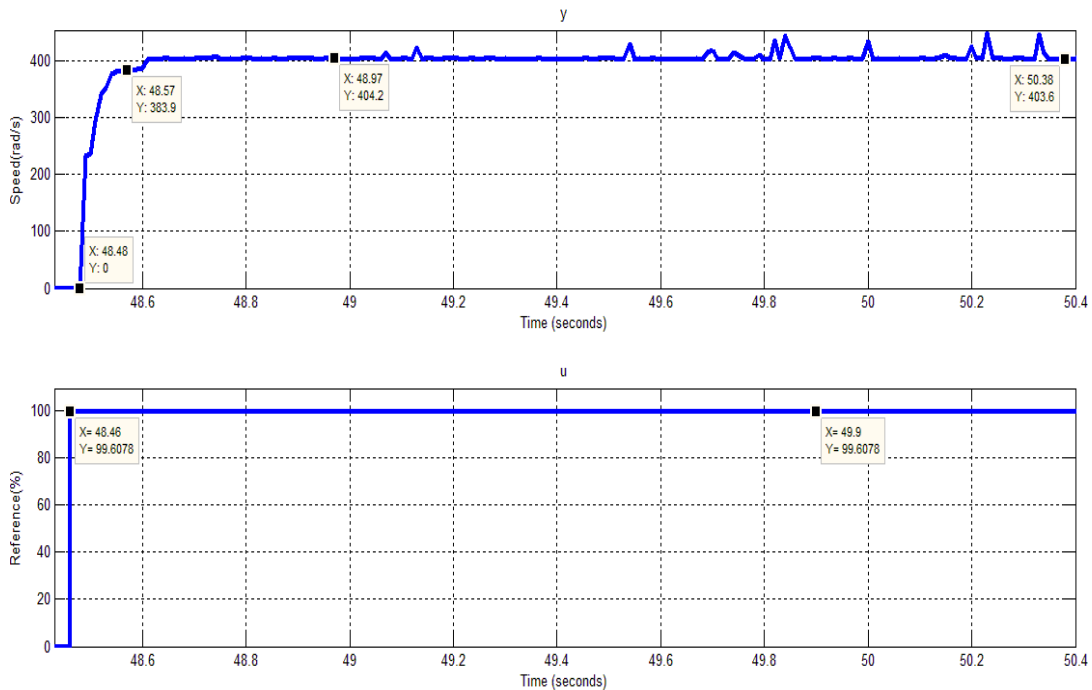
truyền được sử dụng là 57600 baud. Thời gian trung bình để thực hiện truyền nhận bộ dữ liệu trên hình 4 là 5.4 ms. Vậy dữ liệu thu được vừa thoả mãn

nguyên lý lấy mẫu và vừa nằm trong khả năng xử lý của thiết bị.



a. Thời gian truyền thông một mẫu dữ liệu b. Đồ thị Bode của dữ liệu DATA1

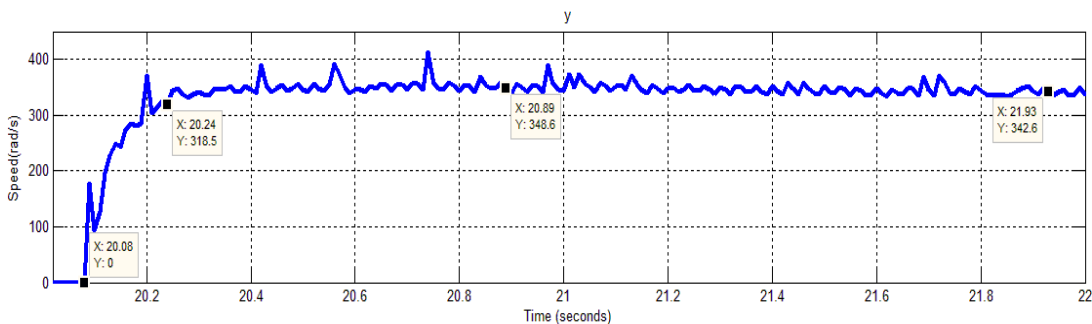
H.4. Phân tích dữ liệu thu được



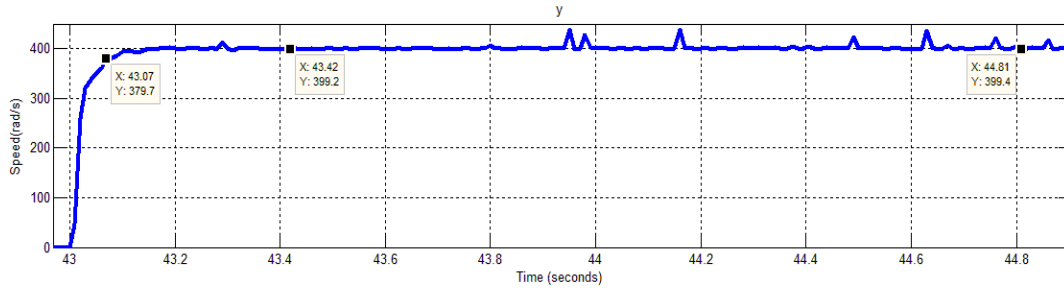
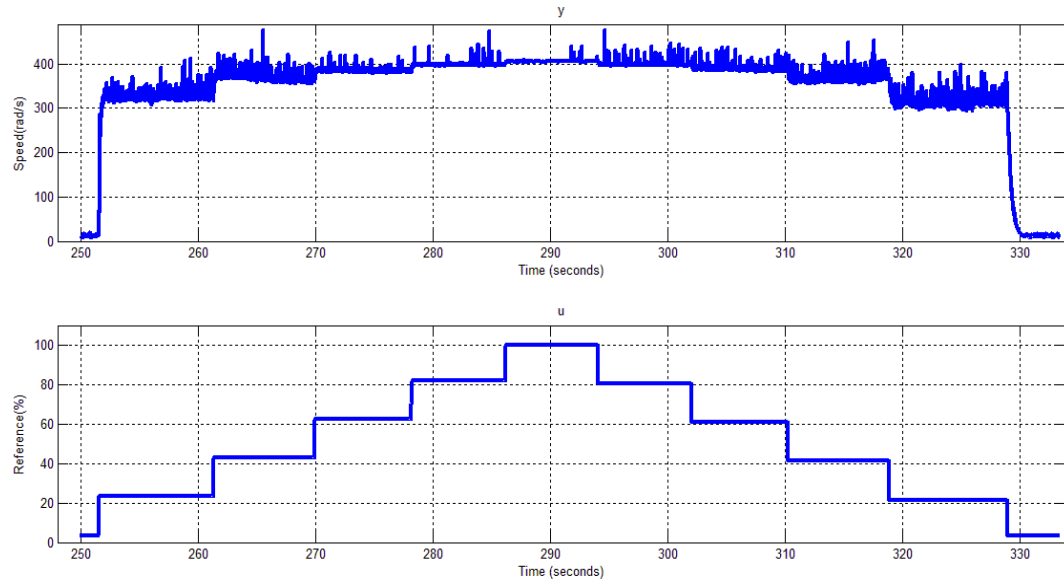
H.5. Bộ dữ liệu DATA1 (ref: $t = 48,46s$; $d = 99,6\%$; $\omega_0 = 132 \text{ rad/s}$)

Để nhận dạng đối tượng, người ta không dựa trên một bộ dữ liệu duy nhất mà dùng nhiều bộ dữ liệu khác nhau, vừa để làm cơ sở cho thuật toán nhận

dạng vừa để đánh giá chất lượng của mô hình nhận dạng. Hình 6 dưới đây là một số bộ dữ liệu tiêu biểu đã được tác giả sử dụng trong bài báo này.



H.6a. DATA2 (ref: $t = 20,05s$; $d = 31\%$; $\omega_0 = 187,4 \text{ rad/s}$)


 H.6b. DATA3 (ref: $t = 43s$; $d = 85,9 \%$; $\omega_0 = 234,8 \text{ rad/s}$)


H.6c. DATA4 (Dữ liệu với kích thích dạng bậc thang)

H.6. Một số dạng dữ liệu phục vụ nhận dạng

Các bộ dữ liệu DATA2 và DATA3 có đặc điểm tương tự như dữ liệu DATA1 là dạng xung bước nhảy và đều thỏa mãn nguyên lý Shannon. Ta không cần đưa hình tín hiệu vào, thông tin của tín hiệu vào được thể hiện trong phần tiêu đề của dữ liệu. Khác với các bộ dữ liệu khác chỉ mang thông tin của một điểm làm việc, bộ dữ liệu DATA4 bao phủ gần toàn bộ vùng làm việc của động cơ. Về cơ bản ta đã có đủ dữ liệu cần thiết để tiến hành nhận dạng.

2.3. Nhận dạng mô hình tuyến tính, bộ tham số và mô hình phi tuyến

Do mô hình hàm truyền đạt cũng như mô hình trạng thái của động cơ là đã biết, nên ta sẽ không đi nhận dạng cấu trúc mô hình mà chỉ nhận dạng tham số của mô hình (nhận dạng hộp xám). Với nhận dạng mô hình trạng thái, ngoài các tham số như công thức (1),(2); do tác động của nhiễu lên mô hình thực nên ta bổ sung thêm thành phần tác động của nhiễu $n(t)$ (dạng ồn trắng) vào mô hình nhận dạng. Kết quả nhận dạng hàm truyền đạt (4) và không gian trạng thái (5) của đối tượng sẽ có dạng:

$$TF: W_{id} s = \frac{\Omega s}{U s} = \frac{b}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (4)$$

$$SS: \begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \omega \\ i_a \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}}_A * \begin{pmatrix} \omega \\ i_a \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} 0 \\ b_2 \end{pmatrix}}_b * u + \underbrace{\begin{pmatrix} k_1 \\ k_2 \end{pmatrix}}_k * n \\ y = 1 \quad 0 * \begin{pmatrix} \omega \\ i_a \end{pmatrix} + n \end{cases} \quad (5)$$

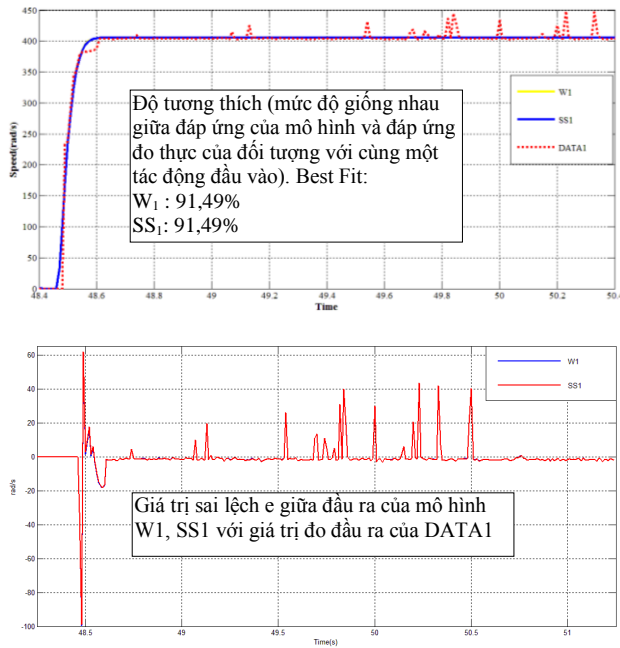
Trong (5), các hệ số k_1, k_2 đặc trưng cho ảnh hưởng của nhiễu tác động lên đối tượng. Sử dụng các tính năng của SI, [3] [4], áp dụng cho bộ dữ liệu DATA1, ta xác định được hàm truyền W_1 và không gian trạng thái SS_1 .

$$TF: W_1 = \frac{8709}{s^2 + 84.97s + 2040} \quad (6)$$

$$SS_1: A = \begin{bmatrix} -29.94 & 77.28 \\ -6.184 & -55.06 \end{bmatrix}; b = \begin{pmatrix} 0 \\ 112 \end{pmatrix}; k = \begin{pmatrix} 3.127 \\ -3.668 \end{pmatrix} \quad (7)$$

Kết quả so sánh giữa đáp ứng đầu ra của W_1 và SS_1 với dữ liệu DATA1 thể hiện trên H.7.

PHẦN 5. ĐIỀU KHIỂN TRUYỀN ĐỘNG ĐIỆN



H.7. So sánh kết quả nhận dạng với DATA1

Kết quả nhận dạng cho thấy mô hình hàm truyền đạt (W_1) và không gian trạng thái (SS_1) có đáp ứng đầu ra tương thích tốt với đáp ứng đầu ra đo được của động cơ tại điểm làm việc không tải với độ rộng xung điều khiển là $d = 99.6\%$. Đồ thị sai số giữa đầu ra của mô hình với đầu ra đo được cũng phản ánh đúng mức độ tương thích đạt được ở trên.

So sánh mô hình trạng thái $SS_1(7)$ với mô hình không gian trạng thái trong (2), thực hiện đồng nhất các giá trị ta có thể tính được bộ tham số của động cơ tại điểm làm việc hiện tại như sau, với vector b:

$$L = \frac{1}{112} = 0.213 \text{ H}$$

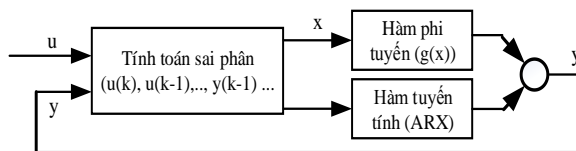
Thay vào ma trận A, ta có thể tính được: $R = 11,75\Omega$; $J = 0,017 \text{ kgm}^2$; $K = 1,32 \text{ Nm/A}$; $B = 0,511 \text{ Nms/rad}$.

Áp dụng tương tự cho các bộ dữ liệu DATA2, 3, ta có bảng B.1.

B.1. Kết quả nhận dạng tuyến tính

DATA	Hàm truyền đạt (W)				Không gian trạng thái (SS)					
	Best Fit	b	a_1	a_0	Best Fit	$R(\Omega)$	$L(\text{H})$	$J(\text{kgm}^2)$	$K(\text{Nm/A})$	$B(\text{Nms/rad})$
1	91.49%	8709	84.97	2040	91.49%	11.75	0.213	0.017	1.32	0.511
2	87.35%	6539	46.74	578.5	87.33%	3.33	0.077	0.008	0.53	0.021
3	89.98%	29030	163.8	6211	89.94%	14.45	0.11	0.004	0.6	0.16

Kết quả nhận dạng cho thấy độ tương thích với tự bản thân dữ liệu nhận dạng khá tốt. Tuy nhiên kết quả này chỉ tốt tại đúng điểm làm việc của động cơ, trên thực tế không mô hình tuyến tính nào phù hợp với bộ dữ liệu DATA4 (bảng B.2). Ta phải sử dụng mô hình phi tuyến đối với bộ dữ liệu này, mô hình NLARX sẽ được lựa chọn. H.8 trình bày về cấu trúc của khâu phi tuyến NLARX, [3] [4].



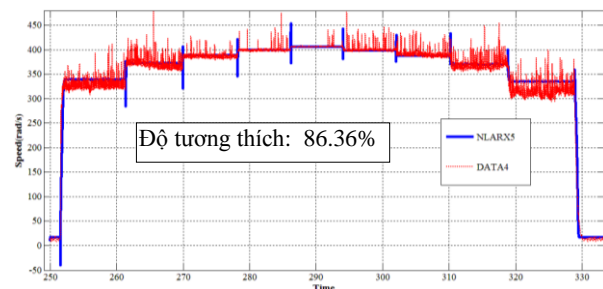
H.8. Cấu trúc khâu NLARX

Trong đó:

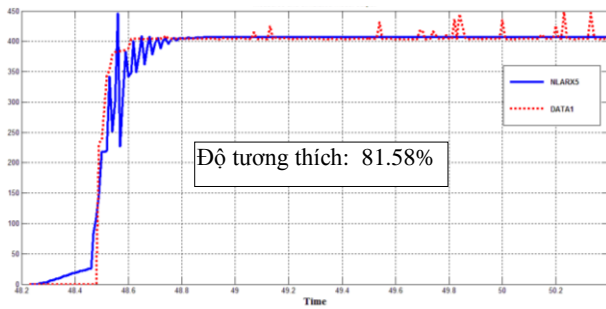
$$g(x) = \sum_{k=1}^n \alpha_k \kappa(\beta_k x - \gamma_k)$$

Với: $\kappa(s) = \frac{e^s}{e^s + 1}$ là hàm sigmoid. β_k là một

vector hàng sao cho tích $\beta_k x - \gamma_k$ là một số vô hướng. γ_k là một vector cột, cùng cấp với vector x , được xác định từ bộ dữ liệu nhận dạng đối tượng [4]. Trong bài, tác giả chọn khâu phi tuyến với 5 lớp hàm phi tuyến sigmoid cho đầu vào, và 5 lớp hàm phi tuyến sigmoid cho đầu ra, đặt tên mô hình là NLARX5. Kết quả cho thấy mô hình phi tuyến đáp ứng tốt trên nhiều bộ dữ liệu khác nhau, ví dụ kết quả đánh giá kết quả nhận dạng phi tuyến trên bộ dữ liệu DATA4, hình 9, và DATA1, hình 10. Đây cũng là một cơ sở quan trọng để đánh giá chất lượng một mô hình của đối tượng.



H.9. Đánh giá mô hình phi tuyến với bộ dữ liệu DATA4



H.10. Đánh giá mô hình phi tuyến với bộ dữ liệu DATA1

Như vậy với 04 bộ dữ liệu, ta đã tìm được tới 07 mô hình khác nhau của cùng một đối tượng là động cơ một chiều kích từ độc lập. Để tìm ra mô hình tốt nhất, ta sẽ đánh giá độ tương thích chéo giữa các mô hình và bộ dữ liệu. Mô hình mô tả tốt động học của động cơ một chiều sẽ cho đáp ứng tốt trên nhiều bộ

dữ liệu khác nhau, không chỉ phù hợp với bộ dữ liệu được sử dụng để nhận dạng ra mô hình. Bảng B.2 là kết quả đã được tổng hợp, trường hợp kết quả độ tương thích âm (ví dụ: -490%) là rất không phù hợp.

Nhận xét: Các mô hình tuyến tính thể hiện tốt tính chất động học quanh lân cận một điểm làm việc, trong khi mô hình phi tuyến thì có khả năng bao trùm vùng làm việc của đối tượng tốt hơn. Đây cũng là một hệ quả tất yếu bởi các mô hình tuyến tính thu được thông qua việc lược bỏ đi khá nhiều những tính chất phi tuyến vốn có của đối tượng thực; ví dụ bỏ qua tác động của cổ góp, chổi than hay các cực từ phụ trong hoạt động của động cơ một chiều kích từ độc lập. Cũng có thể nhận thấy tính phi tuyến, không thỏa mãn nguyên lý xếp chồng, của đối tượng qua bộ dữ liệu DATA4.

B.2. Kết quả độ tương thích giữa các mô hình và các bộ dữ liệu (%)

Dữ liệu	Các mô hình của động cơ						
	W1	SS1	W2	SS2	W3	SS3	NLARX5
DATA1	91.49	91.49	-490	-491	46.84	47.1	81.58
DATA2	-89.07	-98.06	87.35	87.33	-81.47	-81.5	80.28
DATA3	36.48	36.44	-547	-548	89.98	89.94	69.98
DATA4	-67.92	-67.91	-264	-264	-48.5	-48.5	86.36

3. KẾT LUẬN

Kết quả nghiên cứu thực nghiệm cho thấy, mô hình tuyến tính mô tả khá chính xác động học của động cơ, nhưng chỉ trong một khoảng lân cận một điểm làm việc cụ thể. Ở các tốc độ làm việc khác nhau thì động cơ lại có một mô hình tuyến tính khác nhau. Dẫn tới bộ tham số K, J, R, L, B cũng khác nhau.

Kết quả cũng cho chúng ta thấy rằng, mô hình phi tuyến Nonlinear ARX (NLARX), mà cụ thể là mô hình NLARX5, là mô hình đối tượng phù hợp nhất

của đối tượng động cơ một chiều kích từ độc lập được sử dụng trong bài. Nó cho kết quả đáp ứng chấp nhận được trên tất cả các bộ dữ liệu được sử dụng. Việc mô phỏng, phân tích và tổng hợp các thuật toán và bộ điều khiển cho mô hình NLARX5 trên phần mềm Matlab sẽ có khả năng ứng dụng cao trên đối tượng thực. Các mục tiêu, phương pháp và kỹ thuật được trình bày trong bài báo này không bó hẹp cho động cơ một chiều kích từ độc lập mà hoàn toàn có thể vận dụng cho các loại đối tượng điều khiển khác.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Nguyễn Doãn Phước, Phan Xuân Minh (2001) “Nhận dạng hệ thống điều khiển”. NXB Khoa học và Kỹ thuật.
- [2] Nguyễn Phùng Quang (2004) “Matlab & Simulink dành cho kỹ sư điều khiển tự động”. NXB Khoa học và Kỹ thuật.
- [3] Lennart Ljung (1999) “System Identification Theory for user. Second edition”. NXB Prentice Hall PTR.
- [4] Lennart Ljung (2016) “System Identification toolbox user’s guide”. Mathworks.com
- [5] Pravallika Vinnakota (2012) “Data-Driven Control: System Identification”. Mathworks.com
- [6] Wei Wu (2012) “DC Motor Parameter Identification Using Speed Step Responses”. Modelling and Simulation in Engineering Journal.

MÔ HÌNH HOÁ VÀ MÔ PHỎNG HỆ THỐNG TÍCH TRỮ NĂNG LƯỢNG BÁNH ĐÀ FESS SỬ DỤNG ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ TỪ THÔNG DỌC TRỰC AFPM

MODELLING AND SIMULATION A FLYWHEEL ENERGY STORAGE SYSTEM USING AFPM

Nguyễn Văn Thắng, Phan Văn Vũ, Nguyễn Thảo Trang, Đỗ Mạnh Cường, Đỗ Nguyên Hưng

Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Email: cuong.domanh@hust.edu.vn; thang.nguyenvan.hust@gmail.com

Tóm tắt:

Bài báo này giới thiệu hệ thống tích trữ năng lượng bánh đà kiểu mới tích hợp ổ bi từ và sử dụng động cơ đồng bộ từ thông dọc trục AFPM. Phân tích mô hình toán học lực nâng từ trường và momen quay của hệ thống để đưa ra phương án kiểm soát vị trí và tốc của bánh đà. Các bộ điều khiển được thiết kế dựa trên phương pháp điều khiển PID. Phương pháp điều chế vector không gian SVM được sử dụng cho nghịch lưu nguồn áp ba pha. Các mô phỏng được thực hiện trên matlab/simulink và kết quả đạt được của nó chứng minh tính khả thi của hệ thống bánh đà mới này.

Từ khóa:

FESS, AFPM, Flywheel.

Abstract:

This paper presents a novel flywheel energy storage system assisted by hybrid mechanical-magnetic bearings and using motor's axial-vertical oriented flux. The mathematical model of the flywheel's levitation force and rotational torque is developed. Control systems of the position and velocity of the flywheel are designed based on PID method. Simulation are carried out and its results validate prove the feasibility of the proposed flywheel system.

Chữ viết tắt

FESS	Flywheel Energy Storage System
AFPM	Axial Flux Permanent Magnet
PID	Proportional Intergrate Derivative
SVM	Space vector Modulation

1. PHẦN MỞ ĐẦU

Với sự phát triển mạnh mẽ của vật liệu với độ bền cao và trọng lượng nhẹ, ổ đỡ từ tính hiệu suất cao và công nghệ điện tử công suất trong những năm gần đây. Hệ thống lưu trữ năng lượng bánh đà (FESS) đã trở thành một giải pháp thay thế cho các hệ thống lưu trữ pin truyền thống [3-5]. Mật độ lưu trữ năng lượng ngày càng tăng một phần là do cải tiến trong kỹ thuật vật liệu và kỹ thuật sản xuất composite [6].

Một FESS điển hình bao gồm động cơ/máy phát, hệ

thống bánh răng, hộp chân không, thiết bị điện tử công suất, và các phần tử phụ trợ khác. Động cơ/máy phát là thành phần then chốt chịu trách nhiệm cho ba chế độ làm việc: tích lũy năng lượng, dự phòng, giải phóng năng lượng. Đối với một FESS sử dụng các máy điện kích thích vĩnh cửu, sự lựa chọn thông thường là kiểu từ thông hướng tâm (radial flux). Tuy nhiên, cấu hình kích thích vĩnh cửu từ thông dọc trục có một tính năng khác biệt, tính năng này có thể được khai thác trong ứng dụng FESS: lực dọc trục của nó có thể được điều khiển để chống lại trọng lực tác động lên rô to nếu trục quay theo phương thẳng đứng.

Do những tiến bộ trong thiết kế máy điện, các máy điện AFPM có thể có momen lớn hơn, mật độ công suất tốt hơn, và ít tiếng ồn hơn so với các máy điện từ thông hướng tâm. Nó cũng cho thấy rằng các máy điện từ thông dọc trục một khe hở không khí có thể tạo ra các lực dọc trục bền vững mà các ổ đỡ trục phải chống lại.

Bài báo này đã tiến hành khảo sát đặc tính bánh đà trong ba chế độ hoạt động nạp năng lượng, dự trữ năng lượng và xả năng lượng. Kết quả tính toán đã đưa ra mô hình toán học của động cơ và thực hiện mô phỏng trên phần mềm Matlab-Simulink. Các bộ điều khiển được thiết kế dựa trên phương pháp điều khiển PID, các kết quả đạt được đã chứng minh tính khả thi của hệ thống.

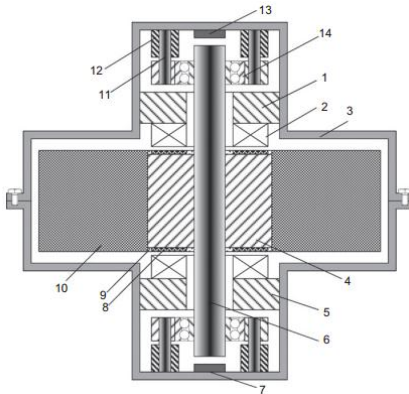
2. NỘI DUNG CHÍNH

2.1. Cấu trúc của hệ thống FESS sử dụng AFPM

Sơ đồ mặt cắt ngang cấu trúc hệ thống FESS đề xuất được thể hiện như H.1.

Trong cấu trúc này, thành phần trung tâm của FESS là động cơ đồng bộ từ thông dọc trục AFPM. Động cơ AFPM được thiết kế với một rotor và hai stator kiểu đĩa. Trong đó, rotor là một đĩa phẳng có gắn các NCVC ở cả hai mặt đĩa tạo rotor cực ẩn và được thiết kế có vành vật liệu carbon chức năng như Flywheel. Hai stator được kẹp vào hai bên rotor có các dây quấn ba pha.

Rotor thép kiểu đĩa được lắp trên trục thép không từ tính. Thép không gỉ, không từ tính với độ cứng cao được dùng làm vật liệu trục. Độ bền kéo của các sợi cacbon lớn hơn nhiều so với thép và trọng lượng nhẹ hơn giúp cho bánh đà cacbon có thể quay với tốc độ lên tới 60 000 rpm. Việc áp dụng cấu trúc vật liệu composite tiên tiến trong bánh đà có thể cải thiện đáng kể hiệu quả về mật độ năng lượng và giảm đáng kể khối lượng của hệ thống. Một vòng bảo vệ làm từ vật liệu không từ tính có độ bền cao được sử dụng để giúp các nam châm vĩnh cửu chống lại lực ly tâm.



H.1. Mặt cắt ngang cấu trúc hệ thống FESS đề xuất

2.2. Xây dựng mô hình toán học AFPM

Mô hình toán của hệ thống đề xuất được phát triển

từ [1], [2], [3]. Từ trường nam châm vĩnh cửu của rotor được thay thế bằng một dây quấn tương đương với dòng điện một chiều i_f , điện cảm tương đương L_f và số vòng dây quấn N_f . Trong hệ tọa độ tựa từ thông rotor, ma trận từ thông móc vòng được thể hiện như sau:

$$\begin{bmatrix} \lambda_f \\ \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f & \frac{3}{2}L_m & 0 \\ L_m & \frac{3}{2}L_s + L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2}L_s + L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

Trong đó λ_f là từ thông móc vòng do rotor sinh ra, λ_d và λ_q tương ứng là từ thông móc vòng của stator trên trục tọa độ dq; L_f là độ tự cảm tương đương của rotor, L_s là điện cảm của stator [1], L_{ls} là điện cảm tản stator, L_m là hồ cảm giữa các cuộn dây stator và rotor; i_d và i_q là dòng điện stator trong hệ tọa độ dq.

Bỏ qua điện cảm tản L_{ls} , ta rút ra được công thức sau:

$$L_d = L_q = \frac{3\mu_0\pi R_0^2 - R_i^2 N_s^2}{16P^2 g} \quad (2)$$

Trong đó:

L_d, L_q là điện cảm của stator trong hệ tọa độ dq; P là số cặp cực; g là chiều dài khe hở không khí; μ_0 là độ từ thẩm không khí; N_s là số cuộn dây stator một pha; R_0, R_i là các bán kính bên ngoài và bên trong của stator.

2.2.1. Phương trình điện áp và dòng điện

Phương trình điện áp của động cơ đồng bộ trong hệ tọa độ quay dq có thể được viết như [4]:

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + p\lambda_d - \omega\lambda_q \\ v_q = R_s i_q + p\lambda_q + \omega\lambda_d \end{cases} \quad (3)$$

Trong đó: ω là tốc độ quay rotor của máy điện, v_d and v_q là điện áp của stator trên hệ tọa độ dq; R_s là điện trở quấn dây stator.

Từ (2) và (3) ta tính được:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} v_d - \frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\omega_r i_q \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} v_q - \frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p\omega_r i_d - \frac{\lambda_m}{L_q} p\omega_r \end{cases} \quad (4)$$

Trong đó: ω_r tốc độ góc cơ học; λ_m biên độ từ thông nam châm vĩnh cửu.

$$\lambda_m = L_m i_f = \frac{\mu_0 \pi R_0^2 - R_i^2 N_s N_f}{8P^2 g} \quad (5)$$

Giá trị của $N_f i_f$ được tính theo công thức:

$$N_f i_f = 2PH_m l_m = 2P \frac{B_r l_m}{\mu_r \mu_0} \quad (6)$$

Trong đó H_m cường độ từ trường, l_m là độ dày của PMs, B_r là mật độ từ thông của PMs, μ_r là độ từ thẩm tương đối.

Phương trình điện áp - dòng điện của stator phía trên và phía dưới trong hệ tọa độ dq có thể thu được bằng thay thế lần lượt giá trị dòng điện, và điện áp tương ứng vào các phương trình (4).

2.2.2. Phương trình vị trí và tốc độ

Năng lượng điện từ của động cơ được tính theo công thức:

$$W = \frac{\lambda_f i_f + \lambda_d i_d + \lambda_q i_q}{2} \quad (7)$$

Lực hấp dẫn F_s đối với một stator có thể được tính theo công thức (8) như sau:

$$F_s = -\frac{\partial W}{\partial g} \quad (8)$$

$$= \frac{\mu_0 \pi R_0^2 - R_i^2}{16P^2 g} \left[N_f^2 i_f^2 + \frac{5}{2} N_s N_f i_f i_d + \frac{3}{2} N_s^2 i_d^2 + i_q^2 \right]$$

Khe hở không khí giữa bề mặt stator và nam châm vĩnh cửu ở điểm cân bằng được định nghĩa là l_g .

Như vậy, khe hở không khí giữa stator và rotor ở điểm cân bằng được xác định theo công thức:

$$g_0 = K_c l_g + l_m / \mu_r \quad (9)$$

Lực F_1 được gây ra bởi stator phía trên tính được bằng cách thay các giá trị $g = g_0 - z; i_d = i_{d1}; i_q = i_{q1}$ vào (8) và lực F_2 được gây ra bởi stator phía dưới được tính bằng cách thay $g = g_0 + z; i_d = i_{d2}; i_q = i_{q2}$ vào (8). Lực dọc trục tổng $F = F_2 - F_1$ được xác định: (10)

$$F = F_2 - F_1 \quad (10)$$

$$= \frac{\mu_0 \pi R_0^2 - R_i^2}{16P^2} \left\{ \frac{N_f^2 i_f^2 + \frac{5}{2} N_s N_f i_f i_{d2} + \frac{3}{2} N_s^2 i_{d2}^2 + i_{q2}^2}{g_0 + z^2} - \frac{N_f^2 i_f^2 + \frac{5}{2} N_s N_f i_f i_{d1} + \frac{3}{2} N_s^2 i_{d1}^2 + i_{q1}^2}{g_0 - z^2} \right\}$$

Momen quay đối với một động cơ stator:

$$T_s = \frac{3}{2} P \lambda_d i_q - \lambda_q i_d \quad (11)$$

$$= \frac{3\mu_0 \pi R_0^2 - R_i^2 N_s N_f i_f}{16Pg} i_q$$

Momen tổng động cơ sinh ra được xác định:

$$T_e = T_1 + T_2 \quad (12)$$

$$= \frac{3\mu_0 \pi R_0^2 - R_i^2 N_s N_f i_f}{16P^2} \left(\frac{i_{q1}}{g_0 - z} + \frac{i_{q2}}{g_0 + z} \right)$$

Để giảm bớt các biến điều khiển và đơn giản hơn trong việc tính toán lực dọc trục tổng, ta định nghĩa các hàm sau:

$$i_{d1} = I_{d0} + i_{cd}; i_{d2} = I_{d0} - i_{cd}; i_{cq} = i_{q1} = i_{q2}.$$

Trong điều kiện lý tưởng, tổng lực dọc trục $F = 0$ tại điểm cân bằng $z = 0$. Thực hiện tuyến tính hóa (10) tại điểm cân bằng $z = 0$ và $i_d = i_{d1} = i_{d2} = I_{d0}$. Khai triển theo chuỗi Taylor đến bậc 1 ta thu được phương trình tổng lực dọc trục (13)

$$F \approx \frac{5K}{g_0^3} N_s N_f i_f i_{cd} \quad (13)$$

$$+ \frac{4K}{g_0^3} \left[N_f i_f^2 + \frac{5}{2} N_s N_f i_f I_{d0} + \frac{3}{2} N_s^2 I_{d0}^2 + i_{cq}^2 \right] z$$

$$= K_1 z + K_2 i_{cd}$$

Trong đó:

$$K = \frac{\mu_0 \pi R_0^2 - R_i^2}{16P^2}$$

$$K_1 = \frac{4K}{g_0^3} \left[N_f i_f^2 + \frac{5}{2} N_s N_f i_f I_{d0} + \frac{3}{2} N_s^2 I_{d0}^2 + i_{cq}^2 \right]$$

$$K_2 = \frac{5K}{g_0^2} N_s N_f i_f$$

Phương trình động học của chuyển động dọc trục của rotor:

$$m\ddot{z} = F + G = K_1 z + K_2 i_{cd} + G \quad (14)$$

Đặt $I_{cd0} = G / K_2$ ta thu được phương trình:

$$m\ddot{z} = K_1 z + K_2 i_{cd} + I_{cd0} \quad (15)$$

Đặt $\tilde{i}_{cd} = i_{cd} + I_{cd0}$, phương trình (17) trở thành:

$$m\ddot{z} = K_1 z + K_2 \tilde{i}_{cd} \quad (16)$$

Bằng việc áp dụng giải pháp này, (18) được tuyến tính hóa trở thành đơn giản hơn. Trong đó dịch chuyển z được điều khiển bằng dòng điện \tilde{i}_{cd} .

Từ biểu thức (12) tính momen T_e , ta có thể thấy

hàm tính momen không phụ thuộc vào dòng điện i_{d1}, i_{d2} . Giả sử rằng các dòng điện $i_{q1} = i_{q2} = i_{cq}$ và z nhỏ hơn rất nhiều so với g_0 , biểu thức (12) có thể được đơn giản thành:

$$T_e = \frac{3\mu_0\pi R_0^2 - R_i^2 N_s N_f i_f}{16P^2 g_0^2 - z^2} 2g_0 i_{cq} \quad (17)$$

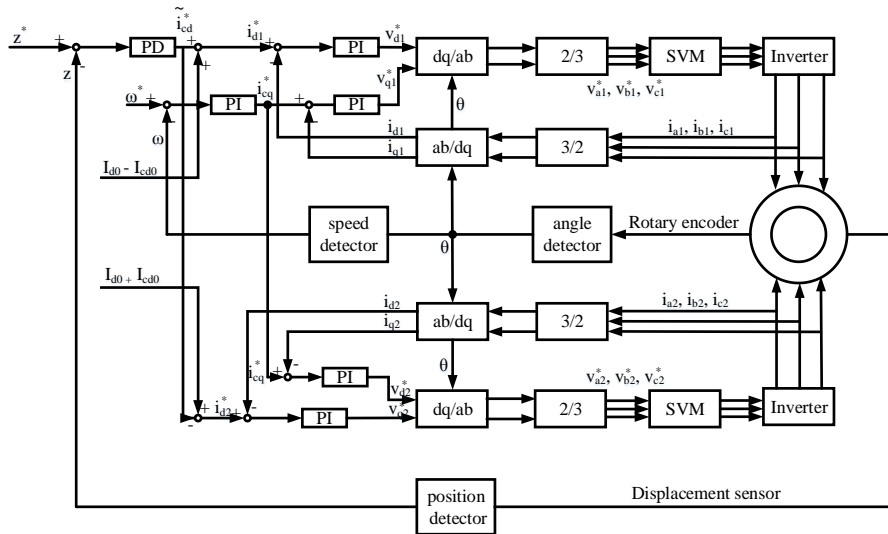
$$= \frac{3\mu_0\pi R_0^2 - R_i^2 N_s N_f i_f}{8Pg_0} i_{cq} = K_T i_{cq}$$

Từ đó, tìm phương trình động học của động cơ:

$$\begin{cases} \frac{d\theta}{dt} = \omega \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} T_e = \frac{K_T}{J} i_{cq} \end{cases} \quad (18)$$

2.3. Thiết kế điều khiển hệ thống

Sơ đồ khối hệ thống dựa trên phương pháp điều khiển PID được thể hiện như trên H. 3. Trong đó bộ điều khiển PD và PI được sử dụng để điều khiển đáp ứng độ dịch chuyển và đáp ứng tốc độ quay.



H.2. Cấu trúc điều khiển hệ thống dựa trên phương pháp PID

2.3.1. Thiết kế bộ điều khiển vị trí

Mục tiêu của điều khiển vị trí là điều khiển sao cho sai lệch vị trí là nhỏ nhất và giữ flywheel luôn ở điểm cân bằng. Phương trình động học của chuyển động dọc trục của rotor trên miền ảnh laplace được suy ra từ biểu thức (18) có dạng:

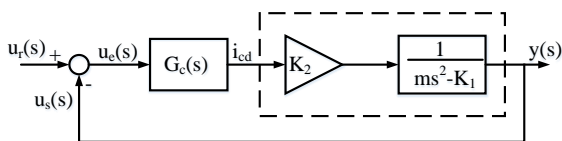
$$ms^2 z s = K_1 z s + K_2 \tilde{i}_{cd} s \quad (19)$$

$$z s = \frac{K_2}{ms^2 - K_1} \tilde{i}_{cd} s$$

Hàm truyền bộ điều khiển PD như sau:

$$G_c s = k_p + k_d s$$

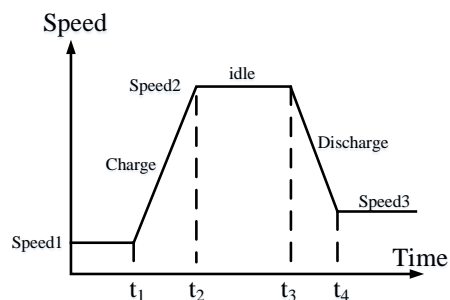
Cấu trúc điều khiển vị trí được thể hiện như H.3:



H.3. Cấu trúc điều khiển vị trí sử dụng bộ điều khiển PD

2.3.2. Thiết kế bộ điều khiển tốc độ

Cấu hình điều khiển tốc độ điển hình của Flywheel:



H.4. Cấu hình điều khiển tốc độ cho flywheel

Để điều khiển tốc độ, có ba chế độ điều khiển: chế độ nạp năng lượng, chế độ duy trì ổn định năng lượng và chế độ xả năng lượng.

Ở chế độ nạp và xả năng lượng, tốc độ có thể được điều khiển bằng việc điều chỉnh dòng điện điều khiển ở trong phạm vi giá trị momen định mức và

PHẦN 5. ĐIỀU KHIỂN TRUYỀN ĐỘNG ĐIỆN

do đó tốc độ có thể được điều khiển. Vì vậy, việc điều khiển hai trạng thái này phụ thuộc vào yêu cầu người sử dụng.

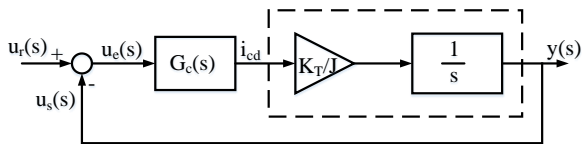
Ở chế độ duy trì ổn định năng lượng, mục tiêu điều khiển là giữ tốc độ không đổi và duy trì dòng điện hiệu dụng rất nhỏ để tiết kiệm năng lượng.

Sử dụng biến đổi Laplace, từ biểu thức (20) ta tính được:

$$\omega s = \frac{K_T}{J s} i_{cq} s \quad (20)$$

Theo H.5 bộ điều khiển PI được sử dụng để điều khiển tốc độ của máy điện, và điều khiển phản hồi tốc độ được dùng trong hệ thống điều khiển tốc độ. Bộ điều khiển PI có dạng như sau:

$$G_c s = k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s} \quad (21)$$



H.5. Mạch vòng điều khiển tốc độ

Hàm truyền hệ thống vòng kín được xác định:

$$\frac{Y}{U_r s} = \frac{K_T k_{p1} s + K_T k_{i1}}{J s^2 + K_T k_{p1} s + K_T k_{i1}}$$

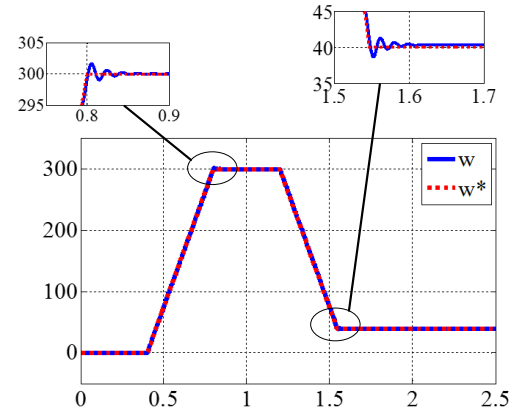
2.4. Mô phỏng trên Matlab

B.1. Thông số dùng trong mô phỏng

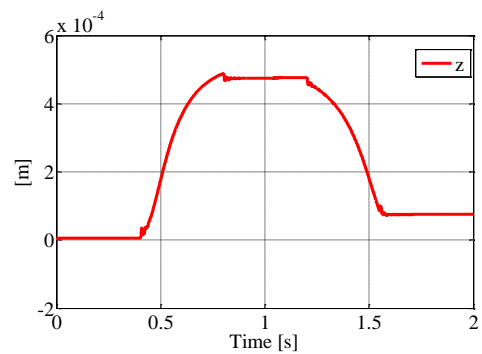
STT	Tham số tính toán	Giá trị
1	P_{dm}	1 kW
2	N_s	458 vòng
3	$N_f i_f$	8898 Ampe-vòng
4	ω_{dm}	1500 rpm
5	J	0.0158 kgm ²
6	m	4.09 kg
7	g_0	0.0027 m
8	R_i	0.038m
9	R_0	0.065 m
10	p	2
11	I_{d0}	1

Một số chế độ làm việc tiêu biểu của hệ thống được khảo sát thông qua kịch bản mô phỏng như sau:

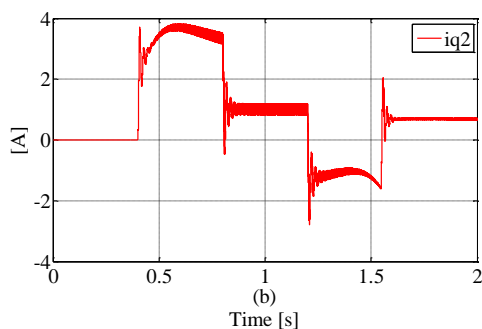
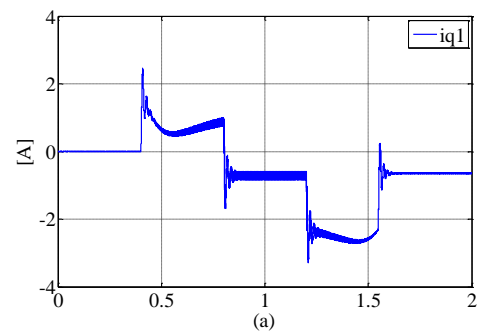
- Tại $t = 0.4s$, khởi động.
- Tại $t = 0.7s$, tốc độ tăng lên 300 rad/s.
- Tại $t = 1.2s$, giảm tốc độ xuống 40 rad/s.



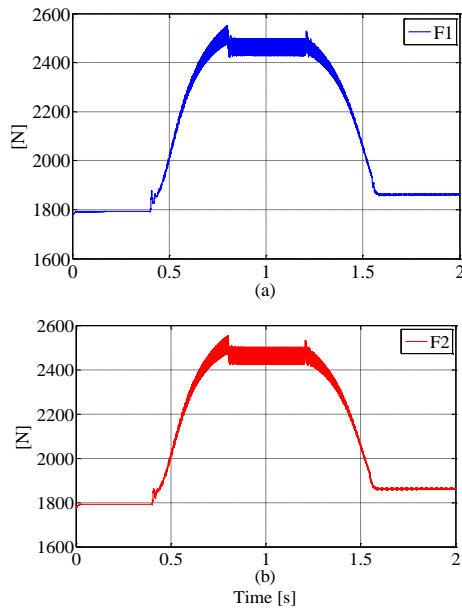
H.6. Đáp ứng tốc độ của Flywheel (w) và tốc độ đặt (w*)



H.7. Vị trí dịch chuyển của Flywheel-rotor

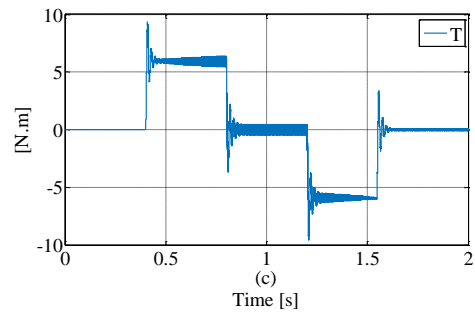
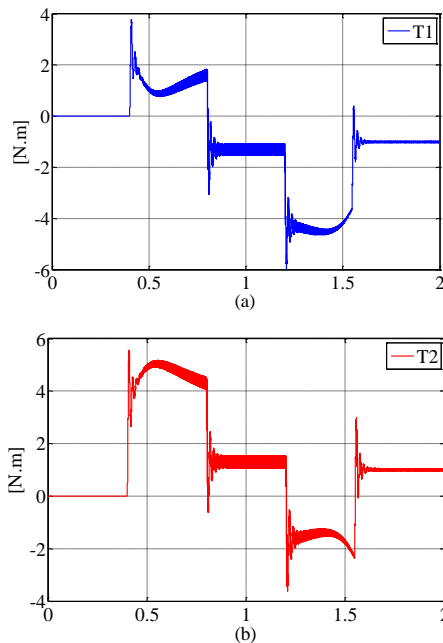


H.8. Đáp ứng dòng điện $i_{q1} - i_{q2}$



(a) Lực hấp dẫn phía trên; (b) Lực hấp dẫn phía dưới

H.9. Lực hấp dẫn cuộn stator-rotor


 (a) momen phía trên; (b) Momen phía dưới;
(c) Momen tổng

H.10. Đáp ứng momen động cơ

3. KẾT LUẬN

Động cơ đồng bộ từ thông dọc trục kích từ nam châm vĩnh cửu, có hai ổ đỡ từ ở hai đầu trục, khi làm việc ngoài chuyển động quay sẽ xuất hiện dịch chuyển dọc trục của rotor. Để khắc phục hiện tượng này mà không làm cho cấu trúc động cơ trở nên cồng kềnh thêm, ở đây đã tích hợp một ổ từ chặn chuyển động dọc trục của rotor bằng chính cấu tạo đặc biệt của động cơ đã được trình bày trên đây.

Nam châm vĩnh cửu ở rotor ngoài việc sinh từ thông kích thích, nó còn sinh ra các lực hấp dẫn tham gia vào việc giữ cân bằng vị trí của rotor.

Bằng cách biến đổi hệ trục tọa độ, thành phần dọc trục của dòng điện stator (i_d) sẽ được điều khiển để thay đổi lực hấp dẫn nhằm đưa rotor về vị trí cân bằng khi có sự dịch chuyển của nó do nhiễu gây nên.

Kết quả tính toán đã đưa ra được mô hình toán học của động cơ, mô hình tính toán lực hấp dẫn rotor và được kiểm nghiệm bước đầu bằng mô phỏng cho kết quả tốt.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Zhang C, Tseng KJ. A novel flywheel energy storage system with partially-selfbearing flywheel-rotor. IEEE Trans Energy Convers 2007;22(June):477–87.
- [2] Trong Duy Nguyen and Gilbert Foo Hock Beng, “Modeling and Position-Sensorless Control of a Dual-Airgap Axial Flux Permanent Magnet Machine for Flywheel Energy Storage Systems”, Journal of Power Electronics, Vol.12, No.5, September 2012.
- [3] Quang Dich Nguyen and Satoshi Ueno, “Analysis and Control of Non-Salient Permanent Magnet Axial-Gap Self-Bearing Moto”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. PP, No. 99, pp. 1-8, 2010 (early access).
- [4] Ratner JKH, Chang JB, Christopher DA. Composite flywheel rotor technology – a review. ASTM Special Technical Publication, March 11–12 2002. Pittsburgh, PA, United States; 2003.

- [5] Z. Wang, J. Jin, Y. Guo, and J. Zhu, "SVPWM techniques and applications in HTS PMSM machines control," *Journal of Electronic Science and Technology of China*, vol.6, June 2008.
- [6] Acarnley PP, Mecrow BC, Burdess JS, Fawcett JN, Kelly JG, Dickinson PG, Design principles for a flywheel energy store for road vehicles, *IEEE Trans Indust Appl* 1996;32:1402-8.
- [7] Sitapati K, Krishnan R. Performance comparisons of radial and axial field permanent-magnet, brushless machines. *IEEE Trans indust Appl* 2001;37:1219-26.
- [8] McLallin KL, Fausz J, Jansen RH, Bauer RD. Aerospace flywheel technology development for IPACS applications. In: *Proceedings of 36th conference on intersociety energy conversion engineering, ICEC'01*;2001.
- [9] Beach R, Christopher DA. Flywheel technology development program for aerospace applications. *IEEE Aerosp Electron Syst Mag* 1998;13:9-14.
- [10] C.-T. Liu, T.-S. Chiang, J. F. D. Zamora, and S.-C. Lin, "Field-oriented control evaluations of a single-sided permanent magnet axial-flux motor for an electric vehicle," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, no. 5, pp. 3280 - 3282, 2003.

THIẾT KẾ ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ TỪ THÔNG DỌC TRỰC KÍCH TỪ NAM CHÂM VĨNH CỬU LÀM VIỆC VỚI TỐC ĐỘ TRÊN ĐỊNH MỨC

CONTROL DESIGN FOR AXIAL FLUX PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR WHICH OPERATES ABOVE THE NOMINAL SPEED

Dương Quốc Tuấn, Nguyễn Như Hiên, Trần Xuân Minh

Trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp - Đại học Thái Nguyên

Email: duongquoctuan-tdh@tnut.edu.vn, nhuhiendhktcn@gmail.com, tranxuanminh@tnut.edu.vn

Tóm tắt:

Động cơ đồng bộ từ thông dọc trục, kích từ nam châm vĩnh cửu (Động cơ AFPM) khi sử dụng ổ đỡ từ thay thế vòng bi ở hai đầu trục, có thể cho phép tốc độ quay của trục lớn hơn định mức rất nhiều. Một trong các biện pháp để tăng tốc độ động cơ lên trên định mức là giảm từ thông cực của rotor (Ψ_p). Bài báo này đề xuất một giải pháp tăng tốc độ động cơ AFPM lên trên tốc độ định mức bằng cách bơm một dòng i_{sd} ngược chiều Ψ_p .

Từ khóa:

Động cơ đồng bộ từ thông dọc trục kích từ nam châm vĩnh cửu (động cơ AFPM), điều khiển tối ưu trên tốc độ cơ bản.

Abstract:

When two mechanic bearings of the axial flux permanent magnet (AFPM) synchronous motor are replaced by magnetic bearings, the motor can operate at much higher speed above base speed. One of the way to speed up the motor to the speed above its rated speed is flux weakening of the rotor flux (Ψ_p). This paper proposes a solution to increase the motor speed to above base speed by applying a current i_{sd} opposite in direction with the flux Ψ_p .

Keywords:

Axial flux permanent magnet synchronous motor, optimal control above nominal speed.

Chữ viết tắt

AFPM	Axial flux permanent magnet
NCVC	Nam châm vĩnh cửu
ĐC	Động cơ

1. CẤU TRÚC ĐỘNG CƠ

1.1. Cấu tạo

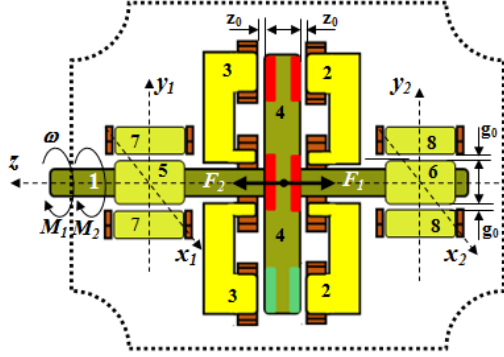
Về mặt cấu tạo, động cơ AFPM có những nét đặc biệt riêng, cụ thể modul stator có thể bao gồm các loại: Modul đơn chỉ có một bộ dây quấn và modul kép có hai bộ dây quấn chung một lõi và quay lưng vào nhau. Rotor cũng tương tự, modul rotor đơn chỉ một mặt có nam châm vĩnh cửu và modul kép thì cả hai mặt đều có nam châm vĩnh cửu tựa lưng vào nhau.

Ở đây chọn đối tượng nghiên cứu là loại có hai modul stator đơn bên ngoài và một modul rotor kép bên trong như trên H.1.

1.2. Nguyên lý làm việc

Khi điện áp ba pha được cấp cho các cuộn dây stator, sinh ra các dòng điện (trong đó có thành phần i_q) chảy trong nó, sẽ tương tác với từ trường của rotor để tạo ra các momen quay (M) và dòng điện trong các dây quấn pha (thành phần i_d) của stator sinh ra các lực đẩy kéo (F) dựa trên nguyên lý của nam châm điện. Nhờ có cấu tạo đặc biệt và nguyên lý làm việc như trên mà rotor của động cơ sẽ không có dịch chuyển dọc trục mặc dù hai đầu trục động cơ là hai ổ đỡ từ. Điều đó, cho phép không cần dùng thêm thiết bị chặn chuyển động dọc trục của rotor và vì vậy cấu trúc động cơ trở nên nhỏ gọn hơn. Do cách cuốn dây mà từ trường quay sinh ra momen

quay M_1 và M_2 trên trục rotor cùng chiều và tạo ra lực đẩy kéo F_1 và F_2 giữa rotor và stator ngược chiều. Momen quay tổng ($M = M_1 + M_2$) là tổng của các momen quay và lực đẩy kéo dọc trục ($F = F_1 - F_2$) là hiệu số của hai lực hút.



H.1. Mặt cắt động cơ AFPM có tích hợp ổ đỡ từ hai đầu trục (1: Trục; 2, 3: Stator và dây quấn của ĐC phía phải và phía trái; 4: Rotor nam châm vĩnh cửu; 5, 6: Rotor ổ đỡ từ bên trái và bên phải; 7, 8: Stator và dây quấn của ổ đỡ từ bên trái và bên phải; z0, g0: Khe hở danh định giữa rotor và stator của ĐC và ổ đỡ)

Từ cấu tạo và nguyên lý làm việc có thể coi đây là hai động cơ AFPM chung rotor hay hai động cơ nối cứng trục với nhau.

2. MÔ HÌNH TOÁN HỌC CỦA ĐỘNG CƠ AFPM

Dựa vào các tài liệu [1, 2, 3], mô hình toán của động cơ AFPM được xây dựng trong hệ tọa độ dq được thể hiện như (1), (2), (3), (4), (5). Trong đó, chỉ số 1 tương ứng với động cơ bên trái và chỉ số hai tương ứng với động cơ bên phải.

$$\left. \begin{aligned} u_{sd1} &= R_s i_{sd1} + L_{sd1} \frac{di_{sd1}}{dt} - \omega_s L_{sq1} i_{sq1} \\ u_{sq1} &= R_s i_{sq1} + L_{sq1} \frac{di_{sq1}}{dt} + \omega_s L_{sd1} i_{sd1} + \omega_s \psi_p \\ u_{sd2} &= R_s i_{sd2} + L_{sd2} \frac{di_{sd2}}{dt} - \omega_s L_{sq2} i_{sq2} \\ u_{sq2} &= R_s i_{sq2} + L_{sq2} \frac{di_{sq2}}{dt} + \omega_s L_{sd2} i_{sd2} + \omega_s \psi_p \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$m_{M1} = \frac{3}{2} z_p [\psi_p i_{sq1} + i_{sd1} i_{sq1} (L_{sd1} - L_{sq1})] \quad (2)$$

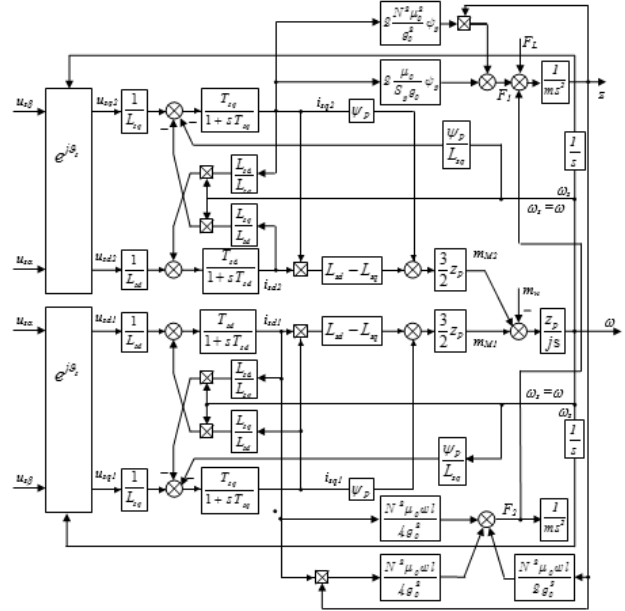
$$m_{M2} = \frac{3}{2} z_p [\psi_p i_{sq2} + i_{sd2} i_{sq2} (L_{sd2} - L_{sq2})] \quad (3)$$

$$m_\Sigma = m_{M1} + m_{M2} = m_m + \frac{J d\omega}{z_p dt} \quad (4)$$

$$F_\Sigma = k_1 (i_{2d} - i_{1d}) + k_1 (i_{2d} - i_{1d}) z - k_2 z \quad (5)$$

$$k_1 = 2 \frac{\mu_0 N^2}{g_0^2} \psi_p; \quad k_2 = 2 \frac{\mu_0}{S_p g_0} \psi_p^2.$$

Trên H.2 là cấu trúc của động cơ AFPM theo mô hình toán học ở trên



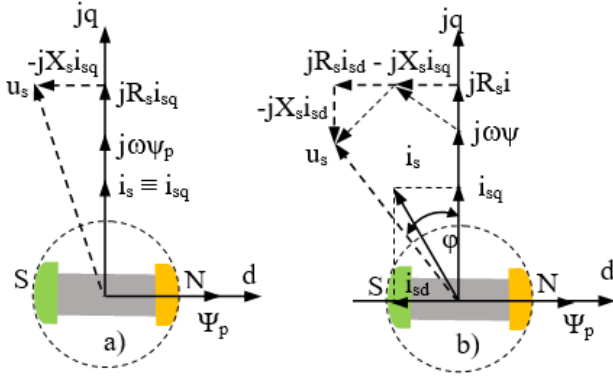
H.2. Sơ đồ cấu trúc của động cơ AFPM

3. VECTOR KHÔNG GIAN ĐIỆN ÁP, DÒNG ĐIỆN VÀ TỪ THÔNG CỦA ĐỘNG CƠ AFPM TRONG HAI VÙNG LÀM VIỆC

Đồ thị vector không gian điện áp, dòng điện và từ thông của động cơ AFPM trong hai vùng làm việc như trên H.2 [1, 5, 7]. Từ (2) và (3) thấy rằng, momen quay của động cơ AFPM bao gồm hai thành phần: thành phần chính với tích $\psi_p i_{sq}$ và thành phần phản kháng do sự chênh lệch điện cảm stator ($L_{sd} - L_{sq} \neq 0$) gây ra. Trong mọi chế độ vận hành, động cơ AFPM phải sản sinh một thành phần momen phụ để bù thành phần phản kháng. Thành phần phản kháng tồn tại một cách rõ ràng nhưng thường bị bỏ qua không tính đến trong các phương án điều khiển kinh điển. Việc bỏ qua đó giúp làm đơn giản hóa hệ thống điều chỉnh và trên thực tế có thể chấp nhận được trong dải tốc độ quay dưới định mức, bởi trong dải đó luôn có $i_{sd} = 0$ (H.3a). Ngược lại, ở dải tốc độ quay trên định mức, để tăng tốc độ lên ta phải giảm từ thông, lúc đó phải bơm một dòng âm vào trục d. Động cơ AFPM lúc này được vận hành ở chế độ giảm từ thông và dòng sẽ có biên độ lớn tăng tỉ lệ thuận với tốc độ quay rotor (H.3b). Điều đó dẫn đến thành phần momen phản kháng có khả năng đạt được biên độ đáng kể không thể bỏ qua.

Khi điều tốc cao hơn tần số cơ bản, tần số có thể

tăng lớn hơn f_{ldm} , nhưng điện áp U_1 không thể tăng quá điện áp định mức U_{dm} , tối đa là chỉ giữ được $U_1 = U_{dm}$. Từ công thức tính sức điện động của động cơ có thể thấy, điều đó sẽ làm cho từ thông sẽ giảm xuống theo tỷ lệ nghịch với tần số, tương đương với trường hợp động cơ một chiều điều chỉnh giảm từ thông để tăng tốc.



H.3. Vector không gian điện áp, dòng điện và từ thông của động cơ AFPM trong hai vùng làm việc: a) Dưới tốc độ định mức; b) Trên tốc độ định mức

Khác với ĐC đồng bộ NCVC gắn chìm bên trong rotor và ĐC đồng bộ từ trở, động cơ AFPM ở vùng tốc độ định mức trở xuống luôn duy trì dòng $i_{sd} = 0$. Vì vậy ta chỉ xét vùng trên tốc độ định mức.

4. TÍNH CÁC GIÁ TRỊ TỚI HẠN VỀ ĐIỆN ÁP VÀ DÒNG ĐIỆN

Trước khi giới thiệu các chiến lược điều khiển khác nhau, chúng ta cần xét đến các giới hạn của dòng điện và điện áp [4, 5]. Giới hạn của vector dòng điện:

$$i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} < i_{sm} \quad (6)$$

Đường giới hạn dòng điện (6) là vòng tròn có bán kính i_{sm} trong mặt phẳng (i_{sd}, i_{sq}) .

Giới hạn của vector điện áp: Từ công thức điện áp ở chế độ xác lập khi bỏ qua điện trở stator:

$$u_{sd} = -\omega_s L_{sq} i_{sq}; \quad u_{sq} = \omega_s L_{sd} i_{sd} + \omega_s \psi_p$$

Giá trị điện áp pha cơ bản cực đại của stator được xác định bởi điện áp một chiều trung gian:

$$|u_s| = \sqrt{u_{sd}^2 + u_{sq}^2} < u_{sm} \quad (7)$$

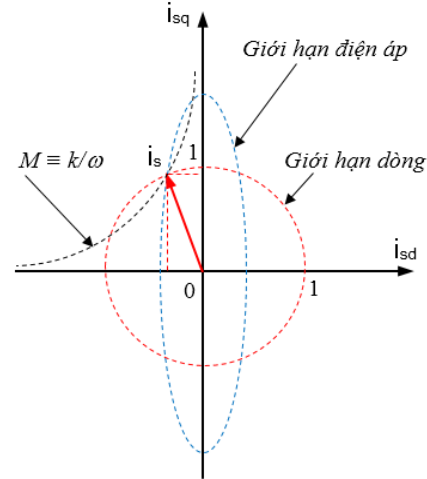
Trong đó: u_{sm} là giá trị điện áp một chiều lớn nhất đặt vào bộ nghịch lưu.

$$u_s^2 = u_{sd}^2 + u_{sq}^2 = (\omega_s L_{sq} i_{sq})^2 + (\omega_s L_{sd} i_{sd} + \omega_s \psi_p)^2 \quad (8)$$

$$\frac{u_s^2}{\omega_s^2} = (L_{sq} i_{sq})^2 + (L_{sd} i_{sd} + \psi_p)^2 \quad (9)$$

Công thức (9) là quỹ tích giới hạn điện áp là đường elip trong mặt phẳng $i_{sd} - i_{sq}$. Trên hình H.3 minh họa các đặc tính giới hạn được xác định theo (6) và (9).

Như vậy, khi tăng tốc độ động cơ lên trên tốc độ định mức thì cùng với sự tăng tần số, từ thông theo trục d của động cơ sẽ giảm, nhưng nếu duy trì $\varphi \approx 60^\circ$ ta sẽ có giá trị momen là lớn nhất.

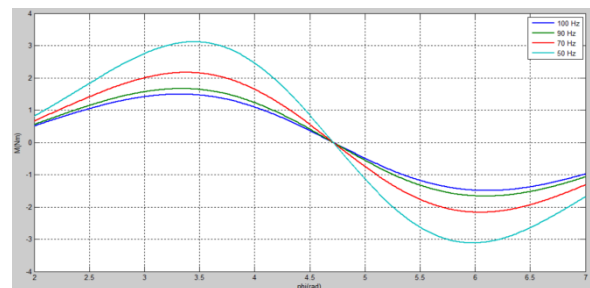


H.4. Minh họa các đại lượng giới hạn và điểm làm việc tối ưu momen của động cơ AFPM ở trên tốc độ định mức

Từ công thức tính điện áp như (7) và (8), khi xét ở chế độ xác lập và bỏ qua điện trở stator ta tính được i_{sd} , i_{sq} , gọi φ là góc lệch pha giữa vector điện áp stator u_s và trục q , tất cả thay vào công thức tính momen (2),(3),(4) ta có:

$$m_M = k_1 \left(\frac{u_s}{\omega_s} \right) \cos \varphi - k_2 \left(\frac{u_s}{\omega_s} \right)^2 \sin 2\varphi \quad (10)$$

$$k_1 = \frac{3z_p}{2} \psi_p \left(\frac{L_{sd} - L_{sq}}{L_{sd}} - \frac{1}{L_{sq}} \right); \quad k_2 = \frac{3z_p}{2} \left(\frac{L_{sd} - L_{sq}}{L_{sd} L_{sq}} \right)$$



H.5. Momen động cơ AFPM với điện áp một chiều lớn nhất $U = 400V$; tần số đường thấp nhất là 100Hz, 90Hz, 70Hz và 50Hz, cực trị ở $\varphi \approx 60^\circ$

Thay thông số của động cơ AFPM vào (10), ta có đặc tính momen như trên hình H.5. Như vậy, khi tăng tốc độ động cơ lên trên tốc độ định mức thì

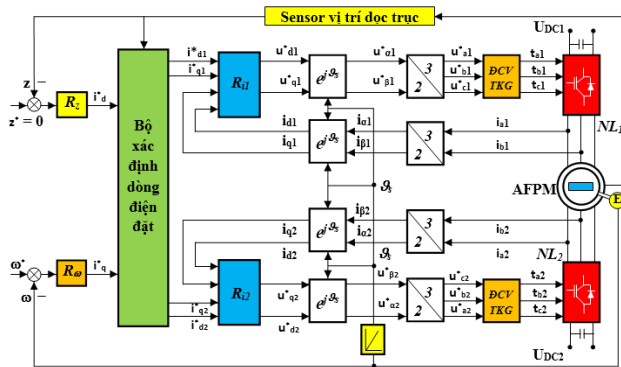
cùng với sự tăng tần số, từ thông theo trục d của động cơ sẽ giảm, nhưng nếu duy trì $\varphi \approx 60^\circ$ ta sẽ có giá trị momen là lớn nhất.

5. THIẾT KẾ ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ AFPM

5.1. Cấu trúc điều khiển tổng quát

Về mặt cấu trúc thì loại động cơ AFPM khác hẳn với các động cơ điện thông dụng hiện nay, trong cấu trúc điều khiển sẽ bao gồm hai vòng riêng biệt là vòng điều khiển vị trí rotor dọc trục (lực đẩy kéo) và vòng điều khiển tốc độ quay (momen quay) cho động cơ. Cấu trúc điều khiển tổng quát cho động cơ AFPM được minh họa như trên hình H.6 [1,3].

Điều khiển vector của động cơ đồng bộ từ thông dọc trục NCVC (AFPM) được dựa trên sự khai triển dòng điện tức thời của stator thành hai thành phần: Tạo lực đẩy kéo dọc trục bởi dòng i_d (dòng điện hướng trục) và tạo momen quay được bởi dòng i_q . Bằng cách này, cấu trúc điều khiển của AFPM trở nên tương tự như của động cơ DC.



H.6. Cấu trúc điều khiển vector của động cơ đồng bộ từ thông dọc trục NCVC

Sự dịch chuyển của rotor dọc trục từ điểm cân bằng dọc theo trục z , z có thể được phát hiện bởi các cảm biến khoảng cách. Vị trí trục phát hiện được so sánh với vị trí trục điều khiển z^* và sự chênh lệch là đầu vào cho bộ điều khiển vị trí trục R_z . Các vị trí điều khiển z^* luôn luôn được thiết lập để đảm bảo rotor là trung điểm giữa hai stator. Đầu ra của bộ điều khiển vị trí trục được sử dụng để tính toán dòng điện qui chiếu i^*_{d0} . Dòng điện qui chiếu trục d cho hai cuộn dây stator i^*_{d1} và i^*_{d2} có thể được tạo ra bằng cách sử dụng dòng bù i_{d0} như sau: $i^*_{d1} = i_{d0} + i^*_{d0}$; $i^*_{d2} = i_{d0} - i^*_{d0}$. Giá trị của dòng bù có thể là số không hoặc một giá trị nhỏ xung quanh không.

Tốc độ rotor được tạo ra từ bộ mã hóa được so sánh với tốc độ chuẩn và sự chênh lệch là đầu vào bộ điều khiển tốc độ R_ω . Đầu ra của bộ điều khiển tốc

độ được sử dụng để tính toán dòng điện qui chiếu trục q là i^*_{q0} . Dòng điện qui chiếu trục q cho hai cuộn dây stator i^*_{q1} và i^*_{q2} sau đó được tính toán giống như dòng i_d .

Thiết kế điều khiển cho động cơ AFPM sẽ tiến hành theo các mạch vòng sau đây.

5.2. Điều khiển dòng điện

Hầu hết các truyền động động cơ xoay chiều hiện đại đều có cấu trúc điều khiển có mạch vòng điều khiển dòng điện bên trong. Do vậy, đặc tính của hệ thống truyền động phụ thuộc rất nhiều vào chất lượng của chiến lược điều khiển dòng điện [1, 3, 4, 5].

Nhiệm vụ chính của mạch vòng điều khiển dòng điện là nhằm buộc dòng điện trong động cơ ba pha bám theo các tín hiệu đặt. Bằng cách so sánh các dòng điện thực đo được với các dòng điện đặt, mạch vòng điều khiển dòng điện tạo ra các trạng thái chuyển mạch cho biến tần nhằm làm giảm sai lệch dòng điện. Do đó, nói chung mạch vòng điều khiển dòng điện thực hiện hai nhiệm vụ: bù sai lệch (giảm sai lệch dòng điện) và điều chế (quyết định trạng thái chuyển mạch).

Mạch vòng dòng điện của động cơ AFPM như trên H.2, từ đây ta có các công thức:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{sd} &= (u_{sd} + i_{sq} \cdot \omega_s \cdot L_{sq}) W_{sd} \\ \dot{i}_{sq} &= (u_{sq} - i_{sd} \cdot \omega_s \cdot L_{sd}) W_{sq} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} i_{sd} &= \frac{1}{1 + W_{sd} W_{sq} \omega_s^2 L_{sd} L_{sq}} (W_{sd} u_{sd} + \omega_s L_{sq} W_{sd} W_{sq} u_{sq}) \\ i_{sq} &= \frac{1}{1 + W_{sd} W_{sq} \omega_s^2 L_{sd} L_{sq}} (-\omega_s L_{sd} W_{sd} W_{sq} u_{sd} + W_{sq} u_{sq}) \end{aligned} \quad (12)$$

$$W(s) = \frac{W_i W_{nl}}{1 + W_{sd} W_{sq} \omega_s^2 L_{sd} L_{sq}} \begin{bmatrix} W_{sd} & \omega_s L_{sq} W_{sd} W_{sq} \\ -\omega_s L_{sd} W_{sd} W_{sq} & W_{sq} \end{bmatrix} \quad (13)$$

Trong đó:

$$W_{sd} = \frac{1/R_s}{T_{sd}s + 1}; \quad W_{sq} = \frac{1/R_s}{T_{sq}s + 1}; \quad W_{nl} = \frac{K_{nl}}{T_{nl}s + 1};$$

$$W_i = \frac{K_i}{T_i s + 1}$$

Nhìn vào (11), (12), (13) thể hiện sự tác động xen kẽ rõ rệt. Để đạt được chất lượng mong muốn như hàm truyền hệ kín của tiêu chuẩn tối ưu modul là:

$$W_m(s) = \frac{1}{1 + 2T_\sigma s + 2T_{sd} T_\sigma^2 s^2} \quad (14)$$

Trước hết phải tiến hành tách kênh.

Các bộ điều chỉnh tách kênh được xác định như sau:

$$W_R(s) = W_m(s)[I - W_m(s)]^{-1}W(s) \quad (15)$$

Khi chọn $T_\sigma = T_{si} = 2T_i = 0,002$ sẽ có $T_\sigma^2 \ll 1$ có thể bỏ qua. Khi đó có thể xấp xỉ được hàm số truyền các khâu hiệu chỉnh tách kênh cho mạch vòng dòng điện là:

$$W_R(s) = \frac{1}{4T_i K_m K_i} \begin{bmatrix} L_{sd}(1 + \frac{1}{T_{sd}s}) & \frac{-\omega_s L_{sq}}{s} \\ \frac{\omega_s L_{sd}}{s} & L_{sq}(1 + \frac{1}{T_{sq}s}) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$= \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix}$$

$$R_{11} = \frac{L_{sd}}{4T_i K_m K_i} (1 + \frac{1}{T_{sd}s}); R_{12} = \frac{-\omega_s L_{sq}}{4T_i K_m K_i s};$$

$$R_{21} = \frac{\omega_s L_{sq}}{4T_i K_m K_i s}; R_{22} = \frac{L_{sq}}{4T_i K_m K_i} (1 + \frac{1}{T_{sq}s})$$

Khi nghiên cứu mô phỏng, các bộ điều chỉnh tách kênh này sẽ được ghép nối vào mạch dòng điện của động cơ trên H.2.

5.3. Điều khiển dịch chuyển dọc trục

Để đơn giản, giả thiết rằng chuyển động hướng tâm của rotor được khống chế bởi hai ổ đỡ hướng tâm lý tưởng. Vì vậy, chuyển động dọc trục là độc lập với chuyển động hướng tâm và có thể biểu diễn như sau [1,2,3,4]:

$$F - F_L = m\ddot{z} \quad (17)$$

Trong đó m là khối lượng của các phần chuyển động và F là lực dọc trục.

Sau đó thay (1),(2),(3),(4),(5) vào (17) ta có:

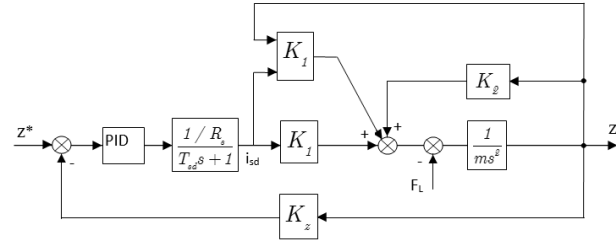
$$m\ddot{z} + F_L = k_1(i_{2d} - i_{1d}) + k_1(i_{2d} - i_{1d})z - k_2z \quad (18)$$

$$\text{Trong đó } k_1 = 2\frac{\mu_0 N^2}{g_0^2}\psi_p; k_2 = 2\frac{\mu_0}{S_p g_0}\psi_p^2$$

Dễ dàng thấy rằng hệ thống này không ổn định. Để ổn định hóa hệ thống, một bộ điều khiển với thành phần vi phân được sử dụng. Mạch vòng điều khiển khoảng cách trục được biểu diễn ở hình H.7.

Mạch vòng điều khiển khoảng cách trục bao gồm hàm truyền kín của mạch vòng dòng điện bên trong

và hàm chuyển động trục. Vì tải của trục thường là không biết nên nó được xử lý ở bước thứ nhất như là một nhiễu bên ngoài hệ thống.



H.7. Mạch vòng điều khiển khoảng cách trục

Để triệt tiêu sai lệch tĩnh, ta sử dụng bộ điều khiển PID. Hàm truyền của bộ điều khiển PID được biểu diễn như sau:

$$G_{cz}(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (19)$$

Hệ thống sẽ ổn định khi các tham số bộ điều khiển thỏa mãn:

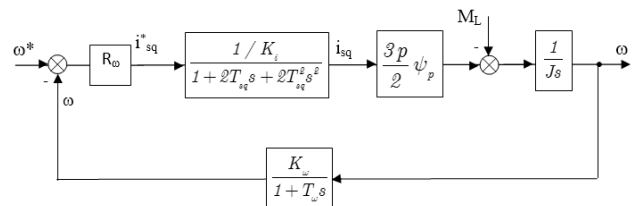
$$\begin{cases} K_p > \frac{K_2}{K_1 K_z} \\ K_I < \frac{K_D (K_1 K_p + K_2)}{m} \\ K_I > 0 \\ K_D > 0 \end{cases} \quad (20)$$

5.4. Điều khiển tốc độ

Đối với tất cả các loại động cơ, sai lệch giữa momen điện từ M và momen tải M_L gây ra gia tốc của rotor theo đặc tính cơ học của các truyền động động cơ. Phương trình chuyển động quay có thể được viết như sau [1,3,4,5]:

$$M - M_L = J \frac{d\omega}{dt} \quad \text{hoặc} \quad \frac{\omega}{M - M_L} = \frac{1}{Js} \quad (21)$$

Momen có thể điều khiển được bằng dòng điện trục q như biểu diễn ở phương trình (1) - (5); vì vậy, mạch vòng điều khiển tốc độ được biểu diễn ở hình H.8.



H.8. Mạch vòng điều khiển tốc độ

Tương tự như mạch vòng điều khiển chuyển dịch

dọc trục, mạch vòng điều khiển tốc độ cũng bao gồm mạch vòng điều khiển dòng điện bên trong và hàm truyền động cơ cố định. Vì tải chưa xác định nên ở bước thứ nhất nó được coi như là một nhiễu ngoài hệ thống. Ảnh hưởng của đo lường tốc độ thường được kết hợp với hằng số thời gian tương đương của mạch vòng điều khiển dòng điện. Hàm truyền kín của hệ thống như sau:

$$W_K(s) = \frac{R_\omega W_0}{1 + R_\omega W_0} = \frac{KR_\omega}{s(T'_s s + 1) + KR_\omega} \quad (22)$$

Mạch vòng tốc độ là khâu tích phân quán tính nên ta sử dụng tiêu chuẩn tối ưu đối xứng với hàm số truyền chuẩn:

$$W_C(s) = \frac{1 + 4T_s s}{1 + 4T_s s + 8T_s^2 s^2 + 8T_s^3 s^3} \quad (23)$$

Cân bằng (18) và (19) ta có:

$$\frac{KR_\omega}{s(T'_s s + 1) + KR_\omega} = \frac{1 + 4T_s s}{1 + 4T_s s + 8T_s^2 s^2 + 8T_s^3 s^3}$$

Chọn: $2T'_s s = T_s$, giải phương trình trên ta được:

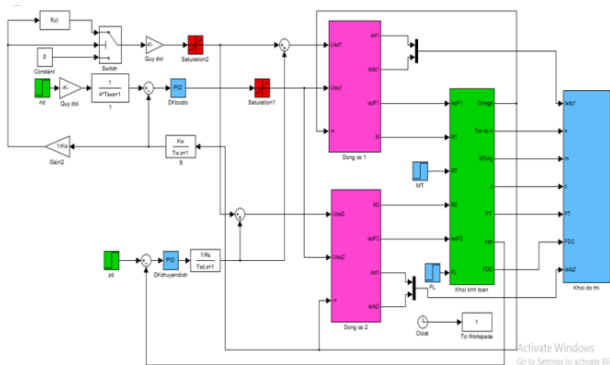
$$R_\omega = \frac{1 + 4T_s s}{K8T_s^2 s} = \frac{1}{K8T_s^2 s} + \frac{1}{2KT_s} \quad (24)$$

6. ĐÁNH GIÁ CHẤT LƯỢNG BẰNG MÔ PHỎNG

6.1. Số liệu của động cơ và thông số để mô phỏng

$R_s = 2,3 \Omega$; $L_{sq} = 9,6 \cdot 10^{-6} \text{ H}$; $L_{sd} = 8,2 \cdot 10^{-6} \text{ H}$;
 $T_{sq} = 4,2 \cdot 10^{-6}$; $T_{sd} = 3,56 \cdot 10^{-6}$; $\Psi_p = 0,0126 \text{ Wb}$;
 $Z_p = 1$; $g_0 = 1,7 \cdot 10^{-3} \text{ m}$; $m_{rotor} = 0,235 \text{ kg}$;
 $J_r = 0,0000082 \text{ kgm}^2$; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$;
 $K_{nl} = 5$; $K_i = 1$; $T_i = 0,001$; $K_\omega = 0,00417$;
 $T_\omega = 0,1$; $T_{s\omega} = T_\omega + 2T_i$; $2T'_s = T_{s\omega}$.

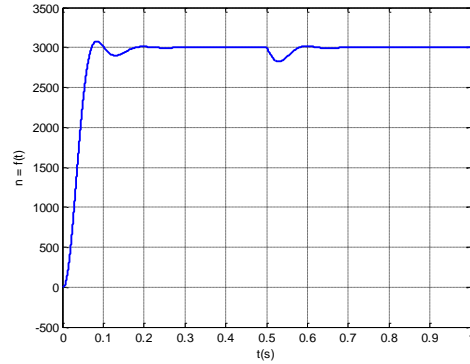
6.2. Sơ đồ mô phỏng động cơ AFPM



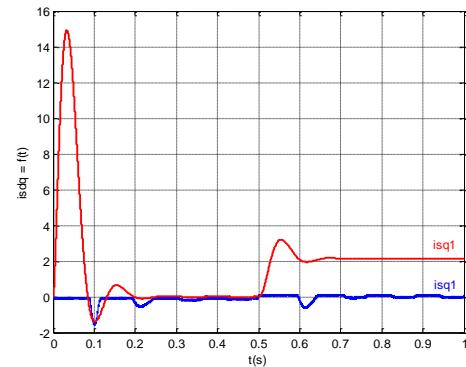
H.9. Sơ đồ mô phỏng

6.3. Kết quả mô phỏng

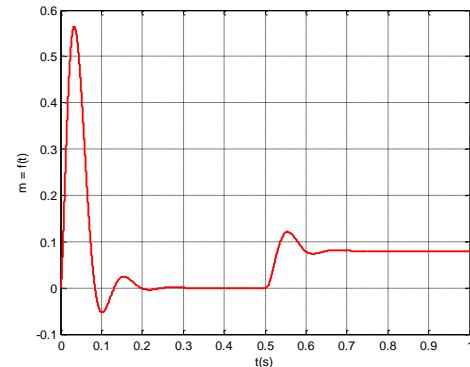
6.3.1. Trường hợp tốc độ đặt định mức $n = 3000 \text{ v/ph}$; $m = 0,08 \text{ Nm}$; $z = 0$



H.10. Đồ thị tốc độ định mức

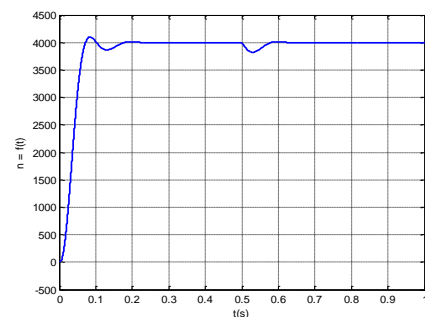


H.11. Dòng điện i_{sq} và i_{sd}

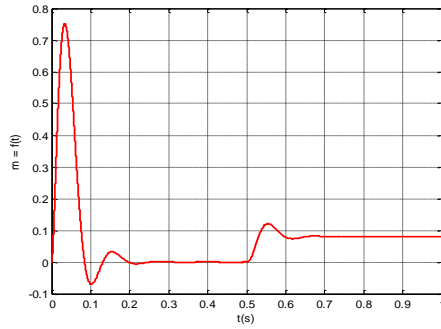


H.12. Momen động cơ

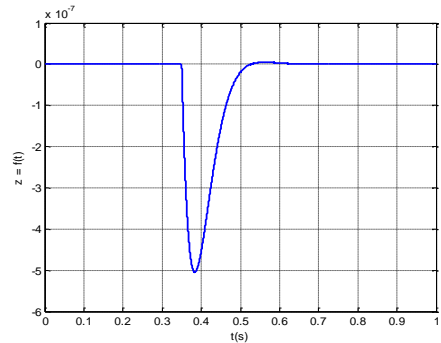
6.3.2. Trường hợp tốc độ trên định mức $n = 4000 \text{ v/ph}$; $m = 0,08 \text{ Nm}$; $z \neq 0$.



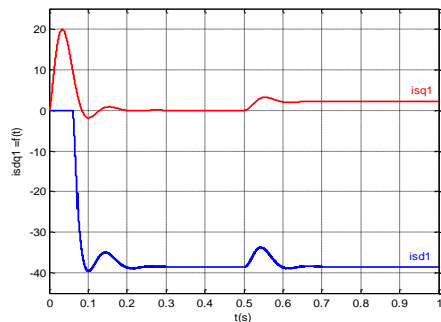
H.13. Đồ thị tốc độ trên định mức



H.14. Momen động cơ



H.15. Chuyển dịch dọc trục z


 H.16. Dòng điện i_{sq} và i_{sd}

7. KẾT LUẬN

Sử dụng động cơ đồng bộ từ thông dọc trục kích từ nam châm vĩnh cửu có cấu trúc đặc biệt và sử dụng ổ đỡ từ hai đầu trục như trên hình H.1, đã tạo nên hai mạch vòng điều khiển tốc độ và chuyển dịch dọc trục của rotor (ở đây đã coi các ổ đỡ từ hai đầu trục luôn luôn làm đúng chức năng danh định của nó). Bằng phương pháp điều khiển tựa theo từ thông rotor (T^4R), bước đầu đã đạt được một số vấn đề sau:

- Điều chỉnh tốc độ động cơ với tốc độ trên định mức bằng giảm từ thông nhờ bơm vào một dòng i_{sd} ngược chiều với từ thông cực ψ_p trong phạm vi đảm bảo momen làm việc cho động cơ;
- Luôn luôn giữ cho rotor ở vị trí trùng với tâm của động cơ nhờ vào mạch vòng điều khiển chuyển dịch dọc trục;
- Các vấn đề cần tiếp tục nghiên cứu là nâng cao chất lượng điều khiển cho động cơ và đảm bảo momen tối ưu khi giảm từ thông.
- Tiến hành thí nghiệm trên động cơ AFPM.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Nguyễn Phùng Quang and Jörg-Andreas Dittich, “Vector Control of Three-Phase AC Machines”, Springer.
- [2] Akira Chiba, adashi Fukao, Osamu Ichikawa, Masahide Oshima, asatsugu Takemoto and David G. Dorrell, “Magnetic Bearings and Bearingless Drives”, Newnes, 2005.
- [3] Quang Dich Nguyen and Satoshi Ueno, “Analysis and Control of Non-Salient Permanent Magnet Axial-Gap Self-Bearing Motor”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. PP, No. 99, pp. 1-8, 2010 (early access).
- [4] Nguyễn Văn Liễn, Nguyễn Mạnh Tiến, Đoàn Quang Vinh, “Điều khiển động cơ xoay chiều cấp từ biến tần bán dẫn” NXB Khoa học và Kỹ thuật, 2005.
- [5] Nguyễn Đức Quận, “Mô hình hóa, mô phỏng và điều khiển động cơ từ trở tốc độ cao”, Tạp chí KH&CN ĐH Đà Nẵng - Số 11(96).2015 Quyển 2.
- [6] Nguyễn Doãn Phước: “Lý thuyết điều khiển tuyến tính”. NXB Khoa học và Kỹ thuật, 2007.
- [7] Trong Duy Nguyen, Gilbert Foo Hock Beng, King-Jet Tseng, Don Mahinda Vilathgamuwa, and Xinan Zhang: “Modeling and Position-Sensorless Control of a Dual-Airgap Axial Flux Permanent Magnet Machine for Flywheel Energy Storage Systems”, Journal of Power Electronics, Vol. 12, No. 5, September 2012.

THIẾT KẾ ĐIỀU KHIỂN TÁCH KÊNH CHO ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ TỪ THÔNG DỌC TRỰC KÍCH TỪ NAM CHÂM VĨNH CỬU LÀM VIỆC VỚI TỐC ĐỘ TRÊN ĐỊNH MỨC

DECOUPLING CONTROL DESIGN FOR AXIAL FLUX PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR WHICH OPERATES ABOVE THE NOMINAL SPEED

Dương Quốc Tuấn, Nguyễn Như Hiền, Trần Xuân Minh

Trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp - Đại học Thái Nguyên

Email: duongquoctuan-tdh@tnut.edu.vn, nhuhiendhktcn@gmail.com, tranxuanminh@tnut.edu.vn

Tóm tắt:

Động cơ đồng bộ từ thông dọc trục, kích từ nam châm vĩnh cửu (Động cơ AFPM) khi sử dụng ổ đỡ từ thay thế vòng bi ở hai đầu trục, sẽ có tích hợp ổ từ dọc trục ngay chính trên động cơ để chặn chuyển động dọc trục. Như vậy, khi động cơ AFPM làm việc ở tốc độ quay định mức vẫn xuất hiện dòng điện i_{sd} . Bài báo này nghiên cứu về sử dụng bộ điều khiển dòng điện có tách kênh dòng i_{sd} và i_{sq} cho động cơ khi làm việc ở tốc độ định mức và trên định mức.

Từ khóa:

Động cơ đồng bộ từ thông dọc trục kích từ nam châm vĩnh cửu (động cơ AFPM), điều khiển tối ưu trên tốc độ cơ bản.

Abstract:

The axial flux permanent magnet synchronous motor (AFPM motor) uses magnet bearings instead of mechanical bearings at the two ends of its shaft and the motor itself generates the attractive force to prevent axial displacement like a third integrated magnetic bearing. Therefore, the current i_{sd} still exists when AFPM motor operates at the nominal speed. This paper studies the use of decoupling current controllers for the two current components i_{sd} and i_{sq} when the motor operates at nominal and above nominal speed.

Keywords:

Axial flux permanent magnet synchronous motor, optimal control above nominal speed.

Chữ viết tắt

AFPM	axial flux permanent magnet
NCVC	nam châm vĩnh cửu
ĐC	động cơ
XCBP	xoay chiều ba pha

ĐCD có tính năng lý tưởng đó là đáp ứng không chậm trễ dòng stator cho động cơ. Thực tế, đây là yêu cầu rất cao và không thể đạt được.

Khi thiết kế bộ ĐCD trong hệ truyền động sử dụng động cơ đồng bộ từ thông dọc trục, kích từ nam châm vĩnh cửu có tích hợp ổ từ dọc trục sẽ gặp phải một số khó khăn chính, đó là:

1. BỘ ĐIỀU CHỈNH DÒNG TRONG ĐCXCBP

1.1. Vai trò bộ điều chỉnh dòng

Bộ điều chỉnh dòng (bộ ĐCD) stator giữ vai trò quyết định trong hệ thống truyền động xoay chiều ba pha (TĐXCBP) điều chỉnh tura từ thông rotor (T^4R). Khi thiết kế các bộ điều chỉnh vòng ngoài của hệ như bộ điều chỉnh tốc độ quay (Bộ ĐCTĐQ) và bộ điều chỉnh vị trí (bộ ĐCVT), người ta thường coi

• Hệ truyền động này không dùng hai vòng bi cơ khí đỡ chặn hai đầu trục mà sử dụng hai ổ đỡ từ cho nên sẽ xuất hiện các chuyển dịch của trục động cơ theo phương x , y và dọc trục z khi có nhiễu tác động (chủ yếu là nhiễu tải).

• Phản hồi tốc độ thường lấy ngay trên trục động cơ thông qua các thiết bị đo (như máy đo tốc độ), còn tốc độ quay phía phụ tải được xác định bằng khâu quan sát.

- Bản thân trục quay của động cơ và ổ đỡ từ đã tồn tại khe hở không khí nên dễ xuất hiện hiện tượng dơ lắc và nghiêng trục,...

Thông thường, tốc độ áp đặt cao nhất thu được khi khâu ĐCD có đáp ứng tức thời để giá trị thực theo kịp giá trị đặt sau hai chu kỳ điều chỉnh T (chu kỳ trích mẫu).

Ngoài việc đòi hỏi về tốc độ áp đặt, khâu ĐCD còn phải có khả năng cách ly tác động qua lại lẫn nhau giữa dòng kích từ và dòng tạo momen. Yêu cầu này với động cơ đồng bộ kích từ vĩnh cửu có thể đáp ứng được với điều kiện phải biết chính xác vị trí của rotor để có thể xác định được vị trí của từ thông kích thích vĩnh cửu.

Một nhiệm vụ không kém phần quan trọng trong thiết kế ĐCD là đáp ứng yêu cầu: phải xét tất cả các điều kiện biên của hệ thống, khi đặt giả thiết ban đầu cho khâu, cũng như khi xác định mạch phản hồi giá trị thực của đại lượng bị điều chỉnh.

1.2. Các điều kiện biên

Điều kiện biên quan trọng đầu tiên là kỹ thuật để đo giá trị thực của dòng điện stator. Về cơ bản, có thể sử dụng một trong hai kỹ thuật đo: đo giá trị tức thời sử dụng khâu biến đổi tương tự/số (ADC), hoặc đo tích phân đại lượng dòng bằng khâu biến đổi điện áp/tần số (VCO). Kỹ thuật đo dòng stator sử dụng ADC sẽ thuận tiện hơn VCO vì không gây trễ giá trị đo.

Điều kiện biên thứ hai là đặc điểm trễ một nhịp tính tác dụng của đại lượng điều khiển là điện áp stator u_s do khâu ĐCD đòi hỏi. Trễ do thời gian tính toán có hạn của vi tính/ vi xử lý gây nên. Thông thường, thời gian trễ đó là một chu kỳ T .

Ngoài ra đối với động cơ đồng bộ kích từ vĩnh cửu thì từ thông rotor là đại lượng không đổi, ta có thể coi đó là vector nhiều và được bù trực tiếp.

1.3. Hàm truyền đạt mục tiêu

Là công cụ phục vụ mô tả chính xác đặc tính cần đạt của hệ có điều chỉnh. Đối với trường hợp điều chỉnh vector dòng stator có thể diễn đạt các đặc tính đó như sau:

- Đặc tính động học cần đạt, thể hiện qua thời gian xác lập hoặc tốc độ đáp ứng khi có tác động điều chỉnh;
- Khả năng cách ly của hai thành phần dòng (i_d , i_q) ở cả quá trình quá độ và trạng thái xác lập.

1.4. Kết luận

Nhiệm vụ quan trọng cần giải quyết khi thiết kế bộ ĐCD cho hệ truyền động này là: phải xét đến tất cả điều kiện biên, các điều kiện biên có thể được đưa vào giả thiết ban đầu hoặc đưa vào khâu hồi tiếp. Việc sử dụng các bộ ĐCD theo luật PI thông thường sẽ không đáp ứng các yêu cầu này, cho nên ta không xét đến nó ở đây [1][5][6].

Để đáp ứng các điều kiện biên và các đặc tính của hàm truyền đạt mục tiêu đã nêu ở trên, các nội dung nghiên cứu về bộ ĐCD ở đây sẽ được giới hạn với bộ điều chỉnh dòng đáp ứng hàm mục tiêu có thời gian đáp ứng là $2T$ (đặc tính Dead-Beat) và thực hiện đo dòng điện tức thời (ADC).

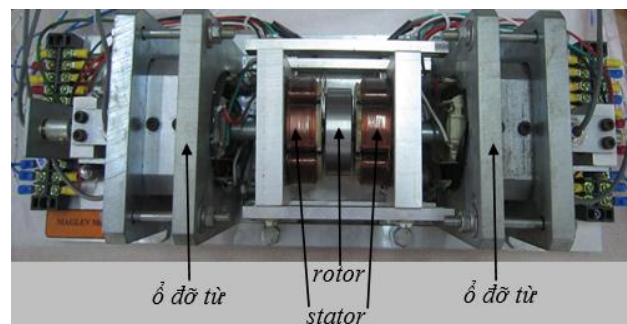
2. THIẾT KẾ KHẤU ĐIỀU CHỈNH DÒNG CÓ ĐÁP ỨNG TỨC THỜI (DEAD-BEAT RESPONSE) KHI ĐO TỨC THỜI GIÁ TRỊ DÒNG THỰC STATOR CHO ĐỘNG CƠ AFPM

2.1. Mô hình trạng thái gián đoạn của ĐC AFPM

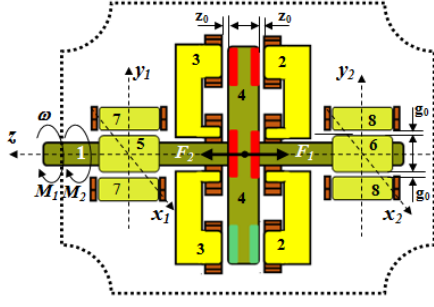
2.1.1. Cấu tạo động cơ AFPM

Về mặt cấu tạo, động cơ AFPM có những nét đặc biệt riêng, cụ thể modul stator có thể bao gồm các loại: Modul đơn chỉ có một bộ dây quấn và modul kép có hai bộ dây quấn chung một lõi và quay lưng vào nhau. Rotor cũng tương tự, modul rotor đơn chỉ một mặt có nam châm vĩnh cửu và modul kép thì cả hai mặt đều có nam châm vĩnh cửu tựa lưng vào nhau.

Ở đây chọn đối tượng nghiên cứu là loại có hai modul stator đơn bên ngoài và một modul rotor kép bên trong như trên H.1 là hình ảnh của động cơ AFPM và trên H.2 biểu diễn mặt cắt của nó.



H.1. Mô hình động cơ AFPM



H.2. Mặt cắt DC AFPM có tích hợp ổ đỡ từ hai đầu trục
(1: Trục; 2, 3: Stator và dây quấn của DC phía phải và phía trái; 4: Rotor NCVC; 5,6: Rotor ổ đỡ từ bên trái và bên phải; 7,8: Stator và dây quấn của ổ đỡ từ bên trái và bên phải; z₀, g₀: Khe hở danh định giữa rotor và stator của động cơ và ổ từ)

2.1.2. Nguyên lý làm việc

Khi điện áp ba pha được cấp cho các cuộn dây stator, sinh ra các dòng điện (trong đó có thành phần i_q) chảy trong nó, sẽ tương tác với từ trường của rotor để tạo ra các momen quay (M) và dòng điện trong các dây quấn pha (thành phần i_d) của stator sinh ra các lực đẩy kéo (F) dựa trên nguyên lý của nam châm điện. Nhờ có cấu tạo đặc biệt và nguyên lý làm việc như trên mà rotor của động cơ sẽ không có dịch chuyển dọc trục mặc dù hai đầu trục động cơ là hai ổ đỡ từ.

Do cách cuộn dây mà từ trường quay sinh ra momen quay M_1 và M_2 trên trục rotor cùng chiều và tạo ra lực đẩy kéo F_1 và F_2 giữa rotor và stator ngược chiều. Momen quay tổng ($M = M_1 + M_2$) là tổng của các momen quay và lực đẩy kéo dọc trục ($F = F_1 - F_2$) là hiệu số của hai lực hút.

2.1.3. Mô hình liên tục của động cơ AFPM

Khi giả thiết hai ổ đỡ từ ở hai đầu trục luôn luôn làm việc đúng chức năng danh định và chưa có chuyển dịch dọc trục thì mô hình của động cơ AFPM như (1). Trong đó, chỉ số 1 cho động cơ phía trái và chỉ số 2 cho động cơ phía phải như minh họa trên H.2.

$$\begin{cases} \frac{di_{sd1}}{dt} = -\frac{1}{T_{sd1}}i_{sd1} + \omega_s \frac{L_{sq}}{L_{sd1}}i_{sq1} + \frac{1}{L_{sd1}}u_{sd1} \\ \frac{di_{sq1}}{dt} = -\omega_s \frac{L_{sd1}}{L_{sq1}}i_{sd1} - \frac{1}{T_{sq1}}i_{sq1} + \frac{1}{L_{sq1}}u_{sq1} - \frac{\psi_p}{L_{sq1}}\omega_s \\ \frac{di_{sd2}}{dt} = -\frac{1}{T_{sd2}}i_{sd2} + \omega_s \frac{L_{sq2}}{L_{sd2}}i_{sq2} + \frac{1}{L_{sd2}}u_{sd2} \\ \frac{di_{sq2}}{dt} = -\omega_s \frac{L_{sd2}}{L_{sq2}}i_{sd2} - \frac{1}{T_{sq2}}i_{sq2} + \frac{1}{L_{sq2}}u_{sq2} - \frac{\psi_p}{L_{sq2}}\omega_s \end{cases} \quad (1)$$

Từ (1), biểu diễn sang hệ phương trình trạng thái động cơ đồng bộ kích thích vĩnh cửu trên hệ tọa độ

dq như sau:

$$\frac{di_s}{dt} = Ai_s + Bu_s + N\omega_e i_s + S\psi_p \omega_e \quad (2)$$

Trong mô hình (2), các ký hiệu có ý nghĩa sau đây:

u_s – Vector đại lượng đầu vào (đồng thời là vector điện áp stator) ;

i_s – Vector trạng thái (đồng thời là vector dòng stator);

A – Ma trận hệ thống;

B – Ma trận đầu vào;

N – Ma trận ghép phi tuyến;

S – Vector nhiễu;

ω_e – Đại lượng vào thứ ba ngoài hai phần tử của u_s ;

ψ_p – Từ thông của rotor vĩnh cửu (đại lượng nhiễu có giá trị không đổi).

Các ma trận của (2) có công thức như sau:

$$A = \begin{bmatrix} -1/T_{sd} & 0 \\ 0 & -1/T_{sq} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 1/L_{sd} & 0 \\ 0 & 1/L_{sq} \end{bmatrix}; \quad (3)$$

$$N = \begin{bmatrix} 0 & L_{sq}/L_{sd} \\ -L_{sd}/L_{sq} & 0 \end{bmatrix}; S = \begin{bmatrix} 0 \\ -1/L_{sq} \end{bmatrix}$$

với: $T_{sd} = L_{sd}/R_s$; $T_{sq} = L_{sq}/R_s$

Để minh họa rõ đặc điểm nhiễu của từ thông cực ψ_p , phương trình (3) đã thể hiện tác động của ψ_p qua một biểu thức riêng đối với vector S . Tuy nhiên, ở trạng thái đó ta không thể gián đoạn hóa mô hình. Vậy hãy tạm coi ψ_p là tham số của hệ thống (do tính chất hằng của ψ_p). ta viết lại (3) như sau:

$$\frac{di_s}{dt} = Ai_s + B^*v + N\omega_e i_s \quad (4)$$

Với: $v^T = [u_{sd}, u_{sq}, \omega_e]$; $B^* = [B, S]$

Cuối cùng ta có mô hình trạng thái gián đoạn động cơ đồng bộ kích thích vĩnh cửu (H.3).

$$i_s(k+1) = \phi i_s(k) + Hu_s(k) - h\psi_p(k) \quad (5)$$

Trong đó:

$$\phi = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T}{T_{sd}} & \omega_s T \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \\ -\omega_s T \frac{L_{sd}}{L_{sq}} & 1 - \frac{T}{T_{sq}} \end{bmatrix}; H = \begin{bmatrix} \frac{T}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L_{sq}} \end{bmatrix}; h = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\psi_p T}{L_{sq}} \end{bmatrix}$$

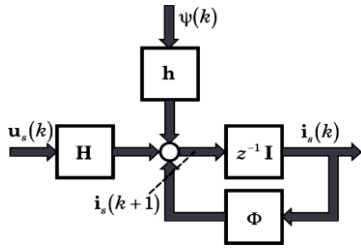
$$H^* = [H, h];$$

Trên miền ảnh z :

$$zi_s(z) = \phi i_s(z) + Hu_s(z) - h\psi_p(z) \quad (6)$$

Phương trình đặc tính: $\det[zI - \phi] = 0$ (7)

với I là ma trận đơn vị



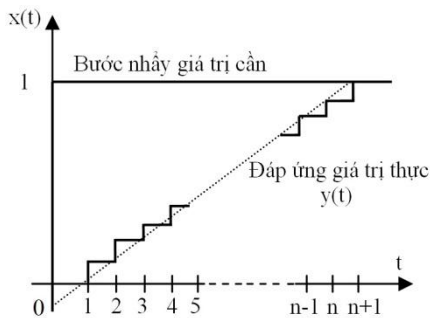
H.3. Mô hình trạng thái gián đoạn, đồng thời là mô hình dòng của động cơ đồng bộ

2.2. Thiết kế khâu điều chỉnh dòng có đáp ứng tức thời (Dead-Beat Response) khi đo tức thời giá trị dòng thực stator (ADC)

2.2.1. Giới thiệu về bộ điều khiển Dead-Beat

Một hệ thống không liên tục được gọi là Dead-Beat nếu nó thỏa mãn:

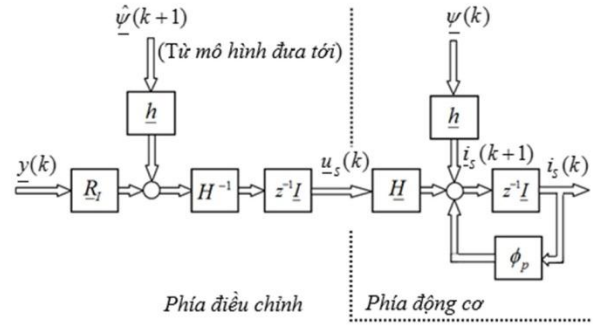
- Khi tín hiệu đầu vào $x(t)$ thay đổi từ hằng số này sang hằng số khác thì sau đúng n bước điều khiển tín hiệu đầu ra cũng đạt tới được hằng số bằng tín hiệu đầu vào (không có sai lệch tĩnh), trong đó n là bậc của hệ thống. Nói cách khác là hệ có quá trình quá độ là n bước như minh họa trên H.4.
- Ở chế độ xác lập tín hiệu đầu ra không thay đổi ngay cả trong khoảng thời gian giữa các lần trích mẫu, tức là khi đó $y(t)$ phải là hằng số chứ không riêng gì dãy các giá trị trích mẫu $\{y_k\}$ của nó.
- Bộ điều khiển làm cho hệ thống trở thành Dead-Beat được gọi là bộ điều khiển Dead-Beat hay bộ điều khiển có thời gian đáp ứng tức thời.



H.4. Giá trị đầu vào, đầu ra của hệ thống đơn với đáp ứng hữu hạn

2.2.2. Phương trình khởi đầu của đại lượng điều khiển \underline{u}_s

Phương trình (5) và (6) là xuất phát điểm của mọi thiết kế ĐCD sau này.



H.5. Mô hình dòng tổng quát đã bù tác động của từ thông rotor và đã xét đến thời gian trễ tính toán T

Giả thiết rằng $\underline{y}(k)$ là đầu ra của một khâu điều chỉnh nào đó, việc ghép $\underline{y}(k)$ tới đầu vào $\underline{u}_s(k)$ của mô hình dòng phải thỏa mãn phương trình sau:

$$\underline{u}_s(k) = \underline{H}^{-1} [\underline{y}(k-1) - \underline{h}\underline{y}(k)] \quad (8)$$

Bảng số hạng có chứa $\underline{y}(k-1)$ (lùi lại một chu kỳ T), ta đã xét tới thời gian trễ có tính định mệnh, tồn tại ở mọi hệ điều khiển/điều chỉnh bằng vi tính/vi xử lý. Thời gian trễ ấy bao gồm cả mọi tác động trễ do biến tần gây ra. Mặt khác, trong (8), ta coi khâu chuyển tọa độ điện áp (CTĐu) và khâu điều chế vector không gian (ĐCVTKG) là các khâu có hàm truyền đạt trung thành cả về modul và pha. Điều này, làm đơn giản rất nhiều cho công việc thiết kế. Số hạng thứ 2 với $-\underline{h}\underline{y}(k)$ có nhiệm vụ bù tác động của từ thông không đổi rotor, vốn được coi là đại lượng nhiễu vào mô hình dòng động cơ. Mô hình tổng quát đã bù nhiễu được giới thiệu như trên H.5.

Giá trị từ thông từ rotor dùng để bù ở H.5 là do mô hình từ thông (MHTT) cung cấp (cũng có thể từ khâu quan sát hoặc khâu lọc Kalman). Khi thay phương trình (8) vào (5), ta thu được mô hình dòng đã bù trễ cũng như bù tác động nhiễu của $\underline{y}(k)$.

$$\underline{i}_s(k+1) = \underline{\phi}\underline{i}_s(k) + \underline{y}(k-1) \quad (9)$$

Trên không gian z , mô hình (9) có dạng:

$$[zI - \underline{\phi}]\underline{i}_s(z) = z^{-1}\underline{y}(z) \quad (10)$$

Đến đây, ta đã hoàn thành chuẩn bị cho việc thiết kế cụ thể: Từ điều kiện biên của hệ thống đến hàm mục tiêu cho hệ sau khi có tác động của khâu điều chỉnh dòng xây dựng được phương trình điện áp ban đầu cho \underline{u}_s .

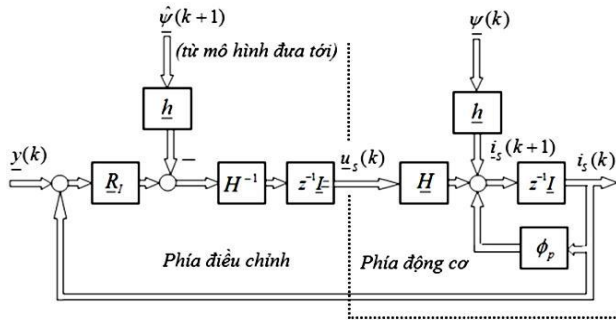
2.2.3. Thiết kế bộ điều khiển Dead-Beat

Sơ đồ cấu trúc nguyên lý của khâu ĐCD khi đo tức thời giá trị thực được minh họa ở H.6.

Trên H.6 đã thực hiện hồi tiếp âm dòng stator đo được $\underline{i}_s(k)$, khép kín mạch vòng điều chỉnh và so sánh với giá trị $\underline{i}_s^*(k)$.

Sau đó, sai số của phép so sánh trên được đưa đến đầu vào bộ điều chỉnh \underline{R}_I nào đó, với vector đầu ra là $\underline{y}(k)$. Ta sẽ thu được trọn vẹn đầu tiên của động cơ đồng bộ kích từ nam châm vĩnh cửu nuôi bằng biến tần nguồn áp có bộ điều chỉnh dòng.

Trong đó, vector giá trị cần \underline{i}_s^* đều được cấu thành hoặc trực tiếp từ các đại lượng đầu ra của khâu dẫn từ thông (DTT) hoặc bộ điều chỉnh tốc độ quay (ĐCTĐQ) vòng ngoài.



H.6. Sơ đồ cấu trúc khâu điều chỉnh vector dòng stator cho ĐCXCBP

Từ H.5, ta dễ dàng viết được phương trình:

$$\underline{y}(z) = \underline{R}_I [\underline{i}_s^*(z) - \underline{i}_s(z)] \quad (11)$$

Thay (11) vào (10), ta thu được hàm truyền đạt của động cơ đồng bộ có ĐCD stator như sau:

$$\underline{i}_s(z) = z^{-1} [z \underline{I} - \underline{\phi} + z^{-1} \underline{R}_I]^{-1} \underline{R}_I \underline{i}_s^*(z) \quad (12)$$

Mục tiêu đặt ra cho hàm truyền đạt (12) của khâu điều chỉnh dòng với đáp ứng tức thời là [5][6]:

$$\underline{i}_s(z) = z^{-2} \underline{i}_s^*(z) \quad (13)$$

Vậy, (13) và (12) sẽ đồng nhất khi và chỉ khi bộ điều chỉnh dòng là:

$$\underline{R}_I(z) = \frac{I - z^{-1} \underline{\phi}}{1 - z^{-2}} \quad (14)$$

Trong đó: I là ma trận đơn vị.

Chú ý rằng, ở đây ta đang xuất phát từ giả thiết dòng \underline{i}_s được đo tức thời bằng ADC

Hàm truyền đạt mục tiêu (13) có dạng ma trận đường chéo với các phần tử là z^{-2} , điều đó đảm bảo khả năng phân ly tốt cả hai thành phần dòng ở cả chế độ động và chế độ tĩnh. Ma trận điều chỉnh \underline{R}_I mang tính chất của khâu điều chỉnh đa thông số, nghĩa là ngoài tác dụng điều chỉnh nhánh dọc, còn

có tác dụng điều chỉnh bù tác động qua lại (decoupling) giữa hai thành phần dòng kể trên.

$$\text{Với sai lệch điều chỉnh: } \underline{x}_w(z) = \underline{i}_s^*(z) - \underline{i}_s(z) \quad (15)$$

$$\text{Ta có: } \underline{y}(z) = \underline{R}_I \underline{x}_w(z) \quad (16)$$

Áp dụng (16) vào công thức (14) ta chuyển phương trình của ma trận điều chỉnh \underline{R}_I sang dạng có thể viết phần mềm như sau:

$$\underline{y}(k) = \underline{x}_w(k) - \underline{\phi} \underline{x}_w(k-1) + \underline{y}(k-2) \quad (17)$$

Nếu thay (17) vào (8) ta thu được điện áp cần đặt lên stator nhờ khâu điều chế vector không gian (ĐCVTKG) sau đây:

$$\underline{u}_s(k+1) = \underline{H}^{-1} [\underline{x}_w(k) - \underline{\phi} \underline{x}_w(k-1) + \underline{y}(k-2) - \underline{h} \underline{\psi}(k+1)] \quad (18)$$

Phương trình (18) là kết quả cần đạt của quá trình thiết kế. Tuy vậy, cần chú ý hai điểm sau:

- Trong dải tốc độ danh định, từ thông rotor $\underline{\psi}$ là hằng số và vì vậy có thể bỏ qua việc bù trong (18) khi cài đặt thực tiễn. Thành phần I trong khâu điều chỉnh dòng \underline{R}_I hoàn toàn có khả năng san bằng sai lệch tĩnh do thiếu bù gây nên. Ở vùng trên tốc độ danh định, modul từ thông luôn thay đổi nên ta sử dụng thuật toán có bù như (8).

- Theo (8) điện áp \underline{u}_s luôn được tính sớm trước một chu kỳ. Do đó, việc hardware gây trễ một nhịp tính tác động của \underline{u}_s đã được xét đến một cách đầy đủ trong thiết kế.

2.2.4. Áp dụng cho động cơ đồng bộ trên hệ tọa độ dq

Thay cho $\underline{\phi}$, \underline{H} và \underline{h} ta sử dụng các ma trận sau:

$$\underline{\phi}_{sM}^f = \begin{bmatrix} \phi_{11} & \phi_{12} \\ \phi_{21} & \phi_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I - \frac{T}{T_{sd}} & \omega_s T \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \\ -\omega_s T \frac{L_{sd}}{L_{sq}} & I - \frac{T}{T_{sq}} \end{bmatrix}; \quad (19)$$

$$\underline{H}_{sM}^f = \begin{bmatrix} h_{11} & 0 \\ 0 & h_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L_{sq}} \end{bmatrix}; \quad \underline{h} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\psi_p T}{L_{sq}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ h_2 \end{bmatrix}$$

Sau khi thay các phần tử của ma trận (19) ta thu được thành phần điện áp:

$$\underline{u}_{sd}(k+1) = \underline{h}_{11}^{-1} \begin{bmatrix} x_{wd}(k) - \phi_{11} x_{wd}(k-1) - \\ -\phi_{12} x_{wq}(k-1) + y_d(k-2) \end{bmatrix}$$

$$\underline{u}_{sq}(k+1) = \underline{h}_{22}^{-1} \begin{bmatrix} x_{wq}(k) - \phi_{21} x_{wd}(k-1) - \\ -\phi_{22} x_{wq}(k-1) + y_q(k-2) - h_2 \psi_p \end{bmatrix} \quad (20)$$

Như vậy để thuận lợi cho quá trình tính toán phương trình bộ điều khiển dòng được viết qua 2 bước:

Bước 1: Tính vector, $y(k)$ theo (17):

$$\begin{aligned} y_d(k) &= x_{wd}(k) - \phi_{11}x_{wd}(k-1) - \phi_{12}x_{wq}(k-1) + y_d(k-2) \\ y_q(k) &= x_{wq}(k) + \phi_{21}x_{wd}(k-1) - \phi_{22}x_{wq}(k-1) + y_q(k-2) \end{aligned} \quad (21)$$

Bước 2: Tính vector điện áp $u_s(k)$ theo (8):

$$\begin{cases} u_{sd}(k+1) = h_{11}^{-1} y_d(k) \\ u_{sq}(k+1) = h_{22}^{-1} [y_q(k) - h_{21} \psi_p] \end{cases} \quad (22)$$

2.3. Kết luận về bộ điều khiển dòng:

Bộ điều khiển dòng được thiết kế như (14) là bộ điều khiển đáp ứng tức thời (*Dead-Beat Response*). Với những ưu điểm cơ bản của bộ điều khiển này là: không có sai lệch tĩnh và thời gian đáp ứng nhanh chỉ sau hai chu kỳ cắt mẫu, sẽ ứng dụng tốt cho hệ truyền động động cơ đồng bộ từ thông dọc trục, nam châm vĩnh cửu có tích hợp ổ từ dọc trục và được đỡ bằng ổ từ hướng tâm hai đầu trục.

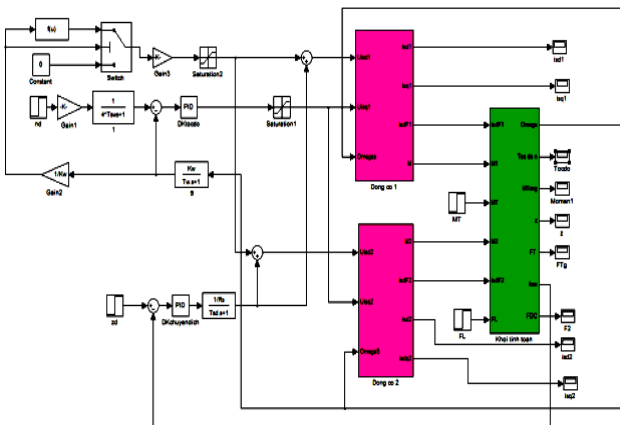
Tuy vậy, tác dụng của bộ điều chỉnh dòng còn cần được đánh giá qua mô phỏng và thực nghiệm.

3. ĐÁNH GIÁ CHẤT LƯỢNG BỘ ĐIỀU KHIỂN DÒNG CHO ĐỘNG CƠ AFPM

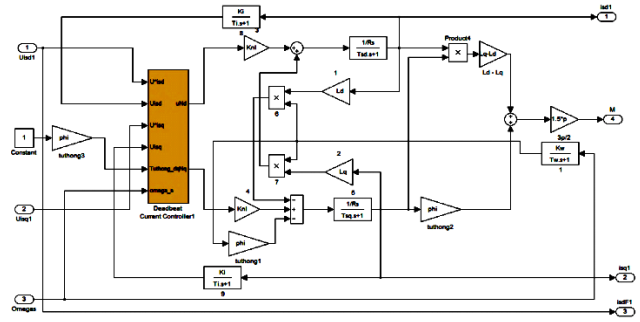
3.1. Số liệu để mô phỏng

$$\begin{aligned} R_s &= 2,3 \, \Omega; L_{sq} = 9,6 \cdot 10^{-6} \, \text{H}; L_{sd} = 8,2 \cdot 10^{-6} \, \text{H}; \\ T_{sq} &= 4,2 \cdot 10^{-6}; T_{sd} = 3,56 \cdot 10^{-6}; \psi_p = 0,0126 \, \text{Wb}; \\ Z_p &= 1; g_0 = 1,7 \cdot 10^{-3} \, \text{m}; m_{rotor} = 0,235 \, \text{kg}; \\ J_r &= 0,0000082 \, \text{kgm}^2; \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \, \text{H/m}; \\ K_{nl} &= 5; K_i = 1; T_i = 0,001; K_\omega = 0,00417; \\ T_\omega &= 0,1; T_{s\omega} = T_\omega + 2T_i; 2T'_s = T_{s\omega}. \end{aligned}$$

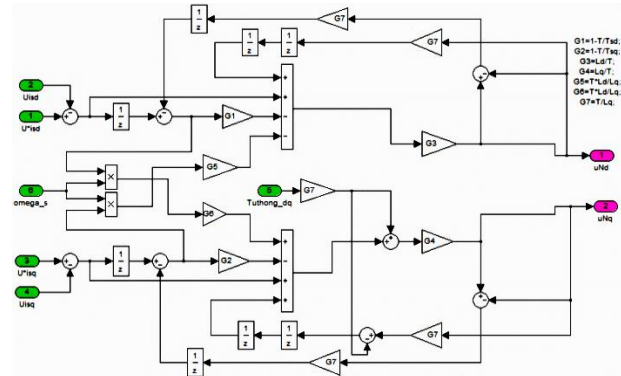
3.2. Sơ đồ mô phỏng



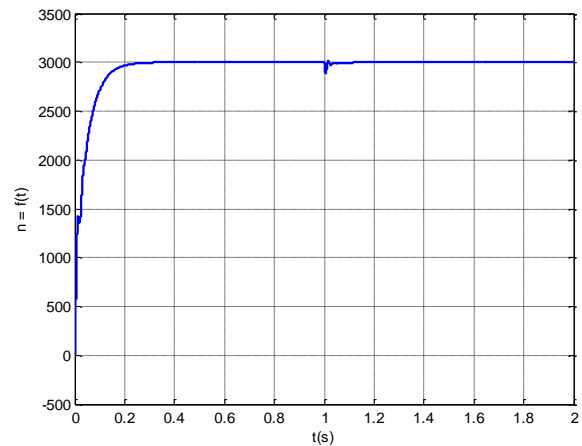
H.7. Sơ đồ mô phỏng cho ĐCXC BP



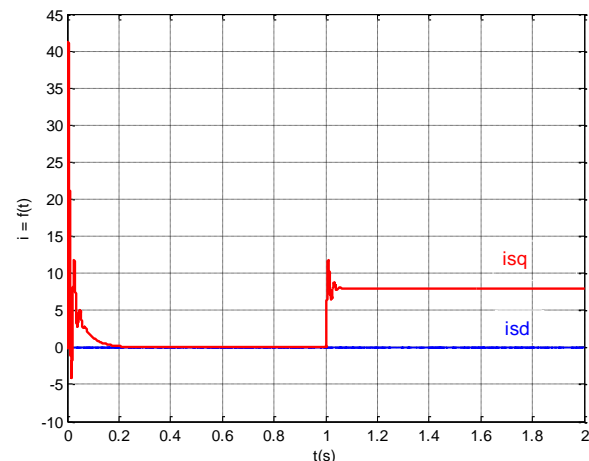
H.8. Bộ điều khiển Dead-Beat



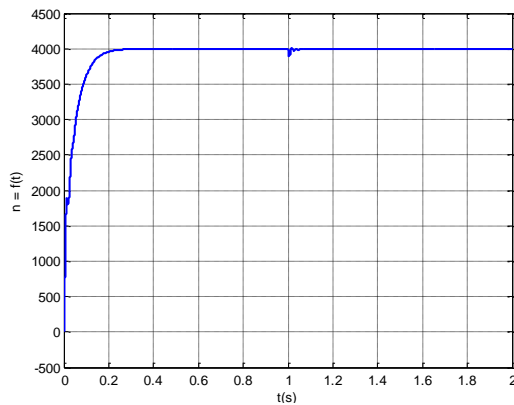
H.9. Cấu trúc bộ điều khiển Dead-Beat



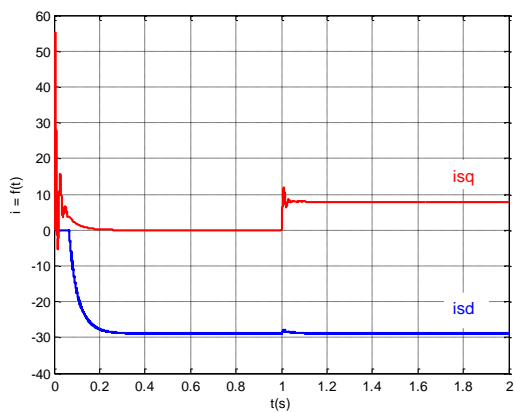
H.10. Đồ thị tốc độ định mức



H.11. Đồ thị dòng điện ở tốc độ định mức



H.12. Đồ thị tốc độ trên định mức



H.13. Đồ thị dòng điện ở tốc độ trên định mức

4. KẾT LUẬN

Bộ điều khiển Dead-Beat nhanh chóng đưa tốc độ động cơ vào ổn định sau hai chu kỳ trích mẫu với sai lệch tĩnh bằng không (trên H. 10 và H.12).

Khi tốc độ động cơ bằng định mức thì dòng i_{sd} bằng không (trên H.11) và khi tốc độ trên định mức thì dòng i_{sd} âm, có chiều ngược với từ thông cực của rotor (trên H.13).

Vấn đề cần tiếp tục nghiên cứu là ảnh hưởng của chuyển động dọc trục đến dòng i_{sd} khi động cơ làm việc trên tốc độ định mức.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Nguyen Phung Quang and Jörg-Andreas Dittrich, "Vector Control of Three-Phase AC Machines", Springer.
- [2] Quang Dich Nguyen and Satoshi Ueno, "Analysis and Control of Non-Salient Permanent Magnet Axial-Gap Self-Bearing Motor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. PP, No. 99, pp. 1-8, 2010 (early access).

NGHIÊN CỨU VÀ ỨNG DỤNG CARD DS1104 ĐỂ ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ ROTOR LỒNG SÓC THEO NGUYÊN LÝ TỰA THEO TỪ THÔNG ROTOR

Võ Thanh Hà¹, Nguyễn Văn Thắng²

¹Trường Đại học Giao thông Vận tải, ² Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Email: vothanhha.ktd@utc.edu.vn

Tóm tắt:

Bài báo này giới thiệu kết quả nghiên cứu và ứng dụng xây dựng hệ chuyển động của động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc, sử dụng card DS1104. Với cách xây dựng này tạo ra được hệ thí nghiệm điều khiển thời gian thực phục vụ cho các yêu cầu nghiên cứu thực nghiệm một cách thuận tiện để phát triển, kiểm chứng và hoàn thiện các thuật toán điều khiển mạch vòng dòng điện, tốc độ và từ thông, góp phần nâng cao chất lượng cho hệ truyền động không đồng bộ. Tính đúng đắn của lý thuyết được chứng bằng mô phỏng Matlab-Simulink và thực nghiệm trên card DS1104.

Abstract:

This paper presents about result and application motional induction motor using DS1104 card. By this construction to creat the real-time control for all requirement in research-experiment to develop, verify and improve control algorithm easily for helping to improve in system's quality. The specific result is designed real-time control system for carrying out motion control experiment. The validity of the proposed method is verified using simulation by Matlab – Simulink and experimentation in laboratory using DSP 1104 card.

Keywords:

Electric drive, Field oriented control, AC motor, DS1104, bộ vi xử lý điều khiển số DSP, PI.

Ký hiệu

K. hiệu	Đ.vị	Ý nghĩa
usd, uq	V	Điện áp stator dọc và ngang trục
i_{sd}, i_{sq}	A	Dòng điện stator dọc và ngang trục
Ls, Lr	H	Điện cảm stator, điện cảm rotor
Ts, Tr	s	Hằng số thời gian stator, rotor
σ		Hệ số từ tản toàn phần
ω, ω_s	rad/s	Tốc độ góc cơ, tốc độ góc stator
ψ_{rd}	Wb	Từ thông rotor ĐCKĐB
im	A	Dòng từ hóa
mL	N.m	Momen tải
J	kg.m ²	Momen quán tính
X*		Giá trị đặt của đại lượng X

Chữ viết tắt

FOC	Field Oriented Control (Điều khiển tựa theo từ thông rotor)
ĐCXCBP	Động cơ điện xoay chiều ba pha
ĐCMC-KTĐL	Động cơ điện một chiều kích từ độc lập
ĐCKĐB-RLS	Động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc
DSP	Digital Signal Processor.

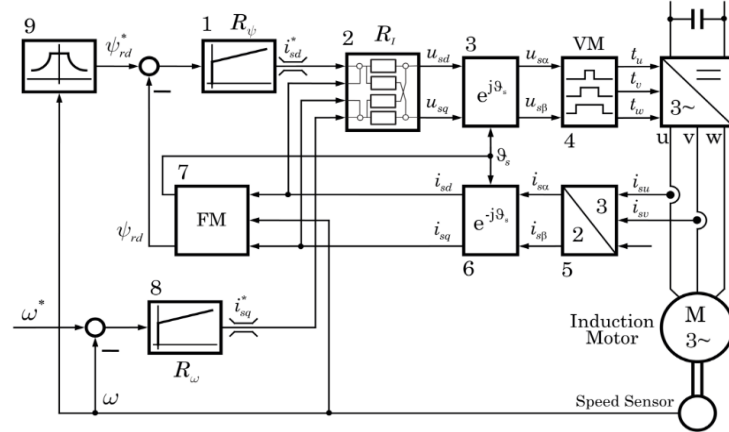
1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Ngày nay cấu trúc điều khiển hệ truyền động điện không đồng bộ hiện đại tựa theo từ thông rotor được sử dụng phổ biến. Do nguyên lý này tạo ra một công cụ cho phép nhìn nhận động cơ KĐB-RLS cũng có bản chất vật lý (tạo từ thông và momen quay) như ĐCMC-KTĐL. Trên cơ sở đó người thiết kế tương đối thoải mái lựa chọn một luật điều khiển tuyến tính, phi tuyến để giải quyết bài toán bám từng mạch vòng. Bên cạnh đó cấu trúc FOC đã giải quyết được

bài toán giảm khối lượng tính toán bằng cách phân tầng điều khiển (H.1).

H.1 thể hiện cấu trúc điều khiển phân tầng khá quen thuộc với ĐCKĐB-RLS. Ở đó hai thành phần dòng điện stator (là những đối tượng có động học nhanh)

được điều chỉnh ở vòng trong cùng; các đại lượng tốc độ quay và từ thông (động học chậm hơn) được điều chỉnh ở vòng bên ngoài. Bộ điều khiển dòng điện phải đảm bảo yêu cầu nhanh, chính xác và không tương tác [1], [2] và [3].



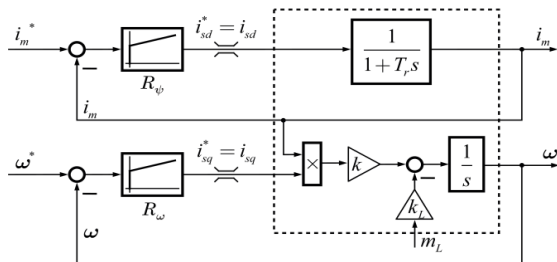
H.1. Cấu trúc kinh điển ĐK phân tầng ĐCKĐB-RLS theo nguyên lý tựa theo từ thông rotor [1]

Trong cấu trúc FOC bộ điều khiển dòng điện stator có vai trò là tạo ra phía stator của động cơ một vector dòng điện có hai thành phần dòng điện tạo từ thông và tạo momen theo yêu cầu như (1):

$$\begin{cases} \frac{di_m}{dt} = -\frac{1}{T_r}i_m + \frac{1}{T_r}i_{sd} \\ \frac{d\omega}{dt} = k i_m i_{sq} - \frac{z_p}{J} m_L \end{cases} \quad (1)$$

$$i_m = \frac{\psi_{rd}}{L_m}; \quad k = \frac{3}{2} \frac{z_p^2 L_m^2}{L_r J}$$

Vòng điều khiển phía ngoài là sự tác động của đầu ra của vòng điều khiển từ thông tác động đến vòng điều khiển tốc độ. Tuy nhiên sự tác động này chỉ diễn ra một chiều, nếu giữ được từ thông không đổi thì hai bộ điều khiển này thực chất được thiết kế độc lập cho những mô hình đối tượng tuyến tính một vào – một ra riêng rẽ. Nhiệm vụ thiết kế đặt ra lúc này tương đối đơn giản, hoàn toàn có thể giải quyết được bởi các khâu PI (H.2).



H.2. Các vòng điều chỉnh phía ngoài

Mục đích xây dựng được hệ thống thí nghiệm điều khiển thời gian thực, phục vụ cho các yêu cầu nghiên cứu thực nghiệm một cách thuận tiện, và phát triển kiểm chứng, hoàn thiện các thuật toán điều khiển, góp phần nâng cao chất lượng cho hệ truyền động không đồng bộ. Hiện nay có nhiều phương pháp triển khai, ứng dụng dựa trên nền tảng kỹ thuật điều khiển số như Card DS1102, DS1103 của dSPACE. Trong bài báo này sẽ trình bày rõ hơn về cách triển khai kỹ thuật từ mô phỏng Matlab-Simulink xuống card DS1104 để điều khiển động cơ KĐB-RLS.

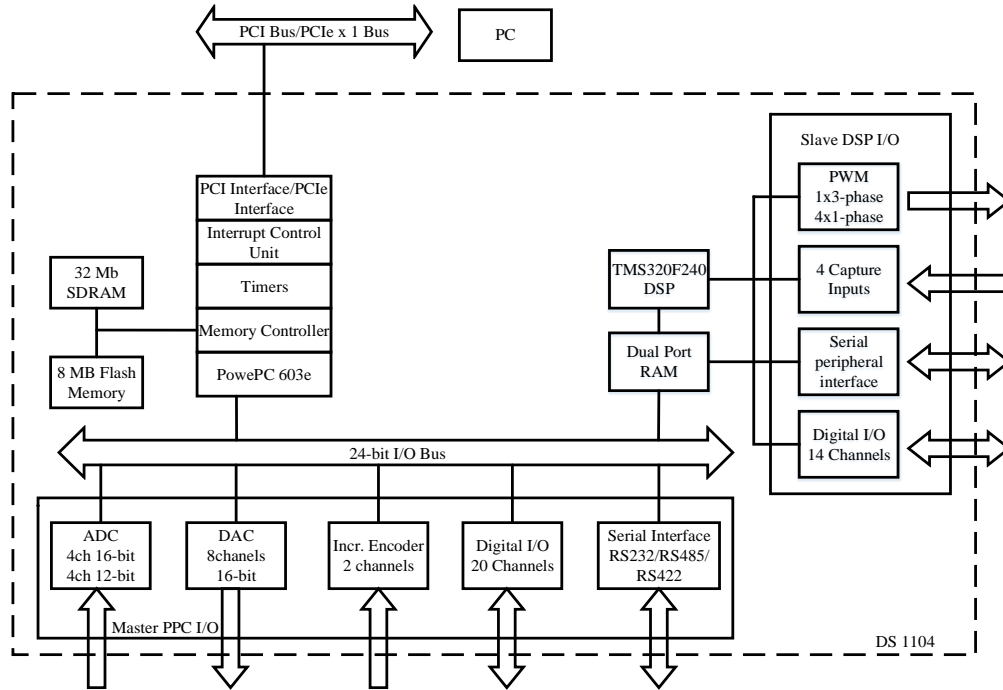
2. GIỚI THIỆU CARD DS 1104

DS1104 là card điều khiển số của hãng dSPACE sản xuất ở Đức dựa trên bộ xử lý tín hiệu số DSP. DS1104 được thiết kế đặc biệt để phát triển các bộ điều khiển số đa biến tốc độ cao và mô phỏng thời gian thực. Bằng cách sử dụng Card DS1104 kết nối với máy tính và phần mềm Matlab, control desk (H.3) để tạo ra hệ điều khiển thực với các chức năng “tổng hợp tín hiệu (số, tương tự); bộ điều khiển số (PID, các bộ điều khiển thông minh...); biến đổi tín hiệu điều khiển tương thích với các bộ biến đổi năng lượng thông dụng (xung điện áp, chỉnh lưu có điều khiển, nghịch lưu...)”. Đây là hệ điều khiển thời gian thực được xây dựng thuận tiện nhất cùng với các bộ biến đổi công suất và đối tượng điều khiển được xác định [5] và [6].

Card DS1104 có thể ứng dụng trong một số lĩnh vực như: robot, điều khiển truyền động điện, cơ cấu chấp hành điện và thủy lực, điều khiển servo, máy CNC...

3. CẤU TRÚC PHẦN CỨNG CỦA CARD DS1104

Card DS1104 được xây dựng dựa trên cơ sở vi xử lý tín hiệu số TMS320F240 của hãng Texas Instruments.



H.3. Sơ đồ khối của DS1104

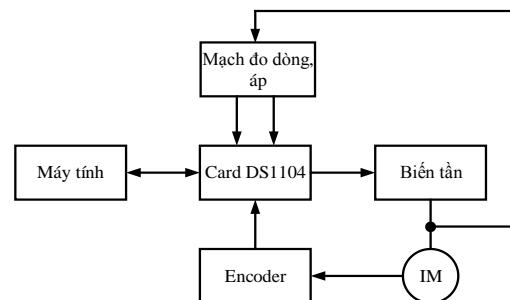
- Bộ xử lý chính: MPC8240, PowerPC 603e core, 250 MHz; 32kByte internal cache:
- Timer: Một bộ Timer ước lượng lấy mẫu, bộ đếm lùi 32 bit; bốn bộ Timer đa mục đích, 32 bit; độ phân dải 64 bit để đo thời gian.
- Bộ nhớ: 32 Mbyte RAM DRAM (SDRAM).
- 8 Mbyte bộ nhớ Flash cho các ứng dụng.
- Các ngắt điều khiển: Các ngắt bởi timer, giao tiếp nối tiếp, DSP tứ, incremental encoder, ADC, PC chủ, 4 đầu vào từ bên ngoài; ngắt đồng bộ PWM.
- Đầu vào tương tự: 4 kênh ADC, 16 bit, đa thành phần; dải điện áp đầu vào ± 10 V; thời gian lấy mẫu 2us; hệ số tín hiệu/nhiều > 80 dB; 4 kênh ADC, 12 bit; dải điện áp ± 10 V; thời gian lấy mẫu 800ns; hệ số tín hiệu/nhiều > 65 dB.
- Đầu ta tương tự: 8 kênh DAC, 16 bit, thời gian ổn định max 10us; Dải điện áp ra ± 10 V.
- Incremental Encoder: 2 đầu ra số, TTL hoặc RS422; kênh encoder có độ phân dải 24 bit; tần số xung max đầu vào là 1.65 MHz, gấp 4 lần xung đếm tới 6.6 MHz; nguồn sensor 5V/0.5A.

- Vào/ra số: Vào/ra số 24 bit; dòng ra 5mA.
- Giao tiếp: RS232, RS485, RS422.

Để triển khai được các thuật toán điều khiển tuyến tính, phi tuyến của bộ điều khiển dòng, tốc độ hay từ thông, thì phải thực hiện trình tự trên Card DS1104:

- Mô phỏng offline để bước đầu xác định tham số của thuật toán điều chỉnh.
- Bổ sung thêm các khối xuất nhập dữ liệu vào sơ đồ cấu trúc vòng điều chỉnh.

Sử dụng C-Compiler tạo mã C để nạp xuống Card hardware, cài xem với hệ thống phần mềm điều khiển theo ngắt.



H.4. Sơ đồ khối bàn thực nghiệm điều khiển động cơ IM sử dụng card DS1104

Trong đó:

Card DS1104: 5 kHz;

Nghịch lưu 3 pha: 25A, 1200V;

Đo dòng: + (-) 20A, 2 pha;

Đo áp xoay chiều: max 800V;

Đo áp một chiều: 0-200V;

Encoder: 1024 xung/1 vòng;

IM: 2,2kW, 2280v/p, 50kZ.

4. XÂY DỰNG HỆ CHUYỂN ĐỘNG SỬ DỤNG CARD DS1104 CHO ĐCKĐB-RLS

4.1. Mô hình trạng thái của ĐCKĐB-RLS

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\Psi'_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega\Psi'_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sq} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega\Psi'_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\Psi'_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{sq} \\ \frac{d\Psi'_{rd}}{dt} = \frac{1}{T_r}i_{sd} - \frac{1}{T_r}\Psi'_{rd} + (\omega_s - \omega)\Psi'_{rq} \\ \frac{d\Psi'_{rq}}{dt} = \frac{1}{T_r}i_{sq} + (\omega_s - \omega)\Psi'_{rd} - \frac{1}{T_r}\Psi'_{rq} \end{cases} \quad (2)$$

$$m_M = -\frac{3}{2}z_p(\bar{\Psi}_r^f \times \bar{i}_r^f) = \frac{3}{2}z_p \frac{L_m^2}{L_r} \Psi'_{rd} i_{sq} \quad (3)$$

Với $\Psi'_{rd} = \Psi_{rd} / L_m$; $\Psi'_{rq} = \Psi_{rq} / L_m$; $\omega_s - \omega = \omega_r$

Ta thấy mô hình trạng thái động cơ IM (2) là mô hình phi tuyến bậc 4, kích thước của vector biến trạng thái sẽ tỉ lệ với khối lượng tính toán cần thiết.

4.2. Tổng hợp bộ điều khiển

Với bài toán này hệ thống cần có bộ điều khiển dòng (R_I) thông qua đó để điều khiển momen trên trục động cơ. Từ thông rotor $\bar{\Psi}_r^f$ trong phương trình (2) là một đại lượng có modul biến thiên chậm, để đơn giản hóa đặt $d\bar{\Psi}_r^f/dt = 0$, ngoài ra $\psi'_{rq} = 0$ phương trình của (2) có dạng Laplace là:

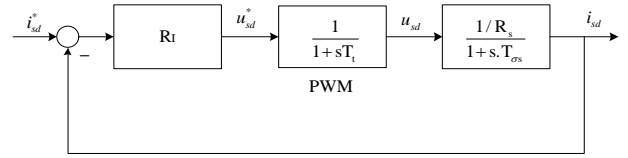
$$\begin{cases} u_{sd} = (R_s + \sigma L_s \cdot s)i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ u_{sq} = (R_s + \sigma L_s \cdot s)i_{sq} + \omega_s \frac{L_m^2}{L_r} \Psi'_{rd} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} \end{cases} \quad (4)$$

Tổng hợp bộ điều khiển, để đơn giản tạm thời bỏ qua thành phần đan chéo:

$$\begin{cases} u_{sd} = (R_s + \sigma L_s \cdot s)i_{sd} \\ u_{sq} = (R_s + \sigma L_s \cdot s)i_{sq} \end{cases} \quad (5)$$

Từ đó có cấu trúc bộ điều khiển dòng với

$$T_{\sigma s} = \sigma L_s / R_s$$



H5. Mô hình từ thông trên miền liên tục

Cấu trúc vòng hở dòng điện:

$$G_{hi}(s) = \frac{1}{(1+sT_t)} \frac{1/R_s}{(1+T_{\sigma s}s)} \approx \frac{1}{(1+T_t s)} \frac{1/R_s}{(1+T_{\sigma s}s)} \quad (6)$$

Với $T_t \ll T_{\sigma s}$

Tổng hợp bộ điều khiển dòng theo phương pháp hàm chuẩn, tối ưu modul.

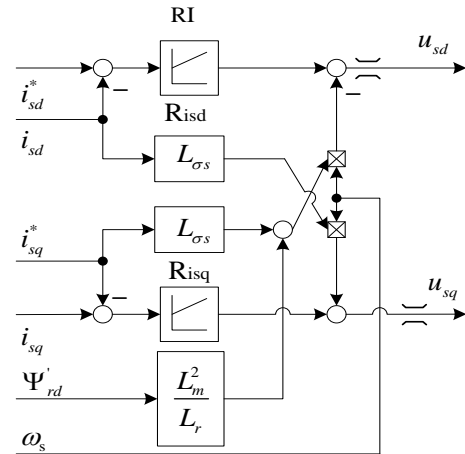
Bộ điều khiển là PI, có dạng:

$$G_{Ri}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \quad (7)$$

Với $K_p = \frac{R_s T_{\sigma s}}{2T_t}$ và $T_i = T_{\sigma s}$

Tương tự với i_{sq} ta xét thành phần đan chéo, để cho 2 thành phần i_{sd} , i_{sq} không ảnh hưởng đến nhau quá nhiều, thêm các đại lượng đan chéo ở phương trình (2) vào, như vậy ta có cấu trúc bộ điều khiển R_I có dạng:

Cấu trúc bộ điều khiển dòng R_I

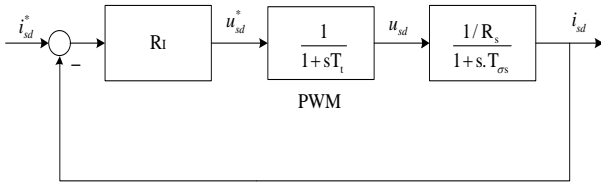


H.6. Cấu trúc bộ điều khiển dòng RI

4.3. Mô hình từ thông

Từ hai phương trình cuối (2), (với $\psi'_{rq} = 0$) chuyển về miền ảnh Laplace ta có (chú ý các tham số của động cơ có thể được tính xấp xỉ từ nhãn động cơ):

$$\begin{cases} \Psi'_{rd} = \frac{i_{sd}}{T_r \cdot s + 1} \\ \omega_s = \frac{i_{sq}}{T_r \Psi'_{rd}} + \omega \end{cases} \quad (8)$$



H.7. Mô hình từ thông trên miền liên tục

5. MÔ PHỎNG VÀ XÂY DỰNG HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN ĐCKĐB-RLS SỬ DỤNG CARD DS1104

B.1. Thông số dùng trong các mô phỏng

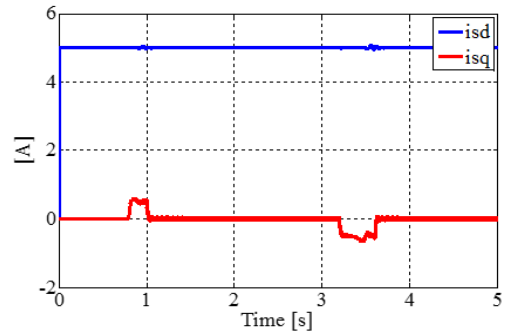
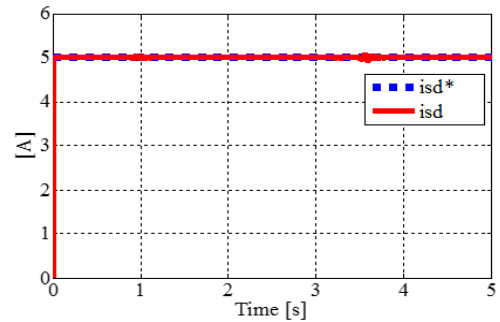
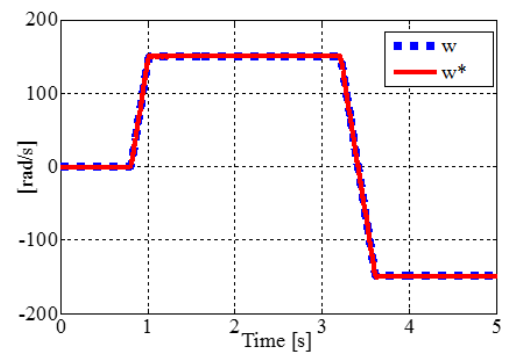
1. Thông số động cơ	Ký hiệu	Giá trị
Công suất định mức	P_{nom}	2.2 kW
Tốc độ định mức	n_{nom}	2880 vg/ph
Dòng điện định mức	I_{nom}	10.4 A _{RMS}
Điện áp định mức	U_{nom}	220 V _{RMS}
Số đôi cực	z_p	1
Điện trở rotor	R_r	1.99 Ω
Điện trở stator	R_s	1.84 Ω
Điện cảm rotor	L_r	34.25 mH
Điện cảm stator	L_s	34.41 mH
Hỗ cảm	L_m	33.1 mH
Hệ số công suất	$\cos\varphi$	0.9
Hệ số từ tản toàn phần	σ	0.0704
Momen quán tính	J	0.001 kgm ²

2. Thông số bộ điều khiển

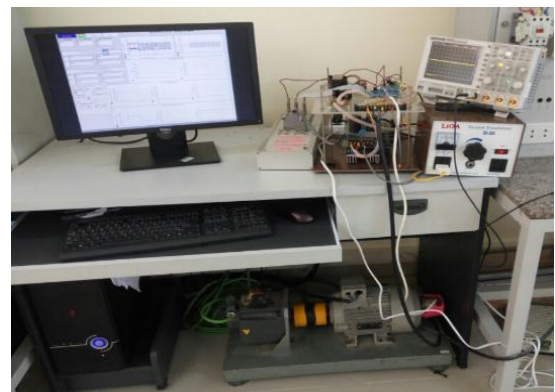
Tần số điều chế	f_{pwm}	5 kHz
Thời gian trích mẫu	\cdot	\cdot
- Vòng trong	T_s	200 μ s
- Vòng ngoài	T_{sw}	2 ms

Kết quả mô phỏng

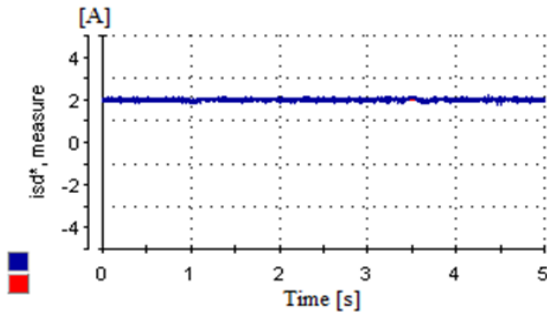
- $t = 0s$ Khởi tạo dòng điện từ thông;
- $t = 0.9s$ Tăng tốc độ (150 rad/s);
- $t = 3.5s$ Giảm tốc độ (-150 rad/s).


 H.8. Đáp ứng dòng điện $i_{sd} - i_{sq}$

 H.9. Đáp ứng dòng điện $i_{sd}^* - i_{sd}$

 H.10. Đáp ứng tốc độ (đặt w^* ; động cơ w)

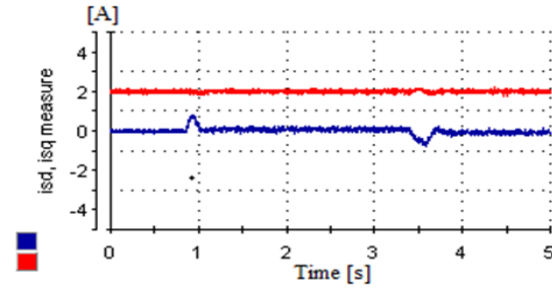
Kết quả thực nghiệm



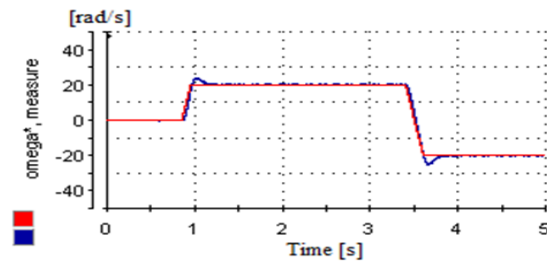
H.11. Bàn thực nghiệm điều khiển động cơ IM sử dụng card DS1104



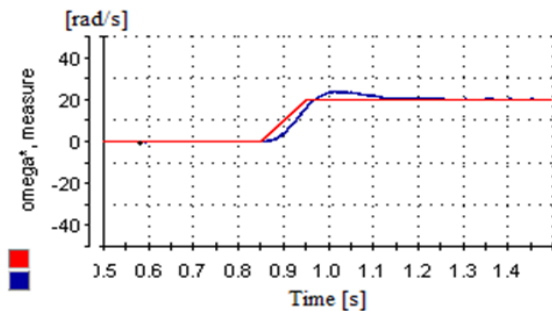
H.12. Đáp ứng dòng điện $i_{sd}^* - i_{sd}$.



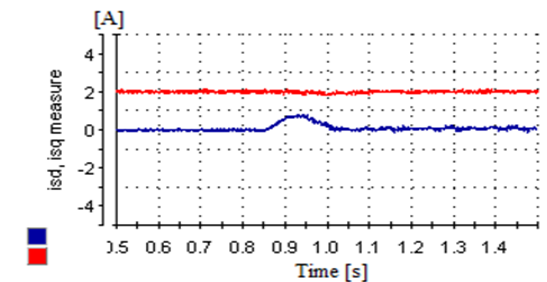
H.13. Đáp ứng dòng điện $i_{sd} - i_{sq}$.



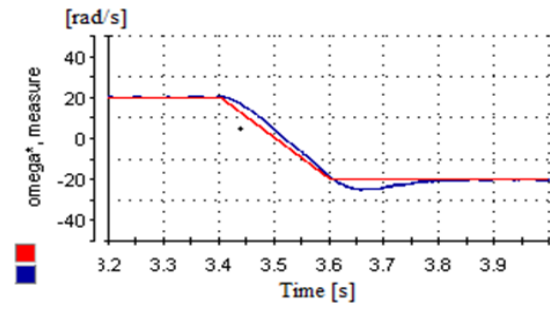
H.14. Đáp ứng tốc độ w, w^* .



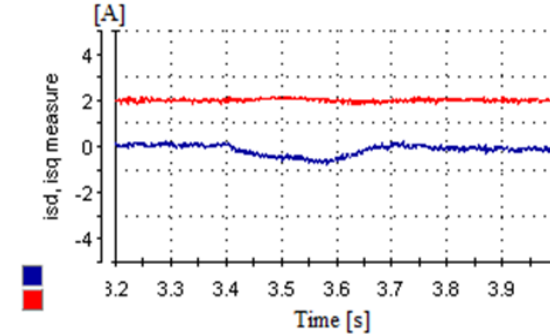
H.15. Hình ảnh phóng to đáp ứng tốc độ w, w^* thời điểm tăng tốc



H.16. Hình ảnh phóng to đáp ứng dòng điện $i_{sd} - i_{sq}$ thời điểm tăng tốc



H.17. Hình ảnh phóng to đáp ứng tốc độ w, w^* lúc đảo chiều



H.18. Hình ảnh phóng to đáp ứng dòng điện $i_{sd} - i_{sq}$ lúc đảo chiều

6. KẾT LUẬN

Qua kết quả mô phỏng và thực nghiệm đã chứng minh được hệ thống điều khiển động cơ IM sử dụng card DS1104 về tính đúng của lý thuyết:

- Đúng bản chất vật lý của máy điện: quá trình từ hóa (H.9, H.12) và chuyển động quay (H.10, H.14).
- Thuật toán PI cho bộ điều khiển dòng đáp ứng được yêu cầu: nhanh, chính xác và không tương tác, tuy nhiên vẫn còn sai số ở những thời điểm quá độ (tăng tốc và đảo chiều) (H.8, H.13). Nhìn rõ sự sai số này qua hình ảnh thực nghiệm phóng to (H.15, H.16, H.17, H.18).

Đây là hướng đi đúng, nhanh để kiểm nghiệm các thuật toán điều khiển tuyến tính (Dead-beat), phi tuyến (tuyến tính hóa chính xác, nguyên lý tựa phẳng, cuộn chiếu, tựa thụ động) cho bộ điều khiển dòng, tốc độ và từ thông của động cơ IM, với thời gian thực. Đồng thời nghiên cứu này, đóng góp hoàn thiện hướng nghiên cứu cấu trúc tối ưu trong truyền động điện không đồng bộ theo nguyên lý FOC.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Nguyen Phung Quang, Jorg-Andreas Dittrich, Vector Control of three-phase AC machines, System Development in the practice, Springer-2008.
- [2] Leonhard W (1996) Control of Electrical Drives. 2nd edition, Springer.
- [3] T.Ohtani, N.Takada, “Vector control of induction motor without shaft encoder,” in Conf. Rec. 1989 IEEE IAS Annu. Mtg..pp.500-507.
- [4] dSPACE “Hardware Installation and Configuration –For DS1104 and CP1104/CP1104/CLP1104 Connector Panels” 3/2004.
- [5] Bùi Chính Minh, Đinh Văn Nghiệp “Nghiên cứu và ứng dụng Card DS1104”, Tạp chí khoa học & công nghệ Thái Nguyên, 61(12/2):78-81.
- [6] Bùi Chính Minh, Đinh Văn Nghiệp “Nghiên cứu và ứng dụng Card điều khiển số DSP để thiết kế bộ điều khiển số trong điều khiển chuyển động”, Luận văn thạc sỹ kỹ thuật, Thái Nguyên 2009.

Chịu trách nhiệm xuất bản:
Giám đốc - Tổng Biên tập
PHẠM NGỌC KHÔI
Biên tập: Nguyễn Phương Liên
Sửa bản in: Nguyễn Thu Trang
Thiết kế bìa: Nguyễn Vũ

NHÀ XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT
70 Trần Hưng Đạo, Hoàn Kiếm, Hà Nội
ĐT: P. KH-TC: 024 3942 3172; TT. Phát hành: 024 3822 0686
Ban Biên tập: 024 3942 1132 - 024 3942 3171
EMAIL: nxbkhkt@hn.vnn.vn
FAX: 024 3822 0658 - WEBSITE: <http://www.nxbkhkt.com.vn>

CHI NHÁNH NHÀ XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT
28 Đồng Khởi - Quận 1 - Thành phố Hồ Chí Minh. ĐT: 08 3822 5062

In **100** bản, khổ 21x29,5 cm tại Công ty CP Khoa học và Công nghệ Hoàng Quốc Việt.
Địa chỉ: 18 Hoàng Quốc Việt, Hà Nội.
Số đăng ký xuất bản: **4790-2017/CXBIPH/2-164/KHKT**.
Số quyết định xuất bản: **230/QĐXB-NXBKHKT**, ngày **29** tháng **12** năm **2017**.
In xong và nộp lưu chiểu quý **I** năm **2018**.
Mã ISBN: **978-604-67-1038-7**

