



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ การออกแบบและสร้างมอเตอร์ชิงโครนัส
ชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝัง

โดย นางสาวศรีสุดา ไชยทองสุข

มิถุนายน 2558

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ การออกแบบและสร้างมอเตอร์เชิงโครนัส
ชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝัง

ผู้วิจัย

นางสาวศรีสุดา ไชยทองสุข

สังกัด

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยี
ราชมงคลสุวรรณภูมิ

สนับสนุนโดยสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย
และมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ

(ความเห็นในรายงานนี้เป็นของผู้วิจัย สกว.ไม่จำเป็นต้องเห็นด้วยเสมอไป)

กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี โดยได้รับทุนสนับสนุนจากสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัยและมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ ซึ่งผู้วิจัยได้รับการสนับสนุนภายใต้สัญญาเลขที่ TRG5680067 ขอขอบพระคุณนักวิจัยที่ปรึกษาคือ Professor Dr.Nouredine TAKORABET และรองศาสตราจารย์ ดร.ปวิพพัทธ์ ทวนทอง ที่ได้ให้คำแนะนำ ปรึกษาและความช่วยเหลือในทุกๆด้าน ขอขอบคุณ คุณจำนง ชววยศ อาจารย์พชร ไชยทองสุข คุณตริยพัทธ์ ไกรไธสง รวมทั้งคณาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและนักศึกษาสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาบันพัฒนวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ จนทำให้งานวิจัยนี้ดำเนินการได้ตามวัตถุประสงค์

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขอขอบคุณทางสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ศูนย์วิจัยเทคโนโลยีแม่พิมพ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ ตลอดจนสถาบันนวัตกรรมเทคโนโลยีไทย-ฝรั่งเศส สำนักวิจัยวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือและบุคลากรทุกท่าน ที่ได้เอื้อเฟื้อสถานที่ เครื่องมือ อุปกรณ์และการทดสอบ ในการจัดทำงานวิจัย รวมถึงคณาจารย์ทุกท่านที่ได้สั่งสอนและให้ความรู้ต่างๆ ไว้ ณ ที่นี้

ศรีสุตา ไชยทองสุข

มิถุนายน 2558

Abstract

Project Code: TRG5680067

Project Title: Design and Construction of Interior Permanent Magnet (IPM) Synchronous Motor

Investigator: Sisuda CHAITHONGSUK
Rajamangala University of Technology Suvarnabhumi

E-mail Address: sisuda.c@rmutsb.ac.th, sisuda_ch@hotmail.com

Project Period: June 3, 2013 - June 2, 2015

This research presents an optimum design and construction of Interior Permanent Magnet (IPM) Synchronous Motor for harmonics reduction in the air-gap with a technique of Pulse Width Modulation (PWM). A 2-D Finite Element Analysis (FEA) is used for a nonlinear magnetic problem combined with Matlab optimization toolbox for a constrained optimization problem. Undesirable harmonic contents of the air-gap flux density can be reduced. This improves the back EMF waveform quality almost to sinusoidal waveform. Moreover, a spectral method is developed to calculate the losses in the magnet for reducing the eddy current. The prototype is manufactured by creating some grooves on the iron pole which are obtained from the PWM method and the magnets are buried as the flux concentration topology. The fundamental spectral EMF voltage of IPM motor is higher than the simulation result 14.6% and the percentage of the 5th harmonic is decreased 16.84. The tests are carried out into 2 modes; generator mode and motor mode. The open loop v/f drive is used for the control in the motor mode by 3-phase inverter.

Keywords: Harmonic analysis, magnetic flux density, permanent magnet synchronous motor, pulse width modulation, eddy-current losses

บทคัดย่อ

รหัสโครงการ: TRG5680067

ชื่อโครงการ: การออกแบบและสร้างมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝัง

ชื่อนักวิจัย: ศรีสุดา ไชยทองสุข มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ

E-mail Address: sisuda.c@rmutsb.ac.th, sisuda_ch@hotmail.com

ระยะเวลาโครงการ: 3 มิถุนายน 2556 ถึง 2 มิถุนายน 2558

งานวิจัยนี้เป็นการนำเสนอ การออกแบบและสร้างมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝัง สำหรับลดค่าฮาร์มอนิกส์ของเส้นแรงแม่เหล็กในช่องว่างอากาศด้วยหลักการของการมอดูเลตตาม ความกว้างของพัลส์ (PWM) การวิเคราะห์จะใช้หลักวิธีของไฟไนต์เอลิเมนต์แบบ 2 มิติ โดย แก้ปัญหาแบบไม่เป็นเชิงเส้น ร่วมกับการจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยโปรแกรม Matlab ที่ใช้ในการ แก้ปัญหาเพื่อหาค่าที่เหมาะสมที่สุดแบบมีข้อจำกัด ลำดับฮาร์มอนิกส์ต่างๆ ของเส้นแรงแม่เหล็กใน ช่องว่างอากาศที่ไม่ต้องการสามารถทำให้ลดลงได้ด้วยวิธีดังกล่าว อีกทั้งสามารถนำไปใช้ในการ คำนวณเพื่อลดค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นจากกระแสไหลวนในแม่เหล็ก ผลที่ได้จากการออกแบบและ วิเคราะห์ได้ค่าที่เหมาะสมจะนำมาสร้างต้นแบบมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝัง โดย ลักษณะฟังก์ชันของ PWM ถูกประยุกต์ลงบนพื้นผิวของแกนโรเตอร์ ในขณะที่แม่เหล็กถูกฝังและ จัดเรียงตามโทปอโลยีแบบเส้นแรงแม่เหล็กสูง สเปกตรัมพื้นฐานของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่ได้ของ มอเตอร์ต้นแบบสูงกว่าผลการจำลองทางคณิตศาสตร์ 14.6% ในขณะที่ฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 5 มีค่า ลดลงร้อยละ 16.84 การทดสอบแบ่งออกเป็น 2 โหมดคือ โหมดเจนเนอเรเตอร์และโหมดมอเตอร์ โดยการควบคุมจะเป็นแบบวงเปิดและใช้อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

คำหลัก: การวิเคราะห์ฮาร์มอนิกส์ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก มอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็ก ถาวร การควบคุมตามความกว้างของพัลส์ การสูญเสียที่เกิดจากกระแสไหลวน

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
เอกสารหมายเลข 2	
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	
บทคัดย่อภาษาไทย	
บทนำ	1
วัตถุประสงค์	2
วิธีการทดลอง	2
ผลการทดลอง	3
สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	31
ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต	32
เอกสารหมายเลข 3	
บทความที่ตีพิมพ์ในวารสารทางวิชาการระดับนานาชาติ	35

1. บทนำ

ในทศวรรษที่ผ่านมามอเตอร์ไฟฟ้ามีการใช้งานกันอย่างแพร่หลายในงานอุตสาหกรรมต่างๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร (Permanent Magnet Synchronous Motor ; PMSM) เนื่องจากมีประสิทธิภาพสูง มีเสียงรบกวนและการสูญเสียความร้อนต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องกลไฟฟ้าชนิดอื่นๆ เช่นเครื่องยนต์สันดาปภายใน ฯลฯ ด้วยเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นจึงได้มีการวิจัยและพัฒนามอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรกันอย่างต่อเนื่อง อาทิ ความรู้ในด้านการออกแบบ การสร้างและการทดสอบเครื่องกลไฟฟ้าเพื่อการประยุกต์ใช้งานด้านต่างๆ นอกจากนี้ยังเป็นการช่วยเหลือระดับประเทศบริษัทผู้ผลิตเครื่องจักรกลไฟฟ้าสำหรับการแข่งขันของตลาดที่สูง อีกทั้งเป็นการลดการนำเข้าเครื่องกลไฟฟ้าจากต่างประเทศ

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบไร้แปรงถ่านชนิดแม่เหล็กถาวร (Brushless DC PM motor ; BLDC) ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานในส่วนของคอมเพลกซ์เซอร์และมอเตอร์พัดลมของเครื่องปรับอากาศ ซึ่งมอเตอร์แบบ BLDC นี้จะช่วยประหยัดพลังงานเนื่องจากมีประสิทธิภาพสูงกว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับชนิดเฟสเดียว (single-phase AC induction motor) นอกจากนี้มอเตอร์แบบ BLDC ยังมีข้อได้เปรียบอื่นๆอีกหลายประการ เช่น อายุการใช้งานที่ยาวนาน มีความน่าเชื่อถือสูงและการดูแลบำรุงรักษาน้อย

มอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบ surface-mounted จะมีความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูง เนื่องจากแม่เหล็กถาวรถูกยึดอยู่บนโรเตอร์ ผลลัพธ์ที่ได้จากการจำลองทางคณิตศาสตร์ทำให้เห็นว่าโครงสร้างของมอเตอร์ชนิดนี้มีประสิทธิภาพสูง แต่ค่าของ cogging torque ที่เกิดขึ้นนั้นก็มีความสูงตามไปด้วย ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดการกระเพื่อมขึ้นที่แรงบิด (torque ripple) รวมทั้งมีเสียงรบกวนและการสั่นสะเทือน

มอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝัง (IPM motor) ได้รับความสนใจสูงจากนักวิจัยและโดยเฉพาะการนำไปใช้งานด้านอุตสาหกรรม เนื่องจากมีข้อดีมากมายที่สูงกว่ามอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบ surface-mounted เช่น

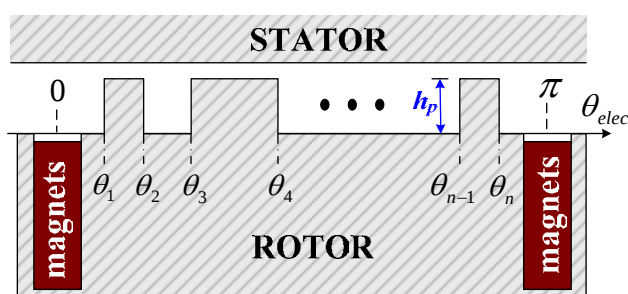
- ค่า cogging torque และ ripple torque ต่ำ
- อัตราส่วนของ L_d/L_q สูง ทำให้ค่า flux weakening สูง ดังนั้นจึงสามารถนำมาใช้งานในย่านความเร็วสูงที่ค่ากำลังคงที่ได้
- มีราคาถูกและการสร้างแม่เหล็กนั้นทำได้ง่าย

สำหรับในงานวิจัยนี้จะมุ่งเน้นการเพิ่มประสิทธิภาพของมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝัง โดยลักษณะโทโพโลยีของมอเตอร์ IPM ชนิดนี้จะเป็นแบบความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงรวมกับการใช้เทคนิคของการมอดูเลชันตามความกว้างของพัลส์ (pulse width

modulation ; PWM) เพื่อทำการลดค่าฮาร์มอนิกในช่องว่างอากาศ ซึ่งจะเป็นการลดค่าของ cogging torque ที่เกิดขึ้นได้

โทโพโลยีของมอเตอร์ซิงโครนัสแบบ IPM เป็นหนึ่งในโครงสร้างที่นิยมใช้งานกันอย่างมาก สำหรับการประยุกต์ใช้งานในระบบขับเคลื่อนด้วยไฟฟ้า เช่น รถยนต์ไฟฟ้าและการใช้งานด้านต่างๆในประเทศ เนื่องจากสามารถปรับความเร็วรอบในการใช้งานได้กว้าง อันเป็นผลมาจากอัตราส่วนระหว่าง L_d และ L_q ที่มีค่าสูง ซึ่งสามารถทำได้โดยอาศัยการออกแบบที่ดีและเลือกการวิเคราะห์โดยวิธีของ flux weakening อย่างไรก็ตามสิ่งที่สำคัญก็คือ การลดค่าฮาร์มอนิกของแรงดัน back-EMF ซึ่งฮาร์มอนิกนั้นเป็นสาเหตุหนึ่งในการทำให้เกิด torque ripple ขึ้น ดังนั้น การลดค่าฮาร์มอนิกของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กในช่องว่างอากาศจะทำให้ torque ripple ลดลงได้

ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเป็นการศึกษา วิเคราะห์ ออกแบบและทำการสร้างมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝัง โดยอาศัยหลักการควบคุมที่สเปคตรัมของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก ซึ่งมีผลทำให้ torque ripple และกระแสไหลวนในโรเตอร์ลดลง โครงสร้างของมอเตอร์ที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 1



การประยุกต์ใช้หลักการ PWM ในโรเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝัง

โดยมีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูง

รูปที่ 1. โครงสร้างของมอเตอร์ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้

2. วัตถุประสงค์

เพื่อวิเคราะห์ ออกแบบ และสร้างมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังซึ่งมีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูง

3. วิธีการทดลอง

3.1 ศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

3.2 วิเคราะห์และออกแบบเพื่อลดค่าฮาร์มอนิกของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กในช่องว่างอากาศโดยใช้หลักการของ PWM

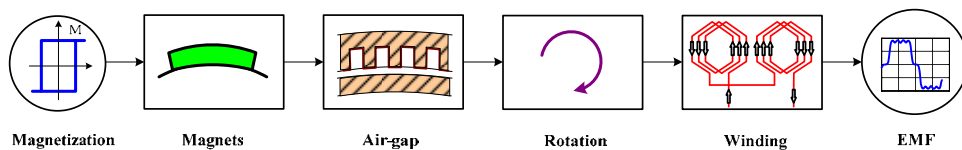
- 3.3 สร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังซึ่งมีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูง
- 3.4 จำลองการทำงานบนโปรแกรม FEMM และ MATLAB/Simulink
- 3.5 สร้างต้นแบบมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังซึ่งมีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงและจัดเตรียมแท่นทดสอบซึ่งประกอบด้วยอินเวอร์เตอร์และอุปกรณ์ควบคุมต่างๆ (power electronics)
- 3.6 ทดสอบการทำงานของต้นแบบ
- 3.7 สรุปผลการวิจัยและส่งรายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

4. ผลการทดลอง

สำหรับการทดสอบต้นแบบของมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังซึ่งมีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงนี้ จะสามารถพิสูจน์ให้เป็นจริงได้โดยการจำลองการทำงานบนโปรแกรม FEMM และ MATLAB/Simulink และทดสอบจากระบบต้นแบบในห้องปฏิบัติการประกอบด้วยรายละเอียดในการดำเนินงานดังนี้

4.1 วิเคราะห์และออกแบบเพื่อลดค่าฮาร์มอนิกส์ของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กในช่องว่างอากาศโดยใช้หลักการของ PWM

การเกิดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ (EMF) ของมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรสามารถแสดงดังแผนภาพบล็อกในรูปที่ 2 ซึ่งประกอบด้วยอำนาจของเส้นแรงแม่เหล็กที่พุ่งผ่านช่องว่างอากาศไปยังขดลวดสเตเตอร์ โดยอาศัยการหมุนของโรเตอร์และทำให้มีแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ (EMF) เกิดขึ้น ซึ่งแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่ได้นั้นเป็นผลมาจากสเปกตรัมฮาร์มอนิกส์ของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กในช่องว่างอากาศ



รูปที่ 2. แผนภาพบล็อกการเกิดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ (EMF) ของมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

งานวิจัยนี้จำเป็นต้องทำการศึกษาและวิเคราะห์เพื่อออกแบบให้สเปกตรัมฮาร์มอนิกส์ของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กในช่องว่างอากาศมีรูปร่างใกล้เคียงสัญญาณไซน์มากที่สุด ดังนั้นหลักการของ PWM ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้สำหรับการลดค่าฮาร์มอนิกส์ของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กในช่องว่างอากาศ โดยการวิเคราะห์จะอาศัยการคำนวณทางคณิตศาสตร์เพื่อให้ได้ค่าสเปกตรัมที่เหมาะสม

การแก้ไขปัญหาคือแบบ constrained optimization ซึ่งถูกกำหนดให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์ x แสดงดังสมการที่ (1)

$$x = [\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_n]^T \quad (1)$$

ในขณะที่สมการของปัญหาสามารถแสดงดังสมการที่ (2)

$$F(x_\infty) = [f_1, f_2, f_3, \dots, f_n]^T (x_\infty) = 0 \quad (2)$$

และ

$$f_1(x) = \int_0^\pi M(\theta) \sin(\theta) d\theta - \frac{\pi}{2} M_1 \quad (3)$$

$$f_i(x) = \int_0^\pi M(\theta) \sin(h_i \theta) d\theta \quad h_i = 3, 5, 7, \dots \quad (4)$$

โดยที่

$M(\theta)$ คือ ฟังก์ชันขนาดของเส้นแรงแม่เหล็กที่ได้จากแม่เหล็กถาวร

M_1 คือ เส้นแรงแม่เหล็ก fundamental ที่ต้องการ

$h_i = 3, 5, 7, \dots$ คือ กลุ่มลำดับต่างๆของฮาร์โมนิกส์ที่ต้องการกำจัด

การพิจารณาค่ามุม θ_i จะอยู่ระหว่างช่วง 0 ถึง π โดยจำเป็นต้องกำหนด constrained เข้าไปในปัญหาของสมการ ดังสมการที่ (5) ตามลำดับ

$$0 < \theta_1 < \theta_2 < \theta_3 < \dots < \theta_{n-1} < \theta_n < \pi \quad (5)$$

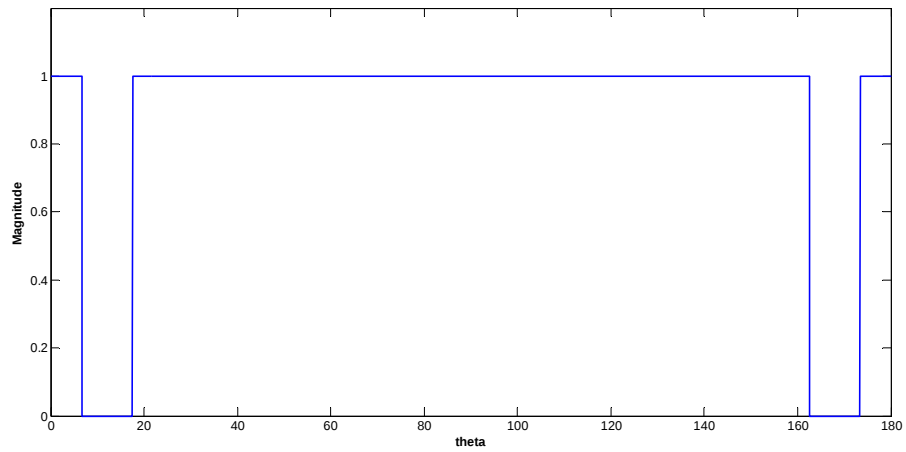
เพื่อให้บรรลุตามวัตถุประสงค์ที่ต้องการ ดังนั้นฟังก์ชันค่าของมุมจึงควรมีลักษณะของ radial flux density ดังสมการที่ (6)

$$B_g(\theta) \approx B_m \sin(p\theta) \quad (6)$$

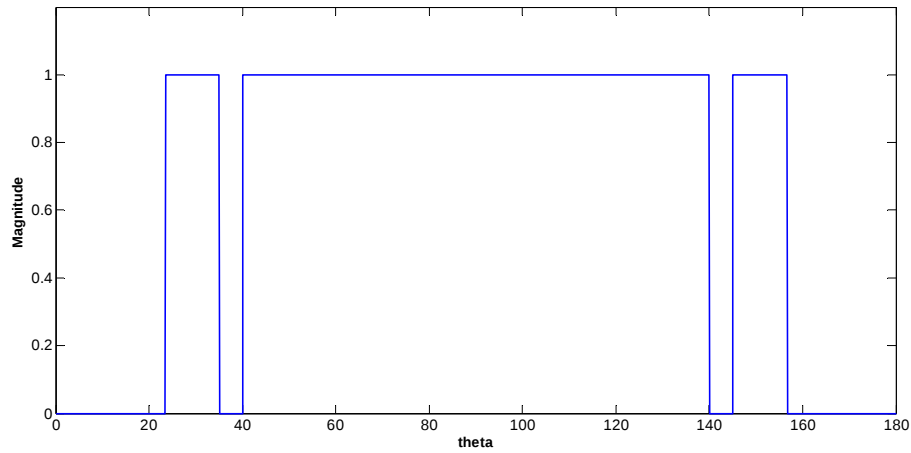
โดยที่ p คือจำนวนขั้วแม่เหล็ก และ B_m คือขนาดของเส้นแรงแม่เหล็กที่ต้องการ

ดังนั้นการกำหนดจำนวนพัลส์สามารถแบ่งได้เป็น 2 แบบคือ แบบคู่และแบบคี่ ซึ่งลักษณะความกว้างของพัลส์ที่ได้จึงมีความแตกต่างกันไปตามลำดับของฮาร์โมนิกส์ที่ต้องการจะลดค่า ดังแสดงได้ในรูปที่ 3-6 โดยประกอบด้วยจำนวนพัลส์ขนาด 3, 5, 6 และ 9 ตามลำดับ

ในรูปที่ 3 เป็นการวิเคราะห์ด้วยหลักการ PWM ซึ่งมีจำนวนพัลส์เท่ากับ 3 โดยเลือกทำการลดค่าฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 1, 5, 7, 11, 13 และ 1, 3, 5, 7, 11, 13 ดังรูปที่ 3-ก และ 3-ข ตามลำดับ



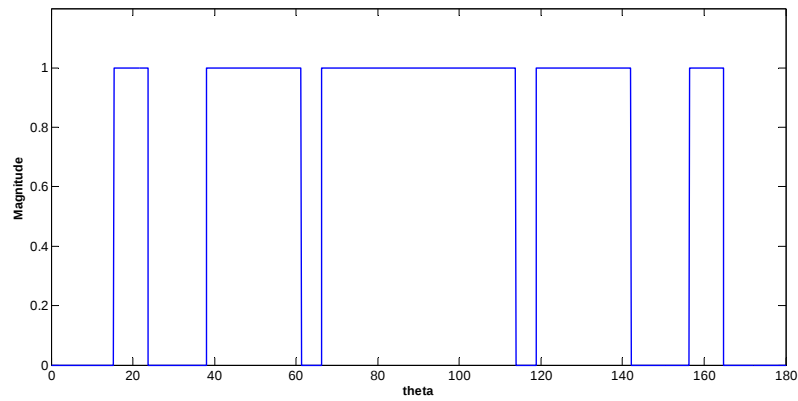
(ก) ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 1,5,7,11,13



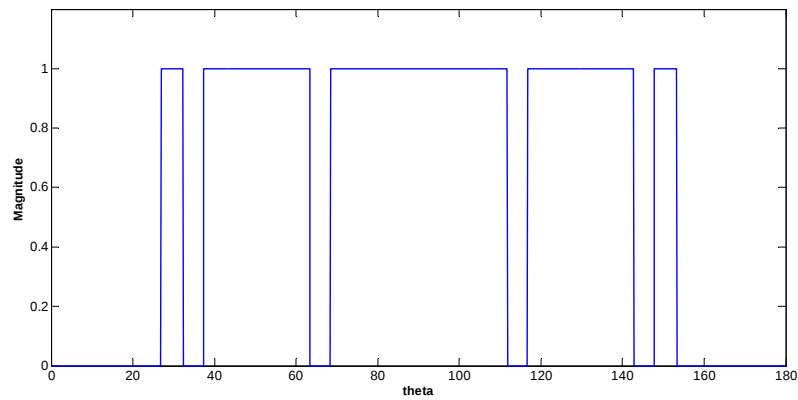
(ข) ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 1,3,5,7,11,13

รูปที่ 3. จำนวนพัลส์มีค่าเท่ากับ 3

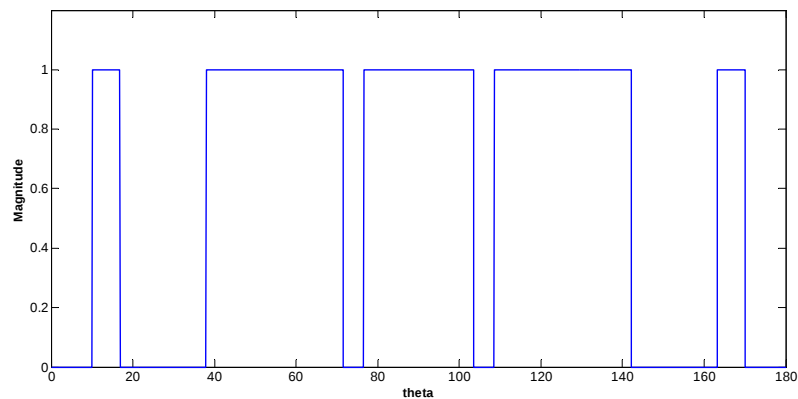
ในรูปที่ 4 เป็นการวิเคราะห์จำนวนพัลส์ขนาด 5 พัลส์ โดยที่ขนาดความกว้างของพัลส์นั้นจะแตกต่างกันไปตามฮาร์โมนิกส์ที่ต้องการลดค่า เช่น ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 3,5,7,11,17 หรือ 19 ดังนั้นค่ามุมที่ได้จึงมีขนาดที่แตกต่างกันออกไป แต่จะกำหนดให้ระดับแอมพลิจูดหรือความสูงนั้นมีขนาดที่เท่ากัน



(ก) ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 1,3,5,7,11



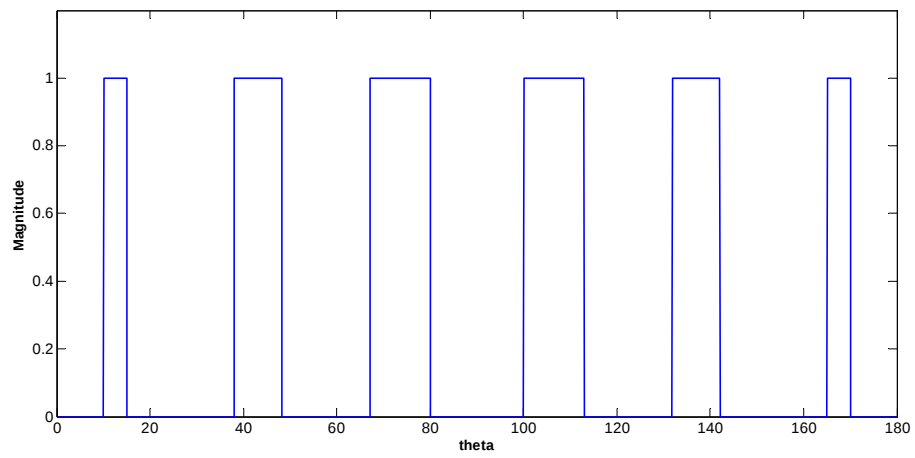
(ข) ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 1,3,11,17,19



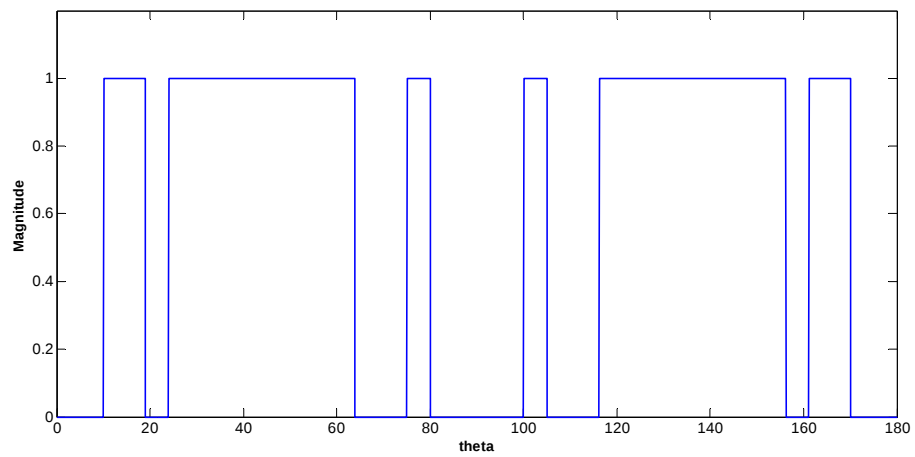
(ค) ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 1,3,5,7,11,17,19

รูปที่ 4. จำนวนพัลส์มีค่าเท่ากับ 5

จำนวนพัลส์ขนาดเท่ากับ 6 พัลส์ แสดงดังรูปที่ 5 โดยในรูปที่ 5-ก เป็นการเลือกลดฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 3, 5 และ 7 สังเกตเห็นได้ว่าขนาดความกว้างของพัลส์นั้นมีความแตกต่างกันไม่มาก ในขณะที่ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 5, 7, 11 และ 13 (รูปที่ 5-ข) ความกว้างของพัลส์มีความแตกต่างกันอย่างชัดเจน ซึ่งไม่สอดคล้องกับหลักวิธีการของ PWM



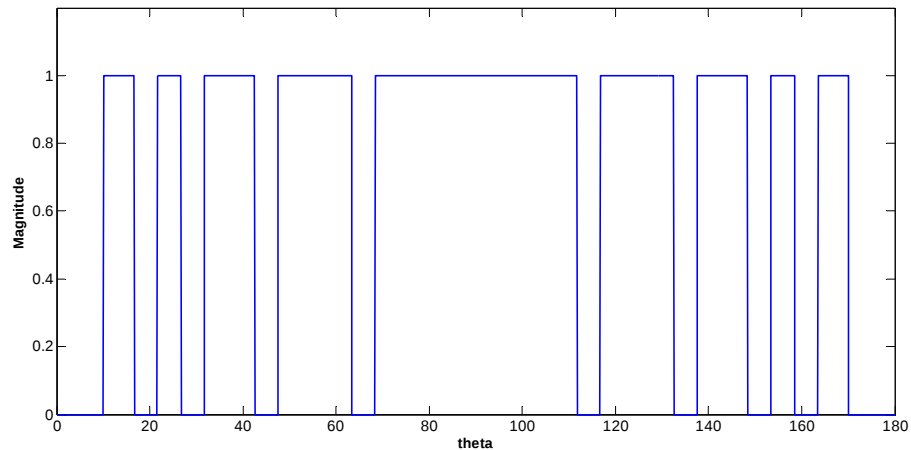
(ก) ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 1,3,5,7



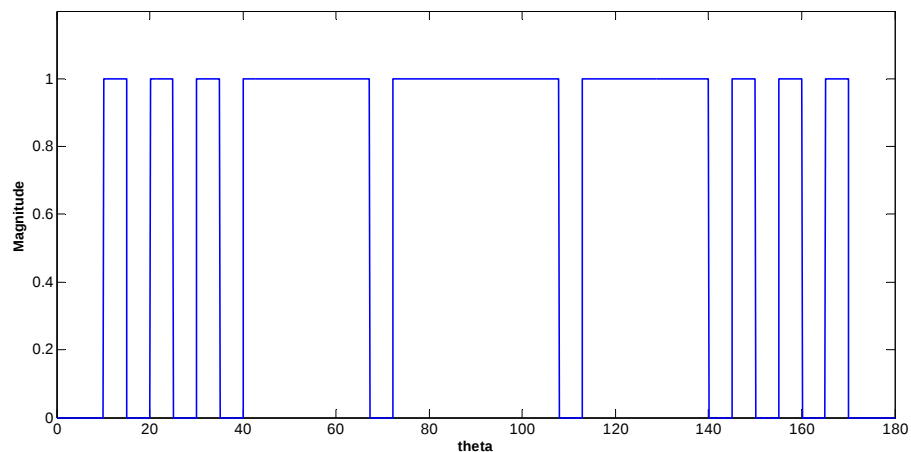
(ข) ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 1,5,7,11,13

รูปที่ 5. จำนวนพัลส์มีค่าเท่ากับ 6

จำนวนพัลส์ขนาด 9 พัลส์ ถูกวิเคราะห์และสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6 ซึ่งเมื่อวิเคราะห์ด้วยหลักการของ PWM แล้วปรากฏว่าลักษณะของพัลส์ที่ได้มีความสอดคล้องกันกับทฤษฎีที่นำมาใช้ในงานวิจัยนี้ โดยลักษณะของพัลส์จะใกล้เคียงกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์



(ก) ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 1,11,13



(ข) ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 1,5,7,11,13

รูปที่ 6. จำนวนพัลส์มีค่าเท่ากับ 9

จากสเปกตรัมที่ได้วิเคราะห์มาทั้งหมด แสดงให้เห็นว่าลักษณะของจำนวนพัลส์ที่เหมาะสมควรมีลักษณะเป็นจำนวนคี่ เช่น จำนวนพัลส์ขนาด 3, 5, 7 หรือ 9 ซึ่งจะทำให้ได้รูปสัญญาณใกล้เคียงกับสัญญาณไซน์มากที่สุด

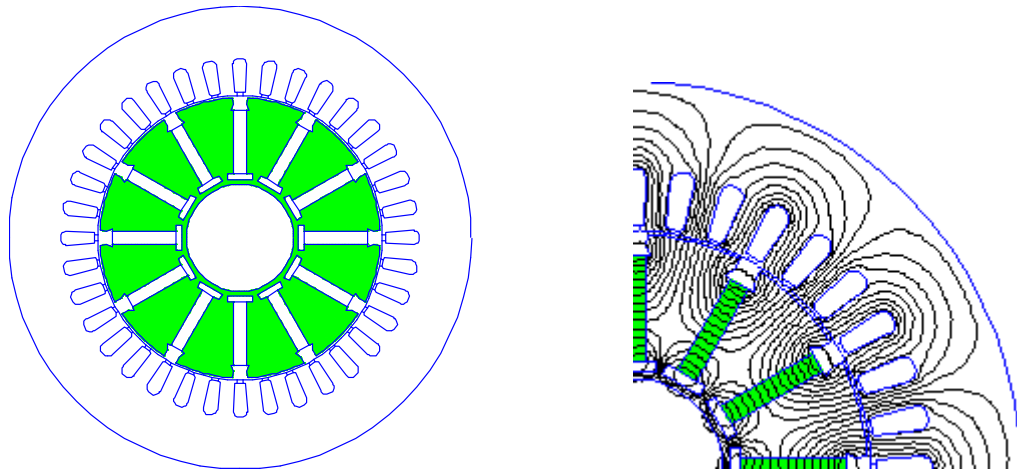
4.2 การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังซึ่งมีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูง

เมื่อได้ผลของสเปคตรัมจากหลักการของ PWM มาแล้วก็จะทำการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังซึ่งมีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูง โดยการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆของมอเตอร์ร่วมกับค่าสเปคตรัมที่ได้มาจากการหลักการของ PWM จากนั้นมาทำการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ซึ่งเป็นการทำงานร่วมกันบนโปรแกรม finite element magnetic และ MATLAB/Simulink เพื่อเป็นการยืนยันและให้เกิดความน่าเชื่อถือจึงได้ทำการเปรียบเทียบกับมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังซึ่งมีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงแบบมาตรฐาน ตารางที่ 1 เป็นข้อมูลจำเพาะของมอเตอร์ไฟฟ้าชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้ในการออกแบบ

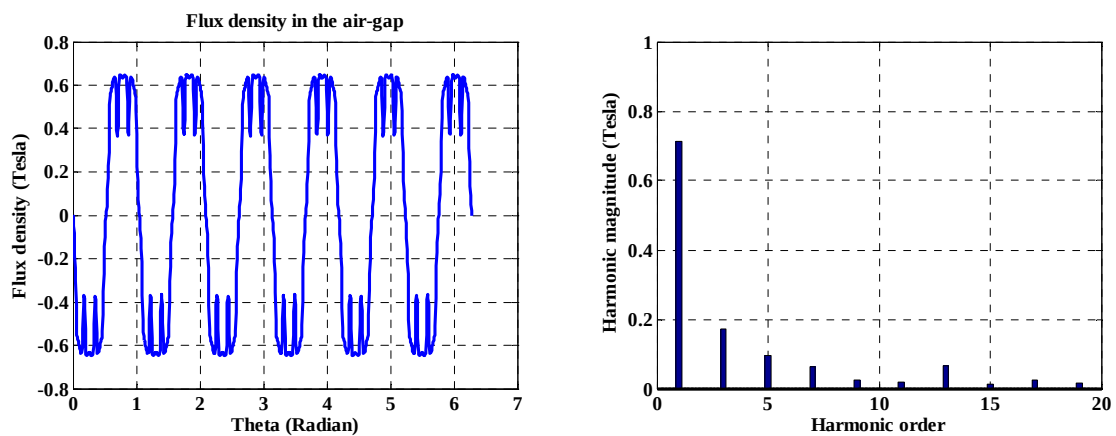
ตารางที่ 1 ข้อมูลจำเพาะของมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

Designation	Unit	value
Norminal Speed	rpm	500
Frequency	Hz	50
Number of pole	-	12
Stack length	mm	51.4
Internal diameter	mm	90
External diameter	mm	146
Air-gap (e)	mm	0.75
The height of the magnet (a)	mm	20
Number of slot	-	36
Number of slot/pole/phase (q)	-	1/pole/ph
Magnet Type		SmCo

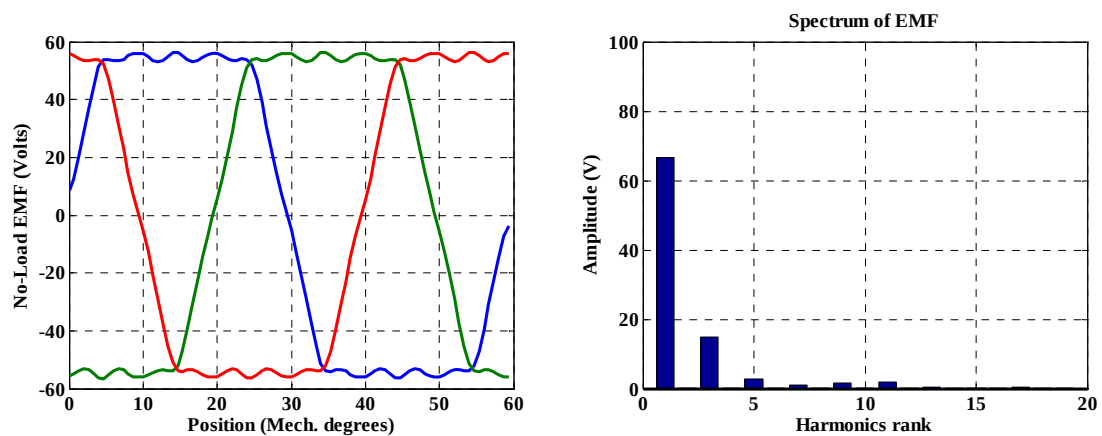
ในรูปที่ 7 เป็นการจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังซึ่งมีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงแบบมาตรฐาน ซึ่งประกอบด้วยลักษณะโครงสร้างและทิศทางการแพร่กระจายของเส้นแรงแม่เหล็ก(รูปที่ 7-ก) ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กในช่องว่างอากาศ(รูปที่ 7-ข) สเปคตรัมฮาร์มอนิกส์ลำดับต่างๆ (รูปที่ 7-ค) ตามลำดับ โดยแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ (EMF) ที่ได้สามารถแสดงดังรูปที่ 7-ง และ 7-จ ซึ่งเป็นการแสดงให้เห็นทั้งรูปคลื่นสัญญาณและสเปคตรัม โดยจะสังเกตเห็นได้ว่ารูปสัญญาณ EMF ที่ได้นั้นมีลักษณะเป็น quasi-square



(ก) โครงสร้างของมอเตอร์และทิศทางของเส้นแรงแม่เหล็ก



(ข) ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กในช่องว่างอากาศ (ค) สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ลำดับต่างๆ



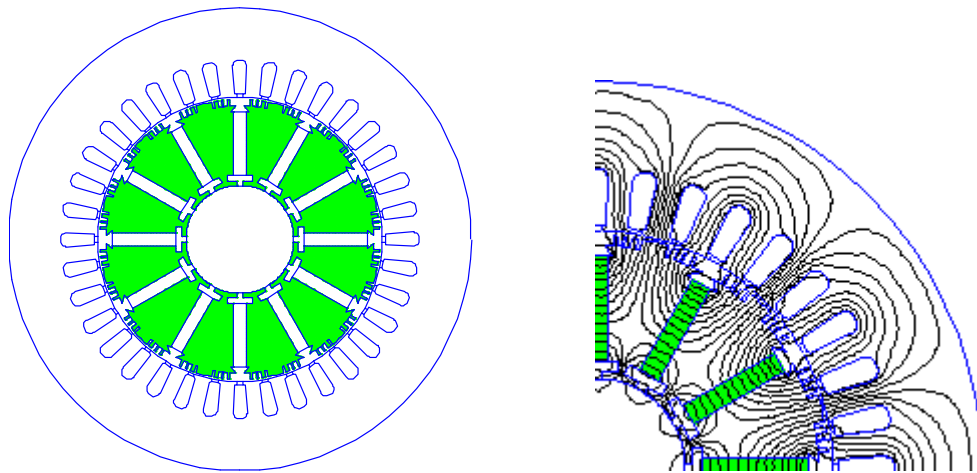
(ง) รูปสัญญาณของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ

(จ) สเปกตรัมของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ

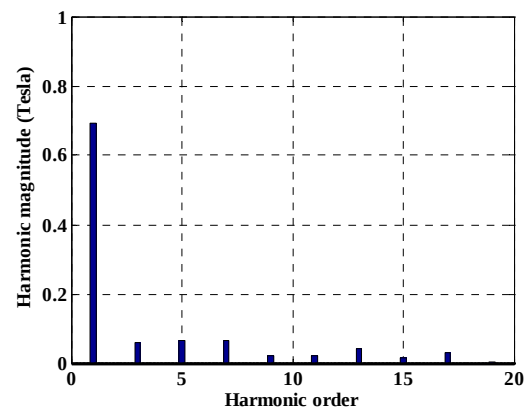
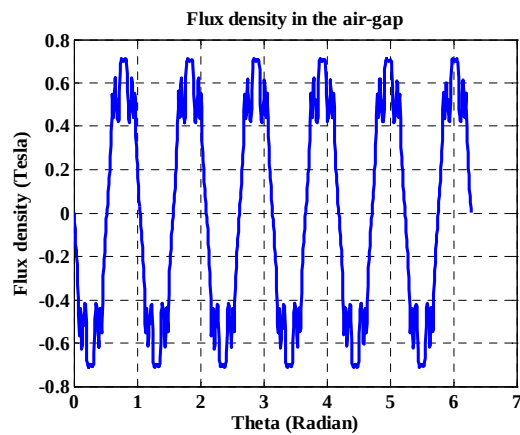
รูปที่ 7. มอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังซึ่งมีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงแบบมาตรฐาน

สำหรับในงานวิจัยนี้ได้นำเอาผลที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยหลักการของ PWM มากระทำลงบนโครงสร้างของมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังซึ่งมีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูง

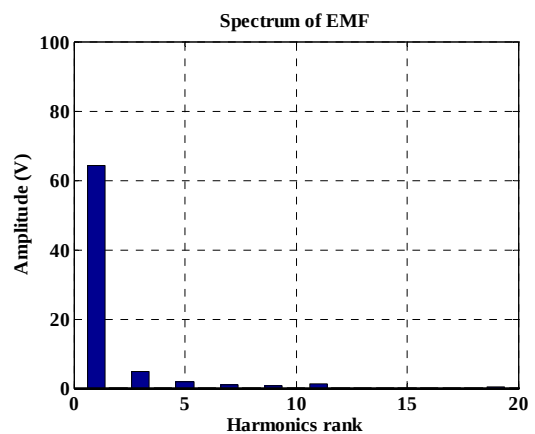
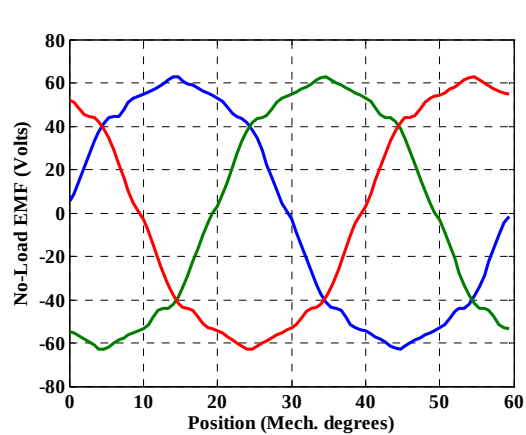
แม่เหล็กสูงเพื่อลดค่าฮาร์โมนิกของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กในช่องว่างอากาศแสดงดังรูปที่ 8



(ก) โครงสร้างของโรเตอร์และทิศทางของเส้นแรงแม่เหล็ก



(ข) ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กในช่องว่างอากาศ (ค) สเปกตรัมฮาร์โมนิกลำดับต่างๆ



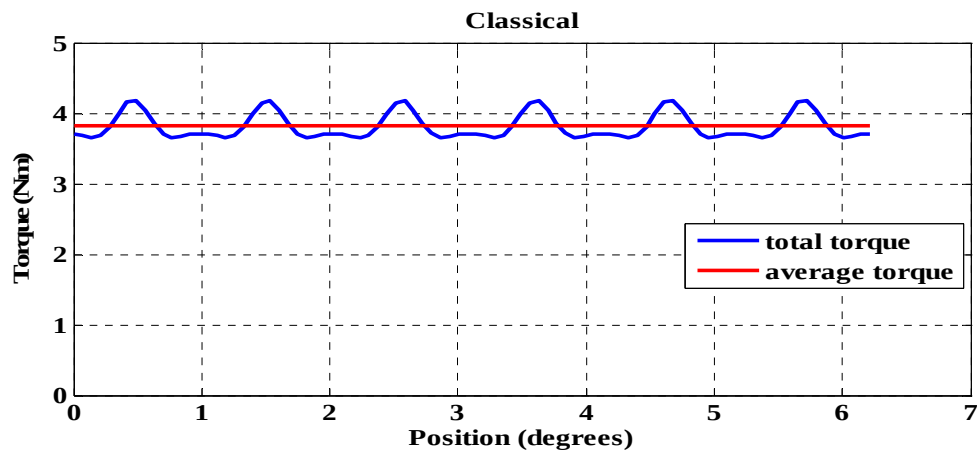
(ง) รูปสัญญาณของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ

(จ) สเปกตรัมของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ

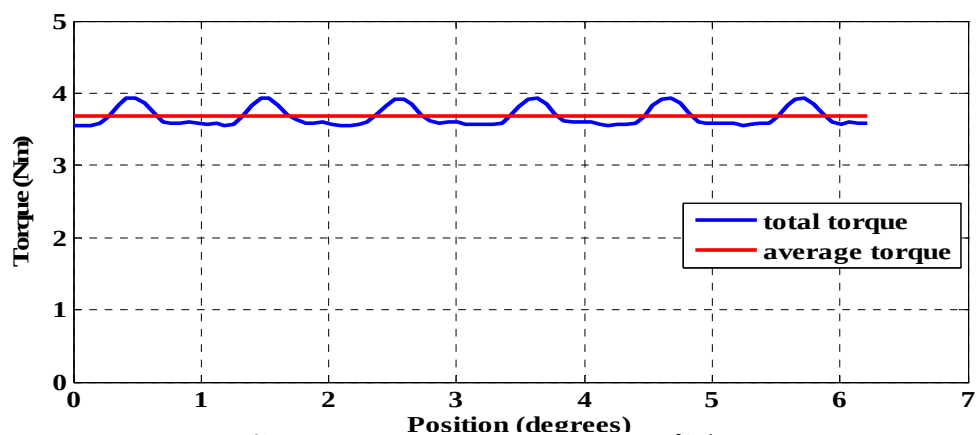
รูปที่ 8. มอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังซึ่งมีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงแบบ PWM

จากรูปที่ 8 จะเห็นได้ว่าลักษณะของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นในช่องว่างอากาศ (รูปที่ 8-ข) มีลักษณะเข้าใกล้สัญญาณไซน์ ซึ่งสเปกตรัมของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำของ fundamental มีค่าประมาณ 64 V โดยฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 3 และ 5 (รูปที่ 8-ค) ถูกลดทอนลง ซึ่งถือว่าเป็นฮาร์โมนิกส์ที่มีนัยสำคัญ กล่าวคือฮาร์โมนิกส์ที่ลำดับต่ำๆจะมีผลต่อประสิทธิภาพของมอเตอร์เป็นอย่างมาก เมื่อพิจารณารูปสัญญาณของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ (รูปที่ 8-ง) หรือแรงดัน back-EMF ที่ได้จะใกล้เคียงสัญญาณไซน์มากกว่าเมื่อเทียบกับรูปสัญญาณของมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังซึ่งมีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงแบบมาตรฐาน

ในรูปที่ 9-10 แสดงแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังทั้งแบบมาตรฐานและแบบ PWM ตามลำดับ โดยจะสังเกตเห็นได้ว่าค่าเฉลี่ยของแรงบิดมีความใกล้เคียงกัน แต่การกระเพื่อมของแรงบิด (ริบเบิล) แบบมาตรฐานจะสูงกว่า ดังนั้นประสิทธิภาพของมอเตอร์แบบ PWM จึงดีกว่า



รูปที่ 9. แรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังซึ่งมีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงแบบ มาตรฐาน



รูปที่ 10. แรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังซึ่งมีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงแบบ PWM

4.3 การสร้างต้นแบบมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังซึ่งมีความหนาแน่น เส้นแรงแม่เหล็กสูง

ผลที่ได้จากการจำลองทางคณิตศาสตร์ซึ่งเป็นการทำงานร่วมกันบนโปรแกรม finite element magnetic และ MATLAB/Simulink แสดงให้เห็นว่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กในช่องว่างอากาศมีลักษณะเข้าใกล้ไซน์ (รูปที่ 8-ข) ซึ่งเป็นผลมาจากการลดค่าฮาร์โมนิกส์ด้วยหลักการของ PWM จึงทำให้แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำหรือแรงดัน EMF ใกล้เคียงสัญญาณไซน์ด้วยเช่นกัน

การสร้างต้นแบบของมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังในงานวิจัยนี้ใช้แม่เหล็กถาวรชนิด Samarium Cobalt ($\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$) ซึ่งมีค่าพลังงานอยู่ในช่วง 22-32 MGOe สามารถใช้งานในย่านที่อุณหภูมิสูงๆได้และทนต่อการกัดกร่อน โดยแม่เหล็กชนิดนี้เหมาะสำหรับใช้งานเป็นมอเตอร์ เซนเซอร์ หรืองานเฉพาะทางเช่น ยานยนต์ การบินและอวกาศ หรือทางด้านทหาร แต่จะมีราคาที่สูงเนื่องจากมีคุณสมบัติเด่นดังที่กล่าวมาแล้ว ตารางที่ 2 แสดงลักษณะสมบัติของแม่เหล็กถาวรชนิด Samarium Cobalt

ตารางที่ 2 ลักษณะสมบัติของแม่เหล็กถาวรชนิด Samarium Cobalt

Material	Grade	Remanence		Coercivity		Intrinsic Coercivity		Max. Energy Product	
		Br(mT)	Br(kGs)	bHc(kA/m)	bHc(kOe)	iHc (kA/m)	iHc (kOe)	(BH)max (KJ/m ³)	(BH)max (MGOe)
SmCo ₅	S 16	750-800	7.5-8.0	557-637	7.0-8.0	1989	25	111-143	14-18
	S 18	800-930	8.0-9.3	597-677	7.5-8.5	1432	18	127-159	16-20
	S 20	850-980	8.5-9.8	597-677	7.5-8.5	1273	16	143-175	18-22
	S 24	1000	10.0	680	8.5	1195	15	175-190	22-24
Sm ₂ Co ₁₇	S 180	900-1030	9.0-10.3	597-677	7.5-8.5	1194	15	127-159	16-20
	S 22A	900-1030	9.0-10.3	613-693	7.7-8.7	1989	25	159-191	20-24
	S 22B	900-1030	9.0-10.3	613-693	7.7-8.7	1432	18	159-191	20-24
	S 240	980-1080	9.8-10.8	636-716	8.0-9.0	1432	18	175-207	22-26
	S 26A	1000-1130	10.0-11.3	676-756	8.5-9.5	1194	15	191-223	24-28

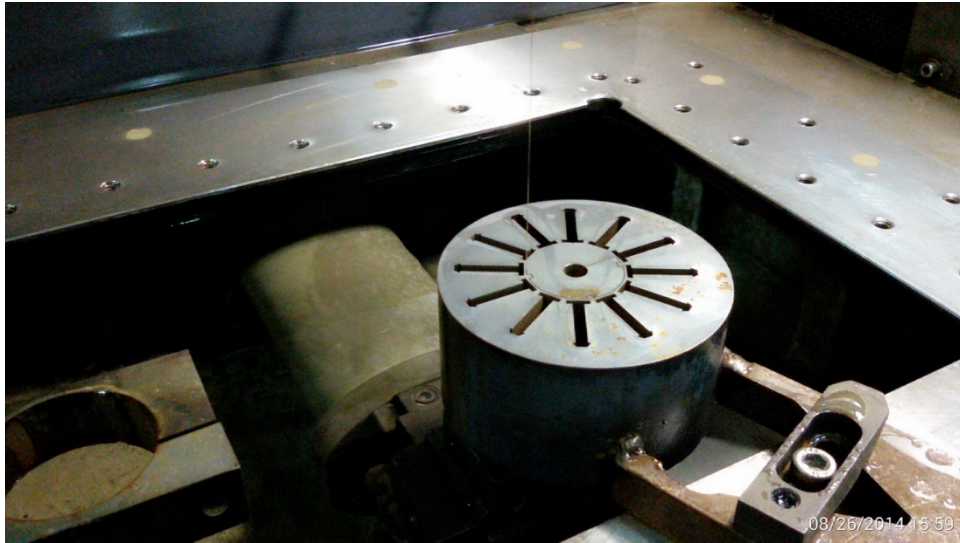
Material	Grade	Remanence		Coercivity		Intrinsic Coercivity		Max. Energy Product	
		Br(mT)	Br(kGs)	bHc(kA/m)	bHc(kOe)	iHc (kA/m)	iHc (kOe)	(BH)max (KJ/m ³)	(BH)max (MGOe)
Sm ₂ Co ₁₇	S 26B	1000-1130	10.0-11.3	676-756	8.5-9.5	796	10	191-223	24-28
	S 280	1030-1130	10.3-11.3	716-796	9.0-10.0	1432	18	207-239	26-30
	S 270	1000-1100	10.0-11.0	357-516	4.5-6.5	413	5.2	183-223	24-28
	S 300	1100-1200	11.0-12.0	438-517	5.5-6.5	454	5.7	223-255	28-32

ขนาดของแท่งแม่เหล็กที่ใช้ในงานวิจัยนี้มีขนาดต่อชิ้นคือ 4 x 25 x 20 มิลลิเมตร (กว้าง x ยาว x สูง) ดังแสดงในรูปที่ 11

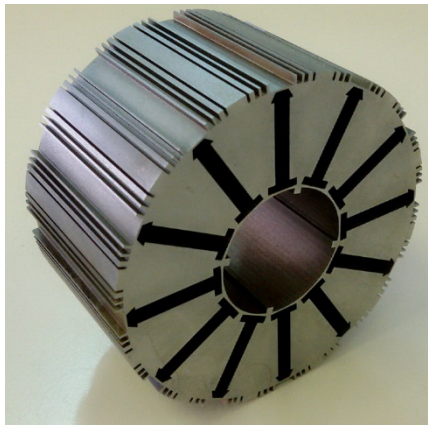


รูปที่ 11. ขนาดของแม่เหล็กถาวรชนิด Samarium Cobalt

การจัดเตรียมแกนโรเตอร์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 12 โดยใช้เหล็กชนิด XC10 จากนั้นนำมาทำการ wire cut ตามขนาดและลักษณะที่ได้ออกแบบไว้ ซึ่งลักษณะโครงสร้างของแกนโรเตอร์จะเป็นแม่เหล็กถาวรชนิดแบบฝังและมีความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงผสมกับลักษณะของ PWM ซึ่งจะถูกระทำอยู่บนพื้นผิวของโรเตอร์



(ก) การจัดเตรียมชิ้นงานในการสร้างแกนโรเตอร์



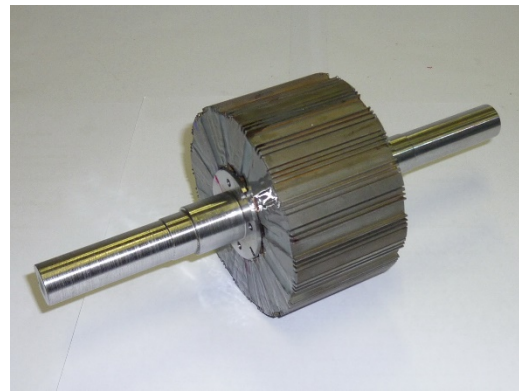
(ข) แกนโรเตอร์ PWM และแกนเฟลา

รูปที่ 12. ขั้นตอนการสร้างแกนโรเตอร์ผสมกับวิธี PWM

การสร้างโรเตอร์ชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงด้วยวิธี PWM มีลำดับขั้นตอนดังรูปที่ 13 และการวัดปริมาณเส้นแรงแม่เหล็กที่แพร่กระจายในช่องว่างอากาศแสดงดังรูปที่ 14



(ก) การยัดแท่งแม่เหล็กถาวรเข้ากับแกนโรเตอร์ PWM



(ข) PWM โรเตอร์ที่เสร็จสมบูรณ์

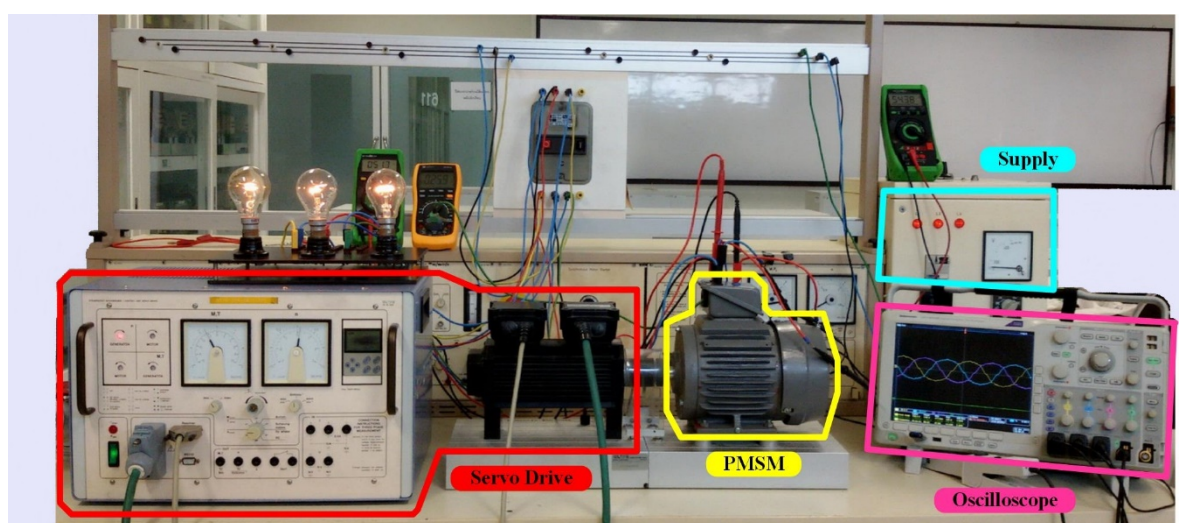
รูปที่ 13. ขั้นตอนการสร้างโรเตอร์ชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูง



รูปที่ 14. ปริมาณเส้นแรงแม่เหล็กที่แพร่กระจายในช่องว่างอากาศ

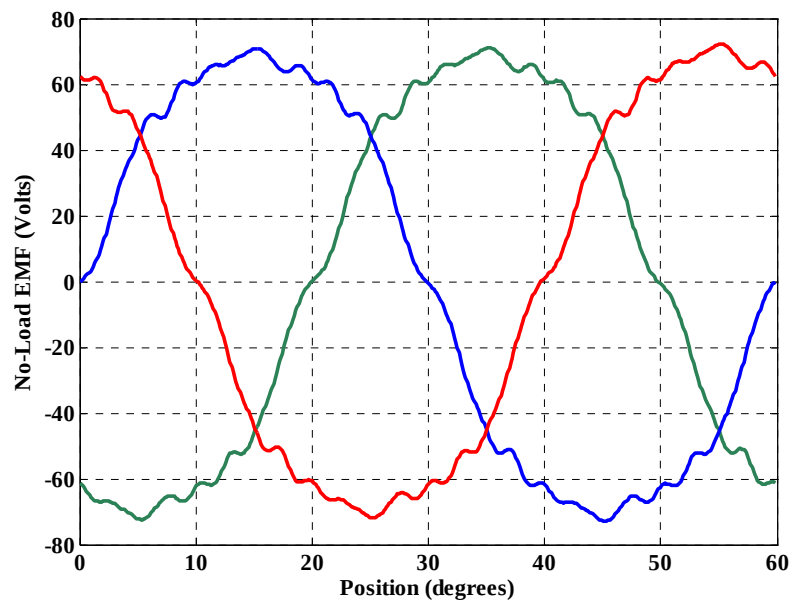
4.4 ผลการทดสอบต้นแบบมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังซึ่งมีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูง

การทดสอบต้นแบบของมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝังซึ่งมีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูง จากรูปที่ 15. เป็นการทดสอบเบื้องต้นซึ่งไม่มีระบบควบคุมการจ่ายไฟสามเฟสที่ใช้ในการทดสอบประกอบด้วย แหล่งจ่ายไฟสามเฟส (three-phase power supply) ระบบขับเคลื่อน (servo drive) มอเตอร์ต้นแบบ (PMSM) โดยมีจำนวนขั้วแม่เหล็กคือ 12 ขั้ว ทดสอบที่ความเร็ว 500 รอบและความถี่เท่ากับ 50 Hz

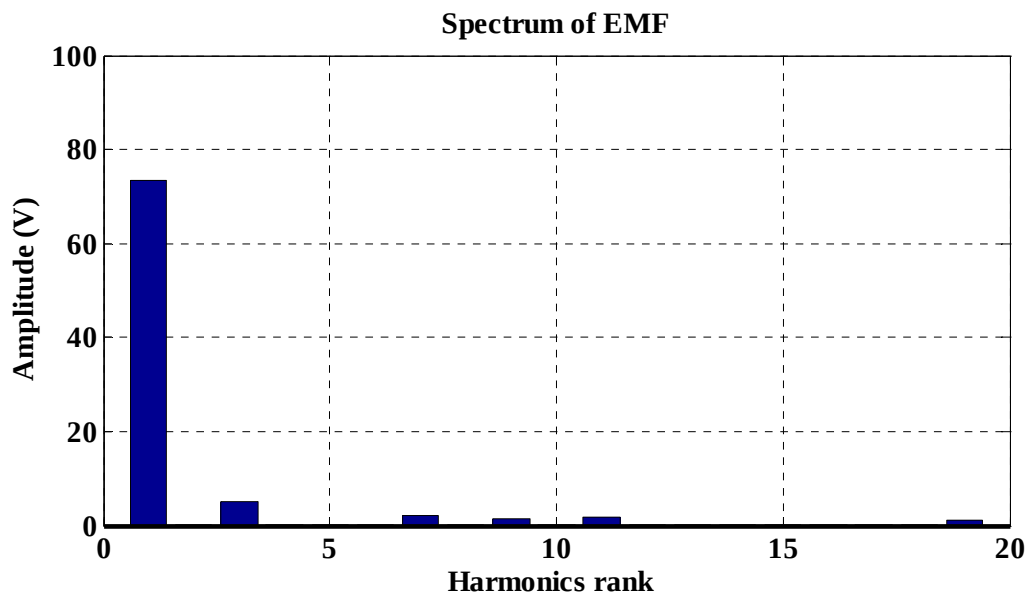


รูปที่ 15. การทดสอบเบื้องต้นของมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฝัง

ลักษณะรูปคลื่นสัญญาณของแรงดัน back-emf ที่ได้จากการทดสอบต้นแบบมีสัญญาณเข้าโกล์ไซน์ดังแสดงในรูปที่ 16 โดยสเปกตรัมของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำของ fundamental มีค่าประมาณ 74 V ซึ่งมีค่าสูงกว่าผลที่ได้จากการจำลองทางคณิตศาสตร์ประมาณ 14.6% ในขณะที่ฮาร์โมนิกส์ที่ 5 มีค่าเท่ากับ 0.32 V คิดเป็นอัตราการลดลงร้อยละ 16.84 ของแรงดัน back-emf จากการจำลองทางคณิตศาสตร์ตามลำดับ



(ก) แรงดัน back-emf ทั้ง 3 เฟส

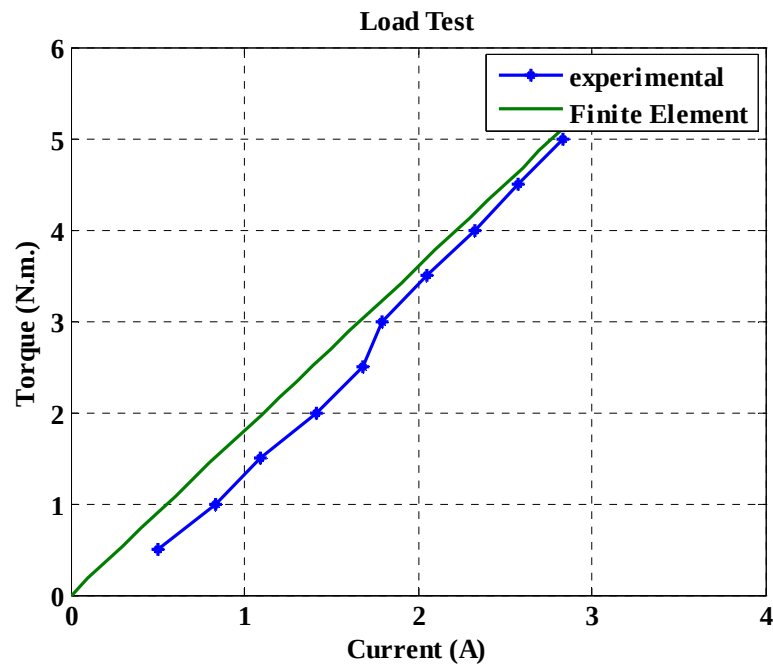


(ข) สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ที่ลำดับต่างๆ

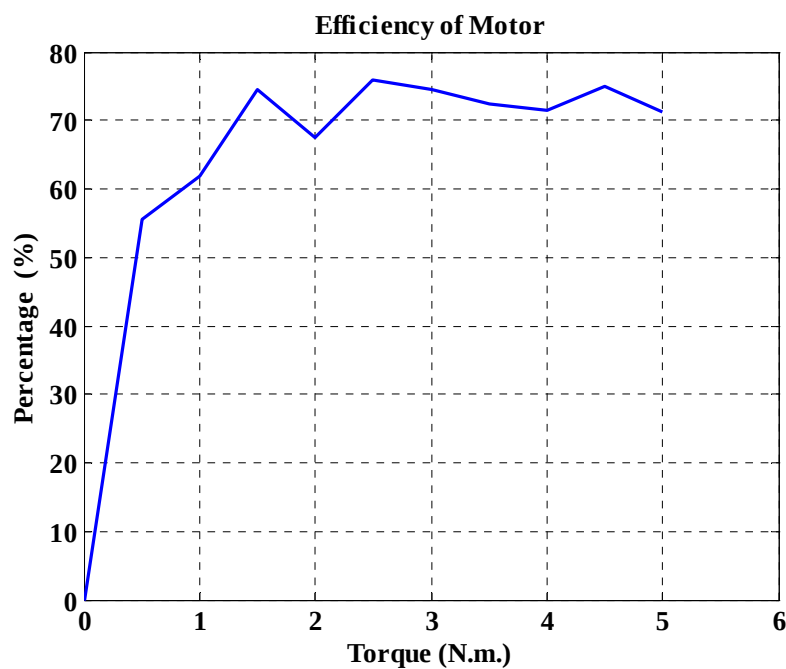
รูปที่ 16. แรงดัน back-emf และสเปกตรัมที่ฮาร์โมนิกส์ลำดับต่างๆ

การทดสอบในกรณีมีโหลด กราฟทดสอบแรงบิดต่อกระแสแสดงดังรูปที่ 17 ก. จะสังเกตเห็นได้ว่า ผลการทดสอบนั้นเป็นไปในทิศทางเดียวกันกับทางภาคทฤษฎีซึ่งมาจากการจำลองทางคณิตศาสตร์ (finite element) สำหรับการประสิทธิภาพของมอเตอร์ได้ ทำการทดสอบที่แรงบิด 1-5 นิวตัน-เมตร (รูปที่ 17 ข.) ซึ่งลักษณะของสัญญาณเป็นไปในทิศทางเดียวกันกับทางภาคทฤษฎีแต่จะมีการกระตุกบ้างซึ่งอาจมีสาเหตุมาจากลักษณะโครงสร้างของโรเตอร์ โดยปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดย

ใช้ระบบควบคุม ประสิทธิภาพของมอเตอร์ต้นแบบนี้มีค่าประมาณ 70% หากเทียบกับมอเตอร์เดิม
ที่มาจากผู้ผลิตแล้วอยู่ที่ประมาณ 60%



(ก) แรงบิดต่อกระแส



(ข) ประสิทธิภาพของมอเตอร์ (%)

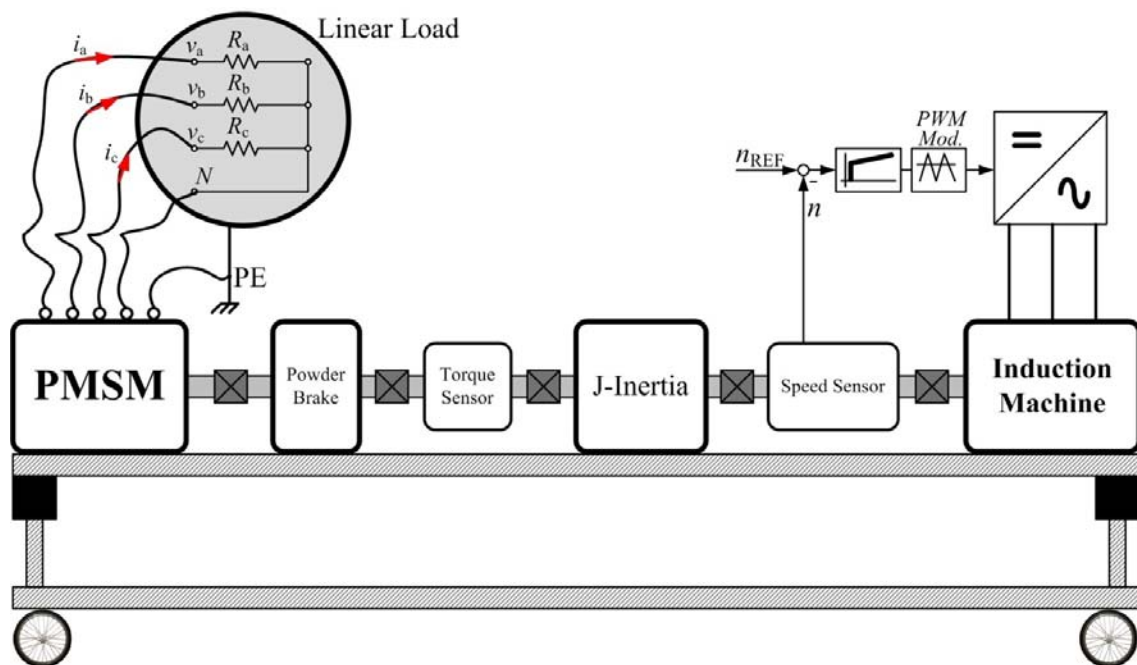
รูปที่ 17. การทดสอบแรงบิดและประสิทธิภาพเบื้องต้นของมอเตอร์ต้นแบบ

เพื่อให้การทดสอบมีประสิทธิภาพสูงขึ้น ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้ทำการทดสอบมอเตอร์โดยใช้ระบบควบคุมเข้ามาทดสอบ ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 โหมดคือ การทดสอบโหมดเจนเนอเรเตอร์ และโหมดการทดสอบเป็นมอเตอร์

4.4.1 โหมดเจนเนอเรเตอร์

4.4.1.1 โหลดที่เป็นเชิงเส้น

การทดสอบสมรรถนะการทำงานของมอเตอร์ต้นแบบสามารถทำได้โดยต่อโหลดเข้าไป ซึ่งจำเป็นต้องอาศัยการควบคุมด้วยอินเวอร์เตอร์และระบบขับเคลื่อน (resolver) จะเป็นการทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น ผังแทนทดสอบแสดงดังรูปที่ 18



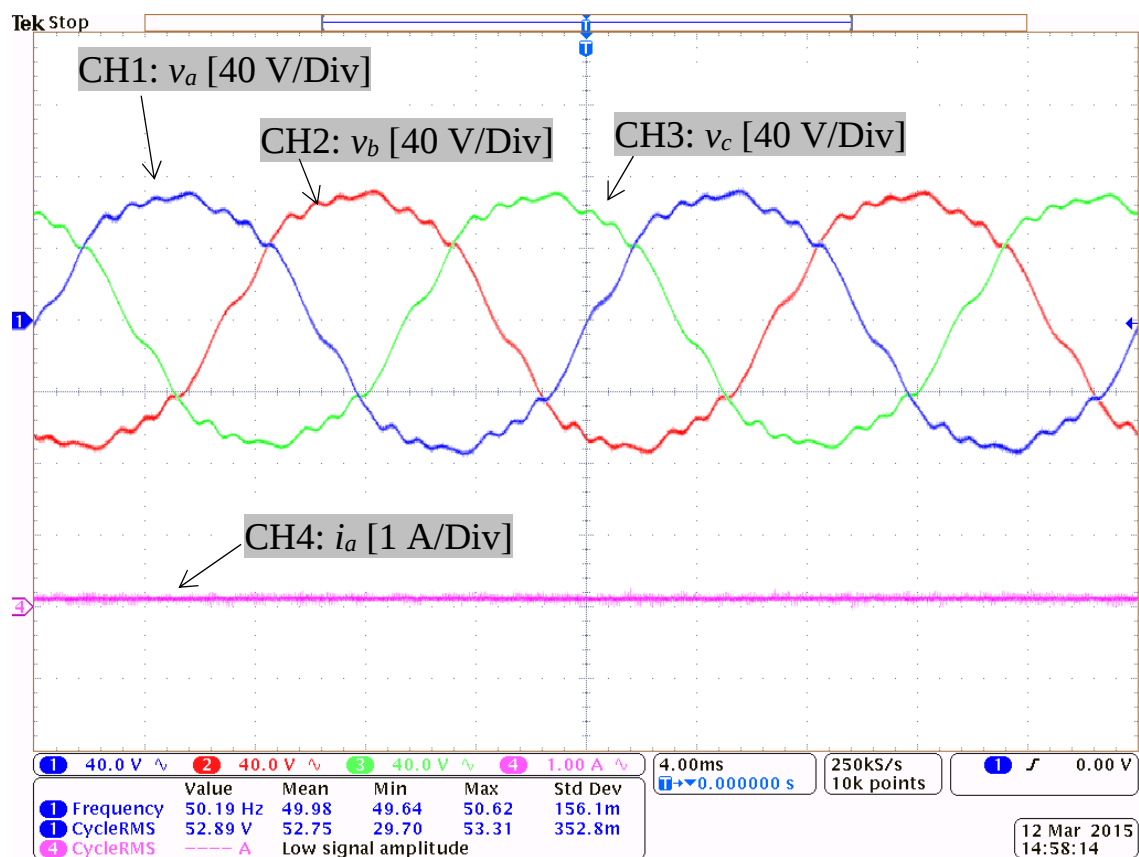
รูปที่ 18. ผังแทนทดสอบ : โหมดเจนเนอเรเตอร์ 3 เฟส แบบโหลดความต้านทานที่เป็นเชิงเส้น

จากผังแทนทดสอบแกนเพลลาของมอเตอร์ชนิดแม่เหล็กถาวรจะถูกต่อเข้ากับระบบเบรก เซนเซอร์แรงบิด อุปกรณ์ตรวจวัดความเร็วรอบและมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งมอเตอร์เหนี่ยวนำนี้จะทำงานเป็นมอเตอร์โดยรับแหล่งจ่ายไฟผ่านทางอินเวอร์เตอร์ชนิด 3 เฟส และมีการควบคุมความเร็วรอบแบบวงปิดผ่านทาง dSPACE

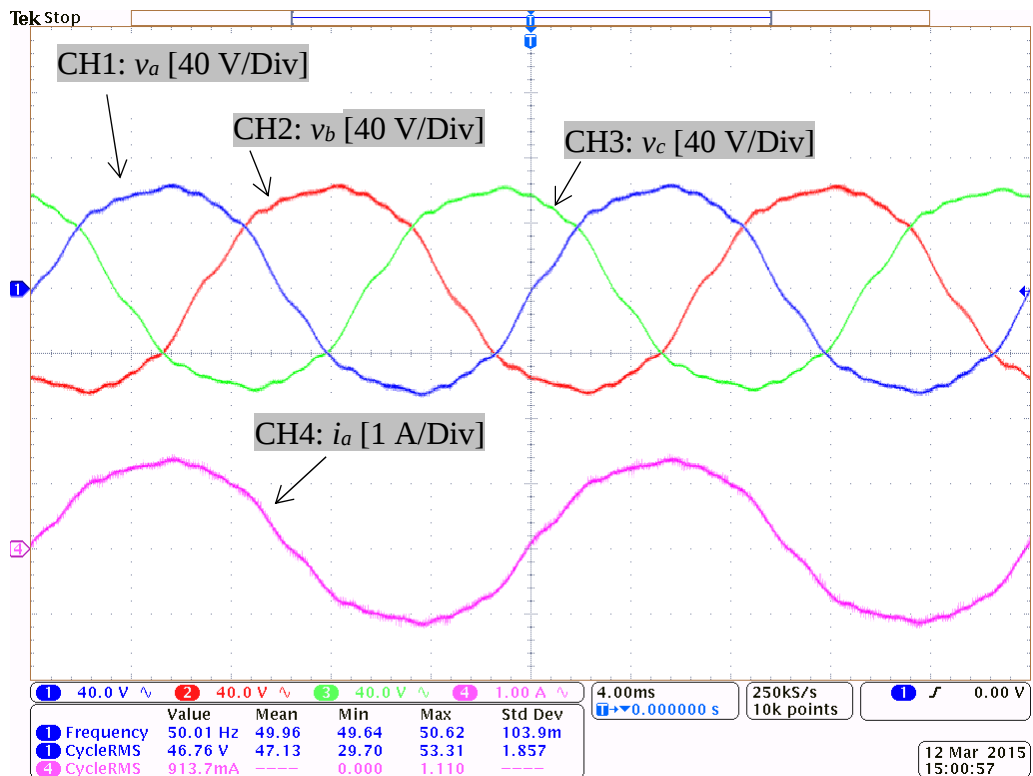
การทดสอบในรูปที่ 19-22 รูปสัญญาณที่ปรากฏบนหน้าจอของออสซิลโลสโคปแสดงแรงดันไฟฟ้าแต่ละเฟสและกระแส ความเร็วรอบของโรเตอร์ที่ 500 รอบ (nominal) ซึ่งใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำเป็นตัวขับเคลื่อน โดยที่

- CH1: phase voltage v_a
- CH2: phase voltage v_b
- CH3: phase voltage v_c
- CH4: phase current i_a

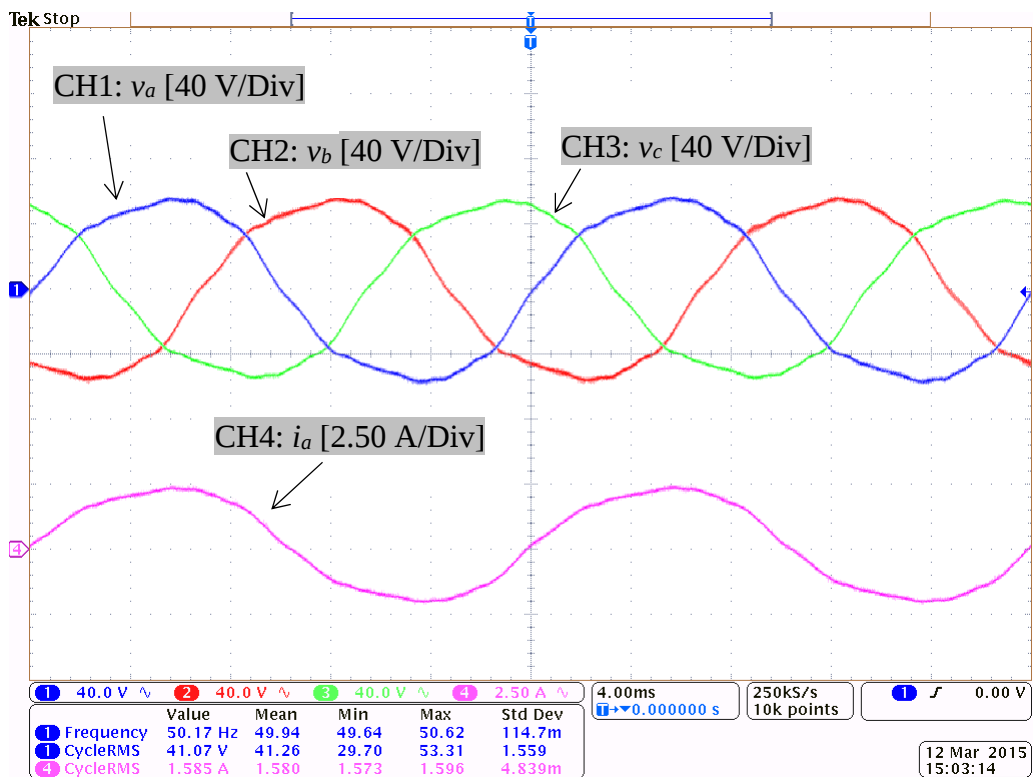
รูปที่ 19 เป็นการทดสอบกรณีไม่มีโหลดซึ่งแรงดัน back-EMF ที่ได้ใกล้เคียงสัญญาณรูปคลื่นไซน์ และแรงดันแต่ละเฟสมีค่าประมาณ 52.89 V ที่ความถี่ 50.19 Hz. ในขณะที่รูป 20-22 กำหนดให้ $R_a = R_b = R_c = 50 \Omega, 25 \Omega$ และ 8Ω ตามลำดับ



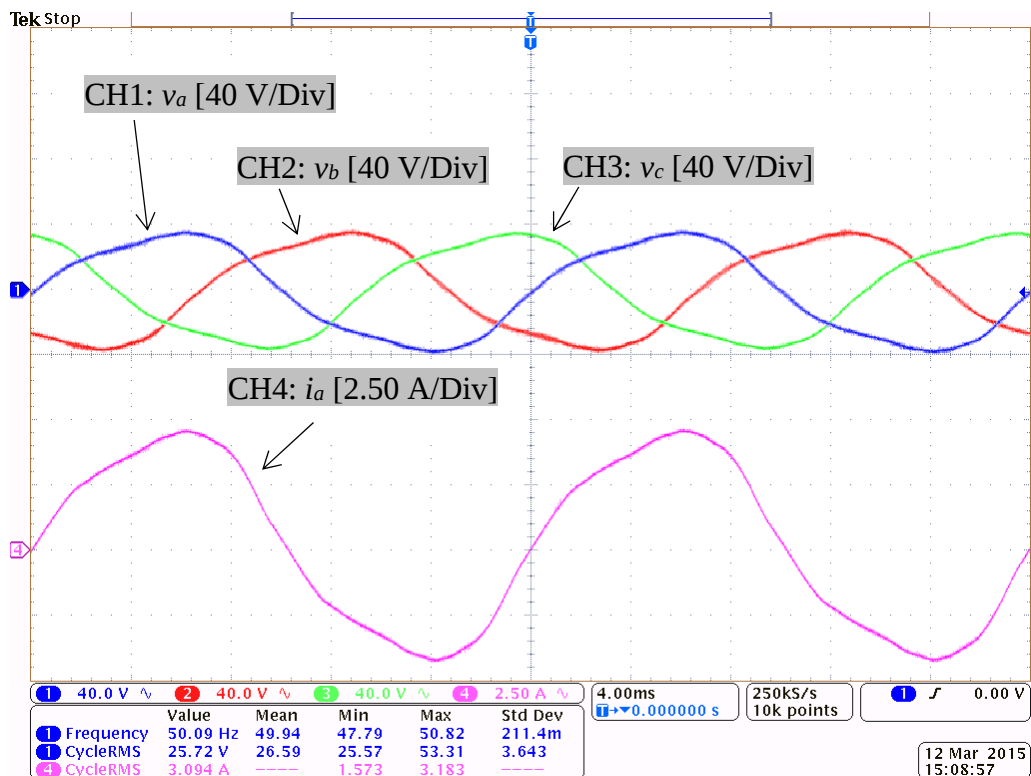
รูปที่ 19. โหมดเจนเนอเรเตอร์ : กรณีไม่มีโหลด ที่ความเร็ว 500 รอบ



รูปที่ 20. โหมดเจนเนอเรเตอร์ : กรณีโหลด = 50Ω ที่ความเร็ว 500 รอบ



รูปที่ 21. โหมดเจนเนอเรเตอร์ : กรณีโหลด = 25Ω ที่ความเร็ว 500 รอบ



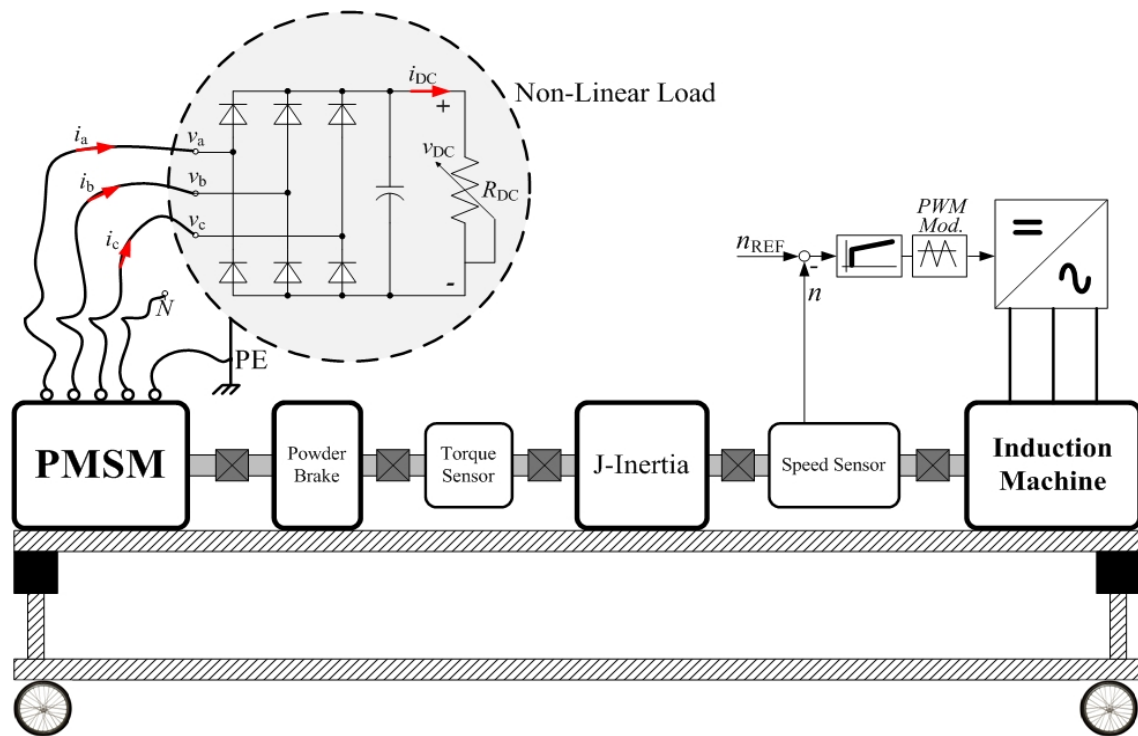
รูปที่ 22. โหมดเจนเนอเรเตอร์ : กรณีโหลด = 8Ω ที่ความเร็ว 500 รอบ

4.4.1.2 โหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น

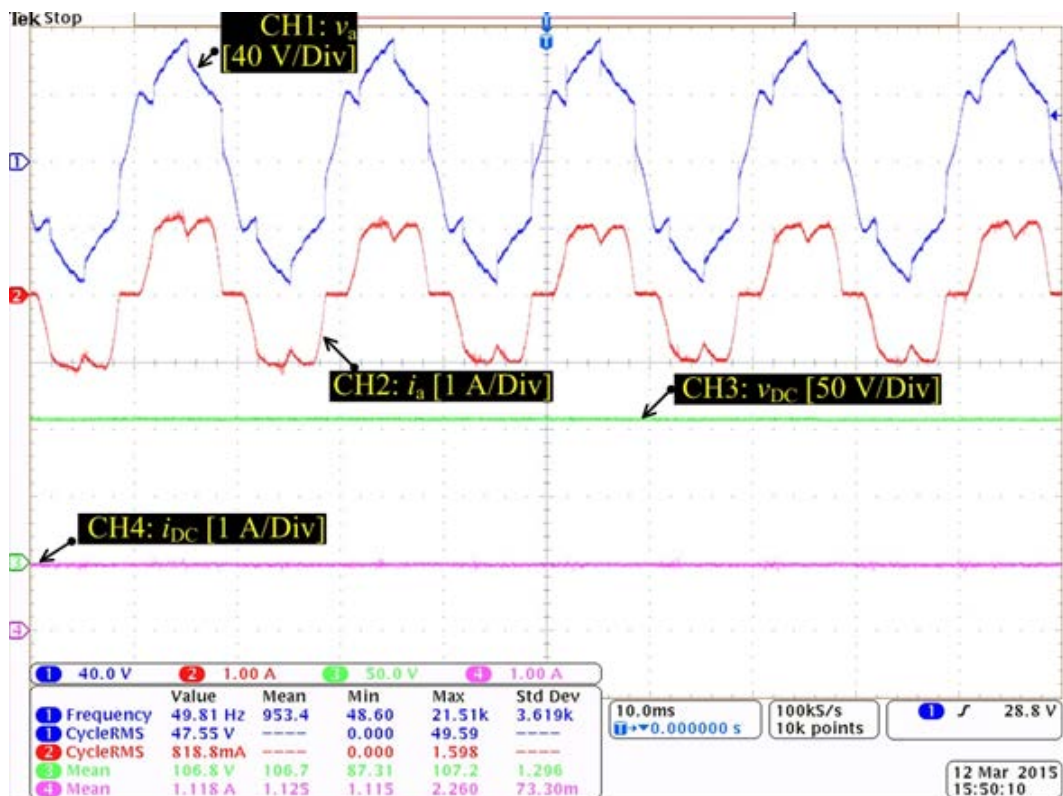
การทดสอบนี้เจนเนอเรเตอร์ถูกต่อเข้ากับ 3-phase full-bridge uncontrolled rectifier ซึ่งเป็นโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น (รูปที่ 23) โดยทำการปรับที่ R_{DC} เพื่อดูลักษณะสมบัติของมอเตอร์ รูปที่ 23-26 แสดงแรงดันและกระแสที่ได้โดยทดสอบที่ความเร็วรอบคงที่ 500 รอบซึ่งถูกขับโดยมอเตอร์เหนี่ยวนำ และกำหนดให้สัญญาณที่วัดได้ซึ่งปรากฏบนหน้าจอออสซิลโลสโคปมีดังนี้

- CH1: phase voltage v_a
- CH2: phase voltage i_a
- CH3: phase voltage v_{DC}
- CH4: phase current i_{DC}

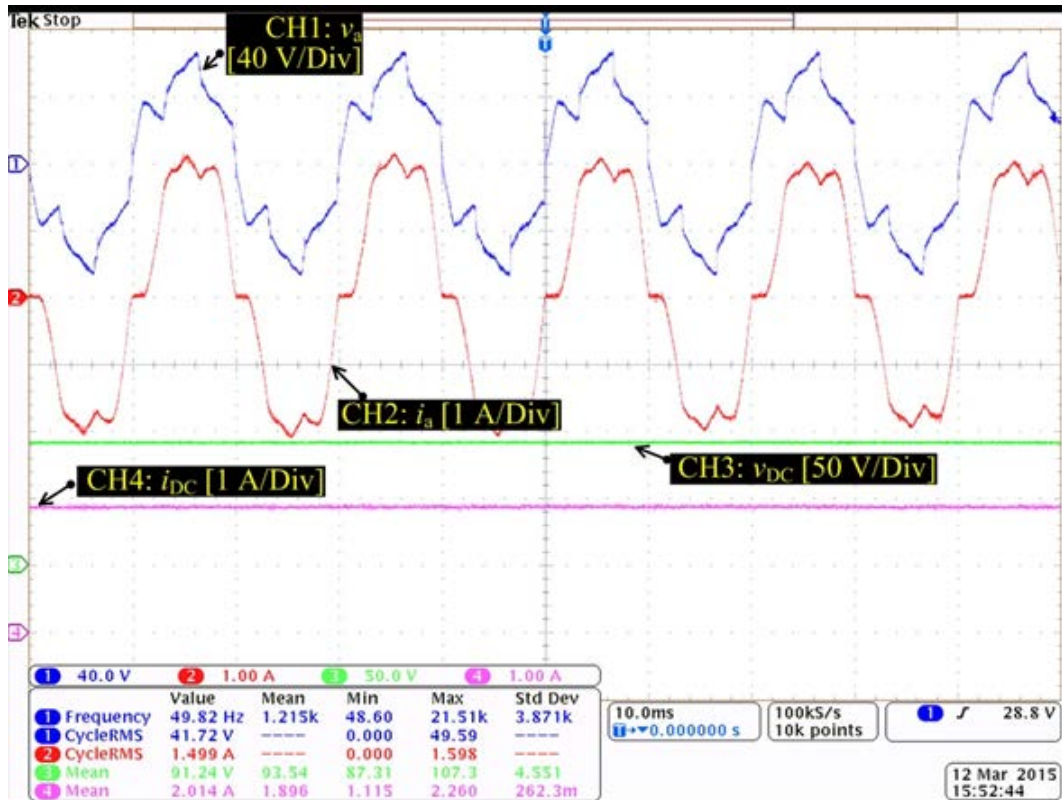
รูปที่ 23-26 แสดงค่ากระแส i_{DC} ในการทดสอบที่วัดได้คือ 1, 2, 3 และ 4 A ตามลำดับ



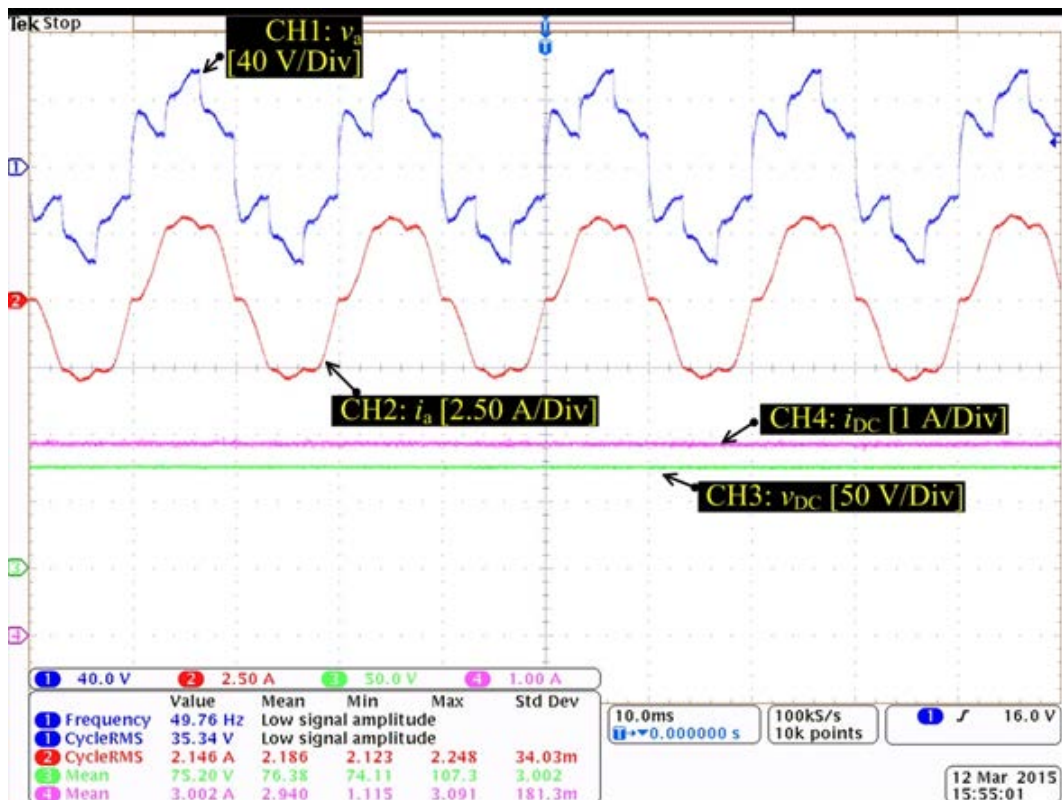
รูปที่ 23.ผังแทนทดสอบ : เจนเนอเรเตอร์ 3 เฟสแบบโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น



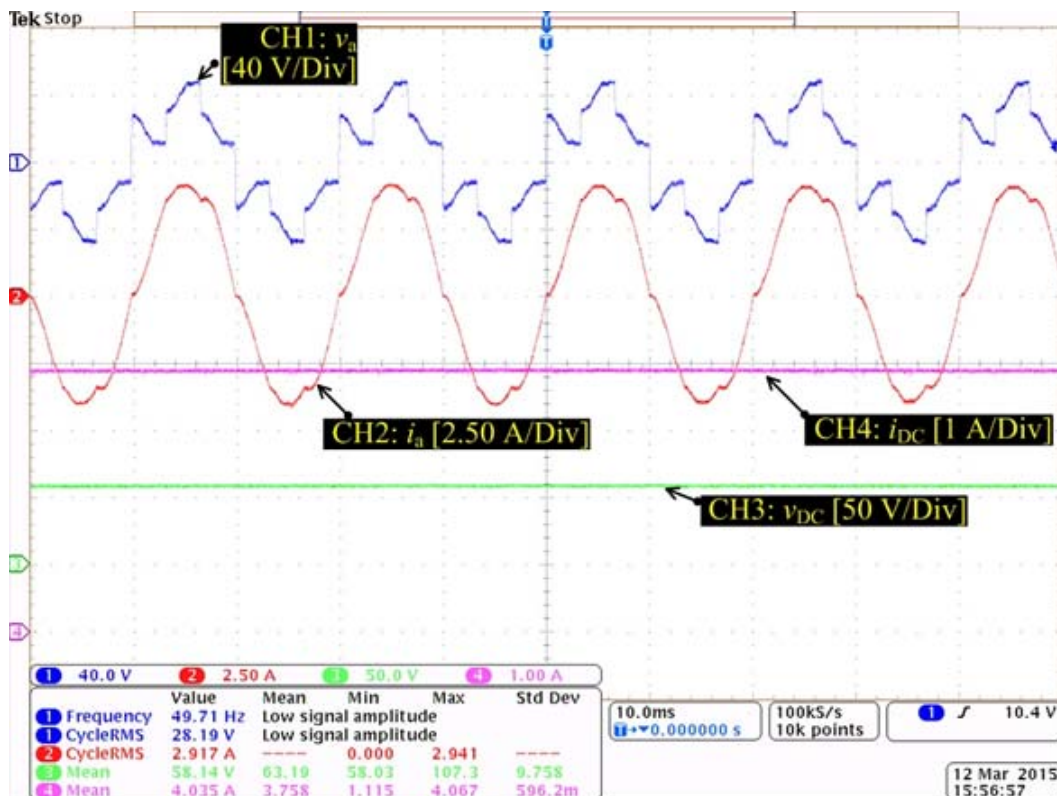
รูปที่ 24. โหลดเจนเนอเรเตอร์ : $i_{DC} = 1 \text{ A}$ ที่ความเร็ว 500 รอบ



รูปที่ 25. โหมดเจนเนอเรเตอร์ : $i_{DC} = 2$ A ที่ความเร็ว 500 รอบ



รูปที่ 26. โหมดเจนเนอเรเตอร์ : $i_{DC} = 3$ A ที่ความเร็ว 500 รอบ

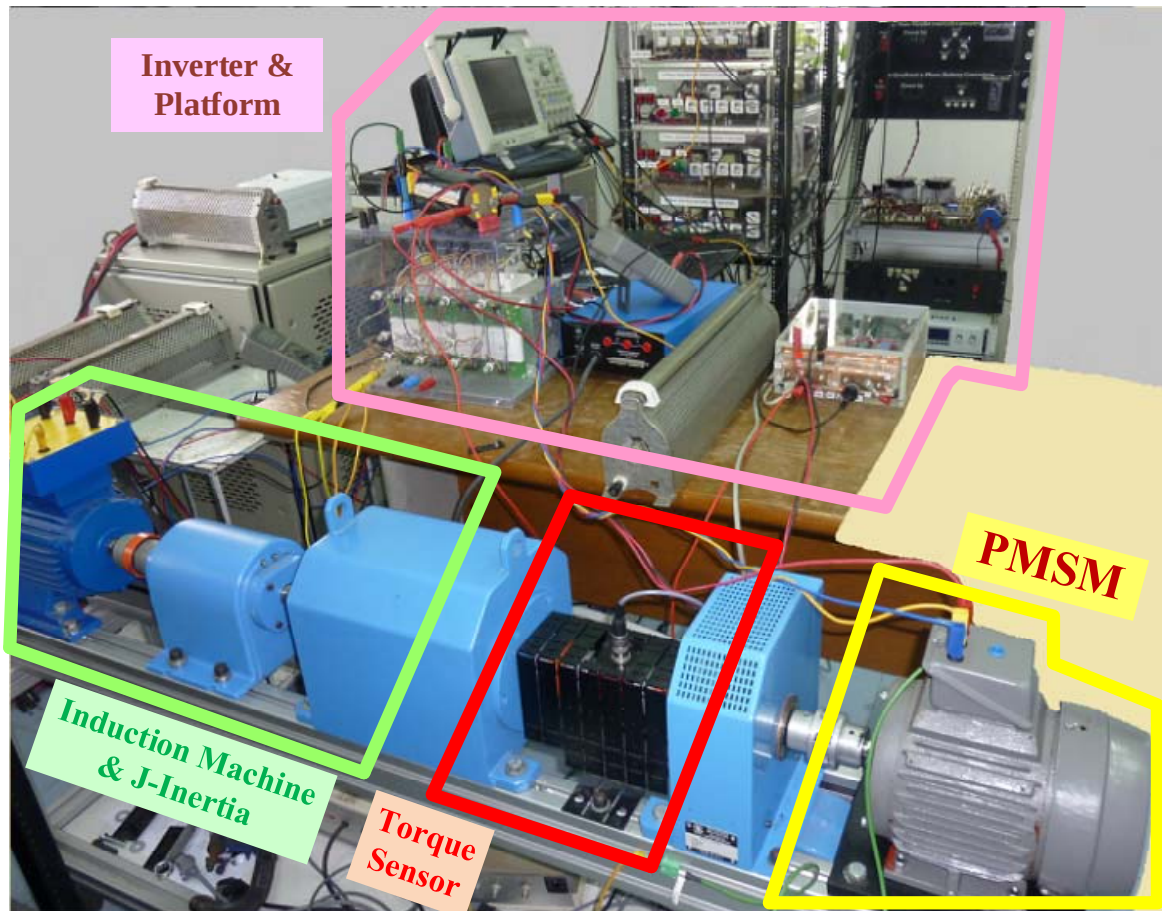


รูปที่ 27. โหมดเจนเนอเรเตอร์ : $i_{DC} = 4 \text{ A}$ ที่ความเร็ว 500 รอบ

4.4.2 โหมดมอเตอร์

4.4.2.1 การควบคุมแบบวงเปิด (V/f)

มอเตอร์ซึ่งโครนิสชนิดแม่เหล็กถาวรถูกต่อเข้ากับระบบเบรก เซนเซอร์แรงบิด โมเมนต์ความเฉื่อย อุปกรณ์ตรวจวัดความเร็วรอบและมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งมอเตอร์ซึ่งโครนิสชนิดแม่เหล็กถาวรนี้จะทำงานในโหมดมอเตอร์และถูกขับด้วยอินเวอร์เตอร์ 3-เฟส และอาศัยการควบคุมแบบวงเปิดซึ่งทดสอบแรงดันต่อความถี่ (V/f) โมเมนต์ความเฉื่อยจะถูกวัดที่แกนเพลลาและใช้พารามิเตอร์บางตัวเท่านั้นมาทำการวิเคราะห์ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ประมาณ 130 โวลต์ และความถี่อ้างอิงจะถูกกำหนดผ่านทางแพลตฟอร์มการควบคุมด้วย dSPACE ดังรูปที่ 28

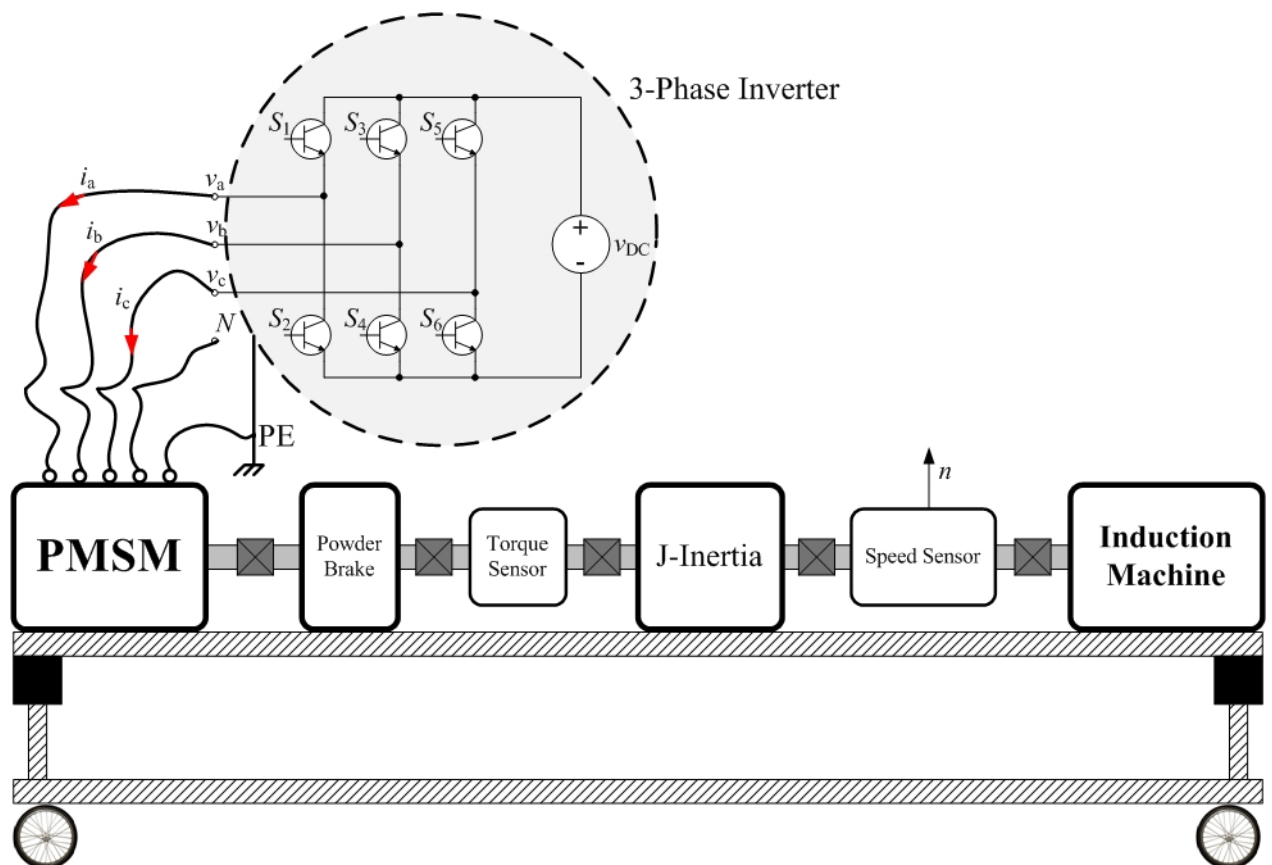


รูปที่ 28. แท่นทดสอบที่ใช้งานจริง

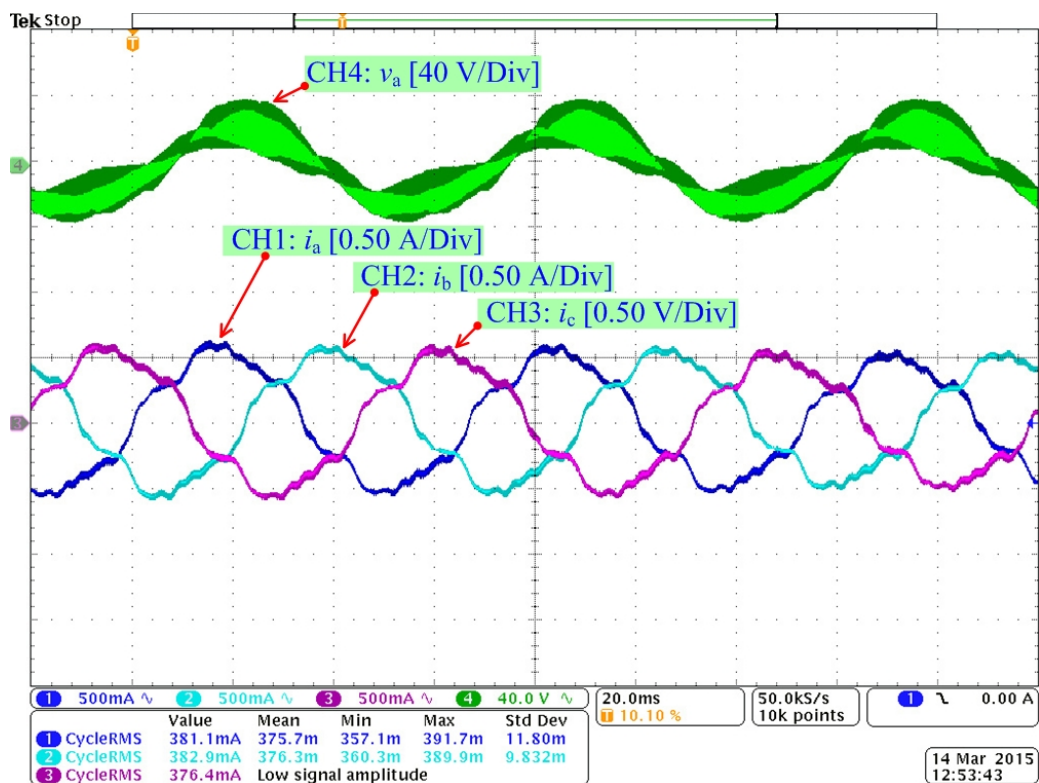
ความถี่ของการสวิตช์ถูกกำหนดเป็นแบบ PWM ซึ่งในการทดสอบกำหนดให้ $f_s = 10 \text{ kHz}$ และความถี่ในการอ้างอิง f_o มีค่า 15 Hz, 25 Hz และ 40 Hz ตามลำดับ ดังรูปที่ 30-32 การวัดสัญญาณที่ปรากฏบนออสซิลโลสโคปมีดังนี้

- CH1: phase voltage v_a
- CH2: phase current i_a
- CH3: phase current i_b
- CH4: phase current i_c

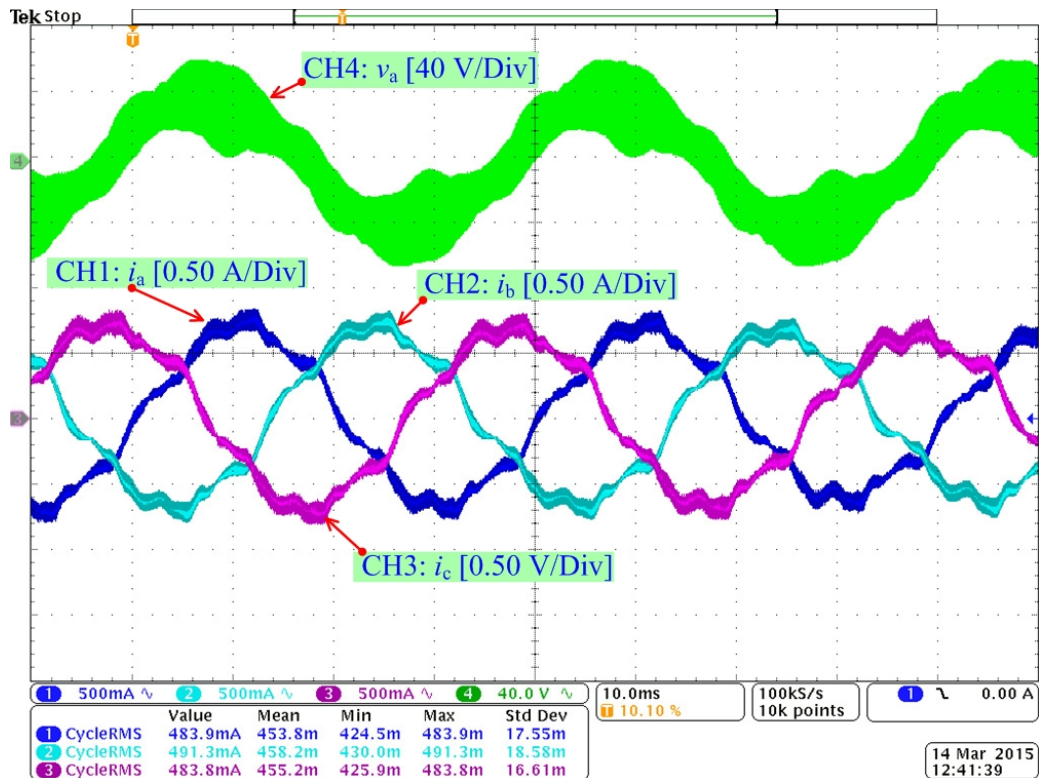
การทดสอบโดยการเปลี่ยนความถี่ในการสวิตช์แบบ PWM : $f_s = 20 \text{ kHz}$ แสดงดังรูปที่ 33-35 ซึ่งใช้ความถี่อ้างอิง ; f_o มีค่า 15 Hz, 25 Hz และ 40 Hz



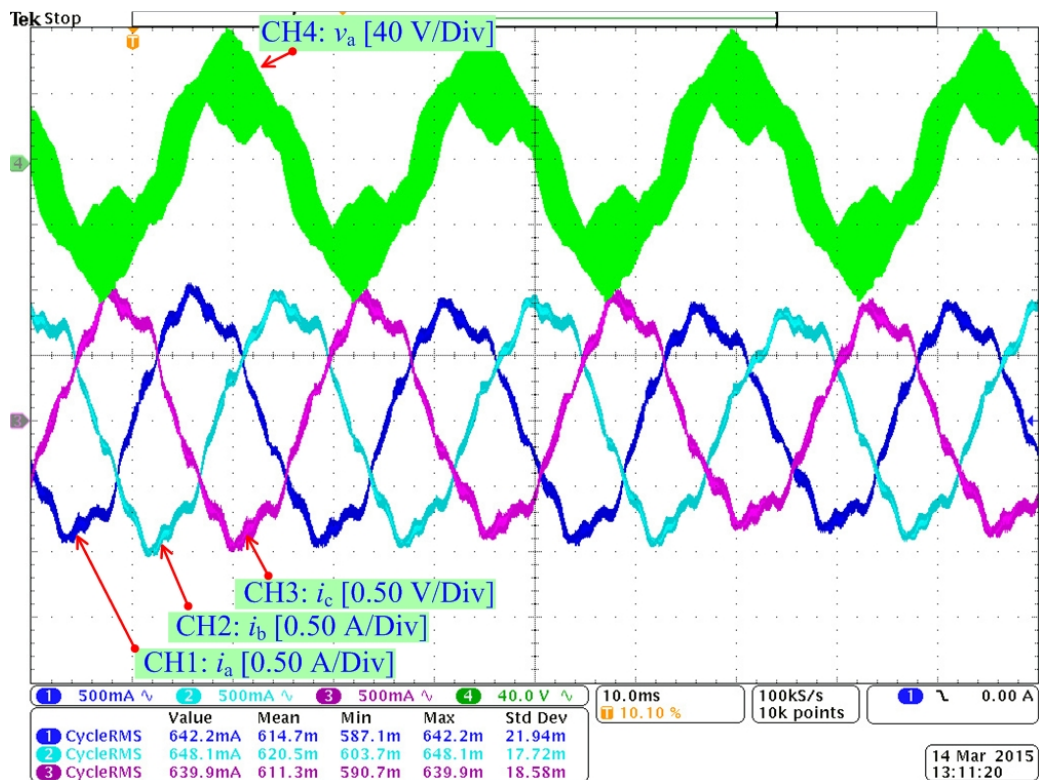
รูปที่ 29. แผนผังทดสอบ : โหมดมอเตอร์ โดยใช้อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสเป็นแหล่งจ่ายไฟ



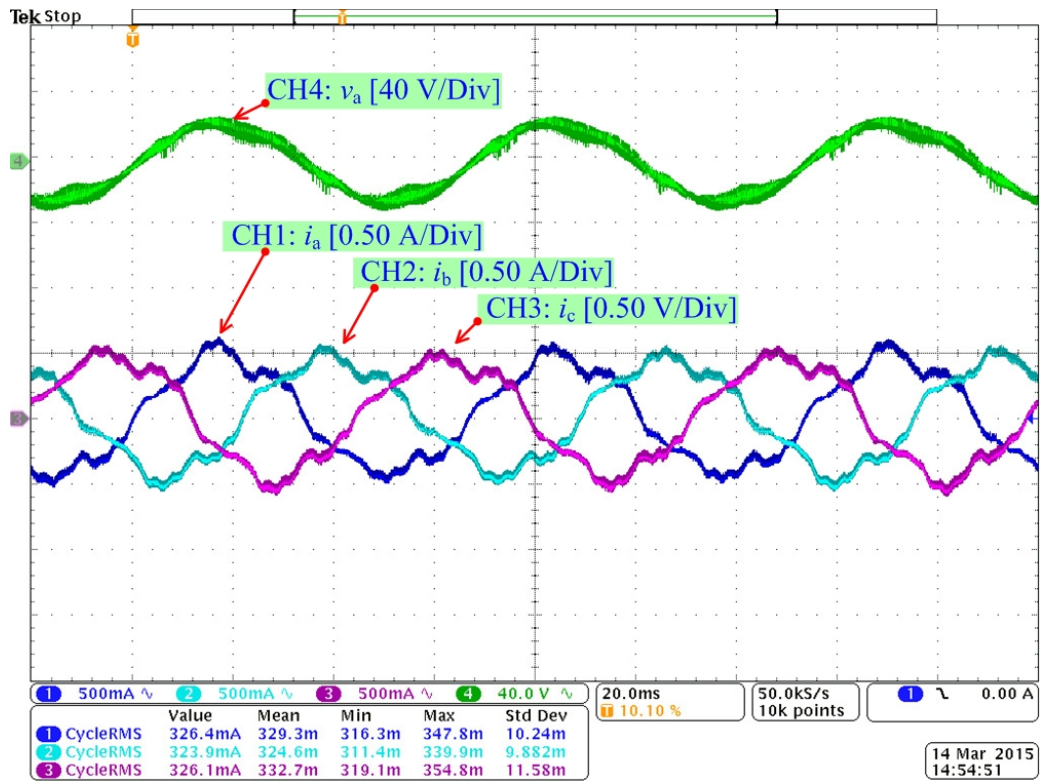
รูปที่ 30. โหมดมอเตอร์ : $f_s = 10 \text{ kHz}$, $f_o = 15 \text{ Hz}$ และทดสอบที่ความเร็ว 150 รอบ



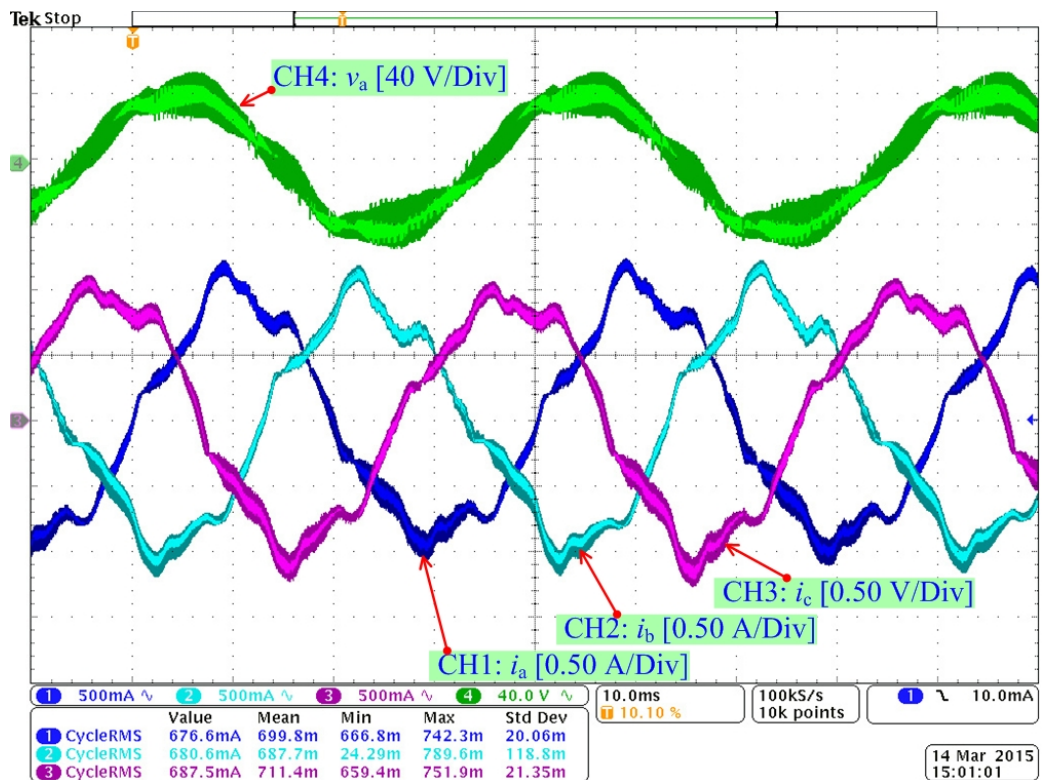
รูปที่ 31. โหมดมอเตอร์ : $f_s = 10 \text{ kHz}$, $f_o = 25 \text{ Hz}$ และทดสอบที่ความเร็ว 250 รอบ



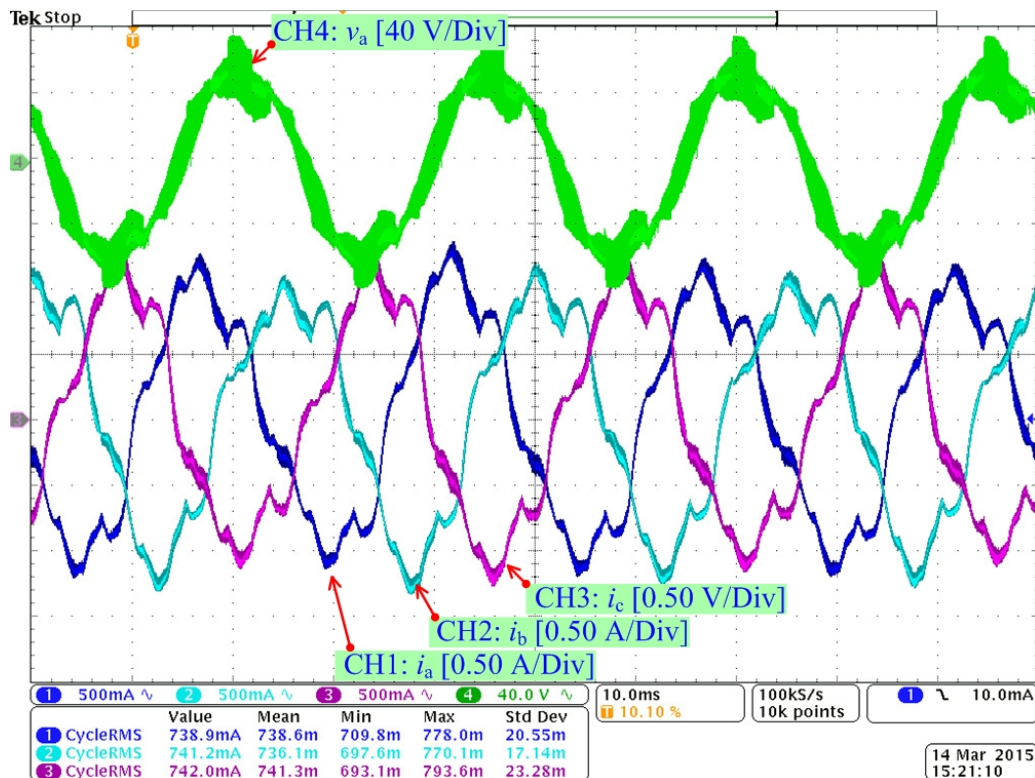
รูปที่ 32. โหมดมอเตอร์ : $f_s = 10 \text{ kHz}$, $f_o = 40 \text{ Hz}$ และทดสอบที่ความเร็ว 400 รอบ



รูปที่ 33. โหมดมอเตอร์ : $f_s = 20 \text{ kHz}$, $f_o = 15 \text{ Hz}$ และทดสอบที่ความเร็ว 150 รอบ



รูปที่ 34. โหมดมอเตอร์ : $f_s = 20 \text{ kHz}$, $f_o = 25 \text{ Hz}$ และทดสอบที่ความเร็ว 250 รอบ



รูปที่ 35. โหมดมอเตอร์ : $f_s = 20 \text{ kHz}$, $f_o = 40 \text{ Hz}$ และทดสอบที่ความเร็ว 400 รอบ

4.5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

เมื่อพิจารณาจากผลการจำลอง การออกแบบและสร้าง การทดสอบต้นแบบของมอเตอร์ ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบฟัดจ์ในระดับห้องปฏิบัติการ เพื่อยืนยันแนวความคิดการดำเนินการ จัดทำวิจัยสามารถสรุปเป็นผลลัพธ์ที่ได้รับซึ่งมีประเด็นสำคัญดังต่อไปนี้

1. ดำเนินการโครงการตามวัตถุประสงค์และขอบเขตการดำเนินงานวิจัย ตรวจสอบได้จากผลการจำลองและทดสอบ
2. สามารถทดสอบการทำงานของระบบต้นแบบด้วยวิธีการจำลอง การออกแบบ การสร้าง และทดสอบจากต้นแบบจริง รวมถึงสามารถเก็บผลการทดลองสำหรับเผยแพร่ผลงานตีพิมพ์ลงในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ (**IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS 2015**) เพื่อปิดโครงการได้ทันตามระยะเวลาที่กำหนดตามสัญญาภายในระยะเวลา 2 ปี (**3 มิถุนายน 2556 ถึง 2 มิถุนายน 2558**)
3. สามารถนำประเด็นที่ได้จากโครงการนำไปเผยแพร่งานวิจัยในการประชุมวิชาการระดับชาติ และระดับนานาชาติได้
4. ได้รับองค์ความรู้และประสบการณ์ในการบริหารโครงการด้วยตนเองหลังจากจบการศึกษา ระดับปริญญาเอก หากมีปัญหาหรือประเด็นข้อสงสัยก็ปรึกษานักวิจัยที่ปรึกษา หรือผู้เชี่ยวชาญในด้านนั้นๆ

4.6 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

สำหรับการดำเนินงานวิจัยในโครงการนี้ มีข้อเสนอแนะการดำเนินงานวิจัยในอนาคตดังต่อไปนี้

1. ศึกษาวิธีการออกแบบระบบการควบคุมแบบวงปิด เพื่อให้ระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรมีประสิทธิภาพยิ่งมากขึ้น
2. ศึกษาและออกแบบโครงสร้างของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานในด้านอื่นๆ เพื่อการประหยัดพลังงาน เช่น มอเตอร์กังหันลมในการผลิตไฟฟ้า มอเตอร์ขับเคลื่อนในระบบการขนส่ง เป็นต้น

Output จากโครงการวิจัยที่ได้รับทุนจาก สกว.

1. ผลงานตีพิมพ์ในวารสารวิชาการนานาชาติ

Sisuda Chaithongsuk, Nouredine Takorabet and Sangkla Kreuawan,
“Reduction of Eddy-Current Losses in Fractional-Slot Concentrated-Winding
Synchronous PM Motors,” IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, March
2015, Vol. 51, No. 3, pp. 8102204(1-4).

ภาคผนวก

บทความที่ตีพิมพ์ในวารสารทางวิชาการระดับนานาชาติ

Reduction of Eddy-Current Losses in Fractional-Slot Concentrated-Winding Synchronous PM Motors

Sisuda Chaithongsuk¹, Nouredine Takorabet², and Sangkla Kreuawan³

¹Rajamangala University of Technology Suvarnabhumi, Nonthaburi 11000, Thailand

²Groupe de Recherche en Électrotechnique et Électronique de Nancy, Université de Lorraine, Nancy 54516, France

³Machine and Drive Design Laboratory, National Electronics and Computer Technology Center, Advanced Automation Electronics Research Unit, Pathum Thani 12120, Thailand

This paper focuses on the reduction of eddy-current losses in fractional-slot inset permanent magnet motors. The flux paths of the armature reaction is modified based on pulsewidth modulation technique. Undesirable harmonic contents of the air-gap flux density can be reduced. This improves back electromotive force waveform quality and reduces the amplitude of eddy currents in the solid rotor and magnets. Rotor losses are strongly reduced by this technique.

Index Terms—Eddy-current losses, fractional-slot winding, permanent magnet (PM) motor.

I. INTRODUCTION

FRACTIONAL-SLOT permanent magnet (PM) motors are characterized by high quality of the back electromotive forces (EMFs) waveforms with the use of some slot-pole number combinations. They can provide many opportunities in different applications [1], [2]. Torque pulsation can be reduced by designing stator slot shape, skewing stator, or magnets, which has also an impact on cogging torque. Another way consists in reducing back EMF harmonics by modifying flux path. These machines have the drawback of a high level of eddy currents in the rotor, which may have three origins:

- 1) the high-frequency losses due to the carrier harmonics of the stator current;
- 2) the slotting losses in the PMs due to the permeance variation even if the stator slots are currentless;
- 3) the armature reaction due to the current magnetomotive force (MMF) harmonics.

The level of the losses depends on the topology of the machine and quality of inverter [3], [4]. In general, the surface mounted PMs are subject to high level of losses if they are not protected by a conducting ring. Unlike, the inset PMs are protected by the rotor lamination and level of the losses is generally low. For economic reasons, the rotor can be made of solid iron so eddy currents are free to flow in the rotor and the losses are increased. In this case, the temperature of the rotor may increase and the magnets can be warmed by thermal conduction of the losses. Therefore, it is necessary to reduce the losses in the rotor even if the eddy currents are located in the solid iron. In such situation, the rotor losses are mainly due to the armature reaction, especially the low-order harmonics of the electromagnetic field due to the stator currents. For surface PM motors, high-frequency harmonics are filtered by the air gap and/or by a conducting ring for surface PM motors. Many papers have been published to compute such losses through different means [5], [6].

Manuscript received May 25, 2014; accepted September 10, 2014. Date of current version April 22, 2015. Corresponding author: N. Takorabet (e-mail: noureddine.takorabet@ensem.inpl-nancy.fr).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TMAG.2014.2359057

This paper deals with the reduction of low-order harmonics of the armature field by changing the shape of the rotor surface. The reduction of rotor losses in PM motors has been a wide field of investigations during these last decades [7]. The use of pulsewidth modulation (PWM) technique presented in [8] allows reducing some harmonics of the air-gap permeance. In this case, some undesirable harmonics of the armature field are strongly reduced. The grooving of the rotor surface creates current barriers for the eddy currents on the rotor surface. The optimization of the number of the grooves and their positions is essential to reduce the eddy current without changing the output performances (EMF and torque). These points are examined and discussed in this paper.

II. MODELING OF THE ROTOR LOSSES

The case of sinusoidal currents is considered in this paper. The stator currents can be modeled by an equivalent current sheet $J_s(\theta, t)$ on the inner surface of the stator. The current sheet is expressed in terms of space harmonics depending on the winding arrangement

$$J_s(\theta, t) = \frac{\sqrt{2}NI}{\pi R} \operatorname{Re} \sum_h K_{wh} \exp(i\omega t - hp\theta) \quad (1)$$

where ω is the stator current frequency, N is the number of turns, and K_{wh} denotes the winding factors for the h th harmonic that can be calculated by classical formula established many decades ago [9]. Many new contributions have been presented for the calculation and the comparison of the winding factors for many topologies, including different effects [10].

It is well known that the harmonics of the armature reaction create traveling waves (forward and backward), which are the source of eddy currents in the rotor of synchronous machines. Fractional-slot PM machines have the drawback that the amplitude of this harmonics is too high compared with overlapping sinusoidal windings. This is well quantified by the winding factors. For three-phase machines, the harmonics of rank $(6k \pm 1)$ are the sources of eddy current of frequency $(6k\omega)$.

The eddy currents flow on rotor surface and penetrate through the rotor according to the skin depth, which depends on the frequency and material properties. The modification of

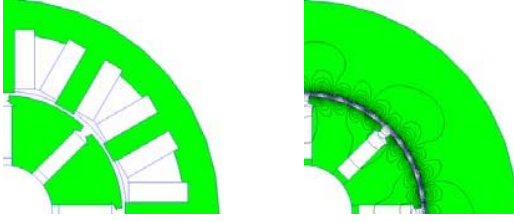


Fig. 1. Principle of equivalence between Ampere-turns and equivalent current density sheet.

the topology of the surface can be a good solution to create current barriers for these eddy currents.

The modeling of eddy currents in the rotor can be performed by time stepping FEM considering saturation, exact current waveforms, and machine topology. This method is CPU time consuming and needs a large space memory. In addition, it cannot separate the different contributions of the winding harmonics to the rotor losses. The losses are calculated in a global way.

The use time harmonic FEM (THFEM) models is useful to save CPU time and separate the physical phenomena. The superposition principle can be applied for this purpose. The global saturation can be considered by modifying the permeability of the ferromagnetic parts so that the saturation level is equivalent to the real operation of the machine.

Assuming all these considerations, the model can be based on the superposition of the different harmonics of the equivalent current sheet on the inner surface of the stator, as shown in Fig. 1.

For each considered space harmonic of rank h , the following problem can be solved by THFEM:

$$\nabla^2 A_h = 0 \quad \text{in the stator \& air-gap} \quad (2)$$

$$\nabla \cdot \nu \nabla A_h = j \sigma \omega (h-1) A_h \quad \text{in the rotor} \quad (3)$$

$$J(R_s, \theta) = \sqrt{2} \frac{NI}{\pi R_s} K_{wh} \exp(hp\theta) \quad \text{on } \Gamma \quad (4)$$

where A_h is the complex representation of the h th space harmonic of the magnetic vector potential. ν, σ are the magnetic reluctivity and the electric conductivity. In this problem, the harmonic rank h is considered with its algebraic value of the form $1 \pm 6k$ so that the nature of the traveling wave (backward and forward) are considered. The considered harmonics are limited to the first six undesirable harmonics of rank $(-5, 7, -11, 13, -17, \text{ and } 19)$ and their corresponding frequencies are of the form $6k\omega$, $k = 1, 2, \text{ and } 3$. The higher order harmonics are strongly filtered by the air gap and their contribution is assumed to be too weak. On the other hand, the technique proposed for the reduction of eddy-current losses does not affect them. This will be discussed in Section IV dealing with the results.

The computation of the eddy current in 2-D model has to take care that the go and return currents are in the same massive region. The grooves and PMs are creating isolated region, where the constraint $\nabla \cdot J = 0$ has to be verified in the FEM model. Therefore

$$\nabla \cdot J = 0 \quad \text{soit} \quad \int \int_{\text{magnet}} j_z(x, y) dx dy = 0. \quad (5)$$

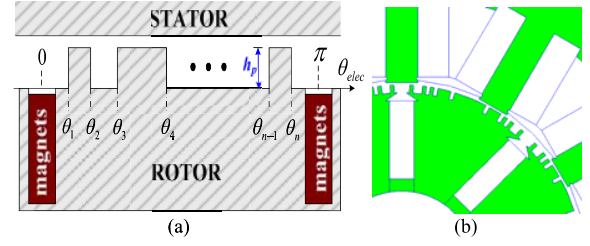


Fig. 2. Principle of grooved rotor with inset PMs. (a) Idealized shape. (b) Real shape.

The eddy-current losses are calculated using classical Ohm's law

$$P_{\text{eddy}} = \iint \sigma^{-1} J_z^2(x, y) dx dy. \quad (6)$$

III. REDUCTION OF THE ROTOR LOSSES BY MEAN OF PWM DESIGN TECHNIQUE

The harmonics amplitudes of the equivalent current sheet are the source of the harmonics of the air-gap flux density. They depend on the winding factors and rotor pole number. However, the harmonics of magnetic flux density in the air gap depend also on the air-gap topology that they cross. So, the air-gap permeance is an important parameter to be considered for the reduction of rotor eddy currents. The topology of the air gap can be modified so that the permeance of the fundamental is unchanged and the permeance of the high-order harmonics is strongly reduced. Thus, the fundamental (first harmonic) of the flux density can cross the air gap easily, whereas the other harmonics are filtered. The main effect of such situation is the reduction of the flux and EMF harmonics. This principle has been used in [8] for the reduction of EMF harmonics and torque ripples of different topologies of PM machines. In the case of fractional-slot inset PM motor with solid iron rotors, this principle can have a great effect on the eddy currents due to the armature reaction.

Consider an idealized representation of the one pole of the rotor Fig. 2(a). The surface of the solid rotor is grooved with a given number of groove over one period. These grooves are characterized by the angles $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_n$, and the thickness h_p . An example of the real shape of the rotor is given in Fig. 2(b). The positions and sizes of these grooves can be optimized so that a given set of harmonics can be strongly reduced. This can be represented by the reduction of the corresponding permeances. For a given space harmonic, the permeance can be calculated by

$$P_h = \mu_0 \int_{2\pi/h} \frac{ds}{g(\theta)} \quad (7)$$

where $ds = L_z R d\theta$ is the surface element of integration depending on the stack length L_z and the radius R of the rotor. $g(\theta)$ is the air-gap length, which depends on the position of the grooves and their thickness. It can be idealized with the following formulation:

$$g(\theta) = \begin{cases} g + h_p & \text{in the groove} \\ g & \text{elsewhere.} \end{cases} \quad (8)$$

TABLE I
PARAMETERS OF STUDIED INTERIOR PM MOTOR

Parameter	Symbol	Value and unit
Output Power	P	5 kW
Rms phase current	I_m	8 A
Rms phase voltage	V_m	230 V
Frequency	f	50 Hz
Stack length	L_u	200 mm
External Diameter of the stator	D_{ext}	160 mm

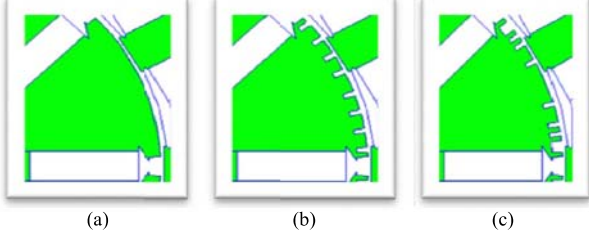


Fig. 3. Shape of different topologies of the rotor. (a) Smooth. (b) Equidistant. (c) PWM.

The permeance P_h corresponding to a given harmonic can be expressed as a function of the angles $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_n$, which are gathered in the variable x

$$x = [\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_n]^T. \quad (9)$$

For three-phase machines, PWM technique presented in [8] can be used to reduce the permeance of the high-order harmonics of rank $6k \pm 1$ with the constraint that the permeance P_1 corresponding to the fundamental is slightly constant. This obtained air-gap topology operates, such as a filter, for the armature field in the air gap. The problem can be written in the following form:

$$F(x) = \sum_{k=1}^{K_{\max}} P_{6k \pm 1}^2(x) \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \min_{x \in R^n} F(x) \\ \text{s.t. } g(x) = P_1(x) - P_0 = 0 \end{aligned} \quad (11)$$

where P_0 is the required value of the permeance for the fundamental. The angles θ_i are defined between 0 and π . Therefore, an additional constraint should be added to the optimization problem as follows:

$$0 < \theta_1 < \theta_2 < \theta_3 < \dots < \theta_{n-1} < \theta_n < \pi. \quad (12)$$

Then, the main problem consists to find the angles $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_n$, which minimize the function $F(x)$ subject to the different constraints. For this purpose, any optimization method can be applied. The function *fmincon* of MATLAB optimization tool box can be used as well as any other optimization software. By this way, the shape of the rotor surface can be designed to eliminate a set of space harmonics of the air-gap MMF.

IV. APPLICATION TO FRACTIONAL-SLOT INSET PM MOTOR

The case of a 12-slot, 8-pole interior PM motor is considered. The other parameters of the motor are given in Table I. The surface of the rotor can be smooth [Fig. 3(a)] or grooved with equal and equidistant grooves [Fig. 3(b)] or

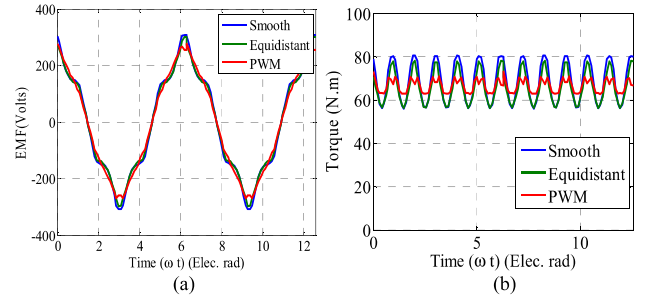


Fig. 4. Steady state performances of the three topologies. (a) Back EMF. (b) Torque.

using PWM technique presented above [Fig. 3(a)]. The shape given in Fig. 3(b) is obtained by performing eight equidistant grooves on each pole surface of equal width of five electrical degrees. The shape given in Fig. 3(c) is calculated by solving the problem (9)–(11) with only fifth and seventh harmonics of flux density to be reduced ($h = -5$ and $h = 7$). Different other shapes can be obtained according to the set of undesirable harmonics included in the optimization problem. The stator is supposed to be supplied by an inverter vector controlled, providing sine wave currents in the q -direction.

A. Steady-State Performances Calculation

The back EMFs of such machine contains some harmonics due to the rotor topology. It is easy to reduce this content by means of some structural design. The use of PWM technique grooves on the surface rotor allows reducing a given set of harmonics and consequently the torque ripples. Fig. 3 shows the back EMF and torque waveforms obtained by the three rotor topologies. It can be clearly seen that the PWM rotor allows reducing the sixth harmonic of the torque waveform.

B. Analysis of the Rotor Eddy Current and Losses

The stator equivalent current sheet on the stator inner surface is of the form given in (1). The corresponding winding factors are calculated by analytical formula. The calculation of eddy currents in the rotor due to the armature reaction is performed for each space harmonic separately. Therefore, (2)–(4) is solved for the set of harmonics ($h = -5, 7, -11, 13, -17, 19$) and eddy-current losses are computed by (6). Finally, the whole losses are calculated for the three topologies.

Special care is taken with the mesh size on the top of the rotor, taking into consideration the decrease of the skin depth due the increase of the frequency. On the other hand, to consider the presence of the grooves, the principle of conservation of the current density given by (5) is applied to the top side of the rotor (teeth). As an illustration, the amplitude of eddy-current density is shown in Fig. 4 for three rotors. It can be seen that the level of eddy current is strongly reduced with both equidistant and PWM grooving of the rotor surface. The grooves cut the path of the eddy currents operating as a current barrier. The path Γ passing on the top of the rotor over one mechanical period is considered [Fig. 5(a)].

The eddy-current function $J(\theta)$ along this path is plotted in terms of real-imaginary parts and amplitude. As an example, Fig. 6 shows the eddy-current distribution on Γ due to the fifth harmonic of the armature reaction. In the case of the smooth rotor, the eddy currents are free to flow through the rotor surface of each pole with the corresponding skin depth [Fig. 5(a)].

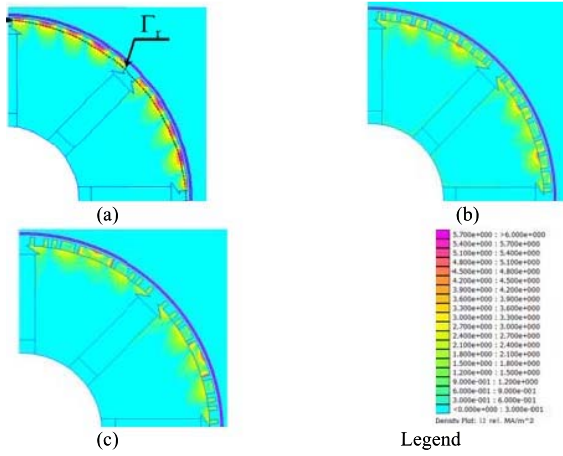


Fig. 5. Shape of eddy-current isolavues in the rotor due to the fifth harmonic. (a) Smooth. (b) Equidistant. (c) PWM.

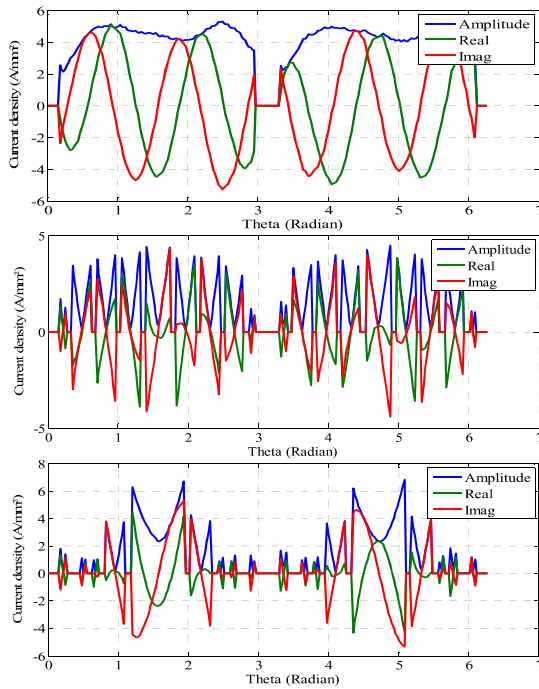


Fig. 6. Current density waveforms over one period along the path Γ .

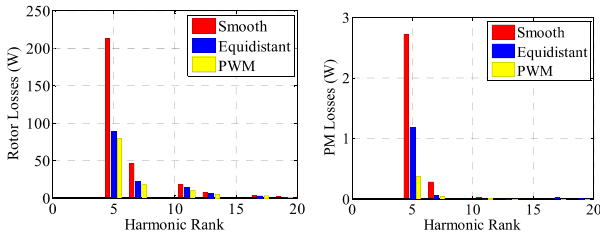


Fig. 7. Eddy-current losses due to the armature reaction harmonics.

The grooves on the rotor surface are equivalent to current barriers to the eddy currents if the distance between two adjacent grooves is smaller than the pole pitch of a given harmonic. It is clearly seen in Fig. 5(b) and (c) that the current density waveforms are strongly disturbed by this grooving. Fig. 7 shows the losses in the PM and rotor for each considered harmonic. The relative reduction of the eddy-current losses is significant for fifth and seventh harmonics. The relative

reduction of the eddy-current losses is less significant for high-order harmonics. Fortunately, these losses are too weak. Consequently, the whole rotor losses on the rotor surface are reduced. On the other hand, the space harmonics of the flux density in the air gap is reduced and the top side of the magnets are protected by this technique against these harmonics. The eddy-current losses in PMs are also strongly reduced even if they are too weak compared with the losses in the solid rotor.

V. CONCLUSION

The rotor losses in fractional-slot PM motors are investigated and modeled using harmonic analysis of the equivalent current density sheet of the stator currents. A method based on PWM grooving of the rotor surface is applied to reduce the rotor losses. In general, the inset PMs are protected by the rotor against the armature reaction and the losses are located mainly in the solid rotor. This situation does not mean that the PMs are protected without rotor grooving or any other technique. The losses in the rotor increase the temperature of both rotor and PMs by thermal conduction. Therefore, it is necessary to keep the total losses in the rotor as weak as possible to prevent the magnets demagnetization of the magnets.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported in part by the Commission on Higher Education, in part by the Thailand Research Fund under Grant TRG5680067, in part by the Rajamangala University of Technology Suvarnabhumi, Nonthaburi, Thailand, in part by the Faculty of Engineering and Architecture, Bangkok, Thailand, and in part by the Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy, University of Lorraine, Nancy, France.

REFERENCES

- [1] A. M. El-Refai, "Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: Opportunities and challenges," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 107–121, Jan. 2010.
- [2] J. Wang, V. I. Patel, and W. Wang, "Fractional-slot permanent magnet brushless machines with low space harmonic contents," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 1, Jan. 2014, Art. ID 8200209.
- [3] A. A. Qazalbash, S. M. Sharkh, N. T. Irenji, R. G. Wills, and M. A. Abusara, "Rotor eddy current power loss in permanent magnet synchronous generators feeding uncontrolled rectifier loads," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 6, Jun. 2014, Art. ID 8201409.
- [4] K. Yamazaki, Y. Fukushima, and M. Sato, "Loss analysis of permanent-magnet motors with concentrated windings—Variation of magnet eddy-current loss due to stator and rotor shapes," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 4, pp. 1334–1342, Jul./Aug. 2009.
- [5] A. Belahcen and A. Arkkio, "Permanent magnets models and losses in 2D FEM simulation of electrical machines," in *Proc. 19th Int. Conf. Elect. Mach. (ICEM)*, Rome, Italy, Sep. 2010, pp. 1–6.
- [6] P. Arumugam, T. Hamiti, and C. Gerada, "Estimation of eddy current loss in semi-closed slot vertical conductor permanent magnet synchronous machines considering eddy current reaction effect," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 10, pp. 5326–5335, Oct. 2013.
- [7] A. Cavagnino, A. Miotto, A. Tenconi, and S. Vaschetto, "Eddy current losses reduction in fractional slot concentrated winding PM generators for more electric engine application," in *Proc. Int. Conf. Clean Elect. Power (ICCEP)*, Jun. 2011, pp. 357–363.
- [8] S. Chaithongsuk, N. Takorabet, and F. Meibody-Tabar, "On the use of pulse width modulation method for the elimination of flux density harmonics in the air-gap of surface PM motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 3, pp. 1736–1739, Mar. 2009.
- [9] M. M. Liwischitz, "Distribution factors and pitch factors of the harmonics of a fractional-slot winding," *Trans. Amer. Inst. Elect. Eng.*, vol. 62, no. 10, pp. 664–666, Oct. 1943.
- [10] A. O. Di Tommaso, F. Genduso, and R. Miceli, "A software for the evaluation of winding factor harmonic distribution in high efficiency electrical motors and generators," in *Proc. 8th Int. Conf. Exhibit. Ecol. Veh. Renew. Energies (EVER)*, Mar. 2013, pp. 1–6.