



ใบรับรองวิทยานิพนธ์
บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า)

ปริญญ

วิศวกรรมไฟฟ้า

วิศวกรรมไฟฟ้า

สาขา

ภาควิชา

เรื่อง การควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน

Direct Torque Control of Brushless DC Motor

نامผู้วิจัย นายนิติ แก้ววรรณศรี

ได้พิจารณาเห็นชอบโดย

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

(รองศาสตราจารย์พีระยศ แสนโกชณ์, D.Sc.)

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

(อาจารย์สมบัติ รุจามุรักษ์, Ph.D.)

หัวหน้าภาควิชา

(รองศาสตราจารย์วิชัย สุระพัฒน์, วศ.ม.)

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์กัญจนา ชีระกุล, D.Agr.)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่ เดือน พ.ศ.

วิทยานิพนธ์

เรื่อง

การควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน

Direct Torque Control of Brushless DC Motor

โดย

นายนิติ แก้ววรรณศรี

เสนอ

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

เพื่อความสมบูรณ์แห่งปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า)

พ.ศ. 2555

ลิขสิทธิ์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

นิตี แก้ววรรณศรี 2555: การควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชา
วิศวกรรมไฟฟ้า อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก: รองศาสตราจารย์
พีระยศ แสนโกชณ์, D.Sc. 103 หน้า

ในปัจจุบันนี้มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านได้มีการนำไปประยุกต์ใช้ในงาน
อุตสาหกรรมการผลิตและยานยนต์ที่มีชื่อเสียง อย่างเช่นเครื่องยนต์ประเภทไฮบริดจ์ และจาก
การศึกษาพบว่าปัญหาสำคัญของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านคือ ปัญหาการกระเพื่อมของ
แรงบิดของมอเตอร์ ซึ่งเป็นปัญหาหลักที่มีผลกระทบต่ออุตสาหกรรมที่ต้องการควบคุมแรงบิดให้มี
ความราบเรียบและคงที่จนถึงสิ้นสุดกระบวนการผลิตนั้น ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำทฤษฎีการ
ควบคุมแรงบิดโดยตรงมาประยุกต์ใช้เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว ซึ่งการควบคุมแรงบิดโดยตรงเป็นการ
ควบคุมแบบเวกเตอร์ที่นิยมใช้กับมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำ เพื่อควบคุมให้ผลตอบสนองของมอเตอร์
เป็นไปตามสัญญาณอ้างอิงที่กำหนด โดยประสิทธิภาพของทฤษฎีการควบคุมแรงบิดโดยตรง แสดง
ได้จากผลการจำลอง ซึ่งชี้ให้เห็นว่าสามารถควบคุมการกระเพื่อมของแรงบิดให้อยู่ในระดับต่ำ และ
ใช้เวลากลับเข้าสู่ความเร็วอ้างอิงหลังจากที่ทำการใส่โหลดด้วยเวลาน้อยมาก

Niti Kaewwannasri 2012: Direct Torque Control of Brushless DC Motor. Master of Engineering (Electrical Engineering), Major Field: Electrical Engineering, Department of Electrical Engineering. Thesis Advisor: Associate Professor Peerayot Sanposh, D.Sc. 103 pages.

At the present, a brushless DC motors have been used in the manufacturing and well-known automotive applications such as hybrid engines. Main problem of the brushless DC motor is the torque ripple affecting the industry which has to control the smooth and stable torque until the end of the process. Therefore, this study has used direct torque control theory to address this problem. The direct torque control is used for vector control of induction motors. To control the response of the motor according to the reference signal. The performance of the direct torque control theory indicated in simulation results can control the brushless DC motor at a very low torque ripple and converge to the speed reference after take load with very little settling time.

Student's signature

Thesis Advisor's signature

กิตติกรรมประกาศ

ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.พีระยศ แสนโกชณ์ ประธานกรรมการที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำปรึกษาแนะนำและตรวจแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในงานวิจัยและนำไปแก้ปัญหาที่ประสบขณะทำการวิจัย พร้อมทั้งให้ความสนับสนุนช่วยเหลือในด้านอุปกรณ์และเครื่องมือสำหรับการทำวิจัยในครั้งนี้ให้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ขอกราบขอบพระคุณ ดร.มิตี รุจามุรักษ์ ที่ให้คำปรึกษาและสนับสนุนช่วยเหลือการทำวิจัยในครั้งนี้เป็นอย่างดี

ขอขอบคุณทุนสนับสนุนจากสำนักกองทุนสนับสนุนการวิจัย ที่สนับสนุนทุนอุดหนุนวิจัยเลขที่ IUG5280005 และสถาบันวิจัยและพัฒนาแห่งมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ (KURDI) ที่สนับสนุนทุนอุดหนุนวิจัยเลขที่ ว-ท(ค) 61.54

ขอกราบขอบพระคุณ ครูอาจารย์ทุกท่านที่ให้การอบรมสั่งสอนและถ่ายทอดวิชาความรู้ตลอดมา จนประสบความสำเร็จในชีวิตและการเรียนในวันนี้

ขอขอบคุณ คุณปริญญ์ ศรีธานี และเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในห้องปฏิบัติการ IMARC ที่ให้คำปรึกษาและช่วยในการแก้ปัญหาในระหว่างการทำวิจัยหลายครั้ง

ท้ายที่สุด ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา อย่างสูง ที่คอยให้การสนับสนุนและเป็นกำลังใจขณะที่กำลังศึกษาในระดับปริญญาโทจนประสบผลสำเร็จในการเล่าเรียน

นิตี แก้ววรรณศรี

เมษายน 2555

สารบัญ

หน้า

สารบัญ	(1)
สารบัญตาราง	(2)
สารบัญภาพ	(3)
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ	(6)
คำนำ	1
วัตถุประสงค์	2
การตรวจเอกสาร	3
อุปกรณ์และวิธีการ	28
อุปกรณ์	28
วิธีการ	28
ผลและวิจารณ์	44
ผล	44
วิจารณ์	63
สรุปและข้อเสนอแนะ	64
สรุป	64
ข้อเสนอแนะ	65
เอกสารและสิ่งอ้างอิง	66
ภาคผนวก	69
ภาคผนวก ก การออกแบบแผ่นวงจรอิเล็กทรอนิกส์	70
ภาคผนวก ข การคำนวณค่า k_α , k_β	81
ภาคผนวก ค รายละเอียดโปรแกรมที่สำคัญ	85
ภาคผนวก ง เอกสารที่ตีพิมพ์	96
ประวัติการศึกษา และการทำงาน	103

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1	วิธีจับมอเตอร์แบบตามเข็มนาฬิกา
2	วิธีจับมอเตอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา
3	เวกเตอร์แรงดัน 2 เฟสเพื่อเลือกการสวิตช์ของการควบคุมแรงบิดโดยตรง
4	เวกเตอร์แรงดัน 2 เฟสกับความสัมพันธ์ระหว่าง V_{an} , V_{bn} , V_{cn} กับ V_α , V_β
5	ประสิทธิภาพการควบคุมในแต่ละแบบ
6	การทดสอบความเร็วรอบวงรอบเปิด
7	แสดงตารางพารามิเตอร์มอเตอร์กระแสตรงไว้แปร่งถ่าน
ตารางผนวกที่	
ก1	มาตรฐานการออกแบบในประเทศ

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
1 โครงสร้างโรตอร์มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน	5
2 วงจรสมมูลของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน	7
3 การแปลงของคลาร์ก	14
4 เวกเตอร์ของฟลักซ์บนกรอบหุคหนึ่ง (แกน $\alpha\beta$)	16
5 การต่ออินเวอร์เตอร์กับมอเตอร์เมื่อพิจารณาแรงดัน V_{an} , V_{bn} และ V_{cn}	17
6 บล็อกไดอะแกรมที่ประกอบด้วย Proportional และ Integral	21
7 การตอบสนองของตัวควบคุมพีไอ	21
8 วงจรการออกแบบของการควบคุมแรงบิดโดยตรง	23
9 ระบบปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลอง	24
10 แสดงการควบคุมแรงบิดโดยตรงทำงานร่วมกับ MMARC	27
11 ลักษณะงานที่ทำในงานวิจัยโดยรวม	29
12 มอเตอร์ไร้แปรงถ่านที่ใช้ในการวิจัย	30
13 วงจรยกระดับแรงดัน DC 1.5V	31
14 ผลจากการยกระดับแรงดัน DC 1.5V	32
15 วงจรปรับค่าตามสัญญาณอนาล็อก	33
16 ภาศ่งสัญญาณขับเคลื่อน IPM ของชุดอินเวอร์เตอร์	34
17 วงจรอินเวอร์เตอร์แรงดันสามเฟส	35
18 IGBT เบอร์ HGTG20N60B3D_NL และ IPM ของ Mitsubishi PS21765 300V 20A	36
19 ลักษณะการต่อขับสัญญาณขับเคลื่อนของ IPM ของ Mitsubishi เบอร์ PS21765	36
20 บอร์ด DSP Texas Instruments TMS320F2808	38
21 ผังการทำงานของโปรแกรม	38
22 ผังการทำงานของโปรแกรมส่วนของการอินเตอร์รัปต์	39
23 การ Scale ค่าดิจิทัลของไมโครคอนโทรลเลอร์	40
24 ตัวควบคุมแบบฮีสเทอรีซิส	41
25 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมพีไอ	42

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
26 การสร้าง e_α, e_β เทียบกับ θ_e ที่ 1500 รอบต่อนาที	45
27 สเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกาขณะไม่มีโหลดและขณะใส่โหลด 3 N.m	46
28 สเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกาโดยแกนนอนเทียบกับเวลา	46
29 กระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง (i_{sa}, i_{sb}) ที่ควบคุมใช้แรงบิดอย่างเดียว	47
30 แรงดันสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง (V_{sa}, V_{sb}) ที่ควบคุมแรงบิดอย่างเดียว	47
31 การเปลี่ยนแปลงแรงบิดทันทีจาก 1.225 N.m ไปเป็น 2.525 N.m	48
32 แสดงการควบคุมแรงบิดโดยตรงทำงานร่วมกับตัวควบคุมพีไอ	49
33 ตัวควบคุมพีไอที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที ขณะใส่โหลดที่ 2.5 วินาที	49
34 แสดงการควบคุมแรงบิดโดยตรงทำงานกับ MMRAC	50
35 ตัวควบคุม Model Reference Adaptive Control ที่ความเร็วรอบต่ำ 200 รอบต่อนาที	50
36 การต่อมอเตอร์เพื่อทดสอบ	52
37 การทดสอบวงปิดวงความเร็ว	54
38 กราฟแสดงการติดตามสัญญาณอ้างอิงที่ความเร็วรอบ 2000 RPM	55
39 กราฟแสดงการติดตามสัญญาณอ้างอิงที่ความเร็วรอบ 800, 2000 และ 3000 RPM	55
40 กราฟแสดงการติดตามสัญญาณอ้างอิงแบบไซน์	56
41 การทดสอบวงปิดวงความเร็วกับกระแส	57
42 กราฟแสดงการติดตามสัญญาณอ้างอิงที่ความเร็วรอบ 1800 RPM	58
43 กราฟแสดงการติดตามสัญญาณอ้างอิงที่ความเร็วรอบ 1400, 2200 และ 3000 RPM	58
44 การทดสอบวงปิดวงความเร็วกับแรงบิด	59
45 กราฟแสดงการติดตามสัญญาณอ้างอิงที่ความเร็วรอบ 1300 RPM	60
46 กราฟแสดงการติดตามสัญญาณอ้างอิงซึ่งมีค่าต่ำสุดคือ 0 และค่าสูงสุดคือ 3000 RPM	60
47 โปรแกรม Hyper Terminal ขณะติดต่อกับไมโครคอนโทรลเลอร์	61
 ภาพผนวกที่	
ก1 วงจร Schematic Diagram วงจรขับเกาและวงจร Signal Conditioning	71

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพผนวกที่	หน้า
ก2 Schematic Diagram ของวงจร Power Supply และวงจรอื่นๆ	72
ก3 ลายวงจรและแผ่น PCB	73
ก4 วงจร Switching Power Supply +15V +5V +3.3V	74
ก5 วงจร Summing Non-inverting Amp	75
ก6 วงจร Incremental Encoder รองรับแบบ Differential และธรรมดา	75
ก7 วงจร Optocoupler กลับสัญญาณเฟสหรือแยกกราวด์ ในกรณีนี้ไม่แยก	76
ก8 วงจร IPM จะใช้การวัดกระแสด้วย R shunt และวัดแรงดันด้วยการ Divider	77
ก9 วงจรปรับค่าสัญญาณ Reference	77
ก10 ไอซีป้องกัน Transient Voltage Suppressor	78
ก11 วงจร Buffer PWM	78
ก12 วงจร Hall Effect Sensor	79
ก13 การต่อใช้งาน	80
ข1 แรงดันไฟฟ้าด้านกลับ (e) $ab-bc-ca$ frame line-to-line	82
ข2 แรงดันไฟฟ้าด้านกลับ(e_α)	84
ค1 โปรแกรมการแปลงคลาร์กแบบต่อเฟส	86
ค2 โปรแกรมสร้าง e_α, e_β โดย Embedded MATLAB Function	86
ค3 โปรแกรมสร้าง V_α, V_β โดย Embedded MATLAB Function	87
ค4 โปรแกรมการคำนวณ T_{em}	88
ค5 โปรแกรมการคำนวณ $\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$	88
ค6 โปรแกรมการคำนวณ θ_e	89
ค7 โปรแกรมการคำนวณ $ \varphi_s $	89
ค8 โปรแกรมการเปิดตารางในการขับเคลื่อน	90
ค9 โปรแกรมภาพรวมของการจำลองผ่าน MATLAB&Simulink	91

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

B	=	Viscous friction ของมอเตอร์
BLDCM	=	Brushless DC Motor
DSC	=	Digital Signal Controller
e	=	แรงดันไฟฟ้าต้านกลับ
EMI	=	คลื่นรบกวนจากแม่เหล็กไฟฟ้า
$f(\theta_e)$	=	ฟังก์ชันที่ขึ้นกับ θ_e
i	=	กระแสไฟฟ้า
J	=	Inertia ของมอเตอร์
K_e	=	Back EMF constant
L	=	ค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์
P	=	จำนวนขั้วของมอเตอร์
R_s	=	ความต้านทานต่อเฟสของมอเตอร์
RMI	=	คลื่นรบกวนจากสัญญาณวิทยุ
$T_{\alpha\beta\gamma/abc}$	=	ทรานฟอร์มฟังก์ชันที่ใช้ในการแปลงจาก abc ไป $\alpha\beta\gamma$
T_{em}	=	แรงบิดไฟฟ้า
V	=	แรงดันไฟฟ้า
X	=	ตัวแปรอิสระ
φ	=	ฟลักซ์ลึงค์เกจ
θ_e	=	ตำแหน่งทางไฟฟ้า
θ_m	=	ตำแหน่งทางกล
ω_e	=	ความเร็วทางไฟฟ้า
ω_m	=	ความเร็วทางกล

การควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน

Direct Torque Control of Brushless DC Motor

คำนำ

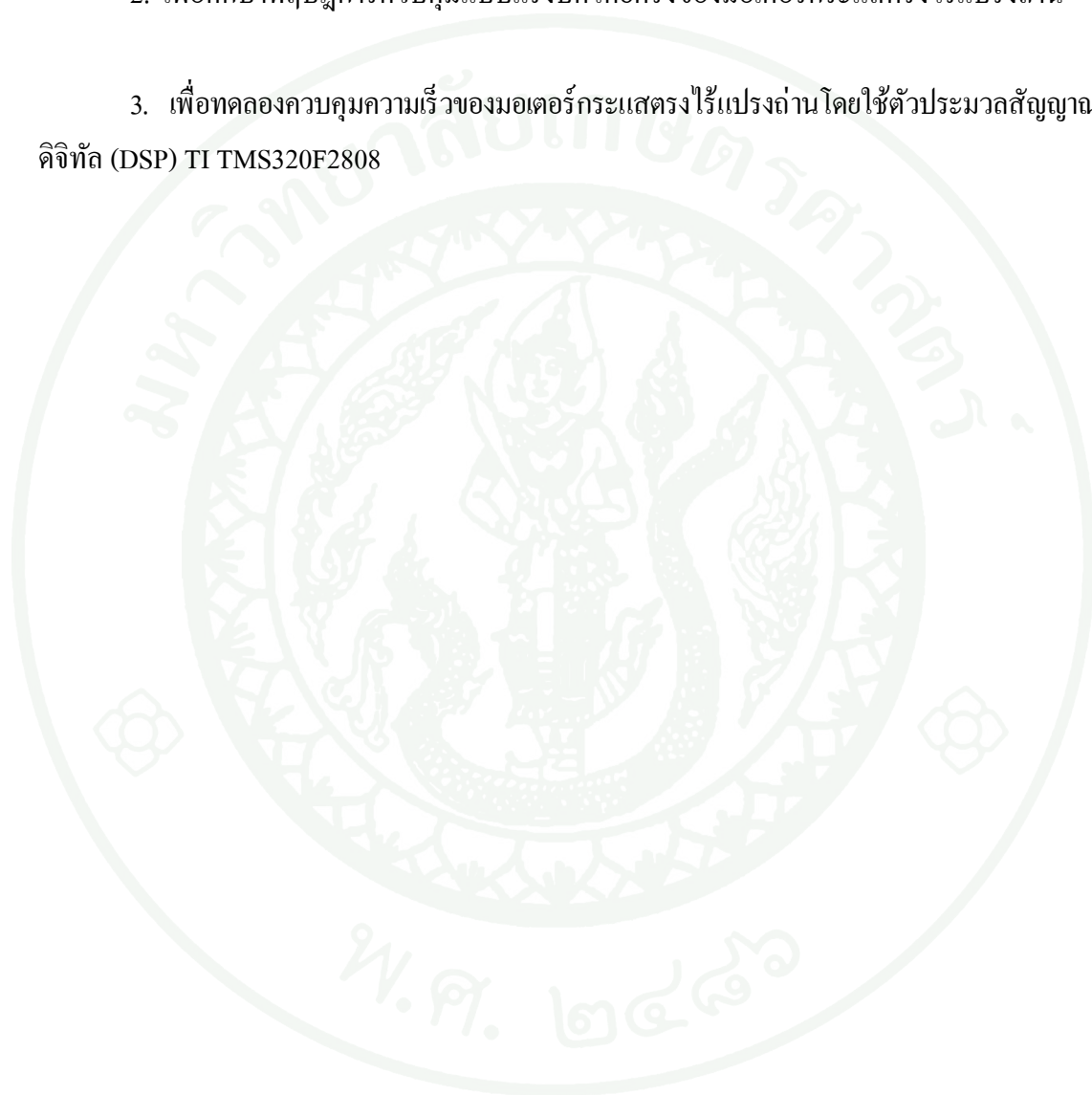
ในยี่สิบปีที่ผ่านมาหลาย ๆ ประเทศในเอเชีย เช่น ประเทศญี่ปุ่น ซึ่งถูกกดดันด้วยค่าพลังงานที่สูง ได้มีนำตัวควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสแบบแม่เหล็กถาวรมาใช้งานกับเครื่องใช้ไฟฟ้าที่ต้องการประหยัดพลังงาน เช่น เครื่องปรับอากาศและตู้เย็น ในทางตรงกันข้ามนั้นประเทศสหรัฐอเมริกาได้ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำกันมากกับเครื่องใช้ไฟฟ้า ซึ่งมีราคาถูก แต่มีประสิทธิภาพต่ำกว่าตัวควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสแบบแม่เหล็กถาวรอยู่ประมาณ 10 % ด้วยเหตุนี้ปัจจุบันการเพิ่มของราคาพลังงานเป็นการกระตุ้นให้ใช้ตัวควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสแบบแม่เหล็กถาวรมากยิ่งขึ้น และได้แพร่ขยายไปยังอุตสาหกรรมรถยนต์อย่างรวดเร็วบนฐานระบบ Hybrid Drives ซึ่งเป็นเหตุให้เกิดความต้องการอย่างจริงจังในตัวขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสแบบแม่เหล็กถาวรที่มีการเน้นเชิงคุณภาพ

มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านเป็นซิงโครนัสมอเตอร์แบบหนึ่ง (มอเตอร์กระแสสลับสามเฟส) ที่การทำงานคล้ายกับมอเตอร์กระแสตรงพิจารณาจากแบบจำลอง ซึ่งมีกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงบิด แรงดันและความเร็วรอบเป็นเชิงเส้น มีข้อดีมากกว่ามอเตอร์กระแสตรงแบบมีแปรงถ่านและ มอเตอร์แบบเหนี่ยวนำสามเฟส เช่น กราฟคุณลักษณะความเร็วต่อแรงบิด ผลตอบสนองเชิงพลวัตสูง ประสิทธิภาพและความน่าเชื่อถือสูง ระยะการใช้งานนาน (การสึกหรอจากแปรงถ่าน) การทำงานที่เงียบ ความเร็วรอบที่สูงกว่า และลดอิทธิพลจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) นอกจากนี้อัตราส่งกำลังเมื่อเทียบกับขนาดมอเตอร์มีค่าสูง มันเป็นประโยชน์ในงานที่จำกัดพื้นที่และน้ำหนัก โดยเฉพาะอย่างยิ่งในงานการบินและอวกาศ

งานวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาการควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน ซึ่งเป็นทฤษฎีที่นิยมใช้ในมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสามเฟสมาก่อน ก่อนที่จะมีการนำมาใช้กับซิงโครนัสมอเตอร์ และด้วยปัญหาการกระเพื่อมของแรงบิดในการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน การควบคุมดังกล่าวตอบสนองต่อโหลดได้รวดเร็ว

วัตถุประสงค์

1. เพื่อทำการทดสอบทฤษฎีและสร้างต้นแบบในการควบคุมมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน
2. เพื่อศึกษาทฤษฎีการควบคุมแบบแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน
3. เพื่อทดลองควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านโดยใช้ตัวประมวลสัญญาณดิจิทัล (DSP) TI TMS320F2808



การตรวจเอกสาร

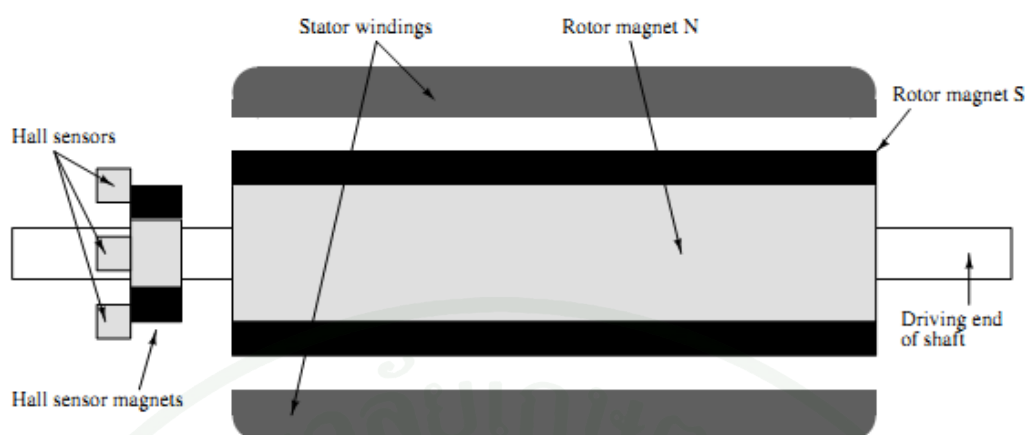
การควบคุมมอเตอร์กระแสตรงแบบไร้แปรงถ่านต้องอาศัยความรู้ความเข้าใจในโครงสร้างและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ (Gamazo-Real *et al.*, 2010) และเทคนิคการหาตำแหน่งในการสวิตช์ตัวสวิตช์ซึ่งกำลัง (Brown, 2002) แล้วยังต้องมีความรู้ความเข้าใจในระบบการแก้ตัวประกอบกำลัง (Ozturk *et al.*, 2007) ถึงจะไม่ได้มีความจำเป็นต้องใช้ แต่ถึงอย่างไรก็เป็นองค์ความรู้ที่ช่วยในการวิเคราะห์และแก้ปัญหาได้อย่างถูกต้องและตรงจุดมากขึ้น โดยทฤษฎีการควบคุมกระแสโดยตรงมีมาก่อนการควบคุมแรงบิดโดยตรง แต่เนื่องจากสมมุติฐานที่ว่า เมื่อควบคุมแรงบิดโดยตรงผลตอบสนองต่อแรงบิดโหลดที่ดีจะดีกว่าและแรงบิดกระแสเฟืองจะน้อยลง ซึ่งจะได้กล่าวต่อไป

ทฤษฎีการควบคุมแรงบิดโดยตรงถูกนำเสนอครั้งแรกในปี 1986 โดย Takashi และ Noguchi ซึ่งนำใช้ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ หลังจากนั้นในปี 1997 Zhong *et al.* ได้มีการนำเสนอการวิเคราะห์ควบคุมแรงบิดโดยตรงกับมอเตอร์เชิงโรนัสแบบแม่เหล็กถาวรและได้มีการนำเสนอการควบคุมแรงบิดโดยตรงที่ใช้กับมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน เพื่อใช้ลดแรงบิดกระแสเฟืองและเวลาในการตอบสนองต่อแรงบิดโหลดที่ดีขึ้นด้วย เมื่อเปรียบเทียบกับควบคุมกระแสด้วยวิธีการปรับความกว้างของคลื่นพัลส์แบบเก่า (Liu *et al.*, 2005) ซึ่งปริภูมิแวกเตอร์แรงดันในโหมดการนำกระแสแบบสองเฟสได้ถูกกำหนดขึ้นและสมการแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าบนกรอบหุคหนึ่งได้ถูกหาจากแบบจำลองของมอเตอร์เชิงโรนัสแบบแม่เหล็กถาวร ที่แรงดันไฟฟ้าด้านกลับที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ (BLDC และมอเตอร์อื่น ๆ) โดยกล่าวว่า ขนาดของแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าและขนาดของสเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจที่สามารถควบคุมได้พร้อมกัน ภายใต้โหมดการนำกระแสแบบ 2 เฟสและในช่วงเดียวกันนั้น (Ozturk and Toliyat, 2007) ได้เป็นนำโหมดการนำกระแสแบบ 2 เฟสและปรับเปลี่ยนสมการการควบคุมแรงบิดไฟฟ้าให้ง่ายขึ้น เพื่อลดปัญหาในการคำนวณซึ่งทำให้เกิดความผิดพลาดในการคำนวณได้ พร้อมกันนั้นยังแสดงให้เห็นอีกว่าในช่วงแรงบิดคงที่นั้นไม่สามารถที่จะควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าและฟลักซ์ไปได้พร้อมๆกันได้ และด้วยเหตุนี้จึงไม่มีความจำเป็นในความควบคุมฟลักซ์ในช่วงที่แรงบิดคงที่ แต่ตำแหน่งของสเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจใช้การหาเซกเตอร์ที่ถูกต้องในกรณีใช้ตัวควบคุมไร้ตำแหน่ง ซึ่งก็เป็นผู้เขียนคนเดียวกัน (Ozturk and Toliyat, 2011) ได้นำเสนอไว้ และด้วยเหตุข้างต้น การควบคุมแรงบิดจะถูกควบคุมขณะที่สเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจให้เป็นค่าคงที่ตลอด (ในที่นี้คือศูนย์) เนื่องจากแรงดันปริภูมิแวกเตอร์ศูนย์ที่ได้นำเสนอมาก่อนหน้านี้ ยังมีข้อเสียคือ แรงบิดไฟฟ้าจะผลิตคลื่นความถี่สูงออกมาและมีค่าสไปซ์สูงเกิดขึ้นที่แรงดันเฟส ซึ่งทำให้การคำนวณหาตำแหน่งที่ถูกต้องของสเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจผิดพลาด

ไป และมีค่าความสูญเสียการสวิตช์ที่สูง และอาจเกิดความเสียหายที่แบร์ริงที่มอเตอร์ได้ เนื่องจากมีแรงดันไฟฟ้าที่จุดร่วม (Common) มากเกินไป (Wong and Holiday, 2002) โดยมีวิธีแก้ปัญหานี้ง่ายๆ คือ ใช้วิธีเปิดตารางหาค่าแรงดันปริภูมิเวกเตอร์ของอินเวอร์เตอร์แบบ 2 เฟส ($\alpha\beta$) ซึ่งในงานวิจัยนี้ก็ได้ใช้การเปิดตารางแบบนี้เช่นกัน ซึ่งง่ายต่อการคำนวณ ทำให้ลดขั้นตอนการคำนวณที่จะทำให้รูปคลื่นเกิดการผิดเพี้ยน ซึ่งเป็นสาเหตุของการหาเซกเตอร์หรือมุมที่แท้จริงผิดไปนั่นเอง และแสดงให้เห็นว่าในช่วงแรงบิดคงที่สามารถลดปัญหาข้างต้นไปได้

1. โครงสร้างของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน

มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านเป็นมอเตอร์เชิงโรตัสแบบแม่เหล็กถาวร (มอเตอร์กระแสลับสามเฟส) ที่ใช้ตัวเซ็นเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง (Hall effect sensor หรือ Encoder) และอินเวอร์เตอร์ในการควบคุมกระแสแอมเพอร์ โดยขดลวดแอมเพอร์อยู่ที่สเตเตอร์และตัวโรเตอร์เป็นแม่เหล็กถาวรที่มีขั้วเหนือ (N) และขั้วใต้ (S) วางในทิศทางตรงกันข้ามกัน โดยจำนวนขั้วแม่เหล็กนี้จะส่งผลต่อรอบพิกัดของมอเตอร์ ยิ่งมีขั้วมากก็จะได้รอบที่มากขึ้น ทั้งนี้ทั้งนั้นต้องพิจารณาปัจจัยหลายอย่างด้วยเช่นกันและยังขึ้นอยู่กับการใช้งานอีกด้วย ลักษณะการนำกระแสของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน (มอเตอร์กระแสลับสามเฟส) จะเหมือนมอเตอร์กระแสตรงมีแปรงถ่าน (มอเตอร์กระแสตรง) ที่มีทิศทางไหลเพียงทิศทางเดียว (เมื่อพิจารณาที่ละเซกเตอร์) ทำให้การควบคุมทำได้ง่าย และกราฟความสัมพันธ์ยังคล้ายกัน โดยการสวิตช์ของตัวอินเวอร์เตอร์มีการสวิตช์ทำงานทีละสองตัว (มอเตอร์กระแสตรงจะใช้แปรงถ่านในส่งแรงดันไฟฟ้าไปให้คอมมิวเตเตอร์) โดยโครงสร้างของโรเตอร์ได้แสดงตามภาพที่ 1



ภาพที่ 1 โครงสร้างโรเตอร์มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน

ที่มา: Gamazo-Real *et al.* (2010)

ตารางที่ 1 วิธีขับมอเตอร์แบบตามเข็มนาฬิกา

Phase	A	B	C	A		B		C	
				H-side	L-side	H-side	L-side	L-side	L-side
1	1	0	1	1	0	0	1	0	0
2	0	0	1	0	0	0	1	1	0
3	0	1	1	0	1	0	0	1	0
4	0	1	0	0	1	1	0	0	0
5	1	1	0	0	0	1	0	0	1
6	1	0	0	1	0	0	0	0	1

ที่มา: Brown (2002)

ตารางที่ 2 วิธีขับเคลื่อนมอเตอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา

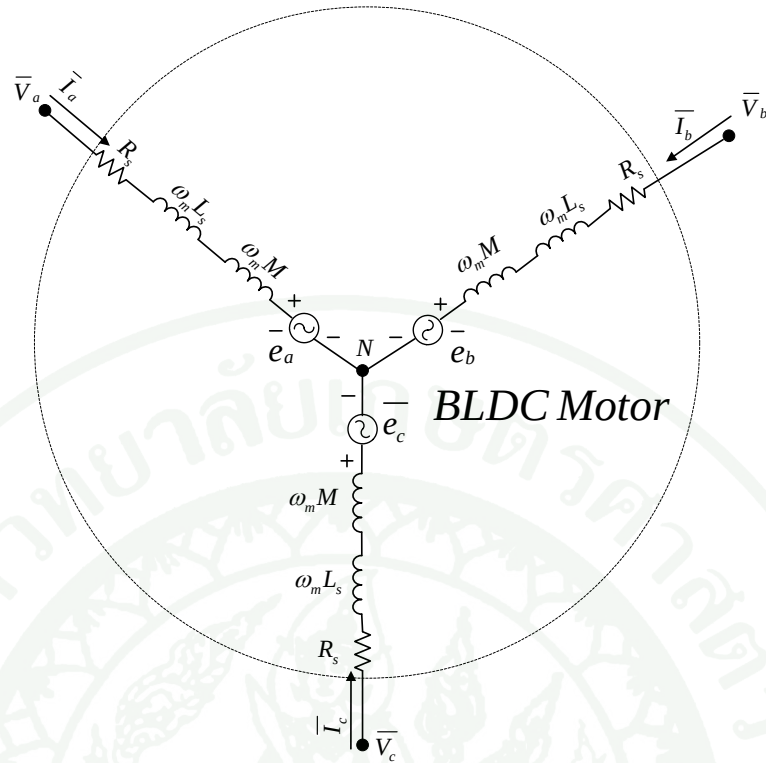
Phase	A	B	C	A	A	B	B	C	C
				H-side	L-side	H-side	L-side	L-side	L-side
1	1	0	1	0	1	1	0	0	0
2	0	0	1	0	0	1	0	0	1
3	0	1	1	1	0	0	0	0	1
4	0	1	0	1	0	0	1	0	0
5	1	1	0	0	0	0	1	1	0
6	1	0	0	0	1	0	0	1	0

ที่มา: Brown (2002)

มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน (มอเตอร์กระแสสลับสามเฟส) มีการขับได้ 2 วิธี คือ การขับแบบสามเฟสเพื่อให้เป็นรูปคลื่นไซน์ ในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้วิธีการทำงานที่ละสองเฟสหรือเรียกว่า Six-Step Drives เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าด้านกลับเป็นรูปสี่เหลี่ยม จะทำให้แรงบิดได้ประสิทธิภาพสูงสุด โดยจะให้แรงบิดสูงสุดขึ้นอยู่กับตำแหน่งของโรเตอร์โดยมี Hall effect sensor หรือ Encoder sensor เป็นตัวตรวจจับตำแหน่ง โดยที่แสดงในภาพที่ 1 จะเป็น Hall effect สามตัวเป็นตัวตรวจจับตำแหน่ง โดยจะวางห่างกัน 60° ทางไฟฟ้า (120° ทางกล) โดยตารางที่ 1 และ 2 แสดงวิธีขับเคลื่อนมอเตอร์ให้หมุนตามเข็มนาฬิกาและทวนเข็มนาฬิกา ตามลำดับ ซึ่งในแต่ละตารางจะแสดงทิศทางการนำกระแสในแต่ละเฟส ลำดับการสวิตช์และตำแหน่งของตัวโรเตอร์ที่เซกเตอร์ต่างๆ

2. แบบจำลองทางคณิตศาสตร์

มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านเป็นซิงโครนัสมอเตอร์ 3 เฟส ซึ่งเมื่อพิจารณาในแต่ละเฟสจะประกอบด้วย ความต้านทานสเตเตอร์ (R_s) ความเหนี่ยวนำภายใน (L_s) และแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าด้านกลับ (e) ต่ออนุกรมอยู่ สามารถเขียนได้ตามสมการที่ (1)



ภาพที่ 2 วงจรสมมูลของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน

ที่มา: Gamazo-Real *et al.* (2010)

$$\begin{aligned}
 V_{an} &= R_a i_a + \frac{d}{dt} (L_{aa} i_a + L_{ba} i_b + L_{ca} i_c) + e_a \\
 V_{bn} &= R_b i_b + \frac{d}{dt} (L_{ab} i_a + L_{bb} i_b + L_{cb} i_c) + e_b \\
 V_{cn} &= R_c i_c + \frac{d}{dt} (L_{ac} i_a + L_{bc} i_b + L_{cc} i_c) + e_c
 \end{aligned} \tag{1}$$

โดยที่ R_a, R_b, R_c คือค่าความต้านทานสเตเตอร์ต่อเฟส, L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} คือค่าความเหนี่ยวนำสเตเตอร์ต่อเฟส และ $L_{ab}, L_{ac}, L_{ba}, L_{bc}, L_{ca}, L_{cb}$ คือค่าความเหนี่ยวนำร่วม โดยสมมติว่าค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำเท่ากันทุกเฟส i_a, i_b, i_c คือกระแสสเตเตอร์ต่อเฟส, e_a, e_b, e_c คือแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับ และจากสมการที่ (1) สามารถเขียนเป็นเมทริกซ์ได้ตามสมการที่ (2)

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

เมื่อกำหนดให้ $R_a = R_b = R_c = R_s$, $L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_s$ และ $L_{ab} = L_{ac} = L_{ba} = L_{bc} = L_{ca} = L_{cb} = M$ เมื่อแทนค่าลงไปจะได้ตามสมการที่ (3)

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

โดยกำหนดให้กระแสที่สเตเตอร์เป็นเฟสสมดุล ก็คือ $i_a + i_b + i_c = 0$ จะได้ที่สมการที่ (4)

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + (L_s - M) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

โดยที่แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้านกลับนियามด้วยสมการที่ (5)

$$\begin{aligned} e_a &= \frac{k_e}{2} f_a(\theta_e) \omega_m \\ e_b &= \frac{k_e}{2} f_b(\theta_e) \omega_m \\ e_c &= \frac{k_e}{2} f_c(\theta_e) \omega_m \end{aligned} \quad (5)$$

โดยที่ k_e คือ ค่าคงที่แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้านกลับน, ω_m คือ ความเร็วรอบโรเตอร์ทางกลและ θ_e คือมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้า และ $f_a(\theta_e)$, $f_b(\theta_e)$, $f_c(\theta_e)$ ให้นิยามตามสมการที่ (6), (7), (8) ตามลำดับ

$$f_a(\theta_e) = \begin{cases} 1, & 0 < \theta_e < \frac{\pi}{3} \\ (\frac{\pi}{2} - \theta_e) \frac{6}{\pi}, & \frac{\pi}{3} < \theta_e < \frac{2\pi}{3} \\ -1, & \frac{2\pi}{3} < \theta_e < \pi \\ -1, & \pi < \theta_e < \frac{4\pi}{3} \\ (\theta_e - \frac{3\pi}{2}) \frac{6}{\pi}, & \frac{4\pi}{3} < \theta_e < \frac{5\pi}{3} \\ 1, & \frac{5\pi}{3} < \theta_e < 2\pi \end{cases} \quad (6)$$

$$f_b(\theta_e) = f_a\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (7)$$

$$f_c(\theta_e) = f_a\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (8)$$

3. การควบคุมแรงบิดโดยตรง

ตัวควบคุมแรงบิดโดยตรงเกิดขึ้นในปี 1986 (Takashi and Noguchi, 1986) สิ่งที่เป็นในการควบคุมแรงบิดโดยตรง (DTC) คือ กำหนดค่าแรงบิดไฟฟ้า (Electromagnetic Torque) ให้ถูกต้อง โดยที่มาของสมการแรงบิดไฟฟ้าของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านมาดังนี้

สมการแรงบิดไฟฟ้าของ PMSM ที่กรอบอ้างอิง d-q หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส โดยไม่คิดอิทธิพลของความเหนี่ยวนำร่วมในแกน d-q สามารถแสดงได้ตามสมการที่ (9) (K. Y. Cho *et al.*, 1994)

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[\left(\frac{dL_{ds}}{d\theta_e} i_{sd} + \frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} - \varphi_{sq} \right) i_{sd} + \left(\frac{dL_{qs}}{d\theta_e} i_{sd} + \frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} + \varphi_{sd} \right) i_{sq} \right] \quad (9)$$

โดย $\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$ สามารถหาได้ตามสมการที่ (10) และ (11)

$$\varphi_{sd} = L_{ds} i_{sd} + \varphi_{rd} \quad (10)$$

$$\varphi_{sq} = L_{qs} i_{sq} + \varphi_{rq} \quad (11)$$

โดยที่ P เป็นจำนวนขั้ว θ_e เป็นมุมของโรเตอร์ทางไฟฟ้า i_{sd}, i_{sq} เป็นกระแสในแกน d-q (synchronous reference frame) L_{ds}, L_{qs} เป็นค่าความเหนี่ยวนำในแกน d-q และ $\varphi_{rd}, \varphi_{rq}, \varphi_{sd}, \varphi_{sq}$ เป็นโรเตอร์และสเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจ

โดยสมมติให้ L_{ds}, L_{qs} เป็นค่าคงที่ และแทนค่า $\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$ ตามสมการที่ (10) และ (11) สุดท้ายแล้วจะได้แรงบิดไฟฟ้าในแกน d-q สำหรับ Salient Pole PMSM เป็นไปตามสมการที่ (12)

$$T_{em} = \frac{3P}{4} \left[\left(\frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} - \varphi_{rq} \right) i_{sd} + \left(\frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} + \varphi_{rd} \right) i_{sq} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{sd} i_{sq} \right] \quad (12)$$

ที่สเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจที่เกิดจากแม่เหล็กถาวรเปลี่ยนแปลงตามรูปคลื่นไซน์ $\varphi_{rd} = \varphi_m$ และ $\varphi_{rq} = 0$ โดย φ_m เป็นค่าสูงสุดของโรเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจ แล้วจะทำให้ $d\varphi_{rd}/d\theta_e = d\varphi_{rq}/d\theta_e = 0$ ด้วยเหตุนี้ สมการแรงบิดไฟฟ้าของมอเตอร์ซิงโครนัสแบบแม่เหล็กถาวร (PMSM) ทั้ง Salient pole และ Non-Salient pole ที่มีแรงดันไฟฟ้าต้านกลับเป็นรูปคลื่นไซน์สามารถเขียนง่ายๆ ได้ว่า

$$T_{em} = \frac{3P}{4} [\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}] = \frac{3P}{4} [\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}] \quad (13)$$

โดยที่ $i_{sd}, i_{sq}, \varphi_{sd}, \varphi_{sq}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$ เป็นกระแสสเตเตอร์และสเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจบนกรอบอ้างอิงซิงโครนัสและกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งตามลำดับ โดยสมการทางซ้ายมือของสมการที่ (13) จะเป็นสมการแรงบิดไฟฟ้าบนกรอบอ้างอิงซิงโครนัส และขวามือของสมการที่ (13) จะเป็นสมการแรงบิดไฟฟ้าบนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง

โดยทฤษฎีการออกแบบแรงบิดโดยตรงจะใช้สมการทางด้านขวามือเพราะไม่จำเป็นต้องรู้ข้อมูลของตำแหน่งโรเตอร์

สำหรับเครื่องจักรกลแบบ non-salient pole ($L_{ds} = L_{qs} = L_s$) เนื่องจากสเตเตอร์ลิงก์เกจที่เกิดจากแม่เหล็กถาวรเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ ดังนั้น $d\varphi_{rd}/d\theta_e \neq$

$d\varphi_{rq}/d\theta_e \neq 0$ ในกรณีของ BLDC มอเตอร์ สมการแรงบิดไฟฟ้าบนกรอบอ้างอิงซิงโครนัสทั้ง Surface-Mounted BLDC ที่แรงดันไฟฟ้าด้านกลับไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ สามารถเขียนได้ตามสมการที่ (14)

$$T_{em} = \frac{3P}{4} \left[\left(\frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} - \varphi_{rq} \right) i_{sd} + \left(\frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} + \varphi_{rd} \right) i_{sq} \right] \quad (14)$$

โรเตอร์ฟลักซ์ลิ้งค์เกบนกรอบหุคหนึ่ง $\varphi_{r\alpha}$ และ $\varphi_{r\beta}$ สามารถแทนให้อยู่ในเทอมที่อยูบนกรอบอ้างอิงซิงโครนัสกับตำแหน่งโรเตอร์ทางไฟฟ้าได้ตามสมการที่ (15) และ (16)

$$\varphi_{r\alpha} = \varphi_{rd} \cos \theta_e - \varphi_{rq} \sin \theta_e \quad (15)$$

$$\varphi_{r\beta} = \varphi_{rd} \sin \theta_e + \varphi_{rq} \cos \theta_e \quad (16)$$

โดยมีที่มาตามสมการที่ (17) และ (18)

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_{r\beta}}{d\theta_e} &= \frac{d}{d\theta_e} [\varphi_{rd} \cos \theta_e - \varphi_{rq} \sin \theta_e] \\ &= \frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} \cos \theta_e - \sin \theta_e \varphi_{rd} - \left[\frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} \sin \theta_e + \cos \theta_e \varphi_{rq} \right] \end{aligned} \quad (17)$$

และ

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{d\theta_e} &= \frac{d}{d\theta_e} [\varphi_{rd} \sin \theta_e + \varphi_{rq} \cos \theta_e] \\ &= \frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} \sin \theta_e + \cos \theta_e \varphi_{rd} + \left[\frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} \cos \theta_e - \sin \theta_e \varphi_{rq} \right] \end{aligned} \quad (18)$$

กระแสบนกรอบอ้างอิงหุคหนึ่ง $i_{s\alpha}$ และ $i_{s\beta}$ สามารถแทนให้อยู่ในเทอมที่อยูบนกรอบอ้างอิงซิงโครนัสกับตำแหน่งโรเตอร์ทางไฟฟ้าได้ตามสมการที่ (19)

$$i_{s\alpha} = i_{sd} \cos \theta_e - i_{sq} \sin \theta_e \quad (19)$$

$$i_{s\beta} = i_{sd} \sin \theta_e + i_{sq} \cos \theta_e \quad (20)$$

โดยเมื่อนำกระแสและโรเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจบนกรอบหยุดนิ่งมาคูณกัน นำสมการที่ (17) และ (18) ไปคูณกับสมการที่ (19) และ (20) จะได้ตามสมการที่ (21) และ (22)

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{d\theta_e} i_{s\alpha} &= \frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} i_{sd} \sin^2 \theta_e + \cos \theta_e \sin \theta_e \varphi_{rd} i_{sd} + \\ &\frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} i_{sd} \cos \theta_e \sin \theta_e - \sin^2 \theta_e \varphi_{rq} i_{sd} + \\ &\frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} i_{sq} \cos \theta_e \sin \theta_e + \cos^2 \theta_e \varphi_{rd} i_{sq} + \\ &\frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} i_{sq} \cos^2 \theta_e - \cos \theta_e \sin \theta_e \varphi_{rq} i_{sq} \end{aligned} \quad (21)$$

และ

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_{r\beta}}{d\theta_e} i_{s\beta} &= \frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} i_{sd} \cos^2 \theta_e - \cos \theta_e \sin \theta_e \varphi_{rd} i_{sd} - \\ &\frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} i_{sd} \cos \theta_e \sin \theta_e - \cos^2 \theta_e \varphi_{rq} i_{sd} - \\ &\frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} i_{sq} \cos \theta_e \sin \theta_e + \sin^2 \theta_e \varphi_{rd} i_{sq} + \\ &\frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} i_{sq} \sin^2 \theta_e + \cos \theta_e \sin \theta_e \varphi_{rq} i_{sq} \end{aligned} \quad (22)$$

สมการแรงบิดของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านที่มีแรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (Back-EMF) เป็นสัญญาณที่ไม่ใช่รูปไซน์ (สี่เหลี่ยมคางหมู) บนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง ซึ่งไม่เกี่ยวข้องกับโหมดการนำกระแสทั้ง 2 เฟสและ 3 เฟส โดยอ้างอิงกรอบหยุดนิ่ง (Stationary Reference Frame) (Liu *et al.*, 2006; Ozturk and Toliyat, 2007) จะเป็นไปตามสมการที่ (23)

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[\frac{d\varphi_{r\alpha}}{d\theta} i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{d\theta} i_{s\beta} \right] = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[\frac{e_\alpha}{\omega_e} i_{s\alpha} + \frac{e_\beta}{\omega_e} i_{s\beta} \right] \quad (23)$$

โดย $\frac{d\varphi_{r\alpha}}{d\theta_e} = \frac{e_\alpha}{\omega_e}$ และ $\frac{d\varphi_{r\beta}}{d\theta_e} = \frac{e_\beta}{\omega_e}$ จะเป็นไปตามสมการที่ (24)

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[\frac{e_\alpha}{\omega_e} i_{s\alpha} + \frac{e_\beta}{\omega_e} i_{s\beta} \right] = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [k_\alpha(\theta_e) i_{s\alpha} + k_\beta(\theta_e) i_{s\beta}] \quad (24)$$

โดย ω_e เป็นความเร็วโรเตอร์ทางไฟฟ้าและ $k_\alpha(\theta_e)$, $k_\beta(\theta_e)$, e_α , e_β เป็นค่าคงที่ของแรงดันไฟฟ้าด้านกลับโดยขึ้นอยู่กับตำแหน่งโรเตอร์ทางไฟฟ้าบนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งและแรงดันไฟฟ้าด้านกลับบนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งตามลำดับ โดยเมื่อพิจารณาสมการแรงบิดในเทอมทางขวามือของสมการที่ (24) จะพบว่าไม่มีความเร็วรอบของโรเตอร์เป็นตัวหาร ทำให้จะไม่มีปัญหาการคำนวณแรงบิดที่ความเร็วรอบใกล้ 0 หรือเป็น 0 (Ozturk and Toliyat, 2007) โดยที่ P คือจำนวนขั้วแม่เหล็ก, θ_e คือมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้า, ω_e คือความเร็วรอบโรเตอร์ทางไฟฟ้า, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$ คือโรเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจ, e_α , e_β คือแรงดันไฟฟ้าด้านกลับและ $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ คือกระแสสเตเตอร์ในอ้างอิงกรอบหยุดนิ่ง โดยค่าแรงดันไฟฟ้าด้านกลับที่สามารถวัดได้อาจจะต้องวัดเป็นแบบ line-to-line เนื่องจากจุด neutral ไม่สามารถวัดได้ ดังนั้น e_{ab} , e_{bc} , e_{ca} สามารถหาได้จากสมการที่ (25)

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ \sqrt{3} & 0 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{ab} \\ e_{bc} \\ e_{ca} \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} V_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \end{aligned} \quad (26)$$

โดยที่ $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$, R_s , L_s เป็นแรงดันบนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง ค่าความต้านทานและความเหนี่ยวนำต่อเฟส ตามลำดับ จาก $\varphi_{r\alpha} = \varphi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha}$ และ $\varphi_{r\beta} = \varphi_{s\beta} - L_s i_{s\beta}$ โดย $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$ คือสเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจ เมื่อแทนค่าในสมการที่ (26) จะได้ตามสมการที่ (27) และเมื่อจัดรูปใหม่จะได้ตามสมการที่ (28)

$$\begin{aligned} V_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{d(\varphi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha})}{dt} \\ V_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{d(\varphi_{s\beta} - L_s i_{s\beta})}{dt} \end{aligned} \quad (27)$$

$$\frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} = V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \quad (28)$$

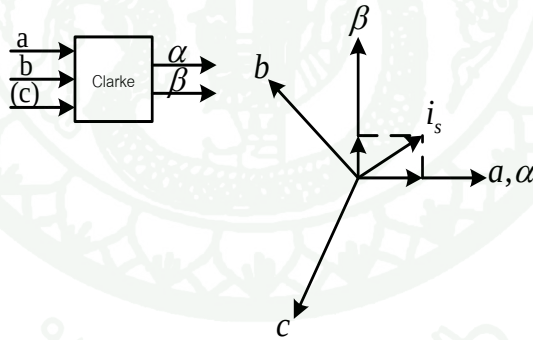
$$\frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} = V_{s\beta} - R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} - L_s \frac{di_{s\beta}}{dt}$$

ทำการหาปริพันธ์ทั้งสองข้างเพื่อหาค่า $\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$ จะได้ดังสมการที่ (29)

$$\varphi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) \quad (29)$$

$$\varphi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta})$$

โดยที่ $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ ได้จากการแปลงคลาร์กตามสมการที่ (31) โดยแปลงจากกระแส 3 แกนที่ทำมุมกัน 120 องศาเป็น 2 แกนที่ตั้งฉากกันหรืออยู่บนแกนที่อยู่กับที่ (Stationary Frame) ของสเตเตอร์ ในทางปฏิบัติสามารถใช้คุณสมบัติของระบบไฟฟ้า 3 เฟสสมดุล ($i_a + i_b + i_c = 0$) เพื่อที่จะได้วัดกระแสเข้ามาคำนวณเพียงอย่างละ 2 เฟส ซึ่งทำให้ประหยัดค่าใช้จ่ายกับอุปกรณ์การวัด



ภาพที่ 3 การแปลงของคลาร์ก

โดยเมตริกซ์ในการแปลงจาก abc ไป $\alpha\beta\gamma$ คือสมการที่ (30) โดย $\|T_{\alpha\beta\gamma/abc}\| = 1$

$$T_{\alpha\beta\gamma/abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (30)$$

โดย $\vec{i}_{\alpha\beta\gamma} = T_{\alpha\beta\gamma/abc} \cdot \vec{i}_{abc}$ โดยที่เฟสสมดุล ($i_a + i_b + i_c = 0$) γ จะมีค่าเป็น 0 และแทนค่า $i_c = -i_a - i_b$ จะได้ตามสมการที่ (31)

$$i_{s\alpha} = i_{sa} \quad (31)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{sa} + 2i_{sb})$$

การคำนวณหาขนาดและทิศทางสเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจสามารถหาได้ตามสมการที่ (32)

$$|\varphi_s| = \sqrt{(\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2)} \quad (32)$$

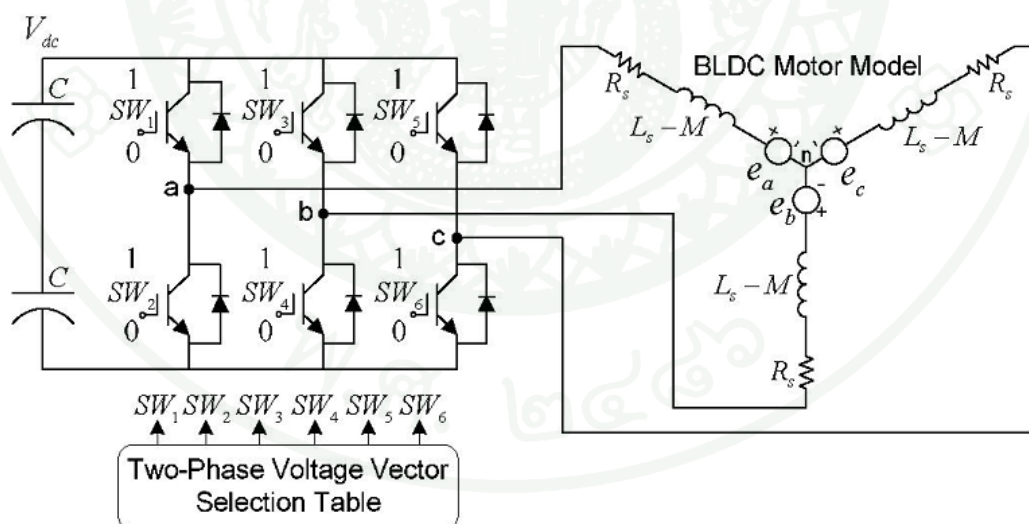
$$\varphi_s = \tan^{-1} \left(\frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \right)$$

ตารางที่ 3 เวกเตอร์แรงดัน 2 เฟสเพื่อเลือกการสวิตช์ของการควบคุมแรงบิดโดยตรง

φ	τ	θ					
		θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
1	1	$V_1=100001$	$V_2=001001$	$V_3=011000$	$V_4=010010$	$V_5=000110$	$V_6=100100$
	-1	$V_6=000110$	$V_1=100001$	$V_2=001001$	$V_3=011000$	$V_4=010010$	$V_5=000110$
0	1	$V_2=001001$	$V_3=011000$	$V_4=010010$	$V_5=000110$	$V_6=100100$	$V_1=100001$
	-1	$V_5=000110$	$V_6=000110$	$V_1=100001$	$V_2=001001$	$V_3=011000$	$V_4=010010$
-1	1	$V_3=011000$	$V_4=010010$	$V_5=000110$	$V_6=000110$	$V_1=100001$	$V_2=001001$
	-1	$V_4=010010$	$V_5=000110$	$V_6=000110$	$V_1=100001$	$V_2=001001$	$V_3=011000$

หมายเหตุ โดยสถานะ V_n เรียงจาก A High, A Low, B High, B Low, C High, และ C Low ตามลำดับ

ที่มา: Ozturk and Toliyat (2008)



ภาพที่ 5 การต่ออินเวอร์เตอร์กับมอเตอร์เมื่อพิจารณาแรงดัน V_{an} , V_{bn} และ V_{cn}

ที่มา: Ozturk and Toliyat (2008)

เมื่อขบประมุขสมมติว่าถูกจ่ายด้วยแรงดันที่เท่ากันโดยอินเวอร์เตอร์โดยใช้โหมคการนำกระแสแบบสองเฟสที่โชว์ในภาพที่ แรงดัน V_{an} , V_{bn} และ V_{cn} หาได้จากสถานะของ 6 สวิตช์ SW_1 , SW_2 , SW_3 , SW_4 , SW_5 , SW_6 ตัวอย่างเช่น ถ้า SW_1 เป็น 1 (ปิดวงจร) SW_2 เป็น 0 (เปิดวงจร) SW_3 เป็น 0 SW_4 เป็น 1 SW_5 และ SW_6 เป็น 0 แล้ว $V_{an} = V_{dc} / 2$ และ $V_{bn} = -V_{dc} / 2$ โดยไม่คำนึงถึงสเตรของ Freewheeling diode ในโหมคการนำกระแสแบบสองเฟส

ตารางที่ 4 เวกเตอร์แรงดัน 2 เฟสกับความ V_{an} , V_{bn} , V_{cn} สัมพันธ์ V_α , V_β

V_n	SW State	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_α	V_β
V_1	100001	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
V_2	001001	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$
V_3	011000	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
V_4	010010	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
V_5	000110	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$
V_6	100100	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$

จากสมการแรงบิดไฟฟ้าในสมการที่ (24) ซึ่งเป็นการหาแบบต่อเฟส เมื่อพิจารณาสมการที่ต้องการให้เป็น line-to-line เนื่องจากกรณีวัดจริงอาจไม่สามารถวัดจริงได้ เมื่อพิจารณาสมการที่ (33) ใช้ในการแปลงคลาร์ก

$$\begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix} \quad (33)$$

ที่ X_α , X_β เป็นคอมโพเนนท์บนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งและ X_a , X_b , X_c เป็นคอมโพเนนท์บนกรอบอ้างอิง abc โดย X ในสมการที่ (33) แทนกระแสและโรเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจในสมการแรงบิดไฟฟ้า

เมื่อสมการที่ (33) X_α, X_β ถูกกระจายเข้าไปแล้วจัดรูปใหม่ให้อยู่ในเทอมของ $ba-ca$ line-to-line จะได้ตามสมการที่ (34) และ (35)

$$\begin{aligned} X_\alpha &= \frac{2X_a - X_b - X_c}{3} = \frac{X_a - X_b + X_a - X_c}{3} \\ &= \frac{-X_{ba} - X_{ca}}{3} \end{aligned} \quad (34)$$

และ

$$\begin{aligned} X_\beta &= \frac{\sqrt{3}}{3}(X_b - X_c) = \frac{\sqrt{3}}{3}(X_b - X_a + X_a - X_c) \\ &= \frac{\sqrt{3}}{3}(X_{ba} - X_{ca}) \end{aligned} \quad (35)$$

ที่ $X_{ba} = X_b - X_a$ และ $X_{ca} = X_c - X_a$ จากสมการที่ (34) และ (35) สามารถเขียนใหม่ได้ตามสมการที่ (36)

$$\begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_{ba} \\ X_{ca} \end{pmatrix} \quad (36)$$

จึงสามารถเขียนสมการแรงบิดไฟฟ้าใหม่ให้อยู่ในรูปของ $ba-ca$ frame line-to-line ได้ดังสมการที่ (37)

$$\begin{aligned} T_{em} &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left\{ \frac{d(-1/3\phi_{rba} - 1/3\phi_{rca})}{d\theta_e} (-1/3i_{ba} - 1/3i_{ca}) + \right. \\ &\quad \left. \frac{d(\sqrt{3}/3\phi_{rba} - \sqrt{3}/3\phi_{rca})}{d\theta_e} (\sqrt{3}/3i_{ba} - \sqrt{3}/3i_{ca}) \right\} \end{aligned} \quad (37)$$

โดยที่ $i_{ba} = i_b - i_a$ และ $i_{ca} = i_c - i_a$ หลังจากแก้สมการเชิงเลขาคณิตจะได้ตามสมการที่ (38)

$$T_{em} = \frac{P}{6} \left[\left(\frac{2d\phi_{rba}}{d\theta_e} - \frac{d\phi_{rca}}{d\theta_e} \right) i_{ba} + \left(\frac{2d\phi_{rca}}{d\theta_e} - \frac{d\phi_{rba}}{d\theta_e} \right) i_{ca} \right] \quad (38)$$

หรือสามารถเขียนให้อยู่ในเทอมของ Back-EMF *ba-ca frame line-to-line* ได้ตามสมการที่ (39)

$$T_{em} = \frac{P}{6} \left[\left(\frac{2e_{ba} - e_{ca}}{\omega_e} \right) i_{ba} + \left(\frac{2e_{ca} - e_{ba}}{\omega_e} \right) i_{ca} \right] \quad (39)$$

โดยที่ $e_{ca} = e_c - e_a$ และ $e_{ba} = e_b - e_a$ สมการที่ (39) สามารถเขียนให้อยู่ในเทอมของค่าคงที่แรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (k) ซึ่ง $k_{ba} = \frac{e_{ba}}{\omega_e}$, $k_{ca} = \frac{e_{ca}}{\omega_e}$ ตามสมการที่ (40)

$$T_{em} = \frac{P}{6} \left[(2k_{ba}(\theta_e) - k_{ca}(\theta_e)) i_{ba} + (2k_{ca}(\theta_e) - k_{ba}(\theta_e)) i_{ca} \right] \quad (40)$$

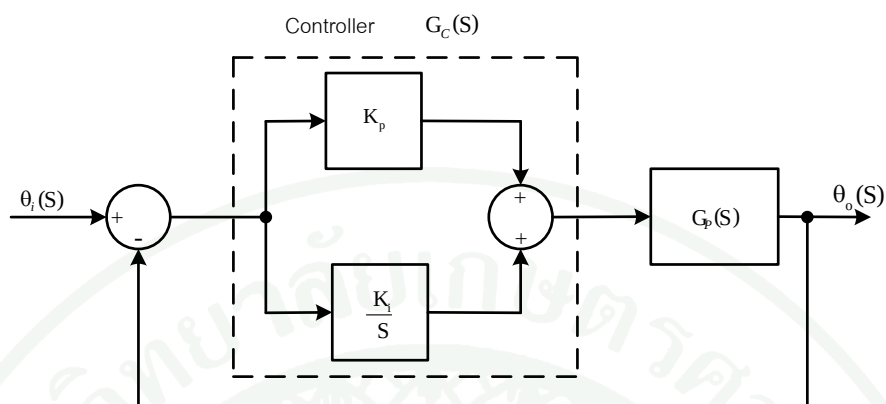
หรือสามารถจัดเทอม *ab-bc-ca frame line-to-line* ได้เป็นสมการที่ (41)

$$T_{em} = \frac{P}{2} \left[\frac{e_{ab} i_{ab} + e_{bc} i_{bc} + e_{ca} i_{ca}}{3\omega_e} \right] \quad (41)$$

โดยที่ $e_{bc} = e_b - e_c$ และ $i_{bc} = i_b - i_c$ หรือเทอมได้ k_{ab} , k_{bc} , k_{ca} ซึ่ง $k_{ab} = \frac{e_{ab}}{\omega_e}$, $k_{bc} = \frac{e_{bc}}{\omega_e}$ และ $k_{ca} = \frac{e_{ca}}{\omega_e}$ ได้ตามสมการที่ (42)

$$T_{em} = \frac{P}{6} [k_{ab}(\theta_e) i_{ab} + k_{bc}(\theta_e) i_{bc} + k_{ca}(\theta_e) i_{ca}] \quad (42)$$

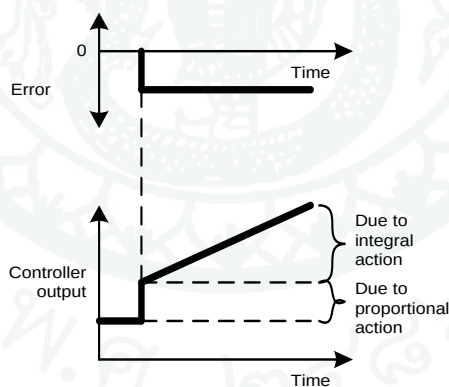
4. ตัวควบคุมพีไอ (PI-Controller)



ภาพที่ 6 บล็อกไดอะแกรมที่ประกอบด้วย Proportional และ Integral

สำหรับระบบดังกล่าวจะมีเอาต์พุตของตัวควบคุม คือ

$$u(t) = K_p e + K_i \int e \, dt \quad (44)$$



ภาพที่ 7 การตอบสนองของตัวควบคุมพีไอ

ภาพที่ 7 แสดงเอาต์พุตของตัวควบคุมที่ได้รับเมื่อมีอินพุตเป็นสัญญาณความผิดพลาดแบบขั้นบันได ซึ่งสมการของตัวควบคุมที่ใช้สำหรับวิทยานิพนธ์นี้จะมีลักษณะดังสมการที่ (45)

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

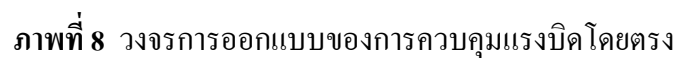
$$\begin{aligned}
 &= \frac{sK_p + K_i}{s} \\
 &= K_p \frac{[s + (K_i/K_p)]}{s}
 \end{aligned} \tag{45}$$

ให้ τ_i คือค่าคงที่ปริพันธ์ ตามสมการที่ (46)

$$\tau_i = \frac{K_p}{K_i} \tag{46}$$

ดังนั้นจะได้

$$G_c(s) = \frac{K_p [s + (1/\tau_i)]}{s} \tag{47}$$

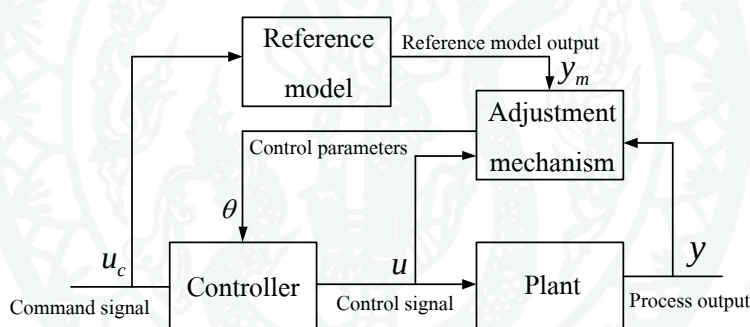


5. การควบคุมปรับตัวเองตามโมเดลอ้างอิง

ตัวควบคุมปรับตัวเองได้ตามโมเดลอ้างอิงที่ปรับปรุงแล้ว (MMRAC) (H. P. Wang and Y. T. Liu., 2006) เป็นเทคนิคแบบจำลองที่สร้างขึ้นโดยในการสร้างแบบจำลองอ้างอิงจากพลาเน็ตด้วย โดยปรับผ่านตัวควบคุม เช่น เวลาเข้าที่, อัตราส่วนการหมุน (ξ) (กรณีอันดับสอง) เป็นต้น ตัวควบคุมประกอบด้วย 2 วงคือ

1. วงในเป็นวงที่มีการป้อนกลับของพลาเน็ตและตัวควบคุม
2. วงนอกเป็นวงที่ใช้ในการปรับค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุม

ซึ่งจุดประสงค์ของการควบคุมปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลองนี้คือ ต้องการให้ความผิดพลาด $e = y - y_m$ มีค่าเข้าใกล้ 0



ภาพที่ 9 ระบบปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลอง

วงควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน เนื่องจากพลาเน็ตเป็นสมการอันดับสอง (H. P. Wang and Y. T. Liu., 2006) คือ

$$G_p(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{c}{s^2 + as + b} \quad (48)$$

โดยที่ $a = \frac{R_s}{L_s} + \frac{B}{J}$, $b = \frac{BR_s}{JL_s}$, $c = \frac{p\varphi_{fa}}{JL_s}$ (J คือโมเมนต์ความเฉื่อย และ B คือสัมประสิทธิ์ความเสียดทาน) ดังนั้นจึงออกแบบแบบจำลองอ้างอิงของระบบเป็นสมการอันดับสอง คือ

$$G_m(s) = \frac{y_m(s)}{u_c(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (49)$$

โดยที่ y_m คือแบบจำลองที่อ้างอิง u_c คือสัญญาณคำสั่งขาเข้า ξ คืออัตราส่วนการหน่วงและ ω_n เป็นความถี่ธรรมชาติ โดยโครงสร้างตัวควบคุมคือ

$$u = \theta_1 u_c - \theta_2 e \quad (50)$$

โดยที่ θ_1, θ_2 คือ ค่าพารามิเตอร์ที่ในการปรับค่าในตัวควบคุมแบบปรับตัวเองได้ จากสมการที่ (48) จะรู้ค่า $y(s) = G_p(s)u(s)$ และ $e = y - y_m$ โดยแทน u ด้วยสมการที่ (50) จะได้ y คือ

$$y = \frac{c\theta_1 u_c}{s^2 + as + b + c\theta_2} + \frac{c\theta_2 y_m}{s^2 + as + b + c\theta_2} \quad (51)$$

จาก Loss Function คือ $J(\theta)$ ตาม MIT Rule กำหนด $J(\theta) = (1/2)e^2$ แล้วจะได้พารามิเตอร์ θ ในการปรับอัลกอริทึมคือ

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (50)$$

ที่ γ เป็นพารามิเตอร์อัตราที่ปรับ และเมื่อทำการหาอนุพันธ์แยกส่วนของค่าความผิดพลาดต่อ θ_1 และ θ_2 คือ

$$\begin{aligned} \frac{\partial e}{\partial \theta_1} &= \frac{cu_c}{s^2 + as + b + c\theta_2} \\ \frac{\partial e}{\partial \theta_2} &= \frac{cy_m}{s^2 + as + b + c\theta_2} - \frac{c^2\theta_1 u_c}{(s^2 + as + b + c\theta_2)^2} - \frac{c^2\theta_2 y_m}{(s^2 + as + b + c\theta_2)^2} \end{aligned} \quad (51)$$

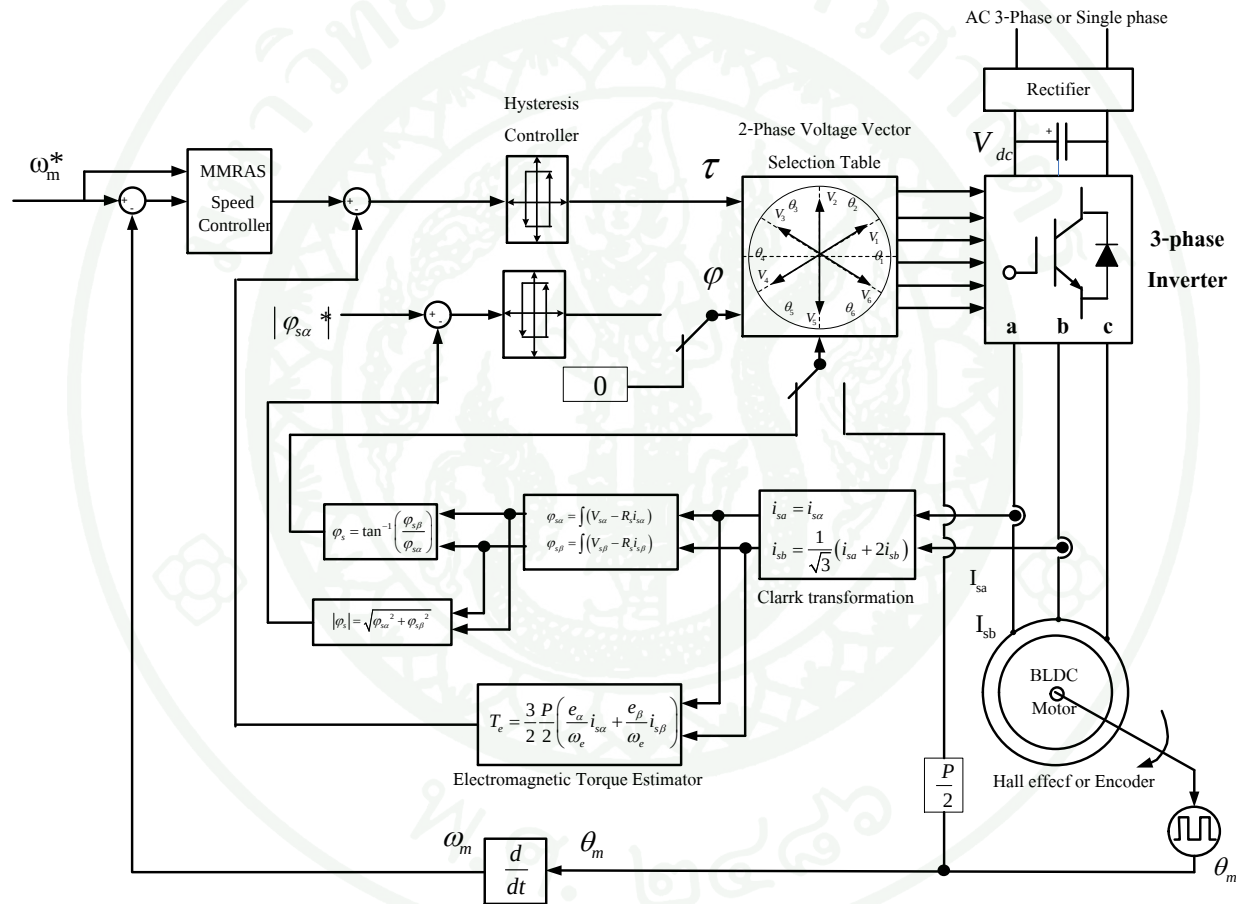
เมื่อพิจารณาช่วงเวลาเข้าสู่ Steady State ที่ $e \rightarrow 0$ ดังนั้นจะทำให้พจน์ $c\theta_2 \approx 0$ จึงจะได้

$$\begin{aligned}
\frac{\partial e}{\partial \theta_1} &= \frac{cu_c}{s^2 + as + b} \\
\frac{\partial e}{\partial \theta_2} &= \frac{cy_m}{s^2 + as + b} - \frac{c^2 \theta_1 u_c}{(s^2 + as + b)^2} \\
&= \frac{cy_m}{s^2 + as + b} - \frac{cy}{(s^2 + as + b)^2} \\
&= -\frac{(y - y_m)c}{s^2 + as + b} \\
&= -\frac{ec}{s^2 + as + b}
\end{aligned} \tag{52}$$

จากสมการที่ (50) แทนค่า $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ ที่หาได้จากสมการที่ (52) จะได้ตัวอัปเดตตัวควบคุม คือ

$$\frac{d\theta_1}{dt} = -cye \left(\frac{1}{s^2 + as + b} \right) u_c \tag{53}$$

$$\frac{d\theta_2}{dt} = cye \left(\frac{1}{s^2 + as + b} \right) e \tag{54}$$



ภาพที่ 10 แสดงการควบคุมแรงบิดโดยตรงทำงานร่วมกับการปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลองแบบปรับปรุง

อุปกรณ์และวิธีการ

อุปกรณ์

1. คอมพิวเตอร์ 1 ชุด
2. โปรแกรม MATLAB & Simulink
3. มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน 1 ชุด
4. ชุดพัฒนาชุดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล 1 ชุด
5. โปรแกรม Code Composer Studio
6. เครื่องมือวัดทางไฟฟ้าได้แก่ ออสซิลโลสโคป มัลติมิเตอร์ ตัววัดความเร็วรอบมอเตอร์ คลิปแอมป์ เป็นต้น
7. แหล่งจ่ายไฟฟ้าขนาด 48 โวลต์ 1 ชุด

วิธีการ

1. การทำงานของระบบโดยรวม

ในการทดลองจะจำลองการทำงานผ่าน MATLAB & Simulink ก่อน โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ทั่วไปของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน และเมื่อได้ผลการจำลองแล้วจึงนำมาเปรียบเทียบกับผลทดสอบอัลกอริทึมการควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านในโปรแกรม Code Composer Studio ตัวโปรแกรมสามารถแก้ไขจุดบกพร่องการทำงานได้ทันทีในขณะที่ทำการรัน เมื่อทำการปรับเทียบแล้วจึงได้นำไปโปรแกรมลงบนระบบฝังตัวไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อใช้เป็นตัวควบคุม โดยจะทำหน้าที่ในการรับค่ากระแส แรงดัน Hall effect sensor และ Encoder โดยมีการจับเอาที่พุดผ่านสัญญาณเกตในอินเวอร์เตอร์ โดยสามารถแสดงดังภาพที่ 11



ภาพที่ 11 ลักษณะงานที่ทำในงานวิจัยโดยรวม

2. มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านที่ใช้ในงานวิจัย

มอเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยมอเตอร์ไร้แปรงถ่าน 3 สาย มี Hall sensor 5 สาย นิยมนำไปใช้เป็นมอเตอร์รถสามล้อไฟฟ้า 48V 1000W 500 RPM มีชุดเกียร์ทดในตัว รับน้ำหนักได้สูง 1000 Kg ขึ้นอยู่กับขนาดล้อ และ เฟืองหลังที่นำมาทด ชุดเกียร์เป็นชนิด PLANETARY ซึ่งทนกว่าเกียร์ธรรมดา 2-3 เท่า

ข้อดีของมอเตอร์ไร้แปรงถ่าน 3 เฟสมี Hall sensor

- 1) ไม่มีแปรงถ่าน (มีอายุการใช้งานที่ยาวนาน หหมดปัญหาเรื่องบำรุงรักษา)
- 2) แม่เหล็กถาวรอยู่ที่ Rotor (หมดปัญหาเรื่องแม่เหล็กหลุด แม่เหล็กกระแทก)
- 3) สูญเสียพลังงานต่ำกว่าที่โรเตอร์เป็นขดลวดอยู่ 30 % (หมายถึงประหยัดพลังงานกว่า)

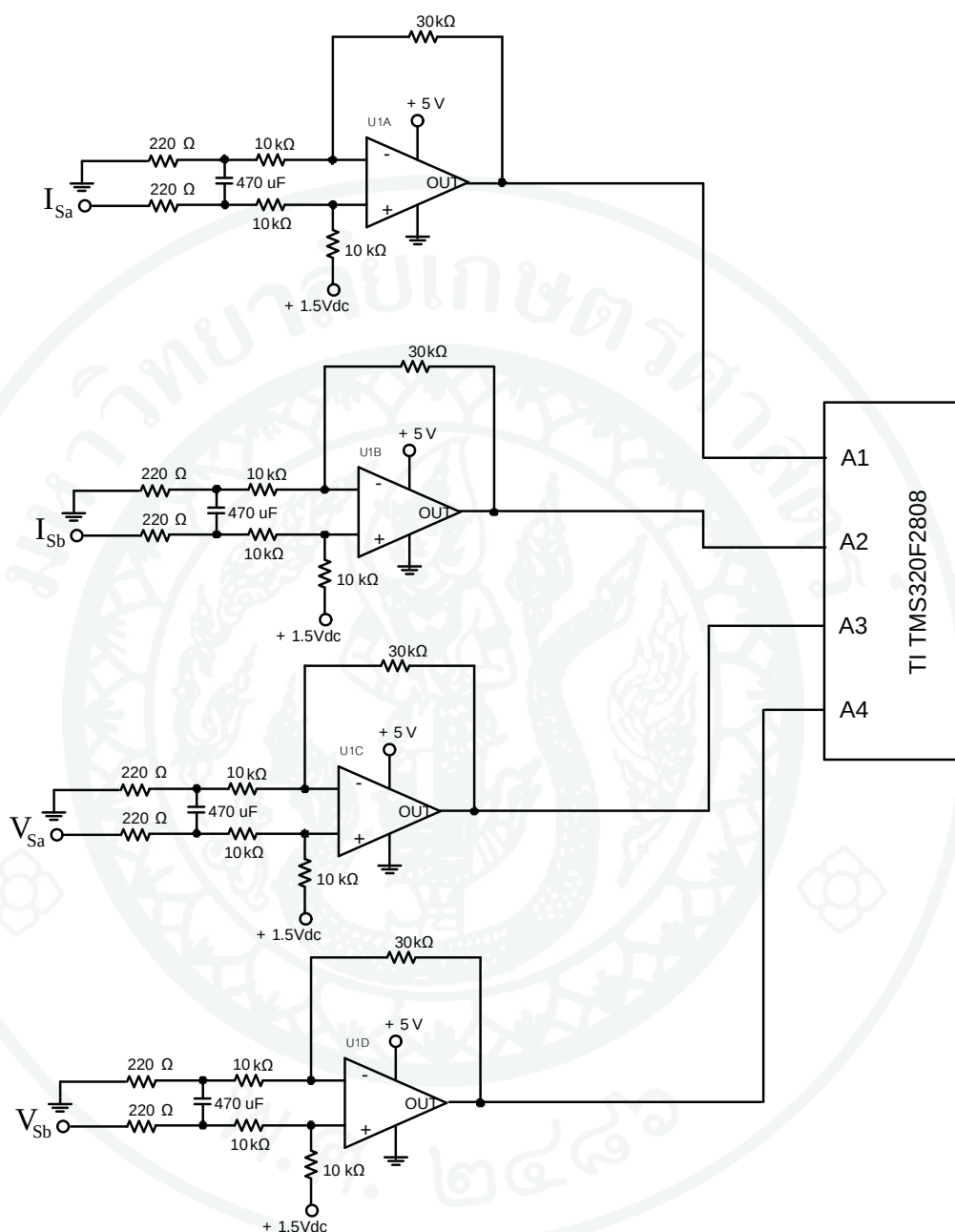


ภาพที่ 12 มอเตอร์ไร้แปรงถ่านที่ใช้ในการวิจัย

คุณลักษณะของมอเตอร์

- Rated power 1000W
- Rated voltage 48 V
- No load current ≤ 4.5 A
- No load speed 3550 RPM
- Rated torque 2.89 N.m
- Rated speed 3300 RPM
- Rated current ≤ 26.2 A
- Efficiency ≥ 80 %
- Gear Ratio 5.4:1

3. วงจรยกระดับแรงดัน DC 1.5V



ภาพที่ 13 วงจรยกระดับแรงดัน DC 1.5V

จากภาพที่ 13 เป็นวงจรที่จะใช้ยกระดับแรงดัน DC ขึ้นไป 1.5V ที่ได้จากเอาต์พุตของ R Shunt ที่ต่ออนุกรมในอินเวอร์เตอร์ ในวงจรยกระดับแรงดัน DC 1.5V วงจรผลรวมขยายแบบไม่กลับเฟส U_1 (Summing Amplifier) โดยเอาต์พุตของ R Shunt มีแรงดันค่าบวกและลบตามรูปคลื่นสี่เหลี่ยมข้างหนู และวงจรยกระดับแรงดันนี้ทำให้ได้สัญญาณที่มีค่าบวกเท่านั้นในช่วง 0 – 3V

แล้วส่งสัญญาณให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทางพอร์ตแปลงอนาล็อกเป็นดิจิตอลซึ่งเป็นช่วงแรงดันที่ไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถรับได้ ดังนั้นค่าของแรงดันที่รับเข้ามาจาก R Shunt ควรมีค่าขอดีถึงยอดของแรงดันไม่เกิน 1.5V แสดงได้ดังภาพที่ 14

การออกแบบวงจรผลรวมขยายแบบไม่กลับเฟส

$$\text{จาก Gain} = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_f}{R_i}$$

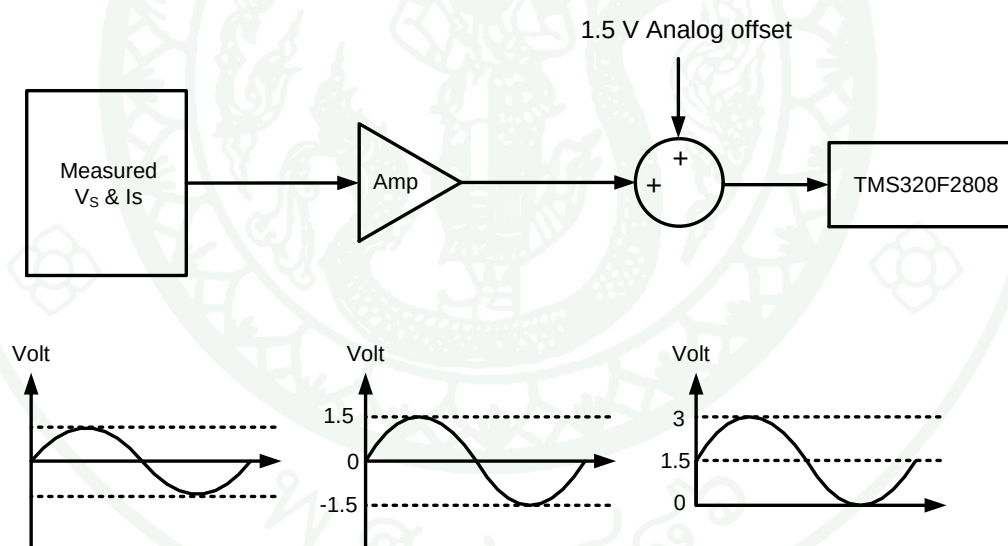
เลือก $R_1 = R_2$ เพื่อให้อัตราขยายเท่ากับ 3 โดยเลือก $10 \text{ k}\Omega$

การออกแบบวงจร Non-Inverting Summing Amplifier

กำหนดให้ $R_1 = R_2 = R_3 = R_i$ และ R_f

$$\text{จาก } V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) \frac{(V_1 + V_2)}{2}$$

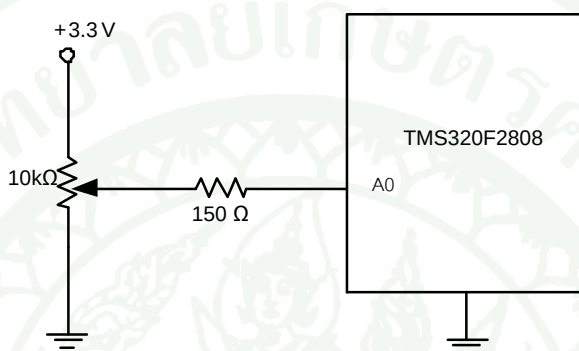
เลือก $R_f = 10 \text{ k}\Omega$ และ $R_i = 30 \text{ k}\Omega$



ภาพที่ 14 ผลจากการยกระดับแรงดัน DC 1.5V

4. วงจรปรับค่าตามสัญญาณอนาล็อก (Analog Command)

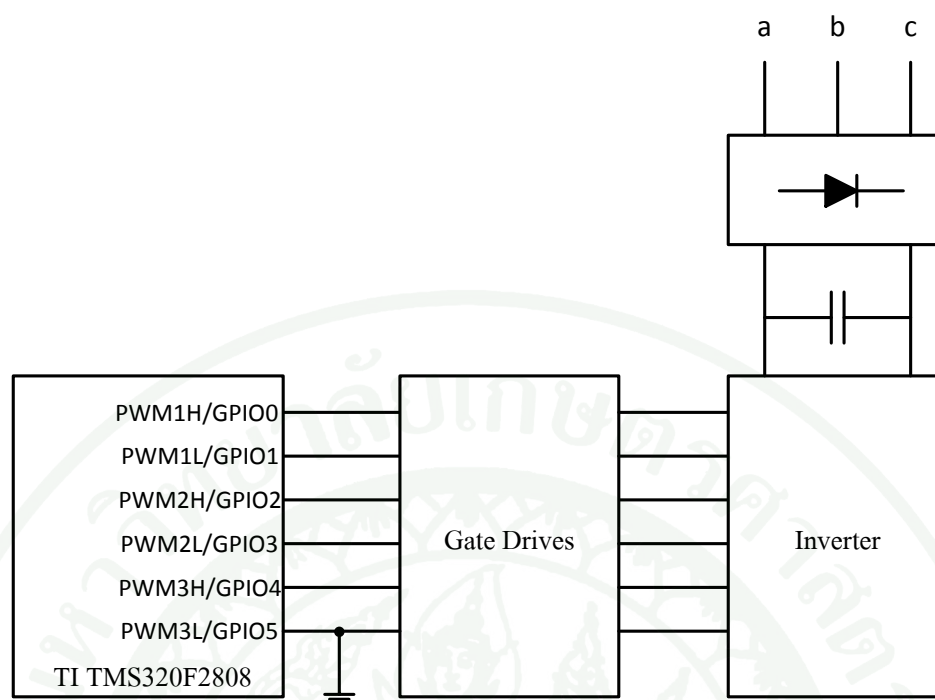
วงจรปรับความเร็วมอเตอร์ จะใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้เป็นตัวปรับแรงดัน 0 – 3V ซึ่งเป็นสัญญาณอนาล็อกส่งให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ทางพอร์ตแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (Analog to Digital Converter) เพื่อแปลงเป็นค่าอ้างอิง



ภาพที่ 15 วงจรปรับค่าตามสัญญาณอนาล็อก

5. ภาควัดสัญญาณขับเคลื่อน IPM (Integrated Power Module) ของอินเวอร์เตอร์

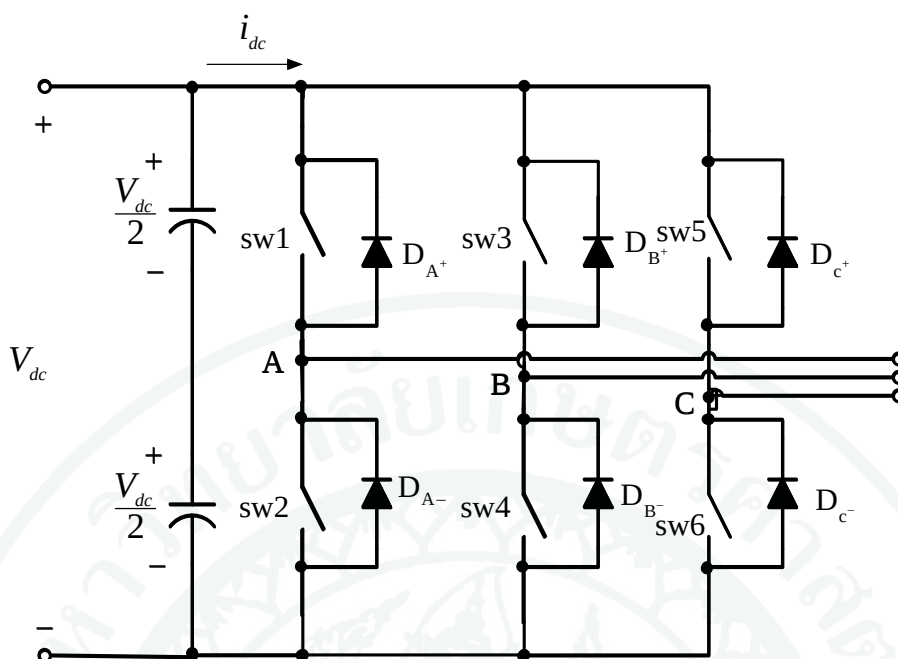
ภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ มีพอร์ตสัญญาณ Pulse Width Modulation (PWM) 16 ช่องสัญญาณ (ใช้งานแค่ 6 ช่องสัญญาณ) โดยจะส่งสัญญาณ PWM และขับแบบ GPIO ไปขับเคลื่อนของ IPM (Integrated Power Module) ดังภาพที่ 16



ภาพที่ 16 ภาคส่งสัญญาณขับเคลื่อน IPM ของชุดอินเวอร์เตอร์

6. อินเวอร์เตอร์แรงดันสามเฟส

การแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้กับโหลดสามเฟส นิยมแปลงผันกำลังไฟฟ้าผ่านอินเวอร์เตอร์สามเฟสซึ่งจะเหมาะกับงานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง เพราะถ้าหากจะใช้อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์จำนวนสามชุดก็ได้ แต่ต้องใช้สวิตช์จำนวนถึง 12 ตัว นอกจากนั้นยังต้องอาศัยวงจรควบคุมที่ทำให้แต่ละเฟสต่างกัน 120 องศาของความถี่สัญญาณ จึงไม่เหมาะที่จะเลือกใช้อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์จำนวนสามตัว จึงมีการพัฒนาอินเวอร์เตอร์สามเฟสขึ้นมาใช้ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้ทั้งขนาดและความถี่ เช่นในภาพที่ 17 จะเห็นได้ว่ามีจำนวนสวิตช์และไดโอดจำนวนอย่างละ 6 ตัวและประกอบไปด้วยสามกิ่งหรือสามเฟส

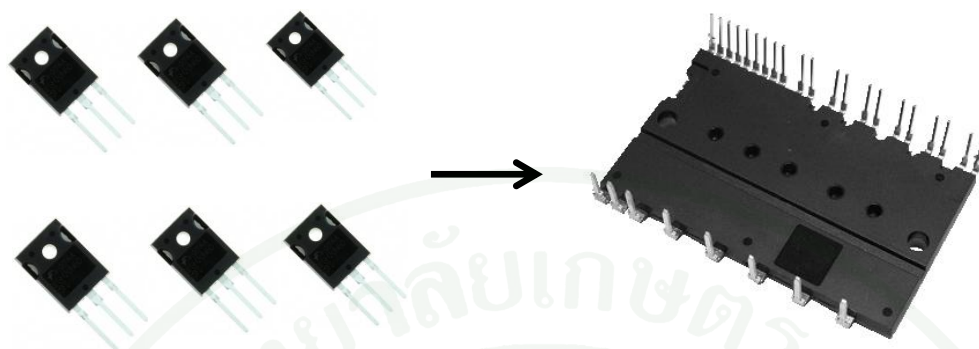


ภาพที่ 17 วงจรอินเวอร์เตอร์แรงดันสามเฟส

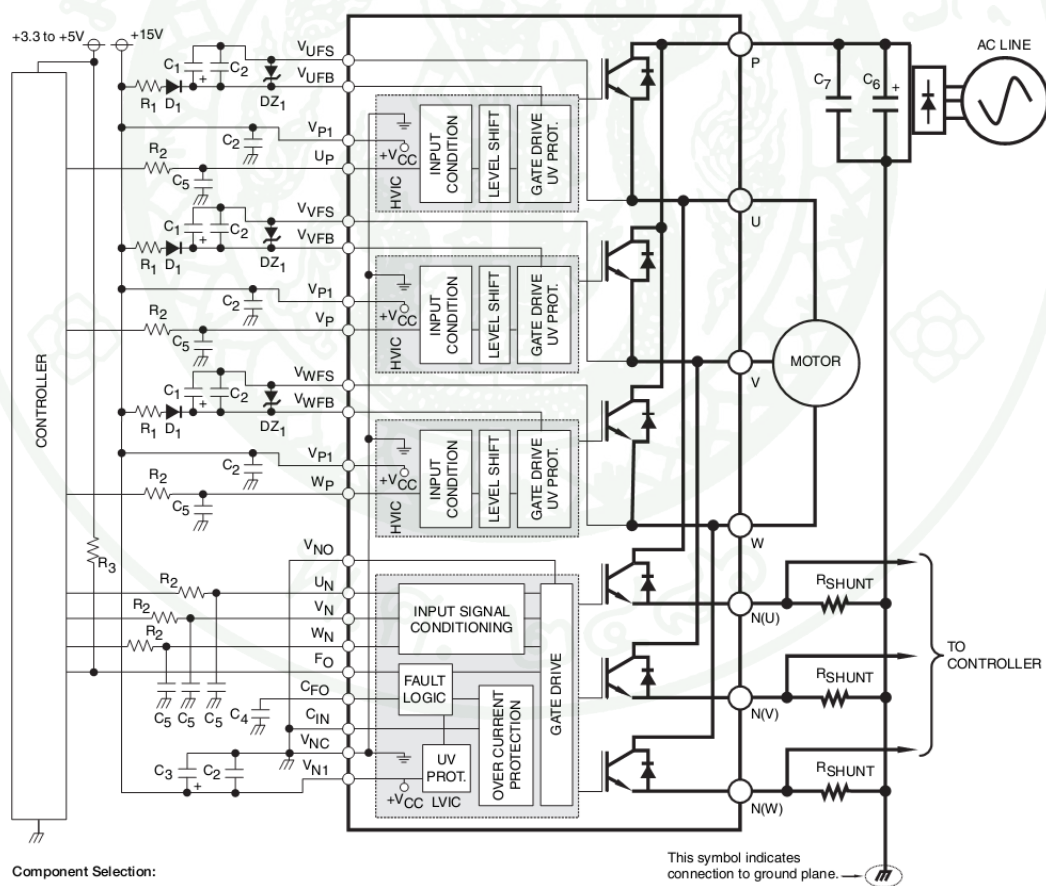
โดยทั่วไปอินเวอร์เตอร์สามเฟสจะใช้เทคนิคการมอดูเลชันด้วยรูปคลื่นไซน์ (Sine Pulse Width Modulation, SPWM) มีข้อดีคือ ง่ายต่อการสร้างสัญญาณควบคุมและการใช้ความถี่สวิตช์ซึ่งเกิดได้ห่างจากความถี่หลักมูลมาก ซึ่งจะทำให้สะดวกและออกแบบวงจรองความถี่ทางด้านออกได้ง่ายและขนาดเล็ก อย่างไรก็ตาม สำหรับกรณีของ SPWM จะมีข้อเสียคือแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ความถี่หลักมูลจะมีค่าต่ำ เช่นในวงจรที่มีแหล่งเชื่อมโยงไฟฟ้ากระแสตรง (DC Link) ขนาด 100 V อินเวอร์เตอร์สามเฟสที่ใช้เทคนิค SPWM ทำงานในย่านเชิงเส้น จะได้แรงดันไฟฟ้าระหว่างสาย ที่ความถี่หลักมูลสูงสุดที่ 61.2 V เป็นต้น

วิธีการเพิ่มแรงดันระหว่างสาย ที่ความถี่หลักมูลในระบบสามเฟส สามารถกระทำได้โดยการมอดูเลตสัญญาณควบคุมของเฟสโดยไม่จำเป็นต้องเป็นรูปคลื่นไซน์ แต่เมื่อหาผลต่างของแรงดันระหว่างสาย จะต้องมียุสัญญาณเป็นรูปคลื่นไซน์ ซึ่งสามารถกระทำได้โดยต้องคำนึงถึงมุมเฟสโดยที่แต่ละเฟสจะต่างกัน 120 องศา เช่น การใช้เทคนิค Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) แต่ในที่นี้เลือกใช้การขับแบบ Six-Step เพื่อจะได้ประสิทธิภาพของแรงบิดสูงสุด เนื่องจากการขับมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านจะขับให้น้ำกระแสที่ละคู่

การทดลองโดยใช้สวิตช์กำลังเป็น IPM (Integrated Power Module) แทน IGBT 6 ตัว



ภาพที่ 18 ขวามือแสดง IGBT เบอร์ HGTG20N60B3D_NL และซ้ายมือ IPM ของ Mitsubishi เบอร์ PS21765 300V 20A



ภาพที่ 19 ลักษณะการต่อขั้วสัญญาณขับเคลื่อนของ IPM ของ Mitsubishi เบอร์ PS21765 300V 20A

7. การออกแบบซอฟต์แวร์

ชุดควบคุมนี้จะใช้การประมวลผลของสัญญาณในรูปแบบดิจิทัลทั้งหมดซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมดังภาพที่ 21

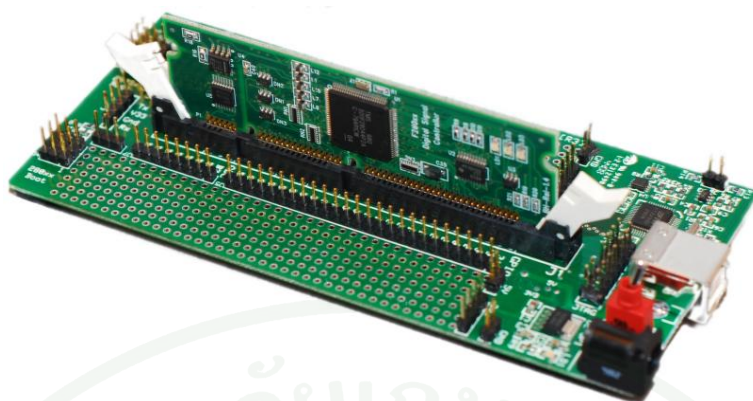
ซอฟต์แวร์ของระบบควบคุมนั้นประกอบด้วย 2 ส่วนคือ

1) ส่วนที่เลือกโหมดการทำงานและตั้งค่าเริ่มต้นของไมโครคอนโทรลเลอร์ (Initialization Mode) ซึ่งส่วนนี้จะทำหน้าที่ตั้งค่ารีจิสเตอร์เริ่มต้นของโมดูลต่างๆ คือ โมดูล PWM โมดูลแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล และ โมดูลจับสัญญาณ Hall Effect

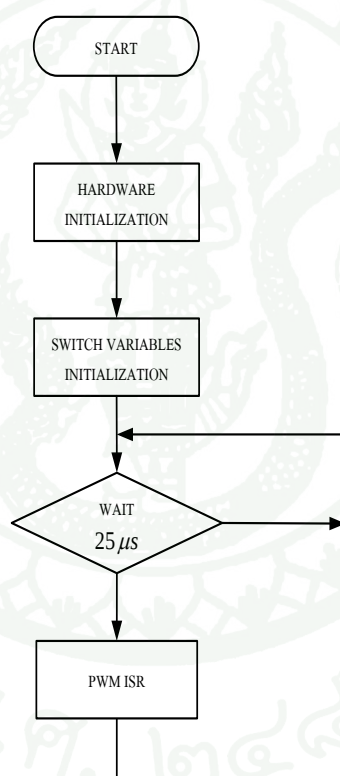
2) ส่วนของการวนลูปเพื่อรอการอินเตอร์รัปต์ (ISR : Interrupt Service Routine) โดยมีผังการทำงานดังภาพที่ 20

การทดลองโดยใช้ตัวควบคุม Board Texas Instruments TMS320F2808 แสดงตามภาพที่ 19 ซึ่งมีคุณสมบัติพื้นฐาน คือ

- Frequency 100 MHz (10-nS Cycle Time) - CAN 2 ช่อง
- Ram 36 KB - Timers 3 ตัว 32 bit GP 1 WD
- Flash 128 KB - GPIO 35 ช่อง
- PWM 16 ช่อง - 100 BGA MICROSTAR, 100LQFP
- CAP/QEP 4/2 ช่อง - SPI 4 ช่อง
- ADC 12 bit 16 ช่อง - ADC Conversion Time 160 ns
- I2C 1 ช่อง - UART (SCI) 1 ช่อง
- Operating Temperature Range 40 to 85,-40 to 125

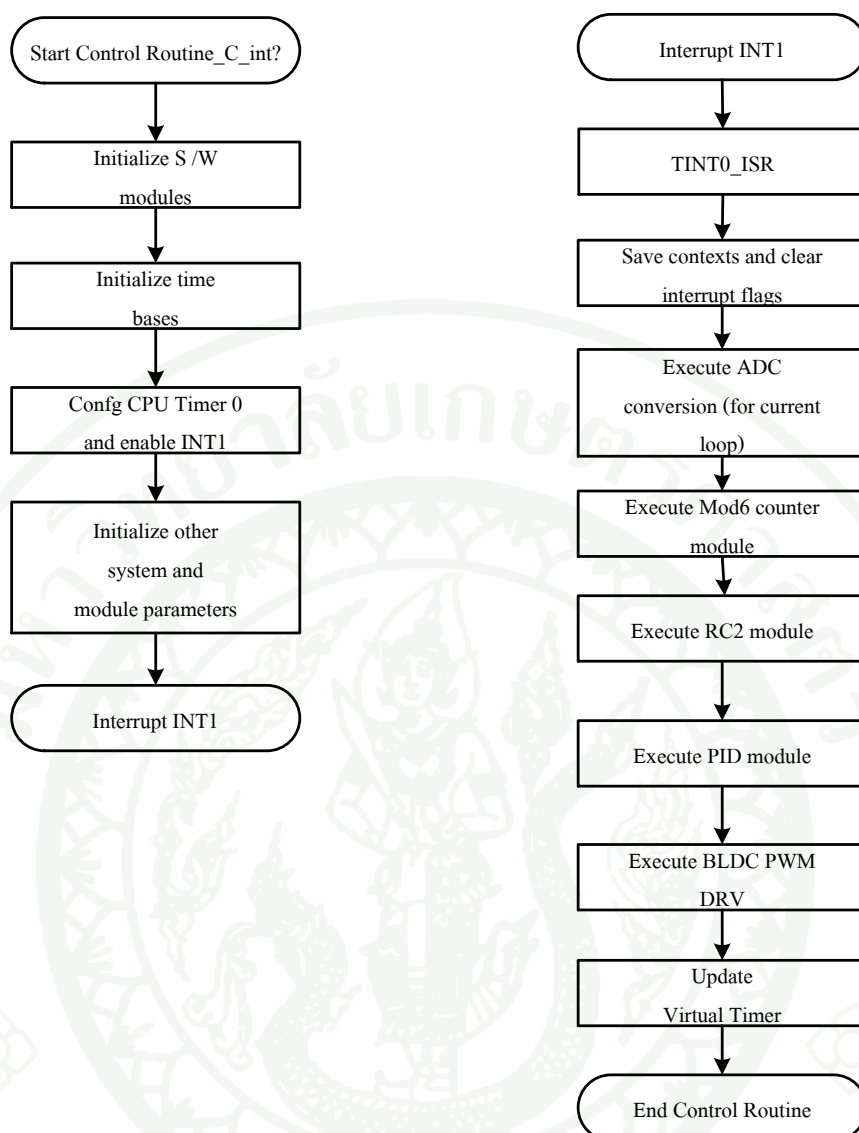


ภาพที่ 20 บอร์ด DSP Texas Instruments TMS320F2808



ภาพที่ 21 ฟังก์ชันการทำงานของโปรแกรม

จากภาพที่ 21 ส่วนของโปรแกรมนวนลูบจะถูกคำนวณทุกๆ PWM ISR (PWM Interrupt Service Routine) หรือ 1 คาบเวลาของ PWM โดยจะมีคาบเวลาในการสุ่ม (Sampling Period) เท่ากับ $25\ \mu\text{s}$ (40 kHz) โดยช่วงเวลาที่เหลือจาก $25\ \mu\text{s}$ จะเป็นส่วนของการวนลูบเพื่อรอการอินเทอร์รัปต์

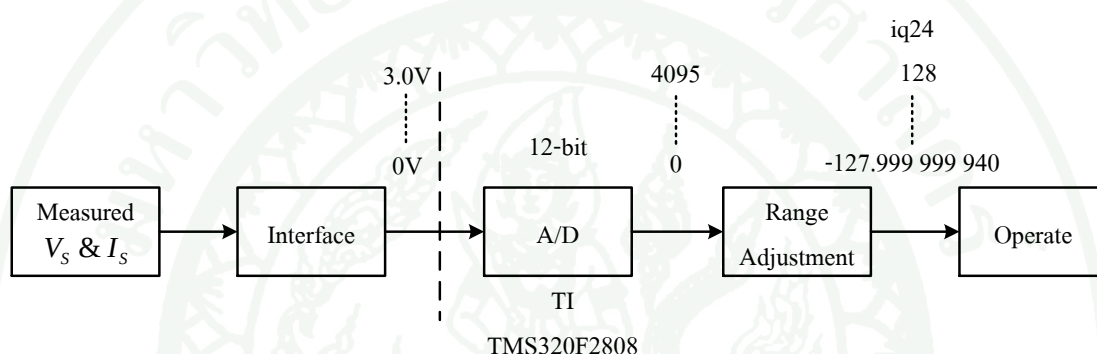


ภาพที่ 22 ผังการทำงานของโปรแกรมส่วนของการอินเตอร์รัปต์

โปรแกรมการทำงานที่อยู่ในส่วนของ PWM ISR (PWM Interrupt Service Routine) ซึ่งการทำงานจะเป็นดังบล็อกไดอะแกรมภาพที่ 22 และมีการทำงานดังนี้

8. การวัดและปรับค่ากระแสและแรงดันที่อ่านได้จากการวัด

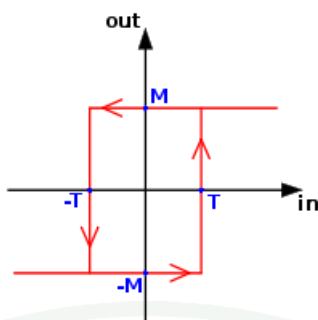
กระแสและแรงดันที่รับมาจากมอเตอร์นั้นจะมีค่าขอดีถึงขอดไม่เกิน $\pm 1.5\text{V}$ ซึ่งจะถูกขยับด้วยแรงดัน DC 1.5V จากวงจรขยับแรงดันก่อนที่จะส่งให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ และค่าที่ไมโครคอนโทรลเลอร์อ่านได้จะถูกแปลงรูปแบบให้อยู่ในรูปของทศนิยม 9 ตำแหน่ง แบบคิดเครื่องหมาย โดยความแม่นยำต่อรอบ (Resolution/Precision) 0.000000060 เพื่อนำไปประมวลผล การ Scale ค่าดิจิทัลของไมโครคอนโทรลเลอร์แสดงได้ดังภาพที่ 23



ภาพที่ 23 การ Scale ค่าดิจิทัลของไมโครคอนโทรลเลอร์

9. ตัวควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis-Controller)

ตัวควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิสจะมีด้วยกัน 2 ตัว คือ ตัวควบคุมแรงบิดและตัวควบคุมฟลักซ์ โดยแบบการทำงานอยู่ที่ 0.001 และ -0.001 N.m เช่นเดียวกับตัวควบคุมฟลักซ์ 0.001 และ -0.001 wb เมื่อพิจารณาที่ตัวควบคุมแรงบิดแล้วถ้าเอาต์พุตเป็น 1 แสดงว่าต้องการเพิ่มแรงบิด (แรงบิดจริงน้อยกว่าแรงบิดคำสั่ง) และถ้าเอาต์พุตเป็น -1 แสดงว่าต้องการลดแรงบิด (แรงบิดจริงมากกว่าแรงบิดคำสั่ง) เช่นเดียวกันในตัวควบคุมฟลักซ์ ถ้าเอาต์พุตเป็น 1 แสดงว่าต้องการเพิ่มสเตเตอร์ฟลักซ์ (สเตเตอร์ฟลักซ์จริงน้อยกว่าสเตเตอร์ฟลักซ์คำสั่ง) และถ้าเอาต์พุตเป็น -1 แสดงว่าต้องการสเตเตอร์ฟลักซ์ลด (สเตเตอร์ฟลักซ์จริงมากกว่าสเตเตอร์ฟลักซ์คำสั่ง)



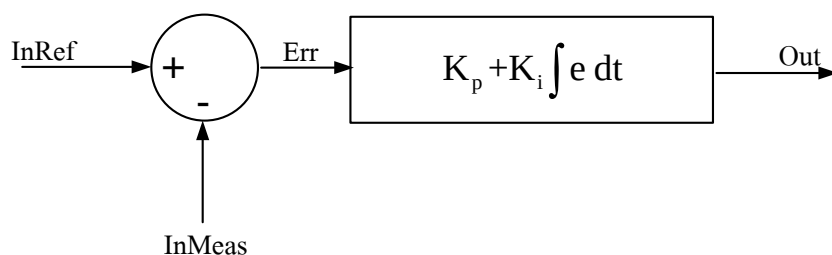
ภาพที่ 24 ตัวควบคุมแบบฮิสเทอรีซิส

ฟังก์ชันตัวควบคุมแบบฮิสเทอรีซิส

```
void HYSTERESIS_FUNC(HYSTERESIS *v)
{
    v->error = _IQ(_IQtoF(v->cmd) - _IQtoF(v->fdb));
    if((v->error) > (v->UpperBound)){
        v->out = _IQ(1);
    }
    else if((v->error) < (v->LowerBound)){
        v->out = _IQ(0);
    }
    else
        v->out = _IQ(0); //v->out
}
```

10. ตัวควบคุมแบบพีไอ (PI-Controller)

ตัวควบคุมพีไอจำนวน 1 ตัว เป็นส่วนที่ใช้ควบคุมวงความเร็ว โปรแกรมควบคุมการทำงาน จะเขียนเป็น โมดูลเพื่อรับค่าเข้ามาคำนวณและส่งค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมพีไอดังภาพที่ 23 ในการ เขียนโปรแกรมให้เป็นตัวควบคุมพีไอจะทำให้ลดอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่นำมาสร้างวงจรตัว ควบคุมพีไอได้มากและยังทำให้พื้นที่ของวงจรโดยรวมมีขนาดเล็กลง



ภาพที่ 25 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมพีไอ

ฟังก์ชันตัวควบคุมพีไอ

```
#define PID_MACRO(v) \
    v.Err = v.Ref - v.Fdb; /* Compute the error */ \
    v.Up= _IQmpy(v.Kp,v.Err); /* Compute the proportional output */ \
    v.Ui= v.Ui + _IQmpy(v.Ki,v.Up) + _IQmpy(v.Kc,v.SatErr); /* Compute the integral \
output */ \
    v.OutPreSat= v.Up + v.Ui; /* Compute the pre-saturated output */ \
    v.Out = _IQsat(v.OutPreSat, v.OutMax, v.OutMin); /* Saturate the output */ \
    v.SatErr = v.Out - v.OutPreSat; /* Compute the saturate difference */ \
    v.Up1 = v.Up; /* Update the previous proportional output */ \
```

11. การคำนวณค่าแรงบิดไฟฟ้า

การคำนวณค่าแรงบิดไฟฟ้าจะใช้สมการที่ (24) ในการเขียน โดยใช้สมการขวามือของสมการที่ (24) ที่ $k_\alpha(\theta_e)$, $k_\beta(\theta_e)$ หาได้จากสมการผนวกที่ (ข.2) – (ข.8) และ $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ ได้จากการวัดคลาร์กจากสมการที่ (31)

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[\frac{e_\alpha}{\omega_e} i_{s\alpha} + \frac{e_\beta}{\omega_e} i_{s\beta} \right] = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[k_\alpha(\theta_e) i_{s\alpha} + k_\beta(\theta_e) i_{s\beta} \right]$$

12. การวัดความเร็วของมอเตอร์

ระบบจะอ่านค่าความเร็วจาก Hall Effect ที่ติดตั้งอยู่ที่เพลลาของมอเตอร์ โดยใช้ส่วนของโมดูล eCAP (Enhanced Capture Module) ที่อยู่ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ TI TMS320F2808 เป็นตัวนับพัลส์เพื่อประมวลผลเป็นค่าความเร็วและทิศทางการหมุน

13. สถานที่ทำการวิจัย

ห้อง 0801 ชั้น 8 ห้อง 1 ตึกวิศวกรรมศาสตร์ 60 ปี คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

14. ระยะเวลาทำการวิจัย

การวิจัยเริ่มตั้งแต่ตุลาคม 2552 เดือน สิ้นสุดเดือนมีนาคม 2555

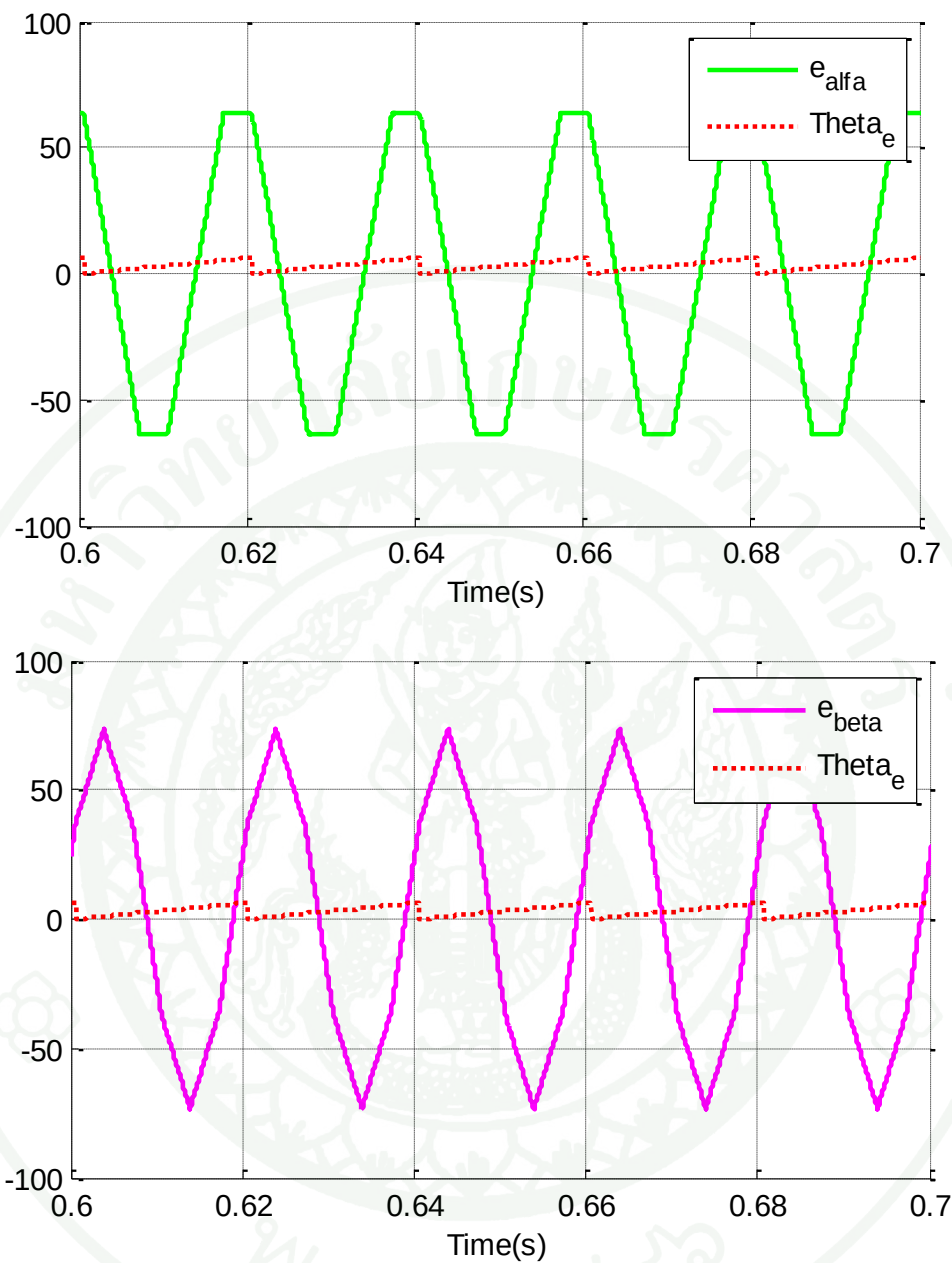
ผลและวิจารณ์

ผล

ในการทดสอบในงานวิจัยนี้ได้แบ่งการทดสอบออกเป็น 2 ส่วนหลักๆ คือ การจำลองโดยโปรแกรม MATLAB & Simulink และการทดสอบโปรแกรมประยุกต์ใช้จริงลงในระบบฝังตัวผ่านตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TI TMS320F2808 โดยในการทดสอบทั้งสองส่วนจะทำการเปรียบเทียบระหว่างการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB & Simulink และการประยุกต์ใช้งานในระบบฝังตัวจริงและมีการเปรียบเทียบการควบคุมแบบพีไอชนิดปรับค่าความกว้างพัลส์แบบวงปิดและแบบต่อเรียงวงกระแสเข้าไปด้วย เพื่อดูความแตกต่างของอัลกอริทึมที่ใช้นี้กับตัวควบคุมอื่นให้เห็นข้อเด่น ข้อด้อยของแต่ละแบบ โดยแบ่งการทดลองออกเป็น 2 ส่วนหลักๆ คือ การจำลองโดยโปรแกรม MATLAB & Simulink และการทดสอบโปรแกรมผ่านระบบฝังตัวโดยใช้ TI TMS320F2808 เป็นตัวควบคุม

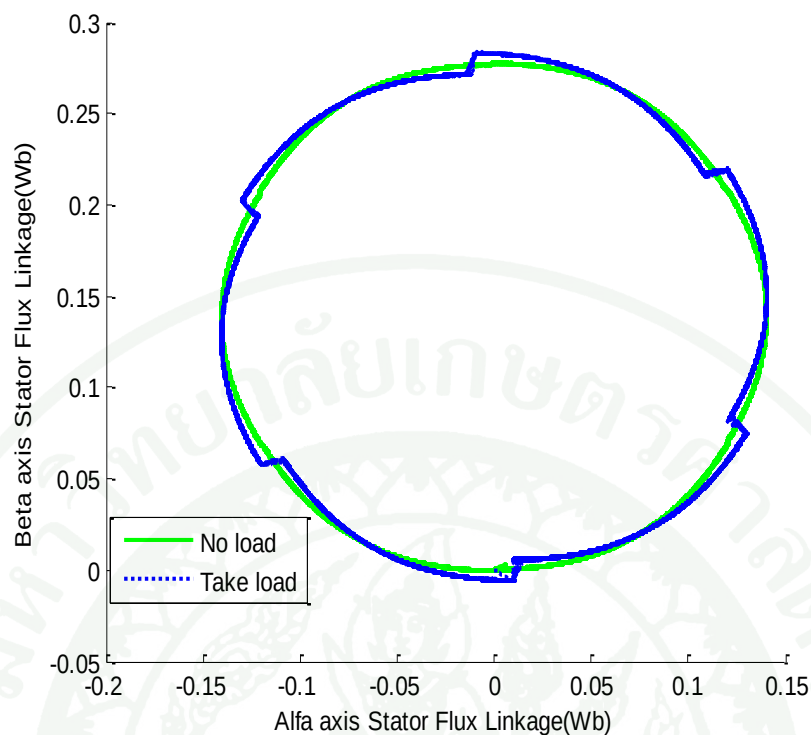
1. การจำลองโดยโปรแกรม MATLAB & Simulink

ในการจำลองโดยโปรแกรม MATLAB & Simulink จะทำการจำลองอัลกอริทึมการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้ Simulink ที่มีอยู่ในโปรแกรม MATLAB โดยในส่วนของการสร้างสัญญาณจำลองและการเปิดตารางต่างๆ จะใช้ Embedded Function ในโปรแกรม MATLAB เขียนโดยได้แสดงรายละเอียดไว้ในภาคผนวก ค

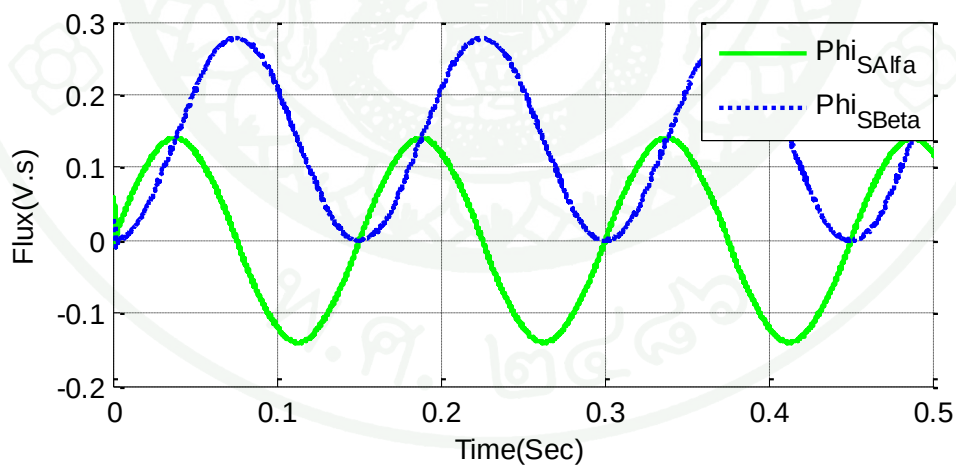


ภาพที่ 26 ภาพบนเป็นการสร้าง e_{α} และภาพล่างเป็นการสร้าง e_{β} เทียบกับ θ_e ที่ 1500 รอบต่อนาที

เนื่องจากการวัดแรงดันไฟฟ้าต้านกลับที่ความถี่ต่ำ ในทางปฏิบัตินั้นวัดได้ยากและไม่เป็นไปตามอุดมคติ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงได้สร้างแรงดันไฟฟ้าต้านกลับโดยอ้างอิงตามสมการการสร้างแรงดันไฟฟ้าต้านกลับในอุดมคติ ตามสมการผนวกที่ (ข.2) - (ข.8)



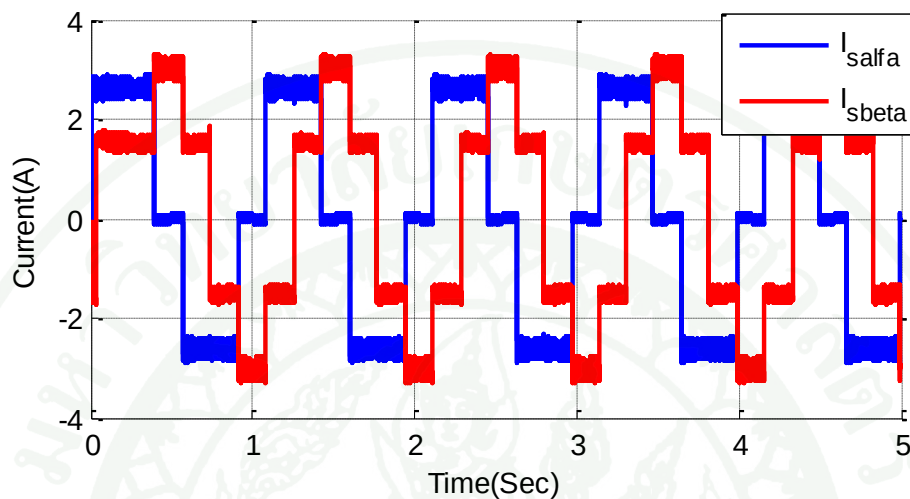
ภาพที่ 27 สเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจขณะไม่มีโหลด (เส้นทึบ) และขณะใส่โหลด 3 N.m (เส้นประ)



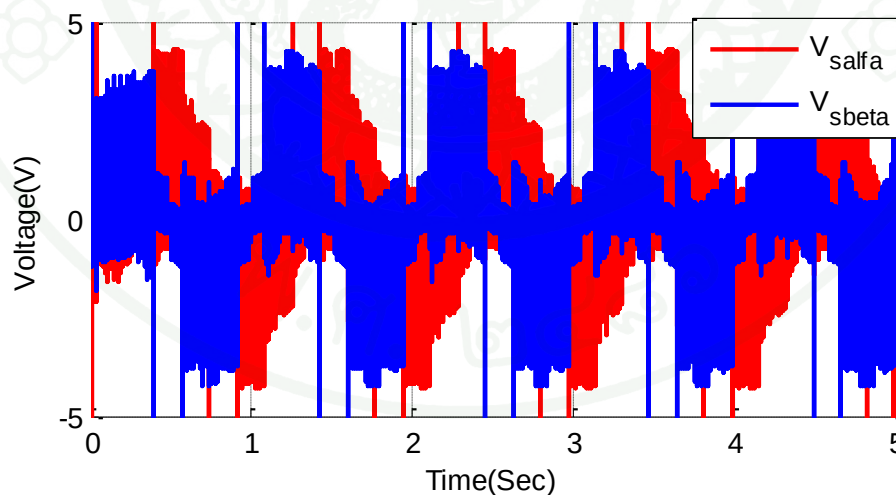
ภาพที่ 28 สเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจโดยแกนนอนเทียบกับเวลา

จากภาพที่ 27 ได้แสดงผลจำลองของสเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจบนกรอบหุตุหนึ่งแบบสองเฟส (XY) โดยที่เส้นทึบคือผลในขณะที่ไม่มีการโหลด และเส้นประคือลักษณะเมื่อเพิ่มโหลดที่มีขนาด 3 N.m ซึ่งจะสังเกตว่าที่สถานะการสวิตช์ร่อยหยักเกิดขึ้นทุก 60 องศาไฟฟ้า (ยังใส่โหลดมากยิ่งขึ้นอีก)

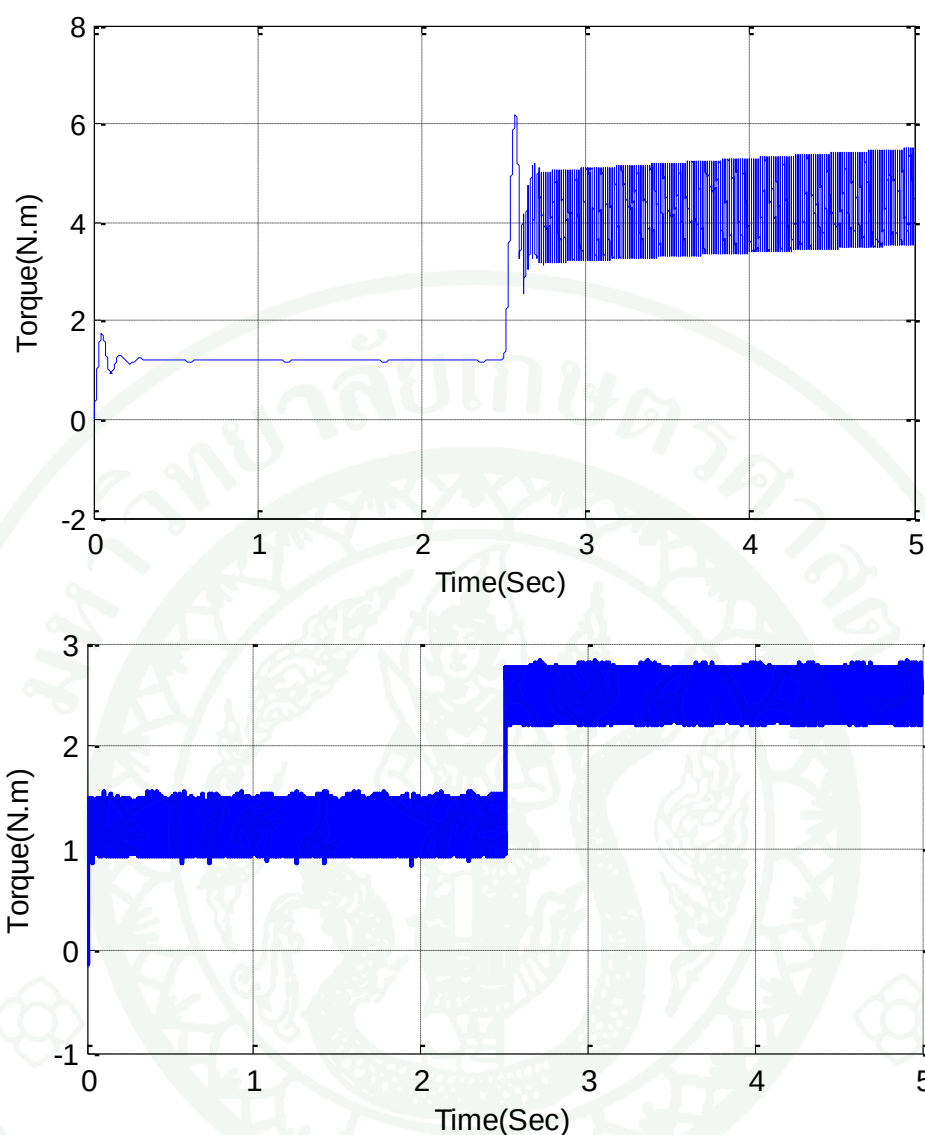
และภาพที่ 28 แสดงสเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจที่แกนเวลาแบบสองเฟสซึ่งตั้งฉากกัน และจากภาพที่ 29 และภาพที่ 30 แสดงพฤติกรรมกระแสและแรงดันแบบบนกรอบหยุดนิ่ง ที่มีการควบคุมแรงบิดอย่างเดี่ยว (Torque loop control) โดยป้อนแรงบิดอ้างอิงเท่ากับ 1.225 N.m และใส่โหลด 1.2 N.m



ภาพที่ 29 กระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$) ที่ควบคุมใช้แรงบิดอย่างเดี่ยว (Torque loop control) โดยป้อนแรงบิดคำสั่งเท่ากับ 1.225 N.m และแรงบิดโหลดเท่ากับ 1.2 N.m



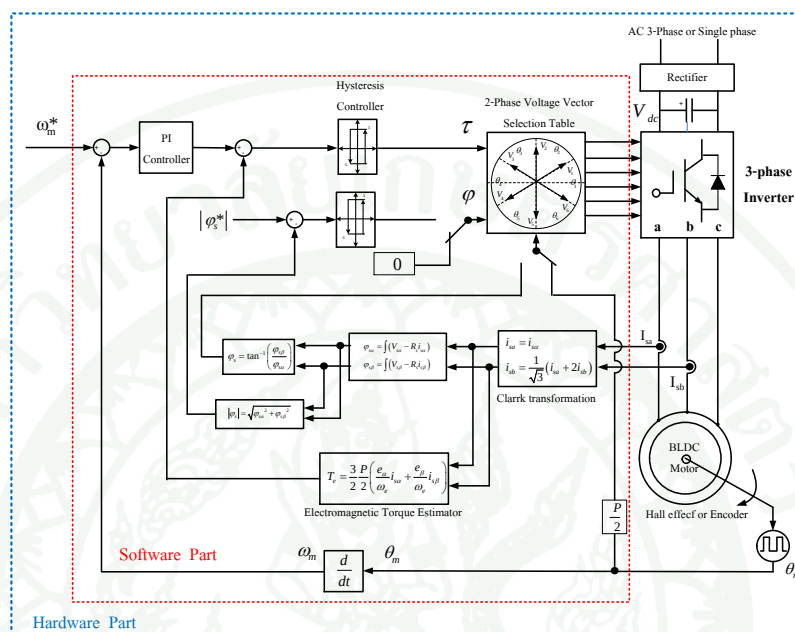
ภาพที่ 30 แรงดันสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง ($V_{s\alpha}, V_{s\beta}$) ที่ควบคุมแรงบิดอย่างเดี่ยว (Torque loop control) โดยป้อนแรงบิดคำสั่งเท่ากับ 1.225 N.m และแรงบิดโหลดเท่ากับ 1.2 N.m



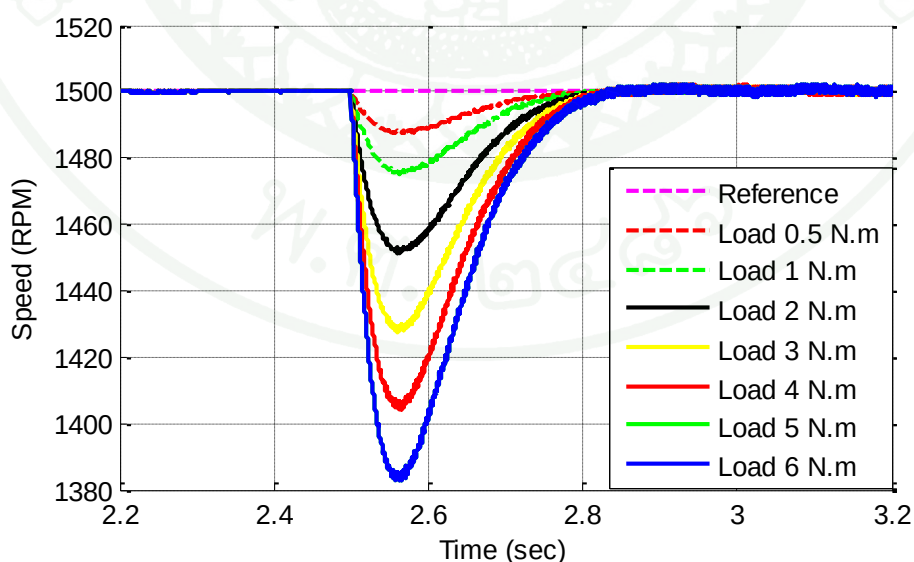
ภาพที่ 31 การเปลี่ยนแปลงแรงบิดทันทีจาก 1.225 N.m ไปเป็น 2.525 N.m ที่เวลา 2.5 วินาที โดยรูปแบบเป็นการควบคุมพีไอผ่านการวัดกระแสและรูปล่างเป็นการควบคุมแบบแรงบิดโดยตรง

จากภาพที่ 31 พบว่าการควบคุมแรงบิดโดยตรงมีการตอบสนองต่อโหลดได้ดีกว่าแบบพีไอ โดยมีผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนโหลดแบบทันทีทันใด และมีแรงบิดกระเพื่อมน้อยกว่า โดยสัญญาณแรงบิดอ้างอิง คือ 1.225 N.m และ 2.525 N.m ตามลำดับ โดยแบบพีไอจะให้แรงบิดตอบสนองที่แย่ที่การใส่โหลดที่ค่าสูงๆ โดยการควบคุมแรงบิดยังทำงานได้ดีตลอดช่วงการใส่โหลด

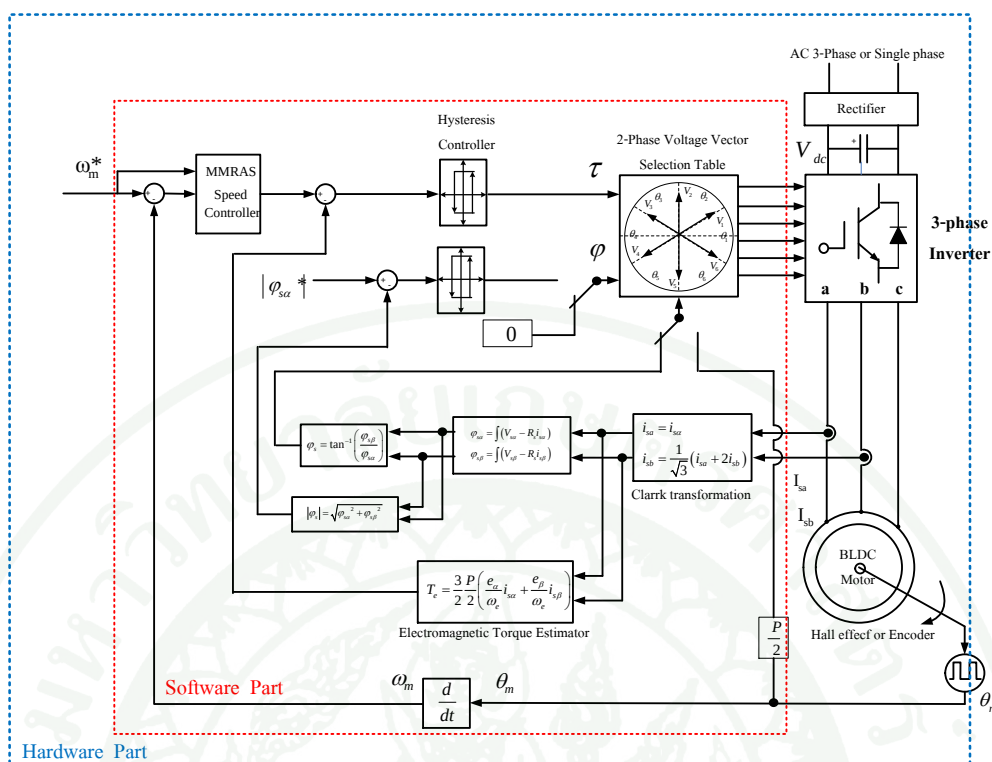
จากภาพที่ 32 และภาพที่ 33 จะเห็นว่า การควบคุมแบบฟuzzy มีการตอบสนองต่อโหลดซึ่งจะกลับเข้าสู่ความเร็วอ้างอิงภายในเวลา 0.32 วินาที แต่เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ MMRAC ผลตอบสนองจะกลับเข้าสู่ความเร็วอ้างอิงที่เวลา 0.02 วินาที ดังภาพที่ 34 และ 35



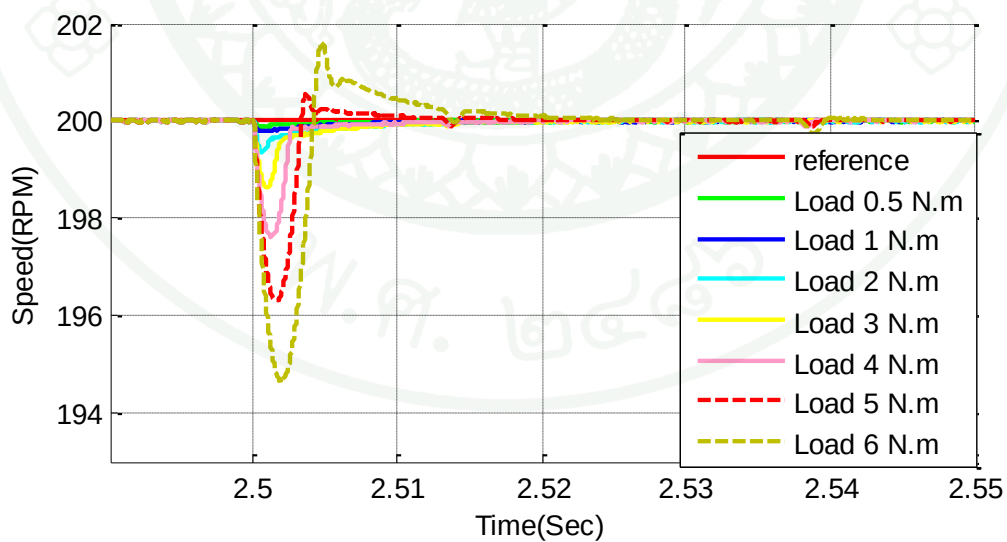
ภาพที่ 32 แสดงการควบคุมแรงบิดโดยตรงทำงานร่วมกับตัวควบคุมฟuzzy



ภาพที่ 33 ตัวควบคุมฟuzzy ที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที ขณะใส่โหลดที่ 2.5 วินาที



ภาพที่ 34 แสดงการควบคุมแรงบิดโดยตรงทำงานร่วมกับการปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลองแบบปรับปรุง



ภาพที่ 35 ตัวควบคุม Model Reference Adaptive Control ที่ความเร็วรอบต่ำ 200 รอบต่อนาที ขณะใส่โหลดที่ 2.5 วินาที

ตารางที่ 5 ประสิทธิภาพการควบคุมในแต่ละแบบ

วิธีการ	เวลาเข้าที่	ค่าพุ่งเกิน	ค่าความผิดพลาด ณ สภาวะคงตัว
1.การควบคุมแรงบิดฟีดแบ็ค(ผ่านการวัดกระแส)	ช้ากว่า DTC	น้อยกว่าDTC	น้อยกว่า DTC ที่ความถี่ต่ำ
2.การควบคุมแรงบิดโดยตรง (DTC)	เร็วกว่า	มากกว่า	มากกว่าที่ความถี่ต่ำ
3.การควบคุมความเร็วฟีดแบ็ค+แรงบิดโดยตรง	0.32	0%	1%
4.การควบคุมความเร็วปรับตัวเองตามโมเดลอ้างอิง+แรงบิดโดยตรง	0.02	0.5%	0.125%

2. การทดสอบโปรแกรมผ่านระบบฝังตัวโดยใช้ TI TMS320F2808 เป็นตัวควบคุม

ซอฟต์แวร์เขียนด้วยภาษาซีในส่วนการรับค่าและในส่วนของการคำนวณเพื่อความยืดหยุ่น โดยใช้ตัวควบคุมสัญญาณดิจิทัล (DSC) TI TMS320F2808 ซึ่งในวิทยานิพนธ์มีฟังก์ชันการทำงานของระบบควบคุมมอเตอร์ที่สำคัญดังต่อไปนี้

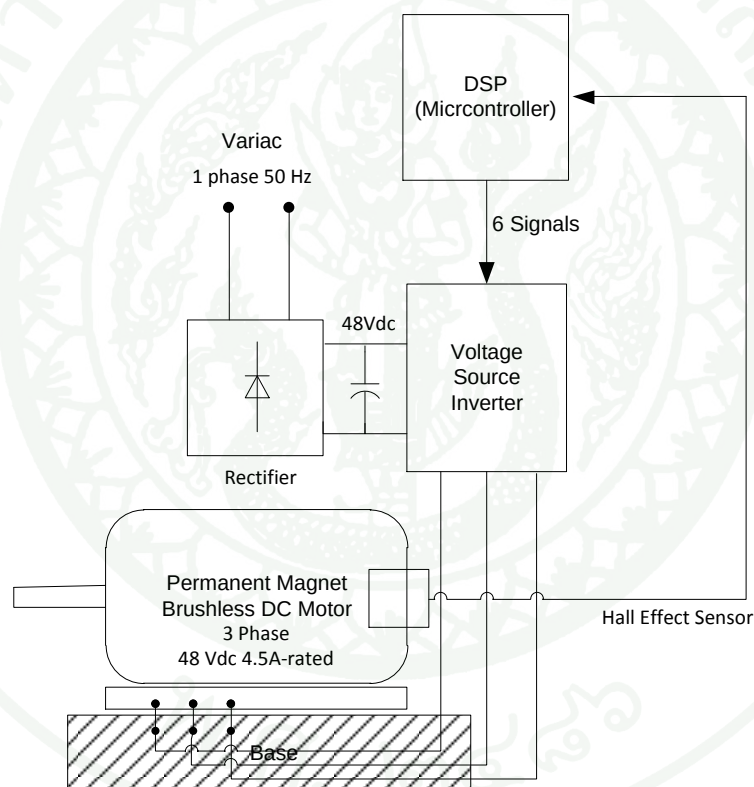
1. การแปลงของคลาร์ก (Clark's Transformation)
2. การหาค่าแรงบิดไฟฟ้า (T_{em})
3. การหาค่าสเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจ (φ_s)
4. การควบคุมแบบฟีดแบ็ค
5. การควบคุมแบบฮิสเตอร์ซิส
6. การเปิดตารางเพื่อเลือกการสวิตช์
7. การเปิดตารางเพื่อสร้างสัญญาณจำลอง

ซึ่งรายละเอียดของโปรแกรมหลักได้แสดงไว้ในภาคผนวก ก.

ในการทดสอบจากระบบที่ได้ทำการออกแบบและสร้างขึ้นทั้งทางด้านฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ จะได้ผลดังต่อไปนี้

2.1 ทดสอบหาคุณสมบัติของระบบควบคุม

โหลดทอร์คของมอเตอร์ไม่สามารถวัดได้เนื่องจากขาดอุปกรณ์ในการวัดและในการเพิ่มโหลดทอร์คที่แน่นอน จึงไม่สามารถหาความสัมพันธ์ของตัวควบคุมที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงต่อโหลดได้เท่าที่ควร จึงจะแสดงเพียงแค่ระบบสามารถกลับเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวได้อย่างรวดเร็ว ตามภาพที่ 36 เป็นการต่อใช้งาน



ภาพที่ 36 การต่อมอเตอร์เพื่อทดสอบ

จากภาพที่ 35 แสดงการต่อมอเตอร์เพื่อทดสอบ การเพิ่มโหลดทอร์คจะใช้การเพิ่มแบบ Manual

เมื่อทำการทดสอบหาคุณสมบัติของตัวควบคุมโดยดูพฤติกรรมของความเร็วรอบมอเตอร์ที่สามารถติดตามสัญญาณอ้างอิงในลักษณะต่างๆ ได้มากน้อยเพียงใด ขณะทดสอบแบบวงรอบเปิด (Open Loop Test) และทดสอบแบบวงรอบปิด (Close Loop Test) จะได้ผลดังนี้

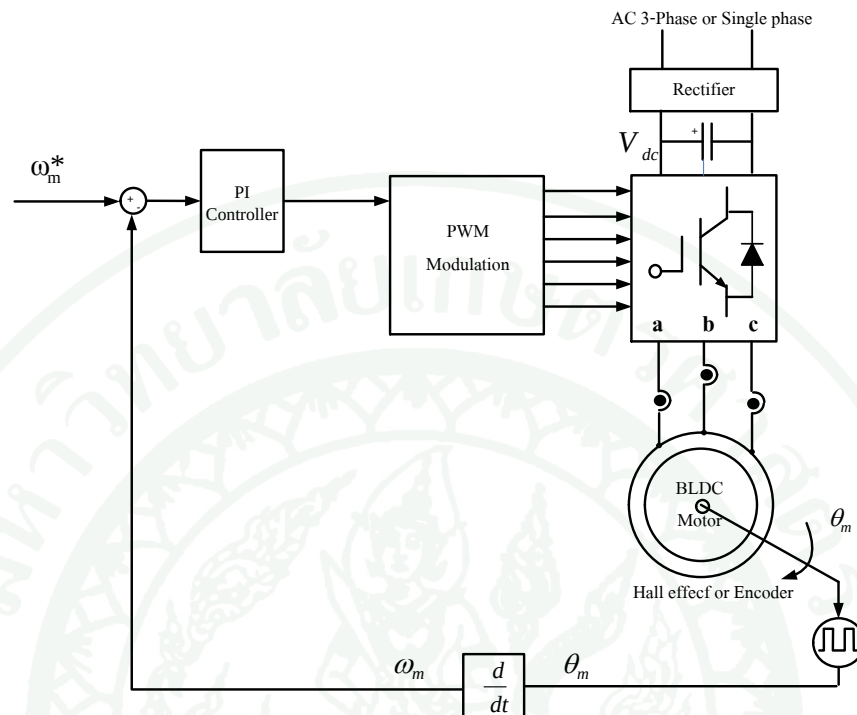
2.2 ทดสอบแบบวงรอบเปิด

การทดสอบวงรอบเปิด (Open Loop Test) จะกระทำโดยการรบกวนหาเซกเตอร์ที่ถูกต้อง ซึ่งความเร็วสามารถปรับจากการปรับความกว้างพัลส์ (ในที่นี้ $1PU = 3000 \text{ RPM}$)

ตารางที่ 6 การทดสอบความเร็วรอบวงรอบเปิด

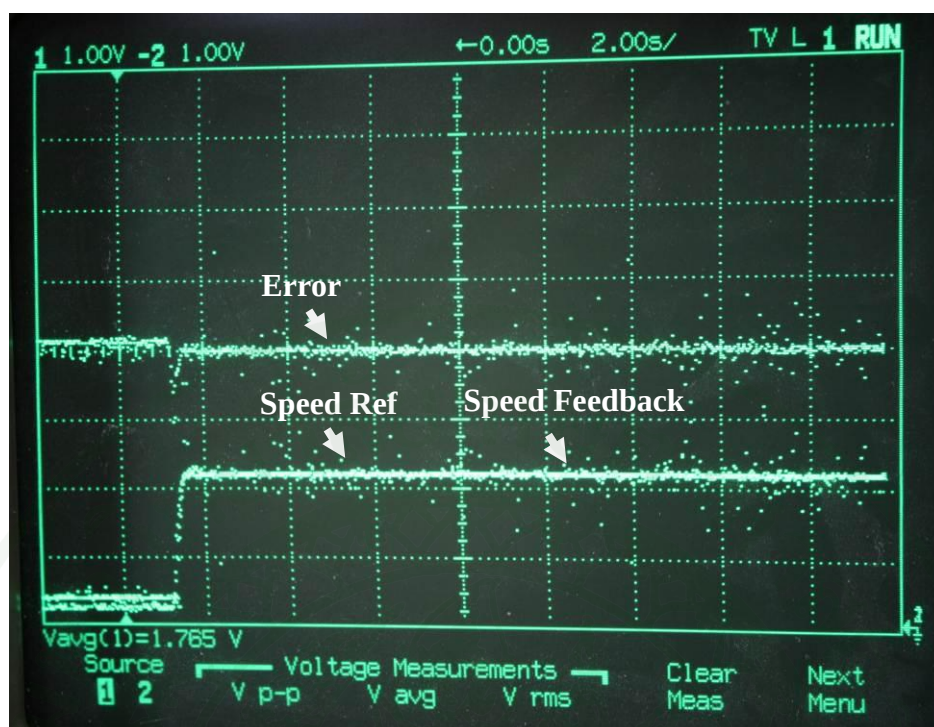
Load Torque	Speed (rpm)		
	500 rpm	1500 rpm	3000 rpm
0 (No-Load)	500	1500	3000
เบา	450	1350	2500
หนัก	150	900	1950

2.3 ทดสอบแบบวงรอบปิดวงความเร็ว

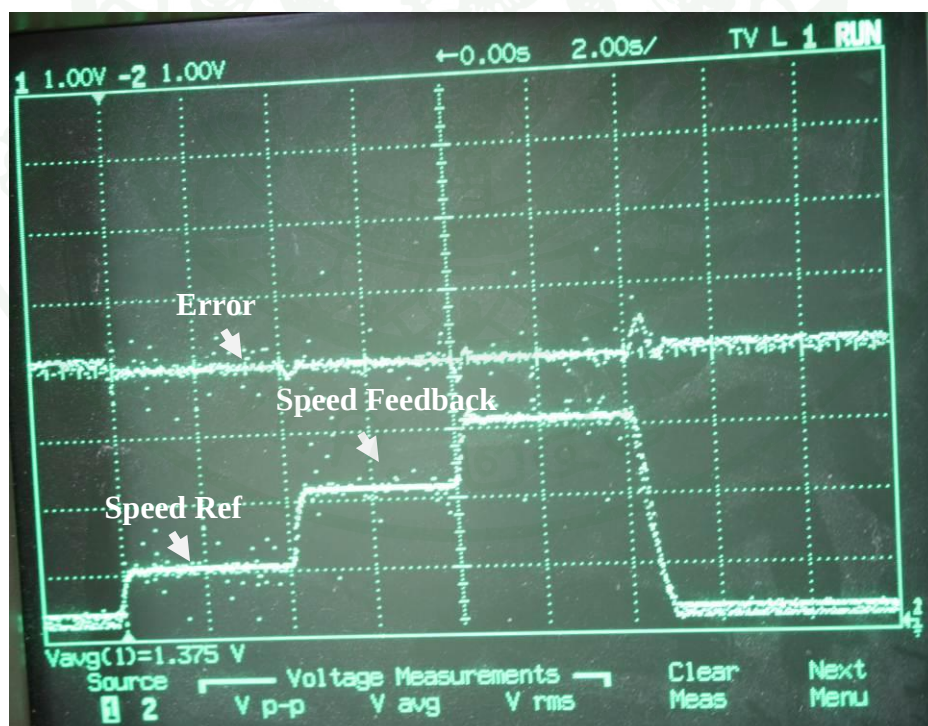


ภาพที่ 37 การทดสอบวงปิดวงความเร็ว

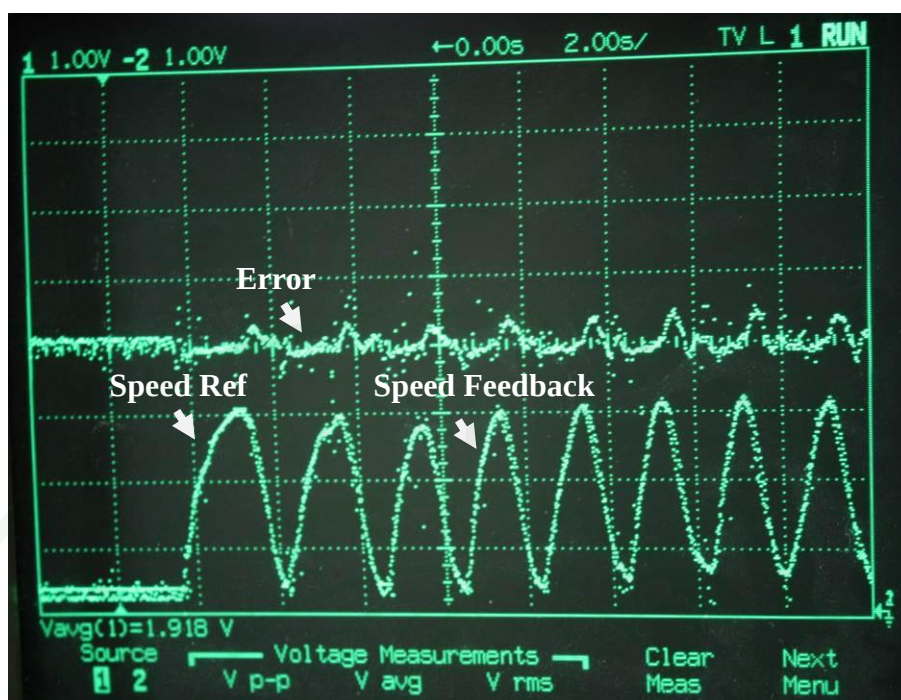
ทดสอบโปรแกรมที่เขียนไปโดยในหัวข้อนี้จะเป็นการทดสอบวงความเร็วเพียงวงเดียวในการควบคุม โดยตัวควบคุมใช้ตัวฟิโอกอนโทรลเลอร์โดยใช้ $k_p = 0.8$ และ $k_i = 0.01$ โดยใช้วิธี Trial and error ในการปรับค่า ซึ่งดูจากผลตอบสนองในภาพที่ 37 เป็นการป้อนสัญญาณอ้างอิงแบบขั้นบันได (Step Reference) เทียบกับสัญญาณจริง เพื่อให้ความเร็วรอบจริง (Speed Feedback) ติดตามความเร็วอ้างอิง (Speed Reference) ได้ โดยในภาพสัญญาณความเร็วรอบจริงในช่วงภาวะชั่วครู่มีการพุ่งเกิน (Overshoot) ประมาณ 4% ซึ่งการพุ่งเกินจะทำให้ Error มีค่าเป็นลบ (Error = Speed Reference - Speed Feedback) และมีเวลาเข้าที่ (Setting Time) เท่ากับ 0.8 วินาที



ภาพที่ 38 กราฟแสดงการติดตามสัญญาณอ้างอิงที่ความเร็วรอบ 2000 RPM



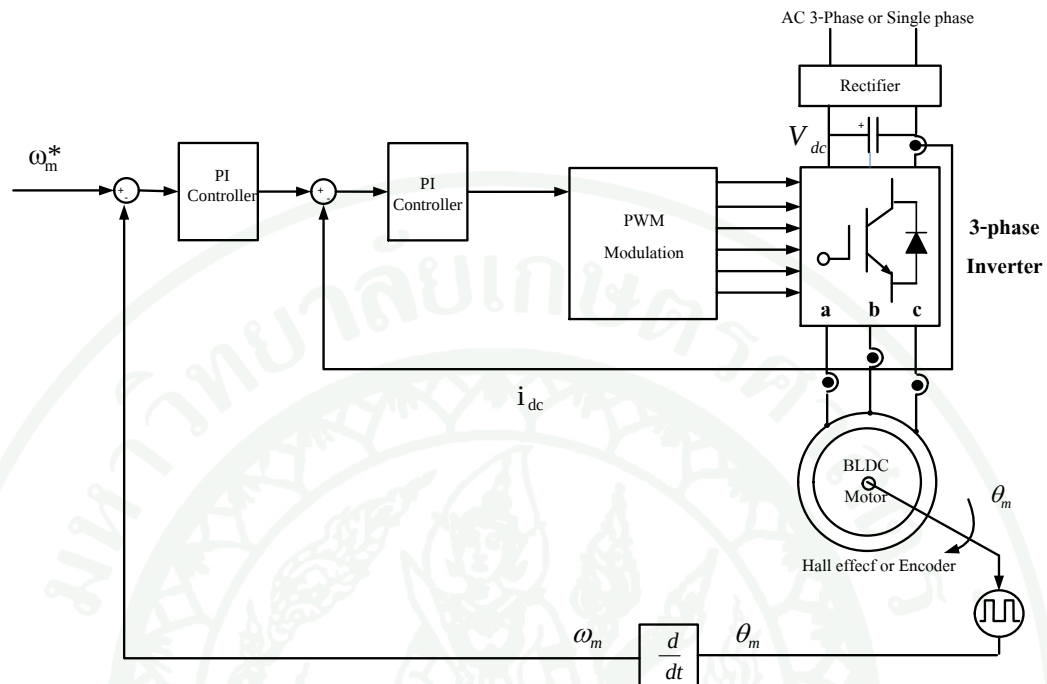
ภาพที่ 39 กราฟแสดงการติดตามสัญญาณอ้างอิงที่ความเร็วรอบ 800, 2000 และ 3000 RPM



ภาพที่ 40 กราฟแสดงการติดตามสัญญาณอ้างอิงแบบไซน์ที่ความเร็วรอบ ซึ่งมีค่าต่ำสุดคือ 0 และค่าสูงสุดคือ 3000 RPM

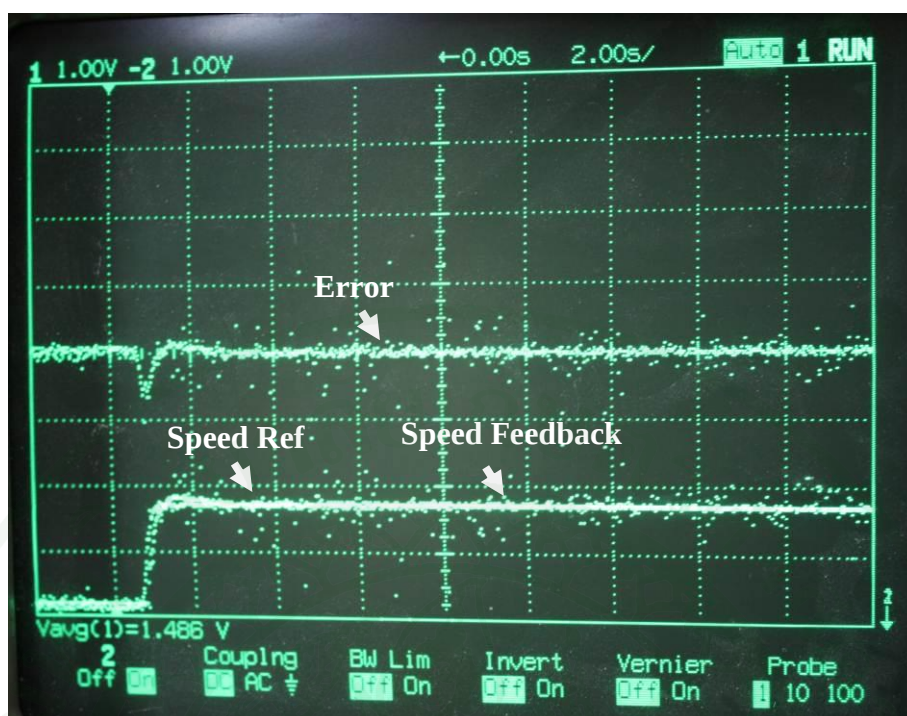
เพื่อศึกษาพฤติกรรมการตอบสนองต่อการติดตามสัญญาณอ้างอิงในหลายรูปแบบจึงพิจารณาการติดตามสัญญาณอ้างอิงแบบขั้นบันไดหลายระดับและการติดตามสัญญาณอ้างอิงแบบไซน์ ตามภาพที่ 39 และภาพที่ 40 โดยภาพที่ 39 เป็นการติดตามสัญญาณแบบขั้นบันไดหลายระดับ โดยเมื่อพิจารณาค่า Error จะเกิดขึ้นทุกครั้งที่มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบขั้นบันได ซึ่งจะเกิด Error มากที่ขอบล่างโดยมีเวลาเข้าที่ประมาณ 0.4 วินาที และค่าฟุ้งเกินไม่เกิน 6.67% และภาพที่ 39 เป็นการทดสอบการติดตามสัญญาณแบบไซน์ การติดตามสัญญาณแบบนี้จะเกิด Error มากกว่า 2 แบบที่กล่าวมาข้างต้น โดยจะเกิด Error ขึ้นมากที่ขาลงของสัญญาณความเร็วอ้างอิง โดยช่วงขาขึ้นจะมีไม่มากเท่ากับขาลง ซึ่งเกิดขึ้นเหมือนกับการติดตามสัญญาณขั้นบันไดหลายระดับ แต่มีเวลาเข้าน้อยกว่า 0.4 วินาที และไม่มีค่าฟุ้งเกิน

2.4 ทดสอบแบบวงรอบปิดแบบต่อเรียงวงกระแสและวงความเร็ว



ภาพที่ 41 การทดสอบวงปิดวงความเร็วกับกระแส

ทดสอบโปรแกรมที่เขียนไปโดยในหัวข้อนี้จะเป็นการทดสอบวงความเร็วแบบต่อเรียงกับวงกระแสในการควบคุม โดยตัวควบคุมในวงความเร็วใช้ตัวควบคุมพีไอโดยใช้ $k_p = 0.8$, $k_i = 0.01$ และในวงกระแสใช้ตัวควบคุมพีไอโดยใช้ $k_p = 0.65$ และ $k_i = 0.001$ โดยทั้ง 2 วงใช้วิธี Trial and error ในการปรับค่า โดยดูจากผลตอบสนองเทียบกับสัญญาณอ้างอิงที่ป้อนเข้าไป ในภาพที่ 42 เป็นการป้อนสัญญาณอ้างอิงแบบขั้นบันได เพื่อให้ความเร็วรอบจริง (Speed Feedback) ติดตามสัญญาณอ้างอิงได้ (Speed Reference) โดยสัญญาณความเร็วรอบจริงในช่วงภาวะชั่วครู่มีการพุ่งเกิน (Overshoot) ประมาณ 5.55% ซึ่งการพุ่งเกินจะทำให้ Error มีค่าเป็นลบ (Error = Speed Reference - Speed Feedback) และมีเวลาเข้าที่ (Setting Time) เท่ากับ 2.4 วินาที



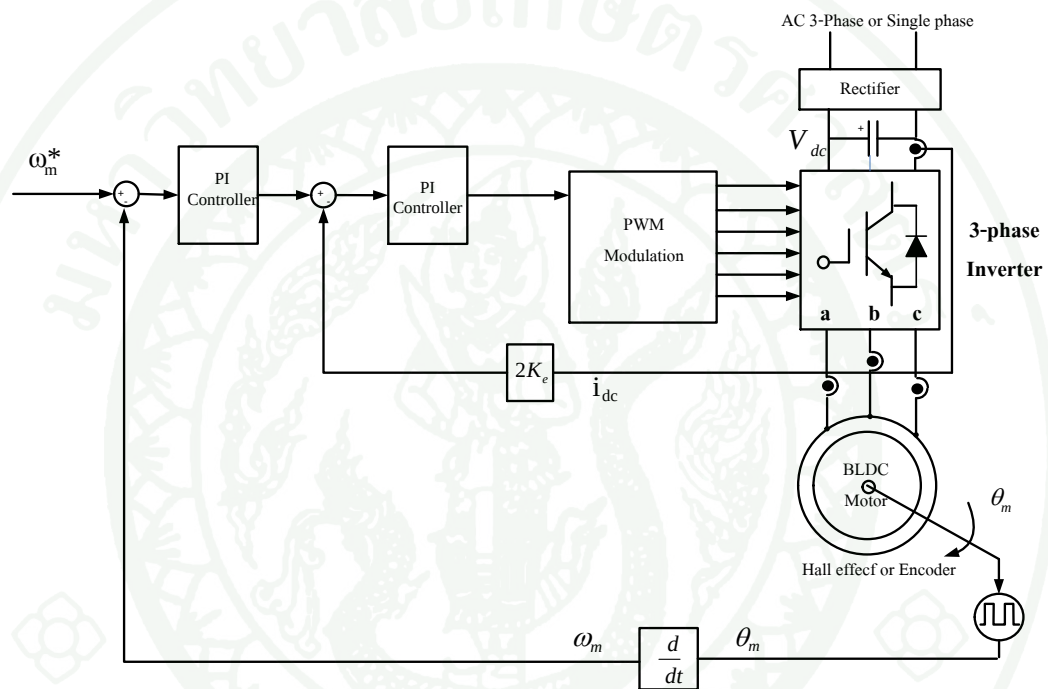
ภาพที่ 42 กราฟแสดงการติดตามสัญญาณอ้างอิงที่ความเร็วรอบ 1800 RPM



ภาพที่ 43 กราฟแสดงการติดตามสัญญาณอ้างอิงที่ความเร็วรอบ 1400, 2200 และ 3000 RPM

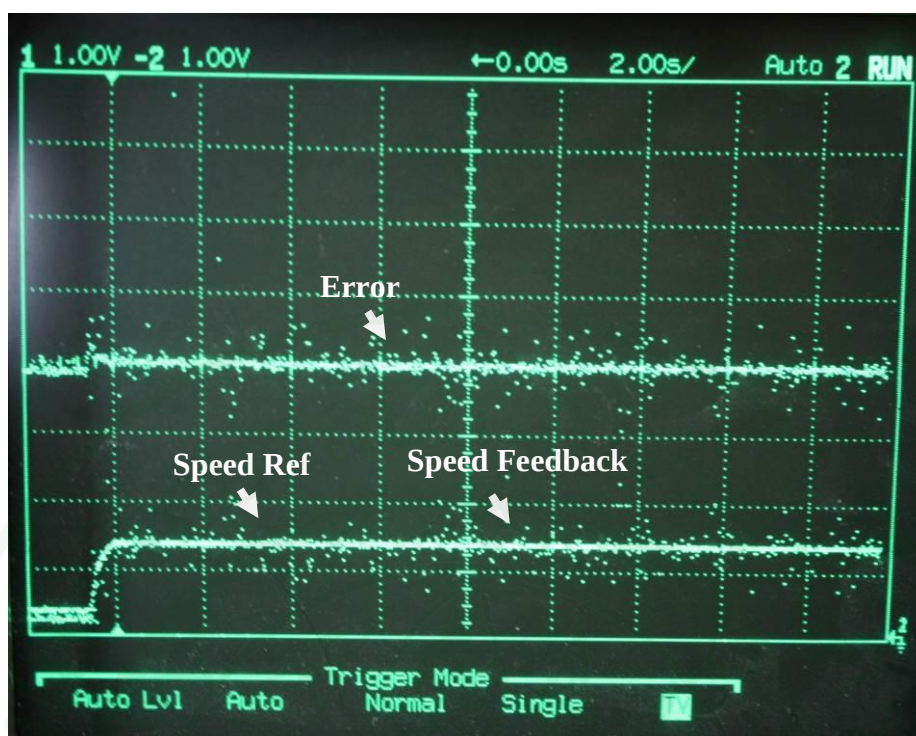
จากภาพที่ 43 เป็นการทดสอบการติดตามความเร็วรอบอ้างอิง (Speed reference) ซึ่งในภาพนั้นเป็นการติดตามสัญญาณอ้างอิงแบบขั้นบันไดหลายระดับ โดยเมื่อพิจารณาค่า Error จะเกิดขึ้นทุกครั้งที่มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบขั้นบันไดหลายระดับ และมีเวลาเข้าที่ (Setting time) ต่างกันในแต่ละระดับความเร็ว โดยเวลาเข้าที่มีค่าไม่เกิน 2 วินาที

2.5 ทดสอบแบบวงรอบปิดแบบต่อเรียงวงแรงบิดและวงความเร็ว



ภาพที่ 44 การทดสอบวงปิดวงความเร็วกับแรงบิด

ทดสอบโปรแกรมที่เขียนไปโดยในหัวข้อนี้จะเป็นการทดสอบวงความเร็วและวงแรงบิดในการควบคุม โดยตัวควบคุมในวงความเร็วใช้ตัวควบคุมพีไอโดยใช้ $k_p = 0.8$, $k_i = 0.01$ ในวงแรงบิดใช้ตัวควบคุมพีไอโดยใช้ $k_p = 1.0$, $k_i = 0.001$ โดยทั้ง 2 วงใช้วิธี Trial and error ในการปรับค่า โดยดูจากผลตอบสนองเทียบกับสัญญาณอ้างอิงที่ป้อนเข้าไป โดยในภาพที่ 44 เป็นการป้อนสัญญาณอ้างอิงแบบขั้นบันได เพื่อให้ความเร็วรอบจริง (Speed feedback) ติดตามสัญญาณอ้างอิงได้ โดยสัญญาณความเร็วรอบจริงในภาพที่ 41 ไม่มีการพุ่งเกิน (Overshoot) ซึ่งสามารถสังเกตได้ว่า Error มีค่าเป็นศูนย์หรือใกล้เคียงศูนย์ ($\text{Error} = \text{Speed reference} - \text{Speed feedback}$) และมีเวลาเข้าที่ (Setting time) เท่ากับ 1.2 วินาที



ภาพที่ 45 กราฟแสดงการติดตามสัญญาณอ้างอิงที่ความเร็วรอบ 1300 RPM

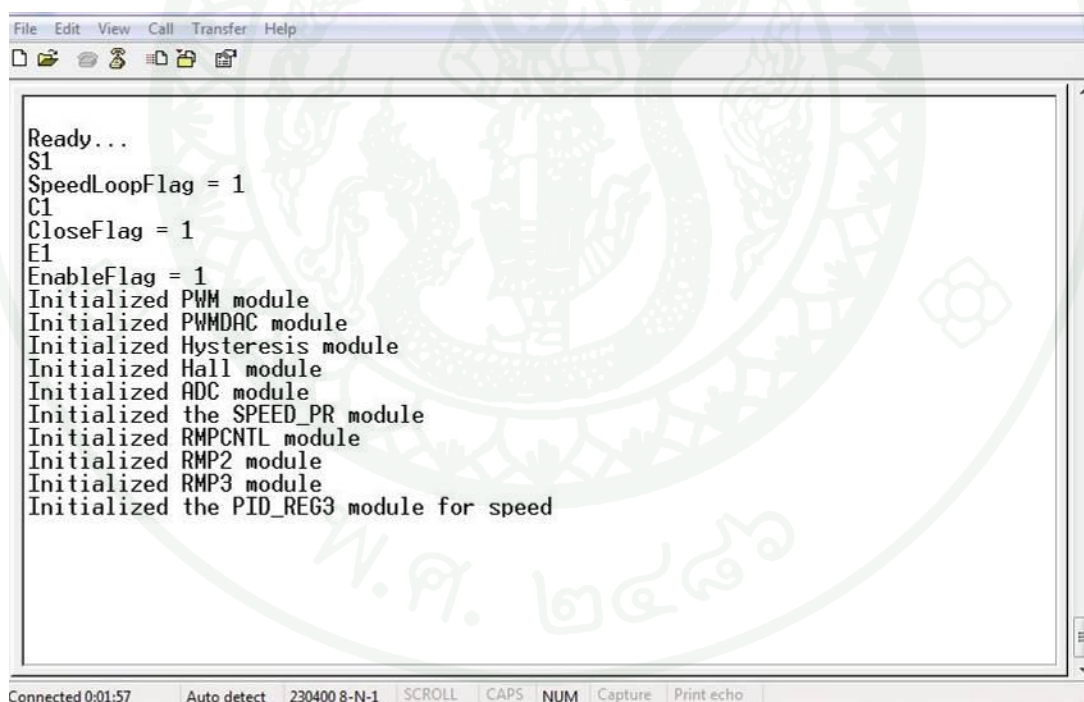


ภาพที่ 46 กราฟแสดงการติดตามสัญญาณอ้างอิงซึ่งมีค่าต่ำสุดคือ 0 และ ค่าสูงสุดคือ 3000 RPM

จากภาพที่ 46 เป็นการทดสอบการติดตามสัญญาณความเร็วรอบจริง (Speed feedback) กับ ความเร็วรอบอ้างอิง (Speed reference) โดยเป็นการติดตามสัญญาณอ้างอิงแบบ Ramp function โดยเมื่อพิจารณาค่า Error จะเกิดขึ้นทุกครั้งที่มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบ Ramp function โดย Error จะเกิดในช่วงขาลงมากกว่าขาขึ้นและมีเวลาเข้าที่ (Setting time) เวลาเข้าที่โดยประมาณ 1.2 วินาที

2.6 การติดต่อสื่อสารระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์กับคอมพิวเตอร์

การแสดงผลผ่านจอคอมพิวเตอร์โดยโมดูล UART ใน TI TMS320F2808 โดยติดต่อผ่านโปรแกรม Terminal ในที่นี้คือโปรแกรม Hyper Terminal ใช้อัตราการติดต่อเท่ากับ 230400 ค่าที่นำมาแสดงผลคือ สถานการณ์ทำงาน (Mode) และการ Initialize Module ต่างๆ ในตัวคอนโทรลเลอร์ดังที่แสดงในภาพที่ 47



```

File Edit View Call Transfer Help
Ready...
S1
SpeedLoopFlag = 1
C1
CloseFlag = 1
E1
EnableFlag = 1
Initialized PWM module
Initialized PWDAC module
Initialized Hysteresis module
Initialized Hall module
Initialized ADC module
Initialized the SPEED_PR module
Initialized RMPCTL module
Initialized RMP2 module
Initialized RMP3 module
Initialized the PID_REG3 module for speed
  
```

Connected 0:01:57 Auto detect 230400 8-N-1 SCROLL CAPS NUM Capture Print echo

ภาพที่ 47 โปรแกรม Hyper Terminal ขณะติดต่อกับไมโครคอนโทรลเลอร์

จากผลการทดลองจะมี 2 แบบ คือจำลองโดยใช้โปรแกรม MATLAB&Simulink ผลที่ได้จากการจำลองการควบคุมแสดงในหัวข้อที่ 1 และการประยุกต์ใช้บนโปรแกรม Code Composer Studio เพื่อโปรแกรมลงบน TI TMS320F2808 เพื่อทดสอบกับอินเวอร์เตอร์แรงดันสามเฟสและขับ

มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านตามหัวข้อที่ 2 ซึ่งจากตารางที่ 7 แสดงค่าพารามิเตอร์มอเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

ตารางที่ 7 แสดงค่าพารามิเตอร์มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน

สัญลักษณ์	ความหมาย	ค่า
P	จำนวนขั้วแม่เหล็ก	8
V_{dc}	แรงดันดีซีบัส (V_{rms})	48
R_s	ความต้านทานสเตเตอร์ (Ω)	0.315
L_s	ความเหนี่ยวนำสเตเตอร์ (mH)	1.4
φ	ฟลักซ์ลิงก์เกจ (Wb)	0.1146
T_s	เวลาชักตัวอย่าง (μs)	25
k_p	Proportional gain	0.8, 0.65, 1.0
k_i	Integral gain	0.01, 0.001, 0.001

ในงานวิจัยนี้ได้ทำการจำลองบนโปรแกรม MATLAB โดยใช้แบบจำลองดังภาพที่ 8 ซึ่งตัวควบคุมฮิสเตอร์ซิสของแรงบิดไฟฟ้ามีช่วงการควบคุมที่ 0.001 และ -0.001 N.m เช่นเดียวกันกับตัวควบคุมฮิสเตอร์ซิสของสเตเตอร์ฟลักซ์มีช่วงการควบคุมที่ 0.001 และ -0.001 Wb และทำการเพิ่มโหลดที่เวลา 2.5 วินาที ที่ภาระโหลดค่าต่างๆ และได้พิจารณาการควบคุมแรงบิดไฟฟ้าและการควบคุมความเร็วแยกออกจากกันเพื่อให้เห็นค่าการเปลี่ยนแปลงต่อแรงบิดคำสั่ง โดยการควบคุมวงความเร็ววงนอกใช้ตัวควบคุมพีไอมาเปรียบเทียบกับตัวควบคุมปรับตัวเองตามแบบจำลองแบบปรับปรุงแล้ว (ในการจำลอง) (H. P. Wang and Y. T. Liu, 2006) ซึ่งวงในเป็นการควบคุมแรงบิดโดยตรงเหมือนกัน ตัวควบคุมพีไอนั้นใช้วิธี Trial and Error ในการหาค่าที่เหมาะสม ซึ่งจำกัดค่าไม่ให้เกินแรงดันดีซีบัส (V_{dc}) โดยมีค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 6

แรงดันดีซีบัสจริงที่ได้จากการเรียงกระแสอาจจะไม่เป็นไปตามอุดมคติอาจต้องมีการแก้ตัวประกอบกำลังที่ได้นำเสนอใน (Ozturk *et al.*, 2007) และสามารถนำไปต่อยอดเป็นการควบคุมไร้ตัววัดตำแหน่งต่อไป (S. B. Ozturk and H. A. Toliyat., 2011) ซึ่งวิธีควบคุมไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งนั้นจะเหมาะกับการใช้ตัวควบคุมโดยวิธีอ้าอิงแบบจำลอง (H. P. Wang and Y. T. Liu., 2006)

ในการจำลองจะพบว่าตอนเริ่มเดินมีการพุ่งเกินเมื่อควบคุมความเร็ว โดยเฉพาะตัวควบคุมแบบ MMRAC มีค่าพุ่งเกินที่สูงกว่าแบบพีไอ (พีไอที่หาค่าที่ระบบมีการพุ่งเกินที่น้อย) และในขณะที่ใส่โหลดก็มีการพุ่งเกินเช่นกัน ในแบบ MMARC ขณะใส่โหลดมีการพุ่งเกิน 0.5 % ในโหลดที่มากที่สุด (6 N.m) แต่ตัวควบคุมพีไอไม่มีการพุ่งเกินของสัญญาณเลย แต่ในการกลับเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว MMARC นั้นทำได้ไวกว่า (MMARC ใช้เวลา 0.02 วินาทีและตัวควบคุมพีไอใช้เวลา 0.32 วินาที) เนื่องด้วยหลายสาเหตุ เช่น อัลกอริทึมของตัวควบคุมเอง แรงดันไฟฟ้าด้านกลับที่ไม่เป็นอุดมคติ (แก้ไขด้วยวิธีเปิดตาราง) และการวัดกระแสที่ความถี่รอบต่ำทำได้ยากเนื่องจากกระแสที่น้อยและมีสัญญาณรบกวนเข้ามาทับสัญญาณกระแสที่วัดมาทำการแปลงคลาร์ก และในการทดลองมีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานเนื่องจากอุณหภูมิ จึงทำให้ควบคุมความเร็วรอบที่ความเร็วต่ำทำได้ยาก

วิจารณ์

จากงานวิจัยนี้แสดงให้เห็นว่าการควบคุมความเร็วด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านโดยใช้เวกเตอร์แรงดันสองเฟส (2-Phase DTC) ซึ่งทำงานอยู่ในช่วงแรงบิดคงที่ จากการเปิดตารางดังกล่าวนี้ พบว่าแรงบิดตอบสนองได้เร็วกว่าการควบคุมแบบพีไอแบบทั่วไปที่นิยมใช้กัน การทดลองพิจารณาทั้งวงความเร็วและวงความเร็ว+วงกระแส และยังมีตัวควบคุมแบบ Modified Model Reference Adaptive Control (MMRAC) มาเปรียบเทียบกับอีก (เฉพาะการจำลอง) การตอบสนองต่อโหลดเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ MMRAC มีผลตอบสนองโหลดได้ดีกว่าตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่ง MMRAC ขึ้นอยู่กับการเลือก MIT Rule และกฎการปรับตัวด้วย ซึ่งอาจจะแก้ไขข้อเสียของระบบควบคุมที่ว่าการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานเนื่องจากความร้อนตอนความถี่ต่ำและตอนเริ่มเดิน

สรุปและข้อเสนอแนะ

สรุป

ในงานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบชุดควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านด้วยโหมคการนำกระแสแบบ 2 เฟส เพื่อที่จะได้พัฒนาเป็นเครื่องต้นแบบในการอุตสาหกรรม ซึ่งการควบคุมฟลักซ์ไม่ได้นำมาพิจารณาในการศึกษาครั้งนี้ เนื่องจากเหตุผล 3 ข้อดังนี้ ข้อแรกคือ แรงดันไฟฟ้าด้านกลับมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับแรงดันดีซีบัสจึงไม่จำเป็นที่จะควบคุมขนาดของฟลักซ์ ข้อสองคือในการควบคุมฟลักซ์ซึ่งเป็นอัลกอริทึมที่ซับซ้อนและต้องใช้ตัวควบคุมที่ละเอียดและอาจเกิดรูปทรงที่ผิดเพี้ยนขึ้นได้ ข้อสามคือช่วงการควบคุมมีแนวโน้มที่จะอยู่ตรงกับส่วนบนล่างของแรงดันไฟฟ้าด้านกลับที่เป็นรูปสี่เหลี่ยมคางหมูซึ่งเป็นส่วนสร้างแรงบิดคงที่อยู่แล้ว

ได้ผลลัพธ์ที่ค่อนข้างน่าพอใจ แต่ยังพบปัญหาในส่วนของฮาร์ดแวร์ ดังนี้

1. ช่วงเริ่มต้นและช่วงความเร็วต่ำเกิดแรงบิดกระเพื่อมสูงและการคำนวณฟลักซ์ผิดพลาดเนื่องจากค่าความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ
2. อุปกรณ์ที่ใช้มีสัญญาณรบกวนสูงมาก ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อปัญหาในการวิเคราะห์และควบคุมทำให้การควบคุมมีข้อผิดพลาดได้
3. ในช่วงที่มีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วต่ำจะมีค่าความผิดพลาดมากขึ้น เนื่องจากที่ความเร็วต่ำมอเตอร์จะเกิดการกระเพื่อมสูง ส่งผลทำให้มีความผิดพลาดเกิดขึ้นในช่วงความถี่ต่ำหรือตอนเริ่มต้น
4. ค่า k_p , k_i ในตัวควบคุมพีไอนั้นประมาณค่าโดยการ Trial and Error ไม่ได้หาค่าที่เหมาะสมที่สุด ซึ่งอาจจะเป็นการเอาเปรียบวิธีนี้เกินไป ซึ่งถ้าจะเป็นการไม่เอาเปรียบจะต้องหาค่าที่เหมาะสมมาใช้ในการควบคุมซึ่งจะได้ประสิทธิผลที่แท้จริง

ข้อเสนอแนะ

ในการออกแบบตัวควบคุมในงานวิจัยนี้ จะได้ผลดีถ้าเราสามารถหาสมการคณิตศาสตร์ของระบบให้แม่นยำ และปัญหาในการเก็บข้อมูลทำให้เกิดข้อผิดพลาดได้ ซึ่งได้มีสัญญาณเข้ามารบกวนมาก ดังนั้นถ้าต้องการให้ควบคุมได้แม่นยำมากขึ้น จะต้องมีการกรองสัญญาณรบกวนที่ดี และเครื่องมือวัดเพื่อที่จะเข้ามาคำนวณต้องเป็นเครื่องมือที่ละเอียดและกรองสัญญาณรบกวนออกด้วย รวมทั้งตัววัดตำแหน่งที่ละเอียด เช่น Encoder 2000 pulse/rev. และในงานวิจัยพบว่าค่าความต้านทานมีการเปลี่ยนแปลงขณะเริ่มเดินเนื่องจากอุณหภูมิ จึงอาจจะเป็นการดีถ้ามีตัวติดตาม (Adaptive Control) โดยในการจำลองได้นำมาพิจารณาด้วย และเนื่องจากอัลกอริทึมยังซับซ้อน เวลาชักตัวอย่าง (Sampling Time) ก็ยังมีผลมากกับระบบควบคุม จึงต้องมีองค์ความรู้ในระดับหนึ่งที่จะจัดการ Task ให้เสร็จทันเวลาชักตัวอย่างที่เราได้ออกแบบได้ทัน หรือไม่ก็ต้องเสียเงินกับตัวประมวลผลที่แพงขึ้น

เอกสารและสิ่งอ้างอิง

ปฎิพัทธ์ ทวนทอง, พนาฤทธิ์ เศรษฐกุล และ สมชาย จัตรรัตน. 2545. หลักการและการทำให้เกิดผลของการควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบควบคุมแรงบิดโดยตรง. วารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ 12(1): 17-27.

นิติ แก้ววรรณศรี และ พีระยศ แสนโกชณ์. 2554. การควบคุมมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านโดยใช้การควบคุมแรงบิดโดยตรงร่วมกับการควบคุมปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลองที่ปรับปรุงแล้ว, น. 497-500. ใน การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34. มหาวิทยาลัยสยาม, ชลบุรี.

Gamazo-Real, J.C., E Vázquez-Sánchez and J. Gómez-Gil. 2010. Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends. **MDPI Sensors Journal** 10: 6901-6947.

Takashi, I. and T. Noguchi. 1986. A New Quick-response and High-efficiency Control Strategies of An Induction Motor. **IEEE Transactions on Industry Applications** 22(5): 820-827.

Liu, Y., Z.Q. Zhu, and D. Howe. 2004. Direct Torque Control of Brushless DC Drives with Reduced Torque Ripple. *In* **Proceeding of IEEE Industry Applications** 41(2): 599-608.

Ozturk, S. B. and H. A. Toliyat. 2007. Direct Torque Control of Brushless DC Motor with Non-sinusoidal Back-EMF. *In* **Proceeding of IEEE Electric Machines & Drives** 1: 165-171.

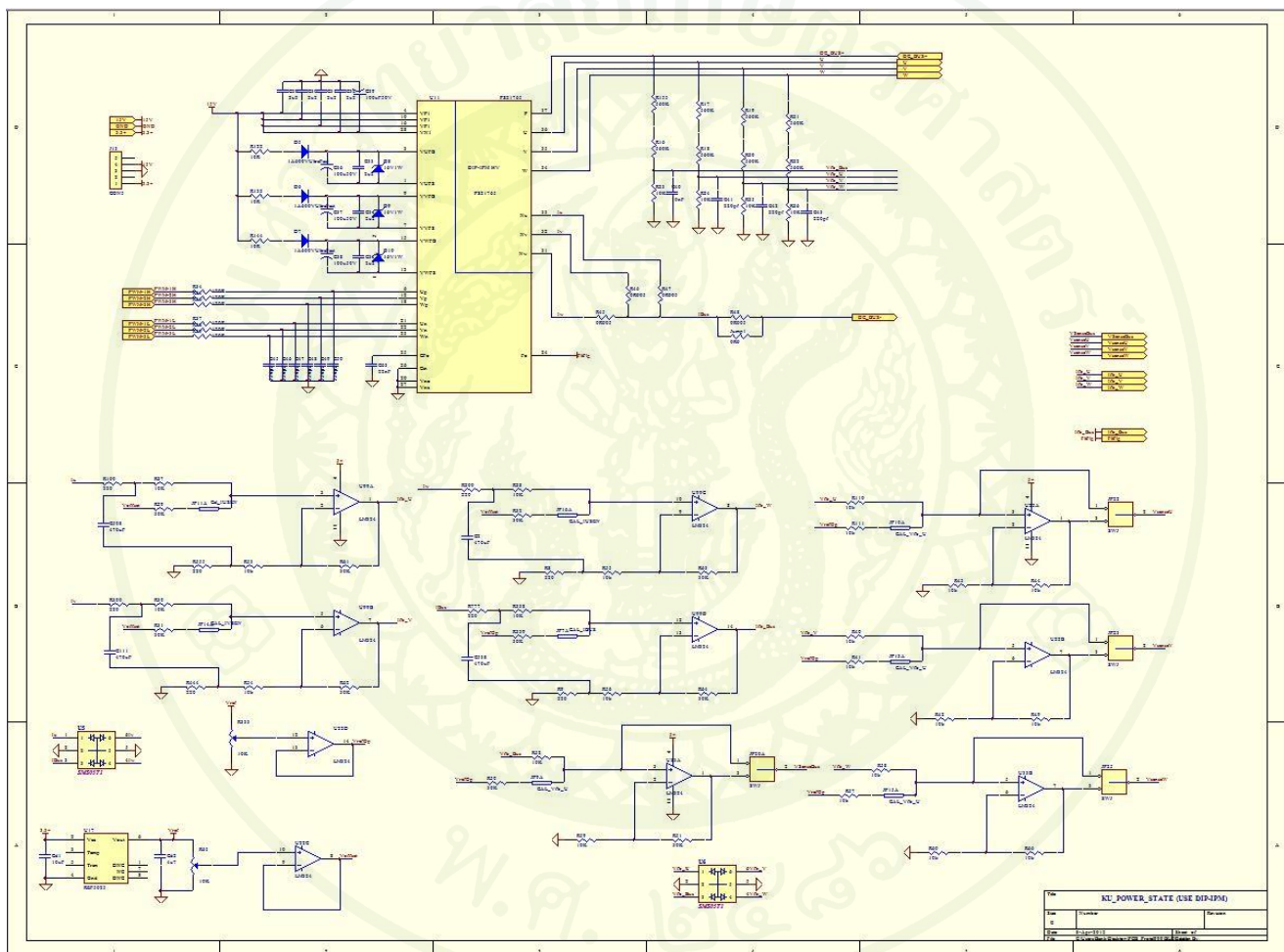
Astrom, K. J. and B. Wittenmark. 2008. **Adaptive Control**. Addison-Wesley Publishing Company, Canada.

- Ozturk, S. B., O. Yang and H. A. Toliyat. 2007. Power Factor Correction of Direct Torque Controlled Brushless DC Motor Drive. *In Proceeding of IEEE Industry Applications* 42: 297-304.
- Ozturk, S. B. and H. A. Toliyat. 2011. Direct Torque and Indirect Flux Control of Brushless DC Motor **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics** 16(2): 351-360.
- Wang, H. P. and Y. T. Liu. 2006. Integrated Design of Speed-Sensorless and Adaptive Speed Controller for a Brushless DC Motor. **IEEE Transactions on Power Electronics** 21(2): 518-523.
- Depenbrock, M. 1988. Direct Self-control of Inverter-fed Induction Machine. **IEEE Transactions on Power Electronics** 3(4): 420-429.
- Leonhard, W. 1986. **Control of Electrical Drives**. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, Berlin.
- Krishnan, R. 2001. **Electric Motor Drives Modeling, Analysis, and Control**. VA Prentice Hall Inc, Blacksburg.
- Xu, H. and Y. Jani. 2009. Understanding Sensorless Vector Control for Brushless DC Motors. *In Proceeding of Embedded Systems Silicon Valley*. U.S.
- Ohm, D. Y. and J. H. Park. 1999. About Commutation and Current Control Methods for Brushless Motors. *In Proceeding of The IMCSD symposium* 29: 26-29.
- Buja, G. S. and M. P. Kazmierkowski. 2004. Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors—A Survey. **IEEE Transactions of Industrial Electronics** 51(4): 744-757.

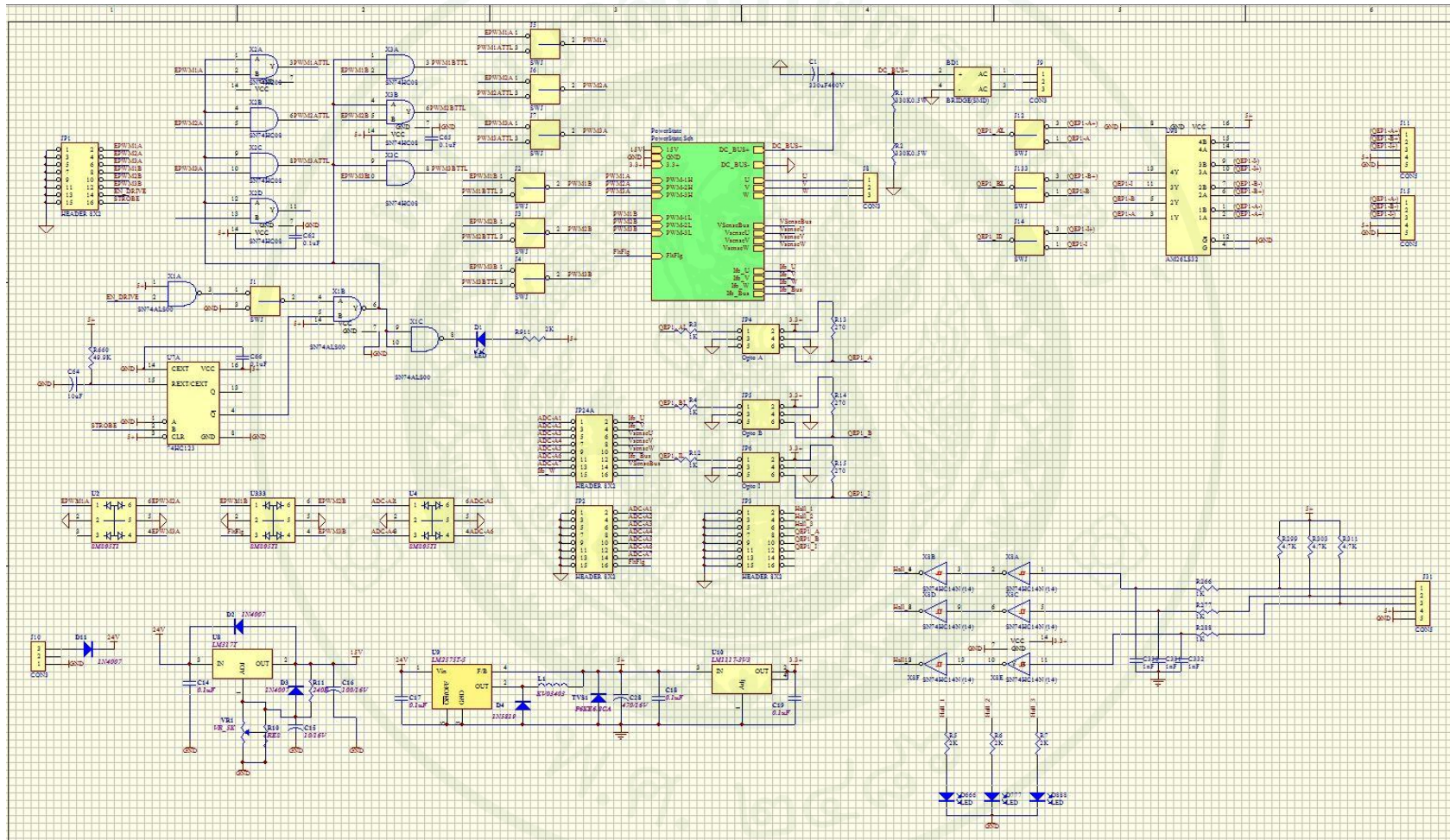
- Lei, H. and H. A. Toliyat. 2003. BLDC Motor Full Speed Range Operation Including the Flux-Weakening Region. *In Proceeding of IEEE Industry Applications* 1: 618-624.
- Grenier, D., R Mende and J. P. Louis, 1994. Comparison of Serveral Control Strategies for D.C. Brushless Drives. *In Proceeding of IEEE Industrial, Electronics Control and Instrumentation* 1: 26-31.
- Brown, W. 2002. **Brushless Dc Motor Control Made Easy**. Microchip Technology Inc. U.S.
- Lianbing , L., Ji Hui, Zhang Liqiang, and Sun Hexu. 2009 Study on Torque Ripple Attenuation for BLDCM Based on Vector Control Method. *In Proceeding of IEEE Intelligent Networks and Intelligent Systems* 9: 605-608.
- Ozturk, S. B. and H. A. Toliyat. 2008. Sensorless Direct Torque and Indirect Flux Control of Brushless DC Motor with Non-sinusoidal Back-EMF. *In Proceeding of IEEE Industrial Electronics* 34: 1373-1378.



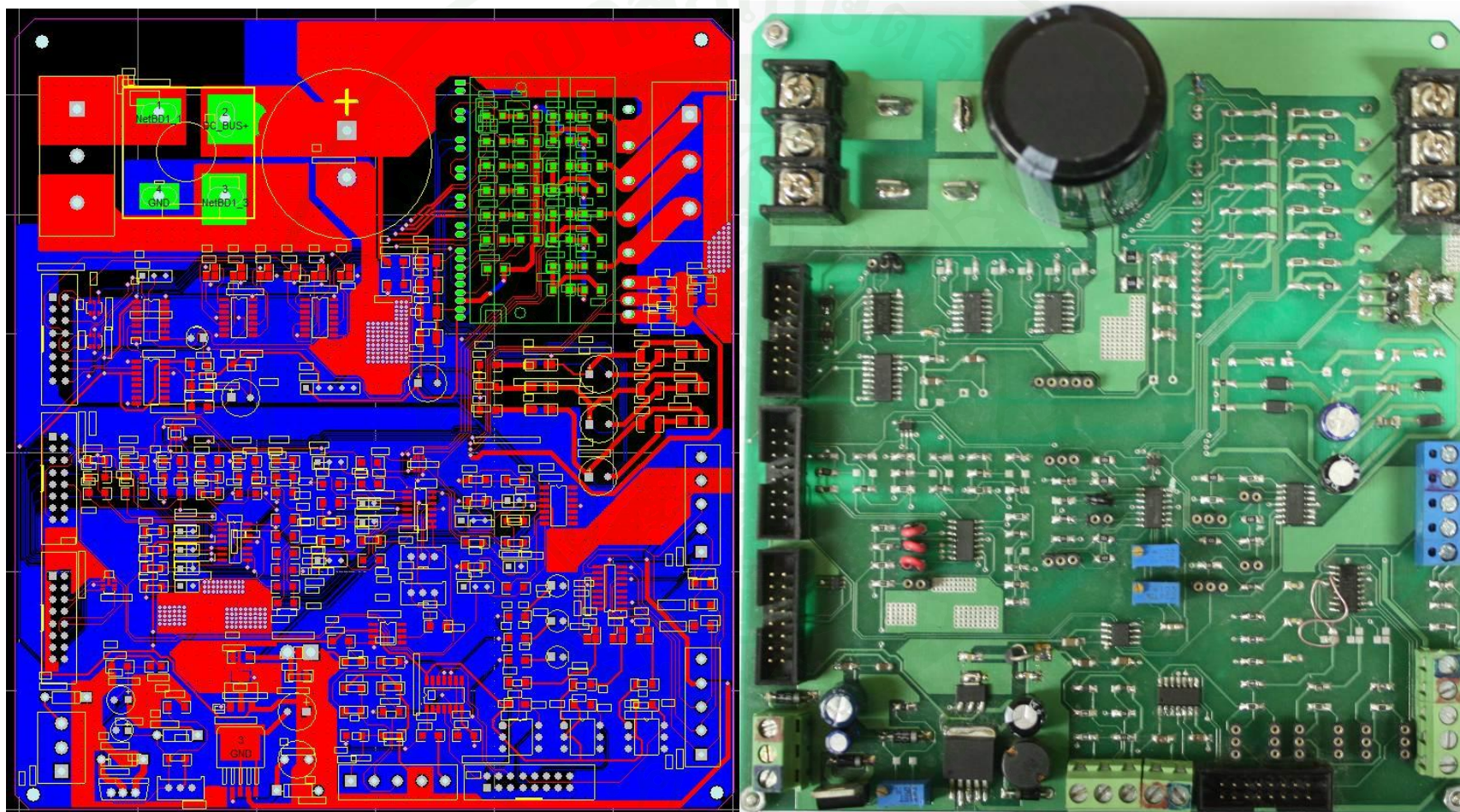




ภาพผนวกที่ ก1 วงจร Schematic Diagram วงจรขับเคลื่อนและวงจร Signal Conditioning



ภาพผนวกที่ ก2 Schematic Diagram ของวงจร Power Supply และวงจรอ่านความเร็วรอบมอเตอร์ทั้ง Hall Effect และ Encoder (Optional)



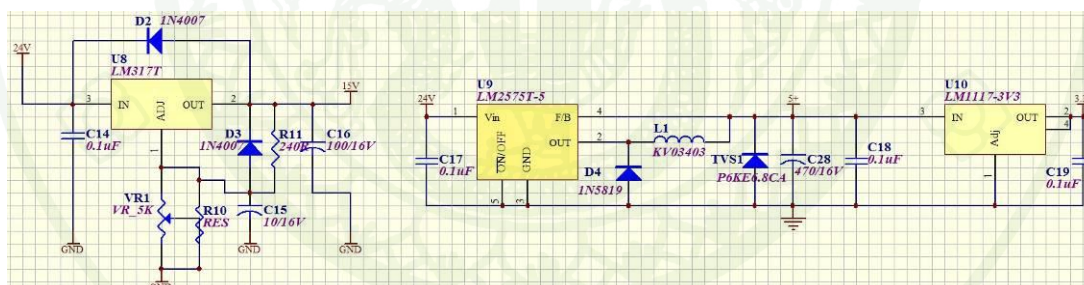
ภาพผนวกที่ ก3 ลายวงจรและแผ่น PCB

เงื่อนไขในการออกแบบภายใต้ข้อกำหนดของโรงงานผลิตภายในประเทศ จะมีข้อกำหนดดังต่อไปนี้

ตารางผนวกที่ ก1 มาตรฐานการออกแบบในประเทศ

รายการ	ข้อกำหนด
Minimum Drilling Hole	0.30 mm. $\pm$ 0.05 mm.
Minimum Rout Slot Size	0.80 mm. $\pm$ 0.05 mm.
Minimum Conductor Width	4 mil
Minimum Spacing Width	4 mil
PAD	5 mil
Punching Hole Tolerance	$\pm$ 0.10 mm.
Oblique Value of V-Cut	$\pm$ 0.10 mm.
Material	FR4 1.6 mm.

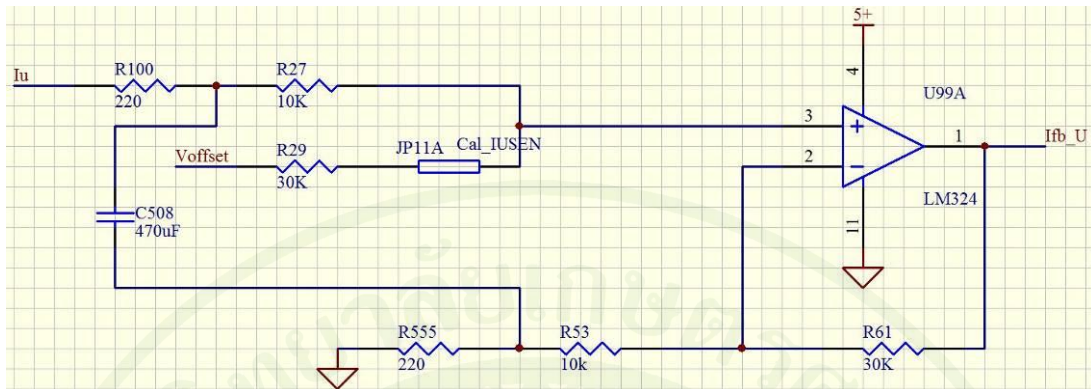
วงจร Switching Power Supply +15V +5V +3.3V



ภาพผนวกที่ ก4 วงจร Switching Power Supply +15V +5V +3.3V

วงจร Switching Power Supply เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้กับวงจร เนื่องจากวงจรเร็กกูเลเตอร์มีข้อกำหนดในการจ่ายกระแสได้ส่วนมากไม่เกิน 1 A ซึ่งไม่เพียงพอต่อการขับเคลื่อนให้ออนสนิท จึงได้เลือกวงจร Switching Power Supply มาใช้ โดยต้องจ่ายไฟ 20-30 Vdc ให้กับวงจรเพื่อสร้างแรงดัน +15V, +5, +3.3 ให้กับวงจร โดย+15V ใช้ในส่วนขับเคลื่อนของ IPM ซึ่งส่วนนี้ต้องการกระแสเพื่อให้การออนสนิทนั่นเอง +5V .ใช้เป็นไฟเลี้ยงวงจร Hall Effect และEncoder รวมถึง OPAMP LM324 ส่วน +3.3V .ใช้ใน OPAMP และไอซี Buffer PWM

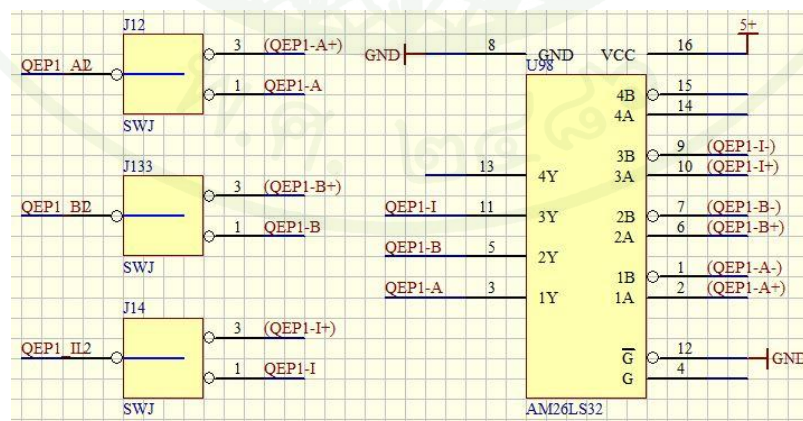
วงจร Summing Non-inverting Amp



ภาพผนวกที่ ก5 วงจร Summing Non-inverting Amp

วงจรยกกระด้นแรงดันเพื่อให้ Analog to Digital ของตัวไมโครคอนโทรลเลอร์อ่านค่ากระแสและแรงดันที่วัดมาได้ เพื่อให้เป็นไปตามมาตรฐานของตัวไมโครคอนโทรลเลอร์นั้นๆ ซึ่งต้องมีค่าไม่เกินค่าที่ไมโครคอนโทรลเลอร์รับได้ด้วย ในที่นี้คือมีค่า 0 – 3 V โดย Voffset ที่นำมายกสัญญาณต้องมีขนาด 1.5 V เพื่อให้ได้ค่าที่กว้างที่สุดในการวัดค่า ในที่นี้รับค่ามาจากไอซี REF5025 และ R ปรับค่าได้ โดยวงจรยกกระด้นเลือกใช่วงจร Summing Non-inverting Amp เพราะใช้ OPAMP เพียงตัวเดียวและไม่มีการกลับเฟสจึงลดขนาดของวงจรส่วนนี้ได้อีก

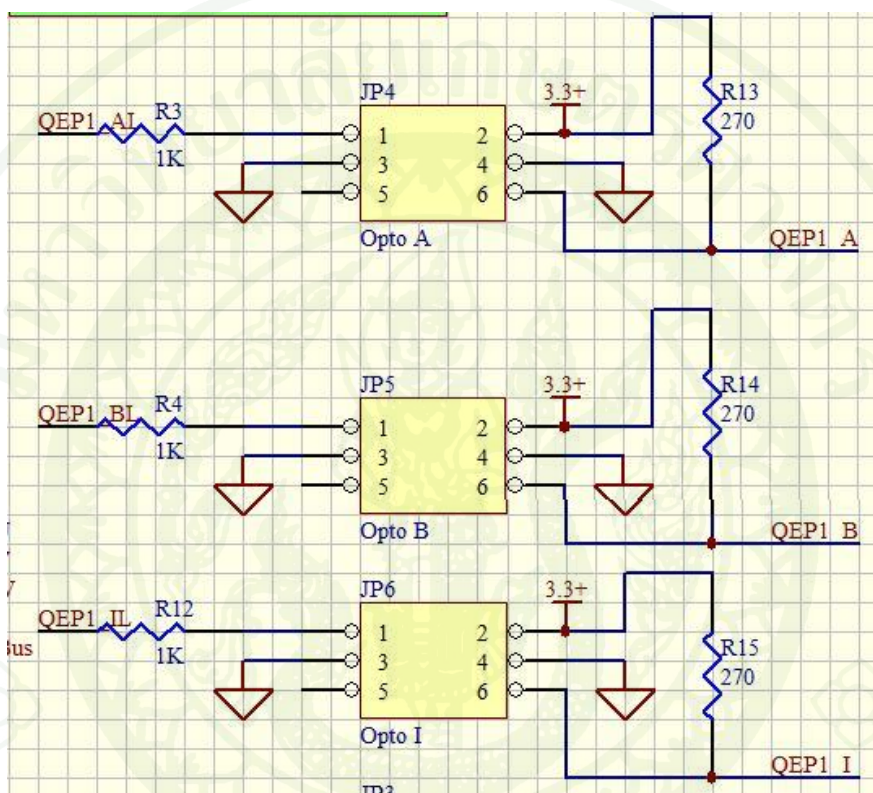
วงจร Incremental Encoder รองรับแบบ Differential และขรรรมดา



ภาพผนวกที่ ก6 วงจร Incremental Encoder รองรับแบบ Differential และขรรรมดา

วงจรขับ Incremental Encoder แบบ Differential ใช้ไอซี AM26LS32 ในการขับสัญญาณ
รองรับการใช้งานทั้งแบบ 6 เฟส และแบบ 3 เฟส โดยการ Set Jumper โดยไอซีตัวนี้ใช้ไฟเลี้ยง 5 V
โดยในส่วนรับค่าต้องมี Low Pass Filter มากรองในส่วนรับค่าไมโครคอนโทรลเลอร์

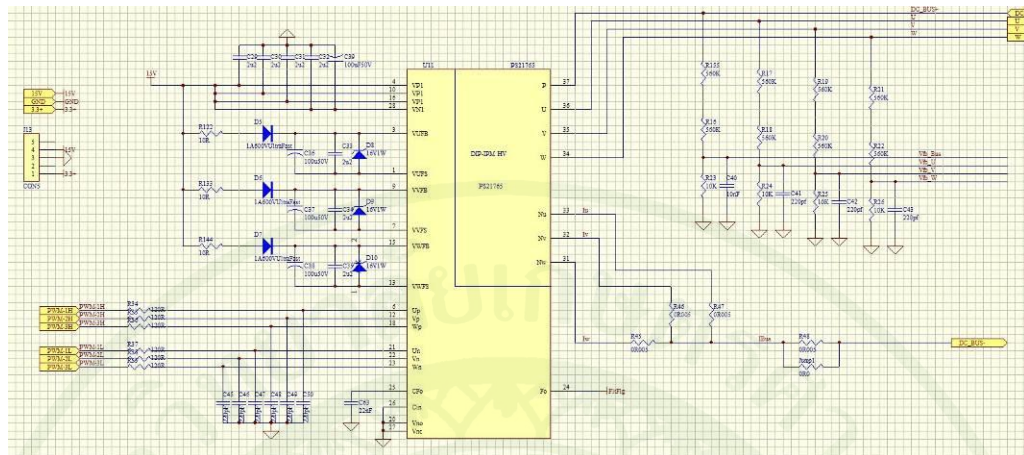
วงจร Optocoupler ของสัญญาณ Encoder เพื่อกลับสัญญาณเฟสหรือแยกกราวด์ ในกรณีนี้ไม่แยก



ภาพผนวกที่ ก7 วงจร Optocoupler กลับสัญญาณเฟสหรือแยกกราวด์ ในกรณีนี้ไม่แยก

วงจรแยกกราวด์และเปลี่ยนแรงดันจาก 5V เป็น 3.3V และกลับลอจิกให้เข้ากับมาตรฐาน
ของตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ โดย Optocoupler ในที่นี้ใช้ตัว H11L1 เนื่องจากมีอัตราการส่งข้อมูล
ถึง 1MHz

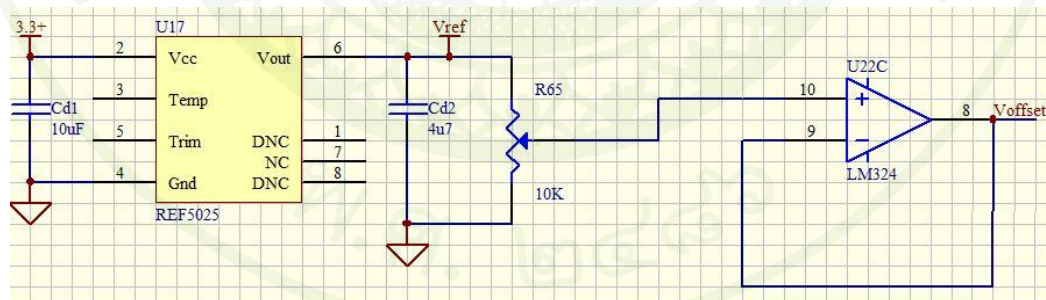
วงจร IPM จะใช้การวัดกระแสด้วย R shunt และวัดแรงดันด้วยการ Divider



ภาพผนวกที่ ก8 วงจร IPM จะใช้การวัดกระแสด้วย R shunt และวัดแรงดันด้วยการ Divider

วงจร IPM ใช้เบอร์ PS21767 เป็น IGBT โมดูล 6 ตัวโดยการขับสัญญาณกึ่งบนใช้วงจร BootStrapping ในการยกระดับแรงดันขึ้นไป โดยในส่วนนี้เป็นส่วนที่ควรระวัง เนื่องจากในส่วน ของวงจร Bootstrapping ต้องอยู่ติดกับขา IPM ให้มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้

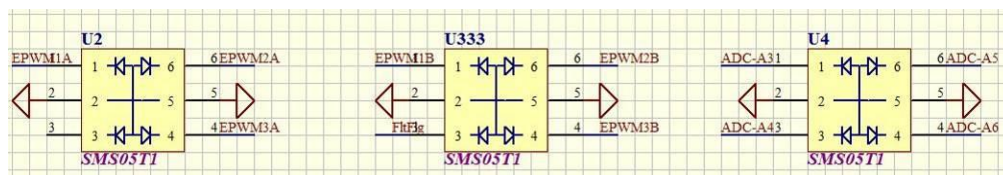
วงจรปรับค่าสัญญาณ Reference



ภาพผนวกที่ ก9 วงจรปรับค่าสัญญาณ Reference

วงจรปรับค่าสัญญาณ Reference ในที่นี้ใช้ไอซี REF5025 มาใช้เนื่องจากเป็นไอซี Low drop low noise มาช่วยในการปรับสัญญาณอ้างอิงเพื่อใช้ในการยกระดับแรงดัน

ไอซีป้องกัน Transient Voltage Suppressor

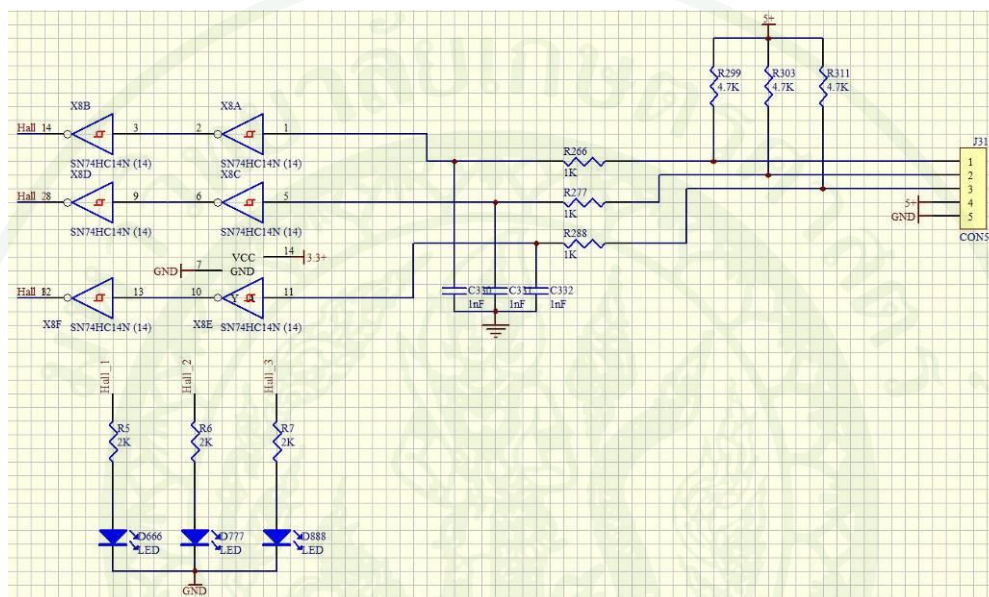


ภาพผนวกที่ ก10 ไอซีป้องกัน Transient Voltage Suppressor

ไอซีป้องกัน Transient Voltage Suppressor ทำหน้าที่ในการป้องกัน Noise ที่มีค่ามากๆ เพื่อลดการเสียหายเมื่อนำไปขับ IPM ที่อาจเกิดขึ้นได้ในช่วงเวลาชั่วครู่ (Transient)

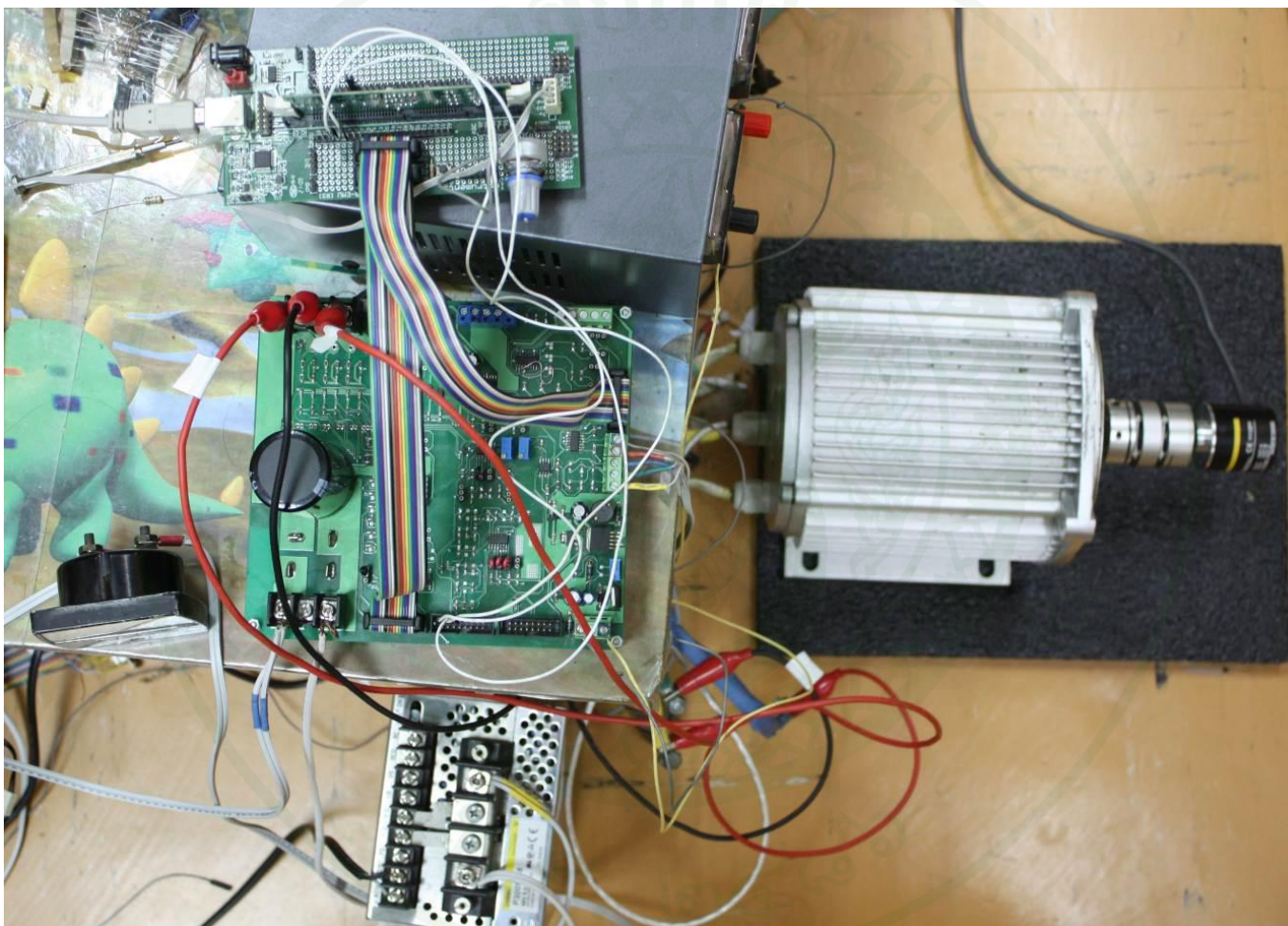
วงจร Buffer PWM มีไว้เพื่อช่วยให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ขับเคลื่อนกระแสได้มากขึ้นและป้องกันกระแสไหลย้อนกลับเข้าสู่ไมโครคอนโทรลเลอร์ด้วย และยังมีส่วนการตัดสัญญาณในกรณีเกิดข้อผิดพลาดขึ้น

၁၅၁၄ Hall Effect Sensor



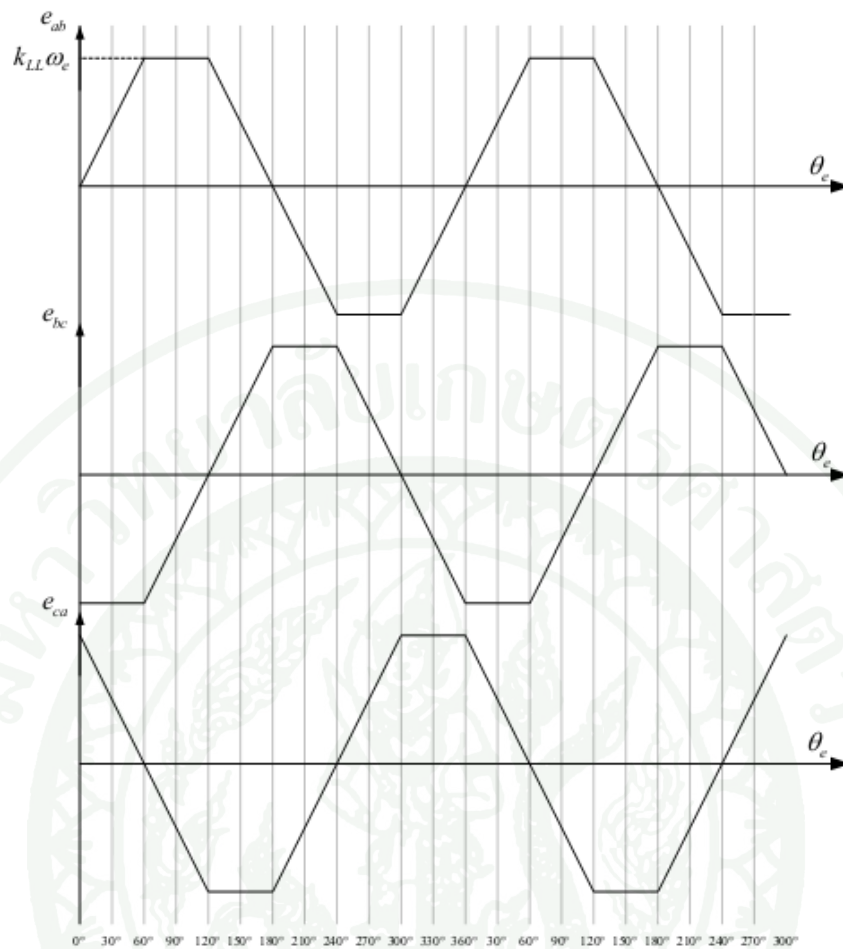
ภาพผนวกที่ ก12 วงจร Hall Effect Sensor

วงจร Hall Effect Sensor ใช้ในการแปลงแรงดันจาก +5V ให้เป็น +3.3V เพื่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์อ่านค่าได้ โดยจะมีการแสดงผลทางหลอด LED ด้วย



ภาพผนวกที่ ก13 การต่อใช้งาน





ภาพผนวกที่ ข1 แสดงรูปแรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (e) $ab-bc-ca$ frame line-to-line

ที่มา: Ozturk and Toliyat (2008)

จากสมการที่ (41) โดยที่ $k_{LL} = k_{ab} = k_{bc} = k_{ca}$ และ $e_{LL} = e_{ab} = e_{bc} = e_{ca}$ เป็นเฟสสมมูล ซึ่ง $k_{LL} = \frac{e_{LL}}{\omega_e}$ ตามภาพผนวกที่ ข1

$$T_{em} = \frac{P}{2} \left[\frac{e_{ab}i_{ab} + e_{bc}i_{bc} + e_{ca}i_{ca}}{3\omega_e} \right]$$

จากสมการข้างต้นเมื่อต้องการแปลง e_{ab}, e_{bc}, e_{ca} ให้อยู่ในรูป e_α, e_β จะได้

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3\sqrt{3}} & \frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{3\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{ab} \\ e_{bc} \\ e_{ca} \end{bmatrix} \quad (\text{ข.1})$$

โดยทุกๆ 60° ค่า e_α, e_β จะเปลี่ยนแปลงดังนี้

$$\text{ที่ } 0^\circ \Rightarrow e_\alpha = 0, e_\beta = -\frac{2}{3}k_{LL}\omega_e \quad (\text{ข.2})$$

$$\text{ที่ } 60^\circ \Rightarrow e_\alpha = \frac{1}{3}k_{LL}\omega_e, e_\beta = -\frac{1}{3}k_{LL}\omega_e \quad (\text{ข.3})$$

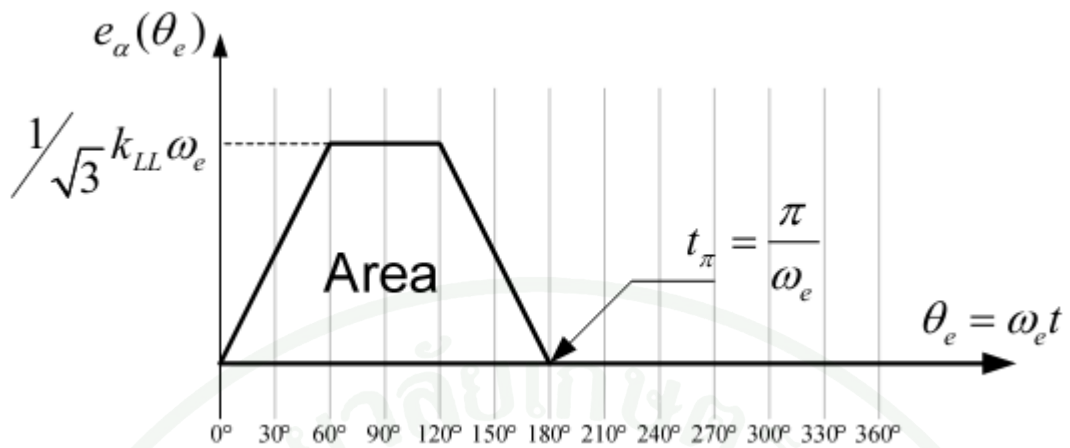
$$\text{ที่ } 120^\circ \Rightarrow e_\alpha = \frac{1}{\sqrt{3}}k_{LL}\omega_e, e_\beta = -\frac{1}{3}k_{LL}\omega_e \quad (\text{ข.4})$$

$$\text{ที่ } 180^\circ \Rightarrow e_\alpha = 0, e_\beta = \frac{2}{3}k_{LL}\omega_e \quad (\text{ข.5})$$

$$\text{ที่ } 240^\circ \Rightarrow e_\alpha = -\frac{1}{\sqrt{3}}k_{LL}\omega_e, e_\beta = \frac{1}{3}k_{LL}\omega_e \quad (\text{ข.6})$$

$$\text{ที่ } 300^\circ \Rightarrow e_\alpha = -\frac{1}{\sqrt{3}}k_{LL}\omega_e, e_\beta = -\frac{1}{3}k_{LL}\omega_e \quad (\text{ข.7})$$

$$\text{ที่ } 360^\circ \Rightarrow e_\alpha = 0, e_\beta = -\frac{2}{3}k_{LL}\omega_e \quad (\text{ข.8})$$



ภาพผนวกที่ ข2 แสดงรูปแรงดันไฟฟ้าด้านกลับ(e_α)

ที่มา: Ozturk and Toliyat (2008)

แรงดันไฟฟ้าด้านกลับ e_α สามารถเขียนจากสมการผนวกที่ (ข.2) ถึง (ข.8) โดยสามารถสเกตภาพได้ตามภาพผนวกที่ ข2 โดย $\varphi_{r\alpha\beta(pk)}$ สามารถหาได้จากการหาปริพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าด้านกลับ e_α เทียบกับเวลาจะได้ตามสมการผนวกที่ (ข.9)

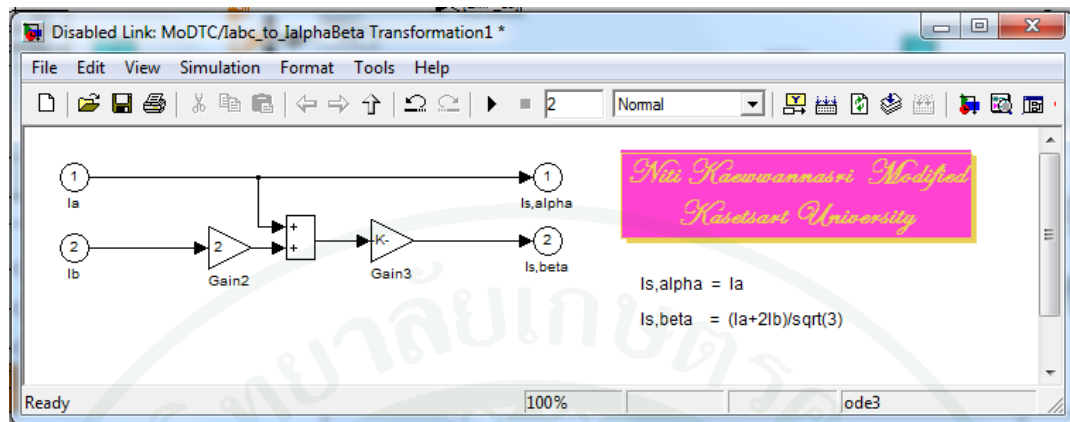
$$\varphi_{r\alpha\beta(pk)} = \frac{2\pi k_{LL}}{3\sqrt{3}} \quad (\text{ข.9})$$



ภาคผนวก ค

รายละเอียดโปรแกรมที่สำคัญ

1. โปรแกรม MATLAB&Simulink



ภาพผนวกที่ ค1 โปรแกรมการแปลงคลาร์กแบบต่อเฟส

```

function [ealfa,ebeta,ZetaE] = Kalfabeta(ZetaS,OmegaE,k11)
%#eml
%
ZetaE= mod(ZetaS,2*pi);
% ZetaE= ZetaE-(2*pi/3);

if(0<ZetaE)&&(ZetaE<pi/3) %0-60
    ealfa = -(3/(pi*sqrt(3)))*k11*ZetaE*OmegaE+((1/(sqrt(3)))*k11)*OmegaE;
    ebeta = (1/pi)*k11*ZetaE*OmegaE + (1/3)*k11*OmegaE;
elseif(pi/3<ZetaE)&&(ZetaE<2*pi/3) %60-120
    ealfa = -(3/(pi*sqrt(3)))*k11*ZetaE*OmegaE+((1/(sqrt(3)))*k11)*OmegaE;
    ebeta = -(1/pi)*k11*ZetaE*OmegaE + k11*OmegaE;
elseif(2*pi/3<ZetaE)&&(ZetaE<pi) %120-180
    ealfa = -(1/sqrt(3))*k11*OmegaE;
    ebeta = -(2/pi)*k11*ZetaE*OmegaE + (5/3)*k11*OmegaE;
elseif(pi<ZetaE)&&(ZetaE<4*pi/3) %180-240
    ealfa = (3/(pi*sqrt(3)))*k11*ZetaE*OmegaE - ((4/(sqrt(3)))*k11*OmegaE);
    ebeta = -(1/pi)*k11*ZetaE*OmegaE + (2/3)*k11*OmegaE;
elseif(4*pi/3<ZetaE)&&(ZetaE<5*pi/3) %240-300
    ealfa = (3/(pi*sqrt(3)))*k11*ZetaE*OmegaE-(4/sqrt(3))*k11*OmegaE;
    ebeta = (1/pi)*k11*ZetaE*OmegaE - (2)*k11*OmegaE;
elseif(5*pi/3<ZetaE)&&(ZetaE<2*pi) %300-360
    ealfa = (1/sqrt(3))*k11*OmegaE;
    ebeta = (2/pi)*k11*ZetaE*OmegaE - (11/3)*k11*OmegaE;
else
    ealfa = 0;
    ebeta = 0;
end

```

ภาพผนวกที่ ค2 โปรแกรมสร้าง e_α, e_β โดย Embedded MATLAB Function

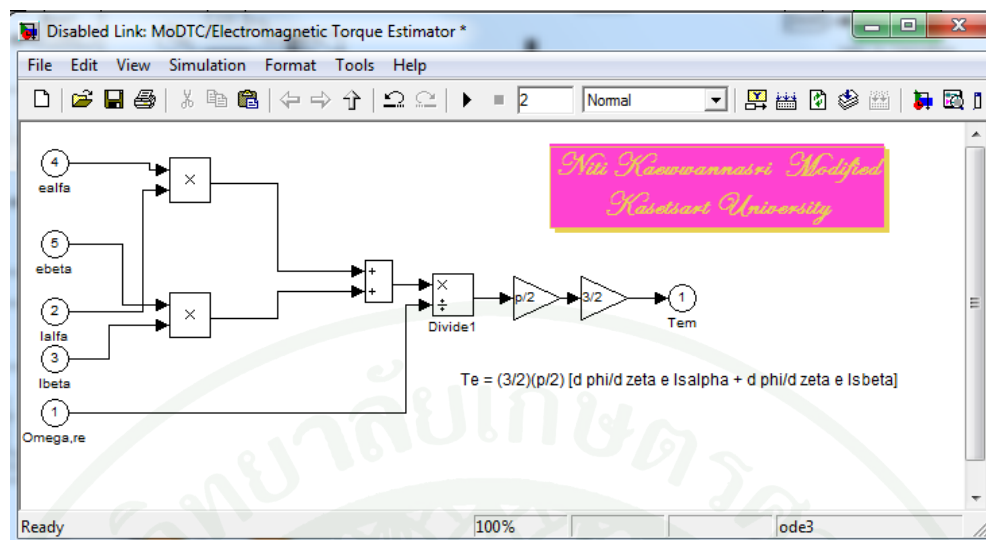


```

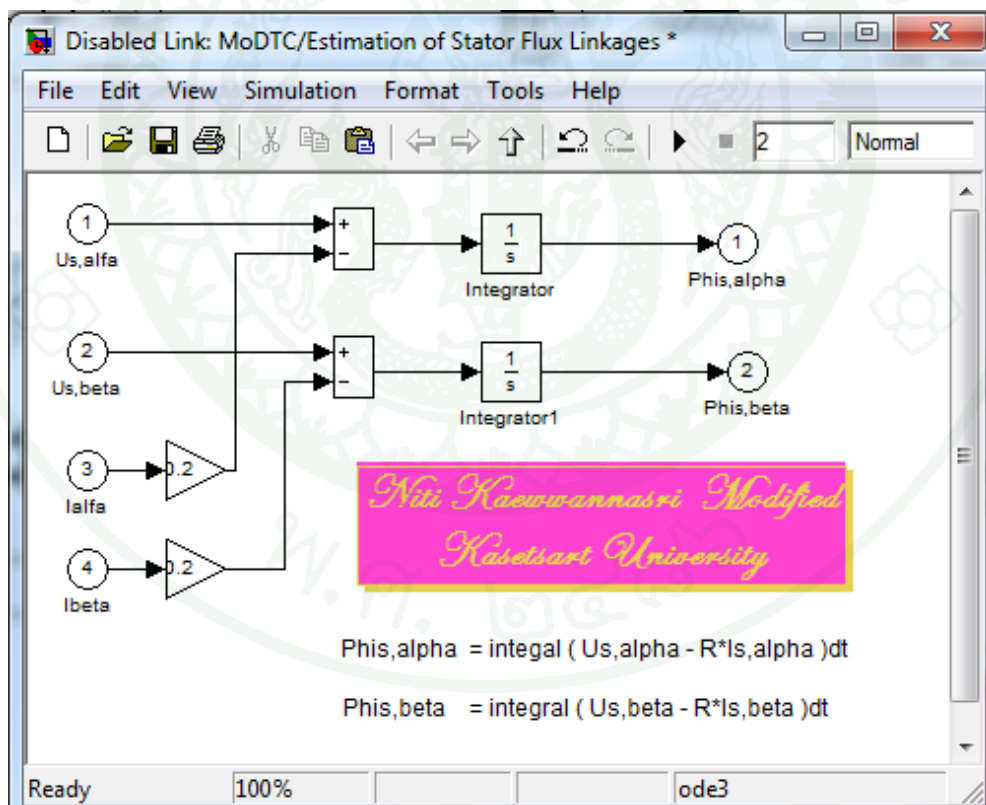
1 function [Valfa,Vbeta,Van,Vbn,Vcn] = GenStationaryFrame(sw1,sw2,sw3,sw4,sw5,sw6,Vdc)
2 %#eml
3 %
4 if (sw1==1) && (sw2==0) && (sw3==0) && (sw4==0) && (sw5==0) && (sw6==1)
5     Van = Vdc/2;
6     Vbn = 0;
7     Vcn = -Vdc/2;
8     Valfa = sqrt(3)*Vdc/2;
9     Vbeta = Vdc/2;
10 elseif (sw1==0) && (sw2==0) && (sw3==1) && (sw4==0) && (sw5==0) && (sw6==1)
11     Van = 0;
12     Vbn = Vdc/2;
13     Vcn = -Vdc/2;
14     Valfa = 0;
15     Vbeta = Vdc/2;
16 elseif (sw1==0) && (sw2==1) && (sw3==1) && (sw4==0) && (sw5==0) && (sw6==0)
17     Van = -Vdc/2;
18     Vbn = Vdc/2;
19     Vcn = 0;
20     Valfa = -sqrt(3)*Vdc/2;
21     Vbeta = Vdc/2;
22 elseif (sw1==0) && (sw2==1) && (sw3==0) && (sw4==0) && (sw5==1) && (sw6==0)
23     Van = -Vdc/2;
24     Vbn = 0;
25     Vcn = Vdc/2;
26     Valfa = -sqrt(3)*Vdc/2;
27     Vbeta = -Vdc/2;
28 elseif (sw1==0) && (sw2==0) && (sw3==0) && (sw4==1) && (sw5==1) && (sw6==0)
29     Van = 0;
30     Vbn = -Vdc/2;
31     Vcn = Vdc/2;
32     Valfa = 0;
33     Vbeta = -Vdc/2;
34 elseif (sw1==1) && (sw2==0) && (sw3==0) && (sw4==1) && (sw5==0) && (sw6==0)
35     Van = Vdc/2;
36     Vbn = -Vdc/2;
37     Vcn = 0;
38     Valfa = sqrt(3)*Vdc/2;
39     Vbeta = -Vdc/2;
40 else
41     Van = 0;
42     Vbn = 0;
43     Vcn = 0;
44     Valfa = 0;
45     Vbeta = 0;
46 end

```

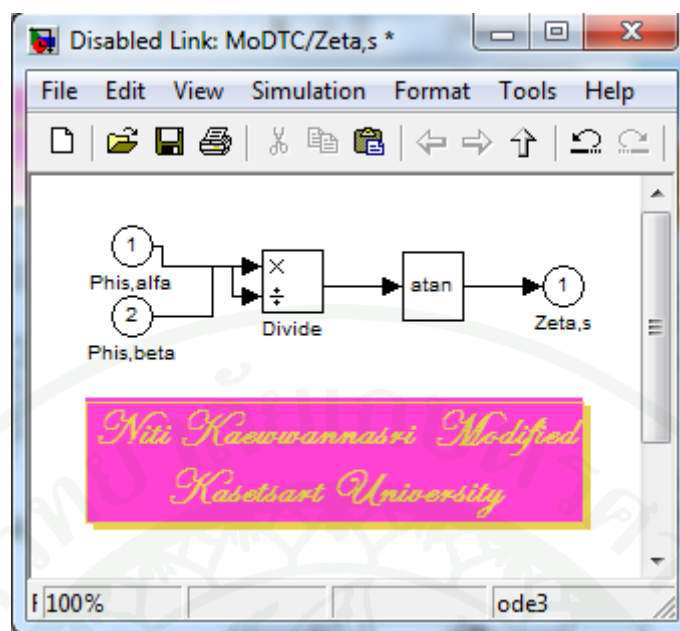
ภาพผนวกที่ ค3 โปรแกรมสร้าง V_α, V_β โดย Embedded MATLAB Function



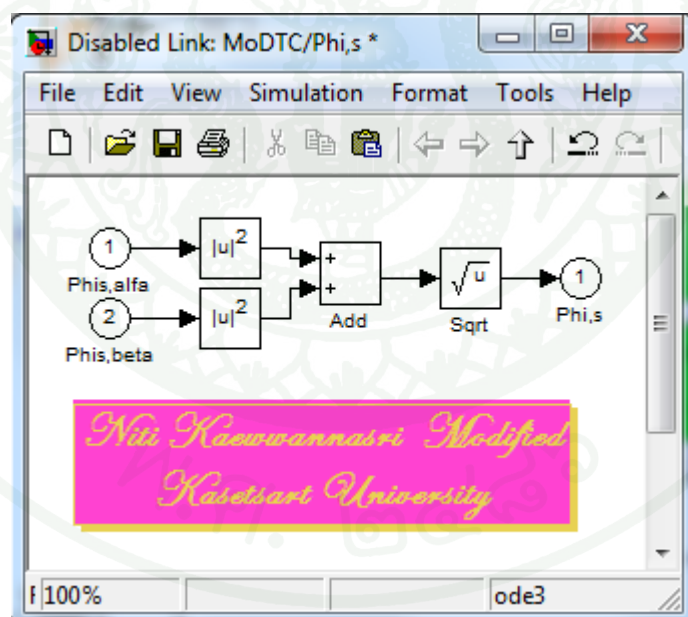
ภาพผนวกที่ ค4 โปรแกรมการคำนวณ T_{em}



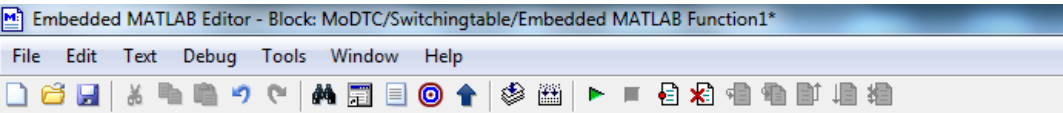
ภาพผนวกที่ ค5 โปรแกรมการคำนวณ $\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$



ภาพผนวกที่ ค6 โปรแกรมการคำนวณ θ_c



ภาพผนวกที่ ค7 โปรแกรมการคำนวณ $|\varphi_s|$



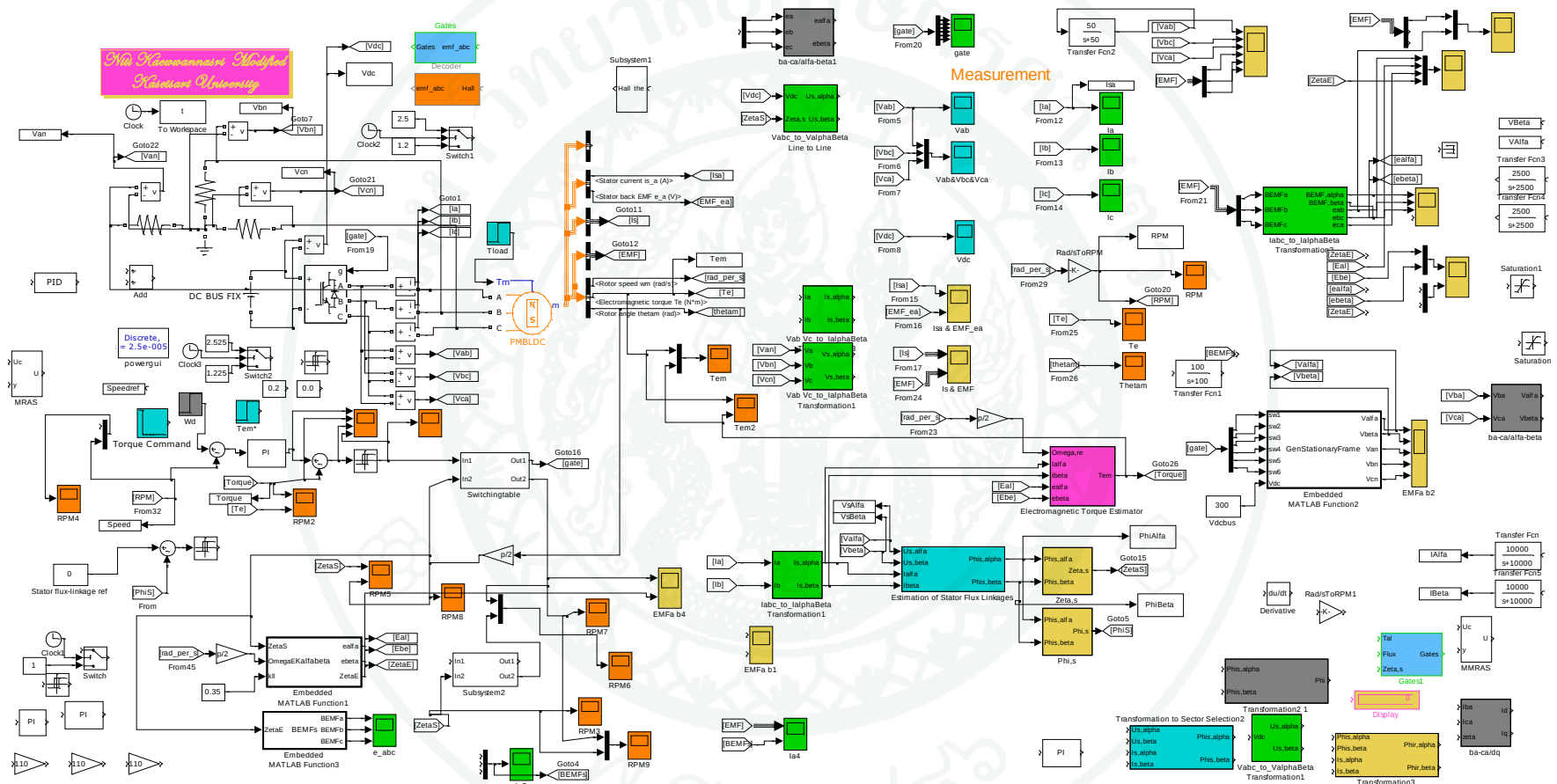
```

1 function [sw1,sw2,sw3,sw4,sw5,sw6,ZetaS] = SwitchingTable(Torque,Flux,OmegaE)
2 %#eml
3 %
4 ZetaS= mod(OmegaE,2*pi);
5 if(Flux==0&&Torque==1)
6     if(0<ZetaS) && (ZetaS<=pi/3)
7         sw1=0;
8         sw2=0;
9         sw3=1;
10        sw4=0;
11        sw5=0;
12        sw6=1;
13    elseif(pi/3<ZetaS) && (ZetaS<=2*pi/3)
14        sw1=0;
15        sw2=1;
16        sw3=1;
17        sw4=0;
18        sw5=0;
19        sw6=0;
20    elseif(2*pi/3<ZetaS) && (ZetaS<=pi)
21        sw1=0;
22        sw2=1;
23        sw3=0;
24        sw4=0;
25        sw5=1;
26        sw6=0;
27    elseif(pi<ZetaS) && (ZetaS<=4*pi/3)
28        sw1=0;
29        sw2=0;
30        sw3=0;
31        sw4=1;
32        sw5=1;
33        sw6=0;
34    elseif(4*pi/3<ZetaS) && (ZetaS<=5*pi/3)
35        sw1=1;
36        sw2=0;
37        sw3=0;
38        sw4=1;
39        sw5=0;
40        sw6=0;
41    elseif(5*pi/3<ZetaS) && (ZetaS<=2*pi)
42        sw1=1;
43        sw2=0;
44        sw3=0;
45        sw4=0;
46        sw5=0;
47        sw6=1;
48    else
49        sw1=0;
50        sw2=0;
51        sw3=0;
52        sw4=0;

```

ภาพผนวกที่ ๘ โปรแกรมการเปิดตารางในการขับเคลื่อน

ภาพผนวกที่ ค9 โปรแกรมภาพรวมของการจำลองผ่าน MATLAB&Simulink



2. โปรแกรมตัวไมโครคอนโทรลเลอร์

โปรแกรมการสร้างสัญญาณ $k_\alpha(\theta_e), k_\beta(\theta_e)$

case(0)://Theta 0-60

```
{
    Kalfa = (3.0/(PI*sqrt(3)))*KLL*ZetaE ;
    Kbeta = (1.0/PI)*KLL*ZetaE - (2.0/3.0)*KLL;
break;
}
```

case(1): //Theta 60-120

```
{
    Kalfa = (1.0/sqrt(3))*KLL;
    Kbeta = (2.0/PI)*KLL*ZetaE - KLL;
break;
}
```

case(2): //Theta 120-180

```
{
    Kalfa = -(3.0/(PI*sqrt(3)))*KLL*ZetaE+(sqrt(3)*KLL);
    Kbeta = (1.0/PI)*KLL*ZetaE - (1.0/3.0)*KLL;
break;
}
```

case(3): //Theta 180-240

```
{
    Kalfa = -(3.0/(PI*sqrt(3)))*KLL*ZetaE+(sqrt(3)*KLL);
    Kbeta = -(1.0/PI)*KLL*ZetaE + (5.0/3.0)*KLL;
break;
}
```

case(4): //Theta 240-300

```
{
    Kalfa = -(1.0/sqrt(3))*KLL;
```

```

    Kbeta = -(2.0/PI)*KLL*ZetaE + (3)*KLL;
break;
}

case(5): //Theta 300-360
{
    Kalfa = (3.0/(PI*sqrt(3)))*KLL*ZetaE -((6.0/(sqrt(3)))*KLL);
    Kbeta = -(1.0/PI)*KLL*ZetaE + (4.0/3.0)*KLL;
break;
}

```

ตัวควบคุมฮิสเทอรีซิส

```

void HYSTERESIS_FUNC(HYSTERESIS *v)
{
    v->error = _IQ(_IQtoF(v->cmd)-_IQtoF(v->fdb));
    if((v->error)>(v->UpperBound)){
        v->out = _IQ(1);
    }
    else if((v->error)>(v->LowerBound)){
        v->out = _IQ(-1);
    }
    else if(v->error==0)
        v->out = _IQ(0); //v->out
}

```

ตัวควบคุมพีไอ

```

#define PID_MACRO(v) \
    v.Err = v.Ref - v.Fdb; /* Compute the error */ \
    v.Up= _IQmpy(v.Kp,v.Err);/* Compute the proportional output */ \
    v.Ui= v.Ui + _IQmpy(v.Ki,v.Up) + _IQmpy(v.Kc,v.SatErr);/* Compute the integral \
output */ \

```



```

v.OutPreSat= v.Up + v.Ui; /* Compute the pre-saturated output */ \
v.Out = _IQsat(v.OutPreSat, v.OutMax, v.OutMin); /* Saturate the output */ \
v.SatErr = v.Out - v.OutPreSat; /* Compute the saturate difference */ \
v.Up1 = v.Up; /* Update the previous proportional output */
#endif // __PIDREG3_H__

```

การวัดตำแหน่งและความเร็วของ Hall Effect Sensor

```

#define HALL3_DETERMINE_STATE_MACRO(v) \
    temp = (GpioDataRegs.GPADAT.all>>25)&0x00000007; /* read all three GPIOs at \
once*/ \
    HallGpioBitA = (temp&0x00000001); /* save GPIO24 - A*/ \
    HallGpioBitB = (temp&0x00000002)>>1; /* save GPIO25 - B*/ \
    HallGpioBitC = (temp&0x00000004)>>2; /* save GPIO26 - C*/ \
    HallGpioBitA = HallGpioBitA; /*<<2;shift GPIO24 - A*/ \
    HallGpioBitB = HallGpioBitB<<1; /* shift GPIO25 - B*/ \
    HallGpioBitC = HallGpioBitC<<2; /*<<1; shift GPIO26 - C*/ \
    v.HallGpio = HallGpioBitA + HallGpioBitB + HallGpioBitC; \

#define SPEED_PR_MACRO(v) \
    if (v.InputSelect == 0) \
    { \
        v.OldTimeStamp = v.NewTimeStamp; \
        v.NewTimeStamp = v.TimeStamp; \
        v.EventPeriod = v.NewTimeStamp - v.OldTimeStamp; \
        if (v.EventPeriod < 0) \
            v.EventPeriod += 32767; /* 0x7FFF = 32767*/ \
    } \
    v.SpeedRpm = \
    1.8748*((2.92185*14.824/(float32)((float32)4*((float32)0.00025*(float32)v.EventPeriod)))); \
    /* Q0 = Q0*GLOBAL_Q => _IQXmpy(), X = GLOBAL_Q*/ \

```

```
v.Speed = _IQ(v.SpeedRpm/3000);          /*v.Speed = _IQ(v.SpeedRpm/1500);*/ \
```

การแปลงคลาร์กต่อเฟส

```
#define CLARKE_MACRO(v) \
v.Alpha = v.As; \
v.Beta = _IQmpy((v.As + _IQmpy(_IQ(2),v.Bs)),_IQ(0.57735026918963)); \
// 1/sqrt(3) = 0.57735026918963
```

การแปลงคลาร์กต่อเฟสและแบบไลน์ทูไลน์

```
#define CLARKE_MACRO_LL(v) \
v.Alpha = -(_IQmpy(v.As,_IQ(0.3333333333333333))+_IQmpy(v.Bs,_IQ(0.3333333333333333))); \
v.Beta = _IQmpy(v.As,_IQ(0.3333333333333333))-(_IQmpy(v.Bs,_IQ(0.3333333333333333))); \
```

สมการคำนวณแรงบิดไฟฟ้า

```
Te = (3.0/2.0)*(POLES/2.0)*((Kalfa*Isalfa)+(Kbeta*Isbeta));
```





The 34th Electrical Engineering Conference (EECON-34)
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

คำนำ
 บทความรับเชิญ
 บทความดีเด่น
 ดัชนีผู้เขียนบทความ Vol.1 (Author Index Vol.1)
 ดัชนีผู้เขียนบทความ Vol.2 (Author Index Vol.2)
 ดัชนีคำสำคัญ Vol.1 (Keyword Index Vol.1)
 ดัชนีคำสำคัญ Vol.2 (Keyword Index Vol.2)
 กำหนดการ
 Sponsor
 หน้าที่ประชุม Proceedings
 Proceedings Vol.1
 Proceedings Vol.2
 Abstract Program

บทความทางวิศวกรรมไฟฟ้า
 ไฟฟ้ากำลัง (PW)
 อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)
 ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
 อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
 การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
 ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
 ไฟโตนิกส์ (PH)
 คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)
 วิศวกรรมชีวการแพทย์ (BE)

30 พฤศจิกายน - 2 ธันวาคม 2554
 ณ โรงแรมแอมบาสเดอร์ ซิตี้ จอมเทียน พัทยา จังหวัดชลบุรี
 ดำเนินการโดย ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม



สารบัญ

PE034	ระบบควบคุมแวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่งสำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ชนิดป้องกันทางด้วยตัวส่งแรงกลกลับแบบปรับตัว ศิริวัชร อุดมศรี และ สุรพงษ์ สุวรรณกวิน จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย	493
PE035	การควบคุมมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านโดยใช้การควบคุมแรงบิดโดยตรง ร่วมกับการควบคุมปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลองที่ปรับปรุงแล้ว นิติ แก้ววรรณศรี และ พีระยศ แสนโกชณ์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์	497
PE036	หุ่นยนต์เคลื่อนที่อัตโนมัติด้วยระบบขับเคลื่อนเชิงคอลเลกเตอร์ไว้มอเตอร์เรือข่าย ประจัน พลังสันติกุล และ วิเชียร เปรมชัยสวัสดิ์ มหาวิทยาลัยสยาม	501
PE037	ผลการตอบสนองของระบบควบคุมระหว่างการควบคุมแบบพีซีและ การควบคุมแบบ PID สำหรับแอมพลีแอกและวัตถุในจานอุตสาหกรรม มณฑล และ ชัยพล ธงชัยสุริยกุล มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ	505
PE038	ชุดควบคุมประสิทธิภาพสูงสุดสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส สุชาติ คำลือ และ วิจิตร กิมเรศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง	509
PE039	การควบคุมมอเตอร์เชิงโรตารีลิสต์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่งที่อาศัย แนวคิดฟลักซ์แม่เหล็กสมมุติ ประจวบ เอี่ยมสำอาง และ สมบูรณ์ แสงวงศ์วณิชย์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย	513
PE040	การออกแบบไมโครอิงเวอร์เตอร์เชื่อมโยงระบบไฟฟ้าสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ รัชวาลย์ เจริญบุตร มหาวิทยาลัยมหิดล	517
PE041	วงจรขับเคลื่อนไอจีบีทีด้วยมือแปลงแกนเฟอไรต์แบบแบนโดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์แทนขดลวด ชยภัทร ประไพพรเลิศ สาโรช พลวัฒน์กุล และ ณรงค์ ธรรมวุฒิ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ	521

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34 (EECON-34) 30 พฤศจิกายน - 2 ธันวาคม 2554 มหาวิทยาลัยสยาม

**การควบคุมมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านโดยใช้การควบคุมแรงบิดโดยตรง
ร่วมกับควบคุมปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลองที่ปรับปรุงแล้ว
Brushless DC Motor Control using Direct Torque Control
with Modified Model Reference Adaptive Control**

นิติ แก้ววรรณศรี¹ และ พีระยศ แสนโภชน²

^{1,2}ห้องปฏิบัติการวิจัยทางด้านแมคคาทรอนิกส์ หุ่นยนต์และการควบคุมของลาด

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

50 ถ.งามวงศ์วาน ลาดยาว จตุจักร กรุงเทพฯ 10903

โทร 0-2942-8555 ต่อ 1502-4 โทรสาร 0-2942-8555 ต่อ 1550³ E-mail : g5214502885@ku.ac.th¹, peerayot.s@ku.ac.th²

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนองานวิจัยการควบคุมมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านโดยใช้การควบคุมแรงบิดโดยตรงร่วมกับการควบคุมปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลองที่ปรับปรุง ซึ่งมิวติประสงค์เพื่อทำให้ระบบป้อนกลับมีผลตอบสนองที่ดีขึ้นกว่าการควบคุมที่นิยมใช้โดยทั่วไป ในงานวิจัยนี้ได้แสดงว่าการควบคุมแรงบิดโดยตรงร่วมกับการควบคุมปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลอง ให้ผลตอบสนองที่ดีและมีประสิทธิภาพที่เหนือกว่าควบคุมแบบพีโอ

คำสำคัญ: มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน การควบคุมแรงบิดโดยตรง การควบคุมปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลอง

Abstract

This research paper proposes a brushless DC Motor control method using the direct torque control with the modified model reference adaptive control. The objective is to design the feedback system so that it results in a better response comparing to conventional control method. In this research, it is shown that the direct torque control with the modified model reference adaptive control yields a better response and more effective than PI control.

Keywords: brushless dc motor, direct torque control, model reference adaptive control

1. บทนำ

มอเตอร์กระแสตรงแบบไร้แปรงถ่าน (BLDC Motor) เป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับแบบแม่เหล็กถาวรที่ได้รับความนิยมมากขึ้นอย่างรวดเร็วและมีการวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมมอเตอร์กระแสตรงแบบไร้แปรงถ่านหลายงาน [1] เหตุผลหลักของความนิยมก็เพราะว่ามีประสิทธิภาพที่ดีกว่ามอเตอร์กระแสตรงและมอเตอร์เหนี่ยวนำ เนื่องจากมีอายุการใช้งานที่มากกว่าและเป็นมอเตอร์ประสิทธิภาพสูง ใช้กับงานที่ต้องการความแม่นยำ ความน่าเชื่อถือ และความปลอดภัย (การเกิด

ประกายไฟในจุดสำหรับม้วนชนิดต้องห้าม) ทำงานเงียบ ความเร็วรอบที่สูงกว่า และลดอิทธิพลจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (EM) นอกจากนี้อัตราส่งกำลังเมื่อเทียบกับขนาดมีค่าสูง เป็นประโยชน์ในงานที่จำกัดพื้นที่และน้ำหนัก โดยเฉพาะอย่างยิ่งในงานการบินและอวกาศ

บทความนี้ได้นำเสนอการควบคุมแรงบิดโดยตรง และกล่าวถึง การควบคุมฟลักซ์โดยอ้อมของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน โดยใช้ร่วมกับตัวควบคุมแบบปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลอง ซึ่งการควบคุมแรงบิดโดยตรงสามารถลดแรงบิดกระเพื่อม และตอบสนองต่อโหลดได้ดี และยังใช้ตัวควบคุมวงในที่ไม่ซับซ้อน ในส่วนต่อไปจะกล่าวถึงแบบจำลองพลวัตของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน ตัวควบคุมแรงบิดโดยตรง ตัวควบคุมปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลอง ผลการจำลองและสรุปตามลำดับ

2. แบบจำลองพลวัตของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน

มอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านเป็นเชิงโรตัมสมอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวร 3 เฟส ในแต่ละเฟสประกอบด้วย ความต้านทานสเตเตอร์ (R_s), ความเหนี่ยวนำภายใน (L), ความเหนี่ยวนำร่วม (M) และแรงดันไฟฟ้าต้านกลับ ($\mathcal{E}$) ต่ออนุกรมกัน สามารถเขียนได้ตามสมการ(1) เนื่องจาก $i_a + i_b + i_c = 0$ และ $L - M = L_s$ โดยที่ไม่คิดค่าความเหนี่ยวนำร่วม ($M = 0$)

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{an} \\ i_{bn} \\ i_{cn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{an} \\ i_{bn} \\ i_{cn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathcal{E}_a \\ \mathcal{E}_b \\ \mathcal{E}_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

3. ตัวควบคุมแรงบิดโดยตรง [3]

ตัวควบคุมแรงบิดโดยตรงเกิดขึ้นในปี 1986 โดย I. Takachi and T. Noguchi [2] สิ่งที่เป็นในการควบคุมแรงบิดโดยตรง (DTC) คือการประมาณค่าแรงบิด (Electromagnetic Torque) ให้ถูกต้อง เนื่องจากมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่านมีแรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (Back-EMF) เป็นรูปสี่เหลี่ยมคางหมู ซึ่งไม่เกี่ยวข้องกับโหมดการนำกระแสทั้ง 2 เฟส หรือ 3 เฟส โดยอ้างอิงกรอบหยุดนิ่ง (Stationary Reference Frame) [4] ตามสมการดังนี้

$$T_{em} = \frac{3P}{2} \left[\frac{d\varphi_{ra}}{d\theta} i_{sa} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{d\theta} i_{s\beta} \right] = \frac{3P}{2} \left[\frac{e_a}{\omega_e} i_{sa} + \frac{e_\beta}{\omega_e} i_{s\beta} \right] \quad (2)$$

โดยการควบคุมแรงบิดจะใช้เทอมที่สองในสมการที่ (2) เพื่อป้องกันการเกิดคลื่นสั่นเนื่องจากการคำนวณ โดยที่ p คือจำนวนขั้วแม่เหล็ก, θ_e คือมุมทางไฟฟ้า, ω_e คือความเร็วทางไฟฟ้า, φ_{ra} , $\varphi_{r\beta}$ คือโรเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยง, e_a , e_β คือแรงดันไฟฟ้าด้านกลับ ซึ่งหาได้จาก [6] และ i_{sa} , $i_{s\beta}$ เป็นกระแสในอ้างอิงกรอบหมุนหนึ่งที่สเตเตอร์

$$V_{sa} = R_s i_{sa} + L_s \frac{di_{sa}}{dt} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \quad (3)$$

$$V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \quad (4)$$

โดยที่ $\varphi_{ra} = \varphi_{sa} - L_s i_{sa}$ และ $\varphi_{r\beta} = \varphi_{s\beta} - L_s i_{s\beta}$ เมื่อแทนค่าในสมการ (3) แล้วหาปริพันธ์ทั้งสองข้าง จะได้

$$\varphi_{sa} = \int (V_{sa} - R_s i_{sa}) dt \quad (5)$$

$$\varphi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (6)$$

โดยที่ i_{sa} , $i_{s\beta}$ ได้จากการแปลงคลาร์กตามสมการ (7) และ (8) ซึ่งมีเงื่อนไขในการแปลงโดยคิกซ์เฟสสมมูล ดังนี้

$$i_{sa} = i_a \quad (7)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_a + 2i_b) \quad (8)$$

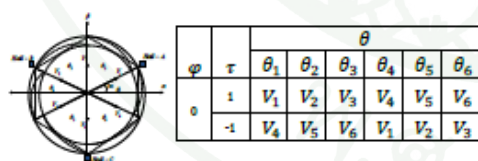
การคำนวณหาขนาด และทิศทางฟลักซ์สามารถหาได้ตามสมการ ดังนี้

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{sa}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (9)$$

$$\theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{sa}} \right) \quad (10)$$

ซึ่งการควบคุมฟลักซ์ไม่ได้นำมาพิจารณาในการศึกษาครั้งนี้ เนื่องจากเหตุผล 3 ข้อดังนี้ ข้อแรกคือแรงดันไฟฟ้าด้านกลับมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับแรงดันคิกซ์บัสจึงไม่จำเป็นที่จะควบคุมขนาดของฟลักซ์ ข้อสองคือในการควบคุมฟลักซ์ซึ่งเป็นอัลกอริทึมที่ซับซ้อนจะเกิดรูปทรงที่ผิดเพี้ยนขึ้นได้ ข้อสามคือช่วงการควบคุมมีแนวโน้มที่จะอยู่ตรงกับส่วนบนล่างของแรงดันไฟฟ้าด้านกลับที่เป็นรูปสี่เหลี่ยมคางหมูซึ่งเป็นส่วนสร้างแรงบิดคงที่อยู่แล้ว

ตารางที่ 1 เวกเตอร์แรงดัน 2 เฟสเพื่อเลือกการสวิตช์



รูปที่ 1 เวกเตอร์ของสเตเตอร์ฟลักซ์ลิ่งค์เกอบนกรอบหมุนหนึ่ง (แกน $\alpha\beta$)

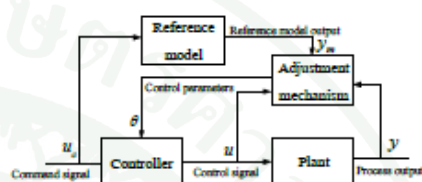
ตัวแปรในตารางที่ 1 นิยาม ดังนี้ $V_1=100001$, $V_2=001001$, $V_3=011000$, $V_4=010010$, $V_5=000110$, $V_6=100100$ โดยสถานะเรียงจาก $sw_1, sw_2, sw_3, sw_4, sw_5, sw_6$ ตามลำดับ

4. ตัวควบคุมปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลองที่ปรับปรุงแล้ว [8]

ตัวควบคุมปรับตัวเองได้ตาม โมเดลอ้างอิงที่ปรับปรุงแล้ว (MMRAC) เป็นเทคนิคแบบจำลองที่สร้างขึ้นโดยการสร้างแบบจำลองอ้างอิงจากพลาเน็ตด้วย โดยปรับผ่านตัวควบคุม เช่น เวลาเข้าที่, อัตราส่วนการหน่วง (ξ) (กรณีอันดับสอง) เป็นต้น ตัวควบคุมประกอบด้วย 2 วงคือ

1. วงในเป็นวงที่มีการป้อนกลับของพลาเน็ตและตัวควบคุม
2. วงนอกเป็นวงที่ใช้ในการปรับค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุม

ซึ่งจุดประสงค์ของการควบคุมปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลองนี้คือ ต้องการให้ความผิดพลาด $e = y - y_m$ มีค่าเข้าใกล้ 0



รูปที่ 2 ระบบปรับตัวเองอ้างอิงแบบจำลอง

วงควบคุมความเร็วของ BLDC มอเตอร์ เนื่องจากพลาเน็ตเป็นสมการอันดับสอง คือ

$$G_p(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{c}{s^2 + as + b} \quad (11)$$

โดยที่ $a = \frac{R_s}{L_s} + \frac{B}{J}$, $b = \frac{BR_s}{JL_s}$ และ $c = \frac{P\varphi_a}{JL_s}$ (J คือโมเมนต์ความเฉื่อย และ B คือสัมประสิทธิ์ความเสียดทาน) ดังนั้นจึงออกแบบแบบจำลองอ้างอิงของระบบเป็นสมการอันดับสองคือ

$$G_m(s) = \frac{y_m(s)}{u_c(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (12)$$

โดยที่ y_m คือแบบจำลองที่อ้างอิง, u_c คือสัญญาณคำสั่งเข้า, ξ คืออัตราส่วนการหน่วงและ ω_n เป็นความถี่ธรรมชาติ ใน ตัวควบคุมปรับตัวเองได้ตามโมเดลอ้างอิง (MRAC) โครงสร้างตัวควบคุมเป็น $u = \theta_1 u_c - \theta_2 y$ แต่ MMRAC จะกำหนดโครงสร้างตัวควบคุมคือ

$$u = \theta_1 u_c - \theta_2 e \quad (13)$$

โดย θ_1 และ θ_2 คือค่าอัตราขยายในการปรับ y_m และ y ให้มีค่าเท่ากัน ดังนั้นจึงนิยามฟังก์ชันวัตถุประสงค์ $J(\theta) = \frac{1}{2} e^2$ ซึ่งตาม MIT rule [8] จะได้การปรับค่าอัตราขยาย θ คือ

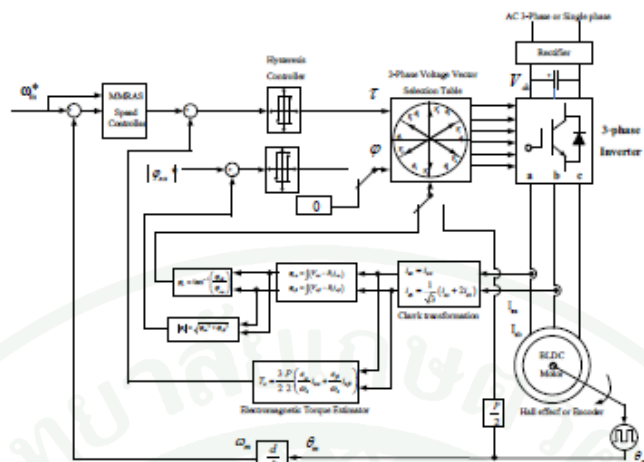
$$\frac{d\theta}{dt} = -Y \frac{\partial J}{\partial \theta} = -Y e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (14)$$

และจากการแทนค่าจะได้สมการอัปเดตตัวควบคุมดังสมการ (15)-(16)

โดยที่ y เป็นตัวแปรอิสระที่ใช้ในการปรับตัวควบคุม

$$\frac{d\theta_1}{dt} = -c y e \left(\frac{1}{s^2 + as + b} \right) u_c \quad (15)$$

$$\frac{d\theta_2}{dt} = c y e \left(\frac{1}{s^2 + as + b} \right) e \quad (16)$$



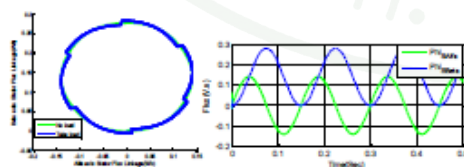
รูปที่ 3 ระบบควบคุมความเร็วแบบควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์กระแสตรงไร้แปรงถ่าน โดยปรับตัวเองตามแบบจำลอง

5. ผลการจำลอง

ในงานวิจัยนี้ได้ทำการจำลองบน โปรแกรม MATLAB โดยใช้แบบจำลองดังรูปที่ 3 ซึ่งตัวควบคุมฮิสเตอร์ใช้ช่วงการควบคุมที่ 0.001 N.m และ 0.001 Wb ตามลำดับ และทำการเพิ่มโหลดที่เวลา 2.5 วินาที ที่ภาระโหลดค่าต่างๆ และได้พิจารณาการควบคุมแรงบิดและการควบคุมความเร็วแยกออกจากกันเพื่อให้เห็นค่าที่ชัดเจนในแต่ละวงปิด โดยการควบคุมความเร็วใช้ตัวควบคุมพีไอมาเปรียบเทียบกับตัวควบคุมปรับตัวเองตามแบบจำลองแบบปรับปรุง โดยตัวควบคุมพีไอนั้นใช้วิธี Trial and Error ในการหาค่าที่เหมาะสม ซึ่งจำกัดค่าไม่ให้เกินแรงดันดีซีบัส (V_{dc}) โดยมีค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 2

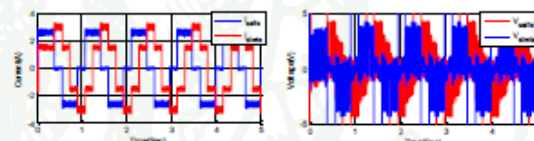
ตารางที่ 2 พารามิเตอร์และรายละเอียดของ BLDC motor

สัญลักษณ์	ความหมาย	ค่า
p	จำนวนขั้วแม่เหล็ก	4
V_{dc}	แรงดันดีซีบัส (V_{rms})	34
R_s	ความต้านทานสเตเตอร์ (Ω)	0.315
L_s	ความเหนี่ยวนำสเตเตอร์ (mH)	1.4
φ_{fa}	ฟลักซ์ลิงก์เกจ (Wb)	0.1146
T_s	เวลารักษาตัวอย่าง (μs)	2.5
K_p	Proportional gain	0.3
K_i	Integral gain	0.8

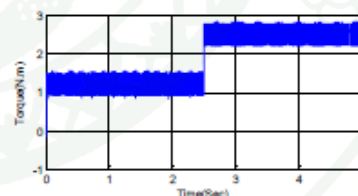


รูปที่ 4 สเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจที่ความเร็ว 1500 RPM

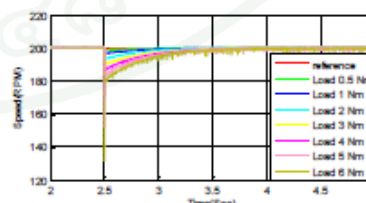
จากรูปที่ 4 ช้ามือได้แสดงผลจำลองของสเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจบนกรอบหุคหนึ่ง โดยที่เส้นที่บดคือผลในขณะที่ไม่มี โหลด และเส้นประคือลักษณะเมื่อเพิ่มโหลดที่มีขนาด 3 N.m ซึ่งจะสังเกตว่าที่สถานะการสวิตช์ร่อยหลกเกิดขึ้น (องใส่โหลดมากยิ่งล็ก) และรูปช้ามือแสดงสเตเตอร์ฟลักซ์ลิงก์เกจที่แกว่งเวลาแบบสองเฟสซึ่งตั้งฉากกัน จากรูปที่ 5 แสดงพฤติกรรมกระแสและแรงดันแบบบนกรอบหุคหนึ่ง ที่มีการควบคุมแรงบิดอย่างเดียวย โดยป้อนแรงบิดอ้างอิงเท่ากับ 1.225 N.m และใส่โหลด 1.2 N.m



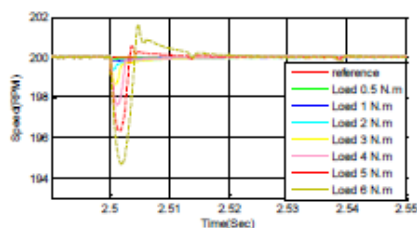
รูปที่ 5 กระแสสเตเตอร์ (I_s) และแรงดันสเตเตอร์ (V_s) บนกรอบหุคหนึ่ง



รูปที่ 6 ผลตอบสนองแรงบิดต่อการเปลี่ยนโหลดทันทีทันใด



รูปที่ 7 ตัวควบคุมพีไอ ความเร็ว 200 RPM ขณะใส่โหลดที่ 2.5 s



รูปที่ 8 ตัวควบคุม MMRAC ความเร็ว 200 RPM ขณะใส่โหลดที่ 2.5 s

จากรูปที่ 6 เห็นได้ว่าแรงบิดตอบสนองต่อการเปลี่ยนโหลดทันทีทันใดได้รวดเร็วและแรงบิดกระเพื่อมน้อย โดยแรงบิดอ้างอิงคือ 1.225 N.m และ 2.525 N.m ตามลำดับ

จากรูปที่ 7 จะเห็นว่าการควบคุมแบบฟีดแบ็กการตอบสนองต่อโหลด โดยจะกลับเข้าสู่ความเร็วอ้างอิงที่เวลา 4 วินาที แต่เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ MMRAC ผลตอบสนองจะกลับเข้าสู่ความเร็วอ้างอิงที่เวลา 2.52 วินาที ดังรูปที่ 8

แรงดันดิซิบส์จึงที่ได้จากการเรียงกระแสอาจไม่เป็นไปตามอุดมคติอาจต้องมีการแก้ตัวประกอบกำลังที่ได้นำเสนอใน [6] และสามารถนำไปต่อยอดเป็นการควบคุมไว้ตัววัดตำแหน่งต่อไป [7] ซึ่งจะเหมาะกับการใช้ตัวควบคุมโดยวิธีอ้างอิงแบบจำลอง [8]

ในงานวิจัยนี้จะพบว่าตอนเริ่มเดินมีการพุ่งเกินเมื่อควบคุมความเร็ว โดยเฉพาะตัวควบคุมแบบ MMRAC มีค่าพุ่งเกินที่สูงกว่าแบบฟีดแบ็ก เนื่องจากหลายสาเหตุ เช่น อัลกอริทึมของตัวควบคุมเอง แรงดันไฟฟ้าด้านกลับที่ไม่เป็นอุดมคติ (แก้ไขด้วยวิธีเปิดตาราง) และการวัดกระแสที่ความเร็วน้อยทำได้ยากเนื่องจากกระแสมีน้อยและมีสัญญาณรบกวนเข้ามากับสัญญาณกระแสที่วัดมาทำการแปลงคลาร์ก จึงทำให้ควบคุมความเร็วรอบที่ความเร็วต่ำได้ยาก

6. บทสรุป

จากงานวิจัยนี้แสดงให้เห็นว่าการควบคุมความเร็วด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์กระแสตรงไว้แปร่งถ่านโดยใช้เวกเตอร์แรงดันสองเฟส (2-Phase DTC) ซึ่งทำงานอยู่ในช่วงแรงบิดคงที่จากการเปิดตารางดังกล่าวนี้ พบว่าแรงบิดตอบสนองได้เร็วกว่าการควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบสามเฟสที่ขอบขาขึ้นและขอบขาลง ซึ่งการตอบสนองต่อโหลดเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ MMRAC มีผลตอบสนองโหลดได้ดีกว่าตัวควบคุมแบบฟีดแบ็ก ซึ่ง MMRAC ขึ้นอยู่กับการเลือก MDT Rule และกฎการปรับตัวด้วย และจะนำงานวิจัยนี้ไปประยุกต์ใช้กับระบบฝังตัวต่อไป

7. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย ที่สนับสนุนทุนอุดหนุนวิจัยเลขที่ IUG5280005 และสถาบันวิจัยและพัฒนาแห่งมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ที่สนับสนุนทุนอุดหนุนวิจัยเลขที่ ว-ท(ค)61.54

เอกสารอ้างอิง

- [1] J. C. Gamazo-Real, E. Vázquez-Sánchez, and J. Gómez-Gil, "Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends," *MDPI Sensors Journal*, Vol. 10, 2010, pp. 6901 – 6947.
- [2] I. Takashi and T. Noguchi, "A New Quick-response and High-efficiency Control Strategies of An Induction Motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.* Vol.22, No. 5, 1986, pp. 820-827.
- [3] Y. Liu, Z.Q. Zhu, and D. Howe, "Direct Torque Control of Brushless DC Drives with Reduced Torque Ripple," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 41, No. 2, 2005, pp. 599 – 608.
- [4] S. B. Ozurk and H. A. Toliyat, "Direct Torque Control of Brushless DC Motor with Non-sinusoidal Back-EMF," *IEEE Trans. Elec.Mach.&Enri*, Vol. 1, 2007, pp. 165-171.
- [5] K. J. Astrom and B. Wittenmark, "Adaptive Control," Dover Publications, Inc, 2008.
- [6] S. B. Ozurk, O. Yang and H. A. Toliyat, "Power Factor Correction of Direct Torque Controlled Brushless DC Motor Drive," *IEEE Trans Ind. Appl.*, 2007, pp. 297-304.
- [7] S. B. Ozurk and H. A. Toliyat, "Direct Torque and Indirect Flux Control of Brushless DC Motor," *IEEE/ASME Trans. Mech.*, Vol. 16, No. 2, 2011, pp. 351-360.
- [8] H. P. Wang and Y. T. Liu, "Integrated Design of Speed-Sensorless and Adaptive Speed Controller for a Brushless DC Motor," *IEEE Trans. Power Elec.*, Vol. 21, No. 2, 2006, pp. 518-523.



นิตี แก้ววรรณศรี จบการศึกษาระดับปริญญาตรีจากสาขาเทคโนโลยีวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ม.เทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ในปี พ.ศ. 2551 ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับต่อระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ม.เกษตรศาสตร์ งานวิจัยที่สนใจ คือ อิเล็กทรอนิกส์กำลังและระบบฝังตัว



พิระยศ แสนโชน จบการศึกษาระดับปริญญาตรีจากภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ม.เกษตรศาสตร์ ในปี พ.ศ. 2538 ระดับปริญญาโท ทางด้าน Electrical Engineering จาก University of Michigan ในปี พ.ศ. 2540 ระดับปริญญาโทและเอก ทางด้าน System Science and Mathematics จาก Washington University ในปี พ.ศ. 2542 และ พ.ศ. 2544 ตามลำดับ ปัจจุบันรับราชการที่ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ม.เกษตรศาสตร์ สาขาที่เชี่ยวชาญ คือ สาขา Optimal Control และ Process Control

ประวัติการศึกษา และการทำงาน

ชื่อ –นามสกุล	นาย นิติ แก้ววรรณศรี
วัน เดือน ปี ที่เกิด	22 เดือนธันวาคม พ.ศ. 2528
สถานที่เกิด	อำเภอหนองแค จังหวัดสระบุรี
ประวัติการศึกษา	วศ.บ. (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ (พ.ศ. 2551)
ทุนการศึกษาที่ได้รับ	งานวิจัยนี้ได้รับทุนสนับสนุนจากสำนักกองทุนสนับสนุนการวิจัย ที่สนับสนุนทุนอุดหนุนวิจัยเลขที่ IUG5280005 และสถาบันวิจัยและพัฒนาแห่งมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ที่สนับสนุนทุนอุดหนุนวิจัยเลขที่ ว-ท(ด) 61.54