



วารสารวิศวกรรมศาสตร์และนวัตกรรม Journal of Engineering and Innovation

บทความวิจัย

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการจำลองสถานการณ์ด้วยวิธีฮาร์ดแวร์ในลูปสำหรับระบบยานยนต์ไฟฟ้า

Mathematical model and hardware in the loop simulation for electric vehicle systems

นนทการณ มังคลา¹ กองพล อารีรักษ์^{1*} ชاکริต ปานแป้น² กองพัน อารีรักษ์¹

¹ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา 30000

² ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องมืองัดและอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ 10800

Nontakan Mangkala¹ Kongpol Areerak^{1*} Chakrit Panpean² Kongpan Areerak¹

¹ School of Electrical Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima 30000

² Department of Instrumentation and Electronics Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's University of Technology North Bangkok 10800

* Corresponding author.

E-mail: kongpol@sut.ac.th; Telephone: 081 208 2873

วันที่รับบทความ 23 มิถุนายน 2565; วันที่แก้ไขบทความ ครั้งที่ 1 20 สิงหาคม 2565; วันที่ตอบรับบทความ 7 กันยายน 2565

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งประกอบไปด้วยแบบจำลองทางกลของโหลดยานยนต์ไฟฟ้า แบตเตอรี่ มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และพารามิเตอร์ทั้งหมดของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า นอกจากนี้ได้นำเสนอระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งเป็นวิธีควบคุมที่ใช้ในระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า โดยมีการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมให้เหมาะสมกับระบบยานยนต์ไฟฟ้าที่พิจารณา การทดสอบสมรรถนะการควบคุมความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้าอาศัยการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป (hardware in the loop: HIL) ซึ่งเป็นการทำงานร่วมกันระหว่างโปรแกรม MATLAB/Simulink และบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 ผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่า แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่ได้นำเสนอมีความถูกต้อง สามารถนำไปใช้ในการออกแบบระบบควบคุมความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า นอกจากนี้ ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ได้นำเสนอมีสสมรรถนะที่ดีในการควบคุมความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า

คำสำคัญ

ยานยนต์ไฟฟ้า แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

Abstract

This paper presents mathematical model of the electric vehicle drive systems. This proposed mathematical model focuses on the traction force, the battery, the three-phase induction motor, and the whole parameters of the mathematical model. Indirect vector control is used for the control method of electric vehicle drive systems. The parameters of the controller have been designed to be suitable for the speed control of an electric vehicle. The hardware in the loop (HIL) simulation was applied to confirm the speed control performance of electric vehicles. The MATLAB/Simulink program was used with the TMS320F28335 microcontroller board for HIL simulation. The results of the simulation show that the proposed mathematical model of the electric vehicle drive system is correct. It can be applied to the design of the speed control system of an electric vehicle. Moreover, the proposed indirect vector control can provide a good performance for the speed control of an electric vehicle.

Keywords

electric vehicle; mathematical model; electric motor drive system; indirect vector control

1. บทนำ

ปัจจุบันยานยนต์ไฟฟ้าเข้ามามีบทบาทสำคัญต่อการคมนาคมและการขนส่ง ทั้งนี้เนื่องมาจากความต้องการลดมลพิษทางอากาศที่มีแนวโน้มรุนแรงกว่าในอดีตอย่างมาก รวมถึงราคาน้ำมันที่สูงขึ้นตามลำดับ การใชยานยนต์ไฟฟ้าแทนยานยนต์สันดาปภายในจึงเป็นทางเลือกหนึ่งสำหรับการแก้ปัญหาดังกล่าว ด้วยเหตุนี้ การศึกษาและทำความเข้าใจระบบยานยนต์ไฟฟ้าที่ประกอบไปด้วย การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า และการควบคุมความเร็วรอบตามสภาวะโหลดของรถยนต์ไฟฟ้า จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับงานวิจัยในปัจจุบัน [1] ดังนั้น บทความนี้จะนำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบยานยนต์ไฟฟ้าที่เกี่ยวข้อง เช่น แบบจำลองทางกลของโหลดยานยนต์ไฟฟ้า แบบจำลองของแบตเตอรี่ และแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส รวมถึงมีการนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมของมอเตอร์ด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม นอกจากนี้ ในบทความยังได้นำเสนอการจำลองสถานการณ์ด้วยวิธีฮาร์ดแวร์ในลูป (hardware in the loop: HIL) ที่เป็นการผสมผสานการทำงานของโปรแกรม MATLAB/Simulink และบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งการจำลองสถานการณ์ด้วยวิธีดังกล่าวเป็นการจำลองสถานการณ์ที่ใกล้เคียงกับทางปฏิบัติ [2] โดยตัวควบคุมและการคำนวณต่าง ๆ จะประมวลผลด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ ในขณะที่ระบบยานยนต์ไฟฟ้าในส่วนอื่น ๆ จะโปรแกรมด้วย MATLAB/Simulink

2. แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบยานยนต์ไฟฟ้า

ยานยนต์ไฟฟ้ามีระบบขับเคลื่อนคล้ายกับยานยนต์สันดาปภายใน โดยมีการเชื่อมต่อต้นกำลังในการขับเคลื่อนผ่านชุดเกียร์และเพืองท้ายไปยังเพลาล้อ แต่สิ่งที่แตกต่างกัน คือสามารถใช้ชุดเกียร์แบบอัตราทดคงตัวได้ และต้นกำลังในการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าจะเป็นมอเตอร์ไฟฟ้าพร้อมด้วยชุดวงจรควบคุมมอเตอร์และแบตเตอรี่ เนื่องจากมอเตอร์ไฟฟ้ามีขนาดเล็กและน้ำหนักเบากว่าเครื่องยนต์สันดาปภายใน จึงทำให้สามารถเลือกตำแหน่งการติดตั้งมอเตอร์ไฟฟ้าได้อย่าง

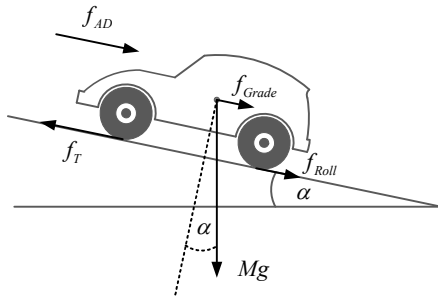
อิสระยิ่งขึ้น ด้วยเหตุนี้ การออกแบบระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าจึงมีความยืดหยุ่น สามารถออกแบบได้หลากหลายรูปแบบ โครงสร้างการส่งกำลังขับเคลื่อนที่แตกต่างกันส่งผลให้คุณสมบัติในการขับเคลื่อนและการออกแบบภายในตัวรถมีความแตกต่างกัน โดยในบทความนี้ได้เลือกศึกษายานยนต์ไฟฟ้าระบบขับเคลื่อนล้อหลัง เนื่องจากเป็นโครงสร้างหนึ่งของยานยนต์ไฟฟ้าที่พบในตลาดยานยนต์ไฟฟ้าในปัจจุบัน [3]

มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส (three-phase induction motor: IM) เป็นหนึ่งในชนิดของมอเตอร์ที่ถูกใช้เป็นตัวขับเคลื่อนสำหรับขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่พบในตลาดยานยนต์ไฟฟ้าในปัจจุบัน [4] มอเตอร์ดังกล่าวมีข้อดีทางด้านการใช้งานที่ไม่ยุ่งยาก ราคาถูก ทนทาน และไม่ต้องการการบำรุงรักษามากนัก [5] ดังนั้น บทความนี้จะเลือกใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเป็นตัวขับเคลื่อนสำหรับขับเคลื่อนในระบบยานยนต์ไฟฟ้า นอกจากนี้ แบตเตอรี่ที่ถูกใช้ในระบบยานยนต์ไฟฟ้าส่วนใหญ่คือ แบตเตอรี่ลิเทียมไอออน เนื่องจากมีความสามารถในการกักเก็บพลังงานทั้งในเชิงปริมาตร (volumetric energy density) และเชิงมวล (gravimetric energy density) สูงที่สุดเมื่อเทียบกับแบตเตอรี่ชนิดอื่น [6]

บทความนี้เลือกใช้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม (indirect vector control) เนื่องจากวิธีดังกล่าวสามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง และไม่ต้องติดตั้งเครื่องมือวัดฟลักซ์เหมือนกับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง [7] ดังนั้น ระบบยานยนต์ไฟฟ้าที่นำเสนอในบทความนี้จะมีโครงสร้างการขับเคลื่อนล้อหลังที่มีมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเป็นตัวขับเคลื่อนสำหรับการขับเคลื่อน โดยมีการควบคุมมอเตอร์แบบเวกเตอร์ทางอ้อม และมีแหล่งกักเก็บและจ่ายพลังงานเป็นแบตเตอรี่ชนิดลิเทียมไอออน

2.1 แบบจำลองทางกลของโหลดยานยนต์ไฟฟ้า

เมื่อพิจารณาการเคลื่อนที่ของยานยนต์ที่มีแรงต่าง ๆ มากระทำ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1 จากรูปดังกล่าว เมื่อพิจารณาจากกฎข้อที่สองของนิวตัน จะได้ความสัมพันธ์ของแรงขับเคลื่อน แรงต้านการเคลื่อนที่ น้ำหนักของยานยนต์ และความเร่งในการเคลื่อนที่ ดังสมการที่ (1) [8]



รูปที่ 1 แรงที่กระทำต่อยานยนต์ขณะเคลื่อนที่

$$f_T - f_{AD} - f_{Roll} - f_{Grade} = Ma \quad (1)$$

จากสมการที่ (1) แรงขับเคลื่อน (tractive force: f_T) คือแรงที่ถูกส่งมาจากมอเตอร์ไฟฟ้าผ่านชุดเกียร์ (gear box) เพื่อย้าย (differential) และเพลาล้อ (wheel shaft) มายังล้อรถที่ติดอยู่กับพื้นถนน ซึ่งแรงดังกล่าวต้องเอาชนะแรงต้านการเคลื่อนที่ เพื่อให้เกิดการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า ด้วยความเร่งที่ต้องการ โดยแรงต้านการเคลื่อนที่ ประกอบไปด้วย แรงต้านจากอากาศ (aerodynamic drag force: f_{AD}) แรงต้านทานการกลิ้ง (rolling resistance force: f_{Roll}) และแรงเนื่องจากน้ำหนักที่ถ่ายเทไปตามทางลาดชัน (grading resistance force: f_{Grade}) ในขณะที่ M คือ มวลรวมของยานยนต์ไฟฟ้า (kg) และ a คือ ความเร่งของยานยนต์ไฟฟ้า (m/s^2)

ถ้าพิจารณาแรงต้านจากอากาศ ซึ่งเป็นแรงต้านที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของยานยนต์ผ่านมวลอากาศ เนื่องจากรูปร่างที่ซับซ้อนของยานยนต์ ส่งผลให้การวิเคราะห์ลักษณะการไหลของอากาศรอบตัวรถมีความซับซ้อนมากยิ่งขึ้น โดยทั่วไปจะใช้การประมาณค่าแรงต้านจากอากาศ ดังสมการที่ (2) [9] ซึ่งความเร็วของยานยนต์ยกกำลังสองมีผลต่อแรงดังกล่าวเป็นอย่างมาก

$$f_{AD} = \frac{1}{2} \xi C_D A (v + v_{wind})^2 \quad (2)$$

โดยที่

- ξ คือ ความหนาแน่นของอากาศ (kg/m^3)
 C_D คือ สัมประสิทธิ์แรงต้านอากาศ

A คือ พื้นที่หน้าตัดของยานยนต์ (m^2)

v คือ ความเร็วยานยนต์ (m/s)

v_{wind} คือ ความเร็วลม (m/s)

จากสมการที่ (2) ค่าความหนาแน่นของอากาศขึ้นอยู่กับสภาพอากาศแวดล้อมในการขับเคลื่อน ประกอบไปด้วย อุณหภูมิ ความชื้น และความดันอากาศ ในบทความนี้พิจารณาที่ความสูงระดับน้ำทะเล (ความดันอากาศ 1 atm) อากาศแห้งและมีอุณหภูมิ 25 องศาเซลเซียส ซึ่งมีค่าความหนาแน่นอากาศเท่ากับ 1.1839 kg/m^3 [10] ในขณะที่ค่าสัมประสิทธิ์แรงต้านอากาศ โดยส่วนมากจะถูกระบุไว้ในข้อมูลจำเพาะของยานยนต์แต่ละรุ่น โดยในปัจจุบันมีค่าอยู่ในช่วง 0.25 - 0.35 สำหรับยานยนต์ที่ถูกออกแบบมาเพื่อการประหยัดพลังงานอาจจะมีค่าที่ต่ำกว่า 0.25 เช่น ยานยนต์ไฟฟ้ารุ่น EV1 มีค่าอยู่ที่ 0.19 [11] นอกจากนี้ ค่าสัมประสิทธิ์แรงต้านอากาศมีค่าสูงได้ถึง 0.5 สำหรับรถเปิดประทุน และเมื่อพิจารณาพื้นที่หน้าตัดของยานยนต์ ซึ่งเป็นค่าที่ขึ้นอยู่กับขนาดและรูปร่างของยานยนต์สามารถพบได้ในแบบรายละเอียดของยานยนต์หรือผ่านการทดลองในอุโมงค์ลม (wind tunnel tests) โดยส่วนใหญ่ไม่ได้ระบุค่าดังกล่าวไว้ในข้อมูลจำเพาะอย่างเป็นทางการ ดังนั้นงานวิจัยส่วนใหญ่จึงใช้การประมาณค่าพื้นที่หน้าตัดของยานยนต์ให้มีค่าประมาณ 79% - 90% ของผลคูณระหว่างความกว้างและความสูงของตัวรถ [12] ในส่วนของความเร็วลมในสมการที่ (2) ในกรณีที่ความเร็วลมมีทิศตรงข้ามกับการเคลื่อนที่ ค่าดังกล่าวจะมีค่าเป็นบวก ซึ่งทำให้แรงต้านจากอากาศมีค่าเพิ่มขึ้น ในทางตรงกันข้าม กรณีที่ความเร็วลมมีทิศเดียวกันกับการเคลื่อนที่ ค่าดังกล่าวจะมีค่าเป็นลบ ทำให้แรงต้านจากอากาศมีค่าลดลง ในบทความนี้ ทำการจำลองสถานการณ์โดยกำหนดให้ความเร็วลมมีค่าเป็นศูนย์

จากสมการที่ (1) ถ้าพิจารณาแรงต้านทานการกลิ้งแรงดังกล่าวเกิดจากการสัมผัสกันของล้อกับพื้นถนนเพื่อให้เกิดการเคลื่อนที่ของยานยนต์ โดยแรงต้านทานการกลิ้งเกิดจากหลายองค์ประกอบร่วมกัน ผลกระทบที่สำคัญประการหนึ่งเกิดจากการบิดตัวของยางของยานยนต์ซ้ำ ๆ ขณะที่ล้อหมุนทำให้เกิดฮิสเทอรีซิส (hysteresis) ภายในวัสดุของยาง การคำนวณค่าแรงต้านทานการกลิ้งมีหลายองค์ประกอบที่เกี่ยวข้อง โดยทั่วไปแล้วจะใช้การประมาณค่าแรงดังกล่าวด้วยสมการที่ (3) ที่พิจารณาผ่านน้ำหนักของยานยนต์คูณกับ

ค่าสัมประสิทธิ์ความต้านทานการกลิ้ง โดยค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวขึ้นอยู่กับชนิดของยาง แรงดันลมยาง และพื้นถนน โดยทั่วไปยางของยานยนต์จะถูกออกแบบให้ยึดติดกับถนนได้ดีในขณะที่มีแรงต้านทานการกลิ้งน้อย ซึ่งมีค่าประมาณ 0.007 - 0.014 [11] จากสมการที่ (3) ค่า F_r คือ สัมประสิทธิ์ความต้านทานการกลิ้ง M คือ มวลรวมของยานยนต์ไฟฟ้า (kg) g คือ ความเร่งเนื่องจากแรงโน้มถ่วงของโลก (m/s^2) และ α คือ มุมความลาดเอียงของพื้นถนน (rad)

$$f_{Roll} = F_r Mg \cos \alpha \quad (3)$$

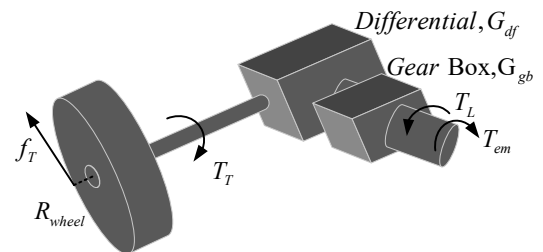
การพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์ความต้านทานการกลิ้งขึ้นอยู่กับหลายปัจจัย ประกอบด้วย วัสดุที่ใช้ในการผลิตยางของยานยนต์ ลักษณะการออกแบบยางของยานยนต์ และสภาวะการทำงาน โดยปัจจัยในด้านสภาวะการทำงานประกอบไปด้วย แรงดันของลมยาง (ค่า F_r แปรผกผันกับแรงดันของลมยาง) อุณหภูมิของยาง (ค่า F_r แปรผกผันกับอุณหภูมิของยาง) ความเร็วของยานยนต์ (ค่า F_r แปรผันตรงกับความเร็วยานยนต์) และลักษณะพื้นผิวถนน สำหรับการประเมินสมรรถนะการทำงานของยานยนต์ไฟฟ้า โดยทั่วไปจะกำหนดให้ค่าสัมประสิทธิ์ความต้านทานการกลิ้งเป็นค่าคงที่มีค่าอยู่ในช่วง 0.011 - 0.015 สำหรับพื้นคอนกรีตแห้ง และอาจจะมีค่าต่ำถึง 0.007 - 0.009 สำหรับยางชนิดที่ออกแบบพิเศษเพื่อการประหยัดพลังงาน [12] ในบทความนี้ เลือกใช้ค่า 0.013 ซึ่งเป็นค่าเฉลี่ยสำหรับพื้นคอนกรีตแห้ง และเป็นค่าโดยทั่วไปสำหรับรถยนต์ส่วนบุคคลขนาดกลาง [13]

จากสมการที่ (1) ถ้าพิจารณาแรงเนื่องจากน้ำหนักที่ถ่ายเทไปตามทางลาดชัน แรงดังกล่าวเป็นแรงที่เกิดขึ้นเมื่อยานยนต์ถูกขับเคลื่อนไปตามทางลาดชัน ทำให้เกิดแรงย่อยเนื่องจากน้ำหนักยานยนต์ที่ถ่ายเทไปตามทางลาดชัน ซึ่งแรงดังกล่าวมีทิศทางตรงข้ามกับแรงขับเคลื่อน จึงเป็นแรงต้านการเคลื่อนที่ ในกรณีตรงกันข้าม หากยานยนต์ถูกขับเคลื่อนทางลาดชัน แรงที่เกิดขึ้นจะมีทิศทางเดียวกันกับแรงขับเคลื่อน ซึ่งแรงดังกล่าวจะช่วยเสริมแรงขับเคลื่อน แรงเนื่องจากน้ำหนักที่ถ่ายเทไปตามทางลาดชัน แสดงได้ดังสมการที่ (4)

$$f_{Grade} = Mg \sin \alpha \quad (4)$$

จากแรงต้านการเคลื่อนที่ชนิดต่าง ๆ ในสมการที่ (2) ถึงสมการที่ (4) ทำการแทนค่าสมการดังกล่าวลงในสมการที่ (1) จะสามารถคำนวณแรงขับเคลื่อนที่ต้องใช้ในการขับเคลื่อนยานยนต์ที่ความเร็วและความเร่งใด ๆ ได้ดังสมการที่ (5) ซึ่งแรงขับเคลื่อนจะถูกส่งจากมอเตอร์ไฟฟ้า ผ่านชุดเกียร์ และเฟืองท้าย มายังล้อรถที่ติดอยู่กับพื้นถนน แสดงได้ดังรูปที่ 2

$$f_T = Ma + \frac{1}{2} \xi C_D A v^2 + F_r Mg \cos \alpha + Mg \sin \alpha \quad (5)$$



รูปที่ 2 ระบบส่งกำลังขับเคลื่อนจากมอเตอร์ไปยังล้อรถ

จากรูปที่ 2 T_L คือ แรงบิดโหลดของมอเตอร์ไฟฟ้า (Nm) และ T_{em} คือ แรงบิดที่ถูกสร้างโดยมอเตอร์ไฟฟ้า (Nm) ซึ่งแรงบิดที่ถูกสร้างโดยมอเตอร์ไฟฟ้าจะถูกส่งผ่านชุดเกียร์และเฟืองท้าย ที่มีอัตราทด คือ G_{gb} และ G_{df} ตามลำดับ ทำให้เกิดแรงบิดขับเคลื่อน (T_T) ที่ออกจากเฟืองท้ายทำหน้าที่ในการหมุนล้อรถด้วยแรงขับเคลื่อน (f_T) เพื่อให้ยานยนต์เกิดการเคลื่อนที่ ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดขับเคลื่อนกับแรงขับเคลื่อน แสดงดังสมการที่ (6) โดย R_{Wheel} คือ รัศมีวงล้อของยานยนต์

$$T_T = R_{Wheel} f_T \quad (6)$$

แรงบิดโหลดที่มอเตอร์ต้องขับเคลื่อนเพื่อส่งกำลังขับเคลื่อนผ่านชุดเกียร์และเฟืองท้าย แล้วทำให้เกิดแรงบิดขับเคลื่อนตามสภาวะการขับขี่ที่ต้องการ แสดงดังสมการที่ (7) ซึ่งไม่พิจารณากำลังงานสูญเสีย [14]

$$T_L = \frac{T_T}{G_{df} G_{gb}} \quad (7)$$

จากอัตราเร็วของยานยนต์ในหน่วยเมตรต่อวินาที สามารถพิจารณาอัตราเร็วเชิงมุมของล้อรถ (ω_{Wheel}) ในหน่วยรอบต่อนาทีได้ดังสมการที่ (8) และสมการความสัมพันธ์ระหว่างอัตราเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ไฟฟ้า (ω_r) กับอัตราเร็วเชิงมุมของล้อรถ แสดงได้ดังสมการที่ (9)

$$\omega_{Wheel} = \frac{30v}{\pi R_{Wheel}} \quad (8)$$

$$\omega_r = G_{df} G_{gb} \omega_{Wheel} \quad (9)$$

ข้อมูลทางกายภาพของยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้ในบทความนี้ แสดงได้ดังตารางที่ 1 โดยค่าดังกล่าวได้จากการอธิบายข้างต้น ประกอบกับข้อมูลของยานยนต์ไฟฟ้าในปัจจุบัน

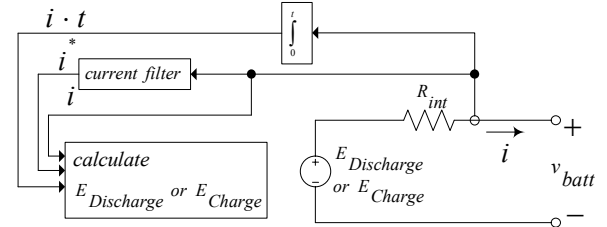
ตารางที่ 1 ข้อมูลทางกายภาพของยานยนต์ไฟฟ้า

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้	คำอธิบาย
Curb Weight	1,620 kg	น้ำหนักรวมของยานยนต์ที่ติดตั้งอุปกรณ์พื้นฐานในการทำงาน
Max. Payload	410 kg	น้ำหนักของผู้โดยสารและสัมภาระที่มากที่สุด
Gross Vehicle Mass (GVM)	2,030 kg	น้ำหนักมากที่สุดของยานยนต์เมื่อรวมน้ำหนักของผู้โดยสารและสัมภาระที่มากที่สุด
Drag Coefficient	0.29	สัมประสิทธิ์แรงต้านอากาศ
Frontal Area	2.38 m ²	พื้นที่หน้าตัดของยานยนต์
Rolling Resistance Coefficient	0.013	อัตราส่วนของแรงต้านการหมุนของล้อต่อน้ำหนักบรรทุกทุกอย่างของยานยนต์
Axle Ratio	4.7	อัตราเกาการทดรวมของระบบขับเคลื่อน
Wheel Radius	0.31 m	รัศมีวงล้อ

2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแบตเตอรี่

แหล่งพลังงานสำหรับระบบยานยนต์ไฟฟ้าที่นำเสนอในบทความนี้ใช้แบตเตอรี่ชนิดลิเทียมไอออน โดยการจำลองสถานการณ์ใช้แบบจำลองของ Tremblay และ Dessaint [15] ซึ่งเป็นแบบจำลองที่ได้ผ่านการตรวจสอบความถูกต้องและให้ผลการจำลองสถานการณ์ใกล้เคียงกับการทดสอบ

ในห้องปฏิบัติการ แผนภาพบล็อกแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแบตเตอรี่ลิเทียมไอออน แสดงได้ดังรูปที่ 3 จากรูปดังกล่าวสามารถคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้าภายในแบตเตอรี่ (E) ได้ดังสมการที่ (10) และสมการที่ (11) สำหรับการทำงานในโหมดคายประจุและโหมดอัดประจุ ตามลำดับ



รูปที่ 3 แผนภาพบล็อกแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแบตเตอรี่ลิเทียมไอออน

$$E_{Discharge} = E_0 - K \frac{Q}{Q - (i \cdot t)} (i \cdot t) - K \frac{Q}{Q - (i \cdot t)} i^* + A e^{-B(i \cdot t)} \quad (10)$$

$$E_{Charge} = E_0 - K \frac{Q}{Q - (i \cdot t)} (i \cdot t) - K \frac{Q}{(i \cdot t) - 0.1Q} i^* + A e^{-B(i \cdot t)} \quad (11)$$

พารามิเตอร์ต่าง ๆ ในสมการที่ (10) และสมการที่ (11) สามารถค้นหาและวิเคราะห์ได้จากเอกสารข้อมูล ในส่วนสถานะการประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่ (state of charge: SOC) สามารถคำนวณได้จากการประมาณค่าโดยใช้ความสัมพันธ์ของปริพันธ์กระแสไฟฟ้า ดังสมการที่ (12) ซึ่งปริมาณดังกล่าวแสดงให้เห็นถึงปริมาณของประจุที่ยังคงเหลือในแบตเตอรี่ โดยเป็นค่าที่แปรผกผันกับค่าความลึกของการคายประจุไฟฟ้า (depth of discharge: DOD) แสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ (13)

$$SOC = 100 \left(1 - \frac{1}{Q} \int_0^t i(t) dt \right) \quad (12)$$

$$SOC = 100 - DOD \quad (13)$$

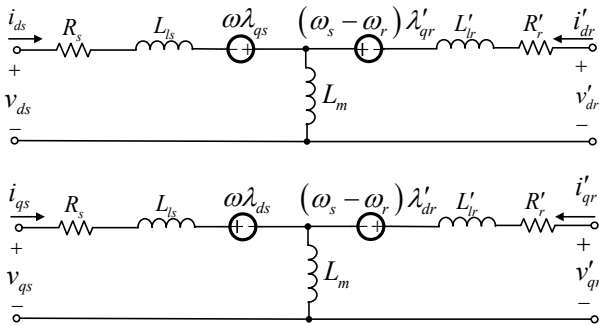
ข้อมูลและพารามิเตอร์ของแบตเตอรี่ที่พิจารณาในบทความนี้แสดงได้ดังตารางที่ 2 ซึ่งเป็นแบตเตอรี่แรงดันสูง 800 โวลต์ ที่ถูกใช้ในยานยนต์ไฟฟ้ารุ่นใหม่ และเป็นแนวทางสำหรับการพัฒนาเทคโนโลยีชาร์จเร็วในอนาคต [16]

ตารางที่ 2 ข้อมูลและพารามิเตอร์ของแบตเตอรี่

ชนิด (type)	Lithium-Ion
แรงดันไฟฟ้า (voltage)	800 V
จำนวนเซลล์ (number of cells)	336
จำนวนโมดูล (number of modules)	28
ขนาดความจุ (capacity: Q)	79.2 kWh
แรงดันคงที่ของแบตเตอรี่ (battery constant voltage: E_0)	867.4872 V
ความต้านทานโพลาไรเซชัน (polarization resistance: K)	67.1808 Ω
แอมพลิจูดเขตเอ็กโพเนนเชียล (exponential zone amplitude: A)	67.1808 V
ค่าคงตัวทางเวลาลักษณะเขตเอ็กโพเนนเชียล (exponential zone time constant inverse: B)	0.77098 (Ah) ⁻¹
ความต้านทานภายใน (internal resistance: R_{int})	0.10101 Ω

2.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิว

วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิว แสดงได้ดังรูปที่ 4 จากวงจรสมมูลดังกล่าวสามารถแสดงสมการแรงดันขดลวดสเตเตอร์บนแกนดีคิวได้ดังสมการที่ (14) และสมการที่ (15) ในขณะที่แรงดันขดลวดโรเตอร์บนแกนดีคิว แสดงได้ดังสมการที่ (16) และสมการที่ (17) ส่วนฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์บนแกนดีคิว แสดงดังสมการที่ (18) และ (19) ในขณะที่ฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกนดีคิว แสดงดังสมการที่ (20) และ (21)



รูปที่ 4 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิว

$$V_{ds} = i_{ds} R_s - \omega \psi_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} \quad (14)$$

$$V_{qs} = i_{qs} R_s + \omega \psi_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} \quad (15)$$

$$V'_{dr} = i'_{dr} R'_r - (\omega - \omega_r) \psi'_{qr} + \frac{d}{dt} \psi'_{dr} = 0 \quad (16)$$

$$V'_{qr} = i'_{qr} R'_r + (\omega - \omega_r) \psi'_{dr} + \frac{d}{dt} \psi'_{qr} = 0 \quad (17)$$

$$\psi_{ds} = (L_{ls} + L_m) i_{ds} + L_m i'_{dr} \quad (18)$$

$$\psi_{qs} = (L_{ls} + L_m) i_{qs} + L_m i'_{qr} \quad (19)$$

$$\psi'_{dr} = (L'_{lr} + L_m) i'_{dr} + L_m i_{ds} \quad (20)$$

$$\psi'_{qr} = (L'_{lr} + L_m) i'_{qr} + L_m i_{qs} \quad (21)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดทางไฟฟ้า ความเร็วรอบของมอเตอร์ และกำลังไฟฟ้าอินพุตที่จ่ายให้กับมอเตอร์ แสดงได้ดังสมการที่ (22)

$$P_{in} = T_{em} \omega_{rm} \quad (22)$$

โดย ω_{rm} คือ ค่าความเร็วรอบของโรเตอร์ทางกล ซึ่งสามารถแปลงให้อยู่ในรูปความเร็วรอบของโรเตอร์ทางไฟฟ้า ได้ดังสมการที่ (23) และสมการแรงบิดทางไฟฟ้า แสดงได้ดังสมการที่ (24)

$$\omega_r = \frac{P}{2} \omega_{rm} \quad (23)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{\omega_r} (\omega (i_{qs} \psi_{ds} - i_{ds} \psi_{qs}) + (\omega - \omega_r) (i'_{qr} \psi'_{dr} - i'_{dr} \psi'_{qr})) \quad (24)$$

บทความนี้ได้เสนอการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส (IM model) ที่นำเสนอในบทความ โดยจำลองสถานการณ์เทียบกับ exact topological model ซึ่งเป็นบล็อกมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสใน SimPowerSystem ของโปรแกรม MATLAB/Simulink โดยในการตรวจสอบความถูกต้องของทั้งสองแบบจำลองจะใช้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมือนกัน ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่อ้างอิงทางฝั่งขดลวดสเตเตอร์ และถูกใช้ในยานยนต์ไฟฟ้า [17] แสดงดังตารางที่ 4 ในขณะที่พิกัดของมอเตอร์ดังกล่าว แสดงดังตารางที่ 5

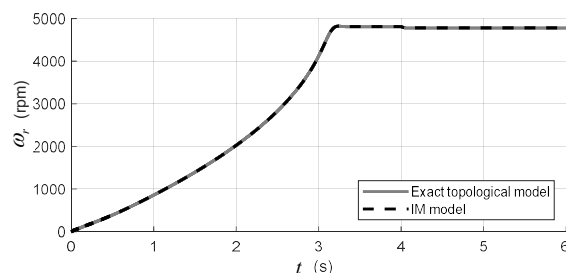
การจำลองสถานการณ์ที่ใช้แบบจำลองตามที่เสนอ ในบทความเริ่มด้วยการเดินเครื่องมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จนกระทั่งเข้าสู่สถานะอยู่ตัวในช่วงเวลา 0 ถึง 4 วินาที จากนั้น ปรับค่าแรงบิดโหลดจาก 0 เป็น 250 นิวตันเมตร ที่เวลา 4 วินาที ผลการจำลองสถานการณ์ค่าความเร็วทางกล ที่มีการ เปรียบเทียบกับ exact topological model แสดงได้ดังรูปที่ 5

ตารางที่ 4 พารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

พารามิเตอร์	ขนาด	คำอธิบาย
R_s	13.79 mΩ	ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์
R_r	7.728 mΩ	ความต้านทานของขดลวดโรเตอร์
L_{ls}	95 μH	ความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์
L_{lr}	95 μH	ความเหนี่ยวนำของขดลวดโรเตอร์
L_m	4.8 mH	ความเหนี่ยวนำร่วม
J	2.9 kg·m ²	โมเมนต์ความเฉื่อย
P	2 poles	จำนวนขั้วแม่เหล็กไฟฟ้า

ตารางที่ 5 พิกัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

พารามิเตอร์	รายละเอียด
พิกัดกำลัง	170 HP
ความถี่ที่พิกัด	80 Hz
แรงดันที่พิกัด	400 V _{L-L}
ความเร็วที่พิกัด	4,768 rpm



รูปที่ 5 กราฟความเร็วเทียบกับเวลา

ผลการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง ทางคณิตศาสตร์ตามที่นำเสนอในบทความ แสดงให้เห็นว่า แบบจำลองให้ผลตอบสนองที่ถูกต้องแม่นยำทั้งในสถานะชั่วคราว

และสถานะอยู่ตัว ดังนั้น จึงสามารถใช้แบบจำลองดังกล่าว ในการศึกษาพฤติกรรมการทำงาน รวมถึงสามารถนำสมการ ทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสไปใช้ในการออกแบบ ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมได้ในลำดับถัดไป

3. การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในระบบยานยนต์ไฟฟ้า

การควบคุมแบบเวกเตอร์แบ่งออกเป็น 2 รูปแบบ คือ การ ควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง และการควบคุมแบบเวกเตอร์ ทางอ้อม โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงจำเป็นต้อง ติดตั้งเครื่องมือวัดฟลักซ์ที่มีความซับซ้อน และไม่สามารถให้ ประสิทธิภาพที่ดีได้เมื่อมอเตอร์หมุนที่ความเร็วต่ำ [18] การ ควบคุมด้วยวิธีดังกล่าวจึงไม่นิยมใช้งานในทางปฏิบัติ ตรงกัน ข้ามกับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งเป็นวิธีที่ไม่ต้อง ติดตั้งเครื่องมือวัดฟลักซ์

3.1 การควบคุมแบบเวกเตอร์

การควบคุมแบบเวกเตอร์เป็นการใช้แบบจำลอง ทางคณิตศาสตร์ที่คำนวณอยู่บนแกนอ้างอิงดีคิวที่หมุนด้วย ความเร็วเชิงโคโรนัส ทำให้สมการแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ สามเฟสมีรูปแบบที่คล้ายกับสมการแรงบิดของมอเตอร์ กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก (separated exciting DC motor) ดังสมการที่ (25)

$$T_{em} = K (I_a \times I_F) \quad (25)$$

จากสมการที่ (25) K คือ ค่าคงที่ I_F คือ กระแสสนาม (A) และ I_a คือ กระแสอาร์เมเจอร์ (A) การควบคุมฟลักซ์ ทำได้โดยการปรับค่ากระแสสนาม และการควบคุมแรงบิด ทำได้โดยการปรับค่ากระแสอาร์เมเจอร์ ซึ่งปริมาณทั้งสอง เป็นอิสระจากกัน ทำให้สามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เริ่มต้นด้วยการแปลงเวกเตอร์ของฟลักซ์เชื่อมโยโรเตอร์ ซึ่งเป็นปริมาณสามเฟสไปเป็นปริมาณสองเฟสบนแกนหมุน ด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส จะทำให้ฟลักซ์บนแกนคิว (ψ'_{qr}) มีค่า เป็นศูนย์ ฟลักซ์บนแกนดี (ψ'_{dr}) เป็นค่าคงที่ [19] จากผลลัพธ์ ดังกล่าว เมื่อทำการจัดรูปสมการแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

สามเฟสบนแกนดีคิวจะได้ผลลัพธ์ดังสมการที่ (26) ซึ่งมีลักษณะคล้ายกับสมการแรงบิดของมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก โดยค่าคงที่ K_T สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (27)

$$T_{em} = K_T i_{ds} i_{qs} \quad (26)$$

$$K_T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{(L_{lr} + L_m)} \quad (27)$$

ดังนั้น การควบคุมแบบเวกเตอร์ที่นำเสนอในบทความนี้จะควบคุมฟลักซ์ที่กระแสบนแกนดี (i_{ds}) โดยกำหนดให้ฟลักซ์มีค่าคงที่ที่พิกัด จึงส่งผลให้การควบคุมแรงบิดจะควบคุมที่กระแสบนแกนคิว (i_{qs})

3.2 การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะใช้มุมในการหมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัส (θ_s) ในการแปลงจากปริมาณสามเฟส (abc) ไปเป็นปริมาณสองเฟสบนแกนหมุน (dq) และการแปลงปริมาณสองเฟสบนแกนหมุนกลับไปเป็นปริมาณสามเฟส ซึ่งสามารถคำนวณมุมดังกล่าวได้ด้วยสมการที่ (28) โดยค่าความเร็วเชิงมุมสลิป (ω_{sl}) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (29)

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt = \int \left(\omega_r + \frac{i_{qs}}{\tau_r i_{ds}} \right) dt \quad (28)$$

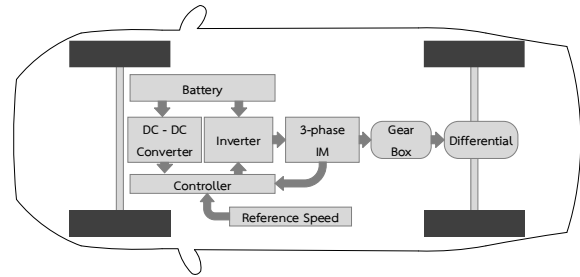
$$\omega_{sl} = \omega - \omega_r = \frac{i_{qs}}{\tau_r i_{ds}} \quad (29)$$

จากสมการที่ (28) แสดงให้เห็นว่า ในการคำนวณค่ามุมดังกล่าวจะต้องใช้การวัดความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์ (ω_r) ประกอบกับการประมาณค่าความเร็วเชิงมุมของสลิป (ω_{sl}) ซึ่งเป็นหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

3.3 การออกแบบตัวควบคุม

โครงสร้างของระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่พิจารณาแสดงได้ดังรูปที่ 6 จากรูปที่ 6 เมื่อทำการพิจารณาโครงสร้างของระบบควบคุมที่ใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสามารถแสดงรายละเอียดได้ดังรูปที่ 7 จากรูปดังกล่าว มีการใช้เซนเซอร์ในการวัดค่ากระแสและค่าความเร็วรอบของ

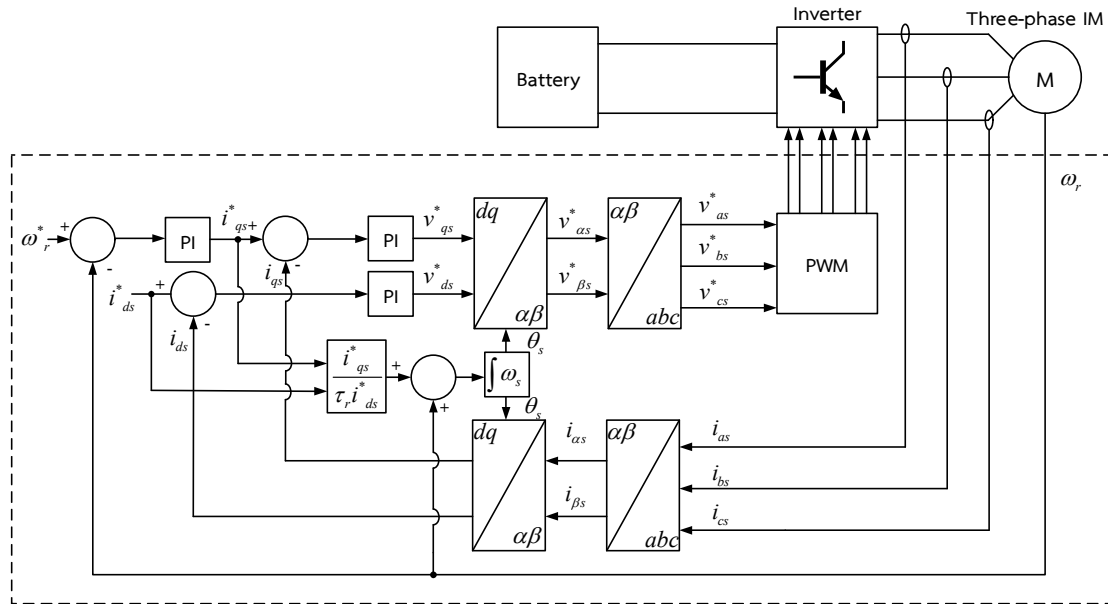
มอเตอร์ทั้งหมด 4 ค่า ประกอบไปด้วย กระแสสเตเตอร์สามเฟส (i_{as}, i_{bs} และ i_{cs}) และความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์ (ω_r) จากนั้นระบบควบคุมจะทำหน้าที่ในการประมวลผลและส่งสัญญาณพัลส์ไปยังอินเวอร์เตอร์สามเฟสของชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ทำให้อัตราการหมุนด้วยความเร็วเชิงมุมได้ตามต้องการ ซึ่งหมายถึงการควบคุมความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้าได้ตามที่ต้องการด้วยเช่นกัน



รูปที่ 6 โครงสร้างระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า

ตัวควบคุมฟลักซ์ที่ใช้ในบทความนี้ ซึ่งตัวควบคุมฟลักซ์ของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ใช้มีทั้งหมด 3 ชุด ประกอบด้วย ตัวควบคุมฟลักซ์ควบคุมความเร็ว ตัวควบคุมฟลักซ์ควบคุมกระแสบนแกนดี และตัวควบคุมฟลักซ์ควบคุมกระแสบนแกนคิว

การออกแบบตัวควบคุมฟลักซ์ทำได้โดยการหาฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function : $T(s)$) ของระบบที่พิจารณา จากนั้นออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_p และ K_i ของตัวควบคุมฟลักซ์ โดยใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะ (characteristic polynomial) ของฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบที่พิจารณากับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (30) โดยที่ ζ คือ อัตราส่วนการหน่วง (damping ratio) และ ω_n คือ ความถี่ธรรมชาติ (natural frequency)



รูปที่ 7 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

$$G_{(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (30)$$

บทความนี้ได้กำหนดค่าอัตราส่วนการหน่วงและความถี่ธรรมชาติ ดังตารางที่ 6 โดยพิจารณาค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน (percent overshoot: *P.O.*) และช่วงเวลาเข้าที่ (settling time: t_s) ตามสมการที่ (31) และ (32) ตามลำดับ

$$P.O. = 100e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (31)$$

$$\omega_n = \frac{4}{\zeta t_s} \quad (32)$$

ตารางที่ 6 ค่าอัตราส่วนการหน่วงและความถี่ธรรมชาติ

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
ω_{ni}	204π rad/s	ความถี่ธรรมชาติของระบบควบคุมกระแส
ζ_i	1	อัตราส่วนการหน่วงของการออกแบบตัวควบคุมกระแส
ω_{no}	0.42π rad/s	ความถี่ธรรมชาติของระบบควบคุมความเร็ว
ζ_ω	1	อัตราส่วนการหน่วงของการออกแบบตัวควบคุมความเร็ว

3.3.1 การออกแบบตัวควบคุมของลูควบคุมกระแส

จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบแกนคิกซ์ที่หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนาตามเงื่อนไขการควบคุมแบบเวกเตอร์ เมื่อนำมาจัดรูปเป็นสมการแรงดันสเตเตอร์บนแกนดีและแกนคิกซ์ที่ขึ้นอยู่กับการสแกนสเตเตอร์จะได้ดังสมการที่ (33) และ (34) ตามลำดับ โดยค่าคงที่ σ สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (35)

$$V_{ds} = i_{ds}R_s - \omega(L_{ls} + L_m)\sigma i_{qs} + (L_{ls} + L_m)\sigma \frac{d}{dt}i_{ds} + \frac{L_m}{(L_{lr}' + L_m)} \frac{d}{dt}\psi_{dr}' \quad (33)$$

$$V_{qs} = i_{qs}R_s + \omega(L_{ls} + L_m)\sigma i_{ds} + \omega \frac{L_m}{(L_{lr}' + L_m)} \psi_{dr}' + (L_{ls} + L_m)\sigma \frac{d}{dt}i_{qs} \quad (34)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{(L_{lr}' + L_m)(L_{ls} + L_m)} \quad (35)$$

จากสมการที่ (33) และ (34) ทำการแปลงให้อยู่บนโดเมนเอสโดยใช้เทคนิคการแปลงลาปลาซเพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอน และเนื่องจากสามารถอนุมานได้ว่า พลวัตของระบบขึ้นอยู่กับค่าโพลเป็นสำคัญ [20] ดังนั้น จึงสามารถลดรูปสมการเป็นรูปแบบอย่างง่ายเพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุม ทำให้ได้สมการแรงดันที่สเตเตอร์บนแกนดีและแกนคิกซ์ดังสมการที่ (36) และ (37) ตามลำดับ

$$V_{ds(s)} = I_{ds(s)} R_s + s(L_{ls} + L_m) \sigma I_{ds(s)} \quad (36)$$

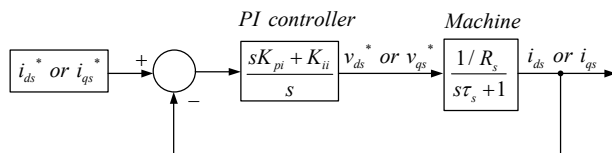
$$V_{qs(s)} = I_{qs(s)} R_s + s(L_{ls} + L_m) \sigma I_{qs(s)} \quad (37)$$

จากนั้นปรับสมการดังกล่าวให้อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน โดยให้ค่ากระแสเดเตอร์เป็นเอาต์พุต และแรงดันสเตเตอร์เป็นอินพุต ได้ดังสมการที่ (38) โดยค่าคงตัวทางเวลาของขดลวดฝั่งสเตเตอร์ (τ_s) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (39)

$$\frac{I_{ds(s)}}{V_{ds(s)}} = \frac{I_{qs(s)}}{V_{qs(s)}} = \frac{1/R_s}{s\tau_s + 1} \quad (38)$$

$$\tau_s = \frac{(L_{ls} + L_m) \sigma}{R_s} \quad (39)$$

จากฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการที่ (38) แสดงให้เห็นว่า รูปแบบสมการบนแกนดีและแกนควมีลักษณะที่เหมือนกัน ด้วยเหตุดังกล่าวในการออกแบบตัวควบคุมจึงสามารถใช้ค่าเดียวกันได้ ดังนั้น ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมกระแสบนแกนดีและแกนควสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 8



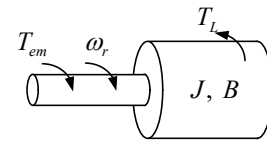
รูปที่ 8 แผนภาพบล็อกสำหรับการออกแบบตัวควบคุมกระแส

จากรูปที่ 8 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบปิดได้ดังสมการที่ (40) จากนั้นทำการเทียบสัมประสิทธิ์พจน์พหุนามลักษณะเฉพาะกับฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐานในสมการที่ (30) จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอของลูควบคุมกระแสบนแกนดีคว คือ K_{pi} เท่ากับ 0.225 และ K_{ii} เท่ากับ 75.774

$$\frac{i_{ds}^*}{i_{ds}^*} = \frac{i_{qs}^*}{i_{qs}^*} = \frac{(sK_{pi} + K_{ii})/R_s\tau_s}{s^2 + \left(\frac{R_s + K_{pi}}{R_s\tau_s}\right)s + \frac{K_{ii}}{R_s\tau_s}} \quad (40)$$

3.3.2 การออกแบบตัวควบคุมของลูควบคุมความเร็ว

การควบคุมแบบเวกเตอร์ตามที่อธิบายก่อนหน้านี้ แรงบิดจะถูกควบคุมอยู่บนแกนควเท่านั้น ซึ่งแรงบิดมีความสัมพันธ์กับความเร็วรอบของมอเตอร์ ดังแสดงในไดอะแกรมทางกลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในรูปที่ 9 ดังนั้น จึงสรุปได้ว่าการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์จะดำเนินการบนแกนคว และจากรูปดังกล่าวค่าแรงบิดที่ถูกสร้างโดยมอเตอร์ไฟฟ้า (T_{em}) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (41) โดย J คือ โมเมนต์ความเฉื่อย ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$) และ B คือ สัมประสิทธิ์ของแรงเสียดทาน ($\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$)



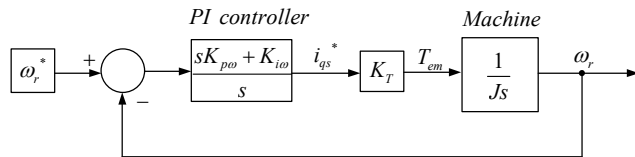
รูปที่ 9 ไดอะแกรมทางกลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

$$T_{em} - T_L = J \frac{d}{dt} \omega_r + B \omega_r \quad (41)$$

เมื่อทำการแปลงสมการให้อยู่บนโดเมนเอสด้วยเทคนิคการแปลงลาปลาซ โดยในการออกแบบตัวควบคุมจะพิจารณาในสถานะไม่มีโหลด ซึ่งส่งผลให้แรงบิดโหลด (T_L) มีค่าเป็นศูนย์ และเป็นการออกแบบในสถานะไม่มีการรบกวน และค่าความผิดที่เกิดจากแรงเสียดทานของมอเตอร์ (B) มีค่าน้อยมาก จึงกำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้น สามารถลดรูปสมการและจัดรูปให้อยู่ในรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (42)

$$\frac{\omega_r(s)}{T_{em}(s)} = \frac{1}{sJ} \quad (42)$$

จากรูปที่ 7 สามารถแสดงลูควบคุมความเร็วรอบได้ดังรูปที่ 10 ซึ่งไม่พิจารณาลูกระแสเนื่องจากมีการตอบสนองที่เร็วมากเมื่อเทียบกับลูควบคุมความเร็วรอบ จากระบบควบคุมวงปิดดังกล่าวสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบปิดได้ดังสมการที่ (43)



รูปที่ 10 แผนภาพบล็อกสำหรับการออกแบบตัวควบคุมความเร็วรอบ

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{(sK_T K_{po} + K_T K_{io}) / J}{s^2 + \frac{sK_T K_{po}}{J} + \frac{K_T K_{io}}{J}} \quad (43)$$

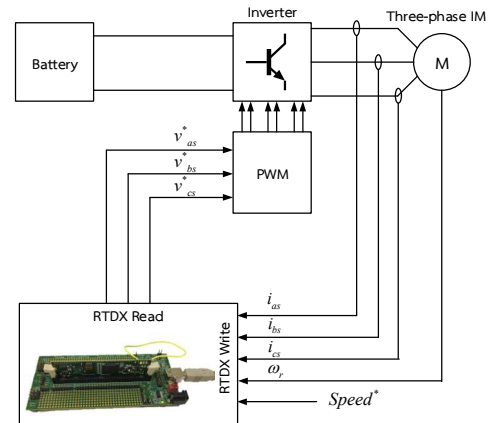
เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์พหุนามลักษณะเฉพาะของสมการที่ (43) กับฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐานในสมการที่ (30) จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีโอของลูควบคุมความเร็วรอบ คือ K_{po} เท่ากับ 1083.942 และ K_{io} เท่ากับ 715.114

4. การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูป

การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปเป็นการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ร่วมกับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 ซึ่งจะถูกเชื่อมต่อกับบอร์ด docking station ที่มี USB JTAG emulator สำหรับเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล ซึ่งการจำลองสถานการณ์จะเป็นแบบแลกเปลี่ยนข้อมูลบนเวลาจริงที่มีลักษณะดังรูปที่ 11 ทำให้ผลการจำลองสถานการณ์ที่ได้มีความถูกต้องใกล้เคียงกับระบบฮาร์ดแวร์จริงมากกว่าการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์เพียงอย่างเดียว นอกจากนี้ ยังสามารถช่วยตรวจสอบสมรรถนะของระบบควบคุมและตัวควบคุมที่ทำการออกแบบก่อนที่จะถูกนำไปใช้ในระบบฮาร์ดแวร์จริง ซึ่งจะช่วยป้องกันความเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้นกับอุปกรณ์ในระบบที่พิจารณาได้ [21]

การทำงานของบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ร่วมกับโปรแกรม MATLAB/Simulink มีลักษณะ คือ ตัวควบคุมและการคำนวณต่าง ๆ จะประมวลผลด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ ในขณะที่ระบบยานยนต์ไฟฟ้าในส่วนอื่นๆ ซึ่งประกอบไปด้วย อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของชุดขับเคลื่อน แบตเตอรี่ มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และระบบทางกลทั้งหมดจะโปรแกรมด้วย MATLAB/Simulink ซึ่ง

กระบวนการทำงานจะเริ่มต้นโดยใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 ในการรับสัญญาณกระแสสามเฟส และสัญญาณค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ผ่านทางบล็อก real time data exchange (RTDX) write จากนั้นบอร์ดจะทำการประมวลผลด้วยหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ทำให้ได้สัญญาณแรงดันอ้างอิง ซึ่งจะถูกส่งออกมาจากบอร์ดผ่านทางบล็อก real time data exchange (RTDX) read เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณพาห์ (carrier signal) ในการสร้างสัญญาณเอสพีดับเบิลยูเอ็มสำหรับการสวิตช์ไอจีบีทีของอินเวอร์เตอร์ เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่อยู่กับชุดเกียร์ทดและเพลลา ทำให้นยานยนต์ถูกขับเคลื่อนที่ความเร็วที่ต้องการ



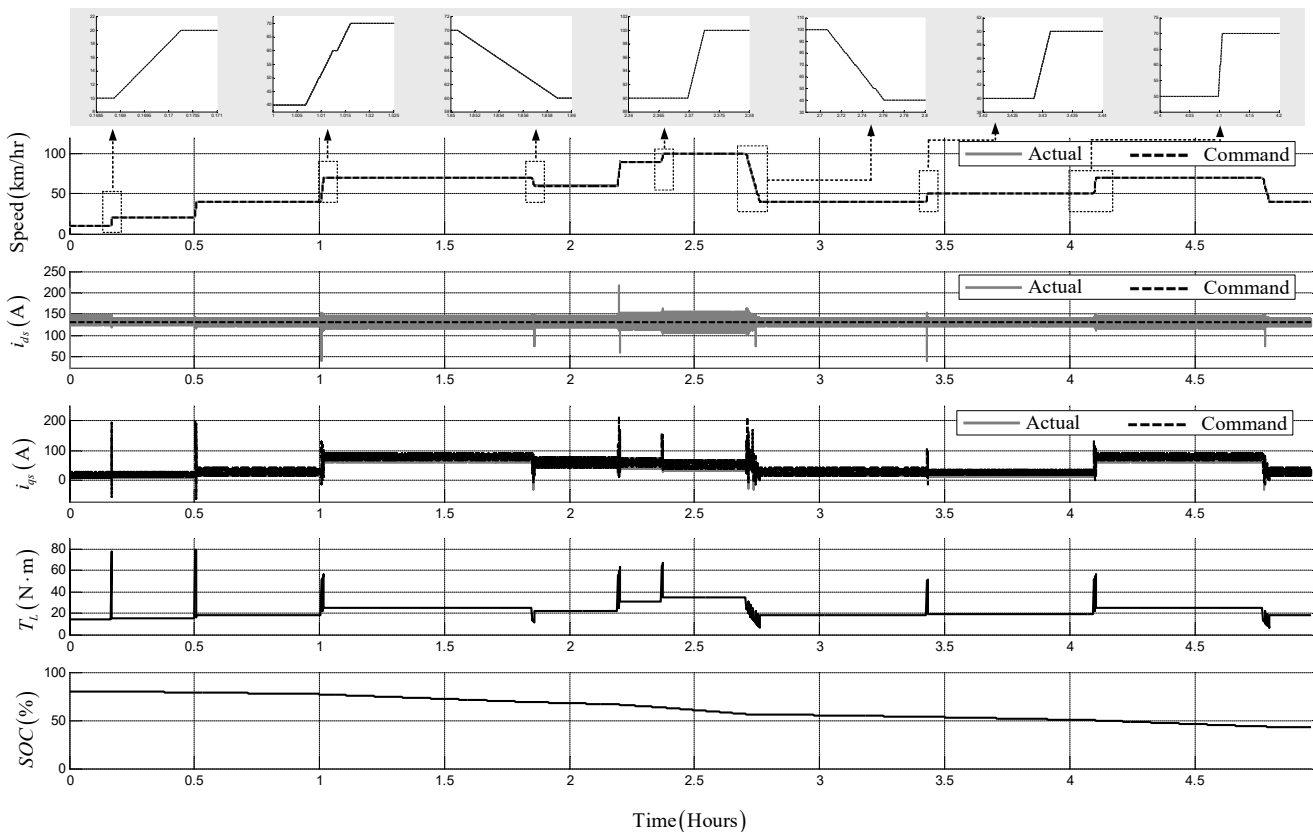
รูปที่ 11 การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูป

การจำลองสถานการณ์กำหนดให้นยานยนต์ไฟฟ้ามีน้ำหนัก 1700 กิโลกรัม (ประกอบไปด้วยน้ำหนักของยานยนต์ 1620 กิโลกรัม คนขับ 75 กิโลกรัม และสัมภาระ 5 กิโลกรัม) เริ่มต้นจากการจอดนิ่ง ด้วยแบตเตอรี่ที่มีค่าสถานะประจุเท่ากับ 80 % จากนั้นยานยนต์จะถูกขับเคลื่อนด้วยค่าความเร็วอ้างอิง ซึ่งเป็นสัญญาณอินพุตให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านการเหยียบคันเร่ง โดยค่าความเร็วอ้างอิงดังกล่าวจะมีความเร็วที่แตกต่างกันในแต่ละช่วงเวลา รวมถึงมีช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วทั้งในรูปแบบเพิ่มและลดความเร็ว แสดงดังรูปที่ 12

ผลการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 12 แสดงให้เห็นว่าระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งประกอบไปด้วยตัวควบคุมพีโอทั้ง 3 ชุดที่ได้ทำการออกแบบ สามารถควบคุมความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้าได้ตามค่าสัญญาณอ้างอิง ในขณะที่

ที่แรงบิดโพลต์มีการเปลี่ยนแปลงตามความเร็วและความเร่งของยานยนต์ไฟฟ้า โดยตัวควบคุมในลูปควบคุมกระแสบนแกนดี สามารถควบคุมปริมาณฟลักซ์ให้อยู่ที่ค่าพิกัดได้ตลอดการทำงาน แสดงได้จากลักษณะรูปสัญญาณกระแส i_{ds} มีค่าคงตัว ส่วนตัวควบคุมในลูปควบคุมกระแสบนแกนคิวสามารถควบคุมค่ากระแสสร้างแรงบิด i_{qs} ที่มีการเปลี่ยนแปลงตามแรงบิดโพลต์ได้ตามกระแสอ้างอิง ผลการทำงานของตัวควบคุมพีไอทั้ง 3 ชุดที่ได้รับการออกแบบ สามารถสรุปได้ว่า การทำงานของระบบควบคุมเป็นไปตามหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ และให้ผลการควบคุมที่ดี โดยพิจารณาได้จากความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้าที่มีค่าตรงกับค่าความเร็วอ้างอิงตลอดการทำงาน

นอกจากนี้ เมื่อพิจารณากราฟแรงบิดโพลต์ของมอเตอร์ พบว่าแรงบิดโพลต์จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความเร็วและความเร่งของยานยนต์ไฟฟ้า และจะมีค่าสูงขึ้นอย่างมาก เมื่อยานยนต์ไฟฟ้ามีความเร็วเพิ่มขึ้น ซึ่งเป็นไปตามความสัมพันธ์ของแรงต้านในการขับเคลื่อนดังที่ได้นำเสนอในสมการที่ (5) ในขณะที่ยานยนต์ถูกขับเคลื่อนด้วยมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ได้รับพลังงานไฟฟ้าจากแบตเตอรี่ ซึ่งมีค่าสถานะประจุเท่ากับ 80 % ในตอนเริ่มต้น จากกราฟค่าสถานะชาร์จของแบตเตอรี่ แสดงให้เห็นว่า ในช่วงสุดท้ายของการจำลองสถานการณ์ แบตเตอรี่มีค่าสถานะประจุเท่ากับ 42.82% โดยยานยนต์ไฟฟ้าถูกขับเคลื่อนเป็นระยะเวลา 4 ชั่วโมง 58 นาที และสามารถขับเคลื่อนได้ระยะทางรวม 276.68 กิโลเมตร



รูปที่ 12 ผลการจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าแบบฮาร์ดแวร์ในลูป

5. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า รวมถึงพารามิเตอร์ทั้งหมดของแรงที่เกี่ยวข้องกับการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า และระบบขับเคลื่อนทางกลของยานยนต์ไฟฟ้าที่พิจารณา

นอกจากนี้ได้นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสและแบตเตอรี่ลิเทียมไอออน จากนั้นได้นำเสนอระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งเป็นวิธีควบคุมที่ใช้ในระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า โดยในระบบดังกล่าวประกอบไปด้วยตัวควบคุมพีไอทั้งหมด 3 ชุด

คือ ตัวควบคุมความเร็วรอบ ตัวควบคุมกระแสบนแกนดี และตัวควบคุมกระแสบนแกนคิว ซึ่งในบทความนี้ได้แสดง ขั้นตอนการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าว และในตอนท้ายได้ทำการจำลองสถานการณ์ด้วยวิธีฮาร์ดแวร์ ในรูป เพื่อแสดงผลการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ และยืนยันหลักการออกแบบตัวควบคุมที่ได้ทำการนำเสนอ ซึ่งผลที่ได้แสดงให้เห็นว่า ระบบควบคุมที่ได้ทำการนำเสนอ มีสมรรถนะที่ดีในการควบคุมความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า ในขณะที่แรงบิดไหลของมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงตาม ความเร็วและความเร่งของยานยนต์ไฟฟ้า

เอกสารอ้างอิง

- [1] Jason JP, Michel AK, Nathan AP, Srinivas D, Ivan LC. Hardware- in- the- loop testing for electric vehicle drive applications. *Proceeding of Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Orlando, FL, USA: 2012; pp. 2576-2582.
- [2] Sharmila B, Srinivasan K, Devasena D, Muthusamy S, Panchal H, Ashokkumar R, et al. Modelling and performance analysis of electric vehicle. *International Journal of Ambient Energy*. 2022; 43(1): 5034-5040.
- [3] PressClub Middle East. The first-ever BMW iX3. 2020. Available from: www.press.bmwgroup.com/middle-east/article/detail/T0320067EN/the-first-ever-bmw-ix3?language=en [Accessed 3th June 2022]
- [4] The tesla team. The Longest- Range Electric Vehicle Now Goes Even Farther. 2019. Available from: www.tesla.com/blog/longest-range-electric-vehicle-now-goes-even-farther [Accessed 3th June 2022]
- [5] Muhammet TG, Adem D, Turgut O, Cemil O, Mihai C. An induction motor design for urban use electric vehicle. *Proceeding of IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*. Varna, Bulgaria. 2016. 261-266.
- [6] นงลักษณ์ มีทอง. *วัสดุสำหรับแบตเตอรี่ชนิดลิเทียมไอออน*. ศูนย์เทคโนโลยีโลหะและวัสดุแห่งชาติ (MTEC). กรกฎาคม - กันยายน 2553; 52-60.
- [7] Udomsuk S, Areerak K-L, Areerak T, Areerak K-N. Speed estimation of three- phase induction motor using kalman filter. *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*. 2018;13(4):267.
- [8] Ahmad G, Javad S, Mohammad E, Amir AFN. Modification of electric drive vehicles performances using a direct torque control with over- modulation ability. *Proceeding of 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*. 2015). Yokohama, Japan.2015; paper number. 15753531.
- [9] James L, John L. *Electric Vehicle Technology Explained*. Second Edition. A John Wiley & Sons, Ltd., Publication. 2012.
- [10] Yunus A, John MC. *Fluid Mechanics Fundamentals and Applications*. Third Edition. Mc Graw Hill Education. Available from: www.mhhe.com/cengel [Accessed 3th June 2022]
- [11] Michael N. *Advanced Hybrid and Electric Vehicles: System Optimization and Vehicle Integration*. Springer International Publishing Switzerland; 2016.
- [12] Grunditz EA. *Design and Assessment of Battery Electric Vehicle Powertrain, with Respect to Performance, Energy Consumption and Electric Motor Thermal Capability [dissertation]*. Chalmers University of Technology. Sweden; 2016.
- [13] อังศิริ ศรีภคกร. *ยานยนต์ไฟฟ้า พื้นฐานการทำงานและการออกแบบ*. กรุงเทพฯ. จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย; 2554.
- [14] Iqbal H. *Electric and Hybrid Vehicles Design Fundamentals*. Second Edition. CRC Press; 2011.
- [15] Tremblay O, Dessaint LA, Experimental validation of a battery dynamic model for EV applications. *World Electric Vehicle Journal*. 2009; 3(2): 289-298.

- [16] Jung C. Power up with 800- V systems: the benefits of upgrading voltage power for battery-electric passenger vehicles. *IEEE Electrification Magazine*. 2017; 5(1): 53-58.
- [17] Chegg study. Question: A three-phase induction motor is used to drive an electric car. Available from: www.chegg.com/homework-help/questions-and-answers/three-phase-induction-motor-used-drive-electric-car-motor-controlled-constant-air-gap-flux-q78735194 [Accessed 13th September 2021]
- [18] Krause PC, Wasynczuk O, Sudhoff SD. *Analysis of Electric Machinery and Drive System*. Second Edition. IEEE Press; (n.d.). 2002.
- [19] Sawatnatee P, Udomsuk S, Areerak K-N, Areerak K-L, Srikaew A. The Optimal indirect vector controller design via an adaptive tabu search algorithm. *World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Computer and Systems Engineering*. 2013; 7(11).
- [20] Espina J, Arias A, Balcells J, Ortega C. Speed anti-windup PI strategies review for field oriented control of permanent magnet synchronous machines. *Compatibility and Power Electronics*. 2009; pp. 279-285.
- [21] Narongrit T, Areerak K-L, Areerak K-N. A new design approach of fuzzy controller for shunt active power filter. *Electric Power Components and Systems*. 2015; Vol. 43(6): 685-694.